

# 高超声速变形飞行器自适应抗扰与抗饱和和最优控制

顾 鑫<sup>1</sup> 韦常柱<sup>1</sup> 刘 哲<sup>1</sup> 马鑫海<sup>1</sup> 黄 浩<sup>1</sup>

**摘 要** 针对高超声速变形飞行器在变形过程中面临的模型不确定性、强外部扰动及执行器饱和问题, 提出一种复合控制方法. 该方法集成预设时间扰动观测器、抗饱和辅助系统与自适应动态规划. 首先, 设计基于模糊系统的预设时间扰动观测器, 实现对集总扰动的快速精确估计与前馈补偿; 其次, 引入动态抗饱和辅助变量, 在控制量饱和后调整收敛轨迹从而减轻饱和, 并在饱和结束后引导系统收敛, 保障系统闭环稳定性; 进一步, 构建包含跟踪误差与控制能耗的综合代价函数, 采用自适应动态规划在线逼近最优控制律, 通过输入到状态稳定性理论证明闭环系统所有信号一致最终有界. 仿真结果表明, 所提控制方法在强扰动与执行器饱和条件下, 能实现姿态跟踪误差的预设时间收敛; 相比传统的抗扰控制与纯数据驱动方法, 具备更快的动态响应、更高的跟踪精度与更优的饱和抑制能力.

**关键词** 高超声速变形飞行器; 预设时间模糊扰动观测器; 抗饱和控制; 自适应动态规划

**引用格式** 顾鑫, 韦常柱, 刘哲, 马鑫海, 黄浩. 高超声速变形飞行器自适应抗扰与抗饱和和最优控制. 自动化学报, 2026, 52(8): 1721–1736

**DOI** 10.16383/j.aas.c260047 **CSTR** 32138.14.j.aas.c260047

## Hypersonic Morphing Vehicle Adaptive Disturbance Rejection and Anti-saturation Optimal Control

GU Xin<sup>1</sup> WEI Chang-Zhu<sup>1</sup> LIU Zhe<sup>1</sup> MA Xin-Hai<sup>1</sup> HUANG Hao<sup>1</sup>

**Abstract** This paper proposes a composite control method to solve the problems of model uncertainties, strong external disturbances, and actuator saturation faced by hypersonic morphing vehicles during morphing. The method integrates a prescribed-time disturbance observer, an anti-saturation auxiliary system, and adaptive dynamic programming. Firstly, a prescribed-time disturbance observer based on a fuzzy system is designed to achieve fast and accurate estimation of lumped disturbances and feedforward compensation; Secondly, dynamic anti-saturation auxiliary variables are introduced to adjust the convergence trajectory after control saturation, thereby mitigating saturation effects, and to guide the system to converge after saturation ends, ensuring the closed-loop stability of the system; Furthermore, a comprehensive cost function incorporating tracking error and control energy consumption is constructed. Adaptive dynamic programming is employed to approximate the optimal control law online, and the input-to-state stability theory is utilized to prove that all signals of the closed-loop system are uniformly ultimately bounded. Simulation results demonstrate that the proposed control method can achieve prescribed-time convergence of attitude tracking errors under strong disturbances and actuator saturation conditions. Compared with traditional disturbance rejection control and purely data-driven methods, it exhibits faster dynamic response, higher tracking accuracy, and superior saturation suppression capability.

**Keywords** hypersonic morphing vehicle; prescribed-time fuzzy disturbance observer; anti-saturation control; adaptive dynamic programming

**Citation** Gu Xin, Wei Chang-Zhu, Liu Zhe, Ma Xin-Hai, Huang Hao. Hypersonic morphing vehicle adaptive disturbance rejection and anti-saturation optimal control. *Acta Automatica Sinica*, 2026, 52(8): 1721–1736

高超声速变形飞行器通过飞行过程中自主改变机翼后掠角、展长等关键几何参数, 能够在宽速域、

多任务场景下实现气动性能的全局优化, 代表下一代高速飞行平台的重要发展方向<sup>[1]</sup>. 变形飞行器独特的性能优势是以极高的控制复杂度为代价. 变形过程本身会引发质量特性、气动参数的连续时变, 进而产生难以精确建模的强耦合附加力矩. 因此, 变形飞行器动力学模型呈现出高度的非线性和不确定性, 且飞行过程中存在外部扰动, 进一步加剧了系统的动态不确定性<sup>[2]</sup>. 模型不确定性与外部强扰动降低了控制稳定性与控制精度, 易导致执行机构

收稿日期 2026-01-20 录用日期 2026-03-04  
Manuscript received January 20, 2026; accepted March 4, 2026  
国家自然科学基金 (62373124) 资助  
Supported by National Natural Science Foundation of China (62373124)  
本文责任编辑 李繁斌  
Recommended by Associate Editor LI Fan-Biao  
1. 哈尔滨工业大学航天学院 哈尔滨 150001  
1. School of Astronautics, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001

饱和,难以发挥变形优势,因此需要能够有效适应此类不确定性和强扰动的控制策略<sup>[3]</sup>.

面对上述多动态强扰动,保障系统的稳定性与动态跟踪性能是控制设计的核心目标.为此,一系列具有强鲁棒性的先进控制方法被应用于高超声速变形飞行器领域.何晟<sup>[4]</sup>面向变展长高超声速飞行器,利用神经网络对未建模动态进行非线性逼近,结合反步控制思想,完成自适应控制器设计.马文凤<sup>[5]</sup>考虑变展长与变后掠高超声速飞行器强不确定性和变形带来的影响,采用自适应律对不确定项进行在线估计并设计鲁棒项进行补偿控制,得到基于动态面的鲁棒自适应控制器.为进一步量化收敛性能,具有明确时间上界的理论方法被引入.曹承钰等<sup>[6]</sup>面向折叠式高超声速飞行器,综合考虑变形引起的模型不确定性、外部干扰的影响,采用固定时间干扰观测器,利用新型固定时间预设性能函数并结合动态面控制技术设计预设性能控制器.Wen等<sup>[7]</sup>为提高姿态估计的精度与收敛速度,设计有限时间互补滤波器,可提高飞行器控制性能.Chen等<sup>[8]</sup>面向高超声速变展长飞行器,基于固定时间技术,结合带有模糊逻辑系统的扰动观测器,设计固定时间滑模控制器.近年来,预设时间控制因其收敛时间可预先设定且与系统初始状态无关的特性,成为控制领域的研究热点,并逐渐应用于飞行器姿态控制.Zhang等<sup>[9]</sup>针对高超声速变形飞行器,提出基于变形信息驱动事件触发的预设时间姿态控制策略,验证了预设时间方法在变形场景中的有效性.Song等<sup>[10]</sup>进一步研究非线性系统在内部不确定性和外部扰动下的自适应预定时间跟踪控制,实现跟踪误差在预设时间内收敛.

然而,变形飞行器的核心价值在于其能通过变形在不同飞行阶段寻求全局或局部的最优性能.但上述控制律设计通常基于 Lyapunov 稳定性理论构造,并未将变形飞行器的性能潜力作为一个优化目标,未能充分发挥其理论优势.为此,张豪等<sup>[11]</sup>针对高超声速飞行器处于变展长飞行阶段需要兼顾高性能控制和低资源消耗的问题,开发切换动态事件触发策略来降低执行机构动作频率,使用快速有限时间控制技术设计控制器.研究者也将最优控制理论与变形飞行器的控制结合.陈宇腾等<sup>[12]</sup>利用自适应动态面控制生成基础控制器,采用自适应动态规划(adaptive dynamic programming, ADP)进行补偿优化控制,实现误差的一致最终有界.Bao等<sup>[13]</sup>针对高超声速变后掠飞行器,提出基于数据驱动且有限时间模糊扰动观测器的 ADP 最优控制方法,利用神经网络重建动态模型以实现稳态控制.Li等<sup>[14]</sup>

面向变展长高超声速飞行器,采用滤波器实现扰动估计,设计基于 ADP 的控制器,仅使用单隐层评价网络来近似最优成本函数,提出基于权重误差驱动的有限时间自适应更新律.

值得注意的是,在强扰动作用下,为快速恢复姿态,控制器极易生成幅值过大的指令,从而触发执行器饱和,由于高超声速变形飞行器变形过程具有更强的不确定性,因此更容易引发执行器饱和问题,但上述方法并未将饱和因素考虑到控制器设计中,使得若发生执行器饱和将严重降低控制性能,甚至诱发系统失稳.为此,Luo等<sup>[15]</sup>面向高超声速飞行器,同时处理执行器饱和、模型不确定性、外部干扰和耦合效应,设计反步控制器,通过预设性能方法实现可预设瞬态性能与稳态精度,并且在饱和时放宽约束,防止控制失效.Zhang等<sup>[16]</sup>面向高超声速飞行器,利用神经网络估计系统不确定性,将抗饱和辅助系统嵌入反步法框架,形成补偿后的跟踪误差,通过抗饱和和变量引导控制系统收敛.韦常柱等<sup>[17]</sup>面向具有折叠翼和伸缩翼的高超声速飞行器,针对受输入饱和、参数不确定性和变形附加扰动等条件影响下的控制问题,结合自适应扰动估计律和抗饱和补偿器,将抗饱和辅助嵌入误差系统,设计自适应固定时间控制器.

基于上述分析,本文旨在提出一种适应此类不确定性和强扰动的高超声速变形飞行器控制策略,以预设时间抗扰控制架构为基础,嵌入自适应动态规划方法,通过抗饱和辅助系统保证控制性能.本文的贡献如下:

1) 面向高超声速变形飞行器扰动的未知多动态特性,使用模糊系统进行快速集总扰动估计,同时基于模糊系统的观测器能准确获取飞行器角速度信息;为了在强扰动下精确输出控制量,将模糊系统与预设时间方法结合,实现基于模糊系统的扰动观测器在预设时间内收敛.

2) 为了充分发挥变形飞行器优势,针对跟踪误差和控制能耗设计综合代价函数,利用自适应动态规划算法;面向在线快速计算需求,仅使用单层评价网络辅助计算最优控制量;面向高超声速变形飞行器高动态环境,设计联合当前与历史数据的更新律,相比传统自适应动态规划算法具有更快的计算与收敛速度.

3) 在保持控制系统抗干扰能力与控制量最优性的同时,嵌入跟踪-补偿式抗饱和结构;构建动态辅助系统,允许执行器饱和并引导控制系统按照预设轨迹收敛,降低退出饱和后的振荡;结合预设性能方法,实现考虑执行器饱和和情况的系统稳定性

证明.

## 1 预备知识与飞行器模型

### 1.1 预备知识

本文中  $\mathbf{R}$  代表实数集合,  $\mathbf{R}^+$  代表正实数集合,  $\mathbf{R}^n$ 、 $\mathbf{R}^{n \times n}$  分别代表  $n$  维实向量空间和  $n \times n$  阶实矩阵空间,  $\text{sign}(\cdot)$  为符号函数.

对任意的  $a \in \mathbf{R}^+$ ,  $x_i \in \mathbf{R}$ , 定义函数  $\text{sig}^a(x_i) = |x_i|^a \text{sign}(x_i)$ . 对于向量  $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ , 定义函数  $\text{sig}^a(x) = [\text{sig}^a(x_1), \dots, \text{sig}^a(x_n)]^T$ ,  $\text{sign}^a(x) = [\text{sign}^a(x_1), \dots, \text{sign}^a(x_n)]^T$ .

考虑如下自治系统:

$$\dot{x} = f(x(t), \phi), \quad x(0) = x_0 \quad (1)$$

其中,  $x \in \mathbf{R}^n$  为状态变量,  $x(0) = x_0 \in \mathbf{R}^n$  为初值;  $\phi$  为自治系统调节参数;  $f: \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}^n$  为非线性函数. 设定系统解为  $\Phi(t, x_0)$ , 且平衡点为原点.

**引理 1.** 对于给定的系统,  $\dot{x} = f(x(t))$ ,  $x(0) = x_0 \in \mathbf{R}^n$ , 其中  $f$  是在  $\mathbf{R}^n$  上的连续非线性函数. 如果存在一个正定的 Lyapunov 函数  $V(x)$ , 满足<sup>[18]</sup>:

$$\dot{V}(x) \leq -\frac{\pi}{rT\sqrt{ab}} (aV^{1-\frac{r}{2}}(x) + bV^{1+\frac{r}{2}}(x)) \quad (2)$$

其中,  $0 < r < 1$ ;  $T > 0$ ;  $b > 0$ . 此时, 系统在预设时间内收敛至零,  $T$  代表预设时间, 即  $t \leq T$  内  $x$  收敛至零.

考虑非线性系统:

$$\dot{x} = f(x, w) \quad (3)$$

其中,  $w \in \mathbf{R}^n$  为扰动、未建模动态等有界输入.

**定义 1.** 若函数  $\alpha_f: [0, \infty) \rightarrow [0, \infty)$  连续、严格递增且  $\alpha_f(0) = 0$ , 则  $\alpha_f$  属于  $\mathcal{K}$  类, 记作  $\alpha_f \in \mathcal{K}$ ; 对于任意的  $s_f \in \mathbf{R}$ , 若  $\alpha_f$  还满足  $\lim_{s_f \rightarrow \infty} \alpha_f(s_f) = \infty$ , 则  $\alpha_f$  属于  $\mathcal{K}_\infty$  类, 记作  $\alpha_f \in \mathcal{K}_\infty$ .

**定义 2.** 若函数  $\beta_f: [0, \infty) \times [0, \infty) \rightarrow [0, \infty)$  对每个固定的  $t \geq 0$ ,  $\beta_f(\cdot, t) \in \mathcal{K}$ , 且对每个固定的  $s_f \geq 0$  递减并满足  $\lim_{t \rightarrow \infty} \beta_f(s_f, t) = 0$ , 则  $\beta_f$  属于  $\mathcal{KL}$  类, 记作  $\beta_f \in \mathcal{KL}$ .

**定义 3.** 系统 (3) 称为输入到状态稳定 (input-to-state stable, ISS), 若存在增益函数  $\beta_f \in \mathcal{KL}$  和  $\gamma_f \in \mathcal{K}$ , 使得对于任意初始状态  $x(0)$  和任意输入  $w(t)$ , 其解满足

$$|x(t)| \leq \beta_f(|x(0)|, t) + \gamma_f\left(\sup_{0 \leq \tau \leq t} |w(\tau)|\right) \quad (4)$$

**定义 4.** 一个连续可微函数  $V: \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}$  称为系统 (3) 的 ISS Lyapunov 函数, 若存在  $\mathcal{K}_\infty$  类函数  $\psi_1$ 、 $\psi_2$ 、 $\alpha_f$  和  $\mathcal{K}$  类函数  $\xi$ , 使得

$$\psi_1(|x|) \leq V(x) \leq \psi_2(|x|), \quad \forall x \in \mathbf{R}^n \quad (5)$$

且沿着系统轨迹的导数满足耗散不等式:

$$\nabla V(x)f(x, w) \leq -\alpha_f(V(x)) + \xi(|w|), \quad \forall x, w \in \mathbf{R}^n \quad (6)$$

若存在这样的  $V$ , 则系统 (3) 是 ISS 的<sup>[19]</sup>.

### 1.2 高超声速变形飞行器模型

本文研究强扰动环境下具有执行机构饱和约束的高超声速变形飞行器, 如图 1 所示. 飞行器主体由可变角度头锥、本体、翼面与后方的方向舵、升降舵组成. 本文研究的飞行器通过舵面可以实现俯仰、偏航和滚转操纵, 具有全驱操纵能力. 变形飞行器通过头锥可以实现升阻比调整, 以适应更多的飞行任务, 获得更优的飞行剖面, 但是变形会影响舵面操纵能力, 进而影响控制系统性能, 尤其是变形过程中和变形后一段时间的飞行性能. 本文研究的姿态控制器, 能在强扰动和舵面、头锥角度调节机构等执行器饱和条件下, 保证变形前后及变形过程中的控制性能.

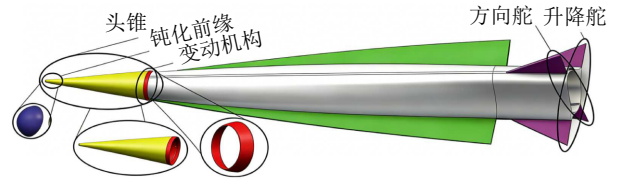


图 1 变形飞行器示意图

Fig. 1 Schematic diagram of a morphing vehicle

对于高超声速变形飞行器的控制能力满足如下的约束关系:

$$\text{sat}(u_i(t)) = \begin{cases} u_{\max}, & u_i(t) > u_{\max} \\ u_i(t), & |u_i(t)| \leq u_{\max} \\ -u_{\max}, & u_i(t) < -u_{\max} \end{cases} \quad (7)$$

其中,  $u_{\max}$  为飞行器的控制能力上限;  $\text{sat}(\cdot)$  为饱和函数;  $u_i$  为控制量  $u$  的第  $i$  个分量,  $i = 1, 2, 3$ .

进一步, 定义实际控制输入  $u(t)$  与约束的差值关系如下所示:

$$\Delta u(t) = u_{\text{sat}}(t) - u(t) \quad (8)$$

其中,  $u_{\text{sat}}(t) = [\text{sat}(u_1(t)) \quad \text{sat}(u_2(t)) \quad \text{sat}(u_3(t))]^T$ .

变形飞行器姿态跟踪控制系统为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = F + Bu_{\text{sat}} + D \end{cases} \quad (9)$$

其中,  $x_1 \in \mathbf{R}^3$  为姿态角跟踪误差;  $x_2 = \dot{x}_1 \in \mathbf{R}^3$  为姿态角速度跟踪误差;  $F \in \mathbf{R}^3$ 、 $B \in \mathbf{R}^{3 \times 3}$  为已知函

数与增益矩阵;  $D \in \mathbf{R}^3$  为包含模型不确定性和外部扰动的集总扰动.

控制目标为设计预定义时间观测器与抗饱和控制器, 使系统在存在扰动和执行器饱和的情况下, 跟踪误差快速收敛到零.

**假设 1.** 飞行器姿态控制系统 (9) 中的集总扰动  $D \in \mathbf{R}^3$  是有界的, 即存在未知正常数  $D_m > 0$ , 使得  $\|D\| \leq D_m$ . 该假设是扰动观测器设计的必要条件, 确保了估计问题的可解性.

## 2 高超声速变形飞行器控制器设计

本文控制方法主要包括四个模块: 基于模糊系统的预设时间扰动观测器、预设时间抗饱和辅助系统、预设性能滑模控制律、基于 ADP 的补偿控制律, 如图 2 所示. 基于模糊系统的预设时间扰动观测器用于准确估计角速度与集总扰动; 预设时间抗饱和辅助系统改善系统退出饱和状态后的收敛特性; 预设性能滑模控制律接收以上两个模块的输出, 提供基础控制律; 基于 ADP 的补偿控制律对原本控制律进行补偿, 保证控制量的最优性.

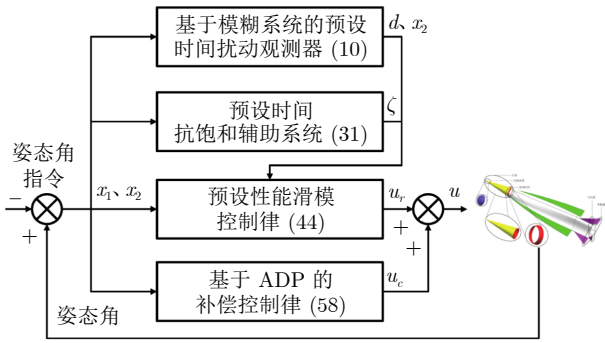


图 2 控制器示意图

Fig.2 Schematic diagram of the controller

### 2.1 基于模糊系统的预设时间扰动观测器

本节设计基于模糊系统的预设时间扰动观测器, 同时观测角速度与集总扰动. 其中模糊系统可以快速准确地估计飞行过程中的集总扰动, 包括模型不确定性和外部扰动, 从而增强系统鲁棒性.

高超声速变形飞行器在变形过程中产生的扰动具有典型的多动态特征, 主要体现在变形导致飞行器质量分布、转动惯量、气动焦点位置连续变化, 变形引发的复杂气动干扰难以精确建模, 以及飞行过程中始终存在的大气紊流、风切变等, 与变形引起的内部扰动相互耦合. 本文设计的预设时间模糊扰动观测器通过以下机制实现对多动态扰动的估计补偿: 首先, 采用模糊系统对集总扰动进行逼近, 模糊基函数通过隶属度函数构建, 无需建立精确数学模

型, 模糊系统可通过在线学习捕捉其动态特性, 对于不同变形阶段的气动参数变化, 模糊规则库通过输入的实时信息自动调整激活区域, 实现自适应匹配; 其次, 应对变形过程中的快速时变扰动, 本文引入预设时间收敛机制, 收敛上界可预先设定, 便于工程整定; 最后, 参数自适应律保障动态跟踪能力, 驱动参数向减小观测误差的方向更新, 确保对时变扰动的实时跟踪能力, 同时添加阻尼项, 防止参数漂移, 保证学习过程的稳定性.

预设时间观测器:

$$\dot{Z} = F + Bu + d + k_1 e_z + k_2 e_z^{r_2} + \frac{\pi}{2r_1 T_d} (1 + \|e_z\|^{2r_1}) \frac{e_z}{\|e_z\|^{r_1}} \quad (10)$$

其中,  $k_1 > \frac{1}{2}$ ;  $k_2 > 0$ ;  $0 < r_1 < 1$ ;  $r_2$  是正奇数;  $Z$  是  $x_2$  的估计;  $e_z = [e_{z1}, e_{z2}, e_{z3}]^T = x_2 - Z$ ;  $d$  是集总扰动  $D$  的估计;  $T_d$  是预设时间.

扰动观测器对  $x_2$  估计误差的导数为:

$$\dot{e}_z = \dot{x}_2 - \dot{Z} = D - d - k_1 e_z - k_2 e_z^{r_2} - \frac{\pi}{2r_1 T_d} (1 + \|e_z\|^{2r_1}) \frac{e_z}{\|e_z\|^{r_1}} \quad (11)$$

利用模糊系统估计集总扰动:

$$d = \eta^T \varphi(e_z) \quad (12)$$

其中,  $\eta = [\eta_1, \eta_2, \eta_3] \in \mathbf{R}^{m \times 3}$  是可调参数矩阵,  $\eta_i \in \mathbf{R}^m$  是可调参数向量,  $m$  是模糊隶属函数类型数量;  $\varphi(e_z) = [\varphi_1(e_z), \varphi_2(e_z), \dots, \varphi_m(e_z)]^T$ ,  $\varphi_i(e_z)$  是模糊系统基函数,  $i = 1, \dots, m$ .

模糊系统的万能逼近性质保证, 对于任意连续函数, 存在理想参数向量使得<sup>[20]</sup>

$$D = \eta^{*T} \varphi(e_z) + \varepsilon \quad (13)$$

其中,  $\eta^*$  是  $\eta$  的理想值;  $\|\eta_i^*\|_F \leq \sqrt{3}$ ,  $i = 1, 2, 3$ ;  $\|\varepsilon\| \leq \bar{\varepsilon}$ ,  $\varepsilon = \text{diag}\{\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3\}$ ,  $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3$  是估计误差,  $\bar{\varepsilon} > 0$ .

对于输入  $e_{zi} \in [-L, L]$ ,  $L > 0$ , 取隶属度函数:

$$\mu_{ij}(e_{zi}) = \exp \left[ -\frac{(e_{zi} - c_{ij})^2}{2\sigma_{ij}^2} \right] \quad (14)$$

其中,  $c_{ij} = -L + (j-1)L/2$  是均匀分布的中心点;  $\sigma_{ij} = \frac{L}{4}$ ;  $j = 1, \dots, m$ .

模糊系统参数自适应律:

$$\dot{\eta} = \Gamma [\varphi(e_z) \circ e_z^T - \kappa \eta] \quad (15)$$

其中,  $\Gamma = \text{diag}\{\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3\}$  是正定对角增益矩阵,  $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3 > 0$ ; “ $\circ$ ”表示 Hadamard 积;  $\kappa > 0$  是正常数.

**定理 1.** 对于变形飞行器 (9), 利用扰动观测器

(10) 和模糊系统参数自适应律 (15), 预设时间模糊扰动观测器获取的状态  $e_z$  和扰动估计误差  $\tilde{d}$  将在预设时间内准确收敛到零.

**证明.** 定义 Lyapunov 函数:

$$V_1 = \frac{1}{2}e_z^T e_z + \frac{1}{2}\text{tr}(\tilde{\eta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\eta}) \quad (16)$$

其中,  $\tilde{\eta} = \eta - \eta^*$ .

对  $V_1$  求导:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_z^T \dot{e}_z - \text{tr}(\tilde{\eta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\eta}}) = \\ &e_z^T \left[ \tilde{\eta}^T \varphi(e_z) + \varepsilon - k_1 e_z - k_2 e_z^{r_2} - \right. \\ &\left. \frac{\pi}{2r_1 T_d} (1 + \|e_z\|^{2r_1}) \frac{e_z}{\|e_z\|^{r_1}} \right] + \\ &\text{tr} [-\tilde{\eta}^T \varphi(e_z) e_z^T + \kappa \tilde{\eta}^T \eta] \end{aligned} \quad (17)$$

依据迹的性质, 有:

$$e_z^T \tilde{\eta}^T \varphi(e_z) = \text{tr}(\tilde{\eta}^T \varphi(e_z) e_z^T) \quad (18)$$

因此

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \sum_{i=1}^3 e_{zi} \varepsilon_i - k_1 \|e_z\|^2 - k_2 \sum_{i=1}^3 e_{zi} e_{zi}^{r_2} - \\ &\frac{\pi}{2r_1 T_d} (1 + \|e_z\|^{2r_1}) \|e_z\|^{2-r_1} + \kappa \sum_{i=1}^3 \tilde{\eta}_i^T \eta_i \end{aligned} \quad (19)$$

其中,  $k_2 \sum_{i=1}^3 e_{zi} e_{zi}^{r_2} \geq 0$ .

利用 Young 不等式:

$$e_{zi} \varepsilon_i \leq \frac{1}{2} e_{zi}^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_i^2 \quad (20)$$

所以

$$\sum_{i=1}^3 e_{zi} \varepsilon_i \leq \frac{1}{2} \|e_z\|^2 + \frac{1}{2} \|\varepsilon\|^2 \quad (21)$$

对于  $\tilde{\eta}_i^T \eta_i$ , 有:

$$\begin{aligned} \tilde{\eta}_i^T \eta_i &= \tilde{\eta}_i^T (\tilde{\eta}_i + \eta_i^*) = \\ &\tilde{\eta}_i^T \tilde{\eta}_i + \tilde{\eta}_i^T \eta_i^* \leq \\ &\frac{1}{2} \|\tilde{\eta}_i\|^2 + \frac{1}{2} \|\eta_i^*\|^2 \end{aligned} \quad (22)$$

因此

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &\leq \frac{1}{2} \|e_z\|^2 + \frac{1}{2} \|\varepsilon\|^2 - k_1 \|e_z\|^2 - \\ &\frac{\pi}{2r_1 T_d} (1 + \|e_z\|^{2r_1}) \|e_z\|^{2-r_1} + \\ &\kappa \sum_{i=1}^3 \left( \frac{1}{2} \|\tilde{\eta}_i\|^2 + \frac{1}{2} \|\eta_i^*\|^2 \right) \end{aligned} \quad (23)$$

使  $k_1$  满足  $\lambda = k_1 - \frac{1}{2} > 0$ , 则:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &\leq -\lambda \|e_z\|^2 - \\ &\frac{\pi}{2r_1 T_d} (1 + \|e_z\|^{2r_1}) \|e_z\|^{2-r_1} - \\ &\frac{\kappa}{2} \sum_{i=1}^3 \|\tilde{\eta}_i\|^2 + \frac{\kappa}{2} \sum_{i=1}^3 \|\eta_i^*\|^2 + \frac{1}{2} \|\varepsilon\|^2 \end{aligned} \quad (24)$$

由于第二项非正, 则有:

$$\dot{V}_1 \leq -\lambda \|e_z\|^2 - \frac{\kappa}{2} \sum_{i=1}^3 \|\tilde{\eta}_i\|^2 + w_1 \quad (25)$$

其中,  $w_1 = \frac{\kappa}{2} \sum_{i=1}^3 \|\eta_i^*\|^2 + \frac{1}{2} \|\varepsilon\|^2 \leq \frac{\kappa \eta^{*2}}{2} + \frac{\varepsilon^2}{2}$ .

进一步, 取  $\alpha = \min\{2\lambda, \min(\kappa \gamma_i)\}$ , 则:

$$\dot{V}_1 \leq -\alpha V_1 + w_1 \quad (26)$$

因此, 可得  $e_z$  和  $\tilde{\eta}$  最终一致有界, 进而  $\tilde{d} = \tilde{\eta}^T \varphi(e_z) + \varepsilon$  有界.

接下来进行预设时间收敛性证明, 设计 Lyapunov 函数:

$$V_2 = e_z^T e_z \quad (27)$$

基于  $\tilde{d}$  有界的结论, 通过选择  $k_2$  满足  $e_z^T (\tilde{d} - k_2 e_z^{r_2}) \leq 0$ , 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= 2e_z^T \dot{e}_z = \\ &2e_z^T \left[ \tilde{d} - k_1 e_z - k_2 e_z^{r_2} - \right. \\ &\left. \frac{\pi}{2r_1 T_d} (1 + \|e_z\|^{2r_1}) \frac{e_z}{\|e_z\|^{r_1}} \right] \leq \\ &-2k_1 \|e_z\|^2 - \frac{\pi}{r_1 T_d} (\|e_z\|^{2r_1} + \|e_z\|^{2-r_1}) \end{aligned} \quad (28)$$

由于  $\|e_z\|^{2r_1} \geq 0$ ,  $\|e_z\|^{2-r_1} \geq 0$ , 有:

$$\dot{V}_2 \leq -\frac{\pi}{r_1 T_d} \left( V_2^{r_1} + V_2^{1-\frac{r_1}{2}} \right) \quad (29)$$

根据引理 1, 误差  $e_z$  能够在预设时间  $T_d$  内收敛至零.

结合观测器方程, 当  $e_z$  收敛时:

$$\lim_{t \rightarrow T_d} e_z = 0 \Rightarrow \lim_{t \rightarrow T_d} \tilde{d} = 0 \quad (30)$$

□

本节所提预设时间模糊扰动观测器通过模糊系统的非线性逼近能力应对变形引发的复杂未建模动态, 通过预设时间收敛机制保证对时变扰动的快速跟踪, 通过参数自适应律实现动态环境下的实时调整, 并通过前馈补偿结构与抗饱和机制协同作用, 最终实现了对变形产生的多动态扰动的高精度估计与有效补偿.

## 2.2 预设时间抗饱和辅助系统

本节首先设计辅助变量以实现抗饱和, 然后设计存在饱和条件下的 Lyapunov 函数  $V_3$ , 用于控制器整体稳定性证明, 最后设计饱和和结束条件下的 Lyapunov 函数  $V_4$ , 证明辅助变量的预设时间收敛特性.

设计辅助变量  $\zeta \in \mathbf{R}^3$  及更新律, 引导控制器退出饱和状态, 保证在饱和状态下, 控制器仍然可控, 防止出现振荡或近似积分饱和状态. 辅助变量更新律:

$$\dot{\zeta} = B\Delta u - \frac{\pi}{2r_c T_c \sqrt{a_c b_c}} [a_c \text{sig}^{1+r_c}(\zeta) + b_c \text{sig}^{1-r_c}(\zeta)] \quad (31)$$

其中,  $0 < r_c < 1$  是常数;  $T_c$  是预设时间;  $a_c$ 、 $b_c$  是正常数;  $\text{sig}^{1+r_c}(\zeta) = \zeta^{1+r_c} \text{sign}(\zeta)$ .

存在饱和条件下, 设计 Lyapunov 函数:

$$V_3 = \frac{1}{2} \zeta^T \zeta \quad (32)$$

对  $V_3$  求导:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \zeta^T \dot{\zeta} = \zeta^T B\Delta u - \\ &\frac{\pi \zeta^T}{2r_c T_c \sqrt{a_c b_c}} [a_c \text{sig}^{1+r_c}(\zeta) + \\ &b_c \text{sig}^{1-r_c}(\zeta)] \end{aligned} \quad (33)$$

由 Young 不等式:

$$\zeta^T B\Delta u \leq \frac{1}{2} \|\zeta\|^2 + \frac{1}{2} \|B\Delta u\|^2 \quad (34)$$

设  $\|B\Delta u\| \leq \bar{\lambda}$  ( $\bar{\lambda} > 0$ ), 则:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &\leq \frac{1}{2} \|\zeta\|^2 + \frac{1}{2} \bar{\lambda}^2 - \\ &\frac{\pi}{2r_c T_c \sqrt{a_c b_c}} (a_c \|\zeta\|^{2+r_c} + b_c \|\zeta\|^{2-r_c}) \end{aligned} \quad (35)$$

存在饱和条件下, 辅助变量受到  $\Delta u$  影响, 经过预设时间收敛至有界范围内, 记  $\|\zeta\| \leq \bar{\zeta}$  ( $\bar{\zeta} > 0$ ).

为了描述饱和结束 ( $\Delta u = 0$ ) 后辅助系统状态, 设计 Lyapunov 函数:

$$V_4 = \zeta^T \zeta, \quad \Delta u = 0 \quad (36)$$

对  $V_4$  求导:

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 &= 2\zeta^T \dot{\zeta} = \\ &-\frac{2\pi}{2r_c T_c \sqrt{a_c b_c}} [a_c \text{sig}^{2+r_c}(\zeta) + \\ &b_c \text{sig}^{2-r_c}(\zeta)] \leq \\ &-\frac{\pi}{r_c T_c \sqrt{a_c b_c}} \left( a_c \|\zeta\|^{1+\frac{r_c}{2}} + b_c \|\zeta\|^{1-\frac{r_c}{2}} \right) \end{aligned} \quad (37)$$

利用引理 1, 可得  $\zeta$  将在预设时间收敛至零.

## 2.3 预设性能滑模控制律

考虑变换后的姿态跟踪误差系统, 定义预设性能函数为:

$$\lambda_i(t) = (\lambda_{i0} - \lambda_{i\infty}) e^{-\beta_i t} + \lambda_{i\infty}, \quad i = 1, 2, 3 \quad (38)$$

其中,  $\lambda_{i0} > 0$  为初始约束边界;  $\lambda_{i\infty} > 0$  为稳态约束边界;  $\beta_i > 0$  为收敛速度参数.

引入预设性能变换函数:

$$z_i(t) = \frac{1}{2} \ln \left( \frac{\lambda_i(t) + x_{1i}(t)}{\lambda_i(t) - x_{1i}(t)} \right), \quad i = 1, 2, 3 \quad (39)$$

变形飞行器姿态跟踪控制系统为:

$$\begin{cases} \dot{z} = H(x_2 + \dot{x}_1) \\ \dot{x}_2 = F + Bu_{\text{sat}} + D \end{cases} \quad (40)$$

其中,  $H = \text{diag}\{h_i | h_i = \frac{\partial z_i}{\partial x_{1i}} = 1/(\lambda_i^2 - x_{1i}^2), i = 1, 2, 3\}$ .

包含性能约束、抗饱和和辅助变量的滑模面:

$$s = cz + x_2 - \zeta \quad (41)$$

其中,  $c = \text{diag}\{c_1, c_2, c_3\}$ ,  $c_i$  是正常数,  $i = 1, 2, 3$ .

对  $s$  求一阶导:

$$\begin{aligned} \dot{s} &= cH(x_2 + \dot{x}_1) + F + Bu_{\text{sat}} + D - \dot{\zeta} = \\ &A + Bu + B\Delta u + D - \dot{\zeta} = \\ &A + Bu + D - \\ &\frac{\pi}{2r_c T_c \sqrt{a_c b_c}} [a_c \text{sig}^{1+r_c}(\zeta) + b_c \text{sig}^{1-r_c}(\zeta)] \end{aligned} \quad (42)$$

其中,  $A = cH(x_2 + \dot{x}_1) + F$ .

控制律采用如下形式:

$$u = u_r + u_c \quad (43)$$

其中,  $u_r$  是本节设计的鲁棒控制项;  $u_c$  是后续依据最优控制理论设计的补偿项.

鲁棒控制项设计为:

$$u_r = -B^{-1} [A + d + K_s \text{sig}^{\alpha_0}(s)] \quad (44)$$

其中,  $K_s \in \mathbf{R}^{3 \times 3}$  是一个正实数对角矩阵;  $0 < \alpha_0 < 1$  是常数.

## 2.4 基于 ADP 的补偿控制律

为了以较小的控制量实现较高的控制精度, 实现控制量与跟踪误差的权衡, 引入 critic-only 自适应动态规划方法, 在线逼近性能指标函数并求解 Hamilton-Jacobi-Bellman (HJB) 方程, 获取最优补偿力矩.

将式 (43)、(44) 代入式 (42) 得到经过扰动补偿和抗饱和补偿后的系统动态:

$$\dot{s} = A' + Bu_c + \tilde{d} \quad (45)$$

其中,  $A' = -A - K_s \text{sig}^{\alpha_0}(s)$ .

设计考虑执行器饱和的非二次型代价函数:

$$\mathcal{W}(u_c) = \sum_{i=1}^3 2\bar{u}_i^2 R_i \int_0^{\frac{u_{c,i}}{\bar{u}_i}} \text{arctanh}(v) dv \quad (46)$$

其中,  $\bar{u}_i > 0$  是  $u_c$  第  $i$  个分量  $u_{c,i}$  的下界;  $R_i > 0$ .

为保障  $u_c$  能够实现控制量与跟踪误差的权衡, 定义代价函数:

$$r(s, u_c) = s^T Q s + \mathcal{W}(u_c) \quad (47)$$

其中,  $Q \in \mathbf{R}^{3 \times 3}$  为正实数对角矩阵, 用于惩罚状态偏差.

状态权重矩阵  $Q = \text{diag}\{5, 5, 5\}$  决定了系统对跟踪误差的重视程度.  $Q$  越大, 相同的跟踪误差  $s$  将产生越大的代价, 从而驱动控制器以更积极的方式减小误差, 但代价是可能产生越大的控制量. 反之,  $Q$  较小时, 系统允许存在一定的跟踪误差以换取更平缓的控制动作. 定义性能指标函数:

$$J(s) = \int_t^\infty e^{-\gamma(\tau-t)} r(s, u_c) d\tau = \int_t^\infty e^{-\gamma(\tau-t)} [s^T Q s + \mathcal{W}(u_c)] d\tau \quad (48)$$

其中,  $\gamma > 0$  为折扣因子.

最优值函数:

$$J^*(s, u_c^*) = \min_{u_c} \int_t^\infty r(s, u_c) d\tau \quad (49)$$

最优值函数满足 HJB 方程:

$$s^T Q s + \mathcal{W}(u_c^*) - \gamma J^*(s) + \nabla J^{*T}(s) [A' + Bu_c^* + \tilde{d}] = 0 \quad (50)$$

其中,  $\nabla J^* = \frac{\partial J^*}{\partial s}$ .

最优补偿控制律  $u_c^*$  满足:

$$u_c^* = \arg \min_{u_c} \left\{ s^T Q s + \mathcal{W}(u_c) - \gamma J^*(s) + \nabla J^{*T}(s) [A' + Bu_c + \tilde{d}] \right\} \quad (51)$$

根据一阶最优性条件:

$$\frac{\partial}{\partial u_c} \left\{ s^T Q s + \mathcal{W}(u_c) - \gamma J^*(s) + \nabla J^{*T}(s) [A' + Bu_c + \tilde{d}] \right\} = 0 \quad (52)$$

计算控制代价函数的梯度:

$$\frac{\partial \mathcal{W}}{\partial u_c} = 2\bar{U} R \times \text{arctanh}(\bar{U}^{-1} u_c) \quad (53)$$

其中,  $\bar{U} = \text{diag}\{\bar{u}_1, \bar{u}_2, \bar{u}_3\}$ ;  $R = \text{diag}\{R_1, R_2, R_3\}$ .

将式 (53) 代入式 (52) 得:

$$2\bar{U} R \times \text{arctanh}(\bar{U}^{-1} u_c^*) + B^T \nabla J^*(s) = 0 \quad (54)$$

最优控制律:

$$u_c^* = -\bar{U} \tanh \left( \frac{1}{2} R^{-1} \bar{U}^{-1} B^T \nabla J^*(s) \right) \quad (55)$$

使用 critic 神经网络估计最优值函数:

$$J^*(s) = W_c^{*T} \phi(s) + \varepsilon_c(s) \quad (56)$$

其中,  $W_c^* \in \mathbf{R}^3$  为理想权重;  $\phi(s) \in \mathbf{R}^3$  为激活函数;  $\varepsilon_c(s)$  为逼近误差.

则有:

$$J(s) = \hat{W}_c^T \phi(s) \quad (57)$$

其中,  $\hat{W}_c$  为神经网络权重  $W_c^*$  的估计值.

最优控制律近似为:

$$u_c = -\bar{U} \tanh \left( \frac{1}{2} R^{-1} \bar{U}^{-1} B^T \nabla \phi^T(s) \hat{W}_c \right) \quad (58)$$

定义网络权重矩阵估计误差:

$$\tilde{W}_c = W_c^* - \hat{W}_c \quad (59)$$

依据式 (54) 定义精确 Bellman 误差:

$$\delta(s) = s^T Q s + \mathcal{W}(u_c) - \gamma J(s) + \nabla J^T(s) \dot{s} \quad (60)$$

将式 (56) 代入式 (60):

$$\begin{aligned} \delta(s) = & s^T Q s + \mathcal{W}(u_c) - \\ & \gamma [W_c^{*T} \phi(s) + \varepsilon_c(s)] + \\ & [\nabla \phi^T(s) W_c^* + \nabla \varepsilon_c^T(s)] \dot{s} \end{aligned} \quad (61)$$

整理得:

$$\begin{aligned} \delta(s) = & s^T Q s + \mathcal{W}(u_c) + \\ & W_c^{*T} [\nabla \phi(s) \dot{s} - \gamma \phi(s)] + \\ & \nabla \varepsilon_c^T(s) \dot{s} - \gamma \varepsilon_c(s) \end{aligned} \quad (62)$$

定义向量:

$$\sigma(s) = \nabla \phi(s) \dot{s} - \gamma \phi(s) \quad (63)$$

定义标量误差:

$$\varepsilon_H(s) = \nabla \varepsilon_c^T(s) \dot{s} - \gamma \varepsilon_c(s) \quad (64)$$

则 Bellman 误差简化为:

$$\delta(s) = s^T Q s + \mathcal{W}(u_c) + W_c^{*T} \sigma(s) + \varepsilon_H(s) \quad (65)$$

构建经验回放缓冲区:

$$\mathcal{Y} = \{(s_p, u_{cp}, u_{rp}, d_p, \zeta_p)\}_{p=1}^M \quad (66)$$

其中,  $s_p$ 、 $u_{cp}$ 、 $u_{rp}$ 、 $d_p$ 、 $\zeta_p$  是经验回放缓冲区记录的  $s$ 、 $u_c$ 、 $u_r$ 、 $d$ 、 $\zeta$ ;  $M > 0$  是缓冲区数据量.

设计基于经验回放的权重更新律:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{W}}_c = & -\alpha_{c1} l_c(\hat{W}_c) \hat{W}_c - \\ & \alpha_{c2} \left[ \frac{\sigma(s) \delta(s)}{1 + \sigma^T(s) \sigma(s)} + \right. \\ & \left. \sum_{p=1}^M \frac{\sigma(s_p) \delta(s_p)}{1 + \sigma^T(s_p) \sigma(s_p)} \right] \end{aligned} \quad (67)$$

其中,  $\alpha_{c1} > 0$  是权重衰减系数;  $\alpha_{c2} > 0$  是权重学习率;  $l_c(\hat{W}_c) = \tanh(\|\hat{W}_c\|^2/l_{cc})$ ,  $l_{cc}$  为正常数.

当  $\|\hat{W}_c\|$  较小时, 阻尼项  $l_c(\hat{W}_c)$  趋于 0 使得神经网络能够准确捕捉系统动态; 在权重趋于发散的风险区域,  $l_c(\hat{W}_c)$  迅速增大, 严格保证权重的有界性.

## 2.5 高超声速变形飞行器控制器稳定性证明

本节基于输入到状态稳定性 (ISS) 理论, 对提出的高超声速变形飞行器控制系统进行严格稳定性分析. 本文采用子系统分解与 ISS 小增益定理相结合的方法, 将整个闭环系统分解为三个相互关联的子系统, 即预设时间扰动观测器误差系统  $\Sigma_1$ 、抗饱和和辅助系统  $\Sigma_2$ 、跟踪误差系统  $\Sigma_3$ , 分别证明其 ISS 属性, 进而通过互联系统的增益条件推导整体稳定性.

**定理 2.** 对于高超声速变形飞行器 (9), 若采用式 (10) 的观测器, 式 (15) 的模糊系统参数自适应律, 式 (31) 的抗饱和和辅助变量更新律, 式 (43)、(44) 和 (58) 的控制律, 式 (67) 的神经网络权重更新律, 则滑模变量  $s$ , 辅助系统状态  $\zeta$ , 评价网络权重估计残差  $\tilde{W}_c$  以及跟踪误差  $x_1$  是一致最终有界的.

**证明.** 考虑三个子系统的 Lyapunov 函数:

$$\begin{cases} V_{\Sigma_1} = V_1 \\ V_{\Sigma_2} = V_3 \\ V_{\Sigma_3} = V_5 + V_6 + V_7 \end{cases} \quad (68)$$

其中,  $V_1$  考虑观测器误差;  $V_3$  考虑抗饱和和辅助;  $V_5 = \frac{1}{2} s^T s$  考虑滑模面;  $V_6 = \frac{1}{2} \tilde{W}_c^T \tilde{W}_c$  考虑神经网络权重误差;  $V_7 = \frac{1}{2} z^T z$  考虑预设性能变换量误差.

进行预设时间扰动观测器误差系统  $\Sigma_1$  的 ISS 分析. 由式 (19)、(27) 和 (28) 得,  $\Sigma_1$  的 Lyapunov 函数导数满足:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{\Sigma_1} \leq & -\lambda \|e_z\|^2 - \frac{\pi}{2r_1 T_d} (1 + \|e_z\|^{2r_1}) \|e_z\|^{2-r_1} - \\ & \frac{\kappa}{2} \sum_{i=1}^3 \|\tilde{\eta}_i\|^2 + w_1 \end{aligned} \quad (69)$$

定义  $\Sigma_1$  的状态向量  $X_1 = [e_z^T, \tilde{\eta}^T]^T \in \mathbf{R}^{3+3m}$ ,

其范数为:

$$\|X_1\| = \sqrt{\|e_z\|^2 + \|\tilde{\eta}\|^2} \quad (70)$$

由 Lyapunov 函数的定义可得:

$$c_{1a} \|X_1\|^2 \leq V_{\Sigma_1} \leq c_{1b} \|X_1\|^2 \quad (71)$$

其中,  $c_{1a} = \frac{1}{2} \min\{1, \lambda_{\min}(\Gamma^{-1})\}$ ,  $\lambda_{\min}(\Gamma^{-1})$  表示  $\Gamma^{-1}$  的最小特征值;  $c_{1b} = \frac{1}{2} \max\{1, \lambda_{\max}(\Gamma^{-1})\}$ ,  $\lambda_{\max}(\Gamma^{-1})$  表示  $\Gamma^{-1}$  的最大特征值.

由式 (69) 进一步可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{\Sigma_1} \leq & -\lambda \|e_z\|^2 - \frac{\kappa}{2} \|\tilde{\eta}\|^2 + w_1 \leq \\ & -\min\left\{\lambda, \frac{\kappa}{2}\right\} \|X_1\|^2 + w_1 \end{aligned} \quad (72)$$

令  $\alpha_{1x} = \min\{\lambda, \frac{\kappa}{2}\} > 0$ , 则有:

$$\dot{V}_{\Sigma_1} \leq -\alpha_{1x} \|X_1\|^2 + w_1 \leq -\frac{\alpha_{1x}}{c_{1b}} V_{\Sigma_1} + w_1 \quad (73)$$

定义  $\alpha_1 = \alpha_{1x}/c_{1b} > 0$ ,  $\bar{w}_1 = (\kappa\eta^{*2} + \bar{\varepsilon}^2)/2$ , 则:

$$\dot{V}_{\Sigma_1} \leq -\alpha_1 V_{\Sigma_1} + \bar{w}_1 (\|D\|_{\infty}) \quad (74)$$

其中,  $\bar{w}_1(\cdot)$  是  $\mathcal{K}$  类函数.

应用比较原理, 存在  $\beta_1 \in \mathcal{KL}$  使得:

$$V_{\Sigma_1}(t) \leq \beta_1(V_{\Sigma_1}(0), t) + \frac{\bar{w}_1(\|D\|_{\infty})}{\alpha_1} \quad (75)$$

从而有:

$$\begin{aligned} \|X_1(t)\| \leq & \sqrt{\frac{1}{c_{1a}} V_{\Sigma_1}(t)} \leq \\ & \sqrt{\frac{1}{c_{1a}} \beta_1(V_{\Sigma_1}(0), t) +} \\ & \sqrt{\frac{1}{c_{1a}} \frac{\bar{w}_1(\|D\|_{\infty})}{\alpha_1}} \end{aligned} \quad (76)$$

定义

$$\hat{\beta}_1(\|X_1(0)\|, t) = \sqrt{\frac{1}{c_{1a}} \beta_1(c_{1b} \|X_1(0)\|^2, t)} \quad (77)$$

$$\gamma_1(s) = \sqrt{\frac{\bar{w}_1(s)}{c_{1a} \alpha_1}} \quad (78)$$

则得到 ISS 不等式:

$$\|X_1(t)\| \leq \hat{\beta}_1(\|X_1(0)\|, t) + \gamma_1(\|D\|_{\infty}) \quad (79)$$

因此, 系统  $\Sigma_1$  是 ISS 的, 增益函数为  $\gamma_1 \in \mathcal{K}$ .

进行抗饱和和辅助系统  $\Sigma_2$  的 ISS 分析. 由式 (38) 得, 抗饱和和辅助系统  $\Sigma_2$  的 Lyapunov 函数导数满足:

$$\dot{V}_{\Sigma_2} \leq -\frac{\pi}{2r_c T_c \sqrt{a_c b_c}} (a_c \|\zeta\|^{2+r_c} + b_c \|\zeta\|^{2-r_c}) + w_2 \quad (80)$$

其中,  $w_2 = \frac{1}{2}\|\zeta\|^2 + \frac{1}{2}\bar{\lambda}^2$ ,  $\bar{\lambda} = \sup \|B\Delta u\|$ ,  $\sup \|B\Delta u\|$  表示  $\|B\Delta u\|$  的上界.

考虑函数  $f(V_{\Sigma_2}) = a_c(2V_{\Sigma_2})^{1+\frac{r_c}{2}} + b_c(2V_{\Sigma_2})^{1-\frac{r_c}{2}}$ . 由于当  $V_{\Sigma_2} \rightarrow 0$  和  $V_{\Sigma_2} \rightarrow \infty$  时,  $f(V_{\Sigma_2})/V_{\Sigma_2} \rightarrow \infty$ , 因此存在常数  $\mu > 0$  使得:

$$f(V_{\Sigma_2}) \geq \mu V_{\Sigma_2}, \quad \forall V_{\Sigma_2} \geq 0 \quad (81)$$

实际上可以取  $\mu = \min_{V_{\Sigma_2} \geq 0} \frac{f(V_{\Sigma_2})}{V_{\Sigma_2}}$ . 通过计算可得:

$$\mu = \sqrt{a_c b_c} \quad (82)$$

因此, 当  $a_c b_c > 1$  时, 有  $\mu > 1$ , 从而:

$$\dot{V}_{\Sigma_2} \leq -\frac{\pi\mu}{2r_c T_c \sqrt{a_c b_c}} V_{\Sigma_2} + w_2 \quad (83)$$

定义  $\alpha_2 = \pi\mu/(2r_c T_c \sqrt{a_c b_c}) > 0$ , 则:

$$\dot{V}_{\Sigma_2} \leq -\alpha_2 V_{\Sigma_2} + \frac{1}{2}\bar{\lambda}^2 + \frac{1}{2}\|\zeta\|^2 \quad (84)$$

注意到  $\|\zeta\|^2 = 2V_{\Sigma_2}$ , 因此:

$$\dot{V}_{\Sigma_2} \leq -(\alpha_2 - 1)V_{\Sigma_2} + \frac{1}{2}\bar{\lambda}^2 \quad (85)$$

选择设计参数使得  $\alpha_2 > 1$ , 则系统  $\Sigma_2$  的 Lyapunov 函数满足:

$$\dot{V}_{\Sigma_2} \leq -\alpha'_2 V_{\Sigma_2} + \bar{\omega}_2 (\|\Delta u\|_\infty) \quad (86)$$

其中,  $\alpha'_2 = \alpha_2 - 1 > 0$ ;  $\bar{\omega}_2(s) = \frac{1}{2}s^2$ .

由 ISS Lyapunov 函数定义, 系统  $\Sigma_2$  是 ISS 的, 增益函数为:

$$\gamma_2(s) = \sqrt{\frac{\bar{\omega}_2(s)}{c_{2a}\alpha'_2}} \quad (87)$$

其中,  $c_{2a} = \frac{1}{2}$  是  $V_{\Sigma_2}$  的下界系数.

进行跟踪误差系统  $\Sigma_3$  的 ISS 分析. 考虑跟踪误差系统  $\Sigma_3$ , 包含滑模面、神经网络权重误差和预设性能变换量误差三个部分.

由式 (49) 关于  $s$  的 Lyapunov 函数  $V_5$  导数:

$$\dot{V}_5 = s^T \dot{s} = s^T [A' + Bu_c + \tilde{d}] \quad (88)$$

存在常数  $k_s > 0$ , 使得  $s^T A' \leq -k_s \|s\|^{1+\alpha_0}$ . 同时, 利用 Young 不等式:

$$s^T Bu_c \leq \frac{\delta_{s1}}{2} \|s\|^2 + \frac{\|B\|^2}{2\delta_{s1}} \|u_c\|^2 \quad (89)$$

其中,  $\delta_{s1}$  是正常数.

同理

$$s^T \tilde{d} \leq \frac{\delta_{s2}}{2} \|s\|^2 + \frac{1}{2\delta_{s2}} \|\tilde{d}\|^2 \quad (90)$$

其中,  $\delta_{s2}$  是正常数.

因此

$$\dot{V}_5 \leq -k_s \|s\|^{1+\alpha_0} + \frac{\delta_{s1} + \delta_{s2}}{2} \|s\|^2 + \frac{\|B\|^2}{2\delta_{s1}} \|u_c\|^2 + \frac{1}{2\delta_{s2}} \|\tilde{d}\|^2 \quad (91)$$

由于  $\|s\|^{1+\alpha_0} \geq \|s\|^2$ , 当  $\|s\| \leq 1$  时, 存在  $\alpha_s > 0$  使得:

$$\dot{V}_5 \leq -\alpha_s \|s\|^2 + \frac{\|B\|^2}{2\delta_{s1}} \|u_c\|^2 + \frac{1}{2\delta_{s2}} \|\tilde{d}\|^2 \quad (92)$$

注意到控制量  $u_c$  是状态和神经网络参数的函数, 存在正常数  $c_{u1}$ 、 $c_{u2}$ 、 $c_{u3} > 0$  使得:

$$\|u_c\| \leq c_{u1} \|s\| + c_{u2} \|\tilde{W}_c\| + c_{u3} \quad (93)$$

则

$$\|u_c\|^2 \leq 3c_{u1}^2 \|s\|^2 + 3c_{u2}^2 \|\tilde{W}_c\|^2 + 3c_{u3}^2 \quad (94)$$

代入式 (92), 整理得:

$$\dot{V}_5 \leq -\alpha'_s \|s\|^2 + \frac{3\|B\|^2 c_{u2}^2}{2\delta_{s1}} \|\tilde{W}_c\|^2 + \frac{1}{2\delta_{s2}} \|\tilde{d}\|^2 + c'_s \quad (95)$$

其中,  $\alpha'_s = \alpha_s - 3\|B\|^2 c_{u1}^2 / (2\delta_{s1}) > 0$ ;  $c'_s = 3\|B\|^2 \times c_{u3}^2 / (2\delta_{s1})$ .

自适应动态规划部分 Lyapunov 函数  $V_6$  的导数

$$\dot{V}_6 = -\alpha_{c1} l_c (\hat{W}_c) \|\tilde{W}_c\|^2 + \alpha_{c1} l_c (\hat{W}_c) \tilde{W}_c^T W_c^* - \alpha_{c2} \tilde{W}_c^T \Phi \tilde{W}_c + \alpha_{c2} \tilde{W}_c^T \Xi \quad (96)$$

其中,  $\Phi$  是经验矩阵;  $\Xi$  是扰动项.

假设经验回放缓冲区数据足够丰富, 满足持续激励条件, 则存在  $\rho_\Phi > 0$  使得:

$$\tilde{W}_c^T \Phi \tilde{W}_c \geq \rho_\Phi \|\tilde{W}_c\|^2 \quad (97)$$

同时由于  $W_c^*$  有界和逼近误差有界, 存在  $\rho_\Xi > 0$  使得:

$$\|\Xi\| \leq \rho_\Xi \quad (98)$$

应用 Cauchy-Schwarz 不等式:

$$\tilde{W}_c^T \Xi \leq \|\tilde{W}_c\| \|\Xi\| \leq \rho_\Xi \|\tilde{W}_c\| \quad (99)$$

因此

$$\dot{V}_6 \leq -\rho_c \|\tilde{W}_c\|^2 + \rho_\Xi \|\tilde{W}_c\| \quad (100)$$

其中,  $\rho_c = \alpha_{c1} l_c (\hat{W}_c) + \alpha_{c2} \rho_\Phi > 0$ .

利用 Young 不等式, 存在  $\delta_w > 0$  使得:

$$\rho_{\Xi} \|\tilde{W}_c\| \leq \frac{\delta_w}{2} \|\tilde{W}_c\|^2 + \frac{\rho_{\Xi}^2}{2\delta_w} \quad (101)$$

取  $\alpha_w = \rho_c - \frac{\delta_w}{2} > 0$ , 则:

$$\dot{V}_6 \leq -\alpha_w \|\tilde{W}_c\|^2 + \frac{\rho_{\Xi}^2}{2\delta_w} \quad (102)$$

考虑预设性能变换量误差的 Lyapunov 函数  $V_7$ , 其导数

$$\dot{V}_7 = z^T H[s - cz + \zeta + L_e \tanh(z)] \quad (103)$$

其中,  $L_e = \text{diag}\{l_i | l_i = \beta_i(\lambda_i - \lambda_{i\infty})/\lambda_i, i = 1, 2, 3\}$ ,  $\beta_i > 0$ .

由于  $|\tanh(\cdot)| \leq 1$ , 且  $L_e$  和  $\lambda$  有界, 因此存在正常数  $\rho_L > 0$  使得:

$$\|L_e \tanh(z)\| \leq \rho_L \quad (104)$$

结合 Cauchy-Schwarz 不等式, 可得:

$$\dot{V}_7 \leq -h_{\min} c_{\min} \|z\|^2 + h_{\max} \|z\|(\|s\| + \|\zeta\| + \rho_L) \quad (105)$$

其中,  $h_{\max} = \max_i \sup |h_i|$ ;  $h_{\min} = \min_i \inf |h_i| > 0$ ;  $c_{\min} = \min_i c_i > 0$ .

利用 Young 不等式, 存在  $\delta_{z1}$ 、 $\delta_{z2}$ 、 $\delta_{z3} > 0$  使得

$$\dot{V}_7 \leq -\alpha_z \|z\|^2 + \frac{h_{\max}^2}{2\delta_{z1}} \|s\|^2 + \frac{h_{\max}^2}{2\delta_{z2}} \|\zeta\|^2 + \frac{h_{\max}^2}{2\delta_{z3}} \rho_L^2 \quad (106)$$

其中,  $\alpha_z = h_{\min} c_{\min} - h_{\max}^2/(2\delta_{z1}) - h_{\max}^2/(2\delta_{z2}) - h_{\max}^2/(2\delta_{z3}) > 0$ .

组合  $\Sigma_3$  系统的 Lyapunov 函数  $V_{\Sigma_3} = V_5 + V_6 + V_7$ , 其导数满足:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{\Sigma_3} \leq & -\alpha'_s \|s\|^2 + \frac{3\|B\|^2 c_{u2}^2}{2\delta_{s1}} \|\tilde{W}_c\|^2 + \\ & \frac{1}{2\delta_{s2}} \|\tilde{d}\|^2 - \alpha_w \|\tilde{W}_c\|^2 + \frac{\rho_{\Xi}^2}{2\delta_w} - \\ & \alpha_z \|z\|^2 + \frac{h_{\max}^2}{2\delta_{z1}} \|s\|^2 + \frac{h_{\max}^2}{2\delta_{z2}} \|\zeta\|^2 + \\ & \frac{h_{\max}^2}{2\delta_{z3}} \rho_L^2 + c'_s \end{aligned} \quad (107)$$

整理得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{\Sigma_3} \leq & -\left(\alpha'_s - \frac{h_{\max}^2}{2\delta_{s1}}\right) \|s\|^2 - \\ & \left(\alpha_w - \frac{3\|B\|^2 c_{u2}^2}{2\delta_{s1}}\right) \|\tilde{W}_c\|^2 - \\ & \alpha_z \|z\|^2 + \frac{1}{2\delta_{s2}} \|\tilde{d}\|^2 + \\ & \frac{h_{\max}^2}{2\delta_{z2}} \|\zeta\|^2 + C_0 \end{aligned} \quad (108)$$

其中,  $C_0 = \rho_{\Xi}^2/(2\delta_w) + \rho_L^2 h_{\max}^2/(2\delta_{z3}) + c'_s$ .

选择设计参数使得:

$$\alpha_{sx} = \alpha'_s - \frac{h_{\max}^2}{2\delta_{s1}} > 0, \quad \alpha_{sw} = \alpha_w - \frac{3\|B\|^2 c_{u2}^2}{2\delta_{s1}} > 0 \quad (109)$$

定义  $\Sigma_3$  的状态向量  $X_3 = [z^T, s^T, \tilde{W}_c^T]^T$ , 则存在正常数  $c_{3a}$ 、 $c_{3b}$  使得:

$$c_{3a} \|X_3\|^2 \leq V_{\Sigma_3} \leq c_{3b} \|X_3\|^2 \quad (110)$$

令  $\alpha_3 = \min\{(2\alpha_z)/\lambda_{\max}(H), \alpha_{sx}, \alpha_{sw}\} > 0$ , 则:

$$\dot{V}_{\Sigma_3} \leq -\alpha_3 V_{\Sigma_3} + \frac{1}{2\delta_{s2}} \|\tilde{d}\|^2 + \frac{h_{\max}^2}{2\delta_{z2}} \|\zeta\|^2 + C_0 \quad (111)$$

由于  $\tilde{d}$  和  $\zeta$  分别是系统  $\Sigma_1$  和  $\Sigma_2$  的输出, 定义外部输入  $w_3 = [\|\tilde{d}\|, \|\zeta\|]^T$ , 则系统  $\Sigma_3$  是 ISS 的, 增益函数为:

$$\gamma_{3d}(s) = \sqrt{\frac{s^2}{2c_{3a}\delta_{s2}\alpha_3}} \quad (112)$$

$$\gamma_{3\zeta}(s) = \sqrt{\frac{h_{\max}^2 s^2}{2c_{3a}\delta_{z2}\alpha_3}} \quad (113)$$

以上三个系统通过以下方式相互连接: 扰动观测器误差系统  $\Sigma_1$  的输出  $\tilde{d}$  作为跟踪误差系统  $\Sigma_3$  的输入; 跟踪误差系统  $\Sigma_3$  的控制输出产生饱和误差  $\Delta u$ , 作为抗饱和辅助系统  $\Sigma_2$  的输入; 抗饱和辅助系统  $\Sigma_2$  的输出  $\zeta$  影响滑模面定义, 从而影响跟踪误差系统  $\Sigma_3$ .

从控制系统稳定性证明的角度, 系统  $\Sigma_2$  的输入为系统  $\Sigma_3$  的输出, 系统  $\Sigma_2$  的输出为系统  $\Sigma_3$  的输入, 因此存在反馈环. 需要满足闭环增益条件:

$$\gamma_2 \circ \gamma_{3\zeta}(s) < s, \quad \forall s > 0 \quad (114)$$

当上述条件满足时, 由 ISS 理论及小增益定理可知, 跟踪误差、滑模面、观测误差、辅助变量及神经网络权重均收敛到零附近的邻域, 闭环系统的所有状态一致最终有界. 特别地, 在  $z$  有界的条件下, 姿态跟踪误差按预设性能收敛.  $\square$

下面进行各参数的影响分析和选取方法分析.

基于模糊系统的预设时间扰动观测器参数: 预设时间  $T_d$  决定扰动观测器的收敛速度,  $T_d$  越小, 观测误差  $e_z$  收敛至零的速度越快, 但过小会放大高频噪声, 影响估计平滑性, 选取时应略小于系统期望的扰动抑制时间. 在增益系数  $k_1$ 、 $k_2$  中,  $k_1$  主导线性误差反馈, 增大  $k_1$  可加快误差收敛、提高稳态精度, 但过大会引入抖振;  $k_2$  为非线性项增益, 增强小误差时的收敛速度, 通常先调节  $k_1$  使误差快速衰减, 再适当增加  $k_2$  以优化瞬态. 预设时间指数  $r_1$  控

制收敛曲线的形状,  $r_1 \in (0, 1)$ , 越小则初始阶段收敛越快, 但易导致控制输入突变, 折中取 0.8, 在快速性与平滑性间取得平衡. 模糊系统学习率  $\gamma_1$ 、 $\gamma_2$ 、 $\gamma_3$  调节模糊参数自适应律的更新步长, 学习率越大, 参数调整越快, 但过大会导致估计波动, 过小则收敛缓慢. 参数衰减系数  $\kappa$  在模糊自适应律中加入阻尼项, 防止参数漂移,  $\kappa$  越大, 参数更新越保守, 稳态估计误差略有增大,  $\kappa$  过小则可能引起参数发散, 应兼顾估计精度与参数有界性. 隶属函数中心范围  $L$  决定模糊集覆盖的输入区间,  $L$  应覆盖观测误差  $e_z$  的预期动态范围, 过大会导致隶属度函数过于平坦, 逼近精度下降, 过小则部分区域无有效隶属度. 隶属函数宽度  $\sigma_{ij}$  控制隶属度函数的形状宽度, 宽度越大, 模糊基函数越平滑, 但局部逼近能力减弱; 宽度越小, 局部拟合能力越强, 但易过拟合.

预设时间抗饱和辅助系统参数: 预设时间  $T_c$  是辅助变量  $\zeta$  在饱和结束后收敛至零的预设时间,  $T_c$  越小, 退出饱和和后恢复越快, 但可能引起控制量超调, 应略小于主控制回路的响应时间. 增益系数  $a_c$ 、 $b_c$  调节辅助变量收敛曲线的陡峭程度, 增大  $a_c$ 、 $b_c$  可加速收敛, 但需满足  $a_c b_c > 1$  以保证 ISS 稳定性条件, 需要在收敛速度与平滑性间折中. 收敛指数  $r_c$  决定辅助系统预设时间收敛的非线性度,  $r_c \in (0, 1)$ , 越小则初期收敛越快, 但退出饱和瞬间易产生振荡. 预设性能滑模控制律参数: 滑模系数矩阵  $c$  决定滑模面  $s = cz + x_2 - \zeta$  中误差变换量  $z$  的权重,  $c$  越大, 跟踪误差收敛越快, 但过大会放大测量噪声. 滑模趋近增益矩阵  $K_s$  影响滑模运动的趋近速度与鲁棒性, 增大  $K_s$  可增强对扰动和不确定性的抑制能力, 但会引起控制量抖振, 需要在保证鲁棒性的同时抑制抖振. 滑模指数  $\alpha_0$  是非线性趋近律指数,  $0 < \alpha_0 < 1$ ,  $\alpha_0$  越小, 系统状态远离滑模面时趋近速度越快, 接近滑模面时趋近速度越平缓, 可削弱抖振. 预设性能初始边界  $\lambda_{i0}$  定义跟踪误差初始时刻的允许最大绝对值, 应略大于初始误差, 避免违反约束. 预设性能稳态边界  $\lambda_{i\infty}$  定义跟踪误差稳态时的允许最大绝对值, 根据控制精度要求设定. 收敛速度  $\beta_i$  是预设性能边界从  $\lambda_{i0}$  衰减至  $\lambda_{i\infty}$  的指数速度,  $\beta_i$  越大, 边界收紧越快, 但需与系统动态能力匹配. 基于 ADP 的补偿控制律参数: critic 网络稳定参数  $\alpha_{c1}$  是权重更新律中的阻尼系数, 用于抑制参数发散,  $\alpha_{c1}$  越大, 权重收敛越平稳, 但学习速度降低. critic 网络学习率  $\alpha_{c2}$  控制 Bellman 误差对权重更新的影响强度, 学习率过大会导致振荡甚至发散, 过小则收敛缓慢. 折扣因子  $\gamma$  衡量未来代价在性能指标中的权重,  $\gamma$  越接近 1, 控制

器越具长时前瞻性, 但瞬态响应可能变缓. 控制权重矩阵  $R$  是非二次型代价函数中对控制能量惩罚的权重,  $R$  越大, 控制量幅值被抑制越强, 但跟踪误差收敛变慢, 需在能耗与跟踪精度间折中. 状态权重矩阵  $Q$  是代价函数中对滑模变量  $s$  的惩罚权重,  $Q$  越大, 系统对偏差的抑制越强, 跟踪精度越高, 但控制能耗增加. 缓冲区大小  $M$  是经验回放中存储的历史样本数量,  $M$  需足够大以提供丰富的学习信息, 满足持续激励条件, 但过大会增加计算负担, 需在保证学习效果与实时性之间取得平衡.

### 3 仿真分析

#### 3.1 仿真工况设置

在本节中, 将对高超声速变形飞行器进行数值仿真, 以验证所提出控制方案的有效性和性能提升. 将飞行器仿真初始条件设置为  $V = 2500 \text{ m/s}$ ,  $h = 35 \text{ km}$ , 姿态角的初始值为  $\gamma = 5^\circ$ ,  $\varphi = 5^\circ$ ,  $\psi = 2^\circ$ , 姿态角速度的初始值为  $0 \text{ rad/s}$ .

飞行器预设控制指令为: 俯仰角指令初始设定为  $1^\circ$ , 在  $8.5 \text{ s}$  至  $10.5 \text{ s}$  期间, 爬升至  $4^\circ$  并保持至  $15.5 \text{ s}$ , 随后在  $15.5 \text{ s}$  至  $18 \text{ s}$  期间回调至  $1.5^\circ$ , 之后保持恒定; 滚转角指令  $3.5 \text{ s}$  前保持  $0^\circ$ , 在  $3.5 \text{ s}$  至  $8 \text{ s}$  期间执行大角度侧滚下降至  $-9^\circ$ , 并在  $8 \text{ s}$  至  $18 \text{ s}$  间保持该角度, 随后开始回升; 偏航角指令在全过程中始终保持为  $0^\circ$ .

在第  $12 \text{ s}$  飞行器开始变形, 变形时间持续  $2 \text{ s}$ , 飞行器头锥从  $0^\circ$  连续变形为  $15^\circ$ . 气动参数和空气密度的不确定性均设置为  $20\%$  的偏差, 外部多动态干扰<sup>[21]</sup>:

$$D = 0.01 \begin{bmatrix} \sin(2\pi t) + 2 \sin\left(\frac{\pi t}{2}\right) + f_1(t) \\ 2 \sin(2\pi t) + 4 \sin\left(\frac{\pi t}{2}\right) + f_2(t) \\ 2 \sin(2\pi t) + 4 \sin\left(\frac{\pi t}{2}\right) + f_3(t) \end{bmatrix} \quad (115)$$

其中:

$$\begin{cases} f_1(t) = 10, & t \in [8, 9] \text{ s} \\ f_2(t) = 20, & t \in [2, 3] \text{ s} \\ f_3(t) = 20, & t \in [4, 5] \text{ s} \\ f_1(t) = f_2(t) = f_3(t) = 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (116)$$

本文仿真中采用的扰动形式直接引自高超声速飞行器控制领域的文献, 其中分段函数  $f_i(t)$  在特定时间段取常值 (如  $f_1(t) = 10$ ,  $t \in [8, 9] \text{ s}$ ), 其余时

间为零,且量级合理.为模拟变形飞行器在实际飞行中面临的复杂多动态扰动,本文在扰动设计中引入了多频率成分、幅值差异、分段常值扰动,尽可能覆盖了实际飞行中可能出现的多频、时变、突发等多动态特性.

3.2 仿真条件设置

为了保证对比仿真的公平性,首先,两个对比方法分别选自文献 [22–23]. 本文严格遵循原文给出的控制器结构和参数整定建议,以复现原方法的典型性能. 其次,考虑到本文仿真工况可能与原始文献略有不同,本文进一步对对比控制器的参数进行了适当的微调,使其在本仿真环境中达到尽可能优的控制效果,从而保证对比的公平性. 具体而言,对于文献 [22] 的抗扰控制器,其核心参数包括观测器带宽、控制器带宽等. 本文根据飞行器的动态特性和扰动幅值,通过试错法调整了线性扩张观测器的带宽参数和控制器增益,使其在保证稳定性的前提下具有最快的扰动抑制速度和最小的跟踪误差,同时避免因带宽过高引起噪声放大. 对于文献 [23] 的强化学习控制器,该方法的性能高度依赖学习率、折扣因子以及神经网络结构. 本文首先采用原文推荐参数,然后在本仿真环境下进行多次预实验,调整了 actor 和 critic 网络的学习率以及经验回放机制,确保其学习过程收敛且稳态性能稳定. 此外,由于强化学习方法对初始状态敏感,本文保证了所有对比方法在相同的随机种子和初始条件下运行. 所有对比仿真均在相同的飞行器模型、初始条件、参考指令、变形过程、外部扰动以及执行器饱和约束下进行,控制周期和数值积分方法完全一致. 仿真结果表明,各对比方法在本工况下均能完成基本跟踪任务,未出现发散或严重失稳现象,说明参数选取合理,保证对比的公平性和结论的可信度.

本文控制器参数设置如表 1 ~ 表 5 所示. 其中表 5 中抗扰控制器的  $\xi$ 、 $\omega_o$ 、 $\omega_b$  分别表示阻尼比、

表 1 基于模糊系统的预设时间扰动观测器参数  
Table 1 Parameters of prescribed-time disturbance observer based on fuzzy system

| 参数       | 符号                                   | 取值    |
|----------|--------------------------------------|-------|
| 预设时间     | $T_d$                                | 0.5   |
| 增益系数     | $k_1$ 、 $k_2$                        | 1.5   |
| 预设时间指数   | $r_1$ 、 $r_2$                        | 0.8   |
| 模糊系统学习率  | $\gamma_1$ 、 $\gamma_2$ 、 $\gamma_3$ | 0.01  |
| 参数衰减系数   | $\kappa$                             | 0.01  |
| 隶属函数中心范围 | $L$                                  | 5     |
| 隶属函数宽度   | $\sigma_{ij}$                        | $L/3$ |

表 2 预设时间抗饱和辅助系统参数  
Table 2 Parameters of prescribed-time anti-saturation auxiliary system

| 参数   | 符号            | 取值  |
|------|---------------|-----|
| 预设时间 | $T_c$         | 0.6 |
| 增益系数 | $a_c$ 、 $b_c$ | 1.2 |
| 收敛指数 | $r_c$         | 0.7 |

表 3 预设性能控制律参数  
Table 3 Parameters of the preset performance control law

| 参数       | 符号                  | 取值                       |
|----------|---------------------|--------------------------|
| 滑模系数矩阵   | $c$                 | $\text{diag}\{2, 2, 2\}$ |
| 滑模趋近增益矩阵 | $K_s$               | $\text{diag}\{5, 5, 5\}$ |
| 滑模指数     | $\alpha_0$          | 0.5                      |
| 预设性能初始边界 | $\lambda_{i0}$      | 5                        |
| 预设性能稳态边界 | $\lambda_{i\infty}$ | 0.2                      |
| 收敛速度     | $\beta_i$           | 2                        |

表 4 基于 ADP 的控制律参数  
Table 4 Parameters of the control law based on ADP

| 参数            | 符号            | 取值                       |
|---------------|---------------|--------------------------|
| critic 网络稳定参数 | $\alpha_{c1}$ | 0.01                     |
| critic 网络学习率  | $\alpha_{c2}$ | 0.01                     |
| 折扣因子          | $\gamma$      | 0.99                     |
| 控制权重矩阵        | $R$           | $\text{diag}\{1, 1, 1\}$ |
| 状态权重矩阵        | $Q$           | $\text{diag}\{5, 5, 5\}$ |
| 缓冲区大小         | $M$           | 100                      |

表 5 对比方法控制器参数  
Table 5 Parameters of the comparison method controller

| 控制器     | 参数值                                            |
|---------|------------------------------------------------|
| 抗扰控制器   | $\xi = 0.75$ 、 $\omega_o = 5$ 、 $\omega_b = 8$ |
|         | $\beta_{o1} = 16$ 、 $\beta_{o2} = 64$          |
|         | $\mu_a = 0.01$ 、 $\mu_c = 0.001$               |
| 强化学习控制器 | $\rho_a = 0.9$ 、 $\rho_c = 0.9$                |
|         | $R = \text{diag}\{1, 1, 1\}$                   |
|         | $Q = \text{diag}\{5, 5, 5, 1, 1\}$             |

跟踪环节特征频率、扩张状态观测器带宽,  $\beta_{o1}$  和  $\beta_{o2}$  表示 LESO 观测器增益; 强化学习控制器的  $\mu_a$ 、 $\mu_c$ 、 $\rho_a$ 、 $\rho_c$  分别表示 actor 网络学习率、critic 网络学习率、actor 网络权值更新的历史保持系数、critic 网络权值更新的历史保持系数.

此外,为了证明所提出控制方案的优越性,与文献 [22] 中的基于线性扩张观测器的抗扰控制以及文献 [23] 中基于 actor-critic 架构强化学习神经

网络的控制方法进行了对比仿真。

### 3.3 仿真结果与对比分析

六自由度对比仿真结果如图 3 ~ 图 14 所示。黑色线代表指令信号或控制量约束, 红色线代表强化学习控制方法, 绿色线代表抗扰控制方法, 蓝色线代表本文控制方法。

图 3 ~ 图 11 展示了飞行器三通道姿态响应及跟踪偏差曲线。文献 [22] 控制方法的滚转角均方误差  $0.6852^\circ$ , 俯仰角均方误差  $0.5600^\circ$ , 偏航角均方

误差  $0.2406^\circ$ ; 文献 [23] 控制方法的滚转角均方误差  $0.5585^\circ$ , 俯仰角均方误差  $0.5992^\circ$ , 偏航角均方误差  $0.2255^\circ$ ; 本文控制方法的滚转角均方误差  $0.5130^\circ$ , 俯仰角均方误差  $0.5161^\circ$ , 偏航角均方误差  $0.2022^\circ$ 。本文控制方法相比于文献 [22] 控制方法, 三通道跟踪误差分别降低 25.13%、7.84%、15.96%; 相比于文献 [23] 控制方法, 三通道跟踪误差分别降低 8.15%、13.87%、10.33%。结果表明, 本文方法在全过程中实现了平滑、高精度的姿态收敛, 特别是在  $t = 10\text{ s}$

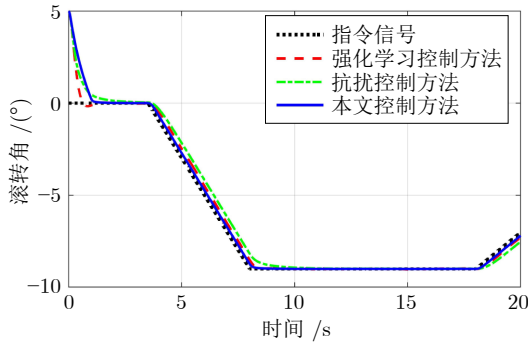


图 3 滚转角跟踪对比情况

Fig.3 Comparison of roll angle tracking

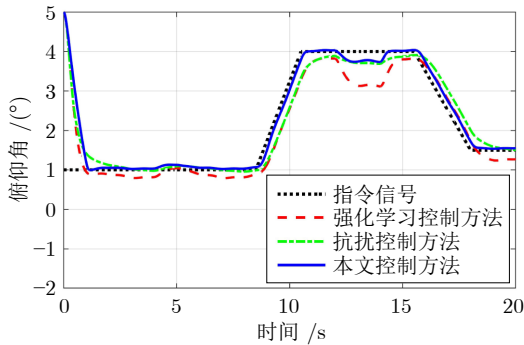


图 4 俯仰角跟踪对比情况

Fig.4 Comparison of pitch angle tracking

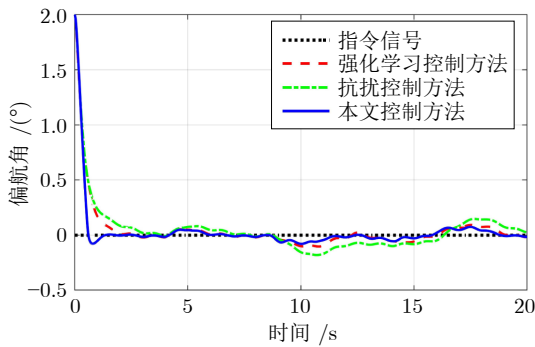


图 5 偏航角跟踪对比情况

Fig.5 Comparison of yaw angle tracking

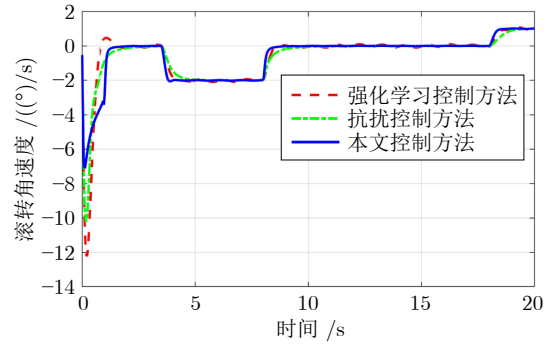


图 6 滚转角速度对比情况

Fig.6 Comparison of roll angular rate

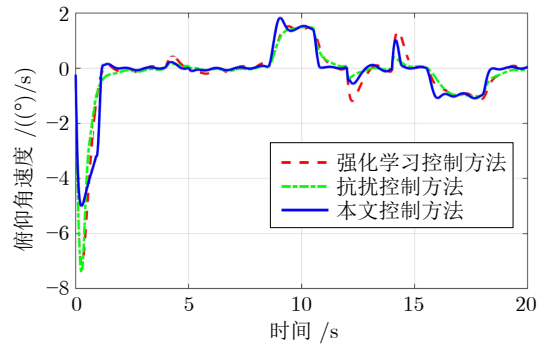


图 7 俯仰角速度对比情况

Fig.7 Comparison of pitch angular rate

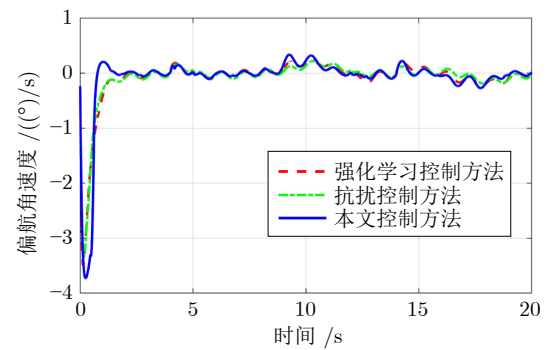


图 8 偏航角速度对比情况

Fig.8 Comparison of yaw angular rate

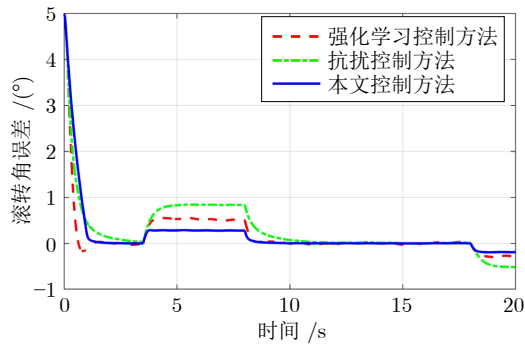


图 9 滚转角误差对比情况

Fig.9 Comparison of roll angle errors

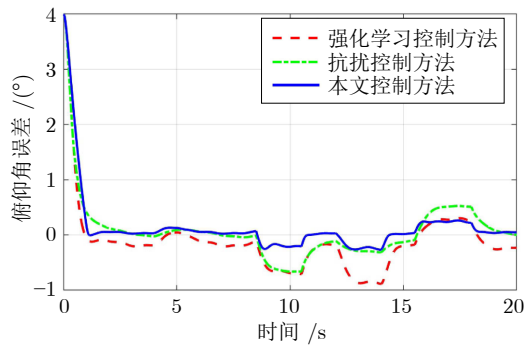


图 10 俯仰角误差对比情况

Fig.10 Comparison of pitch angle errors

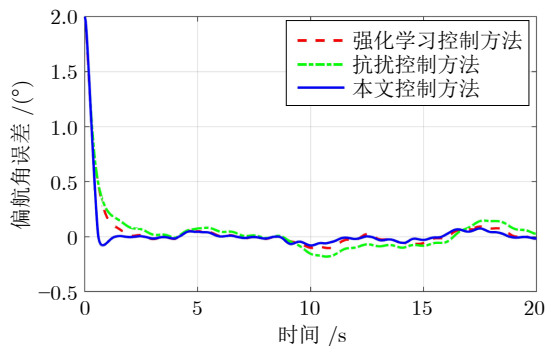


图 11 偏航角误差对比情况

Fig.11 Comparison of yaw angle errors

时飞行器变形引入强附加扰动, 文献 [23] 纯强化学习方法依赖数据驱动的试错探索机制, 在应对未建模动态和干扰时显现出明显的收敛振荡, 而文献 [22] 的传统抗扰控制虽然能抑制部分波动但受限于观测带宽, 存在显著的观测滞后与跟踪延迟, 本文方法具有较高的稳态精度. 这得益于基于模糊系统的预设时间干扰观测器, 针对变形飞行器未知的多动态特性, 该观测器实现了对集总扰动的快速逼近与预设时间内的准确补偿, 从而显著增强了闭环系统在强时变环境下的鲁棒性.

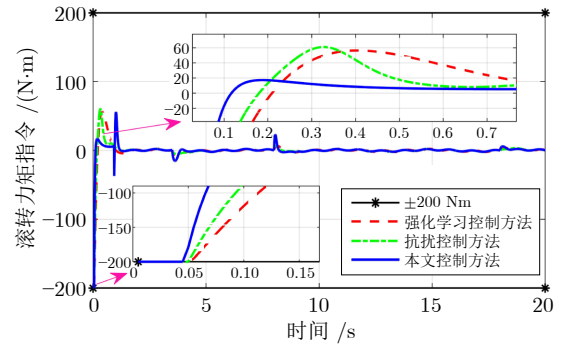


图 12 滚转力矩指令对比情况

Fig.12 Comparison of roll torque commands

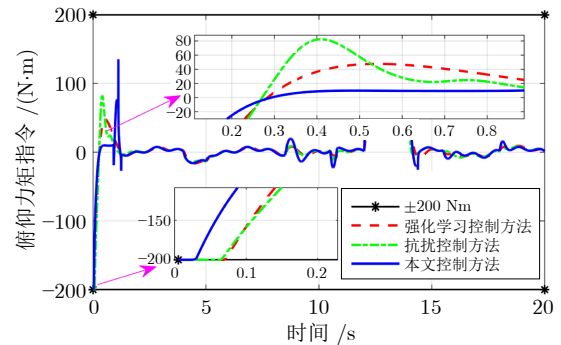


图 13 俯仰力矩指令对比情况

Fig.13 Comparison of pitch torque commands

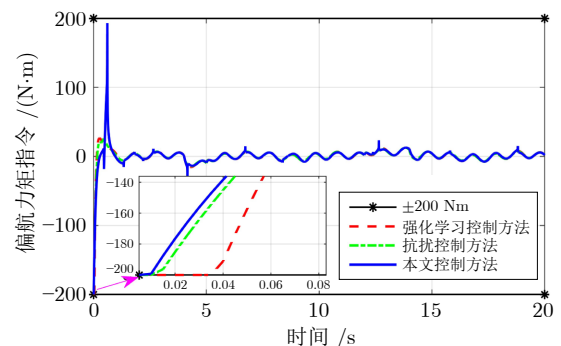


图 14 偏航力矩指令对比情况

Fig.14 Comparison of yaw torque commands

进一步分析图 12 ~ 图 14 的控制输入曲线, 对比方法并未设计专门的抗饱和机制, 当控制指令超出执行器物理限幅时, 其控制量将被简单截断, 可能导致积分饱和、性能恶化甚至失稳; 本文方法通过嵌入跟踪-补偿式抗饱和结构并构建动态辅助系统, 控制器不仅在饱和期间通过调整误差目标引导系统持续收敛, 更有效降低了退出饱和瞬间的振荡风险, 配合预设性能理论保障了受限系统的稳定性.

文献 [23] 通过设计代价函数对跟踪误差与控

制输入进行权衡,但其依赖于双网络在线迭代更新的学习机制,收敛速度受学习率等参数影响,在应对快变动态时存在适应性滞后.文献[22]的控制方法参数调整通常以鲁棒性为主,能耗并非其主要优化目标.而本文方法基于单网络自适应动态规划的补偿控制律,通过设计更高效的在线学习机制,实现了对综合代价函数的快速优化.图9~图11的跟踪误差结果以及图12~图14的控制力矩结果表明,本文方法在保证系统小控制误差的同时实现了控制力矩平滑与低能耗,成功实现了闭环系统动态性能与控制效能的综合最优.

## 4 结束语

本文针对高超声速变形飞行器在变形过程中面临的模型不确定性、强外部扰动及执行器饱和问题,提出了一种融合预设时间扰动观测、自适应动态规划与抗饱和补偿的复合控制架构.该方法具备以下特点:1)基于模糊系统的扰动观测器能够实现集总扰动的快速估计与前馈补偿,显著提升了系统在不确定性环境下的鲁棒性;2)所构建的抗饱和辅助系统有效缓解了执行器饱和导致的性能下降与失稳风险;3)通过自适应动态规划在线优化控制策略,在确保高精度跟踪的同时实现了控制能耗的有效权衡.理论分析证明,闭环系统所有状态一致最终有界,且姿态跟踪误差严格按预设性能收敛.数值仿真结果表明,在强扰动与输入饱和条件下,本文方法相较于传统抗扰控制及纯数据驱动方法,在动态响应速度、稳态跟踪精度与饱和抑制效果上均展现出显著优势,为高超声速变形飞行器在复杂环境下的可靠、高效、抗饱和控制提供了新的解决方案与理论支撑.

## 参考文献

- Peng W Y, Yang T, Feng Z W, Zhang Q B. Analysis of morphing modes of hypersonic morphing aircraft and multiobjective trajectory optimization. *IEEE Access*, 2018, 7: Article No. 2244
- Weisshaar T A. Morphing aircraft systems: Historical perspectives and future challenges. *Journal of Aircraft*, 2013, 50(2): 337–353
- Jiao X, Fidan B, Jiang J, Kamel M. Adaptive mode switching of hypersonic morphing aircraft based on type-2 TSK fuzzy sliding mode control. *Science China Information Sciences*, 2015, 58(7): 1–15
- He Sheng. Research on Strong Robust Control Methods for Elastic Hypersonic Morphing Vehicles [Master thesis], National University of Defense Technology, China, 2021.  
(何晟. 弹性高超声速变形飞行器强鲁棒控制方法研究 [硕士学位论文], 国防科学技术大学, 中国, 2021.)
- Ma Wen-Feng. Research on Modelling and Longitudinal Robust Control Method of Hypersonic Deformation Vehicle [Master thesis], National University of Defence Technology, China, 2017.  
(马文凤. 高超声速变形飞行器建模与纵向鲁棒控制方法研究 [硕士学位论文], 国防科学技术大学, 中国, 2017.)
- Cao Cheng-Yu, Li Fan-Biao, Liao Yu-Xin, Yin Ze-Yang, Gui Wei-Hua. Modeling and fixed-time prescribed performance control for hypersonic morphing vehicles. *Acta Automatica Sinica*, 2024, 50(3): 486–504  
(曹承钰, 李繁彪, 廖宇新, 殷泽阳, 桂卫华. 高超声速变外形飞行器建模与固定时间预设性能控制. *自动化学报*, 2024, 50(3): 486–504)
- Wen G H, Wang L N, Zhao D, Zheng D Z, Huang T W. Attitude estimation for rigid aircraft with time-varying gyro bias: A finite-time complementary filtering approach. *Guidance, Navigation and Control*, 2025, 5(4): 445–458
- Chen H L, Wang P, Tang G J. Fuzzy disturbance observer-based fixed-time sliding mode control for hypersonic morphing vehicles with uncertainties. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2023, 59(4): 3521–3530
- Zhang H, Bao C Y, Ma W H, Wang P, Tang G J, Bao W M. Prescribed-time attitude control for hypersonic morphing vehicles using morphing information-driven events. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2025, 61(3): 5540–5559
- Song F H, Yang R M, Han W, Li W B. Adaptive predefined-time tracked control for full-state constrained nonlinear systems with disturbance and uncertainties. *Physica Scripta*, 2026, 101(2): Article No. 026004
- Zhang Hao, Wang Peng, Tang Guo-Jian, Bao Wei-Min. Event-triggered finite-time control for hypersonic morphing vehicles. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2023, 44(15): 325–338  
(张豪, 王鹏, 汤国建, 包为民. 高超声速变外形飞行器事件触发有限时间控制. *航空学报*, 2023, 44(15): 325–338)
- Chen Yu-Teng, Chang Jing, Chen Wei-Sheng, Li Xiao-Ping, Bao Wei-Min. An optimal coordinated control method for longitudinal deformation and flight of hypersonic vehicles. *Journal of Astronautics*, 2025, 46(3): 485–498  
(陈宇腾, 常晶, 陈为胜, 李小平, 包为民. 一种高超声速飞行器的纵向变形与飞行最优协调控制方法. *宇航学报*, 2025, 46(3): 485–498)
- Bao C Y, Wang P, Tang G J. Data-driven based model-free adaptive optimal control method for hypersonic morphing vehicle. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2022, 59(4): 3713–3725
- Li S H, Shao X L, Wang H Y, Liu J, Zhang Q Z. Adaptive critic attitude learning control for hypersonic morphing vehicles without backstepping. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2025, 61(2): 1234–1245
- Luo R N, He G J, Zhang T. Hypersonic flight vehicles anti-saturation control with flexible prescribed constraints. *IEEE Journal on Miniaturization for Air and Space Systems*, 2025, 6(1): 45–56
- Zhang B C, Liang Y H, Rao S T, Kuang Y, Zhu W Y. RBFNN-based anti-input saturation control for hypersonic vehicles. *Aerospace*, 2024, 11(2): Article No. 108
- Wei Chang-Zhu, Gu Xin, Li Yu-Long. Fixed-time anti-saturation control for hypersonic morphing vehicles. *Journal of Astronautics*, 2025, 46(4): 731–740  
(韦常柱, 顾鑫, 李玉龙. 高超声速变外形飞行器固定时间抗饱和控制. *宇航学报*, 2025, 46(4): 731–740)
- Riaz S, Li B Q, Qi R, Zhang C D. An adaptive predefined time sliding mode control for uncertain nonlinear cyber-physical servo system under cyber attacks. *Scientific Reports*, 2024, 14(1): Article No. 7361
- Mironchenko A. *Input-to-State Stability: Theory and Applications*. Cham: Springer International Publishing, 2023. 41–115

- 20 Yao Xiu-Ming, Xing Wen-Long, Han Yi-Rui. Tube-based robust model predictive tracking control for hypersonic vehicles. *Acta Automatica Sinica*, 2025, **51**(11): 2486–2497  
(姚秀明, 邢文龙, 韩一睿. 高超声速飞行器基于 Tube 的鲁棒模型预测跟踪控制. 自动化学报, 2025, **51**(11): 2486–2497)
- 21 Wang L X, Mendel J M. Fuzzy basis functions, universal approximation, and orthogonal least-squares learning. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 1992, **3**(5): 807–814
- 22 Piao Min-Nan, Sun Ming-Wei, Huang Jian, Chen Zeng-Qiang. Attitude robust control for hypersonic vehicles based on active disturbance rejection. *Control Engineering*, 2019, **26**(9): 1627–1635  
(朴敏楠, 孙明玮, 黄建, 陈增强. 基于自抗扰的高超声速飞行器姿态鲁棒控制. 控制工程, 2019, **26**(9): 1627–1635)
- 23 Li R F, Hu L, Cai L. Adaptive tracking control of a hypersonic flight aircraft using neural networks with reinforcement synthesis. *Aero Weaponry*, 2018, **6**: 3–10



顾 鑫 哈尔滨工业大学博士研究生. 主要研究方向为飞行器控制, 人工智能理论及应用.

E-mail: [nync396@126.com](mailto:nync396@126.com)

(GU Xin Ph.D. candidate at Harbin Institute of Technology. His research interests include aircraft control, artificial intelligence theory and applications.)



韦常柱 哈尔滨工业大学教授. 主要研究方向为飞行器控制, 人工智能理论及应用, 先进制导与弹道优化.

E-mail: [weichangzhu@hit.edu.cn](mailto:weichangzhu@hit.edu.cn)

(WEI Chang-Zhu Professor at Harbin Institute of Technology. His research interests include aircraft control, artificial intelligence theory and applications.)

control, artificial intelligence theory and applications, advanced guidance, and trajectory optimization.)



刘 哲 哈尔滨工业大学研究员. 主要研究方向为飞行器控制, 先进制导与弹道优化. 本文通信作者.

E-mail: [liuzhe@hit.edu.cn](mailto:liuzhe@hit.edu.cn)

(LIU Zhe Researcher at Harbin Institute of Technology. His research interests include aircraft control, advanced guidance, and trajectory optimization. Corresponding author of this paper.)



马鑫海 哈尔滨工业大学博士研究生. 主要研究方向为飞行器控制, 人工智能理论及应用.

E-mail: [25B318070@stu.hit.edu.cn](mailto:25B318070@stu.hit.edu.cn)

(MA Xin-Hai Ph.D. candidate at Harbin Institute of Technology. His research interests include aircraft control, artificial intelligence theory and applications.)



黄 浩 哈尔滨工业大学硕士研究生. 主要研究方向为飞行器控制, 人工智能理论及应用.

E-mail: [hit\\_huang\\_hao@163.com](mailto:hit_huang_hao@163.com)

(HUANG Hao Master student at Harbin Institute of Technology. His research interests include aircraft control, artificial intelligence theory and applications.)