

# 输入受限乘波体飞行器无估计预设性能控制

罗瑞宁, 何广军, 卜祥伟, 孙 昭

(空军工程大学防空反导学院, 西安, 710051)

**摘要** 针对输入受限的乘波体飞行器跟踪控制问题,提出了一种无估计的预设性能控制方法。首先,针对可能发生的执行器饱和问题,设计了一种新型抗饱和补偿系统。然后,利用补偿系统状态构造新的预设性能转换误差,基于预设性能控制与反演控制的方法,为速度子系统与高度子系统设计了无需估计的低复杂度控制器。该设计方法的优越性在于无需状态估计与神经逼近,显著降低了控制的复杂度与计算量。基于 Lyapunov 稳定理论证明了所有转换误差与跟踪误差最终一致有界。最后,通过数值仿真验证了所提方法的有效性。

**关键词** 乘波体飞行器;预设性能控制;反演控制;抗饱和补偿系统;输入受限;无估计控制

**DOI** 10.3969/j.issn.2097-1915.2024.02.005

**中图分类号** V249;TJ760 **文献标志码** A **文章编号** 2097-1915(2024)02-0039-09

## Estimation-Free Prescribed Performance Control for Input-Constrained Waverider Vehicles

LUO Ruining, HE Guangjun, BU Xiangwei, SUN Zhao

(Air and Missile Defense College, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China)

**Abstract** In view of tracking control problem of input-constrained waverider vehicles, an estimation-free prescribed performance control scheme is proposed. Firstly, a new anti-saturation compensation system is designed to address the possible problem of actuator saturation. Then, the states of the compensation system are used to construct new prescribed performance transformed errors, and the controller is designed directly using the constructed new prescribed performance transformed errors based on the prescribed performance control and backstepping control methods. Then, a new prescribed performance transition error is constructed using the compensated system state, and low-complexity controllers without estimation are designed for the velocity subsystem and the altitude subsystem based on the method of prescribed performance control and backstepping control. The superiority of this method is that it eliminates the need for state estimation and neural approximation, which significantly reduces the complexity and computation of the control. Based on Lyapunov stability theory, it was proved that all transformed errors and tracking errors of the system are ultimately uniformly bounded. Finally, the effectiveness of the provided method are validated via numerical simulation.

**Key words** waverider vehicles; prescribed performance control; backstepping control; anti-saturation compensation system; input constraints; estimation-free control

收稿日期: 2023-08-28

基金项目: 国家自然科学基金(61703424)

作者简介: 罗瑞宁(1996-),男,河北衡水人,博士生,研究方向为高超声速飞行器控制。E-mail:luo\_ruining@163.com

**引用格式:** 罗瑞宁,何广军,卜祥伟,等.输入受限乘波体飞行器无估计预设性能控制[J].空军工程大学学报,2024,25(2):39-47. LUO Ruining, HE Guangjun, BU Xiangwei, et al. Estimation-Free Prescribed Performance Control for Input-Constrained Waverider Vehicles[J]. Journal of Air Force Engineering University, 2024, 25(2): 39-47.

乘波体飞行器(waverider vehicles, WVs)具有飞行速度快,突防能力强,作战距离远,探测、拦截难度大,生存能力强等显著优势,已成为世界各军事强国争夺空天权竞相发展的方向。WVs 飞行空域跨度大、飞行环境复杂多变,稀薄的大气环境、大姿态角飞行以及弹性振动效应引起的弹性形变等因素极易导致 WVs 执行器的饱和,造成控制系统失稳<sup>[1-4]</sup>。因此,充分考虑执行器饱和问题并寻求有效的抗饱和控制方法十分必要。

近年来,学者们针对 WVs 的抗饱和控制问题开展了大量研究。文献[5]设计了 Nussbaum 函数型的状态补偿辅助系统,基于扩展屏障 Lyapunov 函数设计了反演控制器,用于解决输入饱和与执行器故障问题。文献[6]根据飞行包线分区并建立切换系统模型,通过设计带有执行器饱和的切换系统与抗饱和补偿器保证控制系统稳定,提出一种抗饱和和切换控制方法。文献[7]设计了一种新型抗饱和和辅助系统,并结合滑模控制理论设计了固定时间自适应高阶滑模控制器。文献[8]提出一种能够根据饱和程度变增益的自适应固定时间抗饱和和补偿器,能够使系统更快地离开饱和区域。文献[9]设计了一种固定时间辅助误差补偿系统处理执行器饱和问题,补偿信号误差可在固定时间收敛,同时设计了固定时间反步自适应跟踪控制器,可确保固定时间内对参考信号的稳定跟踪。文献[10]提出了一种新型辅助系统处理饱和问题,采用自适应动态规划的方法,设计了带有神经逼近的最优控制器。文献[11]采用被动容错控制的思想,设计了抗饱和和自适应容错控制器,基于反演的方法提出了一种同时考虑输入饱和、执行器故障与状态约束的控制方法。预设性能控制(prescribed performance control, PPC)具有可同时兼顾系统动态性能与稳态性能的突出优势,在 WVs 控制中得到广泛应用,提出了量化收敛时间 PPC<sup>[12-13]</sup>与小超调 PPC<sup>[14]</sup>等先进的设计方法,可实现预定的性能指标,文献[15~16]给出了基于 PPC 的 WVs 抗饱和和控制方法。但 PPC 存在的脆弱性问题不容忽视,尤其在执行器出现较长时间饱和、跟踪误差显著增加时此类问题尤为明显。针对 PPC 脆弱性缺陷,文献[17~20]提出非脆弱 PPC 方法,通过设计可再调整的预设性能包络,能够有效避免因跟踪误差增大而导致的控制奇异问题,并且能接受更长时间的执行器饱和,为解决 WVs 的执行器饱和问题提供了新的方案。

上述方法从不同角度给出了 WVs 控制的抗饱和和方法,均进行了有价值的创新且能较好实现期望的控制效果。但同时应该注意到,文献[5, 8, 11~12, 16~17]中用到的反演设计方法,均需要计算状

态的微分项,文献[9~10, 12]利用模糊/神经逼近的方法逼近模型的未知部分,需要设计自适应律计算逼近器的参数;文献[13~15, 19~20]将高度子系统模型转化为纯反馈形式,在设计控制器的过程中无需严格的反步推导,避免了“微分膨胀”问题,但需要对其中的未知模型进行模糊/神经逼近;文献[6]给出切换控制策略,通过切换控制确保饱和条件下系统稳定,但切换系统的设计较为复杂;文献[7]的控制器较依赖精确模型,需要设计自适应律对状态进行估计。其中部分较复杂的控制器结构以及常用到的神经逼近、状态观测等方法无疑会增加控制系统的运行时间,采用的自适应律在一定程度上存在参数漂移的问题。因此,如何在实现期望控制性能的同时降低方法的复杂度与计算量是应该持续关注的问题。

基于以上分析,本文提出一种考虑输入受限的无估计 PPC 方法,设计了一种新型抗饱和和补偿系统处理执行器饱和问题,利用补偿系统状态构造新的预设性能转换误差直接设计控制器,避免了状态估计与神经逼近。该方法具有简单的结构与较低的计算量,且不依赖精确的模型,具有较好的鲁棒性。基于 Lyapunov 理论证明了闭环控制系统的稳定性以及预设性能的可达性。最后,通过数值仿真验证了所提方法的有效性。

## 1 WVs 运动模型

本文采用 Bolender 与 Parker 等<sup>[1-2]</sup>学者建立的典型 WVs 纵向模型,WVs 的纵向几何外形与受力情况如图 1 所示。

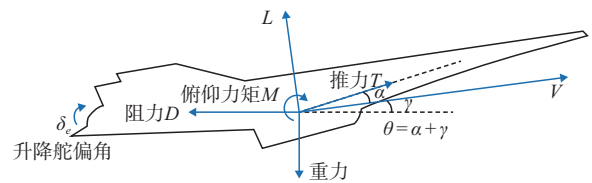


图 1 WVs 受力情况分析

其数学模型描述为:

$$\dot{V} = \frac{T \cos(\theta - \gamma)}{m} - \frac{D}{m} - g \sin \gamma \quad (1)$$

$$\dot{h} = V \sin \gamma \quad (2)$$

$$\dot{\gamma} = \frac{L}{mV} + \frac{T \sin(\theta - \gamma)}{mV} - \frac{g}{V} \cos \gamma \quad (3)$$

$$\dot{\theta} = Q \quad (4)$$

$$\dot{Q} = \frac{M}{I_{yy}} + \frac{\ddot{\psi}_1 \eta_1}{I_{yy}} + \frac{\ddot{\psi}_2 \eta_2}{I_{yy}} \quad (5)$$

$$k_1 \ddot{\eta}_1 = N_1 - \omega_1^2 \eta_1 - \ddot{\psi}_1 \frac{M}{I_{yy}} - \frac{\ddot{\psi}_2 \eta_2}{I_{yy}} - 2\zeta_1 \omega_1 \dot{\eta}_1 \quad (6)$$

$$k_2 \ddot{\eta}_2 = N_2 - \omega_2^2 \eta_2 - \tilde{\psi}_2 \frac{M}{I_{yy}} - \frac{\tilde{\psi}_1 \tilde{\psi}_2 \ddot{\eta}_1}{I_{yy}} - 2\zeta_2 \omega_2 \dot{\eta}_2 \quad (7)$$

式中:  $V \in \mathbf{R}_{>0}$ ,  $h \in \mathbf{R}_{>0}$ ,  $\gamma \in \mathbf{R}$ ,  $\theta \in \mathbf{R}$ ,  $Q \in \mathbf{R}$  为刚体状态;  $\eta_1 \in \mathbf{R}$ ,  $\eta_2 \in \mathbf{R}$  为弹性状态;  $\Phi \in \mathbf{R}_{>0}$  与  $\delta_e \in \mathbf{R}$  为控制输入。

模型中参数的详细定义见表 1。

表 1 参数定义

参数	定义	单位	参数	定义	单位
$V$	速度	m/s	$h$	高度	m
$\gamma$	航迹角	(°)	$\theta$	俯仰角	(°)
$Q$	俯仰角速度	(°)/s	$\eta_1, \eta_2$	弹性状态	
$m$	飞行器质量	kg/m	$g$	重力加速度	m/s <sup>2</sup>
$\Phi$	燃料当量比		$\delta_e$	升降舵偏角	(°)
$T$	推力	N	$D$	阻力	N
$L$	升力	N	$M$	俯仰力矩	N·m
$I_{yy}$	转动惯量	(kg·m <sup>2</sup> )/m	$N_1, N_2$	广义弹性力	N
$\zeta_1, \zeta_2$	阻尼比		$\omega_1, \omega_2$	振动频率	rad/s

大量研究表明 WVs 的运动模型完全可控<sup>[14-20]</sup>。基于 WVs 运动模型完全可控的条件,通过分别在式(1)~(5)中加上和减去  $l_v \Phi$ 、 $l_h \gamma$ 、 $l_\gamma \theta$ 、 $l_\theta Q$ 、 $l_Q \delta_e$ ,将原非仿射模型转化为如下仿射形式:

$$\dot{V} = \psi_v(V, \Phi) + l_v \Phi \quad (8)$$

$$\dot{h} = \psi_h(\gamma) + l_h \gamma \quad (9)$$

$$\dot{\gamma} = \psi_\gamma(h, \gamma, \theta) + l_\gamma \theta \quad (10)$$

$$\dot{\theta} = \psi_\theta(Q) + l_\theta Q \quad (11)$$

$$\dot{Q} = \psi_Q(h, \gamma, \delta_e) + l_Q \delta_e \quad (12)$$

式中:

$$\psi_v = \frac{T \cos(\theta - \gamma)}{m} - \frac{D}{m} - g \sin \gamma - l_v \Phi \quad (13)$$

$$\psi_h = V \sin \gamma - l_h \gamma \quad (14)$$

$$\psi_\gamma = \frac{L}{mV} + \frac{T \sin(\theta - \gamma)}{mV} - \frac{g}{V} \cos \gamma - l_\gamma \theta \quad (15)$$

$$\psi_\theta = Q - l_\theta Q \quad (16)$$

$$\psi_Q = \frac{M}{I_{yy}} + \frac{\tilde{\psi}_1 \ddot{\eta}_1}{I_{yy}} + \frac{\tilde{\psi}_2 \ddot{\eta}_2}{I_{yy}} - l_Q \delta_e \quad (17)$$

注 1: 依据隐函数原理<sup>[20]</sup>, 参数  $l_v, l_h, l_\gamma, l_\theta, l_Q$  的取值应当满足:  $l_v > \frac{\partial \psi_v(V, \Phi)}{2 \partial \Phi}$ ,  $l_h > \frac{\partial \psi_h \gamma}{2 \partial \gamma}$ ,  $l_\gamma > \frac{\partial \psi_\gamma(h, \gamma, \theta)}{2 \partial \theta}$ ,  $l_\theta > \frac{\partial \psi_\theta Q}{2 \partial Q}$ ,  $l_Q > \frac{\partial \psi_Q(h, \gamma, \delta_e)}{2 \partial \delta_e}$ 。

当 WVs 在稀薄的大气中飞行时, 执行器效率会相应下降, 尤其以大迎角姿态飞行时, 面对突变的大气环境以及弹体的弹性形变, 极易引发执行机构的瞬时饱和。WVs 执行器饱和问题可以描述为

$$\Phi = \begin{cases} \bar{\Phi}, & \Phi_r > \bar{\Phi} \\ \Phi_r, & \underline{\Phi} \leq \Phi_r \leq \bar{\Phi} \\ \underline{\Phi}, & \Phi_r < \underline{\Phi} \end{cases} \quad (18)$$

$$\delta_e = \begin{cases} \bar{\delta}_e, & \delta_{e,r} > \bar{\delta}_e \\ \delta_{e,r}, & \underline{\delta}_e \leq \delta_{e,r} \leq \bar{\delta}_e \\ \underline{\delta}_e, & \delta_{e,r} < \underline{\delta}_e \end{cases} \quad (19)$$

式中:  $\bar{\Phi} \in \mathbf{R}_{>0}$  与  $\underline{\Phi} \in \mathbf{R}_{>0}$  分别为控制输入  $\Phi$  的上界与下界,  $\Phi_r$  为  $\Phi$  所需的理想输入;  $\bar{\delta}_e \in \mathbf{R}_{>0}$  与  $\underline{\delta}_e \in \mathbf{R}_{<0}$  分别为控制输入  $\delta_e$  的上界与下界,  $\delta_{e,r}$  为  $\delta_e$  所需的理想输入。

控制目标: 通过为  $\Phi, \delta_e$  设计合适的控制器, 控制 WVs 的速度  $V$  和高度  $h$  分别稳定跟踪其参考指令  $V_d \in \mathbf{R}_{>0}$ ,  $h_d \in \mathbf{R}_{>0}$ , 使跟踪误差满足期望预设性能, 同时能够确保执行器瞬时饱和和情况下控制仍稳定。其中, 参考指令  $V_d$  与  $h_d$  的一阶导数均存在且有界。

## 2 控制器设计

为便于控制器设计, 将 WVs 模型分为速度子系统(式(8))与高度子系统(式(9)~(12)), 基于 PPC 与反演的方法分别为 2 个子系统设计控制器。

### 2.1 速度控制器设计

定义速度跟踪误差  $\tilde{V}$ :

$$\tilde{V} = V - V_d \quad (20)$$

为处理  $\Phi$  执行器饱和问题, 设计如下新型抗饱和和补偿系统:

$$\dot{\chi}_v = -\kappa_v \tanh(\chi_v) + l_v (\Phi - \Phi_r) \quad (21)$$

式中:  $\kappa_v \in \mathbf{R}_{>0}$  为待设计参数。

利用  $\chi_v$  对  $\tilde{V}$  进行补偿, 得到补偿跟踪误差为

$$Z_v = \tilde{V} + Proj_v(X_v)$$

$$Proj_v(X_v) = \begin{cases} +X_v & \text{if } (X_v) \times \tilde{V} \leq 0 \\ -X_v & \text{if } (X_v) \times \tilde{V} \geq 0 \end{cases} \quad (22)$$

利用补偿跟踪误差  $Z_v$  代替跟踪误差  $\tilde{V}$  进行后续预设性能控制器设计, 通过  $\chi_v$  对  $\tilde{V}$  进行补偿, 可使执行器出现饱和后  $Z_v$  的值相对  $\tilde{V}$  更小, 如此设计可在一定程度上避免或延缓控制奇异的发生。

规定  $Z_v$  满足如下预设性能:

$$-h_0(t) < Z_v < h_0(t) \quad (23)$$

选取性能函数  $h_0(t)$

$$h_0(t) = \coth(\kappa_0 t + \iota_0) - 1 + h_{0\infty} \quad (24)$$

式中:  $\kappa_0, \iota_0, h_{0\infty} \in \mathbf{R}_{>0}$  均为待设计参数。

对  $Z_v$  进行求导, 得到:

$$\dot{Z}_v = \dot{\tilde{V}} - \dot{\chi}_v = \dot{\psi}_v - \dot{V}_d + \kappa_v \tanh(\chi_v) + l_v \Phi_r \quad (25)$$

鉴于难以对式(23)直接进行处理,将式(23)的不等式约束转化为如下等式约束:

$$Z_V = H(\varepsilon_0(t))h_0(t) \quad (26)$$

式中:

$$\varepsilon_0(t) = H^{-1}[Z_V/h_0(t)] \quad (27)$$

为便于控制器设计,构造如下转换误差

$$\varepsilon_0(t) = \ln\left(\frac{\mu_0(t)+1}{1-\mu_0(t)}\right) \quad (28)$$

式中: $\mu_0 = Z_V/h_0(t)$ 。

根据所定义的转换误差 $\varepsilon_0(t)$ ,给出如下引理。

引理 1<sup>[21]</sup>:考虑式(28)所定义的转换误差,若 $\varepsilon_0(t)$ 有界且存在常数 $\varepsilon_M$ 使得 $|\varepsilon_0(t)| \leq \varepsilon_M$ ,则有 $-h_0(t) < Z_V < h_0(t)$ 。

速度控制律 $\Phi_r$ 设计为:

$$l_V \Phi_r = -k_V \varepsilon_0(t) - \kappa_V \tanh(\chi_V) = -k_V \ln\left(\frac{\mu_0(t)+1}{1-\mu_0(t)}\right) - \kappa_V \tanh(\chi_V) \quad (29)$$

式中: $k_V \in \mathbf{R}_{>0}$ 为待设计参数。

下面,对速度子系统稳定性进行分析。

**定理 1** 针对 WVs 的速度子系统(式(8)),采用控制律(29)与辅助系统(21),则闭环控制系统局部一致渐近稳定。

证明:选取如下 Lyapunov 函数:

$$W_V = \varepsilon_0^2(t)/2 \quad (30)$$

对式(30)求导,得到:

$$\dot{W}_V = \frac{2\varepsilon_0(t)}{1-\mu_0^2(t)} \dot{\mu}_0(t) \quad (31)$$

对式(31)中的 $\mu_0$ 求导,得到:

$$\dot{\mu}_0 = \frac{\dot{Z}_V h_0(t) - Z_V \dot{h}_0(t)}{h_0^2(t)} = \frac{1}{h_0(t)} [\dot{Z}_V - \mu_0(t) \dot{h}_0(t)] \quad (32)$$

将式(25)、式(32)代入式(31),得到:

$$\dot{W}_V = \frac{2\varepsilon_0(t)}{1-\mu_0^2(t)} \frac{1}{h_0(t)} \cdot$$

$$[\psi_V - \dot{V}_d + \kappa_V \tanh(\chi_V) - \mu_0(t) \dot{h}_0(t) + l_V \Phi_r] \quad (33)$$

将控制器(29)代入式(33),得到:

$$\dot{W}_V = \frac{2\varepsilon_0(t)}{1-\mu_0^2(t)} \frac{1}{h_0(t)} \cdot$$

$$[\psi_V - \dot{V}_d - \mu_0(t) \dot{h}_0(t) - k_V \varepsilon_0(t)] \quad (34)$$

此处以式(22)为 $Z_V = \tilde{V} - X_V$ 为例进行证明( $Z_V = \tilde{V} + X_V$ 时同理),根据式(20)、式(22)、式(26),可将 $\psi_V$ 表示为:

$$\psi_V(V, \Phi) = \psi_V(Z_V + \chi_V + V_d, \Phi) = \psi_V(H(\varepsilon_0(t))h_0(t) + \chi_V + V_d, \Phi) \quad (35)$$

式中: $H(\varepsilon_0(t))$ 与 $h_0(t)$ 均为有界函数,且易知 $V_d$ 与 $\Phi$ 均有界,在后续证明中可知 $\chi_V$ 亦有界,根据文

献[2]得到, $\psi_V(V, \Phi)$ 为连续函数,当 $V$ 与 $\Phi$ 在有界范围内变化时, $\psi_V(V, \Phi)$ 有界。又易知 $\dot{V}_d$ 、 $\mu_0(t)$ 与 $\dot{h}_0(t)$ 均有界,因此必存在有界常数 $\bar{F}_\Phi \in \mathbf{R}_{>0}$ 使得:

$$|\psi_V(V, \Phi) - \dot{V}_d - \mu_0(t) \dot{h}_0(t)| \leq \bar{F}_\Phi \quad (36)$$

根据式(36),式(34)变换为:

$$\dot{W}_V \leq \frac{2}{1-\mu_0^2(t)} \frac{1}{h_0(t)} (\bar{F}_\Phi |\varepsilon_0(t)| - k_V \varepsilon_0^2(t)) \quad (37)$$

若 $|\varepsilon_0(t)| > \bar{F}_\Phi/k_V$ ,则 $\dot{W}_V < 0$ ,故有:

$$|\varepsilon_0(t)| \leq \max\left\{\varepsilon_0(0), \frac{\bar{F}_\Phi}{k_V}\right\} \quad (38)$$

易知 $\varepsilon_0(0)$ 与 $\bar{F}_\Phi/k_V$ 均有界,故 $\varepsilon_0(t)$ 有界,根据引理 1 可得,通过为 $h_0(t)$ 选取合适的参数,即可确保修正跟踪误差 $Z_V$ 局部一致最终有界。证毕。

**定理 2** 在定理 1 的前提下,抗饱和补偿系统变量 $\chi_V$ 全局一致最终有界。

证明:根据定理 1 可知 $\varepsilon_0(t)$ 有界, $\kappa_V \tanh(\chi_V)$ 显然有界,易知 $\Phi_r$ 有界。因此,必定存在非负常数 $c_\Phi$ 使得 $|\Phi - \Phi_r| \leq c_\Phi$ 。

选取如下 Lyapunov 函数:

$$W_{\chi_V} = \frac{1}{2} \chi_V^2 \quad (39)$$

对式(39)求导并代入式(21),得到:

$$\begin{aligned} \dot{W}_{\chi_V} &= \chi_V \dot{\chi}_V = \\ & \chi_V (-\kappa_V \tanh(\chi_V) + l_V (\Phi - \Phi_r)) = \\ & -\kappa_V |\chi_V \tanh(\chi_V)| + l_V (\Phi - \Phi_r) \chi_V \leq \\ & -(\kappa_V |\tanh(\chi_V)| - l_V c_\Phi) |\chi_V| \end{aligned} \quad (40)$$

若 $\kappa_V > l_V c_\Phi / |\tanh(\chi_V)|$ ,则 $\dot{W}_{\chi_V} \leq 0$ ,当且仅当 $\chi_V = 0$ 时, $\dot{W}_{\chi_V} = 0$ ,故 $\chi_V$ 全局一致最终有界。证毕。

由式(22)可得: $\tilde{V} = Z_V \pm \chi_V$ 。由定理 1 与定理 2 可知 $Z_V$ 、 $\chi_V$ 均有界,故速度跟踪误差 $\tilde{V}$ 有界,在出现执行器瞬时饱和情况下,跟踪误差 $\tilde{V}$ 可能会增大但仍有界,所设计控制律仍能保证速度 $V$ 对其参考输入 $V_d$ 的有界跟踪。

注 2:在控制系统中, $\chi_V$ 与 $\Phi_r$ 的初始值均是有界的,因此定理 1 与定理 2 的证明虽互为条件,但仍都成立。后文中定理 3 与定理 4 同理。

## 2.2 高度控制器设计

采用反演设计方法,分 4 步设计高度控制器。

**步骤 1** 设计虚拟控制律 $\gamma_d$ 。

定义高度跟踪误差 $\tilde{h}$ 为:

$$\tilde{h} = h - h_d \quad (41)$$

规定 $\tilde{h}$ 满足如下预设性能:

$$-h_1(t) < \tilde{h} < h_1(t) \quad (42)$$



选取性能函数  $h_1(t)$

$$h_1(t) = \coth(\kappa_1 t + \iota_1) - 1 + h_{1\infty} \quad (43)$$

式中:  $\kappa_1, \iota_1, h_{1\infty} \in \mathbf{R}_{>0}$  均为待设计参数。

定义如下转换误差  $\varepsilon_1(t)$ :

$$\varepsilon_1(t) = \ln\left(\frac{\mu_1(t) + 1}{1 - \mu_1(t)}\right) \quad (44)$$

式中:  $\mu_1 = \tilde{h}/h_1(t)$ 。

将虚拟控制律  $\gamma_d$  设计为:

$$\gamma_d = -k_\gamma \varepsilon_1(t) = -k_\gamma \left(\frac{\mu_1(t) + 1}{1 - \mu_1(t)}\right) \quad (45)$$

式中:  $k_\gamma \in \mathbf{R}_{>0}$  为待设计参数。

**步骤 2** 设计虚拟控制律  $\theta_d$ 。

定义航迹角跟踪误差:

$$\tilde{\gamma} = \gamma - \gamma_d \quad (46)$$

规定  $\tilde{\gamma}$  满足如下预设性能:

$$-h_2(t) < \tilde{\gamma} < h_2(t) \quad (47)$$

选取性能函数  $h_2(t)$ :

$$h_2(t) = \coth(\kappa_2 t + \iota_2) - 1 + h_{2\infty} \quad (48)$$

式中:  $\kappa_2, \iota_2, h_{2\infty} \in \mathbf{R}_{>0}$  均为待设计参数。

定义转换误差  $\varepsilon_2(t)$

$$\varepsilon_2(t) = \ln\left(\frac{\mu_2(t) + 1}{1 - \mu_2(t)}\right) \quad (49)$$

式中:  $\mu_2(t) = \tilde{\gamma}/h_2(t)$ 。

将虚拟控制律  $\theta_d$  设计为:

$$\theta_d = -k_\theta \varepsilon_2(t) = -k_\theta \ln\left(\frac{\mu_2(t) + 1}{1 - \mu_2(t)}\right) \quad (50)$$

式中:  $k_\theta \in \mathbf{R}_{>0}$  为待设计参数。

**步骤 3** 设计虚拟控制律  $Q_d$ 。

定义俯仰角跟踪误差:

$$\tilde{\theta} = \theta - \theta_d \quad (51)$$

规定  $\tilde{\theta}$  满足如下预设性能

$$-h_3(t) < \tilde{\theta} < h_3(t) \quad (52)$$

选取性能函数  $h_3(t)$

$$h_3(t) = \coth(\kappa_3 t + \iota_3) - 1 + h_{3\infty} \quad (53)$$

式中:  $\kappa_3, \iota_3, h_{3\infty} \in \mathbf{R}_{>0}$  均为待设计参数。

定义转换误差  $\varepsilon_3(t)$  为:

$$\varepsilon_3(t) = \ln\left(\frac{\mu_3(t) + 1}{1 - \mu_3(t)}\right) \quad (54)$$

式中:  $\mu_3(t) = \tilde{\theta}/h_3(t)$ 。

将虚拟控制律  $Q_d$  设计为:

$$Q_d = -k_Q \varepsilon_3(t) = -k_Q \ln\left(\frac{\mu_3(t) + 1}{1 - \mu_3(t)}\right) \quad (55)$$

式中:  $k_Q \in \mathbf{R}_{>0}$  为待设计参数。

**步骤 4** 设计实际控制律  $\delta_{e,r}$ 。

定义俯仰角速度跟踪误差:

$$\tilde{Q} = Q - Q_d \quad (56)$$

为处理  $\delta_e$  执行器的饱和问题,设计如下新型抗

饱和补偿系统:

$$\dot{\chi}_Q = -\kappa_Q \tanh(\chi_Q) + l_Q(\delta_e - \delta_{e,r}) \quad (57)$$

式中:  $\kappa_Q \in \mathbf{R}_{>0}$  为待设计参数。

利用  $\chi_Q$  对  $\tilde{Q}$  进行补偿,得到补偿跟踪误差为:

$$Z_Q = \tilde{V} + Proj_Q(X_Q)$$

$$Proj_Q(X_Q) = \begin{cases} +X_Q & \text{if } (X_Q) \times \tilde{Q} \leq 0 \\ -X_Q & \text{if } (X_Q) \times \tilde{Q} \geq 0 \end{cases} \quad (58)$$

规定  $Z_Q$  满足如下预设性能:

$$-h_4(t) < Z_Q < h_4(t) \quad (59)$$

选取性能函数  $h_4(t)$ :

$$h_4(t) = \coth(\kappa_4 t + \iota_4) - 1 + h_{4\infty} \quad (60)$$

式中:  $\kappa_4, \iota_4, h_{4\infty} \in \mathbf{R}_{>0}$  均为待设计参数。

定义利用补偿跟踪误差  $Z_Q$  构造的新的转换误差  $\varepsilon_4(t)$ :

$$\varepsilon_4(t) = \ln\left(\frac{\mu_4(t) + 1}{1 - \mu_4(t)}\right) \quad (61)$$

式中:  $\mu_4(t) = Z_Q/h_4(t)$ 。

最终的实际控制律  $\delta_{e,r}$  设计为:

$$l_Q \delta_{e,r} = -k_{\delta_e} \varepsilon_4(t) - \kappa_Q \tanh(\chi_Q) \quad (62)$$

式中:  $k_{\delta_e} \in \mathbf{R}_{>0}$  为待设计参数。

下面,对高度子系统稳定性进行分析。

**定理 3** 针对 WVs 的高度子系统(式(9)~(12)),采用控制律(62)与辅助系统(57),闭环控制系统局部一致渐近稳定。

证明:选取如下 Lyapunov 函数

$$W_h = \frac{\varepsilon_1^2(t)}{2} + \frac{\varepsilon_2^2(t)}{2} + \frac{\varepsilon_3^2(t)}{2} + \frac{\varepsilon_4^2(t)}{2} \quad (63)$$

对式(63)求导,得到:

$$\begin{aligned} \dot{W}_h &= \frac{2\varepsilon_1(t)}{1 - \mu_1^2(t)} \dot{\mu}_1(t) + \frac{2\varepsilon_2(t)}{1 - \mu_2^2(t)} \dot{\mu}_2(t) + \\ &\frac{2\varepsilon_3(t)}{1 - \mu_3^2(t)} \dot{\mu}_3(t) + \frac{2\varepsilon_4(t)}{1 - \mu_4^2(t)} \dot{\mu}_4(t) \end{aligned} \quad (64)$$

式中:

$$\begin{aligned} \dot{\mu}_1(t) &= \frac{\dot{h}h_1(t) - \tilde{h}\dot{h}_1(t)}{h_1^2(t)} = \frac{1}{h_1(t)} [\dot{h} - \mu_1(t)\dot{h}_1(t)] = \\ &\frac{1}{h_1(t)} [\psi_h + l_h \gamma - \dot{h}_d - \mu_1(t)h_1(t)] \end{aligned} \quad (65)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mu}_2(t) &= \frac{\dot{\tilde{\gamma}}h_2(t) - \tilde{\gamma}\dot{h}_2(t)}{h_2^2(t)} = \frac{1}{h_2(t)} [\dot{\tilde{\gamma}} - \mu_2(t)\dot{h}_2(t)] = \\ &\frac{1}{h_2(t)} [\psi_\gamma + l_\gamma \theta - \dot{\gamma}_d - \mu_2(t)h_2(t)] \end{aligned} \quad (66)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mu}_3(t) &= \frac{\dot{\tilde{\theta}}h_3(t) - \tilde{\theta}\dot{h}_3(t)}{h_3^2(t)} = \frac{1}{h_3(t)} [\dot{\tilde{\theta}} - \mu_3(t)\dot{h}_3(t)] = \\ &\frac{1}{h_3(t)} [\psi_\theta + l_\theta Q - \dot{\theta}_d - \mu_3(t)h_3(t)] \end{aligned} \quad (67)$$

$$\dot{\mu}_4(t) = \frac{\dot{Z}_Q h_4(t) - Z_Q \dot{h}_4(t)}{h_4^2(t)} = \frac{1}{h_4(t)} [\dot{Z}_Q - \mu_4(t) \dot{h}_4(t)] = \frac{1}{h_4(t)} [\psi_Q - \dot{Q}_d - \mu_4(t) \dot{h}_4(t) - k_{\delta_e} \varepsilon_4(t)] \quad (68)$$

将式(65)~(68)代入式(64),得到:

$$\begin{aligned} \dot{W}_h &= \frac{2\varepsilon_1(t)}{1-\mu_1^2(t)} \frac{1}{h_1(t)} [\psi_h + l_h \gamma - \dot{h}_d - \mu_1(t) \dot{h}_1(t)] + \\ &\frac{2\varepsilon_2(t)}{1-\mu_2^2(t)} \frac{1}{h_2(t)} [\psi_\gamma + l_\gamma \theta - \dot{\gamma}_d - \mu_2(t) \dot{h}_2(t)] + \\ &\frac{2\varepsilon_3(t)}{1-\mu_3^2(t)} \frac{1}{h_3(t)} [\psi_\theta + l_\theta Q - \dot{\theta}_d - \mu_3(t) \dot{h}_3(t)] + \\ &\frac{2\varepsilon_4(t)}{1-\mu_4^2(t)} \frac{1}{h_4(t)} [\psi_Q - \dot{Q}_d - \mu_4(t) \dot{h}_4(t) - k_{\delta_e} \varepsilon_4(t)] \end{aligned} \quad (69)$$

根据式(41)、式(46)、式(51)、式(56)、式(69)进一步表示为:

$$\begin{aligned} \dot{W}_h &= \frac{2\varepsilon_1(t)}{1-\mu_1^2(t)} \frac{1}{h_1(t)} [\psi_h + l_h \tilde{\gamma} - \dot{h}_d - \mu_1(t) \dot{h}_1(t) + l_h \gamma_d] + \\ &\frac{2\varepsilon_2(t)}{1-\mu_2^2(t)} \frac{1}{h_2(t)} [\psi_\gamma + l_\gamma \tilde{\theta} - \dot{\gamma}_d - \mu_2(t) \dot{h}_2(t) + l_\gamma \theta_d] + \\ &\frac{2\varepsilon_3(t)}{1-\mu_3^2(t)} \frac{1}{h_3(t)} [\psi_\theta + l_\theta \tilde{Q} - \dot{\theta}_d - \mu_3(t) \dot{h}_3(t) + l_\theta Q_d] + \\ &\frac{2\varepsilon_4(t)}{1-\mu_4^2(t)} \frac{1}{h_4(t)} [\psi_Q - \dot{Q}_d - \mu_4(t) \dot{h}_4(t) - k_{\delta_e} \varepsilon_4(t)] \end{aligned} \quad (70)$$

易知 WVs 的角度状态  $\gamma, \theta, Q$ , 飞行高度  $h$  以及升降舵偏角  $\delta_e$  均为有界值, 根据文献[2]可知,  $\psi_h(\gamma), \psi_\gamma(h, \gamma, \theta), \psi_\theta(Q), \psi_Q(h, \gamma, \delta_e)$  均为连续函数, 当  $h, \gamma, \theta, Q, \delta_e$  在有界范围内变化时,  $\psi_h(\gamma), \psi_\gamma(h, \gamma, \theta), \psi_\theta(Q), \psi_Q(h, \gamma, \delta_e)$  均有界。同理式(36)可得, 存在有界常数  $\bar{F}_h, \bar{F}_\gamma, \bar{F}_\theta, \bar{F}_Q \in \mathbf{R}_{>0}$ , 使得:

$$\begin{cases} |\psi_h + l_h \tilde{\gamma} - \dot{h}_d - \mu_1(t) \dot{h}_1(t)| \leq \bar{F}_h \\ |\psi_\gamma + l_\gamma \tilde{\theta} - \dot{\gamma}_d - \mu_2(t) \dot{h}_2(t)| \leq \bar{F}_\gamma \\ |\psi_\theta + l_\theta \tilde{Q} - \dot{\theta}_d - \mu_3(t) \dot{h}_3(t)| \leq \bar{F}_\theta \\ |\psi_Q - \dot{Q}_d - \mu_4(t) \dot{h}_4(t)| \leq \bar{F}_Q \end{cases} \quad (71)$$

根据式(71), 并将式(45)、式(50)与式(55)代入式(70), 得到:

$$\begin{aligned} \dot{W}_h &\leq \frac{2}{1-\mu_1^2(t)} \frac{1}{h_1(t)} [\bar{F}_h |\varepsilon_1(t)| - l_h k_\gamma \varepsilon_1^2(t)] + \\ &\frac{2}{1-\mu_2^2(t)} \frac{1}{h_2(t)} [\bar{F}_\gamma |\varepsilon_2(t)| - l_\gamma k_\theta \varepsilon_2^2(t)] + \\ &\frac{2}{1-\mu_3^2(t)} \frac{1}{h_3(t)} [\bar{F}_\theta |\varepsilon_3(t)| - l_\theta k_Q \varepsilon_3^2(t)] + \\ &\frac{2}{1-\mu_4^2(t)} \frac{1}{h_4(t)} [\bar{F}_Q |\varepsilon_4(t)| - k_{\delta_e} \varepsilon_4^2(t)] \end{aligned} \quad (72)$$

若  $|\varepsilon_1(t)| > \bar{F}_h / l_h k_\gamma, |\varepsilon_2(t)| > \bar{F}_\gamma / l_\gamma k_\theta, |\varepsilon_3(t)| > \bar{F}_\theta / l_\theta k_Q, |\varepsilon_4(t)| > \bar{F}_Q / k_{\delta_e}$ , 则  $\dot{W}_h < 0$ 。

易知  $\bar{F}_h / l_h k_\gamma, \bar{F}_\gamma / l_\gamma k_\theta, \bar{F}_\theta / l_\theta k_Q, \bar{F}_Q / k_{\delta_e}$  均有界, 故  $\varepsilon_1(t), \varepsilon_2(t), \varepsilon_3(t), \varepsilon_4(t)$  均有界, 并将稳定收敛到如下交集:

$$\Omega_\varepsilon = \Omega_{\varepsilon_1(t)} \cup \Omega_{\varepsilon_2(t)} \cup \Omega_{\varepsilon_3(t)} \cup \Omega_{\varepsilon_4(t)} \quad (73)$$

式中:

$$\begin{cases} \Omega_{\varepsilon_1(t)} = \{\varepsilon_1(t) \mid |\varepsilon_1(t)| \leq \bar{F}_h / l_h k_\gamma\} \\ \Omega_{\varepsilon_2(t)} = \{\varepsilon_2(t) \mid |\varepsilon_2(t)| \leq \bar{F}_\gamma / l_\gamma k_\theta\} \\ \Omega_{\varepsilon_3(t)} = \{\varepsilon_3(t) \mid |\varepsilon_3(t)| \leq \bar{F}_\theta / l_\theta k_Q\} \\ \Omega_{\varepsilon_4(t)} = \{\varepsilon_4(t) \mid |\varepsilon_4(t)| \leq \bar{F}_Q / k_{\delta_e}\} \end{cases} \quad (74)$$

根据引理 1 可得, 通过为  $h_1(t), h_2(t), h_3(t), h_4(t)$  选取合适的参数, 即可确保跟踪误差  $\tilde{h}, \tilde{\gamma}, \tilde{\theta}$  与修正跟踪误差  $Z_Q$  局部一致最终有界。证毕。

**定理 4** 在定理 3 的前提下, 抗饱和补偿系统变量  $\chi_Q$  全局一致最终有界。

证明: 根据定理 3 可知  $\varepsilon_4(t)$  有界,  $\kappa_Q \tanh(\chi_Q)$  显然有界, 易知  $\delta_{e,r}$  有界。因此, 必定存在非负常数  $c_{\delta_e}$  使得  $|\delta_e - \delta_{e,r}| \leq c_{\delta_e}$ 。

选取如下 Lyapunov 函数:

$$W_{\chi_Q} = \frac{1}{2} \chi_Q^2 \quad (75)$$

对式(75)求导并代入式(57), 得到:

$$\begin{aligned} \dot{W}_{\chi_Q} &= \chi_Q \dot{\chi}_Q = \\ &\chi_Q (-\kappa_Q \tanh(\chi_Q) + l_Q (\delta_e - \delta_{e,r})) = \\ &-\kappa_Q |\chi_Q \tanh(\chi_Q)| + l_Q (\delta_e - \delta_{e,r}) \chi_Q \leq \\ &-(\kappa_Q |\tanh(\chi_Q)| - l_Q c_{\delta_e}) |\chi_Q| \end{aligned} \quad (76)$$

若  $\kappa_Q > l_Q c_{\delta_e} / |\tanh(\chi_Q)|$ , 则  $\dot{W}_{\chi_Q} \leq 0$ , 当且仅当  $\chi_Q = 0$  时,  $\dot{W}_{\chi_Q} = 0$ , 故  $\chi_Q$  全局一致最终有界。证毕。

由式(58)可得:  $\tilde{Q} = Z_Q \pm \chi_Q$ 。由定理 3 与定理 4 可知  $Z_Q, \chi_Q$  均有界, 故俯仰角速度跟踪误差  $\tilde{Q}$  有界。综上分析可以得到, 跟踪误差  $\tilde{h}, \tilde{\gamma}, \tilde{\theta}, \tilde{Q}$  均有界, 在出现执行器瞬时饱和和情况下, 跟踪误差可能会增大但仍有界, 所设计控制律仍能保证  $h, \gamma, \theta, Q$  对其各自参考输入的有界跟踪。

### 3 数值仿真与分析

为验证所提出控制器的有效性, 采用 WVs 的非线性纵向模型, 利用 MATLAB/Simulink 软件进行数值仿真, 仿真步长为 0.01 s。模型参数参考文献[2], 本文仿真设置模型参数的摄动量为  $\pm 40\%$ , 随时间的变化规律为  $\sin(0.05\pi t)$ 。

通过设置执行器饱和约束与跟踪信号的特性, 构造一种速度与高度控制器均会出现饱和的情况, 以检验执行器饱和条件下的控制效果。将执行器饱

和约束设置为  $\Phi \in [0.05, 0.65]$ ,  $\delta_e \in [-19^\circ, 19^\circ]$ , 跟踪信号的阶跃幅值设置为  $\Delta V = 190 \text{ ft/s}$ ,  $\Delta h = 490 \text{ ft}$ , 跟踪信号的二阶参考模型参数均设置为  $\zeta_d = 0.9, \omega_d = 0.1$ 。飞行器的初始状态如表 2 所示, 控制器参数设置如表 3 所示。

表 2 初始状态

参数	数值	参数	数值
$V/(\text{ft/s})$	8 200	$\eta_1$	0.937 4
$h/\text{ft}$	88 582	$\dot{\eta}_1$	0
$\gamma/\text{rad}$	0	$\eta_2$	0.770 9
$\alpha/\text{rad}$	0.026 7	$\dot{\eta}_2$	0
$Q/(\text{rad/s})$	0		

表 3 控制器参数

参数	数值	参数	数值	参数	数值
$k_V$	0.5	$l_Q$	1.0	$t_2$	1.2
$k_\gamma$	0.4	$\kappa_0$	0.4	$h_2$	0.2
$k_\theta$	0.1	$t_0$	0.3	$\kappa_3$	0.7
$k_Q$	0.1	$h_0$	0.7	$t_3$	1.2
$k_{\delta_e}$	0.5	$\kappa_1$	0.4	$h_3$	0.05
$\kappa_V$	2.0	$t_1$	0.4	$\kappa_4$	0.7
$l_V$	1.0	$h_1$	0.2	$t_4$	1.4
$\kappa_Q$	2.0	$\kappa_2$	0.7	$h_4$	0.05

为验证所提控制器的性能以及所设计抗饱和和补偿系统在控制器中的作用, 分别对所提方法与所提方法除去抗饱和和辅助系统 2 种情况进行仿真。

### 3.1 本文方法仿真

由图 2 可以看出, 速度跟踪误差  $\tilde{V}$  始终处于预设性能包络内且接近于 0, 所设计速度控制器具有较高的跟踪精度。再结合图 5 与图 7 可知, 在 25~30 s 期间执行器出现饱和, 因为输入受到限制, 速度跟踪误差  $\tilde{V}$  增大, 此时补偿系统状态  $\chi_V$  能够快速做出响应, 实际参与预设性能控制的修正跟踪误差  $Z_V$  的值小于  $\tilde{V}$ , 进一步降低了控制奇异的风险。

由图 3 可以看出, 高度跟踪误差  $\tilde{h}$  始终处于预设性能包络内且接近于 0, 所设计速度控制器具有较高的跟踪精度。由图 4 可以看出, 航迹角  $\gamma$  与俯仰角  $\theta$  对虚拟控制律的跟踪误差较小且始终处于预设性能包络内, 其中俯仰角速度跟踪误差  $\tilde{Q}$  在 28~29 s 执行器饱和期间有较明显增大。再结合图 6 与图 8 可知, 在 28~29 s 期间执行器出现饱和, 补偿系统状态  $\chi_h$  能够快速做出响应, 同时注意到此时  $\tilde{Q}$  已较为接近性能函数的下包络, 而实际参与预设性能控制的修正跟踪误差  $Z_Q$  的值仍较小, 显著降低了控制奇异的风险。

综上所述可以得出, 本文所设计控制器对速度

与高度参考输入具有良好的跟踪效果, 同时在执行器发生瞬时饱和情况下, 仍能保证控制的稳定性。

### 3.2 本文方法除去抗饱和和辅助系统仿真

初始阶段的速度与高度跟踪效果与图 2、图 3 基本一致, 不再展示仿真结果。由图 10、图 11 可以看出, 由于初始阶段具有较大速度跟踪误差与高度跟踪误差, 在初始时刻执行器便出现饱和。由图 9 可以看出, 由于执行器饱和的限制, 俯仰角速度跟踪误差  $\tilde{Q}$  在 0.14 s 时刻超出预设性能包络, 控制奇异仿真停止。对比图 4 可知, 在存在抗饱和辅助系统时, 同样条件下并未发生控制奇异。在实验中发现, 除去抗饱和辅助系统后, 需要将俯仰舵偏角饱和约束放宽到  $\delta_e \in [-20^\circ, 20^\circ]$  后, 各状态跟踪误差才能始终维持在预设性能包络内而不发生奇异。结合上述分析可以得到, 抗饱和和补偿系统的作用除了可以在出现执行器饱和时仍保证控制系统李氏稳定外, 还可以有效补偿系统跟踪误差, 使执行器饱和情况下的修正跟踪误差仍然有较小的值, 可一定程度上避免或延缓 PPC 奇异。

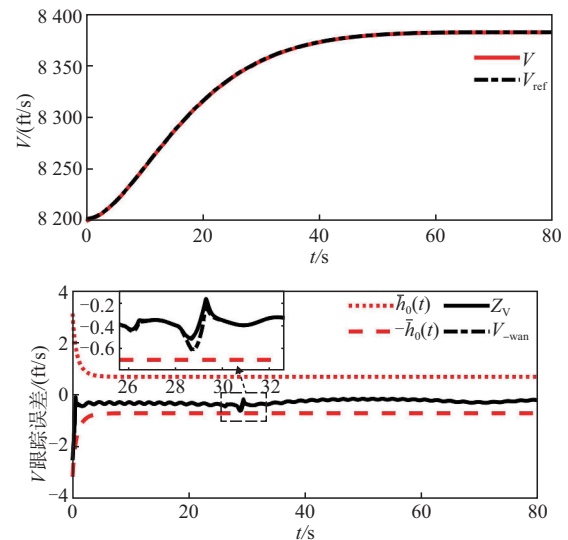


图 2 速度跟踪效果

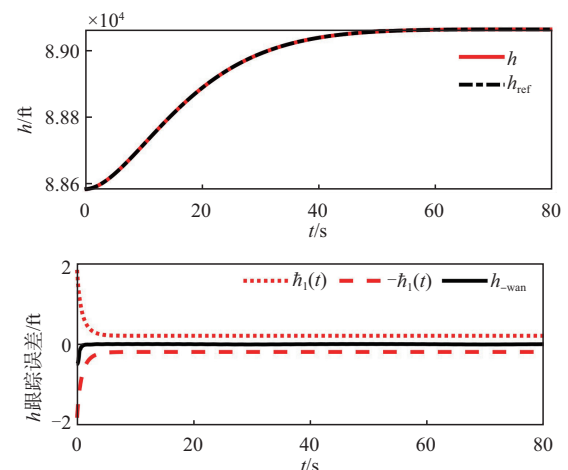


图 3 高度跟踪效果

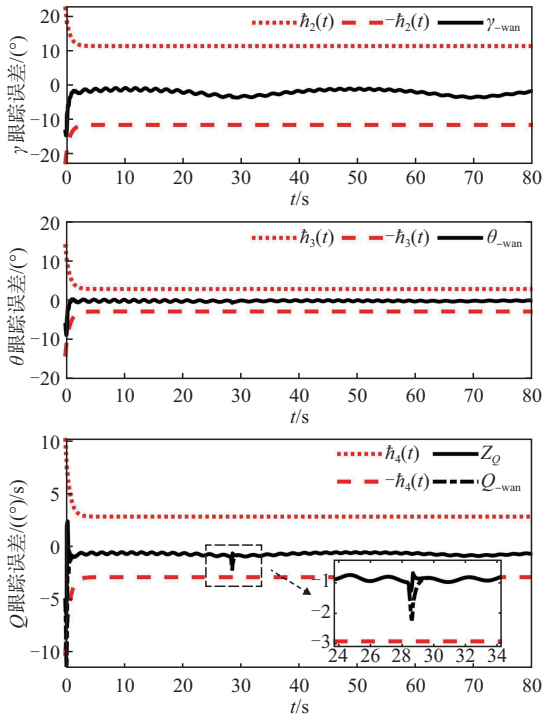


图4 角度跟踪效果

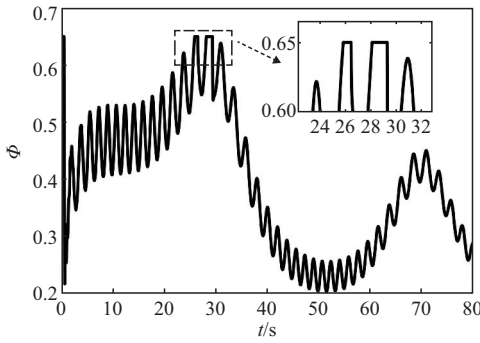


图5 控制输入  $\phi$

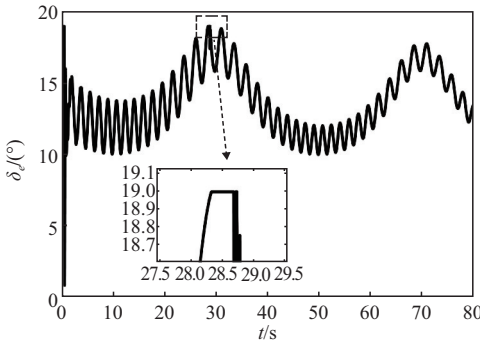


图6 控制输入  $\delta_e$

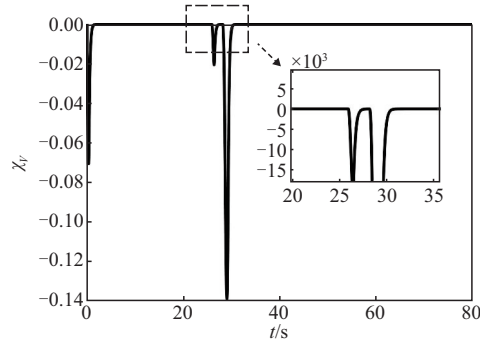


图7 补偿系统状态  $\chi_v$

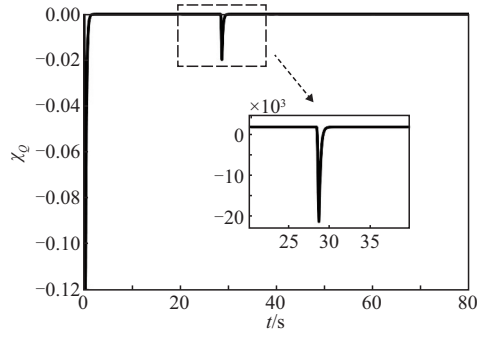


图8 补偿系统状态  $\chi_Q$

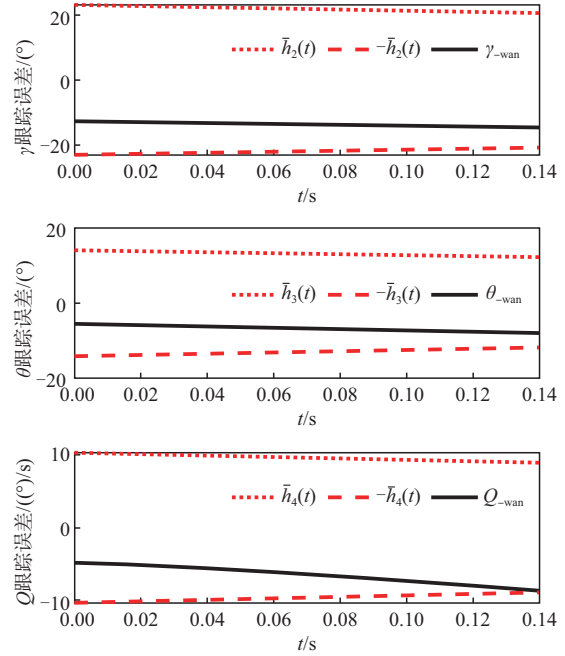


图9 角度跟踪效果(不带辅助系统)

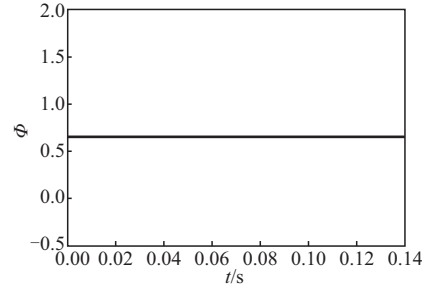


图10 控制输入  $\phi$ (不带辅助系统)

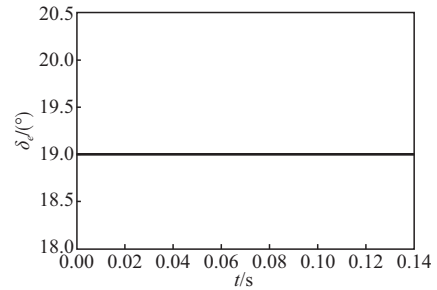


图11 控制输入  $\delta_e$ (不带辅助系统)

### 4 结语

针对 WVs 输入受限条件下的跟踪控制问题，



本文提出了一种具有低复杂度的无估计 PPC 方法。设计的新型抗饱和和补偿系统,能够有效应对执行器饱和问题,保证控制系统的稳定性。利用补偿系统状态构造新的预设性能转换误差,并利用转换误差直接设计控制器,这种设计方法使得所设计的控制器相较于其他抗饱和控制方法具有更简单的控制器结构且无需任何估计与逼近计算。仿真结果表明,所提方法能够有效处理执行器饱和问题,具有较高的跟踪精度。

### 参考文献

- [1] BOLENDER M A, DOMAN D B. Nonlinear Longitudinal Dynamical Model of an Air-Breathing Hypersonic Vehicle[J]. *Journal of Spacecraft and Rockets*, 2007, 44(2): 374-387.
- [2] PARKER J T, SERRANI A, YURKOVICH S, et al. Control-Oriented Modeling of an Air-Breathing Hypersonic Vehicle[J]. *Journal of Guidance Control and Dynamics*, 2007, 30(3): 856-869.
- [3] 赵金龙,周军,姚雨晗. 高超声速飞行器抗饱和控制技术发展综述[J]. *飞控与探测*, 2022, 5(6): 1-9,102.
- [4] 卜祥伟. 高超声速飞行器控制研究进展[J]. *航空兵器*, 2018,25(1): 47-61.
- [5] MENG Y Z, LIU C, LIU Y L. Adaptive Attitude Angle Constrained Fault-Tolerant Control of Hypersonic Vehicle with Unknown Centroid Shift[J]. *Aerospace Science and Technology*, 2023, 140: 14.
- [6] 刘田禾,安昊,王常虹. 高超声速飞行器的抗饱和和切换控制[J]. *宇航学报*, 2020, 41(3): 329-36.
- [7] 刘继承,江驹,阴浩博,等. 高超声速飞行器自适应固定时间抗饱和控制[J]. *哈尔滨工程大学学报*, 2022, 43(7): 1013-22.
- [8] DING Y B, YUE X K, LIU C, et al. Finite-Time Controller Design with Adaptive Fixed-Time Anti-Saturation Compensator for Hypersonic Vehicle[J]. *ISA Transactions*, 2022, 122: 96-113.
- [9] 董泽洪,李颖晖,吕茂隆,等. 考虑输入受限的高超声速飞行器非奇异固定时间自适应切换控制[J]. *系统工程与电子技术*, 2023, 45(5): 1476-88.
- [10] QI Q, BU X W, JIANG B X. Adaptive Neural Tracking Control of Constrained Waverider Vehicles via Single-Network Adaptive Dynamic Programming[J]. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers Part G-Journal of Aerospace Engineering*, 2023, 237(2): 304-321.
- [11] 陈晓,谭立国,魏毅寅,等. 考虑状态约束的弹性高超声速飞行器自适应饱和容错控制[J]. *宇航学报*, 2021, 42(7): 850-61.
- [12] SHAO X L, SHI Y, ZHANG W D. Fault-Tolerant Quantized Control for Flexible Air-Breathing Hypersonic Vehicles with Appointed-Time Tracking Performances[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2021, 57(2): 1261-1273.
- [13] JIANG B X, BU X W. Adaptive Fuzzy Finite-Time Control with Prescribed Performance for Waverider Vehicles[J]. *Measurement and Control*, 2022, 55(7/8): 657-673.
- [14] BU X W, QI Q, JIANG B X. A Simplified Finite-Time Fuzzy Neural Controller with Prescribed Performance Applied to Waverider Aircraft[J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2022, 30(7): 2529-2537.
- [15] 李海燕,韦俊宝,方登建,等. 考虑输入受限的高超声速飞行器预设性能控制[J]. *国防科技大学学报*, 2023, 45(2): 27-36.
- [16] HUANG H Q, LUO C, HAN B. Prescribed Performance Fuzzy Back-Stepping Control of a Flexible Air-Breathing Hypersonic Vehicle Subject to Input Constraints[J]. *Journal of Intelligent Manufacturing*, 2022, 33(3): 853-866.
- [17] BU X W, JIANG B X, LEI H M. Nonfragile Quantitative Prescribed Performance Control of Waverider Vehicles with Actuator Saturation[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2022, 58(4): 3538-3548.
- [18] 卜祥伟,姜宝续. 预设性能控制的脆弱性问题探究[J]. *空军工程大学学报*, 2022,23(4):5-13.
- [19] BU X W, JIANG B X, FENG Y A. Hypersonic Tracking Control under Actuator Saturations via Re-adjusting Prescribed Performance Functions[J]. *ISA Transactions*, 2023, 134: 74-85.
- [20] 卜祥伟,姜宝续. 输入受限乘波体飞行器非脆弱预设性能神经控制[J]. *航空兵器*, 2022, 29(6): 7-14.
- [21] BU X W, WU X Y, HUANG J Q, et al. Robust Estimation-Free Prescribed Performance Back-Stepping Control of Air-Breathing Hypersonic Vehicles without Affine Models[J]. *International Journal of Control*, 2016, 89(11): 2185-2200.

(编辑:徐敏)