

考虑输入受限的高超声速飞行器预设性能控制*

李海燕¹, 韦俊宝², 方登建¹, 李静¹

(1. 海军工程大学兵器工程学院, 湖北武汉 430033; 2. 海军工程大学研究生院, 湖北武汉 430033)

摘要:针对考虑输入幅值与速率受限的高超声速飞行器跟踪性能问题,提出基于受限指令滤波器的预设性能控制方案。为了提高系统瞬态和稳态性能,设计预设性能反演控制器,并通过设计新的性能函数使得跟踪误差超调量更小。引入指令滤波器来处理反演控制器设计中难以求导的问题。针对输入受限问题,构造一种受限指令滤波器来约束系统控制律,保证控制输入满足幅值和速率的限制要求,并进行相应的理论证明。另外,考虑系统参数不确定性与外界干扰,采用线性扩张状态观测器进行观测并补偿。基于Lyapunov稳定性理论证明系统的所有跟踪误差最终一致有界。通过仿真验证该方法的有效性。

关键词:高超声速飞行器;预设性能;反演控制;受限指令滤波器;线性扩张状态观测器

中图分类号: V249.1 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-2486(2023)02-027-10

Prescribed performance control for hypersonic vehicle considering input constraint

LI Haiyan¹, WEI Junbao², FANG Dengjian¹, LI Jing¹

(1. College of Weaponry Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China;

2. Graduate College, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: For the tracking performance problem of hypersonic vehicle with actuator constraints of amplitude and rate, a prescribed performance control scheme based on constrained command filter was proposed. In order to improve the transient and steady state performance of the system, a prescribed performance backstepping controller was designed. And a new performance function was designed to reduce the tracking error overshoot. A command filter was introduced to solve the problem of difficult derivation in the design of backstepping controller. For the problem of limited input, a constrained command filter was constructed to constrain the control law of the system, which guaranteed that the control input meet the limit requirements of amplitude and rate, and the corresponding theoretical proof was carried out. In addition, the linear extended state observer was used to observe and compensate the system parameter uncertainties and external disturbances. Based on Lyapunov stability theory, it was proved that all tracking errors of the system are ultimately uniformly bounded. The effectiveness of the proposed method was verified by simulation.

Keywords: hypersonic vehicle; prescribed performance; backstepping control; constrained command filter; linear extended state observer

高超声速飞行器是一种在临近空间飞行马赫数大于5的新型飞行器,其具有巨大的应用潜力。目前,关于高超声速飞行器控制技术的研究已经取得了一定的成果。考虑到高超声速飞行器在高速飞行时对控制系统的动态性能要求很高,而预设性能^[1]方法具有能够兼顾系统瞬态和稳态性能的独特优势,在高超声速飞行器控制研究中得到了广泛的应用^[2]。文献[3]提出一种基于预设性能的自适应动态面控制方案,使得系统在考虑执行机构故障的情形下改善系统的动态和稳态性能。文献[4]提出一种预设性能减损控制器,在实现减损控制目标的基础上,使系统保持良好的动态性能。文献[5]则在执行器带宽有限的情形

下设计基于预设性能的量化学习控制器。

在实际的控制系统中,执行机构提供的控制力是有限的。飞行器的高空飞行以及外界环境的影响,容易造成执行机构输出饱和问题^[6]。而系统一旦出现饱和,理想控制律无法得到有效执行,会导致指令跟踪出现较大偏差,甚至严重影响系统的稳定性^[7]。因此在实际应用中,输入饱和问题不可忽略。文献[8]针对输入饱和问题,利用神经网络来逼近并补偿系统饱和特性,然而该方法的参数选取较为复杂,实际应用难度较高。为了保证饱和时系统的稳定性,文献[9-13]通过设计辅助系统来补偿系统,取得良好的控制效果。在此基础上,文献[10]构造光滑饱和函数来逼近

* 收稿日期:2021-05-12

基金项目:航空科学基金资助项目(20140184001);博士后科学基金资助项目(2015M572693)

作者简介:李海燕(1979—),女,吉林长春人,副教授,博士,硕士生导师,E-mail:haiyanli1818@163.com

实际饱和函数,保证控制输入的有界性。文献[11-12]分别针对高度、速度子系统设计一种自适应抗饱和控制器,综合解决飞行器输入饱和与状态受限问题。进一步,文献[13]则提出一种自适应反演控制方案,在考虑执行器故障与饱和、状态受限的情形下,保证飞行器对指令的稳定跟踪。上述文献仅考虑控制输入的幅值饱和问题,文献[14]则进一步同时考虑执行器的幅值和速率的受限问题,采用指令滤波器来约束控制输入,但该方法未必能保证实现对控制输入的有效约束。文献[15]提出一种执行机构幅值和速率多约束的自适应控制方案,该方案虽然能够有效地约束控制输入的幅值和速率,但控制器设计过于复杂,不利于实际应用。

基于上述分析,首先考虑传统预设性能方法容易造成跟踪误差超调零过大,从而影响高超声速飞行器的指令跟踪效果,这可能导致其控制系统难以满足动态性能的要求。其次,高超声速飞行器的执行机构的幅值和速率值均有一定的限制,仅考虑输入幅值受限问题并不能满足现实要求。

本文以跟踪误差的低超调为目标,提出新型预设性能控制方法,以实现控制系统更好的动态性能。在此基础上,将该方法推广到输入受限的情形中。相比文献[9-13],本文同时考虑控制输入幅值和速率受限问题,通过构造一种受限指令滤波器使得控制输入满足约束条件,并且在理论上完成了证明。通过提出一种基于受限指令滤波器的预设性能控制方案,在解决高超声速飞行器输入受限问题的同时,提高其控制系统的动态和稳态性能。

1 系统描述与预备知识

1.1 系统描述

高超声速飞行器纵向运动刚体模型^[16]为:

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

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

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

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

$$\dot{q} = M/I_{yy} \quad (5)$$

其中:速度 V 、高度 h 、航迹倾角 γ 、俯仰角 θ 以及俯仰角速度 q 为刚体状态变量; α 为攻角,且有 $\alpha = \theta - \gamma$; m 为质量; g 为重力加速度; I_{yy} 为转动惯

量; T 、 D 、 L 、 M 分别为推力、阻力、升力以及俯仰力矩,如式(6)所示^[17]。

$$\begin{cases} T = T_\phi(\alpha)\Phi + T_0(\alpha) \\ D \approx QS(C_D^{\alpha^2}\alpha^2 + C_D^\alpha\alpha + C_D^0) \\ L = L_0 + L_\alpha\alpha \\ M = M_T + M_0(\alpha) + M_{\delta_e}\delta_e \end{cases} \quad (6)$$

其中: $Q = 0.5\rho V^2$ 为飞行器动压,其中 ρ 为空气密度; S 为飞行器参考面积; Φ 为燃油当量比; δ_e 为升降舵偏角; $C_D^{\alpha^2}$ 、 C_D^α 、 C_D^0 、 L_0 、 L_α 、 $T_\phi(\alpha)$ 、 $T_0(\alpha)$ 分别为阻力、升力以及推力的相关气动参数; M_T 、 $M_0(\alpha)$ 、 M_{δ_e} 均为俯仰力矩的相关参数。

假设 1:式(3)中的 $T \sin \alpha$ 项数值远小于升力 L 值,因此该项可以忽略。

注 1:通过利用文献[6]所提供的数据可以计算验证该假设是合理的。另外文献[3]也对该假设的合理性进行了解释说明。

系统模型的输出为速度 V 、高度 h ;控制输入为燃油当量比 Φ 、升降舵偏角 δ_e 。结合模型(1)~(5)与假设 1 可知,速度 V 的变化主要受燃油当量比 Φ 控制;升降舵偏角 δ_e 通过直接控制俯仰角速度 q 变化,进而控制俯仰角 θ 、航迹倾角 γ 的变化,使得飞行器高度 h 变化主要受 δ_e 控制。基于上述分析,为了便于控制律的设计,将模型(1)~(5)分解为速度子系统和高度子系统。

$$\dot{V} = f_v + g_v\Phi + d_1 \quad (7)$$

$$\begin{cases} \dot{h} = V \sin \gamma \\ \dot{\gamma} = f_\gamma + g_\gamma\theta + d_2 \\ \dot{\theta} = q \\ \dot{q} = f_q + g_q\delta_e + d_3 \end{cases} \quad (8)$$

其中: $f_v = \frac{T_0(\alpha)\cos\alpha - D}{m} - g\sin\gamma$, $g_v = \frac{T_\phi(\alpha)\cos\alpha}{m}$; $f_\gamma = \frac{L_0 - L_\alpha\gamma - mg\cos\gamma}{mV}$, $g_\gamma = \frac{L_\alpha}{mV}$;

$f_q = \frac{M_T + M_0(\alpha)}{I_{yy}}$, $g_q = \frac{M_{\delta_e}}{I_{yy}}$; d_i ($i = 1, 2, 3$) 为干扰项,包含外界干扰以及参数摄动,与文献[18]类似,做出假设 2。

假设 2:干扰项 d_i ($i = 1, 2, 3$) 连续且一阶导数有界。

1.2 输入受限问题描述

为了避免高超声速飞行器实际飞行中出现的热阻现象,需要 Φ 处在一定范围内,使得超燃冲压发动机始终保持合理的工作状态^[19]。而由于 Φ 可以具有较快的变化速率,不容易出现速率饱

和的现象,因此只考虑 Φ 的幅值受限情况。其次,由于实际物理机构具有偏转极限,升降舵偏角 δ_e 的输出和输出速率是有限的,在现实中可能会出现幅值和速率饱和问题。综上,燃油当量比 Φ 和升降舵偏角 δ_e 的受限情况可分别描述为:

$$\Phi = H_\Phi(\Phi_d) = \begin{cases} \Phi_{\max}, \Phi_d \geq \Phi_{\max} \\ \Phi_d, \Phi_{\min} < \Phi_d < \Phi_{\max} \\ \Phi_{\min}, \Phi_d \leq \Phi_{\min} \end{cases} \quad (9)$$

$$\delta_e = H_\delta(\delta_{ed}) = \begin{cases} \delta_{\max}, \delta_{ed} \geq \delta_{\max} \\ \delta_{ed}, \delta_{\min} < \delta_{ed} < \delta_{\max} \\ \delta_{\min}, \delta_{ed} \leq \delta_{\min} \end{cases} \quad (10)$$

$$\psi_e = H_\psi(\psi_{ed}) = \begin{cases} \psi_{\max}, \psi_{ed} \geq \psi_{\max} \\ \psi_{ed}, \psi_{\min} < \psi_{ed} < \psi_{\max} \\ \psi_{\min}, \psi_{ed} \leq \psi_{\min} \end{cases} \quad (11)$$

其中: Φ_d, δ_{ed} 均为理想控制输入; 常数 Φ_{\max}, Φ_{\min} 分别为 Φ 幅值的上下限; 常数 $\delta_{\max}, \delta_{\min}$ 分别为 δ_e 幅值的上下限; $\psi_e = \dot{\delta}_e$ 为升降舵偏角的导数; $\psi_{ed} = \dot{\delta}_{ed}$; 常数 ψ_{\max}, ψ_{\min} 分别为 δ_e 速率的上下限。

1.3 预设性能

预设性能控制方法^[6]通过将跟踪误差限制在预先设定的收敛区域,使得系统满足预设的瞬态和稳态性能要求。

预设性能对误差的约束不等式为:

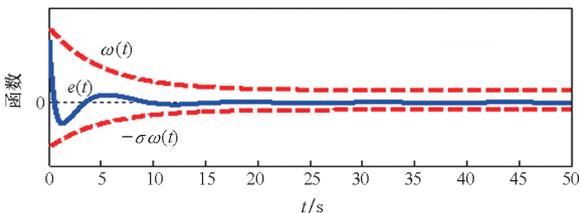
$$\begin{cases} -\sigma\omega(t) < e(t) < \omega(t), e(t) > 0 \\ -\omega(t) < e(t) < \sigma\omega(t), e(t) < 0 \end{cases} \quad (12)$$

其中: σ 为常数且 $0 < \sigma \leq 1$; $\omega(t)$ 为性能函数,表达式为:

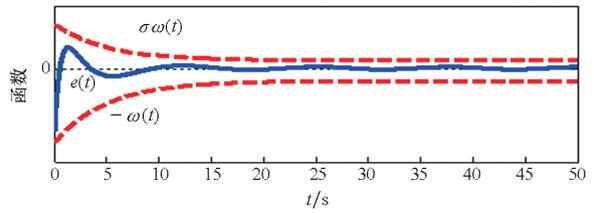
$$\omega(t) = (\omega_0 - \omega_\infty) \exp(-\mu t) + \omega_\infty \quad (13)$$

式中: $\omega_0, \mu, \omega_\infty$ 均为常数且 $\omega_0 > \omega_\infty > 0, \mu > 0, \omega_\infty$ 为稳态值, $\lim_{t \rightarrow \infty} \omega(t) = \omega_\infty$ 。显然,性能函数具有连续有界、单调递减的性质。

常规预设性能的不等式约束如图1所示。可以看出,虽然性能函数的约束可以保证跟踪误差较小的稳态值,并且对误差瞬态性能的提高有一定的作用,但仍然可能出现跟踪误差超调量过大的问题。因此对于改善跟踪误差的瞬态性能,常规预设性能方法还存在一定的缺陷。



(a) $e(0) > 0$



(b) $e(0) < 0$

图1 常规性能函数约束曲线

Fig.1 Constraint curve of conventional performance function

针对该问题,本文设计新的性能函数

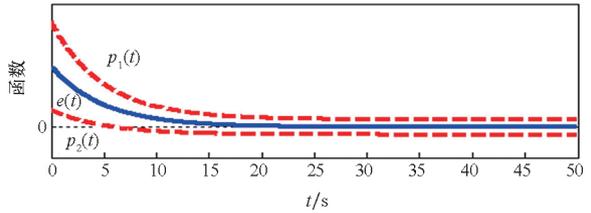
$$\begin{cases} p_1(t) = e(0) \exp(-\mu t) + \sigma\omega(t) \\ p_2(t) = e(0) \exp(-\mu t) - \sigma\omega(t) \end{cases} \quad (14)$$

显然, $\lim_{t \rightarrow \infty} p_1(t) = \sigma\omega_\infty, \lim_{t \rightarrow \infty} p_2(t) = -\sigma\omega_\infty$ 。

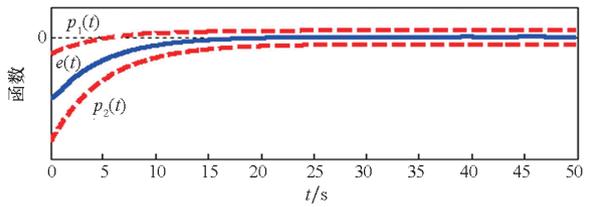
不等式约束设置为:

$$p_2(t) < e(t) < p_1(t) \quad (15)$$

所设计的预设性能方法的不等式约束如图2所示。以 $e(0) > 0$ 为例,通过设计参数,使得 $p_2(0) > 0$ 。则跟踪误差的最大偏差量小于 $\sigma\omega_\infty$, 误差稳态值处于 $(-\sigma\omega_\infty, \sigma\omega_\infty)$ 范围内。因此与常规性能函数相比,所设计的性能函数在提高误差跟踪精度的同时,可以保证误差具有较小的超调量。



(a) $e(0) > 0$



(b) $e(0) < 0$

图2 新型性能函数约束曲线

Fig.2 Constraint curve of new performance function

注2:注意到初始误差为零的情况,此时不等式(15)仍然成立。当 $e(0) = 0$, 此时 $p_1(t) = \sigma\omega(t), p_2(t) = -\sigma\omega(t)$ 。不等式(15)变为 $-\sigma\omega(t) < e(t) < \sigma\omega(t)$ 。

由于直接利用不等式(15)难以设计控制器,因此需要将不等式约束转换为等式约束,下面进行误差转换。

$$z(t) = \frac{e(t) - e(0)\exp(-\mu t)}{\sigma\omega(t)} \quad (16)$$

$$\varepsilon(t) = \frac{1}{2} \ln\left(\frac{1+z(t)}{1-z(t)}\right) \quad (17)$$

定理 1 若 $\varepsilon(t)$ 有界, 则不等式(15)成立, 即系统跟踪误差不仅有界而且被限制在预设的范围内。

证明: 式(17)可变换为

$$\exp[2\varepsilon(t)] = \frac{1+z(t)}{1-z(t)} \quad (18)$$

进一步,

$$z(t) = G(\varepsilon) = \frac{e^\varepsilon - e^{-\varepsilon}}{e^\varepsilon + e^{-\varepsilon}} \quad (19)$$

由于 $\varepsilon(t)$ 有界, 则 $-1 < \frac{e^\varepsilon - e^{-\varepsilon}}{e^\varepsilon + e^{-\varepsilon}} < 1$, 结合

式(16)、式(19), 可得

$$-1 < \frac{e(t) - e(0)\exp(-\mu t)}{\sigma\omega(t)} < 1 \quad (20)$$

因此,

$$p_2(t) < e(t) < p_1(t) \quad (21)$$

□

1.4 指令滤波器

文献[20]中的指令滤波器为:

$$\begin{cases} \dot{\chi}_1 = \chi_2 \\ \dot{\chi}_2 = 2\tau\omega \left[\frac{\omega^2}{2\tau\omega} (x_d - \chi_1) - \chi_2 \right] \end{cases} \quad (22)$$

其中: x_d 为滤波器输入; 输出 χ_1 、 χ_2 分别为 x_d 及其一阶导数 \dot{x}_d 的估计值; τ 、 ω 均为滤波器参数, 且 $\tau \in (0, 1]$, $\omega > 0$ 。依据文献[21]关于该滤波器的收敛性结论: $\lim_{\omega \rightarrow \infty} \chi_1 = x_d$ 、 $\lim_{\omega \rightarrow \infty} \chi_2 = \dot{x}_d$, 做出假设 3。

假设 3: 存在未知常数 $\eta_1 > 0$ 、 $\eta_2 > 0$, 使得 $|\chi_1 - x_d| \leq \eta_1$ 、 $|\chi_2 - \dot{x}_d| \leq \eta_2$ 。

2 控制器设计

控制目标: 在考虑高超声速飞行器控制系统存在输入受限的情形下, 系统输出能够稳定跟踪指令信号, 执行机构的幅值和速率满足限制要求。当系统饱和结束后, 系统输出的跟踪误差达到预设的瞬态和稳态性能的要求。本文设计的控制器结构如图 3 所示。

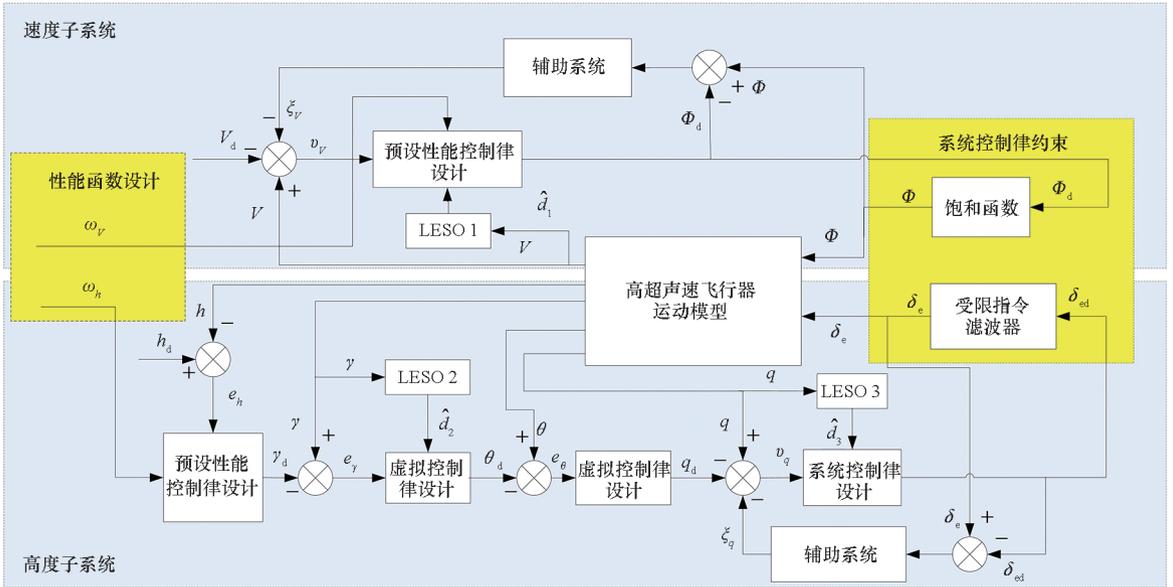


图 3 控制器结构

Fig. 3 Structure of controller

2.1 速度子系统控制器设计

针对式(7)定义跟踪误差 $e_v = V - V_d$, 其中 V_d 为速度指令。然后定义补偿误差

$$v_v = e_v - \xi_v \quad (23)$$

式中: ξ_v 为待设计的辅助变量。

构造性能函数

$$\begin{cases} p_{v1}(t) = v_v(0)\exp(-\mu_v t) + \sigma_v \omega_v(t) \\ p_{v2}(t) = v_v(0)\exp(-\mu_v t) - \sigma_v \omega_v(t) \end{cases} \quad (24)$$

其中: $\omega_v(t) = (\omega_{v0} - \omega_{v\infty})\exp(-\mu_v t) + \omega_{v\infty}$, μ_v 、 ω_{v0} 、 $\omega_{v\infty}$ 为性能函数参数; $\sigma_v > 0$ 为常数。

针对 v_v 建立约束不等式并进行误差变换, 即

$$p_{v2} < v_v < p_{v1} \quad (25)$$

$$\varepsilon_v = \frac{1}{2} \ln\left(\frac{1+z_v}{1-z_v}\right) \quad (26)$$

式中: $z_v = \frac{v_v - v_v(0)\exp(-\mu_v t)}{\sigma_v \omega_v(t)}$ 。

结合式(7), 对式(26)求导, 得:

$$\dot{\varepsilon}_V = r_V(f_V + g_V\Phi + d_1 - V_d - \dot{\xi}_V) + \nu_V \quad (27)$$

$$\text{式中: } r_V = \frac{1}{1-z_V^2} \cdot \frac{1}{\sigma_V\omega_V} > 0; \nu_V = -\frac{1}{(1-z_V^2)} \cdot \frac{1}{\omega_V} \left[-\frac{\mu_V\nu_V(0)\exp(-\mu_V t)}{\sigma_V} + z_V\dot{\omega}_V \right].$$

考虑到输入饱和问题,引入饱和函数(9)约束理想控制输入 Φ_d ,并得到实际输入

$$\Phi = H_\Phi(\Phi_d) \quad (28)$$

为了保证燃油当量比饱和时系统的稳定跟踪,设计辅助系统

$$\dot{\xi}_V = -k_{V\xi}\xi_V + g_V(\Phi - \Phi_d) \quad (29)$$

设计子系统控制律

$$\Phi_d = \frac{1}{g_V} \left(-k_V\varepsilon_V - \frac{\lambda_V r_V \varepsilon_V}{4} - f_V + \dot{V}_d - \frac{\nu_V}{r_V} - \hat{d}_1 - k_{V\xi}\xi_V \right) \quad (30)$$

式中: $k_V, \lambda_V, k_{V\xi}$ 均为正参数; \hat{d}_1 为 d_1 估计值。

将式(28)、式(30)代入式(27),得:

$$\dot{\varepsilon}_V = -r_V k_V \varepsilon_V - \frac{\lambda_V r_V^2 \varepsilon_V}{4} + r_V(d_1 - \hat{d}_1) \quad (31)$$

2.2 高度子系统控制器设计

定义高度误差 $e_h = h - h_d$,其中 h_d 为高度指令。针对高度误差构造性能函数

$$\begin{cases} p_{h1}(t) = e_h(0)\exp(-\mu_h t) + \sigma_h\omega_h(t) \\ p_{h2}(t) = e_h(0)\exp(-\mu_h t) - \sigma_h\omega_h(t) \end{cases} \quad (32)$$

其中: $\omega_h(t) = (\omega_{h0} - \omega_{h\infty})\exp(-\mu_h t) + \omega_{h\infty}$, $\mu_h, \omega_{h0}, \omega_{h\infty}$ 为性能函数参数; $\sigma_h > 0$ 为常数。

针对 e_h 建立约束不等式并进行误差变换

$$p_{h2} < e_h < p_{h1} \quad (33)$$

$$\varepsilon_h = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{1+z_h}{1-z_h} \right) \quad (34)$$

$$\text{式中: } z_h = \frac{v_h - v_h(0)\exp(-\mu_h t)}{\sigma_h\omega_h(t)}.$$

为了使得高度 h 实现对高度指令 h_d 的快速跟踪,设计虚拟控制律

$$\gamma_d = \arcsin \left(\frac{-k_h \varepsilon_h / r_h + \dot{h}_d - \nu_h / r_h}{V} \right) \quad (35)$$

式中: $k_h > 0$ 为参数; $r_h = \frac{1}{1-z_h^2} \cdot \frac{1}{\sigma_h\omega_h} > 0$; $\nu_h =$

$$-\frac{1}{(1-z_h^2)} \cdot \frac{1}{\omega_h} \left[-\frac{\mu_h\nu_h(0)\exp(-\mu_h t)}{\sigma_h} + z_h\dot{\omega}_h \right].$$

注3:当航迹倾角 γ 实现对 γ_d 的跟踪时,转换误差 $\varepsilon_h(t)$ 满足 $\varepsilon_h(t) + k_h\dot{\varepsilon}_h(t) = 0^{[21]}$,即 $\varepsilon_h(t)$ 有界。因此,根据定理1可知,当 $\gamma \rightarrow \gamma_d$,高度跟踪误差 e_h 满足预设的瞬态和稳态性能要求。

下面利用反演控制方法设计高度子系统控

制律。

Step 1:定义航迹倾角误差 $e_\gamma = \gamma - \gamma_d$,结合式(8)对其求导,得:

$$\dot{e}_\gamma = f_\gamma + g_\gamma\theta + d_\gamma - \dot{\gamma}_d \quad (36)$$

考虑到反演控制器设计中,虚拟指令难以求导,利用指令滤波器来估计虚拟指令 γ_d 及其导数 $\dot{\gamma}_d$ 。

$$\begin{cases} \dot{\chi}_{\gamma 1} = \chi_{\gamma 2} \\ \dot{\chi}_{\gamma 2} = 2\tau_\gamma\omega_\gamma \left[\frac{\omega_\gamma^2}{2\tau_\gamma\omega_\gamma} (\gamma_d - \chi_{\gamma 1}) - \chi_{\gamma 2} \right] \end{cases} \quad (37)$$

其中: $\tau_\gamma, \omega_\gamma$ 均为正参数。

设计虚拟控制律

$$\theta_d = \frac{1}{g_\gamma} (-k_\gamma e_\gamma - f_\gamma - \hat{d}_2 + \chi_{\gamma 2}) \quad (38)$$

式中: $k_\gamma > 0$ 为参数; \hat{d}_2 为 d_2 估计值。

将式(38)代入式(36),得:

$$\dot{e}_\gamma = -k_\gamma e_\gamma + g_\gamma(\theta - \theta_d) + d_2 - \hat{d}_2 + \chi_{\gamma 2} - \dot{\gamma}_d \quad (39)$$

Step 2:定义俯仰角误差 $e_\theta = \theta - \theta_d$,结合式(8)对其求导,得:

$$\dot{e}_\theta = q - \dot{\theta}_d \quad (40)$$

设计虚拟控制律

$$q_d = -k_\theta e_\theta + g_\gamma e_\gamma - \xi_q + \chi_{\theta 2} \quad (41)$$

式中: $k_\theta > 0$ 为设计参数; ξ_q 为待设计的辅助变量; $\chi_{\theta 2}$ 为虚拟控制律导数 $\dot{\theta}_d$ 的估计值,可通过式(42)所示指令滤波器得到。

$$\begin{cases} \dot{\chi}_{\theta 1} = \chi_{\theta 2} \\ \dot{\chi}_{\theta 2} = 2\tau_\theta\omega_\theta \left[\frac{\omega_\theta^2}{2\tau_\theta\omega_\theta} (\theta_d - \chi_{\theta 1}) - \chi_{\theta 2} \right] \end{cases} \quad (42)$$

式中: $\tau_\theta, \omega_\theta$ 均为正参数。

将式(41)代入式(40),得:

$$\dot{e}_\theta = -k_\theta e_\theta + g_\gamma e_\gamma + q - q_d - \xi_q + \chi_{\theta 2} - \dot{\theta}_d \quad (43)$$

Step 3:定义俯仰角速率误差 $e_q = q - q_d$,并定义补偿误差

$$v_q = e_q - \xi_q \quad (44)$$

结合式(8)对式(44)求导,得:

$$\dot{v}_q = f_q + g_q\delta_e + d_3 - \dot{q}_d - \dot{\xi}_q \quad (45)$$

考虑到输入饱和问题,构造受限指令滤波器约束理想控制输入 δ_{ed} 并得到实际输入

$$\begin{cases} \dot{\chi}_{\delta 1} = \chi_{\delta 2} \\ \dot{\chi}_{\delta 2} = 2\tau_\delta\omega_\delta \left\{ H_\psi \left[\frac{\omega_\delta^2}{2\tau_\delta\omega_\delta} (\delta_{ed} - \chi_{\delta 1}) \right] - \chi_{\delta 2} \right\} \\ \delta_e = H_\delta(\chi_{\delta 1}) \end{cases} \quad (46)$$

其中: $\tau_\delta, \omega_\delta$ 均为正参数; $H_\delta(\cdot), H_\psi(\cdot)$ 具体定义见式(10)、式(11)。

为了抵消输入饱和造成的影响, 设计辅助系统

$$\dot{\xi}_q = -k_{q\zeta 1}\xi_q - k_{q\zeta 2} |g_q| \xi_q + g_q (\delta_e - \delta_{ed}) \quad (47)$$

设计系统控制律

$$\delta_{ed} = \frac{1}{g_q} (-k_q v_q - f_q - \hat{d}_3 + \chi_{q2} - e_\theta - k_{q\zeta 1}\xi_q - k_{q\zeta 2} |g_q| \xi_q) \quad (48)$$

式中: $k_q > 0$ 为参数; \hat{d}_3 为 d_3 的估计值。 χ_{q2} 为虚拟控制律导数 \dot{q}_d 的估计值, 可通过如式(49)所示指令滤波器得到。

$$\begin{cases} \dot{\chi}_{q1} = \chi_{q2} \\ \dot{\chi}_{q2} = 2\tau_q \omega_q \left[\frac{\omega_q^2}{2\tau_q \omega_q} (q_d - \chi_{q1}) - \chi_{q2} \right] \end{cases} \quad (49)$$

式中: τ_q, ω_q 均为正参数。

将式(47)、式(48)代入式(45)中, 得:

$$\dot{v}_q = -k_q v_q - e_\theta + \chi_{q2} - \dot{q}_d + d_3 - \hat{d}_3 \quad (50)$$

2.3 线性扩张观测器设计

针对速度、高度子系统中存在的扰动, 依据文献[22], 分别设计二阶线性扩张观测器 (linear extended state observer, LESO) 对扰动 d_1, d_2, d_3 进行观测并补偿。

$$\begin{cases} \dot{\hat{V}} = f_v + g_v \Phi + \hat{d}_1 + l_{v1} (V - \hat{V}) \\ \hat{d}_1 = l_{v2} (V - \hat{V}) \end{cases} \quad (51)$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{\gamma}} = f_\gamma + g_\gamma \theta + \hat{d}_2 + l_{\gamma 1} (\gamma - \hat{\gamma}) \\ \hat{d}_2 = l_{\gamma 2} (\gamma - \hat{\gamma}) \end{cases} \quad (52)$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{q}} = f_q + g_q \delta_e + \hat{d}_3 + l_{q1} (q - \hat{q}) \\ \hat{d}_3 = l_{q2} (q - \hat{q}) \end{cases} \quad (53)$$

其中: $\hat{V}, \hat{\gamma}, \hat{q}$ 分别为 V, γ, q 的估计值; \hat{d}_i 为 d_i 的观测值 ($i = 1, 2, 3$); $l_{vi}, l_{\gamma i}, l_{qi}$ ($i = 1, 2$) 均为正参数。采用带宽配置方法^[22]使参数满足 $[l_{v1}, l_{v2}] = [\omega_{v0} a_1, \omega_{v0} a_2]$, $[l_{\gamma 1}, l_{\gamma 2}] = [\omega_{\gamma 0} a_1, \omega_{\gamma 0} a_2]$, $[l_{q1}, l_{q2}] = [\omega_{q0} a_1, \omega_{q0} a_2]$ 。其中 ω_0 表示观测器的带宽, 参数 $a_i = 3! / i! \cdot (3 - i)!$ ($i = 1, 2$)。

参考文献[23]关于 LESO 收敛性的证明, 即做出假设 4。

假设 4: LESO 观测误差 $\tilde{d} = \hat{x}_2 - d$ 有界, 且存在未知常数 $\tilde{D} > 0$, 使得 $|\tilde{d}| \leq \tilde{D}$ 。

3 稳定性分析

定理 2 对于系统模型(1)~(5), 通过采用式(28)、式(46)约束系统输入, 能够保证燃油当量比 Φ 、升降舵偏角 δ_e 实际输出始终满足受限条件, 即 $\Phi \in [\Phi_{\min}, \Phi_{\max}]$ 、 $\delta_e \in [\delta_{\min}, \delta_{\max}]$ 、 $\psi_e = \dot{\delta}_e \in [\psi_{\min}, \psi_{\max}]$ 。

证明: 由于 $\Phi = H_\Phi(\Phi_d)$ 、 $\delta_e = H_\delta(\chi_{\delta 1})$, 根据饱和函数 $H_\Phi(\cdot)$ 、 $H_\delta(\cdot)$ 的定义, 不难得到 $\Phi \in [\Phi_{\min}, \Phi_{\max}]$ 、 $\delta_e \in [\delta_{\min}, \delta_{\max}]$ 。

对于所构造的受限指令滤波器式(46), 将式(46)中的 $\dot{\chi}_{\delta 2} = 2\tau_\delta \omega_\delta \left\{ H_\psi \left[\frac{\omega_\delta^2}{2\tau_\delta \omega_\delta} (\delta_{ed} - \chi_{\delta 1}) \right] - \chi_{\delta 2} \right\}$ 进行变换, 得:

$$\dot{\chi}_{\delta 2} + c_\delta \chi_{\delta 2} = c_\delta H_\psi \left[\frac{\omega_\delta^2}{c_\delta} (\delta_{ed} - \chi_{\delta 1}) \right] \quad (54)$$

式中: $c_\delta = 2\tau_\delta \omega_\delta$ 。由于饱和函数 $H_\psi(\cdot) \in [\psi_{\min}, \psi_{\max}]$, 则式(54)进一步得到:

$$c_\delta \psi_{\min} \leq \dot{\chi}_{\delta 2} + c_\delta \chi_{\delta 2} \leq c_\delta \psi_{\max} \quad (55)$$

不等式(55)同时乘以 $\exp(c_\delta t)$, 得:

$$c_\delta \psi_{\min} \exp(c_\delta t) \leq [\chi_{\delta 2} \exp(c_\delta t)]' \leq c_\delta \psi_{\max} \exp(c_\delta t) \quad (56)$$

对不等式(56)积分, 得:

$$\begin{cases} \chi_{\delta 2} \geq \psi_{\min} [1 - \exp(-c_\delta t)] + \chi_{\delta 2}(0) \\ \chi_{\delta 2} \leq \psi_{\max} [1 - \exp(-c_\delta t)] + \chi_{\delta 2}(0) \end{cases} \quad (57)$$

根据实际情况, 升降舵偏角 δ_e 输出速率的上下限 $\psi_{\min} < 0, \psi_{\max} > 0$ 。取初始值 $\chi_{\delta 2}(0) = 0$, 则式(57)可简化为:

$$\psi_{\min} \leq \chi_{\delta 2} \leq \psi_{\max} \quad (58)$$

当 $\chi_{\delta 1} \in (\delta_{\min}, \delta_{\max})$ 时, 则 $\delta_e = H_\delta(\chi_{\delta 1}) = \chi_{\delta 1}$,

显然 $\dot{\delta}_e = \chi_{\delta 2} \in [\psi_{\min}, \psi_{\max}]$; 当 $\chi_{\delta 1} \notin [\delta_{\min}, \delta_{\max}]$, $\delta_e(t) = \delta_{\min}$ 或 $\delta_e(t) = \delta_{\max}$, 则 $\dot{\delta}_e = 0 \in [\psi_{\min}, \psi_{\max}]$ 。综上可得, $\psi_e = \dot{\delta}_e \in [\psi_{\min}, \psi_{\max}]$ 。 □

注 4: 对于文献[14]针对控制输入幅值、速率受限问题, 所构造的受限指令滤波器为:

$$\begin{cases} \dot{\chi}_{\delta 1} = \chi_{\delta 2} \\ \dot{\chi}_{\delta 2} = 2\tau_\delta \omega_\delta \left(H_\psi \left\{ \frac{\omega_\delta^2}{2\tau_\delta \omega_\delta} [H_\delta(\delta_{ed}) - \chi_{\delta 1}] \right\} - \chi_{\delta 2} \right) \\ \delta_e = \chi_{\delta 1} \end{cases} \quad (59)$$

若函数 $H_\psi(\cdot)$ 达到饱和值, 此时式(59)变为:

$$\begin{cases} \dot{\chi}_{\delta 1} = \chi_{\delta 2} \\ \dot{\chi}_{\delta 2} = 2\tau_{\delta}\omega_{\delta}(\psi_m - \chi_{\delta 2}) \\ \delta_e = \chi_{\delta 1} \end{cases} \quad (60)$$

其中:常数 $\psi_m = \psi_{\min}$ 或 $\psi_m = \psi_{\max}$ 。显然,式(60)无法保证输出 δ_e 的幅值满足受限条件。因此,文献[14]所构造的受限指令滤波器无法保证能够实现有效控制输入的有效约束。

定理3 对于系统模型(1)~(5),基于假设1~3,采用控制律(30)、(48),闭环系统内所有误差最终一致有界,当系统输入退出饱和后,能够保证速度、高度跟踪误差被限制在预设范围内,达到预设的瞬态和稳态性能要求。

证明:针对整个闭环系统构建 Lyapunov 函数

$$V = \frac{1}{2}(\varepsilon_V^2 + e_\gamma^2 + e_\theta^2 + v_q^2) \quad (61)$$

结合式(31)、式(39)、式(43)以及式(50),对式(61)求导,得:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \varepsilon_V \left(-r_V k_V \varepsilon_V - \frac{\lambda_V r_V^2 \varepsilon_V}{4} + r_V \tilde{d}_1 \right) + \\ & e_\gamma (-k_\gamma e_\gamma + g_\gamma e_\theta + \tilde{d}_2 + \eta_\gamma) + \\ & e_\theta (-k_\theta e_\theta + g_\theta e_\gamma + v_q + \eta_\theta) + \\ & v_q (-k_q v_q - e_\theta + \eta_q + \tilde{d}_3) \end{aligned} \quad (62)$$

式中: $\eta_\gamma = \chi_{\gamma 2} - \dot{\gamma}_d$ 、 $\eta_\theta = \chi_{\theta 2} - \dot{\theta}_d$ 、 $\eta_q = \chi_{q 2} - \dot{q}_d$ 均为指令滤波器误差; $\tilde{d}_i = d_i - \hat{d}_i$ ($i = 1, 2, 3$) 均为 LESO 观测误差。

根据假设3,存在未知常数 N_i ($i = 1, 2, 3$) > 0 ,使得 $|\eta_\gamma| \leq N_1$ 、 $|\eta_\theta| \leq N_2$ 、 $|\eta_q| \leq N_3$;根据假设4,存在未知常数 \tilde{D}_i ($i = 1, 2, 3$) > 0 ,使得 $|\tilde{d}_1| \leq \tilde{D}_1$ 、 $|\tilde{d}_2| \leq \tilde{D}_2$ 、 $|\tilde{d}_3| \leq \tilde{D}_3$ 。

注意到式(62)中

$$\begin{cases} \varepsilon_V r_V \tilde{d}_1 \leq \frac{\lambda_V r_V^2 v_V^2}{4} + \frac{1}{\lambda_V} \tilde{d}_1^2 \\ e_\gamma \tilde{d}_2 \leq \frac{k_\gamma}{4} e_\gamma^2 + \frac{1}{k_\gamma} \tilde{d}_2^2 \\ e_\gamma \eta_\gamma \leq \frac{k_\gamma}{4} e_\gamma^2 + \frac{1}{k_\gamma} \eta_\gamma^2 \\ e_\theta \eta_\theta \leq \frac{k_\theta}{2} e_\theta^2 + \frac{1}{2k_\theta} \eta_\theta^2 \\ v_q \tilde{d}_3 \leq \frac{k_q}{4} v_q^2 + \frac{1}{k_q} \tilde{d}_3^2 \\ v_q \eta_q \leq \frac{k_q}{4} v_q^2 + \frac{1}{k_q} \eta_q^2 \end{cases} \quad (63)$$

结合式(63),式(62)可以化简为:

$$\begin{aligned} \dot{W} \leq & -r_V k_V \varepsilon_V^2 - \frac{k_\gamma}{2} e_\gamma^2 - \frac{k_\theta}{2} e_\theta^2 - \frac{k_q}{2} v_q^2 + \frac{1}{\lambda_V} \tilde{d}_1^2 + \\ & \frac{1}{k_\gamma} \tilde{d}_2^2 + \frac{1}{k_q} \tilde{d}_3^2 + \frac{1}{k_\gamma} \eta_\gamma^2 + \frac{1}{2k_\theta} \eta_\theta^2 + \frac{1}{k_q} \eta_q^2 \end{aligned} \quad (64)$$

$$\text{令 } \Lambda = [\varepsilon_V, e_\gamma, e_\theta, v_q]^T, \bar{k} = \min\left(r_V k_V, \frac{k_\gamma}{2}, \frac{k_\theta}{2}, \frac{k_q}{2}\right)。$$

根据前面的分析,存在常数 $N_W > 0$,使得 $\frac{1}{\lambda_V} \tilde{d}_1^2 +$

$\frac{1}{k_\gamma} \tilde{d}_2^2 + \frac{1}{k_q} \tilde{d}_3^2 + \frac{1}{k_\gamma} \eta_\gamma^2 + \frac{1}{2k_\theta} \eta_\theta^2 + \frac{1}{k_q} \eta_q^2 \leq N_W$,因此式(64)可进一步得到:

$$\dot{W} \leq -\bar{k} \|\Lambda\|_2^2 + N_W \quad (65)$$

则当 $\|\Lambda\| \geq \sqrt{N_W/\bar{k}}$ 时,式(65)有

$$\dot{W} \leq 0 \quad (66)$$

因此可以说明 W 有界,根据 W 的定义可得到 $\varepsilon_V, e_\gamma, e_\theta, v_q$ 有界。根据注3,由 e_γ 有界可得 $\varepsilon_h \in l_\infty$ 。根据定理1,由 $\varepsilon_V, \varepsilon_h$ 有界可以得到 v_V, e_h 有界,并满足预设的瞬态和稳态性能要求。

当系统输入退出饱和后,此时辅助系统(29)

变为 $\dot{\xi}_V = -k_{V\xi} \xi_V$,则辅助变量 $\xi_V \rightarrow 0$,即 $v_V \rightarrow e_V$,进一步得到误差 e_V 满足预设的瞬态和稳态性能要求。

针对辅助系统(47)构造构建 Lyapunov 函数

$$W_\xi = \frac{1}{2} \xi_q^2 \text{ 并求导,得:}$$

$$\begin{aligned} \dot{W}_\xi = & -k_{q\xi 1} \xi_q^2 - k_{q\xi 2} |g_q| \xi_q^2 + g_q (\delta_e - \delta_{ed}) \xi_q \\ \leq & -k_{q\xi 1} \xi_q^2 - k_{q\xi 2} |g_q| [|\xi_q^2| - |(\delta_e - \delta_{ed}) \xi_q| / k_{q\xi 2}] \end{aligned} \quad (67)$$

当系统输入退出饱和后, $\delta_{ed} \in [\delta_{\min}, \delta_{\max}]$ 。注意到 $\lim_{\omega_\delta \rightarrow \infty} \chi_{\delta 1} = \delta_{ed}$ 、 $\delta_e = H_\delta(\chi_{\delta 1})$,因此式(67)中,有 $(\delta_e - \delta_{ed}) \in l_\infty$ 。当辅助变量 $|\xi_q| \geq |(\delta_e - \delta_{ed}) / k_{q\xi 2}|$ 时,显然式(67)可化简为 $\dot{W}_\xi \leq -k_{q\xi 1} \xi_q^2$,因此 ξ_q 有界,从而得到 e_q 有界。□

4 仿真实验

为验证本文提出的控制方案的有效性,以高超声速飞行器纵向运动模型(1)~(5)为对象,利用第2节的控制方法进行 MATLAB 仿真。飞行器模型相关参数取自文献[16]。由于文献[16]中的原始单位是 ft (1 ft = 0.304 8 m),若将该英制单位换算为国际单位,会存在换算精度的问题,造成一定偏差。因此本仿真实验均基于原始单位 ft 设置参数。

控制器参数: $k_V = 0.1$, $\lambda_V = 0.01$, $k_h = 0.1$,

$k_\gamma = 0.8, k_\theta = 2, k_q = 2$ 。预设性能参数： $\mu_v = 0.2, \mu_h = 0.15, \omega_{v\infty} = 2, \omega_{h\infty} = 20, \sigma_v = 0.6, \sigma_h = 0.5$ 。辅助系统参数： $k_{v\zeta} = 0.8, k_{q\zeta 1} = 10, k_{q\zeta 2} = 0.02$ ；指令滤波器参数： $\tau_\gamma = \tau_\theta = \tau_q = 0.8, \tau_q = 0.5, \omega_\gamma = \omega_\theta = 10, \omega_q = 25, \omega_\delta = 90$ 。LESO 参数：带宽 $\omega_{l0} = \omega_{\gamma 0} = \omega_{q 0} = 5$ 。系统输出及状态初始值设置为： $V_0 = 7702 \text{ ft/s}, h_0 = 85000 \text{ ft}, \gamma_0 = 0 \text{ rad}, \theta_0 = 0.0264 \text{ rad}, q_0 = 0 \text{ rad/s}$ 。扰动 d_1, d_2, d_3 包含的外界干扰分别设置为 $\sin(0.2t), 0.0002\sin(0.2t), 0.1\sin(0.2t)$ 。考虑系统参数摄动为 +20%。

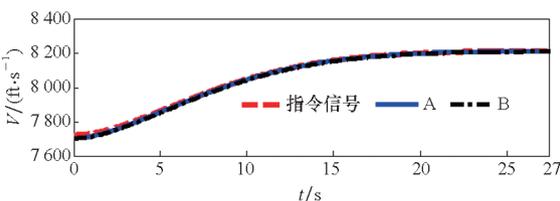
控制输入约束分别设置为 $\Phi \in [0.05, 1.5]$, $\delta_e \in [-30^\circ, 30^\circ], \dot{\delta}_e \in [-100^\circ/\text{s}, 100^\circ/\text{s}]$ ；速度、高度阶跃指令分别设置为 $\Delta V = \begin{cases} 20 \text{ ft/s}, t=0 \\ 500 \text{ ft/s}, t>0 \end{cases}, \Delta h = \begin{cases} 50 \text{ ft}, t=0 \\ 1500 \text{ ft}, t>0 \end{cases}$ ，并分别通过如式 (68)、式 (69) 所示滤波器产生信号指令 V_d, h_d [24]。

$$G_v(s) = \frac{0.2^2}{s^2 + 0.32s + 0.2^2} \quad (68)$$

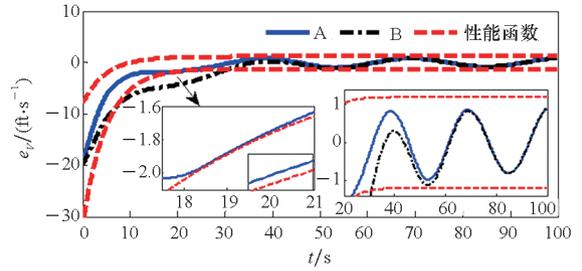
$$G_h(s) = \frac{0.06^2}{s^2 + 0.096s + 0.06^2} \quad (69)$$

为了验证所提出的控制方案(记为 A)的优越性,引入文献[11]的自适应抗饱和和控制方案(记为 B)进行对比仿真。为了体现对比的“公平性”,控制方案 B 的控制增益参数值与 A 相同,并且采用相同参数的 LESO 观测补偿系统扰动。

仿真结果见图 4~12。显然,该两种控制方案均能使得系统实现对指令的稳定跟踪(如图 4~7 所示)。由图 4~5 可见,方案 A 的速度误差、高度误差曲线始终处于预设范围内,误差收敛速度优于方案 B。这说明方案 A 的控制系统瞬态性能较好。由图 8~10 可见,方案 A、B 的控制输入曲线满足幅值约束条件,但只有方案 A 能够满足升降舵偏角的速率限制要求。这说明方案 A 所构造的受限指令滤波器能够有效限制控制输入的幅值和速率,保证执行机构实际输出满足限制条件。



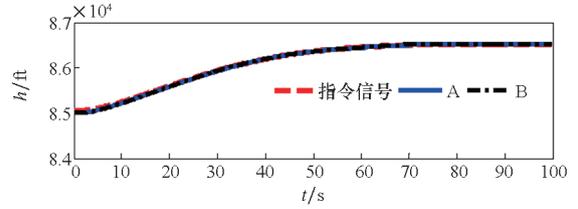
(a) V



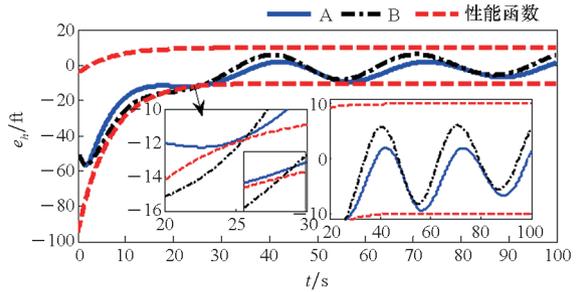
(b) e_v

图 4 速度及跟踪误差曲线

Fig. 4 Curves of velocity and its tracking error



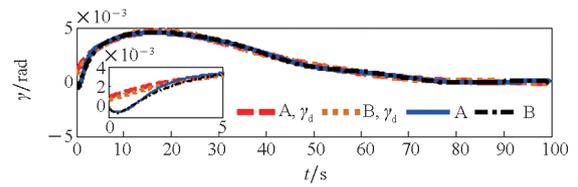
(a) h



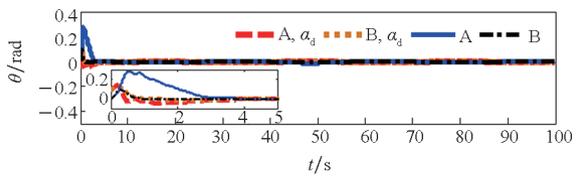
(b) e_h

图 5 高度及跟踪误差曲线

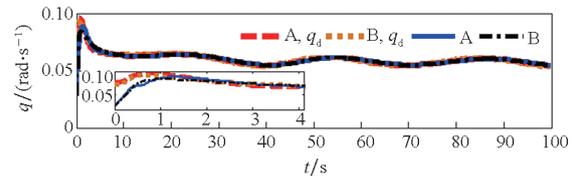
Fig. 5 Curves of height and its tracking error



(a) γ



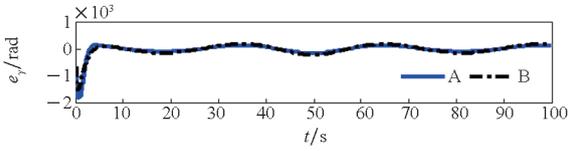
(b) θ



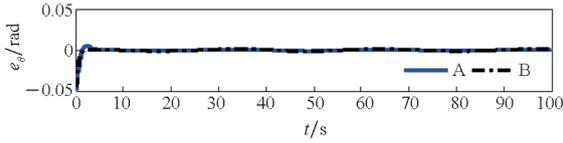
(c) q

图 6 系统状态变量曲线

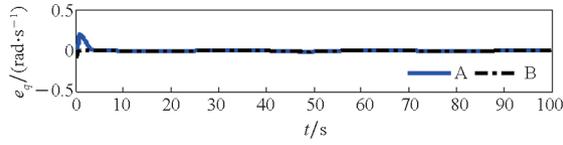
Fig. 6 Curves of system states variable



(a) e_γ



(b) e_θ



(c) e_q

图 7 系统状态变量跟踪误差曲线

Fig. 7 Curves of system state variable tracking errors

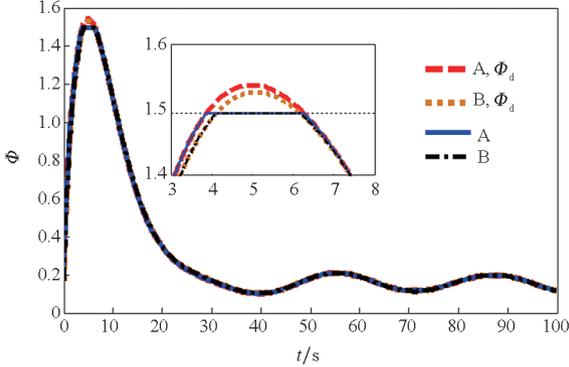


图 8 燃油当量比曲线

Fig. 8 Curves of fuel equivalent ratio

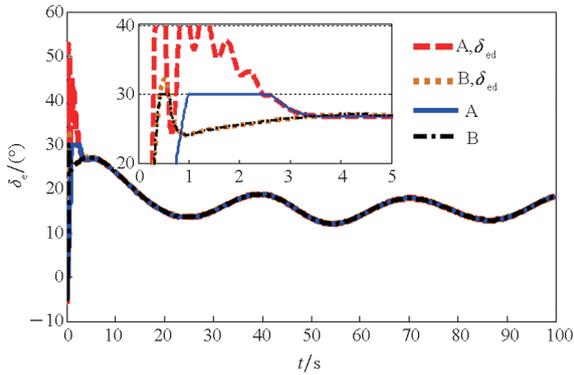


图 9 升降舵偏角曲线

Fig. 9 Curves of elevator deflection angle

由图 11 可见,当控制输入饱和时,辅助变量快速响应补偿跟踪误差,以保证系统的稳定性;当系统退出饱和时,辅助变量快速收敛到零。由图 12 可见,LESO 对系统扰动能实现快速有效的观测,这说明系统具有一定的抗干扰能力。综上

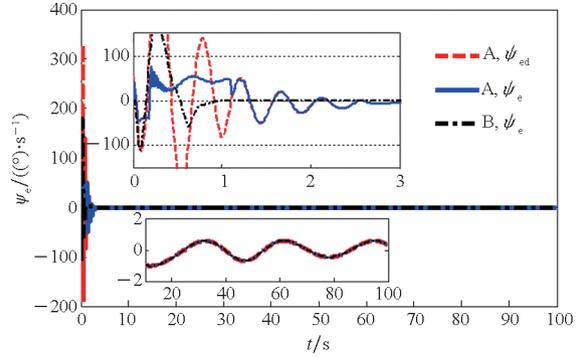
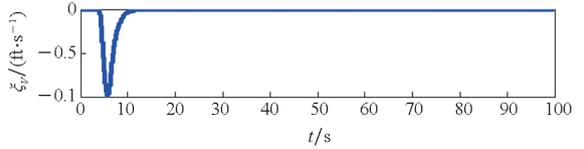


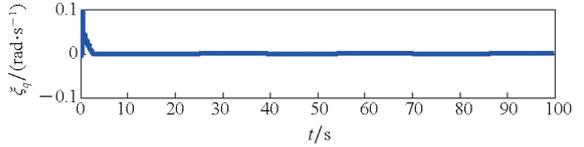
图 10 升降舵偏角速率曲线

Fig. 10 Curves of elevator deflection angle rate

所述,通过对比,所提出的控制方案在解决控制输入幅值和速率受限问题的同时,能够使得系统具有良好的瞬态和稳态性能。



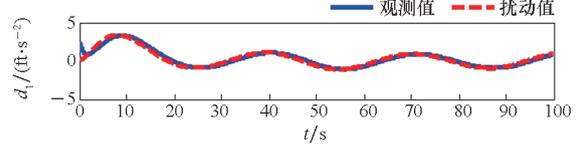
(a) ξ_v



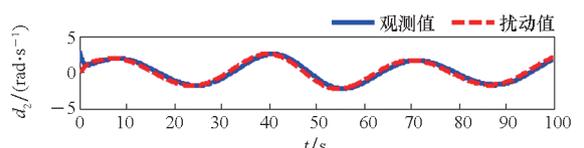
(b) ξ_q

图 11 辅助变量曲线

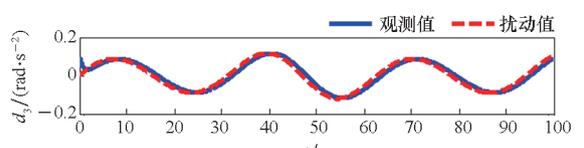
Fig. 11 Curves of auxiliary variable



(a) d_1



(b) d_2



(c) d_3

图 12 LESO 观测曲线

Fig. 12 Curves of LESO observation

5 结论

针对考虑控制输入幅值和速率受限的高超声速飞行器跟踪性能控制问题,提出基于受限指令滤波器的预设性能控制方案。首先,通过设计新的性能函数,在提高系统稳态和瞬态性能的基础上,使得输出跟踪误差具有较小的超调量。然后,通过构造受限指令滤波器,保证系统输入的幅值和速率满足受限要求,并从理论上完成了证明。最后,通过仿真验证该方案在解决系统输入幅值和速率受限问题的基础上,能够提供良好的跟踪性能。

参考文献 (References)

- [1] BECHLIOLIS C P, ROVITHAKIS G A. Prescribed performance adaptive control of SISO feedback linearizable systems with disturbances [C]//Proceedings of the 16th Mediterranean Conference on Control and Automation, 2008.
- [2] WANG Y Y, HU J B. Improved prescribed performance control for air-breathing hypersonic vehicles with unknown deadzone input nonlinearity [J]. ISA Transactions, 2018, 79: 95–107.
- [3] LI Y, WANG C L, HU Q L. Adaptive control with prescribed tracking performance for hypersonic flight vehicles in the presence of unknown elevator faults[J]. International Journal of Control, 2019, 92(7): 1682–1691.
- [4] YING J Y, WANG Y H, MU J Z, et al. Damage-mitigating control of hypersonic flight vehicle based on prescribed performance[J]. International Journal of Damage Mechanics, 2019, 28(5): 794–811.
- [5] SHI Y, SHAO X L, ZHANG W D. Quantized learning control for flexible air-breathing hypersonic vehicle with limited actuator bandwidth and prescribed performance[J]. Aerospace Science and Technology, 2020, 97: 105629.
- [6] LUO C X, LEI H M, ZHANG D Y, et al. Adaptive neural control of hypersonic vehicles with actuator constraints[J]. International Journal of Aerospace Engineering, 2018, 2018: 1284753.
- [7] BU X W, WU X Y, MA Z, et al. Novel auxiliary error compensation design for the adaptive neural control of a constrained flexible air-breathing hypersonic vehicle [J]. Neurocomputing, 2016, 171: 313–324.
- [8] WANG S X, ZHANG Y, JIN Y Q, et al. Neural control of hypersonic flight dynamics with actuator fault and constraint[J]. Science China Information Sciences, 2015, 58(7): 070206.
- [9] SUN J G, SONG S M. Tracking control of hypersonic vehicles with input saturation based on fast terminal sliding mode[J]. International Journal of Aeronautical and Space Sciences, 2019, 20(2): 493–505.
- [10] CHEN H L, ZHOU J, ZHOU M, et al. Nussbaum gain adaptive control scheme for moving mass reentry hypersonic vehicle with actuator saturation[J]. Aerospace Science and Technology, 2019, 91: 357–371.
- [11] QIAO H Y, MENG H, WANG M J, et al. Adaptive control for hypersonic vehicle with input saturation and state constraints[J]. Aerospace Science and Technology, 2019, 84: 107–119.
- [12] DONG C Y, LIU Y, WANG Q. Barrier Lyapunov function based adaptive finite-time control for hypersonic flight vehicles with state constraints [J]. ISA Transactions, 2020, 96: 163–176.
- [13] SUN J G, LI C M, GUO Y, et al. Adaptive fault tolerant control for hypersonic vehicle with input saturation and state constraints[J]. Acta Astronautica, 2020, 167: 302–313.
- [14] ZHANG S, WANG Q, DONG C Y. A novel adaptive dynamic surface control scheme of hypersonic flight vehicles with thrust and actuator constraints [J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2018, 40(4): 1362–1374.
- [15] LUO C X, LEI H M, LI J, et al. A new adaptive neural control scheme for hypersonic vehicle with actuators multiple constraints [J]. Nonlinear Dynamics, 2020, 100(4): 3529–3553.
- [16] 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.
- [17] XU B, SHI Z K, SUN F C, et al. Barrier Lyapunov function based learning control of hypersonic flight vehicle with AOA constraint and actuator faults [J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2019, 49(3): 1047–1057.
- [18] WANG X, GUO J, TANG S J, et al. Fixed-time disturbance observer based fixed-time back-stepping control for an air-breathing hypersonic vehicle [J]. ISA Transactions, 2019, 88: 233–245.
- [19] DING Y B, WANG X G, BAI Y L, et al. Novel anti-saturation robust controller for flexible air-breathing hypersonic vehicle with actuator constraints [J]. ISA Transactions, 2020, 99: 95–109.
- [20] FARRELL J A, POLYCARPOU M, SHARMA M, et al. Command filtered backstepping [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2009, 54(6): 1391–1395.
- [21] BU X W, XIAO Y, WANG K. A prescribed performance control approach guaranteeing small overshoot for air-breathing hypersonic vehicles via neural approximation[J]. Aerospace Science and Technology, 2017, 71: 485–498.
- [22] GAO Z Q. Active disturbance rejection control: a paradigm shift in feedback control system design [C]//Proceedings of American Control Conference, 2006.
- [23] 邵星灵, 王宏伦. 线性扩张状态观测器及其高阶形式的性能分析[J]. 控制与决策, 2015, 30(5): 815–822.
SHAO X L, WANG H L. Performance analysis on linear extended state observer and its extension case with higher extended order[J]. Control and Decision, 2015, 30(5): 815–822. (in Chinese)
- [24] WU Z H, LU J C, SHI J P, et al. Tracking error constrained robust adaptive neural prescribed performance control for flexible hypersonic flight vehicle[J]. International Journal of Advanced Robotic Systems, 2017, 14(1): 1–16.