

控制与决策

Control and Decision

高超声速飞行器指定时间自适应控制

王冠, 夏红伟

引用本文:

王冠, 夏红伟. 高超声速飞行器指定时间自适应控制[J]. 控制与决策, 2023, 38(6): 1602–1610.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2021.1865>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

基于有限时间预设性能的高超声速飞行器反演控制

Backstepping control for hypersonic vehicle based on finite time prescribed performance

控制与决策. 2023, 38(6): 1593–1601 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2021.1843>

带有输入饱和及输出受限非仿射系统固定时间跟踪控制

Fixed-time tracking control of pure-feedback system with input saturation and output constraints

控制与决策. 2023, 38(2): 429–434 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2021.0856>

输出受限的不确定非线性系统的自适应固定时间控制

Adaptive fixed-time control for uncertain nonlinear systems with output constraints

控制与决策. 2022, 37(9): 2265–2273 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2021.0310>

基于变速趋近律的机电伺服系统自适应滑模控制

Adaptive sliding mode control of electromechanical servo system based on variable rate reaching law

控制与决策. 2022, 37(4): 1067–1073 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2020.1166>

带有输出约束的柔性关节机械臂预设性能自适应控制

Prescribed performance adaptive control of flexible-joint manipulators with output constraints

控制与决策. 2021, 36(2): 387–394 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0974>

高超声速飞行器指定时间自适应控制

王冠, 夏红伟[†]

(哈尔滨工业大学 航天学院, 哈尔滨 150001)

摘要: 为了解决高超声速飞行器纵向运动模型的稳定轨迹跟踪控制问题, 设计一种指定时间自适应控制方法. 通过引入障碍李雅普诺夫函数, 保证速度跟踪误差和高度跟踪误差能够收敛到期望的区域, 同时满足系统的瞬态性能和稳态精度. 将自适应控制与实际指定时间稳定理论结合, 实现闭环系统在指定时间稳定, 收敛时间可根据实际需求预先指定. 引入的固定时间滤波器对虚拟导数进行求解, 可以避免传统反步控制中存在的“计算爆炸”问题, 提高收敛速度. 对所设计的控制器利用李雅普诺夫理论给出严格理论证明, 并能够保证系统其他状态变量在指定时间内趋于稳态值. 仿真结果表明, 所设计的控制器能够使速度和高度稳定地跟踪参考信号, 满足时变的性能约束需求且具有较强的鲁棒性.

关键词: 高超声速飞行器; 飞行控制; 自适应; 指定时间; 障碍李雅普诺夫函数; 固定时间滤波器

中图分类号: TP273

文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2021.1865

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



引用格式: 王冠, 夏红伟. 高超声速飞行器指定时间自适应控制[J]. 控制与决策, 2023, 38(6): 1602-1610.

Prescribed-time adaptive control of hypersonic vehicle

WANG Guan, XIA Hong-wei[†]

(School of Astronautics, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: A prescribed-time adaptive control method is designed to solve the problem of stable trajectory tracking control of the hypersonic vehicle. The velocity and altitude tracking errors are guaranteed to converge to the desired area by introducing the barrier Lyapunov function while meeting the system's transient performance and steady-state accuracy requirements. By combining the adaptive control with the practically prescribed-time stability theory, the closed-loop system is stable at a prescribed time, and the convergence time can be predefined according to the actual needs. The introduced fixed-time filter is employed to solve the virtual derivative, which avoids the "term of explosion" problem in traditional backstepping control and improves the convergence speed. A rigorous theoretical proof is presented for the designed controller using the Lyapunov theory, which can ensure that the other state variables of the system tend to the steady-state value within a specified time. The simulation results show that the designed controller can make the velocity and altitude track the reference signals stably, and meet the time-varying performance constraints robustly.

Keywords: hypersonic vehicle; flight control; adaptive; prescribed-time; barrier Lyapunov function; fixed-time filter

0 引言

高超声速飞行器作为一类具有前瞻性和战略性的大国重器, 其发展会对军事发展、民用商业乃至整个科技工程领域产生重大影响. 与传统飞行器相比, 高超声速飞行器具有大范围机动、快速域、飞行环境复杂、强不确定性等特性^[1]. 因此, 高超声速飞行器的控制系统设计具有极大的挑战性.

近年来, 许多先进的控制理论在高超声速飞行器控制系统设计中得到广泛应用^[2], 包括鲁棒控制^[3]、自适应控制^[4]、滑模控制^[5]等. 值得注意的是, 以上控制器往往导致被控系统渐近收敛, 调节时间无法得到

理论保证. 国内外研究者针对保证飞行器快速跟踪的问题取得了一定成果, 比较有代表性的包括有限时间控制^[6]、固定时间控制^[7]以及指定时间控制^[8]. 其中, 有限时间控制凭借其收敛速度快、抗扰性强、控制精度高等优点, 在控制领域发展迅速. 与有限时间控制相比, 固定时间控制可以在收敛时间有界的基础上, 确保在任意初始条件下该时间为一个固定常值, 一定程度上提高了系统的确定性. 然而, 固定时间控制的收敛时间是系统参数的复杂函数, 设计者需要构建两者的直接关联才能实现期望的收敛时间. 面对复杂的飞行工况和任务约束, 繁琐的多调参变量和函数

收稿日期: 2021-10-31; 录用日期: 2022-02-25.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61304108); 国家重点研发计划项目(2020YFC2200600).

[†]通讯作者. E-mail: hxia@hit.edu.cn.

关系限制了该方法在实际系统中的应用. 指定时间控制作为一种较新的控制策略, 要求收敛时间可以显式存在于控制器中, 可通过控制器参数自由预设, 与系统初值无关^[9].

此外, 考虑瞬态性能约束以保证高精度跟踪需求的控制器设计受到了越来越多的关注. 其中, 障碍李雅普诺夫函数法是解决上述问题的一种常用方法, 其主要思想是构造关于误差信号的障碍李雅普诺夫函数, 然后基于该函数的导数进行控制器设计, 保证目标误差保持在约束内. 文献[10]通过使用障碍李雅普诺夫函数对吸气式高超声速飞行器进行跟踪误差和状态约束, 设计了基于自适应反步法的控制策略. 文献[11]将障碍李雅普诺夫函数与反步法相结合, 设计基于神经网络的智能控制器, 解决了攻角约束和执行器故障问题. 需要指出的是, 这些控制器需要生成预先设定的约束区间以确保状态不违反其约束, 而该过程是相对复杂且耗时的. 通过构造预设性能函数, 将误差约束问题转化为误差无约束问题, 同样可以为上述控制问题提供性能保证. 预设性能控制方法兼顾系统的瞬态和稳态性能, 通常是以指数的形式呈现, 并保证闭环系统的渐近收敛. 文献[12]通过将有限时间收敛微分器与性能函数相结合, 提出一种神经自适应控制器, 保证了速度和高度跟踪误差以及所需的瞬态性能. 文献[13]基于改进的李雅普诺夫函数设计了模糊自适应控制器, 能够在初始条件未知的情况下确保时间性能需求. 文献[14]利用双曲余割函数设计了实现指定时间并保证预设性能的控制, 然而双曲余割函数的引入会使控制器设计和稳定性分析相对复杂.

为进一步解决高超声速飞行器快速高精度跟踪控制问题, 本文结合自适应控制、反步控制以及指定时间控制的思想设计指定时间跟踪控制器. 首先, 给出高超声速飞行器控制模型; 然后, 利用反步法、障碍李雅普诺夫函数和自适应控制技术, 分别针对速度子系统和高度子系统指定时间自适应控制器, 并借助李雅普诺夫理论证明所设计的跟踪控制器的速度和高度指定时间收敛性; 最后, 结合仿真实验分析所设计控制器的性能.

与上述相关文献相比, 本文主要创新点如下:

1) 针对高超声速飞行器的跟踪控制问题, 设计指定时间自适应控制策略, 区别于现有的高超声速飞行器有限/固定时间控制, 设计者可以根据实际需求预先指定收敛时间, 并实现指定的控制性能.

2) 在控制器设计过程中, 通过引入障碍李雅普诺

夫函数来确保所设计的自适应控制器能够在系统具有未知外界扰动的情况下, 满足高超声速飞行器的状态约束和跟踪性能.

3) 通过引入固定时间滤波器, 解决传统反步控制中存在的“计算爆炸”问题, 相比于传统的一阶滤波器, 保证滤波误差在固定时间内有界稳定的同时, 提高收敛速度.

1 问题描述

1.1 高超声速飞行器纵向模型

定义弹性高超声速飞行器动力学系统状态量 $x = [V, h, \gamma, \alpha, Q, \eta_i] (i = 1, 2)$, 其中各状态量分别代表飞行速度、高度、航迹角、攻角、俯仰角速率以及弹性状态量. 给出飞行器的动力学方程^[15]为

$$\begin{cases} \dot{V} = \frac{T \cos \alpha - D}{m} - g \sin \gamma, \\ \dot{h} = V \sin \gamma, \\ \dot{\gamma} = \frac{L + T \sin \alpha}{mV} - \frac{g \cos \gamma}{V}, \\ \dot{\alpha} = Q - \dot{\gamma}, \\ \dot{Q} = \frac{M}{I_{yy}} + \sum_{i=1}^2 \frac{\psi_i \ddot{\eta}_i}{I_{yy}}, \\ \ddot{\eta}_i = -2\xi_i \omega_i \dot{\eta}_i - \omega_i^2 \eta_i + N_i + \psi_i' \dot{Q}, \quad i = 1, 2. \end{cases} \quad (1)$$

其中: m 为飞行器质量, I_{yy} 为飞行器转动惯量, g 为重力加速度, T 为推力, D 为阻力, L 为升力, M 为俯仰力矩, ξ_i 和 ω_i 分别为第 i 阶弹性模态的阻尼系数和自然频率, N_i 为第 i 阶广义弹性力, ψ_i 为第 i 阶弹性模态的耦合系数.

式(1)中, T 、 D 、 L 、 M 、 N_i 的拟合表达式如下:

$$\begin{aligned} T &= \bar{q}S[C_{T,\Phi}(\alpha)\Phi + C_T(\alpha)] = \\ &\quad \bar{q}S(C_T^3\alpha^3 + C_T^2\alpha^2 + C_T^1\alpha + C_T^0) + \\ &\quad \bar{q}S(C_{T,\Phi}^3\alpha^3 + C_{T,\Phi}^2\alpha^2 + C_{T,\Phi}^1\alpha + C_{T,\Phi}^0)\Phi, \\ L &= \bar{q}S(C_L^\alpha\alpha + C_L^{\delta_c}\delta_c + C_L^{\delta_e}\delta_e + C_L^0), \\ D &= \bar{q}S(C_D^\alpha\alpha^2 + C_D^\alpha\alpha + C_D^{\delta_c^2}\delta_c^2 + C_D^{\delta_c}\delta_c + \\ &\quad C_D^{\delta_e^2}\delta_e^2 + C_D^{\delta_e}\delta_e + C_D^0), \\ M &= z_T T + \bar{q}S\bar{c}(C_M^\alpha\alpha^2 + C_M^\alpha\alpha + C_M^{\delta_c}\delta_c + \\ &\quad C_M^{\delta_e}\delta_e + C_M^0), \\ N_1 &= C_{N_1}^2\alpha^2 + C_{N_1}^1\alpha + C_{N_1}^0, \\ N_2 &= C_{N_2}^2\alpha^2 + C_{N_2}^1\alpha + C_{N_2}^0 + C_{N_2}^{\delta_e}\delta_e. \end{aligned}$$

其中: \bar{q} 为动压, S 和 \bar{c} 分别为参考面积和平均气动弦长, z_T 为推力相对于质心的力臂, Φ 为节流阀指令, δ_c 和 δ_e 分别为鸭翼和升降舵指令.

受文献[16]启发,本文将系统(1)划分为如下速度子系统(2)和高度子系统(3)、(4),其中高度子系统又包括 $(h - \gamma)$ 子系统(3)和 $(\alpha - Q)$ 子系统(4):

$$\dot{V} = g_V \Phi + f_V + d_V; \tag{2}$$

$$\begin{cases} \dot{h} \approx g_h \gamma + d_h, \\ \dot{\gamma} = g_\gamma \delta_c + f_\gamma + d_\gamma; \end{cases} \tag{3}$$

$$\begin{cases} \dot{\alpha} = g_\alpha Q + f_\alpha + d_\alpha, \\ \dot{Q} = g_Q \delta_e + f_Q + d_Q. \end{cases} \tag{4}$$

其中

$$\begin{aligned} g_V &= \frac{\bar{q}S}{m} C_{T,\Phi}(\alpha) \cos \alpha, \\ f_V &= \frac{\bar{q}S}{m} C_T(\alpha) \cos \alpha - \frac{\bar{q}S}{m} (C_D^{\alpha^2} \alpha^2 + C_D^\alpha \alpha + C_D^{\delta_c^2} \delta_c^2 + \\ &\quad C_D^{\delta_e^2} \delta_e^2 + C_D^{\delta_c} \delta_c + C_D^0) - g \sin \gamma, \\ g_h &= V, \quad g_\gamma = \frac{\bar{q}S}{mV} C_L^{\delta_c}, \quad g_\alpha = 1, \\ f_\gamma &= \frac{\bar{q}S}{mV} C_L^0 - \frac{g \cos \gamma}{V}, \quad g_Q = \frac{\bar{q}S \bar{c}}{I_{yy}} C_M^{\delta_e}, \\ f_\alpha &= -\frac{\bar{q}S}{mV} (C_L^\alpha \alpha + C_L^0) + \frac{g \cos \gamma}{V}, \\ f_Q &= z_T T + \frac{\bar{q}S \bar{c}}{I_{yy}} C_M^{\delta_e} - \frac{\bar{q}S}{mV} (C_L^{\alpha^2} \alpha^2 + C_L^\alpha \alpha + C_L^0). \end{aligned}$$

由此可见,速度子系统独立于高度子系统,而 $(h - \gamma)$ 子系统(3)和 $(\alpha - Q)$ 子系统(4)则具有级联形式,可以利用级联系统反步法的相关理论进行高度跟踪控制器的设计.

假设1 在系统(2)~(4)中,不确定项以及干扰 $d_i (i = V, h, \gamma, \alpha, Q)$ 存在未知上界,且满足 $|d_i| \leq D_i$,其中 D_i 为未知正常数.

假设2 在系统(2)~(4)中,非线性项 g_i 存在未知上界和下界,且满足 $g_i \leq |g_i| \leq \bar{g}_i (i = V, h, \gamma, \alpha, Q)$,其中 g_i 和 \bar{g}_i 为未知正常数.

1.2 实际指定时间稳定性理论

考虑非线性系统

$$\dot{x} = f(t, x). \tag{5}$$

其中: $x \in U_0 \subset \mathbf{R}^n$ 为状态向量, $f(t, x) : U_0 \times \mathbf{R}_+ \rightarrow \mathbf{R}^n$ 为连续可微函数.

受文献[17]启发,定义如下时变分段函数:

$$\varsigma(t) = \begin{cases} \exp(\kappa(t_0 + T_P - t)) - 1, & t \in [t_0, t_0 + T_P); \\ 1 - \tanh(\kappa(t - t_0 - T_P)), & t \in [t_0 + T_P, +\infty). \end{cases} \tag{6}$$

其中: $\exp(\cdot)$ 和 $\tanh(\cdot)$ 分别为指数函数和双曲正切函

数, t_0 为初始时间, T_P 和 κ 为给定的正常数.定义函数 $\varsigma^\dagger(t)$ 为

$$\varsigma^\dagger(t) = |\varsigma(t)| = \begin{cases} \kappa(\varsigma(t) + 1), & t \in [t_0, t_0 + T_P); \\ \kappa[(1 - \varsigma(t))^2], & t \in [t_0 + T_P, +\infty). \end{cases} \tag{7}$$

引理1^[17] 考虑非线性系统(5),结合时变分段函数(6)和(7),给定正常数 T_P 和 κ .如果存在连续、正定函数 $\mathcal{L}(t, x)$ 满足如下微分不等式:

$$\dot{\mathcal{L}} \leq -b\mathcal{L} - 2\frac{\varsigma^\dagger}{\varsigma} \mathcal{L} + \frac{\nu}{\varsigma} + c, \tag{8}$$

其中 $b > 0, c \geq 0, 0 \leq \nu < \infty$ 均为常数,且 t_0 为初始时刻.则系统的原点是实际指定时间稳定的,且指定时间为 $T_Z = t_0 + T_P$.

为方便控制器的设计,同时给出如下引理.

引理2^[18] 对于任意实数 x 和正实数 ε ,如下不等式成立:

$$0 \leq |x| - \frac{x^2}{\sqrt{x^2 + \varepsilon^2}} < \varepsilon. \tag{9}$$

引理3^[19] 考虑如下标量系统:

$$\dot{y} = -a \text{sig}(y)^{\mu_1} - b \text{sig}(y)^{\mu_2}, \quad y(0) = y_0. \tag{10}$$

其中: $a > 0, b > 0; \mu_1$ 和 μ_2 为正常数,且满足 $\mu_2 > 1, 0 < \mu_1 < 1; \text{sig}(\cdot)^\mu = |\cdot|^\mu \text{sign}(\cdot), \text{sign}(\cdot)$ 为符号函数, $\mu = \mu_1, \mu_2$.系统(10)的原点是固定时间稳定的,且设定时间为

$$T \leq \frac{1}{b} \frac{1}{\mu_2 - 1} + \frac{1}{a} \frac{1}{1 - \mu_1}. \tag{11}$$

做好上述准备后,可将要解决的问题描述如下:指定正常数 T_Z ,设计控制律实现系统速度 V 和高度 h 能够在指定时间 T_Z 跟踪到期望速度 V_r 和期望高度 h_r 信号.

2 控制器设计

针对速度和高度两个子系统,结合反步法和指定时间自适应控制方法,通过引入障碍李雅普诺夫函数,分别设计指定时间自适应控制器,并保证系统状态在飞行过程中满足状态约束条件.

2.1 速度子系统

定义 V_r 为速度参考信号,则速度跟踪误差 e_V 为

$$e_V = V - V_r. \tag{12}$$

对式(12)求导,由模型(2)可得

$$\dot{e}_V = g_V \Phi + f_V + d_V - \dot{V}_r, \tag{13}$$

其中 d_V 为外界扰动,且存在未知上界,满足 $|d_V| \leq D_V, D_V$ 为未知正常数.

为保证速度期望的跟踪性能 $|e_V(t)| \leq P_V(t)$,其

中 $P_V(t) > 0$ 为正的时变函数, 定义 $\tau_V = \frac{1}{P_V^2 - e_V^2}$, 可知 $\tau_V > 0$. 障碍李雅普诺夫函数可表示为

$$\mathcal{L}_V = \frac{1}{2} \ln(\tau_V P_V^2). \quad (14)$$

对式(14)求导可得

$$\dot{\mathcal{L}}_V = \tau_V e_V \left(g_V \Phi + f_V + d_V - \dot{V}_r - e_V \frac{\dot{P}_V}{P_V} \right). \quad (15)$$

结合引理2, 式(5)可转换为

$$\begin{aligned} \dot{\mathcal{L}}_V \leq & \tau_V e_V g_V \Phi + \tau_V e_V \Theta_V \xi_V + \varepsilon_V (1 + D_V) - \\ & \tau_V e_V \left(\dot{V}_r + e_V \frac{\dot{P}_V}{P_V} \right). \end{aligned} \quad (16)$$

其中

$$\begin{aligned} \Theta_V &= [1, D_V], \\ \xi_V &= \left[\frac{\tau_V e_V f_V^2}{\sqrt{\tau_V^2 e_V^2 f_V^2 + \varepsilon_V^2}}, \frac{\tau_V e_V}{\sqrt{\tau_V^2 e_V^2 + \varepsilon_V^2}} \right]^T. \end{aligned}$$

令 $\|\Theta_V\| \leq \bar{\Theta}_V$, 其中 $\bar{\Theta}_V$ 是一个未知正常数, 则对于式(16)中的第2项, 有

$$\tau_V e_V \Theta_V \xi_V \leq \varepsilon_V \bar{\Theta}_V + \bar{\Theta}_V \frac{\tau_V^2 e_V^2 \|\xi_V\|^2}{\sqrt{\tau_V^2 e_V^2 \|\xi_V\|^2 + \varepsilon_V^2}}. \quad (17)$$

根据式(16), 设计带有状态约束的指定时间自适应控制器

$$\begin{cases} \Phi = -\frac{\hat{\beta}_V^2 \tau_V e_V \bar{\Phi}^2}{\sqrt{\hat{\beta}_V^2 \tau_V^2 e_V^2 \bar{\Phi}^2 + \varepsilon_V^2}}, \\ \bar{\Phi} = \hat{\Theta}_V \frac{\tau_V e_V \|\xi_V\|^2}{\sqrt{\tau_V^2 e_V^2 \|\xi_V\|^2 + \varepsilon_V^2}} - \dot{V}_r + \\ \left(k_V + \frac{\dot{\zeta}_V}{\varsigma_V} - \frac{\dot{P}_V}{P_V} \right) e_V - \frac{\nu_V}{\varsigma_V} \frac{\tau_V e_V}{\tau_V^2 e_V^2 + \varepsilon_V^2}. \end{cases} \quad (18)$$

其中: $\beta_V = 1/g_V$, k_V 和 ν_V 为待设计参数, ς_V 为待设计的时变函数. 设计更新律如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\Theta}}_V = \sigma_{\hat{\Theta}_V} \left[\frac{\tau_V^2 e_V^2 \|\xi_V\|^2}{\sqrt{\tau_V^2 e_V^2 \|\xi_V\|^2 + \varepsilon_V^2}} - \hat{\Theta}_V \right], \\ \dot{\hat{\beta}}_V = \sigma_{\hat{\beta}_V} [\tau_V e_V \bar{\Phi} - \hat{\beta}_V], \end{cases} \quad (19)$$

其中 $\sigma_{\hat{\Theta}_V}$ 和 $\sigma_{\hat{\beta}_V}$ 为待设计的参数.

注1 相比于文献[10]的控制器设计, 本文所设计的控制器形式避免了引入 $\text{Proj}\{\cdot\}$, 由于式(18)中的分母项 $\sqrt{\hat{\beta}_V^2 \tau_V^2 e_V^2 \bar{\Phi}^2 + \varepsilon_V^2}$ 总是非零的, 避免了可能产生的奇异性问题.

定理1 考虑系统(2), 且满足假设1和假设2, 在控制器(18)和自适应更新律(19)的作用下, 速度可以在指定时间 T_Z 跟踪到期望速度 V_r , 跟踪误差变量 e_V 收敛到如下区域:

$$S_{e_V} = \left\{ e_V : |e_V| \leq \sqrt{\frac{2\nu_V}{\kappa_V}} \right\},$$

其中 ν_V 和 κ_V 是与控制器相关的常数.

证明 选取李雅普诺夫函数

$$\mathcal{L}_1 = \mathcal{L}_V + \frac{1}{2\sigma_{\hat{\Theta}_V}} \tilde{\Theta}_V^2 + \frac{g_V}{2\sigma_{\hat{\beta}_V}} \tilde{\beta}_V^2. \quad (20)$$

其中: $\tilde{\Theta}_V = \hat{\Theta}_V - \bar{\Theta}_V$, $\tilde{\beta}_V = \hat{\beta}_V - \bar{\beta}_V$.

利用式(18)和(19)对 \mathcal{L}_1 求导, 整理可得

$$\begin{aligned} \dot{\mathcal{L}}_1 \leq & -2 \left(k_V + \frac{\dot{\zeta}_V}{\varsigma_V} \right) V_1 + \frac{\nu_V}{\varsigma_V} + c_V + \\ & \frac{1}{\sigma_{\hat{\Theta}_V}} \left(k_V + \frac{\dot{\zeta}_V}{\varsigma_V} - \frac{\sigma_{\hat{\Theta}_V}}{2} \right) \tilde{\Theta}_V^2 + \frac{1}{2} \bar{\Theta}_V^2 + \\ & \frac{g_V}{\sigma_{\hat{\beta}_V}} \left(k_V + \frac{\dot{\zeta}_V}{\varsigma_V} - \frac{\sigma_{\hat{\beta}_V}}{2} \right) \tilde{\beta}_V^2 + \frac{1}{2} \bar{\beta}_V^2, \end{aligned} \quad (21)$$

其中 $c_V = \varepsilon_V (1 + D_V + \bar{\Theta}_V + g_V)$. 同时利用了如下不等式:

$$\tilde{\Theta}_V \hat{\Theta}_V \leq -\frac{1}{2} \tilde{\Theta}_V^2 + \frac{1}{2} \bar{\Theta}_V^2, \quad (22)$$

$$g_V \tilde{\beta}_V \hat{\beta}_V \leq -\frac{g_V}{2} \tilde{\beta}_V^2 + \frac{g_V}{2} \bar{\beta}_V^2. \quad (23)$$

令 $\sigma_{\hat{\Theta}_V} = \sigma_{\hat{\beta}_V} = 2k_V + 2\kappa_V \left(\frac{1}{\varsigma_V} + 1 \right)$, 可以得到

$$\dot{\mathcal{L}}_1 \leq -2k_V V_1 - 2 \frac{\dot{\zeta}_V}{\varsigma_V} V_1 + \frac{\nu_V}{\varsigma_V} + \bar{c}_1, \quad (24)$$

其中 $\bar{c}_1 = c_V + \frac{1}{2} \bar{\Theta}_V^2 + \frac{\beta_V}{2}$.

结合引理1和文献[17], 速度可以在指定时间 T_Z 跟踪到期望速度 V_r , 跟踪误差变量 e_V 收敛到如下区域: $S_{e_V} = \left\{ e_V : |e_V| \leq \sqrt{\frac{2\nu_V}{\kappa_V}} \right\}$. \square

2.2 高度子系统

对于高度子系统, 利用反步法设计控制器. 为解决反步控制中求导引入的“计算爆炸”问题, 受文献[20]启发, 本节采用如下固定时间滤波器:

$$\begin{cases} \rho_x \dot{x}_d = -\text{sig}(x_d - x_c)^{\mu_{x1}} - \text{sig}(x_d - x_c)^{\mu_{x2}}, \\ x_d(0) = x_c(0). \end{cases} \quad (25)$$

其中: $\rho_x > 0$ 为滤波器时间常数; $0 < \mu_{x1} < 1, \mu_{x2} > 1$ 为待设计参数; $\text{sig}(\cdot)^\mu = |\cdot|^\mu \text{sign}(\cdot)$, $\text{sign}(\cdot)$ 为符号函数; $\mu = \mu_{x1}, \mu_{x2}$; x_c 和 x_d 分别为滤波器的输入和输出信号.

为方便后续控制器设计, 给出如下假设.

假设3 固定时间滤波器的输入信号的导数 \dot{x}_c 是连续的, 且存在未知上界.

注2 由引理3和文献[20]可知, 滤波误差 $(x_d - x_c)$ 在固定时间内有界. 定义滤波器微分跟踪误差 $\iota_x = \dot{x}_d - \dot{x}_c$, 由式(25)及假设3可得, ι_x 同样可假定有界.

注3 传统一阶滤波器通常采用较小的时间常数以加快收敛速度, 并减小跟踪误差, 但同时会引入

高频噪声. 相比之下, 本文所采用的固定时间滤波器无需较小的时间常数即可实现快收敛速度和高跟踪精度^[20].

对于高度子系统, 首先考虑式(3)($h - \gamma$)子系统的控制器设计, 具体设计过程如下.

2.2.1 ($h - \gamma$)子系统

定义高度误差变量 $e_h = h - h_r$, 对其求导得

$$\dot{e}_h = g_h \gamma + d_h^* - \dot{h}_r. \quad (26)$$

其中: $g_h = V$; $d_h^* = d_h$ 为外界扰动, 且存在未知上界, 满足 $|d_h^*| \leq D_h$, D_h 为未知正常数.

为保证速度期望的跟踪性能 $|e_h(t)| \leq P_h(t)$, 其中 $P_h(t) > 0$ 为正的时变函数, 定义 $\tau_h = \frac{1}{P_h^2 - e_h^2}$, 障碍李雅普诺夫函数可表示如下:

$$\mathcal{L}_h = \frac{1}{2} \ln(\tau_h P_h^2). \quad (27)$$

对式(27)求导可得

$$\dot{\mathcal{L}}_h = \tau_h e_h (g_h \gamma + d_h - \dot{h}_r - e_h \frac{\dot{P}_h}{P_h}). \quad (28)$$

结合引理2, 式(28)可转换为

$$\begin{aligned} \dot{\mathcal{L}}_h \leq & \tau_h e_h g_h \gamma_c + \tau_h e_h g_h e_\gamma + \frac{\tau_h^2 e_h^2}{\sqrt{\tau_h^2 e_h^2 + \varepsilon_h^2}} D_h + \\ & \varepsilon_h D_h - \tau_h e_h (\dot{h}_r + e_h \frac{\dot{P}_h}{P_h}). \end{aligned} \quad (29)$$

令 $\xi_h = \frac{\tau_h e_h}{\sqrt{\tau_h^2 e_h^2 + \varepsilon_h^2}}$, 对于式(29)的第3项有

$$\tau_h e_h \xi_h D_h \leq \varepsilon_h D_h + \frac{\tau_h^2 e_h^2 \xi_h^2}{\sqrt{\tau_h^2 e_h^2 \xi_h^2 + \varepsilon_h^2}} D_h. \quad (30)$$

根据式(29), 设计带有状态约束的指定时间自适应控制器

$$\begin{cases} \gamma_c = -\frac{\hat{\beta}_h^2 \tau_h e_h \bar{\gamma}_c^2}{\sqrt{\hat{\beta}_h^2 \tau_h^2 e_h^2 \bar{\gamma}_c^2 + \varepsilon_h^2}}, \\ \bar{\gamma}_c = \xi_h \hat{D}_h - \dot{h}_r + (k_h + \frac{\dot{\xi}_H}{S_H} - f \frac{\dot{P}_h}{P_h}) e_h - \\ \frac{\nu_H}{S_H} \frac{\tau_h e_h}{\tau_h^2 e_h^2 + \varepsilon_h^2}. \end{cases} \quad (31)$$

其中: $\beta_h = 1/g_h$, k_h 和 ν_H 为待设计的参数, ξ_H 为待设计的时变函数. 设计自适应更新律如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{D}}_h = \sigma_{D_h} (\xi_h - \hat{D}_h), \\ \dot{\hat{\beta}}_h = \sigma_{\beta_h} (\tau_h e_h \bar{\gamma}_c - \hat{\beta}_h), \end{cases} \quad (32)$$

其中 $\sigma_{\hat{\theta}_h}$ 和 σ_{β_h} 为待设计的参数.

为克服对虚拟控制器 γ_c 微分所导致的“计算爆炸”问题, 引入的固定时间滤波器表示如下:

$$\begin{cases} \rho_\gamma \dot{\gamma}_d = -\text{sig}(\gamma_d - \gamma_c)^{\mu_{\gamma 1}} - \text{sig}(\gamma_d - \gamma_c)^{\mu_{\gamma 2}}, \\ \gamma_d(0) = \gamma_c(0). \end{cases} \quad (33)$$

其中: $0 < \mu_{\gamma 1} < 1, \mu_{\gamma 2} > 1$ 为待设计参数, ρ_γ 为滤波器时间常数, γ_c 和 γ_d 分别为滤波器的输入及输出信号. $\dot{\gamma}_d$ 将代替 $\dot{\gamma}_c$ 用于式(39)的控制器设计, 定义滤波器微分跟踪误差 $\iota_\gamma = \dot{\gamma}_d - \dot{\gamma}_c$, 根据注2的分析, 可假定其有界.

定义航迹角误差变量为 $e_\gamma = \gamma - \gamma_d$, 对其求导得

$$\dot{e}_\gamma = g_\gamma \delta_c + f_\gamma + d_\gamma^* - \dot{\gamma}_d, \quad (34)$$

其中 $d_\gamma^* = d_\gamma - \iota_\gamma$ 代表外界以及弹性模态引起的扰动与滤波跟踪误差的集总, 假设其存在未知上界, 满足 $|d_\gamma^*| \leq D_\gamma$, D_γ 为未知正常数.

为保证速度期望的跟踪性能 $|e_\gamma(t)| \leq P_\gamma(t)$, 其中 $P_\gamma(t) > 0$ 为正的时变函数, 定义 $\tau_\gamma = \frac{1}{P_\gamma^2 - e_\gamma^2}$, 障碍李雅普诺夫函数可表示如下:

$$\mathcal{L}_\gamma = \frac{1}{2} \ln(\tau_\gamma P_\gamma^2). \quad (35)$$

对式(35)求导可得

$$\dot{\mathcal{L}}_\gamma = \tau_\gamma e_\gamma (g_\gamma \delta_c + d_\gamma + f_\gamma - \dot{\gamma}_d - e_\gamma \frac{\dot{P}_\gamma}{P_\gamma}). \quad (36)$$

结合引理2, 式(36)可转换为

$$\begin{aligned} \dot{\mathcal{L}}_\gamma \leq & \tau_\gamma e_\gamma g_\gamma \delta_c + \tau_\gamma e_\gamma \Theta_\gamma \xi_\gamma + \varepsilon_\gamma (1 + D_\gamma) - \\ & \tau_\gamma e_\gamma (\dot{\gamma}_d + e_\gamma \frac{\dot{P}_\gamma}{P_\gamma}). \end{aligned} \quad (37)$$

其中

$$\Theta_\gamma = [1, D_\gamma], \quad \xi_\gamma = \left[\frac{\tau_\gamma e_\gamma f_\gamma^2}{\sqrt{\tau_\gamma^2 e_\gamma^2 f_\gamma^2 + \varepsilon_\gamma^2}}, \frac{\tau_\gamma e_\gamma}{\sqrt{\tau_\gamma^2 e_\gamma^2 + \varepsilon_\gamma^2}} \right]^T.$$

存在

$$\tau_\gamma e_\gamma \Theta_\gamma \xi_\gamma \leq \varepsilon_\gamma \bar{\Theta}_\gamma + \bar{\Theta}_\gamma \frac{\tau_\gamma^2 e_\gamma^2 \|\xi_\gamma\|^2}{\sqrt{\tau_\gamma^2 e_\gamma^2 \|\xi_\gamma\|^2 + \varepsilon_\gamma^2}}. \quad (38)$$

其中: $\|\Theta_\gamma\| < \bar{\Theta}_\gamma$, $\bar{\Theta}_\gamma$ 是一个未知正常数.

根据式(29), 设计带有状态约束的指定时间自适应控制器

$$\begin{cases} \delta_c = -\frac{\hat{\beta}_\gamma^2 \tau_\gamma e_\gamma \bar{\delta}_c^2}{\sqrt{\hat{\beta}_\gamma^2 \tau_\gamma^2 e_\gamma^2 \bar{\delta}_c^2 + \varepsilon_\gamma^2}}, \\ \bar{\delta}_c = \hat{\Theta}_\gamma \frac{\tau_\gamma e_\gamma \|\xi_\gamma\|^2}{\sqrt{\tau_\gamma^2 e_\gamma^2 \|\xi_\gamma\|^2 + \varepsilon_\gamma^2}} - \dot{\gamma}_d - g_h \frac{\tau_h}{\tau_\gamma} e_h + \\ (k_\gamma + \frac{\dot{\xi}_H}{S_H} - \frac{\dot{P}_\gamma}{P_\gamma}) e_\gamma. \end{cases} \quad (39)$$

其中: $\beta_\gamma = 1/g_\gamma$, k_γ 为待设计的参数. 设计自适应更新律如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\Theta}}_\gamma = \sigma_{\hat{\theta}_\gamma} \left(\frac{\tau_\gamma^2 e_\gamma^2 \|\xi_\gamma\|^2}{\sqrt{\tau_\gamma^2 e_\gamma^2 \|\xi_\gamma\|^2 + \varepsilon_\gamma^2}} - \hat{\Theta}_\gamma \right), \\ \dot{\hat{\beta}}_\gamma = \sigma_{\beta_\gamma} (\tau_\gamma e_\gamma \bar{\delta}_c - \hat{\beta}_\gamma), \end{cases} \quad (40)$$

其中 $\sigma_{\hat{\theta}_\gamma}$ 和 σ_{β_γ} 为待设计的参数.

定理2 考虑系统(3),且满足假设1和假设2,在虚拟控制器(31)、实际控制器(39)以及自适应更新律(32)、(40)的作用下,对于指定时间 T_Z ,跟踪误差变量收敛到如下区域: $S_{e_H} = \{e_i : |e_i| \leq \sqrt{\frac{2\nu_H}{\kappa_H}}\} (i = h, \gamma)$,其中 ν_H 和 κ_H 为与控制器相关的常数.

证明 选取李雅普诺夫函数

$$\mathcal{L}_2 = \sum_{i=h,\gamma} \mathcal{L}_i + \frac{1}{2\sigma_{D_h}} \tilde{D}_h^2 + \frac{1}{2\sigma_{\tilde{\Theta}_\gamma}} \tilde{\Theta}_\gamma^2 + \sum_{i=h,\gamma} \frac{g_i}{2\sigma_{\beta_i}} \tilde{\beta}_i^2. \quad (41)$$

其中: $\tilde{D}_h = D_h - \hat{D}_h, \tilde{\Theta}_\gamma = \bar{\Theta}_\gamma - \hat{\Theta}_\gamma, \tilde{\beta}_i = \bar{\beta}_i - \hat{\beta}_i$.
 令 $\sigma_{D_h} = \sigma_{\beta_h} = 2k_h + 2\kappa_h \left(\frac{1}{\varsigma_h} + 1\right), \sigma_{\tilde{\Theta}_\gamma} = \sigma_{\beta_\gamma} = 2k_\gamma + 2\kappa_\gamma \left(\frac{1}{\varsigma_\gamma} + 1\right)$,对 \mathcal{L}_2 求导整理可得

$$\dot{\mathcal{L}}_2 \leq -2k_H \mathcal{L}_2 - 2\frac{\dot{\varsigma}_H^\dagger}{\varsigma_H} \mathcal{L}_2 + \frac{\nu_H}{\varsigma_H} + \bar{c}_H. \quad (42)$$

其中

$$k_H = \min\{k_h, k_\gamma\},$$

$$\bar{c}_H = (2D_h + \underline{g}_h)\varepsilon_h + (1 + D_\gamma + \bar{\Theta}_\gamma + \underline{g}_\gamma)\varepsilon_\gamma + \frac{1}{2}D_h^2 + \frac{g_\gamma}{2}\hat{\beta}_\gamma^2 + \frac{1}{2}\bar{\Theta}_\gamma^2 + \frac{g_\gamma}{2}\hat{\beta}_\gamma^2.$$

结合引理1和文献[17],跟踪误差变量在指定时间 T_Z 跟踪误差变量收敛到如下区域: $S_{e_H} = \{e_i : |e_i| \leq \sqrt{\frac{2\nu_H}{\kappa_H}}\} (i = h, \gamma)$. \square

以上完成了 $(h-\gamma)$ 子系统的控制器设计,下面针对 $(\alpha-Q)$ 子系统进行研究.

2.2.2 $(\alpha-Q)$ 子系统

参考文献[16],选取攻角的虚拟控制指令为

$$\alpha_d = \alpha^* - e_\gamma, \quad (43)$$

其中 α^* 为攻角的期望指令.定义攻角误差变量 $e_\alpha = \alpha - \alpha_d$,对其求导得

$$\dot{e}_\alpha = g_\alpha Q + f_\alpha^* + d_\alpha^* - \dot{\alpha}_d. \quad (44)$$

其中: $f_\alpha^* = f_\alpha + g_\gamma \delta_c + f_\gamma$ 为重新定义的非线性动态; $d_\alpha^* = d_\alpha + \iota_\alpha + d_\gamma^*$ 为外界扰动与滤波跟踪误差的集总,假设其存在未知上界,满足 $|d_\alpha^*| \leq D_\alpha, D_\alpha$ 为未知正常数.

为保证速度期望的跟踪性能 $|e_\alpha(t)| \leq P_\alpha(t)$,其中 $P_\alpha(t) > 0$ 为正的时变函数,定义 $\tau_\alpha = \frac{1}{P_\alpha^2 - e_\alpha^2}$,可知 $\tau_\alpha > 0$,障碍李雅普诺夫函数可表示如下:

$$\mathcal{L}_\alpha = \frac{1}{2} \ln(\tau_\alpha P_\alpha^2). \quad (45)$$

对式(45)求导可得

$$\dot{\mathcal{L}}_\alpha = \tau_\alpha e_\alpha \left(g_\alpha Q + d_\alpha + f_\alpha^* - \dot{\alpha}_d - e_\alpha \frac{\dot{P}_\alpha}{P_\alpha} \right). \quad (46)$$

结合引理2,式(46)可转换为

$$\dot{\mathcal{L}}_\alpha \leq \tau_\alpha e_\alpha g_\alpha Q + \tau_\alpha e_\alpha \Theta_\alpha \xi_\alpha + \varepsilon_\alpha (1 + D_\alpha) - \tau_\alpha e_\alpha \left(\dot{\alpha}_d + e_\alpha \frac{\dot{P}_\alpha}{P_\alpha} \right). \quad (47)$$

其中

$$\Theta_\alpha = [1, D_\alpha], \xi_\alpha = \left[\frac{\tau_\alpha e_\alpha f_\alpha^{*2}}{\sqrt{\tau_\alpha e_\alpha f_\alpha^{*2} + \varepsilon_\alpha^2}}, \frac{\tau_\alpha e_\alpha}{\sqrt{\tau_\alpha^2 e_\alpha^2 + \varepsilon_\alpha^2}} \right]^T.$$

存在

$$\tau_\alpha e_\alpha \Theta_\alpha \xi_\alpha \leq \varepsilon_\alpha \bar{\Theta}_\alpha + \bar{\Theta}_\alpha \frac{\tau_\alpha^2 e_\alpha^2 \|\xi_\alpha\|^2}{\sqrt{\tau_\alpha^2 e_\alpha^2 \|\xi_\alpha\|^2 + \varepsilon_\alpha^2}}. \quad (48)$$

其中: $\|\Theta_\alpha\| < \bar{\Theta}_\alpha, \bar{\Theta}_\alpha$ 是一个未知正常数.

根据式(47),设计虚拟控制器

$$\begin{cases} Q_c = -\frac{\hat{\beta}_\alpha^2 \tau_\alpha e_\alpha \bar{Q}_c^2}{\sqrt{\hat{\beta}_\alpha^2 \tau_\alpha^2 e_\alpha^2 \bar{Q}_c^2 + \varepsilon_\alpha^2}}, \\ \bar{Q}_c = \hat{\Theta}_\alpha \frac{\tau_\alpha e_\alpha \|\xi_\alpha\|^2}{\sqrt{\tau_\alpha^2 e_\alpha^2 \|\xi_\alpha\|^2 + \varepsilon_\alpha^2}} - \dot{\alpha}_d + \\ \left(k_\alpha + \frac{\dot{\varsigma}_A^\dagger}{\varsigma_A} - \frac{\dot{P}_\alpha}{P_\alpha} \right) e_\alpha - \frac{\nu_A}{\varsigma_A} \frac{\tau_\alpha e_\alpha}{\tau_\alpha^2 e_\alpha^2 + \varepsilon_\alpha^2}. \end{cases} \quad (49)$$

其中: $\beta_\alpha = 1/g_\alpha, k_\alpha$ 和 ν_A 为待设计的参数, ς_A 为待设计的时变函数.设计自适应更新律如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\Theta}}_\alpha = \sigma_{\bar{\Theta}_\alpha} \left(\frac{\tau_\alpha^2 e_\alpha^2 \|\xi_\alpha\|^2}{\sqrt{\tau_\alpha^2 e_\alpha^2 \|\xi_\alpha\|^2 + \varepsilon_\alpha^2}} - \hat{\Theta}_\alpha \right), \\ \dot{\hat{\beta}}_\alpha = \sigma_{\beta_\alpha} (\tau_\alpha e_\alpha \bar{Q}_c - \hat{\beta}_\alpha), \end{cases} \quad (50)$$

其中 $\sigma_{\bar{\Theta}_\alpha}$ 和 σ_{β_α} 为待设计的参数.

为克服对虚拟控制器 Q_c 进行微分所导致计算复杂,引入固定时间滤波器如下:

$$\begin{cases} \rho_Q \dot{Q}_d = -\text{sig}(Q_d - Q_c)^{\mu_{Q1}} - \text{sig}(Q_d - Q_c)^{\mu_{Q2}}, \\ Q_d(0) = Q_c(0). \end{cases} \quad (51)$$

其中: $0 < \mu_{Q1} < 1, \mu_{Q2} > 1$ 为待设计参数, ρ_Q 为滤波器时间常数, Q_c 和 Q_d 分别为滤波器的输入及输出信号. \dot{Q}_d 将代替 \dot{Q}_c 用于式(57)的控制器设计,定义滤波器微分跟踪误差 $\iota_Q = \dot{Q}_d - \dot{Q}_c$,根据注2的分析,假定其有界.

定义俯仰角速度误差变量 $e_Q = Q - Q_d$,对其求导得

$$\dot{e}_Q = g_Q \delta_e + f_Q + d_Q^* - \dot{Q}_d, \quad (52)$$

其中 $d_Q^* = d_Q + \sum_{i=1}^2 \frac{\psi_i \ddot{\eta}_i}{I} - \iota_Q$ 代表外界以及弹性模态引起的扰动与滤波跟踪误差的集总,假设其存在未知上界,满足 $|d_Q^*| \leq D_Q, D_Q$ 为未知正常数.

为保证速度期望的跟踪性能 $|e_Q(t)| \leq P_Q(t)$,其中 $P_Q(t) > 0$ 为正的时变函数,定义 $\tau_Q = \frac{1}{P_Q^2 - e_Q^2}$,

障碍李雅普诺夫函数可表示如下:

$$\mathcal{L}_Q = \frac{1}{2} \ln(\tau_Q P_Q^2). \quad (53)$$

对式(53)求导可得

$$\dot{\mathcal{L}}_Q = \tau_Q e_Q \left(g_Q \delta_e + f_Q + d_Q - \dot{Q}_d - e_h \frac{\dot{P}_h}{P_h} \right). \quad (54)$$

结合引理2,式(54)可转换为

$$\begin{aligned} \dot{\mathcal{L}}_Q \leq & \tau_Q e_Q g_Q \delta_e + \tau_Q e_Q \Theta_Q \xi_Q + \varepsilon_Q (1 + D_Q) - \\ & \tau_Q e_Q \left(\dot{Q}_d + e_h \frac{\dot{P}_h}{P_h} \right). \end{aligned} \quad (55)$$

其中

$$\begin{aligned} \Theta_Q &= [1, D_Q], \\ \xi_Q &= \left[\frac{\tau_Q e_Q f_Q^2}{\sqrt{\tau_Q e_Q f_Q^2 + \varepsilon_Q^2}}, \frac{\tau_Q e_Q}{\sqrt{\tau_Q e_Q^2 + \varepsilon_Q^2}} \right]^T. \end{aligned}$$

存在

$$\tau_Q e_Q \Theta_Q \xi_Q \leq \varepsilon_Q \bar{\Theta}_Q + \bar{\Theta}_Q \frac{\tau_Q^2 e_Q^2 \|\xi_Q\|^2}{\sqrt{\tau_Q^2 e_Q^2 \|\xi_Q\|^2 + \varepsilon_Q^2}}. \quad (56)$$

其中 $\|\Theta_Q\| < \bar{\Theta}_Q$, $\bar{\Theta}_Q$ 是一个未知正常数.

根据式(55),设计带有状态约束的指定时间自适应控制器

$$\begin{cases} \delta_e = -\frac{\hat{\beta}_Q^2 \tau_Q e_Q \bar{\delta}_e^2}{\sqrt{\hat{\beta}_Q^2 \tau_Q^2 e_Q^2 \bar{\delta}_e^2 + \varepsilon_Q^2}}, \\ \bar{\delta}_e = \hat{\Theta}_Q \frac{\tau_Q e_Q \|\xi_Q\|^2}{\sqrt{\tau_Q^2 e_Q^2 \|\xi_Q\|^2 + \varepsilon_Q^2}} - \dot{Q}_d - \\ \frac{g_\alpha}{g_Q} \tau_\alpha e_\alpha + \left(k_Q + \frac{\zeta_A^\dagger}{s_A} \right) e_Q. \end{cases} \quad (57)$$

其中: $\beta_Q = 1/g_Q$, k_Q 为待设计的参数. 设计自适应更新律如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\Theta}}_Q = \sigma_{\bar{\Theta}_Q} \left(\frac{\tau_Q^2 e_Q^2 \|\xi_Q\|^2}{\sqrt{\tau_Q^2 e_Q^2 \|\xi_Q\|^2 + \varepsilon_Q^2}} - \hat{\Theta}_Q \right), \\ \dot{\hat{\beta}}_Q = \sigma_{\beta_Q} (\tau_Q e_Q \bar{\delta}_e - \hat{\beta}_Q), \end{cases} \quad (58)$$

其中 $\sigma_{\bar{\Theta}_Q}$ 和 σ_{β_Q} 为待设计的参数.

定理3 考虑系统(4),且满足条件假设1和假设2,在虚拟控制器(49)、实际控制器(57)以及自适应更新律(50)、(58)的作用下,对于指定时间 T_Z ,跟踪误差变量收敛到如下区域: $S_{e_A} = \{e_i : |e_i| \leq \sqrt{\frac{2\nu_A}{\kappa_A}}\}$ ($i = \alpha, Q$),其中 ν_A 和 κ_A 为与控制器相关的常数.

证明 选取李雅普诺夫函数

$$\mathcal{L}_3 = \sum_{i=\alpha, Q} \mathcal{L}_i + \sum_{i=\alpha, Q} \frac{1}{2\sigma_{\bar{\Theta}_i}} \bar{\Theta}_i^2 + \sum_{i=\alpha, Q} \frac{g_i}{2\sigma_{\beta_i}} \bar{\beta}_i^2. \quad (59)$$

其中: $\bar{\Theta}_i = \bar{\Theta}_i - \hat{\Theta}_i$, $\bar{\beta}_i = \bar{\beta}_i - \hat{\beta}_i$.

类似地,令 $\sigma_{\bar{\Theta}_\alpha} = \sigma_{\beta_\alpha} = 2k_\alpha + 2\kappa_\alpha \left(\frac{1}{s_\alpha} + 1 \right)$,

$\sigma_{\bar{\Theta}_Q} = \sigma_{\beta_Q} = 2k_Q + 2\kappa_Q \left(\frac{1}{s_Q} + 1 \right)$,对 \mathcal{L}_3 求导整理可得

$$\dot{\mathcal{L}}_3 \leq -2k_A \mathcal{L}_3 - 2 \frac{\zeta_A^\dagger}{s_A} \mathcal{L}_3 + \frac{\nu_A}{s_A} + \bar{c}_A. \quad (60)$$

其中

$$k_A = \min\{k_\alpha, k_Q\},$$

$$\bar{c}_A = (1 + D_\alpha + \bar{\Theta}_\alpha + \frac{g_\alpha}{s_\alpha}) \varepsilon_\alpha + (1 + D_Q + \bar{\Theta}_Q +$$

$$\frac{g_Q}{s_Q}) \varepsilon_Q + \frac{1}{2} \bar{\Theta}_\alpha^2 + \frac{g_\alpha}{2} \bar{\beta}_\alpha^2 + \frac{1}{2} \bar{\Theta}_Q^2 + \frac{g_Q}{2} \bar{\beta}_Q^2.$$

结合引理1和文献[17],在指定时间 T_Z 跟踪误差变量收敛到如下区域: $S_{e_A} = \{e_i : |e_i| \leq \sqrt{\frac{2\nu_A}{\kappa_A}}\}$ ($i = \alpha, Q$). \square

3 仿真分析

针对所设计控制器的性能进行仿真分析,以高超声速飞行器纵向运动模型(1)为对象,飞行器参数、气动参数取自文献[15],系统初始状态量为 $V_0 = 2400 \text{ m/s}$, $h_0 = 26000 \text{ m}$, $\gamma_0 = 0$, $\alpha_0 = 2.66 \text{ deg}$, $Q_0 = 0$. 动力学模型中弹性模态的阻尼 $\xi_1 = \xi_2 = 0.02$,自然振动频率 $\omega_1 = 16.02$, $\omega_2 = 19.58$,耦合系数 $\psi_1 = 4223.44$, $\psi_2 = 4223.55$. 跟踪速度指令幅值为 200 m/s ,高度指令为 2000 m ,均为阶跃信号. 速度和高度参考信号由阻尼为 0.9 、自然频率为 0.1 rad/s 的二阶参考模型给出.

为了表明所提出方法的有效性,研究不同指定时间 T_Z 下系统状态和输入的变化曲线,同时将本文方法与文献[10]有限时间自适应控制方法进行对比实验. 为了表达简洁,将以上仿真案例分别命名为 case $A_1: T_Z = 20 \text{ s}$; case $A_2: T_Z = 60 \text{ s}$; case $A_3: T_Z = 100 \text{ s}$; case B : 文献[10]案例. 实验所选取的控制器参数如表1所示.

表1 控制器参数

算法	主要参数
节流阀指令 (18)、(19)	$k_V = 5, \nu_V = 1, \kappa_V = 0.5$ $\sigma_{\bar{\Theta}_V} = 0.02, \sigma_{\beta_V} = 0.02$ $\sigma_{\bar{\Theta}_\gamma} = 0.1, \sigma_{\beta_\gamma} = 0.3$ $P_V = 10 + 50e^{-2t} \text{ m/s}$
鸭翼偏角指令 (31)、(32) (39)、(40)	$k_h = 10, \nu_H = 0.2, \kappa_H = 0.5$ $\sigma_{\bar{\Theta}_H} = 0.4, \sigma_{\beta_h} = 0.08, k_\gamma = 0.2$ $\sigma_{\bar{\Theta}_\gamma} = 0.1, \sigma_{\beta_\gamma} = 0.3$ $P_h = 5 - 0.5e^{-0.1t} \text{ deg}$ $P_\gamma = 3 - e^{-0.1t} \text{ deg}, \alpha^* = 3.5 \text{ deg}$
升降舵偏角指令 (49)、(50) (57)、(58)	$k_\alpha = 20, \nu_A = 0.05, \kappa_A = 0.5$ $\sigma_{\bar{\Theta}_A} = 0.35, \sigma_{\beta_\alpha} = 0.6, k_Q = 100$ $\sigma_{\bar{\Theta}_Q} = 0.1, \sigma_{\beta_Q} = 0.5$ $P_\alpha = 3 - e^{-0.1t} \text{ deg}, P_Q = 0.6 \text{ deg/s}$

仿真结果如图1~图4所示. 其中图1和图2分别为速度/高度跟踪曲线及对应的跟踪误差曲线. 可以看出,所设计的指定时间自适应控制方法能够保证速度跟踪误差和高度跟踪误差满足所设的障碍李雅普诺夫约束条件,实现了系统在指定时间收敛,具有较高的稳态精度和较好的瞬态性能. 相比之下,文献[10]有限时间控制的实际收敛时间难以确定,并具有一定的跟踪误差. 而本文设计的控制方法始终能在指定时间 T_Z 跟踪到期望速度和期望高度,以上结果显示了本文方法的有效性和优越性. 图3给出的不同仿真案例条件下的节流阀指令曲线,图4展示的包括鸭翼和升降舵在内的舵偏角指令变化曲线都是相当平滑的,没有高频抖振.

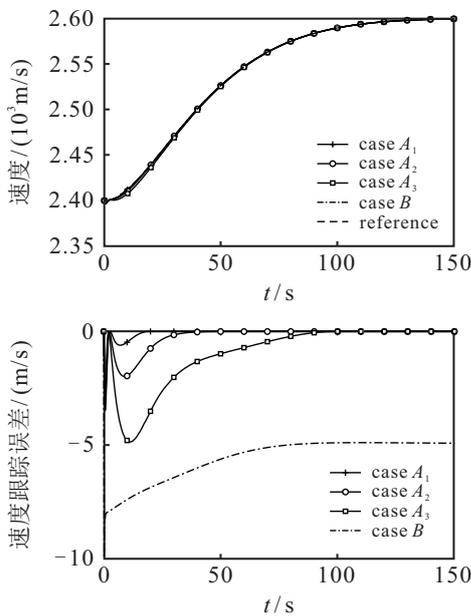


图1 速度跟踪曲线及跟踪误差曲线

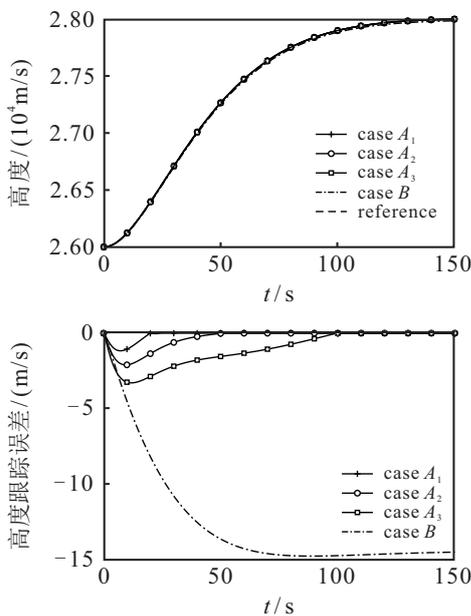


图2 高度跟踪曲线及跟踪误差曲线

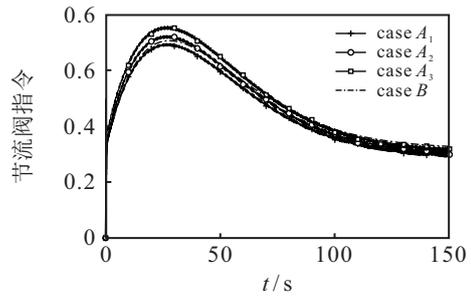


图3 节流阀指令变化曲线

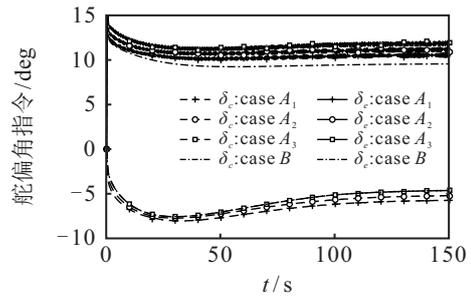


图4 舵偏角指令变化曲线

为了更好地呈现本文方法与文献[10]方法的比较结果,选取两种性能指标:平方误差积分 $\mathcal{E}_A = \int_0^t e^2(t)dt$ 与时间乘误差绝对值积分 $\mathcal{E}_B = \int_0^t t|e(t)|dt$ 进行对比. 在考虑外界扰动的情况下,选取控制方案为case A($T_Z = 50$ s)和case B,设计300次蒙特卡洛仿真. 表2给出性能指标的对比结果,可以看出,所提出方法能够提高约23%的跟踪性能表现.

表2 两种方法的性能对比

跟踪性能	\mathcal{E}_A		\mathcal{E}_B	
	速度	高度	速度	高度
case A	406.3	2369.3	803.3	4537.1
case B	512.6	3407.8	954.8	5244.7

4 结论

本文利用实际指定时间稳定理论及自适应方法对高超声速飞行器指定时间跟踪控制问题进行了研究分析,主要结论如下:

1) 针对高超声速飞行器纵向模型存在外界干扰的情形,所设计的控制器能够保证输出速度 V 和高度 h 在指定时间内分别跟踪上期望速度 V_r 和高度信号 h_r . 通过与文献[10]对比可以看出,所提出方法能够提高约23%的跟踪性能表现.

2) 通过引入障碍李雅普诺夫函数与固定时间滤波器,在确保高超声速飞行器满足瞬态性能约束的基础上,有效规避了传统反步控制的“计算爆炸”问题,提高了收敛速度.

3) 基于李雅普诺夫函数证明了所有闭环系统均是有界的. 仿真结果表明,所设计的方法可以实现系

统存在未知外界扰动下的参考信号跟踪控制,满足时变的性能约束且具有较强的鲁棒性.

参考文献(References)

- [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] Xu B, Shi Z K. An overview on flight dynamics and control approaches for hypersonic vehicles[J]. *Science China Information Sciences*, 2015, 58(7): 1-19.
- [3] Sighthorsson D O, Jankovsky P, Serrani A, et al. Robust linear output feedback control of an airbreathing hypersonic vehicle[J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 2008, 31(4): 1052-1066.
- [4] Guo J G, Gu X Y, Guo Z Y. Asymptotic adaptive tracking control for hypersonic vehicles with guaranteeing multi-performance requirements[J]. *Aerospace Science and Technology*, 2020, 105: 106025.
- [5] Wang J M, Wu Y J, Dong X M. Recursive terminal sliding mode control for hypersonic flight vehicle with sliding mode disturbance observer[J]. *Nonlinear Dynamics*, 2015, 81(3): 1489-1510.
- [6] 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.
- [7] Sun J L, Pu Z Q, Yi J Q, et al. Fixed-time control with uncertainty and measurement noise suppression for hypersonic vehicles via augmented sliding mode observers[J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2020, 16(2): 1192-1203.
- [8] Li Y J, Hou M S, Liang S, et al. Predefined-time adaptive fault-tolerant control of hypersonic flight vehicles without overparameterization[J]. *Aerospace Science and Technology*, 2020, 104: 105987.
- [9] Jiménez-Rodríguez E, Sánchez-Torres J D, Loukianov A G. On optimal predefined-time stabilization[J]. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2017, 27(17): 3620-3642.
- [10] An H, Wu Q Q, Wang C H, et al. Scramjet operation guaranteed longitudinal control of air-breathing hypersonic vehicles[J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2020, 25(6): 2587-2598.
- [11] 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.
- [12] Bu X W, Wu X Y, Huang J Q, et al. A guaranteed transient performance-based adaptive neural control scheme with low-complexity computation for flexible air-breathing hypersonic vehicles[J]. *Nonlinear Dynamics*, 2016, 84(4): 2175-2194.
- [13] Li Y J, Liang S, Xu B, et al. Predefined-time asymptotic tracking control for hypersonic flight vehicles with input quantization and faults[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2021, 57(5): 2826-2837.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] Fiorentini L, Serrani A, Bolender M A, et al. Nonlinear robust adaptive control of flexible air-breathing hypersonic vehicles[J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 2009, 32(2): 402-417.
- [17] Wang Z W, Liang B, Sun Y C, et al. Adaptive fault-tolerant prescribed-time control for teleoperation systems with position error constraints[J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2020, 16(7): 4889-4899.
- [18] Wang C L, Lin Y. Decentralized adaptive tracking control for a class of interconnected nonlinear time-varying systems[J]. *Automatica*, 2015, 54: 16-24.
- [19] Zuo Z Y. Nonsingular fixed-time consensus tracking for second-order multi-agent networks[J]. *Automatica*, 2015, 54: 305-309.
- [20] Li J P, Yang Y N, Hua C C, et al. Fixed-time backstepping control design for high-order strict-feedback non-linear systems via terminal sliding mode[J]. *IET Control Theory & Applications*, 2017, 11(8): 1184-1193.

作者简介

王冠(1994—), 男, 博士生, 从事飞行器控制的研究, E-mail: guanwang@hit.edu.cn;

夏红伟(1979—), 男, 教授, 博士生导师, 从事飞行器控制与仿真技术等研究, E-mail: hxia@hit.edu.cn.