

doi:10.19306/j.cnki.2095-8110.2018.03.008

带有执行器约束条件的模糊自适应反步控制

郑 惠,张合新,王永超,赵 阳

(火箭军工程大学三系,西安 710025)

摘 要:针对高超声速飞行器在飞行控制过程中存在外界干扰以及考虑执行器的动态特性等问题,结合飞行器纵向模型的特点,考虑舵的动态特性,分别设计了基于动态逆的速度控制器和基于指令滤波器采用 Backstepping 控制方法的高度控制器。模糊自适应系统用来在线辨识飞行器模型由于气动参数的变化而引起的不确定性。运用 Lyapunov 理论分析闭环系统的稳定性,证明了包含跟踪误差在内的所有信号满足半全局一致稳定。最后通过仿真对控制器的控制效果进行验证,得到了较为满意的控制效果。

关键词:高超声速飞行器;Backstepping 控制;指令滤波器;动态特性;模糊自适应

中图分类号:TP273.2 **文献标志码:**A **文章编号:**2095-8110(2018)03-0047-06

Fuzzy Adaptive Backstepping Control with Actuator Constraints

ZHENG Hui, ZHANG He-xin, WANG Yong-chao, ZHAO Yang

(Rocket Force University of Engineering, Xi'an 710025, China)

Abstract: Aiming at the problems of the external disturbance and the dynamic characteristics of the actuator in the flight control process of hypersonic vehicle, the speed controller based on the dynamic inversion and the height controller based on the command filter with backstepping control method are proposed respectively, combining with the features of the longitudinal model of the aircraft and the dynamic characteristics of the rudder. The fuzzy adaptive system is used to identify the uncertainties caused by changes in aerodynamic parameters of the aircraft model on-line. The Lyapunov theory is utilized to analyze the stability of the closed-loop system, and it is proved that all the signals including the tracking error are semi-global uniformly ultimately bounded (SGUUB). Finally, the effectiveness of the controller is verified by simulation.

Key words: Hypersonic vehicle; Backstepping control; Command filter; Dynamic characteristics; Fuzzy adaptive

0 引言

由于高超声速飞行器速度快、突防能力强,一直以来就是各国研究的重点,但是由于它强非线性、强耦合的特点,使得研究起来存在较大的困难。文献[1]针对当今高超声速飞行器的研究及发展现状,从多方面分析了这一课题的难点以及未来的发

展趋势。文献[2]提出了一种基于径向基函数(Radial Basis Function, RBF)神经网络调参的滑膜变结构控制器,以此在保证飞行器稳定性与鲁棒性的同时,克服执行机构的抖振问题。文献[3]提出了一种基于间隙度量的大包线滞后切换线性变参数(Linear Parameter Varying, LPV)控制方法,并在此方法上设计 LPV 控制器,从而改善控制器的控

收稿日期:2017-09-13;修订日期:2017-10-09

基金项目:国家自然科学基金(61304001,61304239);航天科学基金(201605U8002)

作者简介:郑惠(1993-),男,硕士,主要从事飞行器控制鲁棒性方面的研究。E-mail: 1589477231@qq.com

制性能和鲁棒性能。文献[4]设计了高超声速飞行器改进自抗扰跟踪控制器,将系统内耦合项当作扰动处理,并进行解耦,最终证实控制性能明显优于经典自抗扰控制器,但是所设计的控制器具有局限性,对条件要求较严格。文献[5]研究了高超声速飞行器的纵向控制问题和倾斜转弯控制问题,设计了基于反步法的全局积分滑膜解耦控制方法。上述文章主要针对控制器的鲁棒性进行了深入而广泛的研究,但是没有考虑舵的动态特性。文献[6]中对研究舵的动态特性的必要性进行了阐述以及理论分析。

本文通过分析高超声速飞行器纵向模型的特点,为了便于研究,基于合理假设,对模型进行了适当的简化,使其转化为严反馈的形式。然后采用动态逆的方法设计速度控制器对速度指令进行跟踪。在考虑舵的动态特性的情况下,结合指令滤波器采用 Backstepping 的控制方法,对高度指令进行跟踪。并且在设计的控制器中,采用模糊自适应的方法在线辨识模型中含有不确定性参数的函数。最后通过 Lyapunov 理论验证所设计控制器的稳定性并通过仿真实验进行仿真,仿真说明设计的控制算法在速度与高度控制中具有较好的跟踪性与较强鲁棒性。

1 高超声速飞行器的模型及其严反馈形式

1.1 高超声速飞行器的纵向模型

本文只考虑其纵向模型的控制设计,高超声速飞行器在地面惯性坐标系下的纵向平面的运动方程如下:

$$\begin{cases} \dot{V} = \frac{T \cos \alpha - D}{m} - \frac{\mu \sin \gamma}{r^2} \\ \dot{\gamma} = \frac{L + T \sin \alpha}{mV} - \frac{\mu - V^2 r \cos \gamma}{Vr^2} \\ \dot{h} = V \sin \gamma \\ \dot{\alpha} = q - \dot{\gamma} \\ \dot{q} = \frac{M_{yy}}{I_{yy}} \end{cases} \quad (1)$$

式中: V, γ, h, α, q 分别表示飞行器的速度、航迹倾角、高度、攻角和俯仰角速度; T, D, L 和 M_{yy} 分别表示推力、阻力、升力和俯仰转动动力矩; m, I_{yy}, S, μ 和 R_e 分别表示飞行器的质量、俯仰转动惯量、参考气动面积、重力常数和地球半径; \bar{c} 和 c_e 为常数,控制量为舵偏角 δ_e 和油门开度 β 。发动机动态模

型为

$$\ddot{\beta} = -2\xi\omega_n\dot{\beta} - \omega_n^2\beta + \omega_n^2\beta_c \quad (2)$$

式中, β_c 为控制器的输出控制指令。

1.2 高超声速飞行器的严反馈形式

参考文献中的假设条件,得到高超声速飞行器的严反馈形式,定义 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T, x_1 = h, x_2 = \gamma, x_3 = \alpha + \gamma, x_4 = q, u = \delta_e$, 高超声速飞行器纵向运动方程可改写为严反馈形式:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1 + g_1 x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2 + g_2 x_3 \\ \dot{x}_3 = f_3 + g_3 x_4 \\ \dot{x}_4 = f_4 + g_4 u \end{cases} \quad (3)$$

式中:

$$f_1 = 0, g_1 = V$$

$$f_2 = -\frac{\mu - V^2 r \cos \gamma}{Vr^2} - g_2 \gamma, g_2 = \bar{q}S \times 0.6203 / (\text{mV})$$

$$f_3 = 0, g_3 = 1$$

$$f_4 = \frac{\bar{q}S\bar{c}[C_M(\alpha) + C_M(q) - c_e\alpha]}{I_{yy}}, g_4 = \bar{q}S\bar{c}c_e / I_{yy}$$

2 控制器设计

2.1 Backstepping 高度控制

下文将结合 Backstepping 法和二阶非线性指令滤波器对控制器进行设计:

第一步:设计虚拟控制信号 x_{2d} 。

考虑模型纵向严反馈系统的第 1 个子系统

$$\dot{x}_1 = f_1 + g_1 x_2 \quad (4)$$

设高度指令为 y_d , 为了使指令变化平缓,使高度指令通过一阶滤波器滤波,得到 y_c , 即: $\frac{y_c}{y_d} =$

$\frac{1}{ts + 1}$, 其中, s 为拉普拉斯算子, t 为常数;同时定义跟踪状态误差 $z_1 = x_1 - y_c$, 将 x_2 看作虚拟控制输入。将第一个子系统引入 Butterworth 低通滤波器,则式(4)变为

$$\dot{x} = f_1 + x_2 + (g_1 - 1)x_{2f} + (g_1 - 1)(x_2 - x_{2f}) \quad (5)$$

式中, x_{2f} 为避免代数环问题而经过的 Butterworth 低通滤波器而产生的滤波值,下文中的 x_{3f}, x_{4f} 以及 u_f 均为滤波值,设计虚拟控制信号

$$x_{2d} = -k_1 z_1 - f_1 - (g_1 - 1)x_{2f} - \dot{y}_c \quad (6)$$

其中, k_1 为正的系统设计参数,为了在后续的

设计过程中,使控制信号满足受限的要求,定义扩展跟踪误差状态变量 z_{11} , 设

$$z_{11} = z_1 - \xi_1 \quad (7)$$

式中,变量 ξ_1 由式(8)给出

$$\dot{\xi}_1 = -k_1 \xi_1 + (x_{2c} - x_{2d}) + \xi_2 \quad (8)$$

式中,变量 ξ_2 与 x_{2c} 将在下一步的设计中给出。

设受限状态的输入为 x_d , 则其二阶非线性指令滤波器的输出 x_c 和 \dot{x}_c 为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{q}_1(t) \\ \dot{q}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_2 \\ 2\xi\omega_n \left[S_R \left(\frac{\omega_n^2}{2\xi\omega_n} [S_M(x_d) - q_1] \right) - q_2 \right] \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} x_c \\ \dot{x}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (9)$$

式中, x_c 和 \dot{x}_c 分别为原始的虚拟控制信号 x_d 的滤波器输出及其导数, q_1 和 q_2 为中间变量, 且 $q_1(0) = q_2(0)$, ξ 为系统阻尼比, ω_n 为系统的自然频率, $S_R(\cdot)$ 和 $S_M(\cdot)$ 分别为速率限制和幅值限制函数, 可描述为如下形式:

$$S(x) = \begin{cases} x_H, & x > x_H \\ x, & x_L \leq x \leq x_H \\ x_L, & x < x_L \end{cases} \quad (10)$$

另外,值得注意的是,当虚拟控制量也就是指令滤波器的输入 x_d 有界时,滤波器的输出 x_c 和 \dot{x}_c 有界且连续。而且上述计算 \dot{x}_c 的过程不需要进行微分运算,因此在虚拟控制量设计的过程中,不会引起传统设计过程中的微分爆炸问题。

将上述设计的虚拟控制量 x_{2d} 通过滤波器,不但能够得到 x_{2c} 和 \dot{x}_{2c} , 避免传统 Backstepping 在虚拟控制变量反复求导而引起的微分爆炸,而且能够对滤波后虚拟控制量在速率和幅值上进行限制。

第二步:设计虚拟控制信号 x_{3d} 。

考虑模型纵向严反馈的第2个子系统

$$\dot{x}_2 = f_2 + g_2 x_3 \quad (11)$$

定义跟踪误差 $z_2 = x_2 - x_{2c}$, 由于式中含有未知函数,故建立如下所示的模糊系统

$$f_2 + (g_2 - 1)x_{3f} = \theta_1^{*T} \phi_1(x_2, x_{3f}) + \varepsilon_1 \quad (12)$$

设虚拟控制信号

$$x_{3d} = -[k_2 z_2 + \theta_1^T \phi_1(x_2, x_{3f}) + z_{11} - \dot{x}_{2c} + \hat{\varepsilon}_1 \tanh(z_2/\lambda_1)] \quad (13)$$

其中, k_2 为正的系统设计参数, θ_1 为模糊逻辑系统理想权值 θ_1^* 的估计值; $\hat{\varepsilon}_1$ 为模糊系统逼近误差

的估计值;定义估计误差 $\bar{\theta}_1 = \theta_1^* - \theta_1$, 同样,定义扩展跟踪误差状态变量 z_{22} , 设

$$z_{22} = z_2 - \xi_2 \quad (14)$$

式中,变量 ξ_2 由式(15)给出

$$\dot{\xi}_2 = -k_2 \xi_2 + (x_{3c} - x_{3d}) + \xi_3 \quad (15)$$

式中,变量 ξ_3 与 x_{3c} 将在下一步的设计中给出。

选择自由参数 θ_1 和模糊系统逼近误差 $\hat{\varepsilon}_1$ 的自适应律如下:

$$\dot{\theta}_1 = \sigma_{11} z_2 \phi_1(x_2, x_{3f}) - \bar{\sigma}_{11} \theta_1 \quad (16)$$

$$\dot{\hat{\varepsilon}}_1 = \sigma_{12} z_2 \tanh(z_2/\lambda_1) - \bar{\sigma}_{12} \hat{\varepsilon}_1 \quad (17)$$

式中 $\sigma_{11}, \bar{\sigma}_{11}, \sigma_{12}, \bar{\sigma}_{12} \in \mathbf{R}^+$, 为常数。

第三步:设计虚拟控制信号 x_{4d} 。

考虑模型纵向严反馈系统的第3个子系统

$$\dot{x}_3 = f_3 + g_3 x_4 \quad (18)$$

定义跟踪误差 $z_3 = x_3 - x_{3c}$, 同理,设计虚拟控制信号

$$x_{4d} = -k_3 z_3 - f_3 - (g_3 - 1)x_{4f} - \dot{x}_{3c} + z_{22} \quad (19)$$

其中, k_3 为正的系统设计参数,同理定义扩展跟踪误差状态变量 z_{33} , 设

$$z_{33} = z_3 - \xi_3 \quad (20)$$

式中,变量 ξ_3 由式(21)给出

$$\dot{\xi}_3 = -k_3 \xi_3 + (x_{4c} - x_{4d}) + \xi_4 \quad (21)$$

式中,变量 ξ_4 与 x_{4c} 将在下一步的设计中给出。

第四步:设计虚拟控制信号 u_c 。

考虑模型纵向严反馈的第4个子系统

$$\dot{x}_4 = f_4 + g_4 u \quad (22)$$

定义跟踪误差 $z_4 = x_4 - x_{4c}$, 由于式中含有未知函数,所以设虚拟控制信号

$$u_d = -[k_4 z_4 + \theta_2^T \phi_2(x_4, u_f) + z_{33} - \dot{x}_{4c} + \hat{\varepsilon}_2 \tanh(z_4/\lambda_2)] \quad (23)$$

其中, k_4 为正的系统设计参数,上一步中的 ξ_4 由式(24)得出

$$\dot{\xi}_4 = -k_4 \xi_4 + (u_c - u_d) \quad (24)$$

同样地,定义扩展跟踪误差状态变量 z_{44} , 设

$$z_{44} = z_4 - \xi_4 \quad (25)$$

为了使控制器的执行机构满足动态特性,仍然将设计的虚拟控制信号 u_d 通过指令滤波器得到满足实际要求的实际控制信号 u_c 。

2.2 动态逆速度控制

将纵向平面运动方程的第一个式子改写为

$$\dot{V} = f_v(x_1, x_2, x_3, V) + g_v(x_1, x_2, V)\beta_c \quad (26)$$

式中, $g_v(x_1, x_2, V) > 0$ 。给定有界跟踪轨迹 V_d , 系统的动态逆控制律为

$$\beta_c = -k_v z_v + g_v^{-1}(x_1, x_2, V)[-f_v(x_1, x_2, x_3, V)] \quad (27)$$

式中, $z_v = V - V_d$ 。

对于未知非线性项 $g_v^{-1}(x_1, x_2, V)[-f_v(x_1, x_2, x_3, V)]$ 采用模糊系统进行补偿, 取 $Z_v = [x_1, x_2, x_3, V]$, 则模糊自适应控制器为

$$\beta_c = -k_v z_v + \theta_V^T \xi_V(Z_v) \quad (28)$$

自适应律为

$$\dot{\theta}_V = \Gamma_V [z_v \xi_V(Z_v) - \delta_V \theta_V] \quad (29)$$

容易证明系统的跟踪误差与参数估计误差是一致终值有界的。

3 稳定性证明

上文中结合指令滤波器 and 模糊逻辑系统, 设计了受限系统的自适应反步控制器, 本节将对所设计的控制器的稳定性进行证明。

考虑 Lyapunov 函数如下

$$V(t) = \frac{1}{2} \left[\sum_{i=1}^4 z_{ii} z_{ii} + \sum_{i=1}^2 \bar{\theta}_i^T \sigma_{i1}^{-1} \bar{\theta}_i + \sum_{i=1}^2 \bar{\epsilon}_i^T \sigma_{i2}^{-1} \bar{\epsilon}_i \right] \quad (30)$$

求导得

$$\dot{V}(t) = \sum_{i=1}^4 z_{ii} \dot{z}_{ii} - \sum_{i=1}^2 \bar{\theta}_i^T \sigma_{i1}^{-1} \dot{\bar{\theta}}_i - \sum_{i=1}^2 \bar{\epsilon}_i^T \sigma_{i2}^{-1} \dot{\bar{\epsilon}}_i \quad (31)$$

代入 z_{11} 的动态特性

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= z_{11} \dot{z}_{11} + \sum_{i=2}^4 z_{ii} \dot{z}_{ii} - \sum_{i=1}^2 \bar{\theta}_i^T \sigma_{i1}^{-1} \dot{\bar{\theta}}_i - \sum_{i=1}^2 \bar{\epsilon}_i^T \sigma_{i2}^{-1} \dot{\bar{\epsilon}}_i \\ &= z_{11} (-k_1 z_{11} + z_{22} + \Delta G_1) + \sum_{i=2}^4 z_{ii} \dot{z}_{ii} - \\ &\quad \sum_{i=1}^2 \bar{\theta}_i^T \sigma_{i1}^{-1} \dot{\bar{\theta}}_i - \sum_{i=1}^2 \bar{\epsilon}_i^T \sigma_{i2}^{-1} \dot{\bar{\epsilon}}_i \end{aligned} \quad (32)$$

式中, $\Delta G_i = (g_i - 1)(x_{i+1} - x_{i+1f})$, $\Delta G_4 = (g_4 - 1)(u - u_f)$ 。

假设 5: 函数 $f'_i(\cdot)$ 满足全局 Lipschitz 条件, 即存在一系列的已知正整数 m_i , 对于变量 \mathbf{X}_1 , $\mathbf{X}_2 \in \mathbf{R}^n$, 使得如下所示的不等式成立

$$|f'_i(\mathbf{X}_1) - f'_i(\mathbf{X}_2)| \leq m_i \|\mathbf{X}_1 - \mathbf{X}_2\|$$

式中, $\|\cdot\|$ 表示向量的 2-范数。

根据 Young's 不等式以及假设 5, 可得

$$\begin{aligned} \|z_{11} \Delta G_1\| &\leq \frac{1}{2} z_{11}^2 + \frac{1}{2} \|\Delta G_1\|^2 \\ &\leq \frac{1}{2} z_{11}^2 + \frac{1}{2} m_1^2 \delta_1^2 \end{aligned} \quad (33)$$

则

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &\leq -\left(k_1 - \frac{1}{2}\right) z_{11}^2 + z_{11} z_{22} + \sum_{i=2}^4 z_{ii} \dot{z}_{ii} - \\ &\quad \sum_{i=1}^2 \bar{\theta}_i^T \sigma_{i1}^{-1} \dot{\bar{\theta}}_i - \sum_{i=1}^2 \bar{\epsilon}_i^T \sigma_{i2}^{-1} \dot{\bar{\epsilon}}_i \end{aligned} \quad (34)$$

继续化简得

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &\leq -\left(k_1 - \frac{1}{2}\right) z_{11}^2 + z_{11} z_{22} - \left(k_2 - \frac{1}{2}\right) z_{22}^2 + \\ &\quad z_{22} z_{33} + \epsilon_1^* \lambda'_1 + \sum_{i=3}^4 z_{22} \dot{z}_{22} - \bar{\theta}_2^T \sigma_{21}^{-1} \dot{\bar{\theta}}_2 - \\ &\quad \epsilon_2^T \sigma_{22}^{-1} \dot{\bar{\epsilon}}_2 + \bar{\theta}_1^T \sigma_{11}^{-1} [\sigma_{11} z_{11} \phi_1(x_2, x_{3f}) - \dot{\theta}_1] + \\ &\quad \epsilon_1^T \sigma_{12}^{-1} [\sigma_{12} z_{11} \tanh(z_2/\lambda_1) - \dot{\epsilon}_1] \end{aligned} \quad (35)$$

根据 Young's 不等式和参数自适应律, 可得:

$$\begin{aligned} \bar{\theta}_1^T \sigma_{11}^{-1} [\sigma_{11} z_{11} \phi_1(x_2, x_{3f}) - \dot{\theta}_1] &\leq \\ -\frac{\sigma_{11}}{2\sigma_{11}} [\bar{\theta}_1^T \bar{\theta}_1 - (\theta_1^*)^2] \end{aligned} \quad (36)$$

$$\begin{aligned} \epsilon_1^T \sigma_{12}^{-1} [\sigma_{12} z_{11} \tanh(z_2/\lambda_1) - \dot{\epsilon}_1] &\leq \\ -\frac{\sigma_{12}}{2\sigma_{12}} [\bar{\epsilon}_1^T \bar{\epsilon}_1 - (\epsilon_1^*)^2] \end{aligned} \quad (37)$$

则可得出

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &\leq -\left(k_1 - \frac{1}{2}\right) z_{11}^2 + z_{11} z_{22} - \left(k_2 - \frac{1}{2}\right) z_{22}^2 + \\ &\quad z_{22} z_{33} + \epsilon_1^* \lambda'_1 + \sum_{i=3}^4 z_{22} \dot{z}_{22} - \bar{\theta}_2^T \sigma_{21}^{-1} \dot{\bar{\theta}}_2 - \epsilon_2^T \sigma_{22}^{-1} \dot{\bar{\epsilon}}_2 - \\ &\quad \frac{\sigma_{11}}{2\sigma_{11}} [\bar{\theta}_1^T \bar{\theta}_1 - (\theta_1^*)^2] - \frac{\sigma_{12}}{2\sigma_{12}} [\bar{\epsilon}_1^T \bar{\epsilon}_1 - (\epsilon_1^*)^2] \end{aligned} \quad (38)$$

同理, 根据其他变量的动态特性可得

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &\leq -\sum_{i=1}^4 \left(k_i - \frac{1}{2}\right) z_{ii}^2 - \sum_{i=1}^2 \frac{\sigma_{i1}}{2\sigma_{i1}} \bar{\theta}_i^T \bar{\theta}_i - \\ &\quad \sum_{i=1}^2 \frac{\sigma_{i2}}{2\sigma_{i2}} \bar{\epsilon}_i^T \bar{\epsilon}_i + \sum_{i=1}^2 (z_{ii} z_{i+1i+1} - z_{i+1i+1} z_{i+2i+2}) - \\ &\quad z_{11} z_{22} + z_{33} z_{44} + \sum_{i=1}^4 \frac{1}{2} m_i^2 \delta_{i+1}^2 + \sum_{i=1}^2 \epsilon_i^* \lambda_i \end{aligned} \quad (39)$$

令 $k = \min(2k_i - 1, \sigma_{i1}, \sigma_{i2})$, 则

$$C = \sum_{i=1}^4 \frac{1}{2} m_i^2 \delta_{i+1}^2 + \sum_{i=1}^2 \epsilon_i^* \lambda_i \quad (40)$$

那么式(40)变换为

$$\dot{V}(t) \leq -2kV(t) + C \quad (41)$$

由上述 Lyapunov 稳定性理论可知, 上述闭环系统状态及跟踪误差是闭环有界的。当选取合适的控制器参数时, 系统跟踪误差收敛于零附近的一个很小的邻域内。

4 仿真分析

用 Matlab 软件对高超声速飞行器在初始高度

110000ft,速度 15 马赫的巡航条件下的飞行情况进行仿真分析,控制的目标是飞行器在满足执行器(舵)的动态特性的条件下跟踪给定的高度指令和速度指令。系统状态以及执行器(舵)的动态特性如表 1 所示。

表 1 系统状态以及执行器(舵)的动态特性

Tab. 1 System status and actuator dynamics

变量符号	幅值范围/(°)	速率范围/[°/s]
γ	-1.5~+1.5	—
$\alpha + \gamma$	-3.5~+3.5	—
q	-20~+20	—
δ_e	-25~+25	-120~+120

所设计的控制器的参数选择为: $k_1 = 5, k_2 = 4, k_3 = 2, k_4 = 10, k_v = 0.01, \Gamma_V = 0.0005, \Gamma_{21} = 0.0005, \Gamma_{22} = 0.0005, \Gamma_{41} = 0.0005, \Gamma_{42} = 0.01$ 。还需考虑系统参数的一些扰动^[12],可参考文献^[11]。

系统跟踪高度指令 $h_d = 110200$,速度指令 $V_d = 15160$ 。仿真图如图 1~图 5 所示。

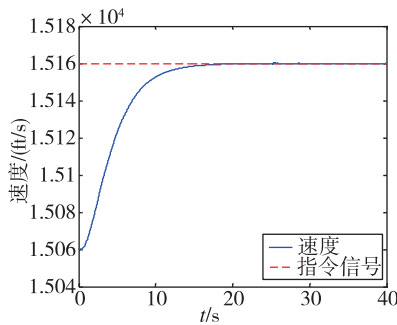


图 1 速度跟踪曲线

Fig. 1 Speed tracking curve

图 1 所示为速度跟踪曲线,图 2 所示为高度跟踪曲线,由仿真图可以看出,跟踪效果满足要求;图 3 所示为舵偏角变化,图 5 所示为舵偏角速率变化,从仿真图中可以看出,舵偏角在 $\pm 18^\circ$ 范围内,小于表 1 中对舵偏角幅值的要求,并且从图 5 中还可以看出,舵偏角速率变化在 $\pm 114^\circ$ 变化范围内,满足表 1 中对舵偏角速率变化要求。所以可以验证,所设计的控制器在满足舵的动态特性的前提下可以较好地跟踪速度和高度。

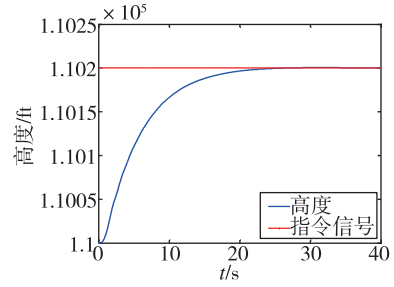


图 2 高度跟踪曲线

Fig. 2 Height tracking curve

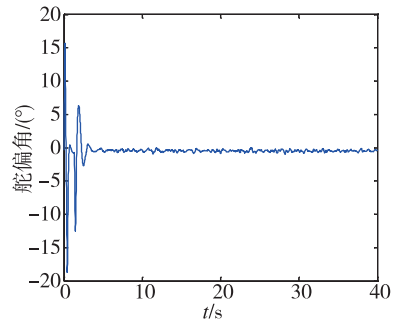


图 3 虚拟舵偏角变化

Fig. 3 Virtual rudder deviation

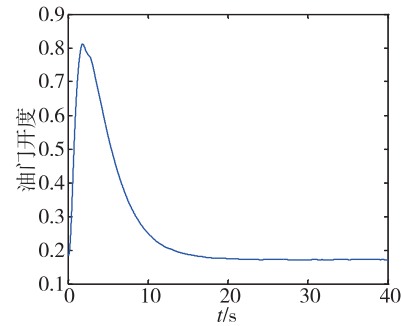


图 4 油门开度

Fig. 4 Throttle opening

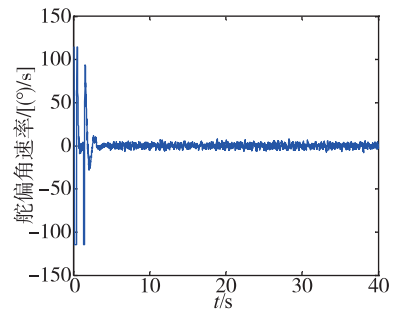


图 5 舵偏角速率

Fig. 5 Rate of rudder angle

5 结论

本文针对高超声速飞行器在存在外界干扰并考虑执行器(舵)动态特性的情况下,设计了基于动态逆的速度控制器和基于指令滤波器的 Backstepping 高度控制器。并且最后通过 Matlab 软件进行仿真,仿真结果表明所设计的控制器可以很好地跟踪速度与高度并满足执行器(舵)的动态特性。由于本文中使用了模糊系统在线逼近未知参数,辨识参数相对较多,以此在后续的研究中将结合其他方法降低计算量。

参考文献

- [1] 方洋旺,柴栋,毛东辉,等. 吸气式高超声速飞行器制导与控制研究现状及发展趋势[J]. 航空学报, 2014, 35(7):1776-1786.
- [2] 王建敏,董小萌,吴云洁. 高超声速飞行器 RBF 神经网络滑模变结构控制[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(5):103-110.
- [3] 张增辉,杨凌宇,申功璋. 高超声速飞行器大包线切换 LPV 控制方法[J]. 航空学报, 2012, 33(9): 1706-1716.
- [4] 邱搏搏. 高超声速飞行器改进自抗扰控制方法研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2014.
- [5] 熊柯. 高超声速飞行器巡航控制技术[D]. 长沙:国防科学技术大学, 2012.
- [6] 王倩. 高超声速飞行器飞行控制系统设计方法与仿真研究[D]. 上海:复旦大学, 2011.
- [7] 王永超,张胜修,曹立佳,等. 输入受限的非线性系统自适应模糊 backstepping 控制[J]. 控制理论与应用, 2015, 32(12):1669-1675.
- [8] 高道祥,孙增圻,罗熊,等. 基于 Backstepping 的高超声速飞行器模糊自适应控制[J]. 控制理论与应用, 2008, 25(5):805-810.
- [9] 周砚龙,陈谋. 基于干扰观测器的输入受限非线性系统鲁棒控制[J]. 南京理工大学学报(自然科学版), 2014, 38(1):40-47.
- [10] 李惠峰. 高超声速飞行器制导与控制技术[M]. 北京:中国宇航出版社, 2012.
- [11] Xu B, Sun F, Yang C, et al. Adaptive discrete-time controller design with neural network for hypersonic flight vehicle via back-stepping [J]. International Journal of Control, 2011, 84(9): 1543-1552.
- [12] Xu H, Mirmirani M D, Ioannou P A. Adaptive sliding mode control design for a hypersonic flight vehicle [J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 2004, 27(5): 829-838.
- [13] 王永超,张胜修,曹立佳,等. 控制方向未知的输入受限非线性系统自适应模糊反步控制[J]. 系统工程与电子技术, 2016, 38(9):2149-2155.
- [14] Sonneveldt L, Chu Q P, Mulder J A. Nonlinear flight control design using constrained adaptive backstepping [J]. Journal of Guidance Control & Dynamics, 2012, 30(2):322-336.
- [15] 王永超,张胜修,扈晓翔,等. 可规定性能的输入受限非线性系统反步控制[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2016, 48(10):110-118.