

引用格式:陈园,周丽,刘震锴,等.高超声速飞行器鲁棒预测滑模姿态控制方法[J].电光与控制,2021,28(5):23-27. CHEN Y, ZHOU L, LIU Z K, et al. A robust predictive sliding mode attitude control method for hypersonic vehicles[J]. Electronics Optics & Control, 2021, 28(5):23-27.

高超声速飞行器鲁棒预测滑模姿态控制方法

陈园¹, 周丽^{1,2}, 刘震锴¹, 姚波¹, 凌志豪¹

(1. 南京信息工程大学, 南京 210044; 2. 江苏省大气环境与装备技术协同创新中心, 南京 210044)

摘要:针对高超声速飞行器(HSV)在巡航段飞行时模型参数不确定和干扰的问题,提出了HSV鲁棒预测滑模姿态控制方法,由系统实际输出值与参考轨迹的误差设计滑模面,引入预测函数对误差进行预测可得未来时刻的滑模面,再利用改进的滑模趋近律设计快慢回路控制器。该方法能使HSV在参数不确定和有干扰的情况下,保证姿态系统稳定,精确跟踪指令信号,具有较强的鲁棒性,提高了系统的控制性能。最后,通过仿真验证了该方法的有效性。

关键词:高超声速飞行器;鲁棒预测滑模;姿态控制;滑模趋近律

中图分类号:V249.1; TP273 文献标志码:A doi:10.3969/j.issn.1671-637X.2021.05.006

A Robust Predictive Sliding Mode Attitude Control Method for Hypersonic Vehicles

CHEN Yuan¹, ZHOU Li^{1,2}, LIU Zhenkai¹, YAO Bo¹, LING Zhihao¹

(1. Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044, China;

2. Jiangsu Collaborative Innovation Center on Atmospheric Environment and Equipment Technology, Nanjing 210044, China)

Abstract: Aiming at the problems of model parameter uncertainty and interference of Hypersonic Vehicles (HSVs) in cruise phase, a robust predictive sliding mode attitude control method is proposed. The sliding mode surface is designed by using the error between the actual output value and the reference trajectory, and the prediction function is introduced to predict the error, thus the sliding mode surface of the future time can be obtained. The speed-loop controller is designed by using the improved sliding mode approaching law. This method ensures the stability of the attitude system and the accurate tracking of the command signal under the condition of uncertain parameters and interference, which has strong robustness and improved control performance. The effectiveness of the method has been verified by simulation.

Key words: Hypersonic Vehicle (HSV); robust predictive sliding mode; attitude control; sliding mode approaching law

0 引言

高超声速飞行器(Hypersonic Vehicle, HSV)能在近空间长时间、不间断地飞行,并完成通信、侦察、监视等任务,具有飞行速度快、突防能力强、飞行高度高等特点^[1-2],因其拥有重要的应用前景而成为研究人员关注的焦点^[3-6]。上升、下降、翻滚、转向等姿态运动是HSV必不可少的环节^[7],如何在高速飞行时进行姿态控制是控制系统的关键问题之一,因此得到不少学者的关注^[8-10]。

在飞行中,HSV气动参数变化剧烈,飞行环境持续变化,因此其数学模型具有复杂性、参数不确定性和非线性的特征^[1]。传统的基于精确模型的控制方法(如PID控制)已无法满足HSV控制性能和控制精度的要求,迫切需要一种易实现、鲁棒性强的控制方法^[11-12]。反步法、动态逆等非线性方法设计的控制器控制效果好,但复杂度较高,不易实现^[13],而预测函数控制方法对模型要求不高,建模方便,有使控制规律更加明确的特点,能降低控制器设计的复杂性,且滚动优化和在线校正特征又提高了系统的鲁棒性^[14],可应用于飞行器^[15-19]。文献[15]提出的增量式PI预测函数控制算法(PIFPC),虽能使系统稳定,跟踪指令信号,但仿真的姿态曲线图有明显超调,且震荡频繁,具有易受参数变化等干扰因素影响的特点,不利于飞行器稳定飞行,影响了姿态系统的

收稿日期:2020-05-05 修回日期:2021-03-18

基金项目:国家自然科学基金面上项目(61573190);江苏省省级重点大学生创新创业训练计划项目(201201910300049Z)

作者简介:陈园(1995—),女,江苏盐城人,硕士生,研究方向为飞行控制、预测控制。

控制性能。

针对 HSV 在巡航段飞行时数学模型参数不确定和干扰的问题,提出了 HSV 鲁棒预测滑模姿态控制方法(PFCSMC),该方法具有对数学模型要求低、控制规律明确的优势,适用于复杂的飞行器模型,减小参数不确定性和干扰对系统造成的影响,维持系统稳定,精确跟踪指令信号,且鲁棒性强,提高了姿态系统的控制性能。

1 系统描述

1.1 高超声速飞行器姿态模型

HSV 姿态控制主要与姿态角 $\boldsymbol{\Omega} = [\alpha, \beta, \mu]^T$ 和姿态角速度 $\boldsymbol{\omega} = [p, q, r]^T$ 相关,其数学模型的非线性方程组^[1-2]为

$$\dot{\boldsymbol{\Omega}} = \boldsymbol{f}_s + \boldsymbol{G}_{s1} \boldsymbol{\omega} \quad (1)$$

$$\dot{\boldsymbol{\omega}} = \boldsymbol{f}_f + \boldsymbol{G}_f \boldsymbol{M}_c \quad (2)$$

式中: $\alpha, \beta, \mu, p, q, r$ 分别表示迎角、侧滑角、滚转角、滚转角速率、俯仰角速率和偏航角速率; $\boldsymbol{f}_s, \boldsymbol{G}_{s1}, \boldsymbol{f}_f, \boldsymbol{G}_f$ 和 \boldsymbol{M}_c 的具体表达式见文献[2]。

基于奇异摄动理论,当慢状态 $\boldsymbol{\Omega}$ 开始响应前,快状态过渡过程已结束并进入稳定状态,即 $p = p_c, q = q_c, r = r_c$,因此可为飞行器设计时标分离的快慢回路控制器。设计慢回路时,慢回路控制输入 $\boldsymbol{\omega} = [p, q, r]^T$ 被快回路标称指令 $\boldsymbol{\omega}_c = [p_c, q_c, r_c]^T$ 代替,并作为快回路的期望值即期望的滚转角速率 p_c 、俯仰角速率 q_c 、偏航角速率 r_c ,设计期望的控制力矩 $\boldsymbol{M}_c = [l_c, m_c, n_c]^T$ 即期望的滚转力矩 l_c 、俯仰力矩 m_c 、偏航力矩 n_c ,并分配到舵面上得到舵面偏转角向量 $\boldsymbol{\delta}$,从而实现姿态角跟踪^[20-21]。为满足奇异摄动的要求,快状态带宽相对于慢状态要足够大,一般为慢回路的 3~5 倍,设快状态带宽为 10 rad/s,慢状态带宽为 2.5 rad/s^[20]。飞行控制系统结构如图 1 所示。

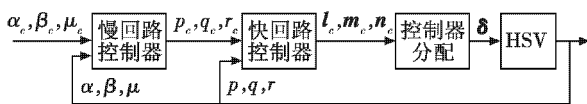


图 1 飞行控制系统结构图

Fig. 1 Structural diagram of flight control system

1.2 快慢回路线性化

针对 HSV 在巡航段的非线性系统,可基于小扰动原理,将快慢回路非线性模型沿平衡点线性化^[20],设计快慢回路控制器。由于飞行器存在参数不确定性及运行环境的变化,因此,建立 HSV 的数学模型时还需考虑参数不确定和干扰的情况。

1.2.1 慢回路模型

针对如下慢回路系统

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}_s = \boldsymbol{A}_1 \boldsymbol{x}_s + \boldsymbol{B}_1 (\boldsymbol{u}_s + \boldsymbol{d}_s) \\ \boldsymbol{y}_s = \boldsymbol{C}_1 \boldsymbol{x}_s \end{cases} \quad (3)$$

式中: $\boldsymbol{x}_s = \boldsymbol{\Omega}, \boldsymbol{x}_s$ 表示慢回路系统状态即姿态角; $\boldsymbol{u}_s = \boldsymbol{\omega}$, \boldsymbol{u}_s 表示慢回路系统的控制输入; $\boldsymbol{A}_1 = \left(\frac{\partial \boldsymbol{f}_s}{\partial \boldsymbol{x}_s} + \frac{\partial \boldsymbol{G}_{s1}}{\partial \boldsymbol{x}_s} \boldsymbol{u}_s \right) \Big|_{\bar{\boldsymbol{x}}_s, \bar{\boldsymbol{\mu}}_s}$; $\boldsymbol{B}_1 = \boldsymbol{G}_{s1} \Big|_{\bar{\boldsymbol{x}}_s, \bar{\boldsymbol{\mu}}_s}$; $\boldsymbol{C}_1 = \frac{\partial \boldsymbol{\Omega}}{\partial \boldsymbol{x}_s} \Big|_{\bar{\boldsymbol{x}}_s, \bar{\boldsymbol{\mu}}_s}$; $\boldsymbol{A}_1, \boldsymbol{B}_1, \boldsymbol{C}_1$ 表示慢回路系统的系数矩阵; $\boldsymbol{d}_s = [d_{s1}, d_{s2}, d_{s3}]^T$ 为慢回路系统干扰项; $(\bar{\boldsymbol{x}}_s, \bar{\boldsymbol{\mu}}_s)$ 为慢回路系统的平衡点。

1.2.2 快回路模型

针对如下快回路系统

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}_f = \boldsymbol{A}_2 \boldsymbol{x}_f + \boldsymbol{B}_2 (\boldsymbol{u}_f + \boldsymbol{d}_f) \\ \boldsymbol{y}_f = \boldsymbol{C}_2 \boldsymbol{x}_f \end{cases} \quad (4)$$

式中: $\boldsymbol{x}_f = \boldsymbol{\omega}, \boldsymbol{x}_f$ 表示快回路系统状态即姿态角速率; $\boldsymbol{u}_f = \boldsymbol{M}_c, \boldsymbol{u}_f$ 表示慢回路系统的控制输入; $\boldsymbol{A}_2 = \left(\frac{\partial \boldsymbol{f}_f}{\partial \boldsymbol{x}_f} + \frac{\partial \boldsymbol{G}_f}{\partial \boldsymbol{x}_f} \boldsymbol{u}_f \right) \Big|_{\bar{\boldsymbol{x}}_f, \bar{\boldsymbol{\mu}}_f}$; $\boldsymbol{B}_2 = \boldsymbol{G}_f \Big|_{\bar{\boldsymbol{x}}_f, \bar{\boldsymbol{\mu}}_f}$; $\boldsymbol{C}_2 = \frac{\partial \boldsymbol{\omega}}{\partial \boldsymbol{x}_f} \Big|_{\bar{\boldsymbol{x}}_f, \bar{\boldsymbol{\mu}}_f}$; $\boldsymbol{A}_2, \boldsymbol{B}_2, \boldsymbol{C}_2$ 表示慢回路系统的系数矩阵; $\boldsymbol{d}_f = [d_{f1}, d_{f2}, d_{f3}]^T$ 为快回路系统干扰项; $(\bar{\boldsymbol{x}}_f, \bar{\boldsymbol{\mu}}_f)$ 为快回路系统的平衡点。

2 设计快慢回路控制器

2.1 设计慢回路控制器

1) 选取预测模型为式(3)系统离散化的模型

$$\begin{cases} \boldsymbol{x}_m(k+1) = \boldsymbol{A}_1 \boldsymbol{x}_m(k) + \boldsymbol{B}_1 (\boldsymbol{u}_s(k) + \boldsymbol{d}_s(k)) \\ \boldsymbol{y}_m(k) = \boldsymbol{C}_1 \boldsymbol{x}_m(k) \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\boldsymbol{x}_m(k)$ 为当前时刻慢回路系统状态变量; $\boldsymbol{u}_s(k)$ 为慢回路系统的控制输入; $\boldsymbol{d}_s(k)$ 为慢回路系统的干扰; $\boldsymbol{y}_m(k)$ 为当前时刻慢回路系统预测输出。

2) 选择基函数为阶跃函数,则

$$\boldsymbol{u}_s(k+i) = \boldsymbol{u}_s(k) \quad (6)$$

式中, $i = 0, 1, \dots, d, d$ 为预测步长。

3) 参考轨迹选为一阶指数形式,则 $(k+i)T$ 时刻的参考轨迹为

$$\boldsymbol{y}_p(k+i) = \boldsymbol{\Omega}_c(k) - \boldsymbol{\lambda}^i (\boldsymbol{\Omega}_c(k) - \boldsymbol{y}_p(k)) \quad (7)$$

式中: $\boldsymbol{\lambda}^i = \text{diag}(\lambda_1^i, \lambda_2^i, \lambda_3^i)$, $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3 = e^{-(T_s/T_r)}$; $\boldsymbol{\Omega}_c(k) = [\alpha_c, \beta_c, \mu_c]^T$ 为姿态角指令信号; $\boldsymbol{y}_p(k)$ 为系统实际输出; T_s 为采样时间; T_r 为期望响应时间; T 为采样周期。

4) 由式(5)可推导 $(k+i)T$ 时刻预测模型输出

$$\begin{cases} \boldsymbol{x}_m(k+i) = \boldsymbol{A}_1^i \boldsymbol{x}_m(k) + (\boldsymbol{A}_1^{i-1} \boldsymbol{B}_1 + \dots + \boldsymbol{B}_1) \cdot \\ \quad (\boldsymbol{u}_s(k) + \boldsymbol{d}_s(k)) \\ \boldsymbol{y}_m(k+i) = \boldsymbol{C}_1 \boldsymbol{A}_1^i \boldsymbol{x}_m(k) + \boldsymbol{G}_{1i} (\boldsymbol{u}_s(k) + \boldsymbol{d}_s(k)) \end{cases} \quad (8)$$

式中, $\boldsymbol{G}_{1i} = \boldsymbol{C}_1 \boldsymbol{A}_1^{i-1} \boldsymbol{B}_1 + \boldsymbol{C}_1 \boldsymbol{A}_1^{i-2} \boldsymbol{B}_1 + \dots + \boldsymbol{C}_1 \boldsymbol{B}_1, i = 1, 2, \dots, d$ 。

5) 未来 $(k+i)T$ 时刻预测输出修正为

$$\mathbf{y}_p(k+i) = \mathbf{y}_m(k+i) + \mathbf{e}(k+i) \quad (9)$$

式中, 误差补偿 $\mathbf{e}(k+i) = \mathbf{y}_p(k) - \mathbf{y}_m(k)$ 。

6) 慢回路姿态角跟踪误差为

$$\mathbf{E}_s(k) = \mathbf{y}_p(k) - \mathbf{y}_r(k) \quad (10)$$

由式(7)、式(9)和式(10)可预测姿态角跟踪误差为

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_s(k+i) = & (\mathbf{C}_s \mathbf{A}_1^i - \mathbf{C}_s) \mathbf{x}_m(k) + (\mathbf{I} - \boldsymbol{\lambda}^i) \mathbf{y}_p(k) - \\ & (\mathbf{I} - \boldsymbol{\lambda}^i) \boldsymbol{\Omega}_c(k) + \mathbf{G}_{1i}(\mathbf{u}_s(k) + \mathbf{d}_s(k)) \end{aligned} \quad (11)$$

式中, \mathbf{I} 为 3 维的单位阵。

7) 设计慢回路系统的滑模面为

$$\mathbf{s}_s(k) = \mathbf{C}_s \mathbf{E}_s(k) = \mathbf{C}_s [\mathbf{y}_p(k) - \mathbf{y}_r(k)] \quad (12)$$

式中, \mathbf{C}_s 为常数矩阵。则由式(11)和式(12)可求得预测 d 步的滑模面为

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_s(k+d) = & \mathbf{C}_s [(\mathbf{C}_s \mathbf{A}_1^d - \mathbf{C}_s) \mathbf{x}_m(k) + (\mathbf{I} - \boldsymbol{\lambda}^d) \mathbf{y}_p(k) - \\ & (\mathbf{I} - \boldsymbol{\lambda}^d) \boldsymbol{\Omega}_c(k) + \mathbf{G}_{1d}(\mathbf{u}_s(k) + \mathbf{d}_s(k))] \end{aligned} \quad (13)$$

8) 因滑模控制存在抖振问题, 本文改进指数趋近律来削弱滑模运动的抖振。文献[22]的离散指数趋近律为 $\mathbf{s}(k+1) = (1-jT)\mathbf{s}(k) - T\boldsymbol{\varepsilon}\text{sgn}(\mathbf{s}(k))$ 。

针对预测 d 步的滑模面, 改进的趋近律为 $\mathbf{s}(k+d) = (1-djT)\mathbf{s}(k) - dT\boldsymbol{\varepsilon}\text{sgn}(\mathbf{s}(k))$, 则慢回路系统的趋近律为

$$\mathbf{s}_s(k+d) = (1-djT)\mathbf{s}_s(k) - dT\boldsymbol{\varepsilon}\text{sgn}(\mathbf{s}_s(k)) \quad (14)$$

式中, $\boldsymbol{\varepsilon}, j$ 为大于 0 的常数。

9) 将式(13)代入式(14)得慢回路控制律为

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_s(k) = & (\mathbf{C}_s \mathbf{G}_{1d})^{-1} [(1-dTj)\mathbf{s}_s(k) - dT\boldsymbol{\varepsilon}\text{sgn}(\mathbf{s}_s(k)) - \\ & \mathbf{C}_s(-\mathbf{K}_{1s}\mathbf{x}_m(k) - \mathbf{K}_{0s}\boldsymbol{\Omega}_c(k) + \mathbf{K}_{0s}\mathbf{y}_p(k) + \mathbf{G}_{1d}\mathbf{d}_s(k))] \end{aligned} \quad (15)$$

式中: $\mathbf{K}_{1s} = \mathbf{C}_s - \mathbf{C}_s \mathbf{A}_1^d$; $\mathbf{K}_{0s} = \mathbf{I} - \boldsymbol{\lambda}^d$; $\mathbf{G}_{1d} = \mathbf{C}_s \mathbf{A}_1^{d-1} \mathbf{B}_1 + \mathbf{C}_s \mathbf{A}_1^{d-2} \mathbf{B}_1 + \dots + \mathbf{C}_s \mathbf{B}_1$ 。

2.2 设计快回路控制器

以相同的方法可设计快回路控制律为

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_f(k) = & (\mathbf{C}_f \mathbf{G}_{2d})^{-1} [(1-dTj)\mathbf{s}_f(k) - dT\boldsymbol{\varepsilon}\text{sgn}(\mathbf{s}_f(k)) - \\ & \mathbf{C}_f(-\mathbf{K}_{1f}\mathbf{x}_m(k) - \mathbf{K}_{0f}\boldsymbol{\omega}_c(k) + \mathbf{K}_{0f}\mathbf{y}_p(k) + \mathbf{G}_{2d}\mathbf{d}_f(k))] \end{aligned} \quad (16)$$

式中: $\mathbf{K}_{1f} = \mathbf{C}_f - \mathbf{C}_f \mathbf{A}_2^d$; $\mathbf{K}_{0f} = \mathbf{I} - \boldsymbol{\lambda}^d$; $\mathbf{G}_{2d} = \mathbf{C}_f \mathbf{A}_2^{d-1} \mathbf{B}_2 + \mathbf{C}_f \mathbf{A}_2^{d-2} \mathbf{B}_2 + \dots + \mathbf{C}_f \mathbf{B}_2$; \mathbf{C}_f 为常数矩阵。

3 鲁棒性分析

采用 Lyapunov 第二方法^[23]分析系统的鲁棒性。将慢回路控制律式(15)代入式(5)得

$$\begin{cases} \mathbf{x}_m(k+1) = \bar{\mathbf{A}}_1 \mathbf{x}_m(k) + \mathbf{D}_s \\ \mathbf{y}_m(k) = \mathbf{C}_1 \mathbf{x}_m(k) \end{cases} \quad (17)$$

式中: $\bar{\mathbf{A}}_1 = (\mathbf{A}_1 + \mathbf{B}_1(\mathbf{C}_s \mathbf{G}_{1d})^{-1} \mathbf{C}_s \mathbf{K}_{1s})$; $\mathbf{D}_s = \mathbf{B}_1(\mathbf{C}_s \mathbf{G}_{1d})^{-1} \cdot [(1-dTj)\mathbf{s}_s(k) - dT\boldsymbol{\varepsilon}\text{sgn}(\mathbf{s}_s(k)) + \mathbf{K}_{0s}\boldsymbol{\Omega}_c(k) - \mathbf{K}_{0s}\mathbf{y}_p(k)]$ 。

假设 $\|\mathbf{x}_m(k)\|$ 有界, 即存在常数 $x_{\max} > x_{\min} > 0$, 使 $x_{\min} < \|\mathbf{x}_m(k)\| < x_{\max}$ 。

定理 1 对于慢回路系统式(3)的离散形式式(17), 若

$$\|\mathbf{D}_s\| / \|\mathbf{x}_m(k)\| < \rho_s \quad (18)$$

则控制律式(15)能保证系统式(3)鲁棒渐近稳定。其中,

$$\rho_s = -\lambda_{\max}(\bar{\mathbf{A}}_1) + \sqrt{\lambda_{\max}^2(\bar{\mathbf{A}}_1) + \lambda_{\min}(\mathbf{Q}_s) / \lambda_{\max}(\mathbf{P}_s)} \quad (19)$$

式中: $\lambda_{\max}(\cdot), \lambda_{\min}(\cdot)$ 分别表示矩阵的最大、最小特征值;

$\mathbf{P}_s, \mathbf{Q}_s$ 为对称正定阵且满足方程 $\bar{\mathbf{A}}_1^T \mathbf{P}_s \bar{\mathbf{A}}_1 - \mathbf{P}_s = -\mathbf{Q}_s$ 。

证明 令 $\rho_{1s} = \|\mathbf{D}_s\| / \|\mathbf{x}_m(k)\| > 0$, 则由定理 1 可知

$$\begin{aligned} \rho_{1s} < \rho_s, \text{ 即 } -\lambda_{\max}(\bar{\mathbf{A}}_1) - \sqrt{(\lambda_{\max}^2(\bar{\mathbf{A}}_1) + \lambda_{\min}(\mathbf{Q}_s) / \lambda_{\max}(\mathbf{P}_s))} < \\ 0 < \rho_{1s} < -\lambda_{\max}(\bar{\mathbf{A}}_1) + \sqrt{(\lambda_{\max}^2(\bar{\mathbf{A}}_1) + \lambda_{\min}(\mathbf{Q}_s) / \lambda_{\max}(\mathbf{P}_s))}, \end{aligned}$$

整理可得 $\lambda_{\max}(\mathbf{P}_s)\rho_{1s}^2 + 2\lambda_{\max}(\bar{\mathbf{A}}_1)\lambda_{\max}(\mathbf{P}_s)\rho_{1s} - \lambda_{\min}(\mathbf{Q}_s) < 0$ 。

取慢回路系统式(3)的离散形式式(17)的 Lyapunov 函数的正定二次型为 $V[\mathbf{x}_m(k)] = \mathbf{x}_m^T(k) \mathbf{P}_s \mathbf{x}_m(k)$, 对于慢回路系统离散形式式(17), 用 $\Delta V[\mathbf{x}_m(k)]$ 代替 $\dot{V}[\mathbf{x}_m(k)]$, 则

$$\begin{aligned} \Delta V[\mathbf{x}_m(k)] = & V[\mathbf{x}_m(k+1)] - V[\mathbf{x}_m(k)] = \\ & \mathbf{x}_m^T(k+1) \mathbf{P}_s \mathbf{x}_m(k+1) - \mathbf{x}_m^T(k) \mathbf{P}_s \mathbf{x}_m(k) < \\ & \|\mathbf{x}_m(k)\|^2 [2\lambda_{\max}(\bar{\mathbf{A}}_1)\lambda_{\max}(\mathbf{P}_s)\rho_{1s} - \lambda_{\min}(\mathbf{Q}_s) + \\ & \lambda_{\max}(\mathbf{P}_s)\rho_{1s}^2] \leq 0 \end{aligned} \quad (20)$$

即当满足定理 1 时, 慢回路系统式(3)鲁棒渐近稳定, 证毕。以同样方法即可分析快回路系统的鲁棒性。

4 仿真分析

将文献[15]PIFPC 方法和本文 PFCSMC 方法仿真对比, 设置质量 $M = 136820 \text{ kg}$, 飞行速度 $V = 2400 \text{ m/s}$, 高度 $H = 27 \text{ km}$, 偏转角限幅 $\pm 30^\circ$, 预测步长 $d = 5$, 采样时间 $T_s = 0.001 \text{ s}$, 期望响应时间 $T_r = 0.02 \text{ s}$ 。平衡点选为 $(\bar{\alpha} = 1^\circ, \bar{\beta} = 0^\circ, \bar{\mu} = 3^\circ, \bar{p} = 0 \text{ rad/s}, \bar{q} = 0 \text{ rad/s}, \bar{r} = 0 \text{ rad/s})$, 初始姿态角选为 $\boldsymbol{\Omega}_0 = [1^\circ \ 0^\circ \ 3^\circ]^T$, 期望指令选为 $\boldsymbol{\Omega}_c = [5^\circ \ 0^\circ \ 9^\circ]^T$ 。

为验证方法有效性, 快慢回路系统分别加入 $\mathbf{d}_f = [0.5 \sin t \ 0.5 \sin t \ 0.5 \sin t]^T$ 和 $\mathbf{d}_s = [0.01 \sin t \ 0.01 \sin t \ 0.01 \sin t]^T$ 的非线性干扰, 升力系数减小 30%, 阻力和侧力系数均增加 30%, 当姿态角速率过大无法满足设计要求时, 对其增加约束 $-0.01 \leq p \leq 0.06, -0.01 \leq q \leq 0.05, 0 \leq r \leq 0.0045$, 结果见图 2 ~ 图 4。

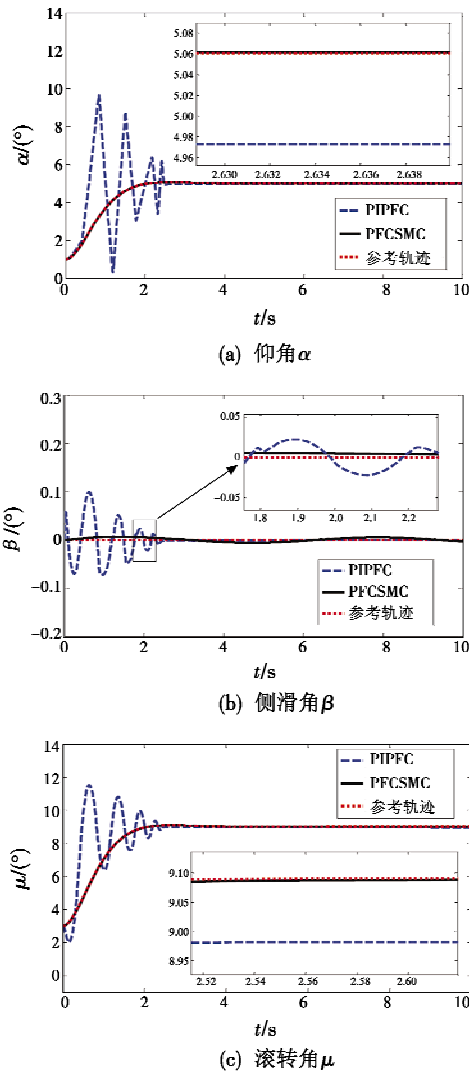


图2 姿态角响应曲线对比图

Fig. 2 Response curves of attitude angles

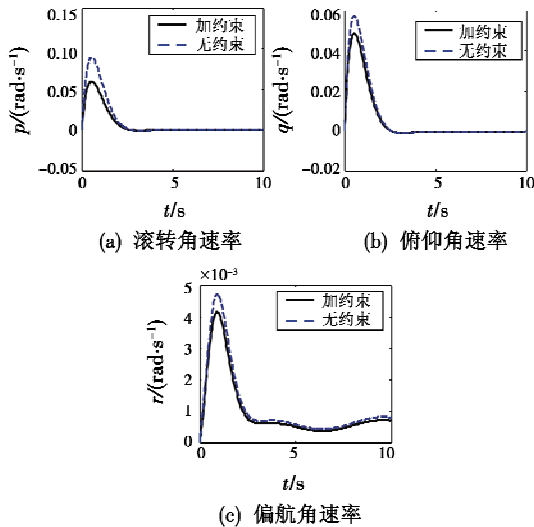


图3 姿态角速率响应曲线图

Fig. 3 Response curves of attitude angle rates

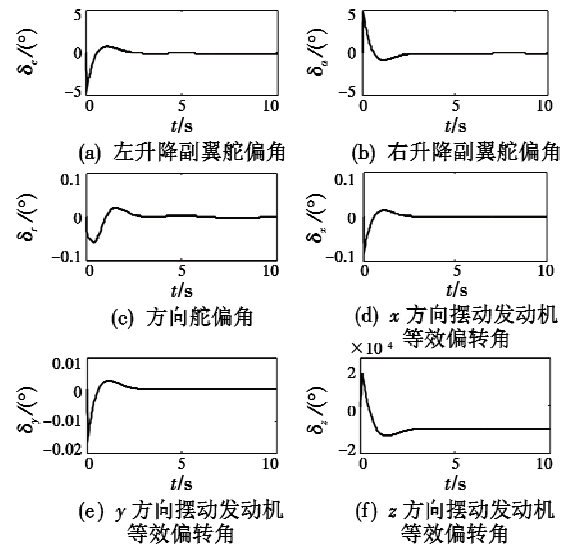


图4 舵面偏转角响应曲线图

Fig. 4 Response curves of rudder deflection angles

图4中, δ_e 为左升降副翼舵的舵面偏转角, δ_n 为右升降副翼舵的舵面偏转角, δ_r 为方向舵的舵面偏转角, δ_x 为 x 方向摆动发动机等效偏转角, δ_y 为 y 方向摆动发动机等效偏转角, δ_z 为 z 方向摆动发动机等效偏转角。由图2~图4可知, 本文的PFCSMC方法能在HSV存在参数不确定和非线性干扰时维持系统稳定, 也能使姿态角精确沿着参考轨迹运动, 跟踪指令信号, 具有良好的控制性能, 且鲁棒性好, 而 PIPFC 方法在此干扰下虽能跟踪指令信号, 但会引起较大超调且震荡频繁, 导致控制器的控制性能受到影响。这说明 PFCSMC 方法能减小参数不确定和非线性干扰对姿态系统的影响, 在参数不确定的情况下维持系统稳定, 并精确跟踪指令信号, 且有鲁棒性强的特点。

5 总结

本文针对高超声速飞行器在巡航段飞行时存在参数不确定和干扰的问题, 提出了高超声速飞行器鲁棒预测滑模姿态控制方法。该方法能在参数不确定和干扰的情况下, 保证 HSV 姿态系统稳定, 并使姿态角精确跟踪指令信号, 且有鲁棒性强的优势, 从而提高了飞行器姿态控制系统的控制性能。

参考文献

- [1] 周丽. 基于反馈递推方法的近空间飞行器鲁棒自适应控制[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2009.
- [2] 方炜. 空天飞行器再入飞行的模糊自适应预测控制[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2008.
- [3] 王彦广, 李健全, 李勇, 等. 近空间飞行器的特点及其应用前景[J]. 航天器工程, 2007, 16(1): 50-57.

- [4] 焦鑫,江驹,孟宏鹏. 基于灰色预测滑模控制的鲁棒飞行控制器设计[J]. 飞行力学, 2015, 33(6):542-546, 550.
- [5] 姜斌,赵静,齐瑞云,等. 近空间飞行器故障诊断与容错控制的研究进展[J]. 南京航空航天大学学报, 2012, 44(5):603-610.
- [6] 赵钧,孟令赛. 高超声速临近空间飞行器跳跃飞行轨迹优化[J]. 战术导弹技术, 2010(5):32-35, 70.
- [7] 邓以高,田军挺,王亚锋,等. 飞行器姿态控制方法综述[J]. 战术导弹控制技术, 2006(2):7-13.
- [8] 杨梅松,文杰,姜杰. 基于单向滑模的近空间飞行器姿态鲁棒控制[J]. 计算机与网络, 2015, 41(9):52-55.
- [9] 于靖,陈谋,姜长生. 基于干扰观测器的非线性不确定系统自适应滑模控制[J]. 控制理论与应用, 2014, 31(8):993-999.
- [10] GUO J G, ZHANG T B, CHENG C, et al. Model reference adaptive attitude control for near space hypersonic vehicle with mismatched uncertainties [J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2019, 41(5):1301-1312.
- [11] 崔尔杰. 近空间飞行器研究发展现状及关键技术问题[J]. 力学进展, 2009, 39(6):658-673.
- [12] FIDAN B, MIRMIRANI M, IOANNOU P A. Flight dynamics and control of air-breathing hypersonic vehicles: review and new directions [C]//The 12th AIAA International Space Planes and Hypersonic Systems and Technologies, 2003:1-24.
- [13] 盖俊峰,赵国荣,周大旺. 一种基于线性近似的非线性系统模型预测控制方法[J]. 航天控制, 2015, 33(5):3-7.
- [14] 席裕庚. 预测控制[M]. 北京:国防工业出版社, 1993.
- [15] 郭伟,韩丹丹,周丽,等. 近空间飞行器的增量式PI预测函数姿态控制[J]. 武汉理工大学学报, 2013, 35(12):146-153.
- [16] 王涛,张洪波,汤国建. 采用ESO补偿的再入飞行器姿态预测控制方法[J]. 系统工程与电子技术, 2018, 40(7):1554-1559.
- [17] 孙珊,张冉,李惠峰. 升力式再入飞行器非最小相位级联姿态控制[J]. 宇航学报, 2017, 38(1):41-49.
- [18] TANG K, WANG W, MENG Y, et al. Flight control and airwake suppression algorithm for carrier landing based on model predictive control [J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2019, 41(8):2205-2213.
- [19] 王士星,孙富春,许斌. 高超声速飞行器的模糊预测控制[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2013, 43(增刊1):22-27.
- [20] 朱亮. 空天飞行器不确定非线性鲁棒自适应控制[D]. 南京:南京航空航天大学, 2006.
- [21] 钱承山. 空天飞行器多模型鲁棒控制研究[D]. 南京:南京航空航天大学, 2009.
- [22] 刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真[M]. 北京:清华大学出版社, 2005.
- [23] 郑大钟. 线性系统理论[M]. 北京:清华大学出版社, 2000.



请扫描二维码关注我刊