

具有类反斜线回滞的 NSV 滑模控制

庞洁, 陈谋, 姜长生
(南京航空航天大学自动化学院, 南京 210016)

摘要: 针对具有类反斜线回滞输入的近空间飞行器系统, 进行滑模控制律的设计, 以消除回滞特性对系统的影响。首先, 通过对类反斜线回滞特性的分析, 将其分解为一线性部分和一上界已知的未知非线性部分; 然后, 通过给定的期望轨迹, 设计滑模控制律来消除回滞特性对系统的影响, 使得系统的输出跟踪期望轨迹, 并利用 Lyapunov 定理证明系统的稳定性; 最后, 将所设计的控制律应用于近空间飞行器的姿态控制上, 给出了具有类反斜线回滞的近空间飞行器滑模控制律。仿真结果表明, 所设计的控制律是有效的。

关键词: 近空间飞行器; 滑模控制; 类反斜线回滞

中图分类号: V271; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1671-637X(2013)11-0026-05

Sliding Model Control for NSV with Backlash-Like Hysteresis

PANG Jie, CHEN Mou, JANG Changsheng

(College of Automation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: A sliding mode control law is presented for near-space vehicle (NSV) with backlash-like hysteresis to eliminate the influence of the input hysteresis. Firstly, through analysis of backlash-like hysteresis, the hysteresis was decomposed into a certain linear part and an uncertain nonlinear part with known upper limit. Then, the sliding mode control law was designed by tracking the desired output trajectory to eliminate the influence of the hysteresis. And the stability of the system was proved by using Lyapunov method. Finally, the control law was applied to NSV attitude control. The sliding mode control law is presented for NSV with backlash-like hysteresis. Simulation results illustrate that the proposed control scheme can achieve effective performance.

Key words: near-space vehicle(NVS); sliding model control; Backlash-Like Hysteresis

0 引言

近年来,近空间的战略价值引起了世界各国的关注,近空间飞行器(Near-Space Vehicle, NSV)也因其显著的特点和潜在的军、民两用价值而成为世界各国的研究热点。与传统飞行器相比,NSV 有着独特的优势^[1]:一方面,其飞行高度较高(通常在 20 km 以上),不易被发现,飞行环境相对比较安全,即使被发现,现有的武器也很难将其击落;另一方面,其飞行高度又比卫星运行高度低,与卫星相比,对某些特殊地区能够获得更多的信息。

由于 NSV 有着广泛的应用前景,因而得到了国内外学者的广泛研究,其中 NSV 的鲁棒飞行控制已有不少研究成果,这些研究成果主要针对 NSV 的受扰运动或参数不确定等情况提出了各种控制方法。如文献[2]利用新型快速 Terminal 滑模面设计了 NSV 快慢回路控制器,并利用非线性干扰观测器对系统所受到的复合干扰进行逼近,进一步提高了系统的控制精度;文献[3]针对受扰变后掠角 NSV,研究了一类多输入多输出的多模型切换控制问题,采用基于模糊系统的 backstepping 方法设计控制器;文献[4]提出了基于滑模干扰观测器的非线性广义预测控制律,将滑模控制的强鲁棒性和预测控制良好的动态性能相结合,设计了高超声速 NSV 姿态控制律。上述各种方法均能实现对 NSV 的良好控制,但是对于具有输入回滞的 NSV 飞行控制问题,上述控制方法将无法实现有效控制。

收稿日期:2012-12-07

修回日期:2012-12-30

基金项目:国家自然科学基金(61174102)

作者简介:庞洁(1988—),女,浙江湖州人,硕士,研究方向为近空间飞行器控制。

另一方面,回滞现象的存在会给控制系统性能带来不利影响,在设计 NSV 飞行控制系统时,如不加以考虑会使系统输出产生误差,严重时可能会造成系统的振荡甚至不可控,然而,对具有回滞输入的 NSV 控制问题目前研究成果较少。

在对具有回滞输入的系统进行控制律设计之前,有必要构建一个适当的模型来表现回滞环的非线性特性。类反斜线回滞(Backlash-like Hysteresis)模型作为常见模型之一得到了大量的关注,而对于具有类反斜线回滞系统的控制问题,许多学者进行了研究并获得了一定的研究成果。文献[5]提出了一种自适应反步控制法(Adaptive BackStepping)来消除回滞环对系统的影响;文献[6]根据回滞环的特性,设计了鲁棒自适应控制律,该方法不需要构造回滞环的逆模型,仿真结果表明了其有效性;文献[7]设计了模型参考滑模控制律,削弱了回滞环对系统影响,该方法不需要知道被控对象的精确模型;文献[8]针对被控系统模型具有未知项的情况,利用模糊智能方法对未知函数进行在线逼近,并利用变结构控制方法来设计控制器。上述各种方法^[1-15]主要针对具有类反斜线回滞的单输入单输出系统进行了控制律的设计,并没有考虑多输入多输出系统,而 NSV 是一个多输入多输出的非线性系统,因此有必要对该类系统进行研究。

本文针对具有类反斜线回滞的多输入多输出非线性系统,根据给定的系统期望输出轨迹,设计滑模控制律,使其跟踪期望轨迹来抵消类反斜线回滞特性对系统输出的影响,并利用 Lyapunov 理论证明了系统的稳定性。同时,将所设计的滑模控制律应用于具有类反斜线回滞的 NSV 姿态控制,给出了 NSV 快慢回路的控制律。仿真结果表明,所设计的控制器能较好地消除类反斜线回滞的影响,实现 NSV 姿态的有效控制。

1 问题描述

被控系统由非线性模型和类反斜线回滞环构成,回滞环前置非线性模型,即回滞环的输出为非线性模型的输入,如图 1 所示。

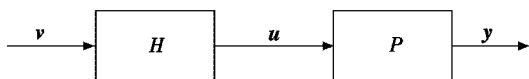


图 1 具有类反斜线回滞环的系统框图

Fig.1 Block diagram of system with backlash-like hysteresis

其中回滞环可以表示为

$$u(t) = P(v(t)) \quad (1)$$

式中: $v(t)$ 为回滞环输入; $u(t)$ 为回滞环输出。

设被控系统的仿射非线性形式为

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t)) + g(x(t))u(t) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (2)$$

式中: $x \in \mathbf{R}^n, u \in \mathbf{R}^m, y(t) \in \mathbf{R}^m$ 分别为系统的状态向量,控制输入变量和输出变量; $h(x) \in \mathbf{R}^m, g(x) \in \mathbf{R}^{n \times m}$ 为有关 x 的光滑函数。

对于系统(2),在进行控制器设计前对其做如下假设:1)系统的输出信号和参考跟踪信号对时间 t 连续可微;2)系统所有状态可测,且系统零动态稳定。

则系统(2)的控制目标为:对于给定的系统光滑期望轨迹 $[y_{1d}(t), y_{2d}(t), \dots, y_{nd}(t)]^T$,设计控制律 $u(t)$,使得在具有类反斜线回滞特性的输入作用下,非线性系统的输出跟踪给定的期望光滑轨迹曲线,即设计控制输入信号 $u(t), \forall t > 0$,有

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|y(t) - y_d(t)\| \rightarrow 0 \quad (3)$$

2 类反斜线回滞曲线模型及特性

对于式(1)所描述的类反斜线回滞模型,可以表示为^[5]

$$du_i/dt = \alpha |dv_i/dt| (cv_i - u_i) + b (dv_i/dt) \quad (4)$$

式中: α, c 和 b 为常数,且满足 $c > b$; $u_i \in u = [u_1, u_2, \dots, u_m]^T, v_i \in v = [v_1, v_2, \dots, v_m]^T, i = 1, 2, \dots, m$ 。

式(4)的解可以表示为^[5]

$$u_i(t) = cv_i(t) + d_i(v_i) \quad (5)$$

$$d_i(v_i) = (u_{i0} - cv_{i0}) e^{-\alpha(v_i - v_{i0}) \text{sgn} \dot{v}_i} + e^{-\alpha v_i \text{sgn} \dot{v}_i} \int_{v_{i0}}^{v_i} (b - c) e^{\alpha \xi \text{sgn} \dot{v}_i} d\xi \quad (6)$$

式中, (v_{i0}, u_{i0}) 为 $d_i(v_i)$ 初始状态,则由式(6)可得

$$\lim_{\substack{\dot{v}_i > 0, v_i \rightarrow +\infty}} d_i(v_i) = -\frac{c-b}{\alpha} \quad (7)$$

$$\lim_{\substack{\dot{v}_i < 0, v_i \rightarrow -\infty}} d_i(v_i) = \frac{c-b}{\alpha} \quad (8)$$

由式(7)和式(8)可知, $d_i(v_i)$ 有界,不妨表示为

$$\|d_i(v_i)\| < \rho \quad (9)$$

式中, ρ 为大于零的已知常数。

从式(5)~式(9)可知,类反斜线回滞模型可以分解为线性部分 $cv_i(t)$ 和已知上界的不确定部分 $d_i(v_i)$; $u_i(t)$ 在曲线 $cv_i(t) - \frac{c-B_1}{\alpha}$ 和 $cv_i(t) + \frac{c+B_1}{\alpha}$ 之间来回切换,由此形成了回滞曲线;参数 α 决定了切换速率, α 的值越大,切换速率越大。更多关于类反斜线回滞模型的特性可以参考文献[6]。

图 2 给出了类反斜线回滞曲线。其中, $\alpha = 1, c = 3.1635, b = 0.345, v = k \sin t, k = 2, 3, 4, 5, 6$ 。

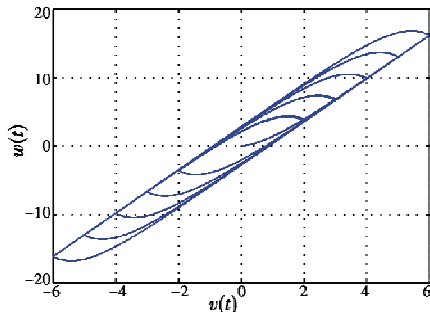


图2 类反斜线回滞曲线

Fig. 2 Backlash-like hysteresis curve

3 滑模控制律的设计

设系统相对阶为 r_1, r_2, \dots, r_m , 对系统(2)的输出 $y(t)$ 各分量 $y_1(t), y_2(t), \dots, y_m(t)$ 分别求导至 r_1, r_2, \dots, r_m 次, 可得如下形式

$$\begin{bmatrix} y_1^{(r_1)} \\ y_2^{(r_2)} \\ \vdots \\ y_m^{(r_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{(r_1)} h_1(x) \\ L_f^{(r_2)} h_2(x) \\ \vdots \\ L_f^{(r_m)} h_m(x) \end{bmatrix} + E(x)u \quad (10)$$

式中 $E(x) \in \mathbf{R}^{m \times m}$, 具体表达式为

$$E(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1}(L_f^{r_1-1} h_1(x)) & L_{g_2}(L_f^{r_1-1} h_1(x)) & \dots & L_{g_m}(L_f^{r_1-1} h_1(x)) \\ L_{g_1}(L_f^{r_2-1} h_2(x)) & L_{g_2}(L_f^{r_2-1} h_2(x)) & \dots & L_{g_m}(L_f^{r_2-1} h_2(x)) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_1}(L_f^{r_m-1} h_m(x)) & L_{g_2}(L_f^{r_m-1} h_m(x)) & \dots & L_{g_m}(L_f^{r_m-1} h_m(x)) \end{bmatrix}, \quad (11)$$

$|E(x)| \neq 0, L_{g_i}(L_f^{r_i-1} h_i(x)) (i=1, 2, \dots, m)$ 为相应的李导数; $g_i(x)$ 分别为矩阵 $g(x)$ 第 i 列列向量。

将式(5)代入式(2)可得具有类反斜线回滞的系统为

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t)) + g(x(t))Cv(t) + g(x(t))d(v) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (12)$$

式中 $C = \text{diag}\{c_i\} \in \mathbf{R}^{m \times m} (i=1, 2, \dots, m); v(t) \in \mathbf{R}^m, d(v) \in \mathbf{R}^m$, 且 $\|d_i(v)\| \leq \rho$ 。令 $e_i = y_i - y_{id}$, 滑模面为 $S = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_m]^T$ 。其中

$$s_i = e_i^{(r_i-1)} + a_{i,r_i-1} e_i^{(r_i-2)} + \dots + a_{i,1} e_i + a_{i,0} \int_0^t e_i, \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (13)$$

且所取 $a_{i,j} (i=1, 2, \dots, m; j=0, 1, \dots, r_i-1)$ 使得方程

$$z^{(r_i)} + a_{i,r_i-1} z^{(r_i-1)} + \dots + a_{i,1} \dot{z} + a_{i,0} z = 0 \quad (14)$$

Hurwitz 稳定。对 S 求导并将 e_i 代入可得

$$\dot{S} = \begin{bmatrix} e_1^{(r_1)} + a_{1,r_1-1} e_1^{(r_1-1)} + \dots + a_{1,1} \dot{e}_1 + a_{1,0} e_1 \\ e_2^{(r_2)} + a_{2,r_2-1} e_2^{(r_2-1)} + \dots + a_{2,1} \dot{e}_2 + a_{2,0} e_2 \\ \vdots \\ e_m^{(r_m)} + a_{m,r_m-1} e_m^{(r_m-1)} + \dots + a_{m,1} \dot{e}_m + a_{m,0} e_m \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} L_f^{(r_1)} h_1(x) + a_{1,r_1-1} y_1^{(r_1-1)} + \dots + a_{1,0} y_1 - \Theta_1 \\ L_f^{(r_2)} h_2(x) + a_{2,r_2-1} y_2^{(r_2-1)} + \dots + a_{2,0} y_2 - \Theta_2 \\ \vdots \\ L_f^{(r_m)} h_m(x) + a_{m,r_m-1} y_m^{(r_m-1)} + \dots + a_{m,0} y_m - \Theta_m \end{bmatrix} + E(x)u = \psi(x) + E(x)Cv(t) + E(x)d(v) \quad (15)$$

式中 $E(x)$ 为式(11),

$$\Theta_i = y_{id}^{(r_i)} + a_{i,r_i-1} y_{id}^{(r_i-1)} + \dots + a_{i,0} y_{id} \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (16)$$

不失一般性, 设矩阵 $E(x)C$ 存在逆矩阵(或伪逆), 则取控制律为

$$v(t) = [E(x)C]^{-1} (-(\psi(x) + K\Sigma) - \Gamma \text{sgn}(E^T(x)S)) \quad (17)$$

式中,

$$K = \text{diag}\{k_i\} \in \mathbf{R}^{m \times m}, k_i > 0 \quad (18)$$

$$\Sigma = [\text{sgn}(s_1) \ \text{sgn}(s_2) \ \dots \ \text{sgn}(s_m)]^T \in \mathbf{R}^m \quad (19)$$

$$\Gamma = \text{diag}\{\tau_i\} \in \mathbf{R}^{m \times m}, \tau_i > \rho/c_i \quad (20)$$

定理 1 对于具有类反斜线回滞的非线性系统(12), 在满足第 1 节假设 1)、2) 的条件下, 取控制律(17), 且控制律参数设计满足式(18)和式(20), 能使被控系统的系统输出 $y(t)$ 跟踪不存在回滞特性的期望轨迹 $y_d(t)$, 且跟踪误差收敛到零。

证明 取 Lyapunov 函数为

$$V = \frac{1}{2} S^T S \quad (21)$$

对其求导, 并将式(17)~式(20)代入可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S^T \dot{S} = S^T [\psi(x) + E(x)Cv(t) + E(x)d(v)] = \\ &= -S^T K \Sigma - S^T E(x) C \Gamma \text{sgn}(E^T(x)S) + S^T E(x) d(v) = \\ &= -[s_1, s_2, \dots, s_m] \cdot \text{diag}\{k_i\} \cdot [\text{sgn}(s_1), \text{sgn}(s_2), \dots, \\ &= -\sum_{i=1}^m k_i s_i \text{sgn}(s_i) + S^T E(x) (d(v) - C \Gamma \text{sgn}(E^T(x)S)) \quad (22) \end{aligned}$$

设 $E^T(x)S = [q_1, q_2, \dots, q_m]^T, d(v) = [d_1(v), d_2(v), \dots, d_m(v)]^T$, 且 $C\Gamma = \text{diag}\{c_i \tau_i\} (i=1, 2, \dots, m)$, 则式(22)可写为

$$\dot{V} = -\sum_{i=1}^m k_i s_i \text{sgn}(s_i) + \sum_{i=1}^m q_i (d_i(v) - c_i \tau_i \text{sgn}(q_i)) \quad (23)$$

由于式(20)中, $\tau_i > \rho/c_i$ 且 $\|d_i(v)\| \leq \rho$, 则由式(22)可得

$$s_i \text{sgn}(s_i) \geq 0 \quad (24)$$

$$q_i (d_i(v) - c_i \tau_i \text{sgn}(q_i)) \leq 0 \quad (25)$$

则可以得到 $\dot{V} \leq 0$, 即 S 趋于零。

根据式(13)和式(14), 当系统运动到滑模面上时, e 将收敛于零。系统输出将跟踪期望轨迹。

证毕。

4 具有类反斜线回滞的 NSV 姿态控制器设计

本节将前一节提出的滑模控制律应用到具有类反斜线回滞的 NSV 非线性姿态控制中,给出 NSV 角速率快回路和姿态角慢回路控制律的具体形式。

本文中所采用的 NSV 外形布局为 Winged-Cone 模型^[13],如图 3 所示。该飞行器具有三角型机翼,单垂直尾翼,可独立工作的升降副翼和可收缩的水平鸭翼。其中,水平鸭翼只在亚声速阶段张开。

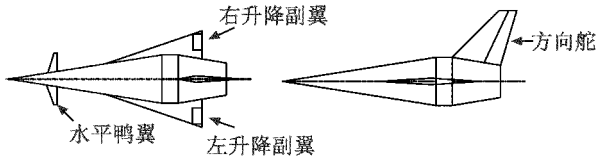


图 3 NSV 结构图

Fig. 3 Configuration of NSV

根据时标分离原则,将 NSV 姿态控制系统回路分解为角速率快回路和姿态角慢回路。快、慢回路可以写为形如式(2)的仿射非线性方程

$$\dot{\Omega} = f_s + g_s \omega_c, \quad y_s = \Omega \quad (26)$$

$$\dot{\omega} = f_f + g_f \delta_c, \quad y_f = \omega \quad (27)$$

式中: $\Omega = [\alpha \quad \beta \quad \mu]^T$ 分别为迎角、侧滑角和航迹滚转角; $\omega = [p \quad q \quad r]^T$ 分别为滚转角速率、俯仰角速率和偏航角速率;矩阵 f_s, f_f, g_s 和 g_f 的具体表达式见文献[11]。对快、慢回路分别加入类反斜线回滞环,即慢回路的输入 ω_c 和快回路的输入 u_c 分别为类反斜线回滞环的输出。下面具体给出快慢回路控制律的形式。

1) 快回路控制律形式。

由式(5)可得快回路输入 δ_c , 即回滞环输出为

$$\delta_c = C\delta + d(\delta) \quad (28)$$

其中, $\delta = [\delta_x, \delta_y, \delta_z]^T$ 为气动舵面和推力矢量舵面偏转角。

由式(27)可得快回路输入相对阶 $r_1 = r_2 = r_3 = r = 1$ 。根据式(13)可得快回路滑模面为

$$S_f = \begin{bmatrix} e_1 + a_{1,0} \int_0^t e_1 dt \\ e_2 + a_{2,0} \int_0^t e_2 dt \\ e_3 + a_{3,0} \int_0^t e_3 dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (p - p_c) + a_{1,0} \int_0^t (p - p_c) dt \\ (q - q_c) + a_{2,0} \int_0^t (q - q_c) dt \\ (r - r_c) + a_{3,0} \int_0^t (r - r_c) dt \end{bmatrix} \quad (29)$$

由式(11)和式(15)可得相应矩阵为

$$E_f(x) = L_{g_f} L_{f_f}^{-1} h(x) = L_{g_f} h(x) = (\partial h(x) / \partial x) g_f(x) = g_f \quad (30)$$

$$\psi_f(x) = \begin{bmatrix} L_{f_f}^1 h_1(x) + a_{1,0} y_1 - (\dot{y}_{1d} + a_{1,0} y_{1d}) \\ L_{f_f}^1 h_2(x) + a_{2,0} y_2 - (\dot{y}_{2d} + a_{2,0} y_{2d}) \\ L_{f_f}^1 h_3(x) + a_{3,0} y_3 - (\dot{y}_{3d} + a_{3,0} y_{3d}) \end{bmatrix} = f_f + \Gamma_a \omega - (\dot{\omega}_c - \Gamma_a \omega_c) \quad (31)$$

式中: $\Gamma_a = \text{diag}\{a_{1,0}, a_{2,0}, a_{3,0}\}$; $\omega_c = [p_c, q_c, r_c]$ 。

则由式(17)、式(29)~式(31)可得快回路控制律为

$$\delta_c = [E(x)C]^{-1} (-(\psi_f(x) + K_f \Sigma_f)) - \Gamma_f \text{sgn}(E(x)S) = [g_f C]^{-1} (-(\psi_f(x) + K_f \Sigma_f)) - \Gamma_f \text{sgn}(g_f S_f) \quad (32)$$

式中: K_f, Γ_f 为设计参数,且满足式(18)和式(19); $\Sigma_f = [\text{sgn}(S_{f1}), \text{sgn}(S_{f2}), \text{sgn}(S_{f3})]$; $S_{fi} (i=1,2,3)$ 为快回路滑模面 S_f 的分量。

2) 慢回路控制律形式。

由式(5)可得慢回路输入 ω_c , 即回滞环输出为

$$\omega_c = C\omega + d(\omega) \quad (33)$$

式中, ω 为角速率。由于慢回路输入相对阶为 $r_1 = r_2 = r_3 = r = 1$, 则慢回路滑模面可写为

$$S_s = \begin{bmatrix} e_1 + b_{1,0} \int_0^t e_1 dt \\ e_2 + b_{2,0} \int_0^t e_2 dt \\ e_3 + b_{3,0} \int_0^t e_3 dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\alpha - \alpha_c) + b_{1,0} \int_0^t (\alpha - \alpha_c) dt \\ (\beta - \beta_c) + b_{2,0} \int_0^t (\beta - \beta_c) dt \\ (\mu - \mu_c) + b_{3,0} \int_0^t (\mu - \mu_c) dt \end{bmatrix} \quad (34)$$

控制律(17)中相应矩阵为

$$E_s(x) = L_{g_s} L_{f_s}^{-1} h(x) = L_{g_s} h(x) = \frac{\partial h(x)}{\partial x} g_s(x) = g_s \quad (35)$$

$$\psi_s(x) = f_s + \Gamma_b \Omega - (\dot{\Omega}_c - \Gamma_b \Omega_c) \quad (36)$$

式中: $\Gamma_b = \text{diag}\{b_{1,0}, b_{2,0}, b_{3,0}\}$; $\Omega_c = [\alpha_c, \beta_c, \mu_c]$ 。

则慢回路控制律为

$$\omega_c = [E(x)C]^{-1} (-(\psi_s(x) + K_s \Sigma_s)) - \Gamma_s \text{sgn}(E(x)S) = [g_s C]^{-1} (-(\psi_s(x) + K_s \Sigma_s)) - \Gamma_s \text{sgn}(g_s S_s) \quad (37)$$

式中: K_s, Γ_s 为设计参数,且满足式(18)和式(19); $\Sigma_s = [\text{sgn}(S_{s1}), \text{sgn}(S_{s2}), \text{sgn}(S_{s3})]$; $S_{si} (i=1,2,3)$ 为慢回路滑模面 S_s 的分量。

5 NSV 姿态控制仿真实例

为了验证本文所设计的控制律的有效性,将其用于具有类反斜线回滞的 NSV 姿态角跟踪控制。假设 NSV 以 2500 m/s 的速度在 30 km 的高度进行巡航飞行。此时,仅靠 3 个气动舵面就能够维持姿态控制,而不需要推力矢量舵面的作用,即 $\delta_x = \delta_y = \delta_z$, 设推力大小的绝对值 400 kN。NSV 姿态角和角速率的初始状态为 $\alpha_0 = 4^\circ, \beta_0 = 1^\circ, \mu = 4^\circ, p_0 = q_0 = r_0 = 0$ rad/s, 参考输出信号如下并通过指令滤波器 $5/(s+5)$ 的滤波,

$$\begin{cases} \alpha_c = \begin{cases} 4^\circ, & t \in [0, 3) \\ 3^\circ, & t \in [3, 20] \end{cases} \\ \beta_c = \begin{cases} 1^\circ, & t \in [0, 5) \\ 3^\circ, & t \in [5, 20] \end{cases} \\ \mu_c = \begin{cases} -1^\circ, & t \in [0, 3) \\ 1^\circ, & t \in [3, 20] \end{cases} \end{cases} \quad (38)$$

设仿真过程中类反斜线回滞模型参数取为

$$\alpha=1, c=3.1635, b=0.345 \quad (39)$$

根据式(32)和式(37)可得快慢回路控制律,具体参数如下

$$\begin{cases} \Gamma_a = \text{diag}\{a_{1,0}, a_{2,0}, a_{3,0}\} = \text{diag}\{0.1, 0.1, 0.1\} \\ \mathbf{K}_f = \text{diag}\{k_1, k_2, k_3\} = \text{diag}\{1, 1, 1\} \\ \Gamma_f = \text{diag}\{\tau_1, \tau_2, \tau_3\} = \text{diag}\{1, 1, 1\} \\ \Gamma_b = \text{diag}\{b_{1,0}, b_{2,0}, b_{3,0}\} = \text{diag}\{1, 1, 1\} \\ \mathbf{K}_s = \text{diag}\{k_1, k_2, k_3\} = \text{diag}\{0.5, 0.5, 0.5\} \\ \Gamma_s = \text{diag}\{\tau_1, \tau_2, \tau_3\} = \text{diag}\{1, 1, 1\}. \end{cases} \quad (40)$$

控制律中的符号函数由如下饱和函数代替,以抑制系统抖振。其中, ε 为非常小的正数,在此取 $\varepsilon=0.1$ 。

$$\text{sgn}(s) = \begin{cases} 1, & \|s\| > \varepsilon \\ s/\varepsilon, & \|s\| \leq \varepsilon \\ -1, & \|s\| < -\varepsilon \end{cases} \quad (41)$$

对系统施加控制量后, NSV 姿态控制响应曲线如图4所示。其中,实线为系统实际响应曲线,点划线为输入期望姿态轨迹。

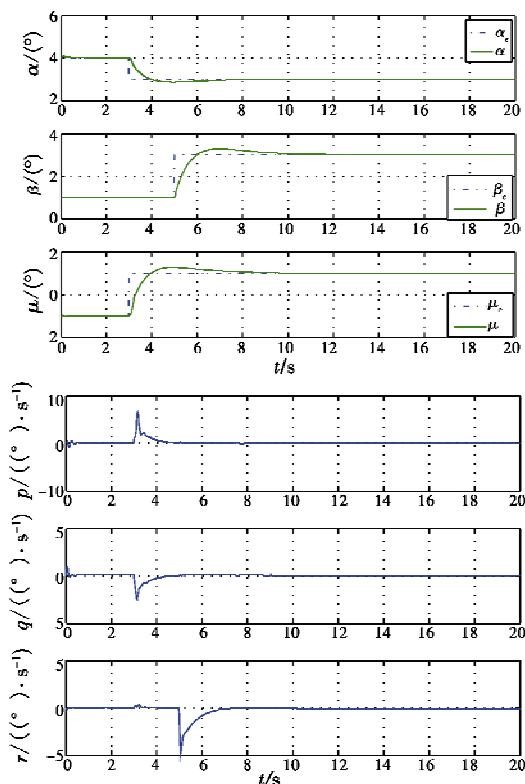


图4 仿真结果

Fig.4 Simulation result

由响应曲线可以看出,采用本文设计的控制律, NSV 的姿态角能够很好地跟踪期望姿态轨迹指令,且角速度最终趋于稳定。表明所设计的控制律能够有效抵消类反斜线回滞输入对 NSV 系统的影响,实现了 NSV 姿态角的有效控制。

6 结论

本文针对具有类反斜线回滞输入的 NSV 系统设计滑模控制律。通过对类反斜线回滞模型的分析,设计了滑模控制律,使系统输出跟踪给定的不具有回滞特性的期望轨迹,来消除回滞特性对系统的影响,并利用 Lyapunov 定理证明了闭环系统的稳定性。最后,通过对 NSV 姿态轨迹跟踪控制的仿真实例,验证了该控制算法的有效性。

参考文献

- [1] 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.
- [2] 蒲明, 吴庆亮, 姜长生, 等. 新型快速 Terminal 滑模及其在近空间飞行器上的应用[J]. 航空学报, 2011, 32(7): 1283-1291.
- [3] 王宇飞, 吴庆亮, 姜长生, 等. 近空间飞行器的多模型切换控制[J]. 控制与决策, 2012, 27(10): 1452-1458.
- [4] 程路, 姜长生, 都延丽, 等. 基于滑模干扰观测器的近空间飞行器非线性广义预测[J]. 宇航学报, 2012, 31(2): 423-431.
- [5] ZHOU Jing, WEN Changyun, ZHANG Ying. Adaptive backstepping control of a class of uncertain nonlinear systems with unknown backlash-like hysteresis[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2004, 49(10): 1751-1757.
- [6] SU Chunyi, STEPANENKO Y, SVOBODA J, et al. Robust adaptive control of a class of nonlinear systems preceded by an unknown backlash-like hysteresis[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2000, 45(12): 2427-2432.
- [7] 张达科, 胡跃明, 吴捷, 等. 类反斜线回滞系统的模型参考滑模控制[J]. 控制理论与应用, 2005, 22(3): 402-406.
- [8] 沈启坤, 钱厚斌, 张天平. 具有未知类反斜线回滞系统的自适应模糊控制[J]. 扬州大学学报: 自然科学版, 2006, 9(1): 18-21.
- [9] AHMAD N J, KHORRAMI F. Adaptive control of systems with backlash hysteresis at the input[C]. Proceeding of the American Control Conference, 1999: 3018-3022.
- [10] CHUA L O, BASS S C. A generalized hysteresis model[C]. IEEE Transactions on Circuit Theory, 1972, 10: 36-48.
- [11] ISIDORI A. Nonlinear control system: An introduction[M]. 2nd ed. Berlin: Springer-Verlag, 1989.
- [12] PARE T E, HOW J P. Robust stability and performance analysis of systems with hysteresis nonlinearities[C]. //

果如图 9 所示。系统中的开关型抑制器中参数 C_1 为 15, 参数 C_2 为 150。

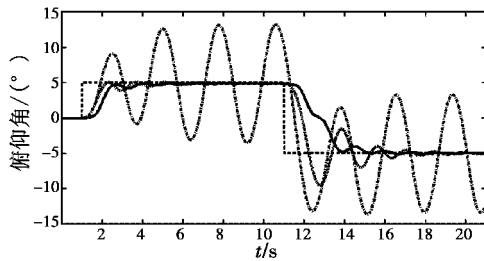


图 8 人机闭环系统 5° 阶跃输入的时间响应图

Fig. 8 Time responses of aircraft-pilot system to 5° step input

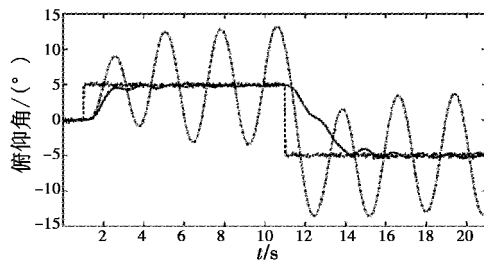


图 9 人机闭环系统 5° 阶跃噪声输入的时间响应图

Fig. 9 Time responses of aircraft-pilot system to 5° step input with noise

6 结束语

若速率限制环节出现严重饱和,且飞行员处理不恰当,可能会引发拟线性的 PIO。本文以开关型 PIO 抑制器为研究对象,研究了它的开环频域特性。在时域内,通过正弦输入信号和偏差输入信号,研究了开关型 PIO 抑制器的补偿能力。通过阶跃跟踪任务的人机闭环系统仿真,验证了开关型 PIO 抑制器对因速率限制引发 PIO 的抑制效果。通过研究得到了以下结论:

1) 描述函数法是分析开关型 PIO 抑制器频率特

性的有效方法,其分析得到的结论对调整抑制器参数使之适应实际控制系统的需要具有重要指导意义;

2) 开关型 PIO 抑制器采用变结构设计,只在系统发生速率限制饱和时发生作用,从而保证不对系统性能产生实质性影响;

3) 开关型 PIO 抑制器可作为一种备选的 PIO 抑制器设计方案。

参考文献

- [1] MCRUER D T. Aviation safety and pilot control, understanding and preventing unfavorable pilot-vehicle interactions [M]. Washington D. C. : National Academy Press, 1997.
- [2] ALCALA I, GORDILLO F, ARACIL J. Phase compensation design for prevention of PIO due to actuator rate saturation [C]//Proceedings of the 2004 American Control Conference, America, 2004:4678-4691.
- [3] KATAYANAGI. Pilot-induced oscillation analysis with actuator rate limiting and feedback control loop [C]//AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference, America, 2004:1162-1168.
- [4] HANLEY J G. A comparison of nonlinear algorithms to prevent pilot-induced oscillations caused by actuator rate limiting [D]. America: Air Force Institute of Technology, 2003.
- [5] 孟捷,徐浩军,张建康. II 型 PIO 反馈与前馈抑制系统对比[J]. 航空学报, 2010, 31(9):1701-1707.
- [6] 孟捷,徐浩军,武卫. 驾驶员模型对 II 型 PIO 预测影响研究[J]. 系统仿真学报, 2009, 21(12):3816-3819.
- [7] 孟捷. 非线性 PIO 机理及其预测与抑制方法研究[D]. 西安:空军工程大学, 2010.

(上接第 30 页)

Proceeding of the American Control Conference, 1998, 1904-1908.

- [13] SHAUNGNESSY J D, PINCKNEY S Z, MCMINN J D, et al. Hypersonic vehicle simulation model: Winged-cone

configuration [J]. NASA, 1990, TM-102610:1-140.

- [14] 都延丽. 近空间飞行器姿态与轨迹的非线性自适应控制 [D]. 南京:南京航空航天大学, 2010.

- [15] 吴森堂,费玉华. 飞行控制系统 [M]. 北京:北京航空航天大学出版社, 2005.

欢迎订阅 欢迎刊登广告