

文章编号: 1001-0920(2012)10-0000-00

近空间飞行器的多模型切换控制

王宇飞, 吴庆宪, 姜长生, 张 强

(南京航空航天大学 自动化学院, 南京 210016)

摘 要: 针对受到扰动的变机翼后掠角近空间飞行器, 研究一类基于多模型切换的多输入多输出非线性系统的模糊自适应鲁棒控制器的设计问题. 通过构造公共Lyapunov函数, 设计系统的控制器, 采用动态面控制方法避免了控制器设计中的计算膨胀问题, 利用自适应模糊系统和鲁棒控制项在线消除系统中的未知干扰影响. 仿真结果表明了该方法的有效性.

关键词: 多模型切换; 模糊系统; 鲁棒控制; 公共Lyapunov函数; 近空间飞行器

中图分类号: V249.1; TP273.2

文献标志码: A

Multi-model switching control for near space vehicle

WANG Yu-fei, WU Qing-xian, JIANG Chang-sheng, ZHANG Qiang

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

Correspondent: WANG Yu-fei, E-mail: wangyf@nuaa.edu.cn)

Abstract: According to the near space vehicle with disturbances, whose wing sweep angle is variable, the problem of designing a fuzzy adaptive controller is considered for multi-input and multi-output nonlinear systems based on multiple models switching. The common Lyapunov function and the controller are simultaneously designed. The dynamic surface control approach is used to avoid the problem of the explosion of calculation. The adaptive fuzzy systems and the robust controllers are adopted to eliminate the influence of the unknown disturbances on line. Simulation results show the effectiveness of the proposed method.

Key words: multi models switching; fuzzy systems; robust control; common Lyapunov function; near space vehicle

1 引 言

近空间飞行器(NSV)^[1]集飞机、空天飞行器,甚至卫星、空间站等多方面优点于一体,是现代战争中争夺制空/天权、进行空天作战的关键武器,具有重大的战略价值^[2]. 由于NSV需要执行多任务的使命,必然要求其具有很大的飞行包络,因而考虑采用变机翼后掠角结构的NSV.

很多学者致力于近空间飞行器的控制研究^[2-6],文献[3]将神经网络干扰观测器与轨迹线性化方法相结合,用于设计近空间飞行器的飞行控制系统,且具有高精度、高稳定度的控制性能; [4]利用泛函连接神经网络干扰观测器,对未建模动态以及未知干扰进行估计,并采用最优广义预测控制方法实现了对于近空间高超声速飞行器的控制; [5]提出了基于滑模干扰观测器的自适应二阶动态滑模控制,有效解决了滑模

的抖振问题,并将其成功用于近空间飞行器的控制; [6]对近空间飞行器进行模糊建模,并基于模糊观测器设计了鲁棒可靠控制器,当执行器出现故障时仍能很好地进行控制. 上述方法均能实现对于近空间飞行器的良好控制,且具有很好的控制性能. 然而这些方法均是针对固定结构飞行器来设计的,当近空间飞行器的结构发生变化时,原有的飞行动态也会随之发生改变,则上述方法中按照固定结构飞行器设计的控制器将无法实现有效的控制,因此需要考虑采用多模型的控制方案. 然而目前关于变结构近空间飞行器控制的研究成果还很少.

在多模型控制中,系统的稳定性是至关重要的. 许多学者曾研究了多模型切换控制的稳定问题^[7-10],并针对某些多模型系统提出了稳定控制方法^[11-14]. 如文献[15]利用模型预测控制方法,对按预定规则切换

收稿日期: 2011-05-09; 修回日期: 2011-11-27.

基金项目: 国家自然科学基金项目(60974106, 91116017); 南京航空航天大学博士学位论文创新与创优基金项目(BCXJ10-04).

作者简介: 王宇飞(1984—),男,博士生,从事非线性鲁棒自适应控制、飞行控制等研究; 姜长生(1942—),男,教授,博士生导师,从事非线性控制、鲁棒控制和飞行控制等研究.

的且含不确定参数的多模型系统进行了控制. [16] 已证明存在公共的 Lyapunov 函数是切换系统进行任意切换时仍然渐近稳定的充要条件. 公共 Lyapunov 函数方法在多模型线性系统控制中已得到了一定的应用^[17-18], 但对于多模型非线性系统的研究成果还较少^[19-20], 而对于存在干扰的多输入多输出多模型非线性系统的研究更是少见.

本文针对存在干扰的变机翼后掠角 NSV, 考虑一类多模型切换系统, 通过构造公共 Lyapunov 函数, 利用 backstepping 方法设计系统的控制器; 采用动态面控制方法有效避免了控制器设计过程中的计算膨胀问题; 使用模糊系统来在线逼近系统的未知干扰, 并利用鲁棒控制项抵消逼近误差对系统的影响; 给出了系统的参数自适应律, 并从理论上证明了系统的稳定性; 最后, 对变机翼后掠角 NSV 进行了姿态跟踪控制, 仿真结果表明了本文方法的有效性.

2 NSV 气动模型

本文研究的 NSV 气动外形^[21]如图 1 所示.

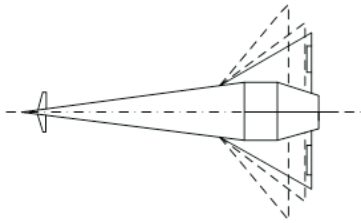


图 1 NSV 气动外形

NSV 具有单垂尾方向舵、左右升降副翼操纵面. 为了提高其飞行的气动效率, 采用伸缩鸭翼加变后掠三角翼的结构, 具体为: 水平全动鸭翼只在亚声速阶段展开, 在亚声速、超声速和高超声速阶段机翼后掠角分别为 40° , 60° 和 75° .

根据奇异摄动原理, 可得到 NSV 的仿射非线性方程组如下:

$$\begin{aligned} \dot{\Omega} &= f_s^{\sigma(t)} + g_s \omega + d_s, \\ \dot{\omega} &= f_f^{\sigma(t)} + g_f^{\sigma(t)} M_c + d_f, \\ y &= \Omega. \end{aligned} \quad (1)$$

其中: $\Omega = [\alpha, \beta, \mu]^T$, $\omega = [p, q, r]^T$ 分别表示姿态角和姿态角速率; $\sigma(t) : [0, +\infty) \rightarrow S = \{1, 2, \dots, s\}$ 为切换信号;

$$g_s = \begin{bmatrix} -\tan \beta \cos \alpha & 1 & -\tan \beta \sin \alpha \\ \sin \alpha & 0 & -\cos \alpha \\ \sec \beta \cos \alpha & 0 & \sec \beta \sin \alpha \end{bmatrix};$$

$g_f^{\sigma(t)} = \text{diag}\{(I_{xx}^{\sigma(t)})^{-1}, (I_{yy}^{\sigma(t)})^{-1}, (I_{zz}^{\sigma(t)})^{-1}\}$; $f_s^{\sigma(t)}, f_f^{\sigma(t)} \in \mathbf{R}^3$; $I_{xx}^{\sigma(t)}, I_{yy}^{\sigma(t)}, I_{zz}^{\sigma(t)}$ 为转动惯量; $M_c = [l_{\text{ctrl}}, m_{\text{ctrl}}, n_{\text{ctrl}}]^T$ 为滚转、俯仰和偏航方向上的控制力矩; $\delta = [\delta_a, \delta_e, \delta_r]^T$ 为 NSV 的控制舵面; d_f, d_s 为系

统受到的干扰. 限于篇幅, 此处不给出全部参数的具体数值和含义, 部分参数可见文献 [21].

本文控制的目标就是设计控制器, 使得 NSV 在变机翼后掠角的同时能实现飞行姿态的稳定跟踪控制.

3 控制器设计

针对上述 NSV 飞行模型, 考虑如下类型的切换系统:

$$\begin{aligned} \dot{x}_i(t) &= f_i^{\sigma(t)}(\bar{x}_i(t)) + g_i(\bar{x}_i(t))x_{i+1}(t) + d_i(t), \\ \dot{x}_n(t) &= f_n^{\sigma(t)}(\bar{x}_n(t)) + g_n^{\sigma(t)}(\bar{x}_n(t))u(t) + d_n(t), \\ y &= x_1(t), \quad t \in \mathbf{R}^+, \quad i = 1, 2, \dots, n-1. \end{aligned} \quad (2)$$

其中: $x_i \in \mathbf{R}^m$ 为系统状态; $y \in \mathbf{R}^m$ 为系统输出; $u \in \mathbf{R}^m$ 为控制输入; $\bar{x}_i = [x_1^T, x_2^T, \dots, x_i^T]^T \in \mathbf{R}^{mi}$, $m \in \mathbf{N}$; $d_i(t) \in \mathbf{R}^m$ 表示系统所受到的干扰; $f_i^k \in \mathbf{R}^m$, $g_i \in \mathbf{R}^{m \times m}$, $f_n^k \in \mathbf{R}^m$, $g_n^k \in \mathbf{R}^{m \times m}$ ($k \in S$) 为光滑连续函数.

假设 1 参考跟踪信号 $y_r(t)$ 光滑连续, 且其一阶导数存在且有界.

假设 2 控制增益矩阵 g_n^k ($k \in S$) 满足 $0 < g_{nl} \leq g_n^k(\bar{x}_n(t)) \leq g_{nu}$. 其中: g_{nl}, g_{nu} 为正定矩阵.

对于系统中的干扰, 采用自适应模糊系统来进行在线逼近. 如连续函数 $f : \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}^p$ 采用模糊系统来逼近. 则有

$$f(x) = \varphi^T(x)\theta^* + \varepsilon. \quad (3)$$

其中: $\varphi(x) : \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}^{pr \times p}$ 为模糊基函数向量, ε 为逼近误差, $\theta^* \in \mathbf{R}^{pr}$ 为最优模糊权值向量, 即

$$\theta^* = \arg \min_{\theta \in \Omega_\theta} \left[\sup_{x \in \Omega_x} \|f(x) - \varphi^T(x)\theta\| \right], \quad (4)$$

这里 $\Omega_\theta = \{\theta \mid \|\theta\| \leq m_\theta\}$, $m_\theta > 0$.

下文中 $\|\cdot\|$ 表示向量的 Euclid 范数或矩阵的 Frobenius 范数.

假设 3 对于紧集 Ω_x 内任意给定的 x , 存在模糊系统的最优权值向量 θ^* , 且最优权值 θ^* 范数有界, 即 $\|\theta^*\| \leq \bar{\theta}$, 其中 $\bar{\theta} > 0$. 同时模糊系统的逼近误差 ε 满足 $\|\varepsilon\| \leq \bar{\varepsilon}$, 其中 $\bar{\varepsilon}$ 为逼近误差 ε 的上界.

为了证明系统的稳定性, 给出如下引理:

引理 1(Young 不等式) 设 $p > 1, q > 1, \frac{1}{p} + \frac{1}{q} = 1$, 对于任意 $a, b \geq 0$, 有 $ab \leq \frac{a^p}{p} + \frac{b^q}{q}$ 成立且等式成立的充要条件为 $a^p = b^q$.

引理 2^[22] 设 $L : D \rightarrow \mathbf{R}$ 是定义域为 $D = \mathbf{R}^m$ 且包含原点的连续正定函数, 且 $L(X)$ 是径向无界的, 则对任意 $X \in \mathbf{R}^m$, 存在 K_∞ 类函数 κ_1 和 κ_2 在 $[0, \infty)$ 上有定义, 使得

$$\kappa_1(\|X\|) \leq L(X) \leq \kappa_2(\|X\|).$$

引理 3^[23] 对于任意的 $c > 0$ 和 $z \in \mathbf{R}^m$, 有如下不等式成立:

$$0 < \|z\| - z^T \tanh(z/c) \leq m\zeta c, \quad (5)$$

其中 ζ 是满足 $\zeta = e^{-(\zeta+1)}$ 的常数, 即 $\zeta = 0.2785$.

下面给出控制器设计的具体过程:

Step 1 定义 $e_1 = x_1 - y_r$. 由系统 (2) 可得

$$\dot{e}_1(t) = f_1^{\sigma(t)}(x_1) + g_1(x_1)x_2 + d_1 - \dot{y}_r. \quad (6)$$

由此可见, 式 (6) 仍为切换系统.

若按照传统的反馈递推方法, 定义误差状态向量 $e_2 = x_2 - v_1$, 对其求导可得 $\dot{e}_2 = \dot{x}_2 - \dot{v}_1$, 则第 2 个子系统的虚拟控制律 v_2 中包含 \dot{v}_1 . 由于存在 \dot{v}_1 , 虚拟控制律 v_2 的表达式会非常复杂, 且随着系统阶数的增加, 虚拟控制律的所含项将会急剧增加, 从而会产生计算膨胀. 这不仅会增加控制器设计的复杂性, 而且控制器的实现也会比较困难. 因此, 根据动态面控制方法的思想, 在设计第 2 个子系统的虚拟控制律之前, 设计一阶低通滤波器对 v_1 进行估计, 该滤波器的动态方程为

$$\tau_1 \dot{\bar{v}}_1 + \bar{v}_1 = v_1, \quad \bar{v}_1(0) = v_1(0). \quad (7)$$

其中: τ_1 为滤波器时间常数, \bar{v}_1 为第 1 个子系统虚拟控制律 v_1 的估计值. 这样, 设计下一个子系统时只需用滤波器的估计值代替虚拟控制律, 而无需再对虚拟控制律中的非线性项进行求导, 从而避免了控制器设计中的计算膨胀问题. 因此, 定义误差状态向量 $e_2 = x_2 - \bar{v}_1$, $b_1 = \bar{v}_1 - v_1$, 则 $x_2 = e_2 + v_1 + b_1$, 并利用模糊系统来辨识 d_1 .

综合考虑, 采用如下虚拟控制器:

$$v_1 = -g_1^{-1}(k_1 e_1 + \gamma_1(x_1)e_1 + \phi_1^T(x_1)\theta_1 - \dot{y}_r + v_{r1}). \quad (8)$$

其中: $k_1 > 0$ 为设计参数; $\gamma_1(x_1) > 0$ 为连续光滑函数; $\phi_1^T(x_1)\theta_1$ 为对 d_1 的模糊逼近, 这里 $\bar{\varepsilon}_1$ 为逼近误差 ε_1 的上界, 即 $\|\varepsilon_1\| \leq \bar{\varepsilon}_1$, 不妨设 $\bar{\varepsilon}_1 \leq \bar{\psi}_1$; v_{r1} 为鲁棒控制项, 即

$$v_{r1} = \psi_1 \tanh(\psi_1 e_1 / \delta_1). \quad (9)$$

这里: ψ_1 为对 $\bar{\psi}_1$ 的估计, $\delta_1 > 0$ 为设计参数.

自适应律为

$$\dot{\theta}_1 = k_{\theta 1}(\varphi_1 e_1 - \sigma_{\theta 1} \theta_1), \quad (10)$$

$$\dot{\psi}_1 = k_{\psi 1}(\|e_1\| - \sigma_{\psi 1} \psi_1). \quad (11)$$

其中: $k_{\theta 1} > 0$, $k_{\psi 1} > 0$, $\sigma_{\theta 1} > 0$, $\sigma_{\psi 1} > 0$ 为设计参数.

定义误差 $\tilde{\theta}_1 = \theta_1^* - \theta_1$, $\tilde{\psi}_1 = \bar{\psi}_1 - \psi_1$. 考虑如下 Lyapunov 函数:

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^T e_1 + \frac{1}{2} k_{\theta 1}^{-1} \tilde{\theta}_1^T \tilde{\theta}_1 + \frac{1}{2} k_{\psi 1}^{-1} \tilde{\psi}_1^2, \quad (12)$$

则对于 $k \in S$, 由控制器 (8), 鲁棒控制项 (9), 自适应

律 (10) 和 (11), 以及引理 1, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1^T \dot{e}_1 + k_{\theta 1}^{-1} \tilde{\theta}_1^T \dot{\tilde{\theta}}_1 + k_{\psi 1}^{-1} \tilde{\psi}_1 \dot{\tilde{\psi}}_1 = \\ &e_1^T (f_1^k + g_1(e_2 + v_1 + b_1) + d_1 - \dot{y}_r) + \\ &k_{\theta 1}^{-1} \tilde{\theta}_1^T \dot{\tilde{\theta}}_1 + k_{\psi 1}^{-1} \tilde{\psi}_1 \dot{\tilde{\psi}}_1 \leq \\ &\frac{c_1}{2} \|e_1\|^2 \|f_1^k\|^2 + \frac{c_1}{2} \|e_1\|^2 \|g_1 b_1\|^2 + \frac{1}{c_1} + \\ &\frac{1}{2} \|g_1\|^2 \|e_1\|^2 + \frac{1}{2} \|e_2\|^2 - k_1 \|e_1\|^2 - \\ &\gamma_1(x_1) \|e_1\|^2 + e_1^T \varphi_1^T(x_1) \tilde{\theta}_1 + e_1^T \varepsilon_1 - e_1^T v_{r1} + \\ &k_{\theta 1}^{-1} \tilde{\theta}_1^T \dot{\tilde{\theta}}_1 + k_{\psi 1}^{-1} \tilde{\psi}_1 \dot{\tilde{\psi}}_1 \leq \\ &\frac{c_1}{2} \|e_1\|^2 \|f_1^k\|^2 + \frac{c_1}{2} \|e_1\|^2 \|g_1 b_1\|^2 + \frac{1}{c_1} + \\ &\frac{1}{2} \|g_1\|^2 \|e_1\|^2 + \frac{1}{2} \|e_2\|^2 - k_1 \|e_1\|^2 - \\ &\gamma_1(x_1) \|e_1\|^2 + \sigma_{\theta 1} \tilde{\theta}_1^T \theta_1 + \psi_1 \|e_1\| - \\ &e_1^T \psi_1 \tanh(\psi_1 e_1 / \delta_1) + \sigma_{\psi 1} \tilde{\psi}_1 \psi_1. \end{aligned} \quad (13)$$

根据引理 3 有

$$-e_1^T \psi_1 \tanh(\psi_1 e_1 / \delta_1) \leq -|\psi_1| \|e_1\| + m\zeta \delta_1, \quad (14)$$

又由

$$\begin{aligned} \tilde{\theta}_1^T \theta_1 &= \tilde{\theta}_1^T (\theta_1^* - \tilde{\theta}_1) \leq \|\tilde{\theta}_1\| \|\theta_1^*\| - \|\tilde{\theta}_1\|^2 \leq \\ &\frac{1}{2} (\bar{\theta}_1^2 - \|\tilde{\theta}_1\|^2), \end{aligned} \quad (15)$$

$$\tilde{\psi}_1 \psi_1 = \tilde{\psi}_1 (\bar{\psi}_1 - \tilde{\psi}_1) \leq \frac{1}{2} (\bar{\psi}_1^2 - \tilde{\psi}_1^2), \quad (16)$$

当

$$\gamma_1(x_1) \geq \frac{c_1}{2} (\|f_1^k\|^2 + \|g_1 b_1\|^2) + \frac{1}{2} \|g_1\|^2$$

时, 则有

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &\leq -k_1 \|e_1\|^2 - \frac{1}{2} \sigma_{\theta 1} \|\tilde{\theta}_1\|^2 - \frac{1}{2} \sigma_{\psi 1} \tilde{\psi}_1^2 + \\ &\frac{1}{2} \sigma_{\theta 1} \bar{\theta}_1^2 + \frac{1}{2} \sigma_{\psi 1} \bar{\psi}_1^2 + m\zeta \delta_1 + \frac{1}{c_1} + \frac{1}{2} \|e_2\|^2. \end{aligned} \quad (17)$$

Step i ($i = 2, 3, \dots, n-1$) 定义 $e_i = x_i - \bar{v}_{i-1}$, 其中 \bar{v}_{i-1} 为第 $i-1$ 个子系统虚拟控制律 v_{i-1} 的估计值, 且 v_{i-1} 和 \bar{v}_{i-1} 满足

$$\tau_{i-1} \dot{\bar{v}}_{i-1} + \bar{v}_{i-1} = v_{i-1}, \quad \bar{v}_{i-1}(0) = v_{i-1}(0), \quad (18)$$

这里 τ_{i-1} 为滤波器时间常数.

由系统 (2) 可得

$$\dot{e}_i(t) = f_i^{\sigma(t)}(\bar{x}_i) + g_i(\bar{x}_i)x_{i+1} + d_i - \dot{\bar{v}}_{i-1}, \quad (19)$$

采用如下虚拟控制器:

$$\begin{aligned} v_i &= -g_i^{-1}((1/2 + k_i)e_i + \gamma_i(\bar{x}_i)e_i + \\ &\varphi_i^T(\bar{x}_i)\theta_i - \dot{\bar{v}}_{i-1} + v_{ri}). \end{aligned} \quad (20)$$

其中: $k_i > 0$ 为设计参数; $\gamma_i(\bar{x}_i) > 0$ 为连续光滑函数; $\varphi_i^T(\bar{x}_i)\theta_i$ 为对 d_i 的模糊逼近, 其中 $\bar{\varepsilon}_i$ 为逼近误差 ε_i 的上界, 即 $\|\varepsilon_i\| \leq \bar{\varepsilon}_i$, 不妨设 $\bar{\varepsilon}_i \leq \bar{\psi}_i$; v_{ri} 为鲁棒控制项, 即

$$v_{ri} = \psi_i \tanh(\psi_i e_i / \delta_i). \quad (21)$$

这里: ψ_i 为对 $\bar{\psi}_i$ 的估计, $\delta_i > 0$ 为设计参数.

自适应律为

$$\dot{\theta}_i = k_{\theta i}(\varphi_i e_i - \sigma_{\theta i} \theta_i), \quad (22)$$

$$\dot{\psi}_i = k_{\psi i}(\|e_i\| - \sigma_{\psi i} \psi_i). \quad (23)$$

其中: $k_{\theta i} > 0, k_{\psi i} > 0, \sigma_{\theta i} > 0, \sigma_{\psi i} > 0$ 为设计参数.

定义误差 $\tilde{\theta}_i = \theta_i^* - \theta_i, \tilde{\psi}_i = \bar{\psi}_i - \psi_i$. 考虑如下

Lyapunov 函数:

$$V_i = V_{i-1} + \frac{1}{2} e_i^T e_i + \frac{1}{2} k_{\theta i}^{-1} \tilde{\theta}_i^T \tilde{\theta}_i + \frac{1}{2} k_{\psi i}^{-1} \tilde{\psi}_i^2. \quad (24)$$

则对于 $k \in S$, 由控制器 (20), 鲁棒控制项 (21), 自适应律 (22) 和 (23), 以及引理 1, 与 Step 1 证明类似, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_i &= \dot{V}_{i-1} + e_i^T \dot{e}_i + k_{\theta i}^{-1} \tilde{\theta}_i^T \dot{\tilde{\theta}}_i + k_{\psi i}^{-1} \tilde{\psi}_i \dot{\tilde{\psi}}_i \leq \\ &\dot{V}_{i-1} + \frac{c_i}{2} \|e_i\|^2 \|f_i^k\|^2 + \frac{c_i}{2} \|e_i\|^2 \|g_i b_i\|^2 + \\ &\frac{1}{c_i} + \frac{1}{2} \|g_i\|^2 \|e_i\|^2 + \frac{1}{2} \|e_{i+1}\|^2 - \\ &(1/2 + k_i) \|e_i\|^2 - \gamma_i(\bar{x}_i) \|e_i\|^2 + \sigma_{\theta i} \tilde{\theta}_i^T \theta_i + \\ &\psi_i \|e_i\| - e_i^T \psi_i \tanh(\psi_i e_i / \delta_i) + \sigma_{\psi i} \tilde{\psi}_i \psi_i. \end{aligned} \quad (25)$$

如果

$$-e_i^T \psi_i \tanh(\psi_i e_i / \delta_i) \leq -|\psi_i| \|e_i\| + m\zeta \delta_i, \quad (26)$$

$$\tilde{\theta}_i^T \theta_i \leq \frac{1}{2} (\bar{\theta}_i^2 - \|\tilde{\theta}_i\|^2), \quad (27)$$

$$\tilde{\psi}_i \psi_i \leq \frac{1}{2} (\bar{\psi}_i^2 - \tilde{\psi}_i^2), \quad (28)$$

则当

$$\gamma_i(\bar{x}_i) \geq \frac{c_i}{2} (\|f_i^k\|^2 + \|g_i b_i\|^2) + \frac{1}{2} \|g_i\|^2$$

时, 有

$$\begin{aligned} \dot{V}_i &\leq \sum_{j=1}^i (-k_j \|e_j\|^2 - \frac{1}{2} \sigma_{\theta j} \|\tilde{\theta}_j\|^2 - \frac{1}{2} \sigma_{\psi j} \tilde{\psi}_j^2 + \\ &\frac{1}{c_j} + \frac{1}{2} \sigma_{\theta j} \bar{\theta}_j^2 + \frac{1}{2} \sigma_{\psi j} \bar{\psi}_j^2 + m\zeta \delta_j) + \frac{1}{2} \|e_{i+1}\|^2. \end{aligned} \quad (29)$$

Step n 由系统 (2) 可得

$$\dot{e}_n(t) = f_n^{\sigma(t)}(\bar{x}_n) + g_n^{\sigma(t)}(\bar{x}_n)u + d_n - \dot{v}_{n-1}, \quad (30)$$

其中 v_{n-1} 为第 $n-1$ 个子系统虚拟控制律 v_{n-1} 的估计值, 且 v_{n-1} 和 \bar{v}_{n-1} 满足

$$\tau_{n-1} \dot{v}_{n-1} + \bar{v}_{n-1} = v_{n-1}, \quad \bar{v}_{n-1}(0) = v_{n-1}(0), \quad (31)$$

这里 τ_{n-1} 为滤波器时间常数.

考虑如下控制器:

$$\begin{aligned} u &= -g_{nl}^{-1} \left((1/2 + k_n) e_n + \gamma_n(\bar{x}_n) e_n + \right. \\ &\left. \frac{c_n}{2} \varphi_n^T(\bar{x}_n) \theta_n e_n + v_{rn} \right). \end{aligned} \quad (32)$$

其中: $k_n > 0, c_n > 0$ 为设计参数; $\gamma_n(\bar{x}_n) > 0$ 为连续光滑函数; $\varphi_n^T(\bar{x}_n) \theta_n \geq 0$ 为对 $\|d_n\|^2$ 的模糊逼近, 且 θ_n 中各元素均为非负;

$$v_{rn} = \frac{c_n}{2} \psi_n e_n, \quad (33)$$

这里 $\psi_n > 0$ 为对逼近误差上界的估计.

自适应律为

$$\dot{\theta}_n = k_{\theta n} \left(\frac{c_n}{2} \|e_n\|^2 \varphi_n - \sigma_{\theta n} \theta_n \right), \quad (34)$$

$$\dot{\psi}_n = k_{\psi n} \left(\frac{c_n}{2} \|e_n\|^2 - \sigma_{\psi n} \psi_n \right). \quad (35)$$

其中: $k_{\theta n} > 0, k_{\psi n} > 0, \sigma_{\theta n} > 0, \sigma_{\psi n} > 0$ 为设计参数.

定义误差 $\tilde{\theta}_n = \theta_n^* - \theta_n, \tilde{\psi}_n = \bar{\psi}_n - \psi_n$. 考虑如下

Lyapunov 函数:

$$V_n = V_{n-1} + \frac{1}{2} e_n^T e_n + \frac{1}{2} k_{\theta n}^{-1} \tilde{\theta}_n^T \tilde{\theta}_n + \frac{1}{2} k_{\psi n}^{-1} \tilde{\psi}_n^2, \quad (36)$$

则对于 $k \in S$, 由控制器 (32), 鲁棒控制项 (33), 自适应律 (34) 和 (35), 以及引理 1, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_n &= \dot{V}_{n-1} + e_n^T \dot{e}_n + k_{\theta n}^{-1} \tilde{\theta}_n^T \dot{\tilde{\theta}}_n + k_{\psi n}^{-1} \tilde{\psi}_n \dot{\tilde{\psi}}_n \leq \\ &\dot{V}_{n-1} + \frac{c_n}{2} \|e_n\|^2 (\|f_n^k\|^2 + \|d_n\|^2 + \\ &\|\dot{v}_{n-1}\|^2) + \frac{3}{2c_n} + e_n^T g_n^k u + \\ &k_{\theta n}^{-1} \tilde{\theta}_n^T \dot{\tilde{\theta}}_n + k_{\psi n}^{-1} \tilde{\psi}_n \dot{\tilde{\psi}}_n \leq \\ &\dot{V}_{n-1} + \frac{c_n}{2} \|e_n\|^2 (\|f_n^k\|^2 + \|\dot{v}_{n-1}\|^2 + \\ &\varphi_n^T(\bar{x}_n) \theta_n^* + \varepsilon_n) + \frac{3}{2c_n} - (1/2 + k_n) \|e_n\|^2 - \\ &\gamma_n(\bar{x}_n) \|e_n\|^2 - c_n \varphi_n^T(\bar{x}_n) \theta_n \|e_n\|^2 - \\ &e_n^T v_{rn} + k_{\theta n}^{-1} \tilde{\theta}_n^T \dot{\tilde{\theta}}_n + k_{\psi n}^{-1} \tilde{\psi}_n \dot{\tilde{\psi}}_n \leq \\ &\dot{V}_{n-1} + \frac{c_n}{2} \|e_n\|^2 (\|f_n^k\|^2 + \|\dot{v}_{n-1}\|^2) + \\ &\frac{3}{2c_n} - (1/2 + k_n) \|e_n\|^2 - \\ &\gamma_n(\bar{x}_n) \|e_n\|^2 + \frac{c_n}{2} \|e_n\|^2 \bar{\psi}_n - e_n^T v_{rn} + \\ &\sigma_{\theta n} \tilde{\theta}_n^T \theta_n - \tilde{\psi}_n \left(\frac{c_n}{2} \|e_n\|^2 - \sigma_{\psi n} \psi_n \right) \leq \\ &\dot{V}_{n-1} + \frac{c_n}{2} \|e_n\|^2 (\|f_n^k\|^2 + \|\dot{v}_{n-1}\|^2) + \\ &\frac{3}{2c_n} - (1/2 + k_n) \|e_n\|^2 - \\ &\gamma_n(\bar{x}_n) \|e_n\|^2 + \sigma_{\theta n} \tilde{\theta}_n^T \theta_n + \sigma_{\psi n} \tilde{\psi}_n \psi_n \end{aligned} \quad (37)$$

由于

$$\tilde{\theta}_n^T \theta_n \leq \frac{1}{2} (\bar{\theta}_n^2 - \|\tilde{\theta}_n\|^2), \quad (38)$$

$$\tilde{\psi}_n \psi_n \leq \frac{1}{2} (\bar{\psi}_n^2 - \tilde{\psi}_n^2), \quad (39)$$

当

$$\gamma_n(\bar{x}_n) \geq \frac{c_n}{2} (\|f_n^k\|^2 + \|\dot{v}_{n-1}\|^2)$$

时, 有

$$\begin{aligned} \dot{V}_n &\leq \sum_{j=1}^n \left(-k_j \|e_j\|^2 - \frac{1}{2} \sigma_{\theta j} \|\tilde{\theta}_j\|^2 - \frac{1}{2} \sigma_{\psi j} \tilde{\psi}_j^2 + \right. \\ &\left. \frac{1}{c_j} + \frac{1}{2} \sigma_{\theta j} \bar{\theta}_j^2 + \frac{1}{2} \sigma_{\psi j} \bar{\psi}_j^2 \right) + \frac{1}{2c_n} + \sum_{j=1}^{n-1} (m\zeta \delta_j). \end{aligned} \quad (40)$$

通过以上设计步骤可以看出, 采用可在线调节的模糊系统逼近系统中的未知干扰, 并利用带有自适应增益的鲁棒控制器来消除逼近误差的影响. 由于无需事先获知未知干扰的信息, 可大大降低控制器设计的保守性.

4 稳定性分析

定义闭环系统 (2) 的边界层误差为

$$b_i = \bar{v}_i - v_i, \quad i = 1, 2, \dots, n-1, \quad (41)$$

对其求导可得

$$\dot{b}_i = -\frac{b_i}{\tau_i} + P_i(x_1, \dots, x_i, y_r, \dot{y}_r, \dots, y_r^{(i)}, \theta_i, \psi_i), \quad (42)$$

其中

$$P_i = \frac{\partial v_i}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \dots + \frac{\partial v_i}{\partial x_i} \dot{x}_i + \frac{\partial v_i}{\partial y_r} \dot{y}_r + \dots + \frac{\partial v_i}{\partial y_r^{(i)}} y_r^{(i+1)} + \frac{\partial v_i}{\partial \theta_i} \dot{\theta}_i + \frac{\partial v_i}{\partial \psi_i} \dot{\psi}_i.$$

由引理 2 可知, 存在 K_∞ 类函数 κ_{i1} 和 κ_{i2} , 使得

$$\kappa_{i1}(\|X_i\|) \leq \|P_i\| \leq \kappa_{i2}(\|X_i\|), \quad (43)$$

其中 X_i 为 P_i 的状态向量.

取系统的 Lyapunov 函数

$$V = \sum_{i=1}^n \left(\frac{1}{2} e_i^T e_i + \frac{1}{2} k_{\theta_i}^{-1} \tilde{\theta}_i^T \tilde{\theta}_i + \frac{1}{2} k_{\psi_i}^{-1} \tilde{\psi}_i^2 \right) + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{1}{2} b_i^T b_i, \quad (44)$$

根据式 (42) 可知

$$\dot{V} = \dot{V}_n + \sum_{i=1}^{n-1} b_i^T \dot{b}_i = \dot{V}_n + \sum_{i=1}^{n-1} b_i^T \left(-\frac{b_i}{\tau_i} + P_i \right). \quad (45)$$

由于

$$b_i^T P_i \leq \frac{\eta_i \|b_i\|^2 \|P_i\|^2}{2} + \frac{1}{2\eta_i}, \quad \eta_i > 0, \quad (46)$$

将其代入式 (45) 可得

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & \sum_{i=1}^n \left(-k_i \|e_i\|^2 - \frac{1}{2} \sigma_{\theta_i} \|\tilde{\theta}_i\|^2 - \frac{1}{2} \sigma_{\psi_i} \tilde{\psi}_i^2 + \frac{1}{c_i} + \right. \\ & \left. \frac{1}{2} \sigma_{\theta_i} \bar{\theta}_i^2 + \frac{1}{2} \sigma_{\psi_i} \bar{\psi}_i^2 \right) + \frac{1}{2c_n} + \sum_{i=1}^{n-1} (m\zeta\delta_i) - \\ & \sum_{i=1}^{n-1} \left(\frac{1}{\tau_i} - \frac{\eta_i \|P_i\|^2}{2} \right) b_i^T b_i + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n-1} \frac{1}{\eta_i}. \end{aligned} \quad (47)$$

由式 (43) 可知, 存在 κ_{i2} 使 $\|P_i\|^2 \leq \kappa_{i2}$. 则式 (47) 可转化为

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & \sum_{i=1}^n \left(-k_i \|e_i\|^2 - \frac{1}{2} \sigma_{\theta_i} \|\tilde{\theta}_i\|^2 - \frac{1}{2} \sigma_{\psi_i} \tilde{\psi}_i^2 \right) - \\ & \sum_{i=1}^{n-1} \left(\frac{1}{\tau_i} - \frac{\eta_i \kappa_{i2}}{2} \right) b_i^T b_i + \frac{1}{2c_n} + \sum_{i=1}^{n-1} (m\zeta\delta_i) + \\ & \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n-1} \frac{1}{\eta_i} + \sum_{i=1}^n \left(\frac{1}{c_i} + \frac{1}{2} \sigma_{\theta_i} \bar{\theta}_i^2 + \frac{1}{2} \sigma_{\psi_i} \bar{\psi}_i^2 \right). \end{aligned} \quad (48)$$

于是有

$$\dot{V} \leq -kV + C. \quad (49)$$

其中

$$C = \sum_{i=1}^n \left(\frac{1}{c_i} + \frac{1}{2} \sigma_{\theta_i} \bar{\theta}_i^2 + \frac{1}{2} \sigma_{\psi_i} \bar{\psi}_i^2 \right) + \frac{1}{2c_n} + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n-1} \frac{1}{\eta_i} + \sum_{i=1}^{n-1} (m\zeta\delta_i) > 0,$$

$$k = \min_{i=1,2,\dots,n} \{2k_i, k_{\theta_i} \sigma_{\theta_i}, k_{\psi_i} \sigma_{\psi_i}\} > 0, \quad \eta_i = \frac{2/\tau_i - k}{\kappa_{i2}}.$$

定理 1 考虑闭环系统 (2), 在假设 1 和假设 2 的条件下, 给定已知有界输入参考信号 $y_r(t)$, $t \geq 0$, 采用控制输入 (32), 鲁棒控制项 (33), 以及自适应律 (10), (11), (22), (23), (34), (35), 则闭环系统所有信号一致有界.

证明 对式 (49) 两边分别乘以 e^{kt} , 则有

$$\frac{d}{dt} (V(t)e^{kt}) \leq e^{kt} C, \quad (50)$$

并对其从 $[0, t]$ 积分, 可得

$$V(t) \leq \left(V(0) - \frac{C}{k} \right) e^{-kt} + \frac{C}{k}. \quad (51)$$

由式 (51) 可知, 闭环系统的所有信号一致最终有界. \square

5 仿真实验

为了验证本文算法的有效性, 考虑 NSV 的机翼后掠角从 60° 变化到 75° 时的姿态角跟踪控制. NSV 初始状态为: 机翼后掠角为 60° , 飞行高度 $H = 30 \text{ km}$, 速度 $V = 2.0 \text{ km/s}$, 初始姿态 $\alpha_0 = 2^\circ$, $\beta_0 = 1^\circ$, $\mu_0 = -2^\circ$, 推力为 210 kN , 初始角速率为 $p = q = r = 0^\circ/\text{s}$. NSV 从 $t = 5 \text{ s}$ 时机翼后掠角逐渐增大, $t = 15 \text{ s}$ 时机翼后掠角为 75° . 采用模型 1 和模型 2 分别描述机翼后掠角从 $60^\circ \sim 67^\circ$ 时和 $67^\circ \sim 75^\circ$ 时 NSV 的飞行动态, 模型切换约在 $t = 9.7 \text{ s}$ 时发生. 姿态角子系统和角速率子系统受到的干扰分别为

$$d_s = [0.03 \cos(0.5t), 0.1 \sin(0.3t), 0.1 \cos(0.3t)]^T,$$

$$d_f = [0.05 \cos(3t), 0.1 \cos(2t), 0.1 \cos(2t)]^T.$$

参考跟踪指令为 $\alpha_r = 4^\circ$, $\beta_r = 0^\circ$, $\mu_r = 0^\circ$; 选取参数为 $k_s = 5$, $c_s = 5$, $\tau_s = 1$, $\delta_s = 0.1$, $k_{\theta_s} = 10$, $\sigma_{\theta_s} = 1$, $k_{\psi_s} = 10$, $\sigma_{\psi_s} = 1$, $k_f = 10$, $c_f = 10$, $k_{\theta_f} = 20$, $\sigma_{\theta_f} = 1$, $k_{\psi_f} = 20$, $\sigma_{\psi_f} = 1$. 其中: 下标为 s, f 的参数分别为系统 (1) 中的姿态角和角速率子系统的设计参数, 仿真结果如图 2 所示.

从图 2 可以看出, 采用本文设计的基于多模型切换的模糊自适应鲁棒控制方法, 在机翼后掠角变化过程中, 在模型发生切换时仍能很好地实现 NSV 对姿态指令的跟踪.

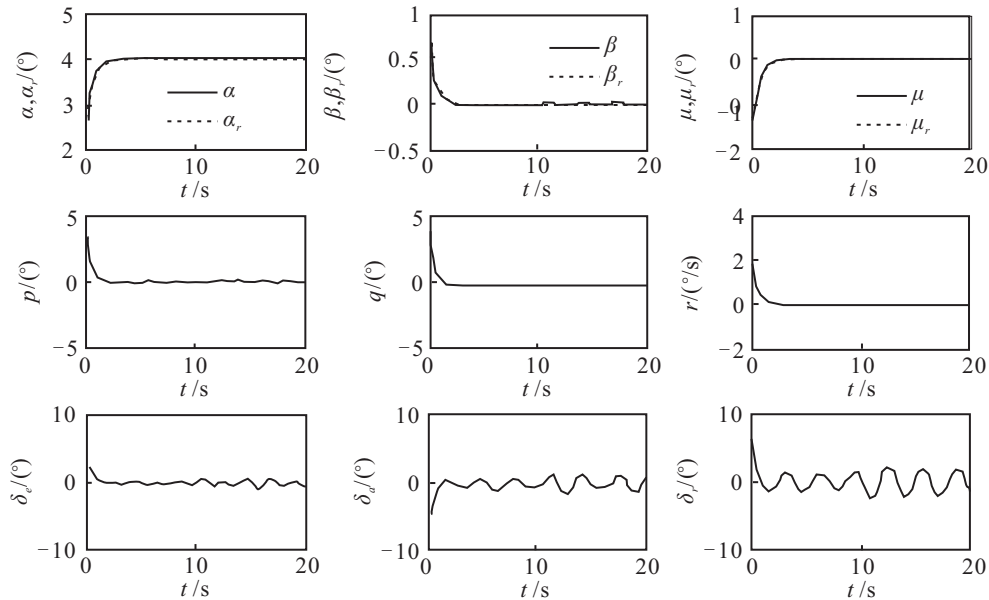


图2 NSV姿态跟踪响应曲线

6 结 论

本文针对受到外界扰动的变机翼后掠角NSV, 考虑一类多输入多输出的多模型切换系统, 提出了一种模糊自适应鲁棒控制方法. 通过构造公共Lyapunov函数, 并根据backstepping理论设计系统的控制器, 设计过程中利用动态面控制方法避免了计算膨胀问题; 采用模糊系统来逼近系统的未知干扰, 在线调整模糊权值, 利用鲁棒控制项来抑制系统逼近误差的影响, 并从理论上证明了闭环系统的稳定性; 最后, 通过对NSV在变机翼后掠角过程中姿态跟踪控制的仿真算例, 验证了该控制方法的有效性.

参考文献(References)

- [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): 658-672.
(Cui E J. Research statutes, development trends and key technical problems of near space flying vehicles[J]. Advances in Mechanics, 2009, 39(6): 658-672.)
- [2] 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控制[J]. 宇航学报, 2010, 31(2): 424-431.
(Cheng L, Jiang C S, Du Y L, et al. The research of SMDO based NGPC method for NSV control system[J]. J of Astronautics, 2010, 31(2): 424-431.)
- [3] 敬忠良, 朱亮, 陆平, 等. 基于轨迹线性化方法的近空间飞行器鲁棒自适应控制[J]. 空间控制技术与应用, 2008, 34(1): 38-43.
(Jing Z L, Zhu L, Lu P, et al. Robust adaptive control for near space vehicle based on trajectory linearization method[J]. Aerospace Control and Application, 2008, 34(1): 38-43.)
- [4] Du Y L, Wu Q X, Jiang C S, et al. Robust optimal predictive control for a near-space vehicle based on functional link network disturbance observer[J]. J of Astronautics, 2009, 30(4): 1489-1497.
- [5] 蒲明, 吴庆宪, 姜长生, 等. 基于模糊干扰观测器的自适应二阶动态滑模控制[J]. 控制理论与应用, 2011, 28(6): 805-812.
(Pu M, Wu Q X, Jiang C S, et al. Adaptive second-order dynamic sliding-mode control based on fuzzy disturbance-observer[J]. Control Theory & Applications, 2011, 28(6): 805-812.)
- [6] Gao Z F, Jiang B, Qi R Y, et al. Robust reliable control for a near space vehicle with parametric uncertainties and actuator faults[J]. Int J of Systems Science, 2011, 42(12): 2113-2124.
- [7] Lin H, Antsaklis P J. Stability and stabilizability of switched linear systems: A survey of recent results[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2009, 54(2): 308-322.
- [8] Tanelli M, Picasso B, Bolzern P, et al. Almost sure stabilization of uncertain continuous-time Markov jump linear systems[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2010, 55(1): 195-201.
- [9] Chatterjee D, Liberzon D. On stability of randomly switched nonlinear systems[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2007, 52(12): 2390-2394.
- [10] Shorten R, Wirth F, Mason O, et al. Stability criteria for switched and hybrid systems[J]. SIAM Review, 2005, 49(4): 545-592.
- [11] Ji Z, Wang L, Guo X. Design of switching sequences for controllability realization of switched linear systems[J]. Automatica, 2007, 43(4): 662-668.
- [12] El-Farra N H, Mhaskar P, Christofides P D. Output feedback control of switched nonlinear systems using

- multiple lyapunov functions[J]. *Systems & Control Letters*, 2005, 54: 1163-1182.
- [13] Mhaskar P, El-Farra N H, Christofides P D. Predictive control of switched nonlinear systems with scheduled mode transitions[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 2005, 50: 1670-1680.
- [14] Vu L, Chatterjee D, Liberzon D. Input-to-state stability of switched systems and switching adaptive control[J]. *Automatica*, 2007, 43: 770-784.
- [15] Mhaskar P, El-Farra N H, Christofides P D. Robust predictive control of switched systems: Satisfying uncertain schedules subject to state and control constraints[J]. *Int J of Adaptive Control and Signal Processing*, 2008, 22(2): 161-179.
- [16] Liberzon D. *Switching in Systems and Control*[M]. Boston: Birkhauser, 2003.
- [17] Barkhordari Yazdi M, Jahed-Motlagh M R. Stabilization of a CSTR with two arbitrarily switching modes using modal state feedback linearization[J]. *Chemical Engineering J*, 2009, 155(3): 838-843.
- [18] Fainshil L, Margaliot M, Chigansky P. On the stability of positive linear switched systems under arbitrary switching laws[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 2009, 54(4): 897-899.
- [19] Moulay E, Bourdais R, Perruquetti W. Stabilization of nonlinear switched systems using control Lyapunov functions[J]. *Nonlinear Analysis: Hybrid Systems*, 2007, 1(4): 482-490.
- [20] Ma R C, Zhao J. Backstepping design for global stabilization of switched nonlinear systems in lower triangular form under arbitrary switchings[J]. *Automatica*, 2010, 46(11): 1819-1823.
- [21] 张军, 姜长生, 方炜. 变结构近空间飞行器大飞行包络控制特性研究[J]. *宇航学报*, 2009, 30(2): 543-549.
(Zhang J, Jiang C S, Fang W. Variable structure near space vehicle control characteristics of large flight envelope[J]. *J of Astronautics*, 2009, 30(2): 543-549.)
- [22] Khalil H K. *Nonlinear Systems*[M]. 3rd ed. Upper Saddle River: Prentice-Hall, 2002.
- [23] 张春雨, 方炜, 姜长生. 基于 T-S 模糊系统的空天飞行器鲁棒自适应轨迹线性化控制[J]. *航空学报*, 2007, 28(5): 1153-1161.
(Zhang C Y, Fang W, Jiang C S. Robust adaptive trajectory linearization control of aerospace vehicle based on T-S fuzzy system[J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2007, 28(5): 1153-1161.)