

近空间飞行器变增益非线性切换控制器设计

路遥^{1†}, 董朝阳¹, 王青², 刘扬¹

(1. 北京航空航天大学 航空科学与工程学院, 北京 100191;

2. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100191)

摘要: 针对变后掠翼近空间飞行器大包络、多工作模式和模型不确定的特点, 研究其模态切换过程中姿态的鲁棒跟踪控制问题. 首先建立含扰动项的飞行器非线性切换模型, 基于反步滑模方法和非线性干扰观测器设计鲁棒控制器, 通过公共 Lyapunov 函数理论证明所设计的控制律能够保证闭环切换系统的稳定性; 采用变增益切换控制策略为不同飞行模态设计合适的控制增益, 用以提高系统的动态性能. 仿真结果验证了所提出方法的有效性和必要性.

关键词: 近空间飞行器; 非线性切换系统; 反步法; 滑模控制; 变增益

中图分类号: V448.2 **文献标志码:** A

Variable gain nonlinear switching controller design for near space vehicles

LU Yao^{1†}, DONG Chao-yang¹, WANG Qing², LIU Yang¹

(1. School of Aeronautic Science and Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China; 2. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: According to the characteristics of variable-sweep wings near space vehicles, such as large flight envelop, multiple work modes and model uncertainty, the attitude robust tracking control problem in the process of mode change is considered. The nonlinear switching model of the vehicle containing disturbances is established. The robust controller is designed based on the backstepping sliding mode method and nonlinear disturbance observer. By means of the common Lyapunov function theory, it is proved that the designed control law can guarantee the stability of the close-loop switching system. The variable gain control strategy is employed to design the appropriate control gains for different flight modes, which improves the dynamic performance of the system. Simulation results show the effectiveness and necessity of the proposed method.

Keywords: near space vehicles; nonlinear switching system; backstepping; sliding mode control; variable gain

0 引言

近空间飞行器(NSV)是航空与航天紧密联系的产物,它集中了传统航空器与航天器的优点,是现代战争中进行空天作战的关键武器,具有巨大的军事和民用前景^[1]. NSV工作在高度由20~100 km的空域范围内,具有飞行马赫数跨度大和飞行包络大的特点.为了提高气动效率,NSV具有可变后掠翼角和可伸缩鸭翼的气动构型:亚音速阶段时水平鸭翼展开,机翼后掠角为40°;超声速阶段时水平鸭翼收缩存入机体内部,机翼后掠角增大至60°;高超音速阶段时水平鸭翼仍存于机体内部,机翼后掠角继续增大至75°.

NSV控制器设计问题受到许多学者的关注.由于NSV具有强非线性、飞行包络大、飞行环境恶劣等

特点,目前的研究成果大都针对含扰动项的飞行器非线性模型,基于反步法^[2-3]、滑模控制^[4-5]、启发式动态规划^[6]、预测控制^[7-8]等方法设计非线性鲁棒自适应控制器;也有部分学者通过雅克比线性化方法^[9]或T-S模糊方法^[10],将飞行器的工作空间化为若干个子区间,在每个子区间建立线性变参数(LPV)子系统或T-S模糊模型,然后在此基础上设计切换控制器.然而,对于采用线性化多模型的方法而言,随着NSV飞行包络范围的增大,需要划分更多的工作区间以及建立更多模型来描述系统,这样会导致系统规模“膨胀”,极大地提高了飞控系统对于存储空间的要求,影响控制的实时性和有效性;因此,针对NSV的非线性模型,采用非线性控制策略设计控制器更具有

收稿日期: 2016-03-03; 修回日期: 2016-07-13.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61273083, 61374012).

作者简介: 路遥(1987—),男,博士生,从事飞行器非线性控制、工程问题的智能决策的研究;董朝阳(1966—),男,教授,博士生导师,从事飞行器总体设计、控制与制导、电气系统综合等研究.

†通讯作者. E-mail: luyaosacred@126.com

应用价值. 由于NSV能够改变后掠翼角, 具有多飞行模态的特点, 采用单个非线性模型往往难以准确描述NSV全部模态的飞行特性, 需要采用非线性切换模型来描述飞行器的飞行过程. 目前, 已有文献针对NSV的非线性切换模型设计了切换控制器: 文献[11]以减弱模态切换过程中的控制量跳变为目标, 设计了单一且光滑的主控制律与同步切换的改进干扰观测器输出相结合的复合控制器, 通过平均驻留时间方法证明了姿态跟踪误差的有界性; 文献[12]通过构造公共Lyapunov函数设计了NSV多模型切换非线性系统的模糊自适应鲁棒控制器; 文献[13]基于径向基神经网络设计了鲁棒自适应跟踪控制器, 通过公共Lyapunov函数方法证明了控制器能够保证输出跟踪误差收敛到任意小的有界集内. 这些研究均取得了一定的成果, 但其中仍存在一些问题: 1) 将模态切换过程视为一个瞬态过程, 以某一时刻作为两个模态的分界线; 事实上模态切换过程是一个过渡过程, 期间虽然模型参数会更快地变化, 但尚不致发生大幅度的跳变. 2) 均采用固定增益策略设计鲁棒控制器, 专注于考虑系统的稳态过程, 而忽视了模态切换过程中系统的动态性能; 事实上, 由于模态切换过程中飞行器的总体与气动参数变化较大, 且干扰可能不平滑, 即使通过理论分析能够保证系统的稳定性, 但如果设计的控制增益不合适, 则会导致系统的动态特性变差.

本文针对存在干扰项的变体NSV非线性切换模型, 研究其姿态跟踪控制问题. 通过非线性干扰观测器获得系统干扰项的估计值, 基于反步滑模控制方法设计鲁棒控制器, 构造公共Lyapunov函数保证整个切换系统的稳定性; 考虑模态切换过渡过程, 采用变增益切换的控制策略, 提高系统的动态性能; 仿真算例验证了所设计方法的有效性和必要性.

1 NSV姿态系统模型描述

本文研究的NSV的气动外形^[14]如图1所示. NSV的控制主要由发动机推力矢量和气动操纵机构来实现, 气动操纵机构主要有单垂尾方向舵、左右升降副翼舵以及可伸缩水平鸭翼, 其中水平鸭翼只在亚音速阶段展开. NSV的飞行过程可划为亚声速、超声速和高超声速3个阶段, 每1个阶段可以代表1个飞行模态; NSV能够通过打开/收回水平鸭翼和调整机翼后掠角保证各飞行阶段的飞行操纵性能.

NSV姿态系统的仿射非线性模型可表示为

$$\begin{cases} \dot{\Omega} = f_s^{\sigma(\varepsilon)} + g_s \omega + \Delta_s; \\ \dot{\omega} = f_f^{\sigma(\varepsilon)} + g_f^{\sigma(\varepsilon)} M_c + \Delta_f. \end{cases} \quad (1)$$

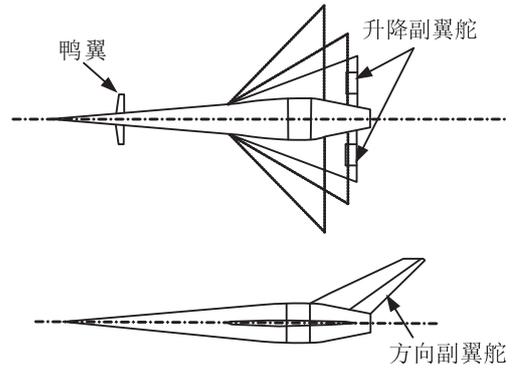


图1 NSV气动外形

其中: $\Omega = [\alpha, \beta, \mu]^T$, $\omega = [p, q, r]^T$ 分别表示飞行器的姿态角和姿态角速率; $\sigma(\varepsilon)$ 表示飞行器模态, 不同模态间的切换律由因素 ε 确定, ε 可以选择为时间或高度、马赫数等能量指标; $f_s^{\sigma(\varepsilon)} = [f_\alpha^{\sigma(\varepsilon)}, f_\beta^{\sigma(\varepsilon)}, f_\mu^{\sigma(\varepsilon)}]^T$, $f_f^{\sigma(\varepsilon)} = [f_p^{\sigma(\varepsilon)}, f_q^{\sigma(\varepsilon)}, f_r^{\sigma(\varepsilon)}]^T$ 为光滑向量场; $g_s, g_f^{\sigma(\varepsilon)}$ 为输入系数矩阵, 具体表达式为

$$\begin{aligned} f_\alpha^{\sigma(\varepsilon)} &= \frac{1}{MV \cos \beta} (-\bar{q} S^{\sigma(\varepsilon)} C_{L,\alpha}^{\sigma(\varepsilon)} + Mg \cos \gamma \cos \mu - T \sin \alpha), \\ f_\beta^{\sigma(\varepsilon)} &= \frac{1}{MV} (-\bar{q} S^{\sigma(\varepsilon)} C_{Y,\beta}^{\sigma(\varepsilon)} + Mg \cos \gamma \sin \mu - T \cos \alpha \sin \beta), \\ f_\mu^{\sigma(\varepsilon)} &= -\frac{g}{V} \cos \gamma \cos \mu \tan \beta + \frac{1}{MV} \bar{q} S^{\sigma(\varepsilon)} C_{L,\alpha}^{\sigma(\varepsilon)} (\tan \gamma \sin \mu + \tan \beta) + \frac{1}{MV} \bar{q} S^{\sigma(\varepsilon)} C_{Y,\beta}^{\sigma(\varepsilon)} \tan \gamma \cos \mu \cos \beta + \frac{T}{MV} (\sin \alpha (\tan \gamma \sin \mu + \tan \beta) - \cos \alpha \tan \gamma \cos \mu \sin \beta), \\ f_p^{\sigma(\varepsilon)} &= (I_{xx}^{\sigma(\varepsilon)})^{-1} [l_A^{\sigma(\varepsilon)} - qr(I_{yy}^{\sigma(\varepsilon)} - I_{zz}^{\sigma(\varepsilon)})], \\ f_q^{\sigma(\varepsilon)} &= (I_{yy}^{\sigma(\varepsilon)})^{-1} [m_A^{\sigma(\varepsilon)} - rp(I_{xx}^{\sigma(\varepsilon)} - I_{zz}^{\sigma(\varepsilon)})], \\ f_r^{\sigma(\varepsilon)} &= (I_{zz}^{\sigma(\varepsilon)})^{-1} [n_A^{\sigma(\varepsilon)} - pq(I_{yy}^{\sigma(\varepsilon)} - I_{xx}^{\sigma(\varepsilon)})], \\ g_s &= \begin{bmatrix} -\tan \beta \cos \alpha & 1 & -\tan \beta \sin \alpha \\ \sin \alpha & 0 & -\cos \alpha \\ \sec \beta \cos \alpha & 0 & \sec \beta \sin \alpha \end{bmatrix}, \\ g_f^{\sigma(\varepsilon)} &= \text{diag}\{(I_{xx}^{\sigma(\varepsilon)})^{-1}, (I_{yy}^{\sigma(\varepsilon)})^{-1}, (I_{zz}^{\sigma(\varepsilon)})^{-1}\}. \end{aligned}$$

其中: $M, V, \bar{q}, S^{\sigma(\varepsilon)}, T, \gamma$ 分别表示飞行器的质量、速度、动压、机翼参考面积、发动机推力和速度滚转角; $I_{xx}^{\sigma(\varepsilon)}, I_{yy}^{\sigma(\varepsilon)}, I_{zz}^{\sigma(\varepsilon)}$ 为转动惯量; $M_c = [l_c, m_c, n_c]^T = g_{f,\delta}^{\sigma(\varepsilon)} \delta$ 为滚转、俯仰和偏航方向上的控制力矩, $g_{f,\delta}^{\sigma(\varepsilon)} \in \mathbf{R}^{3 \times 3}$ 为输入系数矩阵, $\delta = [\delta_a, \delta_e, \delta_r]^T$ 为不考虑水平鸭翼时飞行器的控制舵面输入; Δ_s, Δ_f 表示不

受模态切换影响的模型干扰项. 限于篇幅,其他符号和参数的意义参见文献[14].

2 变增益非线性切换控制器设计

本文研究NSV在超声速和高超声速两个模态间切换时的控制问题,飞行器处于这两个模态时水平鸭翼收入机体内不起控制作用. 控制器的设计目标是当飞行器进行模态切换时,控制器能够实现对飞行姿态的稳定跟踪控制,并保证一定的控制性能. 针对飞行器的非线性模型具有严格反馈形式以及飞行器模型参数不确定、外部干扰强的特点,拟基于反步法,结合滑模控制与非线性干扰观测器设计每个模态的鲁棒控制器. 控制器设计需基于以下假设:

假设1 系统的所有状态是可测量的,参考跟踪信号 Ω_{ref} 光滑连续.

假设2^[2-3] 输入系数矩阵 $g_s, g_f^{\sigma(\varepsilon)}$ 可逆,且 $\exists \bar{g}_s > 0$, 满足 $\|g_s\|_F \leq \bar{g}_s$.

2.1 基于反步法的滑模切换控制器设计

非线性切换控制器设计的具体过程如下.

Step1: 定义滑模面 $e_1 = \Omega - \Omega_{\text{ref}}$, 由式(1)可得

$$\dot{e}_1 = f_s^{\sigma(\varepsilon)} + g_s \omega + \Delta_s - \dot{\Omega}_{\text{ref}}. \quad (2)$$

以 ω 作为虚拟控制量, 设计虚拟控制律 ω_{cmd} 为

$$\omega_{\text{cmd}} = g_s^{-1}(-\Gamma_1 e_1 - \bar{\theta}_s \arctan e_1 - f_s^{\sigma(\varepsilon)} - \hat{\Delta}_s + \dot{\Omega}_{\text{ref}}). \quad (3)$$

其中: Γ_1 为正定对角增益系数矩阵, $\bar{\theta}_s$ 为待设计的常数, $\hat{\Delta}_s$ 为干扰项 Δ_s 的估计值.

Step2: 定义滑模面 $e_2 = \omega - \bar{\omega}_{\text{cmd}}$, 由式(1)可得

$$\dot{e}_2 = f_f^{\sigma(\varepsilon)} + g_f^{\sigma(\varepsilon)} M_c + \Delta_f - \dot{\bar{\omega}}_{\text{cmd}}. \quad (4)$$

控制律 M_c 设计为

$$M_c = ((g_f^{\sigma(\varepsilon)})^{-1} - \Gamma_2 e_2 - \bar{\theta}_f \arctan e_2 - f_f^{\sigma(\varepsilon)} - \hat{\Delta}_f + \dot{\bar{\omega}}_{\text{cmd}}). \quad (5)$$

其中: Γ_2 为正定对角增益系数矩阵, $\bar{\theta}_f$ 为待设计的常数, $\hat{\Delta}_f$ 为干扰项 Δ_f 的估计值. 计算得到 M_c 后, 可根据 $\delta = (g_{f,\delta}^{\sigma(\varepsilon)})^{-1} M_c$ 获得各控制舵面的偏转角.

注1 对于式(1)中的干扰项 Δ_s, Δ_f , 可通过如下二阶干扰观测器^[15] 获得其估计值 $\hat{\Delta}_s, \hat{\Delta}_f$:

$$\begin{cases} \dot{z}_{10} = v_{10} + Q_1, \\ v_{10} = -\rho_{10}|z_{10} - \Omega|^{2/3} \text{sgn}(z_{10} - \Omega) + z_{11}, \\ \dot{z}_{11} = v_{11}, \\ v_{11} = -\rho_{11}|z_{11} - v_{10}|^{1/2} \text{sgn}(z_{11} - v_{10}) + z_{12}, \\ \dot{z}_{12} = -\rho_{12} \text{sgn}(z_{12} - v_{11}); \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} \dot{z}_{20} = v_{20} + Q_2, \\ v_{20} = -\rho_{20}|z_{20} - \omega|^{2/3} \text{sgn}(z_{20} - \omega) + z_{21}, \\ \dot{z}_{21} = v_{21}, \\ v_{21} = -\rho_{21}|z_{21} - v_{20}|^{1/2} \text{sgn}(z_{21} - v_{20}) + z_{22}, \\ \dot{z}_{22} = -\rho_{22} \text{sgn}(z_{22} - v_{21}). \end{cases} \quad (7)$$

其中: $Q_1 = f_s^{\sigma(\varepsilon)} + g_s \omega, Q_2 = f_f^{\sigma(\varepsilon)} + g_f^{\sigma(\varepsilon)} M_c; \rho_{10}, \rho_{11}, \rho_{12}, \rho_{20}, \rho_{21}, \rho_{22}$ 为固定参数向量; $v_{10}, v_{11}, v_{20}, v_{21}$ 为中间变量; $\text{sgn}(\cdot)$ 表示符号函数; z_{11}, z_{21} 能够在有限时间内收敛于 $\hat{\Delta}_s, \hat{\Delta}_f$. 式(6)和(7)形式的干扰观测器估计误差 $\tilde{\Delta}_s = \Delta_s - \hat{\Delta}_s, \tilde{\Delta}_f = \Delta_f - \hat{\Delta}_f$, 满足

$$\|\tilde{\Delta}_s\|_2 < \theta_s, \|\tilde{\Delta}_f\|_2 < \theta_f. \quad (8)$$

注2 传统的反步法计算过程中,对虚拟控制量进行求导运算时会出现所谓的“微分项膨胀”问题. 为简化虚拟控制量的求导运算,采用动态面方法,引入如下低通滤波器:

$$\omega_{\text{cmd}} = \tau \dot{\bar{\omega}}_{\text{cmd}} + \bar{\omega}_{\text{cmd}}. \quad (9)$$

其中: $\tau = \text{diag}(\tau_1, \tau_2, \tau_3)$ 为低通滤波器系数矩阵,且满足 $\tau_1 > 0, \tau_2 > 0, \tau_3 > 0; \bar{\omega}_{\text{cmd}}, \dot{\bar{\omega}}_{\text{cmd}}$ 分别为虚拟控制指令 ω_{cmd} 通过滤波器后得到的实际执行的控制指令及其一阶微分信号. 定义滤波器误差 $\tilde{\omega} = \bar{\omega}_{\text{cmd}} - \omega_{\text{cmd}}$, 考虑准Lyapunov函数 $W_{\tilde{\omega}} = \tilde{\omega}^T \tilde{\omega} / 2$, 对其求导得

$$\begin{aligned} \dot{W}_{\tilde{\omega}} &= -\tilde{\omega}^T \tau^{-1} \tilde{\omega} - \dot{\bar{\omega}}_{\text{cmd}}^T \tilde{\omega} \leq \\ &= -\lambda_\tau \|\tilde{\omega}\|^2 + \|\dot{\bar{\omega}}_{\text{cmd}}\| \|\tilde{\omega}\|, \end{aligned} \quad (10)$$

其中 $\lambda_\tau = \max(\tau_i^{-1}), i = 1, 2, 3$. 由假设1和滤波器的形式可知, $\exists B > 0$, 满足^[16]

$$\|\dot{\bar{\omega}}_{\text{cmd}}\| \leq B. \quad (11)$$

将式(11)代入(10),得

$$\dot{W}_{\tilde{\omega}} \leq -\lambda_\tau \|\tilde{\omega}\|^2 + B \|\tilde{\omega}\|. \quad (12)$$

则对于 $\forall \|\tilde{\omega}\| \geq B/\lambda_\tau$, 有 $\dot{W}_{\tilde{\omega}} \leq 0$, 由参考文献[17]中的定理4.18可知, $\tilde{\omega}$ 是一致有界的, 即 $\exists \bar{B} > 0$ 满足 $\|\tilde{\omega}\| \leq \bar{B}$.

注3 $\arctan(\cdot)$ 为保证控制律平滑的反正切形式滑模切换项,用以代替传统滑模控制中的包含函数,具有较好的削弱抖振的效果.

2.2 稳定性分析

考虑如下准Lyapunov函数:

$$W = \frac{1}{2} e_1^T e_1 + \frac{1}{2} e_2^T e_2, \quad (13)$$

对其求导得

$$\begin{aligned} \dot{W} = & -e_1^T \Gamma_1 e_1 - \bar{\theta}_s \|e_1\| - \tilde{\Delta}_s^T e_1 + e_1^T g_s \tilde{\omega} - \\ & e_2^T \Gamma_2 e_2 - \bar{\theta}_f \|e_2\| - \tilde{\Delta}_f^T e_2 \leq \\ & -\lambda_{\Gamma_1} \|e_1\|^2 - (\bar{\theta}_s - \|\tilde{\Delta}_s\| - \|g_s\|_F \|\tilde{\omega}\|) \|e_1\| - \\ & \lambda_{\Gamma_2} \|e_2\|^2 - (\bar{\theta}_f - \|\tilde{\Delta}_f\|) \|e_2\| \leq \\ & -\lambda_{\Gamma_1} \|e_1\|^2 - (\bar{\theta}_s - \|\tilde{\Delta}_s\| - \bar{g}_s \bar{B}) \|e_1\| - \\ & \lambda_{\Gamma_2} \|e_2\|^2 - (\bar{\theta}_f - \|\tilde{\Delta}_f\|) \|e_2\|. \end{aligned} \quad (14)$$

其中: λ_{Γ_1} 和 λ_{Γ_2} 分别为 Γ_1 和 Γ_2 的最小特征值, 由 Γ_1 和 Γ_2 是正定矩阵可知 $\lambda_{\Gamma_1} > 0, \lambda_{\Gamma_2} > 0$; 取 $\bar{\theta}_s = \theta_s + \bar{g}_s \bar{B}, \bar{\theta}_f = \theta_f$, 结合式(8)可知 $\dot{W} \leq 0$, 即滑模面 e_1, e_2 是渐近可达的.

NSV 的所有飞行模态都具有式(1)的形式, 所以 W 就是系统的公共 Lyapunov 函数, 模态间切换过程中能量不会发生跳变, 而是持续衰减的, 由此可知式(1)所示的非线性切换系统是渐近稳定的.

2.3 模态切换过程中的变增益控制法

由 2.2 节相关分析可知, 只要式(3)和(5)中的控制增益矩阵 Γ_1 和 Γ_2 是正定的, 即可保证系统的姿态角误差渐近稳定; 但在控制器设计过程中, 不仅要保证系统的稳定性, 还需要考虑系统的动态性能. 控制增益对系统的动态性能具有重要的影响. 在实际工作中, 由于存在着控制指令周期, 飞行控制系统并不能完全被近似为连续系统, 而是一个近似的离散系统, 不能忽视系统的动态性能而选取任意大的控制增益矩阵来提高系统的鲁棒性. 考虑到 NSV 不同模态下的总体参数和气动参数有较大差异以及模态切换过程中干扰可能不平滑的问题, 为保证飞行器在不同模态下均具有理想的动态性能, 应为飞行器的每一个模态分别设计合适的控制增益矩阵. 首先将式(3)和(5)所示控制律修改为

$$\begin{aligned} \omega_{\text{cmd}} = & g_s^{-1} (-\Gamma_1^{\sigma(\varepsilon)} e_1 - \bar{\theta}_s \arctan e_1 - \\ & f_s^{\sigma(\varepsilon)} - \hat{\Delta}_s + \dot{\Omega}_{\text{ref}}), \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} M_c = & (g_f^{\sigma(\varepsilon)})^{-1} (-\Gamma_2^{\sigma(\varepsilon)} e_2 - \theta_f \arctan e_2 - \\ & f_f^{\sigma(\varepsilon)} - \hat{\Delta}_f + \dot{\omega}_{\text{cmd}} - g_s e_1). \end{aligned} \quad (16)$$

考虑滑模面 e_1 的动态过程, 将式(3)代入(2), 得

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 = & -\hat{\Delta}_s - \Gamma_1^{\sigma(\varepsilon)} e_1 - \bar{\theta}_s \arctan e_1 + g_s (\omega - \omega_{\text{cmd}}) + \Delta_s = \\ & -\hat{\Delta}_s - \Gamma_1^{\sigma(\varepsilon)} e_1 + \eta. \end{aligned} \quad (17)$$

其中: η 项与模态切换过程中飞行器总体参数和气动参数的变化无关; 而由式(6)可知, $\hat{\Delta}_s$ 项会受到参数变化的影响. 用 $\hat{\Delta}_s^{\sigma_1}$ 表示模态 σ_1 下干扰项的估计

值, $\hat{\Delta}_s^{\sigma_2}$ 表示模态 σ_2 下干扰项的估计值, 假设 $\hat{\Delta}_s^{\sigma_1}$ 与 $\hat{\Delta}_s^{\sigma_2}$ 中各元素的符号相同, 若 $\Gamma_1^{\sigma_1}$ 能够使得系统在模态 σ_1 下取得理想的动态性能, 则当 $\Gamma_1^{\sigma_2}$ 满足 $-\hat{\Delta}_s^{\sigma_2} - \Gamma_1^{\sigma_2} e_1 = -\hat{\Delta}_s^{\sigma_1} - \Gamma_1^{\sigma_1} e_1$, 即

$$(\Gamma_1^{\sigma_1} - \Gamma_1^{\sigma_2}) e_1 = \hat{\Delta}_s^{\sigma_2} - \hat{\Delta}_s^{\sigma_1} \quad (18)$$

时, 模态 σ_2 也会具有理想的动态性能. 令

$$e_1 = [e_{11}, e_{12}, e_{13}]^T,$$

$$(\hat{\Delta}_s^{\sigma_2} - \hat{\Delta}_s^{\sigma_1}) = [\hat{\Delta}_{s1}, \hat{\Delta}_{s2}, \hat{\Delta}_{s3}]^T,$$

$$\Gamma_1^{\sigma_1} = \text{diag}(\Gamma_{11}, \Gamma_{12}, \Gamma_{13}),$$

$$\Gamma_1^{\sigma_2} = A_1 \Gamma_1^{\sigma_1},$$

其中 $A_1 = \text{diag}(\psi_1, \psi_2, \psi_3)$ 为正定放大系数矩阵, 通过 A_1 可以对 $\Gamma_1^{\sigma_1}$ 中的元素进行放大或缩小. 将它们代入式(16), 可得

$$\hat{\Delta}_{si} - (1 - \psi_i) \Gamma_{1i} e_{1i} = 0, \quad i = 1, 2, 3. \quad (19)$$

令 $\xi_i = |\hat{\Delta}_{si} - (1 - \psi_i) \Gamma_{1i} e_{1i}|$, 为保持模态切换前系统较好的动态性能, 希望 ξ_i 尽可能地趋近于 0; 由于模态切换过程中飞行器参数变化较大, $\hat{\Delta}_{si}$ 也可能较大, 此时 ψ_i 不能近似于 1, 即 $\Gamma_1^{\sigma_2} \neq \Gamma_1^{\sigma_1}$.

由式(19)可知, ψ_i 的大小受到 $\hat{\Delta}_{si}, \Gamma_{1i}$ 和 e_{1i} 的影响, 若通过式(19)在线设计 $\Gamma_1^{\sigma_2}$, 则当 $|e_{1i}|$ 较小时容易得到过大的 $|\psi_i|$, 从而造成系统失稳. 考虑到这一问题, 可以事先设置一定的精度范围 $\bar{e}_{1i} > 0$, 当 $|e_{1i}| > \bar{e}_{1i}$ 时再利用式(19)进行控制增益矩阵的在线更新; 或者采用类似线性系统控制中的增益调度方法, 根据每种模态下的飞行器参数, 事先分别离线设计得到适当的 $\Gamma_1^{\sigma_1}$ 和 $\Gamma_1^{\sigma_2}$, 飞行过程中根据实际状态进行更新, 从而达到理想的控制效果.

注 4 采用变增益控制策略的情况下, $\Gamma_1^{\sigma_1}$ 和 $\Gamma_1^{\sigma_2}$ 虽然是变化的, 但它们始终保持正定, 并不会影响到式(14)所示的推导过程, 即变增益控制策略不会影响到系统最终的稳定性.

同样对于 $\Gamma_2^{\sigma(\varepsilon)}$, 考虑 e_2 的动态过程, 采用类似的分析方法可以分别设计得到适当的 $\Gamma_2^{\sigma_1}$ 和 $\Gamma_2^{\sigma_2}$, 在此不再赘述.

3 仿真实验

为验证所设计控制器的控制效果以及变增益控制的必要性, 考虑 NSV 在超声速模态 σ_1 与高超声速模态 σ_2 之间切换时的姿态角跟踪控制问题, 分别进行固定增益切换控制器方案与本文设计的变增益切换控制器方案的仿真. 飞行器的飞行高度 $H = 30 \text{ km}$, 飞行马赫数 $Ma = 5$, 发动机推力 $T = 208.4 \text{ kN}$. 初始状态为: 姿态角 $\alpha_0 = 2^\circ, \beta_0 = 1^\circ, \mu_0 =$

1°,角速率 $p_0 = q_0 = r_0 = 0^\circ/\text{s}$;参考信号为 $\alpha_{\text{cmd}} = 5^\circ, \beta_{\text{cmd}} = 0^\circ, \mu_{\text{cmd}} = 0^\circ$,且通过滤波器 $1/(s+1)$;干扰观测器参数取

$$\begin{aligned} \rho_{10} &= [1.5, 1, 1]^\text{T}, \rho_{11} = [0.5, 0.25, 0.25]^\text{T}, \\ \rho_{12} &= [0.1, 0.03, 0.03]^\text{T}, \rho_{20} = [3, 2, 2]^\text{T}, \\ \rho_{21} &= [1.5, 0.8, 0.8]^\text{T}, \rho_{22} = [1, 0.3, 0.3]^\text{T}. \end{aligned}$$

控制增益采用离线设计方法得到,设置

$$\begin{aligned} \Gamma_1^{\sigma_1} &= \text{diag}(10, 10, 6), \Gamma_1^{\sigma_2} = \text{diag}(4, 4, 3), \\ \Gamma_2^{\sigma_1} &= \text{diag}(12, 12, 8), \Gamma_2^{\sigma_2} = \text{diag}(5, 5, 4). \end{aligned}$$

进行两组仿真对比实验:第1组仿真实验中,模态切换从 $t_1 = 3\text{ s}$ 时刻开始,飞行器处于 σ_1 模态,切换过程用时 5 s ,至 $t_2 = 8\text{ s}$ 时刻飞行器完全处于 σ_2 模态,在 $t_3 = 5.5\text{ s}$ 时刻加入 1° 的附加迎角干扰,Case1表示采用变增益策略控制器的实验方案,Case2表示采用固定增益策略控制器(即切换过程中保持控制增益 $\Gamma_1^{\sigma_1}, \Gamma_2^{\sigma_1}$ 不变)的实验方案;第2组仿真实验为由模态 σ_2 向模态 σ_1 切换,其余设置与第1组仿真实验类似,Case3表示采用变增益策略控制器的实验方案,Case4表示采用固定增益策略控制器的实验方案.假设飞行器模态切换为一个过渡过程,飞行器由模态 σ_1 切换至模态 σ_2 用时为 φ ,机翼后掠角以固定速率变化,则切换过程中 \bar{t} 时刻系统(1)中的参数 $f_s^{\sigma(\varepsilon)}$ 按下式计算:

$$f_s^{\sigma(\varepsilon)} = \frac{(\varphi - \bar{t})}{\varphi} f_s^{\sigma_1} + \frac{\bar{t}}{\varphi} f_s^{\sigma_2}. \quad (20)$$

参数 $f_f^{\sigma(\varepsilon)}, g_f^{\sigma(\varepsilon)}, \Gamma_1^{\sigma(\varepsilon)}, \Gamma_2^{\sigma(\varepsilon)}$ 的计算方法与式(20)类似.仿真过程中飞行器处于模态 σ_1 和模态 σ_2 时气动系数均存在 $+30\%$ 的不确定性,仿真结果如图2~图5所示.

图2为第1组仿真实验中姿态角在两种控制方案下的跟踪变化曲线.可以看出,在未发生模态切换时,所设计的反步滑模控制器能够较好地实现对姿态角指令信号的跟踪;在模态切换的过程中,当出现姿

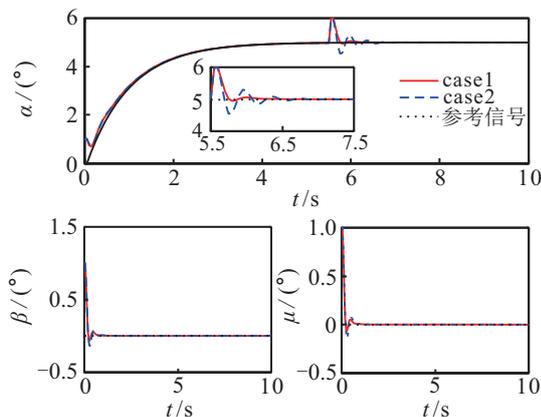


图2 姿态角跟踪曲线

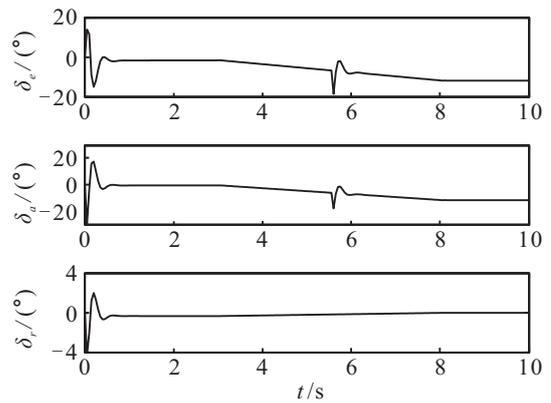


图3 控制输入变化曲线

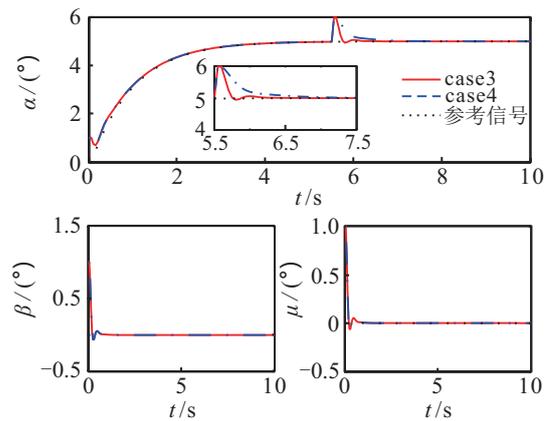


图4 姿态角跟踪曲线

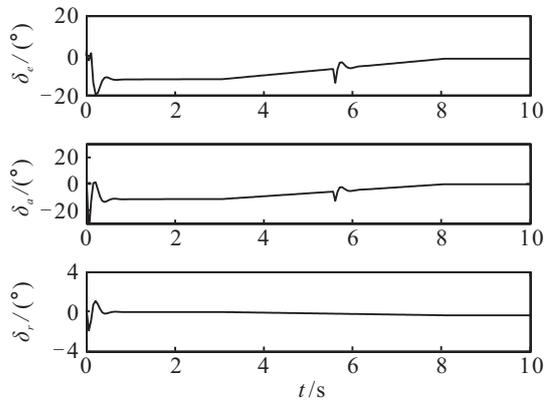


图5 控制输入变化曲线

态角扰动时,采用变增益策略的切换控制器较固定增益策略的切换控制器具有更好的动态过程.图3为第1组仿真实验中变增益策略切换控制器的控制舵面偏转角变化曲线.可以看出,3个控制输入均在合理的幅值范围内变化.图4和图5为第2组仿真实验结果,得到的结论与第1组仿真实验相同.

4 结 论

本文针对NSV模态切换过程中飞行参数变化显著以及干扰不平滑的特点,基于反步滑模控制方法与非线性干扰观测器设计了非线性切换控制器,并进行了稳定性分析.针对采用固定增益切换控制系统的飞行器在模态切换过程中可能出现的动态性能差的

问题,采用变增益的控制策略为不同模态设计合适的控制增益,在不影响系统稳定性的情况下保证了系统的动态性能. 仿真研究表明:所设计的反步滑模控制器能够较好地实现对指令信号的跟踪;在模态切换过程中,变增益策略的切换控制器较固定增益策略的切换控制器对干扰的适应能力更强,具有更好的动态性能,因此在NSV非线性切换控制器设计过程中采用变增益的策略是必要的.

参考文献(References)

- [1] 孙长银,穆朝絮,余瑶. 近空间高超声速飞行器控制的几个科学问题研究[J]. 自动化学报, 2013, 39(11): 1901-1913.
(Sun C Y, Mu C X, Yu Y. Some control problems for near space hypersonic vehicles[J]. Acta Automatica Sinica, 2013, 39(11): 1901-1913.)
- [2] Chen M, Jiang B. Robust attitude control of near space vehicles with time-varying disturbances[J]. Int J of Control, Automation, and Systems, 2013, 11(1): 182-187.
- [3] Chen M, Wu Q X, Jiang C S, et al. Guaranteed transient performance based control with input saturation for near space vehicles[J]. Sci China Inf Sci, 2014, 57(5): 1-12.
- [4] Mu C X, Sun C Y, Xu W. Fast sliding mode control on air-breathing hypersonic vehicles with transient response analysis[J]. Proc IMechE Part I: J Systems and Control Engineering, 2016, 230(1): 23-34.
- [5] Qian C S, Sun C Y, Huang Y Q, et al. Design of flight control system for a hypersonic gliding vehicle based on nonlinear disturbance observer[C]. The 10th IEEE Int Conf on Control and Automation. Hangzhou, 2015: 1573-1577.
- [6] Mu C X, Ni Z, Sun C Y, et al. Air-breathing hypersonic vehicle tracking control based on adaptive dynamic programming[J]. IEEE Trans on Neural Networks and Learning Systems, DOI:10.1109/TNNLS.2016.2516948.
- [7] Yang J, Zhao Z H, Li S H, et al. Composite predictive flight control for airbreathing hypersonic vehicles[J]. Int J of Control, 2014, 87(9): 1970-1984.
- [8] Lu Z Y, Li K, Yang T Y, et al. PI predictive functional attitude control of near space vehicle[J]. Int J of Control and Automation, 2015, 8(8): 409-424.
- [9] Huang Y Q, Sun C Y, Qian C S. Linear parameter varying switching attitude tracking control for a near space hypersonic vehicle via multiple lyapunov functions[J]. Asian J of Control, 2015, 17(2): 523-534.
- [10] 王宇飞,姜长生. 近空间飞行器多模型鲁棒保性能软切换控制[J]. 控制与决策, 2012, 27(5): 658-664.
(Wang Y F, Jiang C S. Multi-model robust guaranteed cost soft switching control for near space vehicle[J]. Control and Decision, 2012, 27(5): 658-664.)
- [11] 张强,吴庆宪,姜长生,等. 近空间飞行器鲁棒自适应 Backstepping 控制[J]. 系统工程与电子技术, 2012, 34(4): 754-760.
(Zhang Q, Wu Q X, Jiang C S, et al. Robust adaptive backstepping control of near space vehicle[J]. Systems Engineering and Electronics, 2012, 34(4): 754-760.)
- [12] 王宇飞,吴庆宪,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.
(Wang Y F, Wu Q X, Jiang C S, et al. Multi-model switching control for near space vehicle[J]. Control and Decision, 2012, 27(10): 1452-1458.)
- [13] 张强,吴庆宪,姜长生,等. 近空间飞行器鲁棒自适应 backstepping 设计[J]. 控制工程, 2013, 20(2): 204-208.
(Zhang Q, Wu Q X, Jiang C S, et al. Robust adaptive backstepping design for near space vehicle[J]. Control Engineering of China, 2013, 20(2): 204-208.)
- [14] 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.)
- [15] Mu C X, Zong Q, Tian B L, et al. Continuous sliding mode controller with disturbance observer for hypersonic vehicles[J]. IEEE/CAA J of Automatic Sinica, 2015, 2(1): 45-55.
- [16] Xu B, Huang X, Wang D, et al. Dynamic surface control of constrained hypersonic flight models with parameter estimation and actuator compensation[J]. Asian J of Control, 2014, 16(1): 162-174.
- [17] Khalil H K. 非线性系统[M]. 第3版. 北京: 电子工业出版社, 2005: 115.
(Khalil H K. Nonlinear systems[M]. 3rd ed. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005: 115.)

(责任编辑: 孙艺红)