中国科学: 信息科学　2019 年　第 49 卷　第 5 期: 585–598
SCIENTIA SINICA Informationis
《中国科学》杂志社 SCIENCE CHINA PRESS
无人机自主飞行技术专题 · 论文

# 基于干扰观测器的变后掠翼近空间飞行器鲁棒跟踪控制

熊英, 陈谋*, 吴庆宪, 杨洁

南京航空航天大学自动化学院, 南京 210016
* 通信作者. E-mail: chenmou@nuaa.edu.cn

收稿日期: 2018–12–30; 接受日期: 2019–03–10; 网络出版日期: 2019–05–08

国家自然科学基金 (批准号: 61803207, 61751210) 和江苏省自然科学基金 (批准号: BK20171417) 资助项目

**摘要**　针对变后掠翼飞行器具有多工作模式、大飞行包络的特性, 本文建立了非线性多模型切换系统, 并研究了机翼后掠角变化过程中对飞行高度和飞行速度的跟踪控制. 为了减小姿态系统中不确定性和外部未知扰动的影响, 利用非线性干扰观测器对复合干扰进行逼近并设计滑模姿态控制器, 保证了良好的姿态跟踪控制效果. 采用平均驻留时间方法证明了所设计的控制器能够保证切换系统的稳定性. 最后, 通过仿真对所提方法的有效性进行了验证.

**关键词**　变后掠翼近空间飞行器, 切换系统, 干扰观测器, 自适应滑模控制, 平均驻留时间

## 1　引言

近空间飞行器 (near space vehicle, NSV) 指的是在近空间进行工作的飞行器, 它集飞机、轨道战斗机、空间站、卫星、空天飞行器等多种飞行器的优点于一身, 是 21 世纪以来, 世界争夺制天权、制空权以及空天作战最重要的武器之一. 它与传统的飞行器相比, 具有明显的优势 [1]. 由于变后掠翼飞行器可以改变机翼后掠角来适应飞行任务和环境的变化, 从而能满足近空间飞行器的大包络、大工作范围、多任务模式等要求, 因此变后掠翼飞行器具有重要的研究意义和研究价值.

由于变后掠翼 NSV 后掠角的变化使得其飞行系统非常复杂, 难以建立统一的精确数学模型, 因此可以在一定范围用单一的模型来描述系统的飞行运动, 进而通过多个模型来对整个系统的全局运动特性进行逼近. 基于此, 变后掠翼 NSV 整个大包络的飞行过程可以采用切换系统进行表示. 文献 [2] 最早对多模型切换系统进行了有效的描述. 近年来, 应用非线性切换系统控制方法研究飞行器控制已取得了较多研究成果. 文献 [3] 设计了一种双幂次趋近律滑模控制器, 针对小翼收回/伸出的切换过程, 采用了基于惯性环节的切换控制策略, 实现了变体飞行器爬升/巡航模态切换过程的跟踪控制. 文献 [4]

**引用格式:** 熊英, 陈谋, 吴庆宪, 等. 基于干扰观测器的变后掠翼近空间飞行器鲁棒跟踪控制. 中国科学: 信息科学, 2019, 49: 585–598, doi: 10.1360/N112018-00342
Xiong Y, Chen M, Wu Q X, et al. Robust tracking control of variable swept-wing near space vehicle based on disturbance observers (in Chinese). Sci Sin Inform, 2019, 49: 585–598, doi: 10.1360/N112018-00342

© 2019《中国科学》杂志社

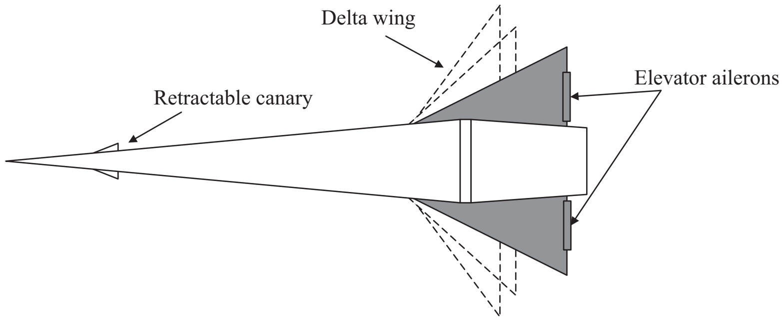


**图 1　变后掠翼近空间飞行器**

**Figure 1**　Variable swept-wing near space vehicle

提出了一种基于径向基神经网络的鲁棒自适应控制器, 实现了 NSV 后掠角变化过程中姿态的跟踪控制, 并通过公共 Lyapunov 的方法证明了闭环切换系统的稳定性. 文献 [5] 研究了存在不确定性和输入回滞时斜置翼 NSV 姿态控制方法, 利用泛函连接网络干扰观测器来估计外界未知扰动并设计滑模姿态控制器. 变后掠翼飞行器的机翼后掠角可以根据飞行速度的改变而发生变化, 然而目前关于具有未知干扰的变结构 NSV 飞行高度、速度控制的研究成果还较少.

变后掠翼 NSV 具有很大的飞行包络, 飞行环境极其复杂, 而且在机翼后掠角变化过程中, 气动参数和结构参数会产生一定程度的变化, 这些变化导致飞行系统具有快时变、强非线性和强耦合的特点. 此外系统不确定性和外部的未知干扰也会对系统的性能造成影响, 为了设计出具有强鲁棒性、高精度的飞行控制系统, 将非线性控制方法与干扰观测器相结合是解决上述问题的一种有效方法. 干扰观测器技术 [6~11] 实现简单, 可以用来对不确定系统中的干扰进行逼近, 进而用干扰观测器的估计值与外界未知干扰相抵消. 文献 [6] 采用基于干扰观测器的反步滑模控制器实现了二自由度柔性机械臂的位置跟踪控制. 文献 [7] 利用干扰观测器来估计系统中的未知干扰, 结合反步控制方法进行控制器设计, 消除了时变扰动带来的不良影响并解决了四旋翼无人机的位置跟踪控制问题. 滑模控制方法无需精确的数学模型且对参数的变化及扰动不敏感, 具有良好的鲁棒性, 因而该方法的应用遍布各个领域 [12~15]. 文献 [16] 研究了一类基于非线性干扰观测器的边界层自适应滑模控制方法, 完成了对飞行器的姿态跟踪控制.

受以上文献的启发, 本文的设计目标是保证变后掠翼过程中飞行高度和飞行速度的跟踪控制效果, 整个设计过程可分成两部分: 考虑飞行高度和飞行速度的控制, 将横侧向的姿态角指令 $\beta_c$ 和 $\mu_c$ 设为零, 设计高度、速度控制器以实现高度和速度的跟踪控制; 利用非线性干扰观测器对各飞行模态的复合干扰进行逼近, 在干扰估计误差收敛的干扰观测器基础上, 结合滑模控制方法保证姿态控制系统的跟踪控制效果.

## 2　数学模型

本文所研究的变后掠翼无人 NSV 气动结构图如图 1 所示 [17].

变后掠翼无人 NSV 气动操纵舵面主要有水平鸭翼 (canard, CAN)、左右升降副翼舵 (left elevator aileron, LE; right elevator aileron, RE) 和单垂尾方向舵 (rudder, RUD), 相应的操纵舵面偏转角分别用 $\delta_c, \delta_a, \delta_e, \delta_r$ 表示. 飞行器后掠角的大小直接决定展弦比, 间接影响飞行性能. 小后掠角时, 展弦比大, 飞机升力和升阻比变大, 续航能力得到增强, 但同时阻力增大会降低飞行速度; 大后掠角时, 阻力

小, 更适用于高速飞行状态. 变后掠翼 NSV 具体变形过程为: 水平全动鸭翼在亚声速阶段展开, 其他阶段收回机体内部. 机翼后掠角在亚声速时为 40°, 在超声速时为 60°, 在高超声速时为 75°.

### 2.1　高度控制系统模型

在文献 [18] 的基础上, 可推导出高度 $H$ 的状态方程为

$$\dot{H} = V\sin\gamma. \tag{1}$$

速度 $V$ 和航迹倾斜角 $\gamma$ 的状态方程为

$$\dot{V} = -g\mathrm{sin}\gamma + \frac{-\hat{q}S^{\sigma(t)}{C_D}^{\sigma(t)} + T\cos\alpha}{M}, \tag{2}$$

$$\dot{\gamma} = -g\mathrm{cos}\gamma/V + \frac{-\hat{q}S^{\sigma(t)}{C_L}^{\sigma(t)} + T\sin\alpha}{MV}, \tag{3}$$

其中 $H$ 为飞行高度; $V$ 为飞行速度; $\gamma$ 为航迹倾斜角; $M$ 为 NSV 的质量; $g$ 为重力加速度; $\hat{q}$ 为动压; $S^{\sigma(t)}$ 表示在切换信号 $\sigma(t)$ 时的机翼参考面积; $C_D^{\sigma(t)}$, $C_L^{\sigma(t)}$ 均为在切换信号 $\sigma(t)$ 时的气动系数; $T$ 为发动机的推力; $\alpha$ 为迎角. $\sigma(t):[t_0,\infty)\to E=(1,2,3)$ 为变后掠翼 NSV 后掠角分别为 40°, 60° 和 75° 时对应的非线性切换系统的切换信号.

### 2.2　姿态控制系统模型

考虑到变后掠翼 NSV 后掠角的变化会导致系统参数变化, 因此飞行模态会发生相应的切换, 变后掠翼 NSV 姿态运动方程为 [17]

$$\dot{\Omega} = f_s^{\sigma(t)} + g_s^{\sigma(t)}\omega, \tag{4}$$

$$\dot{\omega} = f_f^{\sigma(t)} + g_f^{\sigma(t)}M_c, \tag{5}$$

其中 $\Omega=[\alpha,\beta,\mu]^{\mathrm{T}}$ 表示姿态角; $\omega=[p,q,r]^{\mathrm{T}}$ 表示姿态角速率; $M_c=[l_c,m_c,n_c]^{\mathrm{T}}$ 表示控制力矩, $l_c$ 为滚转控制力矩、$m_c$ 为俯仰控制力矩、$n_c$ 为偏航控制力矩, 可由控制分配矩阵和控制力矩 $M_c$ 推导出控制舵面偏转角 [17]; $\sigma(t):[t_0,\infty)\to E=(1,2,3)$ 为飞行模态切换信号; $f_s^{\sigma(t)}=[f_\alpha^{\sigma(t)},f_\beta^{\sigma(t)},f_\mu^{\sigma(t)}]^{\mathrm{T}}$, $f_f^{\sigma(t)}=[f_p^{\sigma(t)},f_q^{\sigma(t)},f_r^{\sigma(t)}]^{\mathrm{T}}$; $g_s^{\sigma(t)},g_f^{\sigma(t)}$ 为控制增益矩阵, 具体表达式为 [17]

$$\begin{aligned}
f_\alpha^{\sigma(t)} &= \frac{1}{MV\cos\beta}\left(-\hat{q}S^{\sigma(t)}C_{L,\alpha}^{\sigma(t)} + Mg\cos\gamma\cos\mu - T\sin\alpha\right),\\
f_\beta^{\sigma(t)} &= \frac{1}{MV}\left(\hat{q}S^{\sigma(t)}C_{Y,\beta}^{\sigma(t)}\beta + Mg\cos\gamma\sin\mu - T\sin\beta\cos\alpha\right),\\
f_\mu^{\sigma(t)} &= -\frac{g}{V}\cos\gamma\cos\mu\tan\beta + \frac{1}{MV}\hat{q}S^{\sigma(t)}\big(C_{Y,\beta}^{\sigma(t)}\beta\tan\gamma\cos\mu\\
&\quad + C_{L,\alpha}^{\sigma(t)}(\tan\gamma\sin\mu+\tan\beta)\big) + \frac{T}{MV}(\sin\alpha(\tan\gamma\sin\mu+\tan\beta)\\
&\quad - \cos\alpha\tan\gamma\cos\mu\sin\beta),
\end{aligned}$$

$$g_s^{\sigma(t)} = \begin{bmatrix} -\tan\beta\cos\alpha & 1 & \tan\beta\sin\alpha \\ \sin\alpha & 0 & -\cos\alpha \\ \sec\beta\cos\alpha & 0 & \sec\beta\sin\alpha \end{bmatrix},$$

$$f_p^{\sigma(t)} = \frac{l_{\text{aero}}^{\sigma(t)} - qr(I_{zz}^{\sigma(t)} - I_{yy}^{\sigma(t)})}{I_{xx}^{\sigma(t)}},$$
$$f_q^{\sigma(t)} = \frac{m_{\text{aero}}^{\sigma(t)} - pr(I_{xx}^{\sigma(t)} - I_{zz}^{\sigma(t)})}{I_{yy}^{\sigma(t)}},$$
$$f_r^{\sigma(t)} = \frac{n_{\text{aero}}^{\sigma(t)} - pq(I_{yy}^{\sigma(t)} - I_{xx}^{\sigma(t)})}{I_{zz}^{\sigma(t)}},$$

$$g_f^{\sigma(t)} = \text{diag}((I_{xx}^{\sigma(t)})^{-1}, (I_{yy}^{\sigma(t)})^{-1}, (I_{zz}^{\sigma(t)})^{-1}),$$

其中 $C_{L,\alpha}^{\sigma(t)}$, $C_{Y,\beta}^{\sigma(t)}$ 分别表示在切换信号 $\sigma(t)$ 时的基本升力系数和基本侧力系数; $I_{xx}^{\sigma(t)}$, $I_{yy}^{\sigma(t)}$, $I_{zz}^{\sigma(t)}$ 表示在切换信号 $\sigma(t)$ 时飞行器的转动惯量; $l_{\text{aero}}^{\sigma(t)}$, $m_{\text{aero}}^{\sigma(t)}$, $n_{\text{aero}}^{\sigma(t)}$ 表示在切换信号 $\sigma(t)$ 时飞行器机体受到的气动力矩. 限于篇幅, 其他符号意义参见文献 [17]. 为了进行飞行控制器设计, 需要如下一些假设.

**假设1** 系统的指令信号 $y_c(t) = [H_c, V_c]^{\text{T}}$ 是关于时间连续可微且有界的, 系统所有状态是可测的.

**假设2** 切换形式的控制增益矩阵 $g_s^k$, $g_f^k$ 可逆, $k = 1, 2, 3$.

**引理1** ([19]) 针对初始条件有界的系统, 若存在一个连续且正定的 Lyapunov 函数 $V(x) \in C^1$, 且满足 $V_1(\|x\|) \leqslant V(x) \leqslant V_2(\|x\|)$, 如果有 $\dot{V}(x) \leqslant -c_1 V(x) + c_2$, 其中 $V_1, V_2 : \mathbb{R}^n \to \mathbb{R}$ 是 $K^\infty$ 类函数且 $c_1$, $c_2$ 为正常数, 则系统的解 $x(t)$ 一致有界.

**引理2** ([20]) 对于任意的 $a > 0$ 和 $z \in \mathbb{R}^m$, 有如下不等式成立: $0 < \|z\| - z^{\text{T}} \tanh(z/a) \leqslant m\zeta a$, 其中 $\zeta$ 是满足 $\zeta = \text{e}^{-(\zeta+1)}$ 的常数, 即 $\zeta = 0.2785$.

## 3 变后掠翼切换系统控制器设计

### 3.1 高度控制器设计

本文的目的是实现机翼后掠角变化过程中对飞行高度 $H$ 和飞行速度 $V$ 的跟踪, 因此只考虑纵向的飞行运动. 以迎角 $\alpha_c$ 和发动机的推力 $T_c$ 作为高度系统的控制信号并将姿态角指令 $\beta_c$ 和 $\mu_c$ 置零.

高度的仿射非线性方程如下所示:

$$\dot{H} = VU_h, \tag{6}$$

其中 $U_h = \sin\gamma$, 航迹倾斜角指令信号 $\gamma_c$ 可由式 $\gamma = \arcsin U_h$ 得到.

定义高度跟踪误差为

$$e_H = H - H_c. \tag{7}$$

设计高度控制律为

$$U_h = -V^{-1}(k_H^{\sigma(t)} e_H - \dot{H}_c), \tag{8}$$

其中, $H_c$ 是高度指令信号, 设计合适的参数 $k_H^{\sigma(t)} > 0$ 使得 $U_h \in [-1, 1]$.

定义 Lyapunov 函数为 $V_1^{\sigma(t)} = e_H^2/2$, 对其求导得

$$\dot{V}_1^{\sigma(t)} = e_H \dot{e}_H = -k_H^{\sigma(t)} e_H^2. \tag{9}$$

速度 $V$ 和航迹倾斜角 $\gamma$ 的仿射非线性方程组如下所示:

$$\begin{bmatrix} \dot{V} \\ \dot{\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -g\text{sin}\gamma \\ -g\text{cos}\gamma/V \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{M} & 0 \\ 0 & \frac{1}{MV} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{T} \\ \bar{L} \end{bmatrix}, \tag{10}$$

其中 $\bar{T} = -\hat{q}S^{\sigma(t)}C_D^{\sigma(t)} + T\cos\alpha$, $\bar{L} = -\hat{q}S^{\sigma(t)}C_L^{\sigma(t)} + T\sin\alpha$. 则根据式 (10) 可得

$$\dot{x}_t = f_t + g_t\bar{F}, \tag{11}$$

其中 $x_t = [V,\gamma]^{\mathrm{T}}$, $f_t = [-g\sin\gamma, -g\cos\gamma/V]^{\mathrm{T}}$, $g_t = \mathrm{diag}\{1/M, 1/(MV)\}$, $\bar{F} = [\bar{T},\bar{L}]^{\mathrm{T}}$. 作为姿态控制层和推力指令信号的迎角 $\alpha_c$ 和推力 $T_c$ 可由 $\bar{T}$ 和 $\bar{L}$ 计算得到.

航迹倾斜角误差、速度跟踪误差定义为

$$e_t = \begin{bmatrix} e_V \\ e_\gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V - V_c \\ \gamma - \gamma_c \end{bmatrix}. \tag{12}$$

设计控制律为

$$\bar{F} = -{g_t}^{-1}(f_t + k_t^{\sigma(t)}e_t - \dot{x}_{tc}), \tag{13}$$

其中 $x_{tc}= [V_c,\gamma_c]^{\mathrm{T}}$ 是指令信号, $k_t^{\sigma(t)} = \mathrm{diag}(k_V^{\sigma(t)}, k_\gamma^{\sigma(t)})$ 是待设计参数且 $k_V^{\sigma(t)}, k_\gamma^{\sigma(t)} > 0$. 定义 Lyapunov 函数为 $V_2^{\sigma(t)} = e_V^2/2 + e_\gamma^2/2$, 并对其求导得

$$\dot{V}_2^{\sigma(t)} = e_V\dot{e}_V + e_\gamma\dot{e}_\gamma = -k_V^{\sigma(t)}e_V^2 - k_\gamma^{\sigma(t)}e_\gamma^2. \tag{14}$$

### 3.2　姿态控制器设计

考虑如下非线性姿态控制系统:

$$\dot{x}_1 = f_1^{\sigma(t)}(x_1) + g_1^{\sigma(t)}(x_1)x_2, \tag{15}$$

$$\dot{x}_2 = f_2^{\sigma(t)}(x_2) + g_2^{\sigma(t)}(x_2)u + d^{\sigma(t)}, \tag{16}$$

其中 $x_i \in \mathbb{R}^m$ $(i \in \{1,2\})$ 为系统状态向量; $u \in \mathbb{R}^m$ 为系统控制向量; $f_i^{\sigma(t)} \in \mathbb{R}^m$, $g_i^{\sigma(t)} \in \mathbb{R}^{m\times m}$ 均为局部 Lipschitz 连续函数; $\sigma(t) : [t_0,\infty) \to E = (1,2,3)$ 为右连续分段常值切换函数. $d^{\sigma(t)} = \Delta f^{\sigma(t)} + \Delta d^{\sigma(t)}$, $\Delta f^{\sigma(t)} \in \mathbb{R}^m$ 为系统的不确定项, $\Delta d^{\sigma(t)} \in \mathbb{R}^m$ 为外部未知有界干扰向量. 且对于系统中存在未知时变复合干扰 $d^{\sigma(t)}$, 存在未知正常数 $\eta^{\sigma(t)}$, 满足 $\|\dot{d}^{\sigma(t)}\| \leqslant \eta^{\sigma(t)}$.

为提高控制精度, 减小干扰的影响, 引入非线性干扰观测器 (nonlinear disturbance observer, NDO). 基于干扰观测器对复合干扰的估计值, 设计可用于飞行模态切换的滑模姿态控制器.

(1) 非线性干扰观测器的设计. 针对式 (15) 和 (16) 描述的不确定系统, 设计如下形式的非线性干扰观测器 [21]:

$$\begin{cases} \hat{d}^{\sigma(t)} = Q^{\sigma(t)}x_2 - Q^{\sigma(t)}z, \\ \dot{z} = f_2^{\sigma(t)}(x_2) + g_2^{\sigma(t)}(x_2)u + \hat{d}^{\sigma(t)}, \end{cases} \tag{17}$$

其中 $\hat{d}^{\sigma(t)}$ 是对干扰 $d^{\sigma(t)}$ 的估计值, $z$ 是干扰观测器的内部状态, $Q^{\sigma(t)} = \mathrm{diag}(Q_1^{\sigma(t)}, Q_2^{\sigma(t)}, Q_3^{\sigma(t)})$, 且常数 $Q_1^{\sigma(t)} > 0, Q_2^{\sigma(t)} > 0, Q_3^{\sigma(t)} > 0$.

定义干扰估计误差为 $\tilde{d}^{\sigma(t)} = d^{\sigma(t)} - \hat{d}^{\sigma(t)}$, 对其求导可得

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{d}}^{\sigma(t)} =& \dot{d}^{\sigma(t)} - \dot{\hat{d}}^{\sigma(t)} \\ =& \dot{d}^{\sigma(t)} - Q^{\sigma(t)}\dot{x}_2 + Q^{\sigma(t)}\dot{z} \\ =& \dot{d}^{\sigma(t)} - Q^{\sigma(t)}\tilde{d}^{\sigma(t)}. \end{aligned} \tag{18}$$

选择如下的 Lyapunov 函数:

$$W^{\sigma(t)} = \frac{1}{2}(\tilde{d}^{\sigma(t)})^{\mathrm{T}}\tilde{d}^{\sigma(t)}, \tag{19}$$

并对其求导得

$$\begin{aligned}\dot{W}^{\sigma(t)} =& (\tilde{d}^{\sigma(t)})^{\mathrm{T}}\dot{\tilde{d}}^{\sigma(t)} = (\tilde{d}^{\sigma(t)})^{\mathrm{T}}(\dot{d}^{\sigma(t)} - Q^{\sigma(t)}\tilde{d}^{\sigma(t)}) \\ \leqslant& \frac{1}{2}(\tilde{d}^{\sigma(t)})^{\mathrm{T}}\tilde{d}^{\sigma(t)} + \frac{1}{2}\left\|\dot{d}^{\sigma(t)}\right\|^2 - (\tilde{d}^{\sigma(t)})^{\mathrm{T}}Q^{\sigma(t)}\tilde{d}^{\sigma(t)} \\ \leqslant& \frac{1}{2}(\tilde{d}^{\sigma(t)})^{\mathrm{T}}\tilde{d}^{\sigma(t)} + \frac{1}{2}(\eta^{\sigma(t)})^2 - (\tilde{d}^{\sigma(t)})^{\mathrm{T}}Q^{\sigma(t)}\tilde{d}^{\sigma(t)} \\ =& -(\tilde{d}^{\sigma(t)})^{\mathrm{T}}\left[Q^{\sigma(t)} - \frac{1}{2}\mathrm{I}\right]\tilde{d}^{\sigma(t)} + \frac{1}{2}(\eta^{\sigma(t)})^2, \end{aligned} \tag{20}$$

选取合适的 $Q^{\sigma(t)}$, 使得 $Q^{\sigma(t)} - \mathrm{I}/2 > 0$ 成立, 根据引理 1 可知, 所设计的干扰观测器使得干扰估计误差是有界的, 即 $\|\tilde{d}^{\sigma(t)}\| \leqslant \varphi^{\sigma(t)}$.

(2) 基于干扰观测器的滑模姿态控制器设计. 采用滑模控制方法, 设计姿态角回路和姿态角速率回路控制器. 设计过程如下: (a) 姿态角回路控制输入由姿态指令信号产生; (b) 姿态角速率回路期望输出由姿态角回路的控制输入产生.

对于式 (15) 和 (16) 所描述的姿态子系统, 在干扰估计误差收敛的干扰观测器的基础上, 使用滑模控制方法来设计控制律, 以此来实现切换规则下跟踪参考姿态信号的目的. 姿态控制律的具体设计步骤如下:

第 1 步: 姿态角回路控制器设计.

定义姿态角跟踪误差为

$$e_1 = [\alpha - \alpha_c, \beta - \beta_c, \mu - \mu_c]^{\mathrm{T}} = x_1 - x_{1c}, \tag{21}$$

其中 $x_{1c}$ 为参考指令信号, 结合式 (15) 可得

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_{1c} = f_1^{\sigma(t)}(x_1) + g_1^{\sigma(t)}(x_1)x_2 - \dot{x}_{1c}. \tag{22}$$

为了设计滑模控制器, 滑模面 $S_1$ 设计为

$$S_1 = C_1e_1 = [S_{11}, S_{12}, S_{13}]^{\mathrm{T}}, \tag{23}$$

其中,

$$C_1 = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} \\ c_{21} & c_{22} & c_{23} \\ c_{31} & c_{32} & c_{33} \end{bmatrix} > 0$$

且选择合适的 $c_{ij} > 0$, 使 $c_{i3}s^2 + c_{i2}s + c_{i1}$ 是 Hurwitz 稳定的且 $(C_1g_1^{\sigma(t)})^{-1}$ 存在.

对应模态 $k$ 的姿态角回路滑模控制律设计为

$$x_{2c} = -(C_1 g_1^{\sigma(t)})^{-1}(C_1 f_1^{\sigma(t)} - C_1 \dot{x}_{1c} + k_1^{\sigma(t)} S_1 + \varepsilon^{\sigma(t)}\tanh(S_1/a)), \tag{24}$$

其中 $k_1^{\sigma(t)} > 0$, $\varepsilon^{\sigma(t)} > 0$ 和 $a > 0$ 为设计参数. $\tanh(\frac{S_1}{a}) = [\tanh(\frac{S_{11}}{a}), \tanh(\frac{S_{12}}{a}), \tanh(\frac{S_{13}}{a})]^{\mathrm{T}}$.

备注: 传统滑模控制器中的符号函数会造成控制输入发生抖振, 影响变后掠翼 NSV 的稳定性. 因此, 本文采用双曲正切函数来代替符号函数.

令 Lyapunov 函数为

$$V_3^{\sigma(t)} = \frac{1}{2} S_1^{\mathrm{T}} S_1, \tag{25}$$

对 $V_3^{\sigma(t)}$ 求导可得

$$\dot{V}_3^{\sigma(t)} = S_1^{\mathrm{T}} \dot{S}_1. \tag{26}$$

将控制律 $x_{2c}$ 代入上式可得

$$\dot{V}_3^{\sigma(t)} = S_1^{\mathrm{T}} \dot{S}_1 = S_1^{\mathrm{T}} \left[ -k_1^{\sigma(t)} S_1 - \varepsilon^{\sigma(t)} \tanh\left(\frac{S_1}{a}\right) \right]. \tag{27}$$

根据引理 2 有

$$-\varepsilon^{\sigma(t)} {S_1}^{\mathrm{T}} \tanh\left(\frac{S_1}{a}\right) \leqslant -\varepsilon^{\sigma(t)} \|S_1\| + 3\varepsilon^{\sigma(t)} \zeta a. \tag{28}$$

于是, 有

$$\dot{V}_3^{\sigma(t)} \leqslant -k_1^{\sigma(t)} S_1^{\mathrm{T}} S_1 - \varepsilon^{\sigma(t)} \|S_1\| + 3\varepsilon^{\sigma(t)} \zeta a \leqslant -k_s^{\sigma(t)} V_3^{\sigma(t)} + \psi_s^{\sigma(t)}, \tag{29}$$

其中 $k_s^{\sigma(t)} = 2k_1^{\sigma(t)}$, $\psi_s^{\sigma(t)} = 3\varepsilon^{\sigma(t)} \zeta a$.

第 2 步: 姿态角速率回路控制器设计.

将姿态角回路控制输入作为姿态角速率回路的输出期望值 $x_{2c}$, 定义姿态角速率跟踪误差为

$$e_2 = [p - p_c, q - q_c, r - r_c]^{\mathrm{T}} = x_2 - x_{2c}. \tag{30}$$

滑模面 $S_2$ 设计同上一步, 即

$$S_2 = C_2 e_2 = [S_{21}, S_{22}, S_{23}]^{\mathrm{T}}, \tag{31}$$

其中 $C_2$ 为待设计的正常数矩阵. 针对模态 $k$ 的姿态角速率回路自适应滑模控制律设计为

$$u = -(C_2 g_2^{\sigma(t)})^{-1}(C_2 f_2^{\sigma(t)} - C_2 \dot{x}_{2c} + k_2^{\sigma(t)} S_2 + C_2 \hat{d}^{\sigma(t)} + \hat{\varphi}^{\sigma(t)} \|C_2\| \tanh(\hat{\varphi}^{\sigma(t)} S_2/b)), \tag{32}$$

其中 $k_2^{\sigma(t)} > 0$ 和 $b > 0$ 为设计参数, $\tanh(\frac{\hat{\varphi}^{\sigma(t)} S_2}{b}) = [\tanh(\frac{\hat{\varphi}^{\sigma(t)} S_{21}}{b}), \tanh(\frac{\hat{\varphi}^{\sigma(t)} S_{22}}{b}), \tanh(\frac{\hat{\varphi}^{\sigma(t)} S_{23}}{b})]^{\mathrm{T}}$. $\hat{\varphi}^{\sigma(t)}$ 的自适应控制律设计为

$$\dot{\hat{\varphi}}^{\sigma(t)} = \varpi^{\sigma(t)}(\|C_2\| \|S_2\| - \delta^{\sigma(t)} \hat{\varphi}^{\sigma(t)}), \tag{33}$$

其中 $\varpi^{\sigma(t)} > 0$, $\delta^{\sigma(t)} > 0$ 为设计参数.

定义 Lyapunov 函数为

$$V_4^{\sigma(t)} = \frac{1}{2} S_2^{\mathrm{T}} S_2 + \frac{1}{2\varpi^{\sigma(t)}} (\tilde{\varphi}^{\sigma(t)})^2, \tag{34}$$

其中 $\tilde{\varphi}^{\sigma(t)} = \varphi^{\sigma(t)} - \hat{\varphi}^{\sigma(t)}$, $\dot{\tilde{\varphi}}^{\sigma(t)} = \dot{\varphi}^{\sigma(t)} - \dot{\hat{\varphi}}^{\sigma(t)} = -\dot{\hat{\varphi}}^{\sigma(t)}$.

求导可得

$$\begin{aligned}\dot{V}_4^{\sigma(t)} =& S_2^{\mathrm{T}}\dot{S}_2 - \frac{1}{\varpi^{\sigma(t)}}\tilde{\varphi}^{\sigma(t)}\dot{\hat{\varphi}}^{\sigma(t)}\\ =& S_2^{\mathrm{T}}\left[C_2\tilde{d}^{\sigma(t)} - k_2^{\sigma(t)}S_2 - \hat{\varphi}^{\sigma(t)}\left\|C_2\right\|\tanh\left(\frac{\hat{\varphi}^{\sigma(t)}S_2}{b}\right)\right]\\ &- \frac{1}{\varpi^{\sigma(t)}}\varpi^{\sigma(t)}(\left\|C_2\right\|\left\|S_2\right\| - \delta^{\sigma(t)}\hat{\varphi}^{\sigma(t)})\tilde{\varphi}^{\sigma(t)}.\end{aligned} \tag{35}$$

根据引理 2 有

$$-S_2{}^{\mathrm{T}}\hat{\varphi}^{\sigma(t)}\tanh(\hat{\varphi}^{\sigma(t)}S_2/b) \leqslant -\hat{\varphi}^{\sigma(t)}\left\|S_2\right\| + 3\zeta b. \tag{36}$$

于是, 有

$$\begin{aligned}\dot{V}_4^{\sigma(t)} \leqslant& \left\|C_2\right\|\left\|S_2\right\|\varphi^{\sigma(t)} - k_2^{\sigma(t)}S_2^{\mathrm{T}}S_2 - \hat{\varphi}^{\sigma(t)}\left\|C_2\right\|\left\|S_2\right\| + 3\left\|C_2\right\|\zeta b\\ &- \left\|C_2\right\|\left\|S_2\right\|\tilde{\varphi}^{\sigma(t)} + \frac{1}{2}\delta^{\sigma(t)}(\varphi^{\sigma(t)})^2 - \frac{1}{2}\delta^{\sigma(t)}(\tilde{\varphi}^{\sigma(t)})^2\\ \leqslant& -k_2^{\sigma(t)}S_2^{\mathrm{T}}S_2 - \frac{1}{2}\delta^{\sigma(t)}(\tilde{\varphi}^{\sigma(t)})^2 + 3\left\|C_2\right\|\zeta b + \frac{1}{2}\delta^{\sigma(t)}(\varphi^{\sigma(t)})^2\\ \leqslant& -k_f^{\sigma(t)}V_4^{\sigma(t)} + \psi_f^{\sigma(t)},\end{aligned} \tag{37}$$

其中 $k_f^{\sigma(t)} = \min(2k_2^{\sigma(t)}, \delta^{\sigma(t)}\varpi^{\sigma(t)})$, $\psi_f^{\sigma(t)} = 3\left\|C_2\right\|\zeta b + \delta^{\sigma(t)}(\varphi^{\sigma(t)})^2/2$.

## 4 稳定性分析

针对飞行模态 $k$, 选择的 Lyapunov 方程为

$$\begin{aligned}V^k &= V_1^k + V_2^k + V_3^k + V_4^k\\ &= \frac{1}{2}e_H^2 + \frac{1}{2}e_V^2 + \frac{1}{2}e_\gamma^2 + \frac{1}{2}S_1^{\mathrm{T}}S_1 + \frac{1}{2}S_2^{\mathrm{T}}S_2 + \frac{1}{2\varpi^k}(\tilde{\varphi}^k)^2,\end{aligned} \tag{38}$$

则有

$$\dot{V}^k = \dot{V}_1^k + \dot{V}_2^k + \dot{V}_3^k + \dot{V}_4^k \leqslant -k_H^k e_H^2 - k_V^k e_V^2 - k_\gamma^k e_\gamma^2 - k_s^k V_3^k + \psi_s^k - k_f^k V_4^k + \psi_f^k \leqslant -\lambda^k V^k + \psi^k, \tag{39}$$

其中 $\lambda^k = \min(2k_H^k, 2k_V^k, 2k_\gamma^k, k_s^k, k_f^k), \psi^k = \psi_s^k + \psi_f^k$.

针对变后掠翼非线性切换系统, 必须基于切换系统稳定性理论给出飞行器在不同后掠角下进行控制的闭环系统稳定性定理. 为研究整个切换系统的闭环系统稳定性, 需给出如下引理:

**引理3** ([22]) 如果存在 $\alpha_1$, $\alpha_2$, $\alpha_3$, $\gamma_1 \in K^\infty$, $\xi_1 > 0$ 且存在一个光滑函数 $V: \mathbb{R}^n \to \mathbb{R}^+$ 使得任意有界输入 $u$ 有

$$\begin{cases}\alpha_1(\|x\|) \leqslant V(x) \leqslant \alpha_2(\|x\|),\\ \dot{V}(x) \leqslant -\alpha_3(\|x\|) + \gamma_1(\|u\|_{(0,t]}) + \xi_1\end{cases} \tag{40}$$

成立, 那么系统 $\dot{x} = f(x, u)$ 在区间 $[0, t)$ 为输入状态实际稳定的.

**引理4** ([23]) 假设存在一系列连续可微函数 $V^k:\mathbb{R}^n\rightarrow\mathbb{R}, k\in E=\{1,2,\ldots,n\}$ ($n$ 是子系统的个数), $\bar{\alpha}_1,\bar{\alpha}_2,\bar{\gamma}\in K^{\infty}$ 以及常数 $\lambda>0$, $\xi_1>0$, $\mu>1$ 使得 $p,q\in E$ 及有界 $u$ 有

$$\begin{cases}\bar{\alpha}_1(\|x\|)\leqslant V^p(x)\leqslant\bar{\alpha}_2(\|x\|),\\ \dot{V}^p(x(t))\leqslant-\lambda V^p(x(t))+\bar{\gamma}(\|u\|_{[0,t]})+\xi_1,\\ V^p(x)\leqslant\mu V^q(x)\end{cases}\tag{41}$$

成立, 且系统平均驻留时间满足

$$\tau_a\geqslant\tau_a^*=\frac{\ln\mu}{\lambda},\tag{42}$$

那么切换系统 $\dot{x}=f^{\sigma(t)}(x,u)$ 在区间 $[0,T)$ 为输入状态实际稳定的.

变后掠翼 NSV 非线性切换系统的稳定性通过平均驻留时间方法进行分析, 并给出如下定理.

**定理1** 针对任一模态 $k$ 都满足假设 1 和 2 且初始误差有界的不确定变后掠翼飞行器切换系统, 若所设计的一组基于干扰观测器的非线性切换控制器使得飞行模态 $k\in E=(1,2,3)$ 满足

$$\begin{cases}\bar{\alpha}_1^k(\|e\|)^2\leqslant V^k(e)\leqslant\bar{\alpha}_2^k(\|e\|)^2,\\ \dot{V}^k(e)\leqslant-\lambda^kV^k+\rho^k\|\tilde{d}^k\|^2+\psi^k,\end{cases}\tag{43}$$

且切换函数的平均驻留时间 $\tau_a$ 满足

$$\tau_{\rm a}\geqslant\frac{\ln\mu}{\lambda},\tag{44}$$

其中 $e=[e_H,e_V,e_\gamma,S_1,S_2,\tilde{\varphi}^k]^{\rm T}$, 设计参数满足 $\min(\frac{1}{2},\frac{1}{2\varpi^k})>\bar{\alpha}_1^k>0$, $\bar{\alpha}_2^k>\max(\frac{1}{2},\frac{1}{2\varpi^k})$, $\lambda^k>0$, $\rho^k>0$, $\psi^k>0$, $\mu{=}\sup_{k\in E}\{\bar{\alpha}_2^k/\bar{\alpha}_1^k\}\geqslant1$, $\lambda{=}\inf_{k\in E}\{\lambda^k\}$, $\psi{=}\sup_{k\in E}\{\psi^k\}$. 则变后掠翼飞行器切换系统的速度、高度跟踪误差在区间 $[0,T)$ 上总是有界且收敛于一个小的集合 $\Omega{=}\{x|x\leqslant\sqrt{2\psi/\lambda}\}$.

**证明** 针对飞行模态 $k$, 令 Lyapunov 函数 $V^k(e)=V_1^k+V_2^k+V_3^k+V_4^k$, 根据式 (38) 有 $\dot{V}^k(e)\leqslant-\lambda^kV^k+\psi^k$. 因此, 对于任意飞行模态 $k$, 闭环切换系统的信号一致有界并收敛于集合 $\Omega_k{=}\{x|x\leqslant\sqrt{2\psi^k/\lambda^k}\}$.

由式 (18) 知 $\tilde{d}^k=d^k-\hat{d}^k$, 易知存在常数 $\rho^k>0$ 使得

$$\dot{V}^k(e)\leqslant-\lambda^kV^k+\psi^k\leqslant-\lambda^kV^k+\rho^k\|\tilde{d}^k\|^2+\psi^k.\tag{45}$$

由于所设计的非线性干扰观测器可以保证干扰估计误差最终有界, 因此存在常数 $\varepsilon^k>0$ 使得 $\varepsilon^k\geqslant\|\tilde{d}^k\|$ 成立. 根据引理 3 可知, 飞行模态 $k$ 的所有信号误差 $e=[e_H,e_V,e_\gamma,S_1,S_2,\tilde{\varphi}]^{\rm T}$ 在 $[0,T)$ 内关于 $\tilde{d}^k$ 和正常数 $\psi^k$ 输入状态实际稳定.

那么对于变后掠翼 NSV 切换系统, 存在 $\min(\frac{1}{2},\frac{1}{2\varpi^k})>\bar{\alpha}_1^k>0$, $\bar{\alpha}_2^k>\max(\frac{1}{2},\frac{1}{2\varpi^k})$ 和一系列连续可微函数 $V^k:\mathbb{R}^n\rightarrow\mathbb{R}^+$, 使得式 (43) 成立. 取 $\mu{=}\sup_{k\in E}\{\bar{\alpha}_2^k/\bar{\alpha}_1^k\}$, $\lambda{=}\inf_{k\in E}\{\lambda^k\}$, $\psi{=}\sup_{k\in {\rm E}}\{\psi^k\}$, 根据引理 4 可知, 选择 $\tau_{\rm a}\geqslant\frac{\ln\mu}{\lambda}{=}\frac{\ln\sup_{k\in E}\{\bar{\alpha}_2^k/\bar{\alpha}_1^k\}}{\inf_{k\in E}\{\lambda^k\}}$, 则变后掠翼 NSV 切换系统速度、高度跟踪误差在区间 $[0,T)$ 上关于干扰估计误差和一个正常数输入状态实际稳定, 且总是有界的. 其中收敛上界是所有子系统收敛上界的最大值, 即跟踪误差收敛于一个小的集合 $\Omega{=}\{x|x\leqslant\sqrt{2\psi/\lambda}\}$.

## 5 仿真验证

为验证控制器设计的有效性, 假设变后掠翼飞行器速度在高超声速和超声速之间切换 (即, 飞行器后掠角在 60° ∼ 75° 之间切换), 进行速度和高度的跟踪控制. 仿真初始条件为: 机翼后掠角为 60°;

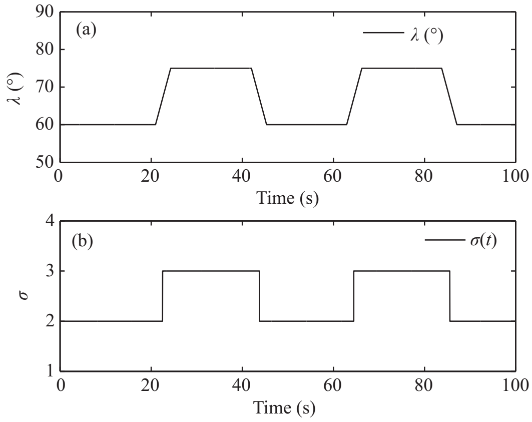


图 2　变后掠翼 NSV 切换系统的切换信号

**Figure 2**　The switching signal of variable-sweep NSV. (a) Change of backswept angle; (b) switching signal of system

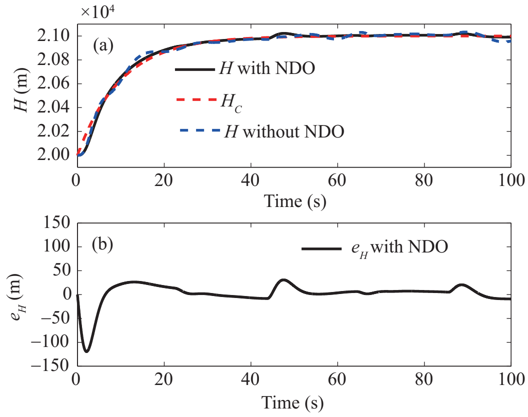


图 3　(网络版彩图) 变后掠翼 NSV 切换系统的高度仿真曲线

**Figure 3**　(Color online) Height plots of variable-sweep NSV. (a) Tracking result of flight height; (b) tracking error of flight height

飞行高度 $H_0 = 20000$ m; 飞行速度 $V_0 = 1850$ m/s; 推力 $T_0 = 600000$ N; 初始姿态角和角速率分别为 $\alpha_0 = 1.0°$, $\beta_0 = 1.0°$, $\mu_0 = 1.0°$; $p_0 = 0.1°/\mathrm{s}$, $q_0 = 0.1°/\mathrm{s}$, $r_0 = 0.1°/\mathrm{s}$; 参考输出信号为 $H_c = 20000 + 1000(1 - \mathrm{e}^{-0.1t})$, $V_c = 1860 + 40\sin(0.15t + \pi)$. 采用两个飞行模态来表示变后掠翼飞行器在 $60° \sim 75°$ 之间切换的飞行特性, 第 1 模态: 后掠角在 $67° \sim 75°$ 之间变化; 第 2 模态: 后掠角在 $60° \sim 67°$ 之间变化. 当飞行器减速且速度 $V$=1860 m/s, 机翼开始变形, 5 s 内, 系统从第 1 模态切换到第 2 模态. 当飞行器加速且速度 $V$=1860 m/s, 机翼开始变形, 5 s 内, 系统从第 2 模态切换到第 1 模态; 仿真时, 在姿态角速率回路中加入参数不确定和数值干扰. 气动系数不确定在 ±20% 之间, 姿态角速率回路的干扰 $d_f^{\sigma(t)} = g_f^{\sigma(t)}\Delta M_c$ 如下式所示:

$$\Delta M_c = \left[5\times10^4\cos(0.8t+6), 2\times10^6\sin(0.5t+2), 2\times10^6\sin(0.3t+3)\right]^{\mathrm{T}}. \tag{46}$$

控制器设计参数为 $k_H^1$=2.8, $k_H^2$=1.2, $k_t^1 = \mathrm{diag}\,(1/1.2, 1/30)$, $k_t^2 = \mathrm{diag}\,(1/0.4, 1/8)$, $k_1^1 = 1.5$, $k_1^2$= 1.2, $k_2^1$= 10, $k_2^2$= 5, $C_1^{\sigma(t)} = C_2^{\sigma(t)} = [4,3,2;1,4,2;2,3,4]^{\mathrm{T}}$, $\varepsilon^{\sigma(t)} = 0.5$, $\varpi^{\sigma(t)} = 0.3$, $\delta^{\sigma(t)} = 1$, $\hat{\varphi}_0^{\sigma(t)} = 0$, $a = 0.01$, $b = 0.4$; 干扰观测器的设计参数为 $Q^1 = \mathrm{diag}(15,15,15)$, $Q^2 = \mathrm{diag}(10,10,10)$. 图 2~7 给出了变后掠翼飞行器切换系统切换信号及高度、速度、姿态角、姿态角速率与气动舵面偏转角时间响应曲线图, 图 8 是姿态角速率干扰估计曲线.

由图 2 可以看出, 整个仿真过程中系统发生了 4 次切换, 切换的时间分别是 22.5, 43.5, 64.5, 85.5 s 左右, 与后掠角随速度变化的规律相符合, 满足切换规则的设计. 从图 3 和 4 可以看出, 所设计的切换控制系统能够实现飞行器在后掠角变化过程中高度、速度较好地跟踪参考信号, 且高度误差和速度误差最终有界并收敛于一个小的集合中. 从图 5 和 6 可以看出, 在气动参数不确定性和干扰的影响下, 有无干扰补偿对系统控制品质的好坏有着直接的影响, 而采用基于干扰观测器的滑模控制器能很好地抑制气动参数不确定性和外部未知干扰对系统的影响, 使姿态角回路输出 $\Omega$ 和姿态角速率回路输出 $\omega$ 能够很好跟踪 $\Omega_c$ 和 $\omega_c$. 从图 7 可以看出, 在模态切换的过程中升降舵偏转角产生一定程度的跳变, 但在可接受范围内. 图 8 展示的复合干扰估计曲线表明所设计的干扰观测器能够准确、及时地观测到系统中未知的复合干扰.

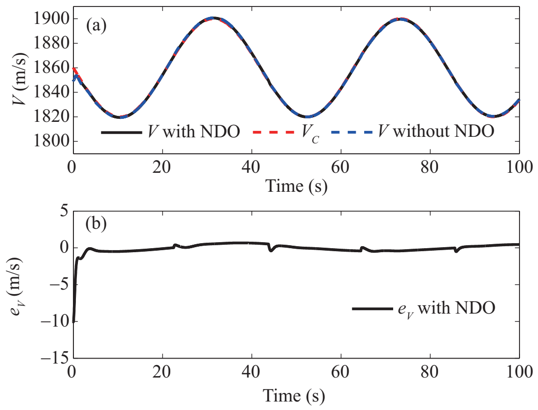


图 4　(网络版彩图) 变后掠翼 NSV 切换系统的速度仿真曲线

**Figure 4**　(Color online) Speed plots of variable-sweep NSV. (a) Tracking result of flight speed; (b) tracking error of flight speed

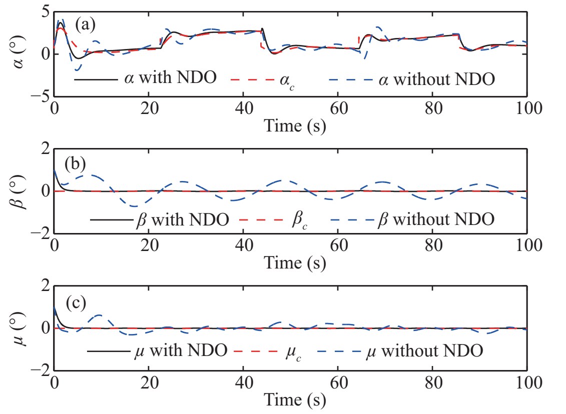


图 5　(网络版彩图) 变后掠翼 NSV 切换系统的姿态角仿真曲线

**Figure 5**　(Color online) Attitude angle plots of variable-sweep NSV. (a) Attack angle; (b) sideslip angle; (c) roll angle

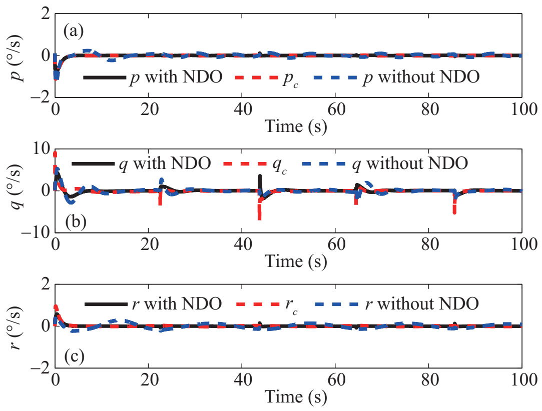


图 6　(网络版彩图) 变后掠翼 NSV 切换系统的姿态角速率仿真曲线

**Figure 6**　(Color online) Attitude angular rate plots of variable-sweep NSV. (a) Roll rate; (b) pitch rate; (c) yaw rate

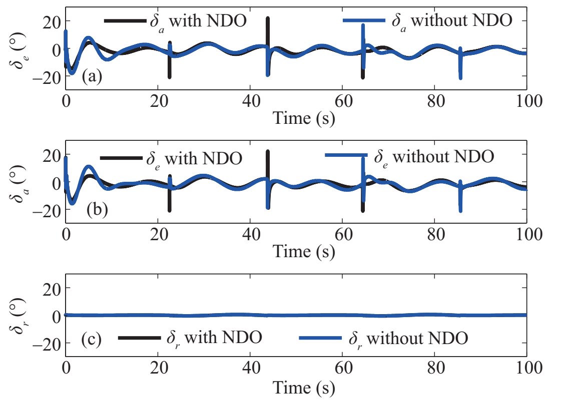


图 7　(网络版彩图) 变后掠翼 NSV 切换系统的气动舵面偏转角仿真曲线

**Figure 7**　(Color online) Plots of deflection angle of control surface for variable-sweep NSV. (a) Left elevator aileron; (b) right elevator aileron; (c) rudder

备注: 所设计的控制器可以保证每一个子系统的高度误差、速度误差在有限时间内有界收敛. 如果切换系统满足平均驻留时间 $\tau_a$, 那么切换前系统状态误差收敛于误差界内, 但在切换瞬间存在一定程度的的跳变.

## 6　总结

针对变后掠翼飞行器在大包络飞行过程中机翼后掠角变化导致系统气动参数、结构参数发生变化的情况, 建立了非线性多模型切换系统. 以飞行高度和速度的跟踪作为控制器设计目标, 以迎角 $\alpha_c$ 和

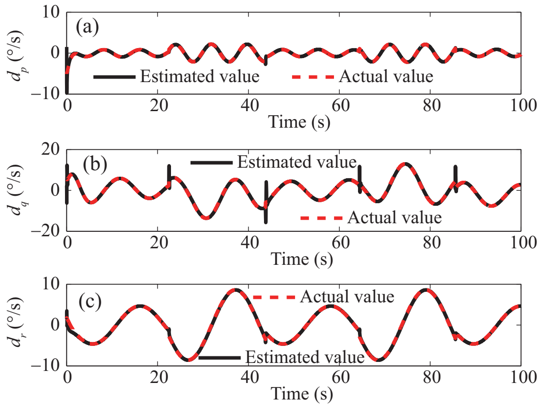


图 8 (网络版彩图) 姿态角速率干扰估计曲线

**Figure 8** (Color online) Estimation result of NDO for disturbance in attitude angular rate system, (a) in rolling channel; (b) in pitching channel; (c) in yaw channel

发动机的推力 $T_c$ 作为高度系统的控制信号并将姿态角指令 $\beta_c$ 和 $\mu_c$ 置零, 设计高度跟踪控制器. 当姿态系统存在不确定性和未知外部干扰时, 利用基于干扰观测器的滑模控制方法设计姿态控制器. 通过采用平均驻留时间的分析方法证明了所设计的控制器能保证闭环切换系统的稳定性, 使飞行速度、高度跟踪误差均可以在有限时间内收敛到有界集内.

## 参考文献


1 Wang Y F. Robust adaptive coordinative control for near space vehicle based on multiple models switching. Dissertation for Ph.D. Degree. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2012

2 Lainiotis D G, Deshpande J G, Upadhyay T N. Optimal adaptive control: a non-linear separation theorem. Int J Control, 1972, 15: 877–888

3 Gu C F. Multi-modal switching control study for near space morphing vehicle. Dissertation for Master Degree. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2016

4 Zhang Q, Wu Q X, Jiang C S, et al. Robust adaptive backstepping design for near space vehicle. Control Eng China, 2013, 20: 204–208

5 Pang J. Modeling and flight control for near space vehicles with an oblique wing. Dissertation for Master Degree. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2013

6 Han L Y, Chen M, Wu Q X, et al. Sliding mode control using disturbance observer for a flexible link robot. In: Proceedings of 2016 IEEE 14th International Workshop on Variable Structure Systems, 2016. 448–453

7 Zhang Z, Wang F, Guo Y, et al. Multivariable sliding mode backstepping controller design for quadrotor UAV based on disturbance observer. Sci China Inf Sci, 2018, 61: 112207

8 Sun J K, Yang J, Zheng W X, et al. GPIO-based robust control of nonlinear uncertain systems under time-varying disturbance with application to DC-DC converter. IEEE Trans Circ Syst II, 2016, 63: 1074–1078

9 Sun J K, Yang J, Li S H, et al. Sampled-data-based event-triggered active disturbance rejection control for disturbed systems in networked environment. IEEE Trans Cybern, 2019, 49: 556–566

10 Chen M, Ren B B, Wu Q X, et al. Anti-disturbance control of hypersonic flight vehicles with input saturation using disturbance observer. Sci China Inf Sci, 2015, 58: 1–12

11 Xu B, Shi Z, Yang C. Composite fuzzy control of a class of uncertain nonlinear systems with disturbance observer. Nonlin Dyn, 2015, 80: 341–351

12 Xie X H, Dai Y F, Li S Y. Fuzzy sliding mode controller for servo tracking control in precision machine tools. Control Theor Appl, 2003, 20: 913–918 [解旭辉, 戴一帆, 李圣怡. 基于模糊滑模控制器的伺服跟踪控制研究. 控制理论与应用, 2003, 20: 913–918]

13 Becerra H M, López-Nicolás G, Sagüés C. A sliding-mode-control law for mobile robots based on epipolar visual servoing from three views. IEEE Trans Robot, 2011, 27: 175–183
14 Cheng J, Yi J, Zhao D B. Design of a sliding mode controller for trajectory tracking problem of marine vessels. IET Control Theor Appl, 2007, 1: 233–237
15 Wang T, Xie W F, Zhang Y M. Adaptive sliding mode fault tolerant control of civil aircraft with separated uncertainties. In: Proceedings of the 48th AIAA Aerospace Sciences Meeting Including the New Horizons Forum and Aerospace Exposition, Orlando, 2010. 1–9
16 Yu J, Chen M, Jiang C S. Adaptive sliding mode control for nonlinear uncertain systems based on disturbance observer. Control Theor Appl, 2014, 31: 993–999
17 Zhang J, Jiang C S, Fang W. Variable structure near space vehicle control characteristics of large flight envelope. J Astronaut, 2009, 30: 543–549 [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. 宇航学报, 2009, 30: 543–549]
18 Du Y L. Study of nonlinear adaptive attitude and trajectory control for near space vehicles. Dissertation for Ph.D. Degree. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2010
19 Chen M, Shi P, Lim C C. Adaptive neural fault-tolerant control of a 3-DOF model helicopter system. IEEE Trans Syst Man Cybern Syst, 2016, 46: 260–270
20 Zhang C Y, Fang W, Jiang C S. Robust adaptive trajectory linearization control of aerospace vehicle based on T-S fuzzy system. Acta Aeronaut Astronaut Sin, 2007, 28: 1153–1161
21 Yang Y. Research on robust disturbance rejection control technology of quadrotor unmanned aircraft vehicle. Dissertation for Master Degree. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2017
22 Khalit H K. Nonlinear Systems. 3rd ed. New Jersey: Prentice-Hall, 2002
23 Vu L, Chatterjee D, Liberzon D. Input-to-state stability of switched systems and switching adaptive control. Automatica, 2007, 43: 639–646

# Robust tracking control of variable swept-wing near space vehicle based on disturbance observers

Ying XIONG, Mou CHEN*, Qingxian WU & Jie YANG

*College of Automation Engineering, Nanjing Aeronautic and Astronautic University, Nanjing* 210016*, China*
* Corresponding author. E-mail: chenmou@nuaa.edu.cn

**Abstract** In this study, we establish a nonlinear multi-model switching system for variable swept-wing aircraft based on the characteristics of multiple working modes and the large flight envelope. The tracking control of the flight altitude and speed during backswept varying process is studied. To reduce the uncertainty and external unknown disturbance in the attitude system, a nonlinear disturbance observer is proposed to estimate the complex disturbance. Moreover, a sliding mode attitude controller is designed to maintain a good attitude tracking performance. The average dwell time method is employed to prove that the designed controller offers switching system stability. Finally, simulation results are presented to confirm the effectiveness of the proposed method.

**Keywords** variable swept-wing near space vehicle, switching system, disturbance observer, adaptive sliding mode control, average dwell time

**Ying XIONG** was born in 1995. She obtained her B.E. degree in detection guidance and control engineering from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics (NUAA), Nanjing, China, in 2017. Currently, she is working toward her Master's degree in control theory and control engineering in NUAA, Nanjing, China. Her research interests include flight control, switching control, and nonlinear control.

**Qingxian WU** was born in 1955. He obtained his Master's degree in control theory and application from Southeast University, Nanjing, China, in 1985. Currently, he is a Professor and Ph.D. supervisor at Nanjing University of Aeronautics and Astronautics (NUAA). He has been engaged in automatic control research for a long time. His primary research fields are industrial automation, robust control, and intelligent control.

**Mou CHEN** was born in 1975. He obtained his B.E. and Ph.D. degrees from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics (NUAA), Nanjing, China, in 1998 and 2004, respectively. Currently, he is a Professor and Ph.D. supervisor at NUAA. His research directions are nonlinear control, intelligent control, and flight control.

**Jie YANG** was born in 1995. She obtained her B.E. degree in detection guidance and control engineering from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics (NUAA), Nanjing, China, in 2017. Currently, she is pursuing her Master's degree in control theory and control engineering in NUAA, Nanjing, China. Her research interests include linear control, switching control, and flight control.