

## 再入飞行器姿控系统的准连续高阶滑模设计

范金锁<sup>1</sup>, 张合新<sup>1</sup>, 周鑫<sup>1</sup>, 吕永佳<sup>2</sup>

(1. 第二炮兵工程大学 自动控制系, 陕西 西安 710025; 2. 中国人民解放军 96612 部队, 河北 宣化 075100)

**摘要:** 针对存在参数不确定性和外扰的飞行器再入姿态控制问题, 提出一种基于准连续高阶滑模的控制方案. 首先基于奇异摄动理论将姿态控制系统分为快、慢两回路; 随后在慢回路滑模控制系统设计中利用范数型切换函数代替符号函数以使虚拟控制量平滑连续; 在快回路设计中, 基于积分型快速终端滑模、反馈控制和准连续高阶滑模控制理论设计快回路控制系统. 理论分析和仿真结果均表明, 该控制方案在增强系统鲁棒性的同时能够有效削弱系统抖振.

**关键词:** 再入姿态控制; 范数型切换函数; 准连续高阶滑模; 鲁棒性  
**中图分类号:** TP 273      **文献标识码:** A

## Quasi-continuous higher-order sliding mode control for attitudes of re-entry vehicle

FAN Jin-suo<sup>1</sup>, ZHANG He-xin<sup>1</sup>, ZHOU Xin<sup>1</sup>, LÜ Yong-jia<sup>2</sup>

(1. Department of Automation, The Second Artillery Engineering University, Xi'an Shaanxi 710025, China;  
2. The Unit 96612 of Chinese People's Liberation Army, Xuanhua Hebei 075100, China)

**Abstract:** We propose a quasi-continuous higher-order sliding mode control strategy for the re-entry vehicle in the presence of parameter uncertainties and external disturbances. This attitude control system is divided into fast loop and slow loop based on singular perturbation. The sign function is replaced by the norm-type switching function for the continuous virtual control in the slow loop. The fast loop consists of the integral fast terminal sliding mode control, the feedback control and the quasi-continuous higher-order sliding mode control. Theoretical analysis and simulation results show strong robustness and weak chattering.

**Key words:** re-entry attitude control; norm-type switching function; quasi-continuous higher-order sliding mode; robustness.

### 1 引言(Introduction)

飞行器再入飞行过程中, 飞行速度变化很大且飞控系统动力学参数变化剧烈; 俯仰、偏航及滚动 3 个通道间的耦合作用非常严重, 即表现出强烈的多变量耦合和非线性特性, 其姿态控制系统需要各姿态角快速跟踪期望值并有效消除内外扰的不利影响, 因此飞行器姿控系统需要同时具有跟踪的快速性和较强的鲁棒性.

滑模控制能够实现多变量系统的解耦控制, 并对系统自身的参数摄动及外界扰动具有强鲁棒性. 但是, 传统滑模控制不仅抖振效果较严重, 且仅考虑执行机构的慢变或平均作用的影响, 进而影响实际的控制效果甚至导致实际控制系统不稳定<sup>[1]</sup>. Levant 于 2005 年提出了准连续高阶滑模控制器的设计方法<sup>[2-4]</sup>, 可以实现任意相对阶系统的高阶滑模控制, 在保持常规意义下滑模控制鲁棒性的同时能

够有效消除系统抖振, 具有很高的控制精度; Pukdeboon 等<sup>[5]</sup>基于准连续高阶滑模控制理论设计了刚体航天器姿态跟踪控制系统, 但是文中对系统的确定部分和不确定部分均采用准连续高阶滑模控制, 使得系统稳态时间较长; 林壮等<sup>[6]</sup>对此进行了改进, 仅就不确定部分利用高阶滑模消除其影响, 其确定部分利用反馈控制理论设计, 缩短了稳态时间, 但是由于采用线性滑模面设计, 系统状态收敛时间趋于无穷, 容易造成较大的累积跟踪误差.

基于以上文献, 本文在其基本控制思想的基础上进行再入飞行器姿控系统的设计. 将系统分为快、慢两回路<sup>[7]</sup>分别进行设计, 在慢回路设计中采用范数型切换函数<sup>[8-9]</sup>代替传统滑模中的符号函数以实现平滑的虚拟控制量, 使其能够被快回路精确跟踪; 在快回路设计中采用积分型快速终端滑模面和准连续高阶滑模控制技术, 在削弱系统抖振的同时缩短了

跟踪误差的收敛时间.

## 2 飞行器再入数学模型(Mathematical model of re-entry vehicle)

飞行器姿控模型可认为是一类不确定多输入多输出(MIMO)仿射非线性系统. 利用奇异摄动理论, 引入时间尺度分离的概念(即假设姿态角速度的跟踪速度远大于姿态角的跟踪速度, 这种假设是符合实际物理意义的), 将姿态控制系统分为快、慢两回路分别进行设计. 飞行器的动力学方程通常选择3个姿态角作为系统状态, 但这样的系统通常是非最小相位的, 不便于控制系统的设计. 因此这里为得到最小相位系统, 令系统状态  $\Omega = [\alpha \ \beta \ \gamma]^T$ ,  $\omega = [\omega_x \ \omega_y \ \omega_z]^T$ , 控制量  $u = [\delta_x \ \delta_y \ \delta_z]^T$ , 则飞行器姿控系统可描述为

$$\dot{\Omega} = f_s(\Omega) + g_s(\Omega)\omega + \Delta f_s(\Omega), \quad (1a)$$

$$\dot{\omega} = f(\Omega, \omega) + \Delta f(\Omega, \omega) + (g + \Delta g)u = f(\Omega, \omega) + gu + d, \quad (1b)$$

式中:

$$f_s(\Omega) = [-Y/(mv \cos \beta) \quad Z/(mv) \quad 0]^T,$$

$$g_s(\Omega) = \begin{bmatrix} -\cos \alpha \tan \beta & \sin \alpha \tan \beta & 1 \\ \sin \alpha & \cos \alpha & 0 \\ 1 & -\tan \varphi \cos \gamma & \tan \varphi \sin \gamma \end{bmatrix},$$

$$f(\Omega, \omega) = \begin{bmatrix} [(I_y - I_z)\omega_z\omega_y + qSl^2m_x^{\omega_x}\omega_x/v]/I_x \\ [(I_z - I_x)\omega_z\omega_x + qSl^2m_y^{\omega_y}\omega_y/v + qSlm_y^\beta\beta]/I_y \\ [(I_x - I_y)\omega_x\omega_y + qSl^2m_z^{\omega_z}\omega_z/v + qSlm_z^\alpha\alpha]/I_z \end{bmatrix},$$

$$g = qSl \begin{bmatrix} m_x^{\delta_x}/I_x & m_x^{\delta_y}/I_x & m_x^{\delta_z}/I_x \\ 0 & m_y^{\delta_y}/I_y & 0 \\ 0 & 0 & m_z^{\delta_z}/I_z \end{bmatrix}.$$

式中: 下标x,y,z表示再入飞行器的3个主轴方向;  $\alpha, \beta, \gamma$ 分别表示攻角、侧滑角和滚动角;  $\omega_x, \omega_y, \omega_z$ 为弹体坐标系3轴上的旋转角速度;  $I_x, I_y, I_z$ 为飞行器对弹体各轴的转动惯量, 设飞行器关于主轴对称, 因此惯量积项可以忽略;  $\delta_x, \delta_y, \delta_z$ 为在弹体坐标系3轴上的控制量;  $\Delta f_s(\Omega), \Delta f(\Omega, \omega), \Delta g$ 表示不确定部分,  $d$ 表示快回路内外扰组成的复合扰动. 其余各参量的含义参见文献[10].

## 3 准连续高阶滑模控制基本原理(Basic principle of quasi-continuous higher-order sliding mode control)

准连续高阶滑模控制是滑模的一种设计方案, 较之传统滑模控制存在收敛时间短、鲁棒性强等优点; 除在 $r$ 阶滑模面上即 $\sigma = \dot{\sigma} = \dots = \sigma^{(r-1)} = 0$ 外, 控制作用处处连续. 准连续高阶滑模控制基于齐次性理论设计, 保证了滑模面的有限时

间收敛性, 且使得系统在存在测量噪声、延迟情况下具有可能的最高控制精度<sup>[3]</sup>.

考虑如下SISO系统:

$$\begin{cases} \dot{\xi} = a(t, \xi) + b(t, \xi)u, \quad \xi \in \mathbb{R}^m, \quad u \in \mathbb{R}, \\ \sigma : (t, \xi) \mapsto \sigma(t, \xi), \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $\sigma$ 为系统可测输出量,  $u$ 为系统控制量, 函数 $a, b, \sigma$ 充分光滑. 设系统相对阶为 $r$ , 于是有

$$\sigma^{(r)} = h(t, \xi) + g(t, \xi)u, \quad g(t, \xi) \neq 0, \quad (3)$$

其中

$$h(t, \xi) = \sigma^{(r)}|_{u=0}, \quad g(t, \xi) = \frac{\partial \sigma^{(r)}}{\partial u}.$$

设下述不等式成立:

$$0 < K_m \leq \frac{\partial \sigma^{(r)}}{\partial u} \leq K_M, \quad |\sigma^{(r)}|_{u=0} \leq C, \quad (4)$$

其中 $K_m, K_M, C > 0$ . 式(3)–(4)意味着微分包含

$$\sigma^{(r)} \in [-C, C] + [K_m, K_M]u \quad (5)$$

成立.

### 引理1 定义

$$\begin{cases} \varphi_{0,r} = \sigma, \quad N_{0,r} = |\sigma|, \quad \psi_{0,r} = \varphi_{0,r}/N_{0,r}, \\ \varphi_{i,r} = \sigma^{(i)} + \beta_i N_{i-1,r}^{(r-i)/(r-i+1)} \psi_{i-1,r}, \\ N_{i,r} = |\sigma^{(i)}| + \beta_i N_{i-1,r}^{(r-i)/(r-i+1)}, \\ \psi_{i,r} = \varphi_{i,r}/N_{i,r}. \end{cases} \quad (6)$$

如果恰当选择充分大的参数 $\beta_1, \dots, \beta_{r-1}, \alpha > 0$ , 则控制作用(7)使得系统(2)在有限时间内到达 $r$ 阶滑模面 $\sigma = \dot{\sigma} = \dots = \sigma^{(r-1)} = 0$ , 且控制作用除滑模面 $\sigma = \dot{\sigma} = \dots = \sigma^{(r-1)} = 0$ 外其余处处连续<sup>[3]</sup>:

$$u = -\alpha \psi_{r-1,r}(\sigma, \dot{\sigma}, \dots, \sigma^{(r-1)}). \quad (7)$$

鉴于准连续高阶滑模的以上特点, 若将其应用于飞行器姿态控制系统设计, 可以使系统在获得较高控制精度的前提下, 增强系统的鲁棒性并大大削弱系统的抖振.

## 4 再入飞行器姿态控制系统设计(Attitude control design for re-entry vehicle)

为方便进行设计, 首先进行如下假设.

**假设1** 不确定项 $\Delta f_s, d$ 有界且满足

$$\|\Delta f_s\| \leq \psi_1, \quad |d_i| \leq \psi_{2i}, \quad (8)$$

其中 $i = 1, 2, 3$ .

### 4.1 基于范数型切换函数的慢回路滑模控制系统设计(Slow loop sliding mode control system design based on norm-type switching function)

慢回路控制器使姿态角 $\Omega$ 在有限时间内快速跟踪系统指令信号 $\Omega_c$ , 并计算出快回路的指令信号 $\omega_c$ ,

即虚拟控制量, 且闭环系统具有较强的鲁棒性. 依据传统滑模控制理论得出的 $\omega_c$ 由于包含符号函数, 很难被快回路系统精确跟踪, 这里利用范数型切换函数代替符号函数以消除虚拟控制量的抖振效果.

设计慢回路滑模面 $\sigma = \Omega_e$ , 其中 $\Omega_e = \Omega - \Omega_c$ 为状态跟踪误差, 对滑模面求时间的导数, 并代入式(1a)得

$$\dot{\sigma} = f_s + \Delta f_s + g_s \omega - \dot{\Omega}_c. \quad (9)$$

**定理 1** 考虑慢回路系统(1a)满足假设(8), 设计虚拟控制 $\omega_c$ 如式(10)所示, 则系统稳定且状态跟踪误差收敛至原点附近任意小的邻域内,

$$\omega_c = -g_s^{-1} \left( f_s + \mu \sigma + \rho \frac{\sigma}{\sqrt{\sigma^T \sigma + \varepsilon_1^2}} - \dot{\Omega}_c \right), \quad (10)$$

式中:  $\mu = \text{diag}\{\mu_1, \mu_2, \mu_3\}$ ,  $\mu_i, \varepsilon_1 > 0$ 为设计参数,  $\rho$ 由证明过程给出.

**证** 定义如下的Lyapunov函数:

$$V_1 = \frac{1}{2} \sigma^T \sigma. \quad (11)$$

式(11)两端求导并将式(9)代入得

$$\dot{V}_1 = \sigma^T \dot{\sigma} = \sigma^T [f_s + \Delta f_s + g_s \omega - \dot{\Omega}_c]. \quad (12)$$

将快回路指令信号式(10)代入上式得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \sigma^T \left[ -\mu \sigma - \rho \frac{\sigma}{\sqrt{\sigma^T \sigma + \varepsilon_1^2}} + \Delta f_s \right] = \\ &= -\sigma^T \mu \sigma - \rho \frac{\sigma^T \sigma}{\sqrt{\sigma^T \sigma + \varepsilon_1^2}} + \sigma^T \Delta f_s \leq \\ &= -\lambda_{\min}(\mu) \|\sigma\|^2 - \|\sigma\| \left( \frac{\rho \|\sigma\|}{\sqrt{\sigma^T \sigma + \varepsilon_1^2}} - \psi_1 \right), \end{aligned} \quad (13)$$

式中 $\lambda_{\min}(\mu)$ 为正定对称阵 $\mu$ 的最小特征值. 根据文献[9], 选择

$$\rho = \eta \psi_1, \quad (14)$$

式中设 $\eta > 1$ . 将式(14)代入到式(13)有

$$\dot{V}_1 \leq -\lambda_{\min}(\mu) \|\sigma\|^2 - \psi_1 \|\sigma\| \left( \frac{\eta \|\sigma\|}{\sqrt{\sigma^T \sigma + \varepsilon_1^2}} - 1 \right), \quad (15)$$

因此, 当满足

$$\|\sigma\| > \frac{\varepsilon_1}{\sqrt{\eta^2 - 1}} \quad (16)$$

时, 有

$$\dot{V}_1 \leq -\lambda_{\min}(\mu) \|\sigma\|^2, \quad (17)$$

系统渐近稳定, 因此可以适当选择 $\varepsilon_1$ 和 $\eta$ 使得 $\|\sigma\| \leq \delta_1$ , 其中 $\delta_1$ 可为任意小. 所以跟踪误差收敛到原点附近任意小的邻域内. 证毕.

## 4.2 基于高阶快速终端滑模的快回路控制系统设计(Fast loop control system design based on higher-order fast terminal sliding mode function)

设计快回路系统控制器使 $\omega$ 在有限的时间内跟踪指令信号 $\omega_c$ , 且闭环系统具有较强的鲁棒性. 传统滑模控制虽然可以完成控制任务, 但是其固有的高频抖振会造成舵机的损害. 由于高阶滑模能够有效消除抖振, 获得更高的控制精度, 而快速终端滑模可以加快系统响应速度, 使跟踪误差有限时间收敛<sup>[11]</sup>, 保证系统的稳定性, 因此这里设计基于快速终端滑模面的准连续三阶滑模控制器在保证鲁棒性的同时获得连续的控制信号. 为了便于设计, 首先基于文献[12]提出引理2.

**引理 2** 考虑非线性连续系统 $\dot{x} = f(x)$ ,  $f(0) = 0$ . 假设存在Lyapunov函数 $V(x)$ 和参数 $\alpha > 0$ ,  $\beta > 0$ 和 $0 < \gamma < 1$ 使得

- 1)  $V(x)$  正定;
- 2)  $\dot{V} + \alpha V + \beta V^\gamma \leq 0$ .

则系统状态关于原点有限时间快速收敛, 其收敛时间依赖于系统初始状态 $x(0) = x_0$ , 满足

$$T(x_0) \leq \frac{1}{\alpha(1-\gamma)} \ln \left( \frac{\alpha V^{1-\gamma} + \beta}{\beta} \right). \quad (18)$$

**定理 2** 选择积分型快速终端滑模面

$$s = \omega_e + \int_0^t (a \omega_e + b \omega_e^{q/p}) d\tau, \quad (19)$$

式中:  $\omega_e = \omega - \omega_c$ 为跟踪误差,  $a = \text{diag}\{a_1, a_2, a_3\}$ ,  $b = \text{diag}\{b_1, b_2, b_3\}$ ,  $a_i, b_i > 0$ ,  $p > q$ , 且 $p, q$ 为正奇数, 满足 $0.5 < q/p < 1$ . 这样, 若在有限时间内有 $s = \dot{s} = 0$ 成立, 则有 $\dot{\omega}_e + a \omega_e + b \omega_e^{q/p} = 0$ 成立. 在 $\omega_e$ 较大时表现为指数收敛; 在 $\omega_e$ 较小时则表现为一吸引子形式, 从而加快状态误差的收敛速度.

基于4.1节中高阶滑模控制相关理论, 准连续三阶滑模控制器设计如下:

$$u = u_{eq} + u_s, \quad (20)$$

$$u_{eq} = -g^{-1} (f + a \omega_e + b \omega_e^{q/p} - \dot{\omega}_c + \frac{\theta}{2} s), \quad (21)$$

$$u_s = -k \frac{\ddot{s} + 2(|\dot{s}| + |s|^{2/3})^{-1/2} (\dot{s} + |s|^{2/3} \text{sgn } s)}{|\dot{s}| + 2(|\dot{s}| + |s|^{2/3})^{1/2}}, \quad (22)$$

式中:  $k = \text{diag}\{k_1, k_2, k_3\}$ ,  $k_i > 0$ 为设计参数;  $\theta > 0$ 为设计参数; 在这里定义 $|s| = [|s_1| \ |s_2| \ |s_3|]^T$ . 快回路控制系统在控制律(20)–(22)作用下稳定, 且状态跟踪误差于有限时间内收敛到零.

**证** 选择Lyapunov函数

$$V_2 = \frac{1}{2} s^T s \geq 0. \quad (23)$$

对上式两端求导并将式(20)–(22)代入得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= s^T \dot{s} = s^T (\dot{\omega}_e + a\omega_e + b\omega_e^{q/p}) = s^T (f + gu + d + a\omega_e + b\omega_e^{q/p} - \dot{\omega}_c - \frac{\theta}{2}s) = \\ & -\theta V_2 + s^T (d - k \frac{\ddot{s} + 2(|\dot{s}| + |s|^{2/3})^{-1/2}(\dot{s} + |s|^{2/3} \text{sgn } s)}{|\ddot{s}| + 2(|\dot{s}| + |s|^{2/3})^{1/2}} = \\ & -\theta V_2 + \sum_{i=1}^3 s_i d_i - \sum_{i=1}^3 s_i k_i \frac{\ddot{s}_i + 2(|\dot{s}_i| + |s_i|^{2/3})^{-1/2}(\dot{s}_i + |s_i|^{2/3} \text{sgn } s_i)}{|\ddot{s}_i| + 2(|\dot{s}_i| + |s_i|^{2/3})^{1/2}}. \end{aligned} \quad (24)$$

上式右端第2和式中将符号函数提出,得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -\theta V_2 + \sum_{i=1}^3 s_i d_i - \sum_{i=1}^3 k_i s_i \text{sgn } s_i \frac{\ddot{s}_i \text{sgn } s_i + 2(|\dot{s}_i| + |s_i|^{2/3})^{-1/2}(\dot{s}_i \text{sgn } s_i + |s_i|^{2/3})}{|\ddot{s}_i| + 2(|\dot{s}_i| + |s_i|^{2/3})^{1/2}} = \\ & -\theta V_2 + \sum_{i=1}^3 k_i |s_i| \left\{ \frac{d_i \text{sgn } s_i}{k_i} - \frac{\ddot{s}_i \text{sgn } s_i + 2 \frac{(\dot{s}_i \text{sgn } s_i + |s_i|^{2/3})}{(|\dot{s}_i| + |s_i|^{2/3})^{1/2}}}{|\ddot{s}_i| + 2(|\dot{s}_i| + |s_i|^{2/3})^{1/2}} \right\}. \end{aligned} \quad (25)$$

以下为了表述方便,上式右端和式部分利用  $\sum_{i=1}^3 k_i |s_i| \left\{ \frac{d_i \text{sgn } s_i}{k_i} - (\cdot) \right\}$  代替. 因为

$$\begin{aligned} \frac{(\dot{s}_i \text{sgn } s_i + |s_i|^{2/3})}{(|\dot{s}_i| + |s_i|^{2/3})^{1/2}} &\leq (|\dot{s}_i| + |s_i|^{2/3})^{1/2}, \\ \ddot{s}_i \text{sgn } s_i &\leq |\ddot{s}_i|, \end{aligned}$$

于是有

$$\frac{\ddot{s}_i \text{sgn } s_i + 2 \frac{(\dot{s}_i \text{sgn } s_i + |s_i|^{2/3})}{(|\dot{s}_i| + |s_i|^{2/3})^{1/2}}}{|\ddot{s}_i| + 2(|\dot{s}_i| + |s_i|^{2/3})^{1/2}} \leq 1. \quad (26)$$

令

$$\sum_{i=1}^3 k_i |s_i| \left\{ \frac{d_i \text{sgn } s_i}{k_i} - (\cdot) \right\} \leq - \sum_{i=1}^3 \eta_i |s_i|, \quad (27)$$

其中  $\eta_i > 0$ . 上式成立的条件为

$$\begin{aligned} k_i \left\{ \frac{d_i \text{sgn } s_i}{k_i} - (\cdot) \right\} &\leq -\eta_i \Rightarrow \\ d_i \text{sgn } s_i - k_i (\cdot) &\leq -\eta_i \Rightarrow \\ d_i \text{sgn } s_i &\leq k_i (\cdot) - \eta_i. \end{aligned} \quad (28)$$

由式(26)可得

$$d_i \text{sgn } s_i \leq k_i - \eta_i. \quad (29)$$

求取  $|d_1|$  的上限值为

$$|d_1| < d_1^{\max}. \quad (30)$$

令  $\eta = \min\{\eta_i\}$ , 结合式(25)(27)可得

$$\dot{V}_2 \leq -\theta V_2 - \eta s^T \text{sgn } s, \quad (31)$$

即

$$\dot{V}_2 + \theta V_2 + \frac{\sqrt{2}\eta}{2} V_2^{1/2} \leq 0. \quad (32)$$

显然可以选择适当的  $k$  值使得式(32)成立. 上式符合引理(2)中形式, 因此  $s$  在有限时间  $t_r$  内可达. 一旦  $s$  到达  $s = 0$ , 则根据积分滑模有  $s = \dot{s} = 0$ , 从而

$$\dot{\omega}_e + a\omega_e + b\omega_e^{q/p} = 0. \quad (33)$$

根据快速终端滑模理论知误差  $\omega_e$  在有限时间  $t_s$  内到达原点.

由以上证明过程可见, 与参考文献[5]相比, 本文在设计过程中对于确定性部分采用反馈理论设计, 而对于不确定部分, 采用高阶准连续滑模以消除其影响, 这样就缩短了稳态时间; 与参考文献[6]相比, 本文利用快速终端滑模面而不是线性滑模面, 系统状态跟踪误差在有限时间内收敛于零, 而采用线性滑模面设计的文献[6], 误差收敛时间为无穷大, 因此本文设计方法在理论上减小了快回路的累积跟踪误差.

## 5 数字仿真结果及分析(Numerical simulation and analysis)

以某飞行器姿控模型为例进行仿真. 仿真中取初始速度  $V_0 = 680 \text{ m/s}$ ,  $I_x = 650 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ,  $I_y = 750 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ,  $I_z = 600 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ; 其他气动参量由气动参数表插值获得. 为考察气动参数大范围摄动时控制器的性能, 仿真中气动参数摄动范围取30%. 参数矩阵  $a$  与  $b$  越大, 系统收敛越快, 但同时系统所需控制作用随之大幅增加, 因此这里经过尝试, 取  $a = b = \text{diag}\{0.2, 0.2, 0.2\}$ ;  $q$  和  $p$  需满足  $0.5 < q/p < 1$ , 因此这里可取为  $q = 7$ ,  $p = 9$ ; 根据各参数定义, 其余参数取值为

$$\mu_1 = \mu_2 = \mu_3 = 1.0, \eta = 5.0, \varepsilon_1 = 0.1, \theta = 2.1$$

与传统滑模控制的联合仿真结果如图1-4所示.

从图1-2可见, 基于传统滑模控制的姿态角跟踪尽管速度也较快, 但由于没有采取去抖振措施, 使得跟踪曲线和舵响应曲线抖振相当严重, 表明单纯依靠传统滑模控制技术无法消除不确定影响.

从姿态角跟踪曲线图3中可以看出, 采用本文算法的姿态角跟踪速度很快, 表明尽管存在较大的不确定性, 但由于在慢回路采用了范数型切换函数及快回路采用了快速终端滑模和三阶准连续高阶滑模技术, 有效消除了不确定性的影响, 使得输出姿态角信号能够快速跟踪指令信号; 从图4舵面偏转响应曲线可以看出, 尽管没有彻底消除控制量的抖振, 但抖振已被大大削弱, 这就达到了基于准连续高阶滑模快速跟踪、高精度控制、强鲁棒和有效削弱抖振的目的。

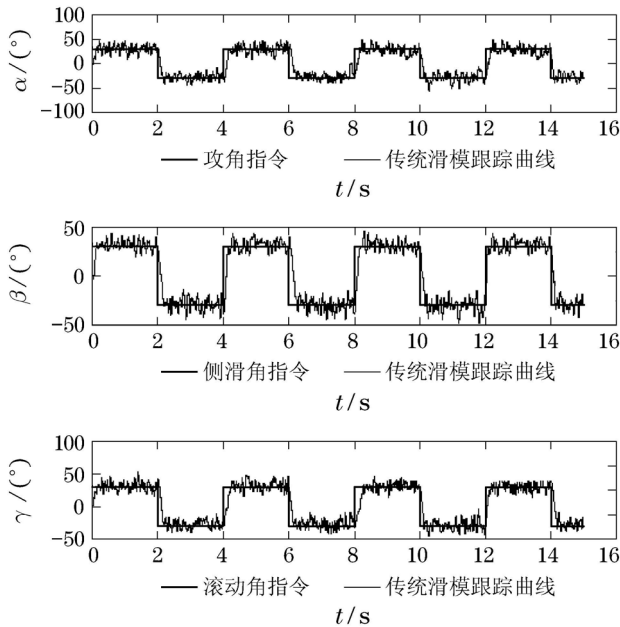


图1 传统滑模控制中姿态角跟踪曲线  
Fig. 1 Tracking curve for the angle of attitude in traditional sliding mode control

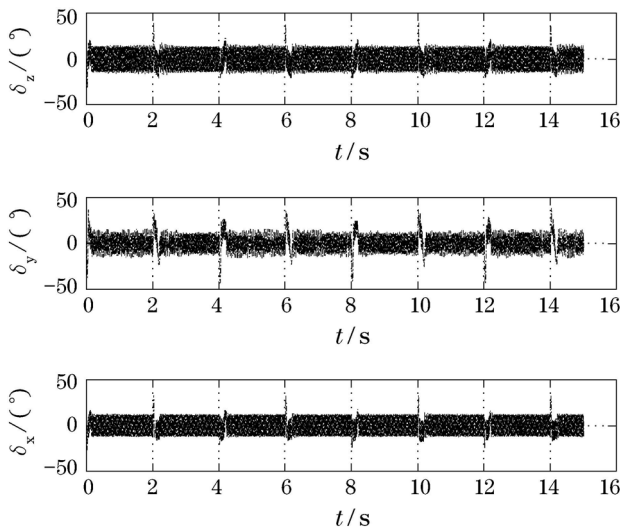


图2 传统滑模控制中舵面偏角响应曲线  
Fig. 2 Curve for the deflection of rudder in traditional sliding mode control

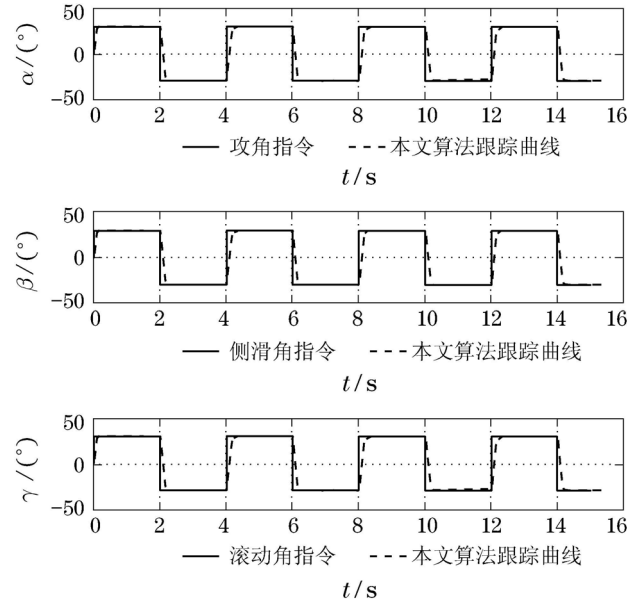


图3 本文算法中姿态角跟踪曲线  
Fig. 3 Tracking curve for the angle of attitude in algorithm proposed

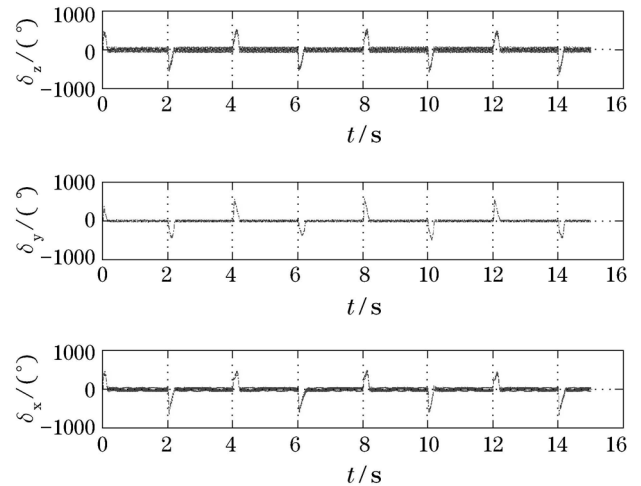


图4 本文算法中舵面偏角响应曲线  
Fig. 4 Curve for the deflection of rudder in algorithm proposed

## 6 结论(Conclusion)

本文针对再入飞行器姿控系统设计中存在的鲁棒性问题诸如外扰、参数不确定性等, 基于准连续高阶滑模控制理论设计姿控系统. 首先建立再入飞行器数学模型, 将其分为快、慢两回路并简要介绍高阶滑模控制理论; 针对慢回路系统, 基于范数型切换函数设计连续的虚拟控制量; 针对快回路系统, 对已知确定性部分利用反馈控制予以设计, 而不确定部分利用三阶准连续快速终端滑模控制进行补偿, 状态误差于有限时间内收敛到原点, 且得到的控制作用抖振效果大为削弱; 最后选择控制律参数, 以气动参数拉偏30%作为仿真条件进行数字仿真并对其进行分析, 表明了本文控

制方案的有效性和强鲁棒性。

### 参考文献(References):

- [1] LEVANT A. Higher order sliding: differentiation and black-box control [C] // *Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control*. New York: IEEE, 2000: 1703 – 1708.
- [2] LEVANT A. Quasi-continuous higher-order sliding mode controllers [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2005, 50(11): 1812 – 1816.
- [3] LEVANT A. Homogeneity approach to higher-order sliding mode design [J]. *Automatica*, 2005, 41(4): 823 – 830.
- [4] LEVANT A. Finite differences in homogeneous discontinuous control [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2007, 52(7): 1208 – 1217.
- [5] PUKDEBOON C, ZINOBER A, THEIN M. Quasi-continuous higher-order sliding mode controllers for spacecraft-attitude-tracking maneuvers [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(4): 1436 – 1444.
- [6] 林壮, 段广仁, 宋申民. 刚体航天器姿态跟踪的高阶滑模控制器设计 [J]. *控制与决策*, 2009, 24(11): 1753 – 1756.  
(LIN Zhuang, DUAN Guangren, SONG Shenmin. Design of higher-order sliding mode controller for rigid spacecraft attitude tracking maneuver [J]. *Control and Decision*, 2009, 24(11): 1753 – 1756.)
- [7] 黄国勇, 姜长生, 王玉惠. 基于自适应Terminal滑模的空天飞行器再入控制 [J]. *系统工程与电子技术*, 2008, 30(2): 305 – 307.  
(HUANG Guoyong, JIANG Changsheng, WANG Yuhui. Robust terminal sliding mode control for UASV re-entry [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2008, 30(2): 305 – 307.)
- [8] ZHOU Y X, WU Y X, HU Y M. Robust backstepping sliding mode control of a class of uncertain MIMO nonlinear systems [C] // *Proceedings of the IEEE International Conference on Control and Automation*. Piscataway, NJ: IEEE, 2007: 1916 – 1921.
- [9] 朱凯, 齐乃明, 秦昌茂. 基于二阶滑模的BTT导弹反演滑模控制 [J]. *系统工程与电子技术*, 2010, 32(4): 829 – 832.  
(ZHU Kai, QI Naiming, QIN Changmao. Backstepping sliding mode control for BTT missiles based on second-order sliding mode control [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2010, 32(4): 829 – 832.)
- [10] 赵汉元. 飞行器再入动力学和制导 [M]. 长沙: 国防科技大学出版社, 1997: 56 – 98.  
(ZHAO Hanyuan. *Vehicle Re-entry Dynamics and Guidance* [M]. Changsha: National University of Defense Technology Press, 1997: 56 – 98.)
- [11] 郑建飞, 冯勇, 陆启良. 永磁同步电机的高阶滑模控制方法 [J]. *控制理论与应用*, 2009, 26(6): 697 – 700.  
(ZHENG Jianfei, FENG Yong, LU Qiliang. Higher-order terminal sliding-mode control for permanent magnet synchronous motor [J]. *Control Theory & Applications*, 2009, 26(6): 697 – 700.)
- [12] MICHAEL M, SHTESSEL Y B, GRATT H, et al. Effects of higher order sliding mode guidance and observers on Hit-to-Kill interceptions [C] // *AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit*. San Francisco: AIAA, 2005: 1 – 18.

### 作者简介:

范金锁 (1983-), 男, 博士研究生, 研究方向为导航、制导与控制, E-mail: fanjinsuo1982@yahoo.com.cn;

张合新 (1965-), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为导航、制导与控制, E-mail: f301301@126.com;

周鑫 (1979-), 男, 讲师, 硕士, 研究方向为导航、制导与控制, E-mail: ascentor@163.com;

吕永佳 (1986-), 男, 硕士研究生, 研究方向为贮存延寿, E-mail: zxorpe@163.com.