

# 一类离散时间系统的间接自适应模糊滑模控制

杨君君<sup>1</sup>, 虞红志<sup>2</sup>

(1. 中国空空导弹研究院, 河南 洛阳 471009; 2. 上海交通大学自动化系, 上海 200240)

**摘要:** 提出了适用于一类不确定离散时间系统的间接自适应模糊滑模控制策略。首先, 根据指数趋近律得到离散滑模控制的理想控制律, 然后, 用两个模糊系统近似其中的未知函数, 用第三个模糊系统近似切换控制。模糊系统的参数向量由带参数投影的自适应律在线调整。证明了该控制算法可以保证闭环系统状态有界, 且跟踪误差收敛到原点的小邻域内。仿真结果在表明算法有效性的同时具备减轻颤的能力。

**关键词:** 自适应模糊控制; 滑模控制; 离散时间系统

**中图分类号:** V271.4; TM273 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-637X(2013)07-0049-04

## Indirect Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control for Discrete-Time Systems

YANG Junjun<sup>1</sup>, YU Hongzhi<sup>2</sup>

(1. Chinese Air-to-Air Missile Academy, Luoyang 471009, China; 2. Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, China)

**Abstract:** Towards discrete-time systems with model uncertainty and external disturbance, an indirect adaptive fuzzy sliding mode control scheme was developed. Firstly, a discrete-time exponential reaching law was used to obtain the ideal sliding mode control law. Then, two fuzzy systems and a third one were used to approximate unknown functions of the system and the switch-type control in the ideal control law respectively, wherein the consequent parameters were adjusted by an on-line adaptation law with parameter projection. It is proved that the proposed scheme can guarantee that the signals in the close-loop system are bounded and the tracking error may converge to a small neighborhood of the origin. Simulations results showed the effectiveness of the algorithm and the alleviation of the chattering phenomena.

**Key words:** adaptive fuzzy control; sliding mode control; discrete-time system

### 0 引言

滑模控制对于非线性系统带有未知外部干扰的非线性不确定性系统具有鲁棒性。对于连续时间系统, 滑模控制的设计步骤已经很好地建立起来, 同时, 该控制技术的很多方面已经在文献[1]中得到详细分析。传统滑模控制基于模型不确定性和外部干扰的界设计切换控制。然而, 多数情况下, 上述先验知识难以获取<sup>[2]</sup>。文献[3-4]提出了一种用于阶数已知的连续时间仿射非线性系统的间接自适应模糊滑模控制算法。由于实现的灵活性, 很多连续时间系统用数字信

号处理器或微处理器作为控制器。文献[4]指出, 离散滑模控制不能简单地通过对相应的连续控制直接等效得到。因此, 将连续滑模控制策略扩展到离散情况值得考虑。

传统滑模控制有两个主要不足: 由于趋近律参数和切换控制的影响, 即使对于名义系统, 其状态只能稳定于原点的一个邻域内; 根据不确定性的界来设计控制律, 可能会造成很大的反馈增益, 从而引起严重的颤。文献[5]提出了一类非线性离散时间系统的间接自适应模糊控制策略(IAFC), 该算法用模糊系统估计系统的未知函数, 然而, 该算法只考虑了模型不确定性而没有考虑未知外部干扰的影响, 因此, 不能保证在有外部干扰存在的情况下动态跟踪性能和系统的稳定性。此外, 由于该控制律中包含符号函数, 某些情况下可能会出现颤现象。文献[6]提出了一种鲁棒自适应离散滑模控制策略, 能够解决不确定离散系统的控

收稿日期: 2013-01-15

修回日期: 2013-03-22

基金项目: 航天支撑基金资助项目(2011-HT-SHJD002); 航空科学基金(20105557007)

作者简介: 杨君君(1973—), 女, 河南洛阳人, 硕士, 高工, 研究方向为伺服控制系统。

制问题,不过,该算法需要预先获得系统状态空间模型的估计。

## 1 离散滑模控制原理

考虑具有下述形式一类  $n$  阶 SISO 离散时间系统<sup>[7]</sup>

$$\begin{cases} x_1(k+1) = x_2(k) \\ \vdots \\ x_{n-1}(k+1) = x_n(k) \\ x_n(k+1) = f(\mathbf{x}(k), k) + g(\mathbf{x}(k), k)u(k) + d(k) \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $\mathbf{x}(k) = (x_1(k), x_2(k), \dots, x_n(k))$ ;  $y = x_n(k)$ ;  $\mathbf{x} \in \mathbf{R}^n$  为系统状态向量;  $u \in \mathbf{R}$  和  $y \in \mathbf{R}$  分别为系统输入与输出;  $f(\cdot)$  和  $g(\cdot)$  为未知非线性系统函数;  $|d(k)| \leq D$  为有界但未知外部干扰。为使系统(1)能控,要求  $g(\mathbf{x}(k), k) \neq 0$ 。不失一般性,假设  $g(\mathbf{x}(k), k) > 0$ 。控制目标使系统在有模型不确定性和外部干扰存在的情况下输出  $y$  能够跟踪给定轨迹  $x_d(k)$ 。

系统模型(1)可以改写为如下输入输出形式

$$\begin{cases} y(k+1) = f(y(k), k) + g(y(k), k)u(k) + d(k) \\ \mathbf{y}(k) = [y(k-n+1), y(k-n+2), \dots, y(k)]^T \end{cases} \quad (2)$$

用给定轨迹组成状态向量

$$\mathbf{x}_d(k) = [x_d(k-n+1), x_d(k-n+2), \dots, x_d(k)]^T = [x_{d1}(k), x_{d2}(k), \dots, x_{dn}(k)]^T \quad (3)$$

则跟踪误差向量可以定义为

$$\mathbf{e}(k) = [x_1 - x_{d1}, x_2 - x_{d2}, \dots, x_n - x_{dn}]^T = [e_1(k), e_2(k), \dots, e_n(k)]^T \quad (4)$$

定义误差空间中的离散滑模面

$$s(k) \triangleq s(\mathbf{x}(k), k) = \sum_{i=1}^n k_i e_i(k) = \mathbf{k} \mathbf{e}(k) \quad (5)$$

其中,  $\mathbf{k} = (k_1, k_2, \dots, k_{n-1}, 1)$ , 待定系数  $k_1, \dots, k_{n-1}$  选择为使得多项式方程  $z^{n-1} + k_{n-1}z^{n-2} + \dots + k_1 = 0$  的所有根都在单位圆内。从而

$$\begin{aligned} s(k+1) &= \sum_{i=1}^n k_i e_i(k+1) = \sum_{i=1}^{n-1} k_i e_{i+1}(k) + x_n(k+1) - \\ &x_d(k+1) = \sum_{i=1}^{n-1} k_i e_{i+1}(k) + f(\mathbf{x}(k), k) + g(\mathbf{x}(k), \\ &k)u(k) + d(k) - x_d(k+1) \end{aligned} \quad (6)$$

能够保证跟踪误差向量  $\mathbf{e}$  的轨迹到达滑模面的一个充分条件是如下的趋近律条件

$$s(k+1) = \alpha s(k) - \beta \text{sgn}(s(k)) \quad (7)$$

其中,参数满足  $0 < \alpha < 1, \beta > 0$ 。而下述条件(8)只是必要条件。

$$[s(k+1) - s(k)]s(k) < 0 \quad (8)$$

由式(6)和式(7)得到离散滑模的理想控制为

$$u_i(k) = \frac{1}{g(\mathbf{x}(k), k)} \left[ -\sum_{i=1}^{n-1} k_i e_{i+1}(k) - f(\mathbf{x}(k), k) + \right.$$

$$\left. \alpha s(k) - \beta \text{sgn}(s(k)) + x_d(k+1) - d(k) \right] \quad (9)$$

显然,为获得上述控制律,系统函数  $f(\mathbf{x}(k), k)$  和  $g(\mathbf{x}(k), k)$  需要预先获得。此外,非连续的控制信号会导致明显的振颤。

## 2 间接自适应模糊滑模控制器设计

为运用离散滑模控制律(9),定义模糊系统

$$\hat{f}(\mathbf{x}(k) | \boldsymbol{\theta}_f(k)) = \boldsymbol{\theta}_f^T(k) \boldsymbol{\xi}(\mathbf{x}(k)) \quad (10)$$

$$\hat{g}(\mathbf{x}(k) | \boldsymbol{\theta}_g(k)) = \boldsymbol{\theta}_g^T(k) \boldsymbol{\xi}(\mathbf{x}(k)) \quad (11)$$

以分别近似未知函数  $f(\mathbf{x}(k), k)$  和  $g(\mathbf{x}(k), k)$ 。同时,用模糊系统

$$\hat{h}(s(k) | \boldsymbol{\theta}_h(k)) = \boldsymbol{\theta}_h^T(k) \boldsymbol{\phi}(s(k)) \quad (12)$$

近似非连续的切换控制  $u_{sw}$  以减轻振颤。从而,得到如下控制律

$$u(k) = \frac{1}{\hat{g}(\mathbf{x}(k) | \boldsymbol{\theta}_g(k))} \left[ -\sum_{i=1}^{n-1} k_i e_{i+1}(k) - \hat{f}(\mathbf{x}(k) | \boldsymbol{\theta}_f(k)) + x_d(k+1) + \alpha s(k) - \hat{h}(s(k) | \boldsymbol{\theta}_h(k)) \right] \quad (13)$$

定义模糊系统的最优参数向量

$$\boldsymbol{\theta}_f^*(k) = \arg \min_{\boldsymbol{\theta}_f \in \Omega_f} \left[ \sup_{\mathbf{x} \in \mathbf{R}^n} |\hat{f}(\mathbf{x} | \boldsymbol{\theta}_f) - f(\mathbf{x}, k)| \right] \quad (14)$$

$$\boldsymbol{\theta}_g^*(k) = \arg \min_{\boldsymbol{\theta}_g \in \Omega_g} \left[ \sup_{\mathbf{x} \in \mathbf{R}^n} |\hat{g}(\mathbf{x} | \boldsymbol{\theta}_g) - g(\mathbf{x}, k)| \right] \quad (15)$$

$$\boldsymbol{\theta}_h^*(k) = \arg \min_{\boldsymbol{\theta}_h \in \Omega_h} \left[ \sup_{s \in \mathbf{R}} |\hat{h}(s | \boldsymbol{\theta}_h) - u_{sw}| \right] \quad (16)$$

式中:紧集  $\Omega_f, \Omega_g, \Omega_h$  分别定义为  $\Omega_f = \{ \boldsymbol{\theta}_f : |\boldsymbol{\theta}_f| \leq M_f \}$ ,  $\Omega_g = \{ \boldsymbol{\theta}_g : 0 < \varepsilon \leq |\boldsymbol{\theta}_g| \leq M_g \}$ ,  $\Omega_h = \{ \boldsymbol{\theta}_h : 0 < \varepsilon \leq |\boldsymbol{\theta}_h| \leq M_h \}$ ;  $M_f, M_g, M_h$  和  $\varepsilon$  是正常数。

定义最优估计误差

$$w(k) = (f(\mathbf{x}(k), k) - \hat{f}(\mathbf{x}(k) | \boldsymbol{\theta}_f^*)) + (g(\mathbf{x}(k), k) - \hat{g}(\mathbf{x}(k) | \boldsymbol{\theta}_g^*))u(k) \quad (17)$$

根据模糊系统逼近定理<sup>[8]</sup>,假设:  $|w(k)| \leq W$ ,  $\forall k \in \mathbf{Z}^+$ , 其中,  $W$  是充分小的正常数,即对任意  $k$  有界。

令  $\boldsymbol{\varphi}_f(k) = \boldsymbol{\theta}_f^* - \boldsymbol{\theta}_f(k)$ ,  $\boldsymbol{\varphi}_g(k) = \boldsymbol{\theta}_g^* - \boldsymbol{\theta}_g(k)$ ,  $\boldsymbol{\varphi}_h(k) = \boldsymbol{\theta}_h^* - \boldsymbol{\theta}_h(k)$ 。根据上述定义和式(7)及式(10)~式(17),  $s(k+1)$  可改写为

$$\begin{aligned} s(k+1) &= \boldsymbol{\varphi}_f^T(k) \boldsymbol{\xi}(\mathbf{x}(k)) + \boldsymbol{\varphi}_h^T(k) \boldsymbol{\phi}(s(k)) + \\ &\boldsymbol{\varphi}_g^T(k) \boldsymbol{\xi}(\mathbf{x}(k)) u(k) + \omega(k) + \alpha s(k) + \\ &(d(k) - \hat{h}(s | \boldsymbol{\theta}_h^*)) \end{aligned} \quad (18)$$

分别用以下带参数投影的自适应律在线调整参数向量  $\boldsymbol{\theta}_f, \boldsymbol{\theta}_g$  和  $\boldsymbol{\theta}_h$ 。

$$\boldsymbol{\theta}_f(k) = \begin{cases} \boldsymbol{\Theta}_f(k), & |\boldsymbol{\Theta}_f(k)| \leq M_f \\ P(\boldsymbol{\Theta}_f(k)), & |\boldsymbol{\Theta}_f(k)| > M_f \end{cases} \quad (19)$$

其中,  $\boldsymbol{\Theta}_f(k) = \boldsymbol{\Theta}_f(k-1) - r_1(k) \boldsymbol{\xi}(\mathbf{x}(k-1)) s(k)$ , 投影算子定义为

$$\begin{cases} P(\Theta_f(k)) = M_f \frac{\Theta_f(k)}{|\Theta_f(k)|} \\ \Theta_g(k) = \begin{cases} \Theta_g(k), & \varepsilon \leq |\Theta_g(k)| \leq M_f \\ P(\Theta_g(k)), & \text{else} \end{cases} \end{cases} \quad (20)$$

其中,  $\Theta_g(k) = \Theta_g(k-1) - r_2(k)\xi(x(k-1))u(k-1) \cdot s(k)$ 。投影算子定义为

$$\begin{cases} P(\Theta_g(k)) = \begin{cases} M_g \frac{\Theta_g(k)}{|\Theta_g(k)|}, & |\Theta_g(k)| > M_g \\ \varepsilon \frac{\Theta_g(k)}{|\Theta_g(k)|}, & |\Theta_g(k)| < \varepsilon \end{cases} \\ \Theta_h(k) = \begin{cases} \Theta_h(k), & |\Theta_h(k)| \leq M_h \\ P(\Theta_h(k)), & |\Theta_h(k)| > M_h \end{cases} \end{cases} \quad (21)$$

其中,  $\Theta_h(k) = \Theta_h(k-1) - r_3(k)s(k)\phi(s(k))$ , 投影算子定义为

$$\begin{cases} P(\Theta_h(k)) = M_h \frac{\Theta_h(k)}{|\Theta_h(k)|} \\ M(k) = 1 - 2\alpha + \frac{2\alpha\Delta s(k)}{s(k)} \end{cases} \quad (22)$$

其中,  $\Delta s(k) = s(k) - s(k-1)$ ,  $\alpha < 1/2$ 。从而, 自适应系数应如下选择

$$\begin{cases} r_1(k) = k_1 M(k) / |\xi(x(k-1))|^2 \\ r_2(k) = k_2 M(k) / [|\xi(x(k-1))|^2 u^2(k-1)] \\ r_3(k) = k_3 M(k) / |\phi(s(k-1))|^2 \end{cases} \quad (23)$$

其中,  $k_1, k_2, k_3$  为正常数且  $k_1 + k_2 + k_3 = 1$ 。

定理: 对于系统(1)的控制问题, 如果采用控制律(13),  $\hat{f}$ ,  $\hat{g}$  和  $\hat{h}$  分别由式(10)~式(12)给出, 参数向量  $\theta_f, \theta_g$  和  $\theta_h$  分别由自适应律式(19)~式(21)在线调整, 并且自适应系数  $r_1(k), r_2(k)$  和  $r_3(k)$  按式(23)选择, 则闭环系统的输入输出有界且跟踪误差收敛到原点的一个小邻域内。

证明 考虑函数

$$\begin{aligned} V(k) = & \frac{1}{r_1} \varphi_f^T(k) \varphi_f(k) + \frac{1}{r_2} \varphi_g^T(k) \varphi_g(k) + \\ & \frac{1}{r_3} \varphi_h^T(k) \varphi_h(k) \end{aligned} \quad (24)$$

令  $\Delta V(k) = V(k) - V(k-1)$ 。显然,  $V(k)$  有界。

如自适应律式(19)~式(21)第一行全为真, 则

$$\varphi_f(k) = \varphi_f(k-1) - r_1(k)\xi(x(k-1))s(k) \quad (25)$$

$$\varphi_g(k) = \varphi_g(k-1) - r_2(k)\xi(x(k-1))u(k-1)s(k) \quad (26)$$

$$\varphi_h(k) = \varphi_h(k-1) - r_3(k)s(k)\phi(s(k)) \quad (27)$$

根据式(24)~式(26),  $\Delta V(k)$  可以改写为

$$\begin{aligned} \Delta V(k) = & -2[\varphi_f^T(k-1)\xi(x(k-1)) - \varphi_h^T(k-1) \cdot \\ & \phi(s(k-1)) - \varphi_g^T(k-1)\xi(x(k-1))u(k-1)] \cdot \end{aligned}$$

$$s(k) + \Psi(k) \quad (28)$$

其中,  $\Psi(k) = [r_1(k)|\xi(x(k-1))|^2 + r_3(k)|\phi(s(k-1))|^2 + r_2(k)|\xi(x(k-1))|^2 u^2(k-1)]s^2(k)$ 。

根据式(21)~式(22),  $\Psi(k)$  可以简化为

$$\Psi(k) = (1 - 2\alpha)s^2(k) + 2\alpha s(k)\Delta s(k) \quad (29)$$

由式(18)得

$$\begin{aligned} \varphi_f^T(k-1)\xi(x(k-1)) + \varphi_g^T(k-1)\xi(x(k-1)) \cdot \\ u(k-1) + \varphi_h^T(k-1)\phi(s(k-1)) = s(k) - \omega(k-1) - \alpha s(k-1) - (d(k-1) - \hat{h}(s|\theta_h^*)) \end{aligned} \quad (30)$$

根据式(18),  $\Delta V(k)$  可以简化为

$$\begin{aligned} \Delta V(k) = & -2[s(k) - \omega(k-1) - \alpha s(k-1) - (d(k-1) - \\ & \hat{h}(s|\theta_h^*))]s(k) + (1 - 2\alpha)s^2(k) + 2\alpha s(k)\Delta s(k) = - \\ & s^2(k) + 2[\omega(k-1) + (d(k-1) - \hat{h}(s|\theta_h^*))]s(k) - \\ & 2\alpha s^2(k) + 2\alpha s(k)\Delta s(k) + 2\alpha s(k)s(k-1) = -s^2(k) + \\ & 2[\omega(k-1) + (d(k-1) - \hat{h}(s|\theta_h^*))]s(k) \end{aligned} \quad (31)$$

由滑模到达必要条件(8)易知  $\beta > W + D$ ,

$$[\omega(k-1) + (d(k-1) - \hat{h}(s|\theta_h^*))]s(k) \leq (W + D) \cdot$$

$$|s(k)| - \beta \text{sgn}(s(k))s(k) = (W + D - \beta)|s(k)| \leq 0. \quad (32)$$

将上式代入式(31), 得

$$\Delta V(k) \leq -s^2(k) \quad (33)$$

将上式左右两边从  $k=1$  到  $N$  累加, 得

$$\sum_{k=1}^N s^2(k) \leq V(1) - V(N) \quad (34)$$

因为  $V(k)$  有界, 故  $V(1) \sim V(N)$  有界。从而正项级数  $\{s^2(k)\}$  收敛, 由正项级数收敛的必要条件得  $\lim_{k \rightarrow \infty} s(k) = 0$ , 亦即  $s(k)$  将收敛到原点的小邻域内。

如果自适应律式(19)~式(21)的第一行至少有一个不为真, 则  $\Delta V(k) < -2[\varphi_f^T(k-1)\xi(x(k-1)) - \varphi_h^T(k-1)\phi(s(k-1)) - \varphi_g^T(k-1)\xi(x(k-1))u(k-1)]s(k) + \Psi(k)$ 。

与情形(1)类似, 可以证明,  $\lim_{k \rightarrow \infty} s(k) = 0$ 。

由  $\lim_{k \rightarrow \infty} s(k) = 0$  可知  $\lim_{k \rightarrow \infty} e(k) = 0$ , 即跟踪误差  $e(k) = y(k) - xd(k)$  收敛到原点一个小邻域内。

### 3 仿真与结果

考虑控制对象<sup>[5]</sup>  $y(k+1) = 0.9y(k) + 0.5 \cdot \sin(y(k)/5) + 0.01u(k) + d(k)$ , 假设  $f(x(k)) = 0.9 \cdot y(k) + 0.5\sin(y(k)/5)$ ,  $g(x(k)) = 0.01$  两个非线性函数未知。加入外部干扰  $d(k) = 0.05\sin(\pi k/100)$  以干扰验证控制算法的鲁棒性。首先, 取给定输入为零以验证使用本文提出的 DIAFSMC 算法的闭环系统的稳态性能和鲁棒性。然后, 取给定输入为  $x_d(k) =$

$\sin(\pi k/150) + 0.4\sin(\pi k/50)$  验证系统的动态跟踪性能和鲁棒性,选择绝对误差和作为跟踪性能指标。

1)  $x_d = 0$ , 取系统初始状态  $y(0) = 1$ 。

① 文献[5]中 IAFC 算法。

控制参数选择为与文献[5]中相同。仿真结果见图1,绝对误差和的计算结果为  $S = 61.1$ 。由图示结果,在有外部干扰存在情况下,使用该控制律的闭环系统,其稳态性能不够理想。另外,控制信号出现了振铃现象。

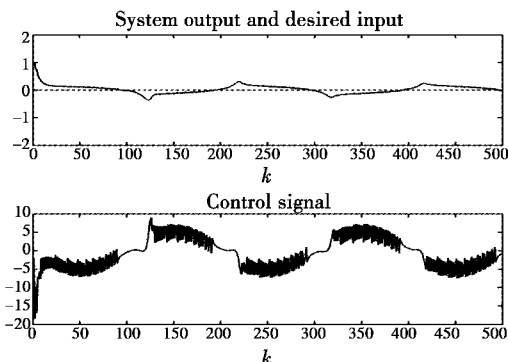


图1 文献[5]中 IAFC 算法控制结果  
Fig.1 Control results with IAFC in [5]

② DIAFSMC 算法。

使用5个中心在区间  $[-2, 2]$  间整数点上,宽度为0.9的高斯函数作为模糊系统的模糊成员函数。令  $e(k) = x(k) - x_d(k)$ , 取消模面为  $s(k) = e(k)$ , 从而控制律为  $u(k) = (-\hat{f} - \hat{h} + \alpha s(k))$ 。参数向量初始值  $\theta_f(0)$ ,  $\theta_g(0)$  和  $\theta_h(0)$  分别在区间  $[-0.5 \ 0.5]$ ,  $[0.05 \ 0.105]$  和  $[-0.1 \ 0.2]$  内任意选取。其余参数选择为  $\alpha = 0.1$ ,  $\varepsilon = 0.05$ ,  $k_1 = 0.8$ ,  $k_2 = 0.1$ ,  $k_3 = 0.1$ ,  $M_f = M_g = 3$ ,  $M_h = 1$ 。图2为仿真结果,绝对误差和  $S = 21.6$  明显小于图1中的结果。同时,系统动静态性能明显优于 IAFC 算法,且不存在输出振颤和控制信号的振铃现象。

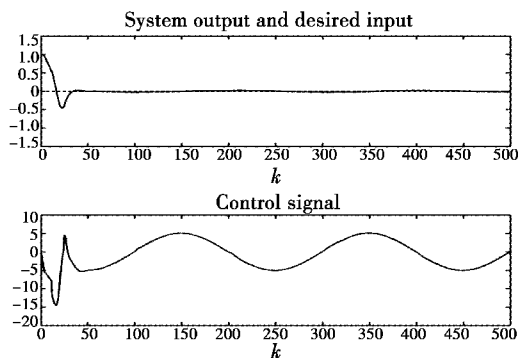


图2 DIAFSMC 算法控制结果  
Fig.2 Control results with DIAFSMC

2)  $x_d(k) = \sin(\frac{\pi k}{150}) + 0.4\sin(\frac{\pi k}{50})$ 。

取系统初始状态  $y(0) = 0.3$ 。其余参数选取与1)

中对应算法相同。

① 文献[5]中 IAFC 算法。

控制结果如图3所示,绝对误差和  $S = 75.4$ 。容易看出,闭环系统的输出存在较大的超调和跟踪误差。另外,控制信号出现了明显的振铃现象。

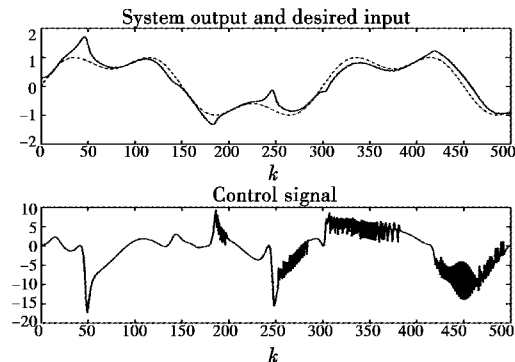


图3 文献[5]中 IAFC 算法控制结果  
Fig.3 Control results with IAFC in [5]

② DIAFSMC 算法。

控制结果见图4,绝对误差和  $S = 14.9$ ,明显小于 IAFC 算法的结果 75.4。从图中可以看出,跟踪性能明显改善,且控制信号平滑,无振铃现象。

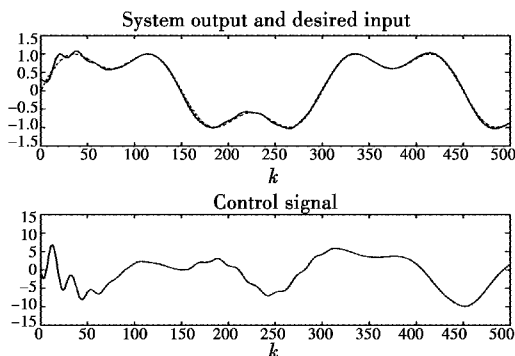


图4 DIAFSMC 算法控制结果  
Fig.4 Control results with DIAFSMC

## 4 结论

提出一类离散时间系统的间接自适应模糊滑模控制算法,证明该算法的稳定性。仿真结果表明本算法可以在系统同时存在模型不确定性和外部干扰情况下获得满意跟踪性能,且控制信号平滑,输出振颤明显减轻。

## 参考文献

- [1] UTKIN V I. Sliding modes in control optimization[M]. New York; Springer Verlag, 1992.
- [2] WANG J, RAD A B, CHAN P T. Indirect adaptive fuzzy sliding mode control—Part I: Fuzzy switching[J]. Fuzzy Sets and Systems, 2001, 122: 21-30.

(下转第57页)

角补偿法进行 EKF 算法融合可以得到最好的姿态角估计。

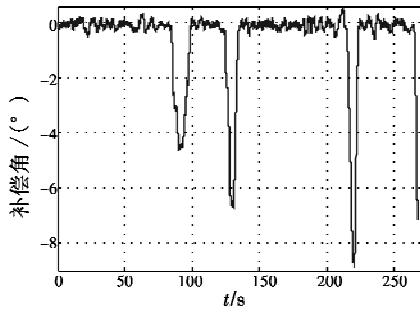


图5 补偿角

Fig. 5 Compensation angle

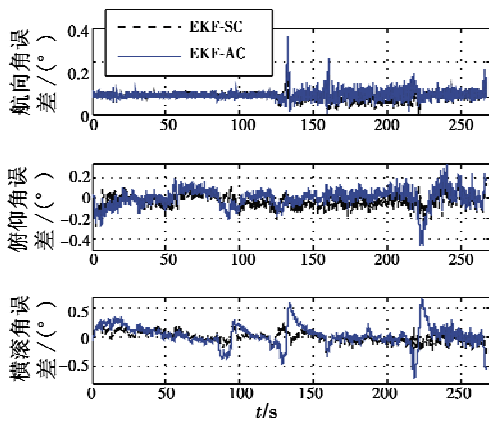


图6 EKF-AC 误差与 EKF-SC 误差

Fig. 6 The sideslip angle effect on attitude estimation with acceleration compensation

表1 EKF、EKF-AC 与 EKF-SC 误差角结果

Table 1 Attitude error statistics from the test

算法	俯仰角误差		横滚角误差	
	均值/(°)	方差/(°)	均值/(°)	方差/(°)
EKF	0.1281	0.2533	-0.4528	0.9867
EKF-AC	0.0076	0.0078	0.0327	0.0300
EKF-SC	-0.0022	0.0041	0.0036	0.0084

### 5 结论

本文采用 EKF 算法融合微机械陀螺、加速度计和单基线GPS信息构成动中通低成本姿态估计系统。该

算法成功融合了陀螺的短时精确性、加速度计的长时稳定性和 GPS 精确的测速和定位功能,同时通过 GPS 速度信息对加速度计的非重力加速度分量进行补偿,有效地抑制了机动加速度对姿态估计的影响。实验结果表明,在单基线 GPS 能够提供航向角信息时,姿态角估计误差控制在 ±0.5° 以内,满足了动中通的的应用要求。

### 参考文献

[1] 李耐和. “动中通”卫星通信技术[J]. 现代军事, 2007 (7): 60-63.

[2] JAMES D. Control system for mobile satcom antennas[J]. IEEE Control Systems Magazine, 2008, 28(1): 86-101.

[3] 沈晓卫, 姚敏立, 赵鹏. 基于互补滤波的动中通天线姿态估计[J]. 中国惯性技术学报, 2011, 19(2): 194-197.

[4] KANG C W, PARK C G. Attitude estimation with accelerometers and gyros using fuzzy tuned Kalman filter [C]// Proceedings of the European Control Conference, Budapest, Hungary, August 23-26, 2009; 3713-3718.

[5] LAI Y C, JAN S S. Attitude estimation based on fusion of gyroscopes and single antenna GPS for small UAVs under the influence of vibration [J]. GPS Solut, 2011 (15): 67-77.

[6] TENN H K, JAN S S, HSIAO F B. Pitch and roll attitude estimation of a small-scaled helicopter using single antenna GPS with gyroscopes [J]. GPS Solutions, 2009, 13(3): 209-220.

[7] 朱丰超, 姚敏立, 贾维敏. 基于低成本陀螺和倾角仪的姿态估计[J]. 宇航学报, 2011, 32(8): 1728-1733.

[8] GEBRE-EGZIABHER D, HAYWARD R C, POWELL J D. Design of multi-sensor attitude determination systems [J]. IEEE Trans Aerosp Electron Syst, 2004, 40(2): 627-649.

[9] RYU J, GERDES J C. Integrating inertial sensors with GPS for vehicle dynamics control [J]. Journal of Dynamics, Systems, Measurement, and Control, 2004, 126 (2): 243-254.

[10] 刘启超. 动中通低成本航向姿态估计算法研究[D]. 西安: 第二炮兵工程大学, 2011.

(上接第 52 页)

[3] CHAN P T, RAD A B, WANG J. Indirect adaptive fuzzy sliding mode control — Part II: Parameter projection and supervisory control [J]. Fuzzy Sets and Systems, 2001, 122: 31-43.

[4] GAO W, WANG Y, HOMAIFA A. Discrete-time variable structure control systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Elec-

tronics, 1995, 42(2): 117-122.

[5] SHI W X. Indirect adaptive fuzzy control for a class of nonlinear discrete-time systems [J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2008, 19(6): 1203-1207.

[6] CHEN X, FUKUDA T. Robust adaptive quasi-sliding mode controller for discrete-time systems [J]. Systems and Control Letters, 1998, 35(3): 165-173.