

文章编号: 1001-0920(2009)05-0789-05

## 不确定离散切换系统的滑模控制

何召兰<sup>1,2</sup>, 王茂<sup>1</sup>, 黄昆<sup>2</sup>, 杨彦霞<sup>1</sup>

(1. 哈尔滨工业大学 空间控制与惯性技术研究中心, 哈尔滨 150001; 2. 哈尔滨理工大学 自动化学院, 哈尔滨 150080)

**摘要:** 研究一类不确定离散切换系统的鲁棒滑模控制问题. 针对传统变结构控制应用于离散系统时易失去其鲁棒性的问题, 提出一种采用带调整参数递归式滑模函数的离散滑模控制策略, 改进了离散时间滑模控制系统的趋近律方法, 并针对不确定因素的影响设计了无须知道扰动上界的估计器. 应用 Lyapunov 函数给出了离散切换系统的滑动模态可达条件, 并设计了离散切换规则. 仿真结果表明了所提出设计方法的有效性.

**关键词:** 切换系统; 回归式滑模函数; 干扰估计; 切换律; 鲁棒镇定

中图分类号: TP273

文献标识码: A

## Sliding mode control for uncertain discrete-time switched system

HE Zhao-lan<sup>1,2</sup>, WANG Mao<sup>1</sup>, HUANG Kun<sup>2</sup>, YANG Yan-xia<sup>1</sup>

(1. Space Control and Inertial Technology Research Center, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China; 2. School of Automation, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150001, China. Correspondent: HE Zhao-lan, E-mail: hezhaolan@sina.com)

**Abstract:** The robust sliding mode control problem is studied for a class of uncertain discrete-time switched hybrid systems. For the problem that the robustness is easily to be lost when traditional variable structure control theory is applied to the discrete system, a discrete-time sliding mode control scheme is proposed by using a recursive sliding mode function with a tuning parameter. The reaching law method is improved. A disturbance estimator is designed for the uncertainty without knowing its upper band. Moreover, based on Lyapunov function, a sliding mode reaching condition and a switching rule are given. A numerical example illustrates the effectiveness of the proposed design scheme.

**Key words:** Switched systems; Recursive sliding function; Disturbance estimation; Switching strategy; Robust stability

### 1 引言

离散切换系统是一类由若干个离散时间动态子系统以及一个切换规则构成的混杂系统, 切换规则确定各子系统之间的切换规律. 许多实际系统, 如化工过程、计算机控制系统等, 都可以建立切换系统模型, 因而切换系统已引起越来越多学者的兴趣. 许多基于控制器切换的智能控制策略被用于克服单个控制器所存在的缺陷, 以提高系统性能, 因而相应的闭环系统便成为切换系统<sup>[1]</sup>. 目前有关切换系统的研究已经取得大量成果, 如稳定性分析<sup>[2]</sup>、 $H$  滤波<sup>[3]</sup>和模型降阶<sup>[4]</sup>, 但同时考虑不确定性和外界扰动影响的文章却鲜有报道.

滑模控制是一种有效的鲁棒控制策略. 近年来,

有关滑模控制理论的研究有很多报道, 如滑模控制不确定线性 2-D 离散系统<sup>[5]</sup>, 不确定时滞系统<sup>[6]</sup>, 滑模控制离散时间系统<sup>[7,8]</sup>和滑模控制非线性中立型时滞系统<sup>[9]</sup>等. 目前又出现了有关切换系统滑模控制的报道, 如文献[10]提出时变延迟切换系统的滑模控制策略; 文献[11]讨论了一类布尔输入切换系统的滑模控制问题. 但是, 有关不确定离散切换系统的滑模控制还未见报道.

本文应用滑模控制策略, 研究一类不确定离散切换系统的鲁棒控制问题. 针对离散系统中系统的不确定性不能像连续系统那样使离散变结构控制系统能够保持良好的鲁棒性, 滑动模态的性质、存在以及到达条件都已经改变, 提出一种采用递归式滑模

收稿日期: 2008-04-29; 修回日期: 2008-07-23.

基金项目: 哈尔滨市青年科技创新人才研究专项基金项目(2007RFQXG052).

作者简介: 何召兰(1969—), 女, 黑龙江穆稜人, 副教授, 博士生, 从事切换系统、滑模控制的研究; 王茂(1965—), 男, 山西运城人, 教授, 博士生导师, 从事惯性技术、变结构控制的研究.

面的离散变结构控制方法. 改进了趋近律方法, 并设计了对常值或缓慢变化的外干扰及参数摄动具有很高估计精度的扰动估计器. 同时给出了滑动模态可达条件和滑模控制器, 并构造了不依赖于系统不确定性的切换规则.

## 2 系统描述

考虑如下单输入不确定离散切换系统:

$$x(k+1) = (A + \Delta A)x(k) + (B + \Delta B)u(k) + f(k). \quad (1)$$

式中:  $x(k) \in R^n$  为系统状态向量;  $u(k) \in R^1$  为控制输入向量;  $\sigma(k) \in \{1, \dots, N\}$  为切换信号, 在有限集  $\Sigma = \{1, \dots, N\}$  中取值,  $N > 1$  为子系统个数,  $\sigma(k) = i$  时第  $i$  个子系统被激活;  $A$  和  $B$  为相应维数的常值矩阵,  $\Delta A$  和  $\Delta B$  为系统摄动参数;  $f(k)$  为外部扰动. 假设  $A$ ,  $B$  和  $f(k)$  满足滑动模态匹配条件<sup>[12]</sup>, 则存在  $\bar{A}$ ,  $\bar{B}$  和  $\bar{f}$  使得  $A = B\bar{A}$ ,  $B = B\bar{B}$ ,  $f(k) = B\bar{f}(k)$ . 这里  $\bar{A}$ ,  $\bar{B}$  和  $\bar{f}$  有界. 为方便表示, 式(1)可改写为

$$x(k+1) = Ax(k) + B(u(k) + h(k)). \quad (2)$$

式中  $h(k) = \bar{A}x(k) + \bar{B}u(k) + \bar{f}(k)$ , 即  $h(k)$  包括了参数的不确定性及外部干扰.

## 3 滑动模态可达条件及趋近律

定义系统(1)的滑模函数

$$s_i(k) = C_i x(k), \quad i = 1, 2, \dots, N. \quad (3)$$

这里  $C_i = [c_{i1}, c_{i2}, \dots, c_{in}]$ , 是待设计参数, 且满足  $C_i B_i = 0$ .

控制器的设计要保证系统到达滑模面并作滑模运动, 因此滑模函数定义了闭环系统的动态性能. 当变滑模函数选定后, 滑模流形就会随时间演化. 定义离散切换系统(1)的滑模流形如下:

$$S_i(k) = \{x \in R^n \mid s_i(x, k) = 0\}. \quad (4)$$

这里  $s_i(x, k)$  为第  $i$  个子系统的滑模函数,  $i = 1, \dots, N$ .

滑模函数选定后, 可为每个子系统寻找一个基于滑模函数的类李雅普诺夫函数. 对于系统(1), 假设  $u = 0$ ,  $h_i(k) = 0$ , 则其状态平衡点  $x_{eq} = 0$ ,  $i = 1, \dots, N$ , 系统  $x(k+1) = A_i x(k)$  的类李雅普诺夫函数  $V_i$  是定义在  $S_i$  上具有连续导数的实值函数, 且满足:  $V_i(0) = 0$ , 当  $x = 0$  和  $x \in S_i$  时,  $V_i(x) > 0$ ; 当  $x \in S_i$  时,  $\dot{V}_i(x) < 0$ .

令  $V_i(k) = s_i^2(k)$ ,  $V(k) = \sum_{i=1}^m s_i^2(k)$ ,  $i = 1, \dots, N$ , 则  $V(k)$  的时间增量为

$$\Delta V(k) = \sum_{i=1}^N (s_i^2(k+1) - s_i^2(k)).$$

显然  $V(k)$  是正定的. 如果  $\Delta V(k)$  是负定的, 则  $V(k)$

就是一个 Lyapunov 函数.

切换系统(1)的滑动模态可达条件可描述为

$$\sum_{i=1}^N s_i^2(k+1) - \sum_{i=1}^N s_i^2(k) < 0, \quad i = 1, \dots, N. \quad (5)$$

为了获得预期的性能指标, 如强鲁棒性、快速收敛及消除抖振, 定义如下离散趋近律:

$$s_i(k+1) = (1 - q_i T) s_i(k) \phi_i(s_i(k)) - T s_i(s_i(k)) \operatorname{sgn}(s_i(k)), \quad i = 1, \dots, N. \quad (6)$$

其中

$$\phi_i(s_i(k)) = \begin{cases} 1, & |s_i(k)| > \delta_i; \\ 0, & |s_i(k)| \leq \delta_i; \end{cases}$$

$$s_i(s_i(k)) = \begin{cases} 1, & |s_i(k)| > \delta_i; \\ \frac{(1 - q_i T) |s_i(k)|^2}{T}, & |s_i(k)| \leq \delta_i; \end{cases}$$

$$0 < 1 - q_i T < 1, \quad 0 < T < 1, \quad \delta_i = T / (1 - q_i T).$$

这里  $T > 0$  是采样周期.

**定理1** 定义系统(1)的切换规则如下: 定义区间  $S_i = \{x \in R^n \mid V_i(x(k)) = s_i^2(x(k)) < \delta_i\}$ ,  $\delta_i > 0$ , 假设  $x(0) \in S_i$ ,  $k$  为当前子系统的切入时刻. 如果在任何时刻  $k^*$ , 满足下列条件: 1) 对于  $j = 1, \dots, N$ ,  $j \neq i$ ,  $x(k^*) \in S_j$ ; 2)  $V(x(k^*)) < V(x(k_i^*))$ ,  $k_i^* < k^*$  为第  $i$  个子系统的切出时刻. 则设  $\sigma(k^+) = j$ , 便由第  $i$  个子系统切换到第  $j$  个子系统. 在以上切换规则作用下, 切换系统(1)的状态将沿着式(6)确定的滑模轨迹于有限时间内进入准滑动模态区, 并最终稳定在滑模流形(4)上.

**证明** 当  $s_i(k) = 0$ ,  $i = 1, \dots, N$  时, 有  $s_i(k+1) = 0$ , 即系统状态已经进入准滑动模态区并作滑模运动.

当  $s_i(k) \neq 0$  时, 令  $V(k) = \sum_{i=1}^m s_i^2(k)$ . 如果  $|s_i(k)| > \delta_i$ , 则

$$s_i(k+1) = (1 - q_i T) s_i(k) - T \operatorname{sgn}(s_i(k)).$$

这时趋近律为高为炳<sup>[13]</sup>给出的离散时间变结构控制系统的趋近律. 容易验证, 当  $|s_i(k)| > \delta_i$  时,  $\Delta V(k) = V(k+1) - V(k) < 0$ , 即满足滑动模态可达条件(5). 由以上定义的切换规则可知, 总是趋近速率最快的子系统被优先激活, 从而加快了趋近速度. 因此, 该趋近律在所定义的切换律作用下, 当满足  $|s_i(k)| > \delta_i$  时, 可使切换系统状态轨迹以最佳途径进入准滑动模态区  $\{x \in R^n \mid |s_i(x)| < \delta_i\}$ ,  $i = 1, \dots, N$ , 但不能保证系统状态轨迹最终趋近于滑模面上, 产生理想的滑动模态.

当系统状态轨迹进入准滑动模态区后, 满足条件  $|s_i(k)| < \delta_i$ . 这时趋近律(6) 成为如下形式:

$$s_i(k+1) = (1 - q_i T) |s_i(k)|^2 \text{sgn}(s_i(k)) - (1 - q_i T) |s_i(k)| \delta_i$$

当  $|s_i(k)| = \delta_i$ , 即系统状态轨迹在边界层上时, 有  $s_i(k+1) = -\delta_i T s_i(k)$ ,  $i = 1, \dots, N$ .

因为  $|T| < 1$ , 且当  $|s_i(k)| < \delta_i$  时,  $V(k) < 0$ , 所以  $|s_i(k)| \rightarrow 0, i = 1, \dots, N$ . 因此, 趋近律(6) 能使得系统状态轨迹进入准滑动模态区后, 最终趋近于滑模流形(4) 上, 从而渐近趋近于原点.

为防止控制器发生抖振, 可采用饱和函数  $\text{sat}(s)$  代替趋近律(6) 中的符号函数  $\text{sgn}(s)$ , 但系统在饱和区域的鲁棒性降低, 在跟踪控制中将产生静差, 因此考虑采用对跟踪误差积分的滑模函数<sup>[14]</sup>

$$s_i(t) = C_{i1} x(t) + C_{i2} \int_{t_0}^t x(\tau) d\tau, i = 1, \dots, N$$

其中  $x(\tau)$  为跟踪误差. 转换成离散形式并进行迭代处理可得

$$s_i(k) = G_i x_i(k) + s_i(k-1), s_i(0) = G_{i1} x(0)$$

这里  $G_i \in R^{1 \times n}$ .

考虑在某些初始条件下会使得暂态响应过大, 对  $s_i(k-1)$  添加修正系数  $r_i, 0 < r_i < 1$ , 可得

$$s_i(k) = G_i x(k) + r_i s_i(k-1), i = 1, \dots, N$$

由式(9) 可以看出,  $k$  时刻的滑模函数不仅包含了当前时刻的跟踪误差, 而且包括了上一时刻的滑模函数值, 称之为递归式滑模函数.

### 4 控制律求取

下面进行滑模变结构控制器的设计. 根据式(2), (6) 和(9), 可得到如下滑模控制器:

$$u(k) = -h_i(k) - (G_i B_i)^{-1} [G_i A_i x(k) + r_i s_i(k) - (1 - q_i T) s_i(k) \phi_i(s_i(k)) + T^{-1} (s_i(k) \text{sgn}(s_i(k)))]$$

对于确定性系统, 控制律(10) 可使系统状态到达滑模面并于有限时间内到达原点, 不会出现抖振; 对于不确定系统, 由于  $h_i(k)$  未知, 控制律(10) 无法实现. 设计如下扰动估计器:

$$\tilde{h}_i(k) = \tilde{h}_i(k-1) + (G_i B_i)^{-1} [s_i(k) + T^{-1} (s_i(k-1) \text{sgn}(s_i(k-1)) - (1 - q_i T) s_i(k-1) \phi_i(s_i(k-1)))]$$

其中  $\tilde{h}_i(k)$  为  $h_i(k)$  的估计值,  $\delta_i > 0$  为设计参数. 以预估值  $\tilde{h}_i(k)$  代替式(10) 中的  $h_i(k)$ , 得可实现的

离散变结构控制律

$$u(k) = -\tilde{h}_i(k) - (G_i B_i)^{-1} [G_i A_i x(k) + r_i s_i(k) - (1 - q_i T) s_i(k) \phi_i(s_i(k)) + T^{-1} (s_i(k) \text{sgn}(s_i(k)))]$$

由式(11) 和(12) 可以看出, 与以往不同的是控制量  $u(k)$  同时受到  $s_i(k)$  和  $s_i(k-1)$  的影响.

定义扰动估计误差  $e_i(k) = h_i(k) - \tilde{h}_i(k)$ , 则闭环系统滑模动态和估计误差动态满足

$$s_i(k+1) = (1 - q_i T) s_i(k) \phi_i(s_i(k)) - T^{-1} \times [s_i(k) \text{sgn}(s_i(k)) + G_i B_i e_i(k)]$$

$$e_i(k+1) = (1 - r_i) e_i(k) + h_i(k+1) - h_i(k)$$

将式(13) 代入扰动估计器(11) 可得

$$\tilde{h}_i(k) = \tilde{h}_i(k-1) + r_i e_i(k-1)$$

由式(15) 可知, 扰动估计是由上一时刻的估计值和估计误差确定的修正量组成的.

引理 1<sup>[15]</sup> 对于估计误差动态方程(14), 如果存在某个正数  $\delta_i$ , 使得对于所有的  $k, |h_i(k+1) - h_i(k)| < \delta_i$  均成立,  $0 < r_i < 1$ , 则一定存在某个时刻  $k_0$ , 当  $k > k_0$  时,  $|e_i(k)| < \delta_i / r_i$  恒成立, 而与初值  $e_i(0)$  无关.

由引理 1 和估计误差动态方程(14) 可得如下结论: 存在某个时刻  $k_0$ , 当  $k > k_0$  时

$$|e_i(k) - r_i e_i(k-1)| < (1 - r_i) \delta_i / r_i$$

这里  $0 < \delta_i < 1, 0 < r_i < 1 - \delta_i$ , 即  $|e_i(k) - r_i e_i(k-1)|$  有界, 而与初值  $e_i(0)$  无关.

定理 2 对于切换系统(1), 选取定理 1 所定义切换律、控制律(12) 和扰动估计器(11), 则闭环系统跟踪误差由下式决定:

$$G_i x(k+1) = (1 - q_i T) G_i x(k) + G_i B_i (e_i(k) - r_i e_i(k-1)), i = 1, \dots, N$$

且当  $0 < r_i < \min(1 - \delta_i, 1 - q_i T - \delta_i), |s_{k-1}| < \delta_i$  时满足

$$G_i x(k) < \frac{(1 - r_i) / G_i B_i}{(1 - T) \delta_i}$$

证明 由式(13) 可得

$$s_i(k+1) = (1 - q_i T) s_i(k) \phi_i(s_i(k)) - T^{-1} \times [s_i(k) \text{sgn}(s_i(k)) + G_i B_i e_i(k)]$$

$$\begin{aligned}
 r_i s_i(k) = & r_i(1 - q_i T) s_i(k - 1) \phi_i(s_i(k - 1)) - \\
 & r_i i T i(s_i(k - 1)) \operatorname{sgn}(s_i(k - 1)) + \\
 & r_i G_i B_i e_i(k - 1). \quad (18)
 \end{aligned}$$

又由式(9)得  $G_i x(k + 1) = s_i(k + 1) - r_i s_i(k)$ . 式(13)减(18)得

$$\begin{aligned}
 G_i x(k + 1) = & (1 - q_i T) \phi_i(s_i(k)) G_i x(k) + r_i(1 - q_i T) \times \\
 & s_i(k - 1) (\phi_i(s_i(k)) - \phi_i(s_i(k - 1))) - i T \times \\
 & i(s_i(k)) \operatorname{sgn}(s_i(k)) + r_i i T i(s_i(k - 1)) \times \\
 & \operatorname{sgn}(s_i(k - 1)) + G_i B_i [e_i(k) - r_i e_i(k - 1)].
 \end{aligned}$$

当  $|s_i(k - 1)| < \delta_i$  时,有

$$\begin{aligned}
 G_i x(k + 1) = & (1 - q_i T) i G_i x(k) + G_i B_i (e_i(k) - \\
 & r_i e_i(k - 1)).
 \end{aligned}$$

可见,误差项  $G_i x(k + 1)$  最终由式(17)决定. 以下证明  $G_i x(k + 1)$  收敛.

$G_i x(k)$  可看作由  $G_{i1} x(k) + G_{i2} x(k)$  组成,且  $G_{i1} x(0) = 0, G_{i2} x(0) = G_i x(0)$ . 由式(16)可得

$$\begin{aligned}
 G_{i1} x(k) = & (1 - q_i T) i G_{i1} x(k - 1) + \\
 & G_i B_i (e_i(k - 1) - r_i e_i(k - 2)), \quad (19)
 \end{aligned}$$

$$G_{i2} x(k) = (1 - q_i T) i G_{i2} x(k - 1). \quad (20)$$

若  $G_{i1} x(k - 1) < \frac{(1 - r) / G_i B_i / i}{(1 - i T) i}$ , 则由式

(19) 及  $|e_i(k) - r_i e_i(k - 1)| < (1 - r_i) i / i$  可得

$$\begin{aligned}
 G_{i1} x(k) < & (1 - q_i T) i \frac{(1 - r) / G_i B_i / i}{(1 - i T) i} + \frac{G_i B_i (1 - r) i}{i} = \\
 & \frac{(1 - r) / G_i B_i / i}{(1 - i T) i}.
 \end{aligned}$$

因为  $G_{i1} x(0) = 0$ , 所以  $\forall k > 0, \forall i$ ,

$G_{i1} x(k) < \frac{(1 - r) / G_i B_i / i}{(1 - i T) i}$  恒成立,且式(20)中

的  $|1 - q_i T| i / i < 1$ ,故存在某个  $k_0$ ,使得当  $k > k_0$  时,  $|G_{i2} x(k)|$  可以任意小,从而  $G_i x(k + 1)$  收敛.

由以上对误差项  $G_i x(k + 1)$  的分析可以看出,对于不确定系统(1),采用滑模控制律(12)及扰动估计律(11),在常值干扰( $i = 0$ )或变化率较慢干扰( $i$  很小)情况下,  $G_i x(k + 1)$  可以收敛到零或一个很小的值.

### 5 数值仿真

考虑如下由两个子系统组成的切换系统:

$$\begin{aligned}
 x(k + 1) = & A_i x(k) + B_i (u_i(k) + h_i(k)), \quad i = 1, 2.
 \end{aligned}$$

其中

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0.05 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0.05 & 1 \end{bmatrix},$$

$$B_1 = [0 \quad -0.5]^\top, \quad B_2 = [-0.5 \quad 0]^\top,$$

$h_i(k)$  包括了参数的不确定性及未知干扰. 其中参数摄动为

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -0.15 \sin(k) & -0.1 \sin(k/2) \end{bmatrix},$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -0.15 \sin(k) & -0.1 \sin(k/2) \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$B_1 = [0 \quad 0.1]^\top, \quad B_2 = [0.1 \quad 0]^\top.$$

扰动  $f_1(k) = B_1 \sin(k), f_2(k) = B_2 \sin(k/2)$ . 其他参数(两个子系统共用相同的参数)为  $q = 15, \delta = 0.005, r = 0.5, \delta_i = 0.2, \delta_i = 0.7, r = 0.25, T = 0.001$  s, 状态变量  $x$  的初始值为  $x_1(0) = 0.5, x_2(0) = 0.5$ .

按控制律(12)及干扰估计(11)设计控制器,取  $G_1 = [8 \quad 1], G_2 = [10 \quad 1]$ , 状态变量  $x$  的闭环动态特性由滑动方程决定.

图1和图2为切换系统存在参数摄动和外界扰

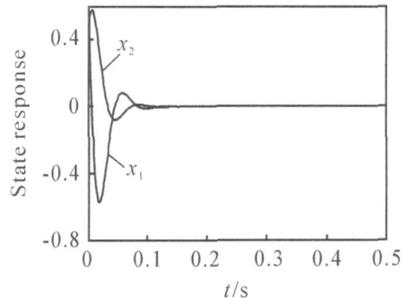


图1 不确定切换系统状态响应曲线

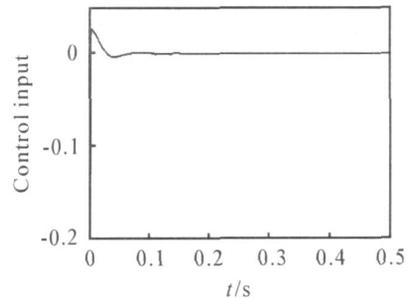


图2 不确定切换系统控制输入曲线

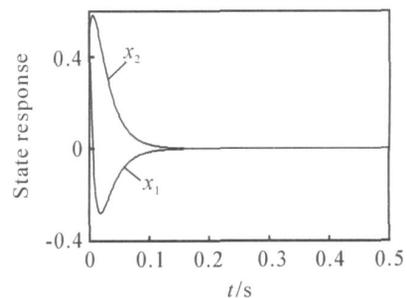


图3 名义切换系统状态响应曲线

动时的闭环系统状态响应曲线和控制输入曲线, 图 3 为名义系统的闭环系统状态响应曲线. 经比较图 1 和图 3 可以看出, 本文方法在同时存在参数摄动和外干扰的情况下, 系统仍能保持较好的性能, 从而表明该控制器具有很强的鲁棒性, 且无抖振.

## 6 结 论

本文提出了一种针对不确定切换系统的离散滑模控制方法. 新趋近律可在给定切换律作用下, 使系统状态轨迹快速到达准滑动模式区, 并渐近趋近于原点, 有效消除抖振, 回归式切换面可以减小稳态偏差. 针对系统的不确定部分设计的扰动估计器对常值变化或变化律较慢的扰动具有很高的估计精度, 克服了以往控制方法需已知扰动上界的限制. 仿真实例表明, 所提出的方法对于变化率较慢的外界干扰以及参数摄动具有很好的鲁棒性, 而且可以有效消除系统的抖振现象.

## 参考文献(References)

- [1] Hespanha J P, Morse A S. Switching between stabilizing controllers[J]. Automatica, 2002, 38(11): 1905-1917.
- [2] Hetel L, Daafouz J, Iung C. Stabilization of arbitrary switched linear systems with unknown time-varying delays[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2006, 51(10): 1668-1674.
- [3] Du D S, Jiang B, Shi P, et al.  $H_\infty$  filtering of discrete-time switched systems with state delays via switched Lyapunov function approach [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2007, 52(8): 1520-1525.
- [4] Gao H J, Lam J, Wang C H. Model simplification for switched hybrid systems [J]. Systems and Control Letters, 2006, 55(12): 1015-1021.
- [5] 吴立刚, 王常虹, 高会军. 不确定线性 2-D 离散系统的鲁棒滑模控制[J]. 控制与决策, 2007, 22(2): 148-154.  
(Wu L G, Wang C H, Gao H J. Robust sliding mode control for a class of uncertain linear 2-D discrete-time systems[J]. Control and Decision, 2007, 22(2): 148-154.)
- [6] Choi H H. Variable structure control of dynamical systems with mismatched norm-bounded uncertainties: An LMI approach[J]. Int J of Control, 2001, 74(13): 1324-1334.
- [7] Wang W, Wu G, Yang D. Variable structure control design for uncertain discrete-time systems [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1994, 39(1): 99-102.
- [8] Hui S, Zak S H. On discrete-time variable structure sliding mode control[J]. Systems and Control Letters, 1999, 38(4/5): 283-288.
- [9] Wu L G, Wang C H, Zeng Q S. Observer-based sliding mode control of a class of uncertain nonlinear neutral delay systems [J]. J of Franklin Institute, 2008, 345(3): 233-253.
- [10] Wu L G, Lam J. Sliding mode control of switched hybrid systems with time-varying delay [J]. Int J Adapt Control Signal Process, 2008, 22(10): 909-931.
- [11] Richard P Y, Cormerais H, Buisson J. A generic design methodology for sliding mode control of switched systems [J]. Nonlinear Analysis, 2006, 65(9): 1751-1772.
- [12] Kwan C. Further results on variable output feedback controllers[J]. Trans on Automatic Control, 2001, 46(9): 1505-1508.
- [13] Gao W B, Wang Y F, Homaifa A. Discrete-time variable structure control system [J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 1995, 42(2): 117-122.
- [14] Kim J, Cho D. Discrete-time variable structure control using recursive switching function[C]. Proc American Control Conference. Chicago, 2000: 1113-1117.
- [15] Eun Y, Kim J, Kim K, et al. Discrete-time variable structure controller with a decoupled disturbance compensator and its application to a CNC servomechanism [J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 1999, 7(4): 414-423.

(上接第 788 页)

- [8] Fu M Y, Xie L H. The sector bound approach to quantized feedback control [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2005, 46(11): 1698-1711.
- [9] Gao H J, Chen T, Lam J. A new delay system to network-based control [J]. Automation, 2007, 4(20): 1-13.
- [10] Mukaidani H. An LMI approach to decentralized guaranteed cost control for a class of uncertain nonlinear large-scale delay systems [J]. J of Mathematical Analysis and Applications, 2004, 300(1): 17-29.