

文章编号: 1001-0920(2009)04-0499-04

一类离散不确定时滞系统的输出反馈变结构控制

颜闽秀^{1,2}, 井元伟², 何友国³

(1. 沈阳化工学院 信息工程学院, 沈阳 110042; 2. 东北大学 信息科学与工程学院, 沈阳 110004; 3. 沈阳大学 信息工程学院, 沈阳 110044)

摘要: 针对一类离散不确定时滞系统, 提出一种输出反馈变结构控制算法, 该算法使系统状态无需完全可测. 通过研究离散不确定时滞系统的简约型, 基于 LMI 技术给出了滑模平面的设计方法, 推导出了稳定的滑模面存在的充分条件, 并将参数不确定性的影响等效为名义时滞系统的外界干扰, 利用时延技术对干扰进行在线估计, 从而抵消掉系统中的不确定性. 采用离散趋近律的方法设计控制律, 并通过仿真算例验证了所提出算法的有效性.

关键词: 离散时滞系统; 输出反馈; 不确定; 变结构; 线性矩阵不等式

中图分类号: TP13 **文献标识码:** A

Output feedback variable structure control for a class of discrete uncertain systems with time-delay

YAN Mir-xiu^{1,2}, JING Yuan-wei², HE You-guo³

(1. College of Information Engineering, Shenyang Institute of Chemical Technology, Shenyang 110042, China; 2. College of Information Science and Engineering, Northeastern University, Shenyang 110004, China; 3. Faculty of Information Engineering, Shenyang University, Shenyang 110044, China. Correspondent: YAN Mir-xiu, E-mail: cocoymx@sohu.com)

Abstract: For a class of discrete uncertain system with time-delay, an output feedback variable structure control algorithm is proposed, which does not need to full observe the system states by employing the algorithm. By studying nonsingular transform of the system, the sliding surface is designed based on linear matrix inequality (LMI) technique. The sufficient condition for the existence of stable sliding surface is gained. In addition, the influence of parameter uncertainties in system is equivalent to exterior disturbance of time-delay system. The disturbance is on-line estimated by using time-delay technique to cancel the effect of uncertainties in system. The controller is designed by using discrete approach law. The simulation results show the effectiveness of the proposed algorithm.

Key words: Discrete system with time-delay; Output feedback; Uncertain; Variable structure control; Linear matrix inequalities

1 引言

变结构控制中的滑动模态具有不变性, 即系统对参数摄动和外界干扰具有很强的鲁棒性, 这种理想的鲁棒性使得变结构控制理论在各个方面得到迅速发展, 并得到了广泛应用^[1-4]. 变结构控制的实现大多采用计算机来完成^[5]. 在实际系统实现控制时, 常常遇到两个问题: 一是状态观测问题, 二是离散化问题. 当状态不可测时, 可以采用输出反馈和状态观测器来解决. 近年来, 针对离散时间系统的变结构控制理论与设计的文献逐渐增多, 对离散变结构控制

的特有性质的研究也逐步深入, 并且取得了巨大的成果^[5,6]. Dote^[7]在 1980 年提出了“准滑动模态”的概念, 但未给出严格的数学模型. 文献[5]对离散事件系统变结构控制的特点及应满足的条件进行了描述, 较好地揭示了离散变结构系统的运动机理, 同时提出了离散趋近律方法. 然而, 采用输出反馈的离散变结构控制的研究结果却很少. 文献[8]研究了离散变结构输出反馈控制问题, 给出了滑模平面的设计方法. 但它所研究的系统为标称系统, 不具有不确定项. 但是在实际系统中, 往往存在不确定性和时滞的影响. 鉴于此, 本文研究了具有参数不确定性的离散

收稿日期: 2008-02-25; 修回日期: 2008-07-03.

基金项目: 国家自然科学基金项目(60274009).

作者简介: 颜闽秀(1972—), 女, 福建仙游人, 讲师, 博士生, 从事变结构控制、智能控制等研究; 井元伟(1956—), 男, 辽宁西丰人, 教授, 博士生导师, 从事复杂系统的对称性、相似性等研究.

时滞系统的输出变结构控制问题.

本文将参数不确定性引入到离散时滞系统,研究了一类离散不确定时滞系统的输出变结构控制问题.给出了基于LMI技术的输出反馈变结构控制系统的滑模平面的设计方法,推导了稳定滑动模面存在的充分条件.针对一类慢变系统,通过观察系统响应在线估计系统中的不确定性,并将估计值引入到控制器中以抵消掉系统的慢变不确定性.采用离散趋近律的方法设计了不确定离散时滞系统的控制律,并通过仿真算例对控制方法的有效性进行了验证.

2 系统模型

考虑如下离散不确定时滞系统:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= (\overline{A} + \overline{A_d})x(k) + (\overline{A_d} + \overline{A_d})x(k-1) \\ &\quad + (\overline{B} + \overline{B_d})u(k), \\ y(k) &= \overline{C}x(k). \end{aligned} \quad (1)$$

其中: $x(k) \in R^n$ 为状态向量; $u(k) \in R^m$ 为控制输入; $y(k) \in R^p$ 为测量输出; τ 为时滞; $\overline{A}, \overline{A_d}, \overline{B}, \overline{C}$ 为适当维数的已知常数矩阵; $\overline{A}, \overline{A_d}, \overline{B}$ 为未知的时变不确定性.

对于系统(1),给出如下假设:

假设 1 $(\overline{A}, \overline{B})$ 是可控的, $(\overline{A}, \overline{C})$ 是可观的,且 $\overline{B}, \overline{C}$ 有全秩.

假设 2 $p \geq m$, 且 $\text{rank}(\overline{CB}) = m$.

假设 3 \overline{A} 表示非匹配不确定项, \overline{B} 表示匹配不确定项,并满足下式:

$$\overline{B} = \overline{B} \times \tilde{B}.$$

由假设 1 可知, $(\overline{A}, \overline{B})$ 是可控的, $\overline{B} = [B_1 \ B_2]^T$ 满足 $\det(B_2) \neq 0$, 所以必存在非奇异变换

$$z = Mx = \begin{bmatrix} I_{n-m} & -B_1 B_2^{-1} \\ 0 & B_2^{-1} \end{bmatrix} x. \quad (2)$$

将系统(1)转化为如下形式的简约型:

$$\begin{aligned} z(k+1) &= (A + A_d)z(k) + (A_d + A_d)z(k-1) \\ &\quad + B(I + \tilde{B})u(k), \\ y(k) &= Cz(k). \end{aligned} \quad (3)$$

其中

$$z(k) = \begin{bmatrix} z_1(k) \\ z_2(k) \end{bmatrix}, \quad A = \overline{M} \overline{A} \overline{M}^{-1} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix},$$

$$A_d = \overline{M} \overline{A_d} \overline{M}^{-1} = \begin{bmatrix} A_{d11} & A_{d12} \\ A_{d21} & A_{d22} \end{bmatrix},$$

$$B = \overline{M} \overline{B} \overline{M}^{-1} = \begin{bmatrix} B_1 & B_2 \end{bmatrix},$$

$$C = \overline{M} \overline{C} \overline{M}^{-1} = \begin{bmatrix} C_1 & C_2 \end{bmatrix},$$

$$B = M\overline{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ I_m \end{bmatrix}, \quad C = \overline{C}M^{-1}.$$

即

$$\begin{aligned} z_1(k+1) &= (A_{11} + A_{d11})z_1(k) + (A_{12} + A_{d12})z_2(k) + \\ &\quad (A_{d11} + A_{d11})z_1(k-1) + \\ &\quad (A_{d12} + A_{d12})z_2(k-1), \\ z_2(k+1) &= (A_{21} + A_{d21})z_1(k) + (A_{22} + A_{d22})z_2(k) + \\ &\quad (A_{d21} + A_{d21})z_1(k-1) + \\ &\quad (A_{d22} + A_{d22})z_2(k-1) + \\ &\quad I_m(I + \tilde{B})u(k). \end{aligned} \quad (4)$$

3 离散输出滑模控制算法设计

3.1 滑模面的设计

传统的滑模面设计方法有极点配置法和最优二次性能指标法等.这些方法是对标称系统设计滑模面,对含有非匹配不确定的系统不具有鲁棒性.为提高滑模控制的鲁棒性,本文将非匹配不确定项考虑到滑模面的设计中,采用LMI技术设计鲁棒滑模面,以增强系统的鲁棒性.

采用输出反馈变结构控制,取切换面 $s(k)$ 为

$$s(k) = Gy(k) = GCz(k) = 0. \quad (6)$$

根据文献[8]中的定理可知,当系统满足假设 1 和假设 2 时,滑模面可变换为如下形式:

$$s(k) = GC[z_1(k) \ z_2(k)] = [GC_1]z_1(k) + [GC_2]z_2(k). \quad (7)$$

设 $\text{rank}[GC_2] = m$, $z_2(k) \in R^m$, 在理想滑动模态有 $s(k) = GCz(k) = 0$, 由此可得

$$z_2(k) = -[GC_2]^{-1}[GC_1]z_1(k). \quad (8)$$

将式(8)代入到(4)中得到降阶 $(n-m)$ 滑模运动方程为

$$\begin{aligned} z_1(k+1) &= (A_{11} - A_{12}(GC_2)^{-1}GC_1 + A_{d11} - \\ &\quad A_{d12}(GC_2)^{-1}GC_1)z_1(k) + \\ &\quad (A_{d11} - A_{d12}(GC_2)^{-1}GC_1 + \\ &\quad A_{d21} - A_{d22}(GC_2)^{-1}GC_1)z_1(k-1). \end{aligned} \quad (9)$$

为了方便,设 $GC_2 = I$, 则式(9)变为

$$\begin{aligned} z_1(k+1) &= (A_{11} - A_{12}GC_1 + A_{d11} - A_{d12}GC_1)z_1(k) + \\ &\quad (A_{d11} - A_{d12}GC_1 + A_{d21} - A_{d22}GC_1)z_1(k-1). \end{aligned} \quad (10)$$

假设 4 $A_{11}, A_{12}, A_{d11}, A_{d12}$ 是反映系统模型中参数不确定性的未知实矩阵,且有如下范数有界形式:

$$[A_{11} \ A_{12} \ A_{d11} \ A_{d12}] = DF(k)[E_1 \ E_2 \ E_3 \ E_4]. \quad (11)$$

其中: D, E_1, E_2, E_3, E_4 为适当维数的常值矩阵; $F(k)$ 为不确定的时变矩阵, 其元素是勒贝格可测的, 且满足 $F^T(k)F(k) \leq I, I$ 为具有适当维数的单位阵.

将式(11)代入(10)得

$$z_1(k+1) = (A_{11} - A_{12}GC_1 + DF(E_1 - E_2GC_1))z_1(k) + (A_{d11} - A_{d12}GC_1 + DF(E_3 - E_4GC_1))z_1(k-1). \tag{12}$$

求出使系统(12)鲁棒镇定的 G , 即可求得滑模面函数.

引理 1^[9] 给定适当维数的矩阵 Y, D, E , 其中 Y 是对称的, 则有

$$Y + DF(k)E + E^T F^T(k)D^T < 0$$

对所有满足 $F^T(k)F(k) \leq I$ 的矩阵 $F(k)$ 成立, 当且仅当存在一个常数 $\alpha > 0$, 使得 $Y + \alpha DD^T + \alpha^{-1}E^T E < 0$ 成立.

定理 1 当存在对称正定矩阵 P, Q 和矩阵 W , 常数 $\alpha > 0$ 使下面的线性矩阵不等式(LMI)成立时, 所设计的滑模面(6)上的降阶系统(10)是渐近稳定的:

$$\begin{bmatrix} H - X & * & * & * \\ 0 & -H & * & * \\ A_{11}X + A_{12}W & A_{d11}X + A_{d12}W & \bar{X} & * \\ E_1X + E_2W & E_3X + E_4W & 0 & -I \end{bmatrix} < 0. \tag{13}$$

其中: $H = P^{-1}QP^{-1}, X = P^{-1}, W = -GC_1X, \bar{X} = -X + \alpha DD^T, *$ 代表对称项.

证明 取李亚普诺夫函数为

$$v(k) = z_1^T(k)Pz_1(k) + \sum_{i=k-1}^{k-1} z_1^T(i)Qz_1(i), \tag{14}$$

其中 P 和 Q 均为对称正定矩阵. 令

$$\bar{z}_1 = \begin{bmatrix} z_1(k) \\ z_1(k-1) \end{bmatrix}, S = \begin{bmatrix} Q - P & 0 \\ 0 & -Q \end{bmatrix},$$

$$\bar{A}_1 = A_{11} - A_{12}GC_1 + A_{d11} - A_{d12}GC_1,$$

$$\bar{A}_{d1} = A_{d11} - A_{d12}GC_1 + A_{d11} - A_{d12}GC_1,$$

则 $v(k)$ 沿系统(10)的差分为

$$v(k) = v(k+1) - v(k) =$$

$$z_1^T(k+1)Pz_1(k+1) + \sum_{i=k+1}^k z_1^T(i)Qz_1(i) -$$

$$z_1^T(k)Pz_1(k) - \sum_{i=k}^{k-1} z_1^T(i)Qz_1(i) =$$

$$\bar{z}_1^T(k) ([\bar{A}_1 \quad \bar{A}_{d1}]^T P[\bar{A}_1 \quad \bar{A}_{d1}] + S) \bar{z}_1(k).$$

因此, 当下式成立时, $v(k) < 0$, 从而滑模运动(10)

渐近稳定:

$$[\bar{A}_1 \quad \bar{A}_{d1}]^T P[\bar{A}_1 \quad \bar{A}_{d1}] + S < 0. \tag{15}$$

利用矩阵的 Schur 性质可知, 式(15)成立等价于下式成立:

$$\begin{bmatrix} Q - P & * & * \\ 0 & -Q & * \\ \bar{A}_1 & \bar{A}_{d1} & -P^{-1} \end{bmatrix} < 0. \tag{16}$$

利用式(11), (16)可改写为

$$+ \bar{D}F(k)\bar{E} + \bar{E}^T F^T(k)\bar{D}^T < 0. \tag{17}$$

其中

$$= \begin{bmatrix} Q - P & * & * \\ 0 & -Q & * \\ A_{11} - A_{12}GC_1 & A_{d11} - A_{d12}GC_1 & -P^{-1} \end{bmatrix},$$

$$\bar{D} = [0 \quad 0 \quad D]^T,$$

$$\bar{E} = [E_1 - E_2GC_1 \quad E_3 - E_4GC_1 \quad 0].$$

由引理 1 可知, 式(17)对所有满足 $F^T(k)F(k) \leq I$ 的矩阵 $F(k)$ 成立, 当且仅当存在一个常数 $\alpha > 0$, 使得下式成立:

$$+ \alpha \bar{D}\bar{D}^T + \alpha^{-1}\bar{E}^T\bar{E} < 0. \tag{18}$$

即

$$\begin{bmatrix} Q - P & * & * \\ 0 & -Q & * \\ A_{11} - A_{12}GC_1 & A_{d11} - A_{d12}GC_1 & \bar{X} \end{bmatrix} + \alpha^{-1}\bar{E}^T\bar{E} < 0, \tag{19}$$

其中 $\bar{X} = -P^{-1} + \alpha DD^T$.

利用矩阵的 Schur 性质可知, 式(19)成立等价于下式成立:

$$\begin{bmatrix} Q - P & * & * & * \\ 0 & -Q & * & * \\ A_{11} - A_{12}GC_1 & A_{d11} - A_{d12}GC_1 & \bar{X} & * \\ E_1 - E_2GC_1 & E_3 - E_4GC_1 & 0 & -I \end{bmatrix} < 0. \tag{20}$$

将式(20)先左乘再右乘 $\text{diag}\{P^{-1}, P^{-1}, I, I\}$ 后, 令 $H = P^{-1}QP^{-1}, X = P^{-1}, W = -GC_1X, \bar{X} = -X + \alpha DD^T$, 即得式(13), 定理 1 得证.

注 1 由于式(13)是一个 LMI, 可用 Matlab 软件求出 W 和 X , 进而可以求出 G , 这样可以得到一个渐近稳定的滑模面 $s(k)$.

3.2 控制律设计

系统(4)可改写为

$$z(k+1) = (A + A_d)z(k) + (A_d + A_d)z(k-1) + (B + B_d)u(k) = A_d z(k) + A_d z(k-1) + Bu(k) + \phi(k), \tag{21}$$

其中 $\phi(k)$ 满足

$$\Phi(k) = Az(k) + A_d z(k-1) + Bu(k) = z(k+1) - Az(k) - A_d z(k-1) - Bu(k). \quad (22)$$

取离散趋近律为

$$s(k+1) - s(k) = -Tsgn s(k) - qTs(k). \quad (23)$$

将式(6), (21) 代入(23) 可解得控制律为

$$u(k) = -(GCB)^{-1} [GCAz(k) + GCA_d z(k-1) + GC\Phi(k) - (1 - qT)s(k) + Tsgn s(k)]. \quad (24)$$

因为 $GC\Phi(k)$ 中含有不确定项, 所以该控制不可实现, 但 $\Phi(k-1)$ 可以通过下式计算:

$$\Phi(k-1) = z(k) - Az(k-1) - A_d z(k-2) - Bu(k-1). \quad (25)$$

假设 5 系统中不确定部分的动力学特性与采样频率相比慢得多, 可用 $\Phi(k-1)$ 代替 $\Phi(k)$, 则控制律为

$$u(k) = u(k-1) - (GCB)^{-1} [GCAz(k) - GCAz(k-1) + GCA_d z(k-1) - GCA_d z(k-2) + qTs(k) + Tsgn s(k)]. \quad (26)$$

4 仿真分析

考虑如下离散不确定时滞系统:

$$z(k+1) = (A + \Delta A)z(k) + (A_d + \Delta A_d)z(k-1) + (B + \Delta B)u(k).$$

其中

$$A = \begin{bmatrix} 1 & -0.05 & -0.0055 \\ 0 & 1 & 0.221 \\ 0 & 0 & 1.3846 \end{bmatrix}, \quad A_d = \begin{bmatrix} -0.0055 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0.06\sin(0.1k) & 0.03\sin(0.1k) \\ 0 & 0 & 0 \\ 0.01\sin(0.1k) & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad A_d = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0.03\sin(0.1k) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.06\sin(0.1k) \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0.04\sin(0.1k) \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

所以有

$$A_{d11} = \begin{bmatrix} 1 & -0.05 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad A_{d12} = \begin{bmatrix} -0.0055 \\ 0.221 \end{bmatrix},$$

$$A_{d11} = \begin{bmatrix} -0.0055 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad A_{d12} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$D = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad F(k) = \sin(0.1k),$$

$$E_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0.06 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad E_2 = \begin{bmatrix} 0.0053 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$E_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0.002 & 0 \end{bmatrix}, \quad E_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

通过LMI工具箱, 解得 $G = [1.627 \quad 1]$. 取 $\alpha = 1, x(0) = [0.1 \quad 1 \quad 1]^T, q = 10, \beta = 0.5, T = 0.1$, 在 $k = 10$ 处加入幅值为 5 的脉冲干扰, 用 Matlab 对状态 z_1, z_2, z_3 和 $u(k)$ 进行仿真, 仿真结果如图 1 和图 2 所示.

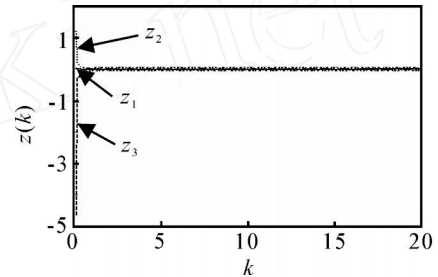


图1 系统状态 z_1, z_2, z_3 的运动轨迹

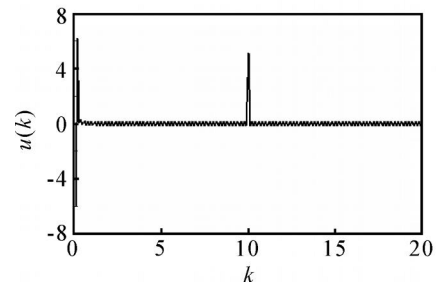


图2 控制律 $u(k)$ 的运动轨迹

由图 1 与图 2 可见, 状态 z_1, z_2, z_3 和控制律 $u(k)$ 的运动轨迹能够趋于原点, 系统获得了理想的控制效果.

5 结论

本文研究了一类具有参数不确定性的离散时滞系统的输出反馈变结构控制问题, 所提出的变结构控制律在不确定性具有范数有界时仍具有稳定性. 通过求解 LMI, 给出了系统稳定的充分条件. 针对一类慢变系统, 采用离散趋近律的方法设计了不确定离散时滞系统的控制律, 最后通过仿真实例验证了该方法的有效性.

(下转第 507 页)

数特性的分析指出,区间类型 2 可能性隶属度的引入,在聚类规则的更新迭代过程中,可以有效地减小类内不确定因素以及类外野点对原型估计的影响,从而具有更好的鲁棒性.

参考文献(References)

- [1] 莫建林, 张卫东, 张晓鸣. 鲁棒辨识研究的综述[J]. 控制与决策, 2002, 17(3): 257-263.
(Mo J L, Zhang W D, Zhang X M. A survey on robust identification[J]. Control and Design, 2002, 17(3): 257-263.)
- [2] Dave R N, Krishnapuram R. Robust clustering methods: A unified view[J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems, 1997, 5(2): 270-293.
- [3] Krishnapuram R, Keller J M. The possibilistic C means algorithm: Insights and recommendation [J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems, 1996, 4(3): 385-393.
- [4] Baraldi A, Blonda P. A survey of fuzzy clustering algorithms for pattern recognition[J]. IEEE Trans on Systems, Man and Cybernetics, 1999, 29(6): 778-785.
- [5] Runkler T A, Bezdek J C. Alternating cluster estimation: A new tool for clustering and function approximation [J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems, 1999, 7(4): 377-393.
- [6] Zhang J S, Leung Y W. Improved possibilistic C means clustering algorithm [J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems, 2004, 12(2): 209-217.
- [7] Pal N R, Pal K, Keller J M, et al. A possibilistic fuzzy C means clustering algorithm[J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems, 2005, 13(4): 517-530.
- [8] Liang Q L, Mendel J M. Interval type 2 fuzzy logic systems: Theory and design[J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems, 2000, 8(5): 535-550.
- [9] Mendel J M, Wu H W. Type-2 fuzzistics for symmetric interval type-2 fuzzy sets [J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems, 2006, 14(6): 781-792.
- [10] Mendel J M. Advances in type-2 fuzzy sets and systems[J]. Information Sciences, 2007, 177(1): 84-110.
- [11] Hwang C, Rhee F C-H. Uncertain fuzzy clustering: Interval type2 fuzzy approach to C means [J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems, 2007, 15(1): 107-120.
- [12] Yang M S, Wu K L. A similarity-based robust clustering method[J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems, 2004, 26(4): 434-448.

(上接第 502 页)

参考文献(References)

- [1] Utikin V I. Sliding mode in optimization and control [M]. New York: Springer-Verlag, 1992.
- [2] Gao W B. Theory and design method of variable structure control[M]. Beijing: Science Press, 1996.
- [3] Feng C B. Analysis and design of nonlinear systems [M]. Nanjing: Southeast University Press, 1990.
- [4] De Carlo R A, Zak S H, Mathews G P. Variable structure control of nonlinear multivariable systems: A tutorial[J]. Proc IEEE, 1988, 76(3): 212-232.
- [5] Gao W B. Variable structure control of discrete-time systems[J]. Acta Automatica Sinica, 1995, 21(2): 154-161.
- [6] Wang W J, Wu G H, Yang D C. Variable structure control design for uncertain discrete-time systems[J]. IEEE AC, 1994, 39(1): 99-102.
- [7] Dote Y, Hoft R G. Microprocessor based sliding mode controller for dc motor drivers[M]. Cincinnati. 1980.
- [8] 王江, 乔宇, 王先来. 离散变结构输出反馈控制[J]. 控制理论与应用, 2001, 18(2): 181-184.
(Wang J, Qiao Y, Wang X L. Variable structure output feedback of discrete systems[J]. Control Theory and Application, 2001, 18(2): 181-184.)
- [9] Xie L H. Output feedback H control of system with parameter uncertainty[J]. Int J of Control, 1996, 63(4): 741-750.
- [10] 夏元清, 韩京清. 同时含有状态和输入时滞系统的滑模控制[J]. 控制与决策, 2003, 18(5): 563-567.
(Xia Y Q, Han J Q. Sliding mode control for linear systems with input and state delays[J]. Control and Decision, 2003, 18(5): 563-567.)
- [11] Kwatny H G, Teolis C, Mattice M. Variable structure control of systems with uncertain nonlinear friction[J]. Automatica, 2002, 38(7): 1251-1256.
- [12] Lee J H, Youn M J. A new improved continuous variable structure controller for accurately prescribed tracking control of BLDD servo motors [J]. Automatica, 2004, 40(12): 2069-2074.
- [13] 胡云安, 吴光彬, 郭晓军. 一类非线性系统的多面滑模控制[J]. 控制与决策, 2000, 15(4): 497-500.
(Hu Y A, Wu G B, Guo X J. Multi-surface sliding mode control of a class of nonlinear systems [J]. Control and Decision, 2000, 15(4): 497-500.)
- [14] Chou C H, Cheng C C. Design of adaptive variable structure controllers for perturbed time-varying state delay systems[J]. J of the Franklin Institute, 2001, 338(1): 35-46.