

文章编号: 1001-0920(2012)12-1776-05

永磁同步电机伺服系统模糊分数阶滑模控制

张碧陶, 皮佑国

(华南理工大学 自动化科学与工程学院, 广州 510640)

摘要: 针对传统整数阶滑模控制系统中的抖震问题, 结合分数阶理论、模糊逻辑推理和滑模控制技术的优点, 提出了模糊分数阶滑模控制策略. 将传统滑模控制器中的整数阶切换面推广到分数阶并设计了全控制域滑模面, 保证系统在整个控制域都具有较强的鲁棒性. 采用模糊逻辑推理算法, 实现了开关切换增益的自整定. 仿真和实验验证了模糊分数阶滑模控制系统不但能有效地削减抖震, 而且能保持滑模控制器对系统外部扰动的全局鲁棒性.

关键词: 分数阶; 滑模控制; 模糊推理; 抖震; 全局鲁棒性

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Fractional order fuzzy sliding mode control for permanent magnet synchronous motor servo drive

ZHANG Bi-tao, PI You-guo

(College of Automation Science and Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China.
Correspondent: ZHANG Bi-tao, E-mail: z.bitao@mail.scut.edu.cn)

Abstract: A scheme of fractional order sliding mode controller based on fuzzy logic algorithm is proposed for dealing with the chattering phenomenon existing in conventional integral order sliding mode controller. The fractional order sliding mode surface covers the whole control domain so that the system is robust with disturbances all over the control domain. In order to deal with the upper bound of uncertainties, fuzzy logic inference algorithm is used to obtain the gain of soft-switching. Simulations and experiments demonstrate that the proposed fractional order sliding mode controller not only achieves favorable control performances, but also is robust with regard to external disturbances.

Key words: fractional order; sliding mode control; fuzzy logic inference; chattering; whole robustness

1 引言

永磁同步电机伺服系统的控制普遍采用常规PID控制, 但系统参数发生变化或者受到外部扰动时, 常规PID不能满足高性能要求; 因此, 国内外学者展开了伺服系统的转速跟踪和转速不确定性扰动抑制的研究. 其中, 有学者提出了一种抗扰动自适应控制方法, 根据电机参数的辨识, 利用观测器补偿不确定性扰动^[1], 但参数的辨识精度和辨识时间不能满足高精高速的要求. 还有学者把伺服系统模型变换成标称模型和包含各种扰动均不确定项的形式, 然后设计鲁棒补偿器对不确定项进行补偿^[2], 但很难实现对非线性扰动(如摩擦力)的精确补偿.

滑模控制具有对系统参数时变和外部扰动的强鲁棒性, 因此成为提高伺服系统性能的研究热点^[3].

理想滑模控制器的输出是高频正负切换值, 而实际系统的执行机构在时间上的延迟和空间上的滞后, 导致实际的滑模态不是准确地发生在设定的切换流形, 容易引起系统的抖震^[4]. 比较流行的削减抖震的方法主要有: 边界层内的正则化方法^[5]; 利用状态观测器来观察抖震, 实现动态调节的滑模控制器^[6]; 采用高阶滑模的控制算法^[7]. 尽管采用上述方法能在一定程度上减弱抖震, 但依然存在一些问题: 边界层内的正则化方法和基于观测器的调节方法, 具有传统滑模控制器的鲁棒性的同时使得系统存在稳态误差^[8]; 高阶滑模控制算法复杂, 在低阶(一阶或二阶)系统的控制律中存在控制器输出信号与其导数的耦合, 不利于滑模控制律的设计.

对于不确定性系统, 滑模控制器的开关增益必须

收稿日期: 2011-08-03; 修回日期: 2011-12-01.

基金项目: 广东省教育部产学研合作项目(2009B090300269).

作者简介: 张碧陶(1984—), 男, 博士生, 从事智能控制及其应用的研究; 皮佑国(1953—), 男, 研究员, 博士生导师, 从事永磁同步电动机的智能控制等研究.

大于不确定性上界, 否则不能保证系统稳定. 当前, 综合考虑滑模控制器抖震的削减和系统的不确定性上界的整定方法主要有: 基于遗传算法的分数阶模糊滑模算法^[9]、自适应模糊滑模算法^[10-11]以及结合分数阶理论和神经网络的模糊滑模控制算法^[12]. 基于遗传搜索算法的整定方法不利于参数时变和受外部扰动系统的实时控制; 自适应模糊滑模模糊规则繁多, 占用大量的内存^[10]; 神经网络算法复杂, 收敛较慢.

本文考虑永磁同步电动机的参数时变和外部负载扰动以及传动装置的非线性摩擦力, 提出基于模糊推理算法的分数阶滑模控制策略. 针对传统整数阶滑模控制系统中的抖震, 将分数阶微积分理论应用到滑模控制技术中, 利用分数阶系统随时间缓慢衰减的特性设计全控制域分数阶滑模面. 针对系统参数和扰动变化的不确定性, 设计单输入单输出的模糊推理机制实时自整定滑模开关增益. 该控制策略已成功应用到永磁同步电动机的速度控制, 比传统的整数阶滑模控制方法具有更高的综合控制性能.

2 永磁同步电动机模型描述

永磁同步电动机在旋转坐标系中的数学模型为

$$\begin{aligned} u_q^* &= R_s i_q^* + \dot{\lambda}_q + \omega_f \lambda_d, \\ u_d^* &= R_s i_d^* + \dot{\lambda}_d - \omega_f \lambda_q; \\ \lambda_q &= L_q i_q^*, \quad \omega_f = n_p \omega_r^*, \\ \lambda_d &= L_d i_d^* + L_{md} I_{df}. \end{aligned} \quad (1)$$

其中: u_d^*, u_q^* 为 d, q -坐标下的定子电压; i_d^*, i_q^* 为定子电流; λ_d, λ_q 为定子磁链; L_d, L_q 为电感分量; ω_f, ω_r^* 分别为电角速度和给定转速; L_{md} 为定子相电感; I_{df} 为等效电流; n_p 为定子磁极对数; R_s 为定子电阻.

电磁转矩方程

$$T_e = 3n_p [L_{md} I_{df} i_q^* + (L_d - L_q) i_q^* i_d^*] / 2, \quad (2)$$

动力方程

$$T_e = J \dot{\omega}_r + B_m \omega_r + T_l. \quad (3)$$

其中: T_l 为负载力矩, B_m 为摩擦系数, J 为转动惯量. 通过应用矢量控制, 动力方程可以简化如下:

$$T_e = k_q^* i_q^*, \quad k_q^* = 3n_p L_{md} I_{df} / 2. \quad (4)$$

将动力方程(4)代入电磁转矩方程(2), 可得

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_r &= -a \omega_r + b i_q - c, \\ a &= \frac{B_m}{J}, b = \frac{k_p}{J}, c = \frac{T_l}{J}. \end{aligned} \quad (5)$$

考虑电机参数的变化, 式(5)可以表示为

$$\dot{\omega}_r = -(a + \Delta a) \omega_r + (b + \Delta b) i_q - (c + \Delta c), \quad (6)$$

其中 $\Delta a, \Delta b, \Delta c$ 为系统参数摄动.

控制器的设计目的是找到合适的控制律, 使得系统输出 ω_r 快速地跟随输入 ω_r^* . 定义速度误差 $e(t) =$

$\omega_r^*(t) - \omega_r(t)$, 对其求导得

$$\begin{aligned} \dot{e}(t) &= -ae(t) - b i_q(t) + \varphi(t) + \delta(t), \\ \varphi(t) &= a \omega_r^*(t) + c(t) + \dot{\omega}_r^*(t), \\ \delta(t) &= \Delta a \omega_r(t) - \Delta b i_q(t) + \Delta c(t). \end{aligned} \quad (7)$$

假设总的不确定扰动满足

$$|\delta(t)| \leq \Psi, \quad \Psi \in R^+. \quad (8)$$

3 分数阶滑模控制器设计

分数阶滑模控制器设计分为两步: 切换流形选择和制律设计. 考虑系统在全控制域保持滑模运动, 本文选择如下的全局切换函数:

$$s = k_p e(t) + {}_0 D_t^r e(\tau) - F(t). \quad (9)$$

其中: $k_p \in R^+$ 为滑模面增益, ${}_0 D_t^r$ 为分数阶微分算子, 表示 r ($0 < r < 1$) 阶导数. 为了实现系统全局滑模, 函数 $F(t)$ 必须满足以下 3 个条件:

1) 系统初始状态处在滑模状态, 即

$$F(0) = k_p e(0) + {}_0 D_0^r e(\tau).$$

2) 系统全局稳定, 即

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} F(t) = 0.$$

3) 滑模存在, 即 $F(t)$ 一阶可导.

根据上述 3 个条件, 可以定义 $F(t)$ 如下:

$$F(t) = F(0) \lambda^{-t}, \quad \lambda > 1. \quad (10)$$

设计的分数阶滑模控制律如下:

$$\begin{aligned} u &= i_q(t) = \\ & b^{-1} \{-ae + k_p^{-1} [{}_0 D_t^{r+1} e + w_s \text{sign}(s) - \dot{F}(t)] + \\ & c(t) + \dot{\omega}_r^*(t) + a \omega_r(t)\}. \end{aligned} \quad (11)$$

4 开关增益整定

滑模控制系统的开关增益 (w_s) 影响着系统的控制性能: 如果 w_s 太大, 则系统存在较大的抖震; 反之, 则系统丧失对系统参数变化和扰动的鲁棒性. 此外, 实际系统中的不确定扰动是很难测量的, 致使 w_s 不容易整定. 本文采用一种简单的模糊推理算法来实时整定开关增益 w_s . 根据滑模存在条件 $s\dot{s} < 0$, 设计模糊推理系统的输入为 $s\dot{s}$, 输出为滑模开关增益变化 dw_s . 输入输出对应的模糊语言变量为: PB(正大)、PM(正中)、ZO(零)、NM(负中)、NB(负大), 隶属度函数 $u_j(s)$ 为三角形, 设计的模糊规则如下:

R1: If $s\dot{s}$ is PB, then dw_s is PB;

R2: If $s\dot{s}$ is PM, then dw_s is PM;

R3: If $s\dot{s}$ is ZO, then dw_s is ZO;

R4: If $s\dot{s}$ is NM, then dw_s is NM;

R5: If $s\dot{s}$ is NB, then dw_s is NB.

模糊输出 dw_s 使用如下的重心法进行解模糊计

算:

$$dw_s = \sum_{j=1}^n k_j u_j(s) / \sum_{j=1}^n u_j(s), \quad (12)$$

其中 k_j 为第 j 个论域的中心值.

采用如下积分方法估计不确定项的上界:

$$w_s = k_s \int_0^t dw_s, \quad (13)$$

其中 $k_s (k_s > 0)$ 为比例系数.

5 系统性能分析

5.1 稳定性分析

控制律的设计必须保证系统在任意初始状态都能到达滑模态,即满足滑模控制的逼近条件.另外,本文采用分数阶切换流形,必须保证分数阶滑模面的存在,即满足滑模存在条件;因此,稳定性分析必须包含两个条件的分析.

条件 1 基于李雅普诺夫(Lyapunov)稳定性理论分析滑模逼近条件.

选择 Lyapunov 函数

$$V = \frac{1}{2} s^2, \quad (14)$$

对其求导得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s \times \dot{s} = \\ & s \times [k_p(-ae - bi_q + \varphi + \delta) + {}_0D_t^{r+1}e(\tau) - \dot{F}(t)]. \end{aligned} \quad (15)$$

将式(11)代入(15),得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s \times \dot{s} = \\ & s \times [k_p(-ae - bi_q + \varphi + \delta) + {}_0D_t^{r+1}e(\tau) - \dot{F}(t)] = \\ & s \times [-w_s \text{sign}(s) + k_p \delta] = -w_s |s| + sk_p \delta. \end{aligned} \quad (16)$$

因此,根据式(8),只要满足

$$w_s > k_p \Psi, \quad (17)$$

则恒有 $\dot{V} \leq 0$. 根据 Lyapunov 稳定性理论,系统能由任意初始状态在有限时间内达到切换流形.

条件 2 分数阶滑模面存在条件.

当系统进入滑模态时,系统状态满足

$${}_0D_t^r e(\tau) = -k_p e(t) + F(t). \quad (18)$$

根据分数阶系统稳定性理论^[13],只要 $k_p > 0$,就有 $\arg(-k_p) = \pi > \pi r/2 (0 < r < 1)$,从而系统是渐近稳定的,即满足滑模面存在条件.

5.2 抖震分析

本文提出的是全局滑模运动面,故系统状态在全控制域内都满足式(18).不失一般性,将式(18)写成如下的标准形式:

$${}_0D_t^r X(\tau) = AX(t) + Bu(t), \quad (19)$$

则其分数阶系统的状态方程的一般解为^[14]

$$X(t) = \Phi_{r,1}(t)X_0 + \int_0^t \Phi_{r,r}(t-\tau)Bu(\tau)d\tau, \quad (20)$$

其中 $\Phi_{r,\beta}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{A^k t^{rk+\beta-1}}{\Gamma(rk+\beta)}$ 为分数阶方程(19)的状态转移函数.

当 $r = 1$ 时,系统方程(19)即为整数阶线性系统状态方程

$$\dot{X}(t) = AX(t) + Bu(t). \quad (21)$$

相应的状态转移函数为

$$\begin{aligned} \Phi_{r,\beta}(t) &= \Phi_{1,1}(t) = \\ & \sum_{k=0}^{\infty} \frac{A^k t^k}{\Gamma(k+1)} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{A^k t^k}{k!} = \exp(At). \end{aligned} \quad (22)$$

由上述分析可知,整数阶滑模面是以指数律收敛到平衡点,而分数阶系统的收敛性与分数阶导数 r 有关,可以近似为 t^{-r} ^[14];因此,根据 r 调整系统状态的收敛性,可达到更好的动态和静态性能.

常规滑模控制系统中抖震产生的原因是,实际执行机构的切换频率跟不上理论的高频切换作用,导致了实际系统在时间上的延迟和空间上的滞后.将高频作用在分数阶切换流形,利用分数阶系统可调的收敛方式,使之较为缓慢地传递能量,有利于减少抖震.

分数阶系统与整数阶系统收敛过程如图 1 所示.假设系统的初始状态为 $s(x_0, y_0)$,在控制律的作用下穿越切换面 $s(x, y) = 0$,但由于实际执行机构的延迟响应,经过一定的时间 t_m 才能跟随控制作用.因此,分数阶系统以 t_m^r 的速度从状态 1 到状态 2 再到其他状态,以致在区域 Δ 内来回抖动.同理,整数阶系统以指数 e^{t_m} 的形式从状态 1' 收敛到状态 2' 再到其他状态,以致在区域 Δ' 内来回抖动.由上述分析可知 $\Delta' > \Delta$,即利用分数阶系统产生的抖震幅值较小,能达到较高的控制精度.

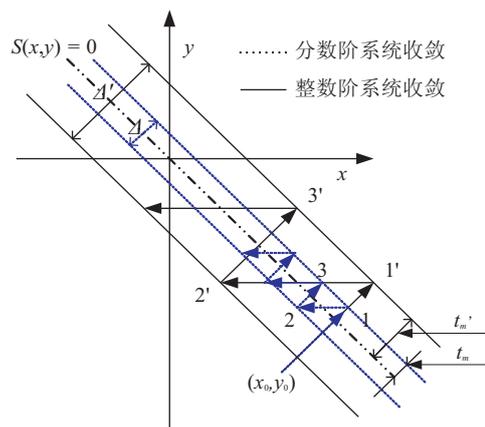


图 1 分数阶与整数阶系统收敛过程比较

6 仿真结果与讨论

本文基于永磁同步电机伺服系统速度环(其结构如图 2 所示), 以“Matlab”软件为工具, 分别给出了本文提出的基于模糊整定的分数阶滑模控制器和整数阶($r = 1$)的自适应模糊滑模控制器^[10]的正弦跟踪性能的仿真结果。

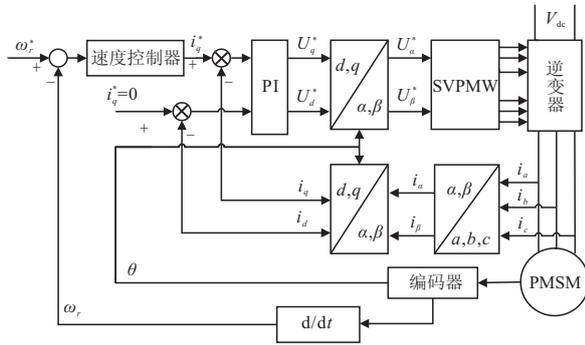


图 2 伺服系统平台

在数控机床的伺服系统中, 由于受到传动机构(如导轨)非线性摩擦力的影响, 使系统的动态和静态性能变差, 主要表现在低速时出现爬行现象, 稳态时有较大的静差或出现极限环振荡。为了考察本文提出的控制方法克服非线性摩擦力影响的能力, 在仿真中加入具有代表性的 LuGre 模型的摩擦力^[15]

$$\delta(t) = \sigma_0 f + \sigma_1 \dot{f} + \varepsilon \omega;$$

$$\dot{f} = \omega - \frac{\sigma_0 |\omega|}{g(\omega)} f,$$

$$g(\omega) = F_c + (F_s - F_c) \exp(-(\omega/V_s)^2) + \varepsilon \omega. \quad (23)$$

其中: σ_0, σ_1 为动态摩擦系数; ε 为粘性摩擦系数; F_c 为库伦摩擦力; F_s 为静摩擦力; V_s 为切换速度; ω 为电机转速。

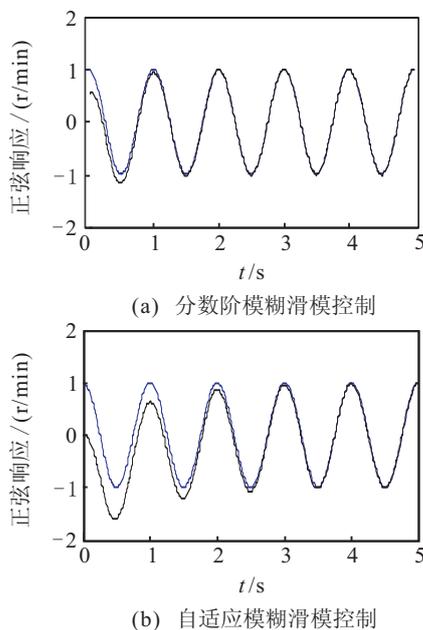


图 3 伺服系统正弦速度响应

电动机参数 $R_s = 1.15 \Omega, L_d = L_q = 8.5e-3 H, n_p = 4, J = 2.5e-3 \text{ kg}\cdot\text{m}^2, B_m = 1.0e-3 \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}, K_g = 1.02, \omega_e = 1000 \text{ r/min}$. 给定参数 $k_p = 50, \lambda = 10, \sigma_0 = 260, \sigma_1 = 2.5, \varepsilon = 0.02, B_c = 280, F_s = 340, V_s = 0.01$.

图 3 所示为转速伺服系统在摩擦力干扰下的两种控制器的正弦速度跟踪曲线。从图 3 可以看出, 尽管自电动机启动就存在摩擦力扰动, 但是两种控制器的输出都能精确且平稳地跟踪输入; 不过, 分数阶模糊滑模控制的跟踪时间比自适应模糊滑模控制的跟踪时间短。因此, 本文提出的基于模糊推理算法的分数阶滑模控制系统具有较高的跟踪性能。

7 实验研究

采用本文提出的控制策略对永磁同步电机伺服系统进行斜坡和正弦实验验证, 实验平台与仿真系统结构相同, 如图 2 所示, 其中的速度控制器是基于 TMS320F2812 的 DSP 处理器, 电动机参数与仿真部分一致。另外, 为了验证本文提出的控制系统的抗负载扰动性能, 提供了系统突加负载扰动对控制性能影响的实验结果。

图 4 所示为转速伺服系统分别用分数阶模糊滑模控制系统和一阶模糊滑模控制器的斜坡响应以及分数阶模糊滑模控制系统正弦跟踪曲线。由于 TMS320F2812DSP 是定点处理器, 图 4 纵坐标所示速度值为标么值, 真实值 = 标么值 × 额定值。从图 4(a) 可看出, 常规整数阶 ($r = 1$) 滑模控制系统的稳态响应存

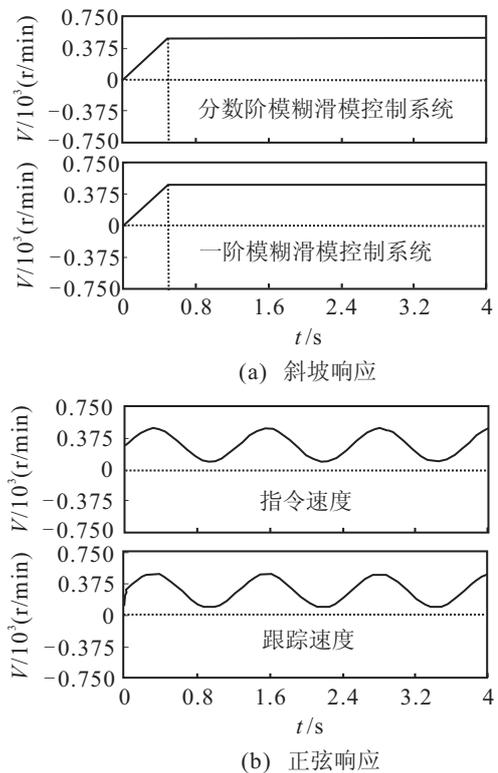


图 4 实验结果

在明显的抖震,而分数阶滑模控制系统抖震相对较小;图4(b)表明分数阶模糊滑模控制系统具有较好的正弦跟踪性能.该实验表明,本文提出的基于模糊整定方法的分数阶滑模控制系统能达到较高的控制性能.

在负载扰动实验中,将电动机与直流发电机串接,直流发电机的负载为变阻箱.电动机带动发电机启动时,利用万用表测出相应的负载电流,当发电机运行到稳定速度时,改变变阻箱的值,使得负载电流为稳速时电流值的3倍(突加负载扰动),作用一定时间后恢复到原来的负载(突减负载扰动),如图5的负载电流所示.从图5电动机的响应速度可以看出,在施加负载扰动的情况下,电机的速度依然不受干扰,维持在给定的速度值,这表明该控制器对外部负载扰动具有强鲁棒性.

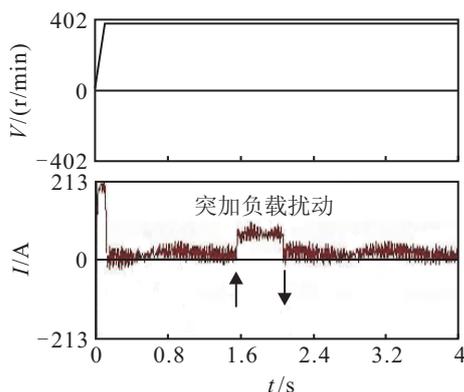


图5 系统鲁棒性实验

8 结 论

本文基于永磁同步电动机伺服系统的参数时变和外部负载扰动以及传动装置的非线性摩擦力的影响,针对传统整数阶滑模控制系统的抖震问题,设计了分数阶模糊滑模控制系统.本文提出的控制律作用在分数阶切换流形,能有效抑制抖震;全局分数阶滑模面保证系统在整个控制域都具有强的鲁棒性;模糊逻辑算法调节开关增益,能整定不确定项的上界,保证系统对不确定性扰动的鲁棒性.

永磁同步电动机伺服系统速度环的仿真和实验表明,本文提出的控制策略不但有效地削减了传统一阶滑模控制系统的抖震,而且保持了系统对外部负载扰动的强鲁棒性,能够达到较高的综合控制性能.

参考文献(References)

[1] 鲁文其, 胡育文, 梁骄雁, 等. 永磁同步电机伺服系统抗扰动自适应控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(3): 75-81.
(Lu W Q, Hu Y W, Liang J Y, et al. Anti-disturbance adaptive control for permanent magnet synchronous motor servo system[J]. Proc of the CSEE, 2011, 31(3): 75-81.)

[2] 杨书生, 钟宜生. 永磁同步电机转速伺服系统鲁棒控制器设计[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(3): 84-90.
(Yang S S, Zhong Y S. Robust controller design for PMSM speed servo systems[J]. Proc of the CSEE, 2009, 29(3): 84-90.)

[3] 汪海波, 周波, 方斯琛. 永磁同步电机调速系统的滑模控制[J]. 电工技术学报, 2009, 29(9): 71-77.
(Wang H B, Zhou B, Fang S C. A PMSM sliding mode control system based on exponential reaching law[J]. Trans on China Electrotechnical Society, 2009, 29(9): 71-77.)

[4] 胡跃明. 变结构控制理论与应用[M]. 北京: 科学出版社, 2003.
(Hu Y M. Control theory and application for variation construction control[M]. Peking: Science Press, 2003.)

[5] Baik I C, Kim K H, Youn M J. Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using boundary layer integral sliding mode control technique[J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 2000, 8(3): 47-54.

[6] Da Lin, Xing yuan Wang. Observer-based decentralized fuzzy neural sliding mode control for interconnected unknown chaotic systems via network structure adaptation[J]. Fuzzy Sets and Systems, 2010, 16(1): 2066-2080.

[7] Francesco Dinuzzo, Antonella Ferrara. Higher order sliding mode controllers with optimal reaching[J]. IEEE Trans on Automatica Control, 2009, 54(9): 98-104.

[8] Arie Levant. Homogeneity approach to high-order sliding mode design[J]. Automatica, 2005, 41(5): 823-830.

[9] Delavari H, Ghaderi R, Ranjbar A, et al. Fuzzy fractional order sliding mode controller for nonlinear systems[J]. Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, 2010, 15(4): 963-978.

[10] Wai Rong-Jong, Lin Chih-Min, Hsu Chun-Fei. Adaptive fuzzy sliding-mode control for electrical servo drive[J]. Fuzzy Sets and Systems, 2004, 143(2): 295-310.

[11] Efe M O. Fractional fuzzy adaptive sliding-mode control of a 2-DOF direct-drive robot arm[J]. IEEE Trans on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics Publication Information, 2008, 38(6): 1561-1570.

[12] Lin Tsung-Chih, Lee Tun-Yuan. Chaos synchronization of uncertain fractional-order chaotic systems with time delay based on adaptive fuzzy sliding mode control[J]. Trans on Fuzzy Systems, 2011, 19(4): 623-635.

[13] Ahmed E, El-Sayed A M A, El-Saka H A A. Equilibrium points, stability and numerical solutions of fractional-order predatorprey and rabies models[J]. J of Mathematical Analysis and Applications, 2007, 325(2): 542-553.