

考虑参数和负载不确定性的内置式永磁同步电机 自适应反步控制

张兴华, 唐其太

(南京工业大学 自动化与电气工程学院, 南京 211816)

摘要: 提出一种 $i_d = 0$ 的内置式永磁同步电机的自适应反步控制方法. 通过定义虚拟控制变量和选择适当的 Lyapunov 函数, 导出系统控制律及参数自适应律. 该方法能够根据自适应参数估计器实时估计出的负载转矩和定子电阻对控制输出进行动态校正, 从而提高转速控制精度和系统的抗扰能力. 仿真结果表明, 系统能够快速跟踪参考转速, 并对负载扰动和参数变化具有较强的鲁棒性.

关键词: 内置式永磁同步电机; 自适应参数估计; 不确定性; 反步控制

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Adaptive backstepping control of interior permanent magnet synchronous motors considering parameter and load uncertainties

ZHANG Xing-hua, TANG Qi-tai

(College of Automation and Electrical Engineering, Nanjing Tech University, Nanjing 211816, China. Correspondent: ZHANG Xing-hua, E-mail: zxhnjut@163.com)

Abstract: An adaptive backstepping control method of interior permanent magnet synchronous motors(IPMSM) with $i_d = 0$ is proposed. By defining the virtual control variables and selecting the proper Lyapunov functions, the control law and parameter adaptation law are derived. The proposed method is able to regulate the control outputs dynamically, according to the stator resistance and load torque estimated by the adaptive parameter estimator in real time. So the accuracy of speed control and the ability of disturbance rejection are improved significantly. Simulation results show that the driving system can quickly track the speed reference and is robust against the parameter variations and load disturbances.

Keywords: IPMSM; adaptive parameter estimation; uncertainty; backstepping control

0 引言

永磁同步电机由于具有高功率密度、大转矩惯量比和高效率, 广泛应用于如工业机器人、数控机床和电动汽车等高性能电机驱动系统. 根据转子永磁体安装结构的不同, 永磁同步电机可分为表面式和内置式两种类型, 其中内置式永磁同步电机(IPMSM)将永磁体置入转子铁芯内部, 大大提高了转子的机械强度, 不仅具有结构紧凑、功率密度大、损耗小、外形尺寸设计灵活和运行可靠等优点, 而且由于转子结构的不对称性, 电机呈现出磁极凸性, 抗去磁能力和弱磁能力强, 特别适合在高速运行区进行弱磁控制和启动时的低速大转矩运行.

高性能的IPMSM驱动系统一般采用矢量控制,

包括 $i_d = 0$ 控制和最大转矩电流比控制. 矢量控制可以获得优良的动静态调速性能, 但其磁场定向精度易受电机参数变化的影响, 而电机转速采用固定增益的PI控制也会因负载转矩的变化使调速性能下降. 近年来, 为了克服参数时变和负载扰动对电机驱动系统的影响, 一些非线性控制方法被应用于永磁同步电机的控制, 如滑模变结构控制^[1-2]、状态反馈线性化解耦控制^[3]、自抗扰控制^[4]和反步控制^[5-8]等. 其中反步控制方法^[9-10]因易于与自适应参数估计技术结合以减小系统不确定性因素的影响而受到重视. 该方法通过引入虚拟控制, 将复杂的非线性系统分解成多个更简单和更低阶数的系统, 通过选择适当的 Lyapunov 函数来保证虚拟控制渐近收敛, 并逐步导出

收稿日期: 2015-05-09; 修回日期: 2015-07-23.

基金项目: 国家自然科学基金项目(51477073).

作者简介: 张兴华(1963—), 男, 教授, 博士, 从事电机驱动控制和复杂系统控制等研究; 唐其太(1989—), 男, 硕士生, 从事永磁同步电机控制技术的研究.

最终的控制律及参数自适应律。

本文将 $i_d = 0$ 的矢量控制、自适应参数估计和反步控制相结合, 提出一种 IPMSM 的自适应反步控制方法. 在计及电机定子电阻变化和负载扰动情况下导出 IPMSM 的电压控制律及定子电阻和负载转矩的自适应估计律, 从而实现 IPMSM 的高性能控制. 仿真结果表明, 电机驱动系统能快速跟踪参考转速, 即使在负载突变和参数摄动时依然有很好的控制性能.

1 内置式永磁同步电机的数学模型

在转子磁场定向 d - q 坐标系中, IPMSM 的电压方程为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \dot{\lambda}_d - P\omega_r \lambda_q, \\ u_q = R_s i_q + \dot{\lambda}_q + P\omega_r \lambda_d; \end{cases} \quad (1)$$

运动方程为

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J}(T_e - B\omega_r - T_L). \quad (2)$$

其中: i_d 、 i_q 和 u_d 、 u_q 分别为定子电流矢量和定子电压矢量的 d 、 q 分量, R_s 为定子电阻, P 为极对数, J 为转子惯量, B 为粘滞摩擦系数, ω_r 为转子机械角速度, T_L 为负载转矩, λ_d 和 λ_q 为磁链的 d 、 q 分量, T_e 为电机输出转矩, λ_f 为转子永久磁链, 且有

$$\begin{cases} \lambda_d = L_d i_d + \lambda_f, \\ \lambda_q = L_q i_q; \end{cases} \quad (3)$$

$$T_e = \frac{3P}{2}[\lambda_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q]. \quad (4)$$

由式(1)和(2)可得 IPMSM 的状态方程

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{PL_q}{L_d}\omega_r i_q + \frac{1}{L_d}u_d, \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{PL_d}{L_q}\omega_r i_d - \frac{P\omega_r \lambda_f}{L_q} + \frac{1}{L_q}u_q, \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3P}{2J}[\lambda_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] - \frac{B}{J}\omega_r - \frac{T_L}{J}. \end{cases} \quad (5)$$

2 自适应反步控制器设计

由于 IPMSM 驱动系统的控制目标是使电机转速跟踪转速参考值, 定义转速跟踪误差 $e_1 = \omega_r^* - \omega_r$, 则转速跟踪误差动态可写为

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r = \\ &\dot{\omega}_r^* - \frac{1}{J} \left\{ \frac{3P}{2}[\lambda_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] - B\omega_r - T_L \right\}. \end{aligned} \quad (6)$$

定义 Lyapunov 函数 V_1 为

$$V_1 = \frac{1}{2}e_1^2, \quad (7)$$

对 V_1 求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 = \\ &\dot{\omega}_r^* e_1 - \frac{e_1}{J} \left\{ \frac{3P}{2}[\lambda_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] - \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\left. B\omega_r - T_L \right\} = \\ &\frac{e_1}{J} \left\{ J\dot{\omega}_r^* + B\omega_r + T_L - \frac{3P}{2}\lambda_f i_q + k_1 J e_1 \right\} - \\ &\frac{3P}{2J}(L_d - L_q)i_d i_q e_1 - k_1 e_1^2, \end{aligned} \quad (8)$$

其中 k_1 为正的常数. 若选择虚拟控制 i_d^* 和 i_q^* 为

$$i_q^* = \frac{2}{3P\lambda_f}(J\dot{\omega}_r^* + B\omega_r + T_L + k_1 J e_1), \quad (9)$$

$$i_d^* = 0, \quad (10)$$

则当定子电流分量 i_d 和 i_q 分别满足 $i_d = i_d^*$ 和 $i_q = i_q^*$ 时, 有

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0, \quad (11)$$

电机转速将渐近收敛到参考转速 ω_r^* .

在实际电机运行时, 由于负载转矩未知, 式(9)中的 T_L 要采用其估计值 \hat{T}_L 替代, 则虚拟控制 i_q^* 表示为

$$i_q^* = \frac{2}{3P\lambda_f}(J\dot{\omega}_r^* + B\omega_r + \hat{T}_L + k_1 J e_1). \quad (12)$$

为了使 i_d 和 i_q 跟踪虚拟控制 i_d^* 和 i_q^* , 定义 i_d 、 i_q 误差分别为 $e_2 = i_d^* - i_d$ 和 $e_3 = i_q^* - i_q$, 式(6)可写为

$$\dot{e}_1 = \frac{1}{J} \left\{ \frac{3P}{2}[\lambda_f e_3 + (L_d - L_q)e_2 i_q] - k_1 J e_1 - \tilde{T}_L \right\}, \quad (13)$$

其中 $\tilde{T}_L = \hat{T}_L - T_L$ 为负载转矩估计误差.

对定子电流分量误差 e_2 和 e_3 求导数, 可得

$$\dot{e}_2 = \dot{i}_d^* - \dot{i}_d = \frac{R_s}{L_d}i_d - \frac{PL_q}{L_d}\omega_r i_q - \frac{1}{L_d}u_d, \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_3 &= \dot{i}_q^* - \dot{i}_q = \\ &\frac{2}{3P\lambda_f}(J\dot{\omega}_r^* + B\dot{\omega}_r + \dot{\hat{T}}_L + k_1 J \dot{e}_1) + \frac{R_s}{L_q}i_q + \\ &\frac{PL_d}{L_q}\omega_r i_d + \frac{P\omega_r \lambda_f}{L_q} - \frac{1}{L_q}u_q = \\ &\frac{2(B - k_1 J)}{3P\lambda_f J} \left\{ \frac{3P}{2}[\lambda_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] - B\omega_r - \right. \\ &\left. T_L \right\} + \frac{R_s}{L_q}i_q + \frac{PL_d}{L_q}\omega_r i_d + \frac{P\omega_r \lambda_f}{L_q} - \frac{1}{L_q}u_q + \\ &\frac{2}{3P\lambda_f}(\dot{\hat{T}}_L + k_1 J \dot{\omega}_r^* + J \dot{\omega}_r^*). \end{aligned} \quad (15)$$

考虑 T_L 和 R_s 的变化, 定义 Lyapunov 函数 V_2 为

$$V_2 = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + \frac{1}{\gamma_1}\tilde{T}_L^2 + \frac{1}{\gamma_2}\tilde{R}_s^2). \quad (16)$$

其中: $\tilde{R}_s = \hat{R}_s - R_s$ 为定子电阻估计误差, γ_1 和 γ_2 为大于零的常数. 由此可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + \frac{1}{\gamma_1}\tilde{T}_L \dot{\tilde{T}}_L + \frac{1}{\gamma_2}\tilde{R}_s \dot{\tilde{R}}_s = \\ &-k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 + \frac{e_1}{J} \left[\frac{3P}{2}\lambda_f e_3 + \frac{3P}{2}(L_d - \right. \\ &\left. L_q)e_2 i_q - \tilde{T}_L \right] + e_2 \left(\frac{R_s}{L_d}i_d - \frac{PL_q}{L_d}\omega_r i_q - \frac{1}{L_d}u_d + \right. \\ &\left. k_2 e_2 \right) + e_3 \left\{ \frac{2(B - k_1 J)}{3P\lambda_f J} \left\{ \frac{3P}{2}[\lambda_f i_q + \right. \right. \end{aligned}$$

$$\left. \begin{aligned} & (L_d - L_q)i_d\dot{i}_q] - B\omega_r - T_L \Big\} + \frac{R_s}{L_q}i_q + \frac{PL_d}{L_q}\omega_r i_d + \\ & \frac{P\omega_r\lambda_f}{L_q} - \frac{1}{L_q}u_q + \frac{2}{3P\lambda_f}(\dot{\hat{T}}_L + k_1J\dot{\omega}_r^* + J\dot{\omega}_r^*) + \\ & k_3e_3 \Big\} + \frac{1}{\gamma_1}\dot{\hat{R}}_s\hat{R}_s + \frac{1}{\gamma_2}\dot{\hat{T}}_L\hat{T}_L. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

若取电压控制律为

$$\left\{ \begin{aligned} & u_d = k_2L_de_2 + \hat{R}_si_d - P\omega_rL_qi_q + \\ & \quad \frac{3P}{2J}L_d(L_d - L_q)i_qe_1, \\ & u_q = \frac{2L_q(B - k_1J)}{3P\lambda_fJ} \left\{ \frac{3P}{2}[\lambda_fi_q + (L_d - \right. \\ & \quad \left. L_q)i_d\dot{i}_q] - B\omega_r - \hat{T}_L \right\} + \hat{R}_si_q + \\ & \quad PL_d\omega_r i_d + P\omega_r\lambda_f + \frac{2L_q}{3P\lambda_f}(\dot{\hat{T}}_L + k_1J\dot{\omega}_r^* + \\ & \quad J\dot{\omega}_r^*) + k_3L_qe_3 + \frac{3PL_q}{2J}\lambda_f e_1, \end{aligned} \right. \quad (18)$$

参数自适应律为

$$\left\{ \begin{aligned} & \dot{\hat{R}}_s = \gamma_1 \left(\frac{i_d}{L_d}e_2 + \frac{i_q}{L_q}e_3 \right), \\ & \dot{\hat{T}}_L = \gamma_2 \left(\frac{e_1}{J} - \frac{2(B - k_1J)}{3P\lambda_fJ}e_3 \right), \end{aligned} \right. \quad (19)$$

则 V_2 的导数满足

$$\dot{V}_2 = -(k_1e_1^2 + k_2e_2^2 + k_3e_3^2) \leq 0, \quad (20)$$

从而可得 e_1, e_2, e_3 和 \hat{T}_L, \hat{R}_s 是有界的。又由式(13)~(15)可得 $\dot{e}_1, \dot{e}_2, \dot{e}_3$ 也是有界的。再由式(20)可得

$$\dot{V}_2 = -k_1e_1^2 - k_2e_2^2 - k_3e_3^2 \leq -k_1e_1^2. \quad (21)$$

对上式两边积分,可得

$$\int_0^\infty k_1e_1^2 dt \leq V_1(0) - V_1(\infty) < \infty, \quad (22)$$

故有 $e_1 \in L_2$ 。同理可证 $e_2, e_3 \in L_2$, 即有 $e_1, e_2, e_3 \in L_\infty \cap L_2, \dot{e}_1, \dot{e}_2, \dot{e}_3 \in L_\infty$ 。由 Barbalat 引理^[11]可知, 当 $t \rightarrow \infty$ 时, $e_1, e_2, e_3 \rightarrow 0$, 即误差 e_1, e_2, e_3 渐近收敛到零。

3 仿真结果

为了验证 IPMSM 自适应反步控制方法的有效性, 采用 Matlab/Simulink 建立控制系统仿真模型, 系统结构如图 1 所示。

仿真中采用的 IPMSM 电机参数为: 额定功率 $P_N = 1.3 \text{ kW}$, 额定转速 $\omega_{rN} = 2500 \text{ r/min}$, 极对数 $P = 4$, 直轴电感 $L_d = 7.66 \text{ mH}$, 交轴 $L_q = 17 \text{ mH}$, 转子永久磁链 $\lambda_f = 0.158 \text{ Wb}$, 转子惯量 $J = 0.0035 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 定子电阻 $R_{sN} = 1.35 \Omega$, 输出转矩的额定值 $T_N = 5 \text{ N} \cdot \text{m}$, 粘滞摩擦系数 $B = 0.001 \text{ kg} \cdot \text{m}^2/\text{s}$ 。

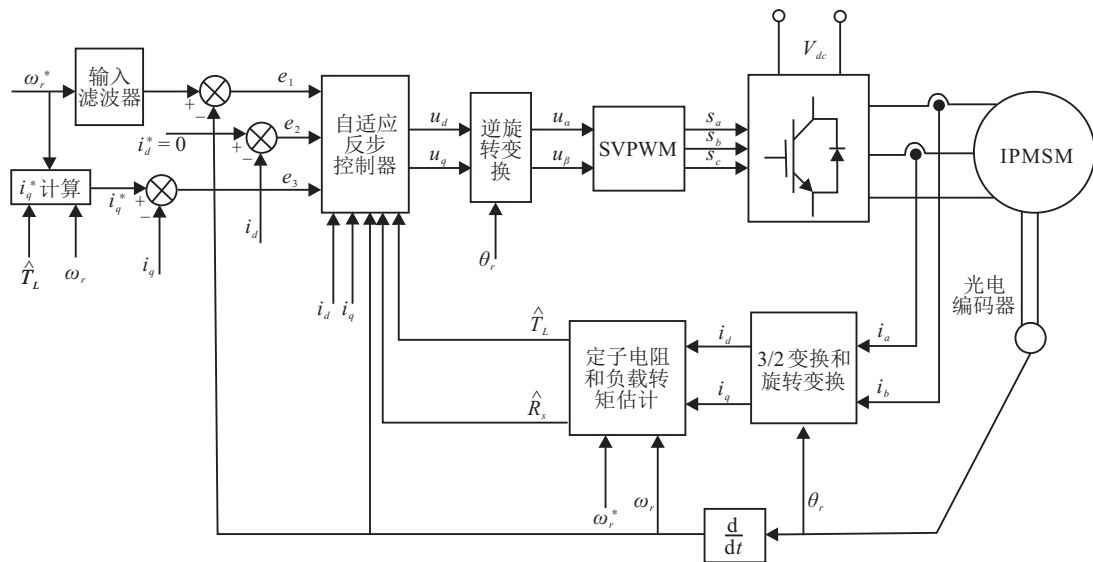


图 1 IPMSM 的自适应反步控制系统

在仿真中, 为了使转速信号充分光滑, 本文采用 Butterworth 滤波器对输入转速阶跃信号进行平滑处理。反步控制器参数取为 $k_1 = 150, k_2 = k_3 = 20$; 自适应参数估计器的增益系数取为 $\gamma_1 = 0.1, \gamma_2 = 0.2$ 。由于系统转速控制的动、静态性能对这些增益系数的变化相当敏感, 恰当地选择参数十分重要, 通常需要通过反复试验来确定。图 2~图 5 是 IPMSM 的自适应反步控制的仿真结果, 分别为电机转速, 定子电流的 d, q 分量, 定子电阻估计及负载转矩估计的控制仿

真曲线。

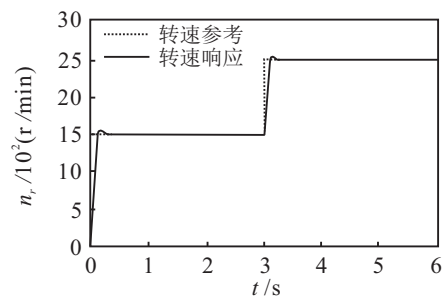


图 2 转速输出响应

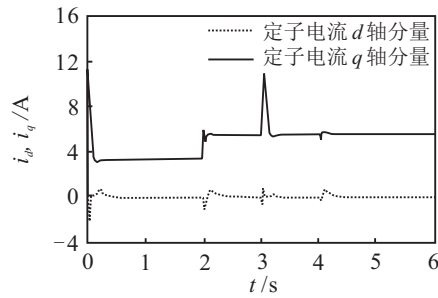


图3 d、q轴电流响应

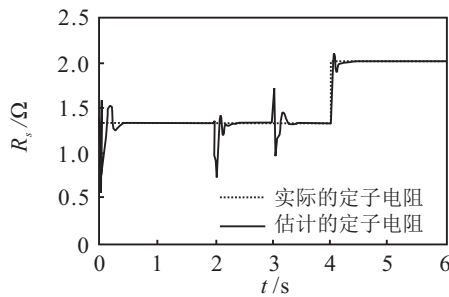


图4 定子电阻估计

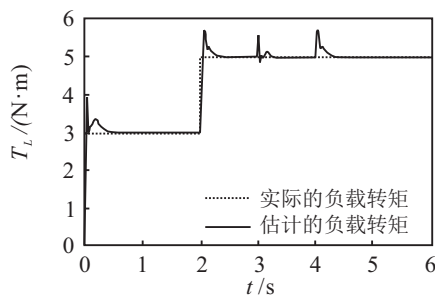


图5 负载转矩估计

仿真时,电机带载启动,初始负载转矩为 $T_L = 3\text{ N}\cdot\text{m}$,给定参考转速初值取为 $n_r = 1500\text{ r/min}$;在 $t = 2\text{ s}$ 时,负载转矩跳变为额定负载 $T_L = 5\text{ N}\cdot\text{m}$;在 $t = 3\text{ s}$ 时,参考转速变为额定转速 $n_r = 2500\text{ r/min}$;而在 $t = 4\text{ s}$ 时,转子电阻跳变为 $R_s = 1.5R_{sN}$.由此可见,当电机参数发生变化和出现负载扰动时,自适应估计器均能渐近估计出负载转矩和定子电阻的实际值,反步控制器则根据这些估计值,自适应地调整控制器的电压输出,使电机转速快速跟踪转速参考给定,获得优良的调速性能.

4 结论

本文将IPMSM的 $i_d = 0$ 矢量控制与自适应反步控制结合,提出一种高性能的IPMSM转速控制方法.采用Lyapunov稳定性分析方法验证了转速和参数估计误差渐近收敛.在计及电机参数变化和负载扰动的情况下,实现了对电机转速的跟踪控制.仿真结果表明,该方法不仅可以实现对转速的快速精确控制,而且对负载扰动和电机参数变化具有良好的适应能力.

参考文献(References)

[1] Gilbert Foo, Rahman M F. Sensorless sliding-mode MTPA control of an IPM synchronous motor drive using a sliding-

mode observer and HF signal injection[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2010, 57(4): 1270-1278.

- [2] 方一鸣,李智,吴洋洋,等.基于终端滑模负载观测器的永磁同步电机位置系统反步控制[J].电机与控制学报,2014,18(9):105-111.
(Fang Y M, Li Z, Wu Y Y, et al. Backstepping control of PMSM position systems based on terminal sliding mode load observer[J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(9): 105-111.)
- [3] 刘贤兴,卜言柱,胡育文,等.基于精确线性化解耦的永磁同步电机空间矢量调制系统[J].中国电机工程学报,2007,27(30):56-59.
(Liu X X, Bu Y Z, Hu Y W, et al. Space vector modulation system for permanent magnet synchronous motor based on precision linearization decoupling[J]. Proc of the CSEE, 2007, 27(30): 56-59.)
- [4] 卢达,赵光宙,曲铁龙,等.永磁同步电机无参数整定自抗扰控制器[J].电工技术学报,2013,28(3):27-34.
(Lu D, Zhao G Z, Qu Y L, et al. Permanent magnet synchronous motor control system based on no manual tuned active disturbance rejection control[J]. Trans of CES, 2013, 28(3): 27-34.)
- [5] Rahman Azizur M, Mahinda Vilathgamuwa D, Nasir Uddi M, et al. Nonlinear control of interior permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2003, 39(2): 408-416.
- [6] Jianguo Zhou, Youyi Wang. Real-time nonlinear adaptive backstepping speed control for a PM synchronous motor[J]. Control Engineering Practice, 2005, 13(10): 1259-1269.
- [7] 张兴华.永磁同步电机的模型参考自适应反步控制[J].控制与决策,2008,23(3):341-345.
(Zhang X H. Model reference adaptive backstepping control of permanent magnet synchronous motors[J]. Control and Decision, 2008, 23(3): 341-345.)
- [8] Mohamed Assaad Hamida, Alain Glumineau, Jesus de Leon. Robust integral backstepping control for sensorless IPM synchronous motor controller[J]. J of the Franklin Institute, 2012, 349(5): 1734-1757.
- [9] Foo G, Rahman M F. Direct torque and flux control of an IPM synchronous motor drive using a backstepping approach[J]. IET Electric Power Applications, 2009, 3(4): 413-421.
- [10] Ramzi Trabelsi, Adel Khedher, Mouhamed Faouzi Mimouni, et al. Backstepping control for an induction motor using an adaptive sliding rotor-flux observer[J]. Electric Power Systems Research, 2012, 93(12): 1-15.
- [11] Xia Chaoying. Adaptive control for AC and DC driving systems[M]. Beijing: Mechanical Industry Press, 1999: 24-25.