

基于改进内模控制的永磁同步电机电流环设计^{*}

张 涛, 余海涛

(东南大学 电气工程学院, 江苏 南京 210096)

摘 要: 永磁同步电机(PMSM)作为一种高阶非线性系统,由于参数摄动和外部干扰的原因,传统内模控制器不能保证其精确的控制要求。在传统内模控制的基础上,设计了一种基于指数收敛的误差干扰观测器。在解耦和反电动势补偿情况下,建立内模控制器,然后由内模控制器的输出和反馈电流,构造误差干扰观测器的状态方程,输出误差补偿信号,补偿电机运行过程中参数变动和干扰因素,实现 PMSM 的高精度控制。建立 MATLAB/Simulink 仿真模型,仿真中人为增加不确定量和扰动。仿真结果表明,在存在不确定信号和负载扰动时,采用改进的内模控制可以实现电流补偿,降低电流纹波,减小电流稳态误差,同时提高转速响应速度,降低扰动误差。

关键词: 永磁同步电机; 内模控制; 干扰观测器; 误差补偿

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2017)12-0001-05

Design of Improved Internal Model Control for Current Loop of Permanent Magnet Synchronous Motor^{*}

ZHANG Tao, YU Haihao

(College of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: Permanent magnet synchronous motor (PMSM) was considered as a high order nonlinear system due to the parameter uncertainties and external disturbances. Superior control performance could not be guaranteed by using internal model control (IMC). An exponential convergence control-based observer was derived to estimate uncertainties. An internal model was set up under the condition that coupling term and back electromotive force were compensated completely. Then, a state-space model for observer was constructed based on output term of IMC and feedback current. Finally the prediction error was obtained to estimate uncertainties. The system was simulated by MATLAB / Simulink. Simulation results showed that by using improved internal model control (IIMC), the disturbance observer could realize the current compensation, suppress the current ripple, reduce the steady-state error, and improve the response of speed, reduce the fluctuation of speed error under load disturbance.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); internal model control (IMC); disturbance observer; error compensation

0 引 言

永 磁 同 步 电 机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 具有体积小、起动力矩大、功率因数高、效率高等特点,在调速系统中得到广泛应用。PMSM 常用的调速方式有:恒压频

比控制、矢量控制^[1]、直接转矩控制^[2]等。相比较其他控制方式,矢量控制可近似解耦交轴电流 i_q 和直轴电流 i_d ,从而获得像他励直流电机相同的性能。由于 PMSM 的强耦合非线性特性,采用传统 PI 控制很难满足控制系统高性能的要求,因此需要采取高效的、先进的控制策略,设计出一种响应

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(41576096)

作者简介: 张 涛(1990—),女,硕士研究生,研究方向为直线电机伺服振动控制。

余海涛(1965—),男,教授,博士生导师,研究方向为直线电机、驱动控制、新能源发电。

速度快、稳态误差小、鲁棒性高的控制器。

在 PMSM 运行的过程中,存在参数摄动、负载扰动和非线性未建模因素等干扰,严重影响控制器的性能。新型控制理论的应用使得控制性能不断改善,其中滑模变结构控制^[3]、自适应控制^[4]、参数在线识别^[5]和内模控制^[6]等应用最为广泛。内模控制具有良好的动态性能、稳定性和鲁棒性。在内模控制器设计中,被控对象的数学模型的准确性是整个设计的核心。由于 PMSM 的非线性和参数不确定性,不可能得到其精确的数学模型,很多学者提出了改进算法以提高内模控制器的性能。文献[7]将自适应技术应用在内模控制中,提高了系统的鲁棒性,但却降低了系统的响应速度。文献[8]利用神经网络的在线识别特性、非线性映射能力和较强的自学习能力,提出了神经网络内模控制器,然而神经内模的逆识别控制器设计复杂,限制了其工业应用。周华伟等人^[9]提出的基于内模的滑模控制器,将内模控制和滑模控制结合,其中内模控制保证系统动态响应,滑模控制保证鲁棒性,提高了系统的抗干扰能力。文献[10]提出了一种基于内模的观测器,将实际电流与内模电流的误差经过观测器,补偿电流环误差,获得了良好的控制性能。

本文基于上述文献,提出了一种新的内模控制,在内模控制的基础上增加一种基于指数收敛的误差干扰观测器,将实际值与内模控制器估计值的误差量补偿在电流环控制器中,在保证系统响应速度的同时,提高了系统的鲁棒性。

1 PMSM 的数学模型

$dq0$ 坐标系下,PMSM 的基本电压方程表示为

$$u_d = R_s i_d + p\psi_d - \omega\psi_q \quad (1)$$

$$u_q = R_s i_q + p\psi_q - \omega\psi_d \quad (2)$$

定子磁链方程表示为

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_f \quad (3)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (4)$$

式中: u_d, u_q ——定子电压的直、交轴分量;

R_s ——定子绕组电阻;

p ——微分算子;

ω ——电机电角速度;

ψ_d, ψ_q ——直、交轴磁链;

L_d, L_q ——直、交轴电感;

i_d, i_q ——定子电流的直、交轴分量;

ψ_f ——永磁磁链。

将式(3)和式(4)代入式(1)和式(2),导出电流环数学模型为

$$\begin{cases} L_q \dot{i}_q = -R_s i_q + u_q - L_d \omega i_d - \omega \psi_f \\ L_d \dot{i}_d = -R_s i_d + u_d + L_q \omega i_q \end{cases} \quad (5)$$

电磁转矩方程为

$$J \dot{\omega}_m + B \omega_m + T_L = T_e = 1.5 p \psi_f i_q \quad (6)$$

式中: T_L ——负载转矩;

J ——转动惯量;

B ——转矩摩擦系数;

p ——极对数;

ω_m ——转子机械角速度($\omega = p \omega_m$)。

i_d, i_q 解耦后,其表达式为

$$\begin{cases} u_{d0} = u_d + \omega L_q i_q = R i_d + L_d \dot{i}_d \\ u_{q0} = u_q - \omega L_d i_d - \omega \psi_f = R i_q + L_q \dot{i}_q \end{cases} \quad (7)$$

经过拉普拉斯变换后可以表示为

$$Y(s) = G(s) U(s) \quad (8)$$

式中: $U(s) = \begin{bmatrix} u_{d0} \\ u_{q0} \end{bmatrix}$;

$$Y(s) = \begin{bmatrix} i_d(s) \\ i_q(s) \end{bmatrix};$$

$$G(s) = \begin{bmatrix} 1/(R_s + sL_d) & 0 \\ 0 & 1/(R_s + sL_q) \end{bmatrix}。$$

由此可见,电流环系统经过解耦后为一阶系统。

当实际系统发生参数摄动和干扰时,电流模型表达式可以写为

$$\begin{cases} L_q \dot{i}_q = -R_s i_q + u_q - L_d \omega i_d - \omega \psi_f - d_q \\ L_d \dot{i}_d = -R_s i_d + u_d + L_q \omega i_q - d_d \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} d_q = \Delta L_q \dot{i}_q + \Delta R_s i_q + \Delta L_d \omega i_d + \omega \Delta \psi_f + \varepsilon_q \\ d_d = \Delta L_d \dot{i}_q + \Delta R_s i_d - \Delta L_q i_q \omega + \varepsilon_d \end{cases} \quad (10)$$

式中: d_q, d_d ——电流模型中的不确定量;

$\Delta L_q, \Delta L_d, \Delta R_s, \Delta \psi_f$ ——实际值与建模值的偏差;

$\varepsilon_q, \varepsilon_d$ ——未建模量和不可测干扰。

2 电流控制器设计

在 PMSM 的矢量控制策略中,采用转速外

环、电流内环的双环控制策略。转速环采用 PI 控制。

2.1 内模控制器设计

内模控制 (Internal Model Control, IMC) 是一种易于实现的鲁棒控制策略。图 1 所示是 IMC 控制器的基本原理图。图 1 中, $G(s)$ 为被控对象模型, $\hat{G}(s)$ 是被控对象内部模型, $Q(s)$ 是内部控制器。

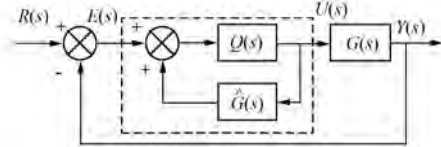


图 1 IMC 原理结构图

图 1 中虚线为 IMC 控制器部分, 其传递函数采用 $C(s)$ 表示, 则:

$$C(s) = \frac{Q(s)}{1 - Q(s)\hat{G}(s)} \quad (11)$$

由于被控对象是一阶系统, 根据内模控制原理, 取

$$Q(s) = G^{-1}(s)f(s) = \begin{bmatrix} R_s + sL_d & 0 \\ 0 & R_s + sL_q \end{bmatrix} \frac{1}{\lambda s + 1} \quad (12)$$

式中: $f(s)$ ——滤波器;

λ ——滤波器的时间常数。

当系统内部模型设计准确, 即 $\hat{G}(s) = G(s)$ 时, 将式 (12) 代入式 (11) 可得反馈控制器为

$$C(s) = \begin{bmatrix} \lambda_d \left(1 + \frac{1}{T_d s}\right) & 0 \\ 0 & \lambda_q \left(1 + \frac{1}{T_q s}\right) \end{bmatrix} \quad (13)$$

其中: $\lambda_d = \frac{L_d}{\lambda}$; $\lambda_q = \frac{L_q}{\lambda}$; $T_d = \frac{L_d}{R_s}$; $T_q = \frac{L_q}{R_s}$ 。

IMC 控制类似于 PI 控制器, 但只有一个控制参数 λ , 控制简单。采用最大灵敏度内模整定方法对参数 λ 进行整定^[11]:

$$\lambda = \frac{1.508 - 0.451M_s}{1.451M_s - 1.508} \quad (14)$$

其中: M_s 的值为 1.2~2, 对应的控制系统的幅值裕度和相角裕度, 分别为 6.0~2.0 和 49.2~29.0。

基于 IMC 控制的电流控制器如图 2 所示。

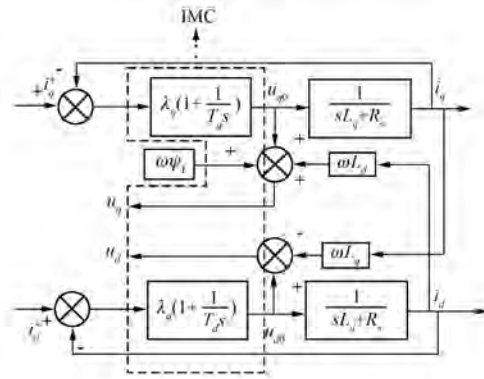


图 2 基于 IMC 的电流控制原理图

2.2 指数收敛干扰观测器设计

由于在实际中 $\hat{G}(s)$ 并不精确等于被控对象模型 $G(s)$, 并且电机运行时, 系统参数会发生变化, 产生不确定干扰因素, 仅仅采用传统 IMC 并不能保证良好的控制性能。通过在原来 IMC 控制器的基础上, 设计干扰观测器, 利用干扰观测器估计电机在运行过程中的外界干扰及估计误差量, 形成误差补偿量, 叠加在 IMC 控制器的输出侧, 提高控制器的鲁棒性。

本文针对电流环特点, 提出一种基于指数收敛的干扰观测方法。采用估计值输出与实际值输出的误差对估计值进行修正。将式 (5) d - q 电流模型采用状态方程表示, 则 q 轴电流状态方程为

$$\dot{x} = ax + bu - d \quad (15)$$

其中: $x = i_q$; $a = -R_s/L_q$; $b = 1/L_q$; $u = u_q - (\omega L_q i_d + \omega \psi_f)$; $d = d_q/L_q$ 。

采用指数收敛的干扰观测器设计为

$$\dot{\hat{d}} = K(d - \hat{d}) = K(\dot{x} - ax - bu) - K\hat{d} \quad (16)$$

定义辅助变量 z :

$$z = \hat{d} - K\dot{x} \quad (17)$$

则:

$$\dot{z} = \dot{\hat{d}} - K\ddot{x} \quad (18)$$

将式 (16) 代入式 (18) 得

$$\dot{z} = K(\dot{x} - ax - bu) - K\hat{d} \quad (19)$$

从而可得基于指数收敛的误差干扰观测器为

$$\begin{cases} \dot{z} = K(\dot{x} - ax - bu) - K\hat{d} \\ \hat{d} = z + K\hat{x} \end{cases} \quad (20)$$

则:

$$\dot{z} = K(\dot{x} - ax - bu) - K(z + K\hat{x}) \quad (21)$$

取观测器观测误差为

$$\tilde{d} = d - \hat{d} \tag{22}$$

在一个采样时间内,假设 $\dot{d}=0, \dot{\tilde{x}}=0$, 则:

$$\dot{\tilde{d}} = \dot{d} - \dot{\hat{d}} = -\dot{\hat{d}} = -(\dot{z} - K\dot{\tilde{x}}) = -\dot{z} \tag{23}$$

将式(21)代入式(23)得

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{d}} &= -[K(\dot{x} - ax - bu) - K(z + K\dot{x})] = \\ &K(\hat{d} - d) = -K\tilde{d} \end{aligned} \tag{24}$$

从而得到观测器的观测误差方程为

$$\dot{\tilde{d}} + K\tilde{d} = 0 \tag{25}$$

即:

$$\tilde{d}(t) = \tilde{d}(t_0)e^{-Kt} \tag{26}$$

从式(26)可知观测器的收敛精度取决于 K 值,选取合适的 K ,使得观测器输出的误差估计值 $\hat{d}$ 快速以指数的形式逼近实际电流环内模控制器误差 d 。

同理可得 d 轴电流干扰观测器。

图 3 所示是带有干扰观测器的改进内模控制 (Improved Internal Model Control, IIMC) 电流环原理图。

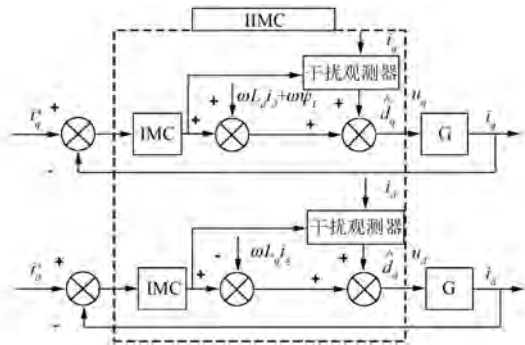


图 3 基于 IIMC 的电流环控制原理图

3 仿真及结果

基于上述理论分析,搭建 MATLAB 仿真模型,如图 4 所示是基于 IIMC 的 PMSM 控制结构框图

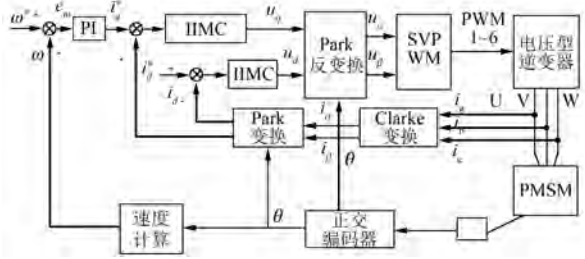


图 4 基于 IIMC 控制的 PMSM 矢量控制结构框图

图。PMSM 的参数如表 1 所示。

表 1 PMSM 电机的参数

参数名称	参数值
L_d/mH	5.25
L_q/mH	12
ψ_f/Wb	0.182 7
$J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.003
$B/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s})$	0
p_m	4
R/Ω	0.958
$n/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	1 000

仿真时间 $T=0.4\text{ s}$,负载转矩在 0.2 s 时由 $5\text{ N}\cdot\text{m}$ 变为 $10\text{ N}\cdot\text{m}$;转速在 0.3 s 时由 1 000 r/min 突变为 1 500 r/min 。同时加入不确定量为 $\Delta R_s = 0.1\delta R_s, \Delta L_q = 0.1\delta L_q, \Delta L_d = 0.1\delta L_d, \Delta\psi_f = 0.1\delta\psi_f, \varepsilon_q = \varepsilon_d = 2\delta$,其中 δ 为均值 0、幅值 ± 1 的随机噪声干扰。

图 5 所示是采用传统 IMC 电流控制输出交轴电流和直轴电流波形。图 6 所示为采用 IIMC 电流控制输出交轴电流和直轴电流波形。图 5 和图 6 中虚线框中图形为放大后波形图。

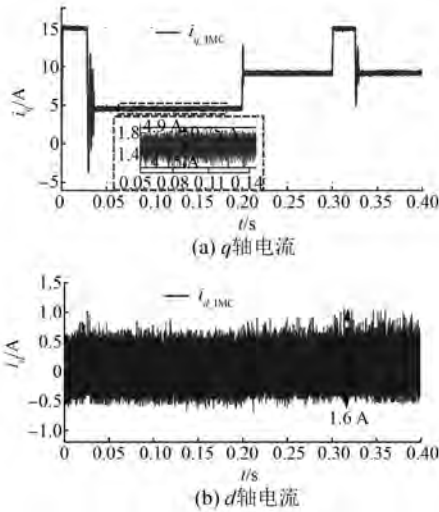


图 5 采用传统 IMC 控制电流波形

对比图 5 和图 6,在负载突变扰动时,传统 IMC 控制和 IIMC 控制均能快速跟随负载变化。从图 5(a)和图 6(a)中虚线框图可以看出,采用传统 IMC 控制,额定转速下交轴电流脉动约为 0.75 A ,纹波为 16.7% ,直轴电流脉动为 1.6 A 。

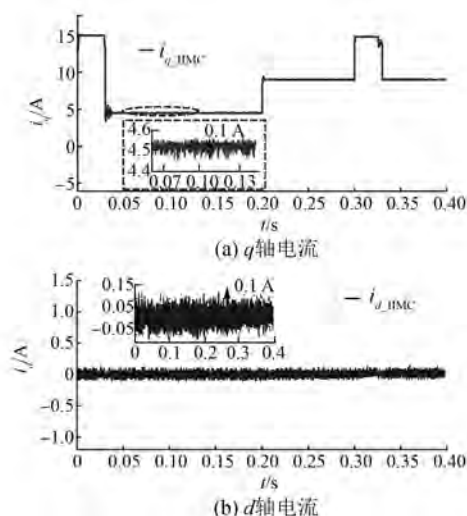


图6 采用IIMC控制电流波形

采用IIMC控制时,电流纹波明显减小,额定转速下,交轴电流脉动仅为0.1 A,纹波降低为2.2%,直轴电流脉动也减小为0.1 A。从而验证了内模控制可以实现电流的快速跟踪,在IMC控制的基础上增加指数收敛误差干扰观测器,可以实现电流补偿,抑制电流纹波。

如图7所示为采用IIMC控制,观测器得到的

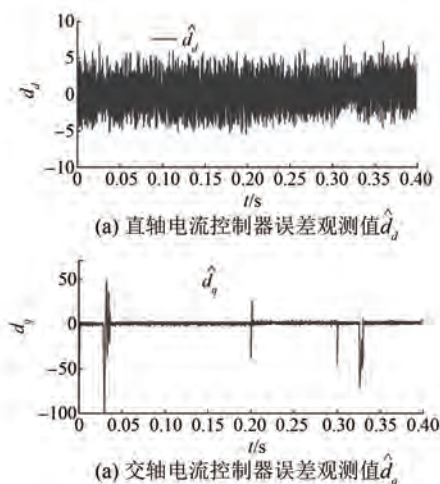


图7 误差观测器观测值

不确定估计量的观测值 $\hat{d}_d$ 和 $\hat{d}_q$ 。如图8所示为采用IIMC控制转速响应波形。起动电流为15 A情况下,转速超调为1.55%,在66 ms达到稳态,稳态误差为0.1%;当负载扰动时,转速存在9 ms的恢复时间,转速最大降低为额定值的0.58%。当转速突变时,经过38 ms,跟随给定转速。根据上述分析采用IIMC电流控制,使转速快速跟随给定,响应时间短,稳态误差小,负载扰动对其影响较小。

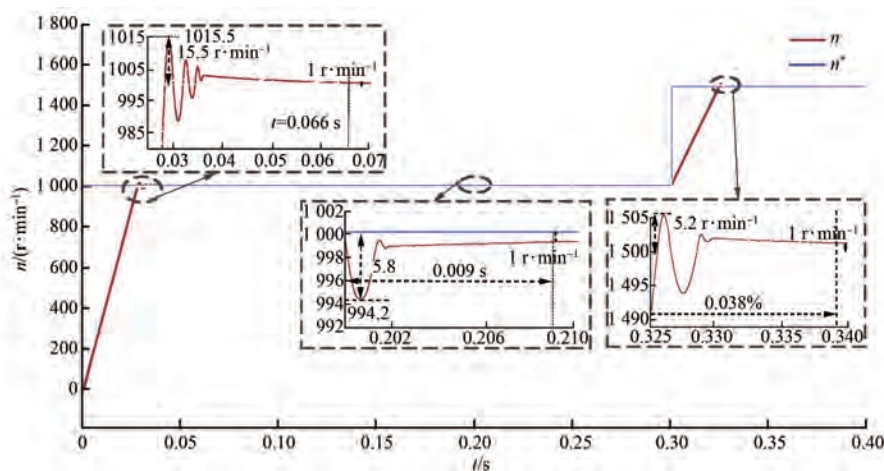


图8 采用IIMC电流控制转子转速波形

4 结 语

本文针对PMSM系统,在IMC电流环的基础上,结合基于指数收敛的误差干扰观测器,提出了一种新的电流IMC控制器。该控制器通过补偿传统IMC控制器输出的控制量,提高了控制器的

控制性能。在MATLAB/Simulink仿真环境下对该系统进行了干扰噪声下的仿真,仿真结果证明采用IIMC控制器可以实现电流补偿,抑制电流纹波,同时提高转速的响应时间,降低转速稳态误差。验证了理论分析的有效性。

(下转第65页)

点。该轴承在用于高速率、低功耗的场合优势明显,具有十分广阔的应用前景。

【参考文献】

- [1] 朱焜秋,鞠金涛.三极磁轴承及其关键技术的发展综述[J].中国电机工程学报,2014,34(9):1360-1367.
- [2] 朱焜秋,邓智泉,袁寿其,等.无轴承电机轴向定位混合磁轴承工作原理和参数设计[J].中国电机工程学报,2001,21(S):20-24.
- [3] 朱焜秋,袁寿其,李冰,等.永磁偏置径向-轴向磁悬浮轴承工作原理和参数设计[J].中国电机工程学报,2002,22(9):54-58.
- [4] REISINGER M, REDEMANN C, SILBER S, et al. Development of a low cost permanent magnet biased bearing [C] // 9th International Symposium on Magnetic Bearings, Kentucky, USA, 2004: 113-118.
- [5] ZHU H Q. Control system of magnetic bearings based on linear quadratic method of optimal control strategy [J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2005, 18(2): 237-240.
- [6] 曾励,朱焜秋,曾学明,等.永磁偏置的混合磁悬浮轴承的研究[J].中国机械工程,1999,10(4):387-389.

- [7] 朱焜秋,张仲,诸德宏,等.交直流三自由度混合磁轴承结构与有限元分析[J].中国电机工程学报,2007,27(12):77-81.
- [8] ZHU H Q, CHEN H X, XIE Z Y, et al. Principles and parameter design for AC-DC three-degree freedom hybrid magnetic bearings [J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2006, 19(4): 534-539.
- [9] SCHOEB R, REDEMANN C, GEMPP T. Radial active magnetic bearing for operational with 3-phase power converter [C] // 4th International Symposium on Magnetic Suspension Technology, Gifu, Japan, 1997: 111-124.
- [10] 孙津济.磁悬浮飞轮用新型永磁偏置主动磁轴承结构与与方法研究[D].北京:北京航空航天大学,2012.
- [11] 房建成,孙津济.一种磁悬浮飞轮用新型永磁偏置径向磁轴承[J].北京航空航天大学学报,2006,32(11):1304-1307.
- [12] SALAZAR A O, CHIBA A, FUKAO T A. Review of developments in bearingless motors [C] // 7th International Symposium on Magnetic Bearings, ETH Zürich, Switzerland, 2000: 335-340.

收稿日期:2017-03-28

(上接第5页)

【参考文献】

- [1] 袁登科,徐延东,李秀涛.永磁同步电动机变频调速系统及其应用[M].北京:机械工业出版社,2015.
- [2] 立正,胡育文.永磁同步电机直接转矩控制转矩调节器设计[J].中国电机工程学报,2011,31(9):76-81.
- [3] 李政,胡广大,崔家瑞.永磁同步电机调速系统的积分型滑模变结构控制[J].中国电机工程学报,2014,34(3):431-437.
- [4] 王庆龙,张兴,张崇巍.永磁同步电机矢量控制双滑模模型参考自适应系统转速辨识[J].中国电机工程学报,2014,34(6):897-902.
- [5] CHANG S H, CHEN P Y, TING Y H, et al. Robust current control-based sliding mode control with simple uncertainties estimation in permanent magnet synchronous motor drive systems [J]. Electric Power Applications, IET, 2010, 4(6): 41-50.
- [6] LIU G H, CHEN L L, ZHAO W X, et al. Internal model control of permanent magnet synchronous motor

using support vector machine generalized inverse [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 890-898.

- [7] 任荣杰,高强,王卫.永磁同步压缩机自适应内模控制方法研究[J].伺服控制,2009(2):27-29.
- [8] 邵可可,郭兴众,陆华才.永磁直线同步电机神经网络的内模控制[J].长春工业大学学报(自然科学版),2012,33(4):416-419.
- [9] 周华伟,温旭辉,赵峰,等.基于内模的永磁同步电机滑模电流解耦控制[J].中国电机工程学报,2012,32(15):91-99.
- [10] 黄宴委,熊少华.基于内模控制的永磁同步电机电流环观测器设计[J].中国电机工程学报,2016,36(11):3070-3075.
- [11] ZHAO Z C, LIU Z Y, ZHANG J G. IMC-PID tuning method based on sensitivity specification for process with time-delay [J]. Journal of Central South University, 2011, 18(40): 1153-1160.

收稿日期:2017-03-13