

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2016.02.016

模糊-PI 无刷直流电机矢量控制系统实现^{*}

张 鹏¹, 贾洪平^{1*}, 王云财², 刘 云¹

(1. 江苏大学 电气信息工程学院, 江苏 镇江 212013; 2. 江南大学 物联网工程学院, 江苏 无锡 214122)

摘要:针对无刷直流电机在传统PI方波运行下存在鲁棒性差, 转矩波动大和运行噪音等问题, 通过推导BLDCM在 $d-q$ 坐标系下的数学模型, 结合模糊控制和矢量控制理论, 提出了模糊-PI无刷直流电机矢量控制方法; 通过搭建Simulink系统仿真模型, 分析了模糊-PI矢量控制算法下的转矩和转速波形; 利用基于主控芯片STM32F的矢量控制系统平台对所提出算法进行了测试。研究结果表明, 模糊-PI无刷直流电机矢量控制算法在不同负载下具有较好的鲁棒性, 并可以实现低转矩纹波、运动平滑、起动迅速、噪音小的运行效果。

关键词:无刷直流电机; 模糊-PI; 矢量控制; 鲁棒性

中图分类号: TH39; TM301

文献标志码: A

文章编号: 1001-4551(2016)02-0202-05

Implementation of fuzzy-PI vector control system of BLDCM

ZHANG Peng¹, JIA Hong-ping¹, WANG Yun-cai², LIU Yun¹

(1. School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China;

2. School of Internet of Things Engineering, Jiangnan University, Wuxi 214122, China)

Abstract: Aiming at the problems of poor robustness, torque ripple and great noise in the brushless dc motor, under the traditional PI square wave control, a fuzzy-PI vector control method for brushless dc motor was proposed by analyzing the mathematical model in $d-q$ coordinates of brushless direct current motor (BLDCM) and combining fuzzy control and vector control theory. Then By establishing the simulation model of BLDCM in the Simulink environment, the torque and rotational speed waveform were analyzed under the fuzzy-PI vector control algorithm. The vector control system platform based on the main control chip STM32F was adopted to test the proposed algorithm. The research results show that the fuzzy-PI vector control algorithm of BLDCM has good robustness under different load, and can achieve the purpose of low torque ripple, smooth movement, starting fast and low noise.

Key words: brushless direct current motor (BLDCM); Fuzzy-PI; vector control; Robustness

0 引 言

无刷直流电机是随着半导体技术发展而出现的新型机电一体化电机, 它是现代电力电子技术、控制理论和电机技术相结合的产物^[1-2]。无刷直流电机传统的控制方案一般采用方波控制, 其具有控制方案简单、成本低的优点; 但其本质上是一种平均功角 90° 的控制

方式, 所以会产生较大的转矩波动和运行噪音^[3]。

矢量控制最初是上世纪70年代提出的, 最初被运用于异步电机; 随后被移植于永磁同步电机^[4]。与方波控制比较, 其具有转矩脉动低, 电机运行平滑, 噪音小, 调速范围宽等优点, 因而被越来越多地运用于电机控制中。

传统的永磁同步电机矢量控制系统采用双闭环

收稿日期: 2015-09-06

基金项目: 江苏大学高层次人才启动基金资助项目(07JDG013)

作者简介: 张 鹏(1989-), 男, 江苏常州人, 硕士研究生, 主要从事无刷直流电机及其控制方案研究. E-mail: liuyunzhp@163.com

通信联系人: 贾洪平, 男, 副教授, 硕士生导师. E-mail: jiahongping5555@163.com

PI控制,其具有算法简单、可靠性高、参数易整等优点;但因其本质上是一种线性控制^[5],而本研究的控制对象 BLDCM 本身是一种非线性、强耦合性以及及时变的系统,会使得线性常参数的 PI 控制无法得到令人满意的鲁棒性^[6]。

综合,本研究提出基于模糊-PI 双模控制下的无刷直流电机矢量控制系统。首先建立在两相旋转坐标系下 BLDCM 的数学模型;然后分析设计模糊-PI 智能控制器,给出软件设计流程;其次利用 Simulink 搭建相应的矢量控制系统,得到转速、和转矩的仿真波形;最后,通过实验得到电压调制波形和相电流波形,证明模糊-PI 双模控制无刷直流电机矢量控制系统具有可行性及良好的鲁棒性。

1 无刷直流电机 d - q 坐标下数学模型

现以两极三相无刷直流电机为例,利用相变量来建立数学模型。在理想情况下^[7-12],三相定子变量建立的无刷直流电机的简化数学模型为:

$$\begin{bmatrix} ua \\ ub \\ uc \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ia \\ ib \\ ic \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ia \\ ib \\ ic \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} ea \\ eb \\ ec \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: p —微分算子; ua, ub, uc —定子三相电压; ea, eb, ec —三相反电动势; ia, ib, ic —三相电流; R —三相绕组电阻; L —三相绕组自感 L_s 与三相绕组之间的互感 L_M 的差。

因 BLDCM 的反电动势不再呈现正弦式^[13],故需重新讨论。现以 A 相反电动势 e_a 为例推导三相反电动势数学模型:

$$e_a = \frac{d\psi(\theta)}{dt} \quad (2)$$

式中: $\psi(\theta)$ — A 相绕组匝链的永磁磁链, θ —转子位置角。

假设转子逆时针旋转,绕组 AX 沿 x 轴正方向移动, A 相绕组有效磁通转子角度不断变化。转子位置角为 θ 如图 1(a) 所示, A 相绕组磁链为:

$$\psi(\theta) = N\varphi(\theta) = N \int_{-\frac{\pi}{2}+\theta}^{\frac{\pi}{2}+\theta} B(x) S dx \quad (3)$$

式中: $\varphi(\theta)$ —转子位置角为 θ 时 A 相绕组磁通; N — A 相绕组匝数; S —绕组在定子内径表面围成面积; $B(x)$ —沿 x 轴成梯形分布的转子永磁体径向气隙磁密, $B(x)$ 周期为 2π ,同时满足 $B(x+\pi) = -B(x)$ 。结合式(2)和式(3)可得:

$$e_a = \omega_r \psi_m f_a(\theta) \quad (4)$$

式中: ω_r —转子电角度; ψ_m — A 相绕组磁链幅值, $\psi_m = 2NSB_m$; $f_a(x)$ — A 相幅值为 1 的单位反电势, $f_a(x) = B(x + \pi/2)$ 。

假设电机气隙磁场为标准的梯形波,平顶宽度为 120° ,那么磁密分布 $B(x)$ 的具体数学模型为:

$$B(x) = \begin{cases} B_m \left(\frac{6}{\pi}x + 3 \right), & -\frac{\pi}{2} \leq x \leq -\frac{\pi}{3} \\ B_m, & -\frac{\pi}{3} < x \leq \frac{\pi}{3} \\ B_m \left(-\frac{6}{\pi}x + 3 \right), & \frac{\pi}{3} < x \leq \frac{2\pi}{3} \\ -B_m, & \frac{2\pi}{3} < x \leq \frac{4\pi}{3} \\ B_m \left(\frac{6}{\pi}x - 9 \right), & \frac{4\pi}{3} < x \leq \frac{3\pi}{2} \end{cases} \quad (5)$$

式中: B_m — $B(x)$ 磁通分布中 120° 平顶对应的磁通幅值,具体如图 1(b) 所示。

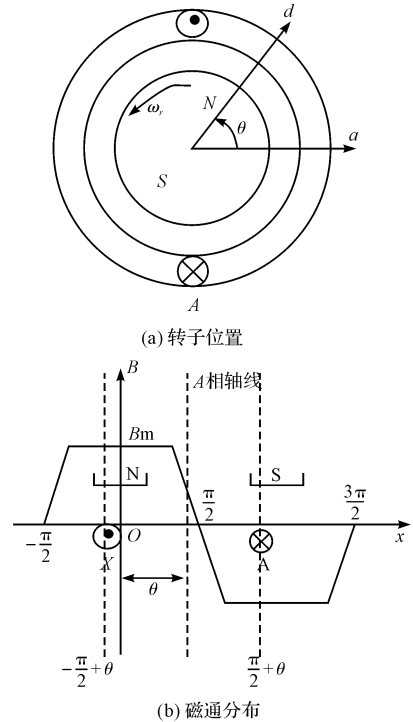


图1 A 相绕组位置及磁通分布

同理可得, B 相和 C 相的反电动势数学模型为:

$$e_b = \omega_r \psi_m f_b \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) = -\omega_r \psi_m B \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right)$$

$$e_c = \omega_r \psi_m f_c \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) = -\omega_r \psi_m B \left(\theta + \frac{5\pi}{6} \right)$$

根据 clack 和 park 变换及其逆变换,可将三相静止坐标系下定子电压变量转换成同步旋转坐标系下 d 、 q 轴电压分量:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} + \frac{2}{3} \left[\cos\theta \omega_r \psi_m B\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) - \sin\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \omega_r \psi_m B\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) + \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \omega_r \psi_m B\left(\theta + \frac{5\pi}{6}\right) \right] \\ u_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \frac{2}{3} \left[-\sin\theta \omega_r \psi_m B\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) + \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \omega_r \psi_m B\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \omega_r \psi_m B\left(\theta + \frac{5\pi}{6}\right) \right] \end{cases} \quad (6)$$

d - q 坐标系下转矩公式:

$$\begin{aligned} T_e = p\psi_m \left[\cos\theta B\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) - \sin\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) B\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) + \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) B\left(\theta + \frac{5\pi}{6}\right) \right] i_d + \\ p\psi_m \left[-\sin\theta B\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) - \sin\left(\theta + \frac{\theta}{3}\right) B\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) B\left(\theta + \frac{5\pi}{6}\right) \right] i_q \end{aligned} \quad (7)$$

2 模糊-PI 双模控制原理与实现

2.1 模糊-PI 双模控制原理

传统的模糊控制器具有 PD 控制器的特性,它具有良好的动态特性,但是却无法消除静态误差,始终是模糊控制器的一个弊病;而传统的 PI 控制器有很高的稳态精度,因此笔者将两者并联,以此改善无刷直流电机矢量控制系统的静态特性。

模糊-PI 双模控制器结构如图 2 所示。

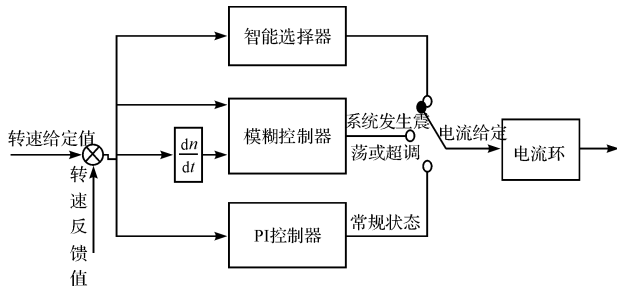


图 2 模糊-PI 双模控制原理图

图 2 中模糊模糊控制器采用工程中应用比较广泛的二维控制器,其输入量选用转速给定值与转速给定偏差 E 和偏差变化 Ec ,输出值 U 作为电流给定值。

本研究通过智能选择器使得在模糊控制器和 PI 控制器之间进行自由切换,切换的主要依据根据实际运行时系统的参数来设定。切换的依据就存储在智能选择器中,主要通过系统误差 E 来进行判别选择:①若 E 的绝对值小于 ES (ES 是智能选择器预先设定的值),则系统处于传统 PI 控制状态;②若系统误差 E 的绝对值大于 ES ,则模糊控制器开始工作,控制系统的控制量输出,以提高响应速度和减小超调量。模糊控制器可通过基于专家知识建立的模糊规则库,对系统发生振荡或超调的情况作出迅速有效地判断,并予以消除。

2.2 模糊-PI 双模控制软件实现

本研究采用的单片机是 ST 公司的 STM32FEBK,针对程序总体设计的特点(即模块化设计,前台为涉

及控制对象的相关功能程序循环执行,后台即为各种中断处理),故笔者将上述模糊-PI 控制模块置于高级定时器 TIM1 中断中。针对被控对象—BLDCM 在实际运行过程中有转速平滑、电磁转矩脉动小等要求,本研究设计 TIM1 中断的间隔时间为 $80 \mu s$,即每 $80 \mu s$ 高级定时器 TIM1 就产生一次更新中断。

具体模糊-PI 软件实现流程如图 3 所示。

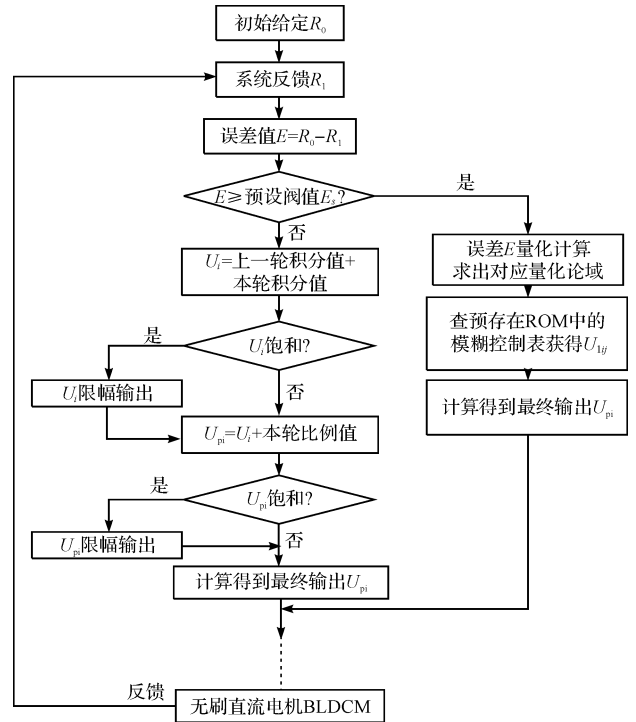


图 3 模糊-PI 双模控制流程图

3 系统仿真分析

3.1 仿真模型搭建与仿真波形

本研究搭建了基于模糊-PI 双模控制的无刷直流电机矢量控制系统,系统采用电流的矢量控制策略,采用传统的双闭环控制。系统参数都为 $U_{dc} = 100 \text{ V}$,电机参数暂设定为: $R_s = 0.9585 \Omega$, $L_d = L_q = 0.0085 \text{ H}$,极对数 $P = 4$ 。基于模糊-PI 双模控制下搭建的矢量控制系统如图 4 所示。

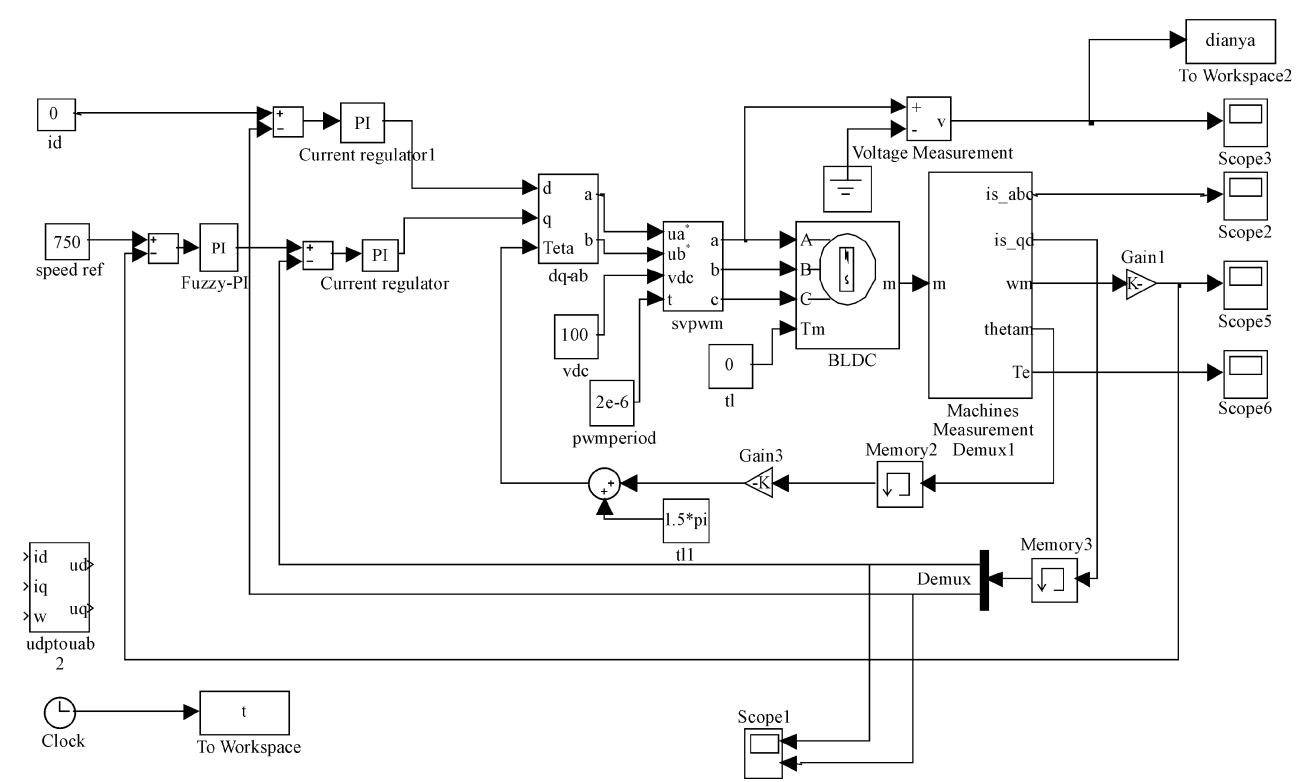


图 4 基于模糊-PI 双模控制下搭建的矢量控制系统

本研究在上述系统中分别设置速度给定为 750 r/min,仿真时间设定为 0.3 s。当 $t=0$ s 时,电机负载为 $0.8\text{ N}\cdot\text{m}$; $t=0.15$ s 时,负载转矩增加至 $1.2\text{ N}\cdot\text{m}$ 。基于模糊-PI 双模控制下的转矩转速波形如图 5 所示。

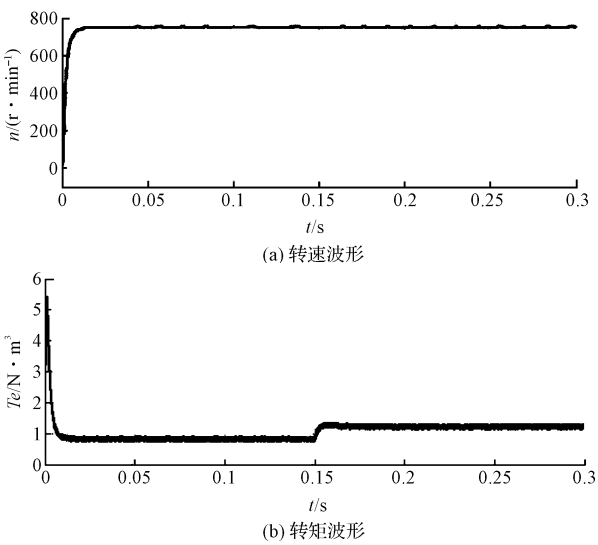


图 5 模糊-PI 双模转速转矩实时反馈波形

3.2 仿真波形分析

从上述的转速转矩波形中可得出:模糊-PI 双模控制下的系统几乎消除了转速超调量,同时系统启动时间也被缩短至 0.02 s 左右。在 0.15 s 电机突变负载

时,其转速几乎没有受到影响,而其转矩也从原有的 $0.8\text{ N}\cdot\text{m}$ 平稳的迅速增加至 $1.2\text{ N}\cdot\text{m}$,这主要因为模糊-PI 控制系统能够准确地识别偏差 E 的变化和变化率,对电流进行快速地调整,有效克服外界的扰动。

4 系统实现与测试

上文已提及本研究所搭建测试系统的主控芯片是 STM32FEBK,系统软件程序是基于编译软件 IAR Embedded 6.50 的开发环境进行的,利用汇编语言编写整套程序和 ST-LINK/V2 作为程序调试工具。除此之外,系统中还包括:一台三相星型轮毂无刷直流电机、一个调试用的正弦波控制器、Tektronix 示波器、直流稳压源等。

程序分为主程序和中断程序两部分。主程序主要实现系统的初始化、控制系统异常检测和系统常规功能(如刹车检测、巡航等);中断服务程序主要实现矢量角增量、占空比的计算与调制、模糊-PI 双模控制算法的实现,同时将电压、转把信号等采样值也放置于中断服务程序中。

示波器上观测到的三相电压调制波形如图 6 所示,实测的三相霍尔与 A 相相电流稳态波形如图 7 所示。

经系统实验证明,基于模糊-PI 无刷直流电机矢量

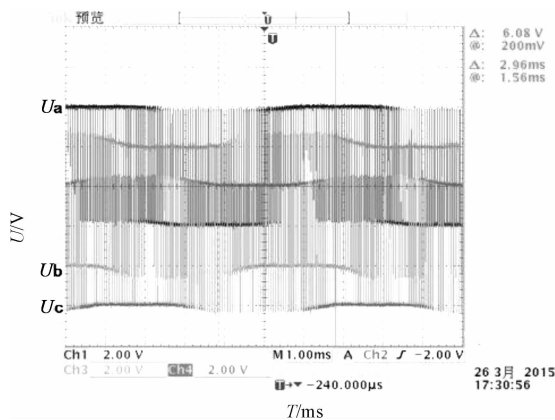


图 6 三相电压调制波形

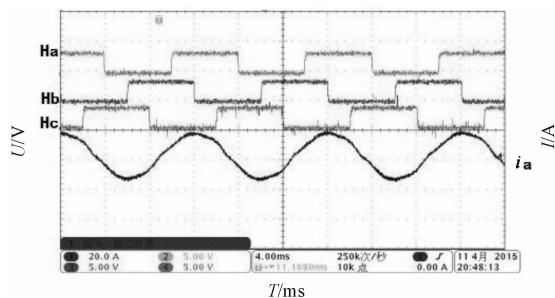


图 7 三相霍尔与 A 相相电流稳态波形

控制系统能够实现正弦式的相电流,从而降低电机在运行中的转矩波动与运行噪音。

5 结束语

通过对 BLDCM 气隙磁场的深入研究,本研究给出了永磁无刷直流电机在 d - q 轴下的数学模型的推导,并利用 Matlab/Simulink 搭建了基于模糊-PI 无刷直流电机矢量控制系统。通过对矢量控制系统的仿真,得到转矩、转速响应波形,最后搭建了实验平台,利用示波器等设备得到了实际的相电流和相电压调制波形。通过对仿真和实验波形的分析,充分说明利用模糊-PI 这种调整方式的无刷直流电机矢量控制系统能够有效克服系统超调量,动态特性好,具有良好的自适应

性和鲁棒性;并且能够有效地减小电机运行中的噪声,提高电机使用过程中的舒适性。

参考文献 (References):

- [1] 牛海清,谢运祥. 无刷直流电动机及其控制技术的发展[J]. 微电机,2002,35(5):36-38.
- [2] 白 浩,崔建华,徐晓辉. 永磁无刷直流电机控制器研究及展望[J]. 机电工程,2004,21(4):59-64.
- [3] 袁喻华,王 莉. 永磁同步电机矢量控制的 Matlab 仿真研究[J]. 技术探讨与研究,2010,45(04):68-72.
- [4] 范 恒,刘少山,李 鑫,等. 基于模糊 PI 控制器的永磁同步电机矢量控制仿真研究[J]. 工业仪表与自动化装置,2009,3(2):79-81.
- [5] 李士勇. 模糊控制[M]. 1 版. 哈尔滨:哈尔滨工业出版社,2011.
- [6] 史 浩,潘再平. 无刷直流电机模糊控制系统及仿真分析[J]. 微电机,2005,38(5):42-44.
- [7] 肖金凤,张 垒,盛义发. 无刷直流电机磁场定向控制策略研究与实现[J]. 控制工程,2013,20(1):158-162.
- [8] 张 杰. 基于 SVPWM 控制的无刷直流电机的建模与仿真[J]. 机电工程,2013,30(9):1106-1108.
- [9] 陈玉枫. 新型免疫克隆算法在永磁无刷直流电机系统中的应用[J]. 轻工机械,2015,33(3):62-65.
- [10] 王玄玄. 基于 DSP 的直流伺服电机数字控制系统[J]. 机电工程技术,2015,44(8):109-112.
- [11] 夏长亮. 无刷直流电机控制系统[M]. 北京:科学出版社,2009.
- [12] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统:运动控制系统[M]. 3 版. 北京:机械工业出版社,2005.
- [13] JUFER M, OSSENI R. Back EMF indirect detection for self-commutation of synchronous motors, proceedings of the 1987 european conference on power electronics and applications[J]. EPE Association,1987(3):1125-1129.

[编辑:张 豪]

本文引用格式:

张 鹏,贾洪平,王云财,等. 模糊-PI 无刷直流电机矢量控制系统实现[J]. 机电工程,2016,33(2):202-206.

ZHANG Peng, JIA Hong-ping, WANG Yun-cai, et al. Implementation of fuzzy-PI vector control system of BLDCM[J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2016,33(2):202-206.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>