

无位置传感器永磁无刷直流电机位置检测误差因素分析

胡申旦, 杨进, 仇志坚, 章跃进
(上海大学, 上海 200072)

摘要: 无位置传感器永磁无刷直流电机的反电动势过零点相电压检测法由于低通滤波器和二极管续流造成非导通相电压过零点相移与反电动势过零点不一致。经分析、仿真和试验, 确定了过零点相移问题的原因。为此, 提出了 AD 采样端电压检测反电动势过零点的方法。通过试验证明了该方法的可行性。

关键词: 无位置传感器永磁无刷直流电机; 负载; 续流; 反电动势过零点

中图分类号: TM 33 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2017)06-0091-06

Error Analysis of Position Detection for Sensorless Permanent Brushless DC Motor Position Detection

HU Shendan, YANG Jin, QIU Zhijian, ZHANG Yuejin
(Shanghai University, Shanghai 200072, China)

Abstract: In sensorless permanent brushless DC motor control systems based on back-EMF zero-crossing detection, non-conducting phase voltage was distorted and back-EMF zero crossing phase was shifted due to low pass filter and diode freewheeling. This problem was proved by math model, simulation and experiment, then a method of using AD module to detect back-EMF zero crossing was presented and finally the method was proved by experiment results.

Key words: sensorless permanent brushless DC motor; load; freewheeling; back-EMF zero crossing

0 引言

永磁无刷直流电机具有结构简单、出力大和效率高等特点。常规的永磁无刷直流电机控制系统依靠准确的位置信号进行换向, 使电流与反电动势共同作用区域的出力最大。但是, 位置传感器的使用, 制约了控制系统的成本和体积, 限制了永磁无刷直流电机向低成本、微型化发展。

目前, 无位置传感器永磁无刷直流电机控制技术已较为成熟。就检测对象而言, 分为三种: 反电动势过零点检测法^[1-10]、三次谐波检测法^[11-16]和续流二极管电流通路检测法^[17-20]。反电动势过零点检测法又分为两种实现方法: 端电压检测法和相电压检测法。反电动势过零点检测法由于

使用低通滤波器滤除高频开关信号, 所以存在过零点相移的问题^[21]。

本文研究的是基于反电动势过零点检测法的无位置永磁无刷直流电机控制系统。根据数学模型分析相电压检测法产生过零点相移的原因, 通过 Simulink 仿真与电机试验, 验证了分析结论。提出了采用 AD 采样端电压检测反电动势过零点的方法, 通过试验, 验证了该方法的可行性。

1 反电动势过零点相电压检测法数学模型

本文的研究对象是表贴式正弦波永磁电机, 定子绕组电压模型为

作者简介: 胡申旦(1991—), 男, 硕士研究生, 研究方向为无位置永磁同步电机控制。

$$\begin{bmatrix} u_{a0} \\ u_{b0} \\ u_{c0} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + e \quad (1)$$

式中： u_{a0} 、 u_{b0} 、 u_{c0} ——三相端电压；
 i_a 、 i_b 、 i_c ——三相相电流；
 R ——相电阻；
 L ——相电感；
 e ——反电动势。

反电动势 e 又可表示为

$$e = E \begin{bmatrix} \cos\theta_r \\ \cos(\theta_r + 120^\circ) \\ \cos(\theta_r + 240^\circ) \end{bmatrix} + u_N \quad (2)$$

式中： E ——反电动势幅值；
 θ_r ——转子位置角；
 u_N ——定子三相绕组中性点电压。

以 A 相上管与 B 相下管导通换相至 A 相上管与 C 相下管导通的过程为例进行分析。图 1 为 B 相相电压与 B 相反电动势的波形示意图。

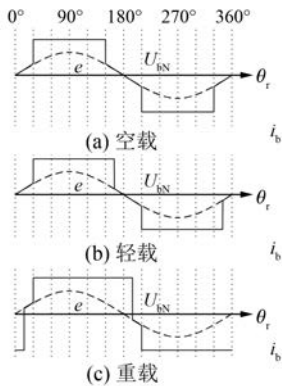


图 1 B 相相电压与 B 相反电动势波形示意图

图 1(a) 是空载情况，电流几乎没有续流；图 1(b) 是轻载情况，电流短时间续流，B 相关断点未越过 B 相反电动势过零点；图 1(c) 是重载情况，电流长时间续流，B 相关断点越过了 B 相反电动势过零点。

相电压反电动势过零点检测电路如图 2 所示。图中 u_N 为虚拟中性点， R 与 R' 为分压电阻， C 为滤波电容， u_{a0N} 、 u_{b0N} 、 u_{c0N} 为分压滤波后输出的相电压。

未滤波的相电压波形是经 PWM 调制斩波的波形，比较器的输出电平会频繁跳转，单片机需要连续捕获并判断，这不利于控制系统的稳定。所

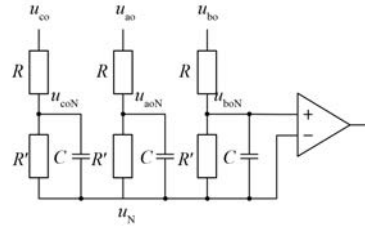


图 2 相电压反电动势过零点检测电路

以，需要使用低通滤波器滤除高频开关信号。

非导通相相电压(即反电动势)的相移对无刷直流电机的换相至关重要。影响非导通相相电压过零点相移主要有两个因素：低通滤波和换相续流。

低通滤波器引起的相位延迟与电机转速成正比，而换相期间的续流则会使非导通相相电压过零点前移。假设从 A+B- 状态转换为 A+C-，将 B 相从下管关断到实际续流结束的时间记为 t 。在 t 时间段内，考虑续流作用，电路的状态为

$$\begin{cases} u_{a0} = U_s \\ u_{c0} = 0 \\ u_{b0} = U_s \\ i_a = -i_c - i_b \end{cases} \quad (3)$$

式中： U_s ——直流母线电压。

如果忽略续流作用，则在 t 时间段内，电路的状态为

$$\begin{cases} u'_{a0} = U_s \\ u'_{c0} = 0 \\ u'_{b0} = u_N + e_b \\ i_a = -i_c \end{cases} \quad (4)$$

式中： u'_{a0} 、 u'_{b0} 、 u'_{c0} ——忽略续流作用的三相端电压；

e_b ——B 相反电动势。

由于 B 相端电压一定不大于直流母线电压 U_s ，因此， u'_{b0} 一定不大于 u_{b0} 。由于 B 相下管关断前，B 相端电压为 0，所以在 t 时间段内，考虑续流作用的 u_{b0} 对电容 C 的充电速度快于忽略续流作用的 u'_{b0} 。因此，换相期间非导通相的续流状态会影响反电动势过零点的相位，且续流时间越长，非导通相相电压过零点的相位越前移。

由此得出结论：低通滤波电路和换相续流状态都会影响非导通相相电压过零点的相位。低通滤波使过零点相位滞后，与电机转速成正比；而换相续流使过零点相位超前，且与负载电流大小有关。

2 反电动势过零点相电压检测法仿真

仿真对象是表贴式正弦波永磁电机, 定子相电阻为 0.05Ω , 相电感为 0.25 mH , 极对数为 2, 额定转速为 $4\ 200 \text{ r/min}$, 反电动势幅值为 9.2 V , 直流母线电压为 24 V 。相电压反电动势过零点检测电路

如图 2 所示, R 为 $10 \text{ k}\Omega$, R' 为 $1 \text{ k}\Omega$, C 为 $1 \mu\text{F}$ 。

仿真系统框图如图 3 所示。仿真试验采用传统三段式起动方法, 先初始定位, 再给定虚拟位置信号使转速达到 700 r/min , 然后切换至无位置传感器永磁无刷直流电机控制方式, 并进行转速闭环控制。

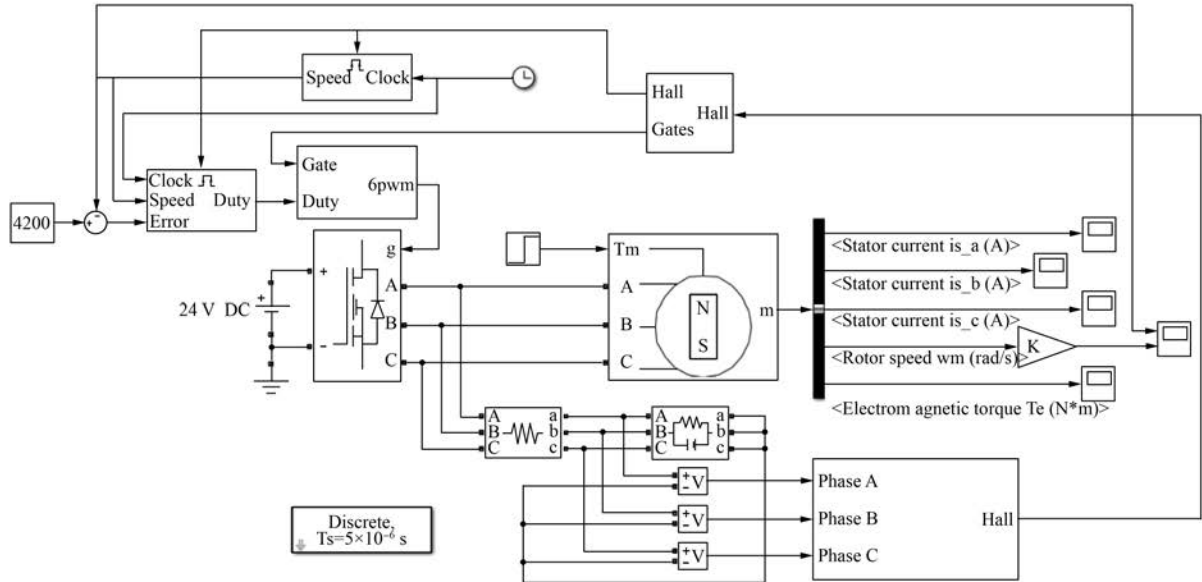


图 3 仿真系统模型图

分别在 $0, 0.16, 0.33 \text{ N}\cdot\text{m}$ 三种负载情况, 进行仿真试验。当负载为 $0.33 \text{ N}\cdot\text{m}$ 时, 转速与电流波形如图 4 所示。

图 5 为不同负载情况下, 非导通相相电压过零点位置信号与霍尔信号波形图。图中实线为电机霍尔信号, 虚线为基于相电压过零点位置信号。

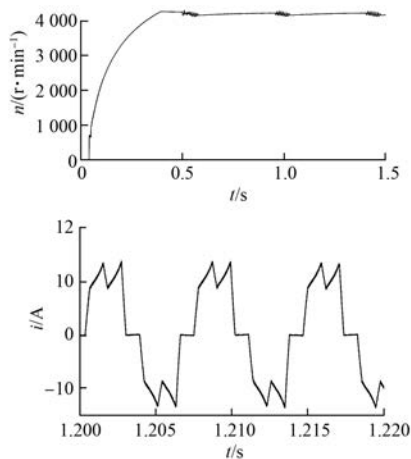


图 4 $0.33 \text{ N}\cdot\text{mm}$ 负载时的转速与电流波形图

在 0.5 s 时突加负载 $0.33 \text{ N}\cdot\text{m}$, 转速波形在 0.55 s 达到稳定, 波动 $\pm 50 \text{ r/min}$; 电流波形呈现较好的波形, 峰值平均值约为 11 A 。

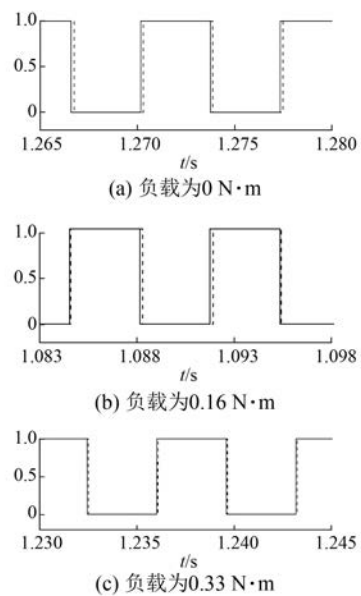


图 5 非导通相相电压过零点位置信号与霍尔信号波形图

经过计算,图 5(a)负载为 $0 \text{ N}\cdot\text{m}$ 时,非导通相电压过零点滞后霍尔信号 17.18° ;图 5(b)负载为 $0.16 \text{ N}\cdot\text{m}$ 时,非导通相电压过零点滞后霍尔信号 14.88° ;图 5(c)负载为 $0.33 \text{ N}\cdot\text{m}$ 时,非导通相电压过零点滞后霍尔信号 3.04° 。

通过以上对比,可得到负载越大,续流时间越长,非导通相电压过零点相位越前移的结论。与前文理论分析的结果相符。

3 反电动势过零点相电压检测法电机试验

试验对象是表贴式正弦波永磁电机,电机参数与仿真一致。由于电机定子绕组中性点没有引出,所以构造了虚拟中性点,如图 2 所示,电阻电容值与仿真一致。

当转速为 $4\ 200 \text{ r/min}$ 时,进行了从空载 $0 \text{ N}\cdot\text{m}$ 到重载 $0.33 \text{ N}\cdot\text{m}$ 的试验,截取了相电压与相电流的波形,如图 6 所示。图 6(a)为空载 $0 \text{ N}\cdot\text{m}$ 情况,图 6(b)为重载 $0.33 \text{ N}\cdot\text{m}$ 情况。

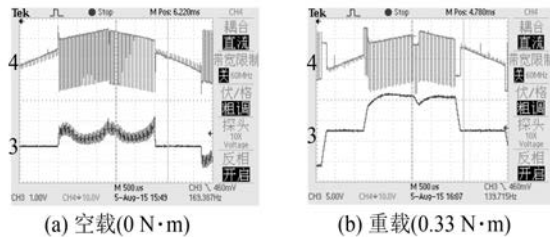


图 6 相电压与相电流波形

图 6(a)中,非导通相的相电压波形具有较好的对称性,且基本为过零点后 30° 换相。但是,图 6(b)中,非导通相的相电压波形由于续流的影响在换相点处发生畸变,且近似过零点后直接换相。

由于截取的相电压波形是电机端部相对于中性点的电压波形,未经过低通滤波电路,不存在滤波器的相移影响,而换相点却提前了。所以,可推断,低通滤波器使非导通相的相电压波形产生了相移,提前了约 20° 。

经过多次试验,并整理数据,得到非导通相电压过零点相移与负载的关系,如表 1 所示。表 1 中,相移为经过低通滤波电路的相电压过零点相对于未经过低通滤波电路的相电压过零点的超前角度。

表 1 非导通相电压过零点相移与负载关系

负载/($\text{N}\cdot\text{m}$)	相移/($^\circ$)	负载/($\text{N}\cdot\text{m}$)	相移/($^\circ$)
0.33	30	0.18	20
0.30	28	0.15	12
0.27	28	0.12	16
0.24	24	0.09	14
0.21	20	0.06	8

观察表 1 可知,在转速不变的情况下,非导通相电压过零点基本上随负载的增大而相位前移,但不是简单的正比关系。

4 反电动势过零点端电压检测法

上文分析出低通滤波电路和非导通相的续流状态是使相电压波形和反电动势过零点产生相移的原因,而硬件比较器获得反电动势过零点的方法需要使用低通滤波器。故采用软件 AD 采样并比较的方法取代硬件比较器和低通滤波电路,避免产生相移。

若接入单片机 AD 引脚,需要将图 2 虚拟中性点、低通滤波和比较器电路改造为图 7 虚拟中性点与电阻分压电路。

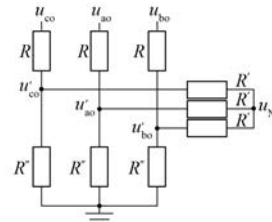


图 7 虚拟中性点与电阻分压电路

图 7 中, $u'_{a0}, u'_{b0}, u'_{c0}$ 为分压后的端电压, u_N 为虚拟的中性点, R, R', R'' 为分压电阻。

以 B 相为例进行分析。当 B 相处于未导通状态时,电路状态为

$$\begin{cases} u_{a0} + u_{c0} = U_{dc} \\ i_a = -i_c \\ i_b = 0 \end{cases} \quad (5)$$

那么,将式(1)中 u_{a0} 与 u_{c0} 相加,可得

$$U_{dc} = E \cos \theta_r + E \cos (\theta_r + 240^\circ) + 2U_N \quad (6)$$

根据式(6)可知,当且仅当 θ_r 为 -30° 或者 150° 时, $U_{dc} = 2U_N$ 。此时, B 相反电动势恰好为零。因此,可以通过比较 B 相端电压与母线电压

的一半,获得 B 相反电动势过零点。同理,A 相与 C 相反电动势过零点也能获得。那么,图 7 进一步简化为图 8 电路,去除虚拟中性点的构造。

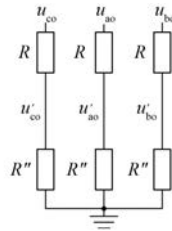


图 8 端电压电阻分压电路

图 8 中,既没有低通滤波电路,去除了相移的影响,又没有虚拟中性点电路,简化了电路结构。

5 反电动势过零点端电压检测法电机试验

试验对象如上文所述。端电压电阻分压电路如图 8 所示, R 为 $10\text{ k}\Omega$, R'' 为 $1.5\text{ k}\Omega$ 。

当转速为 $4\ 200\text{ r/min}$ 时,进行了从空载 $0\text{ N}\cdot\text{m}$ 到重载 $0.33\text{ N}\cdot\text{m}$ 的试验。图 9 为未导通相端电压与采样点波形。由于端电压电阻分压电路未包含低通滤波器,所以开关管的开通和关断会产生高频开关毛刺,会对端电压信号检测产生影响。

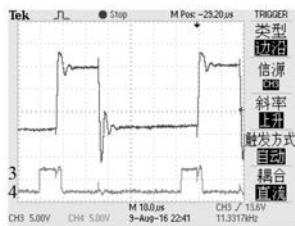


图 9 未导通相端电压与采样点波形

由于采样时间是固定的,所以可通过开关管开通阶段的后半段采样以避免高频开关毛刺。图 9 中,信号上升沿表征采样的起点,下降沿表征采样信号判断处理的终点。可知,该采样方法避开了高频开关毛刺,保证了采样的准确性。

图 10 为端电压与相电流波形。其中,图 10(a)为空载 $0\text{ N}\cdot\text{m}$ 情况,图 10(b)为重载 $0.33\text{ N}\cdot\text{m}$ 情况。

观察图 10,发现端电压波形具有良好的对称性,未导通相在反电动势过零点前后时间相等。由此可证明,使用软件 AD 采样端电压与直流母线电压一半进行比较,获得反电动势过零点的方

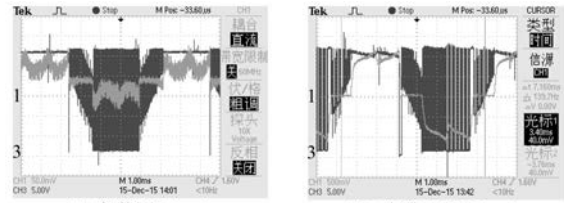


图 10 端电压与相电流波形

法,能避免由低通滤波电路和未导通相的续流状态引起的相移。

6 结 语

本文通过理论分析、仿真和电机试验证实了相电压检测法产生反电动势过零点检测误差的原因。低通滤波器使过零点相位滞后,且滞后角与转速成正比;而换相续流状态使过零点的相位前移,且负载电流越大,前移角越大。

为此,本文提出了使用软件 AD 替代硬件比较器,通过测量端电压检测反电动势过零点的方法,去除了硬件比较器、虚拟中性点和低通滤波电路,避免了反电动势过零点检测误差的问题。

最后,通过电机试验,验证了使用软件 AD 检测反电动势过零点方法的准确性。该方法在 $4\ 200\text{ r/min}$,不同负载情况下,均达到了良好的效果。

【参考文献】

- [1] SU G J, MCKEEVER J W. Low-cost sensorless control of brushless DC motors with improved speed range[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2004, 19(2): 296-302.
- [2] 薛晓明,杨翀.一种统一的无刷直流电机直接反电动势法[J].电工技术学报,2010,25(9): 62-68.
- [3] 杜晓芸,林瑞光,吴建华.无位置传感器无刷直流电机的控制策略[J].电机与控制学报,2002,6(3): 22-25.
- [4] 李自成.无刷直流电机无位置传感器控制关键技术研究[D].武汉:华中科技大学,2010.
- [5] 赵奇.反电动势过零点检测法的研究[J].机械工程与自动化,2012,6(1): 165-166.
- [6] 郎宝华,李本斌,张宏鹏.无刷直流电机反电动势过零点延迟角度的计算方法[J].微电机,2015,48(7): 79-84.
- [7] 沈建新.永磁无刷直流电动机特殊绕组结构及无位

- 置传感器控制的研究[D].杭州:浙江大学,1997.
- [8] 李志强,夏长亮,陈炜.基于线反电动势的无刷直流电机无位置传感器控制[J].电工技术学报,2010,25(7): 38-44.
- [9] 李自成,程善美,秦忆.线反电动势检测无刷直流电机转子位置方法[J].电机与控制学报,2010,16(12): 96-100.
- [10] 崔臣君,刘刚,郑世强.基于线反电动势的高速磁悬浮无刷直流电机无位置换相策略[J].电工技术学报,2014,29(9): 119-128.
- [11] KIM T H, LEE H W, EHSANI M. Sensorless flux-weakening control of permanent magnet brushless machines using third-harmonic back-EMF[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2004, 40(6): 1629-1636.
- [12] WU H X, CHENG S K, CUI S M. A controller of brushless DC motor for electric vehicle [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2005, 41(1): 509-513.
- [13] 韦颀,任军军,张仲超.三次谐波检测无刷直流电机转子位置的研究[J].中国电机工程学报,2004,24(5): 167-171.
- [14] 陈前,刘国海,赵文祥,等.基于三次谐波检测的直
流无刷电机无位置传感器控制系统仿真研究[J].微电机,2011,44(5): 36-40.
- [15] 王凯.三次谐波法无传感器控制的高速永磁无刷直流电机的研究[D].杭州:浙江大学,2009.
- [16] 曹宽,万彦辉,王京锋,等.一种改进三次谐波法的无刷直流电动机无位置传感器控制[J].微特电机,2013,41(3): 40-43.
- [17] SATOSHI O, HIROFUMI A. An approach to position sensorless drive for brushless dc motors [J]. IEEE Industry Applications Society, 1991, 27(5): 928-933.
- [18] 张承宁,张复琳,王志福.无刷直流电动机无位置传感器控制技术综述[J].微特电机,2014,42(2): 70-74.
- [19] 官二勇,宋平岗,余晓毓.基于续流二极管检测法的无刷直流电机[J].防爆电机,2005,40(1): 24-28.
- [20] 孙金宝.基于 DSP 的无位置传感器 BLDCM 驱动控制系统设计[D].济南:山东大学,2005.
- [21] 杨明,刘杰,徐殿国.重载条件下无刷直流电机无位置传感器驱动换相续流影响的分析及其补偿[J].中国电机工程学报,2013,33(30): 106-112.

收稿日期: 2016 -10 -08

(上接第 44 页)

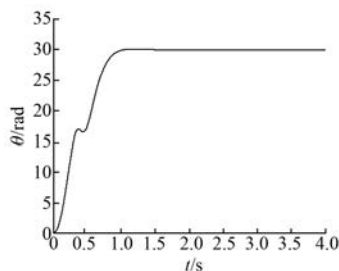


图 10 转矩扰动对模糊控制器位置响应曲线的影响

5 结 语

本文提出了以 PMSM 为伺服电机的位置伺服控制系统策略。分别采用传统数字 PID 控制和经 BFOA 优化参数之后的模糊控制两种控制器,作为系统的位置控制器。经过仿真和试验,对比两种控制方式的位置响应效果,可以发现参数优化之后,模糊控制器的性能达到最优,位置控制效果最佳,不但上升时间快、无超调,而且抗扰动能力强。

【参考文献】

- [1] 刘瑶,周青山,李光旭,等.电动机的 DSC 控制——微芯公司 dspic 应用[M].北京:北京航空航天大学出版社,2009.
- [2] 洪乃刚.电力电子、电机控制系统的建模和仿真[M].北京:机械工业出版社,2010.
- [3] 蔡自兴,余伶俐,肖晓明.智能控制原理与应用[M].北京:清华大学出版社,2014.
- [4] 雷秀娟.群智能优化算法及其应用[M].北京:科学出版社,2012.
- [5] 张云红,曾成碧,吴传来,等.模糊控制在永磁同步电机调速系统中的应用[J].微电机,2012,45(7): 69-73.
- [6] AGHAJARIAN M, KIANI K, MEHDIFATEH M. Design of fuzzy controller for robot manipulators using bacterial foraging optimization algorithm[J]. Journal of Intelligent Learning Systems and Applications, 2012(4): 53-58.
- [7] KADJOUJ M, GOLEA N, BENBOUZID M E H. Fuzzy rule-based model reference adaptive control for PMSM drives [J]. Serbian Journal of Electrical Engineering, 2007(1): 13-22.

收稿日期: 2016 -03 -15