

基于前馈解耦的感应电机矢量控制系统

章 玮¹, 张 楠¹, 陈 萍²

(1. 浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027; 2. 浙江省电子信息产品检验所, 浙江 杭州 310027)

摘要: 为了提高感应电机矢量控制中转矩的动态响应能力, 提出了一种改进矢量控制方法。该方法涉及了旋转坐标变换引入的交叉耦合电势对PI调节器动态性能的影响, 在前馈解耦补偿时采用给定量代替反馈量, 提高了转矩跟踪速度。同时为了减小前馈补偿项对电机参数的依赖, 进而提高系统的稳定性, 引入了模糊自适应PI调节器代替传统的PI调节器。最后, 对该改进方案的控制效果进行了实验验证。实验及研究结果表明, 所提出的控制策略在保证系统具有良好稳定性的同时能够显著改善感应电机转矩的动态响应特性。

关键词: 感应电机; 矢量控制; 前馈解耦; 模糊PI; 转矩; 动态响应

中图分类号: TM464; TH39

文献标识码: A

文章编号: 1001-4551(2013)05-0581-04

Vector control system of induction motor based on feed-forward decoupling scheme

ZHANG Wei¹, ZHANG Nan¹, CHEN Ping²

(1. Department of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

2. Zhejiang Testing Institute of Electronic Products, Hangzhou 310027, China)

Abstract: In order to improve the torque dynamic response, an improved vector control scheme for induction motor was proposed. Analyzing the cross-coupling voltage after vector transformation, a feed-forward decoupling scheme was introduced, while the fuzzy-PI controller was used to replace the traditional PI controller to reduce the dependence on motor parameters in calculating the compensation items and improve the stability of system. Finally, the effect of this control scheme is verified in experiment. The results indicate that, the proposed control strategy can guarantee the system has good stability, and it can significantly improve the dynamic response characteristics of induction motor torque.

Key words: induction motor; vector control; feed-forward decoupling; fuzzy-PI; torque; dynamic response

0 引 言

感应电机因其具有结构简单、运行可靠、价格低廉、维护方便等优势, 在工业界得到了广泛应用。为了获得感应电机快速的动态响应特性, 往往需要通过坐标变换的方式, 将其模型转化为类似于直流电机模型, 得到一种近似的磁链、转矩解耦控制, 即矢量控制。但有研究表明, 坐标变换引入的交叉耦合电势, 对电机转矩响应特性具有显著影响。

在一些对感应电机的转矩响应要求较高的场合, 例如电力测功机系统, 传统的矢量控制方法已经

不能满足系统对转矩的动态响应要求。为了消除交叉耦合电势对感应电机控制的影响, 从而解决转矩响应较慢的问题, 国内外学者提出了几种不同的解耦控制方法, 主要有反馈解耦、前馈解耦和动态解耦3种控制方案。现比较3种控制方法对电机动态性能的影响: ①反馈解耦中解耦补偿量对电机参数依赖性较强, 同时会由于反馈电流所存在的延时问题使解耦效果下降, 系统易出现不稳定^[1-2]; ②前馈解耦同样比较依赖电机参数, 当电机给定出现一个较大的阶跃时, 容易引起系统的不稳定, 但该方法克服了反馈解耦中电流延时带来的不利影响^[3]; ③动态解耦包括偏差解耦和内模解耦, 该方法消除了解耦

过程中对电机参数的依赖性,但需要准确的解耦模型,工程实现较为复杂^[4-7]。

为了弥补上述方案的不足,本研究在传统矢量控制的基础上提出一种基于前馈解耦的感应电机矢量控制方法。该方法首先引入前馈解耦的控制方法来补偿交叉耦合电势,其次针对前馈解耦对电机参数依赖性较强的问题,采用模糊自适应PI控制器来取代传统的PI控制器,降低补偿项对系统参数的依赖性,提高系统的稳定性。最后,通过实验验证改进方案的控制效果。

1 感应电机的数学模型

在以转子磁场定向的同步旋转坐标系下,感应电机的数学模型为:

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + p\sigma L_s i_{sd} - \omega_l \sigma L_s i_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + p\sigma L_s i_{sq} + \omega_l \sigma L_s i_{sd} + \omega_l \frac{L_m}{L_r} \Psi_r \end{cases} \quad (1)$$

$$\Psi_r = \frac{L_m}{1 + T_2 p} i_{sd} \quad (2)$$

$$T_e = 1.5 P \frac{L_m}{L_r} \Psi_r i_{sq} \quad (3)$$

式中: σ —转子漏磁系数; ω_l —定子电流频率; $\omega_l = \omega + \omega_s$; ω —转速; ω_s —转差; u_{sd} 、 u_{sq} 、 i_{sd} 、 i_{sq} —同步旋转坐标系下定子电压和电流的 d 、 q 轴分量; R_s —定子电阻; L_s 、 L_r 、 L_m —定、转子电感和互感; Ψ_r —转子磁链; T_2 —转子时间常数; p —微分算子。

从式(1)中可以看出,感应电机定子 d 、 q 轴电压不仅与同轴电流有关,还存在与不同轴电流相关的交叉耦合电势,如式(1)虚线框中所示。

传统矢量控制选择舍弃耦合项来简化控制过程^[8],其基本控制框图如图1所示。然而随着电机转速升高,交叉耦合项所占的比重将逐渐增大,选择继续忽略耦合项容易引起系统的不稳定,同时也会降低系统转矩的动态跟踪能力。因此,改进传统矢量控制的不足,进而提高系统动态、稳态特性已是必然趋势。

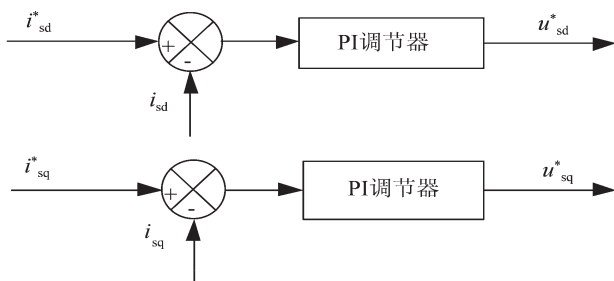


图1 传统矢量控制中舍弃耦合项的控制框图

2 感应电机的改进矢量控制方法

2.1 前馈解耦方法的实现

将式(1)中的交叉耦合电势记为 u_{sdc} 和 u_{sqc} ,即:

$$\begin{cases} u_{sdc} = -\omega_l \sigma L_s i_{sq} \\ u_{sqc} = \omega_l \sigma L_s i_{sd} + \omega_l \frac{L_m}{L_r} \Psi_r \end{cases} \quad (4)$$

已有学者提出在传统矢量控制中引入式(4)所示耦合电势的前馈解耦补偿方法,但所提方案中交叉耦合项的计算依赖于由磁链、转矩外环得到的定子电流给定值 i_{sd}^* 和 i_{sq}^* 的快速、准确跟踪。如考虑外环时延的影响,这一跟踪速度将大大降低。

为了消除矢量控制系统中磁链、转矩外环延时引起的电流给定值 i_{sd}^* 和 i_{sq}^* 延时,本研究所提出的前馈解耦方法中在使用电流给定值计算交叉耦合电势 u_{sdc} 和 u_{sqc} 时,选择直接从感应电机的数学模型式(2,3)中获得 d 、 q 轴电流的给定值:

$$i_{sdc}^* = \frac{\Psi_r^*}{L_m} \quad (5)$$

$$i_{sqc}^* = \frac{2L_r T_e^*}{3PL_m \Psi_r^*} \quad (6)$$

式中: i_{sdc}^* 、 i_{sqc}^* —计算交叉耦合电势时的 d 、 q 轴电流给定值。

将式(5,6)代入式(4)中可以得到所需补偿的交叉耦合电势 u_{sdc}^* 和 u_{sqc}^* 的表达式:

$$\begin{cases} u_{sdc}^* = -\omega_l \sigma L_s \frac{2L_r T_e^*}{3PL_m \Psi_r^*} \\ u_{sqc}^* = \omega_l \left(\frac{\sigma L_s}{L_m} + \frac{L_m}{L_r} \right) \Psi_r^* \end{cases} \quad (7)$$

从式(7)中可以看出,补偿量只与转矩和磁链的给定值相关,即当磁链和转矩发生变化时,补偿量也会立即改变并进行补偿,在转矩和磁链给定均不超过额定值时,可以提高前馈解耦补偿的快速性,且不会造成动态过程中由于给定值与反馈量瞬时差值较大引起的系统不稳定。

于是,可以得到定子电压在同步旋转坐标系下给定值的表达式为:

$$\begin{cases} u_{sd}^* = (K_p + \frac{K_i}{s})(i_{sd}^* - i_{sd}) + u_{sdc}^* \\ u_{sq}^* = (K_p + \frac{K_i}{s})(i_{sq}^* - i_{sq}) + u_{sqc}^* \end{cases} \quad (8)$$

根据式(8)中的电压给定表达式,可以得到改进的前馈解耦控制框图,如图2所示。

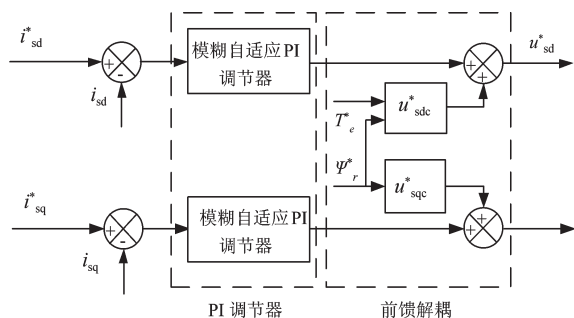


图2 改进前馈解耦控制框图

2.2 模糊自适应PI调节器的设计

由于前馈解耦中耦合电势的计算需要涉及到电机的电感参数,为了降低前馈补偿对电机参数的依赖性,提高系统的稳定性,本研究将模糊自适应PI调节器引入了控制系统中代替传统的PI调节器^[9-10],如图2所示。

模糊自适应PI调节器的控制框图如图3所示。为了简化模糊逻辑规则表,模糊PI控制器以电流误差和误差的变化率的绝对值 $|e|$ 、 $|de/dt|$ 为输入语言变量;以PI参数的修正值 ΔK_p 、 ΔK_i 为输出语言变量,通过对PI参数的在线修正来达到更好的控制效果^[11]。

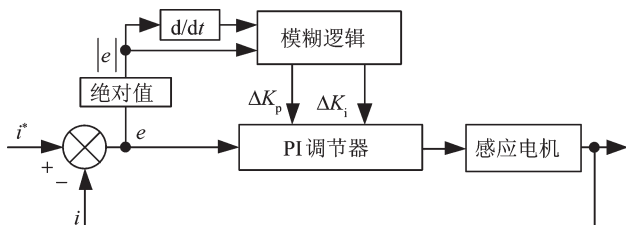


图3 模糊自适应PI调节器的控制框图

输入输出论域取值“大”(B)、“中”(M)、“小”(S)、“零”(Z)4种,模糊控制器 $|e|$ 、 $|de/dt|$ 、 ΔK_p 、 ΔK_i 的隶属函数如图4所示。

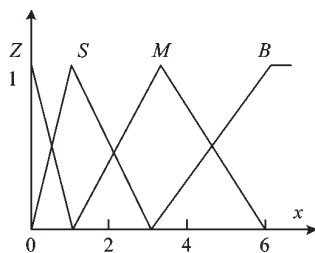


图4 模糊控制器输入与输出的隶属函数

根据PI调节器的特点可以总结出以下控制规律:当 $|e|$ 较大时,取较大的 K_p 且使 K_i 较小(避免较大超调);当 $|e|$ 中等时,应取适当的 K_p 、 K_i ;当 $|e|$ 较小时,应取较小的 K_p 和较大的 K_i (使系统能有较好的稳态性能)。从而可以得到模糊控制器的控制规则表,如表1、表2所示。

从PI调节器的特点来看, K_p 的变化与误差正相

表1 参数 K_p 模糊控制规则表

$ e \backslash de/dt $	Z	S	N	B
Z	Z	Z	Z	Z
S	M	S	S	Z
M	B	B	M	M
B	B	B	B	B

表2 K_i 模糊控制规则表

$ e \backslash de/dt $	Z	S	M	B
Z	Z	Z	Z	Z
S	Z	S	M	B
M	S	M	M	B
B	B	B	B	B

关,即随着误差的增大, K_p 参数也随之增大,以提高系统的响应速度;而 K_i 的变化与误差负相关,即随着误差的增大, K_i 参数随之减小,避免积分过多引起系统的超调。总结上述规律,可以获得实际PI参数的修正方程式为:

$$\begin{cases} K_p = K_{p0} + \Delta K_p \\ K_i = K_{i0} - \Delta K_i \end{cases} \quad (9)$$

式中: K_{p0} 、 K_{i0} —PI调节器的初始值。

K_{p0} 、 K_{i0} 的获取需要先使用传统PI调节器进行调节,使得系统稳态时基本做到无差,动态时有较快的响应速度,但不要求完全满足系统的动态性能指标,此时得到的PI参数值即可作为PI调节器的初始值 K_{p0} 、 K_{i0} 。

输入变量的量化因子 K_e 、 K_{de} 选取时以对转矩有直接影响的 q 轴电流的误差及误差变化率来确定。输出变量的量化因子 $K_{\Delta K_p}$ 、 $K_{\Delta K_i}$ 选取时依据“输出变量 ΔK_p 、 ΔK_i 在PI调节器初始值 K_{p0} 、 K_{i0} 的范围内”这一原则来选取,以至于不会使PI参数产生较大的波动,造成系统的不稳定。

将前馈解耦和模糊自适应PI调节器引入感应电机的矢量控制系统中,可以得到改进的矢量控制框图如图5所示。

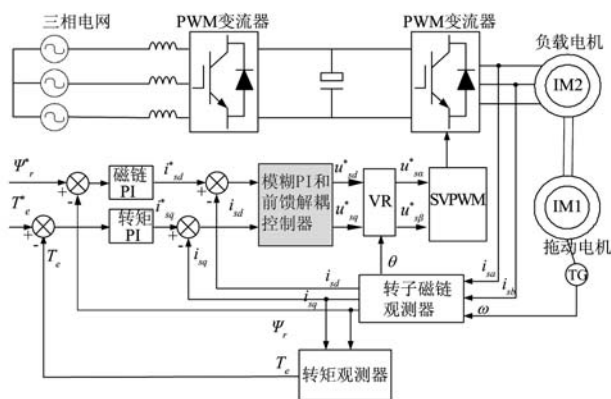


图5 改进矢量控制框图

3 实验验证

3.1 实验系统结构

为了验证本研究所提出的改进前馈解耦矢量控制方法的有效性,使用电力测功机平台实验系统进行验证。该系统结构如图6所示。图6中,IM1为拖动电机,直接与三相变频器相连,IM2为负载电机,通过PWM四象限运行系统与电网相连。本研究通过对IM2的转矩进行控制,完成对IM1的加载试验。

拖动电机IM1和负载电机IM2为参数相同的2台感应电机,电机参数如表3所示。

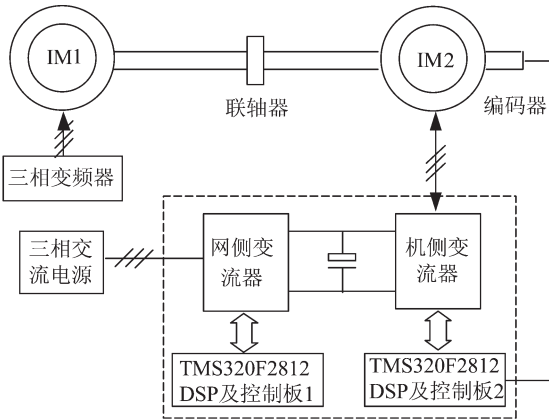


图6 实验系统结构框图

表 3 感应电机的电机参数

参 数	数 值
额定电压/V	380
额定功率/kW	5.5
额定频率/Hz	50
额定转速/(r·min ⁻¹)	1 460
转子电阻/ Ω	3.06
转子电感/H	0.536 8
定子电感/H	0.536 8
定转子互感/H	0.518

3.2 实验结果分析

如图7~9所示,本研究在I时段时将IM1运行速度设定为500 r/min,IM2输出转矩为0 N·m。在I时段结束时刻,将IM2的输出转矩给定为-23 N·m,即65%的额定转矩,实现转矩的阶跃给定。

无解耦补偿矢量控制下的转矩响应波形如图7所示,转矩响应时间 $\Delta T=24$ ms;反馈解耦矢量控制下的转矩响应波形如图8所示,转矩响应时间 $\Delta T=11$ ms;本研究所提出的改进前馈解耦矢量控制下的转矩阶跃响应波形如图9所示,转矩响应时间为 $\Delta T=6$ ms。

比较3种控制方法下转矩的阶跃响应时间可以看出,在采用前馈解耦和模糊PI的改进矢量控制方法之后,转矩的响应时间相对无补偿方法缩短了75%,相

对反馈解耦方法缩短了45%,在保证系统的稳定性的同时感应电机的动态性能得到了明显的提升。

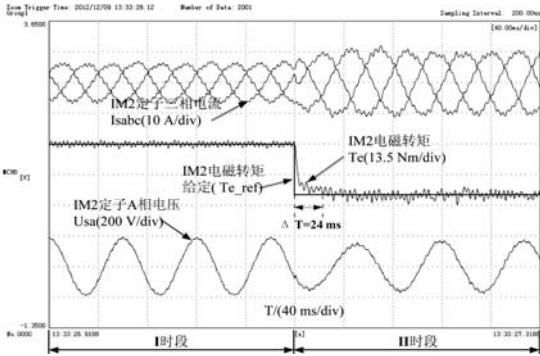


图7 无解耦补偿矢量控制下的转矩阶跃响应波形

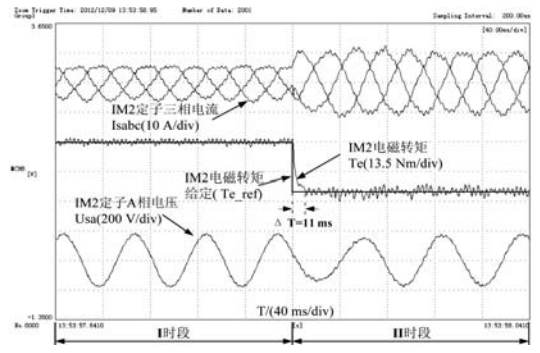


图8 反馈解耦矢量控制下的转矩阶跃响应波形

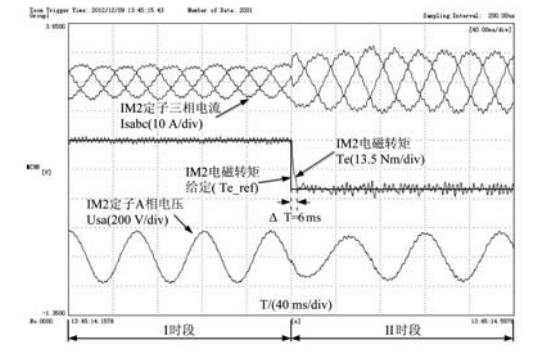


图9 改进前馈解耦矢量控制下的转矩阶跃响应波形

4 结束语

本研究针对矢量控制中存在的交叉耦合电势对转矩动态响应的影响,提出了一种基于前馈解耦的矢量控制方法。该方法主要通过传统的矢量控制方法上的改进,对交叉耦合电势进行了前馈补偿,并引入模糊自适应PI控制器代替传统的PI控制器来改善前馈补偿过程中对电机参数依赖性较强的不足之处。

实验结果表明,基于前馈解耦的矢量控制方法相对于传统矢量控制方法而言,在保证系统具有良好稳定性的同时,提高了感应电机转矩的动态响应能力。

(下转第644页)

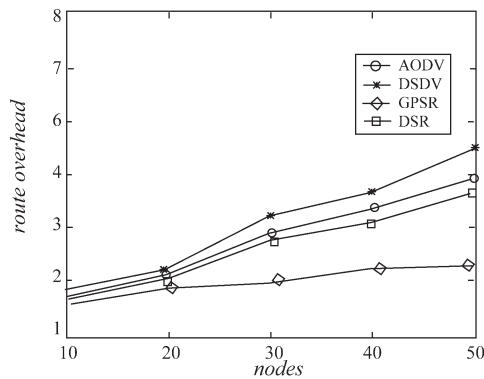


图6 路由开销和车辆数的关系

4 结束语

鉴于车载网络仿真场景对于车载网络路由协议仿真的影响,以及现有的场景的不够真实性,本研究利用MOVE软件构建了一个真实场景,实现了真实场景下车载网络路由协议的仿真,在真实场景下对GPSR、AODV、DSDV以及DSR协议进行仿真,得到了真实的实验数据。本研究通过对实验数据的分析,发现在真实场景中,当节点数量增加时,GPSR协议在路由开销和延时方面的性能优于其他Ad Hoc网络协议,体现了更好的稳定性。但是在包送达率上面有待提高,如何提高GPSR协议的包送达率将是以后研究的内容。

参考文献

- [1] LIU Y, BI J, YANG J. Research on vehicular ad hoc networks[C] // Proceedings of IEEE 21st Annual International Conference on Control and Decision. Guilin, China, [s.n.], 2009:4430-4435.
- [2] 常促宇,向勇,史美林. 车载自组网的现状与发展[J].

通信学报,2007,28(11):116-126.

- [3] KARP B, KUNG H T. GPSR: Greedy Perimeter Stateless Routing for Wireless Networks [C] // Proceeding of the Sixth Annual ACM/IEEE International Mobile Computing and Networking. Boston, USA: [s.n.], 2000:243-254.
- [4] KARNADI F K, MO Z H, LAN K. Rapid Generation of Realistic Mobility Models for VANET [C] // Proc. of IEEE Wireless Communications and Networking Conference 2007. Hong Kong, China: [s.n.], 2007:2506-2511.
- [5] LAN K, CHOU C M. Realistic Mobility Models for Vehicular ad Hoc Network (VANET) simulations [C] // Proc. of IEEE 8th International Conference on ITS Telecommunications Venue Hilton Phuket, Thailand: [s.n.], 2008: 362-366.
- [6] ABOLHASAN M, WYSOCKI T, DUTKIEWICZ E. A review of routing protocols for mobile ad hoc networks [J]. **Ad Hoc Networks**, 2004, 2(1): 1-22.
- [7] PERKINS C E, ROYER E M. Ad-hoc on-demand distance vector routing [C] // Proceedings of 2nd IEEE Workshop on Mobile Computing Systems and Applications. New Orleans, USA: IEEE, 1999: 90-100.
- [8] JOHNSON D, MALTZ D. Dynamic source routing in ad hoc wireless networks [J]. **Kluwer Academic Publisher: Mobik Computing**, 1996(5): 153-181.
- [9] PERKINS C E, BHAGWAT P. Highly Dynamic Destination-sequenced Distance-vector Routing (DSDV) for Mobile Computer [C] // Proceedings of ACM SIGCOMM'94, London: [s.n.], 1994:234-244.
- [10] BEHRISCH M, BIEKER L, ERDMANN J, et al. SUMO - Simulation of Urban Mobility: an Overview [C] // SIMUL 2011, The Third International Conference on Advances in System Simulation, Barcelona: [s.n.], 2011.

[编辑:李辉]

(上接第584页)

参考文献(References):

- [1] LORENZ R D, LAWSON D B. Performance of feedforward current regulators for field-oriented induction machine controllers [J]. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 1987, 23(4): 597-602.
- [2] 沈滢,郝荣泰. 感应电机矢量控制解耦算法的研究[J]. 北方交通大学学报, 2003, 27(2): 54-56.
- [3] JUNG J, NAM K. A dynamic decoupling control scheme for high-speed operation of induction motors [J]. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 1999, 46(1): 100-110.
- [4] 周志刚. 一种感应电机的解耦控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(2): 121-125.
- [5] 蒋卫宏. 基于内模电流控制的交流感应电机矢量控制系统[J]. 机电工程, 2007, 24(4): 78-81.
- [6] 张辉,王大志. 基于内模解耦控制的感应电机矢量控制系统[J]. 信息技术, 2006(12): 36-40.
- [7] ZHU Hao, XIAO Xi, LI Yong-dong. PI type dynamic decoupling control scheme for PMSM high speed operation [C] // Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010: 1736-1739.
- [8] 凌瑞林. 双PWM变频器及控制技术研究[D]. 长沙:湖南大学电气与信息工程学院, 2003: 20-25.
- [9] 罗光明,黄晓宇,朱建林. 基于MATLAB的模糊自整定PID参数控制器计算机仿真[J]. 机械与电子, 2001(2): 23-26.
- [10] 丁鹏,姚平喜. 基于Malab的无刷直流电机Fuzzy-PID控制研究及其建模仿真[J]. 机电工程技术, 2012, 41(2): 10-13.
- [11] 梁文毅,章玮,姜飞荣. 永磁同步电动机伺服系统模糊控制器设计[J]. 微电机, 2007, 40(1): 48-50.

[编辑:洪炜娜]