

基于电压闭环反馈的永磁同步电机弱磁调速研究^{*}

王 杰, 谢 源, 谢 涛
(上海电机学院 电气学院, 上海 201306)

摘 要: 电动汽车对电机的调速范围要求较高, 需要宽调速的控制技术。为扩大永磁同步电动机 (PMSM) 的调速范围, 研究并实现了电压闭环反馈弱磁控制方法。该方法将电压利用率作为参考值构建电压环, 通过电压反馈信号和给定指令信号计算弱磁电流的参考值 i_{dref} , 从而有效提高 PMSM 的弱磁扩速。利用 MATLAB/Simulink 仿真平台搭建了表贴式 PMSM 弱磁控制系统。仿真结果表明系统有较宽的调速范围, 而且区间转换平稳, 具有良好的响应特性。

关键词: 永磁同步电机; 弱磁控制; 电压闭环反馈

中图分类号: TM 341 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)04-0027-06

Research on Flux Weakening Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Voltage Closed-Loop Feedback^{*}

WANG Jie, XIE Yuan, XIE Tao

(College of Electrical Engineering, Shanghai Dianji University, Shanghai 201306, China)

Abstract: The actual operating conditions of electric vehicles were complicated, and the speed range and torque requirements of PMSM were higher. In order to improve the speed range of the built-in permanent magnet synchronous motor, the voltage closed-loop feedback field weakening control method was studied and realized. The method used the voltage utilization as a reference to construct the voltage loop, and the weak feedback was calculated by the voltage feedback signal and the command signal. Current i_d reference value, thus realizing the permanent magnet synchronous motor weak flux expansion. The simulation model of the field weakening control system of the built-in permanent magnet synchronous motor was established on the MATLAB/Simulink platform. The simulation results showed that the system had a wide speed range and the interval was smooth and had good response characteristics.

Key words: surface permanent magnet synchronous motor (SPMSM); flux weakening control; voltage closed-loop feedback

0 引 言

永 磁 同 步 电 机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 具有结构简单、体积小、重量轻、转动惯量小、高效率和控制性能好等优点, 大量应用于工业生产、日常生活、航空航天、军事设施等领域, 具有非常诱人的前景, PMSM 更加适用于高精度的伺服控制系统。这些领域对 PMSM 的控制系统有较高的要求, 因此研究

PMSM 的控制系统具有重要的意义。

随着工业的发展, PMSM 在传统弱磁控制策略上已经无法满足精益求精的工业需求和生产, 因此对于电机潜能的挖掘是当下研究的热点问题。文献[1]提出了单电流调节器控制算法, 是一种最有交轴电流弱磁控制策略, 介绍了电流调节器的个数。文献[2-3]通过更换传统的 PI 速度环调节器为 PR 调节器进行弱磁控制。该方法避开了传统 PI 控制器的缺点, 控制精度较高, 但

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(61374136, 11304200); 上海市自然科学基金项目(14ZR1417200)

作者简介: 王 杰(1990—)男, 硕士研究生, 研究方向为电机驱动与控制。

谢 源(1978—), 博士, 副教授, 研究方向为风力发电状态监测、故障诊断、运行维护。

是在实际工程应用中较难实现。文献[4-7]提出基于转速环的经典弱磁控制,将速度环输出的速度差值来判断弱磁状态并计算弱磁电流,有着较高的响应速度,但是极易受到扰动使得弱磁电流给定有所偏差。文献[8]提出了基于过调制前后的电压差值来调节弱磁电流,过调制的引入极大程度上改善了直流母线电压的利用率,但在响应精度方面有待提高。文献[9-12]中使用 LPF 控制器替换了传统的 PI 控制器,避免了电流调节器饱和效应的产生,但是增加了成本。文献[13-14]将低通滤波器融入电压反馈闭环控制,减小了转矩脉动,控制效果较好。文献[15-21]在弱磁控制系统中附加了谐振控制器,虽然精细了弱磁控制,但显然没有考虑到谐波污染。

针对逆变器容量限制导致 PMSM 速度受限和高速弱磁时转矩波动等问题,本文研究并实现了电压闭环反馈弱磁控制方法。该方法将电压利用率作为参考值构建电压环,通过电压反馈信号和给定指令信号计算弱磁电流的参考值 i_{dref} ,从而有效提高 PMSM 的弱磁扩速。利用 MATLAB/Simulink 仿真平台搭建了表贴式 PMSM 弱磁控制系统。仿真结果表明系统有较宽的调速范围,而且区间转换平稳,具有良好的响应特性,弱磁时速度跟踪精度较高。

1 PMSM d - q 轴数学模型

建立旋转坐标系下 PMSM 的数学模型,以此为基础来建立模型方程,这样有利于分析电机的稳态和暂态特性。建立模型前,先假设理想状况下满足以下 4 个条件:(1) 忽略电动机铁心饱和;(2) 不计磁滞和涡流损耗;(3) 转子上没有阻尼绕组,永磁体也没有阻尼作用;(4) 绕组中感应电动势是正弦波。

PMSM 的 d - q 轴数学模型为

定子电压方程:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + \frac{d}{dt}\varphi_d - \omega_e\varphi_q \\ u_q = Ri_q + \frac{d}{dt}\varphi_q + \omega_e\varphi_d \end{cases} \quad (1)$$

定子磁链方程:

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2)$$

将式(2)代入式(1),可得定子电压方程为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{d}{dt}i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{d}{dt}i_q + \omega_e (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (3)$$

电磁转矩方程:

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

若用幅值和相位表示 i_d 、 i_q ,可得:

$$i_d = -i_s \sin \beta \quad i_q = i_s \cos \beta \quad (5)$$

联立式(3)、式(4),可得相位角和转矩之间的关系式:

$$T_e = p [\psi_f i_s \cos \beta + (L_d - L_q) i_s^2 \sin(2\beta)/2] \quad (6)$$

式中: u_d 、 u_q ——定子电压的 d 、 q 轴分量;

i_d 、 i_q ——定子电流的 d 、 q 轴分量;

R ——定子的电阻;

φ_d 、 φ_q ——定子磁链的 d 、 q 轴分量;

ω_e ——电角速度;

ω_m ——机械角速度;

L_d 、 L_q ——定子 d 、 q 轴电感分量;

L_s ——定子电感;

φ_f ——永磁体磁链;

p ——极对数;

T_e ——电磁转矩。

2 弱磁控制原理与设计

2.1 弱磁控制原理

PMSM 运行时,由于转速的升高使得转子反电动势升高,从而使电机的端压逐渐升高。当电机高速运转时,忽略电机定子电阻压降,根据式(1)重写定子的电压方程可写为

$$\begin{cases} u_d = -\omega_e L_q i_q \\ u_q = \omega_e L_d i_d + \omega_e \varphi_f \end{cases} \quad (7)$$

根据式(7)可以得到电机转速和瞬时定子电压的关系,如式(8):

$$u_s = \omega_e \sqrt{(L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \varphi_f)^2} \quad (8)$$

当电机转速上升至某个值时,电机端电压等于逆变器的最大输出电压,定子电流受限无法继续增大,这一时刻的转速称为转折转速。若因工况需要提高电机转速,只能通过调节定子电流 i_d 分量和 i_q 分量实现。由于定子电流 i_s 达到最大

值固定不变,所以在使得 i_d 电流负向增长 i_q 电流需要减小。这种调节的方式被称为弱磁控制。下文将详细介绍如何通过调节定子电流的两相分量而达到弱磁升速的效果。

2.2 电压电流极限圆分析

PMSM 的转子磁场由永磁体产生,转子磁场是不能改变的,只能利用气隙磁场的电枢反映来削弱主磁场,而这一过程需要对定子两相电流进行再分配,这种分配的效果可以等效为“弱磁”。由于端电压 u_s 和定子电流 i_s 受到逆变器输出能力的限制,在 $d-q$ 坐标系下,假设电流和电压的极限值分别为 i_{lim} 、 u_{lim} ,则可得:

$$\begin{cases} i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq i_{lim} \\ u_s = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \leq u_{lim} \end{cases} \quad (9)$$

由于电机高速稳态运行时,电阻值远小于电抗值,因此电阻上的压降可忽略不计,由式(9)可知稳态电压方程。将方程和式(9)联立整合,可得电压极限椭圆方程如下:

$$(L_d i_d + \varphi_f)^2 + (L_q i_q)^2 \leq \left(\frac{u_{lim}}{\omega} \right)^2 \quad (10)$$

由式(10)可以看出,当电机转速达到某个值的时候,端电压已经达到了逆变器所能提供的最大电压,若需要继续升速,则要进入弱磁状态,负向增加 i_d 电流来削弱主磁通,从而保证输出电压不变而达到升速的目的。由电流的约束条件和式(10)的电压极限椭圆方程。可画出电流极限圆和电压极限椭圆。 i_d-i_q 坐标系上的电压限制圆和电流限制圆如图 1 所示,曲线 OA 的轨迹即使单位电流最大转矩控制,当进入弱磁控制时,定子电流轨迹沿曲线 AB 由 A 点至 B 点,此运行轨迹所代表也是弱磁阶段。

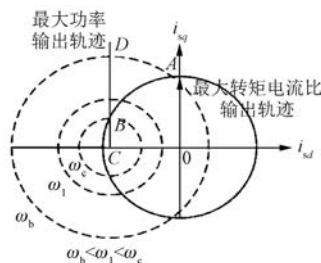


图1 i_d-i_q 坐标系上的电压限制圆和电流限制圆

2.3 电压闭环反馈控制模块设计

根据弱磁控制原理绘制基于电压反馈法弱磁

控制的控制框图,如图 2 所示。

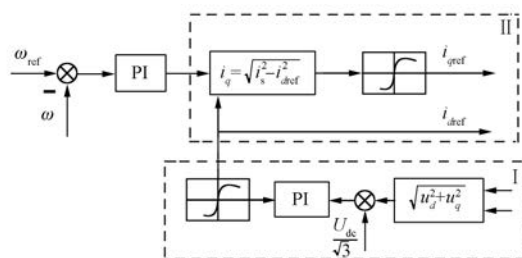


图2 PMSM 抗饱和弱磁控制系统控制框图

从图 2 中可以看出系统的弱磁电流分配模块和弱磁状态判断模块。由虚框标注出来。模块 I 主要是通过电压利用率构造电压环,通过对比处理后的电流调节器的输出电压和母线电压,根据输出值来判断系统是否要进入弱磁模式,具体实施为:将实际测得的母线电压取来与给定的比较电压 $u_{dc}/1.732$ 作差,当实际电压大于比较电压时,模块 I 的输出结果为负值,作为直轴电流的给定值 i_{dref} ,使得弱磁电流 i_d 负向增长。模块 II 属于弱磁电流配给模块,主要实现由转速环经过 PI 调节器计算的 i_s 进行弱磁电流的分配。由于本文研究的是表贴式 PMSM,所以未进入弱磁状态的模块 I 其输出总是为零,也就是相当于电机的 $i_d=0$ 控制。

根据上述的抗饱和弱磁控制实现方案,在 MATLAB/Simulink 中搭建了其仿真模块,模块内部如图 3 所示。

3 系统仿真与分析

由于本文以表贴式 PMSM 为研究对象,故仿真方案为基速以下使用 $i_d=0$ 控制,基速以上选取弱磁控制。在 MATLAB/Simulink 选取不同额定转速的 PMSM,速度环控制使用 PI 速度控制器,弱磁控制计算并输出弱磁电流,两个电流环使用 PI 控制。仿真中所用的电机参数设置如下:极对数 $p=6$ 、定子电感 $L_s=L_d=L_q=11.34$ mH、定子电阻 $R=0.82$ Ω 、磁链 $\varphi_f=0.175$ Wb、转动惯量 $J=0.00534$ $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ 、额定转速 $n=3000$ r/min、直流母线电压 $u_{dc}=400$ V,控制框图结构如图 4 所示。

为了验证本文设计的直轴电压闭环反馈的有效性,首先观察本文设计的弱磁控制策略基速以下的电机运行情况。在 MATLAB/Simulink 进行

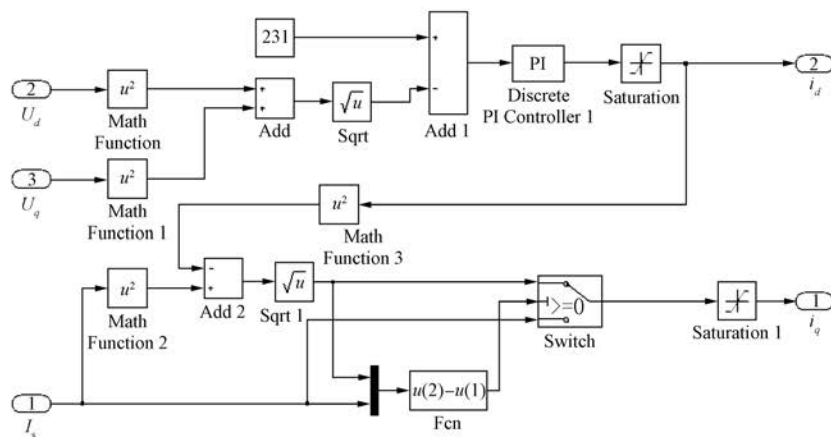


图 3 弱磁模块

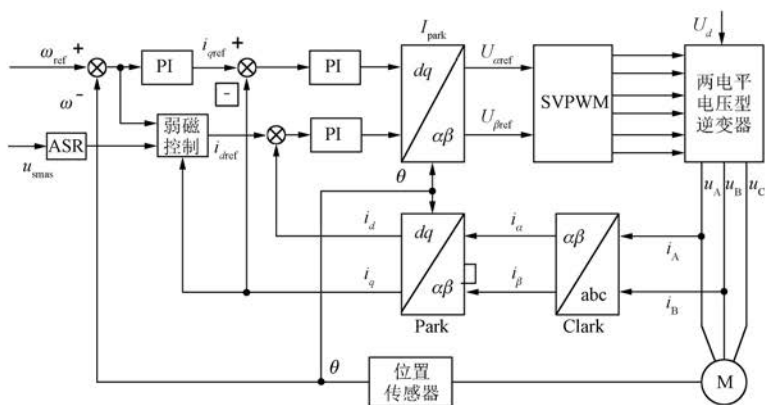


图 4 系统结构控制框图

了仿真试验。仿真条件设置如下:参考转速为额定转速 3 000 r/min,负载转矩 $T_L = 5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 、采用变步长 ode23tb 算法、仿真时间设置为 0.4 s。仿真结果如图 5 所示。

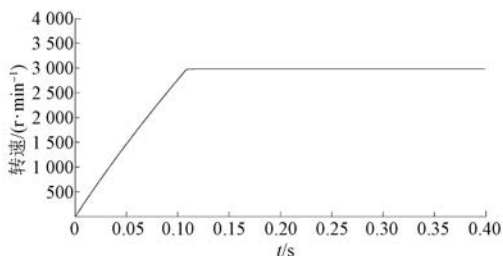


图 5 基速下转速响应曲线

从图 5 可以看出,电机从零速上升到电机额定转速 3 000 r/min,无超调量,并具有较快的动态响应速度,仅在 0~0.11 s 较短的时间能上升到跟踪速度,并且在 0.11~0.40 s 时间段内保持额定

转速趋稳运行,从而说明了所设计控制系统具有较好的动态性能和速度指令跟踪精度,能够满足电机基速以下稳定运行的控制需要,为后续的弱磁状态切换奠定了基础。

图 6 所示为弱磁控制基速时的转矩动态响应曲线。从图 6 中可以看出,电机一开始输出 $6.6 \text{ N}\cdot\text{m}$ 的转矩, 0.11 s 当转速上升到基速时,电机转矩下降到给定负载转矩 $3 \text{ N}\cdot\text{m}$,并且转矩波动较小,转矩响应十分稳定。

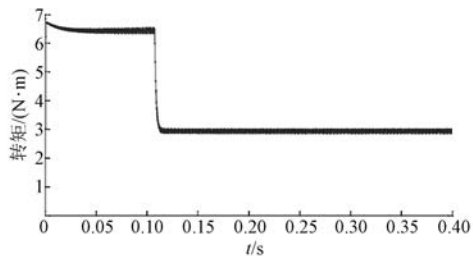


图 6 基速下转速响应曲线

图 7 所示为弱磁控制基速下的定子电流交直轴分量 i_d 、 i_q 。从图 7 中可以看出,定子电流分量基本稳定。由于是表贴式 PMSM,所以基速以下单位电流最大转矩控制,即 $i_d = 0$ 控制,仿真图中显示 i_d 电流曲线有微小波动但迅速回稳,控制效果较好。

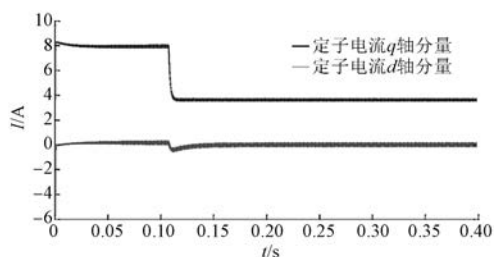


图 7 定子电流交直轴分量波形

通过不断调节参数,发现电机弱磁后所能达到的最高转速为 4 350 r/min,故下文将电机的给定转速设置为 4 350 r/min。通过图 8 可以看出基速时,0~0.04 s 电机很快上升至基速 3 000 r/min,转速响应曲线几乎为直线。速度上升性能很好。超过 3 000 r/min,进入弱磁状态,速度响应曲线变得稍慢,但仍稳定运行。上升到给定转速 4 350 r/min 后有微小超调量 62 r/min,超调率 1.4%,在 0.11~0.40 s 稳定并维持指令速度运转。

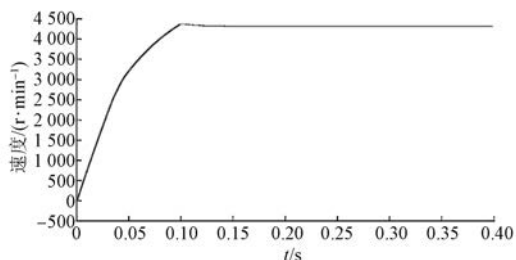


图 8 弱磁控制转速响应曲线

通过观察弱磁控制时的转矩响应曲线,发现弱磁时转矩响应曲线转矩响应快,转矩波动较小,在正常范围内波动,0.04 s 后弱磁升速时转矩从初始转矩 13 N·m 持续下降,直到电机在 0.11 s 后弱磁结束,电机维持指令速度稳定运行,转矩稳定在 3 N·m 后持续输出,如图 9 所示。

弱磁时电机的两相定子电流波形如图 10 所示。

根据电机定子电流交直轴分量可以看出,弱磁电流 i_d 和交轴电流 i_q 基速时稳定,其中 i_d 几乎

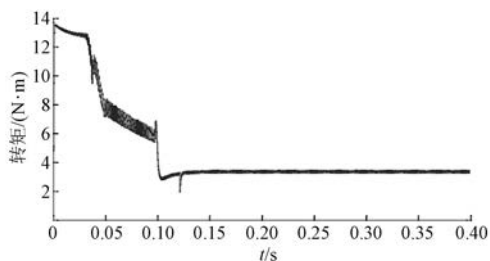


图 9 弱磁控制转矩响应曲线

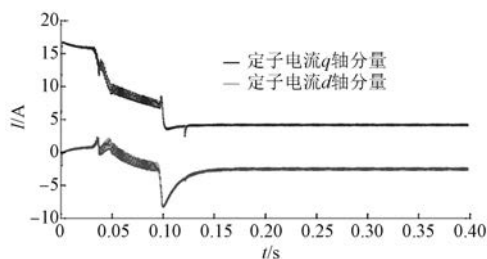


图 10 两相定子电流波形

维持在 0,相当于最大转矩电流比控制。基速以上弱磁状态时弱磁电流开始负向增长, i_q 也随着下降,最后弱磁电流维持在约 -3 A 稳定。 i_d 在弱磁阶段的稳定下降佐证了本文设计的弱磁模块具有很好的弱磁扩速能力。图 10 中电流响应曲线波动幅度较小,满足电机实际弱磁工况中的需要。

4 结 语

为提高 PMSM 的调速范围和扩速性能,以表贴式 PMSM 为研究对象,本文研究并实现了电压闭环反馈弱磁控制方法。该方法将电压利用率作为参考值构建电压环,通过电压反馈信号和给定指令信号计算弱磁电流的参考值 i_{dref} ,从而有效提高 PMSM 的弱磁扩速。对于基于电压反馈的抗饱和弱磁控制系统,本文使用 MATLAB/Simulink 仿真验证了其能够明显地削弱负载扰动对整个系统控制稳定性的影响,提升了弱磁控制的性能。为弱磁控制稳定性的研究提供了一定帮助,对工程应用也有一定的价值。

【参考文献】

- [1] 冷再兴,马志源.一种新的内置式永磁同步电机弱磁调速控制方法[J].微电机,2006,39(6): 111-114.
- [2] 符慧,左月飞,刘闯,等.永磁同步电机速度环的一

- 种变结构 PI 控制器[J]. 电工技术学报, 2015, 30(12): 237-242.
- [3] 薛承基. 电机传动系统控制[M]. 张永昌, 李正熙, 译. 北京: 机械工业出版社, 2013.
- [4] 盛义发, 喻寿益. 轨道车辆用永磁同步电机系统弱磁控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(9): 74-79.
- [5] 罗德荣, 曾智波, 黄守道, 等. 电动汽车用永磁同步电机超前角弱磁控制[J]. 湖南大学学报, 2011, 38(3): 1-5.
- [6] 唐朝辉, 丁强, 喻寿益, 等. 内埋式永磁同步电机弱磁控制策略[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(5): 68-72.
- [7] 于家斌, 秦晓飞, 郑军, 等. 一种改进型超前角弱磁控制算法[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(3): 101-106.
- [8] 张岳. 电动车用永磁电动机设计及弱磁控制[D]. 杭州: 浙江大学, 2014.
- [9] 郭仲奇, 罗德荣, 曾智波, 等. 一种新的内置式永磁同步电机弱磁控制方法[J]. 电力电子技术, 2011, 45(3): 44-47.
- [10] KIM K C. A novel magnetic flux weakening method of permanent magnet synchronous motor for electric vehicles[J]. Magnetics, IEEE Transactions on, 2012, 48(11): 4042-4045.
- [11] LENKE R U, DONCKER R W D, SHIN K M, et al. Field weakening control of interior permanent magnet machine using improved current interpolation technique[C] // In: Conference Record of the 37th IEEE Power Electronics Specialists Jeju, South Korea, 2006: 1-5.
- [12] 方晓春, 胡太元, 林飞, 等. 基于交直流电流耦合的单电流调节器永磁同步电机弱磁控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(2): 140-147.
- [13] 吴芳, 万山明, 黄声华. 一种过调制算法及其在永磁同步电动机弱磁控制中的应用[J]. 电工技术学报, 2010, 25(1): 58-63.
- [14] LI L, GU Z P, TIAN J F. Neural network-sliding mode control of permanent magnet synchronous linear motor[C] // Chinese Control and Decision Conference (CCDC), 2016: 3061-3064.
- [15] MALEKIAN K, MILIMONFARED J, ABDI B. A genetic based fuzzy logic controller for direct torque controlled IPMSM drives over wide speed range [C] // 2007 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2007: 847-853.
- [16] 张兴春, 张幽彤, 黄文卿. 车用内置式永磁同步电机过调制弱磁算法[J]. 北京理工大学学报, 2013, 33(9): 925-928, 933.
- [17] 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.
- [18] 王悍泉, 刘凌, 吴华伟. 改进型滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制策略[J]. 西安交通大学学报, 2016, 50(6): 105-109.
- [19] BERNAT J, KOLOTA J, STEPIEN S, et al. Adaptive control of permanent magnet synchronous motor with constrained reference current exploiting backstepping methodology[C] // IEEE Conference on Control Applications (CCA), 2014: 1545-1550.
- [20] 付莉, 高仕斌, 任晓刚, 等. 基于弱磁控制的 PMSM 无传感器矢量控制研究[J]. 电气传动, 2015, 45(10): 17-21.
- [21] 张丽, 徐俭, 赵洁. 电动汽车用 IPMSM 系统弱磁控制研究[J]. 华东电力, 2013, 40(8): 1628-1629.

收稿日期: 2017-08-16

声 明

本刊已许可万方数据、重庆维普、中国学术期刊(光盘版)电子杂志社、北京世纪超星信息技术发展有限责任公司在其网站及其系列数据库产品中以数字化方式复制、汇编、发行、信息网

络传播本刊全文。该社著作权使用费与本刊相关费用抵消。如作者不同意文章被收录,请在来稿时向本刊声明,本刊将做适当处理。

《电机与控制应用》编辑部