

一种卡尔曼滤波器的永磁同步电机无速度传感器^{*}

张海刚, 张磊, 王步来, 叶银忠, 万衡, 徐兵
(上海应用技术大学 轨道交通学院, 上海 201418)

摘要: 针对滑模观测器的永磁同步电机参数误差容易造成估算误差和反电动势中存在高频纹波分量的缺点, 使用低通滤波器不能有效消除高频纹波, 提出在滑模观测器前端引入卡尔曼滤波器来消除高频纹波, 使得永磁同步电机的控制系统具有更好的稳态效果和动态响应。依据设计仿真搭建 MATLAB 平台, 对提出新方法进行验证。试验结果表明增加卡尔曼滤波环节后的滑模观测器不仅鲁棒性强, 而且在一定程度上有效抑制了抖振, 在系统快速性及稳态性能上都有较好的效果。

关键词: 卡尔曼滤波器; 无速度传感器; 永磁同步电机; 滑模观测器

中图分类号: TM 341 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2017)07-0020-06

Sensorless Control Method of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Kalman Filter^{*}

ZHANG Haigang, ZHANG Lei, WANG Bulai, YE Yinzong, WAN Heng, XU Bing
(School of Railway Transportation, Shanghai Institute of Technology, Shanghai 201418, China)

Abstract: Aimed at problems of high frequency ripple component exists permanent magnet synchronous motor (PMSM) parameter error caused by the sliding mode observer estimation error and counter electromotive force. However, a low-pass filter cannot eliminate the high frequency ripple, Therefore, the introduction of the Kalman filter to eliminate high-frequency ripple, making permanent magnet synchronous motor control system had better steady state performance and dynamic response. Then a MATLAB platform was built to validate this method, the experimental results showed that after the increase in the Kalman filter sliding mode observer not only robust, and to some extent inhibited the buffeting, there was some increase in the rapid and dynamic performance.

Key words: Kalman filter; sensorless; permanent magnet synchronous motor (PMSM); sliding mode observer (SMO)

0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 由于简单结构、高功率因数、大起动转矩, 在日常生活、工农业生产和国防建设等方面广泛被应用。在 PMSM 矢量控制系统中, 其控制性能与闭环反馈的转子位置和转速的信息有很大的关联。但是高精度的传统传感器价格昂贵, 也存在一些缺陷: 由于电机系统有时需要在苛刻的环境下工作, 所获得的转速信息精度较低。这种情况下系统成本成倍增加, 操作维

修困难^[1-3]。因而无速度传感器控制策略应运而生, 可以通过这种策略获得转子位置的精确信息, 从而降低误差。因此无速度传感器控制方法受到广泛关注^[4]。

目前基于无传感器的研究主要分为低速和高速两种。低速情况下, 一般用高频注入法, 但是该方法用于有凸极效应的电动机, 使用范围受到限制^[5]。中高速运行时, 一般用磁链估计法、模型参考自适应法、扩展卡尔曼滤波法、滑模变结构法等^[6]。模型参考自适应法没有摆脱控制系统对电动机参数的依赖性, 扩展卡尔曼滤波法计算量比

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61374132)

作者简介: 张海刚 (1973—), 男, 博士研究生, 高级工程师, 硕士生导师, 研究方向为电力电子与电气传动。

较大,相比较而言,可以利用滑模变结构控制,通过改变控制器结构,从而实现不间断的控制。这样系统就能够被拉到预定滑模面上工作。这种系统滑动模态受系统参数和干扰的影响较小,系统具有高鲁棒性^[7-9]。

本次设计旨在通过改进滑模变结构控制这种策略,对系统中由于电机本身参数误差所引起估算误差和反电动势中存在高频纹波分量的问题,采用在原有低通滤波器的原理上增加卡尔曼滤波器来滤除高频纹波。通过相关环节采集电机反电动势下的转子信息,并且在 Simulink 中搭建仿真结构,通过仿真试验结果检验改进卡尔曼滤波器方法的效果。

1 PMSM 的数学模型

PMSM 在 $\alpha\beta$ 坐标系下的数学模型为

$$\dot{i}_\alpha = -\frac{R_s}{L_s}i_\alpha - \frac{1}{L_s}e_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_s} \quad (1)$$

$$\dot{i}_\beta = -\frac{R_s}{L_s}i_\beta - \frac{1}{L_s}e_\beta + \frac{u_\beta}{L_s} \quad (2)$$

反电动势方程:

$$e_\alpha = -\psi_f \omega_r \sin\theta \quad (3)$$

$$e_\beta = \psi_f \omega_r \cos\theta \quad (4)$$

式中: i_α, i_β ——定子电流在 α, β 轴的分量;

u_α, u_β ——定子电压在 α, β 轴的分量;

e_α, e_β ——反电动势在 α, β 轴的分量;

ψ_f ——转子磁链;

ω_r ——转子角速度;

L_s ——定子电感;

θ ——转子位置角。

2 基于滑模观测器的转子位置角和转速的估计

2.1 滑模观测器设计

在解决非线性系统问题时,变结构不失为一种较好的控制策略,滑模变结构是其中尤为突出的一种手段。

该策略有以下优点:精度要求低、自适应内外扰动、算法简单、易于实现;而且,在一定的条件之下,该策略能够让系统按特定状态小幅度、高频率的运行。

这种变结构策略控制的系统一般会有控制不连续性这一缺陷,并且在系统的工作过程中,结构时刻变化。滑模控制可以将这种缺陷充分利用,在一系列超平面环节的作用下,让系统达到预期中的平衡点,或者是在平衡点左右的范围内工作。

首先假设在一般情况下,存在一个切换面:

$$s(x) = s(x_1, x_2, \dots, x_n) = 0 \quad (5)$$

把 $\dot{x} = f(x)$ ($x \in R^n$) 这个系统的状态空间划分为 $s > 0$ 和 $s < 0$ 两部分,如图 1 所示,切换面上有 3 种运动点的工作情况。

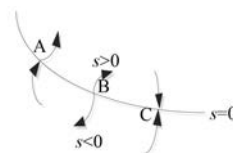


图 1 切换面上 3 种点的特性

由图 1 可知:

(1) A 点为普通点,当运行到 $s=0$ 领域时,运动点将会穿越 A 点而过;

(2) B 点为发起点,当运行到 $s=0$ 领域附近时,运动点远离 B 点;

(3) C 点为停止点,当运行到 $s=0$ 领域附近时,运动点由两边靠近 C 点。

停止点作为这种控制策略中的一个特殊点,有着非同寻常的意义,相对而言,发起点和普通点容易被忽略。当系统工作于一段全部为终止点的区域时,哪怕是在这段区域的边缘,都会立刻工作向这个区域中。将这段区域称为“滑模”区,运动状态称为“滑模运动”。

由于该段区域的动点均为停止点,所以当系统在这种运行状态下,即运动点到达切换面 $s=0$ 时,必有:

$$\lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{s} \leq 0 \quad (6)$$

在对数学模型和滑模变结构理论理解的基础上,可以利用反复比较电流估计值与实际值,根据它们的偏差来完善模型,使这种偏差不断变小,进而获得更为精确的转子估计信息。滑模电流观测器为

$$\dot{\hat{i}}_\alpha = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_s} - \frac{k}{L_s}\text{sat}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \quad (7)$$

$$\dot{\hat{i}}_\beta = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\beta + \frac{u_\beta}{L_s} - \frac{k}{L_s}\text{sat}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \quad (8)$$

式中: $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ —— i_α, i_β 的估算值;

k ——滑模增益。

sat 为饱和函数, 即:

$$\text{sat} = \begin{cases} 1 & x > h \\ \frac{x}{h} & |x| \leq h \\ -1 & x < -h \end{cases} \quad (9)$$

由式(7)、式(1)、式(8)、式(2)可得电流估计误差方程:

$$\dot{\tilde{i}}_\alpha = -\frac{R_s}{L_s} \tilde{i}_\alpha + \frac{e_\alpha}{L_s} - \frac{k}{L_s} \text{sat}(\tilde{i}_\alpha) \quad (10)$$

$$\dot{\tilde{i}}_\beta = -\frac{R_s}{L_s} \tilde{i}_\beta + \frac{e_\beta}{L_s} - \frac{k}{L_s} \text{sat}(\tilde{i}_\beta) \quad (11)$$

式中: $\tilde{i}_\alpha, \tilde{i}_\beta$ —— α, β 轴上的电流误差, $\tilde{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha$ 、

$$\tilde{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta。$$

选取李雅普诺夫函数为

$$V = \frac{1}{2} \tilde{i}_\alpha^2 + \frac{1}{2} \tilde{i}_\beta^2 \quad (12)$$

对 V 求导, 当 $k > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|)$ 时, 则 $\dot{V} < 0, V > 0$, 由李雅普诺夫稳定性定理知, 该观测器属于渐进稳定。

在传统滑模观测器的控制策略下, 选取特殊的滑模切换面 $\tilde{i}_\alpha, \tilde{i}_\beta$, 则当系统工作在“滑动模态”时, 即 $\tilde{i}_\alpha = 0, \tilde{i}_\beta = 0$ 且 $\dot{\tilde{i}}_\alpha = 0, \dot{\tilde{i}}_\beta = 0$ 时:

$$e_\alpha = k \text{sat}(\tilde{i}_\alpha) \quad (13)$$

$$e_\beta = k \text{sat}(\tilde{i}_\beta) \quad (14)$$

为了避免其中大量不连续信号造成的误差, 采用低通滤波器, 可以将这种断续的开关 sign 等效为连续信号:

$$\hat{z}_\alpha = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} e_\alpha \quad (15)$$

$$\hat{z}_\beta = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} e_\beta \quad (16)$$

式中: $\hat{z}_\alpha, \hat{z}_\beta$ ——滑模观测器估算的反电动势;

ω_c ——低通滤波器的截止频率。

2.2 转子位置估计和转速估计

转子位置估计:

$$\hat{\theta} = -\arctan\left(\frac{\hat{z}_\alpha}{\hat{z}_\beta}\right) \quad (17)$$

采用低通滤波器的条件下, 相位滞后是无法避免的, 故而在工业应用中都要通过一些手段进行相位补偿, 一般为

$$\Delta\hat{\theta} = \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) \quad (18)$$

式中: $\Delta\hat{\theta}$ ——相位补偿量;

ω ——稳态转速。

类似的, 转子估计角速度为

$$\hat{\omega} = \frac{\sqrt{\hat{z}_\alpha^2 + \hat{z}_\beta^2}}{\psi_f} \quad (19)$$

3 卡尔曼滤波器滑模观测器的设计

利用低通滤波器对反电动势进行滤波, 不能很好的滤除估算误差和纹波分量, 而卡尔曼滤波器的优点极为突出, 一方面能够消除因电机本身参数误差造成的估算误差, 另一方面对存在于反电动势的纹波分量, 同样有过滤作用。这种较强的抗干扰性使得 PMSM 控制系统能够得到更好的稳态效果和动态响应。

式(15)和式(16)利用低通滤波器进行滤波, 得到反电动势为 $\hat{z}_\alpha$ 和 $\hat{z}_\beta$ 。在要求电机具有高性能的应用中, $\hat{z}_\alpha$ 和 $\hat{z}_\beta$ 无法直接运用, 估算反电动势 $\hat{z}_\alpha$ 和 $\hat{z}_\beta$ 中含有测量引起的噪声, 存在测量误差, 因而设计卡尔曼滤波器, 并且通过这种观测器得到的 $\hat{z}_\alpha$ 和 $\hat{z}_\beta$ 滤波后的反电动势 $\hat{e}_\alpha$ 和 $\hat{e}_\beta$, 从测量噪声信号中实现最优观测的目的。设计的卡尔曼滤波器的状态方程如下:

$$\dot{\hat{e}}_\alpha = -\hat{\omega}_e \hat{e}_\beta - K_k(\hat{e}_\alpha - \hat{z}_\alpha) \quad (20)$$

$$\dot{\hat{e}}_\beta = \hat{\omega}_e \hat{e}_\alpha - K_k(\hat{e}_\beta - \hat{z}_\beta) \quad (21)$$

$$\dot{\hat{\omega}}_e = (\hat{e}_\alpha - \hat{z}_\alpha) \hat{e}_\beta - (\hat{e}_\beta - \hat{z}_\beta) \hat{e}_\alpha \quad (22)$$

式中: K_k ——卡尔曼滤波器的增益;

$\hat{\omega}_e$ ——设计的卡尔曼滤波器的电机转子电角速度的估计值。

卡尔曼滤波器转子位置估计:

$$\hat{\theta}_k = -\arctan\left(\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta}\right) \quad (23)$$

采用低通滤波器的条件下, 相位滞后是无法避免的, 故而在工业应用中, 通常会运用一些手段进行相位补偿, 一般其为

Δθ_k = - arctan(ω/ω_c) (24)

式中：Δθ——相位的补偿量；
ω——稳态时的转速。

卡尔曼环节的转子估计转速角为

ω_k = √(e_α² + e_β²) / ψ_f (25)

4 仿真情况

4.1 PMSM 含卡尔曼滤波环节的无传感器矢量控制系统

滑模变结构控制器的结构框图如图 2 所示。

综合上述分析,可建立基于滑模观测器的 PMSM 无速度传感器运行控制框图,如图 3 所示。

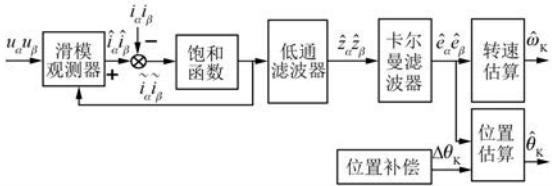


图 2 滑模控制器结构框图

由图 3 可知,速度外环和电流内环是系统的主要环节。通过卡尔曼滑模观测器,可以得到估算转速,并且通过与给定转速进行比较,把偏差值作为输入信号送入 PI 调节器得出交轴电流。在 i_d = 0 的条件下,再与其反馈值相比较后,通过 PI 调节器的作用,得到 dq 轴电压,将估算转角作为参考角,在坐标旋转变换后,得到两相静止电压,在 SVPWM 的调制作用下,得出开关信号。

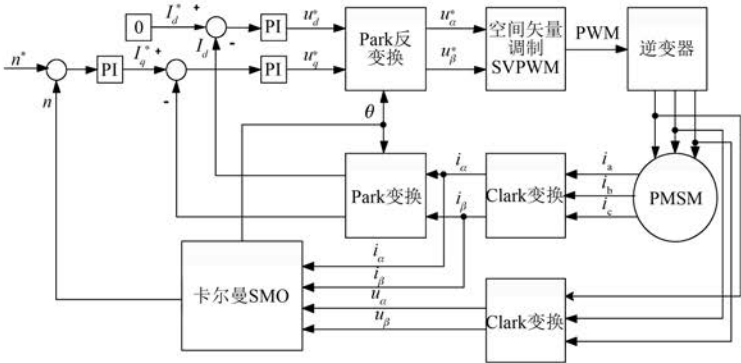


图 3 含卡尔曼滤波环节的 PMSM 的矢量控制图

4.2 试验结果分析

本文使用的电动机参数如表 1 所示。

表 1 PMSM 驱动系统参数

参数定义	参数值
极对数 p	4
定子电阻 R _s /Ω	2.875
电感 L _d 和 L _q /mH	8.5
转动惯量 J/(kg·m ²)	0.005
直流母线电压 U _{DC} /V	500
磁链/Wb	0.175

4.2.1 转速突变分析

开始时转速为 200 rad/s,在 0.05 s 时转速从 200 rad/s 变到 500 rad/s。图 4 为只使用低通滤波器时转速突变时的仿真波形。

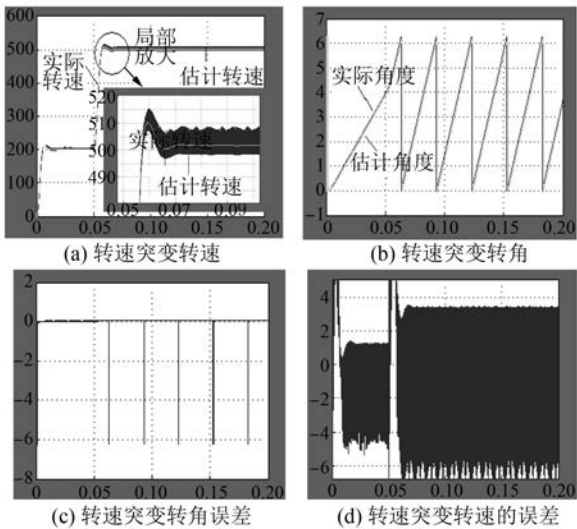


图 4 未用卡尔曼滤波器转速突变时仿真波形

开始时转速为 200 rad/s, 在 0.05 s 时转速从 200 rad/s 变到 500 rad/s, 图 5 为使用低通滤波器和卡尔曼滤波器时的仿真波形。

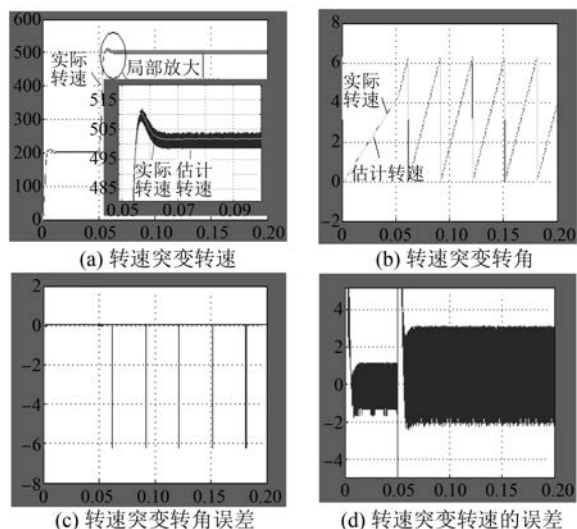


图 5 使用卡尔曼滤波器转速突变时仿真波形

通过图 3 与图 4 转速突变时仿真波形的比较可以得出, 在 0.065 s 时, 使用低通滤波器和卡尔曼滤波器的转速就基本稳定, 而只使用低通滤波器时, 在 0.75 s 时转速才几乎稳定, 所以增加卡尔曼滤波器使快速精确的跟踪转子信息得到了提高。增加卡尔曼滤波器时最后速度几乎稳定在 499~503 rad/s。未使用卡尔曼滤波器, 最后速度稳定在 497~509 rad/s。增加卡尔曼滤波器转速误差为 -2~3, 未加卡尔曼滤波器转速误差 -6.5~3, 增加卡尔曼滤波器稳态误差小。增加卡尔曼滤波器最大抖动 512 rad/s, 未加卡尔曼滤波器最大抖动 515 rad/s, 增加卡尔曼滤波器超调小。

4.2.2 转矩突变分析

转速为 500 rad/s 时, 在 0.1 s 时加 3 N·m 的负载转矩, 使用低通滤波器时的仿真波形见图 6。

转速为 500 rad/s 时, 在 0.1 s 时加 3 N·m 的负载转矩, 使用低通滤波器和卡尔曼滤波器时的仿真波形见图 7。

通过图 6 与图 7 转矩突变时仿真波形的比较可以得出, 在 0.104 s 时, 使用低通滤波器和卡尔曼滤波器速度就基本稳定, 而只使用低通滤波器时, 速度约在 0.115 s 时稳定, 所以增加卡尔曼滤波器使快速精确的跟踪转子信息得到了提高; 增加卡尔曼滤波器时最后速度稳定在 498~504 rad/s, 未加

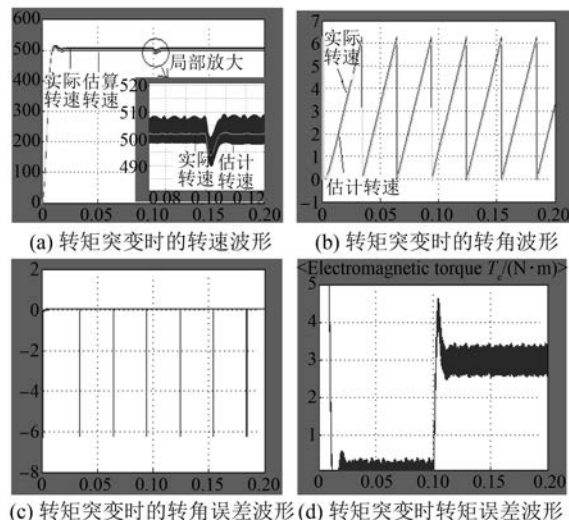


图 6 未用卡尔曼滤波器转矩突变时仿真波形

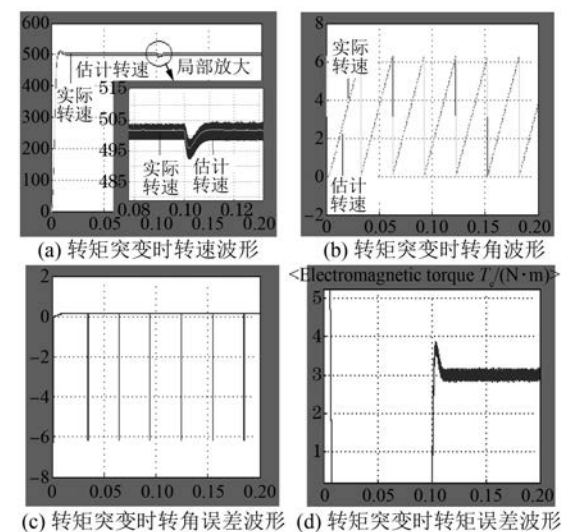


图 7 使用卡尔曼滤波器转矩突变时仿真波形

卡尔曼滤波器最后稳定在 497~509 rad/s; 增加卡尔曼滤波器转矩脉动最大约为 3.8 N·m, 最后稳定在 2.8~3.2 N·m, 未加卡尔曼滤波器转矩脉动最大 4.7 N·m, 最后稳定在 2.7~3.5 N·m。

5 结 语

由于滑模观测器的 PMSM 控制系统存在高频纹波脉动, 而低通滤波器环节不能有效滤除高频纹波, 所以本文设计了一种卡尔曼滤波器环节, 在卡尔曼滤波器环节的作用下, 实现高频纹波的滤除, 使得 PMSM 控制系统达到更佳状态, 即更好的稳态效果和动态响应以及较强的鲁棒性。建立卡尔曼滑模观测器, 推导了计算转角和转速的

公式,构建了 Simulink 仿真模型。在对仿真结果进行分析后,得出结论:本文设计的卡尔曼滑模观测器在转速突变及负载突变的工况下,在跟踪电动机的转速和转角时,具有高时效性、精准性,并且具有控制精度高、动态性能好等特点,从而具有一定的实用性。

【参考文献】

- [1] 陈飞,白连平,张巧杰.基于脉振高频信号注入法的 PMSM 无传感器控制[J].微电机,2014,47(1): 61-65.
- [2] PARASILITI F, PETRELLA R, TURSINI M. Sensorless speed control of a PM synchronous motor based on sliding mode observer and extended kalman filter[C]// Industry Applications Conference, 2001: 533-540.
- [3] 刘毅,贺益康,秦峰.基于转子凸极跟踪的无位置传感器永磁同步电机矢量控制研究[J].中国电机工程学报,2005,25(17): 121-126.

- [4] 张天.基于滑模观测器的永磁同步电机矢量控制系统研究[D].杭州:浙江工业大学,2012.
- [5] 张润波,林荣文,高靖凯,等.基于改进滑模观测器的 PMSM 无位置传感器的研究[J].电气技术,2012,24(1): 51-54.
- [6] 刘刚健.基于自适应滑模的船舶推进 PMSM 无速度传感器矢量控制研究[D].大连:大连海事大学,2014.
- [7] KANMACHI T, TAKAHASAH I. Sensor-less speed control of an induction motor[J]. IEEE Industry Applications Magazine, 1995, 1(1): 22-27.
- [8] 童克文,张兴,张昱,等.基于新型趋近律的永磁同步电动机滑模变结构控制[J].中国电机工程学报,2008,28(21): 102-105.
- [9] HUANG J, LI H, XU Q. Sensorless vector control of PMSM using sliding mode observer and fractional-order phase-locked loop[J]. Journal of University of Science and Technology of China, 2012, 42(8): 648-655.

收稿日期: 2016-12-19

(上接第6页)

3 结 语

以政策为导向,企业抢抓机遇创新求进;寻找

科技创新突破口,抢占未来经济科技发展先机。
电机产业的发展机遇与挑战并存。

收稿日期: 2017-06-24

(上接第12页)

- [13] 姜宏丽.级联型高压变频器的矢量控制及低电压穿越技术研究[D].北京:华北电力大学,2015.
- [14] 王璐琤.高压四象限变频器功率单元母线电压波动的分析[J].大功率变流技术,2015(3): 10-14.
- [15] 高平,田勇,张宏乐.负载换流变频器在高压大功率同步电动机启动中的应用技术[J].电气传动自动化,2015(5): 6-10.
- [16] 赵曙伟.一种电压源型高压变频器的检测方法研究[J].电气传动,2015,45(9): 70-73.
- [17] 姜茹.高压变频器保护应用中需注意的问题[J].电气应用,2015(16): 14.
- [18] 黎燕.高压变频器长线电缆驱动系统负面效应分析及其对策[D].成都:西南交通大学,2016.
- [19] 张登山,李季.对大功率高压变频器拓扑结构的 MTBF 的比较[J].变频器世界,2016(2): 69-75.
- [20] 冯芬,张卡飞,郑亚丽.一种应用于高压变频器的新

- 型矩阵变换技术[J].电气传动,2016,46(3): 20-23.
- [21] 陈世元.交流电机磁场的有限元分析[M].哈尔滨:哈尔滨工程大学出版社,1998.
- [22] 潘聪,王春明,宋鹏超,等.小容量同步发电机组谐波特性分析[J].电网与清洁能源,2013,29(8): 12-17.
- [23] 潘晓晟,赵宏强.三相同步发电机接整流负载时交流电压谐波研究[J].电机与控制应用,2003,30(5): 17-20.
- [24] 王毓东.同步发电机空载时的齿谐波电势[J].中小型电机,1980,7(3): 20-27.
- [25] 陈其工,王毓东.凸极同步发电机谐波电势计算与测试[J].中小型电机,1995,22(5): 22-23.
- [26] 高明真.小型凸极同步发电机三次谐波综合磁场幅度系数计算[J].中小型电机,1992,19(4): 12-14.

收稿日期: 2017-03-06