

基于改进滤波器的无传感器永磁同步电机 新型滑模观测器设计

黄震^{1,2}, 严彦^{1,2}, 郑晨飞^{1,2}, 姚磊², 许瑞²

(1. 上汽通用汽车有限公司武汉分公司, 湖北 武汉 430208;

2. 泛亚汽车技术中心有限公司, 上海 201201)

摘要: 为了改善传统滑模观测器(SMO)无传感器永磁同步电机(PMSM)高频抖振问题,提高无传感器PMSM观测性能,在传统SMO的基础上采用Sigmoid函数作为切换函数以减小抖振。同时,通过低通变截止滤波器和卡尔曼滤波器组合的级联滤波器进行滤波以去除高频信号,并降低测量噪声和测量误差,最后运用锁相环技术(PLL)提取电机转速信息和位置信息。采用MATLAB/Simulink仿真的手段来验证改进的SMO有效性和可行性。仿真结果表明,采用改进的SMO比传统SMO具有更高质量的观测信号,并且控制系统动态和静态性能较好。

关键词: 永磁同步电机; 滑模观测器; 无传感器控制; 锁相环

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2020)03-0028-06

doi: 10.12177/emca.2019.162

New Sliding Mode Observer Design of Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Improved Filter

HUANG Zhen^{1,2}, YAN Yan^{1,2}, ZHENG Chenfei^{1,2}, YAO Lei², XU Rui²

(1. Wuhan Branch of SAIC General Motors Co., Ltd., Wuhan 430208, China;

2. Pan Asia Technical Automotive Center Co., Ltd., Shanghai 201201, China)

Abstract: In order to reduce the high frequency chattering of sliding mode observer (SMO) of sensorless permanent magnet synchronous motor (PMSM) and improve the observer characteristics, on the basis of conventional SMO, Sigmoid function is used as the switching function to decrease system chattering. Meanwhile, the combination of the low-pass variable cutoff frequency filter and Kalman filter is used to filter high frequency signals and decrease measurement noise and errors. At last, the speed and position of PMSM are acquired by using phase locked loop (PLL) technique. The effectiveness and feasibility of SMO are verified by MATLAB/Simulink simulation. The results show that the improved SMO has higher quality observation signals than conventional SMO, and the dynamic and static characteristics of the control system are also better.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); sliding mode observer (SMO); sensorless control; phase locked loop (PLL)

0 引言

永磁同步电机(PMSM)由于结构简单、响应速度快、功率密度大等优点,被广泛应用于各个领

域。随着新能源汽车的不断发展,PMSM越来越受关注。

要实现PMSM高精度控制,需要准确测量其速度和转子的位置信息。目前主要采用位置传感

收稿日期: 2019-12-03; 收到修改稿日期: 2019-12-31

作者简介: 黄震(1991—),男,硕士,工程师,研究方向为新能源汽车电驱控制系统开发。

器检测转子的位置角度,通过周期性地测量转子位置信息,实时控制电机。常用的传感器环境适应能力较差,且不易维修,大大增加了 PMSM 控制系统的成本,并且限制了 PMSM 控制系统的使用环境。因此,对无位置传感器控制方法的研究引起了国内外学者的重点关注。

目前,国内外无位置传感器 PMSM 控制方法主要有:高频注入法^[1-3]、模型参考自适应法(MRAS)^[4-5]、估计观测器算法^[6-8]等。随着技术的不断进步,高性能处理器计算能力得到极大提高,基于观测器的各类算法成为了专家学者的重点研究对象。观测器算法主要有:全阶状态观测器法、卡尔曼滤波器法、滑模观测器法(SMO)等。与其他集中控制策略相比,滑模变结构控制算法具有实现简单、响应速度快、鲁棒性强等优点。但是,滑模变结构控制是一种高频切换的控制,导致被观测的信号含有大量高频信号,影响观测效果。国内外学者对 SMO 引起的抖振做了大量研究。文献[9]采用饱和函数代替符号函数研究了 2 种不同函数对滑模变结构抖振的影响,结果表明饱和函数对抖振具有更好的抑制作用。文献[10]采用 Sigmoid 函数代替传统切换函数,在一定程度上减小抖振,并用卡尔曼滤波器代替低通滤波器(LPF),用锁相环技术(PLL)完成转速的提取。文献[11]设计了基于两级滤波的 SMO,采用线性分段补偿对位置估算误差进行补偿,对电机参数和负载扰动具有较强的鲁棒性并且系统性能较好。

本文在传统 PMSM 无位置传感器控制系统的基础上,提出了基于改进滤波器的新型 SMO,在传统 SMO 的基础上用 Sigmoid 函数代替切换函数,以降低转速和位置观测值的抖振。同时,通过低通变截止滤波器对初值进行滤波以去除高频信号,再通过卡尔曼滤波器降低测量噪声和测量误差,最后运用 PLL 提取电机转速信息和位置信息。仿真结果表明该系统具有较好的控制效果。

1 PMSM 数学模型

本文采用表贴式 PMSM,为了消除外界因素影响,简化计算,作如下假设:三相绕组电枢磁场呈正弦分布、忽略损耗、电机稳定运行时三相绕组感应电动势为正弦波形。PMSM 在两相静止坐标

系下的两相电流、电压方程如下:

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L_s}(-R_s i_\alpha + u_\alpha - e_\alpha) \\ \frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L_s}(-R_s i_\beta + u_\beta - e_\beta) \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} E_\alpha = -\omega_e \cdot \psi_f \cdot \sin\theta_e \\ E_\beta = -\omega_e \cdot \psi_f \cdot \cos\theta_e \end{cases} \quad (2)$$

式中: i_α 、 i_β 、 u_α 、 u_β 为定子电流、电压在 α 、 β 轴分量; L_s 为定子电感; R_s 为定子相电阻; e_α 、 e_β 为两相静止坐标系下 α 、 β 轴上的反电动势; ψ_f 、 ω_e 、 θ_e 分别为转子的磁链、角速度和角位置。

2 传统 SMO 设计

根据滑模变结构理论,定义滑模面:

$$\begin{cases} S_1 = \hat{i}_\alpha - i_\alpha = 0 \\ S_2 = \hat{i}_\beta - i_\beta = 0 \end{cases} \quad (3)$$

式中: $\hat{i}_\alpha$ 、 $\hat{i}_\beta$ 为定子电流观测值; i_α 、 i_β 为定子电流实际值。

以两者的差构成系统切换面,选取的切换面 $S(x) = 0$,根据 PMSM 在 α 、 β 坐标系下的数学模型,构造 SMO 模型如下:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\alpha + \frac{1}{L_s}(u_\alpha - z_\alpha) \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}\hat{i}_\beta + \frac{1}{L_s}(u_\beta - z_\beta) \end{cases} \quad (4)$$

由于电流误差的误差切换函数中包含有反电动势的估算信息,则反电动势估计初值如下:

$$\begin{cases} z_\alpha = k \cdot \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ z_\beta = k \cdot \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{cases} \quad (5)$$

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ 0, & x = 0 \\ -1, & x < 0 \end{cases} \quad (6)$$

式中: z_α 、 z_β 为误差切换信号, k 为滑模增益。

由式(4)减式(1)可得电流误差方程:

$$\begin{cases} \frac{d(\hat{i}_\alpha - i_\alpha)}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) + \frac{1}{L_s}e_\alpha - \frac{k}{L_s}\text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \frac{d(\hat{i}_\beta - i_\beta)}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}(\hat{i}_\beta - i_\beta) + \frac{1}{L_s}e_\beta - \frac{k}{L_s}\text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{cases} \quad (7)$$

当系统在滑模面上运动时,有 $S(x) = \dot{S}(x) = 0$,可得:

$$\begin{cases} e_\alpha = k \cdot \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ e_\beta = k \cdot \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{cases} \quad (8)$$

由于使用符号函数作为观测器的开关函数,观测到的反电动势具有高频不连续信号,从而导致观测到的速度信号和位置信号会产生较大的误差。传统 SMO 通常采用定截止频率 LPF,过滤掉高频信号,得到较为平滑的输出信号,经过滤波后的反电动势观测值:

$$\begin{cases} \hat{e}_\alpha = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} z_\alpha \\ \hat{e}_\beta = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} z_\beta \end{cases} \quad (9)$$

式中: ω_c 为 LPF 的截止频率。

传统 SMO 由于引入 LPF,导致转子位置估算角度滞后,出现相位延迟,因此加入相位补偿角进行相位补偿:

$$\hat{\theta}_e = \hat{\theta}_{eq} + \Delta\theta \quad (10)$$

式中: $\hat{\theta}_{eq}$ 为转子转角; $\Delta\theta$ 为相位补偿角。

构造正定李雅普诺夫函数:

$$V = \frac{1}{2} S_\alpha^2 + \frac{1}{2} S_\beta^2, V > 0 \quad (11)$$

对式(11)求导,代入式(7)并根据李雅普诺夫稳定性理论可得 SMO 达到稳定的条件:

$$k > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|) \quad (12)$$

3 改进的 SMO 设计

3.1 Sigmoid 函数设计

传统 SMO 切换函数一般采用符号函数 $\text{sign}(x)$,但由于其不连续性系统测量误差会导致系统在滑模面上产生抖振。为了降低由切换函数的不连续导致系统产生的抖振,本文切换函数采用 Sigmoid 函数:

$$F(x) = \left(\frac{2}{1 + e^{-ax}} + 1 \right) \quad (13)$$

式中: a 为一个正系数,用来调整 Sigmoid 函数的斜度。

则式(5)可表示为

$$\begin{cases} z_\alpha = k_s \cdot F(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ z_\beta = k_s \cdot F(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{cases} \quad (14)$$

式中: k_s 为改变切换函数后的滑模增益。

为了形成滑模面,改变后的切换函数需满足李雅普诺夫稳定性理论:

$$k_s > \max(|\hat{e}_\alpha|, |\hat{e}_\beta|) \quad (15)$$

3.2 变截止 LPF 设计

传统 SMO 采用不连续的切换函数导致反电动势中含有大量的高频信号,从而引起系统抖振,本文采用截止频率能随转速自适应变化的 LPF 去除高频信号,以改善滤波效果。LPF 数学模型如下:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{e}_\alpha}{dt} = \omega_c(z_\alpha - \hat{e}_\alpha) \\ \frac{d\hat{e}_\beta}{dt} = \omega_c(z_\beta - \hat{e}_\beta) \end{cases} \quad (16)$$

所设计的新型滤波器截止频率如下:

$$\hat{\omega}_c = k_f \omega_{ref} + k_r \quad (17)$$

式中: $\hat{\omega}_c$ 为截止频率,能随转速改变自适应变化; k_f 为正数; ω_{ref} 为转速控制; k_r 为正常数。

3.3 卡尔曼滤波器设计

传统 SMO 由于采用了 LPF 导致相位滞后,需要进行相位补偿,并且 LPF 虽然能滤除高频信号但是不能去除反电动势观测信号中的测量噪声和测量误差。因此,本文采用卡尔曼滤波器进行反电动势的提取,并进行角度的计算,避免相位补偿,从而获得较为精确的观测信号。

$$\begin{cases} \frac{de_\alpha}{dt} = -\psi_f \omega^2 \cos\theta - \psi_f \sin\theta \frac{d\omega}{dt} \\ \frac{de_\beta}{dt} = -\psi_f \omega^2 \sin\theta - \psi_f \cos\theta \frac{d\omega}{dt} \end{cases} \quad (18)$$

在实际的控制中,系统的实际采样频率远小于电机的实际转速微分变化值,因此 $\frac{d\omega}{dt} = 0$,则式(18)可简化为

$$\begin{cases} \frac{de_\alpha}{dt} = -\psi_f \omega^2 \cos\theta \\ \frac{de_\beta}{dt} = -\psi_f \omega^2 \sin\theta \end{cases} \quad (19)$$

进而得到反电动势模型如下:

$$\begin{cases} \frac{de_\alpha}{dt} = -\omega e_\beta \\ \frac{de_\beta}{dt} = \omega e_\alpha \end{cases} \quad (20)$$

构造卡尔曼滤波器:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{E}_\alpha}{dt} = -\hat{\omega}_k \hat{E}_\beta - k_k(\hat{E}_\alpha - \hat{e}_\alpha) \\ \frac{d\hat{E}_\beta}{dt} = -\hat{\omega}_k \hat{E}_\alpha - k_k(\hat{E}_\beta - \hat{e}_\beta) \\ \frac{d\hat{\omega}_k}{dt} = (\hat{E}_\alpha - \hat{e}_\alpha)\hat{E}_\beta - (\hat{E}_\beta - \hat{e}_\beta)\hat{E}_\alpha \end{cases} \quad (21)$$

本文采用变卡尔曼滤波器,卡尔曼增益会随着转速自适应调整,可以获得较好的稳定性和良好的响应速度。

3.4 PLL 提取转速和位置信息

采用卡尔曼滤波器可以进一步滤除高频信号得到测量噪声和测量误差较小的反电动势观测信号,但是卡尔曼滤波器获得转速信号响应较慢,转速信号是转角位置信号经过微分后获得,获得的转速值与真实值存在较大的误差,因此本文采用

PLL 获得电机速度。反电动势估算值可以表示为

$$\Delta e = -\hat{e}_\alpha \cos \hat{\theta} - \hat{e}_\beta \sin \hat{\theta} \quad (22)$$

PLL 原理图如图 1 所示。

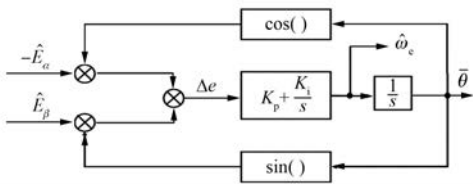


图 1 PLL 原理图

采用 PLL 可以消除稳态误差,响应速度更快,具有良好的相位跟踪功能。

本文设计的新型 SMO 结构图如图 2 所示。采用 Sigmoid 函数代替传统 sign 函数,通过二级级联滤波器进行滤波,最后通过 PLL 获得转速观测信号,结构简单、系统响应速度快,观测信号精度较高。

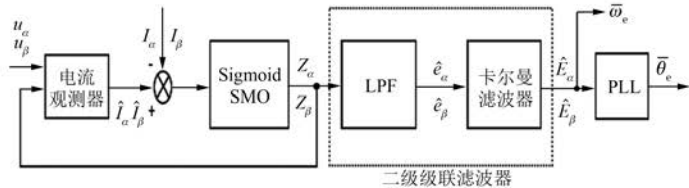


图 2 新型 SMO 结构图

4 仿真结果与分析

为了验证基于改进滤波器的新型 SMO 对无位置传感器 PMSM 转速和转子位置观测效果,本文利用 MATLAB/Simulink 搭建了无位置传感器 PMSM 模型和新型 SMO 模型。选用的 PMSM 参数如表 1 所示。根据前述的无位置传感器 PMSM 和新型 SMO 搭建了控制系统,如图 3 所示。

表 1 PMSM 参数

参数名称	参数值
定子电阻 R/Ω	2.875
d 轴电感 L_d/mH	8.5
q 轴电感 L_q/mH	8.5
永磁磁链 ψ_f/Wb	0.175
转动惯量 $J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.001
极对数	4

为了验证在不同载荷和转速下所设计的新 SMO 控制系统的性能,本文采用如下仿真工况:

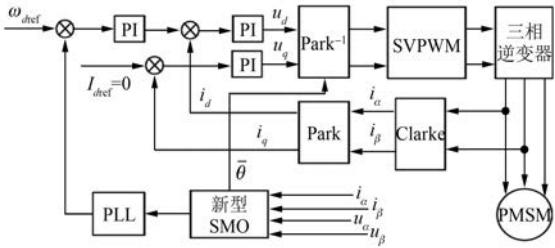


图 3 改进 SMO 的无传感器 PMSM 控制系统结构图

(1) 电机转速维持在 1 200 r/min,负载为 5 N,在 0.10 s 时给电机突加 10 N 负载,在 0.25 s 时又突然将负载降低至 5 N 并维持运转;(2) 电机负载维持在 10 N,转速为 600 r/min,在 0.1 s 时转速突然增加到 1 200 r/min,在 0.25 s 时转速又降低到 600 r/min 并维持运转。

图 4、图 5 分别为不同载荷下电机转子转速跟踪曲线和不同转速下转子跟踪曲线图。从图 4 和图 5 可以看出,本文设计的新 SMO 预测的转速和实际转速能够较好地重合,系统存在一定的

超调,在 0.02 s 时系统就能达到稳定状态,系统的响应速度较快。

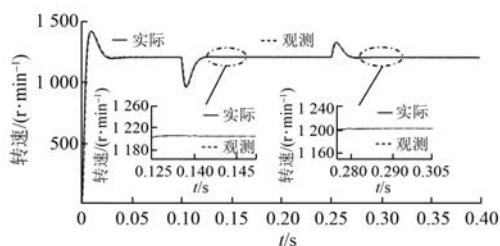


图4 不同载荷下电机转速跟踪曲线

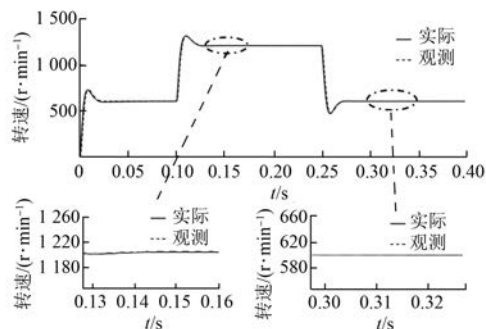


图5 不同转速下电机转速跟踪曲线

图6、图7分别为不同载荷下转速误差曲线和不同转速时转子转速误差曲线(本文的转子转速和位置误差为实际值与预测值之差)。由图6可以看出,在转速由600 r/min增加至1 200 r/min时转速误差在2~5 r/min范围内。由图7可以看出,在电机载荷由5 N增加至10 N时电机转速有轻微的波动,转速误差值控制在2 r/min范围内。由试验结果可知,所设计的控制系统能够准确地估算转子转速。

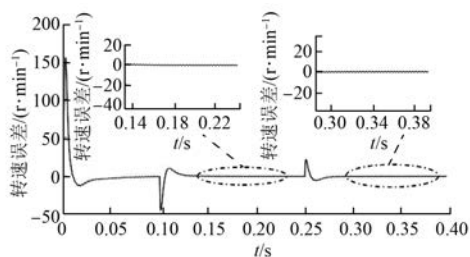


图6 不同载荷下转速误差曲线

图8、图9为不同转速和载荷下转子位置曲线。可以看出预测值和实际值基本一致,静态误差值为0.000 2 rad,所设计的SMO能较好地估计

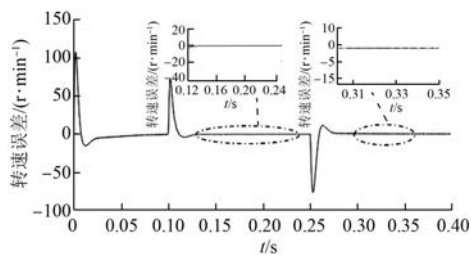


图7 不同转速下转速误差曲线

转子位置并且转子静态误差较小,证明了设计的SMO的正确性。

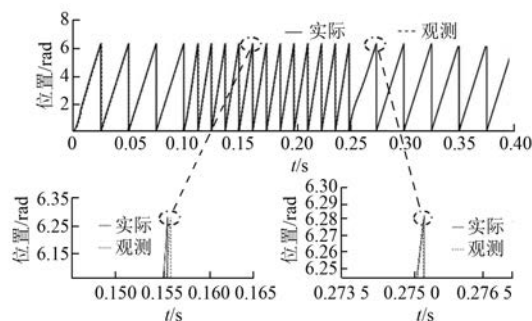


图8 不同转速下转子位置曲线

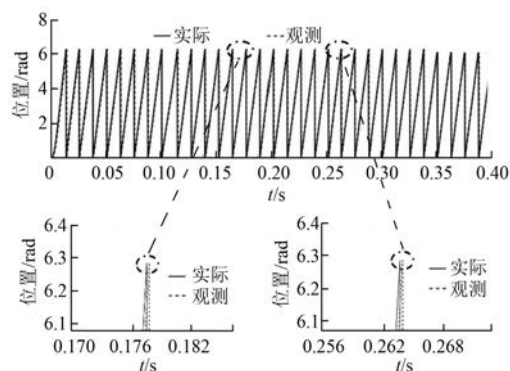


图9 不同载荷下转子位置曲线

图10、图11为不同转速和载荷下转子位置误差曲线。由试验结果可知,本文设计的SMO能较好地估算转子位置。

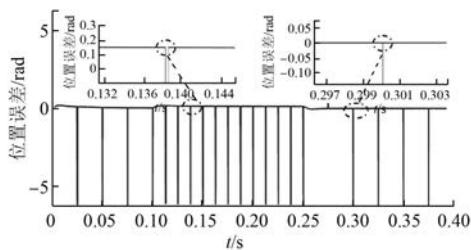


图10 不同转速下转子位置误差曲线

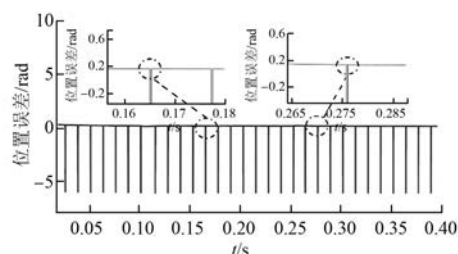


图 11 不同载荷下转子位置误差曲线

5 结 语

本文在传统 PMSM 无位置传感器控制系统的基础上,提出了基于改进滤波器的新型 SMO,在传统 SMO 的基础上运用 Sigmoid 函数代替切换函数,降低了转速和位置观测值的抖振。同时,通过变截止 LPF 和卡尔曼滤波器组成的级联滤波器可以有效降低测量噪声和测量误差,运用 PLL 可以获得较为精确的电机转速信息和位置信息,通过仿真的手段验证了该系统具有较好的控制效果。

【参考文献】

- [1] 于帅,章玮.应用特征谐波消除改进脉振高频电压注入法[J].电机与控制学报,2016,20(12):17.
- [2] 杜逸康,廖勇,李福,等.同步磁阻电动机改进高频注入位置估算算法研究[J].微特电机,2019,47(4):43.
- [3] JANG J, SUI S, HA J. Sensorless drive of surface-mounted permanent magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency[J]. IEEE

Transactions on Industry Applications, 2003, 39(4): 1031.

- [4] 郭伟,王跃,李宁,等.永磁同步电机模型参考自适应无速度控制研究[J].电力电子技术,2016,50(8):75.
- [5] 孙宇新,唐敬伟,施凯,等.基于改进型 MRAS 无轴异步电机矢量控制系统转速辨识研究[J].电机与控制应用,2018,45(3):51.
- [6] SRIKANTH V, DUTT A A. A comparative study on the effect of switching functions in SMO for PMSM drives[C]//2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2012.
- [7] LIN S, ZHANG W. An adaptive sliding-mode observer with a tangent function-based PLL structure for position sensorless PMSM drives[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2017, 88: 63.
- [8] 鲁文其,胡育文,杜栩杨,等.永磁同步电机新型滑模观测器无传感器矢量控制调速系统[J].中国电机工程学报,2010,30(33):78.
- [9] 华志广,窦满峰,赵冬冬,等.基于改进型滑模观测器的 PMSM 无位置传感器控制[J].西北工业大学学报,2018,36(4):754.
- [10] 邱忠才,郭冀岭,王斌,等.基于卡尔曼滤波滑模变结构转子位置观测器的 PMSM 无差拍控制[J].电机与控制学报,2014,18(4):60.
- [11] 丁文,梁得亮,罗战强,等.两级滤波滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J].电机与控制学报,2012,16(11):1.

(上接第 22 页)

- [8] SIAMI M, KHABURI D A, ABBASZADEH A, et al. Robustness improvement of predictive current control using prediction error correction for permanent-magnet synchronous machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3458.
- [9] WANG B, CHEN X, YU Y, et al. Robust predictive current control with online disturbance estimation for induction machine drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4663.
- [10] LEE K J, PARK B G, KIM R Y, et al. Robust predictive current controller based on a disturbance estimator in a three-phase grid-connected inverter[J].

IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(1): 276.

- [11] LIU X, WANG D, PENG Z. Improved finite-control-set model predictive control for active front-end rectifiers with simplified computational approach and on-line parameter identification[J]. ISA Transactions, 2017, 69: 51.
- [12] BOGADO B, BARRERO F, ARAHAL M R, et al. Sensitivity to electrical parameter variations of predictive current control in multiphase drives[C]//IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2013.