

基于混合终端滑模观测器的永磁同步电机 位置和速度估计方法^{*}

钱弼违¹, 鞠金涛²

(1. 常州信息职业技术学院 电子工程学院, 江苏 常州 213164;

2. 常州工学院 电气信息工程学院, 江苏 常州 213032)

摘要: 传统滑模观测器受固有抖振特性影响, 且有低通滤波器带来的反电动势观测幅值削弱和观测相位偏移, 从而导致永磁同步电机(PMSM)控制精度降低。为解决该问题, 提出了一种基于二阶混合终端滑模观测器的PMSM位置和速度估计方法。基于线性滑模与混合终端滑模的二阶滑模切换面, 设计合理的滑模控制律, 有效抑制传统滑模方法的固有抖振特性, 并且能够避免使用低通滤波器所带来的反电动势观测幅值削弱和相位偏移问题, 有效提高转子位置和转速的估计精度。在此基础上, 进一步分析了该滑模观测器对于电机定子电阻和电感参数摄动的鲁棒性。试验结果证明了所提混合终端滑模观测器的有效性、实用性和优越性。

关键词: 永磁同步电机; 滑模观测器; 二阶滑模切换面; 参数摄动

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)03-0021-06

Position and Speed Estimation for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Hybrid Terminal Sliding Mode Observer^{*}

QIAN Biwei¹, JU Jintao²

(1. Institute of Electronic and Electrical Engineering, Changzhou College of Information Technology, Changzhou 213164, China;

2. School of Electrical and Information Engineering, Changzhou Institute of Technology, Changzhou 213032, China)

Abstract: The control accuracy of traditional sliding mode observer (SMO) based permanent magnet synchronous motor (PMSM) was low, which was caused by the inherent buffeting characteristics, the weakening of observed back electromotive force (EMF) amplitude and the shifting of the observed rotor phase. In order to solve this problem, an estimating method for PMSM speed and rotor position based on the second-order hybrid terminal SMO was proposed. The method adopted a second-order sliding mode switching surface constructed by a linear sliding mode and a hybrid terminal sliding mode. A reasonable sliding mode control law was designed to effectively suppress the inherent buffeting characteristics of the traditional sliding mode. Besides, it could avoid the weakening of the observed back EMF amplitude and the shifting of the observed rotor phase, which were brought by the use of low-pass filter, so that the accuracy of estimated rotor position and speed could be improved effectively. On this basis, the robustness of the SMO was further analyzed with perturbation of motor stator resistance and inductance. Experimental results verified the effectiveness and practicability of the hybrid terminal SMO.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); sliding mode observer; second-order sliding mode switching surface; parameter perturbation

^{*} 基金项目: 常州市科技计划资助项目(CJ20179038)

作者简介: 钱弼违(1986—), 男, 硕士, 研究方向为信号处理及控制技术。

鞠金涛(1989—), 男, 博士, 研究方向为磁悬浮轴承及特种电机控制。

0 引言

永磁同步电机(PMSM)具有功率密度大、转矩惯性比高等特点,而且其无传感控制系统成本低、可靠性高,在电气传动领域应用广泛。转子位置和转速大小的精确估计影响PMSM的控制性能。滑模观测算法广泛应用于PMSM转子位置和转速检测,其中反电动势的准确观测是滑模无位置传感器控制的关键。传统反电动势滑模观测器(SMO)因其固有抖振特性以及测量噪声使得其输出反电动势存在大量的噪声扰动,并且低通滤波器(LPF)的使用使得输出反电动势存在相位偏移和幅值削弱,影响着转子位置和转速的估算,因此需要进一步改进滑模观测器。

国内外学者提出多种转子位置、转速估算方法,主要包括:最小二乘法^[1]、卡尔曼滤波法^[2]、模型参考自适应法^[3]、载波频率成分法^[4]以及滑模观测法^[5]等。滑模观测法以其结构简单、抗干扰性强等优点,在实际工程中被广泛应用于PMSM无传感器驱动控制。Qiao等^[6]提出一种新型滑模观测器来实现PMSM无传感器控制。在获得反电动势等效信号后,根据反电动势模型构建观测器,达到良好的静态和动态性能。为了进一步增强滑模观测系统抗参数扰动性,Zhang等^[7]提出一种扩展滑模机械参数观测器估计驱动系统的机械参数,实时跟踪系统扰动。Song等^[8]提出一种基于正交锁相环(PLL)的滑模观测器,锁相环包含2个同步频率提取滤波器,有效估计并自适应地补偿反电动势谐波误差。文献[9]提出一种基于双滑模模型参考自适应系统的PMSM无位置传感器控制策略,利用两模型输出偏差构造了两个滑模面,将通过滑模算法获得的等效控制进行运算获得电机的转速和转子位置角。

早期滑模观测器中的开关函数选用signum函数。考虑到signum函数的不连续性,需引入低通滤波器来平滑估计反电动势信号,但由于低通滤波器引起系统相位延迟,故加入位置补偿^[10]。为了削弱滑模的抖振性以及避免使用低通滤波器,文献[11]引入连续的sigmoid函数代替signum函数,虽然该方法在削弱滑模抖振方面起

到良好的效果,但其仍存在两个问题有待处理:首先,电机反电动势的大小随转子转速的变化而变化,在低转速工况下,电机反电动势较低,不足以用来准确估算转子位置^[12];其次,在整个电机运行速度范围内,基于开关函数的切换增益需足够大,以满足用于估计误差收敛的Lyapunov稳定性条件,但过高的开关增益又会导致估计信号的抖振,特别是在低速范围内^[13]。为了从观测到的反电动势值提取出有效的转子位置和速度信息,文献[14]基于PLL进行转子位置和转速估算。PLL结构具有与正弦函数成比例的估计误差,在电机转向突变时便会失去其精度。事实上,PLL结构在实际应用中需进行归一化处理,并且其参数需根据电机转向的变化重新进行设置。

本文设计了一种PMSM二阶混合终端滑模观测器。观测器采用基于线性滑模与混合终端滑模构成的二阶滑模面,设计合理的滑模控制律有效抑制传统滑模的固有抖振特性,并有效避免低通滤波器带来的反电动势观测幅值削弱和观测相位偏移问题,提高转子位置和转速的估计精度。以1台750W PMSM为试验对象,对比传统滑模观测器和所提混合终端滑模观测器观测的反电动势、转速以及转子位置波形曲线,试验结果验证了所提混合终端滑模观测器的有效性、实用性和优越性。

1 新型滑模观测器构建

在坐标系下,内置式PMSM电压方程为

$$\frac{di_s}{dt} = -\frac{R}{L}i_s + \frac{1}{L}u_s - \frac{1}{L}e_s \quad (1)$$

式中: R ——电机定子电阻;

L ——电机定子电感;

i_s —— $\alpha\beta$ 轴上的电流, $i_s = (i_\alpha, i_\beta)^T$;

u_s —— $\alpha\beta$ 轴上的电压, $u_s = (u_\alpha, u_\beta)^T$;

e_s —— $\alpha\beta$ 轴上的反电动势, $e_s = (e_\alpha, e_\beta)^T$ 。

根据式(1),构建相应的 $\alpha\beta$ 坐标系下PMSM滑模观测器:

$$\frac{d\hat{i}_s}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_s + \frac{1}{L}u_s + \frac{1}{L}v \quad (2)$$

式中: $\hat{i}_s$ ——相应定子电流的估计值;

v ——观测器控制律, $v = (v_\alpha, v_\beta)^T$ 。

将式(2)与式(1)相减,可得相应的电流观测误差方程为

$$\frac{d\tilde{i}_s}{dt} = \frac{1}{L}(-R\tilde{i}_s + e_s + v) \quad (3)$$

式中: $\tilde{i}_s$ ——定子电流观测误差, $\tilde{i}_s = \hat{i}_s - i_s$ 。

定义新型终端滑模观测器的二阶滑模切换面为

$$s = s_{is} + c \frac{ds_{is}}{dt} + \gamma \frac{ds_{is}^{\frac{p}{q}}}{dt} \quad (4)$$

其中: c, γ, p, q 为大于零的滑模参数; $\frac{p}{q} > 1$, 且 p, q 为奇数。定义一阶线性滑模切换面为 $s_{is} = \tilde{i}_s = \hat{i}_s - i_s$ 所代表的定子电流估计误差, 并且定义 s 为相应的二阶终端滑模切换面。

设计新型滑模观测器控制律为

$$v = R\tilde{i}_s - \int_0^t \left[\frac{Lq \frac{d\tilde{i}_s}{dt}}{cq + \gamma p \left(\frac{d\tilde{i}_s}{dt} \right)^{p/q-1}} + (l_g + \eta) \operatorname{sgn}(s) + us \right] d\tau \quad (5)$$

其中: η, u, l_g 为滑模控制律设计参数, $\eta > 0, u > 0$ 。

2 新型滑模观测器稳定性分析

定义 Lyapunov 函数为

$$V = \frac{1}{2} s^T s \quad (6)$$

为了保证滑模观测器滑动模态的稳定性, 需满足:

$$\frac{dV}{dt} = s \frac{ds}{dt} \leq 0 \quad (7)$$

将式(4)代入式(7), 可得:

$$\begin{aligned} \frac{dV_x}{dt} &= s_x \frac{ds_x}{dt} = \\ s_x \left[\frac{ds_{isx}}{dt} + c \frac{d^2 s_{isx}}{dt^2} + \frac{\gamma p}{q} \left(\frac{ds_{isx}}{dt} \right)^{p/q-1} \frac{d^2 s_{isx}}{dt^2} \right] &= \\ s_x \left[c + \frac{\gamma p}{q} \left(\frac{d\tilde{i}_x}{dt} \right)^{p/q-1} \right] \left[\frac{1}{c + \frac{\gamma p}{q} \left(\frac{d\tilde{i}_x}{dt} \right)^{p/q-1}} \frac{d\tilde{i}_x}{dt} + \frac{d^2 \tilde{i}_x}{dt^2} \right] &= \\ s_x F \left[\frac{1}{F} \frac{d\tilde{i}_x}{dt} + \frac{d^2 \tilde{i}_x}{dt^2} \right] & \quad (8) \end{aligned}$$

其中: $x = \alpha, \beta; F = c + \frac{\gamma p}{q} \left(\frac{d\tilde{i}_x}{dt} \right)^{p/q-1} > 0$ 。

将电流观测误差代入式(8), 可得:

$$\begin{cases} \frac{dV_\alpha}{dt} = \frac{s_\alpha}{L} F \left[\frac{L}{F} \frac{d\tilde{i}_\alpha}{dt} + \frac{de_\alpha}{dt} - R \frac{d\tilde{i}_\alpha}{dt} + \frac{dv_\alpha}{dt} \right] \\ \frac{dV_\beta}{dt} = \frac{s_\beta}{L} F \left[\frac{L}{F} \frac{d\tilde{i}_\beta}{dt} + \frac{de_\beta}{dt} - R \frac{d\tilde{i}_\beta}{dt} + \frac{dv_\beta}{dt} \right] \end{cases} \quad (9)$$

进一步, 将式(5)新型滑模观测器控制律代入式(9), 可得:

$$\begin{cases} \frac{dV_\alpha}{dt} = \frac{s_\alpha}{L} F \left[\frac{de_\alpha}{dt} - (l_g + \eta) \operatorname{sgn}(s_\alpha) - us_\alpha \right] \\ \frac{dV_\beta}{dt} = \frac{s_\beta}{L} F \left[\frac{de_\beta}{dt} - (l_g + \eta) \operatorname{sgn}(s_\beta) - us_\beta \right] \end{cases} \quad (10)$$

若参数 l_g 满足:

$$l_g > \frac{d(|e_x|)}{dt} \quad (11)$$

可推导:

$$\begin{cases} \frac{dV_\alpha}{dt} \leq -\frac{F}{L} (\eta |s_\alpha| + u |s_\alpha|^2) \leq 0 \\ \frac{dV_\beta}{dt} \leq -\frac{F}{L} (\eta |s_\beta| + u |s_\beta|^2) \leq 0 \end{cases} \quad (12)$$

由此可知, 当系统参数满足式(11)条件时, 新型滑模观测器稳定。根据式(11), 选取参数为

$$l_g = c \cdot \max \left(\left| \frac{de_\alpha}{dt} \right|, \left| \frac{de_\beta}{dt} \right| \right) \quad (13)$$

其中: 参数 c 的选取需满足 $c > 1$ 。

根据式(13)参数选取, 在相应滑模控制律作用下, 新型二阶混合终端滑模观测器切换面将在有限时间内收敛, 即:

$$s = s_{is} + c \frac{ds_{is}}{dt} + \gamma \frac{ds_{is}^{\frac{p}{q}}}{dt} = 0 \quad (14)$$

此时, 相应观测器一阶滑模切换面 s_{is} 及其导数也将在有限时间内收敛, 即:

$$\tilde{i}_s = \frac{d\tilde{i}_s}{dt} = 0 \quad (15)$$

相应地, 式(3)电流观测误差方程简化为

$$e_s = -v \quad (16)$$

3 转子位置和转速估计

为了有效提高电机转子位置和转速估计精

度,在反电动势观测基础上,采用转子位置与转速跟踪算法提取有效转子位置和转速信息。相应的跟踪算法原理框图如图 1 所示。

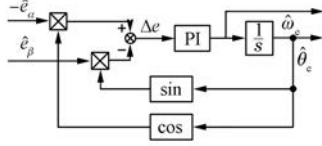


图 1 转子位置和转速跟踪原理框图

图 1 中, Δe 定义为

$$\begin{aligned}\Delta e = & -\hat{e}_\alpha \cos \hat{\theta}_e - \hat{e}_\beta \sin \hat{\theta}_e = \\ & k \sin \theta_e^* \cos \hat{\theta}_e - k \cos \theta_e^* \sin \hat{\theta}_e = \\ & k \sin(\theta_e^* - \hat{\theta}_e)\end{aligned}\quad (17)$$

式中: k ——电机反电动势幅值;

$\hat{\theta}_e$ ——估计转子位置;

θ_e^* ——实际转子位置。

当估计转子位置误差小于一定值时,式(17)可简化为

$$\begin{aligned}\Delta e = & k \sin(\theta_e^* - \hat{\theta}_e) \approx \\ & k(\theta_e^* - \hat{\theta}_e) \approx k \Delta \theta_e\end{aligned}\quad (18)$$

式中: $\Delta \theta_e$ ——估计转子位置误差。

根据式(18),可得相应的电机转子位置与转速跟踪算法原理,即图 2 所示 PLL 结构原理框图。

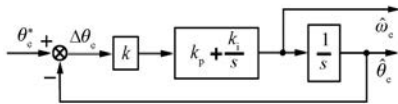


图 2 PLL 结构原理框图

4 新型滑模观测器鲁棒性分析

考虑定子电阻、电感参数偏差对新型滑模观测器的影响,新型滑模观测器方程变换为

$$\frac{d\hat{\mathbf{i}}_s}{dt} = -\frac{\hat{R}}{\hat{L}}\hat{\mathbf{i}}_s + \frac{1}{\hat{L}}\mathbf{u}_s + \frac{1}{\hat{L}}\mathbf{v} \quad (19)$$

式中: $\hat{R}$ ——电机定子电阻估计值, $\hat{R} = R + \Delta R$;

$\hat{L}$ ——电机定子电感估计值, $\hat{L} = L + \Delta L$;

ΔR 、 ΔL ——相应的参数偏差量。

将式(19)变换为

$$\frac{d\hat{\mathbf{i}}_s}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{\mathbf{i}}_s + \frac{1}{L}\mathbf{u}_s + \frac{1}{L}\mathbf{v} + \mathbf{A} \quad (20)$$

式中: $\mathbf{A}$ ——定子电阻、电感偏差引入观测器的

$$\text{偏差项, } \mathbf{A} = -\frac{\Delta L}{L}\hat{\mathbf{i}}_s - \frac{\Delta R}{L}\hat{\mathbf{i}}_s。$$

将式(20)与式(1)相减,可得误差方程为

$$\frac{d\tilde{\mathbf{i}}_s}{dt} = -\frac{R}{L}\tilde{\mathbf{i}}_s + \frac{1}{L}\mathbf{v} + \frac{1}{L}\mathbf{e}_s + \mathbf{A} \quad (21)$$

相应 Lyapunov 函数求导为

$$\begin{aligned}\frac{dV_x}{dt} = s_x \frac{ds_x}{dt} = \\ s_x \left[\frac{ds_{isx}}{dt} + c \frac{d^2 s_{isx}}{dt^2} + \frac{\gamma p}{q} \left(\frac{ds_{isx}}{dt} \right)^{p/q-1} \frac{d^2 s_{isx}}{dt^2} \right] = \\ s_x F \left[\frac{1}{F} \frac{d\tilde{\mathbf{i}}_x}{dt} + \frac{d^2 \tilde{\mathbf{i}}_x}{dt^2} \right]\end{aligned}\quad (22)$$

$$\text{其中: } x = \alpha, \beta; F = c + \frac{rp}{q} \left(\frac{d\tilde{\mathbf{i}}_x}{dt} \right)^{p/q-1} > 0。$$

将式(21)代入式(22)可得:

$$\begin{cases} \dot{V}_\alpha = \frac{s_\alpha}{L} F \left[\frac{L}{F} \frac{d\tilde{\mathbf{i}}_\alpha}{dt} + \frac{dv_\alpha}{dt} - R \frac{d\tilde{\mathbf{i}}_\alpha}{dt} + \frac{de_\alpha}{dt} + L \frac{dA_\alpha}{dt} \right] \\ \dot{V}_\beta = \frac{s_\beta}{L} F \left[\frac{L}{F} \frac{d\tilde{\mathbf{i}}_\beta}{dt} + \frac{dv_\beta}{dt} - R \frac{d\tilde{\mathbf{i}}_\beta}{dt} + \frac{de_\beta}{dt} + L \frac{dA_\beta}{dt} \right] \end{cases}\quad (23)$$

将式(5)代入式(23),可得:

$$\begin{cases} \frac{dV_\alpha}{dt} = \frac{s_\alpha}{L} F \left[\frac{de_\alpha}{dt} + L \frac{dA_\alpha}{dt} - (l_g + \eta) \operatorname{sgn}(s_\alpha) - us_\alpha \right] \\ \frac{dV_\beta}{dt} = \frac{s_\beta}{L} F \left[\frac{de_\beta}{dt} + L \frac{dA_\beta}{dt} - (l_g + \eta) \operatorname{sgn}(s_\beta) - us_\beta \right] \end{cases}\quad (24)$$

若参数 l_g 满足:

$$l_g > \left| \frac{de_x}{dt} \right| + \left| L \frac{dA_x}{dt} \right| \quad (25)$$

则:

$$\begin{cases} \frac{dV_\alpha}{dt} \leq -\frac{F}{L} [\eta |s_\alpha| + u |s_\alpha|^2] \leq 0 \\ \frac{dV_\beta}{dt} \leq -\frac{F}{L} [\eta |s_\beta| + u |s_\beta|^2] \leq 0 \end{cases}\quad (26)$$

由此可知,当电机参数存在摄动时,该新型二阶混合终端滑模观测器在有限时间内能够收敛于实际电流值,即该混合终端滑模观测器对参数摄动具有鲁棒性。

5 试验结果及分析

在 PMSM 交流调速平台上,对所提转子位置估

计方法进行了试验验证。试验平台如图 3 所示。

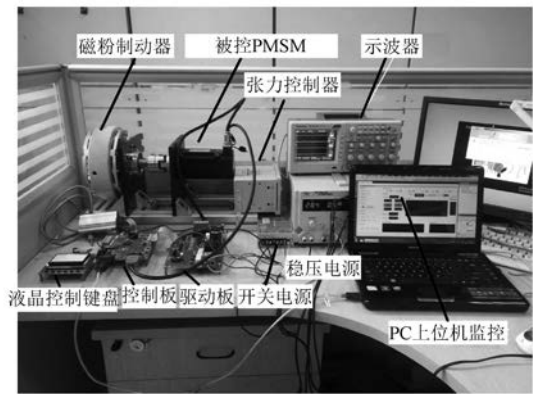


图 3 PMSM 交流调速平台

试验将所提二阶混合终端滑模观测算法与传统滑模观测算法进行了对比试验研究,以验证混合终端滑模观测器转子位置估计方法的有效性和实用性。对应的试验电机参数如表 1 所示。

表 1 试验电机参数

参数名称	参数值
额定功率/W	750
额定电流/A	4.8
额定转矩/(N·m)	2.39
额定转速/(r·min ⁻¹)	3 000
定子电阻/ Ω	0.45
极对数	4
转子永磁磁链 ψ_f /Wb	0.060 5

图 4 所示为基于传统滑模观测器和二阶混合终端滑模观测器的电机起动对比试验波形。给定电机 200 r/min 的转速值起动。传统滑模观测器的性能响应曲线如图 4(a) 所示,由观测器估算得到的反电动势幅值相对于电机转速加速持续增长,并且反电动势估算值存在大量的噪声扰动,由此提取到的估计转子位置存在严重的抖振现象。图 4(b) 所示为二阶混合终端滑模观测器下的电机响应波形,其观测值相对于传统滑模观测器较为平滑,噪声扰动小,无明显抖振现象。试验结果表明,传统滑模观测器的转子位置估计误差在电机起动时较大,证明了二阶混合终端滑模观测器位置估计性能较传统滑模观测器更为优越。

图 5 所示为稳态情况下基于传统滑模观测器

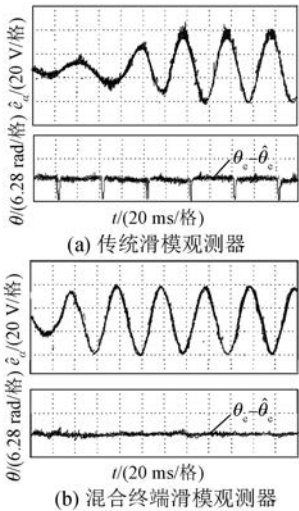


图 4 起动试验波形

和新型滑模观测器的电机转速大小突变对比试验波形。额定负载工况下,电机稳定运行于 200 r/min,1 s 时刻给定电机转速突变为 500 r/min。对比图 5(a) 和图 5(b) 可见,二阶混合终端滑模观测器下的转速波形抖振明显更小。试验结果验证了新型滑模观测器更为优良的动态性能:对转速大小变化具有一定的鲁棒性。

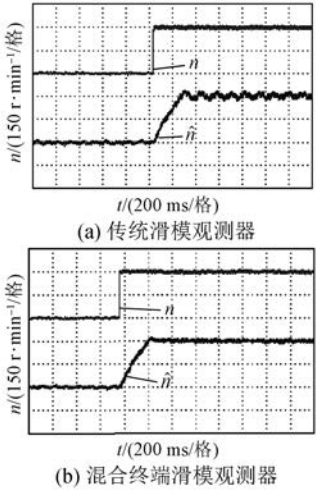


图 5 转速估计对比

图 6 所示为基于两种转子位置估计方法的转子位置与实际转子位置误差的波形图。图 6(a) 中,估算转子位置明显滞后于实际转子位置。由图 6(b) 可知,相对于传统滑模观测器,本文所提混合终端滑模观测器在转子位置估计方面估计误差小,滞后不明显。

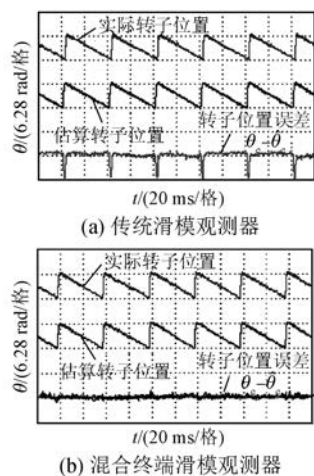


图6 转子位置估计对比

6 结 语

针对传统反电动势滑模观测器的固有抖振特性,本文设计了一种 PMSM 二阶混合终端滑模观测器。该观测器采用基于线性滑模与混合终端滑模构成的二阶滑模面,设计合理的滑模控制律,抑制传统滑模的固有抖振特性,有效避免低通滤波器带来的反电动势观测幅值削弱和观测相位偏移问题。在此基础上,证明该滑模观测器对于电机定子电阻参数和电感参数摄动的鲁棒性。以 1 台 750 W PMSM 为试验对象,对比传统滑模观测器和所提混合终端滑模观测器观测的反电动势、转速以及转子位置曲线波形,试验结果验证了所提混合终端滑模观测器的有效性、实用性和优越性。

【参考文献】

[1] 程辉,杨克立,王克军.PMSG 风力发电系统转速估计算法的研究[J].电力系统保护与控制,2016,44(5): 24.

[2] 余致廷,邹薇,董旺华,等.扩展卡尔曼滤波结合前馈补偿永磁同步电机位置估计[J].控制理论与应用,2016,33(10): 1312.

[3] 张洪帅,王平,韩邦成.基于模糊 PI 模型参考自适应的高速永磁同步电机转子位置检测[J].中国电机工程学报,2014,34(12): 1889.

[4] 朱军,田森,付融冰,等.基于载波频率成分的永磁同步电机转子定位研究[J].电力系统保护与控制,2015,43(14): 48.

[5] 陈思溢,皮佑国.基于滑模观测器与滑模控制器的永磁同步电机无位置传感器控制[J].电工技术学报,2016,31(12): 108.

[6] QIAO Z, SHI T, WANG Y, et al. New sliding-mode observer for position sensorless control of permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 710.

[7] ZHANG X, LI Z. Sliding-mode observer-based mechanical parameter estimation for permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 5732.

[8] SONG X, FANG J, HAN B, et al. Adaptive compensation method for high-speed surface PMSM sensorless drives of EMF-based position estimation error[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1438.

[9] 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,2013,33(3): 199.

[10] 张碧陶,皮佑国.基于分数阶滑模控制技术的永磁同步电机控制[J].控制理论与应用,2012,29(9): 1193.

[11] KIM H, SON J, LEE J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4069.

[12] DIAO S, DIALLO D, MAKNI Z, et al. A differential algebraic estimator for sensorless permanent-magnet synchronous machine drive[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2015, 30(1): 82.

[13] BOLOGNANI S, CALLIGARO S, PETRELLA R. Design issues and estimation errors analysis of back-EMF-based position and speed observer for SPM synchronous motors [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(2): 159.

[14] ZHANG G, WANG G, XU D, et al. ADALINE-network-based PLL for position sensorless interior permanent magnet synchronous motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1450.

收稿日期: 2018-11-14