

基于新型饱和函数滑模观测器的 永磁同步电机控制系统*

杜昭平¹, 李凯¹, 张玉良¹, 魏海峰¹, 陆国强², 张友泉³

(1. 江苏科技大学 电子信息学院, 江苏 镇江 212003;

2. 江苏协昌电子科技有限公司, 江苏 苏州 215000;

3. 国网山东省电力公司, 山东 济南 255001)

摘要: 针对传统反电动势滑模观测器(SMO)抖振造成的永磁同步电机转子位置检测、转速估算不准确的问题, 在传统反电动势 SMO 的基础上提出一种新型饱和函数 SMO。构造反电动势状态观测方程, 利用 Lyapunov 稳定性理论论证其收敛性; 同时考虑观测器增益系数以及低通截止频率的给定, 根据实时转速反馈选取合适的观测系数和低通滤波器的截止频率; 在低通滤波器后增加卡尔曼滤波器滤除系统的测量噪声和测量误差, 提高观测精度。对比仿真和试验结果, 验证了新型饱和函数 SMO 算法的实用性和有效性。

关键词: 永磁同步电机; 滑模观测器; 新型饱和函数; 削弱抖振

中图分类号: TM 301.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)06-0006-06

Permanent Magnet Synchronous Motor Control System Based on a Novel Sliding Mode Observer of Saturation Function*

DU Zhaoping¹, LI Kai¹, ZHANG Yuliang¹, WEI Hai Feng¹,

LU Guoqiang², ZHANG Youquan³

(1. School of Electronic Information, Jiangsu University of Science and Technology, Zhenjiang 212003, China;

2. Jiangsu Xie Chang Intelligent Technology Co., Ltd., Suzhou 215000, China;

3. Shandong Electric Power Company, State Grid Corporation of China, Jinan 255001, China)

Abstract: In view of this problem, a method of novel sliding mode observer (SMO) of saturation function for PMSM based on the analysis of the principle of the conventional SMO was proposed. The state observation equation of back electromotive force (EMF) was constructed, and Lyapunov stability theory was used to prove the convergence. Meanwhile, the given of observer gain coefficient and low pass cutoff frequency are considered. The observation coefficient and cut off frequency of low pass filter was selected according to real-time speed feedback. The Calman filter is added to remove the measurement noise and measurement error of the system. The simulation and experiment results verified improved new type of SMO of saturation function algorithm was effective and practical.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); sliding mode observer (SMO); a new type of saturation function; reduce buffeting

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(61304249,61374063);江苏省自然科学基金项目(BK20161361)

作者简介: 杜昭平(1978—),男,博士,副教授,研究方向为触发电机系统及复杂网络控制系统。

李凯(1992—),男,硕士,研究方向为电机驱动控制。

张玉良(1997—),男,研究方向为电机控制。

0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 正逐步代替传统有刷电机, 成为能量转换的主要载体, 广泛地应用于航天、航空、数控机床、电动汽车等领域。PMSM 是一个强耦合、变参数、非线性的系统。传统的滑模观测器 (Sliding Mode Observer, SMO) 运用在 PMSM 上, 因其存在固有的抖振, 难以精确地估算反电动势, 从而导致转子位置和转子速度也难以精确地估算出来, 严重影响系统的控制效果。

近年来, 国内外研究人员提出了多种削弱滑模抖振的方法。文献[4]把 sigmoid 函数代替符号函数, 减小了系统抖振。文献[5]引入双曲正弦函数代替符号函数, 减少了系统抖振, 获得的反电动势较为平滑。文献[10] SMO 使用两级滤波, 提高了 SMO 算法的正确性。文献[11]使用二级 SMO 减少滑模抖振。文献[13]提出了一种通过模糊控制来调节 SMO 的滑模增益的方法, 减小了系统抖振。文献[14-15]提出了一种采用饱和函数代替 sign() 函数的方法, 削弱了系统抖振, 提高了系统的稳定性。

本文针对使用传统饱和函数代替 sign() 函数来削弱抖振时, 边界层厚度增加的问题, 提出了一种既能减小系统的抖振, 又能保证系统控制精度的新型饱和函数。最后仿真试验验证了方法的可行性。

1 PMSM 电机数学模型

为了建立 PMSM 的 α 、 β 轴数学模型, 首先假设忽略电机铁心饱和, 不计电动机中的涡流和磁滞损耗, 转子上没有阻尼绕组, 永磁体也没有阻尼作用, 电机的反电动势为对称的三相正弦波。在上述的假设下, PMSM 在 α 、 β 坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} \dot{i}_\alpha = \frac{-R_s i_\alpha - e_\alpha + u_\alpha}{L} \\ \dot{i}_\beta = \frac{-R_s i_\beta - e_\beta + u_\beta}{L} \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_α 、 u_β ——定子电压;

R_s ——电机定子电阻;

e_α 、 e_β ——反电动势;

L ——电机定子电感;

i_α 、 i_β ——定子电流。

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

式中: θ_e ——电机转子角速度;

ω_e ——电机角速度;

ψ_f ——PMSM 磁链。

2 设计新型饱和 SMO

PMSM 电机控制系统滑模面为

$$s(x) = \begin{bmatrix} s_\alpha \\ s_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix} = 0 \quad (3)$$

式中: \hat{i}_α 、 \hat{i}_β ——观测电流;

i_α 、 i_β ——实际电流, 滑模面设计为观测电流和实际电流的差值。

过去一般采用传统饱和函数来代替 sign() 函数作为切换函数, 但是传统的饱和函数在边界层内函数斜率为固定值, 使其边界层厚度较大, 系统轨迹收敛到给定切换平面速度较慢。文献[4]中提出使用 sigmoid 作为切换函数, 虽然减少了系统的抖振, 但是没有解决响应速度慢的问题。文献[5]中使用双曲正弦函数代替符号函数, 同样不能解决系统状态趋向滑模面时速度较慢的问题。

本文提出一种随着接近角 θ 变化而改变斜率的新型饱和函数。在边界层以外采用正常的滑模控制, 在边界层内为连续状态的反馈控制, 削弱抖振, 提高响应速度和控制精度。

$$F(s) = \text{sat} \left[\frac{s}{f(\theta)} \right] = \begin{cases} \left| \frac{s}{f(\theta)} \right| & \left| \frac{s}{f(\theta)} \right| \leq 1 \\ \text{sign} \left[\frac{s}{f(\theta)} \right] & \left| \frac{s}{f(\theta)} \right| > 1 \end{cases} \quad (4)$$

接近角 θ 是状态轨迹与切换平面之间的夹角, 可以衡量状态轨迹收敛的程度。构造函数 $f(\theta)$ 为随着接近角 θ 的增大而逐渐减小, 使 $\left| \frac{s}{f(\theta)} \right|$ 逐渐增大, 边界层厚度逐渐减小, 减小系统抖振, 提高系统精度, 减少响应时间, 保证系统的稳定性。

根据图 1 所示的关系曲线, 可以看出, 随着 θ 的减小, 新型饱和函数的斜率逐渐增加, 边界厚度

逐渐减小,既减小了系统的抖振,又保证了系统的精度。当 θ 趋向于 0 时,可得:

$$\lim_{|\theta| \rightarrow 0} \text{sat} \left[\frac{s}{f(\theta)} \right] = \text{sign}(s) \quad (5)$$

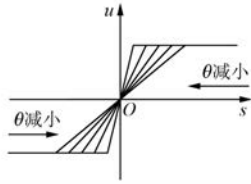


图1 $\text{sat} \left[\frac{s}{f(\theta)} \right]$ 与 θ 的关系曲线

根据式(5)可知,当 θ 趋向于零时,新型饱和函数接近 $\text{sign}()$ 的形式,使其可以收敛到零。

SMO 构造为

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_{\alpha} = \frac{-R_s \hat{i}_{\alpha} + u_{\alpha} - k_s \text{sat} \left[\frac{\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}}{f(\theta)} \right]}{L} \\ \dot{\hat{i}}_{\beta} = \frac{-R_s \hat{i}_{\beta} + u_{\beta} - k_s \text{sat} \left[\frac{\hat{i}_{\beta} - i_{\beta}}{f(\theta)} \right]}{L} \end{cases} \quad (6)$$

式(6)减去式(1)得到估算电流误差方程为

$$\begin{cases} \dot{\bar{i}}_{\alpha} = \frac{-R_s \bar{i}_{\alpha} + e_{\alpha} - k_s \text{sat} \left[\frac{\bar{i}_{\alpha}}{f(\theta)} \right]}{L} \\ \dot{\bar{i}}_{\beta} = \frac{-R_s \bar{i}_{\beta} + e_{\beta} - k_s \text{sat} \left[\frac{\bar{i}_{\beta}}{f(\theta)} \right]}{L} \end{cases} \quad (7)$$

其中, $\bar{i}_{\alpha} = \hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}, \bar{i}_{\beta} = \hat{i}_{\beta} - i_{\beta}$, 为电流观测误差。

定义 Lyapunov 函数:

$$V = \frac{1}{2} S^2 \quad (8)$$

滑模观测器稳定条件为

$$\dot{V} < 0 \quad (9)$$

由此可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} = s^T \dot{s} = s_{\alpha} \dot{s}_{\alpha} + s_{\beta} \dot{s}_{\beta} = \\ \frac{1}{L} (\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}) \left\{ e_{\alpha} - k_s \text{sat} \left[\frac{\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}}{f(\theta)} \right] \right\} + \\ \frac{1}{L} (\hat{i}_{\beta} - i_{\beta}) \left\{ e_{\beta} - k_s \text{sat} \left[\frac{\hat{i}_{\beta} - i_{\beta}}{f(\theta)} \right] \right\} - \\ \frac{R}{L} [(\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha})^2 + (\hat{i}_{\beta} - i_{\beta})^2] \end{aligned} \quad (10)$$

为了使 $\dot{V} < 0$, 所以 k_s 需要满足:

$$k_s > \max(|e_{\alpha}|, |e_{\beta}|) \quad (11)$$

3 设计 SMO 的增益

传统 SMO 的增益值一般都是一个常数,但是随着电机的运转,系统中的观测误差是变化的,固定的滑模增益可能会增大抖振。本文采用一种变增益。

$$k_s = k_{ws} \sqrt{\hat{e}_{\alpha}^2 + \hat{e}_{\beta}^2} \quad (12)$$

式中: k_{ws} ——比例系数。

该增益可以随着电机的运转,自适应地改变 SMO 增益,得到更好的观测性能。

4 设计低通滤波器

SMO 得到的反电动势信号,因为含有开关函数的存在,所以输出的反电动势波形含有高频干扰,存在一定的失真,不利于转子角度、位置的估算,因此需要使用低通滤波器滤除高频信号,得到较为平滑的波形。

$$\begin{cases} \dot{\hat{e}}_{\alpha} = -\omega_c (\hat{e}_{\alpha} - z_{\alpha}) \\ \dot{\hat{e}}_{\beta} = -\omega_c (\hat{e}_{\beta} - z_{\beta}) \end{cases} \quad (13)$$

式中: ω_c ——低通滤波器截止频率。

因为截止频率会随着电机提速而变化,固定截止频率的低通滤波器不能很好地适应不同的转速,滤波效果欠佳。为了达到更好的滤波效果,采用一种截止频率随着转速变化的低通滤波器,在转速变化时,能达到更好的滤波效果。截止频率设计为

$$\omega_c = k_{wc} \omega \quad (14)$$

式中: k_{wc} ——常数。

滤波器满足:

$$H(j\omega) = \frac{\omega_c}{j\omega + \omega_c} \quad (15)$$

截止频率 ω_c 随着转速变化而变化。转子位置估算时的相位补偿为

$$\Delta\theta = \arctan \frac{\omega}{\omega_c} = \arctan \frac{1}{k_{wc}} \quad (16)$$

转子位置的补偿值与 k_{wc} 有关,自适应地改变截止频率获得更好的观测效果。

5 设计卡尔曼滤波器

低通滤波器可以滤除信号中的高频干扰,但

是不能滤除系统的测量噪声和测量误差,为此使用扩展卡尔曼滤波在低通滤波器之后对信号进行再次处理。

对式(2)进行求导可得:

$$\begin{cases} \dot{e}_\alpha = -\omega^2 \varphi_f \cos\theta - \dot{\omega} \omega_f \sin\theta \\ \dot{e}_\beta = -\omega^2 \varphi_f \sin\theta - \dot{\omega} \omega_f \cos\theta \end{cases} \quad (17)$$

电机的转速变化速度远小于系统的采样频率,所以可得 $\dot{\omega} = 0$, 式(17)可以简化为

$$\begin{cases} \dot{e}_\alpha = -\omega^2 \varphi_f \cos\theta \\ \dot{e}_\beta = -\omega^2 \varphi_f \sin\theta \end{cases} \quad (18)$$

合并式(2)、式(18)可得:

$$\begin{cases} \dot{e}_\alpha = -\omega e_\beta \\ \dot{e}_\beta = -\omega e_\alpha \end{cases} \quad (19)$$

所以,卡尔曼滤波器可以设计为

$$\begin{cases} \dot{\hat{E}}_\alpha = -\hat{\omega}_k \hat{E}_\beta - k_k (\hat{E}_\alpha - \hat{e}_\alpha) \\ \dot{\hat{E}}_\beta = \hat{\omega}_k \hat{E}_\alpha - k_k (\hat{E}_\beta - \hat{e}_\beta) \\ \dot{\hat{\omega}}_k = (\hat{E}_\alpha - \hat{e}_\alpha) \hat{E}_\beta - (\hat{E}_\beta - \hat{e}_\beta) \hat{E}_\alpha \end{cases} \quad (20)$$

式中: $\hat{E}_\alpha, \hat{E}_\beta$ ——反电动势观测值;

k_k ——卡尔曼滤波器增益。

传统卡尔曼滤波系数 k_k 为常数,但是在滑模观测器中, k_k 的取值大小会影响系统的稳定, k_k 取值过大会使系统产生振荡, k_k 取值过小会使系统增加稳定时间,反而降低了使用新型饱和函数的高速观测效果。

本文采用卡尔曼滤波增益 k_k 跟随转速变化的控制方式, k_k 的取值会跟随转速控制量变化,自适应地调节其取值,使系统获得更加精确的控制效果。

6 仿真分析

将算法应用于 PMSM 控制系统中,验证其有效性。本文采用 $i_d = 0$ 的基于电压空间矢量的转速和电流双闭环控制系统,通过滑模观测器估算电机转速和位置,在 MATLAB 中,构建如图 2 所示的 PMSM 控制系统。

试验用 PMSM 参数如表 1 所示。

图 3 所示为传统滑模观测器所估算的反电动势。可以看出反电动势波形中含有高频噪声扰动,在估算转子速度和转子位置时,不可避免会

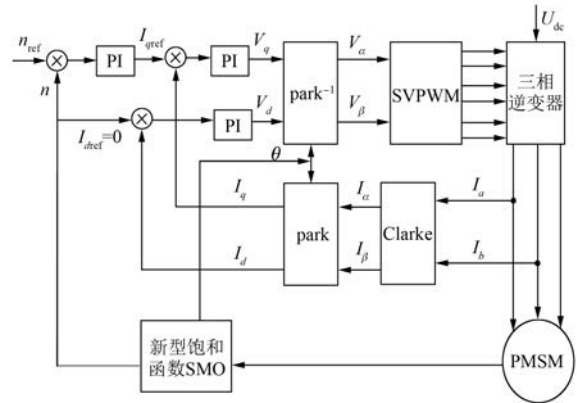


图 2 控制框图

表 1 试验用 PMSM 参数

参数名称	参数值
额定功率/W	300
额定转速/(r·min ⁻¹)	2 500
额定转矩/(N·m)	2.8
定子电阻 r _s /Ω	2.875 0
定子电感 L/H	8.5×10 ⁻³
转子磁链 ψ _f /Wb	0.175
极对数 p	3
转动惯量 J/(kg·m ²)	0.000 2

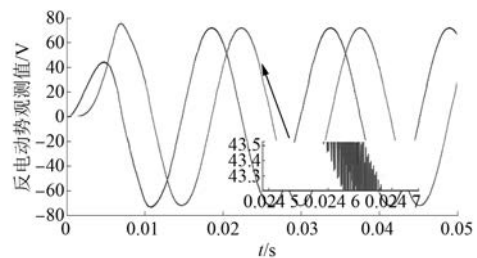


图 3 传统 SMO 反电动势估计曲线

影响估算精度,造成系统抖振,严重时可能影响系统的稳定。图 4 为基于新型饱和函数 SMO 所估算的反电动势,经过对比可以发现,本文所提出的基于新型饱和函数滑模估计的反电动势结果更为平滑,正弦性更好,波形畸变少,抖振幅度小,观测精度更好。

图 5、图 6 为两种 SMO 的估算速度和实际速度的波形图。由图 5 可知,因为传统 SMO 所估计的反电动势不够准确,噪声较多,所以导致速度估算有较大误差,直接导致系统有较大抖振。虽然转速

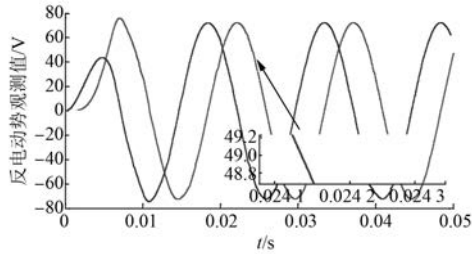


图4 新型饱和函数 SMO 反电动势估计曲线



图7 控制平台

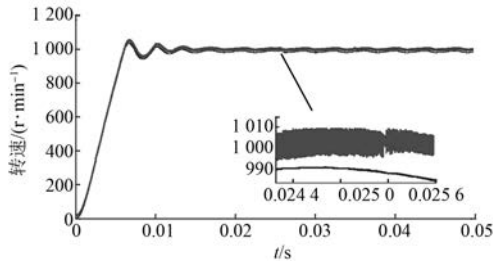


图5 传统 SMO 速度跟踪曲线

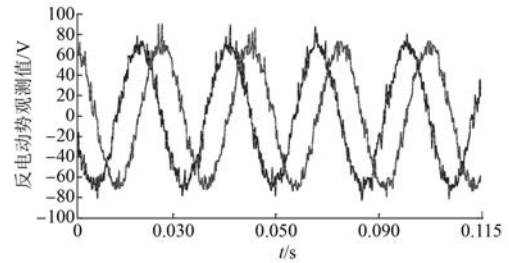


图8 传统 SMO 反电动势观测曲线

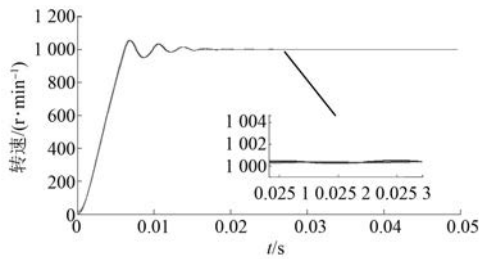


图6 新型饱和函数 SMO 速度跟踪曲线

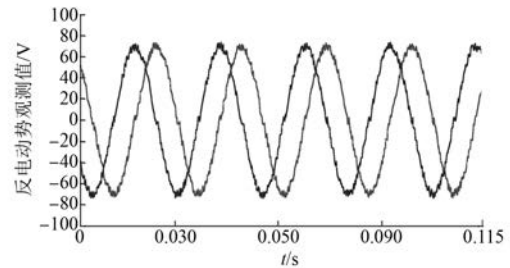


图9 新型饱和函数 SMO 反电动势观测曲线

走势和实际转速走势基本相同,但是电机稳定运行时,系统抖振明显,观测效果差。图6为新型饱和函数的滑模估算的速度曲线,可以看出,使用新型饱和函数滑模估算转速的抖振远远小于传统 SMO 所估算的,较好地解决了平滑抖振和保持系统精度的矛盾,并且系统也具有更快的响应速度。

7 试验分析

如图7所示,在 PMSM 控制平台上对本文提出的变饱和滑模观测器算法进行试验验证,电机参数如表1所示。

图8、图9为在 1000 r/min 转速下传统 SMO 和新型饱和函数 SMO 的反电动势对比,可以看出,新型饱和函数 SMO 的反电动势谐波和抖振更小,平滑性和正弦性更好。试验结果符合仿真试验的分析。

图10、图11为在转速突变的情况下,传统

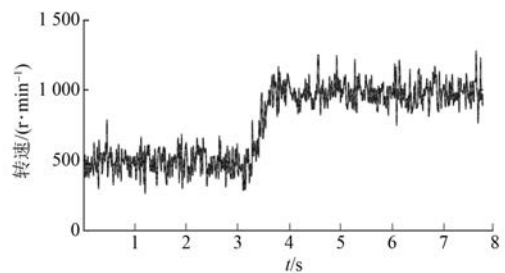


图10 传统 SMO 速度观测曲线

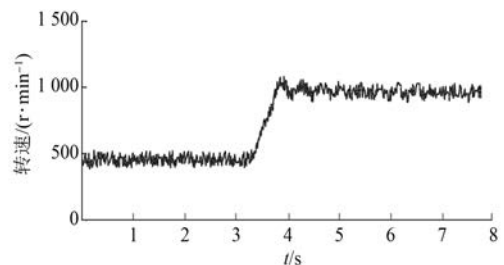


图11 新型饱和函数 SMO 速度观测曲线

SMO 估算的实时转速和新型饱和函数 SMO 估算的实时转速对比。可以看出,两者的速度跟踪能力都较为迅速,但是新型饱和函数 SMO 的抖振更小。

8 结 语

通过仿真试验验证,使用新型饱和函数的 SMO 可以很好地削弱系统的抖振,同时保证系统的控制精度及响应速度。运用在 PMSM 上可以很好地实现转子位置和转子速度的估算,实现电机的高精度控制。

【参考文献】

- [1] 候利民,王巍.无速度传感器的表面式永磁同步电机无源控制策略[J].控制与决策,2013,28(10): 1578-1582.
- [2] 曹玲芝,谢晓磊,任菊萍.基于非线性滑模面的永磁同步电机变结构控制[J].微电机,2015,48(3): 48-52.
- [3] LIU H, LI S. Speed control for PMSM servo system using predictive functional control and extended state observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 1171-1183.
- [4] 朱喜华,李颖晖,张敬.基于一种新型滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制[J].电力系统保护与控制,2010,38(13): 6-10.
- [5] 史婷娜,肖竹欣,肖有文,等.基于改进型滑模观测器的无刷直流电机无位置传感器控制[J].中国电机工程学报,2015,35(8): 2043-2051.
- [6] LEE H, LEE J. Design of iterative sliding mode observer for sensor-less PMSM control [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2013, 21(4): 1394-1399.
- [7] YUAN L, XIAO F, SHEN J, et al. Sensor less control of high power interior permanent magnet synchronous motor drives at very low speed [J]. IET Electric Power Applications, 2013, 7(3): 199-206.
- [8] 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): 5732-5745.
- [9] PEREIRA W C A, OLIVEIRA C M R, SANTANA M P, et al. Improved sensor less vector control of induction motor using sliding mode observer [J]. IEEE Latin America Transactions, 2016, 14(7): 3110-3116.
- [10] 丁文,梁得亮,罗战强.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): 1-10.
- [11] COMANESCU M. Single and double compound manifold sliding mode observers for flux and speed estimation of the induction motor drive [J]. IET Electric Power Applications, 2014, 8(1): 29-38.
- [12] 魏海峰,韦汉培,张懿.考虑滑模抖振的永磁同步电机反电势双级观测器[J].控制理论与应用,2017,34(6): 738-745.
- [13] 周永勤,王东旭,张玉光,等.开关磁阻电机模糊滑模观测器间接位置检测[J].电机与控制学报,2013,17(6): 57-63.
- [14] 张希,陈宗祥,潘俊民,等.永磁直线同步电机的固定边界层滑模控制[J].中国电机工程学报,2006,26(22): 115-121.
- [15] 杜栩扬,胡育文,鲁文其,等.基于准滑模观测器的PMSM 无位置传感器控制[J].电气传动,2010,40(5): 32-36.
- [16] KIM H, SON J, LEE J. A high-speed sliding-mode observer for the sensor less speed control of a PMSM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4069-4077.
- [17] 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): 5732-5745.

收稿日期: 2018 -01 -05

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