

# 无位置传感器下的永磁半直驱风电机组 MPPT 控制

边丰硕<sup>1</sup>, 孟克其劳<sup>1,2,3</sup>, 贾彦<sup>1,2,3</sup>, 马建龙<sup>1,2,3</sup>

- (1. 内蒙古工业大学 能源与动力工程学院, 内蒙古 呼和浩特 010051;  
2. 风能太阳能利用技术教育部重点实验室, 内蒙古 呼和浩特 010051;  
3. 内蒙古自治区风电技术与检测工程技术研究中心, 内蒙古 呼和浩特 010051)

**摘要:** 针对永磁半直驱风电机组运行控制中的无位置传感器控制以及传统矢量控制中 PI 控制参数整定困难、抗干扰能力差等问题, 提出一种降低抖振、提高精度的新型滑模观测器, 并在此基础上设计一种基于新型趋近律的滑模速度控制器代替传统 PI 速度控制器。在 Matlab/Simulink 中进行仿真, 验证该方案的可行性。仿真结果表明, 在该改进型滑模观测器和新型趋近律滑模速度控制器控制策略下, 可以准确估计风电机组转子的速度和位置信息, 在风速变化时, MPPT 控制系统具有良好的抗干扰性能, 有效提高了永磁半直驱风电机组的经济性和鲁棒性。

**关键词:** 永磁半直驱风电机组; 无位置传感器; 新型滑模观测器; 新型趋近律

**中图分类号:** TM315 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed21708

## MPPT Control of Permanent Magnet Semi Direct Drive Wind Turbine Without Position Sensor

BIAN Fengshuo<sup>1</sup>, MENG Keqilao<sup>1,2,3</sup>, JIA Yan<sup>1,2,3</sup>, MA Jianlong<sup>1,2,3</sup>

- (1. School of Energy and Power Engineering, Inner Mongolia University of Technology, Hohhot 010051, Nei Monggol, China; 2. Key Laboratory of Wind Energy and Solar Energy Utilization Technology of Ministry of Education, Hohhot 010051, Nei Monggol, China; 3. Inner Mongolia Wind Power Technology and Detection Engineering Technology Research Center, Hohhot 010051, Nei Monggol, China)

**Abstract:** Aiming at the problems of sensorless control in the operation control of permanent magnet semi direct drive wind turbine and the difficulty of PI control parameter setting and poor anti-interference ability in the traditional vector control, a new sliding mode observer was proposed to reduce chattering and improve the accuracy. On this basis, a sliding mode speed controller based on the new approach law was designed to replace the traditional PI speed controller. The feasibility of the scheme was verified by simulation in Matlab / Simulink. The simulation results show that under the control strategy of the improved sliding mode observer and the new approach law sliding mode speed controller, the speed and position information of the rotor of the wind turbine can be accurately estimated. When the wind speed changes, the MPPT control system has good anti-interference performance, which effectively improves the economy and robustness of the permanent magnet semi direct drive wind turbine.

**Key words:** permanent magnet semi direct driven wind turbine; sensorless; new sliding mode observer; new approach law

近些年来,随着风电技术的不断发展进步,风电机组容量越来越大。目前机组主要分为直驱永磁风电机组和双馈异步风电机组。直驱永磁风电机组故障率低,但是转速比较低,体积巨大,运输

安装困难。双馈异步风电机组可以采用体积较小的高速发电机,运输安装方便,但是故障率高。为解决这种问题,综合两种机组优势,永磁半直驱风电机组应运而生。采用一级齿轮箱连接风力机和

**基金项目:** 国家自然科学基金(51167011)

**作者简介:** 边丰硕(1996—),男,硕士研究生,Email: 1052385860@qq.com

**通讯作者:** 孟克其劳(1969—),男,硕士,教授,Email: mengke00@aliyun.com

永磁同步发电机,增加电机转速,减小体积重量,符合未来风电机组发展趋势<sup>[1-4]</sup>。

在永磁半直驱风电机组中,转子位置和速度的检测通常采用机械传感器。但是机械传感器存在安装、维护困难且成本高等问题,因此无位置传感器速度估计算法在永磁同步电机中得到广泛关注和应<sup>[5-8]</sup>。文献[9]针对传统滑模观测器高频抖振问题,采用Sigmoid函数代替不连续符号函数的方法,提出一种改进型滑模观测器。由于风电机组的非线性,常规的PI控制并不能满足系统的需求<sup>[10]</sup>。文献[11]设计了拟连续二阶滑模转矩控制器,在风速低于额定风速时,在有限时间内实现对参考转速的稳定跟踪。本文在基于新型开关函数的滑模观测器基础上,提出一种用新型趋近律滑模速度控制器来代替传统PI控制器策略,并在Matlab/Simulink中进行仿真验证。

## 1 永磁半直驱风电机组

### 1.1 风力机的数学模型

风力机通过叶片对叶轮产生的升力旋转,在永磁半直驱风电机组中,将风轮捕获的机械能传输给永磁同步发电机,而发电机通过磁场将旋转的能量转换为电能。由于风机的机械结构复杂,通过采集大量的数据,提出以下数学模型。

风轮吸收的机械功率 $P_m$ 如下式所示:

$$P_m = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (1)$$

其中

$$\lambda = \frac{\omega R}{v} \quad (2)$$

式中: $P_m$ 为风力机吸收的机械功率; $\rho$ 为空气密度; $R$ 为风轮半径; $v$ 为风速; $C_p$ 为风能利用系数; $\lambda$ 为叶尖速比,表示风电机组风轮叶尖速度与风速的比值; $\beta$ 为桨距角; $\omega$ 为风轮转速。

风电机组风轮上的气动转矩为风轮吸收的机械功率与实时转速之间的比值:

$$T_a = \frac{P_m}{\omega} = \frac{1}{2} \frac{\rho \pi R^2 v^3 C_p(\lambda, \beta)}{\omega} \quad (3)$$

永磁半直驱风电机组在发电机与风轮之间有一个增速的齿轮箱,齿轮箱变比为 $k$ 。

根据统计学原理,永磁半直驱风电机组的风能利用系数特性曲线如图1所示,可近似表达为

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.5176 \left( 116 \cdot \frac{1}{\lambda} - 0.4\beta - 5 \right) \cdot e^{-21 \left( \frac{1}{\lambda} - 0.035 \right)} \quad (4)$$

其中

$$\frac{1}{s} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (5)$$

由于在MPPT系统中,桨距角 $\beta$ 为0,因此简化得到的 $C_p$ 关于叶尖速比 $\lambda$ 的关系式为

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.5176 \cdot \left[ 116 \left( \frac{1}{\lambda} - 0.035 \right) - 5 \right] \cdot e^{-21 \left( \frac{1}{\lambda} - 0.035 \right)} \quad (6)$$

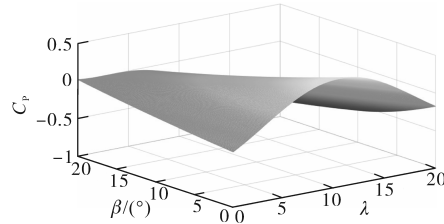


图1 风能利用系数特性曲线图

Fig.1 Characteristic curve of wind energy utilization coefficient

### 1.2 永磁同步电机的数学模型

为了使控制更加简便,假设定子绕组三相对称分布,电磁对称,忽略铁损且磁路未饱和,忽略温度等因素对永磁体磁链的影响。在此理想条件下,将永磁同步发电机在三相静止参考坐标系下的数学模型通过Clark和Park变换转化为如下的数学模型:

$$L_s di_\alpha/dt = -R_s i_\alpha - e_\alpha + u_\alpha \quad (7)$$

$$L_s di_\beta/dt = -R_s i_\beta - e_\beta + u_\beta \quad (8)$$

$$e_\alpha = -\Psi_f \omega_r \sin\theta \quad (9)$$

$$e_\beta = \Psi_f \omega_r \cos\theta \quad (10)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p i_q [i_d (L_d - L_q) + \Psi_f] \quad (11)$$

$$J d\omega_r/dt = T_a - T_e - B\omega_r \quad (12)$$

式中: $i_\alpha, i_\beta$ 为静止两相坐标系下 $\alpha, \beta$ 的定子电流; $R_s$ 为定子电阻; $u_\alpha, u_\beta$ 为静止两相坐标系下 $\alpha, \beta$ 的定子电压; $L_s$ 为定子绕组电感; $e_\alpha, e_\beta$ 为静止两相坐标系下 $\alpha, \beta$ 的反电动势; $\Psi_f$ 为永磁体磁链; $\theta$ 为转子的电角度; $\omega_r$ 为电机转子的角速度; $J$ 为转动惯量; $T_e$ 为电磁转矩; $p$ 为极对数; $B$ 为摩擦系数。

## 2 滑模观测器的设计

### 2.1 传统滑模观测器设计

在众多无位置传感器控制策略中,由于滑模观测器算法简单、对模型依赖程度低、对参数变化不敏感,因此得到广泛应用。传统的滑模观测器是基于静止两相坐标系下的空间矢量方程设计的,其结构框图如图2所示,其数学模型为

$$L_s \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -R_s \hat{i}_\alpha - k_1 \text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) + u_\alpha \quad (13)$$

$$L_s \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -R_s \hat{i}_\beta - k_1 \text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) + u_\beta \quad (14)$$

式中: $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ 为静止两相坐标系下电流的估计值; $k_1$ 为滑模观测器增益。

式(13)减去式(7),式(14)减去式(8)得:

$$L_s \left( \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} - \frac{di_\alpha}{dt} \right) = -R_s (\hat{i}_\alpha - i_\alpha) - k_1 \text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) + e_\alpha \quad (15)$$

$$L_s \left( \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} - \frac{di_\beta}{dt} \right) = -R_s (\hat{i}_\beta - i_\beta) - k_1 \text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) + e_\beta \quad (16)$$

当电流的估计值 $\hat{i}_\alpha$ 等于电流的实际值 $i_\alpha$ 时,系统达到滑模面,此时根据滑模控制的理论的动态条件得:

$$e_\alpha = k_1 \text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \quad (17)$$

$$e_\beta = k_1 \text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \quad (18)$$

由此得到的两相静止坐标系下的反电动势包含电机转子的位置信息,所以经过滤波之后可以得到:

$$\theta_e = -\arctan \frac{e_\alpha}{e_\beta} \quad (19)$$

$$\omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \quad (20)$$

式中: $\theta_e$ 为转子的电角度; $\omega_e$ 为转子的电角速度。

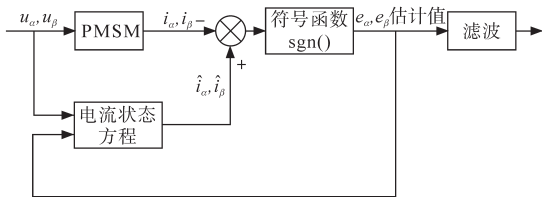


图2 传统滑模观测器结构框图

Fig.2 Structure diagram of traditional sliding mode observer

### 2.2 基于新型开关函数的滑模观测器

传统滑模观测器采用的符号函数会在实际应用中导致高频抖振。为了降低符号函数带来的系统抖振现象,需要用新型饱和函数代替传统的符号函数。新型的饱和函数 $G(x)$ 为

$$G(x) = e^{kx} \tanh(x) \quad (21)$$

其中

$$\tanh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} \quad (22)$$

可以推算出新型观测器的数学模型为

$$L_s \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -R_s \hat{i}_\alpha - k_2 G(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) + u_\alpha \quad (23)$$

$$L_s \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -R_s \hat{i}_\beta - k_2 G(\hat{i}_\beta - i_\beta) + u_\beta \quad (24)$$

式中: $k_2$ 为新型滑模观测器的滑模增益系数。

当电流的估算值等于电流的实际值时,可以得到两相静止坐标系下反电动势为

$$e_\alpha = k_2 G(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \quad (25)$$

$$e_\beta = k_2 G(\hat{i}_\beta - i_\beta) \quad (26)$$

为了获取稳定的位置角估测,在进行转子位置角反正切计算前,采用低通滤波器处理。新型滑模观测器结构框图如图3所示。

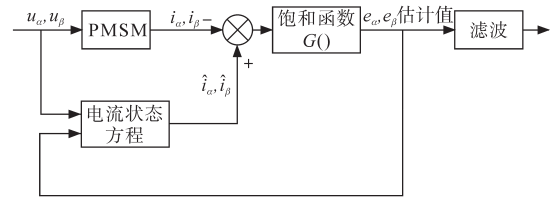


图3 新型滑模观测器结构框图

Fig.3 Structure diagram of new sliding mode observer

### 3 基于新型趋近律的滑模控制器

由于永磁半直驱风电机组调速系统的非线性,PI控制器的性能易受系统参数变化、外部扰动等影响,会降低系统运行的可靠性,因此常规的PI控制并不能满足系统的需求。在永磁半直驱风电机组的MPPT中,用滑模速度控制器替代传统的PI速度控制器,可以有效提高控制精度,在风电机组参数变化时,有很强的抗扰动能力。

定义永磁同步电机中状态变量为

$$\begin{cases} x_1 = \omega_{ref} - \omega_r \\ x_2 = \frac{dx_1}{dt} = \frac{d\omega_{ref}}{dt} - \frac{d\omega_r}{dt} \end{cases} \quad (27)$$

其中

$$\omega_{ref} = \frac{kv\lambda_{out}}{R} \quad (28)$$

$$\dot{x}_1 = x_2 = \frac{d\omega_{ref}}{dt} - \frac{1}{J} (T_a - \frac{3}{2} p \Psi_f i_q) \quad (29)$$

式中: $\lambda_{out}$ 为最佳叶尖速比。

采用积分滑模面,定义滑模面为

$$s = c \int_0^t e dt + e \quad c > 0 \quad (30)$$

其中

$$e = \omega_{ref} - \omega \quad (31)$$

式中: $e$ 为额定电机转速与实际电机转速的误差。

传统指数趋近律为

$$S = \dot{s} = -\varepsilon \text{sgn}(s) - qs \quad \varepsilon, q > 0 \quad (32)$$

代入式(30)得:

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - qs = ce + \dot{e} \quad (33)$$

可以得到  $q$  轴参考电流为

$$i_q = \frac{2}{3p\Psi_f} [T_a + J(\dot{s} - ce - \frac{k\lambda_{out}}{R}\dot{v})] \quad (34)$$

采用传统的滑模控制器虽然可以满足基本的控制要求,具有一定的抗扰动能力和控制性能,但是采用传统的指数趋近律会有严重的抖振现象,加大了控制器的开关频率和负担。因此提出一种基于新型趋近律的滑模控制器,提高系统的抗干扰能力,改善系统的性能。

新型趋近律为

$$\dot{s} = -\varepsilon |s|^\alpha \operatorname{sgn}(s) - ks \quad (35)$$

其中

$$\alpha = \begin{cases} |s| & |s| < 1 \\ e^{|s|} & |s| \geq 1 \end{cases} \quad (36)$$

用经典的系统对本文设计的新型趋近律与传统指数趋近律进行比较,验证两种趋近律的性能。

$$\dot{x}(t) = ax^2(t) + u(t) \quad (37)$$

其中

$$a=5$$

式中: $u(t)$ 为控制器; $x(t)$ 为状态变量。

采用积分滑模面,定义滑模面函数为

$$s = c \int_0^t e dt + e \quad (38)$$

其中

$$c = 10$$

跟踪误差为

$$\begin{cases} e = x_d(t) - x(t) \\ \dot{e} = \dot{x}_d(t) - \dot{x}(t) \end{cases} \quad (39)$$

其中

$$x_d(t) = \sin t$$

式中: $x_d(t)$ 为给定的目标信号。

趋近律  $S$  为

$$S = \dot{s} = ce + \dot{e} = c[x_d(t) - x(t)] + [\dot{x}_d(t) - ax^2(t) - u(t)] \quad (40)$$

此时滑模控制器的表达式为

$$u(t) = c[x_d(t) - x(t)] + \dot{x}_d(t) - ax^2(t) - S \quad (41)$$

两种趋近律的参数如表1所示。在 Matlab/Simulink 中对传统指数趋近律滑模控制器与新型趋近律滑模控制器对该经典系统进行仿真,结果如图4所示。

表1 两种趋近律参数

Tab.1 Two parameters of approach law

指数趋近律	新型趋近律
$\varepsilon=5$	$\varepsilon=5$
$q=10$	$k=15$

从图4的仿真结果可以看出,基于新型趋近律的滑模控制相对传统的指数趋近律来说,可以很好地抑制抖振,同时收敛中趋近速度快。

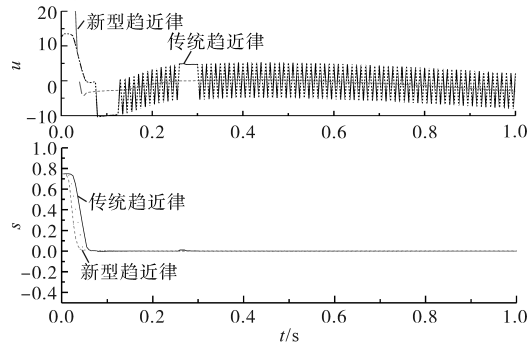


图4 控制器  $u$  与滑模面函数  $s$  随时间变化曲线

Fig.4 Time varying curves of controller  $u$  and sliding surface function  $s$

#### 4 稳定性证明

利用 Lyapunov 函数对设计的新型趋近律滑模速度控制器进行稳定性分析,首先定义 Lyapunov 函数:

$$V(s) = \frac{1}{2} s^2 \quad (42)$$

对其进行求导得到:

$$\dot{V}(s) = s\dot{s} = s[-\varepsilon |s|^\alpha \operatorname{sgn}(s) - ks] \quad (43)$$

$$\dot{V}(s) = -\varepsilon s |s|^\alpha \operatorname{sgn}(s) - ks^2 \quad (44)$$

由式(42)、式(43)可以看出, $V(s)$ 为正定, $\dot{V}(s)$ 为负定,由于  $V(s)\dot{V}(s) \leq 0$ ,因此采用设计的新型滑模控制器可以达到稳定,保证系统进入滑模状态。

#### 5 仿真实验

在本文中采用 Matlab/Simulink 对永磁半直驱风电机组中 MPPT 控制进行仿真,采用  $i_d=0$  的控制方式,MPPT 采用最佳叶尖速比的控制方法。各项参数为:风轮半径  $R=5$  m,空气密度  $\rho=1.25$  kg/m<sup>3</sup>,永磁体磁链  $\Psi_f=0.192$  Wb,定子电阻  $R_s=0.085$   $\Omega$ ,齿轮箱变比  $k=40$ , $L_d=L_q=0.95$  mH,极对数  $p=4$ ,转动惯量  $J=0.008$  kg·m<sup>2</sup>,仿真时间为 10 s。整体结构框图如图5所示,仿真采用的风速数据如图6所示,估计转速与实际转速对比如图7所示。

为进一步验证传统的 PI 控制器与新型趋近律滑模控制器的抗干扰能力,在 0~2 s 时风速为 7 m/s,2~4 s 为 9 m/s,4~5 s 为 6 m/s 的阶跃风速下进行仿真验证。

两种控制方式下风能利用系数  $C_p$ 、转速对比如图8、图9所示。



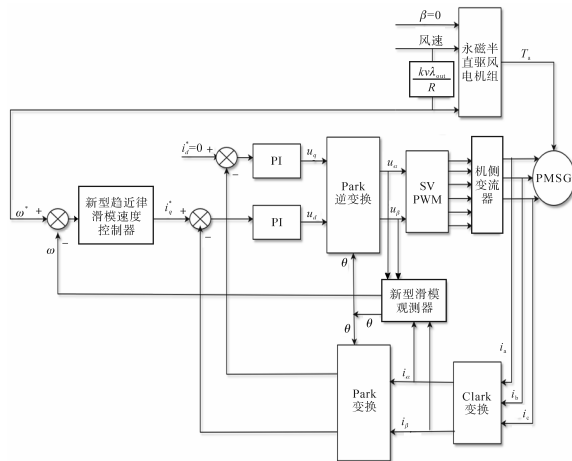


图5 基于新型趋近律滑模速度控制器结构框图

Fig.5 Structure diagram of sliding mode speed controller based on new approach law

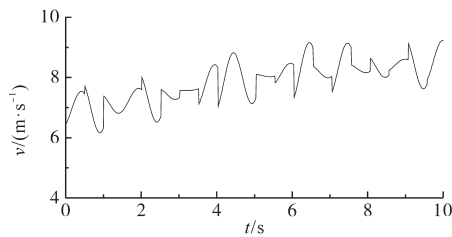


图6 实际风速数据

Fig.6 Actual wind speed

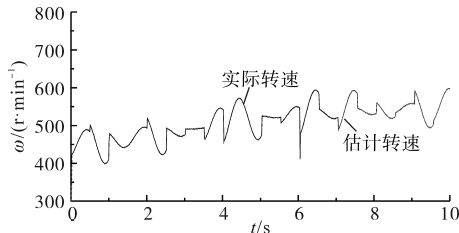


图7 估计转速与实际转速对比

Fig.7 Comparison between estimated speed and actual speed

从仿真结果可以看出,永磁同步电机的估计转速和实际转速数值接近,该新型滑模观测器可以很好地估计风电机组的转子信息,同时可以看出,该新型趋近律的滑模速度控制器与传统PI相比,在速度变化时具有良好的抗干扰性能,表现出良好的动、静态性能。

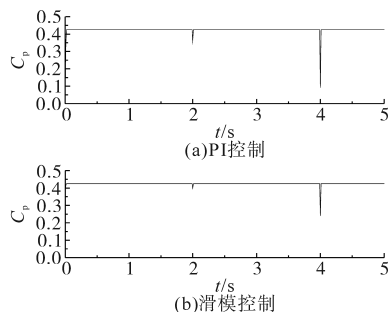
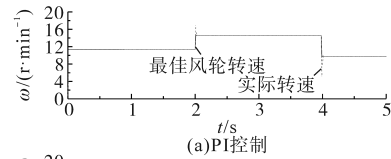
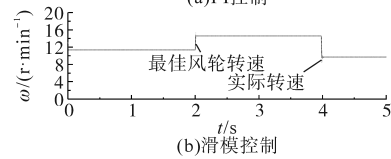


图8 风能利用系数  $C_p$

Fig.8 Wind energy utilization coefficient  $C_p$



(a)PI控制



(b)滑模控制

图9 转速对比

Fig.9 Speed comparison

## 6 结论

本文采用基于新型开关函数的滑模观测器来估计永磁半直驱风电机组的转速,在此基础上用一种新型趋近律滑模速度控制器代替传统的PI控制器,有效解决了传统PI控制中参数不易整定、鲁棒性差等问题,在风速不断变化的环境中具有较强的抗干扰性能,可以很好地保持风电机组最大功率跟踪的性能。

### 参考文献

- [1] 宁玉泉. 新型风电机组发展趋势[J]. 电气技术, 2009(8): 22-27.
- [2] 陈昆明, 汤天浩, 陈新红, 等. 永磁半直驱风力机控制策略仿真[J]. 上海海事大学学报, 2008, 29(4): 39-44.
- [3] 王凤翔. 永磁电机在风力发电系统中的应用及其发展趋向[J]. 电工技术学报, 2012, 27(3): 12-24.
- [4] 沈德昌. 半直驱永磁式海上风电机组的发展[J]. 太阳能, 2019(10): 11-13.
- [5] 赵仁德, 刘星, 马帅, 等. 直驱永磁同步风力发电机无位置传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(7): 13-17, 22.
- [6] 唐芬, 金新民, 姜久春, 等. 兆瓦级直驱型永磁风力发电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2011, 26(4): 19-25.
- [7] 杨兵, 王宇, 杨浩, 等. 无位置传感器控制技术在直驱变频器中的应用[J]. 电力电子技术, 2013, 47(6): 63-64, 80.
- [8] 刘计龙, 肖飞, 麦志勤, 等. IF控制结合滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器复合控制策略[J]. 电工技术学报, 2018, 33(4): 919-929.
- [9] 何山, 陈小丹, 程静, 等. 基于改进滑模观测器的永磁风力发电机无传感器控制策略[J]. 太阳能学报, 2019, 40(12): 3635-3644.
- [10] 樊英, 周晓飞, 张向阳, 等. 基于新型趋近律和混合速度控制器的IPMSM调速系统滑模变结构控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(5): 9-18.
- [11] 张磊, 王贞贞, 王婕. 风电机组拟连续高阶滑模转矩控制器设计[J]. 控制工程, 2018, 25(1): 1-6.

收稿日期:2020-04-02

修改稿日期:2020-05-07