

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.190731

永磁同步发电机自适应分数阶PID控制设计

杨蕾¹, 李胜男¹, 黄伟², 张丹², 马红升¹, 许守东¹, 杨博³, 余涛⁴

(1. 云南电网有限责任公司电力科学研究院, 云南 昆明 650200; 2. 云南电网有限责任公司电力调度控制中心, 云南 昆明 650051; 3. 昆明理工大学电力工程学院, 云南 昆明 650500; 4. 华南理工大学电力学院, 广东 广州 510460)

摘要: 设计了一款新型自适应分数阶比例-积分-微分(Adaptive Fractional-Order Proportional-Integral-Derivative, AFOPID)控制, 以实现永磁同步发电机(Permanent Magnetic Synchronous Generator, PMSG)的最大功率追踪(Maximum Power Point Tracking, MPPT)。首先, 将发电机非线性、参数不确定性、未建模动态以及随机风速聚合成一个扰动, 并通过高增益状态-扰动观测器(High-Gain State and Perturbation Observer, HGSPPO)对其在线估计。随后, 采用分数阶PID(Fractional-Order Proportional-Integral-Derivative, FOPID)控制对该扰动估计进行完全补偿, 以实现不同工况下全局一致的鲁棒控制性能。AFOPID控制较传统PID控制而言具有更出色的MPPT性能, 且其无需精确的PMSG模型, 仅需测量 d 轴电流和机械转速, 易于实现。通过阶跃风速和随机风速两个算例, 对AFOPID的控制性能与PID控制、FOPID控制和反馈线性化控制(Feedback Linearization Control, FLC)进行了对比。仿真结果验证了AFOPID控制的有效性和鲁棒性。

关键词: 永磁同步发电机; 自适应分数阶PID控制; 最大功率跟踪; 高增益状态-扰动观测器

Adaptive fractional-order PID control design of permanent magnetic synchronous generator

YANG Lei¹, LI Shengnan¹, HUANG Wei², ZHANG Dan², MA Hongsheng¹, XU Shoudong¹, YANG Bo³, YU Tao⁴

(1. Yunnan Power Grid Co., Ltd. Electric Power Research Institute, Kunming 650200, China; 2. Yunnan Power Grid Co., Ltd. Power Dispatching Control Center, Kunming 650051, China; 3. Faculty of Electric Power Engineering, Kunming University of Science and Technology, Kunming 650500, China; 4. College of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510460, China)

Abstract: A novel Adaptive Fractional-Order Proportional-Integral-Derivative (AFOPID) control is designed to realize the Maximum Power Point Tracking (MPPT) of a Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG). First, the generator nonlinearities, parameter uncertainties, unmodelled dynamics, stochastic wind speed are all aggregated into a perturbation, which is estimated online by a High-Gain State And Perturbation Observer (HGSPPO). Then, the Fractional-Order Proportional-Integral-Derivative (FOPID) control is employed to fully compensate for the perturbation estimate, such that a globally consistent robust control performance under various operation conditions can be achieved. AFOPID control has a better MPPT performance than PID control. It does not require an accurate PMSG model while only the measurement of d -axis current and mechanical rotation speed is needed. Two cases are carried out i.e. step change of wind speed and stochastic wind variation. Simulation results validate the effectiveness and robustness of AFOPID control compared to that of PID control, FOPID control and Feedback Linearization Control (FLC).

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51777078 and No. 61963020), Yunnan Power Grid Stability Control Technology Research and Closed Loop Simulation Platform with Multiple DC and High Proportion of New Energy (No. KJDK2018210), and the Applied Basic Research Projects of Yunnan (No. 2018FD036).

Key words: permanent magnetic synchronous generator; adaptive fractional-order PID control; maximum power point tracking; high-gain state and perturbation observer

0 引言

风能作为一种环保的可再生能源, 受到了世界

各国的广泛关注, 已成为全球装机容量最大的绿色能源^[1-2]。风力发电机组主要由两类发电机组成, 分别是双馈感应发电机(Doubly-Fed Induction Generator, DFIG)^[3]与永磁同步发电机(Permanent Magnetic Synchronous Generator, PMSG)^[4]。其中, PMSG具有无需外加励磁装置、无齿轮箱、噪音小、效率高、寿命长等优点, 在风力发电领域得到了广泛应用^[5]。

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51777078, 61963020); 多直流与高比例新能源的云南电网稳控拓展技术研究与闭环仿真平台(KJDK2018210); 云南省应用基础研究计划项目—青年项目资助(2018FD036)

风力发电系统的主要目标是如何在变风速这种条件下依旧可以实现最大功率跟踪(Maximum Power Point Tracking, MPPT)^[6],从而捕获最大风能。比例-积分-微分(Proportional-Integral-Derivative, PID)控制器是目前风力发电系统的常用控制器,其具有结构简单、可靠性高等突出优点^[7]。但是, PID是通过对初始非线性系统中的某一处运行点进行线性化处理来获得参数。因此,一旦系统的运行点发生变化,就会间接导致其控制性能整体下降,不能保证全局控制性能始终处于稳定一致的状态^[8]。

近年来,分数阶PID(Fractional-Order PID, FOPID)控制受到了学术界的广泛关注。其主要通过引入分数阶微分和分数阶积分两个额外参数,将传统的整数阶PID控制扩展到分数阶领域,扩大了系统动态的调节范围,因此具有比传统PID控制更好的控制性能^[9]。文献[10]提出了一种分数阶PI控制,用于捕获PMSG的最大风能并改善电网侧功率系数。文献[11]将飞蛾火焰优化算法与分数阶PI控制相结合,使PMSG系统的超调量大幅降低,并提高了系统的功率快速跟踪能力和抗干扰能力。文献[12]设计了一种FOPID控制器,以改善PMSG的调速性能。然而,由于线性控制框架的固有缺陷,FOPID控制的性能在复杂运行环境下将会不可避免地降低。

另一方面,为了解决线性控制中所存在的问题以及缺陷,提出了非线性鲁棒/自适应控制方法,该方法为解决此类问题提供了一种全新的思路。文献[13]提出了一种反馈线性化(Feedback Linearization Control, FLC)控制策略,使PMSG可在不同工况下保持全局一致的MPPT。文献[14]将动态模糊神经网络运用到PMSG调速系统中,所设计控制器具有响应速度快、超调小,鲁棒性好等优点。文献[15]设计了反推自适应转速控制器和电流控制器,以有效削弱摩擦力矩对PMSG低速运行性能的不利影响。一般地,上述非线性控制器可实现令人满意的控制效果,但其控制结构复杂,不利于实际工程应用。

通过上述讨论可以发现:非线性控制理论可以获得被控系统全局一致的控制性能,但其控制结构复杂;FOPID控制则具有结构简单、可靠性高等优点,但其控制性能易受运行环境的影响。因此,本文结合上述两种控制方法的优点,提出了一种新型控制策略,即自适应分数阶PID(Adaptive Fractional-Order PID, AFOPID)控制,用于实现PMSG的MPPT。该控制器由于采用了FOPID框架,因此在降低超调量和稳定时间方面优于常规PID控制。在结构简单的前提下,大大提高了控制性能,

而且可靠性很高。除此之外,AFOPID控制仅需测量 d 轴电流和机械转速,无需精确的PMSG模型,还可以实现对 d 轴电流和机械转速的完全解耦控制。该方法充分利用了非线性鲁棒/自适应控制的全局鲁棒控制一致性和线性控制结构简单的优点。并且通过将发电机非线性、参数不确定性、未建模动态以及随机风速聚合成一个扰动,然后通过高增益状态-扰动观测器(High-Gain State and Perturbation Observer, HGSP0)实时估计。因此,AFOPID能够有效地处理不同类型的确定性,可以应用于许多实际问题。最后,本文基于阶跃风速以及随机风速两个算例,将所设计控制器的控制性能与PID控制、FOPID控制和FLC进行了对比。仿真结果验证了AFOPID控制的有效性和鲁棒性。

1 永磁同步发电机系统建模

如图1所示。通过电压源型换流器(Voltage Source Converter, VSC)将PMSG连接到无穷大电网^[16-17]。PMSG有功功率和无功功率的输出通过发电机侧VSC调节,而有功功率的传输以及直流侧电压则通过电网侧VSC控制。此外,PMSG与电网通过直流侧实现完全解耦,因此两个VSC可实现独立控制^[18-19]。由于MPPT的任务基本上是由发电机侧的VSC来承担的,因此电网侧VSC的动态特性可忽略不计,在本文中不予考虑。

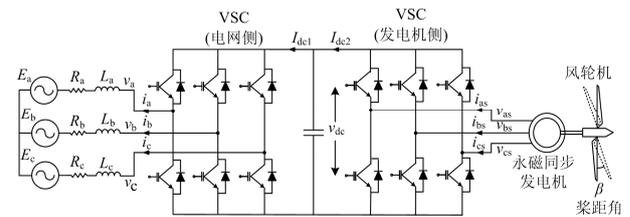


图1 PMSG系统示意图

Fig. 1 Configuration of a PMSG system

1.1 风轮机系统建模

风轮机的叶尖速比 λ 的定义为

$$\lambda = \frac{\omega_m R}{v_{\text{wind}}} \quad (1)$$

式中: ω_m 表示为风轮机的机械转速;风轮机的叶片半径为 R ; v_{wind} 表示风速。功率系数 $C_p(\lambda, \beta)$ 可由下式描述^[18-19]

$$c_p(\lambda, \beta) = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda} - c_3 \beta - c_4 \right) e^{-\frac{c_5}{\lambda}} \quad (2)$$

以及

$$\frac{1}{\lambda_1} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (3)$$

式中: 系数 c_1 至 c_5 分别选择为 $c_1 = 0.22$, $c_2 = 116$, $c_3 = 0.4$, $c_4 = 5$ 和 $c_5 = 12.5^{[18-19]}$; β 为桨距角。

此外, 风轮机从风速中获取的机械功率为

$$P_m = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 C_p(\lambda, \beta) v_{\text{wind}}^3 \quad (4)$$

式中, ρ 代表空气密度。在 MPPT 过程中, 风轮机的工作始终处于低于风速的状态, 因此桨距角控制在这种情况下是禁止使用的。

由图 2 所示, 给出了一条典型的 C_p - λ 曲线。从图中可知风轮机存在一个对应于最大 C_p^{max} 的最佳叶尖速比 λ_{opt} 。也就是说, 当风速恒定时存在一个最佳转速 $\omega_{\text{opt}} = \lambda_{\text{opt}} v_{\text{wind}} / R$, 只有在此转速条件下运行才能最大程度地捕获风能。

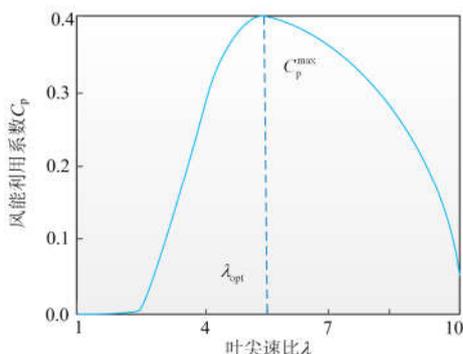


图 2 典型 C_p - λ 曲线

Fig. 2 A typical C_p - λ curve

此时, 可以通过将在不同风速下的最大功率点 (图 3 中“□”标识) 连接起来绘制风机的最佳功率曲线^[20-21], 如图 3 中粗实线所示:

$$P_{\text{opt}}(\omega_r) = K^* \omega_r^3 \quad (5)$$

并且, 最佳转矩曲线也可以得到, 如下所示:

$$T_{\text{opt}}(\omega_r) = K^* \omega_r^3 \quad (6)$$

式中, $K^* = 0.5 \rho \pi R^5 C_p^{\text{max}} / \lambda_{\text{opt}}^3$, 近似视为常数。

通过功率曲线法来实现 MPPT 的具体原理: 首先通过最佳功率(或转矩)曲线以及实际测量的转速信号来确定发电功率(或电磁转矩)的大小。然后, 调节风机转速的方法就是通过调整风轮制动转矩, 保证其始终运行在最佳叶尖速比处。此外, 如果将损耗忽略不计, 那么最佳功率曲线上的每个点都与不同风速下风机的稳态工作点一一对应。当风速发生变化后, 风机将跟踪其变化到新的最佳功率点, 并在下次风速变化前保持转矩平衡和转速恒定^[20-21]。

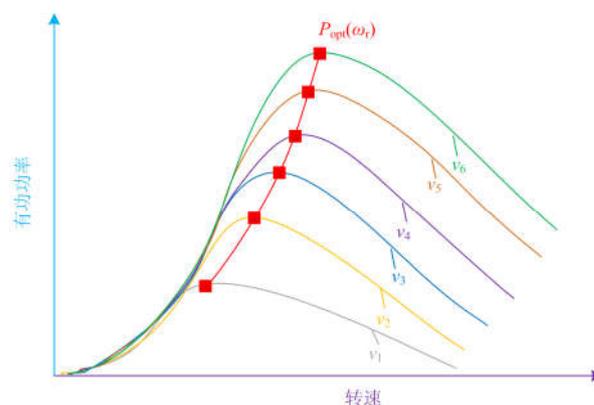


图 3 不同风速下最佳功率曲线的确定

Fig. 3 Optimal power curve obtained under different wind speed

1.2 发电机系统建模

PMSG 在 d - q 轴下的电压和转矩方程表示方式如下所示^[18-19]

$$V_d = i_d R_s + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (7)$$

$$V_q = i_q R_s + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + K_e) \quad (8)$$

$$T_e = p[(L_d - L_q)i_d i_q + i_q K_e] \quad (9)$$

式中: V_d 和 V_q 分别表示 d - q 轴定子电压; R_s 为定子电阻; L_d 和 L_q 分别为 d - q 轴电感; i_d 和 i_q 分别是 d - q 轴电流; 电气转速可表示为 $\omega_e = p \omega_m$; 永磁铁的磁通量为 K_e ; 极对数表示为 p 。

1.3 机械转轴系统建模

PMSG 的转矩与机械转轴系统的动态之间的关系可表示如下^[18-19]

$$J_{\text{tot}} \frac{d\omega_m}{dt} = T_m - T_e - D \omega_m \quad (10)$$

$$T_m = \frac{1}{2} \rho \pi R^5 \frac{C_p(\lambda, \beta)}{\lambda^3} \omega_m^2 \quad (11)$$

式中: 机械转轴系统的总惯性系数表示为 J_{tot} , 等于风轮机惯性常数和发电机惯性常数的总和; D 是阻尼系数; T_m 为风轮机的机械转矩。此外, 有功功率为

$$P_e = T_e \omega_m \quad (12)$$

式中: T_e 代表电磁转矩。

为了实现 MPPT, 功率系数 $C_p(\lambda, \beta)$ 应在运行范围内的各种风速下保持在其最大点 C_p^* 。本文选取桨距角 $\beta = 0^\circ$, 最优叶尖速比 $\lambda^* = 7.4$, 最大功率系数 $C_p^* = 0.4019^{[14-15]}$ 。

2 自适应分数阶 PID 控制

2.1 高增益状态-扰动观测器设计

考虑如下范式的非线性系统:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + B(a(x) + b(x)u + d(t)) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (13)$$

式中: 系统状态矢量为 $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in R^n$; 系统的控制输入和输出分别表示为 $u \in R$ 和 $y \in R$;

$a(x): R^n \mapsto R$ 和 $b(x): R^n \mapsto R$ 表示未知光滑函数, 其中二者包含了系统非线性、参数不确定性和未建模动态; 随时间变化的外部干扰可表示为 $d(t): R^+ \mapsto R$ 。状态矩阵 A 和状态矩阵 B 表示为

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{n \times n}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}_{n \times 1} \quad (14)$$

系统(11)的扰动定义为^[22-24]

$$\psi(x, u, t) = a(x) + (b(x) - b_0)u + d(t) \quad (15)$$

式中, b_0 为常数控制增益, 该增益的引入将控制增益 $b(x)$ 的不确定性统一聚合到扰动中。

系统(11)的最后一个状态量 x_n 可重写

$$\begin{aligned} \dot{x}_n &= a(x) + (b(x) - b_0)u + d(t) + b_0u \\ &= \psi(x, u, t) + b_0u \end{aligned} \quad (16)$$

上式由不确定性扰动项 $\psi(x, u, t)$ 和确定控制项 b_0u 组成。

定义一个扩展状态来描述该扰动, 即 $x_{n+1} = \psi(x, u, t)$ 。系统(11)可以扩展为如下 $(n+1)$ 阶增广系统:

$$\begin{cases} y = x_1 \\ \dot{x}_1 = x_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_n = x_{n+1} + b_0u \\ \dot{x}_{n+1} = \dot{\psi}(\cdot) \end{cases} \quad (17)$$

因此, 扩展状态 x_{n+1} 能够将未知扰动从原始状态 x_n 中分离出来。

定义扩展状态矢量为 $x_e = [x_1, x_2, \dots, x_n, x_{n+1}]^T$, 并做出如下假设^[16-18]。

A.1 常数控制增益 b_0 满足: $|b(x)/b_0 - 1| \leq \theta < 1$, 其中 θ 为正常数。

A.2 扰动 $\psi(x, u, t): R^n \times R \times R^+ \mapsto R$ 和扰动导数 $\dot{\psi}(x, u, t): R^n \times R \times R^+ \mapsto R$ 满足局部 Lipschitz 条件,

且 $\psi(0, 0, 0) = 0$ 和 $\dot{\psi}(0, 0, 0) = 0$ 。

本文中 $\tilde{x} = x - \hat{x}$ 表示 x 的估计误差, 其中, \hat{x} 是 x 的估计值。当整个系统处于最不利的条件下时, 也就是仅能测量到一个系统状态 $y=x_1$ 。针对系统(15)可增加一个 $(n+1)$ 阶 HGSP0 以在线估计其状态和扰动, 如下^[16-18]

$$\dot{\hat{x}}_e = A_0 \hat{x}_e + B_1 u + H(x_1 - \hat{x}_1) \quad (18)$$

其中

$$A_0 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}_{(n+1) \times (n+1)}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}_{(n+1) \times 1} \quad (19)$$

式中: A_0 和 B_1 分别是增广状态矩阵和增广控制矩阵; 观测器增益 $H = [\alpha_1/\varepsilon, \alpha_2/\varepsilon^2, \dots, \alpha_n/\varepsilon^n, \alpha_{n+1}/\varepsilon^{n+1}]^T$; 观测器边界层厚度为 $0 \leq \varepsilon \leq 1$; α_i 为 Luenberger 观测器增益, 其取值使得多项式 $s^{n+1} + \alpha_1 s^n + \alpha_2 s^{n-1} + \dots + \alpha_{n+1} = (s + \lambda_a)^{n+1} = 0$ 的极点位于复平面左半平面的 $-\lambda_a$, 如下

$$\begin{cases} \alpha_i = C_{n+1}^i \lambda_a^i, i = 1, 2, \dots, n+1 \\ C_{n+1}^i = \frac{(n+1)!}{i! * (n+1-i)!} \end{cases} \quad (20)$$

2.2 分数阶 PID 控制

FOPID 控制的传递函数 $G(s)$ 表示为

$$G(s) = K_p + \frac{K_1}{s^\mu} + K_D s^\lambda \quad (21)$$

式中, K_p 、 K_1 和 K_D 分别是比例增益、积分增益和微分增益。此外, μ 和 λ 分别表示分数阶积分阶次和分数阶微分阶次。

2.3 自适应分数阶 PID 控制

系统(11)的 AFOPID 控制可设计为

$$\begin{aligned} u &= \frac{1}{b_0} [x_1^{*(n)} - \hat{\psi}(\cdot) + K_p(x_1 - x_1^*) + \\ &\quad \frac{K_1}{s^\mu} (x_1 - x_1^*) + K_D s^\lambda (x_1 - x_1^*) \end{aligned} \quad (22)$$

式中: x_1^* 表示状态 x_1 的参考值; 而 $x_1^{*(n)}$ 则是参考值 x_1^* 的 n 阶导数。

3 基于 AFOPID 的 MPPT 设计

定义跟踪误差 $e = [e_1, e_2]^T = [i_d - i_d^*, \omega_m - \omega_m^*]^T$, 其中, i_d^* 和 ω_m^* 分别是 d 轴电流参考值和机械转速参考值。对跟踪误差 e 求导直至控制输入 $u = [u_1, u_2]^T = [V_d, V_q]^T$ 显式出现, 可得

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \ddot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(\cdot) \\ f_2(\cdot) \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{i}_d^* \\ \ddot{\omega}_m^* \end{bmatrix} \quad (23)$$

其中

$$f_1(x) = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{\omega_e L_q}{L_d} i_q \quad (24)$$

$$f_2(x) = \frac{\dot{T}_m}{J_{\text{tot}}} - \frac{p i_q}{J_{\text{tot}} L_d} (L_d - L_q) (-R_s i_d + L_q \omega_e i_q) + \frac{p}{J_{\text{tot}} L_q} [K_e + (L_d - L_q) i_d] (L_d \omega_e i_d + R_s i_q + \omega_e K_e) \quad (25)$$

$$B(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ -\frac{p i_q}{J_{\text{tot}} L_d} (L_d - L_q) & -\frac{p}{J_{\text{tot}} L_q} [K_e + (L_d - L_q) i_d] \end{bmatrix} \quad (26)$$

为了保证能有效执行输入-输出的线性化,就必须确保在整个可行运行范围内,控制增益矩阵 $B(x)$ 始终处于可逆状态。因此

$$\det[B(x)] = \frac{p[K_e + (L_d - L_q) i_d]}{J_{\text{tot}} L_d L_q} \neq 0 \quad (27)$$

当 $K_e \neq -(L_d - L_q) i_d$ 时, $B(x)$ 总是可逆的。

通过引入跟踪误差(21)的扰动,也即 $\psi_1(\cdot)$ 和 $\psi_2(\cdot)$ 来表示 $f_1(x)$ 、 $f_2(x)$ 以及 $B(x)$ 中所存在全部的非线性和不确定性。

$$\begin{bmatrix} \psi_1(\cdot) \\ \psi_2(\cdot) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \end{bmatrix} + (B(x) - B_0) \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (28)$$

其中常控制增益矩阵 B 可进一步地表示为

$$B_0 = \begin{bmatrix} b_{11} & 0 \\ 0 & b_{22} \end{bmatrix} \quad (29)$$

式中, b_{11} 和 b_{22} 均为常控制增益。且矩阵 B_0 为对角阵,从而可以对机械转速以及 d 轴电流的控制进行完全解耦。

因此,跟踪误差(21)可表示为

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \ddot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_1(\cdot) \\ \psi_2(\cdot) \end{bmatrix} + B_0 \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{i}_d^* \\ \ddot{\omega}_m^* \end{bmatrix} \quad (30)$$

并且,扰动 $\psi_1(\cdot)$ 的估计可以通过增加一个二阶高增益扰动观测器(High-Gain Perturbation Observer, HGPO)来实现,具体实现形式如下

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_d = \hat{\psi}_1(\cdot) + \frac{\alpha_{11}}{\varepsilon_1} (i_d - \hat{i}_d) + b_{11} u_1 \\ \dot{\hat{\psi}}_1(\cdot) = \frac{\alpha_{12}}{\varepsilon_1^2} (i_d - \hat{i}_d) \end{cases} \quad (31)$$

式中,观测器增益 α_{11} 和 α_{12} 均为常数,且 $0 \leq \varepsilon_1 \ll 1$ 。

同时,扰动 $\psi_2(\cdot)$ 的状态可以利用三阶 HGPO 加以估计,表示如下

$$\begin{cases} \dot{\hat{\omega}}_m = \dot{\omega}_m + \frac{\alpha_{21}}{\varepsilon_2} (\omega_m - \hat{\omega}_m) \\ \dot{\hat{\omega}}_m = \hat{\psi}_2(\cdot) + \frac{\alpha_{22}}{\varepsilon_2^2} (\omega_m - \hat{\omega}_m) + b_{22} u_2 \\ \dot{\hat{\psi}}_2(\cdot) = \frac{\alpha_{23}}{\varepsilon_2^3} (\omega_m - \hat{\omega}_m) \end{cases} \quad (32)$$

式中:观测器增益 α_{21} 、 α_{22} 和 α_{23} 为正常数; $0 \leq \varepsilon_2 \ll 1$ 。

跟踪误差(28)的 AFOPID 控制可设计为

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = B_0^{-1} \begin{bmatrix} \dot{i}_d^* - \hat{\psi}_1(\cdot) + K_{P1} (i_d - i_d^*) + \frac{K_{I1}}{s^{\mu_1}} (i_d - i_d^*) + K_{D1} s^{\lambda_1} (i_d - i_d^*) \\ \ddot{\omega}_m^* - \hat{\psi}_2(\cdot) + K_{P2} (\omega_m - \omega_m^*) + \frac{K_{I2}}{s^{\mu_2}} (\omega_m - \omega_m^*) + K_{D2} s^{\lambda_2} (\omega_m - \omega_m^*) \end{bmatrix} \quad (33)$$

式中: K_{P1} 、 K_{P2} 、 K_{I1} 、 K_{I2} 、 K_{D1} 、 K_{D2} 是 PID 控制增益; μ_1 和 μ_2 是分数阶积分阶次; λ_1 和 λ_2 是分数阶微分阶次。

至此,图 4 描述了在 AFOPID 控制下的 PMSG 整体控制结构示意图。如图所示,需要测量的参数仅为 d 轴电流 i_d 和机械转速 ω_m 。通过正弦脉宽调制(Sinusoidal Pulse-width Modulation, SPWM)对控制输出加以处理,再输入到 VSC。

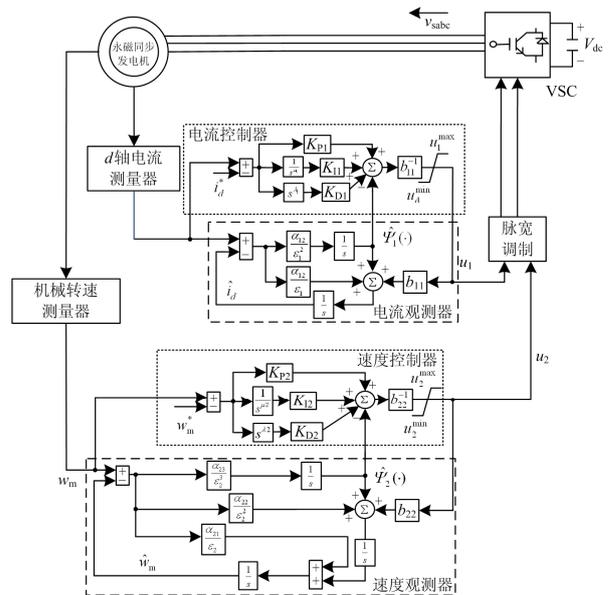


图 4 PMSG 最大功率跟踪整体控制结构

Fig. 4 Overall control structure of PMSG for MPPT

4 算例分析

本章的主要内容就是将提出的 AFOPID 控制应用到 PMSG 上来进行有效的 MPPT。分别采用了阶跃风速和随机风速这两个算例来进行分析, 从而对其控制性能与传统 PID 控制^[9], FOPID 控制^[11]和 FLC^[15]进行对比。PMSG 系统参数如表 1 所示, 同时各控制器参数如表 2 所示。

表 1 PMSG 系统参数

Table 1 PMSG system parameters

发电机额定功率 P_{bas}	风轮机半径 R	d 轴定子电感 L_d	q 轴定子电感 L_q	总惯性系数 J_{tot}
2 MW	39 m	5.5 mH	3.75 mH	10 000 kg·m ²
磁通 K_c	极对数 p	空气密度 ρ	额定风速 v_{wind}	定子电阻 R_s
136.25 V·s/rad	11	1.205 kg/m ³	12 m/s	50 $\mu\Omega$

表 2 各控制器参数

Table 2 Parameters of different controllers

控制器	d 轴电流控制		机械转速控制	
PID	$K_{P1}=-243$	$K_{I1}=-458$	$K_{P2}=-305$	$K_{I2}=-474$
	$K_{D1}=-16$		$K_{D2}=-23$	
FOPID	$K_{P1}=-177$	$K_{I1}=-344$	$K_{P2}=-379$	$K_{I2}=-582$
	$K_{D1}=-10$	$\mu_1=1.18$	$K_{D2}=-67$	$\mu_2=1.72$
	$\lambda_1=1.65$		$\lambda_2=0.85$	
FLC	$\lambda_1=25$		$\lambda_2=40$	
AFOPID	$K_{P1}=-120$	$K_{I1}=-250$	$K_{P2}=-80$	$K_{I2}=-180$
	$K_{D1}=-45$	$\mu_1=1.5$	$K_{D2}=-15$	$\mu_2=1.25$
	$\lambda_1=0.75$	$b_{11}=-2\ 000$	$\lambda_2=1.25$	$b_{22}=-4\ 500$
	$\alpha_{11}=40$	$\alpha_{12}=400$	$\alpha_{21}=30$	$\alpha_{22}=300$
		$\alpha_{23}=1000$		

4.1 阶跃风速

如图 5 所示, 模拟风速由 8 m/s 经历四个阶跃 ($t=5\text{ s}, 10\text{ s}, 15\text{ s}, 20\text{ s}$, 每次增加 1 m/s) 变化逐步增加至 12 m/s, 并且变化速率为 10 m/s 来模拟一系列突然变化风速^[21]。同时为测试 d 轴电流(对应无功功率)的控制性能, 对 PMSG 施加一个呈阶跃变化的 d 轴参考电流, 即在 $t=10\text{ s}$ 时从 0 升到 $i_d=0.5\text{ kA}$ 并在 $t=15\text{ s}$ 时减少至 $i_d=-0.5\text{ kA}$ 。图 5 还显示了不同控制器在此条件下所得到的系统响应。如图所示, PID 控制在不同风速状态下的有功功率超调量始终为最多, 且 MPPT 速度最慢。FOPID 控制由于引入

了两个额外的可调参数, 相较 PID 控制, 其 MPPT 性能更好。但由于 FOPID 控制和 PID 控制都是通过对初始非线性系统的某一运行点进行线性化处理

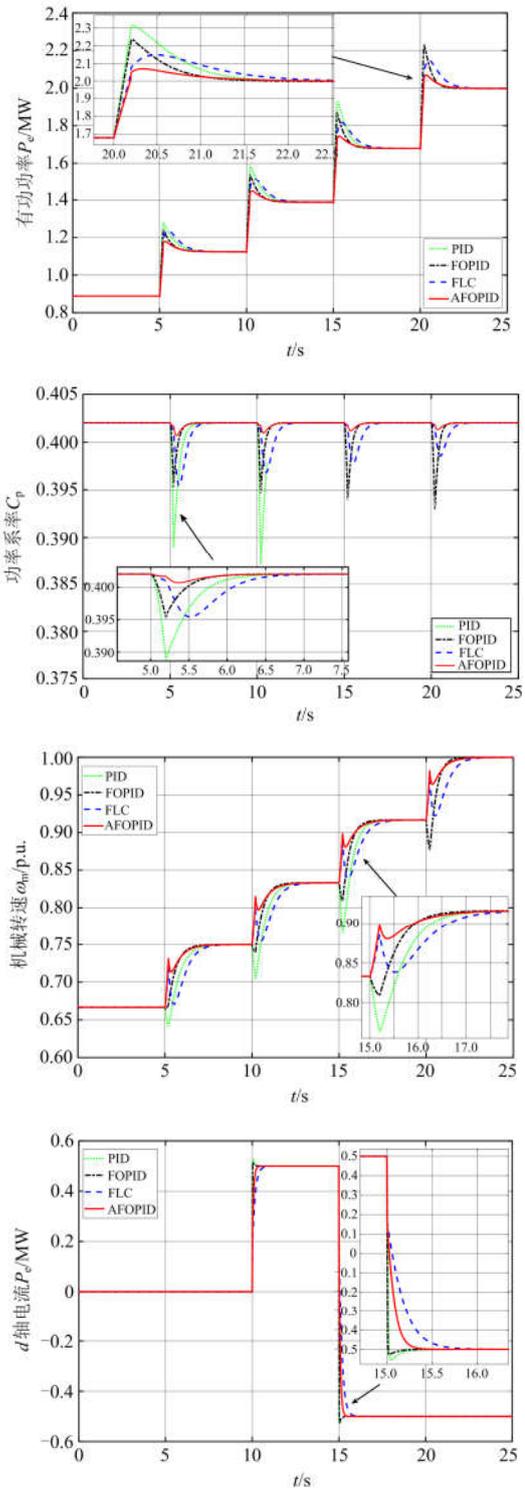


图 5 阶跃风速下的系统响应图

Fig. 5 System responses obtained under step changes of wind speed

来获得参数。因此, 当运行点发生变化后, 其控制性能的稳定高效就难以得到保证, 会出现较大滑坡。相比之下, FLC 和 AFOPID 控制可以获得全局一致的控制性能, 因为这两种控制器将所有 PMSG 非线性进行了完全补偿。但是, AFOPID 控制结构比 FLC 简单, 只需测量 d 轴电流和机械转速即可实现 MPPT, 而 FLC 则需测量 PMSG 的全状态以及精确的系统参数。

4.2 随机风速

本算例旨在模拟随机风速下系统的控制性能, 其中, 风速在 7 m/s 至 11 m/s 之间随机变化以模拟一般的风速随机变化, 其具体风速变化图如图 6 所示。系统响应如图 6 所示, 相比于其他控制器, AFOPID 控制的功率系数可以最大程度地逼近最优值, 因此其可以实现最大功率的输出。这是因为 HGSP0 可以快速估计风速变化, 并由控制器实时完全补偿。

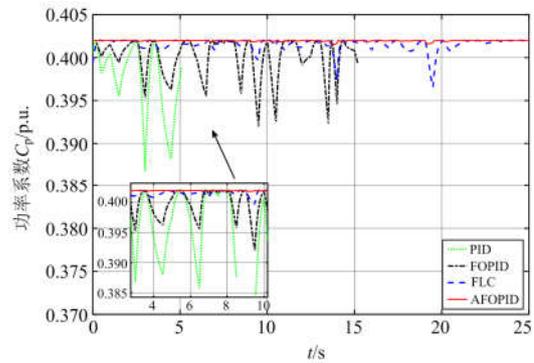
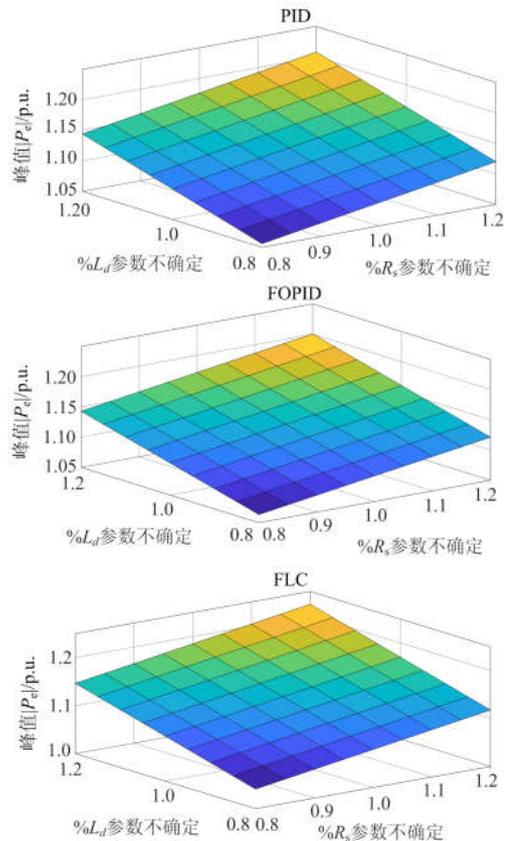
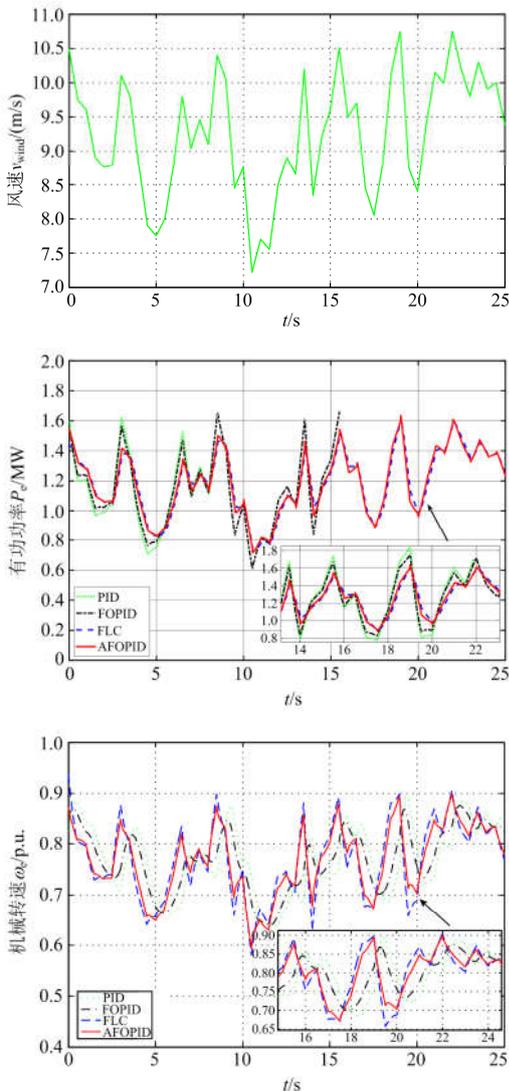


图 6 随机风速下的系统响应图

Fig. 6 System responses obtained under a stochastic wind speed

4.3 发电机参数不确定

首先对定子电阻 R_s 和 d 轴电感 L_d 在其额定值 $\pm 20\%$ 范围区间内波动变化展开测试。然后, 将系统在额定风速增加 1 m/s 的阶跃风速条件下测试有功功率的变化峰值 $|P_e|$, 然后进行对比。通过这种方式可以进一步地对于当发电机的参数不确定时系统的鲁棒性进行分析研究。由图 7 所示, 在发电机参数不确定的情况下, AFOPID 的有功功率变化幅值 $|P_e|$ 相比于 PID、FOPID、FLC 来说是最小的, 也就是说 AFOPID 受发电机参数不确定性的影响最小, 也即 AFOPID 的鲁棒性最高。



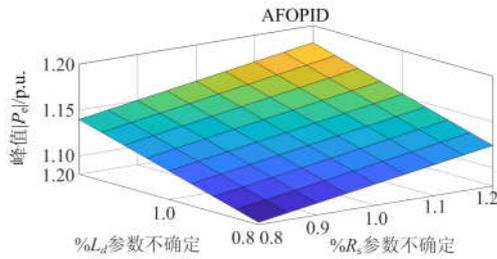


图 7 发电机定子电阻 R_s 和 d 轴电感 L_d 在额定 $\pm 20\%$ 范围内变化时, 系统在额定风速下增加 1 m/s 的阶跃风速后有功功率 $|P_c|$ 峰值对比图

Fig. 7 Peak value of active power $|P_c|$ obtained under a 1 m/s step increase of wind speed from the rated wind speed with $\pm 20\%$ variation of the stator resistance R_s and d-axis inductance L_d .

4.4 定量分析

本文引入绝对值误差积分指标 (Integral of Absolute Error, IAE), 以定量比较各控制器的控制性能。其中, $IAE_x = \int_0^T |x - x^*| dt$, 仿真时间 $T=25$ s。两种算例下不同控制器的 IAE 指标如表 3 所示。由表可见, AFOPID 控制的 IAE 指标在所有算例中均为最低 (加粗表示)。特别地, 在随机风速下, AFOPID 控制的 IAE_{om} 分别仅为 PID 控制、FOPID 控制和 FLC 的 73.41%、78.27% 和 84.81%; 另外 AFOPID 控制的 IAE_{id} 分别仅为 PID 控制、FOPID 控制和 FLC 的 65.28%、78.27% 和 84.81%。

表 3 四个控制器两种算例下的 IAE 指标

Table 3 IAE indices of four controllers obtained in two cases

单位: p.u.		
算例	阶跃风速	随机风速
控制器	机械转速 IAE_{om}	
PID	1.46E-01	6.77E-01
FOPID	1.21E-01	6.35E-01
FLC	1.02E-01	5.86E-01
AFOPID	8.16E-02	4.97E-01
控制器	d 轴电流 IAE_{id}	
PID	1.58E-02	6.48E-03
FOPID	1.26E-02	6.09E-03
FLC	9.68E-03	5.54E-03
AFOPID	8.87E-03	4.23E-03

不同算例下各控制器所需的总控制成本^[25]如表 4 所示, 其计算公式为 $\int_0^T (|u_1| + |u_2|) dt$ 。由表可见, AFOPID 控制由于采用扰动实时估计补偿, 其在不同算例下均只需最低的控制成本。特别地, 在阶跃风速下, AFOPID 控制的总控制成本分别仅为 PID 控制、FOPID 控制和 FLC 的 78.73%、82.96% 和 85.05%。

表 4 四个控制器两种算例下所需的总体控制成本

Table 4 Overall control costs required by four controllers under two cases

单位: p.u.		
控制器	阶跃风速	随机风速
PID	3.216	7.574
FOPID	3.052	7.266
FLC	2.977	7.013
AFOPID	2.532	6.671

5 结论

本文提出了一种新型自适应分数阶 PID 控制方法应用于 PMSG 的最大功率跟踪, 主要贡献可归纳为以下四个方面:

1) 应用 HGSP0 估计 PMSG 的非线性、参数不确定性, 未建模动态以及随机风速, 随后采用 FOPID 控制对扰动估计进行完全补偿。因此, AFOPID 控制可实现不同工况下全局一致的控制性能并大幅提高系统鲁棒性;

2) AFOPID 控制同时兼具非线性鲁棒/自适应良好的控制性能全局一致性和 FOPID 控制结构简单的优点, 其控制结构复杂度适中;

3) AFOPID 控制无需精确 PMSG 系统模型, 仅需测量 d 轴电流和机械转速, 易于实现;

4) 仿真结果验证了 AFOPID 控制的有效性和鲁棒性, 其与 PID 控制、FOPID 控制和 FLC 相比, 在所有算例中均可获取最大风能, 且控制成本最低。

参考文献

[1] 郑明, 李保宏, 陆莹, 等. 海上风电场集群输电网络可靠性分析[J]. 电力工程技术, 2018, 37(2): 49-54.
ZHENG Ming, LI Baohong, LU Ying, et al. Reliability analysis of offshore wind farm transmission network cluster[J]. Jiangsu Electrical Engineering, 2018, 37(2): 49-54.

[2] 池喜洋, 竺炜, 刘长富, 等. 含大型风电场的电网安全经济优化调度[J]. 电力科学与技术学报, 2018, 33(1): 125-131.
CHI Xiyang, ZHU Wei, LIU Changfu, et al. Security and economic optimization dispatch for power grid integrating large-scale wind farm[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2018, 33(1): 125-131.

[3] 甘俊文, 邵能灵. 基于机端电压跌落深度的双馈风机自适应短路电流计算方法[J]. 电力科学与技术学报, 2018, 33(3): 3-9.
GAN Junwen, TAI Nengling. Research on adaptive short

- circuit current calculation of DFIG considering the terminal voltage dip[J]. *Journal of Electric Power Science and Technology*, 2018, 33(3): 3-9.
- [4] 方云熠, 曾喆昭, 刘晴, 等. 永磁直驱风力发电系统最大功率跟踪非线性抗扰控制[J]. *电力系统保护与控制*, 2019, 47(5): 145-151.
FANG Yunyi, ZENG Zhezhaohao, LIU Qing, et al. Maximum power point tracking with nonlinear disturbance rejection control for DPMSG wind power generation system[J]. *Power System Protection and Control*, 2019, 47(5): 145-151.
- [5] 王丹, 刘崇茹, 李庚银. 永磁直驱风电机组故障穿越优化控制策略研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2015, 43(24): 83-89.
WANG Dan, LIU Chongru, LI Gengyin. Research on the fault ride-through optimal control strategy of PMSG-based wind turbine[J]. *Power System Protection and Control*, 2015, 43(24): 83-89.
- [6] 茅靖峰, 吴博文, 吴爱华, 等. 风力发电系统最大功率跟踪自适应鲁棒控制[J]. *电力系统保护与控制*, 2018, 46(22): 80-86.
MAO Jingfeng, WU Bowen, WU Aihua, et al. Adaptive robust MPPT control for wind power generation system[J]. *Power System Protection and Control*, 2018, 46(22): 80-86.
- [7] LI S H, HASKEW T A, XU L. Conventional and novel control designs for direct driven PMSG wind turbines[J]. *Electric Power Systems Research*, 2010, 80(3): 328-338.
- [8] SHEHATA E G. A comparative study of current control schemes for a direct-driven PMSG wind energy generation system[J]. *Electric Power Systems Research*, 2017, 143: 197-205.
- [9] ANNAMRAJU A, NANDIRAJU S. Robust frequency control in a renewable penetrated power system: an adaptive fractional order-fuzzy approach[J]. *Protection and Control of Modern Power Systems*, 2019, 4(4): 181-195. DOI: 10.1186/s41601-019-0130-8.
- [10] BEDDAR A, BOUZEKRI H, BABES B, et al. Experimental enhancement of fuzzy fractional order PI+ I controller of grid connected variable speed wind energy conversion system[J]. *Energy Conversion and Management*, 2016, 123: 569-580.
- [11] 张学典, 孙俊峰, 秦晓飞. 基于飞蛾火焰优化算法的 PMSM 分数阶 PI- λ 研究[J]. *计算机应用研究*, 2019, 36(5): 1323-1327.
ZHANG Xuedian, SUN Junfeng, QIN Xiaofei. Research of fractional order PI- λ for PMSM based on moths fire optimization algorithm[J]. *Application Research of Computers*, 2019, 36(5): 1323-1327.
- [12] 王巍. 基于分数阶 PID 控制的永磁直驱电机仿真研究[J]. *电测与仪表*, 2016, 53(15): 223-226.
WANG Wei. Research on the simulation of the fractional order PID control to permanent magnet motor[J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2016, 53(15): 223-226.
- [13] 王利兵, 毛承雄, 陆继明, 等. 基于反馈线性化原理的直驱风力发电机组控制系统设计[J]. *电工技术学报*, 2011, 26(7): 1-6, 20.
WANG Libing, MAO Chengxiong, LU Jiming, et al. Feedback-linearization control of direct-driven permanent magnet synchronous generator wind turbines[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2011, 26(7): 1-6, 20.
- [14] 刘凤春, 段征宇, 牟宪民. 永磁同步电机动态模糊神经网络控制器设计[J]. *电气自动化*, 2013, 35(3): 19-21, 44.
LIU Fengchun, DUAN Zhengyu, MU Xianmin. Design of control system for PMSM based on DFNN[J]. *Electrical Automation*, 2013, 35(3): 19-21, 44.
- [15] 阎彦, 刘锐, 史婷娜, 等. 基于反推自适应控制的永磁同步电机摩擦力矩补偿策略[J]. *中国电机工程学报*, 2013, 33(33): 76-84.
YAN Yan, LIU Rui, SHI Tingna, et al. Friction compensation for permanent magnet synchronous motors based on adaptive back-stepping control[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2013, 33(33): 76-84.
- [16] 王永强, 喻俊志, 冯静安, 等. 永磁直驱发电机组低/高电压穿越研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2018, 46(9): 34-42.
WANG Yongqiang, YU Junzhi, FENG Jing'an, et al. Research on low/high voltage ride through of permanent magnet synchronous wind turbine[J]. *Power System Protection and Control*, 2018, 46(9): 34-42.
- [17] 朱谷雨, 王致杰, 邹毅军, 等. 永磁直驱风机的小步长硬件在环仿真研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2018, 46(23): 111-117.
ZHU Guyu, WANG Zhijie, ZOU Yijun, et al. Research on HIL simulation of direct-driven permanent magnet synchronous generator[J]. *Power System Protection and Control*, 2018, 46(23): 111-117.
- [18] CHEN J, JIANG L, YAO W, et al. A feedback linearization control strategy for maximum power point tracking of a PMSG based wind turbine[C] // 2013 IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), October 20-23, 2013, Madrid, Spain: 79-84.

- [19] YANG B, YU T, SHU H, et al. Passivity-based sliding-mode control design for optimal power extraction of a PMSG based variable speed wind turbine[J]. Renewable energy, 2018, 119: 577-589.
- [20] 殷明慧, 蒯狄正, 李群, 等. 风机最大功率点跟踪的失效现象[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(18): 40-47.
YIN Minghui, KUAI Dizheng, LI Qun, et al. A phenomenon of maximum power point tracking invalidity of wind turbines[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(18): 40-47.
- [21] 杨博, 束洪春, 邱大林, 等. 变风速下双馈感应发电机非线性鲁棒状态估计反馈控制[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(4): 60-69.
YANG Bo, SHU Hongchun, QIU Dalin, et al. Nonlinear robust state estimation feedback control of doubly-fed induction generator under variable wind speeds[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 46(4): 60-69.
- [22] YANG B, JIANG L, YAO W, et al. Perturbation estimation based coordinated adaptive passive control for multimachine power systems[J]. Control Engineering Practice, 2015, 44: 172-192.
- [23] YANG B, JIANG L, ZHANG C K, et al. Perturbation observer-based adaptive passive control for nonlinear systems with uncertainties and disturbances[J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2018, 40(4): 1223-1236.
- [24] WU Q H, JIANG L, WEN J Y. Decentralized adaptive control of interconnected non-linear systems using high gain observer[J]. International Journal of Control, 2004, 77(8): 703-712.
- [25] YANG B, SANG Y Y, SHI K, et al. Design and real-time implementation of perturbation observer based sliding-mode control for VSC-HVDC systems[J]. Control Engineering Practice, 2016, 46: 13-26.

收稿日期: 2019-06-25; 修回日期: 2019-08-14

作者简介:

杨蕾(1986—), 女, 硕士, 工程师, 研究方向为电力系统稳定分析与控制、继电保护等; E-mail: 15911577929@139.com

李胜男(1971—), 女, 高级工程师, 研究方向为电力系统继电保护、机网协调等; E-mail: lsn788@sina.com

黄伟(1979—), 男, 博士, 研究方向为电力系统运行与分析。E-mail: 783880@qq.com

(编辑 葛艳娜)