

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.201559

# 永磁同步发电机自适应分数阶变桨距角控制

王龙<sup>1</sup>, 郭寅远<sup>2</sup>, 杨博<sup>3</sup>, 赵鲲鹏<sup>1</sup>, 吴鹏<sup>1</sup>, 李响<sup>1</sup>

(1. 郑州航空工业管理学院, 河南 郑州 450046; 2. 许昌开普检测研究院股份有限公司, 河南 许昌 461000;  
3. 昆明理工大学电力工程学院, 云南 昆明 650500)

**摘要:** 提出了一款基于扰动观测器的分数阶比例-积分-微分(Perturbation observer based Fractional-order Proportional-Integral-Derivative, PoFoPID)控制策略, 以在永磁同步发电机(Permanent Magnetic Synchronous Generator, PMSG)高于额定风速的工况下, 通过变桨距角控制, 将发电机输出功率维持在其额定值附近。首先, 将 PMSG 的系统非线性、参数不确定性和未建模动态等聚合为新的扰动, 并采用扰动观测器对其进行在线估计。然后, 设计分数阶 PID 控制对该扰动估计进行实时完全补偿, 以提高系统动态特性。此外, PoFoPID 控制器参数通过群天牛算法寻优获得, 避免了常规 PID 控制参数依赖人工整定的缺陷。斜坡风速、随机风速和参数不确定算例下的仿真结果表明, 与矢量控制、基于扰动观测器的 PID 控制和反馈线性化控制相比, 所提 PoFoPID 控制具有满意的输出功率稳定效果。最后, 基于 dSpace 进行的硬件在环实验(Hardware-in-loop, HIL)验证了所提方法的硬件可行性。

**关键词:** 永磁同步发电机; 桨距角控制; 扰动观测器; 分数阶 PID

## Adaptive fractional-order variable-pitch control for a permanent magnetic synchronous generator

WANG Long<sup>1</sup>, GUO Yinyuan<sup>2</sup>, YANG Bo<sup>3</sup>, ZHAO Kunpeng<sup>1</sup>, WU Peng<sup>1</sup>, LI Xiang<sup>1</sup>

(1. Zhengzhou University of Aeronautics, Zhengzhou 450046, China; 2. Xuchang KETOP Testing Research Institute Co., Ltd., Xuchang 461000, China; 3. Faculty of Electric Power Engineering, Kunming University of Science and Technology, Kunming 650500, China)

**Abstract:** This paper proposes a Perturbation Observer-based Fractional-Order Proportional-Integral-Derivative (PoFoPID) control for a Permanent Magnetic Synchronous Generator (PMSG), through variable pitch control, to maintain captured power at its rated value when the wind speed is higher than the rated value. First, the system nonlinearities, parameter uncertainties, and unmodelled dynamics are aggregated into the new perturbation, which is estimated online by the perturbation observer. Then, the fractional-order proportional-integral-derivative control is employed to fully compensate the perturbation estimate, such that the dynamic performance can be significantly improved. Moreover, Grouped Beetle Antennae Search (GBAS) is applied to optimally tune the PoFoPID controller parameters. This avoids the defect of conventional PID control parameters which depend on manual tuning. Case studies, e.g., ramp wind, random wind, and parameter uncertainty, demonstrate that PoFoPID has stable effects of output power in comparison to that of vector control, perturbation observer based proportional-integral-derivative control, and feedback linearization control. The feasibility of implementation of the proposed method is verified by a hardware-in-loop test (HIL) based on dSpace.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 61963020) and the Key Science and Technology Program of Henan Province (No. 212102210254).

**Key words:** permanent magnetic synchronous generator; pitch control; perturbation observer; fractional-order PID

## 0 引言

近年来, 永磁同步发电机(Permanent Magnetic

Synchronous Generator, PMSG)因其转矩大、损耗低和能量转换效率高的优点成为了风力发电机的主力机型<sup>[1-2]</sup>。PMSG 的工作范围可划分为三个区域(见图 1): 1) 区域 1, 风速低于切入风速, 发电机停机不工作; 2) 区域 2, 风速介于切入风速和额定风速之间, 发电机的任务是最大功率点跟踪<sup>[3]</sup>控制, 以

**基金项目:** 国家自然科学基金项目资助(61963020); 河南省科技攻关计划项目资助(212102210254)

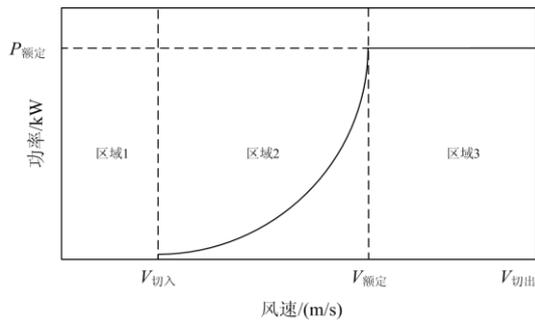


图 1 PMSG 工作区域

Fig. 1 Work region of PMSG

捕获最大风能, 实现发电效率最大化; 3) 区域 3, 风速介于额定风速和切出风速之间, 发电机实行变桨距角控制<sup>[4]</sup>, 将输出功率保持在其额定值附近, 保障系统运行安全。

目前学术界和工业界已开发了多种变桨距控制技术。其中, 基于比例-积分-微分 (Proportional-Integral-Derivative, PID) 的矢量控制 (Vector Control, VC) 原理简单且易于实施<sup>[5]</sup>, 是基础的控制策略之一。但 VC 依赖于特定系统运行点的局部线性化, 当系统运行点改变时, 其控制效果较差<sup>[6]</sup>。线性高斯二次型控制器 (Linear Quadratic Gaussian, LGQ) 是一种具有状态反馈的线性最优控制<sup>[7]</sup>。然而, 由于风能的随机性、间歇性和季节性, 风力发电系统通常是高度非线性系统, 故 LGQ 控制只有较差的控制性能。文献[8]设计了一种风力发电机变桨距自抗扰控制器, 其具有控制速度快、抗扰能力强的优点。文献[9]提出了一种适用于风力发电机全运行范围的广义预测控制, 可有效减轻系统运行点改变对控制系统的不利影响。文献[10]设计了一种基于反馈线性化 (Feedback Linearization Control, FLC) 的两自由度运动结构, 具有良好的鲁棒性和稳定性。文献[11]提出了一种基于径向基函数神经网络的自适应独立变桨距控制方法, 可在实现桨距角控制的同时, 降低风电机组关键部件的疲劳载荷。

同时, 扰动观测器<sup>[12-13]</sup>和分数阶 PID 控制<sup>[14-15]</sup>因其良好的鲁棒性和抗干扰能力, 成为了 PMSG 控制领域的热门研究方向。其中, 扰动观测器可在线估计非线性系统的未知非线性、参数不确定性和外部时变扰动, 而无需精确系统模型<sup>[12]</sup>。文献[16]提出了一种基于观测器的桨距角和发电机转矩鲁棒控制结构, 但缺乏与其他控制方法的对比。分数阶 PID 通过引入额外的微积分算子, 为系统提供了更多的控制裕度, 使系统的动态响应性能和抗干扰能力显著提高, 弥补了传统 PID 控制依赖特定运行点的固

有缺陷<sup>[14]</sup>。文献[17-18]将分数阶 PID 成功应用于风力发电机的变桨距控制, 并验证了该方法的鲁棒性。为构建更强大的鲁棒控制器, 可以将上述两种控制结构结合, 即设计一种基于扰动观测器的分数阶 PID (Perturbation observer based Fractional-order Proportional-Integral-Derivative, PoFoPID) 控制。在笔者先前的研究中, 已成功将 PoFoPID 应用于风力发电机额定风速以下变风速区域的最大功率点跟踪控制<sup>[1]</sup>, 但该文中控制器和观测器参数通过人工试错获得, 依赖人工经验。

本文将 PoFoPID 应用于 PMSG 在额定风速以上区域的变桨距控制, 创新点如下所述。

1) 首先, 针对桨距角控制和发电机控制, 分别将 PMSG 的系统非线性、参数不确定性和未建模动态等聚合为新的扰动, 并分别采用高增益状态-扰动观测器 (High-Gain State and Perturbation Observer, HGSP0)、高增益扰动观测器 (High-Gain Perturbation Observer, HGPO) 对扰动进行实时在线估计。然后, 分别设计分数阶 PID 控制对扰动估计进行实时完全补偿, 从而提高系统的动态响应性能, 并实现不同工况下控制性能的全局一致性。

2) 自适应分数阶 PID 控制为统一的控制框架, 其主要特点为参数众多且相互耦合, 本文采用新型启发式算法——群天牛优化算法 (Grouped Beetle Antennae Search, GBAS) 对控制器和观测器参数进行整定。GBAS 在原始天牛优化算法<sup>[19]</sup>和协同天牛优化算法<sup>[20]</sup>的基础上通过引入群体协同机制而非原始算法的固定分群机制来提高算法收敛稳定性与寻优效率, 目前在 PMSG 控制领域还未有应用。一般而言: 全局搜索权重越大, 解的质量越高, 但耗时也增加; 局部探索权重越大, 算法收敛速度越快, 但易陷入局部最优<sup>[21]</sup>。常见的遗传算法和粒子群算法难以平衡上述全局搜索和局部探索的矛盾<sup>[22]</sup>, 而 GBAS 的优势和特点在于: (1) 通过动态改变迭代次数来扩大全局寻优范围; (2) 采用线性递减搜索步长替代指数型递减搜索步长来扩大局部寻优效率; (3) 通过引入多种群协调来有效平衡全局搜索与局部探索以提高收敛稳定性。

3) 斜坡风速、随机风速和参数不确定算例下的仿真结果表明, 与 VC、基于扰动观测器的 PID (Perturbation observer based Proportional-Integral-Derivative, PoPID) 控制、FLC 相比, 所提 PoFoPID 控制具有满意的输出功率稳定效果。特别地, 在斜坡风速下, VC、PoPID、FLC 和 PoFoPID 的有功功率  $P_m$  最大超调量分别为 12.50%、1.15%、4.12% 和 0.57%。

4) 本文基于dSpace的硬件在环(Hardware-In-Loop, HIL)实验验证了所提控制策略的硬件可行性。

## 1 永磁同步电机建模

### 1.1 数学模型

风轮机从风速中捕获的机械功率可由式(1)表示<sup>[1,23]</sup>。

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

$$\lambda = \frac{R\omega_m}{V} \quad (2)$$

式中:  $\beta$  为桨距角;  $\rho$  为空气密度;  $V$  为风速;  $R$  为风轮机半径;  $C_p(\lambda, \beta)$  为功率系数, 该系数为一个关于叶尖速比  $\lambda$  和桨距角  $\beta$  的函数, 表示为<sup>[1,23]</sup>

$$C_p = 0.22 \left( \frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) e^{-\frac{12.5}{\lambda_i}} \quad (3)$$

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (4)$$

PMSG 的电压和转矩方程可表示为<sup>[1,23]</sup>

$$V_d = i_d R_s + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (5)$$

$$V_q = i_q R_s + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + K_e) \quad (6)$$

$$T_e = p \left[ (L_d - L_q) i_d i_q + i_q K_e \right] \quad (7)$$

式中:  $V_d$  和  $V_q$  表示  $dq$  轴定子电压;  $i_d$  和  $i_q$  是  $dq$  轴定子电流;  $L_d$  和  $L_q$  是  $dq$  轴电感;  $\omega_e = p\omega_m$  是电磁转速;  $p$  是极对数;  $K_e$  是磁通量。

PMSG 机械轴系统的动力学模型可以表示为<sup>[9]</sup>

$$J_{\text{tot}} \frac{d\omega_m}{dt} = T_m - T_e \quad (8)$$

$$T_m = \frac{1}{2} \rho \pi R^5 \frac{C_p(\lambda, \beta)}{\lambda^3} \omega_m^2 \quad (9)$$

式中:  $J_{\text{tot}}$  表示传动系统的总惯量;  $T_m$  是机械转矩;  $T_e$  是电磁转矩。由于  $T_e$  的响应速度比  $T_m$  快得多, 因此本文令  $\dot{T}_e \approx 0$  来简化计算。

简化的桨距角的动力学模型表示为

$$\dot{\beta} = -\frac{\beta}{\tau_\beta} + \frac{\beta_r}{\tau_\beta} \quad (10)$$

式中:  $\beta_r$  是桨距角参考值;  $\tau_\beta$  是桨距角时间常数。

### 1.2 状态-空间方程

PMSG 的状态-空间方程为

$$\dot{x} = f(x) + g_1(x)u_1 + g_2(x)u_2 + g_3(x)u_3 \quad (11)$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{\beta}{\tau_\beta} \\ -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{\omega_e L_q}{L_d} i_q \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{1}{L_q} \omega_e (L_d i_d + K_e) \\ \frac{1}{J_{\text{tot}}} T_m \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_\beta} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$x = [\beta \quad i_d \quad i_q \quad \omega_m]^T \quad (14)$$

$$u = [u_1, u_2, u_3]^T = [\beta_r, V_d, V_q]^T \quad (15)$$

$$y = [y_1, y_2, y_3]^T = [h_1(x), h_2(x), h_3(x)]^T = [\omega_m, i_d, i_q]^T \quad (16)$$

式中:  $x \in R^4$ ,  $u \in R^3$  和  $y \in R^3$  分别是状态向量、控制输入和系统输出;  $R_s$  是定子电阻。

## 2 基于扰动观测器的分数阶 PID 控制

### 2.1 桨距角控制

对系统输出  $y_1 = \omega_m$  求导, 直到其显式出现, 如下<sup>[4,9,23]</sup>:

$$\ddot{y}_1 = \frac{1}{J_{\text{tot}}} \dot{T}_m = A \left( -\frac{C_p}{\omega_m} - \frac{RV}{F^2} E \right) \frac{d\omega_m}{dt} - \frac{AE\beta}{\tau_\beta} \left[ -\frac{0.088e^{-12.5\tau}}{E} - \frac{0.08V^2}{F^2} + \frac{0.105\beta^2}{(1+\beta^3)^2} \right] + \quad (17)$$

$$\frac{AE}{\tau_\beta} \left[ -\frac{0.088e^{-12.5\tau}}{E} - \frac{0.08V^2}{F^2} + \frac{0.105\beta^2}{(1+\beta^3)^2} \right] u_1$$

$$A = \frac{\rho \pi R^2 V^3}{2\omega_m} \quad (18)$$

$$E = (39.27 - 319\tau + 1.1\beta)e^{-12.5\tau} \quad (19)$$

$$F = \omega_m R + 0.08\beta V \quad (20)$$

$$\tau = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (21)$$

式(17)可重写为

$$\ddot{y}_1 = F_1(x) + B_1(x)u_1 \quad (22)$$

$$F_1(x) = A \left( -\frac{C_p}{\omega_m} - \frac{RV}{F^2} E \right) \frac{d\omega_m}{dt} - \frac{AE\beta}{\tau_\beta} \left[ -\frac{0.088e^{-12.5\tau}}{E} - \frac{0.08V^2}{F^2} + \frac{0.105\beta^2}{(1+\beta^3)^2} \right] \quad (23)$$

$$\mathbf{B}_1(x) = \frac{AE}{\tau_\beta} \left[ -\frac{0.088e^{-12.5\tau}}{E} - \frac{0.08V^2}{F^2} + \frac{0.105\beta^2}{(1+\beta^3)^2} \right] \quad (24)$$

注意若  $V \neq 0$ ,  $\beta \neq 0$ , 则有  $\det[\mathbf{B}_1(x)] \neq 0$ 。因此  $\mathbf{B}_1(x)$  在可行区域内是非奇异的, 即上述输入-输出线性化有效。

定义扰动  $\psi_1(\cdot)$  来描述  $F_1(x)$  和  $\mathbf{B}_1(x)$  的非线性和不确定性, 如下:

$$\boldsymbol{\psi}_1(\cdot) = \mathbf{F}_1(x) + (\mathbf{B}_1(x) - \mathbf{B}_1(0))u_1 \quad (25)$$

式中,  $\mathbf{B}_1(0) = \mathbf{B}_{11}$  是常控制增益。

定义跟踪误差  $e_1 = [\omega_m - \omega_m^*]$ , 可得

$$\ddot{e}_1 = \boldsymbol{\psi}_1(\cdot) + \mathbf{B}_1(0)u_1 - \ddot{\omega}_m^* \quad (26)$$

式中,  $\omega_m^*$  是  $\omega_m$  的参考值。

同时, 采用三阶 HGSP0 估计扰动  $\psi_1(\cdot)$ , 如式 (27)<sup>[24]</sup>。

$$\begin{cases} \dot{\hat{\omega}}_m = \hat{\omega}_m + \frac{\alpha_{11}}{\varepsilon_1} (\omega_m - \hat{\omega}_m) \\ \dot{\hat{\omega}}_m = \hat{\psi}_1(\cdot) + \frac{\alpha_{12}}{\varepsilon_1^2} (\omega_m - \hat{\omega}_m) + \mathbf{B}_{11}u_1 \\ \dot{\hat{\psi}}_1(\cdot) = \frac{\alpha_{13}}{\varepsilon_1^3} (\omega_m - \hat{\omega}_m) \end{cases} \quad (27)$$

式中: 观测器增益  $\alpha_{21}$ 、 $\alpha_{22}$  和  $\alpha_{23}$  为正常数;  $0 \leq \varepsilon_1 \leq 1$ 。

跟踪误差式(26)的分数阶 PID 控制可设计为<sup>[24]</sup>

$$u_1 = \frac{1}{B_{11}} [\ddot{\omega}_m^* - \hat{\psi}_1(\cdot) + K_{P1}(\omega_m - \omega_m^*) + \frac{K_{I1}}{s^{\mu_1}} (\omega_m - \omega_m^*) + K_{D1}s^{\lambda_1} (\omega_m - \omega_m^*)] \quad (28)$$

式中:  $K_{P1}$ 、 $K_{I1}$ 、 $K_{D1}$  是 PID 控制增益;  $\mu_1$  是分数阶积分阶次;  $\lambda_1$  是分数阶微分阶次。

## 2.2 发电机控制

对系统输出  $\mathbf{y} = [y_2, y_3]^T = [i_d, i_q]^T$  求导, 直到其显式出现, 如下<sup>[23-24]</sup>:

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_2 \\ \dot{y}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_2(x) \\ F_3(x) \end{bmatrix} + \mathbf{B}_2(x) \begin{bmatrix} u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$F_2(x) = \frac{1}{L_d} (-i_d R_s + \omega_e L_q i_q) \quad (30)$$

$$F_3(x) = -\frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{1}{L_q} \omega_e (L_d i_d + k_e) \quad (31)$$

$$\mathbf{B}_2(x) = \begin{bmatrix} B_{21} & 0 \\ 0 & B_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \quad (32)$$

注意  $\det[\mathbf{B}_2(x)] \neq 0$ 。因此  $\mathbf{B}_2(x)$  在可行区域内是非奇异的, 即上述输入-输出线性化有效。

定义扰动  $\psi_2(\cdot)$  和  $\psi_3(\cdot)$  来描述  $F_2(x)$ 、 $F_3(x)$  和  $\mathbf{B}_2(x)$  的非线性和不确定性, 如下:

$$\begin{bmatrix} \psi_2(\cdot) \\ \psi_3(\cdot) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_2(x) \\ F_3(x) \end{bmatrix} + (\mathbf{B}_2(x) - \mathbf{B}_2(0)) \begin{bmatrix} u_2(x) \\ u_3(x) \end{bmatrix} \quad (33)$$

定义跟踪误差  $\mathbf{e} = [e_2 \ e_3]^T = [i_d - i_d^*, i_q - i_q^*]^T$ , 可得

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_2 \\ \dot{e}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_2(\cdot) \\ \psi_3(\cdot) \end{bmatrix} + \mathbf{B}_2(0) \begin{bmatrix} u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (34)$$

式中:  $i_d^*$  是  $i_d$  的参考值;  $i_q^*$  是  $i_q$  的参考值。

同时, 采用两个二阶 HGPO 估计扰动  $\psi_2(\cdot)$  和  $\psi_3(\cdot)$ , 如下<sup>[24]</sup>:

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_d = \hat{\psi}_2(\cdot) + \frac{\alpha_{21}}{\varepsilon_2} (i_d - \hat{i}_d) + \mathbf{B}_{21}u_2 \\ \dot{\hat{\psi}}_2(\cdot) = \frac{\alpha_{22}}{\varepsilon_2^2} (i_d - \hat{i}_d) \end{cases} \quad (35)$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_q = \hat{\psi}_3(\cdot) + \frac{\alpha_{31}}{\varepsilon_3} (i_q - \hat{i}_q) + \mathbf{B}_{22}u_3 \\ \dot{\hat{\psi}}_3(\cdot) = \frac{\alpha_{32}}{\varepsilon_3^2} (i_q - \hat{i}_q) \end{cases} \quad (36)$$

式中: 观测器增益  $\alpha_{21}$ 、 $\alpha_{22}$ 、 $\alpha_{31}$  和  $\alpha_{32}$  是正常数;  $0 \leq \varepsilon_2 \leq 1$ ,  $0 \leq \varepsilon_3 \leq 1$ 。

跟踪误差(34)的分数阶 PID 控制可设计为<sup>[11]</sup>

$$\begin{bmatrix} u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{\mathbf{B}_2(0)} \begin{bmatrix} \hat{i}_d^* - \hat{\psi}_2(\cdot) + K_{P2}(i_d - \hat{i}_d) + \frac{K_{I2}}{s^{\mu_2}} (i_d - \hat{i}_d) + K_{D2}s^{\lambda_2} (i_d - \hat{i}_d) \\ \hat{i}_q^* - \hat{\psi}_3(\cdot) + K_{P3}(i_q - \hat{i}_q) + \frac{K_{I3}}{s^{\mu_3}} (i_q - \hat{i}_q) + K_{D3}s^{\lambda_3} (i_q - \hat{i}_q) \end{bmatrix} \quad (37)$$

式中:  $K_{P2}$ 、 $K_{P3}$ 、 $K_{I2}$ 、 $K_{I3}$ 、 $K_{D2}$ 、 $K_{D3}$  是 PID 控制增益;  $\mu_2$  和  $\mu_3$  是分数阶积分阶次;  $\lambda_2$  和  $\lambda_3$  是分数阶微分阶次。





其中, 观测器边界  $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \varepsilon_3 = 0.1$ 。GBAS 优化目标为最小化机械转速、 $dq$  轴电流跟踪误差以及控制成本, 即

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Minimize } F(x) = \sum_{\text{三种算例}} \int_0^T \left( \begin{array}{l} |\omega_m - \omega_m^*| + |i_d - i_d^*| + \\ |i_q - i_q^*| + z_1 |u_1| + \\ z_2 |u_2| + z_3 |u_3| \end{array} \right) \\ \text{s.t. } \left\{ \begin{array}{l} K_{Pi}^{\min} \leq K_{Pi} \leq K_{Pi}^{\max} \\ K_{Ii}^{\min} \leq K_{Ii} \leq K_{Ii}^{\max} \\ K_{Di}^{\min} \leq K_{Di} \leq K_{Di}^{\max} \\ \lambda_i^{\min} \leq \lambda_i \leq \lambda_i^{\max} \\ \mu_i^{\min} \leq \mu_i \leq \mu_i^{\max} \\ \lambda_{\alpha i}^{\min} \leq \lambda_{\alpha i} \leq \lambda_{\alpha i}^{\max} \\ B_{ii}^{\min} \leq B_{ii} \leq B_{ii}^{\max} \\ u_i^{\min} \leq u_i \leq u_i^{\max} \end{array} \right. , i=1,2 \end{array} \right. \quad (46)$$

表 1 GBAS 整定的 4 种控制器最优控制参数

Table 1 Optimal control parameters of four controllers tuned by GBAS

控制量	VC	PoPID	FLC	PoFoPID		
机械转速	$K_{p1}^* = 26$	$K'_{p1} = 30$	$\lambda_{11}^* = 15$	$K_{p1} = 40$	$K_{D1} = 25$	$K_{D1} = 4$
	$K_{i1}^* = 18$	$K'_{i1} = 19$	$\lambda_{12}^* = 62$	$\lambda_1 = 1.69$	$\mu_1 = 1.75$	$\lambda_{\alpha 1} = 29$
	$K_{D1}^* = 2$	$K'_{D1} = 6$		$B_{11} = 22$		
$d$ 轴电流	$K_{p2}^* = 8$	$K'_{p2} = 10$	$\lambda_2^* = 146$	$K_{p2} = 12$	$K_{I2} = 19$	$K_{D2} = 6$
	$K_{i2}^* = 16$	$K'_{i2} = 16$		$\lambda_2 = 0.68$	$\mu_2 = 1.74$	$\lambda_{\alpha 21} = 25$
	$K_{D2}^* = 4$	$K'_{D2} = 7$		$B_{21} = 229$		
$q$ 轴电流	$K_{p3}^* = 5$	$K'_{p3} = 11$	$\lambda_3^* = 154$	$K_{p3} = 8$	$K_{I3} = 18$	$K_{D3} = 5$
	$K_{i3}^* = 10$	$K'_{i3} = 13$		$\lambda_3 = 0.78$	$\mu_3 = 0.92$	$\lambda_{\alpha 22} = 17$
	$K_{D3}^* = 3$	$K'_{D3} = 4$		$B_{22} = 308$		

#### 4.1 斜坡风速

对 PMSG 施加从 18 m/s 到 14 m/s 变化的斜坡风速信号, 如图 3 所示; 4 种控制器的仿真结果如图 4 所示。显然, 由于 VC 参数的整定基于对特定系统工作点的局部线性化获得, 难以获得全局一致的控制性能, 具有最长的收敛时间和最大的跟踪误差; FLC 在运行期间有明显的电流和有功功率振荡, 且其需要全状态测量; PoPID 通过扰动补偿降低了稳态振荡, 但原始 PID 线性框架的固有缺陷使其收敛时间较 FLC 更长。相比之下, PoFoPID 采用扰动观测器对系统非线性、参数不确定性和未建模动态等聚合的新扰动实时在线估计, 并通过分数阶控制在在线补偿, 故能以最快的速度 and 最小的跟踪误差收敛到稳定状态。VC、PoPID、FLC 和 PoFoPID 的机械

式中: 权重系数  $z_1 = z_2 = z_3 = 0.2$ ; 仿真时间  $T = 20$  s; 比例增益  $K_{Pi}$ 、积分增益  $K_{Ii}$  和微分增益  $K_{Di}$  的取值分别为  $[0, 400]$ 、 $[0, 600]$  和  $[0, 800]$ ; 积分阶次  $\mu_i$  和微分阶次  $\lambda_i$  的取值均为  $[0, 2]$ ; 观测器根  $-\lambda_{\alpha i}$  ( $\lambda_{\alpha i} > 0$ ) 和恒控制增益  $B_{ii}$  的范围分别为  $[-50, -10]$  和  $[0, 8000]$ ; 控制输入  $u_i$  限制于  $[-0.65, 0.65]$  p.u.。

#### 4 算例研究

本章将所设计的 PoFoPID 应用于 PMSG 的变桨距控制, 并在斜坡风速、随机风速和参数不确定三种算例下对其控制性能与 VC<sup>[5]</sup>、PoPID 控制<sup>[24]</sup>和 FLC<sup>[10]</sup>进行对比, 仿真模型基于 Matlab/Simulink 2019a 搭建。PMSG 系统参数见文献[4]; 4 种控制器的控制参数取 GBAS 运行 30 次后的最优结果, 如表 1 所示。其中, VC 和 PoPID 控制参数的取值范围与 PoFoPID 相同, FLC 的控制参数  $\lambda_{11}^* \in [0, 40]$ ,  $\lambda_{12}^* \in [0, 40]$ ,  $\lambda_2^* \in [0, 50]$ ,  $\lambda_3^* \in [0, 50]$ 。

转速  $\omega_m$  收敛时间分别为 12.65 s、7.62 s、5.65 s 和 4.49 s; VC、PoPID、FLC 和 PoFoPID 的有功功率  $P_m$  最大超调量分别为 12.50%、1.15%、4.12% 和 0.57%。

#### 4.2 随机风速

模拟风速随机变化, 如图 5 所示。4 种控制器的仿真结果如图 6 所示。类似地, VC 的控制效果依赖在特定系统工作点的局部线性化。PoPID 仍采用整数阶微积分算子, 限制了系统控制范围, 缺乏控制性能的全局一致性。例如, PoPID 的机械转速  $\omega_m$ 、有功功率  $P_m$  跟踪效果均仅次于 PoFoPID, 但对桨距角  $\beta$  的跟踪效果在 4 种控制器中是最差的。FLC 依赖精确系统模型, 在仿真输出量上表现出比 PoFoPID 更剧烈的振荡。而 PoFoPID 引入了额外的

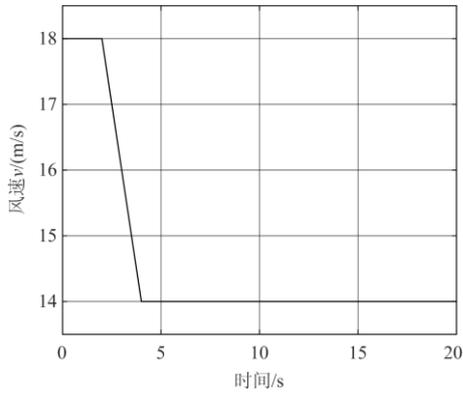


图 3 斜坡风速信号

Fig. 3 Ramp wind speed signal

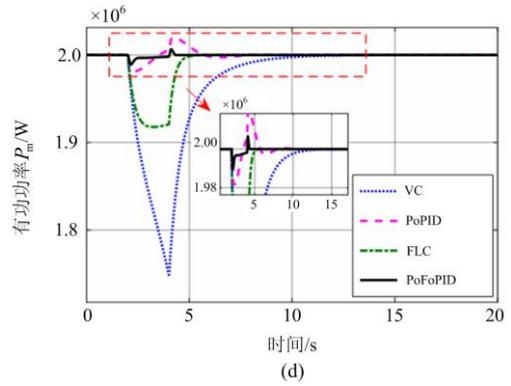


图 4 斜坡风速下 4 种控制器系统响应

Fig. 4 System responses of four controllers under ramp wind speed

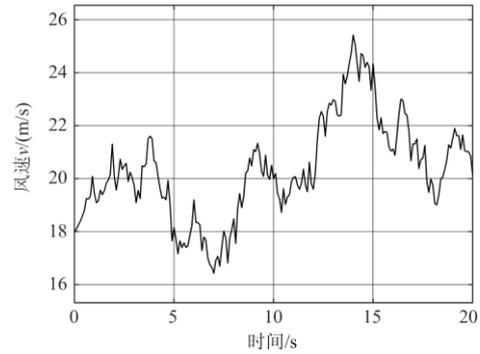
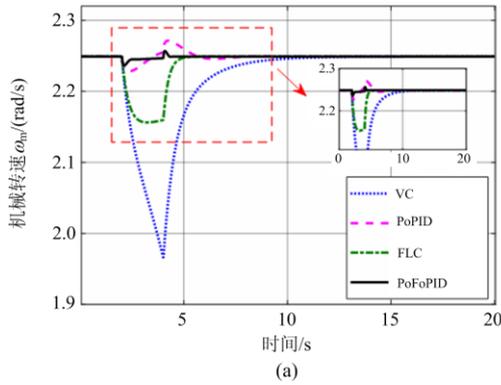
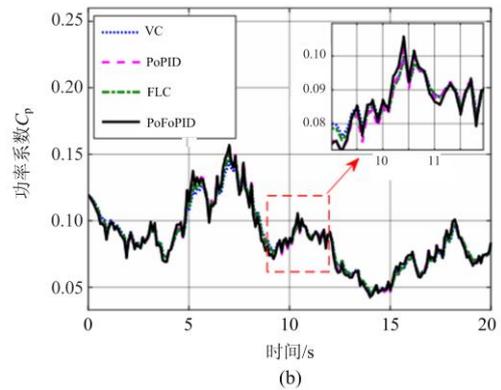
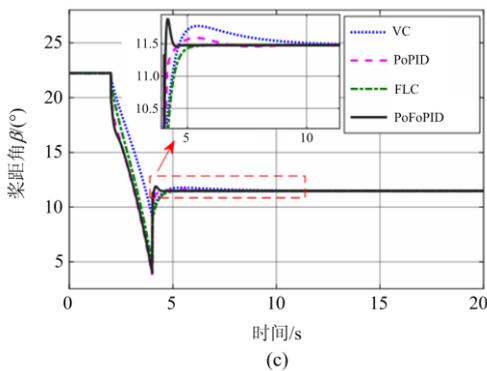
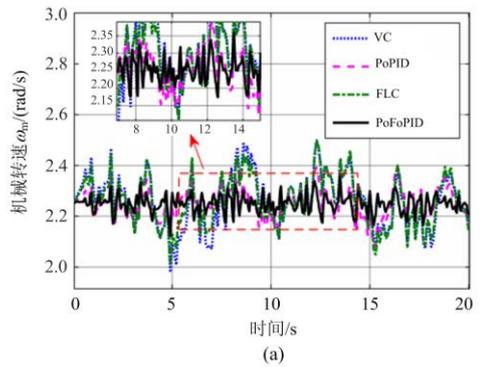
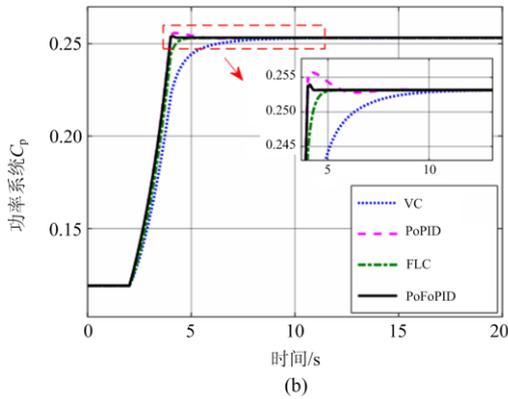


图 5 随机风速信号

Fig. 5 Random wind speed signal



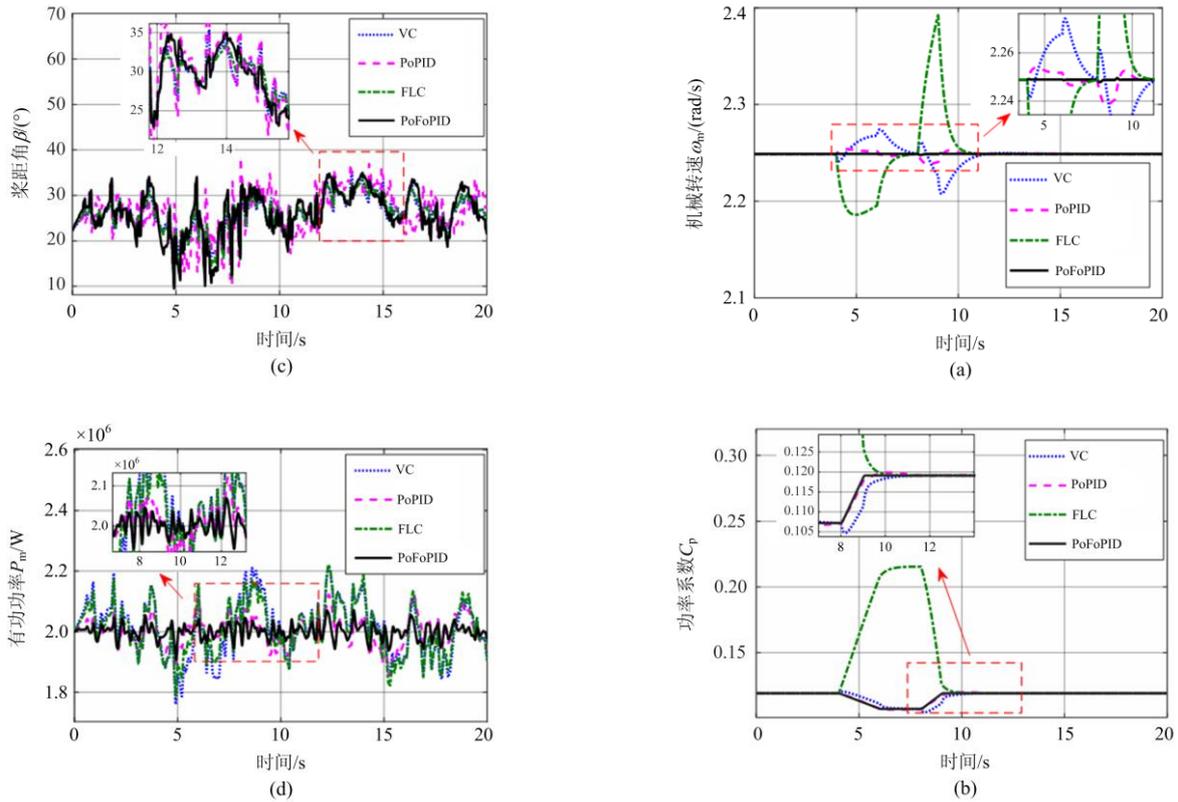


图 6 随机风速下 4 种控制器系统响应

Fig. 6 System responses of four controllers under random wind speed

分数阶微分积分算子, 以对抗扰动进行实时完全补偿, 使系统动态响应特性显著提高, 超调量降低, 可实现全局一致的控制性能。例如, 在整个仿真过程中, PoFoPID 具有最小的机械转速  $\omega_m$  超调量, 且能以最小的误差将有功功率  $P_m$  维持在其额定值附近。

### 4.3 参数不确定性

在风力发电系统实际运行中, 由于环境温度、湿度、部件磨损、制造公差等影响引起系统参数不确定, 进而导致 PMSG 磁通量发生变化<sup>[24]</sup>。为此, 本节模拟磁通量在  $t=4\sim 9\text{ s}$  内在  $1\sim 0.9\text{ p.u.}$  范围变化, 仿真结果如图 7 所示。由图可知, PoFoPID 在参数不确定下能始终保持最快的跟踪速度和最小的跟踪误差。特别地, PoFID 由于采用观测器实时计算扰动, 因此磁通量变化下的仿真输出超调量比 VC 和 FLC 更小, 但其仍采用整数阶 PID, 故收敛速度和系统响应性能稍差。同时, 模拟发电机参数定子电阻  $R_s$  和  $d$  轴电感  $L_d$  在其额定值附近  $\pm 20\%$  范围内变化, 对系统施加  $1\text{ m/s}$  的风速突变, VC、FLC 和 PoFoPID 的有功功率  $P_m$  幅值变化对比如图 8 所示, VC、PoPID、FLC 和 PoFoPID 的  $|P_m|$  幅值

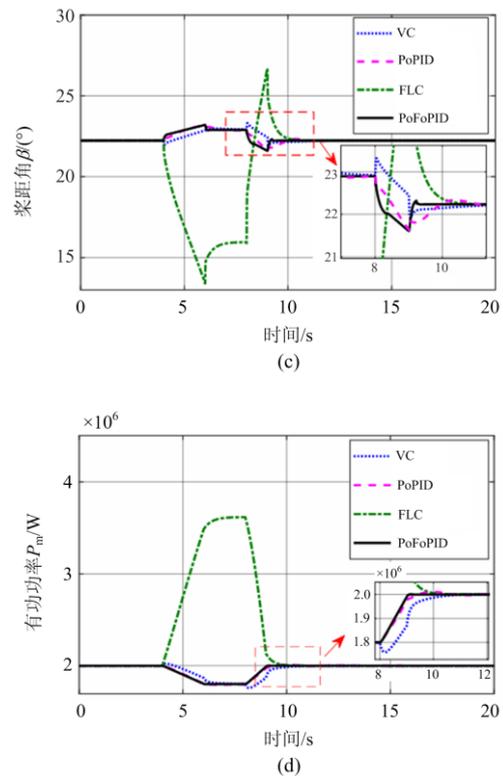


图 7 磁通量变化下 4 种控制器系统响应

Fig. 7 System responses of four controllers under flux variation

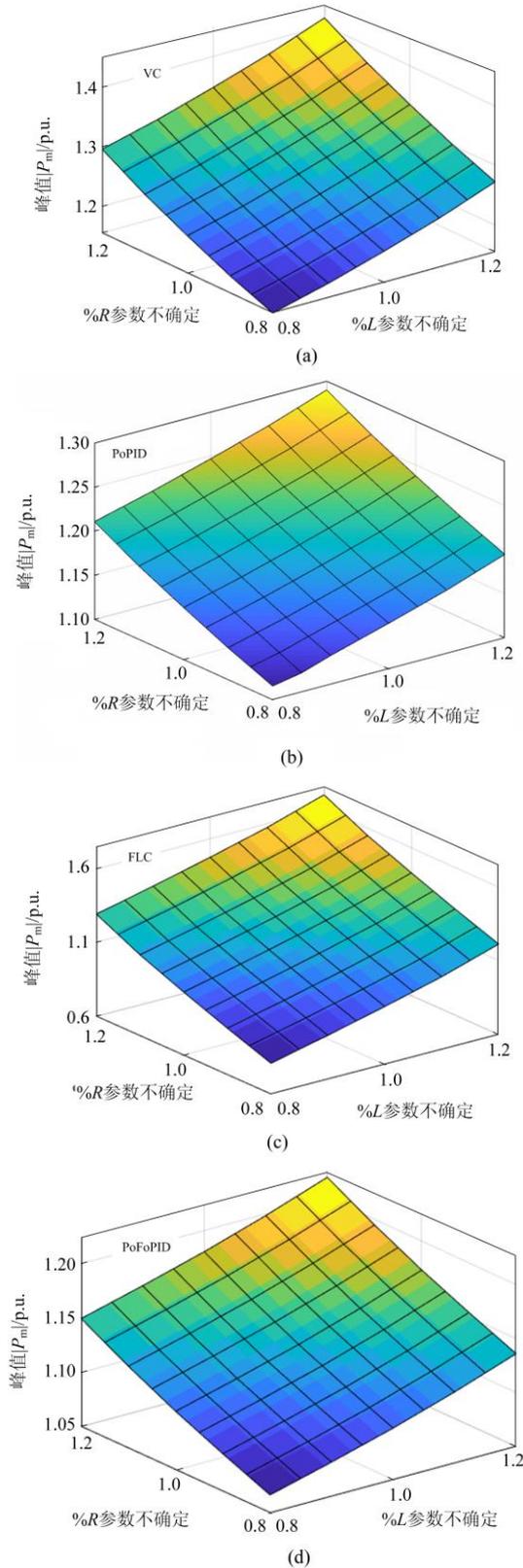


图 8  $R_s$  和  $L_d$  在额定值  $\pm 20\%$  范围内变化下  $|P_m|$  幅值变化  
Fig. 8 Amplitude variation of  $|P_m|$  under 20% variation of  $R_s$  and  $L_d$

分别为 31.81%、17.28%、183.26% 和 16.19%。上述结果表明：VC 虽然较 FLC 的鲁棒性更好，但因其简单的线性架构，收敛时间在三种控制器中最长；FLC 因需要精确系统模型和全状态测量，在参数不确定下鲁棒性最差，超调量最大；而本文所提 PoFoPID 通过扰动观测器将 PMSG 的系统非线性、参数不确定性和未建模动态等聚合为新的扰动，无需精确的系统模型，具有较强鲁棒性；同时，采用分数阶 PID 控制对该扰动估计进行实时完全补偿，因此具有最快的收敛速度。

#### 4.4 统计分析

斜坡风速和随机风速下 4 种控制器的绝对值误差积分(Integral of Absolute Error, IAE)指标<sup>[25]</sup>统计结果如表 3 所示。由表可见：VC 因其结构简单， $IAEi_d$  和  $IAEi_q$  指标最小，但由于其线性框架的固有缺陷，收敛时间最长和振荡最明显；而 PoFoPID 能在 2 种算例下获得最小的  $INE\omega_m$ 。在斜坡风速下，PoFoPID 的  $IAE\omega_m$  分别是 VC、PoPID 和 FLC 的 1.02%、3.15% 和 1.90%；在随机风速下，PoFoPID 的  $IAE\omega_m$  分别是 VC、PoPID 和 FLC 的 69.99%、86.33% 和 78.23%。此外，PoFoPID 在两种算例下均具有最低的控制成本。

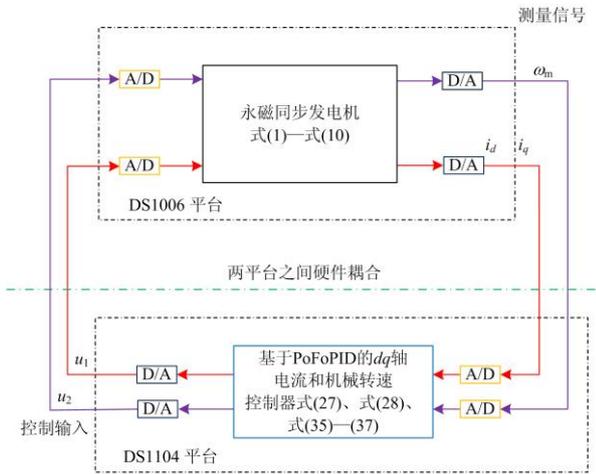
表 3 IAE 指标统计结果

Table 3 Statistical result of IAE indices

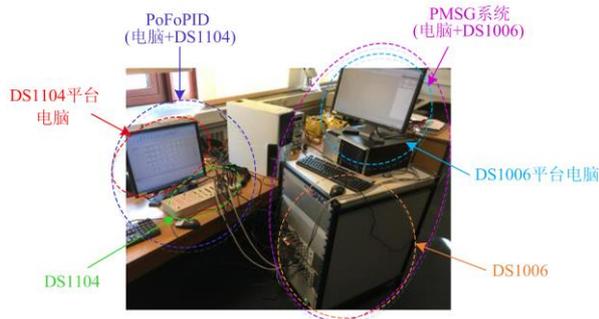
算例	IAE 指标	控制器			
		VC	PoPID	FLC	PoFoPID
斜坡风速	$IAE\omega_m/\text{rad}$	0.512 3	$1.658 \times 10^{-1}$	0.274 5	$5.215 \times 10^{-3}$
	$IAEi_d/\text{A} \cdot \text{s}$	$7.693 \times 10^{-15}$	$2.078 \times 10^{-3}$	$2.348 \times 10^{-13}$	$1.684 \times 10^{-4}$
	$IAEi_q/\text{A} \cdot \text{s}$	$8.247 \times 10^{-13}$	$4.846 \times 10^{-3}$	$5.319 \times 10^{-12}$	$1.683 \times 10^{-6}$
速度	控制成本/p.u.	3.369	3.297	3.278	3.257
随机风速	$IAE\omega_m/\text{rad}$	1.823	1.478	1.631	1.276
	$IAEi_d/\text{A} \cdot \text{s}$	$7.432 \times 10^{-15}$	$2.786 \times 10^{-3}$	$1.075 \times 10^{-13}$	$7.473 \times 10^{-4}$
	$IAEi_q/\text{A} \cdot \text{s}$	$8.523 \times 10^{-13}$	$7.489 \times 10^{-3}$	$6.942 \times 10^{-13}$	$8.975 \times 10^{-5}$
速度	控制成本/p.u.	3.843	3.716	3.731	3.705

#### 5 硬件在环实验

本章基于 dSpace 进行 HIL 实验来验证 PoFoPID 针对 PMSG 变桨距控制的硬件可行性。HIL 实验的结构示意图和硬件平台如图 9 所示。其中：基于 PoFoPID 的  $dq$  轴电流和机械转速控制器式(27)、式(28)、式(35)一式(37)置于 DS1104 平台，采样频率  $f_c=1 \text{ kHz}$ ；PMSG 系统置于 DS1006 平台，采样频率  $f_s=50 \text{ kHz}$ 。



(a) 结构示意图



(b) 实物平台

图 9 HIL 实验示意图

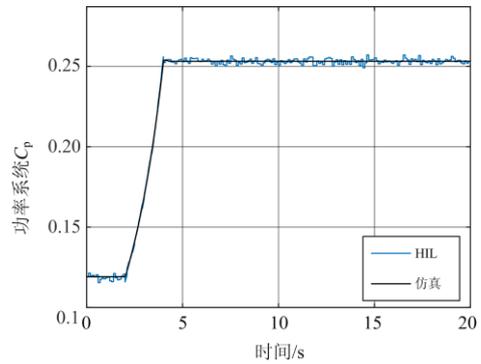
Fig. 9 Schematic configuration of HIL test

### 5.1 斜坡风速

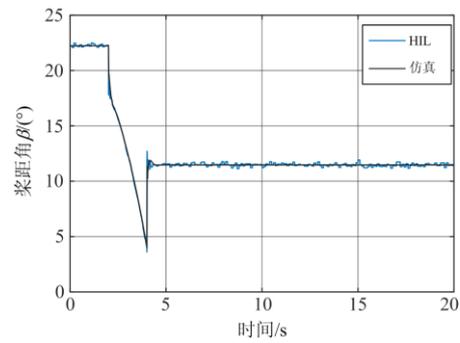
斜坡风速下, HIL 实验结果与仿真对比结果如图 10 所示。显然, 两者具有良好的拟合关系, 验证了所提 PoFoPID 的硬件可行性。

### 5.2 随机风速

随机风速下, HIL 实验结果与仿真对比结果如图 11、图 12 所示。由图可见, HIL 实验与仿真拟合性较好。需要说明的是, 造成 HIL 与仿真差异的



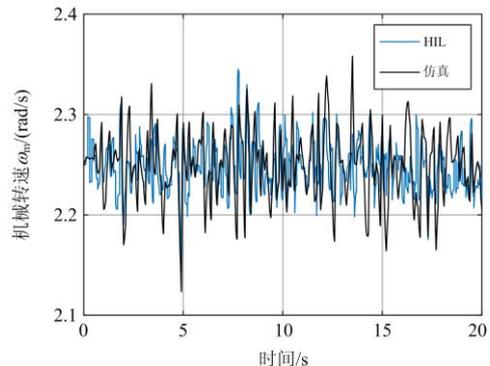
(b)



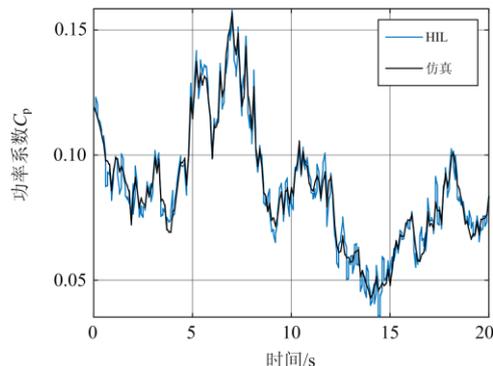
(c)

图 10 斜坡风速下 HIL 实验结果对比

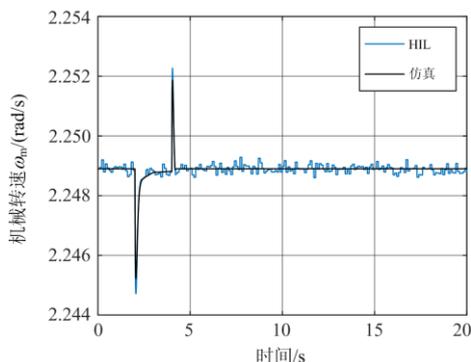
Fig. 10 Comparison of HIL results under ramp wind speed



(a)



(b)



(a)

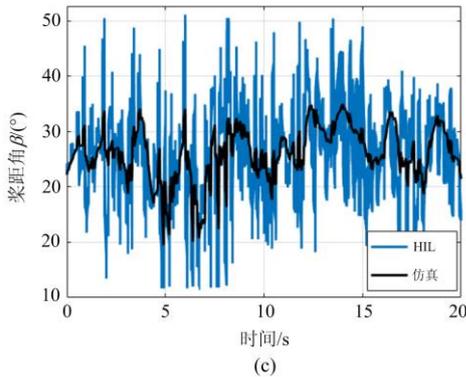


图 11 随机风速下 HIL 实验结果对比

Fig. 11 Comparison of HIL results under random wind speed

原因如下：1) HIL 实验中机械转速与  $dq$  轴电流信号测量过程存在外部环境噪声；2) 仿真中 PMSG 与 PoFoPID 控制器具有相同的采样频率，而 HIL 实验中 PoFoPID 控制器与 PMSG 采样频率不同，且控制器采样频率 ( $f_c=1$  kHz) 远低于 PMSG 采样频率 ( $f_s=50$  kHz)；3) HIL 实验中控制信号传输具有时延，而仿真无时延。

## 6 结论

本文针对 PMSG 的变桨距角控制提出了一种 PoFoPID 控制策略，以在高于额定风速工况下，维持系统输出功率在其额定值附近，保障系统运行安全，主要结论如下：

1) PoFoPID 采用扰动观测器对系统非线性、参数不确定性和未建模动态等聚合扰动进行在线估计，而无需精确 PMSG 系统模型，只需要测量  $dq$  轴电流和机械转速，因此鲁棒性较强，可显著降低系统超调量；

2) 采用分数阶 PID 控制对 1) 所述的聚合扰动进行实时完全补偿，分数阶 PID 通过引入额外的分数阶微分和积分控制参数，扩大了系统的控制裕度，克服了传统 PID 依赖特定运行点的固有缺陷，可显著提高系统的动态特性，提高收敛速度，实现全局一致的控制性能；

3) PoFoPID 的控制参数由 GBAS 优化获得，以平衡控制成本与控制精度的关系，并避免了传统 PID 控制参数依赖人工整定的缺陷；

4) 3 种算例下的仿真结果表明，与 VC、PoPID、FLC 相比，PoFoPID 能以更快的收敛速度和更低的超调量有效地将 PMSG 输出功率维持在其额定值附近，并具有满意的控制成本。特别地，在随机风速下，PoFoPID 的  $IAE_{\omega_m}$  分别是 VC、PoPID 和 FLC 的 69.99%、86.33% 和 78.23%；

5) 基于 dSpace 的 HIL 实验验证了所提控制策略的硬件可行性。

## 参考文献

- [1] 杨蕾, 李胜男, 黄伟, 等. 永磁同步发电机自适应分数阶 PID 控制设计[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(9): 49-58.  
YANG Lei, LI Shengnan, HUANG Wei, et al. Adaptive fractional-order PID control design of permanent magnetic synchronous generator[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(9): 49-58.
- [2] 邓王博, 王海云, 常喜强, 等. 大规模双馈风电场次同步振荡的成因分析[J]. 高压电器, 2019, 55(9): 215-221.  
DENG Wangbo, WANG Haiyun, CHANG Xiqiang, et al. Cause analysis on subsynchronous oscillation in large-scale doubly-fed wind farm[J]. High Voltage Apparatus, 2019, 55(9): 215-221.
- [3] 颜湘武, 李君岩, 魏星. 直驱永磁同步风电机组在全风速范围内的控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(23): 138-144.  
YAN Xiangwu, LI Junyan, WEI Xing. Research on control strategy of direct-drive permanent magnet synchronous wind turbine in full wind speed range [J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(23): 138-144.
- [4] CHEN J, YANG B, DUAN W, et al. Adaptive pitch control of variable-pitch PMSG based wind turbine[J]. Applied Sciences, 2019, 9(19): 4109.
- [5] ANNAMRAJU A, NANDIRAJU S. Coordinated control of conventional power sources and PHEVs using Jaya algorithm optimized PID controller for frequency control of a renewable penetrated power system[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2019, 4(4): 343-355. DOI: doi.org/10.1186/s41601-019-0144-2.
- [6] YANG B, YU T, SHU H C, et al. Robust sliding-mode control of wind energy conversion systems for optimal power extraction via nonlinear perturbation observers[J]. Applied Energy, 2018, 210: 711-723.
- [7] BAKHTIARI F, NAZARZADEH J. Optimal estimation and tracking control for variable-speed wind turbine with PMSG[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2019, 8(1): 159-167.
- [8] 宋文静, 谢源, 黄文君, 等. 一种基于改进自抗扰控制器的风电机组变桨距控制策略[J]. 科学技术与工程, 2020, 20(7): 2719-2726.  
SONG Wenjing, XIE Yuan, HUANG Wenjun, et al. A variable pitch control strategy for wind turbines based on improved active disturbance rejection controller[J]. Science Technology and Engineering, 2020, 20(7): 2719-2726.

- [9] SENJYU T, SAKAMOTO R, URASAKI N, et al. Output power leveling of wind turbine generator for all operating regions by pitch angle control[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2006, 21(2): 467-475.
- [10] WANG C S, CHIANG M H. A novel pitch control system of a large wind turbine using two-degree-of-freedom motion control with feedback linearization control[J]. Energies, 2016, 9(10): 791-799.
- [11] 韩兵, 周腊吾, 陈浩, 等. 基于RBF神经网络的风电机组独立变桨控制[J]. 中国科学: 技术科学, 2016, 46(3): 248-255.  
HAN Bing, ZHOU Lawu, CHEN Hao, et al. Based on RBF neural-network for individual pitch control of wind turbine[J]. Scientia Sinica: Technologica, 2016, 46(3): 248-255.
- [12] 孙立明, 杨博. 基于扰动观测器的电力系统鲁棒滑模控制器设计[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(20): 124-132.  
SUN Liming, YANG Bo. Design of perturbation observer-based sliding-mode controller for power systems[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(20): 124-132.
- [13] YANG B, YU T, SHU H C, et al. Perturbation observer based fractional-order sliding-mode controller for MPPT of grid-connected PV inverters: design and real-time implementation[J]. Control Engineering Practice, 2018, 79: 105-125.
- [14] PADULA F, VISIOLI A. Tuning rules for optimal PID and fractional-order PID controllers[J]. Journal of Process Control, 2011, 21(1): 69-81.
- [15] 孙立明, 杨博. 蓄电池/超导混合储能系统非线性鲁棒分数阶控制[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(22): 76-83.  
SUN Liming, YANG Bo. Nonlinear robust fractional-order control of battery/SMES hybrid energy storage systems[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(22): 76-83.
- [16] CORRADINI M L, IPPOLITI G, ORLANDO G. An observer-based blade-pitch controller of wind turbines in high wind speeds[J]. Control Engineering Practice, 2017, 58: 186-192.
- [17] KARAD S, THAKUR R. Comparative analysis of fractional-order PID controller for pitch angle control of wind turbine system[M] // Computing in Engineering and Technology, Springer, Singapore, 2020: 647-657.
- [18] EROL H. Stability analysis of pitch angle control of large wind turbines with fractional order PID controller[J]. Sustainable Energy, Grids and Networks, 2021, 26.
- [19] WANG J, CHEN H. BSAS: Beetle swarm antennae search algorithm for optimization problems[J]. International Journal of Robotics and Control, 2018, 1(1): 1-5.
- [20] HAO J, HUANG J, ZHANG A, et al. Optimal coordinated control of hybrid AC/VSC-HVDC system integrated with DFIG via cooperative beetle antennae search algorithm[J]. Plos One, 2020, 15(11).
- [21] NIU M, WAN C, XU Z. A review on applications of heuristic optimization algorithms for optimal power flow in modern power systems[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2014, 2(4): 289-297.
- [22] INJETI S K, THUNUGUNTLA V K. Optimal integration of DGs into radial distribution network in the presence of plug-in electric vehicles to minimize daily active power losses and to improve the voltage profile of the system using bio-inspired optimization algorithms[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2020, 5(1): 21-35. DOI: 10.1186/s41601-019-0149-x.
- [23] UEHARA A, PRATAP A, GOYA T, et al. A coordinated control method to smooth wind power fluctuations of a PMSG-based WECS[J]. IEEE Transactions on energy conversion, 2011, 26(2): 550-558.
- [24] 陈洁, 郭志, 付翰翔, 等. 基于撬棒控制策略的DFIG风电场动态等值建模研究[J]. 高压电器, 2020, 56(3): 190-196.  
CHEN Jie, GUO Zhi, FU Hanxiang, et al. Research on dynamic equivalence modeling of wind farm composed of double fed induction generators based on crowbar control strategy [J]. High Voltage Apparatus, 2020, 56(3): 190-196.
- [25] YANG B, YU T, SHU H C, et al. Perturbation observer based fractional-order PID control of photovoltaics inverters for solar energy harvesting via Yin-Yang-Pair optimization[J]. Energy Conversion and Management, 2018, 171: 170-187.

收稿日期: 2020-12-16; 修回日期: 2021-03-17

作者简介:

王 龙(1986—), 男, 硕士, 讲师, 研究方向为电力系统自动化; E-mail: houdezaiwu2010@yeah.net

郭寅远(1986—), 男, 通信作者, 工程师, 研究方向为新能源并网技术; E-mail: guoyinyuan@ketop.cn

杨 博(1988—), 男, 博士, 教授, 研究方向为新能源发电/储能系统优化与控制、人工智能在智能电网中的应用。E-mail: yangbo\_ac@outlook.com

(编辑 姜新丽)