

永磁直驱风电系统 MPPT 无模型固定时间滑模控制

高 越 冉华军 李林蔚 李 敖 王新权
(三峡大学电气与新能源学院 宜昌 443002)

摘 要: 针对永磁直驱风力发电系统在最大功率跟踪过程中因内部参数变化和外部扰动导致跟踪性能下降的问题,提出一种无模型固定时间积分滑模控制(model free fixed-time integral sliding mode control, MFFTISMC)方法。首先,构建了永磁同步电机转速环的新型超局部模型。基于该模型,结合固定时间理论设计了无模型固定时间积分滑模控制器,确保系统状态固定时间内收敛,利用 Lyapunov 函数证明了该控制器的收敛性。同时,为提高系统的抗干扰能力和跟踪性能,设计扩张扰动观测器(extended disturbance observer, EDO)对新型超局部模型中的未知扰动在线估计并以前馈补偿的方式补偿给控制器。最后,通过仿真对比,验证了该方法具有响应速度快、抗扰能力强的特点,能够在风速突变情况下快速实现最大功率跟踪。

关键词: 永磁直驱风力发电系统;最大功率跟踪;超局部模型;固定时间滑模控制

中图分类号: TM315;TN710 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8010

Model-free fixed-time sliding mode control for MPPT of permanent magnet direct-drive wind power system

Gao Yue Ran Huajun Li Linwei Li Ao Wang Xinquan

(College of Electrical Engineering and New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China)

Abstract: Aiming at the problem of tracking performance degradation of permanent magnet direct-drive wind turbine system during maximum power tracking due to internal parameter changes and external disturbances, a model free fixed-time integral sliding mode control (MFFTISMC) method is proposed. Firstly, a novel ultra-local model of permanent magnet synchronous motor speed ring is constructed. Based on this model, a model free fixed-time integral sliding mode controller is designed in combination with the fixed-time theory to ensure the convergence of the system state in fixed time, and the convergence of the controller is proved using the Lyapunov function. Meanwhile, in order to improve the anti-interference ability and tracking performance of the system, an extended disturbance observer (EDO) is designed to estimate the uncertain disturbances in the novel ultra-local model online and compensate them to the controller by feed-forward compensation. Finally, through simulation and comparison with other control strategies, it is verified that the method is characterized by fast response speed and strong disturbance resistance, and is able to quickly realize the maximum power tracking under the sudden change of wind speed.

Keywords: permanent magnet direct-drive wind power generation system; maximum power point tracking; ultra-local model; fixed time sliding mode control

0 引 言

世界能源短缺问题日趋严重。风能作为一种绿色可再生能源,在全球清洁能源领域发挥举足轻重的作用。采用直驱永磁同步发电机(direct-driven permanent magnet synchronous generators, D-PMSG)的风能转换系统,因其高效、无齿轮、无需励磁系统等优点被广泛应用于风力

发电中。与双馈感应发电机相比,永磁同步发电机(PMSG)简化了精密齿轮箱和电刷等内部结构,减少了维护费用,因此在整个风力发电领域更具竞争优势。然而由于风力发电系统非线性强、存在内外部扰动等问题,并且风速具有随机性、不可控性等特点,使得风能的利用效率较低,无法发挥风力发电的优势。为此,设计合适的控制策略来稳定永磁直驱风电机组系统并获得优越的动态性

能,从而提高永磁直驱风电机组的最大功率跟踪(maximum power point tracking, MPPT)能力具有重要意义。但由于系统的非线性特征,传统PI控制存在着响应速度慢、跟踪精度低等问题,无法保证系统良好的动态性能^[1]。

国内外学者将一些先进控制理论应用到风力发电领域中。如滑模控制(sliding mode control, SMC)^[2]、自适应控制^[3]、模糊控制^[4]等,相比于传统PI控制具有更好的控制效果。SMC因其鲁棒性强、响应速度快的优点,在风力发电系统中得到了广泛的应用。吴影等^[5]设计了一种快速终端滑模控制策略,有效地减少了系统状态到达滑动模态的时间,提高了系统的响应速度。陈德海等^[6]提出了一种SMC与扩张状态观测器(extended disturbance observer, EDO)相结合的方法,有效地提高了系统的抗干扰能力。Pan等^[7]通过设计一种新型滑模趋近率,改善了滑模控制存在的高频抖振现象。然而,以上SMC控制策略只能有效地使风电系统渐近稳定,并不能提前预知风电系统的收敛时间。对于风电机组系统而言,扰动过程中稳定时间的延长会显著影响系统的整体电能质量。为了解决上述问题,有学者提出固定时间稳定性的概念^[8]。固定时间控制的收敛时间可以根据实际工程需求,通过选择合适的参数来预先确定。Huang等^[9]针对PMSG风电机组引入了固定时间分数阶SMC方法来改善电能质量,但需要模型的先验知识,潜在限制了其实际应用性。薄迪迪^[10]提出了一种自适应固定时间终端滑模控制器,其特点是设计了固定时间观测器来估计气动力矩。然而,通过在滑模变量和控制器中引入分段函数,增加了固定时间稳定性分析的复杂性。

虽然滑模控制对系统内外扰动具有一定的抗干扰能力,但其依赖对控制系统的精确建模。针对这个问题,Flieiss^[11]在传统模型的基础上提出了超局部模型,以此来减小建模不精确对系统造成的影响,该方法称之为无模型控制(model-free control, MFC)。赵凯辉等^[12]将MFC与SMC相结合,提出一种无模型非奇异终端滑模控制方法,该方法解决了传统SMC在参数变化大时切换增益随之增大的问题,同时保留了滑模控制响应速度快的优点。然而,超局部模型中含有原系统模型的未知部分,需要通过合适的方法对此部分进行估计,其观测准确性与可信度是控制效果的关键。对此,有学者提出了使用扰动观测器来观测超局部模型的未知部分。赵凯辉等^[13]还提出了用扩展滑模观测器来在线估计超局部模型的未知部分,提高了系统的抗干扰能力,降低了对精确建模的依赖。侯利民等^[14]设计了一个固定时间观测器来估计扰动,将该估计的扰动前馈作用于控制器,提高系统的动态响应。Safaeia等^[15]将超局部模型扩展成新型超局部模型,提出一种改进扩张状态观测器用来估计新型超局部模型的未知部分。

基于上述分析,针对D-PMSG系统在最大功率跟踪时受系统非线性强、内外部干扰等问题引起的响应速度

慢、控制性能不佳的问题。本文提出了一种无模型固定时间收敛的积分滑模MPPT控制方法。首先根据PMSG转速环原有系统模型构建新型超局部模型,将其与固定时间积分滑模控制(fixed-time integral sliding mode control, FTISMC)结合,设计无模型固定时间积分滑模控制器。其次,设计EDO实时精准估计新型超局部模型中的未知扰动并通过前馈补偿的方式补偿给控制器。最后,通过仿真,综合对比不同控制策略在各种风速下的MPPT跟踪效果,验证了本文提出的控制算法具有更优的控制性能。

1 永磁同步风力发电系统数学模型

1.1 风力机数学模型

根据空气动力学理论,风力机输出的机械功率为:

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

式中: ρ 为空气密度; v 为风速; R 为叶片半径; $C_p(\lambda, \beta)$ 为风能利用系数, λ 为叶尖速比, β 为桨距角。

λ 的数学表达式为:

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

式中: ω_m 为风轮的转速。

$C_p(\lambda, \beta)$ 代表对风能的利用效率,其函数关系可表示为:

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.5173(116\lambda_m - 0.4\beta - 5)e^{-21\lambda_m} + 0.0068\lambda \quad (3)$$

$$\text{其中, } \lambda_m = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}.$$

$C_p(\lambda, \beta)$ 曲线如图1所示。由图1可以发现,当桨距角逐渐减小时,风能利用系数极值逐渐增加,且对任意一个桨距角存在一个最佳叶尖速比 λ_{opt} 使 $C_p(\lambda, \beta)$ 最大。由式(2)可知,可以通过在不同风速下调节转速使叶尖速比保持在 λ_{opt} 从而使 $C_p(\lambda, \beta)$ 最大,获得对风能的最高转换效率。因此对于额定风速以下的最大功率跟踪的核心是对转速的控制。

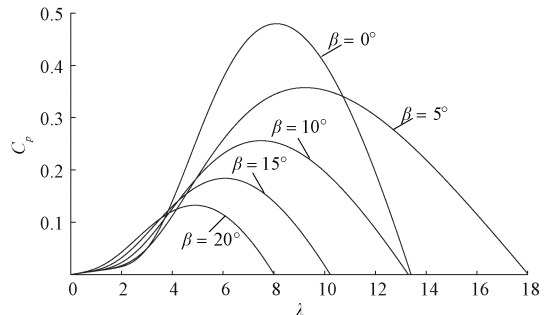


图1 风能利用系数曲线

Fig. 1 Curve of wind energy coefficient

风力机的气动转矩 T_m 与其捕获的机械功率满足式(4)。

$$T_m = \frac{P_m}{\omega_m} = \frac{1}{2\lambda} \rho \pi R^5 \omega_m^2 C_p(\lambda, \beta) \quad (4)$$

1.2 PMSG 的数学模型

假设电机在理想状态下运行,其内部参数不发生变化,可以得到 PMSG 在 $d-q$ 同步旋转坐标系下的数学模型为:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + n_p \omega_g \frac{L_q}{L_d} i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - n_p \omega_g \frac{L_d}{L_q} i_d - \frac{n_p \psi_f}{L_q} \omega_g + \frac{1}{L_q} u_q \end{cases} \quad (5)$$

式中: i_d, i_q 为定子电流 d, q 分量; u_d, u_q 为定子电压 d, q 分量; R_s 为定子电阻; L_d, L_q 为电感 d, q 轴分量; n_p 为磁极对数; ψ_f 为永磁体磁链; ω_g 为转子机械角速度。本文采用表贴式永磁同步电机, $L_d = L_q = L$ 。

发电机的电磁转矩可以表示为:

$$T_e = 1.5 n_p \psi_f i_q \quad (6)$$

永磁同步发电机取消了齿轮箱,所以发电机的转速与风轮转速相同,即 $\omega_g = \omega_m$ 。则 PMSG 的理想速度环状态方程可为:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (T_m - 1.5 n_p \psi_f i_q - B_m \omega_m) \quad (7)$$

式中: J 为等效转动惯量; B_m 为摩擦系数。

考虑到实际运行中电机受到内部电磁参数摄动、系统不确定性和外界干扰等因素的影响,式(7)可写为:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \left(-\frac{3}{2} n_p \psi_{f0} i_q - B_0 \omega_m - f_\omega \right) / J_0 \quad (8)$$

$$f_\omega = \frac{3}{2} n_p \Delta \psi_f i_q + \Delta B \omega_m + T_L + \Delta J \omega' \quad (9)$$

式中: B_0, ψ_{f0}, J_0 为摩擦系数、永磁体磁链、转动惯量的标称值; $\Delta B, \Delta \psi_f, \Delta J$ 为其相对应的变化量; f_ω 表示转速环的集总未知扰动。

1.3 PMSG 新型超局部模型

超局部模型控制(无模型控制)理论降低了对系统精确建模的依赖,通过系统的输入输出信息对动态系统的未知部分进行在线估计,进而生成控制方案。

根据系统的输入输出,建立非线性超局部模型为:

$$\begin{cases} \dot{x} = g(x) + au \\ y = x \end{cases} \quad (10)$$

式中: u 和 y 分别为系统的输入和输出, $x \in R$ 为系统的状态变量; $g(x): R \rightarrow R$ 表示非线性有界函数,满足 Lipschitz 有界性; a 为系统状态增益。

根据式(8)与(10)建立 D-PMSG 转速环超局部模型如下:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \alpha i_q + g \quad (11)$$

式中: α 系统状态增益; g 为原模型(8)的集总未知部分。

根据文献[10]可以将 g 分解为:

$$g(x) = \beta x + F \quad (12)$$

式中: β 为待设计的状态增益; F 表示满足 Lipschitz 有界性和 Lebesgue 可测量性的未知部分,并具有非线性特征。

将式(12)代入式(10),建立的新型超局部模型为:

$$\begin{cases} \dot{x} = \alpha u + \beta x + F \\ y = x \end{cases} \quad (13)$$

根据式(8)与(13)建立 D-PMSG 转速环新型超局部模型为:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \alpha i_q + \beta \omega_m + F \quad (14)$$

式中: α 为 q 轴电流增益; β 为转速增益; F 为系统未知部分,包含 D-PMSG 控制系统内部电磁参数摄动、系统不确定性和外界干扰等因素的影响。 α 和 β 的取值可以通过比较式(8)和(14)得到, $\alpha = -3n_p \psi_{f0} / 2J_0, \beta = -B_0 / J_0$ 。 α 和 β 的取值和实际值可以存在一定的偏差,这部分偏差已经包含在了 F 中,所以无模型控制不需要系统的精确参数就可以使系统拥有良好的控制性能、降低对系统精确建模的依赖。

2 固定时间无模型积分滑模控制器的设计

为了实现风力机在不同风速情况下的最大功率跟踪,提高系统动态性能。提出了一种无模型固定时间积分滑模控制策略,用于 D-PMSG 转速环控制器的设计。所设计的控制器可以降低对系统精确建模的依赖,且可使系统跟踪误差在固定时间内收敛到零域,克服传统 SMC 收敛时间受系统初始状态影响的局限性。

2.1 等效控制项 U_{eq} 的设计

系统的转速误差为:

$$e = \omega_m^* - \omega_m \quad (15)$$

式中: ω_m^* 为发电机的参考转速。

结合固定时间理论,设计滑模面^[16]如下:

$$s = e + \int (k_1 \text{sig}^{2\gamma_1-1}(e) + k_2 \text{sig}^{2\gamma_2-1}(e) + k_3 e) dt \quad (16)$$

式中: $\text{sig}^a(x) = |x|^a \text{sign}(x), k_1 > 0, k_2 > 0, k_3 \geq 0.5, 0.5 < \gamma_1 < 1, \gamma_2 > 1$ 。

引理 1 假如有一阶非线性不等式满足式(17)。

$$\dot{V}(x) \leq -\gamma V(x)^m - \chi V(x)^n, V(0) = V_0 \quad (17)$$

式中: $\gamma > 0, \chi > 0, m > 1, 0 < n < 1$, 则对于任意初值 $V(x(t_0)), V(x)$ 将在一个上界时间内收敛到平衡点,且收敛时间满足式(18)。

$$T \leq T_{\max} = \frac{1}{\gamma(m-1)} + \frac{1}{\chi(1-n)} \quad (18)$$

定理 1 如果积分滑模面设计为式(16),则转速跟踪误差 e 将在一个上界时间内收敛到 0:

$$T_1 \leq T_{\max} = \frac{1}{\alpha_1(1-\gamma_1)} + \frac{1}{\alpha_2(\gamma_2-1)} \quad (19)$$

证明:当 e 到达滑模面时,可以得到 $s = \dot{s} = 0$ 。由式(16)可得:

$$\dot{e} = -k_1 \text{sig}^{2\gamma_1-1}(e) - k_2 \text{sig}^{2\gamma_2-1}(e) - k_3 e \quad (20)$$

选取如式(21)所示的 Lyapunov 函数。

$$V_1 = \frac{1}{2} e^2 \quad (21)$$

对 V_1 求导可得：

$$\dot{V}_1 = e\dot{e} \quad (22)$$

将式(20)代入式(22)可得：

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e(-k_1 \text{sig}^{2\gamma_1-1}(e) - k_2 \text{sig}^{2\gamma_2-1}(e) - k_3 e) \leq \\ &-k_1 |e|^{2\alpha_1} - k_2 |e|^{2\alpha_2} \leq -\alpha_1 V_1^{\gamma_1} - \alpha_2 V_1^{\gamma_2} \end{aligned} \quad (23)$$

式中： $\alpha_1 = k_1 \cdot 2^{\gamma_1}$, $\alpha_2 = k_2 \cdot 2^{\gamma_2}$, 根据引理 1, 证明了跟踪误差 e 将在固定时间内收敛到 0, 且收敛时间的上界为：

$$T_1 \leq T_{\max} = \frac{1}{\alpha_1(1-\gamma_1)} + \frac{1}{\alpha_2(\gamma_2-1)} \quad (24)$$

对式(16)求导, 并将状态方程式(14)代入, 得到等效控制项 U_{eq} 为：

$$U_{eq} = \frac{1}{\alpha} (k_1 \text{sig}^{2\gamma_1-1}(e) + k_2 \text{sig}^{2\gamma_2-1}(e) + k_3 e + \dot{\omega}_m^* - \beta\omega_m - F) \quad (25)$$

2.2 切换控制率 U_{sw} 的设计

设计切换控制率 U_{sw} , 使 e 有效到达并保持在积分滑模面上：

$$U_{sw} = \frac{1}{\alpha} [D\text{sign}(s) + g_1 \text{sig}^{1+\frac{1}{\gamma}}(s) + g_2 \text{sig}^{1-\frac{1}{\gamma}}(s)] \quad (26)$$

基于式(25)和(26)将 FTISM 设计为：

$$U = U_{eq} + U_{sw} \quad (27)$$

定理 2 若 ω_m 由式(27)所提出的 FTISM 控制, 则转速跟踪误差 e 将在上界时间内收敛到滑模面 $s = 0$ 上, 即：

$$T_2 \leq T_{\max} = \frac{1}{\frac{a_1}{2\gamma}} + \frac{1}{\frac{a_2}{2\gamma}} \quad (28)$$

证明: 选取 Lyapunov 函数为 $V_2 = 1/2s^2$, 对 V_2 求导可得：

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= s\dot{s} = \\ &s[\dot{e} + k_1 \text{sig}^{2\gamma_1-1}(e) + k_2 \text{sig}^{2\gamma_2-1}(e) + k_3 e] = \\ &s[\dot{\omega}_m^* - (\dot{\omega}_m^* - \beta\omega_m - F + k_1 \text{sig}^{2\gamma_1-1}(e) + k_2 \text{sig}^{2\gamma_2-1}(e) + \\ &k_3 e)] + s[-D\text{sign}(s) - g_1 \text{sig}^{1+\frac{1}{\gamma}}(s) - g_2 \text{sig}^{1-\frac{1}{\gamma}}(s)] + \\ &s[-\beta\omega_m - F + k_1 \text{sig}^{2\gamma_1-1}(e) + k_2 \text{sig}^{2\gamma_2-1}(e) + k_3 e] = \\ &-sD\text{sign}(s) - g_1 (s^2)^{1+\frac{1}{2\gamma}} - g_2 (s^2)^{1-\frac{1}{2\gamma}} \leq -g_1 (s^2)^{1+\frac{1}{2\gamma}} - \\ &g_2 (s^2)^{1-\frac{1}{2\gamma}} = -\alpha_1 V_2^{1+\frac{1}{2\gamma}} - \alpha_2 V_2^{1-\frac{1}{2\gamma}} \leq 0 \end{aligned} \quad (29)$$

式中： $a_1 = 2^{(1+\frac{1}{2\gamma})} g_1$, $a_2 = 2^{(1-\frac{1}{2\gamma})} g_2$ 。因此, 基于引理 1, e 将在固定时间内到达并保持于 $s = 0$ 上, 且上界收敛时间为：

$$T_2 \leq T_{\max} = \frac{1}{\frac{a_1}{2\gamma}} + \frac{1}{\frac{a_2}{2\gamma}} \quad (30)$$

因此, 根据定理 1 和 2, e 将在上界时间内收敛到 0, 即：

$$T \leq T_1 + T_2 = \frac{1}{\alpha_1(1-\gamma_1)} + \frac{1}{\alpha_2(\gamma_2-1)} + \frac{1}{\frac{a_1}{2\gamma}} + \frac{1}{\frac{a_2}{2\gamma}} \quad (31)$$

由式(25)和(26)得到总的 FTISM 控制律为：

$$U = U_{eq} + U_{sw} = \frac{k_1 \text{sig}^{2\gamma_1-1}(e) + k_2 \text{sig}^{2\gamma_2-1}(e) + k_3 e + \dot{\omega}_m^* + D\text{sign}(s) + g_1 \text{sig}^{1+\frac{1}{\gamma}}(s) + g_2 \text{sig}^{1-\frac{1}{\gamma}}(s) - \beta\omega_m + F}{\alpha} \quad (32)$$

FTISM 的算法框图如图 2 所示。

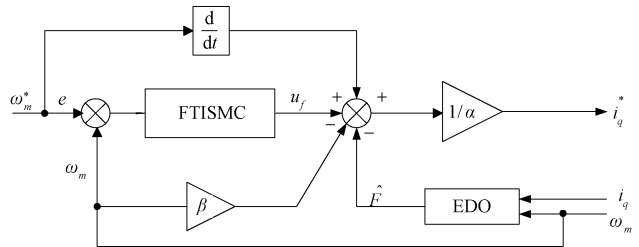


图 2 FTISM 算法框图

Fig. 2 Block diagram of FTISM algorithm

3 扩张扰动观测器的设计

由式(32)可以看出所设计的转速环控制器中包含总扰动 F , 该扰动项会对系统的瞬态性能造成负面影响。因此, 将 F 扩展为新的状态变量, 设计了扩张扰动观测器来实时估计式(32)中的未知部分, 并将其前馈补偿给 FTISM, 抑制干扰, 提高系统的动态性能。

令状态变量 $x_1 = \omega_m$, 输出 $y = \omega_m$, 由式(14)可得：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = ax_1 + bu + F \\ y = x_1 \end{cases} \quad (33)$$

定义系统新的状态变量 x_2 , 并记 $\dot{x}_2 = w$ 。重新对系统进行构造得到新的状态空间方程为：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = ax_1 + bu + x_2 \\ \dot{x}_2 = w \\ y = x_1 \end{cases} \quad (34)$$

以此构造系统式(34)的扩张扰动观测器为：

$$\begin{cases} e = y - \hat{x}_1 \\ \dot{\hat{x}}_1 = a\hat{x}_1 + bu + \hat{x}_2 + \frac{\eta_1}{\sigma} e \\ \dot{\hat{x}}_2 = \frac{\eta_2}{\sigma^2} e \end{cases} \quad (35)$$

式中： $\sigma, \eta_1, \eta_2 > 0$ 。 \hat{x}_1 为发电机实际转速 ω_m 的估计值， \hat{x}_2 为未知总扰动 F 的估计值。采用该扩张观测器，可实现 $\hat{x}_1 \rightarrow x_1, \hat{x}_2 \rightarrow x_2$ 。

基于 EDO 的 FTISMIC 原理示意图如图 3 所示。首先，结合新型超局部模型和固定时间理论设计无模型固定

时间积分滑模控制器。其次，为了削弱未知扰动对系统带来的不利影响，设计 EDO 对扰动项 F 进行在线估计，并将估计值 \hat{F} 通过前馈补偿的方式补偿给 FTISMIC。以实现在风速变化时 ω_m 能够快速稳定的跟踪上 ω_m^* ，提高风能利用效率。

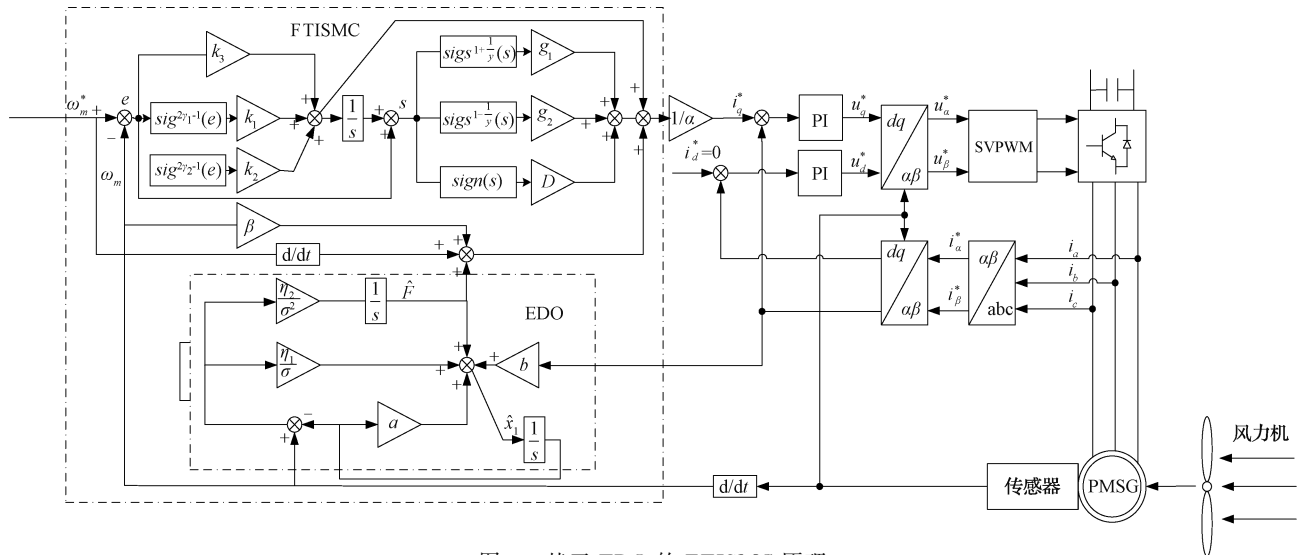


图 3 基于 EDO 的 FTISMIC 原理
Fig. 3 Schematic diagram of FTISMIC based on EDO

4 仿真结果与分析

为了验证所提控制策略的优越性，在 MATLAB/Simulink 中搭建模型进行仿真研究，将 FTISMIC、PI、文献[17]提出的积分滑模控制器 (integral sliding mode controller, ISMC) 与非线性扩张状态观测器 (non-linear extended state observer, NLESO) 结合的控制策略、文献[18]提出的非奇异快速终端滑模反演控制 (NFTSMIC) 策略进行对比研究，观察在阵风、渐变风、自然风 3 种风速下的 MPPT 控制跟踪效果。风力发电系统主要的仿真参数如表 1 所示。

表 1 风电系统主要参数

Table 1 Parameters of wind power generation system

参数	量值
风力机叶片半径	6.5 m
基本风速	6 m/s
最佳叶尖速比 λ_{opt}	8.1
最大风能利用系数 C_{pmax}	0.48
转动惯量 J_0	0.4 kg/m ²
极对数 p	20
定子电感 L_s	0.01 H
定子电阻 R_s	0.275 Ω
定子磁链 ψ_{f0}	1.1 Wb
摩擦系数 B_0	0.05 Nm·s/rad

控制器参数如下： $k_1 = 60, k_2 = 38, k_3 = 5, \gamma_1 = 0.64, \gamma_2 = 1.8, D = 0.001, g_1 = 0.001, g_2 = 2, y = 2$ 。

4.1 阵风仿真分析

阵风是外界风速突然发生改变的特性，其数学模型为：

$$v_g = \begin{cases} 0, & t < t_{g1} \\ \frac{1}{2} G_{max} \left(1 - \cos \left(2\pi \cdot \frac{t - t_{g1}}{T_g} \right) \right), & t_{g1} \leq t \leq t_{g1} + T_g \\ 0, & t > t_{g1} + T_g \end{cases} \quad (36)$$

式中： t_{g1} 为阵风作用时间； $t_{g1} + T_g$ 为阵风结束时间； G_{max} 为阵风作用期间的峰值。将各参数设定为 $t_{g1} = 2$ s, $T_g = 4$ s, $G_{max} = 7$ m/s。

阵风作用下转速跟踪对比曲线和风能利用系数曲线如图 4、5 所示。

由图 4、5 可知，当风速平稳变化时 (2 s $< t < 6$ s)，本文采用的 FTISMIC 与 EDO 结合的控制方法相比于 PI、ISMIC+NLESO、NFTSMIC 这 3 种控制算法，能够实现在最优转速给定值不断变化的情况下完全跟踪到系统的最佳转速 ω_m^* ，且具有更快的响应速度。

4.2 渐变风仿真分析

渐变风是外界风速变化缓慢的特性，其数学模型为：

$$v_r = \begin{cases} 0, & t < t_{r1}, t > t_{r2} + T_r \\ V_{rmax} \cdot \frac{t - t_{r1}}{t_{r2} - t_{r1}}, & t_{r1} \leq t \leq t_{r2} \\ V_{rmax}, & t_{r2} \leq t_{r2} + T_r \end{cases} \quad (37)$$

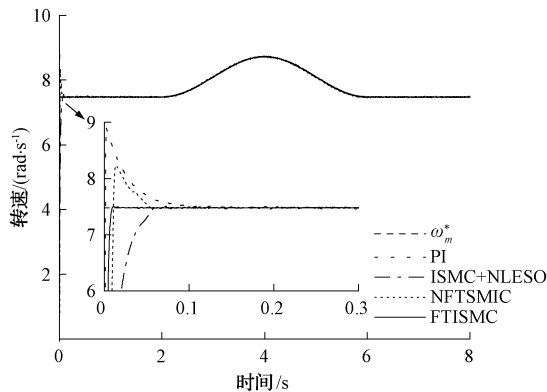


图4 阵风作用下发电机转速跟踪曲线

Fig. 4 Generator speed tracking curve under gust wind

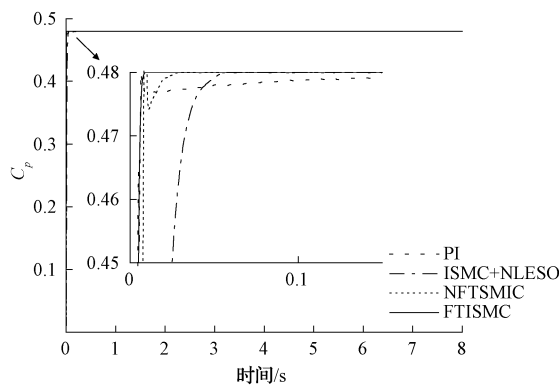


图5 阵风作用下风能利用系数

Fig. 5 Wind utilization coefficient curve under gust wind

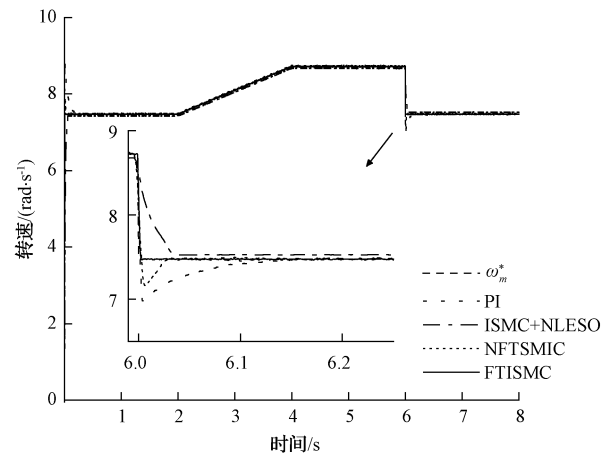
式中: T_r 为渐变风的保持时间; t_{r1} 、 t_{r2} 分别为渐变风的开始和终止时间; V_{rmax} 为渐变风作用期间的峰值。将各参数设定为 $t_{r1}=2\text{ s}$, $T_r=2\text{ s}$, $t_{r2}=4\text{ s}$, $V_{rmax}=7\text{ m/s}$ 。

渐变风作用下转速跟踪对比曲线和风能利用系数曲线如图6、7所示。

由图6、7可知,当风速逐渐增大时($2\text{ s}<t<4\text{ s}$),PI控制器和ISMC+NLESO控制器存在小幅跟踪误差,NFTSMIC存在明显的抖振现象,FTISMIC控制器能够完全跟踪上最优转速,鲁棒性更强;当风速在第6s突然下降时,在PI控制器的作用下,对转速的跟踪存在较大的超调,且需要0.12s才能跟踪上最优转速。在ISMC+NLESO控制器的作用下,对转速的跟踪响应时间大约为0.05s。在NFTSMIC控制器作用下,对转速的跟踪存在小幅超调,需要0.02s才能跟踪上最优转速。在FTISMIC控制器作用下,没有超调量,转速调节时间最短,可以在0.01s内响应,风能利用系数也能迅速恢复至最佳状态。

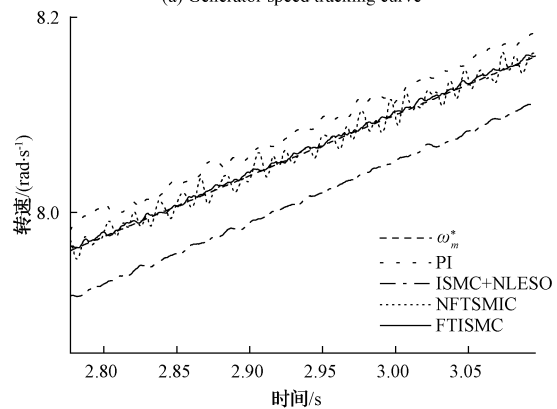
4.3 自然风仿真分析

自然风是外界风速高度变化的特性,具有很强的随机性。本文用基本风、阵风、渐变风和随机风4种风速模型的叠加来模拟自然风。



(a) 转速跟踪曲线

(a) Generator speed tracking curve



(b) 图(a)局部放大图

(b) Partial enlargement of figure (a)

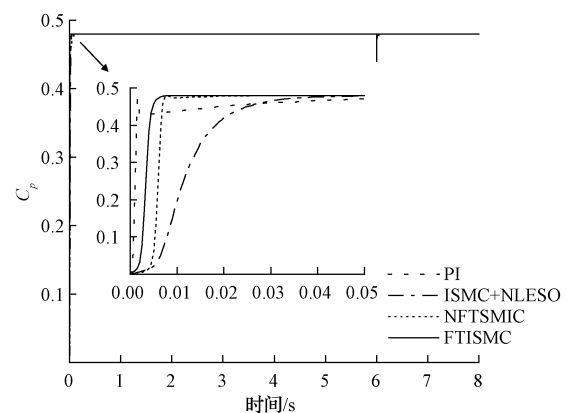
图6 渐变风作用下发电机转速跟踪曲线

Fig. 6 Generator speed tracking curve under gradient wind

自然风作用下转速跟踪对比曲线和风能利用系数曲线如图8、9所示。

由图8、9可看出,FTISMIC+EDO控制器在风速不断随机变化的情况下,仍能使风电系统快速达到MPPT状态,具有较强的鲁棒性。

图8是3~3.5s的转速跟踪对比曲线,此阶段风电系



(a) 风能利用系数曲线

(a) Wind utilization coefficient curve

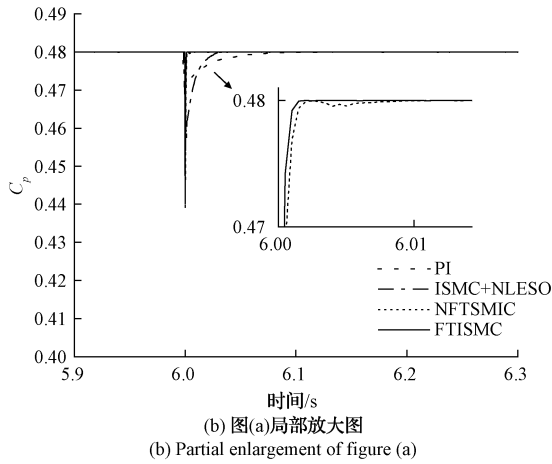


图7 渐变风作用下风能利用系数
Fig. 7 Wind utilization coefficient curve under gradient wind

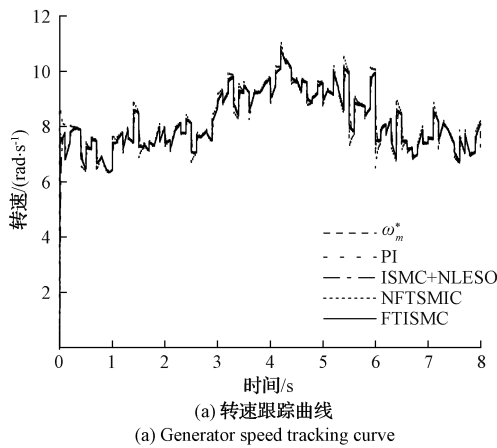


图8 自然风作用下发电机转速跟踪曲线
Fig. 8 Generator speed tracking curve under natural wind

统风速先缓慢上升至9.3 m/s,在9.3 m/s 风速小幅下降,之后风速上升至峰值9.8 m/s,再经历急剧下降、急剧上升的变化过程。在PI控制器的作用下,实际转速在3.2、3.3与3.4 s存在较大抖动,同时超调量较大,需要较长时

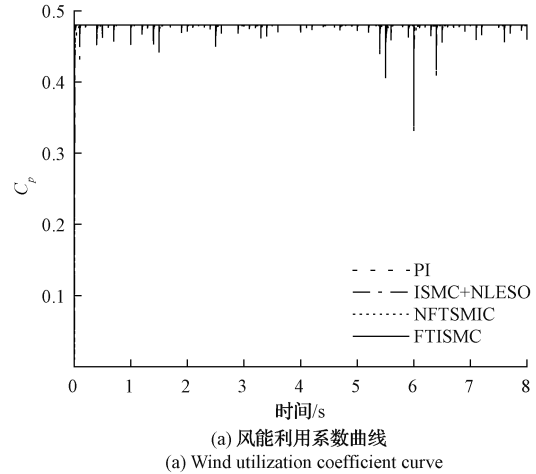


图9 自然风作用下风能利用系数
Fig. 9 Wind utilization coefficient curve under natural wind

间才能跟踪上最优转速;在ISMC+NLESO控制器的作用下,实际转速在3.2、3.3与3.4 s的抖动现象得以减弱,但ISMC+NLESO控制器存在大约0.1 rad/s的跟踪误差;在NFTSMIC控制器作用下,实际转速在3.2、3.3与3.4 s存在小幅超调,且抖振现象较为明显;在FTISMIC控制器的作用下,实际转速在3.2、3.3与3.4 s的抖动现象完全消除,能够精准快速地跟踪上不断变化的最优转速。FTISMIC+EDO控制器所对应的转速曲线更平稳,响应速度更快,风能利用系数基本稳定在最大风能利用系数上,具有很强的抗干扰能力。

5 结论

本文针对D-PMSG系统在最大功率跟踪时响应速度慢、控制性能不佳的问题进行研究。提出了一种无模型固定时间积分滑模控制策略。首先,构建D-PMSG转速环的新型超局部模型,再结合固定时间理论设计无模型固定时间积分滑模控制器。该控制器降低了对系统精确建模的依赖,且可使系统跟踪误差在固定时间内收敛到零域,克服传统SMC收敛时间受系统初始状态影响的局限性。

并通过李雅普诺夫函数证明了此方法的固定时间收敛特性。随后,为了进一步提高系统的抗干扰能力,设计了EDO对未知扰动进行估计并前馈补偿。仿真结果表明,将无模型固定时间积分滑模控制策略应用到D-PMSG的转速外环,在风速发生突变时,对比另外3种控制策略,响应速度更快,抗干扰能力更强,显著提升了风力发电系统在MPPT阶段的控制性能,提高了风能利用效率。

参 考 文 献

- [1] 苏杰,曾喆昭.基于ACPI的风力发电系统MPPT控制方法[J].电力系统保护与控制,2021,49(18):119-127.
SU J, ZENG ZH ZH. ACPI-based MPPT control method for wind power generation system[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(18): 119-127.
- [2] 黄宵宁,倪双飞,杨成顺,等.指令滤波的直驱永磁风机自适应反推积分滑模控制[J].电力系统保护与控制,2020,48(22):142-150.
HUANG X N, NI SH F, YANG CH SH, et al. Adaptive backstepping integral sliding mode control of direct-drive permanent magnet wind turbines with command filtering[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(22): 142-150.
- [3] 张开明,史宏俊,郭涛.采用滑模自适应控制的永磁同步风力发电系统最大功率控制[J].电力系统及其自动化学报,2019,31(7):143-150.
ZHANG K M, SHI H J, GUO T. Maximum power control of permanent magnet synchronous wind power generation system using sliding mode adaptive control[J]. Journal of Power Systems and Automation, 2019, 31(7): 143-150.
- [4] 姜礼洁,王晓燕,苏杰.永磁同步风力发电系统的最大功率跟踪模糊分数阶控制[J].现代电力,2024,41(2):230-239.
JIANG L J, WANG X Y, SU J. Fuzzy fractional order control for maximum power tracking of permanent magnet synchronous wind power systems[J]. Modern Electric Power, 2024, 41(2): 230-239.
- [5] 吴影,高林.基于高阶ESO的永磁直驱风电系统快速终端滑模控制[J].电力系统及其自动化学报,2023,35(1):129-135.
WU Y, GAO L. Fast terminal sliding mode control of permanent magnet direct-drive wind power system based on high-order ESO [J]. Journal of Power Systems and Automation, 2023, 35(1): 129-135.
- [6] 陈德海,赖正贵,李志远,等.基于NLESO的永磁直驱风力发电最大功率跟踪滑模控制[J].国外电子测量技术,2023,42(8):47-53.
CHEN D H, LAI ZH G, LI ZH Y, et al. NLESO-based sliding mode control for maximum power tracking of permanent magnet direct-drive wind turbines [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2023, 42(8): 47-53.
- [7] PAN L, SHAO C P. Wind energy conversion systems analysis of PMSG on offshore wind turbine using improved SMC and extended state observer[J]. Renewable Energy, 2020, 161: 149-161.
- [8] POLYAKOV A. Nonlinear feedback design for fixed-time stabilization of linear control systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2012, 57(8): 2106-2110.
- [9] HUANG S H, WANG J. A fixed-time fractional-order sliding mode control strategy for power quality enhancement of PMSG wind turbine[J]. International Journal of Electrical Power and Energy Systems, 2022, 134: 107354.
- [10] 薄迪迪.基于滑模变结构的风电系统最大功率跟踪控制[D].天津:河北工业大学,2021.
BO D D. Maximum power tracking control of wind power system based on sliding mode variable structure [D]. Tianjin: Hebei University of Technology, 2021.
- [11] FLIESS M. Model-free control [J]. International Journal of Control, 2013, 86(12): 2228-2252.
- [12] 赵凯辉,戴旺珂,周瑞睿,等.基于扩展滑模扰动观测器的永磁同步电机新型无模型滑模控制[J].中国电机工程学报,2022,42(6):2375-2386.
ZHAO K H, DAI W K, ZHOU R R, et al. Novel model-free sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on extended sliding mode disturbance observer[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2022, 42(6): 2375-2386.
- [13] 赵凯辉,易金武,刘文昌,等.一种永磁同步电机无模型超螺旋快速终端滑模控制方法[J].电力系统保护与控制,2023,51(22):88-98.
ZHAO K H, YI J W, LIU W CH, et al. A model-free super-twisting fast terminal sliding mode control method for permanent magnet synchronous motor[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(22): 88-98.
- [14] 侯利民,韦卓庆,曹生辉.麻雀搜索算法的PMSM固定时间无模型滑模控制[J].电子测量与仪器学报,2023,37(12):156-165.
HOU L M, WEI ZH Q, CAO SH H. Sparrow search algorithm for PMSM fixed-time model-free sliding mode control [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2023, 37(12):

- 156-165.
- [15] SAFAEIA A, MAHYUDDIN M. Adaptive model-free control based on an ultra-local model with model-free parameter estimations for a generic SISO system[J]. IEEE Access, 2018,6: 4266-4275.
- [16] CHEN Q, WANG L, SUN Y. Adaptive integral sliding mode MPPT control for wind turbines with fixed-time convergence [J]. IET Renewable Power Generation, 2024, 66(5): 1437-1446.
- [17] 方云熠,曾喆昭,王可煜,等. 永磁直驱风力发电系统最大功率跟踪改进型积分滑模控制[J]. 电力系统保护与控制,2019,47(13):77-83.
FANG Y Y, ZENG ZH ZH, WANG K Y, et al. Improved integral sliding mode control for maximum power tracking of permanent magnet direct-drive wind turbine system [J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(13): 77-83.
- [18] 李圣清,陈欣,文颜烯,等. 基于改进非奇异快速终端滑模反演控制的风力发电系统最大功率跟踪[J]. 湖南电力,2023,43(5):109-115.
LI SH Q, CHEN X, WEN Y X, et al. Maximum power tracking of wind power system based on improved non-singular fast terminal sliding mode inversion control[J]. Hunan Electric Power, 2023, 43(5): 109-115.

作者简介

高越,硕士研究生,主要研究方向为风电系统建模与优化控制。

E-mail:351229668@qq.com

冉华军(通信作者),博士,副教授,主要研究方向为灵活交流输电技术、电力电子系统建模与控制。

E-mail:ranhuajun@ctgu.edu.cn