

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2416333

基于自抗扰及无传感器的 PMSG 最大功率追踪控制^{*}

陈德海 赵本骑 邓 诚

(江西理工大学电气工程与自动化学院 赣州 341000)

摘要: 针对海上风力发电机最大功率追踪传统矢量控制响应速度差、抗扰性能不足与传统滑模观测器观测精度差等问题,提出一种改进双环自抗扰及自适应全阶滑模观测器的控制策略。采用光滑连续函数替换 *fal* 函数,以削弱抖振;设计自适应率以获得更为平滑的反电动势,引入锁相环算法估计转子转速与位置角。对比实验表明,本文策略在转速跟踪响应速度上提高约 24.3%,最大转速误差由 0.70 降为 0.34 rpm,最大转子位置误差由 0.045 降为 0.012 rad,在稳态时观测精度也有明显提高。在该策略下系统抗扰性能得到增强、响应速度得到提升、观测精度明显改善,提高了最大功率追踪效果。

关键词: 风力发电机;最大功率追踪;双环自抗扰;全阶滑模观测器

中图分类号: TM315;TN98 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8

Maximum power tracking control of PMSG based on active disturbance rejection and sensorless

Chen Dehai Zhao Benqi Deng Cheng

(School of Electrical Engineering and Automation, Jiangxi University of Science and Technology, Ganzhou 341000, China)

Abstract: Aiming at the problems of poor response speed, insufficient anti-disturbance performance and poor observation accuracy of traditional sliding mode observer in maximum power tracking of offshore wind turbines, a control strategy of improved dual-loop anti-disturbance control and adaptive full-order sliding mode observer is proposed. The *fal* function is replaced by a smooth continuous function to weaken the jitter; the adaptive rate is designed to obtain a smoother back electromotive force, and a phase-locked loop algorithm is introduced to estimate the rotor speed and position angle. Comparative experiments show that the strategy proposed in this paper improves the speed tracking response speed by about 24.3%, the maximum speed error is reduced from 0.70 to 0.34 rpm, and the maximum rotor position error is reduced from 0.045 to 0.012 rad. The observation accuracy is also significantly improved in steady state. Under this strategy, the system anti-disturbance performance is enhanced, the response speed is improved, and the observation accuracy is significantly improved, which improves the maximum power tracking effect.

Keywords: wind turbine; maximum power tracking; dual-loop anti-disturbance control; full-order sliding mode observer

0 引言

大型化海上永磁风力发电是风力发电的主流发展趋势,但由于海上环境的恶劣以及风速的随机性和不可控性对风力发电机组投入运行后的维护与控制有了更高的要求,因此为最大限度提高发电系统的性能,研究高性能的风力发电系统最大功率追踪(maximum power point tracking, MPPT)策略具有重要的实际意义^[1]。风力发电系统的主要技术为双馈感应式、异步电机式和永磁同步风

力发电发电系统等^[2]。而永磁同步风力发电机(permanent magnet synchronous generator, PMSG)因其高效和快速响应等优点,已成为海上风电研究的热点^[3]。风力发电系统的控制多采用传统的 PID 矢量控制,但该种控制策略存在较多不足,主要在于是通过误差的反馈进行控制进而消除误差,当遇到扰动时,存在明显的滞后性,在快速响应时容易产生明显的超调现象^[4]。对于风力发电这种高度耦合的复杂非线性系统的控制效果不佳。因此,一些研究人员将更多先进的非线性控制策略引入其中,其中自抗扰控制

收稿日期:2024-06-29

^{*} 基金项目:国家 A 类重大攻关项目(E210E001010)资助

策略(active disturbance rejection control, ADRC)因其具有更强的鲁棒性、适应性和动态响应能力等优点,在风力发电系统中表现突出^[5]。

现如今,众多学者已对 ADRC 策略在永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)控制系统中的应用进行了一定的研究。刘春强等^[6]在转速环上使用非线性自抗扰控制,系统的鲁棒性有了明显增强,但该策略的参数整定较为繁琐。祝可可等^[7]则使用线性自抗扰控制策略,虽然参数整定简化许多,但抑制高频噪声的能力有限。张臻等^[8]提出一种变结构的自抗扰控制器,实现了扩张观测器的无差估计,但 fal 函数的不光滑特性,可能导致系统的不稳定。金爱娟等^[9]使用连续光滑函数替代 fal 函数,以减弱抖振并提高系统稳定性。金宁治等^[10]采用 ADRC 与无源控制构成转速、电流双环控制,提高了系统的动态性能。在以上控制策略中,转子位置与速度信息的获取是必要的,一般是通过传感器进行获取,但在海上该种环境恶劣的区域,设计无位置传感器显得尤为重要。其中基于电机基波模型获取转子位置与速度信息的观测算法主要有滑模观测器(sliding mode observer, SMO)法^[11]、扩展卡尔曼滤波器法^[12]等。其中,SMO 法具有设计相对简单、适用性广泛等优点,是一种广受欢迎的方法。但是,由于其控制的不连续性,易导致系统产生高频抖振,且其谐波较为严重。祝新阳等^[13]使用 sigmoid 函数作为切换函数,以降低系统抖振。刘述喜等^[14]设计基于广义积分器的自适应滤波器来获取了更为平滑的反电动势波形。孙庆国等^[15]在转子位置与转速估计环节设计改进锁相环结构进行估计,在其中添加了微分环节,提高了估计的速度,但实现的复杂度增加。综上,虽然 ADRC 在永磁同步电动机的应用较多,但在风力发电 MPPT 系统中的应用还是有些欠缺,且无位置传感器在大功率风机的应用也是如此。

基于上述研究,为了提高永磁直驱风力发电机在复杂环境下的最大功率追踪能力与系统的可靠性。本文在转速环与电流环设计改进 ADRC 控制器,以提高系统抗扰性,引入非线性光滑函数取代 fal 函数,以降低系统抖振;在全阶滑模观测器中设计自适应律以提取更平滑的电动势,引入归一化前馈锁相环以提高观测精度。

1 永磁同步风力发电机数学模型

1.1 风力机数学模型

基于空气动力学知识,由贝兹理论,在理想条件下的风力机可获得的机械功率 P_m 为:

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

式中: ρ 为空气的密度; r 为叶片的半径; v 为风速; C_p 为风能利用系数,代表将风能转化为机械能的效率。其式为:

$$\begin{cases} C_p = (116\lambda_k - 0.4\beta - 5)e^{-21\lambda_k} + 0.0068\lambda \\ \lambda_k = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \\ \lambda = r\omega_r/v \end{cases} \quad (2)$$

式中: λ 为叶尖速比; ω_r 为风机的角速度; β 为桨距角。且风能利用系数 C_p 与 λ 和 β 的联系如图 1 所示。当桨距角 β 为固定值时,存在着一个最佳的叶尖速比 λ 使得风能利用系数 C_p 达到峰值时,风机将获得最大输出功率。因此在桨距角保持不变时,可通过调节电机转速与风速相匹配,达到一个最佳的叶尖速比,进而达到风能的捕获。由图 1 知在桨距角 $\beta = 0^\circ$, 叶尖速比为 8.1 时,风能利用系数 C_p 达到最大值 0.48。

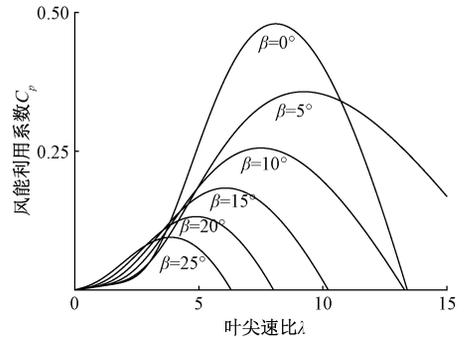


图 1 C_p 与 λ 、 β 的变化曲线图

Fig. 1 Change curve chart of C_p , λ and β

1.2 永磁同步发电机数学模型

由于实际的电机数学模型较为复杂,且本文考虑的是电机运行在正常工作的状态,铁心损耗及谐波这些对电机整体性能影响较小。故为了便于分析,简化电机模型,假设 PMSG 满足以下条件:气隙磁密波形为正弦波,不考虑电机铁芯的磁密饱和,忽略铁心损耗及空间谐波。则在 $d-q$ 坐标系下所建立的 PMSG 数学模型如下。定子的 d 轴电压与 q 轴电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - L_d \omega_e i_q \\ u_q = R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + L_d \omega_e i_d + \omega_e \varphi_f \end{cases} \quad (3)$$

式中: u_d 、 u_q 为定子电压在 d 轴、 q 轴的分量; R 为定子绕组的阻值; i_d 、 i_q 为定子电流在 d 轴、 q 轴的分量; L_d 、 L_q 为定子绕组的 d 轴、 q 轴电感; ω_e 为电角速度; φ_f 为永磁体磁链。

由于本文采用的是表贴式 PMSM,其交直流电感相等,故电磁转矩方程为:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n i_q \varphi_f \quad (4)$$

式中: T_e 为电机的电磁转矩; p_n 为永磁体的极对数。

在直驱式永磁风力发电系统中,由于没有齿轮传动系统,所以风机的角速度 ω_r 与电机的角速度 ω_m 相等,则机械

转矩为:

$$T_m = P_m / \omega_r = \frac{1}{2\lambda^3} \rho \pi r^5 \omega_r^2 C_p(\lambda, \beta) \quad (5)$$

风力发电机的机械运动方程为:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_m - T_e - B\omega_m \quad (6)$$

式中: J 为转动惯量; B 为阻尼系数。

2 自抗扰控制器设计

2.1 转速环自抗扰控制器设计

由式(6)可知,风力发电机的速度环可看成一个一阶被控系统,因此可设计一阶ADRC进行控制。传统ADRC中所采用的 fal 函数的光滑性较差,会给系统抖振带来较大影响,可能导致系统的不稳定,因此结合方云熠等^[16]所采用的非线性光滑函数进行替换。该函数兼具光滑特性与工程特性,当误差小时增益较大,误差大时增益较小。将其应用于一般设计ADRC所具有的3个环节当中。传统 fal 函数如下:

$$fal(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \text{sign}(e), & |e| > \delta \\ e/\delta^{1-\alpha}, & |e| \leq \delta \end{cases} \quad (7)$$

所采用的非线性光滑函数为:

$$h(e, \delta) = \frac{x}{\delta^2} \exp(-\frac{x^2}{\delta^2}) \quad (8)$$

针对传统PI控制器中快速性与超调不能同时兼顾的情形。设计跟踪微分器(tracking differentiator, TD)为参考信号提供一个过渡过程。TD设计如下:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = z_{11} - \omega_{ref} \\ \dot{z}_{11} = -rh(e_1, \delta_0) \end{cases} \quad (9)$$

式中: ω_{ref} 为经过MPPT模块计算所得的期盼转速; z_{11} 为过渡之后的转速; e_1 为误差信号; r 为速度因子, $r > 0$, 其取值不应过大,否则将失去过渡作用。

由式(4)及(6)可得如下转速状态方程:

$$\dot{\omega}_m = \frac{T_m}{J} - \frac{B\omega_m}{J} + b_\omega i_q \quad (10)$$

式中: $b_\omega = \frac{3p_n \varphi_f}{2J}$ 。令 $\frac{T_m}{J} - \frac{B\omega_m}{J}$ 为扰动量 ω , 设计二阶

扩张状态观测器(extended state observer, ESO)实时观测状态变量和扰动量,取 $x_1 = \omega_m$, $x_2 = \omega$, 则可得扩张方程如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + b_\omega i_q \\ \dot{x}_2 = \omega \\ y_1 = x_1 \end{cases} \quad (11)$$

以此设计二阶ESO如下:

$$\begin{cases} \dot{e}_2 = z_{21} - \omega_m \\ \dot{z}_{21} = z_{22} - \beta_{01} h(e_2, \delta_1) + b_\omega i_q \\ \dot{z}_{22} = -\beta_{02} h(e_2, \delta_2) \end{cases} \quad (12)$$

式中: e_2 为所估计转速与实际转速之间的差值; z_{21} 为实

际转速的估计值; z_{22} 为扰动的估计值; β_{01} 与 β_{02} 为校正增益, $\beta_{01} > 0, \beta_{02} > 0$ 。

非线性状态误差反馈控制律(nonlinear state error feedback, NLSEF)是由TD环节输出值与ESO实时估计转速间的误差进行非线性组合,再与ESO实时估计扰动共同构成所控制系统的控制量。实现了系统的动态补偿,提高系统性能。其设计如下:

$$\begin{cases} u_{o1} = \beta_1 h(z_{11} - z_{21}, \delta_3) \\ u_1 = u_{o1} - \frac{z_{22}}{b_\omega} \end{cases} \quad (13)$$

式中: β_1 为误差比例因子, $\beta_1 > 0$; u_{o1} 为等效控制量; u_1 为考虑扰动补偿之后的最终输出量。

转速环自抗扰控制器结构框图如图2所示。

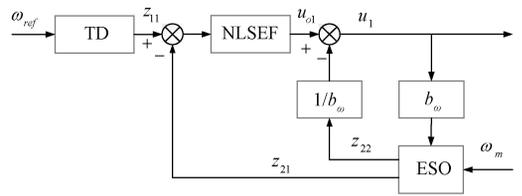


图2 转速环自抗扰控制器

Fig. 2 Speed loop anti-disturbance controller

2.2 电流环自抗扰控制器设计

由式(3)可得 q 轴电流的状态方程如下:

$$\dot{i}_q = -\frac{Ri_q}{L_q} - \omega_e i_d - \frac{\omega_e \varphi_f}{L_q} + b_q u_q \quad (14)$$

式中: $b_q = \frac{1}{L_q}$ 。令 $-\frac{Ri_q}{L_q} - \omega_e i_d - \frac{\omega_e \varphi_f}{L_q}$ 为扰动量 ω_q 。

考虑到电流环需响应迅速,则此处不设置TD环节。且采用非线性ADRC不仅参数整定繁琐,在实际应用中也会加重处理器的负担,因此为了简化运算,降低参数整定难度,采用线性ADRC设计电流环自抗扰控制器。且电流环ADRC的设计与转速环ADRC的设计基本一致,变量取值范围也一致,因此这里不进行详细叙述,直接给出线性ESO,线性LSEF的设计策略。

线性ESO设计如下:

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = z_{31} - i_q^* \\ \dot{z}_{31} = z_{32} - \beta_{03} e_3 + b_q u_q \\ \dot{z}_{32} = -\beta_{04} e_3 \end{cases} \quad (15)$$

式中: z_{31} 用于估计 q 轴电流的值; z_{32} 用于估计扰动 ω_q 的值; β_{03} 与 β_{04} 为校正增益。

线性LSEF设计如下:

$$\begin{cases} u_{o2} = \beta_2 (i_q - z_{31}) \\ u_2 = u_{o2} - \frac{z_{32}}{b_q} \end{cases} \quad (16)$$

式中: β_2 为误差比例因子; u_{o2} 为等效控制量; u_2 为最终输出量。

d 轴电流环的线性ADRC设计与 q 轴所设计基本一

致,这里不再赘述。

3 无位置传感器设计

3.1 传统二阶滑模观测器

表贴式 PMSM 在 $\alpha - \beta$ 两相静止坐标系下的数学模型为:

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L_s}i_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_s} - \frac{E_\alpha}{L_s} \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L_s}i_\beta + \frac{u_\beta}{L_s} - \frac{E_\beta}{L_s} \end{cases} \quad (17)$$

式中: L_s 为定子电感; i_α 与 i_β 为对应于 α 与 β 轴的定子电流; u_α 与 u_β 为对应于 α 与 β 轴的定子电压; E_α 与 E_β 为对应于 α 与 β 轴的扩展反电势。且 E_α 与 E_β 满足下式:

$$\begin{cases} E_\alpha = -\omega_e \varphi_f \sin\theta_e \\ E_\beta = \omega_e \varphi_f \cos\theta_e \end{cases} \quad (18)$$

式中: θ_e 为转子位置角。

传统二阶 SMO 构造为:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L_s}\hat{i}_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_s} - \frac{v_\alpha}{L_s} \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L_s}\hat{i}_\beta + \frac{u_\beta}{L_s} - \frac{v_\beta}{L_s} \end{cases} \quad (19)$$

式中: \hat{i}_α 及 \hat{i}_β 为 i_α 与 i_β 的估测值,下文出现该上标时含义类似。设计如下滑模面:

$$s = \hat{i}_s - i_s \quad (20)$$

则滑模控制律 v_α 与 v_β 为:

$$\begin{cases} v_\alpha = k \text{sign}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ v_\beta = k \text{sign}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{cases} \quad (21)$$

式中: k 为滑模增益系数, $k > 0$; sign 为符号函数。

将式(19)与(17)做减法可得电流误差方程:

$$\begin{cases} \frac{d\tilde{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L_s}\tilde{i}_\alpha + \frac{E_\alpha}{L_s} - \frac{v_\alpha}{L_s} \\ \frac{d\tilde{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L_s}\tilde{i}_\beta + \frac{E_\beta}{L_s} - \frac{v_\beta}{L_s} \end{cases} \quad (22)$$

式中: \tilde{i}_α 、 \tilde{i}_β 均为 i_α 与 i_β 的估测值与实际值的误差,下文出现该上标时含义类似。当滑模面收敛时,由等效控制原理可知扩展反电势的估计值为: $E_\alpha = v_\alpha$ 、 $E_\beta = v_\beta$ 。此时获得的扩展反电势是不连续的高频信号,因此需要将此信号通过低通滤波器(low pass filter, LPF)进行处理,以获取所需信号:

$$\begin{cases} e_\alpha = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} E_\alpha \\ e_\beta = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} E_\beta \end{cases} \quad (23)$$

式中: e_α 、 e_β 为经滤波后的反电势; ω_c 为 LPF 的截止

频率。经滤波处理后会引入信号的相位延迟与幅值变化,故需对所估算转子位置角进行相位补偿,补偿后的位置角为:

$$\begin{cases} \hat{\theta}_e = \arctan\left(\frac{-e_\alpha}{e_\beta}\right) + \arctan\left(\frac{\hat{\omega}_e}{\omega_e}\right) \\ \hat{\omega}_e = \sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2} / \varphi_f \end{cases} \quad (24)$$

式中: $\hat{\theta}_e$ 、 $\hat{\omega}_e$ 分别为转子位置与转速观测值。传统 SMO 的实现原理框图如图 3 所示。

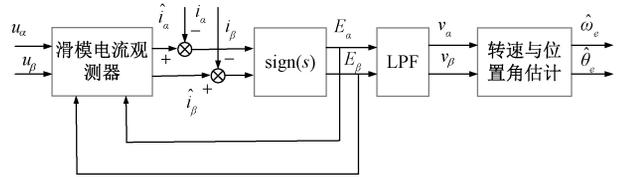


图 3 传统二阶 SMO

Fig. 3 Traditional second-order SMO

3.2 自适应全阶滑模观测器

由上文可知,传统二阶 SMO 需要引入低通滤波器以获得连续的扩展反电势,该种措施会造成所估计反电势幅值的衰减与相位的滞后。且反正切函数对于噪声异常敏感,则滑模抖振的影响将会扩大,利用反正切函数求取转子位置会产生较大误差。针对此,设计自适应全阶滑模观测器进行转子位置与转速观测,该观测器无需引入低通滤波器,且通过锁相环获取转子位置与转速信息,以避免所述弊端。具体设计如下:

由于磁链为永磁体产生,正常情况下永磁体非常稳定。且现实中,调速控制系统中的电磁时间常数是远小于机械时间常数的,在一个周期内转速变化较为缓慢。因此为简化模型,可假定磁链的幅值无变化,且考虑转速变化速度很小,可忽略其变化,则由式(18)可得:

$$\begin{cases} \frac{dE_\alpha}{dt} = -\omega_e E_\beta \\ \frac{dE_\beta}{dt} = \omega_e E_\alpha \end{cases} \quad (25)$$

则由式(17)与(25)可得电机全阶状态方程为:

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L_s}i_\alpha + \frac{u_\alpha}{L_s} - \frac{E_\alpha}{L_s} \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L_s}i_\beta + \frac{u_\beta}{L_s} - \frac{E_\beta}{L_s} \\ \frac{dE_\alpha}{dt} = -\omega_e E_\beta \\ \frac{dE_\beta}{dt} = \omega_e E_\alpha \end{cases} \quad (26)$$

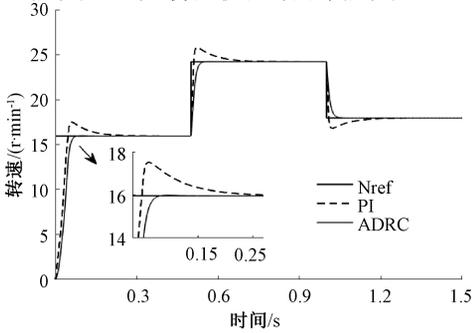
再由上式即可得以下全阶滑模观测器 (full-order sliding mode observer, FSMO):

表 1 风力发电机主要参数

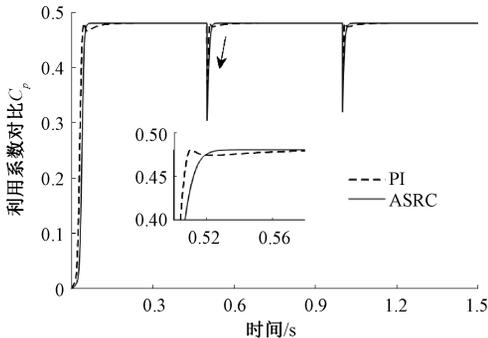
Table 1 Main parameters of wind turbine

参数	参数值
d, q 轴电感 L/H	0.001 5
定子电阻 R/Ω	0.001
极对数 p_n	40
阻尼系数 $B/(N \cdot m \cdot s)$	0.001
永磁磁链 φ_f/Wb	10
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	16 000
叶片半径/m	38.8
最大风能利用系数	0.48
最佳叶尖速比	8.1
额定功率/MW	2.5

在初始 8 m/s 的风速下启动,在 0.5 s 阶跃至额定风速 12.15 m/s,最后在 1 s 时阶跃至 9 m/s,共 3 个阶段。则具体的仿真结果如图 7~11 所示。图 7(a)、(b)分别为转速与风能利用系数对比图,由图观之可得,传统 PI 与所提出的改进 ADRC 策略在经过调节时间之后,均可以跟踪到额定转速,但是传统 PI 有明显的超调现象,而改进 ADRC 则基本无超调且平滑的跟踪到额定转速,响应时间也是更短。在风能利用系数上,虽然传统 PI 最先达到最大风能利用率,但是不能稳定下来,仍需较长时间才能稳定。



(a) 转速跟踪对比
(a) Speed tracking comparison

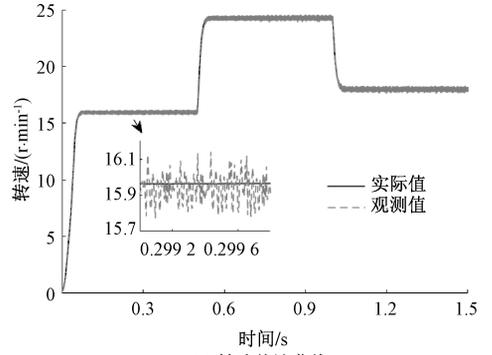


(b) 风能利用系数对比
(b) Comparison of wind energy utilization coefficient

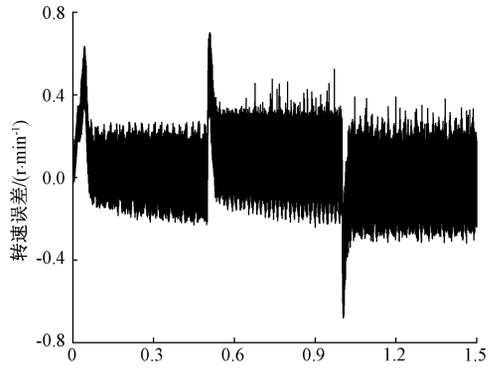
图 7 阶跃风下转速与风能利用系数对比

Fig. 7 Comparison of rotation speed and wind energy utilization coefficient under step wind

为了验证自适应 FSMO 的观测效果,在所提出 ADRC 策略的基础之上,分别采用传统二阶 SMO 与自适应 FSMO 以替代位置传感器,进行对比分析。图 8(a)、(b)及图 9(a)、(b)为 2 种观测器所观测出的转速以及转速误差曲线。由图可知晓,传统二阶 SMO 所估计转速在达到稳定状态之后存在明显的抖振现象,在第一阶段达到稳态之后,转速误差大概为 ± 0.2 r/min 之间,而 FSMO 约在 ± 0.005 r/min 之间。在转速变化过程中,后者也是更优的。



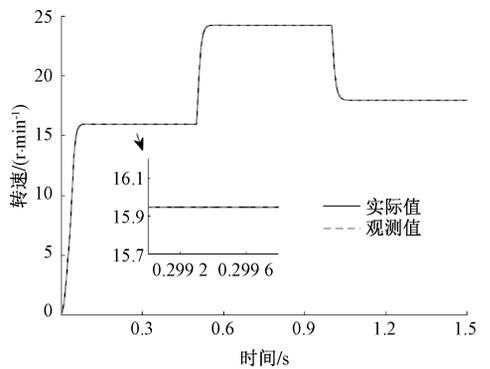
(a) 转速估计曲线
(a) Speed estimation curve



(b) 转速误差曲线
(b) Speed error curve

图 8 传统二阶 SMO 转速估计及误差

Fig. 8 Traditional second-order SMO speed estimation and error



(a) 转速估计曲线
(a) Speed estimation curve

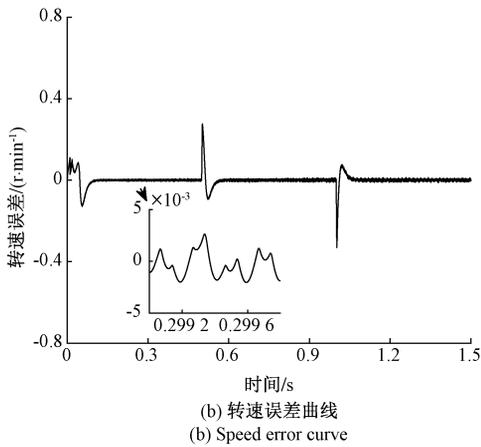


图9 FSMO转速估计及误差

Fig. 9 FSMO speed estimation and error

图10、11为2种观测器在0至0.8s间的转子位置估计误差曲线。在第一阶段启动阶段,传统二阶SMO位置估算误差约为0.04rad,而FSMO则约为0.01rad,达到稳态时,前者误差约为±0.01rad,后者约为0.00013rad。在各阶段转速变化中,后者的转子位置估算误差都是更低的。

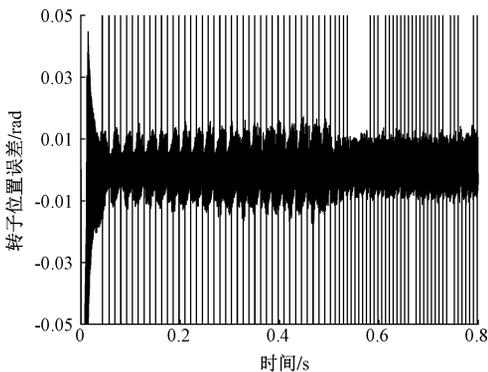


图10 传统二阶SMO转子位置估计误差曲线
Fig. 10 Traditional second-order SMO rotor position estimation error curve

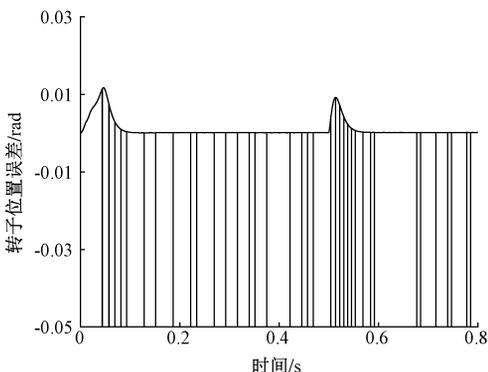


图11 FSMO转子位置估计误差曲线

Fig. 11 FSMO rotor position estimation error curve

通过上述分析,所提出改进ADRC策略可有效进行最

大功率跟踪,FSMO能够更为精准的估计转子转速与转子位置角。

5 结 论

为提高海上永磁风力发电机的最大功率追踪效果,提高发电效率,在问题分析的基础上,提出了一种改进双环自抗扰及自适应全阶滑模观测器的控制策略。结合一种具有工程特性的非线性光滑函数设计转速环ADRC,以降低抖振,电流环采用线性ADRC,减少参数整定。设计自适应FSMO,以提高转子转速和位置角的估算精度。经过反复实验优化,形成了本文的控制策略。在MATLAB/Simulink中搭建风机控制系统仿真模型,对比在传统PI及传统二阶SMO控制策略下对阶跃风的响应性能。对比实验结果显示,该策略可提升系统的响应速度,并增强其鲁棒性,FSMO在低速下也有很高的估算精度,进一步提高了最大功率追踪效果。

参考文献

- [1] PAN L, SHAO CH 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.
- [2] 吴晓月,王冰,陈玉全,等.基于线性标准型的双馈风力发电机组反步滑模控制研究[J].国外电子测量技术,2021,40(8):64-69.
WU X Y, WANG B, CHEN Y Q, et al. Research on backstepping sliding mode control of doubly fed wind turbine generator based on linear standard form[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2021, 40(8): 64-69.
- [3] 李鑫,孙洋,杨桢,等.基于混合势函数的永磁同步风力发电机暂态稳定性分析[J].电子测量与仪器学报,2024,38(1):168-177.
LI X, SUN Y, YANG ZH, et al. Transient stability analysis of permanent magnet synchronous wind turbine generator based on mixed potential function[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(1):168-177.
- [4] 王林富,许丹枫,赵湖珊,等.直驱永磁风力发电系统建模与仿真方法研究[J].电子测量技术,2019,42(20):44-50.
WANG L F, XU D F, ZHAO H SH, et al. Research on modeling and simulation methods of direct-drive permanent magnet wind power generation system[J]. Electronic Measurement Technology, 2019, 42(20): 44-50.
- [5] 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

- 制, 2019, 47(5): 145-151.
- FANG Y Y, ZENG ZH ZH, LIU Q, et al. Maximum power tracking nonlinear anti-disturbance control for permanent magnet direct-drive wind power generation system [J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(5): 145-151.
- [6] 刘春强, 骆光照, 涂文聪, 等. 基于自抗扰控制的双环伺服系统[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(23): 7032-7039.
- LIU CH Q, LUO G ZH, TU W C, et al. Dual-loop servo system based on active disturbance rejection control[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(23): 7032-7039.
- [7] 祝可可, 阮琳. 永磁直驱风力发电机自抗扰技术及其无位置传感器控制策略[J]. 太阳能学报, 2022, 43(10): 266-274.
- ZHU K K, RUAN L. Active disturbance rejection technology and position sensorless control strategy for permanent magnet direct-drive wind turbine generator[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2022, 43(10): 266-274.
- [8] 张臻, 周扬忠. 永磁同步电机位置伺服系统改进变结构自抗扰控制[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(5): 263-271.
- ZHANG ZH, ZHOU Y ZH. Improved variable structure active disturbance rejection control for permanent magnet synchronous motor position servo system[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(5): 263-271.
- [9] 金爱娟, 丁哲琪, 李少龙, 等. 基于改进型自抗扰控制的永磁同步电机伺服控制[J]. 包装工程, 2023, 44(1): 151-161.
- JIN AI J, DING ZH Q, LI SH L, et al. Permanent magnet synchronous motor servo control based on improved active disturbance rejection control [J]. Packaging Engineering, 2023, 44(1): 151-161.
- [10] 金宁治, 李光一, 刘金凤, 等. 内置式永磁同步电机自抗扰-无源控制策略[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(12): 35-42.
- JIN N ZH, LI G Y, LIU J F, et al. Self-disturbance rejection-passive control strategy for interior permanent magnet synchronous motor[J]. Journal of Electric Machines and Control, 2020, 24(12): 35-42.
- [11] WANG G, ZHANG H. A new speed adaptive estimation method based on an improved flux sliding-mode observer for the sensorless control of PMSM drives[J]. ISA Transactions, 2022, 128: 675-685.
- [12] TERMIZI M S, LAZI J M, IBRAHIM Z, et al. Sensorless PMSM drives using extended Kalman filter (EKF) [C]. 2017 IEEE Conference on Energy Conversion(CENCON), 2017.
- [13] 祝新阳, 曾国辉, 黄勃, 等. 改进滑模观测器的永磁同步电机矢量控制[J]. 信息与控制, 2020, 49(6): 708-713.
- ZHU X Y, ZENG G H, HUANG B, et al. Permanent magnet synchronous motor vector control with improved sliding mode observer[J]. Information and Control, 2020, 49(6): 708-713.
- [14] 刘述喜, 谭欢, 程楠格, 等. 基于改进滑模的 PMSM 无位置传感器控制[J]. 重庆理工大学学报(自然科学), 2023, 37(9): 270-279.
- LIU SH X, TAN H, CHENG N G, et al. PMSM sensorless control based on improved sliding mode[J]. Journal of Chongqing University of Technology (Natural Science), 2023, 37(9): 270-279.
- [15] 孙庆国, 朱晓磊, 牛峰, 等. 基于改进型积分滑模观测器的 PMSM 无位置传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(8): 3269-3278.
- SUN Q G, ZHU X L, NIU F, et al. PMSM sensorless control based on improved integral sliding mode observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(8): 3269-3278.
- [16] 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 of maximum power point tracking for permanent magnet direct-drive wind power generation system [J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(13): 77-83.

作者简介

陈德海(通信作者), 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为电机控制。

E-mail: dhchen22@gia.cas.cn

赵本骑, 硕士研究生, 主要研究方向为永磁直驱风力发电机最大功率追踪控制。

E-mail: 3321740036@qq.com

邓诚, 硕士研究生, 主要研究方向为永磁直驱风力发电机恒功率控制。

E-mail: 2864778573@qq.com