

多参数失配下鲁棒型双馈风机模型预测电流控制^{*}

潘鹏程^{1,2} 李元皓^{1,2} 香 静³

(1. 三峡大学电气与新能源学院 宜昌 443002; 2. 三峡大学新能源微电网湖北省协同创新中心 宜昌 443002;

3. 国网乌鲁木齐供电公司 乌鲁木齐 830000)

摘 要: 风机系统模型预测电流控制(model predictive current control, MPCC)是基于系统模型实现的,存在系统参数鲁棒性较差的问题。为解决该问题,提出了一种带有新型滑模趋近律(new sliding mode reaching law, NSMRL)的滑模观测器(sliding mode observer, SMO)结合 MPCC 策略。首先,建立基于电压定向的双馈风机数学模型;其次,建立无差拍模型预测控制系统;最后,构建一种改进的等速伸展项和指数到达项的滑模趋近律,该新型滑模趋近律包括系统状态变量和滑模面函数的功率项,可以以两种不同的形式来表示趋近律,新滑模趋近律的作用是使系统状态更快、抖振更小的收敛到滑模平面,从而提高参数鲁棒性。研究结果表明,该方法与无滑模 MPCC 和等速趋近律 MPCC 相比,能有效地抑制系统固有抖振,并提高系统状态到达滑模面的速度。同时,可将平均转矩脉动、电流脉动和相电流总谐波失真(total harmonic distortion, THD)降低 10.54%、24.16% 和 5.12%。因此,所提出的 NSMRL-SMO-MPCC 方法能够通过在线补偿扰动实现参数失配情况下对电流的可靠预测,从而提升系统的参数鲁棒性。

关键词: 双馈发电机;模型预测电流控制;参数鲁棒性;新型滑模观测器

中图分类号: TM315 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4047

MPC control of robust type DFIG on multi-parameter mismatch

Pan Pengcheng^{1,2} Li Yuanhao^{1,2} Xiang Jing³

(1. College of Electrical Engineering & New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China;

2. Hubei Provincial Collaborative Innovation Centre for New Energy Microgrid, China Three Gorges University,

Yichang 443002, China; 3. State Grid Urumqi Electric Power Supply Company, Urumqi 830000, China)

Abstract: The model predictive current control (MPCC) is based on the system model in DFIG, which has the problem of poor robustness of system parameters. In this paper, a sliding mode observer (SMO) combined with MPCC control strategy based on new sliding mode reaching law (NSMRL) is proposed. At first, the mathematical model of DFIG by voltage orientation is established. Then, the model of the deadbeat control system is established. Finally, An improved sliding mode reaching rate of isometric extension term and exponential arrival term is constructed, NSMRL includes the system state variable and the power term of the sliding mode surface function, and can represent the approach law in two different forms. The function of the new sliding mode approach rate is to make the system state converge to the sliding mode plane faster and with less buffeting, thus improving the parameter robustness. The results show that proposed method can suppress the inherent chattering of the system effectively and can also increase the speed of the system state reaches the sliding mode surface compared to that of the MPCC without sliding mode and MPCC with constant velocity approach rate methods. Specifically, the average torque ripple, current ripple and phase current THD can be reduced by 10.54%, 24.16% and 5.12%, respectively. Therefore, the NSMRL-SMO-MPCC control strategy proposed in this paper can predict the current more reliable by compensating the disturbance online to improve the parameter robustness of the system while the parameters are mismatched.

Keywords: DFIG; MPCC; parameter robustness; new sliding mode observer

收稿日期:2023-07-31

^{*} 基金项目:国家水运安全工程技术研究中心开放基金(B2022002)、宜昌市自然科学基金(A22-3-008)项目资助

0 引言

2014~2022年,在政策支持下我国的风力发电飞速发展,风电场的装机容量大幅度提升,根据国家能源局发布2022年全国电力工业统计数据报道,风力发电规模为 3.7×10^8 kW,较2021年同期增加了11.2%;在内蒙和甘肃这类风能资源丰富的地区,其发电能力占本地负荷的50%以上,未来,电力系统中的风电渗透率将会继续提高^[1-3]。同时,在高比例风电并网的背景下,风电场控制的安全稳定,已经变成了一个日益严峻的问题^[4]。

当风电场受到外界扰动时,传统的比例积分控制(proportion integration, PI)动态性能差,模型预测控制(model predictive control, MPC)技术可以很好的解决外界扰动下动态性能差的问题。MPC通过设定合适的最优准则进行最优控制,可以灵活控制多个重要参数,实现多目标最优化控制^[5]。相比于传统控制方法, MPC概念直观,可针对具体的控制领域和控制目标修改方案^[6-7]。相比传统控制策略,双馈风电机组在扰动下运行期间, MPC更适合用于提高风电机组在外界扰动下的控制能力。

在双馈电机控制领域,根据控制目标的不同, MPC细分为模型预测电流控制(MPCC)和模型预测转矩控制^[8],后者因需要复杂的代价函数不易实现, MPCC被分为无差拍控制(dead-beat control, DBC)和有限状态集控制。DBC原理的核心思想是在一个周期内跟踪电磁转矩/定子磁链指令或定子电流指令^[9]。然而, DBC有依赖对象数学模型的缺点^[10-13],当参数发生失配时,输入控制系统的参考电压矢量就偏离期望值。

为了解决上述问题,学者们提出了一些参数辨识法,文献[14-15]采用了基因学习粒子群混合算法识别出永磁风机电气参数,文献[16]采用了线性神经网络识别其电气参数,但上述方法存在一定缺陷,种群算法的参数识别受范围影响,容易陷入局部最优,无法实现最优控制,神经网络容易受扰动和非线性数据影响,降低控制效果。学者们提出了电流差值法^[17],但注入的电压脉冲在绕组中产生的剩磁会影响采样电流的准确性。为了解决DBC不抗扰的缺点,有学者提出DBC和龙伯格观测器^[18-19]、扩张状态观测器^[20-21]、卡尔曼滤波观测器^[22]和扰动观测器^[23-27]等相结合的方法,但上述方法都存在缺陷,龙伯格观测器参数适应性较差,扩张状态观测器需要复杂的坐标变换,卡尔曼滤波观测器参数鲁棒性强,设计简单,适应性强,缺陷是不能同时兼顾高精度和低抖振的要求。

基于上述分析,本文在建立双馈风电机组MPCC系统的同时,采用了一种改进的等速伸展项和指数到达项滑模趋近律^[28]的滑模观测器(sliding mode observer, SMO),该新型滑模趋近律(new sliding-mode reaching law,

NSMRL)包括系统状态变量和滑模面函数的功率项,可以以两种不同的形式来表示滑模趋近律,采用这种新滑模趋近律与积分滑模面构成的观测器,将观测到的转子电流和扰动量补偿到MPCC控制系统中,使转子电流的实际值成功跟踪参考值。同时,以传统MPCC控制和传统滑模观测器结合MPCC控制为参照对象,设计了电感、电阻参数失配、转矩突变3种对照试验。由于采用这种新滑模趋近律的观测器,将趋近律中指数项的系数设为一个变量,并将其值与系统状态点及滑模面之间的距离相结合,这一设计将明显优化系统的总谐波失真率,降低了传统SMO的抖振现象,提高了控制系统的反应速度。通过使用新趋近律滑模观测器协调控制方法,不但能提高双馈风电机组在外界扰动下和出现故障时的控制精度和控制效果,而且能解决实际工程中,持续测量电流难度较大,测量资源耗费高的难题,对风电并网提高安全性上具有重要意义。

1 模型预测控制基本原理

模型预测控制是一种以预测建模、滚动优化和反馈修正为核心的闭环优化控制方法,可有效处理系统中不确定因素的影响,近些年被广泛应用于实际生产^[29]。其核心概念是滚动时域,有如下表现^[30]。

1)在当前 k 时刻,能够根据历史信息和控制输入预测系统未来 $k+N_p$ 时段的输出。其中 $k+N_p$ 表示模型预测的最后一个时刻。

2)在此基础上,模型预测控制通过使某项性能评价指标最优来得到最优控制量,在未来 $k+N_c$ 时段内反复在线进行求解,并将其初始值应用到实际系统中。其中 $k+N_c$ 表示模型预测从开始到预测输出的时刻。

3)在新的采样时刻,不断重复步骤1)和2)。

模型预测控制其中蕴含着一个二次规划问题,针对这一问题,常用的解法为有效集法或者内点法,要将实际受控对象的非线性数学模型线性化、离散化,作用于整个双馈风机机侧控制系统。模型预测控制基本原理如图1所示。其中, R 为系统的参考轨迹, $R(k-j)$ 为过去 j 时刻参考轨迹, $R(k+N_p/k)$ 为从 k 时刻到 $k+N_p$ 时刻参考轨迹, Y 为系统的预测轨迹, $Y(k-j)$ 为过去 j 时刻实际输出, $Y(k+N_p/k)$ 为从 k 时刻到 $k+N_p$ 时刻预测输出, U 为系统的输入量, $U(k+N_c/k)$ 为从 k 时刻到 $k+N_c$ 时刻预测输入,在 $k+N_c$ 时刻结束后,预测优化输入使未来时刻预测输出跟随参考轨迹。

本文采用了MPCC与NSMRL-SMO协调作用于双馈风电机组的无差拍控制步骤,并将电流作为控制目标,由于是无差拍控制,无须构建关于电流的代价函数。

2 双馈风电机系统模型结构

2.1 系统总体结构

本文采用2 MW的双馈感应风力发电机组成实验对

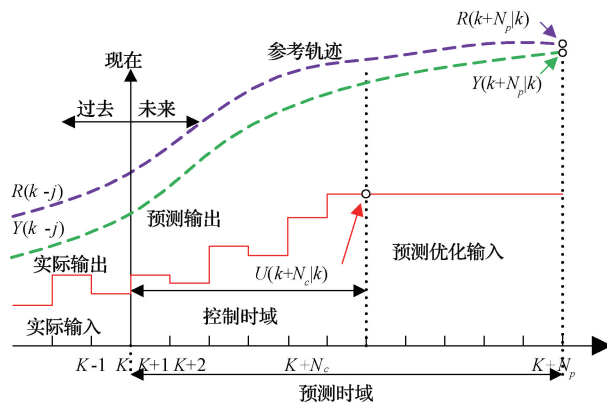


图1 模型预测控制原理

象,双馈感应电机的定子通过母线与电网直接相连,而转子则与背靠背变流器、700 V 直流母线、滤波器相连后接入电网。双馈风机并网系统的结构如图2所示。

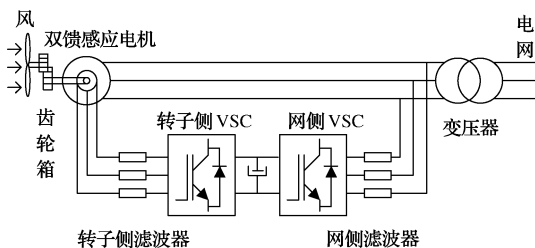


图2 双馈风机结构

在双馈风机转子侧控制系统的设计中,首先,通过风机和齿轮箱,采集实际风速传输到风能转换系统,利用机械装置将其转化为系统的转矩;其次,利用 Park 变换进行坐标变换工作,把定子与转子侧的 abc 三相静止坐标系下电流转换至 dq 两相旋转坐标系下电流,并通过双馈风机 MPCC 控制系统求得转子 dq 轴电流的参考值;之后,将 MPCC 计算的参考值输入到滑模观测器中求得转子 dq 轴电流参考值的估计值与扰动;最后,以 MPCC 控制器作为电流实际值、电流估计值和扰动的输入目标,输出参考

电压 dq 轴分量,并将其转换至 abc 三相电压,通过脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)输出脉冲调制波给转子侧变流器。变流器控制框图如图3所示,系统由外环 PI 控制器和内环 MPCC 控制器构成,MPCC 的输入量 I_{dr} 、 I_{qr} 、扰动观测量 f 由滑模观测器输入。其中, I_{dr} 、 I_{qr} 、 I_{dr}^* 、 I_{qr}^* 、 I'_{dr} 、 I'_{qr} 、 f 分别表示转子电流 d 轴分量、 q 轴分量、 d 轴分量观测值、 q 轴分量观测值、 d 轴分量参考值、 q 轴分量参考值、扰动观测量; I_{ds} 、 I_{qs} 分别表示定子电流 d 轴分量、 q 轴分量; V'_{dr} 、 V'_{qr} 分别表示定子电压参考值 d 轴分量、 q 轴分量。 Q'_s 、 Q_s 分别表示转子侧无功参考值和无功实际值。

2.2 风电机组的数学模型

为了检测双馈风力发电系统在外外部扰动下的参数鲁棒性,需要根据双馈感应风力发电机的数学模型,建立其状态空间方程。

将 Concordia 和 Park 的变换应用于双馈电机的传统 abc 三相模型,得到基于 $d-q$ 参考坐标系的双馈电机 dq 轴转子电压方程和定子电压方程:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - (\omega_s - \omega_m) \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + (\omega_s - \omega_m) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (2)$$

式中: V_{sd} 、 V_{sq} 、 V_{rd} 、 V_{rq} 分别表示电机定子与转子侧的 dq 轴电压分量; R_s 与 R_r 分别表示在旋转坐标系下电机定子与转子的电阻; i_{sd} 、 i_{sq} 、 i_{rd} 、 i_{rq} 分别表示电机定子与转子的 dq 轴电流分量; φ_{sd} 、 φ_{sq} 、 φ_{rd} 、 φ_{rq} 表示定子与转子的 dq 轴磁链分量; ω_s 表示同步旋转电角速度; ω_m 表示发电机旋转电角速度。

双馈风机定子磁链和转子磁链 dq 轴分量可以写成如下形式:

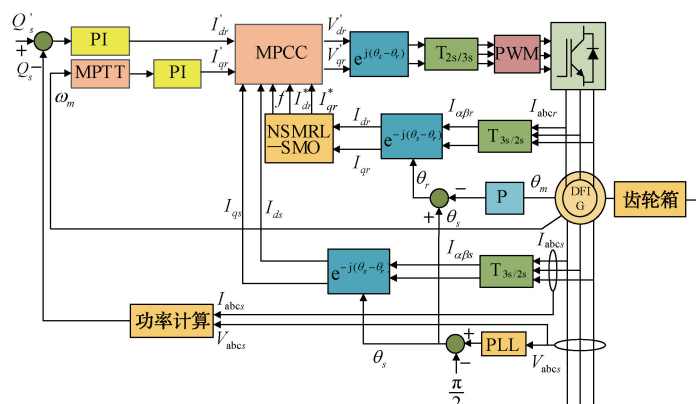


图3 双馈风机 MPCC+SMO 控制框图

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad (3)$$

式中: L_s 表示定子电感; L_r 表示转子电感; L_m 表示定转子互感。

2.3 MPCC 的模型预测建模

本文使用 MPCC 对双馈风电机组进行控制, 选取定转子 dq 轴电流与转子旋转角速度 i_{dr} 、 i_{qr} 、 i_{ds} 、 i_{qs} 、 ω_r 作为状态变量; 转子 dq 轴的电压 u_{dr} 、 u_{qr} 作为控制变量; 定子 dq 轴电压 u_{ds} 、 u_{qs} 作为扰动变量; 输出变量则设为转子 dq 轴电流 i_{dr} 、 i_{qr} ; 将磁链方程代入电压方程, 通过式(1)~(3), 建立 MPCC 的预测模型, 对双馈电机定转子的电流分量进行 dq 分解, 整理后得:

$$\begin{cases} \frac{di_{dr}}{dt} = -\frac{R_s L_s}{\lambda} i_{dr} + \frac{\gamma_1 - \omega_s L_m^2}{\lambda} i_{qr} + \frac{R_s L_m}{\lambda} i_{ds} - \frac{\omega_m L_m L_s}{\lambda} i_{qs} + \frac{L_s}{\lambda} u_{dr} - \frac{L_m}{\lambda} u_{ds} \\ \frac{di_{qr}}{dt} = \frac{-\gamma_1 + \omega_s L_m^2}{\lambda} i_{dr} - \frac{R_s L_s}{\lambda} i_{qr} + \frac{\omega_m L_m L_s}{\lambda} i_{ds} + \frac{R_s L_m}{\lambda} i_{qs} + \frac{L_s}{\lambda} u_{qr} - \frac{L_m}{\lambda} u_{qs} \\ \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{R_r L_m}{\lambda} i_{dr} + \frac{\omega_m L_m L_r}{\lambda} i_{qr} - \frac{R_s L_r}{\lambda} i_{ds} + \frac{-\gamma_2 + \omega_s L_s L_r}{\lambda} i_{qs} - \frac{L_m}{\lambda} u_{dr} + \frac{L_r}{\lambda} u_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{\omega_m L_m L_r}{\lambda} i_{dr} + \frac{R_r L_m}{\lambda} i_{qr} + \frac{\gamma_2 - \omega_s L_s L_r}{\lambda} i_{ds} - \frac{R_s L_r}{\lambda} i_{qs} - \frac{L_m}{\lambda} u_{qr} + \frac{L_r}{\lambda} u_{qs} \end{cases} \quad (4)$$

式中: u_{ds} 、 u_{qs} 、 u_{dr} 、 u_{qr} 分别表示定转子 dq 轴电压。令 $\lambda = L_s L_r - L_m^2$, $\gamma_1 = (\omega_s - \omega_m) L_s L_r$, $\gamma_2 = (\omega_s - \omega_m) L_m^2$ 。

2.4 滑模观测器的构建

为了提高 MPC 系统的参数鲁棒性, 可通过构建滑模观测器来估计系统所受到参数扰动, 并对预测模型进行实时补偿。

首先, 在滑模观测器的设计中, 常规线性滑模面 $s = Cx$ 不能保证系统状态的初始值 x_0 处于滑模面上, 本文使用了积分滑模面 $s = C \int_0^t x dt - x$ 来取代传统的线性滑模面, 通过引入一个可以计算设计初始值的积分项来使 $s = 0$, 进而消除趋近阶段。

接下来为滑模趋近律的设计, 本文采用一种改进的等速伸展项和指数到达项的滑模趋近律。该新型滑模趋近律包括系统状态变量和滑模面函数的功率项, 可以以两种不同的形式来表示趋近律, 新滑模趋近律的作用是使系统状态更快、抖振更小的收敛到滑模平面。

当模型参数存在不匹配时, 假设参数所带来的扰动是

有界的, 双馈异步风力发电机(doubly fed induction generator, DFIG)的 dq 轴电压方程为:

$$\begin{cases} u_{dr} = R_r i_{dr} - \frac{R_s L_m}{L_s} i_{ds} - \frac{(\omega_r L_r L_s - \omega_s L_m^2)}{L_s} i_{qr} + \frac{L_m}{L_s} u_{ds} + f_{dr} - (\omega_r - \omega_s) L_m i_{qs} + \frac{\lambda}{L_s} \frac{di_{dr}}{dt} \frac{df_{dr}}{dt} = F_{dr} \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} f_{dr} = \Delta R_r i_{dr} - \frac{\Delta R_s \Delta L_m}{\Delta L_s} i_{ds} + \frac{\Delta \lambda}{\Delta L_s} \frac{di_{dr}}{dt} - \gamma_3 i_{qr} - (\omega_r - \omega_s) \Delta L_m i_{qs} + \frac{\Delta L_m}{\Delta L_s} u_{ds} \\ u_{qr} = R_r i_{qr} - \frac{R_s L_m}{L_s} i_{qs} + \frac{\lambda}{L_s} \frac{di_{qr}}{dt} - (\omega_r - \omega_s) L_m i_{ds} + \frac{L_m}{L_s} u_{qs} - \frac{(\omega_r L_r L_s - \omega_s L_m^2)}{L_s} i_{dr} + f_{qr} \frac{df_{qr}}{dt} = F_{qr} \\ f_{qr} = \Delta R_r i_{qr} - \frac{\Delta R_s \Delta L_m}{\Delta L_s} i_{qs} + \frac{\Delta \lambda}{\Delta L_s} \frac{di_{qr}}{dt} + \gamma_3 i_{dr} + (\omega_r - \omega_s) \Delta L_m i_{ds} + \frac{\Delta L_m}{\Delta L_s} u_{qs} \end{cases} \quad (6)$$

式中: f_{dr} 、 f_{qr} 代表 dq 轴参数所引起的扰动; 而 F_{dr} 、 F_{qr} 为参数 f_{dr} 、 f_{qr} 的变化率。令 $\lambda = L_s L_r - L_m^2$, $\Delta \lambda = \Delta L_s \Delta L_r - \Delta L_m^2$, $\gamma_3 = (\omega_r \Delta L_r \Delta L_s - \omega_s \Delta L_m^2) / \Delta L_s$ 。

基于 dq 轴电压方程设计滑模扰动观测器如下:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_{dr}}{dt} = -\frac{R_s L_s}{\lambda} \hat{i}_{dr} + \frac{R_s L_m}{\lambda} i_{ds} + \frac{(\omega_r L_r L_s - \omega_s L_m^2)}{\lambda} i_{qr} - \frac{\omega_s L_m L_s}{\lambda} i_{qs} - \frac{L_m}{\lambda} u_{ds} + \frac{L_s}{\lambda} u_{dr} + \hat{f}_{dr} \\ \frac{d\hat{i}_{qr}}{dt} = -\frac{R_s L_s}{\lambda} \hat{i}_{qr} + \frac{R_s L_m}{\lambda} i_{qs} + \frac{L_s}{\lambda} u_{qr} + \hat{f}_{qr} - \frac{L_m}{\lambda} u_{qs} + \frac{\omega_m L_m L_s}{\lambda} i_{ds} + \frac{(\omega_m - \omega_s) L_s L_m + \omega_s L_m^2}{\lambda} i_{dr} \end{cases} \quad (7)$$

式中: \hat{i}_{dr} 和 \hat{i}_{qr} 分别代表 d 轴和 q 轴转子电流的估计值; \hat{f}_{dr} 和 \hat{f}_{qr} 分别代表 d 轴和 q 轴扰动的估计值。

定义电流误差和扰动误差如下:

$$\begin{cases} e_d = \hat{i}_{dr} - i_{dr} \\ e_q = \hat{i}_{qr} - i_{qr} \end{cases} \quad (8)$$

式中: e_d 和 e_q 为 dq 轴估计电流与反馈电流的误差。为确保误差 e_d 、 e_q 的快速收敛, 滑模控制器需合理设计。首先选择积分滑模面:

$$\begin{cases} s_d = C \int_0^t e_d dt - e_d \\ s_q = C \int_0^t e_q dt - e_q \end{cases} \quad (9)$$

另一方面, 为提高滑模观测器的精确度并降低其抖振现象, 本文采用趋近律的方式设计滑模控制函数, 选用

带有包括系统状态变量和滑模面函数的功率项的新型滑模趋近律,可以用两种方式达到滑模面,这样就避免了一般的滑模控制只考虑能够趋近滑模面并满足稳定性条件,并不能反映以何种方式趋近滑模面,而趋近律控制方法可以保证趋近运动的动态品质。趋近律具体表达式如下:

$$\begin{cases} \frac{ds}{dt} = -\epsilon |x|^a \operatorname{sign}(s) - k |s|^{b \operatorname{sign}(|s|^{-1})} s \\ \lim_{t \rightarrow \infty} |x| = 0 \quad \epsilon > 0, k > 0, 0 < a < 1, 0 < b < 1 \end{cases} \quad (10)$$

式中: x 表示系统状态, a 、 b 、 k 、 ϵ 为滑模控制器参数。分别代入 x 为 e_d 、 e_q ,得到:

$$\begin{cases} \frac{ds_d}{dt} = -\epsilon |e_d|^a \operatorname{sign}(s_d) - k |s_d|^{b \operatorname{sign}(|s_d|^{-1})} s_d \\ \frac{ds_q}{dt} = -\epsilon |e_q|^a \operatorname{sign}(s_q) - k |s_q|^{b \operatorname{sign}(|s_q|^{-1})} s_q \end{cases} \quad (11)$$

将式 (11)代入式(9)得到扰动估计值为:

$$\begin{cases} \hat{f}_{dr} = \left(C - \frac{R_s L_s}{\lambda}\right) e_d + \epsilon |e_d|^a \operatorname{sign}(s_d) - k |s_d|^{b \operatorname{sign}(|s_d|^{-1})} s_d \\ \hat{f}_{qr} = \left(C - \frac{R_s L_s}{\lambda}\right) e_q + \epsilon |e_q|^a \operatorname{sign}(s_q) - k |s_q|^{b \operatorname{sign}(|s_q|^{-1})} s_q \end{cases} \quad (12)$$

2.5 稳定性验证

为保证系统稳定,式 (7)所表示的滑模观测器须满足李亚普诺夫稳定性判据,其滑模稳定性条件为 $ss \leq 0$,所以滑模观测器的参数设计必须达到式(13)、(14)的要求。

$$\begin{aligned} e_d \frac{de_d}{dt} &= \left(-\frac{R_s L_s}{\lambda} e_d - \left(C - \frac{R_s L_s}{\lambda}\right) e_d - \epsilon |e_d|^a \operatorname{sign}(s_d) + k |s_d|^{b \operatorname{sign}(|s_d|^{-1})} s_d\right) e_d \leq 0 \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} e_q \frac{de_q}{dt} &= \left(-\frac{R_s L_s}{\lambda} e_q - \left(C - \frac{R_s L_s}{\lambda}\right) e_q - \epsilon |e_q|^a \operatorname{sign}(s_q) + k |s_q|^{b \operatorname{sign}(|s_q|^{-1})} s_q\right) e_q \leq 0 \end{aligned} \quad (14)$$

则可以构造李亚普诺夫函数如下:

$$\dot{V} = s\dot{s} = -s[\epsilon |x|^a \operatorname{sign}(s_q) + k |s|^{b \operatorname{sign}(|s|^{-1})} s] \leq 0 \quad (15)$$

分析式 (15)得出,当参数选择满足 $\epsilon > 0$ 、 $k > 0$ 、 $0 < a < 1$ 、 $0 < b < 1$ 时,则建立 $\dot{V} \leq 0$ 。从李亚普诺夫稳定性定理可知,所设计的滑模观测器是逐步稳定的。

3 仿真和实验结果

3.1 电机参数

为了验证所提新型趋近律滑模观测器结合模型预测控制方法的有效性,本文采用 MATLAB/Simulink 的仿真软件作为实验平台构建其仿真模型,采样频率为 15 kHz,

DFIG 参数如表 1 所示。

表 1 双馈风机参数

电机参数	参数含义	数值
U_{dc}/V	母线电压	700
$nN/(r \cdot \min^{-1})$	额定转速	285
P	极对数	2
R_r/Ω	转子电阻	1.083
R_s/Ω	定子电阻	1.115
L_r/mH	转子电感	0.209 674
L_s/mH	定子电感	0.209 674
L_m/mH	互感	0.203 7
$J/(kg \cdot m^2)$	转动惯量	0.000 46
$T_c/(N \cdot m)$	额定转矩	4

3.2 仿真结果

仿真结果如图 4~8 所示,其中滑模观测器参数必须满足 2.5 节稳定性验证中计算的参数范围,即参数选择满足 $\epsilon > 0$ 、 $k > 0$ 、 $0 < a < 1$ 、 $0 < b < 1$,经在范围内多次取值实

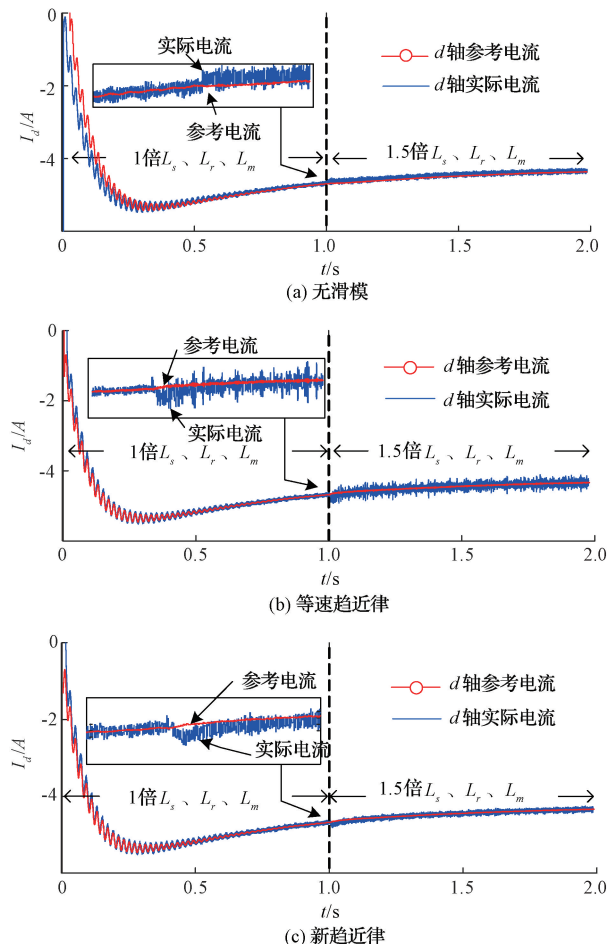
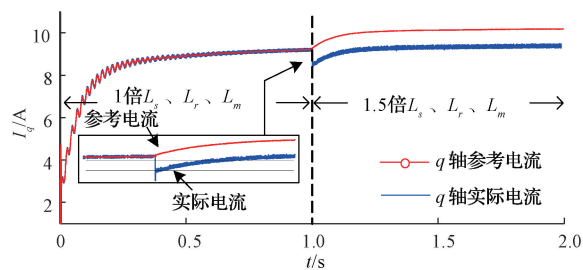
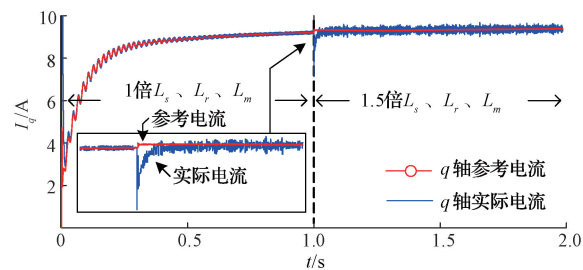


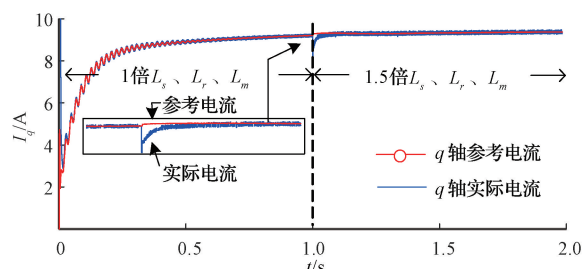
图 4 1.5 倍电感参数失配下无滑模、等速趋近律和新趋近律的 d 轴转子电流对比



(a) 无滑模

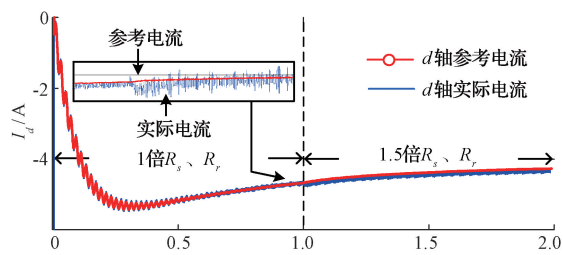


(b) 等速趋近律

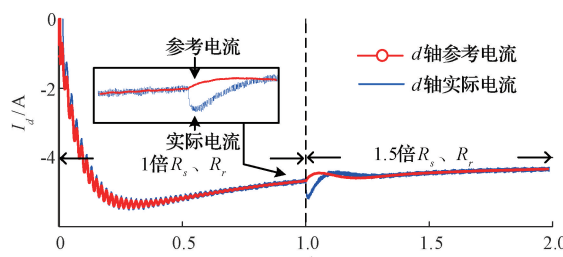


(c) 新趋近律

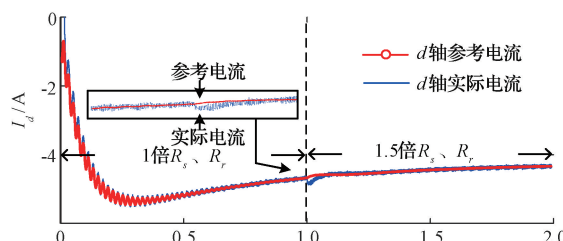
图5 1.5倍电感参数失配下无滑模、等速趋近律和新趋近律的q轴转子电流对比



(a) 无滑模



(b) 等速趋近律



(c) 新趋近律

图7 1.5倍电阻参数失配下无滑模、等速趋近律和新趋近律的d轴转子电流对比

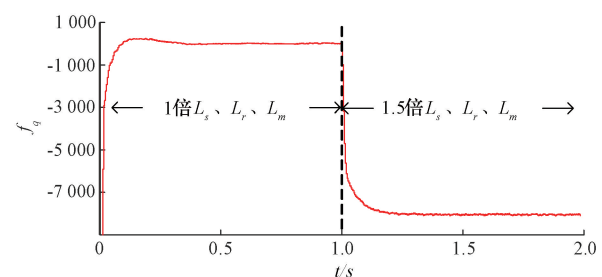
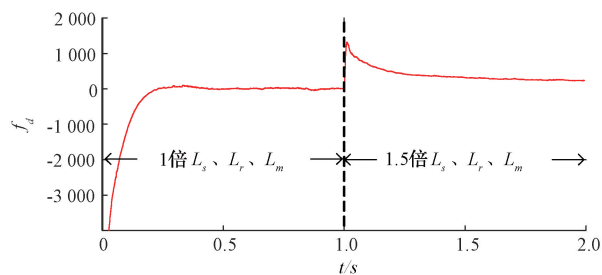


图6 1.5倍电感参数失配下新趋近律观测器dq轴扰动估计值

验,滑模观测器参数分别设定为 $a=0.5$ 、 $b=0.3$ 、 $\epsilon=10$ 、 $k=50$ 。为了说明提出方法的优势,仿真中将无滑模

MPCC方法、等速趋近律滑模观测器结合MPCC与NSMRL-SMO-MPCC方法进行了对比分析。

1) 电感参数失配场景仿真结果

为提升实验合理性,考虑到电感参数变化较小,则对比实验优化效果不明显,如果电感参数变化较大,则脱离了实际工程应用,所以在仿真过程中,在1s时对双馈风机设置不同情况的1.5倍电感参数失配。图4和5为3种实验方法在 L_s 定子电感、 L_r 转子电感、 L_m 互感参数失配条件下的转子电流dq轴分量相应比较结果。

分析图4、5可以看出,预测模型中电感为实际电感1.5倍时,由于双馈风机数学模型对电感参数变化非常敏感,导致系统收到扰动后,MPCC方法控制器下d、q轴转子电流测量值和d、q轴转子电流参考值有明显的静态误差,从而导致无法跟踪d、q轴转子电流参考值,影响双馈风机正常工作。等速趋近律滑模观测器结合MPCC方法在出现电感参数失配时,虽然d、q轴转子电流测量值可以跟踪d、q轴转子电流参考值,但是可以观察到出现参数失配时,系统出现了超调和更大的抖振现象,恢复稳定速度慢。这是因为为了确保当滑模面s接近于0时,到达速度不是0,加入了等速到达项 $k \cdot \text{sign}(s)$,虽然通过添加

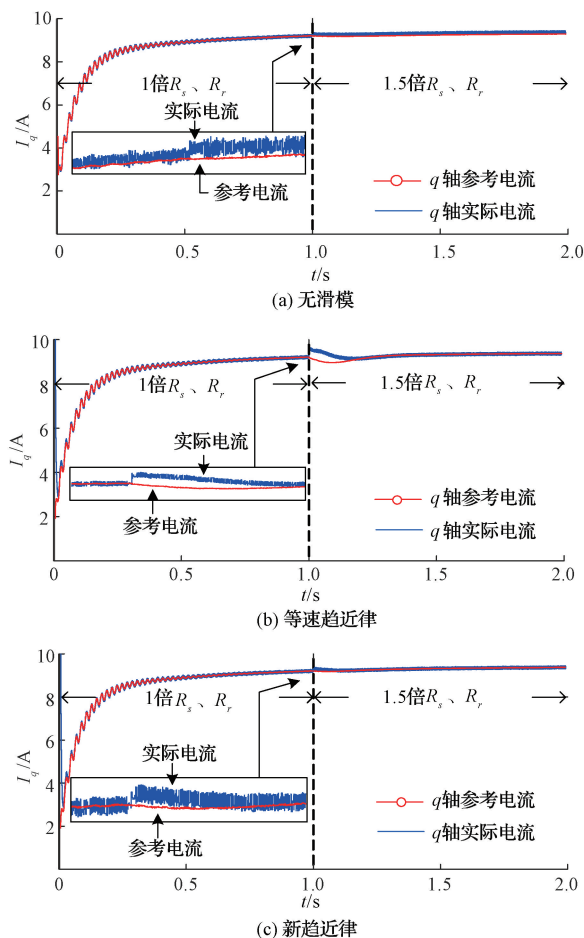


图8 1.5倍电阻参数失配下无滑模、等速趋近律和新趋近律的 q 轴转子电流对比

等速达到项来解决可达性问题,但达到滑模面 s 速度是由参数 k 的设计值决定的,这使得增加到达速度和减少滑动颤振相矛盾,为了到达速度越快抖振越大。

而 NSMRL-SMO-MPCC 控制策略避免了这一缺陷,本文提出的方法将指数项的系数设为一个变量,并将其值与系统状态点及滑模面之间的距离相结合,就可以解决由 k 值的选择所引起的矛盾,使得在从初始状态到滑模面的整个过程中,NSMRL 的到达速度总是比等速趋近律快。此外,系统状态变量和滑模函数功率阶项的引入也抑制了颤振现象的缺陷。在出现电感参数失配时,NSMRL-SMO-MPCC 控制策略可使 d 、 q 轴转子电流测量值能够跟踪 d 、 q 轴转子电流参考值的同时,具有更快的趋近速度和更小的抖振。具体原因如图6所示,系统在1s电感参数变化前,SMO 检测无扰动,当电感突变后,SMO 可以将扰动值的变化检测出来并最终稳定到固定值,并将估计值补偿回 MPCC 模型,提高系统参数鲁棒性。

分析上述结果可知,本文所提的 NSMRL-SMO-MPCC 方案在1.5倍的电感参数失配的情况下,保证了良好的静态性能, dq 轴转子电流在受到扰动时,转子电流快

速恢复稳态并保持与参考值持续跟踪,充分说明了所提 NSMRL-SMO-MPCC 方案提升了双馈电机的电感参数鲁棒性。为了能显示出具体的量化优化结果,表2为电感参数失配场景下静态性能的量化对比结果,包括平均转矩脉动、 dq 轴电流脉动以及相电流的总谐波畸变率 THD。其中,平均转矩、电流脉动根据式(16)计算得出。

$$x^{rip} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x(i) - x^*)^2} \quad (16)$$

表2 电感参数失配场景下静态性能量化对比

控制策略	T_e^{rip} /(N·m)	I_d^{rip} /A	I_q^{rip} /A	THD /%
等速趋近律 SMO	0.302 5	0.540 6	0.237 9	11.39
NSMRL-SMO	0.270 6	0.299 4	0.180 4	6.27

可以看出,NSMRL-SMO-MPCC 方案将平均转矩脉动、电流脉动、相电流 THD 降低了 10.54%、24.16%、5.12%,与等速趋近律 MPCC 相比,本文提 NSMRL-SMO-MPCC 方案降低了双馈风机发电系统的平均转矩脉动、电流脉动及相电流 THD 指标。

2) 电阻参数失配场景仿真结果

在仿真过程中,在1s时对双馈风机设置不同情况的电阻参数失配。图7、8分别为3种方法在定子电阻 R_s 、转子电阻 R_r 参数失配条件下的转子电流 dq 轴分量相应比较结果。

从仿真结果可以看出,预测模型中电阻为实际电阻1.5倍时,由于双馈风机数学模型对电阻参数变化不如电感参数变化敏感,导致系统收到扰动后,传统 MPCC 方法下转子电流测量值和转子电流参考值有较明显的静态误差;而等速趋近律滑模观测器结合 MPCC 方法在出现电阻参数失配时,可以观察到系统出现了超调和更大的抖振现象,恢复稳定速度慢;而 NSMRL-SMO-MPCC 控制策略在出现电阻参数失配时,如图9所示,系统在1s电阻参数变化前,SMO 检测无扰动,当电阻突变后,SMO 可以将扰动值的变化检测出来并最终稳定到固定值,并将估计值补偿回 MPCC 模型,使 d 、 q 轴转子电流测量值可以跟踪 d 、 q 轴转子电流参考值的同时,具有更快的趋近速度和更小的抖振。为了能显示出具体的量化优化结果,表3为电阻参数失配场景下,静态性能的量化对比结果。

3.3 动态响应测试

对传统的等速趋近律滑模观测器结合 MPCC 方法和本文所提的 NSMRL-SMO-MPCC 控制策略在双馈异步电机的额定参数下进行动态性能的测试和对比,实验结果如图10所示。

在双馈风机运行于450 r/min时,当仿真时间1s时,风机的给定转矩由4 N·m突变为8 N·m。由图10可

表 3 电阻参数失配场景下静态性能量化对比

控制策略	T_e^{rip} /(N·m)	I_d^{rip} /A	I_q^{rip} /A	THD /%
等速趋近律 SMO	0.296 1	0.679 1	0.274 5	7.42
NSMRL-SMO	0.253 7	0.493 7	0.217 2	5.09

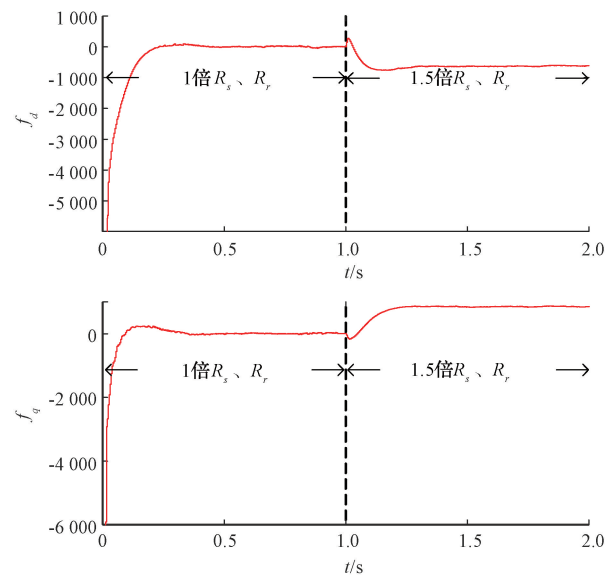


图 9 1.5 倍电阻参数失配下新趋近律观测器 dq 轴扰动估计值

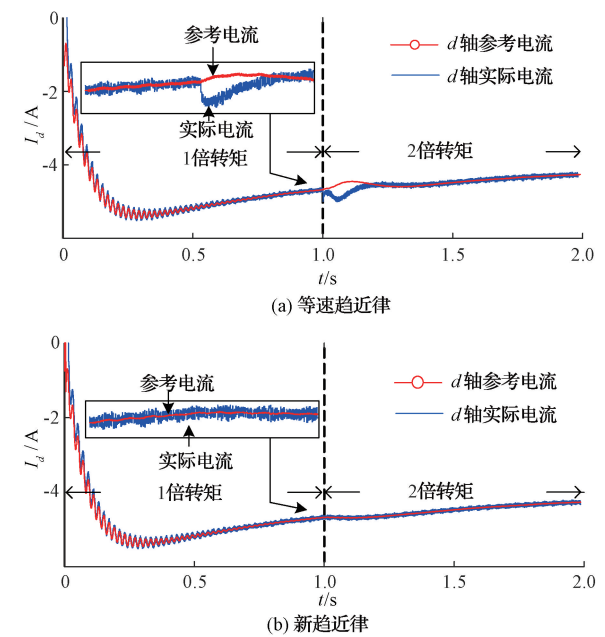


图 10 2 倍给定转矩变化下等速趋近律和新趋近律的 d 轴转子电流对比

以看出,传统的等速趋近律滑模观测器结合 MPCC 方法在转矩突变过程中,d 轴转子电流的跟踪效果并不理想,出现了较大的波动和超调;相比之下,NSMRL-SMO-

MPCC 控制策略保持了良好的跟踪效果,并未出现系统的波动和超调。对于 q 轴电流,传统的等速趋近律滑模观测器结合 MPCC 控制策略取得了较好的动态响应,只伴有少量超调现象,故不用例图演示,而在本文所提的 NSMRL-SMO-MPCC 控制策略中并未出现系统的波动和超调。因此,本文所提出的 NSMRL-SMO 补偿扰动给 MPCC 方法在参数抗干扰性和动态性能上均取得了很好的表现。为了能显示出具体的量化优化结果,表 4 为动态响应测试中,系统恢复稳定期间的量化对比结果,包括超调量 σ 、调整时间 T_s 。其中, T_s 为转矩发生突变到系统恢复稳定的时间,超调量 σ 为:

$$\sigma = \frac{(I_{d\max} - I_{ds})}{I_{ds}} \tag{17}$$

式中: $I_{d\max}$ 为发生突变后 d 轴转子电流最大值; I_{ds} 为发生突变后 d 轴转子电流稳态值。

表 4 动态响应测试下动态性能量化对比

控制策略	超调量 σ /%	调整时间 T_s /s
等速趋近律 SMO	5.8	0.372 6
NSMRL-SMO	0.2	0.049 3

4 结 论

本文将 MPCC 与 SMO 结合的控制策略应用于双馈风机,针对 MPCC 依赖系统参数的问题,设计了一种 NSMRL-SMO,与 MPCC 协调作用于系统电感、电阻参数失配和动态转矩变换的过程。在仿真研究中,对比了定子电感、转子电感、互感、定子电阻、转子电阻参数失配至 1.5 倍和动态转矩突变为 2 倍的情况下仿真波形,并和无滑模观测器 MPCC 控制策略、传统的等速趋近律滑模观测器结合 MPCC 控制策略进行比较。通过理论分析与仿真验证,可得到如下结论。

1)电感、电阻多参数失配时,无滑模观测器 MPCC 控制策略在参数失配的情况下,转子电流无法准确跟踪参考电流,而传统的等速趋近律 MPCC 控制策略虽然可以达到稳定跟踪,但面对参数失配变化过程中存在较严重的系统状态超调和波动问题,与传统双馈风机 MPCC 控制策略、等速趋近律滑模观测器结合 MPCC 相比,NSMRL-SMO-MPCC 控制策略在参数失配的整个过程中,对电机电感、电阻参数的误差均有很好的抗干扰性,可有效解决该问题,进而有效减小了电流预测误差,提高了系统参数的鲁棒性同时也减小了转子电流的抖振现象。根据实验结果表明,与等速趋近律滑模观测器结合 MPCC 方法相比,该方法可将平均转矩脉动、电流脉动、相电流 THD 降低了 10.54%、24.16%和 5.12%。

2)动态转矩变换时,与等速趋近律滑模观测器结合 MPCC 相比,NSMRL-SMO-MPCC 控制策略在参数失配的整个过程中,等速趋近律滑模观测器结合 MPCC 方法

在转矩突变过程中 d 轴转子电流出现了较大的波动和超调,在本文所提的 NSMRL-SMO-MPCC 中并未出现系统的波动和超调,并显著提高了双馈风电机在动态响应时的运行稳定性。

在双馈风机参数失配过程中,使用 NSMRL-SMO-MPCC 控制方案,可以使系统在设定工况下更高效、更稳定地工作。但是,该方案还有一些问题需要改善,模型预测控制需要持续地预测未来,并通过反复的滚动优化和修正偏差,这使得模型预测控制非常耗费计算资源。为此,拟进一步完善模型预测控制方法,并在保证模型预测控制精度的前提下,减少模型预测控制系统的资源消耗将是今后的重要发展方向。

参考文献

- [1] 匡晓云,方煜,关红兵.适用于含新能源逆变电源网络的全时域短路电流计算方法[J].电力自动化设备,2020,40(5):113-122.
- [2] 国家能源局发布2022年全国电力工业统计数据[J].电力勘测设计,2023(1):24.
- [3] 刘多禄,马林,王炳文.风电并网引起潮流分布对电力系统小干扰功角稳定性的影响研究[J].中国测试,2020,46(10):144-150.
- [4] 程雪坤,刘辉,田云峰,等.基于虚拟同步控制的双馈风电并网系统暂态功角稳定研究综述与展望[J].电网技术,2021,45(2):518-525.
- [5] 张靖,李博文,余珮嘉.基于状态空间的双馈风力发电机模型预测控制[J].电网技术,2017,41(9):2904-2909.
- [6] 孙舶皓,汤涌,仲悟之.基于分布式模型预测控制的包含大规模风电集群互联系统超前频率控制策略[J].中国电机工程学报,2017,37(21):6291-6302.
- [7] ZHANG Y C, YANG H T, XIA B. Model predictive torque control of induction motor drives with reduced torque ripple[J]. IET Electric Power Applications, 2015,9(9):595-604.
- [8] 颜黎明,郭鑫,徐玺声,等.基于新型解析权重因子配置的感应电机模型预测转矩控制[J].电工技术学报,2023,38(20):5421-5433.
- [9] 何黎鹏,郭强,肖蕙蕙,等.含负载前馈补偿的电流型PWM整流器改进无差拍控制[J/OL].电工技术学报,1-13[2023-12-11]<https://doi.org/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.221955>.
- [10] 梅杨,张家奇.基于无差拍预测算法的双向隔离型AC-DC矩阵变换器高动态电流控制策略[J/OL].高电压技术,1-12[2023-12-11]<https://doi.org/10.13336/j.1003-6520.hve.20230793>.
- [11] 赵继乾,张永昌,诸晔源,等.基于电流谐波最小的永磁同步电机无差拍预测电流控制[J].电机与控制学报,2023,27(8):16-25.
- [12] 刘刚,张婧,郑世强,等.基于参数在线辨识的高速永磁电机无差拍电流预测控制[J].电机与控制学报,2023,27(9):98-108.
- [13] 罗剑.改进无差拍控制策略的仿真分析[J].国外电子测量技术,2019,38(3):84-87.
- [14] 邓聪颖,舒杰,陈翔,等.多参数变化下基于参数辨识的永磁同步电机偏差解耦控制方法[J].仪器仪表学报,2022,43(6):260-268.
- [15] 汪琦,王爽,付俊永.基于模型参考自适应参数辨识的永磁同步电机电流预测控制[J].电机与控制应用,2017,44(7):48-53.
- [16] 吴林林,张家安,刘东,等.基于降维聚类的双馈风力发电机参数辨识[J].可再生能源,2021,39(12):1635-1640.
- [17] 李英春,侯金明,王培瑞.基于改进扩展卡尔曼滤波的PMSM在线参数辨识[J].中国测试,2022,48(11):47-53.
- [18] 程勇,王耀辉,李聪,等.基于龙贝格观测器的永磁同步电机滑模控制[J].计算机仿真,2023,40(4):231-235.
- [19] 殷海双,朱哲.基于双Luenberger观测器的永磁同步电机预测控制研究[J].国外电子测量技术,2020,39(4):26-31.
- [20] 孙洪博,张晓宇,柳向斌.基于扩张状态观测器的永磁同步电机自适应鲁棒控制[J/OL].控制工程,1-9[2023-12-11]<https://doi.org/10.14107/j.cnki.kzgc.20221050>.
- [21] 崔征山,周扬忠,张竞,等.基于滑模和扩张状态观测器的双绕组无轴承磁通切换电机转子悬浮控制策略研究[J].仪器仪表学报,2022,43(6):269-279.
- [22] 朱德明,张军,白晨光.基于卡尔曼滤波器的永磁同步电机自抗扰控制[J].微特电机,2022,50(5):62-67.
- [23] 姚绪梁,麻宸伟,王景芳.基于预测误差补偿的鲁棒型永磁同步电机模型预测电流控制[J].中国电机工程学报,2021,41(17):6071-6081.
- [24] 李争,安金峰,肖宇.基于自适应观测器的永磁同步直线电机模型预测控制系统设计[J].电工技术学报,2021,36(06):1190-1200.
- [25] 袁庆庆,张波涛,吴豪栋,等.基于定子磁链滑模观测器的无速度传感器感应电机模型预测控制[J].电子测量技术,2019,42(18):36-41.
- [26] 于涛,王益博,孙汉旭,等.基于干扰观测器的球形移

- 动机器人直线运动控制[J]. 中国测试, 2019, 45(9): 123-129.
- [27] 胡文婷, 陈超波, 李长红, 等. 基于干扰观测器的永磁同步电机 Smith 电流控制[J]. 国外电子测量技术, 2022, 41(10): 164-169.
- [28] WANG Y Q, FENG Y T, ZHANG X G, et al. A new reaching law for anti-disturbance sliding-mode control of PMSM speed regulation system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 4117-4126.
- [29] 王治国, 郑泽东, 李永东, 等. 交流电机模型预测控制综述[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(11): 14-30.
- [30] 聂永辉, 刘天宇, 蔡国伟. 基于 MP-RCC 的双馈风电机组低电压穿越控制研究 [J]. 电网技术, 2022,

46(3): 905-914.

作者简介

潘鹏程(通信作者), 博士, 讲师, 主要研究方向为新型电力系统、分布式能源发电技术。

E-mail: pcpan@whut.edu.cn

李元皓, 硕士研究生, 主要研究方向为新能源发电与控制。

E-mail: 1399748651@qq.com

香静, 高级工程师, 主要研究方向为新型电力系统、电力营销。

E-mail: 2375688090@qq.com