

# 考虑参数失配的 PMSM 鲁棒无差拍 预测电流控制

龙 丹<sup>1</sup>, 唐润忠<sup>2</sup>, 吴公平<sup>3</sup>, 何 静<sup>2</sup>, 龙 卓<sup>3</sup>

(1. 南昌交通学院电气工程系, 江西南昌 330100; 2. 湖南工业大学电气与信息工程学院, 湖南株洲 412007;  
3. 长沙理工大学电气与信息工程学院, 湖南长沙 410114)

**摘 要:** 高性能永磁电机系统已成为硬质合金生产成型装备的关键与核心部件, 电机系统参数失配将严重影响合金产品成型装备综合效率。为了优化模型参数失配和一拍延迟对永磁同步电机(PMSM)电流控制性能的影响, 提出一种具有参数在线矫正的鲁棒无差拍预测电流控制(POC-DPCC)方法。首先, 对常规无差拍预测电流控制的参数敏感性进行分析; 然后, 设计基于 Adaline 神经网络的多参数误差在线辨识器, 并提出一种以参数失配误差为神经网络权值的新型辨识结构来提升参数变化跟踪性能; 最后, 提出 POC-DPCC 方法, 通过更新控制电压系数矩阵来提高系统对电机参数的鲁棒性, 以下一时刻电流预测值代替当前时刻采样电流来补偿一拍延迟的影响。对比仿真和实验结果, 可以验证所提方法在复杂工况下的有效性和鲁棒性。

**关 键 词:** 参数误差辨识, 模型参数失配, 永磁同步电机, 预测电流控制, 设备综合效率。

DOI: 10.19781/j.issn.1673-9140.2023.04.012 中图分类号: TM351 文章编号: 1673-9140(2023)04-0113-10

## Robust deadbeat predictive current control for PMSM considering parameter mismatch

LONG Dan<sup>1</sup>, TANG Runzhong<sup>2</sup>, WU Gongping<sup>3</sup>, HE Jing<sup>2</sup>, LONG Zhuo<sup>3</sup>

(1. Department of Electrical Engineering, Nanchang Jiaotong Institute, Nanchang 330100, China; 2. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou 412007, China; 3. College of Electrical & Information Engineering, Changsha University of Science & Technology, Changsha 410114, China)

**Abstract:** The high-performance permanent magnet motor system has become a key and core component of hard alloy production molding equipment. The mismatch of motor system parameters will seriously affect the overall efficiency of alloy product molding equipment. In order to mitigate the effects of model parameter mismatch and one beat delay on the current control performance of permanent magnet synchronous motor (PMSM), a robust deadbeat predictive current control (POC-DPCC) method with online parameter correction is proposed. Firstly, the parameter sensitivity of conventional deadbeat predictive current control is analyzed. Then, a multi-parameter error online identifier based on Adaline neural network is designed, and a new identification structure with parameter mismatch error as the neural network weight is proposed to improve the tracking performance of parameter changes. Finally, the POC-DPCC method is proposed to improve the robustness of the system to the motor parameters by updating the control voltage coefficient matrix, and the

收稿日期: 2023-06-09; 修回日期: 2023-07-16

基金项目: 江西省教育厅科学技术研究重点项目(GJJ218401); 2022 全国高校职业院校物流教改校验课题(JZW2022191); 南昌交通学院 2022 校级教学改革研究课题(XJJG2022-21)

通信作者: 唐润忠(1997—), 男, 硕士研究生, 主要从事永磁同步电机参数辨识及容错控制方面研究; E-mail: tangrunzhong1997@163.com

sampling current is replaced by the predicted current value at the next time to compensate the influence of the one-beat delay. The effectiveness and robustness of the proposed method under complex operating conditions are verified by comparing simulation and experimental results.

**Key words:** parameter identification; model parameter mismatch; permanent magnet synchronous motor; predictive current control; overall equipment efficiency

高效高性能硬质合金生产成型装备是保障硬质合金材料大规模大批量生产的前提与基础,而设备全生命周期效率是确保产品质量、数量及规模的必要条件。永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)凭借其高可靠性、高效率和高功率密度等优势,在硬质合金生产成型领域得到广泛关注及应用<sup>[1-2]</sup>。PMSM通常采用磁场定向控制<sup>[3-4]</sup>,通过控制电机定子电流在同步旋转坐标系中的大小和方向实现磁场和转矩的解耦控制,使交流电机具有类似直流电机的控制优势。因此,电流控制回路的性能对PMSM控制系统的动态品质至关重要<sup>[5]</sup>。

近年来,滑模控制<sup>[6-7]</sup>、模糊PI控制<sup>[8-9]</sup>和无差拍预测电流控制(deadbeat predictive current control, DPCC)<sup>[10-11]</sup>等高效的电流控制方法相继被提出。其中,DPCC因其简单的原理、快速的动态响应等优势,成为了当前PMSM系统中广受青睐的一种电流优化控制方法。然而,DPCC是基于PMSM离散数学模型的控制算法,对模型参数的依赖性较高<sup>[12]</sup>。在实际应用中,受到外部因素的影响,PMSM的定子电阻、电感和永磁体磁链等参数会发生变化<sup>[13]</sup>。参数变化导致的模型参数失配,会影响控制系统的性能,甚至导致系统发散。此外,在离散数字控制系统中,电流采样的延时也会降低DPCC的性能<sup>[14]</sup>。因此,需要适当地改进算法,以提高其控制的容错性和鲁棒性。

文献[15]提出了一种改进的无差拍预测电流控制方法,通过对定子电流的预测和参数扰动的估计,来补偿一拍延迟和参数不匹配的影响;文献[16]提出了一种基于滑模观测器和龙伯格观测器的鲁棒容错预测电流控制方法,同时观测了下一时刻的补偿电压和电流预测值,消除了电机参数扰动和永磁体退磁的影响;文献[17]设计了一种新的PMSM离散时间鲁棒预测电流控制器,解决了参数不确定性的问题;文献[18]设计了一种基于高阶滑

模观测器的DPCC和滑模控制策略,对负载和参数的扰动具有较强的鲁棒性;文献[19]提出了一种基于增强预测模型和指数扩展状态观测器的无差拍控制方法,不仅提高了系统对参数和负载扰动的鲁棒性,还消除了时滞的影响。上述改进的DPCC方法中,研究人员从参数扰动集总观测和预测采样电流的角度,较好地解决了电机参数不匹配和电流采样延时的问题,但针对电机参数动态变化精准跟踪补偿的研究仍然不够。

另一类解决DPCC对参数敏感问题的方法是结合参数在线辨识技术。文献[20]提出了一种带参数辨识的改进无差拍预测电流控制方法,实现了系统在电机定子电阻和电感参数不准确下的零稳态电流误差和无差拍动态电流响应;文献[21]基于DPCC方法提出一种新的电流预测误差模型,实现了电感和磁链的解耦,并采用卡尔曼滤波算法分别对电感和磁链进行有效识别,有效改善了驱动系统的性能;文献[22]提出了一种基于在线电感识别的鲁棒预测电流控制方法,利用容错模型参考自适应方法在线辨识 $d$ 、 $q$ 轴电感值来替换原始参数,并通过增量预测模型来抑制磁链参数的不匹配;文献[23]提出一种基于电感和磁链提取算法的鲁棒模型预测电流控制方法,利用从 $d$ 、 $q$ 轴电流预测误差中获得准确的电感和磁链参数对不准确的电感和磁链进行校正,避免了参数不匹配对控制性能的影响。结合参数在线辨识的方法能够较好地解决控制器参数和电机实际参数不匹配的问题,但对在线辨识方法的性能要求较高。

针对参数失配和一拍延迟降低系统电流响应精度的问题,本文提出一种POC-DPCC方法。设计以定子电阻、电感和永磁体磁链参数失配误差为网络权值的Adaline神经网络结构,直接在线辨识参数误差值,并通过在线辨识的参数误差值实时更新控制电压的系数矩阵和下一时刻电流预测值,以保证电机系统在发生参数失配时的精准电压控制。仿

真和实验结果可以证明所提方法的鲁棒性。

## 1 预测电流控制及参数失配分析

在同步旋转坐标系下,PMSM的状态方程<sup>[7]</sup>可以表示为

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} u_d - \frac{R}{L_d} i_d + \omega_e \frac{L_q}{L_d} i_q \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} u_q - \frac{R}{L_q} i_q - \omega_e \frac{L_d}{L_q} i_d - \frac{\omega_e}{L_q} \psi_r \end{cases} \quad (1)$$

式中, $i_d$ 、 $i_q$ 分别为 $d$ 、 $q$ 轴电流; $u_d$ 、 $u_q$ 分别为 $d$ 、 $q$ 轴电压; $\omega_e$ 为电角速度; $\psi_r$ 、 $L_d$ 、 $L_q$ 和 $R$ 分别为永磁体磁链、 $d$ 轴电感、 $q$ 轴电感和电阻。

考虑模型参数失配时采用前向欧拉法对式(1)进行离散化,可得PMSM离散化状态方程为

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \\ i_d(k) + \frac{T_s}{L_d + \Delta L_d} [u_d(k) - \\ (R + \Delta R)i_d(k) + \omega_e(k)(L_q + \Delta L_q)i_q(k)] \\ i_q(k+1) = \\ i_q(k) + \frac{T_s}{L_q + \Delta L_q} [u_q(k) - (R + \Delta R)i_q(k) - \\ \omega_e(k)(L_d + \Delta L_d)i_d(k) - \omega_e(k)(\psi_r + \Delta\psi_r)] \end{cases} \quad (2)$$

式中, $T_s$ 为采样周期; $k$ 为采样时刻; $\Delta\psi_r$ 、 $\Delta L_d$ 、 $\Delta L_q$ 和 $\Delta R$ 分别为其模型参数的失配误差。

此外,在离散控制系统中,由于电流采样延时,常规DPCC控制存在一拍延迟的影响,即在 $kT_s$ 时刻计算出的控制电压,到下一时刻才能被应用。若PMSM在 $kT_s$ 时刻正常运行, $(k+1)T_s$ 时刻出现模型参数失配,则一拍延迟将会影响DPCC的控制精度。脉宽调制更新机制和电流采样时序如图1所示。

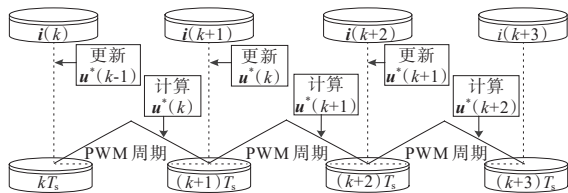


图1 PWM更新和电流采样时序

Figure 1 PWM update and current sampling timing diagram

当采用常规DPCC方法时,电机正常运行情况下 $kT_s$ 时刻控制器离散化的输出电压矢量为

$$\mathbf{u}^*(k) = F^{-1} [\mathbf{i}^*(k+1) - E(k)\mathbf{i}(k) - P(k)] \quad (3)$$

式中, $\mathbf{u}^*(k) = [u_d^*(k) \ u_q^*(k)]$ ;  $\mathbf{i}^*(k+1)$ 为给定参考电流信号; $\mathbf{i}(k)$ 为电机实际响应电流信号; $P(k)$ 、 $F(k)$ 和 $E(k)$ 为系数矩阵。

$$\mathbf{i}^*(k+1) = \begin{bmatrix} i_d^*(k+1) \\ i_q^*(k+1) \end{bmatrix}, \mathbf{i}(k) = \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix},$$

$$P(k) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\psi_r}{L_q} T_s \omega_e(k) \end{bmatrix}, F(k) = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_q} \end{bmatrix},$$

$$E(k) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s R}{L_d} & \frac{T_s \omega_e(k) L_q}{L_d} \\ -\frac{T_s \omega_e(k) L_d}{L_q} & 1 - \frac{T_s R}{L_q} \end{bmatrix}$$

一般情况下考虑电流环控制周期、定子电阻和电感的数量级分别为几kHz、几百mΩ和几mH,可知 $(T_s R/L_d) \ll 1$ 、 $(T_s R/L_q) \ll 1$ ,则 $E(k)$ 可重写为

$$I(k) = E'(k) = \begin{bmatrix} 1 & T_s \omega_e(k) L_q / L_d \\ -T_s \omega_e(k) L_d / L_q & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

同时,式(2)可简化为

$$\begin{cases} i_d(k+1) = i_d(k) + \frac{T_s}{L_d + \Delta L_d} [u_d(k) + \\ \omega_e(k)(L_q + \Delta L_q)i_q(k)] \\ i_q(k+1) = i_q(k) + \frac{T_s}{L_q + \Delta L_q} [u_q(k) - \\ \omega_e(k)(L_d + \Delta L_d)i_d(k) - \\ \omega_e(k)(\psi_r + \Delta\psi_r)] \end{cases} \quad (5)$$

若在 $(k+1)T_s$ 时刻出现模型参数失配,且认为在稳态运行时,相邻两个时刻的电流变化可以忽略,将式(3)代入式(5),可得响应电流与给定电流之间的误差为

$$\begin{cases} \Delta i_d = i_d(k+1) - i_d^*(k+1) = \\ \Delta L_q T_s \omega_e(k) i_q(k) / L_d \\ \Delta i_q = i_q(k+1) - i_q^*(k+1) = -\Delta L_d T_s \cdot \\ \omega_e(k) i_d(k) / L_q - \Delta\psi_r T_s \omega_e(k) / L_q \end{cases} \quad (6)$$

根据式(6)可知,电阻参数失配对常规DPCC方法响应电流的偏差可以忽略;永磁体磁链参数失配主要影响 $q$ 轴响应电流,且电流偏差的大小与转速和采样周期大小相关; $d$ 轴电感参数失配会影响 $q$

轴响应电流,  $q$ 轴电感失配会影响  $d$ 轴响应电流。然而,在凸极式PMSM中,存在  $L_q > L_d$ 的情况,电机磁路饱和对  $L_q$ 的影响要远大于其对  $L_d$ 的影响;因此,在一定条件下可以忽略  $L_d$ 的变化对电机响应电流的影响。

## 2 具有参数在线矫正的鲁棒预测控制

由文1中分析可知,如果不采用有效的容错控制算法来消除电感和磁链参数失配的影响,则会导致控制系统性能下降。同时,在数字控制系统中,如果不考虑时滞问题,则控制电压的一拍延迟也会降低系统的精度。因此,提出POC-DPCC方法,以提高对这些因素的鲁棒性。

### 2.1 基于系数矩阵更新的POC-DPCC

由式(2)可知,当考虑参数失配的影响时,控制器的期望输出电压矢量可以表示为

$$\mathbf{u}^*(k) = \mathbf{F}_0^{-1} [\mathbf{i}^*(k+1) - \mathbf{I}_0(k)\mathbf{i}(k) - \mathbf{P}_0(k)] \quad (7)$$

重新定义系数矩阵为

$$\mathbf{I}_0(k) = \begin{bmatrix} 1 & a_2 \\ a_3 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{F}_0(k) = \begin{bmatrix} T_s/L_d & 0 \\ 0 & b_4 \end{bmatrix}, \mathbf{P}_0(k) = \begin{bmatrix} 0 \\ c_2 \end{bmatrix}$$

其中,  $a_2$ 、 $a_3$ 、 $b_4$ 和  $c_2$ 具体表达如下:

$$\begin{cases} a_2 = T_s \omega_e(k) (L_q + \Delta L_q) / L_d \\ a_3 = -L_d T_s \omega_e(k) / (L_q + \Delta L_q) \\ b_4 = T_s / (L_q + \Delta L_q) \\ c_2 = -(\psi_r + \Delta \psi_r) T_s \omega_e(k) / (L_q + \Delta L_q) \end{cases} \quad (8)$$

根据图1可知,控制电压  $\mathbf{u}^*(k)$ 可以通过使用  $kT_s$ 时刻的采样电流  $\mathbf{i}(k)$ 和参考电流  $\mathbf{i}^*(k+1)$ 来计算。然而,由于数字控制系统的延迟,  $\mathbf{u}^*(k)$ 应在  $(k+1)T_s$ 时刻更新,这将导致控制电压的一拍延迟。为了减小  $kT_s$ 时刻延迟对控制系统性能的影响,本文首先获得当前预测值  $\hat{\mathbf{i}}(k+1)$ ,然后利用预测值  $\hat{\mathbf{i}}(k+1)$ 计算控制电压  $\mathbf{u}^*(k+1)$ ,以补偿控制系统一拍延迟的影响。此时,根据式(7),同时考虑模型参数失配和一拍延迟的期望输出电压矢量,即

$$\mathbf{u}(k) = \mathbf{F}_0^{-1} [\hat{\mathbf{i}}(k+1) - \mathbf{I}_0(k) \cdot \hat{\mathbf{i}}(k+1) - \mathbf{P}_0(k)] \quad (9)$$

基于POC-DPCC的PMSM控制系统结构如图2所示。在常规DPCC方法的基础上,通过在线辨识参数失配误差值来更新控制电压的系数矩阵,并

用下一时刻的电流预测值  $\hat{\mathbf{i}}(k+1)$ 代替采样电流  $\mathbf{i}(k)$ ,从而提高系统对参数失配和一拍延迟的鲁棒性。从图2可以看出,实现POC-DPCC的关键在于参数误差的在线辨识。

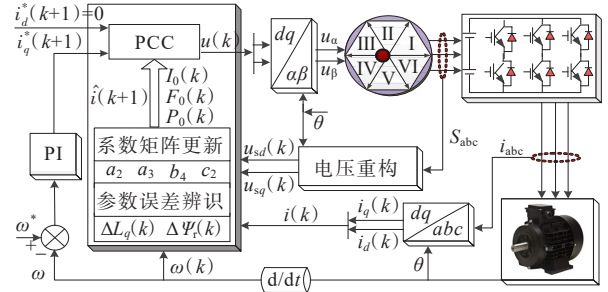


图2 基于POC-DPCC的永磁同步电机控制系统框图

Figure 2 Block diagram of permanent magnet synchronous motor control system based on POC-DPCC

### 2.2 构建满秩辨识模型

在  $i_d=0$ 控制时,稳态下式(2)可以简化为

$$\begin{cases} u_{sd}(k) = -(L_q + \Delta L_q) \omega_e(k) i_q(k) \\ u_{sq}(k) = (R + \Delta R) i_q(k) + (\psi_r + \Delta \psi_r) \omega_e(k) \end{cases} \quad (10)$$

式中,  $u_{sd}(k)$ 、 $u_{sq}(k)$ 分别为  $d$ 、 $q$ 轴重构电压。

影响控制系统性能的参数主要是  $L_q$ 和  $\psi_r$ 。但在设计基于Adaline神经网络的参数误差辨识器时,  $\Delta R$ 对  $\Delta \psi_r$ 的辨识精度的影响不能忽视。式(10)从数学角度上看是一个2组方程3个未知参数( $\Delta R$ 、 $\Delta L_q$ 、 $\Delta \psi_r$ )的欠秩系统。为了避免系统欠秩造成的不良收敛问题,可以通过注入一个直轴电流脉冲和分步辨识的思路来构建一个满秩辨识系统。满秩辨识系统<sup>[24]</sup>可以表示为

$$u_{sd}(k) = -(L_q + \Delta L_q) \omega_e(k) i_q(k) \quad (11)$$

$$u_{sq}(k) = (R + \Delta R) i_q(k) + (\psi_r + \Delta \psi_r) \omega_e(k) \quad (12)$$

$$u_{sd1}(k_1) = (R + \Delta R_1) i_{d1}(k_1) - (L_q + \Delta L_{q1}) \omega_{e1}(k_1) i_{q1}(k_1) \quad (13)$$

$$u_{sq1}(k_1) = (R + \Delta R_1) i_{q1}(k_1) + (L_d + \Delta L_{d1}) \omega_{e1}(k_1) i_{d1}(k_1) + (\psi_r + \Delta \psi_{r1}) \omega_{e1}(k_1) \quad (14)$$

其中,下标“1”表示系统注入直轴电流脉冲时的采样信号和电机参数。

由于工程上不易测出电压源逆变器(voltage source inverter, VSI)输出高频电压的有效值,因而可利用直流母线电压  $U_{dc}$ 、转子位置角  $\theta$ 和逆变器开关驱动状态进行电压重构。具体可以表示为



$$\begin{cases} u_{sd} = \frac{2}{3} (U_{AN} \cos \theta + U_{BN} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \\ U_{CN} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})) \\ u_{sq} = \frac{2}{3} (-U_{AN} \sin \theta - U_{BN} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - \\ U_{CN} \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})) \end{cases} \quad (15)$$

式中,  $U_{AN} = (2S_a - S_b - S_c) U_{dc}/3$ ,  $U_{BN} = (2S_b - S_a - S_c) U_{dc}/3$ ,  $U_{CN} = (2S_c - S_a - S_b) U_{dc}/3$  为逆变器交流侧相电压, 其中  $S_a, S_b, S_c$  为逆变器开关状态。

重构电压  $u_{sd}, u_{sq}$  经低通滤波处理后便可以直接用来进行参数辨识。此外, 注入合适幅值  $i_d \neq 0$  的电流脉冲不会对电机的电磁转矩  $T_e$ 、转速  $\omega_e$  和定子电阻  $R$  造成明显的变化, 可以近似认为  $T_e(k) = T_e(k_1)$ 、 $\omega_e(k) = \omega_e(k_1)$  和  $\Delta R = \Delta R_1$ 。由电磁转矩方程可得:

$$\begin{aligned} \Delta \psi_{r1} = \psi_{r0} \frac{i_q(k)}{i_{q1}(k_1)} + (L_q + \Delta L_{q1} - L_d - \\ \Delta L_{d1}) i_{d1}(k_1) - \psi_r \end{aligned} \quad (16)$$

将式(16)代入式(14)可得:

$$\begin{aligned} u_{sq1}(k_1) i_{q1}(k_1) = (R + \Delta R) i_{q1}^2(k_1) + [\psi_{r0} i_q(k) + \\ (L_q + \Delta L_{q1}) i_{d1}(k_1) i_{q1}(k_1)] \omega_{e1}(k_1) \end{aligned} \quad (17)$$

由式(13)、(17)可得:

$$\begin{aligned} u_{sq1}(k_1) i_{q1}(k_1) + u_{sd1}(k_1) i_{d1}(k_1) = (R + \Delta R) \cdot \\ (i_{q1}^2(k_1) + i_{d1}^2(k_1)) + \psi_{r0} i_q(k) \omega_e(k_1) \end{aligned} \quad (18)$$

根据式(12)、(18)可得:

$$\begin{aligned} \Delta R_1 = \\ \frac{u_{sq1}(k_1) i_{q1}(k_1) + u_{sd1}(k_1) i_{d1}(k_1) - u_{sq}(k) i_q(k)}{i_{q1}^2(k_1) + i_{d1}^2(k_1) - i_q^2(k)} - R \end{aligned} \quad (19)$$

联立式(11)、(12)和(19)可以得到在线辨识  $\Delta L_q, \Delta \psi_r$  和  $\Delta R$  的满秩辨识模型。

### 2.3 参数辨识器设计

基于 Adaline 神经网络的永磁同步电机参数误差辨识系统结构如图3所示。根据自适应可调模型与目标参考模型之间的误差及相应的权值调整算法可以实现对神经网络权值的学习。

Adaline 可调模型的输出激励函数为

$$O(W_i, X_i) = \sum_{i=0}^n W_i X_i \quad (20)$$

式中,  $W_i$  为网络的权值;  $X_i$  为网络的输入信号;  $O(W_i, X_i)$  为网络的输出激励。

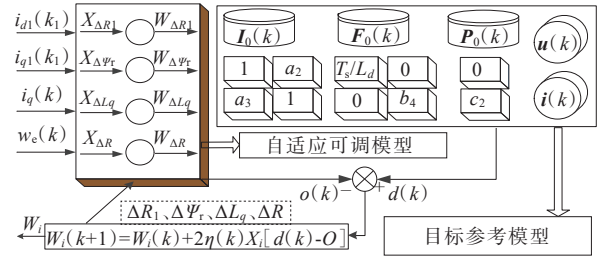


图3 Adaline神经网络参数辨识系统的结构

Figure 3 The structure of Adaline neural network parameter identification system

若目标参考模型输出为  $d(k)$ , 权值的收敛步长因子为  $\eta$ , 则基于最小均方 (least mean square, LMS) 的权值学习算法为

$$W_i(k+1) = W_i(k) + 2\eta X_i [d(k) - O] \quad (21)$$

为保证算法的收敛性<sup>[25]</sup>, 式(20)中  $\eta$  需满足:

$$0 < 2\eta |X_i(k)|^2 < 1 \quad (22)$$

本文以定子电阻、永磁体磁链和  $q$  轴电感 3 个参数的失配误差为 Adaline 神经网络的权值, 设计参数误差辨识器。

首先, 根据式(19)、(21)可以设计电阻失配误差  $\Delta R_1$  的在线辨识器为

$$\begin{cases} W_{\Delta R_1}(k) = \Delta R_1(k) \\ d_{\Delta R_1}(k) = u_{sq1}(k_1) i_{q1}(k_1) + u_{sd1}(k_1) i_{d1}(k_1) - u_{sq}(k) \cdot \\ i_q(k) - R(i_{q1}^2(k_1) + i_{d1}^2(k_1) - i_q^2(k)) \\ O_{\Delta R_1}(k) = \Delta R_1(k) (i_{q1}^2(k_1) + i_{d1}^2(k_1) - i_q^2(k)) \\ X_{\Delta R_1}(k) = i_{q1}^2(k_1) + i_{d1}^2(k_1) - i_q^2(k) \\ \Delta R_1(k+1) = \Delta R_1(k) + 2\eta_{\Delta R_1} X_{\Delta R_1}(k) \cdot \\ [d_{\Delta R_1}(k) - O_{\Delta R_1}(k)] \end{cases} \quad (23)$$

然后, 将辨识出的  $\Delta R_1$  作为固定值代入式(12), 可设计永磁体磁链失配误差  $\Delta \psi_r$  的在线辨识器为

$$\begin{cases} W_{\Delta \psi_r}(k) = \Delta \psi_r(k) \\ d_{\Delta \psi_r}(k) = u_{sq}(k) - (R + \Delta R_1) \cdot \\ i_q(k) - \psi_r \omega_e(k) \\ O_{\Delta \psi_r}(k) = \Delta \psi_r(k) \omega_e(k) \\ X_{\Delta \psi_r}(k) = \omega_e(k) \\ \Delta \psi_r(k+1) = \Delta \psi_r(k) + 2\eta_{\Delta \psi_r} X_{\Delta \psi_r}(k) \cdot \\ [d_{\Delta \psi_r}(k) - O_{\Delta \psi_r}(k)] \end{cases} \quad (24)$$

同时,根据满秩辨识模型中式(11),设计 $q$ 轴电感失配误差 $\Delta L_q$ 的在线辨识器为

$$\begin{cases} W_{\Delta L_q}(k) = \Delta L_q(k) \\ d_{\Delta L_q}(k) = -u_{sd}(k) - L_q \omega_e(k) i_q(k) \\ O_{\Delta L_q}(k) = \Delta L_q \omega_e(k) i_q(k) \\ X_{\Delta L_q}(k) = \omega_e(k) i_q(k) \\ \Delta L_q(k+1) = \Delta L_q(k) + 2\eta_{\Delta L_q} X_{\Delta L_q}(k) \cdot \\ \quad [d_{\Delta L_q}(k) - O_{\Delta L_q}(k)] \end{cases} \quad (25)$$

最后,若将式(24)辨识出的 $\Delta\psi_r$ 作为已知量代入式(12)中,可以设计 $\Delta R$ 的在线辨识器来实时跟踪电阻值的变化。 $\Delta R$ 的在线辨识器为

$$\begin{cases} W_{\Delta R}(k) = \Delta R(k) \\ d_{\Delta R}(k) = u_{sq}(k) - (\psi_r + \Delta\psi_r) \cdot \\ \quad \omega_e(k) - R i_q(k) \\ O_{\Delta R}(k) = \Delta R(k) i_q(k) \\ X_{\Delta R}(k) = i_q(k) \\ \Delta R(k+1) = \Delta R(k) + 2\eta_{\Delta R} X_{\Delta R}(k) \cdot \\ \quad [d_{\Delta R}(k) - O_{\Delta R}(k)] \end{cases} \quad (26)$$

结合式(24)、(26),用 $\Delta R$ 更新 $\Delta R_1$ 来提高 $\Delta\psi_r$ 的辨识精度。此时,实时更新的矩阵系数为

$$\begin{cases} a_2 = T_s \omega_e(k) \{ L_q + \Delta L_q(k) + 2\eta_{\Delta L_q} X_{\Delta L_q}(k) \cdot \\ \quad [d_{\Delta L_q}(k) - O_{\Delta L_q}(k)] \} / L_d \\ a_3 = \frac{-L_d T_s \omega_e(k)}{L_q + \Delta L_q(k) + 2\eta_{\Delta L_q} X_{\Delta L_q}(k) [d_{\Delta L_q}(k) - O_{\Delta L_q}(k)]} \\ b_4 = \frac{T_s}{L_q + \Delta L_q(k) + 2\eta_{\Delta L_q} X_{\Delta L_q}(k) [d_{\Delta L_q}(k) - O_{\Delta L_q}(k)]} \\ c_2 = -T_s \omega_e(k) \cdot \\ \frac{\psi_r + \Delta\psi_r(k) + 2\eta_{\Delta\psi_r} X_{\Delta\psi_r}(k) [d_{\Delta\psi_r}(k) - O_{\Delta\psi_r}(k)]}{L_q + \Delta L_q(k) + 2\eta_{\Delta L_q} X_{\Delta L_q}(k) [d_{\Delta L_q}(k) - O_{\Delta L_q}(k)]} \end{cases} \quad (27)$$

结合式(2)、(24)和(25),令 $1/(L_q + \Delta L_q(k)) = m(k)$ ,可得观测的下一时刻电流预测值为

$$\begin{cases} \hat{i}_d(k+1) = (1 - \frac{R}{L_d} T_s) \hat{i}_d(k) + \frac{1}{L_d m(k)} T_s \cdot \\ \quad \omega_e(k) i_q(k) + \frac{T_s}{L_d} u_{sd}(k) \\ \hat{i}_q(k+1) = (1 - R T_s m(k)) \hat{i}_q(k) - L_d T_s m(k) \cdot \\ \quad \omega_e(k) i_d(k) - (\psi_r + \Delta\psi_r(k)) m(k) \cdot \\ \quad T_s \omega_e(k) + T_s m(k) u_{sq}(k) \end{cases} \quad (28)$$

### 3 仿真模拟

在Matlab/Simulink中建立基于POC-DPCC方法的PMSM驱动系统。仿真和实验所用的主要电机参数如表1所示。采样频率设置为5 kHz,直流侧母线电压为311 V,给定转速为1 000 r/min,给定负载转为2.5 N·m,并在0.6 s突变至5 N·m,0.9 s又突变回2.5 N·m,0.2 s时注入200 ms、幅值为3.8 A的 $d$ 轴电流脉冲。此外,各参数误差辨识器的步长因子设置为 $\eta_{\Delta R_1} = 1 \times 10^{-7}$ 、 $\eta_{\Delta\psi_r} = 3 \times 10^{-8}$ 、 $\eta_{\Delta L_q} = 3 \times 10^{-9}$ 、 $\eta_{\Delta R} = 2 \times 10^{-5}$ 。

表1 主要电机参数

Table 1 Main motor parameters		
定子电阻 $R/\Omega$	$d$ 轴电感 $L_d/\text{mH}$	$q$ 轴电感 $L_q/\text{mH}$
0.185	3.33	9.83
永磁体磁链 $\psi_r/\text{Wb}$	极对数 $n_p$	转动惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$
0.137	4	0.019 7

#### 3.1 PMSM在磁链参数失配下的仿真

设置 $\Delta\psi_r = -30\% \psi_r$ 。常规DPCC方法与所提POC-DPCC方法在磁链参数失配下的矩阵系数更新结果如图4所示。由图4(a)可知,常规DPCC方法在磁链参数失配下的矩阵系数恒定不变,其原因是控制器中使用的参数为固定值。然而,在基于准确的磁链参数误差辨识值下,所提POC-DPCC方法的控制电压矩阵系数在0.4 s时开始自适应更新,如图4(b)所示。

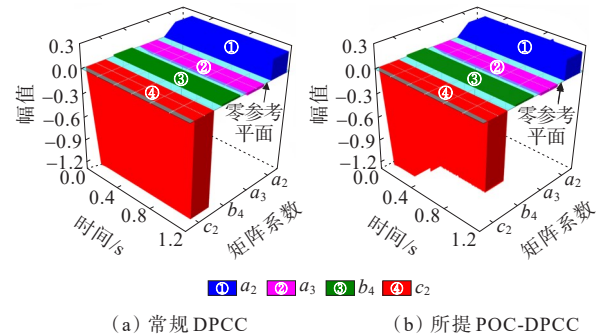


图4 基于参数误差识别的矩阵系数更新

Figure 4 Matrix coefficient update based on parameter error identification

常规 DPCC 方法与所提 POC-DPCC 方法在磁链参数失配下的电流响应波形如图 5 所示。由图 5 (a)可知,常规 DPCC 方法下的磁链参数失配导致  $q$  轴响应电流偏离参考电流,其电流偏差约为 0.4 A。与常规 DPCC 方法相比,所提 POC-DPCC 方法的控制电压矩阵系数得到在线修正, $q$  轴电流的响应偏差减少到可忽略的程度,如图 5(b)所示。

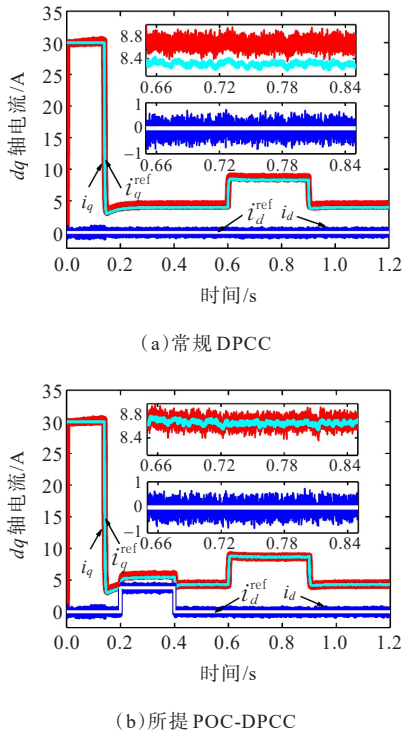


图 5 磁链参数失配下电流响应仿真结果  
Figure 5 Simulation results of the current response under flux linkage parameter mismatch

### 3.2 PMSM 在电感参数失配下的仿真

设置  $\Delta L_d = -50\%L_d$ ,  $\Delta L_q = -50\%L_q$ 。常规 DPCC 方法与所提 POC-DPCC 方法在电感参数失配下的矩阵系数更新结果如图 6 所示。由图 6(a)可知,常规 DPCC 方法在磁链参数失配下的矩阵系数无法进行自适应更新,这会降低控制电压的精度。然而,在基于准确的电感参数误差辨识值下,所提 POC-DPCC 方法的控制电压矩阵系数 0.4 s 时开始得到在线修正,如图 6(b)所示。

常规 DPCC 方法与所提 POC-DPCC 方法在电感参数失配下的电流响应波形如图 7 所示。由图 7 (a)可知,常规 DPCC 方法下的电感参数失配导致  $d$  轴响应电流偏离了参考电流,其电流偏差约为 0.68 A,且负载越大,电流偏差越明显。与常规 DPCC 方

法相比,所提 POC-DPCC 方法的控制电压系数矩阵 0.4 s 时得到更新, $d$  轴电流偏差迅速减小到可以忽略的程度,如图 7(b)所示。

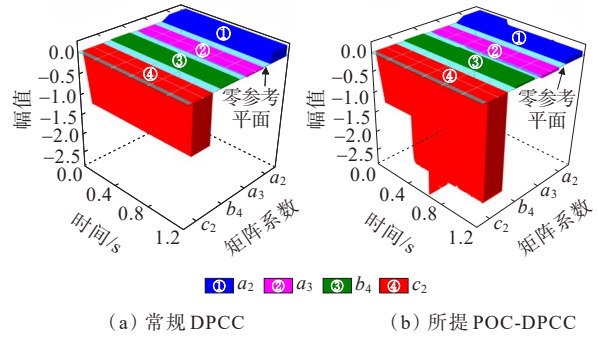


图 6 基于参数误差识别的矩阵系数更新  
Figure 6 Matrix coefficient update based on parameter error identification

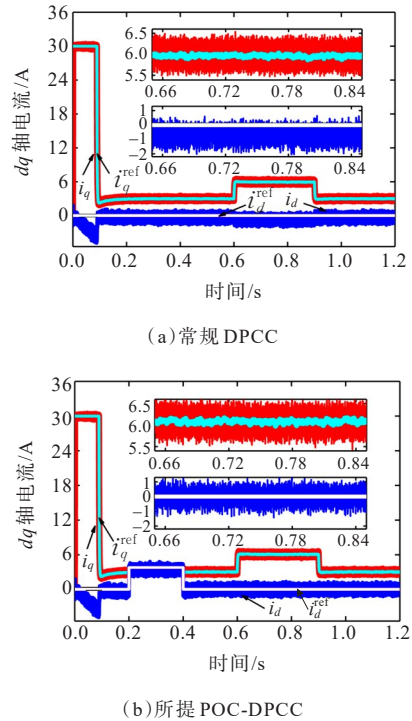


图 7 电感参数失配下电流响应仿真结果

Figure 7 Simulation results of the current response under inductance parameter mismatch

### 3.3 PMSM 在电阻、电感和磁链参数失配下的仿真

设置  $\Delta R = 50\%R$ ,  $\Delta L_d = -50\%L_d$ ,  $\Delta L_q = -50\%L_q$ ,  $\Delta \psi_r = -30\%\psi_r$ 。常规 DPCC 方法与所提 POC-DPCC 方法在电阻、电感和磁链参数都失配下的矩阵系数更新结果如图 8 所示。由图 8(a)可知,常规 DPCC 方法下控制器参数是固定值,控制电压系数矩阵不能随参数变化而自适应调整。然而,所提 POC-DPCC 方法的控制电压矩阵系数  $a_2$ 、 $a_3$ 、 $b_4$  和

$c_2$ 在准确的定子电阻、电感和磁链参数误差辨识值下得到自适应更新,如图8(b)所示。

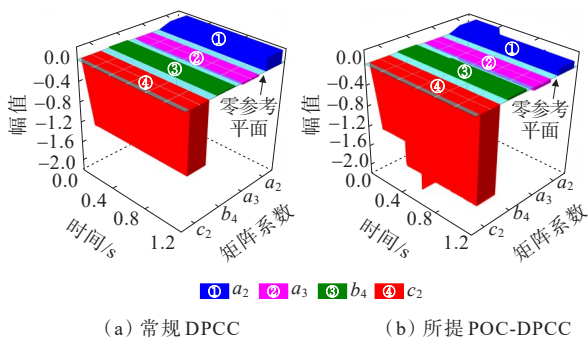


图8 基于参数误差识别的矩阵系数更新

Figure 8 Matrix coefficient update based on parameter error identification

常规DPCC方法和所提POC-DPCC方法在电阻、电感和磁链参数都失配下的电流响应波形如图9所示。由图9(a)可知,常规DPCC方法在电阻、电感和磁链参数配下的 $d$ 、 $q$ 轴电流响应偏差分别为1.1、0.4 A。然而,当采用所提POC-DPCC方法时,控制电压的系数矩阵0.4 s开始自适应更新, $d$ 、 $q$ 轴电流响应偏差得到显著降低,如图9(b)所示。

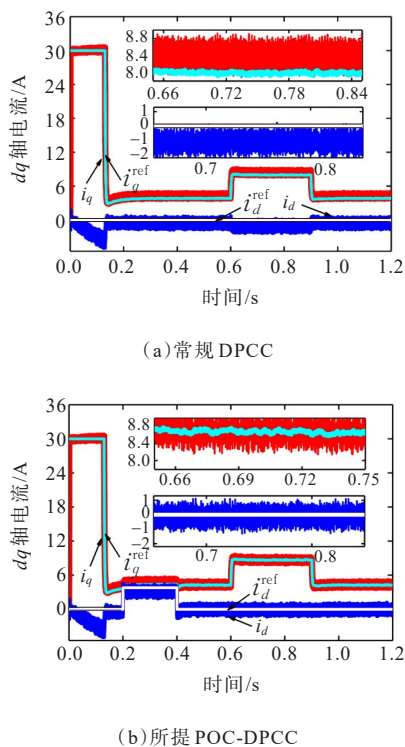


图9 磁链、电感和电阻参数失配下的电流响应仿真结果  
Figure 9 Simulation results of the current response under the parameters mismatch of flux linkage, inductance and resistance

### 4 实验

为验证所提POC-DPCC方法的有效性,进行PMSM驱动系统的控制硬件在环实验。RT-LAB硬件在环仿真实验平台由DSP控制器、OP5600仿真机和PMSM系统模型组成,如图10所示。所提POC-DPCC在TMS320F2812处理器平台上执行,系统参数、工况与仿真一致。

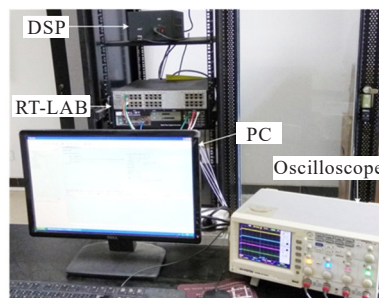
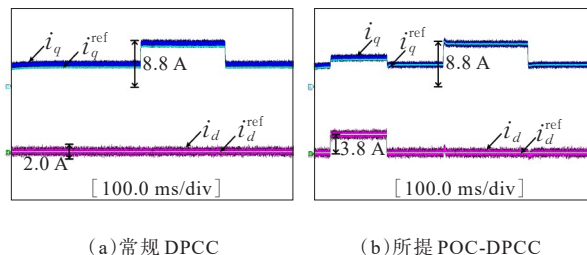


图10 RT-LAB实验设备

Figure 10 RT-LAB experimental setup

常规DPCC和所提POC-DPCC在磁链参数失配下的对比实验结果如图11所示。图11(a)表明,磁链参数失配会导致常规DPCC方法下 $q$ 轴响应电流与给定参考电流之间出现偏差。然而,当采用所提POC-DPCC方法时,在注入 $d$ 轴电流脉冲结束后开始对控制电压系数矩阵进行自适应更新, $q$ 轴响应电流能够迅速精准地跟踪上给定参考电流,如图11(b)所示。同时可以看到,当负载突变时,所提POC-DPCC方法依然能够使电流偏差保持在可以忽略的程度。



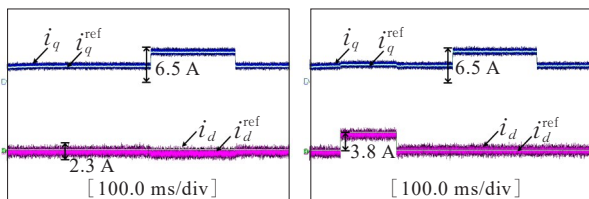
(a)常规DPCC (b)所提POC-DPCC

图11 磁链参数失配下电流响应实验结果

Figure 11 Experimental results of the current response under flux linkage parameter mismatch



常规 DPCC 和所提 POC-DPCC 在电感参数失配下的对比实验结果如图 12 所示。由图 12(a)可知,电感参数失配导致常规 DPCC 方法下  $d$  轴响应电流与给定参考电流之间出现偏差,且负载越大  $d$  轴电流偏差越明显。然而,相较于常规的 DPCC 方法,所提 POC-DPCC 方法在注入  $d$  轴电流脉冲结束后开始对控制电压系数矩阵进行自适应更新,因此, $d$  轴响应电流能够迅速精准地跟踪上给定参考电流, $d$  轴电流偏差减小到可以忽略的程度,如图 12(b)所示。



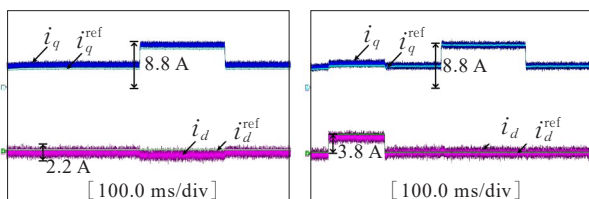
(a) 常规 DPCC

(b) 所提 POC-DPCC

图 12 电感参数失配下电流响应的实验结果

Figure 12 Experimental results of the current response under inductance parameter mismatch

常规 DPCC 和所提 POC-DPCC 在电感、磁链和电阻参数失配下的对比实验结果如图 13 所示。由图 13(a)可知,在电感、磁链和电阻参数都失配时, $d$ 、 $q$  轴响应电流与给定参考电流之间均出现偏差。然而,相较于常规 DPCC 方法,所提 POC-DPCC 方法在基于  $q$  轴电感和永磁体磁链参数的准确辨识值下,控制电压的系数矩阵得到实时更新, $d$ 、 $q$  轴响应电流偏差均减小到可以忽略的程度,如图 13(b)所示。实验结果进一步表明,所提 POC-DPCC 方法在同时出现多个参数失配的情况下,也能保证  $d$ 、 $q$  轴响应电流准确地跟踪给定参考电流。



(a) 常规 DPCC

(b) 所提 POC-DPCC

图 13 磁链、电感和电阻参数失配下的电流响应实验结果

Figure 13 Experimental results of the current response under the mismatch of flux linkage, inductance and resistance parameters

## 5 结语

本文提出了一种针对 PMSM 系统性能优化的 POC-DPCC 方法。所提 POC-DPCC 方法已被证明具有出色的电流优化性能,有效地提高了电压控制精度。在 POC-DPCC 中,基于 Adaline 神经网络辨识的参数失配误差值被用来更新控制电压的系数矩阵,以避免模型参数失配影响。此外,采样电流被下一时刻的电流预测值代替,以避免控制电压的一拍延迟。与常规的 DPCC 方法相比,所提 POC-DPCC 方法可以显著降低各种复杂参数失配情况下的电流跟踪误差,所获得的仿真和实验结果证明了所提 POC-DPCC 方法的有效性。

## 参考文献:

- [1] 史岑澍,解正宵,陈卓易,等.永磁同步电机无参数超局部模型预测控制[J].电机与控制学报,2021,25(8):1-8.  
SHI Cenwei, XIE Zhengxiao, CHEN Zhuoyi, et al. Model-free predictive control based on ultra-local model for permanent magnet synchronous machines[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(8): 1-8.
- [2] 郭磊磊,许志业,李琰琰,等.低载波比下永磁同步电机多采样模型预测控制[J].智慧电力,2021,49(6):91-98.  
GUO Leilei, XU Zhiye, LI Yanyan, et al. Multi-sampling model predictive control for permanent magnet synchronous motor under low switching-to-fundamental frequency ratio[J]. Smart Power, 2021, 49(6): 91-98.
- [3] HUANG S, WU G, RONG F, et al. Novel predictive stator flux control techniques for PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(9): 8916-8929.
- [4] 李飞,刘战,赵强,等.基于模型预测的简化定频 PWM 三电平整流器控制策略[J].电力科学与技术学报,2021,36(2):116-123.  
LI Fei, LIU Zhan, ZHAO Qiang, et al. Research on control strategy of simplified fixed frequency PWM three-level rectifier based on model prediction[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2021, 36(2): 116-123.
- [5] 秦艳忠,阎彦,陈炜,等.永磁同步电机参数误差补偿—三矢量模型预测电流控制[J].电工技术学报,2020,35

- (2):255-265.
- QIN Yanzhong, YAN Yan, CHEN Wei, et al. Three-vector model predictive current control strategy for permanent magnet synchronous motor with parameter error compensation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(2):255-265.
- [6] 周华伟, 温旭辉, 赵峰, 等. 基于内模的永磁同步电机滑模电流解耦控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(15): 91-99.
- ZHOU Huawei, WEN Xuhui, ZHAO Feng, et al. Decoupled current control of permanent magnet synchronous motors drives with sliding mode control strategy based on internal model[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(15):91-99.
- [7] 许德智, 黄泊珉, 杨玮林. 神经网络自适应的永磁直线同步电机超扭曲终端滑模控制[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(13):64-71.
- XU Dezhi, HUANG Bomin, YANG Weilin. Neural network adaptive super twist terminal sliding mode control for a permanent magnet linear synchronous motor[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(13):64-71.
- [8] HANNAN M A, ALI J A, MOHAMED A, et al. Quantum-behaved lightning search algorithm to improve indirect field-oriented fuzzy-PI control for IM drive[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(4): 3793-3805.
- [9] ZAKY M S, METWALY M K. A Performance investigation of a four-switch three-phase inverter-fed IM drives at low speeds using fuzzy logic and PI controllers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 3741-3753.
- [10] 王贵峰, 高煦杰, 武泽文, 等. 一种基于无差拍外环控制的串联型 APF 有限集模型预测控制策略研究[J]. 电网与清洁能源, 2022, 38(12): 15-23+32.
- WANG Guifeng, GAO Xujie, WU Zewen, et al. Research on a finite control set model predictive control strategy for series APF based on deadbeat outer loop control[J]. Power System and Clean Energy, 2022, 38(12): 15-23+32.
- [11] 谷鑫, 鲁金月, 王志强, 等. 基于无差拍电流预测控制的永磁同步电机谐波电流抑制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(24):6345-6356.
- GU Xin, LU Jinyue, WANG Zhiqiang, et al. Harmonic current suppression strategy of permanent magnet synchronous motor based on deadbeat current predictive control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(24):6345-6356.
- [12] 谢震, 李喆, 冯艳涛, 等. 磁链控制型双馈风电机组及其弱电网阻尼优化策略[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(24): 132-141.
- XIE Zhen, LI Zhe, FENG Yantao, et al. Flux-controlled DFIG-based wind turbine and its damping optimization strategy in weak grid[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(24):132-141.
- [13] SUN X, CAO J, LEI G, et al. A robust deadbeat predictive controller with delay compensation based on composite sliding-mode observer for PMSMs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(9): 10742-10752.
- [14] GAO J, GONG C, LI W, et al. Novel compensation strategy for calculation delay of finite control set model predictive current control in PMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5816-5819.
- [15] ZHANG X, HOU B, MEI Y. Deadbeat predictive current control of permanent-magnet synchronous motors with stator current and disturbance observer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 3818-3834.
- [16] ZHANG C, WU G, RONG F, et al. Robust fault-tolerant predictive current control for permanent magnet synchronous motors considering demagnetization fault[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(7): 5324-5334.
- [17] TÜRKER T, BUYUKKELES U, BAKAN A F. A robust predictive current controller for PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3906-3914.
- [18] JIANG Y, XU W, MU C. Improved deadbeat predictive current control combined sliding mode strategy for PMSM drive system[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(1): 251-263.
- [19] WANG F, KE D, YU X, et al. Enhanced predictive model based deadbeat control for PMSM drives using exponential extended state observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(3):2357-2369.
- [20] YAO Y, HUANG Y, PENG F, et al. An improved deadbeat predictive current control with online parameter identification for surface-mounted PMSMs[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(12): 10145-10155.

- method of ability of accommodating renewable energy based on probabilistic production simulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(10):3134-3144.
- [10] 梁吉,左艺,张玉琢,等.基于可再生能源配额制的风电并网节能经济调度[J].电网技术,2019,43(7):2528-2534.  
LIANG Ji, ZUO Yi, ZHANG Yuzhuo, et al. Energy-saving and economic dispatch of power system containing wind power integration under renewable portfolio standard[J]. Power System Technology, 2019, 43(7):2528-2534.
- [11] 卢炳文,魏震波,魏平桢,等.考虑消纳风电的区域综合能源系统电转气与储能设备优化配置[J].智慧电力,2021,49(5):7-14+68.  
LU Bingwen, WEI Zhenbo, WEI Ping'an, et al. Optimal configuration of PtG and energy storage equipment in regional integrated energy system considering wind power consumption[J]. Smart Power, 2021, 49(5):7-14+68.
- [12] 陈曦,徐青山,杨永标.考虑风电不确定性的CCHP型微网日前优化经济调度[J].电力建设,2020,41(6):107-113.  
CHEN Xi, XU Qingshan, YANG Yongbiao. Day-ahead optimized economic dispatch of CCHP microgrid considering wind power uncertainty[J]. Electric Power Construction, 2020, 41(6):107-113.
- [13] 陈岩,靳伟,王文宾,等.兼顾区域自律和消纳品质的配电网新能源消纳能力分析[J].中国电力,2021,54(9):143-155.  
CHEN Yan, JIN Wei, WANG Wenbin, et al. Analysis method of new energy consumption capacity of distribution network taking into account regional self-discipline and consumption quality[J]. Electric Power, 2021, 54(9):143-155.
- [14] 杨鹏,郁丹,郭雨涵,等.考虑需求侧响应的新能源消纳优化模型研究[J].供用电,2022,39(11):79-86.  
YANG Peng, YU Dan, GUO Yuhan, et al. Optimization model of new energy accommodation considering demand response[J]. Distribution & Utilization, 2022, 39(11):79-86.
- [15] 宋杰,张卫国,李树鹏,等.蓄热式电采暖负荷参与风电消纳运行策略研究[J].电力系统保护与控制,2021,49(3):80-87.  
SONG Jie, ZHANG Weiguo, LI Shupeng, et al. Research on operational strategy for regenerative electric heating load participating in wind power consumption[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(3):80-87.
- [16] 王雅楠,邵成成,冯陈佳,等.多能源系统中长期协调运行模型与方法[J].电力自动化设备,2020,40(3):55-61+75.  
WANG Yanan, SHAO Chengcheng, FENG Chenjia, et al. Medium-and long-term coordinated operation model and method for multi-energy system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(3):55-61+75.
- (上接第122页 = Continued from page 122)
- [21] ZHOU Y, ZHANG S, ZHANG C, et al. Current prediction error based parameter identification method for sPMSM with deadbeat predictive current control[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(3):1700-1710.
- [22] AN X, LIU G, CHEN Q, et al. Robust predictive current control for fault-tolerant operation of five-phase PM motors based on online stator inductance identification[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11):13162-13175.
- [23] ZHANG X, ZHAO Z, CHENG Y, et al. Robust model predictive current control based on inductance and flux linkage extraction algorithm[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(12):14893-14902.
- [24] LIU K, ZHU Z Q. Online estimation of the rotor flux linkage and voltage-source inverter nonlinearity in permanent magnet synchronous machine drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(1):418-427.
- [25] ROY S, SHYK J J. Analysis of the momentum LMS algorithm[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1990, 38(12):2088-2098.