

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2518741

永磁同步电机自适应无差拍预测电流控制^{*}

郭盛坤 侯波

(陕西理工大学电气工程学院 汉中 723001)

摘要: 永磁同步电机无差拍预测电流控制具有动态响应快、稳态性能好和易于数字实现的特点。但是,当电机参数不匹配时,传统无差拍预测电流控制存在电流稳态误差大的问题。为此,本文提出了一种永磁同步电机自适应无差拍预测电流控制方法,降低了不匹配参数对电流控制性能的影响。首先,所提方法将电阻、电感和磁链的参数摄动统一视为扰动,并结合自适应控制设计了一种 dq 轴扰动自适应律。在此基础上,通过扰动自适应律对扰动进行在线估计并在传统无差拍预测电流控制器中进行扰动补偿,有效降低了不匹配参数对传统无差拍预测电流控制的不利影响。其次,通过离散李雅普诺夫稳定性理论对所提控制方法进行了稳定性证明,并采用经典控制理论确定了扰动自适应增益的取值。最后,仿真与实验结果表明,所设计的扰动自适应律能够快速、准确的估计扰动;与传统无差拍预测电流控制相比,所提控制方法有效抑制了不匹配参数对电流动态性能和稳态误差的影响,降低了电流的总谐波失真。

关键词: 永磁同步电机;无差拍预测电流控制;扰动自适应;参数不匹配

中图分类号: TN601;TM341 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8099

Adaptive deadbeat predictive current control for permanent magnet synchronous motor

Guo Shengkun Hou Bo

(School of Electrical Engineering, Shaanxi University of Technology, Hanzhong 723001, China)

Abstract: The deadbeat predictive current control for permanent magnet synchronous motor features fast dynamic response, excellent steady-state performance, and easy digital implementation. However, traditional deadbeat predictive current control exhibits significant steady-state current errors when motor parameters are mismatched. Therefore, this paper proposes an adaptive deadbeat predictive current control method for permanent magnet synchronous motor, which reduces the impact of parameter mismatches on current control performance. Firstly, the proposed method uniformly treats resistance, inductance, and flux linkage parameter perturbations as disturbances and designs adaptive disturbance laws for the dq -axis by incorporating adaptive control. On the basis, the disturbance is estimated online through the disturbance adaptive law, and disturbance compensation is carried out in the traditional deadbeat predictive current controller. This approach effectively reduces the adverse effects of mismatched parameters on the traditional deadbeat predictive current control. Secondly, the stability of the proposed control method was proven using discrete Lyapunov stability theory, and the values of the disturbance adaptive gains were determined through classical control theory. Finally, simulation and experimental results demonstrate that the designed disturbance adaptive law can rapidly and accurately estimate disturbances. Compared with traditional deadbeat predictive current control, the proposed method effectively suppresses the impact of mismatched parameters on current dynamic performance and steady-state error, while reducing the total harmonic distortion of the current.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; deadbeat predictive current control; disturbance adaptation; parameter mismatch

0 引言

因其高效率、高功率密度和高可靠性等诸多优点,永磁

同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)在电动汽车、数控机床等领域得到了广泛的应用^[1-2]。然而,随着PMSM所面临的运行环境越来越复杂,各领域对

收稿日期:2025-05-05

^{*} 基金项目:山西省自然科学基金面上项目(202203021211201)、陕西理工大学研究生创新基金(SLGYCX2540)项目资助

PMSM 控制性能的要求也越来越高^[3-4]。目前,大多数 PMSM 控制系统是包含转速环和电流环的双环控制结构。其中,电流内环作为控制系统的关键,其性能的优劣会直接影响控制系统的输出^[5]。因此,PMSM 的电流控制方法研究一直是 PMSM 控制领域的重点和热点^[6-7]。

早期的电流控制方法主要有滞环电流控制(hysteresis current control, HCC)和比例积分(proportional integral, PI)电流控制。HCC 具有跟踪误差带可调,对系统参数扰动不敏感等优点。但是,为了将电流跟踪误差限定于设置的误差带内,HCC 的开关频率往往不固定,这大大增加了电流纹波量和功率器件的开关损耗^[8]。与 HCC 不同,PI 电流控制具有开关频率固定的优点。但对系统参数扰动较为敏感,动态性能和稳态性能也难以兼顾。于是,随着现代控制理论不断发展,学者们提出了一些新型电流控制方法。其中,研究较多的有滑模控制(sliding mode control, SMC)和预测控制(predictive control, PC)。SMC 对系统参数不确定和内外扰动都具有很强的鲁棒性^[9]。但是,SMC 的抖振程度和鲁棒性之间的矛盾问题一直是 SMC 在电机领域应用中的技术瓶颈^[10]。而 PC 能够在当前控制周期内,预测出下一周期的控制指令,本质上避免了 PI 控制的滞后问题,使控制带宽得到了进一步提升。因此,在动态性能要求高的场合,PC 得到了广泛的关注^[11]。

目前,电流预测控制主要分为有限控制集电流预测控制(finite control set current predictive control, FSC-CPC)^[12]和无差拍预测电流控制(deadbeat predictive current control, DPCC)^[13]。其中,FSC-CPC 以离散电压方程为基础,通过预测逆变器各开关状态所对应电压矢量的控制效果,选取最优输出开关信号,具有结构简单、无需调制器和动态响应速度快的优点。但是,FSC-CPC 的开关频率不固定问题会导致较大的电流和转矩谐波,因此不适用于高精度的 PMSM 调速系统^[14]。此外,FSC-CPC 的代价函数设计和权重系数选取等问题至今未得到有效解决,进一步限制了其在电机领域的推广。与 FSC-CPC 不同,DPCC 利用电机和逆变器的统一数学模型计算每个采样周期的参考电压矢量,通过 PWM 调制器转换为开关信号,在具有同 FSC-CPC 相似的动态性能情况下,解决了开关频率不固定和电流、转矩纹波大的问题。因此,DPCC 在电机控制领域的应用十分广泛^[15]。但在实际运行过程中,PMSM 受温度升高、磁路饱和等因素影响导致电阻、电感和磁链参数发生变化,使 DPCC 输出电压存在误差,进而引起电流控制误差^[16-17]。针对此问题,学者们提出了一些 DPCC 改进方案,总体可归纳为参数辨识法^[18-20]和观测器法^[21-23]。参数辨识法通常是在电机运行过程中对电阻、电感和磁链等关键参数进行辨识,通过将辨识的参数代入到 DPCC 中,以此提高 DPCC 的鲁棒性。目前,所采用的参数辨识方法主要有扩展卡尔曼滤波器(extended Kalman filter, EKF)^[18]、模型参考自适应(model reference adaptive, MRA)^[19]和梯

度下降法(gradient descent method, GDM)^[20]。上述参数辨识方法虽然有效地提升了 DPCC 对不匹配参数的鲁棒性,但其控制精度受收敛速度影响且算法计算量大。与参数辨识法不同,观测器法无需精确辨识电机参数,仅将不匹配参数视为扰动,通过对扰动的实时观测和补偿可有效减小不匹配参数对 DPCC 的影响。目前,滑模观测器(sliding mode observer, SMO)^[21]、Luenberger 观测器(Luenberger observer, LOB)^[22]、线性扩展状态观测器(linear extended state observer, LESO)^[23]等观测器已被应用于 DPCC 中。但是,从工程应用角度考虑,部分观测器仍存在一定缺陷。比如,SMO 对测量噪声十分敏感,同时还会产生抖振现象;LESO 设计过程十分复杂,其控制参数选取及调试困难等。值得注意的是,在诸多现代控制方法中,自适应控制通过对被控对象的不确定参数或扰动进行在线估计,并在控制器中使用此估计值,以此实现被控对象的自适应变化,从而减小不确定参数或扰动对控制器性能的影响。但是,经文献查阅,目前为止从扰动自适应的角度,将自适应控制与 DPCC 相结合的控制方法鲜有报道。

基于上述分析,本文结合自适应控制和 DPCC,提出了一种永磁同步电机自适应无差拍预测电流控制(adaptive deadbeat predictive current control, ADPCC)方法。与参数辨识法^[24]和观测器法^[25]相比,所提 ADPCC 方法仅在传统 DPCC 方程中增加了一个结构简单、控制参数少的自适应项,因此具有计算量小、设计简单的优点。首先,本文从模型扰动的角度考虑,将 PMSM 电阻、电感和磁链参数扰动统一视为扰动。其次,结合自适应控制理论,设计了一种扰动自适应律,通过扰动自适应律在线估计扰动,同时将扰动估计值前馈补偿到 DPCC 中,以此提高 DPCC 对电阻、电感和磁链参数的鲁棒性。最后,依据离散李雅普诺夫稳定性理论严格证明了 ADPCC 的稳定性,并利用经典控制理论确定了自适应增益的取值。此外,本文将传统 DPCC 方法与 ADPCC 方法进行了仿真与实验对比,证明了 ADPCC 方法的可行性和有效性。

1 传统 DPCC

1.1 永磁同步电机数学模型

本文选用表贴式永磁同步电机(surface-mounted permanent magnet synchronous motor, SPMSM),假设转子与定子间的损耗及磁饱和忽略不计,SPMSM 在 dq 坐标系下的数学模型可表示为:

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

式中: u_d 、 u_q 和 i_d 、 i_q 分别为 dq 轴定子电压和定子电流, $L_d=L_q=L$ 为定子电感, R 为绕组电阻, ψ_f 为永磁体磁链, ω_e 为电角速度。

当电流环采样周期 T_s 足够小时,可用前向欧拉方程将电流状态方程离散化^[26]。PMSM 离散电流状态方程如式(2)所示。

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} = \mathbf{A}(k) \cdot \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} + \mathbf{B} \cdot \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} + \mathbf{C}(k) \quad (2)$$

$$\text{式中: } \mathbf{A}(k) = \begin{bmatrix} 1 - T_s R/L & T_s \omega_e(k) \\ -T_s \omega_e(k) & 1 - T_s R/L \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} T_s/L & 0 \\ 0 & T_s/L \end{bmatrix}, \mathbf{C}(k) = \begin{bmatrix} 0 \\ -T_s \psi_f \omega_e(k)/L \end{bmatrix}。$$

1.2 DPCC 原理

无差拍电流预测算法是利用电流预测值计算定子电压,然后经过调制转换为开关信号控制电机。使标称参数下的实际电流在一个采样周期后跟上电流参考值,如式(3)所示。

$$\begin{cases} i_d(k+1) = i_d^*(k+1) = i_d(k) + \frac{T_s}{L_0} [u_d(k) - R_0 i_d(k) + L_0 \omega_e(k) i_q(k)] \\ i_q(k+1) = i_q^*(k+1) = i_q(k) + \frac{T_s}{L_0} [u_q(k) - L_0 \omega_e(k) i_d(k) - R_0 i_q(k) - \omega_e(k) \psi_0] \end{cases} \quad (3)$$

由式(3)可得到如式(4)所示的 DPCC 定子电压表达式,其中, $u_d(k)$ 和 $u_q(k)$ 表示 $k+1$ 时刻预施加的基本电压矢量, R_0 、 L_0 和 ψ_0 表示电机电阻、电感和磁链的标称值。

$$\begin{cases} u_d(k) = \frac{L_0}{T_s} [i_d^*(k+1) - i_d(k)] + R_0 i_d(k) - L_0 \omega_e(k) i_q(k) \\ u_q(k) = \frac{L_0}{T_s} [i_q^*(k+1) - i_q(k)] + [L_0 i_d(k) + \psi_0] \omega_e(k) + R_0 i_q(k) \end{cases} \quad (4)$$

式中: $i_d^*(k+1)$ 和 $i_q^*(k+1)$ 分别为 $k+1$ 时刻 d 轴和 q 轴电流的参考值。

1.3 DPCC 参数灵敏度分析

DPCC 是一种基于精确数学模型的控制方法,它的控制过程由两个连续控制周期完成。首先,在系统模型参数下由给定电流和实际电流在 k 时刻计算出应施加给电机的电压矢量,如式(4)所示。其次,将上一步计算出的电压矢量应用到 $k+1$ 时刻真实电机系统中,如式(5)所示。

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} = \mathbf{A}_m(k) \cdot \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} + \mathbf{B}_m \cdot \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} + \mathbf{C}_m(k) \quad (5)$$

$$\text{式中: } \mathbf{A}_m(k) = \begin{bmatrix} 1 - T_s R_m/L_m & T_s \omega_e(k) \\ -T_s \omega_e(k) & 1 - T_s R_m/L_m \end{bmatrix}, \mathbf{B}_m = \begin{bmatrix} T_s/L_m & 0 \\ 0 & T_s/L_m \end{bmatrix}, \mathbf{C}_m(k) = \begin{bmatrix} 0 \\ -T_s \psi_m \omega_e(k)/L_m \end{bmatrix}。$$

定义 $R_m = R_0 + \Delta R$ 、 $L_m = L_0 + \Delta L$ 、 $\psi_m = \psi_0 + \Delta \psi$ 为电机电阻、电感和磁链参数的真实值, ΔR 、 ΔL 和 $\Delta \psi$ 为电机

电阻、电感和磁链参数的摄动值。当电机处于稳态时,由于电流采样周期 T_s 足够小, k 时刻的电流值近似等于 $k+1$ 时刻的电流值。因此,将式(4)代入式(5)中可得到电机参数不匹配时,电流参考值与真实值之间的关系,如式(6)所示。

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \frac{L_0}{L_0 - T_s \Delta R} i_d^*(k+1) + \frac{\Delta L}{L_0 - T_s \Delta R} T_s \omega_e(k) i_q(k) \\ i_q(k+1) = \frac{L_0}{L_0 - T_s \Delta R} i_q^*(k+1) + \frac{\Delta L}{L_0 - T_s \Delta R} T_s \omega_e(k) i_d(k) + \frac{T_s}{L_0 - T_s \Delta R} \Delta \psi \omega_e(k) \end{cases} \quad (6)$$

由式(6)可知,电阻和电感参数不匹配会同时影响 d 轴和 q 轴电流,磁链参数不匹配仅影响 q 轴电流。此外,随着转速的增加,由参数不匹配导致的电流稳态误差也会增大。因此,为了降低参数不匹配对控制性能的影响。本文提出了一种 ADPCC 算法。

2 自适应无差拍控制器设计

首先,为了减小传统 DPCC 的稳态电流误差,本文设计了一种离散扰动自适应律在线估计扰动,并将扰动值前馈补偿,以减小扰动对 DPCC 的不利影响。其次,使用离散 Lyapunov 理论对 ADPCC 方法进行了稳定性和收敛性证明。最后,利用经典控制理论确定了自适应增益的取值。

2.1 离散扰动自适应律设计

针对传统 DPCC 严重依赖被控对象精确数学模型的问题,本文构建了含扰动的离散 PMSM 数学模型:

$$\begin{cases} u_d(k) = L_0 \frac{i_d(k+1) - i_d(k)}{T_s} + R_0 i_d(k) - L_0 \omega_e(k) i_q(k) + f_d(k) \\ u_q(k) = L_0 \frac{i_q(k+1) - i_q(k)}{T_s} + R_0 i_q(k) + L_0 \omega_e(k) i_d(k) + \omega_e(k) \psi_0 + f_q(k) \\ \begin{cases} f_d(k) = \Delta L di_d/dt + \Delta R i_d - \Delta L \omega_e(k) i_q \\ f_q(k) = \Delta L di_q/dt + \Delta R i_q - \Delta L \omega_e(k) i_d + \omega_e(k) \Delta \psi \end{cases} \end{cases} \quad (7)$$

首先,为了减小设计复杂度,本文采用等效控制量思想,改写式(7)。并定义 f_d 、 f_q 为 dq 轴扰动值, U_d 、 U_q 为电流环 dq 轴等效控制量,如式(8)和式(9)所示。

$$\begin{cases} (L_0/T_s)[i_d(k+1) - i_d(k)] = U_d(k) - f_d(k) \\ (L_0/T_s)[i_q(k+1) - i_q(k)] = U_q(k) - f_q(k) \end{cases} \quad (9)$$

其次,为了减小扰动对无差拍控制系统的不利影响,本文基于无差拍预测控制理论,设计如下控制律实现对扰动的估计。

$$\begin{bmatrix} T_s \hat{U}_d(k) \\ T_s \hat{U}_q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_s \hat{f}_d(k) \\ T_s \hat{f}_q(k) \end{bmatrix} + L_0 \begin{bmatrix} i_d^*(k+1) - i_d(k) \\ i_q^*(k+1) - i_q(k) \end{bmatrix} \quad (10)$$

将式(9)和式(10)代入式(7)中可得到如式(11)所示的自适应扰动误差方程。它描述了真实系统与模型系统间的误差。其中, dq 轴电流跟踪误差和扰动跟踪误差定义如式(12)所示。

$$L_0 \begin{bmatrix} e_d(k+1) \\ e_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -T_s f_d(k) \\ -T_s f_q(k) \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{cases} e_d(k) = i_d^*(k) - i_d(k), f_d(k) = \hat{f}_d(k) - f_d(k) \\ e_q(k) = i_q^*(k) - i_q(k), f_q(k) = \hat{f}_q(k) - f_q(k) \end{cases} \quad (12)$$

最后,根据式(11)和自适应控制理论,可设计如下离散扰动自适应律,通过扰动的在线估计和前馈补偿,实现电流的无静差跟踪。

$$\begin{bmatrix} \frac{\hat{f}_d(k+1) - \hat{f}_d(k)}{T_s} \\ \frac{\hat{f}_q(k+1) - \hat{f}_q(k)}{T_s} \end{bmatrix} = \gamma \begin{bmatrix} e_d(k+1) \\ e_q(k+1) \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中:正常数 γ 为自适应增益, γ 的取值将影响电流跟踪误差的收敛速度。取值偏小时,误差收敛速度变慢。取值偏大时,误差收敛速度加快。但取值过大时,可能导致电流跟踪误差在收敛过程产生振荡,稳定性降低。因此在系统稳定的前提下,选择合适的自适应增益是十分有必要的。

2.2 稳定性证明

为了证明所设计自适应无差拍控制器的稳定性和收敛性,本文选取下述函数为 Lyapunov 函数:

$$V(k) = L_0 \begin{bmatrix} e_d^2(k) \\ e_q^2(k) \end{bmatrix} + \frac{1}{\gamma} \begin{bmatrix} f_d^2(k) \\ f_q^2(k) \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中: γ 为正自适应增益, $\gamma > 0$, 故 $V(k) \geq 0$ 。此外, PMSM 参数变化很慢,可认为是慢时变不确定扰动。基于此,本文作出如下假设。

假设:输入电流参考值 i_d^*, i_q^* 恒定且扰动项 f_d, f_q 相较于自适应控制变化很慢,则:

$$\begin{cases} \frac{di_d^*}{dt} = 0, \frac{di_q^*}{dt} = 0 \\ \frac{df_d}{dt} = 0, \frac{df_q}{dt} = 0 \end{cases} \quad (15)$$

结合式(11)、(12)、(13)和上方假设,可得 $V(k)$ 的时间增量:

$$\Delta V(k) = V(k+1) - V(k) = L_0 \begin{bmatrix} e_d^2(k+1) \\ e_q^2(k+1) \end{bmatrix} +$$

$$\frac{1}{\gamma} \begin{bmatrix} f_d^2(k+1) \\ f_q^2(k+1) \end{bmatrix} - L_0 \begin{bmatrix} e_d^2(k) \\ e_q^2(k) \end{bmatrix} - \frac{1}{\gamma} \begin{bmatrix} f_d^2(k) \\ f_q^2(k) \end{bmatrix} =$$

$$\begin{aligned} & L_0 \begin{bmatrix} e_d^2(k+1) - e_d^2(k) \\ e_q^2(k+1) - e_q^2(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} f_d(k+1) + f_d(k) \\ f_q(k+1) + f_q(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_s^2 f_d(k) \\ T_s^2 f_q(k) \end{bmatrix} = \\ & - \begin{bmatrix} e_d^2(k) \\ e_q^2(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{f}_d(k+1) - f_d(k) \\ \hat{f}_q(k+1) - f_q(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_s^2 f_d(k) \\ T_s^2 f_q(k) \end{bmatrix} = \\ & - \begin{bmatrix} e_d^2(k) \\ e_q^2(k) \end{bmatrix} - (1 - \gamma T_s^2) \begin{bmatrix} T_s^2 f_d^2(k) \\ T_s^2 f_q^2(k) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (16)$$

由式(16)可知, $\Delta V(k)$ 的正负与 γ 的取值相关。因此,为确保所提控制的稳定性。本文限制了自适应增益 γ 的取值范围,如式(17)所示。

$$0 < \gamma < 1/T_s^2 \quad (17)$$

当自适应增益 γ 在上述取值范围内时,可满足 $\Delta V(k) < 0$, 则由 $V(k) \geq 0$ 和 $\Delta V(k) < 0$ 可知,所提控制器满足离散 Lyapunov 稳定性理论。当 $t \rightarrow \infty$ 时,电流跟踪误差逐渐减小,并最终收敛于如式(18)所示的误差范围。

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \left| \begin{bmatrix} e_d(k) \\ e_q(k) \end{bmatrix} \right| \leq \sqrt{\begin{bmatrix} -T_s^2(1 - \gamma T_s^2) & \\ & -T_s^2(1 - \gamma T_s^2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d^2(k) \\ f_q^2(k) \end{bmatrix}} \quad (18)$$

上述结果表明,本文所提电流控制器能够满足离散 Lyapunov 稳定性要求。此外,将所设计的扰动自适应项前馈到传统 DPCC 状态方程中,可得到所设计的 ADPCC 定子电压表达式,如式(19)所示。

$$\begin{cases} u_d^* = \frac{L_0}{T_s} [i_d^* - i_d(k)] + R_0 i_d(k) - \\ \quad L_0 \omega_e(k) i_q(k) + \hat{f}_d(k) \\ u_q^* = \frac{L_0}{T_s} [i_q^* - i_q(k)] + R_0 i_q(k) + \\ \quad [L_0 i_d(k) + \psi_0] \omega_e(k) + \hat{f}_q(k) \end{cases} \quad (19)$$

2.3 自适应律参数设计

为了进一步提高电流跟踪误差的收敛速度和控制系统的稳定性,本文依据经典控制理论,进行了自适应增益设计。以 q 轴为例,考虑控制器延迟和逆变器延迟,根据式(19)可得如式(20)所示的 q 轴电流回路开环传递函数, d 轴同理。

$$G_{open,q} = \left(\frac{L_0}{T_s} + \frac{\gamma T_s z}{z-1} \right) \frac{1 - e^{-R_0 T_s / L_0}}{R_0 (z - e^{-R_0 T_s / L_0})} \quad (20)$$

式(20)反映了控制系统在离散域的开环增益特性,其动态响应由电机参数、采样周期和自适应增益共同决定。在式(20)基础上,本文采用如表 1 所示的电机参数,绘制了自适应增益取值分别为 1 600、3 600 和 5 600 时的伯德图轨迹,如图 1 所示。

由图 1 可知,随着自适应增益 γ 的增加,低频段幅值增加,但相位裕量逐渐减小。为此,本文从控制系统整体性能优化的角度,在快速性和稳定性之间折中处理,最终选取自适应增益 γ 为 3 600。此外,本文考虑数字控制系统中的延迟环节,对所提控制策略进行了一步延迟补偿^[27]。基于上

表 1 永磁同步电机参数

Table 1 Permanent magnet synchronous motor parameters

参数	符号	数值
极对数	n_p	4
直流电压	U_{dc}	24 V
定子电感	L_0	0.32 mH
定子电阻	R_0	0.69 Ω
磁链	ψ_0	0.006 7 Wb
采样周期	T_s	0.000 05 s

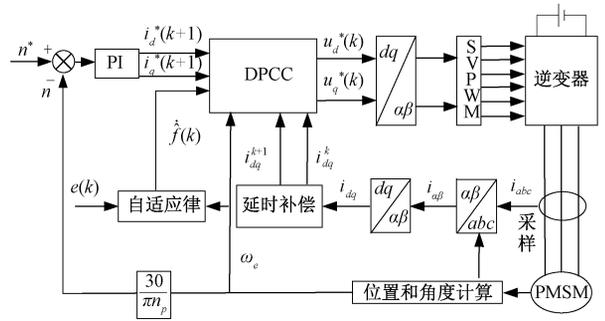


图 2 永磁同步电机 ADPCC 框图

Fig. 2 Block diagram of ADPCC for PMSM

磁同步电机运行环境,进行原理性验证。实验采用如图 3 所示的 PMSM 对拖实验平台,实验平台中驱动电机和负载电机采用 42JSF630AS-1000,电机驱动和控制算法分别采用 TI 公司的 LAUNCHXL-F28379D 和 BoostXL-DRV8305 实现,PMSM 各项参数列于表 1。基于此,本文将所提 ADPCC 与传统 DPCC 进行了仿真与实验对比。其中,速度外环采用传统 PI 控制器,仿真与实验参数一致。

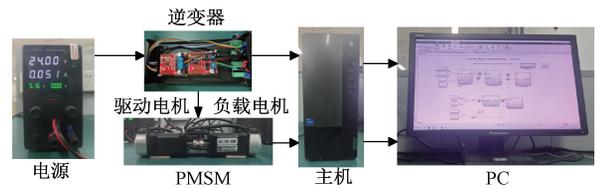


图 3 PMSM 对拖实验平台

Fig. 3 PMSM back-to-back test platform

3.1 动态性能测试

本节在 PMSM 标称参数下,对两种控制方法分别进行了电机启动、负载突变和转速阶跃的仿真与实验测试。图 4 和图 5 给出了两种控制方法作用下的转速、a 相和

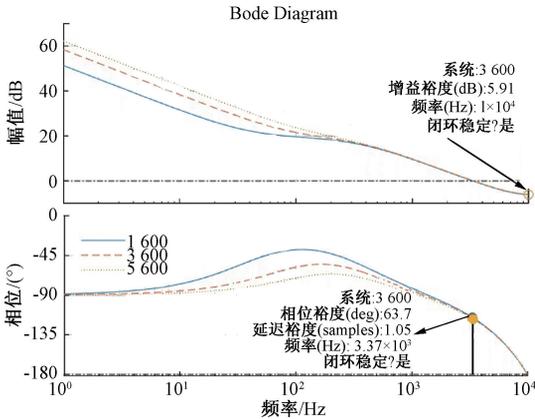


图 1 z 域 q 轴电流回路伯德图

Fig. 1 Bode diagram of the q-axis current circuit in the z-domain

述分析可得永磁同步电机 ADPCC 整体系统框图,如图 2 所示。

3 仿真及实验结果分析

为了验证所提控制算法的有效性,本文进行了仿真和实验验证。其中,仿真采用 Matlab/Simulink 平台模拟永

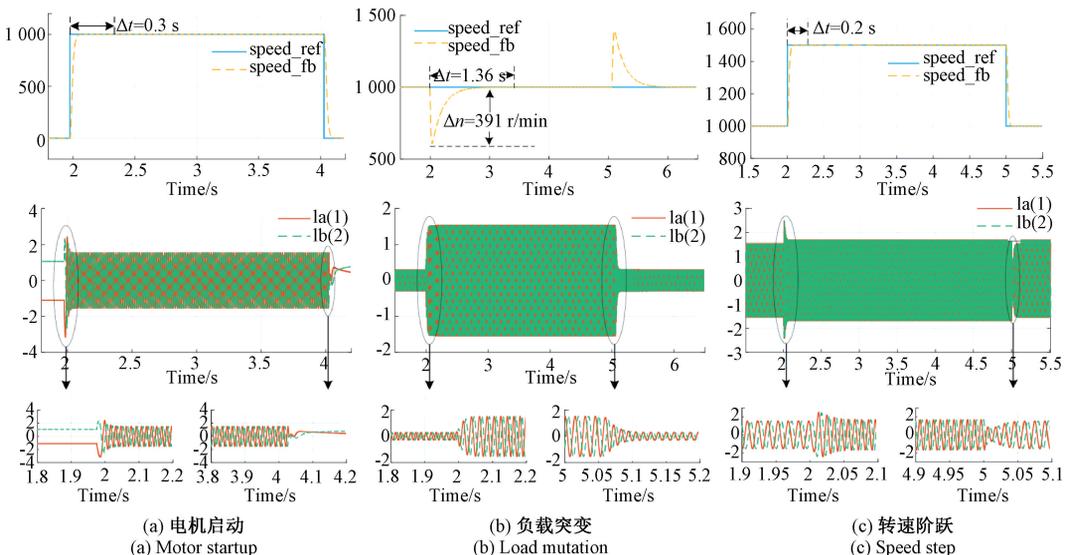


图 4 传统 DPCC 仿真波形

Fig. 4 Simulation waveforms of the traditional DPCC

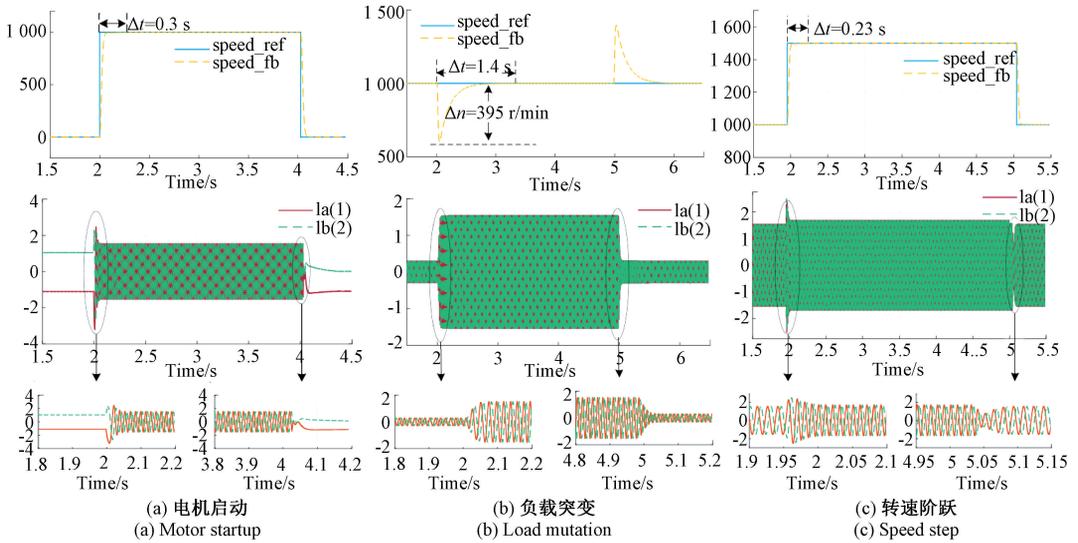


图 5 ADPCC 仿真波形

Fig. 5 Simulation waveforms of the ADPCC

b 相电流仿真波形。图 6 和图 7 为实验波形。由图 4~7 可知,仿真结果与实验结果基本一致。两种控制方法的动态性能比较(实验),如表 2 所示。

由表 2 可知,在标称参数下,无论 PMSM 在启动、负载突变还是转速阶跃时,传统 DPCC 和 ADPCC 均具有基本

一致的转速动态特性。由此表明,所提 ADPCC 保留了传统 DPCC 动态响应速度快的优点,实现了转速的快速精确控制。在非标称参数下,本文以电感参数不匹配为例,进行了 ADPCC 方法的动态性能测试,实验结果如图 8 和图 9 所示。

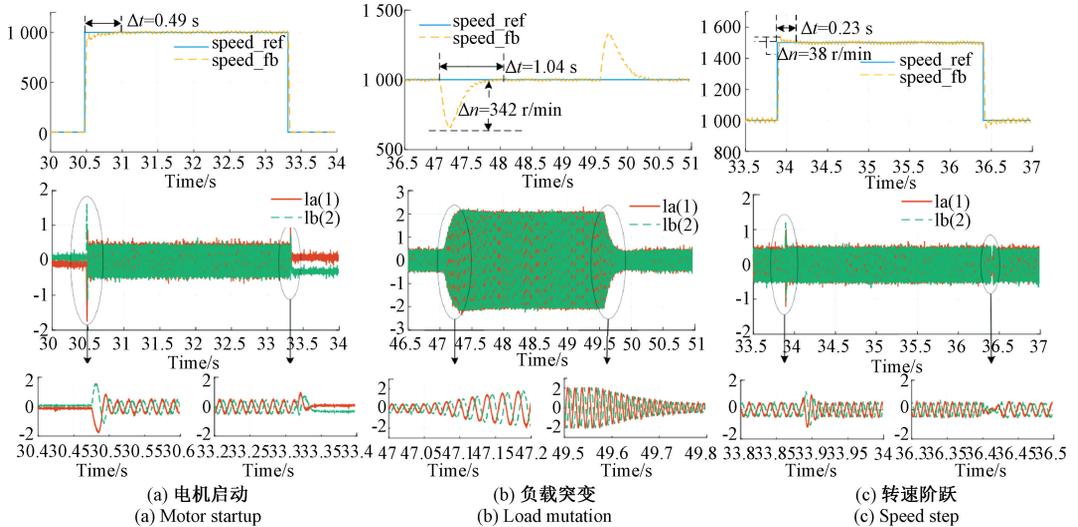


图 6 传统 DPCC 实验波形

Fig. 6 Experimental waveforms of the traditional DPCC

由图 8 和图 9 可知,非标称参数下,ADPCC 方法的调节时间和超调量与标称参数下的调节时间和超调量基本一致。由此证明,ADPCC 方法几乎不受电机不匹配参数的影响,具有较好的动态性能。

3.2 稳态性能测试

为了验证两种控制方法的电流环稳态性能,本节进行了 PMSM 电阻、电感和磁链的参数鲁棒性测试。仿真波

形如图 10~13 所示,实验波形如图 14~17 所示。由仿真波形和实验波形可知,仿真与实验结果趋势一致。其中,负载转矩为 $0.2 \text{ N}\cdot\text{m}$,参考转速为 1000 r/min ,参数摄动值为标称值的 $\pm 50\%$, d 轴和 q 轴电流误差定义为 $i_{d_e} = i_d - i_d^*$ 和 $i_{q_e} = i_q - i_q^*$ 。

由表 3 可知,电机参数匹配时,两种控制均可实现电流的无静差跟踪。但是,电机参数不匹配时,传统 DPCC

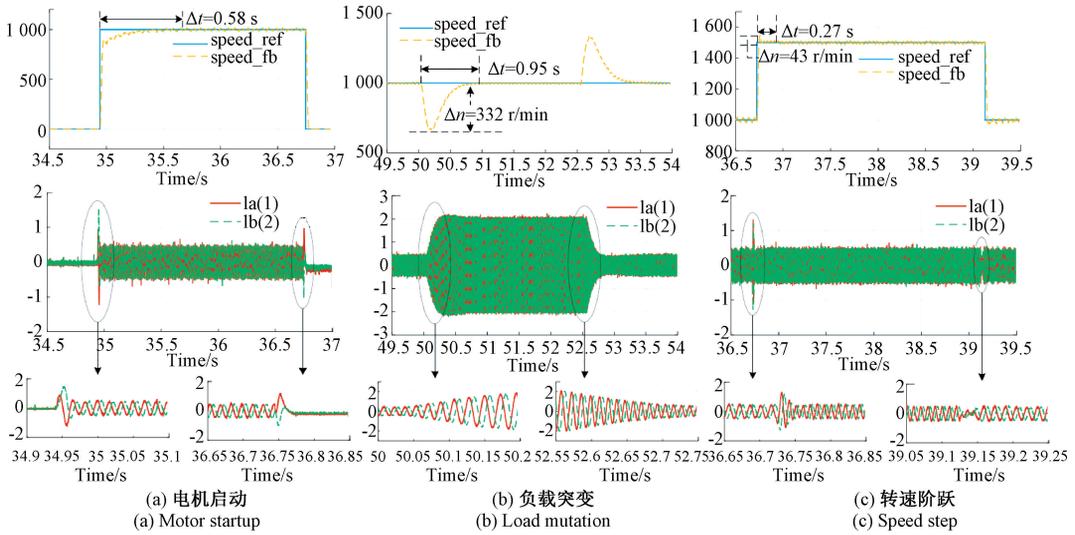


图 7 ADPCC 实验波形

Fig. 7 Experimental waveforms of the ADPCC

表 2 两种控制方法的动态性能比较 (实验)

Table 2 A comparison of the dynamic performance of two control methods (Experimental)

控制方法	电机启动		负载突变		转速阶跃	
	启动时间/s	转速超调/(r·min ⁻¹)	调节时间/s	转速跌落/(r·min ⁻¹)	调节时间/s	转速超调/(r·min ⁻¹)
DPCC	0.49	0	1.04	342	0.23	38
ADPCC	0.58	0	0.95	332	0.27	43

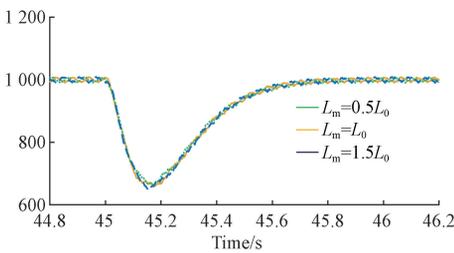


图 8 电感参数不匹配转速实验波形

Fig. 8 Speed experimental waveform under inductance parameter mismatch

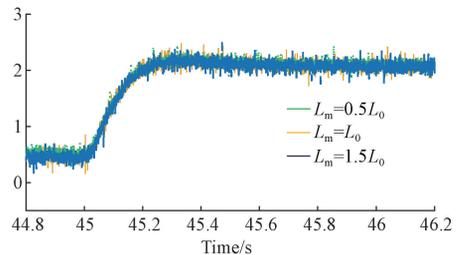


图 9 电感参数不匹配 q 轴电流实验波形

Fig. 9 Experimental waveform of q-axis current under inductance parameter mismatch

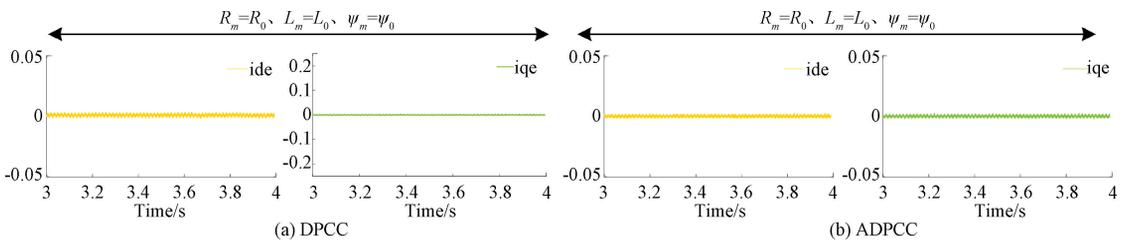


图 10 参数匹配仿真波形

Fig. 10 Simulation waveforms under parameter match

会产生较大的电流跟踪误差,受电机参数变化影响较大,与前述 1.3 节 DPCC 灵敏度分析结果一致。然而,ADPCC

通过扰动的自适应估计和前馈补偿,减小了不匹配参数对 DPCC 的影响,进而实现了电流的无静差跟踪。上述结果

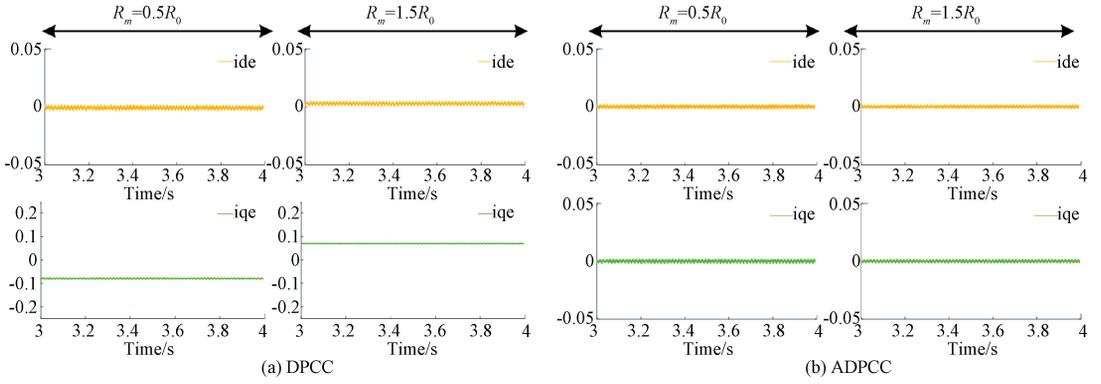


图 11 电阻不匹配仿真波形

Fig. 11 Simulation waveforms under resistance mismatch

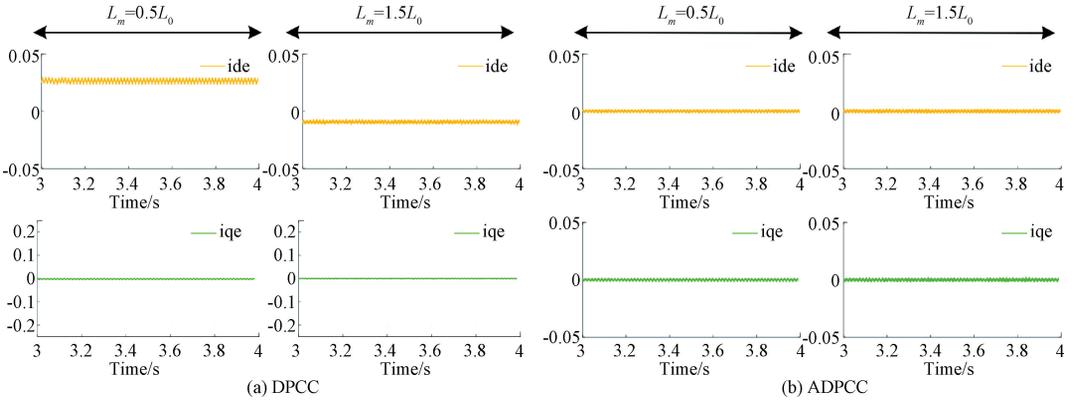


图 12 电感不匹配仿真波形

Fig. 12 Simulation waveforms under inductance mismatch

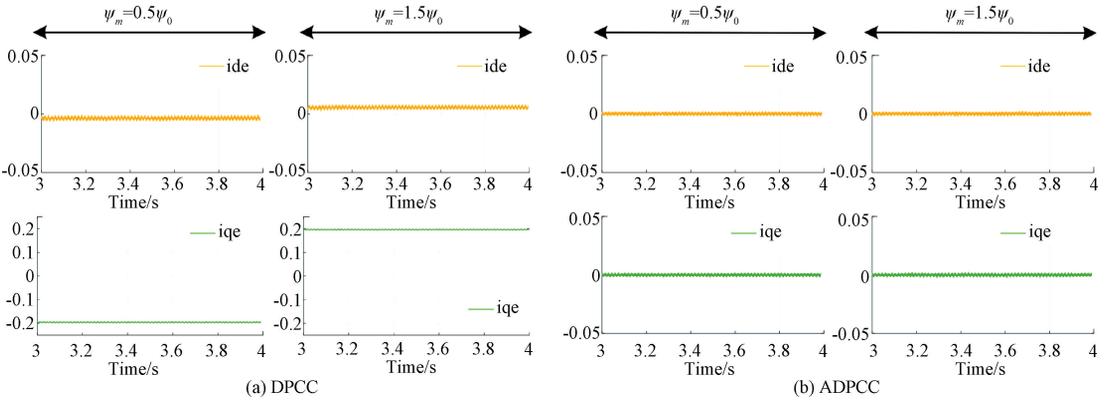


图 13 磁链不匹配仿真波形

Fig. 13 Simulation waveforms under flux linkage mismatch

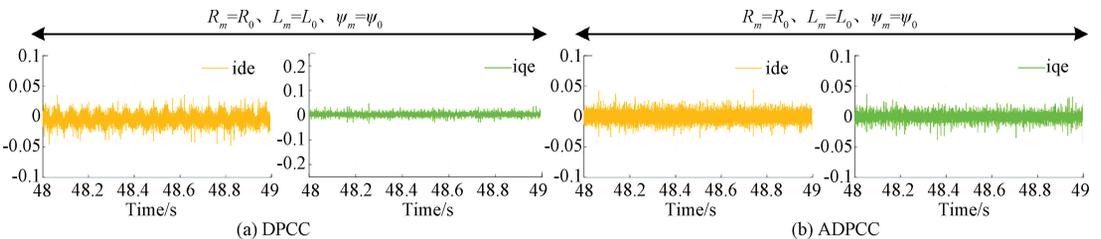


图 14 参数匹配实验波形

Fig. 14 Experimental waveforms under parameter match

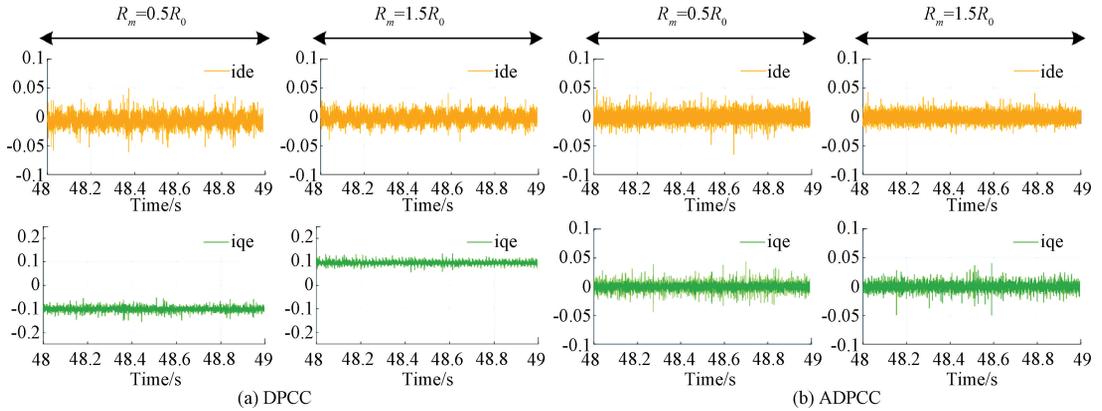


图 15 电阻不匹配实验波形

Fig. 15 Experimental waveforms under resistance mismatch

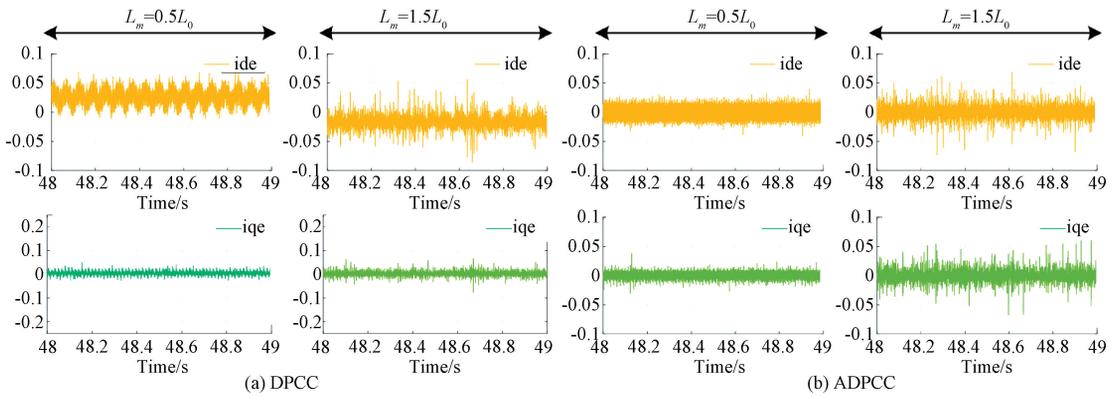


图 16 电感不匹配实验波形

Fig. 16 Experimental waveforms under inductance mismatch

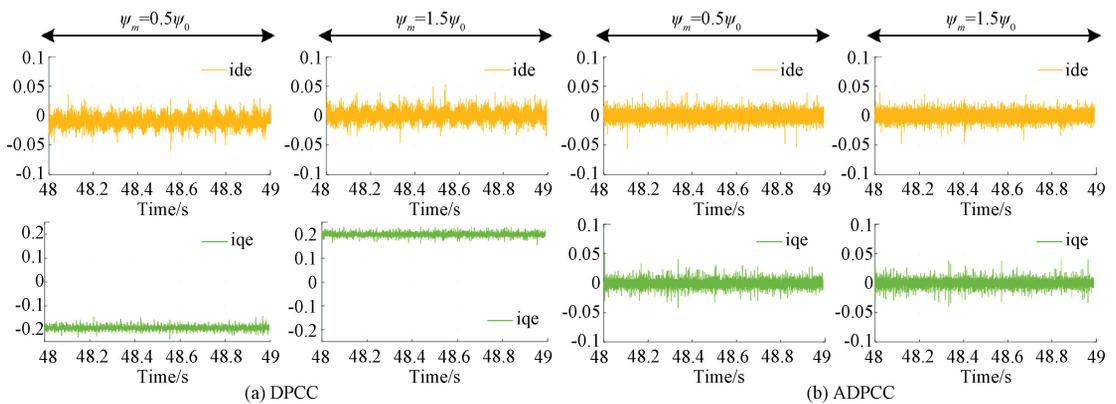


图 17 磁链不匹配实验波形

Fig. 17 Experimental waveforms under flux linkage mismatch

表明,本文所提 ADPCC 对不匹配参数具有较强的鲁棒性,有效解决了传统 DPCC 参数不匹配参数时控制性能下降的问题。两种控制方法的电流误差曲线如图 18 和图 19 所示。此外,在 PMSM 工程应用中,为节约成本,通常仅使用两个电流传感器采集 a 相和 b 相电流,而 c 相电流由 a 相

和 b 相电流计算得出^[28]。因此,本文以电感参数不匹配为例,进行了两相电流总谐波失真(total harmonic distortion, THD)实验和扰动估计实验,实验结果如图 20 和图 21 所示。

首先,由图 18 和图 19 可知,传统 DPCC 的电流稳态误

表 3 两种控制方法下参数变化对电流静差的影响(实验)

Table 3 The impact of parameter variations on current static error under two control methods (Experimental)

参数偏差	d 轴电流/A		q 轴电流/A	
	DPCC	ADPCC	DPCC	ADPCC
R_m	偏小	0	-0.1	0
	标称	0	0	0
	偏大	0	0	0.1
ψ_m	偏小	0	-0.2	0
	标称	0	0	0
	偏大	0	0	0.2
L_m	偏小	0.025	0	0
	标称	0	0	0
	偏大	-0.025	0	0

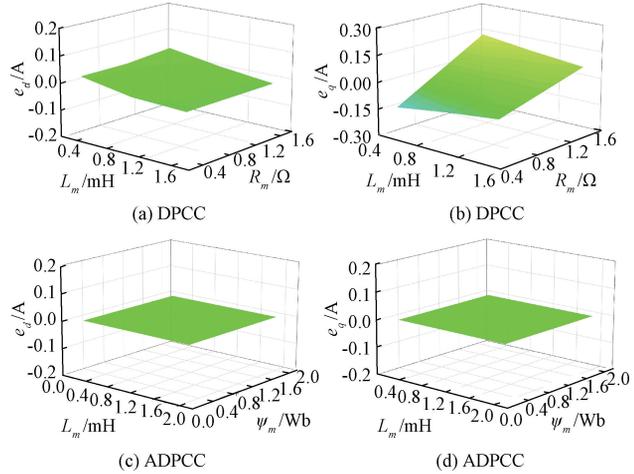


图 19 电感和磁链参数不匹配下的 dq 轴电流跟踪误差

Fig. 19 Current tracking error of dq -axis under inductance and flux linkage parameter mismatch

差会随着电机参数的变化而变化,而所提 ADPCC 的电流稳态误差几乎不受电机参数变化的影响。这是由于 ADPCC 通过扰动的在线估计和前馈补偿,减小了电机参数不匹配对电流跟踪误差的影响。其次,由图 20(a)和(b)可知,与传统 DPCC 相比,在 $L_m = 0.5L_0$ 时,ADPCC 的 a 相和 b 相电流 THD 分别减少了 18.4%和 31.7%;在 $L_m = 1.5L_0$ 时,ADPCC 的 a 相和 b 相电流 THD 分别减少了 17.4%和 16.1%。上述结果表明,相比于传统 DPCC,所提 ADPCC 具有更好的稳态性能。最后,由图 21(a)和(b)可知,基于式(13)所得的扰动估计值与理论计算值基本一致。由此表明,本文所提离散扰动自适应律具有较好的扰动估计性能。

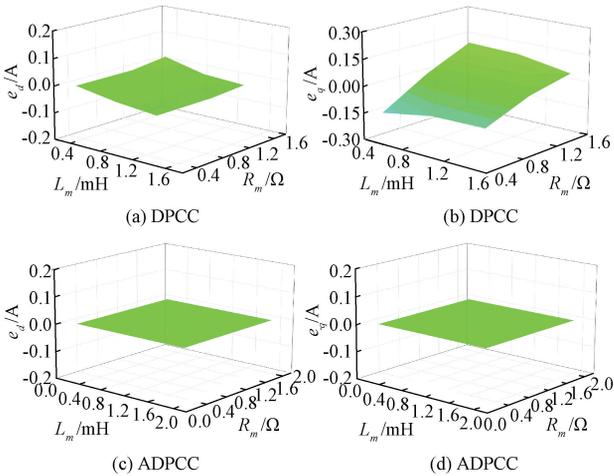
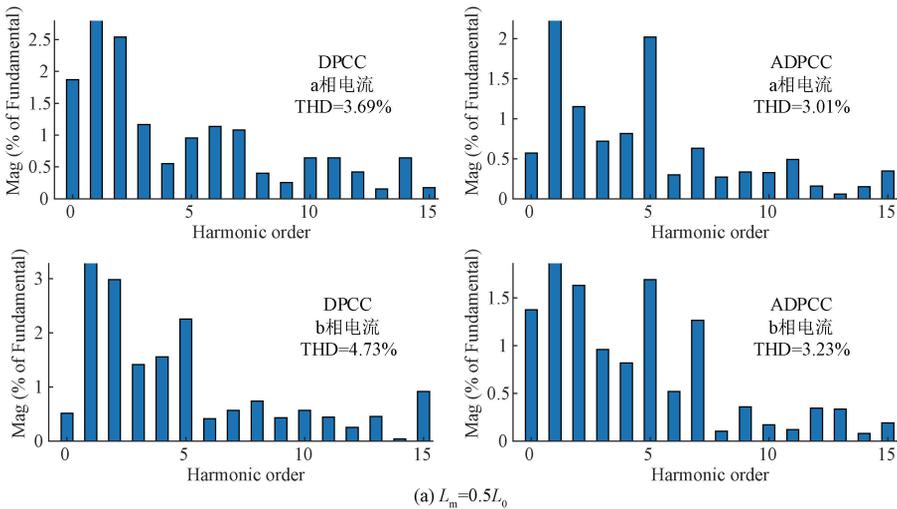


图 18 电感和电阻参数不匹配下的 dq 轴电流跟踪误差

Fig. 18 Current tracking error of dq -axis under inductance and resistance parameter mismatch



(a) $L_m = 0.5L_0$

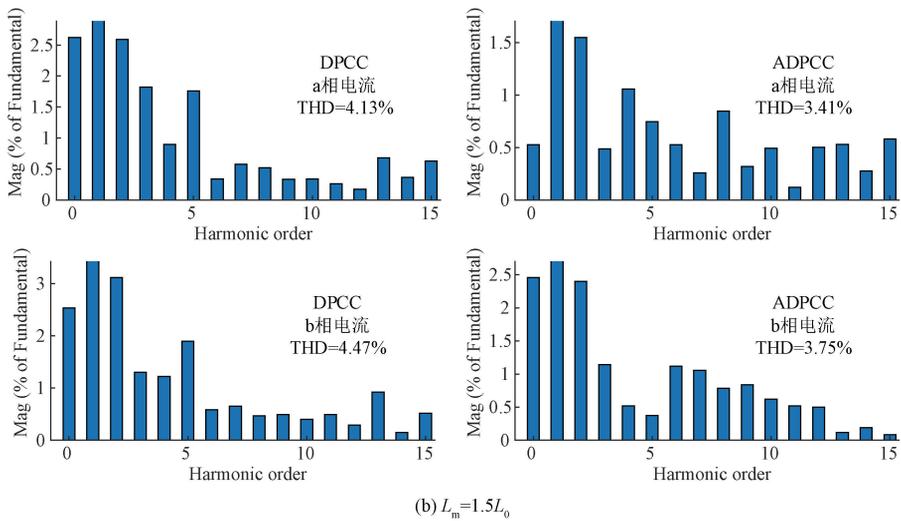


图 20 电流谐波分析

Fig. 20 Current harmonic analysis

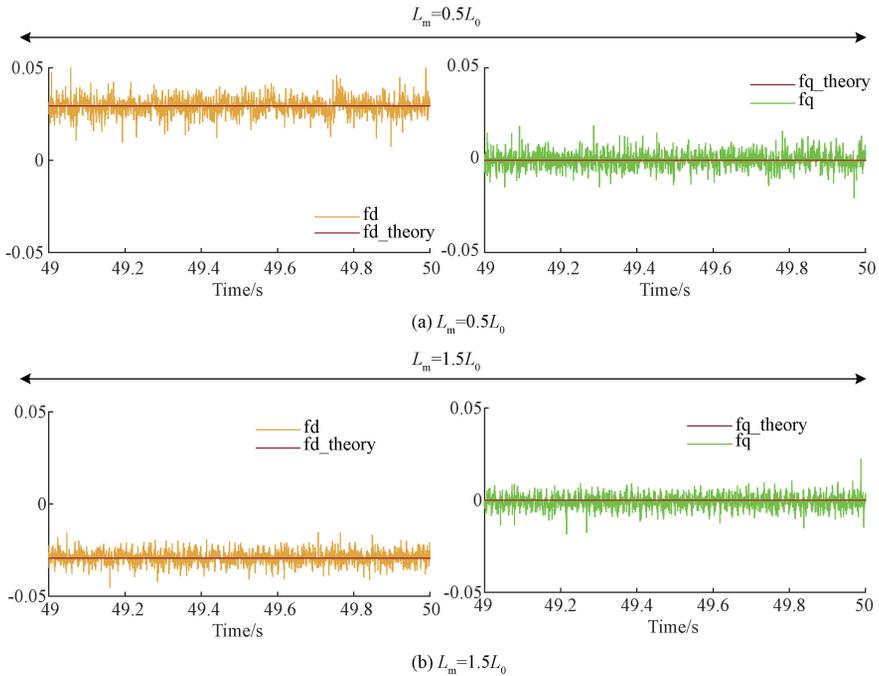


图 21 扰动估计实验波形

Fig. 21 Experimental waveforms of disturbance estimation

4 结 论

本文针对 PMSM 传统 DPCC 在电机参数不匹配时, 电流静态误差较大的问题, 基于离散自适应控制理论提出了一种自适应无差拍预测电流控制, 使 PMSM 在参数不匹配时仍具有快速准确的电流跟踪效果。结果表明, 参数匹配时, ADPCC 和 DPCC 具有相同的动稳态性能; 参数不匹配时, ADPCC 通过离散自适应律实现了扰动的准确估计, 并采用自适应扰动补偿的方式有效提升了 DPCC 对不

匹配参数的鲁棒性。

参考文献

- [1] CHEN L, XU H, SUN X D et al. Three-vector-based model predictive torque control for a permanent magnet synchronous motor of EVs [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(3): 1454-1465.
- [2] BAUOMY H S, AMER Y A, ELASTED A T, et al. A vibration analysis of the permanent magnet

- synchronous motor under the effect of proportional derivative control [J]. *Physica Scripta*, 2024, 99(5): 055233.
- [3] 席隆兴, 敖邦乾, 马家庆, 等. PMSM 自适应分数阶滑模控制器设计[J]. *电子测量技术*, 2024, 47(16): 58-64.
- XI L X, AO B Q, MA J Q, et al. Design of a PMSM adaptive fractional order sliding mode controller[J]. *Electronic Measurement Technology*, 2024, 47(16): 58-64.
- [4] 赵希梅, 王超, 金鸿雁. 基于 NDO 的永磁同步电动机自适应分数阶滑模控制[J]. *中国机械工程*, 2023, 34(9): 1093-1099, 1119.
- ZHAO X M, WANG CH, JIN H Y. Adaptive fractional order sliding mode control for PMSMs based on NDO[J]. *China Mechanical Engineering*, 2023, 34(9): 1093-1099, 1119.
- [5] LEI J X, FANG SH H, HUANG D M, et al. Enhanced deadbeat predictive current control for PMSM drives using iterative sliding mode observer[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(11): 13866-13876.
- [6] LIANG Y, LIANG D L, JIA SH F, et al. Digital current controller design for SPMSM with low switching-to-fundamental frequency ratios[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2022, 58(4): 4685-4697.
- [7] ZHANG X G, WANG Z W, BAI H L. Sliding-mode-based deadbeat predictive current control for PMSM drives[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2022, 11(1): 962-969.
- [8] SANDEEP J, ASHOK S, RIJIL R. Current error space vector based hysteresis controller for VSI fed PMSM drive [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(10): 10690-10699.
- [9] 王俊凯, 张晓宇, 柳向斌, 等. 扰动信息未知的永磁同步电机自适应滑模控制[J]. *电子测量技术*, 2025, 48(1): 76-83.
- WANG J K, ZHANG X Y, LIU X B, et al. Adaptive sliding mode control of permanent magnet synchronous motor with unknown disturbance information[J]. *Electronic Measurement Technology*, 2025, 48(1): 76-83.
- [10] MA Y X, LI D, LI Y H, et al. A novel discrete compound integral terminal sliding mode control with disturbance compensation for PMSM speed system[J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2021, 27(1): 549-560.
- [11] WEN D D, YUAN J, ZHANG Y, et al. Improved optimal duty model predictive current control strategy for PMSM [J]. *Chinese Journal of Electrical Engineering*, 2022, 8(3): 133-141.
- [12] WU X S, XUE CH, DING L, et al. Improved finite control set model predictive control for parallel dual-converter-fed PMSM drives[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 70(4): 3581-3592.
- [13] LIU Z X, HUANG X Y, HU Q CH, et al. A modified deadbeat predictive current control for improving dynamic performance of PMSM[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(12): 14173-14185.
- [14] 刘雨洪, 徐鹏, 舒炜, 等. 永磁同步电机多矢量模型预测电流控制[J]. *电子测量技术*, 2025, 48(6): 65-72.
- LIU Y H, XU P, SHU W, et al. Multi-vector model predictive current control for PMSM[J]. *Electronic Measurement Technology*, 2025, 48(6): 65-72.
- [15] LI Y F, LI Y, WANG Q. Robust predictive current control with parallel compensation terms against multi-parameter mismatches for PMSMs [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2020, 35(4): 2222-2230.
- [16] 靳东松, 刘凌. 永磁同步电机的改进无差拍预测抗扰前馈控制[J]. *西安交通大学学报*, 2022, 56(7): 38-46.
- JIN D S, LIU L. Improved control strategy combining deadbeat predictive current control with disturbance rejection feedforward compensation for permanent magnet synchronous motor [J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2022, 56(7): 38-46.
- [17] 殷凯轩, 高琳, 付文华, 等. 永磁同步电机的改进模型预测自抗扰前馈控制[J]. *西安交通大学学报*, 2021, 55(4): 29-38.
- YIN K X, GAO L, FU W H, et al. An improved prediction control model for PMSM with active disturbance rejection and Feed-Forward control strategy[J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2021, 55(4): 29-38.
- [18] 李世元, 杨恒占, 钱富才, 等. 基于互联自适应卡尔曼观测器的 PMSM 参数辨识[J]. *电子测量技术*, 2024, 47(24): 21-29.
- LI SH Y, YANG H ZH, QIAN F C, et al. PMSM parameter identification based on interconnected adaptive Kalman observer[J]. *Electronic Measurement Technology*, 2024, 47(24): 21-29.
- [19] 张懿, 徐斌, 魏海峰, 等. 新型模型参考自适应的 PMSM 无差拍电流预测控制[J]. *电机与控制学报*,

- 2023, 27(9): 157-167.
- ZHANG Y, XU B, WEI H F, et al. New model reference adaptive deadbeat predictive current control of PMSM[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(9): 157-167.
- [20] LI F, QIU X, WANG H T, et al. Dynamic performance optimization of deadbeat predictive current control for PMSM by gain self-tuning technology [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2025, 13(2): 1856-1865.
- [21] 李昂, 袁佳俊, 赵峰, 等. 永磁同步电机改进滑模观测器矢量控制[J]. 电子测量技术, 2023, 46(6): 37-43.
- LI ANG, YUAN J J, ZHAO F, et al. Improved sliding mode observer vector control for permanent magnet synchronous motors[J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(6): 37-43.
- [22] HE L, WANG F X, WANG J X, et al. Zynq implemented luenberger disturbance observer based predictive control scheme for PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 35(2): 1770-1778.
- [23] ZHANG Q S, FAN Y, MAO CH Y. A gain design method for a linear extended state observers to improve robustness of deadbeat control [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 35(4): 2231-2239.
- [24] XIE CH X, ZHANG SH, LI X P, et al. Parameter identification for SPMSM with deadbeat predictive current control using online PSO [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 10(2): 4055-4064.
- [25] WANG B, LI Y SH. Generalized adaptive disturbance observer based global terminal sliding mode control for PMSM with measurement noise [J]. IEEE Access, 2023, 11:103753-103764.
- [26] KE D L, WANG F X, YU X H, et al. Predictive error model-based enhanced observer for PMSM deadbeat control systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 71(3): 2242-2252.
- [27] 鄢永, 黄文新. 基于闭环电流预测的永磁同步电机电流环延时补偿策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(10): 3786-3796.
- YAN Y, HUANG W X. Research on delay compensation strategy of permanent magnet synchronous motor based on closed-loop current prediction[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(10): 3786-3796.
- [28] 肖飞, 许观达, 连传强, 等. 永磁同步电机单电流传感器系统的三相电流重构策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(7): 1609-1617.
- XIAO F, XU G D, LIAN CH Q, et al. Three-phase current reconstruction strategy of permanent magnet synchronous machine drives using a single current sensor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(7): 1609-1617.

作者简介

郭盛坤, 硕士研究生, 主要研究方向为电机驱动与控制。

E-mail: gsk0821@163.com

侯波(通信作者), 博士, 讲师, 硕士生导师, 主要研究方向为电力电子建模与控制、非线性控制理论与应用。

E-mail: hou_bo1671979@snut.edu.cn