考虑电感饱和补偿的永磁辅助同步磁阻电机增量式无差拍控制

程勇，冯源，高淑萍
（西安科技大学电气与控制工程学院，710600，西安）

摘要：针对永磁辅助同步磁阻电机在电感饱和及参数失配工况下，传统无差拍预测电流控制易产生电流静差和脉动增大的问题，提出了一种电感饱和补偿下的自适应增量式无差拍预测电流控制方法。首先，通过相邻采样时刻预测方程相减建立增量式预测模型，削弱定子电阻和永磁体磁链偏差影响；然后，引入带电感饱和因子的自适应权重矩阵，将其与电流误差进行加权组合，实现对饱和效应引起的预测偏差的在线补偿；最后，采用电感与磁链分步辨识策略，将辨识结果实时反馈更新至参数自适应增量式无差拍控制器和最大转矩电流比控制器中。研究结果表明：所提方法可跟踪负载突变时的电感下降趋势，并能降低电流脉动；在 10 N·m 负载下，直、交轴电流脉动较增量式无差拍预测控制分别减小了 0.06、0.40 A，较传统无差拍预测控制分别减小了 0.08、0.50 A；磁链 2 倍失配时，负载突变后直轴电流静差降至 0.01 A，A 相电流总谐波畸变率为 3.02%。该方法可为参数变化和饱和工况下的电机高性能控制提供参考。

关键词：永磁辅助同步磁阻电机；分步辨识；无差拍控制；电感饱和补偿；参数失配
中图分类号：TM341 **文献标志码**：A
DOI：10.7652/xjtuxb202611005 **文章编号**：0253-987X(2026)11-0048-11

Incremental Deadbeat Control for Permanent Magnet-Assisted Synchronous Reluctance Motors Considering Inductance Saturation Compensation

CHENG Yong, FENG Yuan, GAO Shuping
(College of Electrical and Control Engineering, Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710600, China)

Abstract: To address the issues of steady-state current error and increased current ripple in conventional deadbeat predictive current control (DPCC) for permanent magnet-assisted synchronous reluctance motors (PMA-SynRMs) under inductance saturation and parameter mismatch conditions, an adaptive incremental DPCC method with inductance saturation compensation is proposed. First, an incremental prediction model is established by subtracting the prediction equations of adjacent sampling instants, which mitigates the influence of deviations in stator resistance and permanent magnet flux linkage. Then, an adaptive weighting matrix incorporating an inductance saturation factor is introduced to weight the current error, achieving online compensation for prediction deviations caused by the saturation effect. Finally, a stepwise identification strategy for inductance and flux linkage is adopted, and the identified results are fed back in real time to update the parameter-

收稿日期：2026-05-08。 作者简介：程勇(1979—)，男，副教授，硕士生导师。 基金项目：国家自然科学基金资助项目(52577138)。
网络出版时间：2026-06-30 网络出版地址：https://link.cnki.net/urlid/61.1069.T.20260629.1706.003

adaptive incremental deadbeat controller and the maximum torque per ampere controller. Experimental results show that the proposed method can track the decreasing trend of inductance during load transients and reduce current ripples. Under a 10 N·m load, the *d*-and *q*-axis current ripples are reduced by 0.06 and 0.40 A respectively compared to the incremental DPCC, and by 0.08 and 0.50 A respectively compared to the conventional DPCC. When the flux linkage is mismatched by a factor of two, the steady-state error of the *d*-axis current after a load transient decreases to 0.01 A, and the total harmonic distortion of the phase-A current is 3.02%. This method provides an effective reference for the high-performance control of PMA-SynRMs under parameter variations and inductance saturation conditions.

Keywords: permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor; stepwise identification; deadbeat control; inductance saturation compensation; parameter mismatch

为减轻永磁同步电机对稀土的依赖，开发一种少稀土乃至无稀土的高效电机成为目前研究的重点。永磁辅助同步磁阻电机（PMA-SynRM）因其卓越的性能优势已逐渐被广泛应用[1-4]。PMA-SynRM 采用铁氧体磁钢，无稀土且磁性能要求较低，大幅降低了电机成本，因此作为一种新的调速电机，在新能源汽车、家用电器、工业生产等领域都极具发展潜力[5-8]。

目前，在 PMA-SynRM 的设计与制造方面，国内外学者进行了大量研究并取得了显著进展[9-12]；而在 PMA-SynRM 的高性能控制研究方面则显得相对滞后，仍以传统的 PI 控制与最大转矩电流比（MTPA）控制为主[13]。在高性能控制方面，无差拍电流预测控制（DPCC）由于结构简单，同时无需进行开关状态评估和成本函数计算[14-15]，应用在 PMA-SynRM 上具有重要意义。现有 DPCC 方法通常基于标称参数离散模型进行预测和电压计算，当参数受温升、磁饱和及负载变化影响发生偏移时，预测误差会导致电流静差和纹波增大，影响电机稳定性[16-17]。由于 PMA-SynRM 结构的特殊性，其参数相较永磁电机更易发生变化，因此直接使用传统无差拍控制具有一定局限性。文献[18-19]将辨识得到的参数引入无差拍控制和寻优控制，有效降低了电感参数失配导致的电流脉动，但忽略了电阻和磁链参数失配对系统的影响。文献[20]通过扰动自适应律在线估计扰动，可将估计值前馈补偿到 DPCC 中，但对多参数同时失配、饱和等非理想因素下的影响考虑不足。文献[21-22]通过构建增量式无差拍预测控制（I-DPCC），消除了电阻和磁链参数对系统的影响，但对定子电感失配导致的电流脉动仍无法做到有效抑制。

不难发现，上述预测控制均会受到电机参数的影响。由于 PMA-SynRM 特殊的高凸极比特性，参数容易随运行工况改变而发生变化，因此电机参数的准确性对 PMA-SynRM 控制至关重要。文献[23]采用基于总体最小二乘法的兴奋和抑制性神经元学习方法（TLS EXIN）的分步辨识策略，有效解决了多参数在线辨识时出现的误差变大问题。文献[24]提出一种基于广义比例积分观测器与电流差分法的有限集模型预测控制（FCS-MPFC）多参数在线辨识方案，有效解决了欠秩问题。文献[25]为解决多参数辨识时存在的欠秩问题，提出了一种增量式级联模型参考自适应系统（MRAS）参数辨识方法。

综上，现有 DPCC 方法在 PMA-SynRM 控制中仍存在参数依赖性强的问题。已有的增量式预测方法虽然能够削弱定子电阻和永磁体磁链参数对预测模型的影响，但对负载变化和磁饱和引起的电感时变问题补偿不足，仍可能导致电流静差和脉动增大。为此，本文提出一种考虑电感饱和补偿的参数自适应增量式无差拍预测电流控制（AI-DPCC）方法。通过将在线辨识得到的电感变化量构造为电感饱和因子，引入到所设计的 AI-DPCC 自适应补偿矩阵中，对电感饱和引起的 d、q 轴预测电压偏差进行补偿。为获取实时电机参数，进一步采用电感、磁链分步辨识的级联分步 MRAS 辨识策略，降低多参数同时辨识时的耦合和欠秩风险，并将辨识得到的电感和磁链参数更新至 AI-DPCC 和 MTPA 控制器，提高了参数失配条件下的电流跟踪性能。最终结合仿真与实验，对本文所提方法进行了验证。

1 PMA-SynRM 传统无差拍预测电流控制算法分析

1.1 PMA-SynRM 数学模型

旋转坐标系下，PMA-SynRM 的电压和转矩方程分别为

$$\begin{cases} u_d = L_d \dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - \omega L_q i_q + \omega \psi_\mathrm{f} + R i_d \\ u_q = L_q \dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + \omega L_d i_d + R i_q \end{cases} \tag{1}$$

$$T_\mathrm{e} = \frac{3}{2} n_\mathrm{p} [\psi_\mathrm{f} i_d + (L_d - L_q) i_d i_q] \tag{2}$$

式中：T_e 为电磁转矩；u_d、u_q、i_d、i_q 分别为 d、q 轴的电压和电流；L_d、L_q 分别为 d、q 轴的电感；ψ_f 为永磁体磁链；R 为相电阻；ω 为角速度；n_p 为电机极对数。

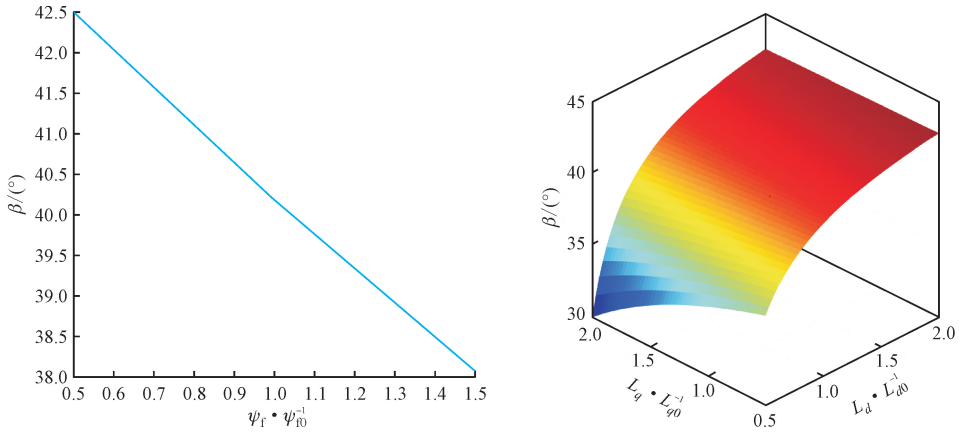
将式(2)改写为电流角和电流幅值形式，得到电流角的表达式

$$\beta = \arcsin \frac{-\psi_\mathrm{f} + \sqrt{\psi_\mathrm{f}^2 + 8 (L_d - L_q)^2 i_\mathrm{s}^2}}{4(L_d - L_q) i_\mathrm{s}} \tag{3}$$

$$\begin{cases} i_d = i_\mathrm{s} \cos \beta \\ i_q = i_\mathrm{s} \sin \beta \end{cases} \tag{4}$$

式中：β 为定子电流与 d 轴的夹角；i_s 为定子电流幅值。

从式(3)和式(4)可以看出，电流角 β 受到交轴电感 L_q、直轴电感 L_d、磁链 ψ_f 等电机参数的影响。分别固定电感和磁链参数，给出电流角与磁链参数的线性关系，以及与电感参数的非线性关系，如图 1 所示，图中 $\psi_{\mathrm{f}0}$、L_{d0}、L_{q0} 分别为磁链标称值和 d、q 轴的电感标称值。由图可知，参数偏移会导致最优电流角计算出现误差，使得 MTPA 输出的 d、q 轴参考电流发生偏差。



(a)磁链失配 (b)交、直轴电感失配

图 1 参数失配对 MTPA 电流角的影响

Fig. 1 Influence of parameter mismatch on MTPA current angle

1.2 PMA-SynRM 传统无差拍控制公式推导过程

对 PMA-SynRM 的电流状态方程进行离散化处理，得到 k 时刻 PMA-SynRM 离散化电压的矩阵表达式为

$$\begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{L_d}{T_\mathrm{s}} & 0 \\ 0 & \dfrac{L_q}{T_\mathrm{s}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d\mathrm{ref}}(k) \\ i_{q\mathrm{ref}}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R - \dfrac{L_d}{T_\mathrm{s}} & -\omega(k) L_q \\ \omega(k) L_d & R - \dfrac{L_q}{T_\mathrm{s}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega(k) \psi_\mathrm{f} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{5}$$

式中：下标 ref 表示参考值；T_s 为采样时间。

2 PMA-SynRM 增量式无差拍预测电流控制算法

2.1 增量式预测方程

传统无差拍控制依赖准确的模型参数，为避免多参数失配对无差拍控制的影响，设计了一种适用于 PMA-SynRM 的自适应增量式无差拍电流预测算法，即将 k 时刻与 $k-1$ 时刻的预测方程相减，以预测下一时刻的电流。该方法能够削弱磁链和电阻参数对无差拍控制的影响，增强系统鲁棒性。

由于 PMA-SynRM 机械时间常数远大于电气时间常数，因此可认为在相邻时刻电机的角速度保持不变，对式(5)进行改写，得到 $k-1$ 时刻的预测

方程

$$\begin{bmatrix} u_d(k-1) \\ u_q(k-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{L_d}{T_s} & 0 \\ 0 & \dfrac{L_q}{T_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{dref}}(k-1) \\ i_{\mathrm{qref}}(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R-\dfrac{L_d}{T_s} & -\omega(k)L_q \\ \omega(k)L_d & R-\dfrac{L_q}{T_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k-1) \\ i_q(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega(k)\psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \tag{6}$$

将式(5)和式(6)相减，得到 PMA-SynRM 增量式电压预测方程

$$\begin{cases} \Delta u_d(k) = \left(R-\dfrac{L_d}{T_s}\right)\Delta i_d(k) + \dfrac{L_d}{T_s}\Delta i_d^* - \omega L_q \Delta i_q(k) \\ \Delta u_q(k) = \left(R-\dfrac{L_q}{T_s}\right)\Delta i_q(k) + \dfrac{L_q}{T_s}\Delta i_q^* + \omega L_d \Delta i_d(k) \end{cases} \tag{7}$$

式中：$\Delta u_{dq}(k)$、$\Delta i_{dq}(k)$、$\Delta i_{dq}^*(k)$ 分别为

$$\begin{cases} \Delta u_{dq}(k) = u_{dq}(k) - u_{dq}(k-1) \\ \Delta i_{dq}(k) = i_{dq}(k) - i_{dq}(k-1) \\ \Delta i_{dq}^*(k) = i_{dq\mathrm{ref}}(k) - i_{dq\mathrm{ref}}(k-1) \end{cases}$$

当采样时间足够短时，定子电阻可忽略不计，式(7)改写为

$$\begin{cases} \Delta u_d(k) = -\dfrac{L_d}{T_s}\Delta i_d(k) + \dfrac{L_d}{T_s}\Delta i_d^* - \omega L_q \Delta i_q(k) \\ \Delta u_q(k) = -\dfrac{L_q}{T_s}\Delta i_q(k) + \dfrac{L_q}{T_s}\Delta i_q^* + \omega L_d \Delta i_d(k) \end{cases} \tag{8}$$

由式(8)可知，增量式预测方程减弱了对定子电阻和永磁体磁链的依赖，提高了系统稳定性。

2.2　自适应补偿

虽然式(8)减弱了对定子电阻和永磁体磁链的依赖，但仍会受到电感参数的影响；由于 PMA-SynRM 的高凸极比特性，运行过程中，其 d、q 轴电感会随着电流的增大而减小。为了表征这种变化，设计电感饱和因子 k_{L_d}、k_{L_q}，对标称电感和在线辨识得到的实时电感进行归一化偏差处理，以表征饱和程度，其表达式为

$$\begin{cases} k_{L_d} = \dfrac{\hat{L}_d - L_{d0}}{L_{d0}} = \dfrac{\hat{L}_d}{L_{d0}} - 1 \\ k_{L_q} = \dfrac{\hat{L}_q - L_{q0}}{L_{q0}} = \dfrac{\hat{L}_q}{L_{q0}} - 1 \end{cases} \tag{9}$$

式中：$\hat{L}_d(k)$、$\hat{L}_q(k)$ 为当前工况下 d、q 轴的实时辨识电感。

为了保证算法的预测精度，设计自适应补偿矩阵 $\boldsymbol{H}$，并将电感饱和因子引入矩阵元素，得到

$$\boldsymbol{H} = \begin{bmatrix} \alpha_{dd} & \alpha_{dq} \\ \alpha_{qd} & \alpha_{qq} \end{bmatrix} \tag{10}$$

$$\begin{cases} \alpha_{dd} = \alpha_{dd0}(1-\gamma_{dd}k_{L_d}) \\ \alpha_{qq} = \alpha_{qq0}(1-\gamma_{qq}k_{L_q}) \\ \alpha_{dq} = \alpha_{dq0} + \beta_{dq}k_{L_q} \\ \alpha_{qd} = \alpha_{qd0} + \beta_{qd}k_{L_d} \end{cases} \tag{11}$$

式中：α_{dd0}、α_{qq0}、α_{dq0}、α_{qd0} 为基准权重；γ_{dd}、γ_{qq}、β_{dq}、β_{qd} 为增益系数。

将式(11)与电流误差加权组合，对预测结果进行实时补偿，采用 AI-DPCC 方法得到的预测电压增量写为

$$\begin{cases} \Delta u_d^*(k) = \Delta u_d(k) + e_d^*(k) \\ \Delta u_q^*(k) = \Delta u_q(k) + e_q^*(k) \end{cases} \tag{12}$$

式中：$\Delta u_{dq}^*(k)$ 为补偿后的电压增量；$e_{dq}^*(k)$ 为自适应补偿误差，定义为

$$\begin{bmatrix} e_d^*(k) \\ e_q^*(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{dd} & \alpha_{dq} \\ \alpha_{qd} & \alpha_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d(k) \\ e_q(k) \end{bmatrix} \tag{13}$$

其中，电流误差 $e_{dq}(k) = i_{dq}^*(k) - i_{dq}(k)$，$\alpha_{dd}$、$\alpha_{qq}$、$\alpha_{dq}$、$\alpha_{qd}$ 为 $e_{dq}(k)$ 对自适应补偿误差 $e_{dq}^*(k)$ 的贡献权重。

在保证补偿电压不超过逆变器可用电压裕度的前提下，将基准权重限制在[−1，1]内，将增益系数限制在[0.5，1.0]，采用 AI-DPCC 方法得到的电压预测方程为

$$\begin{cases} u_d(k) = u_d(k-1) + \Delta u_d^*(k) \\ u_q(k) = u_q(k-1) + \Delta u_q^*(k) \end{cases} \tag{14}$$

3　基于 MRAS 的 PMA-SynRM 电感与磁链分步辨识器设计

针对自适应增量式无差拍电流控制 AI-DPCC 和 MTPA 控制器需获取实时电感、磁链参数，以及传统 MRAS 在辨识多个参数时易出现欠秩情况，提出了一种适用于 MRAS 的电感、磁链参数分步在线辨识方法。图 2 给出了分步参数辨识系统的结构框图。该方法分为两个阶段。阶段一从电机铭牌上获取定子电阻和转子磁链初值，并将其作为电感辨识的已知输入，此时系统仅以 L_d 和 L_q 为待辨识参数，避免了 L_d、L_q 和 ψ_f 在同一 MRAS 可调模型中同时辨识所导致的欠秩风险。待 $\hat{L}_d$ 和 $\hat{L}_q$ 收敛后，再将其输入到阶段二的磁链辨识模型中，对辨识到的磁链 $\hat{\psi}_f$ 进行在线修正。

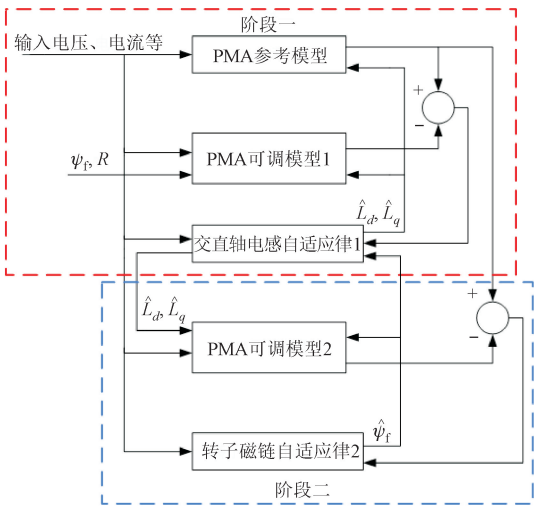


图 2 分步参数辨识系统的结构框图

Fig. 2 Structural block diagram of the stepwise parameter identification system

3.1 直轴电感和交轴电感的辨识实现

将电机实际模型视为参考模型，其电机参数均为已知量且包含待辨识参数，则可调模型写为

$$\mathrm{D}\hat{\boldsymbol{i}} = \hat{\boldsymbol{A}}\hat{\boldsymbol{i}} + \hat{\boldsymbol{B}}\boldsymbol{u} + \hat{\boldsymbol{C}} \tag{15}$$

式中：D 为微分算子；$\hat{\boldsymbol{i}} = [\hat{i}_d \quad \hat{i}_q]$；$\boldsymbol{u} = [u_d \quad u_q]$；$\hat{\boldsymbol{A}} = \begin{bmatrix} -\dfrac{R}{\hat{L}_d} & \dfrac{\omega\hat{L}_q}{\hat{L}_d} \\ -\dfrac{\omega\hat{L}_d}{\hat{L}_q} & -\dfrac{R}{\hat{L}_q} \end{bmatrix}$；$\hat{\boldsymbol{B}} = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{\hat{L}_d} & \dfrac{1}{\hat{L}_q} \end{bmatrix}$；$\hat{\boldsymbol{C}} = \begin{bmatrix} -\dfrac{\omega\psi_\mathrm{f}}{\hat{L}_d} \\ 0 \end{bmatrix}$。

将参考模型状态方程与可调模型状态方程作差，可得

$$\mathrm{D}\boldsymbol{e} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{e} + \Delta\boldsymbol{A}\hat{\boldsymbol{i}} + \Delta\boldsymbol{B}\boldsymbol{u} + \Delta\boldsymbol{C} \tag{16}$$

式中：

$$\boldsymbol{e} = \begin{bmatrix} i_d - \hat{i}_d \\ i_q - \hat{i}_q \end{bmatrix};\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} -\dfrac{R}{L_d} & \dfrac{\omega L_q}{L_d} \\ -\dfrac{\omega L_d}{L_q} & -\dfrac{R}{L_q} \end{bmatrix};$$

$$\Delta\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} -R\left(\dfrac{1}{L_d} - \dfrac{1}{\hat{L}_d}\right) & \omega\left(\dfrac{L_q}{L_d} - \dfrac{\hat{L}_q}{\hat{L}_d}\right) \\ -\omega\left(\dfrac{L_d}{L_q} - \dfrac{\hat{L}_d}{\hat{L}_q}\right) & -R\left(\dfrac{1}{L_q} - \dfrac{1}{\hat{L}_q}\right) \end{bmatrix};$$

$$\Delta\boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} u_d\left(\dfrac{1}{L_d} - \dfrac{1}{\hat{L}_d}\right) \\ u_q\left(\dfrac{1}{L_q} - \dfrac{1}{\hat{L}_q}\right) \end{bmatrix};\Delta\boldsymbol{C} = \begin{bmatrix} -\omega\psi_\mathrm{f}\left(\dfrac{1}{L_d} - \dfrac{1}{\hat{L}_d}\right) \\ 0 \end{bmatrix}。$$

令 $-\boldsymbol{w} = \Delta\boldsymbol{A}\hat{\boldsymbol{i}} + \Delta\boldsymbol{B}\boldsymbol{u} + \Delta\boldsymbol{C}$，得到

$$\Delta\boldsymbol{e} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{e} - \boldsymbol{I}\boldsymbol{w} \tag{17}$$

式中：$\boldsymbol{I}$ 为单位矩阵。

采用 Popov 理论分析模型参考自适应系统时，在确保前向通道传递函数严格正实的前提下，若其反馈非线性环节满足 Popov 不等式，则可证明系统具有全局渐近稳定性。系统的前向方块和非线性反馈方块的状态方程分别为

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{e}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{e} + \boldsymbol{I}(-\boldsymbol{w}) \\ \boldsymbol{v} = \boldsymbol{D}\boldsymbol{e} \end{cases} \tag{18}$$

式中：$\boldsymbol{v}$ 为反馈环节输入矢量；$\boldsymbol{D}$ 为补偿矩阵。

引入正实定理来确保前向回路的正实性，存在正定矩阵 $\boldsymbol{P}$ 和 $\boldsymbol{Q}$，使得

$$\begin{cases} \boldsymbol{P}\boldsymbol{A} + \boldsymbol{A}^\mathrm{T}\boldsymbol{P} = -\boldsymbol{Q} \\ \boldsymbol{P}\boldsymbol{I}^\mathrm{T} = \boldsymbol{D} \end{cases} \tag{19}$$

成立，即可证明控制系统的线性定常前向方块是严格正实的。

已知矩阵 $\boldsymbol{A}$ 为负定矩阵，若令 $\boldsymbol{P}$ 和 $\boldsymbol{D}$ 均为单位矩阵，则必存在一个正定矩阵 $\boldsymbol{Q}$，确保线性定常前向方块严格正实。因此，可进一步设计参数自适应律，使得反馈回路满足 Popov 不等式

$$\eta(t_0, t_1) = \int_{t_0}^{t_1} \boldsymbol{v}^\mathrm{T}\boldsymbol{w}\mathrm{d}t \geqslant -\gamma_0^2,\ t_1 \geqslant t_0 \tag{20}$$

式中：γ_0 为有限正常数；t_0 为积分初始时刻；t_1 为积分终止时刻。

将 $\boldsymbol{v}$、$\boldsymbol{w}$ 代入式(20)，可得

$$-\int_{t_0}^{t_1} \boldsymbol{e}^\mathrm{T}\Delta\boldsymbol{A}\hat{\boldsymbol{i}}\,\mathrm{d}t - \int_{t_0}^{t_1} \boldsymbol{e}^\mathrm{T}(\Delta\boldsymbol{B}\boldsymbol{u} + \Delta\boldsymbol{C})\mathrm{d}t \geqslant -\gamma_0^2 \tag{21}$$

进一步对电感的自适应律进行设计，求解得到 d、q 轴电感的自适应律分别为

$$\begin{cases} \dfrac{1}{\hat{L}_d} = \dfrac{1}{L_d} + \left(k_{\mathrm{p}1} + \dfrac{k_{\mathrm{i}1}}{s}\right)(i_d - \hat{i}_d)(u_d - \omega\psi_\mathrm{f}) \\ \dfrac{1}{\hat{L}_q} = \dfrac{1}{L_q} + \left(k_{\mathrm{p}2} + \dfrac{k_{\mathrm{i}2}}{s}\right)(i_q - \hat{i}_q)u_q \end{cases} \tag{22}$$

式中：$k_{\mathrm{p}1}$、$k_{\mathrm{p}2}$ 为比例常数，$k_{\mathrm{i}1}$、$k_{\mathrm{i}2}$ 为积分常数；s 为拉普拉斯变换的复频域变量。

3.2 转子磁链的辨识实现

得到交、直轴电感的稳定辨识值后，再次辨识转子磁链。由式(5)可以看出，磁链参数只和 d 轴方程有关，因此设计参考模型

$$\frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{L_d}u_d - \frac{R}{L_d}i_d + \omega\frac{L_q}{L_d}i_q - \omega\frac{\psi_\mathrm{f}}{L_d} \tag{23}$$

设计可调模型

$$\frac{\mathrm{d}\hat{i}_d}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{L_d}u_d-\frac{R}{L_d}\hat{i}_d+\omega\frac{L_q}{L_d}i_q-\omega\frac{\hat{\psi}_f}{L_d} \tag{24}$$

将式(23)与式(24)作差，可得

$$\frac{\mathrm{d}e_d}{\mathrm{d}t}=Ee_d-F \tag{25}$$

式中：$e_d=i_d-\hat{i}_d$；$E=-\frac{R}{L_d}$；$F=\frac{\omega}{L_d}(\psi_f-\hat{\psi}_f)$。

后续推导与电感参数推导过程相同，最终可得到磁链自适应律为

$$\hat{\psi}_f=\psi_f-\left(k_{p3}+\frac{k_{i3}}{s}\right)(i_d-\hat{i}_d)\frac{\omega}{L_d} \tag{26}$$

式中：k_{p3}、k_{i3} 分别为比例常数和积分常数。

将式(22)和式(26)得到的辨识值替换 MTPA 控制器中的固定参数，以达到实时更新控制器参数的效果。由此，得到改进后的最大转矩电流比计算式

$$\begin{cases}i_{d\mathrm{ref}}=\cos\left(\arcsin\dfrac{-\hat{\psi}_f+\sqrt{\hat{\psi}_f^2+8(\hat{L}_d-\hat{L}_q)^2i_s^2}}{4(\hat{L}_d-\hat{L}_q)i_s}\right)\\ i_{q\mathrm{ref}}=\dfrac{-\hat{\psi}_f+\sqrt{\hat{\psi}_f^2+8(\hat{L}_d-\hat{L}_q)^2i_s^2}}{4(\hat{L}_d-\hat{L}_q)i_s}\end{cases} \tag{27}$$

4　仿真与实验

采用 Simulink 平台搭建 PMA-SynRM 仿真模型，对本文所提 AI-DPCC 和传统 DPCC 方法进行仿真对比研究。图 3 为改进后的无差拍电流预测控制系统结构框图。电机参数如表 1 所示，其中 ω_{ref} 为参考角速度。

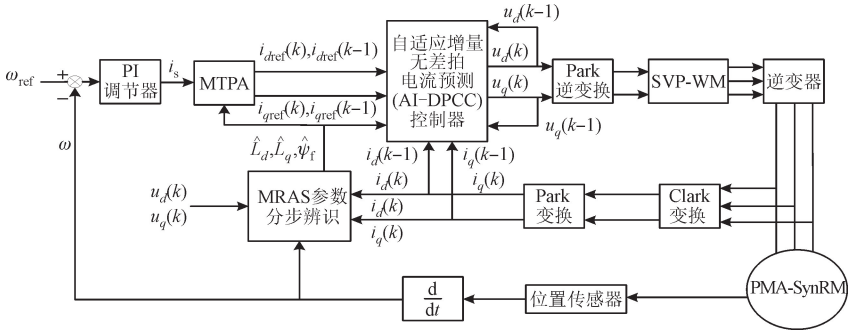


图 3　永磁辅助同步磁阻电机 AI-DPCC 控制框图

Fig. 3　Control block diagram of AI-DPCC for permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor

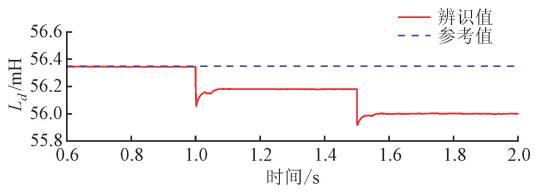
表 1　永磁辅助同步磁阻电机参数

Table 1　Parameters of PMA-SynRM

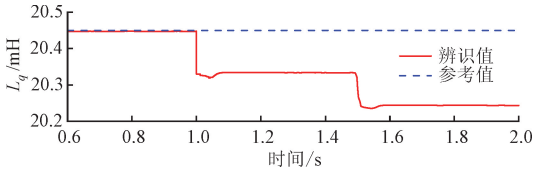
参数	数值
定子电阻 R/Ω	1.221
直轴电感 L_d/mH	56.35
交轴电感 L_q/mH	20.45
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.3
极对数 p	3
额定转矩 $T_N/(\mathrm{N}\cdot\mathrm{m})$	12
额定转速 $n_N/(\mathrm{r}\cdot\mathrm{min}^{-1})$	1 500

4.1　参数辨识算法动稳态仿真验证

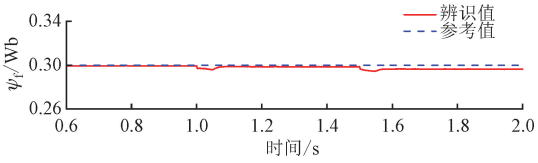
仿真时，设置电机的运行转速为 600 r/min，初始转矩为 2 N·m，在 1.0 s 突变至 5 N·m，在 1.5 s 继续突变至 10 N·m。图 4 给出了辨识结果。



(a)L_d



(b)L_q



(c)ψ_f

图 4　L_d、L_q、ψ_f 仿真波形辨识结果

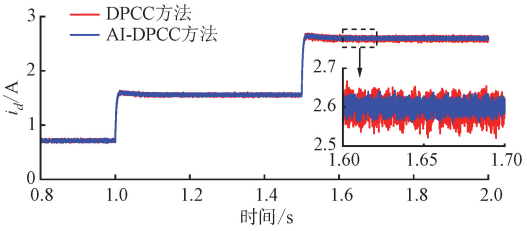
Fig. 4　Identification results of simulation waveform for L_d, L_q, and ψ_f

由图 4 可见，负载突变后，L_d、L_q 和 ψ_f 均能快速收敛，收敛时间约为 0.1 s。随着负载增大，电流升高，磁路饱和加剧，L_d 和 L_q 呈下降趋势，表明所设计的辨识器能够捕捉到参数变化过程。

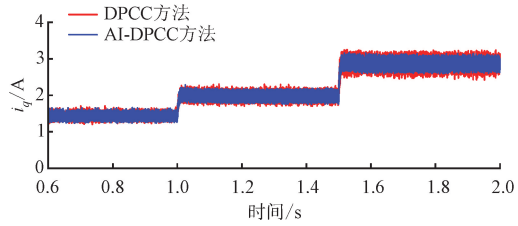
4.2　AI-DPCC 控制算法动稳态仿真验证

为了验证饱和补偿与在线辨识在不同饱和程度

下的有效性，在不改变电机运行转速和初始转矩参数的情况下，对所提算法的动态响应与稳态性能进行仿真验证，得到的结果如图 5 所示。由图可见，随着负载逐渐增大，电感受磁饱和影响逐渐减小，进而导致传统 DPCC 方法稳态时刻电流脉动随着负载的增大而增大；而本文所提 AI-DPCC 方法由于采用了自适应补偿策略，补偿值会随着电感的变化对系统进行自适应补偿，从而减小了因电感变化带来的电流误差。



(a)d 轴



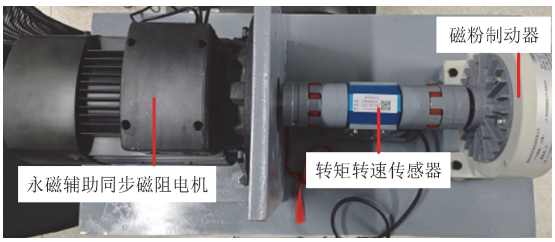
(b)q 轴

图 5 参数匹配情况下 d 轴和 q 轴电流响应的仿真结果

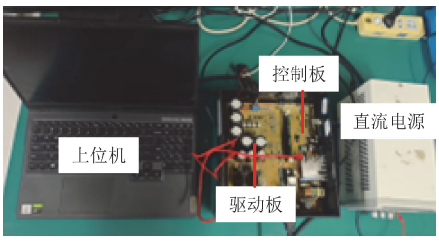
Fig. 5 Simulation results of d-axis and q-axis current response under parameter matching conditions

4.3 实验结果分析

为验证所提算法的可行性，对 DPCC、I-DPCC 和本文所提 AI-DPCC 这 3 种方法进行实验对比分析，其中 I-DPCC 方法仅保留增量式预测方程。实验系统采用 TI 生产的 DSP28335 芯片作为主控制器的平台，实验电机为台达公司生产的 MSI40C 系列电机，其具体参数见表 1。扭矩传感器为华力腾科技生产的 HLT-171-20NM，逆变器开关频率设置为 10 kHz，控制周期设置为 $T_s=100\ \mu s$。实验中，负载转矩由张力控制器提供，所用设备见图 6。



(a)电机-负载机械平台



(b)控制系统硬件平台

图 6 PMA-SynRM 实验设备

Fig. 6 PMA-SynRM experimental equipment

实验中，电感、磁链辨识值及 d、q 轴电流的测量数据均由数字信号处理器(DSP)采集和计算，并通过串行外设接口转通用串行总线通信模块传输到计算机后，采用上位机接收和保存。三相电流由示波器观测并保存。由于电机本体参数无法人为修改，因此在实验中对控制程序中的电感、磁链参数进行修改。

参数辨识实验中采用的电机运行工况与仿真分析相一致。图 7 中，L_d、L_q、ψ_f 为 MRAS 辨识器在线估计输出结果。由图 7 的实验波形可知，系统启动后，首先进行 L_d、L_q 辨识，0.1 s 后电感辨识值进入稳态；随后，将稳定后的 L_d、L_q 作为磁链辨识模型的已知输入，进行 ψ_f 在线修正。随着负载转矩增大，磁路饱和现象导致电感减小，在两次负载增大后的稳态阶段，L_d 分别为 56.15、55.91 mH，L_q 分别为 20.39、20.24 mH。

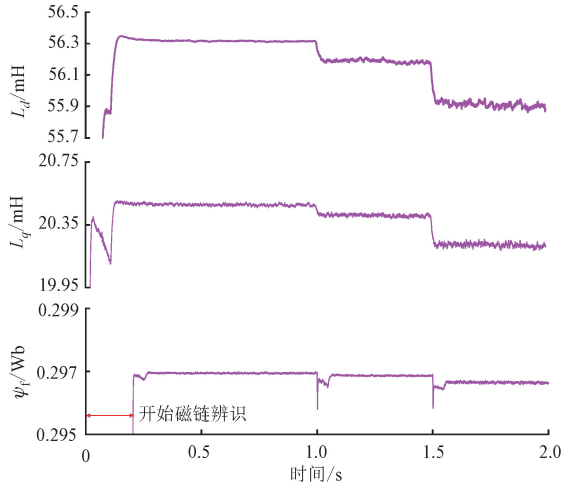
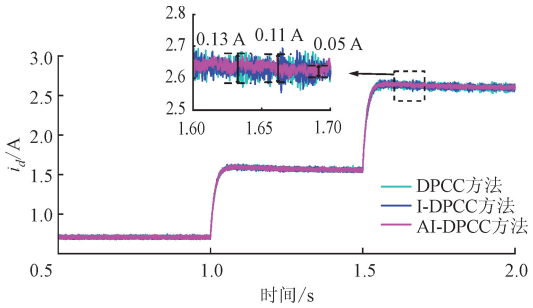


图 7 L_d、L_q、ψ_f 的实验辨识值

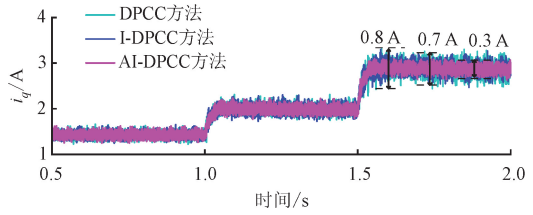
Fig. 7 Experimental identification values of L_d, L_q and ψ_f

为了验证饱和补偿在不同饱和程度下的有效性，设置电机的运行转速为 600 r/min，初始转矩为 2 N·m，在 1.0 s 突变至 5 N·m，在 1.5 s 继续突变

至 10 N·m。从图 8 的实验结果可以看出，参数匹配时，负载增加至 10 N·m 后，传统 DPCC、I-DPCC 和本文所提 AI-DPCC 方法下，d、q 轴的电流脉动分别为 0.13、0.80 A，0.11、0.70 A 及 0.05、0.30 A。实验结果表明，在负载增大导致电感饱和加剧时，本文所提方法能够通过电感饱和补偿有效降低预测误差，从而获得更小的稳态电流脉动。



(a)d 轴

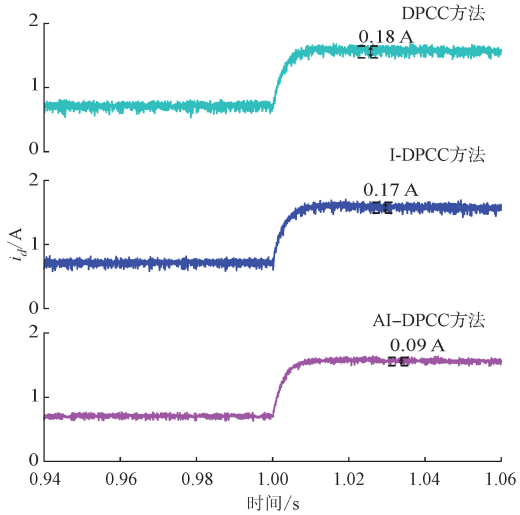


(b)q 轴

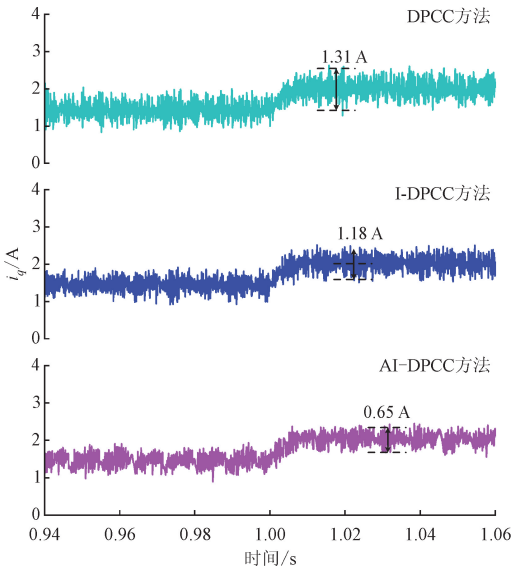
图 8　参数匹配情况下 d 轴和 q 轴电流响应的实验结果

Fig. 8　Experimental results of d-axis and q-axis current response under parameter matching conditions

为验证本文所提方法在电机参数失配情况下的性能，设置电机的运行转速为 600 r/min，初始转矩为 2 N·m，在 1.0 s 由 2 N·m 突变至 5 N·m。图 9 给出了将控制器直轴电感修改为 2 倍标称电感时 d、q 轴的电流响应。



(a)d 轴



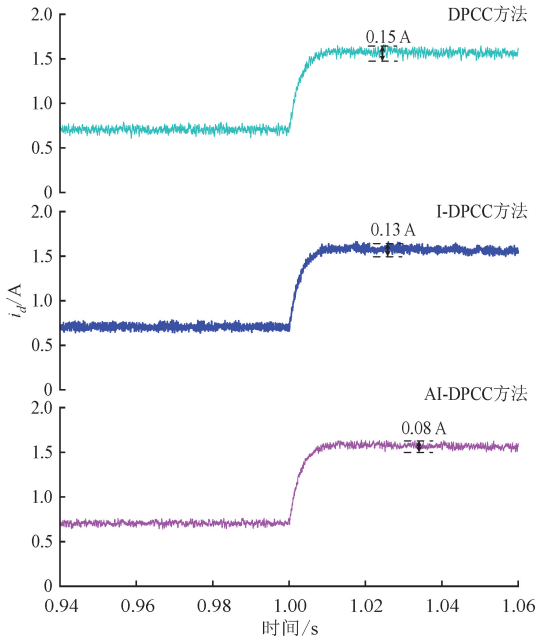
(b)q 轴

图 9　$L_d = 2L_{d0}$ 时 d 轴和 q 轴电流响应的实验结果

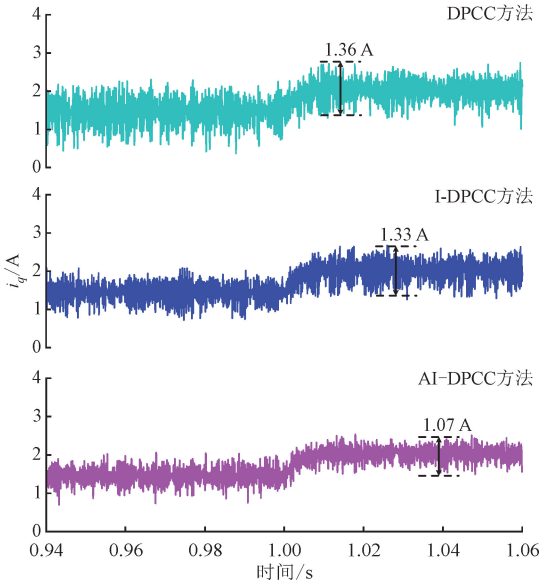
Fig. 9　Experimental results of d-axis and q-axis current response when $L_d = 2L_{d0}$

由图 9 可以看出，本文所提 AI-DPCC 方法相较于传统 DPCC 方法，d 轴电流脉动减小了 0.09 A，q 轴电流脉动减小了 0.66 A；相较于 I-DPCC 方法，d 轴电流脉动减小了 0.08 A，q 轴电流脉动减小了 0.53 A。

图 10 展示了将控制器交轴电感修改为 2 倍标称电感时 d、q 轴的电流响应。由图可以看出，本文所提 AI-DPCC 方法相较于传统 DPCC 方法，d 轴的电流脉动减小了 0.07 A，q 轴的电流脉动减小了 0.29 A；相较于 I-DPCC 方法，d 轴的电流脉动减小了 0.05 A，q 轴的电流脉动减小了 0.26 A。



(a)d 轴



(b)q 轴

图 10 $L_q = 2L_{q0}$ 时 d 轴和 q 轴电流响应的实验结果

Fig. 10 Experimental results of d-axis and q-axis current response when $L_q = 2L_{q0}$

从图 9 和图 10 实验结果分析可知，本文所提 AI-DPCC 方法能够通过在线辨识与自适应补偿减小电感偏差对预测电压的影响，具有良好的参数鲁棒性和电流脉动抑制能力。

图 11 给出了将控制器磁链参数修改为 2 倍标称磁链时，3 种控制方法下 d 轴的电流响应。由图可见，在稳态时刻，DPCC 方法下 d 轴电流与参考值

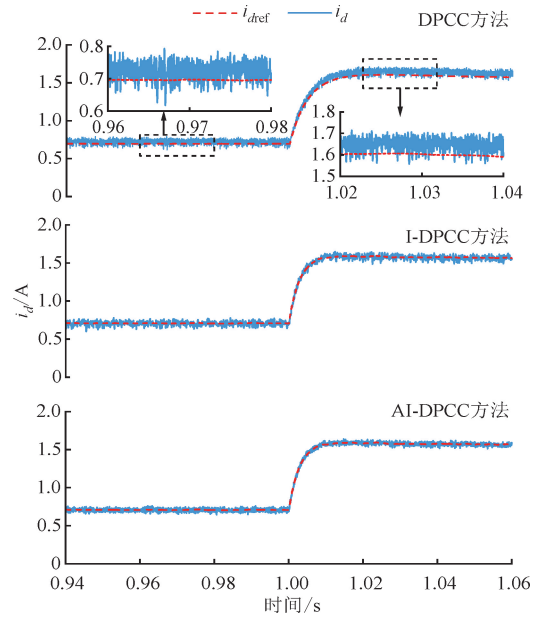


图 11 $\psi_f = 2\psi_{f0}$ 时 d 轴电流响应的实验结果

Fig. 11 Experimental results of d-axis current response when $\psi_f = 2\psi_{f0}$

的电流静差为 0.04 A；负载突变后，电流静差为 0.07 A。I-DPCC 方法下，稳态时刻d 轴电流与参考值的电流静差为 0.01 A；负载突变后，电流静差为 0.02 A。本文所提 AI-DPCC 方法下，稳态时刻d 轴电流与参考值的电流静差为 0.01 A；负载突变后，电流静差不变，仍为 0.01 A。实验结果表明，本文所提方法能够削弱磁链偏差对电流控制的影响，在磁链参数失配情况下具有良好的电流静差抑制能力。

当转速为 1 000 r/min、给定负载转矩为 1 N·m 时，采用示波器观察电机三相电流，得到的波形如图 12 所示。采用快速傅里叶变换对 DPCC、I-DPCC 和本文所提 AI-DPCC 方法下的 A 相电流进行分析，得到 A 相电流总谐波畸变率分别为 3.36%、3.28%、3.02%。实验结果表明，本文所提 AI-DPCC方法具有更好的稳态性能。

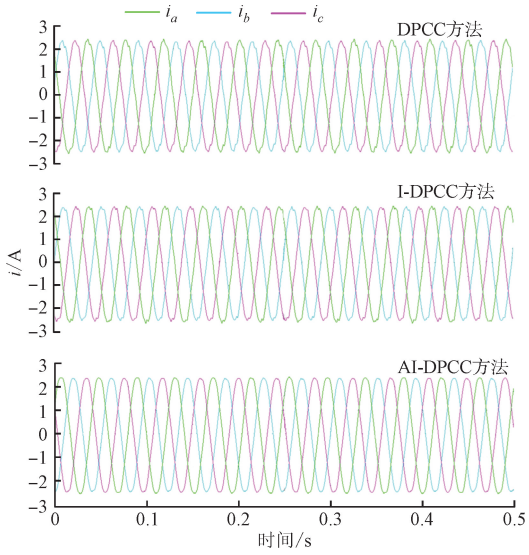


图 12 3 种控制方法下电流输出稳态波形

Fig. 12 Steady-state waveform of current output under three control methods

5 结 论

针对永磁辅助同步磁阻电机在参数失配与电感饱和工况下，传统无差拍预测电流控制易出现电流静差与脉动增大的问题，提出了一种参数自适应增量式无差拍预测电流控制方法，并通过仿真和实验分析对其进行了验证。研究得到如下主要结论。

(1)本文所提 AI-DPCC 方法在电感饱和工况下，能够根据电感变化对预测误差进行在线修正，从而有效抑制负载增大时的电流脉动。在 10 N·m 负载条件下，本文方法的 d、q 轴电流脉动相较于 I-DPCC方法分别减小了 0.06、0.40 A，相较于

DPCC 方法分别减小了 0.08、0.50 A。

(2)自适应补偿矩阵能够根据电感偏差动态修正预测误差，减小参数失配对电流控制性能的影响。实验结果表明，在直轴电感和交轴电感失配工况下，本文 AI-DPCC 方法均能有效降低直、交轴电流脉动，具有较好的参数鲁棒性。

(3)本文所提 AI-DPCC 方法下，三相电流稳态输出实验得到的 A 相电流总谐波畸变率为 3.02%，相较于 I-DPCC 方法降低了约 7.9%，相较于 DPCC 方法降低了约 10%。这表明，本文方法在改善稳态电流质量方面具有较好的控制效果。

本文所提电感饱和因子属于等效补偿，对交叉饱和与磁滞等更复杂非线性仍存在近似误差。未来，研究工作可在此方面进一步展开。

参考文献：

[1] Vagati A, Pastorelli M, Francheschini G, et al. Design of low-torque-ripple synchronous reluctance motors [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(4): 758-765.

[2] 许爱德，刘睿杰，余煜邦. 基于参数辨识的永磁辅助同步磁阻电机双矢量模型预测电流控制 [J]. 电机与控制学报，2026，30(1)：59-69.
Xu Aide, Liu Ruijie, Yu Yubang. Two-vector-based model predictive current control of permanent magnet assisted synchronous reluctance motor based on parameter identification [J]. Electric Machines and Control, 2026, 30(1): 59-69.

[3] 许爱德，余煜邦，刘睿杰. 基于 LESO 的永磁辅助同步磁阻电机无差拍控制 [J]. 电机与控制学报，2025，29(8)：116-128.
Xu Aide, Yu Yubang, Liu Ruijie. Deadbeat control of permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor based on LESO [J]. Electric Machines and Control, 2025, 29(8): 116-128.

[4] Haider S T, Khan F, Alzhrani A, et al. Design and performance analysis of a permanent magnet assisted line-start synchronous reluctance motor with nonoverlapping winding [J]. Electronics, 2026, 15(8): 1721.

[5] 徐媚媚，刘国海，陈前，等. 永磁辅助同步磁阻电机设计及其关键技术发展综述 [J]. 中国电机工程学报，2019，39(23)：7033-7043.
Xu Meimei, Liu Guohai, Chen Qian, et al. Design and key technology development of permanent magnet assisted synchronous reluctance motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(23): 7033-7043.

[6] Boazzo B, Vagati A, Pellegrino G, et al. Multipolar ferrite-assisted synchronous reluctance machines: a general design approach [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(2): 832-845.

[7] 郭伟，赵争鸣. 新型同步磁阻永磁电机的结构与电磁参数关系分析 [J]. 中国电机工程学报，2005，25(11)：124-128.
Guo Wei, Zhao Zhengming. Analysis of the relation between the electro-magnetic parameters and the structure of synchronous reluctance permanent magnetic motors [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(11): 124-128.

[8] 周华伟，龙顺海，江光耀，等. 基于磁链相移原理的不对称交替极永磁辅助同步磁阻电机设计与分析 [J]. 电工技术学报，2024，39(2)：455-464.
Zhou Huawei, Long Shunhai, Jiang Guangyao, et al. Design and analysis of asymmetric consequent-pole permanent magnet assisted synchronous reluctance motor based on flux linkage phase shifting principle [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(2): 455-464.

[9] 狄冲，鲍晓华，潘晋，等. 基于 Elmer 开源有限元平台的铁氧体辅助同步磁阻电机的建模和分析 [J]. 电工技术学报，2022，37(5)：1136-1144.
Di Chong, Bao Xiaohua, Pan Jin, et al. Modelling and analysis of a ferrite assisted synchronous reluctance machine based on the open-source platform Elmer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(5): 1136-1144.

[10] 杨晨，白保东，陈德志，等. 可变磁通永磁辅助同步磁阻电机设计与性能分析 [J]. 电工技术学报，2019，34(3)：489-496.
Yang Chen, Bai Baodong, Chen Dezhi, et al. Design and analysis of a variable flux permanent magnet assisted synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(3): 489-496.

[11] Li Changbin, Wang Xiuhe, Liu Feng, et al. Analysis of permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor based on equivalent reluctance network model [J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2022, 6(2): 135-144.

[12] 孙毅，蔡顺，林迎前，等. 永磁辅助同步磁阻电机顶层优化设计 [J]. 电工技术学报，2022，37(9)：2306-2318.
Sun Yi, Cai Shun, Lin Yingqian, et al. Top-level design pattern of PM-assisted synchronous reluctance machines [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(9): 2306-2318.

[13] 兰志勇，张丽雨，李福，等. 永磁同步电机控制技术

综述 [J]. 电气技术，2025，26(8)：1-10.
Lan Zhiyong，Zhang Liyu，Li Fu，et al. Review of the control technologies of permanent magnet synchronous motor [J]. Electrical Engineering，2025，26(8)：1-10.

[14] 牛里，杨明，王庚，等. 基于无差拍控制的永磁同步电机鲁棒电流控制算法研究 [J]. 中国电机工程学报，2013，33(15)：78-85.
Niu Li，Yang Ming，Wang Geng，et al. Research on the robust current control algorithm of permanent magnet synchronous motor based on deadbeat control principle [J]. Proceedings of the CSEE，2013，33(15)：78-85.

[15] 曲星宇，闫盛硕，彭成坤，等. 改进增量式无差拍电流预测的永磁同步电机控制研究 [J]. 电机与控制学报，2025，29(10)：116-126.
Qu Xingyu，Yan Shengshuo，Peng Chengkun，et al. Research on improved incremental deadbeat current predictive control for PMSM [J]. Electric Machines and Control，2025，29(10)：116-126.

[16] Sun Xiaodong，Cao Junhao，Lei Gang，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.

[17] 王庚，杨明，牛里，等. 永磁同步电机电流预测控制电流静差消除算法 [J]. 中国电机工程学报，2015，35(10)：2544-2551.
Wang Geng，Yang Ming，Niu Li，et al. A static current error elimination algorithm for PMSM predictive current control [J]. Proceedings of the CSEE，2015，35(10)：2544-2551.

[18] 许爱德，刘鑫，李新宇，等. 基于参数辨识的永磁辅助同步磁阻电机电流无差拍控制 [J]. 电工技术学报，2024，39(18)：5626-5638.
Xu Aide，Liu Xin，Li Xinyu，et al. Current deadbeat control of permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor based on parameter identification [J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2024，39(18)：5626-5638.

[19] 邱建琪，曾汉，史涔溦. 永磁辅助式同步磁阻电机自寻优控制及参数辨识 [J]. 电机与控制学报，2022，26(6)：1-8.
Qiu Jianqi，Zeng Han，Shi Cenwei. Self-optimizing control and parameters identification for permanent magnet assisted synchronous reluctance motor [J]. Electric Machines and Control，2022，26(6)：1-8.

[20] 郭盛坤，侯波. 永磁同步电机自适应无差拍预测电流控制 [J]. 电子测量技术，2026，49(1)：133-145.
Guo Shengkun，Hou Bo. Adaptive deadbeat predictive current control for permanent magnet synchronous motor [J]. Electronic Measurement Technology，2026，49(1)：133-145.

[21] 范佩樟，刘凌，靳东松，等. 永磁同步电机的无差拍电流预测控制优化算法 [J]. 西安交通大学学报，2023，57(4)：29-38.
Fan Peizhang，Liu Ling，Jin Dongsong，et al. Optimization algorithm of deadbeat current predictive control for permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University，2023，57(4)：29-38.

[22] 李博群，杨家强. 用于 SPMSM 的自适应增量式无差拍预测电流控制算法 [J]. 浙江大学学报(工学版)，2022，56(3)：607-612.
Li Boqun，Yang Jiaqiang. Adaptive incremental deadbeat predictive current control algorithm for surface-mounted permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of Zhejiang University(Engineering Science)，2022，56(3)：607-612.

[23] 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.
Liu Gang，Zhang Jing，Zheng Shiqiang，et al. Deadbeat predictive current control of high speed permanent magnetmotor based on online parameter identification [J]. Electric Machines and Control，2023，27(9)：98-108.

[24] 王祥松，杨淑英，谢震，等. 基于多参数辨识的永磁同步电机磁链预测控制 [J]. 电工技术学报，2024，39(22)：7084-7098.
Wang Xiangsong，Yang Shuying，Xie Zhen，et al. Multi-parameter identification based flux predictive control for permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2024，39(22)：7084-7098.

[25] 姚绪梁，黄乘齐，王景芳，等. 具有参数辨识功能的永磁同步电机双矢量模型预测电流控制 [J]. 中国电机工程学报，2023，43(23)：9319-9329.
Yao Xuliang，Huang Chengqi，Wang Jingfang，et al. A two-vector-based model predictive current control with online parameter identification for PMSM drives [J]. Proceedings of the CSEE，2023，43(23)：9319-9329.

（编辑 李慧敏）