

DOI:10.11784/tdxbz202507016

基于 SPMSM 的半增量式无电机参数预测电流控制

李洪凤¹, 贾田璐¹, 刘 聰¹, 张馨元²

(1. 智能配用电装备与系统全国重点实验室(天津大学), 天津 300072;

2. 国网冀北电力有限公司廊坊供电公司, 廊坊 065000)

摘要: 为了提高表贴式永磁同步电机无差拍预测电流控制对电机参数的鲁棒性, 提出了一种半增量式的无电机参数预测电流控制策略。首先, 针对传统预测控制策略对电机参数敏感的问题, 通过分析 q 、 d 轴预测模型的不同特性, 建立了 q 轴增量预测模型, 有效消除了磁链参数对控制性能的影响; 其次, 考虑到直流母线电压传感器存在测量误差, 通过获取仅与三相逆变器开关动作状态相关的归一化电压, 对直流母线电压进行标幺化处理来改进直交轴预测电流模型; 最后, 在改进的 d 、 q 轴预测模型中引入表征集总扰动的电流调整因子和电压调整因子, 从而得到了无电机参数的电流预测模型。电流调整因子包含了磁饱和、热电阻效应等与电流相关的集总扰动; 电压调整因子包含了与直流母线电压有关的逆变器非线性、磁饱和等集总扰动。为实时调整模型中的电压调整因子和电流调整因子, 本文采用带遗忘因子的最小二乘法进行在线参数辨识, 该方法通过动态调整遗忘因子权重, 有效平衡了系统对新数据的响应速度和对噪声的抑制能力, 从而提升了电机的多参数鲁棒性。通过实验对比分析了所提出的控制策略与无差拍预测电流控制和基于超局部模型的预测电流控制策略, 结果表明本文所提策略在电感和直流母线电压失配的情况下, 电流控制效果良好, 具有更强的鲁棒性。

关键词: 表贴式永磁同步电机; 无电机参数; 最小二乘; 鲁棒性

中图分类号: TM351

文献标志码: A

文章编号: 0493-2137(2026)10-1015-12

Semi-Incremental Motor-Parameter-Free Predictive Current Control Based on Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor

Li Hongfeng¹, Jia Tianlu¹, Liu Cong¹, Zhang Xinyuan²

(1. State Key Laboratory of Smart Power Distribution Equipment and System, Tianjin University, Tianjin 300072, China; 2. Langfang Power Supply Company, State Grid Jibei Electric Power Company Limited, Langfang 065000, China)

Abstract: To enhance the parameter robustness of deadbeat predictive control in surface-mounted permanent magnet synchronous motors, a semi-incremental motor parameter-free predictive control strategy was proposed. First, a q -axis incremental predictive model was established to address the sensitivity of traditional predictive control strategy to motor parameters. By analyzing the different characteristics of the d -axis and q -axis predictive models, this model effectively eliminated the influence of flux parameters on the control performance. Next, considering the measurement errors inherent in direct current (DC) bus voltage sensors, a normalized voltage associated solely with the switching states of the three-phase inverter was obtained. On this basis, per-unit processing was applied to the DC-bus voltage to refine the predictive current models for the d - and q -axes. Finally, current- and voltage-adjustment factors that characterize lumped disturbances were incorporated into the improved d -axis and q -axis prediction models, yielding a motor-parameter-free current prediction model. The current-adjustment factors incorporate current-dependent lumped disturbances, such as magnetic saturation and thermal-resistance effects, whereas the voltage-adjustment factors encompass lumped disturbances associated with the DC-bus voltage, including inverter nonlinearity and magnetic saturation. To update the voltage and current-adjustment factors in the model in real time, a least squares method with a forgetting factor was adopted for online parameter identification. By dynamically adjust-

收稿日期: 2025-07-14; 修回日期: 2025-08-19.

作者简介: 李洪凤 (1979—), 女, 博士, 教授, lihongfeng@tju.edu.cn.

通信作者: 刘 聰, cliu@tju.edu.cn.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (52377065).

Supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 52377065).

ing the weight of the forgetting factor, the adopted method effectively balances the response speed of the system to new data with its ability to suppress noise, thereby improving the multiparameter robustness of the motor. Experimental comparisons are conducted among the proposed control method, deadbeat predictive current control, and ultralocal model-based predictive current control strategy. The results reveal that the proposed strategy exhibits the greatest robustness against mismatches in inductance and DC-bus voltage parameters.

Keywords: surface-mounted permanent magnet synchronous motor (SPMSM); motor parameter-free; least squares; robustness

电机作为现代工业驱动系统的核心,被广泛应用于交通、电气等领域。表贴式永磁同步电机(surface-mounted permanent magnet synchronous motor, SPMSM)采用高性能稀土永磁材料取代传统电励磁绕组,具有体积小、效率高等显著优势^[1]。随着电机驱动应用领域的持续拓展,各种先进控制策略得到了广泛研究。预测控制结构简单,动态响应迅速^[2],近年来成为 SPMSM 控制领域的研究热点。

然而,预测控制依赖于精确的电机数学模型。在实际运行过程中,电机参数会随工作状态发生变化:定子电阻因温度变化引起漂移、电感参数受磁路饱和影响产生非线性变化,永磁体磁链随运行时间逐渐衰减。同时,由于直流母线电压传感器存在测量误差,可能导致直流电压不匹配。这些参数变化会使电机实际参数偏离模型预设值,进而降低预测值的准确性,造成错误的电压矢量选取^[3]。

针对预测控制的参数敏感性问题,学者们提出诸多解决方案,如扰动观测补偿、参数辨识和无模型控制策略。扰动观测补偿策略通过对扰动和不确定性变量进行估计,实现前馈补偿控制。文献[4]采用滑模观测器显著提升了系统鲁棒性,但控制的不连续性导致抖振现象存在。文献[5]在转速与电流环同时引入龙伯格观测器,有效抑制了参数敏感性问题。文献[6]采用线性扩展状态观测器和非线性扩展状态观测器的切换策略,在提升控制精度的同时增强了抗扰能力。然而观测器中的带宽、切换增益等参数设计复杂。参数辨识策略通过实时检测电机运行状态,获取电机运行的关键参数。文献[7]使用扩展卡尔曼滤波器对转矩预测模型中的定子电阻、电感参数同时进行在线辨识,以提升算法的参数鲁棒性。为了能够同时辨识电感、磁链和电阻参数,文献[8]结合了高频电流注入法,提高了鲁棒性。文献[9-11]采用一系列有关粒子群的改进算法用于电机参数辨识,显著提升了算法在参数空间的全局探索能力,有效避免局部最优问题。然而,此类智能算法对初始参数敏感,且需要大量的迭代计算和数据处理。

近年来,无模型控制策略得到广泛研究。文献[12]结合数据驱动的控制方法,直接利用历史输入电

压、输出电流数据构建动态映射。该方法不再依赖于电机数学模型,但其需要大量的训练数据,实时性不足。嵌入超局部模型的预测控制策略通过集总化扰动估计与补偿,提高系统的鲁棒性。文献[13]建立了一种考虑多重不确定性超局部模型,采用微分代数方法对集总扰动项进行估计,但其复杂的计算过程限制了工程应用价值。文献[14]采用强跟踪扩展卡尔曼滤波算法对集总扰动项进行估计,自适应调整时变渐消因子,有效解决了时变参数估计中的滞后性问题。文献[15]建立了新型超局部模型,采用超螺旋滑模观测器估计超局部模型中的未知扰动项,提高了控制的稳态性能和鲁棒性。然而,上述方法均将电压增益系数设为电感参数的倒数,当实际电感发生失配时会导致电压矢量输出误差。文献[16]提出了一种基于电流梯度更新的新型超局部模型,实现了对未知扰动项和电压增益系数的同步估计,但受限于 3 组卡尔曼滤波器的复杂结构,其计算量仍然较大。

值得注意的是,上述文献均没有对直流母线电压传感器失配带来的影响进行研究。文献[17]通过巧妙设计滑模面省去了直流母线电压传感器,但该方法由于抖振现象存在,严重影响了稳态性能。

为提升无差拍预测控制算法对电机参数和直流母线电压变化的鲁棒性,本文提出一种半增量式无电机参数预测电流控制策略,提升了包含了磁饱和、热电阻效应等与电流相关的集总扰动及与直流母线电压有关的逆变器非线性、磁饱和等集总扰动。

1 无差拍电流预测控制

永磁同步电机是一个强耦合、多变量的非线性系统,假设其为理想状态:定子三相绕组空间上严格对称;忽略铁心饱和以及磁滞、涡流现象;忽略因摩擦产生的能量损失。在两相旋转坐标系下表贴式永磁同步电机的定子电压方程为

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

式中: u_d 、 u_q 分别为 d 、 q 轴的电压矢量分量; L_s 为定子电感; i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴的定子电流分量; R_s 为定子绕组电阻; ω_e 为转子电角速度; ψ_f 为转子磁链。

根据控制器特性采用离散控制方法, 对式(1)进行 1 阶欧拉离散处理, 可以得到 SPMSM 的离散化数学模型为

$$\begin{cases} i_d(k+1) = i_d(k) + \frac{T_s}{L_s} [u_d(k) - i_d(k)R_s + \\ L_s i_q(k)\omega_e(k)] \\ i_q(k+1) = i_q(k) + \frac{T_s}{L_s} [u_q(k) - i_q(k)R_s - \\ L_s i_d(k)\omega_e(k) - \psi_f \omega_e(k)] \end{cases} \quad (2)$$

式中: T_s 为离散化控制的控制周期; k 为当前时刻; $k+1$ 为下一控制时刻。

考虑到硬件延时特性, 将式(2)延时 1 拍得

$$\begin{cases} i_d(k+2) = i_d(k+1) + \frac{T_s}{L_s} [u_d(k+1) - \\ i_d(k+1)R_s + L_s i_q(k+1)\omega_e(k+1)] \\ i_q(k+2) = i_q(k+1) + \frac{T_s}{L_s} [u_q(k+1) - \\ i_q(k+1)R_s - L_s i_d(k+1)\omega_e(k+1) - \\ \psi_f \omega_e(k+1)] \end{cases} \quad (3)$$

为使实际电流跟随给定值, 将 $i_d(k+2) = i_d^{\text{ref}}$ 和 $i_q(k+2) = i_q^{\text{ref}}$ 代入式(3), 则可以得到电压参考值为

$$\begin{cases} u_d^{\text{ref}} = \frac{L_s}{T_s} [i_d^{\text{ref}} - i_d(k+1)] + R_s i_d(k+1) - \\ L_s i_q(k+1)\omega_e(k+1) \\ u_q^{\text{ref}} = \frac{L_s}{T_s} [i_q^{\text{ref}} - i_q(k+1)] + R_s i_q(k+1) + \\ L_s i_d(k+1)\omega_e(k+1) + \psi_f \omega_e(k+1) \end{cases} \quad (4)$$

式中 u_d^{ref} 、 u_q^{ref} 分别为 d 、 q 轴定子电压参考值。

由式(4)计算出参考电压后, 通过 SVPWM 调制器, 对参考电压矢量进行合成并将控制信号输出至逆变器中, 最终实现电机控制。

2 半增量式无电机参数模型

由式(2)可得 k 时刻电机的电流方程为

$$\begin{cases} i_d(k) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_d(k-1) + \frac{T_s}{L_s} u_d(k-1) + \\ \omega_e(k-1) i_q(k-1) T_s \\ i_q(k) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_q(k-1) + \frac{T_s}{L_s} u_q(k-1) - \\ \omega_e(k-1) i_d(k-1) T_s - \frac{T_s}{L_s} \psi_f \omega_e(k-1) \end{cases} \quad (5)$$

将式(2)与式(5)做差得到增量预测模型为

$$\begin{cases} \Delta i_d(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) \Delta i_d(k) + \frac{T_s}{L_s} \Delta u_d(k) + \\ \omega_e(k) i_q(k) T_s - \omega_e(k-1) i_q(k-1) T_s \\ \Delta i_q(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) \Delta i_q(k) + \frac{T_s}{L_s} \Delta u_q(k) - \\ \omega_e(k) i_d(k) T_s + \omega_e(k-1) i_d(k-1) T_s \end{cases} \quad (6)$$

式中: $\Delta i_d(k+1)$ 和 $\Delta i_q(k+1)$ 为 k 至 $k+1$ 时刻的 d 、 q 轴电流差分量; $\Delta i_d(k)$ 和 $\Delta i_q(k)$ 为 $k-1$ 至 k 时刻 d 、 q 轴电流差分量; $\Delta u_d(k)$ 和 $\Delta u_q(k)$ 为 $k-1$ 到 k 时刻的 d 、 q 轴电压差分量。

本文的采样周期为 0.000 2 s, 由于电机的机械常数远大于电气常数, 转速在相邻采样周期内变化较缓, 因此, 将 ω_e 在 2 个采样周期之间视为常数, 即 $\omega_e(k-1)$ 约等于 $\omega_e(k)$ 。于是, 对式(6)进行简化消除转子磁链 ψ_f 项, 得到 SPMSM 的增量预测模型为

$$\begin{cases} \Delta i_d(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) \Delta i_d(k) + \\ \frac{T_s}{L_s} \Delta u_d(k) + \omega_e(k) \Delta i_q(k) T_s \\ \Delta i_q(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) \Delta i_q(k) + \\ \frac{T_s}{L_s} \Delta u_q(k) - \omega_e(k) \Delta i_d(k) T_s \end{cases} \quad (7)$$

从式(7)可以看出, 增量预测模型根据当前已知的电流和电压的增量预测未来的电流增量, 虽然消除了转子磁链 ψ_f , 但电机电阻 R_s 、电感 L_s 仍然参与运算。

为了提升预测控制对电机全参数的鲁棒性, 本节提出一种半增量式无电机参数无差拍预测电流控制策略, 所谓的半增量是指只对 q 轴电流采用的增量模型, 其通过电机状态量的变化, 推算出模型参数, 确保系统在参数不匹配情况下的稳定运行。需要说明的是本文所提无电机参数预测电流方法同样适用于增量模型和非增量模型。

由式(7)的 q 轴电流计算式中, 得到 $k+1$ 时刻的 q 轴电流预测电流为

$$\begin{aligned} i_q(k+1) = & \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) \Delta i_q(k) + \frac{T_s}{L_s} \Delta u_q(k) - \\ & \omega_e(k) \Delta i_d(k) T_s + i_q(k) \end{aligned} \quad (8)$$

由式(2)的 d 轴电流计算式和式(8), 得到 $k+1$ 时刻的预测电流为

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_d(k) + \frac{T_s}{L_s} u_d(k) + \omega_e(k) i_q(k) T_s \\ i_q(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) \Delta i_q(k) + \frac{T_s}{L_s} \Delta u_q(k) + i_q(k) - \omega_e(k) \Delta i_d(k) T_s \end{cases} \quad (9)$$

考虑到直流母线电压传感器存在测量误差, 本文通过获取仅与三相逆变器开关动作状态相关的归一化电压, 对直流母线电压进行标么化处理. 对于电压源型三相两电平逆变器驱动的 SPMSM 而言, 定子电压幅值 u_s 可表示^[18]为

$$u_s = \mu u_{dc} \quad (10)$$

式中: μ 为调制系数, 由开关方式决定; u_{dc} 为直流母线电压幅值.

在 SVPWM 调制环节中, 设置直流母线电压值为基准值, 则得到 k 时刻定子电压值的标么值 u_s^* 为

$$u_s^*(k) = \mu(k) \quad (11)$$

则实际定子电压值可以表示为

$$u_s(k) = u_{dc} u_s^*(k) \quad (12)$$

将式(12)经过 Park 变换可以得

$$\begin{cases} u_d(k) = u_{dc} u_d^*(k) \\ u_q(k) = u_{dc} u_q^*(k) \end{cases} \quad (13)$$

式中 u_d^* 、 u_q^* 分别为 u_s^* 在 d 、 q 轴的电压分量.

由式(13)可得 k 时刻 q 轴电压增量表达式为

$$\Delta u_q(k) = u_{dc} \Delta u_q^*(k) \quad (14)$$

式中 Δu_q^* 为 u_s^* 在 q 轴的电压增量.

将式(13)和式(14)代入式(9)可以得

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_d(k) + \frac{u_{dc} T_s}{L_s} u_d^*(k) + K_d(k) \\ i_q(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) \Delta i_q(k) + \frac{u_{dc} T_s}{L_s} \Delta u_q^*(k) + K_q(k) \end{cases} \quad (15)$$

式中 $K_d(k)$ 和 $K_q(k)$ 在 k 时刻均为已知量, 其表达式为

$$\begin{cases} K_d(k) = \omega_e(k) i_q(k) T_s \\ K_q(k) = i_q(k) - \omega_e(k) \Delta i_d(k) T_s \end{cases} \quad (16)$$

为了提升预测模型对电机全参数的鲁棒性, 本节建立半增量式无电机参数预测控制方法. 引入电流调整因子 γ 和电压调整因子 σ , 将式(15)改写为

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \gamma(k) i_d(k) + \sigma(k) u_d^*(k) + K_d(k) \\ i_q(k+1) = \gamma(k) \Delta i_q(k) + \sigma(k) \Delta u_q^*(k) + K_q(k) \end{cases} \quad (17)$$

式中电流调整因子 $\gamma(k)$ 和电压调整因子 $\sigma(k)$ 与电机参数相关, 由式(15)得到, 具体表达式为

$$\begin{cases} \gamma(k) = 1 - \frac{R_s T_s}{L_s} \\ \sigma(k) = \frac{T_s}{L_s} u_{dc} \end{cases} \quad (18)$$

式(17)即为本节所建立的半增量式无电机参数预测模型, 电流调整因子 $\gamma(k)$ 包含了磁饱和、热电阻效应等与电流相关的集总扰动, 电压调整因子 $\sigma(k)$ 包含了与直流母线电压有关的逆变器非线性、磁饱和等集总扰动. 本文通过实时调整模型中 $\gamma(k)$ 、 $\sigma(k)$, 提升电机的多参数鲁棒性.

k 时刻半增量式无电机参数的电流表达式为

$$\begin{cases} i_d(k) = \gamma(k-1) i_d(k-1) + \sigma(k-1) u_d^*(k-1) + K_d(k-1) \\ i_q(k) = \gamma(k-1) \Delta i_q(k-1) + \sigma(k-1) \Delta u_q^*(k-1) + K_q(k-1) \end{cases} \quad (19)$$

在 k 时刻, 上述方程组中仅有两个未知量 $\gamma(k-1)$ 和 $\sigma(k-1)$, 则可以求出 $\gamma(k-1)$ 和 $\sigma(k-1)$ 的实时观测方程为

$$\begin{cases} \sigma(k-1) = \frac{[i_d(k) - K_d(k-1)] \Delta i_q(k-1)}{\Delta i_q(k-1) u_d^*(k-1) - i_d(k-1) \Delta u_q^*(k-1)} - \frac{[i_q(k) - K_q(k-1)] i_d(k-1)}{\Delta i_q(k-1) u_d^*(k-1) - i_d(k-1) \Delta u_q^*(k-1)} \\ \gamma(k-1) = \frac{[i_d(k) - K_d(k-1)] \Delta u_q^*(k-1)}{i_d(k-1) \Delta u_q^*(k-1) - \Delta i_q(k-1) u_d^*(k-1)} - \frac{[i_q(k) - K_q(k-1)] u_d^*(k-1)}{i_d(k-1) \Delta u_q^*(k-1) - \Delta i_q(k-1) u_d^*(k-1)} \end{cases} \quad (20)$$

本策略通过实时估计电压调整因子 σ , 实现了无需直流母线电压传感器控制. 电压矢量 u_s 的幅值被归一化处理后, 导致其调制范围发生相应变化, 调制区域由原先的绿色圆形区域等比例缩小为紫色圆形区域, 如图 1 所示. 值得注意的是, 虽然电压矢量的幅值表示形式发生了变化, 但由于各矢量的作用时间计算保持相同的比例关系, 且标么化处理不改变矢量间的相位关系. 因此, 最终功率开关器件的动作信号仍能使系统准确跟踪参考指令.

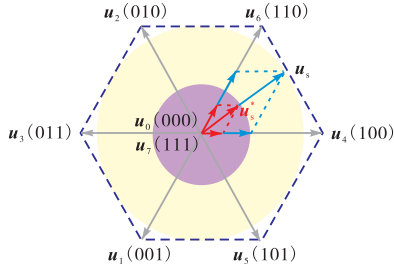


图 1 电压矢量合成图

Fig.1 Voltage vector synthesis diagram

3 带遗忘因子最小二乘法下的参数在线辨识

在实际电机系统中,由于传感器噪声干扰和计算结果对分母的敏感性,直接进行代数计算将会导致参数估计产生较大波动甚至振荡.因此,下文引入带遗忘因子最小二乘(recursive least squares with forgetting factor, FFRLS)算法进行参数更新.

3.1 带遗忘因子最小二乘法

递推最小二乘法,其在每个控制周期内,利用新的测量数据 $y(k)$ 和回归信息矩阵 $\mathbf{h}(k)$ 对估计值 $\mathbf{x}(k)$ 进行修正,以达到误差平方和最小.然而,随着递推的进行,旧数据不断积累,将所有历史数据统一处理,将无法快速跟踪系统的动态变化.为了适应参数的动态变化,本文采用带遗忘因子的递推最小二乘法,将旧数据与新数据赋予不同权重,来快速跟踪时变参数. FFRLS 算法能够有效防止数据饱和,且具有计算效率高,收敛速度快,稳定性好等优点. FFRLS 算法的主要步骤如下.

$$\begin{cases} \mathbf{K}(k) = \frac{\mathbf{P}(k-1)\mathbf{h}(k)}{\lambda + \mathbf{h}^T(k)\mathbf{P}(k-1)\mathbf{h}(k)} \\ \hat{\mathbf{x}}(k) = \hat{\mathbf{x}}(k-1) + \mathbf{K}(k) \cdot [y(k) - \mathbf{h}^T(k)\hat{\mathbf{x}}(k-1)] \\ \mathbf{P}(k) = \frac{\mathbf{P}(k-1)}{\lambda} [1 - \mathbf{K}(k)\mathbf{h}^T(k)] \end{cases} \quad (21)$$

式中: $\mathbf{K}(k)$ 为增益变量; $\mathbf{P}(k)$ 为协方差矩阵; $\mathbf{h}^T(k)$ 为回归信息矩阵 $\mathbf{h}(k)$ 的转置; $\hat{\mathbf{x}}(k)$ 为变量 $\mathbf{x}(k)$ 的估计值; $\lambda (0 < \lambda < 1)$ 为遗忘因子,其值决定了算法对新数据的响应速度.当 λ 取值越小时,动态响应能力越强,但会显著放大噪声的干扰,一般情况下依据试凑法调整.

3.2 双参数在线辨识策略

由于电流调整因子 γ 与电压调整因子 σ 估计过程类似,下文以电流调整因子 γ 为例进行详细介绍.

(1) 初始化: 设定初始参数估计值 $A(0)$, 设置遗忘因子 λ_γ , 初始化协方差 $P_\gamma^*(0) = \eta$, 其中 η 为一个较

大数,用来加快算法在初始阶段的收敛速度.

(2) 计算增益 $K_\gamma^*(k)$, 即

$$K_\gamma^*(k) = \left\{ P_\gamma^*(k-1) \left[i_d(k-1) \Delta u_q^*(k-1) - \Delta i_q(k-1) u_d^*(k-1) \right] \right\} / \left\{ \lambda_\gamma + \left[i_d(k-1) \Delta u_q^*(k-1) - \Delta i_q(k-1) u_d^*(k-1) \right]^2 P_\gamma^*(k-1) \right\} \quad (22)$$

(3) 更新估计值 $\hat{\gamma}(k)$ 为

$$\hat{\gamma}(k) = \hat{\gamma}(k-1) + K_\gamma^*(k) \left\{ [i_d(k) - K_d(k-1)] \Delta u_q^*(k-1) - [\Delta i_q(k) - K_q(k-1)] u_d^*(k-1) - H_\gamma^*(k) \hat{\gamma}(k-1) \right\} \quad (23)$$

式中 $\hat{\gamma}(k)$ 为当前时刻的估计值.

(4) 更新协方差 $P_\gamma^*(k)$ 为

$$P_\gamma^*(k) = \frac{P_\gamma^*(k-1)}{\lambda_\gamma} [1 - K_\gamma^*(k) H_\gamma^*(k)] \quad (24)$$

通过迭代上述步骤,电流调整因子 γ 得到实时更新,从而建立精确的无电机参数模型.同理,电压调整因子 σ 的更新过程如下.

$$\begin{cases} H_\sigma^*(k) = [i_d(k) - K_d(k-1)] \Delta i_q(k-1) - [\Delta i_q(k) - K_q(k-1)] i_d(k-1) \\ K_\sigma^*(k) = \frac{P_\sigma^*(k-1) H_\sigma^*(k)}{\lambda_\sigma + H_\sigma^*(k) P_\sigma^*(k-1) H_\sigma^*(k)} \\ y_\sigma(k) = \Delta i_q(k-1) u_d^*(k-1) - i_d(k-1) \Delta u_q^*(k-1) \\ \hat{\sigma}(k) = \hat{\sigma}(k-1) + K_\sigma^*(k) [y_\sigma(k) - H_\sigma^*(k) \hat{\sigma}(k-1)] \\ P_\sigma^*(k) = \frac{P_\sigma^*(k-1)}{\lambda_\sigma} [1 - K_\sigma^*(k) H_\sigma^*(k)] \end{cases} \quad (25)$$

以电流调整因子 γ 与电压调整因子 σ 作为状态量,带遗忘因子递推最小二乘法在线估计过程的小信号流程如图 2 所示.

图 2 中 $m(k)$ 、 $n(k)$ 的表达式分别为

$$m(k) = [i_d(k) - K_d(k-1)] \Delta u_q^*(k-1) - [\Delta i_q(k) - K_q(k-1)] u_d^*(k-1) \quad (26)$$

$$n(k) = \Delta i_q(k-1) u_d^*(k-1) - i_d(k-1) \Delta u_q^*(k-1) \quad (27)$$

完成电流调整因子 γ 和电压调整因子 σ 辨识后,代入式(17),得到 $k+1$ 时刻的电流预测值为

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \hat{\gamma}(k) i_d(k) + \hat{\sigma}(k) u_d^*(k) + K_d(k) \\ i_q(k+1) = \hat{\gamma}(k) \Delta i_q(k) + \hat{\sigma}(k) \Delta u_q^*(k) + K_q(k) \end{cases} \quad (28)$$

由于算法计算和电压矢量作用之间相差一个控

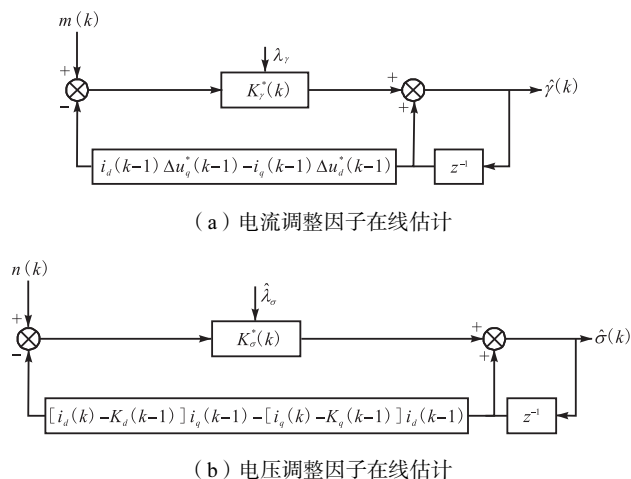


图 2 带遗忘因子递推最小二乘法小信号流程
Fig.2 Small signal flow chart with FFRLS

制周期,需要进行一个控制周期硬件延时补偿,得到 $k+2$ 时刻的电流预测值为

$$\begin{cases} i_d(k+2) = \hat{\gamma}(k)i_d(k+1) + \hat{\sigma}(k)u_d^*(k+1) + K_d(k+1) \\ i_q(k+2) = \hat{\gamma}(k)\Delta i_q(k+1) + \hat{\sigma}(k)\Delta u_q^*(k+1) + K_q(k+1) \end{cases} \quad (29)$$

基于无差拍原理,将 $u_d^*(k+1) = u_d^{\text{ref}}$ 和 $u_q^*(k+1) = u_q^{\text{ref}}$ 代入式(27),则可以得到电压参考值为

$$\begin{cases} u_d^{\text{ref}} = \frac{i_d(k+2) - \hat{\gamma}(k)i_d(k+1) - K_d(k+1)}{\hat{\sigma}(k)} \\ u_q^{\text{ref}} = \frac{i_q(k+2) - \hat{\gamma}(k)\Delta i_q(k+1) - K_q(k+1)}{\hat{\sigma}(k)} + u_q^*(k) \end{cases} \quad (30)$$

将上述参考电压矢量经调制器作用于逆变器,则实现了无电机参数预测电流控制. 基于 FFRLS 算法的半增量式无电机参数预测电流控制策略控制框图如图 3 所示.

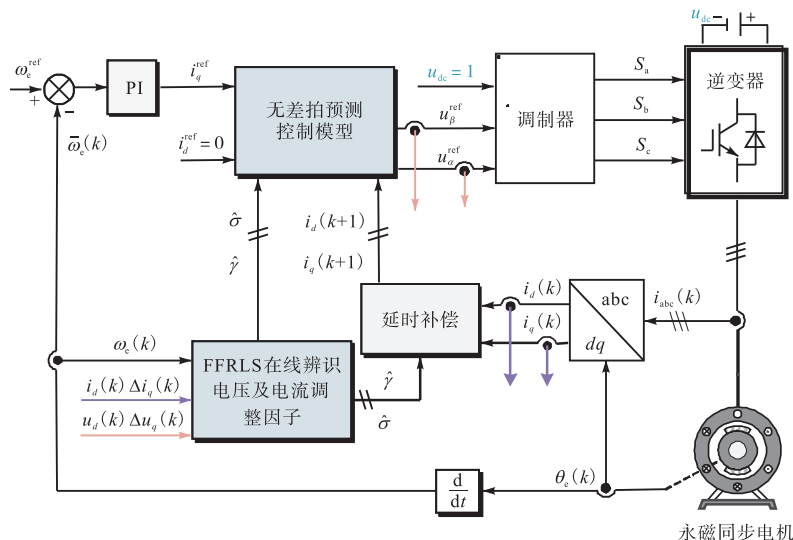


图 3 基于 FFRLS 辨识的半增量式无电机参数预测电流控制策略控制框图

Fig.3 Block diagram of semi-incremental motor parameter-free predictive current control strategy based on FFRLS identification

4 实验验证

为验证本文所提出的所提策略的有效性的控制性能,在基于图 4 所示的 SPMSM 实验平台进行实验验证,并传统无差拍预测电流控制和文献[14]超局部模型策略在多种运行工况下进行对比分析.

为公平比较 3 种控制算法的控制性能,转速环采用相同 PI 参数,采样频率设为 5 kHz,遗忘因子 λ_1 和 λ_2 分别设置为 0.94 和 0.92. 采用的 SPMSM 主要参数如表 1 所示.

表 1 表贴式永磁同步电机系统参数

Tab.1 SPMSM system parameters

极对数 p	转子磁链 Ψ_f/Wb	定子电阻 R_s/Ω	定子电感 L_s/mH	额定转速 $n/(\text{r/min})$	额定转矩 $T_N/(\text{N} \cdot \text{m})$	直流母线电压 u_{dc}/V
4	0.013 25	0.25	0.5	1 500	1.27	24

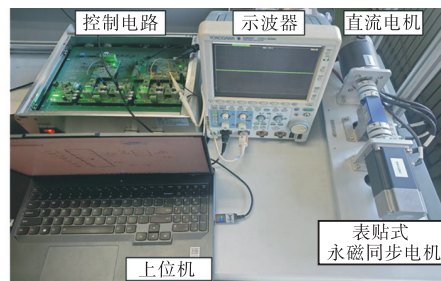
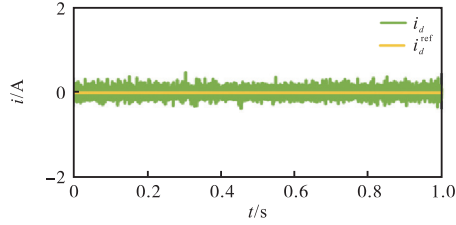


图 4 永磁同步电机-异步电机对拖控制平台

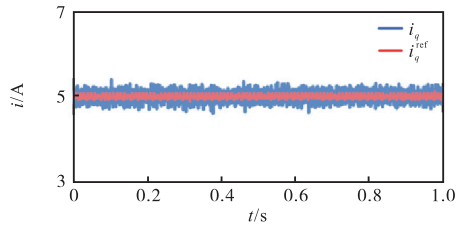
Fig.4 PMSM-asynchronous motor back-to-back control platform

4.1 稳态性能分析

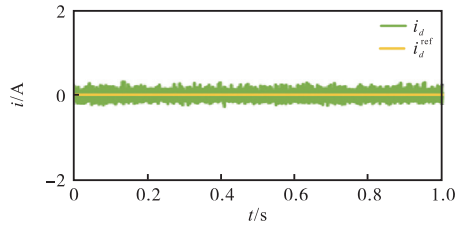
部分当电机未发生失配时, 给定转速 600 r/min, 转矩 $0.4 \text{ N} \cdot \text{m}$. 达到稳态后, 传统无差拍预测电流控制策略和本文所提策略的 d 、 q 轴电流如图 5 所示.



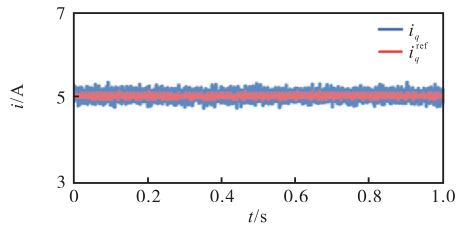
(a) 传统无差拍策略 d 轴电流



(b) 传统无差拍策略 q 轴电流



(c) 本文所提策略 d 轴电流



(d) 本文所提策略 q 轴电流

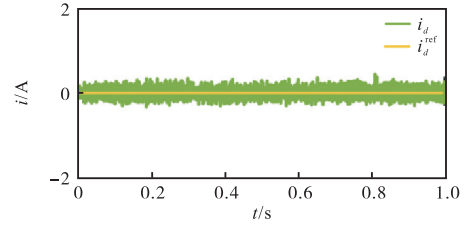
图 5 参数匹配时 d 、 q 轴电流实验波形

Fig.5 Experimental waveforms of d -axis and q -axis currents during parameter matching

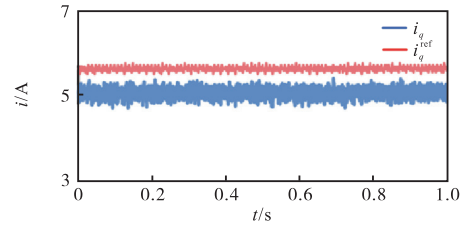
从图 5 中可以看出, 当电机参数匹配时, 传统无差拍预测电流控制策略与本文所提策略的 d 、 q 轴电流均在参考值上下小幅度波动, 取得了良好的控制效果. 当转子磁链发生失配时, 即 $\psi_f = 0.8\psi_f^m$, 传统无差拍预测电流控制策略和本文所提策略的 d 、 q 轴电流如图 6 所示.

从图 6 中可以看出, 当电机转子磁链发生失配时, 传统无差拍策略的 q 轴实际电流低于参考值, 出

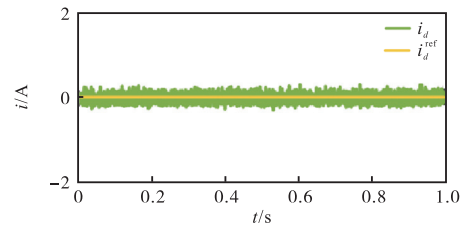
现稳态偏差, 而 d 轴电流变化不明显. 本文所提策略由于可以实时调整无电机参数模型中的系数, 不受转子磁链失配影响. 当定子电阻失配发生失配时, 即 $R_s = 0.5 R_s^m$, 传统无差拍预测电流控制策略和本文所提策略的 d 、 q 轴电流如图 7 所示.



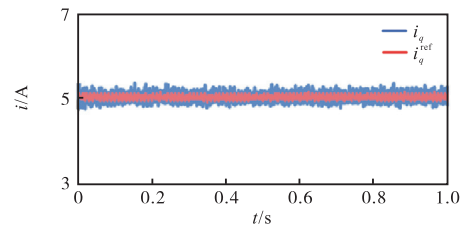
(a) 传统无差拍策略 d 轴电流



(b) 传统无差拍策略 q 轴电流



(c) 本文所提策略 d 轴电流



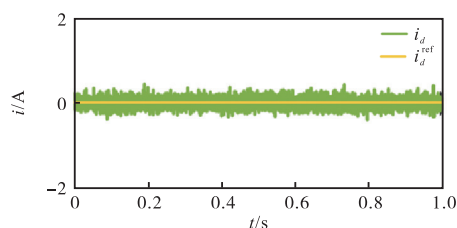
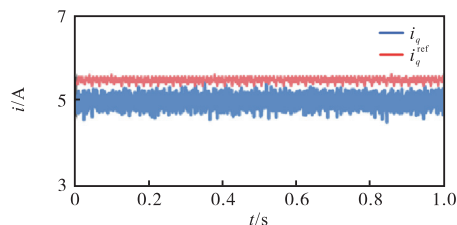
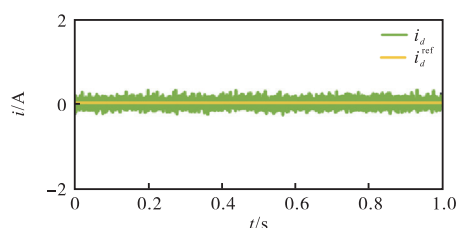
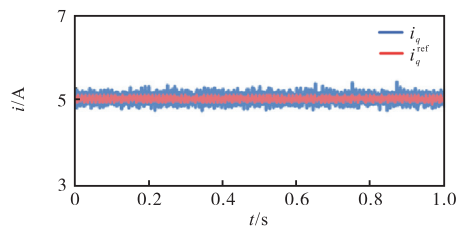
(d) 本文所提策略 q 轴电流

图 6 转子磁链失配时两种策略 d 、 q 轴电流实验波形

Fig.6 Experimental waveforms of d -axis and q -axis currents during motor flux mismatch

从图 7 中可以看出, 当定子电阻发生失配时, 传统无差拍策略的 q 轴实际电流与参考值之间出现稳态误差, 本文所提策略的 d 、 q 轴电流仍可以保持良好的控制效果.

当定子电感失配时, 即 $L_s = 1.25 L_s^m$, 传统无差拍预测电流控制策略、本文所提策略和文献[14]超局部模型控制策略的 d 、 q 轴电流实验波形如图 8 所示.

(a) 传统无差拍策略 d 轴电流(b) 传统无差拍策略 q 轴电流(c) 本文所提策略 d 轴电流(d) 本文所提策略 q 轴电流图 7 定子电阻失配时两种策略 d 、 q 轴电流实验波形Fig.7 Experimental waveforms of d -axis and q -axis currents during stator resistance mismatch

从图 8 中可以看出,当定子电感失配时,传统无差拍控制 d 、 q 轴电流波动增加, d 轴电流波形出现尖刺,稳态性能显著恶化.在实验进行过程中,出现噪声增大、电机振动等异常情况.文献[14]超局部模型策略在电感参数失配情况下, d 、 q 轴电流产生较大脉动,稳态性能受到严重影响.本文提出的策略 d 、 q 轴电流在准确跟踪参考值的同时,波形保持较为平滑.采集上述 3 种策略的 A 相电流,并进行傅里叶变换,采用电流总谐波失真(total harmonic distortion, THD)对其稳态性能进行评价,电流波形如图 9 所示.

从图 9 中可以看出,在定子电感失配的情况下,本文提出的策略 A 相电流 THD 最小,具有良好的稳态性能.

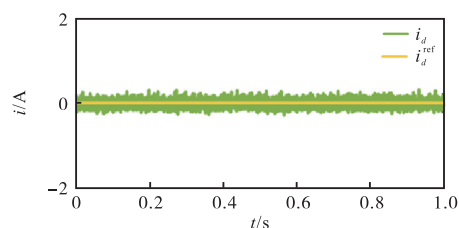
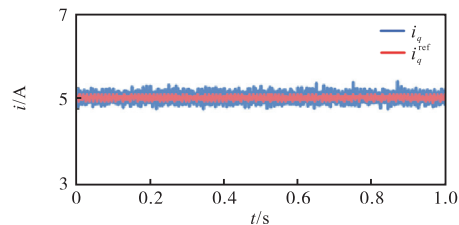
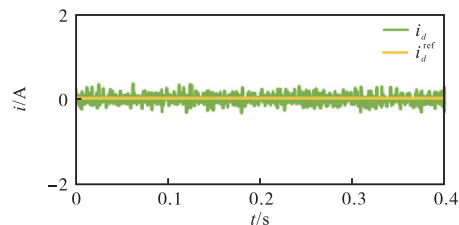
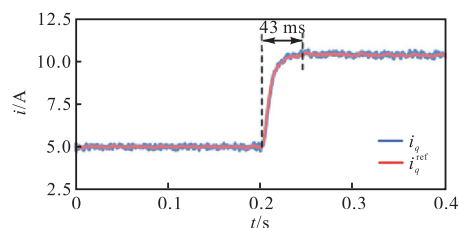
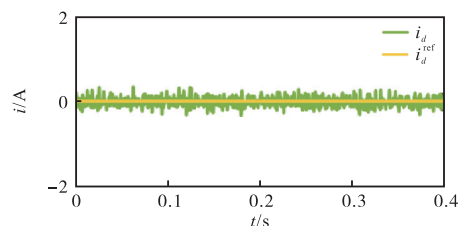
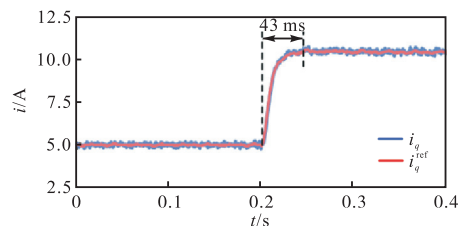
(a) 传统无差拍策略 d 轴电流(b) 传统无差拍策略 q 轴电流(c) 本文所提策略 d 轴电流(d) 本文所提策略 q 轴电流(e) 文献[14]策略 d 轴电流(f) 文献[14]策略 q 轴电流

图 8 定子电感失配时 3 种策略 d 、 q 轴电流实验波形
Fig.8 Experimental waveforms of d -axis and q -axis currents under three strategies for stator inductance mismatch

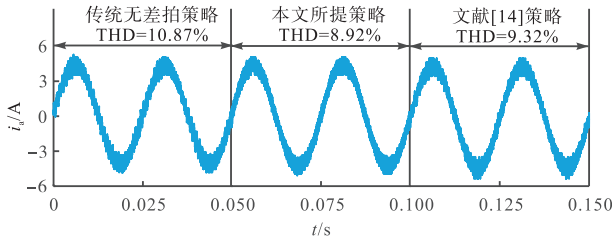
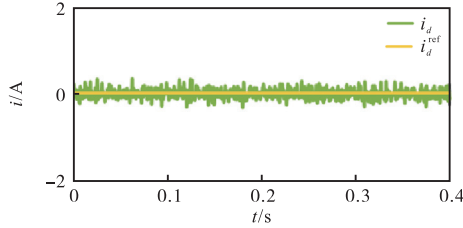
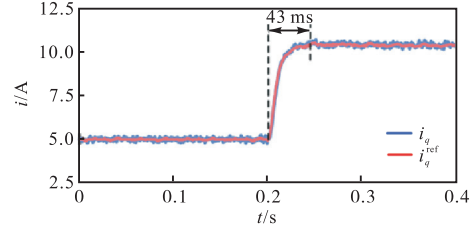
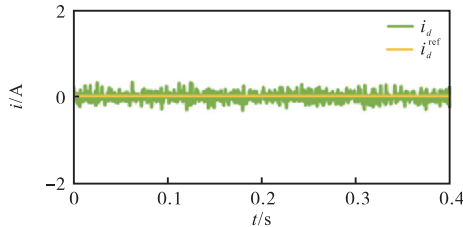
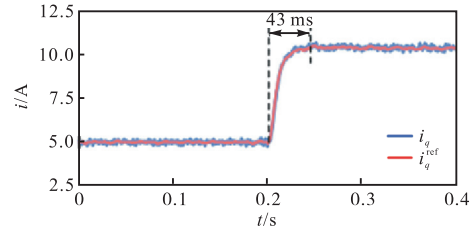
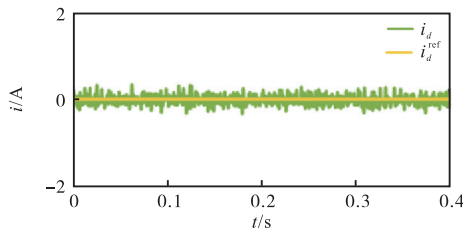
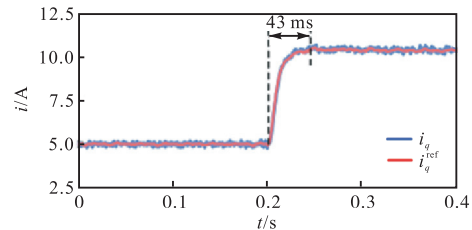


图 9 定子电感失配时 3 种策略的 A 相电流波形

Fig.9 Phase A current waveforms for three strategies with stator inductance mismatch

(a) 传统无差拍策略 d 轴电流(b) 传统无差拍策略 q 轴电流(c) 本文所提策略 d 轴电流(d) 本文所提策略 q 轴电流(e) 文献[14]策略 d 轴电流(f) 文献[14]策略 q 轴电流图 10 直流母线电压传感器失配时 3 种策略的 d 、 q 轴电流实验波形Fig.10 Experimental waveforms of d -axis and q -axis currents under three strategies when DC-link voltage sensor is mismatched

流脉动增大, 稳态性能受到严重影响. 本文提出策略在直流母线电压发生失配时控制性能不受影响.

本文采用积分时间绝对误差(integrated time and absolute error, ITAE)来评估不同策略的响应时间和当前跟踪性能^[19], 具体表达式为

$$\zeta = \int |e(t)| dt \quad (31)$$

式中: ζ 代表 ITAE; $e(t)$ 代表实际值与参考值的误差.

对上述各控制策略在 1 s 内的 d 、 q 轴电流 ITAE 值进行测量, 具体数据详见表 2, 表 2 中 ζ_{i_d} 代表 d 轴电流的 ITAE, ζ_{i_q} 代表 q 轴电流的 ITAE.

从表 2 可以看出, 在 600 r/min、0.4 N·m 工况下, 当磁链和电阻失配时, 传统无差拍预测电流控制

设置直流母线电压传感器发生失配, 即 $u_s = 0.82u_s^m$, 达到稳态后, 传统无差拍预测电流控制策略、本文所提策略和文献[14]超局部模型控制策略的 d 、 q 轴电流实验波形如图 10 所示.

从图 10 中可看出, 当直流母线电压传感器产生较大测量误差时, 传统无差拍控制 q 轴电流向上偏移难以跟随给定值, d 轴电流波动增加. 文献[14]超局部模型策略虽然未出现稳态跟踪误差, 但 d 、 q 轴电

q 轴电流 ITAE 大幅度上升, 同时 d 轴电流也出现一定程度的劣化. 当电感失配时, 传统无差拍预测电流控制 d 、 q 轴电流 ITAE 明显增大. 文献[14]提出的超局部模型控制策略在电感和直流母线电压失配时, 电流 ITAE 明显高于本文提出的策略.

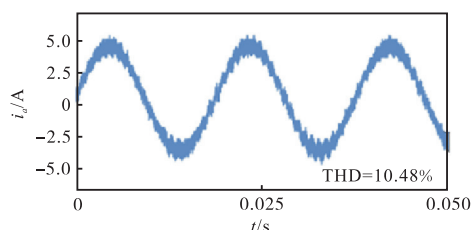
为综合分析本文所提策略性能, 将工况改变为 800 r/min, 0.4 N·m. 当定子电感失配时, 即 $L_s = 1.25L_s^m$, 文献[14]超局部模型策略和本文所提策略的 A 相电流实验波形如图 11 所示.

由图 11 中可以看出, 在 800 r/min、0.4 N·m 的工况下, 定子发生电感失配时, 本文所提策略较文献[14]超局部模型控制策略具有较好的电流稳态值.

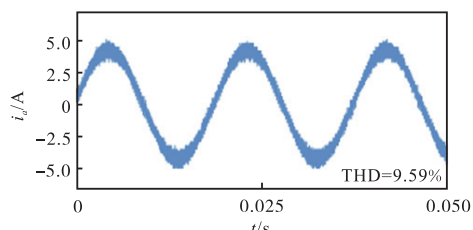
表 2 电流追踪性能量化数据

Tab.2 Quantitative data of current tracking performance

工况	失配条件	控制方法	$\zeta_{i_d} / (\text{A} \cdot \text{s})$	$\zeta_{i_q} / (\text{A} \cdot \text{s})$
600 r/min, 0.4 N · m	参数匹配	传统无差拍策略	0.039 28	0.038 82
		本文所提策略	0.033 18	0.030 07
	$\psi_f = 0.8\psi_f^m$	传统无差拍策略	0.042 53	0.271 25
		本文所提策略	0.033 24	0.029 78
	$R_s = 0.5R_s^m$	传统无差拍策略	0.044 81	0.234 77
		本文所提策略	0.033 68	0.029 68
	$L_s = 1.25L_s^m$	传统无差拍策略	0.168 56	0.060 88
		本文所提策略	0.033 58	0.030 02
		文献[14]策略	0.073 92	0.063 39
	$u_s = 0.82u_s^m$	传统无差拍策略	0.056 04	0.370 35
		本文所提策略	0.033 27	0.029 72
		文献[14]策略	0.064 15	0.056 94



(a) 文献[14]策略



(b) 本文所提策略

图 11 800 r/min、0.4 N · m 工况下两种策略的 A 相电流实验波形

Fig.11 Experimental waveforms of phase A current for two strategies under 800 r/min and 0.4 N · m operating conditions

4.2 动态性能分析

为了验证本文所提策略的动态性能,进行负载突变实验. 转速设定为 600 r/min,在 0.2 s 设置转矩由 0.4 N · m 突变为 0.8 N · m. 图 12 显示了传统无差拍策略与所提策略加载过程的 d 、 q 轴电流实验波形.

从图 12 中可以看出,当转矩发生突变时,本文所提策略 q 轴电流迅速上升,并与传统无差拍控制策略一同在 43 ms 内达到新的稳定运行状态. 在整个调整过程中本文所提策略 d 、 q 轴电流均能稳定跟踪其参考值,且无振荡和超调出现.

将转矩设定为 0.4 N · m,进行转速突变实验. 在 0.2 s 设置转速由 600 r/min 突变为 800 r/min. 图 13 显示了在转速突变时传统无差拍控制策略与所提策

略的 d 、 q 轴电流实验波形.

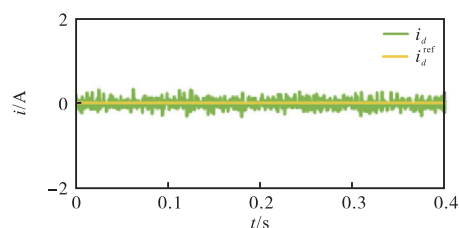
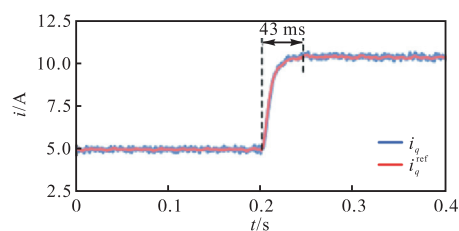
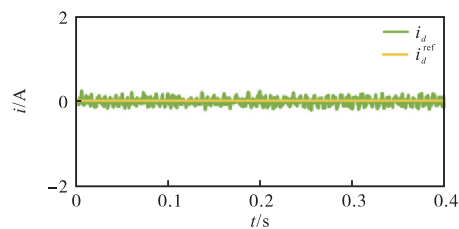
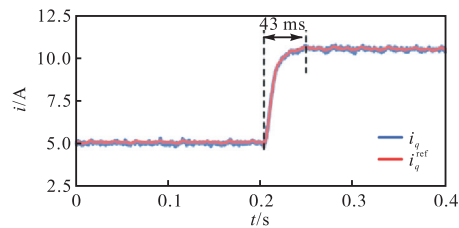
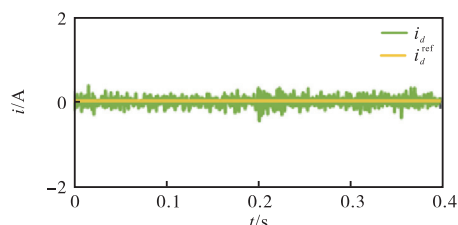
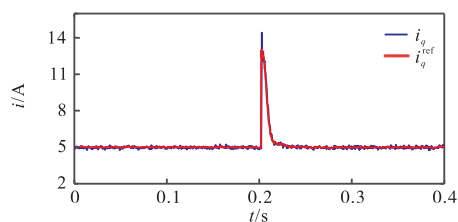
(a) 传统无差拍策略 d 轴电流(b) 传统无差拍策略 q 轴电流(c) 本文所提策略 d 轴电流(d) 本文所提策略 q 轴电流

图 12 转矩突变时两种策略的 d 、 q 轴电流实验波形
Fig.12 Experimental waveforms of d -axis and q -axis currents for two strategies during torque transients

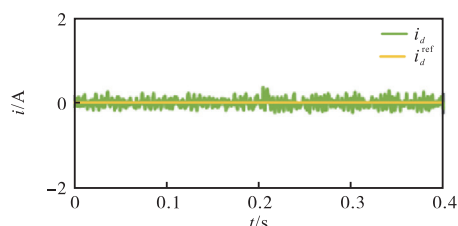
从图 13 中可以看出,在转速变化时,本文所提策略 d 、 q 轴电流能够实现精准瞬态调节,电流先增大以提供加速度,随后急剧减小,最终趋于平稳,在整个过程中,电流无振荡现象。



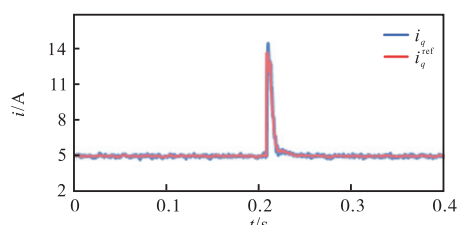
(a) 传统无差拍策略 d 轴电流



(b) 传统无差拍策略 q 轴电流



(c) 本文所提策略 d 轴电流



(d) 本文所提策略 q 轴电流

图 13 转速突变时两种策略的 d 、 q 轴电流实验波形

Fig.13 Experimental waveforms of d -axis and q -axis currents for two control strategies during speed transients

上述实验波形分析充分验证了在转速和转矩突变工况下,本文所提策略拥有优越的动态响应能力,能在短时间内完成过渡过程并稳定运行。

5 结 语

本文提出了一种基于 SPMSM 的增量式无电机参数预测电流控制方法,解决了传统无差拍方法依赖于电机参数的问题。实验结果表明,当电机参数准确

时,本文所提策略与传统的无差拍算法具有类似的动态和稳态性能。然而,当电机参数不匹配时,所提出的策略比传统的无差拍算法具有更好的稳态电流跟踪性能。此外,与文献[14]方法相比,本文所提策略对电感参数和直流母线失配的鲁棒性更强,从而提高了无差拍预测电流控制在表贴式永磁同步电机实际驱动系统中的应用价值。

参考文献:

- [1] Xiang P J, Yan L, Liu X S, et al. Structural topology design for electromagnetic performance enhancement of permanent-magnet machines[J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2025, 38: 26.
- [2] 卢宏平, 赵文祥, 陶 涛, 等. 永磁同步电机低载波比精确无差拍预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(3): 1108-1118.
Lu Hongping, Zhao Wenxiang, Tao Tao, et al. Precise deadbeat predictive current control of PMSM with low carrier ratio[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(3): 1108-1118 (in Chinese).
- [3] Young H A, Perez M A, Rodriguez J. Analysis of finite-control-set model predictive current control with model parameter mismatch in a three-phase inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(5): 3100-3107.
- [4] Zhang X G, Hou B S, 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.
- [5] 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, 2020, 35(2): 1770-1778.
- [6] Hao Z J, Yang Y, Shao K Y, et al. Switching active disturbance rejection based deadbeat predictive current control for permanent magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(11): 13920-13932.
- [7] 李洪凤, 徐浩博, 徐 越. 扩展卡尔曼滤波参数辨识下永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(9): 19-30.
Li Hongfeng, Xu Haobo, Xu Yue. Model prediction torque control of PMSM based on extended Kalman filter parameter identification[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(9): 19-30 (in Chinese).

- [8] Wang Y Z, Liao W, Huang S, et al. A robust DPCC for IPMSM based on a full parameter identification method[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(8): 7695-7705.
- [9] Zhang Y, Li S C, Yi W J, et al. A robust model predictive current closed-loop control with parameter estimation strategy based on immune chaotic antipredator PSO for PMSM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(1): 1836-1848.
- [10] Xie C X, Zhang S, Li X P, et al. Parameter identification for SPMSM with deadbeat predictive current control using online PSO[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(2): 4055-4064.
- [11] Zhang Y, Zhou M F, Zhang C, et al. Identification of PMSM parameters with time-error compensated based on contractile factor antipredator PSO[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(2): 4006-4017.
- [12] 魏尧, 柯栋梁, 黄东晓, 等. 基于时间序列的永磁同步电机连续控制集无模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(22): 6027-6038.
- Wei Yao, Ke Dongliang, Huang Dongxiao, et al. A continuous-control-set type model-free of predictive current control based on time-series for permanent magnet synchronous motor drives[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(22): 6027-6038(in Chinese).
- [13] Zhou Y N, Li H M, Yao H Y. Model-free control of surface mounted PMSM drive system[C]// 2016 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). Taipei, China, 2016: 175-180.
- [14] 汪凤翔, 柯哲涵, 柯栋梁, 等. 基于强跟踪扩展卡尔曼观测器的三电平逆变器永磁同步电机无模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(22): 8910-8920.
- Wang Fengxiang, Ke Zhehan, Ke Dongliang, et al. Model-free predictive current control of three-level inverter-fed PMSM based on strong tracking extended Kalman observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(22): 8910-8920(in Chinese).
- [15] 杨公德, 杨云静, 林明耀. 基于超螺旋积分滑模观测器的永磁同步电机三矢量无模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(16): 6505-6516.
- Yang Gongde, Yang Yunjing, Lin Mingyao. Three vector model-free predictive current control of permanent magnet synchronous motor based on super-twisting integral sliding mode observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(16): 6505-6516(in Chinese).
- [16] Li H F, Lan D H, Shao J Y, et al. Model-free predictive current control of PMSM with online current gradient updating using ultra-local model[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2025, 40(3): 1898-1908.
- [17] Beng G F H, Zhang X N, Vilathgamuwa D M. Sensor fault-resilient control of interior permanent-magnet synchronous motor drives[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2015, 20(2): 855-864.
- [18] Wu X, Kang J Y, Yang M Z, et al. Model-free deadbeat predictive current control for SPMSM based on adaptive gain extended state observer[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2025, 11(1): 536-543.
- [19] Sun Z, Deng Y T, Wang J L, et al. Finite control set model-free predictive current control of PMSM with two voltage vectors based on ultralocal model[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(1): 776-788.

(责任编辑: 孙立华)