DOI:10.19322/j.cnki.issn.1006-4710.2019.02.006

永磁同步电机电流预测控制鲁棒性研究

王建渊， 赵 娜， 刘 强， 孙向东

(西安理工大学 自动化与信息工程学院，陕西 西安 710048)

摘要：电机矢量控制中电流环带宽决定系统的动态品质，基于电流预测控制的永磁同步电机以其动态响应快、电流纹波小等特点备受关注，但此方法依赖于电机准确的模型。本文设计了一种扩张观测器在线观测系统扰动，并对 dq 轴的给定电压进行补偿，从而提高算法对电机参数变化的鲁棒性。通过 2.1 kW 表贴式永磁同步电机实验验证，结果表明，所设计的算法对电机参数变化具有很好的控制鲁棒性。

关键词：永磁同步电机；电流预测；扩张观测器；鲁棒性

中图分类号：TM351 **文献标志码**：A **文章编号**：1006-4710(2019)02-0172-07

Research on robustness of current predictive control for permanent magnet synchronous motor

WANG Jianyuan, ZHAO Na, LIU Qiang, SUN Xiangdong

(School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: The current loop bandwidth determines the dynamic quality of the system in the vector control of the motor. Permanent magnet synchronous motor (PMSM) based on current predictive control has attracted much attention for its fast dynamic response and small current ripple; however, this method relies on the accurate model of the motor. In this paper, an extended observer is designed to observe the disturbance of the system on-line and compensate the given voltage of the dq axis, so as to improve the robustness of the algorithm for the variation of motor parameters. The experimental results of 2.1 kW surface-mounted PMSM show that the proposed algorithm has good robustness to motor parameters.

Key words: PMSM; current prediction; extended observer; robustness

在交流调速中，永磁同步电机凭借其结构简单、体积小、效率高、转矩电流比高、转动惯量低、易于散热及维护等优点而备受关注。电机在实际运行过程中，由于温度等因素会导致电机实际参数发生不同程度的变化[1-2]。同时，负载转矩、转动惯量等外界扰动，会使得传统的线性控制算法，例如 PI 控制，出现系统输出超调大、跟踪速度慢及造成稳态误差等问题。

近年来，电流预测控制逐渐成为了研究热点，电流预测控制相比于传统 PI 控制方法，具有动态性能更好、谐波分量更小的特点[3]。但预测控制需要精确的对象模型才能输出准确的控制行为。而电机控制对象是一个时变系统，在实际运行过程中，电机温度会有一定程度的升高，温度升高会引起定子电阻值和转子磁链值随之变化，且非线性电机方程在近似离散化过程中忽略了相应的高次项，也会存在一定的模型误差，于是采用标称方程计算得出的电压指令值就会在一定程度上偏离实际所需的电压值，从而无法很好地控制电流精度。文献[4]基于 Popov 超稳定理论构建永磁同步电机的电感和磁链在线辨识系统，将得到的辨识参数应用于电流预测控制模型中，实现控制模型参数的在线更新。文献[5]采用在线辨识的方法来消除电机参数波动对系统性能的影响，此类辨识算法，辨识过程繁琐且辨识结果易受采

收稿日期：2018-04-06

基金项目：陕西省协同创新计划资助项目(103-400221421)

作者简介：王建渊，男，副教授，博士，研究方向为新型电力电子装置及同步电机高性能控制算法研究。E-mail: wangjianyuan2003@163.com

样噪声的影响。文献[6]提出基于扩展卡尔曼滤波的预测控制方法，利用扩展卡尔曼滤波器降低了预测控制对控制对象数学模型参数的依赖性，但卡尔曼滤波器计算较复杂，对硬件控制器的性能要求较高。文献[7]构建了拥有优良性能的 Luenberger 观测器来观测系统扰动，将所观测扰动引入电压方程并提供实时性扰动补偿，但控制器包含电机电阻、磁链、电机电感三个参数，不易调节。文献[8]设计了三个扩张状态观测器分别估计速度环和电流环的总扰动，进而设计出扰动前馈补偿与误差反馈律相结合的复合控制器。文献[9]基于磁阻电机，利用扩张观测器实时估计系统模型未知的内部干扰，并进行前馈补偿，进而得到系统对象的近似模型，而后加入了一种增益修正的鲁棒性控制方法。文献[10]基于异步电机设计扩张状态观测器(extended state observer，ESO)，将电流模型和电压模型中的不确定部分与已知模型分离，扩张成新的状态变量，将转子磁链的观测值补偿到已知模型，提高了 ESO 的收敛速度和观测精度，但并未考虑电机电感和交直轴电感的影响。

本文将以永磁同步电机的数学模型为基础，在传统的 PWM 电流预测控制的基础上，设计一种扩张观测器来观测电机运行过程中存在的各类扰动，对其进行电压补偿，实现电流环的精确控制，并在基于 TMS320F28069 DSP 的平台上进行实物实验，实验结果验证了所提算法的可行性和有效性。

1　永磁同步电机的数学模型

永磁同步电机在同步旋转坐标系下的磁链、电压方程为：

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{\Psi}_d\\ \boldsymbol{\Psi}_q\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}L_d & 0\\ 0 & L_q\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{i}_d\\ \boldsymbol{i}_q\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\Psi_{\mathrm{f}}\\ 0\end{bmatrix} \tag{1}$$

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{u}_d\\ \boldsymbol{u}_q\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}R_{\mathrm{s}} & -\omega_{\mathrm{e}}L_q\\ \omega_{\mathrm{e}}L_d & R_{\mathrm{s}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{i}_d\\ \boldsymbol{i}_q\end{bmatrix}+p\begin{bmatrix}\boldsymbol{\Psi}_d\\ \boldsymbol{\Psi}_q\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ \omega_{\mathrm{e}}\Psi_{\mathrm{f}}\end{bmatrix} \tag{2}$$

由电压方程可推得电流状态空间方程为：

$$\begin{bmatrix}\dfrac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}_d}{\mathrm{d}t}\\ \dfrac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}_q}{\mathrm{d}t}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\dfrac{R_{\mathrm{s}}}{L_d} & \omega_{\mathrm{e}}\\ -\omega_{\mathrm{e}} & -\dfrac{R_{\mathrm{s}}}{L_q}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{i}_d\\ \boldsymbol{i}_q\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\dfrac{1}{L_d} & 0\\ 0 & \dfrac{1}{L_q}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{u}_d\\ \boldsymbol{u}_q\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ -\dfrac{\Psi_{\mathrm{f}}}{L_q}\omega_{\mathrm{e}}\end{bmatrix} \tag{3}$$

式中：$\boldsymbol{u}_d$、$\boldsymbol{u}_q$为定子电压矢量的 d 轴和 q 轴分量；R_{s}为相绕组的等效电阻；$\boldsymbol{i}_d$、$\boldsymbol{i}_q$为定子电流矢量的 d 轴和 q 轴分量；ω_{e}为转子的电角速度；L_d、L_q为 d 轴和 q 轴等效电枢电感且 $L_d=L_q$；p 为微分算子；$\boldsymbol{\psi}_d$、$\boldsymbol{\psi}_q$为定子磁链矢量的 d 轴和 q 轴分量；Ψ_{f}为永磁体励磁磁链。

2　永磁同步电机电流预测控制

2.1　传统电流预测控制

PWM 电流预测控制即无差拍电流控制，基本思路是利用给定电流指令和当前时刻的电机电流、位置等信息，依据电机及逆变器的离散化模型，精确计算出下一控制周期所需要的电压，并将此电压值通过 PWM 调制技术转换成逆变器的开关指令作用于逆变器，理论上，在一个周期后，电机电流可以达到指令电流值。

根据电流预测控制思想，期望电流下一周期的预测值 $\boldsymbol{i}_d(k+1)$、$\boldsymbol{i}_q(k+1)$为电流给定值 $\boldsymbol{i}_d{}^*(k)$、$\boldsymbol{i}_q{}^*(k)$[11]，即：

$$\boldsymbol{i}_d(k+1)=\boldsymbol{i}_d^*(k) \tag{4}$$

$$\boldsymbol{i}_q(k+1)=\boldsymbol{i}_q^*(k) \tag{5}$$

即永磁同步电机的电流预测控制方程为：

$$\boldsymbol{u}_{d0}(k)=L_0\left\{\frac{\boldsymbol{i}_d^*(k)-\boldsymbol{i}_d(k)}{T_{\mathrm{s}}}\right\}+R_0\boldsymbol{i}_d(k)-\omega_{\mathrm{e}}(k)L_0\boldsymbol{i}_q(k) \tag{6}$$

$$\boldsymbol{u}_{q0}(k)=L_0\left\{\frac{\boldsymbol{i}_q^*(k)-\boldsymbol{i}_q(k)}{T_{\mathrm{s}}}\right\}+R_0\boldsymbol{i}_q(k)-\omega_{\mathrm{e}}(k)L_0\boldsymbol{i}_d(k)+\omega_{\mathrm{e}}(k)\varphi_{\mathrm{f}0} \tag{7}$$

式中：$\boldsymbol{u}_{d0}(k)$、$\boldsymbol{u}_{q0}(k)$为采用传统控制器参数计算出的 dq 轴控制电压值；L_0、R_0、$\varphi_{\mathrm{f}0}$分别为传统电流预测控制器的电感参数、电阻参数以及磁链参数；T_{s}为一个电流采样周期。

在理想情况下，$L_0=L_{\mathrm{s}}$，$R_0=R_{\mathrm{s}}$，$\varphi_{\mathrm{f}0}=\varphi_{\mathrm{f}}$。其中，$L_{\mathrm{s}}$、$R_{\mathrm{s}}$、$\varphi_{\mathrm{f}}$分别为电机实际运行中的电感参数、电阻参数以及磁链参数。

2.2　基于 ESO 的电流预测控制

电机在运行过程中，由于温度等因素会导致电机实际参数发生变化，而控制器参数均采用电机铭牌值参数固定不变，这必然会导致传统电流控制器采用的电机参数与实际电机参数产生偏差，即 $L_0\neq L_{\mathrm{s}}$、$R_0\neq R_{\mathrm{s}}$、$\varphi_{\mathrm{f}0}\neq\varphi_{\mathrm{f}}$，进而导致电机交直轴电流给定与反馈电流存在稳态静差及动态跟踪能力变差。若偏差较大，系统甚至会产生振荡。当电机参数存在偏差时，ΔL、ΔR、$\Delta\varphi_{\mathrm{f}}$分别为电感、电阻、磁链的偏差值，由式(3)可知：

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}_d}{\mathrm{d}t}=\frac{\boldsymbol{u}_d}{L_{\mathrm{s}}}+\left(-\frac{\Delta L}{L_{\mathrm{s}}}\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}_d}{\mathrm{d}t}-\frac{(R_{\mathrm{s}}+\Delta R)\boldsymbol{i}_d}{L_{\mathrm{s}}}+\frac{\omega_{\mathrm{e}}\Delta L\boldsymbol{i}_q}{L_{\mathrm{s}}}+\omega_{\mathrm{e}}\boldsymbol{i}_q\right) \tag{8}$$

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}_q}{\mathrm{d}t}=\frac{\boldsymbol{u}_q}{L_s}+(-\frac{\Delta L}{L_s}\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}_q}{\mathrm{d}t}-\frac{(R_s+\Delta R)\boldsymbol{i}_q}{L_s}-\frac{\omega_e\Delta L\boldsymbol{i}_d}{L_s}-\omega_e\boldsymbol{i}_d-\frac{\omega_e(\varphi_f+\Delta\varphi_f)}{L_s}) \tag{9}$$

在电机电压方程中,除去控制量 $\boldsymbol{u}_d$、$\boldsymbol{u}_q$,将其余的系统状态变量以及外部扰动均视为系统的扰动 $\boldsymbol{f}_d$、$\boldsymbol{f}_q$,借鉴扩张观测器[12]将系统总扰动作为系统的一个扩展状态而对其进行观测。故本文针对 d、q 轴电流分别建立一阶扩张观测器,以 d 轴为例,则以 $\boldsymbol{x}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{i}_d\\ \boldsymbol{f}_d\end{bmatrix}$ 为状态变量的状态方程为:

$$\begin{cases}\dot{x}_1=x_2+b\boldsymbol{u}_d\\ \dot{x}_2=G(t)\\ y=x_1\end{cases} \tag{10}$$

式中:y 为系统的输出变量;x_1、x_2 为系统的状态变量;$G(t)$为系统扰动变化率;b 为状态方程的参数。

按照扩张观测器的构建方法,上述系统的扩张状态观测器的设计为:

$$\begin{cases}\boldsymbol{e}_d=\boldsymbol{z}_1-\boldsymbol{i}_d\\ \dot{\boldsymbol{z}}_1=\boldsymbol{z}_2-\beta_{1d}\boldsymbol{e}_d+b\boldsymbol{u}_d\\ \dot{\boldsymbol{z}}_2=-\beta_{2d}\boldsymbol{e}_d\end{cases} \tag{11}$$

式中:β_{1d}、β_{2d}是 ESO 观测器的增益;$\boldsymbol{z}_1$、$\boldsymbol{z}_2$ 分别是 $\boldsymbol{i}_d$、$\boldsymbol{f}_d$的预测值;$\dot{\boldsymbol{z}}_1$、$\dot{\boldsymbol{z}}_2$ 分别为 $\boldsymbol{i}_d$、$\boldsymbol{f}_d$的变化率;$\boldsymbol{e}_d$为 $\boldsymbol{i}_d$预测值与实际值之间的误差。

将 $\dot{\boldsymbol{z}}_1=\frac{\hat{\boldsymbol{i}}_d(k+1)-\hat{\boldsymbol{i}}_d(k)}{T_s}$、$\dot{\boldsymbol{z}}_2=\frac{\hat{\boldsymbol{f}}_d(k+1)-\hat{\boldsymbol{f}}_d(k)}{T_s}$ 带入式(11),并进行离散化得:

$$\begin{cases}\boldsymbol{e}_d=\hat{\boldsymbol{i}}_d(k)-\boldsymbol{i}_d(k)\\ \hat{\boldsymbol{i}}_d(k+1)=\hat{\boldsymbol{i}}_d(k)+T_s(\hat{\boldsymbol{f}}_d(k)+b\boldsymbol{u}_d(k))-\beta_1\boldsymbol{e}_d\\ \hat{\boldsymbol{f}}_d(k+1)=\hat{\boldsymbol{f}}_d(k)-\beta_2\boldsymbol{e}_d\\ \hat{\boldsymbol{i}}_d(k)=\hat{\boldsymbol{i}}_d(k+1)\end{cases} \tag{12}$$

式中:$\beta_1=T_s\beta_{d1}$、$\beta_2=T_s\beta_{d2}$ 是离散 ESO 观测器的增益;$\hat{\boldsymbol{i}}_d(k+1)$、$\hat{\boldsymbol{f}}_d(k+1)$ 分别是 $\boldsymbol{i}_d$、$\boldsymbol{f}_d$ 下一时刻值;$\hat{\boldsymbol{i}}_d(k)$、$\hat{\boldsymbol{f}}_d(k)$ 分别为 $\boldsymbol{i}_d$、$\boldsymbol{f}_d$ 当前时刻值。

根据式(12),通过 z 域法离散化的扩张观测器结构如图 1 所示。

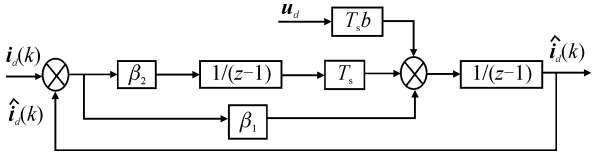


图 1 扩张观测器结构框图

Fig. 1 Structure block diagram of extended observer

计算得到 $\hat{\boldsymbol{i}}_d(k+1)$ 后,为进一步改善系统电流鲁棒性,引入权重因子 α、β 且 $\alpha+\beta=1$,对预测电流进行修正,即:

$$\begin{bmatrix}\bar{\boldsymbol{i}}_d{}^*(k+1)\\ \bar{\boldsymbol{i}}_q{}^*(k+1)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}(1-\alpha)\boldsymbol{i}_d{}^*(k+1)+\alpha\hat{\boldsymbol{i}}_d(k+1)\\ (1-\beta)\boldsymbol{i}_q{}^*(k+1)+\beta\hat{\boldsymbol{i}}_q(k+1)\end{bmatrix} \tag{13}$$

式中:$\bar{\boldsymbol{i}}_d{}^*(k+1)$、$\bar{\boldsymbol{i}}_q{}^*(k+1)$ 表示经过修正后,下一时刻的电流给定值。即带有扰动量的基于 ESO 的电流预测控制的控制方程为:

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{u}_{dE}(k)\\ \boldsymbol{u}_{qE}(k)\end{bmatrix}=\frac{L_{E0}}{T_s}\begin{bmatrix}\bar{\boldsymbol{i}}_d{}^*(k+1)-\boldsymbol{i}_d(k)\\ \bar{\boldsymbol{i}}_q{}^*(k+1)-\boldsymbol{i}_q(k)\end{bmatrix}-L_{E0}\begin{bmatrix}\hat{\boldsymbol{f}}_d(k)\\ \hat{\boldsymbol{f}}_q(k)\end{bmatrix} \tag{14}$$

式中:$\boldsymbol{u}_{dE}(k)$、$\boldsymbol{u}_{qE}(k)$为基于 ESO 的电流预测控制下的电压控制值;L_{E0}为预测算法所用的电机参数,理想情况下,$L_{E0}=L_s$。

2.3 基于 ESO 的电流预测算法稳定性分析

当电机参数存在误差时,实际电流并不等于给定电流,因此,为了使实际电流值能够跟踪参考值,基于 ESO 的电流预测控制下的电压控制值 $\boldsymbol{u}_{dE}(k)$、$\boldsymbol{u}_{qE}(k)$,需等于理想电流预测模型下的电压 $\boldsymbol{u}_{d0}(k)$、$\boldsymbol{u}_{q0}(k)$。以 q 轴电流为例进行分析,根据式(7)、式(14),由:

$$\boldsymbol{u}_{qE}(k)=\boldsymbol{u}_{q0}(k) \tag{15}$$

可得基于 ESO 的电流预测控制下的电机实际电流值与其参考值的关系,化简后得出:

$$L_{E0}\bar{\boldsymbol{i}}_q^*(k+1)-L_{E0}\boldsymbol{i}_q(k)+L_{E0}T_s\hat{\boldsymbol{f}}_q(k)=L_s\boldsymbol{i}_q(k+1)-L_s\boldsymbol{i}_q(k) \tag{16}$$

将式(16)转换成离散化的 z 域传递函数:

$$L_{E0}z\bar{\boldsymbol{i}}_q^*(z)=L_s(z-1)\boldsymbol{i}_q(z)+L_{E0}\boldsymbol{i}_q(z)-L_{E0}T_s\hat{\boldsymbol{f}}_q(z) \tag{17}$$

因此,基于 ESO 的电流预测算法的离散化传递函数为:

$$G_E(z)=\frac{Lz^2+L(\beta_1-1)z}{z^2+(L+\beta_1-2)z+L(\beta_1+T_s\beta_2-1)+(1-\beta_1)} \tag{18}$$

式中:$L=L_{E0}/L_s$。

基于 ESO 的电流预测控制算法稳定,需满足两个条件:

1) 扩张观测器处于稳定状态。由扩张观测器的结构图得其开环传递函数为:

$$C(z)=\frac{\beta_2T_s+\beta_1z-\beta_1}{z-1} \tag{19}$$

由此可得其闭环传递函数为:

$$G(z)=\frac{\beta_1z+\beta_2T_s-\beta_1}{z^2+(\beta_1-2)z+\beta_2T_s-\beta_1+1} \tag{20}$$

令系统特征根为 λ 的特征方程等于 0，即：

$$\lambda^2-2\lambda+1+\beta_2 T_s+\beta_1\lambda-\beta_1=0 \tag{21}$$

稳定条件为：

$$\begin{cases}0<\beta_1<2\\ \beta_2<\dfrac{2+\beta_1{}^2}{2T_s}\end{cases} \tag{22}$$

2）该传递函数闭环全部极点均位于单位圆内，即：

$$z^2+(L+\beta_1-2)z+L(\beta_1+T_s\beta_2-1)+(1-\beta_1)=0 \tag{23}$$

式(23)方程的根均小于 1。由此可以看出，该算法的稳定性取决于 β_1、β_2、L_{E0}/L_s 三个参数，可分为 2 种情况讨论。

当 $\beta_2=500$、$L_{E0}/L_s=1$，β_1 值从 1 增大到 1.6 时，观测器收敛越快，即系统动态响应能力越好，同时，对噪声也更加敏感；当 β_1 值从 1.8 增大到 3 时，系统逐渐趋于发散状态，即 β_1 的取值范围为 1～2。

当 $\beta_1=1.5$、$L_{E0}/L_s=1$，β_2 值从 10 000 减小到 400 时，系统的极点越靠近实轴，观测器收敛越快，即系统动态响应能力越好，同时，对噪声也更加敏感；当 β_2 值从 400 减小到 200 时，系统的极点逐渐趋向单位圆，即 β_2 取值为 0～8 000。

兼顾扩张观测器的稳定性、噪声敏感性以及快速性，最终选择 $\beta_1=1.5$、$\beta_2=650$。结合上述分析，讨论基于 ESO 的电流预测控制对电感失配程度的鲁棒性，对控制器采用的电感值进行讨论。当控制器采用的电感参数变化范围为 $0.2L_s$～$3L_s$ 时，其控制算法的闭环系统极点分布如图 2 所示，图中 T 为采样周期。

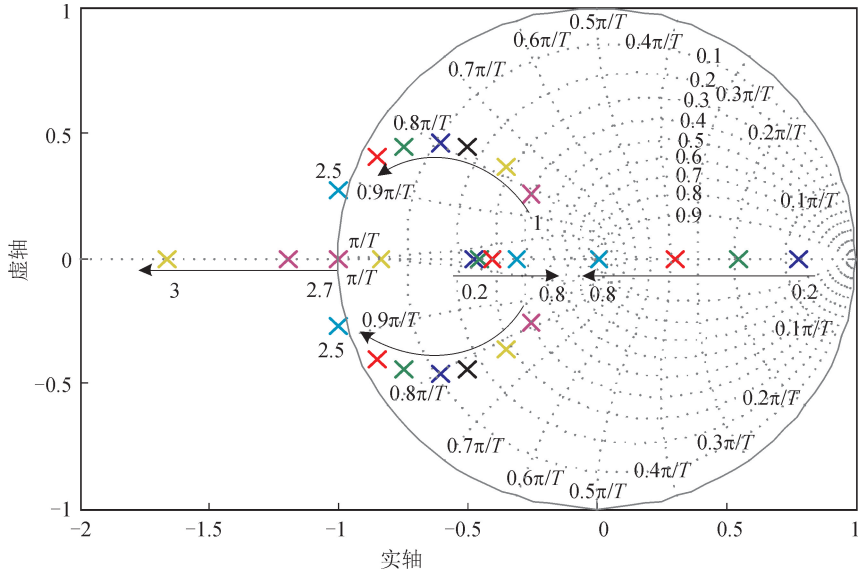


图 2　基于 ESO 的电流预测控制闭环极点分布图

Fig. 2　Closed loop pole distribution diagram of current predictive control based on ESO

从极点分布图中可以看出，理论上，基于 ESO 的电流预测控制采用的电感在 $0.2L_s$～$2.2L_s$ 均收敛，在 $2.5L_s$ 以上时，系统发散。该算法对电感扰动具有较宽的容忍度，鲁棒性较强。

3　实验验证

3.1　系统总体结构

永磁同步电机采用矢量控制 $i_d=0$ 的控制策略。转子信息由旋转变压器经 AD2S1210 解码获取，速度环采用 PI 控制器进行调节，比例参数 $K_p=0.05$，积分参数 $K_i=5$；电流环采用基于 ESO 的电流预测控制，扩张状态观测器增益选择为 $\beta_1=1.5$、$\beta_2=650$。实验平台为 TMS320F28069 两电平控制平台，如图 3 所示。实验电机组由伺服电机与被测电机同轴连接，进行带载实验。加载电机采用博世力士乐伺服电机，输出额定转矩为 23 N·m。被测电机参数如表 1 所示。

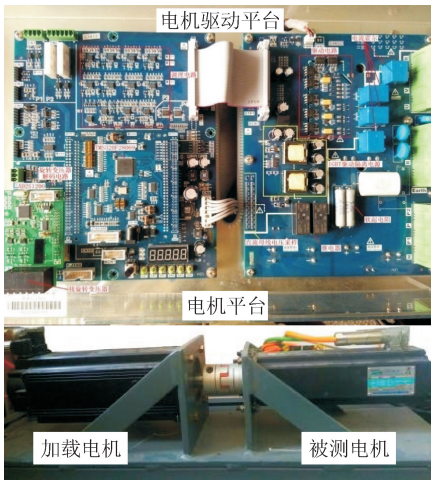


图 3　实验电机平台

Fig. 3　Experimental motor platform

表 1　被测电机参数

Tab. 1　Measured motor parameters

参数名称	参数值
额定转速/(r/min)	2 000
额定转矩/(N·m)	10
额定功率/ kW	2.1
电机定子电阻/Ω	2.98
电机交直轴电感/ mH	17.29
载波频率/ kHz	5
死区时间/μs	2

3.2　实验结果与分析

1) 给定电机转速 $n=300$ r/min，分别在传统电流预测控制和基于 ESO 的电流预测控制下，于 5 s 时刻突加额定转矩 $\boldsymbol{T}=10$ N·m，比较 dq 轴电流跟踪情况。

当控制器参数采用准确的电机参数时，对传统电流预测控制与基于 ESO 的电流预测控制进行实验，实验结果如图 4 所示。

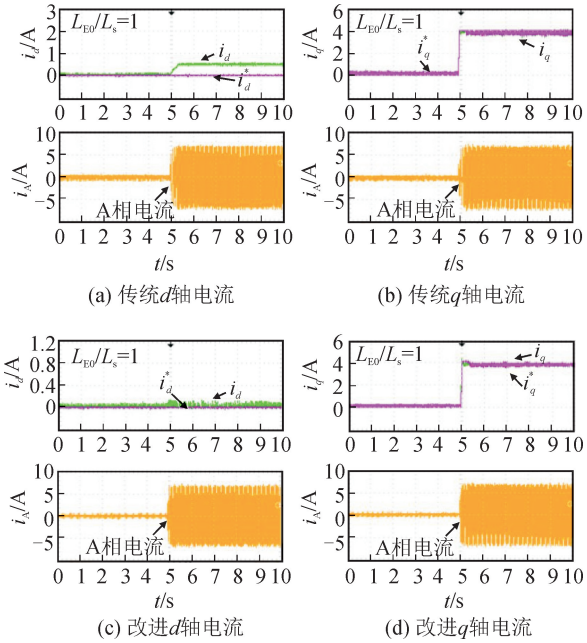


图 4　$L_{E0}/L_s=1$ 时电机定子电流、dq 轴电流波形

Fig. 4　Motor stator current, dq axis current waveform when $L_{E0}/L_s=1$

当控制器参数偏大时，对传统电流预测控制与基于 ESO 的电流预测控制进行实验，实验结果如图 5 所示。

当控制器参数偏小时，对传统电流预测控制与基于 ESO 的电流预测控制进行实验，实验结果如图 6 所示。

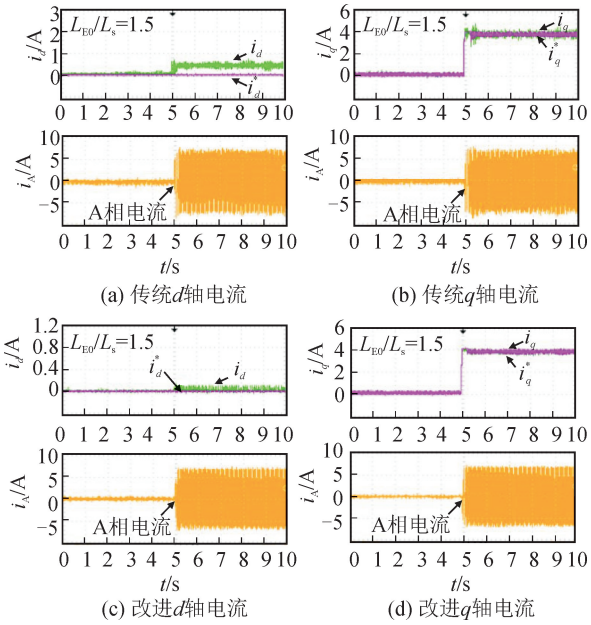


图 5　$L_{E0}/L_s=1.5$ 时电机定子电流、dq 轴电流波形

Fig. 5　Motor stator current, dq axis current waveform when $L_{E0}/L_s=1.5$

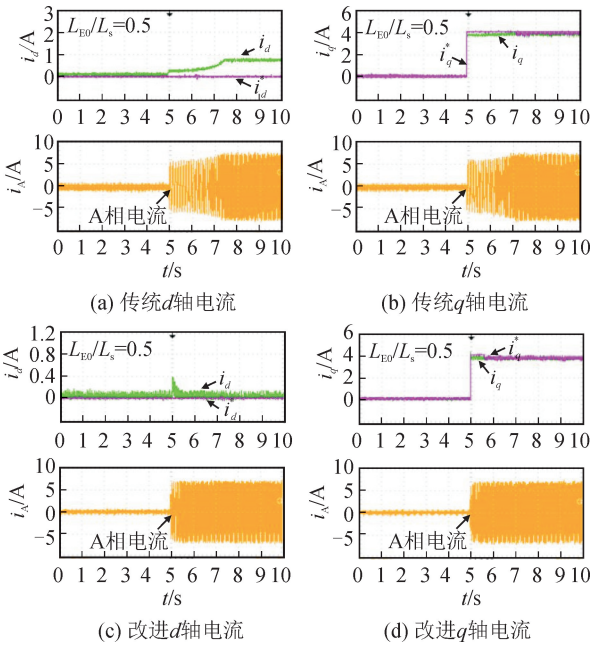


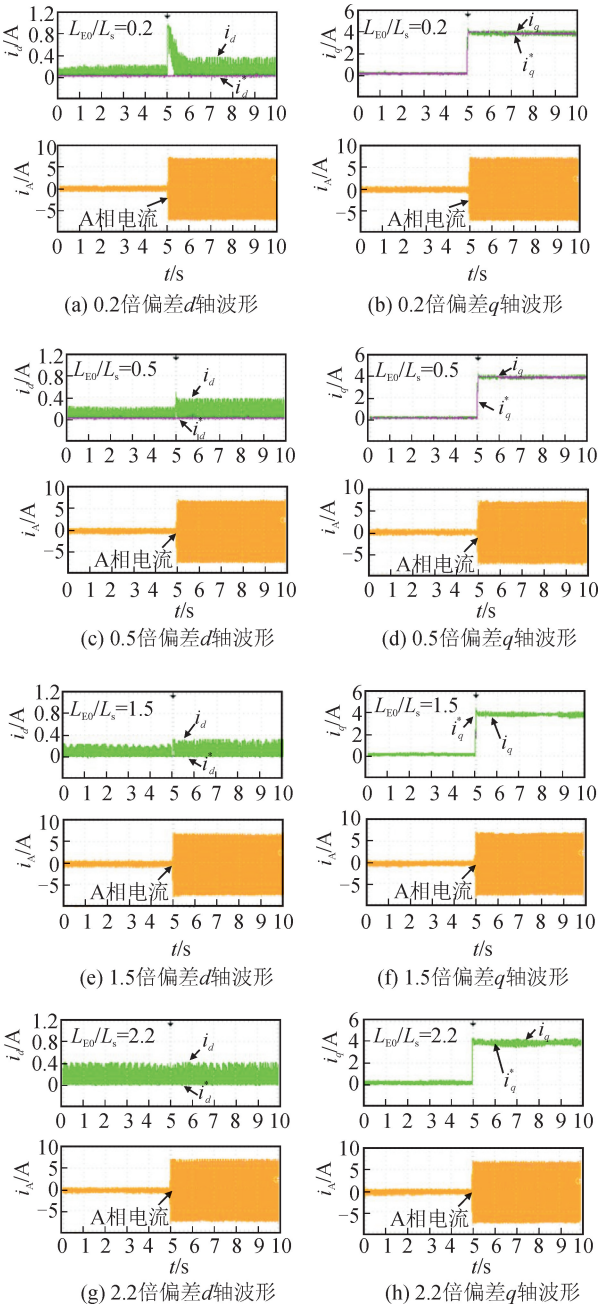
图 6　$L_{E0}/L_s=0.5$ 时电机定子电流、dq 轴电流波形

Fig. 6　Motor stator current, dq axis current waveform when $L_{E0}/L_s=0.5$

可以看出，当采用准确的电机参数时，传统电流预测与基于 ESO 的电流预测的电机均能够正常运行，加载性能良好；当控制器采用参数偏大时，电机在传统的电流预测控制下会出现噪声，控制性能严重下降，而在基于 ESO 的电流预测控制下，电机能够稳定运行，dq 轴电流反馈值能够跟踪给定值，且稳态无静差；当控制器采用的参数偏小时，在传统电流预测控制下，电机 dq 轴稳态电流出现静差，影响电

机的输出转矩，而在基于 ESO 的电流预测控制下，转矩输出良好，加载性能优异，体现出良好的鲁棒性。

2）给定电机转速 1 000 r/min，基于 ESO 的电流预测控制策略，在 5s 时刻突加额定转矩，控制器采用不同的电机参数验证 dq 轴电流给定值与实际值的跟踪性能以及转速的适应性情况，如图 7 所示。



(a) 0.2倍偏差d轴波形　(b) 0.2倍偏差q轴波形

(c) 0.5倍偏差d轴波形　(d) 0.5倍偏差q轴波形

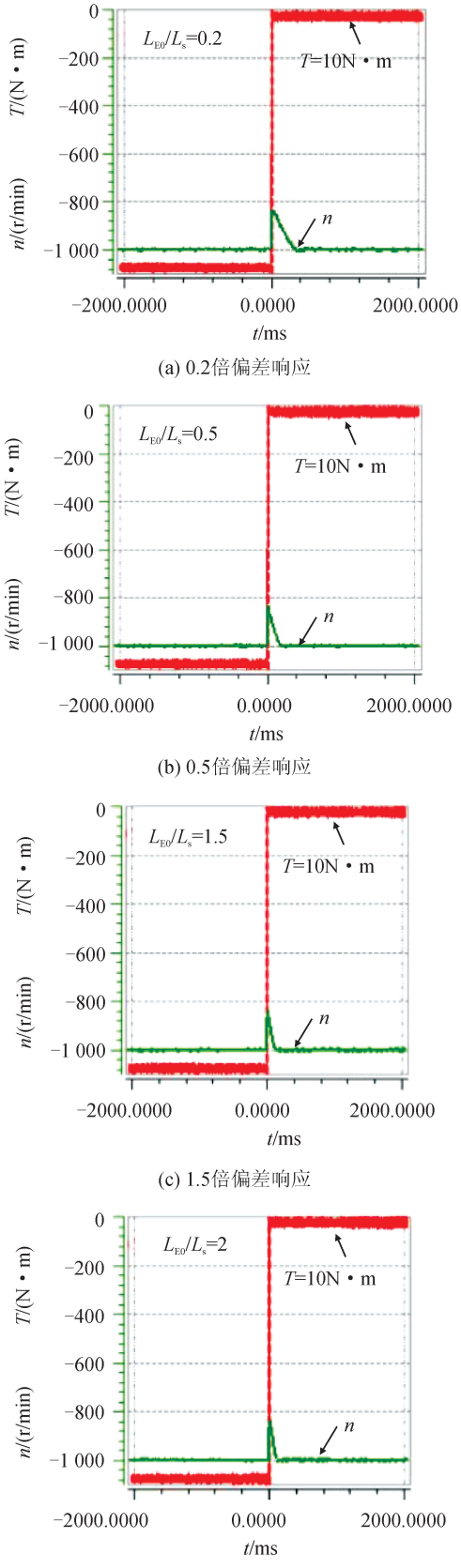
(e) 1.5倍偏差d轴波形　(f) 1.5倍偏差q轴波形

(g) 2.2倍偏差d轴波形　(h) 2.2倍偏差q轴波形

图 7　不同电机参数偏差下的电流响应图

Fig. 7　Current response diagram for different motor parameter deviations

在额定转矩下对电机的速度响应进行实验，通过 IndraWorks Ds 电机测试系统示波器采集实验波形，如图 8 所示。



(a) 0.2倍偏差响应

(b) 0.5倍偏差响应

(c) 1.5倍偏差响应

(d) 2.0倍偏差响应

图 8　不同电机参数偏差下的速度波形

Fig. 8　Velocity waveform of different motor parameter deviations

由图8可以看出,在$0.2L_s$～$2L_s$范围内,交直轴电流反馈值均能够跟踪给定值,且无稳态静差。速度在突加额定转矩的瞬间,跌落值均保持在160 r/min内,达到给定转速的时间均保持在0.4s以内,因此,基于ESO的电流预测控制对控制器的参数偏差具有较强的鲁棒性。在参数0.2～0.5倍偏差时,d轴电流经历短暂超调后就能回到给定值,即基于ESO的电流预测控制在参数鲁棒性的控制方面,完全满足电机在实际运行时的参数变化需求。同时,也可看出,在参数0.2倍偏差时,电机d轴电流超调量增加,因此,在实际应用中,可通过适当增加L_{E0}值,以达到较好的控制效果。

4 结 语

传统电流预测控制中,当控制器与电机实际参数存在偏差时,会导致交直轴电流存在稳态误差,速度鲁棒性变差,本文所设计的基于ESO的电流预测控制,仅包含交直轴电感参数,避免了电机电阻与磁链的影响。在电机实际参数与铭牌值参数一致的基础上,该算法对电感参数偏差的容忍度可达到0.2～2.2倍,系统在电机受到参数偏差扰动及负载转矩突变扰动时,均能保持良好的控制性能,具有很强的鲁棒性。

参考文献:

[1] 李红梅, 陈涛. 永磁同步电机参数辨识研究综述[J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29(5): 638-647.
LI Hongmei, CHEN Tao. Review of research on parameter identification of PMSM [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2015, 29 (5): 638-647.

[2] 陈阳生,黄碧霞,诸自强,等. 电机参数误差对永磁同步电机弱磁性能的影响[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28 (6):92-98.
CHEN Yangsheng, HUANG Bixia, ZHU Ziqiang, et al. Influence of inaccuracies in machine parameters on field-weakening performance of PM brushless AC drives [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28 (6): 92-98.

[3] 张继鹏,苏锦智,廖雪松,等. 永磁同步电机的无差拍电流预测控制[J]. 微电机, 2017,50(6): 56-59.
ZHANG Jipeng, SU Jinzhi, LIAO Xuesong, et al. A deadbeat current predictive control for permanent magnet synchronous motor [J]. Micromotors, 2017, 50 (6): 56-59.

[4] 汪琦, 王爽, 付俊永, 等. 基于模型参考自适应参数辨识的永磁同步电机电流预测控制[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(7):48-53.
WANG Qi, WANG Shuang, FU Junyong, et al. Predictive current control for permanent magnet synchronous motor based on model reference adaptive system parameter identification[J]. Electric Machines & Control Application, 2017, 44 (7): 48-53.

[5] JEONG S J, SONG S H. Improvement of predictive current control performance using online parameterestimation in phase controlled rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(5):1820-1825.

[6] 李玲瑞,许鸣珠,高旭东. 基于扩展卡尔曼滤波器的电流预测控制[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(3):1-5.
LI Lingrui, XU Mingzhu, GAO Xudong. Current predictive control based on extended Kalman filter[J]. Electric Machines & Control Application, 2017, 44 (3): 1-5.

[7] 薛峰, 储建华, 魏海峰. 基于龙伯格扰动观测器的永磁同步电机PWM电流预测控制[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(11):1-5,11.
XUE Feng, CHU Jianhua, WEI Haifeng. PWM predictive current control of permanent magnet synchronous motor based on Luenberger disturbance observer [J]. Electric Machines & Control Application, 2017, 44 (11): 1-5,11.

[8] LI S H, XIA C J, ZHOU X. Disturbance rejection control method for permanent magnet synchronous motor speed-regulation system[J]. Mechatronics, 2012, 22 (6):706-714.

[9] 席艳,狄晓星,贡亮,等. 基于扩张状态观测器的磁阻电机鲁棒控制[J]. 泰山学院学报, 2015, 37(3):29-34.
XI Yan, DI Xiaoxing, GONG Liang, et al. Robust control of switched reluctance motor based on extended state observer [J]. Journal of Taishan University, 2015, 37 (3): 29-34.

[10] 郑军,王云宽,张欣,等. 基于闭环扩张状态观测器的转子磁链观测[J]. 电机与控制应用, 2008, 35(10): 21-24.
ZHENG Jun, WANG Yunkuan, ZHANG Xin, et al. Rotor flux observer based on close loop extended state observe [J]. Electric Machines & Control Application, 2008, 35 (10): 21-24.

[11] 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.

[12] 张永芳, 畅亚利, 高阳阳, 等. 模糊自抗扰控制在凹印机放卷张力中的应用[J]. 西安理工大学学报, 2015, 31(2):144-149.
ZHANG Yongfang, CHANG Yali, GAO Yangyang, et al. Fuzzy ADRC applied in gravure press tension control system [J]. Journal of Xi'an University of Technology, 2015, 31(2): 144-149.

(责任编辑 周 蓓)