

PMSM 电流预测控制参数误差量化分析方法*

牟筱宁^{1,2}, 曾凡铨^{1,2}, 周 阳^{1,2}, 崔业兵^{1,2}, 宋树伟^{1,2}

(1. 上海航天控制技术研究所·上海·201109;
2. 上海伺服系统工程技术研究中心·上海·201109)

摘要: 交流永磁同步电机 (PMSM) 电流环控制性能是制约交流伺服系统性能的关键。电流预测控制拥有更快的动态响应、更低的电流谐波和优良的转矩响应, 但该算法依赖精确的电机模型, 参数失配会引发稳态电流误差, 无法输出额定转矩, 进而导致电机转矩输出效率降低。根据永磁同步电机电流预测模型, 详细分析了 d 、 q 轴电流静差产生的原因, 以及电流预测控制对电机参数误差的敏感性, 提出了一种参数误差量化分析方法。该方法引入电机参数偏差因子, 量化描述了电机电感、磁链参数误差与电流静差之间的制约关系。通过仿真分析, 验证了所提方法的合理性, 为高性能永磁伺服电流预测数字控制技术打下了良好基础。

关键词: 永磁同步电机; 电流预测控制; 参数误差; 量化分析; 稳态电流静差

中图分类号: TN911.73; TP391.9 **文献标志码:** A **文章编号:** 2096-5974(2021)02-0088-08

Quantitative Analysis of Parameter Mismatches for PMSM Predictive Current Control

MU Xiaoning^{1,2}, ZENG Fanquan^{1,2}, ZHOU Yang^{1,2}, CUI Yebing^{1,2}, SONG Shuwei^{1,2}

(1. Shanghai Aerospace Control Technology Institute, Shanghai 201109;
2. Shanghai Servo-system Engineering Research Center, Shanghai 201109)

Abstract: The current control performance of permanent magnet synchronous motor (PMSM) is the key factor that determines the performance of electrical servo system. Predictive current control has faster dynamic response, lower current harmonics, and superior torque response. However, the accuracy of the algorithm depends on the motor parameters. The parameter mismatch will cause the static current error and failing to output nominal torque, which will lead to the reduction of the output efficiency of the motor torque. This paper presents a quantitative analysis method of parameter error which is based on PMSM predictive current control, and analyses the cause of d axis and q axis static current error and the sensitivity of predictive current control to the motor parameter error in detail. This method introduces the motor parameter deviation factor and quantifies the relationship between motor inductance and flux parameter error and static current error. The method is verified by simulations, and it makes a good foundation for high performance permanent magnet servo digital predictive current control.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; predictive current control; parameter mismatch; quantitative analysis; static current error

0 引 言

由于采用了永磁体励磁, 永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 具有结构简单、体积小、功率密度高和转矩脉动小

等优势^[1]。在对控制精度和可靠性有严格要求的应用场合 (如航空航天、高精度数控加工机床、工业机器人等领域) 中, 均已经得到了广泛应用^[2-3]。

永磁同步电机伺服系统一般采用三环级联的

* 收稿日期: 2020-01-04; 修回日期: 2020-05-19

作者简介: 牟筱宁 (1996—), 男, 硕士生。E-mail: 2277498961@qq.com

层次式反馈控制结构。电流环作为电机的内环, 其动态性能及稳态控制性能直接决定着电机的控制性能^[4]。微处理器的性能取得了不断发展, 使得在一个控制周期内便可以完成更加复杂的控制算法, 而电流预测控制技术已成为了近年来的研究热点^[5]。电流预测控制技术使用电机和逆变器的离散时间模型预测下一周期的电流响应, 从而提前产生响应动作, 缩短控制延时, 提高电流环的带宽与动态响应能力^[6-9]。

按照电压矢量作用方式的不同, 永磁同步电机电流预测控制技术主要可分为直接电流预测控制、双矢量电流预测控制和 PWM 电流预测控制三种^[10]。其中, PWM 预测控制根据电机及逆变器的离散时间模型精确计算当前时刻所需的电压, 并将该电压的数值通过 PWM 调制转换为逆变器的开关顺序的控制方法。该方法具有纹波较小的交直流轴电流响应, 相电流谐波含量较低, 且谐波集中分布在开关频率及其倍数频率附近^[11]。但是, PWM 电流预测控制是基于模型的控制方法, 电机定子电阻、电感与磁链的参数变化, 均会导致电流控制出现振荡或静差^[12]。

为消除参数误差对电流预测控制的影响, 研究人员进行了广泛而深入的研究^[10, 13-14]。文献 [10] 分析了电感和磁链参数误差对电流静差的影响。通过在 d 轴电流控制中加入积分, 同时动态调整控制器电机模型的磁链参数, 消除了电流静差; 文献 [13] 详细讨论了电感对系统稳定性的影响; 文献 [14] 对电机的电感和磁链进行了在线参数辨识, 但该方法需要占用大量的系统资源。本文在文献 [10] 的基础上, 从 PWM 电流预测控制的模型出发, 重新推导出了电阻、电感和磁链参数误差与电流静差的函数关系, 引入了参数偏差因子, 量化分析了电机参数误差与产生的电流静差之间的关联规律。

本文首先介绍 PWM 电流预测控制技术的基本原理, 对电流静差的产生进行数学推导, 分析参数变化与电流静差产生的内在关系。在此基础上, 引入偏差因子反映电机参数的变化大小, 总结出误差变化与静差变化之间的规律。最后, 通过 Matlab/Simulink 仿真平台进行验证, 验证了二者之间的制约关系。

1 PWM 电流预测控制

本文以表贴式永磁同步电机模型为基础, 采

用 i_d 为 0 的矢量控制方式。通常选择同步旋转坐标系 d - q 下的数学模型, 其定子电压方程可表示为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + \frac{d}{dt}\psi_d - \omega_e\psi_q \\ u_q = Ri_q + \frac{d}{dt}\psi_q + \omega_e\psi_d \end{cases} \quad (1)$$

式中, u_d 、 u_q 分别是定子电压的 d - q 轴分量; i_d 、 i_q 分别是定子电流的 d - q 轴分量; R 是定子电阻; ψ_d 、 ψ_q 为定子磁链的 d - q 轴分量; ω_e 是电角速度。

定子磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2)$$

式中, L_d 、 L_q 分别是 d - q 轴电感分量; ψ_f 为永磁体磁链。

将式 (2) 代入式 (1), 可得定子电压方程为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{d}{dt}i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{d}{dt}i_q + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (3)$$

根据定子电压方程式 (3), 选择电机电流为状态变量。对于表贴式永磁同步电机, 有 $L_d = L_q = L$, 并可得到状态方程如下

$$\frac{di}{dt} = \mathbf{A}i + \mathbf{B}u + \mathbf{D} \quad (4)$$

式中, $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R/L & \omega_e \\ -\omega_e & -R/L \end{bmatrix}$; $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \end{bmatrix}$;

$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\psi_f \omega_e / L \end{bmatrix}$; $\mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$; $\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}$ 。

状态方程式 (4) 的通解可表示为

$$\mathbf{i}(t) = e^{\mathbf{A}(t-t_0)} \mathbf{i}(t_0) + \int_{t_0}^t e^{\mathbf{A}(t-\tau)} [\mathbf{B}\mathbf{u}(\tau) + \mathbf{D}] d\tau \quad (5)$$

为了得到系统离散化的电流状态方程, 在采样时间 T 较小的前提下, 可认为系统输入电压 \mathbf{u} 和反电势 \mathbf{D} 在 $kT \sim (k+1)T$ 时间间隔内恒定。令 $t_0 = kT$ 、 $t = (k+1)T$, 电流状态方程 (5) 的离散通解为

$$\mathbf{i}(k+1) = \mathbf{A}_\varphi \mathbf{i}(k) + \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{A}_\varphi - \mathbf{I})\mathbf{B}\mathbf{u}(k) + \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{A}_\varphi - \mathbf{I})\mathbf{D}(k) \quad (6)$$

式中, $\mathbf{A}_\varphi = e^{\mathbf{A}T} = e^{-\frac{RT}{L}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_e T) & \sin(\omega_e T) \\ -\sin(\omega_e T) & \cos(\omega_e T) \end{bmatrix}$;

$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$; $\mathbf{D}(k) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\psi_f \omega_e(k) / L \end{bmatrix}$ 。

当采样时间 T 足够小时, 可做如下近似

$$\begin{cases} \lim_{T \rightarrow 0} e^{-\frac{RT}{L}} \approx 1 - \frac{RT}{L} \\ \lim_{T \rightarrow 0} \cos(\omega_e T) \approx 1 \\ \lim_{T \rightarrow 0} \sin(\omega_e T) \approx \omega_e T \end{cases} \quad (7)$$

由此,可以得到简化后的电流预测模型为

$$\mathbf{i}(k+1) = \mathbf{F}(k)\mathbf{i}(k) + \mathbf{G}(k)\mathbf{u}(k) + \mathbf{H}(k) \quad (8)$$

$$\text{式中, } \mathbf{F}(k) = \begin{bmatrix} 1 - TR/L & T\omega_e(k) \\ -T\omega_e(k) & 1 - TR/L \end{bmatrix}; \mathbf{G}(k) = \begin{bmatrix} T/L & 0 \\ 0 & T/L \end{bmatrix}; \mathbf{H}(k) = \begin{bmatrix} 0 \\ -T\psi_0\omega_e(k)/L \end{bmatrix}; \mathbf{i}(k) = \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix}; \mathbf{u}(k) = \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix}。$$

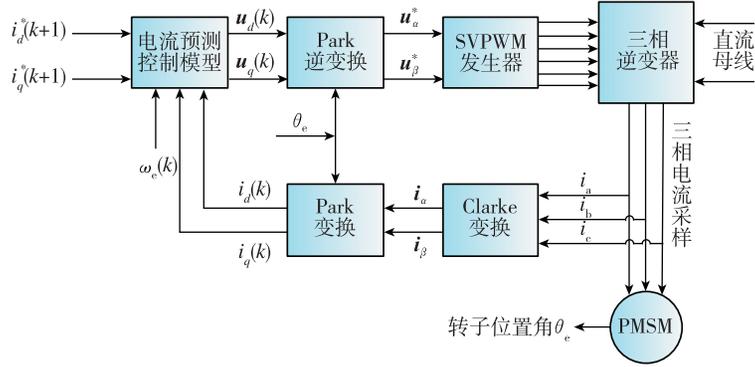


图1 PWM 电流预测控制结构图

Fig. 1 Block diagram of PWM predictive current control

2 电流静差成因分析

电机在运行过程中,电机定子电阻、电感和磁链会受温度、工况等因素影响而发生参数值变化,使得电机的实际参数值与控制器模型初始值之间存在误差。PWM 预测控制是基于模型的预测控制方法,电机参数的变化对预测控制性能有很大影响,这使得电流预测值与电流给定值之间产生了静差。下文将首先分析产生电流静差的原因。

电流预测控制的控制过程为:在第一个控制周期中,根据电流指令 $\mathbf{i}^*(k+1)$ 和上一时刻的电流反馈 $\mathbf{i}(k)$,依据控制器中电机的原始参数,计算下一个控制周期所需的电压矢量 $\mathbf{u}(k)$;在第二个控制周期中,将由上一时刻计算得到的电压矢量 $\mathbf{u}(k)$ 作用于当前电机,产生新的 $\mathbf{i}(k+1)$ 。将式(9)代入式(8),可得电流表达式

$$\mathbf{i}(k+1) = \mathbf{F}_0(k)\mathbf{i}(k) + \mathbf{G}_0(k)\mathbf{u}(k) + \mathbf{H}_0(k) \quad (10)$$

由式(8)可得 PWM 电流预测控制电压的矢量方程

$$\mathbf{u}(k) = \mathbf{G}^{-1}(k)[\mathbf{i}^*(k+1) - \mathbf{F}(k)\mathbf{i}(k) - \mathbf{H}(k)] \quad (9)$$

式中, \mathbf{i}^* 为电流指令,下一时刻电流指令 $\mathbf{i}^*(k+1) = [i_d^*(k+1) \ i_q^*(k+1)]^T$ 。

将下一时刻电流指令 $\mathbf{i}^*(k+1)$ 和当前电流反馈值 $\mathbf{i}(k)$ 代入式(9),便可计算出使电机电流精确跟随指令所需的电压矢量 $\mathbf{u}(k)$ 。将生成的电压矢量通过 SVPWM 进行调制,以生成所需的开关信号并将其作用于开关器件。PWM 预测控制的结构如图1所示。其中, i_a 、 i_b 、 i_c 为电机三相电流的采样值。

式中, $\mathbf{F}_0(k) = \begin{bmatrix} 1 - TR_0/L_0 & T\omega_e(k) \\ -T\omega_e(k) & 1 - TR_0/L_0 \end{bmatrix}; \mathbf{G}_0(k) = \begin{bmatrix} T/L_0 & 0 \\ 0 & T/L_0 \end{bmatrix}; \mathbf{H}_0(k) = \begin{bmatrix} 0 \\ -T\psi_0\omega_e(k)/L_0 \end{bmatrix};$ R_0 、 L_0 、 ψ_0 分别代表实际的电机定子电阻、电感和磁链参数。

考虑电阻参数误差,根据高精度永磁同步电机参数,电阻值通常为数十 $\text{m}\Omega$ 。当电机工作在实际生产工况时,电阻会有不超过 $\pm 10\%$ 的参数变化。电流环的采样频率一般设置为 10kHz ,电感通常设置为数百 mH 。按照电阻最大波动计算系数矩阵 $\mathbf{F}(k)$ 中的 TR/L 项, TR/L 项会有不超过 1% 的变化。因此,电机电阻参数误差对预测控制的影响较小。同时,由于 $TR/L \ll 1$,可认为 $1 - TR/L \approx 1$ 。因此, $\mathbf{F}(k)$ 和 $\mathbf{F}_0(k)$ 可简化为 $\mathbf{F}_1(k)$

$$\mathbf{F}_1(k) = \begin{bmatrix} 1 & T\omega_e(k) \\ -T\omega_e(k) & 1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

将式 (11) 代入式 (10), 可以得到 d 、 q 轴电流响应与给定电流的关系

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \frac{L}{L_0} i_d^*(k+1) + \frac{\Delta L}{L_0} i_d(k) + \\ \frac{\Delta L}{L_0} T\omega_e(k) i_q(k) \\ i_q(k+1) = \frac{L}{L_0} i_q^*(k+1) + \frac{\Delta L}{L_0} i_q(k) - \\ \frac{\Delta L}{L_0} T\omega_e(k) i_d(k) - \frac{1}{L_0} T\omega_e(k) \Delta\psi_f \end{cases} \quad (12)$$

式中, ΔL 和 $\Delta\psi_f$ 分别为实际电机参数与控制器电机模型参数的差值, 即有 $\Delta L = L_0 - L$, $\Delta\psi_f = \psi_f - \psi_{f0}$ 。

对预测系统的稳定性进行分析。在电机控制系统中, 电机的机械时间常数远大于电气时间常数, 转速变化相对于电流变化是十分缓慢的。因此, 可将式 (12) 中含有 $\omega_e(k)$ 的项视为扰动项。对式 (12) 进行 Z 变换, 可得到系统的闭环传递函数

$$\frac{i(z)}{i^*(z)} = \frac{(L/L_0)z}{z - (1 - L/L_0)} \quad (13)$$

由上式可知, 系统的特征根为 $z = 1 - L/L_0$ 。根据离散控制系统稳定的充要条件, 可得到系统的稳定条件为

$$0 < L < 2L_0 \quad (14)$$

即控制器电感小于电机实际电感的 2 倍。

在稳态状态时, 可以认为 $i_d(k) = i_d(k+1)$, $i_q(k) = i_q(k+1)$ 。由此, 可推导出 d 、 q 轴电流静差公式为

$$\begin{cases} \Delta i_d(k+1) = -\frac{\Delta L}{L} T\omega_e(k) i_q(k) \\ \Delta i_q(k+1) = \frac{\Delta L}{L} T\omega_e(k) i_d(k) + \frac{1}{L} T\omega_e(k) \Delta\psi_f \end{cases} \quad (15)$$

式中, $\Delta i_d(k+1) = i_d^*(k+1) - i_d(k+1)$, $\Delta i_q(k+1) = i_q^*(k+1) - i_q(k+1)$ 。

由式 (15) 可知, 电感参数偏差影响 d 轴电流静差, 电感和磁链参数偏差影响 q 轴电流静差。此外, d 、 q 轴电流静差与采样时间 T 、转速 ω_e 和 $i_q(k)$ 均有直接关系。

3 参数误差量化分析

为了更加直观地描述参数误差对电流静差的影响, 可引入电感偏差因子 α 和磁链偏差因子 β 来定量分析影响的大小, 定义

$$\begin{cases} \alpha = \frac{L_0 - L}{L} \\ \beta = \frac{\psi_{f0} - \psi_f}{\psi_f} \end{cases} \quad (16)$$

将式 (16) 代入式 (15), 可以得到 d 、 q 轴电流静差与偏差因子间的关系

$$\begin{cases} \Delta i_d(k+1) = -\alpha T\omega_e(k) i_q(k) \\ \Delta i_q(k+1) = \alpha T\omega_e(k) i_d(k) + \beta \frac{\psi_f}{L} T\omega_e(k) \end{cases} \quad (17)$$

由上文的系统稳定性分析可知, 当 $\alpha > -0.5$ 时, 系统稳定可控, 静差的大小与 α 正相关; 当 $\alpha \leq -0.5$ 时, 系统不稳定, 电流会出现振荡发散。

由式 (17) 可得到 d 轴电流静差与电感偏差因子 α 之间的制约关系, 如表 1 所示。

表 1 d 轴电流静差与电感偏差因子 α 的关系表

Tab. 1 Table of the relationship between d -axis static current error and inductance deviation factor α

	$\omega_e(k) > 0, i_q(k) > 0$	$\omega_e(k) > 0, i_q(k) < 0$	$\omega_e(k) < 0, i_q(k) > 0$	$\omega_e(k) < 0, i_q(k) < 0$
$\alpha > 0$	$\Delta i_d(k+1) < 0$	$\Delta i_d(k+1) > 0$	$\Delta i_d(k+1) > 0$	$\Delta i_d(k+1) < 0$
$\alpha = 0$	0	0	0	0
$-0.5 < \alpha < 0$	$\Delta i_d(k+1) > 0$	$\Delta i_d(k+1) < 0$	$\Delta i_d(k+1) < 0$	$\Delta i_d(k+1) > 0$
$-1 < \alpha \leq -0.5$	振荡/发散	振荡/发散	振荡/发散	振荡/发散

由表 1 中的关系可知, 当电机正转、电磁转矩为正时, d 轴电流静差的产生与磁链参数误差无关, 只与电感参数误差有关。同时, 电感值偏差越大, 产生的 d 轴电流静差越为明显。在 i_d 为 0 的控制中, 当电机的实际电感值大于控制器电机

模型的电感参数时, d 轴电流响应大于 0; 当电机的实际电感值小于控制器电机模型的电感参数时, d 轴电流响应小于 0。

分析 q 轴电流静差, 得到如表 2 所示的关系。

表 2 q 轴电流静差与 α 、 β 的关系表

Tab. 2 Table of the relationship between q -axis static current error and α 、 β

α	β	$\omega_e(k) > 0, i_q(k) > 0$	$\omega_e(k) > 0, i_q(k) < 0$	$\omega_e(k) < 0, i_q(k) > 0$	$\omega_e(k) < 0, i_q(k) < 0$
$\alpha > 0$	$\beta > 0$	$\Delta i_q(k+1) > 0$	—	—	—
	$\beta = 0$ $-1 < \beta < 0$	—	$\Delta i_q(k+1) < 0$	$\Delta i_q(k+1) > 0$	$\Delta i_q(k+1) > 0$
$\alpha = 0$	$\beta > 0$	$\Delta i_q(k+1) > 0$		$\Delta i_q(k+1) < 0$	
	$\beta = 0$	$\Delta i_q(k+1) = 0$		$\Delta i_q(k+1) = 0$	
	$-1 < \beta < 0$	$\Delta i_q(k+1) < 0$		$\Delta i_q(k+1) > 0$	
$-0.5 < \alpha < 0$	$\beta > 0$	$\Delta i_q(k+1) > 0$	—	—	—
	$\beta = 0$ $-1 < \beta < 0$	—	$\Delta i_q(k+1) < 0$	$\Delta i_q(k+1) > 0$	$\Delta i_q(k+1) > 0$

由表 2 的数据可知，电机正转、电磁转矩为正且不考虑磁链参数误差，当电机实际电感值与控制电机模型电感参数存在偏差时， q 轴电流响应小于 q 轴电流给定值。当电感参数准确时，仅存在由磁链参数误差引起的 q 轴电流静差。当实际磁链参数大于电机模型磁链参数时， q 轴电流响应小于给定值；当实际磁链参数小于电机模型磁链参数时， q 轴电流响应将大于给定值。

4 仿真结果及分析

4.1 仿真条件

电机仿真参数如表 3 所示，电流环控制频率设置为 10kHz，仿真在 Matlab/Simulink 中进行。

仿真条件设置为：直流母线电压 311V，在 0.005s 转速阶跃给定从 0 到 1000r/min；在 0.03s 突加 0.5 倍额定负载，在 0.04s 突卸负载；在 0.05s 突加额定负载，在 0.06s 突卸负载；在 0.07s 突加 1.5 倍额定负载，在 0.08s 突卸负载。

表 3 电机仿真模型参数

Tab. 3 Simulation parameters of the motor

参数	数值
定子电阻 R/Ω	0.958
d 、 q 轴电感 L/mH	0.00525
转子磁链 ψ_r/Wb	0.1827
额定转速 $n/(r \cdot \min^{-1})$	1000
额定转矩 $T_N/(Nm)$	8
极对数 p	4
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.003
阻尼系数 $B/(Nms)$	0.008
采样时间 T/s	0.0001

4.2 参数误差条件下的电流静差情况

本节采用所提出的电流预测控制方法，对上述电机进行了仿真测试。图 2 是 d 、 q 轴电流在模型参数准确时的响应曲线；图 3~图 7 是 d 、 q 轴电流在电感和磁链参数失配时的响应曲线。其中，黑线为给定的电流指令。

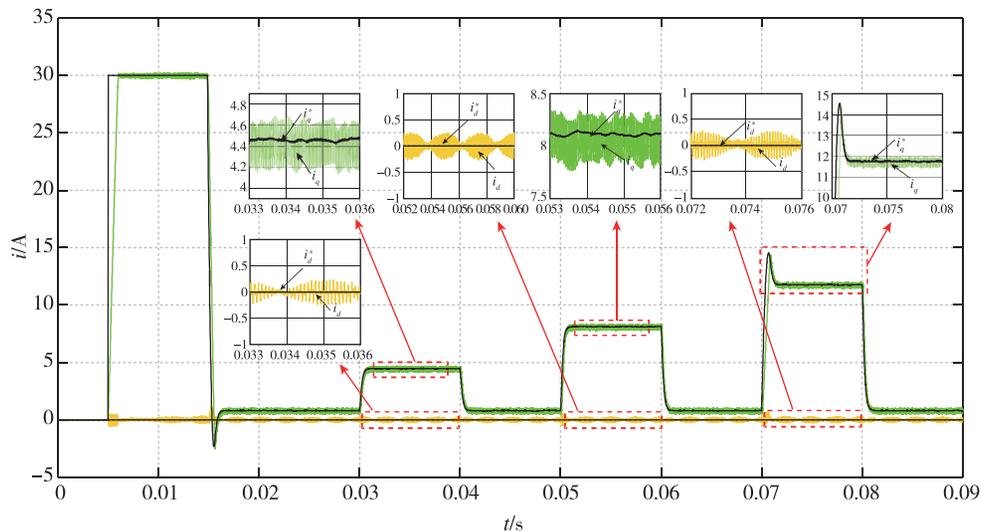


图 2 无参数误差时的电流响应仿真波形

Fig. 2 Simulation results of current response without parameter mismatch

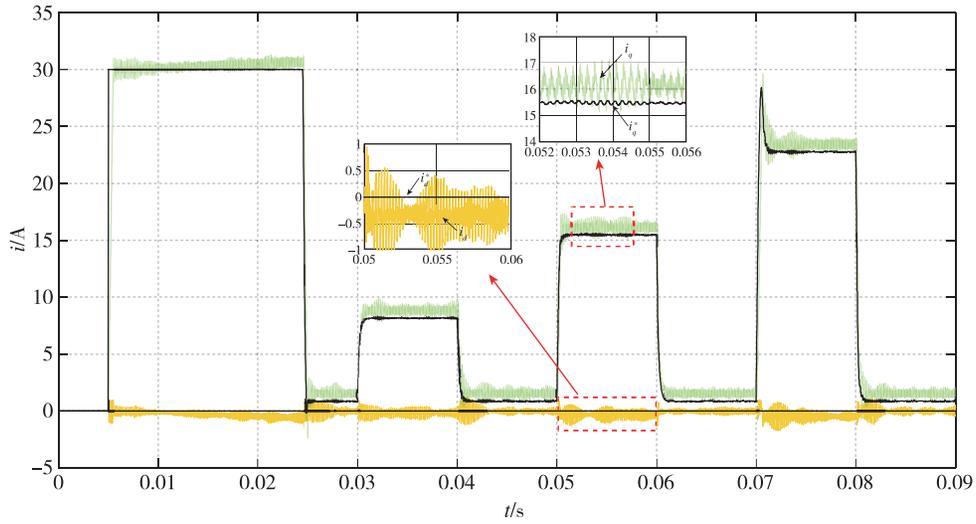


图 3 $\alpha = -0.5$ 、 $\beta = -0.5$ 时的电流响应仿真波形

Fig. 3 Simulation results of current response ($\alpha = -0.5$, $\beta = -0.5$)

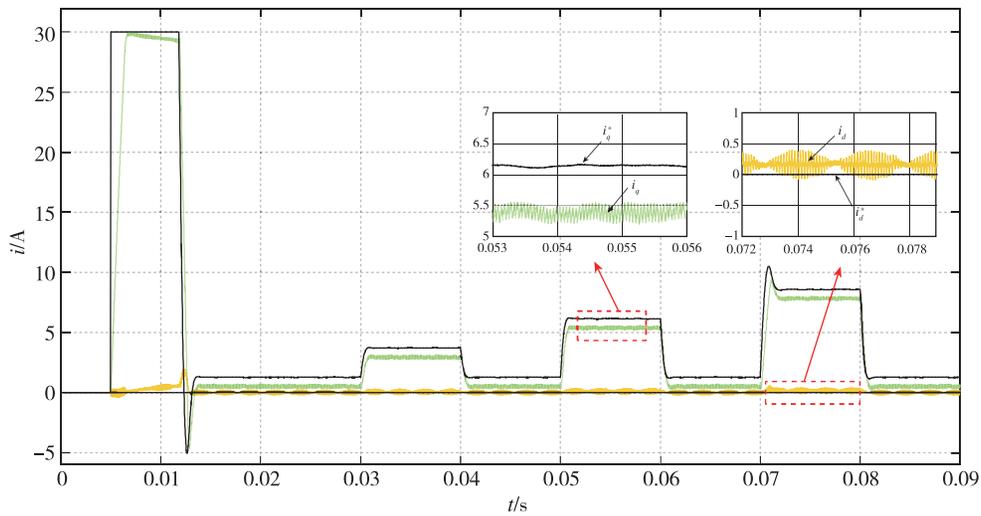


图 4 $\alpha = 0.5$ 、 $\beta = 0.5$ 时的电流响应仿真波形

Fig. 4 Simulation results of current response ($\alpha = 0.5$, $\beta = 0.5$)

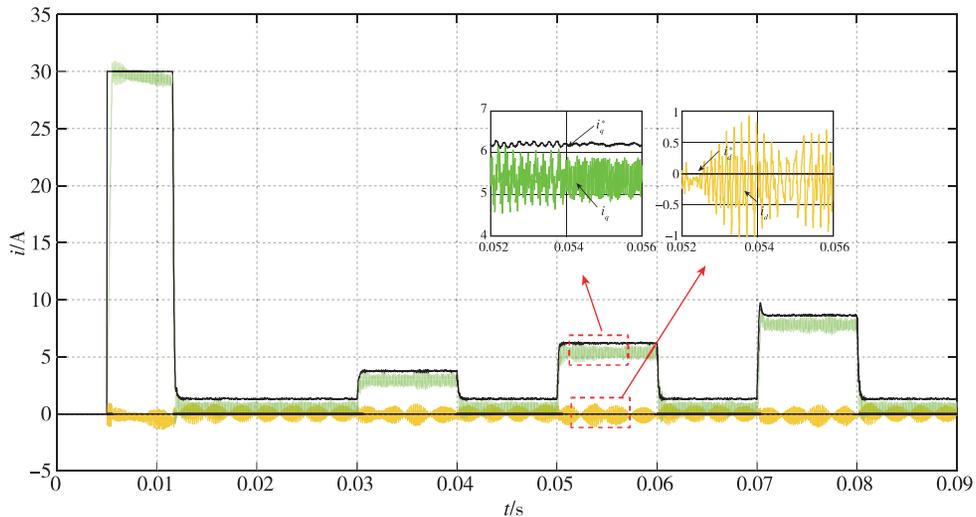
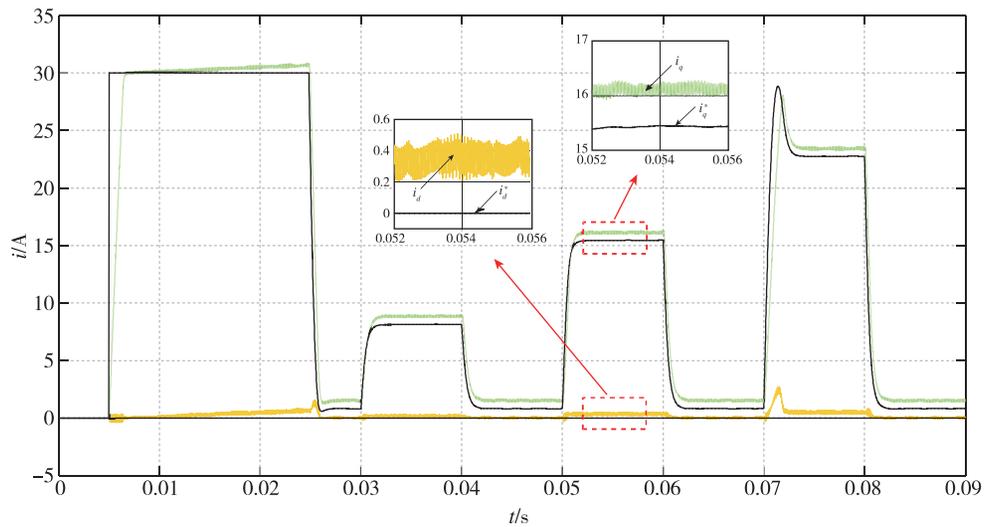
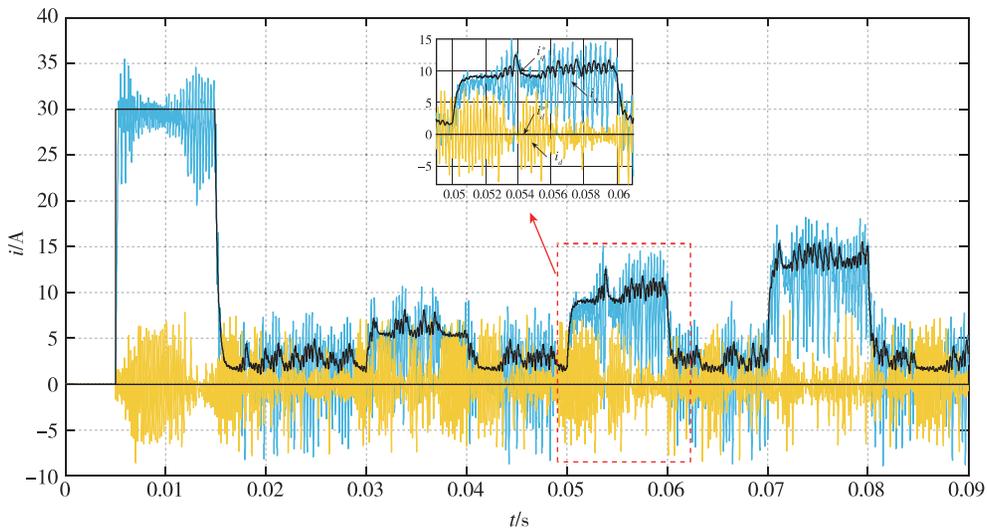


图 5 $\alpha = -0.5$ 、 $\beta = 0.5$ 时的电流响应仿真波形

Fig. 5 Simulation results of current response ($\alpha = -0.5$, $\beta = 0.5$)

图 6 $\alpha=0.5$ 、 $\beta=-0.5$ 时的电流响应仿真波形Fig. 6 Simulation results of current response ($\alpha=0.5$, $\beta=-0.5$)图 7 $\alpha=-0.7$ 、 $\beta=0$ 时的电流响应仿真波形Fig. 7 Simulation results of current response ($\alpha=-0.7$, $\beta=0$)

由图 3~图 6 可以看出,电机在参数不准时会产生 d 、 q 轴电流静差,且电流静差与第 3 节得出的分析规律一致。当实际电感与磁链参数相较于控制器原始数据偏大时,引起的静差现象更为明显。由图 7 可以看出,当电机实际电感小于额定电感的一半时,电流会出现振荡发散,由此验证了上文所提出的稳定域。

5 结 论

本文依据 PWM 电流预测控制的基本原理,从理论上分析了 d 、 q 轴电流静差产生的原因,对电机参数误差与电流静差间的制约关系进行了分

析。引入偏差因子 α 和 β 描述了当电机电感和磁链参数变化时, d 、 q 轴电流静差的变化情况。通过判定 α 和 β 的大小,简单、形象地反映了电流响应与给定电流间的量化关系,并通过仿真验证了所提方法的实用性和准确性。

参考文献 (References)

- [1] WANG G, YANG M, NIU L, et al. Static error elimination algorithm for PMSM predictive current control [C] // Control Conference IEEE, 2014: 7691-7696.
- [2] 王国亮,陈旭,曾凡铨,等. PMSM 空间矢量控制系统与 MATLAB 仿真 [J]. 飞控与探测, 2018, 1 (3): 59-62.

- WANG G L, CHEN X, ZENG F Q, et al. Permanent magnetic servo motor's space vector control system and MATLAB Simulation [J]. *Flight Control & Detection*, 2018, 1 (3): 59-62 (in Chinese).
- [3] GROUZ F, SBITA L, BOUSSAK M. Current sensors faults detection, isolation and control reconfiguration for PMSM drives [C] // *International Conference on Electrical Engineering and Software Applications IEEE*, 2013: 1-6.
- [4] 尤磊, 王勇, 吴敬玉, 等. 基于灰度预测的无刷直流电机控制 [J]. *飞控与探测*, 2019, 2 (3): 103-108.
- YOU L, WANG Y, WU J Y, et al. Controlling of BLDC motor based on gray prediction [J]. *Flight Control & Detection*, 2019, 2 (3): 103-108 (in Chinese).
- [5] 牛里, 杨明, 刘可述, 等. 永磁同步电机电流预测控制算法 [J]. *中国电机工程学报*, 2012, 32 (6): 131-137.
- NIU L, YANG M, LIU K S, et al. A predictive current control scheme for permanent magnet synchronous motors [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2012, 32 (6): 131-137 (in Chinese).
- [6] GAN L, WANG L. Cascaded model predictive position control of induction motor with constraints [C] // *39th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics (IECON)*. Vienna, Austria; IEEE, 2013: 2656-2661.
- [7] CIMINI G, FOSSI V, IPPOLITI G, et al. Model predictive control solution for permanent magnet synchronous motors [C] // *39th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics (IECON)*. Vienna, Austria; IEEE, 2013: 5824-5829.
- [8] MOREL F, LINSHI X F, RETIF J M, et al. A comparative study of predictive current control schemes for a permanent magnet synchronous machine drive [J]. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2009, 56 (7): 2715-2728.
- [9] CORTES P, KAZMIERKOWSKI M P, KENNEL R, et al. Predictive control in power electronics and drives [J]. *IEEE Trans. On Industry Electronics*, 2008, 55 (12): 4312-4324.
- [10] 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 G, YANG M, NIU L, et al. A static current error elimination algorithm for PMSM predictive current control [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2015, 35 (10): 2544-2551 (in Chinese).
- [11] CHEN H J, LIU B, QU J L. A robust predictive current control for PMSM based on extended state observer [C] // *The Fifth Annual IEEE International Conference on Cyber Technology*, 2015: 1699-1703.
- [12] WIPASURAMONTON P, ZHU Z Q, HOWE D. Predictive current control with current-error correction for PM brushless AC drives [J]. *IEEE Trans. on Industrial Applications*, 2006, 42 (4): 1071-1079.
- [13] 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 L, YANG M, WANG G, 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 (in Chinese).
- [14] 许强, 贾正春, 李朗如. 永磁同步电机的自适应预测电流控制 [J]. *电气传动*, 1997 (4): 19-24.
- XU Q, JIA Z C, LI L R. Adaptive predictive current control of permanent magnet synchronous motor [J]. *Electric Drive*, 1997 (4): 19-24 (in Chinese).