

采用定子电流与扰动观测的永磁同步电机 改进预测电流控制^{*}

丁 雪, 王 爽, 汪 琦, 邹梦雪

(上海大学 机电工程与自动化学院, 上海 200072)

摘 要: 提出了一种采用定子电流和扰动观测补偿的改进预测电流控制(PCC)算法。理论上永磁同步电机 PCC 具有优异的控制性能,但现实系统中离散采样延时与电磁参数时变等问题使得原理上基于模型的预测电流控制器的控制品质严重恶化。设计了龙伯格(Luenberger)状态观测器实现对定子电流与参数扰动的观测,并应用于补偿和改进经典的无差拍预测电流控制器。将观测到的当前时刻的定子电流替代当前时刻的采样电流用于反馈控制,以补偿采样延时;运行过程中电磁参数的变化使得模型参数失配,其影响以电压扰动的形式被观测出来,并补偿到预测控制输出的电压指令中。仿真和试验结果验证了所提方法的有效性。

关键词: 永磁同步电机; 预测电流控制; 延时; 参数失配

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)10-0005-08

Improved Predictive Current Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Using Stator Current and Disturbance Observation^{*}

DING Xue, WANG Shuang, WANG Qi, ZOU Mengxue

(School of Mechatronic Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

Abstract: An improved predictive current control (PCC) algorithm with stator current and disturbance observation compensation was proposed. Theoretically, the PCC for the PMSM possesses excellent control performance. However, problems including the discrete sampling delay and the time-varying electromagnetic parameters in the practical system cause serious deterioration in the control quality of the model-based predictive current controller. A Luenberger state observer was designed to observe stator current and parameter disturbances, which was applied to compensate and improve the conventional deadbeat predictive current controller. The sampling current at the present moment was substituted by the observed stator current at the present moment for the feedback control to compensate the sampling delay. The variation of the electromagnetic parameters during operation caused a mismatch in the model parameters, the effects of which were observed in the form of voltage disturbances and compensated to the output voltage reference of the predictive control. The simulation and experimental results verified the validity of the proposed algorithm.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); predictive current control (PCC); delay; parameter mismatch

0 引 言

永 磁 同 步 电 机 (Permanent Magnet

Synchronous Motor, PMSM) 具有高效率、高功率密度、高转矩电流比等优点,被广泛应用于伺服系统^[1]。永磁伺服系统需要快速响应的电流内环以

^{*} 基金项目: 台达电力电子科教发展计划(DREG2017018)

作者简介: 丁 雪(1993—),女,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机伺服控制。

王 爽(1977—),男,博士,研究方向为电力电子与电力驱动。

保证转速环和位置环的控制性能。传统的电流控制方式包括滞环控制和比例积分 (PI) 控制。滞环控制存在开关频率变化大及纹波较大的问题; PI 控制结构简单, 但其参数设计需折衷考虑系统动态性能与稳态性能, 常伴随超调。随着高速数字信号处理技术的发展, 需要复杂运算的预测电流控制 (Predictive Current Control, PCC) 已经成为永磁伺服系统研究的热点^[2-3]。

PCC 是一种基于电机模型的控制方法, 通过选择合适的电压矢量使电流以最优轨迹跟随参考电流, 具有响应快、无静差和无超调等优点^[4]。基于模型的控制方法对电机参数敏感, 在电机实际运行中, 参数会发生变化。文献[5]指出, 电机运行时温度及磁路饱和将引起电阻、电感及磁链的变化。根据永磁材料的不同, 永磁体磁链变化幅度高达 20%。文献[6-7]指出, PCC 中, 模型磁链参数不准确会引起 q 轴电流控制静差。针对 PCC 模型参数失配和实际电磁参数时变的问题, 学术界开展了一系列的相关研究。文献[8]提出了一种改进的无差拍预测控制算法, 在电机电感参数发生失配的情况下, 通过修改电流偏差约束条件和预测输出电压的方法来提高系统稳定性。文献[9]在 q 轴预测电流方程中引入权重因子, 使系统在模型参数不准确时依然保持大范围稳定。文献[10]采用控制相邻周期的 2 个预测模型偏差来消除恒定项扰动, 避免出现稳态误差, 消除磁链失配带来的影响。文献[11]通过离线试验建立电感、磁链与 d 、 q 轴电流函数表, 解决 PCC 中参数不准确问题。文献[12]指出在实际控制系统中, 存在一个控制周期的电流采样延时。电流采样延时将引起控制性能的下降^[13-14]。文献[15]提出将延时环节加入电机模型, 并对电机电流进行向前一步预测, 从而消除系统延时对稳定性的影响。

针对电机参数变化及采样延时的影响, 本文提出一种采用电流和扰动观测的改进 PCC 算法。将观测的电机电流用于补偿采样延时; 将观测的扰动值补偿到输出电压指令中, 以克服模型参数失配的影响。仿真和试验结果表明: 本文提出的改进预测电流算法能够有效地提升在电机参数变化及延时影响下的 PCC 性能。

1 预测电流控制算法

1.1 电压方程

永磁同步电机是一个多变量、强耦合、非线性系统。为了便于分析, 假设磁路不饱和, 磁场在空间呈正弦分布, 不计磁滞及涡流损耗。在 dq 坐标系下 PMSM 的电压方程为

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

式中: u_d 、 u_q 、 i_d 、 i_q —— d 、 q 轴的电压和电流;

ω_e ——转子电角速度;

R ——定子电阻;

L_d 、 L_q 、 Ψ_d 、 Ψ_q —— d 、 q 轴电感和磁链;

Ψ_f ——永磁体磁链。

选取 i_d 、 i_q 为状态变量, 可得电机的状态方程

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} u_d - \frac{1}{L_d} Ri_d + \frac{L_q}{L_d} \omega_e i_q \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} u_q - \frac{1}{L_q} Ri_q - \frac{L_d}{L_q} \omega_e i_d - \frac{1}{L_q} \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (2)$$

假定在电流环控制周期 T 中电机转速保持不变, 采用一阶欧拉法对式(2)进行离散化, 得:

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \frac{T}{L_d} u_d(k) + \left(1 - \frac{T}{L_d} R\right) i_d(k) + \frac{T}{L_d} \omega_e L_q i_q(k) \\ i_q(k+1) = \frac{T}{L_q} u_q(k) + \left(1 - \frac{T}{L_q} R\right) i_q(k) - \frac{T}{L_q} \omega_e L_d i_d(k) - \frac{T}{L_q} \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (3)$$

对于表贴式 PMSM, 令 $L_d = L_q = L$, 式(3)移项后可得离散电压方程:

$$\begin{cases} u_d(k) = Ri_d(k) + L \frac{i_d(k+1) - i_d(k)}{T} - \omega_e Li_q(k) \\ u_q(k) = Ri_q(k) + L \frac{i_q(k+1) - i_q(k)}{T} + \omega_e Li_d(k) + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (4)$$

1.2 PCC 算法

假设 d 轴和 q 轴的参考指令电流值分别为 i_{dr} 和 i_{qr} 。预测电流的目标是使得在一个控制周期后电流的实际值等于指令值,因此令 $i_d(k+1)=i_{dr}$, $i_q(k+1)=i_{qr}$, 将其代入式(4)中可得系统控制电压矢量指令为

$$\begin{cases} u_d^*(k) = Ri_d(k) + L \frac{i_{dr} - i_d(k)}{T} - \omega_e Li_q(k) \\ u_q^*(k) = Ri_q(k) + L \frac{i_{qr} - i_q(k)}{T} + \omega_e Li_d(k) + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (5)$$

图1所示为永磁电机 PCC 系统框图。其中预测电流控制器根据式(5)搭建,采用电流指令值 i_{dr} 、 i_{qr} 和当前电机的运行状态 $i_d(k)$ 、 $i_q(k)$ 计算出使电机电流跟随指令电流所需要的电压矢量 $u_d^*(k)$ 和 $u_q^*(k)$ 。将电压矢量通过 SVPWM 调制,生成所需要的开关信号作用于逆变器。

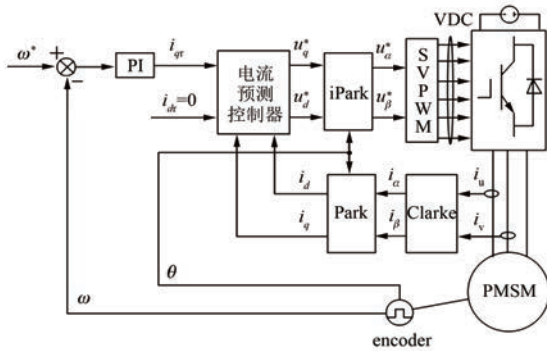


图1 PCC 系统框图

1.3 参数敏感性分析

设实际的电机参数为 R_0 、 $L_{d0}=L_{q0}=L_0$ 、 Ψ_{f0} , 电流控制器的参数为 R 、 $L_d=L_q=L$ 、 Ψ_f 。通过式(5)计算的电压矢量 $u_q^*(k)$ 和 $u_d^*(k)$ 作用于实际的电机,可用式(3)表示一个控制周期内实际电机电流的响应。将式(5)代入式(3),有:

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \frac{L}{L_0} i_{dr} + \left(\frac{\Delta L - T\Delta R}{L_0} \right) i_d(k) + T\omega_e i_q(k) \frac{\Delta L}{L_0} \\ i_q(k+1) = \frac{L}{L_0} i_{qr} + \left(\frac{\Delta L - T\Delta R}{L_0} \right) i_q(k) - T\omega_e i_d(k) \frac{\Delta L}{L_0} - \frac{T}{L_0} \omega_e \Delta \psi_f \end{cases} \quad (6)$$

其中, $\Delta R=R_0-R$, $\Delta L=L_0-L$, $\Delta \Psi_f=\Psi_{f0}-\Psi_f$, 分别为控制器参数与实际电机参数的差值。

当电机处于稳定运行状态时近似认为相邻控制周期的电流保持不变,即 $i_d(k+1)=i_d(k)$, $i_q(k+1)=i_q(k)$ 。因此可将式(6)进行简化,即可得在稳态运行时电流与指令值的误差关系如下:

$$\begin{cases} i_d(k+1) - i_{dr} = -\frac{\Delta R}{L} T i_d(k) + \frac{\Delta L}{L} T \omega_e i_q(k) \\ i_q(k+1) - i_{qr} = -\frac{\Delta R}{L} T i_q(k) - \frac{\Delta L}{L} T \omega_e i_d(k) - \frac{\Delta \psi_f}{L} T \omega_e \end{cases} \quad (7)$$

从式(7)可知,磁链参数不匹配会导致 q 轴电流静差,电阻与电感的不匹配会导致 d 、 q 轴电流静差。

2 基于龙伯格观测器的改进 PCC

为了补偿电流采样延时和参数失配造成的系统扰动,提高 PCC 性能,本文设计了龙伯格状态观测器用于电流和扰动的观测。

2.1 观测器设计

将系统扰动参数考虑到式(1)中,可得

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega_e Li_q + f_d \\ u_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega_e Li_d + \omega_e \psi_f + f_q \end{cases} \quad (8)$$

式中: f_d 、 f_q —— d 、 q 轴系下的参数扰动,包含电阻扰动 ΔR 、电感扰动 ΔL 和磁链扰动 $\Delta \Psi_f$ 。

f_d 和 f_q 表示如下:

$$\begin{cases} f_d = \Delta R i_d + \Delta L \frac{di_d}{dt} - \Delta L \omega_e i_q \\ f_q = \Delta R i_q + \Delta L \frac{di_q}{dt} + \Delta L \omega_e i_d + \Delta \psi_f \omega_e \end{cases} \quad (9)$$

由于电磁参数变化缓慢,电流控制周期内扰动 f_d 、 f_q 近似保持不变,即 $d(f_d)/dt=0$ 和 $d(f_q)/dt=0$ 。选取 d 、 q 轴电流及系统参数扰动作为状态变量 $\mathbf{x}=[i_d \ i_q \ f_d \ f_q]^T$ 。由式(8)推出系统的状态方程:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (10)$$

$$\text{其中: } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R/L & \omega_e & -1/L & 0 \\ -\omega_e & -R/L & 0 & -1/L \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q - \psi_f \omega_e \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}。$$

根据式(10),按照龙伯格观测器的构建方法,所设计的观测器如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{H}(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}) \\ \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (11)$$

$$\text{其中: } \hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{f}_d \\ \hat{f}_q \end{bmatrix}, \hat{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix}。$$

观测器反馈系数矩阵 $\mathbf{H}$ 为

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} g_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & g_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & g_2 \end{bmatrix}$$

离散化式(11),可得:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_d(k) \\ \hat{i}_q(k) \\ \hat{f}_d(k) \\ \hat{f}_q(k) \end{bmatrix} = \mathbf{E} \begin{bmatrix} \hat{i}_d(k-1) \\ \hat{i}_q(k-1) \\ \hat{f}_d(k-1) \\ \hat{f}_q(k-1) \end{bmatrix} + \frac{T}{L} \mathbf{u}(k-1) + T \begin{bmatrix} g_1 [i_d(k-1) - \hat{i}_d(k-1)] \\ g_1 [i_q(k-1) - \hat{i}_q(k-1)] \\ g_2 [i_d(k-1) - \hat{i}_d(k-1)] \\ g_2 [i_q(k-1) - \hat{i}_q(k-1)] \end{bmatrix} \quad (12)$$

其中: $\mathbf{E} =$

$$\begin{bmatrix} 1 - TR/L & T\omega_e(k-1) & -T/L & 0 \\ -T\omega_e(k-1) & 1 - TR/L & 0 & -T/L \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{u}(k-1) =$$

$$[u_d(k-1) \quad u_q(k-1) - \psi_f \omega_e(k-1) \quad 0 \quad 0]^T。$$

式中: $\hat{i}_d(k)$ 、 $\hat{i}_q(k)$ ——第 k 周期电机的 d 、 q 轴估计电流;

$\hat{f}_d(k)$ 、 $\hat{f}_q(k)$ ——第 k 周期电机的 d 、 q 轴观测扰动;

$\hat{i}_d(k-1)$ 、 $\hat{i}_q(k-1)$ ——第 $(k-1)$ 周期电机的估计电流;

$\hat{f}_d(k-1)$ 、 $\hat{f}_q(k-1)$ ——第 $(k-1)$ 周期电机的观测扰动;

$i_d(k-1)$ 、 $i_q(k-1)$ ——第 $(k-1)$ 周期电机定子绕组实际的电流值。

由于存在电流采样延时, k 时刻的 d 、 q 轴电流采样值 $i_{dt}(k)$ 、 $i_{qt}(k)$ 表征的是前一周期的实际电流值 $i_d(k-1)$ 和 $i_q(k-1)$ 。因此用电流采样值来代替算法中的实际电流值,可将式(12)转换如下:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_d(k) \\ \hat{i}_q(k) \\ \hat{f}_d(k) \\ \hat{f}_q(k) \end{bmatrix} = \mathbf{E} \begin{bmatrix} \hat{i}_d(k-1) \\ \hat{i}_q(k-1) \\ \hat{f}_d(k-1) \\ \hat{f}_q(k-1) \end{bmatrix} + \frac{T}{L} \mathbf{u}(k-1) + T \begin{bmatrix} g_1 [i_{dt}(k) - \hat{i}_d(k-1)] \\ g_1 [i_{qt}(k) - \hat{i}_q(k-1)] \\ g_2 [i_{dt}(k) - \hat{i}_d(k-1)] \\ g_2 [i_{qt}(k) - \hat{i}_q(k-1)] \end{bmatrix} \quad (13)$$

2.2 观测器稳定性条件

观测器的增益 g_1 和 g_2 会影响观测器的稳定性。为保证观测器的稳定性,对式(12)进行整理如式(14)所示,获得离散状态方程的特征矩阵 $\mathbf{E}_1$ 。如果特征矩阵 $\mathbf{E}_1$ 的特征值全部位于 z 域单位圆之内,观测器稳定。

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_d(k) \\ \hat{i}_q(k) \\ \hat{f}_d(k) \\ \hat{f}_q(k) \end{bmatrix} = \mathbf{E}_1 \begin{bmatrix} \hat{i}_d(k-1) \\ \hat{i}_q(k-1) \\ \hat{f}_d(k-1) \\ \hat{f}_q(k-1) \end{bmatrix} + \frac{T}{L} \mathbf{u}(k-1) + T \begin{bmatrix} g_1 i_d(k-1) \\ g_1 i_q(k-1) \\ g_2 i_d(k-1) \\ g_2 i_q(k-1) \end{bmatrix} \quad (14)$$

其中: $\mathbf{E}_1 =$

$$\begin{bmatrix} 1-TR/L-Tg_1 & T\omega_e(k-1) & -T/L & 0 \\ -T\omega_e(k-1) & 1-TR/L-Tg_1 & 0 & -T/L \\ -Tg_2 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -Tg_2 & 0 & 1 \end{bmatrix}。$$

由于控制周期 T 很小, 可认为 $TR/L=0$ 且 $T\omega_e(k-1)=0$ 。因此, 通过求解特征方程的特征值即可获得观测器的极点:

$$\begin{aligned} |\lambda \mathbf{I} - \mathbf{E}_1| &= \\ [\lambda^2 + (Tg_1 - 2)\lambda + 1 - Tg_1 - T^2g_2/L] &= 0 \end{aligned} \quad (15)$$

观测器极点 $P(z)$ 为

$$P(z) = 1 - \frac{Tg_1}{2} \pm \frac{\sqrt{(Tg_1)^2 + 4T^2g_2/L}}{2} \quad (16)$$

为了保证观测器的 2 个闭环极点在 z 域单位圆内, 由式 (16) 可得观测器增益 g_1 和 g_2 的取值范围如下:

$$\begin{cases} 0 < Tg_1 < 4 \\ -(Tg_1)L/T < Tg_2 < 0 \end{cases} \quad (17)$$

2.3 改进的 PCC

针对采样延时和参数扰动对经典 PCC 的影响问题, 结合上述所设计的观测器, 提出了一种改进的 PCC 方法。根据式 (13), 将观测的电机电流 $\hat{i}_d(k)$ 和 $\hat{i}_q(k)$ 替代式 (5) 中的第 k 周期的电机定子实际电流值, 用以补偿采样延时; 把观测的扰动值 $\hat{f}_d(k)$ 和 $\hat{f}_q(k)$ 补偿到输出电压指令中, 以消除参数变化的影响。

基于延时与扰动补偿的 PCC 可以通过式 (18) 表示:

$$\begin{cases} U_d^* = R\hat{i}_d(k) + L \frac{i_{dr} - \hat{i}_d(k)}{T} - \omega_e L \hat{i}_q(k) + \hat{f}_d(k) \\ U_q^* = R\hat{i}_q(k) + L \frac{i_{qr} - \hat{i}_q(k)}{T} + \omega_e L \hat{i}_d(k) + \omega_e \psi_f + \hat{f}_q(k) \end{cases} \quad (18)$$

式中: U_d^* 、 U_q^* ——改进预测电流控制器的输出。

采用电流和扰动观测的改进 PCC 框图如图 2 所示。

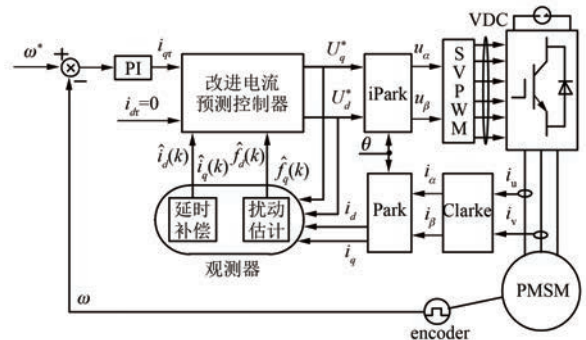


图2 采用电流和扰动观测的改进 PCC 框图

3 仿真分析及试验验证

仿真试验电机参数如表 1 所示。逆变器开关频率为 10 kHz。

表 1 电机参数

参数名称	参数值
定子电阻 R/Ω	0.3
定子电感 L/H	0.001
永磁磁链 Ψ_f/Wb	0.008 6
极对数 p	4
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.000 03
额定电流 I/A	4
额定转速 $(r \cdot \min^{-1})$	3 000
额定转矩 $(N \cdot m)$	0.2

3.1 仿真结果及分析

设定电机的给定转速为 1 000 r/min, 电机带载起动。仿真中在 $t=0.03$ s 时, 分别设置电机电阻从 0.3 Ω 变为 1.5 Ω , 电感从 0.001 H 变为 0.002 H, 磁链从 0.008 6 Wb 变为 0.004 3 Wb。图 3(a)~图 3(c) 分别为无观测器时, 电机电阻、电感与磁链变化时的 d 、 q 轴电流响应。

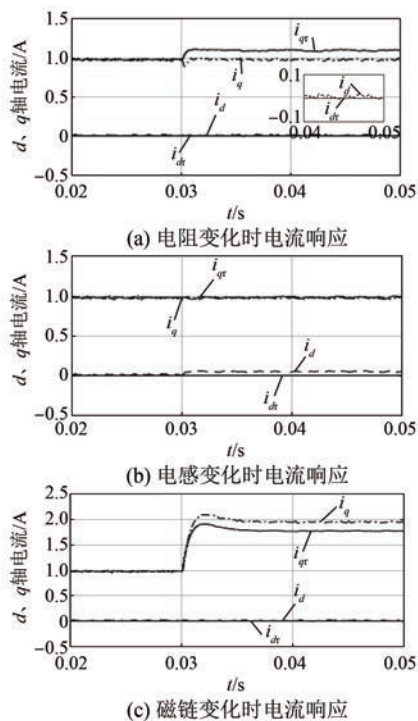


图3 无观测器时参数变化影响下的电流波形

图3(a)中,电阻增大导致 q 轴电流响应出现约0.125 A静差, d 轴电流响应出现约0.015 A静差;图3(b)中,电感的增大引起 d 轴电流响应出现约0.05 A静差;图3(c)中,磁链参数减小引起电机 q 轴电流响应出现约0.15 A静差,同时由于磁链的减小,将引起 q 轴电流变大。

图4~图6分别为采用改进预测控制算法后,电阻、电感与磁链变化时,电流的响应波形和系统扰动波形。

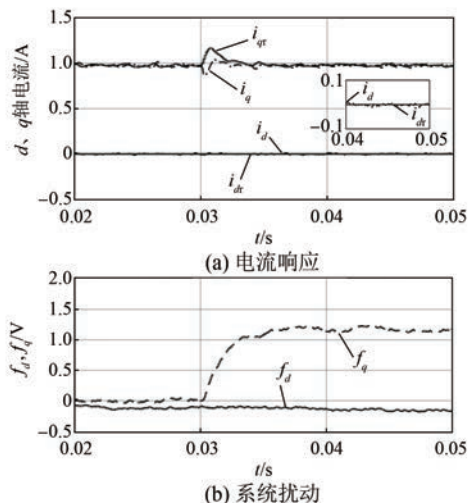


图4 有观测器时电阻影响下的电流响应及扰动波形

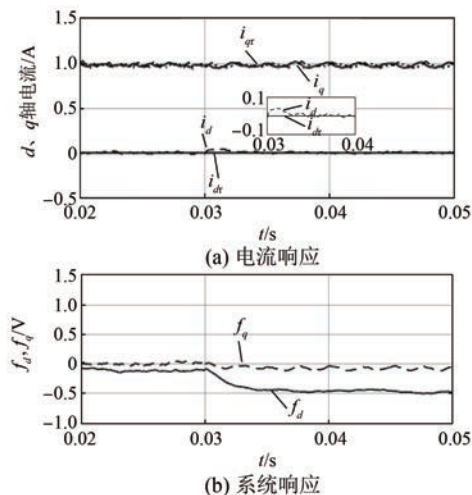


图5 有观测器时电感影响下的电流响应及扰动波形

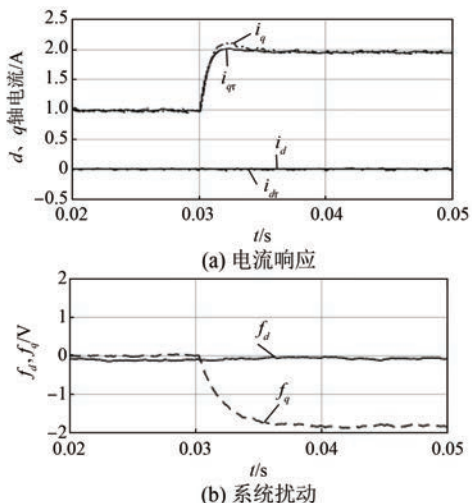


图6 有观测器时磁链影响下的电流响应及扰动波形

图4中,经过约6 ms调节时间,扰动观测器观测出的电阻参数不匹配引起的等效扰动趋于稳定,调节过程中, q 轴电流出现超调;通过将观测的扰动补偿到输出电压指令中,电机 d 、 q 轴电流中由于电阻变化引起的控制静差消失。

图5中,经过约5 ms调节时间,扰动观测器观测出的电感参数不匹配引起的等效扰动趋于稳定,调节过程中, d 轴电流出现超调;通过将观测的扰动补偿到输出电压指令中,电机 d 轴电流中由于电感变化引起的控制静差消失。

图6中,经过约8 ms调节时间,扰动观测器观测出的磁链参数不匹配引起的等效扰动趋于稳定;通过将观测的扰动补偿到输出电压指令中,电

机 q 轴电流中由于磁链变化引起的控制静差消失。

3.2 试验结果及分析

搭建试验平台对所提算法的有效性开展试验验证。为了模拟实际电机参数的变化,采用 FPGA 搭建虚拟电机代替实际物理电机。试验中变化的电机参数采用上述仿真数据。测试结果由通信模块发送给上位机进行监控和处理。

图 7(a)~图 7(c) 分别为无观测器时,电阻、电感与磁链变化时的电流响应和系统扰动的试验波形。

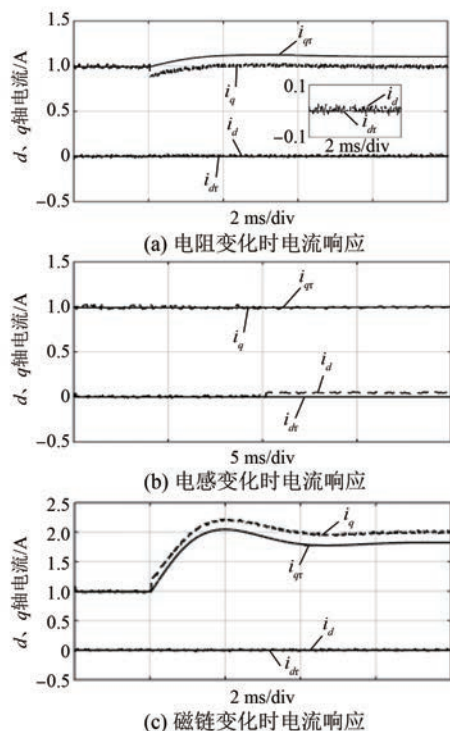


图 7 无观测器时参数变化影响下的电流试验波形

图 7(a) 中,在电机运行过程中,电阻参数变大导致 q 轴电流响应出现约 0.125 A 静差, d 轴电流响应出现约 0.015 A 静差;图 7(b) 中,电感参数变大引起 d 轴电流响应出现约 0.05 A 静差;图 7(c) 中,磁链参数的变化引起电机 q 轴电流响应出现约 0.15 A 静差。调节过程中出现超调,同时由于磁链的减小,会引起 q 轴电流的变大。

图 8~图 10 分别为采用改进预测控制算法后,电阻、电感与磁链变化时,电流响应和系统扰动试验波形。

图 8 中,经过约 6 ms 调节时间,扰动观测器

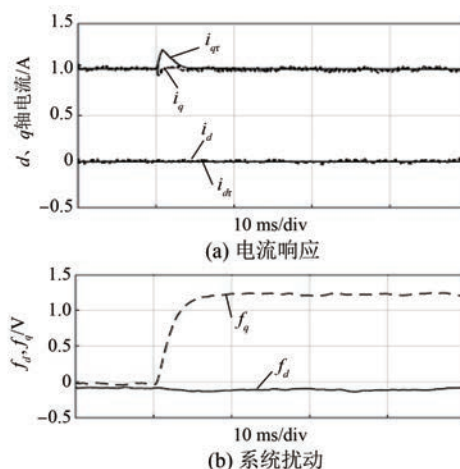


图 8 电阻变化时电流响应及扰动试验波形

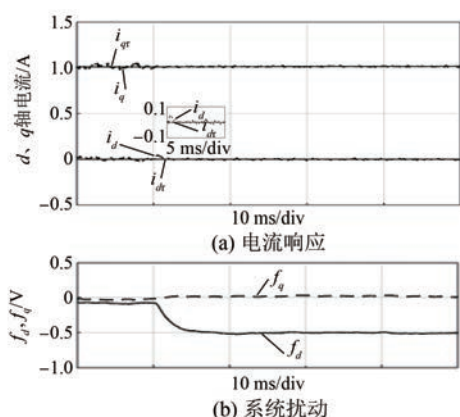


图 9 电感变化时电流响应及扰动试验波形

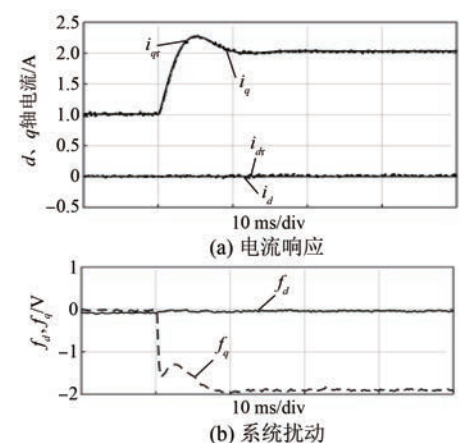


图 10 磁链变化时电流响应及扰动试验波形

观测出的电阻参数不匹配引起的等效扰动趋于稳定;通过将其补偿到输出电压指令中,电机 d 、 q 轴

电流中由于电阻变化引起的控制静差消失。

图 9 中,经过约 5 ms 调节时间,扰动观测器观测出的电感参数不匹配引起的等效扰动趋于稳定;通过将其补偿到输出电压指令中,电机 d 轴电流中由于电感变化引起的控制静差消失。

图 10 中,经过约 10 ms 调节时间,扰动观测器观测出的磁链参数不匹配引起的等效扰动趋于稳定;通过将其补偿到输出电压指令中,电机 q 轴电流中由于磁链变化引起的控制静差消失。

4 结 语

PCC 逐步在永磁伺服驱动中开展应用,运行过程中电机参数的变化限制了基于模型的预测控制算法性能,同时系统采样延时也会导致控制性能下降。为此,本文提出一种采用电流和扰动观测的改进 PCC 算法。将观测的电机电流用于补偿采样延时;将观测的扰动值补偿到输出电压指令中,以克服模型参数失配的影响。仿真和试验结果验证了该方法的有效性。

【参 考 文 献】

- [1] 史婷娜,刘华,成炜,等.考虑逆变器非线性因素的表贴式永磁同步电机参数辨识[J].电工技术学报,2017,32(7): 77-83.
- [2] 易伯瑜,康龙云,冯自成,等.基于扰动观测器的永磁同步电机预测电流控制[J].电工技术学报,2016,31(18): 37-45.
- [3] 张虎,张永昌,刘家利,等.基于单次电流采样的永磁同步电机无模型预测电流控制[J].电工技术学报,2017,32(2): 180-187.
- [4] CORTES P, KAZMIERKOWSKI M P, KENNEL R M, et al. Predictive control in power electronics and drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(12): 4312-4324.
- [5] 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.
- [6] 王伟华,肖曦.永磁同步电机高动态响应电流控制方法研究[J].中国电机工程学报,2013,33(21): 117-123.
- [7] 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.
- [8] 王宏佳,徐殿国,杨明.永磁同步电机改进无差拍电流预测控制[J].电工技术学报,2011,26(6): 39-45.
- [9] 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.
- [10] 王伟华,肖曦,丁有爽.永磁同步电机改进电流预测控制[J].电工技术学报,2013,28(3): 50-55.
- [11] ANGELONE G, DEL P A, SPINA I, et al. Model predictive control for PMSM with flux-current nonlinear maps [C] // International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2014: 848-853.
- [12] 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.
- [13] CORTES P, RODRIGUEZ J, SILVA C, et al. Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 1323-1325.
- [14] MORENO J C, HUERTA J M E, GIL R G, et al. A robust predictive current control for three-phase grid-connected inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1993-2004.
- [15] MOON H T, KIM H S, YOUN M J. A discrete-time predictive current control for PMSM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(1): 464-472.

收稿日期: 2018-04-25

欢迎投稿 欢迎订阅 欢迎刊登广告