

基于扩张状态观测器的永磁同步电机PWM电流预测控制

魏海峰^{1†}, 韦汉培^{1,2}, 张 懿¹

(1. 江苏科技大学 电子信息学院, 江苏 镇江 212000; 2. 苏州绿的谐波传动科技有限公司, 江苏 苏州 215000)

摘要: 针对传统永磁同步电机PWM电流预测控制中电机参数扰动偏差造成的输出电流静差及振荡问题, 提出基于扩张状态观测器的新型PWM电流预测控制算法. 分析电机参数扰动偏差对PWM电流预测控制系统的影响, 构建相应的扩张状态观测器来观测参数偏差造成的系统扰动, 为传统预测控制算法提供实时性扰动补偿, 并通过极点配置验证新型算法的稳定性. 仿真结果表明, 新型算法能够快速无静差地观测系统扰动, 有效避免电感参数扰动偏差对电流预测系统的影响.

关键词: 永磁同步电机; PWM电流预测控制; 扩张状态观测器; 扰动补偿

中图分类号: TP273

文献标志码: A

PWM predictive current control of permanent magnet synchronous motor based on extended state observer

WEI Hai-feng^{1†}, WEI Han-pei^{1,2}, ZHANG Yi¹

(1. College of Electronics and Information, Jiangsu University of Science and Technology, Zhenjiang 212000, China; 2. Leaderdrive Technology Co Ltd, Suzhou 215000, China)

Abstract: Since the motor parameter error can cause outputted current static error and oscillation in traditional PWM predictive current control of the permanent magnet synchronous motor(PMSM), a novel PWM predictive current control algorithm based on extended state observer(ESO) is proposed. The influence of the motor parameter disturbance on the PWM predictive current control system is analyzed. Then, the corresponding ESO is constructed to observe the system disturbance caused by the parameter deviation, the real-time disturbance compensation for the traditional predictive control algorithm is provided, and the stability of the new algorithm is verified by the pole assignment. The simulation results show that, the proposed algorithm can quickly and statically observe the system disturbance, and avoid the influence of the disturbance of the inductive parameter on the current prediction system.

Keywords: PMSM; PWM predictive current control; extended state observer; disturbance compensation

0 引言

交流伺服系统中, 电流环决定了系统的暂态和稳态性能, 如何构造一个稳定性高、动态性能良好且控制精度高的电流环成为高性能伺服控制的关键. 因此, 具有优良暂态性的电流预测控制成为伺服控制的研究热点. 电流预测控制精度依赖准确电机模型参数, 预测过程需对参数扰动偏差进行充分考虑.

鉴于PWM预测算法优良的动态性能, 众多国内外学者致力于改进传统PWM预测算法, 通过结合扰动观测^[1-3]、鲁棒控制^[4-5]、模型参考自适应^[6]等方法将PWM预测算法引入到电流预测控制中, 加强对参数扰动的鲁棒性. 文献[1]基于无差拍思想推出预测

方程, 用伦伯格观测器观测的电流构造鲁棒预测电流控制算法. 文献[2-3]将扰动观测方法引入电机电流预测中, 补偿参数偏差引起的电流预测误差. 文献[4]通过引入两个电流权重系数, 使系统在模型参数不准确时依然能保持大范围稳定. 文献[5]在文献[4]鲁棒性算法的基础上, 利用电流误差在线调节磁链参数和增加积分环节消除dq轴电流静差. 文献[7]对传统预测电流控制进行延伸, 不仅降低了电流纹波, 也提高了系统对参数不确定性的鲁棒性. 文献[8-9]给出了一种基于电流差分检测技术驱动系统, 利用对应于不同开关状态逆变器的电流差异提高电流跟踪性能. 文献[10]结合广义预测控制理论和扩张状态观测器提

收稿日期: 2016-12-01; 修回日期: 2017-02-09.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61503161); 江苏省产学研前瞻性联合研究项目(BY2016073-01).

作者简介: 魏海峰(1981—), 男, 副教授, 博士, 从事电机驱动控制和复杂控制系统等研究; 韦汉培(1992—), 男, 硕士生, 从事永磁同步电机控制技术的研究.

[†]通讯作者. E-mail: whf21@126.com

出了新型转速跟踪控制方法,通过对扰动量的补偿,提高了系统鲁棒性。

本文针对传统PWM电流预测控制存在的给定电机参数不准确造成的电流静差和振荡问题,构建扩张状态观测器观测系统总扰动,对预测系统进行实时性扰动补偿^[11-13]。仿真实验结果验证了基于ESO的PWM电流预测控制算法的有效性:ESO能够快速无静差地观测出系统总扰动,为鲁棒性电流预测算法提供实时性扰动补偿,有效避免了电感参数扰动偏差造成的电流静差和振荡问题。

1 传统PWM电流预测控制

转子磁场定向 d - q 坐标系中,永磁同步电机电压方程为

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

其中: u_d 、 u_q 和 i_d 、 i_q 分别为定子电压矢量和电流矢量在 dq 轴上的分量; R 为定子电阻; ω_e 为电角速度; ψ_f 为转子永磁体磁链; L_d 、 L_q 为 dq 轴电感,对于表贴式电机而言,有 $L_d = L_q = L$ 。选择 dq 轴电流作为状态变量,改写式(1)为电流状态方程

$$\dot{i} = Ai + Bu + D. \quad (2)$$

其中

$$i = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} -R/L & \omega_e \\ -\omega_e & -R/L \end{bmatrix}, \\ B = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega_e \psi_f / L \end{bmatrix}.$$

离散化式(2)电流状态方程,得到电流预测模型

$$i(k+1) = A'(k)i(k) + T_s Bu(k) + T_s D(k). \quad (3)$$

其中

$$i(k) = \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix}, u(k) = \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix}, \\ A'(k) = \begin{bmatrix} 1 - RT_s/L & \omega_e(k)T_s \\ -\omega_e(k)T_s & 1 - RT_s/L \end{bmatrix}, \\ D(k) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega_e(k)\psi_f/L \end{bmatrix},$$

T_s 为电流采样时间。 k 时刻电流采样值为 $i(k)$,速度环输出 $i^*(k+1)$ 作为 $k+1$ 时刻的电流给定,基于电机和逆变器离散时间计算 k 时刻所需控制电压 $u(k)$ 。根据式(3)电流预测模型,为使 $k+1$ 时刻输出电流实际值 $i(k+1)$ 跟随给定值 $i^*(k+1)$,PWM电流预测控制所需控制电压为

$$u(k) = (T_s B)^{-1} [i^*(k+1) - A'(k)i(k) - T_s D(k)]. \quad (4)$$

根据式(4),电流预测控制所需控制电压计算依赖准确的电机参数。将式(4)展开,当电机参数均为实际值时,理想PWM电流预测控制所需 dq 轴电压为

$$u_d(k) = L/T_s(i_d^*(k+1) - i_d(k)) + Ri_d(k) - L\omega_e i_q(k), \\ u_q(k) = L/T_s(i_q^*(k+1) - i_q(k)) + Ri_q(k) + L\omega_e i_d(k) + \omega_e \psi_f, \quad (5)$$

其中 R 、 L 、 ψ_f 为实际电机参数值。显然,此时实际电流输出值跟随给定值,即 $i(k+1) = i^*(k+1)$ 。

实际控制算法中,电机参数均选用铭牌标称参数,实际PWM电流预测控制 dq 轴电压给定为

$$u_{d0}(k) = L_0/T_s(i_{d0}^*(k+1) - i_d(k)) + R_0 i_d(k) - L_0 \omega_e i_q(k), \\ u_{q0}(k) = L_0/T_s(i_{q0}^*(k+1) - i_q(k)) + R_0 i_q(k) + L_0 \omega_e i_d(k) + \omega_e \psi_{f0}, \quad (6)$$

其中 R_0 、 L_0 、 ψ_{f0} 为铭牌标称参数值。此时实际电流输出值 $i(k+1) \neq i_0^*(k+1)$ 。

电机运行过程存在参数扰动,铭牌参数值会与实际值产生偏差,令式(5)、(6)给定的电压值相等,两者电流给定值关系为

$$i_d^*(k+1) = \frac{L_0}{L} i_{d0}^*(k+1) + \frac{\Delta L - \Delta RT_s}{L} i_d(k) + \frac{\Delta L}{L} T_s \omega_e i_q(k), \\ i_q^*(k+1) = \frac{L_0}{L} i_{q0}^*(k+1) + \frac{\Delta L - \Delta RT_s}{L} i_q(k) - \frac{\Delta L}{L} T_s \omega_e i_d(k) - \frac{\Delta \psi_f}{L} T_s \omega_e. \quad (7)$$

由于 $i(k+1) = i^*(k+1)$,得到输出电流实际值与给定值关系为

$$i_d(k+1) = \frac{L_0}{L} i_{d0}^*(k+1) + \frac{\Delta L - \Delta RT_s}{L} i_d(k) + \frac{\Delta L}{L} T_s \omega_e i_q(k), \\ i_q(k+1) = \frac{L_0}{L} i_{q0}^*(k+1) + \frac{\Delta L - \Delta RT_s}{L} i_q(k) - \frac{\Delta L}{L} T_s \omega_e i_d(k) - \frac{\Delta \psi_f}{L} T_s \omega_e. \quad (8)$$

其中: $\Delta R = R - R_0$, $\Delta L = L - L_0$, $\Delta \psi_f = \psi_f - \psi_{f0}$ 。

考虑到采样时间 T_s 足够小,直轴电流 $i_d = 0$,对式(8)进行 z 变换,得到 z 域内电流实际值与给定值间的传递函数为

$$\frac{i_{dq}(z)}{i_{dq0}^*(z)} = \frac{(L_0/L)z}{z + (L_0/L - 1)}. \quad (9)$$

根据式(9),系统具有一个极点 $z_0 = 1 - L_0/L$,根据离散系统稳定性条件,当

$$0 < L_0 < 2L \quad (10)$$

时,该电流预测系统稳定.

综上所述,给定电感值大于2倍实际电感值会造成PWM电流预测控制系统不稳定,造成被控电流存在静差和振荡.

2 基于ESO的PWM电流预测控制

考虑系统参数扰动,电机电压方程(1)变为

$$\begin{cases} u_d = (R_0 + \Delta R)i_d + (L_0 + \Delta L)\frac{di_d}{dt} - \omega_e(L_0 + \Delta L)i_q, \\ u_q = (R_0 + \Delta R)i_q + (L_0 + \Delta L)\frac{di_q}{dt} + \omega_e(L_0 + \Delta L)i_d + \omega_e(\psi_{f0} + \Delta\psi_f). \end{cases} \quad (11)$$

即

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{u_d}{L_0} + \left(-\frac{\Delta L}{L_0}\frac{di_d}{dt} - \frac{(R_0 + \Delta R)i_d}{L_0} + \frac{\omega_e(L_0 + \Delta L)i_q}{L_0} \right), \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{u_q}{L_0} + \left(-\frac{\Delta L}{L_0}\frac{di_q}{dt} - \frac{(R_0 + \Delta R)i_q}{L_0} + \frac{\omega_e(L_0 + \Delta L)i_d}{L_0} + \frac{\omega_e(\psi_{f0} + \Delta\psi_f)}{L_0} \right). \end{cases} \quad (12)$$

除去控制量 u_{dq} ,将其余系统状态变量和参数扰动视为系统总扰动,相应的 dq 轴总扰动为

$$\begin{cases} f_d = -\frac{\Delta L}{L_0}\frac{di_d}{dt} - \frac{(R_0 + \Delta R)i_d}{L_0} + \frac{\omega_e(L_0 + \Delta L)i_q}{L_0}, \\ f_q = -\frac{\Delta L}{L_0}\frac{di_q}{dt} - \frac{(R_0 + \Delta R)i_q}{L_0} + \frac{\omega_e(L_0 + \Delta L)i_d}{L_0} + \frac{\omega_e(\psi_{f0} + \Delta\psi_f)}{L_0}. \end{cases} \quad (13)$$

将总扰动 f_{dq} 选作状态观测器的一个扩张状态变量,设置其变化率 $\dot{f}_{dq} = G(t)$,针对 dq 轴电流及扰动建立一阶扩张状态观测器.以 q 轴电流为例,状态方程为

$$\dot{x}_1 = x_2 + bu_q, \quad \dot{x}_2 = G(t), \quad y = x_1, \quad (14)$$

其中 $x = [i_q \ f_q]^T$ 为状态变量.进一步,构建ESO

$$\begin{cases} e_q = z_1 - i_q, \\ \dot{z}_1 = z_2 + bu_q - \beta_{01}e_q, \quad \dot{z}_2 = -\beta_{02}e_q. \end{cases} \quad (15)$$

其中: $z = [\hat{i}_q \ \hat{f}_q]^T$ 为观测器对于 i_q 、 f_q 的观测值, β_{01} 、 β_{02} 为ESO增益.

离散化式(15),得到 q 轴电流 i_q 和系统总扰动 f_q 的一阶离散ESO

$$\begin{cases} e_q(k) = \hat{i}_q(k) - i_q(k), \\ \hat{i}_q(k+1) = \hat{i}_q(k) + T_s(\hat{f}_q(k) + bu_q(k)) - \beta_1 e_q(k), \\ \hat{f}_q(k+1) = \hat{f}_q(k) - \beta_2 e_q(k). \end{cases} \quad (16)$$

其中: $\beta_1 = T_s\beta_{01}$, $\beta_2 = T_s\beta_{02}$ 为离散ESO增益. z 域内

$$\begin{cases} e_q(z) = \hat{i}_q(z) - i_q(z), \\ z\hat{i}_q(z) = \hat{i}_q(z) + T_s(\hat{f}_q(z) + bu_q(z)) - \beta_1 e_q(z), \\ z\hat{f}_q(z) = \hat{f}_q(z) - \beta_2 e_q(z). \end{cases} \quad (17)$$

闭环传递函数计算为

$$G_1(z) = \frac{\hat{i}_q(z)}{i_q(z)} = \frac{\beta_1 z + T_s\beta_2 - \beta_1}{(z-1)^2 + \beta_1 z + T_s\beta_2 - \beta_1}. \quad (18)$$

相应地,闭环传递函数系统特征方程为

$$\lambda^2 + (\beta_1 - 2)\lambda + T_s\beta_2 - \beta_1 + 1 = 0. \quad (19)$$

通过对极点位置的计算,离散ESO稳定条件为

$$\begin{cases} 0 < \beta_1 < 4, \\ \beta_2 < (4 + \beta_1^2)/4T_s. \end{cases} \quad (20)$$

将ESO观测出的 dq 轴系统总扰动 \hat{f}_d 、 \hat{f}_q 引入式(12),对其离散化,得到基于ESO的PWM电流预测控制算法所需 dq 轴电压给定为

$$\begin{cases} u_d(k) = L_0(i_d^*(k+1) - i_d(k))/T_s - L_0\hat{f}_d(k), \\ u_q(k) = L_0(i_q^*(k+1) - i_q(k))/T_s - L_0\hat{f}_q(k). \end{cases} \quad (21)$$

利用ESO观测出的系统总扰动对电机运行过程中的参数扰动偏差进行实时性补偿,结构简单,仅利用标称电感一个标称参数,回避了其他电机参数偏差问题.

根据式(5)和(21),基于ESO电流预测控制下电流实际输出值与给定值之间关系满足

$$Li_q(k+1) + (RT_s - L)i_q(k) + T_sL\omega_e i_d(k) + T_s\omega_e\psi_f = L_0(i_q^*(k+1) - i_q(k)) - T_sL_0\hat{f}_q(k). \quad (22)$$

同样地,考虑到采样时间 T_s 足够小,直轴电流 $i_d(k) = 0$,式(22)简化为

$$\begin{cases} Li_q(k+1) - Li_q(k) = \\ L_0(i_q^*(k+1) - i_q(k)) - T_sL_0\hat{f}_q(k). \end{cases} \quad (23)$$

z 域内

$$L_0 z i_q^*(z) = L(z-1)i_q(z) + L_0 i_q(z) - T_s L_0 \hat{f}_q(z). \quad (24)$$

由式(16)得

$$\hat{f}_q(z) = -\beta_2 i_q(z)/(z-1+\beta_1). \quad (25)$$

将式(25)代入(24),得到基于ESO电流预测控制算法

z 域内的传递函数为

$$G_2(z) = \frac{i_q(z)}{i_q^*(z)} = \frac{(L_0/L)z(z-1+\beta_1)}{(z-1)^2+(L_0/L+\beta_1)(z-1)+(L_0/L)(\beta_1+T_s\beta_2)} \quad (26)$$

综上所述,基于ESO的PWM电流预测控制算法收敛需满足2个条件:1)针对系统总扰动观测的扩张状态观测器收敛,根据式(20),需满足 $0 < \beta_1 < 4$ 和 $\beta_2 < (4 + \beta_1^2)/4T_s$. 2)基于ESO电流预测控制算法, z 域内传递函数所有极点分布在单位圆之内,即

$$\left| 1 + \frac{-(\beta_1 + L_0/L)}{2} \pm \frac{\sqrt{(\beta_1 + L_0/L)^2 - 4L_0/L(\beta_1 + T_s\beta_2)}}{2} \right| \leq 1. \quad (27)$$

综合考虑算法收敛快速性和稳定性,经多次仿真实验,选取合适的观测器增益参数 $\beta_1 = 2, \beta_2 = 700$.

3 算法仿真分析

为验证本文所提出算法的有效性,采用Matlab/Simulink进行仿真实验,实验电机模型参数为:额定转速 $n_N = 3000$ r/min,定子电感 $L = 6.35$ mH,定子电阻 $R = 2.2 \Omega$,输出额定转矩 $T_N = 2.39$ N·m,永磁体磁链 $\psi_f = 0.09$ Wb,极对数 $p = 4$.速度环采用传统的PI控制,电流环采用本文提出的基于ESO的电流预测算法,采样频率设置为10 kHz.

1)为验证ESO能够实时观测系统总扰动,给定电机额定转速以及负载工况,算法中电感给定值持续发生阶跃变化,ESO观测到的 dq 轴系统扰动如图1所示.图1中: f_d, f_q 为扰动观测器观测出的扰动值, f_d^*, f_q^* 为根据式(13)扰动定义计算出的实际系统扰动值.可以看出,ESO可以快速无静差地观测出电机运行过程中电感参数扰动偏差造成的系统总扰动.

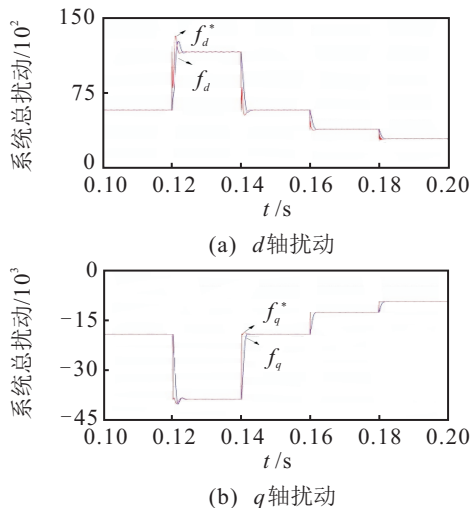


图1 阶跃电感扰动下的ESO系统扰动观测

2)算法中电感初始值给定 $0.5L, 0.06$ s时刻斜坡上升至 $2.2L$,如图2所示.图2(a)和图2(b)分别为基于传统PWM电流预测控制算法和ESO算法下的 dq 轴电流给定值以及实际值对比.传统控制算法下当电感值给定小于实际值达到一定程度时,电流出现静差,当给定值大于实际值达到一定程度时,电流开始发生振荡,相比之下,ESO算法下的电感值给定变化未对电流产生影响.图2(c)和图2(d)分别为电感给定变化下的扰动观测,ESO可对改进电流预测控制算法提供实时性扰动补偿,有效避免了参数偏差造成的电流静差、振荡问题.

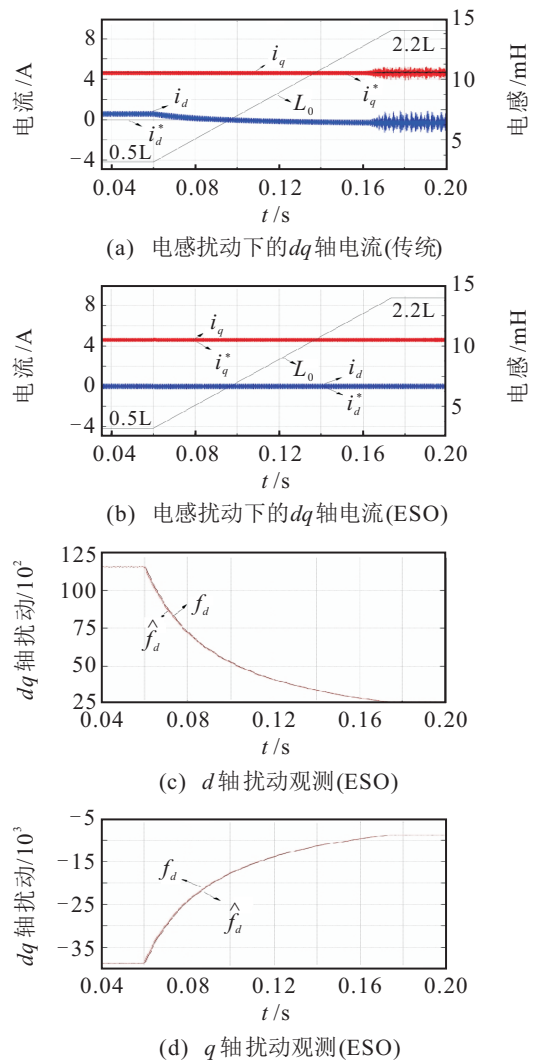


图2 连续电感扰动对 dq 轴电流影响以及扰动观测对比

3)给定电机额定转速和负载工况,算法给定 $2L$ 电感值稳态运行,图3(a)和图3(b)为基于传统PWM电流预测控制算法和ESO算法下的相电流及谐波频谱分析.在图3(a)中,基波(200 Hz)=4.635, THD=8.77%;图3(b)中,基波(200 Hz)=4.436, THD=3.40%,由图3可见,基于ESO电流预测控制下的相电流正弦度较传统预测算法更平滑,谐波含量大大降低,有效避免了电流振荡.

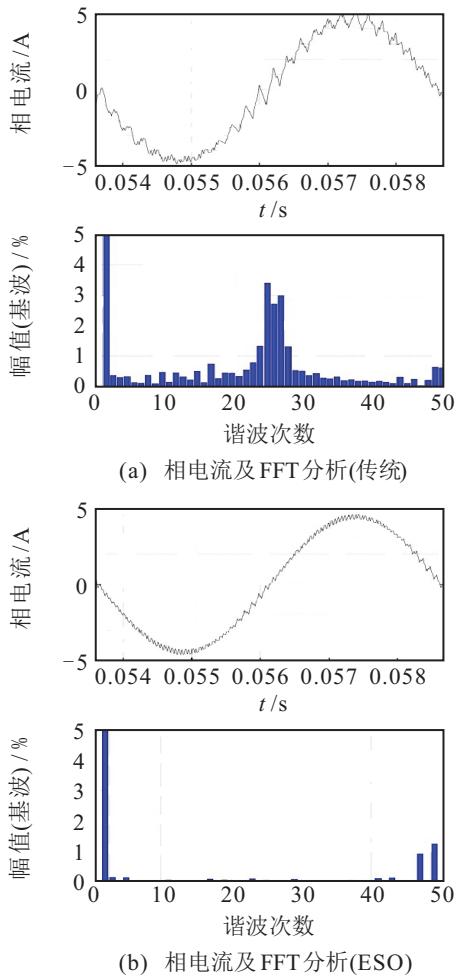


图3 相电流及FFT频谱分析对比

4 结论

本文提出了一种基于ESO的永磁同步电机PWM电流预测控制算法,通过ESO对电机运行过程中的参数扰动进行实时性补偿,使得系统对于参数扰动具有较宽的容忍度. 仿真结果表明,所提出的算法能够快速无静差地观测出系统扰动,为鲁棒性预测控制算法提供实时补偿,有效避免了参数扰动造成的电流静差和谐波振荡.

参考文献(References)

[1] 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]. Proc of the CSEE, 2013, 33(15): 78-85.)

[2] Mohamed Y A R I, El-Saadany E F. Robust high bandwidth discrete-time predictive current control with predictive internal model—A unified approach for voltage-source PWM converters[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2008, 23(1): 126-136.

[3] Xia C, Wang M, Song Z, et al. Robust model predictive current control of three-phase voltage source PWM

rectifier with online disturbance observation[J]. IEEE Trans on Industrial Informatics, 2012, 8(3): 459-471.

[4] 牛里, 杨明, 刘可述. 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. A predictive current control scheme for permanent magnet synchronous motors[J]. Proc of the CSEE, 2012, 32(6): 131-137.)

[5] 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]. Proc of the CSEE, 2015, 35(10): 2544-2551.)

[6] Weihua W, Xi X, Youshuang D. An adaptive incremental predictive current control method of PMSM[C]. The 15th European Conf on Power. IEEE, 2013: 1-8.

[7] Siami M, Khaburi D, Abbaszadeh A, et al. Robustness improvement of predictive current control using prediction error correction for permanent-magnet synchronous machines[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3458-3466.

[8] Lin C K, Liu T H, Fu L C, et al. Model-free predictive current control for interior permanent-magnet synchronous motor drives based on current difference detection technique[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2014, 61(2): 667-681.

[9] Lin C K, Lai Y S, Yu H C, et al. Simplified model-free predictive current control for interior permanent magnet synchronous motors[J]. Electronics Letters, 2016, 52(1): 49-50.

[10] 刘旭东, 李珂, 孙静, 等. 基于广义预测控制和扩展状态观测器的永磁同步电机控制[J]. 控制理论与应用, 2015, 32(12): 1613-1619.
(Liu X D, Li K, Sun J, et al. Generalized predictive control based on extended state observer for permanent magnet synchronous motor system[J]. Control Theory & Applications, 2015, 32(12): 1613-1619.)

[11] 王海强, 黄海. 扩张状态观测器的性能与应用[J]. 控制与决策, 2013, 28(7): 1078-1082.
(Wang H Q, Huang H. Property and applications of extended state observer[J]. Control and Decision, 2013, 28(7): 1078-1082.)

[12] 邵星灵, 王宏伦. 线性扩张状态观测器及其高阶形式的性能分析[J]. 控制与决策, 2015, 30(5): 815-822.
(Shao X L, Wang H L. Performance analysis on linear extended state observer and its extension case with higher extended order[J]. Control and Decision, 2015, 30(5): 815-822.)

[13] 王礼鹏, 张化光, 刘秀翀, 等. 基于扩张状态观测器的SPMSM调速系统的滑模变结构反步控制[J]. 控制与决策, 2011, 26(4): 553-557.
(Wang L P, Zhang H G, Liu X C, et al. Backstepping controller based on sliding mode variable structure for speed control of SPMSM with extended state observer[J]. Control and Decision, 2011, 26(4): 553-557.)

(责任编辑: 郑晓蕾)