

基于ESO的PMSM无差拍预测电流控制研究

毋少楠¹, 史军伟¹, 李志新²

(1. 中国矿业大学 电气与动力工程学院, 江苏 徐州 221116;

2. 国网山东省电力公司 东营供电公司, 山东 东营 257000)

摘要: 在永磁同步电机调速系统中, 优良的电流控制效果对系统的控制性能至关重要。为解决数字控制中存在的采样、滤波等因素带来的控制延迟, 基于永磁同步电机在同步旋转坐标系下的数学模型, 提出一种基于最小电流误差的无差拍预测电流控制策略。同时, 为解决预测电流控制存在的对模型参数尤其是电机电感的参数鲁棒性较低的问题, 结合自抗扰控制技术, 在无差拍预测电流控制中引入了扩张状态观测器, 对系统的内部和外部扰动进行观测并补偿。扩张状态观测器的引入不仅解决了系统参数鲁棒性较低的问题, 同时也提高了系统的抗负载扰动能力。最终设计的系统具有转速跟踪性能良好、抗扰能力强、参数鲁棒性大大提高等优点。最后, 通过仿真和实验验证了所提控制策略的可行性和正确性。

关键词: 无差拍; 预测电流控制; 扩张状态观测器; 参数鲁棒性

中图分类号: TM351 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd20781

Research on Deadbeat Predictive Current Control of PMSM Based on ESO

WU Shaonan¹, SHI Junwei¹, LI Zhixin²

(1. School of Electrical and Power Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116,

Jiangsu, China; 2. Dongying Power Supply Company, State Grid Shandong Electric Power Company, Dongying 257000, Shandong, China)

Abstract: In the permanent magnet synchronous motor speed control system, excellent current control effects are critical to the control performance of the system. In order to solve the control delay caused by sampling, filtering and other factors in digital control, based on the mathematical model of permanent magnet synchronous motor in synchronous rotating coordinate system, a deadbeat prediction current control strategy based on minimum current error was proposed. At the same time, in order to solve the problem that the predictive current control has low robustness to the parameters of the model parameters, especially the motor inductance, combined with the auto disturbance rejection control technology, the extended state observer was introduced in the deadbeat prediction current control to observe and compensate for internal and external disturbances of the system. The introduction of ESO not only solves the problem of low robustness of system parameters, but also improves the system's ability to resist load disturbances. The final designed system has the advantages of good speed tracking performance, strong anti-interference ability and greatly improved parameter robustness. Finally, the feasibility and correctness of the proposed control strategy were verified by simulation and experiment.

Key words: deadbeat; predictive current control; extended state observer(ESO); parameter robustness

近年来,随着现代控制技术的发展,越来越多的先进控制策略被应用到永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)的控制当中。其中,无差拍预测电流控制(deadbeat prediction current control, DPCC)作为一种基于模型

的预测控制算法,既具有预测控制算法普遍拥有的动态响应速度快和电流谐波小等特点,同时也有着开关频率恒定、带宽高和易于数字化实现等特有优势^[1]。其基本控制思想是:基于逆变器和电机的数学模型,根据本周周期采样得到的电流

基金项目: 国家自然科学基金(61873272);中国矿业大学实验室开发基金项目 II类(20180216)

作者简介: 毋少楠(1988—),男,硕士研究生,Email:snwu@foxmail.com

值,预测下一拍的控制电压输出值。

由于DPCC从根本上讲还是一种基于模型的控制算法,其对模型参数尤其是电感的敏感度较高,参数失配会严重影响电流的控制效果^[2]。针对此问题,文献[3]在无差拍控制的基础上,引入了基于Luenberger状态观测器的鲁棒电流控制算法,补偿电感误差和电流采样引起的相位滞后,提高了系统的鲁棒性;文献[4]采用了放松的电流偏差约束条件和平滑的输出电压预测方法,使系统在电机电感参数失配时保持稳定;文献[5]设计了扰动观测器对扰动进行估计并前馈补偿,提高了系统对参数的鲁棒性;文献[6]采用了模型参考自适应算法对电机参数进行在线辨识,减小了电机参数偏差引起的电流误差。

基于前述,设计了速度环采用PI控制器,电流环采用基于最小电流误差的DPCC控制器的PMSM双闭环控制系统。该控制系统具有DPCC策略电流控制精度高、谐波含量少的优点。同时,为了克服参数失配以及观测扰动等引起的电流控制效果降低的问题,结合自抗扰技术^[7]抗扰动能力强的特点,在无差拍控制中引入了扩张状态观测器(extended state observer, ESO),观测扰动并进行补偿,大大提高了系统的参数鲁棒性和抗扰动能力。仿真及实验结果验证了所提控制策略的有效性。

1 永磁同步电机的数学模型

在同步旋转($d-q$)坐标系下,PMSM的电压方程可以表示为

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

式中: u_d, u_q, i_d, i_q 分别为定子绕组的电压、电流在 d, q 轴的分量; L_d, L_q 分别为 d, q 轴的电感分量; R_s 为定子电阻; Ψ_f 为永磁体磁链; ω_e 为转子电角速度。

对于表贴式永磁同步电机(SPMSM),有 $L_d = L_q = L_0$,式(1)也可化为如下形式:

$$\begin{cases} \dot{i}_d = -\frac{R}{L_0} i_d - \omega_e i_q + \frac{u_d}{L_0} \\ \dot{i}_q = -\frac{R}{L_0} i_q - \omega_e i_d - \frac{\omega_e \Psi_f}{L_0} + \frac{u_q}{L_0} \end{cases} \quad (2)$$

2 基于ESO的DPCC策略

提出的基于最小电流误差的DPCC策略控制

流程如图1所示。

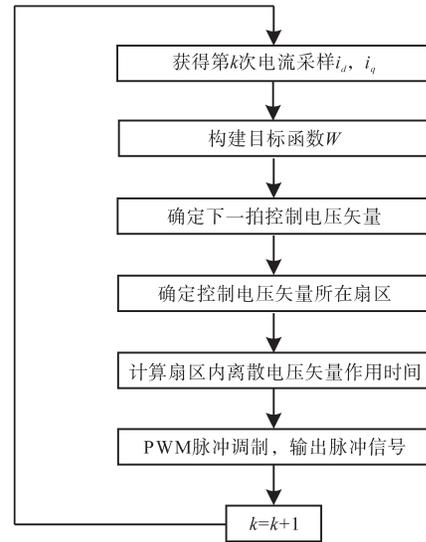


图1 DPCC策略控制流程图
Fig.1 Flow chart of DPCC

一般情况下,根据PWM逆变器开关状态生成的8种空间电压矢量(包含2个零矢量)将电压矢量圆分为6个扇区。1个采样周期内,在获得第 k 次电流采样后,首先根据转子位置角判断目标电压矢量所在扇区 N ,然后根据该扇区内3个离散电压矢量作用下电流的变化规律,构建目标函数,确定下一拍控制电压矢量,进而求解得到各个离散电压矢量的作用时间,再进行PWM调制,输出开关脉冲信号。

2.1 基于最小电流误差的DPCC策略

$d-q$ 坐标系下逆变器输出电压可由开关状态函数表示为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} u_{dc} \begin{bmatrix} S_a \cos\theta + S_b \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) + S_c \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ -S_a \sin\theta - S_b \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) - S_c \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中 $\theta = \omega_e t$

式中: S_a, S_b, S_c 分别为逆变器三个桥臂的开关状态,上桥臂导通为1,下桥臂导通为0; θ 为转子电角度。

将式(3)代入式(2)中可得8个电压矢量对应的电流变化率 \dot{i}_d 和 \dot{i}_q ,如下式:

$$\begin{cases} \dot{i}_{dj} = -\frac{R}{L_0} i_d - \omega_e i_q + \frac{u_{dj}}{L_0} \\ \dot{i}_{qj} = -\frac{R}{L_0} i_q - \omega_e i_d - \frac{\omega_e \Psi_f}{L_0} + \frac{u_{qj}}{L_0} \end{cases} \quad j = 0, 1, \dots, 7 \quad (4)$$

在1个周期内近似认为电流变化率保持不

变,则该周期内在同一个扇区对应的3个电压矢量(设为 u_0, u_1, u_2 ;其中 u_0 为零矢量)作用下的总的电流变化量为

$$\begin{cases} \Delta i_d = i_{d0}t_0 + i_{d1}t_1 + i_{d2}t_2 \\ \Delta i_q = i_{q0}t_0 + i_{q1}t_1 + i_{q2}t_2 \end{cases} \quad (5)$$

式中: t_0, t_1, t_2 分别为 u_0, u_1, u_2 的作用时间。

因此可得在第 k 个控制周期结束时, d, q 轴电流为

$$\begin{cases} i_{d,k+1} = i_{d,k} - \Delta i_d \\ i_{q,k+1} = i_{q,k} - \Delta i_q \end{cases} \quad (6)$$

式中: $i_{d,k}, i_{q,k}$ 分别为上个控制周期结束时的 d, q 轴电流。

DPCC的控制目标为在每个控制周期结束时 d, q 轴电流误差最小,可以采用最小二乘优化方法构建目标函数为

$$W = (i_{d,k+1}^* - i_{d,k+1})^2 + (i_{q,k+1}^* - i_{q,k+1})^2 \quad (7)$$

式中: $i_{d,k+1}^*, i_{q,k+1}^*$ 为 $k+1$ 时刻的电流给定值。

当式(7)中 W 取得最小值时,括号内的电流误差量也为最小值。因此,可用求极值方法求得每个控制周期中三个离散电压矢量的作用时间,其计算式为

$$\begin{cases} \frac{\partial W}{\partial t_1} = 0 \\ \frac{\partial W}{\partial t_2} = 0 \end{cases} \quad (8)$$

由式(8)可求得两个非零电压矢量的作用时间 t_1, t_2 ,零矢量的作用时间 $t_0 = T_s - t_1 - t_2$ (T_s 为单个采样周期的时间)。求得作用时间后,按照七段式PWM的调制方式即可得到每个控制周期的开关序列。

2.2 扩张状态观测器基本原理

自抗扰控制技术(auto disturbance rejection control, ADRC)是由韩京清先生基于PID控制“基于误差消除误差”的核心思想提出的先进控制技术^[7-8]。

作为ADRC的核心部分,扩张状态观测器(ESO)将被控系统的外部扰动和内部扰动扩张为新的状态量——“总扰动”,并进行动态估计与反馈补偿。相较于传统观测器,ESO不需要直接测量扰动,也不必知道扰动的精确数学模型,对于参数变化较大的预测控制系统,可以提高其参数鲁棒性及抗扰性,进而提高系统的控制性能。

下面给出一阶单输入单输出系统(single input and single output, SISO)的ESO设计方法。

一阶SISO系统的状态方程如下式所示:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f[x_1, w(t), t] + bu \\ y = x_1 \end{cases} \quad (9)$$

式中: u 为输入; $w(t)$ 为外部扰动; $f[x_1, w(t), t]$ 为系统总扰动函数。

将总扰动扩张为新的状态量 x_2 ,即 $x_2 = f[x_1, w(t), t]$,同时令 $\dot{x}_2 = c(t)$,那么式(9)的新状态方程可以表示为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + bu \\ \dot{x}_2 = c(t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (10)$$

根据状态方程式(10),将一阶SISO的ESO构建为^[7]

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 + bu - \beta_{01}fal(e, 0.5, \delta) \\ \dot{z}_2 = -\beta_{02}fal(e, 0.25, \delta) \end{cases} \quad (11)$$

其中 $\delta = 5T_s$

式中: b 为控制量增益,可由被控系统参数确定; β_{01}, β_{02} 为控制器参数; fal 函数为误差非线性函数。 fal 函数具体表达式为

$$fal(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} e & |e| \leq \delta \\ \delta^{\alpha-1} & |e| > \delta \end{cases} \quad (12)$$

其中,参数 α 满足 $0 < \alpha < 1$ 时, fal 函数具有小误差大增益和大误差小增益的特性。确定了合适的参数取值后,ESO就能很好地观测出状态量 z_2 ,即“总扰动”。

ESO的优势表现在:在实际的控制系统中,无需知道扰动函数 $f[x_1, w(t), t]$ 是否连续或者已知,只要能确定其为有界函数,且保证增益参数 b 已知,就可以调整到合适的 β_{01}, β_{02} 取值,进而估计出状态量 z_2 并进行反馈补偿。

2.3 DPCC的ESO设计

2.1节所述DPCC策略中,要求得准确的电压矢量的电流变化率,需要精确的电流测量值,观测误差会导致计算偏差。同时,当电机参数发生变化时,仍使用标称值进行计算,也会导致计算结果产生偏差。结合2.2节所述,可将ESO引入控制系统中,以补偿观测误差以及参数变化带来的扰动。

d, q 轴的ESO设计思路相同,对于SPMSM控制器的结构以及参数是可以通用的,下述设计方法以 q 轴为例进行说明。

在式(4)中,将 $f_2 = -Ri_q/L_0 - \omega_e i_d - \omega_e \Psi_f/L_0$

视为总扰动,令 $b=1/L_0$, q 轴电流方程可化为

$$\dot{i}_q = f_2 + bu_q \quad (13)$$

按照前述ESO设计方法,可以得到电流环的ESO如下式所示:

$$\begin{cases} \dot{e}_q = z_1 - i_q \\ \dot{z}_1 = z_2 + bu_q - \beta_{01}e_{q1} \\ \dot{z}_2 = -\beta_{02}e_{q2} \end{cases} \quad (14)$$

其中

$$e_{q1} = fal(e_q, 0.5, \delta) \quad e_{q2} = fal(e_q, 0.25, \delta)$$

式中: z_1, z_2 分别为电流 i_q 和总扰动 f_2 的观测值。

结合式(5),将式(14)进行离散化可得:

$$\begin{cases} e_q = \hat{i}_q(k) - i_q(k) \\ \hat{i}_q(k+1) = \hat{i}_q(k) + \sum_{m=0}^2 \{t_m [\hat{f}_q(k) + bu_{qm}(k)]\} - \beta_1 e_{q1} \\ \hat{f}_q(k+1) = \hat{f}_q(k) - \beta_2 e_{q2} \end{cases} \quad (15)$$

$$\text{其中} \quad \beta_1 = T_s \beta_{01} \quad \beta_2 = T_s \beta_{02}$$

式中: β_1, β_2 为离散ESO的增益; $\hat{i}_q(k+1), \hat{f}_q(k+1)$ 分别为 $k+1$ 时刻的电流预测值和系统总扰动估计值。将 $\hat{f}_q(k+1)$ 进行反馈可得补偿扰动后的电流变化率:

$$\dot{i}_{qj} = u_{qj}/L + \hat{f}_q \quad (16)$$

补偿后的电流变化率再代入式(5)~式(8)进行计算,即可得到优化后的控制电压矢量。

离散ESO的结构框图如图2所示^[9]。从图2中可以看出, q 轴ESO与 d 轴ESO并无耦合关系,相互不影响。ESO闭环极点位置和增益 β_1, β_2 相关,因此 β_1, β_2 的取值会影响ESO的动态性能和稳定性。

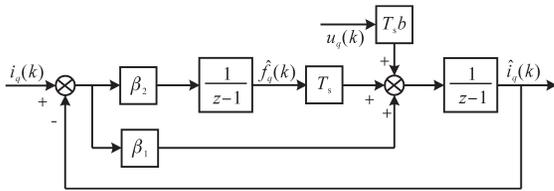


图2 离散ESO结构图

Fig.2 Discrete ESO structure diagram

2.4 ESO稳定性分析

采用文献[9]所述方法进行参数稳定性分析。由图2,在 z 域中 q 轴的ESO闭环函数为

$$G_c(z) = \frac{\beta_1 z + T_s \beta_2 - \beta_1}{(z-1)^2 + \beta_1 z + T_s \beta_2 - \beta_1} \quad (17)$$

特征方程为

$$\lambda^2 + (\beta_1 - 2)\lambda + T_s \beta_2 - \beta_1 + 1 = 0 \quad (18)$$

通过对系统极点位置的计算,可得ESO的稳

定条件为

$$\begin{cases} 0 < \beta_1 < 4 \\ \beta_2 < \frac{4 + \beta_1^2}{4T_s} \end{cases} \quad (19)$$

当PMSM的参数发生变化时,参考电流和实际电流存在误差。为了实现电流的无误差跟踪,基于ESO的DPCC的电压值 $u_q(k)$ 要和通过式(2)计算出的控制电压 $u_q(k)$ 相等。式(2)和式(15)得到基于ESO的策略给定电流值和实际值关系为

$$\begin{aligned} (RT_s - L)i_q(k) + Li_q(k+1) + T_s L \omega_r i_d(k) + T_s \Psi_r \omega_r \\ = L_0 [i_q^*(k+1) - i_q(k)] + T_s L_0 \hat{f}_q(k) \end{aligned} \quad (20)$$

式中: L 为实际电感值; ω_r 为转子机械角速度。

当系统运行在较高的采样频率下(T_s 较小)且采用 $i_d=0$ 控制时,式(20)可以化简为

$$-Li_q(k) + Li_q(k+1) = L_0 [i_q^*(k+1) - i_q(k)] + T_s L_0 \hat{f}_q(k) \quad (21)$$

变换到 z 域的表达式为

$$L_0 z i_q^*(z) = L(z-1)i_q(z) + L_0 i_q(z) - L_0 T_s \hat{f}_q(z) \quad (22)$$

$\hat{f}_q(z)$ 的表达式可由下式得出:

$$\hat{f}_q(z) = \frac{\beta_2 [\hat{i}_q(z) - i_q(z)]}{z-1} = -\frac{\beta_2 i_q(z)}{z-1 + \beta_1} \quad (23)$$

其中

$$\hat{i}_q(z) = \frac{\beta_1 i_q(z) + T_s [f_q(z) + u_q(z)/L_0]}{z-1 - \beta_1} = \frac{\beta_1 i_q(z)}{z-1 - \beta_1} \quad (24)$$

根据以上分析可得基于ESO的离散域传递函数为

$$\frac{i_q(z)}{i_q^*(z)} = \frac{(L_0/L)z(z-1 + \beta_1)}{(z-1)^2 + (L_0/L + \beta_1)(z-1) + (L_0/L)(\beta_1 + T_s \beta_2)} \quad (25)$$

通过以上分析,得知基于ESO的DPCC策略需要满足以下2个条件:

1) 扩张状态观测器的收敛条件: $0 < \beta_1 < 4, \beta_2 < 1 + 0.25\beta_1^2/T_s$ 。

2) 离散域传递函数的闭环极点分布在单位圆内,即满足不等式:

$$|P(z)| = \left| 1 - \frac{(\beta_1 + L_0/L) \pm \sqrt{(\beta_1 - L_0/L)^2 - 4T_s \beta_2}}{2} \right| \leq 1 \quad (26)$$

基于ESO的DPCC算法的稳定性与 $\beta_1, \beta_2, L_0/L$ 三个参数有关。首先,需要选择合适的 β_1, β_2

来保证ESO的稳定性和收敛性;然后,考虑 L_0/L 的变化对其收敛性的影响。观察式(26)可以发现,在ESO稳定的前提下,其鲁棒性强弱随着 L_0 与 L 的误差的增大而增强。

下面对上述分析中参数 β_1, β_2 取值问题进行讨论。假设系统中的参数没有发生变化($L_0=L$)。当 $\beta_2=700, \beta_1$ 在0~2范围内变化时,系统极点分布如图3a所示,其中, T 为系统的离散步长。可以看出,当 β_1 由0开始,以0.1为步长,逐渐增加到0.5时,系统两个极点逐渐靠拢到 $\beta_1=0.5$ 附近;当 β_1 由0.5增加到2时,一个极点向圆心靠近,另外一个趋向单位圆。因此, $0.5 \leq \beta_1 \leq 1.5$ 时系统的控制性能更好。 $\beta_1=1.5, \beta_2$ 由0~10 000范围内变化时,系统极点分布如图3b所示。当 β_2 逐渐趋向10 000时,极点逐渐向圆环靠近,系统趋向不稳定状态。因此, $\beta_1=1.5, \beta_2=700$ 时可使控制策略具有良好的控制性能。

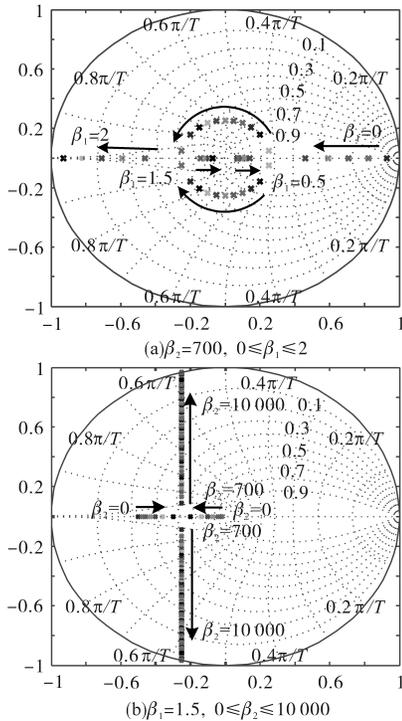


图3 系统闭环极点分布图

Fig.3 Closed-loop pole map of system

确定使ESO处于稳定状态的 β_1, β_2 的值之后,讨论电感失配时所提策略的鲁棒性。在 $\beta_1=1.5, \beta_2=700$ 条件下,当电感失配度在 $0.455 \leq L/L_0 \leq 5$ 时,系统闭环极点分布如图4所示。当电感失配度在 $0.455 \leq L/L_0 \leq 5$ 之间时,系统收敛;当 $L_0 > 2.2L$ 时,系统发散。通过上述分析可以得出:基于ESO的DPCC策略具有较强的参数鲁棒性,当电

感在较宽的范围内变化时,有着很好的抗扰作用。

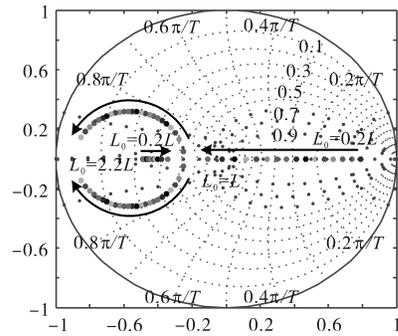


图4 电感失配时系统闭环极点分布图

Fig.4 Closed-loop pole map of system when inductance is mismatched

3 仿真和实验验证

3.1 仿真实验

结合前述,转速环采用PI控制器、电流环采用基于ESO的DPCC控制器的PMSM控制策略整体结构框图如图5所示(采用 $i_d=0$ 控制策略)。

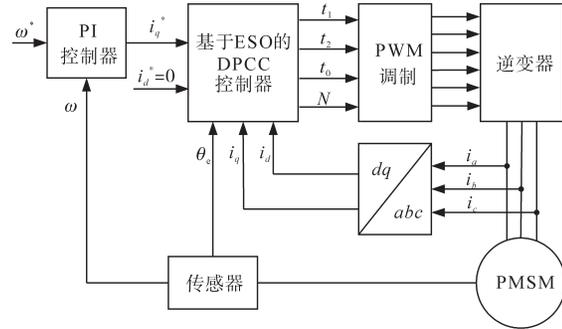


图5 PMSM控制策略整体结构框图

Fig.5 PMSM control strategy structure block diagram

图5中, N 为电压参考矢量所在扇区; θ_e 为电机转子电角速度; ω 为电机速度反馈; i_a, i_b, i_c 分别为电机三相电流。仿真中采用的永磁同步电机参数为:额定电压220 V,额定功率0.75 kW,交直流轴电感6.552 mH,定子电阻0.901 Ω ,极对数4,转动惯量 $1.2 \times 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。

图6为所设计控制策略的转速响应仿真。转速初始给定值为斜坡给定上升至1 000 r/min,空载启动,0.1 s时加2 N·m负载,0.2 s时转速给定值为斜坡给定上升至2 000 r/min,0.3 s时撤负载。

如图6所示,转速响应在电机启动以及转速给定改变时均能快速跟踪给定值,转速超调较小,稳态运行平稳无静差;当有负载扰动时,转速有小幅波动并迅速跟踪给定值。说明所提控制策略具有良好的静动态特性和抗负载扰动的能力。

图7~图9为传统DPCC策略以及基于ESO的

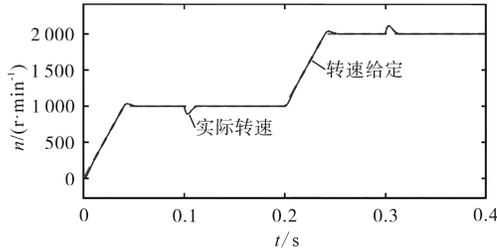


图6 采用基于ESO的DPCC控制策略下的转速响应曲线
Fig.6 Speed response curves based on ESO-based current predictive control control strategy

DPCC策略在与图6相同的仿真条件下, d,q 轴电流分别在电感参数为标称值、0.8倍的标称值以及0.5倍的标称值时的响应曲线。

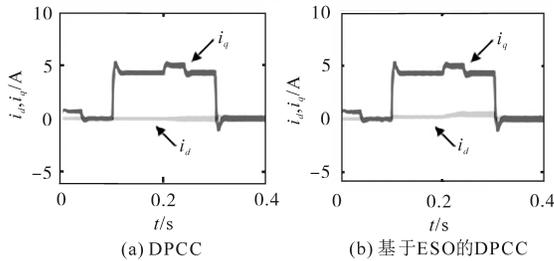


图7 $L=L_0$ 时 d,q 轴电流响应曲线
Fig.7 d,q axis current response curves at $L=L_0$

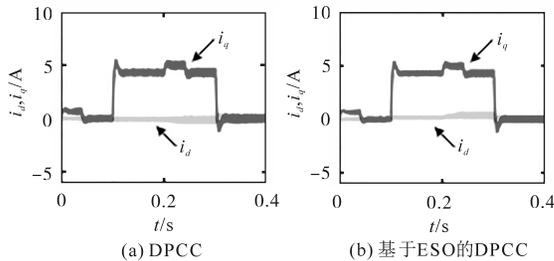


图8 $L=0.8L_0$ 时 d,q 轴电流响应曲线
Fig.8 d,q axis current response curves at $L=0.8L_0$

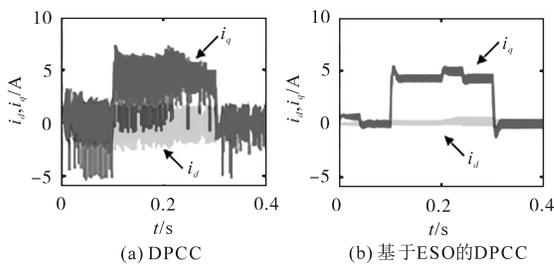


图9 $L=0.5L_0$ 时 d,q 轴电流响应曲线
Fig.9 d,q axis current response curves at $L=0.5L_0$

可以看出,当电感值准确时,两种控制方式 d,q 轴电流均能快速跟踪给定,且稳态时电流纹波小,有较好的电流控制效果。采用传统DPCC策略,当电感参数有20%的误差时,电流纹波有一定程度的增大;当电感参数误差达到50%时,电流响应已明显畸变,震荡幅度较大。而在基于ESO的DPCC策略控制下的电流响应虽然也有一

定的纹波,但控制效果明显优于前者,说明该控制策略显著提高了控制系统的参数鲁棒性。

3.2 实验验证

为了验证所提策略的控制效果,搭建了永磁同步电机对拖实验平台。实验平台示意图如图10所示,实验样机如图11所示。

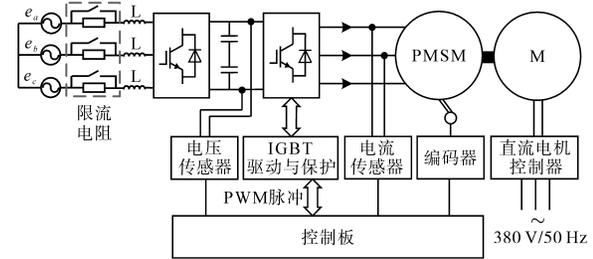


图10 实验平台结构框图

Fig.10 Experimental platform structure block diagram

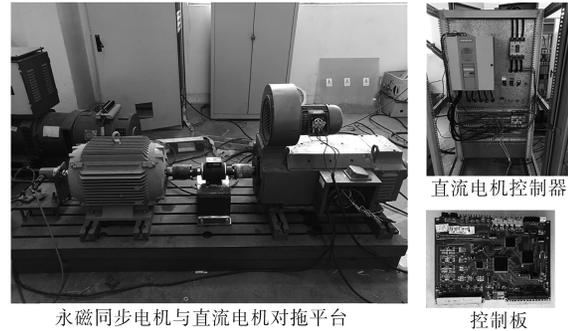


图11 实验平台样机

Fig.11 Experimental platform prototype

永磁同步电机的功率等级为22 kW,电机参数为:定子电阻 0.167Ω , d 轴电感4.5 mH, q 轴电感31.7 mH,极对数3,永磁体磁链1.23 Wb,黏滞摩擦系数 $0.0004 \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$ 。负载为一台55 kW的直流电机,其控制器型号为SIEMENS 6RA7031。

图12为永磁同步电机空载启动到稳定运行的实验结果,其中转速给定为斜坡给定至 $n^*=800 \text{ r/min}$ 。从图中可以看出,电机启动过程平稳且超调较小, d,q 轴电流能够无静差地跟踪给定值,在 q 轴给定电流发生变化时, q 轴实际电流值能够快速响应跟踪给定值。图13为当电机给定转速由500 r/min变化到900 r/min时的转速响应。可以看出,实际转速可以快速地跟踪跟定值,超调较小,过渡过程平稳。上述实验结果表明,所提控制策略具有良好的稳态和动态性能。

图14为PMSM在 $L_0/L=2$ 条件下采用基于ESO的DPCC策略时的转速响应曲线。转速给定 $n^*=800 \text{ r/min}$,在电机启动过程完成后进行了突加负载与突减负载操作。从图中可以看出,在突加负

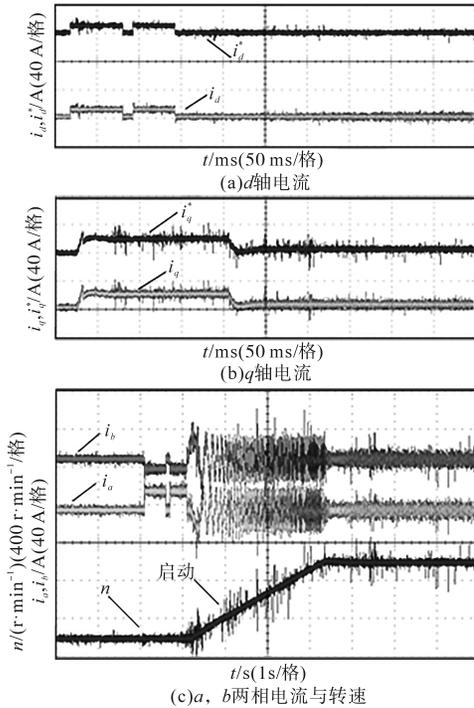


图12 空载启动到稳态运行实验结果
Fig.12 No-load start-up to steady-state running experimental results

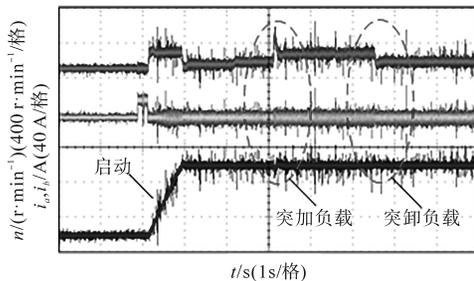


图13 转速给定变化时实验结果
Fig.13 Experimental results of PMSM when the speed reference changes

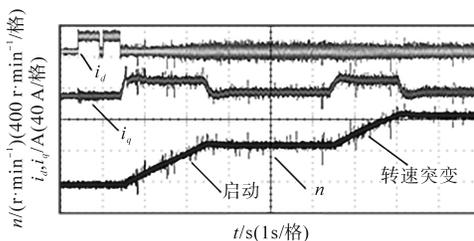


图14 电感误差在50%时的转速响应
Fig.14 Speed response at 50% inductance error

载时电机转速略有跌落,突卸负载时电机转速略有升高,但能够快速跟踪上给定值,电流过渡过程平稳。即使电感参数存在50%误差,整个控制过程依然具有很好的 d, q 轴电流以及转速的静动态特性,表明该策略具有良好的参数鲁棒性和抗负载扰动的能力。

4 结论

在PMSM双闭环调速系统中,结合无差拍控制电流控制精度高以及自抗扰技术抗扰能力强的特点,设计了基于ESO的DPCC策略,并进行了参数稳定性分析。该控制策略不仅具有良好的转速与电流控制效果,同时解决了传统DPCC对模型参数依赖性强的问题。从仿真及实验结果可以看出,该策略具有转速跟踪性能良好、抗扰能力强、参数鲁棒性强、算法简单易数字化实现等特点。

参考文献

- [1] 杨勇,阮毅,叶斌英,等. 三相并网逆变器无差拍预测电流控制方法[J]. 中国电机工程学报,2009,29(33):40-46.
- [2] Zeng Q, Chang L. An advanced SVPWM-based predictive current controller for three-phase inverters in distributed generation systems[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2008, 55(3):1235-1246.
- [3] 牛里,杨明,刘可述,等. 永磁同步电机预测电流控制算法[J]. 中国电机工程学报,2012,32(6):131-137.
- [4] 王宏佳,徐殿国,杨明. 永磁同步电机改进无差拍预测电流控制[J]. 电工技术学报,2011,26(6):39-45.
- [5] 孙静,刘旭东. 基于无差拍预测控制和扰动观测器的永磁同步电机电流控制[J]. 电机与控制应用,2017,44(10):25-29,35.
- [6] 彭壮. 基于参数辨识的永磁同步电机无差拍预测电流控制[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2017.
- [7] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策,1998,13(1):19-23.
- [8] Han J. From PID to active disturbance rejection control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2009,56(3):900-906.
- [9] 刘博. 基于扰动观测的永磁同步电机电流预测控制研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2015.
- [10] Zhang X, Tan L, Xian J, et al. Direct grid-side current model predictive control for grid-connected inverter with LCL filter[J]. IET Power Electronics, 2018, 11(15):2450-2460.
- [11] Ma Z, Zhang X, Huang J, et al. Stability-constraining-dichotomy-solution-based model predictive control to improve the stability of power conversion system in the MEA[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(7):5696-5706.
- [12] Gao Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]//Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003, 6: 4989-4996.
- [13] Türker T, Buyukkeles U, Bakan A F. A robust predictive current controller for PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6):3906-3914.
- [14] Zhang X, Hou B, 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.

收稿日期:2019-08-28
修改稿日期:2019-09-23