

基于无差拍电流预测控制的 PMSM 电感失配研究*

周晓莹¹, 王晓臻¹, 马祖阳¹, 林晓刚², 解伟^{1,2}

(1. 厦门理工学院 电气工程与自动化学院, 福建 厦门 361024;

2. 中国科学院海西研究院泉州装备制造研究中心, 福建 泉州 362000)

摘要: 永磁同步电机(PMSM)双闭环调速控制系统中,作为内环的电流环直接制约着控制系统的动态响应性能。无差拍电流预测控制(DPCC)具有算法简单、动态响应快等优势,但 DPCC 需要精准的电机模型,参数不匹配会引起电流静差和畸变,尤其是电感失配,甚至会导致控制系统不稳定。为解决上述问题,提出改进型 DPCC 算法。首先,推导了传统 DPCC 的离散传递函数,分析了其参数敏感性影响。其次,改进 DPCC 算法,改善其电感参数敏感性,有效扩展电感适用范围,减小电流畸变。最后,通过 MATLAB/Simulink 仿真和试验验证了在电感失配下改进型 DPCC 的有效性。

关键词: 永磁同步电机; 无差拍电流预测控制; 电感失配

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)04-0024-07

doi: 10.12177/emca.2021.213

Research on PMSM Inductance Mismatch Based on Deadbeat Predictive Current Control*

ZHOU Xiaoying¹, WANG Xiaocan¹, MA Zuyang¹, LIN Xiaogang², XIE Wei^{1,2}

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Xiamen University of Technology, Xiamen 361024, China;

2. Quanzhou Institute of Equipment Manufacturing, Fujian Institute of Research on the Structure of Matter, Chinese Academy of Sciences, Quanzhou 362000, China)

Abstract: In the permanent magnet synchronous motor (PMSM) double-closed-loop speed control system, the current loop as the inner loop restricts the dynamic responsiveness of the control system directly. Deadbeat predictive current control (DPCC) has the advantages of simple algorithm and fast dynamic response, but DPCC requires an accurate motor model. The mismatch of parameters can cause current static error and distortion, especially the mismatch of inductance. It can cause instability of the control system. To solve the above problems, an improved DPCC algorithm is proposed. The discrete transfer function of traditional DPCC is deduced, and the influence of its parameter sensitivity is analyzed. The DPCC algorithm is further improved to achieve better inductance parameter sensitivity, effectively expand the applicable range of inductance, and reduce current distortion. The effectiveness of the improved DPCC under inductance mismatch is verified by MATLAB/Simulink simulation and experiments.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); deadbeat predictive current control (DPCC); inductance mismatch

收稿日期: 2021-12-10; 收到修改稿日期: 2022-02-28

* 基金项目: 福建省中科院 STS 计划配套项目(2020T3023); 福建省自然科学基金项目(2020J01283)

作者简介: 周晓莹(1992—),女,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机预测控制。

王晓臻(1984—),女,博士,副教授,研究方向为先进电机的现代控制。

0 引言

永磁同步电机(PMSM)相对于传统电机,在相同的体积下具有效率更高、响应速度更快等优势,成为交流伺服控制系统中理想的机电部件^[1]。电流环作为伺服系统中最关键的內环之一,其响应速度直接影响系统动态性能。电流环采用无差拍电流预测控制(DPCC),具有动态响应快、带宽高、电流波动小、易于实现等优势。但 DPCC 依赖精确的电机数学模型,尤其是对电感参数扰动敏感^[2]。文献[3]根据有限元仿真,考虑磁饱和对电感的影响,建立表格,通过对电感值查表的方式,可以获得较好的动静态性能,但此方法需要大量测试,较为繁琐。文献[4-6]加入扰动观测器,通过控制系统扰动量的观测值,修正给定电压,改善参数失配时控制系统鲁棒性差的缺陷,但是该类方法计算量大,工程实现复杂且困难。文献[7-9]通过改进模型参考自适应系统(MRAS),结合最小二乘法进行在线电感辨识,获得的参数精度较高,但计算时间长,在实际应用中需要考虑计算能力和内存资源。

针对上述问题,本文在 $d-q$ 坐标系下将 PMSM 的连续时间数学模型离散化,采用 DPCC 算法实现电流跟踪,并分析参数失配对控制性能的影响。为解决电感参数敏感性问题,本文提出一种改进型 DPCC 控制算法,无需复杂运算。通过 MATLAB/Simulink 仿真和试验,验证了所提出的改进型 DPCC 控制算法在电感参数不匹配时能够实现有效控制。

1 传统 DPCC 控制算法

DPCC 的基本思想是使电机的实际电流能够跟踪给定电流,即在第 k 个载波周期 $[kT_s, (k+1)T_s]$ 的开始时刻 kT_s ,通过采样得到实际电流、转速、位置等信息,结合速度环给定电流,根据电机的离散电压方程计算得到最优的参考电压 u_d, u_q ,经过 Park 逆变换,再通过空间矢量脉宽调制(SVPWM),驱动逆变器控制电机运行,使得在 $(k+1)T_s$ 时刻的实际电流能够跟踪给定电流。传统 DPCC 控制算法结构如图 1 所示。

为简化分析,假设转子不含阻尼绕组,忽略铁心饱和,不计铁耗,并假设定子三相绕组对称分

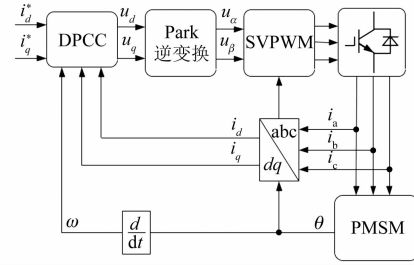


图 1 传统 DPCC 控制算法结构图

布,相绕组中感应电动势波形是正弦波。PMSM 在 $d-q$ 坐标系下的电机模型为

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

式中: u_d, u_q 分别为 d, q 轴定子电压; R_s 为定子电阻; L_d, L_q 分别为 d, q 轴电感分量,对于表贴式 PMSM 有 $L_d = L_q = L$; i_d, i_q 分别为 d, q 轴电流; ω 为转子电角速度; ψ 为转子磁链。

采用欧拉前向法对式(1)进行离散化处理,采样周期为 T_s ,得到离散电压方程为

$$\begin{cases} u_d(k) = R_s i_d(k) + L \frac{i_d(k+1) - i_d(k)}{T_s} - \omega(k) L i_q(k) \\ u_q(k) = R_s i_q(k) + L \frac{i_q(k+1) - i_q(k)}{T_s} + \omega(k) (L i_d(k) + \psi) \end{cases} \quad (2)$$

根据无差拍控制的思想,在 $k+1$ 时刻电流偏差将会减小到 0,即预测 $k+1$ 时刻电流直接等于给定电流:

$$\begin{cases} i_d(k+1) = i_d^*(k) \\ i_q(k+1) = i_q^*(k) \end{cases} \quad (3)$$

将式(3)代入式(2)得:

$$\begin{cases} u_d^*(k) = R_s i_d(k) + L \frac{i_d^*(k) - i_d(k)}{T_s} - \omega(k) L i_q(k) \\ u_q^*(k) = R_s i_q(k) + L \frac{i_q^*(k) - i_q(k)}{T_s} + \omega(k) (L i_d(k) + \psi) \end{cases} \quad (4)$$

式中: $u_d^*(k), u_q^*(k)$ 为参考电压。

式(4)即传统 DPCC 控制方程。

2 参数敏感性分析

根据式(4)可知, DPCC 依赖于电机数学模型。在电机实际运行过程中, 电机参数受到温度和磁饱和等因素影响发生变化, 通过直接测量或参数辨识方法得到的电机参数值会存在一定的误差^[10]。参数不匹配的问题将导致电机实际电流与给定电流之间存在静差^[11]。

将电机参数估计值代入控制方程, 有:

$$\begin{cases} u_d^*(k) = R_0 i_d(k) + L_0 \frac{i_d^*(k) - i_d(k)}{T_s} - \\ \quad \omega(k) L_0 i_q(k) \\ u_q^*(k) = R_0 i_q(k) + L_0 \frac{i_q^*(k) - i_q(k)}{T_s} + \\ \quad \omega(k) (L_0 i_d(k) + \psi_0) \end{cases} \quad (5)$$

式中: R_0 为定子电阻估计值; L_0 为定子电感估计值; ψ_0 为定子磁链估计值。

不考虑逆变器非线性与相位延迟的影响, 令式(2)和式(5)电压相等, 则电机实际电流与给定电流之间的关系如下:

$$\begin{cases} i_d^*(k) = \frac{L}{L_0} i_d(k+1) + \left(\frac{\Delta R T_s - \Delta L}{L_0} \right) i_d(k) - \\ \quad \frac{\Delta L}{L_0} T_s \omega(k) i_q(k) \\ i_q^*(k) = \frac{L}{L_0} i_q(k+1) + \left(\frac{\Delta R T_s - \Delta L}{L_0} \right) i_q(k) + \\ \quad \frac{\Delta L}{L_0} T_s \omega(k) i_d(k) + \frac{\Delta \psi}{L_0} T_s \omega(k) \end{cases} \quad (6)$$

式中: $\Delta L = L - L_0$; $\Delta R = R_s - R_0$; $\Delta \psi = \psi - \psi_0$ 。

由式(6)可以看出, 电流静差不仅与电阻、电感、磁链差值有关, 还与电机转速、负载有关。电阻参数和电感参数的偏差对 d 、 q 轴电流均会产生影响。由于控制周期较短, 在低速工况下, 永磁体磁链偏差对 d 轴电流静差的影响较小。

电机参数的不匹配会引发电流静差, 甚至导致系统的不稳定。将式(6)转换到 Z 域, 控制方式为 $i_d = 0$, 当采样周期很短时, DPCC 中的估计电流与电机实际电流之间的离散域闭环传递函数为

$$\frac{i_{dq}(z)}{i_{dq}^*(z)} = \frac{(L_0/L)z}{z + (L_0/L - 1)} \quad (7)$$

该离散闭环传递函数只存在一个闭环极点。电流环的闭环离散传递函数的极点必须落在单位圆内, 方能使系统保持稳定运行, 电感估计值应满足:

$$0 < L_0 < 2L \quad (8)$$

通过以上分析可知, 如果控制器中电感参数大于电机实际电感参数 2 倍以上, 将会严重影响控制系统的稳定运行。

3 改进 DPCC 控制算法

实际上, 由于数字控制与采样之间的时序关系, k 时刻计算得到的给定电压 $u_d^*(k)$ 、 $u_q^*(k)$ 要等到 $k+1$ 时刻才会施加于电机上, 存在一个周期的延迟, 如图 2 所示。

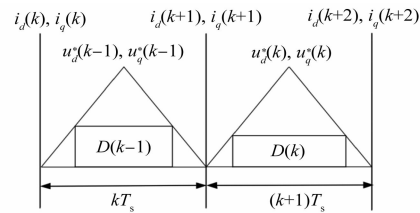


图 2 控制延迟示意图

为了提高无差拍电流预测控制的性能, 需要对延时进行补偿。电阻参数误差对系统的电流影响微弱^[12], 忽略电阻电压, 根据式(2)可得 $k+1$ 时刻电流:

$$\begin{cases} i_d(k+1) = i_d(k) + \frac{T_s}{L} u_d(k) + \\ \quad T_s \omega(k) i_q(k) \\ i_q(k+1) = i_q(k) + \frac{T_s}{L} u_q(k) - \\ \quad T_s \omega(k) \left(i_d(k) + \frac{\psi}{L} \right) \end{cases} \quad (9)$$

通过式(9)可推出 $k+2$ 时刻的电流:

$$\begin{cases} i_d(k+2) = i_d(k+1) + \frac{T_s}{L} u_d(k+1) + \\ \quad T_s \omega(k) i_q(k+1) \\ i_q(k+2) = i_q(k+1) + \frac{T_s}{L} u_q(k+1) - \\ \quad T_s \omega(k) \left(i_d(k+1) + \frac{\psi}{L} \right) \end{cases} \quad (10)$$

k 时刻和 $k+1$ 时刻的电流偏差为

$$\begin{cases} \Delta i_d(k) = i_d(k+1) - i_d(k) \\ \Delta i_q(k) = i_q(k+1) - i_q(k) \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} \Delta i_d(k+1) = i_d(k+2) - i_d(k+1) = \\ \frac{T_s}{L} u_d(k+1) + T_s \omega(k) i_q(k+1) \\ \Delta i_q(k+1) = i_q(k+2) - i_q(k+1) = \\ \frac{T_s}{L} u_q(k+1) - T_s \omega(k) \left(i_d(k+1) + \frac{\psi}{L} \right) \end{cases} \quad (12)$$

无差拍控制约束条件是 $k+1$ 时刻的电流经过一个控制周期后, 在 $k+2$ 时刻跟踪上给定电流, 即 $k+1$ 时刻电流偏差等于 0。借鉴放松约束条件的思想^[13-14], 提出改进型算法, 令 $k+1$ 时刻的电流偏差为上两个周期电流偏差的差值的 1/2, 结合式 (11) 和式 (12), $k+1$ 时刻的电流偏差表示为

$$\begin{cases} \Delta i_d(k+1) = \frac{1}{2} \Delta i_d(k) + \frac{1}{2} \Delta i_d(k+1) = \\ \frac{1}{2} (i_d(k+2) - i_d(k)) \\ \Delta i_q(k+1) = \frac{1}{2} \Delta i_q(k) + \frac{1}{2} \Delta i_q(k+1) = \\ \frac{1}{2} (i_q(k+2) - i_q(k)) \end{cases} \quad (13)$$

将式 (13) 代入式 (12) 可得 k 时刻与 $k+2$ 时刻电流之间的关系:

$$\begin{cases} \frac{1}{2} [i_d(k+2) - i_d(k)] = \frac{T_s}{L} u_d(k+1) + \\ T_s \omega(k) i_q(k+1) \\ \frac{1}{2} [i_q(k+2) - i_q(k)] = \frac{T_s}{L} u_q(k+1) - \\ T_s \omega(k) \left(i_d(k+1) + \frac{\psi}{L} \right) \end{cases} \quad (14)$$

令 $i_{dq}^*(k) = i_{dq}(k+2)$, 可以推出给定电压 $u_d^*(k+1)$ 、 $u_q^*(k+1)$:

$$\begin{cases} u_d^*(k+1) = \frac{L}{2T_s} [i_d^*(k) - i_d(k)] - \\ \omega(k) L i_q(k+1) \\ u_q^*(k+1) = \frac{L}{2T_s} [i_q^*(k) - i_q(k)] + \\ \omega(k) [L i_d(k+1) + \psi] \end{cases} \quad (15)$$

式中的 $i_d(k+1)$ 和 $i_q(k+1)$ 可由式 (9) 求得。

与传统无差拍预测控制方程式 (4) 比较, 式 (15) 预测得到的参考输出电压表达式进行了延迟补偿。在电流偏差项中, 通过算术迭代消除 $i(k+1)$ 项, 权值降低了 $\frac{1}{2}$, 采样电流误差权值减小, 电感权值减小。

对电感参数失配进行分析。不考虑采样电流误差和电阻、磁链误差, 当仅存在电感误差时, 传统型 DPCC 的电压估计值为

$$\begin{cases} u_{d0}^*(k) = R_s i_d(k) + L_0 \frac{i_d^*(k) - i_d(k)}{T_s} - \\ \omega(k) L_0 i_q(k) \\ u_{q0}^*(k) = R_s i_q(k) + L_0 \frac{i_q^*(k) - i_q(k)}{T_s} + \\ \omega(k) (L_0 i_d(k) + \psi) \end{cases} \quad (16)$$

式中: $u_{d0}^*(k)$ 、 $u_{q0}^*(k)$ 为电压估计值。

式 (4) 减去式 (16) 可得传统型 DPCC 的电压误差:

$$\begin{cases} u_{de}^*(k) = -\Delta L \frac{i_d(k)}{T_s} - \Delta L \omega(k) i_q(k) \\ u_{qe}^*(k) = -\Delta L \frac{i_q(k)}{T_s} + \Delta L \omega(k) i_d(k) \end{cases} \quad (17)$$

式中: $u_{de}^*(k)$ 、 $u_{qe}^*(k)$ 为电压误差。

$k+1$ 时刻的电流估计值可表示为

$$\begin{cases} i_{d0}(k+1) = i_d(k) + \frac{T_s}{L_0} u_d(k) + \\ T_s \omega(k) i_q(k) \\ i_{q0}(k+1) = i_q(k) + \frac{T_s}{L_0} u_q(k) - \\ T_s \omega(k) \left(i_d(k) + \frac{\psi}{L_0} \right) \end{cases} \quad (18)$$

则改进型 DPCC 的电压估计值为

$$\begin{cases} u_{d0}^*(k+1) = \frac{L_0}{2T_s} [i_d^*(k) - i_d(k)] - \omega(k)Li_{q0}(k+1) \\ u_{q0}^*(k+1) = \frac{L_0}{2T_s} [i_q^*(k) - i_q(k)] + \omega(k)(L_0i_{d0}(k+1) + \psi) \end{cases} \quad (19)$$

式(19)减去式(15)可得改进型 DPCC 的电压误差:

$$\begin{cases} u_{de}^*(k+1) = -\Delta L \frac{i_d(k)}{2T_s} - \Delta L \omega(k)i_q(k) + \Delta L T_s \omega^2(k)i_d(k) \\ u_{qe}^*(k+1) = -\Delta L \frac{i_q(k)}{2T_s} + \Delta L \omega(k)i_d(k) + \Delta L T_s \omega^2(k)i_q(k) \end{cases} \quad (20)$$

因为控制周期很小,在转速不高的情况下, $1/T_s \gg \omega(k)$, $1/T_s \gg T_s \omega^2(k)$, 所以在式(17)和式(20)中,由电感误差产生的电压误差主要受到公式右侧第一项的影响,式(20)与式(17)相比,公式右侧的第一项权值降低了 $\frac{1}{2}$,可以有效地减小由电感误差产生的电压误差。

4 仿真验证

为验证本文所提出的改进型 DPCC 控制算法在电感参数失配时的控制效果,在 MATLAB/Simulink 平台建立如图 1 所示的 PMSM DPCC 系统。本文进行双闭环控制,采用 $i_d=0$ 控制策略,在逆变器、电机参数、仿真参数等条件相同的情况下,速度环采用传统的 PI 控制,仅改变内环的控制器。仿真系统中所用 PMSM 参数如表 1 所示。

表 1 电机参数	
参数名称	参数值
额定功率/W	345
额定转矩/(N·m)	1.5
额定转速/(r·min ⁻¹)	675
额定电流/A	8.8
极对数	10
定子绕组电阻/Ω	1.1
定子绕组电感/μH	140
直流母线电压/V	48

仿真中,设定采样周期 24 μs,转速为 675 r/min,带额定转矩起动。定子相电感实际值 L ,改变控制器中电感估计值 L_0 。分析传统方法与改进型方法在电感参数失配的情况下,电机进入稳态后,相电流波形总谐波畸变率(THD)随电感误差的变化。仿真结果如图 3 所示。

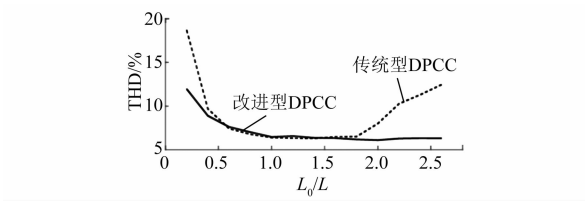


图 3 电感误差对相电流 THD 值的影响

从图 3 可以看出,改进型 DPCC 受电感失配的影响较小,拥有更宽的电感范围。 L_0/L 值在 0.50~1.75 之间时,改进型 DPCC 与传统型 DPCC 的 THD 相差不大; $L_0/L>1.75$ 后,传统型 DPCC 的 THD 剧增,而改进型 DPCC 的 THD 变化不大。

设置 $L_0=2L$,转速为 300 r/min,空载起动,0.035 s 时给定额定转速,0.075 s 时加载额定转矩,对传统型 DPCC 与改进型 DPCC 进一步分析。三相电流波形如图 4 所示。

从图 4 可以看出,在电感失配情况下,改进型 DPCC 的动态响应性能与传统型 DPCC 基本一致,改进型 DPCC 的相电流纹波显著减小、系统鲁棒性更强。

综上所述,仿真结果表明改进型 DPCC 算法具有良好的动、静态特性。

5 试验验证

按图 1 的电路构建系统进行试验研究,进行双闭环控制,采用 $i_d=0$ 控制策略,速度环采用传统的 PI 控制。试验平台如图 5 所示。整个控制系统采用 TI 公司的 TMS32F446 芯片,驱动选用 DRV8323,中断周期为 24 μs,直流母线电压为 48 V。电机采用自研电机,配套减速箱的减速比为 9:1。永磁体磁链通过示波器观测线反电动势幅值计算得到,定子绕组电感、电阻采用 LCR 数字电桥测量多次取平均值获得,具体参数如表 1 所示。

设置电机空载起动至额定转速后,改变控制器中的电感估计值 L_0 ,逐步加载,考虑减速器等

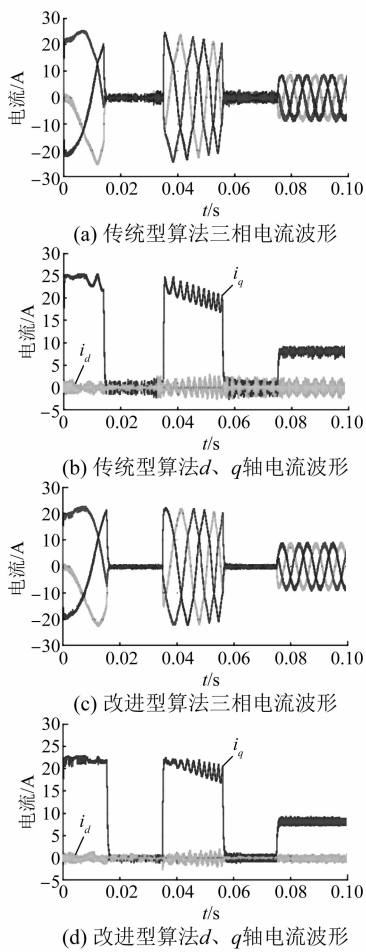


图 4 $L_0 = 2L$ 时三相电流波形及 d 、 q 轴电流波形的仿真结果

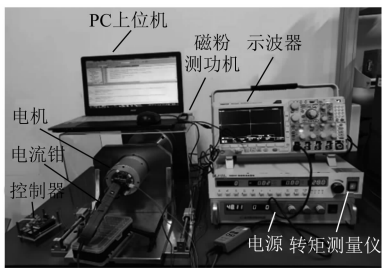


图 5 试验平台

产生的损耗,每次最多只加载至 $12.8\text{ N}\cdot\text{m}$,对比两种算法的稳定性。在 $L_0 = 2L$ 的情况下,传统型算法加载 $9\text{ N}\cdot\text{m}$ 时,通过示波器观测相电流已经出现严重畸变,若加载超过 $10\text{ N}\cdot\text{m}$ 则电机无法正常运行。而改进型算法加载 $9\text{ N}\cdot\text{m}$ 时,相电流畸变不明显。两组试验的相电流波形及频谱分析如图 6 所示。

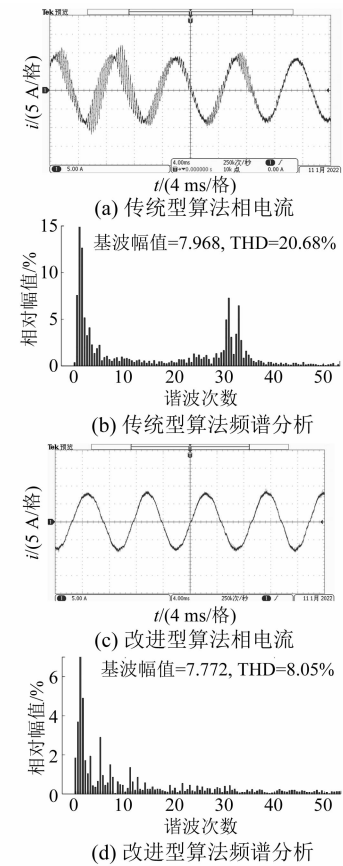


图 6 $L_0 = 2L$ 加载 $9\text{ N}\cdot\text{m}$ 时三相电流试验波形及频谱分析

由图6可以看出,改进型算法的控制效果明显。图 6(b) 传统型算法的相电流基波幅值为 7.968 A ,THD 为 20.68% ,而图 6(d) 的改进型算法相电流基波幅值为 7.772 A ,THD 为 8.05% ,改进型算法受电感失配影响较小,电流波形显著改善。

为验证改进型算法的电感适配范围,继续改变电感估计值 L_0 ,在 $L_0 = 2.75L$ 情况下,改进型算法加载至 $12.8\text{ N}\cdot\text{m}$,相电流畸变明显,但电机仍然能够正常运行。此时相电流试验波形如图 7 所示。

试验结果表明改进型 DPCC 算法在电感发生

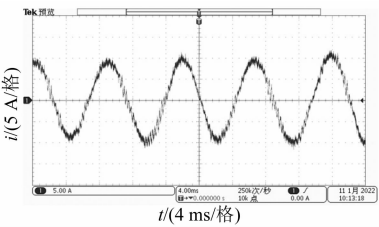


图 7 $L_0 = 2.75L$ 加载 $12.8\text{ N}\cdot\text{m}$,改进型算法相电流试验波形

失配时具有良好的动、静态特性,拥有更大的电感适配范围。

6 结 语

本文介绍了传统 DPCC,并分析其存在的参数敏感问题。所提出的改进型 DPCC 具有无需复杂运算、对控制延时进行补偿、提高电流预测精度的优势,且能减小电感参数敏感性,使得电流偏差项的权值减少了 $\frac{1}{2}$,降低电感的权值。仿真和试验结果表明,改进型 DPCC 在电感失配的情况下的相电流更加稳定。该方法具有更广的电感适配范围,能提高系统鲁棒性。

【参考文献】

- [1] 黄声华,吴芳. 永磁交流伺服系统国内外发展概况[J]. 微特电机,2008,36(5): 52.
- [2] DE BELIE F M L, SERGEANT P, MELKEBEEK J A. A sensorless drive by applying test pulses without affecting the average-current samples [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(4): 875.
- [3] KAKOSIMOS P, ABU-RUB H. Deadbeat predictive control for PMSM drives with 3-L NPC inverter accounting for saturation effects[J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2018,6(4): 1671.
- [4] YANG H, ZHANG Y, LIANG J, et al. Deadbeat control based on a multipurpose disturbance observer for permanent magnet synchronous motors [J]. IET Electric Power Applications, 2018,12(5): 708.
- [5] 陈琰,刘军. 基于扰动观测的 PMSM 非奇异快速终端滑模电流预测控制[J]. 电机与控制应用,2021,48(4): 32.
- [6] 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.
- [7] 贾成禹,王旭东,周凯. 基于电感辨识的内置式永磁同步电机电流模型预测控制[J]. 电机与控制学报,2021,25(11): 75.
- [8] ZHOU Y, ZHANG S, ZHANG C, et al. Current prediction error based parameter identification method for SPMSM with deadbeat predictive current control [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(3): 1700.
- [9] 刘旭,王旭平,王淑红,等. 基于最小二乘法的永磁同步电机电感辨识研究[J]. 电机与控制应用, 2020,47(6): 1.
- [10] 吴春,赵宇纬,孙明轩. 采用测量电压的永磁同步电机多参数在线辨识[J]. 中国电机工程学报, 2020,40(13): 4329.
- [11] 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.
- [12] 牛里. 基于参数辨识的高性能永磁同步电机控制策略研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学,2015.
- [13] 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.
- [14] 杨立永,杨烁,张卫平,等. 单相 PWM 整流器改进无差拍电流预测控制方法[J]. 中国电机工程学报,2015,35(22): 5842.

声 明

本刊已许可万方数据、重庆维普、中国学术期刊(光盘版)电子杂志社、北京世纪超星信息技术发展有限责任公司在其网站及其系列数据库产品中以数字化方式复制、汇编、发行、信息网

络传播本刊全文。该社著作权使用费与本刊相关费用抵消。如作者不同意文章被收录,请在来稿时向本刊声明,本刊将做适当处理。

《电机与控制应用》编辑部