

本文全文线上首发由
上海电机系统节能工程技术
研究中心有限公司
支持

沈洁,陈志辉,段津津,苏有成.
带齿槽转矩补偿的横向磁通永磁
电机DTC技术研究.
电机与控制应用,2021,48(9):1.

MTST系列 电机型式试验系统



MTST系列 电机型式试验系统①



MTST系列 电机型式试验系统②



MTST系列 电机型式试验系统③



MTST系列 电机型式试验系统④



MTST系列 电机型式试验系统⑤

CS-XY型电机出厂试验测试系统



DZC系列电机定子性能综合测试仪



TZ型电机堵转转矩测试仪



RZJ系列绕组匝间冲击耐电压测试仪



SEARI
上电科



地址: 上海市武宁路505号 传真: 021-62163904

电话: 021-62574990-436、18918357509

邮编: 200063

邮箱: wangcj@seari.com.cn

上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司 www.seari.com.cn

带齿槽转矩补偿的横向磁通永磁电机 DTC 技术研究^{*}

沈 洁, 陈志辉, 段津津, 苏有成

(南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京 211100)

摘 要: 横向磁通永磁电机(TFPMM)因结构特殊,存在功率因数低、转矩脉动大等问题,需要改进控制算法来降低电机的转矩脉动,改善控制系统性能。在传统的直接转矩控制(DTC)基础上提出空间矢量调制(SVM)的DTC策略,以改善传统控制策略中电流、磁链控制不精确,转矩脉动大的问题。针对TFPMM齿槽转矩比较大的问题,将电机齿槽转矩拟合合成电角度的表达式,补偿到转矩观测器输出端,使转矩观测器能观测齿槽转矩分量,起到抑制齿槽转矩脉动的作用。仿真结果验证SVM-DTC比传统DTC的电流波形更平滑,磁链控制更精确。采用齿槽转矩补偿的方法后电机转矩脉动显著减小,验证了补偿控制算法的有效性。改进的控制算法提高了电机控制系统整体性能。

关键词: 横向磁通永磁电机; 直接转矩控制; 空间矢量调制; 齿槽转矩补偿; 转矩脉动抑制

中图分类号: TM 341 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2021)09-0001-07

doi: 10.12177/emca.2021.086

DTC Technology of Transverse Flux Permanent Magnet Motor with Cogging Torque Compensation^{*}

SHEN Jie, CHEN Zhihui, DUAN Jinjin, SU Youcheng

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,
Nanjing 211100, China)

Abstract: Because of the special structure, transverse flux permanent magnet motor (TFPMM) has some problems such as low power factor and large torque ripple, so it is necessary to improve the control algorithm to reduce the torque ripple and improve the control efficiency. Based on the traditional direct torque control (DTC), a DTC control strategy using space vector modulation (SVM) is proposed to solve the problems of inaccurate current and flux linkage control and large torque ripple in the traditional control strategy. Aiming at the problem of large cogging torque of TFPMM, the motor cogging torque is fit into the expression of electrical angle, and compensated to the output of torque observer, so that the torque observer can observe the cogging torque component, and then the cogging torque ripple can be suppressed. Simulation results show that SVM-DTC has smoother current waveform and more accurate flux linkage control than the traditional DTC. After adopting the cogging torque compensation method, the motor torque ripple is significantly reduced, which verifies the effectiveness of the compensation control algorithm. The improved control algorithm enhances the overall performance of the motor control system.

Key words: transverse flux permanent magnet motor (TFPMM); direct torque control (DTC); space vector modulation (SVM); cogging torque compensation; torque ripple suppression

收稿日期: 2021-06-02; 收到修改稿日期: 2021-08-14

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(51677090)

作者简介: 沈 洁(1997—),女,硕士研究生,研究方向为横向磁通永磁电机控制系统。

陈志辉(1972—),男,博士,教授,研究方向为航空电源系统、电机及其控制技术。

0 引言

横向磁通永磁电机(TFPMM)是20世纪80年代由德国的Weh教授提出的新型永磁电机结构形式^[1],具有转矩密度大的优点,适用于低速大转矩电驱动领域。但是,由于电机本体结构复杂,存在漏磁通大、齿槽转矩大、磁链波形畸变等问题。为了提高电机控制系统的性能,需要改善电机控制方法来改善磁链波形,抑制转矩脉动。直接转矩控制(DTC)对电机参数依赖性小,转矩响应快,较早便应用于横向磁通电机控制^[2-4]。传统的DTC采用滞环结构,控制系统转矩脉动大,电流谐波大,开关频率不固定,针对这些问题,专家提出了各种改进方案。文献[5-7]分析了由于电压空间矢量的非连续性导致电机转矩脉动,提出细化磁链扇区,将原始的六扇区增加到十二扇区,并增加基本电压矢量的个数。试验验证增加磁链扇区能有效减小转矩脉动,改善磁链波形,但是合成电压矢量的方法复杂。文献[8]提出利用三电平逆变器代替传统两电平逆变器,在空间生成19个基本电压矢量,并提出新的电压矢量合成方法,在空间上合成12个均匀分布、幅值相等的电压矢量。逆变器直流侧电压利用率高,缺点是控制器成本高。文献[9-11]将电压矢量调制技术应用到DTC系统中,给定电压矢量更精确,经验证转矩脉动和电流谐波得到有效抑制,磁链控制更准确。以上方法从DTC策略的改进上来减小转矩脉动,但对于电机本体结构原因带来的齿槽转矩脉动或是因逆变器非线性带来的电磁转矩脉动则无法抑制。对于这些附加转矩脉动的抑制,主要方法有重复控制法^[12-13]、电流谐波注入法^[14-15]、电流前馈补偿法^[16]等。文献[12]中的永磁同步电机(PMSM)带压缩机负载,负载转矩周期性变化,提出PI控制器和重复控制器并联的方法,利用重复控制器控制周期性扰动,获得良好的稳态性能。文献[14]针对轮毂电机的齿槽效应、电流谐波等原因导致的电磁转矩波动,提出在电机定子上附加三相独立绕组,针对转矩谐波,在附加绕组内注入特定频率的电流谐波抑制转矩脉动,试验验证转矩脉动减小。文献[16]在PMSM矢量控制的基础上对于空载转矩周期性脉动的现象,根据脉动规律在 q 轴电流上添加前馈补偿量,

产生期望的电磁转矩,抵消转矩脉动,从而减小转速波动。通过仿真和试验验证了抑制方法的有效性。本文将SVPWM技术应用到DTC中,代替传统的滞环比较器部分,减小因电压矢量不准确造成的转矩脉动^[17-18]。针对横向磁通电机齿槽转矩大的问题,提出补偿齿槽转矩的DTC方法。利用齿槽转矩关于转子角度呈周期性变化的特点,用MATLAB的曲线拟合工具,将齿槽转矩拟合成关于角度的解析式,反馈补偿到DTC转矩观测器输出端,使转矩观测器的输出转矩更接近电机真实转矩,利用DTC选择电压矢量抑制齿槽转矩脉动。通过对改进前后的转矩进行傅立叶分析,相比未补偿齿槽转矩的转矩脉动,补偿之后转矩脉动大大降低,验证了齿槽转矩补偿的方法能有效抑制转矩脉动,控制系统性能提高。

1 新型TFPMM数学模型及传统DTC仿真

1.1 新型TFPMM结构及数学模型

本文研究的TFPMM为轴向排列的四相结构,其中A1、A2相为一个单元结构,两相间没有气隙,相位相差 180° 电角度,同理,B1、B2相为一个单元结构。2个单元结构间有2mm的空气间隙,相位相差 90° 电角度。TFPMM四相定转子结构如图1所示。

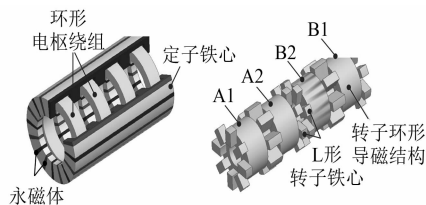


图1 TFPMM四相定转子结构

为了搭建四相TFPMM在两相正交坐标系下的数学模型,需要进行坐标变换,假设两相坐标系下绕组的等效匝数为 N_1 ,四相坐标系下绕组匝数均为 N_2 ,根据合成磁动势相等的原则可得:

$$\begin{cases} F_\alpha = F_{A1} - F_{A2} \\ F_\beta = F_{B1} - F_{B2} \end{cases} \quad (1)$$

将电流代入式(1)得:

$$\begin{cases} N_1 i_\alpha = N_2 i_{A1} - N_2 i_{A2} \\ N_1 i_\beta = N_2 i_{B1} - N_2 i_{B2} \end{cases} \quad (2)$$

根据前后功率不变原则:

$$U_{\alpha} i_{\alpha} + U_{\beta} i_{\beta} = U_{A1} i_{A1} + U_{A2} i_{A2} + U_{B1} i_{B1} + U_{B2} i_{B2} \quad (3)$$

得到匝数比:

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (4)$$

可得从四相坐标系到两相坐标系的变换矩阵为

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{A1} \\ i_{A2} \\ i_{B1} \\ i_{B2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

两相静止坐标系到两相旋转坐标系的变换矩阵为

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (6)$$

四相横向磁通电机在旋转坐标系下的电压方程为

$$\begin{cases} U_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_r \psi_q \\ U_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_r \psi_d \end{cases} \quad (7)$$

式中: U_d 、 U_q 为电机 d 、 q 轴电压; ψ_d 、 ψ_q 为电机 d 、 q 轴磁链; R_s 为相绕组内阻; i_d 、 i_q 为电机 d 、 q 轴电流; ω_r 为电角速度;

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (8)$$

d 、 q 轴电感为电流和电角度的高阶表达式。新型 TFPMM 的齿槽转矩较大,不能忽略,因此转矩表达式由 3 部分构成,分别为励磁转矩、磁阻转矩和齿槽转矩:

$$T_e = T_{pf} + T_r + T_{cog}(\theta) \quad (9)$$

式中: $T_{pf} = \sqrt{2} p \psi_f i_q$; $T_r = p(L_d - L_q) i_d i_q$; $T_{cog}(\theta)$ 为转子与定子间角度的非线性表达式。

1.2 TFPMM 传统 DTC 控制仿真

根据式(9)进一步计算得到:

$$T_e = \frac{\sqrt{2} p}{2 L_d L_q} |\psi_s| [2 \psi_f L_q \sin \delta - |\psi_s| (L_q - L_d) \sin 2\delta] + T_{cog}(\theta) \quad (10)$$

式中: L_d 、 L_q 为 dq 轴电感; $|\psi_s|$ 为定子磁链的幅值; ψ_f 为转子磁链; δ 为定转子磁链间的夹角; p 为

电机极对数。

新型 TFPMM 的磁路呈三维结构, d 轴和 q 轴磁路存在耦合, 因此 L_d 和 L_q 均不是定值, 而是会随着 i_d 和 i_q 的变化而变化。通过有限元仿真得到的 d 、 q 轴电感与电流的关系如图 2 所示。

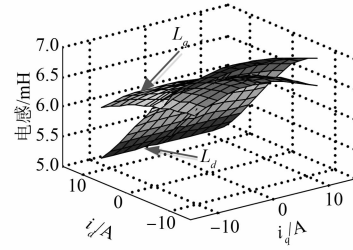


图2 不同负载工况下 d 、 q 轴电感比较

由图2可以看出, d 、 q 轴电感会受 d 、 q 轴电流变化而变化, 但是受 d 轴电流的影响更大。与普通凸极型永磁电机相比, 新型 TFPMM 的 d 、 q 轴电感相差较小, 磁阻转矩相较励磁转矩很小。不同电流控制角下有限元仿真的励磁转矩和磁阻转矩比较图, 如图3所示。

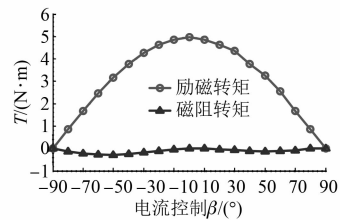


图3 不同电流控制角下励磁转矩与磁阻转矩比较图

忽略磁阻转矩的影响, 主要考虑励磁转矩。励磁转矩随电流控制角呈余弦关系变化, 在控制角为 0° 左右达到最大值。电流控制角的 0° 对应功率角 δ 在 90° 左右, 当电机运行在功角为 $0^\circ \sim 90^\circ$ 时, 励磁转矩随功率角的增大而增大, 可以通过控制定子磁链的方向控制励磁转矩。

根据电压方程:

$$U = Ri + \frac{d\psi}{dt} \quad (11)$$

得到:

$$d\psi = \int (U - Ri) dt \quad (12)$$

若忽略绕组电阻上的压降, 定子磁链的变化方向将与绕组电压矢量方向一致。因此可以通过改变施加在四相绕组上的电压矢量来改变定子磁

链的方向。

传统 DTC 算法根据测得的电压和电流计算转矩和磁链值,与给定的转矩和磁链值进行比较,经过滞环和查表模块得到电压矢量。给定转速与电机实际转速的差值经过 PI 调节器获得参考转矩值,通过转矩观测器计算电机的转矩值,磁链幅值通过对反电动势的积分得到。转矩误差和磁链误差通过转矩滞环和磁链滞环模块,输出转矩和磁链控制信号,再结合定子磁链位置角通过查表模块选择电压矢量,最后给出逆变器开关信号。

根据原理搭建传统 DTC 系统,电机的本体主要由电压方程、转矩方程和运动方程构成。由于 TFPMM 特殊的磁路结构,电机的转矩和磁链随电流呈高阶非线性变化,难以用解析式表示,为了建模的精确性,电机的转矩和磁链模块均由 Maxwell 软件对电机绕组通入不同的电流仿真得到。再将仿真得到的电流、转矩磁链值导入到 MATLAB 建立数据表,通过查表得到电机的转矩和磁链,具体参数按照实际电机取值,相绕组电阻为 0.45Ω 。

利用 MATLAB/Simulink 搭建传统 DTC 模型。仿真设置为变步长模式,基本步长为 $5 \times 10^{-5} \text{ s}$,仿真时间 3 s ,转速环的 PI 参数为 $K_p = 0.02$, $K_i = 0.2$,输出限幅最大值为 20,最小值为 -20。转矩滞环的环宽为 $0.1 \text{ N} \cdot \text{m}$,磁链环的环宽设定为 0.001 Wb 。给定转速为电机额定转速 240 r/min ,给定磁链幅值 0.06 Wb 。负载转矩为 $2 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。仿真的四相电流、电机转速、转矩和磁链波形如图 4 所示。

仿真结果中,以 A1 相为例,电流峰值为 6.8 A ,有效值为 4.33 A 。电流波形不平滑,锯齿状明显,谐波较大。磁链圆显示磁链幅值在给定幅值附近波动。转速能够很快地跟踪给定值,电机输出转矩脉动比较大,脉动幅值在 $2.5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 左右,转矩脉动随时间呈周期性变化。

2 TFPMM 的 SVM-DTC

2.1 TFPMM 的 SVM-DTC 方法

传统 DTC 方法虽然实现简单,但是采用滞环的控制方式不可避免地造成了电机的电流谐波和转矩脉动,并且逆变器开关频率不固定。SVM-DTC 是固定控制周期的改进 DTC 算法,根据转矩和磁链的误差实时计算下一个控制周期所需的电

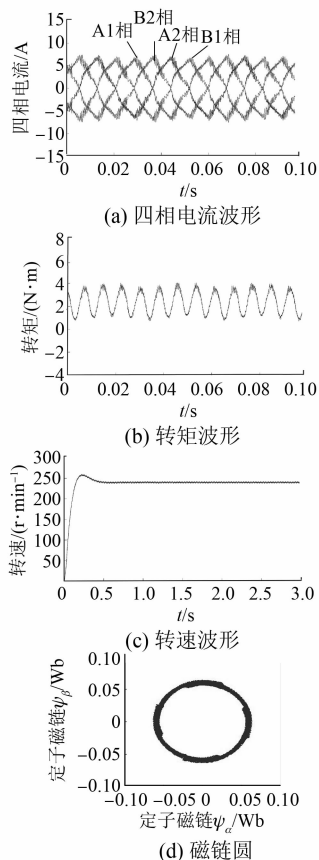


图 4 TFPMM 传统 DTC 仿真波形

压矢量并通过 SVPWM 模块调制出所需的电压矢量。相比于传统 DTC 电压矢量只能从几个基本电压矢量中选择,SVM-DTC 不仅可以设置逆变器的开关频率,而且可以通过调制的方式获得期望的电压矢量,从而能够更精准地控制磁链和转矩,减小电流谐波和转矩脉动。

搭建 SVM-DTC 系统,SVM-DTC 转速环和传统 DTC 保持一致,通过转速环得到转矩偏差值后再通过一个 PI 调节器得到磁链变化的角度,然后根据给定磁链幅值与反馈值的偏差计算得到参考电压矢量。根据磁链幅值偏差计算参考电压矢量的公式为

$$\begin{cases} U_{\alpha}^* = \frac{|\psi_s^*| \cos(\theta + \omega_s T_s + \Delta\theta) - |\psi_s| \cos \theta}{T_s} + R_s i_{\alpha} \\ U_{\beta}^* = \frac{|\psi_s^*| \sin(\theta + \omega_s T_s + \Delta\theta) - |\psi_s| \sin \theta}{T_s} + R_s i_{\beta} \end{cases} \quad (13)$$

式中: θ 为上一个周期定子磁链相对于转子磁链的角度; ω_s 为电机旋转电角速度; T_s 为逆变器开关周期。

得到参考电压矢量, 进行电压矢量调制。TFPMM 的四相绕组相互独立, 每相单独用驱动电路驱动。各相之间互差 90° 电角度, 在空间形成 8 个基本电压矢量和零电压矢量, 这 8 个基本电压矢量将空间划分为 8 个区域, 任意区域内的电压矢量, 均通过区域相邻的电压矢量分别作用一定的时间得到。

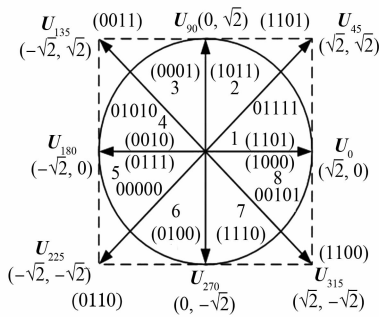


图5 基本空间电压矢量图

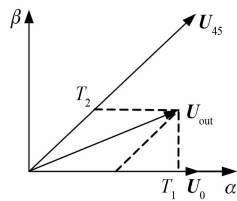


图6 第一扇区电压矢量合成图

以第一扇区的电压矢量为例, 如果要得到输出电压 U_{out} , 假设 α 轴上的 U_0 作用的时间为 T_1 , 相差 45° 角的 U_{45} 作用的时间为 T_2 , 零矢量作用的时间为 T_0 。则:

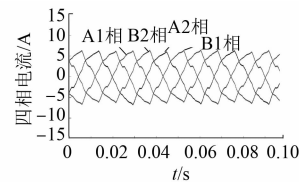
$$\begin{cases} U_\alpha = \frac{T_1}{T_s} U_0 + \frac{T_2}{T_s} U_{45} \cos 45^\circ \\ U_\beta = \frac{T_2}{T_s} U_{45} \sin 45^\circ \end{cases} \quad (14)$$

得到:

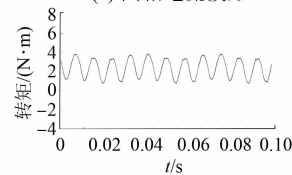
$$\begin{cases} T_1 = \frac{U_\alpha - U_\beta T_s}{U_0} \\ T_2 = \frac{\sqrt{2} U_\beta T_s}{U_{45}} \\ T_0 = T_s - T_1 - T_2 \end{cases} \quad (15)$$

2.2 TFPMM 的 SVM-DTC 仿真

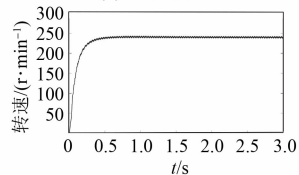
基于 MATLAB 的 Simulink 搭建 TFPMM 的 SVM-DTC 系统。控制系统主要包括转速环、磁链和转矩计算、参考电压矢量计算模块、SVPWM 调制模块、功率电路、电机等部分。设置仿真方式为定步长仿真, 仿真步长为 5×10^{-5} s, 仿真时间为 3 s。转速环的 PI 参数为 $K_p=0.015$, $K_i=0.1$, 输出限幅最大值为 20, 最小值为 -20。角度计算 PI 环的 PI 参数为 $K_p=0.7$, $K_i=0.5$, 输出限幅最大值为 $\pi/3$, 最小值为 $-\pi/3$ 。电机给定转速与负载转矩情况与传统 DTC 一致, 给定转速 $240 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$, 负载转矩为 $2 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。给定磁链幅值 0.06 Wb , 仿真结果如图 7 所示。



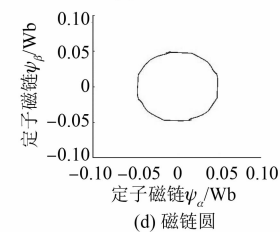
(a) 四相电流波形



(b) 电机转矩波形



(c) 转速波形



(d) 磁链圆

图7 SVM-DTC 仿真波形

SVM-DTC 的电机四相电流峰值为 6.6 A , 电流有效值为 4 A , 电流波形平滑, 比传统 DTC 的电流谐波小, 电流有效值更小。磁链幅值控制更精确, 始终保持在给定值, 只在扇区切换的地方有幅值波动现象。电机转矩脉动幅值在 $2.3 \text{ N} \cdot \text{m}$ 左右, 相比传统 DTC 转矩波形有所改善, 但未从根本上抑制转矩随时间的波动问题。

3 齿槽转矩补偿的改进型 DTC 方案

将 SVM-DTC 的观测转矩和电机实际转矩进行对比如图 8 所示。

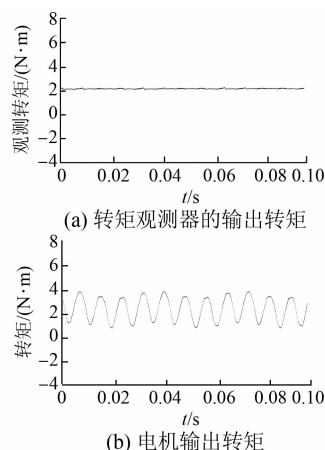


图 8 转矩观测器输出转矩与电机输出转矩

由图 8 可以看出电机实际的输出转矩和转矩观测器观测转矩相差很大,电机的输出转矩除了转矩观测器输出的转矩外,还有随转子旋转的电角度呈周期性脉动的齿槽转矩。齿槽转矩与定子电流无关,只与转子角度有关,是永磁电机特有的转矩,不能被传统的转矩观测器观测出来。

为了使转矩观测器输出的转矩更接近电机的输出转矩,将 Maxwell 仿真得到的电机齿槽转矩利用 MATLAB 的曲线拟合工具拟合成关于电角度的表达式,补偿到传统转矩观测器输出端,使转矩观测器能够根据电角度计算出齿槽转矩的值,形成新的转矩观测器。DTC 系统通过生成电压矢量抑制齿槽转矩脉动,以改善控制系统的性能。

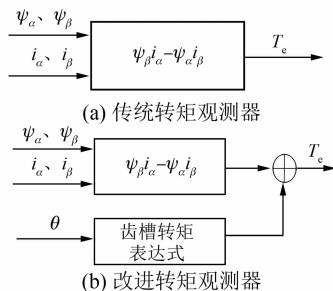


图 9 转矩观测器结构

根据仿真得到的齿槽转矩拟合的齿槽转矩表达式为

$$T_{\text{cog}} = 0.072\,55\cos 2\theta - 0.035\,75\sin 2\theta - 0.095\cos 4\theta - 1.126\sin 4\theta + 0.013\,16\cos 6\theta - 0.09\sin 6\theta + 0.035\,1\cos 8\theta - 0.211\,6\sin 8\theta \quad (16)$$

式中: θ 为转子转过的电角度。

拟合表达式计算得到的齿槽转矩与有限元仿真得到的齿槽转矩对比结果如图 10 所示。

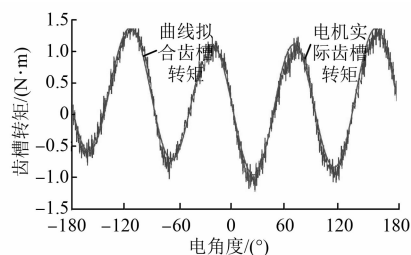


图 10 一个电角度周期齿槽转矩和齿槽转矩拟合曲线对比图

通过电机模块输出的转子角度计算得到齿槽转矩表达式,补偿到转矩观测器输出端,得到新的转矩观测器,使用新的转矩观测器代替传统转矩观测器仿真的电流和转矩结果如图 11 所示。

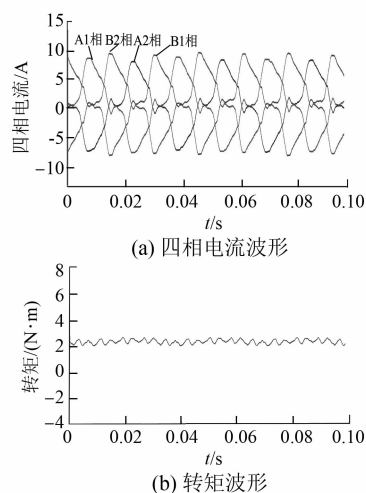


图 11 带齿槽转矩补偿的 SVM-DTC 电流和转矩波形

带齿槽转矩补偿的 SVM-DTC 四相电流峰值为 6.6 A 左右,电流有效值为 4.3 A。转矩脉动幅值有效减小,由原来的 2.3 N·m 下降到了 0.5 N·m 左右。

对补偿前后的转矩谐波进行分析。

由图 12 可以看出主要为 4 次的转矩谐波被有效抑制,转矩谐波分量减小明显,证明了补偿算法的有效性。

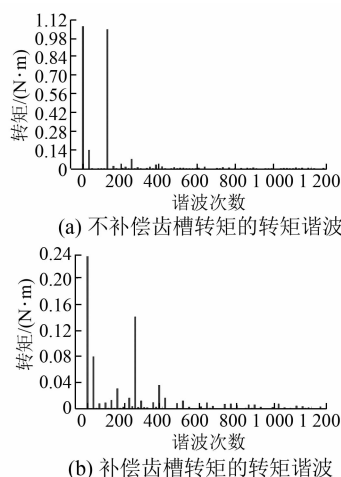


图 12 转矩谐波分析

4 结 语

本文研究了 TFPMM 的 DTC 技术,对比了传统 DTC 和 SVM-DTC 的不同。验证了 DTC 方法可以应用于 TFPMM。SVM-DTC 比传统 DTC 对磁链的控制更精确,电流谐波小,并且转矩脉动小。针对电机齿槽转矩大的问题,提出将齿槽转矩补偿到转矩观测器转矩输出端,使 DTC 能够对齿槽转矩进行抑制,仿真结果验证,该方法能够有效抑制齿槽转矩脉动,齿槽转矩脉动从 $2.3 \text{ N}\cdot\text{m}$ 降低到了 $0.5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 左右。通过对 DTC 的改进,DTC 对 TFPMM 的控制效果得到有效改善。

【参考文献】

[1] 王建宽. 横向磁场永磁电机及其驱动系统研究 [D]. 上海: 上海大学, 2007.

[2] 梅庆泉. 新型四相横向磁通永磁电机矢量控制技术 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2018.

[3] 苏士斌. 双六相横向磁通永磁电机系统研究 [D]. 西安: 西北工业大学, 2014.

[4] MANNO R H, DIEZ E G. Direct force control for a three-phase double-sided linear induction machine with transverse magnetic flux [C] // IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, 2002.

[5] 陆旦宏, 金龙, 张仰飞, 等. 基于空间电压矢量细分

和调制的永磁同步电机直接转矩控制 [J]. 微电机, 2011, 44(12): 6.

[6] 龙觉敏, 范春丽, 于成龙. 基于扇区细分的永磁同步电动机直接转矩控制动态性能比较 [J]. 上海电机学院学报, 2015, 18(4): 201.

[7] 陈振, 刘向东, 廖晓钟, 等. 基于十二扇区细分的永磁同步电动机直接转矩控制 [J]. 微特电机, 2011, 39(5): 42.

[8] 王颂帅. 永磁同步电机三电平直接转矩控制研究 [D]. 广州: 华南理工大学, 2019.

[9] 尹星, 袁登科, 甄永成. 基于 SVPWM 的永磁同步电机 DTC 技术 [J]. 系统仿真学报, 2019, 31(11): 2535.

[10] 刘华. 永磁同步电机直接转矩控制系统的研究 [D]. 成都: 西南交通大学, 2008.

[11] 张昱. 永磁同步电机直接转矩控制系统研究 [D]. 合肥: 合肥工业大学, 2007.

[12] 储剑波, 胡育文, 黄文新, 等. 一种抑制永磁同步电机转速脉动的方法 [J]. 电工技术学报, 2009, 24(12): 43.

[13] 李毅拓, 陆海峰, 瞿文龙, 等. 用于逆变器电流谐波抑制的改进的重复控制 [J]. 清华大学学报 (自然科学版), 2013, 53(7): 1030.

[14] 郑凯达, 王子辉, 何致远. 车用轮毂电机转矩谐波协同控制策略 [J]. 电机与控制应用, 2020, 47(11): 75.

[15] 廖勇, 甄帅, 刘刃, 等. 用谐波注入抑制永磁同步电机转矩脉动 [J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(21): 119.

[16] 汪丹妮, 罗建, 马鸿泰, 等. 永磁同步电机转矩脉动抑制方法 [J]. 航空动力学报, 2019, 46(4): 15.

[17] TU X, DAI Y, GU C. Direct torque control of novel transverse flux permanent magnet motor based on phase advance commutation [C] // 2012 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2012.

[18] SITHARTHAN R, KRISHNAMOORTHY S, SANJEEVIKUMAR P, et al. Torque ripple minimization of PMSM using an adaptive Elman neural network-controlled feedback linearization-based direct torque control strategy [J]. International Transactions on Electrical Energy Systems, 2020, 31(1): e12685.