

基于离散占空比的永磁同步电机转矩控制研究

张晋

(宁夏工商职业技术学院 电气控制工程学院, 宁夏 银川 750021)

摘要:针对传统电机谐波电流大、转矩脉动大、电机性能易受加权因子影响等缺陷,提出了一种具有离散占空比优化的新型模型预测转矩控制方法。首先,基于DTC理论建立了两步查找表,通过选择初始最佳电压矢量调节子空间的转矩和磁通量,抑制 x - y 子空间中的谐波电流。其次,在最优电压矢量中插入零矢量调整占空比,并运用成本函数确定最佳占空比,最大程度地减小转矩和磁通误差。最后,与传统的MPTC方法进行对比试验,验证了所提方法的有效性。试验结果表明:所提出的方法在降低谐波电流和减小转矩纹波方面具有良好的性能优势,对六相永磁同步电动机具有较高的鲁棒性,且能够有效降低加权因子变化对电机性能的影响。

关键词:谐波电流;离散占空比;永磁同步电动机;鲁棒性;转矩脉动

中图分类号: TM351 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed22014

Research on Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Discrete Duty Cycle

ZHANG Jin

(School of Electrical Control Engineering, Ningxia Vocational Technical College of Industry and Commerce, Yinchuan 750021, Ningxia, China)

Abstract: To solve the problems of traditional motors such as large harmonic current, large torque ripple, and the performance of the motor is easily affected by the weighting factor, a new model predictive torque control method with discrete duty cycle optimization was proposed. Firstly, a two-step lookup table was established based on the DTC theory. The torque and magnetic flux of the subspace were adjusted by selecting the initial optimal voltage vector, the harmonic current in the x - y subspace was suppressed. Secondly, the zero vector was inserted into the optimal voltage vector to adjust the duty cycle, and the cost function was used to determine the optimal duty cycle to minimize the torque and flux error. Finally, a comparative experiment with the traditional MPTC method verified the effectiveness of this method. The experimental results show that this method has good performance advantages in reducing harmonic current and torque ripple, and has high robustness to six-phase permanent magnet synchronous motors, and can effectively reduce the influence of weighted factor changes on motor performance.

Key words: harmonic current; discrete duty cycle; permanent magnet synchronous motor (PMSM); robustness; torque ripple

有限控制集模型预测控制(model predictive control, MPC)是一种有效的电机控制技术,通过成本函数对电压矢量进行评估,从而实现电机运行控制^[1-2]。与传统的磁场定向控制和直接转矩控制(direct torque control, DTC)相比, MPC方法具有结构简单、易于将非线性因素纳入成本函数等优点,但在多相电机控制方面, MPC方法还存在一定局限性^[3]。

对于六相永磁同步电机而言,由于其具有较多的相数, MPC方法中的预测矢量的数量也较大,使得 MPC方法需要较长的计算时间^[4-5]。针对该问题,一是预先排除无用矢量,即通过基于DTC理论的查找表对无用矢量进行排除,进而减少计算时间,提高电机性能;二是首先获得参考电压矢量,然后选择最接近参考电压矢量的预测矢量。然而,这些方法仅仅针对三相电机,同时

基金项目: 国家自然科学基金(61572447);宁夏回族自治区重点教学项目(宁教办函[2020]45号)

作者简介: 张晋(1974—),女,硕士,副教授, Email: hzx901025@sina.com

其只考虑了能量转换相关子空间中的矢量^[6]。与三相电机不同的是,六相电机的泄漏阻抗很小,其中会产生大量谐波。文献[7]中探讨了六相电机的MPC控制方法,提出了虚矢量的概念,即通过虚矢量可有效地抑制谐波电流,然而,由于在每个采样周期中应用了两个有源矢量,会导致平均开关频率增加。

在三相电机控制中常采用模型预测转矩控制(model predictive torque control, MPTC)方法来降低转矩脉动^[8-9]。在当前的MPTC方法中,为了实现转矩和定子磁通的同时控制,需要引入加权因子^[10]。文献[11]中指出,加权因子的值会影响电机性能,其中不当的加权因子会严重恶化控制性能。因此,为了解决这个问题,文献[12]在研究中使用等效定子磁通矢量或无功转矩概念来直接消除加权因子。然而,消除加权因子虽然可以避免繁琐的整定工作,但是转矩和磁通量的自由度却被大大削弱。因此,在保留加权因子的同时,还需要降低加权因子对电机性能的影响^[13]。

本文旨在通过两步查找表选择电压矢量占空比的情况下减小转矩脉动。在确定最优电压矢量的基础上,通过将一个零矢量与选择的具有不同占空比的预测矢量一起插入,得到一组新的有限候选预测矢量。这些新的预测矢量由包含转矩和磁通误差约束的成本函数进行评估,通过磁链控制方式可以避免占空比的计算,同时也减小了转矩脉动。由于通过该方法已确定了最优电压矢量,同时仅用成本函数求出最优占空比,因而大大降低了加权因子变化的影响。最后,将本文提出的方法与传统的MPTC方法进行了比较试验分析,验证了本文方法的可行性。

1 六相永磁同步电机模型

图1所示为非对称六相永磁同步电机驱动系统。由图1可知,该电机由两组间隔30°的三相绕组构成,且带有两个隔离中性点。

该六相永磁同步电机采用六相二级电压源供电,共有 $2^6=64$ 个开关状态组合,由 $[S_A S_B S_C S_D S_E S_F]$ 定义,其中 $S_i=0$ 或 1 ($i=A, B, C, D, E, F$)。根据矢量空间分解法^[14],非对称六相PMSM的电压和电流矢量分解为3个二维正交子空间: α - β , x - y 和 o_1 - o_2 。矢量空间解耦(vector space decomposition, VSD)变换矩阵如下式所示:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_x \\ u_y \\ u_{o1} \\ u_{o2} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \\ u_D \\ u_E \\ u_F \end{bmatrix} \quad (1)$$

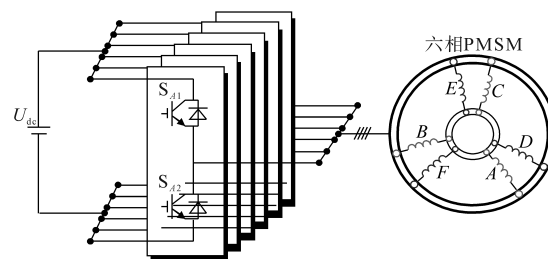


图1 非对称六相永磁同步电机驱动系统

Fig.1 Asymmetrical six-phase PMSM drive system

电压矢量在 α - β 和 x - y 子空间中的投影如图2所示。图2中,各电压矢量由两个十进制数标识,表示为 $[S_A S_B S_C] - [S_D S_E S_F]$ 的二进制数,且下标相同的电压矢量开关状态相同。由于 o_1 - o_2 子空间所有的矢量映射到原点,此时 o_1 - o_2 子空间没有电流流过。另外,对于非对称六相永磁同步电机,只有 α - β 子空间的电压空间矢量参与机电能量转换,因此在选取电压空间矢量时,使其在子空间合成的电压空间矢量参考值幅值最大。对于 x - y 子空间而言,由于其阻抗较小,会产生较大的电流谐波,因此需要 x - y 子空间电压空间矢量参考值幅值最小。

六相永磁同步电机是一个复杂的六维电机系统,其电机变量可用完全解耦的 α - β , x - y 和 o_1 - o_2 子空间描述。其中,电机能量转换仅与 α - β 子空间有关,且 $6m \pm 1$ ($m=1, 3, 5, \dots$)阶的谐波分量被映射到 x - y 子空间。随后,将Park变换应用于 α - β 子空间中的变量,得到同步框架中六相永磁同步电机的动力学特性,如下所示:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \times p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \Psi_f \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} u_x \\ u_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + L_1 p \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_x \\ \Psi_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$T_e = 3P_n(\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \quad (6)$$

式中: $u_d, u_q, L_d, L_q, i_d, i_q, \Psi_d, \Psi_q$ 分别为 d, q 轴上的定子电压、电感、电流和磁通; $u_x, u_y, i_x, i_y, \Psi_x, \Psi_y$ 分别为 $x-y$ 子空间中的定子电压、电流和磁通; Ψ_f 为转子磁链; R 为定子电阻; ω_r 为转子电角速度; L_1 为定子漏感; p 为时间导数算符; P_n 为极对数; T_e 为电磁转矩。

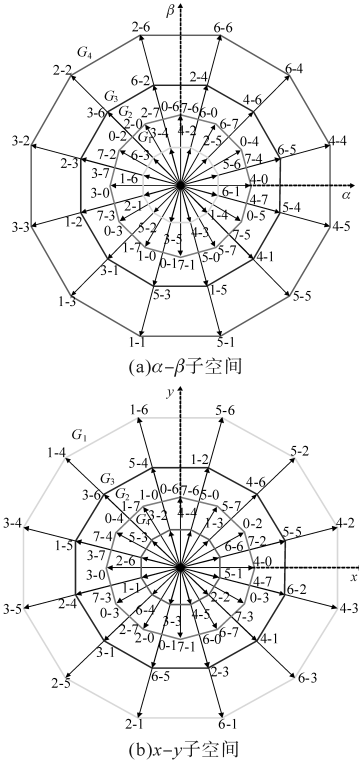


图2 电压矢量投影

Fig.2 Voltage vector projection

2 离散占空比模型预测转矩控制

传统的MPTC方法中,所有的电压矢量均由成本函数计算,并将得到的最小矢量应用于下一时刻。图3所示为本文所提出的基于离散占空比优化的转矩控制流程图。首先基于DTC理论设计了查询表1和查询表2^[5],如表1、表2所示。通过查找表1,根据转矩偏差和 $\alpha-\beta$ 子空间中的磁通位置选择初始电压矢量;然后通过查询表2,选择能够减小 $x-y$ 子空间谐波电流的电压矢量;其次,通过插入具有不同占空比的零矢量,合成最佳电压矢量,调整占空比;最后将合成好的预测向量输入到预测模型当中并利用成本函数对新预测的矢量进行评价。

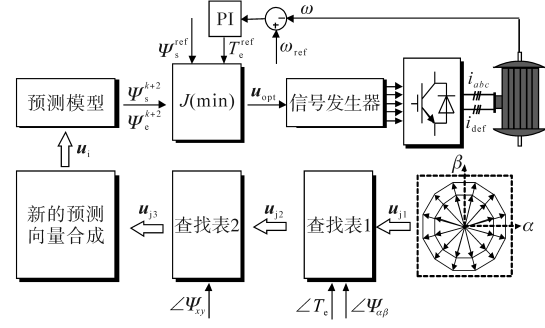


图3 所提方法控制图

Fig.3 Control chart of the proposed method

表1 电压矢量选择查找表(查询表1)

Tab.1 Voltage vector selection look-up table (query table 1)

$\angle \Psi_{\alpha\beta}$	矢量($\Delta T_e < 0$)	$\angle \Psi_{\alpha\beta}$	矢量($\Delta T_e > 0$)
I	$u_{24}, u_{66}, u_{62}, u_{26}$	VII	$u_{11}, u_{53}, u_{15}, u_{51}$
II	$u_{62}, u_{26}, u_{22}, u_{36}$	VIII	$u_{15}, u_{51}, u_{41}, u_{55}$
III	$u_{22}, u_{36}, u_{32}, u_{23}$	IX	$u_{41}, u_{55}, u_{45}, u_{54}$
IV	$u_{32}, u_{23}, u_{33}, u_{12}$	X	$u_{45}, u_{54}, u_{65}, u_{44}$
V	$u_{33}, u_{12}, u_{13}, u_{31}$	XI	$u_{65}, u_{44}, u_{64}, u_{46}$
VI	$u_{13}, u_{31}, u_{11}, u_{33}$	XII	$u_{64}, u_{46}, u_{24}, u_{66}$

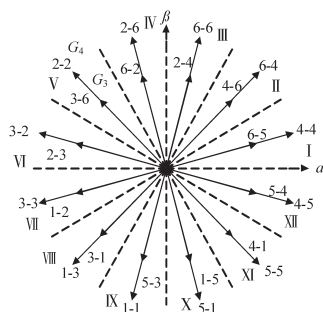
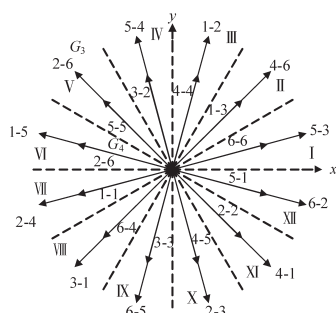
表2 电压矢量选择查找表(查询表2)

Tab.2 Voltage vector selection look-up table (query table 2)

$\angle \Psi_{xy}$	I	II	III	IV	V	VI
矢量	u_{24}	u_{24}	u_{24}	u_{62}	u_{62}	u_{62}
$\angle \Psi_{xy}$	VII	VIII	IX	X	XI	XII
矢量	u_{66}	u_{66}	u_{66}	u_{26}	u_{26}	u_{26}

2.1 电压矢量选择

如图2所示,电压矢量投影共有48个电压矢量,且具有4个不同的量级。其中,来自组 G_1, G_2, G_3 和 G_4 的矢量大小分别为 $0.173u_{dc}, 0.333u_{dc}, 0.471u_{dc}$ 和 $0.644u_{dc}$ 。其中, (G_1, G_3) 与 (G_3, G_4) 两组同相矢量在 $x-y$ 子空间中的方向相反,对于相同开关状态的 $\alpha-\beta$ 和 $x-y$ 子空间,其电压矢量相互独立,且子空间中的两个查找表也相互独立,因此电压矢量在 $x-y$ 子空间中的旋转不影响查找表对矢量的选择。在 $\alpha-\beta$ 和 $x-y$ 子空间中,组 G_1 的矢量与组 G_4 的矢量指向方向相同,因此可排除组 G_1 的矢量。由于组 G_2 的矢量与其他组矢量存在偏移,也可排除组 G_2 的矢量。图4所示为 G_3 和 G_4 组所采用矢量的投影,图5所示为 $x-y$ 子空间中来自 G_3 和 G_4 组的电压矢量投影。

图4 α - β 子空间中采用的两组矢量及其划分的扇区Fig. 4 Two sets of vectors used in the α - β subspace and their divided sectors图5 G_3 和 G_4 组的电压矢量的投影Fig.5 The projection of voltage vector of G_3 and G_4 group

其中,施加零电压时的转矩偏差表示为

$$\Delta T_e |u_0 = -T_e^k \frac{R}{L_s} T_s - \frac{3P_n}{L_s} \omega_r (|\Psi_s| |\Psi_f \cos \delta|) T_s \quad (7)$$

式中: δ 为负载角,即定子磁通矢量与永磁磁通矢量间的夹角; u_0 为初始电压矢量; L_s 为 α - β 轴电感; T_s 为采样周期; T_e^k 为 k 时刻电磁转矩; Ψ_s 为定子磁链。

由式(7)可知,零电压矢量可有效降低转矩,其下降程度取决于电机参数。有效矢量的转矩偏差如下式所示:

$$\Delta T_e |u_k = -T_e^k \frac{R}{L_s} T_s - \frac{3P_n}{L_s} \omega_r (|\Psi_s| |\Psi_f \cos \delta|) T_s - \frac{3P_n}{L_s} (|u_k| |\Psi_f \sin \zeta|) T_s \quad (8)$$

式中: u_k 为 k 时刻电压矢量; ζ 为电压矢量与永磁磁通矢量间的角度。

其转矩偏差的正负取决于特定的电压矢量。

为减少转矩脉动,零电压矢量通常与有效矢量同时插入,以调整占空比。在传统的直接转矩控制方法中,根据转矩偏差和磁通位置建立开关表,并选择合适的电压矢量,转矩误差如下式所示:

$$\Delta T_e = T_e^k - T_e^{\text{ref}} \quad (9)$$

式中: T_e^{ref} 为电磁转矩参考值。

为克服某些时刻的转矩误差,使用在一个采样周期内施加零电压矢量后的转矩与转矩基准之间的误差,其转矩误差定义如下式所示:

$$\Delta T_e = T_e^{k+1} |u_0 - T_e^{\text{ref}} \quad (10)$$

2.2 新预测矢量的合成

2.1节中,通过 α - β 和 x - y 子空间中的约束,确定了最佳电压矢量。占空比则通过零矢量和有功矢量的转矩变化斜率计算,以实现在不考虑定子磁通的情况下,使转矩等于下一时刻的参考转矩,占空比计算表达式如下式所示:

$$T_e^{k+1} = T_e^k + \Delta T_e = T_e^{\text{ref}} \quad (11)$$

ΔT_e 的表达式为

$$\Delta T_e = \Delta T_e |u_0 \times (T_s - T_{\text{opt}}) + \Delta T_e |u_k \times T_{\text{opt}} \quad (12)$$

将式(12)代入式(11)可得:

$$\Delta T_e |u_0 \times (T_s - T_{\text{opt}}) + \Delta T_e |u_k \times T_{\text{opt}} + T_e^k = T_e^{\text{ref}} \quad (13)$$

通过求解(13),可得最佳电压矢量的最佳持续时间 T_{opt} ,如下式所示:

$$T_{\text{opt}} = \frac{T_e^{\text{ref}} - T_e^k - \Delta T_e |u_0 \times T_s}{\Delta T_e |u_k - \Delta T_e |u_0} \quad (14)$$

由式(14)可知,定子电阻、电感与永磁通量均与占空比计算有关。为避免复杂的占空比计算,将有限的一组占空比分配给所选矢量,以获得一组新的预测矢量候选。通常占空比组数量越多,转矩跟踪越精确,但计算时间也相应增加。因此为综合考虑控制性能与计算时间,将新的预测矢量的候选数量确定为6,即 $u_{\text{opt}}, 0.8u_{\text{opt}}, 0.6u_{\text{opt}}, 0.4u_{\text{opt}}, 0.2u_{\text{opt}}$ 与0。与传统MPTC方法的13个预测矢量相比,新的预测矢量数量大大减少,其计算时间也明显降低。

2.3 成本函数优化

通过成本函数对获得的新预测矢量进行如下评估:

$$J = |T_e^{k+2} - T_e^{\text{ref}}| + \lambda |\Psi_s^{k+2} - \Psi_s^{\text{ref}}| \quad (15)$$

式中: λ 为谐波电流的系数; Ψ_s^{ref} 为定子磁链参考值。

使用Euler正向方法,可得:

$$\frac{di}{dt} = \frac{i^{k+1} - i^k}{T_s} \quad (16)$$

将式(16)代入式(2)可得:

$$\begin{cases} i_d^{k+1} = (1 - \frac{RT_s}{L_d}) i_d^k + \frac{L_q}{L_d} \omega_r T_s i_q^k + \frac{T_s}{L_d} u_d^k \\ i_q^{k+1} = (1 - \frac{RT_s}{L_q}) i_q^k + \frac{L_d}{L_q} \omega_r T_s i_d^k + \frac{T_s}{L_q} u_q^k \end{cases} \quad (17)$$

将式(17)代入式(4),则可获得 $k+1$ 时刻的定子磁通:

$$\begin{cases} \Psi_d^{k+1} = L_d i_d^{k+1} + \Psi_f \\ \Psi_q^{k+1} = L_q i_q^{k+1} \end{cases} \quad (18)$$

$k+1$ 时刻的转矩如下式所示:

$$T_e^{k+1} = 3P_n(\Psi_d^{k+1} i_q^{k+1} - \Psi_q^{k+1} i_d^{k+1}) \quad (19)$$

类似地,将 $k+1$ 代入 Euler 正向方法函数中,使用两步预测法获得 $k+2$ 时刻的转矩和定子磁通:

$$\frac{di}{dt} = \frac{i^{k+2} - i^{k+1}}{T_s} \quad (20)$$

根据式(15)可知,成本函数包含转矩和磁通量,通过调整加权因子的值,可调整转矩及定子磁链重要程度。通过成本函数对上述新的预测矢量进行评估,可得到成本函数最小的最优占空比。由于电压矢量已通过 α - β 子空间和 x - y 子空间中的两个查找表进行选择,即使加权因子不匹配,电机性能也不会严重下降。

3 试验对比分析

为验证本文所提方法的有效性,搭建测试环境对 MPC 方法进行测试。试验中采用 TMS320F28335 数字信号处理器实现动作控制,六相非对称永磁同步电机由二级六相 VSI 供电,其中电机额定功率为 1.1 kW,额定转速为 1 500 r/min,额定力矩为 7 N·m,极对数为 3, d 轴电感为 0.035 H, q 轴电感为 0.055 H,定子磁通为 0.225 Wb。

3.1 稳态性能分析

通过传统 MPTC 方法,采用成本函数对所有 48 个电压矢量进行评估。其采样频率分别设置为 10 kHz 和 7.5 kHz,以保证传统方法和本文所提方法的平均开关频率接近。

首先,对比分析了传统 MPTC 方法与本文所提方法中加权因子对电机性能的影响。图 6、图 7 所示分别为当电机在具有三个不同加权因子的额定负载下,以 1 500 r/min 的速度运行时,传统 MPTC 和离散占空比优化的模型预测转矩控制方法的稳态性能,其中包含相位电流、谐波电流、电磁转矩和速度等。在加权因子分别为 $\lambda=20, \lambda=100, \lambda=200$ 的额定负载下,以 1 500 r/min 的速度运行,利用传统 MPTC 方法和本文方法获得电流总谐波失真(THD)、转矩脉动如表 3、表 4 所示。其中 THD 可由下式得到:

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{Q^2 - Q_1^2}{Q_1^2}} \quad (21)$$

式中: Q 为总有效值; Q_1 为基波有效值。

转矩脉动通过联立式(2)~式(6)可得到。由图 6 可知,传统 MPTC 方法中,若加权因子为 20 或 200,则由于谐波电流大、相电流畸变大、转矩脉动大,导致电机的性能大大降低;当加权因子调整为 100 时,电流质量和转矩性能将得到极大改善,如图 6b 所示。由图 7 可知,离散占空比优化的模型预测转矩控制方法中,即使加权因子不合适,仍具有令人满意的相电流和转矩性能。因为

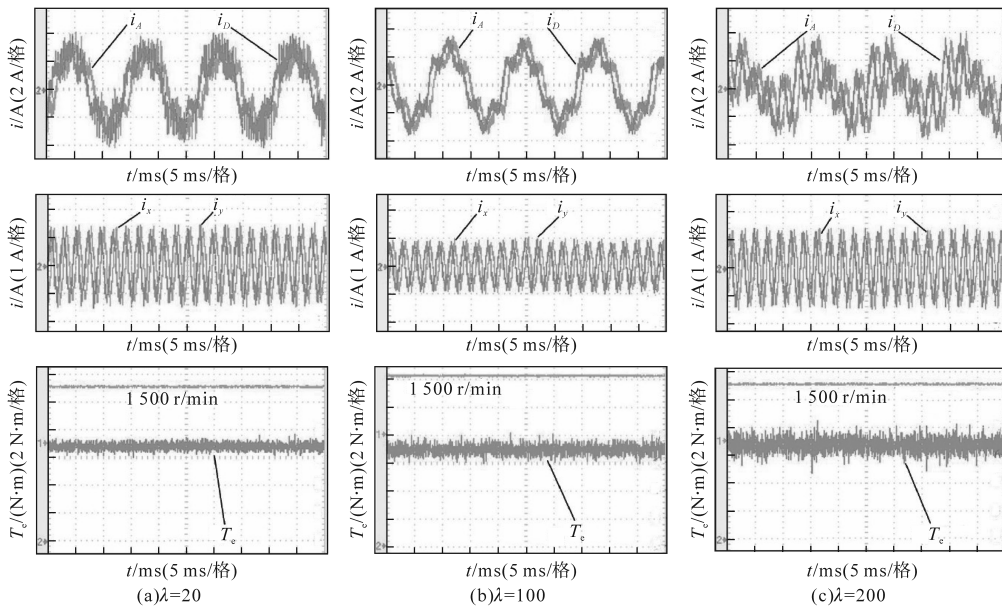


图6 传统MPTC方法的稳态性能

Fig.6 Steady-state performance of conventional MPTC method

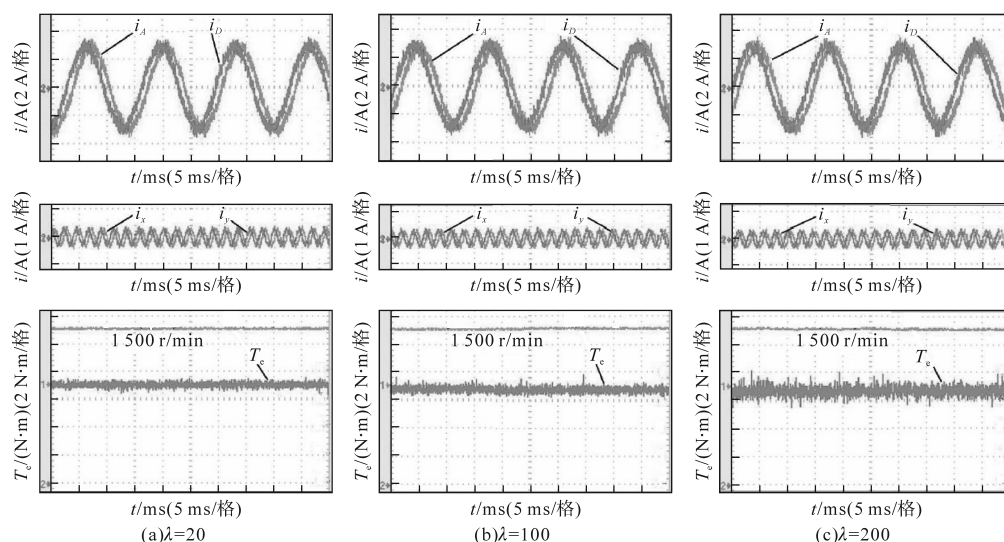


图7 所提出方法的稳态性能

Fig.7 Steady-state performance of the proposed method

该方法中,成本函数仅用于确定所选电压矢量的最优占空比,而不用确定最优电压矢量。如图7b、图7c所示,当加权因子为200时,其转矩脉动大于最佳加权系数为100时的转矩脉动。同时,较小的权重因子($\lambda=20$)对转矩性能更为重要,因此可获得最佳占空比,以实现最小转矩脉动,如图7a所示。

表3 MPTC与本文所提方法在具有不同权重因子下的THD比较

Tab.3 Comparison of THD between MPTC and the proposed method with different weighting factors

方法	THD/%		
	$\lambda=20$	$\lambda=100$	$\lambda=200$
MPTC方法	43.5	28.6	52.5
本文方法	13.5	13.0	12.8

表4 MPTC与本文所提方法在具有不同权重因子下的转矩脉动比较

Tab.4 Comparison of torque ripple between MPTC and the proposed method with different weighting factors

方法	转矩脉动/(N·m)		
	$\lambda=20$	$\lambda=100$	$\lambda=200$
MPTC方法	0.42	0.58	0.89
本文方法	0.29	0.31	0.58

其次,比较了传统MPTC与本文方法在定子电流方面的稳态性能。由表3、表4可知,在相同的不适当加权因子下,该方法比传统MPTC方法具有更低的电流THD。同时,传统MPTC方法虽性能有了较大提高,但与本文方法相比仍有一定差距。由图6b可知,传统MPTC方法的 x - y 子空

间的谐波电流远大于图7b中的谐波电流值。因为在能量相关子空间中,成本函数只包含转矩和定子磁通变量,电压矢量的选择是基于 α - β 子空间中转矩和磁通误差的最小化,即在电压矢量的选择过程中,不考虑谐波电流的减小。因此,当引入大谐波电流时,定子相电流严重失真。在本文方法中,电压矢量的选择考虑了其对 x - y 子空间谐波电流的影响。因此离散占空比优化的模型预测转矩控制方法中,谐波电流得以有效减小,定子相电流具有良好的正弦质量。

最后,对微调的传统MPTC的转矩性能与本文所提方法进行比较,如图6b和图7b所示。试验结果表明,传统MPTC的转矩脉动为 $0.58 \text{ N}\cdot\text{m}$,本文所提离散占空比优化的模型预测转矩控制方法的转矩脉动为 $0.31 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。因为在本文所提方法中,采用零矢量调整选择电压矢量的占空比,且基于成本函数的最小化优化占空比,由此确定使转矩误差最小的最优占空比。此外,在正常工作条件下,传统MPTC方法执行时间为 $74.2 \mu\text{s}$,本文方法执行时间为 $50.6 \mu\text{s}$ 。因此与传统方法相比,本文所提方法能够有效减少计算时间。

3.2 负载突变与速度试验

通过对负载突变时的动态响应进行分析可知,当电机以 1500 r/min 运转时,额定负载突然增加,其转矩、转速和定子电流的动态响应如图8所示。由图8可知,本文所提算法在转矩和电流方面更为平稳,且传统的MPTC方法和本文所提方法均能良好地跟踪转矩指令。

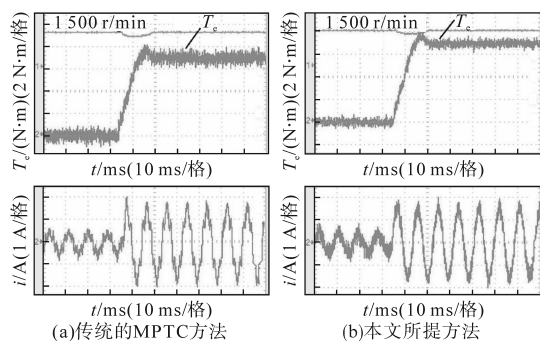


图8 负载突变性能

Fig.8 Load mutation performance

传统MPTC方法为了减少计算时间和提高直流电压利用率,只计算了 G_4 组的最大12个电压矢量。此次研究中,将传统方法与本文方法的采样频率均设置为10 kHz,对本文方法进行速度加速试验,电机转速从0 r/min加速到800 r/min,定子电流、转矩和转速的瞬态波形如图9所示。由图9可知,本文所提方法电流和转矩波形较为平滑。

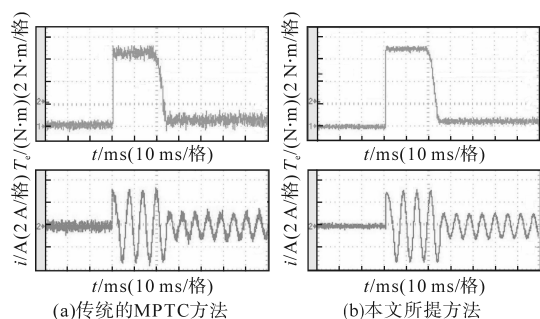


图9 加速性能

Fig.9 Acceleration performance

对本文方法进行速度反转试验,在空载条件下电机的转速从800 r/min变为-800 r/min,试验结果如图10所示。结果表明,本文方法与传统方法在转速反转过程中具有相似的动态响应。

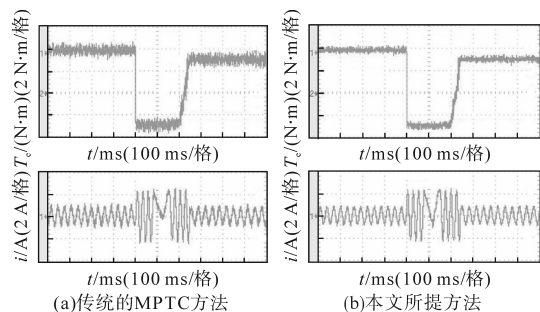


图10 速度反转性能

Fig.10 Speed reversal performance

将传统MPTC方法和本文方法进行动态试验对比,其结果如表5所示。由表5可知,两种方法在所有试验下的暂态持续时间几乎相同,而本文方法在稳态时的转矩脉动小于传统MPTC方法。

由此可知,本文方法即保留了传统MPTC方法的快速动态响应,又具有更好的转矩性能。

表5 传统MPTC方法与本文所提方法的动态试验比较

Tab.5 Dynamic experimental comparison between traditional MPTC method and the proposed method

测试类型	瞬态持续时间/ms		转矩脉动/(N·m)	
	传统PTC	本文方法	传统MPTC	本文方法
加速	125	130	0.58	0.28
速度反转	240	240	0.58	0.3
负载变化	16	16	0.61	0.3

3.3 与其他模型预测控制方法的对比

为了验证本文所提方法的性能,将其与基于虚拟矢量的六相异步电机最大功率因数校正方法进行对比。利用该方法可有效消除谐波电流,但该方法未考虑转矩脉动,且预测矢量的数量为13,远大于本文方法中的预测矢量数量。同时,由于涉及非标准的PWM开关序列,部分虚拟矢量实现较为困难。本文方法中,可在不使用虚拟矢量的情况下调节谐波电流,并通过在 x - y 子空间中建立查找表选择适当的电压矢量,以减少谐波电流。此外,通过离散占空比优化,本文方法的转矩性能可得到较大改善。在800 r/min, 7 N·m负载下,基于虚拟矢量的六相异步电机最大功率因数校正方法的计算时间和转矩脉动分别为56.9 μ s与0.58 N·m,而本文所提方法在1500 r/min, 7 N·m负载下,计算时间为50.6 μ s,转矩脉动为0.31 N·m。

将本文所提方法与最大功率控制方法进行对比。该方法首先根据成本函数选择最优电压矢量,然后根据转矩和磁通偏差进一步选择最优电压矢量,由于实际矢量的大小不同,该方法可在一定程度上减小转矩和磁通的脉动。然后,利用空间矢量PWM技术产生零次谐波电压,从而抑制谐波电流。而本文方法基于转矩跟踪和谐波电流抑制准则,采用两步查找表确定最优矢量,然后为所选矢量分配一组占空比值,减小转矩脉动。分析表明,本文方法通过调整预测矢量的占空比,可更好地跟踪不同情况下的转矩指令。此外,本文方法对加权因子变化的鲁棒性强于最大功率控制方法。

4 结论

针对传统电机控制技术谐波电流大、转矩脉动大、且电机性能易受加权因子影响等缺陷,本

文针对非对称六相电机提出了一种基于两步查询表的离散占空比优化的模型预测转矩控制方法,通过分析及试验得出以下结论:

1)本文所提方法对六相PMSM具有较高的鲁棒性,且能有效抵抗加权因子变化;

2)本文所提方法能有效降低电机控制的谐波电流,并减小转矩纹波,具有良好的优越性;

3)通过转矩和磁通误差定义的成本函数,可有效解决优化问题,并有效减小转矩脉动。

参考文献

- [1] 黄志坡,唐金城,叶开明,等.六相串联三相双永磁同步电机直接转矩控制的研究[J].微电机,2018,51(12):32-41.
- [2] Ben Sedrine E, Ojeda J, Gabai M, *et al.* Fault-tolerant control using the GA optimization considering the reluctance torque of a five-phase flux switching machine[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2015,30(3):927-938.
- [3] 林晓刚,周扬忠,程明.基于虚拟变量的六相永磁同步电机缺任意两相容错型直接转矩控制[J].中国电机工程学报,2016,36(1):231-239.
- [4] Chen Qian, Liu Guohai, Zhao Wenxiang, *et al.* Asymmetrical SVPWM fault-tolerant control of five-phase PM brush-less motors[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017,32(1):12-22.
- [5] 李耀华,赵承辉,秦玉贵,等. DTC与MPTC自适应切换的表贴式永磁同步电机控制策略[J].电机与控制应用,2020,47(2):9-13,26.
- [6] 林健,刘晗,万其,等.基于ESO的PMSLM无差拍电流预测控制[J].微电机,2019,52(7):52-55,71.
- [7] 李耀华,苏锦仕,秦辉,等.永磁同步电机有限控制集模型预测转矩控制系统研究[J].电机与控制应用,2019,46(12):8-15,46.
- [8] 张志锋,叶思聪.基于共模电压抑制的六相电机空间矢量调制[J].沈阳工业大学学报,2020,42(1):1-6.
- [9] 时培成,王锁,张荣芸,等.无刷直流电机两管导通零矢量直接转矩控制[J].中国机械工程,2020,31(6):670-678.
- [10] 李玮.永磁同步电机逆变器非线性补偿控制[J].电气传动,2019,49(12):3-8.
- [11] 唐瑶,韩志嵘.损耗减小的永磁同步电机转矩脉动优化控制[J].电气传动,2019,49(3):20-25,53.
- [12] 李永钦,王海云,王亮,等.基于恒定开关频率的内置式永磁同步电机直接转矩控制方法[J].电测与仪表,2019,56(14):96-102.
- [13] 李耀华,任佳越,杨启东,等.表面式永磁同步电机直接转矩控制电压矢量幅值优化选择策略[J].微电机,2019,52(8):71-76.
- [14] Bermudez M, Gonzalez-Prieto I, Barrero F, *et al.* Open-phase fault-tolerant direct torque control technique for five-phase induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017,64(2):902-911.

收稿日期:2020-06-04

修改稿日期:2020-09-11