

一种改进的双三相永磁同步电机无价值函数 模型预测转矩控制

张平化¹, 范慧妍², 王爽^{2*}

[1. 凡己科技(苏州)有限公司, 江苏 苏州 215000;

2. 上海大学 机电工程与自动化学院, 上海 200444]

An Improved Model Predictive Torque Control for DTP-PMSM Without Cost Function

ZHANG Pinghua¹, FAN Huiyan², WANG Shuang^{2*}

(1. FJ Controlling Co., Ltd., Suzhou 215000, China;

2. School of Mechatronic Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200444, China)

Abstract: Aiming at the problem of poor torque performance of dual three-phase permanent magnet synchronous motor (DTP-PMSM) traditional model predictive torque control strategy, a model predictive torque control without cost function strategy based on virtual voltage vectors is proposed. Firstly, the mathematical modeling method of vector space decomposition (VSD) is investigated, and the DTP-PMSM mathematical model is established based on VSD. Secondly, a set of 12 virtual voltage vectors without vector replacement are constructed, and the angular position and magnitude information of the reference vector are predicted by dead-beat direct torque and flux control, and the optimal virtual vector with the angular position closest to the reference vector is filtered out, which avoids traversal of virtual voltage vectors to seek for the optimal and thus reduces the computational burden significantly. And at the same time, a simplified vector magnitude adjustment method is used to make the magnitude of the optimal vector infinitely close to the magnitude of the reference vector, which effectively reduces the torque pulsation. Finally, an experimental test platform is built to compare the proposed strategy with the traditional strategy. The results show that the proposed strategy effectively reduces the current harmonics and torque pulsations.

Key words: dual three-phase permanent magnet synchronous motor; model predictive torque control; virtual voltage vector; torque pulsation

摘要: 针对双三相永磁同步电机(DTP-PMSM)传统模型预测转矩控制策略转矩性能较差的问题,提出了一种基于虚拟电压矢量的无价值函数模型预测转矩控制策略。首先,对矢量空间解耦(VSD)的数学建模方法进行研究,建立了基于VSD的DTP-PMSM数学模型;其次,构建了一组12个无需矢量替换的虚拟电压矢量,通过无差拍直接转矩和磁链控制预测出参考矢量的角度位置和幅值信息,并筛选出最优虚拟矢量,该方法避免了虚拟电压矢量的遍历寻优从而大幅减小计算负担;同时,通过一种简化的矢量幅值调整方法使该最优虚拟矢量的幅值大小无限逼近参考矢量幅值大小,有效降低转矩脉动;最后,搭建了试验测试平台,将所提策略与传统策略进行对比。结果表明,所提策略有效减小了谐波电流和转矩脉动。

关键词: 双三相永磁同步电机; 模型预测转矩控制; 虚拟电压矢量; 转矩脉动

0 引言

随着众多工业领域对电机运行可靠性和输出功率等级要求的不断提高,多相电机的优势逐渐凸显,受到研究者的青睐^[1-4]。目前,多相电机在一些对可靠性和功率等级要求较高的领域得到了较为广泛的应用,如航空航天、舰艇推进^[5]、轨道交通^[6]和电动汽车^[7-10]等。其中,相移30°的双三相永磁同步电机(Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor, DTP-PMSM)既具有多相电机的诸多优势,又和传统三相电机有紧密联

基金项目:上海市自然科学基金(19ZR1418600)

Natural Science Foundation of Shanghai, China (19ZR1418600)

系,因此受到广泛关注^[11-13]。

目前,DTP-PMSM 的控制策略多集中在矢量控制(Field-Oriented Control,FOC)、直接转矩控制(Direct Torque Control,DTC)和模型预测控制(Model Predictive Control,MPC)上^[14-16]。模型预测转矩控制(Model Predictive Torque Control,MPTC)是 MPC 的一种,作为先进的非线性控制技术,MPTC 能直接对转矩和磁链进行控制约束,从而加快电机的动态响应,在众多先进电机控制算法中脱颖而出^[17-18]。

然而,将 MPTC 应用于 DTP-PMSM 时,由于 DTP-PMSM 的谐波子平面阻抗较低,会产生较大的谐波电流。所以,进一步提出了基于虚拟电压矢量控制的方法^[19],使合成的电压矢量在谐波子平面的幅值为 0,进而有效抑制谐波子平面电流。

同时,考虑到模型本身存在计算复杂以及因控制维度增加而导致转矩性能变差的问题。因此,降低转矩脉动对于实现 DTP-PMSM 的高性能控制和广泛应用具有重要的理论和实际意义。文献[20]基于离散预测模型对下一时刻电磁转矩和磁链值进行预测,从电压矢量集中选择出最优矢量,并通过定子磁链和电磁转矩与电压矢量间的关系,建立查表法对电压矢量进行筛选,有效降低了转矩脉动。文献[21]在一个控制周期内作用多个电压矢量,从参考电压矢量的幅值与相位两个方面进行优化,但作用电压矢量是通过结合占空比的代价函数对相邻的 6 个电压矢量组成的 5 个矢量组进行遍历寻优获得的,计算复杂。文献[22]基于 12 个间隔 30°的虚拟电压矢量对转矩进行控制,通过计算零矢量和虚拟矢量所引起的转矩变化值进而得到矢量最佳作用时间的计算式,再结合价值函数对电压矢量进行择优,但该算法需要在 12 个虚拟矢量中进行价值函数择优,会产生较高的计算负荷。

因此,为了在抑制转矩脉动的同时降低计算负担,本文提出了一种基于虚拟电压矢量的无价值函数模型预测转矩控制策略。采用无需矢量替换的方法合成一组 12 个虚拟电压矢量,通过无差拍直接转矩和磁链控制(Dead-Beat Direct Torque and Flux Control,DB-DTFC)方法计算出参考电压矢量,筛选出一个角度位置最接近参考矢量的虚

拟矢量;并通过一种更简单的矢量幅值调整方法对所选虚拟矢量幅值进行动态调整来降低电磁转矩脉动,并且减小了计算量。

1 DTP-PMSM 数学模型

本文所研究的 DTP-PMSM 为表贴式电机,其绕组结构如图 1 所示。该 DTP-PMSM 由六相两电平逆变器供电,因此可以获得 $2^6 = 64$ 个开关状态,对应 60 个有效电压矢量和 4 个零矢量。根据文献[23],可以将 DTP-PMSM 的数学模型通过矢量空间解耦(Vector Space Decomposition,VSD)变换形成三个相互独立的子平面: $\alpha-\beta$ 子平面、 $z1-z2$ 子平面和 $o1-o2$ 子平面。其中 $\alpha-\beta$ 子平面用来产生电磁转矩; $z1-z2$ 子平面和谐波电流有关,只会产生损耗;由于本文研究的 DTP-PMSM 两三相绕组的中性点彼此隔离,所以忽略 $o1-o2$ 子平面分量。

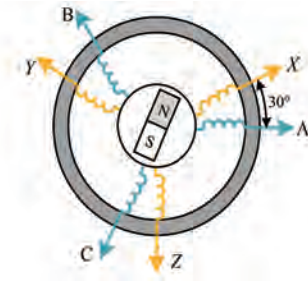


图 1 DTP-PMSM 的绕组结构

Fig. 1 Winding structure of DTP-PMSM

上述 60 个有效电压矢量用 \mathbf{v} 来表示,将其映射到 $\alpha-\beta$ 和 $z1-z2$ 子平面上,如图 2 所示。 $\alpha-\beta$ 子平面的实际电压矢量按幅值从小到大可分为 $G_1、G_2、G_3、G_4$ 四组,幅值分别对应 $0.173U_{dc}、0.33U_{dc}、0.471U_{dc}$ 和 $0.644U_{dc}$, U_{dc} 为直流母线电压。

基于 VSD,可以得到同步旋转坐标系下电压、磁链和转矩方程,分别为

$$\mathbf{u} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \dot{\boldsymbol{\psi}} + \mathbf{E} \quad (1)$$

$$\boldsymbol{\psi} = \mathbf{L}\mathbf{i} + \boldsymbol{\psi}_f \quad (2)$$

$$T_e = 3p_n(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (3)$$

式中: $\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}$, $u_d、u_q$ 分别为 $d、q$ 轴电压; $\mathbf{R} =$

$\begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}$, R_s 为定子电阻; $\mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$, $i_d、i_q$ 分别为

d, q 轴电流; $\psi = \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix}$, ψ_d, ψ_q 分别为 d, q 轴磁链;

$E = \begin{bmatrix} -\omega_e \psi_q \\ \omega_e \psi_d \end{bmatrix}$, ω_e 为电角频率; $L = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}$, L_d, L_q

分别为 d, q 轴电感; $\psi_f = \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix}$, ψ_f 为永磁体磁链;

T_e 为电磁转矩; p_n 为电机极对数。

由于本文的研究对象为表贴式电机, L_d 与 L_q 相等, 在后文中均使用 L_s 表示。

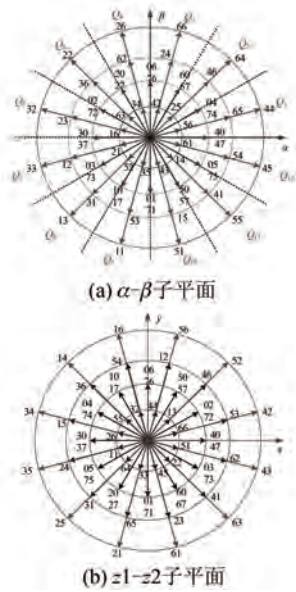


图2 两个子平面的空间矢量图

Fig. 2 Space vector diagrams of two subplanes

2 无价值函数模型预测转矩控制

传统模型预测转矩控制策略存在计算负荷高和转矩脉动大的问题, 基于此, 提出了一种无价值函数模型预测转矩控制策略。该策略通过无差拍直接转矩和磁链控制计算出参考电压矢量, 并将相位上最邻近的虚拟矢量选为最优, 无价值函数避免了虚拟电压矢量遍历寻优带来的计算量大的问题。同时, 利用一种更加简单的方法对所选矢量的幅值进行动态调整, 有效降低了转矩脉动。该控制策略框图如图3所示, 主要包括参考电压矢量计算、新型虚拟矢量组、最优矢量选择以及矢量幅值调整四个部分。

2.1 参考电压矢量计算

经过 VSD 坐标变换后, d, q 轴电压方程如式(4)所示:

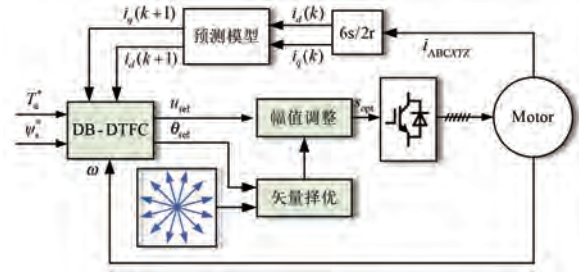


图3 无价值函数模型预测转矩控制策略框图

Fig. 3 Block diagram of MPTC strategy without cost function

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q \\ u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d \end{cases} \quad (4)$$

由此可进一步得到磁链微分表达式:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \psi_d = u_d - R_s i_d + \omega_e \psi_q \\ \frac{d}{dt} \psi_q = u_q - R_s i_q - \omega_e \psi_d \end{cases} \quad (5)$$

根据式(2), 可得到 d, q 轴电流微分方程:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_s} \frac{d}{dt} \psi_d \\ \frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{L_s} \frac{d}{dt} \psi_q \end{cases} \quad (6)$$

根据式(3), 可得到电机转矩微分方程:

$$\frac{d}{dt} T_e = 3p_n \psi_f \frac{d}{dt} i_q \quad (7)$$

将式(5)和式(6)代入式(7), 整理可得:

$$\frac{d}{dt} T_e = 3 \frac{p_n \psi_f}{L_s} (u_q - R_s i_q - \omega_e \psi_d) \quad (8)$$

通过前向欧拉公式对式(8)进行离散化:

$$\frac{T_e(k+1) - T_e(k)}{T_s} = 3 \frac{p_n \psi_f}{L_s} [u_q(k) - R_s i_q(k) - \omega_e \psi_d(k)] \quad (9)$$

式中: T_s 为控制周期; $T_e(k+1)$ 和 $T_e(k)$ 分别为第 $(k+1)$ 个和第 k 个控制周期内的电磁转矩; $u_q(k)$ 和 $i_q(k)$ 分别为第 k 个控制周期内的 q 轴电压和电流; $\psi_d(k)$ 为第 k 个控制周期内的 d 轴磁链。

将式(9)进行转化可得到转矩直线方程:

$$u_q(k) = \frac{B}{T_s} \quad (10)$$

式中: $B = \frac{L_s \Delta T_e(k)}{3p_n \psi_f} + T_s \omega_e \psi_d(k) + T_s R_s i_q(k)$,

$$\Delta T_e(k) = T_e(k+1) - T_e(k).$$

为使下一时刻电磁转矩值追踪给定值, 基于无差拍的思想, 令 $T_e(k+1) = T_e^*$, T_e^* 为电磁转矩的指令值, 代入式(10)即可计算得到 $u_q(k)$ 。

对式(5)进行离散化, 在参考电压矢量计算方法中, 为简化计算, 忽略电阻项和解耦交叉耦合项, 可得:

$$\begin{cases} \psi_d(k+1) = \psi_d(k) + u_d(k)T_s \\ \psi_q(k+1) = \psi_q(k) + u_q(k)T_s \end{cases} \quad (11)$$

式中: $\psi_d(k+1)$ 、 $\psi_q(k+1)$ 、 $\psi_d(k)$ 、 $\psi_q(k)$ 分别为第 $(k+1)$ 、第 k 个控制周期内的 d 、 q 轴磁链; $u_d(k)$ 、 $u_q(k)$ 分别为第 k 个控制周期内的 d 、 q 轴电压。

第 $(k+1)$ 个控制周期内定子磁链幅值表达为

$$\begin{aligned} \psi_s^2(k+1) &= \psi_d^2(k+1) + \psi_q^2(k+1) = \\ &[\psi_d(k) + u_d(k)T_s]^2 + [\psi_q(k) + u_q(k)T_s]^2 \end{aligned} \quad (12)$$

同样, 为使下一时刻定子磁链幅值追踪给定值, 令 $\psi_s(k+1) = \psi_s^*$, ψ_s^* 为定子磁链幅值的指令值, 同时将式(10)代入式(12)整理后可得二元一次方程, 求解后得到:

$$u_d(k) = \frac{-X_2 \pm \sqrt{X_2^2 - 4X_1X_3}}{2X_1} \quad (13)$$

式中:

$$\begin{cases} X_1 = T_s^2 \\ X_2 = 2\psi_d(k)T_s \\ X_3 = \psi_d^2(k) + [\psi_q(k) + B]^2 - \psi_s^2(k+1) \end{cases}$$

受直流母线电压的限制, 式(13)需舍弃幅值较大的解, 另一个即为最优解。由此可以得到参考电压矢量 u_{ref} 的幅值信息, 即:

$$u_{ref} = \sqrt{u_d^2(k) + u_q^2(k)} \quad (14)$$

为得到参考电压矢量的位置信息, 需要将其变换至 α - β 坐标系下, 并通过数学求解得到位置电角度 θ_{ref} , 如式(15)所示:

$$\theta_{ref} = \arctan \left[\frac{u_\beta(k)}{u_\alpha(k)} \right] \quad (15)$$

2.2 虚拟电压矢量合成

为减少算法复杂程度, 提出一种矢量合成方式, 无需对任何虚拟矢量进行矢量替换即可得到标准的开关序列。将所提出的 12 个虚拟矢量组简称为 uu_1 。

观察图 2 中两个子平面的 G_2 组电压矢量可以发现, α - β 子平面中相邻的四个 G_2 组电压矢量在 $z1$ - $z2$ 子平面中所合成的电压矢量幅值为 0, 如 v_{04} 、 v_{47} 、 v_{05} 和 v_{67} 。其中, 根据 v_{04} 和 v_{47} 合成的矢量与根据 v_{05} 和 v_{67} 合成的矢量在 $z1$ - $z2$ 子平面中方向相反, 在 α - β 子平面中方向相同。因此可选择相邻的四个 G_2 组电压矢量, 在一个控制周期 T_s 内作用相应时间, 使所得到的虚拟矢量在 $z1$ - $z2$ 子平面中幅值为 0, 以实现谐波抑制。

以基本矢量 v_{04} 、 v_{47} 、 v_{05} 和 v_{67} 合成得到虚拟矢量 u_1 为例, 其合成示意图如图 4 所示。

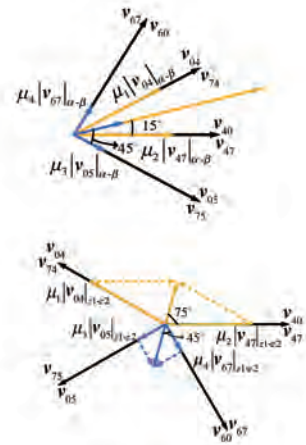


图 4 虚拟矢量组 uu_1 中矢量 u_1 合成示意图

Fig. 4 Schematic diagram of vector u_1 synthesis in virtual vector group uu_1

根据图 4 进一步结合伏秒积平衡原理, 可列出式(16):

$$\begin{cases} T_s |u_1|_{\alpha-\beta} = \mu_1 |v_{04}|_{\alpha-\beta} \cos 15^\circ + \\ \mu_2 |v_{47}|_{\alpha-\beta} \cos 15^\circ + \mu_3 |v_{05}|_{\alpha-\beta} \cos 45^\circ + \\ \mu_4 |v_{67}|_{\alpha-\beta} \cos 45^\circ \\ T_s |u_1|_{z1-z2} = \mu_1 |v_{04}|_{z1-z2} \cos 75^\circ + \\ \mu_2 |v_{47}|_{z1-z2} \cos 75^\circ - \mu_3 |v_{05}|_{z1-z2} \cos 45^\circ - \\ \mu_4 |v_{67}|_{z1-z2} \cos 45^\circ \end{cases} \quad (16)$$

式中: $|u_1|_{\alpha-\beta}$ 、 $|u_1|_{z1-z2}$ 分别为 α - β 子平面、 $z1$ - $z2$ 子平面中虚拟电压矢量 u_1 的幅值; μ_1 、 μ_2 、 μ_3 、 μ_4 分别为 v_{04} 、 v_{47} 、 v_{05} 、 v_{67} 在一个控制周期内的作用时间, 且 $\mu_1 + \mu_2 + \mu_3 + \mu_4 = T_s$ 。

G_2 组电压矢量幅值为 $0.333U_{dc}$, 为使两个子平面中 v_{04} 和 v_{47} 的合成矢量与 v_{05} 和 v_{67} 的合成矢量在同一直线上, 在 α - β 子平面下, v_{04} 和 v_{47}

幅值均需乘以 $\cos 15^\circ$, v_{05} 和 v_{67} 幅值均需乘以 $\cos 45^\circ$; $z1-z2$ 子平面下, v_{04} 和 v_{47} 幅值均需乘以 $\cos 75^\circ$, v_{05} 和 v_{67} 幅值均需乘以 $\cos 45^\circ$ 。且有 $\mu_1 = \mu_2, \mu_3 = \mu_4$ 。令 $|u_1|_{z1-z2} = 0$, 解出式(16), 可得:

$$\begin{cases} |u_1|_{\alpha-\beta} = \frac{\sqrt{2}}{3 + \sqrt{3}} U_{dc} \approx 0.298 U_{dc} \\ \mu_1 = \mu_2 = \frac{1}{1 + \sqrt{3}} T_s \\ \mu_3 = \mu_4 = \frac{\sqrt{3} - 1}{2 + 2\sqrt{3}} T_s \end{cases} \quad (17)$$

其余 11 个虚拟电压矢量的幅值大小与之相同, 作用时间可根据同样的方式得到。

2.3 矢量选择与幅值调整

经过矢量合成, 得到包含 12 个虚拟矢量的矢量集。为快速筛选出矢量角度位置最合适的矢量, 以 12 个虚拟矢量为扇区中线划分 12 扇区 S_i ($i=1, \dots, 12$), 如图 5 所示。

此时, 每一个扇区包含一个虚拟电压矢量。根据 DB-DTFC 方法计算得到的参考电压矢量角度位置信息, 判断出参考电压矢量所处扇区。可以看到, 该扇区包含的虚拟矢量与参考矢量间角度差最小, 由此确定出的虚拟矢量数为 1, 无需通过价值函数对备选矢量进一步筛选, 可最大程度减小由于矢量评估产生的计算量, 与需要价值函数进行矢量筛选的算法相比, 计算负荷大幅降低。

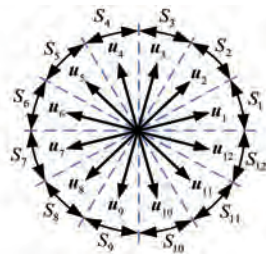


图 5 所提控制策略扇区划分图

Fig. 5 Sectorization diagram of the proposed control strategy

但如果仅考虑矢量角度位置, 仍然会产生较大转矩脉动。因此, 为进一步提高转矩稳态性能, 需对所选虚拟矢量进行幅值调整。

矢量幅值调整可以通过零矢量插入来实现。为进一步简化, 基于传统计算方法提出一种更为简单的考虑矢量幅值的等效计算方法。通过该方法可将备选矢量幅值调整至参考矢量幅值大小。

定义幅值比, 如式(18)所示:

$$m = \frac{u_{ref}}{u} \quad (18)$$

式中: m 为幅值比; u_{ref} 为参考电压矢量幅值; u 为虚拟电压矢量幅值。

将 m 代入式(16)进行计算, 得到经过幅值调整后的虚拟矢量 u_1 的幅值与各基本矢量作用时间, 如式(19)所示:

$$\begin{cases} |u_1|_{\alpha-\beta} = \frac{\sqrt{2}}{3 + \sqrt{3}} m U_{dc} \approx 0.298 m U_{dc} \\ \mu_1 = \mu_2 = \frac{1}{1 + \sqrt{3}} m T_s \\ \mu_3 = \mu_4 = \frac{\sqrt{3} - 1}{2 + 2\sqrt{3}} m T_s \end{cases} \quad (19)$$

由此可得到零矢量的作用时间 μ_0 :

$$\mu_0 = T_s - \mu_1 - \mu_2 - \mu_3 - \mu_4 = (1 - m) T_s \quad (20)$$

3 试验验证

图 6 为 DTP-PMSM 试验平台实物图, DTP-PMSM 控制系统参数见表 1, 负载为一台伺服电机。将基于虚拟电压矢量的传统策略 (MPTC1) 和所提策略 (MPTC2) 进行对比。

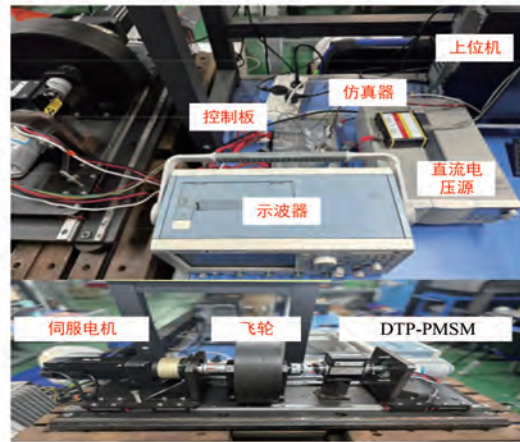


图 6 DTP-PMSM 试验平台

Fig. 6 DTP-PMSM experimental platform

设置电机转速为 200 r/min, 电磁转矩为 5 N·m。电磁转矩脉动 T_{e_ripple} 根据式(21)计算得到, 转矩变化率 ΔT_e 由式(22)计算得到, 谐波子平面电流波动最大值 $|i_z|_{max}$ 由式(23)计算得到:

$$T_{e_ripple} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (T_e - T_{e_av})^2} \quad (21)$$

$$\Delta T_e = T_{e_ripple} / T_e^* \times 100\% \quad (22)$$

$$|i_z|_{\max} = |i_{z1}|_{\max} + |i_{z2}|_{\max} \quad (23)$$

式中: T_e 为电磁转矩瞬时值; T_{e_av} 为电磁转矩平均值; $|i_{z1}|_{\max}$ 、 $|i_{z2}|_{\max}$ 分别为谐波子平面电流 i_{z1} 、 i_{z2} 绝对值的最大值。

表 1 DTP-PMSM 控制系统参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
额定转矩/(N·m)	5	q 轴电感/ μ H	53
额定电流/A	60	极对数	5
定子电阻/m Ω	22.5	磁链/mWb	5.6
d 轴电感/ μ H	53	漏自感/ μ H	2.7

图 7 为 MPTC1 和 MPTC2 策略下的转矩 T_e 对比图, 图 8 为两种策略下的的谐波子平面电流 i_{z1} 和 i_{z2} 对比图, 表 2 为不同策略的结果对比。根据图 7 和表 2 可以看出, 由于 MPTC2 策略对矢量幅值进行了动态调整, 因此对转矩的控制性能得到提升, MPTC1 策略的最大转矩脉动为 0.21 N·m, 而 MPTC2 策略的最大转矩脉动为 0.124 N·m, 相比于 MPTC1 策略转矩脉动减小了 40.95%。由图 8 可知, 在虚拟矢量的作用下, 两种策略的谐波电流均较小, 但由表 2 可以看出, 所提策略的谐波子平面电流波动更小。

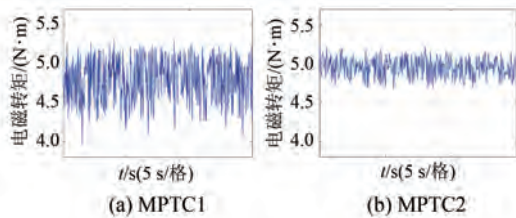


图 7 T_e 对比图

Fig. 7 Comparison diagrams of T_e

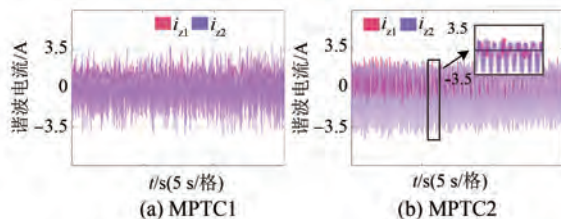


图 8 i_{z1} 、 i_{z2} 对比图

Fig. 8 Comparison diagrams of i_{z1} and i_{z2}

表 2 不同策略的结果对比

Tab. 2 Comparison of results for different strategies

策略名称	$T_{e_ripple}/(N \cdot m)$	$\Delta T_e/\%$	$ i_z _{\max}/A$
MPTC1	0.21	4.2	7.71
MPTC2	0.124	2.5	7.08

图 9 为相电流 i_A 、 i_B 和 i_C 波形对比图, 从图中可以看出, 与 MPTC1 策略相比, MPTC2 的电流波形更加平滑。这是因为 MPTC1 策略对基波子平面的控制效果较差, 导致相电流谐波较大。而 MPTC2 策略提升了基波子平面的控制性能, 同时减小了电流谐波和转矩脉动, 得到了较好的相电流波形。

对相电流进行谐波分析, 如图 10 所示。由图可知 MPTC1 算法的总谐波失真 (Total Harmonic Distortion, THD) 为 40.76%; MPTC2 算法的 THD 为 5.74%。相较于 MPTC1 算法, 所提 MPTC2 算法的 THD 降低了 85.9%, 对电流谐波的抑制能力有所提升。

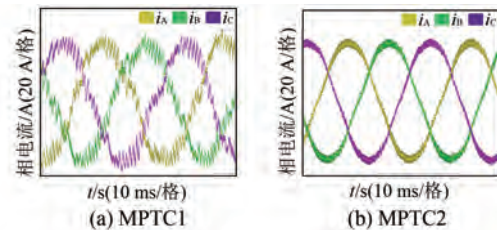


图 9 相电流 i_A 、 i_B 和 i_C 对比图

Fig. 9 Comparison diagrams of phase currents i_A , i_B and i_C

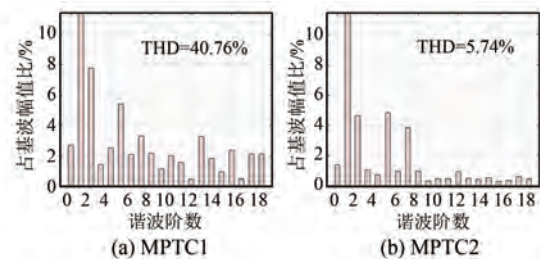


图 10 相电流 THD 分析

Fig. 10 Phase current THD analysis

4 结语

本文通过一种无需矢量替换的矢量合成方法得到了 12 个虚拟电压矢量, 结合 DB-DTFC 方法预测出参考电压矢量的角度位置与幅值信息, 使备选矢量数减少为 1, 无需价值函数值的计算, 大

大降低了计算负荷。并根据一种更为简单的方法对所选虚拟电压矢量进行幅值调整。试验结果表明,所提策略的转矩脉动减小了 40.95%,谐波含量降低了 85.9%,具有较好控制的性能。

参考文献

- [1] LI M Y, GU C, LI C J, et al. Control strategy of dual three-phase permanent magnet synchronous motor based on cross decoupling [C] // 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems, Harbin, 2019.
- [2] ZABALETA M, LEVI E, JONES M. A novel synthetic loading method for multiple three-phase winding electric machines [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(1): 70-78.
- [3] 陶涛, 赵文祥, 程明, 等. 多相电机容错控制及其关键技术综述 [J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(2): 316-326+629.
- TAO T, ZHAO W X, CHENG M, et al. Review on fault-tolerant control of multi-phase machines and their key technologies [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(2): 316-326+629.
- [4] ZHU S, ZHAO W, LIU G, et al. Effect of phase shift angle on radial force and vibration behavior in dual three-phase PMSM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(4): 2988-2998.
- [5] 包芳泉. 船舶六相永磁同步电机电流环控制策略研究 [D]. 大连: 大连海事大学, 2020.
- BAO F Q. Research on current loop control strategy of ship six-phase permanent magnet synchronous motor [D]. Dalian: Dalian Maritime University, 2020.
- [6] POLATER N, KAMEL T, TRICOLI P. Control and power sharing strategy of dual three-phase permanent magnet synchronous motor for light railway applications [C] // 2021 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Gijon, 2021.
- [7] VASILE I, TUDOR E, POPESCU M, et al. Electric drives with multiphase motors as a better solution for traction systems [C] // 2019 11th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering, Bucharest, 2019.
- [8] 简耀. 汽车电动助力转向用永磁同步电机设计及特性研究 [D]. 镇江: 江苏大学, 2019.
- JIAN Y. Design and characteristic research of permanent magnet synchronous motor for vehicle electronic power steering [D]. Zhenjiang: Jiangsu University, 2019.
- [9] 蔡小龙. 汽车转向助力无刷直流电机控制系统的研究 [D]. 南昌: 南昌大学, 2019.
- CAI X L. Research on the control system of brushless DC motor for automobile steering assistance [D]. Nanchang: Nanchang University, 2019.
- [10] HU S D, XIONG M F, LIANG Z P, et al. Torque distributed control strategy for the dual three-phase PMSM in hybrid energy storage system application [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(4): 2544-2552.
- [11] ZHANG Q, PAN H L, WANG Z H, et al. Torque increase strategy of dual three-phase permanent magnet synchronous motor based on VSD model harmonic current injection [C] // 2022 25th International Conference on Electrical Machines and Systems, Chiang Mai, 2022.
- [12] 孟祥硕, 肖玲斐, 王国强, 等. 基于电流优化的双三相 PMSM 开路故障容错控制 [J]. 电机与控制应用, 2022, 49(10): 1-9+19.
- MENG X S, XIAO L F, WANG G Q, et al. Open-circuit fault-tolerant control of dual three-phase PMSM based on current optimization [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(10): 1-9+19.
- [13] 刘伽, 张志锋, 孙全增. 基于混合式脉宽调制的双三相电机谐波抑制技术 [J]. 电机与控制应用, 2022, 49(10): 10-19.
- LIU J, ZHANG Z F, SUN Q Z. Harmonic suppression technology of dual three-phase motor based on hybrid pulse width modulation [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(10): 10-19.
- [14] 马祖阳, 王晓璨, 林晓刚, 等. 直驱式永磁同步电机改进型无差拍直接转矩控制研究 [J]. 电机与控制应用, 2022, 49(8): 14-20.
- MA Z Y, WANG X C, LIN X G, et al. Research on improved deadbeat direct torque control of direct-drive permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(8): 14-20.
- [15] 曹晓冬, 徐晴, 赵双双, 等. 高效能同步磁阻电机数据驱动型模型预测控制方法 [J]. 电机与控制应用, 2022, 49(5): 14-19.
- CAO X D, XU Q, ZHAO S S, et al. Data-driven

- model predictive control method for high performance synchronous reluctance motor [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2022, 49(5): 14-19.
- [16] 解聪. 基于虚拟矢量的双三相永磁同步电机模型预测电流控制[D]. 天津: 天津大学, 2020.
- XIE C. Virtual vector-based model predictive current control for dual three-phase permanent magnet synchronous motor [D]. Tianjin: Tianjin University, 2020.
- [17] GEYER T. 大功率变频器及工业传动模型预测控制[M]. 张永昌, 宋文祥, 徐伟, 译. 北京: 机械工业出版社, 2019.
- GEYER T. Predictive Control of High-Power Converters and Industrial Drive Models [M]. ZHANG Y C, SONG W X, XU W, Translation. Beijing: Mechanical Industry Press, 2019.
- [18] WU M K, SUN X D, ZHU J G, et al. Improved model predictive torque control for PMSM drives based on duty cycle optimization [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2021, 57(2): 1-5.
- [19] BERMUDEZ M, ARAHAL M R, DURAN M J, et al. Model predictive control of six-phase electric drives including ARX disturbance estimator [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 68(1): 81-91.
- [20] ZHANG Z F, SUN Q Z, DI Q S, et al. A predictive torque control method for dual three-phase permanent magnet synchronous motor without weighting factor [J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 112585-112595.
- [21] 张倩茹, 王爽. 一种双三相永磁同步电机的多矢量模型预测转矩控制[J]. *电机与控制应用*, 2023, 50(7): 29-34.
- ZHANG Q R, WANG S. Multi-vector model predictive torque control for a dual three-phase permanent magnet synchronous motor [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2023, 50(7): 29-34.
- [22] LUO Y X, LIU C H. Multi-vector-based model predictive torque control for a six-phase PMSM motor with fixed switching frequency [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2019, 34(3): 1369-1379.
- [23] YAN L C, ZHU Z Q, QI J, et al. Suppression of major current harmonics for dual three-phase PMSMs by virtual multi three-phase systems [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(6): 5478-5490.

收稿日期:2023-12-08

收到修改稿日期:2024-01-30

作者简介:

张平化(1980-),男,博士,工程师,研究方向为电机控制, pinghua.zhang@fjctrl.com;

*通信作者:王爽(1977-),男,博士,副教授,研究方向为智能控制理论及其在新能源汽车电力电子和伺服控制系统中的应用, wang-shuang@shu.edu.cn。

An Improved Model Predictive Torque Control for DTP-PMSM Without Cost Function

ZHANG Pinghua¹, FAN Huiyan², WANG Shuang^{2*}

(1. FJ Controlling Co., Ltd., Suzhou 215000, China;

2. School of Mechatronic Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200444, China)

Key words: dual three-phase permanent magnet synchronous motor; model predictive torque control; virtual voltage vector; torque pulsation

Multiphase motors have received widespread attention in areas where high reliability and power levels are required due to their advantages of high control freedom and fault tolerance. Model predictive torque control (MPTC), with the advantages of fast torque response, simple control idea, and handling of nonlinear variables, has become a research hotspot in the field of multiphase motor control in recent years. Therefore, the study of MPTC algorithm applied to dual three-phase permanent magnet synchronous motor (DTP-PMSM) is of great

theoretical and practical significance for the realization of high-performance control.

To address the problems of large computation caused by vector traversal optimization and high torque pulsation generated by fixed vector magnitude in the traditional control scheme based on virtual voltage vector, a model predictive torque control without cost function strategy based on virtual voltage vectors is proposed, and the control block diagram is shown in Fig.1.

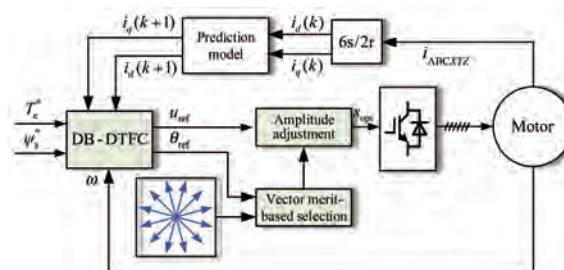


Fig. 1 Block diagram of MPTC strategy without cost function

Firstly, the DTP-PMSM mathematical model is analyzed, the mathematical modeling method of vector space decomposition (VSD) is investigated, and the DTP-PMSM mathematical model based on VSD is established. Secondly, a set of 12 virtual voltage vectors are synthesized without vector substitution, and the dead-beat direct torque and flux control method is used to optimize the 12 virtual voltage vectors with fixed and equal magnitudes to select a virtual vector whose angular position is the closest to the reference vector, and the selected

virtual vector magnitude is dynamically adjusted to reduce the electromagnetic torque pulsation and computational volume by a simpler vector magnitude adjustment method.

Finally, in order to verify the feasibility and effectiveness of the proposed control algorithm, an experimental platform is built to compare the proposed strategy with the traditional strategy. The results show that the proposed strategy effectively reduces the current harmonics and torque pulsations.