开绕组六相永磁同步电机模型预测电流控制

于佳正，张志锋，孙全增，张清艺
（沈阳工业大学 电气工程学院，辽宁 沈阳 110870）

摘要：针对六相永磁同步电机模型预测电流控制中存在固有的共模电压较大和计算量繁重的问题，提出了一种开绕组六相永磁同步电机模型预测电流控制方法。首先，将六相永磁同步电机绕组的中性点打开并接入两个六相电压源逆变器，形成双逆变器馈电的开绕组结构，目的是抵消逆变器之间共模电压。其次，双逆变器馈电会产生繁多的电压矢量，从中选出具有零共模电压性质的矢量。在此基础上，又考虑了$x-y$平面的谐波电流问题和母线电压利用率的问题，将矢量集精简为一个包含7个电压矢量的控制集，减少了计算负担。最后，通过与现存的传统六相永磁同步电机模型预测电流控制方法进行对比仿真，证明了所提出方法的有效性。

关键词：模型预测电流控制；六相永磁同步电机；共模电压；开绕组结构；谐波电流
中图分类号：TM351 **文献标识码：**A **DOI：**10.19457/j.1001-2095.dqcd25279

Model Predictive Current Control of Open-end Winding Six-phase Permanent Magnet Synchronous Motor

YU Jiazheng，ZHANG Zhifeng，SUN Quanzeng，ZHANG Qingyi
（*School of Electrical Engineering*，*Shenyang University of Technology*，*Shenyang* 110870，*Liaoning*，*China*）

Abstract：Aiming at the inherent problems of large common-mode voltage and heavy computation in model predictive current control of the six-phase permanent magnet synchronous motor（PMSM），a model predictive current control method for an open-end winding six-phase PMSM was proposed. Firstly，the neutral point of the six-phase PMSM was opened and two six-phase voltage source inverters were connected to form an open-end winding structure fed by a dual inverter structure，in order to offset the common-mode voltage between inverters. Secondly，a wide range of voltage vectors were fed by a dual inverter，from which the vector with zero common-mode voltage property was selected. On this basis，the harmonic current in the $x-y$ plane and the utilization rate of bus voltage were considered，and the vector set was reduced to a control set containing seven voltage vectors，which reduces the computational burden. Finally，compared with the existing model predictive control method of traditional six-phase PMSM，the effectiveness of the proposed method was proved.

Key words：model predictive current control（MPCC）；six-phase permanent magnet synchronous motor (PMSM)；common-mode voltage（CMV）；open-end winding structure；harmonic current

与三相电机相比，六相永磁同步电机具有很多优势，如可靠性高、容错能力强、转矩脉动小、控制自由度高和电压利用率高等[1-2]，这些优势使其被广泛应用于船舶推进、电动汽车、机车牵引、风力发电等大功率应用场合[3-4]。六相电机驱动系统通常配备两电平或多电平的电压源逆变器（voltage source inverter，VSI）[5-6]。相比于两电平VSI，多电平多相VSI可以实现零共模电压（CMV），且等效开关频率更低，可以减少系统的损耗[7]。基于开绕组永磁同步电机的双逆变器拓扑结构是实现多电平VSI的有效手段[8]。双六相电压源逆变器（dual six-phase voltage source inverter，DS-VSI）可以由单个电压源（共直流母线型）或多个电压源（隔离直流母线型）供电，相比于后者，前者更方便、硬件要求更低[9]，因此具有更广阔的应用前景。

在电机控制系统中不可避免地会产生CMV，高幅值的CMV会引起较大的电机轴电压和轴电

基金项目：国家自然科学基金（61603263）
作者简介：于佳正（1999—），男，硕士研究生，主要研究方向为多相电机系统及其控制，Email：1409253511@qq.com
通讯作者：张志锋（1981—），男，博士，教授，主要研究方向为现代电机控制技术、多相电机控制、电动汽车电驱动控制系统等，Email：zzf_sut@126.com

流，损害电机轴承，降低电机使用寿命[10]，因此抑制或消除CMV是很有必要的。目前解决CMV问题的方式主要有两种，一种是引入无源或者有源滤波器，通过设计外部电路来抵消CMV[11]，另一种是通过修改电机的电压矢量控制集从而改变逆变器的PWM模式[12]。相比于前者，后者成本低、设计简单、控制灵活，因此近年来被众多学者所关注。

模型预测控制（model predictive control，MPC）在电力电子领域应用非常广泛，它可以灵活控制多个重要参数（如电机转矩脉动、开关频率、功率损耗、最大输出电流等），具有良好的动态响应，实现多目标最优化控制，因此已成为六相VSI的一种简单有效的控制方法[13-14]。MPC分为模型预测转矩控制（model predictive torque control，MPTC）[15]和模型预测电流控制（model predictive current control，MPCC）[16]，MPTC中代价函数包括电磁转矩和定子磁链，而MPCC中代价函数仅包括电流，且电流之间量纲相同，基于后者的控制系统设计起来更为容易。目前针对多相电机MPCC的优化方式主要是利用虚拟矢量合成方法简化控制集[17-18]，该方法可以消除谐波的权重系数，从而减小计算量，在确保高系统响应速度的前提下，精准地达到了目标矢量的角度和幅值。文献[19-20]针对五相电机提出两种基本电压矢量合成虚拟矢量的改进MPCC方案，分别用3个和4个基本矢量去合成虚拟矢量，在减少谐波电流的同时降低了CMV。在不对称双三相电机控制系统中也可以采用类似的方法[21]，而对于DSVSI而言，在庞大的电压矢量数量下，过多的迭代次数会大幅增加计算时间，如何从控制集中筛选出合适的基本矢量是值得深思的。文献[22]针对九相开绕组永磁同步电机提出一种低复杂度的MPC，该方法减少了死区时间引起的谐波电流，并将迭代次数从18次减少到1次，文献[23]而后优化了虚拟矢量合成算法，使系统的稳态性能显著提高。针对六相电机的CMV问题，文献[24]提出一种SVPWM方法，选择了CMV较小的基本矢量构造中间矢量形成控制集；文献[25]提出一种AZSPWM（active zero state PWM）方法，在降低了开关频率的同时使CMV降低了1/3。上述方法均无法实现零CMV。

为了解决上述问题，本文提出了一种开绕组六相永磁同步电机模型预测电流控制方法。首先，在零CMV的基础上对基本电压矢量进行择优，在确保母线电压利用率的前提下生成一个低复杂度的基本电压矢量控制集，化繁为简，减小了因多矢量而产生的复杂计算量，该方法相较于已存在的低CMV的MPCC而言，彻底消除了逆变器结构所产生的CMV，有效地减少了电机定子铜耗和轴电流，提高了相电流质量。相较于传统的六相电机矢量控制而言，简化了控制结构，省去了扇区判断环节，响应速度变快。最后，通过仿真证明了所提出方法的有效性。

1　六相永磁同步电机数学模型

本文采用的对称六相永磁同步电机驱动系统拓扑结构如图1所示。使用矢量空间解耦坐标变换，可以将六相电机的各变量分别映射到3个彼此正交的子平面，即含有机电能量转换的α-β平面、只有谐波分量的x-y平面以及零序分量的o_1-o_2平面，这里暂不考虑o_1-o_2空间。而后进一步通过Park变换可以得出对称六相永磁同步电机d，q轴和x，y轴的数学模型：

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - \omega L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + \omega L_d i_d + \omega \Psi_f \end{cases} \tag{1}$$

$$\begin{cases} u_x = R_s i_x + L_s \dfrac{\mathrm{d}i_x}{\mathrm{d}t} \\ u_y = R_s i_y + L_s \dfrac{\mathrm{d}i_y}{\mathrm{d}t} \end{cases} \tag{2}$$

$$T_e = 3n_p[(L_d - L_q)i_d i_q + i_q \Psi_f] \tag{3}$$

式中：u_d，u_q分别为d，q轴上的电压；i_d，i_q分别为d，q轴上的电流；u_x，u_y分别为x，y轴上的电压；i_x，i_y分别为x，y轴上的电流；L_d，L_q分别为d，q轴上的电感；R_s为定子电阻；ω为电角速度；L_s为定子漏感；Ψ_f为永磁体磁链；T_e为电磁转矩；n_p为极对数。

图1中，DSVSI结构包含两个由端子（a_1，b_1，c_1，d_1，e_1，f_1）和（a_2，b_2，c_2，d_2，e_2，f_2）连接到六相开绕组负载的两个单直流电源供电的六相电压源逆变器（逆变器1和逆变器2），每个支路的开关函数表示为s_x（x=a_1，b_1，c_1，d_1，e_1，f_1，a_2，b_2，c_2，d_2，e_2，f_2），当上部开关导通时，开关函数s_x=1，当下部开关导通时，s_x=0，每个逆变器有64个开关状态。双逆变器结构可以根据每个开关状态产生三电平的输出电压（U_{dc}，0，$-U_{dc}$），每个开关状态对应不同的电压矢量。

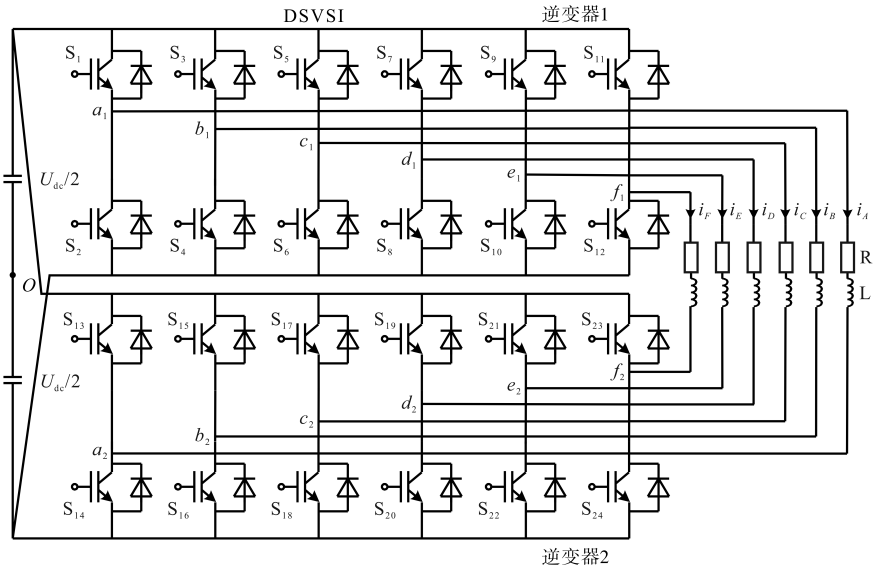


图1　六相永磁同步电机驱动系统拓扑结构

Fig.1　Topological structure of drive system of six-phase permanent magnet synchronous motor

2　空间电压矢量解耦坐标变换

定义开绕组六相永磁同步电机在α-β平面上和x-y平面上的电压矢量由下式计算：

$$\begin{cases} \boldsymbol{V}_{\alpha\beta} = \dfrac{1}{3}U_{dc}[(s_{a1}-s_{a2})+a^1(s_{b1}-s_{b2})+a^2(s_{c1}-s_{c2})+ \\ \qquad a^3(s_{d1}-s_{d2})+a^4(s_{e1}-s_{e2})+a^5(s_{f1}-s_{f2})] \\ \boldsymbol{V}_{xy} = \dfrac{1}{3}U_{dc}[(s_{a1}-s_{a2})+a^2(s_{b1}-s_{b2})+a^4(s_{c1}-s_{c2})+ \\ \qquad a^6(s_{d1}-s_{d2})+a^8(s_{e1}-s_{e2})+a^{10}(s_{f1}-s_{f2})] \end{cases} \tag{4}$$

其中　　$a=e^{j60°}$

式中：U_{dc}为逆变器直流母线电压；$\boldsymbol{V}_{\alpha\beta}$，$\boldsymbol{V}_{xy}$分别为$\alpha$-$\beta$空间、$x$-$y$空间的电压矢量。

相电压可以由以下公式计算：

$$\begin{cases} V_A = V_{a1O} - V_{a2O} \\ V_B = V_{b1O} - V_{b2O} \\ V_C = V_{c1O} - V_{c2O} \\ V_D = V_{d1O} - V_{d2O} \\ V_E = V_{e1O} - V_{e2O} \\ V_F = V_{f1O} - V_{f2O} \end{cases} \tag{5}$$

式中：V_{a1O}，V_{b1O}，V_{c1O}，V_{d1O}，V_{e1O}，V_{f1O}为逆变器1的极电压，V_{a1O}为图1中端点a_1和端点O之间的电压，依此类推；V_{a2O}，V_{b2O}，V_{c2O}，V_{d2O}，V_{e2O}，V_{f2O}为逆变器2的极电压。

极电压是产生CMV的重要因素，利用相电压的对称六相电机矢量空间解耦坐标变换如下式所示：

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_x \\ V_y \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 1 & \cos\theta & \cos(2\theta) & \cos(3\theta) & \cos(4\theta) & \cos(5\theta) \\ 0 & \sin\theta & \sin(2\theta) & \sin(3\theta) & \sin(4\theta) & \sin(5\theta) \\ 1 & \cos(2\theta) & \cos(4\theta) & \cos(6\theta) & \cos(8\theta) & \cos(10\theta) \\ 0 & \sin(2\theta) & \sin(4\theta) & \sin(6\theta) & \sin(8\theta) & \sin(10\theta) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ V_D \\ V_E \\ V_F \end{bmatrix} \tag{6}$$

其中　　$\theta=\pi/3$

使用坐标变换之后，输出电压基波分量和$m=12k\pm1$（$k=1,2,3,\cdots$）次谐波被投影到α-β空间中。同时，$6k\pm1$（$k=1,3,5,\cdots$）次谐波被投影到x-y空间中。由于该逆变器结构中的两个逆变器都可以独立控制，单个逆变器产生$2^6=64$种开关组合，两个逆变器会产生$2^6\times2^6=4\,096$种开关组合，因而产生4 096种电压矢量，之后利用CMV性质进行矢量择优。

3　CMV分析

DSVSI的CMV为两个逆变器的CMV差值：

$$V_{CMV} = V_{CMV1} - V_{CMV2} \tag{7}$$

其中

$$V_{CMV1} = \frac{V_{a1O}+V_{b1O}+V_{c1O}+V_{d1O}+V_{e1O}+V_{f1O}}{6} \tag{8}$$

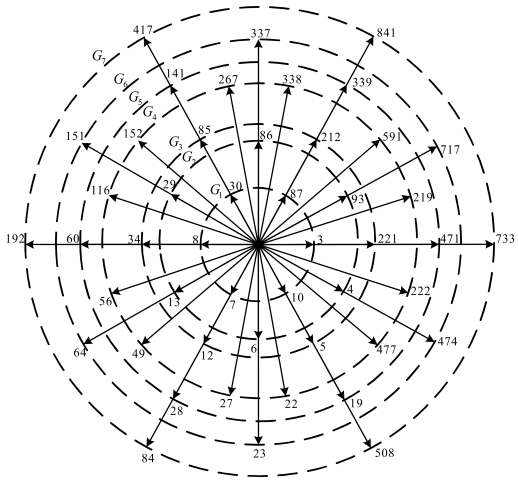
$$V_{CMV2} = \frac{V_{a2O}+V_{b2O}+V_{c2O}+V_{d2O}+V_{e2O}+V_{f2O}}{6} \tag{9}$$

当V_{CMV1}等于V_{CMV2}时，V_{CMV}为零，经计算共有924种不同的开关组合，因此DSVSI会产生924个电压

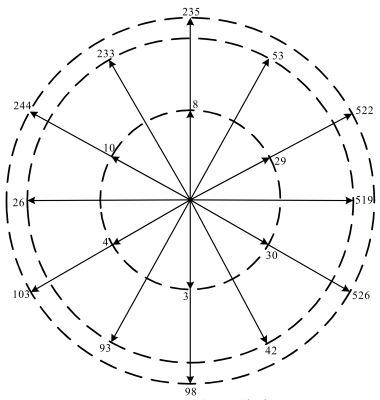
矢量作用于电机。将924个基本电压矢量按照其二进制数值从小到大排列，除零矢量之外根据幅值不同分为7组：G_1，G_2，G_3，G_4，G_5，G_6和G_7，7组电压矢量的幅值及空间分布如下式所示：

$$\begin{cases} G_1 = \dfrac{1}{3}U_{dc} \approx 0.3333U_{dc} \\ G_2 = \dfrac{\sqrt{3}}{3}U_{dc} \approx 0.5774U_{dc} \\ G_3 = \dfrac{2}{3}U_{dc} \approx 0.6667U_{dc} \\ G_4 = \dfrac{\sqrt{7}}{3}U_{dc} \approx 0.8819U_{dc} \\ G_5 = U_{dc} \\ G_6 = \dfrac{2\sqrt{3}}{3}U_{dc} \approx 1.1547U_{dc} \\ G_7 = \dfrac{4}{3}U_{dc} \approx 1.3333U_{dc} \end{cases} \tag{10}$$

α-β平面与x-y平面零CMV矢量分布图如图2所示，图中矢量标号（如30，85，141，417）为矢量在924个零CMV中的序号，每个矢量号代表与该



(a)α-β平面矢量分布



(b)x-y平面矢量分布

图2　α-β平面与x-y平面零CMV矢量分布图

Fig.2　Zero CMV vector distribution in the α-β plane and the x-y plane

矢量重合的矢量之间开关变化最小的矢量（如由000000-000000变化到111111-111111和由000000-000000变化到010101-010101，选择后者），这样可以使逆变器具有较小的开关频率，降低逆变器的开关损耗。

4　DSVSI-MPCC

正向欧拉公式如下：

$$\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t} = \frac{x(h+1) - x(h)}{T_s} \tag{11}$$

式中：x为电流、电压等变量；h为第h次采样周期；T_s为采样周期。

根据式（1）、式（2），对称六相电机数学模型离散表达式表示为

$$\begin{cases} u_d(h) = R_s i_d(h) + \dfrac{L_d}{T_s}[i_d(h+1) - i_d(h)] - \\ \qquad \omega L_q i_q(h) \\ u_q(h) = R_s i_q(h) + \dfrac{L_q}{T_s}[i_q(h+1) - i_q(h)] + \\ \qquad \omega L_d i_d(h) + \omega \Psi_f \end{cases} \tag{12}$$

$$\begin{cases} u_x(h) = R_s i_x(h) + \dfrac{L_s}{T_s}[i_x(h+1) - i_x(h)] \\ u_y(h) = R_s i_y(h) + \dfrac{L_s}{T_s}[i_y(h+1) - i_y(h)] \end{cases} \tag{13}$$

在h+1时刻的d，q轴和x，y轴的电流预测为

$$\begin{cases} i_d(h+1) = (1 - \dfrac{R_s T_s}{L_d}) i_d(h) + \\ \qquad \dfrac{L_q}{L_d}\omega T_s i_q(h) + \dfrac{T_s}{L_d} u_d(h) \\ i_q(h+1) = (1 - \dfrac{R_s T_s}{L_q}) i_q(h) - \\ \qquad \dfrac{L_d}{L_q}\omega T_s i_d(h) + \dfrac{T_s}{L_q} u_q(h) \end{cases} \tag{14}$$

$$\begin{cases} i_x(h+1) = (1 - \dfrac{R_s T_s}{L_s}) i_x(h) + \dfrac{T_s}{L_s} u_x(h) \\ i_y(h+1) = (1 - \dfrac{R_s T_s}{L_s}) i_y(h) + \dfrac{T_s}{L_s} u_y(h) \end{cases} \tag{15}$$

式中：$i_d(h+1)$，$i_q(h+1)$分别为h+1时刻的d，q轴电流；$i_x(h+1)$，$i_y(h+1)$分别为h+1时刻的x，y轴电流。

式（14）、式（15）得到了h+1时刻的电流预测值，但是数字处理会造成期望矢量和实际矢量之

间的一步延时问题，这会恶化模型预测电流控制的性能，所以使用两步预测方法来补偿计算延迟，则瞬时h+2时刻的电流预测为

$$\begin{cases} i_d(h+2)=(1-\dfrac{R_sT_s}{L_d})i_d(h+1)+ \\ \qquad \dfrac{L_q}{L_d}\omega T_s i_q(h+1)+\dfrac{T_s}{L_d}u_d(h+1) \\ i_q(h+2)=(1-\dfrac{R_sT_s}{L_q})i_q(h+1)- \\ \qquad \dfrac{L_d}{L_q}\omega T_s i_d(h+1)+\dfrac{T_s}{L_q}u_q(h+1) \end{cases} \tag{16}$$

$$\begin{cases} i_x(h+2)=(1-\dfrac{R_sT_s}{L_s})i_x(h+1)+\dfrac{T_s}{L_s}u_x(h+1) \\ i_y(h+2)=(1-\dfrac{R_sT_s}{L_s})i_y(h+1)+\dfrac{T_s}{L_s}u_y(h+1) \end{cases} \tag{17}$$

双六相电压源逆变器的模型预测电流控制原理图如图3所示。

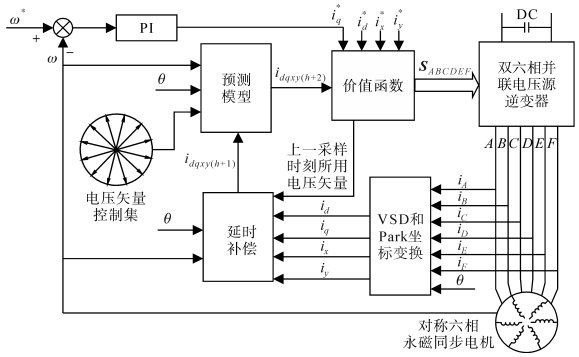


图3　双六相电压源逆变器的模型预测电流控制原理图

Fig.3　Schematic diagram of DSVSI-MPCC

选择在α-β空间幅值较大的矢量和一个零矢量组成控制集。不同的矢量对应着不同的开关组合，在一个周期内要尽量保证所选矢量之间开关差异小，这样可以减小每个采样周期中逆变器的开关频率，降低逆变器的开关损耗，从而增加控制系统的使用寿命。所选电压矢量控制集如表1所示，从924个矢量中每个幅值和相位择优一个最优矢量来生成控制集，由于需要保证较高的电压利用率，这里选择使用幅值为1.154 7U_{dc}的6个电压矢量。

将6个基本矢量和1个零矢量（$\boldsymbol{V}_{30-03}$，$\boldsymbol{V}_{60-06}$，$\boldsymbol{V}_{41-14}$，$\boldsymbol{V}_{43-70}$，$\boldsymbol{V}_{07-61}$，$\boldsymbol{V}_{14-41}$，$\boldsymbol{V}_{61-61}$）作为控制集，每个采样周期都需要将控制集中的电压矢量代入式（13）中进行预测计算，在每个采样间隔周期迭代7次，通过价值函数选出最优的电压矢量，作用于电机，设计的价值函数如下：

表1　所选电压矢量控制集

Tab.1　Selected voltage vector control set

组别	基本电压矢量	矢量幅值
G_1	$\boldsymbol{V}_{40-01}$，$\boldsymbol{V}_{75-76}$，$\boldsymbol{V}_{40-20}$，$\boldsymbol{V}_{01-40}$，$\boldsymbol{V}_{02-01}$，$\boldsymbol{V}_{40-01}$	0.333 3U_{dc}
G_2	$\boldsymbol{V}_{20-01}$，$\boldsymbol{V}_{40-02}$，$\boldsymbol{V}_{40-10}$，$\boldsymbol{V}_{41-60}$，$\boldsymbol{V}_{03-41}$，$\boldsymbol{V}_{04-01}$	0.577 4U_{dc}
G_3	$\boldsymbol{V}_{20-02}$，$\boldsymbol{V}_{40-04}$，$\boldsymbol{V}_{61-70}$，$\boldsymbol{V}_{02-20}$，$\boldsymbol{V}_{07-43}$，$\boldsymbol{V}_{10-01}$	0.666 7U_{dc}
G_4	$\boldsymbol{V}_{50-03}$，$\boldsymbol{V}_{60-05}$，$\boldsymbol{V}_{60-12}$，$\boldsymbol{V}_{61-54}$，$\boldsymbol{V}_{42-14}$，$\boldsymbol{V}_{42-30}$，$\boldsymbol{V}_{03-50}$，$\boldsymbol{V}_{07-62}$，$\boldsymbol{V}_{06-21}$，$\boldsymbol{V}_{14-21}$，$\boldsymbol{V}_{15-43}$，$\boldsymbol{V}_{24-03}$	0.881 9U_{dc}
G_5	$\boldsymbol{V}_{60-03}$，$\boldsymbol{V}_{60-14}$，$\boldsymbol{V}_{63-74}$，$\boldsymbol{V}_{03-60}$，$\boldsymbol{V}_{17-63}$，$\boldsymbol{V}_{14-03}$	U_{dc}
G_6	$\boldsymbol{V}_{30-03}$，$\boldsymbol{V}_{60-06}$，$\boldsymbol{V}_{41-14}$，$\boldsymbol{V}_{43-70}$，$\boldsymbol{V}_{07-61}$，$\boldsymbol{V}_{14-41}$	1.154 7U_{dc}
G_7	$\boldsymbol{V}_{34-43}$，$\boldsymbol{V}_{70-07}$，$\boldsymbol{V}_{61-16}$，$\boldsymbol{V}_{43-34}$，$\boldsymbol{V}_{07-70}$，$\boldsymbol{V}_{16-61}$	1.333 3U_{dc}

$$\begin{aligned} g=&[i_d^*(h)-i_d(h+2)]^2+ \\ &[i_q^*(h)-i_q(h+2)]^2+ \\ &\lambda_1[i_x^*(h)-i_x(h+2)]^2+ \\ &\lambda_2[i_y^*(h)-i_y(h+2)]^2 \end{aligned} \tag{18}$$

式中：$i_d^*(h)$，$i_q^*(h)$分别为d，q轴电流的给定值，给定电流$i_d^*(h)$设置为零，$i_q^*(h)$为转速环的输出；λ_1，λ_2为谐波电流的权重系数；$i_x^*(h)$，$i_y^*(h)$分别为x，y轴电流的给定值，均设置为零。

5　仿真结果

为了验证所提出模型预测电流控制策略的有效性，使用Matlab/Simulink软件进行了仿真，仿真参数如下：相电阻R_s=0.5 Ω，直轴电感L_d=2.45 mH，交轴电感L_q=2.45 mH，漏电感L_s=5 mH，永磁体磁链Ψ_f=0.059 Wb，转动惯量J=0.005 kg·m^2，极对数n_p=5，额定转矩T_n=20 N·m，逆变电路开关频率f_s=10 kHz，死区时间T_d=1 μs，直流电压200 V。

5.1　稳态仿真

在电机转速给定500 r/min、负载给定20 N·m的工况下进行电机稳态性能仿真，图4~图7将该方法与传统单逆变器对称六相电机模型预测控制策略进行对比，传统模型预测控制方法采用对称六相电机所能产生的64个矢量中13个大矢量和1个零矢量作为控制集。

由图4可以看出，所述模型预测控制方法的相电流质量要优于传统模型预测控制方法，通过快速傅里叶分析可得，前者的相电流总谐波失真THD为1.51%，远小于后者的10.96%。由图5可以看出，前者谐波平面的x轴电流和y轴电流远小于后者，这与电压矢量控制集的精简和选取有

关,使用有着较大谐波分量的电压矢量会导致相电流的质量下降。由图6可以看出,所述方法相比传统方法有较大的转矩波动,这与控制集中矢量数量较少有关,但波动幅值均不超过0.4 N·m。由图7可以看出,由于采用DSVSI结构实现了矢量控制集的零CMV控制,共模电压由原来的正峰值66.77 V、负峰值-100 V降低至正峰值1.99 V、负峰值-3.757 V;CMV的峰峰值范围减小,说明该方法有效地减少了CMV。

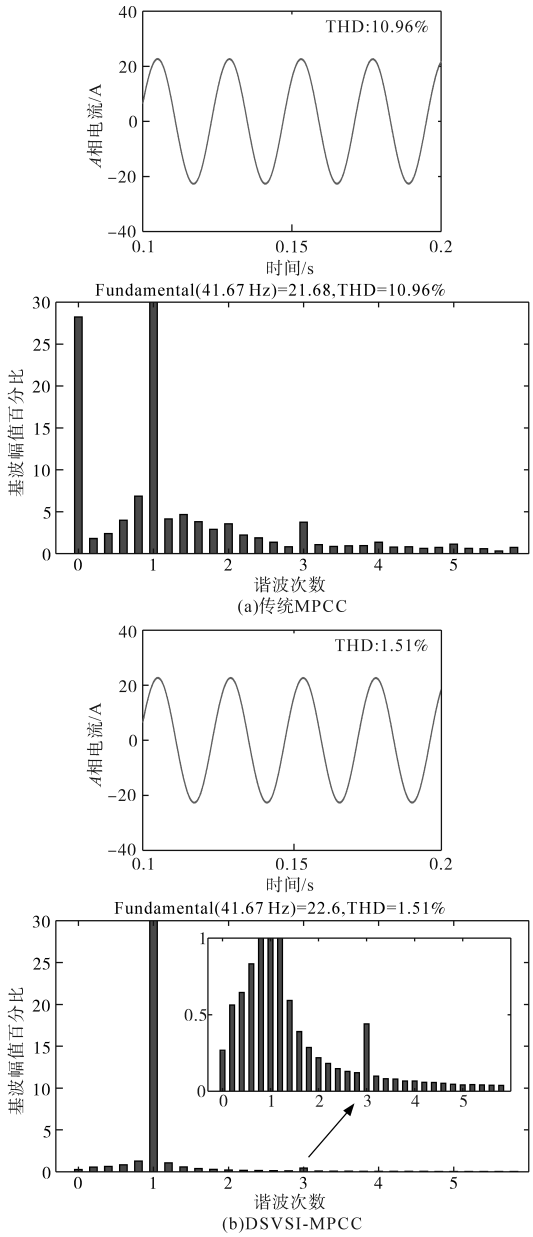


图4　稳态下的相电流和FFT分析

Fig.4　Steady-state phase current and FFT analysis

5.2　动态仿真

对两种方法下的动态性能进行了研究。在电机转速给定500 r/min情况下,在0.2 s时将负载

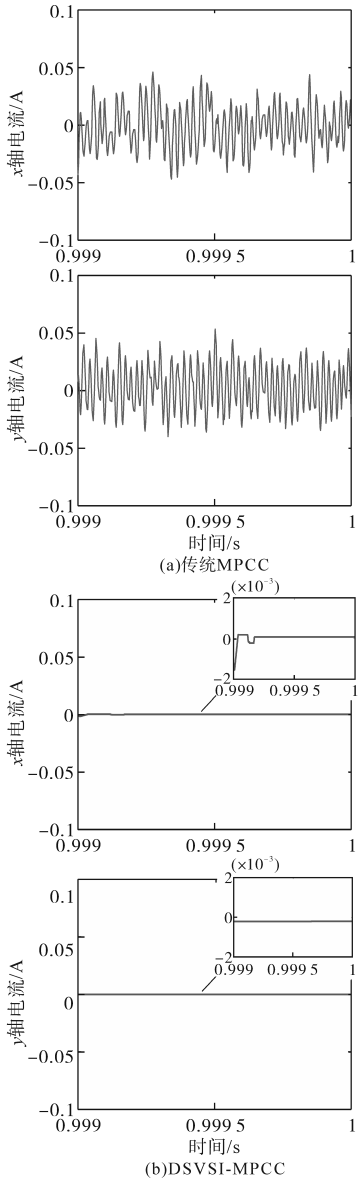


图5　稳态下的谐波平面电流

Fig.5　Steady-state harmonic plane current

从10 N·m增加到20 N·m,仿真结果如图8~图11所示。从图8、图9中可以看出,所述方法提供了更加正弦化和高质量的相电流波形,谐波含量相比于传统方法大大减少。从图10可以看出,电磁转矩可以快速地跟踪负载指令,且变化稳定,传统方法超调量大于所提方法。从图11可以看出,传统方法的CMV在增加负载时其均值有所减小,但正峰值为66.67 V、负峰值为-99.98 V,而所提出的方法CMV正峰值为3.833 V、负峰值为-3.633 V,CMV显著降低。仿真结果证明了所提方法保留了传统模型预测电流控制方法良好的动态响应能力,在此基础上,该方法又实现了较低的谐波和CMV。

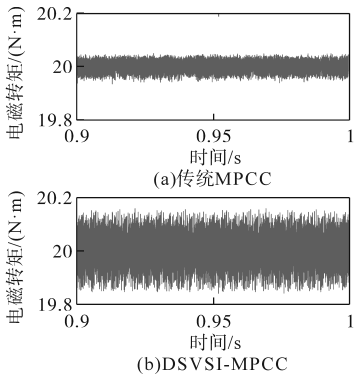


图6　稳态下的电磁转矩

Fig.6　Steady-state electromagnetic torque

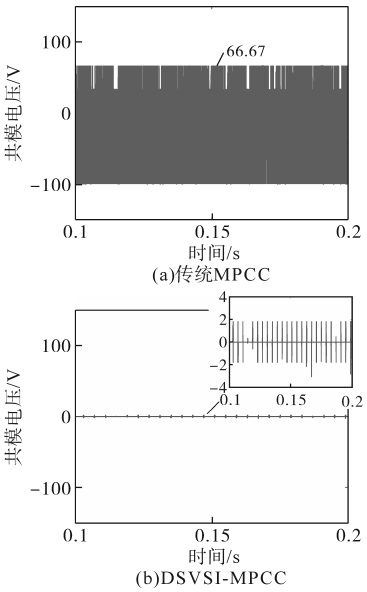


图7　稳态下的CMV

Fig.7　Steady-state CMV

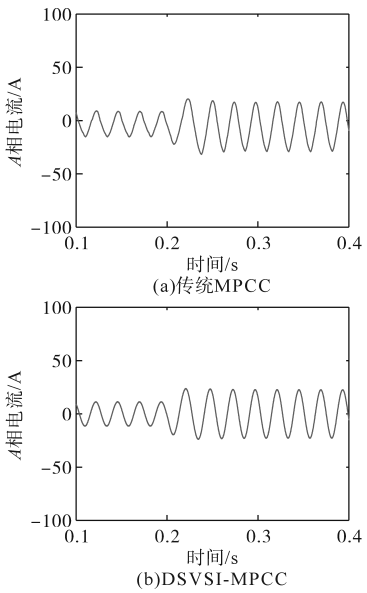


图8　给定负载突变下的相电流

Fig.8　Phase current under given abrupt load change

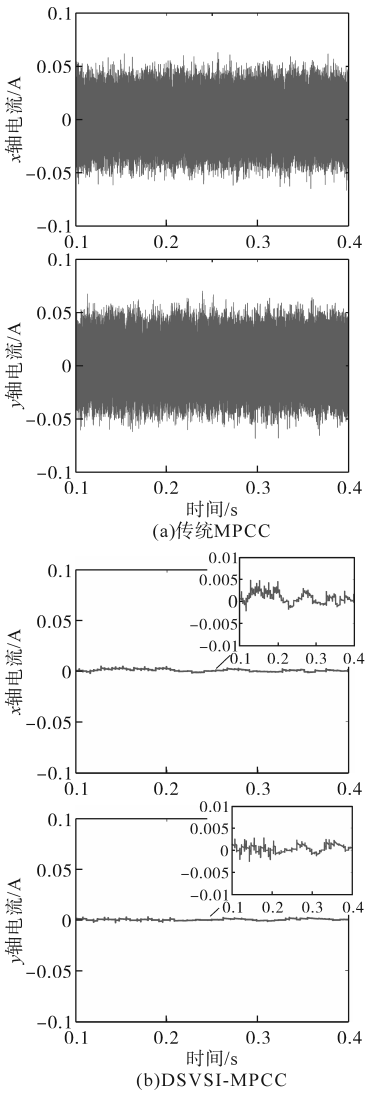


图9　给定负载突变下的谐波平面电流

Fig.9　Harmonic plane current under given abrupt load change

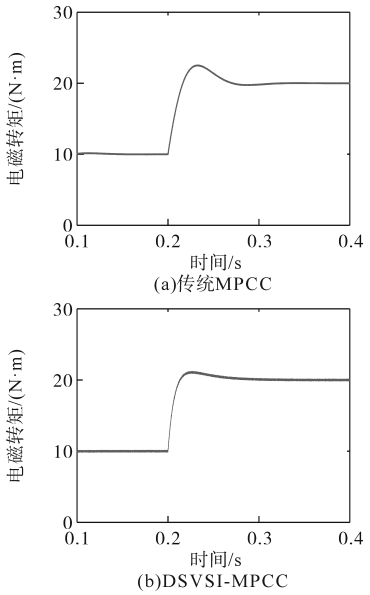


图10　给定负载突变下的电磁转矩

Fig.10　Electromagnetic torque under given abrupt load change

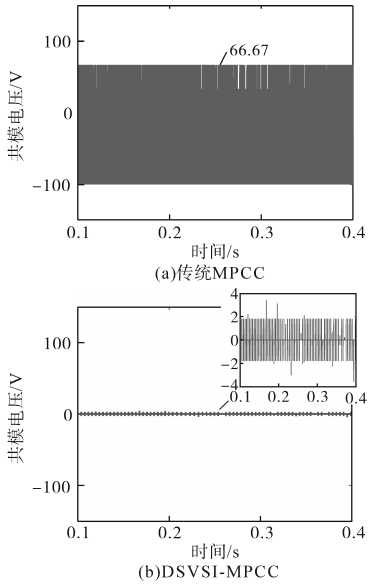


图11　给定负载突变下的CMV

Fig.11　CMV under given abrupt load change

6　结论

本文提出了一种开绕组六相永磁同步电机模型预测电流控制方法（DSVSI-MPCC），目的是减少CMV和谐波电流。本方法基于双六相电压源逆变器结构，可使控制集中择优出具有零CMV性质的电压矢量，在零CMV的基础上对电压矢量进行进一步择优，在确保母线电压利用率的前提下生成一个具有7个矢量的低复杂度的控制集，化繁为简，减小了因多矢量而产生的复杂计算量。

将所提方法与现有的传统模型预测电流控制方法及SVPWM矢量控制方法进行了比较，得到以下结论：

1）与传统的模型预测电流控制相比，本文提出的方法在直流母线电压为200 V的前提下，将静态下的CMV峰值限制为1.99 V和−3.757 V，将动态下的CMV峰值限制为3.833 V和−3.633 V，显著减少了CMV。

2）相比于传统的模型预测电流控制，本文方法有效地减少了谐波含量，降低了电机定子铜耗和轴电流，提高了相电流质量。

3）相较于传统的六相电机SVPWM矢量控制而言，该方法简化了控制结构，省去了扇区判断环节，使响应速度变快。

4）为了降低计算量，控制集中矢量数量较少，本文方法的转矩脉动比传统模型预测方法稍大一些。

在当前DSP芯片的快速发展下，MPCC可以通过优化算法和数据结构，减少计算和存储需求，同时将速度环部分的更新在1 ms的定时器中断中执行，仅当前电流控制需要快速响应，这样可以将执行时间限制在50~65 μs左右。选择更高性能的计算硬件，如采用TI的28377双核芯片，其主频达到200 MHz，计算速度能进一步提升，仍可满足电机控制的需求。还可以使用硬件加速器（如FPGA或ASIC）来优化电流控制算法，提升计算速度和效率。

参考文献

[1] 李永恒，刘陵顺. 基于九开关变换器的对称六相永磁同步电机集成车载驱动系统研究[J]. 电工技术学报，2019，34(S1)：30−38.
LI Yongheng，LIU Lingshun. The research of integrated vehicle drive system of symmetrical six-phase permanent magnet synchronous motor based on nine-switch converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2019，34(S1)：30−38.

[2] 周长攀，刘海峰，景国秀，等. 双三相永磁同步电机缺相容错运行虚拟矢量间接修正方法及其在直接转矩控制中应用[J]. 电工技术学报，2023，38(2)：451−464.
ZHOU Changpan，LIU Haifeng，JING Guoxiu，et al. The indirect correction method of virtual vectors for dual three-phase permanent magnet synchronous motors under the open-phase fault and its application in the direct torque control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2023，38(2)：451−464.

[3] 佟明昊，程明，许芷源，等. 电动汽车用车载集成式充电系统若干关键技术问题及解决方案[J]. 电工技术学报，2021，36(24)：5125−5142.
TONG Minghao，CHENG Ming，XU Zhiyuan，et al. Key issues and solutions of integrated on-board chargers for electric vehicles[J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2021，36(24)：5125−5142.

[4] 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 Jia，ZHANG Zhifeng，SUN Quanzeng. Harmonic suppression technology of dual three-phase motor based on hybrid pulse width modulation[J]. Electric Machines and Control Application，2022，49(10)：10−19.

[5] GONÇALVES P F C，CRUZ S M A，MENDES A M S. Predictive current control of six-phase permanent magnet synchronous machines with modulated virtual vectors[C]//IECON 2019−45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society，Lisbon，Portugal，2019：6229−6234.

[6] 夏帅，郑京港，陈瑞成，等. 低共模电压双三电平变换器中点电位主动控制调制策略[J]. 电工技术学报，2022，37(24)：6388−6398.
XIA Shuai，ZHENG Jinggang，CHEN Ruicheng，et al. Low common mode voltage strategy with active neutral point voltage con-

trol of dual three level converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2022,37(24):6388-6398.

[7] 徐质闲,王政,王学庆,等.T型三电平双三相永磁同步电机驱动零共模电压模型预测控制[J].中国电机工程学报,2020,40(13):4301-4310.
XU Zhixian,WANG Zheng,WANG Xueqing,et al. A predictive current control method for a T-type three-level dual three-phase PMSM with zero common-mode voltage[J]. Proceedings of the CSEE,2020,40(13):4301-4310.

[8] 刘成,胡建辉,尚静.基于改进自抗扰控制的共直流母线开绕组永磁同步电机转矩脉动抑制策略[J].中国电机工程学报,2023,43(2):779-789.
LIU Cheng,HU Jianhui,SHANG Jing. Torque ripple suppression strategy for open-winding PMSM with common DC bus based on modified active disturbance rejection control[J]. Proceedings of the CSEE,2023,43(2):779-789.

[9] VU H C,LEE H H. Simplified model predictive current control strategy for dual five-phase VSI-fed open end load to eliminate common-mode voltage and reduce current harmonics[J]. Journal of Power Electronics,2021,21(8):1155-1165.

[10] 任万英,许荷袖.降低共模电压的三相逆变器模型预测控制策略[J].电气传动,2020,50(11):40-46.
REN Wanying,XU Hexiu. Model predictive control strategy to reduce common-mode voltage for three-phase inverter[J]. Electric Drive,2020,50(11):40-46.

[11] 高强,徐殿国.PWM逆变器输出端共模与差模电压dv/dt滤波器设计[J].电工技术学报,2007,22(1):79-84.
GAO Qiang,XU Dianguo. Design of common-mode and differential-mode voltage dv/dt filter at PWM inverter output terminals[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2007,22(1):79-84.

[12] 余彬,宋文胜,冯加旭,等.基于虚拟电压矢量的五相电压源逆变器空间矢量调制算法[J].中国电机工程学报,2020,40(1):212-221,388.
YU Bin,SONG Wensheng,FENG Jiaxu,et al. Virtual voltage vectors based space vector PWM method for five phase voltage source inverters[J]. Proceedings of the CSEE,2020,40(1):212-221,388.

[13] LUO Y X,LIU C H. A flux constrained predictive control for a six-phase PMSM motor with lower complexity[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2019,66(7):5081-5093.

[14] LUO Y X,LIU C H. Model predictive control for a six-phase PMSM motor with a reduced-dimension cost function[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2020,67(2):969-979.

[15] WANG W S,LIU C H,LIU S Y,et al. Model predictive torque control for dual three-phase PMSMs with simplified deadbeat solution and discrete space-vector modulation[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion,2021,36(2):1491-1499.

[16] LIU S Y,LIU C H. Virtual-vector-based robust predictive current control for dual three-phase PMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2021,68(3):2048-2058.

[17] ZHAO W S,TAO T,ZHU J H,et al. A novel finite-control-set model predictive current control for five-phase pm motor with continued modulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2020,35(7):7261-7270.

[18] 宋文祥,任航.双三相永磁同步电机模型预测电流控制研究[J].电气传动,2021,51(6):3-10.
SONG Wenxiang,REN Hang. Research on model predictive current control of dual three phase permanent[J]. Electric Drive,2021,51(6):3-10.

[19] YU B,SONG W S,GUO Y Q,et al. Virtual voltage vector-based model predictive current control for five-phase VSIs with common-mode voltage reduction[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification 2021,7(2):706-717.

[20] YU B,SONG W S,LI J X,et al. Improved finite control set model predictive current control for five-phase VSIs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2021,36(6):7038-7048.

[21] ZHANG Z,WANG Z C,WEI X,et al. Space-vector-optimized predictive control for dual three-phase PMSM with quick current response[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2022,37(4):4453-4462.

[22] WANG H F,ZHENG X Q,YUAN X B,et al. Low-complexity model-predictive control for a nine-phase open-end winding PMSM with dead-time compensation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2022,37(8):8895-8908.

[23] WANG H F,WU X Z,ZHENG X Q,et al. Model predictive current control of nine-phase open-end winding PMSMs with an online virtual vector synthesis strategy[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2023,70(3):2199-2208.

[24] 郑剑,荣飞,黄守道,等.基于共模电压抑制的双Y移30°六相SVPWM方法[J].中国电机工程学报,2017,37(24):7338-7349,7448.
ZHENG Jian,RONG Fei,HUANG Shoudao,et al. Dual Y shift 30° six-phase SVPWM method based on suppression of common-mode voltage[J]. Proceedings of the CSEE,2017,37(24):7338-7349,7448.

[25] BAIK J H,YUN S W,YOO J Y. A new active zero state PWM for six-phase inverter[C]//2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia(ICPE 2019-ECCE Asia),Busan,Korea(South),2019,933-938.

收稿日期:2023-07-33
修改稿日期:2023-08-06