

基于扩展电压矢量的三矢量模型预测电流控制策略<sup>\*</sup>

赵昕博 刘慧博

(内蒙古科技大学信息工程学院 包头 014010)

**摘要:** 针对传统永磁同步电机模型预测电流控制策略中矢量作用方向、幅值局限导致控制系统稳态特性不佳的问题,提出一种改进的三矢量模型预测电流控制策略。首先,引入虚拟矢量来扩展电压矢量控制集为系统提供更灵活的控制选择。其次,根据无差拍控制原理获得参考电压矢量,并判断出参考电压矢量在扇区的具体位置。以电压矢量为价值函数的基础元素,并对参考电压矢量与有效电压矢量做差分析。根据设计出的筛规则获得最优有效电压矢量,简化了电压矢量筛选过程。通过实验结果表明,相比于传统的模型预测电流控制,本文所提出的控制策略显著地减少了电流与转矩脉动,另外在电机转速方面呈现出更加平滑的速度曲线与更小的超调量,提高了电机的动态响应性能与控制能力。

**关键词:** 表贴式永磁同步电机;模型预测电流控制;三矢量;扩展矢量;无差拍控制原理

**中图分类号:** TM351;TN602 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4024;510.80

Three-vector model predictive current control strategy  
based on extended voltage vectors

Zhao Xinbo Liu Huibo

(School of Information Engineering, Inner Mongolia University of Science and Technology, Baotou 014010, China)

**Abstract:** In view of the problem of the limited vector action direction and amplitude of the control system in the prediction current control strategy, an optimized three-vector model prediction current control strategy is proposed. First, a virtual vector is introduced to extend the voltage vector control set to provide more flexible control choices for the system. Secondly, the reference voltage vector is obtained according to the difference-free control principle, and the specific position of the reference voltage vector in the sector is determined. Taking the voltage vector as the basic element of the value function, it analyzes the difference between the reference voltage vector and the effective voltage vector. The optimal effective voltage vector is obtained according to the designed screening rules, which simplifies the voltage vector screening process. The experimental results show that, compared with the traditional model predictive current control, the control strategy proposed in this paper significantly reduces the current and torque ripple, and presents a smoother speed curve and smaller overshoot in the speed of the motor. the dynamic response performance and control ability of the motor are improved.

**Keywords:** surface-mounted permanent magnet synchronous motor; model predictive current control; three vectors; extended vector; deadbeat control principle

## 0 引言

随着电动汽车牵引<sup>[1-2]</sup>等高性能电机驱动应用需求的急剧增长,越来越多的学者对交流电机控制方案进行深入研究。其中,永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)功率密度大、效率高、重量轻、控制性能好等优点被大家熟知,从而受到广泛的追捧<sup>[3-4]</sup>。目前直接转矩

控制(direct torque control, DTC)和磁场定向控制(field oriented control, FOC)这两种控制策略在实际的工程上应用的比较广泛。但是,在应对新的挑战方面时这两种策略明显显示出局限性<sup>[5-6]</sup>。近年来,随着微处理器的计算能力的不断提升与抗扰动能力的增强,为模型预测控制策略(model predictive control strategy, MPC)提供了更强大的计算平台与更广泛的应用前景,推动了模型预测控制策

收稿日期:2024-05-15

<sup>\*</sup> 基金项目:动基座光电跟踪系统有限时间分布式协同控制及优化问题的研究(62063027)项目资助

略<sup>[7-8]</sup>在控制领域的进步与应用。与 DTC 相比, MPC 在低转矩和磁通纹波方面提供了显著的改进, 并且在快速动态响应和宽内环带宽方面优于 FOC<sup>[9]</sup>。

最常用的 MPC 策略是模型预测转矩控制策略(model predictive torque control strategy, MPTC)<sup>[10]</sup>和模型预测电流控制策略(model predictive current control strategy, MPCC)<sup>[11]</sup>。MPTC 的工作原理是使用电机的模型对未来状态进行预测, 预测结果用于制定控制策略, 已实现控制目标。选择使价值函数最小化的值。在构造 MPTC 的价值函数时, 需要考虑转矩和磁链这两方面。同时, 为了确保系统的控制性能良好, 需要对其设置加权系数。然而, 磁链和转矩的权重系数通常根据具体的应用需求与系统性能要求进行调整, 因此需要大量的实验和仿真进行优化, 以使控制系统在不同工作条件下达到最佳性能。对于 MPCC, 价值函数中只包括  $d$  轴和  $q$  轴电流, 对电流进行分析来实现对电机控制性能的改善。传统的单矢量模型预测电流控制(single vector model predictive current control, SV-MPCC)中, 在整个控制周期中只输出一种开关状态对应的电压矢量, 导致系统稳态性能不佳, 并且开关频率无法保持稳定<sup>[12]</sup>。解决这类问题最直观的方案是缩短采样周期的长度, 但是这样操作需要很高的硬件电路要求。因此, 在不增加采样频率的前提下提高系统的稳态性能是一个值得研究的方向<sup>[13]</sup>, 很多学者就此提出可以在一个控制周期内增加多个电压矢量。在增加矢量数目方法中, 按照矢量的组合数目可以将目前流行的模型预测控制策略主要分为两矢量模型预测电流控制策略(double vector model predictive current control, DV-MPCC)和三矢量模型预测电流控制策略(three vector model predictive current control, TV-MPCC)。在电流控制策略中, 占空比方法是一种双矢量模型, 将有效电压矢量与零矢量进行合成, 在单个控制周期中合理分配有效电压矢量与零矢量的作用时间, 对输出电压矢量幅值进行调节。但是零矢量始终为第二个电压矢量存在着一定的局限性, 使得逆变器输出的电压矢量的方向仍然固定, 对电流的脉动的抑制效果有限<sup>[14]</sup>。在 TV-MPCC 中, 两个有效电压矢量和一个零矢量会作用于一个完整的控制周期, 与 DV-MPCC 相比, 提高了稳态性能<sup>[15]</sup>。此外, TV-MPCC 由于其灵活的输出电压矢量, 在全速范围和满负荷下比 SV-MPCC 和 DV-MPCC 具有更好的性能<sup>[16]</sup>。

尽管 TV-MPCC 可以提高 PMSM 的稳态性能, 但由于要选择的最佳电压矢量的数量增加, 它增加了 FPGA 和 DSP 等系统主机芯片的计算负担。在文献[17]中, 引入了一种基于误差最小化的原理的对称三矢量优化序列方法, 以实现最佳矢量占空比。与双矢量控制策略相比, 该方法表现出更出色的性能。然而, 三矢量控制系统时需要需要大量的计算资源。在文献[18]中, 引入了一种两层广义决策算法, 该算法将价值函数分解为两层级联, 其中第一层中的非最优分支项被丢弃, 最优分支元素进入第二层进行进

一步优化, 避免了对所有电压矢量的穷举枚举。整体来说, MPC 在处理一些实际问题时, 仍然存在着脉动大、计算复杂等问题。因此, 一些学者试图在增加虚拟电压矢量的数量时实现系统性能和计算工作之间的折衷。文献[19]中 MPC 以参考电压为基础。该策略所获得的参考电压是根据无差拍控制原理获得的, 并从中选取最接近的电压矢量作为最优选择。通过使用虚拟矢量<sup>[20]</sup>来调整电压矢量的相位。文献[21]中引入了合成虚拟电压矢量的方案, 以扩展可用电压矢量的数量。这些虚拟电压矢量被包含在用于评估最小化价值函数的控制集中。文献[22]将虚拟电压矢量的数量扩展到 38。但是由于可用的电压矢量越多会增加实时控制系统的计算负担<sup>[23]</sup>从而导致预测不准确。

基于上述分析, 本文提出了一种改进的 SPMSM 三矢量模型预测控制策略(optimized three vector model predictive current control, OTV-MPCC)。传统 TV-MPCC 控制策略中电流脉动过大是一个有待解决的问题。因此, 通过使用调制矢量策略扩展电压矢量控制集, 更好的减小合成矢量与参考值之间的偏差。本文中, 通过应用无差拍控制原理来获得参考电压矢量。通过改进筛选矢量规则优化筛选过程。在此基础上, 通过仿真与实验, 将所提出的策略与 SV-MPCC、TV-MPCC 进行了比较验证。

## 1 永磁同步电机离散数学模型

在转子磁场定向的同步旋转坐标系( $d$ - $q$ )下, 表贴式永磁同步电机定子电流状态方程可以表示为:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_s}[u_d - R_s i_d + \omega_{re} L_s i_q] \quad (1)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_s}[u_q - R_s i_q - \omega_{re} L_s i_d - \omega_{re} \psi_f] \quad (2)$$

其中,  $u_d$ 、 $u_q$  为定子电压  $d$ 、 $q$  轴分量;  $i_d$ 、 $i_q$  分别为定子电流  $d$ 、 $q$  轴分量;  $L_s$  为定子电感;  $R_s$  为定子电阻;  $\omega_{re}$  为转子电角速度;  $\psi_f$  为永磁体磁链。由于表面安装永磁同步电机的特点,  $d$ - $q$  框架条件下的定子电感可以看作:  $L_d = L_q = L_s$ 。

永磁同步电机下一时刻的  $d$ 、 $q$  轴电流可以通过正向欧拉离散方程来计算, 该方程可以表示如下:

$$i_d(k+1) = i_d(k) + \frac{T_s}{L_s}[u_d(k) - R_s i_d(k) + E_d(k)] \quad (3)$$

$$i_q(k+1) = i_q(k) + \frac{T_s}{L_s}[u_q(k) - R_s i_q(k) + E_q(k)] \quad (4)$$

$$E_d(k) = \omega_{re}(k) L_s i_q(k) \quad (5)$$

$$E_q(k) = -\omega_{re}(k) L_s i_d(k) - \omega_{re}(k) \psi_f \quad (6)$$

其中,  $i_d(k+1)$ 、 $i_q(k+1)$  分别为下一时刻的  $d$ 、 $q$  轴电流预测值;  $i_d(k)$ 、 $i_q(k)$  是当前刻  $d$ 、 $q$  轴电流反馈值;  $T_s$  为采样周期;  $E_d(k)$ 、 $E_q(k)$  分别为当前时刻的  $d$ 、 $q$  轴

反电动势;  $u_d(k)$ 、 $u_q(k)$  分别为第  $k$  时刻的  $d$ 、 $q$  轴电压。

## 2 经典模型预测电流控制

### 2.1 SV-MPCC

SV-MPCC 采用双闭环控制,用模型预测控制器去代替 FOC 的电流内环,保留 PI 控制器去作为速度外环。具体的控制过程如下:1)通过将基本电压矢量代入式(3)、(4),根据 PMSM 在第  $k$  时刻的状态预测下一时刻的电流预测值;2)然后将电流预测值依次带入式(7),选择使其最小的电压矢量作为最优输出电压矢量传输给逆变器。

$$g = |i_q^* - i_q(k+1)| + |i_d^* - i_d(k+1)| \quad (7)$$

式中:  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  为  $d$ 、 $q$  轴电流给定值。

### 2.2 DV-MPCC

为了更最大限度地减少误差并且提高性能, DV-MPCC 在有效电压的基础上引入零矢量。DV-MPCC 首先在六个有效电压矢量中找到最佳有效电压矢量  $u_{opt}$ , 然后利用  $q$  轴无差拍控制原理,通过结合零矢量来调整  $u_{opt}$  的占空比。确保  $q$  轴电流能够在下一时刻达到参考  $q$  轴电流。

$$i_q(k+1) = i_q(k) + s_{opt}t_{opt} + s_0t_0 = i_q^* \quad (8)$$

式中:  $s_{opt,q}$  是  $u_{opt}$  作用后的 PMSM 的  $q$  轴电流变化率;  $s_0$  是零矢量作用后 PMSM 的  $q$  轴电流的变化率;  $t_{opt}$  是  $u_{opt}$  的作用时间;  $t_0$  是零矢量的作用时间。  $s_0$ 、 $s_{opt}$  的表达式如下:

$$s_0 = \frac{di_q}{dt} \Big|_{u_q=0} = \frac{1}{L_s}(-Ri_q - \omega_e L_s i_d - \omega_e \psi_f) \quad (9)$$

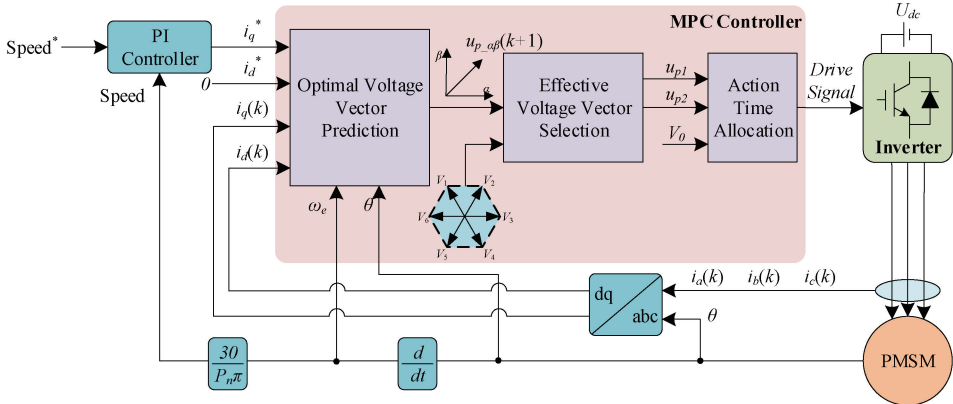


图1 PMSM改进三矢量MPCC结构图

Fig. 1 PMSM improved three-vector MPCC structure diagram

### 3.2 扩展电压矢量

传统模型预测控制中,候选电压矢量全部为基础电压矢量,有限的候选电压矢量数量会造成较大的电流脉动。因此引入了基于8个基本向量的扩展矢量控制集,以扩充电压矢量的选择范围。将可应用的矢量的数量增加,可以使合成的矢量更接近参考值。

为了调制矢量,在两个基本矢量的基础上将占空比设置为0.5,可以使MPCC电压矢量分布的更广泛。调制方程可以表示为:

$$s_{opt} = \frac{di_q}{dt} \Big|_{u_q=u_{opt,q}} = s_0 + \frac{u_{opt,q}}{L_s} \quad (10)$$

式中:  $s_{opt,q}$  是  $u_{opt}$  的  $q$  轴电压,  $u_{opt}$  作用的时间与零矢量作用的时间之和是整个控制周期,因此:

$$T = t_{opt} + t_0 \quad (11)$$

最佳有效电压矢量  $u_{opt}$  的作用时间可以通过式(8)~(11)组合而获得,表达式如下:

$$t_{opt} = \frac{i_q^* - i_q(k) - s_0 T}{s_{opt} - s_0} \quad (12)$$

值得注意的是,相比于SV-MPCC, DV-MPCC结合了零矢量。在幅值调整方面进行提升,但是电压矢量选择方向局限在6个有效基本电压矢量所在的方向的局限性没有改善,这种设计导致电机电流脉动大的缺点仍然未被有效地解决。

## 3 改进的SPMSM三矢量模型预测控制策略(OTV-MPCC)

### 3.1 电机控制结构

由于DV-MPCC存在电压矢量方向固定的不足,导致了电流脉动大的缺点,因此,为了克服DV-MPCC存在的局限性。在本部分将详细介绍OTV-MPCC,该策略可以高效地调整合成的电压矢量。另外,电机稳态性能方面也有了很大的提升。基于电流无差拍控制原理的OTV-MPCC采用双闭环控制结构,如图1所示。

$$U_{n+6} = 0.5 \times (U_n + U_{n+1}), n = 1, 2, \dots, 6. \quad (13)$$

电压矢量调制表如表1所示。

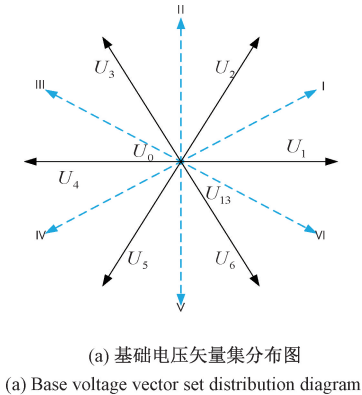
每个扩展矢量是由两个相邻的矢量组合而成。将8个基本矢量扩展到14个可选矢量。基础电压矢量分布图如图2(a)所示,扩展后的电压矢量分布如图2(b)所示。

### 3.3 基本电压矢量选取

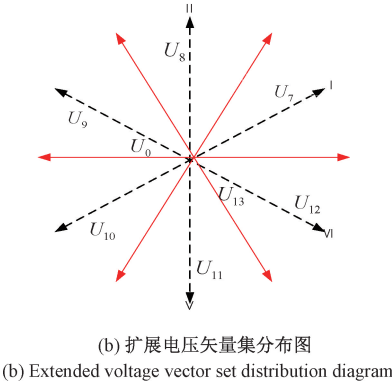
本节将详细介绍OTV-MPCC矢量的选取过程。为了使  $d$ 、 $q$  轴电流与参考值之间的误差为零,本文采用点  $d$ 、 $q$  轴电流无差拍控制原理,得到  $i_d^* = i_d(k+1)$ 、 $i_q^* = i_q(k+1)$ 。

表 1 电压矢量调制  
Table 1 Voltage vector modulation

扇区	虚拟电压矢量	参与调制矢量
I	$U_7$	$U_1, U_2$
II	$U_8$	$U_3, U_2$
III	$U_9$	$U_3, U_4$
IV	$U_{10}$	$U_5, U_4$
V	$U_{11}$	$U_5, U_6$
VI	$U_{12}$	$U_1, U_6$



(a) 基础电压矢量集分布图  
(a) Base voltage vector set distribution diagram



(b) 扩展电压矢量集分布图  
(b) Extended voltage vector set distribution diagram

图 2 矢量集分布图

Fig. 2 Vector set distribution

根据式(3)、(4)得到式(14)、(15):

$$u_d^* = R_s i_d(k) + L_s (i_d^* - i_d(k)) / T_s - \omega_{re} L_s i_q(k) \quad (14)$$

$$u_q^* = R_s i_q(k) + L_s (i_q^* - i_q(k)) / T_s + \omega_{re} (L_q i_q(k) + \psi_f) \quad (15)$$

式中:  $u_d^*$ 、 $u_q^*$  为参考电压矢量在  $d$ 、 $q$  轴电压分量。

通过逆 Park 变换将  $u_d^*$ 、 $u_q^*$  变换为在  $\alpha$ 、 $\beta$  轴电压分量  $u_\alpha^*$ 、 $u_\beta^*$ 。表达式如下:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (16)$$

在扩展后矢量分布图中,参考电压矢量  $u^*$  在扇区的具体位置将在控制策略中起到关键作用,因此需要计算出其具体角度。表达式如下:

$$\theta_{ref} = \arctan\left(\frac{u_\beta^*}{u_\alpha^*}\right) \quad (17)$$

构造电压矢量价值函数:

$$G = |u^* - u_x| \quad (18)$$

式中:  $u^*$  代表参考电压矢量,  $u_x$  代表有效电压矢量,  $u_x$  的选择范围为  $U_1 \sim U_{12}$ 。

结合图 2 的扩展矢量分布图与式(18),对参考电压矢量与扩展后的有效矢量之间进行分析。将参考电压矢量  $u^*$  与扩展后的电压矢量集之间分别进行矢量做差,分别用  $e_1 \sim e_{12}$  来表示矢量差。所分析的结果如图 3 所示。通过对图 3 进行观察,可以发现,参考电压两侧的电压矢量始终可以使  $G$  取得最小值。因此,可以直接筛选出两个有效电压矢量。但是,由于扩展后的矢量使扇区变得更加复杂,上述分析的结果在扩展电压矢量后的扇区不能准确判断出矢量组合,会出现将最优矢量省略的情况。针对这一问题,设计出了一套判断规则,可以准确地筛选出参考电压矢量  $u^*$  相邻的两个电压矢量作为最优电压矢量。具体的选择结果可以根据表 2 去筛选。

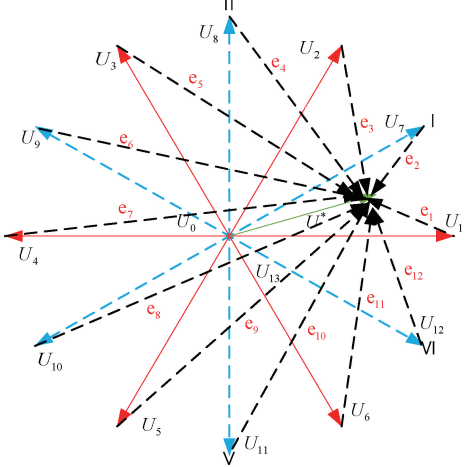


图 3 电压矢量误差示意图

Fig. 3 Voltage vector error diagram

表 2 筛选最优矢量

Table 2 Filtering optimal vectors

扇区	有效电压矢量选择( $n$ 代表扇区 I、II、III、IV、V、VI)	
	$60^\circ \times n - 30^\circ > \theta_{ref}$	$60^\circ \times n - 30^\circ < \theta_{ref}$
I	$U_1, U_7$	$U_2, U_7$
II	$U_2, U_8$	$U_3, U_8$
III	$U_3, U_9$	$U_4, U_9$
IV	$U_4, U_{10}$	$U_5, U_{10}$
V	$U_5, U_{11}$	$U_6, U_{11}$
VI	$U_6, U_{12}$	$U_1, U_{12}$

得到两个有效矢量后,再结合一个零矢量合成一个幅值与方向都可调的电压矢量作用于逆变器。



### 3.4 三矢量作用时间计算

矢量作用时间的计算需要利用  $d$ 、 $q$  轴电流无差拍控制原理,零矢量与有效电压矢量  $u_i$ 、 $u_j$  作用时  $d$ 、 $q$  轴电流变化率  $s_{d0}$ 、 $s_{q0}$ 、 $s_{di}$ 、 $s_{qi}$ 、 $s_{dj}$ 、 $s_{qj}$  可以表示为:

$$s_{d0} = \frac{di_d}{dt} \Big|_{u_d=0} = \frac{1}{L_s} [-R_s i_d + \omega_{re} L_s i_q] \quad (19)$$

$$s_{q0} = \frac{di_q}{dt} \Big|_{u_q=0} = \frac{1}{L_s} [-R_s i_q - \omega_{re} L_s i_d - \omega_{re} \psi_f] \quad (20)$$

$$s_{di} = \frac{di_d}{dt} \Big|_{u_d=u_{di}} = s_{d0} + \frac{u_{di}}{L_s} \quad (21)$$

$$s_{qi} = \frac{di_q}{dt} \Big|_{u_q=u_{qi}} = s_{q0} + \frac{u_{qi}}{L_s} \quad (22)$$

$$s_{dj} = \frac{di_d}{dt} \Big|_{u_d=u_{dj}} = s_{d0} + \frac{u_{dj}}{L_s} \quad (23)$$

$$s_{qj} = \frac{di_q}{dt} \Big|_{u_q=u_{qj}} = s_{q0} + \frac{u_{qj}}{L_s} \quad (24)$$

应用电流无差拍控制原理,下一采样时刻预测值与参考值之间存在相等的关系,令  $i_d^* = i_d(k+1)$ 、 $i_q^* = i_q(k+1)$ ,则  $d$ 、 $q$  轴电流预测公式可改写为:

$$i_d(k+1) = i_d(k) + s_{di} t_i + s_{dj} t_j + s_{d0} t_z = i_d^* \quad (25)$$

$$i_q(k+1) = i_q(k) + s_{qi} t_i + s_{qj} t_j + s_{q0} t_z = i_q^* \quad (26)$$

式中:  $u_i$ 、 $u_j$ 、零电压矢量的作用时间分别为  $t_i$ 、 $t_j$ 、 $t_z$ 。采样周期  $T_s$  为 3 个电压矢量作用时间的总和,即:

$$T_s = t_i + t_j + t_z \quad (27)$$

通过联立式(19)~(27)可以解得:

$$t_i = \frac{(i_d^* - i_d(k))(s_{qj} - s_{q0}) + (i_q^* - i_q(k))(s_{d0} - s_{dj})}{s_{q0}s_{dj} + s_{qi}s_{d0} + s_{qj}s_{di} - s_{qi}s_{dj} - s_{qj}s_{d0} - s_{q0}s_{di}} + \frac{T_s(s_{q0}s_{dj} - s_{qj}s_{d0})}{s_{q0}s_{dj} + s_{qi}s_{d0} + s_{qj}s_{di} - s_{qi}s_{dj} - s_{qj}s_{d0} - s_{q0}s_{di}} \quad (28)$$

$$t_j = \frac{(i_d^* - i_d(k))(s_{q0} - s_{qi}) + (i_q^* - i_q(k))(s_{di} - s_{d0})}{s_{q0}s_{dj} + s_{qi}s_{d0} + s_{qj}s_{di} - s_{qi}s_{dj} - s_{qj}s_{d0} - s_{q0}s_{di}} + \frac{T_s(s_{qi}s_{d0} - s_{q0}s_{di})}{s_{q0}s_{dj} + s_{qi}s_{d0} + s_{qj}s_{di} - s_{qi}s_{dj} - s_{qj}s_{d0} - s_{q0}s_{di}} \quad (29)$$

$$t_z = T_s - t_i - t_j \quad (30)$$

当 3 个电压矢量对应的作用时间  $t_i$ 、 $t_j$ 、 $t_z$  存在于  $0 \sim T_s$  之外时。会出现以下几种情况:

1) 如果  $t_z$  不在采样周期内,  $t_i$ 、 $t_j$  都在采样周期范围内,直接由二者作用整个控制周期。

2) 如果  $t_z$  在采样周期内,且  $t_i$ 、 $t_j$  二者中只有一个作用于采样周期范围内,在整个控制周期中只由一个有效电压矢量与零矢量作用。

3) 如果  $t_z$  在采样周期范围外,且  $t_i$ 、 $t_j$  只有一者存在采样周期中,则在整个控制周期内只有一个有效电压矢量作用。

### 3.5 期望电压矢量合成

根据式(28)~(30)计算电压矢量作用时间,得到合成电压矢量在  $d$ 、 $q$  轴的电压分量  $u_{d\_out}$ 、 $u_{q\_out}$  为:

$$u_{d\_out} = \frac{t_i}{T_s} u_{di} + \frac{t_j}{T_s} u_{dj} \quad (31)$$

$$u_{q\_out} = \frac{t_i}{T_s} u_{qi} + \frac{t_j}{T_s} u_{qj} \quad (32)$$

改进的 SPMSM 三矢量模型预测控制步骤如下:

1) 根据式(13)对控制集进行扩展,以扩充电压矢量的选择范围。

2) 根据式(14)、(15),采用  $d$ 、 $q$  轴无差拍控制原理得到  $u_d^*$ 、 $u_q^*$ ,进行 Park 逆变换将  $d$ 、 $q$  轴分量转换为  $\alpha$ 、 $\beta$  轴电压分量  $u_\alpha^*$ 、 $u_\beta^*$ ,然后根据式(17)判断出参考电压所在的角度  $\theta_{ref}$ 。

3) 在确定参考电压矢量的扇区后,根据设计出的筛选原则,得到两个有效电压矢量。

4) 将两个有效电压矢量搭配一个零矢量,根据式(28)~(30)得到各自的作用时间,计算出合成的电压矢量后发送给逆变器。

## 4 仿真与实验结果分析

在本节中,选择一类典型的 PMSM 电机作为实验对象,通过在 MATLAB/simulink 环境中搭建电机模型仿真将三种控制策略在相同的参数下进行仿真对比,从而验证所提策略的有效性。永磁同步电机参数设置如表 3 所示。

表 3 永磁同步电机参数表

Table 3 Parameters of permanent magnet synchronous motor

电机参数	取值
直流母线电压/V	311
交直流电感/H	0.008 5
定子电阻/ $\Omega$	1
转动惯量/( $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ )	0.001 148
永磁体磁链/Wb	0.5
极对数	2

为了测试 3 种控制策略的控制性能,进行了速度调节与负载仿真。主要是观察  $d$ 、 $q$  轴电流、转速与三相电流曲线。传统单矢量仿真图如下所示。根据图 4~7 显示,  $d$  轴电流脉动最大值达到 10 A 左右,而  $q$  轴电流脉动也在 7 A 左右。另外,三相电流波形存在失真的情况,整体的波形比较杂乱。这表明 SV-MPCC 存在着电流脉动大和转速振荡大的问题,电机的动态性能不佳。观察转速曲线,电机从启动到速度逐渐到达给定转速 800 r/min 这一过程,尽管电机转速很快达到给定速度,但是速度曲线存在不稳定的缺点。在 0.5 s 时给电机突加 10 N·m 负载后,转速波形出现了明显的变化,同时加剧了速度曲线的不稳定。因此,在后面对多矢量模型预测控制策略进行仿真。将这两种策略进行详细的对比。

通过对图 8 的分析,将对 TV-MPCC 与 OTV-MPCC 两种策略下电流的变化进行描述。将 800 r/min 设置为电机的给定转速,在电机运行 0.5 s 时给电机增加 10 N·m 的

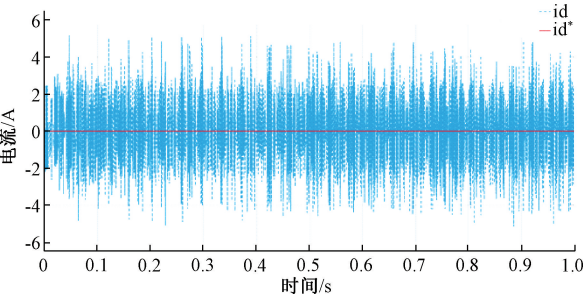


图 4 SV-MPCC  $d$  轴电流波形图  
Fig. 4 SV-MPCC  $d$ -axis current waveform

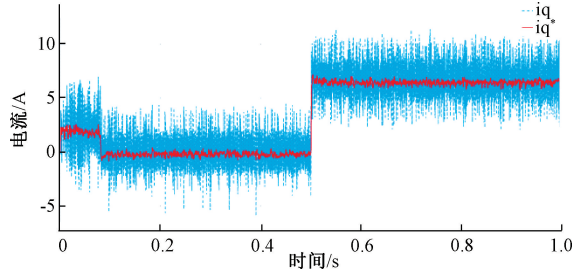


图 5 SV-MPCC  $q$  轴电流波形图  
Fig. 5 SV-MPCC  $q$ -axis current waveform

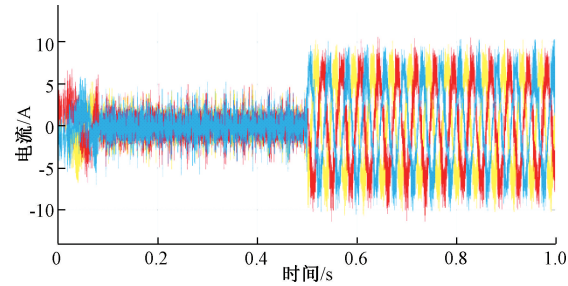


图 6 SV-MPCC 三相电流波形图  
Fig. 6 SV-MPCC three-phase current waveform

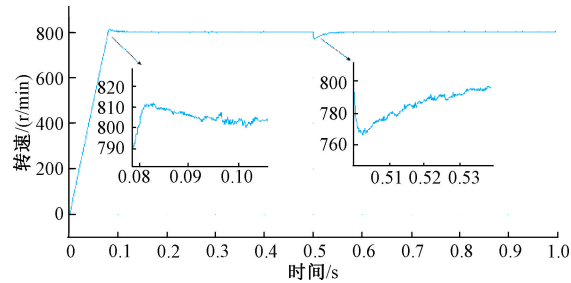
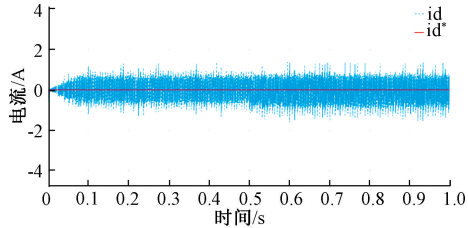
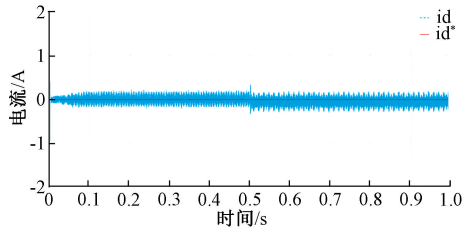


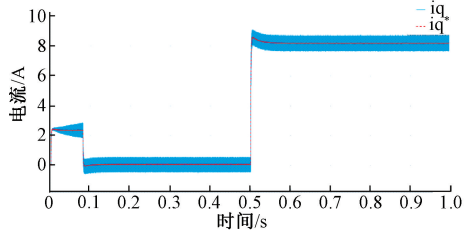
图 7 SV-MPCC 转速波形图  
Fig. 7 SV-MPCC speed waveform



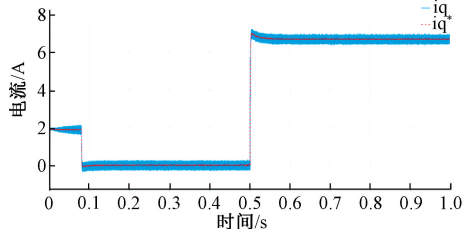
(a) TV-MPCC  $d$  轴电流波形图  
(a) TV-MPCC  $d$ -axis current waveform



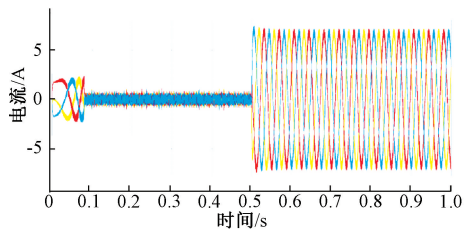
(b) OTV-MPCC  $d$  轴电流波形图  
(b) OTV-MPCC  $d$ -axis current waveform



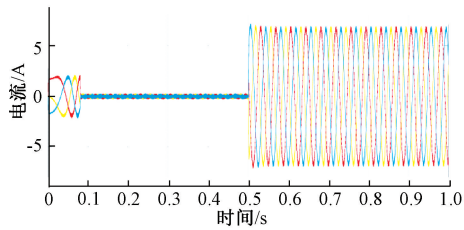
(c) TV-MPCC  $q$  轴电流波形图  
(c) TV-MPCC  $q$ -axis current waveform



(d) OTV-MPCC  $q$  轴电流波形图  
(d) OTV-MPCC  $q$ -axis current waveform



(e) TV-MPCC 三相电流波形图  
(e) TV-MPCC three-phase current waveform



(f) OTV-MPCC 三相电流波形图  
(f) OTV-MPCC three-phase current waveform

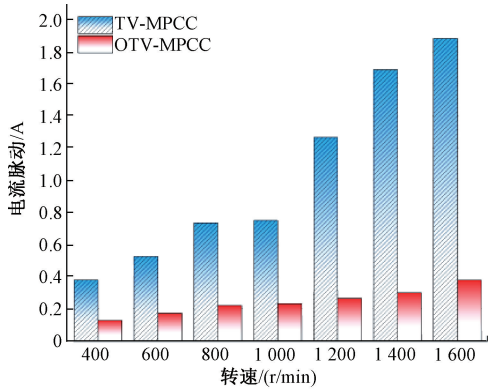
图 8 OTV-MPCC 与 TV-MPCC 的电流波形对比图

Fig. 8 Comparison of current waveforms between OTV-MPCC and TV-MPCC

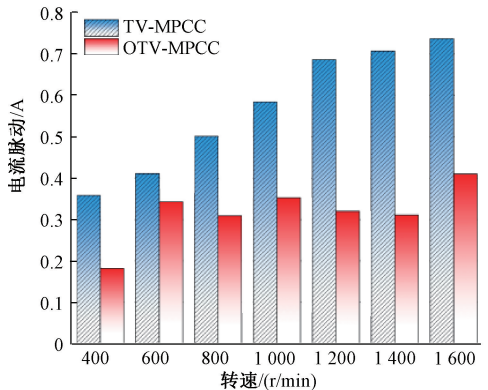
负载。根据图中的数据,可以看出两种控制策略的预测电流都能够根据情况的变化实时变化。根据图 8(a)可以看出在 TV-MPCC 的  $d$  轴电流脉动在 1.5 A 左右。根据图 8(b)OTV-MPCC 的  $d$  轴电流脉动在 0.4 A 左右, $d$  轴电流得到了明显的降低。根据图 8(c)、(d), $q$  轴电流的对比情况与  $d$  轴情况相似,TV-MPCC 与 OTV-MPCC 的  $q$

轴电流脉动分别在 1 A、0.6 A。电流脉动降低了大约 0.4 A, OTV-MPCC 的整体电流脉动比较小。另外, 根据观察结果, 两种方法都能够迅速而有效地跟踪负载的变化。在 OTV-MPCC 中,  $q$  轴电流在轻微的超调后迅速达到稳定, 表明其电流稳定性更高。根据图 8(e)、(f) 分析, 相比于 OTV-MPCC 的三相电流, TV-MPCC 的整体波形还是存在不足。在 0.1~0.5 s 的仿真区间, TV-MPCC 的三相电流脉动在正负 1.2 A 左右, OTV-MPCC 的三相电流脉动有了明显地减小在 0.3 A 左右。并且 OTV-MPCC 的三相电流曲线的正弦波形非常规整和稳定。

图 9 是 TV-MPCC 与 OTV-MPCC 两种控制策略在不同转速下  $d$ 、 $q$  轴电流脉动对比图。由图 9 可以明显地观察到在不同转速范围下, 改进后三矢量模型预测控制策略的电流脉动一直都得到了很明显的降低。因此, 电机的控制性能方面得到改进。



(a)  $d$ 轴电流脉动对比图  
(a)  $d$ -axis current pulsation contrast diagram



(b)  $q$ 轴电流脉动对比图  
(b)  $q$ -axis current pulsation contrast diagram

图 9 TV-MPCC、OTV-MPCC 不同转速下电流脉动对比图  
Fig. 9 TV-MPCC, OTV-MPCC different speed current pulsation contrast diagram

图 10 展示了 TV-MPCC 与 OTV-MPCC 两者的转速与转矩仿真结果。图 10(a)、(b) 中, 将给定转速设置为 800 r/min 电机的转速都可以快速达到给定值。然而, TV-MPCC 的超调量达到 11 r/min 左右, OTV-MPCC 的超调量仅仅在 8 r/min 左右, 得到了不错的优化。另外, 在

0.5 s 时对电机增加 10 N·m 负载后, 两种控制策略对条件的变化都能够迅速做出反应。但是, TV-MPCC 受到突加负载的影响后, 转速降低接近 40 r/min。相比之下, OTV-MPCC 转速仅仅下降 23 r/min 左右。因此, 无论启动还是突加负载的情况下, OTV-MPCC 都呈现出更平滑的速度曲线与更小的超调量, 说明 OTV-MPCC 对突变情况的抗干扰能力比较强, 电机运行的稳定性能更好。另外, 在图 10(c)、(d) 中发现, OTV-MPCC 成功地改善了转矩脉动, 相比于 TV-MPCC 的转矩脉动降低了 0.6 N 左右, 电机在运行过程中输出的转矩相对稳定, 变化不大。在转矩变化敏感的情况下, 较小的转矩脉动可以提高系统的性能和稳定性。

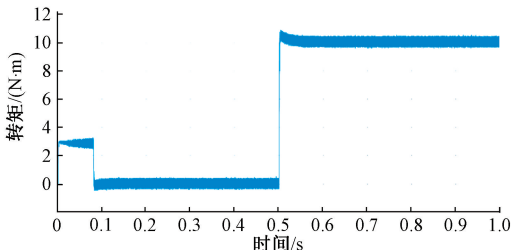
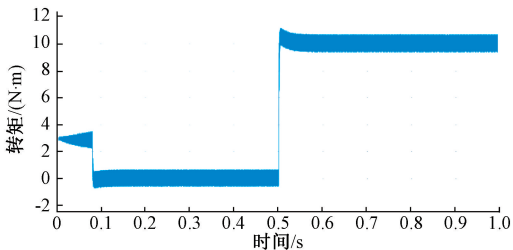
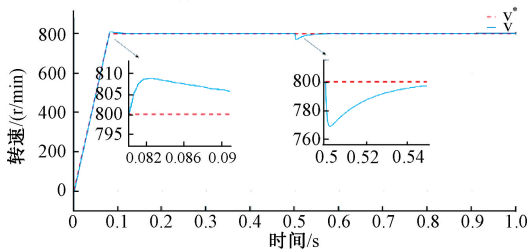
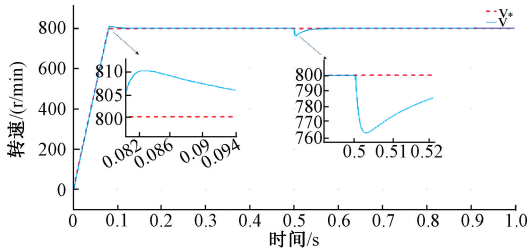


图 10 OTV-MPCC 与 TV-MPCC 的转速、转矩波形对比图  
Fig. 10 OTV-MPCC and TV-MPCC speed, torque waveform comparison

## 5 结 论

提出 OTV-MPCC 的初衷是减小永磁同步电机的电流脉动, 来提高电机性能。通过结合占空比的知识来扩展电压矢量控制集, 增加可用电压矢量的数量。这为系统提供更灵活、广泛的控制选择, 有助于改善性能。其次, 根据无差拍控制原理计算出参考电压矢量, 然后联立坐标变换方程与反函数计算出有效电压矢量的位置。根据构造出的价值函数, 将参考电压矢量与扩展电压矢量集中的矢量分别进行矢量做差。接下来, 根据设计出的矢量筛选表分别获得两个有效电压矢量。最后, 将两个有效矢量与零矢量结合并计算出对应的作用时间合成输出电压矢量。

仿真中, 在电机启动一段时间后突加负载的情况下, 对 SV-MPCC、TV-MPCC 与 OTV-MPCC 进行对比。验证了改进后的方法可以很好地降低电流的脉动, 电流的稳定性更高, 能够有效地控制电机的电流输出。另外改进后的方法也降低了转速与转矩的脉动, 提高了电机系统的性能、稳定性与可靠性, 同时降低能量消耗与环境影响, 完成了本文的设计初衷。

## 参考文献

- [1] SUN X, CAO Y, JIN Z, et al. An adaptive ECMS based on traffic information for plug-in hybrid electric buses [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 70(9): 9248-9259.
- [2] DUONG M T, CHUN Y D. Optimal design of a novel exterior permanent magnet tubular machine for energy harvesting from vehicle suspension system[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 35(4): 1772-1780.
- [3] 王鹏, 李梁京, 田久东, 等. 高可靠性永磁同步电机控制系统设计[J]. 制造业自动化, 2023, 45(12): 131-135, 162.  
WANG P, LI L J, TIAN J D, et al. Design of high-reliability permanent magnet synchronous motor control system[J]. Manufacturing Automation, 2023, 45(12): 131-135, 162.
- [4] LI T, SUN X, LEI G, et al. Finite-control-set model predictive control of permanent magnet synchronous motor drive systems—an overview[J]. IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 2022, 9(12): 2087-2105.
- [5] 龚云飞, 富历新. 基于 Matlab 的永磁同步电机矢量控制系统仿真研究[J]. 微电机, 2007, 40(2): 33-36.  
GONG Y F, FU L X. Simulation of PMSM vector control system based on MATLAB[J]. Micromotor, 2007, 40(2): 33-36.
- [6] 王斌, 王跃, 王兆安. 空间矢量调制的永磁同步电机直

接转矩控制[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(6): 45-50.  
WANG B, WANG Y, WANG ZH AN. Space vector modulated permanent magnet synchronous motor Direct torque control [J]. Journal of Electrical Machinery and Control, 2010, 14(6): 45-50.

- [7] RODRIGUEZ J, KAZMIERKOWSKI M P, ESPINOZA J R, et al. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2012, 9(2): 1003-1016.
- [8] GEYER T, QUEVEDO D E. Performance of multistep finite control set model predictive control for power electronics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(3): 1633-1644.
- [9] ANDERSSON A, THIRINGER T. Assessment of an improved finite control set model predictive current controller for automotive propulsion applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 67(1): 91-100.
- [10] 李耀华, 张鑫泉, 邓益志, 等. 永磁同步电机模型预测转矩控制客观评价法综述[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(11): 11-21.  
LI Y H, ZHANG X Q, DENG Y ZH, et al. An overview of the objective evaluation method for PMSM model predictive torque control[J]. Motor and Control Applications, 2023, 50(11): 11-21.
- [11] PETKAR S G, ESHWAR K, THIPPIRIPATI V K. A modified model predictive current control of permanent magnet synchronous motor drive[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 68(2): 1025-1034.
- [12] NIU S, LUO Y, FU W, et al. Robust model predictive control for a three-phase PMSM motor with improved control precision[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 68(1): 838-849.
- [13] CHEN W, ZENG S, ZHANG G, et al. A modified double vectors model predictive torque control of permanent magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(11): 11419-11428.
- [14] MOREL F, LIN-SHI X, RETIF J M, et al. A comparative study of predictive current control schemes for a permanent-magnet synchronous machine drive[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(7): 2715-2728.
- [15] 徐艳平, 王极兵, 张保程, 等. 永磁同步电机三矢量模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(5): 980-988.



- XU Y P, WANG J B, ZHANG B CH, et al. Permanent Magnet synchronous motor three-vector model predictive current control [J]. Journal of Electrical Technology, 2018, 33(5): 980-988.
- [16] SUN C, SUN D, CHEN W, et al. Improved model predictive control with new cost function for hybrid-inverter open-winding PMSM system based on energy storage model [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(9): 10705-10715.
- [17] LI H, LIN M, YIN M, et al. Three-vector-based low-complexity model predictive direct power control strategy for PWM rectifier without voltage sensors [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 7(1): 240-251.
- [18] XIE H, WANG F, XUN Q, et al. A low-complexity gradient descent solution with backtracking iteration approach for finite control set predictive current control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 69(5): 4522-4533.
- [19] 方志远. 永磁同步电机有限集模型预测电流控制策略研究[D]. 重庆:重庆邮电大学, 2021.
- FANG ZH Y. Study on finite set model predictive current control strategy of permanent magnet synchronous motor [D]. Chongqing: Chongqing University of Posts and Telecommunications, 2021.
- [20] SUN X, LI T, YAO M, et al. Improved finite-control-set model predictive control with virtual vectors for PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 37(3): 1885-1894.
- [21] CASADEI D, SERRA G, TANI K. Implementation of a direct control algorithm for induction motors based on discrete space vector modulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(4): 769-777.
- [22] ZHOU Z, XIA C, YAN Y, et al. Torque ripple minimization of predictive torque control for PMSM with extended control set[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(9): 6930-6939.
- [23] ZHANG Y, JIANG H, YANG H. Model predictive control of PMSM drives based on general discrete space vector modulation[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 36(2): 1300-1307.

### 作者简介

**赵昕博**(通信作者), 硕士研究生, 主要研究方向为永磁同步电机控制理论与应用。

E-mail: 976388545@qq.com

**刘慧博**, 博士, 副教授, 主要研究方向为永磁同步电机控制理论与应用。

E-mail: lhs2020023092@163.com