

# 基于参考电流斜率的永磁同步电机三矢量模型 预测电流控制

安一凡，储剑波，唐旭  
(南京航空航天大学 自动化学院, 江苏南京 211100)

**摘要：**永磁同步电机(PMSM)传统模型预测电流控制(MPCC)策略由于输出电压矢量幅值及相位无法调节, 导致其稳态性能较差。提出了一种基于参考电流斜率的三矢量模型预测电流控制策略。该方法将参考电流斜率与基本电压矢量电流斜率进行比较, 无需使用价值函数遍历所有的电压矢量, 即可选择出两个有效电压矢量, 并与零电压矢量以一定的占空比组合, 合成输出的电压矢量能够覆盖一定范围内的任意幅值、任意相角, 且该策略相较于传统模型控制显著减少了系统整体计算量。仿真结果表明, 相较于传统模型预测电流控制策略, 所提控制策略可有效减小电流脉动, 提高系统的稳态性能。

**关键词：**永磁同步电机；模型预测电流控制；参考斜率；三矢量

中图分类号：TM341 文献标志码：A 文章编号：1673-6540(2023)11-0022-08

doi: 10.12177/emca.2023.133

## Three-Vector Model Predictive Current Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Reference Current Slope

AN Yifan, CHU Jianbo, TANG Xu  
(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,  
Nanjing 211100, China)

**Abstract:** The traditional model predictive current control (MPCC) strategy of permanent magnet synchronous motor (PMSM) has poor steady-state performance due to the inability to adjust the amplitude and phase of the output voltage vector. A three-vector model predictive current control strategy based on the reference current slope is proposed. The reference current amplitude slope is compared with the basic voltage vector current amplitude slope. Without using an evaluation function to traverse all voltage vectors, two effective voltage vectors can be selected and combined with the zero voltage vector at a certain duty cycle. The synthesized output voltage vector can cover any amplitude and phase angle within a certain range. This strategy significantly reduces the overall system computation compared to the traditional model control. The simulation results show that compared to traditional model predictive current control strategy, the proposed control strategy can effectively reduce current ripple and improve the steady-state performance of the system.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor (PMSM); model predictive current control (MPCC); reference slope; three-vector

---

收稿日期: 2023-06-01; 收到修改稿日期: 2023-08-02

作者简介: 安一凡(1999—), 女, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机模型预测控制。

储剑波(1972—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子与电力传动及永磁/异步电机控制。(通信作者)

唐旭(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机驱动与无位置控制。

## 0 引言

传统的永磁同步电机控制方法主要是矢量控制(VC)和直接转矩控制(DTC)<sup>[1-4]</sup>。近年来,有限状态集模型预测电流控制(FCS-MPCC)以其原理简单,动态响应快、容易处理系统非线性约束等优点,在变频调速系统中受到了广泛关注<sup>[5-12]</sup>。同磁场定向控制(FOC)相比,FCS-MPCC 充分利用逆变器的离散特性,无需脉宽调制,利用价值函数选取最优电压矢量,直接产生逆变器驱动信号<sup>[5]</sup>。另外,FCS-MPCC 无需电流内环及其参数整定<sup>[6]</sup>,具有结构简单、动态响应快等优点。同 DTC 相比,FCS-MPCC 通过在线优化的方式来选择最佳电压矢量,在矢量选择上更加准确有效<sup>[7]</sup>。

虽然 FCS-MPCC 有以上诸多优点,但在传统 FCS-MPCC 中,由于作用的电压矢量方向及幅值固定,可选矢量数目有限等原因,会导致电流脉动大、系统性能不佳。且最优电压矢量的选取需要使用价值函数遍历所有基本电压矢量,计算量较大。为有效改善电机控制性能,目前所采用的方法有多矢量<sup>[8-12]</sup>、延时补偿<sup>[13-14]</sup>、无模型控制<sup>[15-16]</sup>、多步预测<sup>[17]</sup>等。其中多矢量法根据一个周期内作用矢量的数量可分为双矢量法<sup>[8-9]</sup>、三矢量法<sup>[10-11]</sup>。

双矢量控制策略将最优电压矢量和零电压矢量或次优电压矢量在一个周期内以一定的占空比进行组合输出,达到扩大输出电压矢量范围的效果。文献[8]采用最优点空比控制,利用价值函数求解最优矢量与零矢量的最优点空比组合,相比于传统占空比控制,该方法可以确保所选用的有效电压矢量是全局最优,但由于另一个电压矢量总是零矢量,逆变器发出的电压矢量方向仍固定,导致高速重载时稳态性能较差。文献[9]在单个采样周期中进行两次电压矢量选择,且两次均可选择有效电压矢量或零矢量,扩大了输出电压矢量的覆盖范围,但两个电压矢量的选取均需使用价值函数进行遍历,导致计算量过大,影响系统的实时性。文献[10]提出一种三矢量 MPCC 策略,在 6 个扇区内用三个基本电压矢量合成 6 个期望电压矢量,并将其代入价值函数中,从中选择使价值函数最小的期望电压矢量组合作为输出电压矢量。但 6 个期望电压矢量合成过程中会耗

费控制器过多计算时间,且最优电压矢量组合仍需使用价值函数进行比较,计算量较大。文献[11]提出一种双优化三矢量 MPCC 策略,该方法在每个采样周期均作用两个有效电压矢量和一个零矢量,但两个有效电压矢量均为遍历寻优所得,第一个有效电压矢量需要寻优 6 次,第二个有效电压矢量需要寻优 5 次,有效电压矢量筛选复杂,计算量较大,在一定程度上影响控制系统性能。

针对模型预测电流控制策略的输出电压矢量相位无法调节和选取过程中计算量过大的问题,本文提出了一种基于参考电流斜率的三矢量模型预测电流控制策略。该方法利用参考电流斜率与基本电压矢量电流斜率相比较的方式选择出所需要的有效电压矢量,无需使用价值函数进行遍历寻优,简化了电压矢量的选取过程。利用电流误差最小化思想,合理分配两个有效电压矢量以及零矢量在一个控制周期内的占空比,实现输出电压矢量幅值、方向皆可调。仿真结果表明,所提控制策略相比于传统模型预测电流控制,在保持动态性能的情况下,可有效减小电流脉动,提高系统的稳态性能。

## 1 永磁同步电机数学模型

表贴式永磁同步电机在旋转坐标系( $d-q$ )下的定子电流状态方程为

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_s}(-Ri_d + u_d + L_s w_e i_q) \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_s}(-Ri_q + u_q - L_s w_e i_d - w_e \psi_f) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $u_d, u_q$  分别为  $d, q$  轴电压; $i_d, i_q$  分别为  $d, q$  轴电流; $\psi_f$  为永磁体磁链; $L_s$  为定子电感; $w_e$  为当前时刻的转子电角速度; $R$  为定子电阻。

采用一阶欧拉离散可近似得到  $d-q$  轴电流预测计算式为

$$\begin{cases} i_d^p(k+1) = i_d(k) + \frac{T_s}{L_s}[u_d(k) - R i_d(k) + E_d(k)] \\ i_q^p(k+1) = i_q(k) + \frac{T_s}{L_s}[u_q(k) - R i_q(k) + E_q(k)] \end{cases} \quad (2)$$

其中:

$$E_d(k) = w_e(k) L_s i_q(k)$$

$E_q(k) = -w_e(k)L_s i_d(k) - w_e(k)\psi_f$   
 式中: $k$ 表示当前采样时刻; $k+1$ 表示下一采样时刻; $T_s$ 为采样周期; $i_d(k)$ 、 $i_q(k)$ 分别为 $k$ 时刻的 $d$ 、 $q$ 轴电流值; $i_d(k+1)$ 、 $i_q(k+1)$ 分别为 $k+1$ 时刻的 $d$ 、 $q$ 轴电流预测值; $E_d(k)$ 、 $E_q(k)$ 分别为 $k$ 时刻的 $d$ 、 $q$ 轴反电势; $u_d(k)$ 、 $u_q(k)$ 分别为 $k$ 时刻的 $d$ 、 $q$ 轴电压; $w_e(k)$ 为 $k$ 时刻的转子电角速度。

## 2 传统模型预测电流控制

传统模型预测电流控制(T-MPCC)结构图如图1所示,主要包括坐标变换,预测模型,延时补偿和最小化目标函数等部分。用模型预测控制器取代矢量控制系统中的 $d$ 、 $q$ 轴电流内环,保留速度环PI控制器,大大减小了PI参数整定的复杂度。

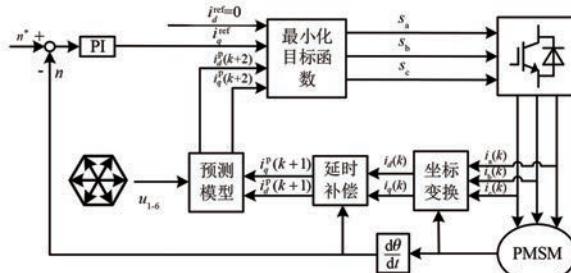


图1 传统模型预测电流控制结构图

由于三相两电平逆变器发出2个零矢量和6个有效电压矢量。T-MPCC控制策略通过式(2)计算8种基本电压矢量对应的 $d$ - $q$ 轴电流预测值,再代入价值函数式(3),选择使价值函数最小的电压矢量作为最优电压矢量,输出给逆变器。T-MPCC策略中备选矢量为8个方向和幅值均不变的电压矢量。

$$g = [i_d^{\text{ref}} - i_d^p(k+1)]^2 + [i_q^{\text{ref}} - i_q^p(k+1)]^2 \quad (3)$$

式中: $i_d^{\text{ref}}$ 为定子电流 $d$ 轴分量给定值; $i_q^{\text{ref}}$ 为定子电流 $q$ 轴分量给定值; $i_d^p(k+1)$ 、 $i_q^p(k+1)$ 分别为 $k+1$ 时刻的 $d$ 、 $q$ 轴电流预测值。

由于数字处理器存在固有延迟,导致当前控制周期选择的电压矢量在下一个周期才能够被施加。在处理上述出现的MPCC控制延时的问题上,常采用的方法是“两步预测”法进行延时补偿。具体过程简述如下:①采用式(2)对 $k+1$ 时刻的电流 $i_d^p(k+1)$ 、 $i_q^p(k+1)$ 进行预测,由于数字控制系统存在一拍延迟,式(2)中的电压矢量

$u_d(k)$ 、 $u_q(k)$ 为上一周期所确定的最优电压矢量为已知条件;② $i_d^p(k+1)$ 、 $i_q^p(k+1)$ 为起始条件,可以得到一拍延迟补偿后的电流预测计算式:

$$\begin{cases} i_d^p(k+2) = i_d^p(k+1) + \frac{T_s}{L_s} [u_d(k+1) - \\ R i_d^p(k+1) + E_d(k+1)] \\ i_q^p(k+2) = i_q^p(k+1) + \frac{T_s}{L_s} [u_q(k+1) - \\ R i_q^p(k+1) + E_q(k+1)] \end{cases} \quad (4)$$

其中:

$$\begin{aligned} E_d(k+1) &= w_e(k)L_s i_q^p(k+1) \\ E_q(k+1) &= -w_e(k)L_s i_d^p(k+1) - w_e(k)\psi_f \end{aligned}$$

在进行了周期延迟补偿后,价值函数可以写为式(5)形式:

$$g = [(i_d^{\text{ref}} - i_d^p(k+2))^2 + (i_q^{\text{ref}} - i_q^p(k+2))^2] \quad (5)$$

式中: $i_d^p(k+2)$ 、 $i_q^p(k+2)$ 为经过一拍延时补偿后的 $d$ 、 $q$ 轴的电流预测值。

从上述分析可以看出,T-MPCC因每周期采用一个电压矢量且电压矢量的方向与幅值均固定,输出的电压矢量与期望电压矢量偏差较大,导致电流及输出转矩脉动较大。因此,若能够实现输出电压矢量的幅值与相角可调,则可以减小输出电压矢量与期望电压矢量的偏差,提升系统的稳态性能。

## 3 基于参考斜率的三矢量模型预测电流控制

为实现输出电压矢量的幅值与相角可调,扩大输出电压矢量的覆盖范围并减小模型预测控制策略中的计算量,本文提出一种基于参考电流斜率的模型预测电流控制策略。该控制策略在一个周期内,将两个有效电压矢量和一个零矢量以一定的占空比组合,最终合成输出的电压矢量能够覆盖任意幅值和任意相位,有效提高了系统的控制性能。同时,利用参考电流斜率和有效电压矢量的电流斜率相比较的方式,确定所需要的两个有效电压矢量,避免对所有基本电压矢量的评估,可以有效减少计算复杂度。其控制框图如图2所示。

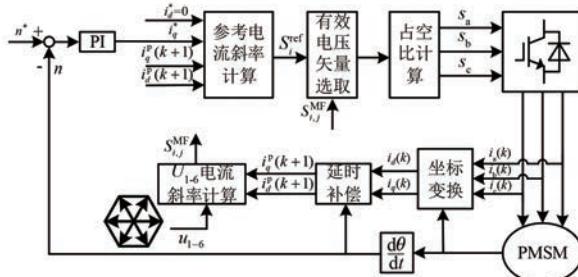


图 2 基于参考斜率的模型预测控制框图

在选择出有效电压矢量后,根据电流误差最小化思想,合理分配两个有效电压矢量以及零矢量在一个控制周期内的占空比,实现输出电压矢量幅值、方向皆可调。

### 3.1 有效电压矢量选取

一拍延迟补偿后的电流预测公式(4)可变形为式(6):

$$\begin{cases} i_d^p(k+2) = T_s k_{i_d} + i_d^p(k+1) \\ i_q^p(k+2) = T_s k_{i_q} + i_q^p(k+1) \end{cases} \quad (6)$$

其中:

$$\begin{cases} k_{i_d} = \frac{1}{L_s} [u_d(k+1) - R i_d^p(k+1) + E_d(k+1)] \\ k_{i_q} = \frac{1}{L_s} [u_q(k+1) - R i_q^p(k+1) + E_q(k+1)] \end{cases}$$

式中: $k_{i_d}$ 、 $k_{i_q}$  分别为基本电压矢量所对应的  $d$ 、 $q$  轴电流斜率。

由式(6)可知,每一个基本电压矢量在作用一个周期后都会对应一组电流斜率。

由  $d$ 、 $q$  轴电流可计算得出电流幅值为  $|i_s| = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$ , 则每一个有效电压矢量作用一个周期后, 所对应的电流幅值斜率可以表示为

$$k_{i_s} = \frac{d|i_s|}{dt} = \frac{d\sqrt{i_d^2 + i_q^2}}{dt} = \frac{i_d \frac{di_d}{dt} + i_q \frac{di_q}{dt}}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} = \frac{i_d k_{i_d} + i_q k_{i_q}}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} \quad (7)$$

所以在  $(k+1)T_s$  时刻, 根据  $i_d^p(k+1)$  以及  $i_q^p(k+1)$  轴电流可以求得电流幅值斜率为

$$k_{i_s}^m = \frac{i_d^p(k+1)k_{i_d} + i_q^p(k+1)k_{i_q}}{\sqrt{i_d^p(k+1)^2 + i_q^p(k+1)^2}} \quad (8)$$

则每一个有效电压矢量作用后, 由  $|i_s^p(k+1)| =$

$\sqrt{i_d^p(k+1)^2 + i_q^p(k+1)^2}$ , 可计算得出  $(k+2)T_s$  时刻的预测电流幅值为

$$|i_s^p(k+2)| = |i_s^p(k+1)| + k_{i_s}^m T_s \quad (9)$$

利用无差拍思想, 令预测电流幅值等于给定电流幅值  $|i_s^p(k+2)| = |i_s^{\text{ref}}|$ , 则可以计算出参考电流幅值斜率为

$$k_i^{\text{ref}} = \frac{|i_s^{\text{ref}}| - |i_s^p(k+1)|}{T_s} \quad (10)$$

式中:  $|i_s^{\text{ref}}| = \sqrt{(i_d^{\text{ref}})^2 + (i_q^{\text{ref}})^2}$  为参考电流幅值。

在已知参考电流幅值斜率后, 将参考电流幅值斜率与式(7)中的有效电压矢量的电流幅值斜率作比较, 可以简化电压矢量选取过程, 直观的选出候选电压矢量。如图 3 所示, 当参考电流斜率为图中虚线所示, 介于基本电压矢量  $U_3$  和  $U_4$  的电流斜率之间, 由于  $U_3$  和  $U_4$  在作用一个周期后可以产生更接近于参考电流的状态, 则  $U_3$  和  $U_4$  被选为三矢量预测控制中的两个有效电压矢量。因此, 避免了对所有基本电压矢量的电流预测值进行计算, 且无需使用价值函数进行遍历寻优, 即可直观选择出有效电压矢量。

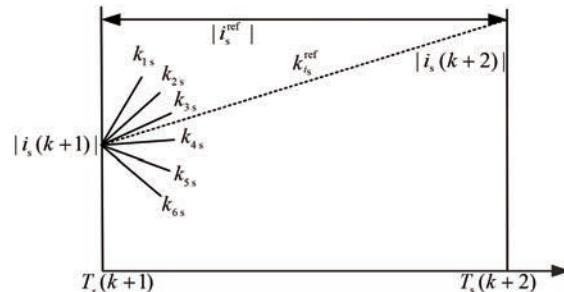


图 3 参考斜率对比图

### 3.2 矢量作用时间计算

在通过基于参考电流斜率的方法选出两个有效电压矢量后, 对于三矢量模型预测电流控制中各电压矢量在每个周期内的作用时间, 这里根据电流误差最小化原则来进行计算。

参考  $d$ 、 $q$  轴电流和三个基本电压矢量的电流预测值之间的差值可以表示为

$$\begin{cases} E_d(\mathbf{u}_i) = i_d^{\text{ref}} - i_d^p(\mathbf{u}_i) \\ E_q(\mathbf{u}_i) = i_q^{\text{ref}} - i_q^p(\mathbf{u}_i) \end{cases} \quad (11)$$

式中:  $i_d^{\text{ref}}$ 、 $i_q^{\text{ref}}$  分别为给定  $d$ 、 $q$  轴电流;  $\mathbf{u}_i$  为所选出的基本电压矢量;  $i_d^p(\mathbf{u}_i)$ 、 $i_q^p(\mathbf{u}_i)$  为基本电压矢量对应的  $d$ 、 $q$  轴的预测电流;  $E_d(\mathbf{u}_i)$ 、 $E_q(\mathbf{u}_i)$  分别为

$d, q$  轴预测电流与参考电流之间的误差值。

通过对三个电压矢量进行调制,使得电流误差在单个控制周期内平均为零。根据每一个电压矢量的作用时间,可以得到以下表达式:

$$\begin{aligned} E_d(\mathbf{u}_0) \times t_0 + E_d(\mathbf{u}_1) \times t_1 + E_d(\mathbf{u}_2) \times t_2 &= 0 \\ E_q(\mathbf{u}_0) \times t_0 + E_q(\mathbf{u}_1) \times t_1 + E_q(\mathbf{u}_2) \times t_2 &= 0 \\ t_1 + t_2 + t_0 &= T_s \end{aligned} \quad (12)$$

式中: $t_1, t_2, t_0$  分别为有效电压矢量和零电压矢量的作用时间。

求解式(12)可得:

$$\begin{aligned} t_0 &= T_s \frac{E_d(\mathbf{u}_1) \times E_q(\mathbf{u}_2) - E_d(\mathbf{u}_2) \times E_q(\mathbf{u}_1)}{M} \\ t_1 &= T_s \frac{E_d(\mathbf{u}_2) \times E_q(\mathbf{u}_0) - E_d(\mathbf{u}_0) \times E_q(\mathbf{u}_2)}{M} \\ t_2 &= T_s \frac{E_d(\mathbf{u}_0) \times E_q(\mathbf{u}_1) - E_d(\mathbf{u}_1) \times E_q(\mathbf{u}_0)}{M} \end{aligned} \quad (13)$$

其中:

$$\begin{aligned} M = & E_d(\mathbf{u}_0) \times E_q(\mathbf{u}_1) - E_d(\mathbf{u}_1) \times E_q(\mathbf{u}_0) - \\ & E_d(\mathbf{u}_0) \times E_q(\mathbf{u}_2) + E_d(\mathbf{u}_2) \times E_q(\mathbf{u}_0) + \\ & E_d(\mathbf{u}_1) \times E_q(\mathbf{u}_2) - E_d(\mathbf{u}_2) \times E_q(\mathbf{u}_1) \end{aligned} \quad (14)$$

由于负载扰动、转速变化等问题,当  $t_1$  或  $t_2$  中任意一个小于 0 时,则对应的有效电压矢量不进行作用。当零电压矢量作用时间  $t_0$  小于 0 时,需要对作用时间依据式(15)进行修正计算,其余情况  $t_1, t_2, t_0$  保持不变。

$$\begin{cases} t_1 = \frac{T_s t_1}{t_1 + t_2} \\ t_2 = \frac{T_s t_2}{t_1 + t_2} \\ t_0 = 0 \end{cases} \quad (15)$$

本文基于参考电流斜率的永磁同步电机三矢量模型预测电流控制具体实现步骤如下:

(1) 在  $T_s(k)$  时刻采样定子电流  $i_{d-q}(k)$  并已知定子电压  $u_{d-q}(k)$  ( $T_s(k-1)$  时刻的计算结果),由预测式(2)计算出  $T_s(k+1)$  时刻的电流预测值  $i_{d-q}^p(k+1)$ 。

(2) 由第 1 步已知  $i_{d-q}^p(k+1)$  及电流给定  $i_{d-q}^{ref}$ ,根据式(6)~(10)计算出  $T_s(k+1)$  时刻所有有效电压矢量的电流幅值斜率及参考电流幅值斜率。

(3) 将第 2 步所得基本有效电压矢量的电流幅值斜率与参考电流幅值斜率作比较,选择出两个有效电压矢量。

(4) 由第 3 步选择出所需的有效电压矢量后,根据电流误差最小化原则利用式(11)~(15)计算三矢量模型预测电流控制中各电压矢量在每个周期内的作用时间。

## 4 仿真分析

为验证本文所提出的基于参考电流斜率的永磁同步电机三矢量模型预测电流控制策略的有效性,在 MATLAB 中搭建了 PMSM 仿真模型。其中,控制频率设置为 10 kHz。使用的 PMSM 参数如表 1 所示。

表 1 PMSM 电机参数表

参数名称	参数值
定子电阻 $R_s/\Omega$	0.332 1
交直轴电感/mH	0.959
极对数 $p$	2
永磁磁链 $\psi_f/Wb$	0.014 28
额定转矩 $T_N/(N\cdot m)$	0.22
额定功率 $P_n/kW$	1.5
额定电压 $V_{dc}/V$	310
额定转速 $n_r/(r\cdot min^{-1})$	2 400

下面对传统 MPCC 与本文所提三矢量 MPCC 进行仿真对比分析。仿真条件设置为给定转速 500 r/min,负载转矩 0.11 N·m,两种预测控制策略的转速、 $d-q$  轴电流、相电流及相电流 THD 的仿真结果如图 4~图 7 所示。

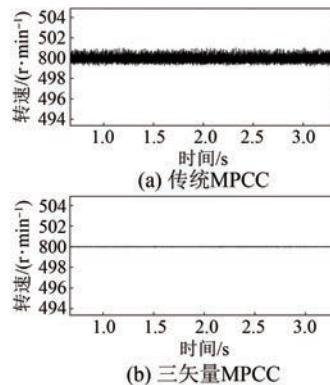


图 4 稳态转速波形

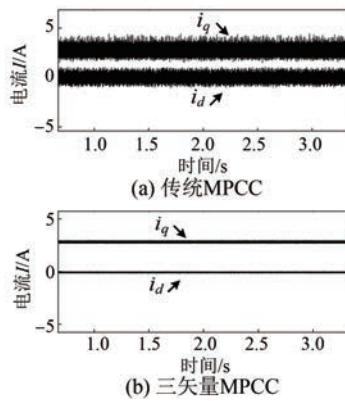
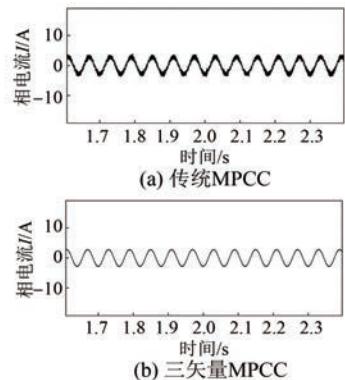
图 5  $d$ - $q$  轴电流波形

图 6 相电流波形

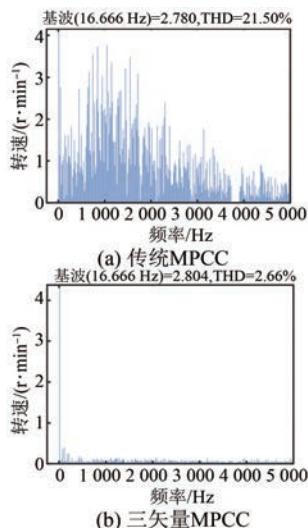


图 7 相电流 THD 分析

由图 4~7 可以看到本文所提出的三矢量 MPCC 策略相比于传统 MPCC 拥有更好稳态转速表现,可以有效减小  $d$ - $q$  轴电流脉动,且相电流的谐波含量较少。传统 MPCC 的电流波形总谐波畸变率(THD)为 21.50%,而三矢量 MPCC 的相电流

波形 THD 为 2.66%。

为进一步分析比较两种控制策略的稳态性能,图 8~图 11 给出了两种控制策略在高速 3 000 r/min 运行情况下的稳态波形。通过仿真结果的对比分析可得,三矢量 MPCC 策略可以有效减小  $d$ - $q$  轴电流脉动,且相电流谐波含量更少。传统 MPCC 的相电流 THD 为 14.94%,而三矢量 MPCC 的相电流 THD 仅为 2.85%。由上述仿真结果分析可得,相比于传统 MPCC 策略,本文所提出的基于参考电流斜率的三矢量 MPCC 具有更好的稳态性能。

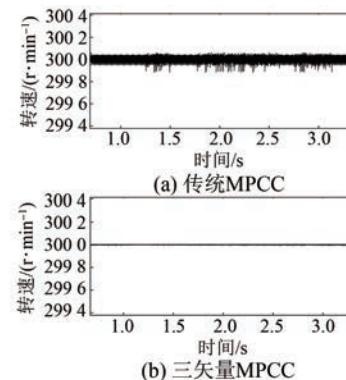
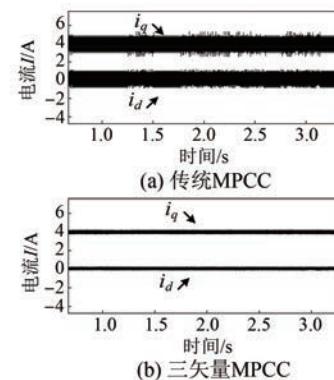


图 8 稳态转速波形

图 9  $d$ - $q$  轴电流波形

为了更加直观地体现所提三矢量 MPCC 控制方法的稳态性能,这里采用标准差来衡量两种控制策略下的电流脉动,  $d$ - $q$  轴电流分量标准差计算式为

$$\begin{cases} \sigma_{i_d} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (i_{dn} - \bar{i}_d)^2} \\ \sigma_{i_q} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (i_{qn} - \bar{i}_q)^2} \end{cases} \quad (16)$$

式中: $\sigma_{i_d}$ 、 $\sigma_{i_q}$  分别为  $d$ 、 $q$  轴电流分量标准差;  $N$  为

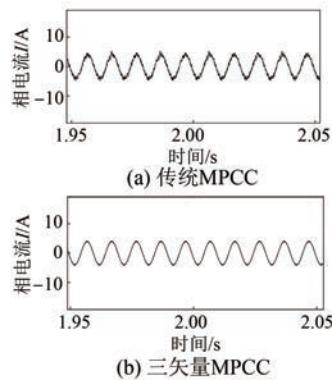


图 10 相电流波形

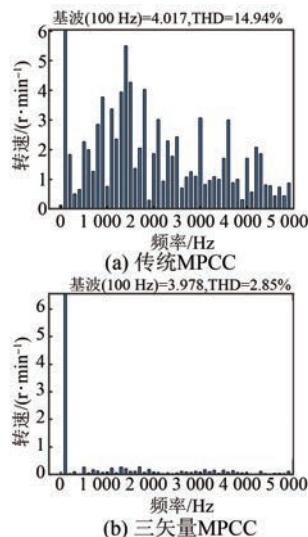


图 11 相电流 THD 分析

样本数;  $i_{dn}$ 、 $i_{qn}$  分别为  $d$ 、 $q$  轴电流样本;  $\bar{i}_d$ 、 $\bar{i}_q$  分别为  $d$ 、 $q$  轴电流样本均值。

将图 5 和图 9 中电机分别带载 0.11 N·m 运行在 500 r/min 以及 3 000 r/min 工况下的  $d$ - $q$  轴电流试验数据进行标准差计算可得到传统 MPCC 以及三矢量 MPCC 的  $d$ - $q$  轴电流脉动情况, 如图 12 所示。

结合图 5、图 9 以及图 12 可以更加直观地看出本文所提三矢量 MPCC 对  $d$ - $q$  轴电流的改善效果,由此可以证明所提三矢量 MPCC 的有效性。

对仿真系统做突加负载测试。电机给定转速  $n^* = 2000$  r/min, 给定转速斜率设为 6 000 r/min/s, 系统带载 0.11 N·m 起动, 在  $t = 1$  s 时突增负载至 0.22 N·m, 转速及  $d$ - $q$  轴电流仿真结果如图 13 和图 14 所示。

对仿真系统做给定转速突增突减测试。给定转速  $n^* = 2000$  r/min, 负载转矩  $T_L = 0.11$  N·m,

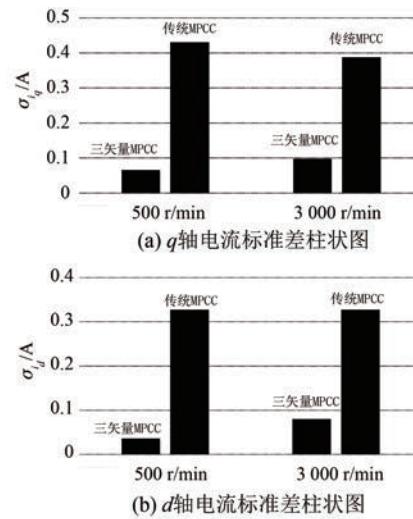
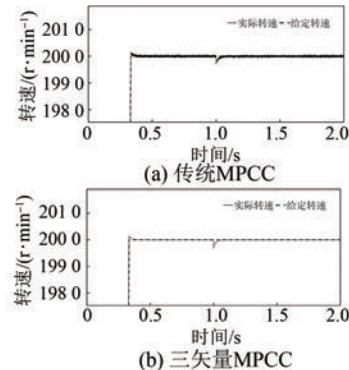
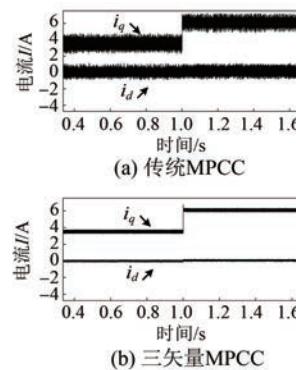
图 12  $d$ - $q$  轴电流标准差

图 13 突加 0.22 N·m 负载的转速波形

图 14 突加 0.22 N·m 负载的时  $d$ - $q$  轴电流波形

1 s 时分别对给定转速突增和突减 500 r/min, 转速及  $d$ - $q$  轴电流仿真结果如图 15 和图 16 所示。

由图 13~图 16 波形的对比可知, 在对电机进行突加负载和突增或突减给定转速时, 传统 MPCC 和三矢量 MPCC 都能够快速恢复至稳态。这表明三矢量 MPCC 的动态性能与传统 MPCC 同样优异。

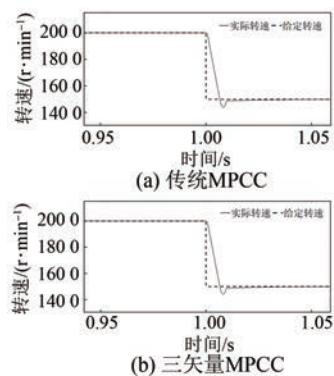


图 15 给定转速突减 500 r/min 时转速波形

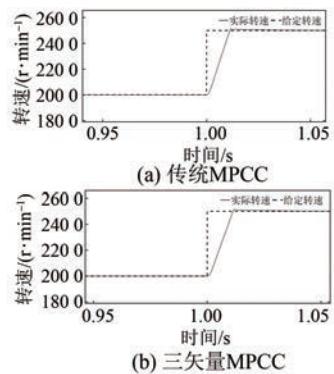


图 16 给定转速突增 500 r/min 时转速波形

## 5 结语

本文提出的一种基于参考电流斜率的三矢量预测电流控制策略能够解决模型预测控制策略中计算量过大的问题,同时解决了输出电压矢量相位无法调节的问题。该方法利用参考电流斜率与基本电压矢量电流斜率相比较的方式选择出所需要的有效电压矢量,无需对所有基本电压矢量的电流预测值进行计算,且避免使用价值函数进行遍历寻优,减小了电压矢量的选取过程的计算量。保证了系统优良的动态与稳态性能。仿真结果表明,相较于传统模型预测电流控制,所提控制策略可有效减小电流脉动,提高系统的稳态性能。

## 【参考文献】

- [1] 郭磊磊, 张兴, 杨淑英, 等. 一种改进的永磁同步发电机模型预测直接转矩控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(18): 5053-5061.
- [2] CHEN H C, CHEN K Y, CHEN W Y. High

efficiency current control methods based on multidimensional feedback quantization and its application to three phase PMSM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(11): 5820-5829.

- [3] 徐艳平, 雷亚洲, 马灵芝, 等. 基于反推控制的永磁同步电机新型直接转矩控制方法[J]. 电工技术学报, 2015, 30(10): 83-89.
- [4] 黄林森, 赵文祥, 吉敬华, 等. 稳态性能改善的双三相永磁电机直接转矩控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(2): 355-367.
- [5] 史婷娜, 张维, 肖萌, 等. 基于矢量作用时间的永磁同步电机预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(19): 1-10.
- [6] 齐昕, 苏涛, 周珂, 等. 交流电机模型预测控制策略发展概述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(18): 6408-6419.
- [7] 夏长亮, 仇旭东, 王志强, 等. 基于矢量作用时间的新型预测转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(11): 3045-3053.
- [8] XU Y, ZHANG B, ZHOU Q. A model predictive current control method of PMSM based on the simultaneous optimization of voltage vector and duty cycle [C] // 2016 Power Electronics and Motion Control Conference, 2016.
- [9] 徐艳平, 张保程, 周钦. 永磁同步电机双矢量模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(20): 222-230.
- [10] WANG X H, SUN D. Three-vector-based low-complexity model predictive direct power control strategy for doubly fed induction generators[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 773-782.
- [11] 徐艳平, 王极兵, 周钦, 等. 永磁同步电动机双优化三矢量模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(6): 1857-1864+1923.
- [12] ZHANG Y C, YANG H T. Model predictive torque control of induction motor drives with optimal duty cycle control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(12): 6593-6603.
- [13] CORTES P, RODRIGUEZ R J, SILVA A C, et al. Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter [J]. IEEE Transactions Industrial Electronics, 2012, 59(2): 1323-1325.

(下转第 73 页)

- [ 5 ] 涂志文, 蒋成明, 涂群章, 等. 电动车用永磁同步电机无传感器控制技术综述[J]. 微电机, 2022, 55(6): 99-105.
- [ 6 ] 吴少博. 周视扫描转台 PMSM 终端滑模控制方法研究[D]. 北京: 中国科学院大学, 2021.
- [ 7 ] FU D W, ZHAO X M, ZHU J G. A novel robust super-twisting nonsingular terminal sliding mode controller for permanent magnet linear synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(3): 2936-2945.
- [ 8 ] LIN J, ZHANG S L, ZHOU L, et al. Improved sliding mode control of permanent magnet synchronous linear motor based on model-assisted linear extended state observer [J]. IEEE Access, 2022, 7: 70815-70824.
- [ 9 ] 肖雄, 王浩丞, 武玉娟, 等. 基于双滑模估计的主从结构共轴双电机模型预测直接转矩控制无速度传感器控制策略[J]. 电工技术学报, 2021, 36(5): 1014-1026.
- [ 10 ] 郭军宏, 曹太强, 林轩, 等. 一种改进滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制[J/OL]. 控制工程, 2022-09-06. <https://kns.cnki.net/kcms/detail/> 21. 1476. TP. 20220905. 1541. 002. html.
- [ 11 ] CHEN Z, ZHANG X X, ZHANG H, et al. Adaptive sliding mode observer-based sensorless control for SPMSM employing a dual-PLL [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(1): 1267-1277.
- [ 12 ] 王辉航, 赵朝会, 万东灵, 等. 基于非奇异快速终端滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(1): 28-33.
- [ 13 ] 彭思齐, 蒋雨函, 兰志勇, 等. 永磁同步电机新型指型自适应滑模观测器无传感器控制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(5): 104-114.
- [ 14 ] 李帅, 孙立志, 刘兴亚, 等. 永磁同步电机电流谐波抑制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(增刊1): 87-96.
- [ 15 ] 李生民, 梁吉宁, 肖亚敏. 基于 SOGI 的 PMSM 谐波电流抑制方法研究[J]. 电力电子技术, 2019, 53(10): 67-70.
- [ 16 ] 苏锦智, 张继鹏, 安群涛. 基于频率自适应复矢量 PI 控制的 PMSM 电流谐波抑制策略[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(12): 30-36.

(上接第 29 页)

- [ 14 ] BOUAFIA A, GAUBERT J P, KRIM F. Predictive direct power control of three-phase pulselwidth modulation ( PWM ) rectifier using space-vector modulation ( SVM )[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(1): 228-236.
- [ 15 ] CHENG K L, LIU T H, YU J T, et al. Model-free predictive current control for interior permanent-magnet synchronous motor drives based on current difference detection technique[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(2): 667-681.
- [ 16 ] GHERARDO P C, FABIO T, SILVERIO B, et al. An effective model-free predictive current control for synchronous reluctance motor drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(4): 3781-3790.
- [ 17 ] 沈坤, 章兢, 王坚. 一种多步预测的变流器有限控制集模型预测控制算法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(33): 37-44.