

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2417545

永磁同步电机多矢量模型预测电流控制^{*}

刘雨洪¹ 徐鹏¹ 舒伟² 余希瑞³ 蔡巍巍³

(1. 重庆理工大学电气与电子工程学院 重庆 400054; 2. 重庆中烟工业有限责任公司 重庆 400060;

3. 大陆汽车研发有限公司 重庆 401121)

摘要: 针对传统三矢量模型预测控制策略存在的矢量选择计算量大、各矢量作用时间计算复杂与存在较大共模电压的问题,提出了多矢量模型预测电流控制策略。首先针对较大共模电压问题,提出利用有效电压矢量合成代替传统零矢量,同时利用电压矢量选择表与电压矢量位置角快速选择矢量,减少矢量选择计算量,其次采用电压误差占空比的方式简化计算各矢量作用时间,最后通过仿真与实物平台验证其有效性,证明了该控制算法在提高系统稳态性能的同时抑制了较大共模电压对于电机的影响。

关键词: 永磁同步电机;模型预测控制;共模电压;多矢量;

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

Multi-vector model predictive current control for PMSM

Liu Yuhong¹ Xu Peng¹ Shu Wei² Yu Xirui³ Cai Weiwei³

(1. School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China;

2. Chongqing China Tobacco Industrial Company, Chongqing 400060, China;

3. Continental Automotive Research and Development Corporation, Chongqing 401121, China)

Abstract: In order to solve the problems of the traditional three-vector model predictive control strategy, such as large calculation amount of vector selection, complicated calculation of operation time of each vector and large common mode voltage, a multi-vector model predictive current control strategy is proposed. Firstly, to solve the problem of large common-mode voltage, it is proposed to replace traditional zero vector with effective voltage vector synthesis, and use voltage vector selection table and voltage vector position angle to quickly select vectors and reduce the calculation amount of vector selection. Secondly, voltage error duty cycle is adopted to simplify the calculation of the operation time of each vector. Finally, its effectiveness is verified by simulation and physical platform. It is proved that the control algorithm can improve the steady-state performance of the system and restrain the influence of large common mode voltage on the motor.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; model predictive control; common mode voltage; multivector

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)因其结构简单、功率密度大、效率和可靠性高等优点^[1],在在舰船电力推进、机器人、航空航天等领域被广泛应用^[2-4]。在这些应用领域中对PMSM的控制都具有较高的要求,但PMSM驱动系统是一个多变量、强耦合的复杂非线性系统,易受到外部扰动和内部参数误差等不确定因素的影响,若仍采用传统的线性控制策略会导致控制效果达不到要求。为此近年来国内外学者将模型预测控制、滑模变结构控制、自适应控制等应用于电机驱动系统中

以优化电机控制性能^[5-7]。

模型预测控制(model predictive control, MPC)因其电流控制效果好、动态响应快等优点使其在电机控制中得到了广泛的应用^[8]。有限控制集模型预测电流控制是MPC的一种,其具有控制效果好、鲁棒性强等优点^[9],但其在一个控制周期内仅使用一个开关矢量驱动电机,使电机在稳态运行时会有较大的电流纹波^[10]。为此,文献[8]提出了在一个周期内使用两个电压矢量,该方案通过对q轴电流的变化率进行分类,分为第一和第二矢量候选集,然后对两个集合进行依次排列组合,寻找出最优输入,其解决了单矢量控制带来的电流波动问题,但其存在计算量过大的问题,

为了解决该问题,文献[11]提出固定开关频率双矢量模型预测,利用传统双矢量参考电压矢量的变化规律设计了电压矢量选择表进行选择,从而大大减少了计算量。同时为了进一步提高系统稳态性能,文献[12]提出了三矢量模型预测电流控制(three-vector model predictive current control,TV-MPCC),其在单个控制周期内使用两个有效电压矢量和一个零电压矢量对电压进行更为精确的预测,文献[13]提出双优化的三矢量,利用矢量组合的方式确定矢量,扩大了输出电压的范围,进一步提高系统稳态性能,但两者都存在计算复杂的问题,文献[14]在确定最优矢量时利用电流无差拍控制进行快速确定减小了计算量,但次优矢量的确定仍采用寻优获得,而文献[15]同样根据电流无差拍控制原则,通过直交轴电流差值定义直交轴电流判定因数,简化了次优电压矢量的选择,两者虽然都减小了计算量但仍有改进空间,且两者都有较大的开关频率,文献[16]与文献[17]两者都改善了系统计算复杂度的同时固定了开关频率,文献[18]通过扩展电压矢量进一步提高了系统的稳态性能,但上述方案中都未考虑零矢量的存在会导致出现较大的共模电压(common-mode voltage,CMV),而共模电压的存在会缩短电机轴承的寿命,同时会产生电磁干扰,为了解决这一问题,文献[19]直接去除两个零矢量,在每个周期内使用两个有效电压矢量作用于电机,但其造成较大的电流纹波,为此文献[20]提出一种基于新空间电压矢量图的双矢量模型预测控制来平衡共模电压与电流质量之间的关系,但其是在双矢量模型预测的基础上进行的修改,虽其实现了对共模电压的控制,但总体上由于在一个周期内使用的双矢量,其仍存在电流质量较差的问题。

为了解决传统 TV-MPCC 存在的共模电压问题和计算量大的问题,提出了多矢量模型预测电流控制(multi-vector modelling predictive current control,MV-MPCC)策略。首先利用两个相反的有效电压矢量作用相同的时间来代替零矢量,以此解决共模电压问题,其次通过预测参考电压矢量的相角来直接判断其所在扇区并选出各个有效矢量,同时采用无电压误差的计算方式计算各矢量的占空比,最后通过仿真与实验证明了其可行性。

1 永磁同步电机数学模型

本文中以表贴式永磁同步电机(SPMMSM)为研究对象,首先假设电机运行于理想状态下,得出其 dq 坐标系下的数学模型如式(1)所示。

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L}(-Ri_d + \omega_e Li_q + u_d) \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L}(-Ri_q - \omega_e Li_d + u_q - \omega_e \psi_f) \\ \dot{\omega}_r = \frac{1}{J}(1.5 p_n \psi_f i_q - T - b_m \omega_r) \\ T_e = 1.5 p_n \psi_f i_q \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_d, i_q, u_d, u_q 分别表示 d, q 轴定子电流和定子电压, p_n 为电机极对数, J 为转动惯量, b_m 为粘度系数, T 为负载转矩, ω_r 为转子机械角度, ω_e 为转子电角度, ψ_f 为永磁体磁链, R 为定子电阻, L 为等效电感(其中 $L_d=L_q=L$)。

2 传统三矢量模型预测

传统 TV-MPCC 在一个控制周期内采用 3 个矢量,首先最优电压矢量的选择利用寻优原则选择出使代价函数最小的电压矢量,其次将除去最优矢量外的其他非零矢量作为次优矢量,零矢量的选择以最小开关损耗为原则,最后通过排列组合计算每一组的代价函数选择出最优的一组电压矢量组合。

首先据式(1)可以得出在 k 时刻零电压矢量作用时的 d, q 轴电流变化率为:

$$\begin{cases} S_{d0} = \frac{di_d}{dt} |_{V_s=V_{0,7}} = \frac{-Ri_d(k) + \omega_e Li_q}{L} \\ S_{q0} = \frac{di_q}{dt} |_{V_s=V_{0,7}} = \frac{-Ri_q(k) - \omega_e Li_d - \omega_e \psi_f}{L} \end{cases} \quad (2)$$

同理结合式(2)可得在 k 时刻非零矢量作用时 d, q 轴电流变化率为:

$$\begin{cases} S_d = \frac{di_d}{dt} |_{V_s=V_{1,2,3,4,5,6}} = S_{d0} + \frac{u_{ds}}{L} \\ S_q = \frac{di_q}{dt} |_{V_s=V_{1,2,3,4,5,6}} = S_{q0} + \frac{u_{qs}}{L} \end{cases} \quad (3)$$

由式(2)、(3)可以分别求出 3 个矢量作用时的电流变化率,同时结合 d, q 轴电流无差拍原则可以得出在 $k+1$ 时刻 d 轴电流和 q 轴电流为:

$$\begin{cases} i_d^* = i_d(k) + S_{d1}t_1 + S_{d2}t_2 + S_{d0}(T_s - t_1 - t_2) \\ i_q^* = i_q(k) + S_{q1}t_1 + S_{q2}t_2 + S_{q0}(T_s - t_1 - t_2) \end{cases} \quad (4)$$

式中:下标“1”表示最优电压矢量,“2”表示次优电压矢量,“0”表示零电压矢量。其次 t, T_s 表示为作用时间和控制周期。结合式(2)~(4)可得:

$$t_1 = \frac{1}{D}\{[i_d^* - i_d(k)](S_{q2} - S_{q0}) + [i_q^* - i_q(k)](S_{d0} - S_{d2}) + T_s(S_{q0}S_{d2} - S_{d0}S_{q2})\} \quad (5)$$

$$t_2 = \frac{1}{D}\{[i_d^* - i_d(k)](S_{q0} - S_{q1}) + [i_q^* - i_q(k)](S_{d1} - S_{d0}) + T_s(S_{q1}S_{d0} - S_{d1}S_{q0})\} \quad (6)$$

$$t_0 = T_s - t_1 - t_2 \quad (7)$$

式(5)、(6)中 D 表示为:

$$D = S_{q0}S_{d2} + S_{q1}S_{d0} + S_{q2}S_{d1} - S_{q1}S_{d2} - S_{q2}S_{d0} - S_{q0}S_{d1} \quad (8)$$

结合上式可以计算出各个矢量组合的代价函数,选择代价函数最小的一组作为输出电压矢量,其中代价函数表示为:

$$g = (i_d^* - i_d(k+1))^2 + (i_q^* - i_q(k+1))^2 \quad (9)$$

3 多矢量模型预测

TV-MPCC 虽然解决了单矢量存在系统稳态性能差的

问题,但其仍存在电压矢量选择需要多次寻优造成的计算量过大与各矢量作用时间计算复杂和未考虑共模电压的问题,为解决上述问题本文设计了 MV-MPCC 策略。

3.1 共模电压

共模电压是来源于 PMSM 的驱动系统三相两电平电压源逆变器(2L-VSI)存在于相与地之间的电压,其通常指 PMSM 负载中性点与逆变器直流母线中心之间的电位,如图 1 所示,图 2 为生成的电压矢量控制集。

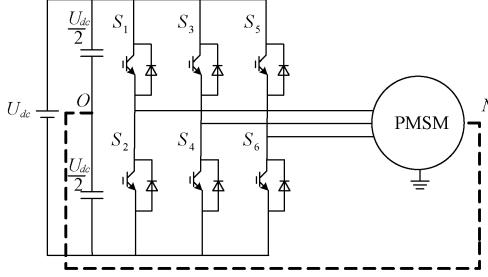


图 1 2L-VSL 驱动系统结构

Fig. 1 2L-VSL drive system structure

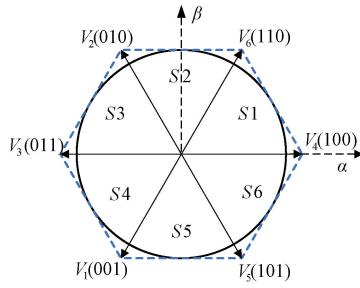


图 2 电压矢量控制集

Fig. 2 Voltage vector control set

因此三相两电平电压源逆变器产生的共模电压表达式如式(10)所示。

$$V_{CMV} = \frac{U_{dc}}{3}(S_a + S_b + S_c) - \frac{U_{dc}}{2} \quad (10)$$

式中: U_{dc} 为直流母线电压, S_a, S_b, S_c 为 3 个支路的开关状态。根据式(10)可以得出各个开关状态下的共模电压,如表 1 所示。从表中可以看出 V_0 和 V_7 两个零矢量对应的共模电压较大。

表 1 共模电压的大小

Table 1 The magnitude of common mode voltage

电压矢量	共模电压
V_0, V_7	$\pm U_{dc}/2$
$V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$	$\pm U_{dc}/6$

3.2 零矢量的选择

传统 TV-MPCC 的参考电压合成采用两个有效矢量和一个零矢量来合成,但零矢量会使其产生较大的共模电压,

为了解决零矢量带来的共模电压问题,本文提出使用参考电压所在扇区相邻的未使用的两个相反的电压矢量共同作用相同时间以此代替零矢量的作用。例如当参考矢量位于第一扇区时,选择 V_2 和 V_5 相反矢量作用相同的时间以此来模拟代替零矢量的作用,具体如图 3 所示。

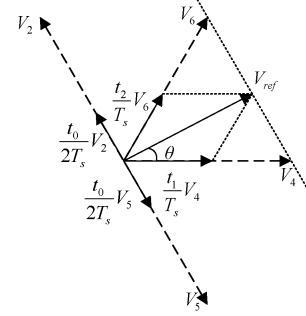


图 3 零矢量的合成

Fig. 3 Composition of zero vector

其他扇区同理,推导出在不同扇区下对应的候选电压矢量,具体如表 2 所示。

表 2 电压矢量选择表

Table 2 Voltage vector selection table

扇区	第一矢量	第二矢量	零矢量
S1	V4	V6	V2&V5
S2	V6	V2	V3&V4
S3	V2	V3	V1&V6
S4	V3	V1	V2&V5
S5	V1	V5	V3&V4
S6	V5	V4	V1&V6

3.3 参考电压矢量的计算

传统 TV-MPCC 需要将所有的电压矢量组合分别进行计算,寻求出使代价函数最小的一组作为输出,该方法计算量过大。为减少计算量,本文通过计算预测参考电压矢量的相角来直接判断扇区。

首先将式(1)进行一阶正向欧拉离散化,得出电流预测方程为:

$$\begin{cases} i_d(k+1) = i_d(k) + \frac{T_s}{L}(u_d(k) - R i_d(k) + E_d(k)) \\ i_q(k+1) = i_q(k) + \frac{T_s}{L}(u_q(k) - R i_q(k) + E_q(k)) \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} E_d(k) = R i_d(k) + \omega_e L i_q(k) \\ E_q(k) = -\omega_e L i_d(k) - \omega_e \phi_f \end{cases} \quad (12)$$

在实际运用中,由于计算过程存在不可避免的时间延迟问题,导致当前时刻的参考电压并不能很好的反应当前实际情况,为了降低延迟带来的影响,对上式进一步预测:

$$\begin{cases} i_d(k+2) = i_d(k+1) + \frac{T_s}{L}(u_d(k+1) - \\ Ri_d(k+1) + E_d(k+1)) \\ i_q(k+2) = i_q(k+1) + \frac{T_s}{L}(u_q(k+1) - \\ Ri_q(k+1) + E_q(k+1)) \end{cases} \quad (13)$$

式中: $i_d(k+2)$ 、 $i_q(k+2)$ 为 $k+2$ 时刻 d 、 q 轴预测电流; $E_d(k+1)$ 、 $E_q(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻 d 、 q 轴反电动势。

由于系统的机械惯量较大,与较快的电变量相比,对于相邻采样时间内的机械变量可以近似认为是相等的,因此对于 $k+1$ 时刻的反电动势可以认为 $E_d(k+1)=E_d(k)$ 、 $E_q(k+1)=E_q(k)$,同时结合无差拍理论,令 $i_d(k+2)=i_d^*$ 、 $i_q(k+2)=i_q^*$,求出当前预测参考电压:

$$\begin{cases} u_d^p(k+1) = \frac{i_d^* - i_d(k+1)}{T_s} L + Ri_d(k+1) - \\ \omega_e(k)Li_q(k+1) \\ u_q^p(k+1) = \frac{i_q^* - i_q(k+1)}{T_s} L + Ri_q(k+1) + \\ \omega_e(k)Li_d(k+1) + \omega_e(k)\phi_f \end{cases} \quad (14)$$

式中: $u_d^p(k+1)$ 、 $u_q^p(k+1)$ 表示 $k+2$ 时刻的 d 、 q 轴的预测参考电压。

进一步转化,将其变换到 $\alpha-\beta$ 坐标系:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha^p(k+1) \\ u_\beta^p(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d^p(k+1) \\ u_q^p(k+1) \end{bmatrix}. \quad (15)$$

式中: $u_\alpha^p(k+1)$ 、 $u_\beta^p(k+1)$ 表示 $\alpha-\beta$ 坐标系下的预测参考电压。

计算出参考电压与 α 轴的夹角值:

$$\theta^p = \arctan\left(\frac{u_\beta^p(k+1)}{u_\alpha^p(k+1)}\right). \quad (16)$$

式中: θ^p 为预测参考电压位置角。最后利用电压位置角与表 2 直接选择电压矢量。

3.4 占空比计算

结合 MV-MPCC 判断扇区时计算出的当前预测参考电压,本文采用基于电压误差的占空比计算方法。通过计算不同矢量作用下的预测电压与参考电压之间的差值计算各个矢量的占空比。首先假设各矢量作用时间都为整个周期,计算出各个矢量单独作用下 d 、 q 轴电压误差为:

$$\begin{cases} u_{iq} = |V_{iq} - u_q^p(k+1)| \\ u_{id} = |V_{id} - u_d^p(k+1)| \end{cases} \quad (17)$$

式中: V_{iq} 、 V_{id} 为当前电压矢量作用下 q 轴电压和 d 轴电压; u_{iq} 、 u_{id} 为当前电压与参考电压的误差;其中 $i=\{1, 2, 3, 4\}$ 分别表示第一、第二有效电压矢量和用于合成零矢量的电压矢量。

其次考虑理想情况下,各矢量作用时其电压误差都为零,所以将式(17)改写为:

$$\begin{cases} t_1u_{1q} + t_2u_{2q} + t_0(u_{3q} + u_{4q}) = 0 \\ t_1u_{1d} + t_2u_{2d} + t_0(u_{3d} + u_{4d}) = 0 \end{cases} \quad (18)$$

式中: t_1 、 t_2 、 t_0 表示第一、第二和零矢量的占空比。

最后结合式(18)和 $t_1+t_2+t_0=1$,可以推导出各矢量占空比为:

$$\begin{cases} t_1 = \frac{u_{0q}u_{2q} - u_{2d}u_{0q}}{u_{1d}(u_{0q} - u_{2q}) + u_{2d}(u_{1q} - u_{0q}) + u_{0d}(u_{2q} - u_{1q})} \\ t_2 = \frac{u_{1q}u_{0q} - u_{0d}u_{1q}}{u_{1d}(u_{0q} - u_{2q}) + u_{2d}(u_{1q} - u_{0q}) + u_{0d}(u_{2q} - u_{1q})} \\ t_0 = 1 - t_1 - t_2 \end{cases} \quad (19)$$

式中: t_0 表示用于合成零矢量的两个电压矢量的共同作用时间,且两者作用时间应当相同,以实现代替零矢量的作用。

3.5 矢量作用顺序

传统 TV-MPCC 的 3 个电压矢量是通过代价函数选择出的,同时为了降低开关损耗,保证每次动作只改变开关管一个桥臂的开关状态,其在一个控制周期内将 3 个矢量进行了分段处理。而 MV-MPCC 在一个周期内有 4 个电压矢量,同样为了降低开关损耗,将其进行分段处理,因其有四个非零矢量所以采用对称七段式的方式,以第一扇区为例各矢量作用顺序如图 4 所示,可以看出其每次动作只改变了一个开关管状态,减小了电流波动,同时也避免了 3 个开关管同时开启或关断的情况。

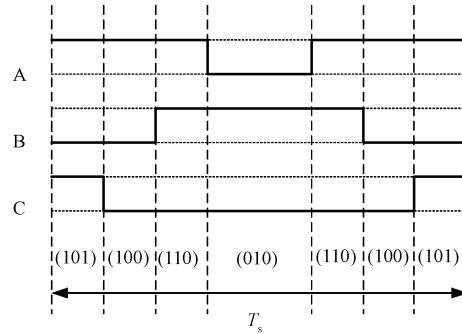


图 4 第一扇区矢量作用顺序

Fig. 4 Sequence of vector action in the first sector

4 仿真及实物实验分析

4.1 仿真实验与分析

为验证所提控制算法有效性,利用 Simulink 搭建 SPMSM 仿真模型,对 TV-MPPC 与 MV-MPCC 进行了仿真对比。其中 MV-MPCC 系统框图如图 5 所示,SPMSM 具体参数如表 3 所示,直流母线电压为 240 V,仿真时长 0.5 s,采用离散模型。转速 1 000 r/min,采样频率 10 kHz,额定功率为 1.1 kW,额定输出转矩为 3 N·m。

图 6 和 7 分别给出了在 TV-MPCC 和 MV-MPCC 的控制下其各自的转速波形图。首先观察其启动波形,可以看出两者都能在 0.07 s 左右到达目标转速,满足系统的控制要求,然后观察 0.2 s 时的变载情况,可以看出两种控

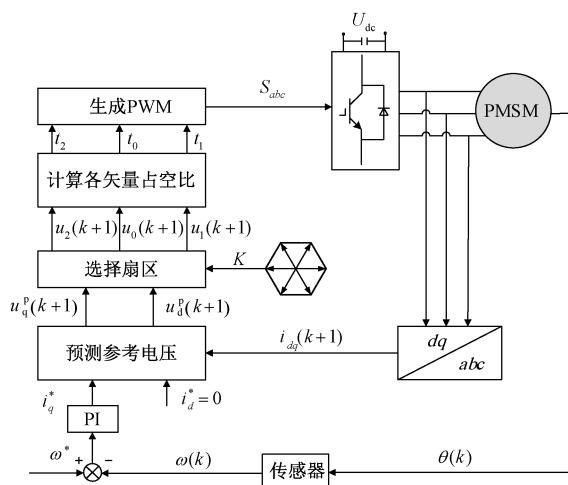


图5 MV-MPCC系统框图

Fig. 5 MV-MPCC system block diagram

表3 永磁同步电机参数

Table 3 Parameters of permanent magnet synchronous motor

电机参数	数值
电机极对数	4
定子电阻/ Ω	0.95
交、直轴电感/mH	8.5
转动惯量/(kg·m ²)	0.003
阻尼系数/(N·m·s·rad ⁻¹)	0.008
磁链/(Wb)	0.182

制都能在0.05 s左右恢复至目标转速,具有良好的动态跟踪效果;最后观察两者在稳定后的转速局部放大图,可以看出MV-MPCC的转速波动在0.04 r/min,而TV-MPCC的转速波动在0.4 r/min。综上可以得出结论,MV-MPCC和TV-MPCC都具有良好的动态性能,但MV-MPCC的精度更高。

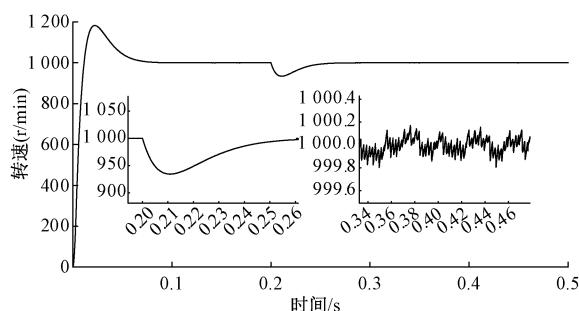


图6 TV-MPCC电机转速仿真图

Fig. 6 TV-MPCC motor speed simulation diagram

图8、9分别给出了两种控制下的dq轴电流的仿真图。观察局部放大图可以看到在TV-MPCC控制下q轴电流波动为0.6 A左右,d轴电流波动为±0.2 A左右,而在MV-MPCC控制下,其q轴电流波动为0.25 A左右,d轴电流波动范围为±0.1 A左右。综上可得,在MV-MPCC的控制下其电流纹波更小,具有更好的稳态性能。

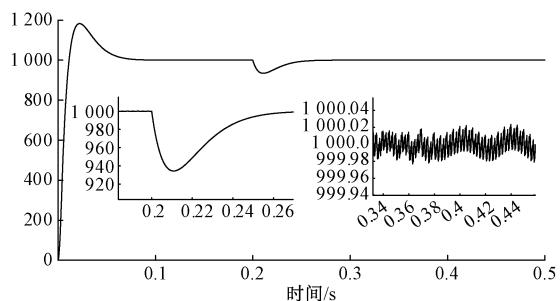


图7 MC-MPCC电机转速仿真图

Fig. 7 Simulation diagram of MC-MPCC motor speed

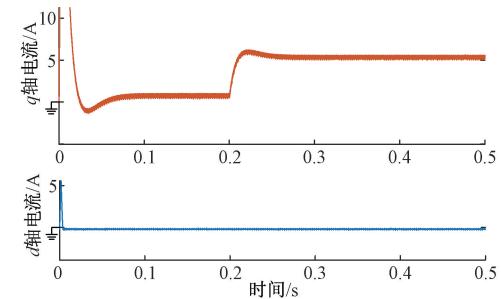
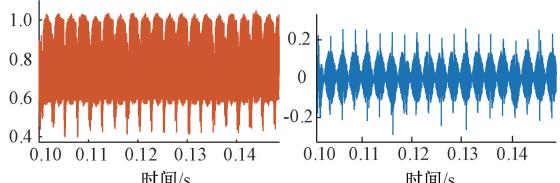
(a) d、q轴电流整体图
(a) Overall current diagram of d 、 q axis(b) q轴电流局部放大图
(b) Local amplification of q -axis current
(c) d轴电流局部放大图
(c) Local amplification of d -axis current图8 TV-MPCC电机 d 、 q 轴电流仿真图

Fig. 8 dq shaft current simulation diagram of TV-MPCC motor

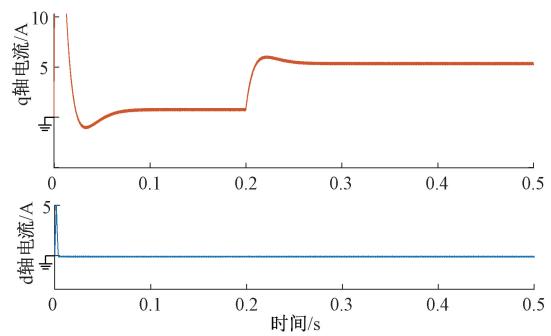
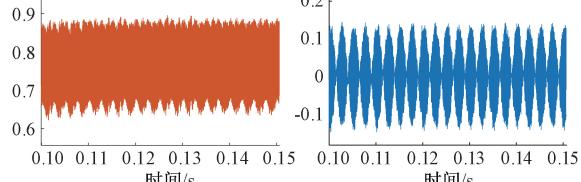
(a) d、q轴电流整体图
(a) Overall current diagram of d 、 q axis(b) q轴电流局部放大图
(b) Local amplification of q -axis current
(c) d轴电流局部放大图
(c) Local amplification of d -axis current图9 MV-MPCC电机 d 、 q 轴电流仿真图

Fig. 9 dq shaft current simulation diagram of MV-MPCC motor

图 10、11 分别给出了在两种控制下的相电流波形仿真图。从整体图可以明显看出负载变化时其相电流的变化过程,同样可以得出其动态性能良好;然后利用 Matlab 的 FFT 分析对 A 相电流进行谐波分析得到 TV-MPCC 的 THD 值为 18.76%,而 MV-MPCC 的 THD 值只有 10%,可以得出在 MV-MPCC 控制下其稳态性能得到了提升。

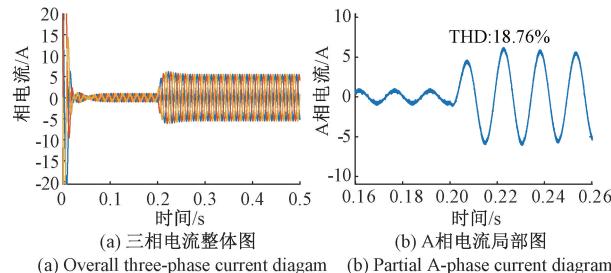


图 10 TV-MPCC 电机相电流仿真图

Fig. 10 Phase current simulation diagram of TV-MPCC motor

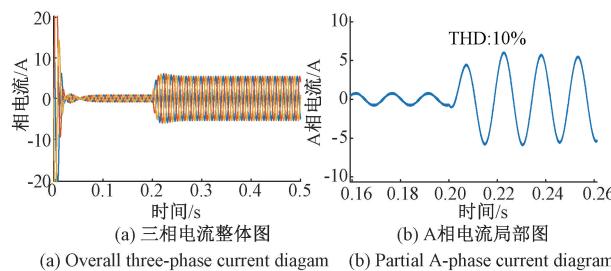


图 11 MV-MPCC 电机相电流仿真图

Fig. 11 Phase current simulation diagram of MV-MPCC motor

图 12、13 分别给出了两种控制策略下各自共模电压的仿真图。从图中可以看出,TV-MPCC 控制时其共模电压存在 $\pm U_{dc}/2$ 的情况,即 ± 120 V;而采用 MV-MPCC 控制时因使用有效电压矢量代替了传统的零矢量,所以其共模电压都是较小的 $\pm U_{dc}/6$ 的情况,即 ± 40 V,符合理论分析结果。

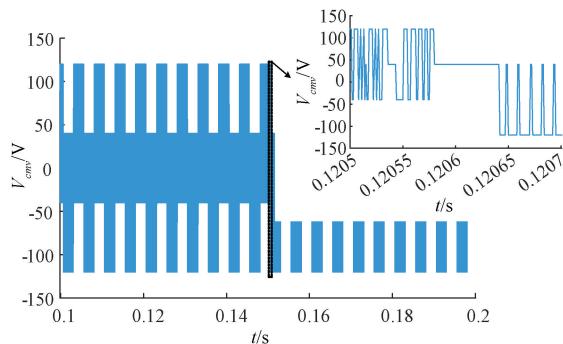


图 12 TV-MPCC 电机共模电压仿真图

Fig. 12 TV-MPCC motor common-mode voltage simulation diagram

最后分析对比两种控制策略的开关频率与其计算量。首先对于开关频率的计算,通过统计 0.5 s 内 A 相上桥臂的开关次数来计算开关频率。对于传统三矢量 MPCC,其

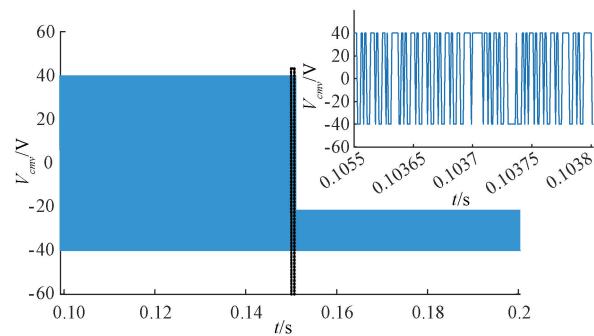


图 13 MV-MPCC 电机共模电压仿真图

Fig. 13 MV-MPCC motor common-mode voltage simulation diagram

在 0.5 s 内 A 相上桥臂的开关次数为 4 429,所以其开关频率为 8.86 kHz,多矢量 MPCC 在 0.5 s 内 A 相上桥臂的开关次数为 4 983,所以其开关频率为 9.97 kHz。最后为了验证所提算法在减小计算量上的可行性,利用 Matlab 中的 tic 与 toc 函数测量两种控制算法的核心部分的执行时间,将其循环执行 10 000 次取其平均值,最终得出三矢量 MPCC 的执行时间为 6.118 μ s,而多矢量 MPCC 的执行时间为 4.019 μ s。

4.2 实物实验与分析

为验证本文所提控制策略可行性,搭建如下图 14 所示 PMSM 调速系统实验平台。该平台采用型号为 DMKE-60BM-01330C5-C 的 PMSM,额定转速 1 000 r/min,额定功率为 0.4 kW,采样频率 10 kHz,母线电压 30 V,电阻 0.289 Ω ,电感 1.025 mH,磁链为 0.18 Wb,转动惯量 0.000 057 kg \cdot m²。核心控制板采用 STM32F407 芯片,负载通过磁滞制动器控制,实验结果如图 15~18 所示。

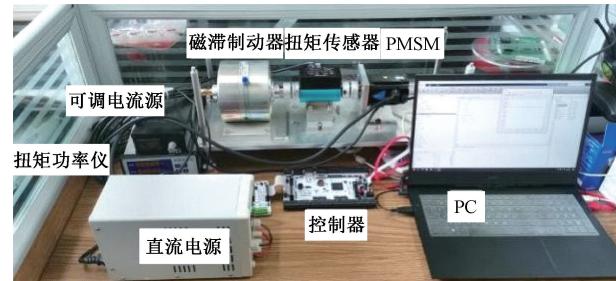


图 14 实物实验平台

Fig. 14 Physical experiment platform

同仿真设置一致,空载启动,同时在稳定后通过磁滞制动器增加一个负载,观察其动态性能、稳态性能与共模电压的情况。

观察图 15、16 首先可以看出两种控制算法都能满足系统动态控制要求,在启动和加载后都能恢复稳定,其中传统 TV-MPCC 的 d 轴电流在空载和带载稳定后的波动都为 1 A 左右,q 轴电流波动在 ± 0.5 A 左右,而 MV-MPCC 的 d 轴电流在稳定后的波动为 0.7 A 左右,q 轴电流波动在 ± 0.4 A 左右。综上,在 MV-MPCC 下系统的稳态电流

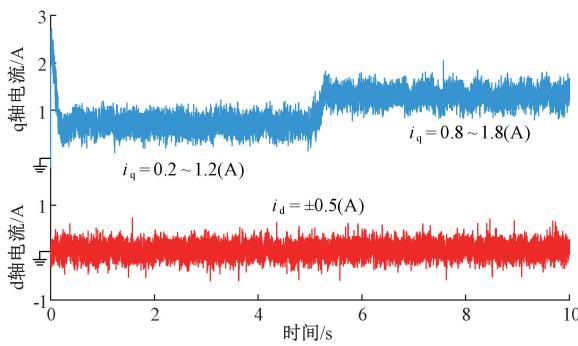
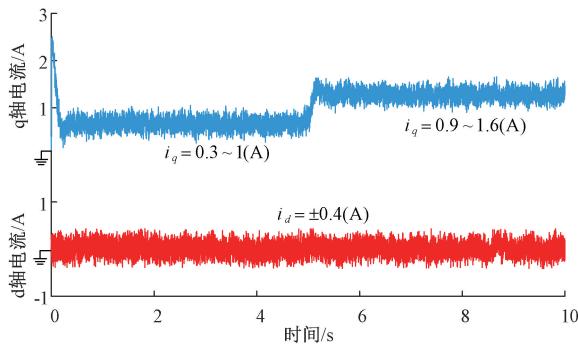
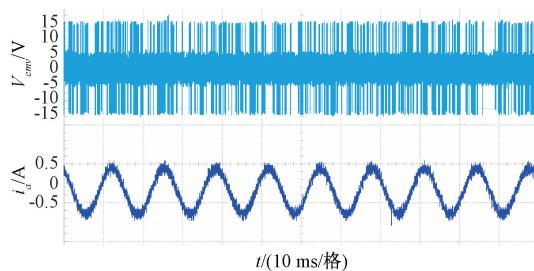
图 15 传统 TV-MPCC 负载突变下 d 、 q 轴电流Fig. 15 d , q axis current under conventional TV-MPCC load mutation图 16 MV-MPCC 负载突变下 d 、 q 轴电流Fig. 16 d , q axis current under MV-MPCC load mutation

图 17 传统 TV-MPCC 共模电压与 A 相电流

Fig. 17 TV-MPCC common mode voltage and A-phase current

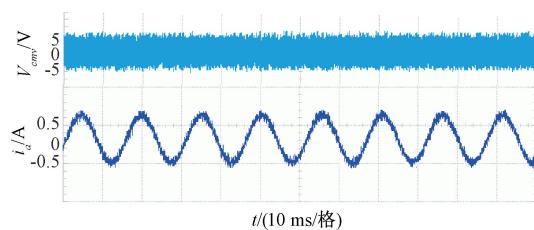


图 18 MV-MPCC 共模电压与 A 相电流

Fig. 18 MV-MPCC common mode voltage and A-phase current

波动更小。

图 17、18 分别展示了两种控制算法下各自的共模电压大小与 A 相电流的波形图。从图中可以看出传统 TV-MPCC 的共模电压存在 $\pm U_{dc}/2$ 的波动，而 MV-MPCC 只

在 $\pm U_{dc}/6$ 下波动，说明该控制策略解决了传统 TV-MPCC 存在的共模电压问题，同时观察两种控制算法下的 A 相电流，可以看出改进算法下的电流质量同样得到提高。

5 结 论

提出的 MV-PMCC，通过设计合成矢量代替传统零矢量，同时采用电压矢量位置角快速选择矢量与利用电压误差占空比方式计算作用时间，其次通过与传统 TV-MPCC 进行仿真对比分析，可以得出结论该控制策略在提高了系统稳态性能的同时抑制了较大共模电压的影响。最后为了验证其实际运用的可行性，基于 stm32 芯片搭建了实物实验平台，并对其稳态性能与共模电压进行了对比，得出与理论分析一致的结论。

参考文献

- [1] 於锋, 朱晨光, 吴晓新, 等. 基于矢量分区的永磁同步电机三电双矢量模型预测磁链控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(10): 2130-2140.
YU F, ZHU CH G, WU X X, et al. Prediction of flux control of permanent magnet synchronous motor based on vector partition three-electric dual-vector model[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(10): 2130-2140.
- [2] 王晓琳, 刘思豪, 顾聪. 基于自适应基准锁相环的高速永磁电机转子位置误差全补偿方法[J]. 电工技术学报, 2021, 36(20): 4308-4317.
WANG X L, LIU S H, GU C. Full compensation method for rotor position error of high speed permanent magnet motor based on adaptive reference phase-locked loop [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(20): 4308-4317.
- [3] 王建设, 徐荣, 孙友增. 永磁同步电动机发展综述[J]. 科技与创新, 2016(16): 5-6.
WANG J SH, XU R, SUN Y Z. Review on the development status of permanent magnet synchronous motor[J]. Science and Technology Innovation, 2016(16): 5-6.
- [4] 柴凤, 宫海龙, 程树康. 混合电驱动用永磁同步电动机发展综述[J]. 微电机, 2009, 42(5): 51-54.
CHAI F, GONG H L, CHENG S H K. Review on the development of permanent magnet synchronous motor for hybrid electric drive [J]. Micromotors, 2009, 42(5): 51-54.
- [5] LI X L, XUE Z W, ZHANG L X, et al. A low complexity three-vector-based model predictive torque control for SPMSM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 13002-13012.
- [6] TOSO F, CARLET P G, FAVATO A, et al. On-line continuous control set MPC for PMSM drives current loops at high sampling rate using qpOASES[C]. 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2019.
- [7] NGUYEN A T, RAFAQ M S, CHOI H H, et al. A model reference adaptive control based speed controller

- for a surface-mounted permanent magnet synchronous motor drive [J]. IEEE Transactions on industrial electronics, 2018, 65(12): 9399-9409.
- [8] 姚绪梁, 黄乘齐, 王景芳, 等. 具有参数辨识功能的永磁同步电机双矢量模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(23): 9319-9330.
- YAO X L, HUANG CH Q, WANG J F, et al. Dual vector model predictive current control of permanent magnet synchronous motor with parameter identification [J]. Chinese Society of Electrical Engineering, 2023, 43(23): 9319-9330.
- [9] 冯智煜, 高琳, 殷凯轩, 等. 开绕组永磁同步电机零矢量注入模型预测控制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(2): 32-42.
- FENG ZH Y, GAO L, YIN K X, et al. Zero vector injection model predictive control for open winding permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(2): 32-42.
- [10] 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.
- XU Y P, ZHANG B CH, ZHOU Q. Dual vector model predictive current control for permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(20): 222-230.
- [11] 陈荣, 翟凯森, 舒胡平. 永磁同步电机双矢量固定开关频率模型预测控制研究[J]. 电工技术学报, 2023, 38(14): 3812-3823.
- CHEN R, ZHAI K M, SHU H P. Research on dual vector fixed switching frequency model predictive control for permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(14): 3812-3823.
- [12] 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. Three-vector model predictive current control for permanent magnet synchronous motors[J]. Journal of Electrical Engineering Technology, 2018, 33(5): 980-988.
- [13] 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.
- XU Y P, WANG J B, ZHOU Q, et al. Dual-optimization three-vector model predictive current control for permanent magnet synchronous motors[J]. Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering, 2018, 38(6): 1857-1864.
- [14] 周立, 尚治博, 谢磊, 等. 永磁同步电机三矢量优化预测电流控制[J]. 电力电子技术, 2022, 56(6): 49-52.
- ZHOU L, SHANG ZH B, XIE L, et al. Three-vector optimization predictive current control for permanent magnet synchronous motors [J]. Power Electronics Technology, 2022, 56(6): 49-52.
- [15] 颜朝斌, 杨公德, 杨明发. 永磁同步电机新型模型预测电流控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(5): 91-100.
- YAN ZH B, YANG G D, YANG M F. Novel model predictive current control for permanent magnet synchronous motors[J]. Journal of Electrical Machines and Control, 2024, 28(5): 91-100.
- [16] 陈荣, 舒胡平, 翟凯森. 低复杂度永磁同步电机三矢量固定开关频率模型预测电流控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(9): 3710-3722.
- CHEN R, SHU H P, ZHAI K M. Low-complexity fixed switching frequency three-vector model predictive current control strategy for permanent magnet synchronous motors[J]. Chinese Society of Electrical Engineering, 2024, 44(9): 3710-3722.
- [17] 刘述喜, 黄思源, 唐博, 等. 双馈风机改进型三矢量模型预测电流控制[J]. 电子测量技术, 2024, 47(15): 13-22.
- LIU SH X, HUANG S Y, TANG B, et al. Improved three-vector model predictive current control for doubly fed wind turbines [J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(15): 13-22.
- [18] 赵昕博, 刘慧博. 基于扩展电压矢量的三矢量模型预测电流控制策略[J]. 电子测量技术, 2024, 47(12): 91-99.
- ZHAO X B, LIU H B. Prediction of current control strategy by three-vector model based on extended voltage vector [J]. Electronic Measurement Technology, 2019, 47(12): 91-99.
- [19] KWAK S, MUN S. Model predictive control methods to reduce common-mode voltage for three-phase voltage source inverters[J]. IEEE transactions on power electronics, 2014, 30(9): 5019-5035.
- [20] LI X, XIE M, JI M, et al. Restraint of common-mode voltage for PMSM-Inverter systems with current ripple constraint based on voltage-vector MPC [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2023, 4(2): 688-697.

作者简介

- 刘雨洪(通信作者), 硕士研究生, 主要研究方向为电机驱动及其控制。
E-mail: 1154651690@qq.com
- 徐鹏, 博士, 副教授, 研究生导师, 主要研究方向为智能控制技术。
E-mail: xupeng5477@126.com
- 舒炜, 硕士, 主要研究方向为电气控制技术。
E-mail: 42118227@qq.com
- 余希瑞, 硕士, 主要研究方向为汽车控制。
E-mail: xirui.yu@continental-corporation.com
- 蔡巍巍, 硕士, 主要研究方向为汽车控制。
E-mail: weiwei.cai@continental.com