

一种改进永磁同步电机双矢量模型预测控制策略*

徐殿胜, 张志锋

(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870)

摘要: 永磁同步电机(PMSM)传统的模型预测控制(MPC)策略在一个控制周期内通过遍历计算,因只施加一个电压矢量,使得控制效果并不理想,并且算法计算量也比较大。针对此问题,在已有的两种MPC方法的基础上,提出一种优化方法,使得在保持良好的动静态性能的同时,开关频率也保持在较低水平。该方法通过扇区判断减少计算量,离散过程采用精度更高的龙格-库塔的离散方式,采用拉格朗日乘子法计算占空比。最后通过搭建模型仿真,与已有的两种双矢量MPC方法相比,验证了所提方法的有效性。

关键词: 永磁同步电机; 模型预测控制; 扇区判断; 拉格朗日乘子法

中图分类号: TM341 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2022)11-0001-08

doi: 10.12177/emca.2022.117

An Improved Dual-Vector Model Predictive Control Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motor*

XU Diansheng, ZHANG Zhifeng

(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

Abstract: The traditional model predictive control (MPC) of permanent magnet synchronous motor (PMSM) applies only one voltage vector through ergodic calculation in a control cycle, which makes the control effect is not ideal, and the algorithm has a large amount of calculation. In order to solve this problem, an optimization method is proposed based on the existed two MPC methods, which achieves good dynamic and static performance while reducing switching frequency. This method reduces calculation by judging the sector. Runge-Kutta discrete method with higher precision is used in the discrete process. Lagrange multiplier method is used to calculate duty ratio. Finally, the effectiveness of the proposed method is verified by comparison with the existed two dual-vector MPC methods through model simulation.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); model predictive control (MPC); sector judgment; Lagrange multiplier method

0 引言

永磁同步电机(PMSM)广泛应用于电动汽车、风力发电和工业自动化等领域,因为其具有结构灵活、效率高、功率密度高等优点^[1]。与磁场定向控制(FOC)相比,直接转矩控制(DTC)成为一种高性能的控制策略,因为不依赖于PMSM的参

数。然而,磁滞比较器只选择一个电压矢量,不可避免地会引起转矩脉动^[2]。

有限控制集模型预测控制(FCS-MPC)广泛应用于电力电子和电力传动领域,具有直观性和灵活的成本函数,可以为约束条件灵活地设置成本函数^[3-4]。FCS-MPC可以有效利用逆变器的离散性,通过离散的数学模型预测系统变量的未来行

收稿日期: 2022-05-25; 收到修改稿日期: 2022-09-01

* 基金项目: 国家自然科学基金面上项目(51877139)

作者简介: 徐殿胜(1997—),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机模型预测控制。

张志锋(1981—),男,博士,教授,研究方向为现代电机和多电机控制、电动汽车驱动控制系统等。

为,然后通过最小化价值函数选择最优电压矢量^[5-6]。FCS-MPC易于实现,具有动态响应快、无参数整定、多变量控制和易于处理非线性约束的优点。与DTC相比,FCS-MPC选择的电压矢量更精确、更有效,有效解决了bang-bang控制方式存在开关频率不固定、电流脉动较大的问题。与磁场定向控制(FOC)相比,可以实现更快的动态响应。

根据预测控制对象的不同,模型预测控制(MPC)又可分为模型预测电流控制(MPCC)和模型预测转矩控制(MPTC)等。MPCC主要以电流为控制目标,成本函数只包含电流一项,因此不需要计算权重系数^[7-8]。MPTC以转矩和磁链为控制目标,且两者的量纲不一致,需要设计权重系数^[9-10]。与MPCC相比,MPTC不需要通过控制电流和磁链来间接控制转矩,而是直接控制转矩。在此基础上还可以添加其他的控制目标,结构灵活,稳态性能更好^[11]。根据每个控制周期使用的电压矢量个数不同,还可以将MPC分为单矢量MPC^[12],双矢量MPC^[13-14]和三矢量MPC^[15-16],本文主要是针对已有的两种双矢量MPC方法进行分析和改进。文献[17]提出一种快速矢量选择的预测控制策略,只需要计算一次就可以选出最优电压矢量,降低算法的复杂度和计算量,但是每个控制周期还是仅用一个电压矢量,精度远远不够。为提高控制精度,文献[18]提出一种双矢量MPC策略,每个周期选用一个零电压矢量和一个非零电压矢量,通过占空比计算,使控制效果得到改善。但是最优电压矢量的选择比较局限,文献[19]提出了一种改进的双矢量MPC策略,每个控制周期内灵活的选用两个电压矢量,使得控制效果提升,并且降低了开关频率,但是最优电压矢量是通过两步计算,分别选出两个最优电压矢量,计算量较大。

以前述的两种双矢量MPC为基础,提出一种兼顾控制效果和开关频率的MPC策略。对扇区进行了重新划分,划分成18个扇区以减小误差;在电流离散化过程采用精度更高的四阶龙格-库塔的离散化方法;扇区判断时采用一种MPTC方法避免arctan的使用,有利于在嵌入式系中(如C语言)使用,并且在占空比计算时采用拉格朗日乘子法。通过对三种控制方法进行仿真对比,证明本文所提方法具有更好的控制性能。

1 PMSM 数学模型

在所提出的驱动系统中,PMSM的电压由如图1所示的三相两级电压源逆变器(VSI)提供。该拓扑结构可以提供8个基本电压矢量,包括6个非零电压矢量和2个零电压矢量,可以在静止的 $\alpha\beta$ 坐标系下表示,如图2所示。

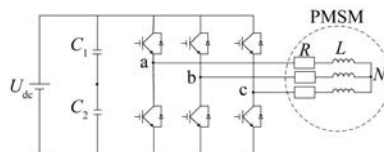


图1 逆变器的拓扑结构

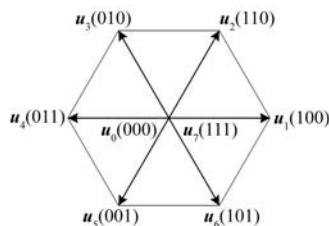


图2 电压空间矢量

本文以一种表贴式PMSM为例,PMSM在同步旋转 $d-q$ 坐标系下的定子电压方程可表示为

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

式中: u_d, u_q 和 i_d, i_q 分别为定子电压 d 轴 q 轴分量、定子电流的 d 轴 q 轴分量; L_d, L_q 分别为 d 轴 q 轴电感分量; R 为定子电阻; ω 为转子转速; ψ_f 为永磁体磁链。

定子磁链的 $d-q$ 轴分量为

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2)$$

电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} p \psi_f i_q \quad (3)$$

式中: T_e 为电磁转矩; p 为极对数。

2 两种传统的双矢量MPC方法

对于电压源逆变器(VSI)供电的MPC,电压矢量是唯一可控的输入变量。传统的MPC在整

个采样周期内只施加一个电压矢量,即占空比等于 1。这是传统 MPC 存在较大转矩和磁链脉动的原因。为了明显减小转矩和磁链脉动,有必要在一个控制周期内引入两个电压矢量。

相关学者先后提出的两种改进方案:每个控制周期内分别是采用零电压矢量和非零电压矢量结合的方法 MPC1,如图 3 所示;每个控制周期内采用相邻电压矢量或非零电压矢量和零电压矢量结合的方法 MPC2,如图 4 所示。通过这种占空比调制的方法,使得每个控制周期合成的电压矢量与参考电压矢量的误差更小,提高了控制精度。

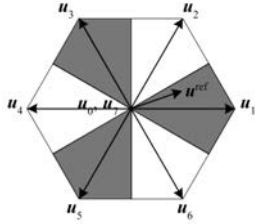


图 3 MPC1 扇区划分方式

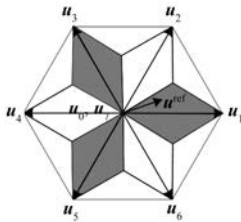


图 4 MPC2 扇区划分方式

MPC2 这种控制方法是针对 MPC1 提出来的,在第二个电压矢量选择时,备选电压矢量和已选电压矢量之间只允许开关跳变一次,只有零电压矢量和非零电压矢量。在静态特性有所提高的同时,开关频率有所下降,使得系统损耗更低,更加可靠。

3 优化的 MPC 方法

针对传统的两种双矢量 MPC 策略,本文提出一种新的控制方法,命名为 MPC3,在提高控制稳态特性的同时,开关频率也保持与 MPC2 近似,保持在较低水平。

3.1 扇区划分

传统的两种双矢量 MPC 方法,在进行扇区划分时,每一个区域内均存在参考电压矢量与合成

的电压矢量误差较大的区域,可能是产生较大转矩脉动和电流谐波的原因。为此,本文将每个扇区中误差较大的区域划分出来,如图 5 所示。如果参考电压矢量在该区域,则在下一周期内,用一个采用固定占空比合成的虚拟电压矢量作为备选电压矢量。

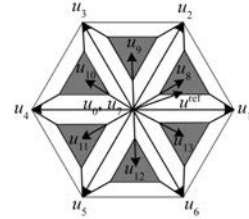


图 5 MPC3 扇区划分方式

合成的电压矢量是选用两个相邻的电压矢量和一个零电压矢量,三个电压矢量的作用时间均是 $T_s/3$, T_s 为采样周期,合成虚拟电压矢量 $u_8 \sim u_{13}$ 。

选用固定占空比的小三角形区域的划分原则是:以 u_1, u_2 区域为例,小区域边界到合成虚拟电压矢量的距离与到大三角形边界距离相等,但是会使得所划分区域为不规则图形,为后期扇区判断造成困难,因此定义虚拟电压矢量到所划分区域边界的直线与虚拟电压矢量到边界垂直方向成 30° 时,即 $d_1 = d_2$,来确定小三角形区域的边界,如图 6 确定小三角形区域的大小。表 1 为每个扇区对应的调制电压矢量。

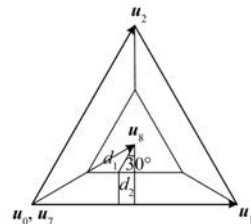


图 6 小三角形区域的划分

3.2 电流离散化

为提高控制精度,在离散的过程中不再采用欧拉法,而是采用四阶龙格-库塔法进行离散化,使得在离散过程中产生的误差更小,离散精度更高。

根据式(1)得:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{u_d - Ri_d + \omega L_q i_q}{L} \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{u_q - Ri_q - \omega L_d i_d - \omega \psi_f}{L} \end{cases} \quad (4)$$

表 1 扇区与虚拟电压矢量调制

参考电压矢量所在扇区	对应的调制电压矢量
1	u_1 和 u_0
2	u_2 和 u_7
3	u_3 和 u_0
4	u_4 和 u_7
5	u_5 和 u_0
6	u_6 和 u_7
7	u_1 和 u_2
8	u_2 和 u_3
9	u_3 和 u_4
10	u_4 和 u_5
11	u_5 和 u_6
12	u_6 和 u_1
13	u_1, u_2, u_0
14	u_2, u_3, u_0
15	u_3, u_4, u_0
16	u_4, u_5, u_0
17	u_5, u_6, u_0
18	u_6, u_1, u_0

离散后可以表示为

$$i_s(k+1) = i(k) + \frac{1}{6}T_s(\dot{x}_o + 2\dot{x}_A + 2\dot{x}_B + \dot{x}_C) \quad (5)$$

式中: $i(k)$ 为当前时刻采样电流; $i(k+1)$ 为下一时刻采样电流; $\dot{x}_o, \dot{x}_A, \dot{x}_B, \dot{x}_C$ 为状态变量。

d 轴对应的状态变量分别为

$$\begin{cases} \dot{x}_o = \frac{u_{id} + \omega Li_q - Ri_d}{L} \\ \dot{x}_A = \frac{u_{id} + \omega Li_q - R\left(i_d + \frac{1}{2}T_s\dot{x}_o\right)}{L} \\ \dot{x}_B = \frac{u_{id} + \omega Li_q - R\left(i_d + \frac{1}{2}T_s\dot{x}_A\right)}{L} \\ \dot{x}_C = \frac{u_{id} + \omega Li_q - R(i_d + T_s\dot{x}_B)}{L} \end{cases} \quad (6)$$

q 轴对应的状态变量分别为

$$\begin{cases} \dot{x}_o = \frac{u_{iq} - \omega Li_d - \omega\psi_f - Ri_q}{L} \\ \dot{x}_A = \frac{u_{iq} - \omega Li_d - \omega\psi_f - R\left(i_q + \frac{1}{2}T_s\dot{x}_o\right)}{L} \\ \dot{x}_B = \frac{u_{iq} - \omega Li_d - \omega\psi_f - R\left(i_q + \frac{1}{2}T_s\dot{x}_A\right)}{L} \\ \dot{x}_C = \frac{u_{iq} - \omega Li_d - \omega\psi_f - R(i_q + T_s\dot{x}_B)}{L} \end{cases} \quad (7)$$

整理后得到 $(k+1)$ 时刻 d - q 轴电流值为

$$\begin{cases} i_d(k+1) = i_d(k) + \frac{1}{6}T_s \left[\frac{u_{iq} + \omega Li_q(k) - Ri_d(k)}{L} \right] \times \left(6 - \frac{3R}{L}T_s + \frac{R^2}{L^2}T_s^2 - \frac{R^3}{4L^3}T_s^3 \right) \\ i_q(k+1) = i_q(k) + \frac{1}{6}T_s \left[\frac{u_{id} - \omega Li_d(k) - \omega\psi_f - Ri_q(k)}{L} \right] \times \left(6 - \frac{3R}{L}T_s + \frac{R^2}{L^2}T_s^2 - \frac{R^3}{4L^3}T_s^3 \right) \end{cases} \quad (8)$$

3.3 扇区判断

扇区判断方式大多是用静止坐标系下参考电压矢量的位置角,判断期望电压矢量所在扇区,这种方法的确能减少计算量,但是对于本文提出的这种扇区划分方法并不适用。在位置角计算时会用到 $\arctan$ 计算, $\arctan$ 计算范围是 $-\pi/2 \sim \pi/2$, 需要扩展成 $-\pi \sim \pi$ 比较麻烦,并且不利于在嵌入式系统中(如 C 语言)使用。

为了解决上述问题,本文采用一种 MPTC 方法,得到 α - β 坐标系下的参考电压矢量^[12],然后判断参考电压矢量所在的扇区,在保证系统控制性能的同时显著减小了系统计算量。

联立经过一拍补偿的磁链方程式(2)与电压方程式(3),消除电流量并进行离散化,则有:

$$\begin{cases} \psi_d^{k+2} = u_d^{k+1}T_s + \psi_d^{k+1} + \omega T_s\psi_q^{k+1} - \frac{RT_s}{L_d}(\psi_d^{k+1} - \psi_f) \\ \psi_q^{k+2} = u_q^{k+1}T_s + \psi_q^{k+1} - \omega T_s\psi_d^{k+1} - \frac{RT_s}{L_q}\psi_q^{k+1} \end{cases} \quad (9)$$

进一步,将磁链方程式(2)的 ψ_q 代入转矩方程式(3)可得:

$$T_e = \frac{3}{2}p\psi_f \frac{\psi_q}{L_q} \quad (10)$$

对式(10)求导,并离散化可得:

$$T_e^{k+2} - T_e^{k+1} = \frac{3}{2}p \frac{\psi_f}{L_q} (\psi_q^{k+2} - \psi_q^{k+1}) \quad (11)$$

将式(9)代入式(11),可得电磁转矩与电压之间的关系:

$$B = u_q^{k+1} T_s \quad (12)$$

式中: $B = \frac{2L_q}{3p\psi_f} (T_e^{k+2} - T_e^{k+1}) + \frac{RT_s\psi_q^{k+1}}{L_q} + \omega T_s\psi_d^{k+1}$ 。

因为在电机稳定运行时,定子端电压远大于定子电阻的压降,所以可忽略式(9)中的包含电阻项,可得到定子磁链幅值与电压之间的关系:

$$\begin{aligned} (\psi_s^{k+2})^2 &= (\psi_d^{k+2})^2 + (\psi_q^{k+2})^2 = \\ &= (u_d^{k+1} T_s + \psi_d^{k+1} + \omega T_s \psi_q^{k+1})^2 + \\ &= (u_q^{k+1} T_s + \psi_q^{k+1} - \omega T_s \psi_d^{k+1})^2 \quad (13) \end{aligned}$$

根据无差拍控制的基本原理,将下一周期的转矩与磁链作为参考值,即满足 $T_e^{k+2} = T_e^*$, $\psi_s^{k+2} = \psi_s^*$, 可以确保在一个控制周期内实现对电磁转矩和定子磁链的快速跟踪。在其基础上,联立式(12)、式(13)可预测出下一周期应施加的参考电压矢量:

$$\begin{cases} u_d^{k+1} = \frac{-X_1 \pm \sqrt{X_1^2 - X_2}}{T_s} \\ u_q^{k+1} = B/T_s \end{cases} \quad (14)$$

式中: $X_1 = \psi_d^{k+1} + \omega\psi_q^{k+1}T_s$; $X_2 = B^2 + 2B(\psi_q^{k+1} - \omega\psi_d^{k+1}T_s) + (\psi_d^{k+1})^2 + (\psi_q^{k+1})^2 + \omega^2 T_s^2 [(\psi_d^{k+1})^2 + (\psi_q^{k+1})^2] - (\psi_s^*)^2$ 。

基于式(14)利用转矩与磁链无差拍控制原理可实现在线预测下一周期应施加的参考电压矢量,经 Clarke 变换成两相静止坐标系下的 u_α^{k+1} 、 u_β^{k+1} :

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

3.4 占空比计算

占空比的计算精度对控制精度的影响较大,因此本文采用一种拉格朗日乘子法来计算占空比^[20]。考虑到非常高的采样频率,在采样周期中由每个电压矢量引起的平均跟踪误差,即加权误差,近似表示为

$$\varepsilon_j = \{d_{ij}e_{ij} \mid i \in T_k\} \quad (16)$$

式中: e_{ij} 为扇区 j 中单个电压矢量 u_i 引起的跟踪误差; d_{ij} 为电压矢量 u_i 的占空比; T_k 为扇区判断得到小区域对应的单个电压矢量。

加权误差的均方根值为

$$\varepsilon_{j-rms}^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^2 (d_{ij}e_{ij})^2 \quad (17)$$

加权误差的均值定义为

$$\bar{\varepsilon}_j = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^2 (d_{ij}e_{ij}) \quad (18)$$

由于 $d_{ij}e_{ij} \geq 0$, 使 ε_j 的有效值最小化,即使平均值 $\bar{\varepsilon}_j$ 和标准差 $\varepsilon_{j\sigma}$ 同时最小化。 $\varepsilon_{j\sigma}$ 为 ε_j 中无偏差谐波的有效值。因此,在考虑系统约束的情况下,建议使用的占空比计算是基于最小化式(17)。通过求解得到扇区中电压矢量 u_i 的持续时间:

$$\begin{cases} \min_{d_{ij}} G_j = \frac{1}{2} \sum_{i \in S_j} e_{ij}^2 d_{ij}^2 = \frac{1}{2} \sum_{i \in T_k} g_{ij} d_{ij}^2 \\ \sum_{i \in S_1} d_{ij} = 1, 0 \leq d_{ij} \leq 1, \forall i \in T_k \end{cases} \quad (19)$$

这个优化问题可以用著名的拉格朗日乘子法来解决。为了找到在等式 $g(x, y) = 0$ 约束下的函数 $f(x, y)$ 驻点,形成拉格朗日函数:

$$L(x, y, \lambda) = f(x, y) + \lambda \cdot g(x, y) \quad (20)$$

在给定扇区中,确定两个最优电压矢量 u_d 和 u_c 。因此,优化问题的目标是最小化以下函数:

$$f(d_c, d_d) = \frac{1}{2} g_c d_c^2 + \frac{1}{2} g_d d_d^2 \quad (21)$$

式中: d_c 和 d_d 为两个最优电压矢量的占空比; g_c 和 g_d 为两个最优电压矢量的电流价值函数值。

价值函数值由下式计算:

$$g_{i(i=d,c)} = [i_{id}^* - i_{id}(k+1)]^2 + [i_{iq}^* - i_{iq}(k+1)]^2 \quad (22)$$

计算了这些最优矢量的占空比。对于拉格朗日乘数法,约束条件如下:

$$g(d_c, d_d) = d_c + d_d - 1 \quad (23)$$

因此,拉格朗日函数可以写成:

$$L(d_c, d_d, \lambda) = \frac{1}{2} g_c d_c^2 + \frac{1}{2} g_d d_d^2 + \lambda \cdot (d_c + d_d - 1) \quad (24)$$

梯度计算如下:

$$\nabla_{d_c, d_d, \lambda} L(d_c, d_d, \lambda) = \left(\frac{\partial L}{\partial d_c}, \frac{\partial L}{\partial d_d}, \frac{\partial L}{\partial \lambda} \right) \quad (25)$$

用式(24)代入式(25)得:

$$\begin{aligned} \nabla_{d_c, d_d, \lambda} L(d_c, d_d, \lambda) = \\ (g_c d_c + \lambda, g_d d_d + \lambda, d_c + d_d - 1) \end{aligned} \quad (26)$$

考虑最小化条件:

$$\nabla_{d_c, d_d, \lambda} L(d_c, d_d, \lambda) = 0 \quad (27)$$

利用式(26)和式(27),占空比可以表示为

$$\begin{cases} d_c = \frac{-\lambda}{g_c} \\ d_d = \frac{-\lambda}{g_d} \end{cases} \quad (28)$$

考虑约束条件 $d_c + d_d = 1$, 可得:

$$\frac{-\lambda}{g_c} + \frac{-\lambda}{g_d} = 1 \quad (29)$$

利用式(28)和式(29), d_c 、 d_d 和 λ 可以求解如下:

$$\begin{cases} \lambda = -\frac{g_c \cdot g_d}{g_c + g_d} \\ d_c = \frac{g_d}{g_c + g_d} \\ d_d = \frac{g_c}{g_c + g_d} \end{cases} \quad (30)$$

可以看到,这种方式每个周期选用两个电压矢量,即两个非零电压矢量或一个零一个非零电压矢量。可以用一个虚拟电压矢量 $\overline{u_v}$ 表示如下:

$$\overline{u_x} = d_c \cdot u_c + d_d \cdot u_d \quad (31)$$

综上所述,MPC3 控制原理框图如图 7 所示。

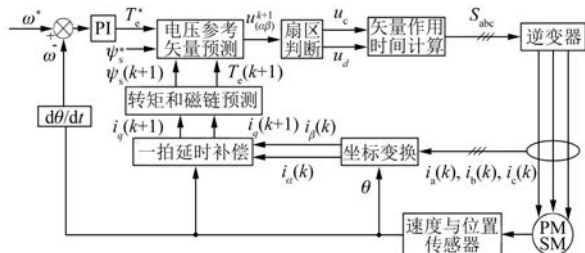


图 7 MPC3 控制原理框图

4 仿真分析

为验证所提出的这种 MPC 方法的可行性和有效性,使用 MATLAB/Simulink 分别对已有的两种双矢量 MPC 方法和改进的 MPC 方法进行建模仿真,采样频率为 20 kHz,并对结果进行比较和分析。PMSM 的主要参数如表 2 所示,其中 $L_s=L_q=L_d$ 。

表 2 电机主要参数

参数名称	参数值
额定转矩 $T_L/(\text{N}\cdot\text{m})$	10
额定转速 $n/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	750
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.329
d, q 轴电感/mH	6.65
极对数 p	4
定子电阻 R_s/Ω	1.84

在仿真过程中,电机首先空载启动,转速由 0 升至所设置的额定转速,然后稳定运行。稳定运行 0.2 s 之后,突加 10 N 负载,再进行稳定运行。运行至 0.5 s 再空载运行。

图 8 为三种控制方式下的 a 相电流波形及谐波分析,可以看出本文提出的控制方法得到的电流波形更加平滑,电流畸变率 THD 为 4.15%,比前两种方法的 THD 6.94% 和 5.78% 更低,电流的正弦性更好,稳定性能也更佳。

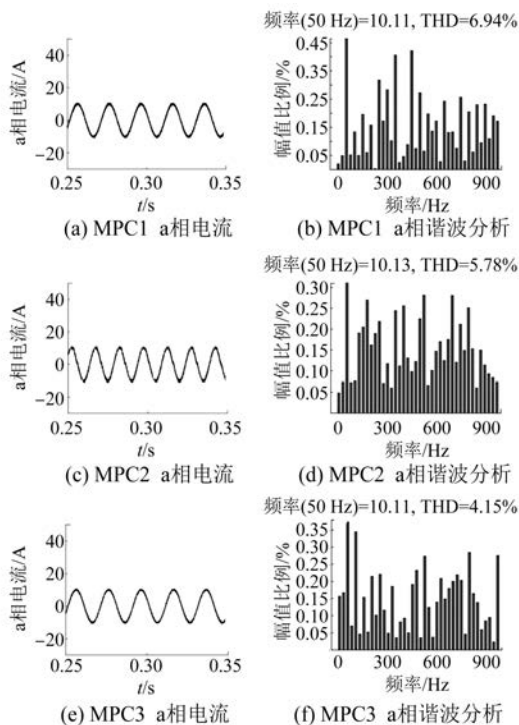


图 8 三种控制方式下带载稳定运行时 a 相电流波形及谐波分析

图9为三种控制方式下转速和转矩波形,三种控制方式下均有较好的转速性能。MPC1控制策略下转矩脉动大约在 $2.5\text{ N}\cdot\text{m}$ 、MPC2控制策略下转矩脉动大约在 $2\text{ N}\cdot\text{m}$ 、MPC3控制策略下转矩脉动约在 $1.8\text{ N}\cdot\text{m}$ 。可以看出本文所提出的控制策略对转矩脉动也有一定的抑制效果。

图 10 为三种控制方式下判断电压矢量所在扇区。MPC1 策略划分 6 个扇区, MPC2 策略划分 12 个扇区, MPC3 策略划分 18 个扇区。

如图 11 所示,在采样频率为 20 Hz 时,三种方式下的平均开关频率,可以看出本文所提控制策略也具有较低的开关频率。

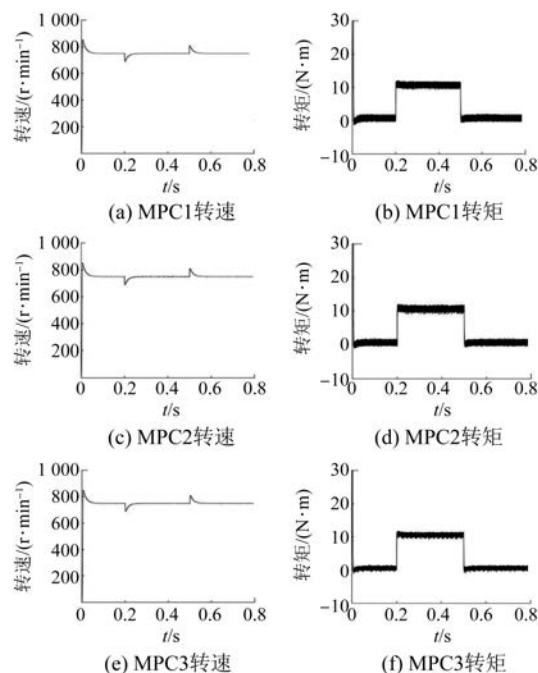


图9 三种控制方式下转速和转矩波形

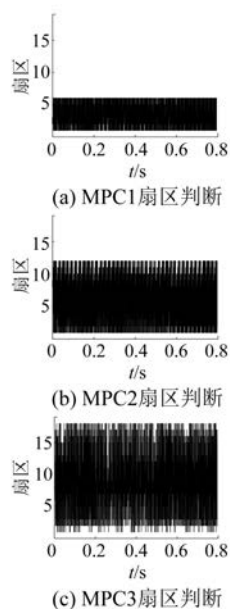


图10 三种控制方式下电压矢量所在扇区

5 结 语

本文在两种传统的双矢量 MPC 基础上进行了改进,得到改进的 MPC 策略。该方法没有遍历计算,有效控制计算量的增长;在电流离散化的过程中采用精度更高的四阶龙格-库塔离散化方式,使

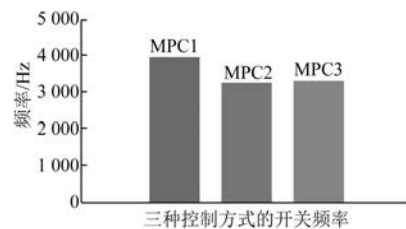


图11 三种控制方式下开关频率对比

控制精度更高;占空比计算应用拉格朗日乘子法,使得算法更简单。仿真结果表明,该方法不仅有良好的动静态性能,还具有开关频率较低的优势。

【参考文献】

- [1] 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.
- [2] NIU F, WANG B, BABEL A S, et al. Comparative evaluation of direct torque control strategies for permanent magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1408.
- [3] BORDONS C, MONTERO C. Basic principles of MPC for power converters: bridging the gap between theory and practice [J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2015, 9(3): 31.
- [4] LIM C, LEVI E, JONES M, et al. A comparative study of synchronous current control schemes based on FCS-MPC and PI-PWM for a two-motor three-phase drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(8): 3867.
- [5] YU B, SONG W, LI J, et al. Improved finite control set model predictive current control for five-phase VSIs [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(6): 7038.
- [6] HUANG W, HUA W, YIN F, et al. Model predictive thrust force control of a linear flux-switching permanent magnet machine with voltage vectors selection and synthesis [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(6): 4956.
- [7] WANG F, LI S, MEI X, et al. Model-based predictive direct control strategies for electrical drives: an experimental evaluation of PTC and PCC methods [J]. IEEE Transactions on Industrial

- Informatics, 2015, 11(3): 674.
- [8] 王东文, 李崇坚, 吴尧, 等. 永磁同步电机的模型预测电流控制器研究[J]. 电工技术学报, 2014, 29(增1): 73.
- [9] ZHANG Y, YANG H. Model predictive torque control of induction motor drives with optimal duty cycle control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(12): 6593.
- [10] ZHANG Y, YANG H. Generalized two-vector-based model-predictive torque control of induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(7): 3818.
- [11] GEYER T, PAPAFOOTI G, MORARI M. Model predictive direct torque control—part I: concept, algorithm, and analysis [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1894.
- [12] 张晓光, 张亮, 侯本帅. 永磁同步电机优化模型预测转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(16): 4800.
- [13] ZHANG Y, XIE W, LI Z, et al. Model predictive direct power control of a PWM rectifier with duty cycle optimization [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 5343.
- [14] ZHANG Y, GAO S, LIU J. An improved model predictive control for permanent magnet synchronous motor drives[C]//2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), 2016.
- [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.
- [16] 姚骏, 刘瑞阔, 尹潇. 永磁同步电机三矢量低开关频率模型预测控制研究[J]. 电工技术学报, 2018, 33(13): 2935.
- [17] 张永昌, 杨海涛, 魏香龙. 基于快速矢量选择的永磁同步电机模型预测控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(6): 66.
- [18] 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.
- [19] ZHANG Y, PENG Y, YANG H. Performance improvement of two-vectors-based model predictive control of PWM rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 6016.
- [20] XIAO D, ALAM K S, NORAMBUENA M, et al. Modified modulated model predictive control strategy for a grid-connected converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(1): 575.

[期刊简介]

《电机与控制应用》(原《中小型电机》)创刊于1959年,是经国家新闻出版总署批准注册,由上海电器科学研究所(集团)有限公司主办的具有专业权威的电工技术类科技期刊。

期刊定位于电机、控制和应用三大板块,以中小型电机为基础,拓展新型的高效节能和微特电机技术,以新能源技术和智能控制技术引领和提升传统的电机制造技术为方向,以电机系统节能为目标开拓电机相关应用,全面报道国内外的最新技术、产品研发、检测、标准及相

关的行业信息。

本刊每月10日出版,国内外公开发行,邮发代号4-199。在半个多世纪的岁月中,本刊为我国中小型电机行业的技术进步与发展做出了巨大的贡献,在中国电机及其应用领域享有很高的声誉。

依托集团公司雄厚的技术实力和广泛的行业资源,《电机与控制应用》正朝着专业化品牌媒体的方向不断开拓创新,得到了业内人士的普遍认可,备受广大读者的推崇和信赖,多次被评为中文核心期刊、中国科技核心期刊、全国优秀科技期刊。