

基于模型预测控制的永磁同步电机 电流控制技术综述^{*}

颜学龙¹, 谢刚¹, 孙天夫², 梁嘉宁², 闫俞佰¹

(1. 桂林电子科技大学 电子工程与自动化学院, 广西 桂林 541004;

2. 中国科学院 深圳先进技术研究院, 广东 深圳 518055)

摘要: 永磁同步电机(PMSM)驱动控制技术的性能直接决定着整个电机驱动系统的性能。由于模型预测控制(MPC)技术可以对多输入多输出(MIMO)系统进行滚动优化控制,且容易施加约束,因此基于MPC的电机驱动技术正逐渐受到关注。回顾并总结了近年来国内外学者在基于MPC的PMSM电流控制方面所做的研究,并对现有技术中的基于单矢量、双矢量以及三矢量的电流控制技术进行了建模并进行了电流输出波形分析。最后综合比较了现有技术的优缺点,并讨论了现有技术尚存的一些问题和未来发展的主要方向。

关键词: 永磁同步电机; 模型预测控制; 多输入多输出; 滚动优化; 电流输出波形分析

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)09-0001-11

Review on Permanent Magnet Synchronous Motor Current Control Techniques Based on Model Predictive Control^{*}

YAN Xuelong¹, XIE Gang¹, SUN Tianfu², LIANG Jianing², YAN Yubai¹

(1. School of Electronic Engineering and Automation, Guilin University of Electronic Technology,
Guilin 541004, China;

2. Shenzhen Institute of Advanced Technology, Chinese Academy of Sciences, Shenzhen 518055, China)

Abstract: The performance of drive control technology for permanent magnet synchronous motor (PMSM) directly determined the performance of the whole motor drive system. Motor drive technology based on model predictive control (MPC) was gaining attention due to the fact that MPC technology could perform rolling optimization control for the multiple-input multiple-output (MIMO) system and was easy to impose constraints. The researches done by domestic and foreign scholars on the current control of PMSM based on MPC in recent years were reviewed and summarized. Meanwhile, the current control technology based on single vector, double vectors and three vectors in the MPC was modeled and the current output waveform was analyzed. Finally, the advantages and disadvantages of current technologies was compared comprehensively, and some problems existing in the current technology and the main development direction in the future were discussed.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); model predictive control (MPC); multiple-input multiple-output (MIMO); rolling optimization; current output waveform analysis

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(51707191); 桂林电子科技大学研究生优秀学位论文培育项目(17YJPYSS27); 深圳市科技创新计划项目(JCYJ20170818164527303, JCYJ20180507182619669); 广东省重点领域研发计划项目(2019B090917001); 中国科学院深圳先进技术研究院优秀青基项目(Y8G020)

作者简介: 颜学龙(1962—), 男, 硕士, 教授, 研究方向为集成电路测试理论与测试仪器、电力电子技术。

谢刚(1995—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机驱动、电力电子技术以及人工智能。

孙天夫(1985—), 男, 博士, 副研究员, 研究方向为电机驱动、电力电子技术以及嵌入式系统软件、硬件设计。

0 引言

电压源逆变器馈电 (VSI) 的永磁同步电机 (PMSM) 具有质量轻、功率密度高、转矩输出能力强等优点, 广泛应用于航空航天、家用电器等领域^[1-5]。

基于模型预测的电流控制技术由于在处理非线性系统复杂约束优化方面表现出极大的优势, 故在电力电子和电机驱动领域正逐步受到关注。特别是近年来随着主控芯片对数字信号处理速度的快速发展, 模型预测控制 (MPC) 技术正逐步被应用在电气驱动领域。目前, 基于 MPC 的电流控制技术主要可分为基于连续控制集模型预测控制^[6-7] (CCS-MPC) 和有限控制集模型预测控制^[8-9] (FCS-MPC)。其中, CCS-MPC 又可分为广义连续集模型预测控制技术^[10-11] 和显式连续集模型预测控制 (EMPC) 技术^[13-17]。广义连续集模型预测控制的出现时间较早, 但是具有计算量大、求解困难等缺点^[12]。为了解决上述问题, 文献^[13-17] 提出了显式模型预测控制 EMPC, 但是随着预测步长的增加, EMPC 分区数目会显著增加, 消耗大量存储空间, 且查表工作量的难度也会加大。

针对上述 CCS-MPC 的缺点, 文献^[18-23] 提出了基于有限控制集的 MPC 技术, 并有效减少了计算量及逆变器开关频率。基于现有的 FCS-MPC 技术根据每个控制周期所采用的有效基本电压矢量数的不同, 又可分为单矢量模型预测电流控制 (M1PCC)^[18-19]、双矢量模型预测电流控制 (M2PCC)^[20-21] 以及三矢量模型预测电流控制 (M3PCC)^[22-23] 等不同方法。本文分别对 CCS-MPC 和 FCS-MPC 基本思路和方法进行了介绍。

1 基于 CCS-MPC 的电流控制技术

基于 CCS-MPC 的 PMSM 电流控制技术的基本控制思想: 首先将参考电流以及经过误差校正后的电机相关参数进行带约束的二次寻优求解^[24]; 然后将下一个控制周期的最优基本有效电压矢量 $\mathbf{u}_{\text{opt}} = [v_d \ v_q]^T$ 通过脉宽调制 (PWM) 技术 [正弦脉宽调制 (SPWM)、空间矢量脉宽调制 (SVPWM)、梯形波调制等] 产生 PWM 波控制逆变器将电压波形施加给电机, 从而达到模型预测

电流控制 (MPCC) 的目的。CCS-MPC 由于借助 PWM 技术, 能够在一个控制周期内输出由多个有效基本电压矢量组合而成的任意方向和幅值的电压合矢量。该电压合矢量连续变化, 因此被称为“连续控制集”。CCS-MPC 能够合成任意方向以及幅值的电压矢量 $\mathbf{U}_s$, 因此 MPCC 控制的备选电压矢量个数增加至无穷多个。CCS-MPC 控制原理框图如图 1 所示。

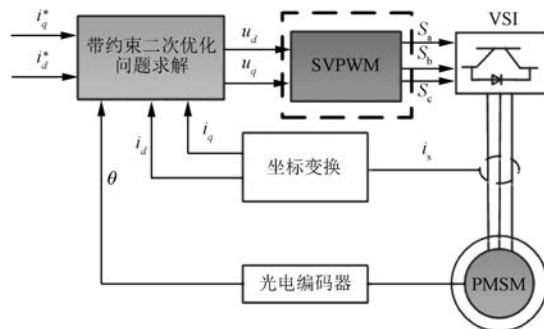


图 1 CCS-MPC 控制原理框图

1.1 基于广义 MPC 的电流控制技术

文献^[25] 提出了基于广义 MPC 的电机电流控制技术。电机转速 ω_e 的变化率在 d - q 轴下的数学模型为

$$\frac{d\omega_e}{dt} = \frac{p}{J}(T_e - T_L) - \frac{B_v}{J} \quad (1)$$

式中: p ——电机的极对数;

J, B_v ——转动惯量以及摩擦因数;

T_L, T_e ——负载转矩以及电磁转矩。

为了消除非线性项对 PMSM 建模带来的影响度, 文献^[25] 构造了离散化预测模型:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) + \mathbf{u}^d \quad (2)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{u}(k) \quad (3)$$

其中: $\mathbf{A} = e^{\mathbf{A}_m T_s}$;

$$\mathbf{x}(k) = [i_d(k) \ i_q(k) \ \omega_e]^T;$$

$$\mathbf{B} = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}_m t} dt;$$

$$\mathbf{u}(k) = [u_d(k) \ u_q(k)]^T;$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}。$$

式中: $\mathbf{u}^d$ ——电机扰动;

$\mathbf{A}_m$ ——电机系统模型系数矩阵;

T_s ——采样周期。

由于电机定子电感 L_d 、 L_q 随着电机运行不断地发生变化;电机转动惯量 J 、负载转矩 T_L 无法直接测量;同时扰动项 u^d 无法直接获得,导致预测模型的预测误差变大,从而无法达到精确的控制要求。为此,文献[26]对式(2)、式(3)进行增广,在预测模型中嵌入积分环节,可得增广预测模型:

$$\mathbf{x}_1(k+1) = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_1(k) + \mathbf{B}_1 \Delta \mathbf{u}(k) \quad (4)$$

$$\mathbf{y}_1(k) = \mathbf{C}_1 \mathbf{x}_1(k) \quad (5)$$

式中: $\mathbf{x}_1(k)$ 、 $\mathbf{x}_1(k+1)$ ——电机在 k 以及 $k+1$ 时刻电机的状态量;

$\mathbf{A}_1$ 、 $\mathbf{B}_1$ 、 $\mathbf{C}_1$ ——状态方程关于电机状态量的系数矩阵;

$\Delta \mathbf{u}(k)$ ——电机在 k 时刻相对 $k-1$ 时刻而言电机控制量的变化量;

$\mathbf{y}_1(k)$ ——电机在 k 时刻的输出量。

在求解增广型模型预测时,文献[26]构造了价值函数式:

$$\min_{\Delta \mathbf{U}(k)} \mathbf{J} = \Delta \mathbf{U}^T(k) \mathbf{H} \Delta \mathbf{U}(k) - \Delta \mathbf{U}^T(k) \mathbf{G}_1 + \text{const} \quad (6)$$

式中: $\mathbf{H}$ 、 $\mathbf{G}_1$ ——关于电机状态量所构建的矩阵;

$\Delta \mathbf{U}(k)$ 、 $\Delta \mathbf{U}^T(k)$ ——电机 d 、 q 轴电压在 k 时刻的变化量矩阵及转置;

const——常数项。

在增广型 MPC 技术^[27-29]中,式(6)所对应的问题为凸优化问题。内点法为求解代价函数 $\mathbf{J}$ 的有效方法,采用不断迭代的方式来不断逼近最优解。然而在逆变器供电的 PMSM 系统中,主控芯片运算能力对处理该类问题仍然面临着巨大的挑战,采用多输入多输出(MIMO)设计的 CCS-MPC 存在计算量大、算法复杂度高等缺点。在 MIMO 系统中,利用电流环以及转速环来取代 MIMO 控制方案。然后,将电流环以及转速环作为控制对象,并结合限幅环节来实现电机系统的 CCS-MPC^[30-32]。

此外,在 CCS-MPC 中,文献[33]通过构造目标函数进行带约束二次优化问题求解:

$$G = |T_m^* - T_m^{k+1}| + |\psi_s^* - \psi_s^{k+1}| + \lambda \quad (7)$$

式中: T_m^* 、 ψ_s^* ——电机转矩、磁链的参考值;

T_m^{k+1} 、 ψ_s^{k+1} ——电机转矩、磁链在 $k+1$ 时刻的预测值;

λ ——权重系数。

虽然文献[33]在进行带约束二次优化问题求解时引入了权重系数,但是无法根据公式来确定 CCS-MPC 中的目标函数所包含的权重值。

1.2 基于 EMPC 的电流控制技术

上述广义 MPC 最大的缺点是在线计算量大、需要在一个采样周期内完成一次优化。当预测步长较长时,无法实现周期内完成一次采样优化,从而限制了广义 MPC 的应用范围。针对上述问题,文献[12, 34]提出了 EMPC,主要思想:在基于 MPC 算法的基础上,引入多参数二次规划算法,在整个状态空间里进行状态分区的划分,并确定每个状态分区上对应的控制律。以上过程是通过离线计算完成的,得到的控制规律 $u(t)$ 与状态 $x(t)$ 的关系如下^[35]:

$$u(t) = \begin{cases} R_1 x(t) + G_1, & F_1 x \leq K_1 \\ \vdots \\ R_M x(t) + G_M, & F_M x \leq K_M \end{cases} \quad (8)$$

式中: M ——状态分区的个数。

控制规律 $u(t)$ 关于状态 $x(t)$ 的显式状态关系表达式 G_j 、 R_j 保存起来($j \in \{1, 2, \dots, M\}$),则 EMPC 的在线计算过程可以简化为查表进行。EMPC 通过基于控制系统的分段仿射投影^[36]离线计算、在线计算两部分完成。首先利用状态变量通过查表的方式得到最优控制规律,然后通过新的系统状态反馈量,经过重复查表获得系统的最优控制量输入完成在线计算控制^[37]。因此,EMPC 的优点在于减少了在线优化的计算量、在很大程度上降低了电机驱动系统中主控芯片的计算负担,能够很好地保留 MPC 中所有其他特性^[11]。

文献[38]设计了基于 EMPC 技术的 PMSM 速度控制系统,所构造的二次型代价函数 $\mathbf{J}$ 如下:

$$\mathbf{J} = (\mathbf{R}_p - \omega_e)^T (\mathbf{R}_p - \omega_e) + \Delta \mathbf{i}_q^T \bar{\mathbf{R}} \Delta \mathbf{i}_q \quad (9)$$

式中: $\mathbf{R}_p$ ——电机控制系统的跟随输出量;

$\Delta \mathbf{i}_q$ 、 $\Delta \mathbf{i}_q^T$ ——电机 q 轴电流的变化量及转置;

$\bar{\mathbf{R}}$ ——对角线矩阵,反映了控制变量 i_q 的增量。

式(9)第一项反映了预测输出与给定输出之间的误差。基于 EMPC 的 PMSM 控制系统减少了速度的计算量,从而降低了主控芯片的计算负担,提高了系统的响应速度。控制系统由离线计

算与在线寻优两部分组成。在线寻优根据状态变量通过查表得到最优控制量。基于 EMPC 的速度控制器结构图如图 2 所示。

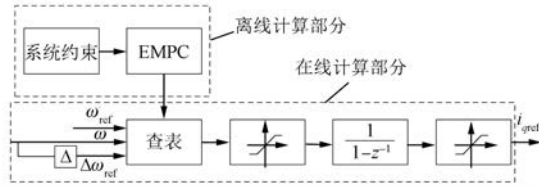


图 2 基于 EMPC 的速度控制器结构图

由于欧拉离散法达不到相应的精度要求,文献[38]在利用 EMPC 设计电流环时,采用了 Cayley-Hamilton 的离散法进行电机驱动系统的数学模型离散,并采用增量式离散模型以消除不确定扰动项的影响:

$$\Delta x(k) = x(k) - x(k-1) \quad (10)$$

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1) \quad (11)$$

式中: $\Delta x(k)$ 、 $\Delta u(k)$ ——电机的状态量、控制量在 k 时刻的变化量;

$x(k)$ 、 $x(k-1)$ ——电机在 k 、 $k-1$ 时刻的状态量;

$u(k)$ 、 $u(k-1)$ ——电机在 k 、 $k-1$ 时刻的控制量。

利用目标函数式(9)来评估系统控制性能。基于 EMPC 的电流环控制器结构图如图 3 所示。

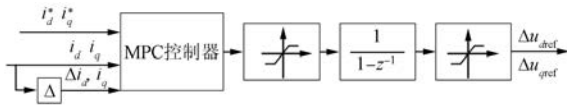


图 3 基于 EMPC 的电流环控制器结构图

综上所述, CCS-MPC 的优势在于利用 PWM 技术来生成任意方向、幅值的趋于无穷多个的电压矢量,因此 CCS-MPC 可以实现 VSI-FED 电机系统中电机重要参数的高精度控制。但是,由于在目前电机主控芯片对数字信号的处理速度下无法实现短时间内得到 CCS-MPC 中带约束的二次优化问题的最优解,所以限制了 CCS-MPC 在电机控制领域的应用^[10]。

2 FCS-MPC 的电流控制技术

除了上述基于 CCS-MPC 的电机电流控制技术外,另一大类为基于 FCS-MPC 的电机电流控制

技术。按照控制周期内所选择的有效基本电压矢量个数,基于有限控制集的电机电流控制技术又可分为基于 M1PCC、M2PCC、M3PCC 的电机电流控制技术。

2.1 基于 M1PCC 的电流控制技术

MP1CC 技术基本思想^[39-41]:首先计算电流命令 i_d^* 、 i_q^* ;然后利用逆变器上桥臂的开关状态 S_a 、 S_b 、 S_c 构造有限集;通过逆变器上下桥臂的开关状态(有限集)计算出所对应的 d - q 轴电压。计算式^[42]如下:

$$\begin{bmatrix} u_d^k \\ u_q^k \end{bmatrix} = \frac{2}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} \cos[\theta_r(k)] & -\sin[\theta_r(k)] \\ \cos\left[\theta_r(k) - \frac{2}{3}\pi\right] & -\sin\left[\theta_r(k) - \frac{2}{3}\pi\right] \\ \cos\left[\theta_r(k) + \frac{2}{3}\pi\right] & -\sin\left[\theta_r(k) + \frac{2}{3}\pi\right] \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} S_a(k) \\ S_b(k) \\ S_c(k) \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中: u_d^k 、 u_q^k ——电机在 k 时刻的 d 、 q 轴电压;

$\theta_r(k)$ ——电机转子位置;

U_{dc} ——直流母线电压;

$S_a(k)$ 、 $S_b(k)$ 、 $S_c(k)$ ——逆变器上桥臂开关状态。

根据电流预测数学模型预测出在有效基本电压矢量以及零电压矢量作用下的 d - q 轴电流由 k 时刻到 $k+N_p$ 时刻的预测值 $i_d^{k+N_p}$ 、 $i_q^{k+N_p}$ 。

$$i_d^{k+N_p} = i_d + \frac{1}{L_s} (-R_s i_d + \omega_r e L_s i_q^k + u_d) \quad (13)$$

$$i_q^{k+N_p} = i_q + \frac{1}{L_s} (-R_s i_q^k - \omega_r e L_s i_d^k + u_q - \omega_r e \psi_f) \quad (14)$$

式中: $i_d^{k+N_p}$ 、 $i_q^{k+N_p}$ ——电机在 $k+N_p$ 时刻的 d 、 q 轴预测电流;

i_d 、 i_q —— d 、 q 轴电流分量;

L_s ——定子电感;

R_s ——定子电阻;

ω_e ——转子电角速度;

u_d 、 u_q —— d 、 q 轴电压分量;

ψ_f ——永磁体磁链。

若考虑电机在运行过程中电机参数会发生相应的改变,则式(13)、式(14)可改写为^[43-44]

$$i_d(k+1) = i_d(k) \cdot \left[2 - \frac{T_s(R + \Delta R)}{L + \Delta L} \right] - i_d(k-1) \cdot \left[1 - \frac{T_s(R + \Delta R)}{L + \Delta L} \right] + T_s \omega [i_q(k) - i_q(k-1)] \quad (15)$$

$$i_q(k+1) = i_q(k) \cdot \left[2 - \frac{T_s(R + \Delta R)}{L + \Delta L} \right] - i_q(k-1) \cdot \left[1 - \frac{T_s(R + \Delta R)}{L + \Delta L} \right] - T_s \omega [i_d(k) - i_d(k-1)] + \frac{T_s}{L + \Delta L} \cdot [u_q(k) - u_q(k-1)] \quad (16)$$

式中: T_s ——采样周期;

$R, \Delta R$ ——电机定子电阻以及定子电阻相应的改变值;

$L, \Delta L$ ——电机定子电感以及电感相应的改变值。

文献[43]进行了电机参数的在线辨识,从而提高了VSI PMSM系统的准确度与整体性能。但是由于电机 d - q 轴电流预测数学模型考虑了电机参数,从而增加了控制系统的硬件负担^[19,44]。

基于预测电流 $i_d^{k+N_p}, i_q^{k+N_p}$, 通过构造目标函数 g 来对输出的基本电压矢量进行滚动优化,从而选择出下一周期内逆变器上桥臂的最优开关状态 S_a, S_b, S_c :

$$g = (i_d^* - i_d^{k+N_p})^2 + (i_q^* - i_q^{k+N_p})^2 \quad (17)$$

式中: i_d^*, i_q^* —— d - q 轴参考电流;

N_p ——预测步长, $N_p = 1, 2, \dots, N_p$ 。

通过目标函数 g 来选择模型预测电流控制的开关状态 $S_a(k), S_b(k), S_c(k)$ 。开关状态选择示意图如图4所示。

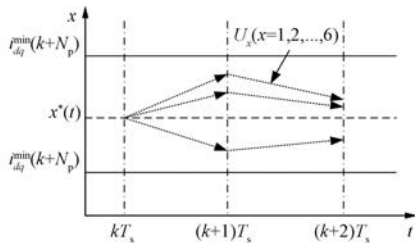


图4 开关状态选择示意图

基于以上思路,M1PCC 控制原理框图如图5所示。

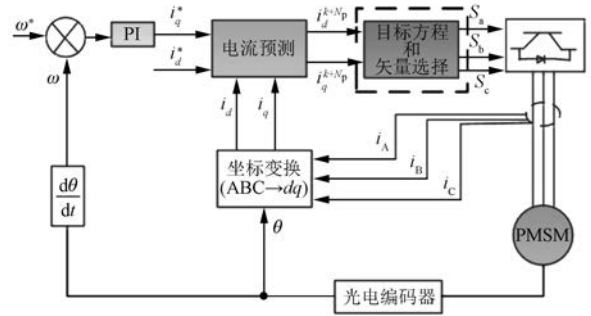


图5 M1PCC 控制原理框图

图6所示为基于 M1PCC 的电流控制技术驱动条件下的电机 A 相电流。

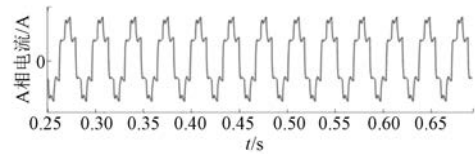


图6 电机 A 相电流 (M1PCC)

从图6可以看出,在预测控制周期内,M1PCC 技术具有切换频率低、开关损耗小、硬件实现容易、计算量小等优点^[45]。但是由于逆变器基本电压矢量控制集有限,而且合成的电压矢量 U_s 方向与幅值固定,不可调,因此存在着电流波动大、电流波形存在畸变等缺点。同时,开关频率不固定等因素导致电机驱动系统性能差^[46]。

2.2 基于 M2PCC 的电流控制技术

由于零电压矢量 (U_0, U_7) 的作用相同,所以可将8个基本电压矢量划分为7组双矢量控制序列组合。M2PCC 控制思想^[47-48]:控制周期内通过控制2个有效基本电压矢量或者有效基本电压矢量与零电压矢量的作用时间来调节电机预测电流,使得预测电流无限接近参考电流轨迹。

M2PCC 控制技术包括2种控制形式:(1)周期内2个电压矢量均为有效基本电压矢量,即双有效基本电压矢量。(2)周期内2个电压矢量为有效基本电压矢量与零电压矢量的组合。文献[49]根据 q 轴电流无差拍原则来分配控制周期中2个有效基本电压矢量的作用时间:

$$i_q(k+1) = i_q(k) + S_{opt1} t_{opt1} + S_j (T_s - t_{opt1}) = i_q^* \quad (18)$$

式中: $S_{\text{opt1}}、S_j$ ——2 个有效基本电压矢量 $\mathbf{U}_{\text{opt1}}、\mathbf{U}_j$ 作用时, q 轴电流的斜率;

t_{opt1} ——第一个有效电压矢量 $\mathbf{U}_{\text{opt1}}$ 的作用时间;

$T_s - t_{\text{opt1}}$ ——第二个电压矢量 $\mathbf{U}_j$ 的作用时间。

根据式 (18) 计算出周期内各个有效基本电压矢量的作用时间(占空比) $t_j^x、t_j^{x+1}$ 。

$$t_j^x = \frac{i_q^* - i_q - S_j T_s}{S_{\text{opt1}} - S_j} \quad (19)$$

式(19)中, $S_{\text{opt1}}、S_j$ 可以表示为

$$S_{\text{opt1}} = \left. \frac{di_q}{dt} \right|_{u_q = u_{q-\text{opt1}}} = S_0 + \frac{u_{q-\text{opt1}}}{L_s} \quad (20)$$

$$S_j = \left. \frac{di_q}{dt} \right|_{u_q = u_{qj}} = S_0 + \frac{u_{qj}}{L_s} \quad (21)$$

式中: $u_{q-\text{opt1}}、u_{qj}$ ——控制周期内最优基本电压矢量以及第二个电压矢量在 q 轴坐标轴上的投影;

S_0 ——零电压矢量作用时 q 轴电流的斜率;

L_s ——电机定子电感。

在周期内采用双矢量(双有效基本电压矢量或者有效基本电压矢量与零矢量)来合成电压矢量 $\mathbf{U}_s$:

$$\mathbf{U}_s = \frac{t_j^x}{T_s} \mathbf{U}_{\text{opt1}} + \frac{t_j^{x+1}}{T_s} \mathbf{U}_j \quad (22)$$

式中: $t_j^x、t_j^{x+1}$ ——周期内控制有效基本电压矢量的作用时间即占空比;

$\mathbf{U}_{\text{opt1}}、\mathbf{U}_j$ ——周期内控制有效基本电压矢量,在 M2PCC 中, $\mathbf{U}_{\text{opt1}}、\mathbf{U}_j$ 可以为零电压矢量,但不能同时为零电压矢量。

通过构造目标函数 g_i 来选择使参考电流与预测电流无限接近的基本电压矢量来作为下一控制周期的最优基本电压矢量。通过构造价值函数 g_i 来进行滚动优化:

$$g_i = |i_d^* - i_d| + |i_q^* - i_q| \quad (23)$$

文献[50]由于构造的目标函数没有考虑逆变器上桥臂的开关频率,忽视了对 PMSM 逆变器系统的温升,有可能会对 VSI PMSM 系统整体性能的下降。文献[51]利用当前最优的基本电压矢量 $\mathbf{u}_{\text{opt}}$ 通过查表法来确定第二个最优基本电压

矢量。将电流变化引起的转矩以及磁链量变化量考虑在内,通过所计算出来的 $\lambda_{T1}、\lambda_{T2}、\lambda_{T3}、\lambda_{\psi1}、\lambda_{\psi2}$ 进行查表选择下一周期最优控制基本电压矢量 $\mathbf{u}_{\text{opt}}$ 。构造式为

$$\begin{cases} \lambda_{T1} = m_{\text{opt}} \cdot m_{\text{opt-1}} \\ \lambda_{T2} = m_{\text{opt}} \cdot m_{\text{opt+1}} \\ \lambda_{T3} = m_{\text{opt}} \cdot m_0 \end{cases} \quad (24)$$

$$\begin{cases} \lambda_{\psi1} = n_{\text{opt}} \cdot n_{\text{opt-1}} \\ \lambda_{\psi2} = n_{\text{opt}} \cdot n_{\text{opt+1}} \end{cases} \quad (25)$$

式中: $m_{\text{opt}}、n_{\text{opt}}$ ——当下一周期的最优基本电压矢量 $\mathbf{u}_{\text{opt}}$ 作用于逆变器时所引起的电机转矩、磁链变化误差;

$m_{\text{opt-1}}、n_{\text{opt-1}}$ ——当下一周期的最优基本电压矢量为 $\mathbf{u}_{\text{opt-1}}$ ($\mathbf{u}_{\text{opt-1}}$ 为最优基本电压矢量的相邻基本电压矢量,例如: $\mathbf{u}_{\text{opt}} = \mathbf{u}_2$ 、那么 $\mathbf{u}_{\text{opt-1}} = \mathbf{u}_1$) 作用于逆变器时所引起的电机转矩、磁链变化误差;

$m_{\text{opt+1}}、n_{\text{opt+1}}$ ——当下一周期的最优基本电压矢量为 $\mathbf{u}_{\text{opt+1}}$ ($\mathbf{u}_{\text{opt+1}}$ 为最优基本电压矢量的相邻基本电压矢量,例如: $\mathbf{u}_{\text{opt}} = \mathbf{u}_2$ 、那么 $\mathbf{u}_{\text{opt+1}} = \mathbf{u}_3$) 时作用于逆变器所引起的电机转矩变化误差;

m_0 ——零电压矢量作用时所引起的转矩、磁链误差。

文献[51]首先计算参数 $\lambda_{T1}、\lambda_{T2}、\lambda_{T3}、\lambda_{\psi1}、\lambda_{\psi2}$, 然后结合查表法来确定下一控制周期的最佳控制基本电压矢量 $\mathbf{u}_{\text{opt}}$ 。周期内双有效基本电压矢量控制技术与周期内有效基本电压矢量和零电压矢量控制技术相比,能够实现 VSI PMSM 系统更好的稳态性能以及瞬态响应^[52]。

综上所述,PMSM M2PCC 控制的原理框图如图 7 所示。

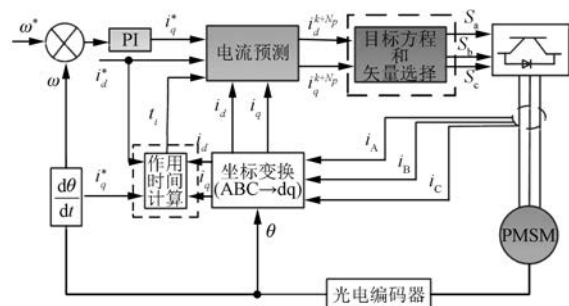


图 7 PMSM M2PCC 控制原理框图

图 8 为基于 M2PCC 的电流控制技术的电机 A 相电流。

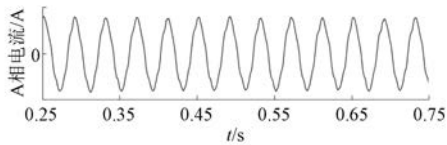


图 8 基于 M2PCC 的电流控制技术的电机 A 相电流

从图 8 可以看出, M2PCC 通过周期内采用 2 个有效基本电压矢量(零矢量和有效基本电压矢量或者 2 个有效基本电压矢量)以及其相对应的作用时间 t_{1j}^* 、 t_{2j}^* 来合成电压矢量 U_s , 从而确保作用的有效基本电压矢量是全局最优。由于 M2PCC 能够合成幅值可调的电压矢量 U_s , 与 MP1CC 相比, 具有计算量小、控制精度高等优点^[53]。但是, 当其中一个有效基本电压矢量为零矢量时, 通过有效基本电压矢量合成的有效电压矢量 U_s 方向仍然不可调。

2.3 基于 M3PCC 的电流控制技术

M3PCC 技术^[54-55]: 在一个控制周期中, 有效基本电压矢量使电流增大, 电流减小。与 M1PCC 相比, 周期内采用 M3PCC 使转矩脉动以及电流谐波更小。M3PCC 控制技术思想: 首先将基本电压矢量划分为 6 个扇区^[56], 如图 9 所示。与 SVPWM 方式类似, 以相邻的有效基本电压矢量以及零电压矢量作为一组。

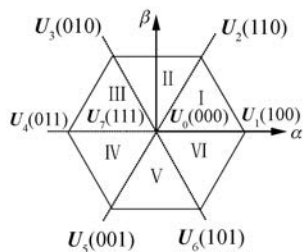


图 9 电压空间矢量示意图

通过以上分组可以将空间基本电压空间矢量为 6 组。未来时刻的 d - q 轴电流将由 3 个矢量组共同决定。文献[57]将电流预测方程改写为

$$i_d(k+1) = i_d(k) + \delta_{d1} t_1 + \delta_{d2} t_2 + \delta_{d0} t_3 \quad (26)$$

$$i_q(k+1) = i_q(k) + \delta_{q1} t_1 + \delta_{q2} t_2 + \delta_{q0} t_3 \quad (27)$$

式中: δ_{d1} 、 δ_{d2} 、 δ_{d0} 、 δ_{q1} 、 δ_{q2} 、 δ_{q0} ——第一有效基本电压矢量、第二有效基本电压矢量以及零电压矢量对 d 以及 q 轴电流变化的贡献。

$$\delta_{di} = \frac{1}{L_s} (-R i_d^k + \omega_e L_s i_q^k + u_{di}) \quad (28)$$

$$\delta_{qi} = \frac{1}{L_s} (-R i_q^k - \omega_e L_s i_d^k + u_{qi} - \omega_e \psi_f) \quad (29)$$

系统的最终目标是使电流预测值与参考值 i_d^* 、 i_q^* 无限接近, 即使电流误差值为零, 则构造等式:

$$i_d^* = i_d(k+1) \quad (30)$$

$$i_q^* = i_q(k+1) \quad (31)$$

联立式(26)~式(31)可以计算出各组有效基本电压矢量以及零电压矢量的作用时间 t_{1j} 、 t_{2j} 、 t_{3j} 。控制原理与图 7 不同之处在于图 7 中虚线部分占空比变为 3 个矢量的作用时间, 分别为 t_{1j} 、 t_{2j} 、 t_{3j} ($j=1, 2, \dots$ 为基本电压矢量组合序列号)。

文献[57]研究重点在于降低逆变器上桥臂 S_a 、 S_b 、 S_c 的开关次数从而达到降低系统变换器温升的目的, 且提高了 PMSM 逆变器系统的控制稳定性以及可靠性。文献[51]通过构造目标函数进行滚动优化:

$$g_i = |i_d^* - i_d| + |i_q^* - i_q| + \lambda (|F_a - f_a| + |F_b - f_b| + |F_c - f_c|) \quad (32)$$

式中: λ ——权重系数;

F_a 、 F_b 、 F_c ——逆变器上桥臂当前的开关状态;

f_a 、 f_b 、 f_c ——电机系统上一周期逆变器上桥臂末位开关状态。

式(32)中, 当 λ 越大时, 则该逆变器馈电的电机系统偏向于逆变器上桥臂开关状态的选择; 当 λ 越小时, 则该逆变器馈电的电机系统偏向于基本有效电压矢量对 d - q 轴电流 i_d 、 i_q 的控制。文献[57]在进行电流以及逆变器开关频率滚动优化时, 引入了权重系数。然而该权重系数难以整定, 同时在电机的运行过程中, 电机参数发生改变而无法实现权重系数 λ 在线最优化选择。

图 10 为基于 M3PCC 的电流控制技术的电机 A 相电流。

从图 10 可以看出, M3PCC 解决了合成电压矢量方向、幅值不可调等问题, 并且能够合成任意方向的电压矢量 U_s , 具有电流控制精度高、谐波

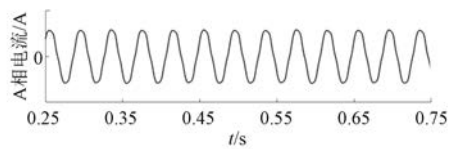


图 10 基于 M3PCC 的电流控制技术的电机 A 相电流

低等优点。但是周期内 3 个矢量的作用时间即占空比需计算,增加了计算量以及硬件电路的处理速度和负担,因此在一定程度上使电气驱动系统更加复杂。同时,由于周期内的控制矢量需要不断地在 3 个基本电压矢量之间进行切换,增加了逆变器上桥臂开关频率^[58-61]。

3 分析与讨论

综上所述,针对基于 CCS-MPC 电流控制技术以及 FCS-MPC 电流控制技术的实现方式、在线计算量、控制精度、电机参数鲁棒性、目标函数寻优方式、电压矢量输出、实现难易程度、是否需要调制环节等方面进行归纳与对比,如表 1、表 2 所示。

表 1 基于连续集模型预测电流控制技术比较		
控制方案	CCS-MPC(广义)	CCS-MPC(显式)
实现方式	复杂	较难(分区数目越大、越难实现)
在线计算量	很大	较大
控制精度	优良	优良
电机参数鲁棒性	可消除电机参数带来的影响(引入增广积分环节)	可消除电机参数带来的影响(引入增广积分环节)
目标函数寻优方式	多参数优化或并行运算	多参数优化或并行运算
电压矢量输出	任意幅值、相角的电压矢量	任意幅值、相角的电压矢量
是否需要调制	需要	需要

根据上述归纳与分析,2 种模型预测 PMSM 电流控制技术有各自的优点和不足。基于 CCS-MPC 电流控制技术当引入增广积分环节后,电机参数变化对电机驱动控制系统带来的影响较小;同时能够通过 PWM 技术在复平面上输出任意幅值与相角的电压矢量从而达到更高的控制精度与要求,具有控制稳态性能优良等优点。但是基于 CCS-MPC 电流控制技术由于是通过多参数优化解法或者并行

运算的方式进行目标函数寻优,因此增加了 VSI-FED 的电机系统计算负担。在现有的主控芯片(DSP、FPGA 等)对数字信号处理能力现状下,CCS-MPC 电流控制技术实现起来较为困难。

表 2 基于 FCS-MPC 电流控制技术比较			
控制方案	MP1CC	M2PCC	M3PCC
实现方式	简单	一般	一般
在线计算量	较小	一般	较大
控制精度	一般	较好	优良
电机参数鲁棒性	对电机参数较为敏感	对电机参数较为敏感	对电机参数较为敏感
目标函数寻优方式	在线穷举寻优	在线穷举寻优	在线穷举寻优
电压矢量输出	6 个有效基本电压矢量、2 个零电压矢量	6 个有效基本电压矢量、2 个零电压矢量	6 个有效基本电压矢量、2 个零电压矢量
是否需要调制	不需要	不需要	不需要

基于 FCS-MPC 电流控制技术与连续集相比,具有在线计算量小、实现方式简单、无需调制环节等优点。但是由于有限集是通过 6 个基本电压矢量以及零电压矢量来合成的电压矢量 U_s ,因此有限集控制技术的稳态性能不高、相对连续集而言,其控制精度较低。电机参数变化给电机驱动控制系统带来的影响较为敏感。

4 结 语

模型预测电流控制技术是近年来逆变器馈电的 PMSM 驱动系统控制技术中的一个重要的研究热点。本文详细分析了近年来国内外出现的基于 MPC 的电流控制技术的基本思想,并对 CCS-MPC 技术、FCS-MPC 技术以及各个细分方法进行归类与分析。随着数字信号处理芯片运算能力的日益提高,可以预见未来基于 MPC 技术的电机电流控制将会被越来越广泛的应用。FCS-MPC 与 CCS-MPC 相比,归纳得到:

(1) FCS-MPC 能够容易实现单步预测,但是几乎无法实现多长模型预测控制。同时当采用 FCS-MPC 时,VSI 驱动的电机系统存在转矩波动较大、定子三相电流存在畸变等现象。

(2) 在电机运行过程中电机参数会发生变化,从而降低电机控制的精度以及准确度。因此

连续集引入增广积分调节环节能够有效避免 FCS-MPC 中电机参数在运行过程中变化而带来的影响。但相比有限集而言,连续集对外部周期性扰动的抑制能力不如有限集。

(3) 进行价值函数寻优方面:FCS-MPC 技术利用 6 个有效基本电压矢量以及 2 个电压矢量,即利用在线穷举的方式进行价值寻优。CCS-MPC 能够通过 PWM 技术在复平面上输出任意幅值与相角的电压矢量,从而实现多参数优化解法或并行运算进行价值寻优。

(4) CCS-MPC 中增广积分环节的引入虽然能够抑制电机运行过程中电机参数带来的扰动,但是,无法对 VSI-FED 的电机系统中逆变器死区以及谐波等不确定因素所造成的扰动进行准确的建模,从而无法实现电机的高精度以及高准确度的控制,使得电机在 CCS-MPC 控制技术下的转矩、转速等关键参数的稳态性能受到了影响。

【参考文献】

- [1] 罗慧,陈威龙,尹泉.无电解电容永磁同步电机驱动系统控制策略综述[J].电气传动,2019,49(4): 11.
- [2] PREINDL M, SCHALTZ E. Sensorless model predictive direct current control using novel second-order PLL observer for PMSM drive systems[J].IEEE Transactions on Industrial Electronics,2011,58(9): 4087.
- [3] 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.
- [4] TURKER T,BUYUKKELES U,BAKAN A F.A robust predictive current controller for PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2016,63(6): 3906.
- [5] 陈思溢,皮佑国.基于滑模观测器与滑模控制器的永磁同步电机无位置传感器控制[J].电工技术学报,2016,31(12): 108.
- [6] LOW K, CHIUN K, LING K. Evaluating generalized predictive control for a brushless DC drive[J].IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13 (6): 1191.
- [7] KENNEL R, LINDER A, LINKE M. Generalized predictive control (GPC): ready for use in drive applications? [C]//2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference,2001.
- [8] RIVERA M, YARAMASU V, RODRIGUEZ J, et al. Model predictive current control of two-level four-leg inverters—part II: experimental implementation and validation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2013,28(7): 3469.
- [9] PREINDL M, BOLOGNANI S. Model predictive direct speed control with finite control set of PMSM drive systems[J].IEEE Transactions on Power Electronics, 2013,28(2): 1007.
- [10] BELDA K, VOSMIK D. Explicit generalized predictive control of speed and position of PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2016,63(6): 3889.
- [11] WENDEL S, HAUCKE-KORBER B, DIETZ A, et al. Cascaded continuous and finite model predictive speed control for electrical drives [C] // 2018 20th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'18 ECCE Europe),2018.
- [12] JIA C, WANG X, LIANG Y, et al. Robust current controller for IPMSM drives based on explicit model predictive control with online disturbance observer [J].IEEE Access,2019,7: 45898.
- [13] BEMPORAD A, MORARI M, DUA V, et al. The explicit solution of model predictive control via multiparametric quadratic programming [C] // Proceedings of the 2000 American Control Conference (ACC),2000.
- [14] BEMPORAD A, MORARI M, DUA V, et al. The explicit linear quadratic regulator for constrained systems[J].Automatica,2002,38(1): 3.
- [15] MAGNI L, RAIMONDO D M, ALLGOWER F. Nonlinear model predictive control [M]. Berlin: Springer,2009: 345-369.
- [16] DE LA PENA D M, BEMPORAD A, FILIPPI C. Robust explicit MPC based on approximate multiparametric convex programming [C] // 2004 43rd IEEE Conference on Decision and Control (CDC), 2004.
- [17] MARIETHOZ S, MORARI M. Explicit model-predictive control of a PWM inverter with an LCL filter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2009,56(2): 389.
- [18] ZHANG Y, LIU J, FAN S. On the inherent relationship between finite control set model predictive control and SVM-based deadbeat control for power converters[C]

- // 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2017.
- [19] DIAB A A Z, VDOVIN V V, KOTIN D A, et al. Cascade model predictive vector control of induction motor drive[C] // 2014 12th International Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE), 2014.
- [20] ZHANG Y, XIE W, LI Z, et al. Low-complexity model predictive power control: double-vector-based approach [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(11): 5871.
- [21] 张保程, 徐艳平, 周钦. 基于广义双矢量的 PMSM 模型预测电流控制[J]. 电气传动, 2017, 47(3): 17.
- [22] ZHANG X, TAN L, XIAN J, et al. Three vector complete model predictive control for three-phase grid-connected inverters with LCL filter[C] // 2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2018.
- [23] 张永昌, 夏波, 杨海涛. 感应电机三矢量模型预测磁链控制[J]. 电气工程学报, 2017, 12(3): 1.
- [24] VYNCKE T J, THIELEMANS S, MELKEBEEK J A. Finite-set model-based predictive control for flying-capacitor converters: cost function design and efficient FPGA implementation[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(2): 1113.
- [25] MARIETHOZ S, DOMAHIDI A, MORARI M. High-bandwidth explicit model predictive control of electrical drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(6): 1980.
- [26] 周湛清. 永磁同步电机系统模型预测控制[D]. 天津: 天津大学, 2017.
- [27] MARIETHOZ S, DOMAHIDI A, MORARI M. Sensorless explicit model predictive control of permanent magnet synchronous motors [C] // 2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2009.
- [28] CARPIUC S, LAZAR C. Lyapunov-based constrained explicit current predictive control in permanent magnet synchronous machine drives [C] // 2014 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2014.
- [29] SANGSEFIDI Y, ZIAEIAEGAD S, MEHRIZI-SANI A. A new two-motor drive to control a two-phase induction motor and a DC motor[C] // 2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2015.
- [30] MONTAGUE R G, BINGHAM C, ATALLAH K. Magnetic gear pole-slip prevention using explicit model predictive control [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2013, 18(5): 1535.
- [31] JOFRE M, LLOR M A, SLIVA C A. Sensorless low switching frequency explicit model predictive control of induction machines fed by neutral point clamped inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(12): 9122.
- [32] AHMED A A, KOH B K, LEE Y I. A Comparison of finite control set and continuous control set model predictive control schemes for speed control of induction motors[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 14(4): 1334.
- [33] MA Z, KENNEL S R. Continuous set nonlinear model predictive control for PMSM drives[C] // 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2013.
- [34] LI J, LI W, DENG G, et al. Continuous-behavior and discrete-time combined control for linear induction motor-based urban rail transit[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2016, 52(7).
- [35] 蔡文豹. 显式模型预测控制及在电机控制中的应用[D]. 杭州: 浙江工业大学, 2012.
- [36] WIJAYA S, WONGSAISUWAN M. Robust constrained model predictive control for piece-wise affine systems using saturated linear feedback controller[C] // ECTI-CON2010: The 2010 ECTI International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, 2010.
- [37] LIU B, CHEN T, SONG W. The essential relationship between deadbeat predictive control and continuous-control-set model predictive control for PWM converters[C] // 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018-ECCE Asia), 2018: 1872.
- [38] 王岩强. 永磁同步电机模型预测控制技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017.
- [39] 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.
- [40] FANG J, MONTGOMERY D B, RODERICK L. A novel Magpipe pipeline transportation system using linear motor drives [J]. Proceedings of the IEEE,

- 2009, 97(11): 1848.
- [41] 高丽媛. 永磁同步电机的模型预测控制研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2013.
- [42] MWASILU F, NGUYEN H T, CHOI H H, et al. Finite set model predictive control of interior PM synchronous motor drives with an external disturbance rejection technique[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2017, 22(2): 762.
- [43] ZHANG X, ZHANG L, ZHANG Y. Model predictive current control for PMSM drives with parameter robustness improvement[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1645.
- [44] BESSELMANN T, LOFBERG J, MORARI M. Explicit MPC for LPV systems: stability and optimality[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2012, 57(9): 2322.
- [45] ESMAEILNEJAD B, FAZLI M, TAHAMI F. Model reference control of PMSM drive systems based on model predictive control[C] // The 6th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC), 2015.
- [46] KAZRAJI S M, SHARIFIAN M B B. Model predictive control of linear induction motor drive[C] // IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2017.
- [47] 徐艳平, 李园园, 周钦, 等. 无权重系数的双矢量模型预测转矩控制[J]. 电气传动, 2018, 48(5): 8.
- [48] ZHANG X, HE Y, LI Y, et al. Double vector model predictive direct speed control without weighting factor[C] // 2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2018.
- [49] 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.
- [50] 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.
- [51] 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, doi: 10.1109/TPEL.2019.2898901.
- [52] 沈攀, 谷鑫, 李新旻, 等. 改进的永磁同步电机双矢量模型预测转矩控制[J]. 新型工业化, 2019, 9(1): 1.
- [53] 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.
- [54] 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.
- [55] 嵇越. 永磁同步电机电流预测控制方法研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2016.
- [56] ZHANG Y, HUANG L, XU D, et al. Performance evaluation of two-vector-based model predictive current control of PMSM drives[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2018, 4(2): 65.
- [57] 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.
- [58] ZHANG Y, XIA B, YANG H. A novel three-vectors-based model predictive flux control of induction motor drives[C] // 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), 2016.
- [59] 兰志勇, 王波, 徐琛, 等. 永磁同步电机新型三矢量模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(增刊1): 243.
- [60] PREINDL M, BOLOGNANI S. Model predictive direct speed control with finite control set of PMSM drive systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(2): 1007.
- [61] 刘莹. 永磁同步电机模型预测控制策略研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2018.

收稿日期: 2019-06-19

声 明

本刊已许可万方数据、重庆维普、中国学术期刊(光盘版)电子杂志社、北京世纪超星信息技术发展有限责任公司在其网站及其系列数据库产品中以数字化方式复制、汇编、发行、信息网

络传播本刊全文。该社著作权使用费与本刊相关费用抵消。如作者不同意文章被收录, 请在来稿时向本刊声明, 本刊将做适当处理。

《电机与控制应用》编辑部