

一种双三相永磁同步电机的多矢量模型 预测转矩控制*

张倩茹, 王 爽

(上海大学 机电工程与自动化学院, 上海 200444)

摘 要: 双三相永磁同步电机(DTP-PMSM)的传统模型预测控制(MPC)在一个控制周期内仅作用一个电压矢量,使得电机的控制效果不理想,尤其是稳态时的转矩波动。针对这个问题,提出一种基于虚拟电压矢量(VVV)的多矢量模型预测转矩控制(MPTC)策略。该方法在一个控制周期内作用多个电压矢量,扩大了矢量调制范围。通过这种方式,减小了转矩脉动,提高了稳态性能。此外,该策略采用了VVV,因此该策略抑制了谐波电流。选用无权重因子的代价函数对候选矢量组合进行筛选,降低了算法的复杂度。最后,在试验平台上,通过与传统双矢量MPTC进行对比验证了所提算法的有效性。

关键词: 双三相永磁同步电机;模型预测控制;转矩脉动;谐波抑制

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2023)07-0029-06

doi: 10.12177/emca.2023.075

Multi-Vector Model Predictive Torque Control for a Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor*

ZHANG Qianru, WANG Shuang

(School of Mechatronic Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200444, China)

Abstract: The traditional model predictive control (MPC) of dual three-phase permanent magnet synchronous motor (DTP-PMSM) only applies one voltage vector in one cycle control, resulting in poor control performance, especially the torque fluctuation in steady state. In order to solve this problem, a multi-vector model predictive torque control (MPTC) strategy based on virtual voltage vector (VVV) is proposed. The proposed strategy applies multiple voltage vectors in one cycle control, which can expand the vector modulation range. By this way, the torque ripple can be suppressed and the steady-state performance have been improved. In addition, VVV are adopted in the strategy so as to suppress the harmonic current. The cost function with no weighting factor is selected to select the candidate vector combinations, which reduces the complexity of the algorithm. Finally, the effectiveness of the proposed strategy is verified by comparing it with the traditional dual vector MPTC on the experimental platform.

Key words: dual three-phase permanent magnet synchronous motor (DTP-PMSM); model predictive control (MPC); torque ripple; harmonic suppression

0 引 言

由于低转速工况下具有更好的容错运行能

力、更高的控制自由度以及更加灵活的控制方式等优点^[1],双三相电机已广泛应用于军事、工业应用、电动汽车和风力发电等领域^[2-3]。国内外学

收稿日期: 2023-03-01; 收到修改稿日期: 2023-04-04

* 基金项目: 上海市自然科学基金资助项目(19ZR1418600)

作者简介: 张倩茹(1998—),女,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机驱动与控制。

王 爽(1977—),男,博士,讲师,研究方向为智能控制理论及其在新能源汽车电力电子和伺服控制系统中的应用。(通信作者)

者们对双三相永磁同步电机(DTP-PMSM)的各种控制算法进行了广泛的研究,主要包括矢量控制(FOC)^[4]、直接转矩控制^[5](DTC)和模型预测控制(MPC)^[6-7]三大类。MPC易于实现,不需要调制器,具有动态响应快速、无参数调整、多变量控制和易于处理非线性约束的优点。与DTC相比,MPC选择的电压矢量更准确有效;与FOC相比,可以实现更快的动态响应。

传统的MPC在一个控制周期内仅应用一个基本电压矢量,这导致相对较高的稳态纹波和变开关频率。高采样频率是满足稳态控制性能的关键,然而,随着采样频率的增加,对硬件的要求也越来越高。因此,如何在增加采样频率的情况下提高传统MPC的稳态性能值得研究。将占空比控制引入MPC算法中,在整个控制周期内应用一个有效电压矢量和一个零矢量,其中有效电压矢量的作用时间需根据特定原则确定,例如转矩无差拍跟踪^[8]、幅值相等原则^[9]和转矩误差最小原则^[10]等。然而,在这些方法中,尽管电压矢量的幅值是可调的,但其相位角仍然是固定的,这会限制稳态性能的改善。因此,为了获得更好的稳态性能,将第二个电压矢量的选择扩展到了有效电压矢量^[11-12]。在文献[11-12]中,通过代价函数选择出最优矢量作为第一个作用矢量,根据转矩差值和磁链差值的乘积建立开关表,由此选择出第二个作用矢量。但是,基于双矢量的MPC合成电压矢量的幅值变化范围较小,输出的电压矢量可以近似看作方向可变、幅值固定的矢量。与占空比控制方法相比,双矢量MPC的矢量可调范围有所扩大,但扩大范围有限。因此,双矢量MPC的实际效果并未完全解决单矢量MPC带来的转矩波动较大的问题。

在双矢量MPC的基础上,本文提出一种基于虚拟电压矢量(VVV)的多矢量模型预测转矩控制(MPTC)策略。基于无差拍直接转矩和磁链控制(DB-DTFC)计算出参考电压矢量的位置,可以对应得到5种候选矢量组合,每种候选矢量组合由2个VVV构成。通过增加矢量作用个数的方式,降低系统稳态运行时的转矩脉动。该算法利用转矩与定子磁链矢量的关系简化了代价函数中的权重系数,降低了计算负担。与传统的VVV相比,本文选用的VVV无论是单个矢量还是2个矢量组合作用时均不需要繁琐的矢量替换就可以实现开关序列

标准化,易于硬件实现并有效地抑制了谐波电流。确定候选矢量组后,通过无权重因子的代价函数筛选并计算得到最优组合及其占空比。通过对双矢量MPTC和本文所提算法进行试验对比,验证了算法对转矩脉动抑制和谐波电流抑制的有效性。

1 DTP-PMSM 数学模型

DTP-PMSM由两电平电压源逆变器(VSI)供电,如图1所示。由于逆变器每个桥臂的上下两个开关器件处于互补导通状态, $S_i=1$ ($i=A,B,C,D,E,F$)表示上开关器件导通、下开关器件关闭, $S_i=0$ 反之。因此,逆变器共有 2^6 个,即64个开关状态,利用文献[13]中的矢量空间分解(VSD)方法,每个开关状态分别在 $\alpha-\beta$ 和 z_1-z_2 子空间中产生一个空间电压矢量,如图2所示。DTP-PMSM共有48个有效电压矢量,按照其在 $\alpha-\beta$ 子空间中幅值从小到大可分为 L_1, L_2, L_3, L_4 共4组,幅值分别为 $0.173U_{dc}$ 、 $0.333U_{dc}$ 、 $0.471U_{dc}$ 、 $0.644U_{dc}$, U_{dc} 为逆变器直流母线电压。从相位上来看, L_1, L_3 和 L_4 组矢量方向相同, L_2 组矢量与其相差 15° 。

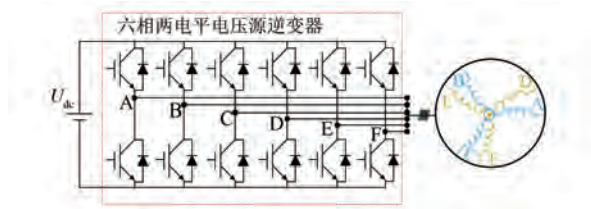


图1 DTP-PMSM 电驱动系统框图

基于VSD坐标变换可以得到 $d-q$ 子空间下的电压和转矩方程:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q \\ u_q = Ri_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d \end{cases} \quad (1)$$

$$T_e = 3p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (2)$$

式中: $u_d, u_q, i_d, i_q, \psi_d$ 和 ψ_q 分别为 $d-q$ 轴坐标系下的电压、电流和磁链分量; T_e 为电磁转矩; p 为电机极对数; R 为定子电阻; ω_e 为电角频率。

2 改进的多矢量MPTC算法

图3为双矢量MPTC算法的控制框图,该算法主要分为两个部分,分别是最优电压矢量组合

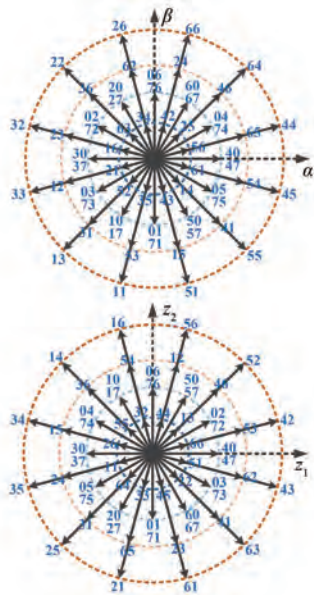


图2 双三相两电平 VSI 基本电压矢量

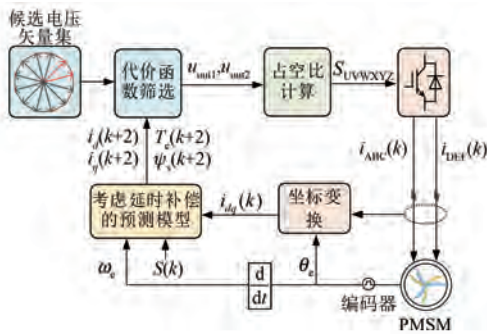


图3 双矢量 MPTC 算法的控制框图

的选择和占空比计算。从 12 个候选电压矢量集中依次选择相邻的 2 个电压矢量构成 12 个矢量组合,并且计算每种矢量组合情况下的最佳占空比分配情况。然后通过包含占空比的代价函数遍历寻优,筛选出最优电压矢量组合及其对应的占空比。该算法通过分配 2 个相邻基本电压矢量的作用时间,来合成更靠近目标的电压矢量。其合成得到的电压矢量幅值和方向均可调,但是幅值的变化范围较小,因此对稳态转矩波动的抑制效果有限,此时转矩脉动仍然较大。此外,传统双矢量 MPTC 在一个控制周期内需要通过代价函数遍历寻优 12 次,计算量较大,其算法作用的是谐波子空间电压分量最小的 L_4 组矢量,除此之外没有对谐波电流抑制采取有效措施。

针对传统双矢量 MPTC 存在的问题,本文提出了一种新的控制方法,该方法在扩大调制范围、提高稳态控制性能的基础上,还抑制了谐波电流。所提算法的控制框图如图 4 所示,主要包括:参考电压矢量计算, VVV 构建,最优矢量组合选择及代价函数筛选与占空比计算。

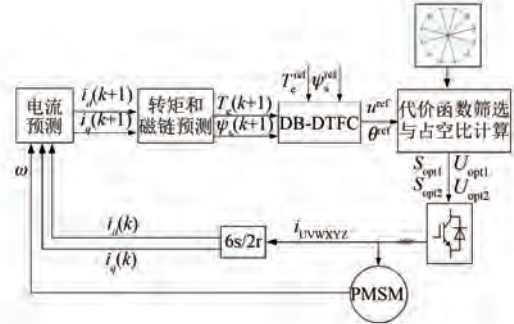


图4 所提 MPTC 算法的控制框图

2.1 参考电压矢量计算

图 5 为坐标系变换关系图,结合图 5 和式(1)可以得到 $o-p$ 定子磁链坐标系下的定子电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_o \\ u_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_o \\ i_p \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_o \\ \psi_p \end{bmatrix} - \omega_s \begin{bmatrix} \psi_p \\ -\psi_o \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: u_o 、 u_p 、 i_o 、 i_p 、 ψ_o 和 ψ_p 分别为 $o-p$ 轴坐标系下的电压、电流和磁链分量; ω_s 为定子角频率。

o 轴方向与定子磁链方向相同,故 o 轴磁链分量等于定子磁链, p 轴磁链分量为 0。定子磁链角 θ_s 为负载角 δ 与转子磁链角 θ_e 之和,即 $\theta_s = \delta + \theta_e$ 。因此其电角速度的关系式为

$$\omega_s = \omega_e + \frac{d}{dt} \delta \quad (4)$$

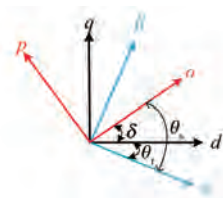


图5 坐标变换关系图

将式(4)代入式(3),并通过前向欧拉公式对其进行离散化,考虑延时补偿, $o-p$ 坐标系下定子电压的预测值可以表示为

$$\begin{cases} u_o(k+1) = Ri_o(k+1) + \frac{\Delta\psi_s(k+1)}{T_s} \\ u_p(k+1) = Ri_p(k+1) + \omega_e\psi_s(k+1) + \frac{\Delta\delta(k+1)}{T_s} \cdot \psi_s(k+1) \end{cases} \quad (5)$$

式中: $u_o(k+1)$ 、 $u_p(k+1)$ 、 $i_o(k+1)$ 、 $i_p(k+1)$ 分别为 $o-p$ 轴坐标系下的电压、电流的预测值; $\Delta\psi_s(k+1)$ 和 $\Delta\delta(k+1)$ 分别为第 $k+1$ 控制周期内定子磁链和负载角的变化量。

基于无差拍的思想, 将定子磁链和负载角的参考值代入式(5), 即可得到 $o-p$ 坐标系下参考电压矢量的表达式为

$$\begin{cases} u_o^{\text{ref}} = Ri_o(k+1) + \frac{\psi_s^{\text{ref}} - \psi_s(k+1)}{T_s} \\ u_p^{\text{ref}} = Ri_p(k+1) + \omega_e\psi_s(k+1) + \frac{\delta^{\text{ref}} - \delta(k+1)}{T_s} \psi_s(k+1) \end{cases} \quad (6)$$

式(6)中 $k+1$ 时刻的负载角无法直接计算得到, 需要通过对转矩方程的改写得到。

电磁转矩可由定子磁通幅值和负载角表示为

$$T_e = \frac{3p\psi_f}{L_q} \cdot \psi_s \cdot \sin \delta \quad (7)$$

对式(7)微分并离散化, 即可推导得到负载角变化量和转矩变化量的关系:

$$\Delta\delta = \frac{L_q \Delta T_e}{3p\psi_f \psi_s \cos \delta(k+1)} - \frac{\sin \delta(k+1) \Delta\psi_s}{\psi_s \cos \delta(k+1)} \quad (8)$$

2.2 VVV 构建

由图2可知, 相邻3个 L_2 组电压矢量在 $z1-z2$ 谐波子平面中可以合成幅值为0的电压矢量, 利用该特征将基波子空间中的 L_2 组的电压矢量合成得到一组 VVV(u_1-u_{12}), 将其称为 U 组。为了实现对谐波电流的抑制效果, 需要对 L_2 组电压矢量的作用时间进行计算分配, 分配的约束条件就是谐波子空间中合成得到的 VVV 为0。

根据伏秒积平衡原理, 可以列出下式:

$$\begin{cases} T_s |u_1|_{\alpha-\beta} = n_1 |v_{04}|_{\alpha-\beta} \cos 30^\circ + n_2 |v_{05}|_{\alpha-\beta} \cos 30^\circ + n_3 |v_{47}|_{\alpha-\beta} \\ T_s |u_1|_{z1-z2} = n_1 |v_{04}|_{z1-z2} \cos 30^\circ + n_2 |v_{05}|_{z1-z2} \cos 30^\circ - n_3 |v_{47}|_{z1-z2} \end{cases} \quad (9)$$

式中: $|u_1|_{\alpha-\beta}$ 和 $|u_1|_{z1-z2}$ 分别为 $\alpha-\beta$ 子平面和 $z1-z2$ 子平面 VVV u_1 幅值; n_1 、 n_2 和 n_3 分别为 v_{04} 、 v_{05} 和 v_{47} 在一个控制周期里的作用时间, 满足 $n_1+n_2+n_3=T_s$, 且 $n_1=n_2$, T_s 为控制周期。

为抑制谐波, 令 $|u_1|_{z1-z2}=0$, 解出方程:

$$\begin{cases} |u_1|_{\alpha-\beta} = \frac{2}{2\sqrt{3}+3} U_{dc} \\ n_1 = n_2 = \frac{1}{2+\sqrt{3}} T_s \\ n_3 = \frac{\sqrt{3}}{2+\sqrt{3}} T_s \end{cases} \quad (10)$$

因此, 由相邻的3个 L_2 组电压矢量合成得到的 VVV 幅值约为 $0.309U_{dc}$ 。

2.3 最优矢量组合选择

扇区划分情况如图6所示, 以12个 VVV 为扇区界划分扇区, 例如 u_1 和 u_2 矢量之间为扇区 Q_1 。以参考电压矢量位于 Q_2 扇区为例介绍备选矢量组合的选择标准。当参考电压矢量位于 Q_2 扇区时, 根据矢量合成原理, 有9种合成方式。将9种矢量组合的覆盖范围全部用图中灰色方块表示出来之后可以发现重叠的现象, 去除重叠的矢量组合便可以得到最终的5种备选矢量组合。

以图6为例, 当参考电压矢量在 Q_2 扇区时, 此时的候选电压矢量组合为 u_2 和 u_3 , u_2 和 u_4 , u_2 和 u_5 , u_1 和 u_3 , u_3 和 u_{12} 。同理可以得到参考电压矢量位于不同扇区时的备选电压矢量组合。

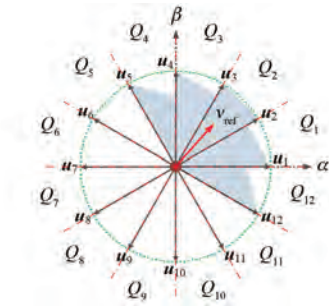


图6 扇区划分图

2.4 代价函数筛选与占空比计算

传统 MPTC 的代价函数由于控制变量的数量级不同而存在权重因子, 而权重因子的确定往往需要通过繁琐的“试错”得到。本文采用一种简化权重因子的代价函数^[14]:

$$j = |\psi_d^{\text{ref}} - \psi_d(k+1)| + |\psi_q^{\text{ref}} - \psi_q(k+1)|$$

(11)

通过代价函数筛选出最优的矢量组合,同时为了保证作用时间分配后的矢量组合仍是最优选择,将占空比也考虑在代价函数中。最终的代价函数设计为

$$J = j_1 d_1 + j_2 d_2$$

(12)

式中: j_1 、 d_1 、 j_2 、 d_2 分别为第一个和第二个候选电压矢量的代价函数和占空比。

候选矢量组中 2 个有效电压矢量的占空比通过以下方程组求解得到:

$$\begin{cases} d_0 = \frac{K}{j_0}, \\ d_1 = \frac{K}{j_1}, \\ d_2 = \frac{K}{j_2} \\ d_0 + d_1 + d_2 = 1 \end{cases}$$

(13)

3 算法有效性验证

为了验证算法的有效性,对双矢量 MPTC (MPTC1) 和所提算法 (MPTC2) 进行试验验证和对比分析。DTP-PMSM 试验平台如图 7 所示,所用电机为一台定制 DTP-PMSM,负载为一台伺服电机,2 台电机之间采用对拖模式。电机采用恒转矩负载,采样频率为 5 kHz。PMSM 驱动参数及额定值如表 1 所示。

表 1 试验平台电机参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
额定转矩/(N·m)	5	<i>q</i> 轴电感/mH	0.053
额定电流/A	60	极对数	5
定子电阻/mΩ	22.5	磁链/mWb	5.6
<i>d</i> 轴电感/mH	0.053	漏感/μH	2.7
控制周期/s	0.000 2	采样频率/Hz	5000

图 8 给出了电机系统稳态运行下 MPTC1 和 MPTC2 两种控制算法的试验图。转子转速给定为 300 r/min,负载转矩为 5 N·m。从图 8 可以看出,两种算法的相电流均基本为正弦波形。但是, MPTC1 算法的相电流波形波动较大,毛刺明显,而 MPTC2 的相电流波形较为平滑,波动更小。

这是因为所提算法采用了 VVV,抑制了 x - y



图 7 DTP-PMSM 试验平台

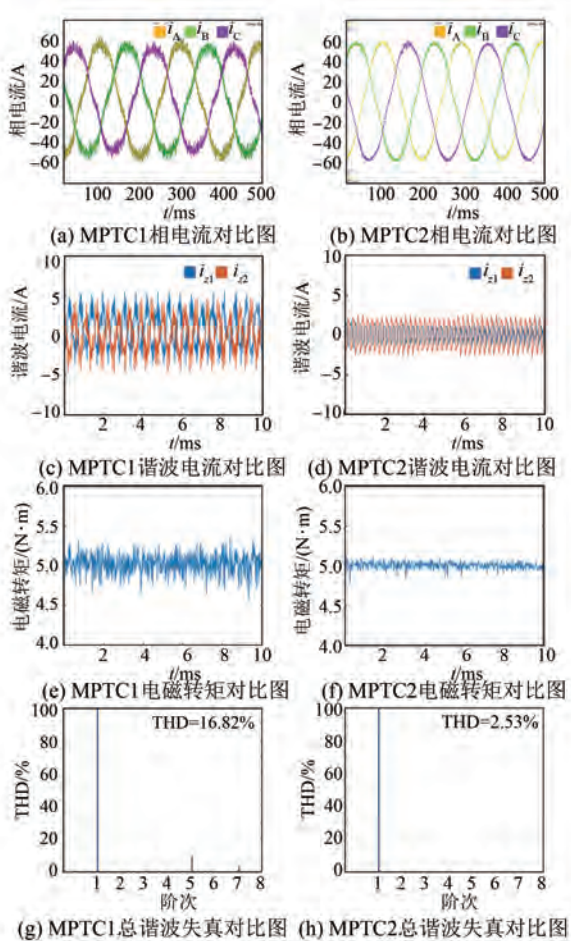


图 8 稳态性能对比图

子空间的谐波电流,所以谐波电流含量较小,通过傅里叶分析得到的总谐波失真 (THD) 同样可以验证所提算法的有效性。此外在转矩控制上, MPTC2 算法比 MPTC1 算法具有明显优势。MPTC1 的转矩脉动大约为 0.421 9 N·m,而 MPTC2 的转矩脉动大约为 0.122 5 N·m。可以看出,由于调制范围的增加,本文所提算法对转矩脉动有更好的抑制效果。

图 9 为两种控制算法在突加负载时的动态性能。由图 9 可知,两种控制算法均有较快的动态

响应速度,这是 MPTC 的优点,但所提算法仍保持着与稳态时类似的转矩控制效果,转矩脉动更小。

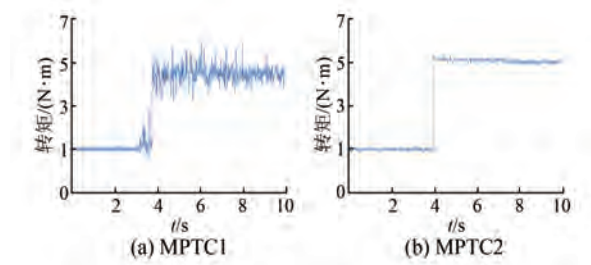


图9 动态性能对比图

4 结 语

本文针对双矢量 MPTC 的不足,提出基于 VVV 的改进算法。该方法通过增加作用的电压矢量个数,扩大算法的调制范围,降低了转矩脉动,提高了稳态性能;由于采用了 VVV,该方法减小了谐波电流;该算法采用无权重因子的代价函数进行筛选,降低了算法的复杂性。试验结果表明,所提算法的谐波含量少、转矩脉动小,还具有较好的动稳态性能。

【参 考 文 献】

- [1] CERVONE A, SLUNJSKI M, LEVI E, et al. Optimal third-harmonic current injection for asymmetrical multiphase permanent magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(4): 2772.
- [2] DURAN M J, GONZALEZ-PRIETO I, BARRERO F, et al. A simple braking method for six-phase induction motor drives with unidirectional power flow in the base-speed region [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(8): 6032.
- [3] NAIR S V, HARIKRISHNAN P, HATUA K. Six-step operation of a symmetric dual three-phase PMSM with minimal circulating currents for extended speed range in electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(8): 7651.

- [4] 王帅,解伟,林晓刚,等. 基于矢量控制的定子笼型十二相感应电机极对数切换策略[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(8): 1.
- [5] 马祖阳,王晓臻,林晓刚,等. 直驱式永磁同步电机改进型无差拍直接转矩控制研究[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(8): 14.
- [6] 曹晓冬,徐晴,赵双双,等. 高效能同步磁阻电机数据驱动型模型预测控制方法[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(5): 14.
- [7] 耿强,巨永龙,周湛清. 五桥臂双永磁同步电机系统优化模型预测控制[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(4): 8.
- [8] NIKZAD M R, ASAEI B, AHMADI S O. Discrete duty-cycle-control method for direct torque control of induction motor drives with model predictive solution [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(3): 2317.
- [9] LUO Y, LIU C. Model predictive control for a six-phase PMSM motor with a reduced-dimension cost function [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(2): 969.
- [10] ZHANG Y, YANG H. Model predictive torque control with duty ratio optimization for two-level inverter-fed induction motor drive [J]. 2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2013.
- [11] 刘述喜,孙超俊,杜文睿,等. 改进的永磁同步电机双矢量模型预测转矩控制[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(6): 30.
- [12] 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.
- [13] ZHAO Y, LIPO T A. Space vector PWM control of dual three phase induction machine using vector space decomposition [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 31(5): 1100.
- [14] 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.

(上接第 28 页)

- [16] 李智,张中华,刘辉,等. LCL 型储能虚拟同步发电机谐波谐振特性分析与抑制策略[J]. 太阳能学报, 2020, 41(10): 101.

- [17] 付勋波,董志然,樊晓磊,等. 光储独立微电网全电压复合控制技术研究[J]. 可再生能源, 2016, 34(12): 1779.