

DOI:10.11784/tdxbz202412019

考虑相位延时的三矢量非线性模型预测控制

李桂丹, 凌雨璐, 李 斌, 高 鹏, 胡思哲

(天津大学电气自动化与信息工程学院, 天津 300072)

摘要: 表贴式永磁同步电机 (SPMSM) 已广泛用于各类驱动系统, 模型预测控制 (MPC) 作为一种新型的控制方法, 以其快速响应和多目标优化等特点, 逐渐被应用于电机控制系统。然而, 传统 MPC 对系统延时较为敏感, 高速运行时面临更高的控制要求。此外, 单矢量的作用方式在一个控制周期内只作用一个电压矢量, 导致电机电流纹波较大。上述问题在低控制频率下尤为显著。为解决这些问题, 对模型精度及矢量作用两个方面进行优化, 提出了基于非线性离散 $\alpha\beta$ 模型的三矢量模型预测控制 (NL- $\alpha\beta$ -TV-MPC) 策略。首先考虑到静止坐标系具有零阶保持特性, 通过采用静止坐标系下的数学模型抑制相位时延导致的性能恶化。同时从连续域到离散域的离散方式也会极大程度上影响预测精度, 利用非线性离散方法提高低控制频率的控制性能。其次, 通过对三矢量预测控制进行优化实现电流纹波抑制, 同时为避免复杂的枚举过程所带来的计算负担, 结合价值函数及实际性能分析选择最优电压矢量组合, 并利用价值函数最优化的思想求解电压矢量作用时间。最后, 仿真及实验结果表明, 所提控制策略相对传统 MPC 控制方法考虑了系统延时和非线性因素的影响, 在保证计算量较小的同时, 提高了高速运行状态下的预测精度, 降低了稳态运行时电流谐波的含量, 从而有效减少了运行损耗并提高了控制性能。

关键词: 非线性离散模型; 三矢量; 表贴式永磁同步电机; 模型预测控制

中图分类号: TM351

文献标志码: A

文章编号: 0493-2137(2025)11-1145-10

Three-Vector Nonlinear Model Predictive Control Considering Phase Delays

Li Guidan, Ling Yulu, Li Bin, Gao Peng, Hu Sizhe

(School of Electrical and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: Surface-mounted permanent-magnet synchronous motors (SPMSMs) are widely used in various drive systems. Model predictive control (MPC), a novel control method, is gradually being applied to motor control systems because of its fast response and multi-objective optimization capabilities. However, traditional MPC is sensitive to phase delays and experiences high control demands during high-speed operations. In addition, the single-vector control approach, which employs only one voltage vector during a control cycle, results in large current ripples. These issues are particularly prominent at low control frequencies. To address these problems, model accuracy and vector action need to be optimized. Hence, a nonlinear discrete $\alpha\beta$ model-based three-vector MPC (NL- $\alpha\beta$ -TV-MPC) strategy was proposed. First, given the zero-order hold property of the stationary reference frame, a mathematical model of the stationary frame was developed to mitigate performance degradation caused by phase delays. Furthermore, discretization from a continuous domain to a discrete domain significantly affected the prediction accuracy. A nonlinear discretization approach was employed to enhance the control performance at low control frequencies. The current ripples were mitigated by optimizing the three-vector MPC strategy. To reduce the computational burden of complex enumeration processes, the optimal voltage vector combination was selected based on a cost function and via performance analysis. The voltage vector action time was determined through cost function optimization. Finally, simulation and experimental results showed that compared with traditional MPC methods, the proposed control strat-

收稿日期: 2024-12-16; 修回日期: 2025-01-16.

作者简介: 李桂丹 (1975—), 女, 博士, 教授, lgdtju@tju.edu.cn.

通信作者: 李 斌, elib@tju.edu.cn.

基金项目: 惯性测量全国重点实验室对外开放基金资助项目 (KFJJ-2024-001).

Supported by the National Key Laboratory of Inertial Measurement Open Fund (No. KFJJ-2024-001).

egy accounted for the effects of system delays and nonlinearities. With a low computational load, the proposed control strategy improved the prediction accuracy under high-speed conditions and reduced the current harmonics in steady-state operation, effectively reducing operating losses and enhancing the control performance.

Keywords: nonlinear discrete model; three-vector; surface-mounted permanent-magnet synchronous motor (SPMSM); model predictive control (MPC)

永磁同步电机(permanent-magnet synchronous motor, PMSM)具有体积小、结构简单、功率因数高等优点^[1-3],被广泛用于航空航天、新能源汽车等驱动系统^[4-5].模型预测控制(model predictive control, MPC)利用系统模型进行预测,从而控制变量未来变化,通过设计价值函数制定最优准则,选取最优操作,其动态响应快、可实现多目标最优控制^[6-8].而传统有限控制集模型预测控制(finite-control-set model predictive control, FCS-MPC)仅从 8 个基本电压矢量中选择最优,可能导致较大的电流脉动和转矩脉动^[9-10],只能通过提高采样及控制频率实现更好的控制性能,对处理器的要求较高^[11].

部分学者从扩展控制集^[12-13]的角度出发,利用 8 个基本电压矢量合成新的虚拟电压矢量来增加候选矢量数目,且通过对虚拟电压矢量进行分类预选减少计算量.张平化等^[14]、Sun 等^[15]、Wang 等^[16]通过插入零电压矢量的方法对所选的最优虚拟矢量进行幅值调整.插入零矢量的方法虽扩大了控制集的选择,但最优虚拟电压矢量的角度仍无法任意调节,静态误差依然存在.

由于扩展矢量数目有限,且难以消除静态误差,部分学者从占空比调制的角度出发减少电流误差.其中双矢量模型预测控制(double-vector MPC, DV-MPC)在一个控制周期内作用一个有效电压矢量加一个零矢量^[17]或者两个任意矢量^[18],但 DV-MPC 只能调节合成电压矢量的幅值或角度,如陈荣等^[18]所述只能实现小偏差,仍存在电流误差.考虑此类问题,部分学者提出在一个控制周期内作用两个有效电压矢量及一个零矢量,即三矢量模型预测控制(three-vector MPC, TV-MPC).然而更多电压矢量的作用使得计算负担加重.Wang 等^[19]对 3 个不相邻的有效电压矢量进行预测,并根据三者价值函数的大小关系确认两个有效电压矢量.此方法虽然减少了枚举的数量但是引入了价值函数排序,同时在求解电压矢量作用时间时分两步进行,仍有优化空间.Wu 等^[20]为彻底省去枚举过程建立了新的电压矢量分区及电压矢量选择表,并在此基础上进行占空比的计算.然而,这也带来了复杂的占空比时间换算.以上所提三矢量预测控制都是将电流预测简单地线性处理,可能导

致选择的电压矢量组合及计算的矢量作用时间出现偏差.由此可见,三矢量模型预测虽然可以优化电机控制性能,但是如何在低计算量下选取最优电压矢量组合、计算矢量作用时间仍需要更多的研究.

模型预测的控制性能也极度依赖模型的拟合精度.当电机控制频率较低时,相位时延问题导致 dq 轴电压离散值与实际值相差较大^[21],可能会导致电流环失稳^[22].电机从连续方程转变为离散化模型多采用前向欧拉近似的方法,然而简单的一阶线性离散在低控制频率下有较大的建模误差.李洪凤等^[23]考虑到无差拍预测控制使用空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)方式存在着相位延时现象,对计算得到的 dq 轴电压矢量进行半个周期的延时补偿,但未考虑一拍延时补偿时存在的相位滞后问题. Pei 等^[22]采用静止坐标系下的离散数学模型抑制时延带来的问题,且采用精确离散方式,但模型中包含带电机参数的指数项,参数的调整较为困难. Li 等^[24]则采用更高阶离散,虽然模型中不含指数项但计算复杂度随着阶数的增加而增加. Shiravani 等^[25]考虑到滤波器输出是一个更连续的信号而不是一个纯离散的信号,利用低通滤波器计算反电动势,但也会引入时延的问题.模型的计算复杂程度直接影响着整个控制周期的计算时间,计算时间越长控制实时性越差,在多步预测中尤为明显,甚至可能计算超时导致控制失稳.如何平衡模型精度及计算复杂度也是模型预测优化的重要方向.

针对上述问题,本文提出一种基于非线性离散 $\alpha\beta$ 模型的三矢量模型预测控制(nonlinear discrete $\alpha\beta$ model-based three-vector MPC, NL- $\alpha\beta$ -TV-MPC)策略.选用三矢量模型预测减少静态误差提高运行性能,通过对价值函数分析确定最优电压矢量组合,免去了复杂的枚举过程.针对低控制频率下相位时延及离散精度的问题,建立了静止坐标系下非线性离散模型,提高了预测精度,且计算量较小.

1 传统三矢量模型预测

传统永磁同步电机模型预测大都采用 dq 坐标系下的数学模型,SPMSM 电压方程为

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

式中： u_d 、 u_q 和 i_d 、 i_q 分别为定子电压和定子电流； R_s 、 L_s 分别为定子电阻和定子电感； ω_e 为电角速度； ψ_f 为永磁体磁链。

利用一阶欧拉对式 (1) 离散处理，可得预测电流为

$$\begin{cases} i_d^{k+1} = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_d^k + \omega_e T_s i_q^k + \frac{T_s}{L_s} u_d^k \\ i_q^{k+1} = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_q^k - \omega_e T_s i_d^k + \frac{T_s}{L_s} u_q^k - \frac{T_s}{L_s} \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (2)$$

式中 T_s 为一个控制周期。

电流误差价值函数可表示为

$$g_{T,dq} = (i_d^* - i_d^{k+1})^2 + (i_q^* - i_q^{k+1})^2 \quad (3)$$

式中 i_d^* 、 i_q^* 为 dq 轴电流参考值。

传统的 TV-MPC 首先按照一个有效电压矢量作用整个控制周期计算 6 个有效电压矢量对应价值函数，选取最小者为第 1 电压矢量。然后将第 1 电压矢

量和剩下 5 个未被选择的电压矢量组合，求解该组合下的最优第 1 电压矢量作用时间，并计算这 5 种组合对应的价值函数，选取最小者为第 2 电压矢量。求解最优第 1 电压矢量作用时间是通过电流变化简单地线性处理并利用斜率求解得到，可能会导致电压矢量分配偏移。

由此可见 TV-MPC 枚举过程复杂且时间分配求解困难，需要进一步优化。

2 改进的三矢量模型预测

传统模型预测电机数学模型存在相位延迟，且 TV-MPC 计算量较大，开关频率不固定。针对上述不足，本文从电机数学模型的角度分析，提高预测精度。在新数学模型的基础上简化价值函数，同时从价值函数的角度优化电压矢量的选择方式，使得无需遍历即可选择最优电压矢量组合 $\{u_x, u_y, u_0\}$ 。最后利用价值函数最优化的思想计算各电压矢量作用时间 $\{t_x, t_y, t_0\}$ 。系统控制框图如图 1 所示。

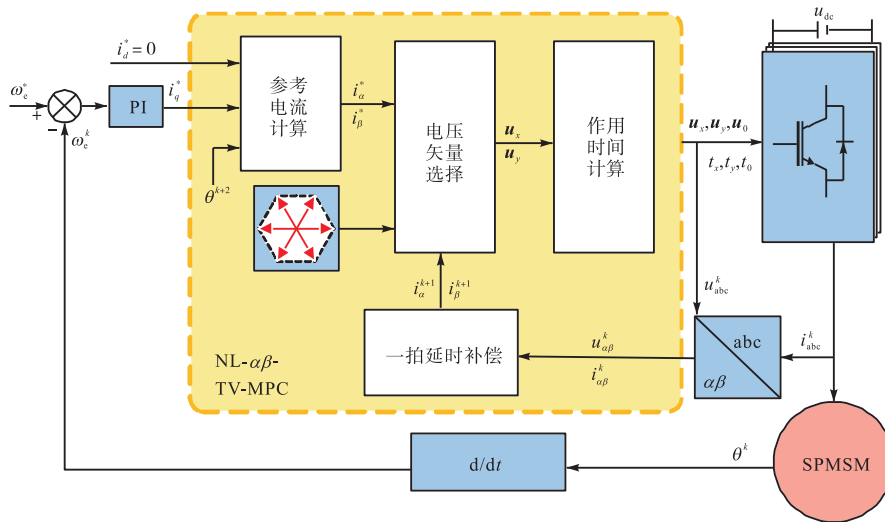


图 1 NL- $\alpha\beta$ -TV-MPC 控制框图
Fig.1 Block diagram of NL- $\alpha\beta$ -TV-MPC

2.1 基于静止坐标系下的电机模型

模型预测控制性能极度依赖于模型准确度。由于电压矢量不随时间变化，经过 Park 变换后得到的 u_d 、 u_q 实际为时变值，若简单地视为定值在低控制频率下有较大的相位延时。图 2 为电机运行中转子位置与电压的关系，其中 $\Delta\theta = \omega_e T_s$ 。在转速较低且控制周期较短时其误差可忽略不计，而针对高转速电机，电压变化产生的误差可能会导致预测电流误差较大，从而导致电机稳态运行性能降低。

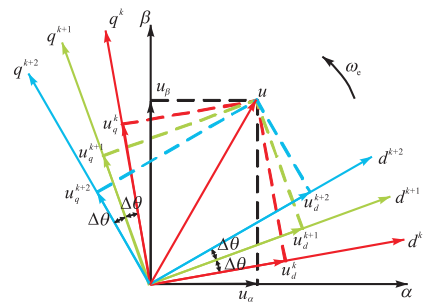


图 2 转子位置与电压的关系
Fig.2 Relationship between rotor position and voltage

采用 $\alpha\beta$ 轴下的数学模型可解决电压相位延时问题,且无耦合项,其数学模型为

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L_s}(u_\alpha - R_s i_\alpha + \omega_e \psi_f \sin \theta) \\ \frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L_s}(u_\beta - R_s i_\beta - \omega_e \psi_f \cos \theta) \end{cases} \quad (4)$$

如果离散过程仍将复杂的非线性电机模型进行简单的线性处理,最终可能影响电压矢量的选取. 电流变化主要由电压及反电动势决定,由图 2 可得电压在静止坐标系下可认为是恒定不变的,可线性化处理. 而反电动势角度与电机转子位置相同,若线性离散也会导致较大的相位延迟. 电阻项在电机运行过程中影响较小也可以线性化处理,故离散的电机模型可简化为

$$\begin{cases} i_\alpha^{k+1} = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_\alpha^k + \frac{T_s}{L_s} u_\alpha^k - \frac{\psi_f}{L_s} (\cos \theta^{k+1} - \cos \theta^k) \\ i_\beta^{k+1} = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_\beta^k + \frac{T_s}{L_s} u_\beta^k - \frac{\psi_f}{L_s} (\sin \theta^{k+1} - \sin \theta^k) \end{cases} \quad (5)$$

式中 $\theta^{k+1} = \theta^k + \omega_e T_s$.

考虑一拍延时补偿,式(5)变形可得 $(k+1)T_s$ 时刻补偿电流为

$$\begin{cases} \hat{i}_\alpha^{k+1} = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_\alpha^k + \frac{T_s}{L_s} u_\alpha^k - \frac{\psi_f}{L_s} (\cos \theta^{k+1} - \cos \theta^k) \\ \hat{i}_\beta^{k+1} = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_\beta^k + \frac{T_s}{L_s} u_\beta^k - \frac{\psi_f}{L_s} (\sin \theta^{k+1} - \sin \theta^k) \end{cases} \quad (6)$$

则 $(k+2)T_s$ 时刻预测电流为

$$\begin{cases} i_\alpha^{k+2} = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) \hat{i}_\alpha^{k+1} + \frac{T_s}{L_s} u_\alpha^{k+1} - \frac{\psi_f}{L_s} (\cos \theta^{k+2} - \cos \theta^{k+1}) \\ i_\beta^{k+2} = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) \hat{i}_\beta^{k+1} + \frac{T_s}{L_s} u_\beta^{k+1} - \frac{\psi_f}{L_s} (\sin \theta^{k+2} - \sin \theta^{k+1}) \end{cases} \quad (7)$$

式中 $\theta^{k+2} = \theta^k + 2\omega_e T_s$.

2.2 最优电压组合选择

为选择最优电压矢量组合,可将其分为 3 种,即 2 个相邻矢量组合如 $\{\mathbf{u}_4, \mathbf{u}_6\}$ 、2 个间隔矢量组合如 $\{\mathbf{u}_4, \mathbf{u}_2\}$ 、2 个相反矢量组合如 $\{\mathbf{u}_4, \mathbf{u}_3\}$. 作用 2 个相反矢量组合可等效作用一个时间较短的有效电压及 1 个零电压矢量. 相对于零电压矢量,有效电压矢量可产生更大的电流纹波,且作用 2 个相反电压矢量需同时切换 2 相开关状态,开关损耗增加. 所以从控制性能及减少损耗两方面考虑,都不应选择 2 个相反矢量组合作为最优电压矢量组合.

针对其他 2 种情况,可以通过对价值函数的分析反推最优电压矢量组合. 静止坐标系下的价值函数表示为

$$g_{T,\alpha\beta} = (i_\alpha^* - i_\alpha^{k+2})^2 + (i_\beta^* - i_\beta^{k+2})^2 \quad (8)$$

式中 i_α^* 、 i_β^* 为 $\alpha\beta$ 轴电流参考值.

为分析价值函数和作用电压矢量的关系,将式(4)中与电压无关的项赋值为

$$\begin{cases} S_{\alpha 0} = \frac{1}{L_s}(-R_s i_\alpha + \omega_e \psi_f \sin \theta) \\ S_{\beta 0} = \frac{1}{L_s}(-R_s i_\beta - \omega_e \psi_f \cos \theta) \end{cases} \quad (9)$$

假设作用 2 个有效电压矢量及 1 个零电压矢量分别为 \mathbf{u}_x 、 \mathbf{u}_y 和 \mathbf{u}_0 ,作用时间分别为 t_x 、 t_y 和 t_0 ,且 $t_x + t_y + t_0 = T_s$,则 i_α^{k+2} 计算式为

$$\begin{aligned} i_\alpha^{k+2} &= \hat{i}_\alpha^{k+1} + \int_0^{T_s} \frac{di_\alpha}{dt} dt = \\ &\hat{i}_\alpha^{k+1} + \int_0^{t_x} \frac{di_\alpha}{dt} dt + \int_{t_x}^{t_x+t_y} \frac{di_\alpha}{dt} dt + \int_{t_x+t_y}^{t_x+t_y+t_0} \frac{di_\alpha}{dt} dt = \\ &\hat{i}_\alpha^{k+1} + \int_0^{t_x} S_{\alpha 0} dt + \int_0^{t_x} \frac{u_{x\alpha}}{L_s} dt + \int_{t_x}^{t_x+t_y} S_{\alpha 0} dt + \\ &\int_{t_x}^{t_x+t_y} \frac{u_{y\alpha}}{L_s} dt + \int_{t_x+t_y}^{t_x+t_y+t_0} S_{\alpha 0} dt + \int_{t_x+t_y}^{t_x+t_y+t_0} \frac{u_{0\alpha}}{L_s} dt = \\ &\hat{i}_\alpha^{k+1} + \int_0^{T_s} S_{\alpha 0} dt + \frac{u_{x\alpha}}{L_s} t_x + \frac{u_{y\alpha}}{L_s} t_y \end{aligned} \quad (10)$$

同理可得计算 i_β^{k+2} 结果为

$$i_\beta^{k+2} = \hat{i}_\beta^{k+1} + \int_0^{T_s} S_{\beta 0} dt + \frac{u_{x\beta}}{L_s} t_x + \frac{u_{y\beta}}{L_s} t_y \quad (11)$$

其中 $\int_0^{T_s} S_{\alpha 0} dt$ 、 $\int_0^{T_s} S_{\beta 0} dt$ 在一个控制周期内为定值,其计算式为

$$\begin{cases} \int_0^{T_s} S_{\alpha 0} dt = -\frac{R_s T_s}{L_s} \hat{i}_\alpha^{k+1} - \frac{\psi_f}{L_s} (\cos \theta^{k+2} - \cos \theta^{k+1}) \\ \int_0^{T_s} S_{\beta 0} dt = -\frac{R_s T_s}{L_s} \hat{i}_\beta^{k+1} - \frac{\psi_f}{L_s} (\sin \theta^{k+2} - \sin \theta^{k+1}) \end{cases} \quad (12)$$

由于电机的旋转, $\alpha\beta$ 轴参考电流 i_α^* 与 i_β^* 为时变值,在实际控制过程中难以给定. 采用 $i_d^* = 0$ 的控制方式,同时在 2 个控制周期内可将电机视为以恒定电角速度运行,则电流参考值变化如图 3 所示.

考虑 kT_s 时刻计算的电压组合要在 $(k+2)T_s$ 时刻作用结束, $\alpha\beta$ 坐标系下参考电流计算式为

$$\begin{cases} i_\alpha^* = \cos \theta^{k+2} i_d^* - \sin \theta^{k+2} i_q^* \\ i_\beta^* = \sin \theta^{k+2} i_d^* + \cos \theta^{k+2} i_q^* \end{cases} \quad (13)$$

其中 $i_d^* = 0$,且转速环相较电流环频率更低,转速环计

算得到的 i_q^* 可视为常数。

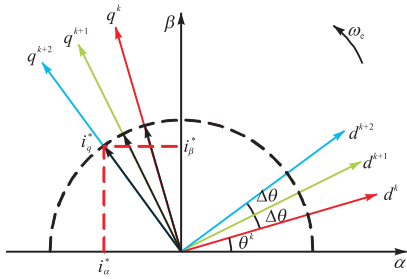


图3 电流参考值变化

Fig.3 Value variation of current reference

定义 $M_\alpha = i_\alpha^* - \hat{i}_\alpha^{k+1} - \int_0^{T_s} S_{\alpha 0} dt$, $M_\beta = i_\beta^* - \hat{i}_\beta^{k+1} - \int_0^{T_s} S_{\beta 0} dt$, 可得新的价值函数为

$$g_1 = \left(M_\alpha - \frac{u_{x\alpha}}{L_s} t_x - \frac{u_{y\alpha}}{L_s} t_y \right)^2 + \left(M_\beta - \frac{u_{x\beta}}{L_s} t_x - \frac{u_{y\beta}}{L_s} t_y \right)^2 \quad (14)$$

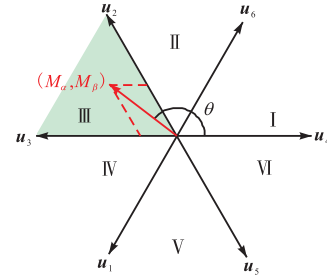
价值函数可视为目标点 (M_α, M_β) 到实际点 $\left(\frac{u_{x\alpha}}{L_s} t_x + \frac{u_{y\alpha}}{L_s} t_y, \frac{u_{x\beta}}{L_s} t_x + \frac{u_{y\beta}}{L_s} t_y \right)$ 距离的平方。图4为选择不同的电压矢量组合价值函数的图形化表示。

由于作用时间 t_x, t_y 大于等于 0, 若所选电压矢量组合合成区域不包括目标点所在位置, 价值函数最小为 $\min(g_1, g_2)$, 如图4(d)所示, 反之则最小可为 0。同时如果选择 2 个间隔矢量组合如图4(b)、(c)所示, 相比选择 2 个相邻矢量组合如图4(a)所示, 有效电压矢量作用时间更长, 更容易大于控制周期且易引起较大的电流纹波。结合以上分析, 使得价值函数最小且作用效果最好的为包含目标点的相邻电压矢量组合, 即可根据目标点所在扇区直接选择最优电压矢量组合, 具体电压矢量选择如表1所示。

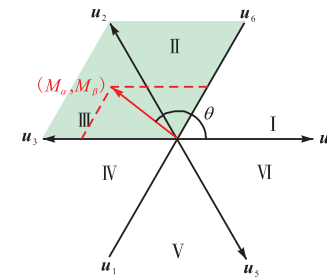
2.3 矢量作用时间计算及分配

为使得各电压矢量作用时间最优, 即改变 t_x 和 t_y 使得价值函数最小, 分别对 t_x 和 t_y 求偏导可得

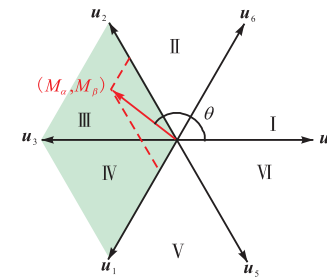
$$\begin{cases} \frac{\partial g}{\partial t_x} = 2 \left(\frac{u_{x\alpha}^2}{L_s^2} + \frac{u_{x\beta}^2}{L_s^2} \right) t_x + 2 \left(\frac{u_{x\alpha} u_{y\alpha}}{L_s^2} + \frac{u_{x\beta} u_{y\beta}}{L_s^2} \right) t_y - 2 \frac{u_{x\alpha}}{L_s} M_\alpha - 2 \frac{u_{x\beta}}{L_s} M_\beta \\ \frac{\partial g}{\partial t_y} = 2 \left(\frac{u_{y\alpha} u_{y\alpha}}{L_s^2} + \frac{u_{y\beta} u_{y\beta}}{L_s^2} \right) t_x + 2 \left(\frac{u_{y\alpha}^2}{L_s^2} + \frac{u_{y\beta}^2}{L_s^2} \right) t_y - 2 \frac{u_{y\alpha}}{L_s} M_\alpha - 2 \frac{u_{y\beta}}{L_s} M_\beta \end{cases} \quad (15)$$



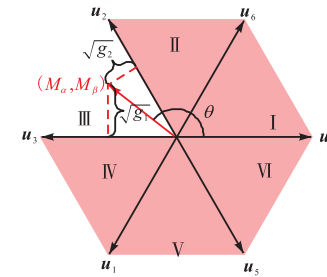
(a) 选择相邻矢量



(b) 选择相隔矢量情况 1



(c) 选择相隔矢量情况 2



(d) 矢量组合合成区域不包含目标点

图4 价值函数图形化表示

Fig.4 Graphical representation of the value function

表1 最优电压矢量筛选

Tab.1 Selection of the optimal voltage vector

扇区	最优电压矢量组合
I	u_4, u_6
II	u_2, u_6
III	u_2, u_3
IV	u_1, u_3
V	u_1, u_5
VI	u_4, u_5

令偏导等于 0 即可求得最优作用时间。同时为提高电机运行性能, 将所作用的电压矢量按对称分配, 为了降低开关频率损耗 u_x 选择 u_0 只改变单相开

关状态所对应的电压矢量,如图 5 所示.

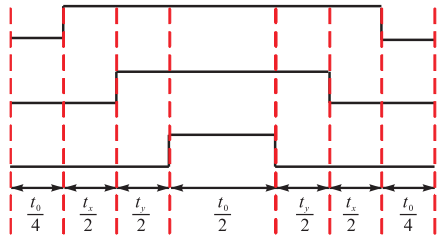


图 5 电压矢量对称式作用时间分配

Fig.5 Symmetric action time distribution of voltage vector

本文所提出的时间计算方法所求时间均大于等

表 2 SPMSM 参数

Tab.2 SPMSM parameters

定子电阻 R_s/Ω	定子电感 L_s/mH	永磁体磁链 ψ_f/Wb	额定转速 $n_N/(r/min)$	额定负载转矩 $T_l/(N \cdot m)$	额定电压 U_N/V	额定电流 I_N/A	极对数 p
0.018 4	0.039	0.018 5	2 500	4	48	35	5

3.1 模型优化验证

为验证所提模型预测精度的提高,利用单矢量模型预测控制进行对比,即 1 个控制周期内只作用 1 个电压矢量. kT_s 时刻由预测得到的 \hat{i}_s^{k+1} 和 $(k+1)T_s$ 时刻采样得到的 i_s^{k+1} 的差值代表预测误差. 所提模型采用 $\alpha\beta$ 坐标系,可用 $E_{\alpha\beta} = (\hat{i}_\alpha^{k+1} - i_\alpha^{k+1})^2 + (\hat{i}_\beta^{k+1} - i_\beta^{k+1})^2$ 表示两者误差,传统模型采用 dq 坐标系,则用 $E_{dq} = (\hat{i}_d^{k+1} - i_d^{k+1})^2 + (\hat{i}_q^{k+1} - i_q^{k+1})^2$ 表示两者误差,由于 2 个坐标系为等幅值变换,可直接进行对比. 转速升高时不同模型的预测误差仿真曲线如图 6 所示. 由图 6 可得随着转速的升高,传统模型预测误差显著增加,而所提出的方法则保持基本不变.

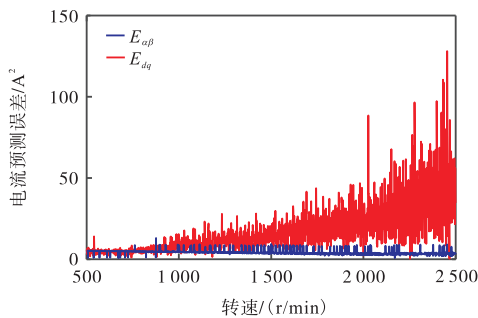


图 6 转速升高时不同模型的预测误差仿真曲线

Fig.6 Prediction error simulation curves of different models with the rotational speed increasing

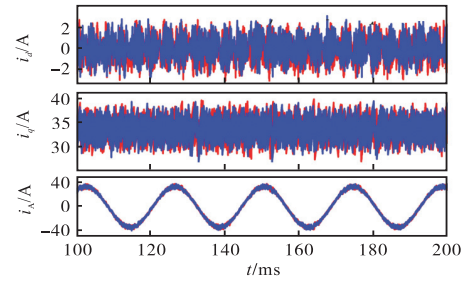
在给定转速 500 r/min 及 2 500 r/min, $4 N \cdot m$ 负载稳定运行时,所提控制策略与 dq -MPC 在稳定运行中 dq 轴电流及 A 相电流如图 7 所示,控制周期为 $100 \mu s$. 由图 7 可见在低速运行过程中 2 种控制算法电流曲线相近,随着转速提高,由于 dq -MPC 未考虑旋转过程中的时变量,在相同转矩即相似 i_q 条件下,

于 0,故此分配方法可实现开关频率固定.

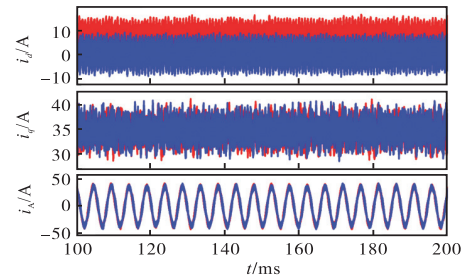
3 仿真验证

为验证所提出 NL- $\alpha\beta$ -TV-MPC 方法的有效性,基于 MATLAB/Simulink 仿真平台与 dq -TV-MPC、 $\alpha\beta$ -DV-MPC、 $\alpha\beta$ -TV-MPC 进行对比. 其中 DV-MPC 采用 2 个电压矢量为任意矢量的作用方式. 且为进行量化对比,4 种控制方法电压矢量皆按对称式分配. SPMSM 参数如表 2 所示.

i_d 出现明显上移现象,从而导致损耗增加.



(a) 500 r/min 下稳态电流曲线



(b) 2 500 r/min 下稳态电流曲线

— $\alpha\beta$ -MPC — dq -MPC

图 7 基于 500 r/min 及 2 500 r/min 转速的不同模型稳态仿真电流曲线

Fig.7 Steady-state simulation current curves of different models at rotational speeds 500 r/min and 2 500 r/min

3.2 稳态性能验证

图 8 是电机转速 500 r/min、负载 $4 N \cdot m$ 稳态下,所提策略及 DV-MPC、TV-MPC 3 种方法的转速转矩及三相电流波形. 为进行对比,DV-MPC 控制周期为 $50 \mu s$,其余两种方法的控制周期为 $100 \mu s$.

3 种控制策略实际平均开关频率 f_{av} 及 THD 值如表 3 所示,仿真虽然提高了 DV-MPC 的控制频率及开关频率,但其控制效果依然劣于三矢量模型预测,

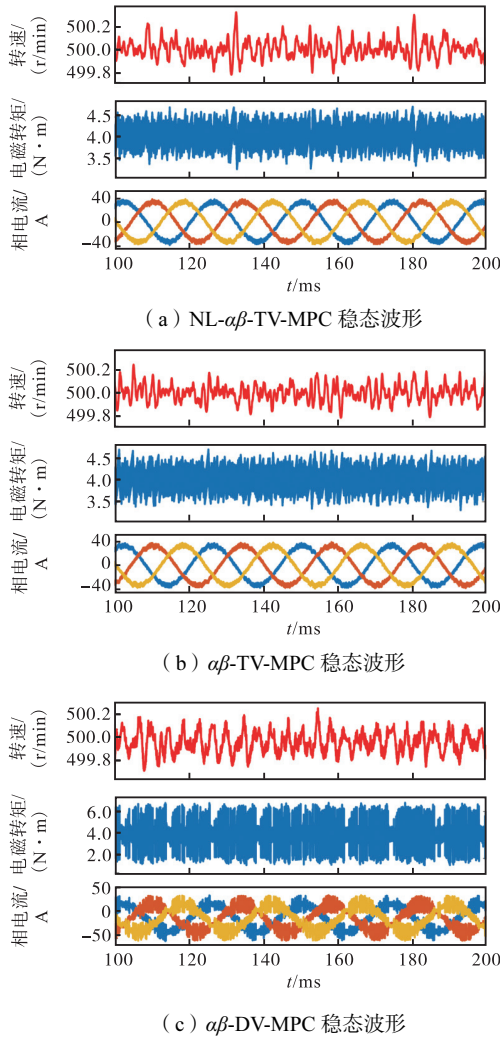


图 8 基于 500 r/min 转速、4 N·m 负载的稳态仿真波形
Fig.8 Steady-state simulation waveforms at rotational speed 500 r/min with load 4 N·m

而所提策略 NL- $\alpha\beta$ -TV-MPC 考虑了模型的非线性因

素, 谐波含量略低于传统三矢量方法.

表 3 开关频率及谐波含量

Tab.3 Switching frequency and THD

控制策略	f_{av}/kHz	THD/%
NL- $\alpha\beta$ -TV-MPC	10	3.36
$\alpha\beta$ -TV-MPC	10	3.81
$\alpha\beta$ -DV-MPC	14	6.52

4 实验验证

为了验证本文所提出的 NL- $\alpha\beta$ -TV-MPC 稳态运行时控制性能的提高, 搭建了 SPMSM 实验平台, 电机参数见表 2, 控制器采用 TMS320F28379D. 实验平台如图 9 所示.

4.1 模型优化验证

给定转速 2 000 r/min、2 N·m 负载下稳定运行, NL- $\alpha\beta$ -TV-MPC、 dq -TV-MPC 方法的转速波形、电磁转矩波形及 A、B 相电流波形如图 10 所示. 由于 dq -TV-MPC 未考虑相位延时, 对电流及转速的控制相比 NL- $\alpha\beta$ -TV-MPC 较差. 同时选取转矩相同处对两者进行 FFT 分析, NL- $\alpha\beta$ -TV-MPC 基波幅值为 21.63 A, dq -TV-MPC 基波幅值为 22.47 A, 即说明 i_d 出现了上移现象, 验证了所提模型的优化.

4.2 稳态性能验证

给定转速 500 r/min、4 N·m 负载下稳定运行, NL- $\alpha\beta$ -TV-MPC、 $\alpha\beta$ -TV-MPC 及 $\alpha\beta$ -DV-MPC 的转速转矩及相电流波形如图 11 所示. 其中 $\alpha\beta$ -DV-MPC 控制周期为 50 μs , 其余两种为 100 μs .

对稳态 A 相电流做 FFT 分析, 其频谱如图 12 所

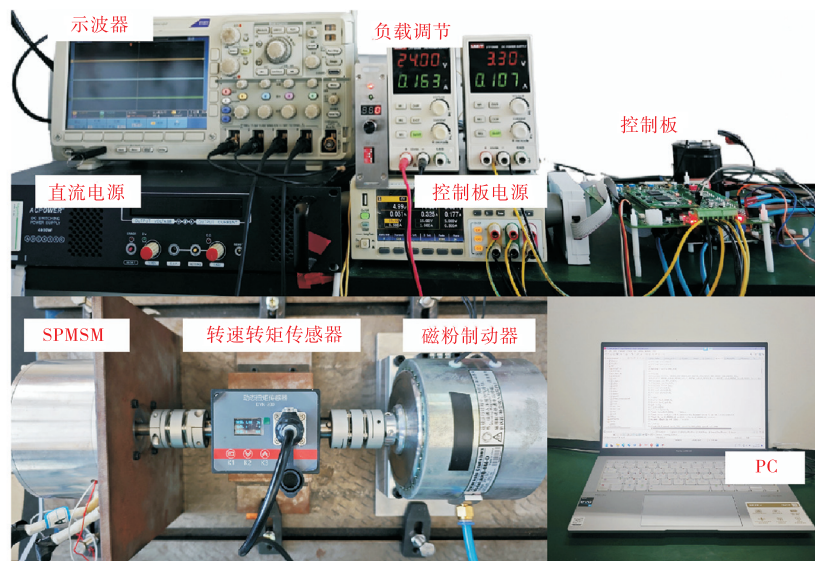


图 9 SPMSM 控制平台
Fig.9 SPMSM control platform

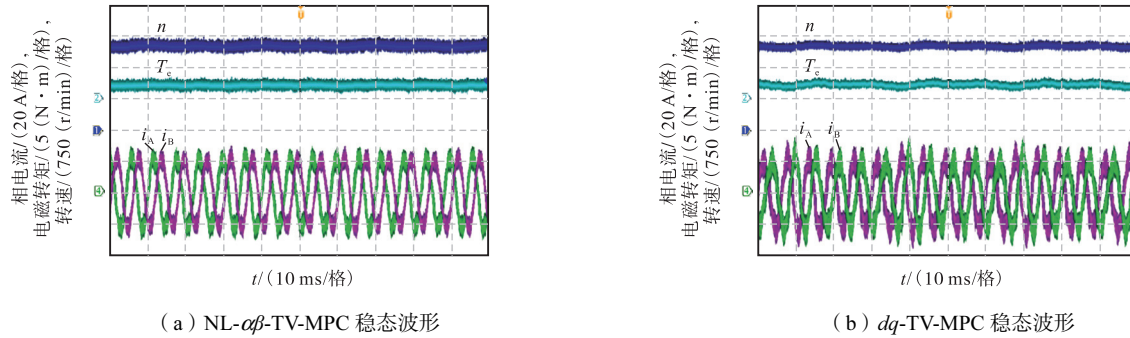


图 10 基于 2 000 r/min 转速、2 N·m 负载的稳态实验波形

Fig.10 Steady-state experimental waveforms at rotational speed 2 000 r/min with load 2 N·m

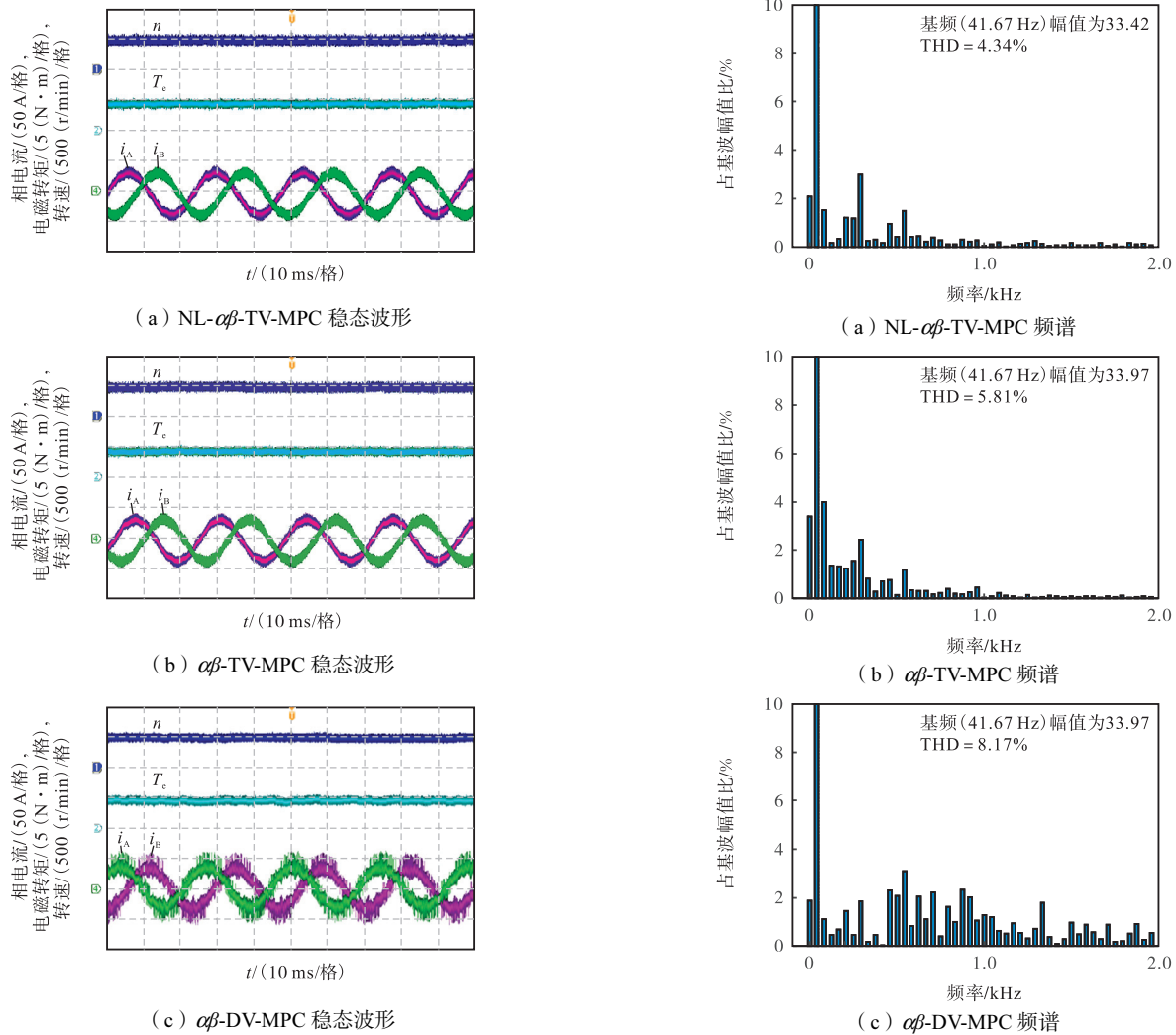


图 11 基于 500 r/min 转速、4 N·m 负载的稳态实验波形
Fig.11 Steady-state experimental waveforms at rotational speed 500 r/min with load 4 N·m

图 12 基于 500 r/min、负载 4 N·m 的 A 相电流频谱
Fig.12 Phase A current spectra at rotational speed 500 r/min with load 4 N·m

示,所提 NL-αβ-TV-MPC 方法与 αβ-TV-MPC 皆采用三矢量控制策略,谐波含量相近,而 αβ-DV-MPC 在提高控制频率情况下谐波含量仍相对较高. 所提方法也考虑了模型的非线性,谐波含量相对较低.

4.3 计算量对比

TMS320F28379D 系统频率为 200 MHz,4 种控

制方法的计算时间如表 4 所示,其中不包含采样及转速环等外部环节. DV-MPC 一个控制周期内只作用 2 个电压矢量,相较传统 TV-MPC 计算量较小. 基于 αβ 模型的控制策略不仅可以抑制相位时延,而且无需复杂的坐标变换,有效地缩短了计算时间. 所提 NL-αβ-TV-MPC 方法无需枚举,计算时间最短.

表4 计算时间对比

Tab.4 Comparison of calculation time

控制方法	计算时间/ μs
NL- $\alpha\beta$ -TV-MPC	3.280
$\alpha\beta$ -TV-MPC	16.315
dq -TV-MPC	20.060
$\alpha\beta$ -DV-MPC	15.660

5 结 论

本文提出了一种新型的三矢量模型预测控制方法,利用非线性离散 $\alpha\beta$ 模型解决传统模型在低控制频率下预测精度降低的问题,并对传统 TV-MPC 进行优化,实现小计算量且较少谐波含量.最后通过仿真和实验验证了本文所提方案的有效性和可行性,并得到以下结论.

(1) 本文所提方法采用静止坐标系数学模型,免去了复杂的坐标变换,且没有交叉耦合,同时考虑旋转中的时变量来抑制相位延时,提高了模型精度,进而降低了运行损耗.

(2) 本文所提方法在传统三矢量预测电流控制策略上进行改进.与双矢量预测电流控制相比,电压矢量覆盖范围更大,实现了相对低控制频率及低开关频率下稳态性能的提高.且相对传统三矢量策略在矢量作用时间的计算上考虑了非线性因素,降低了相电流谐波含量.

(3) 本文所提方法相比传统模型预测控制省去了复杂的枚举过程,且采用对称式矢量作用方法实现了开关频率的固定.

参考文献:

- [1] Hou Q K, Ding S H, Yu X H, et al. A super-twisting-like fractional controller for SPMSM drive system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(9): 9376-9384.
- [2] 田明赫,王 勃,于 泳,等.基于谐振改进型单自由度自抗扰控制器的 PMSM 转速波动抑制策略[J].中国电机工程学报,2024,44(15):6209-6219.
Tian Minghe, Wang Bo, Yu Yong, et al. Speed fluctuations suppression strategy for PMSM based on resonance-improved single-degree-of-freedom active disturbance rejection controller[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(15): 6209-6219 (in Chinese).
- [3] 杨辰宇,刘 凯,胡铭颢,等.基于 FPGA 的永磁同步电机零计算延迟扩张控制集模型预测电流控制[J].中国电机工程学报,2024,44(增):264-273.
Yang Chenyu, Liu Kai, Hu Mingjin, et al. FPGA-based extended control set model predictive current control with zero computational delay for permanent magnet synchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(Suppl): 264-273 (in Chinese).
- [4] Li T, Sun X D, Lei G, et al. Finite-control-set model predictive control of permanent magnet synchronous motor drive systems—An overview[J]. IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 2022, 9(12): 2087-2105.
- [5] 陈学永,王晓远,高 鹏.电动轻型车辆驱动用切向充磁永磁电机研究[J].天津大学学报(自然科学与工程技术版),2022,55(10):1045-1052.
Chen Xueyong, Wang Xiaoyuan, Gao Peng. Design of a permanent magnet motor with tangential magnetization structure for light electric vehicles[J]. Journal of Tianjin University (Science and Technology), 2022, 55(10): 1045-1052 (in Chinese).
- [6] Zerdali E, Rivera M, Wheeler P. A review on weighting factor design of finite control set model predictive control strategies for AC electric drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(8): 9967-9981.
- [7] Fretes H, Rodas J, Doval-Gandoy J, et al. Pareto optimal weighting factor design of predictive current controller of a six-phase induction machine based on particle swarm optimization algorithm[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(1): 207-219.
- [8] Yu B, Song W S, Guo Y Q, et al. A finite control set model predictive control for five-phase PMSMs with improved DC-link utilization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(3): 3297-3307.
- [9] Xu W, Xiao H, Ge J, et al. Discrete space vector modulation-based MPCC with inductance identification for thrust ripple suppression in linear induction machine[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(10): 12883-12893.
- [10] 宋战锋,张 然.基于双步预测步长和可变矢量作用时间的永磁同步电机模型预测磁链控制[J].中国电机工程学报,2021,41(16):5748-5758.
Song Zhanfeng, Zhang Ran. Two-step-prediction-horizon-based variable vector action period model predictive flux control for permanent magnet synchronous machines[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(16): 5748-5758 (in Chinese).
- [11] Xue Z W, Niu S X, Li X L. A simplified multivector-based model predictive current control for PMSM with

- enhanced performance[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2023, 9(3): 4032-4044.
- [12] Lee H W, Yoon T Y, Lee K B. Model predictive control with space vector modulation based on a voltage angle for driving open-end winding IPMSM[J]. *IEEE Access*, 2024, 12: 89026-89034.
- [13] Gu M X, Yang Y, Xiao Y, et al. Sensorless FCS-MPCC PMSM drives with improved sliding mode observer and low-complexity discrete vector selection—An assessment[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2024, 40(1): 208-217.
- [14] 张平化, 范慧妍, 王爽. 一种改进的双三相永磁同步电机无价值函数模型预测转矩控制[J]. *电机与控制应用*, 2024, 51(5): 30-38.
Zhang Pinghua, Fan Huiyan, Wang Shuang. An improved model predictive torque control for DTP-PMSM without cost function[J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(5): 30-38 (in Chinese).
- [15] Sun X D, Li T, Yao M, et al. Improved finite-control-set model predictive control with virtual vectors for PMSM drives[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2022, 37(3): 1885-1894.
- [16] Wang Y, Huang S, Huang X, et al. An angle-based virtual vector model predictive current control for IPMSM considering overmodulation[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2024, 10(1): 353-363.
- [17] Chen J S, Qin Y, Bozorgi A M, et al. Low complexity dual-vector model predictive current control for surface-mounted permanent magnet synchronous motor drives[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2020, 8(3): 2655-2663.
- [18] 陈荣, 翟凯森, 舒胡平. 小偏差永磁同步电机双矢量模型预测控制[J]. *电机与控制学报*, 2024, 28(10): 155-165.
Chen Rong, Zhai Kaimiao, Shu Huping. Small deviation dual vector model predictive control for permanent magnet synchronous motor[J]. *Electric Machines and Control*, 2024, 28(10): 155-165 (in Chinese).
- [19] Wang C, Ji J H, Tang H Y, et al. Improved model predictive current control for linear vernier permanent-magnet motor with efficient voltage vectors selection[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 70(3): 2833-2842.
- [20] Wu X, Zhang Y F, Shen F F, et al. Equivalent three-vector-based model predictive control with duty-cycle reconstruction for PMSM[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024, 71(3): 2395-2404.
- [21] 孙建业, 王志强, 谷鑫, 等. 高速低载波比下永磁同步电机预测电流控制[J]. *中国电机工程学报*, 2020, 40(11): 3663-3672.
Sun Jianye, Wang Zhiqiang, Gu Xin, et al. Predictive current control of PMSM with high speed and low-frequency-ratio[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2020, 40(11): 3663-3672 (in Chinese).
- [22] Pei G J, Liu J X, Gao X N, et al. Deadbeat predictive current control for SPMSM at low switching frequency with moving horizon estimator[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2021, 9(1): 345-353.
- [23] 李洪凤, 徐浩博, 徐越. 扩展卡尔曼滤波参数辨识下永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. *电机与控制学报*, 2023, 27(9): 19-30.
Li Hongfeng, Xu Haobo, Xu Yue. Model prediction torque control of PMSM based on extended Kalman filter parameter identification[J]. *Electric Machines and Control*, 2023, 27(9): 19-30 (in Chinese).
- [24] Li J, Huang X Y, Niu F, et al. Prediction error analysis of finite-control-set model predictive current control for IPMSMs[J]. *Energies*, 2018, 11(8): 2051.
- [25] Shiravani F, Alkorta P, Cortajarena J A, et al. An improved predictive current control for IM drives[J]. *Ain Shams Engineering Journal*, 2023, 14(8): 102037.

(责任编辑:孙立华)