

永磁同步电机无参数三矢量模型预测电流控制

张玉峰¹, 吴紫辉¹, 闫琪¹, 黄楠¹, 杜光辉¹, 贺虎成¹, 周勇²

(1.西安科技大学 电气与控制工程学院, 陕西 西安 710054; 2.西北工业大学 航空学院, 陕西 西安 710072)

摘 要: 永磁同步电机多矢量模型预测控制能够有效改善传统单矢量模型预测控制存在的电流脉动大、控制精度有限等不足,但其控制性能更易受电机参数摄动的影响。为提升多矢量预测控制算法在电机参数摄动下的鲁棒性,提出一种永磁同步电机无参数三矢量模型预测电流控制算法。通过构建基于永磁同步电机输入输出信号的超局部预测电流模型,避免了电流预测受电机本体参数的影响,同时设计了扰动观测器对超局部模型中未建模与扰动部分进行估计。此外,引入基于电流误差的矢量占空比直接计算法,抑制电机参数摄动对占空比计算环节的不确定性影响,进一步提高了系统鲁棒性。与传统有参数三矢量模型预测电流控制进行仿真和实验对比,结果显示所提策略能够有效抑制电机参数变化所带来的系统扰动,保证了电机运行时的稳态性能。

关 键 词: 永磁同步电机; 无参数; 超局部模型; 扰动观测; 三矢量
中图分类号: TM351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1000-2758(2023)05-0860-11

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)具有体积小、效率高等优点,在电动汽车、航空航天等领域获得了广泛青睐^[1]。传统矢量控制和直接转矩控制存在带宽窄、转矩脉动较大等不足,限制了PMSM在高控制精度和高鲁棒性场合的应用^[2]。

模型预测控制(model predictive control, MPC)可处理非线性多目标参数、动态响应迅速,适合多变量、强耦合的PMSM系统,近年来成为PMSM控制领域的研究热点^[3-4]。经典MPC在控制周期内应用单个电压矢量并不断滚动优化来使电机具有良好的动态性能,但电机的稳态性能却不尽如人意。为此,有关学者提出在控制周期内应用多个电压矢量以提升稳态性能。文献[5-6]引入占空比模型预测控制,即通过单个周期内施加1个最优有效电压矢量和1个零矢量调节输出电压矢量的幅值,减小电机电流脉动,但输出的电压矢量角度仍然固定。文献[7-8]将占空比模型预测控制中的零矢量换成有效电压矢量,形成双矢量模型预测控制,使得逆变器输出电压矢量角度、幅值均可调,但由于未加入零矢量调节,电压矢量幅值范围仍然有限。为此,有关学者提出2个有效电压矢量和1个零矢量组合的三矢量MPC策略^[9-10]。三矢量MPC策略下的逆变器输出电压更接近理想电压矢量,电机的稳态性得到较大改善,但存在矢量组合选择复杂、计算量大等不足。

模型预测控制依赖电机本体模型去构建各类控制目标的预测模型,易受本体参数的影响。为提升控制的鲁棒性,文献[11]以预测误差为评价目标,推导了定子电流预测误差与参数摄动之间的数学模型,并分析和验证了电机电感参数的变化对性能影响较大。为摆脱电机参数的束缚,学者们将无模型思想引入到PMSM的预测控制中,如基于增量模型的预测电流控制可以在不引入电机参数的情况下对系统下一时刻状态进行估算,但需要在一个控制周期内采集2次定子电流,对系统硬件要求高^[12-14]。

Fliess提出了一种基于系统输入输出构建超局部模型的无模型控制方法,该方法无需被控对象的具体参数,提高了控制策略的鲁棒性^[15-16]。该方法在文献[17]中被成功应用于表贴式PMSM中,证明了可行性与有效性。文献[18]在经典超局部模型

收稿日期:2022-10-08
作者简介:张玉峰(1977—),西安科技大学副教授,主要从事永磁同步电机设计及控制研究。
e-mail: xkdzhangyufeng@xust.edu.cn

基金项目:国家自然科学基金(52177056)资助

预测控制的基础上加入了前馈非线性扰动补偿,在减少调参工作量的基础上改善了系统的动态性能和交直流电流谐波。传统三矢量预测控制算法中,预测模型和矢量作用时间计算都涉及电机参数,对电机参数变化更加敏感。文献[10]对各环节进行误差分析并予以误差补偿,一定程度上改善了三矢量模型预测电流控制在电机参数失配情况下的稳态控制性能。文献[19]利用参数辨识法对超局部模型中的未知部分进行了估算,摆脱了电机参数的束缚,但需要采集并存储数个控制周期内的电流、电压,且未对电机参数变化影响进行分析。

为提高三矢量模型预测电流控制的鲁棒性,同时兼顾控制性能,本文提出一种无参数三矢量模型预测电流控制(nonparametric three-vector model predictive current control, NTV-MPCC)。所提方法基于无模型控制思想,仅依据电机输入输出信号构建超局部电流预测模型,抑制电机本体参数摄动对传统三矢量模型预测电流控制(three-vector model predictive current control, TV-MPCC)中预测模块的影响。针对传统有参数多矢量控制策略中电压矢量作用时间计算易受电机本体参数影响的问题,引入基于电流误差的矢量作用占比直接计算法。此外,通过设计电压代价函数和重新划分矢量扇区,优化了三矢量组合的选择过程,减少了算法实施复杂度。最后通过仿真和实验验证了所提方法的有效性。

1 基于超局部模型的 PMSM 无参数预测电流原理

1.1 考虑扰动因素的 PMSM 数学模型构建

为建立更符合电机实际运行的数学模型,可将参数扰动项、外部扰动项以及系统未建模项引入到 PMSM 的理想数学模型中,得到考虑扰动因素的 PMSM 数学模型为

$$\begin{cases} u_d = (R_s + \Delta R)i_d + (L_d + \Delta L_d) \frac{di_d}{dt} - \omega_e(L_q + \Delta L_q)i_q + V_d + T_d \\ u_q = (R_s + \Delta R)i_q + (L_q + \Delta L_q) \frac{di_q}{dt} + \omega_e(L_d + \Delta L_d)i_d + \omega_e(\psi_f + \Delta\psi_f) + V_q + T_q \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d, u_q 代表定子 d, q 轴电压; i_d, i_q 代表定子 d, q

轴电流; L_d, L_q 代表 d, q 轴电感; R_s 为定子电阻; ω_e 为电角速度; ψ_f 为永磁体磁链; $\Delta R, \Delta L_d, L_q, \Delta\psi_f$ 为电机参数摄动量; V_d, V_q 代表 d, q 轴的未建模部分; T_d, T_q 分别为 d, q 轴外部扰动项。

可将电机在 d, q 轴上的未建模和集总扰动部分分别表示为 f_d, f_q

$$\begin{cases} f_d = \Delta R i_d + \Delta L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e \Delta L_q i_q + V_d + T_d \\ f_q = \Delta R i_q + \Delta L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e \Delta L_d i_d + \omega_e \Delta \psi_f + V_q + T_q \end{cases} \quad (2)$$

则(1)式可简化为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q + f_d \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f + f_q \end{cases} \quad (3)$$

(3)式即为考虑系统扰动因素后的 PMSM 数学模型。

1.2 PMSM 超局部预测电流模型设计

由 PMSM 数学模型可得 PMSM 超局部模型为

$$\begin{bmatrix} di_d/dt \\ di_q/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_d & 0 \\ 0 & A_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_d & 0 \\ 0 & B_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_d \\ E_q \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: A_d, A_q 分别代表 d, q 轴的电流系数; B_d, B_q 分别代表 d, q 轴的电压系数; E_d, E_q 分别代表 d, q 轴未建模与集总扰动部分, 电流和电压系数通常为常数并由设计者调校。

将(4)式进行离散化可得到 PMSM 超局部电流预测模型

$$\begin{bmatrix} i_d^p(k+1) \\ i_q^p(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + T_s A_d & 0 \\ 0 & 1 + T_s A_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_s B_d & 0 \\ 0 & T_s B_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_s E_d(k) \\ T_s E_q(k) \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: $i_d^p(k+1), i_q^p(k+1)$ 分别代表电机在 $(k+1)$ 时刻 d, q 轴的电流预测值; T_s 为离散周期。

1.3 全阶离散扰动观测器设计

基于 PMSM 超局部状态方程构建全阶离散扰动观测器,对系统中未建模与集总扰动部分进行估计。 E_d, E_q 有界且在一定采样频率下变化率为零,即 $\dot{E}_d = 0, \dot{E}_q = 0$ 。基于(4)式,定义集总扰动 E_d, E_q 与电流 i_d, i_q 为状态变量,改写系统状态方程为

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = A_{dq}x + B_{dq}u \\ y = Cx \end{cases} \quad (6)$$

式中: $x = [i_d \ i_q \ E_d \ E_q]^T$ 代表 PMSM 超局部系统的状态变量; $u = [u_d \ u_q \ 0 \ 0]^T$ 代表 PMSM 超局部系统的输入变量; $y = [i_d \ i_q \ i_d \ i_q]^T$ 代表 PMSM 超局部系统的输出变量;

$$A_{dq} = \begin{bmatrix} A_d & 0 & 1 & 0 \\ 0 & A_q & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; B_{dq} = \begin{bmatrix} B_d & 0 & 0 & 0 \\ 0 & B_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^{\circ}$$

基于(6)式构建全阶扰动观测器为

$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}}{dt} = A_{dq}\hat{x} + B_{dq}u + GC(x - \hat{x}) \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (7)$$

式中: “^”表示观测值; $\hat{x} = [\hat{i}_d \ \hat{i}_q \ \hat{E}_d \ \hat{E}_q]^T$; $\hat{y} =$

$$[\hat{i}_d \ \hat{i}_q \ \hat{i}_d \ \hat{i}_q]^T; G = \begin{bmatrix} K_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_2 \end{bmatrix}。G \text{ 为观}$$

测器反馈矩阵, K_1, K_2 为观测器反馈增益系数, 其取值决定了观测器的收敛性与稳定性。

将(7)式构建的扰动观测器进行离散化可得

$$\hat{x}(k+1) = P_M \hat{x}(k) + B'_{dq} u(k) + G_s x \quad (8)$$

式中

$$\hat{x}(k+1) = [\hat{i}_d(k+1) \ \hat{i}_q(k+1) \ \hat{E}_d(k+1) \ \hat{E}_q(k+1)]^T$$

$$\hat{x}(k) = [\hat{i}_d(k) \ \hat{i}_q(k) \ \hat{E}_d(k) \ \hat{E}_q(k)]^T$$

$$u(k) = [u_d(k) \ u_q(k) \ 0 \ 0]^T$$

$$P_M = \begin{bmatrix} (1 + T_s A_d - T_s K_1) & 0 & T_s & 0 \\ 0 & (1 + T_s A_q - T_s K_1) & 0 & T_s \\ -T_s K_2 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -T_s K_2 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$B'_{dq} = \begin{bmatrix} T_s B_d & 0 & 0 & 0 \\ 0 & T_s B_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; G_s = \begin{bmatrix} T_s K_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & T_s K_1 & 0 & 0 \\ T_s K_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & T_s K_2 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

由现代控制理论可知, 观测器的稳定性主要由系统特征矩阵的特征值决定, 若所有特征值位于 Z 域的单位圆内, 则观测器能够最终趋于稳定。可通

过设计反馈增益系数使观测器达到稳定状态。

观测器特征方程如(9)式所示

$$\Delta(z) = \begin{vmatrix} (z-1-T_s A_d + T_s K_1) & 0 & -T_s & 0 \\ 0 & (z-1-T_s A_q + T_s K_1) & 0 & -T_s \\ T_s K_2 & 0 & z-1 & 0 \\ 0 & T_s K_2 & 0 & z-1 \end{vmatrix} \quad (9)$$

令 $K'_1 = T_s K_1, K'_2 = T_s K_2$, 当 T_s 足够小, $T_s A_d$ 和 $T_s A_q$ 接近于零, 可忽略不计, 则特征方程化简后可得

令 $a_2 = 1, a_1 = K'_1 - 2, a_0 = 1 - K'_1 + T_s K'_2$, 则(10)式可化为

$$\Delta(z) = (z^2 + (K'_1 - 2)z + 1 - K'_1 + T_s K'_2)^2 \quad (10)$$

$$\Delta(z) = (a_2 z^2 + a_1 z + a_0)^2 \quad (11)$$

依据朱里准则对观测器进行稳定性分析, 结合(11)式可得到3条系统稳定性判据

$$\begin{cases} \Delta(1) = a_2 + a_1 + a_0 > 0 \\ (-1)^2 \Delta(-1) = a_2 - a_1 + a_0 > 0 \\ |a_0| < a_2 \end{cases} \quad (12)$$

将 a_2, a_1, a_0 对应代入 (12) 式可得

$$\begin{cases} T_s K'_2 < K_1 < (T_s K'_2 + 4)/2 \\ K'_2 > 0 \end{cases} \quad (13)$$

当 K_1, K_2 取值符合 (13) 式时, 扰动观测器即可收敛。

2 PMSM 无参数三矢量预测电流控制

2.1 三矢量选择原则

本文采用三相两电平电压型逆变器驱动 PMSM, 其输出的空间电压矢量如图 1 所示。

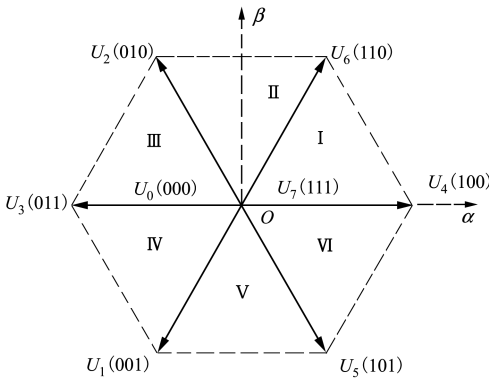


图 1 逆变器基本电压矢量示意图

传统 TV-MPCC 采用 2 轮遍历法获取最优矢量组合, 对硬件资源要求较高。为减小算法复杂度, 本文将原有的电流代价函数改为电压代价函数, 在第一轮遍历中省去电流预测值的计算; 同时利用第一最优矢量与理想电压矢量的差值进行第二最优矢量选择, 避免了第二轮遍历, 具体实现思路如下。

首先获取 d - q 轴理想参考电压, 令 $i_d(k+1) = i_d^{\text{ref}}, i_q(k+1) = i_q^{\text{ref}}$, 代入 (5) 式可得下一周期理想电压矢量为

$$\begin{cases} u_d^{\text{ref}} = \frac{1}{T_s B_d} i_d^{\text{ref}} - \frac{1 + T_s A_d}{B_d T_s} i_d(k) - \frac{E_d(k)}{B_d} \\ u_q^{\text{ref}} = \frac{1}{T_s B_q} i_q^{\text{ref}} - \frac{1 + T_s A_q}{B_q T_s} i_q(k) - \frac{E_q(k)}{B_q} \end{cases} \quad (14)$$

由反 Park 变换获得两相静止坐标系下的参考电压

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta}^{\text{ref}} = \mathbf{T}_{2r/2s} \mathbf{u}_{dq}^{\text{ref}} \quad (15)$$

式中: $\mathbf{T}_{2r/2s} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & -\sin\theta_e \\ \sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix}$; $\mathbf{u}_{dq}^{\text{ref}} = \begin{bmatrix} u_d^{\text{ref}} \\ u_q^{\text{ref}} \end{bmatrix}$; θ_e 为转子电角度。

将传统电流矢量代价函数改写为电压代价函数

$$g = |\mathbf{u}_{\alpha\beta}^{\text{ref}} - \mathbf{u}(k)| \quad (16)$$

代入 6 个有效电压矢量遍历寻优, 即可获得第一最优电压矢量 $\mathbf{u}_{\text{opt1}}$ 。

进而计算 $\mathbf{u}_{\text{opt1}}$ 与理想电压矢量的差值

$$\Delta \mathbf{E}_{u1} = \mathbf{u}_{\alpha\beta}^{\text{ref}} - \mathbf{u}_{\text{opt1}} \quad (17)$$

将原有电压矢量分布图重新划分为 6 个区域, 如图 2 所示。判断误差电压矢量 $\Delta \mathbf{E}_{u1}$ 所处区域, 选择扇区中心矢量为第二最优矢量 $\mathbf{u}_{\text{opt2}}$ 。例如 $\Delta \mathbf{E}_{u1}$ 位于扇区 S_2 , 则第二最优矢量为 $U_6(110)$ 。第三矢量选择为零矢量, 记为 $\mathbf{u}_{\text{opt0}}$ 。

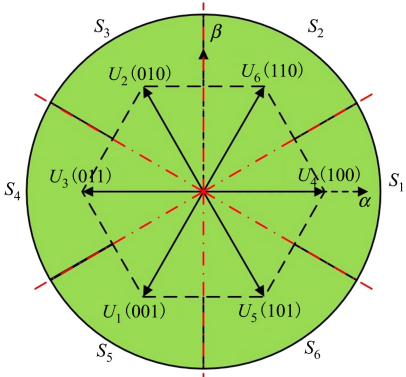


图 2 新扇区划分示意图

2.2 基于电流误差的矢量作用时间计算

传统三矢量策略多基于电流斜率计算各个电压矢量作用时间, 计算过程涉及多个电机参数。当电机参数失配时易导致矢量作用时间计算失准, 降低了控制的准确性和稳定性。本文借鉴文献 [11] 中转矩控制算法中矢量占空比的计算思路, 设计了基于电流误差的矢量作用占空比直接计算法, 并优化了占空比计算输出值, 以抑制占空比的过调制。具体思路为:

规定 $\mathbf{u}_{\text{opt1}}$ 的占空比为 d_1 , $\mathbf{u}_{\text{opt2}}$ 的占空比为 d_2 , $\mathbf{u}_{\text{opt0}}$ 的占空比为 d_0 。计算 3 个电压矢量电流预测值与电流参考值的差值为

$$\begin{cases} \Delta \delta_{dn} = i_d^* - i_{dn}(k+1) \\ \Delta \delta_{qn} = i_q^* - i_{qn}(k+1) \end{cases} \quad (18)$$

式中: $\Delta \delta_{dn}, \Delta \delta_{qn}$ 分别代表 d, q 轴预测电流与参考电流的差值; n 为 1, 2 或 0。

则由电流无差拍原理可得占空比计算式为

$$\begin{cases} \Delta\delta_{d1}d_1 + \Delta\delta_{d2}d_2 + \Delta\delta_{d0}d_0 = 0 \\ \Delta\delta_{q1}d_1 + \Delta\delta_{q2}d_2 + \Delta\delta_{q0}d_0 = 0 \\ d_1 + d_2 + d_0 = 1 \end{cases} \quad (19)$$

由(19)式计算所得的三矢量占空比可能存在过调制的情况,故对三矢量占空比进行优化

$$d_n = \begin{cases} 0, & d_n \leq 0 \\ 1, & d_n \geq 1 \end{cases} \quad (20)$$

n 为 1,2 或 0。

经(20)式优化后判断 $d_1 + d_2 \geq 1$ 是否成立,若成立,则执行(21)式,否则直接输出相应矢量占空比。

$$\begin{cases} d_1 = \frac{d_1}{d_1 + d_2} \\ d_2 = \frac{d_2}{d_1 + d_2} \\ d_0 = 0 \end{cases} \quad (21)$$

2.3 NTV-MPCC 控制策略

图 3 为本文所提 NTV-MPCC 策略的整体控制框图。首先由转速环的 PI 控制器得到 q 轴电流参考值 i_q^{ref} ,同时令 d 轴电流参考值 $i_d^{\text{ref}} = 0$,并送至代价函数、超局部模型以及占空比计算模块。采样电机

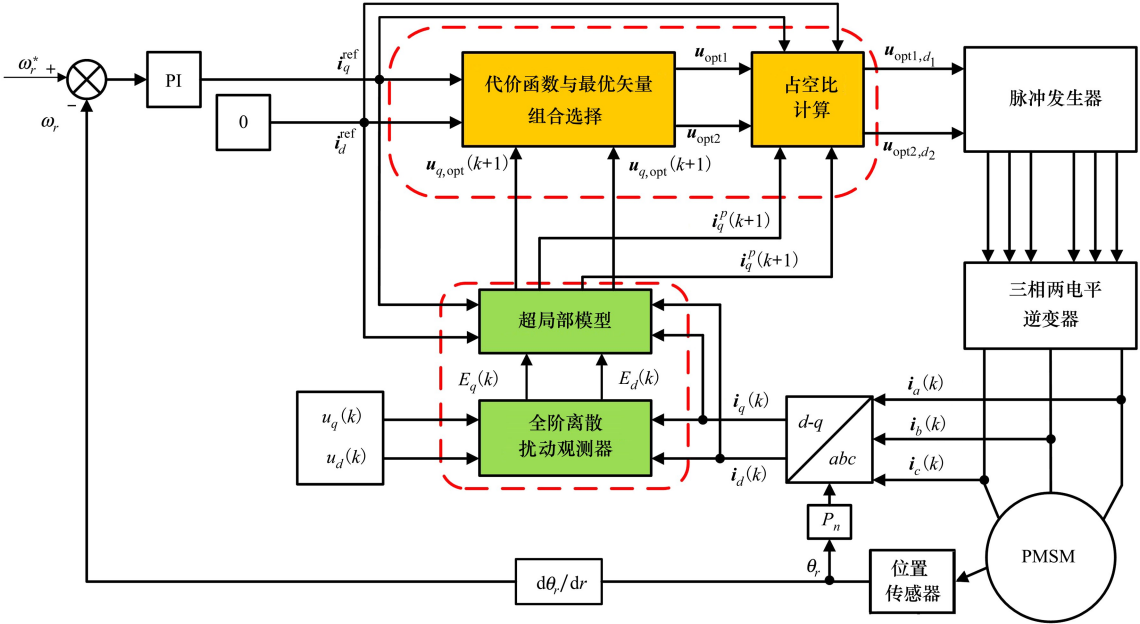


图 3 无参数三矢量模型预测电流控制系统框图

当前时刻三相电流、电压,同时测量转速及转子位置角,经过坐标变换后送入全阶离散扰动观测器观测超局部系统未知部分,并利用超局部模型预测获得下一时刻最优参考电压矢量;基于改进代价函数和最优参考电压矢量获取最优三矢量组合,并进行各个矢量占空比计算及优化;最后基于计算的各矢量占空比产生对应开关状态信号。

3 仿真分析

利用 MATLAB/Simulink 对算法进行仿真验证,电机参数如表 1 所示。控制周期设置为 100 μs,分别对起动、加速、加载和电机参数失配工况下的控制性能进行验证。

表 1 PMSM 参数标称值

电机参数	电气符号	数值
额定电压/V	U_N	380
额定转速/(r · min ⁻¹)	n_N	1 000
额定转矩/(N · m)	T_N	9.6
相电阻/Ω	R_s	3.95
d 轴电感/mH	L_d	33.65
q 轴电感/mH	L_q	79.56
极对数	p_n	3
转动惯量/(kg · m ²)	J	0.052 5
阻尼系数/(N · (m · s ⁻¹) ⁻¹)	F	0.000 67
永磁体磁链/Wb	ψ_f	0.457

起动、加速及加载工况仿真波形如图 4 所示,电机初始参考转速给定 500 r/min,0.3 s 时转速指令增

至 1 000 r/min,0.7 s 时电机加载 9.6 N · m。

由图 4a)~4b)转速和电流波形可看出,在电机参数未摄动时,传统 TV-MPCC 策略与 NTV-MPCC 策略的稳态性能相似,但 NTV-MPCC 动态性能优于 TV-MPCC。电机从 500 r/min 升至 1 000 r/min,TV-MPCC 耗时 158 ms,而 NTV-MPCC 仅用时 138 ms。TV-MPCC 控制下,电机加载后 165 ms 稳定在给定转速,而 NTV-MPCC 仅用时 100 ms,证明所提 NTV-MPCC 策略能在确保稳态性能的基础上提升电机的抗扰性和调速过程。

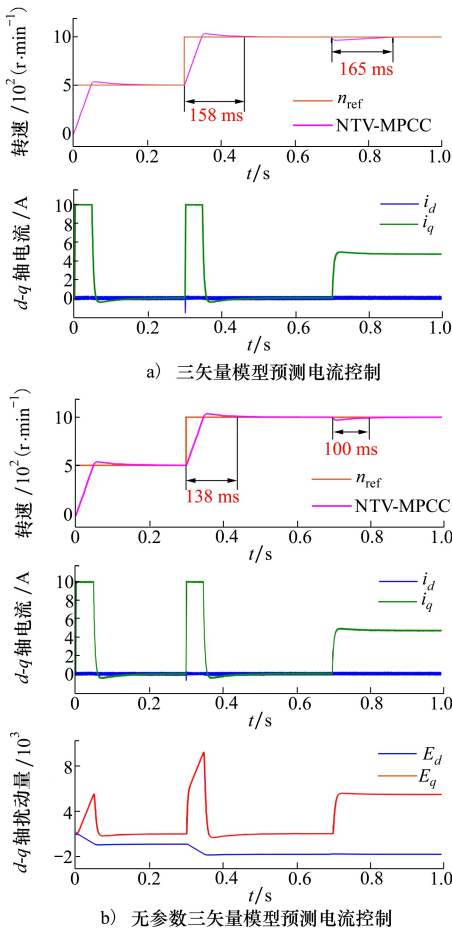


图 4 电机起动、加速及加载工况仿真对比图

由图 4b)中系统 d - q 轴集总扰动观测量可以看出, d - q 轴扰动观测值能随着系统状态的改变而迅速变化。在 0.3 s 时电机转速由 500 r/min 上升至 1 000 r/min,此时 q 轴扰动观测值也随之变化。在 0.7 s 电机加载时, d 轴未知扰动量观测值也随之迅速变化,且观测值与未建模以及扰动变化比例相吻合,证明本文所设计的观测器能够准确估计系统未知量,并使电机控制系统维持稳定。

电机参数失配工况的仿真波形如图 5 所示。电机转速设定为 500 r/min,带载 5 N · m。在 0.2 s 时 d - q 轴电感分别下降为 $0.5L_d, 0.5L_q$,0.6 s 时恢复为 $1.0L_d, 1.0L_q$,1.0 s 时上升为 $2.0L_d, 2.0L_q$ 。

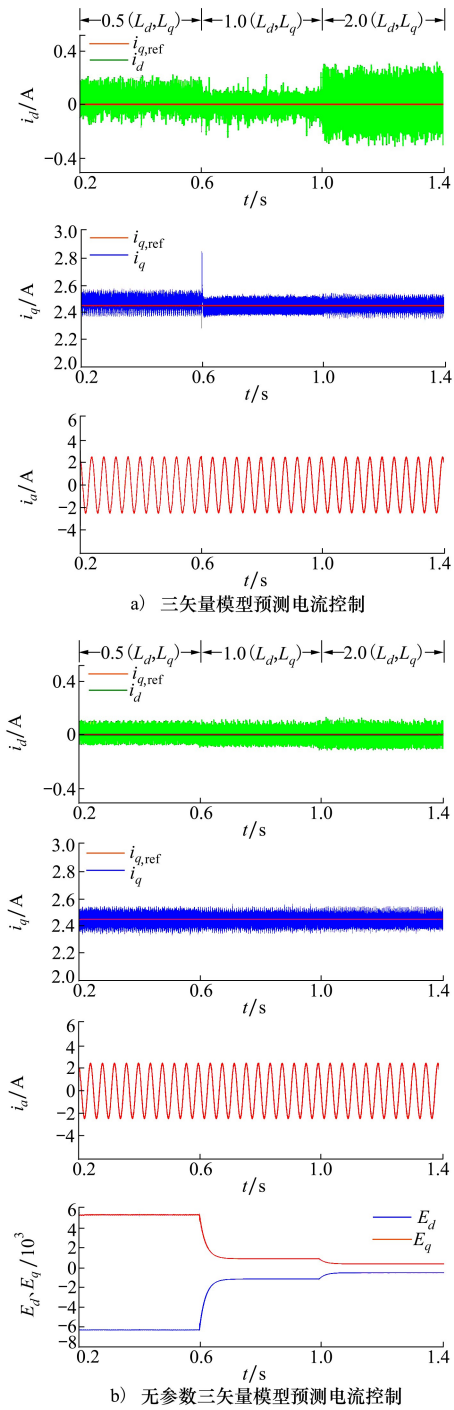


图 5 电感参数失配情况下电机稳态性能仿真对比图

从图 5a)可以看出,传统 TV-MPCC 对于电感参数变化十分敏感, d - q 轴电流都出现了偏移给定值

和纹波增大的现象,说明参数变化对传统 TV-MPCC 策略有较大的影响。而在图 5b) 中,电机电感参数变化前后电机状态变化微弱, d - q 电流脉动较小,且能很好地跟随给定值,表明所提策略具有强鲁棒性。由图 5b) 中系统扰动观测图可以看出系统扰动观测值随电感参数改变而变化,表明所设计的扰动观测器对系统内部参数扰动能够进行有效估计。

图 6 为参数失配下 2 种控制策略的相电流傅里叶分析结果。可以看出传统 TV-MPCC 的定子相电流总谐波畸变率(total harmonics distortion,THD) 为 6.80%,而 NTV-MPCC 的定子相电流 THD 仅为 4.05%。

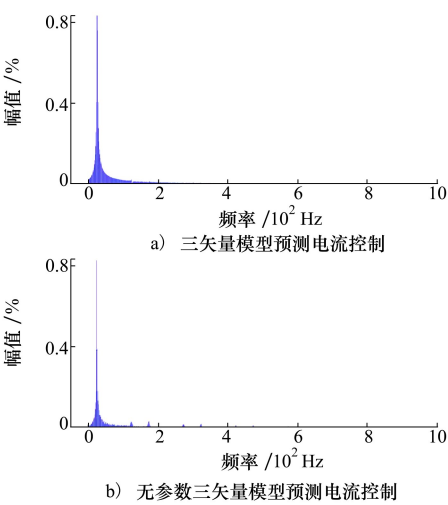


图 6 参数扰动情况下 A 相电流 THD 分析对比图

由仿真结果可知,在电机参数扰动时,所提 NTV-MPCC 能对参数扰动进行准确估计并加以补偿,保证了电机的稳态运行性能。而传统 TV-MPCC 控制下的电机产生了 d - q 轴电流稳态误差增大以及

偏离参考值的情况,影响了电机的稳态性能。

4 实验验证

图 7 为基于半物理仿真系统 SP2000 的 PMSM 实验平台,电机参数同表 1。采样频率为 10 kHz。实验数据通过上位机存储至 MATLAB 中进行分析。

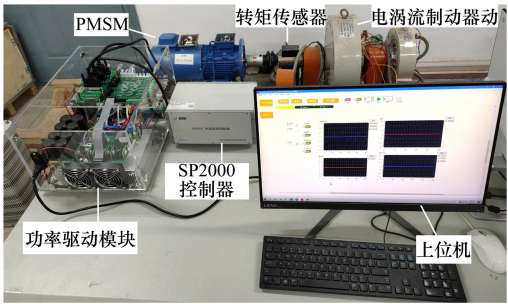


图 7 PMSM 实验平台

为验证电机参数失配时算法的鲁棒性,首先进行参数失配稳态实验。针对传统 TV-MPCC,将 SP2000 控制器中 d - q 轴电感和定子电阻分别设置为 $0.5(L_d, L_q), 2R_s$ 和 $2.0(L_d, L_q), 2R_s$ 进行参数失配实验。对于所提 NTV-MPCC,将超局部模型中的电压、电流系数偏离最优先验值,分别设置为 $A_d = -480, A_q = -200, B_d = 60, B_q = 24$ 和 $A_d = -120, A_q = -50, B_d = 15, B_q = 6$ 。电机转速为 1 000 r/min,负载为 9.6 N·m。实验结果如图 8 和图 9 所示。

图 8 为 $0.5(L_d, L_q)$ 和 $2R_s$ 下电机稳态响应对比。由图 8a) 可以看出,传统 TV-MPCC 的 d - q 轴电流脉动显著增加, q 轴电流脉动约为 1.04 A, d 轴电流脉动高达 1.68 A,且严重偏离参考值。三相电流畸变严重,相电流 THD 高达 8.26%。图 8b) 为本文

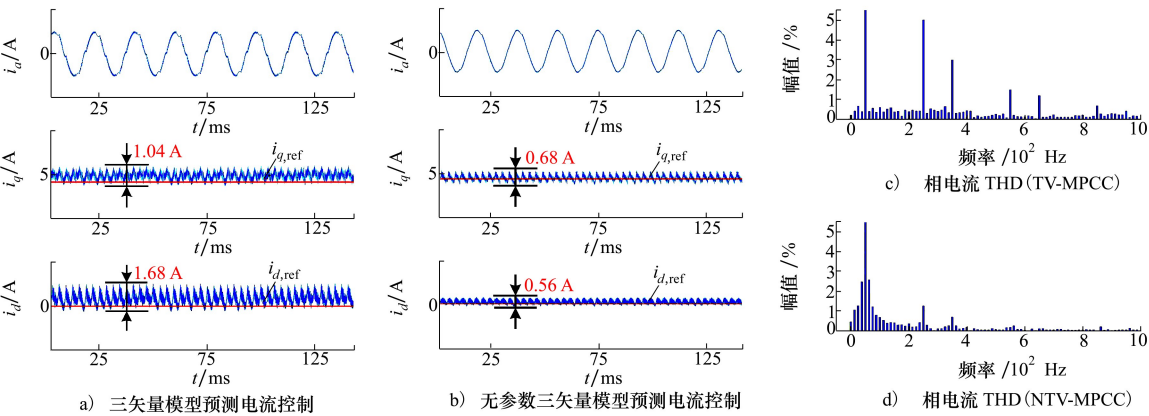


图 8 $0.5(L_d, L_q)$ 和 $2R_s$ 下 2 种策略的电机稳态实验结果

所提 NTV-MPCC 控制下的波形。可以看出,NTV-MPCC 的 d - q 轴电流稳态误差和电流脉动均较小。 q 轴电流脉动约为 0.68 A,相较于传统有参数 TV-MPCC,稳态精度提升了大约 34.6%; d 轴电流脉动仅为 0.56 A,稳态精度大约提高了 66.67%。三相电流波形正弦度良好,相电流 THD 仅为 6.37%。

图 9 为 $2.0(L_d, L_q)$ 和 $2R_s$ 时的电机稳态波形图,由图 9a)可以看出,传统 TV-MPCC 的 d 轴电流

稳态误差显著增大, d 轴电流脉动高达 2.1 A 左右。同时三相电流高频谐波含量增加,相电流 THD 高达 11.35%。图 9b)是 NTV-MPCC 的实验波形,可以看出稳态性能良好, d 轴电流脉动仅为 1.16 A,相电流 THD 约为 5.61%,稳态精度提升了 50%左右。 d - q 轴电流误差和三相电流的谐波都显著小于传统 TV-MPCC,证明了所提策略的有效性。

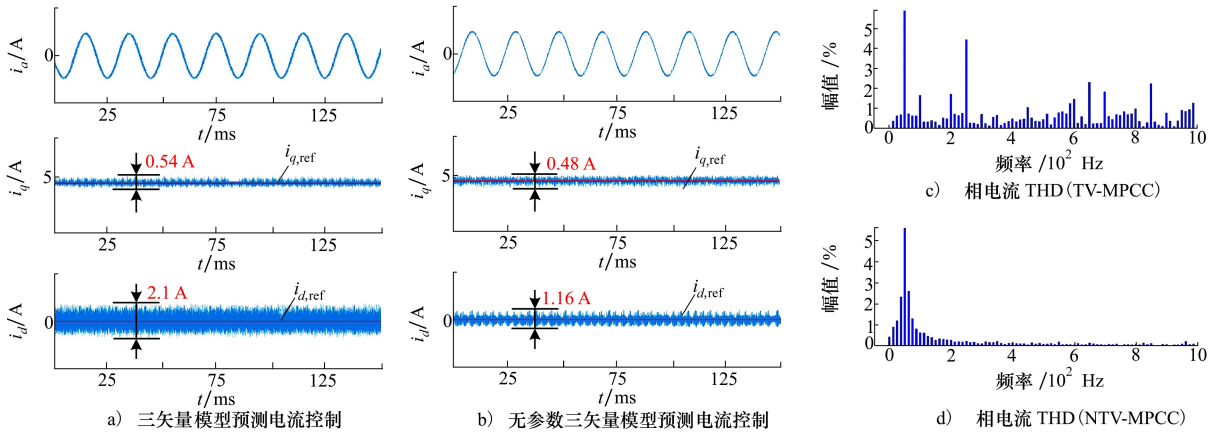


图 9 $2.0(L_d, L_q)$ 和 $2R_s$ 下 2 种策略的电机稳态实验结果

为验证 NTV-MPCC 在电机参数未摄动时的控制性能,与传统 TV-MPCC 进行实验对比,结果如图 10 所示。实验中,电机转速指令设为 1 000 r/min,带载 4 N·m 运行,一段时间后负载增至 9.6 N·m。

由图 10 可看出,负载从 4 N·m 增至 9.6 N·m

后,传统 TV-MPCC 经过 1.17 s 后达到稳态,而 NTV-MPCC 仅用时 0.83 s,且加载后的 d 轴电流稳态误差略小于 TV-MPCC。可见 NTV-MPCC 虽然没有依赖电机参数建立电流预测模型,但在电机本体参数未摄动情况下的动、稳态性能均优于传统 TV-MPCC。

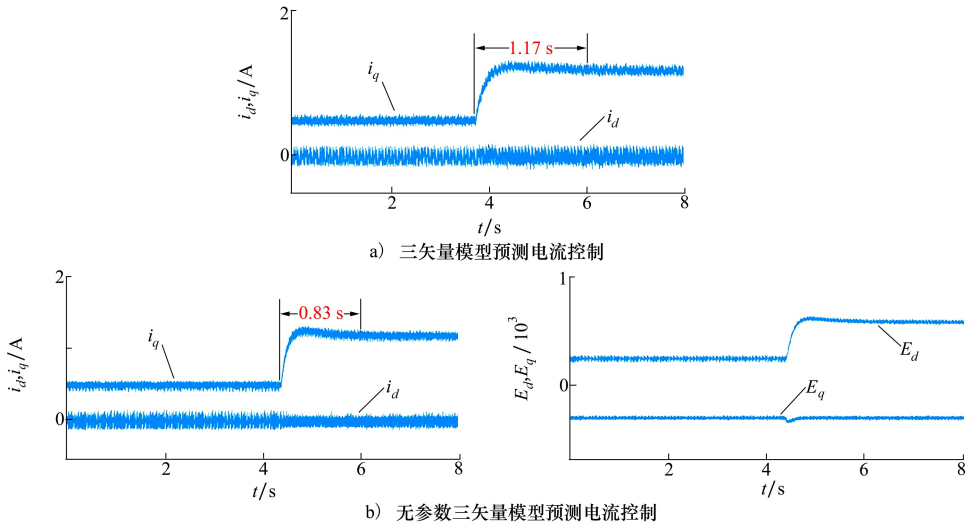


图 10 电机参数未摄动时加载波形对比图

仿真和实验结果均可以看出 NTV-MPCC 策略能有效抑制多矢量模型预测控制易受电机本体参数影响的问题。而实验和仿真结果的差异主要表现在电流脉动的大小,经计算,实验的电流脉动值比仿真的电流脉动值高 5 倍左右,这主要是由仿真建模的电机,忽略了铁芯饱和、涡流和磁滞损耗等实际因素,以及实际实验过程中控制算法运算时间较长所带来的影响。但从总体控制效果和 2 种方法对比结论来看,这种误差并不影响研究的总体结论。仿真和实验二者均能充分证明本文所提新策略的有效性和鲁棒性。

5 结 论

针对 PMSM 传统有参数 TV-MPCC 对电机本体参数敏感、鲁棒性较低的问题,本文提出一种 NTV-MPCC。所提策略构建不依赖电机本体参数的超局部电流预测模型,抑制了电机参数的变化及不确定性扰动对预测电流的影响。引入了基于电流误差的占空比直接计算法,使得占空比计算不受电机本体参数摄动的影响。并提出一种简化的电压矢量组合选择机制,减少了算法的硬件负担。仿真和实验结果表明:在电机参数未摄动情况下,所提 NTV-MPCC 与传统 TV-MPCC 具有相似的暂稳态性能;而在电机参数不匹配的情况下,NTV-MPCC 方法的稳态性能都显著优于传统 TV-MPCC 方法。

参考文献:

- [1] 鲍晓华, 刘佳伟, 孙跃, 等. 低速大转矩永磁直驱电机研究综述与展望[J]. 电工技术学报, 2019, 34(6): 1148-1160
BAO Xiaohua, LIU Jiwei, SUN Yue, et al. Review and prospect of low-speed high-torque permanent magnet machines[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(6): 1148-1160 (in Chinese)
- [2] 殷凯轩, 高琳, 付文华, 等. 永磁同步电机的改进模型预测自抗扰前馈控制[J]. 西安交通大学学报, 2021, 55(4): 29-38
YIN Kaixuan, GAO Lin, FU Wenhua, et al. An improved prediction control model for PMSM with active disturbance rejection and feed-forward control strategy[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2021, 55(4): 29-38 (in Chinese)
- [3] ZHANG X, ZHANG L, ZHANG Y. Model predictive current control for PMSM drives with parameter robustness improvement[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2018, 34(2): 1645-1657
- [4] 姚绪梁, 黄剩齐, 王景芳, 等. 两相静止坐标系下的永磁同步电动机模型预测功率控制[J]. 电工技术学报, 2021, 36(1): 60-67
YAO Xuliang, HUANG Shengqi, WANG Jingfang, et al. Model predictive power control of permanent magnet synchronous motor in two-phase static coordinate system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(1): 60-67 (in Chinese)
- [5] ZHANG Y, YANG H. Model predictive torque control of induction motor drives with optimal duty cycle control[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2014, 29(12): 6593-6603
- [6] 刘佳敏, 葛召炎, 吴轩, 等. 基于占空比调制的永磁同步电机预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(10): 3319-3328
LIU Jiamin, GE Zhaoyan, WU Xuan, et al. Predictive current control of permanent magnet synchronous motor based on duty-cycle modulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(10): 3319-3328 (in Chinese)
- [7] ZHANG Y, PENG Y, YANG H. Performance improvement of two-vectors-based model predictive control of PWM rectifier[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2015, 31(8): 6016-6030
- [8] 郭磊磊, 李国昊, 金楠, 等. 两电平电压源逆变器双矢量调制模型预测控制:理论分析、实验验证和推广[J]. 电工技术学报, 2021, 36(1): 39-49
GUO Leilei, LI Guohao, JIN Nan, et al. Two-vector-based modulated model predictive control method for 2-level voltage source inverters: theoretical analysis, experimental verification and extension[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(1): 39-49 (in Chinese)
- [9] 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 Yanping, WANG Jibing, ZHOU Qin, et al. Double optimization three-vector-based model predictive current control for permanent magnet synchronous motors[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(6): 1857-1864 (in Chinese)
- [10] 秦艳忠, 阎彦, 陈炜, 等. 永磁同步电机参数误差补偿-三矢量模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(2): 255-265
- QIN Yanzhong, YAN Yan, CHEN Wei, et al. Three-vector model predictive current control strategy for permanent magnet synchronous motor drives with parameter error compensation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(2): 255-265 (in Chinese)
- [11] 李健, 牛峰, 黄晓艳, 等. 永磁同步电机有限控集模型预测电流控制预测误差分析[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(4): 1-7
- LI Jian, NIU Feng, HUANG Xiaoyan, et al. Prediction error analysis of finite-control-set model predictive current control for PMSMs[J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(4): 1-7 (in Chinese)
- [12] LIN C K, LIU T H, FU L C, et al. Model-free predictive current control for interior permanent-magnet synchronous motor drives based on current difference detection technique[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2013, 61(2): 667-681
- [13] DA RÙ D, POLATO M, BOLOGNANI S. Model-free predictive current control for a SynRM drive based on an effective update of measured current responses[C]//2017 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics, 2017: 119-124
- [14] MA C, LI H, YAO X, et al. An improved model-free predictive current control with advanced current gradient updating mechanism[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2020, 68(12): 11968-11979
- [15] FLIESS M, JOIN C. Model-free control[J]. International Journal of Control, 2013, 86(12): 2228-2252
- [16] SAFAEI A, MAHYUDDIN M N. Adaptive model-free control based on an ultra-local model with model-free parameter estimations for a generic SISO system[J]. IEEE Access, 2018, 6: 4266-4275
- [17] ZHOU Y, LI H, YAO H. Model-free control of surface mounted PMSM drive system[C]//2016 IEEE International Conference on Industrial Technology, 2016: 175-180
- [18] XU L, CHEN G, LI Q. Ultra-local model-free predictive current control based on nonlinear disturbance compensation for permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Access, 2020, 8: 127690-127699
- [19] ZHOU Y, LI H, LIU R, et al. Continuous voltage vector model-free predictive current control of surface mounted permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Trans on Energy Conversion, 2018, 34(2): 899-908

Nonparametric three-vector model predictive current control for permanent magnet synchronous motor

ZHANG Yufeng¹, WU Zihui¹, YAN Qi¹, HUANG Nan¹, DU Guanghui¹,
HE Hucheng¹, ZHOU Yong²

(1.School of Electrical and Control Engineering, Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710054, China;
2.School of Aeronautics, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: Multi-vector model predictive control of permanent magnet synchronous motor can effectively overcome the shortcomings of conventional single-vector model predictive control such as large motor current ripples and limited control accuracy, but its control performance is more susceptible to the influence of motor parameter perturbation. To improve the robustness of the multi-vector predictive control algorithm under the motor parameter perturbation, a novel nonparametric three-vector model predictive current control method for permanent magnet synchronous motors is proposed in this paper. Through constructing an ultra-local predictive current model based on the input and output signals of the permanent magnet synchronous motor, the influence of motor parameter perturbation on current prediction is avoided, and a disturbance observer is designed to estimate the non-modeled and perturbed parts of the ultra-local model. In addition, the direct calculation method of vector duty cycles based on current error is introduced to suppress the influence of motor parameter uncertainty on the duty cycle calculation link, which further improves the system robustness. Finally, simulations and experiments of the proposed method are demonstrated to compare with the conventional parametric three-vector model predictive current control, and the results show that the proposed control strategy can effectively suppress the disturbances caused by the motor parameters and ensure the steady-state performance during motor operation.

Keywords: PMSM; nonparametric; ultra-local model; disturbance observer; three vector

引用格式: 张玉峰, 吴紫辉, 闫琪, 等. 永磁同步电机无参数三矢量模型预测电流控制[J]. 西北工业大学学报, 2023, 41(5): 860-870

ZHANG Yufeng, WU Zihui, YAN Qi, et al. Nonparametric three-vector model predictive current control for permanent magnet synchronous motor[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2023, 41(5): 860-870 (in Chinese)