

计及参数失配的电励磁双凸极电机改进型 双矢量模型预测电流控制策略

狄 伟¹, 赵凯诺^{2*}, 张李娜¹, 吴冬福¹, 谭 强³, 周兴伟²

(1. 宁波德昌科技有限公司, 浙江 宁波 315400;

2. 河海大学 电气与动力工程学院, 江苏 南京 211100;

3. 南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京 211106)

Improved Dual-Vector Model Predictive Current Control Strategy for Doubly Salient Electromagnetic Machine Considering Parameter Mismatch

DI Wei¹, ZHAO Kainuo^{2*}, ZHANG Li'na¹, WU Dongfu¹, TAN Qiang³, ZHOU Xingwei²

(1. Ningbo Dechang Technology Co., Ltd, Ningbo 315400, China;

2. School of Electrical and Power Engineering, Hohai University, Nanjing 211100, China;

3. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,
Nanjing 211106, China)

Abstract: [Objective] This study addresses the limitations of conventional model predictive current control (MPCC) for doubly salient electromagnetic machine, including excessive current fluctuations and strong parameter dependency. An improved dual-vector model predictive current control (IDV-MPCC) strategy integrated with online parameter identification is proposed to enhance control robustness. [Methods] The proposed strategy achieved rapid sector localization of vectors, reduced the number of optimizations from 18 in traditional exhaustive search algorithms to just 4. This was accomplished by redefining the sectors and providing a new table for selecting vector combinations, which significantly reduced current prediction errors and ripples. To address parameter sensitivity issues, the model reference adaptive system (MRAS) was employed to perform online identification of the self-inductance and mutual inductance of the armature windings, and the identified results were fed back into the prediction model in real-time to correct it, thereby enhancing system robustness. [Results] The IDV-MPCC method significantly reduced current harmonics and torque ripples, while the MRAS-based identification effectively suppressed prediction errors caused by parameter mismatches. [Conclusion] The experimental results have verified that the proposed MRAS-IDV-MPCC method can effectively improve the control performance while reducing the

computational burden of the system.

Key words: doubly salient electromagnetic machine; model predictive current control; dual-vector; parameter sensitivity; model reference adaptive system

摘 要: 【目的】针对电励磁双凸极电机传统模型预测电流控制 (MPCC) 存在的电流谐波大、参数依赖性强的缺陷,提出一种改进双矢量模型预测电流控制 (IDV-MPCC) 策略,并结合在线参数辨识以提高控制鲁棒性。【方法】该策略通过矢量扇区的快速定位,将传统遍历算法中的寻优次数从 18 次减少为仅需 4 次,同时重新划分扇区并给出了新的矢量组合选取表,有效降低电流预测误差及纹波;针对参数敏感性问题,采用模型参考自适应系统 (MRAS) 对电枢绕组自感与互感进行在线辨识,并且将辨识结果实时输入到预测模型中实现在线修正,以提高系统鲁棒性。【结果】IDV-MPCC 方法显著降低了电流谐波与转矩脉动,同时基于 MRAS 的在线辨识有效抑制了参数失配引起的预测误差。【结论】试验结果验证了本文所提 MRAS-IDV-MPCC 方法能够有效提升控制性能,同时降低系统的计算负担。

关键词: 电励磁双凸极电机;模型预测电流控制;双矢量;参数敏感性;模型参考自适应系统

0 引言

电 励 磁 双 凸 极 电 机 (Doubly Salient

Electromagnetic Machine, DSEM)是一种新型的无刷直流电动机,因其结构简单可靠、成本低且不使用永磁体,适合在高温、高速等恶劣环境下运行,具有良好的容错性能和灵活的控制能力,并在航空航天、电动汽车等领域具有广泛的应用^[1-3]。正弦化电励磁双凸极电机(Sinusoidal DSEM, SDSEM)不仅保留了DSEM所具有的优良结构性性能,还具有更小的转矩脉动,因此具有广阔的应用前景。

模型预测控制(Model Predictive Control, MPC)因其在滚动优化、反馈校正、易于处理非线性约束和多目标控制等方面的优势而广受学术界关注^[4-6]。在电机控制领域,根据控制周期,MPC可以分为有限控制集模型预测控制(Finite Control Set MPC, FCS-MPC)和连续控制集模型预测控制^[7]。根据控制对象,FCS-MPC可以分为模型预测电流控制(Model Predictive Current Control, MPCC)、模型预测转矩控制(Model Predictive Torque Control, MPTC)和模型预测速度控制等^[8]。与MPTC相比,MPCC的控制目标为电机电流,其算法更简单且更易于实现。然而,MPCC在实际电机驱动应用中存在以下问题^[9-11]:(1)存在较大的电流波动和转矩脉动,多次电流预测迭代和矢量个数的增加带来了严重的计算负担;(2)预测模型对电机参数的准确性要求较高,当参数不匹配时,控制性能会下降。因此,提高稳态性能和降低对参数的依赖已成为当前的研究热点。

为解决上述问题,研究人员提出了双矢量模型预测电流控制(Double-Voltage-used MPCC, DV-MPCC)策略。DV-MPCC通过在每个控制周期内选择两个电压矢量,并合理分配作用时间,可以有效降低电流波动和转矩脉动。同时,DV-MPCC还引入了参数辨识算法,如模型参考自适应系统(Model Reference Adaptive System, MRAS),可以实现在线参数辨识和模型修正,从而提高控制性能的鲁棒性。文献[12]提出的三矢量MPC策略通过在每个扇区用三个基本电压矢量等效地合成一个期望电压矢量,并将6个扇区中合成的6个期望电压矢量作为备选电压矢量,需要进行6次寻优。该方法可减少电流谐波并提高控制精度,但会带来计算负担。文献[13]

使用级联价值函数寻优方法,先采用单矢量模型预测电流控制(Single-Voltage-used MPCC, SV-MPCC)方法选出第一矢量,再选择第二矢量,将遍历次数由25次减少到14次,降低了计算量,但计算负担依旧很大。因此,仍需优化方法以减轻计算负担。

MPC依赖准确的电机参数,但电机在运行过程中参数时变且不易测量,在线参数辨识、无模型预测控制和扰动观测器设计均为有效提高参数鲁棒性的方案^[14-16]。常用的参数辨识方法主要包括最小二乘法、扩展卡尔曼滤波法^[17]、模型参考自适应法以及人工智能算法^[18];设计扰动观测器主要包括滑模观测器^[19]、自适应观测器以及龙贝格观测器^[20];而无模型预测电流控制^[21]则抛弃了原有的数学模型,从参数失配导致预测误差这一思想出发,依据电流变化规律预测下一个周期的电流^[22]。MRAS因其结构简单、响应速度快和算法计算量小等优点,已被广泛应用于各种控制系统中。文献[23]针对永磁同步直线电机在运行过程中均匀退磁的问题提出一种基于自适应线性神经元的模型参考自适应磁链观测器,在不同工况下可以稳定精确地在线辨识磁链;文献[24-25]则提出了一种基于模糊逻辑控制器的MRAS,用于辨识永磁同步电机的 d 轴、 q 轴电感,将传统比例积分(Proportional Integral, PI)控制器改为可自适应调节控制参数的模糊逻辑控制器,从而有效提升了参数辨识的准确性。

本文对SDSEM改进型双矢量MPC展开研究,通过扇区优化组合,将传统双矢量MPC所需的18次矢量选择降低至4次,极大提升计算效率;同时,针对所提方法依赖电机参数的问题,对所提改进型双矢量MPC参数敏感性进行分析,并提出采用MRAS对电枢绕组自感与互感进行在线辨识,并且将辨识结果实时输入到预测模型中实现在线修正,提升了系统鲁棒性。通过SDSEM平台进行试验,结果表明所提控制策略的正确性与有效性。

1 传统双凸极电机 MPCC

1.1 双凸极电机的结构与数学模型

图1为一台12/10极六相SDSEM截面图,定、转子均设计为凸极,电机的转子上无绕组和永

旋转坐标系下 SDSEM 的数学模型为

式中: L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴电感, 且 $L_d = L_q$, 因此可以写成 L_s ; R_s 、 ω_e 和 L_{pf} 分别为定子电阻、转子电角速度和相绕组与励磁绕组之间的互感。

为了实现系统的预测控制,电机模型必须在一个采样周期 T_s 内进行离散化。对式(1)进行欧拉离散化,可以得到预测模型为

式中: i_d^k, i_q^k 和 i_d^{k+1}, i_q^{k+1} 分别为当前时刻和下一个时刻 d, q 轴的定子电流; u_d^k, u_q^k 分别为当前时刻 d, q 轴电压。

$$g_i = |i_d^* - i_d^{k+1}| + |i_g^* - i_g^{k+1}| \quad (3)$$

式中: i_d^* 、 i_q^* 分别为 d 、 q 轴的电流参考值。

Fig. 2 MPCC block diagram of SDSEM

传统 MPC 单个控制周期仅作用一个基本电压矢量,带来电流误差即纹波大的问题。而传统 DV-MPCC 能够提高稳态性能,然而其遍历算法需要经过 18 次电流预测及作用时间分配来获得开关信号,极大地增加了计算负担。故提出一种改进的双矢量模型预测电流控制 (Improved DV-MPCC, IDV-MPCC) 策略,该策略通过矢量扇区快速定位,将传统遍历算法中寻优次数从 18 次减少为仅需 4 次,减少了计算量,同时重新划分扇区并给出了新的矢量组合选取表,有效降低电流预测误差及纹波。IDV-MPCC 的矢量筛选策略如图 3 所示。

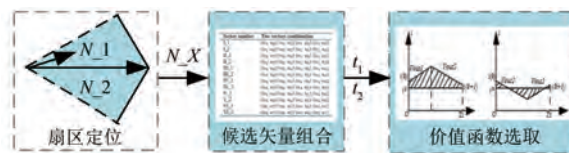


Fig. 3 The vector selection strategy of IDV-MPCC

2.1 空间电压矢量扇区的划分

由于枚举预测计算过于复杂,本文提出了电压矢量扇区定位,并通过最小化价值函数选择最优电压矢量。基于无差拍电流控制的原理,将 i_q^{k+1} 视为 q 轴参考电流 i_q^* , 并认为 $i_d^{k+1}=0$, 输出电压为

$$\left\{ \begin{aligned} u_d^* &= R_s i_d^k + L_s (i_d^* - i_d^k) / T_s - \omega_e i_q^k L_s \\ u_q^* &= R_s i_q^k + L_s (i_q^* - i_q^k) / T_s - \\ &\quad \sqrt{\frac{3}{2}} \omega_e L_{\text{pl}} i_f - i_d^k \omega_e L_s \end{aligned} \right. \quad (4)$$

在获得参考电压后,必须确定电压所在的扇区。传统的扇区定位方法无法完全过滤出可用的电压矢量组合。本文以每个有效矢量为中心、每

60°为一个扇区重新划分空间矢量,如图4所示,分为6个扇区,再对每个扇区以有效矢量为分隔线分为两个小扇区,确认电压矢量 u_{ref} 所落扇区位置,从而选取有效矢量,只需要一次电压预测,大大减少了计算量。

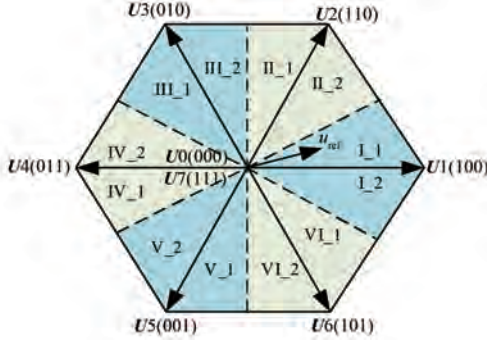


图4 空间电压矢量扇区划分示意图

Fig. 4 Schematic diagram of the division of the space voltage vector sector

2.2 矢量选择和矢量作用时间

经过扇区定位后,将寻优次数从18减少为4,减少算法遍历时间。为了最小化开关管的切换次数,当两个电压矢量由一个有效矢量和一个零矢量组成,并且其中的有效电压矢量为(100)、(010)和(001)时,零矢量选择 u_0 ;若有效电压矢量为其他三个未提及的有效矢量之一时,零矢量为 u_7 。每个扇区可以选择的两个电压矢量组合如表1所示。

表1 电压扇区及对应的候选双矢量组合

Tab. 1 Voltage sector and corresponding candidate dual vector combinations

扇区	候选电压矢量组合
I_1	$(u_1 u_0) (u_1 u_2) (u_1 u_3) (u_2 u_6)$
I_2	$(u_1 u_0) (u_1 u_5) (u_1 u_6) (u_2 u_6)$
II_1	$(u_2 u_7) (u_2 u_3) (u_2 u_4) (u_1 u_3)$
II_2	$(u_2 u_7) (u_2 u_1) (u_2 u_6) (u_1 u_3)$
III_1	$(u_3 u_0) (u_3 u_4) (u_3 u_5) (u_2 u_4)$
III_2	$(u_3 u_0) (u_3 u_1) (u_3 u_2) (u_2 u_4)$
IV_1	$(u_4 u_7) (u_4 u_5) (u_4 u_6) (u_3 u_5)$
IV_2	$(u_4 u_7) (u_4 u_3) (u_4 u_2) (u_3 u_5)$
V_1	$(u_5 u_0) (u_5 u_6) (u_5 u_1) (u_4 u_6)$
V_2	$(u_5 u_0) (u_5 u_4) (u_5 u_3) (u_4 u_6)$
VI_1	$(u_6 u_7) (u_6 u_1) (u_6 u_2) (u_5 u_1)$
VI_2	$(u_6 u_7) (u_6 u_5) (u_6 u_4) (u_5 u_1)$

零矢量作用的斜率为

$$\begin{cases} s_{d0} = (-R_s i_d + \omega_e i_q L_s) / L_s \\ s_{q0} = (-R_s i_q - \omega_e i_d L_s - \sqrt{\frac{3}{2}} \omega_e L_{pf} i_f) / L_s \end{cases} \quad (5)$$

有效电压矢量作用的斜率为

$$\begin{cases} s_{di} = s_{d0} + u_{di} / L_s \\ s_{qi} = s_{q0} + u_{qi} / L_s \end{cases} \quad (6)$$

式中: j 为有效电压矢量的序列。

通过将 q 轴电流设定为期望值并分配两个电压矢量的时间,可获得两个矢量的作用时间 T_1 、 T_2 ,表示为

$$\begin{cases} T_1 = (i_q^* - i_q - s_{q2} T_s) / (s_{q1} - s_{q2}) \\ T_2 = T_s - T_1 \end{cases} \quad (7)$$

式中: s_{q1} 、 s_{q2} 分别为第一个、第二个电压矢量作用的斜率。

如果 $T_1 > T_s$,则 $T_1 = T_s$ 、 $T_2 = 0$;如果 $T_1 < 0$,则 $T_1 = 0$ 、 $T_2 = T_s$ 。

在确定矢量组合和作用时间后,矢量的不同作用顺序会影响电流的波动,如图5所示。因此,提出了一种新的价值函数来选择矢量的作用顺序,其表达式为

$$\begin{cases} g_1 = |i_d^* - i_d^{k+t_1}| + |i_q^* - i_q^{k+t_1}| \\ g_2 = |i_d^* - i_d^{k+t_2}| + |i_q^* - i_q^{k+t_2}| \\ g = \min \{g_1, g_2\} \end{cases} \quad (8)$$

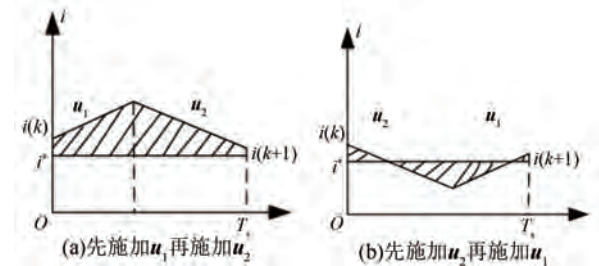


图5 不同电压矢量作用顺序下电流变化图

Fig. 5 Diagram of current changes in different voltage vector sequences

2.3 IDV-MPCC 策略

基于快速扇区定位的IDV-MPCC框图如图6所示,所提策略通过扇区定位实现仅需4次循环寻优。在预测控制时,首先对电流进行采样,得到 dq 轴电流 i_d 和 i_q ,同时检测获取转子位置角并计算出电机角速度;其次 i_d 和 i_q 经过延时补偿后得到 $k+1$ 时刻的 $i_d(k+1)$ 和 $i_q(k+1)$,通过式(4)得到

理想电压矢量 u_d^* 、 u_q^* ; 然后判断出电压所在扇区并按照表 1 中的候选矢量组合计算出矢量作用时间; 最后根据价值函数进行寻优评估并得出电压矢量的作用顺序, 选择价值函数值最低的矢量作为最优矢量, 并应用在下一控制周期。

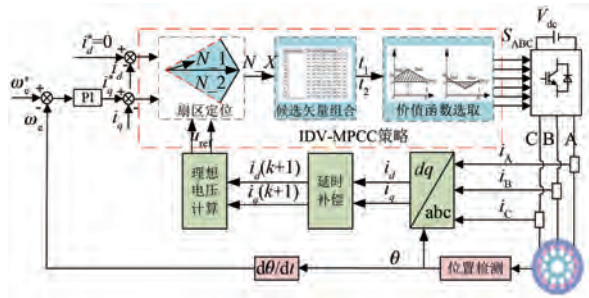


图 6 IDV-MPCC 框图

Fig. 6 Diagram of IDV-MPCC

3 参数敏感性分析与关键参数在线识别

3.1 MPCC 的参数敏感性分析

本文所提 IDV-MPCC 策略在实际应用中会面临电机参数在电机运行过程中发生变化, 由式 (1)、式 (2) 可知, MPC 的控制性能极大依赖于系统参数, 参数不匹配会降低电流预测的准确性、影响电压向量的选择。

考虑到电机参数变化对预测电流的影响, 将式 (2) 改写为

$$\begin{cases} i_d^{k+1} = i_d^k + T_s [u_d^k - R_s' i_d^k + \omega_e i_q^k L_s'] / L_s \\ i_q^{k+1} = i_q^k + T_s \left[u_q^k - R_s' i_q^k - \sqrt{\frac{3}{2}} \omega_e L_{pf}' i_d^k - i_d^k \omega_e L_s' \right] / L_s \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} R_s' = R_s + \Delta R_s \\ L_s' = L_s + \Delta L_s \\ L_{pf}' = L_{pf} + \Delta L_{pf} \end{cases} \quad (10)$$

根据式 (2)、式 (9) 可知, 当电机参数存在误差时, 可以得到预测电流的误差方程为

$$\begin{cases} \Delta i_d^{k+1} = \frac{R_s \Delta L_s - L_s \Delta R_s}{L_s (L_s + \Delta L_s)} i_d^k T_s - \frac{\Delta L_s u_d^k T_s}{L_s (L_s + \Delta L_s)} \\ \Delta i_q^{k+1} = \frac{R_s \Delta L_s - L_s \Delta R_s}{L_s (L_s + \Delta L_s)} i_q^k T_s - \frac{\Delta L_s u_q^k T_s}{L_s (L_s + \Delta L_s)} + \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{L_{pf} \Delta L_s - L_s \Delta L_{pf}}{L_s (L_s + \Delta L_s)} \omega_e(k) i_d^k T_s \end{cases} \quad (11)$$

当电机的各个参数存在误差时, L_s 、 R_s 和 L_{pf} 都会影响 q 轴电流的预测误差, 如图 7(a) 和图 7(b) 所示。其中, L_s 和 L_{pf} 对 q 轴电流的预测误差影响较大, 而 R_s 的影响较小。本文采用在线辨识关键参数的方法, 以减少电机运行过程中由于参数变化导致的控制性能下降问题。

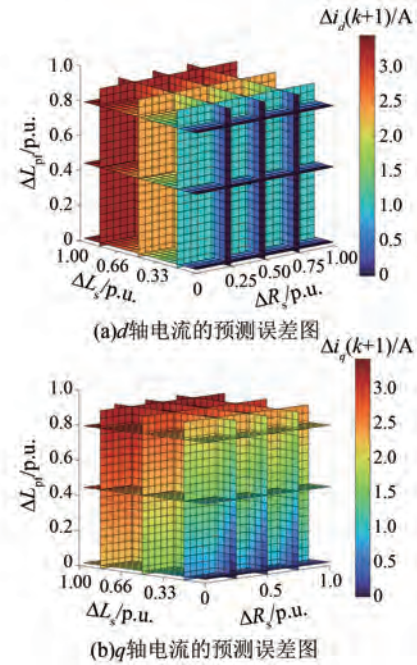


图 7 电机参数失配时, 电流的预测误差图

Fig. 7 The current prediction error diagrams under motor parameter mismatch

3.2 基于 MRAS 的关键参数识别

MRAS 由参考模型、可调模型和自适应律 3 个核心环节构成。系统中, 电机本身的模型为参考模型, 代表了对电机性能的期望标准。可调模型以 SDSEM 在 dq 坐标系下的正弦电压输出及其待辨识参数作为输入, 两模型的输出差值作为自适应律的输入。自适应律动态调节可调模型的参数, 将误差最小化, 直至其趋近于 0, 以此来获得精确的参数估计。MRAS 的框图如图 8 所示。

dq 轴电流状态方程是一个二阶方程, 具有 3

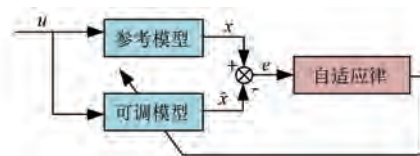


图 8 MRAS 的框图

Fig. 8 Block diagram of MRAS

个未知电机参数,因此在没有额外激励的情况下只能识别 2 个参数。对参数敏感性进行分析后,本文采用将电机绕组固定为已知值的方法来识别 2 个参数。此时,可调模型的输出值可以视为实际值。本文中,式(1)被用作参考模型,识别出 R_s 和 L_s 的值并代入电压方程中作为可调模型,如式(12)所示:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L'_s} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R_s}{L'_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L'_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L'_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{L'_{pf} i_f}{L'_s} \end{bmatrix} \omega_e \quad (12)$$

在 MRAS 参数辨识中,误差矩阵为

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} i_d - i'_d \\ i_q - i'_q \end{bmatrix} \quad (13)$$

根据 Popov 超稳定理论,将 MRAS 转化为 Popov 超稳定理论的结构,如图 9 所示。在反馈路径上设计自适应律可以使误差 $\mathbf{e}$ 收敛到零,非线性回路必须满足式(14):

$$\forall t > 0, \eta(0, t) = \int_0^t \mathbf{e}^T \mathbf{w} dt \geq -r^2 \quad (14)$$

基于 PI 设计的参数辨识方程为

$$\begin{cases} \frac{L'_{pf}}{L'_s} = \frac{L_{pf}}{L_s} - \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) (e_2 \omega_e) \\ \frac{1}{L'_s} = \frac{1}{L_s} + \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) (e_1 u_d + e_2 u_q) \end{cases} \quad (15)$$

式中: e_1 、 e_2 分别为参考模型与可调模型在 d 轴、 q 轴上的输出误差。

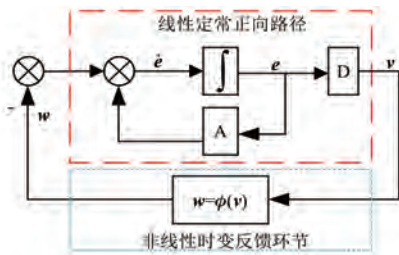


图 9 Popov 超稳定理论的结构

Fig. 9 Popov superstable theoretical structure

3.3 基于 MRAS 的改进双矢量模型预测策略

首先对电流进行采样得到 dq 轴电流 i_d 和 i_q ,

再用所提方法得到电压 u_d 、 u_q ,通过 MRAS 在线辨识 L_s 及 L_{pf} ,随后将辨识得到的参数输入到 IDV-MPCC,从而实现在线参数辨识与所提双矢量模型预测的结合。所提改进在线参数识别 IDV-MPCC 的控制图如图 10 所示。

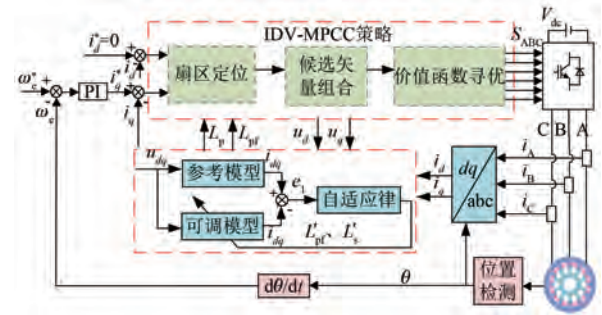


图 10 具有在线参数辨识的 IDV-MPCC 的控制图

Fig. 10 Control diagram of the IDV-MPCC with online parameter identification

4 试验结果与分析

4.1 试验平台

SDSEM 试验平台用于验证所提策略的有效性,如图 11 所示,电机参数如表 2 所示。定子电阻和电感通过 LCR 桥进行离线测量,电枢绕组和励磁绕组的互感系数通过加载电机、拖动测量电机并测量三个相反的电势和速度来计算。系统处理器型号为 TMS320F28335,采样频率设置为 10 kHz。

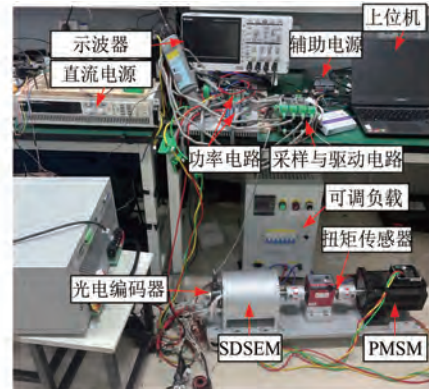


图 11 试验样机平台图

Fig. 11 Diagram of the experimental test platform

4.2 改进型双矢量模型预测稳态试验结果及分析

额定转速 1 500 r/min、无负载时电机三种策略的稳态试验波形如图 12 所示。

表 2 SDSEM 试验参数
Tab. 2 SDSEM experimental parameters

参数名称	参数值
定、转子极数	12、10
励磁电流 I_f/A	5
直流电压 U_o/V	100
额定转速 $n_N/(r \cdot min^{-1})$	1 500
$R_a=R_b=R_c/\Omega$	0.4
L_s/mH	2.018
L_{pf}/mH	23.84
采样周期/ μs	50
控制周期/ μs	100
死区时间/ μs	2.2
速度比例系数 k_{ps}	0.1
速度积分系数 k_{is}	0.15

由图 12 可知,采用 IDV-MPCC 策略时,电流纹波无畸变,波形正弦度良好,验证了 IDV-MPCC 策略的有效性。对三种控制策略下的 A 相电流进行总谐波畸变率 (Total Harmonic Distortion, THD) 分析,相较于 SV-MPCC、DV-MPCC, IDV-MPCC 的 THD 从 16.52% 降低为 4.94%, 验证了 IDV-MPCC 策略相较于 SV-MPCC 策略可减少电流谐波的有效性。

额定转速 1 500 r/min、带载 15 N·m 时电机的稳态试验波形如图 13(a) 所示,转速 750 r/min、带负载 10 N·m 和 15 N·m 时的稳态试验波形如图 13(b) 和 13(c) 所示。

由图 13(b) 和 13(c) 可知,当电机转速均为 750 r/min、负载增加时,其相电流会有所增大。由图 13(a) 和 13(c) 可知,当电机负载均为 15 N·m

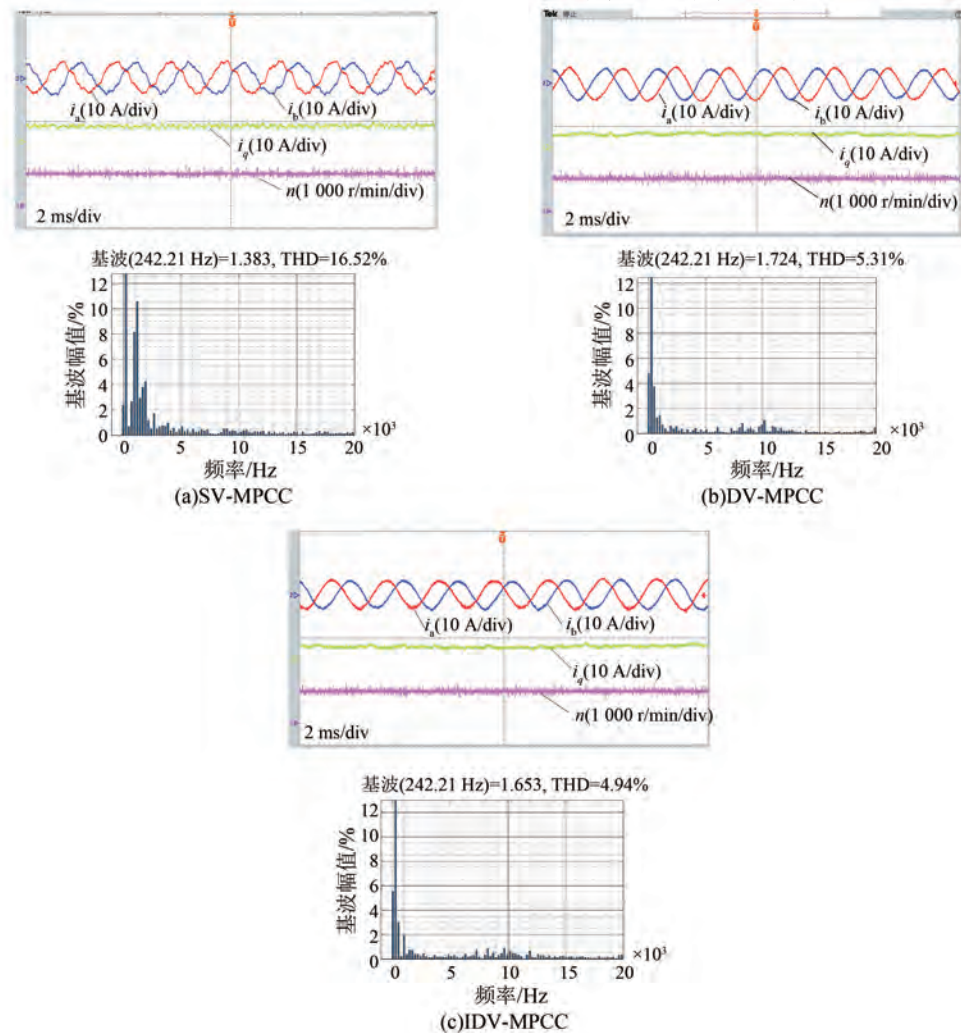


图 12 空载下 1 500 r/min 的波形图
Fig. 12 The waveforms under no-load condition at 1 500 r/min

时,转速依旧稳定且相电流无畸变。验证了 IDV-MPCC 策略在多种工况下均可实现电机可靠运行。

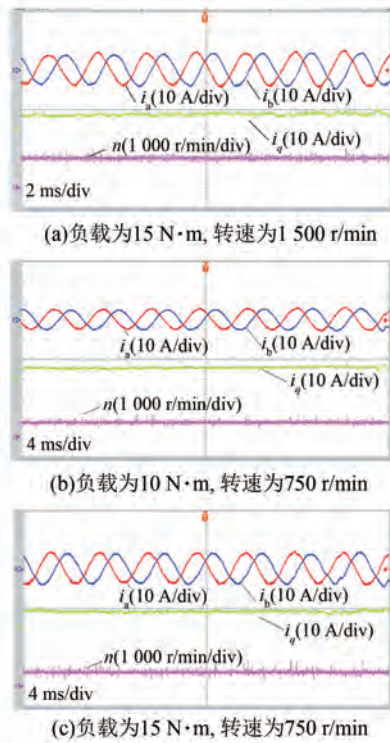


图 13 不同工况下的稳态波形图

Fig. 13 The steady-state waveforms under varied operating conditions

4.3 改进型双矢量模型预测动态试验结果及分析

为了探究转速扰动对所提 IDV-MPCC 策略的影响,以及验证该策略在加减速时的动态性能,在搭建的平台上做加减速的动态试验。

设置直流母线电压为 100 V,采用 IDV-MPCC 策略对 SDSEM 进行 750 r/min~1 500 r/min 的转速切换试验,在加减速过程中保证负载恒定为 10 N·m,转速阶跃的动态波形图如图 14 所示。

由图 14(a)可知,初始电机保持在 750 r/min 稳定运行,当给定转速阶跃为 1 500 r/min 后,电机的电枢电流 i_a 及 i_q 会立即上升;在 1.6 s 左右电机转速稳定在 1 500 r/min,由局部放大图可以看出,在加速前后, i_a 波形光滑, i_q 、转速等均保持恒定,电机能够实现平稳运行。由图 14(b)可知,初始电机保持 1 500 r/min 稳定运行,当给定转速阶跃为 750 r/min 后, i_a 及 i_q 突然降低;在 1.6 s 左右电机转速达到 750 r/min 的稳定值且平稳运行, i_a 及 i_q 也随之进入稳定状态。综上所述,所提控制策略在 SDSEM 转速波动时的动态性能较好。

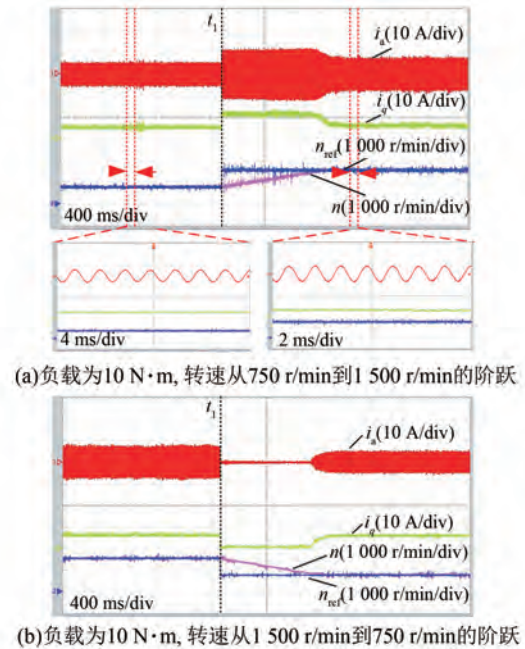


图 14 转速阶跃的动态波形图

Fig. 14 Dynamic waveforms during speed step transients

4.4 计及参数失配的模型预测试验验证

SDSEM 采用 MRAS-IDV-MPCC 方案的试验结果如图 15 所示。在试验初始时设置电流预测模型中的电感和互感参数为实际参数值的 2 倍,在试验过程中电机转速为额定转速 1 500 r/min,可调电阻箱不投入。

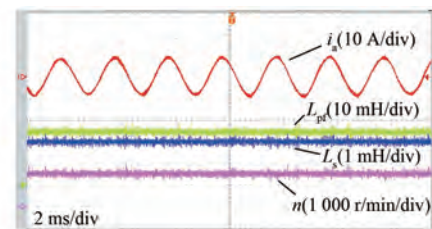


图 15 1 500 r/min、 $R=0 \Omega$ 时参数辨识的波形

Fig. 15 Parameter identification waveforms at 1 500 r/min, $R=0 \Omega$

由图 15 可知,当电机稳定运行在额定转速下时,电感和互感可以经在线参数辨识到达稳定值,此时电感 L_s 辨识结果为 2 mH,实际值为 2.056 mH,误差为 2.72%;互感系数 L_{pf} 辨识结果为 24 mH,实际值为 23.84 mH,误差为 0.6%,两者误差均不超过 5%,此时电机的相电流能够保持稳定且高度正弦。

在实际应用中,电机参数可能会受到制造公差、温度变化及老化等因素的影响而发生变化。

故选择 0.5 倍和 2 倍作为参数失配的初始值, 可以覆盖常见的参数变化范围, 从而验证所提方法在参数变化较大时的鲁棒性。

当参数变化为 0.5 倍时, 电机在 1 500 r/min 运行的波形图如图 16 所示; 当参数变为 2 倍时, 电机在 1 500 r/min 运行的波形图如图 17 所示。

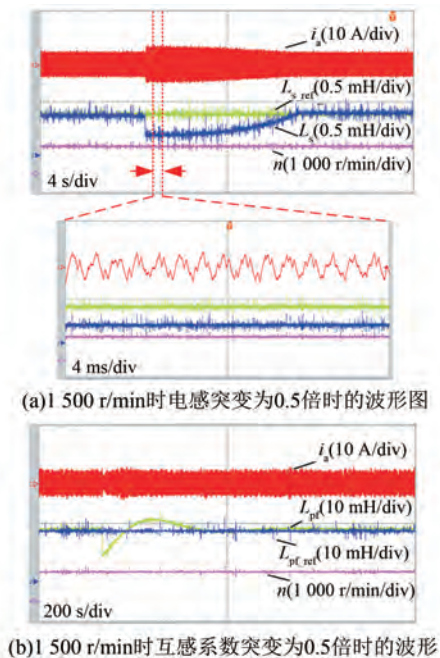


图 16 当参数变化为 0.5 倍时, 1 500 r/min 的波形图
Fig. 16 Waveforms at 1 500 r/min with 50% parameter variation

由图 16(a) 可知, 初始电机在 1 500 r/min 稳定运行, 当电感突减到 $0.5L_s$, i_a 受参数突变影响而增大, 转速依旧保持稳定; 25 s 左右电机电感收敛到稳定值, i_a 也随之达到稳定值后, 电机平稳运行。由局部放大图可知, 当电感参数失配时, i_a 谐波增大, 而经过参数辨识到稳定后, i_a 保持稳定且高度正弦。同理由图 16(b) 可知, 互感系数突减到 $0.5L_{pf}$ 后经 0.8 s 收敛到稳定值, i_a 受参数突变影响而减小, 后随着互感参数变化恢复到稳定值。

由图 17(a) 可知, 初始电机保持在 1 500 r/min 稳定运行状态, 当电感突增到 $2L_{pf}$, i_a 受参数突变影响而变化, 转速依旧保持稳定, 14 s 左右电机电感经 MRAS 在线辨识收敛到稳定值, i_a 也随之达到稳定值后, 电机平稳运行。由局部放大图可知, 当电感参数失配时, i_a 谐波增大, 而经过参数辨识到稳定后, i_a 保持稳定且高度正弦。由图 17(b) 可知, 互感系数突增到 $2L_{pf}$ 后经 0.8 s 收敛到稳定值,

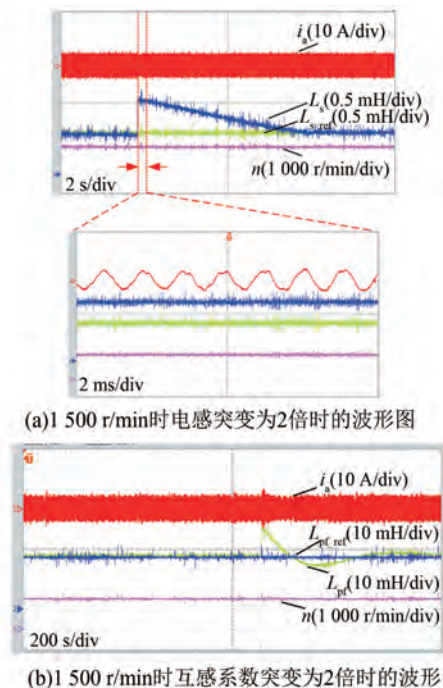


图 17 当参数变为 2 倍时, 1 500 r/min 的波形图
Fig. 17 Waveforms at 1 500 r/min with 200% parameter variation

i_a 受参数突变影响而增大, 后随着互感参数变化而恢复到稳定值。

本次试验证明 MRAS-IDV-MPCC 在预测模型参数失配时能够有效修正模型参数, 提高控制精度, 证明了所提方法的有效性。

4.5 算法的执行时间及综合性能比较

SV-MPCC、DV-MPCC 和 IDV-MPCC 的算法执行时间如图 18 所示。

由图 18 可知, 所提方法可有效减少计算时

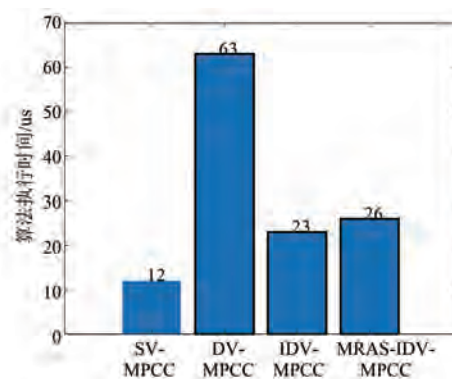


图 18 各种控制策略算法的执行时间比较
Fig. 18 Execution time comparison of different control strategies

间,减轻计算负担。尽管 IDV-MPCC 和 DV-MPCC 的稳态性能相似,但 IDV-MPCC 的计算时间仅需 23 μs ,而 DV-MPCC 需要 63 μs 。其中,MRAS-IDV-MPCC 使用的时间为 26 μs ,与 IDV-MPCC 算法的执行时间相比略有增加,但远低于 DV-MPCC。MRAS-IDV-MPCC 不仅可以在参数不匹配的情况下在线修改预测模型,提高控制精度,而且其执行时间也比 DV-MPCC 短,这与理论分析一致,验证了所提出方法的有效性。

各种控制策略的综合性能包括电流谐波、算法时间和鲁棒性如表 3 所示。通过比较这些指标,可以评估不同控制策略的优劣。

表 3 各种控制策略的综合性能比较

Tab. 3 Comprehensive performance comparison of various control strategies

控制策略	电流谐波	算法时间	鲁棒性	综合性能
SV-MPCC	☆	☆☆☆☆	☆	☆
DV-MPCC	☆☆☆	☆	☆☆☆	☆☆
IDV-MPCC	☆☆☆	☆☆☆	☆☆☆	☆☆☆
MRAS-IDV-MPCC	☆☆☆☆	☆☆☆	☆☆☆☆	☆☆☆☆

由表 3 可知,MRAS-IDV-MPCC 策略在电流谐波、算法时间和鲁棒性方面都表现出色,综合性能最好。

5 结语

针对 SDSEM,本文提出了一种 IDV-MPCC 策略,并对矢量组合选取进行优化,将传统双矢量选取的遍历算法寻优次数从 18 次减少为 4 次,在保证电流控制精度的同时极大提升系统计算效率。针对 MPC 依赖准确电机参数的问题,本文对所提 IDV-MPCC 参数敏感性进行分析,并提出采用 MRAS 对关键参数进行在线辨识。基于试验平台,对所提各种方法进行了稳态和动态工况下的试验。结果表明,所提 MRAS-IDV-MPCC 可以控制 SDSEM 的稳定运行,具有良好的稳态性能和动态性能,在电流谐波、算法执行时间和鲁棒性方面优于传统策略,符合理论分析结果,验证了所提方法的正确性和有效性。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

狄伟进行了方案设计、内容总结与论文撰写,狄伟、赵凯诺、张李娜进行了试验研究,赵凯诺、吴冬福、谭强、周兴伟参与了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design, content summary and paper writing were carried out by Di Wei. The experiment was conducted by Di Wei, Zhao Kainuo, Zhang Li'na. The manuscript was revised by Zhao Kainuo, Wu Dongfu, Tan Qiang, Zhou Xingwei. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

参考文献

[1] ZHANG N, ZHOU B, WANG K M, et al. Research on control strategy of excitation-loss for DSEM based on full-bridge converter [C]// The 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Lisbon, 2019.

[2] ZHOU X W, ZHOU B. A novel position-sensorless startup method for DSEM [C]// The 20th International Conference on Electrical Machines and Systems, Sydney, 2017.

[3] 周兴伟, 谈阳, 周波, 等. 航空电励磁双凸极无刷直流起动发电机系统控制关键技术综述[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(1): 1-7.

ZHOU X W, TAN Y, ZHOU B, et al. A review of key techniques for control of aero doubly salient electro-magnetic brushless DC starter generator system [J]. Electric Machines & Control Application, 2021, 48(1): 1-7.

[4] ABU-ALI M, BERKEL F, MANDERLA M, et al. Deep learning-based long-horizon MPC: Robust, high performing, and computationally efficient control for PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(10): 12486-12501.

[5] LI X Q, XIE M, JI M L, et al. Restraint of common-mode voltage for PMSM-inverter systems with current ripple constraint based on voltage-vector MPC [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2023, 4(2): 688-697.

- [6] 王德顺, 王开毅, 吕广宪, 等. 基于拓展矢量集的永磁同步电机模型预测控制[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(10): 9-16.
WANG D S, WANG K Y, LYU G X, et al. Model predictive control of permanent magnet synchronous motor based on extended vector set [J]. Electric Machines & Control Applications, 2023, 50(10): 9-16.
- [7] 苏晓杨, 兰志勇, 蔡兵兵. 永磁同步电机模型预测电流控制比较研究[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(10): 7-13.
SU X Y, LAN Z Y, CAI B B. A comparative research of model predictive current control for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2021, 48(10): 7-13.
- [8] 李耀华, 陈桂鑫, 王孝宇, 等. 感应电机模型预测转矩控制优化控制研究[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(2): 14-20.
LI Y H, CHEN G X, WANG X Y, et al. Optimized strategies of MPTC for induction motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(2): 14-20.
- [9] 杨狂彪, 石坚. 改进型永磁同步电机有限控制集模型预测速度控制[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(12): 92-98.
YANG K B, SHI J. Improved finite control set model predictive speed control for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(12): 92-98.
- [10] ZOU J Q, XU W, YU X H, et al. Multistep model predictive control with current and voltage constraints for linear induction machine based urban transportation [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(12): 10817-10829.
- [11] WANG A P, HUANG X Z, LI L Y, et al. Multi-step model predictive current control method with variable weighting coefficients for permanent magnet linear synchronous motors [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(22): 8332-8343.
- [12] 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): 980-988.
XU Y P, WANG J B, ZHANG B C, et al. Three-vector-based model predictive current control for permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(5): 980-988.
- [13] ZHANG Y, XU D, LIU J. Performance improvement of model-predictive current control of permanent magnet synchronous motor drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(4): 3683-3695.
- [14] 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): 222-230.
XU Y P, ZHANG B C, ZHOU Q. Two-vector based model predictive current control for permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(20): 222-230.
- [15] GONCALVES P F C, CRUZ S M A, MENDES A M S. Disturbance observer based predictive current control of six-phase permanent magnet synchronous machines for the mitigation of steady-state errors and current harmonics [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(1): 130-140.
- [16] REN H, SONG W, RUAN Z. Model predictive control of PMSM considering online parameter identification [C]// 2019 IEEE 3rd International Electrical and Energy Conference, Beijing, 2019.
- [17] SUN X D, CAO J H, LEI G, et al. A robust deadbeat predictive controller with delay compensation based on composite sliding-mode observer for PMSMs [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(9): 10742-10752.
- [18] 赵毅恒, 宁博文, 卢少武, 等. 基于 I/F 起动和扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机全速域无传感器控制方法[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(2): 1-8.
ZHAO Y H, NING B W, LU S W, et al. Full speed sensorless control method of permanent magnet synchronous motor based on I/F starting and extended Kalman filter [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(2): 1-8.
- [19] LI X, WANG Y, GUO X, et al. An improved model-free current predictive control method for SPMSM drives [J]. IEEE Access, 2021, (9): 134672-134681.
- [20] WANG P, YUAN X, ZHANG C. An improved model free predictive current control for PMSM with current prediction error variations [J]. IEEE Access, 2022, (10): 54537-54548.
- [21] JIN N, CHEN M, GUO L, et al. Double-vector

- model-free predictive control method for voltage source inverter with visualization analysis [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69 (10): 10066-10078.
- [22] 李耀华, 种国臣, 刘子琨, 等. 基于二阶超局部模型的永磁同步电机两步无模型预测电流控制[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(12): 39-45.
- LI Y H, CHONG G C, LIU Z K, et al. Two-step model-free predictive current control for permanent magnet synchronous motor based on second-order ultra local model [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(12): 39-45.
- [23] RODRIGUEZ J, HEYDARI R, RAFIEE Z, et al. Model-free predictive current control of a voltage source inverter [J]. IEEE Access, 2020, (8): 211104-211114.
- [24] XU L, ZHAO J W, SONG J C, et al. Fault diagnosis of uniform demagnetization for permanent magnet synchronous linear motor based on ALE-MRAS flux observer [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39 (24): 7347-7356+7507.
- [25] AN X, LIU G, CHEN Q, et al. Adjustable model predictive control for IPMSM drives based on online stator inductance identification [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69 (4): 3368-3381.
-
- 收稿日期:2025-05-19
收到修改稿日期:2025-07-16
作者简介:
狄 伟(1985-),男,学士,中级工程师,研究方向为车用电机本体设计及控制,diwei@dechang-motor.com;
* 通信作者:赵凯诺(2001-),女,硕士研究生,研究方向为电机控制,18101547617@163.com。