DOI：10.20271/j.cnki.1673-9833.2026.6004

提高永磁同步电机鲁棒性的简化模型预测电流控制

刘超亿，文定都

（湖南工业大学 交通与电气工程学院，湖南 株洲 412007）

摘　要：针对永磁同步电机传统三矢量模型预测电流控制（TV-MPCC）存在计算复杂以及电流脉动大的问题，提出了一种简化三矢量模型预测电流控制（STV-MPCC）策略。在 STV-MPCC 中引入增量模型减少了对磁链参数的依赖，最优电压矢量组合由零矢量作用所产生的电流误差直接确定，再利用成本函数值计算占空比。此外，针对 STV-MPCC 在鲁棒性方面的不足，提出了一种提高鲁棒性的简化模型预测电流控制（IRS-MPCC）策略，设计了一种预测电流误差补偿算法，对参数失配引起的误差进行补偿。实验结果表明，与传统方法相比，所提方法简化了计算量，显著地改善了电流质量，增强了预测控制的鲁棒性，进一步提高了系统的控制性能。

关键词：永磁同步电机；模型预测电流控制；鲁棒性；参数失配

中图分类号：TP273　　**文献标志码**：A　　**文章编号**：1673-9833(2026)06-0022-09

引文格式：刘超亿，文定都 . 提高永磁同步电机鲁棒性的简化模型预测电流控制 [J]. 湖南工业大学学报，2026，40(6)：22-30.

Simplified Model Predictive Current Control for PMSM Robustness Enhancement

LIU Chaoyi，WEN Dingdou

（School of Transportation and Electrical Engineering，Hunan University of Technology，Zhuzhou Hunan 412007，China）

Abstract：In view of the flaws of computational complexity and significant current ripple in the traditional three-vector model predictive current control (TV-MPCC) for permanent magnet synchronous motors, a simplified three-vector model predictive current control (STV-MPCC) strategy has thus been proposed. The introduction of an incremental model in STV-MPCC reduces dependence on flux linkage parameters, with the optimal voltage vector combination directly determined by the current error generated by the zero vector, and the duty cycle subsequently calculated using the cost function value. In addition, a simplified model predictive current control (IRS-MPCC) strategy is proposed for the robustness enhancement of STV-MPCC, and a predictive current error compensation algorithm is designed to compensate for errors caused by parameter mismatch. The experimental results show that compared with traditional methods, the proposed method simplifies the computational complexity, significantly improving the current quality, enhancing the robustness of predictive control, and further improving the control performance of the system.

Keywords：permanent magnet synchronous motor (PMSM)；model predictive current control (MPCC)；robustness；parameter mismatch

1　研究背景

随着电力电子技术的飞速发展和工业自动化的深入推进，永磁同步电机（permanent magnet synchronous motor，PMSM）作为一种高效、高性能的电机，已被广泛应用于电动汽车、智能机器人以及风力发电系统

收稿日期：2025-06-19

作者简介：刘超亿，男，湖南工业大学硕士生，主要研究方向为电机牵引与故障诊断，E-mail：2271372324@qq.com

通信作者：文定都，男，湖南工业大学教授，主要研究方向为电力电子与电力传动，E-mail：125710811@qq.com

等领域 [1−4]。

传统的永磁同步电机控制方法主要包括磁场定向控制（field oriented control，FOC）[5] 和直接转矩控制（direct torque control，DTC）[6]。其中，FOC 可以实现电流的解耦控制，但参数失配时会导致控制性能下降。DTC 响应速度快，但其电流脉动较大，电磁噪声和转矩脉动较为明显。因此，一些先进的控制方法被提出，如鲁棒控制、滑模变结构控制、自适应控制和模型预测电流控制（model predictive current control，MPCC）[7−10] 等。

MPCC 能通过预测未来时刻的状态优化电机控制，具有精度高和响应快等优点，受到了研究者的广泛关注 [11−14]。但传统 MPCC 在单个控制周期内采用一个电压矢量，在面对复杂工况时，其最优电压矢量与期望参考电压的误差较大。为解决这些问题，文献 [15] 将占空比控制引入传统的 MPCC 中，但第二个电压矢量只能是零电压矢量，且方向固定，电流的脉动仍然较大。文献 [16] 在第二次电压矢量选择时采用非零电压矢量，获得了较好的稳态性能。但双矢量控制的合成电压矢量幅值与方向受限，电流脉动明显。为此，文献 [17] 提出三矢量模型预测电流控制（three vector model prediction current control，TV-MPCC）策略，每个扇区用两个有效电压矢量和一个零矢量合成一个期望电压矢量，覆盖任意方向和幅值，但电压矢量多，计算量较大。因此，如何有效降低 TV-MPCC 的计算复杂度，成为一个急需解决的问题。为此，文献 [18] 提出采用非相邻三矢量预筛选，基于成本函数快速寻优，减少遍历量，具有较好的稳态性能。文献 [19] 仅保留两组候选矢量，通过两次计算实现了低复杂度与性能平衡。

此外，预测模型都涉及电机参数，如电感、磁链和电阻等 [20]。在电机运行期间，其参数会因温度上升、磁饱和或其他因素而发生变化，导致 MPCC 输出的参考电压矢量与实际值出现偏差，导致控制性能恶化 [21]。

增量模型可以通过计算相邻时刻预测模型之间的差值来得到所需预测电流值，避免了直接使用磁链参数，从而减小了因磁链参数失配引起的预测误差 [22]。文献 [22] 通过增量预测模型消除了传统 MPCC 中的磁链，在此基础上提出一种包含电感扰动观测器和电感提取算法的控制器，增强了系统对电感参数扰动的鲁棒性。文献 [23] 将滑模观测器观测到的干扰项用于补偿参考电压项，并以估计的电流取代传统的预测电流，进一步提高了系统鲁棒性。文献 [24] 提出了一种无模型控制方法，设计了改进的扩展状态观测器来估计超局部模型中的未知扰动，减小了因参数失配导致的电流脉动。文献 [25] 提出了一种基于非线性扩展状态观测器的 MPCC 方法，对电流扰动部分进行观测，降低了预测模型对参数的敏感性，在电机参数失配时也能获得良好的控制效果。文献 [26] 设计了内模控制观测器，能精确估计出系统因参数失配产生的扰动，显著提高了系统的控制性能。尽管文献 [23−26] 均能有效增强系统鲁棒性，但是观测器的引入增加了系统复杂度，并且观测器的设计也依赖于电机参数，在解决参数失配时仍存在一定的局限性。文献 [27] 预先计算出所有备选电压矢量对应的预测电流误差，将误差引入成本函数中，在参数失配时能精确地选择最优电压矢量，但计算量仍然较大。

为了解决传统 TV-MPCC 计算量大以及参数失配导致系统控制性能下降等问题，提出了简化的三矢量模型预测电流控制（simplified three vector MPCC，STV-MPCC）策略，以简化计算量。但因其鲁棒性较差，故提出了提高鲁棒性的简化模型预测电流控制（improved robustness simplified MPCC，IRS-MPCC）策略，设计了一种预测电流误差补偿算法，增强了鲁棒性。本研究的主要贡献如下：

1）提出了一种 STV-MPCC 方法，根据零矢量产生的电流跟踪误差快速选择最优电压矢量组合，并通过成本函数得到每个电压矢量的占空比，预测次数由 6 次减少到 1 次，有效降低了电流谐波和脉动。

2）针对参数失配的问题，设计了预测电流误差补偿算法，提出了一种 IRS-MPCC 策略。利用上一时刻的电流误差得到误差补偿系数，在参数失配时仍能够得到精确的预测电流，增强了系统的鲁棒性。

2　PMSM 的数学模型及传统 MPCC 策略

在 *d-q* 轴坐标系下，表贴式 PMSM 的电压方程为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{L_\mathrm{s}}\left(u_d-R_\mathrm{s}i_d+\omega_\mathrm{e}L_\mathrm{s}i_q\right),\\ \dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{L_\mathrm{s}}\left(u_q-R_\mathrm{s}i_q-\omega_\mathrm{e}L_\mathrm{s}i_d-\omega_\mathrm{e}\psi_\mathrm{f}\right)。\end{cases}\tag{1}$$

式中：i_d、i_q、u_d 和 u_q 分别为 *d-q* 轴定子电流和电压；L_s、R_s 和 ψ_f 分别为定子电感、电阻和永磁体磁链的标称值；ω_e 为电角速度。

对式（1）进行一阶欧拉离散，其预测电流方程为

$$\begin{bmatrix}i_d(k+1)\\ i_q(k+1)\end{bmatrix}=\boldsymbol{A}\begin{bmatrix}u_d(k)\\ u_q(k)\end{bmatrix}+\boldsymbol{B}\begin{bmatrix}i_d(k)\\ i_q(k)\end{bmatrix}+\boldsymbol{C}。\tag{2}$$

式中：$i_d(k)$、$i_q(k)$、$u_d(k)$ 和 $u_q(k)$ 分别为 k 时刻的 *d-q*

轴电流和电压；$i_d(k+1)$ 和 $i_q(k+1)$ 分别为 $k+1$ 时刻的 d-q 轴电流；

$$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix} T_s/L_s & 0 \\ 0 & T_s/L_s \end{bmatrix},\quad \boldsymbol{B}=\begin{bmatrix} 1-R_sT_s/L_s & T_s\omega_e \\ -T_s\omega_e & 1-R_sT_s/L_s \end{bmatrix},$$

$$\boldsymbol{C}=\begin{bmatrix} 0 \\ -T_s\omega_e\psi_f/L_s \end{bmatrix}$$，其中 T_s 为采样时间。

对于两电平三相逆变器，包括 6 个有效电压矢量和两个零矢量，电压矢量如图 1 所示。传统的 TV-MPCC 在每个周期利用 3 个电压矢量合成 1 个期望电压矢量。根据式（2），预测出下一时刻 6 组不同的电流值，然后将 6 组预测电流值代入成本函数式（3），选择使成本函数值 g 最小的一个作为最优电压矢量，由逆变器施加到电机。

$$g=(i_d^*-i_d(k+1))^2+(i_q^*-i_q(k+1))^2\text{。}\qquad(3)$$

式中：i_d^*、i_q^* 分别为 d-q 轴的参考电流。

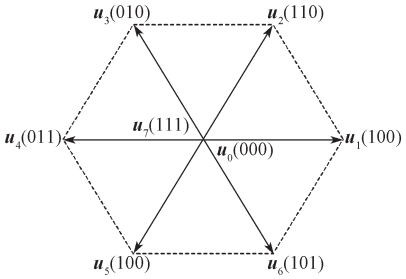


图 1 电压矢量图

Fig. 1 Voltage vector diagram

然而，每个控制周期需要进行 6 次预测，预测模型和成本函数的计算量繁重。且三矢量合成时，矢量作用时间分配不当可能无法精确地匹配到参考电压矢量，导致电流脉动增大。TV-MPCC 控制框图如图 2 所示。

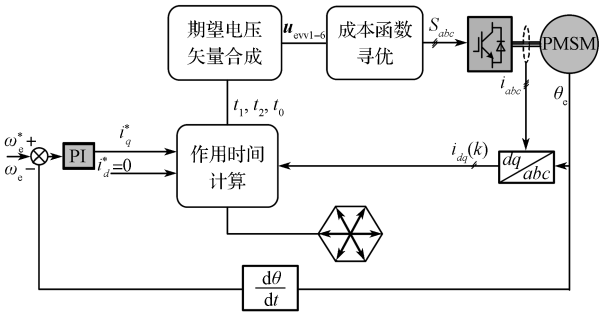


图 2 TV-MPCC 控制框图

Fig. 2 TV-MPCC control block diagram

3 STV-MPCC 策略设计

为了减小计算量，提出了一种 STV-MPCC 策略，其控制框图如图 3 所示，主要包括增量模型建立、延时补偿、电流误差计算、最优电压矢量组合选择和占空比计算。

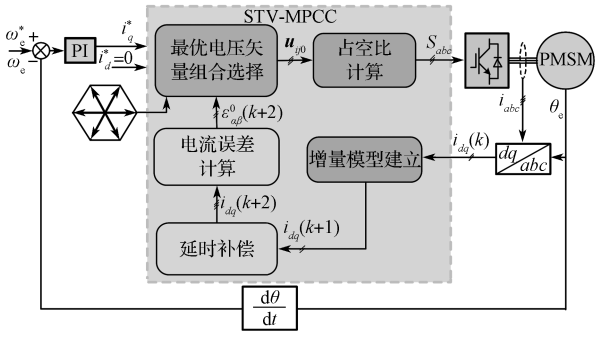


图 3 STV-MPCC 控制框图

Fig. 3 STV-MPCC control block diagram

3.1 PMSM 增量模型建立

将式（2）改写为

$$\begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix}=\boldsymbol{A}\begin{bmatrix} u_d(k-1) \\ u_q(k-1) \end{bmatrix}+\boldsymbol{B}\begin{bmatrix} i_d(k-1) \\ i_q(k-1) \end{bmatrix}+\boldsymbol{C}\text{。}\qquad(4)$$

由于 PMSM 的机械时间常数远大于其电气时间常数，在相邻控制周期可以认为转速是恒定的，因此可认为 $\omega_e(k-1)\approx\omega_e(k)$。

将式（2）减去式（4），可得增量模型为

$$\begin{bmatrix} \Delta i_d(k+1) \\ \Delta i_q(k+1) \end{bmatrix}=\boldsymbol{A}\begin{bmatrix} u_d(k)-u_d(k-1) \\ u_q(k)-u_q(k-1) \end{bmatrix}+\boldsymbol{B}\begin{bmatrix} i_d(k)-i_d(k-1) \\ i_q(k)-i_q(k-1) \end{bmatrix}\text{。}\qquad(5)$$

将式（5）改写为

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix}+\boldsymbol{A}\begin{bmatrix} u_d(k)-u_d(k-1) \\ u_q(k)-u_q(k-1) \end{bmatrix}+\boldsymbol{B}\begin{bmatrix} i_d(k)-i_d(k-1) \\ i_q(k)-i_q(k-1) \end{bmatrix}\text{。}\qquad(6)$$

从式（6）可知，$\boldsymbol{C}$ 项被消除，磁链的失配不会对模型产生影响。

3.2 延时补偿

由于控制系统的延迟，在 kT_s 时刻选择的最优电压矢量将在 $(k+1)T_s$ 时刻应用于电机，会降低整个系统的控制性能。当补偿一步延迟时，通常采用两步预测，式（6）更新为

$$\begin{bmatrix} i_d(k+2) \\ i_q(k+2) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix}+\boldsymbol{A}\begin{bmatrix} u_d(k+1)-u_d(k) \\ u_q(k+1)-u_q(k) \end{bmatrix}+\boldsymbol{B}\begin{bmatrix} i_d(k+1)-i_d(k) \\ i_q(k+1)-i_q(k) \end{bmatrix}\text{。}\qquad(7)$$

3.3 电流误差计算

本文采用 3 个电压矢量，调节其占空比得到一个合成电压矢量作用于逆变器，使得电流输出更加平稳。

根据式（7），可得零矢量作用时预测电流为

$$\begin{bmatrix} i_d^0(k+2) \\ i_q^0(k+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} - \boldsymbol{A}\begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} + \boldsymbol{B}\begin{bmatrix} i_d(k+1)-i_d(k) \\ i_q(k+1)-i_q(k) \end{bmatrix}。\tag{8}$$

式中：$i_d^0(k+2)$、$i_q^0(k+2)$ 为零矢量作用时的预测电流。

将式（8）代入式（7）中，式（7）可改写为

$$\begin{bmatrix} i_d(k+2) \\ i_q(k+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^0(k+2) \\ i_q^0(k+2) \end{bmatrix} + \boldsymbol{A}\begin{bmatrix} u_d(k+1) \\ u_q(k+1) \end{bmatrix}。\tag{9}$$

当有效电压矢量作用时，预测电流与参考电流的误差为

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_d(k+2) \\ \varepsilon_q(k+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^*(k) \\ i_q^*(k) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_d(k+2) \\ i_q(k+2) \end{bmatrix}。\tag{10}$$

根据式（10），将式（3）改写为

$$g = \left(\varepsilon_d(k+2)\right)^2 + \left(\varepsilon_q(k+2)\right)^2。\tag{11}$$

当 $\varepsilon_d(k+2)$ 和 $\varepsilon_q(k+2)$ 为 0 时，由式（9）和式（10）可得参考电压矢量

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_d^0(k+2) \\ \varepsilon_q^0(k+2) \end{bmatrix} = \boldsymbol{A}\begin{bmatrix} \boldsymbol{u}_d^* \\ \boldsymbol{u}_q^* \end{bmatrix}。\tag{12}$$

式中：$\begin{bmatrix} \varepsilon_d^0(k+2) \\ \varepsilon_q^0(k+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d^*(k)-i_d^0(k+2) \\ i_q^*(k)-i_q^0(k+2) \end{bmatrix}$；$\boldsymbol{u}_d^*$ 和 $\boldsymbol{u}_q^*$ 为参考电压矢量。

3.4　最优电压矢量组合选择

由式（12）可知，参考电压矢量位置可间接由 $\varepsilon_d^0(k+2)$ 和 $\varepsilon_q^0(k+2)$ 确定。最优电压矢量组合判断的步骤如下：

1）通过 Park 逆变换得到 $\varepsilon_d^0(k+2)$ 和 $\varepsilon_q^0(k+2)$ 在 α-β 坐标系中的两个分量 $\varepsilon_\alpha^0(k+2)$ 和 $\varepsilon_\beta^0(k+2)$。

2）通过式（13）计算出两个分量的比值 r，r 的表达式为

$$r = \left|\varepsilon_\beta^0(k+2) \big/ \varepsilon_\alpha^0(k+2)\right|。\tag{13}$$

式中，r 为 α-β 坐标系中扇区边界线斜率的临界值。

3）根据表 1 中的判断条件即可确定最优电压矢量组合。判断条件与备选矢量组合见表 1。

表 1　判断条件与备选矢量组合

Table 1　Combination of judgment conditions and candidate vectors

判断条件	最优矢量
$\varepsilon_\alpha^0(k+2)\geqslant 0,\ \varepsilon_\beta^0(k+2)\geqslant 0,\ r\leqslant\sqrt{3}$	$(\boldsymbol{u}_1, \boldsymbol{u}_2, \boldsymbol{u}_0)$
$\varepsilon_\beta^0(k+2)\geqslant 0,\ r\geqslant\sqrt{3}$	$(\boldsymbol{u}_2, \boldsymbol{u}_3, \boldsymbol{u}_0)$
$\varepsilon_\alpha^0(k+2)\leqslant 0,\ \varepsilon_\beta^0(k+2)\geqslant 0,\ r\leqslant\sqrt{3}$	$(\boldsymbol{u}_3, \boldsymbol{u}_4, \boldsymbol{u}_0)$
$\varepsilon_\alpha^0(k+2)\leqslant 0,\ \varepsilon_\beta^0(k+2)\leqslant 0,\ r\leqslant\sqrt{3}$	$(\boldsymbol{u}_4, \boldsymbol{u}_5, \boldsymbol{u}_0)$
$\varepsilon_\beta^0(k+2)\leqslant 0,\ r\geqslant\sqrt{3}$	$(\boldsymbol{u}_5, \boldsymbol{u}_6, \boldsymbol{u}_0)$
$\varepsilon_\alpha^0(k+2)\geqslant 0,\ \varepsilon_\beta^0(k+2)\leqslant 0,\ r\leqslant\sqrt{3}$	$(\boldsymbol{u}_6, \boldsymbol{u}_1, \boldsymbol{u}_0)$

根据矢量合成的基本原理，将扇区的两个边界有效电压矢量和一个零电压矢量合成得到该扇区内的任意电压矢量。从而仅需一次计算，简化了计算量。

3.5　占空比计算

提高控制性能的关键是确定每个控制周期内每个电压矢量的占空比。根据伏秒平衡原理，合成电压矢量可表示为

$$\boldsymbol{u}_\mathrm{s} = \frac{t_i}{T_\mathrm{s}}\boldsymbol{u}_i + \frac{t_j}{T_\mathrm{s}}\boldsymbol{u}_j + \frac{t_0}{T_\mathrm{s}}\boldsymbol{u}_0。\tag{14}$$

式中：$\boldsymbol{u}_i$、$\boldsymbol{u}_j$ 和 $\boldsymbol{u}_0$ 分别为两个有效电压矢量以及零电压矢量；t_i、t_j 和 t_0 分别为其作用时间。

为了优化电流跟踪性能，在最优电压矢量组合中，使预测电流与参考电流的误差较大的电压矢量应当被赋予较小的权重。因此，要求每个有效电压矢量的作用时间与其成本函数的大小成反比，计算公式为

$$t_x = \frac{h}{g_x}。\tag{15}$$

式中：h 为比例系数；g_x 为成本函数值；x 可取 i、j、0。

占空比和作用时间的关系为

$$d_x = \frac{t_x}{T_\mathrm{s}}。\tag{16}$$

式中，d_x 为占空比，其中 x 可取 i、j、0。

由式（15）和（16）可知，各电压矢量的占空比关系为

$$\begin{cases} d_i = (g_0 g_j) \big/ \left(g_0 g_j + g_0 g_i + g_i g_j\right), \\ d_j = (g_0 g_i) \big/ \left(g_0 g_j + g_0 g_i + g_i g_j\right), \\ d_0 = (g_i g_j) \big/ \left(g_0 g_j + g_0 g_i + g_i g_j\right)。 \end{cases}\tag{17}$$

综上，STV-MPCC 策略流程如图 4 所示。

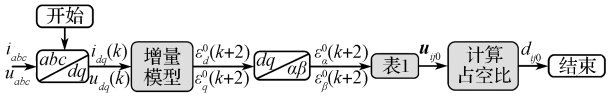


图 4　STV-MPCC 策略流程图

Fig. 4　STV-MPCC strategy flowchart

4　IRS-MPCC 策略设计

尽管 STV-MPCC 策略解决了传统三矢量计算量大的问题，但增量模型仅消除了磁链，而电感和电阻失配时，仍可能对控制性能产生影响，产生预测电流误差以及谐波增大。为解决鲁棒性差的问题，在 STV-MPCC 基础上设计了一种预测误差补偿算法，提出了 IRS-MPCC 策略，其控制框图如图 5 所示。

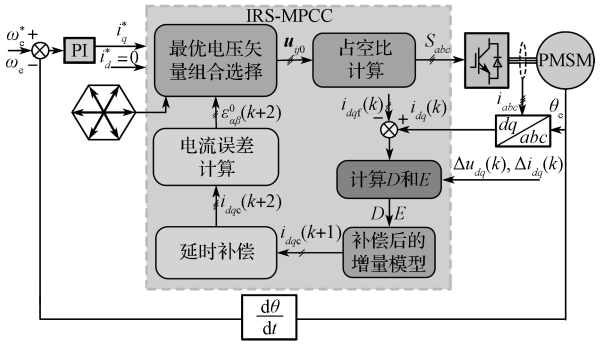


图 5 IRS-MPCC 控制框图

Fig. 5 IRS-MPCC control block diagram

4.1 增量模型的误差分析

当考虑电感和电阻失配时，预测电流方程为

$$\begin{bmatrix} i_{d\mathrm{f}}(k+1) \\ i_{q\mathrm{f}}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} + \boldsymbol{A}_1 \begin{bmatrix} u_d(k)-u_d(k-1) \\ u_q(k)-u_q(k-1) \end{bmatrix} + \boldsymbol{B}_1 \begin{bmatrix} i_d(k)-i_d(k-1) \\ i_q(k)-i_q(k-1) \end{bmatrix}。 \tag{18}$$

式中：$\boldsymbol{B}_1 = \begin{bmatrix} 1-R_{\mathrm{s}0}T_{\mathrm{s}}/L_{\mathrm{s}0} & T_{\mathrm{s}}\omega_{\mathrm{e}} \\ -T_{\mathrm{s}}\omega_{\mathrm{e}} & 1-R_{\mathrm{s}0}T_{\mathrm{s}}/L_{\mathrm{s}0} \end{bmatrix}$，

$\boldsymbol{A}_1 = \begin{bmatrix} T_{\mathrm{s}}/L_{\mathrm{s}0} & 0 \\ 0 & T_{\mathrm{s}}/L_{\mathrm{s}0} \end{bmatrix}$，其中 $L_{\mathrm{s}0}$ 和 $R_{\mathrm{s}0}$ 分别为电感和电阻的实际值，$L_{\mathrm{s}0}=L_{\mathrm{s}}+\Delta L$，$R_{\mathrm{s}0}=R_{\mathrm{s}}+\Delta R$，$\Delta L$ 和 ΔR 分别为电感和电阻的失配值；$i_{d\mathrm{f}}(k+1)$ 和 $i_{q\mathrm{f}}(k+1)$ 为参数失配后的电流。

将式（18）减去式（6），可得预测电流误差：

$$\begin{bmatrix} err_d \\ err_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{d\mathrm{f}}(k+1) \\ i_{q\mathrm{f}}(k+1) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} = D\begin{bmatrix} u_d(k)-u_d(k-1) \\ u_q(k)-u_q(k-1) \end{bmatrix} + E\begin{bmatrix} i_d(k)-i_d(k-1) \\ i_q(k)-i_q(k-1) \end{bmatrix}。 \tag{19}$$

式中：err_d 和 err_q 为参数失配的预测电流误差；D 和 E 为误差系数，且 $D=T_{\mathrm{s}}/L_{\mathrm{s}0}-T_{\mathrm{s}}/L_{\mathrm{s}}$，$E=R_{\mathrm{s}}T_{\mathrm{s}}/L_{\mathrm{s}}-R_{\mathrm{s}0}T_{\mathrm{s}}/L_{\mathrm{s}0}$。

从式（19）可以看出，若 ΔL 和 ΔR 发生变化，则会造成预测电流不精确。

4.2 误差补偿

由于控制周期极短，可以认为 ΔL 和 ΔR 在连续数周期内是恒定不变的，因此 D 和 E 在连续数个周期内也是恒定不变的。于是 D、E 可以根据上一时刻的预测电流误差计算得出。

$$\begin{cases} D = \dfrac{err_d(k)-E\Delta i_d(k-1)}{\Delta u_d(k)}, \\ E = \dfrac{err_q(k)\Delta u_d(k-1)-\Delta u_q(k-1)err_d(k)}{\Delta i_q(k-1)\Delta u_d(k-1)-\Delta u_q(k-1)\Delta i_d(k-1)}。 \end{cases} \tag{20}$$

式中：$err_d(k)$ 和 $err_q(k)$ 为 k 时刻的预测电流误差；

$$\Delta u_{dq}(k-1) = \begin{bmatrix} u_d(k-1)-u_d(k-2) \\ u_q(k-1)-u_q(k-2) \end{bmatrix};$$

$$\Delta i_{dq}(k-1) = \begin{bmatrix} i_d(k-1)-i_d(k-2) \\ i_q(k-1)-i_q(k-2) \end{bmatrix}。$$

补偿后的预测电流方程为

$$\begin{bmatrix} i_{d\mathrm{c}}(k+1) \\ i_{q\mathrm{c}}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} + D\begin{bmatrix} u_d(k)-u_d(k-1) \\ u_q(k)-u_q(k-1) \end{bmatrix} + E\begin{bmatrix} i_d(k)-i_d(k-1) \\ i_q(k)-i_q(k-1) \end{bmatrix}。 \tag{21}$$

式中：$i_{d\mathrm{c}}(k+1)$ 和 $i_{q\mathrm{c}}(k+1)$ 为补偿后的预测电流。

当补偿一步延迟时，式（21）更新为

$$\begin{bmatrix} i_{d\mathrm{c}}(k+2) \\ i_{q\mathrm{c}}(k+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d(k+2) \\ i_q(k+2) \end{bmatrix} + D\begin{bmatrix} u_d(k+1)-u_d(k) \\ u_q(k+1)-u_q(k) \end{bmatrix} + E\begin{bmatrix} i_d(k+1)-i_d(k) \\ i_q(k+1)-i_q(k) \end{bmatrix}。 \tag{22}$$

因此，式（22）补偿了参数失配所带来的预测误差，提高了系统的抗参数干扰能力。

后续电流误差计算、最优电压矢量组合的选择以及占空比计算与 STV-MPCC 策略一致，不再重述。综上，IRS-MPCC 策略的流程如图 6 所示。

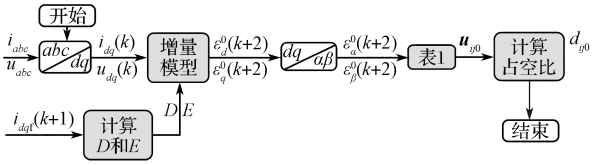


图 6 IRS-MPCC 策略流程图

Fig. 6 IRS-MPCC strategy flowchart

5 实验结果及分析

为了验证所提方法的正确性，采用 RT-LAB 实验平台，如图 7 所示，将 STV-MPCC 和 IRS-MPCC 两种策略与 TV-MPCC 策略进行比较。

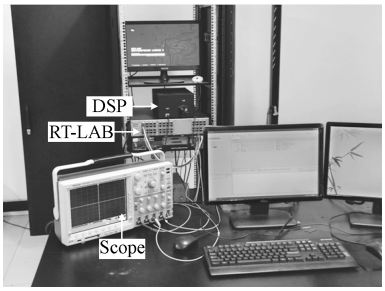


图 7 RT-LAB 实验平台

Fig. 7 RT-LAB experimental platform

3 种控制策略都使用相同的电机参数和离散积分抗饱和 PI 参数（k_{i}=40，k_{p}=2.7），采样频率均为 20 kHz，采用 i_d^*=0 控制方法。PMSM 的参数见表 2。

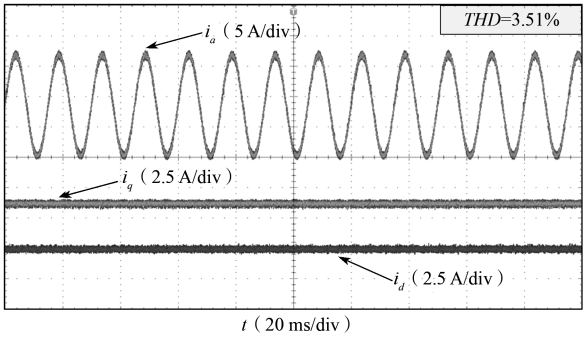
表 2　电机参数

Table 2　Motor parameters

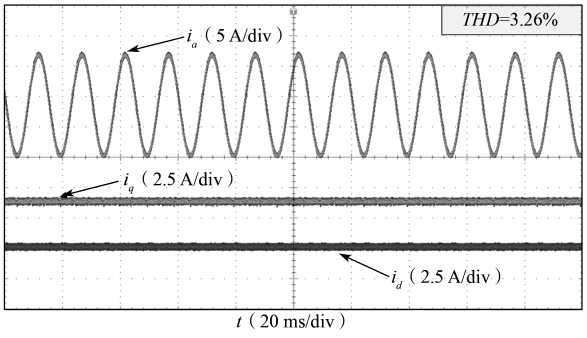
参　数	取值	参　数	取值
额定电压 /V	300	定子电感 /mH	1.625
额定转矩 /(N·m)	10	极对数	4
额定转速 /(r·min^{-1})	1 000	转动惯量 /(g·cm^2)	4.78
定子电阻 /Ω	0.15	永磁体磁链 /Wb	0.1

5.1　稳态性能分析

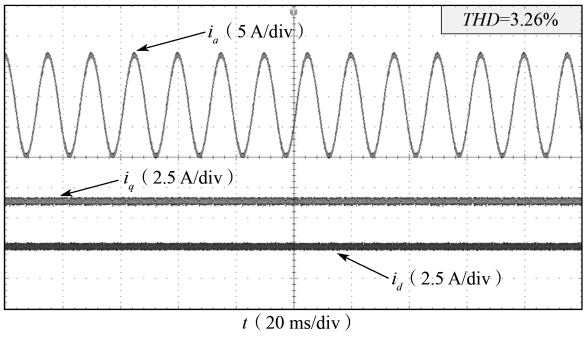
转速为 1 000 r/min，转矩为 10 N·m 时，A 相电流和 *d-q* 轴电流波形如图 8 所示。



a）TV-MPCC



b）STV-MPCC



c）IRS-MPCC

图 8　1 000 r/min 和 10 N·m 时 3 种控制策略的 A 相电流和 *d-q* 轴电流波形

Fig. 8　A-phase current and *d-q*-axis current waveforms at 1 000 r/min and 10 N·m

为了对 *d-q* 轴电流脉动（Δi_{dq}）进行更为直观地分析，采用标准差式（23）来衡量其脉动程度，电流脉动值数据见表 3。

$$\Delta i_{dq}=\sqrt{\frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\left[i_{dq}(n)-i_{dq_\mathrm{ave}}(n)\right]^2}\text{。}\qquad(23)$$

式中：Δi_{dq} 为电流脉动；N 为样本总数；i_{dq_ave} 为 *d-q* 轴电流的平均值；$i_{dq}(n)$ 为 *d-q* 轴电流采样值。

表 3　3 种方法的电流脉动值

Table 3　Current ripple values of three strategies

脉动电流	TV-MPCC	STV-MPCC	IRS-MPCC
Δi_d/A	0.496	0.477	0.477
Δi_q/A	0.511	0.494	0.494

与 TV-MPCC 策略相比，STV-MPCC 和 IRS-MPCC 策略的 Δi_d 和 Δi_q 均降低了 3.8% 和 3.3%。此外，3 种控制策略的总谐波失真度（THD）值分别为 3.51%, 3.26% 和 3.26%，与 TV-MPCC 策略相比，STV-MPCC 和 IRS-MPCC 两种策略的 THD 值均降低了 7.1%。以上结果表明，所提两种方法均实现了电流质量的改善，在稳态性能上表现出一致性。而 IRS-MPCC 控制策略加入预测电流误差补偿算法后，其控制性能并未受到影响。

电感、磁链减少 50%，电阻增加 100% 时，图 9 给出了 1 000 r/min 和 10 N·m 时的 A 相电流和 *d-q* 轴电流波形，电流脉动值数据见表 4。

表 4　参数失配时 3 种方法的电流脉动值

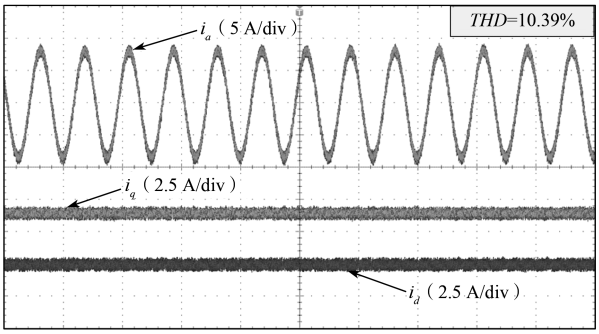
Table 4　Current ripple values of three strategies in case of parameter mismatch

脉动电流	TV-MPCC	STV-MPCC	IRS-MPCC
Δi_d/A	1.237	1.136	0.535
Δi_q/A	1.265	1.114	0.526

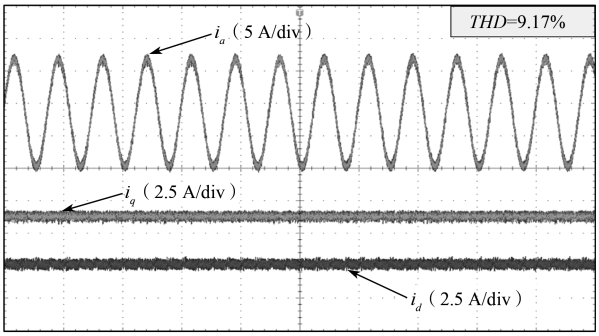
相较于 TV-MPCC 策略，IRS-MPCC 策略的 Δi_d 和 Δi_q 分别降低了 56.8%, 58.4%；相较于 STV-MPCC 策略，IRS-MPCC 策略的 Δi_d 和 Δi_q 降低了 52.9%, 52.8%。

3 种策略的 THD 分别为 10.39%, 9.17% 和 3.58%，与 TV-MPCC 和 STV-MPCC 策略相比，IRS-MPCC 策略的 THD 分别降低了约 65.5%, 61.0%。结果表明，TV-MPCC 策略对参数变化高度敏感，而 STV-MPCC 策略采用了增量模型，可以消除磁链失配的影响，但对电感和电阻失配仍不具备鲁棒性。相比之下，IRS-MPCC 策略在增量模型的基础上对参数失配进行了预测误差补偿，有效降低了参数变化所引起的电流脉动，在控制精度和稳定性上表现更优，具有更强的鲁棒性。

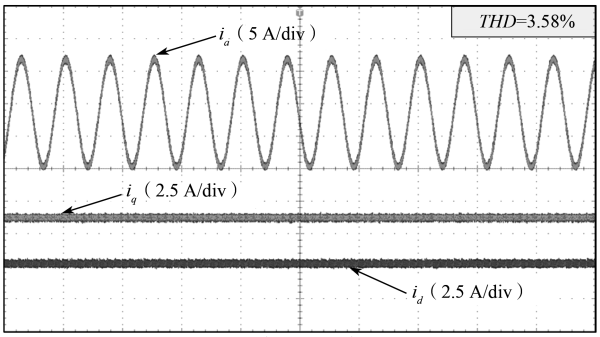
图 10 为电感、电阻和磁链变化时 err_d 和 err_q 的波形。从图 10 可知，电感失配对 err_d 和 err_q 的影响最大，电阻影响较小，磁链则主要影响 *q* 轴电流。而 IRS-MPCC 策略对预测电流误差进行了补偿，当参数失配时，err_d 和 err_q 趋于 0。



a）TV-MPCC



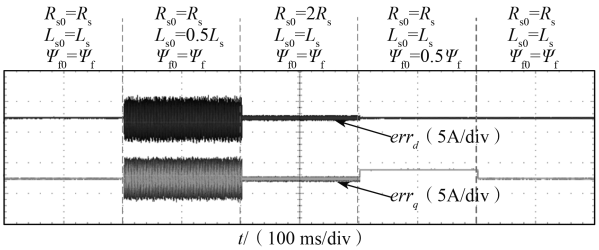
b）STV-MPCC



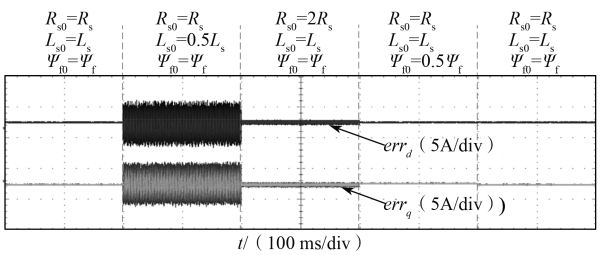
c）IRS-MPCC

图 9　参数失配时 A 相电流和 *d-q* 轴电流波形

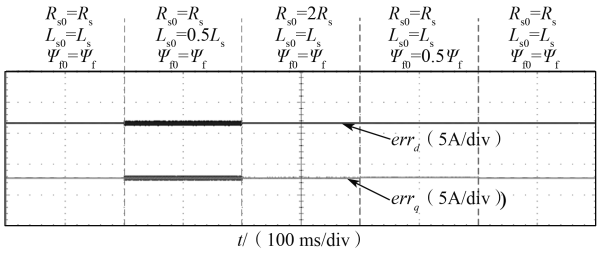
Fig. 9　A-phase current and *d-q* axis current waveforms during parameter mismatch



a）TV-MPCC



b）STV-MPCC



c）IRS-MPCC

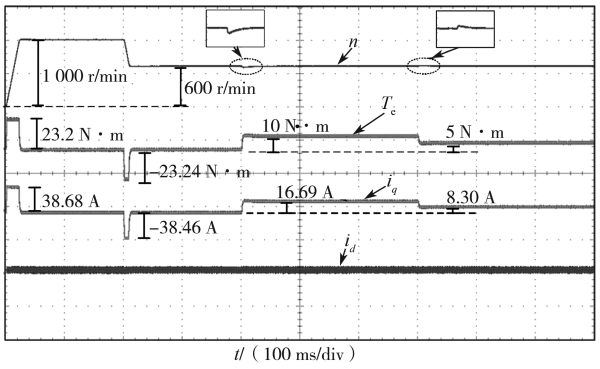
图 10　参数失配时 err_d 和 err_q 的波形

Fig. 10　Waveforms of err_d and err_q during parameter mismatch

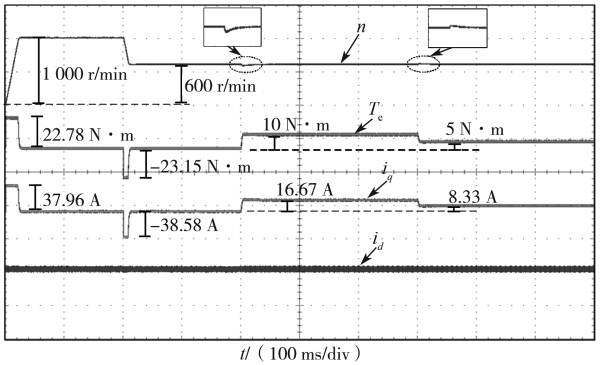
5.2　动态性能分析

工况设置如下：电机空载启动，给定转速 1 000 r/min，0.2 s 时转速突减至 600 r/min，0.4 s 突加负载 10 N·m，0.7 s 时减载到 5 N·m。

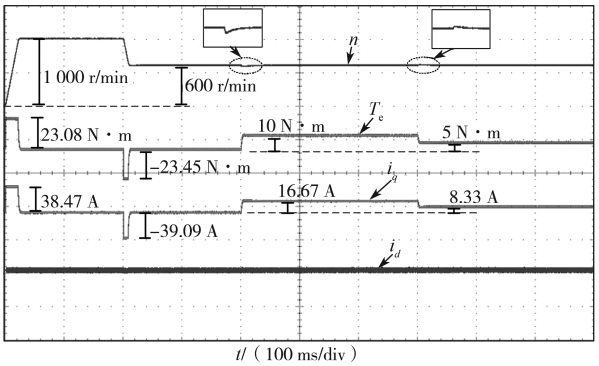
无参数失配时 3 种方法的转速、转矩和 *d-q* 轴电流波形如图 11 所示。



a）TV-MPCC



b）STV-MPCC



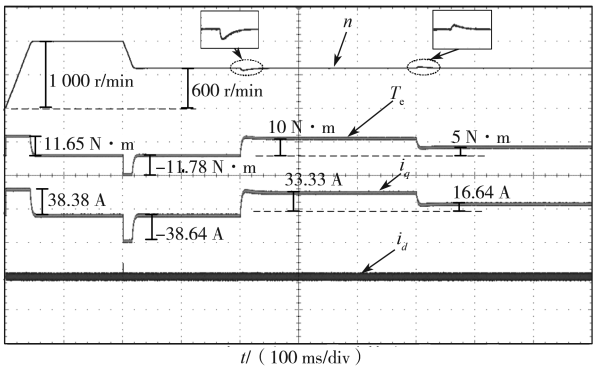
c）IRS-MPCC

图 11　3 种方法的转速、转矩和 *d-q* 轴电流波形

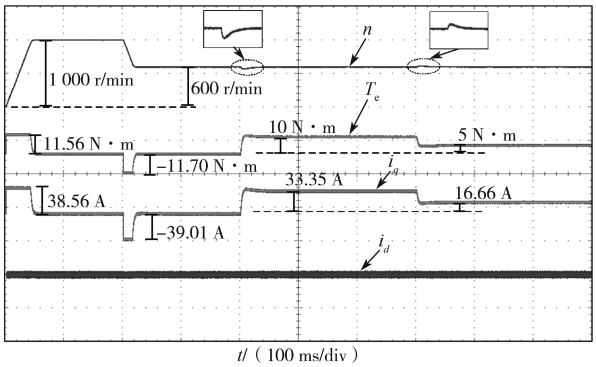
Fig. 11　Speed, torque, and *d-q* axis current waveforms of three strategies

从图 11 可知，3 种策略均在 0.022 s 到达给定转速 1 000 r/min，减速过程的调整时间约为 0.016 s，加载和减载过程的调整时间分别为 0.024 s 和 0.019 s，其动态响应表现基本相同，电流和转矩能够很好地跟随速度和负载变化。这一结果表明，无参数失配时，3 种策略的转速、电流和转矩的动态性能基本相同，所提方法不受预测误差补偿的影响，具有良好的动态性能。

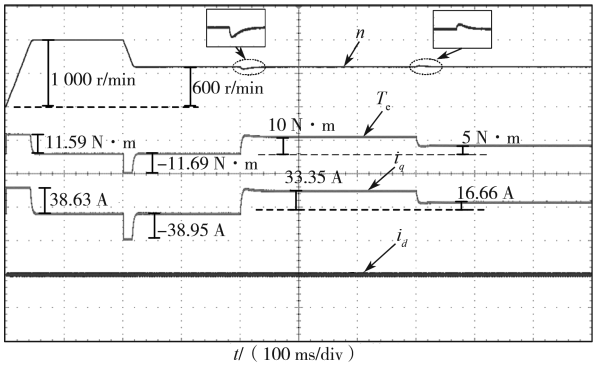
参数失配时 3 种方法的转速、*d-q* 轴电流和转矩波形如图 12 所示。



a）TV-MPCC



b）STV-MPCC



c）IRS-MPCC

图 12　参数失配时转速、转矩和 *d-q* 轴电流波形

Fig. 12　Speed, torque, and *d-q* axis current waveforms under parameter mismatch.

实验中 $L_{s0}=0.5L_s$，$R_{s0}=2R_s$，$\Psi_{f0}=0.5\Psi_f$。由图 12 可知，电机参数变化使得 3 种策略的动态响应时间均略有增加，到达给定转速时间延长至 0.049 s，减速过程调整时间约为 0.023 s，加载和减载过程调整时间分别为 0.041 s 和 0.022 s，在突变转速和突加负载条件下，3 种策略的电流和转矩动态响应也基本相同。结果表明，3 种策略在参数失配时的动态响应基本一致。

6　结论

针对传统方法计算复杂的问题，提出了 STV-MPCC 策略，简化了计算量，降低了电流脉动。考虑到 STV-MPCC 在鲁棒性方面的不足，提出了 IRS-MPCC 策略，系统的鲁棒性得到提高。通过实验分析得出以下结论：

1）与 TV-MPCC 策略相比，STV-MPCC 策略预测次数从 6 次减少到 1 次，Δi_d 和 Δi_q 分别降低了 3.8% 和 3.3%，A 相电流 THD 值降低了 7.1%，显著降低了计算复杂度，有效抑制了电流谐波和脉动，稳态性能得到了提高，并具有与 TV-MPCC 策略相当的动态性能。

2）与 TV-MPCC 和 STV-MPCC 策略相比，参数失配时，IRS-MPCC 的 Δi_d 和 Δi_q 分别减小了 56.8%，58.4%，THD 值降低了 65.5%, 61.0%。表明 IRS-MPCC 策略通过误差补偿算法抑制了参数失配的影响，增强了系统的鲁棒性。

参考文献：

[1] CHEN L，XU H，SUN X D，et al. Three-Vector-Based Model Predictive Torque Control for a Permanent Magnet Synchronous Motor of EVs[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification，2021，7(3)：1454−1465.

[2] SHI Z，SUN X D，YANG Z B，et al. Design Optimization of a Spoke-Type Axial-Flux PM Machine for In-Wheel Drive Operation[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification，2024，10(2)：3770−3781.

[3] ORLOWSKA-KOWALSKA T，WOLKIEWICZ M，PIETRZAK P，et al. Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Control of PMSM Drives：State of the Art and Future Challenges[J]. IEEE Access，2022，10：59979−60024.

[4] HONG D K，HWANG W，LEE J Y，et al. Design，Analysis，and Experimental Validation of a Permanent Magnet Synchronous Motor for Articulated Robot Applications[J]. IEEE Transactions on Magnetics，2018，54(3)：8201304.

[5] SUN T F，WANG J B，JIA C L，et al. Integration of FOC with DFVC for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drives[J]. IEEE Access，2020，8：97935−97945.

[6] UDDIN M N，RAHMAN M M. Online Torque-Flux Estimation-Based Nonlinear Torque and Flux Control Scheme of IPMSM Drive for Reduced Torque Ripples[J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2019，34(1)：

636−645.

[7] XIA J H，LI Z，YU D H，et al. Robust Speed and Current Control with Parametric Adaptation for Surface-Mounted PMSM Considering System Perturbations[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics，2021，9(3)：2807−2817.

[8] DING S H，HOU Q K，WANG H. Disturbance-Observer-Based Second-Order Sliding Mode Controller for Speed Control of PMSM Drives[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion，2023，38(1)：100−110.

[9] TIAN M H，WANG B，YU Y，et al. Adaptive Active Disturbance Rejection Control for Uncertain Current Ripples Suppression of PMSM Drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2024，71(3)：2320−2331.

[10] 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)：762−773.

[11] 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.

[11] SUN X D，WU M K，LEI G，et al. An Improved Model Predictive Current Control for PMSM Drives Based on Current Track Circle[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2021，68(5)：3782−3793.

[12] ZHANG Y C，XU D L，LIU J L，et al. Performance Improvement of Model-Predictive Current Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications，2017，53(4)：3683−3695.

[13] HUANG W T，HUA W，YIN F B，et al. Model Predictive Thrust Force Control of a Linear Flux-Switching Permanent Magnet Machine with Voltage Vectors Selection and Synthesis[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2019，66(6)：4956−4967.

[14] 徐艳平，张保程，周 钦，等 . 基于 SVM 的最优占空比模型预测电流控制 [J]. 电气传动，2017，47(7)：12−16.
XU Yanping，ZHANG Baocheng，ZHOU Qin，et al. Optimal Duty Cycle Model Predictive Current Control Based on SVM[J]. Electric Drive，2017，47(7)：12−16.

[15] 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 Yanping，ZHANG Baocheng，ZHOU Qin. Two-Vector Based Model Predictive Current Control for Permanent Magnet Synchronous Motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2017，32(20)：222−230.

[16] 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 Yanping，WANG Jibing，ZHANG Baocheng，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.

[17] 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.

[18] XU Y P，DING X H，WANG J B，et al. Three-Vector-Based Low-Complexity Model Predictive Current Control with Reduced Steady-State Current Error for Permanent Magnet Synchronous Motor[J]. IET Electric Power Applications，2020，14(2)：305−315.

[19] YUAN X，ZHANG S，ZHANG C N. Improved Model Predictive Current Control for SPMSM Drives with Parameter Mismatch[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2020，67(2)：852−862.

[20] WU X，KANG J Y，YANG M Z，et al. Robust Deadbeat Predictive Current Control for SPMSM Using Parameter Adaptive Incremental Model[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification，2025，11(1)：4609−4618.

[21] ZHANG X G，ZHANG L，ZHANG Y C. Model Predictive Current Control for PMSM Drives with Parameter Robustness Improvement[J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2019，34(2)：1645−1657.

[22] LI T，SUN X D，YAO M，et al. Improved Finite Control Set Model Predictive Current Control for Permanent Magnet Synchronous Motor with Sliding Mode Observer[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification，2024，10(1)：699−710.

[23] WEN D D，ZHANG Y Q，ZHANG Y. Three-Vector Model-Free Predictive Control for Permanent Magnet Synchronous Motor[J]. IET Power Electronics，2023，16(16)：2754−2768.

[24] ZHANG Z R，LIU Y C，LIANG X L，et al. Robust Model Predictive Current Control of PMSM Based on Nonlinear Extended State Observer[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics，2023，11(1)：862−873.

[25] TANG M A，WANG C Y，LUO Y H. Predictive Current Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Internal Model Control Observer[J]. Archives of Electrical Engineering，2022：343−362.

[27] ZHANG X G，CAO Y H，ZHANG C G，et al. Model Predictive Control for PMSM Based on the Elimination of Current Prediction Errors[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics，2024，12(3)：2651−2660.

（责任编辑：申 剑）