DOI:10.12177/emca.2026.224 文章编号:1673-6540(2026)10-1053-09 中图分类号:TM 351,TM 301.2 文献标志码:A

基于离散空间矢量调制的改进型 PMSM 无模型预测电流控制研究

王 坚[1], 朱志豪[2], 张 镇[2], 魏熙乐[2*]
(1. 天津远海金风新能源有限公司,天津 300010;
2. 天津大学 电气自动化与信息工程学院,天津 300072)

Research on Improved Model-Free Predictive Current Control for PMSM Based on Discrete Space Vector Modulation

Wang Jian[1], Zhu Zhihao[2], Zhang Zhen[2], Wei Xile[2*]
(1. Tianjin COSCO&Goldwind New Energy Ltd., Co., Tianjin 300010, China;
2. School of Electrical and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: **[Objective]** To address the issues of poor steady-state control performance and stagnation of current increment updates in the model-free predictive current control (MFPCC) for permanent magnet synchronous motor, an improved MFPCC method based on discrete space vector modulation (DSVM) is proposed. **[Methods]** Firstly, DSVM technology was introduced to expand the voltage vector set. By dividing one control cycle into three equal segments to synthesize 37 virtual voltage vectors, the steady-state control performance of the system was effectively enhanced. Secondly, by defining unit voltage vectors and representing the voltage vector in a coordinate form, the current increment update was transformed into unit current increment establishment, thereby resolving the issue of current increment update stagnation in traditional methods. Furthermore, the theoretical coordinate range of the optimal voltage vector was analytically derived using the reference current increment to achieve voltage vector pre-screening, reducing the candidate vectors from 37 to 4. This significantly mitigated the sharp increase in computational burden caused by evaluating all voltage vectors. Finally, systematic experimental validation was conducted on a 2 kW experimental platform to verify the feasibility and effectiveness of the proposed method. **[Results]** Experimental results demonstrated that, compared with conventional MFPCC, the proposed method reduced the *dq*-axis current ripple from 5.4 A and 5.0 A to 3.1 A and 3.0 A under steady-state conditions at 900 r/min and 5 N·m load. The phase current total harmonic distortion was reduced from 17.36% to 7.43%, and torque ripple was effectively suppressed. Under dynamic conditions with speed stepping from 500 r/min to 1 000 r/min, the dynamic adjustment time was approximately 60 ms, which was comparable to that of traditional MFPCC. The execution time of the proposed method was 29.5 μs, only 1.9 μs longer than that of traditional MFPCC, supporting inverter switching frequencies up to 30 kHz. **[Conclusion]** The proposed improved MFPCC effectively enhances the steady-state performance of the MFPCC while maintaining low computational load.

Key words: permanent magnet synchronous motor; model-free predictive current control; discrete space vector modulation; unit current increment

摘 要:**【目的】**针对永磁同步电机无模型预测电流控制(MFPCC)中存在的稳态控制精度不足与电流增量更新停滞问题,提出一种基于离散空间矢量调制(DSVM)的改进型 MFPCC 方法。**【方法】**首先,引入 DSVM 技术扩展电压矢量集合,将一个控制周期均分为 3 段以合成 37 个虚拟电压矢量,有效提升系统的稳态控制性能。其次,通过定义单位电压矢量并对电压矢量进行坐标化表征,将电流增量更新转化为单位电流增量建立,有效解决传统方法中电流增量更新停滞的问题。进一步,利用参考电流增量解析最优电压矢量的理论坐标范围,实现电压矢量预筛选,将候选矢量从 37 个缩减至 4 个,显著降低因评估所有电压矢量导致的计算负担激增问题。最后,在一台 2 kW 试验平台上对所提方法的可行性及有效性进行系统性的试验验证。**【结果】**试验结果显示,与传统 MFPCC 相比,所提方法在

基金项目:国家自然科学基金(52377013)
National Natural Science Foundation of China (52377013)

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

900 r/min、5 N·m 负载稳态工况下的 dq 轴电流纹波由 5.4 A 和 5.0 A 降低到 3.1 A 和 3.0 A,相电流总谐波失真由 17.36% 降低至 7.43%,转矩脉动得到有效抑制;在转速由 500 r/min 阶跃变化至 1 000 r/min 动态工况下,动态调节时间为 60 ms,与传统 MFPCC 性能相当。所提方法执行时间为 29.5 μs,仅比传统 MFPCC 增加了 1.9 μs,能支持逆变器最高 30 kHz 的开关频率运行。【结论】所提改进型 MFPCC 在保持低运算负担的同时,显著提升了 MFPCC 的稳态性能。

关键词:永磁同步电机;无模型预测电流控制;离散空间矢量调制;单位电流增量

0　引言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)因具有高功率密度、高控制精度和低运行噪声等优势,在电动汽车、航空航天及机器人等领域获得了广泛应用[1-3]。模型预测电流控制(Model Predictive Current Control, MPCC)具有动态响应快、易于实现及多目标协同控制能力等优势,近年来在 PMSM 控制领域得到了广泛关注与研究[4-7]。然而,由于 MPCC 基于电机数学模型选取最优电压矢量以实现电流调节[8],其控制性能对电机参数高度敏感,电机参数失配会导致控制性能显著下降[9-10]。

针对 MPCC 的参数鲁棒性问题,已有大量改进方法相继被提出[11-13]。其中,无模型预测电流控制(Model-Free Predictive Current Control, MFPCC)被认为是最直接有效的解决方法之一[14]。MFPCC 不再依赖 PMSM 数学模型,而是预先将各电压矢量作用下的电流增量存储于查找表(Lookup Table, LUT)中,并利用电流增量 LUT 预测电压矢量作用后的电流值[15]。由于 MFPCC 没有使用受控对象的数学模型,参数失配对其性能不产生任何影响,从而彻底解决了 MPCC 参数鲁棒性差的问题[16]。

遗憾的是,传统 MFPCC 每个控制周期仅能更新上一周期作用电压矢量对应的电流增量,导致电流增量 LUT 更新陷入停滞,进而劣化了控制性能[17]。针对电流增量 LUT 更新停滞的问题,文献[18]提出如果在连续多个控制周期内未选用某一电压矢量,则强制将其选为最优电压矢量以确保对应电流增量的更新。文献[19]利用电压矢量的空间分布特性,在每个控制周期内更新两个电压矢量对应的电流增量。文献[20]基于电压矢量间的几何关系,利用两个连续控制周期的电压电流信息,即可在一个控制周期内完成所有电压矢量对应电流增量的更新。该方法虽然彻底解决了更新停滞问题,但由于仅采用 7 个基本电压矢量,其稳态性能欠佳。

此外,为了提升 MPCC 的稳态控制性能,已有大量改进方法被提出[21-23]。其中,通过合成虚拟电压矢量以扩充电压矢量集是一种行之有效的方法[24-25]。离散空间矢量调制(Discrete Space Vector Modulation, DSVM)技术是生成虚拟电压矢量的常用手段,其将一个控制周期均分为 N 段,从而合成大量虚拟电压矢量[26]。但是,随着电压矢量数量的增加,遍历评估所有电压矢量必然导致计算负担急剧加重[27]。减少候选电压矢量数量是降低计算负担的有效方法。文献[28]通过在第一阶段评估 6 个特定电压矢量,将 $N=3$ 时的候选电压矢量数目从 37 减少至 12。该策略虽然有效减少了候选电压矢量数目,但当 DSVM 应用于 MFPCC 时,单个控制周期内更新所有电压矢量对应的电流增量仍然会产生巨大的运算负担,并且文献[20]中的电流增量更新方法也将失效。

针对上述问题,本文提出了一种基于 DSVM 的改进型 PMSM MFPCC 方法,在保证低计算负担的同时,提升系统的稳态控制性能。首先,引入 DSVM 技术以扩展电压矢量集,旨在解决传统 MFPCC 仅依赖 7 个基本电压矢量、矢量分辨率不足的缺陷,以提升系统的稳态控制性能。其次,基于 DSVM,通过定义单位电压矢量并对电压矢量集实施坐标化表征,将电流增量更新转化为单位电流增量建立,从而消除电流增量更新停滞问题。在此基础上,为了解决评估所有电压矢量引起的运算负担激增,利用参考电流增量进行电压矢量预筛选,有效减少待评估电压矢量数目,进而降低算法的运算负担。最后,在一台 2 kW 试验平台上对所提方法的可行性及有效性进行了系统性试验验证。

1　传统 MFPCC 工作原理

1.1　PMSM 数学模型

静止 $\alpha\beta$ 坐标系下,表贴式 PMSM 的离散数

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

学模型可表示为

$$\begin{cases} i_\alpha^{k+1} = i_\alpha^k + T_s(u_\alpha^k - i_\alpha^k R - e_\alpha^k)/L_s \\ i_\beta^{k+1} = i_\beta^k + T_s(u_\beta^k - i_\beta^k R - e_\beta^k)/L_s \end{cases} \tag{1}$$

式中：L_s 为定子电感；R 为定子电阻；T_s 为控制周期；i、u 和 e 分别为电流、电压和永磁体产生的反电动势；k、k+1 分别为第 k、k+1 个控制周期。

1.2 MPCC 工作原理

根据式(1)，考虑 DSP、STM32 等常用微型控制器一步延时效应后，电压矢量 $\boldsymbol{V}_x$ 作用后的电流值预测为

$$\begin{cases} i_{\alpha p}^{k+1} = i_\alpha^k + T_s(V_{o\alpha}^k - i_\alpha^k R - e_\alpha^k)/L_s \\ i_{\beta p}^{k+1} = i_\beta^k + T_s(V_{o\beta}^k - i_\beta^k R - e_\beta^k)/L_s \end{cases} \tag{2}$$

$$\begin{cases} i_{\alpha p}^{k+2} = i_{\alpha p}^{k+1} + T_s(V_{x\alpha} - i_{\alpha p}^{k+1} R - e_\alpha^{k+1})/L_s \\ i_{\beta p}^{k+2} = i_{\beta p}^{k+1} + T_s(V_{x\beta} - i_{\beta p}^{k+1} R - e_\beta^{k+1})/L_s \end{cases} \tag{3}$$

式中：$V_{o\alpha}^k$、$V_{o\beta}^k$ 分别为第 k 个控制周期作用电压矢量对应的 α、β 轴分量；$V_{x\alpha}$、$V_{x\beta}$ 分别为 $\boldsymbol{V}_x$ 的 α、β 轴分量，对于两电平供电三相 PMSM 系统，共有 7 个基本电压矢量，x=0、1、…、7；下标 p 为预测值。

然后，$\boldsymbol{V}_x$ 作用后的电流预测值被代入代价函数式(4)中进行评估：

$$g = (i_\alpha^* - i_{\alpha p}^{k+2})^2 + (i_\beta^* - i_{\beta p}^{k+2})^2 \tag{4}$$

式中：i_α^*、i_β^* 分别为 α、β 轴电流参考值。

使式(4)代价函数最小化的电压矢量将被选为最优电压矢量，并在第 k+1 个控制周期施加。

1.3 MFPCC 工作原理

式(2)、(3)表明，预测电压矢量作用后的电流依赖于电机参数 L_s、R 以及由磁链计算得到的反电动势 e_α 和 e_β，因此其性能高度依赖 PMSM 参数的准确性。为了解决该问题，MFPCC 被提出[15-20]。在 MFPCC 中，首先利用电压和电流数据建立电压矢量作用后产生的电流增量，如式(5)所示：

$$\begin{cases} \Delta i_{x\alpha} = i_{x\alpha}^2 - i_{x\alpha}^1 \\ \Delta i_{x\beta} = i_{x\beta}^2 - i_{x\beta}^1 \end{cases} \tag{5}$$

式中：$\Delta i_{x\alpha}$、$\Delta i_{x\beta}$ 分别为 $\boldsymbol{V}_x$ 产生的 α、β 轴电流增量；$i_{x\alpha}^1$、$i_{x\beta}^1$ 分别为 $\boldsymbol{V}_x$ 作用前 α、β 轴电流；$i_{x\alpha}^2$、$i_{x\beta}^2$ 分别为 $\boldsymbol{V}_x$ 作用后 α、β 轴电流。

由于控制周期 T_s 非常短，因此假设电压矢量产生的电流增量在三个连续的控制周期内相等。那么式(2)、(3)可修改为

$$\begin{cases} i_{\alpha p}^{k+1} = i_\alpha^k + \Delta i_{o\alpha} \\ i_{\beta p}^{k+1} = i_\beta^k + \Delta i_{o\beta} \end{cases} \tag{6}$$

$$\begin{cases} i_{\alpha p}^{k+2} = i_{\alpha p}^{k+1} + \Delta i_{x\alpha} \\ i_{\beta p}^{k+2} = i_{\beta p}^{k+1} + \Delta i_{x\beta} \end{cases} \tag{7}$$

式(6)、(7)中未使用任何 PMSM 参数，从而增强了系统的参数鲁棒性。但是，电流增量难以在单个控制周期内全部更新，这将影响 MFPCC 的性能。另外，由于仅使用了 7 个基本电压矢量，MFPCC 的稳态控制性能不佳。为解决上述问题，本文设计并提出一种基于 DSVM 的改进型 MFPCC 方法。

2 基于 DSVM 的改进型 MFPCC

2.1 电压矢量扩展与坐标化表征

在 DSVM 策略中，一个开关周期被均分为 N 个时段，每个时段仅有一个基本电压矢量作用，由此合成的虚拟电压矢量可表示为

$$\boldsymbol{V}_{vir} = \sum_{i=1}^{N} t_u \boldsymbol{V}_i \tag{8}$$

式中：$t_u = T_s/N$；$\boldsymbol{V}_i \in \{\boldsymbol{V}_0, \boldsymbol{V}_1, \cdots, \boldsymbol{V}_6\}$。

DSVM 合成的电压矢量如图 1 所示，当 N=3 时，电压矢量由 7 个增加到 37 个。为了实现电流增量的全更新并简化电压矢量存储，定义单位电压表达式为

$$\begin{cases} V_\alpha = u_{dc}/9 \\ V_\beta = \sqrt{3}u_{dc}/9 \end{cases} \tag{9}$$

式中：V_α、V_β 分别为 α、β 轴的单位电压；u_{dc} 为直流母线电压。

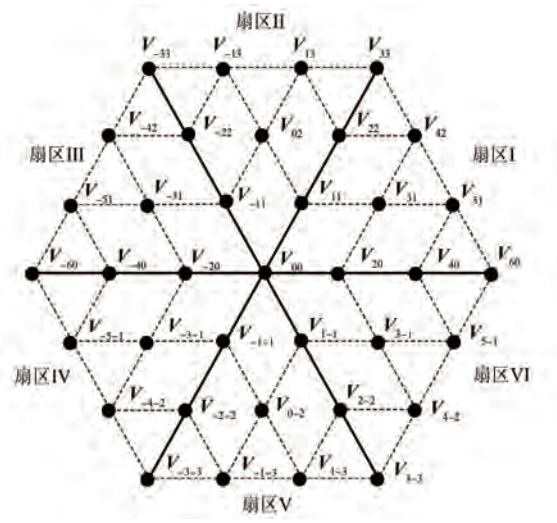


图 1 DSVM 合成的电压矢量

Fig. 1 Voltage vectors synthesized by DSVM

如图 1 所示，DSVM 合成的电压矢量可被坐标化表征为

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

$$\boldsymbol{V}_{mn} = mV_\alpha + nV_\beta \tag{10}$$

例如,$\boldsymbol{V}_{22}=2V_\alpha+2V_\beta$。

2.2　单位电流增量建立

根据式(1)和(5),电压矢量 $\boldsymbol{V}_{mn}$ 对应的电流增量可以表示为

$$\begin{cases}\Delta i_{mn\alpha} = T_s mV_\alpha/L_s + T_s(-i_\alpha^k R - e_\alpha^k)/L_s \\ \Delta i_{mn\beta} = T_s nV_\beta/L_s + T_s(-i_\beta^k R - e_\beta^k)/L_s\end{cases} \tag{11}$$

此外,鉴于 T_s 极短,假设在相邻的控制周期内 $i_\alpha R+e_\alpha$ 和 $i_\beta R+e_\beta$ 相等,则 $\boldsymbol{V}_{mn}$ 对应的电流增量可计算为

$$\begin{cases}\Delta i_{mn\alpha} = (m - x^{k-1})V_\alpha T_s/L_s + i_\alpha^k - i_\alpha^{k-1} \\ \Delta i_{mn\beta} = (n - y^{k-1})V_\beta T_s/L_s + i_\beta^k - i_\beta^{k-1}\end{cases} \tag{12}$$

式中:x^{k-1}、y^{k-1} 分别为第 $k-1$ 个控制周期作用电压矢量对应的 V_α、V_β 的系数。

定义单位电流增量 $D_\alpha = V_\alpha T_s/L_s$ 和 $D_\beta = V_\beta T_s/L_s$,根据式(12)计算得出:

$$\begin{cases}D_{\alpha c} = (i_\alpha^k - 2i_\alpha^{k-1} + i_\alpha^{k-2})/(x^{k-1} - x^{k-2}) \\ D_{\beta c} = (i_\beta^k - 2i_\beta^{k-1} + i_\beta^{k-2})/(y^{k-1} - y^{k-2})\end{cases} \tag{13}$$

式中:x^{k-2}、y^{k-2} 为第 $k-2$ 个控制周期作用电压矢量对应 V_α、V_β 的系数;$D_{\alpha c}$、$D_{\beta c}$ 分别为 α、β 轴的单位电流增量计算值。

需要注意,当 $x^{k-1}\neq x^{k-2}$ 时,$D_{\alpha c}$ 才能被计算;当 $y^{k-1}\neq y^{k-2}$ 时,$D_{\beta c}$ 才能被计算。另外,直接基于电流采样值计算单位电流增量时,传感器采样误差会导致其结果不准确。为抑制该不利影响,可采用一阶低通滤波器进行计算,如式(14)所示:

$$\begin{cases}D_\alpha^k = (1 - k_1)D_\alpha^{k-1} + k_1 D_{\alpha c} \\ D_\beta^k = (1 - k_1)D_\beta^{k-1} + k_1 D_{\beta c}\end{cases} \tag{14}$$

式中:k_1 为一阶低通滤波器滤波系数,设置为 0.06。

故,式(12)可重新表示为

$$\begin{cases}\Delta i_{mn\alpha} = (m - x^{k-1})D_\alpha^k + i_\alpha^k - i_\alpha^{k-1} \\ \Delta i_{mn\beta} = (n - y^{k-1})D_\beta^k + i_\beta^k - i_\beta^{k-1}\end{cases} \tag{15}$$

2.3　电压矢量预选取

结合式(7)、(15),式(4)可表示为

$$g = (i_\alpha^* - i_{\alpha p}^{k+2})^2 + (i_\beta^* - i_{\beta p}^{k+2})^2 = (D_\alpha^* - mD_\alpha^k)^2 + (D_\beta^* - nD_\beta^k)^2 \tag{16}$$

式中:D_α^*、D_β^* 为参考电流增量,可按式(17)进行计算:

$$\begin{cases}D_\alpha^* = i_\alpha^* - i_{\alpha p}^{k+1} - i_\alpha^k + i_\alpha^{k-1} + x^{k-1}D_\alpha^k \\ D_\beta^* = i_\beta^* - i_{\beta p}^{k+1} - i_\beta^k + i_\beta^{k-1} + y^{k-1}D_\beta^k\end{cases} \tag{17}$$

当式(16)等于零时,m 和 n 的参考值可通过式(18)计算:

$$\begin{cases}m^* = D_\alpha^*/D_\alpha^k \\ n^* = D_\beta^*/D_\beta^k\end{cases} \tag{18}$$

根据 m 和 n 查表 1,可确定最优电压矢量所在的预选扇区。然后,将该扇区中心电压矢量的坐标与 m 和 n 进行比较,以进一步缩小候选电压矢量范围。如图 2 所示,若预选扇区为扇区 I,则通过比较 m 和 n 与 1 和 3 的大小,可确定参考电压矢量所在的象限,并将该象限内的电压矢量作为候选电压矢量。

表 1　扇区选择

Tab. 1　Sector selection

条件	$n^*>0$			$n^*\leqslant 0$		
	$n^*<m^*$	$n^*\geqslant m^*$	$n^*<-m^*$	$-n^*<-m^*$	$-n^*\geqslant m^*$	$-n^*<m^*$
扇区	I	II	III	IV	V	VI

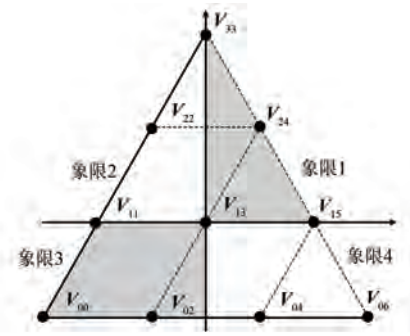


图 2　扇区 I 电压矢量预选取

Fig. 2　Pre-selection of voltage vectors in sector I

2.4　实施所提改进型 MFPCC

图 3 展示了所提改进型 MFPCC 的控制框图,该方法按照以下步骤实施。

步骤 1:采样 PMSM 相电流 i_{abc}^k、转子位置 θ_e,计算转速 n 和 α、β 轴电流 i_α^k 和 i_β^k。

步骤 2:使用转速控制器进行转速调节,获取 q 轴电流参考值 i_q^*,并将 d 轴电流参考值 i_d^* 设为 0。然后,将 i_d^*、i_q^* 转换为 α、β 轴电流参考值 i_α^*、i_β^*。

步骤 3:更新单位电流增量 D_α^k 和 D_β^k。

步骤 4:通过式(6)进行一步延时补偿,通过式(17)计算参考电流增量。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

步骤 5：采用 2.3 节设计的电压矢量预选取策略，预选取电压矢量。

步骤 6：计算每个电压矢量对应的电流增量，并通过式(16)选择最优电压矢量。

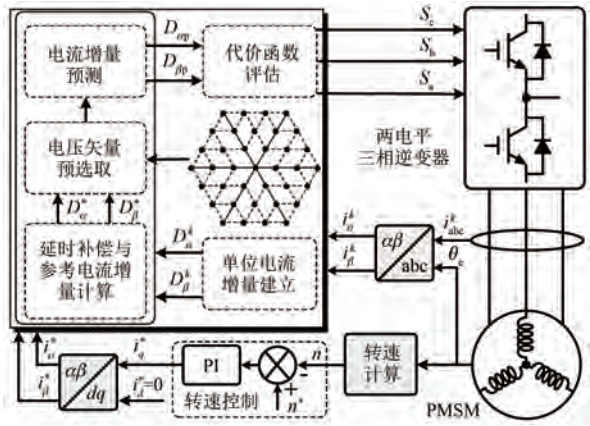


图 3 所提改进型 MFPCC 的控制框图

Fig. 3 Control block diagram of the proposed improved MFPCC

3 试验结果与分析

为了验证所提改进型 MFPCC 方法的可行性与有效性，搭建了一套 2 kW PMSM 试验测试平台，如图 4 所示，其主要参数如表 2 所示。负载转矩由磁粉制动器提供，两电平三相逆变器由三个 FF300R12ME4 IGBT 模块构成，PMSM 电流使用三个 HCS-LTS3-15 A 电流传感器采集，TMS320F28335 DSP 被用来部署所提方法。在试验中，控制频率和采样频率均被设置为 10 kHz，直流母线电压设置为 200 V。

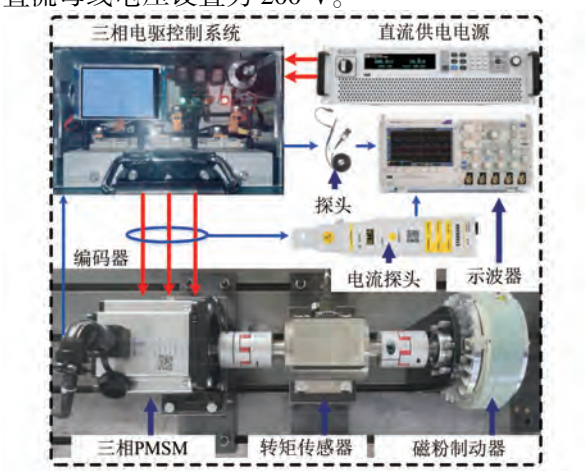


图 4 2 kW PMSM 试验测试平台

Fig. 4 2 kW PMSM experimental test platform

表 2 三相 PMSM 主要参数

Tab. 2 Key parameters of three-phase PMSM

参数名称	参数值	参数名称	参数值
额定功率/kW	2.0	极对数	5
额定转速/(r·min^{-1})	2 000	电感/mH	3.5
额定转矩/(N·m)	9.55	电阻/Ω	0.49
转动惯量/(kg·m^2)	0.001 1	磁链/Wb	0.095

3.1 预测准确度评估

首先，采用一步电流预测误差 $r_y=i_{xp}^k-i_x^k(x\in\{d,q\})$ 衡量所建电流增量与实际电流增量的匹配程度，即评估电流预测值的准确度。在所提单位电流增量建立策略下，图 5 给出了 5 N·m 负载、不同转速下的 d、q 轴电流的一步预测误差。由图 5 可知，d、q 轴电流的一步预测误差在三种转速下始终小于 1 A。另外，由于相邻周期 $i_\alpha R+e_\alpha$ 及 $i_\beta R+e_\beta$ 的差值随着转速升高而增大，d、q 轴电流的一步预测误差也随转速的升高而增大。

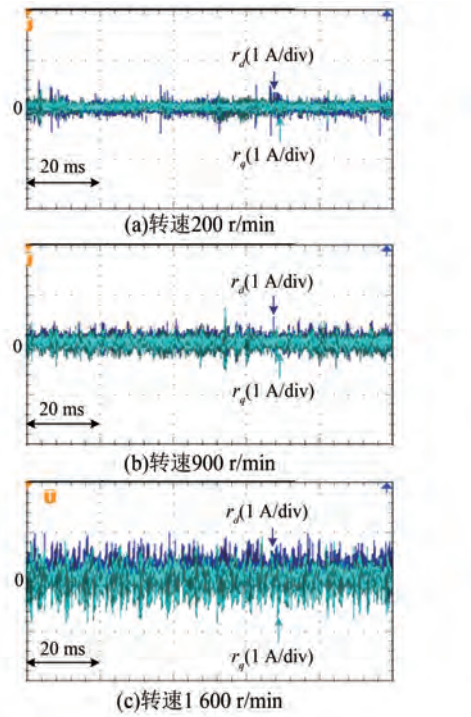


图 5 不同转速下所提改进型 MFPCC 方法的一步电流预测误差

Fig. 5 One-step current prediction error of the proposed improved MFPCC method at different speeds

3.2 稳态性能评估

为进一步验证所提改进型 MFPCC 方法在稳态控制性能方面的提升，在 5 N·m 负载、

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

900 r/min 转速下,传统 MFPCC 和所提改进型 MFPCC 的稳态性能对比如图 6 所示。

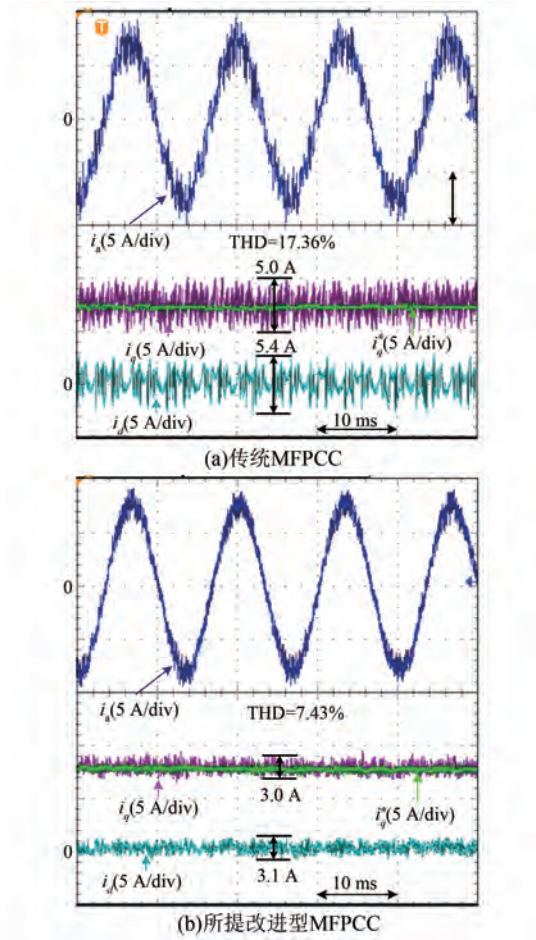


图 6　5 N·m 负载、900 r/min 转速下稳态试验结果

Fig. 6　Steady-state experimental results at 5 N·m load with 900 r/min

由图 6 可知,两种控制方法下相电流 i_a 均为正弦波。但与传统 MFPCC 相比,所提改进型 MFPCC 方法的 i_a 更加平滑,其总谐波失真(Total Harmonic Distortion, THD)较传统 MFPCC 的 17.36% 降低至 7.43%。相应地,d、q 轴电流的纹波幅值分别从 5.4 A 和 5.0 A 降至 3.1 A 和 3.0 A,从而有效抑制了转矩纹波。稳态试验结果证明,与传统 MFPCC 相比,所提改进型 MFPCC 方法的稳态性能得到了显著提升。

3.3　动态性能评估

在转速步进变化工况下测试了所提方法的动态性能,结果如图 7 所示。由图 7 可知,在 5 N·m 负载下,当转速从 500 r/min 步进变化至 1 000 r/min 时,两种方法的动态调节时间均为

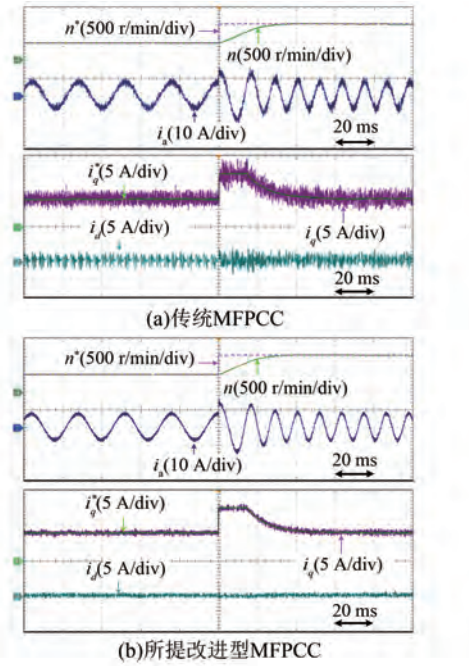


图 7　5 N·m 负载、转速由 500 r/min 步进变化为 1 000 r/min 的动态试验结果

Fig. 7　Dynamic experimental results at 5 N·m load and speed stepping from 500 r/min to 1 000 r/min

60 ms。在此过程中,i_q 始终跟踪其参考值 i_q^*,并迅速达到最大允许值 15 A,以获得最大加速度;i_d 始终被控制在 0 附近。动态试验结果表明,所提改进型 MFPCC 方法较好地继承了传统 MFPCC 优良的动态性能。

3.4　综合性能评估

所提改进型 MFPCC 和传统 MFPCC 的性能对比如表 3 所示。两种方法的执行时间均通过在代码开始和结束处设置断点,统计代码执行所需的时钟周期数来测得。由表 3 可知,所提改进型 MFPCC 方法的执行时间为 29.5 μs,仅仅比传统 MFPCC 增加 1.9 μs。该执行时间表明,在所提方法控制下,逆变器能够以 30 kHz的频率运行,使

表 3　两种方法综合性能对比

Tab. 3　Comparison of comprehensive performance of the two methods

参数名称	传统 MFPCC	所提 MFPCC
执行时间/μs	27.6	29.5
i_d 纹波/A	5.4	3.1
i_q 纹波/A	5.0	3.0
i_aTHD/%	17.36	7.43
动态调节时间/ms	60	60

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

其适用于高性能宽禁带功率半导体的应用。综上，所提方法在保持与传统 MFPCC 相当的动态性能的同时，显著提升了稳态性能。

4 结语

本文针对传统 MFPCC 电流增量更新停滞、稳态性能差的问题，结合 DSVM，提出了一种 PMSM 改进型 MFPCC 方法。一方面，通过 DSVM 技术将电压矢量集合从 7 个电压矢量扩展至 37 个，并通过定义单位电压矢量将电流增量更新转化为单位电流增量建立。另一方面，通过所提电压矢量预选取策略，将候选电压矢量从 37 个减少至 4 个。试验结果表明，所提改进型 MFPCC 方法显著提升了系统的稳态性能，相电流 THD 较传统 MFPCC 的 17.36% 降低至 7.43%，d、q 轴电流纹波分别从传统 MFPCC 的 5.4 A 和 5.0 A 降至 3.1 A 和 3.0 A。同时，所提方法的执行时间为 29.5 μs，表明其具有低运算负担的特性。

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

王坚、朱志豪进行了方案设计、试验研究、内容总结及论文撰写，张镇、魏熙乐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, experiment, content summary and paper writing were carried out by Wang Jian and Zhu Zhihao. The manuscript was reviewed and revised by Zhang Zhen and Wei Xile. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

参 考 文 献

[1] 李耀华，王钦政，李明睿，等. 永磁同步电机电流控制策略比较研究[J]. 电机与控制应用，2026，53(2)：117-128.
Li Y H，Wang Q Z，Li M R，et al. Comparative study on current control strategy for PMSM [J]. Electric Machines & Control Application，2026，53(2)：117-128.

[2] 邱建琪，谢琦蔚，陈炜，等. 基于电流源逆变器的高速永磁同步电机离散虚拟矢量预测控制方法[J]. 中国电机工程学报，2025，45(23)：9425-9436.
Qiu J Q，Xie Q W，Chen W，et al. Predictive current control with discrete space-vector modulation for current source inverter fed HSPMSM drive system [J]. Proceedings of the CSEE，2025，45(23)：9425-9436.

[3] 刘力卿，么军，贺春，等. 内置式永磁同步电机全速域无位置传感器控制[J]. 电机与控制应用，2025，52(4)：356-366.
Liu L Q，Yao J，He C，et al. Full-speed-range position sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors [J]. Electric Machines & Control Application，2025，52(4)：356-366.

[4] Rodriguez J，Garica C，Mora A，et al. Latest advances of model predictive control in electrical drives—Part I：Basic concepts and advanced strategies [J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2022，37(4)：3927-3942.

[5] Wen J K，Sun Z Y，Yuan X，et al. Robust model predictive control of electrical drives considering measurement noises [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification，2025，11(6)：13126-13138.

[6] 陈再发，刘彦呈. 基于抗扰预测模型的表贴式永磁同步电机占空比控制集模型预测控制[J]. 电机与控制应用，2025，52(2)：171-180.
Chen Z F，Liu Y C. Model predictive control of duty cycle control set for surface-mounted permanent magnet synchronous motor based on anti-disturbance prediction model [J]. Electric Machines & Control Application，2025，52(2)：171-180.

[7] 赵悦，陈卓易，沈非凡，等. 基于单电阻采样的永磁同步电机有限集模型预测控制[J]. 电工技术学报，2026，41(2)：487-498.
Zhao Y，Chen Z Y，Shen F F，et al. Finite-control-set model predictive control of permanent magnet synchronous motor based on single resistor sampling [J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2026，41(2)：487-498.

[8] 杨狂彪，陈鼎新，石坚. 低复杂度永磁同步电机双矢量模型预测控制策略[J]. 电机与控制应用，

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

2024, 51(1): 87-96.
Yang K B, Chen D X, Shi J. Low complexity dual vector model predictive control strategy for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(1): 87-96.

[9] Sun Z, Deng Y T, Wang J L, et al. Finite control set model-free predictive current control of PMSM with two voltage vectors based on ultralocal model [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(1): 776-788.

[10] 罗力岩, 樊启高. 一种改进型永磁同步电机无模型预测电流控制策略[J]. 电工技术学报, 2025, 40(4): 1034-1045.
Luo L Y, Fan Q G. An improved model-free predictive current control strategy for permanent magnet synchronous motors [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(4): 1034-1045.

[11] Wei Y, Ke D L, Yu X H, et al. Adaptive inertia observer-based model-free predictive current control for PMSM driving system of electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2024, 60(4): 6252-6262.

[12] 蔡舒迟, 张志锋. 基于非线性扩张状态观测器的低参数敏感度 PMSM 无模型控制研究[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(2): 192-200.
Cai S C, Zhang Z F. Research on model-free control of PMSM with low parameter sensitivity based on nonlinear extended state observer [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(2): 192-200.

[13] 魏尧, 谢昊天, 柯栋梁, 等. 基于泛模型 PIDD2 因果表达的永磁同步电机无模型预测电流滑模控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(14): 5669-5678.
Wei Y, Xie H T, Ke D L, et al. Model-free predictive current sliding mode control strategy on PMSM drives based on universal model with PIDD2 causality [J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(14): 5669-5678.

[14] Wang F X, Wei Y, Rodriguez J, et al. State-of-art, development, and challenges of model-free predictive control on motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(8): 10846-10864.

[15] 李红, 孙文涛. 基于全局电流变化更新的 PMSM 无模型预测控制[J]. 电力电子技术, 2020, 54(11): 116-120.
Li H, Sun W T. Model free predictive control for PMSM driven system based on global current variation change [J]. Power Electronics, 2020, 54(11): 116-120.

[16] Zhou C H, Zhang Y C, Yang H T. Model-free predictive control of motor drives: A review [J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2025, 9(1): 76-90.

[17] Yu F, Zhou C H, Liu X, et al. Model-free predictive current control for three-level inverter-fed IPMSM with an improved current difference updating technique [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(4): 3334-3343.

[18] Lin C K, Yu J T, Lai Y S, et al. Improved model-free predictive current control for synchronous reluctance motor drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3942-3953.

[19] Wu X X, Zhu Z H, Liu X, et al. Model-free predictive current control for IPMSMs with multiple current difference updating technique [J]. Journal of Power Electronics, 2021, 21: 574-582.

[20] Hu C G, Yin Z, Rui T, et al. A novel double-voltage-vector model-free predictive current control method for two-level voltage source inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(6): 5872-5884.

[21] 安一凡, 储剑波, 唐旭. 基于参考电流斜率的永磁同步电机三矢量模型预测电流控制[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(11): 22-29+73.
An Y F, Chu J B, Tang X. Three-vector model predictive current control for permanent magnet synchronous motor based on reference current slope [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(11): 22-29+73.

[22] 陈荣, 翟凯淼, 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 R, Zhai K M, Shu H P. Small deviation dual vector model predictive control for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(10): 155-165.

[23] Li X L, Xue Z W, Zhang L X, et al. A low-complexity three-vector-based model predictive torque control for SPMSM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 13002-13012.

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

[24] 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 Application，2023，50(10)：9-16.

[25] 杨狂彪，马静子，叶云翀，等. 基于虚拟电压矢量的永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. 微特电机，2024，52(8)：48-52+57.
Yang K B，Ma J Z，Ye Y C，et al. Model predictive torque control of permanent magnet synchronous motor based on virtual voltage vector [J]. Small & Special Electrical Machines，2024，52(8)：48-52+57.

[26] Jin T，Song H Q，Ipoum-Ngome P G，et al. Low complexity model predictive flux control based on discrete space vector modulation and optimal switching sequence for induction motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2024，71(1)：305-315.

[27] Osman I，Xiao D，Rahman M F，et al. Discrete space vector modulation based model predictive flux control with reduced switching frequency for IM drive [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion，2021，36(2)：1357-1367.

[28] Zhang Y C，Jiang H，Yang H T. Model predictive control of PMSM drives based on general discrete space vector modulation [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion，2021，36(2)：1300-1307.

收稿日期：2026-05-11
收到修改稿日期：2026-07-20

作者简介：

王 坚(1976—)，男，硕士，工程师，研究方向为智能电驱与嵌入式计算，rogerwang0402@ aliyun.com；

*通信作者：魏熙乐(1975—)，男，博士，教授，研究方向为智能电驱与嵌入式计算，xilewei@ tju.edu.cn。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.