DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.5.79 **中图分类号**：TM341 **文献标志码**：A

基于 NPC 型三电平逆变器的固定开关频率改进模型预测控制策略

王朝晖[1]，冯 凌[2]，杨顺风[1]，李 哲[1]，胡 亮[2]

(1.西南交通大学电气工程学院，成都 611756；2.中车株洲电力机车研究所有限公司，株洲 412001)

摘要：为了减少三电平逆变器模型预测电流控制 MPCC(model predictive current control)算法的计算量，消除权重因子，实现固定开关频率并改善系统动静态性能，提出 1 种基于矢量集选择的三矢量固定频率模型预测电流控制算法。首先，通过分析电流和电压的关系，利用无差拍思想将对旋转坐标系下电流的控制转换为对静止坐标系下电压的控制，根据参考电压所在扇区选择候选矢量集，减少计算量。其次，为实现中点电位控制，根据中点钳位 NPC(neutral point clamped)型三电平逆变器不同开关矢量对中性点的作用不同和切换平滑原则，合理选择不同的候选矢量集，利用伏秒平衡原理计算开关矢量作用时间，之后根据评价函数选择最优开关序列。最后，对比研究传统 MPCC 算法和所提算法，实验结果表明，所提算法具有计算量小、开关频率固定、电流谐波含量低等优点。

关键词：模型预测控制；计算量；权重因子；三电平逆变器

Improved Model Predictive Control Strategy with Fixed Switching Frequency Based on NPC Three-level Inverter

WANG Zhaohui[1], FENG Ling[2], YANG Shunfeng[1], LI Zhe[1], HU Liang[2]

(1. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, China; 2. CRRC Zhuzhou Institute Co., Ltd., Zhuzhou 412001, China)

Abstract: To reduce the calculation amount in the model predictive current control (MPCC) algorithm for a three-level inverter model, eliminate the weighting factor, achieve a fixed switching frequency and improve the steady-state performance of the system, a three-vector fixed frequency MPCC algorithm based on vector set selection is proposed. First, through the analysis of the relationship between current and voltage, the control of current under the rotational coordinate system is converted into the control of voltage under the stationary coordinate system by using the beat-free idea, and the candidate vector set is selected according to the sector where the reference voltage is located, thus reducing the calculation amount. Second, to achieve the midpoint potential control, according to the different effects of different switching vectors of a neutral point clamped (NPC) three-level inverter on the neutral point and the principle of switching smoothness, different candidate vector sets are reasonably selected, and the switching vector action time is obtained by using the principle of volt-second balance. Afterwards, the optimal switching sequence is selected according to the evaluation function. Finally, the traditional MPCC and the proposed algorithm are compared, and experimental results show that the proposed algorithm has advantages such as small calculation amount, fixed switching frequency and low current harmonic content.

Keywords: Model predictive control; calculation amount; weighting factor; three-level inverter

随着数字处理器运算性能的提高和人们对高性能电力电子设备控制器的追求，模型预测控制 MPC(model predictive control)算法因其出色的性能而越来越受到电力电子领域的关注和研究[1-4]。与传统的线性控制策略相比，MPC 有诸多优点。首

收稿日期：2022-09-02；**修回日期**：2022-10-20；**录用日期**：2022-11-03；**网络首发日期**：2022-12-14

先，其思想简单，最优解的搜索过程更符合人脑的决策机制；其次，较容易包含非线性约束，如低开关频率约束、低损耗约束等。

有限集模型预测控制 FCS-MPC(finite control set MPC)可以充分利用功率变换器的不同开关状态组合，实现性能的优化，并直接输出开关信号，控制逆变器开关器件动作。然而，开关频率的变化使交流滤波器的设计变得更加困难[5]。此外，随着逆变器拓扑的复杂性和开关状态数量的增加，算法执行时间也明显变长。例如两电平逆变器共有 8 种开关状态，而三电平逆变器有 27 种开关状态。文献[6]指出对于三相三电平逆变器，FCS-MPC 算法的执行时间为 52 μs；文献[7]研究表明，五电平三相逆变器的 FCS-MPC 算法的执行时间长达 93 μs，沉重的计算负担限制了 FCS-MPC 的应用。

为了充分利用 FCS-MPC 算法的优点，特别是对多电平逆变器的控制，必须缩短 FCS-MPC 的执行时间。国内外研究人员提出了诸多方法用于提高 FCS-MPC 的计算效率。文献[8]将分支界定技术用于多步长预测，直接提供最优开关信号，减少了算法计算量；文献[9]提出了 1 种简化的算法，通过设计 1 种新的直接转矩控制开关表，将候选开关矢量的数量从 8 个减少为 3 个，计算量显著减少；文献[10]中的五相逆变器采用 FCS-MPC 方案，重构 11 个虚拟电压矢量以减少计算时间，但该算法仅适用于五相逆变器，限制了其应用范围。然而，上述研究均针对两电平逆变器展开，对于中点钳位 NPC(neutral point clamped)型三电平逆变器，考虑到转换状态的显著增加，部分方法可能失效，亟需提出 1 种适用于多电平逆变器的计算量优化方法。

实现 FCS-MPC 的另一个关键问题是考虑多目标约束下评价函数中权重因子的选择。在定义的评价函数中，需涉及不同的控制目标、变量和约束条件。考虑到权重因子影响下系统的实际性能高度依赖于特定的系统参数和操作点，对具有多约束评价函数的权重因子进行设计和优化，成为一项极具挑战性的任务[11-12]。到目前为止，FCS-MPC 算法权重因子的选择尚无成熟的理论指导。对于多目标 FCS-MPC 算法设计，权重因子通常由大量实验和不断调整获得，耗时较长[13]。文献[14]根据两电平逆变器电压矢量跟踪误差，在预测转矩控制中使用了 1 种新型成本函数，消除了权重因子，然而，对于多电平变流器，如何消除 FCS-MPC 中的权重因子仍需进一步研究。

针对传统 MPCC 算法中存在的计算量大、权重因子设计困难、开关频率不恒定等问题，本文借鉴无差拍控制思想，结合开关序列概念，提出了 1 种基于矢量集选择的三矢量固定频率模型预测电流控制算法。首先，通过分析电流和电压的关系，利用无差拍思想将对旋转坐标系下电流的控制转换为对静止坐标系下电压的控制，根据参考电压所在扇区选择候选矢量集，减少计算量；其次，为实现中点电位控制，根据 NPC 型三电平逆变器不同开关矢量对中性点的作用不同和切换平滑原则，合理选择不同的候选矢量集，利用伏秒平衡原理计算开关矢量作用时间，之后根据评价函数选择最优开关序列；最后，在实验平台上对传统 MPCC 和所提算法进行了实验对比研究。

1 NPC 三电平逆变器的预测模型

具有星型连接 RL 负载的 NPC 型三相三电平逆变器如图 1 所示。图中：V_{dc} 为直流母线电压；C_1、C_2 分别为直流侧上、下电容；i_{C_1}、i_{C_2} 分别为

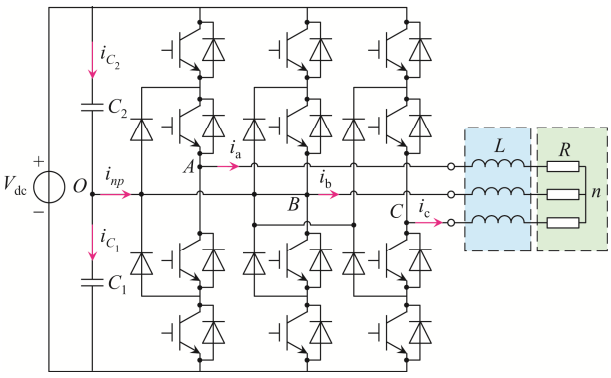


图 1 具有 RL 负载的 NPC 型三相三电平逆变器系统结构

Fig. 1 Structure of NPC three-phase three-level inverter system with RL loads

流过 C_1、C_2 的电流；i_{np} 为中点电流；i_a、i_b、i_c 为三相电流；L 为负载电感；R 为负载电阻。逆变器输出电压 u_{an}、u_{bn} 和 u_{cn} 相对于负载中性点 n 为

$$\begin{cases}\begin{cases}u_{an}=\dfrac{1}{6}(2S_a-S_b-S_c)V_{dc}\\ u_{bn}=\dfrac{1}{6}(2S_b-S_a-S_c)V_{dc}\\ u_{cn}=\dfrac{1}{6}(2S_c-S_a-S_b)V_{dc}\end{cases}\\ S_x=\begin{cases}1 & \text{P状态}(S_{x1},S_{x2},S_{x3},S_{x4})\\ 0 & \text{O状态}(S_{x1},S_{x2},S_{x3},S_{x4})\\ -1 & \text{N状态}(S_{x1},S_{x2},S_{x3},S_{x4})\end{cases}\end{cases} \tag{1}$$

式中，S_x 为三相桥臂开关状态，x=a, b, c。

根据图 1 中的电流参考方向，两相旋转 d、q 参考系中逆变器的输出电流可以表示为

$$L\frac{\mathrm{d}i_{d,q}}{\mathrm{d}t}=u_{d,q}-Ri_{d,q} \tag{2}$$

式中：$i_{d,q}$ 为 d、q 轴电流；$u_{d,q}$ 为 d、q 轴电压。

当控制系统采样频率足够高时，可使用前向欧拉法将式(2)中的电流变量离散化，可得 k+1 时刻电流的预测值为

$$i_{d,q}(k+1)=\frac{T_s}{L}[u_{d,q}(k)-Ri_{d,q}(k)]+i_{d,q}(k) \tag{3}$$

式中，T_s 为采样周期。

根据电容两端电压与电流的关系，可得图 1 中直流母线电容电压差的导数为

$$\frac{\mathrm{d}u_C}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{C}\left|\boldsymbol{S}_{a,b,c}\right|^{\mathrm{T}}\boldsymbol{i}_{a,b,c} \tag{4}$$

式中：u_C 为直流母线电容电压差，$u_C=u_{C_2}-u_{C_1}$；C 为 C_1 和 C_2 的电容值；$\boldsymbol{S}_{a,b,c}$ 为开关矢量矩阵，$\boldsymbol{S}_{a,b,c}$=[S_a S_b S_c]$^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{i}_{a,b,c}$ 为三相电流矩阵，$\boldsymbol{i}_{a,b,c}$=[i_a i_b i_c]$^{\mathrm{T}}$。

当控制系统采样频率足够高时，可使用前向欧拉法将式(4)中电压变量离散化，可得 k+1 时刻直流母线电容电压差的预测值为

$$u_C(k+1)=\frac{T_s}{C}\left|\boldsymbol{S}_{a,b,c}\right|^{\mathrm{T}}\boldsymbol{i}_{a,b,c}+u_C(k) \tag{5}$$

基于电流变量约束的评价函数可表示为

$$J_c=\left|i_d^*-i_d(k+1)\right|^2+\left|i_q^*-i_q(k+1)\right|^2+\lambda_{c1}\left|u_C(k+1)\right| \tag{6}$$

式中：i_d^*、i_q^* 分别为 d、q 轴电流参考值；λ_{c1} 为控制目标权重系数，通过调节 λ_{c1}，可以实现多目标控制。

式(6)的评价函数中具有交流侧电流跟踪项和直流侧电容电压均衡项，直流侧电容电压均衡通过判断电容电压偏差选择合适的冗余矢量实现。

2　改进三矢量 FCS-MPC 方法

针对传统 FCS-MPC 算法中存在的权重因子设计困难、计算量大、开关频率不恒定等问题，本文从实现交流侧电流的跟踪及直流侧电容电压均衡控制角度出发，通过控制目标转换、开关序列设计及矢量作用时间求解，实现改进三矢量 FCS-MPC。

2.1　控制目标转换

根据式(3)~式(6)可知，传统模型预测电流控制的预测方法需要在每个控制周期中依次完成 27 次逆变器电压计算、电流预测计算、直流−母线电容电压差值计算及评价函数计算，计算量较大。因此，可以采用基于电压变量约束的预测方法，只进行 1 次交流侧电压预测计算，再枚举开关矢量进行评价函数评估，在一定程度上减少模型计算量。在两相静止 α、β 坐标系中，可以采用基于电压变量约束的预测方法得到 k+1 时刻电压的预测值为

$$u_{\alpha,\beta}(k+1)=L\frac{i_{\alpha,\beta}^*}{T_s}+\left(R-\frac{L}{T_s}\right)i_{\alpha,\beta}(k) \tag{7}$$

式中：$u_{\alpha,\beta}$ 为 α、β 轴电压；$i_{\alpha,\beta}$ 为 α、β 轴电流；$i_{\alpha,\beta}^*$ 为 α、β 轴电流参考值。

基于电压变量约束的评价函数可表示为

$$J_v=\left|u_\alpha(k+1)-u_\alpha\right|^2+\left|u_\beta(k+1)-u_\beta\right|^2+\lambda_{c2}\left|u_C(k+1)\right| \tag{8}$$

式中，λ_{c2} 为权重因子，用于平衡电压跟踪性能和直流侧电容电压平衡控制性能。

为消除评价函数中的权重因子，同时降低算法计算量，需要对式(8)的评价函数进行简化。扇区定位过程如图 2 所示，图中，$\bar{\boldsymbol{v}}$ 为参考电压矢量。

本文提出的 MPC 矢量集寻优算法中，扇区选择过程可以分为 2 步，即确定大扇区和确定小扇区。

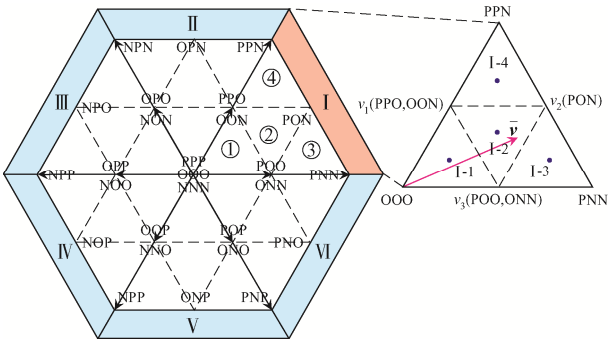


图 2 扇区定位过程

Fig. 2 Sector positioning process

用于扇区选择的评价函数可以定义为

$$J_{\mathrm{s}}=\left|u_{\alpha}(k+1)-u_{\alpha}\right|^{2}+\left|u_{\beta}(k+1)-u_{\beta}\right|^{2} \tag{9}$$

第 1 步，每个大扇区的选择由 1 个零向量和 2 个相邻长向量的组合构成，将 6 个大扇区中每个扇区的中心代入式(9)，当评价函数最小时，对应的大扇区包含最优切换矢量序列。第 2 步，将选定的大扇区中 4 个小扇区的中心向量代入式(9)，当评价函数最小时，对应的小扇区包含最优矢量序列。

2.2 基于中点电位平衡的开关序列设计

中点电位平衡是 NPC 型三电平逆变器设计的主要挑战之一，其会影响逆变器系统的可靠性和寿命[15]。如图 2 所示，在三电平逆变器电压矢量图中共有 27 个基本电压矢量，包括 3 个零矢量(PPP、OOO、NNN)，12 个短矢量(PPO、ONN、POO、OON、OPO、NON、OPP、NOO、OOP、NNO、POP、ONO)，6 个中矢量(PON、OPN、NPO、NOP、ONP、PNO)和 6 个长矢量(PNN、PPN、NPN、NPP、NNP、PNP)。

长矢量和零矢量对中点电位平衡没有影响，但中矢量和短矢量对中点电位波动均有影响。此外，根据对中点电位的不同影响，短矢量可进一步分为正短电压矢量和负短电压矢量。

开关状态(ONN, POO)对逆变器直流侧中点电位的影响如图 3 所示，图中，$U_{\mathrm{dc}}=V_{\mathrm{dc}}/2$。如图 3(a)所示，由负短电压矢量(ONN)对逆变器的影响可得中性点电流 $i_{np}=i_{\mathrm{a}}$。在短矢量 POO 作用时，三相连接状态如图 3(b)所示，此时流出中点的电流 $i_{np}=i_{\mathrm{b}}+i_{\mathrm{c}}=-i_{\mathrm{a}}$。

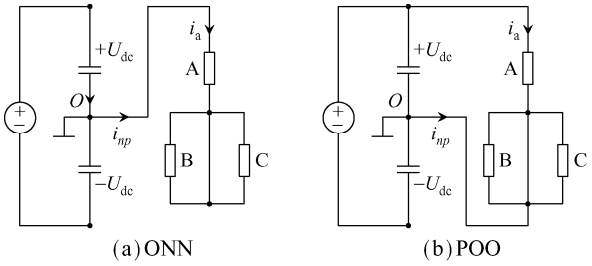


图 3 短矢量 ONN 与 POO 输出连接示意

Fig. 3 Schematic of connections with short vectors ONN and POO

根据开关序列对直流母线中点电位的影响，可以把小扇区中开关分为 P 型和 N 型 2 个开关序列，P 型开关序列和 N 型开关序列对中点电位具有相反的影响。为了降低开关损耗并提高系统的稳定性，在 1 个开关序列中，NPC 型三电平逆变器仅需改变开关矢量中 1 个开关管的开关状态即可完成开关矢量切换。通过合理选择开关矢量，可以消除评价函数中直流侧电容电压预测项权重因子。当三电平逆变器的电压预测值位于第 1 个大扇区时，满足开关切换要求的开关序列见表 1。

表 1 开关序列设计

Tab. 1 Design of switching sequence

小扇区	类型	开关序列
Ⅰ	P	OOO-POO-PPO
	N	OOO-OON-ONN
Ⅱ	P	PPO-POO-PON
	N	PON-OON-ONN
Ⅲ	P	POO-PON-PNN
	N	PON-PNN-ONN
Ⅳ	P	PPO-PPN-PON
	N	PPN-PON-OON

用于选择最优开关序列的评价函数为

$$J_{\mathrm{c}}=\left|\left(\frac{1}{C}\sum_{i=1}^{3}t_{i}\left|\boldsymbol{S}_{\mathrm{a,b,c}}\right|^{\mathrm{T}}\boldsymbol{i}_{\mathrm{a,b,c}}\right)+u_{C}(k)\right| \tag{10}$$

式中，t_i 为 3 个矢量的作用时间，i=1, 2, 3。

2.3 矢量作用时间求解

在图 4 的 α、β 坐标系中，电压矢量可以用二

维坐标集表示，在 g、h 坐标系下可以变换为(V_g, V_h)。图中：d_1、d_2、d_3 分别为电压矢量 $\boldsymbol{V}_{S1}$、$\boldsymbol{V}_{S2}$ 和 $\boldsymbol{V}_{M1}$ 的占空比；$\boldsymbol{V}_{S0}$ 为零矢量；$\boldsymbol{V}_{S1}$、$\boldsymbol{V}_{S2}$ 为小矢量；$\boldsymbol{V}_{L1}$、$\boldsymbol{V}_{L2}$ 为大矢量；$\boldsymbol{V}_{M1}$ 为中矢量。根据正六边形的旋转对称性，所有坐标投影到扇区 I 的方式[16]可表示为

$$\begin{bmatrix} V_g \\ V_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}^{(N-1)} \begin{bmatrix} 1 & -1/\sqrt{3} \\ 0 & 2/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \tag{11}$$

式中，N 为扇区号。

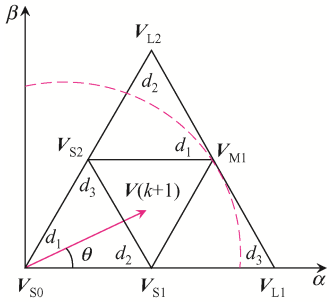


图 4　扇区 Ⅰ 的空间矢量

Fig. 4 Space vector in sector Ⅰ

V_g 和 V_h 可以由各轴上的伏秒平衡原理合成[17]，即

$$\begin{cases} V_g = X_g d_1 + Y_g d_2 + Z_g d_3 \\ V_h = X_h d_1 + Y_h d_2 + Z_h d_3 \end{cases} \tag{12}$$

式中，(X_g, X_h)、(Y_g, Y_h)、(Z_g, Z_h)分别为所设计序列的 3 个电压坐标。

求解式(11)和式(12)可以得到每个矢量的作用时间，小扇区开关序列占空比见表 2。

表 2　小扇区开关序列占空比

Tab. 2 Duty cycles of switching sequence in small sector

小扇区	d_1	d_2	d_3
Ⅰ	1−2(g+h)	2g	2h
Ⅱ	2(g+h)−1	1−2h	1−2g
Ⅲ	2h	2−2(g+h)	2g−1
Ⅳ	2g	2h−1	2−2(g+h)

2.4　算法实现

本文所提 MPC 算法框图如图 5 所示(图中 n++ 表示滚动优化)，主要包括以下步骤。

步骤 1　采集得到 k 时刻的三相电流与直流侧电容电压，并将采样电流转换至 α、β 轴坐标系下；

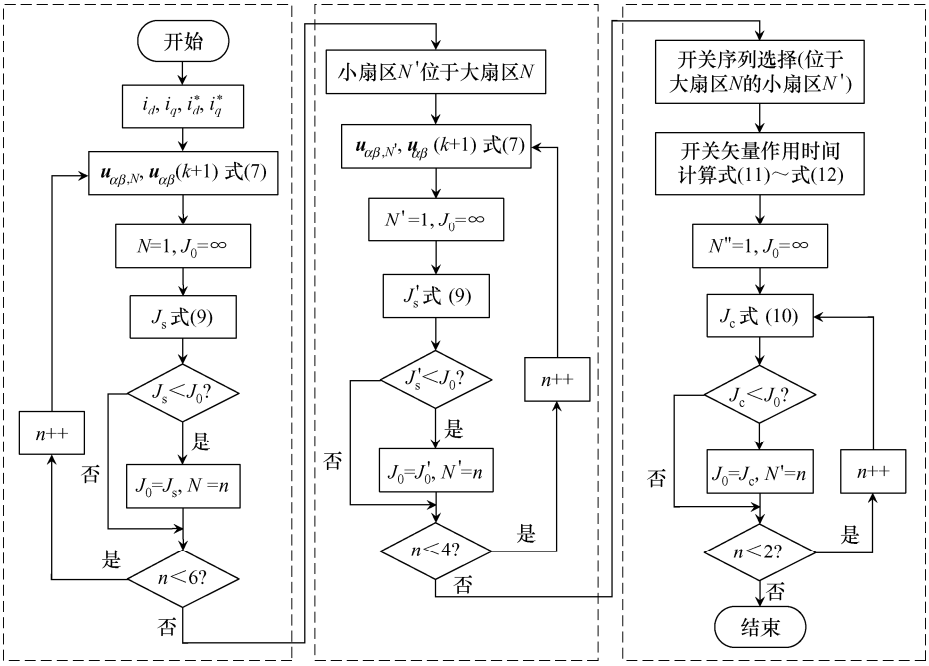


图 5　所提 MPC 算法示意

Fig. 5 Schematic of proposed MPC algorithm

步骤 2　将电流参考值 $i^*_{\alpha,\beta}$ 与电流采样值代入式(7)，计算得到 k+1 时刻的电压预测值；

步骤 3　将电压预测值代入式(9)，得到包含最优开关矢量的大扇区和小扇区；

步骤 4　根据直流侧电容电压差值和电压预测值的扇区位置确定最优开关序列；

步骤 5 根据式(11)~式(12)计算开关矢量作用时间；

步骤 6 结合对应开关序列及基本矢量作用时间，产生脉冲信号作用于逆变器。

3 实验结果及分析

本文搭建了基于 TI 数字处理器 TMS320F28377D 的三电平逆变器实验平台，如图 6 所示，实验系统参数见表 3。对传统 MPCC 算法及所提 MPC 算法进行了对比实验验证，2 种算法控制频率均为 10 kHz，通过上位机采集的传感器数据，将其导入仿真软件进行 FFT 分析并重新绘制波形。

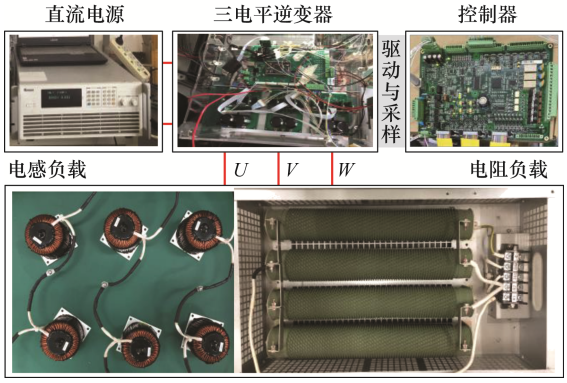


图 6 三电平三相逆变器实验平台

Fig. 6 Three-level three-phase inverter experimental platform

表 3 实验系统参数

Tab. 3 Parameters of experimental system

参数	数值
直流母线电容/μF	480
直流母线电压/V	170
采样频率/kHz	10
开关频率/kHz	10
死区时间/μs	3
电阻/Ω	11
电感/mH	4.3

3.1 稳态性能分析

为了对比传统 MPCC 算法(λ_c=0.3)和所提 MPC 算法的稳态性能，图 7 和图 8 分别给出了这 2 种算法的稳态实验波形。其中，α、β 轴电流参考值分别为 5sin(ωt)、−5sin(ωt) A，ω=100 rad/s，电流频率为 50 Hz。由图 7 和图 8 可见，采用本文所提 MPC 算法可以有效减少三相电流谐波。

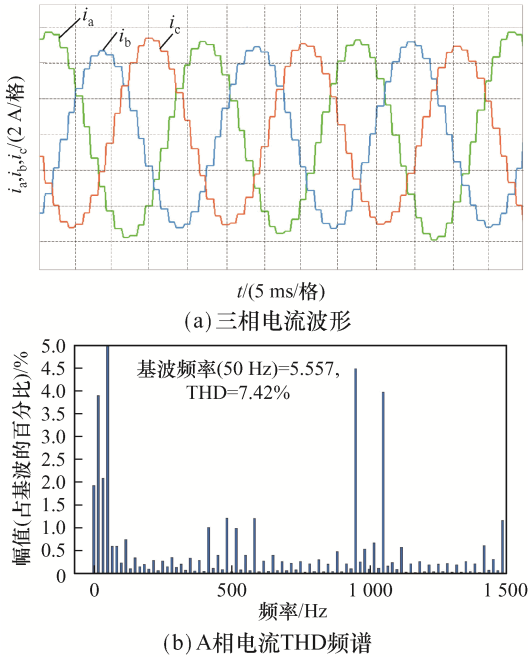


图 7 传统 MPCC 算法稳态实验波形

Fig. 7 Steady-state experimental waveforms obtained using traditional MPCC algorithm

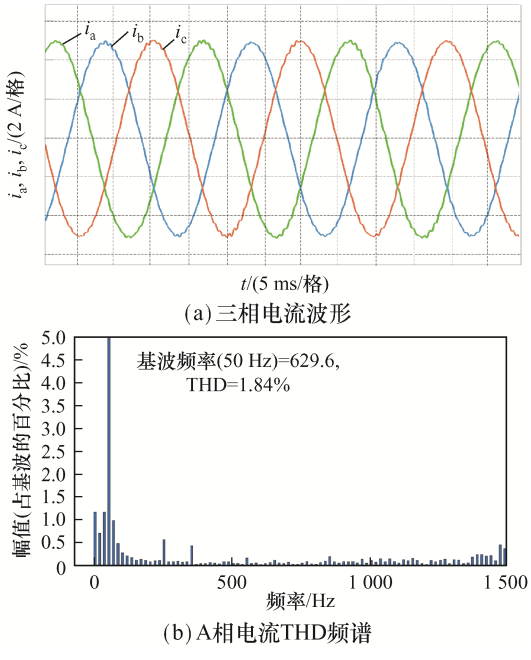


图 8 所提 MPC 算法稳态实验波形

Fig. 8 Steady-state experimental waveforms obtained using proposed MPC algorithm

3.2 动态性能分析

为了验证所提 MPC 算法的动态响应性能，本

文进行了电流参考值突变实验。α、β 轴电流发生突变时，所提 MPC 算法的实验波形如图 9 所示。此时参考电流幅值增大 20%，电流输出迅速响应，输出电流快速跟踪至指定值。由图 9 可见，转速突变时，所提算法可以实现电流快速跟踪且无超调，具有良好的动态响应性能。

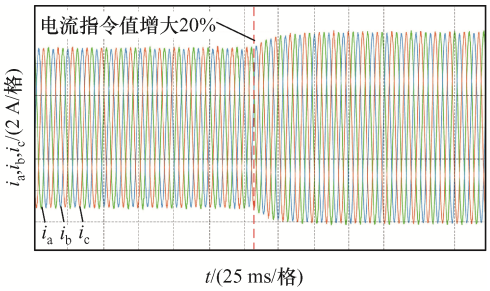


图 9　所提 MPC 算法动态实验波形

Fig. 9　Dynamic experimental waveforms obtained using proposed MPC algorithm

3.3　算法运行时间对比

为了对比 2 种控制算法的计算量，图 10 给出了传统 MPCC 算法及本文所提 MPC 算法程序运行时间的对比结果。其中，控制频率均为 10 kHz，采样周期和控制周期 T_s=100 μs。由图 10 可见，传统 MPCC 算法运行时间为 64 μs，本文所提 MPC 算法运行时间为 41 μs，证明了所提 MPC 算法可以有效减小计算量。

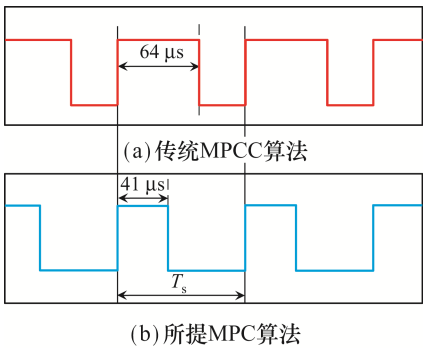


图 10　2 种算法程序运行时间对比结果

Fig. 10 Result of comparison of program running time between two algorithms

3.4　直流侧中点电压平衡效果

为了对比 2 种控制算法的电容电压平衡效果，图 11 给出了传统 MPCC 算法及本文所提 MPC 算法程序控制下 NPC 型三电平逆变器直流侧电容电压波形。由图 11 可见，在传统 MPCC 算法控制下，直流侧电容电压差值最大为 7 V；在所提 MPC 算法控制下，直流侧电容电压差值最大为 6 V。2 种控制算法均能使直流侧电容电压达到良好的平衡效果，但传统 MPCC 算法中权重因子平衡下的电流跟踪和中点电位平衡性能对于特定的系统参数和操作点依赖性较高，整定困难且耗时。

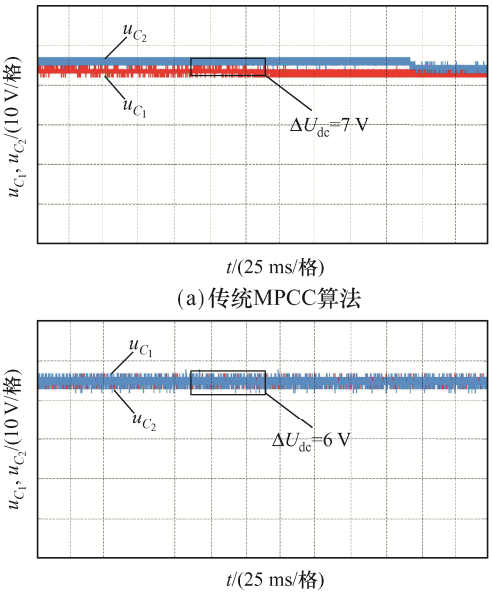


图 11　2 种算法运行时直流侧电容电压波形

Fig. 11　Waveforms of DC-side capacitive voltage during operation of two algorithms

4　结论

本文提出了 1 种基于矢量集选择的三矢量固定频率模型预测电流控制算法，实验表明，相较于传统 MPCC 控制算法，本文所提算法具有如下优势。

(1)通过分析电流与电压之间的关系，将传统 MPCC 中对电流的控制转化为对电压的控制，减少了滚动优化过程中的计算量。

(2)根据三电平逆变器开关特性及扇区划分，确定对应的开关序列，实现了固定开关频率。

(3)根据伏秒平衡原理计算候选开关序列中基本矢量的作用时间，有效抑制了电流谐波，提高了系统稳态控制性能。

(4)设计并简化了评价函数，消除了评价函数中的权重因子，同时保证了系统良好的动态与稳态性能。

参考文献：

[1] Vazquez S, Rodriguez J, Rivera M, et al. Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 64(2): 935-947.

[2] 汪逸哲, 黄晟, 廖武, 等. 基于新型虚拟矢量调制方法的IPMSM模型预测电流控制方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(8): 2422-2433.
Wang Yizhe, Huang Sheng, Liao Wu, et al. IPMSM model predictive current control method based on a novel virtual vector modulation method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(8): 2422-2433. (in Chinese)

[3] 金楠, 肖晗, 谢欢, 等. NPC 三电平虚拟同步机桥臂故障容错模型预测控制[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 147-157.
Jin Nan, Xiao Han, Xie Huan, et al. Fault-tolerant model predictive control for bridge arm of NPC three-level virtual synchronous generator [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 147-157. (in Chinese)

[4] 樊小利. 永磁同步电机模型预测控制的研究与实现[D]. 成都: 西南交通大学, 2015.
Fan Xiaoli. Research and experiment based on model predictive control of the permanent magnet synchronous motor [D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2015. (in Chinese)

[5] Kulikowski K, Sikorski A. New DPC look-up table methods for three-level AC/DC converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12): 7930-7938.

[6] Vargas R, Cortes P, Ammann U, et al. Predictive control of a three-phase neutral-point-clamped inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(5): 2697-2705.

[7] Yaramasu V. Predictive control of multilevel converters for megawatt wind energy conversion systems [D]. Toronto, Canada: Ryerson University, 2014.

[8] 王治国, 郑泽东, 李永东, 等. 三相异步电机电流多步预测控制方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(9): 1975-1984.
Wang Zhiguo, Zheng Zedong, Li Yongdong, et al. Predictive current control for three phase induction machine using multi-steps prediction horizon [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(9): 1975-1984. (in Chinese)

[9] Habibullah M, Lu D D, Xiao Dan, et al. A simplified finite-state predictive direct torque control for induction motor drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3964-3975.

[10] Song Wensheng, Saeed M S R, Yu Bin, et al. Model predictive current control with reduced complexity for five-phase three-level NPC voltage-source inverters [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(2): 1906-1917.

[11] 齐昕, 苏涛, 周珂, 等. 交流电机模型预测控制策略发展概述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(18): 6408-6419.
Qi Xin, Su Tao, Zhou Ke, et al. Development of AC motor model predictive control strategy: An overview [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(18): 6408-6419. (in Chinese)

[12] 颜黎明, 郭鑫, 徐玺声, 等. 基于新型解析权重因子配置的感应电机模型预测转矩控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(20): 5421-5433.
Yan Liming, Guo Xin, Xu Xisheng, et al. Model predictive torque control of induction machine drives using novel analytic weighting factor assignment [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(20): 5421-5433. (in Chinese)

[13] Davari S A, Khaburi D A, Kennel R. An improved FCS-MPC algorithm for an induction motor with an imposed optimized weighting factor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(3): 1540-1551.

[14] 冯凌, 付建国, 廖丽诚, 等. 一种改进的永磁同步牵引电机低开关频率模型预测直接转矩控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(21): 7507-7517.
Feng Ling, Fu Jianguo, Liao Licheng, et al. An improved low switching frequency model predictive direct torque

control strategy for traction permanent magnet synchronous motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(21): 7507-7517. (in Chinese)

[15] Wang Jun, Yuan Xibo, Dagan K J, et al. Optimal neutral-point voltage balancing algorithm for three-phase three-level converters with hybrid zero-sequence signal injection and virtual zero-level modulation [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(4): 3865-3878.

[16] Xia Changliang, Shao Hongjun, Zhang Yun, et al. Adjustable proportional hybrid SVPWM strategy for neutral-point-clamped three-level inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(10): 4234-4242.

[17] 赵裕昊，吕征宇，姚文熙. 维也纳拓扑在断续空间矢量调制下开关序列切换优化[J]. 电源学报, 2023, 21(5): 16-25.
Zhao Yuhao, Lü Zhengyu, Yao Wenxi. Optimization of switching between switching sequences in vienna topology under discontinuous space-vector modulation [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(5): 16-25. (in Chinese)



王朝晖

作者简介：

王朝晖(1998—　)，男，硕士研究生。研究方向：电力牵引交流传动及其控制。E-mail：Wang_zhh@foxmail.com。

冯凌(1991—　)，男，博士。研究方向：电力牵引交流传动及其控制。E-mail：feng_ling@foxmail.com。

杨顺风(1984—　)，男，通信作者，博士，副教授。研究方向：模块化多电平变流器运行与控制。E-mail：syang@swjtu.edu.cn。

李哲(1997—　)，男，硕士研究生。研究方向：电力牵引交流传动及其控制。E-mail：li_zhe_li@163.com。

胡亮(1989—　)，男，硕士。研究方向：电力牵引交流传动及其控制。E-mail：huliang2@csrzic.com。

(责任编辑：耿越)