DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.5.39 **中图分类号**：TM464 **文献标志码**：A

虑及降低开关损耗的 M3C 输出电流谐波抑制策略

罗 辉，马毓琛，杨子寅，王 瑞
(上海理工大学机械工程学院，上海 200093)

摘要：针对传统最近电平逼近调制在中型模块化多电平矩阵变换器 M3C(modular multilevel matrix converter)系统应用时输出电流谐波含量过高的问题，将脉宽调制模式引入传统最近电平逼近调制策略，同时虑及降低开关损耗，利用电压阈值比较实现子模块状态的精确转换，提出了一种 M3C 改进最近电平脉宽调制策略，以改善 M3C 系统输出侧的谐波特性。相比传统最近电平逼近调制策略，可以在降低开关损耗的前提下有效抑制 M3C 输出电流的谐波成分，并通过在 M3C 仿真模型和实验平台上开展测试，验证了所提出策略的可行性和有效性。

关键词：模块化多电平矩阵变换器；最近电平脉宽调制；电压阈值；开关损耗；谐波抑制

Harmonic Suppression Strategy for M3C Output Current Considering Reduced Switching Losses

Luo Wei, Ma Yuchen, Yang Ziyin, Wang Rui
(School of Mechanical Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China)

Abstract: Aiming at the problem of high harmonic content in the output current of traditional nearest level modulation in medium-sized modular multilevel matrix converter (M3C), the pulse width modulation (PWM) mode is introduced into the traditional nearest level modulation (NLM) strategy. And considering the reduction of switching losses and achieve the accurate conversion of submodule states, an improved nearest level pulse width modulation strategy for M3C is proposed to improve the harmonic characteristics of its output current. Compared with the traditional nearest level modulation strategy, the proposed strategy can effectively suppress harmonic components on the M3C output current under the premise of reducing the switching losses. The feasibility and effectiveness of the proposed strategy are verified by M3C simulation model and experimental platform.

Keywords: Modular multilevel matrix converter; nearest level pulse width modulation; voltage threshold; switching losses; harmonic suppression

随着新能源战略的深入推进，风力发电发展迅速，并展现出广阔的发展前景。其中，作为一种不占用陆地资源且具有较高设备利用率的发电形式，海上风电正在被许多电力行业积极探索和开发[1-2]。目前，高压交流输电技术由于电缆充电距离的限制，仅适用于小型电厂。高压直流输电技术由于需要交直流转换站，在应用场景上也存在较大限制[3-4]。与之相比，分频输电系统利用常规交流断路器，能够以较低频率提供高输电容量，目前已成为大规模、长距离海上风电场输电系统的首选解决方案。传统的交流-交流变频器通常采用模块化多电平变换器 MMC(modular multilevel converter)拓扑结构[5]，然而，为了实现交流-交流频率转换，换流站需要 2 个背靠背的模块化多电平变换器，因此增加了设备的体积和成本[6]。近年来模块化多电平矩阵变换器 M3C(modular multilevel matrix converter)已成为高压输电领域的研究热点，与 MMC 拓扑结构相比，M3C 不需要直流侧电容，并且具有直接实现交流-

收稿日期：2024-04-22；**修回日期**：2024-06-10；**录用日期**：2024-06-24；**网络首发日期**：2024-06-27

交流转换的能力。同时，M3C 具有高耐压、模块化、易于扩展等优异性能，在分频输电系统、风力发电变流系统、大容量电力传输、分布式微电网等领域具有广泛的应用前景[7]。

目前，对于抑制 M3C 输出侧电流谐波的研究，主要集中在环流谐波抑制方面。文献[8]通过平坦控制策略对 M3C 环流谐波进行抑制，文献[9]基于准比例谐振控制对 M3C 环流谐波进行抑制，从而优化了 M3C 输出侧电流谐波特性。然而，目前针对调制策略的研究较少。M3C 的调制策略主要分为空间矢量脉宽调制 SVPWM(space vector pulse width modulation)、多载波调制和最近电平调制等。文献[10-11]使用 SVPWM 策略进行调制，文献[12-13]使用载波相移脉宽调制 CPS-PWM(carrier phase-shifted pulse width modulation)策略进行调制，然而这些调制策略仅适用于子模块 SM (submodule)数较少的情况，当 SM 增加时，调制难度将会大大增加，且难以维持良好的输出侧电流谐波特性。对于 M3C 最近电平逼近调制 NLM(nearest level modulation)策略的研究，文献[14]分析了 NLM 策略产生谐波与开关频率之间的关系；文献[15]分析了桥臂电流的谐波特性；文献[16]分析了电容电压纹波与谐波之间的关系；文献[17-18]采用了 NLM 进行调制，但是其只有在 SM 数量上百的大型高压的 M3C 系统中才具有良好的输出侧电流谐波特性，对于中型 M3C 系统难以保证调制效果。综上所述，在现有的 M3C 系统调制策略研究中，很少有能够有效抑制中型 M3C 输出侧电流谐波的调制策略。

本文提出了一种基于电压阈值比较的改进最近电平脉宽调制 NL-PWM(nearest level pulse width modulation)策略，可以在保持 SM 电容电压平衡的前提下，显著降低 M3C 系统的输出侧电流谐波成分，同时通过电压阈值比较降低系统开关损耗，解决了传统 NLM 策略在中型 M3C 调制过程中存在的输出侧电流谐波含量过大的问题。本文首先建立了 M3C 的数学模型，并基于该数学模型分析了其控制策略；然后分析了 SM 的充放电规律，提出了改进的 M3C NL-PWM 策略。最后通过 MATLAB/Simulink 仿真分析，并搭建实验样机，验证了该策略的可行性和有效性。

1 M3C 数学模型

M3C 的拓扑包含 9 个桥臂，其输入侧和输出侧分别与 2 个不同频率的电网相连接。M3C 的每个桥臂由 k 个全桥 SM 和 1 个电感组成。每个全桥单元由 4 个 IGBT 和 1 个电容组成，其拓扑如图 1 所示。

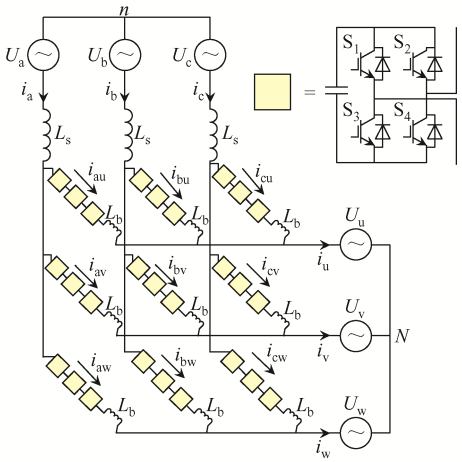


图 1 M3C 拓扑

Fig. 1 M3C topology

通过基尔霍夫电压定律 KVL(Kirchhoff's voltage law)方程，得到 M3C 矩阵方程为

$$\begin{bmatrix} u_{su} & u_{sv} & u_{sw} \\ u_{su} & u_{sv} & u_{sw} \\ u_{su} & u_{sv} & u_{sw} \end{bmatrix} = L\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} i_{au} & i_{av} & i_{aw} \\ i_{bu} & i_{bv} & i_{bw} \\ i_{cu} & i_{cv} & i_{cw} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{au} & u_{av} & u_{aw} \\ u_{bu} & u_{bv} & u_{bw} \\ u_{cu} & u_{cv} & u_{cw} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{ma} & u_{ma} & u_{ma} \\ u_{mb} & u_{mb} & u_{mb} \\ u_{mc} & u_{mc} & u_{mc} \end{bmatrix} + u_N \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \tag{1}$$

式中：u_{xy} 为桥臂电压，x=a,b,c，y=u,v,w；i_{xy} 为桥臂电流；u_N 为共模电压；u_{sy} 为输入侧电压；u_{mx} 为输出侧电压。

2 M3C 改进调制策略

2.1 M3C 传统 NLM 策略

目前，M3C 系统中常用的调制策略是

CPS-PWM 策略。然而，在 SM 电压平衡控制过程中，CPS-PWM 需要为每个 SM 提供独立的电压平衡控制模块。每个 SM 的电容电压由独立的比例积分 PI(proportional integral)控制器控制。随着 SM 数量的增加，整体控制复杂度将大大增加。因此，在具有中等数量的 SM 的 M3C 系统中，CPS-PWM 的控制复杂，调制效果欠佳，故常采用 NLM 策略。NLM 是一种阶梯波调制方法，通过对 SM 的电压值进行排序来控制投入和切除 SM 的工作状态，从而产生接近调制波的波形。与 CPS-PWM 策略相比，NLM 无需对每个 SM 电压进行独立控制，可以有效降低 M3C 系统在电容电压平衡控制的复杂度。然而，在中型 M3C 中，由于 SM 数量有限，NLM 难以满足良好的输出侧电流谐波特性要求。

2.2　M3C 基于电压阈值比较的改进 NL-PWM 策略

为了改善中型 M3C 在传统 NLM 策略中输出侧电流低次谐波含量高的问题，引入 PWM 模式到 NLM 策略中。NL-PWM 方法具有 NLM 的优点，并通过引入 PWM 模块来补偿 NLM 中谐波的缺陷。NL-PWM 策略生成的波形是由阶梯波和 PWM 波叠加组成的波形。以输出正弦波为例，NL-PWM 叠加波形如图 2 所示。

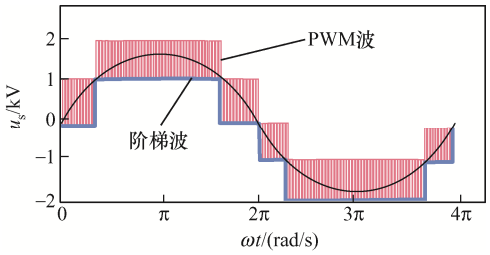


图 2　NL-PWM 叠加波形

Fig. 2 NL-PWM superimposed waveform

在改进 NL-PWM 策略下，SM 具有 3 种工作状态：投入状态、切除状态和 PWM 模式。在控制周期中，根据 SM 上一时刻的状态，分别对上一时刻处于投入和切除状态的 SM 电容电压进行升序排列，下一时刻投入状态的 SM 个数 n_{xy} 的计算公式为

$$n_{xy}=\left|\mathrm{floor}\left(\frac{u_{xy}^{*}}{u_{\mathrm{c}}}\right)\right| \tag{2}$$

式中：floor(·)为向下取整的函数；u_{c} 为 SM 电容电压的额定值；u_{xy}^{*} 为桥臂电压的参考值。

根据参考桥臂电压 u_{xy}^{*} 和桥臂电流 i_{xy} 的方向确定 SM 的充放电状态，如图 3 所示。当 u_{xy}^{*} 和 i_{xy} 方向相同时，SM 处于充电状态；当 u_{xy}^{*} 和 i_{xy} 方向相反时，SM 处于放电状态。

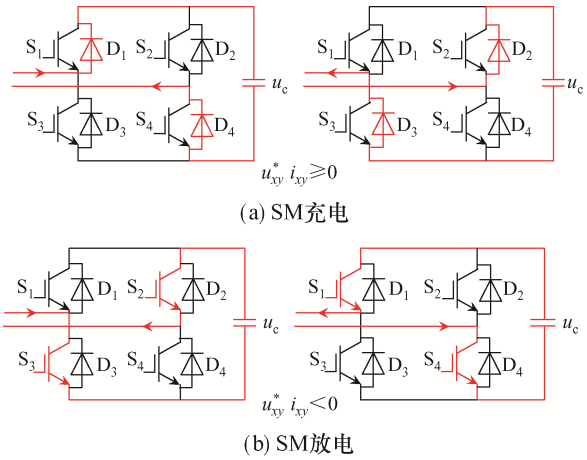


图 3　子模块充放电状态示意图

Fig. 3 SM charge and discharge states diagram

对于 M3C 中的每 1 个 SM，如果开关状态在 1 个控制周期内保持不变，则电压变化可以表示为 $\Delta u=\dfrac{i_{xy}t_k}{C}$，其中 t_k 为控制周期。在此基础上，根据电流和电压方向可分为 4 种情况，如图 4 所示。

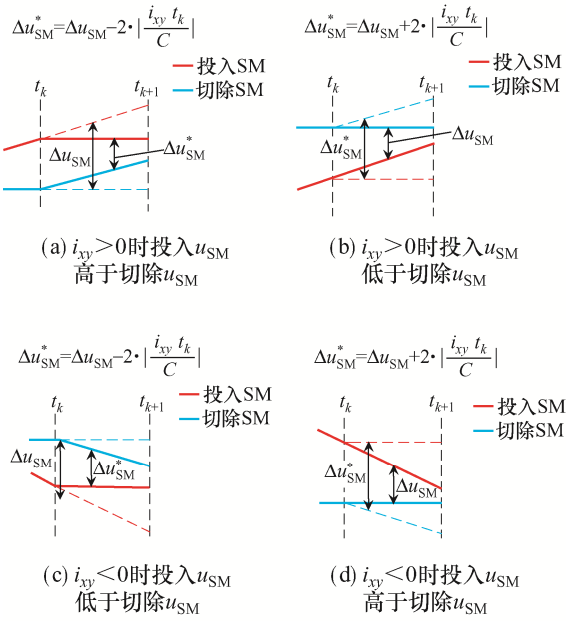


图 4　SM 电压变化示意图

Fig. 4 SM voltage variation diagram

图 4(a)、(b)为 $i_{xy}>0$ 时的情况。当 $u_{xy}^{*}>0$ 时，SM 处于充电状态；反之，SM 处于放电状态。此时，假设 2 个 SM 的工作状态保持不变，t_{k+1} 时 2 个 SM 之间的电压偏差为 Δu_{SM}。当先前投入的 u_{SM} 高于切除的 u_{SM} 时，开关状态交换后的电压偏差可以表示为 $\Delta u_{\mathrm{SM}}^{*}=\Delta u_{\mathrm{SM}}-2\cdot\left|\dfrac{i_{xy}t_k}{C}\right|$。在该时刻，SM 的工作状态切换减小了两者的电压偏差，如图 4(a)所示；反之，两者的电压偏差将增大，如图 4(b)所示。当 $i_{xy}<0$ 时原理类似，如图 4(c)、(d)所示。

结合 M3C SM 在调制过程中的充放电规律，改进的 NL-PWM 策略可分为 3 个部分：SM 排序、开关转换参数计算和 SM 工作模式分配。

(1)SM 排序：为了检索控制期内需要转换状态的 SM，本节提出了一种基于上一时刻 SM 状态的改进排序方法，根据 M3C 桥臂电流的方向及 SM 上一时刻的状态，分别对上一时刻处于投入状态和切除状态的 SMs 的电压进行升序排序，排序过程如图 5 所示。

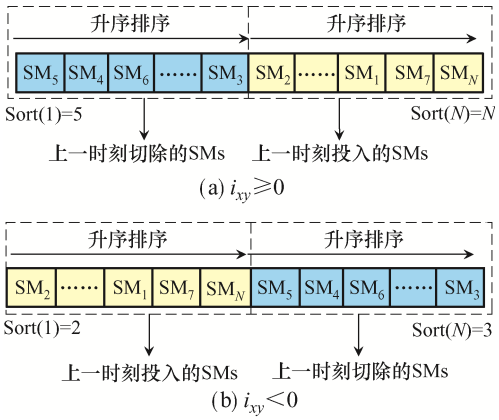


图 5 SM 排序策略示意图

Fig. 5 SM sorting strategy diagram

(2)开关转换参数计算：根据图 5 的排序策略，所有 SM 间的最大电压偏差可以表示为 $u_{\mathrm{sort}(N)}-u_{\mathrm{sort}(1)}$，其余投入和切除状态 SM 之间的电压偏差依次递减。检索电压偏差超过阈值 u_{th} 的对应 SM，通过计算可以得到 m 的最大值，计算公式为

$$u_{\mathrm{sort}[N-\min\{n_{\mathrm{i}},n_{\mathrm{b}}\}+m+1]}-u_{\mathrm{sort}[\min\{n_{\mathrm{i}},n_{\mathrm{b}}\}-m]}>u_{\mathrm{th}}-2\left|\frac{i_{xy}t_{\mathrm{k}}}{C}\right|\qquad m\geqslant 0 \tag{3}$$

式中：n_{i} 为投入 SM 数；n_{b} 为切除 SM 数。若所有 SM 的电压偏差均在 u_{th} 范围内，则 m 无解。

通过式(4)计算出交换工作状态的 SM 个数 j 为

$$j=\begin{cases}0 & m\text{无解}\\ \max\{\min\{n_{\mathrm{i}},n_{\mathrm{b}}\}-m-\Delta n_{xy},1\} & m\geqslant 0\end{cases} \tag{4}$$

式中，Δn_{xy} 为上一周期与当前周期投入数差值。

设置电压阈值 u_{th}，当排序结果中上一时刻投入 SM 电压与切除 SM 电压之间的电压差超过 u_{th} 时，对上一时刻投入 SM 与上一时刻切除 SM 之间进行工作状态切换，使得超过电压阈值的 SM 之间可以进行工作状态切换，维持电压平衡，而未超过电压阈值的其余 SM 的工作状态保持不变，减少不必要的开关通断，从而减少了系统开关损耗。

(3)SM 工作模式分配：通过投入和切除状态的 SM 等效 PWM 模式，假设叠加的 PWM 信号占空比为 d_{c}，投入状态和切除的 SM 占空比分别为 d_{o1} 和 d_{o2}，分别在 PWM 信号的上升沿和下降沿切换 2 个 SM 的开关状态，设切换后占空比分别为 d_1 与 d_2，可得

$$d_{\mathrm{o1}}+d_{\mathrm{o2}}+d_{\mathrm{c}}=d_1+d_2 \tag{5}$$

由式(5)可知，调制过程中通过 1 个投入 SM 和 1 个切除 SM 分别工作在 PWM 模式 1 和 PWM 模式 2 来等效所需叠加的 PWM 波，并以电容电压的形式叠加在 M3C 的桥臂电压上。等效 PWM 模式示意图如图 6 所示。

综上，改进 NL-PWM 策略包含 SM 排序单元、开关转换参数计算单元和 SM 工作模式分配单元，

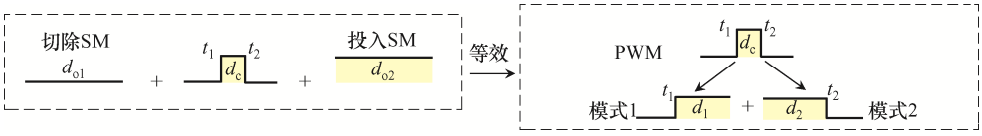


图 6 等效 PWM 运行模式示意图

Fig. 6 Equivalent PWM operation mode diagram

流程如图 7 所示。首先根据 M3C 桥臂电流的方向和上一时刻 SM 的状态对各 SM 进行排序，结合排序结果与式(3)和式(4)计算出开关转换参数，交换 $SM_{sort(1)}-SM_{sort(j)}$ 与 $SM_{sort(N)}-SM_{sort(N-j+1)}$ 的工作状态，并将 $SM_{sort(1)}$ 和 $SM_{sort(N)}$ 分配在 PWM 模式 1 和 PWM 模式 2，最后额外投入 $SM_{sort(j+1)}-SM_{sort(j+\Delta n_{xy})}$ 或切除 $SM_{sort(N-j)}-SM_{sort(N-j-\Delta n_{xy}+1)}$。

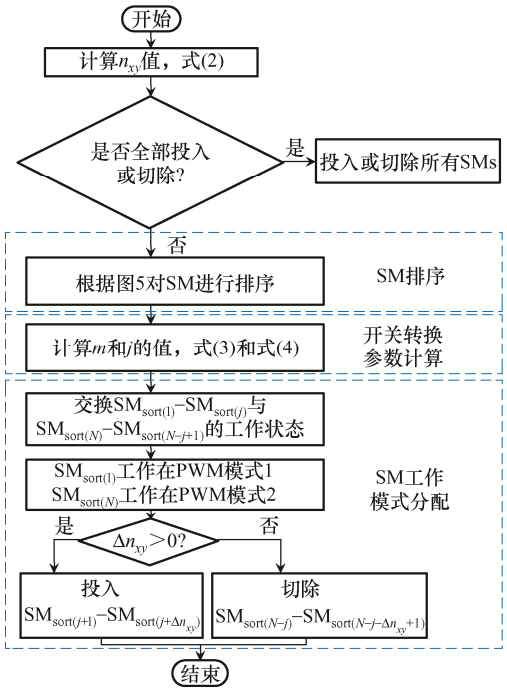


图 7　改进 NL-PWM 策略流程

Fig. 7 Flowchart of the improved NL-PWM strategy

基于改进 NL-PWM 策略的 M3C 系统控制框图如图 8 所示，其主要包括总电容电压控制、桥臂间电容电压平衡控制、相间电容电压平衡控制、总电容电压控制、输入输出侧控制和改进 NL-PWM 策略。

3　仿真和实验结果

3.1　仿真分析

为验证本文所提改进 NL-PWM 策略的可行性和有效性，基于 MATLAB/Simulink 构建了每个桥臂由 10 个 SM 组成的 M3C 仿真模型。电压阈值设定与 SM 电容的容值有关，本文选取 u_{th} 为 20 V，仿真参数见表 1。

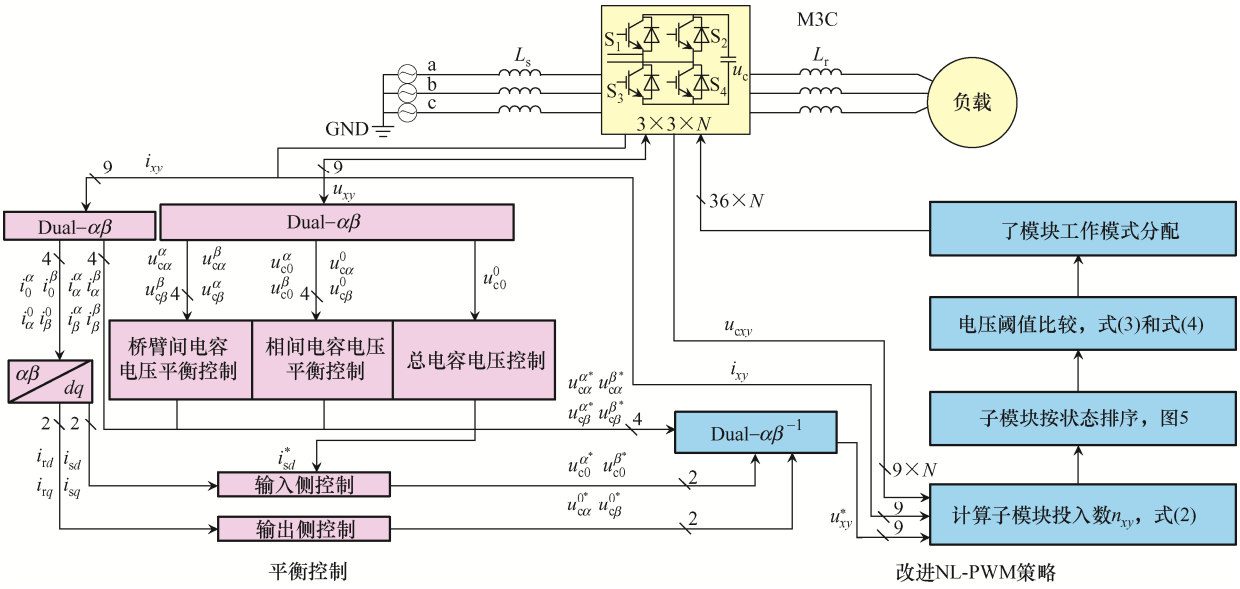


图 8　基于改进 NL-PWM 策略的 M3C 系统控制框图

Fig. 8 The M3C control diagram based on improved NL-PWM strategy

图 9 和图 10 分别为传统 NLM 策略和改进 NL-PWM 策略下的 M3C 的仿真结果。图 9(a)、(b)、(c)、(d)和图 10(a)、(b)、(c)、(d)分别为 2 种调制策略下 M3C 桥臂电压、桥臂电流、输出侧电流和 SM 电容电压的波形。

计算桥臂中各 SM 开关器件的平均通断次数，得到 2 种调制策略的平均开关频率，具体见表 2。

表 1 M3C 仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters of M3C

参数	数值
额定功率 P_{ref}/MW	20
SM 数量	10
输入侧电压 u_s/kV	10
输出侧电压 u_r/kV	10
电压阈值 u_{th}/V	20
输入频率 f_s/Hz	50
输出频率 f_r/Hz	50/3
桥臂电感 L_b/mH	10
电容电压 u_c/ kV	1.25
电容 C/ mF	5
负载 R/Ω	20

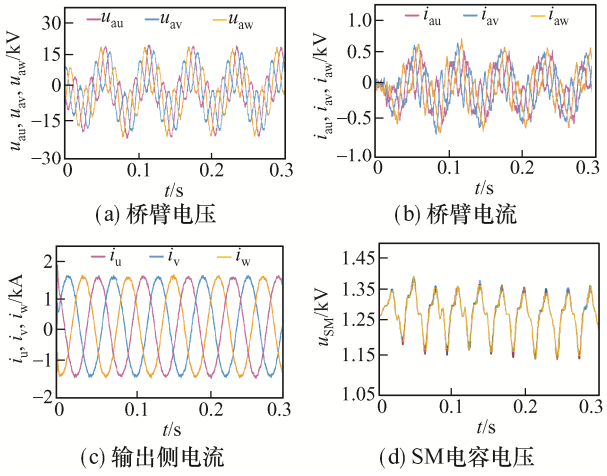


图 9 传统 NLM 策略仿真结果

Fig. 9 The simulation results of the traditional NLM strategy

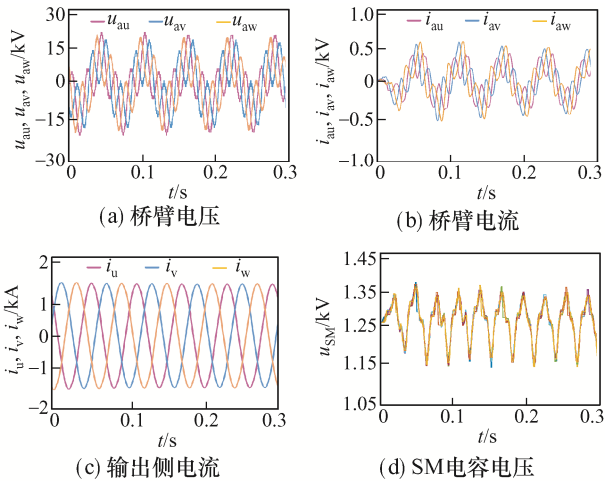


图 10 改进 NL-PWM 策略仿真结果

Fig. 10 The simulation results of improved NL-PWM strategy

表 2 平均开关频率

Tab. 2 Average switching frequency

调制策略	平均开关频率/Hz
传统 NLM 策略	548
改进 NL-PWM 策略	455

对 M3C 的输出侧电流进行快速傅里叶变换 FFT(fast Fourier transform)分析，结果如图 11 所示。

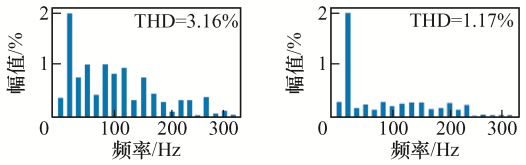
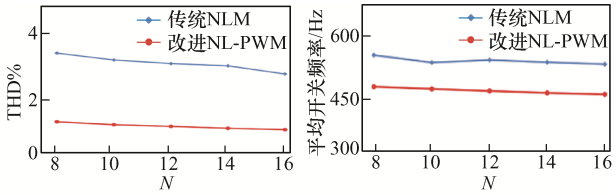


图 11 输出侧电流 FFT 仿真结果

Fig. 11 Output current FFT simulation results

仿真结果表明，在传统 NLM 策略中，由于在每个控制周期内，SM 的工作状态根据其电压分选结果进行重新分配，其平均开关频率为 548 Hz。传统 NLM 策略在中型 M3C 系统存在一定的低次谐波，其谐波含量为 3.16%，这限制了其在并网中的应用。相比之下，本文提出的调制策略可以准确地选择相应的 SM 进行必要的状态切换，在改进的调制策略下，SM 的最大电容电压差值约为 1.6%v_c，相比于传统 NLM 策略，可以将开关频率降至 455 Hz，优化了 M3C 系统的开关损耗。改进 NL-PWM 策略在传统调制的阶梯波上叠加了 PWM 波，大大降低了输出端电流的低次谐波含量，其谐波含量为 1.17%。对比传统 NLM 策略，本文提出的改进 NL-PWM 策略能够在降低开关损耗的前提下，显著降低 M3C 输出侧的电流谐波，优化了系统并网特性。

图 12 为不同 SM 数量情况下 2 种调制策略在 M3C 输出侧电流的总谐波畸变率 THD(total harmonic distortion)和平均开关频率的变化趋势。可以看出，随着 SM 数量的增加，对比传统 NLM 策略，在改进 NL-PWM 策略下 M3C 输出侧电流具有更好的谐波特性，同时系统具有更低的开关损耗。仿真结果验证了本文提出的改进调制策略对 M3C 系统输出侧电流谐波特性优化效果显著。



(a) THD　　(b) 平均开关频率

图 12　不同数量 SM 下 THD 与平均开关频率变化趋势

Fig. 12 Variation trend of THD and average switching frequency under different number of SMs

选取 CPS-PWM 策略和传统 NLM 策略作为对照，3 种 M3C 调制策略的特性对比见表 3。从表中可以看出，CPS-PWM 策略中需要对各子模块电容电压平衡进行独立控制，控制过程复杂。在传统 NLM 策略中，M3C 输出侧电流存在大量谐波，谐波特性不佳。而在改进 NL-PWM 策略中，对各子模块电容电压平衡的控制过程简单，能够在保证良好的谐波特性的同时，具有更低的开关损耗。

表 3　3 种 M3C 调制策略特性对比

Tab. 3 Comparison of the characteristics of three M3C modulation strategies

调制策略	谐波特性	电压平衡控制复杂度	电压平衡效果	开关损耗
CPS-PWM 策略	良好	复杂	良好	高
传统 NLM 策略	不佳	简单	良好	中
改进 NL-PWM 策略	很好	简单	良好	低

3.2　实验验证

为了验证本文提出的改进 NL-PWM 策略的可行性和有效性，本文搭建了基于 dSPACE 平台的 M3C 实验样机，如图 13 所示，实验样机主要包括隔离变压器、主电源、M3C 主功率回路、电压电流采样及信号调理电路、平台控制器、CAN 通信模块、dSPACE 系统和电阻负载，其中平台控制器由 DSP(TMS320F28335)和 AlteraFPGA(EP4CE10F-17C8N)构成。实验参数见表 4。

实验中通过霍尔传感器对电容电压、输入侧与输出侧相电压、桥臂电流信号进行采样，信号经调理电路送到 ADC 模块完成模拟量信号采样。ADC 模块通过 SPI 通信将数据送入 FPGA，在 FPGA 中对 ADC 采样数据进行处理后通过外部通信接口模块送入 DSP，在 DSP 中对数据封装后通过 CAN 通信将其送入 dSPACE 半实物仿真平台。dSPACE 半实物仿真平台配合 FPGA 与 DSP 芯片实现对 M3C 样机中的各个 SM 的实时控制。



图 13　M3C 实验样机

Fig. 13 M3C experimental prototype

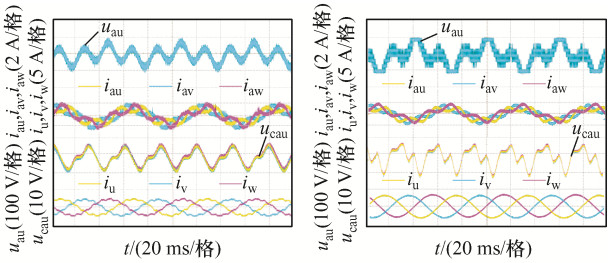
表 4　M3C 实验参数

Tab. 4 M3C experimental parameters

参数	数值
SM 数量	3
输入侧电压 u_s/V	50
输出侧电压 u_r/V	50
电压阈值 u_{th}/V	0.6
输入频率 f_s/Hz	50
输出频率 f_r/Hz	50/3
桥臂电感 L_b/mH	5
电容电压 u_c/V	30
电容 C/mF	22
负载 R/Ω	15

图 14(a)、(b)分别为传统 NLM 策略和改进 NL-PWM 策略的桥臂电压、桥臂电流、电容电压、输出侧电流的实验结果。从图中可以看出，在传统 NLM 策略下，M3C 桥臂电流存在明显畸变，M3C 系统的输出侧电流存在大量谐波。而在改进 NL-PWM 策略下，调制过程中在 M3C 桥臂电压中

叠加了 PWM 波，对比传统 NLM 策略，其桥臂电流更加平滑，M3C 输出侧电流中的谐波成分明显减少。

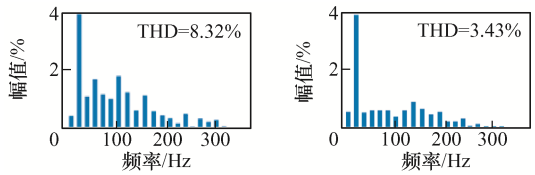


(a) 传统NLM策略 (b) 改进NL-PWM策略

图 14 传统 NLM 策略和改进 NL-PWM 策略下实验结果

Fig. 14 Experimental results under traditional NLM strategy and improved NL-PWM strategy

通过 dSPACE 平台对 2 种调制策略下 M3C 输出侧电流进行 FFT 分析，如图 15 所示。



(a) 传统NLM策略 (b) 改进NL-PWM策略

图 15 输出侧电流 FFT 实验结果

Fig. 15 Output current FFT experimental results

实验结果表明，相比于传统 NLM 策略，改进 NL-PWM 策略下在桥臂电压中叠加了 PWM 波，其输出侧电流的 THD 从 8.32%降低到 3.43%。同时，通过 dSPACE 平台计算得出，改进调制策略的开关频率由 630 Hz 降低为 580 Hz，在减小系统开关损耗的情况下，显著优化了 M3C 输出侧的谐波特性，具有更好的调制效果，提高了 M3C 系统的并网特性。实验结果验证了本文所提改进调制策略在M3C系统中对于输出侧电流谐波抑制的可行性和有效性。

4 结语

为解决中型 M3C 系统在 NLM 过程中的输出侧电流谐波过高的问题，分析 M3C SM 在调制过程中的充放电规律，虑及降低系统开关损耗，提出了一种基于电压阈值比较的改进 NL-PWM 策略，通过电压阈值比较减少了不必要的开关状态切换，对比传统 NLM 策略，可以在保持电容电压平衡的同时降低系统开关损耗，显著减少 M3C 系统输出侧电流的谐波含量。

参考文献：

[1] 潘俊良，王明渝. 适用于大型海上风电的谐振型飞跨电容式模块化升压变换器[J]. 电工技术学报，2024，39(12): 3746-3760.
Pan Junliang, Wang Mingyu. Resonant flying capacitor modular Boost converter for large scale offshore wind power [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(12): 3746-3760. (in Chinese)

[2] 崔鹤松，李雪萍，黄晟，等. 模块化多相永磁风力发电机串并联直流海上风电场电压协调控制[J]. 电工技术学报，2023，38(4): 925-935.
Cui Hesong, Li Xueping, Huang Sheng, et al. Voltage coordinated control strategy for modular multi-phase PMSG-based series-parallel DC connected offshore wind farm [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(4): 925-935. (in Chinese)

[3] 薛云涛，任百群，谢剑翔，等. 柔性直流输电系统接入非理想电网的改进 DSOGI 同步方案[J]. 电源学报，2024，22(4): 200-208.
Xue Yuntao, Ren Baiqun, Xie Jianxiang, et al. Improved DSOGI synchronization scheme for flexible DC transmission system connected to non-ideal power grid [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 200-208. (in Chinese)

[4] Wang Guanzhong, Xin Huanhai, Wu Di, et al. Grid strength assessment for inhomogeneous multi-infeed HVDC systems via generalized short circuit ratio [J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2023, 11(4): 1370-1374.

[5] 薛国清，贵献国，李雄. 适用于 HVDC 和 HVAC 高效稳定互联的 MMC 双端口电网形成控制[J]. 电源学报，2024，22(3): 287-297.
Xue Guoqing, Gui Xianguo, Li Xiong. MMC dual-port grid-forming control for efficient and stable interconnection of HVDC and HVAC [J]. Journal of Power

Supply, 2024, 22(3): 287-297. (in Chinese)

[6] 班国邦, 钟九牧, 袁旭峰, 等. 基于背靠背 MMC 的柔性互联变电站系统小信号模型[J]. 电工电气, 2023(4): 12-20, 25.
Ban Guobang, Zhong Jiumu, Yuan Xufeng, et al. Small signal model of flexible interconnected power station based on back-to-back MMC [J]. Electrotechnics Electric (Jiangsu Electrical Apparatus), 2023(4): 12-20, 25. (in Chinese)

[7] 吴小丹, 李建春, 董云龙, 等. 面向低频海上风电送出的模块化多电平矩阵变换器综合解耦控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(8): 3177-3190.
Wu Xiaodan, Li Jianchun, Dong Yunlong, et al. Comprehensive decoupling control strategy for modular multilevel matrix converter for low frequency offshore wind power transmission [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(8): 3177-3190. (in Chinese)

[8] 王函韵, 程启明, 谢怡群, 等. 模块化多电平矩阵变换器环流的平坦控制策略[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(6): 170-181.
Wang Hanyun, Cheng Qiming, Xie Yiqun, et al. Flatness-based control strategy of circulating current for modular multilevel matrix converter [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(6): 170-181. (in Chinese)

[9] 姜亚峰, 李仪博, 吴秋伟, 等. 基于准比例谐振控制的模块化多电平矩阵变换器环流抑制策略[J]. 上海交通大学学报, 2025, 59(2): 242-251, I0005, I0006.
Jiang Yafeng, Li Yibo, Wu Qiuwei, et al. Circulating current suppression strategy of modular multilevel matrix converter based on quasi-proportional resonant control [J]. Journal of Shanghai Jiao Tong University, 2025, 59(2): 242-251, I0005, I0006. (in Chinese)

[10] Ma Jiankai, Dahidah M, Pickert V, et al. Modular multilevel matrix converter for offshore low frequency AC transmission system [C]// 2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). Edinburgh, UK, 2017: 768-774.

[11] Bessegato L, Norrga S, Ilves K, et al. Control of modular multilevel matrix converters based on capacitor voltage estimation [C]// 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia). Hefei, China, 2016: 3447-3452.

[12] Liu Shenquan, Wang Xifan, Meng Yongqing, et al. A decoupled control strategy of modular multilevel matrix converter for fractional frequency transmission system [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 32(4): 2111-2121.

[13] 程启明, 赖宇生, 李剑辉, 等. 基于双 dq 坐标变换的模块化多电平矩阵变换器无源控制策略[J]. 电力自动化设备, 2023, 43(4): 16-22.
Cheng Qiming, Lai Yusheng, Li Jianhui, et al. Passivity-based control strategy of modular multilevel matrix converter based on double dq coordinate transformation [J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(4): 16-22. (in Chinese)

[14] 管敏渊, 徐政, 潘伟勇, 等. 最近电平逼近调制的基波谐波特性解析计算[J]. 高电压技术, 2010, 36(5): 1327-1332.
Guan Minyuan, Xu Zheng, Pan Weiyong, et al. Analytical calculation of fundamental wave and harmonic characteristics for nearest level modulation [J]. High Voltage Engineering, 2010, 36(5): 1327-1332. (in Chinese)

[15] 孙玉巍, 常静恬, 付超, 等. 分频输电系统模块化多电平矩阵变换器谐波特性分析[J]. 电力工程技术, 2022, 41(5): 21-30, 84.
Sun Yuwei, Chang Jingtian, Fu Chao, et al. Harmonic characteristics analysis of modular multilevel matrix converter for fractional frequency transmission system [J]. Electric Power Engineering Technology, 2022, 41(5): 21-30, 84. (in Chinese)

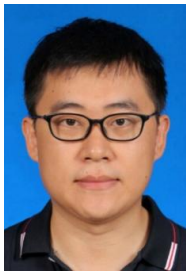
[16] 李峰, 王广柱. 模块化多电平矩阵变换器电容电压纹波稳态分析[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(24): 52-58.
Li Feng, Wang Guangzhu. Steady-state analysis of sub-modular capacitor voltage ripple in modular multilevel matrix converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(24): 52-58. (in Chinese)

[17] 徐政, 张哲任. 低频输电技术原理之三——M^3C 基本控制策略与子模块电压平衡控制[J]. 浙江电力, 2021, 40(10): 30-41.
Xu Zheng, Zhang Zheren. Principles of low frequency power transmission technology: Part 3-basic control

strategy for the M^3C and sub-module voltage balance control [J]. Zhejiang Electric Power, 2021, 40(10): 30-41. (in Chinese)

[18] 郑涛, 康恒, 宋伟男. 可实现低频输电系统不对称故障穿越的 M3C 电容电压均衡控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(23): 130-140.

Zheng Tao, Kang Heng, Song Weinan. Asymmetric fault ride-through control strategy for low-frequency transmission systems realizing the capacitor voltage balance of modular multilevel matrix converters [J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(23): 130-140. (in Chinese)



罗翡

作者简介：

罗翡，男，通信作者，博士，副教授。研究方向：多电平变换器，大功率电机控制和物联网技术。E-mail：luowei@usst.edu.cn。

马毓琛，男，硕士研究生。研究方向：多电平变换器。E-mail：1750521502@qq.com。

杨子寅，男，硕士研究生。研究方向：多电平变换器。E-mail：841289727@qq.com。

王瑞，男，硕士研究生。研究方向：多电平变换器。E-mail：482364980@qq.com。

(责任编辑：孙美菊)



公益广告来源：中国文明网