DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.8.82 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

基于无冗余子模块 MMC 变换器的固定计算次数模型预测容错控制策略

杨成顺[1]，张晨曦[1]，许德智[2](中国电源学会会员)，徐坤山[3]，张斌锋[3]
(1.南京工程学院电力工程学院，南京 211167；2.东南大学电气工程学院，南京 210096；
3.南京工程学院工业中心，南京 211167)

摘要：针对无冗余子模块的模块化多电平变换器 MMC(modular multilevel converter)在使用传统 PI 控制方式实现容错控制时常见的控制参数过多、结构复杂及动态响应缓慢等问题，提出 1 种通过预测故障来进行容错控制的固定计算次数模型。首先优化交流侧电流，然后对环流及子模块电容的总电压进行多目标优化，并综合考虑桥臂电流方向和电平差值来实现子模块电压平衡。仅需进行 8 次滚动优化，该策略即可找到最优答案，显著减少了计算需求量。此外，该策略不但能确保 MMC 在正常情况下的稳定工作和高质量输出，而且即便子模块发生不对称故障，其仍能保持稳定运行。最后，在 MATLAB/Simulink 中完成了仿真测试，并搭建了五电平实验平台，进行了仿真和实验验证。

关键词：模块化多电平变换器；子模块故障；模型预测控制；环流抑制；故障容错

Predictive Fault-tolerant Control Strategy Based on Model with Fixed Number of Calculations for MMC Converter without Redundant Submodules

YANG Chengshun[1], ZHANG Chenxi[1], XU Dezhi[2], *Member*, *CPSS*, XU Kunshan[3], ZHANG Binfeng[3]
(1. School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China; 2. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China; 3. Industrial Center, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China)

Abstract: To address the challenges of a modular multilevel converter (MMC) without redundant submodules when using the traditional PI control method for fault-tolerant control, which include excessive control parameters, complex structure and slow dynamic responses, a model with a fixed number of calculations for implementing the fault-tolerant control by fault prediction is proposed. First, the AC current is optimized. Then, multi-objective optimization on the circulating current and the total voltage of submodule capacitors is performed, and the balance of submodule voltage is realized based on the direction and level difference of bridge arm current. With only eight times of rolling optimization, the optimal solution can be found under this strategy, significantly reducing the computational requirements. In addition, this algorithm not only can ensure that the MMC operates stably and has high-quality output under normal conditions, but also can maintain its stable operation when the submodule experiences an asymmetric fault. Simulation tests were completed in MATLAB/SIMULINK, and a five-level experimental platform was built to verify the simulation and test results.

Keywords: Modular multilevel converter (MMC); submodule failure; model predictive control; circulating current suppression; fault-tolerant

收稿日期：2024-08-07；**修回日期**：2024-10-03；**录用日期**：2024-11-03；**网络首发日期**：2024-11-29
基金项目：国家自然科学基金资助项目(62222307, 61973140)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grants 62222307 and 61973140

模块化多电平变换器 MMC(modular multilevel converter)具备高效率、低谐波、模块化和高可靠性等优势[1-7]，在高压直流输电、电动汽车充

电等中高压大功率领域得到了广泛的研究和应用。但是，如果部分或多个子模块出现问题，很可能引起整个 MMC 的故障，导致变换器停机，从而影响设备和电网的安全运行。因此，为了保证子模块故障时 MMC 仍能稳定运行并保持良好的输出特性，MMC 需要有 1 个具有故障容错能力的控制策略。

当下流行的MMC子模块故障容错控制主要分为基于冗余子模块的方案[8-9]和无需冗余子模块的方案[10-11]。前者要求每个桥臂均需配备至少 1 个备用模块，这不但增加了硬件成本，还提高了系统的复杂性，而且如果发生故障的模块数量超过了备用模块的数量，系统就会被迫停止，将对其可靠性造成限制。因此，为了在降低成本、简化构造的同时保证可靠性[12]，可以考虑无冗余子模块 MMC 的故障容错控制策略。

模型预测控制 MPC(model predictive control)因具有动态响应快、参数较少、结构简单等优点[13]，在 MMC 中应用日益广泛，但计算量制约了 MPC 的实际工程应用。文献[13]提出了 1 种基于容错控制的脉宽调制技术，适用于具有优越的对称和不对称容错能力的 MMC，但是需要冗余子模块的帮助，增加了额外的计算负担；文献[14]提出了以子模块电压的采样值为标准来计算目标函数值的方法，对于减少计算量有一定的帮助；文献[15]提出 1 种通过预先设置子模块电容电压故障时的允许范围来降低计算次数的方法；文献[16]则通过预先将子模块进行分组，进一步减少了计算量。文献[15-17]均采用了能量平衡策略，这在一定程度上增加了 MMC 的可靠性，但是冗余的计算步骤让控制器的设计更加复杂。文献[17]提出了 1 种基于固定开关状态的 MPC 策略，其采用 2 个代价函数来调整相电流和环流，但是计算量较大；文献[18]通过实验对比了传统控制和 MPC 在 MMC 上的优缺点。为简化控制器的结构，文献[18]通过预先将开关状态进行分类并排序，使计算量进一步降低到 $2(N_{\mathrm{sw}}-M+M^2)/M$ 次(N_{sw} 为开关状态总数，M 为分组数)。

因此，为了在减少计算量的同时保证无冗余子模块 MMC 变换器的可靠性，本文引入了 1 种基于 MPC 的无冗余子模块 MMC 故障容错控制策略，其计算次数固定。同时，该策略采用电平差排序方法实现子模块电容电压的平衡，每次闭环控制仅需固定的 8 次滚动优化即可得到最佳控制效果，与子模块数量无关，具有结构简洁、易于实施的特点。

1　MMC 数学模型

三相 MMC 基本结构如图 1 所示。每个桥臂中含有 N 个子模块，上、下桥臂通过 2 个电感 L_{arm} 连接。图中：R 和 L 分别为交流电阻和电感；U_{dc} 为直流侧电压；u_j 为交流侧电压；i_j 为交流电流；$i_{\mathrm{u}j}$ 和 $i_{\mathrm{l}j}$ 分别为上、下桥臂电流；$j=\mathrm{a,b,c}$；u_{sm} 为子模块电压；T 为旁路开关；S_1、S_2 为子模块上、下开关管；U_{c} 为子模块电容电压。根据图 1 可建立 MMC 基本数学模型为

$$\begin{cases} u_{\mathrm{u}j}+L_{\mathrm{arm}}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{u}j}}{\mathrm{d}t}+u_j+Ri_j+L\dfrac{\mathrm{d}i_j}{\mathrm{d}t}=\dfrac{U_{\mathrm{dc}}}{2} \\ u_{\mathrm{l}j}+L_{\mathrm{arm}}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{l}j}}{\mathrm{d}t}-u_j-Ri_j-L\dfrac{\mathrm{d}i_j}{\mathrm{d}t}=\dfrac{U_{\mathrm{dc}}}{2} \end{cases} \tag{1}$$

$$\begin{cases} i_{\mathrm{c}j}=\dfrac{i_{\mathrm{l}j}+i_{\mathrm{u}j}}{2} \\ i_j=i_{\mathrm{u}j}-i_{\mathrm{l}j} \end{cases} \tag{2}$$

式中：$u_{\mathrm{u}j}$ 和 $u_{\mathrm{l}j}$ 分别为上、下桥臂电压；$i_{\mathrm{c}j}$ 为桥臂间的环流。

式(1)中两式相加和相减可得环流和输出电流表达式为

$$\begin{cases} \dfrac{L_{\mathrm{arm}}}{2}\dfrac{\mathrm{d}i_j}{\mathrm{d}t}+Ri_j+L\dfrac{\mathrm{d}i_j}{\mathrm{d}t}=-u_j-\dfrac{u_{\mathrm{u}j}-u_{\mathrm{l}j}}{2} \\ L_{\mathrm{arm}}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{c}j}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{U_{\mathrm{dc}}}{2}-\dfrac{u_{\mathrm{l}j}+u_{\mathrm{u}j}}{2} \end{cases} \tag{3}$$

式中，$u_{\mathrm{u}j}=n_{\mathrm{u}j}U_{\mathrm{curef}}$，$u_{\mathrm{l}j}=n_{\mathrm{l}j}U_{\mathrm{clref}}$，$n_{\mathrm{u}j}$、$n_{\mathrm{l}j}$ 分别为上、下桥臂投入的子模块数量，$U_{\mathrm{curef}}=U_{\mathrm{clref}}$ 分别为上、下桥臂的子模块电容电压额定值。

当子模块正常工作时，$U_{\mathrm{curef}}=U_{\mathrm{clref}}=U_{\mathrm{dc}}/N$[19]，则上、下桥臂电压为

$$\begin{cases} u_{uj} = n_{uj}\left[\dfrac{U_{dc}}{N}\right] \\ u_{lj} = n_{lj}\left[\dfrac{U_{dc}}{N}\right] \end{cases} \tag{4}$$

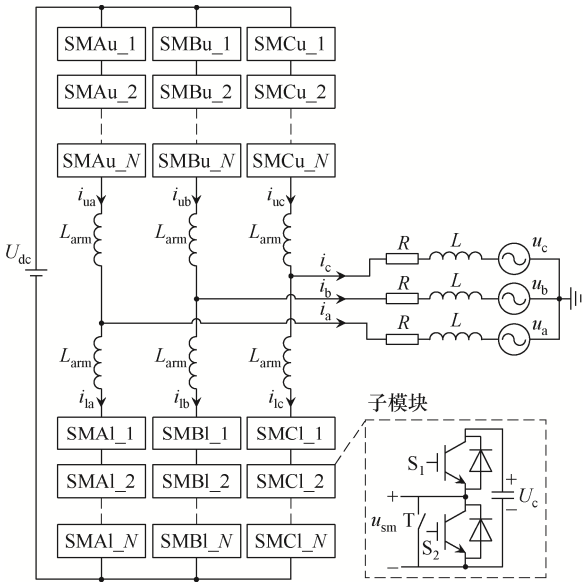


图 1 MMC 变换器的基本结构

Fig. 1 Basic structure of MMC

合理的投切子模块数量可使交流输出电平最多为 $2N+1$ 个。当子模块发生故障时，上桥臂子模块数量由 N 变为 $N-N_{uerr}$ 个，下桥臂子模块数量由 N 变为 $N-N_{lerr}$ 个(N_{uerr} 、N_{lerr} 分别为故障子模块数量)，为保持直流侧电压和交流调制比不变，需要调整上桥臂子模块电容电压的额定值为 $U_{curef}=U_{dc}/(N-N_{uerr})$，下桥臂子模块电容电压额定值为 $U_{clref}=U_{dc}/(N-N_{lerr})$，则可得上、下桥臂电压分别为

$$\begin{cases} u_{uj} = [0,1,\cdots,N-N_{uerr}-1,N-N_{uerr}]U_{curef} \\ u_{lj} = [0,1,\cdots,N-N_{lerr}-1,N-N_{lerr}]U_{clref} \end{cases} \tag{5}$$

由式(5)可得，当 $N_{lerr}=N_{uerr}$ 时，交流输出电平为 $2(N-N_{uerr})+1$ 个，输出电平数少于无故障工作状态时的电平数；当 $N_{lerr}\neq N_{uerr}$ 时，输出电平数为 $(N-N_{uerr}+1)\times(N-N_{lerr}+1)-1$ 个，输出电平数大于无故障状态时的电平数；当 $N_{lerr}=N_{uerr}=0$ 时，式(5)与式(4)相同。因此，下文中上、下桥臂电压采用式(5)进行计算。

2 固定计算次数模型预测控制算法

在 MMC 控制策略中，MPC 相较于传统的电压源控制 VSC(voltage source control)、双矢量控制及比例积分 PI(proportional-integral)降阶谐振控制策略具有多方面的优势。MPC 能够在控制过程中直接考虑系统的物理约束和操作限制，在处理系统非线性和复杂约束条件时表现尤为突出。与传统 PI 控制和谐振控制策略相比，MPC 在面对非线性扰动和参数变化时的鲁棒性更强。整体而言，MPC 在处理复杂度、系统约束、动态性能和鲁棒性方面具备显著优势[19]。

应用于 MMC 的 MPC 主要有 3 大控制目标：调节交流电流、抑制环流、确保子模块电容电压稳定。其中，调节交流电流的效果对于输出功率的追踪及输出特性至关重要。

2.1 交流电流优化控制

将式(3)中环流的表达式离散化后可得交流电流预测值为

$$i_j(k+1)=\frac{1}{R+(L+L_{arm}/2)/T_s}\left[\frac{u_{lj}(k+1)-u_{uj}(k+1)}{2}-u_j(k+1)+\frac{L+L_{arm}/2}{T_s}i_j(k)\right] \tag{6}$$

式中，T_s 为采样周期。

定义交流电流的参考值为 $i_{jref}(k+1)$，则交流电流优化控制的目标函数为

$$J_{ij}=|i_j(k+1)-i_{jref}(k+1)| \tag{7}$$

当环流得到完全抑制时，可认为每个子模块的电容电压与其标准值相等，直流侧电压为上、下桥臂的电压之和。代入参考值 $i_{jref}(k+1)$ 和采样值 $i_j(k)$ 至式(6)，可得

$$u_{lj}(k+1)=\left(R+\frac{L+L_{arm}/2}{T_s}\right)i_{jref}(k+1)-\frac{L+L_{arm}/2}{T_s}i_j(k)+u_j(k+1)+\frac{U_{dc}}{2} \tag{8}$$

$$u_{uj}(k+1)=-\left[\left(R+\frac{L+L_{arm}/2}{T_s}\right)i_{jref}(k+1)-\frac{L+L_{arm}/2}{T_s}i_j(k)+u_j(k+1)\right]+\frac{U_{dc}}{2} \tag{9}$$

通过对计算得到的上、下桥臂电压与相应的子模块电容电压额定值进行相除，然后向下取整，以确定上、下桥臂应启用的子模块数量 N_{uj} 和 N_{lj}，即

$$\begin{cases} N_{uj}=\text{floor}\left[\dfrac{u_{uj}(k+1)}{U_{curef}}\right] \\ N_{lj}=\text{floor}\left[\dfrac{u_{lj}(k+1)}{U_{clref}}\right] \end{cases} \tag{10}$$

计算子模块数量的小数部分为

$$\begin{cases} n_{fr,uj}=\dfrac{u_{uj}(k+1)}{U_{curef}}-N_{uj} \\ n_{fr,lj}=\dfrac{u_{lj}(k+1)}{U_{clref}}-N_{lj} \end{cases} \tag{11}$$

则上、下桥臂电压之差为

$$(N_{lj}+n_{fr,lj})U_{clref}-(N_{uj}+n_{fr,uj})U_{curef}=(N_{lj}U_{clref}-N_{uj}U_{curef})-(n_{fr,lj}U_{clref}-n_{fr,uj}U_{curef}) \tag{12}$$

式中，$n_{fr,lj}$、$n_{fr,uj}\in(0,1)$。

子模块数与交流电流目标函数之间的关系见表 1，可以看出，当 $n_{fr,lj}U_{clref}-n_{fr,uj}U_{curef}>0.5U_{clref}$ 时，下桥臂子模块投入数量为 $N_{lj}+1$，上桥臂数量保持 N_{uj} 不变，此时 J_{ij} 最小，为最优解；当 $-0.5U_{curef}\leqslant n_{fr,lj}U_{clref}-n_{fr,uj}U_{curef}\leqslant 0.5U_{clref}$ 时，上、下桥臂数量有 2 种可能为最优解，即 N_{uj}、N_{lj} 和 $N_{uj}+1$、$N_{lj}+1$。当 $n_{fr,lj}U_{clref}-n_{fr,uj}U_{curef}>-0.5U_{curef}$ 时，保持下桥臂投入 N_{lj} 个子模块不变，上桥臂数量为 $N_{uj}+1$，此时 J_{ij} 最小，为最优解。

表 1　子模块数与交流电流目标函数之间的关系

Tab. 1 Relationship between number of submodules and objective function of AC current

$n_{fr,lj}U_{clref}-n_{fr,uj}U_{curef}$	n_{uj}, n_{lj}
$(0.5U_{clref}, U_{clref})$	N_{uj}, $N_{lj}+1$
$[-0.5U_{curef}, 0.5U_{clref}]$	(N_{uj}, N_{lj}) $(N_{uj}+1, N_{lj}+1)$
$(-U_{curef}, 0.5U_{curef})$	$N_{uj}+1, N_{lj}$

由上述分析可知，式(10)中得到的上、下桥臂子模块数量并非最优解，上桥臂和下桥臂对应的子模块数量范围分别为 $[N_{uj}, N_{uj}+1]$ 和 $[N_{lj}, N_{lj}+1]$，其组合方式仅有 4 种，即经过 4 次滚动优化即可得到最优解，交流电流模型预测控制流程如图2所示，图中 J_{min} 为目标函数最小值。

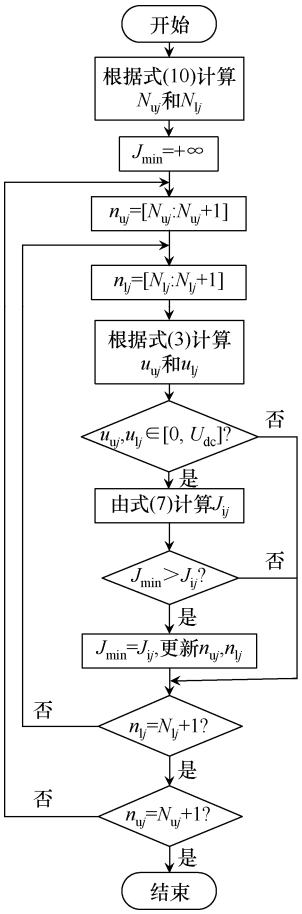


图 2　交流电流模型预测控制流程

Fig. 2 Flow chart of AC current MPC

2.2　多目标优化控制

第 2.1 节已经计算出为实现交流电流的最佳控制所需的子模块数量，即 n_{uj}、n_{lj}，基于此，可以继续进行多目标优化控制。

将式(3)中输出电流的表达式离散化后可得交流电流预测值为

$$i_{cj}(k+1)=\frac{T_s}{2L_{arm}}\cdot\left\{U_{dc}-[u_{lj}(k+1)+u_{uj}(k+1)]+\frac{2L_{arm}}{T_s}i_{cj}(k)\right\} \tag{13}$$

设交流电流的参考值为 $i_{cjref}(k+1)$，则环流的

优化控制目标函数可以表示为

$$J_{cj}=|i_{cj}(k+1)-i_{cjref}(k+1)| \tag{14}$$

把采样值 $i_{cj}(k)$ 和 n_{uj}、n_{lj} 代入式(13)，可以得到预测值 $i_{cj}(k+1)$；然后再用参考值 $i_{cjref}(k+1)$ 替换 $i_{cj}(k+1)$、$i_{cj}(k+1)$ 替换 $i_{cj}(k)$，可以计算出桥臂总电压与直流侧电压的差为

$$\Delta u_{\text{sum,arm}}=\frac{2L_{\text{arm}}}{T_{\text{s}}}[i_{cj}(k+1)-i_{cjref}(k+1)] \tag{15}$$

式中，$\Delta u_{\text{sum,arm}}$ 为待补偿的电压大小。

如果上下桥臂同时增减相同大小的电压，则其电压差为 0，不会对交流电流调节产生影响。基于此，可以计算出上桥臂和下桥臂应增加的子模块数，即增量 $N_{\text{c,u}j}$、$N_{\text{c,l}j}$ 分别为

$$\begin{cases}N_{\text{c,u}j}=\text{floor}\left(\dfrac{\Delta u_{\text{sum,arm}}}{2U_{\text{curef}}}\right)\\ N_{\text{c,l}j}=\text{floor}\left(\dfrac{\Delta u_{\text{sum,arm}}}{2U_{\text{clref}}}\right)\end{cases} \tag{16}$$

同样，计算子模块增量的最小数值为

$$\begin{cases}n_{\text{fr,cu}j}=\dfrac{\Delta u_{\text{sum,arm}}}{2U_{\text{curef}}}-N_{\text{c,u}j}\\ n_{\text{fr,cl}j}=\dfrac{\Delta u_{\text{sum,arm}}}{2U_{\text{clref}}}-N_{\text{c,l}j}\end{cases} \tag{17}$$

与交流电流的分析方法相同，上下桥臂之和为

$$\begin{aligned}&(N_{\text{c,l}j}+n_{\text{fr,cl}j})U_{\text{clref}}+(N_{\text{c,u}j}+n_{\text{fr,cu}j})U_{\text{curef}}=\\ &\quad(N_{\text{c,l}j}U_{\text{clref}}+N_{\text{c,u}j}U_{\text{curef}})+\\ &\quad(n_{\text{fr,cl}j}U_{\text{clref}}+n_{\text{fr,cu}j}U_{\text{curef}})\end{aligned} \tag{18}$$

式中，$n_{\text{fr,cl}j}, n_{\text{fr,cu}j}\in(0,1)$。

子模块增量与环流目标函数之间的关系见表 2，可以看出，$n_{\text{cu}j}$、$n_{\text{cl}j}$ 分别为上、下桥臂子模块增量变量，当 $n_{\text{fr,cl}j}U_{\text{clref}}+n_{\text{fr,cu}j}U_{\text{curef}}>0.5U_{\text{curef}}+0.5U_{\text{clref}}$ 时，上桥臂增量为 $N_{\text{cu}j}+1$，下桥臂子模块增量为 $N_{\text{cl}j}+1$，此时 J_{cj} 最小，为最优解；当 $n_{\text{fr,cl}j}U_{\text{clref}}+n_{\text{fr,cu}j}U_{\text{curef}}>0.5U_{\text{clref}}$ 时，上桥臂增量为 $N_{\text{cu}j}$，下桥臂子模块增量为 $N_{\text{cl}j}+1$，此时 J_{cj} 最小，为最优解；当 $n_{\text{fr,cl}j}U_{\text{clref}}+n_{\text{fr,cu}j}U_{\text{curef}}>0.5U_{\text{curef}}$ 时，上桥臂增量为 $N_{\text{cu}j}+1$，下桥臂子模块增量为 $N_{\text{cl}j}$，此时 J_{cj} 最小，为最优解；当 $n_{\text{fr,cl}j}U_{\text{clref}}+n_{\text{fr,cu}j}U_{\text{curef}}\leqslant 0.5U_{\text{clref}}$ 或者 $n_{\text{fr,cl}j}U_{\text{clref}}+n_{\text{fr,cu}j}U_{\text{curef}}\leqslant 0.5U_{\text{curef}}$ 时，上桥臂增量为 $N_{\text{cu}j}$，下桥臂子模块增量为 $N_{\text{cl}j}$，此时 J_{cj} 最小，为最优解。

表 2 子模块增量与环流目标函数之间的关系

Tab. 2 Relationship between increment of submodules and objective function of circulating current

$n_{\text{fr,cl}j}U_{\text{clref}}+n_{\text{fr,cu}j}U_{\text{curef}}$	$n_{\text{cu}j}, n_{\text{cl}j}$
$[0.5U_{\text{curef}}+0.5U_{\text{clref}}, U_{\text{curef}}+U_{\text{clref}})$	$N_{\text{cu}j}+1, N_{\text{cl}j}+1$
$[0.5U_{\text{clref}}, 0.5U_{\text{curef}}+0.5U_{\text{clref}})$	$N_{\text{cu}j}, N_{\text{cl}j}+1$
$[0.5U_{\text{curef}}, 0.5U_{\text{curef}}+0.5U_{\text{clref}})$	$N_{\text{cu}j}+1, N_{\text{cl}j}$
$[0, 0.5U_{\text{clref}})$ or $[0, 0.5U_{\text{curef}})$	$N_{\text{cu}j}, N_{\text{cl}j}$

从以上分析可以看出，上桥臂和下桥臂子模块的增量范围分别是 $[N_{\text{c,u}j}, N_{\text{c,u}j}+1]$ 和 $[N_{\text{c,l}j}, N_{\text{c,l}j}+1]$，两者的组合仅有 4 种可能，因此仅需进行 4 次滚动优化，即可确定子模块增量的最优解。

在计算环流的最优解时，由于子模块数量的调整会导致交流电流偏离先前的最低值，所以必须纳入交流电流的目标优化函数。此外，为确保系统的稳定运行，也需对子模块电容的总电压进行调控。

对多目标进行优化控制的算法流程如图 3 所示，子模块的电容总电压为

$$u_{\text{c,sum}j}(k+1)=\sum_{n=1}^{N}u_{\text{c,u}(n)j}(k+1)+\sum_{n=1}^{N}u_{\text{c,l}(n)j}(k+1) \tag{19}$$

式中，$u_{\text{c,u}(n)j}(k+1)$ 和 $u_{\text{c,l}(n)j}(k+1)$ 分别为 $k+1$ 时刻上、下桥臂的子模块电容电压，可分别表示为

$$\begin{cases}u_{\text{c,u}(n)j}(k+1)=\begin{cases}u_{\text{c,u}(n)j}(k) & \text{切除}\\ u_{\text{c,u}(n)j}(k)+\dfrac{T_{\text{s}}}{C}i_{\text{u}j} & \text{投入}\end{cases}\\ u_{\text{c,l}(n)j}(k+1)=\begin{cases}u_{\text{c,l}(n)j}(k) & \text{切除}\\ u_{\text{c,l}(n)j}(k)+\dfrac{T_{\text{s}}}{C}i_{\text{l}j} & \text{投入}\end{cases}\end{cases} \tag{20}$$

式中，C 为子模块电容。

子模块投切状态将由子模块电容电压平衡控制策略决定，则子模块电容总电压控制目标优化函数和多目标优化函数分别为

$$\begin{cases}J_{\text{u}j}=|u_{\text{c,sum}j}(k+1)-2U_{\text{dc}}|\\ J_{\text{sum}j}=\lambda_1 J_{\text{i}j}+\lambda_2 J_{cj}+\lambda_3 J_{\text{u}j}\end{cases} \tag{21}$$

式中，λ_1、λ_2 和 λ_3 分别为交流电流目标函数、环流

目标函数和子模块电容电压目标函数的权重系数。

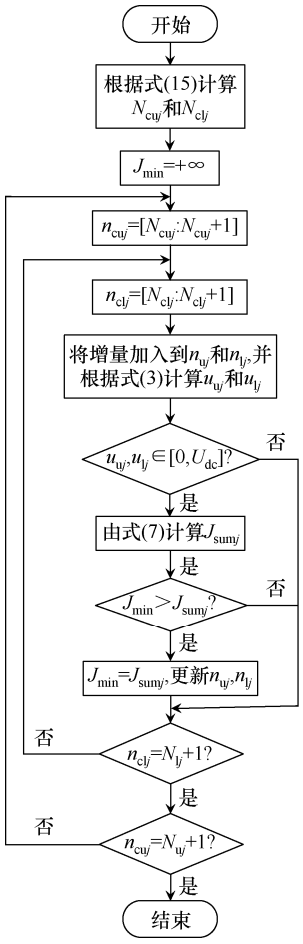


图 3　多目标模型预测控制流程

Fig. 3 Flow chart of multi-objective MPC

2.3 子模块电容电压平衡控制

与传统排序算法相比，基于电平增量的排序方法能够显著降低开关频率[13]，根据 2.1 节和 2.2 节可以确定上、下桥臂子模块电平的可能状态。然后，减去前一时刻实际的电平值，从而得到上、下桥臂在连续 2 个时刻电平增量的最大值为

$$\Delta n_{armj,\max}=n_{armj,\mathrm{p}}-n_{armj,\mathrm{old}}\qquad arm=\mathrm{u,l}\tag{22}$$

式中：$n_{armj,\mathrm{p}}$ 为桥臂投入子模块预测数量；$n_{armj,\mathrm{old}}$ 为上一开关周期子模块投入数量。

文献[13]通过对子模块电容电压的预测值进行排序，增大了计算需求，不适用于 FPGA。因此，本文提出了 1 种综合考虑电平差和桥臂电流方向来平衡子模块电容电压的方法。当电平增量为正并且桥臂电流为正时，选择 Δn_{arm} 个电容电压最小的子模块并排序，将其设置为激活状态，并保持之前激活的子模块状态不变；若桥臂电流非正且电平增量为正，则保持之前激活的子模块状态不变，并根据电容电压由大至小选择 Δn_{arm} 个子模块并排序，将其设置为激活状态；当桥臂电流为正且电平增量为负时，选择 Δn_{arm} 个电容电压最大的子模块并排序，使其处于非激活状态，而原先非激活的子模块状态保持不变；当电平增量为负且桥臂电流为零或负时，选择 Δn_{arm} 个电容电压最小的子模块并排序，使其处于非激活状态，原先非激活的子模块状态保持不变。

由上述方法可以得到子模块预测状态，将其代入式(21)中进行目标寻优，再根据得到的最优解对应的电平差值结合之前排序得到的结果确定最终的子模块开关状态。

3　仿真验证

为了证明该控制策略的可行性，在 MATLAB/Simulink 中搭建了 16 电平的单相 MMC 仿真模型。仿真参数见表 3，系统为逆变状态。其中的环流参考值根据文献[13]所给方法计算。

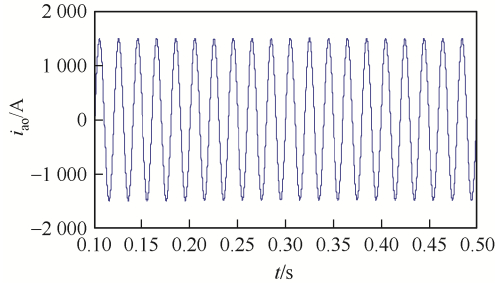
表 3　仿真参数

Tab. 3 Simulation parameters

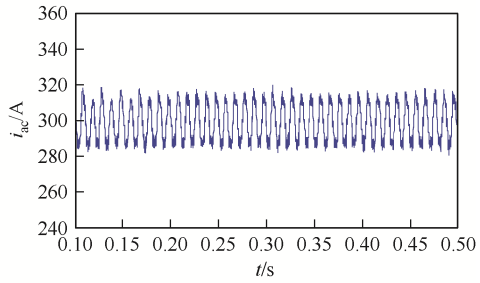
参数	直流侧电压 U_{dc}/kV	每个桥臂子模块数量 N	子模块电容 C/mF	桥臂电感 L_{arm}/mH	输出频率 f_o/Hz	采样频率 f_s/kHz	负载电阻 R/Ω	负载电感 L/mH	交流电流参考值 i_{jref}/A	λ_1	λ_2	λ_3
数值	15	15	3.3	10	50	10	4	10	1 500	1	1	0.001

在正常工作状态下，交流电流 i_{ao}、环流 i_{ac} 和桥臂电流 i_{arma} 的波形如图 4 所示。仿真显示交流电流得到了有效调控，输出也较稳定。通过快速傅里叶变换 FFT(fast Fourier transform)分析，交流电流

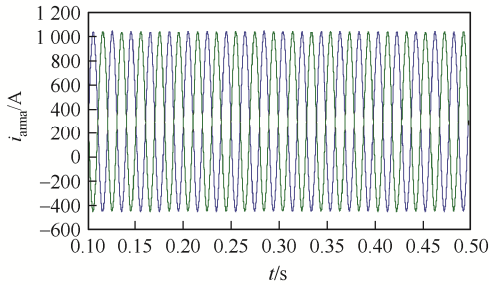
的总谐波畸变率(THD)仅有 0.45%。环流范围是280~320 A，其二倍频为 20 A，是环流直流的 6.67%、交流电流的 1.3%。这表明环流已被成功抑制。



(a) 交流电流



(b) 环流



(c) 桥臂电流

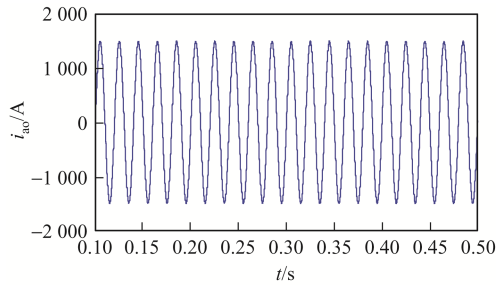
图 4 正常工作状态下的电流仿真波形

Fig. 4 Simulation waveforms of current in normal operation state

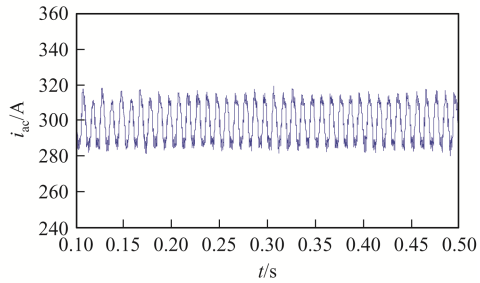
由图 4 可见，上、下桥臂的电流均保持稳定，在 1 050 A 附近，上下浮动的范围约为 700 A。

设定不对称故障情况：上桥臂有 4 个子模块出现故障并进入旁路状态，下桥臂则有 2 个子模块出现故障并被旁路。图 5 所示为在该不对称故障条件下的交流电流与环流波形。与正常状态下的波动相比，差异非常小，说明即使在故障状态下，环流仍然得到了较好的抑制。

图 6 所示为不对称故障下的子模块电容电压波形。由图 6 可见，上桥臂和下桥臂的子模块电容电压依然平衡，上桥臂电容电压的直流分量为 1 350 V，下桥臂电容电压的直流分量为 1 150 V。与正常状态相比，其电容电压的波动差异较小，约为 710 V。



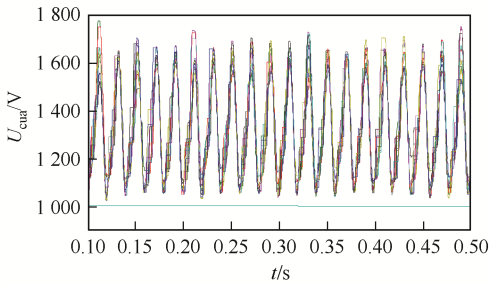
(a) 交流电流



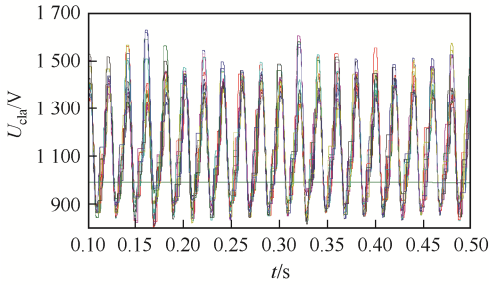
(b) 环流

图 5 不对称故障状态下的电流仿真波形

Fig. 5 Simulation waveforms of current in asymmetric fault state



(a) 上桥臂



(b) 下桥臂

图 6 不对称故障状态下的子模块电容电压仿真波形

Fig. 6 Simulation waveforms of submodule capacitor voltage in asymmetric fault state

4　实验验证

图 7 所示为单相 MMC 的实验平台，每个桥臂配置有 4 个子模块。该设备的核心控制板由 DSP 和 FPGA 共同组成，其中 DSP 主要负责交流电流的调整和多目标控制任务，FPGA 则负责子模块电容电压的平衡控制。实验参数见表 4。

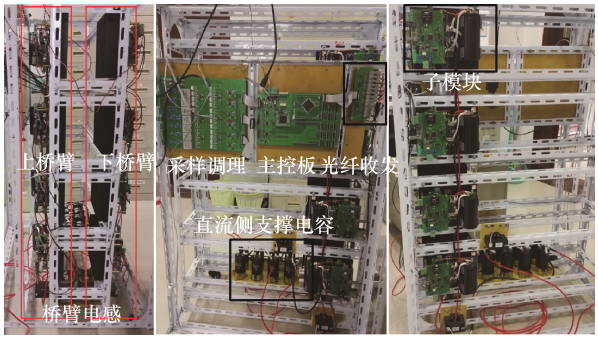


图 7　单相 MMC 实验平台

Fig. 7 Single-phase MMC experimental platform

表 4　实验参数

Tab. 4 Experimental parameters

参数	直流侧电压 U_{dc}/V	各桥臂子模块数量 N	子模块电容 C/mF	桥臂电感 L_{arm}/mH	输出频率 f_o/Hz	采样频率 f_s/kHz	负载电阻 R/Ω	负载电感 L/mH	交流电流参考值 i_{jref}/A	λ_1	λ_2	λ_2
数值	400	4	3.3	10	50	10	4	10	20	1	1	0.000 2

4.1　实验 1：正常工作状态

图 8 所示为正常状态下的电流曲线。可以看出，交流电流得到了较好的控制，输出波形稳定，但因桥臂电平较少，有少许畸变。环流波动范围为 2.02~2.98 A，谐波约 0.48 A，占环流直流的 19.2%和交流电流的 2.4%。这说明环流得到了有效控制。

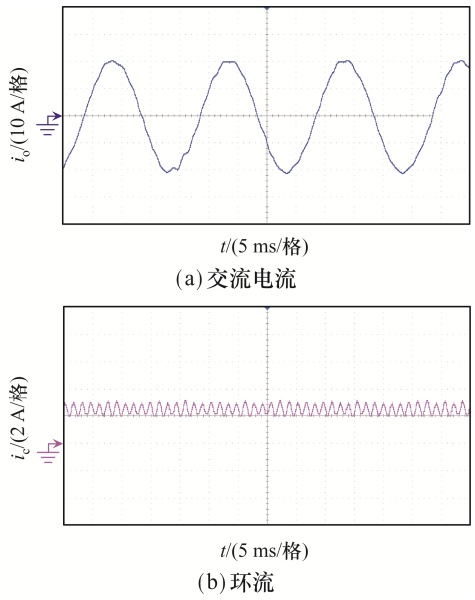


图 8　正常工作状态下的电流实验波形

Fig. 8 Experimental waveforms of current in normal operation state

图 9 所示为正常状态下子模块电容电压的实验曲线。可以看出，2 个桥臂的电容电压平衡，直流分量约 100 V，上下波动约 6.5 V。

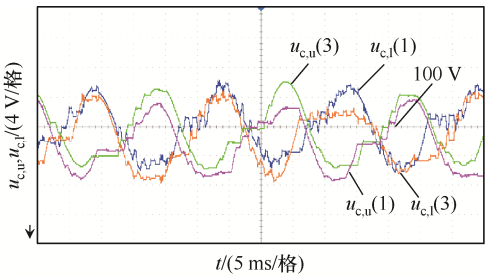


图 9　正常工作状态下的子模块电容电压实验波形

Fig. 9 Experimental waveforms of submodule capacitor voltage in normal operation state

图 10 对比了传统排序算法和本文所提排序算法。图 10(a)中传统算法的开关频率为 2.8 kHz，图 10(b)中本文算法的开关频率为 615 Hz。相比传统算法，本文算法开关频率大大降低。图 8 中环流波动约 0.5 A，该频率约为 615 Hz，与子模块投切频率相吻合，说明环流的波形由子模块投切引起。

4.2　实验 2：不对称故障状态

不对称故障状态：下桥臂子模块 8 故障并被旁路。

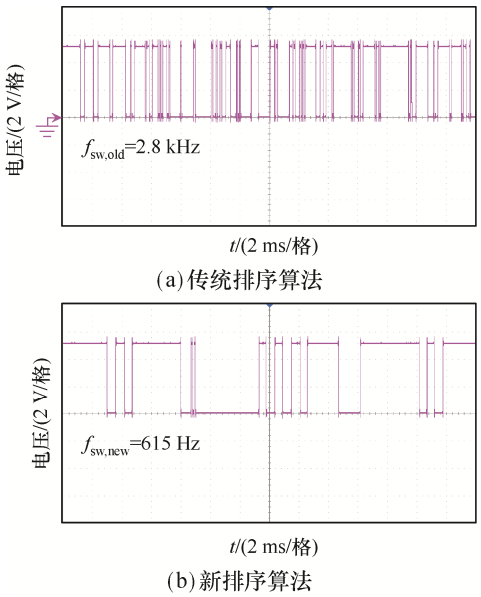


图 10 与传统排序方法比较的实验波形

Fig. 10 Experimental waveforms for comparison with traditional ranking method

图 11 所示为不对称故障状态下的电流曲线。可以看出，输出特性稳定，交流电流得到了良好调控，与正常状态相比，输出电流仅略有畸变。环流波动范围为 1.98~3.00 A，谐波约 0.51 A，占环流直流的 20.40%和交流电流的 2.55%。这说明即使工作状态有些许波动，环流还是得到了有效抑制。

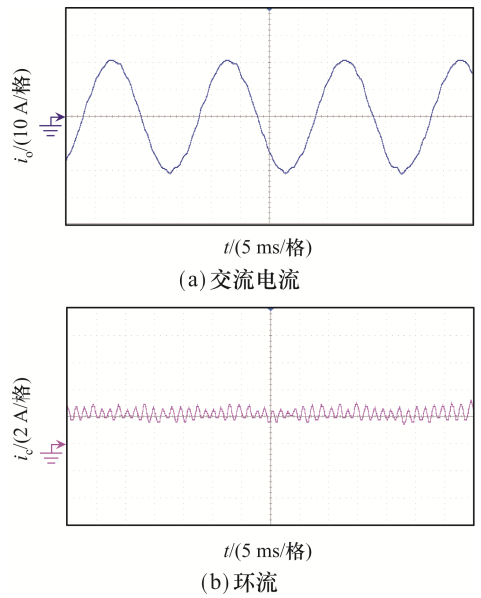


图 11 不对称故障状态下的电流实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms of current in asymmetric fault state

图 12 所示为不对称故障下子模块电容电压的实验曲线。图中，上、下两桥臂的电容电压平衡，上桥臂电容电压的直流分量为 130 V，下桥臂电容电压的直流分量为 100 V。与正常状态对比，波动差异不大，约为 6.8 V。

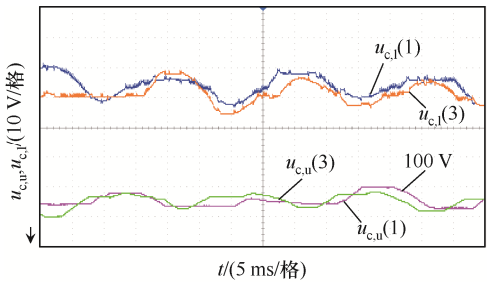


图 12 不对称故障状态下的子模块电容电压实验波形

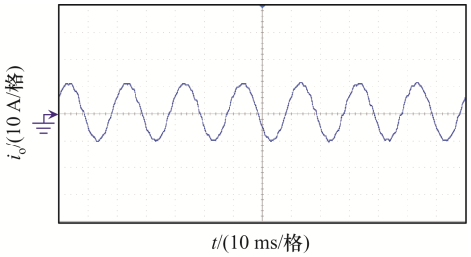
Fig. 12 Experimental waveforms of submodule capacitor voltage in asymmetric fault state

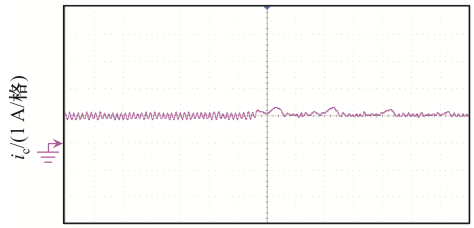
4.3 实验 3：动态性能

动态变化动作：起始状态为正常工作，交流电流设定为 10 A。首先，上桥臂的第 4 子模块被旁路；10 ms 后，下桥臂的第 8 子模块也被旁路；再过 20 ms，上桥臂的第 4 子模块恢复为正常运行状态。

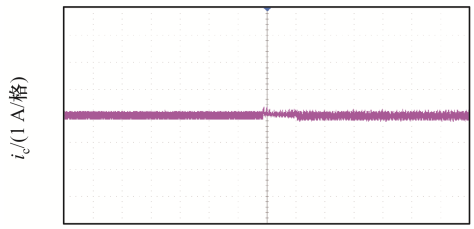
图 13 所示为交流电流和环流的动态波形，由图 13(a)可见，整个动态变化期间，交流电流较好地遵循了其参考值。图 13(b)与仿真波形类似，当发生故障时，子模块会产生一次冲击电流，但由于负载和故障的子模块数量均相对较小，这个冲击电流并不强烈。此外，桥臂子模块的数量也进行了相应的动态调整。由图 13(c)可见，尽管动态过程持续了一段时间并且负载相对较小，但是环流抑制效果良好。

图 14 所示为子模块电容电压的变化趋势。由图14(a)可见，上桥臂子模块电容电压首先升高，在 10 ms 之后再次升高。图 14(b)中，虽然子模块电容电压的变化较为缓慢，但最后上桥臂的电容电压在 97 V 左右浮动，下桥臂的则在 125 V 左右波动。





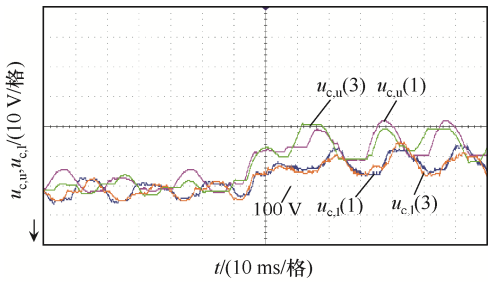
(b) 环流1



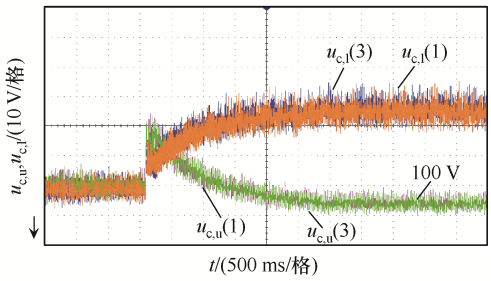
(c) 环流2

图 13　电流动态实验波形

Fig. 13 Experimental waveforms of dynamic performance of current



(a) 时间尺度10 ms/格



(b) 时间尺度500 ms/格

图 14　子模块电容电压动态实验波形

Fig. 14 Experimental waveforms of dynamic performance of submodule capacitor current

5　结论

本文所提控制策略通过固定的计算次数实现预测容错控制，显著降低了模块化多电平变换器的控制难度和设计复杂度，其涵盖了子模块电容电压均衡控制、交流电流的优化控制及多目标优化控制，具有如下优势。

(1)与传统 PI 控制相比，该策略动态响应快、参数较少、设计简单。

(2)相对于当前的 MPC 优化策略，该策略仅需进行 8 次滚动优化即可得到最优解，并且计算次数与子模块的数量 N 无关，显著降低了运算需求，可在 DSP 上方便地实现。

(3)无论在正常工作状态还是不对称故障状态下，该策略均能有效抑制环流、维持良好的输出特性，且具有出色的动态性能。

参考文献：

[1] 裘愉涛, 张磊, 宋博阳, 等. 协调功率控制及环流抑制的模块化多电平换流器互联阻尼配置无源控制方法研究[J]. 电源学报, 2024, 22(S1): 166-178.
Qiu Yutao, Zhang Lei, Song Boyang, et al. Research on interconnection and damping assignment passivity-based control method for modular multilevel converters to coordinate power control and circulating current suppression [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(S1): 166-178. (in Chinese)

[2] 余祖泳, 张振, 王毅, 等. 轻型化 MMC 子模块配置方法及其控制策略[J/OL]. 电源学报, 2023: 1-13. (2023-10-24)[2024-10-03]. https://kns.cnki.net/KCMS/detail/detail.aspx?filename=DYXB20231023003&dbname=CJFD&dbcode=CJFQ.
Yu Zuyong, Zhang Zhen, Wang Yi, et al. Submodule configuration method and control strategy for MMC lightweight [J/OL]. Journal of Power Supply, 2023: 1-13. (2023-10-24)[2024-10-03]. https://kns.cnki.net/KCMS/detail/detail.aspx?filename=DYXB20231023003&dbname=CJFD&dbcode=CJFQ. (in Chinese)

[3] 薛冬, 郭燚, 王灿. MMC 逆向模型预测控制策略研究[J]. 电源学报, 2024, 22(S1): 59-68.
Xue Dong, Guo Yi, Wang Can. Research on MMC reverse model predictive control strategy [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(S1): 59-68. (in Chinese)

[4] Hagiwara M, Nishimura K, Akagi H. A medium-voltage motor drive with a modular multilevel PWM inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(7): 1786-1799.

[5] 朱琴跃, 于逸尘, 占岩文, 等. 基于短时傅里叶变换和深度网络的模块化多电平换流器子模块 IGBT 开路故障诊断[J]. 电工技术学报, 2024, 39(12): 3840-3854.

Zhu Qinyue, Yu Yichen, Zhan Yanwen, et al. IGBT open-circuit fault diagnosis of modular multilevel converter sub-module based on short-time Fourier transform and deep networks [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(12): 3840-3854. (in Chinese)

[6] 潘子迅, 杨晓峰, 赵锐, 等. 不平衡电网下模块化多电平换流器的直流环流均衡策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(2): 541-553.
Pan Zixun, Yang Xiaofeng, Zhao Rui, et al. DC circulating current balancing control of modular multilevel converter under unbalanced power grid [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(2): 541-553. (in Chinese)

[7] 游仕洪, 周俊, 程华, 等. 用于不同线路拓扑高压直流电网高效互联的直流模块化多电平变换器设计[J]. 电源学报, 2025, 23(3): 245-256.
You Shihong, Zhou Jun, Cheng Hua, et al. Design of DC modular multilevel converter for interconnection of HVDC networks with different line topologies [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(3): 245-256. (in Chinese)

[8] Ansari J A, Liu Chongru, Khan S A. MMC based MTDC grids: A detailed review on issues and challenges for operation, control and protection schemes [J]. IEEE Access, 2020, 8: 168154-168165.

[9] Hu Pengfei, Jiang Daozhuo, Zhou Yuebin, et al. Energy-balancing control strategy for modular multilevel converters under submodule fault conditions [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(9): 5021-5030.

[10] Soomro J B, Akhtar F, Hussain R, et al. A detailed review of MMC circuit topologies and modelling issues [J]. International Transactions on Electrical Energy Systems, 2022, 2022(1): 8734010.

[11] Ji Shiqi, Huang Xingxuan, Palmer J, et al. Modular multilevel converter (MMC) modeling considering submodule voltage sensor noise [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 1215-1219.

[12] Wang Can, Xu Jiexiong, Pan Xuewei, et al. Impedance modeling and analysis of series-connected modular multilevel converter (MMC) and its comparative study with conventional MMC for HVDC applications [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2022, 37(4): 3270-3281.

[13] Steckler P B, Gauthier J Y, Lin-Shi X, et al. Differential flatness-based, full-order nonlinear control of a modular multilevel converter (MMC) [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2022, 30(2): 547-557.

[14] Gong Zheng, Dai Peng, Yuan Xibo, et al. Design and experimental evaluation of fast model predictive control for modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3845-3856.

[15] Shetgaonkar A, Liu Le, Lekić A, et al. Model predictive control and protection of MMC-based MTDC power systems [J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2023, 146: 108710.

[16] Liu Zhijie, Li Kejun, Guo Zhonglin, et al. A comprehensive study on the modulation ratio for modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(3): 3205-3216.

[17] Reddy G A, Shukla A. Circulating current optimization control of MMC [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(4): 2798-2811.

[18] Hong Lerong, Xu Qianming, He Zhixing, et al. Fault-tolerant oriented hierarchical control and configuration of modular multilevel converter for shipboard MVDC system [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2019, 15(8): 4525-4535.

[19] Arbugeri C A, Mussa S A, Heldwein M L. AC-AC modular multilevel converter: Hexverter [J]. Energies, 2022, 15(22): 8519.



杨成顺

作者简介：

杨成顺(1984—)，男，博士，教授。研究方向：新能源系统优化运行与先进控制方法。E-mail：yangchengshun@126.com。

张晨曦(2001—)，男，通信作者，硕士研究生。研究方向：新能源发电与储能技术。E-mail：zhangchenxi4869@163.com。

许德智(1985—)，男，中国电源学会会员，博士，教授。研究方向：故障诊断和容错控制，电机控制，智能电网。E-mail：xudezhi@jiangnan.edu.cn。

徐坤山(1986—)，男，博士，讲师。研究方向：功率电子变换技术。E-mail：ksxu@njit.edu.cn。

张斌锋(1991—)，男，博士，讲师。研究方向：三相 AC/DC 功率变换技术，宽禁带器件驱动与应用。E-mail：bf_zhang@njit.edu.cn。

(责任编辑：耿越)