DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.8.105 **中图分类号**：TM921.2 **文献标志码**：A

基于桥臂能量控制的模块化多电平矩阵变换器控制策略

许明亮[1]，姚友素[2](中国电源学会会员)，杨 洋[2]，杭丽君[1]
(1.杭州电子科技大学自动化学院，杭州 310018；2.浙江艾罗网络能源技术股份有限公司，杭州 310063)

摘要：模块化多电平矩阵变换器M3C(modular multilevel matrix converter)具有级联型的模块化结构，适用于中高压、大功率、频率范围较宽的场合，如高压大功率电机的驱动和柔性低频输电系统。然而，由于系统器件众多，并且包含悬浮电容，M3C存在控制难度大的问题，特别表现在对系统内众多悬浮电容的均压和纹波抑制方面。提出1种基于桥臂能量控制的策略，具有直观性，简化了控制层数。主要通过设定桥臂能量参考值并以负反馈的形式实时控制当前桥臂能量，来实现直接控制变换器每条桥臂能量的目标，并针对桥臂内的每个级联子模块设计均压控制器。最后，通过仿真验证了所述控制策略的可行性。

关键词：模块化多电平矩阵变换器；桥臂能量控制；子模块电压纹波抑制

Control Strategy for Modular Multilevel Matrix Converter Based on Bridge Arm Energy Control

XU Mingliang[1], YAO Yousu[2], *Member*, *CPSS*, YANG Yang[2], HANG Lijun[1]
(1. School of Automation, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China; 2. SolaX Power Network Technology (Zhejiang) Co., Ltd., Hangzhou 310063, China)

Abstract: The modular multilevel matrix converter (M3C) has a cascaded modular structure, which is suitable for scenarios with medium- and high-voltage, high power and wide frequency ranges such as driving high-voltage high-power motors and flexible low-frequency transmission systems. However, due to the large number of system components and the presence of floating capacitors, the difficulty in controlling the M3C is significant, especially in terms of voltage equalization and ripple suppression of numerous floating capacitors in the system. A strategy based on bridge arm energy control is proposed, which is intuitive and simplifies the number of control layers. The goal of directly controlling the energy of each bridge arm in the converter is mainly achieved by setting the energy reference value of the bridge arm and controlling the bridge arm energy at present in real-time in the form of negative feedback. Aimed at each cascaded submodule within the bridge arm, a voltage equalization controller is designed. Finally, the feasibility of the proposed control strategy was verified through simulations.

Keywords: Modular multilevel matrix converter (M3C); bridge arm energy control; suppression of voltage ripple in submodule

模块化多电平矩阵变换器是模块化多电平级联变换器MMCC(modular multilevel cascaded converter)的1种拓扑结构[1]，具有高度模块化、高功率密度、大容量等特点，可直接实现AC-AC电能转换，是柔性交流输电系统FACTS(flexible alternating current transmission system)、高铁区间供电、高压变频器等应用领域的关键电力电子设备[2]。MMCC型拓扑结构与三电平NPC相比在中压交流转换领域优势明显，如高速铁路区间供电[3]，可以

收稿日期：2024-02-28；**修回日期**：2024-03-25，2024-04-07，2024-04-26；**录用日期**：2024-05-17；**网络首发日期**：2024-08-23

移除铁路侧笨重的变压器和二次谐波滤波器[4]，提高可靠性。其中模块化多电平矩阵变换器 M3C(modular multilevel matrix converter)拓扑具有直流故障穿越及宽频率范围工作的优势，因此拥有更广阔的应用前景。

M3C 系统结构较为复杂，具有非线性强、耦合性强、控制难度较高的问题。桥臂子模块电容电压的波动与桥臂能量密切相关，所以通过控制桥臂能量来影响子模块电容电压是使系统稳定运行的方法之一。特别是当变换器运行于特殊工况[5]时，子模块电容电压波动剧烈，对系统的稳定运行造成阻碍。通过基于循环电流和共模电压注入的 M3C 能量控制解决方案[6]，可以根据不同工作状态选择不同注入量，以减少子模块电容电压的波动程度，从而保持变换器的稳定运行[7]。但该方法的实现基于双 $\alpha\beta$ 转换，该方法不是 1 种直观的方法，需要大量的直接双 $\alpha\beta$ 转换和反双 $\alpha\beta$ 转换。有学者对双变换的方法进行了改进[8]，对内部的 $\alpha\alpha$、$\alpha\beta$、$\beta\alpha$ 和 $\beta\beta$ 电流进行了额外变换，以解耦特定的频率分量。文献[9]提出了 1 种通用的电流控制和能量平衡方法，适用于任何模块化多电平变换器拓扑。该方法基于使用变换器电网侧和负载侧频率的电流分量，以及共模电压和任意频率的循环电流，以合成循环电流的最小均方根为约束，用矩阵的形式给出了最优解。但该方法的矩阵是高阶的，矩阵的元素依赖于变换器不同运行条件的各电气变量，增加了执行过程中出错的可能性。由于 M3C 具有非线性特征，因此基于模型预测控制原理寻找循环电流和共模电压的最优组合[10]来解决 M3C 中的能量控制问题越来越受到不同学者的关注。这些方法基本上都是基于双 $\alpha\beta$ 建模的，而模型预测控制是为了找到最优解。除了多次双 $\alpha\beta$ 和反双 $\alpha\beta$ 变换外，最优环流的计算还涉及到最优矩阵系数的动态计算，大大增加了计算量。有学者认识到现有 M3C 能量控制解决方案的复杂性，提出了 1 种能量平衡解决方案[11]，与现有解决方案相比，简化了 M3C 的能量控制问题。但现有 M3C 的能量控制仅仅讨论了变换器工作于两侧频率相差较大工况的控制方法，具有一定的局限性。桥臂电流是影响子模块电容电压的决定性因素，本文控制策略通过改变输入子变换器和输出子变换器的桥臂功率波动，实时计算所需控制量，从而实时动态改变桥臂中的电流，最终达到稳定桥臂电容电压波动的目的。

1 M3C 工作原理及数学模型

M3C 系统结构示意如图 1 所示，M3C 可看作 3 个 STATCOM 并联而成，M3C 一侧连接三相交流电网，另一侧输出三相对称交流电压，可连接电网或负载。本文中输入侧 ABC 三相对称电网称为网侧，另一侧输出三相对称电压被标记为 UVW，连接负载，称为负载侧。由于九桥臂之间具有对称性，本文针对 AU 桥臂进行分析。u_{A}、u_{B}、u_{C} 为三相输入电压；i_{A}、i_{B}、i_{C} 为三相输入电流；u_{U}、u_{V}、u_{W} 为三相输出电压；i_{U}、i_{V}、i_{W} 为三相输出电流；i_{XY} 为桥臂电流，u_{XY} 为桥臂电压(X=A, B, C；Y=U, V, W)；u_{NO} 为输出侧中性点与输入侧中性点之间的共模电压，输入及输出量均为正序；$u_{C,xyn}$ 为子模块电容电压；u_{SM} 为子模块输出电压；P_1、P_2、P_3 为输入侧到 3 个子换流器的功率。

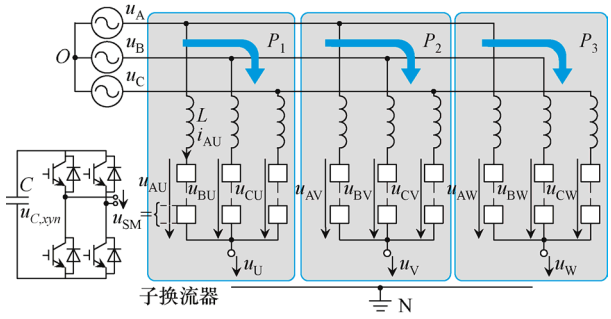


图 1 M3C 系统结构示意

Fig. 1 Schematic of M3C system structure

由基尔霍夫电压定律 KVL(Kirchhoff's voltage law)可得，连接桥臂的输入及输出侧构成的闭合环路的电压方程为

$$u_{\mathrm{AU}}=u_{\mathrm{A}}-u_{\mathrm{U}}-L\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{AU}}}{\mathrm{d}t} \tag{1}$$

桥臂上的电流包含输入侧和输出侧的电流，在理想情况下变换器稳态运行时有

$$i_{\mathrm{AU}}=\frac{1}{3}(i_{\mathrm{A}}+i_{\mathrm{U}})=i_{\mathrm{AU}}^{\omega_{\mathrm{i}}}+i_{\mathrm{AU}}^{\omega_{\mathrm{o}}} \tag{2}$$

式中，$i_{\mathrm{AU}}^{\omega_{\mathrm{i}}}$、$i_{\mathrm{AU}}^{\omega_{\mathrm{o}}}$ 分别为 AU 桥臂中网侧和负载侧的电流分量。

桥臂瞬时功率是当前桥臂电压与桥臂电流的乘积，即

$$p_{\mathrm{AU}}=u_{\mathrm{AU}}i_{\mathrm{AU}} \tag{3}$$

桥臂级联子模块内的电容电压波动与桥臂功率的关系为

$$\tilde{u}_{C,\mathrm{AU}}=\int\frac{1}{NC\overline{u}_{C,\mathrm{AU}}}p_{\mathrm{AU}}\mathrm{d}t \tag{4}$$

式中：$\tilde{u}_{C,\mathrm{AU}}$ 和 $\overline{u}_{C,\mathrm{AU}}$ 分别为级联子模块的电容电压波动量和直流量；N 为单个桥臂上级联子模块的数量。因此，可以通过在两侧分别注入额外的电流分量来调节桥臂功率，进而调节桥臂子模块电容电压的波动。注入后桥臂电流表达式为

$$i_{\mathrm{AU}}=i_{\mathrm{AU}}^{\omega_{\mathrm{i}}}+i_{\mathrm{AU}}^{\omega_{\mathrm{o}}}+\Delta i_{\mathrm{AU}}+\delta i_{\mathrm{AU}} \tag{5}$$

式中：Δi_{AU} 和 δi_{AU} 为注入 AU 桥臂的 2 种不同频率的电流分量。

根据式(3)计算 AU 桥臂的瞬时功率为

$$\begin{aligned}p_{\mathrm{AU}}=u_{\mathrm{AU}}i_{\mathrm{AU}}=(u_{\mathrm{A}}-u_{\mathrm{U}}-u_{\mathrm{NO}})(&i_{\mathrm{AU}}^{\omega_{\mathrm{i}}}+i_{\mathrm{AU}}^{\omega_{\mathrm{o}}}+\\&\Delta i_{\mathrm{AU}}+\delta i_{\mathrm{AU}})\end{aligned} \tag{6}$$

由于桥臂电感上的电压降要远小于桥臂电压中的其他 3 个分量，故式(6)中忽略了这一项。对式(6)中各分量的具体定义为

$$u_{\mathrm{A}}=U_{\mathrm{i}}\sin(\omega_{\mathrm{i}}t) \tag{7}$$

$$u_{\mathrm{U}}=U_{\mathrm{o}}\sin(\omega_{\mathrm{o}}t+\Phi) \tag{8}$$

$$i_{\mathrm{AU}}^{\omega_{\mathrm{i}}}=I_{\mathrm{AU}}^{\omega_{\mathrm{i}}}\sin(\omega_{\mathrm{i}}t+\varphi_{\mathrm{i}}) \tag{9}$$

$$i_{\mathrm{AU}}^{\omega_{\mathrm{o}}}=I_{\mathrm{AU}}^{\omega_{\mathrm{o}}}\sin(\omega_{\mathrm{o}}t+\varphi_{\mathrm{o}}) \tag{10}$$

$$\Delta i_{\mathrm{AU}}=\Delta I_{\mathrm{AU}}\sin(\omega_{\Delta}t+\varphi_{\Delta}) \tag{11}$$

$$\delta i_{\mathrm{AU}}=\delta I_{\mathrm{AU}}\sin(\omega_{\delta}t+\varphi_{\delta}) \tag{12}$$

$$u_{\mathrm{NO}}=u_{\mathrm{NO}}^{\omega_{\mathrm{i}}}\sin(\omega_{\mathrm{i}}t+\Phi_{\mathrm{i}})+u_{\mathrm{NO}}^{\omega_{\mathrm{o}}}\sin(\omega_{\mathrm{o}}t+\Phi_{\mathrm{o}}) \tag{13}$$

式中：U_{i}、U_{o} 分别为网侧和负载侧电压的幅值；ω_{i}、ω_{o} 分别为网侧和负载侧的角频率；Φ 为负载侧电压的初始相位；$I_{\mathrm{AU}}^{\omega_{\mathrm{i}}}$、$I_{\mathrm{AU}}^{\omega_{\mathrm{o}}}$ 分别为 AU 桥臂中网侧和负载侧的电流分量幅值；φ_{i}、φ_{o} 分别为网侧和负载侧流入 AU 桥臂中电流分量的初始相位；ΔI_{AU} 和 δI_{AU} 为注入 AU 桥臂的 2 种不同频率的电流分量幅值；ω_{Δ} 和 ω_{δ} 为注入桥臂的 2 种不同频率的电流分量的角频率；φ_{Δ} 和 φ_{δ} 为注入桥臂的 2 种不同频率的电流分量的初始相位；$u_{\mathrm{NO}}^{\omega_{\mathrm{i}}}$、$u_{\mathrm{NO}}^{\omega_{\mathrm{o}}}$ 分别为共模电压 u_{NO} 中包含网侧频率和负载侧频率的 2 种电压分量的幅值；Φ_{i}、Φ_{o} 分别为共模电压 u_{NO} 中包含网侧频率和负载侧频率的 2 种电压分量的初始相位。

由于交流分量在 1 个周期中的积分为 0，因此对桥臂功率积分有影响的是其中的直流分量，为了直观分析直流分量的作用，将式(7)~式(13)代入式(6)并提取直流部分，即

$$\begin{aligned}p_{\mathrm{AU}}=\frac{1}{2}(&U_{\mathrm{i}}I_{\mathrm{AU}}^{\omega_{\mathrm{i}}}\cos\varphi_{\mathrm{i}}-U_{\mathrm{o}}I_{\mathrm{AU}}^{\omega_{\mathrm{o}}}\cos\varphi_{\mathrm{o}}+\\&U_{\mathrm{i}}\Delta I_{\mathrm{AU}}\cos\varphi_{\Delta}+U_{\mathrm{o}}\delta I_{\mathrm{AU}}\cos\varphi_{\delta}+\cdots)\end{aligned} \tag{14}$$

其中，ω_{Δ} 取网侧频率 ω_{i}，ω_{δ} 取负载侧频率 ω_{o}。省略部分为共模电压与桥臂电流的交叉耦合量，本文不对其进行分析。因此，仅需控制任一侧的电流分量就可控制桥臂中的功率。但是，由于输入电流和输出电流存在功率上的相互约束，故这组电流仅有 1 个自由度，为了能够更加灵活地控制系统，在桥臂中注入额外的电流是较为合理的控制策略[12]。

2　基于 M3C 桥臂能量的直接控制策略

维持桥臂能量的平衡对系统稳定运行具有重要意义，当 M3C 稳态运行时，网侧的有功功率全部传递到负载侧，变换器内部的桥臂不吸收有功，所以桥臂上的能量会在 1 个恒定值区间内波动，波动的幅值与频率由系统当前运行工况决定。桥臂能量的恒定值由系统启动前子模块电容的预充电电压 $U_{\mathrm{SM,pre}}$ 决定，即

$$W_{\mathrm{AU}}^{*}=\frac{1}{2}NC_{\mathrm{SM}}U_{\mathrm{SM,pre}}^{2} \tag{15}$$

式中：C_{SM} 为子模块电容。

将 W_{AU}^{*} 作为桥臂能量的参考值，当前桥臂能量的表达式为

$$w_{\mathrm{AU}}=\frac{1}{2}NC_{\mathrm{SM}}u_{\mathrm{SM}}^{2} \tag{16}$$

忽略电感，桥臂能量由当前级联子模块中的电

容电压 u_{SM} 决定，使用滤波器滤除 $2\omega_i$、$2\omega_o$、$\omega_i-\omega_o$、$\omega_i+\omega_o$ 这 4 种频率成分，即只保留直流成分。

每个桥臂的参考能量与实际能量作差后通过比例积分 PI(proportional integral)控制器输出功率控制信号，为后面的电流控制提供参考值。

2.1 桥臂电流控制策略

根据式(14)，桥臂能量可由输入侧的电流或输出侧的电流控制。由于本文 M3C 设计运行在输入为电网、输出侧带负载的工况，因此输入侧的电压总是稳定的正弦量，使用网侧电流来控制桥臂能量的波动具有可行性。因为变换器在运行时，每个桥臂的功率控制值具有任意性，导致了注入电流的任意性。但是变换器在稳态运行时网侧电流只能包含网侧的频率，负载侧电流只能包含负载侧的频率，否则会影响电能质量。为了实现注入电流只在变换器桥臂间流动的目的，将 M3C 划分成 3 个子变换器，在每个子变换器中约束注入电流，如图 1 所示。

三相网侧通过 3 组桥臂将功率传递给一相的负载侧，网侧传入每个子变换器的功率包含每个桥臂功率的控制量及负载侧所需功率，即

$$p_Y=\Delta p_{AY}+\Delta p_{BY}+\Delta p_{CY}+p_{OY} \tag{17}$$

式中：Δp_{XY} 为由 PI 控制器输出的能量控制值，(X=A, B, C；Y=U, V, W)；p_{OY} 为网侧传递给单相负载侧的平均功率。根据功率守恒可得到桥臂上的网侧电流大小为

$$i_{XY}^{\omega_g}=\frac{p_Y}{3}\cdot\frac{1}{(V_X/\sqrt{2})^2}v_X=\frac{2p_Y}{3V_X^2}v_X \tag{18}$$

式中：V_X为网侧电压幅值；v_X为网侧电压瞬时值。

由式(18)产生的电流在子变换器桥臂间是三相对称分布的正序电流，根据基尔霍夫电流定律 KCL(Kirchhoff's current law)可知，此种方式产生的电流需在负载侧节点上的代数和为 0，意味着负载侧不会出现网侧频率电流分量，即

$$\begin{cases} i_{AU}^{\omega_g}+i_{BU}^{\omega_g}+i_{CU}^{\omega_g}=0 \\ i_{AV}^{\omega_g}+i_{BV}^{\omega_g}+i_{CV}^{\omega_g}=0 \\ i_{AW}^{\omega_g}+i_{BW}^{\omega_g}+i_{CW}^{\omega_g}=0 \end{cases} \tag{19}$$

在网侧节点的电流代数和等于输入相电流，即

$$\begin{cases} i_{AU}^{\omega_g}+i_{AV}^{\omega_g}+i_{AW}^{\omega_g}=i_A \\ i_{BU}^{\omega_g}+i_{BV}^{\omega_g}+i_{BW}^{\omega_g}=i_B \\ i_{CU}^{\omega_g}+i_{CV}^{\omega_g}+i_{CW}^{\omega_g}=i_C \end{cases} \tag{20}$$

因此为了满足约束条件，要对由式(18)产生的电流进行一定的修正，即

$$\begin{cases} i_{AU}^{\omega_g*}=i_{AU}^{\omega_g}-\dfrac{1}{3}(i_{AU}^{\omega_g}+i_{BU}^{\omega_g}+i_{CU}^{\omega_g}) \\ i_{BU}^{\omega_g*}=i_{BU}^{\omega_g}-\dfrac{1}{3}(i_{AU}^{\omega_g}+i_{BU}^{\omega_g}+i_{CU}^{\omega_g}) \\ i_{CU}^{\omega_g*}=i_{CU}^{\omega_g}-\dfrac{1}{3}(i_{AU}^{\omega_g}+i_{BU}^{\omega_g}+i_{CU}^{\omega_g}) \end{cases} \tag{21}$$

式中，$i_{AU}^{\omega_g*}$、$i_{BU}^{\omega_g*}$、$i_{CU}^{\omega_g*}$ 为修正后 U 相子变换器内 3 个桥臂的电流。V 相子变换器和 W 相子变换器的桥臂上由式(18)计算出的电流也经此方法修正，以保证负载侧的电流不包含网侧频率。

2.2 输出端电压及桥臂电压控制策略

如前文所述，桥臂级联子模块可视为可控电压源能输出多电平电压，因此通过控制桥臂输出电压即可得到目标输出电压。之后将桥臂电压控制环作为电流控制侧的外环，可进一步建立输出电压与桥臂电流之间的关系，其控制系统框图如图 2 所示。

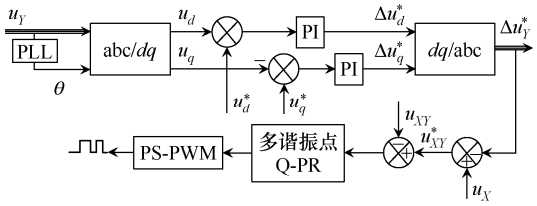


图 2 M3C 桥臂电压控制框图

Fig. 2 Block diagram of M3C bridge arm voltage control

图中 u_d^* 和 u_q^* 为输出电压在 dq 坐标系下的参考值，负载侧的电压 u_Y 经 Park 变换后，得到实际的 u_d 和 u_q，误差经过 PI 控制器后输出系统负载侧电压控制量在 d 轴和 q 轴上的参考 Δu_d^*、Δu_q^*，经 dq 反变换后，得到 abc 坐标系下的负载电压控制量[13]。

PI 控制器的传递函数为

$$G_{PI}=K_P+\frac{K_i}{s} \tag{22}$$

式中，K_{p}、K_{i}分别为比例增益和积分增益。

再用桥臂连接的网侧电压减去负载侧电压控制量Δu_Y^*作为桥臂电压参考值，之后减去桥臂当前的实际电压，误差值输入到多谐振点 Q-PR(quasi-proportional-resonant)控制器内部。

Q-PR 是 1 种适用于交流模型的增益控制器[14]，针对输入的多种交流信号，仅对特定频率的信号有增益调节作用，在非谐振点频率的增益为 1。由于上述控制方法的目的是通过控制桥臂的输出电压达到控制负载侧电压的目的，因此仅希望谐振于网侧及负载侧的角频率，所以使用的 Q-PR 传递函数为

$$G_{\mathrm{PR}}=K_{\mathrm{P}}+\frac{2K_{\mathrm{R,i}}\omega_{\mathrm{c}}s}{s^2+2\omega_{\mathrm{c}}s+\omega_{\mathrm{i}}^2}+\frac{2K_{\mathrm{R,o}}\omega_{\mathrm{c}}s}{s^2+2\omega_{\mathrm{c}}s+\omega_{\mathrm{o}}^2} \tag{23}$$

式中：$K_{\mathrm{R,i}}$和$K_{\mathrm{R,o}}$分别为网侧和负载侧角频率的相应谐振增益；ω_{c}为该控制器的截止频率。

最后，将准比例谐振控制器的输出结果作为桥臂的电压外环，引入前文电流内环控制模块，两者相减后经过载波移相调制输出脉冲控制信号，对桥臂电压形成基于比例谐振 PR(proportional resonant)控制器的负反馈控制。

2.3 子模块电容电压均衡及纹波抑制控制策略

前述关于桥臂能量的直接控制策略仅考虑整条桥臂的平均能量，并未关注到桥臂中级联子模块间的电压分布，在系统实际工作时往往会出现子模块间电压不均衡的现象，严重时甚至造成桥臂各子模块电容电压发散，影响系统的稳定性[15]。同时，从式(16)得到桥臂能量后，要滤除 4 种基本波动再进行控制，这限制了此控制策略的应用范围。M3C 系统存在特殊的运行工况[16]，如输入侧和输出侧运行于相近频率甚至相等频率。在这些特殊工况运行时，M3C 的子模块电容电压波动会非常剧烈，此处以相近频率工况为例，子模块的电容电压波动表达式[17]为

$$\tilde{V}_{C,XY}^{\mathrm{near}}=\left|\frac{\sqrt{(U_{\mathrm{o}}I_{\mathrm{i}})^2+(U_{\mathrm{i}}I_{\mathrm{o}})^2-2U_{\mathrm{o}}I_{\mathrm{o}}U_{\mathrm{i}}I_{\mathrm{i}}\cos(\alpha+\beta)}}{6CN\overline{u}_{C,XY}(\omega_{\mathrm{o}}-\omega_{\mathrm{i}})}\right| \tag{24}$$

式(24)中分母含有 M3C 系统两侧角频率之差，因此当系统两侧频率相近时，桥臂子模块电容波动较为剧烈。为了拓展变换器在不同领域的应用，需要解决变换器在此工况下的局限性。首先针对子模块间的均压问题，本文对每个子模块都单独设计均压控制器，根据当前调制波和载波的情况选择合理时机对电容进行充放电，完成均压控制。其主要原理为以当前桥臂的平均电压作为子模块的参考电压，当子模块的电容电压大于桥臂电容电压平均值时，即出现了充电过多或者放电过少的情况，需要根据电流方向通过减少充电或增加放电来维持子模块电容电压的稳定，子模块电容电压小于桥臂电压平均值状态下的分析同理。当前桥臂的平均电压和所设计子模块电容均压控制器的输出$S_{\mathrm{sm}i}$可分别表示为

$$u_{C\mathrm{ave},XY}=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}u_{C,XYi} \tag{25}$$

$$S_{\mathrm{sm}i}=k_{\mathrm{sm}}(u_{C\mathrm{ave},XY}-u_{C,XYi})\,\mathrm{sgn}(i_{XY}) \tag{26}$$

式中：k_{sm}为比例系数；$\mathrm{sgn}(x)$为符号函数，其表达式为

$$\mathrm{sgn}(x)=\begin{cases}1 & x>0\\ 0 & x=0\\ -1 & x<0\end{cases} \tag{27}$$

当桥臂电流为正，且子模块电容电压大于桥臂电容电压平均值时，其输出为负；当桥臂电流为负，子模块电容电压大于参考电压时，其输出为正，以此类推，控制框图如图 3 所示。

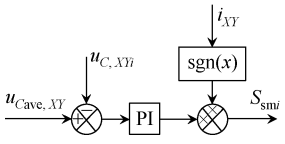


图 3　桥臂子模块均压控制框图

Fig. 3 Block diagram of bridge arm submodule voltage equalization control

由式(23)可知，$\omega_{\mathrm{i}}-\omega_{\mathrm{o}}$差频纹波电压大小主要取决于差频功率波动幅值及其频率大小，降低差频功率波动幅值或者提升波动频率均可降低纹波电压大小，均可达到差频纹波抑制效果。本文采取抑

制差频纹波电压的思路，即通过 $\omega_i-\omega_o$ 频率瞬时功率补偿以抵消固有的差频功率波动。

由式(6)可知，差频功率来源于网侧与负载侧的交叉耦合[18]，即

$$p_{\mathrm{AU}(\omega_i-\omega_o)}=u_{\mathrm{A}}i_{\mathrm{AU}}^{\omega_i}-u_{\mathrm{U}}i_{\mathrm{AU}}^{\omega_o} \tag{28}$$

因此，在桥臂中注入 2 个不同频率的环流能从 2 个自由度有效抑制低频波动。桥臂功率的差频部分和输入输出的频率是相关的，为了抵消该角频率的交流量，依然对 AU 桥臂进行分析，上文已假设注入形式为

$$\Delta i_{\mathrm{AU}}=\Delta I_{\mathrm{AU}}\sin(\omega_\Delta t+\varphi_\Delta) \tag{29}$$

$$\delta i_{\mathrm{AU}}=\delta I_{\mathrm{AU}}\sin(\omega_\delta t+\varphi_\delta) \tag{30}$$

Δp_{AU} 为注入电流引起的 AU 相的桥臂功率额外改变量，即

$$\begin{aligned}\Delta p_{\mathrm{AU}}=&(u_{\mathrm{A}}-u_{\mathrm{U}})(\Delta i_{\mathrm{AU}}+\delta i_{\mathrm{AU}})=\frac{1}{2}\{U_{\mathrm{i}}\delta I_{\mathrm{AU}}\cdot\\&\cos[(\omega_{\mathrm{i}}-\omega_\delta)t-\varphi_\delta]-U_{\mathrm{i}}\delta I_{\mathrm{AU}}\cos[(\omega_{\mathrm{i}}+\\&\omega_\delta)t+\varphi_\delta]+U_{\mathrm{i}}\Delta I_{\mathrm{AU}}\cos[(\omega_{\mathrm{i}}-\omega_\Delta)t-\varphi_\Delta]-\\&U_{\mathrm{i}}\Delta I_{\mathrm{AU}}\cos[(\omega_{\mathrm{i}}+\omega_\Delta)t+\varphi_\Delta]-U_{\mathrm{o}}\delta I_{\mathrm{AU}}\cdot\\&\cos[(\omega_{\mathrm{o}}-\omega_\delta)t+\Phi-\varphi_\delta]+U_{\mathrm{o}}\delta I_{\mathrm{AU}}\cos[(\omega_{\mathrm{o}}+\\&\omega_\delta)t+\Phi+\varphi_\delta]-U_{\mathrm{o}}\Delta I_{\mathrm{AU}}\cos[(\omega_{\mathrm{o}}-\omega_\Delta)t+\Phi-\\&\varphi_\Delta]+U_{\mathrm{o}}\Delta I_{\mathrm{AU}}\cos[(\omega_{\mathrm{o}}+\omega_\Delta)t+\Phi+\varphi_\Delta]\}\end{aligned} \tag{31}$$

从式(31)中可以看出，当注入后，桥臂功率中主要有 12 种频率的交流分量，桥臂功率的形式变得更加复杂。在文献[5]中提及了 1 种对称频率环流注入法来改善 M3C 输入侧与输出侧频率相近时的电容电压抑制方法，取 $\Delta i_{\mathrm{AU}}=\frac{1}{3}I_{\mathrm{A}}\sin[(2\omega_{\mathrm{o}}-\omega_{\mathrm{i}})t+2\alpha+\theta]$、$\delta i_{\mathrm{AU}}=-\frac{1}{3}I_{\mathrm{U}}\sin[(2\omega_{\mathrm{i}}-\omega_{\mathrm{o}})t-\alpha+\varphi]$，其中 α 为输出对于输入的相位差，θ 为输入侧电流与输入侧电压的相位差，φ 为输出侧电流与输出侧电压的相位差。注入这 2 种分量可使差频功率分量减小并且不引入新的低频分量。由于注入后桥臂电流中交流分量的频率相差不大，因此桥臂电流的控制可以用多谐振点的准比例谐振控制器扩大高增益的频率范围，实现对桥臂电流上多种交流分量的控制。系统整体控制框图如图 4 所示。

3 仿真结果

本节为验证所提控制策略的正确性和可行性，在 Simulink 平台上搭建了如图 1 所示的 3×3 型 M3C 变换器仿真模型并对其进行仿真。仿真系统主要参数见表 1，各电气参量波形如图 5 所示。

系统工作于 50~60 Hz，输入侧为 25 kV 电网，输出侧为电压 3 kV 带负载运行。由图 5 可见，输出电压波形为三相对称电压，波形畸变较少，较为稳定。

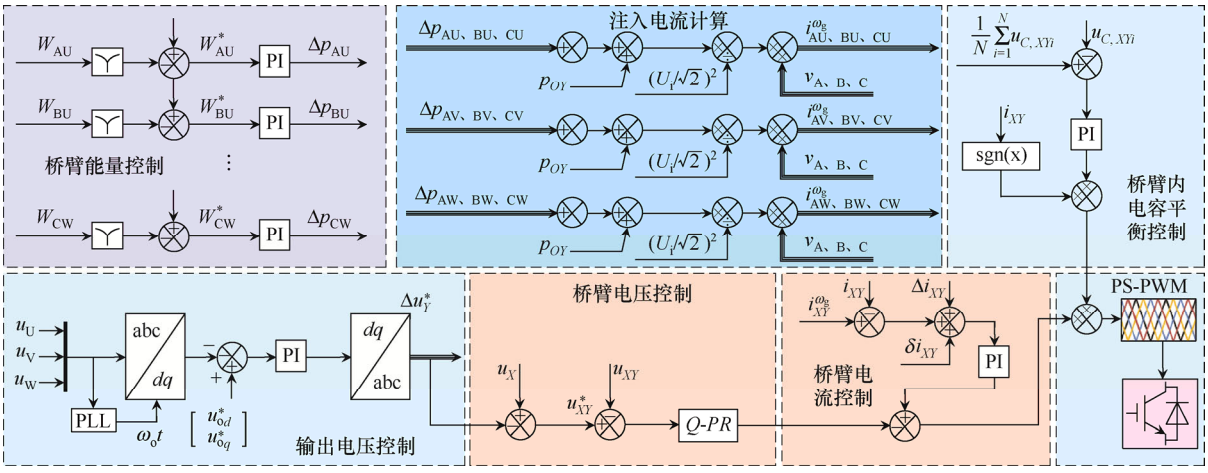


图 4 系统整体控制框图

Fig. 4 Block diagram of overall system control

表 1　仿真系统主要参数

Tab. 1 Main parameters of simulation system

	参数	数值
电气参量	系统输出功率/kVA	300
	输入侧电压幅值/kV	25
	输入侧电压频率/Hz	50
	子模块电容/mF	0.5
	桥臂电感/mH	5
	输出侧电压幅值/kV	3
	系统输出电流幅值/A	100
	每个桥臂上子模块数量	3
	子模块初始电容电压/kV	9.5
	开关管开关频率/kHz	5
控制参数	桥臂能量控制 K_p	2
	桥臂能量控制 K_i	0.1
	输出电压控制 K_p	50
	输出电压控制 K_i	0.5
	桥臂电压控制 Q-PR 的 K_p	0.001 87
	桥臂电压控制 Q-PR 的 $K_{R,i}$	0.005 88
	桥臂电压控制 Q-PR 的 $K_{R,o}$	0.005 88
	桥臂电压控制 Q-PR 的 ω_c	0.628
	桥臂电流控制 K_p	1.2
	桥臂电流控制 K_i	0.85
	均压控制 K_p	0.5
	均压控制 K_i	0.01

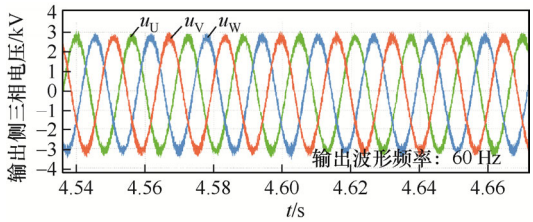


图 5　输出侧电压波形

Fig. 5 Waveforms of voltage on output side

图 6 显示了桥臂电压的稳态波形，当系统处于稳态运行时桥臂平均电压都能保持不变，但不同桥臂间存在一定的稳态差异，大约偏离设定值 10 V，相对于 9 500 V 的设定值较小。

加入子模块均压控制器前后的对比如图 7 所示。由图 7 可见，桥臂内级联子模块电容电压在同一时刻具有一定差异。当加入均压控制器后，同一桥臂各子模块电容电压具有较好的一致性。

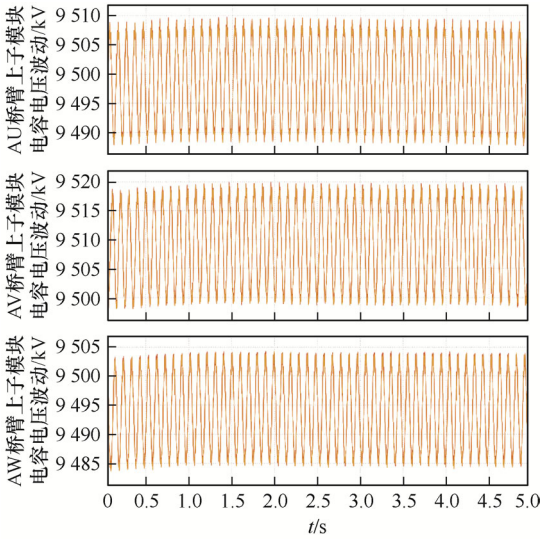


图 6　桥臂电压稳态波形

Fig. 6 Steady-state waveforms of bridge arm voltage

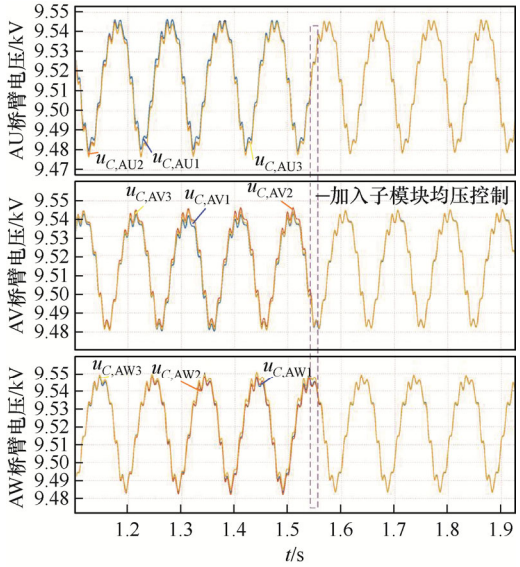


图 7　桥臂子模块电压加入均压控制前后对比

Fig. 7 Comparison of bridge arm submodule voltage before and after adding voltage equalization control

图 8 为在桥臂中注入了 2 种不同于桥臂中电流频率的电流后，电流幅值从 50 A 增加到 150 A，频率由 50 Hz 与 60 Hz 的叠加，额外增加了 40 Hz 与 70 Hz 的频率。

图 9 为桥臂子模块在环流注入前后电压的波动变化，纹波峰峰值由 60 V 下降到 20 V，下降比例约 67%，并且各子模块电压具有较好的一致性。

图 10 为其他控制策略和本文控制策略下的启

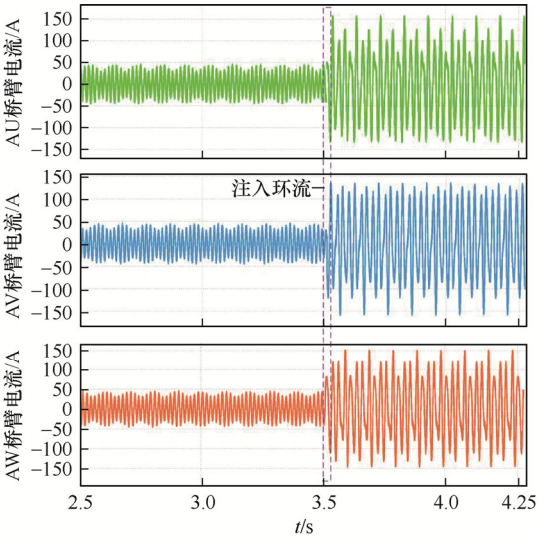


图 8 注入环流前后桥臂电流波形

Fig. 8 Waveforms of bridge arm current before and after circulating current injection

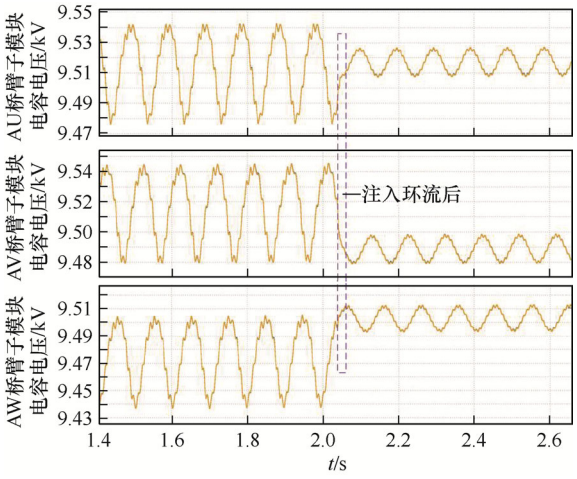
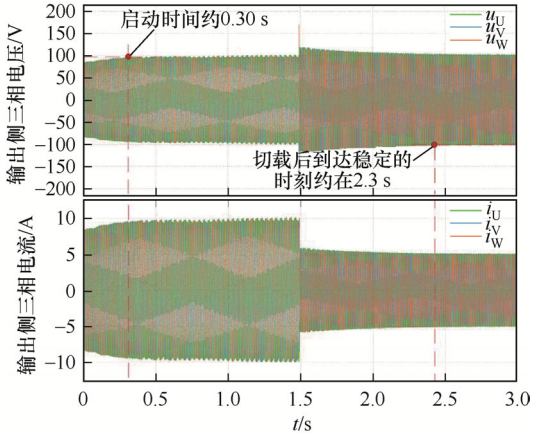
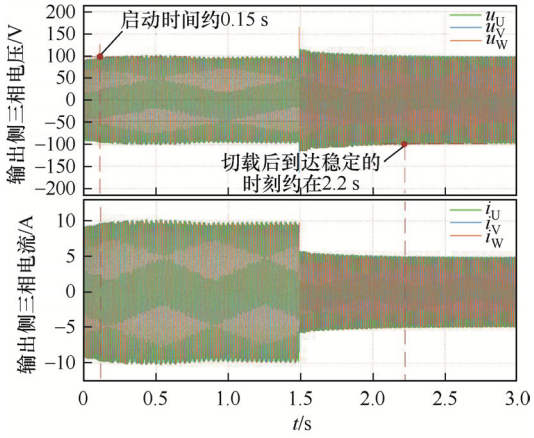


图 9 注入环流前后桥臂子模块电压波形

Fig. 9 Voltage waveforms of bridge arm submodules before and after circulating current injection



(a) 多层控制策略



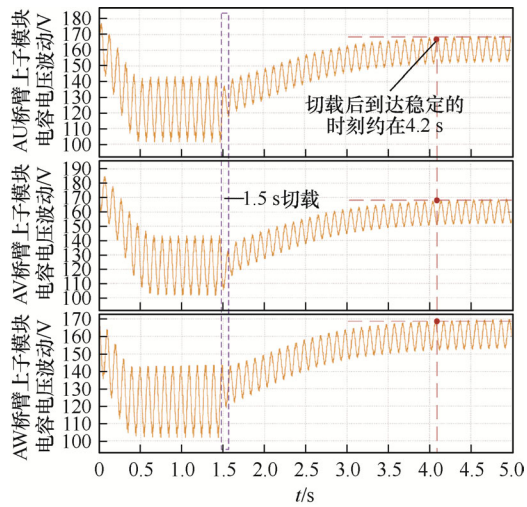
(b) 本文控制策略

图 10 本文控制策略与其他控制策略在系统启动及切载时输出侧波形的对比

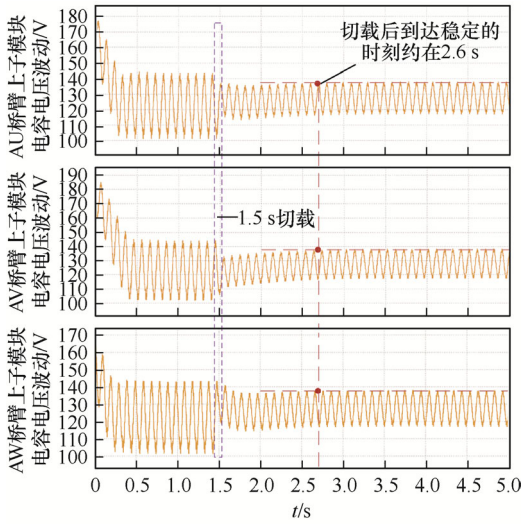
Fig. 10 Comparison of output-side waveforms during system startup and load shedding between proposed control strategy and other control strategies

动及切载时的输出侧波形，工作于输出侧 60 Hz 工况，设定在 1.5 s 时发生切载。其他控制策略使系统完全启动的时间大约为 0.30 s，本文所述控制策略能使系统在 0.15 s 左右完成启动。由图 10 可见，本文所述控制策略使 M3C 系统启动较快，并且切载后有更快的响应速度。

图 11 展示了本文控制策略和其他控制策略在切载时对电容电压的控制能力，工作于输出侧 60 Hz 工况。其他控制策略大约到 4.2 s 电容电压才达到平衡状态，本文所述控制策略能使电容电压在 2.6 s 左右稳定，进一步证明了本控制策略的先进性。



(a) 其他控制策略



(b) 本文控制策略

图 11　本文控制策略与其他控制策略在系统启动及切载时电容电压波动对比

Fig. 11 Comparison of capacitor voltage fluctuations during system startup and load shedding between proposed control strategy and other control strategies

4　结语

本文首先分析了 M3C 系统的拓扑及工作原理，再从功率与电容电压波动角度分析了通过注入额外循环电流改变桥臂功率从而抑制子模块电容电压波动的可行性。然后对 M3C 系统中输出电压、桥臂电流及子模块电容电压进行控制设计。通过在 Simulink 平台上搭建 M3C 控制系统，验证了在普通工况下的有效性，进一步使系统工作于相近频率，并采取注入循环电流的方法减少了子模块的电压波动，成功地验证了本文中基于 M3C 的控制系统的有效性及稳定性。

参考文献：

[1] 徐云飞. 模块化多电平级联变换器及其在城市电网中的应用研究[D]. 北京: 华北电力大学, 2017.
Xu Yunfei. Research on modular multilevel cascaded converter and its applicability in urban grid [D]. Beijing: North China Electric Power University, 2017. (in Chinese)

[2] 吴小丹, 朱海勇, 董云龙, 等. 面向柔性低频输电的模块化多电平矩阵变换器分频分层控制[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(18): 131-140.
Wu Xiaodan, Zhu Haiyong, Dong Yunlong, et al. Frequency-division and hierarchical control of modular multilevel matrix converter for flexible low-frequency transmission [J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(18): 131-140. (in Chinese)

[3] Weiss D, Vasiladiotis M, Banceanu C, et al. IGCT based modular multilevel converter for an AC-AC rail power supply [C]//International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management. Nuremberg, Germany, 2017: 1-8.

[4] Winkelnkemper M, Korn A, Steimer P. A modular direct converter for transformerless rail interties [C]// 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Bari, Italy, 2010: 562-567.

[5] 李峰. 模块化多电平矩阵变换器关键技术研究[D]. 济南: 山东大学, 2016.
Li Feng. Research on key technologies for modular multilevel matrix converters [D]. Jinan: Shandong University, 2016. (in Chinese)

[6] Kammerer F, Kolb J, Braun M. A novel cascaded vector control scheme for the modular multilevel matrix converter [C]// IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Melbourne, VIC, Australia, 2012: 1097-1102.

[7] 姚景昆, 齐山成, 柴世俊. 中压电机驱动系统前端并网 MMC 共模电压抑制[J]. 电源学报, 2024, 22(6): 280- 287.
Yao Jingkun, Qi Shancheng, Chai Shijun. Grid-connected MMC common-mode voltage suppression at front end of medium-voltage motor driving system [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(6): 280-287. (in Chinese)

[8] Kammerer F, Gommeringer M, Kolb J, et al. Energy balancing of the modular multilevel matrix converter based on a new transformed arm power analysis [C]// 2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications. Lappeenranta, Finland, 2014: 1-10.

[9] Fan Boran, Wang Kui, Wheeler P, et al. An optimal full frequency control strategy for the modular multilevel matrix converter based on predictive control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8): 6608-

6621.

[10] Urrutia M, Cárdenas R, Clare J C, et al. Continuous set model predictive control for energy management of modular multilevel matrix converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(5): 5731-5748.

[11] 李遥, 许烈, 李永东. 单级模块化多电平矩阵变换器支路间电容电压平衡[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2017, 57(11): 1220-1227.
Li Yao, Xu Lie, Li Yongdong. Voltage balancing in a 1-level modular multilevel matrix converter [J]. Journal of Tsinghua University (Science and Technology), 2017, 57(11): 1220-1227. (in Chinese)

[12] 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)

[13] 王巧, 袁小明. 正负序时变幅频旋转矢量及其在三相静止坐标系上投影瞬时值间关系的特征及仿真分析[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 100-111.
Wang Qiao, Yuan Xiaoming. Characteristics and simulation analysis of positive- and negative-sequence time-varying amplitude/frequency rotating vector and relationship between instantaneous values formed by projection in three-phase stationary coordinate reference frame [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 100-111. (in Chinese)

[14] 班明飞, 申科, 王建赜, 等. 基于准比例谐振控制的MMC 新型环流抑制器[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(11): 85-89, 129.
Ban Mingfei, Shen Ke, Wang Jianze, et al. A novel circulating current suppressor for modular multilevel converters based on quasi-proportional-resonant control [J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(11): 85-89, 129. (in Chinese)

[15] 武鸿, 王跃, 薛英林, 等. 适用多功率的最近电平调制下 MMC 子模块开路故障诊断策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(1): 233-245.
Wu Hong, Wang Yue, Xue Yinglin, et al. A diagnosis strategy for open-circuit submodule faults in MMCs under nearst level modulation suitable for different powers [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(1): 233-245. (in Chinese)

[16] Yu Zheyang, Zhang Zheren, Xu Zheng. Electromechanical transient modeling of the low-frequency AC system with modular multilevel matrix converter stations [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2024, 39(1): 921-933.

[17] 卢浩. 模块化多电平矩阵变换器的控制研究[D]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2022.
Lu Hao. Research on control of modular multilevel matrix converter [D]. Hangzhou: Hangzhou Dianzi University, 2022. (in Chinese)

[18] 李峰, 王广柱, 刘汝峰. 模块化多电平矩阵变换器低频控制方法[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(2): 127-133.
Li Feng, Wang Guangzhu, Liu Rufeng. A low-frequency control scheme for modular multilevel matrix converter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(2): 127-133. (in Chinese)



许明亮

作者简介：

许明亮(1996—)，男，硕士研究生。研究方向：模块化多电平矩阵变换器。E-mail：mlxu@alu.hdu.edu.cn。

姚友素(1991—)，男，中国电源学会会员，博士，副教授。研究方向：电力电子变换器。E-mail：yaoyousu@hit.edu.cn。

杨洋(1992—)，男，硕士，工程师。研究方向：光储充变换系统。E-mail：yangyang1@solaxpower.com。

杭丽君(1979—)，女，通信作者，博士，教授。研究方向：电力电子与电机拖动。E-mail：ljhang@hdu.edu.cn。

(责任编辑：耿越)