

三相复用子模块型 MMC 及宽范围优化调制策略

兰建西¹, 陈武^{1*}, 郝泽宇¹, 赵海熙¹, 周德生²

(1. 东南大学电气工程学院, 江苏省 南京市 210096; 2. 国网上海市电力公司, 上海市 浦东新区 200122)

Three-phase Multiplexing Submodule MMC and Its Wide Range Optimization Modulation Strategy

LAN Jianxi¹, CHEN Wu^{1*}, HAO Zeyu¹, ZHAO Haixi¹, ZHOU Desheng²

(1. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, Jiangsu Province, China;

2. State Grid Shanghai Municipal Electric Power Company, Pudong New Area, Shanghai 200122, China)

ABSTRACT: With the large-scale renewable energy development and utilization of desert, gobi, desertification area and offshore wind farms, the demand for low-cost and lightweight modular multilevel converter (MMC) has become more urgent. The three-phase multiplexing arm MMC (TPMA-MMC) provides a new technical solution for the delivery of new energy with its excellent operating characteristics and economy. However, TPMA-MMC faces the narrow operation range and the series connection of devices in the three-phase switching bridge. To address these issues, this article proposes a three-phase multiplexing submodule MMC (TMS-MMC) and introduces an optimization modulation strategy. By constructing a three-phase multiplexing submodule, it realizes multiplexing arm modularization and solves the series connection of devices. Moreover, based on the proposed wide multiplexing period modulation scheme, it extends energy regulation range and further achieves the modulation range to $[0, 1]$. Additionally, theoretical analysis demonstrates that, compared to MMC and TPMA-MMC, TMS-MMC exhibits its outstanding characteristics in terms of submodule quantity, operational losses, and energy storages, et al. Finally, a ± 10 kV/1 MW simulation system and a scale-down prototype are developed to validate the proposed topology and modulation principle.

KEY WORDS: modular multilevel converter (MMC); three-phase multiplexing submodule (TMS); wide range modulation; flexible DC transmission system; device series connection

摘要: 随着沙戈荒及海上风电大规模新能源开发与利用, 对

模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)低成本与轻型化需求更加迫切。三相桥臂复用型模块化多电平变流器(three-phase multiplexing arm MMC, TPMA-MMC)凭借良好的运行特性与经济性, 为新能源送出提供一种新型技术方案。然而, TPMA-MMC 调制范围有限, 且复用电路中三相开关桥面临器件串联均压问题。为解决以上问题, 该文提出一种三相复用子模块型 MMC(three-phase multiplexing submodule MMC, TMS-MMC)拓扑及宽范围优化调制方法, 通过构造一种新型三相复用子模块拓扑, 实现复用电路模块化, 解决三相开关桥器件串联问题。此外, 基于所提宽范围调制方法, 有效拓宽能量平衡调节范围, 实现 TMS-MMC $[0, 1]$ 宽范围调制。理论分析表明, 相比传统 MMC、TPMA-MMC, 所提拓扑在子模块数量、运行损耗和电容储能等方面均表现出优异特征。最后, 搭建 ± 10 kV/1 MW 仿真系统及原理性样机对所提拓扑和调制原理进行验证。

关键词: 模块化多电平变流器; 三相复用子模块; 宽范围调制; 柔直输电系统; 器件串联

0 引言

模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)展现出模块化、可扩展和低谐波含量等优势, 推动其在大规模新能源基地汇集送出等场合的应用^[1-3]。我国目前也基于 MMC 建成了以张北、如东等为代表的柔性直流输电工程^[4-5]。然而, 以半桥型 MMC、全桥型 MMC 为主要代表的柔直换流站采用了大量功率器件和电容器, 造成换流站占地面积、重量和运行损耗增加等问题^[6-8], 尤其限制了基于 MMC 的海上换流平台的建设和发展^[9-10]。因此, 探索 MMC 轻型化拓扑技术方案, 减少 MMC 换流阀子模块(submodule, SM)数量, 降低换流阀体积与运行损耗尤为迫切。

基金项目: 国家电网有限公司科技项目(5500-202417117A-1-1-ZN); 江苏省卓越博士后计划(2025ZB035)。

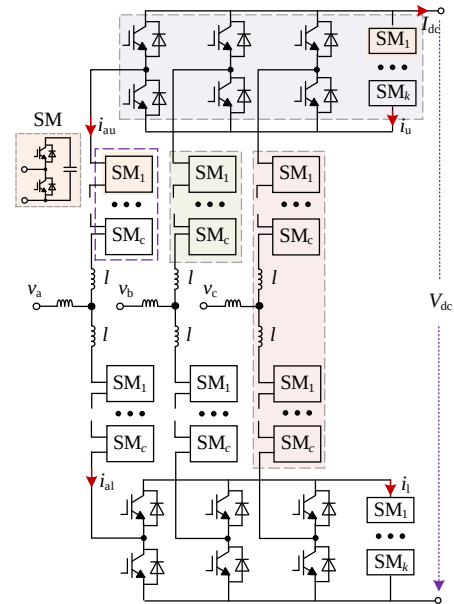
Science and Technology Project of State Grid Corporation of China (5500-202417117A-1-1-ZN); Jiangsu Funding Program for Excellent Postdoctoral Talent (2025ZB035).

现有研究提供了各有特色的拓扑方案, 不同 MMC 拓扑主要分为三相串联型拓扑^[11-14]和三相并联型拓扑^[15-20]。三相串联型 MMC 拓扑为三相 SM 桥臂串联, 且每相 SM 桥臂直流端口电压为 $1/3$ 直流母线电压。文献[11]利用两电平电压型变换器(voltage source converter, VSC)和子模块桥臂构造出三相并联混合型 MMC(hybrid MMC, HMMC), 可以减少大量 SM 数量, 但桥臂开关器件需要大量器件串联承压。取消桥臂串联开关器件, 将三相串联 MMC 与角接变压器融合, 整体大幅度降低了 SM 数量, 但更大的桥臂电感和隔离变压器无法代替^[12-13]。文献[14]提出一种三相串联单链式模块化多电平换流器, 4 个子模块桥臂调制三相交流电压。相比 MMC, 可以节省 $2/3$ 数量的 SM, 并取消了联结变压器, 缺点是交流侧需串联 $1/3$ 直流母线电压的隔直电容。

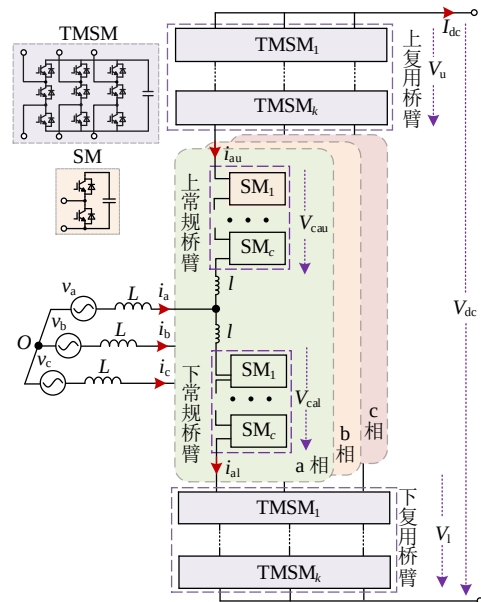
三相并联型 MMC 拓扑为三相 SM 桥臂并联结构, 通过子模块桥臂与传统 VSC 融合构造出并联型新型拓扑^[15-20]。文献[15]提出混合级联多电平变换器, 全桥型子模块(full-bridge submodule, FBSM)阀串串联在交流侧, 并配合两电平 VSC 工频工作配合, 实现大幅降低所需子模块数量, 但 VSC 桥臂开关器件承担直流母线电压。文献[16]提出一种桥臂交替导通变换器(alternative arm multilevel converter, AAMC), 串联在直流侧的 FBSM 反向电压调制, 实现桥臂半周期能量平衡, 但固定的调制比 $4/\pi$ 极大限制 AAMC 工程应用价值。文献[17]通过拓宽导通重叠角至 60° 并注入三次谐波的方式, 实现 AAMC 调制度 $[0, 1]$ 运行。文献[18-19]提出一种移相导通能量平衡调制方法, 拓宽了 AAMC 调制范围为 $[0, 1]$, 且半桥子模块(half-bridge SM, HBSM)代替 FBSM。但桥臂开关串联问题依旧存在, 且直流母线需要笨重平波电感平滑 6 脉动电流。文献[20]提出一种中间桥臂复用型 MMC, 中间复用桥臂被上、下桥臂半周期复用, 可节省 $1/4$ 数量子模块, 但交流侧换向开关承受 $1/2$ 直流母线电压。

为保持传统 MMC 优异的工作特性, 同时实现 MMC 的低投资成本与轻量化, 文献[21]基于传统 MMC 调制原理, 提出一种三相桥臂复用型 MMC(three-phase multiplexing arm MMC, TPMA-MMC)拓扑, 如图 1(a)所示。该拓扑通过构造上、下三相复用电路来整体降低子模块数量。三相开关桥按工频复用原理工作, 实现复用桥臂被三相常规桥臂分时复用, 从而整体降低 MMC 所需器件与电容器数

量。但该拓扑受限于复用桥臂能量平衡调制范围小, 造成 TPMA-MMC 仅工作在 $[0.82, 1]$ 调制范围。进一步地, 文献[22]提出一种工频周期复用的宽范围优化调制策略, 实现 TPMA-MMC 的 $[0, 1]$ 宽范围调制。但 TPMA-MMC 中三相开关桥需器件串联承担复用桥臂调制电压。



(a) TPMA-MMC 拓扑结构



(b) 所提 TMS-MMC 拓扑结构

图 1 TMS-MMC 拓扑演化

Fig. 1 TMS-MMC topology derivation

为解决文献[21-22]中 TPMA-MMC 存在的问题, 参考[22]中调制方法, 本文提出一种三相复用子模块型 MMC(three-phase multiplexing submodule MMC, TMS-MMC)拓扑及宽范围优化调制策略,

拓扑结构如图 1(b)所示。TMS-MMC 通过构造一种新型三相复用子模块拓扑(three-phase multiplexing SM, TMSM), 解决 TPMA-MMC 中三相开关桥器件串联问题; 另外, 所提宽范围优化调制策略通过优化功率平衡角 γ 的运行范围, 实现 TMS-MMC[0, 1]宽范围调制, 同时, 进一步提升了传统 MMC 的运行特性。

本文首先给出 TMS-MMC 拓扑结构, 并详细介绍其工作原理; 接着, 重点分析复用桥臂能量平衡原理、宽范围优化调制原理、三相复用子模块均压控制策略以及拓扑基本功率控制策略, 并推导调制度 m 与能量平衡角 γ 之间的数学耦合关系; 然后, 对桥臂 SM 数量和电容进行设计, 并在储能、损耗等方面同典型拓扑进行整体性对比; 最后, 搭建 Matlab/Simulink 仿真模型和实验样机对 TMS-MMC 拓扑可行性与控制策略有效性进行验证。

1 TMS-MMC 拓扑工作原理及调制策略

1.1 TMS-MMC 拓扑工作原理

本文所提 TMS-MMC 拓扑结构如图 1(b)所示, 主要包括常规桥臂和复用桥臂, 常规桥臂由 HBSM 组成, 复用桥臂由 TMSM 组成。TMSM 结构如图 2 所示, TMSM 复用关系和器件工作状态关系如表 1 所示。以下复用桥臂中第 k 个 TMSM 为例, TMSM 包括三相三开关半桥电路和复用电容, 其中, 任一相半桥电路包括串联连接的上、中、下 3 个器件 S_{jlk1} 、 S_{jlk2} 和 S_{jlk3} 。 S_{jlk1} 和 S_{jlk3} 工作状态相同, S_{jlk2} 驱动信号与之互补。上、下 TMSM 间级联, 即为第 m 个 TMSM 中 S_{jlk1} 分别对应连接第 $k-1$ 个 TMSM 的 $S_{jl(k-1)1}$, $S_{jl(k-1)3}$ 连接第 $k+1$ 个 TMSM 中对应的

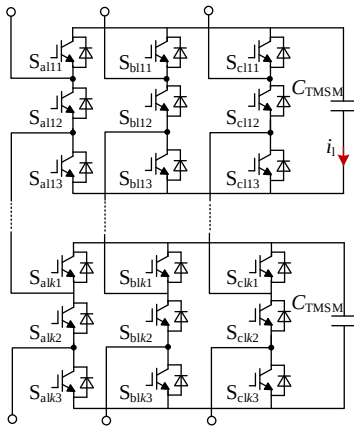


图 2 TMSM 拓扑结构及连接方式

Fig. 2 TMSM topology and connection type

表 1 TMSM 开关状态与复用关系

Table 1 TMSM switch state and multiplexing relationship

复用关系	S_{juk1}/S_{juk3}	S_{juk2}	复用关系	S_{jlk1}/S_{jlk3}	S_{jlk2}
复用	1	0	复用	1	0
旁路	0	1	旁路	0	1

$S_{jl(k+1)3}$ 。关于 TMS-MMC 基本复用方式, 即是当复用桥臂被 j 相常规桥臂复用时, 复用桥臂中所有 TMSM 中 S_{jlk1} 和 S_{jlk3} 同时导通, 实现所有 TMSM 同时被复用; 当复用桥臂被旁路, 即是所有 TMSM 中 S_{jlk2} 导通, 实现所有 TMSM 被 j 相旁路。由此, 降低 MMC 所需 SM 数量, 实现拓扑轻量紧凑化。

1.2 宽范围调制原理

为方便阐述 TMS-MMC 的调制原理, 考虑到上、下复用桥臂的工作原理具有一致性, 以下复用桥臂为例来阐述所提宽范围调制工作原理。复用原理如图 3 所示, TMS-MMC 的能量平衡角 γ 运行范围不再局限于 TPMA-MMC 中复用桥臂三分之一工频周期能量平衡的限制, 而是实现 TMS-MMC 复用桥臂在被任一相常规桥臂工频周期复用时能量平衡, 有效拓宽能量平衡角 γ 的运行范围。由此, 在该调制方式下, 能量平衡角 γ 运行范围可表示为

$$0 \leq \gamma \leq \frac{2\pi}{3} \quad (1)$$

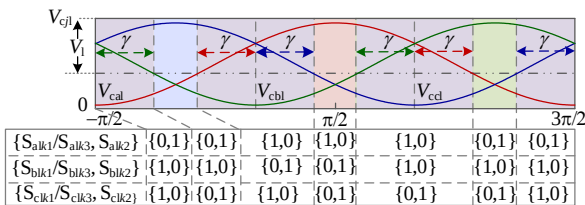


图 3 复用桥臂工频周期复用原理

Fig. 3 Multiplexed principle of multiplexing arm within one fundamental period

式(1)表明, 相比 TPMA-MMC 中能量平衡角 $\gamma \in [0, \pi/3]$, TMS-MMC 能量平衡角 γ 运行范围得到有效拓宽, 这将有利于所提拓扑的宽范围调制。

定义三相交流系统相电压、相电流分别为

$$\begin{cases} v_j = V_p \sin(\omega t + \varphi_j) \\ i_j = I_p \sin(\omega t + \varphi_j - \varphi) \end{cases}, \quad j = a, b, c \quad (2)$$

式中: v_j 、 i_j 分别为 j 相电压和相电流; V_p 、 I_p 分别为相电压和电流幅值; φ_j 为 j 相电压初相位; φ 为相电压和相电流相位差。根据图 3 所示复用原理, 则 TMSM 三相半桥开关状态可表示为

$$\{S_{jlk1}/S_{jlk3}, S_{jlk2}\} =$$

$$\begin{cases} \{1,0\}, & \omega t + \varphi_j \in (0, \frac{5\pi}{6} + \gamma] \cup (\frac{13\pi}{6} - \gamma, 2\pi] \\ \{0,1\}, & \omega t + \varphi_j \in (\frac{5\pi}{6} + \gamma, \frac{13\pi}{6} - \gamma] \end{cases} \quad (3)$$

以传统 MMC 的 a 相下桥臂调制电压为例，分析 TMS-MMC 中常规桥臂电压和复用桥臂电压间的关系。能量平衡角 γ 运行在 $0 \leq \gamma \leq 2\pi/3$ 范围，常规桥臂电压 V_{cal} 与复用桥臂电压 V_l 之间复用关系满足：

$$\begin{cases} V_{al} = V_{cal} + V_l S_{jlk1}, & 0 \leq \gamma \leq \frac{\pi}{3} \\ V_{al} = V_{cal} + V_l, & \frac{\pi}{3} \leq \gamma \leq \frac{2\pi}{3} \end{cases} \quad (4)$$

式中 V_{al} 为 MMC 中 a 相下桥臂调制电压。

进一步，由式(3)、(4)可得复用桥臂和三相常规桥臂在工频周期内的复用工作模式，如图 4 所示，详细工作模式分析如下。

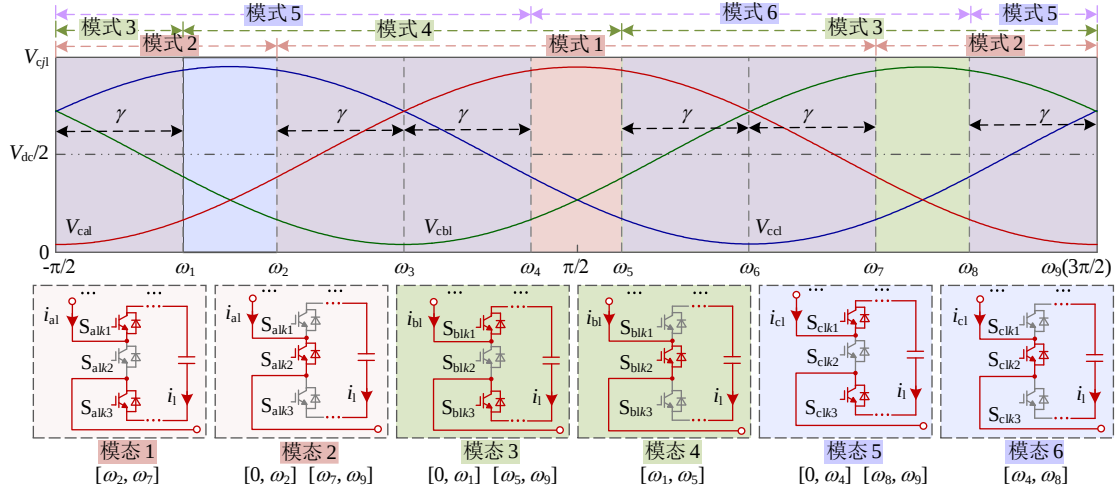


图 4 复用桥臂工频周期内工作模式

Fig. 4 The multiplexing arm operation modes within one fundamental period

1) 模式 1。当 $\omega_2 \leq \omega t \leq \omega_7$ 时， $\{S_{alk1}/S_{alk3}, S_{alk2}\}$ 的开关状态为 $\{1,0\}$ ，复用桥臂被 a 相常规桥臂复用， i_{al} 流过所有 TMSM。

2) 模式 2。当 $0 \leq \omega t \leq \omega_2$ 、 $\omega_7 \leq \omega t \leq \omega_9$ 时， $\{S_{alk1}/S_{alk3}, S_{alk2}\}$ 状态为 $\{0,1\}$ ，复用桥臂被 a 相常规桥臂旁路。

3) 模式 3。当 $0 \leq \omega t \leq \omega_1$ 、 $\omega_5 \leq \omega t \leq \omega_9$ 时， $\{S_{blk1}/S_{blk3}, S_{blk2}\}$ 的开关状态为 $\{1,0\}$ ，复用桥臂被 b 相常规桥臂复用， i_{bl} 流过所有 TMSM。

4) 模式 4。当 $\omega_1 \leq \omega t \leq \omega_5$ 时， $\{S_{blk1}/S_{blk3}, S_{blk2}\}$ 开关状态为 $\{0,1\}$ ，所有 TMSM 被 b 相常规桥臂旁路。

5) 模式 5。当 $0 \leq \omega t \leq \omega_1$ 、 $\omega_5 \leq \omega t \leq \omega_9$ 时， $\{S_{clk1}/S_{clk3}, S_{clk2}\}$ 的开关状态为 $\{1,0\}$ ，复用桥臂被 c 相常规桥臂复用， i_{cl} 流过所有 TMSM。

6) 模式 6。当 $0 \leq \omega t \leq \omega_4$ 、 $\omega_8 \leq \omega t \leq \omega_9$ 时， $\{S_{clk1}/S_{clk3}, S_{clk2}\}$ 开关状态为 $\{0,1\}$ ，所有 TMSM 被 c 相常规桥臂旁路。

因此，所提 TMSM-MMC 桥臂调制电压如图 5 所示。定义复用桥臂调制电压可表示为

$$V_u = V_l = \alpha V_{dc} \quad (5)$$

式中： V_u 、 V_l 分别为上、下复用桥臂调制电压； V_{dc}

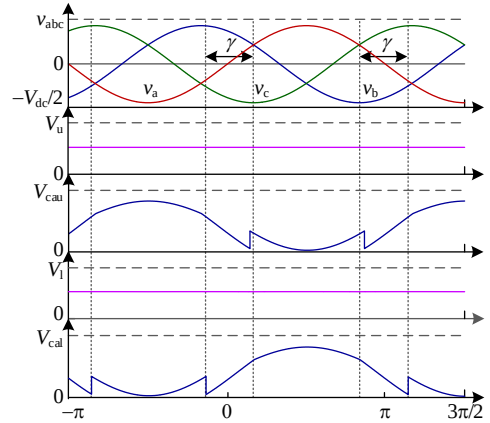


图 5 复用桥臂和常规桥臂调制电压

Fig. 5 Modulation voltage of multiplexing arm and conventional arm

为直流母线电压， α 为复用桥臂调制电压占比。

1.3 桥臂能量平衡原理及控制策略

TMS-MMC 稳定可靠运行的关键在于复用桥臂在工频周期内实现能量充放电平衡。由此，以 a 相下复用桥臂为例，并结合前述桥臂复用工作模式和桥臂电压调制，则复用桥臂传输功率 $P_l(t)$ 可表示为

$$P_l(t) = V_l \sum_{j=a,b,c} \left(\frac{i_j}{2} - \frac{I_{dc}}{3} \right) S_{jlk1} = \alpha V_{dc} \left[\left(\frac{i_a}{2} - \frac{I_{dc}}{3} \right) S_{alk1} + \right.$$

$$\left(\frac{i_b}{2} - \frac{I_{dc}}{3}\right)S_{blk1} + \left(\frac{i_c}{2} - \frac{I_{dc}}{3}\right)S_{clk1} \quad (6)$$

式中 I_{dc} 为直流母线电流;

复用桥臂在工频周期中复用阶段为 $[0, 5\pi/6 + \gamma]$ 和 $[13\pi/6, 2\pi]$, 且在该阶段实现能量平衡。所以, 对 TMS-MMC 复用桥臂功率在该阶段进行积分, 可得:

$$\int_0^{5\pi/6+\gamma} P_1(t)d(\omega t) + \int_{13\pi/6-\gamma}^{2\pi} P_1(t)d(\omega t) = 0 \Rightarrow$$

$$m(\pi + 3\gamma) - 3\sqrt{3}\cos\gamma - 3\sin\gamma = 0, \gamma \in [0, \frac{2\pi}{3}] \quad (7)$$

由式(7)可以得到, m 与 γ 之间存在相互耦合的数学关系。根据能量平衡角 γ 工作范围, 得到复用桥臂能量平衡下 γ 与调制度 m 之间的关系, 如图 6 所示。可以看出, TMS-MMC 在所提宽范围优化调制方法下有效实现 $[0, 1]$ 宽范围调制。当调制度 $m \in [0.82, 1]$, 能量平衡角 γ 运行在 $[0, \pi/3]$; 调制度 $m \in [0, 0.82]$, 能量平衡角 γ 运行在 $[0, 2\pi/3]$ 。

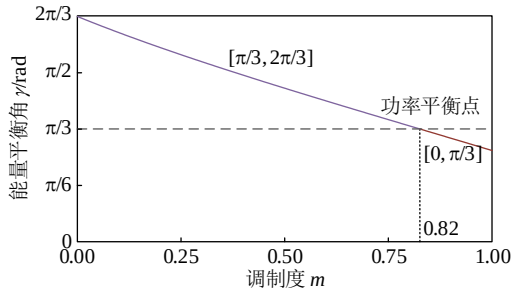


图 6 调制度 m 与能量平衡角 γ 耦合关系

Fig. 6 Correspondence between m and γ

此外, 由图 4 中所示工作模式中可以发现, 在复用桥臂被 a 相工频周期复用时, 存在被 b、c 相共同复用阶段, 则存在的共同复用阶段在 $1/3$ 工频周期 $[\pi/6, 5\pi/6]$ 对复用桥臂的充放电能量可表示为

$$\int_{\pi/6}^{5\pi/6} P_1(t)d(\omega t) = 0 \Rightarrow$$

$$-m(\pi + 3\gamma) + 3\sqrt{3}\cos\gamma + 3\sin\gamma = 0 \quad (8)$$

对比式(7)、(8)可以发现, 在共同复用阶段作用下, 调制度 m 与能量平衡角 γ 数学关系保持一致。由此得出, 所提调制方法可以使得复用桥臂在 $1/3$ 工频周期能量平衡。为此, 进一步设计复用桥臂能量平衡控制策略, 如图 7 所示。复用桥臂能量波动反映在桥臂中所有 TMSM 电容电压波动, 则复用桥臂能量平衡控制通过对 TMSM 电容电压闭环控制实现。由式(7)可得理论能量平衡角 γ_{ref} , TMSM 电容电压闭环输出动态参与能量平衡调节的偏差

$\Delta\gamma_a$, TMSM 均压控制输出均压偏差 $\Delta\gamma_d$, 根据整流和逆变 2 种工作模式, 得到实际复用桥臂能量平衡控制角 $\gamma_{ref} \pm \Delta\gamma_a + \Delta\gamma_d$ 。依据式(3)中 TMSM 开关器件控制时序逻辑, 控制 TMSM 可靠、稳定工作。

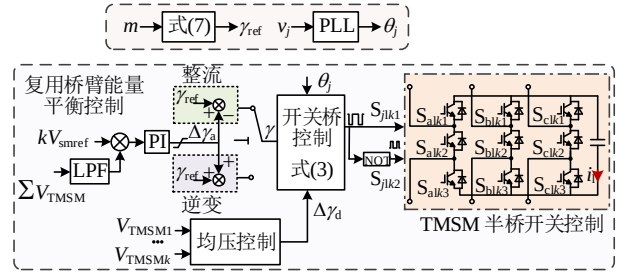


图 7 复用桥臂能量平衡控制策略

Fig. 7 Multiplexing arm energy balance control scheme

对于 TMS-MMC 基本调制策略同传统 MMC 保持一致, 所以整体控制策略如图 8 所示。外环采用功率或电压闭环控制, 内环为电流环控制, 内环输出经 dq/abc 变换得到 TMS-MMC 理论调制电压 v_{mj} , v_{mj} 经式(4)输出复用桥臂理论调制 V_l 和常规桥臂理论调制电压 V_{cl} , 其中 V_{cl} 叠加环流控制输出分量得到常规桥臂实际调制电压。

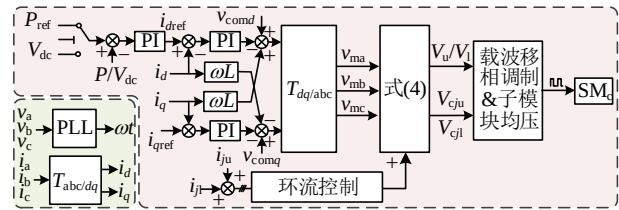


图 8 TMS-MMC 整体控制策略

Fig. 8 TMS-MMC overall control scheme

TMS-MMC 环流控制策略同传统 MMC 保持一致, 在此不在赘述。对于 TMSM 均压控制可参考常规桥臂子模块均压控制思路, 均压控制策略如图 9 所示, 在整体能量平衡角 $\gamma \pm \Delta\gamma_a$ 基础上, 参考 TMSM 电容电流方向, TMSM 电容电压平均值均压闭环控制输出偏差 $\Delta\gamma_{dk}$, 从而微调 TMSM 上、中、下管工频导通时间, 保证复用于子模块间均压平衡。

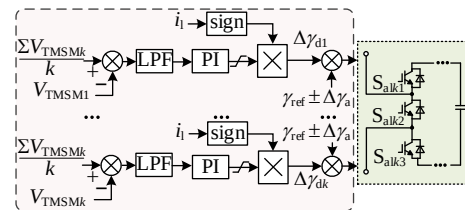


图 9 TMSM 均压控制

Fig. 9 TMSM voltage balance control scheme

1.4 锁相环对 TMSM 控制的影响

式(3)为 TMSM 三相半桥开关在工频周期中的控制逻辑,需要锁相环(phase locked loop, PLL)获取网侧系统电压实时相位。传统逆变器系统若发生谐振失稳,PLL 相位精度将出现一定偏差,造成逆变器运行失败^[23-24]。举例说明 PLL 和能量平衡控制对 TMSM 投切时间的影响,如图 10 所示。在某一工频周期中,理论情况下, TMSM 在 $\theta_a = \omega_2$ 时刻投入,因 PLL 控制精度产生偏差造成 TMSM 电压在前一工频周期高于 V_{smref} ,复用桥臂能量平衡闭环输出 $+\Delta\gamma_{a(\tau)}$,则 TMSM 投入时间提前 $\Delta\gamma_{a(\tau)}/\omega$,增加 TMSM 放电时间;当 PLL 输出相位 $\theta_a = \omega_8$ 时, TMSM 需切除,在此刻前,若 TMSM 电压低于 V_{smref} ,则复用桥臂能量平衡闭环输出 $-\Delta\gamma_{a(\tau+1)}$,则 TMSM 切除时间延后 $-\Delta\gamma_{a(\tau+1)}/\omega$,降低 TMSM 放电时间;由此, TMSM 可通过复用桥臂能量平衡控制动态修正开关投切时间,降低了 PLL 相位精度的影响。进一步地, TMSM 在工频周期中投切状态可修正为

$$\{S_{jlk1}/S_{jlk3}, S_{jlk2}\} = \begin{cases} \{1, 0\}, \theta_j \in \left(0, \frac{5\pi}{6} + \gamma_{ref} \pm \Delta\gamma_{j(\tau+1)}\right] \cup \\ \left(\frac{13\pi}{6} - \gamma_{ref} \pm \Delta\gamma_{j(\tau)}, 2\pi\right] \\ \{0, 1\}, \left(\frac{5\pi}{6} + \gamma_{ref} \pm \Delta\gamma_{j(\tau+1)}, \frac{13\pi}{6} - \gamma_{ref} \pm \Delta\gamma_{j(\tau)}\right] \end{cases} \quad (9)$$

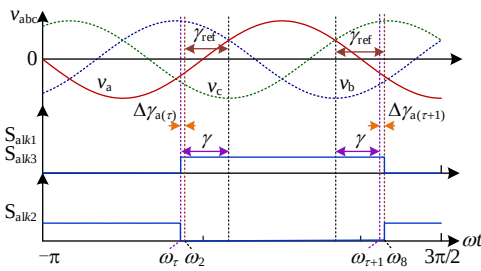


图 10 PLL 与 TMSM 投切时间的关系

Fig. 10 The relationship between PLL and TMSM switching time

2 参数计算

2.1 SM 数量

基于 2.3 节分析,复用桥臂调制电压、常规桥臂最大调制电压及能量平衡角 γ 之间存在一定的边界关系。以 MMC 的 a 相下桥臂调制电压为例,常规桥臂最大调制电压 V_{cal} 需满足在复用阶段运行边界时所需要的电压,电压边界关系如图 11 所示。

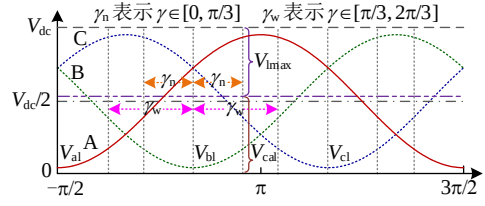


图 11 桥臂调制电压运行边界

Fig. 11 Operating boundary of arm modulation voltage

分析图 11 可以得到,复用桥臂调制电压在不同调制度下的运行边界可表示为

$$\alpha = \begin{cases} \alpha_{cir} = \frac{2-m}{2+2m}, & 0 \leq m < 0.82 \\ \frac{1+m \sin(\pi/6 - \gamma)}{1+m \sin(\pi/6 + \gamma)}, & 0.82 \leq m \leq 1 \end{cases} \quad (10)$$

由此,在 $m \in [0, 1]$ 、 $\gamma \in [0, 2\pi/3]$ 条件下,复用桥臂最大调制电压占比同调制度之间关系如图 12 所示。当 $m=0.9$ 时,复用桥臂调制电压约为 $0.32V_{dc}$; $m=1$ 时,复用桥臂最大调制约为 $0.34V_{dc}$ 。

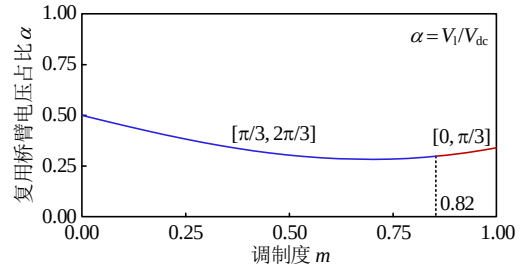


图 12 复用桥臂调制电压占比

Fig. 12 Multiplexing arm modulation voltage ratio

关于常规桥臂子模块数量、复用桥臂子模块数量及电容、器件数量配置情况,参考国内某工程参数^[25]如表 2 所示,则分析配置如下。结合式(4)、(5),常规子模块数量 N_{CSM} 、复用户子模块数量 N_{TMSM} 及全部功率器件数量 N_{sw} 为

$$\begin{cases} N_{CSM} = \frac{6(V_{dc} - V_l)}{V_{smref}} \\ N_{TMSM} = \frac{2V_l}{V_{TMSM}} \end{cases} \quad (11)$$

式中 V_{smref} 与 V_{TMSM} 相等。

表 2 国内某工程运行参数

Table 2 Operating parameters of a domestic DC project

参数	数值	参数	数值
传输功率 P/MW	400	电容电压波动率 $\varepsilon/\%$	5
交流电压 V_{ac}/kV	311	调制度 m	0.9
直流母线电压 V_{dc}/kV	± 200	子模块电压 V_{smref}/kV	1.6
单桥臂 SM 数量 N	250	子模块容值/ mF	12

表 2 中工程参数,在不考虑 SM 冗余配置情况

下, TMS-MMC 常规单桥臂仅需配置 HBSM 169 个, 复用桥臂配置 TMSM 81 个, TMS-MMC 整体采用 1176 个 SM, 同 TPMA-MMC 的 SM 数量持平, 但相比 MMC 减少使用 324 个 SM, 可知, TMS-MMC 在体积、重量方面实现大幅降低。

2.2 子模块电容

子模块电容在整个子模块体积与重量中占比均超一半, 所以子模块电容容值大小侧面反映了子模块的体积和重量。下文分别通过计算桥臂功率波动, 来分析复用桥臂中 TMSM 和常规桥臂 HBSM 容值大小。根据复用桥臂传递功率, 则复用桥臂在 $[t_1, t_2]$ 中最大功率波动 ΔE_{larm} 可表示为

$$\Delta E_{\text{larm}} = \int_{t_1}^{t_2} P_l(t) dt = \begin{cases} \frac{\alpha V_{\text{dc}} I_p \cos \varphi}{6\omega} [3(\sqrt{3} \cos \gamma - \sin \gamma) + m(-\pi + 3\gamma)], & \gamma \leq \frac{\pi}{3} \\ \frac{\alpha V_{\text{dc}} I_p m \cos \varphi}{2\omega} (-\pi + 3\gamma), & \frac{\pi}{3} \leq \gamma \leq \frac{2\pi}{3} \end{cases} \quad (12)$$

常规桥臂传输功率 $P_{\text{carm}}(t)$ 可表示为

$$P_{\text{carm}}(t) = V_{\text{cal}} i_{\text{al}} = (V_{\text{al}} - V_1 S_{jlk1}) i_{\text{al}} \quad (13)$$

常规桥臂在 $[t_3, t_4]$ 中最大功率波动为 ΔE_{carm} 可表示为

$$\Delta E_{\text{carm}} = \int_{t_3}^{t_4} P_{\text{carm}}(t) dt = \frac{V_{\text{dc}} I_p}{8\omega} \{ \sqrt{4 - m^2 \cos^2 \varphi} \cdot [4 - 8\alpha + m^2(-1 + \sin^2 \varphi)] + 8\alpha m \arcsin \frac{m \cos \varphi}{2} \cos \varphi \} \quad (14)$$

根据桥臂最大能量波动和子模块容值关系^[23], 则常规桥臂子模块容值 C_{CSM} 和三相复用子模块 C_{TSM} 可表示为

$$\begin{cases} C_{\text{CSM}} = \frac{\Delta E_{\text{carm}}}{2N_{\text{CSM}} \varepsilon V_{\text{smref}}^2} \\ C_{\text{TSM}} = \frac{\Delta E_{\text{larm}}}{2N_{\text{TSM}} \varepsilon V_{\text{smref}}^2} \end{cases} \quad (15)$$

式中 ε 为电容电压波动率。

进一步, 结合文献[26-28]中的结论, SM 电容容值选取应满足系统纯全无功功率运行及系统非对称故障暂态下子模块电容电压波动阈值; 考虑经济性等方面, 纯无功功率工况对 SM 容值设计更为主要^[28]。结合表 2 中工程参数, 可以得到, TMS-MMC 常规桥臂 HBSM 电容约为 12.5 mF, 复用桥

臂 TMSM 电容容值约为 5.6 mF, 而传统 MMC 所需容值约为 13.4 mF。TMS-MMC 整体容值需求得到降低, 尤其是 TMSM 容值降低近 58%, 可实现体积、重量的降低, 提升了拓扑的轻型化。

3 性能对比

3.1 器件数量对比

为后文方便对比, 统一以工况 $m=0.9$ 为例进行比较。假定 HBSM 和 TMSM 开关器件选型一致, 则 TMS-MMC 所需功率器件数量为

$$N_{\text{SW}} = 2N_{\text{CSM}} + 9N_{\text{TSM}} \quad (16)$$

所提拓扑与传统 MMC 和 TPMA-MMC 器件数量方面对比结果如图 13 所示, 由于 TMSM 配置三相三开关半桥电路, 相比 TPMA-MMC 和 MMC, 造成 TMS-MMC 所需器件数量略有增加。但对于 TPMA-MMC 存在的三相开关桥臂器件问题, 通过对 TMS-MMC 复用桥臂模块化, 从根本上彻底解决了三相开关桥臂器件串联问题, 提高了 TPMA-MMC 运行可靠性。当然, 若提高复用子模块 TMSM 直流电压利用率或采用高压器件, 如高压 IGBT 等器件^[29], 则可以整体降低 TMS-MMC 所需模块数量和器件数量。

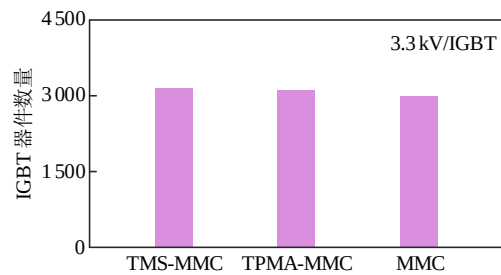


图 13 功率器件数量对比

Fig. 13 Power devices comparison

3.2 储能需求对比

桥臂电容大小反映变换器整体储能大小, 进一步可以体现拓扑整体功率密度大小的特性。根据 2.2 节分析, 在全功率周期下, 对 MMC、TPMA-MMC 及 TMS-MMC 的桥臂最大储能进行对比, 结果如图 14 所示。从对比结果看, TMS-MMC 桥臂最大储能在全功率因数范围下远小于传统 MMC。在单位功率因数下, TMS-MMC 单桥臂总最大储能约为 2.3 MJ, 相比 MMC, 整体降低 40.4%。这表明, 所提 TMS-MMC 整体所需电容容值大幅降低, 也进一步证明所提拓扑整体体积更小。换言之, 在相同传输容量下, 所提调制方法无疑极大提升拓扑

的功率密度。另外，相比 TPMA-MMC，受限于调制方式不同，TMS-MMC 桥臂储能一定程度有增加。

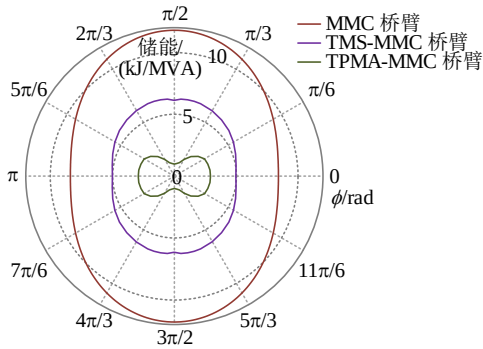


图 14 全功率因数下 MMC、TPMA-MMC 及 TMS-MMC 桥臂储能变化对比(kJ/MVA)

Fig. 14 Arm energy storage comparison under fully variable power factor in MMC, TPMA-MMC and TMS-MMC

3.3 运行损耗对比

由调制原理可知，TMSM 器件工作在工频开关状态，工作频率低，则 TMSM 器件通断损耗小。关于常规桥臂 SM 运行损耗方面，开断损耗占比较小，因此，TMS-MMC 运行损耗计算仅仅考虑器件通态损耗。假设常规桥臂 SM 和 TMSM 器件均选用 FZ400R17KE4^[30]的 IGBT，为简化计算，假定功率器件和反并联二极管导通压降为 V_{on} ，则 TMSM 损耗 W_{TMSM} 、常规桥臂子模块损耗 W_{CSM} 和总损耗 W_{tot} 可表示为

$$\left\{ \begin{aligned} W_{TMSM} &= 3V_{on} \left[\int_0^{\frac{5\pi}{6}+\gamma} (2 \sum_{j=a,b,c} |i_{jl}|) d(\omega t) + \int_{\frac{13\pi}{6}-\gamma}^{2\pi} (2 \sum_{j=a,b,c} |S_{jlk} i_{jl}|) d(\omega t) + \int_{\frac{13\pi}{6}-\gamma}^{\frac{13\pi}{6}} |i_{jl}| d(\omega t) \right] \\ W_{CSM} &= \int_0^{2\pi} V_{on} |i_{al}| d(\omega t) = \frac{I_p V_{on}}{\omega} \cdot (m \cos \varphi \arcsin \frac{m \cos \varphi}{2} + \sqrt{4 - m^2 \cos^2 \varphi}) \\ W_{tot} &= \frac{2V_1}{V_{smref}} W_{TMSM} + 2N_{CSM} W_{CSM} \end{aligned} \right. \quad (17)$$

对比 MMC、TPMA-MMC 和 TMS-MMC 损耗情况，以 $I_p V_{on}/\omega$ 为参考基准，得到三者 $m \in [0, 1]$ 和 $\varphi \in [0, \pi]$ 范围内损耗对比结果，如图 15 所示。可知，在 $[0, 1]$ 调制范围及全功率因数变化下，相比 MMC，TMS-MMC 运行损耗大幅降低。在 $m=0.9$ 和 $\cos \varphi=1$ 时，TMS-MMC 损耗约降低 20.2%，运

行效率得到大幅提升。同时，在 $\cos \varphi \in [-1, 1]$ ，TMS-MMC 在全区间的运行损耗也小于 TPMA-MMC。由此可知，本拓扑虽然一定程度增加了所需器件数量，但所提宽范围调制方法使得 TMS-MMC 运行损耗大幅降低。

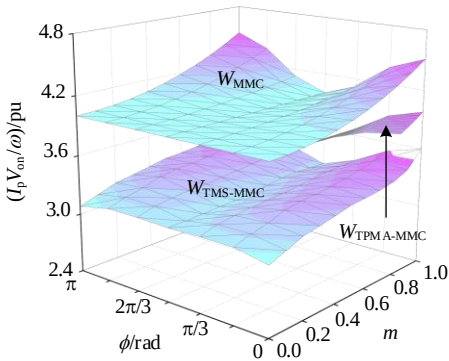


图 15 不同调制度 m 和功率因数下损耗对比

Fig. 15 Loss comparison under variable m and power factor

3.4 整体性能对比

表 3 为 TMS-MMC 与 MMC、TPMA-MMC 整体的性能对比结果。导致 MMC 体积大、重量高的主要原因是电容的数量与体积，单 SM 中电容体积与重量占比达 60%。由表 3 可知，相比传统 MMC，所提 TMS-MMC 子模块数量和电容数量降低约 21.6%。同时，无论是三相复用子模块还是常规桥臂子模块所需容值，均小于传统 MMC 子模块容值，进一步降低电容体积。可知，TMS-MMC 从拓扑结构与调制方法上整体实现 MMC 装备轻型化。另外，在器件承压方面，TMS-MMC 提出一种三相复用子模块，从根本上解决 TPMA-MMC 中三相桥开关串

表 3 TMS-MMC 与 MMC、TPMA-MMC 性能对比
Table 3 Performance comparison of TMS-MMC, MMC and TPMA-MMC

参数	MMC	TPMA-MMC ^[21]	TMS-MMC
子模块数量	1 500	1 193	1 176
电容数量	1 500	1 193	1 176
器件数量	3 000	常规桥臂：2 386 三相桥：926	常规桥臂：2 028 三相桥：1 458
器件承压/kV	1.6	三相桥：123 SM IGBT：123	TMSM IGBT：1.6 SM IGBT：1.6
SM 容值/mF	12	复用 SM：2.1 常规 SM：4.8	复用 SM：1.83 常规 SM：9.8
储能/MJ	23.04	6.79	13.81
运行损耗	高	低	很低
调制范围	[0, 1]	[0.82, 1]	[0, 1]

联均压的问题,实现复用桥臂模块,整体提高运行可靠性。在储能与运行损耗方面,相比 MMC, TMS-MMC 均实现大幅降低,提高了运行效率与功率密度。在调制范围方面, TMS-MMC 实现 $[0, 1]$ 宽范围调制。综合分析,对比 MMC, TMS-MMC 在体积、重量、效率与功率密度方面均表现出优异特性,为当前海上风电换流平台轻型化建设及大规模沙戈荒新能源基地汇集直流送出提供了一种具有应用价值的拓扑方案。

4 算例分析

为验证本文所提 TMS-MMC 拓扑及宽范围调制方法的有效性, Matlab/Simulink 搭建 DC ± 10 kV/1 MW 的仿真系统。仿真模型交流系统频率 50 Hz, 交流系统输出电抗 20 mH, 桥臂电感 5 mH, 常规桥臂子模块 9 个, 复用桥臂子模块 3 个, 子模块电压 1.67 kV, 子模块容值 5 mF; 基于以上参数, 分别仿真 $m=0.5$ 和 $m=0.9$ 时 2 种运行工况。

4.1 $m=0.5$ 仿真验证

MSM-MMC 拓扑在 $m=0.5$ 时稳态运行波形如图 16 所示, 复用桥臂能量平衡角度 $\gamma=0.45\pi$, γ 运行在 $[\pi/3, 2\pi/3]$ 。系统功率 1 MVA, 单位功率因数运行, 三相电流幅值约为 133.6 A, 谐波含量低。常规桥臂电流、复用桥臂电流、复用户子模块电压、复用桥臂电压以及常规桥臂电压均运行稳定, 其中, 复用户子模块电压波动明显小于常规桥臂子模块电压, 同时, 复用户子模块电容电压可以实现 1/3 工频周期能量平衡, 验证了 3 节的理论分析。常规桥臂电压和复用桥臂电

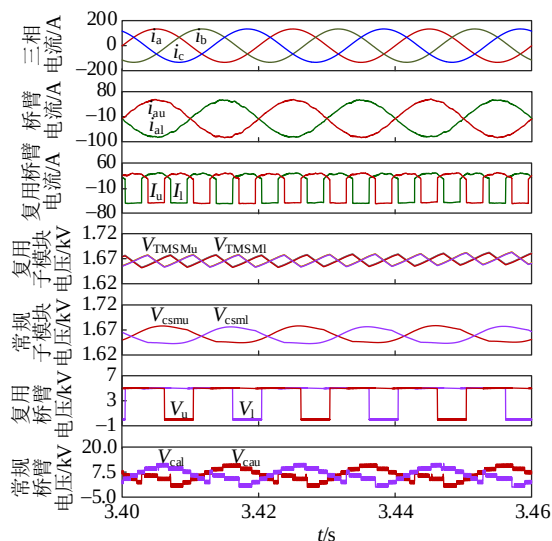


图 16 $m=0.5$ 时稳态运行结果

Fig. 16 Steady-state simulation results under $m=0.5$

压同理论调制波一致, 复用桥臂电压 5 kV 工频周期复用, 验证了复用户子模块调制原理的正确性。

4.2 $m=0.9$ 仿真验证

系统仿真验证 TMS-MMC 在所提调制方法下从整流工况至逆变工况的运行结果, 如图 17 所示。当 $m=0.9$, 复用桥臂能量平衡角度 $\gamma=0.3\pi$, γ 运行在 $[0, \pi/3]$ 。交流系统在 2 s 时从稳定输出功率 1 MW 开始降低, 2.3 s 时系统反向功率开始增加, 2.6 s 时交流系统吸收功率增加至 1 MW 并稳定运行, 拓扑运行在单位功率因数。图 17 局部放大波形表明系统所提拓扑工作原理、优化调制方法的正确性和有效性。

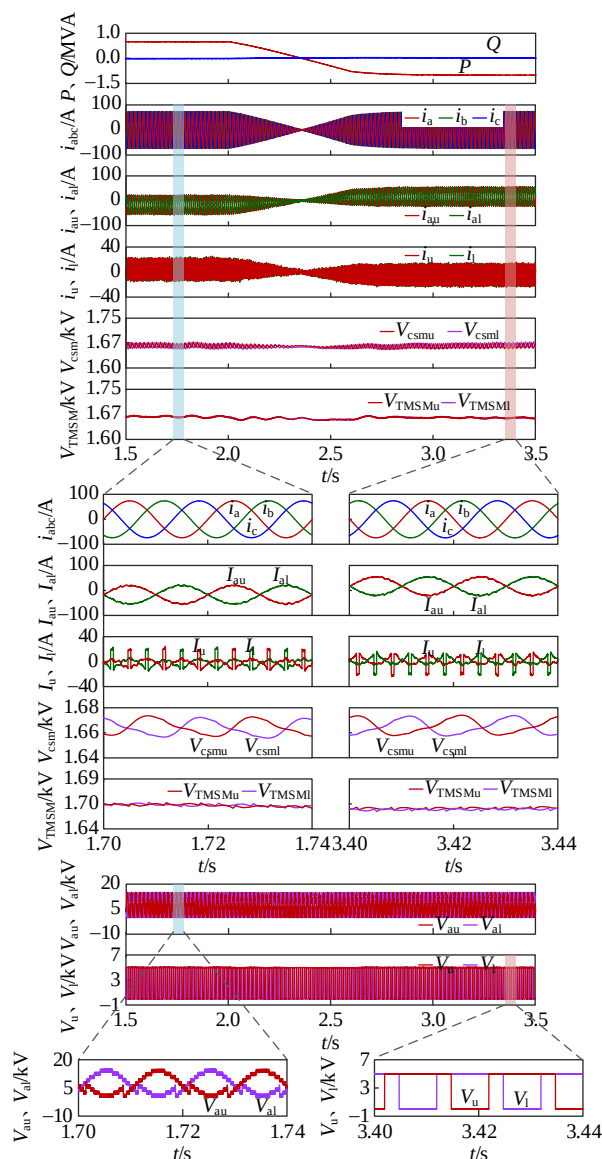


图 17 $m=0.9$ 时 TMS-MMC 从整流至逆变运行结果

Fig. 17 Dynamic simulation results of TMS-MMC operating from rectifier to inverter under $m=0.9$

4.3 锁相环影响验证

为进一步验证桥臂能量平衡控制弱化对锁相

环精度要求, 仿真验证系统发生 10 Hz 低频谐振工况下的 TMS-MMC 稳定运行情况, 谐振电压幅值为 20%, 系统仿真结果如图 18 所示, 1.8 s 时系统发生 10 Hz 谐振, 如图 18(b)所示, PLL 在 TMSM 投切时刻精度相差 $\Delta\theta_{a(r)}$, 造成 TMSM 复用阶段放电时间缩短, TMSM 电容电压增加; 此时, 如图 18(c)所示, 复用桥臂能量平衡角 γ 在切除前延长 $\Delta\gamma_{a(r+1)}$, 以此实现 TMSM 电压稳定。进一步, 由图 18 所示三相电流、TMSM 电压和直流母线电流可以看到, TMS-MMC 实现稳定运行。

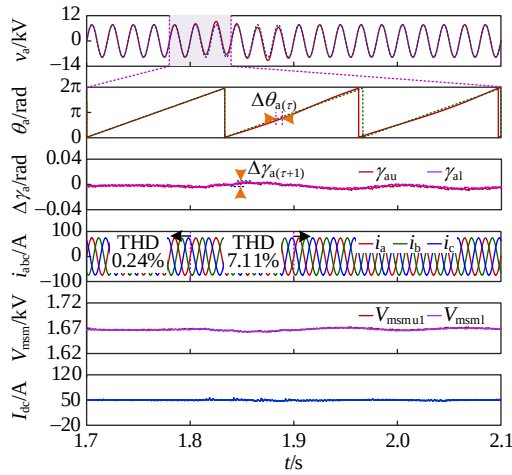


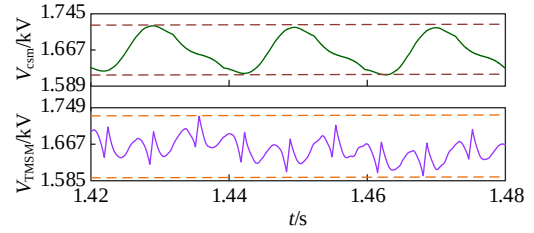
图 18 交流电网 10 Hz 低频谐振 PLL 的影响

Fig. 18 The influence of PLL under low-frequency resonance (10 Hz) of ac grid

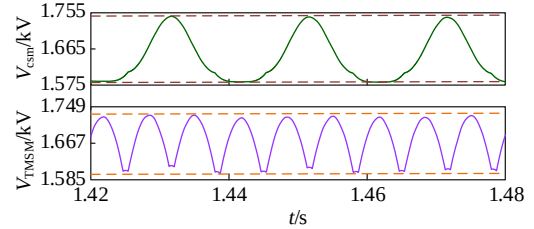
4.4 子模块电压波动验证

基于 2.2 节子模块容值分析理论, 参考前文 DC ± 10 kV/1 MW 仿真系统参数, 考虑到子模块电容电压波动不超过 $\pm 5\%$ ^[31], 经计算可以得到, 常规桥臂 SM 容值约为 1.3 mF, TMSM 容值约为 0.7 mF。TMS-MMC 子模块采用排序均压策略, 仿真验证了如下 3 种工况: 1) $P_{ref}=1$ 且 $Q_{ref}=0$; 2) $P_{ref}=1$ 且 $Q_{ref}=0$; 3) 单相接地故障。具体结果如下。

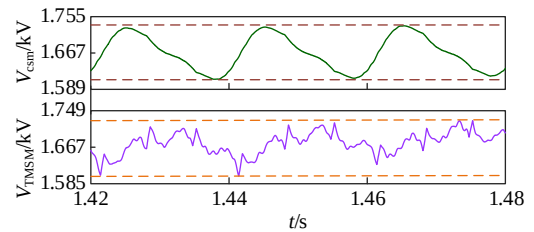
当系统工作在纯有功时, 常规桥臂 HBSM 和 TMSM 子模块电容电压运行在 1589~1745 V 范围内, 波动小于 $\pm 5\%$; 相比 TMS-MMC 纯无功运行时, HBSM 和 TMSM 电容电压波动均进一步增加, 上下波动电压约为电容电压波动略大于 5%。这验证了波动率限制下, 纯无功功率工况增加子模块电容容值需求。另外, 图 19(c)为系统发生单相接地故障, 子模块电容电压波动较纯有功功率时增加, 尤其 TMSM 电容电压波动略低于 5%。仿真结果验证子模块电容容值计算结果的正确性。



(a) $P=1$ 且 $Q=0$ 时 SM 电压波形



(b) $P=0$ 且 $Q=1$ 时 SM 电压波形



(c) 交流系统单相接地故障 SM 电压波形

图 19 TMS-MMC 子模块电容电压波动仿真验证

Fig. 19 TMS-MMC submodule capacitor voltage fluctuation simulation verification

5 实验验证

为进一步验证所提拓扑及宽范围优化调制策略的正确性和有效性, 搭建实验平台, 如图 20 所示, 实验参数如表 4 所示。分别在 $m=0.5$ 、0.9 下

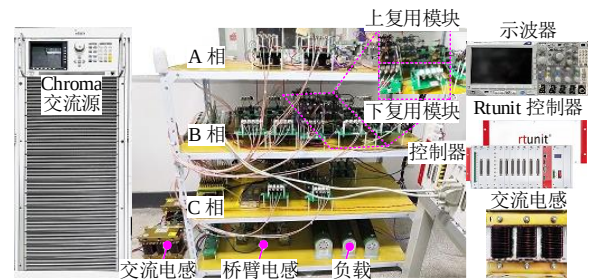


图 20 TMS-MMC 原理实验样机

Fig. 20 TMS-MMC scale-down experimental prototype

表 4 实验参数

Table 4 Parameters of the experiment prototype

参数	数值	参数	数值
相电压 V_m/V	126	负载电阻 R	50
复用子模块数量 N_c	1	常规子模块容值 C_{cm}/mF	2
常规子模块数量 N_m	3	三相复用子模块容值 C_{TMSM}/mF	2
调制比 m	0.9	—	—

对本拓扑及调制方法进行实验验证。

5.1 $m=0.5$ 实验验证

图 21 为在 $m=0.5$ 工况下实验验证结果, 交流系统电压约为 70 V, 三相电流幅值约为 15 A 且较为平滑, 同时, 相电压相电流同相位, TMS-MMC 单位功率因数运行。图 21(c) 为 a 相上下常规桥臂电流, 且接近上下均分, 含有相同的直流分量。复用子模块电压和常规子模块电压接近额定工作电压 70 V, 相同容值下, 复用子模块电容电压波动小于常规子模块电压, 且复用子模块电压频率 150 Hz, 实现 1/3 工频周期能量平衡。复用桥臂电压、常规桥臂电压及直流母线电压均按实验参数稳定运行, 验证了 TMS-MMC 在低调制度下拓扑及控制策略的正确性。

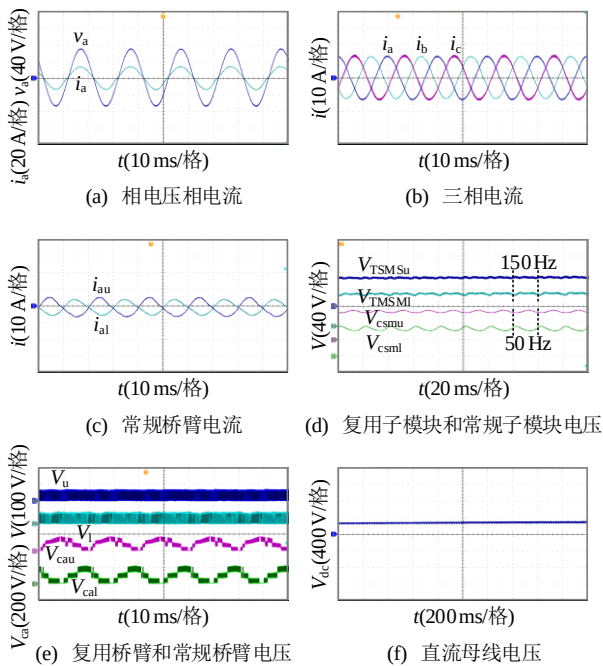


图 21 $m=0.5$ 实验验证

Fig. 21 Experimental verification results under $m=0.5$

5.2 $m=0.9$ 实验验证

调制度 $m=0.9$ 时, 首先验证 TMS-MMC 在整流工况下的实验结果, 如图 22 所示。相电压和相电流保持同相位, 三相电流稳定且幅值约为 8.8 A, 上下常规桥臂电流交流分量和直流分量保持相等, 复用子模块电压和常规子模块电压工作在 70 V 且复用子模块实现 1/3 周期能量波动平衡, 复用子模块电容电压波动小于常规子模块, 验证了所提拓扑调制策略可以有效降低复用子模块容值需求。所有稳态波形均验证所提 TMS-MMC 控制策略的正确性和有效性。

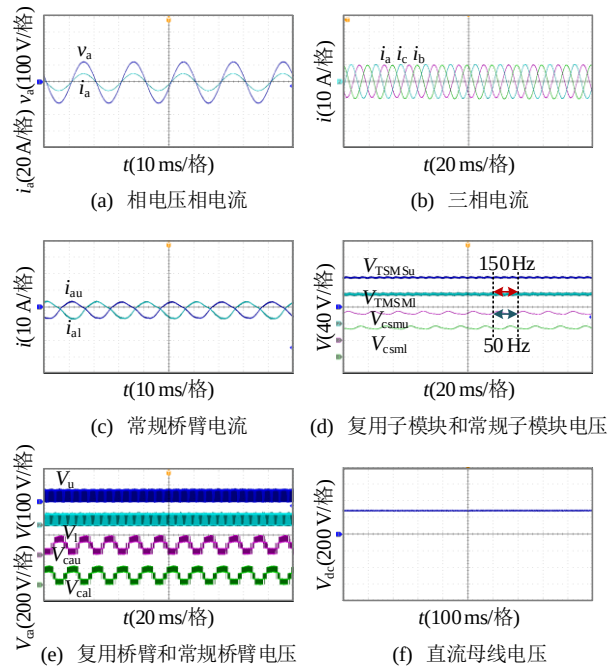


图 22 $m=0.9$ 实验验证

Fig. 22 Experimental verification results under $m=0.9$

接着, TMS-MMC 实验验证在低功率因数约为 0.86 下的运行特性, 实验结果如图 23 所示。从波形上可以得到, 相电流约超前相电压 30° , 电流幅值约为 10.5 A, 符合理论分析。直流母线电压运行稳定, 约 210 V。相比图 22(d), SM 电容电压波动略有增加。图 23(e) 中, 桥臂电压波形同理论调制波保持一致。

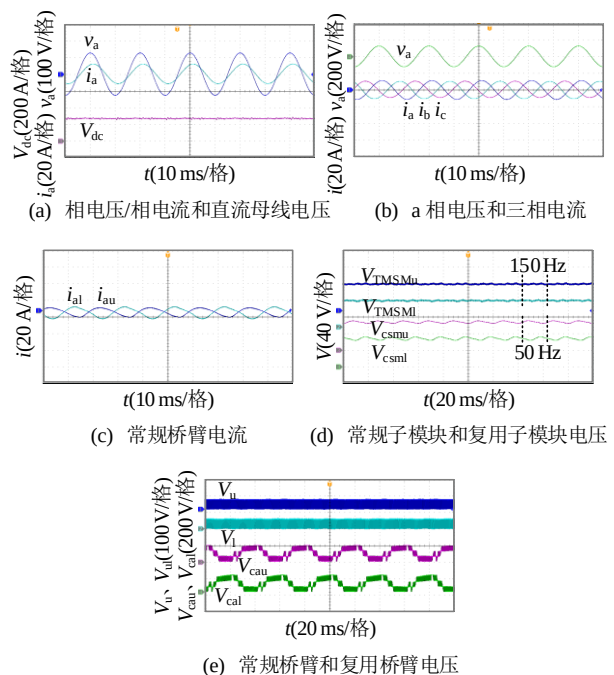


图 23 TMS-MMC 非单位功率因数实验验证

Fig. 23 TMS-MMC non unity power factor experimental verification

进一步,实验验证了所提拓扑在 $m=0.9$ 下的逆变工况。直流母线电压为 280 V,交流负载 $R=15\ \Omega$,其他参数与整流工况一致,实验结果如图 24 所示。a 相电压为负载电阻两端电压,幅值约为 125 V,三相电流波形对称且稳定。SM 电压波形与桥臂调制电压波形均与前文一致。

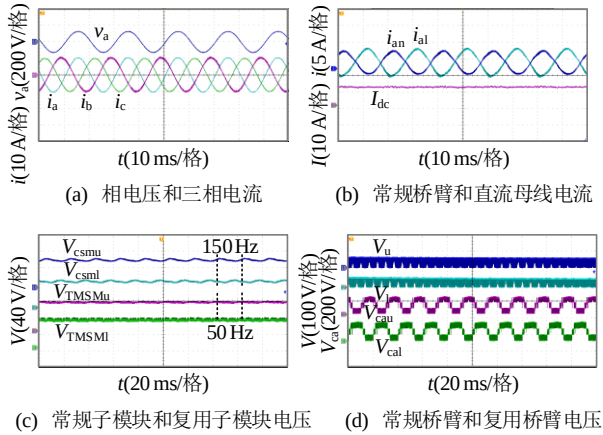


图 24 TMS-MMC 逆变实验验证

Fig. 24 Experimental verification results under TMS-MMC as an inverter

6 结论

本文基于 TPMA-MMC 拓扑工作原理,提出一种三相复用子模块型 MMC 拓扑,并提出一种宽范围优化调制方法,得到结论如下:

1) 常规桥臂采用常规半桥型子模块,复用桥臂采用三相复用子模块,结合所提优化调制方法,TMS-MMC 实现[0,1]宽范围调制,同时,实现复用桥臂模块化,解决 TPMA-MMC 窄调制范围以及三相开关桥器件串联问题。通过工作调制原理阐述、控制策略分析、仿真及实验验证,验证所提拓扑、调制方法及控制策略的有效性和正确性。

2) 相比传统 MMC 拓扑,所提方案在子模块数量、体积、效率及功率密度方面,均表现出更为优异的特性,同时,还保持传统 MMC 模块化的运行特征,为当前海上换流平台建设及沙戈荒新能源基地直流汇集送出提供一种极具应用价值的高效紧凑且轻型化的拓扑方案。

参考文献

- [1] 文云峰,杨伟峰,汪荣华,等. 构建 100%可再生能源电力系统述评与展望[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(6): 1843-1855.
WEN Yunfeng, YANG Weifeng, WANG Ronghua, et al. Review and prospect of toward 100% renewable energy

- power systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(6): 1843-1855(in Chinese).
- [2] 底昊天, 向往, 杨明睿, 等. 沙戈荒新能源交直流混合汇集直流外送系统参数设计方法与运行特性分析[J/OL]. 中国电机工程学报, 2025[2026-04-01].
DI Haotian, XIANG Wang, YANG Mingrui, et al. Parameter design method and operating characteristics analysis of hybrid AC/DC collection and DC Transmission system for renewable energy of the desert, gobi, and barren Areas[J]. Proceedings of the CSEE, 2025[2026-04-01].
- [3] BASIĆ M, DUJIĆ D. Hybrid modular multilevel converter for variable DC link voltage operation[J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2021, 6(2): 178-190.
- [4] 汤广福, 王高勇, 贺之渊, 等. 张北 500kV 直流电网关键技术与设备研究[J]. 高电压技术, 2018, 44(7): 2097-2106.
TANG Guangfu, WANG Gaoyong, HE Zhiyuan, et al. Research on key technology and equipment for Zhangbei 500kV DC grid[J]. High Voltage Engineering, 2018, 44(7): 2097-2106(in Chinese).
- [5] 徐进, 韦古强, 金逸, 等. 江苏如东海上风电场并网方式及经济性分析[J]. 高电压技术, 2017, 43(1): 74-81.
XU Jin, WEI Guqiang, JIN Yi, et al. Economic analysis on integration topology of Rudong offshore wind farm in Jiangsu Province[J]. High Voltage Engineering, 2017, 43(1): 74-81(in Chinese).
- [6] 樊强, 赵西贝, 赵成勇. 适用于直流电网故障清除的并联型混合 MMC[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(14): 4965-4974.
FAN Qiang, ZHAO Xibei, ZHAO Chengyong. A parallel hybrid MMC for clearing fault in DC grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(14): 4965-4974(in Chinese).
- [7] 魏晓光, 单云海, 唐新灵. 高压直流输电技术发展现状及趋势[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(22): 8937-8957.
WEI Xiaoguang, SHAN Yunhai, TANG Xinling. Development status and trend of high-voltage direct current transmission technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(22): 8937-8957(in Chinese).
- [8] 王泽青, 夏成军, 赖胜杰, 等. 混合型 MMC 非闭锁型直流故障穿越的故障等效模型[J]. 电力工程技术, 2023, 42(2): 103-111.
WANG Zeqing, XIA Chengjun, LAI Shengjie, et al. Fault equivalent model for non-blocking DC fault ride-through of hybrid MMC[J]. Electric Power Engineering Technology, 2023, 42(2): 103-111(in

- Chinese).
- [9] 李政轩, 宋强, 曾嵘, 等. 海上风电中频汇集和分布式串联直流输电系统[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(22): 7608-7620.
- LI Zhengxuan, SONG Qiang, ZENG Rong, et al. A novel HVDC system integrating offshore wind farms using series-connected distributed MMCs and medium-frequency AC collection network[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(22): 7608-7620(in Chinese).
- [10] 蔡希鹏, 邹常跃, 彭发喜, 等. 超大规模海上风电海陆一体直流输电技术探讨[J]. 电网技术, 2024, 48(7): 2895-2901.
- CAI Xipeng, ZOU Changyue, PENG Faxi, et al. Discussion on HVDC transmission technology for super-large scale offshore wind power under offshore-onshore integration[J]. Power System Technology, 2024, 48(7): 2895-2901(in Chinese).
- [11] FELDMAN R, TOMASINI M, AMANKWAH E, et al. A hybrid modular multilevel voltage source converter for HVDC power transmission[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49(4): 1577-1588.
- [12] HAO Quanrui, OOI B T, GAO Feng, et al. Three-phase series-connected modular multilevel converter for HVDC application[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(1): 50-58.
- [13] KAYA M, COSTABEBER A, WATSON A J, et al. A push-pull series connected modular multilevel converter for HVdc applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(3): 3111-3129.
- [14] 刘浩然, 陈武, 舒良才, 等. 一种新型串联单链式模块化多电平变换器[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(21): 8444-8455.
- LIU Haoran, CHEN Wu, SHU Liangcai, et al. A novel series single chain-link modular multilevel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(21): 8444-8455(in Chinese).
- [15] XUE Yinglin, XU Zheng, TU Qingrui. Modulation and control for a new hybrid cascaded multilevel converter with DC blocking capability[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(4): 2227-2237.
- [16] MERLIN M M C, GREEN T C, MITCHESON P D, et al. The alternate arm converter: a new hybrid multilevel converter with DC-fault blocking capability[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(1): 310-317.
- [17] MERLIN M M C, SOTO-SANCHEZ D, JUDGE P D, et al. The extended overlap alternate arm converter: a voltage-source converter with DC fault ride-through capability and a compact design[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5): 3898-3910.
- [18] YANG Heya, FAN Shiyuan, DONG Yufei, et al. Arm phase-shift conducting modulation for alternate arm multilevel converter with half-bridge submodules[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5): 5223-5235.
- [19] HAO Zeyu, LAN Jianxi, CHEN Wu, et al. Topology and control of a novel multiplexing arm selection modular multilevel converter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2025, 13(4): 4893-4908.
- [20] 王琛, 陶建业, 王毅, 等. 桥臂复用型模块化多电平换流器的拓扑及控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(9): 3373-3384.
- WANG Chen, TAO Jianye, WANG Yi, et al. Research on topology and control of arm multiplexing modular multilevel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(9): 3373-3384(in Chinese).
- [21] LAN Jianxi, CHEN Wu, LI Xin, et al. A three-phase multiplexing arm modular multilevel converter with high power density and small volume[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(12): 14587-14600.
- [22] LAN Jianxi, CHEN Wu, HE Xiaokun, et al. The wide multiplexed period three-phase multiplexing arm modular multilevel converter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(5): 4929-4944.
- [23] WANG Xiongfei, BLAABJERG F. Harmonic stability in power electronic-based power systems: concept, modeling, and analysis[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(3): 2858-2870.
- [24] 王硕, 何柏娜, 程婷, 等. MMC-HVDC 双极故障条件下自适应限流控制策略[J]. 电力工程技术, 2024, 43(6): 53-63.
- WANG Shuo, HE Bona, CHENG Ting, et al. Adaptive current limiting control strategy for MMC-HVDC under bipolar fault conditions[J]. Electric Power Engineering Technology, 2024, 43(6): 53-63(in Chinese).
- [25] TANG Guangfu, HE Zhiyuan, PANG Hui, et al. Basic topology and key devices of the five-terminal DC grid[J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2015, 1(2): 22-35.
- [26] 孙正东, 郝全睿. 基于 MMC 平均值仿真模型的损耗快速评估方法[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(19): 7739-7750.
- SUN Zhengdong, HAO Qunrui. Fast loss evaluation

- method based on MMC average simulation model[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(19): 7739-7750(in Chinese).
- [27] 徐政, 肖晔庆, 张哲任. 模块化多电平换流器主回路参数设计[J]. 高电压技术, 2015, 41(8): 2514-2527.
- XU Zheng, XIAO Huangqing, ZHANG Zheren. Design of main circuit parameters of modular multilevel converters[J]. High Voltage Engineering, 2015, 41(8): 2514-2527(in Chinese).
- [28] 王姗姗, 周孝信, 汤广福, 等. 模块化多电平 HVDC 输电系统子模块电容值的选取和计算[J]. 电网技术, 2011, 35(1): 26-32.
- WANG Shanshan, ZHOU Xiaoxin, TANG Guangfu, et al. Selection and calculation for sub-module capacitance in modular multi-level converter HVDC power transmission system[J]. Power System Technology, 2011, 35(1): 26-32(in Chinese).
- [29] JI Shiqi, LU Ting, ZHAO Zhengming, et al. Series-connected HV-IGBTs using active voltage balancing control with status feedback circuit[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(8): 4165-4174.
- [30] Infineon IGBT Module Manuals[EB/OL]. (2025-2-18). <https://www.infineon.cn/search#q=FZ400R17KE4>.
- [31] 周恽源, 秦亮, 杨诗琦, 等. 模块化多电平变流器电容电压均衡策略研究进展[J]. 电网技术, 2023, 47(1): 322-337.
- ZHOU Yiyuan, QIN Liang, YANG Shiqi, et al. Research progress of capacitor voltage balancing strategies for modular multilevel converters[J]. Power System Technology, 2023, 47(1): 322-337(in Chinese).



兰建西

在线出版日期: 2025-10-14。

收稿日期: 2024-08-28。

作者简介:

兰建西(1992), 男, 工学博士, 助理研究员, 研究方向为模块化多电平换流器拓扑、柔性互联拓扑与控制, jxlan@seu.edu.cn;

*通信作者: 陈武(1981), 男, 工学博士, 教授, 研究方向为柔性直流(交流)输配电、新能源发电、电力电子技术等, chenwu@seu.edu.cn。

(编辑 刘雪莹)