DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.3.245 **中图分类号**：TM933 **文献标志码**：A

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

游仕洪[1]，周 俊[1]，程 华[1]，孟重力[1]，王 猛[2]
(1.江苏省张家港供电公司营销部，张家港 215600；2.国网青海省电力公司经济技术研究院，西宁 810000)

摘要：DC-DC变换器是实现不同电压等级和拓扑结构的高压直流HVDC(high voltage direct current)电网互联的关键设备，随着新型电力系统的逐步建设，DC-DC变换器成为新型电力系统领域的研究热点之一。DC-DC变换器具有许多优点：可增加电网的可控性，可增强电网潮流控制、电压调节和故障阻断的能力。其中，直流模块化多电平变换器DC-MMC(DC modular multilevel converter)是用于互连具有相同线路拓扑HVDC系统的一种有效非隔离方法，然而，实际中直流系统往往电压等级和拓扑结构差别较大。基于此，提出了一种新型柔性DC-MMC的控制策略，该控制方法可实现不同线路拓扑HVDC的互连，如双极子与对称单极子互连。首先，详细阐述了高压直流输电系统中不同线路拓扑的特性；然后，针对新型DC-MMC建立了1种含变量变换的数学模型，并提出了基于平均桥臂模型和简化直流电网的控制方法；最后，在MATLAB/Simulink中进行仿真验证，结果验证了所提方法可保障DC-MMC在正常运行和降级运行下均能正常工作。

关键词：DC-DC变换器；高压直流；直流模块化多电平变换器；线路拓扑；非隔离变换器

Design of DC Modular Multilevel Converter for Interconnection of HVDC Networks with Different Line Topologies

YOU Shihong[1], ZHOU Jun[1], CHENG Hua[1], MENG Zhongli[1], WANG Meng[2]
(1. Marketing Department, Zhangjiagang Power Supply Company, Zhangjiagang 215600, China; 2. Economic and Technological Research Institute, State Grid Qinghai Electric Power Company, Xining 810000, China)

Abstract: DC-DC converters are key devices for realizing the interconnection of high voltage direct current (HVDC) networks with different voltage levels and line topologies. Owing to their advantages such as increasing the controllability of power grid and enhancing the power flow control, voltage regulation and fault blocking capabilities of power grid, DC-DC converters have become one of the research hotspots with the gradual construction of novel power systems, among which the DC modular multilevel converter (DC-MMC) is an effective and non-isolated method for interconnecting HVDC systems with the same line topology. However, DC systems in practice often have large differences in voltage levels and line topologies. In this paper, a novel control strategy for a flexible DC-MMC is proposed, which can realize the interconnection of HVDC systems with different line topologies, such as bipolar and symmetric monopolar interconnection. First, the characteristics of different line topologies in a HVDC transmission system are introduced in detail. Then, a mathematical model including variable transformation is established for the novel DC-MMC, and a control method based on an average bridge arm model and simplified DC grid is put forward. Finally, the simulation results in MATLAB/Simulink show that the proposed method can guarantee the normal operation of DC-MMC in both the normal and degraded modes.

Keywords: DC-DC converter; high voltage direct current (HVDC); DC modular multilevel converter (DC-MMC); line topology; non-isolated converter

收稿日期：2022-04-17；**修回日期**：2022-10-06，2022-10-29；
录用日期：2022-11-11；**网络首发日期**：2023-02-23

DC-DC变换器被认为是未来高压直流 HVDC (high voltage direct current)系统多端互联的关键设

备[1-2]，它可实现 2 个或多个具有不同特性如电压等级、线路拓扑或接地策略等的直流系统互连。该互联技术可基于线路换流变换器 LCC(line commutated converter)或电压源变换器 VSC(voltage source converter)2 种设备[3]，线路拓扑和接地策略可能因实施的保护策略而异。DC-DC 变换器可通过潮流控制提高互联系统的可控性和可靠性[4]、电压调节和故障阻断的能力、保护区域之间的接口以及故障后重新恢复系统的能力。鉴于此，DC-DC 变换器已成为未来多端 HVDC 电网的重要发展趋势之一[5-7]。

HVDC 变流器可分为隔离变流器和非隔离变流器[8-10]。隔离变流器通常使用交流变压器在互联系统之间提供电流隔离，这属于面对面 F2F(front-to-front)拓扑，它有 2 个转换阶段：直流-交流和交流-直流。其中，每个阶段的额定功率为标称功率。特别是，基于模块化多电平转换器 MMC(modular multilevel converter)的 F2F 拓扑是首选的解决方案[11-12]。交流变压器可承受互联直流系统之间的差异(如电压或接地差异)，但体积大且成本高。如果工作频率增加，变压器尺寸可以减小，但会增加开关损耗和变压器损耗[13]。此外，体积减小与频率不成正比，因此较高的工作频率与隔离距离不匹配。与 F2F-MMC 相比，非隔离转换器具有更低的损耗和成本，但它们不提供电流隔离。大多数非隔离变换器可在没有中间交流级的情况下实现 DC-DC 转换，即 DC-MMC 或 M2dc[14-16]。由于 DC-MMC 与 AC-DC MMC 的相似性[17]，DC-MMC 被认为是一种很有前景的解决方案。与 MMC 相比，DC-MMC 的输出交流端口通过交流滤波器连接在一起，但总体结构保持不变。文献[14-18]对 DC-MMC 与 F2F-MMC 进行了比较，DC-MMC 是低电压比应用的一个有效解决方案。该变换器允许用公共接地端子互连 2 个单极子，如文献[19-21]已找到该类变换器的最佳运行点；文献[22]给出了其内部交流电压和 SMs 数量的优化方法；文献[23-25]给出了桥臂电感和 SMs 电容的优化设计方法；文献[26]介绍了一种具有有源交流滤波和故障阻断能力的 DC-MMC。单极性 DC-MMC 已被广泛研究，且其应用范围有限，使得该类变换器只能用于 2 个不对称单极子之间的互连。对于双极子互连，目前尚未有完善的研究成果，因此，具有不同线路拓扑的 HVDC 线路之间的互连是逐步过渡到多端直流系统的潜在选择之一。然而，目前只有少数研究提出采用 DC-DC 变换器互连不同线路拓扑的技术路径。其中，F2F-MMC 是 2 个具有不同线路拓扑的 HVDC 系统互连最典型的解决方案。文献[27]提出了一种新型直流自耦变压器，尽管与 F2F-MMC 相比减少了变换器的体积，但自耦变压器仍然需要使用具有直流约束的大容量变压器。

基于此，本文提出一种新型 DC-MMC，用于互连不同类型的线路拓扑。该新型变换器被称为柔性 DC-MMC，即在直流侧之间没有公共接地端子。在没有接地端子的情况下，避免仅互连 2 个双极或不对称单极的限制。相比之下，由于没有与地面直接连接，该方法需要调整接地策略，这就需要绝缘方面的协调，本文提出一种新型控制策略，可以确保变换器能够在解列模式下继续运行，这一点是已有文献没有研究过的。此外，与已有控制方案相比，新型变换器使用的控制变量更少，控制方法更简单。

1 高压直流输电线路拓扑和降级模式

根据导线数量、接地点、冗余度和额定电压等因素不同，直流系统具有不同高压直流输电线路拓扑结构。目前高压直流输电线路主要有 4 种线路拓扑，如图 1 所示。

图 1(a)为不对称单极子 AM(asymmetric monopole)的高压直流输电线路拓扑结构，该类型结构有 1 条高压 HV(high voltage)导线，其回路可通过接地或具有低压隔离的金属回路完成，因此具有全电流能力，此外，AM 有 1 个直流参考点。

图 1(b)为对称单极子 SyM(symmetric monopole)的高压直流输电线路拓扑结构，这种线路拓扑

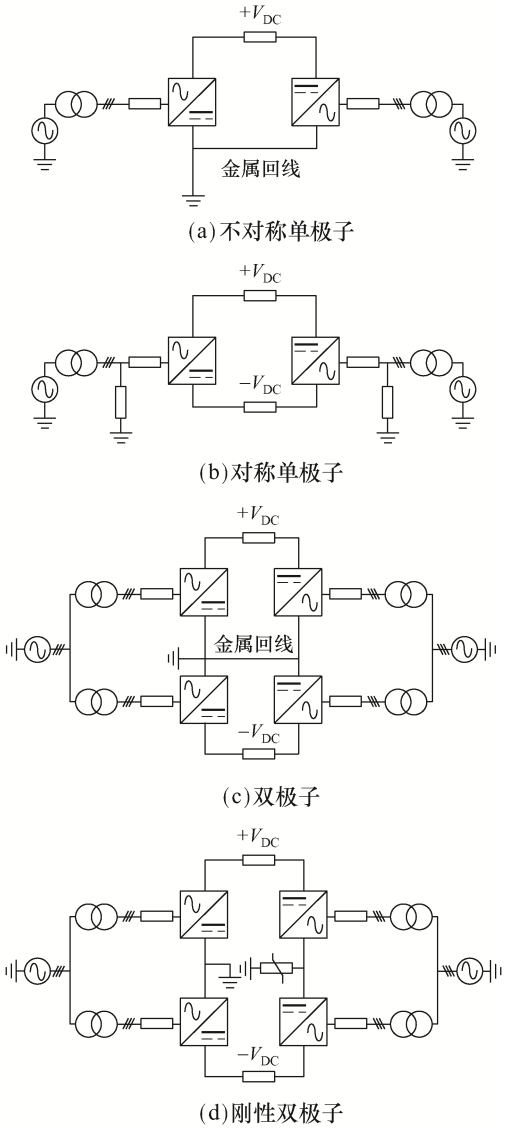


图 1　目前 HVDC 线路的典型线路拓扑

Fig. 1 Typical topologies for HVDC lines at present

采用 2 根高压导线，其电压对称地分布在地面上，SyM 没有直流参考点，它通常由交流侧的接地策略确定。当导体或变换器出现故障时停止输电，直到故障恢复。极点对地故障会造成极点位移，这会使得健康极点的电压增加，最高可达 2 p.u.。

图 1(c)为双极子的高压直流输电线路拓扑结构，它由 2 个 AM 组成，1 个单一的金属回路被用来连接 2 个变电站。双极子结构有一个自然的冗余线路，这使得在故障后可继续不间断地运行。独立于故障位置，健康的极点使用金属回路可继续传输一半的额定功率。在正常情况下，通过金属回路的电流可以忽略不计。

图 1(d)为刚性双极子 RB(rigid bipole)的高压直流输电线路拓扑结构，该结构与双极子的不同之处在于它没有接地/金属回路。与对称单极子的不同之处在于 RB 每极有 1 个直流参考点和 1 个 AC-DC 变换器。在变换器发生故障后，RB 可隔离故障，并与正常的输电线路一起运行。但其隔离故障时需停止电力传输，并激活开关站以隔离故障变换器。线路重新配置后，可使用正常线路传输一般功率。相反，如果导线发生故障，则在故障清除或线路修复之前，完整的电力传输能力将丧失。与双极子相比，RB 的冗余度有所降低，但对于海上风电来说，它可能是一种有前景的线路拓扑。

本文着重研究故障后场景为 DC-DC 变换器终端线路拓扑发生变化时的降级模式，如发生故障后双极子结构继续作为不对称单极子运行，由于直流系统能够重构，在一个隔离故障的情况下，并不适用于降级模式，这是因为故障后的运行不会改变变换器的线路拓扑，因此，降级模式只可能出现在双极子和 RB 结构中。

2　柔性 DC-MMC 设计

本文所提变换器拓扑的等效电路如图 2 所示。图 2 中：Z_{out} 为输出滤波器的阻抗；L_{out} 为输出滤波器的感抗；R_{out} 为输出滤波器的等效串联电阻；V_{H1}

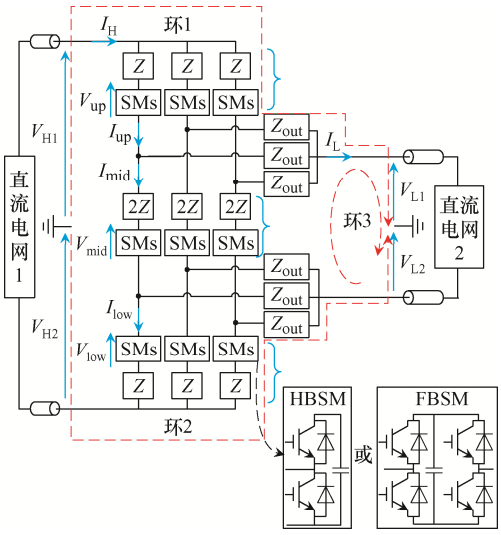


图 2　柔性 DC-MMC 的等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of flexible DC-MMC

和 V_{L1} 为独立电压源模拟直流电网 1 和直流电网 2 的正极对地电压幅值；V_{H2} 和 V_{L2} 为独立电压源模拟直流电网 1 和直流电网 2 的负极对地电压幅值；I_H、I_L 分别为直流电网 1、2 上的电流幅值；I_{up}、I_{mid}、I_{low} 分别为 MMC 上桥臂、中桥臂和下桥臂的电流幅值；V_{up}、V_{mid} 和 V_{low} 分别为 MMC 的上桥臂、中桥臂和下桥臂的电压幅值。

与双极 DC-MMC 不同，本文研究的变换器由 3 个桥臂组成，每个桥臂由子模块 SM(sub-module)和桥臂电感器组成。如果变换器需要负调制或故障电流阻断能力，则使用的 SMs 可以是半桥子模块 HBSM(half bridge SM)或者全桥子模块 FBSM(full bridge SM)，此外需要桥臂电感器来减小故障电流和开关动作产生的电流变化。输出滤波器(Z_{out})是具有等效串联电阻路由的电感器(L_{out})，具有与桥臂电感器相同的功能，但通常比第 1 个电感器大，以减少交流电流。图 2 为一个三桥臂变换器，但该分析适用于n支桥臂(n>1)。对于单桥臂变流器，应按照单极性 DC-MMC 添加额外的电容器。

2.1 变换器的数学模型

为了便于分析该变换器的性能，本文主要有 5 个假设：①独立电压源模拟直流电网的正极(V_{H1} 和 V_{L1})和负极(V_{H2} 和 V_{L2})对地电压；②假定在稳态运行时极对地电压是平衡的，即正极电压和负极电压大小相等；③假设变换器为平衡的n相交流系统，只考虑一次谐波；④每个桥臂上都安装了大量的 SMs，可产生低谐波失真的交流电压；⑤假设采用理想的平衡电压算法，即平均SM 电压保持不变。

考虑到第①个和第②个假设，所提变换器具有适应不同线路拓扑的灵活性，这是以前没有研究过的。如一个 AM 的互连需要设置一个电压极为 0，但模型不改变。类似的方法可以用于极故障，如直流电网 1 的正极发生故障，则 V_{H1}=0，如图 2 所示。图 2 中示出 3 个所提电路回路环 1~环 3，其中 R 和 L 表示桥臂输出阻抗 R_{out} 和 L_{out}，下标 up、mid、low 分别代表上桥臂、中桥臂和下桥臂。因此，所提变换器矩阵形式的数学模型为

$$\begin{bmatrix} L+L_{out} & -L_{out} & 0 \\ -L_{out} & 2(L+L_{out}) & -L_{out} \\ 0 & -L_{out} & L+L_{out} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{up} \\ \dot{i}_{mid} \\ \dot{i}_{low} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(R+R_{out}) & R_{out} & 0 \\ R_{out} & 2(R+R_{out}) & R_{out} \\ 0 & R_{out} & -(R+R_{out}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{up} \\ i_{mid} \\ i_{low} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{up} \\ V_{mid} \\ V_{low} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{H1} \\ V_{H2} \\ V_{L1} \\ V_{L2} \end{bmatrix} \tag{1}$$

2.2 稳态分析

为了解析变流器的运行特性，本文提出了一种简化的稳态分析方法。假设变换器中的电流和电压是正弦，这些电流被用来平衡变换器内部的能量，额外的直流偏置用于在直流侧之间交换电能。稳态下，桥臂的电流 I_i 和电压 V_i 可表示为

$$V_i = V_i^{DC} + V_i^{AC}\cos(\omega t + \phi_{V_i}) \tag{2}$$

$$I_i = I_i^{DC} + I_i^{AC}\cos(\omega t + \phi_{I_i}) \tag{3}$$

式中：V_i^{DC} 和 V_i^{AC} 分别为桥臂直流侧和交流侧的电压；$i = \text{up, mid, low}$；ω 为角频率；ϕ_{V_i} 和 ϕ_{I_i} 分别为电压和电流的相位角；I_i^{DC} 和 I_i^{AC} 分别为桥臂直流侧和交流侧的电流。

由图 2 所示的电路，忽略电阻上的压降，每个桥臂的稳态直流量的近似表达式为

$$V_{up}^{DC} \approx V_{H1} - V_{L1} \tag{4}$$

$$V_{mid}^{DC} \approx V_{L1} + V_{L2} \tag{5}$$

$$V_{low}^{DC} \approx V_{H2} - V_{L2} \tag{6}$$

$$I_{up}^{DC} \approx \frac{P^{DC}}{V_{H1}+V_{H2}} \frac{1}{N_{legs}} \tag{7}$$

$$I_{mid}^{DC} \approx \left(\frac{1}{V_{H1}+V_{H2}} - \frac{1}{V_{L1}+V_{L2}} \right) \frac{P^{DC}}{N_{legs}} \tag{8}$$

$$I_{low}^{DC} \approx \frac{P^{DC}}{V_{H1}+V_{H2}} \frac{1}{N_{legs}} \tag{9}$$

式中：上标DC表示直流侧；I_H 和 I_L 分别为直流电网 1 和 2 上的电流；N_{legs} 为桥臂数量。上、下直流

电流具有相同的估计值，这意味着直流系统之间通过地面的直流电流(即 $I_{\mathrm{up}}^{\mathrm{DC}}-I_{\mathrm{low}}^{\mathrm{DC}}$)为 0。通过地面的电流表明一方或双方两极之间可能是不平衡的。如达到能量平衡，一个交流电源应流经总功率变换器，这样在每个交换桥臂是 0，即 $P^{\mathrm{DC}}+P^{\mathrm{AC}}=0$，其中 P^{AC} 为交流侧功率。没有交流电源，桥臂的电容器充电或放电可能取决于输电系统的功率，则每个桥臂有功功率平衡可估计为

$$P_{\mathrm{up}}^{\mathrm{AC}}=-P_{\mathrm{up}}^{\mathrm{DC}}=-\frac{V_{\mathrm{H1}}-V_{\mathrm{L1}}}{V_{\mathrm{H1}}+V_{\mathrm{H2}}}\frac{P^{\mathrm{DC}}}{N_{\mathrm{legs}}} \tag{10}$$

$$P_{\mathrm{mid}}^{\mathrm{AC}}=-P_{\mathrm{mid}}^{\mathrm{DC}}=-\left(\frac{V_{\mathrm{H1}}-V_{\mathrm{L2}}}{V_{\mathrm{H1}}+V_{\mathrm{H2}}}-1\right)\frac{P^{\mathrm{DC}}}{N_{\mathrm{legs}}} \tag{11}$$

$$P_{\mathrm{low}}^{\mathrm{AC}}=-P_{\mathrm{low}}^{\mathrm{DC}}=-\frac{V_{\mathrm{H1}}-V_{\mathrm{L2}}}{V_{\mathrm{H1}}+V_{\mathrm{H2}}}\frac{P^{\mathrm{DC}}}{N_{\mathrm{legs}}} \tag{12}$$

式中，上标 AC 表示交流侧。

2.3 交流运行参考

由于变流器的运行需要一个交流电源来保持其内部能量平衡，交流有功功率的大小可在估计直流功率的基础上获得，但交流桥臂电压的大小和相位须被定义。根据文献[21]和文献[22]的研究成果，可得柔性 DC-MMC 的等效交流电路，如图 3 所示。

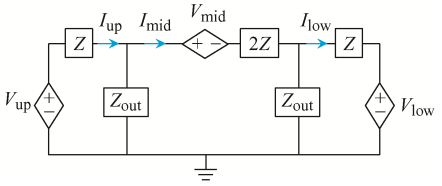


图 3　柔性 DC-MMC 的等效交流电路

Fig. 3 Equivalent AC circuit for flexible DC-MMC

由图3可知，桥臂既不是串联的，也不是并联的。因此，在不影响第三桥臂的情况下，无法设置两臂之间的能量交换。根据线路的压降和变流器的额定功率，通过求解优化问题可得到交流工作点。优化问题的目标是通过桥臂电流最小化来降低导通损耗。输出滤波器中的电流不包括在目标函数中，因为这些分支与桥臂相比具有更低的损耗。在给出目标函数之前，采用相量表示微分极坐标和矩阵形式，定义为

$$\bar{X}_i=X_i\angle\theta=X_i^d+\mathrm{j}X_i^q \tag{13}$$

式中：X_i 为交流电流或电压；$\bar{X}_i$ 为 X_i 的相量；θ 为 X_i 的相角。使用这种表示法，并标记一次谐波，桥臂电流的有效值 I_i^{RMS} 可表示为

$$I_i^{\mathrm{RMS}}=\sqrt{\frac{1}{2}(I_i^{\mathrm{AC}})^2+(I_i^{\mathrm{DC}})^2} \tag{14}$$

本文的目标函数为

$$\min f(\boldsymbol{x})=N_{\mathrm{sm_{up}}}I_{\mathrm{up}}^{\mathrm{RMS}^2}+N_{\mathrm{sm_{mid}}}I_{\mathrm{mid}}^{\mathrm{RMS}^2}+N_{\mathrm{sm_{low}}}I_{\mathrm{low}}^{\mathrm{RMS}^2} \tag{15}$$

式中，N_{sm_i} 为桥臂权重因子 $(i=\mathrm{up},\mathrm{mid},\mathrm{low})$，优先考虑安装了更多开关的桥臂。$N_{\mathrm{sm}_i}$ 等于 HBSMs 数量与每个桥臂 FBSMs 数量的 2 倍之和。问题变量集中在 $\boldsymbol{x}$ 中，有

$$\boldsymbol{x}^{\mathrm{T}}=[V_{\mathrm{up}}^d,V_{\mathrm{up}}^q,V_{\mathrm{mid}},V_{\mathrm{low}}^d,V_{\mathrm{low}}^q,I_{\mathrm{up}}^d,I_{\mathrm{up}}^q,I_{\mathrm{mid}}^d,I_{\mathrm{mid}}^q,I_{\mathrm{low}}^d,I_{\mathrm{low}}^q] \tag{16}$$

其中，中桥臂电压 $\bar{V}_{\mathrm{m}}$ 是所有交流变量的参考值。优化问题受到的等式约束为

$$\begin{cases}R(\mathrm{Loop}_{1,2,3}^{\mathrm{AC}})=0\\ \Im(\mathrm{Loop}_{1,2,3}^{\mathrm{AC}})=0\\ P_i^{\mathrm{DC}}+P_i^{\mathrm{AC}}=0\end{cases} \tag{17}$$

式中：前 2 组约束来自相量域中的电路方程，本文将方程在 d 轴和 q 轴当进行分离形成 2 个分量，得到 6 个初始等式约束；第 3 组约束条件为能量平衡约束。然后，添加 6 个额外的不等式约束，将结果限制在半导体物理极限(额定电流)和允许的最大电压(或安装 SMs 的数量)内，则有

$$\begin{cases}I_i^{\mathrm{RMS}}\leqslant I_{\mathrm{rated}}\\ V_i^{\mathrm{DC}}+V_i\leqslant V_{\max}\end{cases} \tag{18}$$

式中，I_{rated} 为电流限制值，取决于所使用的阈值。

本文采用电压 3.3 kV、电流 1.5 kA 的 IGBT，可手动设置 SMs 的最大数量(或 $V_{\max}$)，但如果需要故障功能，则需要最小数量的 FBSM。这个数字取决于线路拓扑、考虑的故障类型以及互连直流线路的额定电压。由于需要非线性约束，优化问题在 MATLAB 中使用 fmincon 函数进行计算求解。

3　控制策略

本文所提控制策略由 2 个级联控制组成，其中

第 1 级控制变换器的能量(高电平)；第 2 级控制变换器的电流。

3.1 系统对角化

为了简化电流控制，本文采用改变变量法来实现控制系统对角化。其变量转换为

$$\begin{cases}\boldsymbol{I}_{\text{up,mid,low}}=\boldsymbol{P}\boldsymbol{I}_{1,2,3}\\ \boldsymbol{I}_{1,2,3}=\boldsymbol{P}^{-1}\boldsymbol{I}_{\text{up,mid,low}}\end{cases}\tag{20}$$

$$\begin{cases}\boldsymbol{V}_{\text{up,mid,low}}=\boldsymbol{T}\boldsymbol{V}_{1,2,3}\\ \boldsymbol{V}_{1,2,3}=\boldsymbol{T}^{-1}\boldsymbol{V}_{\text{up,mid,low}}\end{cases}\tag{21}$$

式中：下标 1,2,3 表示转换后的新电流和新电压变量；$\boldsymbol{P}$、$\boldsymbol{T}$ 和 $\boldsymbol{P}^{-1}$、$\boldsymbol{T}^{-1}$ 分别为转换矩阵及其逆矩阵，分别表示为

$$\begin{cases}\boldsymbol{P}=\begin{bmatrix}1&1&1\\1&0&-1\\1&-1&1\end{bmatrix}\\ \boldsymbol{P}^{-1}=\begin{bmatrix}1/4&1/2&1/4\\1/2&0&-1/2\\1/4&-1/2&1/4\end{bmatrix}\end{cases}\tag{22}$$

$$\begin{cases}\boldsymbol{T}=\begin{bmatrix}1&1&1\\2&0&-2\\1&-1&1\end{bmatrix}\\ \boldsymbol{T}^{-1}=\begin{bmatrix}1/4&1/4&1/4\\1/2&0&-1/2\\1/4&-1/4&1/4\end{bmatrix}\end{cases}\tag{23}$$

对角化允许电流和电压变量解耦，其中电流仅取决于一个电压，因此，解耦变量简化了电流控制器的设计。新的电流变量可用于控制直流系统的内能和功率交换。123 坐标系中，以直流分量和交流分量作为初始变量，I_1 为从直流电网 1 流过整个变流器的等效电流；I_2 连接上桥臂和下桥臂，而不影响中桥臂；I_2^{DC} 为连接 2 个直流系统的接地电流，它被控制为 0；I_3 为从直流电网 2 看等效电路的电流；I_3^{DC} 与 I_{L} 成比例，用于控制功率交换。

3.2 功率控制器

功率控制器需要变换器输出功率在暂态期间保持能量恒定，即功率控制器提供内部电流控制器的直流和交流参考值。由于每桥臂的能量是受控的，因此，所提控制可以扩展到 n 支桥臂。图 4 为通用能量控制器的一般结构，其中 $N(s)$为 2 个串联的陷波滤波器传递函数，用于避免一次和二次谐波振荡。

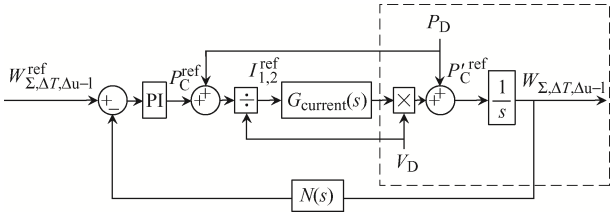


图 4 能量控制器的一般结构

Fig. 4 General structure of energy controller

陷波滤波器传递函数表示为

$$N(s)=\frac{s^2+\omega_{\text{n}}^2}{s^2+2\omega_{\text{n}}s/Q+\omega_{\text{n}}^2}\frac{s^2+4\omega_{\text{n}}^2}{s^2+4\omega_{\text{n}}s/Q+4\omega_{\text{n}}^2}\tag{24}$$

式中：ω_{n} 为变换器的工作频率；Q 为品质因数，Q=3。能量控制器的 PI 传递函数为

$$G_{\text{PI}}(s)=K_{\text{pW}}+\frac{K_{\text{iW}}}{s}\tag{25}$$

式中，K_{pW} 和 K_{iW} 分别为能量控制器的比例增益和积分增益。

闭环响应系统 $G_{\text{CL}}(s)$ 为二阶系统，表示为

$$G_{\text{CL}}(s)=\frac{1}{s^2+2\zeta\omega_{\text{nW}}+\omega_{\text{nW}}^2}\tag{26}$$

$$\omega_{\text{nW}}=\frac{1}{\tau_{\text{energy}}}\tag{27}$$

式中：ζ 为阻尼系数，ζ=0.7；ω_{nW} 为固有频率；τ_{energy} 为时间常数，表示为

$$\begin{cases}\tau_{\text{energy}}=K_{\text{W}}\tau_{\text{Notch}}\\ \tau_{\text{Notch}}=\dfrac{Q}{\omega_{\text{nW}}}\end{cases}\tag{28}$$

式中，K_{W}=7。

由于所有环路的滤波器 $N(s)$相同，因此，所有能量控制器的增益相同，即

$$\begin{cases}K_{\text{iW}}=\omega_{\text{nW}}^2\\ K_{\text{pW}}=2\zeta\sqrt{K_{\text{iW}}}\end{cases}\tag{29}$$

3.3 电流参考值

本文提出了 3 种能量控制器，它们是桥臂能量

的线性组合，特别是总能量W_{Σ}、总能量差值$W_{\Delta T}$以及上臂和下臂之间的能量差值$W_{\Delta u-l}$。根据图 4，可确定电流参考值I^{ref}的通用表达式为

$$I^{\mathrm{ref}}=\frac{P_{\mathrm{C}}^{\mathrm{ref}}+P_{\mathrm{FF}}^{\mathrm{DC}}+P_{\mathrm{FF}}^{\mathrm{AC}}}{V_{\mathrm{D}}} \tag{30}$$

式中：V_{D}为等效电压；$P_{\mathrm{C}}^{\mathrm{ref}}$为能量控制器；$P_{\mathrm{FF}}^{\mathrm{DC}}$为直流功率前馈；$P_{\mathrm{FF}}^{\mathrm{AC}}$为交流功率前馈。其中，电流参考值$I^{\mathrm{ref}}$取决于等效电压$V_{\mathrm{D}}$、功率扰动$P_{\mathrm{D}}$和能量控制器$P_{\mathrm{C}}^{\mathrm{ref}}$的输出。功率扰动$P_{\mathrm{D}}$可分解为直流功率前馈$P_{\mathrm{FF}}^{\mathrm{DC}}$和交流功率前馈$P_{\mathrm{FF}}^{\mathrm{AC}}$，而$P_{\mathrm{C}}^{\mathrm{ref}}$取决于能量控制器。

(1)W_{Σ}控制器。总能量W_{Σ}为 3 个桥臂能量的总和，即$W_{\Sigma}=W_{\mathrm{up}}+W_{\mathrm{mid}}+W_{\mathrm{low}}$；能量动态特性用单个桥臂功率表示为

$$\dot{W}_{\Sigma}=P_{\mathrm{up}}+P_{\mathrm{mid}}+P_{\mathrm{low}} \tag{31}$$

通过改变新变量(下标 1，2，3)可得

$$\dot{W}_{\Sigma}=4V_1I_1+2V_2I_2+4V_3I_3 \tag{32}$$

功率控制器通过测量桥臂中的平均功率交换来调节能量的变化。交流分量(仅一次谐波)和直流分量的 2 个变量之间乘积的平均值$\overline{V_jI_k}$可表示为

$$\overline{V_jI_k}=\left|V_j^{\mathrm{AC}}\right|\left|I_k^{\mathrm{AC}}\right|\frac{\cos(\theta_{V_j}-\theta_{I_k})}{2}+V_j^{\mathrm{DC}}I_k^{\mathrm{DC}} \tag{33}$$

式中：V_j为电压；I_k为电流。关于直流分量，本文允许控制任何直流分量的总能量。在这种情况下需考虑电流I_1^{DC}，因为该电流将直流电网 1 与变换器中的 3 个桥臂连接起来。I_1^{DC}可表示为

$$I_1^{\mathrm{DC}}=\frac{1}{V_{\mathrm{H1}}+V_{\mathrm{H2}}}\left[P_{\mathrm{C}}^{\Sigma}+\left(1-\frac{V_{\mathrm{H1}}+V_{\mathrm{H2}}}{2(V_{\mathrm{L1}}+V_{\mathrm{L2}})}\right)\frac{P^{\mathrm{DC}}}{N_{\mathrm{legs}}}\right] \tag{34}$$

(2)$W_{\Delta T}$控制器。该控制器调节中桥臂能量与上桥臂、下桥臂等效能量的差值，$W_{\Delta T}$能量动态特性表示为

$$\dot{W}_{\Delta T}=P_{\mathrm{up}}-P_{\mathrm{mid}}+P_{\mathrm{low}} \tag{35}$$

$$\dot{W}_{\Delta T}=4V_1I_3+2V_2I_2+4V_3I_1 \tag{36}$$

(3)$W_{\Delta u-l}$控制器。这个控制器调节上桥臂和下桥臂之间的能量差为

$$W_{\Delta u-l}=P_{\mathrm{up}}-P_{\mathrm{low}} \tag{37}$$

$$W_{\Delta u-l}=2I_2(V_1+V_3)+2V_2(I_1+I_3) \tag{38}$$

3.4 电流控制

该控制器采用比例积分谐振PIR(proportional-integral-resonant)环节，能够跟随直流和交流参考值，而控制器的模型和调整是基于文献[28]提出的策略。PIR 传递函数$G_{\mathrm{PIR}}(s)$为

$$G_{\mathrm{PIR}}(s)=K_{\mathrm{PIR}}\frac{(s+\alpha_{\mathrm{PIR}})^3}{s(s^2+\omega_{\mathrm{r}}^2)} \tag{39}$$

式中：ω_{r}为交流电流和电压频率的谐振频率；K_{PIR}为控制器增益，$K_{\mathrm{PIR}}=(\omega_{\mathrm{c}}^2-\omega_{\mathrm{r}}^2)\sqrt{\omega_{\mathrm{c}}^2L_{\mathrm{eq1,2,3}}^2+R_{\mathrm{eq1,2,3}}^2}\Big/\omega_{\mathrm{c}}$，它取决于每个电流($I_{1,2,3}$)的等效电路，其中$L_{\mathrm{eq1,2,3}}$和$R_{\mathrm{eq1,2,3}}$分别为等效电感和电阻，$L_{\mathrm{eq1}}=L$，$R_{\mathrm{eq1}}=R$，$L_{\mathrm{eq2}}=L+L_{\mathrm{out}}$，$R_{\mathrm{eq2}}=R+R_{\mathrm{out}}$，$L_{\mathrm{eq3}}=L+2L_{\mathrm{out}}$，$R_{\mathrm{eq3}}=R+2R_{\mathrm{out}}$；$\alpha_{\mathrm{PIR}}$为交叉频率，$\alpha_{\mathrm{PIR}}=\omega_{\mathrm{c}}/10$，其中$\omega_{\mathrm{c}}=(\pi/2-\varphi_{\mathrm{PM}})/T_{\mathrm{d}}$，$\varphi_{\mathrm{PM}}$为期望相位裕度，$T_{\mathrm{d}}$为时延。图 5 为包含能量和电流控制器的完整控制策略。这种控制策略在正常运行和降级运行之间不会改变，只有来自优化过程的参考值会改变。

4　仿真分析与验证

为了验证所提变换器及其控制策略的有效性，本文的测试系统高压侧采用一个刚性双极子，其电压为 ± 525 kV，额定容量为 1 400 MW；低压侧是一个对称单极子，其电压为 ± 320 kV，额定容量为 700 MW[29]。DC-DC 变换器的额定功率为 700 MW，且具有防止直流故障的设计(增设 FBSMs)。本文采用 HBSM 和 FBSM 的平均桥臂模型对变换器进行了仿真，直流侧采用理想电压源如双极子的每极电压源和对称单极子极对极电压源以及线路等效电容进行建模，仿真模型结构如图 6 所示。表 1 为 DC-DC 变换器的仿真模型参数。

电流控制器的相位裕度为 60°，采样时间为 40 μs，谐振频率为 942 Hz。仿真过程分为 3 个阶段：

正常运行阶段(t<1.9 s)、RB 侧断层极对地阶段(t=1.9 s)和降级运行阶段(t>2.1 s),因1.9 s<t≤2.1 s 时变换器处于阻塞状态,不予考虑。图 7 为优化后正常运行和降级运行模式下的交流电流矢量。

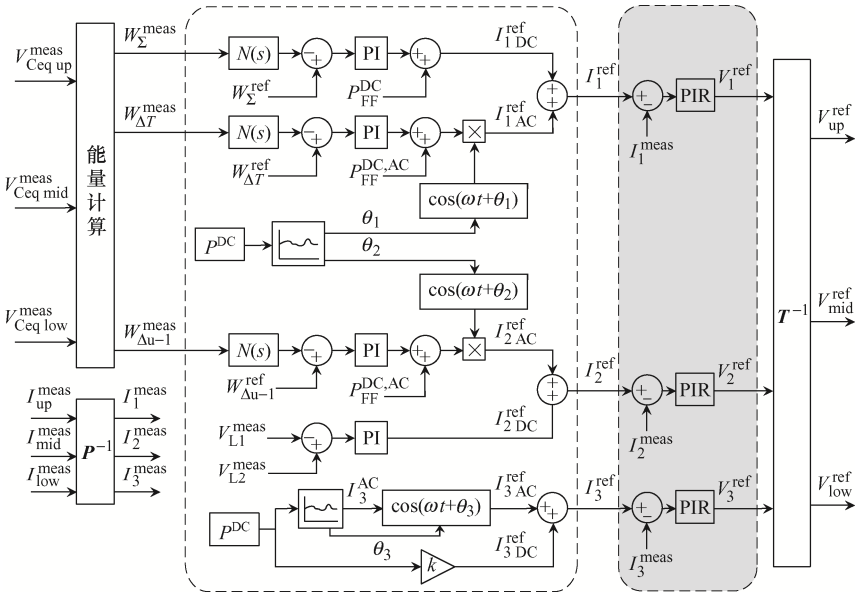


图 5 所提控制策略方框图

Fig. 5 Block diagram of proposed control strategy

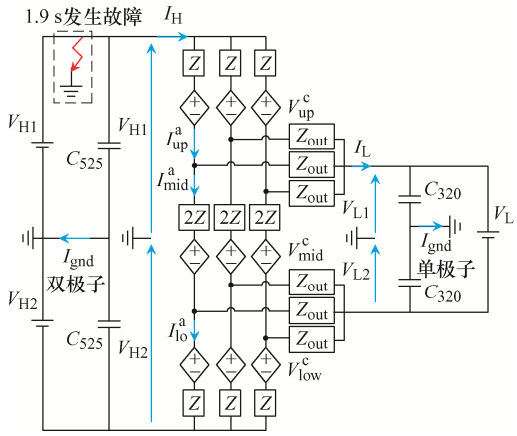


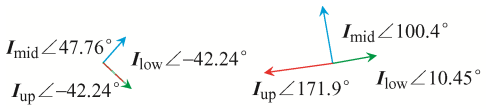
图 6 仿真模型结构

Fig. 6 Structure of simulation model

表 1 DC-DC 变换器的仿真模型参数

Tab. 1 Parameters of simulation model for DC-DC converter

参数	数值	参数	数值
V_{H1},V_{H2}/kV	525	中桥臂 SM 数量	650
f/ Hz	150	上桥臂 SM 数量	400
输出电感/mH	150	下桥臂 SM 数量	400
V_{L1}, V_{L2}/kV	320	每个 SM 的电容/mF	5
桥臂电感/mH	15		



(a) 正常运行模式 (b) 降级运行模式

图 7 优化后正常运行和降级运行模式下的交流电流矢量

Fig. 7 Vector of AC current in normal and degraded operation modes after optimization

4.1 正常运行模式下控制效果

图 8 为正常运行模式的仿真结果,其中图 8(a)为通过柔性 DC-MMC (700 MW)交换的直流功率,图 8(b)为 RB 和 SyM 上的直流电流 I_H 和 I_L,图 8(c)为每个桥臂的平均能量变化情况。

图 9 为一条桥臂的电流变化情况。由图 9 可得,在桥臂电流遵循优化过程中发现,上、下桥臂电流处于同一相位,中桥臂电流比上、下桥臂电流超前 π/2。通过 DC-DC 变换器改变功率方向(1.0 s<t<1.3 s)时,桥臂电流随着极性的变化而改变其直流偏置。

4.2 故障期间模式下控制效果

在故障仿真方面,本文采用基本故障检测算

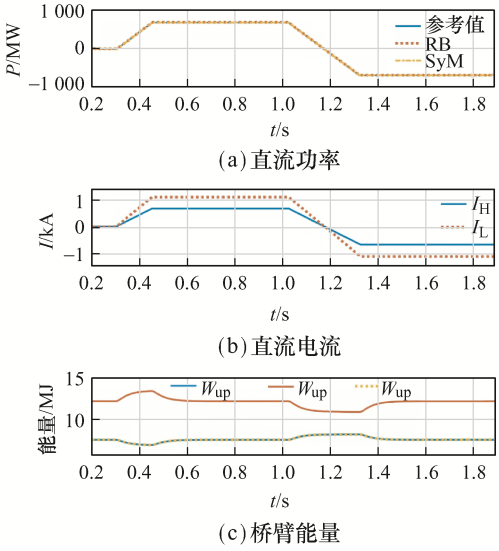


图 8　DC-DC 变换器在正常工作状态下双向交换功率的仿真结果

Fig. 8 Simulation results for DC-DC converter exchanging power in both directions in normal operation mode

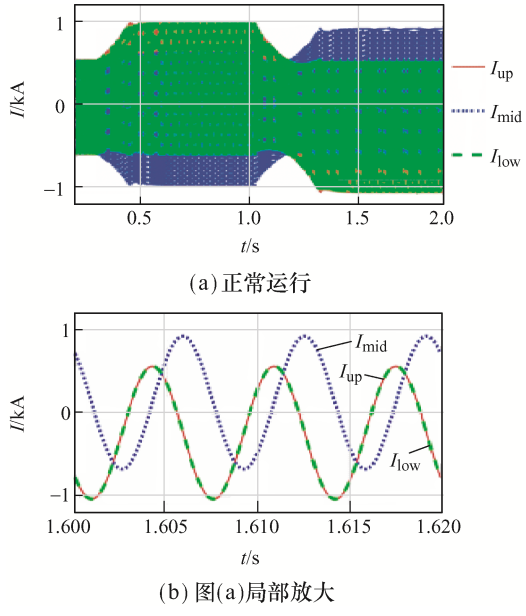


图 9　一条桥臂的电流变化情况

Fig. 9 Changes in current on one bridge arm

法，即使用本地测量法来检测过电流、过电压或欠电压。本文设置过电流阈值为3 kA，直流电网电压变化的阈值为 20%，并在 V_{H1}=0 的情况下进行故障仿真。如果DC-DC 变换器测量的电流和/或电压超出了正常范围，就一个阻塞信号发送到所有桥臂。直流故障电流停止的总时间取决于直流系统互连、故障检测算法、检测延迟、保护策略和 FBSMs 电容器的尺寸。图 10 为 RB 发生故障时的仿真结果。图 11 为柔性 DC-MMC 一条桥臂的电流变化，这也代表另外 2 条桥臂的响应情况。

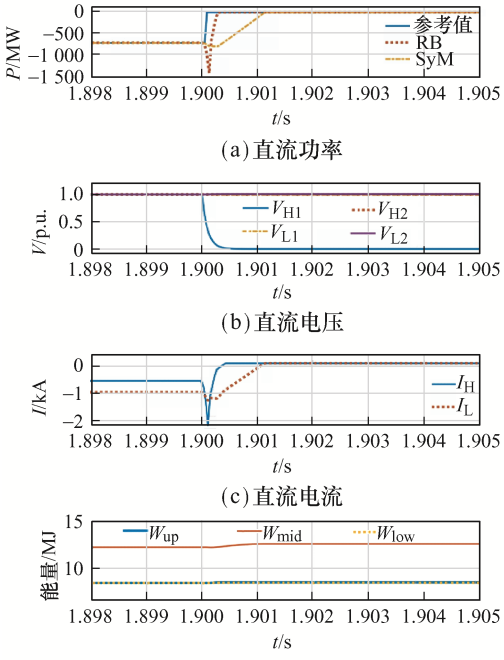


图 10　刚性双极子正极发生故障时的仿真结果

Fig. 10 Simulation results under fault on positive pole of rigid bipole

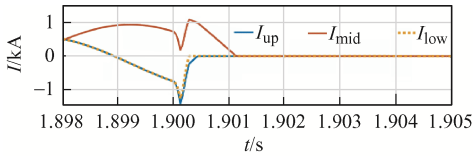


图 11　故障期间的桥臂电流

Fig. 11 Bridge arm current under fault

由图 11 可得，故障位于正极情况下，故障极上的电压(V_{H1})变化会触发阻塞信号。可采用 FBSMs 的 DC-DC 变换器，能够在不使用额外直流断路器 DCCBs(DC circuit breakers)的情况下停止该故障。

4.3 降级运行模式下控制效果

为了隔离故障，必须停止电力传输，并使用联络开关来重构电路。为了模拟重构时间，假设变换器在 t=2.1 s 之前一直处于阻塞状态。图12为RB 线路发生故障后的仿真结果，图 13 和图 14 分别为降级运行模式下桥臂的电流和电压变化。

降级运行为 AM(−525 kV)和 SyM(±320 kV)

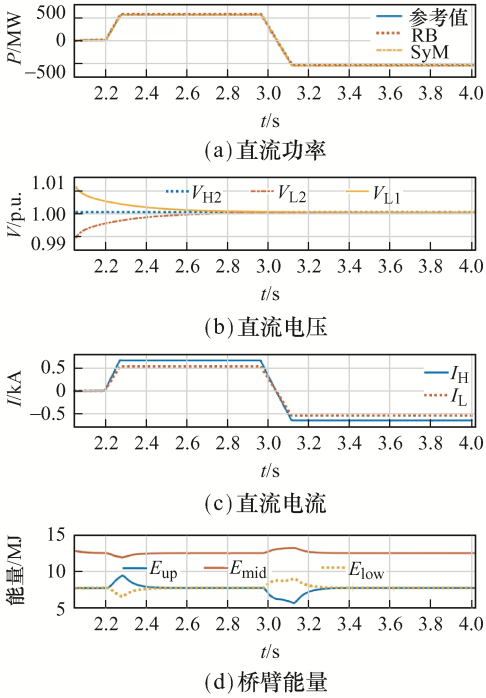


图 12 降级运行模式的仿真结果

Fig. 12 Simulation results in degraded mode

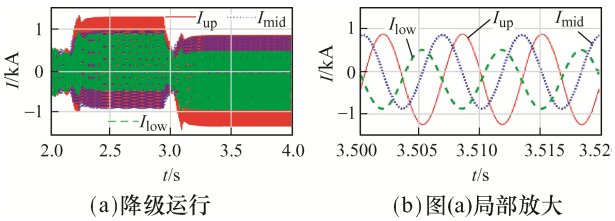


图 13 降级运行模式的桥臂电流

Fig. 13 Bridge arm current in degraded mode

之间的互连。在这种情况下，直流系统之间只交换了 350 MW(如图 14(a)所示)。在 $t<2.2$ s 时可以观察到单极电压(V_{L1}, V_{L2})的偏差较小，SyM 的直流电流是正常运行电流的一半，但电流 I_H 保持不变。与正常运行时的电流相比，降级运行模式下桥臂电流有更高幅度，导致了更高的能量变化。如果功率参考值减小，或者上臂上的电容器尺寸增大，这些变化就可以减小。图 13(b)中的电流相位参照优化

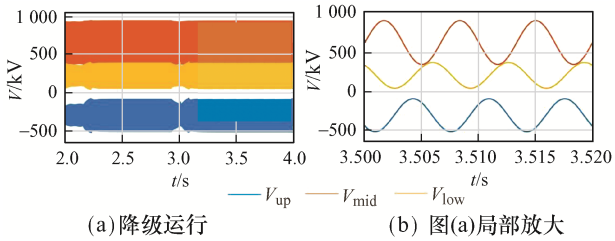


图 14 降级运行模式的桥臂电压

Fig. 14 Bridge arm voltage in degraded mode

过程中的参考值，功率极性的变化在桥臂电压中更为明显。事实上，当 $t\approx3$ s 通过 DC-DC 变换器的功率流改变方向时，电流和电压极性是反向的。

5 结论

本文提出了一种用于不同线路拓扑的高压直流线路互连的新型柔性直流 MMC 设计方法。该变换器能够互连 SyM、AM 和 RB 结构。首先，本文阐述了所提变流器的工作原理，说明了在相互连接的系统之间需要直流电流来交换功率，而使用交流电流来平衡内部能量。接着，提出了一种减小导通损耗的优化方法，并通过设置交流参考点来求解。采用一种新型变量转换形式对变换器的数学模型进行了分析。这种变换允许用 3 个等效电流 I_1、I_2 和 I_3 来控制整个变换器，使得所提控制结构可实现 DC-MMC 运行线拓扑灵活互连。最后，通过仿真验证了其在正常运行和降级运行(刚性双极子中极点被隔离的降级模式)2 种主要场景下的有效性。下一步将优化变换器的尺寸，提升所提方法的运行效率且降低成本，并进一步探讨其保护和接地策略。

参考文献：

[1] Jovcic D, Kish G, Darbandi A, et al. DC-DC converters in HVDC grids and for connections to HVDC systems [R]. CIGRE, 2021.

[2] Rao Hong, Zhou Yuebin, Zou Changyue, et al. Design aspects of hybrid HVDC system [J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2021, 7(3): 644-653.

[3] Sharifabadi K, Harnefors L, Nee H P, et al. Design, control and application of modular multilevel converters for HVDC transmission systems [M]. London, UK：John Wiley & Sons, 2016.

[4] Páez J D, Frey D, Maneiro J, et al. Overview of DC-DC converters dedicated to HVdc grids [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2019, 34(1): 119-128.

[5] Kish G J. On the emerging class of non-isolated modular multilevel DC-DC converters for DC and hybrid AC-DC

systems [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(2): 1762-1771.

[6] Adam G P, Gowaid I A, Finney S J, et al. Review of dc-dc converters for multi-terminal HVDC transmission networks [J]. IET Power Electronics, 2016, 9(2): 281-296.

[7] Kedia S, Bahirat H J. DC-DC converter for HVDC grid application [C]//2017 National Power Electronics Conference(NPEC). Pune, India, 2017: 346-351.

[8] Sasongko F, Hagiwara M, Akagi H. A front-to-front(FTF) system consisting of two modular multilevel cascade converters based on double-star chopper-cells [C]// 2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEC). Tainan, Taiwan, China, 2013: 488-493.

[9] Lüth T, Merlin M M C, Green T C, et al. High-frequency operation of a DC/AC/DC system for HVDC applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8): 4107-4115.

[10] Páez J D, Maneiro J, Bacha S, et al. Influence of the operating frequency on DC-DC converters for HVDC grids [C]// 2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe). Genova, Italy, 2019: P.1-P.10.

[11] Norrga S, Ängquist L, Antonopoulos A. The polyphase cascaded-cell DC/DC converter [C]// 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Denver, CO, USA: IEEE, 2013: 4082-4088.

[12] 杨景刚, 赵科, 高山, 等. 多端口混合直流断路器特性分析及其仿真研究[J]. 高压电器, 2021, 57(12): 50-56, 66.
Yang Jinggang, Zhao Ke, Gao Shan, et al. Characteristic analysis and simulation study of multi-port hybrid DC circuit breaker [J]. High Voltage Apparatus, 2021, 57(12): 50-56, 66. (in Chinese)

[13] 王宁燕, 许军, 丁登伟, 等. 柔性直流输电工程中MMC模块内IGBT运行时暂态电压精确测量方法研究[J]. 高压电器, 2021, 57(9): 26-33.
Wang Ningyan, Xu Jun, Ding Dengwei, et al. Research on accurate measurement method of transient voltage of operated IGBT in MMC module in flexible HVDC transmission project [J]. High Voltage Apparatus, 2021, 57(9): 26-33. (in Chinese)

[14] 王思华, 赵磊, 王军军, 等. 基于 MMC 的直流输电系统双极短路故障保护策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(11): 9-17.
Wang Sihua, Zhao Lei, Wang Junjun, et al. Research on protection strategy of a bipolar short circuit fault in an HVDC transmission system based on MMC [J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(11): 9-17. (in Chinese)

[15] 杜永安, 杜丽艳, 徐岩. 光伏发电接入柔直互联区域调频策略[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(6): 1-9.
Du Yongan, Du Liyan, Xu Yan. Frequency regulation for PV generation connected to an interconnection area by VSC-HVDC [J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(6): 1-9. (in Chinese)

[16] 蔡洁, 夏向阳, 李明德, 等. 高压直流输电模块化多电平换流器拓扑研究[J]. 电力科学与技术学报, 2018, 33(1): 54-59.
Cai Jie, Xia Xiangyang, Li Mingde, et al. Study of MMC topologies in HVDC system [J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2018, 33(1): 54-59. (in Chinese)

[17] 沈梦雪, 王艺博, 郭东波, 等. 一种双可控自由度的新型双极性 DVR 拓扑结构[J]. 智慧电力, 2019, 47(9): 111-119.
Shen Mengxue, Wang Yibo, Guo Dongbo, et al. A new bipolar DVR topology with two controllable degrees of freedom [J]. Smart Power, 2019, 47(9): 111-119. (in Chinese)

[18] 孔祥平, 宾子君, 张雅倩, 等. 基于电容电压波动补偿的混合型模块化多电平变换器[J]. 电力工程技术, 2023, 42(5): 214-223.
Kong Xiangping, Bin Zijun, Zhang Yaqian, et al. A hybrid modular multi-level converter based on capacitor voltage ripple compensation [J]. Electric Power Engineering Technology, 2023, 42(5): 214-223. (in Chinese)

[19] 任鹏, 涂春鸣, 侯玉超, 等. 基于 Si 和 SiC 器件的混合型级联多电平变换器及其调控优化方法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(18): 5017-5028.
Ren Peng, Tu Chunming, Hou Yuchao, et al. Research on a hybrid cascaded multilevel converter based on Si and SiC device and its control optimization method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(18): 5017-5028. (in Chinese)

[20] 白雪, 高瑞雪, 闻福岳, 等. 特定次谐波注入抑制模块化多电平换流器电容电压波动[J]. 电网与清洁能源, 2020, 36(9): 8-14.
Bai Xue, Gao Ruixue, Wen Fuyue, et al. Suppression of capacitor voltage fluctuation of the modular multilevel converter by specific sub-harmonic injection [J]. Power System and Clean Energy, 2020, 36(9): 8-14. (in Chinese)

[21] Gruson F, Li Yafang, Le Moigne P, et al. Full state regulation of the modular multilevel DC converter (M2DC) achieving minimization of circulating currents [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 35(1): 301-309.

[22] Wang Jun, Han Xu, Ma Hao, et al. Analysis and injection control of circulating current for modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(3): 2280-2290.

[23] Wang Jun, Ma Hao, Bai Zhihong. A submodule fault ride-through strategy for modular multilevel converters with nearest level modulation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1597-1608.

[24] McGrath B P, Teixeira C A, Holmes D G. Optimized phase disposition(PD) modulation of a modular multilevel converter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(5): 4624-4633.

[25] Razani R, Mohamed Y A R I. Augmented design of DC/DC modular multilevel converter improving efficiency and reducing number of SMs [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 35(6): 2905-2915.

[26] Hu J S, Lin J N, Chen H C. A discontinuous space vector PWM algorithm in abc reference frame for multilevel three-phase cascaded H-bridge voltage source inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(11): 8406-8414.

[27] 龚青苑, 姚文熙, 吕征宇. 模块化串联结构高压电源的两级分组控制系统[J]. 电源学报, 2020, 18(4): 172-177.
Gong Qingyuan, Yao Wenxi, Lü Zhengyu. Two-stage submodule-grouping control system for modular series-connected high-voltage power supplies [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(4): 172-177. (in Chinese)

[28] 夏超英, 于佳丽. 模块化多电平变换器优化调度调制策略研究[J]. 电源学报, 2015, 13(6): 84-91.
Xia Chaoying, Yu Jiali. Study on optimal scheduling modulation control of modular multilevel converter [J]. Journal of Power Supply, 2015, 13(6): 84-91. (in Chinese)

[29] 白志红, 李奕飞, 王伯荣, 等. 基于子模块组合的模块化多电平变换器简化空间矢量调制策略[J]. 电源学报, 2022, 20(3): 21-26.
Bai Zhihong, Li Yifei, Wang Borong, et al. Simplified space vector modulation strategy for modular multilevel converter based on grouping submodules [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(3): 21-26. (in Chinese)



游仕洪

作者简介：

游仕洪(1979—)，男，通信作者，硕士，高级工程师。研究方向：MMC控制。E-mail：fjysh111@163.com。

周俊(1986—)，男，硕士，工程师。研究方向：电力市场交易，综合能源服务。E-mail：zjzj86@126.com。

程华(1979—)，男，硕士，高级经济师。研究方向：电力营销技术。E-mail：chenghua@163.com。

孟重力(1984—)，男，硕士，工程师。研究方向：电力营销技术。E-mail：56677415@qq.com。

王猛(1983—)，男，硕士，高级工程师。研究方向：MMC 设计与控制技术。E-mail：aaaabbbb202107@126.com。

(责任编辑：陈国珍)