DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.8.181 **中图分类号**：TM864 **文献标志码**：A

张北柔性直流输电系统中性线电压谐波抑制

高 帅，姜振宇，庞富宽，赵思翔
(国网冀北电力有限公司计量中心，北京 100045)

摘要：张北柔性直流输电系统中性线电压谐波问题产生了以下影响：中性线电压互感器中的电容受到系统中高次谐波的影响产生谐波电流，使得电容装置发热严重进而损坏；电容的投切造成系统的谐波放大，对附近其他电气设备的稳定运行产生影响，对电力系统的安全和正常工作造成重大威胁。为了解决这个问题，首先建立了模块化多电平换流器MMC(modular multilevel converter)的谐波分析模型，并对多端柔性直流输电系统中交流和直流之间的谐波交互影响进行了深入分析；接着将对换流站谐波特性的研究结果应用于张北柔性直流输电系统，得到了系统中性线电压的特征谐波；最后搭建了张北柔性直流输电系统模型，在PSCAD仿真软件中采用直流有源阻尼抑制谐振的控制策略，验证了该控制策略能够有效抑制中性线电压的谐波。

关键词：柔性直流输电；中性线；谐波抑制

Neutral-line Voltage Harmonic Suppression for Zhangbei Flexible HVDC Transmission System

GAO Shuai, JIANG Zhenyu, PANG Fukuan, ZHAO Sixiang
(Metrology Center, State Grid Jibei Electric Power Co., Ltd., Beijing 100045, China)

Abstract: The problem of neutral-line voltage harmonics in Zhangbei flexible HVDC transmission system results in the following effects. The capacitor in a neutral-line voltage transformer will generate harmonic current due to the influence of high-order harmonics in the system, which makes the capacitor device heat up seriously and fail to work accordingly. The switching of capacitors may cause harmonic amplification in the system, which may also affect the stable operation of other electrical equipment nearby and thus pose a major threat to the safety and normal operation of the power system. To solve this problem, first, a harmonic analysis model of an modular multilevel converter (MMC) is established, and the harmonic interaction between AC and DC in a multi-terminal flexible HVDC transmission system is analyzed in detail. Then, the research results of harmonic characteristics of a converter station are further applied to Zhangbei flexible HVDC transmission system, the characteristic harmonics of the neutral-line voltage of the system are obtained. Finally, a model of Zhangbei flexible HVDC transmission system is also built, and a control strategy of DC active damping is adopted to suppress resonance using the PSCAD simulation software, and it is verified that this strategy can effectively suppress harmonics of the neutral-line voltage.

Keywords: Flexible HVDC transmission; neutral line; harmonic suppression

在我国经济向高质量发展及绿色低碳的大背景下，电力在能源体系中的战略地位日益提升。模块化多电平换流器MMC(modular multilevel converter)因在提高输电系统的电压等级和输送能力等方面具有较大优势，受到广泛关注[1-2]。根据实际物理意义将直流侧电压分解为换流器输出电压和中性线电位，中性线电压中的谐波主要来自直流侧电压。在包含谐波源的供电系统中，中性线并联

收稿日期：2024-11-27；**修回日期**：2024-12-21；**录用日期**：2025-01-05；**网络首发日期**：2025-03-10
基金项目：国网冀北电力有限公司科技资助项目(52018 5240001)
This work is supported by the Science and Technology Project of State Grid Jibei Electric Power Co., Ltd. under the grant 520185240001

电容的拓扑结构可能导致谐波被放大，干扰互感器正常运行，严重时还会造成损坏[3]。

在张北工程柔性直流(柔直)输电系统中，换流站中性线具有独特的绝缘要求，因此需要提出更加合适的技术方案和更加经济的谐波抑制策略。然而，目前还没有明确抑制柔直输电系统中性线电压振荡的方法。因此，对柔直输电系统的中性线电压振荡原理及其抑制方案的进一步研究，对柔直输电系统的稳定运行具有重要意义。文献[4]采用无功补偿装置来改善电网侧的功率因数和平衡性，从而间接降低柔直输电系统中的谐波；文献[5]通过控制特定谐波的注入来补偿特定频率的谐波失真；文献[6]通过改变各模块的触发相位，使不同模块的谐波分量相互抵消，有效减少了系统的整体谐波含量；文献[7]在直流侧和交流侧的适当位置加装阻尼电路，消耗了谐波能量，从而降低了谐波幅值。

有源阻尼控制在柔直领域的应用研究主要集中在稳定性分析及振荡抑制、构网型柔性直流系统阻尼环节控制策略优化及直驱风电经柔直并网系统稳定性提升等方面。这些研究旨在提高柔性直流输电系统的稳定性和动态性能，以应对各种运行工况下的挑战[8]，但对柔直输电系统中性线电压谐波抑制问题未见报道。为了解决该问题，本文提出一种基于直流有源阻尼控制的谐振抑制策略，并搭建了张北直流输电工程谐波分析模型，研究了输电线路中性线电压的谐波产生机制。此外，在 PSCAD 电磁暂态模拟软件中搭建了张北柔直输电系统仿真模型，以分析交、直流侧电压与电流的谐波分量和中性线电压谐波分量的情况，并验证所提中性线电压谐波抑制策略的有效性。分析表明，中性线电压中存在的谐波主要源于交流系统中的非线性电气设备，这些交流侧的谐波通过换流器传递至直流侧。根据实际物理意义，直流侧电压可以分解为换流器输出电压和中性线电位，中性线电压中的谐波主要源于直流侧。因此，通过抑制直流侧的谐波，可以有效减小中性线电压谐波的影响。

1 张北柔直输电系统概况

张北柔性直流输电系统结构如图 1 所示，康保换流站和张北换流站作为送端将新能源送到电网，北京换流站作为接收方，负责接收新能源输入，丰宁换流站作为调节端，在保证直流输电系统运行稳定的情况下，根据受端和送端的功率变化对其进行调节。张北柔性直流工程采用四端环形电网，换流站采用架空线带金属回线形成 1 个四端网络，分为正极、负极和金属回线。当其中一极发生故障时，另一极可以承担转移的功率，提升整个系统的供电可靠性。将正、负极线路的电抗器等效为电阻与电感，在北京站设置接地极，其他各站通过金属回线与接地极相连[9]。

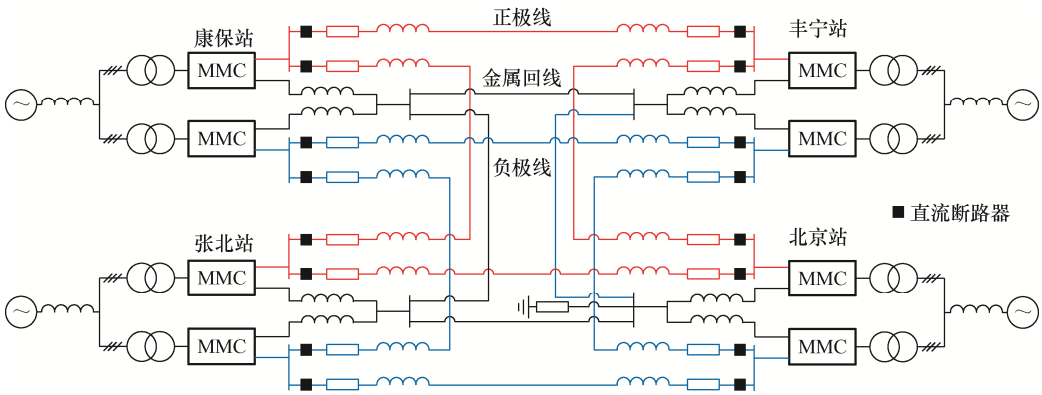


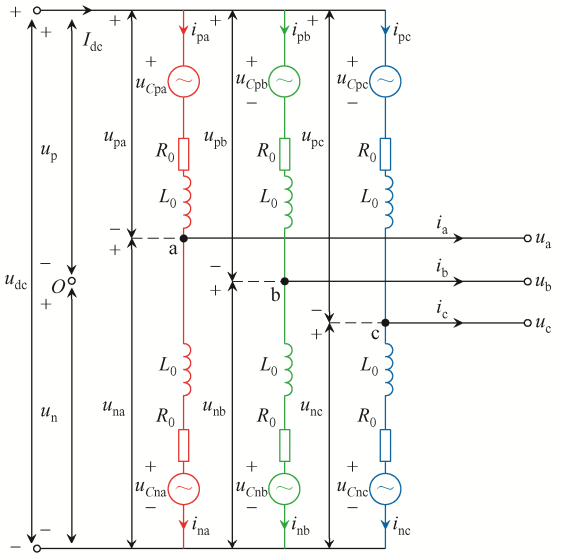
图 1 张北工程拓扑结构

Fig. 1 Topology of Zhangbei project

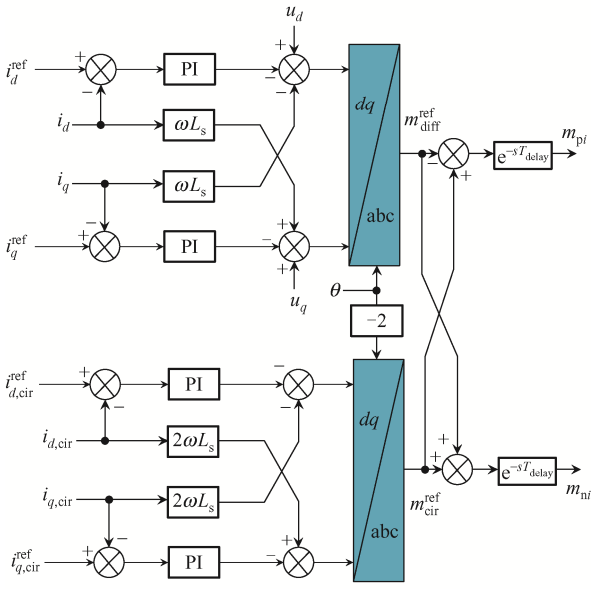
2　中性线电压谐波分析模型

2.1　MMC 时域模型

MMC 平均值模型及控制框图如图 2 所示。图 2(a)[10-11]中：u_{dc} 为直流母线电压；u_p 和 u_n 分别为上、下桥臂直流端电压；I_{dc} 为直流侧电流；u_{pi} 和 u_{ni} 分别为上、下桥臂电压，i 为相数，i=a, b, c；



(a) MMC平均值模型



(b) MMC控制框图

图 2　MMC 平均值模型及控制框图

Fig. 2 Average value model of MMC, and its control block diagram

u_{Cpi}、u_{Cni} 分别为上、下桥臂子模块电容电压；R_0 和 L_0 分别为桥臂电抗器的电阻和电感；i_{pi} 和 i_{ni} 分别为上、下桥臂三相电流；i_i 为交流侧三相电流；u_i 为交流系统三相电压源。

MMC 内部储能元件及控制系统相互作用可能会诱发 MMC 的内部振荡，这种振荡会导致环流问题，影响系统的稳定性和效率，因此柔性直流输电系统通常加入环流抑制环节。控制框图如图 2(b)所示[12]。图中：i_d^{ref}、i_q^{ref} 分别 d、q 轴电流参考值；i_d、i_q 分别为输出电流的 d、q 轴分量；ω 为电网角频率；L_s 为交流侧等效电感；u_d、u_q 分别为 MMC 交流侧电压 d、q 轴分量；θ 为电网电压的锁相角；m_{diff}^{ref}、m_{cir}^{ref} 分别为差模调制参考量和环流调制参考量；s 为拉普拉斯算子；T_{delay} 为控制链路总延时；m_{pi}、m_{ni} 分别为第 i 相上、下桥臂调制信号；$i_{d,cir}^{ref}$、$i_{q,cir}^{ref}$ 分别为环流的 d、q 轴参考值；$i_{d,cir}$、$i_{q,cir}$ 分别为环流的 d、q 轴分量。i 相交流侧电流 i_i 为上、下桥臂电流 i_{pi}、i_{ni} 之和，即

$$i_i = i_{pi} + i_{ni} \tag{1}$$

根据平均值模型，列写桥臂基尔霍夫电压定律 KVL(Kirchhoff's voltage law)方程为

$$\begin{cases} R_s i_i + L_s \dfrac{\mathrm{d}i_i}{\mathrm{d}t} + L_0 \dfrac{\mathrm{d}i_{pi}}{\mathrm{d}t} + R_0 i_{pi} - u_{pi} + \dfrac{u_{dc}}{2} = u_{o'o} + u_{si} \\ R_s i_i + L_s \dfrac{\mathrm{d}i_i}{\mathrm{d}t} + L_0 \dfrac{\mathrm{d}i_{ni}}{\mathrm{d}t} + R_0 i_{ni} + u_{ni} - \dfrac{u_{dc}}{2} = u_{o'o} + u_{si} \end{cases} \tag{2}$$

式中：R_s 为交流侧等效电阻；$u_{o'o}$ 为交、直流中性线电位差；u_{si} 为相对于交流中性点第 i 相交流侧电压。

$u_{o'o}$，三相上、下桥臂的差模电压 u_{diffi} 和共模电压 u_{comi} 及 i 相环流 i_{dci} 的表达式分别为

$$\begin{cases} u_{o'o} = \dfrac{u_{diffa} + u_{diffb} + u_{diffc}}{3} \\ u_{diffi} = \dfrac{u_{ni} - u_{pi}}{2} \\ u_{comi} = \dfrac{u_{pi} + u_{ni}}{2} \\ i_{dci} = i_{pi} - i_{ni} \end{cases} \tag{3}$$

将式(3)代入式(2)，化简可得

$$\begin{cases}\left(L_{\mathrm{s}}+\dfrac{L_0}{2}\right)\dfrac{\mathrm{d}i_i}{\mathrm{d}t}+\left(R_{\mathrm{s}}+\dfrac{R_0}{2}\right)i_i=u_{\mathrm{o'o}}+u_{si}-u_{\mathrm{diff}}\\ L_0\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{dc}i}}{\mathrm{d}t}+R_0 i_{\mathrm{dc}i}=u_{\mathrm{dc}}-2u_{\mathrm{com}i}\end{cases}\tag{4}$$

式中，u_{diff}为桥臂差模电压。

MMC 的 u_{Cpi}、u_{Cni}可以表示为

$$\begin{cases}C\dfrac{\mathrm{d}u_{Cpi}}{\mathrm{d}t}=NS_i i_{\mathrm{p}i}\\ C\dfrac{\mathrm{d}u_{Cni}}{\mathrm{d}t}=N(1-S_i)i_{\mathrm{n}i}\end{cases}\tag{5}$$

式中：C 为子模块电容；N 为桥臂子模块的数量；S_i为 i 相上桥臂的平均开关函数。

$u_{\mathrm{p}i}$、$u_{\mathrm{n}i}$可以表示为

$$\begin{cases}u_{\mathrm{p}i}=u_{Cpi}S_i\\ u_{\mathrm{n}i}=u_{Cni}(1-S_i)\end{cases}\tag{6}$$

I_{dc}与桥臂电流 i_{ci}的关系为

$$I_{\mathrm{dc}}=\frac{i_{\mathrm{pa}}+i_{\mathrm{pb}}+i_{\mathrm{pc}}+i_{\mathrm{na}}+i_{\mathrm{nb}}+i_{\mathrm{nc}}}{2}=\sum_{i=\mathrm{a,b,c}}i_{ci}\tag{7}$$

将式(3)~式(7)代入式(2)，化简可得 MMC 的时域模型为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{a}}}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{R_{\mathrm{s}}+R_0/2}{L_{\mathrm{s}}+L_0/2}i_{\mathrm{a}}-\dfrac{1}{6(L_{\mathrm{s}}+L_0/2)}(-2S_{\mathrm{a}}u_{\mathrm{pa}}+S_{\mathrm{b}}u_{\mathrm{pb}}+S_{\mathrm{c}}u_{\mathrm{pc}})-\dfrac{1}{6(L_{\mathrm{s}}+L_0/2)}[2(1-S_{\mathrm{a}})u_{\mathrm{na}}-(1-S_{\mathrm{b}})u_{\mathrm{nb}}-\\ \qquad(1-S_{\mathrm{c}})u_{\mathrm{nc}}]+\dfrac{1}{L_{\mathrm{s}}+L_0/2}u_{\mathrm{sa}}\\ \dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{b}}}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{R_{\mathrm{s}}+R_0/2}{L_{\mathrm{s}}+L_0/2}i_{\mathrm{b}}-\dfrac{1}{6(L_{\mathrm{s}}+L_0/2)}(S_{\mathrm{a}}u_{\mathrm{pa}}-2S_{\mathrm{b}}u_{\mathrm{pb}}+S_{\mathrm{c}}u_{\mathrm{pc}})-\dfrac{1}{6(L_{\mathrm{s}}+L_0/2)}[-(1-S_{\mathrm{a}})u_{\mathrm{na}}+2(1-S_{\mathrm{b}})u_{\mathrm{nb}}-\\ \qquad(1-S_{\mathrm{c}})u_{\mathrm{nc}}]+\dfrac{1}{L_{\mathrm{s}}+L_0/2}u_{\mathrm{sb}}\\ \dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{c}}}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{R_{\mathrm{s}}+R_0/2}{L_{\mathrm{s}}+L_0/2}i_{\mathrm{c}}-\dfrac{1}{6(L_{\mathrm{s}}+L_0/2)}(S_{\mathrm{a}}u_{\mathrm{pa}}+S_{\mathrm{b}}u_{\mathrm{pb}}-2S_{\mathrm{c}}u_{\mathrm{pc}})-\dfrac{1}{6(L_{\mathrm{s}}+L_0/2)}[-(1-S_{\mathrm{a}})u_{\mathrm{na}}-(1-S_{\mathrm{b}})u_{\mathrm{nb}}+\\ \qquad2(1-S_{\mathrm{c}})u_{\mathrm{nc}}]+\dfrac{1}{L_{\mathrm{s}}+L_0/2}u_{\mathrm{sc}}\end{cases}\tag{8}$$

2.2 直流侧等值谐波阻抗模型

根据式(4)得到的共模电压表达式为

$$u_{\mathrm{dc}}=\frac{2}{3}L_0\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t}+\frac{2}{3}R_0 i_{\mathrm{dc}i}+\frac{2}{3}\sum_{i=\mathrm{a,b,c}}u_{\mathrm{com}i}\tag{9}$$

根据式(5)得到子模块电容电压与直流侧电流的关系为

$$\frac{\mathrm{d}\sum_{i=\mathrm{a,b,c}}(u_{Cpi}+u_{Cni})}{\mathrm{d}t}=\frac{N\sum_{i=\mathrm{a,b,c}}S_i i_i}{C}+\frac{N}{C}i_{\mathrm{dc}}\tag{10}$$

令 $S_i=1/2-S_i'$，则式(6)可以改写为

$$\begin{cases}u_{\mathrm{p}i}=u_{Cpi}\left(\dfrac{1}{2}-S_i'\right)\\ u_{\mathrm{n}i}=u_{Cni}\left(\dfrac{1}{2}+S_i'\right)\end{cases}\tag{11}$$

式中，S_i'为第 i 相桥臂开关函数的偏差量。

则共模电压可以用子模块电容电压表示为

$$\sum_{i=\mathrm{a,b,c}}u_{\mathrm{com}i}=\sum_{i=\mathrm{a,b,c}}\left[\frac{u_{Cpi}+u_{Cni}}{4}+\frac{S_i(u_{Cni}-u_{Cpi})}{2}\right]\tag{12}$$

考虑到稳态运行时上、下桥臂电压相等，则有

$$\sum_{i=\mathrm{a,b,c}}u_{\mathrm{com}i}\sum_{i=\mathrm{a,b,c}}\frac{u_{Cpi}+u_{Cqi}}{4}\tag{13}$$

式中，u_{Cqi}为 i 相上、下桥臂子模块电容电压和的平均值。

综合式(9)~式(13)，得到直流侧电压与电流的微分方程为

$$C_{\mathrm{eq}}\frac{\mathrm{d}u_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t}=L_{\mathrm{eq}}C_{\mathrm{eq}}\frac{\mathrm{d}^2 i_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t^2}+R_{\mathrm{eq}}C_{\mathrm{eq}}\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t}+i_{\mathrm{dc}}+I_{\mathrm{dcs}}\tag{14}$$

式中：C_{eq}为直流接口的等效电容；L_{eq}为直流接口

的等效电感；R_{eq}为直流接口的等效电阻；I_{dcs}为直流接口的等效受控电流源。

根据式(14)可以绘制出 MMC 直流接口等效电路[13]，如图 3 所示。

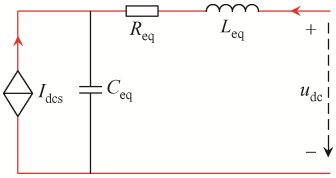


图 3　MMC 直流接口等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit of MMC DC port

2.3　中性线电压特征谐波产生机理分析

通过移动傅里叶系数对MMC的时域模型进行转化[14]，并将式(8)进行化简，令 $R=R_s+R_0/2$，$L=L_s+L_0/2$，可得

$$\begin{cases}\langle u_{sa}\rangle_m-\langle i_a\rangle_m(R+\mathrm{j}m\omega_0L)=\dfrac{1}{3}\displaystyle\sum_{i=-\infty}^{+\infty}\cdot\\ \qquad(\langle S_b\rangle_{m-i}+\langle S_c\rangle_{m-i}-2\langle S_a\rangle_{m-i})\langle u_{dc}\rangle_m\\ \langle u_{sb}\rangle_m-\langle i_b\rangle_m(R+\mathrm{j}m\omega_0L)=\dfrac{1}{3}\displaystyle\sum_{i=-\infty}^{+\infty}\cdot\\ \qquad(\langle S_a\rangle_{m-i}+\langle S_c\rangle_{m-i}-2\langle S_b\rangle_{m-i})\langle u_{dc}\rangle_m\\ \langle u_{sc}\rangle_m-\langle i_c\rangle_m(R+\mathrm{j}m\omega_0L)=\dfrac{1}{3}\displaystyle\sum_{i=-\infty}^{+\infty}\cdot\\ \qquad(\langle S_a\rangle_{m-i}+\langle S_b\rangle_{m-i}-2\langle S_c\rangle_{m-i})\langle u_{dc}\rangle_m\\ \langle u_{dc}\rangle_m\left(1+\dfrac{\mathrm{j}m\omega_0C}{N}\right)=-R_{dc}\displaystyle\sum_{i=-\infty}^{+\infty}\cdot\\ \qquad(\langle S_a\rangle_{m-i}\langle i_a\rangle_i+\langle S_b\rangle_{m-i}\langle i_b\rangle_i+\langle S_c\rangle_{m-i}\langle i_c\rangle_i)\end{cases}\tag{15}$$

式中：$\langle u_{si}\rangle_m$、$\langle i_i\rangle_m$分别为交流侧第 i 相电压、电流的 m 阶傅里叶系数；m 为谐波阶次，其对应于傅里叶展开中的第 m 阶分量；ω_0为基波角频率；$\langle S_i\rangle_{m-i}$为第 i 相平均开关函数的傅里叶系数；$\langle u_{dc}\rangle_m$为直流接口电压的 m 阶傅里叶系数；R_{dc}为直流侧电阻；$\langle i_i\rangle_i$为第 i 相交流侧电流。

通过对称分量法对式(15)进行正、负序分离，得到 MMC 的分序移动傅里叶系数模型为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}\langle i^{(1)}\rangle_m}{\mathrm{d}t}=-\left(\dfrac{R}{L}+\mathrm{j}m\omega_0\right)\langle i^{(1)}\rangle_m-\\ \qquad\dfrac{1}{L}\left(\displaystyle\sum_i\langle S^{(1)}\rangle_{m-i}\langle u_{dc}\rangle_i\right)+\dfrac{\langle u_s^{(1)}\rangle_m}{L}\\ \dfrac{\mathrm{d}\langle i^{(2)}\rangle_m}{\mathrm{d}t}=-\left(\dfrac{R}{L}+\mathrm{j}m\omega_0\right)\langle i^{(2)}\rangle_{6m-1}-\\ \qquad\dfrac{1}{L}\left(\displaystyle\sum_i\langle S^{(2)}\rangle_{m-i}\langle u_{dc}\rangle_i\right)+\dfrac{\langle u_s^{(2)}\rangle_m}{L}\\ \dfrac{\mathrm{d}\langle u_{dc}\rangle_m}{\mathrm{d}t}=-\mathrm{j}m\omega_0\langle u_{dc}\rangle_{6m}+\dfrac{1}{C}\langle i_{dc}\rangle_m+\\ \qquad\dfrac{3}{C}\left(\displaystyle\sum_i\langle S^{(2)}\rangle_{m-i}\langle i^{(1)}\rangle_i+\sum_i\langle S^{(1)}\rangle_{m-i}\langle i^{(2)}\rangle_1^*\right)\end{cases}\tag{16}$$

式中：$\langle i^{(1)}\rangle_m$、$\langle i^{(2)}\rangle_m$分别为交流接口电流的 m 阶正、负序傅里叶系数；$\langle S^{(1)}\rangle_{m-i}$、$\langle S^{(2)}\rangle_{m-i}$分别为平均开关函数的 m 阶正、负序傅里叶系数；$\langle u_s^{(1)}\rangle_m$、$\langle u_s^{(2)}\rangle_m$分别为交流接口电压的 m 阶正、负序傅里叶系数；$\langle i_{dc}\rangle_m$为直流接口电流的 m 阶傅里叶系数；$\langle i^{(2)}\rangle_1^*$为交流接口负序电流第 m 阶傅里叶系数的共轭。

考虑到 MMC 由大量子模块组合而成，每个子模块的开关频率较低，因此忽略开关函数中的谐波分量[15]，得到的简化 MMC 的分序移动傅里叶系数模型为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}\langle i^{(1)}\rangle_{m+1}}{\mathrm{d}t}=-\left[\dfrac{R}{L}+\mathrm{j}(m+1)\omega_0\right]\langle i^{(1)}\rangle_{m+1}-\\ \qquad\dfrac{1}{L}\langle S^{(1)}\rangle_1\langle u_{dc}\rangle_m+\dfrac{\langle u_s^{(1)}\rangle_{m+1}}{L}\\ \dfrac{\mathrm{d}\langle i^{(2)}\rangle_{m-1}}{\mathrm{d}t}=-\left[\dfrac{R}{L}+\mathrm{j}(m-1)\omega_0\right]\langle i^{(2)}\rangle_{m-1}-\\ \qquad\dfrac{1}{L}\langle S^{(1)}\rangle_1^*\langle u_{dc}\rangle_m+\dfrac{\langle u_s^{(2)}\rangle_{m-1}}{L}\\ \dfrac{\mathrm{d}\langle u_{dc}\rangle_m}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{C}\langle i_{dc}\rangle_m-\mathrm{j}m\omega_0\langle u_{dc}\rangle_m+\\ \qquad\dfrac{3}{C}\left(\langle S^{(1)}\rangle_1^*\langle i^{(1)}\rangle_{m+1}+\langle S^{(1)}\rangle_1\langle i^{(2)}\rangle_{m-1}\right)\end{cases}\tag{17}$$

分析式(17)可知，交流侧的 m 次谐波经过换流器感应出 m+1 次和 m−1 次谐波，并传导至直流侧。直流侧电压由正极换流器输出电压和负极换流器输出电压组成，正、负极换流器通过中性线连接，因此中性线电压中的谐波主要源于直流侧。通过式(17)得到 MMC 交、直流侧及中性线上的电压电流谐波传递规律如图 4 所示。

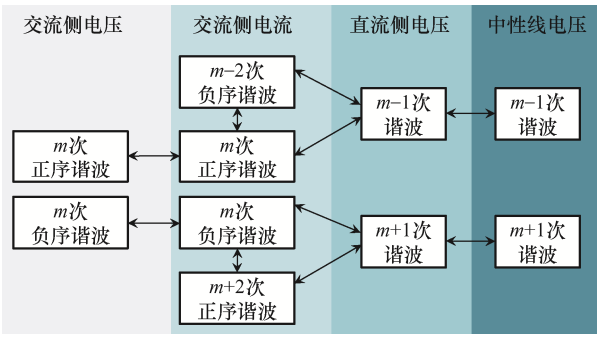


图 4 MMC 交、直流侧及中性线上的电压、电流谐波传递规律

Fig. 4 Harmonic transfer laws of AC-side voltage, AC-side current and DC-side voltage of MMC and neutral-line voltage

3 直流输电系统特征谐波验证

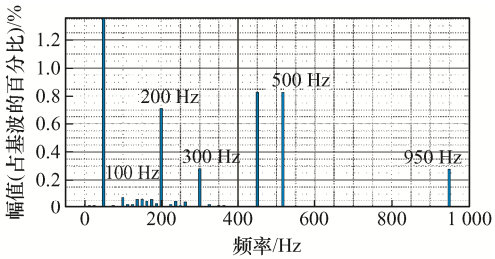
为验证 MMC 动态相量谐波模型的准确性，在 PSCAD 软件中搭建了张北直流输电系统的仿真模型，系统参数见表 1。通过仿真，得到了交流侧 a 相电流、直流侧电压及中性线电压的谐波含量，快速傅里叶变换 FFT(fast Fourier transform)谐波分析结果如图 5 和图 6 所示。

表 1 直流输电系统电路参数

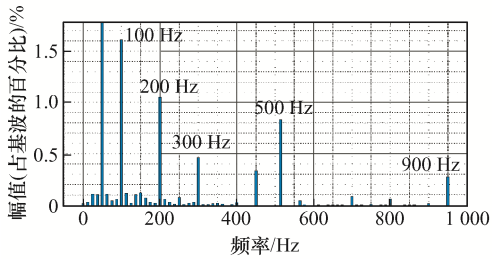
Tab. 1 Circuit parameters of HVDC transmission system

参数	数值
桥臂电感/mH	50
桥臂等效电阻/Ω	0.5
单桥臂子模块数量	200
子模块电容/mF	15
平波电抗/mH	50
网侧电压频率/Hz	50

通过对比图 5 和图 6 的分析结果可以发现，MMC 交流接口电压、交流接口电流主要含有 m 次谐波分量，直流接口电压及中性线电压的谐波分量基本一致，主要含有 m−1 或 m+1 次谐波分量，与 MMC 的移动傅里叶系数表达式的谐波分析结果基本吻合。



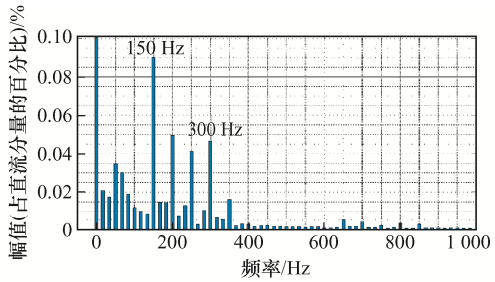
(a) 交流电压的FFT谐波分析



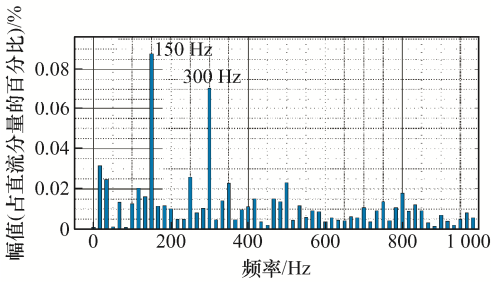
(b) 交流电流的FFT谐波分析

图 5 交流接口电压、电流谐波分析结果

Fig. 5 Harmonic analysis results of AC voltage and AC current



(a) 直流侧电压的FFT 谐波分析



(b) 中性线电压的FFT谐波分析

图 6 直流接口电压及中性线电压谐波分析结果

Fig. 6 Harmonic analysis results of DC-side voltage and neutral-line voltage

4　中性线电压谐波抑制方案

柔直输电系统在特定的操作模式下，会因换流器内部的控制回路延时较长引发高频振荡，从而增加了系统失稳的风险。因此，本文提出一种引入直流有源阻尼的控制结构，以解决这一失稳问题。相较于无源阻尼方案，有源阻尼方案从优化控制角度解决谐振问题，以提高系统的整体稳定性，又因为有源阻尼控制可以通过软件编程实现，因此可以根据不同系统的需求和运行条件进行灵活调整与优化，对系统暂态或故障时的谐波有一定的抑制作用[16-17]。在含有谐波交流源的供电系统中，锁相环会引入相位误差，导致换流器输出产生频率响应，并对系统的谐波含量产生直接影响。

传统控制策略结构如图 7 所示。图中：u_{dc}^{ref} 为直流母线电压参考值；$G_{control1}$ 和 $G_{control2}$ 为双控制回路传递函数；i_g 为注入的电流；G_{LPF1} 为滤波环节传递函数；Q_1 和 Q_2 为功率开关器件，占空比分别为 d 和 $1-d$。直流有源阻尼器的拓扑结构与双向 DC-DC 转换器相似，如图 8 所示。图中：u_g 为注入的电压；L_{gn} 为滤波电感；C_{dc} 为负载侧电容。

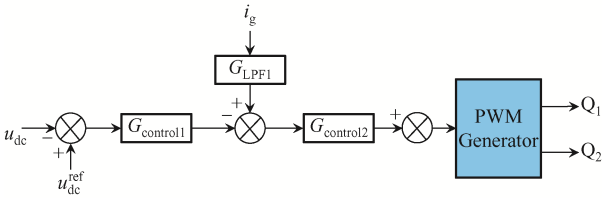


图 7　传统控制策略框图

Fig. 7 Block diagram of traditional control strategy

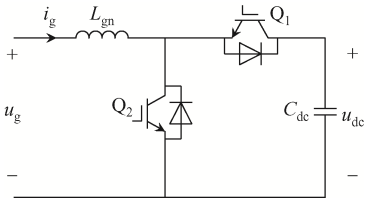


图 8　直流有源阻尼模块拓扑结构

Fig. 8 Topology of DC active damping module

直流有源阻尼器的数学模型可表示为

$$\begin{cases} L_{gn}\dfrac{di_g}{dt}=u_{dc}d-u_g \\ C_{dc}\dfrac{du_{dc}}{dt}=-di_g \end{cases} \tag{18}$$

小信号扰动下的数学模型为

$$\begin{cases} L_{gn}\dfrac{d\hat{i}_g}{dt}=U_{dc}\hat{d}+D\hat{u}_{dc}-\hat{u}_g \\ C_{dc}\dfrac{d\hat{u}_{dc}}{dt}=-D\hat{i}_g-I_g\hat{d} \end{cases} \tag{19}$$

式中：上标“^”表示相应参数的干扰；U_{dc} 为直流侧电压的稳态值；D 为占空比的稳态值；I_g 为注入电流的稳态值，I_g=0。

在电压电流双环控制和有源阻尼器等效导纳的基础上，控制部分增加了导纳重塑部分，增强了导纳的灵活性，并在控制器输入侧加入滤波器进行控制，如图 9 所示。图中：G_{LPF2} 为滤波环节传递函数；G_{rs} 为重塑导纳传递函数。

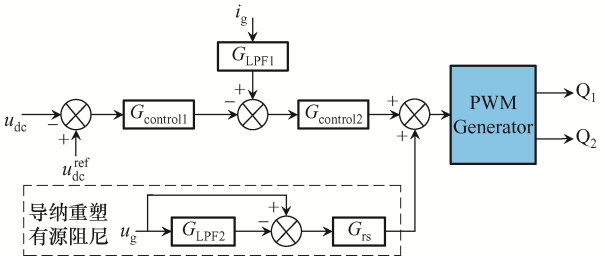


图 9　谐波抑制控制策略

Fig. 9 Harmonic suppression control strategy

图 9 中控制策略的数学模型为

$$d=G_{control2}(G_{control1}u_{dc}+G_{LPF1}i_g)+(1-G_{LPF2})G_{rs}u_g \tag{20}$$

有源阻尼器的输出特性可简化为

$$\hat{i}_g=(Y_1+Y_2G_{rs})\hat{u}_g \tag{21}$$

式中，Y_1 和 Y_2 均为有源阻尼器的固定导纳，其表达式为

$$\begin{cases} Y_1=-1/\left[sL_{gn}+(D+U_{dc}G_{control1}G_{control2})\dfrac{D}{sC_{dc}}-\right. \\ \qquad \left. U_{dc}G_{control2}G_{LPF1}\right] \\ Y_2=U_{dc}(1-G_{LPF2})/\left[sL_{gn}+(D+U_{dc}G_{control1}G_{control2})\cdot\right. \\ \qquad \left.\dfrac{D}{sC_{dc}}-U_{dc}G_{control2}G_{LPF1}\right] \end{cases} \tag{22}$$

G_{rs} 采用带滞后环节的串联二阶传递函数形

式，表达式为

$$G_{\mathrm{rs}}=\frac{G_0\omega_{\mathrm{c}}s}{s^2+2\zeta\omega_{\mathrm{c}}s+\omega_{\mathrm{c}}^2}\frac{sT-1}{sT+1} \tag{23}$$

式中：G_0为增益系数；ω_{c}为特征角频率；ζ为阻尼比；T为时间常数。

有源阻尼器的等效导纳可分为有限调节范围的固定导纳和具有高度灵活性的重塑导纳，G_{rs}具有较高的灵活性，可以根据谐振抑制域的分布进行设计，以达到更好的谐振抑制效果。

5 中性线电压谐波抑制方案验证

本文在 PSCAD 软件中搭建张北四端柔性直流输电系统模型，以验证上述理论分析的正确性。本文仿真设置张北站和康保站作为送端，各汇集 1 500 MW 的新能源；北京站和丰宁站作为受端，各接收 1 500 MW 的电量。其中，康保站采用孤网控制方式，丰宁站采用定直流电压控制，张北站和北京站采用定直流电压和定有功功率控制。换流站主要设备参数见表 2，换流站主要控制参数见表 3。

表 2 换流站主要设备参数

Tab. 2 Parameters of main equipment in converter station

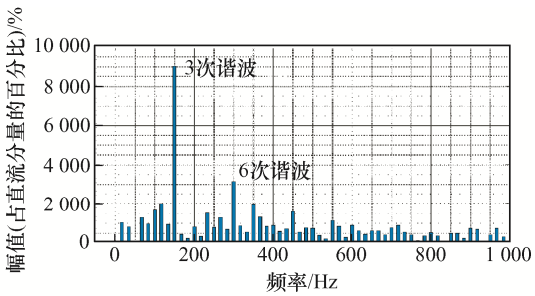
参数	北京站	张北站	康保站	丰宁站
换流站容量/MW	3 000	3 000	1 500	1 500
直流电压/kV	±500	±500	±500	±500
换流变压器容量/MVA	3 400	3 400	3 400	1 700
桥臂电感/mH	80	80	80	160
子模块电容/mF	15	15	15	10
限流电抗器/mH	200~300			

仿真步长为 10 μs，为了验证第 4 节所提直流有源阻尼控制策略对中性线电压振荡抑制的有效性，分别在 4 个换流站中加入改进措施，如图 10~13 所示。在 1.8 s 前张北柔直输电系统稳定正常运行；1.8 s 加入改进措施后，四端中性线电压振荡现象得到有效抑制。

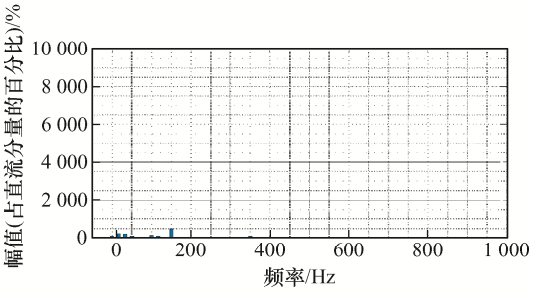
表 3 换流站主要控制参数

Tab. 3 Main control parameters of converter station

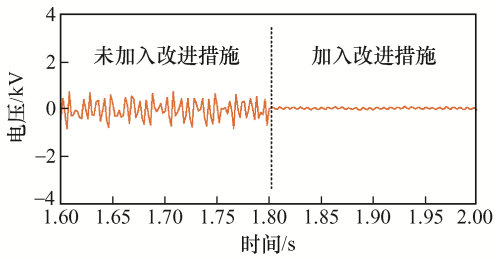
参数	数值
直流母线电压 u_{dc}/kV	500
额定有功功率 P_{ref}/MW	750
额定无功功率 Q_{ref}/Mvar	0
电流环比例系数 K_{ip}	10
电流环积分系数 K_{ii}	150
直流电压控制比例系数 $K_{U\mathrm{p}}$	5
直流电压控制积分系数 $K_{U\mathrm{i}}$	80
有功功率控制比例系数 $K_{P\mathrm{p}}$	8
有功功率控制积分系数 $K_{P\mathrm{i}}$	100
无功功率控制比例系数 $K_{Q\mathrm{p}}$	2
无功功率控制积分系数 $K_{Q\mathrm{i}}$	50



(a) 未加入改进措施FFT分析



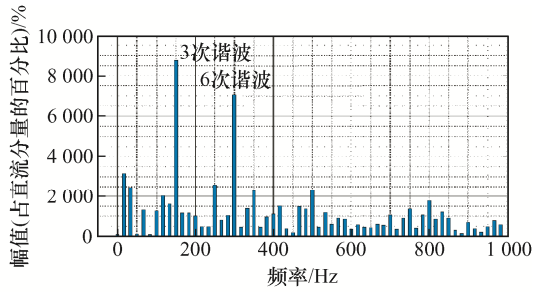
(b) 加入改进措施FFT分析



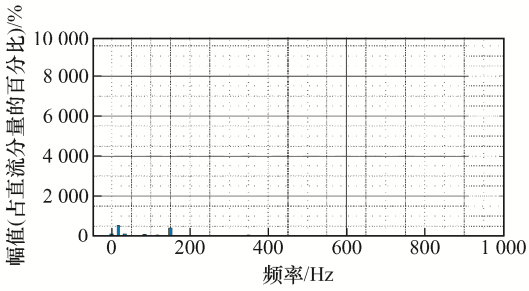
(c) 正极中性线电压对比

图 10 北京站正极中性线电压

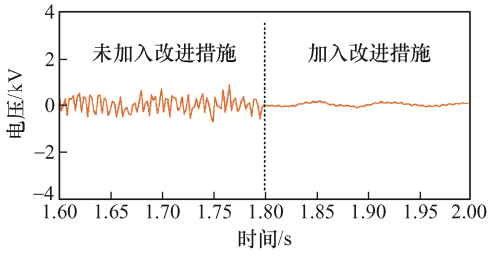
Fig. 10 Positive neutral-line voltage at Beijing station



(a) 未加入改进措施FFT分析



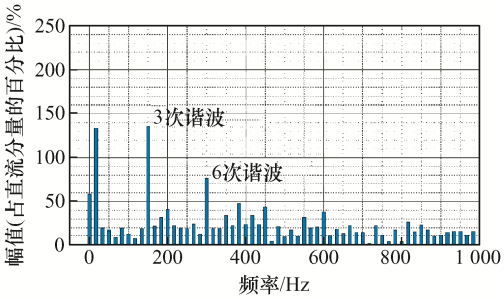
(b) 加入改进措施FFT分析



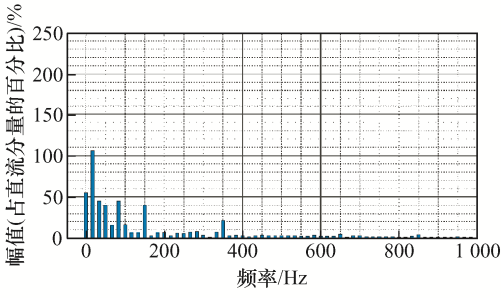
(c) 正极中性线电压对比

图 11　张北站正极中性线电压

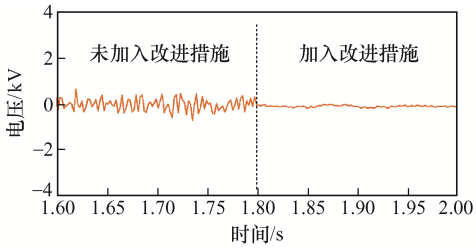
Fig. 11 Positive neutral-line voltage at Zhangbei station



(a) 未加入改进措施FFT分析



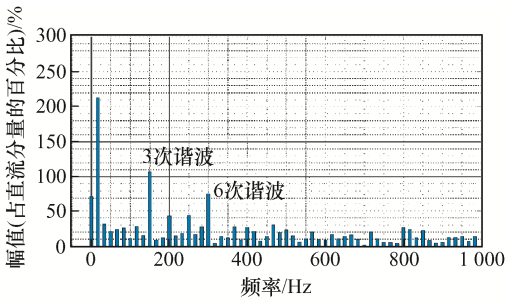
(b) 加入改进措施FFT分析



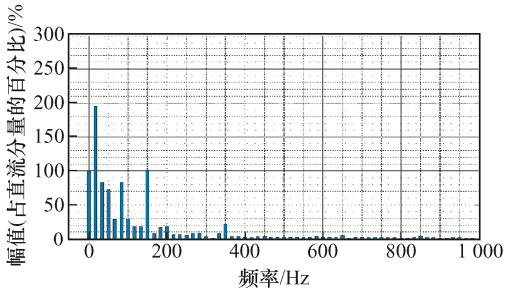
(c) 正极中性线电压对比

图 12　康保站正极中性线电压

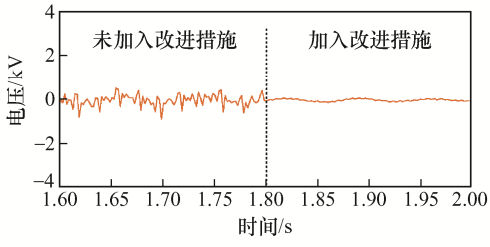
Fig. 12 Positive neutral-line voltage at Kangbao station



(a) 未加入改进措施FFT分析



(b) 加入改进措施FFT分析



(c) 正极中性线电压对比

图 13　丰宁站正极中性线电压

Fig. 13 Positive neutral-line voltage at Fengning station

由图 10~13 可见，4 个换流站正极中性线电压主要含有 3 次、6 次谐波，加入控制后中性线电压谐波含量均得到有效抑制。对中性线的电压谐振现象进行调节，加入控制策略后，四端正极中性线谐振现象均得到了有效抑制，验证了所提抑制策略能够有效抑制中性线电压谐振。

6 结语

近年来，张北直流输电工程中的中性线电压谐振问题对电网的安全稳定运行构成了潜在威胁。本文在分析柔性直流输电工程直流侧谐振机理及等效电路的基础上，提出了一种直流有源阻尼控制方法，有效抑制了中性线电压中的 3 次和 6 次谐波。同时通过 PSCAD 软件仿真验证了所提控制策略的有效性。结果表明，该策略能够显著降低中性线电压总谐波畸变率，提高电能质量，从而有助于维持系统的稳定运行，增强直流侧供电的可靠性。

参考文献：

[1] 李子欣, 徐飞, 赵成勇, 等. 面向高压直流输电的电流源型主动换相换流器研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(3): 1053-1068.
Li Zixin, Xu Fei, Zhao Chengyong, et al. Research review of current-source type actively commutated converter for high voltage direct current transmission systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(3): 1053-1068. (in Chinese)

[2] 杨树德, 李旺, 张新闻, 等. 一种提高变流器弱电网适应能力的虚拟阻抗控制策略[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 158-166.
Yang Shude, Li Wang, Zhang Xinxin, et al. Virtual impedance control strategy for improving the adaptability of converter to weak grid [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 158-166. (in Chinese)

[3] 付华, 张辉. 基于故障电流特征的多端柔性直流电网故障识别[J]. 电源学报, 2025, 23(5): 174-184.
Fu Hua, Zhang Hui. Fault identification of multi-terminal MMC-HVDC grid based on fault current characteristics [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(5): 174-184. (in Chinese)

[4] Liu Yiqi, Liu Jiayi, Wang Tianhao, et al. High-frequency resonance suppression based on cross-coupled filter and improved passive damper for MMC-HVDC system [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2024, 39(3): 1952-1962.

[5] Hou Yanqi, Liu Congru, Wang Yu, et al. Mechanism analysis of additional damping control strategies for the high-frequency resonance of MMC connected to AC grid [J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2023, 9(3): 1173-1181.

[6] Wei Nengqiao, Zhou Niancheng, Liao Jianquan, et al. A fault current limiter self-adapting activation strategy for flexible HVDC system based on fault severity assessment [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(11): 11334-11345.

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

[8] 王翰文, 曾成碧, 苗虹. 弱电网下 LCL 逆变器的有源阻尼控制策略研究[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 167-174.
Wang Hanwen, Zeng Chengbi, Miao Hong. Research on active damping control strategy for LCL inverter in weak grid [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 167-174. (in Chinese)

[9] 马秀达, 文继锋, 严伟, 等. 张北柔性直流工程电压单环控制策略应用分析[J]. 电力系统自动化, 2025, 49(2): 198-207.
Ma Xiuda, Wen Jifeng, Yan Wei, et al. Application analysis of single-loop voltage control strategy in Zhangbei flexible DC project of China [J]. Automation of Electric Power Systems, 2025, 49(2): 198-207. (in Chinese)

[10] Chen Yin, Xu Lie, Egea-Àlvarez A, et al. Accurate and general small-signal impedance model of LCC-HVDC in sequence frame [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2023, 38(6): 4226-4241.

[11] 杨成顺, 张晨曦, 许德智, 等. 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[J]. 电源学报, 2025, 23(8): 82-92.
Yang Chengshun, Zhang Chenxi, Xu Dezhi, et al. Predictive fault-tolerant control strategy based on model with fixed number of calculations for MMC converter without redundant submodules [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(8): 82-92. (in Chinese)

[12] Li Tao, Li Yongli, Zhu Yuchen. Research on the voltage

supporting capability of multi-VSC-HVDC subsystems operation strategy to receiving-end LCC-HVDC network in weak AC grid [J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2023, 7(1): 11-20.

[13] Rehman B, Liu Chongru, Li Huan, et al. Analysis on local and concurrent commutation failure of multi-infeed HVDC considering inter-converter interaction [J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2022, 10(4): 1050-1059.

[14] 尹睿, 孙媛媛, 王姗姗, 等. 直驱风机经柔直送出系统多控制环节间交互机理研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(10): 3627-3641.
Yin Rui, Sun Yuanyuan, Wang Shanshan, et al. The interaction mechanism analysis among the different control loops of the direct-drive wind turbine connected VSC-HVDC systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(10): 3627-3641. (in Chinese)

[15] 文翌铖, 陈亦文, 童筱涵, 等. 基于改进有限状态多步模型预测控制的 MMC-APF 技术研究[J]. 电源学报, 2024, 22(S1): 186-196.
Wen Yicheng, Chen Yiwen, Tong Xiaohan, et al. Research on MMC-APF technology based on improved finite-state multistep model predictive control [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(S1): 186-196. (in Chinese)

[16] 季宇, 王东旭, 吴红斌, 等. 提高直流微电网稳定性的有源阻尼方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(2): 370-379.
Ji Yu, Wang Dongxu, Wu Hongbin, et al. The active damping method for improving the stability of DC microgrid [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(2): 370-379. (in Chinese)

[17] 许津铭, 谢少军, 肖华锋. LCL 滤波器有源阻尼控制机制研究[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(9): 27-33.
Xu Jinming, Xie Shaojun, Xiao Huafeng. Research on control mechanism of active damping for LCL filters [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(9): 27-33. (in Chinese)



高帅

作者简介：

高帅(1987—)，男，硕士，高级工程师。研究方向：电能计量技术。E-mail：501549163@qq.com。

姜振宇(1988—)，男，硕士，高级工程师。研究方向：电能计量技术。E-mail：jzy134803@126.com。

庞富宽(1987—)，男，通信作者，硕士，高级工程师。研究方向：电能计量技术。E-mail：821274548@qq.com。

赵思翔(1989—)，男，硕士，工程师。研究方向：电能计量技术。E-mail：zhaosx0518@126.com。

(责任编辑：耿越)