DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.3.126 **中图分类号**：TM464 **文献标志码**：A

三相四线系统三电平变流器谐波发射机理及抑制策略

——中点电位波动和开关死区问题分析

赖振宏[1](中国电源学会学生会员)，杨泽斌[1](中国电源学会会员)，
易 皓[1](中国电源学会会员)，慕小斌[2]，刘 洋[3]，刘文彬[3]
(1.西安交通大学电气工程学院，西安 710049；2.中国电力科学研究院有限公司，北京 100192；
3.国网山东省电力公司电力科学研究院，济南 250003)

摘要：中点钳位型三电平变流器被广泛应用于含分布式电源的低压配电网，在三相四线系统中，常将三电平变流器的直流母线中点连接至N线，导致系统存在零序电流通路，使得直流中点电位波动、开关死区产生输出电压畸变，引起变流器自身的谐波发射。首先，分析中点电位波动和输出电流的交互耦合关系，以此为基础建立中点电位波动量化模型，并设计直流母线的有源滤波电路控制系统，对中点电位及其诱发的谐波进行抑制。其次，研究三电平变流器各工况下开关死区的影响，通过构建开关死区与输出电压畸变之间的定量关系，指导设计调制波补偿策略，以抑制由开关死区造成的谐波发射。最后，仿真模型和实验平台复现所聚焦的三电平变流器谐波发射问题，并验证所提方案的有效性。

关键词：中点钳位型三电平变流器；三相四线系统；谐波发射；中点电位波动；开关死区

Harmonic Emission Mechanism and Suppression Strategy for Three-level Converter in Three-phase-four-wire System: Analysis of Neutral-point Voltage Fluctuations and Switching Dead-time

LAI Zhenhong[1], *Student Member, CPSS*, YANG Zebin[1], *Member, CPSS*, YI Hao[1], *Member, CPSS*,
MU Xiaobin[2], LIU Yang[3], LIU Wenbin[3]
(1. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China; 2. China Electric Power Research Institute, Beijing 100192, China; 3. Electric Power Research Institute, State Grid Shandong Electric Power Company, Ji'nan 250003, China)

Abstract: The neutral-point clamped (NPC) three-level converter is extensively used in low-voltage distribution networks with distributed energy resources. In a three-phase-four-wire system, the DC bus neutral-point (NP) of a three-phase converter is commonly connected to the N-wire, creating a zero-sequence current path in the system. This configuration leads to output voltage distortions caused by DC NP voltage fluctuations and switching dead-time, and further causes harmonic emission from the converter itself. First, the coupling relationship between NP voltage fluctuations and output current is analyzed, laying a foundation for establishing a quantitative model of NP voltage fluctuations. Based on this model, an active filtering circuit control system for DC bus is designed to suppress both the NP voltage fluctuations and the induced harmonics. Then, the influence of switching dead-time under various operating conditions of the three-phase converter is investigated. A quantitative relationship between the switching dead-time and output voltage distortions is derived, guiding the design of a modulation wave compensation strategy for mitigating the

收稿日期：2024-11-30；**修回日期**：2025-02-11；**录用日期**：2025-03-05；**网络首发日期**：2025-03-11
基金项目：国家电网总部科技资助项目(5400-202316216A-1-1-ZN)
This work is supported by Science and Technology Project of State Grid Corporation of China under the grant 5400-202316216A-1-1-ZN

harmonic emission caused by switching dead-time. Finally, simulation models and an experimental platform were developed to reproduce the harmonic emission issues of the three-phase converter, and results validated the effectiveness of the proposed scheme.

Keywords: Neutral-point clamped (NPC) three-level converter; three-phase-four-wire system; harmonic emission; neutral-point (NP) voltage fluctuation; switching dead-time

随着“双碳”目标的推进和能源结构转型的深化，多元化源荷接入配电系统，推动新型电力系统的发展。并网变流器作为分布式电源接入电力系统不可或缺的部分得到了大量研究[1-3]。DC-AC 变流器是将光伏板、电池等直流源与交流电力系统进行连接的核心设备，其常见拓扑可以按输出电平数进行区分，其中三电平拓扑因输出纹波小、控制简单、器件应力低等优点，在低压配电系统中得到了广泛关注[4-5]。

中点钳位型和 T 型三电平变流器是常见的三电平拓扑，其共同特点是直流母线除了正、负极外还存在物理中性点，因此在运行过程中需要对直流中点电位平衡进行额外控制[6-7]。文献[8]通过在输出电流中叠加二次谐波，实现三电平变流器在三相三线下的中点电位平衡，但该方案造成输出电流含有谐波分量，影响输出电能质量，然而，该方案仅针对三电平变流器中点电位的偏移问题，即直流量的平衡，忽略了交流波动量的研究[9]；文献[10]通过在调制波上叠加零序分量，以实现控制直流母线上的直流零序电流，达到中点电位平衡的目的，而三电平变流器中点电位波动的严重程度虽不如中点电位偏移，但也会造成输出电流畸变，影响输出电能质量[11]，该过程存在复杂的频率耦合，因此对其现象的量化和描述较为困难。

为了避免变流器中功率半导体开关动作延时导致的直流母线短路，在相同桥臂的功率半导体开关过程中设置动作死区，开关死区的设置使得调制过程输出的交流电压与理论输出电压之间存在误差，影响系统控制效果[12-13]。文献[14]以单相三电平变流器为研究对象，分析了开关死区对所提调制策略的影响，并通过对开关脉冲叠加死区延时补偿，实现对死区造成的输出畸变进行抑制，但是并未建立全工况的开关死区影响模型；文献[15-16]分别以有源中点钳位型三电平变流器和三相两电平变流器为背景，将死区造成的谐波畸变视为扰动，在控制系统中增加前馈通道进行抑制，但该方法增加了控制系统复杂程度，占用控制器资源，且在三相四线下，死区造成的零序谐波电流更为严重，因此有待进一步分析。

针对上述研究的不足，本文以三相四线制的低压配电系统为背景，研究当三电平变流器直流母线中性点与系统 N 线连接时存在的谐波发射现象。首先，分析了三电平变流器直流中点电位波动与输出电流之间的频率耦合，并建立输出电流与中点电位波动幅值之间的量化关系，基于此设计直流母线的有源滤波电路控制系统，对中点电位进行抑制。其次，结合三相四线系统和二极管中点钳位型三电平变流器拓扑，量化了全工况下开关死区造成的输出电压畸变程度，并以此为基础设计了 1 套便于操作执行的调制波补偿策略。最后通过仿真模型和实验平台，验证了本文分析内容和所提解决方案的可行性。

1　低压配电系统三电平变流器谐波发射机理

本文以中点钳位型三电平变流器为例展开相关研究，其拓扑结构如图 1 所示。低压配电网常采用三相四线的接线方式，此时采用三电平变流器有助于三相四线系统中 N 线的引出，并且在此接线方式下，并网变流器也具备了零序电流补偿能力，在不平衡负载下的不平衡补偿能力更为突出。

1.1　直流母线中点电位波动引起的谐波发射

三电平变流器的中点电位波动随着输出电流幅值、频率等的变化而变化[8]，其中点电位波动将导致输出电压和电流畸变，即

$$v_x=\begin{cases}(V+\tilde{v})m_x & m_x>0\\(V-\tilde{v})m_x & m_x<0\end{cases}=Vm_x+\tilde{v}\left|m_x\right| \tag{1}$$

式中：v_x为 x 相的端口电压，x 表示 A、B、C 三相；

V 为直流电压平均值的 1/2；$\tilde{v}$ 为直流中点电位波动；m_x 为 x 相的调制波。

由式(1)可以看出，中点电位波动和调制波的绝对值相乘将导致输出电压畸变，进而使得滤波电感和线路阻抗上产生谐波压降，诱发谐波电流的产生。

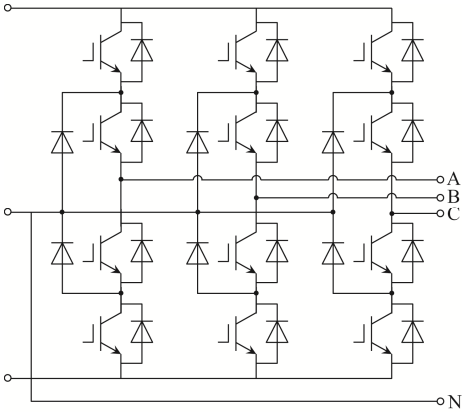


图 1 中点钳位型三电平变流器拓扑结构

Fig. 1 Topological structure of neutral-point clamped three-level converter

1.2 开关死区引起的谐波发射

变流器的开关死区将导致输出电压存在畸变，对于三电平变流器而言，开关死区对输出 A 相电压 v_{A} 的影响如图 2 所示。展示了开关死区应用前后，相同调制波的作用下变流器输出电压的区别，其主要分量为零序分量，因此在三相四线系统中，由于零序通路的存在使得开关死区的影响更加明显。

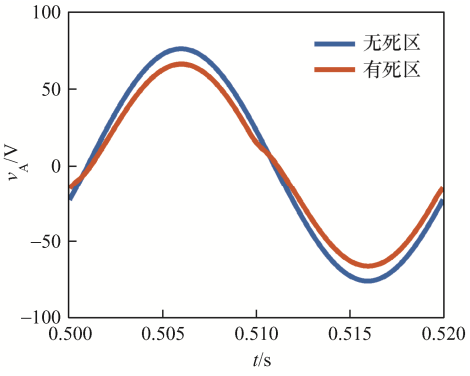


图 2 开关死区造成的输出电压畸变示意

Fig. 2 Schematic of output voltage distortion caused by switching dead-time

2 中点电位波动量化分析及主动抑制方法

推导三电平并网变流器的中点电位波动情况，量化中点电位在各工况下的波动频率和幅值，以及量化所诱发的谐波发射特性，进而提出基于有源滤波电路拓扑和相应的控制策略。

2.1 中点电位波动量化模型

中点电位波动来自于三电平变流器的调制过程，由于三电平能够输出零电位，导致直流母线存在共模电流通路，共模电流使得直流母线上、下电容电压存在偏差，即导致了中点电位波动。在正常运行过程中，直流母线的共模电流 i_{cm} 可表示为

$$i_{\mathrm{cm}}=\frac{i_{+}+i_{-}}{2}\approx\frac{1}{2}\sum_{x}^{\mathrm{A,B,C}}|m_x|i_x \tag{2}$$

式中：i_{+}为正极电流；i_{-}为负极电流；i_x 为 x 相的输出电流。

在稳态运行时，并网变流器的调制波信号与电网电压波形几乎一致，即可以近似认为调制波为正弦信号，因此其绝对值的近似表达式为

$$|m_x|\approx\frac{4M}{\pi}\cdot\left[\frac{1}{2}+\frac{1}{3}\cos(2\omega t+2\theta_x)+\frac{1}{15}\cos(4\omega t+4\theta_x)\right] \tag{3}$$

式中：M 为变流器调制波的调制比；ω 为基波角频率；θ_x 为 x 相的电压相位，以电网电压相位为基准时，$\theta_{\mathrm{A}}=0$、$\theta_{\mathrm{B}}=-120^{\circ}$、$\theta_{\mathrm{C}}=120^{\circ}$。

当三电平并网变流器输出各个频率、各种相序的电流时，产生的直流母线共模电流也存在差异。根据式(2)和式(3)的推导方式，列举各频率的正序、负序、零序输出电流造成的直流共模电流大小，见表 1。表中：I 为输出交流电流幅值；φ 为电流与电压的相角差。

通过以上推导，得到图 3 所示的三电平并网变流器中点电位波动量化模型，输入为并网变流器的输出电流，一般为基波正序电流，在不平衡补偿时也会存在基波负序和零序电流。图中：$I_{1\mathrm{ref}}$ 为控制系统中基波电流的参考值；C_1 为控制系统中对基波电流的控制情况，如果控制系统以该频段、该相序电流为参考值，则 C_1=1，反之 C_1=0；H_{jx}(j=1，3，5，7)为 j 次交流电流生成直流母线 x 次共模电流的系数，可由表 1 中的公式提取得到；Z_{cx} 为直流

表 1　并网变流器输出电流与造成的直流母线共模电流对比

Tab. 1 Relationship between output current from grid-connected converter and resulting DC bus common-mode current

输出电流	直流母线共模电流
$I\sin(\omega t+\theta_x+\varphi)$	$\frac{MI}{5\pi}[5\sin(3\omega t+\varphi)-\sin(3\omega t-\varphi)]$
$I\sin(\omega t-\theta_x+\varphi)$	$\frac{MI}{\pi}\left[-\sin(\omega t-\varphi)+\frac{1}{5}\sin(5\omega t-\varphi)\right]$
$I\sin(\omega t+\varphi)$	$\frac{3MI}{\pi}\sin(\omega t+\varphi)$
$I\sin(3\omega t+\theta_x+\varphi)$	$\frac{MI}{5\pi}[5\sin(5\omega t+\varphi)-\sin(\omega t-\varphi)]$
$I\sin(3\omega t-\theta_x+\varphi)$	$\frac{MI}{\pi}\left[\sin(\omega t+\varphi)+\frac{1}{5}\sin(7\omega t-\varphi)\right]$
$I\sin(3\omega t+\varphi)$	$\frac{3MI}{\pi}\sin(3\omega t+\varphi)$
$I\sin(5\omega t+\theta_x+\varphi)$	$\frac{MI}{5\pi}[5\sin(7\omega t+\varphi)+\sin(\omega t+\varphi)]$
$I\sin(5\omega t-\theta_x+\varphi)$	$\frac{MI}{\pi}\left[\sin(3\omega t+\varphi)+\frac{1}{5}\sin(9\omega t-\varphi)\right]$
$I\sin(5\omega t+\varphi)$	$\frac{3MI}{\pi}\sin(5\omega t+\varphi)$
$I\sin(7\omega t+\theta_x+\varphi)$	$\frac{MI}{5\pi}[5\sin(9\omega t+\varphi)+\sin(3\omega t+\varphi)]$
$I\sin(7\omega t-\theta_x+\varphi)$	$\frac{MI}{\pi}\left[\sin(5\omega t+\varphi)+\frac{1}{5}\sin(11\omega t-\varphi)\right]$
$I\sin(7\omega t+\varphi)$	$\frac{3MI}{\pi}\sin(7\omega t+\varphi)$

母线共模回路上的阻抗，即直流母线电容的阻抗；$i_{\mathrm{cm}x}$ 为直流母线上 x 次的谐波共模电流；$v_{\mathrm{cm}x}$ 为直流母线中点电位 x 次波动量；$G_{\mathrm{L}j}$ 为 j 次谐波频率下，并网变流器与电网之间的等效导纳；F_{xj} 为 x 次的直流母线中点电位波动所诱发的交流侧 j 次电压畸变的系数，其具体的表达式可根据中点电位波动所诱发的输出电压畸变关系式推导得到，即

$$v_x=\begin{cases}(V+\tilde{v})m_x & m_x>0\\(V-\tilde{v})m_x & m_x<0\end{cases}=Vm_x+\tilde{v}|m_x|\approx Vm_x+\tilde{v}\frac{4M}{\pi}\left[\frac{1}{2}+\frac{1}{3}\cos(2\omega t+2\theta_x)+\frac{1}{15}\cos(4\omega t+4\theta_x)\right] \tag{4}$$

基于图 3 的量化模型，推导得到中点电位波动与并网变流器输出电流的关系为

$$\frac{v_{\mathrm{cm}x}}{I_{1\mathrm{ref}}}=\frac{H_{1x}D_{fx}}{1-H_{1x}D_{fx}F_{x1}G_{\mathrm{L}1}C_1} \tag{5}$$

式中，D_{fx} 为除基波频率外的闭环增益，$D_{fx}=Z_{\mathrm{c}x}\Big/\left[1-Z_{\mathrm{c}x}\sum_{n=2}^{4}(F_{x,(2n-1)}H_{(2n-1),x})G_{\mathrm{L}(2n-1)}\right]$。

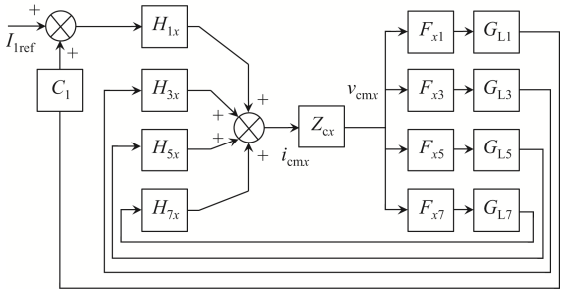


图 3　三电平并网变流器中点电位波动量化模型

Fig. 3 Quantitative model of neutral-point voltage fluctuations in three-level grid-connected converter

2.2　中点电位波动抑制策略

基于有源滤波电路的三电平变流器中点电位波动抑制策略如图 4 所示，图中：i_{f} 为有源滤波电路输出电流；$v_{\mathrm{DC+}}$ 为直流母线上电压；$v_{\mathrm{DC-}}$ 为直流母线下电压。通过在直流母线电容上并联全控器件及电感，控制其在直流中性点上输出与共模电流幅值相同、相位相反的电流，进而避免共模电流流经直流电容，实现中点电位波动的抑制。

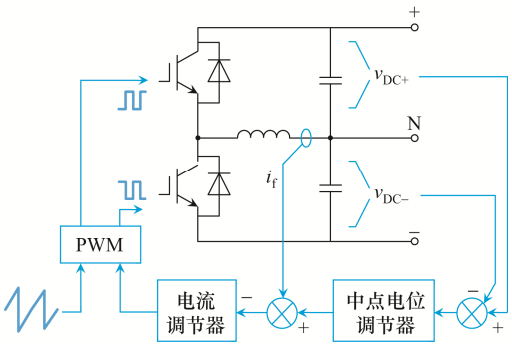


图 4　直流母线有源滤波电路结构

Fig. 4 Structure of DC bus active filtering circuit

根据表 1 中的推导可知，在三电平并网变流器输出基波电流时，其中点电位主要以基波和三倍频进行波动，因此图 4 所示控制策略的中点电位波动控制环中，调节器采用比例-谐振控制器，其谐振频率为基波频率和三倍频。该有源滤波电路的控制系统框图如图 5 所示，基于此，可推导得到其环路

增益表达式为

$$T_{\text{loop}}=H_{\text{v}}\frac{H_{\text{i}}(V_{\text{dc}}/2)\text{e}^{-T_{\text{d}}s}(1/sL)}{1+H_{\text{i}}(V_{\text{dc}}/2)\text{e}^{-T_{\text{d}}s}(1/sL)}\frac{1}{2sC_{\text{dc}}} \tag{6}$$

式中：T_{loop}为有源滤波电路控制系统环路增益；H_{v}为中点电位调节器传递函数；H_{i}为电流调节器传递函数；V_{dc}为直流总电压稳态分量；T_{d}为系统延时；L为滤波电感；C_{dc}为直流电容。

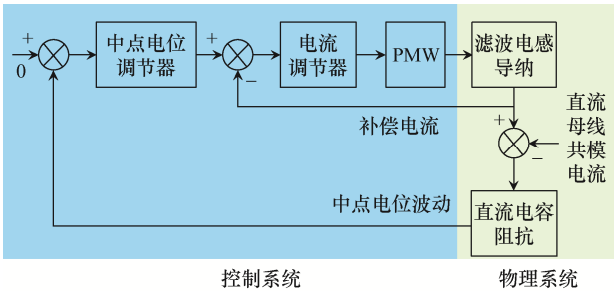


图 5 直流母线有源滤波电路控制框图

Fig. 5 Control block diagram of DC bus active filtering circuit

根据式(6)，以保障系统稳定性为目标，针对调节器参数中的比例系数和谐振控制器系数进行设计。

3 开关死区引起的输出畸变及输出补偿策略

中点钳位型三电平并网变流器能够四象限工作的特质，使其被广泛应用于光伏、储能等场景。针对不同的工作象限，其输出电压、电流方向并不相同，因此首先结合工况详细分析开关死区导致的输出电压畸变，其次针对畸变程度提出相应的调制波补偿策略。

3.1 中点钳位型三电平变流器死区影响分析

在并网变流器正常运行时，大部分时间下开关脉冲宽度大于死区宽度，而在电压过零点附近时，由于输出电压较小，因此存在占空比小于死区宽度的情况。这 2 种情况的分析不尽相同，下面分开进行讨论。

3.1.1 开关占空比大于死区宽度

各象限下开关死区对输出电压影响机理如图 6 所示，图中，S1~S4 为同一相从正极到负极的 4 个

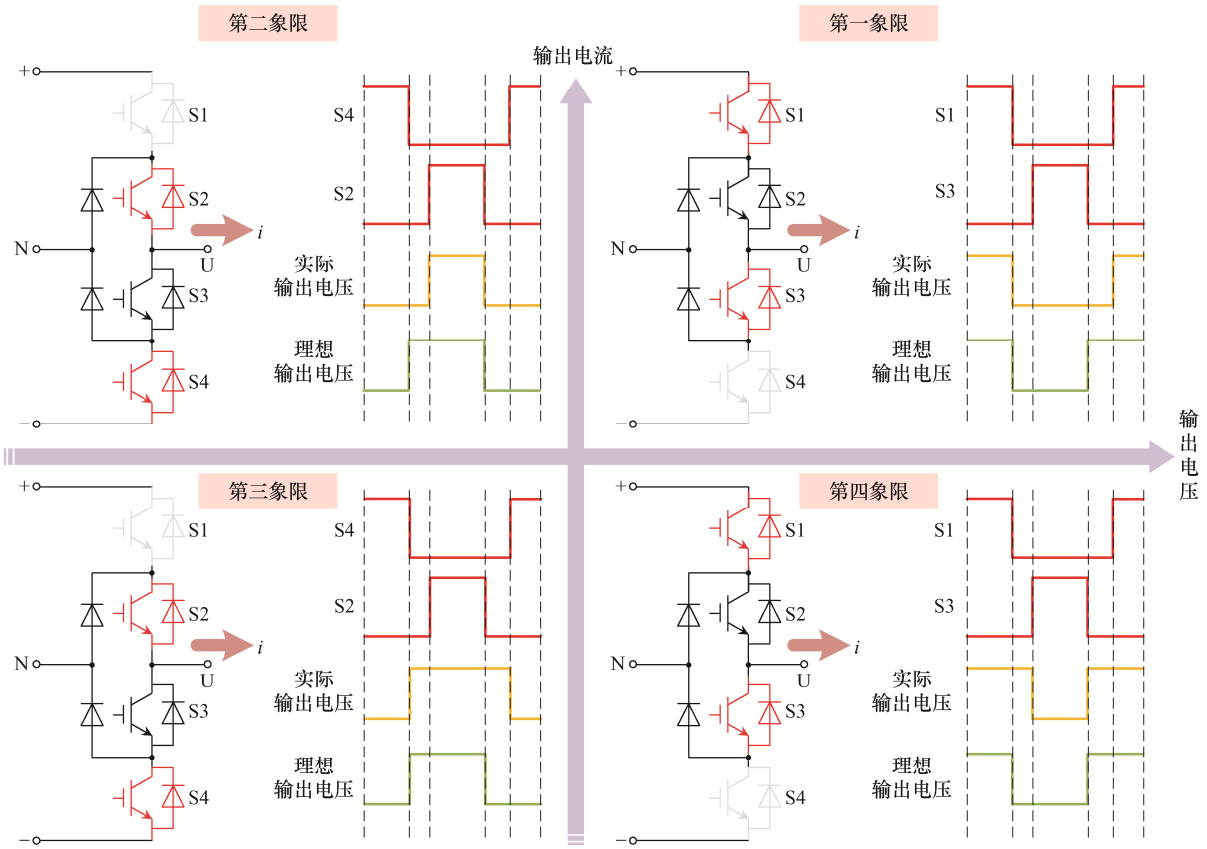


图 6 各象限下开关死区对输出电压影响机理

Fig. 6 Mechanism of influence of switching dead-time in each quadrant on output voltage

功率半导体；U 为交流输出端口。根据并网变流器输出电压、电流的极性或者方向，可以分为图 6 中的 4 个象限，在 4 个象限中，分别绘制出开关死区作用下变流器实际输出电压波形和理论电压波形的对比。第一象限中，S2 常通，S4 常断，S1 和 S3 高频交替动作实现脉宽调制过程，开关死区使得功率半导体的导通动作延时死区时间后执行，因此存在 S1 和 S3 均为关断的状态，即在该状态下电流通过钳位二极管和 S2 进行续流，此时实际输出电压为 0，比理论输出电压低；第二象限中，S1 常断，S3 常通，S2 和 S4 高频动作，在开关死区的作用下，当 S2 和 S4 均处于关断状态时，电流通过 S3 和 S4 的体二极管进行续流，此时实际输出电压为$-V_{dc}/2$，比理论输出电压低；第三象限中，依旧为 S2 和 S4 交替动作，当二者均处于关断状态时，电流通过钳位二极管和 S3 进行续流，因此死区状态下实际输出电压为 0；第四象限中，当 S1 和 S3 均处于关断状态时，电流通过 S1 和 S2 的体二极管进行续流，因此死区状态下实际输出电压为$+V_{dc}/2$。

通过图 6 中的输出电压波形与理论电压波形的对比可见，在 1 个开关周期内，死区的应用使得实际输出电压相比于理论输出电压增加或者减小了死区宽度等效的电压大小，即

$$\left|v_{\text{real}}-v_{\text{ideal}}\right|=\frac{T_{\text{dead}}}{T_{\text{s}}}\frac{V_{\text{dc}}}{2} \tag{7}$$

式中：v_{real}和v_{ideal}分别为变流器实际输出电压和理论电压；T_{dead}为死区时间；T_{s}为开关周期。

3.1.2　开关占空比小于死区宽度

在输出电压过零点附近，功率半导体开关周期内占空比小于死区宽度，因此在开关死区的作用下，该脉冲波形被死区作用“吞没”。图 7 以输出电压为正时为例，展示了 S1 和 S3 的理论开关波形，其中 S1 的开关占空比小于死区宽度。在死区作用下，S1 和 S3 的导通动作时刻相比于理想开关波形延时死区时间，S1 的上升沿(导通动作时刻)在延时后已经晚于下降沿(关断动作时刻)，因此 S1 在该开关周期中表现为常断状态。当输出电压为负时，效果相同，不再赘述。

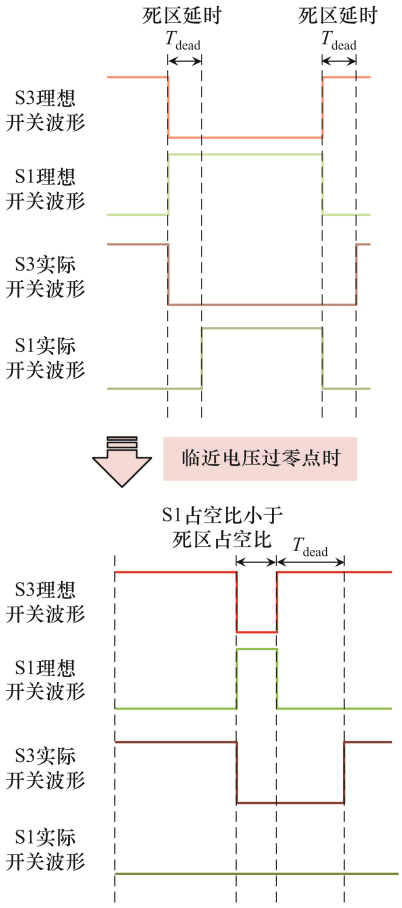


图 7　电压过零点开关死区影响

Fig. 7 Influence of switching dead-time at zero-crossing point of voltage

在图 7 的基础上，图 8 展示了不同输出电流极性(即第一象限和第四象限)时，死区造成的输出电压畸变情况。开关周期中，根据图 7 的分析可知，S1 处于常断状态，当处于第一象限时，S1 和 S3 均处于关断状态时输出电压为 0，因此整个开关周期中输出电压一直保持为 0，相比于理论输出电压，减小了 S1 理论脉宽等效的电压大小，即

$$v_{\text{real}}-v_{\text{ideal}}=-\frac{T_{\text{S1}}}{T_{\text{s}}}\frac{V_{\text{dc}}}{2}\geqslant-\frac{T_{\text{dead}}}{T_{\text{s}}}\frac{V_{\text{dc}}}{2} \tag{8}$$

式中，T_{S1}为 S1 理论开关波形的脉宽时间。

在第四象限时，S1 和 S3 关断时，输出电压为$+V_{dc}/2$，因此实际电压波形相比于理论电压波形增加了死区宽度等效的电压大小，即

$$v_{\text{real}}-v_{\text{ideal}}=\frac{T_{\text{dead}}}{T_{\text{s}}}\frac{V_{\text{dc}}}{2} \tag{9}$$

在第二象限和第三象限下的结论也可近似推导得到，不再赘述。

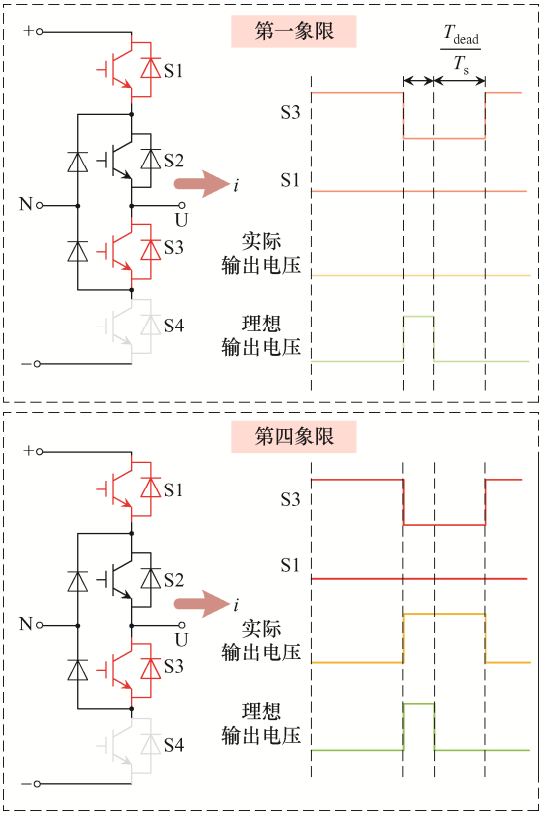


图 8 一、四象限电压过零点处开关死区影响

Fig. 8 Influence of switching dead-time in first and fourth quadrants at zero-crossing point of voltage

3.2 调制波补偿策略

根据上述分析可知，开关死区使得变流器输出电压与控制系统输出调制波调制得到的电压存在差异，导致输出电压、电流畸变。通过在调制波上叠加补偿分量，以补偿死区造成的电压畸变分量，实现在开关死区作用下实际输出电压与理论输出电压相匹配。调制波的叠加补偿分量计算公式为

$$\begin{cases}(m+p_c)\dfrac{V_{dc}}{2}+\Delta v_{dead}=m\dfrac{V_{dc}}{2}\\ -1\leqslant m+p_c\leqslant 1\\ (m+p_c)m\geqslant 0\end{cases}\tag{10}$$

式中：m 为调制波；p_c 为调制波叠加补偿分量；Δv_{dead} 为由于死区作用造成的电压畸变，可由式(7)~式(9)计算得到；约束条件表示叠加后不出现过调制，且叠加后的调制波不出现极性改变。

结合 3.1 节中死区影响的分析结果，求解式(9)得到调制波叠加补偿分量，进而得到图 9 所示调制波补偿策略。在占空比大于死区宽度时，调制波叠加分量绝对值均等于 T_{dead}/T_s。在输出电压过零点附近(占空比小于死区宽度，即 $m<T_{dead}/T_s$)，若处于第二、四象限时，不加补偿下实际输出电压的绝对值相比于理论电压增加死区宽度等效电压，若直接将调制波减小死区宽度，将导致调制波极性改变，不满足式(10)的约束条件，因此该区域下直接将调制波置零，使输出电压尽可能接近理论电压。

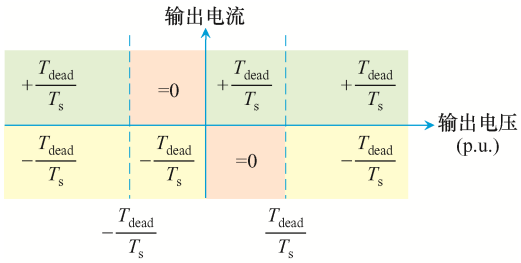


图 9 调制波补偿策略

Fig. 9 Modulation wave compensation strategy

4 仿真验证

在 PLECS 中搭建仿真模型，验证第 2 节和第 3 节所提谐波发射抑制方法，仿真模型结构如图 10 所示，其参数见表 2。在仿真验证结果中，若无特别说明，C_{dc}=2 000 μF。

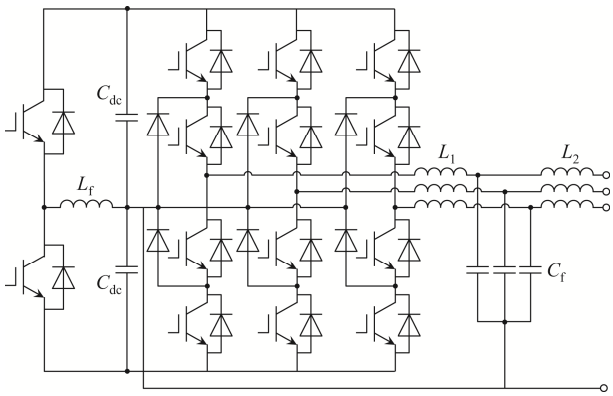


图 10 仿真模型结构

Fig. 10 Structure of simulation model

4.1 中点电位波动主动抑制

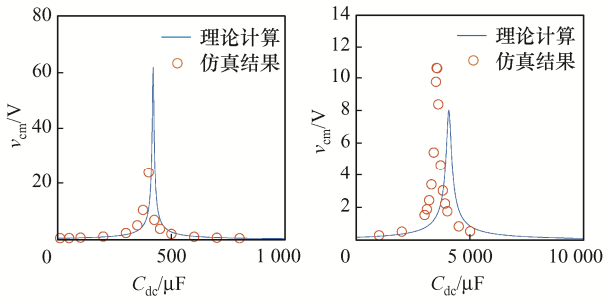
4.1.1 中点电位波动量化模型验证

根据图 3 所示的三电平并网变流器中点电位波动量化模型和表 2 的参数，图 11 展示了不同的直流电容下，变流器分别输出 1 A 的正序电流和负

表 2　仿真模型参数

Tab. 2 Parameters of simulation model

参数	数值
直流电压 V_{dc}/V	750
LCL 滤波电容 C_f/μF	20
直流电容(若未说明)C_{dc}/μF	2 000
有源滤波电路电感 L_f/mH	1
死区时间 T_{dead}/μs	2
中点电压控制环比例系数	5.0
LCL 机侧电感 L_1/mH	1.2
LCL 网侧电感 L_2/μH	45
电网相电压 V_g/Vrms	220
电网线路等效电感 L_g/mH	0.63
功率半导体开关频率 f_s/kHz	20
中点电压控制环谐振系数	10.0



(a) $0 \leqslant C_{dc} \leqslant 1\,000$ μF　　(b) $0 \leqslant C_{dc} \leqslant 10\,000$ μF

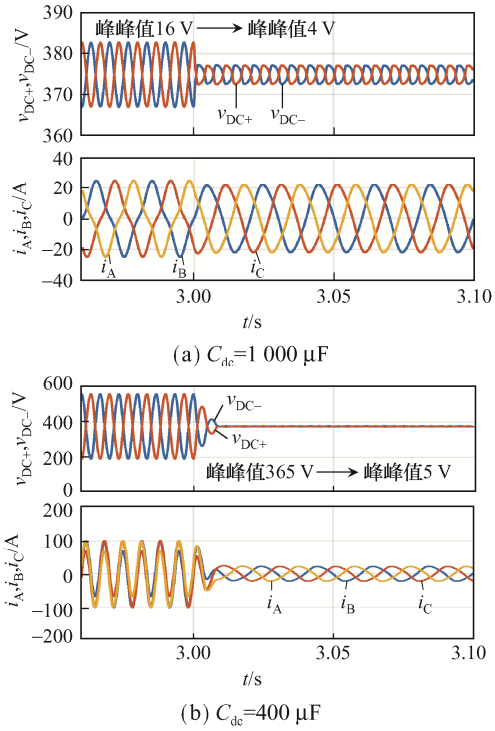
图 11　中点电位波动模型验证

Fig. 11 Verification of neutral-point voltage fluctuation model

序电流时，诱发的中点电位波动幅值 v_{cm}，其中中点电位三倍频的波动的理论计算结果和仿真结果贴合效果较好。图 3 所示的模型未考虑控制系统中过调制、谐振发生时控制失准等因素对基频波动的影响，因此对应效果稍差，最大误差达 12%，但能够反映直流母线中点电位波动随直流电容的变化规律。由于 N 线与直流中性点连接构成共模通路，因此存在某个电容值使得谐振回路谐振频率与中点电位波动频率吻合，造成最严重的谐振现象，当改变直流电容大小使其大于或者小于该值时，谐振现象均会减弱，因此产生了图 11 中的谐振尖峰。

4.1.2　中点电位波动诱发谐波发射及抑制策略验证

直流母线有源滤波电路验证如图 12 所示，图中，电压波形为直流母线上、下电容电压，电流波形为交流输出端口的三相电流。当 C_{dc}=1 000 μF 时，输出电流畸变较小；当 C_{dc}=400 μF 时，由于上述提及的共模谐振通路，导致系统出现谐振。t=3.0 s，投入直流侧并联的有源滤波电路，通过其输出相应的直流共模电流，抑制中点电位波动。中点电位波动作为谐振源，当其被抑制时，谐振现象同时也被抑制。



(a) C_{dc}=1 000 μF

(b) C_{dc}=400 μF

图 12　直流母线有源滤波电路验证

Fig. 12 DC bus active filtering circuit verification

4.2　调制波补偿策略

所提调制波补偿策略采用前、后的输出电流对比如图 13 所示，在不同的输出功率因数下，给出 A 相电流 i_A 波形和相应的频率分析结果。相比于常规的载波调制，在采用调制波补偿策略后，输出电流中的 3 次谐波含量最大可降低 82.7%，5 次谐波含量最大可降低 74.8%。输出有功功率时，采用调制波补偿策略前、后输出电流的总谐波失真 THD (total harmonic distortion)分别为 5.33%、1.55%；输出无功功率时，采用调制波补偿策略前、后输出电流 THD 分别为 8.43%、4.55%；输入有功功率时，采用调制波补偿策略前、后输出电流 THD 分别为 7.20%、3.58%。由仿真结果可见，该策略对三相四线系统中三电平变流器自身谐波发射抑制效果良好。

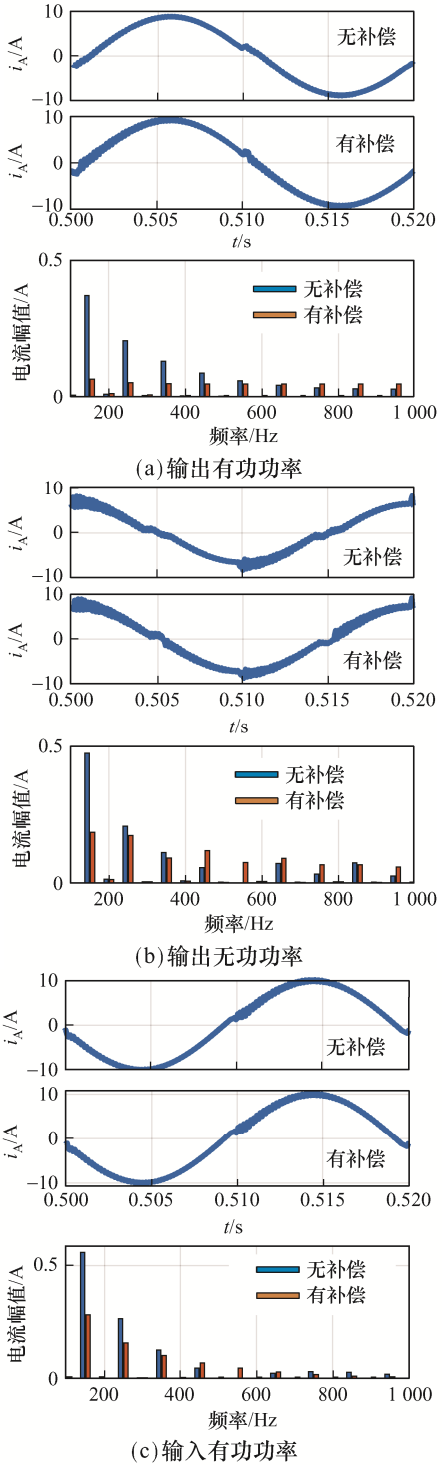


图 13 调制波补偿策略验证

Fig. 13 Modulation wave compensation strategy verification

5 实验验证

为验证上文所述的三电平变流器直流母线有源滤波电路和调制波补偿策略，搭建图 14 所示的实验平台，参数见表 3，实验平台主要部件包括中点钳位型三电平变流器、直流母线有源滤波电路及电网模拟器。

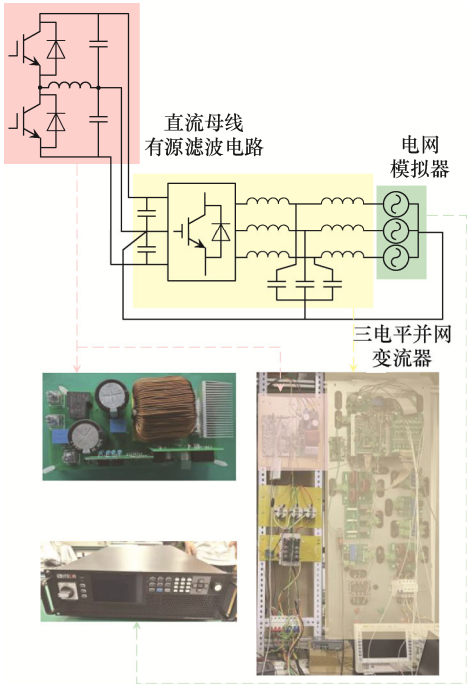


图 14 实验平台

Fig. 14 Experimental platform

表 3 实验平台参数

Tab. 3 Parameters of experimental platform

参数	数值/型号
直流电压 V_{dc}/V	200
LCL 滤波电容 C_f/μF	10
直流电容 C_{dc}/μF	4 000
有源滤波电路电感 L_f/mH	1
三电平变流器 IGBT	F3L75R07W2E3_B11
LCL 机侧电感 L_1/mH	1.2
LCL 网侧电感 L_2/μH	45
电网相电压 V_g/Vrms	63
功率半导体开关频率 f_s/kHz	20
有源滤波电路 IGBT	SGTP75V65FDB1P7

5.1 有源滤波电路验证

三电平变流器输出正序电流和零序电流时的中点电位波动波形和输出电流波形如图 15 所示。在该实验波形中，变流器输出 1 A 的基波零序电流，造成中点电位主要含有峰值 5 V 的基频波动分量。在有源滤波电路启动后，中点电位基频波动被抑

制，抑制后的中点电位波动峰值不超过 1 V。

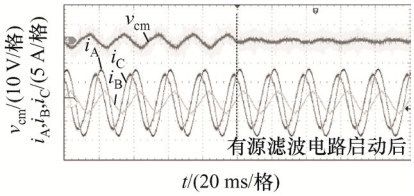


图 15　有源滤波电路启动前、后波形

(变流器输出正序和零序电流)

Fig. 15 Waveforms before and after the operation of active filtering circuit (output of positive-sequence and zero-sequence currents from converter)

三电平变流器仅输出正序电流时的中点电位波动波形和输出电流波形如图 16 所示。由于 C_{dc}= 4 000 μF，因此在输出电流峰值达到 18 A 时，中点电位的三倍频波动并不明显。由有源滤波电路运行到停止运行的暂态波形可见，有源滤波电路运行时，三倍频波动峰值约为 1 V，而停止运行后将增加至 4 V，因此可以验证有源滤波电容对中点电位波动的有效性。

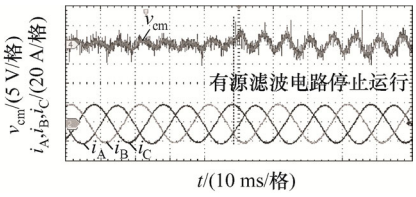


图 16　有源滤波电路停止运行前、后波形

(变流器仅输出正序电流)

Fig. 16 Waveforms before and after the stop of active filtering circuit (output of only positive-sequence currents from converter)

5.2 调制波补偿策略验证

实验平台中的开关死区通过图 17 所示的模拟电路实现，该电路输入为 1 路 PWM 信号，输出为带有死区的 2 路 PWM 信号，后续送入 2 个开关动作相反的功率半导体驱动电路。通过设置该电路中的电阻和电容值，调整 PWM 电平转化过程中的充、放电时间常数，进而设置输出开关信号的死区。

测量图 17 中开关死区实现电路的输出信号 1 和2的电压差，其波形如图18所示。开关死区实现电路的每路输出电压为 5 V、0 V 的高、低电平，由于死区的设置，2 路输出不能同时为 5 V(高电平)，因此当电压差为 0 V 时，表示 2 路 PWM 信号均为 0 V(死区过程)。从图 18 中测量可见，该电路设置的死区时间约为 2.9 μs。

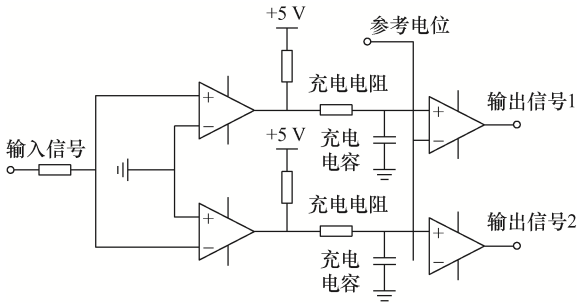


图 17　开关死区实现电路

Fig. 17 Implementation of circuit for switching dead-circuit

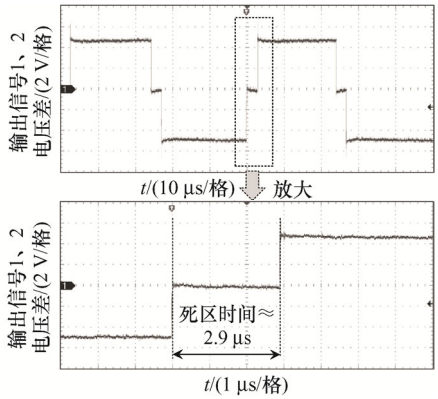


图 18　开关死区测量结果

Fig. 18 Detection results of switching dead-time

基于图 18 中的开关死区时间测量结果，图 19 和图 20 分别展示了采用所提调制波补偿策略前、后的直流电压 v_{DC+}、输出电流 i_A、N 线电流 $i_A+i_B+i_C$ 波形。由图 19 可见，由于开关死区的作用，导致输出电压畸变，尤其是具有 3 次谐波分量，造成了输出电流的畸变，并且 N 线上诱发了 3 次谐波零序电

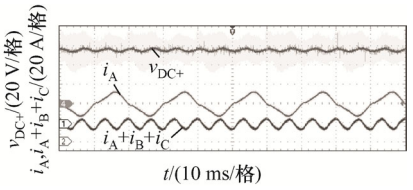


图 19　未采用调制波补偿策略的直流电压、输出电流、N 线电流波形

Fig. 19 Waveforms of DC voltage, output current and N-wire current without modulation wave compensation strategy

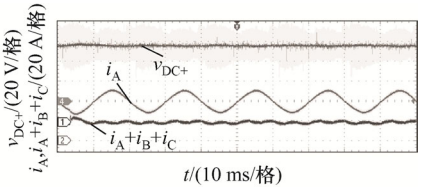


图 20 采用调制波补偿策略后的直流电压、输出电流、N 线电流波形

Fig. 20 Waveforms of DC voltage, output current and N-wire current under modulation wave compensation strategy

流。由图 20 可见，采用调制波补偿策略后，输出电流畸变被抑制，同时也抑制了 N 线上的 3 次谐波零序电流，验证了所提调制波补偿策略的有效性。

6 结论

本文聚焦三相四线系统中点钳位型三电平并网变流器谐波发射现象，通过量化中点电位波动、分析开关死区引起的输出畸变现象，指出了二者导致的谐波发射机理，并提出了基于有源滤波电路和调制波补偿的策略，实现了对所描述谐波发射现象的有效抑制。本文的核心贡献总结如下。

(1)量化三电平变流器直流中点电位波动现象，建立了输出基频电流与中点电位基频波动、三倍频波动的对应关系，进而完成对输出电流畸变的影响分析，在此基础上增设有源滤波电路，通过抑制直流电容共模电流影响，对中点电位波动诱发的输出电路畸变进行了有效抑制。

(2)系统分析各工况下开关死区导致的输出电压畸变现象，量化开关死区与电压畸变的映射关系，通过提出调制波叠加补偿策略实现死区导致的输出电压畸变补偿，仿真结果说明对输出电流的畸变抑制效果最大可达 80%以上，输出电流 THD 最大降幅达 70.9%，满足电网要求。

参考文献：

[1] 李圣清, 江宇, 罗朝旭. 基于多谐振前馈与电流估计的光伏并网逆变器控制策略研究[J]. 电源学报, 2023, 21(4): 67-73.
Li Shengqing, Jiang Yu, Luo Zhaoxu. Research on photovoltaic grid-connected inverter control strategy based on multi-resonance feed-forward and current estimation [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(4): 67-73. (in Chinese)

[2] Liu Jiannan, Taghizadeh S, Lu Junwei, et al. Three-phase four-wire interlinking converter with enhanced power quality improvement in microgrid systems [J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2021, 7(5): 1064- 1077.

[3] Guo Jian, Meng Zhiqiang, Chen Yandong, et al. Harmonic transfer-function-based $\alpha\beta$-frame SISO impedance modeling of droop inverters-based islanded microgrid with unbalanced loads [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(1): 452-464.

[4] Li Bowei, Tian Hao, Ding Li, et al. An improved three-level neutral point clamped converter system with full-voltage balancing capability for bipolar low-voltage DC grid [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(12): 15792-15803.

[5] 李锦, 党恩帅, 范雨顺, 等. 一种碳化硅与硅器件混合型三电平有源中点钳位零电压转换软开关变流器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(8): 2496-2510.
Li Jin, Dang Enshuai, Fan Yushun, et al. A hybrid three-level active-neutral-point-clamped zero-voltage transition soft-switching converter with silicon carbide and silicon devices [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(8): 2496-2510. (in Chinese)

[6] 耿后来, 高宁, 吴卫民. 三电平逆变器中点电位偏移机理分析与平衡方法研究[J]. 电源学报, 2024, 22(z1): 50-58.
Geng Houlai, Gao Ning, Wu Weimin. Analysis of neutral-point potential shift mechanism and balance method for three-level inverter [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(z1): 50-58. (in Chinese)

[7] Palanisamy R, Vijayakumar K. Minimization of common mode voltage and capacitor voltage unbalance of 3-phase 4-wire 3-level NPC inverter using 4D-SVM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022. DOI: 10.1109/TPEL.2022.3170566. (Early Access)

[8] Li Yuguo, Yi Hao, Jiang Xin, et al. Neutral point potential control based on second order harmonic current injection of hysteresis controlled 3-level AC/DC conve-

rter [C]// 2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Houston, TX, USA, 2022: 1233-1240.

[9] 陈鹏飞, 唐芬, 吴学智, 等. 三电平并网变流器中点电位自平衡特性分析及拓扑改进[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(24): 171-180.
Chen Pengfei, Tang Fen, Wu Xuezhi, et al. Self-balancing characteristic analysis of neutral point potential and improved topology of three-level grid-connected converter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(24): 171-180. (in Chinese)

[10] Yu Deshuo, Li Yuguo, Yi Hao, et al. A neutral-point-potential balancing strategy of three-level NPC inverters by injecting absolute value of modulation signal [C]// 2023 11th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2023 - ECCE Asia). Jeju Island, Republic of Korea, 2023: 549-554.

[11] Wang Jinping, Wang Juncan, Ma Mingna, et al. Neutral point voltage analysis for three-phase four-wire three-level grid-connected converter based on CBPWM strategy [J]. IEEE Access, 2020, 8: 165583-165592.

[12] 毛华龙. 逆变器死区效应与补偿方法的研究[D]. 上海: 上海大学, 2014.
Mao Hualong. Research on dead-time effects and compensation methods of inverters [D]. Shanghai: Shanghai University, 2014. (in Chinese)

[13] Samanes J, Gubia E, Juankorena X, et al. Common-mode and phase-to-ground voltage reduction in back-to-back power converters with discontinuous PWM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(9): 7499-7508.

[14] Chen Tao, Fu Peng, Chen Xiaojiao, et al. A novel low-frequency virtual space vector modulation with the improved continuity of output average-voltage and bus voltage utilization for single-phase neutral point clamped three-level inverter [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(2): 2290-2304.

[15] Wan Wenchao, Yu Tianbao, Duan Shanxu. Dead-time compensation in active NPC three-level inverters considering current ripple [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(1): 1189-1199.

[16] Schuetz D A, Osório C R D, Maccari L A, et al. Dead-time compensation for grid-tied voltage source inverters with SVM^2 PC [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2024, 60(4): 6366-6379.



赖振宏

作者简介：

赖振宏(1998—)，男，中国电源学会学生会员，博士研究生。研究方向：配电系统中的柔性互联技术研究。E-mail：lzh2017@stu.xjtu.edu.cn。

杨泽斌(1995—)，男，中国电源学会会员，博士，助理教授。研究方向：电能质量综合治理技术。E-mail：yangzbin@xjtu.edu.cn。

易皓(1984—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，教授。研究方向：低压配电系统电力电子技术的应用。E-mail：yi_hao@xjtu.edu.cn。

慕小斌(1986—)，男，博士，高级工程师。研究方向：柔性输配电技术，定制电力技术。E-mail：muxb2009@126.com。

刘洋(1988—)，男，博士，高级工程师。研究方向：配电网运行控制技术。E-mail：hustliuyang@sina.com。

刘文彬(1996—)，男，硕士，工程师。研究方向：综合能源系统。E-mail：17615800860@163.com。

(责任编辑：耿越)