DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.5.180 **中图分类号**：TM721 **文献标志码**：A

基于级联H桥的柔性互联类正弦调制方法

陶 艳[1,2]，王晨清[1,2]，孔祥平[1,2]，林金娇[1,2]，郑俊超[1,2]，宾子君[1,2]
(1.江苏省电力试验研究院有限公司，南京 211100；2.国网江苏省电力有限公司电力科学研究院，南京 211100)

摘要：柔性互联装置作为未来智能配电网的关键设备，可以取代传统机械联络开关，实现不同馈线间的柔性互联与潮流调节。共用模块型柔性互联装置SMSOP(shared module soft open point)作为新型柔性互联拓扑，具有效率高、体积小和造价低等优点。然而SMSOP采用传统脉冲宽度调制PWM(pulse width modulation)时容易出现过调制，且当共用模块占比较高时，损耗较大。针对以上问题，提出一种新的类正弦调制方法，在正弦调制基础上加入方波平台，在调制波每半周期的前后时刻采用正弦调制，中间时刻采用方波调制，不仅可以防止过零时刻发生过调制现象，而且可以有效降低共用模块的开关损耗。最后，通过实验验证了该类正弦调制方法的有效性。

关键词：柔性互联；配电网；共用模块；类正弦调制

A Sine-wave-like Modulation Method for Cascaded H-bridge-based Soft Open Point

TAO Yan[1,2], WANG Chenqing[1,2], KONG Xiangping[1,2], LIN Jinjiao[1,2], ZHENG Junchao[1,2], BIN Zijun[1,2]
(1. Jiangsu Electric Power Test Research Institute Co.,Ltd., Nanjing 211100, China; 2. Electric Power Research Institute, State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd., Nanjing 211100, China)

Abstract: The soft open point (SOP), as a sort of promising flexible power electronic device in future smart distribution network, can take the place of normal open point to achieve flexible interconnection and power regulation. The shared module soft open point (SMSOP), as a new flexible interconnection topology, has the advantages of high efficiency, small size and low cost. However, SMSOP is prone to overmodulation when using conventional pulse width modulation (PWM) and has high losses if the shared module accounts for more. A new sine-wave-like modulation method is proposed. The sine-wave-like modulation adds a square-wave platform on the basis of the sine-wave modulation. Sine-wave modulation is used at the start and end of each half-cycle to prevent over-modulation at zero-crossing time; square-wave modulation is used in the middle to reduce the switching losses of the shared modules. Finally, the correctness and effectiveness of the new modulation strategy are verified by building a three-phase experimental platform.

Keywords: Flexible interconnection; distribution network; shared module; sine-wave-like modulation

在光伏、风电等可再生能源发电占比逐渐增加，电动车为代表的新型负荷大量接入的背景下，传统配电网受到的冲击日益显著[1-2]。传统配电网动作响应慢，无法实现实时精准的功率分配，难以实现实时准确的潮流控制[3]。配电网网络结构的改造升级迫在眉睫，其中基于电力电子技术的柔性互联装置SOP(soft open point)是智能电网发展的核心[4-10]。SOP的优势在于能实时控制潮流[11]，更加灵活快速，更加智能化，相比传统的机械开关，极大地减小了合环时对电网的冲击，运行寿命更长，故障影响更小[12]。

拓扑结构方面，目前中压配电网主要采用背靠

收稿日期：2024-04-23；**修回日期**：2024-05-24；**录用日期**：2024-06-16；**网络首发日期**：2024-07-24
基金项目：江苏省电力试验研究院有限公司科技资助项目(DSY202307)
This work is supported by Technology Project of Jiangsu Electric Power Test Research Institute Co., Ltd. under the grant of DSY202307

背模块化多电平换流器 BTB-MMC (back-to-back modular multilevel converter)[13]拓扑，BTB-MMC 模块数量多，装置体积大，且桥臂存在环流。另外一种常用拓扑是级联型电力电子变压器拓扑 PET (power electronic transformer)[14]。然而，级联型 PET 需要大量高频变压器，传输容量受到限制。文献[15]提出了 Hex 变换器，相较于传统 BTB-MMC，Hex 变换器只需要半数模块电容和电感，因此体积更加紧凑。然而，独特的桥臂复用结构使得两馈线之间的无功功率彼此耦合[16]。文献[17]提出双端口智能软开关 S^2-SOP(two-port soft open point)，由 1 个共用的三相级联 H 桥变换器 CHB(cascaded H-bridge)和用于连接多个馈线的 H 桥模块构成，可大量节省开关管数量。然而单个 H 桥模块调节能力有限，无法适用于馈线电压相差较大的场合。

在调制策略方面，文献[18]提出的混合脉宽调制的优势在于维持子模块电压均衡的同时减少器件损耗；文献[19]基于载波层叠和载波移相混合调制，有效地抑制了输入输出谐波，但是需要基于多电平拓扑和同一调制信号；文献[20]将零电平加入类方波调制，防止过调制现象在过零点时发生，但零电平的引入依旧存在过零点变化率大的情况。

针对传统级联型 PET 柔性互联装置模块数量多、经济性差的现象，文献[21]提出一种新型的共用模块型柔性互联拓扑 SMSOP(shared module soft open point)，可以减少模块数，具有经济优势。然而，该拓扑采用传统方波调制，存在容易过调制的问题，因此本文提出新的类正弦调制方式，通过引入方波平台减少过调制，并且有效减少开关损耗。

1　拓扑结构

本文提出的类正弦调制策略基于 SMSOP 拓扑，其主电路的拓扑如图 1 所示。该拓扑结构由非共用模块与共用模块 2 部分组成。每相有 n 个模块，包括 $n-n_1$ 个非共用模块和 n_1 个共用模块。非共用模块为三级级联模块，由 1 个全桥整流器实现整流功能，1 个带有高频隔离单元的谐振直流变换器实现隔离功能，1 个全桥逆变器实现逆变功能。共用模块由 1 个全桥模块构成。

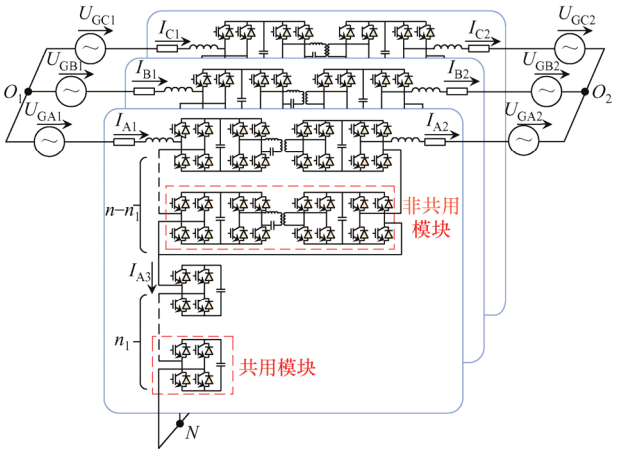


图 1　SMSOP 拓扑

Fig. 1 SMSOP topology

在该拓扑中，输入侧、输出侧的交流电压由非共用模块端口电压与共用模块端口电压共同支撑，通过滤波电感与两侧电网相连。

相比传统的级联型 PET 柔性互联拓扑，该拓扑具有经济优势，不仅可以减小器件占地体积，而且可以节省一部分全桥结构和高频变压器。同时，该拓扑部分功率通过非共用模块传输，其余功率通过共用模块直接传输，传输损耗更小、效率更高。

2　工作原理

为了分析 SMSOP 拓扑的基本工作原理，以单相拓扑为例分析该拓扑的电压电流矢量图。

由于 SMSOP 拓扑用于同一台区或相邻台区变压器下 2 条馈线之间的互联，可以认为所连馈线的电压幅值相同，但具有一定的相角差 γ。SMSOP 拓扑矢量如图 2 所示，其中 u_{g1}、u_{g2} 分别为网侧交流电压；u_1、u_2、u_3 分别为 SMSOP 非共用模块输入侧、输出侧和共用模块端口桥臂电压；i_1、i_2 和 i_3 分别为输入、输出和流入共用模块的电流；U_{dc1}、U_{dc2} 及 U_{dc3} 为对应的模块电压；φ_1、φ_2 分别为输入侧和输出侧的功率因数角；L 为滤波电感；ω 为工频角频率；C_1、C_2、C_3 为确定拓

扑工作范围的 3 个圆弧。

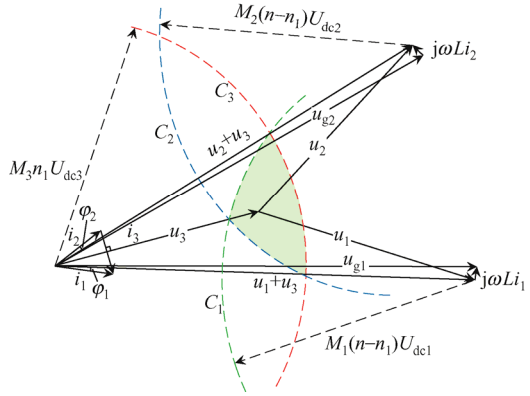


图 2 单相 SMSOP 工作矢量图

Fig. 2 Single-phase SMSOP working vector diagram

通常，并网逆变器工作在恒功率模式下，其传输的有功功率 P 和无功功率 Q 由功率外环给定，因此并网电流 i_1 和 i_2 的幅值与相角可表示为

$$\begin{cases} P+\mathrm{j}Q_1=u_{g1}i_1^* \\ P+\mathrm{j}Q_2=u_{g2}i_2^* \end{cases} \tag{1}$$

式中，i_1^* 和 i_2^* 分别为并网电流 i_1 和 i_2 的共轭相量。

当 u_1 侧给定的最大调制度为 M_1 时，u_3 侧的交流端口电压最大运行范围受 u_3 侧的模块数 n_1 与模块电压 U_{dc3} 的限制，此时 u_3 侧能提供的最大端口电压为 $M_3n_1U_{dc3}$。同理，当 u_2、u_3 侧给定最大调制度 M_2、M_3 时，u_1、u_2 侧所能提供的交流端口电压最大分别为 $M_1(n-n_1)U_{dc1}$、$M_2(n-n_1)U_{dc2}$。

以矢量图的原点为圆心，以共用模块所能提供的交流电压最大值 $M_3n_1U_{dc3}$ 为半径，作出的圆弧 C_3 的范围为共用模块能提供的电压范围。同理，可以分别以输入侧、输出侧能提供的最大交流电压为半径作圆，以 u_1+u_3、u_2+u_3 矢量末端为圆心，作出圆弧 C_1、C_2。圆弧内的范围即为输入、输出侧可以提供的电压范围。

圆弧 C_1、C_2、C_3 相交的区域即该拓扑可正常运行的范围，在该阴影区域内共用模块与非共用模块的端口电压可以支撑输入输出电网电压。为了保持共用模块电压稳定，要求 u_3 与 i_3 的矢量垂直。

根据 u_1 和 u_2 确定 u_3 的可行域，即可确定共用模块调制波，将 u_1+u_3、u_2+u_3 矢量减去 u_3 即可确定 u_1、u_2 的调制波。

3 控制策略

由第 2 节的分析可得出，分别确定 u_1、u_2、u_3 侧的调制波后才能对 SMSOP 拓扑进行控制。

可以通过 i_1、i_2 的矢量关系确定 i_3 来控制 u_3 调制波的相角，u_3 的调制度需要根据输入、输出侧提供的最大交流电压范围确定可运行区间。因此，在确定 u_1+u_3、u_2+u_3 的调制波后，可以根据可行域范围确定共用模块 u_3 的调制波，最后即可确定 u_1、u_2 的调制波，具体关系为

$$(n-n_1)U_{dc1}\dot{M}_1+n_1U_{dc3}\dot{M}_3=nU_{dcavg}\dot{M}_{13} \tag{2}$$

式中：$\dot{M}_1$、$\dot{M}_3$、$\dot{M}_{13}$ 分别为 u_1、u_3、u_1+u_3 侧的调制波的相量形式；U_{dcavg} 为电压平均值。

总体控制思路为：根据实际的节点幅值与相位情况通过计算得出 u_3 所需的幅值和相位，再对两端交流侧分别采用双闭环控制产生 u_1+u_3 和 u_2+u_3 的正弦调制波，在给定 u_3 的调制波情况下，u_1+u_3 和 u_2+u_3 的调制波分别与 u_3 的调制波相减，得出 u_1 和 u_2 的调制波。双闭环控制为 dq 解耦控制，输入侧控制电压，输出侧控制电流，在此不再赘述。本节将着重叙述共用模块的调制波 u_3。

3.1 类正弦控制原理

方波调制可减少共用模块部分的开关损耗，但同时也容易导致非共用模块的过调制；正弦调制会增加共用模块的开关损耗。为了同时减小开关损耗和过调制，本节基于上述拓扑引入方波平台，提出了类正弦波调制方法，如图 3 所示。

M_1 调制波由 M_{13} 减 M_3 得到，为降低开关损耗，用 u_3 侧的调制波将正弦调制波与方波调制相结合。又因为方波在过零点时变化率大，易导致 u_1、u_2 侧过调制。因此，图 3 中 M_3 调制波在过零点部分采用正弦调制波来建立 1 个缓冲区；在 u_3 侧的调制波剩余部分保持方波调制来有效降低开关损耗。

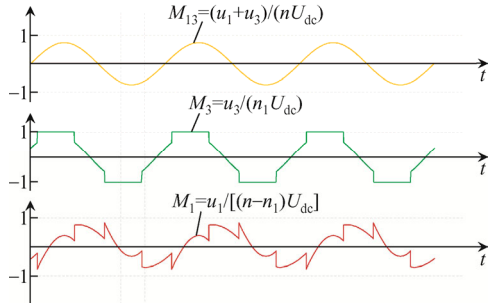


图 3　类正弦调制策略

Fig. 3 Sine-wave-like modulation strategy

如图 4 所示，在上述类正弦调制方法下，对 SMSOP 的共用模块电压平衡条件进行推导。图中：α 为类正弦调制波相位比 u_{g1} 超前的相角；θ 为输出侧电压 u_{g2} 超前于输出侧的相角；β 为 u_{g1} 比 i_3 超前的相角；γ 为 u_{g1} 超前调制波平台的相位；δ 为 u_3 超前于 i_3 的相位；D 为 u_3 调制波上平台的宽度。

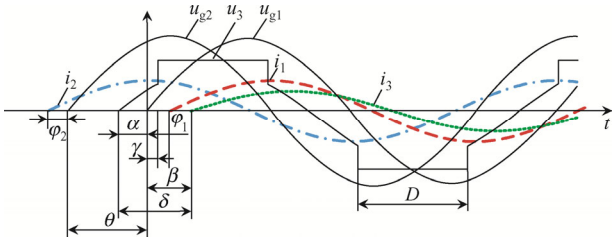


图 4　类正弦调制示意图

Fig. 4 Schematic diagram of sine-wave-like modulation

由图 4 可知，u_3 在半周期($T/2$)内对称，正负半周期相反，所以只考虑半个周期即可，u_3 的表达式为

$$u_3(t)=\begin{cases} n_1U_{dc3}\sin(\omega t+\alpha) & -\dfrac{\alpha}{\omega}\leqslant t<\dfrac{\gamma}{\omega} \\ n_1U_{dc3} & \dfrac{\gamma}{\omega}\leqslant t<\dfrac{\gamma+D}{\omega} \\ n_1U_{dc3}\sin(\omega t+\alpha) & \dfrac{\gamma+D}{\omega}\leqslant t<\dfrac{T}{2}-\dfrac{\alpha}{\omega} \end{cases} \tag{3}$$

i_3 的表达式为

$$i_3(t)=I_3\sin(\omega t-\beta) \tag{4}$$

式中，I_3 为 i_3 的幅值。

1 个周期内，电容能量变化 W_{s3} 为

$$\begin{aligned} W_{s3}&=\int_0^T u_3(t)i_3(t)\mathrm{d}t=\int_0^{\frac{T}{2}}u_3(t)i_3(t)\mathrm{d}t+\\ &\int_{\frac{T}{2}}^{T}u_3(t)i_3(t)\mathrm{d}t=-2\int_{-\frac{\alpha}{\omega}}^{\frac{\gamma}{\omega}}n_1U_{dc3}I_3\sin(\omega t+\alpha)\cdot\\ &\sin(\omega t-\beta)\mathrm{d}t+2\int_{\frac{\gamma}{\omega}}^{\frac{\gamma+D}{\omega}}n_1U_{dc3}I_3\sin(\omega t-\beta)\mathrm{d}t-\\ &2\int_{\frac{\gamma+D}{\omega}}^{\frac{T}{2}-\frac{\alpha}{\omega}}n_1U_{dc3}I_3\sin(\omega t+\alpha)\sin(\omega t-\beta)\mathrm{d}t=\\ &\frac{2n_1U_{dc3}I_3}{\omega}[\cos(\alpha+\gamma)-\cos(\alpha+\gamma+D)] \end{aligned} \tag{5}$$

令式(5)等于 0，得到保持电压稳定的条件为

$$2\gamma+D+2\alpha=\pi \tag{6}$$

在满足式(6)的同时，由图 3 可知：在 u_3 调制波改变电平的前后瞬间，最易产生过调制，所以要求该瞬间 u_1 及 u_2 侧调制度不超过 1。

假设 u_3+u_1 的电压 u_{ga1m} 的表达式为

$$u_{ga1m}=U_{ga1m}\sin(\omega t-\sigma_1)\,q \tag{7}$$

则 u_3+u_2 的电压 u_{ga2m} 的表达式为

$$u_{ga2m}=U_{ga2m}\sin(\omega t+\theta+\sigma_2) \tag{8}$$

式中：U_{ga1m}、U_{ga2m} 分别为电压 u_{ga1m} 和 u_{ga2m} 的幅值；σ_1、σ_2 分别为 u_{ga1m} 和 u_{ga2m} 的相位。幅值和相位可以通过相量关系求得，具体为

$$\begin{aligned} &U_{ga1m}\angle\sigma_1=U_{ga1}\angle 0+I_1\angle(-\varphi_1)\cdot\mathrm{j}\omega L\\ &U_{ga2m}\angle(\theta-\sigma_2)=U_{ga2}\angle\theta+I_2\angle(\theta+\varphi_2)\cdot\mathrm{j}\omega L \end{aligned} \tag{9}$$

根据图 4 和式(9)可得

$$\begin{cases} -k_1(n-n_1)U_{dc1}\leqslant U_{g1m}\sin(\gamma-\sigma_1)-n_1U_{dc3}\leqslant\\ \quad k_1(n-n_1)U_{dc1}\\ -k_1(n-n_1)U_{dc1}\leqslant U_{g1m}\sin(\gamma+D-\sigma_1)-n_1U_{dc3}\leqslant\\ \quad k_1(n-n_1)U_{dc1} \end{cases} \tag{10}$$

$$\begin{cases} -k_2(n-n_1)U_{dc2}\leqslant U_{g2m}\sin(\gamma+\theta+\sigma_2)-\\ \quad n_1U_{dc3}\leqslant k_2(n-n_1)U_{dc2}\\ -k_2(n-n_1)U_{dc2}\leqslant U_{g2m}\sin(\gamma+D+\theta+\sigma_2)-\\ \quad n_1U_{dc3}\leqslant k_2(n-n_1)U_{dc2} \end{cases} \tag{11}$$

化简式(10)和式(11)可得类方波调制的不等式

约束为

$$\begin{cases} -k_1(n-n_1)U_{\mathrm{dc1}} \leqslant U_{\mathrm{g1m}}\sin(\gamma-\sigma_1)-n_1U_{\mathrm{dc3}} \leqslant \\ \qquad k_1(n-n_1)U_{\mathrm{dc1}} \\ -k_2(n-n_1)U_{\mathrm{dc2}} \leqslant U_{\mathrm{g2m}}\sin(\gamma+\theta+\sigma_2)- \\ \qquad n_1U_{\mathrm{dc3}} \leqslant k_2(n-n_1)U_{\mathrm{dc2}} \end{cases} \tag{12}$$

根据图 4 可以得出 i_3 为

$$\begin{aligned} i_3 = i_1 - i_2 =& [I_1\cos(-\varphi_1)+\mathrm{j}I_1\sin(-\varphi_1)]- \\ & [I_2\cos(\theta+\varphi_2)+\mathrm{j}I_2\sin(\theta+\varphi_2)]= \\ & I_1\cos\varphi_1 - I_2\cos(\theta+\varphi_2)-\mathrm{j}I_1\sin\varphi_1- \\ & \mathrm{j}I_2\sin(\theta+\varphi_2) \end{aligned} \tag{13}$$

因此 β 为

$$\beta = \arctan\left[\frac{-I_1\sin\varphi_1 - I_2\sin(\theta+\varphi_2)}{I_1\cos\varphi_1 - I_2\cos(\theta+\varphi_2)}\right] \tag{14}$$

在确定调制系数、模块数、功率因数角的情况下，由式(12)可确定 γ 的范围。然后，由式(14)推导出 β。由于 u_3 和 i_3 正交，因此可得 $\alpha=\frac{\pi}{2}-\beta$，从而基于式(6)设计 D。

3.2 类正弦控制策略

由于 SMSOP 采用双闭环控制，因此需要进行 dq 解耦，同时由式(6)、式(12)和式(14)可得类正弦调制下的共用模块电压控制策略，如图 5 所示。模块电容电压的控制是通过调节 u_3 调制波的相位实现的，SMSOP 共用模块电压误差通过 PI 控制器修正共用模块端口电压相角，保证该端口电压电流垂直来维持模块电容电压稳定。

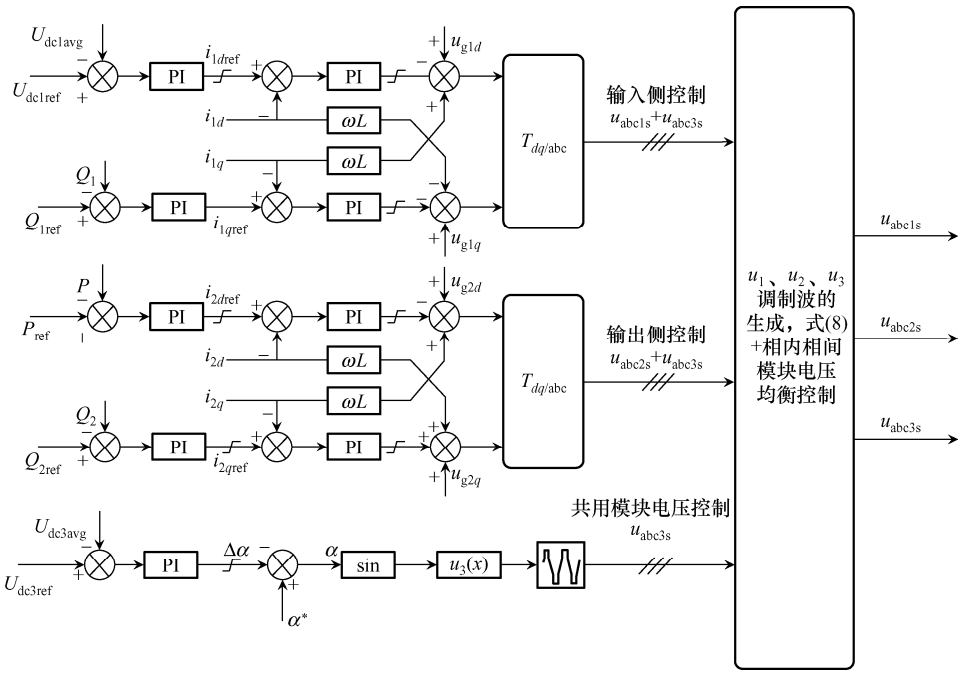


图 5 调制控制策略

Fig. 5 Modulation control strategy

4 实验验证

4.1 实验参数

本文搭建了额定功率为 1.4 kW 的三相实验样机来验证所提类正弦调制策略的正确性，如图 6 所示。样机一侧连接 ITECH IT7600 交流可编程电源以模拟交流电网，一侧连接 100 Ω/1 000 W 的纯阻性负载。每相非共用模块与共用模块各 1 个，三相共 60 个 IGBT，其 IGBT 型号为 IKW50N60T，具体参数见表 1。

4.2 实验结果

输出侧接电阻负载，修改输出侧的功率外环为电压外环，设计输入、输出侧电压幅值相同，相角输出端超前输入侧 30°。根据实验参数设计相关参数为调制度 k=0.85，γ=30°，α=15°，D=90°。

图 7 为输入、输出侧电流波形，输入、输出侧电流 i_{a1}、i_{b1}、i_{c1} 和 i_{a2}、i_{b2}、i_{c2} 幅值相等，三相对称

相隔 120°。

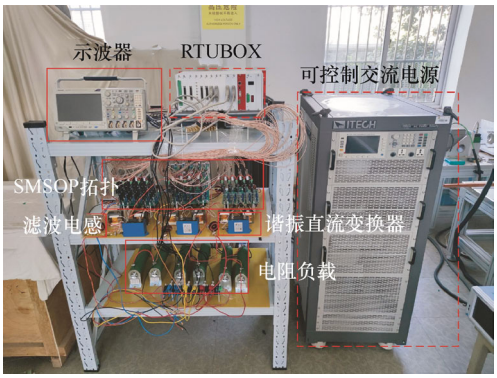


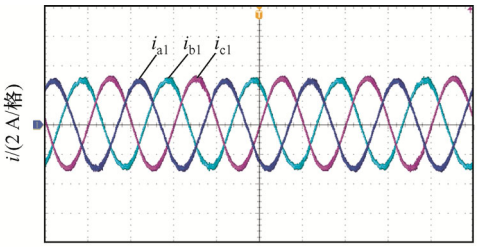
图 6　实验样机

Fig. 6 Experimental prototype

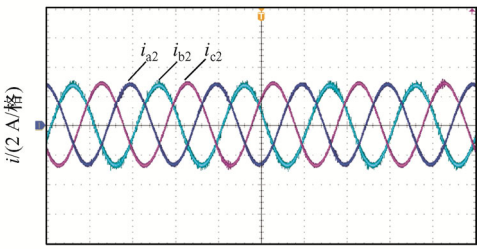
表 1　实验平台参数

Tab. 1 Experimental parameters

参数	数值
输入侧交流电压 u_{g1}/V	220∠0°
输出侧交流电压 u_{g2}/V	220∠30°
输出侧负载电阻 R/Ω	100
交流侧滤波电感 L_1, L_2/mH	2.5
目标传输功率 P/kW	1.4
模块电容 C_{SM}/mF	1
模块直流电压 U_{dc1}, U_{dc2}, U_{dc3}/V	300, 300, 100
单相总模块数 n	2
共用模块数 n_1	1



(a) 三相输入电流

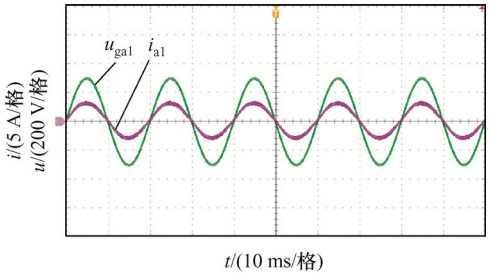


(b) 三相输出电流

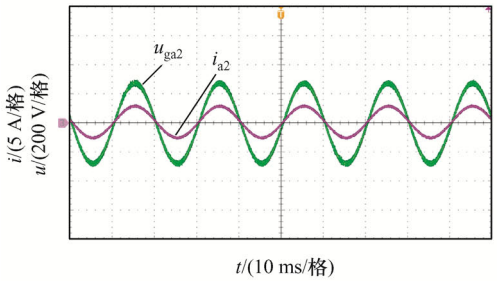
图 7　三相输入、输出电流波形

Fig. 7 Three-phase input and output current waveforms

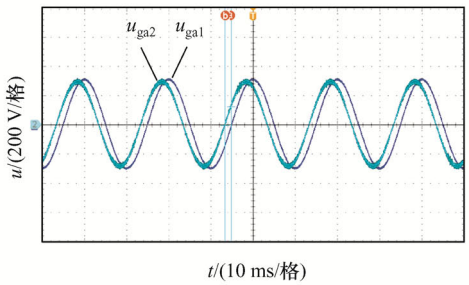
A 相输入侧的电压、电流波形如图 8(a)所示，其电压幅值为 310 V，电流幅值为 3.10 A，电压、电流同相位。A 相输出侧的电压、电流波形如图 8(b)所示，电压幅值为 310 V，输出电流幅值为 3.00 A，电压、电流同相位。如图 8(c)所示，A 相输入电压滞后于输出电压 27.8°。



(a) A相输入侧电压、电流



(b) A相输出侧电压、电流



(c) A相输入、输出电压

图 8　A 相电压、电流波形

Fig. 8 A-phase voltage and current waveforms

A、B、C 三相非共用模块的电压波形如图 9 所示。非共用模块的电压稳定在给定值 300 V，共用模块的电压稳定在给定值 100 V。

A 相的全桥桥臂电压 u_{a1}、u_{a2}、u_{a3} 如图 10(a)所示。D 为 95°，与理论值 90° 相符。如图 10(b)、(c)所示，A 相共用模块端口电压 u_{a3} 的相位超前输入侧 16.3°，滞后输出侧 11.5°。理想状态下输入、输出电压的幅值相等，输入电流与输出电流的幅

值也相等，输入、输出均工作在单位功率因数。

在 i_{a1} 为 3.10∠0° A、i_{a2} 为 3.00∠27.8° A 的情况下，可以计算出 i_{a3}=1.47∠−72.3° A。在稳态下，u_{a3} 与 i_{a3} 相量垂直，可算出共用模块端口电压相角超前于输入侧 17.7°，滞后于输出侧 10.1°。如图 10(d)所示，A 相输入、输出侧交流端口电压存在 400 V、300 V、200 V、100 V 等电平，实验结果与理论相符。

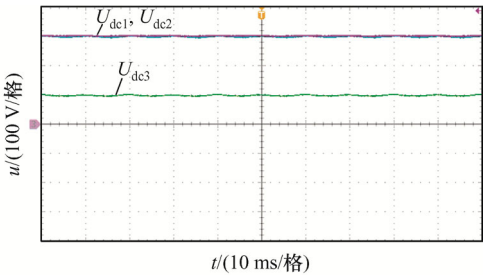
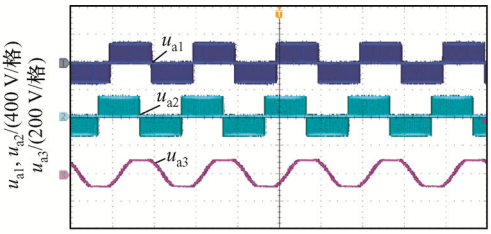
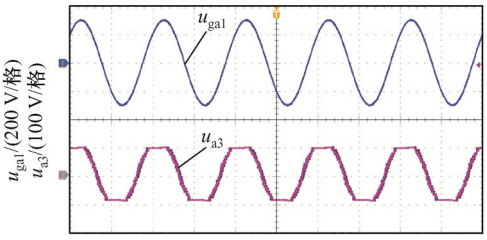


图 9 共用、非共用模块电压

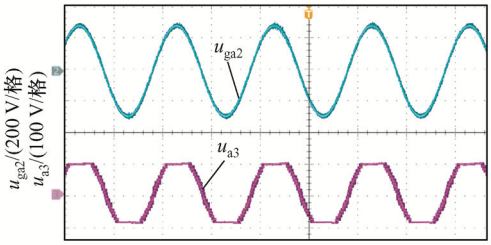
Fig. 9 Shared and non-shared module voltages



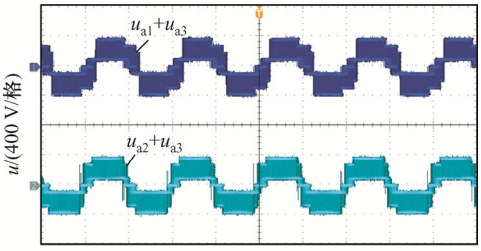
(a) A相u_1、u_2、u_3侧电压



(b) A相u_3侧电压与输入电压



(c) A相u_3侧电压与输出电压



(d) A相输入输出侧端口电压

图 10 A 相交流端口波形

Fig. 10 A-phase AC port waveforms

5 结语

针对 SMSOP 拓扑采用传统方波调制容易过调制的问题，本文通过引入方波平台提出新型类正弦调制方式，在方波平台过零点时刻，共用模块采用正弦波调制来提供缓冲，避免非共用模块过调制；其余时刻保持方波调制来有效减小开关损耗。该方法可以在较高的共用模块比例情况下实现，可有效减小调制波在高电平位置的开关损耗。最后搭建了实验样机，证实了所提类正弦调制的有效性。

参考文献：

[1] 胡鹏飞, 朱乃璇, 江道灼, 等. 柔性互联智能配电网关键技术研究进展与展望[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(8): 2-12.
Hu Pengfei, Zhu Naixuan, Jiang Daozhuo, et al. Research progress and prospects of key technologies of flexible interconnected smart distribution network [J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(8): 2-12. (in Chinese)

[2] 王成山, 宋关羽, 李鹏, 等. 基于智能软开关的智能配电网柔性互联技术及展望[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(22): 168-175.
Wang Chengshan, Song Guanyu, Li Peng, et al. Research and prospect for soft open point based flexible interconnection technology for smart distribution network [J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(22): 168-175. (in Chinese)

[3] 杨欢, 蔡云旖, 屈子森, 等. 配电网柔性开关设备关键技术及其发展趋势[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(7): 153-165.
Yang Huan, Cai Yunyi, Qu Zisen, et al. Key techniques and development trend of soft open point for distribution network [J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(7): 153-165. (in Chinese)

[4] 霍群海, 李梦菲, 粟梦涵, 等. 柔性多状态开关应用场景分析[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(8): 13-21.
Huo Qunhai, Li Mengfei, Su Menghan, et al. Analysis on application scenarios of flexible multi-state switch [J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(8): 13-21. (in Chinese)

[5] 贾冠龙, 陈敏, 赵斌, 等. 柔性多状态开关在智能配电网中的应用[J]. 电工技术学报, 2019, 34(8): 1760-1768.
Jia Guanlong, Chen Min, Zhao Bin, et al. Application of flexible multi-state switch in intelligent distribution network [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(8): 1760-1768. (in Chinese)

[6] 陈志业, 杨欢, 李梦菲, 等. 面向配网多馈线互联的柔性多状态开关拓扑选型分析[J]. 电源学报, 2022, 20(4): 102-112.
Chen Zhiye, Yang Huan, Li Mengfei, et al. Topology selection analysis of flexible multi-state switch for distribution network multi-feeder interconnection [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(4): 102-112. (in Chinese)

[7] 徐玉韬, 冯起辉, 谈竹奎, 等. 考虑转供与重构协同的多端柔性互联配电网供电恢复策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(9): 2696-2709.
Xu Yutao, Feng Qihui, Tan Zhukui, et al. Optimal power restoration strategy for multi-terminal flexible interconnectted distribution networks based on flexible interconnection device and network reconfiguration [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(9): 2696-2709. (in Chinese)

[8] 孟潇潇, 尤泽豪, 张茂凡, 等. 基于背靠背变流器柔性互联微电网群的分层分布式协同控制及其稳定分析[J]. 电工技术学报, 2024, 39(24): 7917-7932.
Meng Xiaoxiao, You Zehao, Zhang Maofan, et al. Distributed hierarchical cooperative control and stability analysis of flexible interconnected microgrid cluster via back-to-back converters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(24): 7917-7932. (in Chinese)

[9] Zhao Haixi, Chen Wu, He Guohao, et al. A new shared module soft open point for power distribution network [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(3): 3363-3374.

[10] Zhao Haixi, Chen Wu, Lan Jianxi, et al. A new compact soft open point based on cascaded H-bridge and mixed-frequency modulation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(3): 4213-4226.

[11] 吴攀, 黄文焘, 邰能灵, 等. 基于功率互济的柔性互联多微网孤岛运行多层协调控制策略[J]. 高电压技术, 2019, 45(10): 3101-3111.
Wu Pan, Huang Wentao, Tai Nengling, et al. Multi-layer coordinated control strategy for islanded flexible interconnected multiple microgrids based on mutual power support [J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(10): 3101-3111. (in Chinese)

[12] 马文忠, 吕清琛, 张彦, 等. 配电网故障状态下柔性多状态开关故障电流抑制策略[J]. 电网技术, 2021, 45(11): 4251-4258.
Ma Wenzhong, Lü Qingchen, Zhang Yan, et al. Suppression strategy for fault current of flexible multi-state switch in distribution network fault state [J]. Power System Technology, 2021, 45(11): 4251-4258. (in Chinese)

[13] 周剑桥, 张建文, 施刚, 等. 应用于配电网柔性互联的变换器拓扑[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(1): 277-288.
Zhou Jianqiao, Zhang Jianwen, Shi Gang, et al. Exploration on power converter topologies applied in flexible interconnection of distribution system [J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2019, 39(1): 277-288. (in Chinese)

[14] 季振东. 级联型电力电子变压器关键技术研究[D]. 南京: 东南大学, 2015.
Ji Zhendong. Research on key techniques of cascaded power electronic transformer [D]. Nanjing: Southeast University, 2015. (in Chinese)

[15] Baruschka L, Mertens A. A new three-phase AC/AC modular multilevel converter with six branches in hexagonal configuration [J]. IEEE Transactions on Indu-

stry Applications, 2013, 49(3): 1400-1410.

[16] Pereda J, Green T C. Direct modular multilevel converter with six branches for flexible distribution networks [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(4): 1728-1737.

[17] Zhang Jianwen, Feng Xin, Zhou Jianqiao, et al. Series–shunt multiport soft normally open points [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(11): 10811-10821.

[18] 刘教民, 孙玉巍, 李永刚, 等. 级联式电力电子变压器混合脉宽调制谐波分析及均衡控制[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(7): 101-107, 113.
Liu Jiaomin, Sun Yuwei, Li Yonggang, et al. Harmonic analysis and balancing control of cascade power electronic transformer based on hybrid pulse width modulation [J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(7): 101-107, 113. (in Chinese)

[19] 董璧韬, 胡长生, 姚文熙, 等. 一种改进的CHB多电平变换器 PWM 调制策略[J]. 电源学报, 2023, 21(1): 55-63.
Dong Bitao, Hu Changsheng, Yao Wenxi, et al. Improved PWM modulation strategy for CHB multilevel converter [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(1): 55-63. (in Chinese)

[20] 李峥, 何国豪, 陈武, 等. 共用模块的柔性多状态开关新型调制方法[J]. 电力工程技术, 2023, 42(1): 35-42.
Li Zheng, He Guohao, Chen Wu, et al. A novel modulation method for flexible multi-state switches with shared modules [J]. Electric Power Engineering Technology, 2023, 42(1): 35-42. (in Chinese)

[21] 何国豪. 智能配电网柔性多状态开关关键技术研究[D]. 南京: 东南大学, 2022.
He Guohao. Research on key technology of soft open point in smart distribution network [D]. Nanjing: Southeast University, 2022. (in Chinese)



陶艳

作者简介：

陶艳(1994—)，女，博士，高级工程师。研究方向：交直流电网控制与保护。E-mail：tythevenin@163.com。

王晨清(1987—)，男，通信作者，博士，高级工程师。研究方向：交直流电网控制与保护。E-mail：wcqmorning@163.com。

孔祥平(1988—)，男，博士，教授级高级工程师。研究方向：交直流电网控制与保护。E-mail：kongxphust@163.com。

林金娇(1988—)，女，硕士，高级工程师。研究方向：交直流电网控制与保护。E-mail：linjinjiaoyx@126.com。

郑俊超(1992—)，男，博士，高级工程师。研究方向：交直流电网控制与保护。E-mail：1450350576@qq.com。

宾子君(1991—)，男，博士，高级工程师。研究方向：交直流电网控制与保护。E-mail：binzijun@gmail.com。

(责任编辑：孙美菊)