

DOI:10.12158/j.2096-3203.2023.01.005

# 共用模块的柔性多状态开关新型调制方法

李峥<sup>1</sup>, 何国豪<sup>1</sup>, 陈武<sup>1</sup>, 高仕龙<sup>2</sup>(1. 东南大学先进电能变换技术与装备研究所, 江苏 南京 210096;  
2. 许继电气股份有限公司, 河南 许昌 461000)

**摘要:** 柔性多状态开关作为取代传统机械开关的新型电力电子设备, 具有响应速度快、潮流可控等优势。针对新型具有共用模块的级联型 H 桥变换器柔性多状态开关拓扑, 简化其结构的同时节省部分模块, 但是传统控制方法不再适用, 因此文中提出新的适用于共用模块的类方波调制方法。首先根据具体工况计算出共用模块的调制波, 然后协调计算得出非共用模块的调制波, 实现对新型拓扑所有模块的调制。类方波调制在方波调制的基础上加入零电平时间, 减小过零点时共用模块电压瞬时变化值, 同时可以通过协调零电平时间与相位关系, 使调制波的相位可变, 避免非共用模块过调制。文中搭建共用模块柔性多状态开关拓扑的三相实验平台, 验证了类方波调制策略的正确性和有效性。

**关键词:** 柔性多状态开关; 柔性互联; 级联型 H 桥变换器; 共用模块; 类方波调制; 过调制

**中图分类号:** TM72

**文献标志码:** A

**文章编号:** 2096-3203(2023)01-0035-08

## 0 引言

随着分布式新能源在配电网中渗透率的不断提高, 其出力随机性和波动性造成的配电网电压波动难以应对<sup>[1-4]</sup>。同时, 电力负荷的快速增长和电动汽车的大量接入严重威胁到配电网的安全运行<sup>[5-7]</sup>。为解决上述问题, 配电网通过网络重构, 改变线路中联络开关的开合状态, 进行功率合理分配。然而传统联络开关灵活性较差、响应速度较慢, 难以实现实时准确的潮流控制<sup>[8-10]</sup>。因此, 有学者提出采用柔性多状态开关 (soft openpoint, SOP) 取代传统配电网开关。相较于传统开关, SOP 具有有功和无功潮流灵活可控的优点, 响应速度更快, 合环冲击更小, 运行寿命更久、故障影响更小<sup>[11-13]</sup>。

在各类 SOP 拓扑中, 背靠背两电平电压源换流器 (back to back voltage source converter, B2BVSC) 结构常用于低电压等级配电网, 该结构控制简单, 但由于开关管耐压的限制, 无法满足中高压配电网电压等级的要求, 因此须采用模块化的拓扑。背靠背模块化多电平换流器 (back to back modular multi-level converter, B2B-MMC) 拓扑与级联型 H 桥柔性多状态开关 (cascaded H-bridge converter soft open point, CHB-SOP) 具有模块化、易扩展、控制简单等优势<sup>[14]</sup>。但是 B2B-MMC 的子模块数量远大于 CHB-SOP, 且 B2B-MMC 缺少隔离单元, 因此常采用 CHB-SOP 拓扑。该拓扑由多个转换单元构成, 每个

转换单元由 1 个 DC/DC 隔离变换器以及 2 个全桥构成。文献[15]设计了应用于 6.6 kV 电压等级的 CHB-SOP 及其控制系统。文献[16]针对三端口 CHB-SOP, 提出一种新型直流电压控制策略, 提高了整个系统的灵活性和鲁棒性。文献[17]针对级联 H 桥和隔离级结构提出一种新型协调控制策略, 提高了系统的稳定性。文献[18]针对 CHB 结构提出混合脉宽调制, 该调制方法可以实现电压均衡, 同时可减少开关损耗。文献[19]针对 CHB-SOP, 建立直流电压纹波数学模型, 并设计基于比例谐振 (proportional resonance, PR) 控制器的电容电压二次纹波抑制策略。文献[20]针对传统 CHB 提出一种载波层叠和载波移相混合调制方式, 减少了输入、输出谐波。文献[21]将 PR 控制应用于传统 CHB, 通过调节系数降低网侧电流谐波影响。

针对 SOP 拓扑传统调制方法经济性差、易过调制的问题, 文中基于共用模块型柔性多状态开关 (shared module soft open point, SMSOP) 拓扑<sup>[22]</sup>提出新的调制方式, 即类方波调制。同时, 在节省模块的基础上, 通过调制方式进一步解决过调制问题。

## 1 SMSOP 与 CHB-SOP 拓扑对比

文中所提调制方式基于一种适用于配电网的新型共用模块型柔性开关设备, 其主电路拓扑如图 1 所示, 以任意一相为例, 该拓扑连接 2 个三相交流端, 两端分别采用 Y 形连接。该拓扑分为 2 种模块: 非共用模块 I 与共用模块 II。模块 I 为三级级联: 整流级、隔离级和逆变级, 其中整流级由 1 个全

收稿日期: 2022-06-28; 修回日期: 2022-09-17

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (51922028)

桥整流器构成,隔离级由 1 个带有高频隔离单元的谐振直流变换器构成,逆变级由 1 个全桥逆变器构成;模块 II 只包括 1 个全桥变换器。模块 I 两端的全桥交流侧与模块 II 的全桥交流侧串联,共同支撑两侧的交流电压,再通过滤波电感与电网相连。每一相共  $n$  个模块,包括  $n-n_1$  个模块 I,  $n_1$  个模块 II。图 1 中  $u_{g1}$ 、 $u_{g2}$  分别为输入侧、输出侧交流电压; $u_1$ 、 $u_2$  分别为输入侧和输出侧模块 I 的交流端口电压和; $u_3$  为模块 II 的交流端口电压和; $L_1$ 、 $L_2$  分别为输入、输出侧桥臂等效电感; $r_1$ 、 $r_2$  分别为输入、输出侧桥臂等效电阻; $i_1$ 、 $i_2$ 、 $i_3$  分别为输入侧、输出侧交流电流以及流入模块 II 的交流电流,三者均为正弦波。

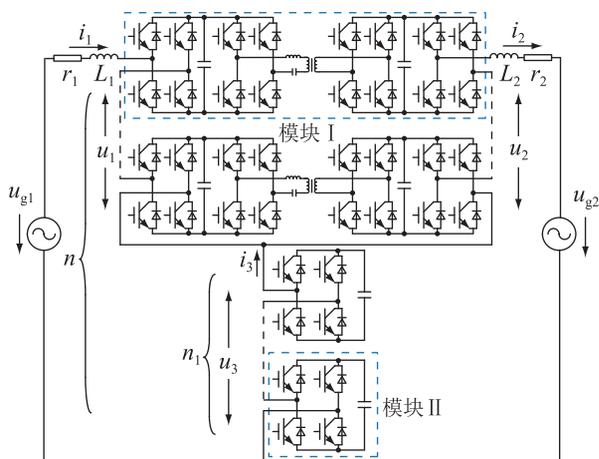


图 1 SMSOP 拓扑

Fig.1 Topology of SMSOP

SMSOP 拓扑可以用于配电网中不同相位和幅值交流节点之间的连接。与图 2 所示基于 CHB 的传统柔性合环拓扑相比,SMSOP 拓扑可以节省一部分全桥结构及高频变压器,大幅节省成本和体积。且该拓扑的功率传输一部分经过隔离单元,另一部分直接传输到交流侧,可以减少经过隔离单元的开关损耗以及变压器损耗,提高功率传输效率。

## 2 SMSOP 工作原理

为便于分析,以 SMSOP 单相拓扑为例,根据图 1 所示电路,建立该拓扑数学模型:

$$u_{g1} = L_1 \frac{di_1}{dt} + r_1 i_1 + u_1 + u_3 \quad (1)$$

$$u_{g2} = -L_2 \frac{di_2}{dt} - r_2 i_2 + u_2 + u_3 \quad (2)$$

$$i_1 = i_2 + i_3 \quad (3)$$

$$u_1 = \sum_{i=1}^{n-n_1} s_{1i} U_{dc1} = s'_1 (n - n_1) U_{dc1} \quad (4)$$

$$u_2 = \sum_{i=1}^{n-n_1} s_{2i} U_{dc2} = s'_2 (n - n_1) U_{dc2} \quad (5)$$

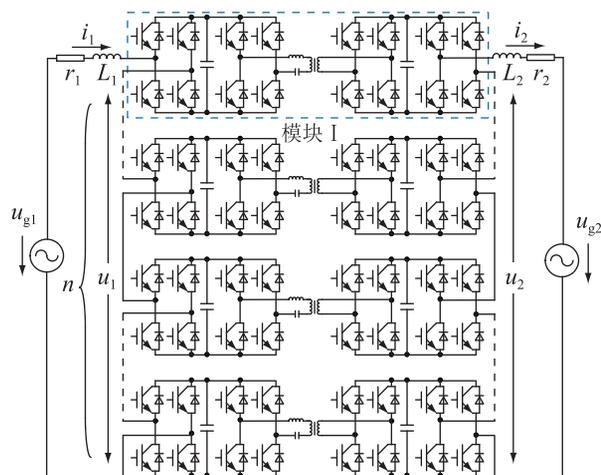


图 2 传统 CHB-SOP 拓扑

Fig.2 Topology of traditional CHB-SOP

$$u_3 = \sum_{i=1}^{n_1} s_{3i} U_{dc3} = s'_3 n_1 U_{dc3} \quad (6)$$

式中:  $U_{dc1}$ 、 $U_{dc2}$  分别为模块 I 输入、输出侧的模块电压;  $U_{dc3}$  为模块 II 的模块电压;  $s_{1i}$ 、 $s_{2i}$ 、 $s_{3i}$  分别为  $u_1$ 、 $u_2$ 、 $u_3$  侧调制信号;  $s'_1$ 、 $s'_2$ 、 $s'_3$  分别为  $u_1$ 、 $u_2$ 、 $u_3$  侧平均调制信号。利用图 3 所示单相拓扑相量图分析 SMSOP 拓扑的可行性。传输功率确定时,  $i_1$ 、 $i_2$  幅值可由式(7)确定。

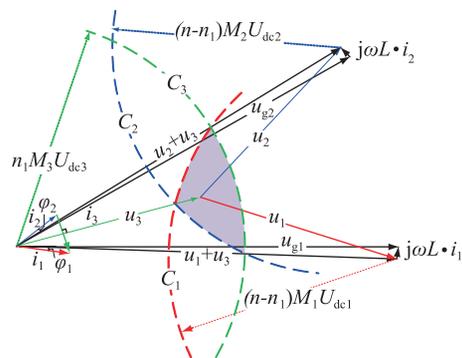


图 3 单相 SMSOP 工作相量图

Fig.3 Operating phasor diagram of single-phase SMSOP

$$\begin{cases} P + jQ_1 = u_{g1} i_1^* \\ P + jQ_2 = u_{g2} i_2^* \end{cases} \quad (7)$$

式中:  $P$  为拓扑传输的额定有功功率;  $Q_1$ 、 $Q_2$  为拓扑两端输入无功功率;  $i_1^*$ 、 $i_2^*$  分别为交流侧输入、输出电流的共轭。

为便于分析,SMSOP 拓扑的工作原理基于以下假设:(1) 拓扑连接的两侧交流节点电压幅值接近,相角不同;(2)  $U_{dc1}$ 、 $U_{dc2}$ 、 $U_{dc3}$  相同;(3) 谐振直流变换器两端直流电压增益为 1。

如图 3 所示,考虑到两端交流电网运行于非单位功率因数的情况,即  $i_1$ 、 $i_2$  与  $u_1$ 、 $u_2$  间存在相位差,图中表示为  $\varphi_1$ 、 $\varphi_2$ 。根据式(1)、式(2)可以得出

$u_1+u_3$ 与 $u_2+u_3$ 的相量。假设 $u_1$ 、 $u_2$ 、 $u_3$ 侧的最大调制度分别为 $M_1$ 、 $M_2$ 、 $M_3$ ,根据 $u_3$ 侧的模块数 $n_1$ 与模块电压 $U_{dc3}$ ,可得出 $u_3$ 侧的交流端口电压最大运行范围为 $n_1 M_3 U_{dc3}$ ,并以相量图的原点为圆心, $n_1 M_3 U_{dc3}$ 为半径作出圆弧 $C_3$ 。同理, $u_1$ 、 $u_2$ 侧的交流端口电压最大运行范围分别为 $(n-n_1) M_1 U_{dc1}$ 、 $(n-n_1) M_2 U_{dc2}$ ,分别以 $u_1+u_3$ 、 $u_2+u_3$ 相量末端为圆心, $(n-n_1) \times M_1 U_{dc1}$ 、 $(n-n_1) M_2 U_{dc2}$ 为半径作出圆弧 $C_1$ 、 $C_2$ 。

若圆弧 $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$ 有相交部分,则相交区域即为 $u_1$ 、 $u_2$ 、 $u_3$ 侧均可正常运行的范围。同时,由于 $u_3$ 侧的桥臂均为模块II,而模块II由全桥与电容构成,没有直接与负载相连,因此 $u_3$ 侧的桥臂只可产生无功, $u_3$ 与 $i_3$ 的相量垂直。根据式(3),可通过 $i_1$ 、 $i_2$ 求出 $i_3$ 。然后根据 $i_3$ 的相位可确定 $u_3$ 的相位,若 $u_3$ 可以落在阴影区域中,则该工况下SMSOP可以正常运行。同时可以通过给定 $u_3$ 的调制度确定 $u_3$ 的相量。进而再通过 $u_1+u_3$ 、 $u_2+u_3$ 与 $u_3$ 作差确定 $u_1$ 、 $u_2$ 的相量,从而确定 $u_1$ 、 $u_2$ 、 $u_3$ 的调制波 $\dot{V}_1$ 、 $\dot{V}_2$ 、 $\dot{V}_3$ 。

### 3 控制策略

#### 3.1 总体控制思路

由第2章分析可得出,SMSOP须对 $u_1$ 、 $u_2$ 、 $u_3$ 侧分别给定调制波从而进行控制,在工况确定时,图3中的相交区域即为可运行范围。而 $u_3$ 调制波的相角可以通过 $i_1$ 、 $i_2$ 的相量关系确定, $u_3$ 的调制度可以根据阴影部分的范围给定。 $u_1$ 、 $u_2$ 的调制波可由 $u_1+u_3$ 、 $u_2+u_3$ 的调制波分别与 $u_3$ 作差得出。因此,控制器设计的关键是产生 $u_1+u_3$ 、 $u_2+u_3$ 与 $u_3$ 的调制波。具体关系如下:

$$\begin{cases} (n-n_1)U_{dc1}\dot{M}_1 + n_1U_{dc3}\dot{M}_3 = nU_{dcavg}\dot{M}_{13} \\ (n-n_1)U_{dc1}\dot{M}_2 + n_1U_{dc3}\dot{M}_3 = nU_{dcavg}\dot{M}_{23} \end{cases} \quad (8)$$

式中: $\dot{M}_1$ 、 $\dot{M}_2$ 、 $\dot{M}_3$ 、 $\dot{M}_{13}$ 、 $\dot{M}_{23}$ 分别为 $u_1$ 、 $u_2$ 、 $u_3$ 、 $u_1+u_3$ 、 $u_2+u_3$ 侧的调制波的相量形式; $U_1$ 、 $U_3$ 、 $U_{dcavg}$ 分别为模块I电容电压、模块II电容电压、全部模块电容平均电压。

总体控制思路为对两端交流侧分别采用双闭环控制产生 $\dot{V}_{k1} + \dot{V}_{k3}$  ( $k=A, B, C$ )和 $\dot{V}_{k2} + \dot{V}_{k3}$ ,再根据实际的节点幅值与相位计算得出 $\dot{V}_{k3}$ 所需的幅值和相位,并给定 $\dot{V}_{k3}$ ,再令 $\dot{V}_{k1} + \dot{V}_{k3}$ 和 $\dot{V}_{k2} + \dot{V}_{k3}$ 分别与 $\dot{V}_{k3}$ 相减,最终得出 $\dot{V}_{k1}$ 和 $\dot{V}_{k2}$ 。值得注意的是, $nU_{dcavg}\dot{M}_{13} = \dot{V}_{k1} + \dot{V}_{k3}$ ,幅值为 $u_1+u_3$ ,其余同理。

#### 3.2 类方波控制原理

基于上述分析,提出一种类方波混合调制方

法,如图4所示。以单相为例,在该调制方法中,模块II采用方波与零电平相结合的调制波,可以通过协调零电平时间与相位关系,使 $u_3$ 的调制波相位可变,减小过零点时 $u_1$ 侧瞬时变化值,防止 $u_1$ 侧过调制, $u_2$ 侧同理。其中 $u_3$ 侧的类方波调制波包括3个电平,即 $\pm 1$ 和0。

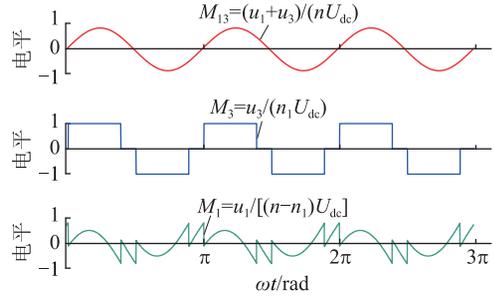


图4 类方波调制策略基本原理

Fig.4 Fundamentals of square-wave-like modulation strategy

在新型调制方法下,须对共用模块的电容功率平衡条件进行推导,如图5所示。

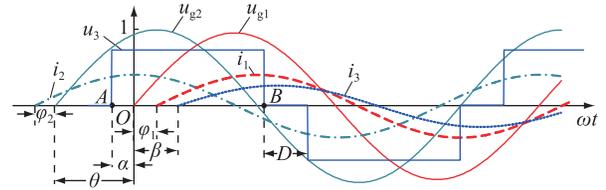


图5 类方波调制示意

Fig.5 Schematic diagram of square wave-like modulation

以输入侧电压 $u_{g1}$ 作为参考波形和基准相量,假设类方波调制波 $u_3$ 上升沿相位比 $u_{g1}$ 超前 $\alpha$ , $u_{g1}$ 的相角比 $i_3$ 超前 $\beta$ , $D$ 为 $u_3$ 零电平的角,输入侧的功率因数角为 $\varphi_1$ ,输出侧的功率因数角为 $\varphi_2$ , $u_{g2}$ 相角比 $u_{g1}$ 超前 $\theta$ 。由图5可知,一个周期内 $u_3$ 侧电压为:

$$u_3(t) = \begin{cases} 0 & -\frac{\alpha}{\omega} - \frac{D}{2\omega} \leq t < -\frac{\alpha}{\omega} \\ n_1 U_{dc3} & -\frac{\alpha}{\omega} \leq t < \frac{T}{2} - \frac{\alpha}{\omega} - \frac{D}{\omega} \\ 0 & \frac{T}{2} - \frac{\alpha}{\omega} - \frac{D}{\omega} \leq t < \frac{T}{2} - \frac{\alpha}{\omega} \\ -n_1 U_{dc3} & \frac{T}{2} - \frac{\alpha}{\omega} \leq t < T - \frac{D}{\omega} - \frac{\alpha}{\omega} \\ 0 & T - \frac{D}{\omega} - \frac{\alpha}{\omega} \leq t < T - \frac{D}{2\omega} - \frac{\alpha}{\omega} \end{cases} \quad (9)$$

流入模块II的电流 $i_3$ 表达式为:

$$i_3(t) = I_3 \sin(\omega t - \beta) \quad (10)$$

则一个周期的能量变化为:

$$W_{s3} = \int_0^T u_3(t) i_3(t) dt = \int_{\frac{T}{2} - \frac{\alpha}{\omega} - \frac{D}{\omega}}^{\frac{T}{2} - \frac{\alpha}{\omega}} n_1 U_{dc3} i_3(t) dt - \int_{\frac{T}{2} - \frac{\alpha}{\omega}}^{\frac{T}{2} - \frac{D}{\omega} - \frac{\alpha}{\omega}} n_1 U_{dc3} i_3(t) dt = n_1 U_{dc3} I_3 \left( \int_{\frac{T}{2} - \frac{\alpha}{\omega}}^{\frac{T}{2} - \frac{D}{\omega} - \frac{\alpha}{\omega}} \sin(\omega t - \beta) dt - \int_{\frac{T}{2} - \frac{\alpha}{\omega}}^{\frac{T}{2} - \frac{D}{\omega} - \frac{\alpha}{\omega}} \sin(\omega t - \beta) dt \right) = \frac{2n_1 U_{dc3} I_3}{\omega} \times (\cos(\beta + D + \alpha) + \cos(\beta + \alpha)) \quad (11)$$

令  $W_{s3} = 0$ , 因此要保持电压稳定须保证:

$$2\beta + D + 2\alpha = \pi \quad (12)$$

假设  $u_3 + u_1$  的电压表达式为:

$$u_{ga1m} = U_{ga1m} \sin(\omega t - \sigma_1) \quad (13)$$

$u_3 + u_2$  的电压表达式为:

$$u_{ga2m} = U_{ga2m} \sin(\omega t + \theta + \sigma_2) \quad (14)$$

式中:  $\sigma_1, \sigma_2$  分别为  $u_3 + u_1, u_3 + u_2$  的相角, 可根据图 1 应用基尔霍夫定律通过式(15)求得。

$$\begin{cases} U_{ga1m} \angle \sigma_1 = U_{ga1} \angle 0^\circ + I_1 \angle (-\varphi_1) \cdot j\omega L_1 \\ U_{ga2m} \angle (\theta - \sigma_2) = U_{ga2} \angle \theta + I_2 \angle (\theta + \varphi_2) \cdot j\omega L_2 \end{cases} \quad (15)$$

根据图 5, 在满足式(12)的同时, 须防止  $u_1, u_2$  侧过调制, 由图 4 可得以下约束: 在  $u_3$  调制波改变电平的前后瞬间,  $u_1$  及  $u_2$  侧调制度不超过 1, 即满足式(16)、式(17)。该约束即为将图 5 中 A、B 点代入式(16)、式(17)进行计算, 化简得式(18)。

$$\begin{cases} -k_1(n - n_1)U_{dc1} \leq U_{g1m} \sin(-\alpha - \sigma_1) - n_1 U_{dc3} \leq k_1(n - n_1)U_{dc1} \\ -k_1(n - n_1)U_{dc1} \leq U_{g1m} \sin(-\alpha - \sigma_1) - 0 \leq k_1(n - n_1)U_{dc1} \\ -k_1(n - n_1)U_{dc1} \leq U_{g1m} \sin(\alpha + D + \sigma_1) - n_1 U_{dc3} \leq k_1(n - n_1)U_{dc1} \\ -k_1(n - n_1)U_{dc1} \leq U_{g1m} \sin(\alpha + D + \sigma_1) - 0 \leq k_1(n - n_1)U_{dc1} \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} -k_2(n - n_1)U_{dc2} \leq U_{g2m} \sin(-\alpha + \theta + \sigma_2) - n_1 U_{dc3} \leq k_2(n - n_1)U_{dc2} \\ -k_2(n - n_1)U_{dc2} \leq U_{g2m} \sin(-\alpha + \theta + \sigma_2) - 0 \leq k_2(n - n_1)U_{dc2} \\ -k_2(n - n_1)U_{dc2} \leq U_{g2m} \sin(\alpha + D - \theta - \sigma_2) - n_1 U_{dc3} \leq k_2(n - n_1)U_{dc2} \\ -k_2(n - n_1)U_{dc2} \leq U_{g2m} \sin(\alpha + D - \theta - \sigma_2) - 0 \leq k_2(n - n_1)U_{dc2} \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} n_1 U_{dc3} - k_1(n - n_1)U_{dc1} \leq U_{g1m} \sin(-\alpha - \sigma_1) \leq k_1(n - n_1)U_{dc1} \\ n_1 U_{dc3} - k_1(n - n_1)U_{dc1} \leq U_{g1m} \sin(\alpha + D + \sigma_1) \leq k_1(n - n_1)U_{dc1} \\ n_1 U_{dc3} - k_2(n - n_1)U_{dc2} \leq U_{g2m} \sin(-\alpha + \theta + \sigma_2) \leq k_2(n - n_1)U_{dc2} \\ n_1 U_{dc3} - k_2(n - n_1)U_{dc2} \leq U_{g2m} \sin(\alpha + D - \theta - \sigma_2) \leq k_2(n - n_1)U_{dc2} \end{cases} \quad (18)$$

式中:  $k_1, k_2$  为调制比, 一般取 0.85~0.90。而  $u_{g1}$  超前  $i_3$  的相角  $\beta$  即为  $i_3$  的相角, 根据式(3)和图 5 可以得出:

$$\begin{aligned} \dot{i}_3 = \dot{I}_1 - \dot{I}_2 = (I_1 \cos(-\varphi_1) + jI_1 \sin(-\varphi_1)) - (I_2 \cos(\theta + \varphi_2) + jI_2 \sin(\theta + \varphi_2)) = I_1 \cos \varphi_1 - I_2 \cos(\theta + \varphi_2) - jI_1 \sin \varphi_1 - jI_2 \sin(\theta + \varphi_2) \end{aligned} \quad (19)$$

所以, 可求得  $\beta$  为:

$$\beta = \arctan\left(\frac{-I_1 \sin \varphi_1 - I_2 \sin(\theta + \varphi_2)}{I_1 \cos \varphi_1 - I_2 \cos(\theta + \varphi_2)}\right) \quad (20)$$

因此, 在模块数、调制系数、功率因数角均确定的情况下, 不等式约束式(18)的变量仅为  $\alpha$  和  $n_1$ , 可根据需求设计模块 II 数量, 同时求出  $\alpha$  的范围, 并基于  $\alpha$  的范围设计零电平角度  $D$ 。

类方波调制的主控制策略采用传统  $dq$  解耦双闭环控制, 输入侧采用定电压控制, 输出侧采用定有功功率控制, 可根据需要进行无功功率输入输出补偿。首先将采集的子模块电容平均电压  $U_{dcavg}$  与电容平均电压参考值  $U_{dcref}$  相减得到电压误差信号, 然后经过比例积分 (proportional integral, PI) 控制器得到直流电流参考值, 最后进行解耦控制后可得到调制波。有功及无功功率控制同理。同时由式(12)、式(18)、式(20)可得类方波调制下的模块 II 电压控制策略, 若  $2\beta + D + 2\alpha > \pi$ , 则  $W_{s3} < 0$ , 模块电容电压减小; 若  $2\beta + D + 2\alpha < \pi$ , 则  $W_{s3} > 0$ , 模块电容电压增加。因此, 先确定  $u_3$  调制波的零电平角度  $D$ , 通过调节  $u_3$  调制波的相位来对模块电容电压继续控制, 共用模块电容电压平均值  $U_{dc3avg}$  与参考值  $U_{dc3ref}$  作差, 通过 PI 控制器产生相角的修正值, 具体控制框图如图 6 所示。

## 4 实验分析

### 4.1 实验参数

为验证文中所提新型控制策略的正确性, 搭建三相实验样机。其中三相拓扑的输入侧为 ITECH

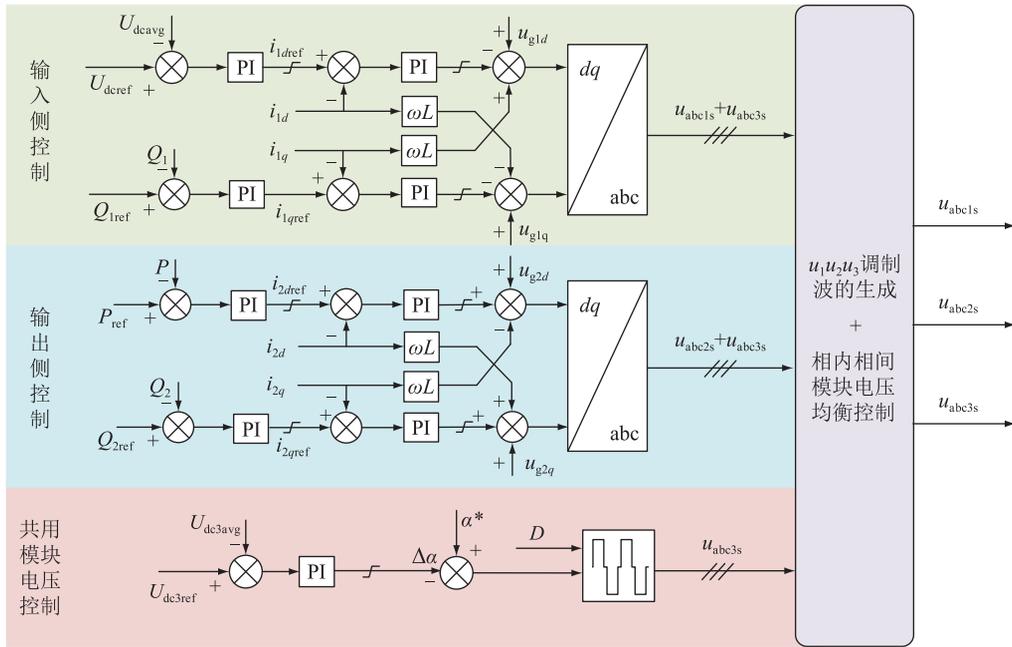


图6 类方波调制控制策略

Fig.6 Square-wave-like modulation control strategy

IT7600 交流可编程电源,每相输出侧均连接  $100 \Omega/1000 \text{ W}$  的负载电阻。拓扑采用的绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)共有 60 个,均为英飞凌 IKW50N60T(600 V/50 A)。模块电容共有 9 个,选用  $1000 \mu\text{F}/450 \text{ V}$  直插式电解电容。串联谐振变换器(series resonant converter, SRC)中的谐振电容为  $1 \mu\text{F}/1500 \text{ V}$  的薄膜电容。其余参数设计如表 1 所示。

表 1 实验参数

Table 1 Experimental parameters

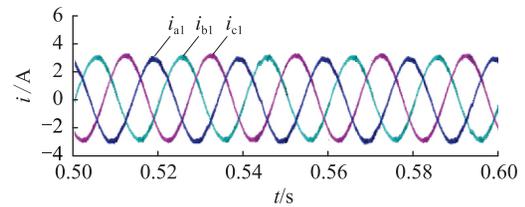
参数	数值	参数	数值
$u_{g1}/\text{V}$	$310 \angle 0^\circ$	子模块电容值 $C_{SM}/\text{mF}$	1
$u_{g2}/\text{V}$	$310 \angle 30^\circ$	$U_{dc1}/\text{V}$	300
输出侧负载电阻 $R/\Omega$	100	$U_{dc2}/\text{V}$	300
$L_1/\text{mH}$	2.5	$U_{dc3}/\text{V}$	100
$L_2/\text{mH}$	2.5	$n$	2
$P/\text{kW}$	1.4	$n_1$	1

#### 4.2 实验结果

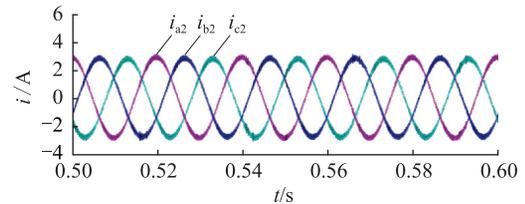
实验样机额定功率为 1.4 kW,每相的模块 I 与模块 II 各 1 个,输入输出侧的电压幅值相等,相角相差  $30^\circ$ 。输入侧为三相交流电源,输出侧为电阻负载,输入输出侧两端功率因数均为 1。同时由于输出侧是电阻负载,为保证两端电压相等,输出侧的功率外环改为交流电压外环。根据实验参数设计相关参数为调制比  $k=0.85$ ,  $\beta=75^\circ$ ,  $\alpha=0^\circ$ ,  $D=30^\circ$ 。

图 7 为三相电流波形,可以看出,输入电流和输出电流幅值接近,且较均衡,每相电流相隔  $120^\circ$ ,输

入电流的谐波略大于输出电流,总体波形质量好,满足控制要求。



(a) 三相输入电流



(b) 三相输出电流

图 7 三相输入和输出电流

Fig.7 Three-phase input and output current

图 8 为 A 相电压电流波形。其中,图 8(a)为 A 相输入电压电流波形,A 相输入电压  $u_{ga1}$  的幅值为 310 V,输入电流  $i_{a1}$  幅值为 3.16 A,输入电压电流的相位相同,因此满足功率因数为 1 的控制目标。图 8(b)为 A 相输出电压电流波形,A 相输出电压  $u_{ga2}$  的幅值为 308 V,输出电流  $i_{a2}$  幅值为 3.1 A。由于是电阻负载,因此输出电压电流相位相同。由于有一定的损耗,因此输入电流与输出电流的幅值不一致,且输入电流的幅值大于输出电流。根据输入电压电流可估算得,三相功率约为 1.4 kW,满足控制目标。图 8(c)为 A 相输入输出电压的比较,其中

$u_{ga1}$  滞后于  $u_{ga2}$   $29.6^\circ$ , 满足相角相差  $30^\circ$  的控制要求。

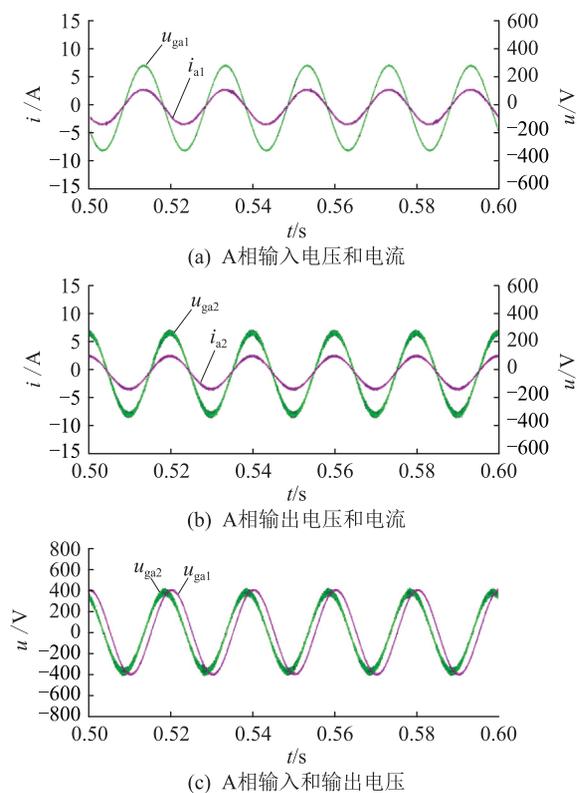


图 8 A 相电压和电流

Fig.8 A-phase voltage and current

图 9 为三相模块电压波形, 由图可得模块 I 的直流电压约为 300 V, 模块 II 的直流电压约为 100 V, 满足控制要求。

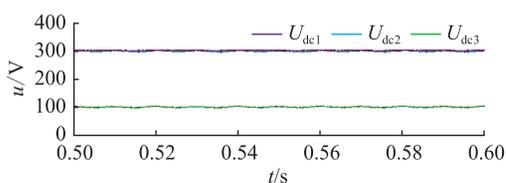


图 9 子模块电压

Fig.9 Submodule voltage

图 10 为 A 相交流端口波形。图 10(a) 为 A 相的  $u_1$ 、 $u_2$ 、 $u_3$  侧的全桥交流端口电压  $u_{a1}$ 、 $u_{a2}$ 、 $u_{a3}$ , 由于各侧只有 1 个全桥模块, 所以交流端口电压只有 3 电平。平台宽度  $D$  为  $32.5^\circ$ , 符合参数设计。图 10(b) 为 A 相  $u_3$  侧的交流端口  $u_{a3}$  与输入电压  $u_{ga1}$  的关系, 经测量  $u_{a3}$  的相位超前  $u_{ga1}$  约  $16.7^\circ$ 。图 10(c) 为 A 相  $u_3$  侧的交流端口  $u_{a3}$  与输出电压  $u_{ga2}$  的关系, 经测量  $u_{ga2}$  相位超前  $u_{a3}$  约  $12.9^\circ$ 。但是由于损耗的存在, 导致在输入输出电压相等时, 输入电流比输出电流要大, 因此在输入电流  $i_{a1}$  为  $3.16 \angle 0^\circ$  A、输出电流  $i_{a2}$  为  $3.1 \angle 29.6^\circ$  A 的情况下,  $i_{a3} = 1.6 \angle -73.8^\circ$  A, 由于  $u_{a3}$  与  $i_{a3}$  相量垂直, 可以得出  $u_{a3}$  的相角超前于  $u_{ga1}$  约  $16.2^\circ$ , 滞后于  $u_{ga2}$  约  $13.4^\circ$ , 与实验结果基本符

合。图 10(d) 为 A 相输入输出侧模块交流端口电压, 由于模块 I 与模块 II 电压比为 3:1, 所以模块交流端口电压会出现 400 V、300 V、200 V、100 V 的幅值, 与实验结果基本相符。

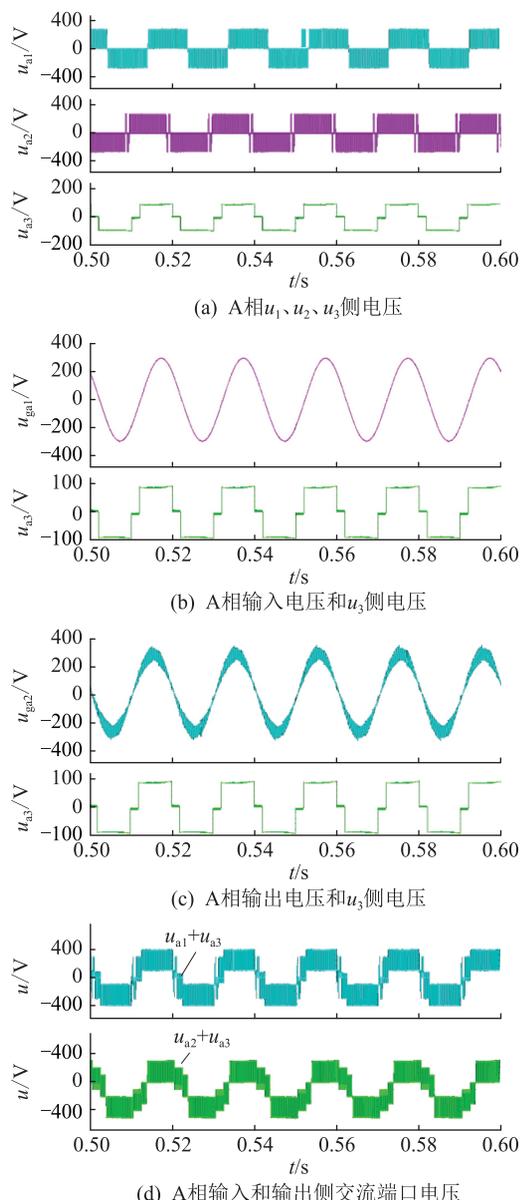


图 10 A 相交流端口电压波形

Fig.10 A-phase AC port voltage waveforms

## 5 结语

文中针对新型柔性多状态开关拓扑提出新的类方波调制方式, 通过对共用模块调制波引入零电平角度, 减小过零点时非共用模块调制波瞬时变化值, 有效防止非共用模块过调制, 而且所述调制法使共用模块的开关损耗保持在较低水平, 实验证明了文中方法的正确性及有效性。但是类方波调制方法在模块配比上有所局限, 须进一步研究更加适用的调制方法。

## 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.
- [2] 徐旖旎,刘海涛,熊雄,等. 低压配电台区柔性互联关键技术与发展模式[J]. 中国电机工程学报,2022,42(11):3986-4001.  
XU Yini, LIU Haitao, XIONG Xiong, et al. Key technologies and development modes of flexible interconnection of low-voltage distribution station area[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(11):3986-4001.
- [3] 刘林旭,吕志鹏,熊雄,等. 基于融合终端的配电台区低压柔性直流互联系统[J]. 供用电,2022,39(4):11-16,44.  
LIU Linxu, LYU Zhipeng, XIONG Xiong, et al. Low-voltage flexible DC interconnection system in distribution area based on fusion terminal[J]. Distribution & Utilization, 2022, 39(4):11-16,44.
- [4] 刘增训,游沛羽,周勤勇. 适用高比例新能源系统广域消纳的输电技术研究综述[J]. 电力工程技术,2020,39(5):59-70.  
LIU Zengxun, YOU Peiyu, ZHOU Qinyong. Transmission technologies adapting to power systems with widely-consumed high-proportion renewable energy [J]. Electric Power Engineering Technology, 2020, 39(5):59-70.
- [5] 杨运国,侯健生,边晓燕,等. 面向高比例新能源配电网的灵活性资源综合评价[J]. 供用电,2021,38(11):68-76.  
YANG Yunguo, HOU Jiansheng, BIAN Xiaoyan, et al. Comprehensive evaluation of flexible resources for high penetration of renewable energy sources integrated to the distribution network [J]. Distribution & Utilization, 2021, 38(11):68-76.
- [6] 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.
- [7] 黄志强,陈业伟,毛志鹏,等. 柔性多状态开关与分布式储能系统联合接入规划[J]. 电力系统自动化,2022,46(14):29-37.  
HUANG Zhiqiang, CHEN Yewei, MAO Zhipeng, et al. Joint access planning of flexible multi-state switches and distributed energy storage systems [J]. Power System Automation, 2022, 46(14):29-37.
- [8] JIANG X, ZHOU Y, MING W L, et al. An overview of soft open points in electricity distribution networks [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2022, 13(3):1899-1910.
- [9] 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, LYU 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.
- [10] 吴在军,谢兴峰,杨景刚,等. 直流配电网电压控制技术综述[J]. 电力工程技术,2021,40(2):59-67.  
WU Zaijun, XIE Xingfeng, YANG Jinggang, et al. A review on voltage control strategies in DC distribution network [J]. Electric Power Engineering Technology, 2021, 40(2):59-67.
- [11] 董旭柱,华祝虎,尚磊,等. 新型配电系统形态特征与技术展望[J]. 高电压技术,2021,47(9):3021-3035.  
DONG Xuzhu, HUA Zhuhu, SHANG Lei, et al. Morphological characteristics and technology prospect of new distribution system [J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(9):3021-3035.
- [12] 祁琪,姜齐荣,许彦平. 智能配电网柔性互联研究现状及发展趋势[J]. 电网技术,2020,44(12):4664-4676.  
QI Qi, JIANG Qirong, XU Yanping. Research status and development prospect of flexible interconnection for smart distribution networks [J]. Power System Technology, 2020, 44(12):4664-4676.
- [13] 李霞林,郭力,黄迪,等. 直流配电网运行控制关键技术研究综述[J]. 高电压技术,2019,45(10):3039-3049.  
LI Xialin, GUO Li, HUANG Di, et al. Research review on operation and control of DC distribution networks [J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(10):3039-3049.
- [14] 陈志业. 面向中低压配电网的柔性多状态开关拓扑选型研究[D]. 杭州:浙江大学,2020.  
CHEN Zhiye. Research on topology selection analysis of flexible multi-state switch for medium and low voltage distribution network [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2020.
- [15] AKAGI H, KITADA R. Control and design of a modular multi-level cascade BTB system using bidirectional isolated DC/DC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(9):2457-2464.
- [16] OUYANG S D, LIU J J, YANG Y, et al. DC voltage control strategy of three-terminal medium-voltage power electronic transformer-based soft normally open points [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(5):3684-3695.
- [17] 孙玉巍,李永刚,刘教民,等. 级联式电力电子变压器协调控制策略[J]. 中国电机工程学报,2018,38(5):1290-1300.  
SUN Yuwei, LI Yonggang, LIU Jiaomin, et al. Coordinative control strategy for cascaded power electronic transformer [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(5):1290-1300.
- [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.
- [19] 涂春鸣,肖凡,袁靖兵,等. 级联型电力电子变压器直流电压二次纹波抑制策略[J]. 电工技术学报,2019,34(14):

- 2990-3003.
- TU Chunming, XIAO Fan, YUAN Jingbing, et al. DC ripple voltage suppression strategy for cascaded power electronic transformer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(14): 2990-3003.
- [20] 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/OL]. 电源学报: 1-14 [2022-06-28]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20220509.0907.004.html>.
- DONG Bitao, HU Changsheng, YAO Wenxi, et al. An improved PWM modulation strategy for CHB multilevel converter [J/OL]. Journal of Power Supply: 1-14 [2022-06-28]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20220509.0907.004.html>.
- [21] 高尚, 姚磊, 李洋, 等. 级联 H 桥电力电子变压器控制参数优化[J]. 电子科技, 2021, 34(11): 75-80.
- GAO Shang, YAO Lei, LI Yang, et al. Control parameter optimization of cascaded H-bridge power electronic transformer [J]. Electronic Science and Technology, 2021, 34(11): 75-80.
- [22] 陈武, 何国豪. 模块共用的电网柔性合环控制器拓扑: CN112072639B[P]. 2022-04-08.
- CHEN Wu, HE Guohao. Power grid flexible controller topology shared by modules: CN112072639B[P]. 2022-04-08.

作者简介:



李峥

李峥(1998),男,硕士在读,研究方向为交直流配电网(E-mail:826842878@qq.com);

何国豪(1997),男,硕士,研究方向为交直流配电网;

陈武(1981),男,博士,教授,研究方向为电力电子功率变换、交直流配电网等。

## A novel modulation method for flexible multi-state switches with shared modules

LI Zheng<sup>1</sup>, HE Guohao<sup>1</sup>, CHEN Wu<sup>1</sup>, GAO Shilong<sup>2</sup>

(1. Center for Advanced Power-conversion Technology and Equipment, Southeast University, Nanjing 210096, China;

2. XJ Group Co., Ltd., Xuchang 461000, China)

**Abstract:** As a new type of power electronic device to replace traditional mechanical switches, the soft open point (SOP) has the advantages of fast response speed and controllable power flow. In this paper, a novel cascaded H-bridge SOP with shared modules is proposed, which simplifies its structure and saves some modules. However, the traditional control method is no longer applicable, so a new square-wave-like modulation method suitable for common modules is proposed in this paper. Firstly, the modulation wave of the shared module is calculated according to the specific working conditions, and then the modulation wave of the non shared module is calculated in coordination to achieve the modulation of all modules of the new topology. Square-wave-like modulation adds zero level time on the basis of square wave modulation to reduce the instantaneous change value of shared module voltage during zero crossing. At the same time, the phase of the modulated wave can be changed by coordinating the zero level time and phase relationship to avoid the occurrence of over modulation of non shared modules. Finally, a three-phase experimental platform with common module SOP is built to verify the correctness and effectiveness of square-wave-like modulation strategy.

**Keywords:** soft open point; flexible interconnection; cascaded H-bridge converter; shared module; square-wave-like modulation; overmodulation

(编辑 方晶)