

DOI:10.12158/j.2096-3203.2022.05.023

# 一种适用于少子模块 MMC 的混合调制策略

陈静, 赵涛, 徐友, 孙权, 张成, 曹芸凯

(南京工程学院自动化学院, 江苏 南京 211167)

**摘要:**由于中低压配电网下电压等级较低,模块化多电平换流器(MMC)子模块数量也较少,因此少子模块 MMC 的调制方式对 MMC 系统的性能有重要影响。为改善少子模块 MMC 的输出质量与输出能力,文中提出一种工作在高调制度的基于电平阶跃点切换的少子模块 MMC 混合调制策略。在最近电平逼近调制(NLM)的基础上,控制 MMC 在输出电平阶跃点处进行 NLM 与载波移相脉宽调制模式之间的实时切换,同时结合环流控制和子模块电压均衡控制,进一步保证少子模块 MMC 在该混合调制下的正常运行。然后,建立子模块数为 4 的 MMC 混合调制的仿真模型,对该少子模块 MMC 混合调制策略进行仿真验证。结果表明:所提出的混合调制策略兼顾低输出谐波和低开关损耗的特点,提高了其输出质量;且其处于高调制度的工作情况,增大了直流电压利用率,提高了少子模块 MMC 的输出能力。

**关键词:**中低压配电网;模块化多电平换流器(MMC);最近电平逼近调制(NLM);载波移相脉宽调制(CPS-PWM);谐波分析;均压控制;环流控制

中图分类号:TM624

文献标志码:A

文章编号:2096-3203(2022)05-0186-07

## 0 引言

随着可再生能源发电容量及清洁能源占能源消费总量比重的不断增长,模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)凭借其模块化设计、扩展性好、转换效率高优点,被广泛应用于高压直流输电,风电、光伏并网,孤岛供电等方面<sup>[1-3]</sup>。此外,相比传统电平数不高的电压源换流器,MMC 能增加输出电平数,降低输出侧谐波含量以及换流器的整体损耗,因此少子模块 MMC 也被广泛运用于中低压配电网<sup>[4-5]</sup>。

调制方式对少子模块 MMC 的运行性能具有重要影响<sup>[6]</sup>,常见的调制方式有最近电平逼近调制(nearest level modulation, NLM)和载波移相脉宽调制(carrier phase shifted pulse width modulation, CPS-PWM)。采用 NLM 策略时输出电压的低次谐波含量较高,而采用 CPS-PWM 策略虽能减少低次谐波含量,但开关频率高,整个系统需要附加复杂的环流抑制和电容均压控制,运行损耗较高。因此,需要针对少子模块 MMC 调制策略开展研究,以期充分开发和利用新能源,打破新能源在城市中低压配电网大规模发展的限制<sup>[7]</sup>。

目前,在 NLM、CPS-PWM 等传统策略的基础上,已有多种新型调制策略被相继提出。文献[8-10]将 PWM 与 NLM 结合成一种混合调制方式,虽改善了输出电压质量,扩展了有限的电容电压,但

实际开关频率较高,开关损耗大。文献[11-12]在 NLM 的基础上改进输出电压阶梯波,使输出电平数达到  $2N+1$ ,从而提高波形质量,但未提及环流问题。文献[13]针对级联 H 桥型多电平逆变器,采用基于载波形状自由度对载波移相中的三角形载波进行改进,但仅改善了低调制度下的谐波性能。

现有新型调制策略虽可提高输出波形质量,但仍存在开关损耗较高、未提及环流等弊端。为改善少子模块 MMC 的输出质量与输出能力,文中将 NLM 下电平数发生变化时波峰处的阶跃点作为调制方式切换点,进行 NLM 与 CPS-PWM 模式间的实时切换;再结合环流控制和子模块电压均衡控制进一步保证少子模块 MMC 的正常运行。该混合调制策略在提高少子模块 MMC 系统输出质量的同时也提高了其输出能力。

## 1 MMC 拓扑

典型的三相 MMC 拓扑如图 1 所示,每相由上下对称的 2 个桥臂组成,各相桥臂均由多个相同子模块与桥臂电感串联而成。其中,SM 为子模块,采用半桥子模块。 $U_c$  为子模块电容电压; $u_{vj}$  ( $j = a, b, c$ ) 为上桥臂电压; $u_{vj}$  为下桥臂电压; $u_{vj}$  为交流侧输出电压; $I_{vj}, I_{vj}$  分别为上、下桥臂电流; $L_{jp}, L_{jm}$  分别为三相的上、下桥臂的串联电感; $u_{sm}, i_{sm}$  分别为每个子模块接口的电压与流过该接口的电流。

该拓扑在直流侧电压  $U_{dc}$  一定的情况下,通过控制子模块的开关工作状态可以实现逆变,在交流侧电压一定的情况下,通过类似的子模块控制也可

收稿日期:2022-04-15;修回日期:2022-07-22

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61901212)

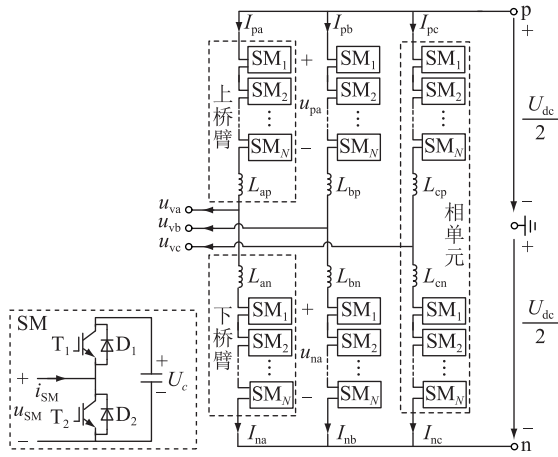


图1 三相 MMC 拓扑

Fig.1 Topology of three-phase MMC

以实现整流。一般 MMC 主电路每一相单元上、下桥臂子模块数目相等,记为  $N$ ,若上桥臂投入的子模块数目为  $N_{pj}$ ,下桥臂投入的子模块数目为  $N_{nj}$ ,则上、下桥臂投入的子模块数目满足式(1)。

$$N_{pj} + N_{nj} = N \quad (1)$$

根据基尔霍夫定律,忽略桥臂电感压降,可得上、下桥臂电压与直流电压和交流侧输出电压的关系满足式(2)。

$$\begin{cases} u_{pj} = U_{dc}/2 - u_{vj} \\ u_{nj} = U_{dc}/2 + u_{vj} \end{cases} \quad (2)$$

## 2 传统调制策略

### 2.1 最近电平逼近调制 (NLM)

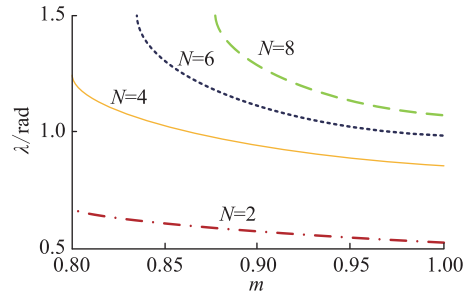
NLM 的基本原理是根据正弦调制波,采用最接近的电平对其进行瞬时逼近<sup>[14-15]</sup>。MMC 的输出电压由一系列不同幅值的方波构成,该方波取决于上、下桥臂投入子模块数目。NLM 使得任意时刻输出的方波幅值都能逼近调制波的幅值,子模块数量越多,输出电压阶梯波越逼近正弦参考波,谐波含量就越低;子模块数量较少,则可实现电平数较少,导致输出电压的低次谐波含量较高。

根据文献[16],在  $N+1$  电平 MMC 系统中采用 NLM 时,输出电平阶跃点  $\alpha_k$  为:

$$\alpha_k = \arcsin \frac{2(k-0.5)}{Nm} \quad (3)$$

式中: $k=1, \dots, N/2$ ,且  $k$  取正整数; $m$  为调制比。一个周期内其余输出电平阶跃点由波形的对称性得知。不同子模块数目下,切换点角度  $\lambda$  和调制比  $m$  的关系曲线如图 2 所示。

由图 2 可知,当子模块数目  $N$  确定时,切换点角度随着调制比的减少而增加。当  $\lambda \geq \pi/2$  时,转

图2 不同子模块数目下  $m$  与  $\lambda$  的关系Fig.2 Relationship between  $m$  and  $\lambda$  with different numbers of sub-modules

化为 CPS-PWM 模式。

以  $N=4$  的 MMC 下桥臂为例,NLM 的调制原理如图 3 所示。

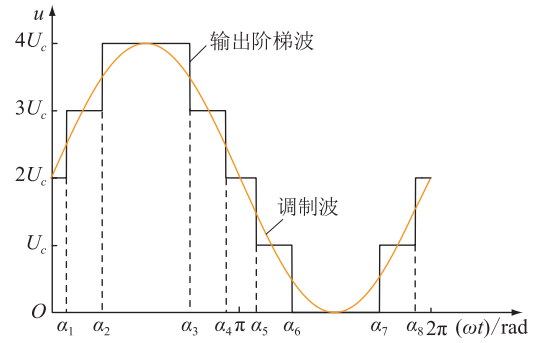


图3 NLM 调制原理

Fig.3 Modulation principle of NLM

其中  $j$  相调制波可表示为:

$$u_{sj}(\omega t) = mU_{dc} \sin(\omega t + \varphi_j) \quad (4)$$

式中: $\omega t + \varphi_j$  为  $j$  相相位。

该调制方法下,在任意时刻上桥臂与下桥臂需要投入的子模块数目可表示为:

$$\begin{cases} N_{pj} = N/2 + \text{round}(u_{sj}/U_c) \\ N_{nj} = N/2 - \text{round}(u_{sj}/U_c) \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\text{round}(\cdot)$  为四舍五入取整函数。

### 2.2 载波移相调制 (CPS-PWM)

以其中一相为例,CPS-PWM 的调制原理如图 4 所示。具体的实现方法为:将同一个正弦调制波与相位互差  $2\pi/N$  的多个三角载波进行比较,当调制波大于载波时,子模块开关导通,输出高电平;当调制波小于载波时,子模块开关闭合,输出低电平,由此生成多组 PWM 脉冲,以驱动各子模块内的开关<sup>[17]</sup>。

由图 4 可知,对比 NLM,当子模块数量较少时,CPS-PWM 通过提高输出电压的等效开关频率有效降低 MMC 输出交流电压的低次谐波含量,而此时 CPS-PWM 的载波频率须维持在较高水平,导致整个系统的开关损耗增加。

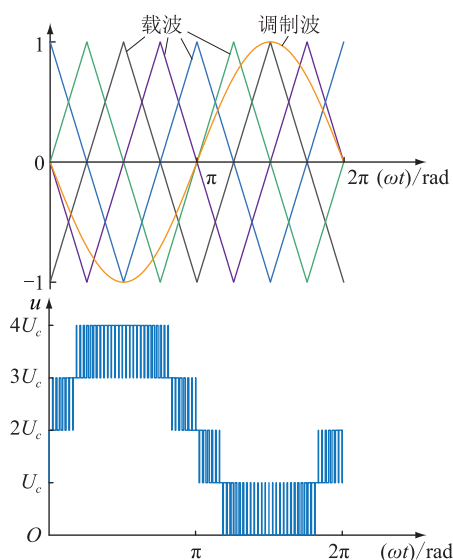


图4 CPS-PWM 调制原理

Fig.4 Modulation principle of CPS-PWM

### 3 混合调制策略

为满足中低压配电网下少子模块 MMC 的电压质量与经济性要求,改善 2 种传统调制策略应用于少子模块 MMC 的弊端,文中在 NLM 的基础上结合 CPS-PWM,提出了一种在输出电平阶跃点处进行模式转换的混合调制策略。

#### 3.1 调制原理

以  $N=4$  的五电平 MMC 的  $j$  相下桥臂为例,混合调制原理如图 5 所示,其中  $u_{ij}^*$  为  $j$  相下桥臂参考电压; $u_{ij1}$  为在 NLM 模式下  $j$  相下桥臂的输出电压; $u_{ij2}$  为在 CPS-PWM 模式下  $j$  相下桥臂的输出电压。

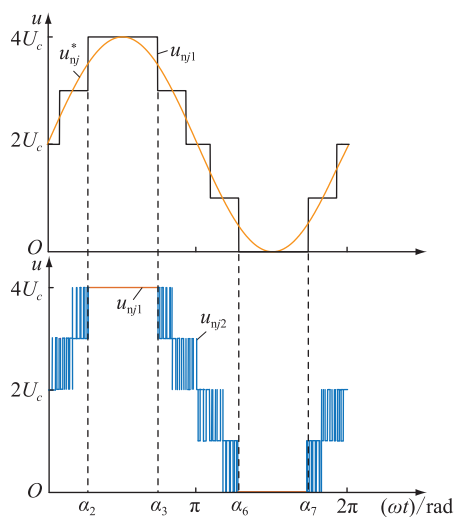


图5 混合调制原理

Fig.5 Hybrid modulation principle

根据式(3),得到在  $0 \sim \pi/2$  内五电平 MMC 输出电压阶跃点  $\alpha_2$ ,再根据对称原理可得:

$$\alpha_3 = \pi - \alpha_2 \quad (6)$$

$$\alpha_6 = \pi + \alpha_2 \quad (7)$$

$$\alpha_7 = 2\pi - \alpha_2 \quad (8)$$

在一个周期内任取角度  $\theta_i$ ,当  $0 < \theta_i \leq \alpha_2$  时,投入 CPS-PWM 模式;当  $\alpha_2 < \theta_i \leq \alpha_3$  时,投入 NLM 模式;当  $\alpha_3 < \theta_i \leq \alpha_6$  时,再次投入 CPS-PWM 模式;直至  $\alpha_6 < \theta_i \leq \alpha_7$  时,投入 NLM 模式;最后当  $\theta_i > \alpha_7$  时,切换为 CPS-PWM 模式。该混合调制策略的下桥臂输出电压  $u_{ij}$  满足式(9)。

$$u_{ij} = u_{ij1} + u_{ij2} \quad (9)$$

#### 3.2 模式转换方式

为能够准确平滑地切换 2 种调制模式,以  $N+1$  电平 MMC 中  $j$  相下桥臂为例,在 NLM 的基础上,由式(3)可得角  $\alpha_{N/2}$ ,再根据对称原理得到其余电平阶跃点,其转换原理如图 6 所示。

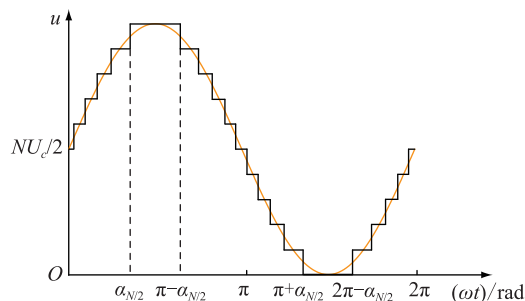


图6 混合调制模式下桥臂转换原理

Fig.6 Bridge arm conversion principle in hybrid modulation mode

在一个周期  $0 \sim 2\pi$  内混合调制模式转换的控制方式表现为:

$$u_{ref}(\omega t) = \begin{cases} u_{CPS}(\omega t) & 0 < \text{mod}(\omega t, 2\pi) \leq \alpha_{N/2} \\ u_{NLM}(\omega t) & \alpha_{N/2} < \text{mod}(\omega t, 2\pi) \leq \pi - \alpha_{N/2} \\ u_{CPS}(\omega t) & \pi - \alpha_{N/2} < \text{mod}(\omega t, 2\pi) \leq \pi + \alpha_{N/2} \\ u_{NLM}(\omega t) & \pi + \alpha_{N/2} < \text{mod}(\omega t, 2\pi) \leq 2\pi - \alpha_{N/2} \\ u_{CPS}(\omega t) & 2\pi - \alpha_{N/2} < \text{mod}(\omega t, 2\pi) \leq 2\pi \\ u_{CPS}(\omega t) & \text{其他} \end{cases} \quad (10)$$

式中: $u_{ref}(\omega t)$  为调制电压参考波; $u_{CPS}(\omega t)$  为 CPS-PWM 模式下电压参考波; $u_{NLM}(\omega t)$  为 NLM 模式下电压参考波; $\text{mod}(\cdot)$  为取模函数。

该混合调制策略在一周期内的转换过程具体为:(1) 在  $0 \sim \pi/2$  内,当  $0 < \theta_i \leq \alpha_{N/2}$  时投入 CPS-PWM 模式,当  $\alpha_{N/2} < \theta_i \leq \pi/2$  时切换至 NLM 模式。(2) 在  $\pi/2 \sim \pi$  内,当  $\pi/2 < \theta_i \leq \pi - \alpha_{N/2}$  时延续步骤(1)的 NLM 模式,当  $\pi - \alpha_{N/2} < \theta_i \leq \pi$  时由 NLM 模式切换为 CPS-PWM 模式。(3) 在  $\pi \sim 3\pi/2$  内,

当  $\pi < \theta_i \leq \pi + \alpha_{N/2}$  时延续步骤(2)的 CPS-PWM 模式,直至  $\pi + \alpha_{N/2} < \theta_i \leq 3\pi/2$  切换为 NLM 模式。(4) 在  $3\pi/2 \sim 2\pi$  内,当  $3\pi/2 < \theta_i \leq 2\pi - \alpha_{N/2}$  时延续步骤(3)的 NLM 模式,当  $2\pi - \alpha_{N/2} < \theta_i \leq 2\pi$  时切换成 CPS-PWM 模式。至此一个周期结束,后续周期重复上述步骤(1)~步骤(4)。

### 3.3 子模块均压控制

子模块电容电压的均衡性对于整个系统稳定运行来说不可或缺<sup>[18-20]</sup>。为维持子模块电容电压动态稳定,将子模块的电压排序算法结合在各调制模式转换过程中,任取  $\alpha_{N/2} < \theta_i \leq \pi - \alpha_{N/2}$  内的切换点为例,具体子模块的工作模式流程见图 7。

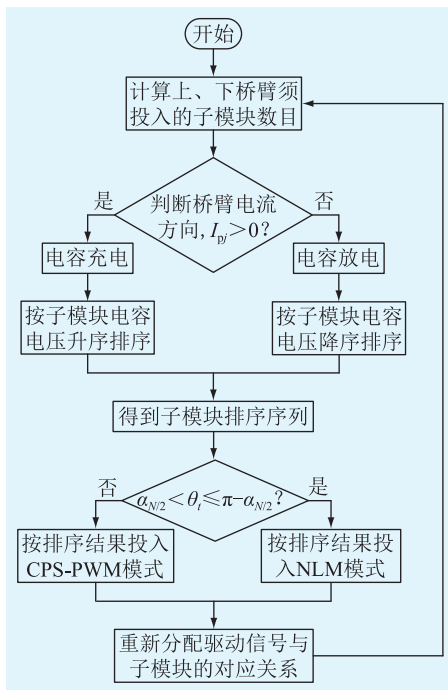


图 7 混合调制中子模块工作模式流程

Fig.7 Process of sub-modules' operating modes in hybrid modulation mode

在子模块投入任意工作模式前,判断桥臂电流。令桥臂电流为  $I_{pj}$ ,每时刻投入的子模块数目为  $M$ 。当  $I_{pj} > 0$  时,电容充电,所有投入的子模块按电容电压升序排序,在判断完  $\theta_i$  后按升序优先选择接入电压最小的  $M$  个子模块;当  $I_{pj} < 0$  时,电容放电,所有投入的子模块按电容电压降序排序,在判断完  $\theta_i$  后按降序优先选择接入电压最高的  $M$  个子模块。

### 3.4 环流抑制方法

在三相 MMC 中环流与子模块电容电压相互影响。具体表现在二次谐波环流导致子模块三倍频电容电压波动;反之,四倍频谐波环流又源自上述三倍频电容电压的波动。以此类推,环流主要包括直流分量和交流分量里的偶数次谐波,且环流只在

内部流动并不会对外电路造成影响。然而,环流会增大电容电压波动程度,导致桥臂电流发生畸变,增加子模块损耗,使得 MMC 的使用寿命大大减少。为解决上述环流对 MMC 系统的影响,文中采用准比例谐振控制方法来有效抑制二次环流谐波。由于文章篇幅限制,具体环流的准比例谐振控制设计方法参见文献[21-24]。

## 4 仿真验证与分析

为验证所提调制策略应用于中低压配电网的有效性,文中基于 Matlab/Simulink 搭建仿真模型,模型参数如表 1 所示。

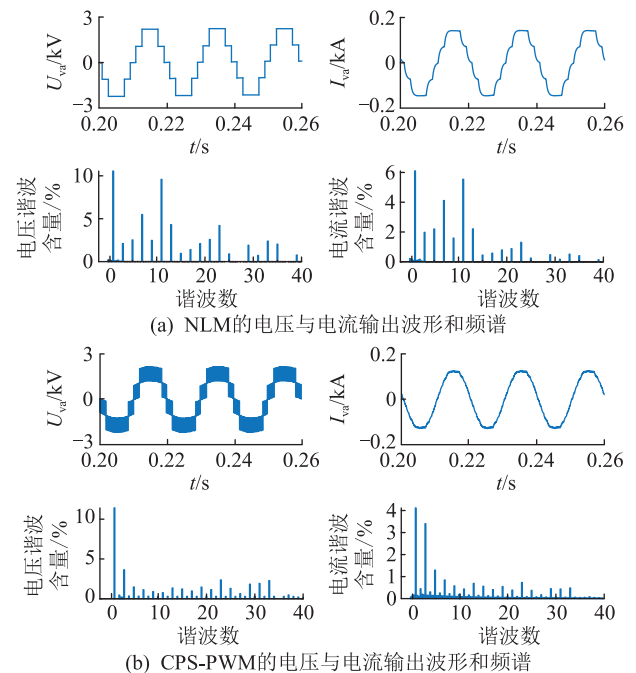
表 1 模型参数

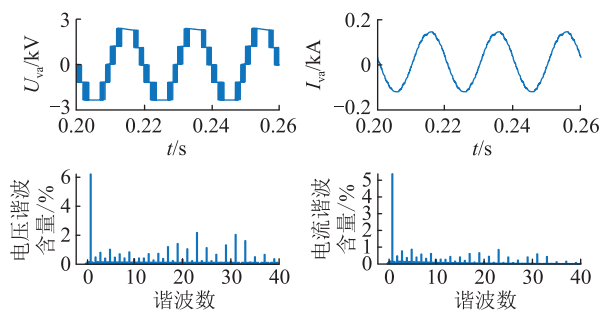
Table 1 Model parameters

参数	数值	参数	数值
桥臂子模块数目 $N$	4	直流电压 $U_{dc}/\text{kV}$	5
桥臂电感 $L/\text{mH}$	4	输出滤波电感 $L_0/\text{mH}$	6
子模块电容 $C/\mu\text{F}$	5 000	载波频率 $f_z/\text{Hz}$	2 000
电容电压额定值 $u_c/\text{kV}$	1.25	基波频率 $f_0/\text{Hz}$	50

### 4.1 谐波分析

3 种调制策略在稳态运行下 a 相交流侧输出电压和输出电流波形及各谐波快速傅里叶变换 (fast fourier transform, FFT) 分析见图 8。表 2 为 3 种调制策略在 3 个周期内的电压和电流总谐波畸变率 (total harmonic distortion, THD),其中  $f_{\text{THD,U}}$  为此 3 个周期内的电压总谐波畸变率,  $f_{\text{THD,U,L}}$  为此 3 个周期内的电压低次谐波畸变率,  $f_{\text{THD,I}}$  为此 3 个周期内的电流总谐波畸变率。





(c) 混合调制的电压与电流输出波形和频谱

图 8 3种调制策略的仿真结果

Fig.8 Simulation results of three modulation strategies

表 2 3种调制策略的电压、电流 THD

Table 2 THD of voltage and current for three modulation strategies %

调制策略	$f_{THD,U}$	$f_{THD,UL}$	$f_{THD,I}$
NLM	14.43	6.88	6.28
CPS-PWM	20.72	0.92	3.13
混合调制	18.05	2.17	3.48

对比 3 种调制策略的电压波形与频谱,当子模块数量较少时,CPS-PWM 下所有投入子模块均处于 PWM 模式,即开关管状态会频繁切换,导致电压高次谐波含量较高且开关的损耗大;NLM 下开关不会频繁切换,当子模块数量减少时,其等效输出电压平数量随之减少,导致输出电压低次谐波含量较高;文中所提策略结合这 2 种传统调制策略应用于少子模块 MMC 时的优点,其开关管切换频率明显低于 CPS-PWM,不仅输出电压的高次谐波含量小于 CPS-PWM,还克服了 NLM 下输出电压低次谐波含量较高的缺陷,即输出电压低次谐波较小。对比 3 种策略的电压波形与频谱,混合调制以及 CPS-PWM 的电流波形质量较高,而 NLM 的电压波形由于较高含量的电压低次谐波,而产生较高的谐波畸变率。

#### 4.2 不同子模块数、调制比开关次数差的对比

不同子模块数目  $N$  下,混合调制与 CPS-PWM 的开关次数之差  $\Delta k$  与调制比  $m$  的关系如图 9 所示,其中  $\Delta k$  为:

$$\Delta k = \frac{n_{CPS} - n_H}{n_{CPS}} \quad (11)$$

式中: $n_{CPS}, n_H$  分别为采用 CPS-PWM、混合调制时下桥臂子模块开关次数。

由图 9 可知,当子模块数目一定时,随着调制比的增大,2 种调制方式的子模块开关次数之差增大。以  $N=4$  为例,当  $m=1$  时,一个周期内 CPS-PWM 的开关次数为 160 次,混合调制的开关次数为 94 次,降低了 41.25%,符合图 9 中的  $N=4$  的轨迹,有效证明了该混合调制比 CPS-PWM 的开关频率

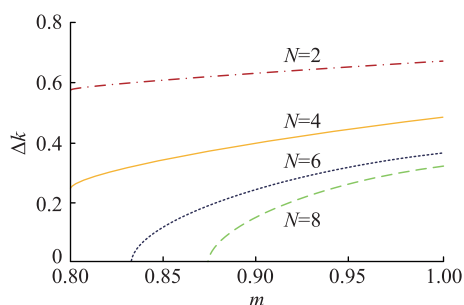


图 9 不同子模块数目下  $\Delta k$  与  $m$  的关系

Fig.9 The relationship between  $\Delta k$  and  $m$  with different numbers of sub-modules

低,从而减少了开关损耗。

#### 4.3 子模块电容电压均压效果对比

将子模块的电压排序算法和各调制模式转换程序相结合,并将混合调制的均衡电压效果与常规 NLM 与 CPS-PWM 下的均压效果进行对比,如图 10 所示,其中虚线表示电容电压标准值 1.25 kV。

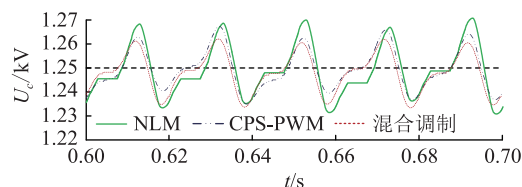


图 10 3种调制策略均压仿真结果

Fig.10 Voltage equalization simulation results of three modulation strategies

由图 10 可知,在波峰处,混合调制比 NLM 波动值平均减小 0.63%;在波谷处,比 NLM 波动幅度小,比 CPS-PWM 平均增加 0.40%。由此可见,文中所提混合调制下的子模块均衡算法对子模块电容电压具有较好的控制效果,整体波动幅度较小。

#### 4.4 环流抑制对比

3 种调制策略下的  $j$  相环流抑制波形见图 11,  $I_{cirj}$  为  $j$  相环流。

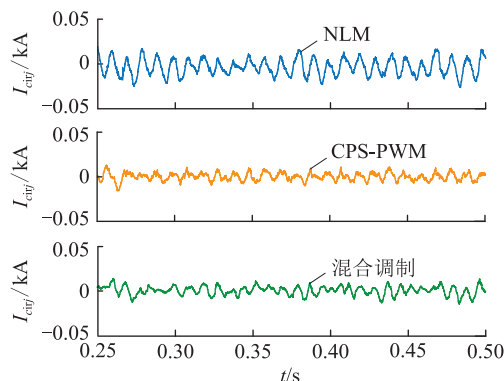


图 11 3种调制策略均流仿真结果

Fig.11 Current equalization simulation results of three modulation strategies

由图 11 可知,文中所提策略适用于已有的环流抑制方法,能有效抑制环流,保证少子模块 MMC 在该混合调制下的正常运行。

## 5 结语

文中提出了一种适用于少子模块 MMC 的混合调制策略,利用输出电平阶跃点进行 NLM 与 CPS-PWM 模式间的实时切换,同时结合子模块电容电压均衡控制与环流控制进一步保证少子模块 MMC 系统在该混合调制下的正常运行。结果表明,该混合调制策略在少子模块 MMC 系统中兼顾低输出谐波和低开关损耗的特点,提高了系统整体的输出质量;且使 MMC 系统处于高调制度下工作,保证了高直流电压利用率,提高了 MMC 的输出能力。文中策略主要针对子模块数目较少、中低压配电网下的 MMC 系统,而对于子模块数较多、电压等级更高的 MMC 系统的适用性还待进一步研究。

本文得到江苏省研究生科研与实践创新项目(SJCX21\_0943)资助,谨此致谢!

### 参考文献:

- [1] 陈国平,李明节,许涛,等. 我国电网支撑可再生能源发展的实践与挑战[J]. 电网技术,2017,41(10):3095-3103.  
CHEN Guoping, LI Mingjie, XU Tao, et al. Practice and challenge of renewable energy development based on interconnected power grids [J]. Power System Technology, 2017, 41(10): 3095-3103.
- [2] LI C Y, XU J Z, ZHAO C Y. A coherency-based equivalence method for MMC inverters using virtual synchronous generator control[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(3):1369-1378.
- [3] 查晓明. 模块化多电平功率变换技术在新型电力系统中的深化应用[J]. 电力工程技术,2021,40(4):1.  
ZHA Xiaoming. Deepening application of modular multilevel power conversion technology in new power system[J]. Electric Power Engineering Technology, 2021, 40(4): 1.
- [4] 冯俊杰,周诗嘉,陈付强,等. 中压应用场景下模块化多电平换流器直流侧谐波等值电路建模研究[J]. 电力电容器与无功补偿,2021,42(5):136-142.  
FENG Junjie, ZHOU Shijia, CHEN Fuqiang, et al. Study on modeling of DC side harmonic equivalent circuit of MMC for medium voltage application scenario[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2021, 42(5): 136-142.
- [5] 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.
- [6] 王琛,许同,王毅,等. 一种适用于少子模块 MMC 的等效电平调制策略[J]. 中国电机工程学报,2021,41(14):4954-4964.  
WANG Chen, XU Tong, WANG Yi, et al. An equivalent level modulation strategy for MMC with small quantities of submodules[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(14): 4954-4964.
- [7] 季一润. 中压柔性直流配电网关键控制技术研究[D]. 南京:东南大学,2019.  
JI Yirun. Research on the key control techniques of medium voltage flexible DC distribution network[D]. Nanjing: Southeast University, 2019.
- [8] 杨喆明,付超,王彦旭,等. 一种应用于中压领域的 MMC 混合调制策略[J]. 电力电子技术,2016,50(7):10-11,56.  
YANG Zheming, FU Chao, WANG Yanxu, et al. A hybrid modulation strategy applied to medium voltage of MMC[J]. Power Electronics, 2016, 50(7): 10-11, 56.
- [9] 徐云飞,肖湘宁,龙云波,等. 模块化多电平变换器混合调制策略[J]. 电力电子技术,2015,49(12):59-61.  
XU Yunfei, XIAO Xiangning, LONG Yunbo, et al. A hybrid modulation and control of modular multilevel converter[J]. Power Electronics, 2015, 49(12): 59-61.
- [10] 姚钢,杨晨,黎灿兵,等. 一种改进的中压 MMC 混合调制策略[J]. 电力电子技术,2021,55(4):120-123,136.  
YAO Gang, YANG Chen, LI Canbing, et al. An improved hybrid modulation strategy for medium voltage MMC[J]. Power Electronics, 2021, 55(4): 120-123, 136.
- [11] LIN L, LIN Y Z, HE Z, et al. Improved nearest-level modulation for a modular multilevel converter with a lower submodule number[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8):5369-5377.
- [12] CHEN X X, LIU J J, SONG S G, et al. Circulating harmonic currents suppression of level-increased NLM based modular multilevel converter with deadbeat control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11):11418-11429.
- [13] 叶满园,童子威,陈子豪,等. 改进的新型 II 型不对称 CHB 逆变器调制策略[J]. 高电压技术,2021,47(6):2186-2194.  
YE Manyuan, TONG Ziwei, CHEN Zihao, et al. Modified new modulation strategy of type II asymmetric hybrid CHB inverter [J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(6): 2186-2194.
- [14] 刘追,刘振兴,李翠. 一种基于最近电平调制方式的 MMC 电压均衡改进方法[J]. 电测与仪表,2017,54(24):87-93.  
LIU Zhui, LIU Zhenxing, LI Cui. An improved voltage balancing method based on MMC nearest level modulation[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2017, 54(24): 87-93.
- [15] 王昆. 最近电平调制下模块化多电平变换器工频排序平衡方法与故障诊断技术研究[D]. 杭州:浙江大学,2020.  
WANG Kun. Research on capacitor voltage balancing and failure diagnosis methods of MMC based on fundamental frequency sorting strategy with nearest level modulation[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2020.
- [16] 李鹏鹏,郭家虎,梁克靖. 基于 MMC 的最近电平逼近调制谐波特性分析[J]. 电源技术,2014,38(4):759-763.  
LI Pengpeng, GUO Jiahu, LIANG Kejing. Analysis of harmonic characteristics for nearest level modulation based on MMC[J].

- Chinese Journal of Power Sources, 2014, 38(4): 759-763.
- [17] 魏新伟,何志兴,徐千鸣,等. 载波移相调制模块化多电平换流器双均压系数电压平衡方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(24): 7314-7325, 7458.
- WEI Xinwei, HE Zhixing, XU Qianming, et al. Dual voltage-sharing coefficients voltage balance method for modular multi-level converter with carrier phase shifted modulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(24): 7314-7325, 7458.
- [18] 钟伟,王晓刚. 阈值区间双向逼近的 MMC 电容电压均衡策略研究[J]. 自动化仪表, 2020, 41(9): 10-14.
- ZHONG Wei, WANG Xiaogang. Research on capacitor voltage balancing method for MMC with bi-directional approaching in threshold interval [J]. Process Automation Instrumentation, 2020, 41(9): 10-14.
- [19] 粟咏梅,粟时平,李琳,等. 模块化多电平换流器电容电压优化均衡法研究[J]. 电力科学与技术学报, 2019, 34(2): 76-83.
- SU Yongmei, SU Shiping, LI Lin, et al. An improved capacitor voltage balancing strategy of modular multilevel converter[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2019, 34(2): 76-83.
- [20] 张婕,曾国辉,赵晋斌,等. 基于改进冒泡排序的模块化多电平换流器电容电压均衡策略[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(6): 92-99.
- ZHANG Jie, ZENG Guohui, ZHAO Jinbin, et al. Modular multilevel converter capacitor voltage balancing strategy based on improved bubble sorting [J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(6): 92-99.
- [21] 邵文权,王立宝,程远,等. MMC 子模块均压及相间环流抑制方案研究[J]. 电气传动, 2019, 49(5): 67-72.
- SHAO Wenquan, WANG Libao, CHENG Yuan, et al. Research on voltage balance of MMC sub-module and phase-to-phase loop suppression scheme [J]. Electric Drive, 2019, 49(5): 67-72.
- [22] 吴凡. 模块化多电平变换器环流控制策略研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2019.
- WU Fan. Circulating current control strategy for modular multi-level converter [D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2019.
- [23] 李慧,张鹏,刘思嘉. MMC 环流抑制策略的暂态分析[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(2): 30-38.
- LI Hui, ZHANG Peng, LIU Sijia. Transient analysis of MMC circulating current suppression strategy [J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(2): 30-38.
- [24] 马秀娟,滕佳怡,姚统. 基于环流抑制策略的 MMC 电容电压平衡控制[J]. 控制工程, 2019, 26(9): 1745-1750.
- MA Xiujuan, TENG Jiayi, YAO Tong. Capacitor voltage balancing control of modular multilevel converter based on circulation current suppression strategy [J]. Control Engineering of China, 2019, 26(9): 1745-1750.

作者简介:



陈静

陈静(1998),女,硕士在读,研究方向为模块化多电平变换器保护与控制(E-mail: 1210196010@qq.com);

赵涛(1965),男,博士,教授,研究方向为新能源并网技术及大功率变流技术;

徐友(1978),男,博士,副教授,研究方向为电力电子与新能源发电系统故障穿越。

## A hybrid modulation strategy suitable for MMC with small quantities of sub-modules

CHEN Jing, ZHAO Tao, XU You, SUN Quan, ZHANG Cheng, CAO Yunkai  
(School of Automation, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 211167, China)

**Abstract:** As the voltage level is relatively low under medium and low voltage distribution network, the number of modular multilevel converter (MMC) sub-modules is also small. Therefore, the modulation mode of MMC with small quantities of sub-modules has an important influence on the performance of the MMC system. In order to improve the output quality and output capability of the MMC with small quantities of sub-modules, a hybrid modulation strategy suitable for MMC with small quantities of sub-modules based on level step switching at a high modulation degree is proposed. On the basis of the nearest level modulation (NLM), the MMC is controlled to switch between NLM and the carrier phase shift pulse width modulation (CPS-PWM) at the output level step point in real time. At the same time, the circulation control and the sub-module voltage equalization control are combined to further ensure the normal operation of MMC with small quantities of sub-modules under the hybrid modulation. Then, the simulation model of MMC hybrid modulation with four sub-modules is established, and a simulation study is carried out on the MMC hybrid modulation strategy of the MMC with small quantities of sub-modules. The results show that the proposed hybrid modulation strategy not only takes into account the characteristics of low output harmonics and low switching loss, but also improves its output quality. And its operation in high-profile system increases the DC voltage utilization rate and improves the output capacity of the MMC with small quantities of sub-modules.

**Keywords:** medium and low voltage distribution network; modular multilevel converter (MMC); nearest level modulation (NLM); carrier phase shifted pulse width modulation (CPS-PWM); harmonic analysis; voltage equalization control; circulation control

(编辑 陆海霞)