

# 基于二次谐波环流注入方法的混合MMC 电容电压平衡控制策略

曹鑫巍,任文明,王炜信  
(中国航空综合技术研究所,北京 100028)

**摘要:**当高压直流输电系统直流侧电压降低时,混合模块化多电平变换器(MMC)将工作在过调制状态,面临电容电压不平衡的问题。分析过调制状态下混合MMC中半桥与全桥子模块电容充放电过程与能量变化,提出一种简化的二次谐波环流参考幅值的生成方法。采用二次谐波环流注入方法避免混合MMC中半桥与全桥子模块电容电压不平衡的发生,实现半桥与全桥子模块电容在一个周期内的充放电平衡,使混合MMC在直流电压降低时继续传输有功功率。仿真与实验结果表明,所提出的二次谐波环流注入方法能够有效实现混合MMC在过调制状态下的电容电压平衡。

**关键词:**高压直流输电;混合模块化多电平变换器;过调制;电容电压平衡;二次谐波环流

**中图分类号:**TM 721.1;TM 46

**文献标志码:**A

**DOI:**10.16081/j.epae.202108002

## 0 引言

自模块化多电平变换器(MMC)的拓扑结构被提出以来,在高压直流输电系统中得到广泛应用<sup>[1-5]</sup>。与基于半控型器件的电网换相变换器相比,MMC具有更加优越的模块化特性、可靠性、电能输出质量以及可延展性等<sup>[6]</sup>。基于半桥子模块(HBSM)的MMC(HBSM-MMC)结构最为简单,成本低,运行效率高,但是不具备直流故障隔离与穿越能力<sup>[7-9]</sup>。学术界提出了多种具备直流故障处理能力的子模块拓扑<sup>[10-13]</sup>,基于全桥子模块(FBSM)的MMC(FBSM-MMC)结构因具有拓扑结构更加简单、输出电平数较多等特点,获得广泛应用与推广<sup>[12]</sup>。但相较于HBSM-MMC,FBSM-MMC需要更多的开关器件,从而带来了更高的导通损耗与系统成本。

为了同时兼顾MMC的较高运行效率与直流侧故障处理能力,通过将HBSM-MMC各桥臂中的部分HBSM用FBSM替代,得到了基于HBSM与FBSM的混合MMC<sup>[14-16]</sup>。在高压直流输电系统中,当出现恶劣的天气或系统绝缘设备故障等异常情况时,需要降低直流电压以保证高压直流输电系统的可靠运行,混合MMC将在过调制状态(交流侧相电压幅值高于直流侧电压的一半)下持续传输有功功率,交流电网电压保持不变,直流侧电流保持不变。当直流电压降低超过一定范围时,混合MMC中2种子模块的电容电压将无法保持平衡,其中一种子模块电容由于过度充电,电压不断升高,另一种子模块电容由于过度放电,电压不断降低,最终混合MMC将因电容故障触发保护系统而停运<sup>[14]</sup>。

为了抑制混合MMC过调制运行中电容电压不

平衡现象的发生,已有的解决方法包括减小功率因数<sup>[14]</sup>、增加FBSM数量的比例与基频无功环流注入<sup>[17]</sup>以及二次谐波环流注入<sup>[18-19]</sup>等。文献[14]分析了直流侧电压严重降低时子模块电容电压的不平衡现象,并通过降低混合MMC运行的功率因数抑制了电容电压不平衡的发生。文献[17]分析了子模块混合比、运行功率因数以及电压调制比对子模块电容电压平衡的影响,得出以下结论:电压调制比越大,子模块电容电压越容易产生不平衡;功率因数越小,子模块混合比越大,子模块电容电压越容易实现平衡。同时通过基频无功环流注入的方法,实现了直流电压降低时子模块电容电压平衡的控制,但是基频环流的注入会增大子模块开关管的电流应力,显著增加混合MMC的导通损耗。相比之下,文献[18]提出基于二次谐波环流注入实现子模块电容电压平衡的控制方法,能够有效降低对开关管的电流应力要求,但是其获得二次谐波环流参考幅值的过程需要大量傅里叶分析,计算方法复杂,实施困难。文献[19]提出了一种简化的二次谐波环流参考幅值生成方法,减小了在线运算量,但所提计算方法所适用的过调制范围有限。综上所述,二次谐波环流注入方法能够获得更加优越的系统运行效果,实现的关键在于通过高效的计算方法获得有效可靠的二次谐波电流参考幅值。

本文提出一种简化的二次谐波参考幅值计算方法。根据混合MMC过调制下的子模块电容电压波动特点,提出实现子模块电容电压平衡的充分条件,据此计算满足电压平衡条件的二次谐波环流参考幅值。通过仿真与实验分别进行验证,证明了本文所提二次谐波注入法可实现子模块电容电压平衡。

## 1 混合 MMC 超调运行

### 1.1 混合 MMC 超调运行机理

混合 MMC 的拓扑结构如图 1 所示,上、下桥臂中均包含  $N$  个子模块( $N_{\text{HB}}$  个 HBSM 与  $N_{\text{FB}}$  个 FBSM)与 1 个桥臂电感  $L_{\text{arm}}$ 。图中,  $U_{\text{dc}}$ 、 $I_{\text{dc}}$  分别为直流侧电压、电流;  $u_{\text{sx}}$  ( $x=a, b, c$ ) 为交流侧电网电压;  $u_{\text{xo}}$ 、 $i_{\text{xo}}$  分别为各相桥臂交流端口电压、电流;  $i_{\text{xp}}$ 、 $i_{\text{xn}}$  分别为各相上、下桥臂电流;  $C_{\text{HC}}$ 、 $C_{\text{FC}}$  分别为 HBSM 与 FBSM 的电容值。由于本文重点关注 HBSM 与 FBSM 之间电容电压平衡,可以假设各 HBSM 中的电容电压  $u_{\text{HC}}$  相同,各 FBSM 中的电容电压  $u_{\text{FC}}$  相同。

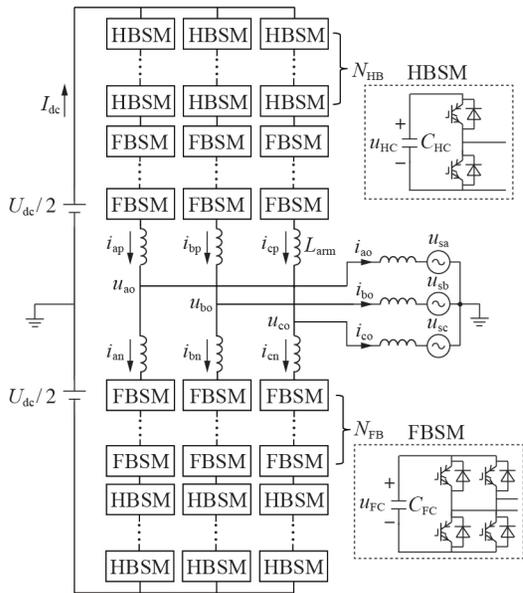


图 1 混合 MMC 拓扑结构

Fig.1 Topology structure of hybrid MMC

定义混合 MMC 的调制比  $m$  为:

$$m = U_m / (0.5U_{\text{dc}}) \quad (1)$$

式中:  $U_m$  为交流侧的相电压幅值。当  $m > 1$  时,系统运行在过调制状态,交流侧电压的升高与直流侧电压的降低都会引起混合 MMC 的超调运行。定义混合比  $h$  为 FBSM 数量占子模块总数的比值,其表达式为:

$$h = N_{\text{FB}} / N \quad (2)$$

在高压直流输电系统中,  $h$  一般取 1/2,该混合比既满足了直流侧短路故障穿越的需求,也满足了系统设计的经济性要求。混合 MMC 既可运行于受端逆变状态,又可运行于送端整流状态,其运行互为逆过程,本文中只针对逆变状态下的混合 MMC 进行分析,整流状态下的分析依此类推。同时,由于直流侧电压的降低对三相桥臂子模块的影响效果相同,且对同相中的上下桥臂影响对称,本文以 a 相上桥臂为例,对直流电压降低下的混合 MMC 运行特性进行分析。在混合 MMC 中,假设环流中只含有直流分

量,根据基尔霍夫电压、电流定律,桥臂电压与桥臂电流可以表示为:

$$\begin{cases} u_{\text{ap}} = \frac{1}{2}U_{\text{dc}} - U_m \sin(\omega t) = \frac{U_m}{m} - U_m \sin(\omega t) \\ i_{\text{ap}} = \frac{1}{3}I_{\text{dc}} + \frac{1}{2}I_m \sin(\omega t + \phi) \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $u_{\text{ap}}$  为 a 相上桥臂的桥臂电压;  $I_m$  为交流侧的相电流幅值;  $\phi$  为功率因数角;  $\omega$  为系统角频率。

图 2 为直流侧电压降低时混合 MMC 的桥臂电压与电流波形,图中  $u_{\text{apN}}$ 、 $i_{\text{apN}}$  分别为直流侧电压正常情况下的桥臂电压、电流。当直流侧电压降低时,根据式(3),桥臂电压中的交流分量不变,直流分量向下平移后,桥臂电压  $u_{\text{ap}}$  出现负值;直流电流  $I_{\text{dc}}$  不变,有功功率减小,由于交流电压保持不变,交流电流幅值减小,与直流电压正常情况下的桥臂电流相比,电压降低时桥臂电流  $i_{\text{ap}}$  中的负值部分面积减小甚至消失。

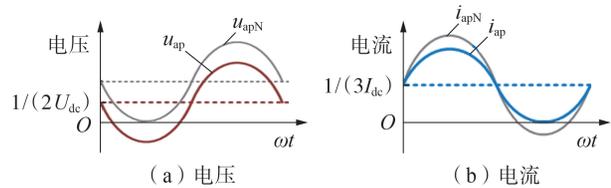


图 2 直流侧电压降低时的桥臂电压与电流

Fig.2 Arm voltage and current when DC voltage decreases

过调制运行下,混合 MMC 子模块投入原则如下:①当桥臂参考电压为负时,仅 FBSM 通过输出负电平实现桥臂参考电压值输出,根据电容电压排序结果选取 FBSM 投入,此时, FBSM 电容放电, HBSM 电容电压保持不变;②当桥臂参考电压为非负时, HBSM 与 FBSM 的电容同时参加排序,根据排序结果与电流方向选择子模块投入或旁路<sup>[17]</sup>,此时 FBSM 等效为 HBSM。

### 1.2 电容电压不平衡机理

图 3 为 2 种不同调制比下 ( $m=1.55$  与  $m=1.8$ ) 子模块电容电压示意图。图中,  $u_{\text{Fm}}$  为所有 FBSM 可输出的最大正电压;  $\theta_1 - \theta_7$  为一个完整的基频周期,  $\theta_1$  与  $\theta_2$  为桥臂电压的过零点,  $\theta_4$  与  $\theta_5$  为桥臂电流的过零点,  $\theta_3$  与  $\theta_6$  为桥臂电压与  $u_{\text{Fm}}$  的交点相位;  $\theta_b$  为 HBSM 电容电压与 FBSM 电容电压的平衡点,当 HBSM 与 FBSM 电容电压能够实现平衡时,在不同程度的直流侧电压降低下,  $\theta_b$  可以位于  $[\theta_1, \theta_7]$  之间任意时间段内。图 3(a) 为  $\theta_b$  存在于  $(\theta_6, \theta_7]$  之间的子模块电容电压实现平衡时的电压波形。当 HBSM 与 FBSM 电容电压不能满足平衡条件时,  $\theta_b$  将不存在,图 3(b) 为电容电压不平衡时的电压波形。

在图 3(a) 中,假设桥臂中某一时刻同时投入的

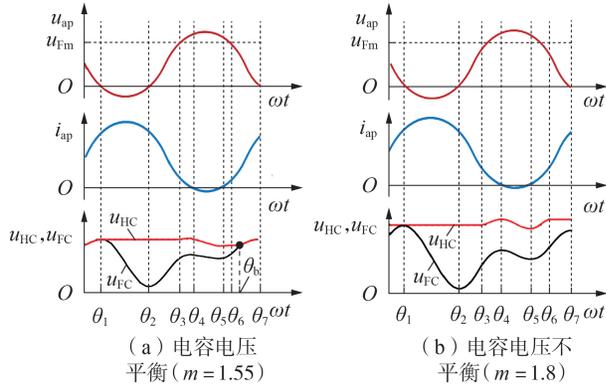


图 3 2种过调制下的子模块电容电压

Fig.3 Capacitor voltage of submodule under two kinds of over-modulation states

子模块数为  $n_{ap}$ : ①在  $[\theta_1, \theta_2]$  内, 选择电容电压较高的  $n_{ap}$  个 FBSM 以负电平投入, 电容电压降低, 此时, 由于被旁路的 HBSM 电容电压保持不变, 2 种子模块电容电压之间的电压差增大; ②在  $(\theta_2, \theta_3]$  内, FBSM 由于电容电压较低将被优先投入, 选择电容电压较低的  $n_{ap}$  个 FBSM 输出正电压, 使电容电压充电, 此时, HBSM 电容电压依然保持不变; ③在  $(\theta_3, \theta_4]$  内, 由于桥臂参考电压  $u_{ap}$  超过  $u_{fm}$ ,  $N_{FB}$  个 FBSM 全部投入,  $n_{ap} - N_{FB}$  个 HBSM 补充投入, 所有投入的子模块都被充电, 因此, HBSM 与 FBSM 电容电压均增大; ④在  $(\theta_4, \theta_5]$  内, 桥臂电流为负, 由于 HBSM 电容电压较高, 因此, HBSM 优先投入, 输出正电平使电容放电, 此时,  $N_{HB}$  个 HBSM 全部投入,  $n_{ap} - N_{HB}$  个 FBSM 补充投入; ⑤在  $(\theta_5, \theta_6]$  内,  $u_{ap} > u_{fm}$ , FBSM 电容电压低于 HBSM,  $N_{FB}$  个 FBSM 全部投入,  $n_{ap} - N_{FB}$  个 HBSM 补充投入; ⑥在  $(\theta_6, \theta_b]$  内,  $n_{ap}$  个 FBSM 将被优先投入充电, 电压升高, HBSM 电容电压不变, 在  $\theta_b$  处 FBSM 与 HBSM 电容电压相等; ⑦在  $(\theta_b, \theta_7]$  内, HBSM 与 FBSM 将获得均等的投入机会, 2 种子模块的电容电压相互重叠, 保持相等。

图 3(b) 中, 混合 MMC 调制比增大为 1.8, 此时桥臂电流的负值部分进一步减小。由于 HBSM 只具备非负电平输出能力, 其在一个周期内的放电机会与放电能量大小将进一步减小, 此时, HBSM 的电容在一个基频周期内的能量变化将大于 0, 充电能量大于放电能量。当一个基频周期结束之后, HBSM 电容由于充电过多, 电容能量增大, 电压增大; 而 FBSM 电容由于放电过多, 电容能量减小, 电压减小。随着周期数的增加, 2 种子模块之间的电压差将不断累积, 最终造成系统故障, 被迫停运。因此, 混合 MMC 在过调制下的电容电压不平衡, 是由调制比增大导致桥臂电流负值部分减小所引起的。

因此, 如果能够保证 HBSM 和 FBSM 电容在一个周期内的能量变化为 0, 即可实现电容电压的平衡。

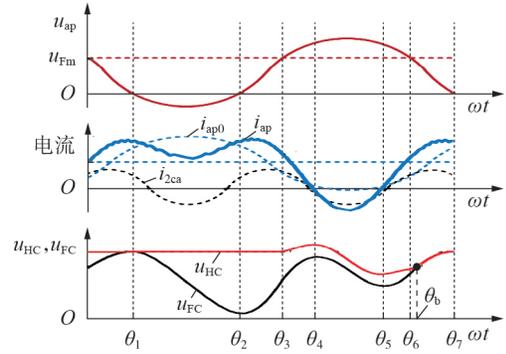
式(4)为混合 MMC 过调制下 HBSM 与 FBSM 电容电压平衡的充分必要条件。

$$\begin{cases} \Delta E_{HB} = 0 \\ \Delta E_{FB} = 0 \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $\Delta E_{HB}$ 、 $\Delta E_{FB}$  分别为 HBSM、FBSM 电容在一个周期内的能量变化平均值。

## 2 二次谐波环流注入实现电容电压平衡

通过二次谐波环流注入实现电容电压不平衡抑制的方法, 其有效性已经在文献[18-19]中得到验证。图 4 为  $m=1.8$  时注入二次谐波环流后电容电压波形。图中,  $i_{ap0}$  为二次谐波环流注入前的桥臂电流;  $i_{2ca}$  为注入的二次谐波环流。由图可知当注入合适的二次谐波环流时, 能够削减  $(\theta_1, \theta_2]$  之间桥臂电流正峰值对 FBSM 电容的放电, 同时增强  $(\theta_4, \theta_5]$  之间桥臂电流负峰值对 HBSM 电容的放电, 从而使  $u_{HC}$  与  $u_{FC}$  能够在每个基频周期内出现平衡点  $\theta_b$ , 实现 HBSM 与 FBSM 电容电压之间的平衡。

图 4  $m=1.8$  时二次谐波环流注入后电容电压波形Fig.4 Waveform of capacitor voltage after second-order harmonic circulation injection when  $m=1.8$ 

文献[16]中已经证明, 设计所注入的二次谐波环流相位, 当二次谐波环流如式(5)所示时 HBSM 电容可获得最佳的能量补偿效果。

$$i_{2ca} = I_{2ca} \sin(2\omega t + 2\phi + \pi/2) \quad (5)$$

式中:  $I_{2ca}$  为所注入的二次谐波环流的参考幅值。注入二次谐波环流之后的桥臂电流可以表示为:

$$i_{ap} = \frac{1}{3} I_{dc} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \phi) + I_{2ca} \sin\left(2\omega t + 2\phi + \frac{\pi}{2}\right) \quad (6)$$

### 2.1 二次谐波环流参考幅值的生成

在混合 MMC 中, 每个桥臂在一个周期内的电容能量变化为 0, 即 HBSM 电容能量与 FBSM 电容能量的变化之和互为相反数, 因此, 式(4)所示的电容电压平衡条件中, 仅需要保证  $\Delta E_{HB}$  或  $\Delta E_{FB}$  中的一个为 0, 另一个也会自动为 0<sup>[17-18]</sup>。本文控制  $\Delta E_{HB} = 0$ , 注入二次谐波环流之后, HBSM 电容在一个周期内的

能量变化为:

$$\Delta E_{HB} = \Delta E_{HB(3,7)}/N_{HB} + (\Delta E_{HB(3,4)} + \Delta E_{HB(4,5)} + \Delta E_{HB(5,6)} + \Delta E_{HB(6,7)})/N_{HB} \quad (7)$$

$$\begin{cases} \Delta E_{HB(3,4)} = \int_{\theta_3}^{\theta_4} u_{HB(3,4)} i_{ap} d\omega = \int_{\theta_3}^{\theta_4} (u_{ap} - N_{FB} u_C) i_{ap} d\omega \\ \Delta E_{HB(4,5)} = \int_{\theta_4}^{\theta_5} u_{HB(4,5)} i_{ap} d\omega = \int_{\theta_4}^{\theta_5} N_{HB} u_C i_{ap} d\omega \\ \Delta E_{HB(5,6)} = \int_{\theta_5}^{\theta_6} u_{HB(5,6)} i_{ap} d\omega = \int_{\theta_5}^{\theta_6} (u_{ap} - N_{FB} u_C) i_{ap} d\omega \\ \Delta E_{HB(6,7)} = \int_{\theta_6}^{\theta_7} u_{HB(6,7)} i_{ap} d\omega \leq \int_{\theta_6}^{\theta_7} \frac{N_{HB}}{N} u_{ap} i_{ap} d\omega \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $\Delta E_{HB(i,j)}$  为所有 HBSM 电容在  $(\theta_i, \theta_j)$  之间的总能量变化,  $i, j=1, 2, \dots, 7$ ;  $u_{HB(i,j)}$  为所有 HBSM 电容在  $(\theta_i, \theta_j)$  之间承担的总电压;  $u_C$  为子模块额定电压。桥臂电压与  $u_{Fm}$  的交点相位  $\theta_3$  与  $\theta_6$  分别为:

$$\begin{cases} \theta_3 = \arcsin \frac{N - mN_{FB}}{mN} \\ \theta_6 = 3\pi - \arcsin \frac{N - mN_{FB}}{mN} \end{cases} \quad (9)$$

由于注入二次谐波环流后的桥臂电流过零点  $\theta_4, \theta_5$  的坐标求解十分复杂, 需要对式(8)进行简化。由图3可知, 式(8)中的分段能量为:

$$\Delta E_{HB(6,7)} \geq 0 \quad (10)$$

为了使  $\Delta E_{HB} = 0$ , 仅需使  $\Delta E_{HB(3,6)}$  满足:

$$\Delta E_{HB(3,6)} = \int_{\theta_3}^{\theta_4} (u_{ap} - N_{FB} u_C) i_{ap} d\omega + \int_{\theta_4}^{\theta_5} N_{HB} u_C i_{ap} d\omega + \int_{\theta_5}^{\theta_6} (u_{ap} - N_{FB} u_C) i_{ap} d\omega \leq 0 \quad (11)$$

在整个基频周期内, 可得:

$$u_{ap} - N_{FB} u_C \leq N u_C - N_{FB} u_C = N_{HB} u_C \quad (12)$$

将式(8)、(12)代入式(11)中, 可得更严格的不等式为:

$$\Delta E_{HB(3,6)} \leq \int_{\theta_3}^{\theta_4} N_{HB} u_C i_{ap} d\omega + \int_{\theta_4}^{\theta_5} N_{HB} u_C i_{ap} d\omega + \int_{\theta_5}^{\theta_6} N_{HB} u_C i_{ap} d\omega = \int_{\theta_3}^{\theta_6} N_{HB} u_C i_{ap} d\omega \leq 0 \quad (13)$$

最终得到满足电容电压平衡的充分条件为:

$$\Delta E_{HB(3,6)} \leq \int_{\theta_3}^{\theta_6} N_{HB} u_C i_{ap} d\omega = N_{HB} u_C \int_{\theta_3}^{\theta_6} i_{ap} d\omega \leq 0 \quad (14)$$

即:

$$\int_{\theta_3}^{\theta_6} i_{ap} d\omega \leq 0 \quad (15)$$

将式(6)代入式(15)可得:

$$\int_{\theta_3}^{\theta_6} \left[ \frac{1}{3} I_{dc} + \frac{1}{2} I_m \sin(\omega t + \phi) + I_{2ca} \sin\left(2\omega t + 2\phi + \frac{\pi}{2}\right) \right] d\omega \leq 0 \quad (16)$$

由此可以得到二次谐波环流幅值的取值范围为:

$$I_{2ca} \geq \left| \frac{\cos(\theta_6 + \phi) - \cos(\theta_3 + \phi)}{\sin(2\theta_6 + 2\phi) - \sin(2\theta_3 + 2\phi)} - \frac{2m(\theta_6 - \theta_3) \cos \phi}{4[\sin(2\theta_6 + 2\phi) - \sin(2\theta_3 + 2\phi)]} \right| I_m \quad (17)$$

在单位功率因数情况下,  $\phi=0$ , 式(17)可以进一步简化为:

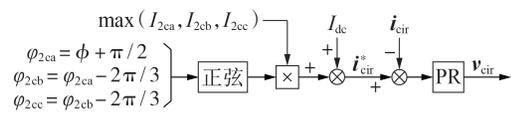
$$I_{2ca} \geq \left| \frac{\cos \theta_6 - \cos \theta_3}{\sin(2\theta_6) - \sin(2\theta_3)} - \frac{2m(\theta_6 - \theta_3)}{4[\sin(2\theta_6) - \sin(2\theta_3)]} \right| I_m \quad (18)$$

对于特定的  $m$ , 在单位功率因数下能够满足平衡条件所需的二次谐波环流参考幅值, 可以满足全功率因数范围内的电容电压平衡需求。

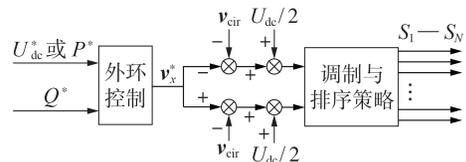
## 2.2 系统整体运行与控制

附录A图A1为混合MMC整体运行流程图, 当直流侧电压正常时, 混合MMC的工作模式与控制策略与HBSM-MMC一致, HBSM与FBSM电容电压保持平衡。当检测到直流电压发生降压运行时, 混合MMC工作于过调制状态。如果降压运行不会导致2种子模块电容电压出现不平衡, 则混合MMC将无需注入二次谐波环流信号; 如果降压运行导致2种子模块电容电压出现不平衡, 则注入二次谐波环流的参考幅值通过式(17)获得, 参考相位通过桥臂电流相位检测, 并产生  $90^\circ$  相位差获得。

图5为过调制下混合MMC通过二次谐波环流注入实现电容电压平衡的整体控制框图。图5(a)中,  $I_{2ca}$  为三相二次谐波环流参考幅值, 若混合MMC在运行过程中三相二次谐波参考幅值不同, 为使三相注入的二次谐波环流保持对称, 且能满足每相的电压不平衡补偿要求, 选择三相中的最大二次谐波环流参考幅值作为最终的参考量, 即  $\max(I_{2ca}, I_{2cb}, I_{2cc})$ 。 $i_{cir}$  为采样所得的三相桥臂环流, 其与二次谐波环流参考值  $i_{cir}^*$  的差值输入比例谐振(PR)调节器, 输出由二次谐波环流控制产生的三相共模电压  $v_{cir}$ 。图5(b)



(a) 二次谐波电流注入控制



(b) 系统电流控制

图5 混合MMC系统控制框图

Fig.5 Control block diagram of hybrid MMC system

中,外层控制根据有功功率参考值  $P^*$  或者直流电压参考值  $U_{dc}^*$  控制有功分量,根据无功功率参考值  $Q^*$  控制无功分量,最终得到三相电压参考值  $v_x^*$ 。 $v_x^*$  叠加直流分量与  $v_{cir}$ ,作为混合 MMC 的桥臂参考电压,经过调制与排序算法最终得到每个桥臂中子模块对应的开关信号  $S_1-S_N$ 。

### 3 仿真与实验验证

#### 3.1 仿真实验

本文在 MATLAB / Simulink 平台搭建三相混合 MMC 仿真模型,对所提控制策略进行验证,附录 A 表 A1 为仿真模型的相关参数。

图 6 为直流侧电压降低至一半时,即调制比由  $m=1$  变为  $m=2$  时,混合 MMC 子模块电容电压发生不平衡的仿真结果。0.5 s 时,直流侧电压由 60 kV 下降为 30 kV,无二次谐波环流注入时 HBSM 电容电压不断升高,FBSM 电容电压不断降低,子模块电容电压之间发生严重的不平衡。

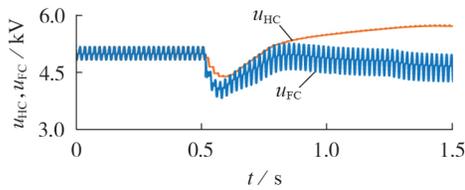
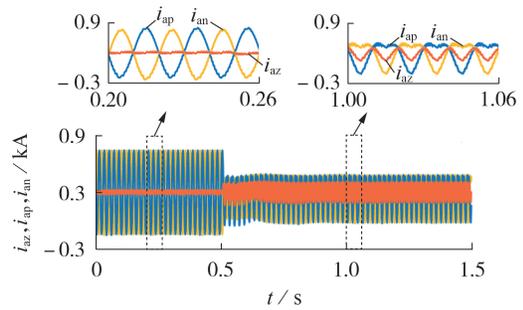


图 6 无二次谐波环流注入时的子模块电容电压波形  
Fig.6 Waveforms of submodule capacitor voltage without second-order harmonic current injection

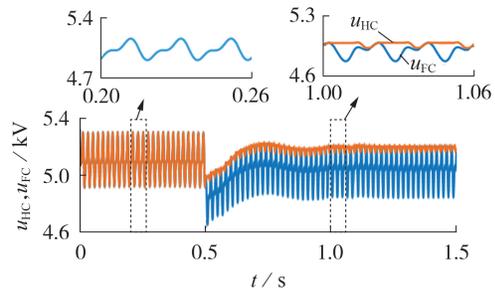
当直流侧电压降低,调制比  $m=2$  时,采用本文所提二次谐波环流注入方法可实现混合 MMC 电容电压平衡,仿真结果见附录 A 图 A2 和图 7。图 A2 中,直流侧电压在 0.5 s 时降低至一半,混合 MMC 运行在超调状态下  $m=2$ 。直流侧电流大小保持不变,因此有功功率  $P$  大小降为额定功率的 1/2。交流侧电压保持稳定输出,交流侧电流随着有功功率的降低也减小为额定值的一半。根据式(17)计算得到二次谐波环流参考幅值为 100 A,与图 A2 所示的 0.5 s 时二次谐波环流参考幅值相等。

图 7 中,在  $(0, 0.5]$  s 正常运行下,环流中仅包含直流分量  $i_{az}$ ; 0.5 s 后,混合 MMC 桥臂电流中出现二次谐波环流。在直流侧电压降低之前, HBSM 与 FB-SM 电容电压完全重合,这是因为此时 FB-SM 不会输出负电平,2 种子模块运行模式相同; 0.5 s 后直流电压降低,通过注入二次谐波环流实现子模块电容电压的平衡,即 HBSM 电压满足式(4)所示条件,此时在一个基频周期内存在平衡点  $\theta_b$  位于  $(\theta_5, \theta_7)$  之间。

对比图 6 与图 7 中的子模块电容电压波形,可以验证本文提出的简化二次谐波环流注入方法能够有效抑制电容电压的不平衡,平衡后的电容电压均围



(a)  $i_{az}, i_{ap}, i_{an}$  波形及其放大图



(b)  $u_{Hc}, u_{Fc}$  波形及其放大图

图 7  $m=2$  时注入二次谐波电流实现电容电压平衡的仿真波形

Fig.7 Simulative waveforms of capacitor voltage balance achieved by second-order harmonic current injection when  $m=2$

绕其参考值 5 000 V 波动。

#### 3.2 实验验证

本文搭建了单相混合 MMC 实验平台验证所提方法与仿真结果的有效性,附录 A 表 A2 为实验平台参数。混合 MMC 直流侧电压降低至一半后,子模块电容电压不平衡的实验波形如附录 A 图 A3 所示,可见 HBSM 电容电压在调制比  $m=2$  后迅速上升,FB-SM 电容电压迅速下降。

图 8 为混合 MMC 在直流侧电压降低前、后(200 V 降低至 100 V)的电容电压平衡实验结果,包括直流电压大小、子模块电容电压及环流,其详细波形分别见附录 A 图 A4、A5。由图 8(a)可知:直流侧电压为 200 V; HBSM 与 FB-SM 电容电压完全重合,通过排序算法使二者在整个基频周期内均相等; a 相桥臂环流  $i_{cira}$  中直流分量为 2 A,无二次谐波环流。由图 8(b)

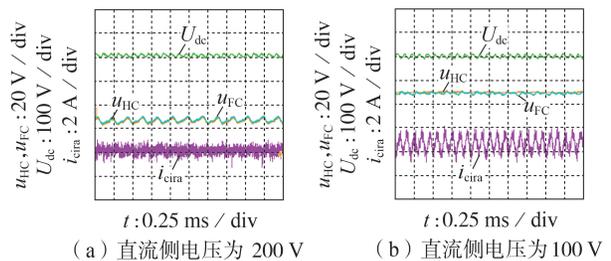


图 8  $m=2$  时电容电压平衡的实验结果

Fig.8 Experimental results of capacitor voltage balance when  $m=2$

可知,当直流电压降低至100 V时,在桥臂中注入幅值为1 A的二次谐波环流,实现电容电压平衡,此时系统功率降低为原功率的75%。由图A5(b)可知,a相桥臂环流 $i_{\text{cir}a}$ 中出现了二次谐波环流,由于二次谐波环流的注入,其正向峰值减小,负向峰值增大。注入二次谐波环流后,对比图A3所示的电容电压不平衡波形,子模块电容电压最终满足式(4)所示的平衡条件,此时 $\theta_0$ 位于 $(\theta_3, \theta_4]$ 之间。实验结果验证了本文所提简化二次谐波环流参考幅值计算方法能有效实现HBSM与FBSM电容电压之间的平衡。

## 4 结论

本文分析了混合MMC系统在直流电压降低时的工作机理以及2种子模块电容电压的能量充放电过程,通过对HBSM电容在一个周期内的能量变换计算,根据实现子模块电容电压平衡的充要条件,得到一种简化的二次谐波环流参考幅值计算方法,使该二次谐波环流的注入能够抑制过调制下的电容电压不平衡。本文所提出的二次谐波环流参考幅值计算方法具备以下创新点与优势:本文的计算基于HBSM电容的能量变化展开,一方面在计算过程中减小了计算量,简化了对桥臂电流过零点的计算过程;另一方面本文所提二次谐波参考幅值计算方法得到的结果具备一定的裕度,无需再对计算所得的结果进行放大处理。因此,本文所提基于二次谐波环流注入实现电容电压平衡的方法能以较小的计算量获得可靠的二次谐波环流参考幅值,从而实现混合MMC在过调制运行时的子模块电容电压平衡。本文通过仿真与实验验证了所提方法的有效性。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

## 参考文献:

- [1] MARQUARDT R. Current rectification circuit for voltage source inverters with separate energy stores replaces phase blocks with energy storing capacitors:DE20011003031[P]. 2002-07-25.
- [2] 管敏渊,徐政,潘武略,等. 电网故障时模块化多电平换流器型高压直流输电系统的分析与控制[J]. 高电压技术, 2013, 39(5):1238-1245.  
GUAN Minyuan, XU Zheng, PAN Wulue, et al. Analysis and control of modular multilevel converter based HVDC transmission systems during grid faults[J]. High Voltage Engineering, 2013, 39(5):1238-1245.
- [3] 张建坡,赵成勇,敬华兵. 比例谐振控制器在MMC-HVDC控制中的仿真研究[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(21):53-62, 193.  
ZHANG Jianpo, ZHAO Chengyong, JING Huabing. Simulating research of proportional resonant controllers in MMC-HVDC[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(21):53-62, 193.
- [4] 缪惠宇,梅军,张宸宇,等. 一种新型的n+1混合式模块化多电平换流器拓扑结构及其控制策略[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(3):88-95.  
MIAO Huiyu, MEI Jun, ZHANG Chenyu, et al. A novel topology of n+1 hybrid modular multilevel converter and its control strategy[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(3):88-95.
- [5] 辛业春,王威儒,李国庆,等. 基于桥臂电流直接控制的模块化多电平换流器控制策略[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(10):115-120.  
XIN Yechun, WANG Weiru, LI Guoqing, et al. Control strategy of modular multilevel converter based on arm current direct control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(10):115-120.
- [6] 唐庚,徐政,薛英林. LCC-MMC混合高压直流输电系统[J]. 电工技术学报, 2013, 28(10):301-310.  
TANG Geng, XU Zheng, XUE Yinglin. A LCC-MMC hybrid HV-DC transmission system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(10):301-310.
- [7] 李仲青,何佳伟,李永丽,等. 具有交流源完全阻断能力的混合式MMC拓扑[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(3):96-101.  
LI Zhongqing, HE Jiawei, LI Yongli, et al. Hybrid MMC topology with complete AC-side source blocking capability[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(3):96-101.
- [8] ZENG R, XU L, YAO L Z, et al. Precharging and DC fault ride-through of hybrid MMC-based HVDC systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(3):1298-1306.
- [9] NGUYEN T H, HOSANI K A, MOURS I M S E, et al. An overview of modular multilevel converters in HVDC transmission systems with STATCOM operation during pole-to-pole DC short circuits[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(5):4137-4160.
- [10] 丁江萍,吕煜,赵西贝,等. 适用于架空线柔直的嵌套式全桥型混合MMC方案[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(23):6844-6851, 7098.  
DING Jiangping, LÜ Yu, ZHAO Xibei, et al. The embedded full-bridge type hybrid MMC suitable for overhead line VSC-HVDC transmission system[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(23):6844-6851, 7098.
- [11] 李国庆,宋祯子,王国友. 具有直流故障阻断能力的MMC不对称全桥子模块拓扑[J]. 高电压技术, 2019, 45(1):12-20.  
LI Guoqing, SONG Zhenzi, WANG Guoyou. Asymmetric full bridge sub-module topology of MMC with DC fault blocking capability[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(1):12-20.
- [12] 和敬涵,黄威博,李海英,等. FBMMC直流故障穿越机理及故障清除策略[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(10):1-7.  
HE Jinghan, HUANG Weibo, LI Haiying, et al. FBMMC DC fault ride-through mechanism and fault clearing strategy[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(10):1-7.
- [13] 马文忠,张子昂,王晓,等. 一种能够清除直流故障和减少传感器数量的MMC子模块及其特性研究[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(1):87-92.  
MA Wenzhong, ZHANG Ziang, WANG Xiao, et al. Research on MMC submodule which can clear DC fault and reduce number of sensors and its characteristics[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(1):87-92.
- [14] ZENG R, XU L, YAO L Z, et al. Design and operation of a hybrid modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3):1137-1146.
- [15] 鲁晓军,向往,林卫星,等. 混合型模块化多电平换流器解析建模与功率运行区间分析[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(7):76-84.  
LU Xiaojun, XIANG Wang, LIN Weixing, et al. Analysis on analytical modeling and power operating zone of hybrid modular multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(7):76-84.
- [16] 鲁晓军,向往,林卫星,等. 混合型模块化多电平换流器小信号模型及其小信号稳定性研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39

(24):7286-7298,7502.

LU Xiaojun, XIANG Wang, LIN Weixing, et al. Research on small signal modelling and small signal stability for hybrid modular multilevel converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(24):7286-7298, 7502.

[17] LU M Z, HU J B, ZENG R, et al. Imbalance mechanism and balanced control of capacitor voltage for a hybrid modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(7):5686-5696.

[18] DONG Y F, TANG J S, YANG H Y, et al. Capacitor voltage balance control of hybrid modular multilevel converters with second-order circulating current injection[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(1):157-167.

[19] HU P F, TEODORESCU R, GUERRERO J M. Negative-sequence second-order circulating current injection for hybrid MMC under over-modulation conditions[J]. IEEE Journal of

Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(3):2508-2519.

#### 作者简介:



曹鑫巍

曹鑫巍(1992—),男,河南焦作人,助理工程师,硕士,主要研究方向为电力电子技术在电力系统中的应用(**E-mail**:xinwei.cao@qq.com);

任文明(1984—),男,安徽合肥人,高级工程师,硕士,主要研究方向为电力电子技术;

王炜信(1986—),男,北京人,工程师,博士,主要研究方向为电力电子及新能源发电技术。

(编辑 王欣竹)

## Capacitor voltage balancing control strategy of hybrid MMC based on second-order harmonic circulation injection method

CAO Xinwei, REN Wenming, WANG Weixin

(Avic China Aero-Polytechnology Establishment, Beijing 100028, China)

**Abstract:** The hybrid MMC (Modular Multilevel Converter) operates in over-modulation state when DC voltage decreases in HVDC (High Voltage Direct Current) transmission system, facing the problem of capacitor voltage imbalance. By analyzing the charging and discharging process and energy change of capacitor between HBSM (Half Bridge SubModule) and FBSM (Full Bridge SubModule) of hybrid MMC in over-modulation state, a simplified method for generating the reference amplitude of the second-order harmonic circulation is proposed. By second-order harmonic circulation injection method, capacitor voltage imbalance between HBSM and FBSM in hybrid MMC is avoided, the charging and discharging balance of HBSM and FBSM capacitors in one fundamental cycle is realized, so that the hybrid MMC can continue to transmit active power when DC voltage decreases. The simulative and experimental results show that the proposed method can effectively achieve capacitor voltage balance of hybrid MMC under over-modulation state.

**Key words:** HVDC power transmission; hybrid modular multilevel converter; over-modulation; capacitor voltage balance; second-order harmonic circulation

### 附录 A

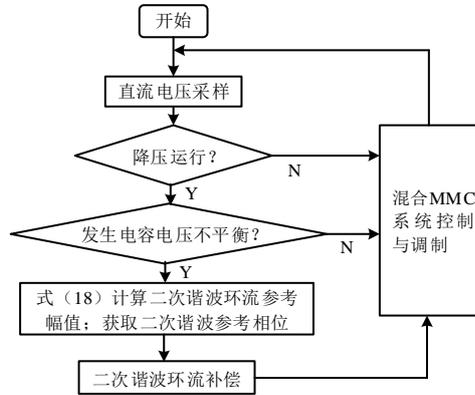


图 A1 电压降低时混合 MMC 的超调运行流程图

Fig.A1 Flowchart of over-modulation operation of hybrid MMC when DC voltage decreases

表 A1 三相混合 MMC 系统仿真参数

Table A1 Simulation parameters for three-phase hybrid MMC

参数	参数值
直流侧额定电压 $U_{dc}$	60 kV
交流相电压额定幅值 $U_m$	30 kV
额定功率 $P$	45 MW
桥臂子模块数 $N$	12
子模块混合比	1:1
子模块额定电压 $u_c$	5 kV

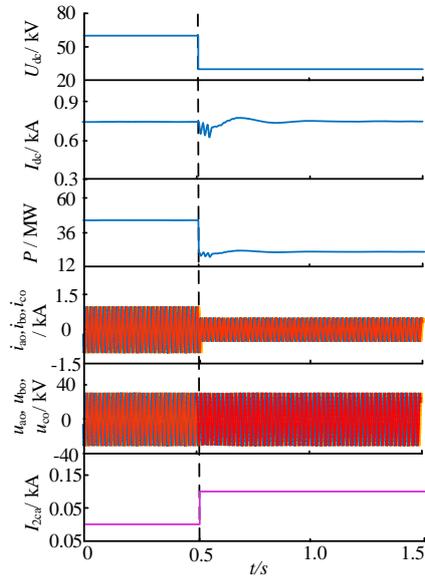


图 A2  $m=2$  时注入二次谐波电流时混合 MMC 系统仿真波形

Fig.A2 Simulative waveforms of hybrid MMC with second-order current injection when  $m=2$

表 A2 单相混合 MMC 样机参数

Table A2 Experiment parameters for single-phase hybrid MMC

参数	参数值
直流侧额定电压 $U_{dc}$	200 V
交流相电压额定幅值 $U_m$	100 V
桥臂子模块数 $N$	4
FBSM 混合比	0.5
子模块额定电压 $u_c$	50 V
子模块电容 $C$	1.8 mF
桥臂电感 $L_{arm}$	5 mH
交流侧负载 $R_0$ (电压降低前)	12 $\Omega$
交流侧负载 $R_1$ (电压降低后)	16 $\Omega$

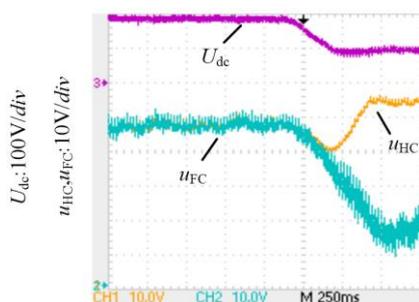
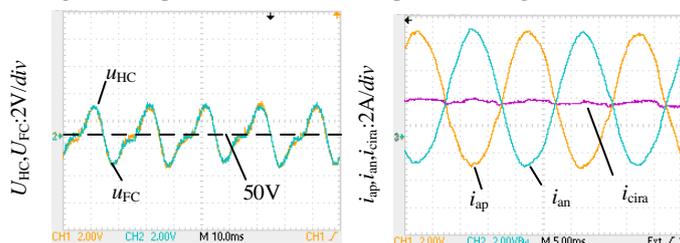


图 A3 电容电压不平衡的实验结果

Fig.A3 Experimental results of capacitor voltage imbalance

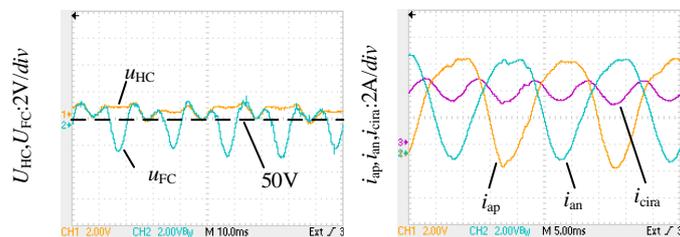


(a) 电容电压

(b) 桥臂电流与环流

图 A4 直流电压为 200 V 的实验结果

Fig.A4 Experimental results when  $U_{dc}=200$  V



(a) 电容电压

(b) 桥臂电流与环流

图 A5 直流电压为 100 V 的实验结果

Fig.A5 Experimental results when  $U_{dc}=100$  V