

# 采用高低阀接线的嵌套型MMC拓扑及其直流故障穿越策略

张紫如<sup>1</sup>, 付丰豪<sup>2</sup>, 赵西贝<sup>1</sup>, 贾秀芳<sup>1</sup>

(1. 新能源电力系统全国重点实验室(华北电力大学), 北京市 102206;

2. 国网天津市电力公司高压分公司, 天津市 300232)

**摘要:** 在采用高低阀接线的半桥型模块化多电平换流器(MMC)特高压远距离直流输电系统中,故障清除所需的特高压直流断路器尚不成熟,并且成本较高。针对上述问题,文中提出一种采用高低阀接线的嵌套型MMC拓扑。参考全桥子模块运行的基本原理,设计辅助高阀MMC进行电压极性反转的外嵌桥臂、内嵌能量转移支路,使半桥型MMC换流站实现较混合型MMC成本更低的无闭锁直流故障穿越。根据故障清除期间各支路的通断时序与不同器件的通断用时,设计了故障穿越控制策略。通过对各阶段器件的电流、电压应力进行分析,为器件提供选型与数目配置依据。最后,利用PSCAD/EMTDC仿真验证所提策略的有效性,并将器件成本和运行损耗与现有MMC方案进行对比,证明了所提方案更具经济优势。

**关键词:** 柔性直流输电; 模块化多电平换流器; 故障穿越; 故障等效模型

## 0 引言

柔性直流具有良好的电网接入特性,适用于大规模新能源并网、区域电网互联、孤岛供电、弱电网接入等多种重要场景<sup>[1-2]</sup>,将在能源高质量发展中扮演重要角色。随着柔性直流输电工程的发展,电压等级、传输容量进一步增加,采用高低阀组接线的特高压柔性直流输电成为主流方案<sup>[3]</sup>。但是,柔性直流系统存在低惯量、低阻尼的特点,故直流故障保护成为直流输电系统的核心问题<sup>[4]</sup>。

目前,基于模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)的故障保护方案主要分为2类。一类是半桥型MMC加装直流断路器(DC circuit breaker, DCCB)<sup>[5-6]</sup>方案,如张北四端柔性直流工程利用DCCB的限流能力,可实现直流故障选择性清除。但是,DCCB所需的装备数量与其电子器件数目过多,高昂的成本限制了该方案的发展<sup>[7]</sup>。另一类是更为经济的半-全混合型MMC的源侧降压方案<sup>[8-9]</sup>,如昆柳龙三端柔性直流工程利用全桥子模块(full-bridge sub-module, FBSM)的负压运行能力,实现无闭锁故障清除。但是,FBSM的电子器件数目是半桥子模块(half-bridge sub-module, HBSM)的2倍,显著增加了工程的投资成本与运行损耗<sup>[10]</sup>。

为解决上述成本与故障穿越技术问题,许多研究在拓扑改进方面进行了积极的探索。在子模块拓扑方面,续流通路阻断式子模块(freewheeling path blocking sub-module, FPBSM)<sup>[11]</sup>、五电平新型子模块<sup>[12]</sup>与单向电流型钳位双子模块结构<sup>[13]</sup>等多种新型子模块拓扑结构被提出。但是新型子模块拓扑构成的MMC仅可进行闭锁型直流故障穿越,且存在控制策略复杂、系统可靠性低的问题,工程前景有限。

在换流站结构方面,文献[14]通过将混合型MMC中的全桥阀段进行多段并联,分别接入不同直流线路,实现了故障的选择性清除。文献[15]提出一种嵌套型MMC方案,该拓扑中的嵌套阀段具备负电平输出能力,可实现无闭锁故障穿越。但是,改造后的换流站存在不同阀段间子模块电容电压和功率平衡困难的问题。

综上所述,新型子模块仍难以代替FBSM良好的对称性和可操控性,而换流站拓扑针对桥臂的改进仍然存在阀段间不平衡的问题,现有改进方案距离工程应用还有较远距离。因此,针对特高压直流输电,本文构造出采用高低阀接线的嵌套型MMC。一方面,当直流侧发生短路故障时,通过外部嵌套桥臂的切换,以及单个换流阀输出电压极性的翻转,在保证子模块间功率、电压平衡的同时,实现无闭锁故障穿越。另一方面,相较于采用高低阀接线的半-全混合型MMC,嵌套型MMC的非对称性设计减少了

收稿日期: 2023-11-16; 修回日期: 2024-03-26。

上网日期: 2024-07-15。

国家自然科学基金资助项目(52307097)。

器件数量,降低了稳态运行损耗,提升了经济性。

## 1 高低阀嵌套型MMC运行原理

### 1.1 高低阀嵌套型MMC拓扑结构

本文在采用高低阀接线的半桥型MMC拓扑基础上,针对高阀MMC设计附加支路,使换流站实现无闭锁故障穿越。附加支路包括用于直流电压极性反转的嵌套桥臂,以及用于故障穿越期间电感电流换向的能量转换支路(energy transfer branch, ETB),具体故障穿越过程将在1.2节中分析。

在高阀MMC外部嵌套4个桥臂 $Arm_i(i=1, 2, 3, 4)$ ,如图1(a)所示。其中,稳态通流支路由结构相同的 $Arm_1$ 和 $Arm_4$ 构成,暂态阻流支路由结构相同的嵌套桥臂 $Arm_2$ 和 $Arm_3$ 构成。 $Arm_1$ 由一个超快速隔离开关(ultra-fast disconnector, UFD)和负载转换开关(load commutation switch, LCS)串联组成。LCS由2个反向串联的绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT) $T_1$ 、 $T_2$ 及其反并联二极管 $D_1$ 、 $D_2$ 组成,若直流电流通过 $Arm_1$ 、 $Arm_4$ 流出MMC,则高阀MMC对直流侧表现为正压。 $Arm_2$ 由同向二极管串联组成,若直流电流通过 $Arm_2$ 、 $Arm_3$ 流出MMC,则高阀MMC对直流侧表现为负压。

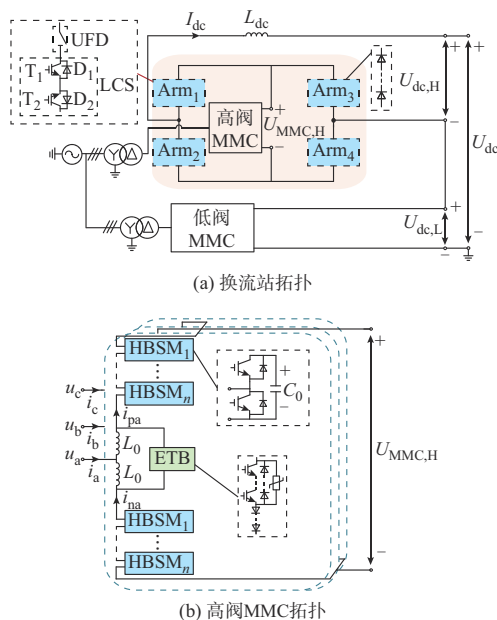


图1 高低阀嵌套型MMC换流站  
Fig. 1 Converter station of embedded MMC with high/low-voltage valve groups

在高阀MMC各相内的桥臂电感两侧并联ETB,如图1(b)所示。ETB由串联的IGBT及其反并联二极管与金属氧化物避雷器(metal oxide

arrester, MOA)并联后,再串联同向二极管构成。各电气量正方向如图1所示。图中: $u_j$ 、 $i_j(j=a, b, c)$ 分别为MMC输出的 $j$ 相交流电压、电流; $i_{pj}$ 、 $i_{nj}$ 分别为 $j$ 相上、下桥臂电流; $U_{MMC,H}$ 为高阀MMC输出的直流电压; $U_{dc,H}$ 为高阀MMC经嵌套桥臂对外输出的直流电压; $U_{dc,L}$ 为低阀MMC直流电压; $U_{dc}$ 为换流站输出直流电压; $I_{dc}$ 为直流电流; $L_0$ 为桥臂电感; $L_{dc}$ 为平波电抗; $C_0$ 为子模块电容。

### 1.2 高阀MMC器件投切策略

以整流站为例,记 $S_i$ 为各嵌套桥臂的通断函数,其值取1表示 $Arm_i$ 处于通路,取0表示 $Arm_i$ 处于断路。由1.1节可知, $S_1=S_4$ 、 $S_2=S_3$ 。稳态期间高阀MMC外的嵌套桥臂 $Arm_1$ 、 $Arm_4$ 导通, $Arm_2$ 、 $Arm_3$ 关断,直流电流经 $Arm_1$ 、 $Arm_4$ 流出MMC。桥臂电流的直流分量 $i_{arm,dc}$ 为正,高阀输出正直流电压,即 $U_{dc,H}=U_{MMC,H}$ ,如图2(a)所示。图中: $U_{Arm_i}$ 为外嵌套桥臂 $Arm_i$ 两侧电压;红色虚线表示电流路径。

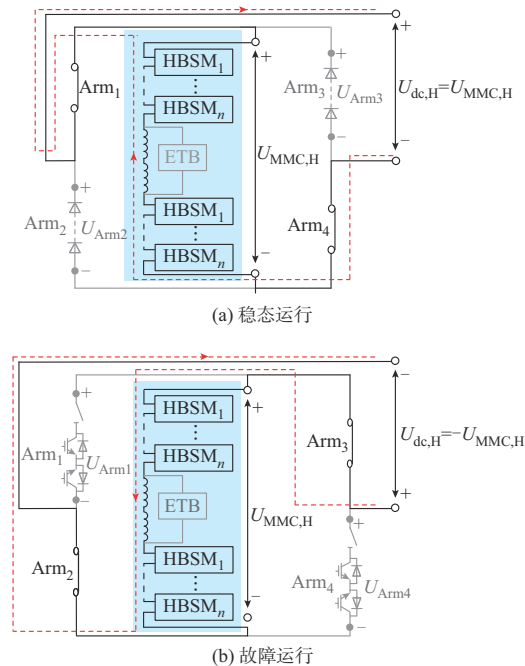


图2 不同运行模式下高阀MMC电流路径  
Fig. 2 Current path of MMC with high-voltage valve in different operation modes

直流故障时,关断高阀MMC外的稳态通流支路 $Arm_1$ 、 $Arm_4$ ,导通暂态阻流支路 $Arm_2$ 、 $Arm_3$ ,高阀MMC直流电压极性变为负,换流站整体可输出接近零的直流电压 $U_{dc}$ ,实现无闭锁故障穿越。此时,直流电流经 $Arm_2$ 、 $Arm_3$ 流出MMC。桥臂电流的直流分量 $i_{arm,dc}$ 为负,高阀输出负直流电压,即 $U_{dc,H}=-U_{MMC,H}$ ,如图2(b)所示。

由上述分析可知,换流站输出的直流电压

$U_{dc}$ 为:

$$U_{dc} = (S_1 - S_2)U_{MMC,H} + U_{dc,L} = U_{dc,H} + U_{dc,L} \quad (1)$$

由式(1)可知,当 $Arm_1$ 、 $Arm_4$ 关断, $Arm_2$ 、 $Arm_3$ 导通时,高阀MMC对外的输出电压 $U_{dc,H}$ 极性为负,换流站整体输出零或负直流电压,实现无闭锁故障穿越。然而, $Arm_1$ 、 $Arm_4$ 中IGBT通断所需时长均低于UFD。因此,需要合理设计切换时4个外嵌桥臂中各器件的导通时序,防止UFD在未恢复绝缘特性时承受高阀输出的额定直流电压 $U_{dc,n}$ ,导致关断失败。

同时,在嵌套桥臂的通断状态由图2(a)切换为图2(b)过程中,高阀MMC中桥臂电流的直流分量反向。由于电感电流不可突变,需要通过ETB阀段与桥臂切换时序的配合,帮助桥臂电流顺利换向并释放桥臂电感能量。

高低阀嵌套型MMC的具体故障清除过程分为以下3个阶段。

#### 1)阶段1( $t_0 \sim t_1$ ):故障电流自由发展阶段

设在 $t_0$ 时刻直流侧发生对地故障,换流站的子模块电容对地点放电。此时,MMC直流侧输出额定电压 $U_{dc,n}$ ,直流电流流经 $Arm_1$ 、高阀MMC与 $Arm_4$ 后,经平波电抗器 $L_{dc}$ 和直流电阻 $R_{dc}$ 流入故障点。ETB保持关断状态不变,直流电流流经桥臂电感,直流通路路径如附录A图A1所示。

#### 2)阶段2( $t_1 \sim t_3$ ):嵌套桥臂切换阶段

系统在 $t_1$ 时刻检测到故障,由式(1)可知,为实现无闭锁故障穿越, $t_1$ 时刻后应保证 $Arm_1$ 、 $Arm_4$ 关断, $Arm_2$ 、 $Arm_3$ 导通,使换流站整体输出接近零的直流电压,进行无闭锁故障穿越。

记 $Arm_1$ 、 $Arm_4$ 中的IGBT于 $t_2$ 时刻完全分断,UFD于 $t_3$ 时刻完全分断。IGBT关断所需时长约为 $200 \mu s$ ,UFD关断所需时长约为 $2 ms$ <sup>[15]</sup>,开关元件的安全关断均要在零压环境下完成。同时,桥臂切换后,高阀MMC桥臂电流的直流分量 $I_{arm,dc}$ 方向突变。但是,桥臂电感电流直流分量 $I_{L0,dc}$ 的方向不可突变。因此,需要导通ETB中的IGBT,为电感电流提供续流路径,防止器件烧损。

因此, $t_2 \sim t_3$ 期间旁路高、低阀中所有子模块,导通ETB中的IGBT。 $t_2$ 时刻前IGBT未完全关断,稳态导通支路仍导通,承压为零,如附录A图A2(a)所示。 $t_2$ 时刻后稳态导通支路关断,故障电流由 $Arm_1$ 、 $Arm_4$ 转移至 $Arm_2$ 、 $Arm_3$ , $I_{arm,dc}$ 与桥臂电感电流直流分量 $I_{L0,dc}$ 共同流经ETB中的IGBT,如图A2(b)所示。

#### 3)阶段3( $t_3 \sim t_5$ ):故障电流清除阶段

$t_3$ 时刻完成桥臂切换,重新投入高、低阀MMC子模块,高阀MMC输出负直流电压。但是,仍存在桥臂电感电流的直流分量 $I_{L0,dc}$ 与桥臂电流的直流分量 $I_{arm,dc}$ 方向相反的问题。本文利用MOA对桥臂电感进行耗能,实现电感电流换向。考虑MOA的伏安特性, $t_3$ 时刻关断ETB中的IGBT支路,该支路的电流即刻转移至桥臂电感上,桥臂电感感应出足以击穿MOA的电压。击穿后的MOA从高阻状态切换为低阻状态,桥臂电感的续流在MOA中消耗至零,换流站等效电路如附录A图A3(a)所示。 $t_4$ 时刻电感能量释放结束,MOA恢复高阻状态,流经桥臂电感的 $I_{L0,dc}$ 等于 $I_{arm,dc}$ 。

$t_5$ 时刻故障电流衰减为零,换流站等效电路如附录A图A3(b)所示。由于 $Arm_2$ 、 $Arm_3$ 中二极管的单向导通性, $t_5$ 时刻后直流电流保持零值不变,对应等效电路在2.1节分析。

综上所述,高低阀嵌套型MMC的故障清除过程如图3所示。

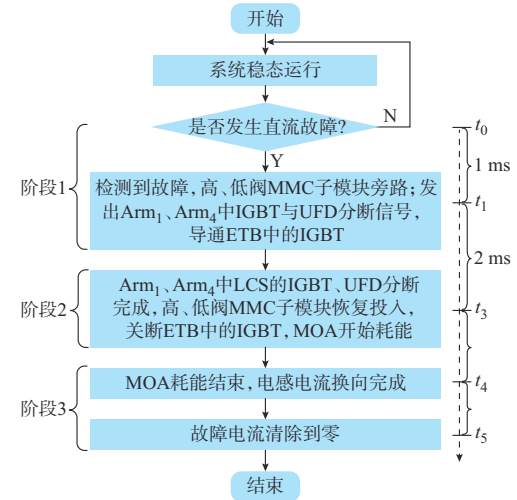


图3 故障清除过程  
Fig. 3 Flow chart of fault clearing process

### 1.3 高低阀嵌套型MMC的控制策略

MMC通过最近电平逼近调制(nearest level modulation, NLM)向子模块中开关器件施加通断的控制信号,生成桥臂电压参考值 $u_{arm}$ :

$$u_{arm} = \frac{U_{dc,ref}}{2} \mp u_j - u_{j,circ} \quad (2)$$

式中: $U_{dc,ref}$ 为直流电压参考值; $u_{j,circ}$ 为环流抑制电压。

传统半桥型MMC仅存在2个系统级控制维度,其中,有功类控制量包括有功功率、直流电压及子模块电容电压,无功类控制量为无功功率。同时,

由环流抑制控制(circulating current suppression control, CCSC)输出  $u_{j,circ}$ , 进行桥臂电流的二倍频分量抑制。由于FBSM不具备负压运行能力, 半桥型MMC通常取直流电压参考值  $U_{dc,ref}$  为额定值  $U_{dc,n}$ , 不具备无闭锁故障清除能力。

本文所提嵌套型MMC的直流降压能力同样受限。然而, 通过嵌套桥臂切换, 高阀MMC无需降压即可输出极性为负的  $U_{dc,H}$ 。根据式(1)可知, 换流站整体通过控制输出零或负直流电压, 抑制故障电流至零。因此, 高低阀嵌套型半桥型MMC具备第3个控制维度: 定直流电流控制, 具体为将直流电流参考值  $I_{dc,ref}$  与实测值  $I_{dc,m}$  作差, 经比例-积分(PI)控制器输出的电压增量  $\Delta U$  与  $U_{dc,n}$  相加得到直流电压参考值  $U_{dc,ref}$ , 控制器结构如附录A图A4所示。图中:  $\Delta U_{max}$ 、 $\Delta U_{min}$  分别为增量电压负最大值与最小值。

$t_1$ 时刻检测到故障后,  $t_1 \sim t_3$ 期间控制高、低阀中所有HBSM旁路。 $t_3$ 时刻后, 送、受端分别将有功外环控制由定直流电压控制、定有功功率控制, 切换为定子模块电容电压控制, 实测值为所有子模块电容电压的平均值  $U_{cavg}$ ; 将直流电压参考值  $U_{dc,ref}$  由通道 I 输出的  $U_{dc,n}$  切换至通道 II, 设置直流电流参考值  $I_{dc,ref} = 0$ 。高阀MMC嵌套桥臂切换后, 直流侧输出负压  $-(U_{dc,n} + \Delta U_{max})$ , 低阀MMC直流侧输出正压  $U_{dc,n} + \Delta U_{min}$ 。根据IEC 61071—2017标准对电容器过压耐受时间的要求<sup>[16]</sup>, 以额定电压为2.8 kV并工作于2.2 kV的子模块为例, 电容器工作于3 kV以内可至少正常运行30 min以上。同时, 对于半桥型MMC, 交流电压调制比  $m$  通常在0.86左右<sup>[17]</sup>, 最低可输出直流电压为  $0.86U_{dc,n}$ 。考虑一定子模块电容电压运行裕度, 设定  $\Delta U_{max} = 0.05U_{dc,n}$ ,  $\Delta U_{min} = 0$ , 故换流站整体电压指令值为  $-0.05U_{dc,n}$ 。

由式(1)可知, 高阀MMC输出电压  $U_{MMC,H}$  越高、低阀MMC输出电压  $U_{dc,L}$  越低, 则换流站整体输出负压越低, 故障清除速度越快。

## 2 高阀MMC器件选型分析

合理设计嵌套桥臂支路、ETB的器件参数, 是保证换流站安全可靠, 实现故障清除的关键。因此, 本章对上述故障期间各附加支路中开关器件的电流、电压进行计算, 对各器件参数设计进行分析, 为设备选型与配置方案提供依据。

### 2.1 电流应力分析与计算

为进行附加支路中开关器件的电流选择, 进行直流故障电流分析。分析时可忽略交流侧对直流电流的影响, 只考虑将电容、电感作为激励源<sup>[18]</sup>, 如

图4所示。图中:  $R_0$ 为桥臂电阻;  $N$ 为单个桥臂中子模块数目;  $6C_0/N$ 、 $(2/3)L_0$ 、 $(2/3)R_0$ 分别为MMC阀组的等效电容、电感和电阻。

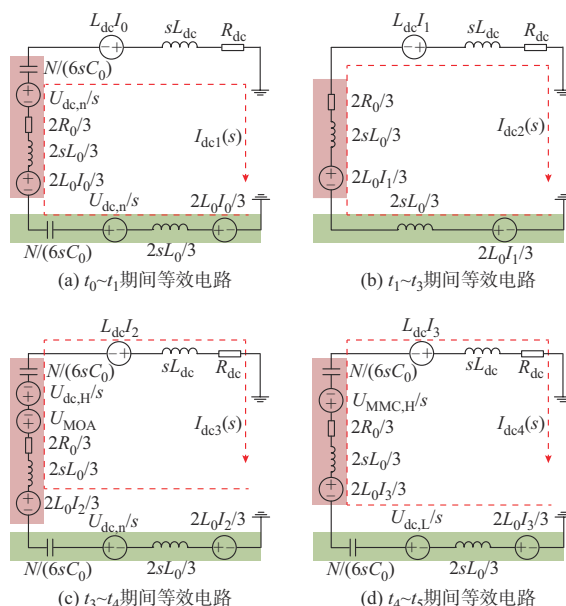


图4 直流电流通路等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit of DC current flow path

各阶段电流计算如下。

1) 阶段1 ( $t_0 \sim t_1$ ): 故障电流自由发展阶段

$t_0 \sim t_1$ 期间高、低阀MMC直流电压为额定值  $U_{dc,n}$ , 处于投入状态的电容器与桥臂电抗器通过  $Arm_1$ 、 $Arm_4$  对故障点放电, 等效运算电路如图4(a)所示。图中: 红色区域对应高阀MMC, 绿色区域对应低阀MMC。

记此阶段直流电流为  $I_{dc1}(s)$ , 求解频域表达式:

$$I_{dc1}(s) = \frac{sC_0 I_0 \alpha + 6C_0 U_{dc,n}}{s^2 C_0 \alpha + sC_0 \beta + N} \quad (3)$$

式中:  $I_0$ 为  $t_0$ 时刻直流电流的瞬时值, 等于系统稳态电流;  $\alpha = 4L_0 + 3L_{dc}$ ;  $\beta = 4R_0 + 3R_{dc}$ 。

式(3)对应的时域解析式为:

$$i_{dc}(t) = \frac{-I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\omega t - \theta)}{\sin \theta} + \frac{U_{dc,n}}{R_{dis1}} e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\omega t) \quad (4)$$

式中:  $\omega = \sqrt{(4N\alpha - C_0\beta^2)/(4\alpha)}$  为振荡放电电流的角频率;  $\tau = 2\alpha/\beta$  为电流衰减的时间常数;  $\theta = \arctan(\tau\omega)$ ;  $R_{dis1} = \sqrt{(4N\alpha - C_0\beta^2)/(9C_0)}$ 。

由式(4)可得稳态通流桥臂中IGBT需要承受电流的最大值, 以此为其额定电流的选择依据。

2) 阶段2 ( $t_1 \sim t_3$ ): 嵌套桥臂切换阶段

由于IGBT关断极快, 可忽略  $t_1 \sim t_2$  短时间对直

流电流的影响,  $t_2 \sim t_3$  期间等效运算电路如图 4(b) 所示, 可知此阶段为 RL 放电电路。记此阶段直流电流为  $I_{dc2}(s)$ , 其频域表达式为:

$$I_{dc2}(s) = \frac{\alpha I_1}{s\beta + R_{dc}} \quad (5)$$

式中:  $I_1$  为阶段 1 在  $t_1$  时刻的直流电流值, 根据式 (4) 计算得到。

式 (5) 对应时域解析式为:

$$i_{dc}(t) = \frac{\alpha I_1}{\beta} e^{-\frac{R_{dc}t}{\beta}} \quad (6)$$

由于  $t_2$  时刻后 IGBT 彻底分断, 故  $t_2$  时刻电流为暂态阻流支路中二极管需承受的电流最大值, 以此为其额定电流的选择依据。

$t_1$  时刻, ETB 导通其中的 IGBT, 上、下桥臂电感两侧感应出大小相等、方向相反的电压, 根据基尔霍夫电压定律可知, IGBT 中的电流  $i_{ETB}$  为:

$$i_{ETB} = i_{pj} + i_{nj} \quad (7)$$

桥臂电感电压  $u_L$  与电感电流  $i_L$  的关系为:

$$i_L = \frac{1}{L_0} \int_{t_p}^t u_L dt + i_L(t_p) \quad (8)$$

式中:  $t_p$  为起始时刻。

因此,  $t_1 \sim t_3$  时段内,  $i_{ETB}$  保持  $i_{pj}(t_1) - i_{nj}(t_1)$  不变。由于交流分量为上、下桥臂电流的差模分量, 且直流分量为直流侧电流的 1/3, 故此阶段的 ETB 电流  $i_{ETB} = 2I_{dc}(t_1)/3$ , 其中,  $I_{dc}(t_1)$  为  $t_1$  时刻的直流电流。

同时,  $t_2 \sim t_3$  时段内高、低阀 MMC 内子模块旁路, 相当于交流端三相短路。以高阀 MMC 为例, 此场景下桥臂电流最大值增加, 可根据文献 [19] 计算桥臂电流  $i_{arm}(t)$ , 如式 (9) 所示。

$$i_{arm}(t) = \pm I_{vm}^{\infty} \sin(\omega t + \mu) + \left[ \frac{-I_{dc}(t_2)}{3} + \frac{\pm I_{vm} \sin(\omega t_2 + \varphi) \mp I_{vm}^{\infty} \sin(\omega t_2 + \mu)}{2} \right] e^{-\frac{R}{L}(t-t_2)} \quad (9)$$

式中:  $L = L_{ac} + L_T + L_0$ , 其中,  $L_{ac}$ 、 $L_T$  分别为交流电压源、变压器电感;  $R = R_{ac} + R_T + R_0$ , 其中,  $R_{ac}$ 、 $R_T$  分别为交流电压源、变压器电阻;  $I_{vm}^{\infty} = U_{vm} / \sqrt{R^2 + (L\omega)^2}$ , 其中,  $U_{vm}$  为交流相电压峰值;  $I_{vm}$  为交流相电流峰值;  $I_{dc}(t_2)$  为  $t_2$  时刻的直流电流;  $\mu = -\arctan(\omega L/R)$ ;  $\varphi$  为功率因数角。

通过给定不同的初始时刻  $t_2 \in (0, 2\pi)$ , 得到  $t_3$  时刻的桥臂电流, 选取其中的最大值, 以此为换流阀内 IGBT 的额定电流选择依据。

3) 阶段 3 ( $t_3 \sim t_5$ ): 故障电流清除阶段

$t_3 \sim t_4$  期间, 高阀 MMC 的桥臂电感通过 MOA

消耗能量, MOA 将电感电流换向过程中产生的暂态电压钳制在  $U_{MOA}$ , 即标准放电电流下的残压, 有

$$U_{MOA} = \gamma U_{rated} \quad (10)$$

式中:  $U_{rated}$  为 MOA 额定电压;  $\gamma$  为限电压系数, 在工程中选择范围为 1~2, 本文方案中  $\gamma$  取 1.6<sup>[15]</sup>。

$t_3 \sim t_4$  期间等效运算电路如图 4(c) 所示, 记此阶段的直流电流为  $I_{dc3}(s)$ , 其频域表达式为:

$$I_{dc3}(s) = \frac{sC_0 I_2 \alpha - 3C_0 U_{MOA}}{s^2 C_0 \alpha + sC_0 \beta + N} \quad (11)$$

式中:  $I_2$  为阶段 2 在  $t_3$  时刻的直流电流值, 根据式 (6) 计算得到。

式 (7) 对应时域解析式为:

$$i_{dc}(t) = \frac{-I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\omega t - \theta)}{\sin \theta} - \frac{U_{MOA}}{R_{dis2}} e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\omega t) \quad (12)$$

式中:  $R_{dis2} = \sqrt{(4N\alpha - C_0\beta^2)/(36C_0)}$ 。

同时,  $t_3 \sim t_4$  期间 ETB 中最大电流由 MOA 的伏安特性决定, 故在确定 MOA 额定电压后, 根据其伏安特性曲线可确定 ETB 的最大电流。

$t_4 \sim t_5$  期间, 换流站整体输出直流电压  $U_{dc}$  由式 (1) 计算得到, 故障电流进一步衰减至零,  $t_4 \sim t_5$  期间等效运算电路如图 4(d) 所示。记此阶段直流电流为  $I_{dc4}(s)$ , 其频域表达式为:

$$I_{dc4}(s) = \frac{sC_0 I_3 \alpha + 3C_0 U_{dc}}{s^2 C_0 \alpha + sC_0 \beta + N} \quad (13)$$

式中:  $I_3$  为  $t_4$  时刻的直流电流值, 由式 (12) 计算得到。

式 (10) 对应时域解析式为:

$$i_{dc}(t) = \frac{-I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\omega t - \theta)}{\sin \theta} + \frac{U_{dc}}{R_{dis2}} e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(\omega t) \quad (14)$$

## 2.2 附加支路的器件电压应力分析

### 2.2.1 ETB 器件电压应力

稳态时上下桥臂电感两端电位相等, 并联在其两端的 ETB 承压为零。  $t_0 \sim t_1$  期间, ETB 承受直流电流在桥臂电感上产生极性为负的感应电压。根据基尔霍夫电压定律, 可得到故障发生瞬间, 单阀 MMC 内两桥臂电抗的电压最大值  $U_{L,max}$  为:

$$U_{L,max} = \frac{-2L_0}{4L_0 + 3L_{dc}} 2U_{dc,n} \quad (15)$$

为保证此时段内 MOA 不被触发, 其额定电压  $U_{rated}$  需要大于  $U_{L,max}$ 。  $t_1 \sim t_3$  期间, ETB 中 IGBT 导通, 压降近似为零。  $t_3$  时刻后 ETB 关断, MOA 电压为残压  $U_{MOA}$ 。 ETB 电压  $U_{ETB}$  的最大值  $U_{ETB,max}$  为:

$$U_{\text{ETB,max}} = \begin{cases} 0 & t \leq t_0 \\ U_{\text{L,max}} & t_0 < t \leq t_1 \\ 0 & t_1 < t \leq t_3 \\ U_{\text{MOA}} & t_3 < t \leq t_4 \end{cases} \quad (16)$$

$t_0 \sim t_1$ 期间ETB内的IGBT同向串联的二极管将承担电感产生的反向感应电压。 $t_3$ 时刻之后,MOA残压 $U_{\text{MOA}}$ 为串联IGBT两端的电压,考虑1.5倍安全运行裕度,则单相ETB内需要的IGBT数量 $n_{\text{IGBT}}$ 为:

$$n_{\text{IGBT}} = \frac{1.5U_{\text{MOA}}}{U_{\text{IGBT}}} \quad (17)$$

式中: $U_{\text{IGBT}}$ 为IGBT的工作电压。

### 2.2.2 稳态通流支路器件电压应力

Arm<sub>1</sub>、Arm<sub>4</sub>由LCS与UFD构成,由于2条支路承压相同,故针对Arm<sub>1</sub>进行分析。 $t_2$ 时刻之前,Arm<sub>1</sub>始终导通,通态压降近似为零。 $t_2$ 时刻Arm<sub>1</sub>关断,此时子模块与桥臂电感均旁路,承压不变。 $t_3$ 时刻之后,高阀子模块恢复投入且电流短暂流过ETB中的MOA,期间Arm<sub>1</sub>的承压最大值由子模块电容电压之和与MOA残压 $U_{\text{MOA}}$ 组成。各时段内Arm<sub>1</sub>的电压最大值 $U_{\text{Arm1,max}}$ 为:

$$U_{\text{Arm1,max}} = \begin{cases} 0 & t \leq t_3 \\ U_{\text{dc,n}} + U_{\text{MOA}} & t_3 < t \end{cases} \quad (18)$$

Arm<sub>1</sub>电压主要由内部器件UFD承担,由式(18)求得最大承压值,并据此选取UFD型号。

### 2.2.3 暂态阻流支路器件电压应力

Arm<sub>2</sub>、Arm<sub>3</sub>由串联二极管构成,由于2条支路承压相同,故针对Arm<sub>2</sub>进行分析。 $t_0$ 时刻之前其承压为高阀MMC额定直流电压 $U_{\text{dc,n}}$ 。在 $t_0 \sim t_1$ 时段,Arm<sub>2</sub>、Arm<sub>3</sub>承受 $U_{\text{dc,n}}$ 与桥臂电感感应电压之和。在 $t_1 \sim t_2$ 时段,子模块与桥臂电感旁路,Arm<sub>2</sub>承受零电压。Arm<sub>2</sub>的电压最大值 $U_{\text{Arm2,max}}$ 为:

$$U_{\text{Arm2,max}} = \begin{cases} U_{\text{dc,n}} & t \leq t_0 \\ U_{\text{dc,n}} + U_{\text{L,max}} & t_0 < t \leq t_1 \\ 0 & t_1 < t \end{cases} \quad (19)$$

由式(19)可知,Arm<sub>2</sub>、Arm<sub>3</sub>的承压最大值为 $U_{\text{dc,n}}$ ,考虑1.5倍安全运行裕度,单个嵌套桥臂所需二极管数量 $n_{\text{D}}$ 为:

$$n_{\text{D}} = \frac{1.5U_{\text{dc,n}}}{U_{\text{D}}} \quad (20)$$

式中: $U_{\text{D}}$ 为二极管工作电压。

## 3 仿真实证

为验证本文所提方案和控制策略的有效性,建立±800 kV/3 000 MW的双端柔性直流系统。考虑到系统的对称性,本文在PSCAD中建立了单

极800 kV/1 500 MW系统,系统详细参数如表1所示。

表1 双端系统参数  
Table 1 Parameters of two-terminal system

参数	数值	参数	数值
单阀有功功率	750 MW	桥臂电抗	55 mH
单阀无功功率	0 Mvar	直流电抗	300 mH
单阀直流电压	400 kV	桥臂子模块数	182
变压器容量	900 MV·A	子模块电容容值	14 mF
变压器变比	525 kV/220 kV	子模块电容电压	2.2 kV
变压器漏抗	0.16 p.u.	电压源电抗	0.12 H

稳态期间送端整流站1采用定有功功率、无功功率控制,受端逆变站2采用定直流电压、无功功率控制,两端采用1 000 km架空线连接。送端出口故障电流最大,对器件应力要求最高,故设定MMC<sub>1</sub>出口发生直流侧正极对地故障,其示意图如附录A图A5所示。

针对上述工程场景,根据2.2节对器件进行选型,其中,故障电流解析波形如图5(a)中放大图所示。根据式(9),在MATLAB中对桥臂电流最大值进行计算,可得 $t_3$ 时刻桥臂电流处于(-4.720, 2.063)kA,考虑1.2倍电流裕度,换流阀内选取额定电压、电流分别为4.5 kV、3 kA,可分断最大电流为6 kA、型号为5SMA3000L450300的压接型IGBT。在ETB中,由式(15)可得 $U_{\text{L,max}}=78.57$  kV,选取额定电压 $U_{\text{rated}}$ 为90 kV的MOA,对应残压值 $U_{\text{MOA}}=144$  kV,该电压等级通常对应的标称放电电流为10 kA。因此,ETB中选取与换流阀内型号相同的IGBT,同样设定工作电压 $U_{\text{IGBT}}=2.2$  kV,选取型号为DB3-5000-32的二极管,其额定电压、电流分别为3.2 kV、7.85 kA,最大可承受电流为53 kA,设定工作电压 $U_{\text{D}}=2.2$  kV。具体分析在第4章中给出。

短路点越靠近平波电抗器,故障电流上升速度越快。因此,考虑最严峻的故障工况,选取直流短路故障在 $t_0=1$  s时发生于换流站1出口,1 ms后检测到故障,于 $t_1=1.001$  0 s开始进行嵌套桥臂切换。 $t_1$ 时刻后旁路高、低阀中的子模块,闭合ETB中的IGBT,为稳态通流支路中电子器件安全关断创造零压环境。 $t_2=1.001$  2 s时刻Arm<sub>1</sub>、Arm<sub>4</sub>中的IGBT完全分断, $t_3=1.003$  2 s时刻UFD完全分断恢复投入子模块。换流站切换为定子模块电容电压、定直流电流控制。 $t_3$ 时刻后关断ETB中的IGBT,MOA开始耗能,进行桥臂电感电流换向,于 $t_4=1.005$  3 s时刻结束耗能。直流故障电流于 $t_5=1.018$  0 s被抑制至零,用机械断路器(mechanical

circuit breaker, MCB) 分断故障线路, 换流站实现无闭锁故障穿越, 具体波形如图 5 所示。图中: N 表示下桥臂, P 表示上桥臂, ABC 为相序。

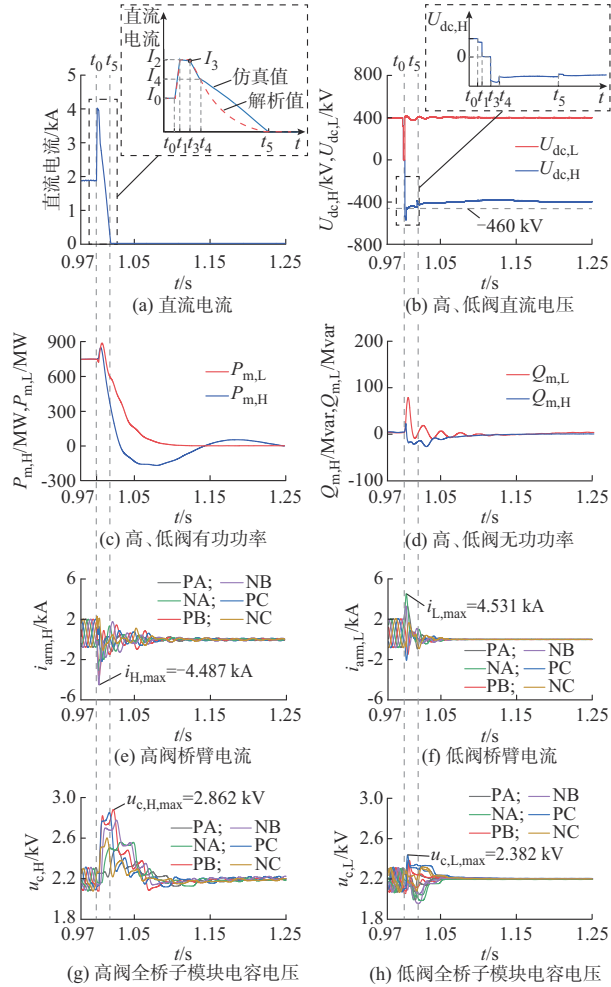


图 5 故障期间换流站 1 波形图

Fig. 5 Waveform diagram of converter station 1 during fault

$t_0 \sim t_1$  期间由于桥臂电感两侧感应出负压  $U_{L,max}$ , 故直流电压突降至 320 kV 左右,  $t_1 \sim t_3$  期间高、低阀输出电压均为零。  $t_3 \sim t_4$  期间, 高阀直流电压  $U_{dc,H}$  由 MOA 残压与子模块电容电压之和构成,  $U_{dc,H}$  最高可达 -576 kV。由于子模块电容电压在暂态期间波动较大,  $t_4 \sim t_5$  期间  $U_{dc,H}$  围绕在 -440 kV 附近输出。值得注意的是, 在 FBSM 占比为 50% 的混合型 MMC 中, 由于送端 MMC 承担暂态故障能量的 FBSM 占比较低, 故桥臂中 FBSM 的电容电压将升高, 使得直流负压值更低<sup>[20]</sup>。而在嵌套型 MMC 方案中, 同样存在承担负压输出阀段内子模块电容电压升高, 使直流侧输出更高负压的情况<sup>[15, 21]</sup>。因此, 本文方案的故障清除机理与 FBSM 占比为 50% 的混合型 MMC 并无本质区别<sup>[18]</sup>。

$t_5$  时刻后进入去游离阶段, 换流站整体电压控制在零附近, 如图 5(b) 所示。故障电流于  $t_1$  时刻达到最大值  $i_{dc}(t_1) = 3.96$  kA,  $t_0 \sim t_4$  期间故障电流仿真值与解析值 (3.979 kA) 接近, 如图 5(a) 所示。由于  $t_4 \sim t_5$  期间子模块电容电压存在一定波动, 并且计算时忽略了交流电流对桥臂电感电压的影响, 故直流电流下降过程的解析值较仿真值有一定差距, 但对器件的电流选型并无影响。检测到故障后, 有功功率开始升高, 高阀有功功率  $P_{m,H}$  最大可达 848 MW, 低阀有功功率  $P_{m,L}$  最大可达 888.7 MW, 如图 5(c) 所示。故障清除期间高阀无功功率  $Q_{m,H}$  在 (-78, 80) Mvar 内波动, 低阀无功功率  $Q_{m,L}$  在 (-20, 24) Mvar 内波动, 如图 5(d) 所示。由于  $t_1 \sim t_3$  期间子模块短暂旁路, MMC 的 6 个桥臂对于交流系统短路, 桥臂电流增大, 高阀桥臂电流  $i_{arm,H}$  最大值  $i_{H,max}$  为 -4.487 kA, 低阀桥臂电流  $i_{arm,L}$  最大值  $i_{L,max}$  为 4.531 kA, 均未超过 IGBT 允许的 1 ms 内最大电流 6 kA 的限制, 如图 5(e)、(f) 所示。故障期间送端 MMC 需承受暂态能量冲击, 导致子模块电容电压升高, 其中, 高阀子模块电容电压  $u_{c,H}$  的最大值  $u_{c,H,max} = 2.862$  kV (1.3 p.u.), 受端子模块电容电压  $u_{c,L}$  的最大值  $u_{c,L,max} = 2.382$  kV, 子模块电容电压可保证在安全运行范围内<sup>[16]</sup>, 如图 5(g)、(h) 所示。

在外嵌桥臂中, 稳态期间  $Arm_1$  导通, 压降为零,  $Arm_2$  关断并承受高阀直流电压 400 kV。  $t_1 \sim t_2$  期间, 旁路全体子模块, 同时导通 ETB 中的 IGBT,  $Arm_1$ 、 $Arm_2$  承压均为零。  $t_3$  时刻后, 高低阀子模块恢复投入, 关断 ETB 中的 IGBT, 嵌套桥臂完全由  $Arm_1$  切换为  $Arm_2$ , 此时  $Arm_1$  电压主要由 UFD 承担, 最大可达  $U_{dc,max} = 576$  kV, 如图 6(a) 所示, 电流由  $Arm_1$  转移至  $Arm_2$ , 如图 6(b) 所示。图中:  $i_{dc,n}$  为额定直流电流。

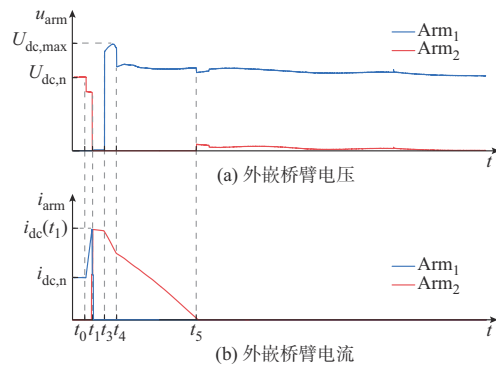


图 6 嵌套桥臂电压及电流波形  
Fig. 6 Voltage and current waveforms of embedded arm

在ETB中,IGBT于 $t_1$ 时刻导通,将桥臂电感旁路,ETB电压为零。 $t_3$ 时刻Arm<sub>1</sub>、Arm<sub>4</sub>中UFD分断完成,此时关断ETB中的IGBT,桥臂电感电流流经MOA放电,MOA残压最大值为 $U_{MOA,max}=143.119$  kV,如图7(a)所示。

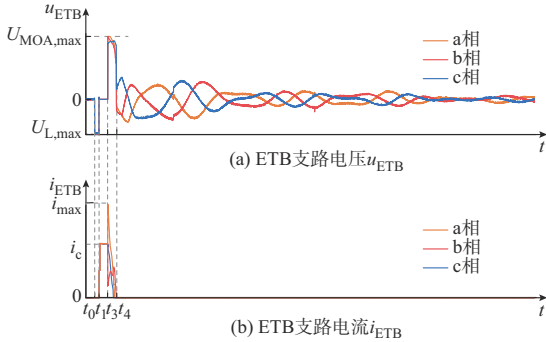


图7 ETB电压及电流波形

Fig. 7 Voltage and current waveforms of ETB

$t_1 \sim t_3$ 时段内,三相ETB的电流 $i_c$ 保持2.638 kA不变,满足 $2i_{dc}(t_1)/3=2.64$  kA; $t_3 \sim t_4$ 时段内,ETB电流最大值 $i_{max}$ 为4.537 kA,符合MOA伏安特性,如图7(b)所示。

#### 4 经济性对比分析

为证明本文所提方案具备经济优势,进行换流站成本计算。由于不同方案对应的子模块数目均相同,故忽略其中的电容器成本,针对开关器件的投资成本与运行损耗进行计算、比较。

在采取单极高低阀接线的MMC换流站中,单个换流阀额定电压为400 kV,换流阀桥臂子模块数量为182个。针对3种不同故障保护方案(半桥型MMC配合混合式DCCB、半-全混合型MMC和本文所提方案)进行器件成本对比分析。前2种方案中换流阀采用的IGBT的额定电压、电流分别为4.5 kV、2 kA,可与现有张北工程的康保站/丰宁站、昆柳龙工程的柳州站相对应。

##### 1) 半桥型MMC配合混合式DCCB(方案1)

高低阀接线的半桥型MMC换流站中共有364个FBSM,共需4 368支IGBT,型号为5SNA2000K452300。在直流线路出口配置的混合式DCCB中,负载转移开关与主断路器中共需2 048支4.5 kV/3 kA的IGBT<sup>[22]</sup>,型号为5SMA3000L450300。换流站直流电压为800 kV,正常通流部件中需要一支可承受1.6倍换流站额定电压的UFD,主断路器中需要额定电压为800 kV的MOA。

稳态期间,混合式DCCB持续性导通LCS与UFD,仅存在UFD与LCS的通态损耗。单个阀组的相单元投入约182个子模块(364支IGBT)。直流电流平均流经三相单元的IGBT,完全流经混合式DCCB中的LCS。查阅IGBT的技术手册<sup>[23-24]</sup>,计算得到通态损耗。进一步查阅工作手册,对IGBT的导通损耗 $E_{on}$ 、关断损耗 $E_{off}$ 与二极管的反向恢复损耗 $E_{rec}$ 进行拟合与计算,得到其开关能量损耗的拟合系数与损耗修正系数。根据文献[25]的损耗计算方法,得到换流站的必要开关损耗与附加开关损耗。将上述换流阀损耗与DCCB损耗相加,可得方案1的总损耗约为换流站总传输功率1 500 MW的0.43%。

##### 2) FBSM占比为50%的半-全混合型MMC(方案2)

FBSM占比最低为50%的半-全混合型MMC可采用无闭锁故障穿越策略,高低阀接线的混合型MMC换流站需要6 552支IGBT。

根据文献[25]进行涉及FBSM的损耗计算,可知在FBSM占比为50%的半-全混合型MMC中,换流站运行损耗占总有功功率的0.62%,约为半桥型MMC的1.4倍。随着FBSM占比增加,换流站的建设成本和运行损耗将进一步升高。

##### 3) 本文所提方案(方案3)

ETB中选取型号为5SMA3000L450300的压接型IGBT,由式(17)可知,单相ETB中需98支IGBT,FBSM内部也选用同型号的IGBT。选取型号为DB3-5000-32的二极管,设定其工作电压为2.2 kV。在承担 $U_{L,max}$ 的基础上考虑1.5倍电压裕度,单相需53支反并联二极管。

在稳态通流桥臂中,根据式(4)计算得到其电流最大值为3.979 kA,选取型号与ETB相同的IGBT,单个桥臂中需要2支IGBT。在选取UFD时,以±500 kV张北柔性直流工程装配的DCCB为例,其UFD可承受的MOA残压高达800 kV<sup>[26]</sup>。本文中Arm<sub>1</sub>、Arm<sub>4</sub>中均选取1支额定电压为400 kV的UFD,可承受电压至少为640 kV。在暂态阻流桥臂中,根据式(6)计算得到其电流最大值为3.978 kA,Arm<sub>2</sub>、Arm<sub>3</sub>中二极管型号同ETB一致,由式(20)可知,单个桥臂中需要273支二极管。

在半桥型MMC换流阀的基础上,高低阀嵌套型MMC的嵌套支路中,稳态通流支路共需4支IGBT与2支额定电压为400 kV的UFD,暂态阻流支路共需580支二极管。在单相ETB中,需要98支



IGBT、53支二极管与1个额定电压90 kV的MOA。

稳态期间,稳态通流支路中的IGBT与UFD持续性导通,Arm<sub>2</sub>、Arm<sub>3</sub>和ETB关断,故本文所提方案损耗与方案1基本相同。综上所述,在换流站单

极中3种方案的器件使用量对比如表2所示。由表可知,本文所提直流故障保护方案的成本较方案1降低25%,较方案2降低14%,且运行损耗较方案2低30.6%,故本文方案有较好的工程经济优势。

表2 3种方案经济性和损耗比较  
Table 2 Comparison of economy and loss among three schemes

方案	IGBT 数量/支		UFD		二极管 数量/支	MOA		总成 本/p.u.	运行损 耗/%
	额定电流为 2 kA	额定电流 为3 kA	数量/支	电压/kV		数目/支	电压/kV		
半桥型MMC + DCCB	4 368	2 048	1	800	0	1	800	1.00	0.43
混合型MMC(HBSM:FBSM=1:1)	6 552	0	0		0	0	0	0.87	0.62
本文所提方案	0	4 666	2	400	705	3	90	0.75	0.43

## 5 结语

本文提出了一种适用于直流故障清除的换流阀嵌套型MMC方案,设计了相应的控制策略并分析了故障清除原理,具体结论如下:

1)采用高低阀接线的嵌套型半桥型MMC通过拓扑改造,在半桥型MMC外部架设用于电压极性反转的嵌套桥臂,内部增设用于桥臂电感电流换向的ETB,使半桥型MMC换流站具备故障自清除能力与无闭锁故障穿越能力。

2)基于采用高低阀接线的嵌套型半桥型MMC拓扑,提出了故障清除策略,可在检测到故障后20 ms内将直流电流抑制到零,具备与FBSM占比为50%的半-全混合型MMC相近的故障清除能力。

3)本文所提方案具备经济优势,在同等的稳态运行能力下,本文方案与半桥型MMC配合混合式DCCB方案相比,成本减少了25%。本文方案与FBSM占比为50%的半-全混合型MMC方案相比,开关器件的投资成本减少了14%,运行损耗减少了30%。

值得注意的是,本文所用仿真结果和经济性分析基础是昆柳龙工程柳北站。对于更高电压等级、更大功率密度的MMC工程,可能会涉及器件选型的约束,如需要IGBT并联,将显著影响成本分析结果。更大容量的MMC低成本嵌套设计方法还需进一步研究分析。

附录见本刊网络版(<http://www.aeps-info.com/aeps/ch/index.aspx>),扫英文摘要后二维码可以阅读网络全文。

## 参考文献

[1] 雷顺广,束洪春,李志民.基于桥臂功率特征的全-半混合型柔性

直流输电线路保护[J].电工技术学报,2023,38(13):3563-3575.  
LEI Shunguang, SHU Hongchun, LI Zhimin. Full-half bridge hybrid VSC-HVDC transmission line protection method based on power characteristics of bridge arms [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(13): 3563-3575.

[2] AN T, TANG G F, WANG W N. Research and application on multi-terminal and DC grids based on VSC-HVDC technology in China[J]. High Voltage, 2017, 2(1): 1-10.

[3] 饶宏,许树楷,周月宾,等.特高压柔性直流主回路方案研究[J].南方电网技术,2017,11(7):1-4.

RAO Hong, XU Shukai, ZHOU Yuebin, et al. Research on main circuit scheme of VSC-UHVDC [J]. Southern Power System Technology, 2017, 11(7): 1-4.

[4] 杨赛昭,向往,文劲宇.架空柔性直流电网线路故障保护综述[J].中国电机工程学报,2019,39(22):6600-6617.

YANG Saizhao, XIANG Wang, WEN Jinyu. Review of DC fault protection methods for the MMC based DC grid [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(22): 6600-6617.

[5] JOVICIC D, TANG G, PANG H. Adopting circuit breakers for high-voltage DC networks: appropriating the vast advantages of DC transmission grids[J]. IEEE Power and Energy Magazine, 2019, 17(3): 82-93.

[6] PANG H, WEI X G. Research on key technology and equipment for Zhangbei 500 kV DC grid [C]// 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018-ECCE Asia), May 20-24, 2018, Niigata, Japan: 2343-2351.

[7] XU J, ZHAO X, JING H, et al. DC Fault current clearance at the source side of HVDC grid using hybrid MMC [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 35(1): 140-149.

[8] HUANG X F, LIU F S, ZHANG D D, et al. Optimization scheme of fault ride through strategy for improving transient stability and DC voltage security of power grid [C]// 2022 6th International Conference on Power and Energy Engineering (ICPEE), November 25-27, 2022, Shanghai, China: 351-357.

[9] LIN W X, JOVICIC D, NGUEFEU S, et al. Full bridge MMC

- converter optimal design to HVDC operational requirements [C]// 2016 IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM), July 17-21, 2016, Boston, USA.
- [10] 高玉华,王琛,王毅,等.基于半波交替的轻型化MMC拓扑及控制策略[J].电力系统自动化,2023,47(17):149-159.  
GAO Yuhua, WANG Chen, WANG Yi, et al. Topology and control strategy of light-weight modular multilevel converter with half-wave alternating [J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(17): 149-159.
- [11] 张振,王琛,王毅,等.新型故障电流转移消耗型子模块拓扑及其故障穿越策略[J].高电压技术,2023,49(4):1600-1610.  
ZHANG Zhen, WANG Chen, WANG Yi, et al. The topology and fault ride-through strategy of a novel fault current transfer consumption sub-module [J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(4): 1600-1610.
- [12] 束洪春,王文韬,江耀曦,等.一种具备直流故障清除能力的新型MMC子模块拓扑[J].电力自动化设备,2022,42(5):75-81.  
SHU Hongchun, WANG Wentao, JIANG Yaoxi, et al. Novel MMC sub-module topology with DC fault clearing capability [J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(5): 75-81.
- [13] LI Z X, TANG B J, SONG Q, et al. Low-cost and compact asymmetrical unidirectional-current modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(3): 3398-3411.
- [14] CHEN Y Y, PAN S Z, HUANG M, et al. MMC-MTDC transmission system with partially hybrid branches [J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2021, 5(2): 124-132.
- [15] 朱雯清,赵西贝,赵成勇.一种嵌套型MMC拓扑及其直流故障穿越策略[J].中国电机工程学报,2023,43(21):8434-8444.  
ZHU Wenqing, ZHAO Xibei, ZHAO Chengyong. Research on topology and fault ride-through strategy of converter embedded MMC [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(21): 8434-8444.
- [16] Capacitors for power electronics: IEC 61071—2017[S]. 2017.
- [17] 林卫星,文劲宇,刘伟增.架空柔性直流输电系统全桥模块比例设计与无闭锁控制[J].南方电网技术,2018,12(2):3-11.  
LIN Weixing, WEN Jinyu, LIU Weizeng. Full bridge sub-module proportion design and non-blocking control of overhead MMC-HVDC transmission system [J]. Southern Power System Technology, 2018, 12(2): 3-11.
- [18] 李再男,贾科,刘子奕,等.半桥型MMC直流侧故障恢复过程过流机理及抑制方法[J].电力系统自动化,2023,47(23):180-188.  
LI Zainan, JIA Ke, LIU Ziyi, et al. Overcurrent mechanism and suppression method for DC-side fault recovery process of half-bridge modular multilevel converter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(23): 180-188.
- [19] WANG S, LI C Y, ADEUYI O D, et al. Coordination of MMCs with hybrid DC circuit breakers for HVDC grid protection [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2019, 34(1): 11-22.
- [20] 李少华,王秀丽,李泰,等.混合式MMC及其直流故障穿越策略优化[J].中国电机工程学报,2016,36(7):1849-1858.  
LI Shaohua, WANG Xiuli, LI Tai, et al. Optimal design for hybrid MMC and its DC fault ride-through strategy [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(7): 1849-1858.
- [21] 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.  
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.
- [22] 蒋纯冰.考虑自适应重合闸的柔性直流电网故障清除策略[D].北京:华北电力大学,2022.  
JIANG Chunbing. Fault clearing with adaptive reclosing strategy in flexible DC grid [D]. Beijing: North China Electric Power University, 2022.
- [23] ABB. 5SNA 2000K452300[EB/OL]. [2023-11-05]. <https://www.tme.com/sg/zh/details/5sna2000k452300/igbt-mo-kuai/abb/5sna-2000k452300/>.
- [24] ABB. 5SNA 3000K452300[EB/OL]. [2023-11-05]. <https://www.tme.com/sg/zh/details/5sna3000k452300/igbt-mo-kuai/abb/5sna-3000k452300/>.
- [25] 赵宇含,王鑫,赵成勇,等.半桥-全桥子模块混合型MMC的换流阀损耗分析方法[J].电网技术,2021,45(7):2847-2856.  
ZHAO Yuhang, WANG Xin, ZHAO Chengyong, et al. Converter valve loss analysis based on half bridge-full bridge sub-module hybrid MMC [J]. Power System Technology, 2021, 45(7): 2847-2856.
- [26] 魏争,文卫兵,杨勇,等.500 kV直流断路器快速机械开关典型故障特性及可靠性提升方法研究[J].全球能源互联网,2023,6(1):54-63.  
WEI Zheng, WEN Weibing, YANG Yong, et al. Research on typical fault characteristics and reliability improvement methods of high-speed mechanical switch used in 500 kV DC circuit breaker [J]. Journal of Global Energy Interconnection, 2023, 6(1): 54-63.

张紫如(2000—),女,硕士研究生,主要研究方向:混合模块化多电平换流器及其控制策略。E-mail: Zhangziru0507@163.com

付丰豪(1997—),男,硕士研究生,主要研究方向:柔性直流输电。E-mail: ffhao1101@163.com

赵西贝(1993—),男,通信作者,博士,讲师,主要研究方向:直流电网运行与保护。E-mail:1055248652@qq.com

(编辑 蔡静雯)

## Topology and DC Fault Ride-through Strategy of Embedded Modular Multilevel Converter with High-/low-voltage Valve Connection

ZHANG Ziru<sup>1</sup>, FU Fenghao<sup>2</sup>, ZHAO Xibei<sup>1</sup>, JIA Xiufang<sup>1</sup>

- (1. State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources (North China Electric Power University), Beijing 102206, China;
2. High Voltage Branch of State Grid Tianjin Electric Power Company, Tianjin 300232, China)

**Abstract:** In the ultra-high-voltage and long-distance DC transmission system using the half-bridge modular multilevel converter (MMC) with high-/low-voltage valve connection, the ultra-high-voltage DC circuit breakers required for fault clearance are immature and costly. Aiming at the above problems, this paper proposes an embedded MMC topology with high-/low-voltage valve connection. According to the basic principle of full-bridge sub-module operation, an external embedded bridge arm and an internal embedded energy transfer branch are designed to reverse the voltage polarity of the MMC with the high-voltage valve. The converter station of the half-bridge MMC can realize the non-blocking DC fault ride-through with a lower cost than that of the hybrid MMC. Based on the switching sequence of each branch and the switching time of different devices during fault clearing, the fault ride-through control strategy is designed. By analyzing the current and voltage stress of the device in each stage, the basis for device selection and number configuration is given. Finally, the effectiveness of the proposed control strategy is verified by PSCAD/EMTDC simulations. The device cost and operation loss of the proposed strategy are compared with the existing MMC schemes, which shows the proposed strategy is more economical.

This work supported by National Natural Science Foundation of China (No. 52307097).

**Key words:** flexible DC transmission; modular multilevel converter (MMC); fault ride-through; fault equivalent model

