# 混合型MMC非闭锁型直流短路故障穿越策略分析和比较

张建忠,陈 桂,张雅倩,邓富金 (东南大学 电气工程学院,江苏 南京 210096)

摘要:针对半桥/全桥子模块和半桥/单极性全桥子模块这2类混合型模块化多电平换流器(MMC)的非闭 锁型直流短路故障穿越问题,首先提出了满足故障穿越要求的2类混合型MMC的最优子模块配比方案。其 次基于恒定可控MMC总能量控制,提出了混合型MMC非闭锁型直流短路故障穿越控制策略,使混合型MMC 在故障穿越期间具备无功补偿及子模块电容电压均衡的能力。最后从故障穿越效果及代价等方面,对这2 类混合型MMC非闭锁型直流短路故障穿越策略开展了对比分析,为混合型MMC及非闭锁型直流短路故障 穿越策略在柔性直流输电工程中的应用提供借鉴与参考。

关键词:混合型MMC;直流短路;非闭锁型故障穿越;对比分析;柔性直流输电

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202103018

# 0 引言

中图分类号:TM 46

模块化多电平换流器(MMC)相比于传统的两 电平换流器具有模块化设计、容错能力强、谐波水平 低等优势,已成为高压直流输电(HVDC)领域的研 究热点<sup>[1-2]</sup>。然而基于半桥子模块(HBSM)的传统型 MMC不具备直流短路故障隔离与穿越能力,这限制 了 MMC-HVDC技术的发展<sup>[3]</sup>。因此研究新型的具 备故障自清除能力的子模块拓扑及故障穿越策略成 为当前学术界的热点。

在新型子模块拓扑研究方面,文献[4-5]总结分 析了多种具备直流短路故障隔离和穿越能力的拓 扑,如全桥子模块(FBSM)、单极性全桥子模块 (UFBSM)、箝位双子模块(CDSM)、开关电容子模块 (SCSM)等。虽然这些子模块具备直流短路故障隔 离和穿越能力,但其与HBSM相比,所用的功率开关 器件更多且结构更加复杂。为了降低MMC的成本 和运行损耗,通常采用HBSM与新型子模块混合的 方式,以兼顾MMC的经济性以及直流短路故障自清 除能力<sup>[6]</sup>。在众多新型子模块中,FBSM由于结构简 单且具备负电平输出的能力而备受关注<sup>[78]</sup>。而由 FBSM演化而来的UFBSM,与FBSM相比,虽然其不 具备负电平输出能力,但可少用一个开关管,结构更 加简单,因此也受到广泛关注<sup>[5,9]</sup>。

在故障穿越研究方面,目前主要包括MMC闭锁型故障穿越策略和MMC非闭锁型故障穿越策略和MMC非闭锁型故障穿越策略两 大类<sup>[10]</sup>。MMC闭锁型故障穿越策略可以比较快地

### 收稿日期:2020-06-23;修回日期:2021-01-21

基金项目:国家电网有限公司科技项目(5100-201999330A-0-0-00);江苏省智能电网技术与装备重点实验室课题项目 Project supported by the Science and Technology Project of SGCC(5100-201999330A-0-0-00) and the Project of Jiangsu Key Laboratory of Intelligent Power Grid Technology and Equipment 清除直流短路故障电流[11],但存在以下缺陷:闭锁期 间 MMC 无法为交流电网提供无功补偿;另外 MMC 闭锁后不可控,子模块电容电压无法保持均衡。这 些都会对系统造成较大的冲击且不利于系统的重启 和恢复[10,12],而非闭锁型故障穿越策略可提供较好 的解决方案。非闭锁型故障穿越策略是指在MMC 桥臂中通过控制子模块输出负压,来抑制短路故障 电流和穿越直流短路故障。目前非闭锁型故障穿越 策略主要包括以下2类:直接控制具有负电平输出 能力的子模块输出负压来穿越故障[7,10,13];通过控制 以构造条件使本身不具备负电平输出能力的子模块 输出负压来穿越故障<sup>[5,14-15]</sup>。这2类 MMC 及其非闭 锁型直流短路故障穿越策略各具特点和优势,对其 控制方式及故障穿越效果和代价展开分析与比较, 对MMC在柔性直流输电工程中的应用具有十分重 要的借鉴意义与参考价值。

鉴于此,本文分别以由HBSM与FBSM组成的混 合型MMC(HF-MMC)和由HBSM与UFBSM组成的 混合型MMC(HUF-MMC)为研究对象,分别在满足 FBSM独立负电平输出和构造UFBSM负电平输出的 故障穿越方案的条件下,提出了2类混合型MMC的 最优子模块配比方案,同时基于提出的恒定可控 MMC总能量控制,对这2类非闭锁型直流短路故障 穿越策略的控制方式、故障穿越效果与代价等开展 了详细的仿真分析与对比。最后对这2类混合型 MMC及其对应的非闭锁型直流短路故障穿越方案 的特点和性能进行归纳与比较,为其在柔性直流输 电工程中的应用提供了借鉴与参考。

# 1 混合型MMC结构和子模块拓扑

三相混合型 MMC 的结构图见附录中图 A1,每 个桥臂由 N个按一定比例混合的 HBSM 与 FBSM 以 及1个桥臂电感 L<sub>s</sub>串联而成,构成 HF-MMC,如果

# FBSM用UFBSM代替,则构成HUF-MMC。

图 1为 HBSM、FBSM 与 UFBSM 的拓扑结构。图中, $U_c$ 为子模块电容电压;C为子模块电容值; $u_{sm}$ 为子模块输出电压; $i_{sm}$ 为子模块电流(桥臂电流)。



图1 子模块拓扑

Fig.1 Topology of submodules

表1为HBSM、FBSM和UFBSM的开关状态。与 HBSM相比,FBSM的输出电平除了 $U_c$ 、0以外,还可 以独立地输出负电平 $-U_c$ 。而与FBSM相比,UFBSM 由于少了开关T<sub>3</sub>,其只有在负方向的桥臂电流下才 可以输出负电平 $-U_c$ 。

表1 子模块的开关状态

Table 1 Switch states of submodules

乙齿抽米刑	开关状态					
丁侯吠矢室	T <sub>1</sub>	$T_2$	$T_3$	$T_4$	$\iota_{\rm sm}$	$u_{\rm sm}$
HDCM	1	0			>0或<0	$U_{C}$
пьзм	0	1			>0或<0	0
	1	0	0	1	>0或<0	$U_{C}$
EDCM	1	0	1	0	>0或<0	0
FDSM	0	1	0	1	>0或<0	0
	0	1	1	0	>0或<0	$-U_c$
	1	0		1	>0或<0	$U_{c}$
UFBSM	0	1		1	>0或<0	0
	0	1		0	< 0	$-U_c$

注:"1"表示 IGBT 导通;"0"表示 IGBT 关断。

## 2 FBSM 负电平输出的故障穿越策略

HF-MMC的FBSM具有独立输出负电平的能力,本节讨论HF-MMC中基于FBSM独立负电平输出的直流短路故障穿越策略。同时为了便于说明,假设该故障穿越策略为方案1。

### 2.1 故障穿越下混合子模块比例的配置

假设HF-MMC的每个桥臂中包括 $N_{\rm H}$ 个HBSM 和 $N_{\rm F}$ 个FBSM,每个子模块的电容电压 $U_c$ 为恒定值。

在正常工况下,MMC交流侧相电压幅值 $U_m$ 与直流侧电压 $U_d$ 的关系为:

$$U_{\rm m} = 0.5 m U_{\rm dc} \tag{1}$$

$$U_{\rm dc} = N U_c = (N_{\rm H} + N_{\rm F}) U_c \tag{2}$$

当MMC发生直流双极短路故障时,在故障穿越 期间直流侧电压约为0,上、下桥臂的输出电压与交 流侧电压的关系为:

$$\begin{cases} u_{ju} \approx -u_j \\ u_{jl} \approx u_j \end{cases}$$
(3)

其中, $u_i$ (j=a,b,c)为交流侧相电压; $u_{ii}$ 、 $u_{il}$ 分别为上、

下桥臂电压。

在故障穿越期间,HBSM被旁路,利用FBSM输 出所需的桥臂电压。另外,在直流短路故障穿越过 程中,为保证MMC能够给交流电网提供无功支撑且 减小故障对交流系统造成的冲击与影响,要求MMC 输出的交流电压幅值与正常工况一致<sup>[16-17]</sup>。因此, 故障穿越期间,桥臂中FBSM输出的电压为所需的 最大桥臂电压。结合式(1)—(3)可得:

 $N_{\rm F}U_c \ge \max(u_{jk}) \approx \max(u_j) = U_{\rm m} = 0.5mNU_c \quad (4)$ 其中, max(・)为最大值函数; k=u, l<sub>o</sub>

为保证在所有调制比工况下,FBSM数量的比例 配置都能够满足故障穿越方案的需要,本文取调制 比的最大值,即*m*=1。则根据式(4)各桥臂中FBSM 数量占比应满足:

$$N_{\rm F}/N \ge \max(0.5m) = 0.5$$
 (5)

## 2.2 故障穿越策略原理

当发生直流双极短路故障后,HF-MMC在正常 工况下的控制模式切换至故障穿越模式,桥臂中 的 HBSM 被旁路,利用 FBSM 输出的 3 种电平( $U_c$ 、 0、 $-U_c$ )来穿越直流短路故障。

在故障穿越模式下,系统主要有2个控制目标: ①直流短路故障电流要被快速地限制到0;②MMC 中处于可控状态的FBSM的能量要保持恒定,MMC 能够给交流电网提供无功补偿。

故障穿越期间,通过引入直流电流反馈控制,桥 臂参考电压的直流偏置量 u<sub>de</sub>/2 可以被控制,进而直 流短路故障电流 i<sub>de</sub>可被限制为0<sup>[10]</sup>。直流短路故障 穿越下的直流电流控制框图如图 2 所示。正常工况 下,设桥臂参考电压的直流偏置量为 U<sub>de</sub>/2,当直流侧 发生短路故障时, i<sub>de</sub>激增,系统切换至故障穿越模式 后, i<sub>de</sub>与其参考值 i<sup>\*</sup><sub>de</sub>(上标"\*"表示各物理量的参考 值,后同)的偏差通过 PI 控制器产生一个较大的桥 臂参考电压负直流偏置量,该负压使得直流短路故 障电流快速下降直至0。

$$i_{dc}^{*}=0$$
 + (PI) 故障穿越  
 $-i_{dc}$  (Udc) (U

#### 图2 故障穿越下的直流电流控制

### Fig.2 DC current control under fault ride-through

在故障穿越模式下,HBSM被旁路,MMC中处于 恒定可控状态的能量主要存储于FBSM的电容中, 因此,恒定可控的MMC总能量可表示为:

$$E = \frac{C}{2} \sum_{j=a, b, c} \left( \sum_{s=1}^{N_{\rm F}} u_{Cjus}^2 + \sum_{s=1}^{N_{\rm F}} u_{Cjls}^2 \right)$$
(6)

其中, $u_{Cjux}$ 、 $u_{Cjb}$ 分别为j相上、下桥臂第s个 FBSM的 电容电压。定义 $u_{E1}$ 为 FBSM 电容电压的有效值,代 表故障穿越下恒定可控的 MMC 总能量,则:

$$E = 6 N_{\rm F} \frac{c}{2} u_{\rm E1}^2$$
 (7)  
根据式(6)和式(7), $u_{\rm E1}$ 可以表示为:

$$u_{\rm E1} = \sqrt{\frac{1}{6N_{\rm F}} \sum_{j=a,\,b,\,c} \left( \sum_{s=1}^{N_{\rm F}} u_{Cjus}^2 + \sum_{s=1}^{N_{\rm F}} u_{Cjls}^2 \right)}$$
(8)

在直流双极短路故障期间,直流电压被箝位为 0,不能再用来作为控制量,通过控制 $u_{\rm El}$ 跟踪子模块 电容电压的额定值 $U_c$ ,维持可控的MMC总能量稳定 在额定值。因此在故障穿越模式下,有功电流参考 可由 $U_c$ 与 $u_{\rm El}$ 的偏差通过PI控制器得到;而无功补 偿电流参考与正常工况一样,可由无功补偿功率的 参考值 $Q^c$ 与无功补偿Q的偏差通过PI控制器获得。

图 3 为 HF-MMC 的故障穿越控制框图。图中, *i<sub>a</sub>、i<sub>q</sub>*和*u<sub>a</sub>、u<sub>q</sub>*分别为交流相电流*i<sub>j</sub>*和*u<sub>j</sub>*的*d*、*q*轴分量; *L<sub>g</sub>*为交流系统与 MMC 间的等效电感;ω 为系统角频 率。模式 1、2分别表示正常、故障工况下的控制,故 障穿越控制下,功率外环的定直流电压控制变为定 FBSM 总能量控制,保证了可控 MMC 能量的恒定,同 时换流器依然具备无功补偿的能力。桥臂参考电压 的直流偏置量由给定的 *U<sub>a</sub>*/2 变为由直流电流的反 馈控制给出,保证了直流短路故障电流能够被快速 地限制为0。



图 3 HF-MMC系统在正常工况和故障穿越下的控制框图 Fig.3 Control block diagram of HF-MMC system under normal condition and fault ride-through

# 3 构造UFBSM负电平输出的故障穿越策略

由第1节可知,UFBSM不能独立地输出负电平, 只有当桥臂电流为负时,通过切换UFBSM的IGBT 开关状态,其才可以输出U<sub>c</sub>、0、-U<sub>c</sub>这3种电平。本 节讨论HUF-MMC中通过构造桥臂电流为负的条件, 以构造UFBSM负电平输出的直流短路故障穿越策 略。为了便于说明,假设该故障穿越策略为方案2。

### 3.1 故障穿越策略原理

该故障穿越方案依据交流侧电流的方向,通过 控制j相上、下桥臂交替导通与闭锁,以保证导通桥 臂的桥臂电流方向始终为负。j相上、下桥臂的工作 模式如附录中图A2所示。

当交流侧电流 $i_j>0时,j相下桥臂中所有的子模$ 块闭锁,j相下桥臂中闭锁后的UFBSM在故障回路中提供足够大的反电动势,令下桥臂中的二极管反 $向偏置,下桥臂电流<math>i_{j1}=0$ 。 $i_jQ从j$ 相上桥臂流过, 且上桥臂电流 $i_{j1}=-i_j$ ,为负值。这时j相上桥臂的 UFBSM可输出3种电平状态,而j相上桥臂的HBSM 处于旁路状态,不参与 $U_c$ 电平输出。这是因为由图 1和表1可知,在负方向的桥臂电流下,HBSM只能 输出 $U_c$ 与0这2种电平,且只要HBSM投入正电平  $U_c$ ,其电容将处于放电状态,而没有对应的充电状态,HBSM的电容电压最终将衰减而发散。

类似地,当交流侧电流*i*<sub>j</sub><0时,*j*相上桥臂中所 有的子模块闭锁,闭锁后的UFBSM在故障回路中提 供足够大的反电动势,*j*相上桥臂中没有电流流过。 *i*<sub>j</sub>仅从*j*相下桥臂流过,且下桥臂电流*i*<sub>j</sub>=*i*<sub>j</sub>,为负值。 这时*j*相下桥臂的UFBSM可以输出3种电平状态, 同样,*j*相下桥臂的HBSM处于旁路状态。

依据三相交流侧电流的正、负值,交流电网的1 个工频周期可以被分为6个区段,桥臂的工作模式及 对应的交、直流侧电流关系如表2所示。表中,*S<sub>ju</sub>为 j*相上桥臂的工作状态,其值为1表示桥臂处于导通 模式,其值为0表示桥臂处于闭锁模式,*j*相下桥臂 工作状态*S<sub>a</sub>*的开关逻辑类似。

表2 桥臂的工作模式以及交、直流侧电流

Table 2 Operation modes of arms, AC and DC currents

工作区段	$i_{a}$	$i_{\rm b}$	$i_{\rm c}$	$S_{\mathrm{au}}$	$S_{\rm bu}$	$S_{\rm cu}$	$i_{ m dc}$
Ι	>0	>0	<0	1	1	0	$-i_{c}$
П	<0	>0	<0	0	1	0	$i_{ m b}$
Ш	<0	>0	>0	0	1	1	$-i_{a}$
IV	<0	<0	>0	0	0	1	$i_{\rm c}$
V	>0	<0	>0	1	0	1	$-i_{\rm b}$
VI	>0	<0	<0	1	0	0	$i_{a}$

图4为HUF-MMC故障穿越下在区段 I 的等效 电路,图中0、0'分别为交、直流侧电压中性点。此 时,*i*<sub>a</sub>>0,*i*<sub>b</sub>>0,*i*<sub>c</sub><0,a相与b相的上桥臂处于导通状 态,而下桥臂闭锁;c相上桥臂处于闭锁状态,而其下 桥臂导通;其他区段的等效电路可依此类推。该等 效电路相当于1个星形连接的级联H桥多电平变换 器,因此故障穿越期间,该混合型 MMC 能够作为静 止同步补偿器,穿越直流双极短路故障<sup>[14]</sup>。另外直 流故障电流在各个区段中等于对应的交流侧电流, 只需通过控制交流侧电流,就可将直流故障电流限 制在正常范围内。

HUF-MMC 在故障穿越下的控制框图如图 5 所示。其中,功率外环与电流内环控制和方案1 相同, 通过恒定可控的 UFBSM 总能量控制,产生交流侧有 功电流的参考值 *i*<sub>a</sub>, *u*<sub>E2</sub>为故障穿越下 MMC 中可控的



#### 图4 故障穿越下在区段 I 时 HUF-MMC 的等效电路

Fig.4 Equivalent circuit of HUF-MMC in sector I under fault ride-through

$$u_{\rm E2} = \sqrt{\frac{1}{6 N_{\rm U}} \sum_{j=\rm a, \, b, \, c} \left( \sum_{i=1}^{N_{\rm U}} u_{Cjui}^2 + \sum_{i=1}^{N_{\rm U}} u_{Cjli}^2 \right)}$$
(9)

其中, $N_{U}$ 为各桥臂中UFBSM的个数; $u_{Cjui}$ 、 $u_{Cjui}$ 分别为 *j*相上、下桥臂第*i*个UFBSM的电容电压。而交流侧 无功补偿电流的参考值 $i_{q}^{*}$ 同样可由 $Q^{*}$ 与Q的偏差通 过PI控制器获得。

根据交流侧参考电流确定桥臂工作模式 闭锁桥臂的 式(10)  $|S_i|$ 所有IGBT 被关断 功率外环与电流内环控制 ॥  $u_{\rm E2}$  – ΡI dq 式(11)  $\omega l$ 7abc  $u^{*}$  $S_{rn} = 1$  $S_{v1} = 1$ - PI 载波层叠 导通桥臂的 调制及子模块 u 子模块控制 ►U. 电容电压平衡 dq 脉冲信号 ► U. 策略[18-19]



将功率外环控制器得到的 $i_a^i$ 与 $i_i^*$ 通过dq/abc坐标变换可得交流侧电流的参考值 $i_j^*$ 。HUF-MMC中6个桥臂的工作模式可以被确定,即:

$$S_{ju} = \begin{cases} 1 & i_j^* \ge 0 \\ 0 & i_j^* < 0 \end{cases}, \ S_{jl} = \begin{cases} 0 & i_j^* \ge 0 \\ 1 & i_j^* < 0 \end{cases}$$
(10)

对于闭锁的桥臂,桥臂上所有子模块的IGBT被 关断;对于导通的桥臂,设x(x=a,b,c)相上桥臂和y (y=a,b,c)相下桥臂处于导通状态(x≠y),则由图4可 知,在故障穿越模式下,导通的上、下桥臂的桥臂参 考电压为:

$$\begin{cases} u_{xu}^* \approx -u_x^* & S_{xu} = 1\\ u_{yl}^* \approx u_y^* & S_{yl} = 1 \end{cases}$$
(11)

式(11)中交流侧电压参考值 u<sub>j</sub> 由功率外环与电 流内环控制得到。最后再通过载波层叠调制及子模 块电容电压平衡策略产生导通桥臂的 UFBSM 的控 制脉冲信号,从而输出期望的桥臂电压,并维持子模 块电容电压的均衡。

# 3.2 故障穿越下混合子模块比例的配置

由 3.1 节可知,要保证桥臂工作在交替导通与闭 锁的模式且有效地穿越直流短路故障,需要满足以 下 2 个条件:①导通桥臂的 UFBSM 能够输出所需的 双极性桥臂电压;②闭锁桥臂的 UFBSM 能够提供足 够大的反电动势确保完全阻断桥臂。

由于在负方向的桥臂电流下 UFBSM 可输出双 极性电平,且该故障穿越方案中,式(11)所示导通桥 臂的上、下桥臂电压表达式与方案1中式(3)所示的 上、下桥臂电压表达式相同。为了满足 UFBSM 能 够输出所需的最大桥臂电压,以保证故障穿越过程 中 MMC 能够输出的交流电压幅值与正常工况一 致<sup>[16-17]</sup>,各桥臂中 UFBSM 数量的比例配置结论与方 案1相一致,即:

$$N_{\rm U}/N \ge \max(0.5\,m) = 0.5$$
 (12)

根据图4所示故障穿越方案下的等效电路,为 保证闭锁桥臂能够被完全阻断,闭锁桥臂中UFBSM 提供的反电动势要不小于交流侧相电压幅值,即:

$$N_{\rm u}U_c \ge \max\left(u_i\right) = U_{\rm m} = 0.5 \, mNU_c \tag{13}$$

可以发现,满足条件②要求的UFBSM数量比例 配置与条件①相一致。综上,桥臂中UFBSM数量的 比例配置应满足式(12)。

# 4 2种故障穿越策略的评估与比较

# 4.1 故障穿越策略效果的分析与比较

为验证与比较2类混合型MMC及其故障穿越 方案的有效性和特点,在MATLAB/Simulink中分 别搭建了HF-MMC和HUF-MMC这2组仿真模型。 根据2.1节和3.2节的混合子模块数量的比例配置结 果,HF-MMC桥臂中HBSM与FBSM数量的比例配置 为1:1;HUF-MMC桥臂中HBSM与UFBSM数量的比例配置 为1:1;HUF-MMC桥臂中HBSM与UFBSM数量的比例配置 比0也为1:1。另外为了对2种故障穿越策略进行对 比,2组仿真模型的其余仿真参数取值保持一致,如 附录中表A1所示。

2类混合型 MMC 系统在正常稳定运行状态下, 传输有功功率 20 MW,无功功率为0。当*t*=0.3 s时, 发生直流双极短路故障,假设 2 类系统检测到故障 的时间相同,随后 HF-MMC 系统和 HUF-MMC 系统 分别进入故障穿越方案 1 模式和故障穿越方案 2 模 式,MMC向电网提供的无功功率为10 Mvar。当t=0.5s时,直流短路故障被清除,系统恢复正常。

直流侧电压和电流的仿真波形如图6所示。当 直流侧发生双极短路故障后,直流电压跌落,其值约 为0,直流电流激增。方案1中,在直流电流反馈控 制下,直流短路故障电流在2ms左右的时间内快速 下降为0并基本保持稳定。方案2中,直流短路故障 电流在3.5ms左右的时间内降低到1个正常的较低 水平稳态值,该稳态值是由交流侧电流所决定的。 故障清除后,2种方案下的系统都能够迅速建立直 流电压与电流,并恢复正常运行。





因此方案2的故障电流清除速度要略慢于方案 1,且方案2在故障穿越期间存在直流电流,若要进 行直流线路检修与故障清除,则可以通过设定无功 补偿功率为0,从而令直流侧电流为0;或者通过额 外的直流断路器切断直流电流,这种情况下直流断 路器需要切断的是一个正常稳态直流电流。

有功、无功功率、交流侧电流及桥臂电流与电压 的波形如附录中图A3所示。方案1中,故障穿越期 间,在定FBSM总能量控制下,MMC处于可控状态, MMC能够给交流电网提供精确的无功补偿。同时 FBSM的3种电平( $U_c$ ,0,- $U_c$ )都被利用,可以输出所 需的桥臂电压。另外在故障穿越期间,传输的有功 功率为0,上、下桥臂电流的直流偏置为0,桥臂电流 幅值等于交流侧电流幅值的一半。方案2中,故障 穿越期间,MMC同样能够给交流电网提供精确的无 功补偿,传输的有功功率也基本稳定在0,因此无功 补偿功率的大小决定了交流侧电流的大小,即决定 了最终直流短路电流稳态值的大小。另外在故障穿 越期间,上、下桥臂电流总是非正的,且上、下桥臂工 作在交替导通与闭锁状态,上、下桥臂电流幅值的绝 对值等于交流侧电流幅值。在负方向的桥臂电流 下,导通桥臂的UFBSM可输出双极性电平,上、下桥 臂电压均在 $-N_{\rm U}U_c \sim N_{\rm U}U_c$ 之间变化。

因此,方案1和方案2在故障穿越期间都具备提

供精确的无功补偿的能力。但方案2的上、下桥臂 是交替导通与闭锁的,在相同的无功补偿功率下,方 案2的桥臂电流幅值是方案1的2倍,即若在统一的 器件电流裕度下,方案1能够提供的无功补偿功率 的最大值将是方案2的2倍。

a相上、下桥臂的子模块电容电压平均值及 u<sub>E1</sub>、 u<sub>E2</sub>波形如图7所示。故障穿越期间,2种方案中分别 代表可控MMC总能量水平的 u<sub>E1</sub>和 u<sub>E2</sub>最终均能够稳 定至额定值 U<sub>c</sub>=5 kV;另外故障穿越期间,方案1中 HBSM 由于被旁路,其电容电压保持恒定,而FBSM 处于可控状态,其电容电压保持均衡,且FBSM电容 没有出现持续的电压过高现象。而方案2中HBSM 被闭锁或旁路,其电容电压也保持恒定,UFBSM处 于投入与闭锁交替的可控状态,其电容电压最终也 能均衡在额定值附近,但稳定的速度要略慢于方案 1中的FBSM,且UFBSM有一段时间要承受较高的子 模块电压,这对子模块的耐压能力提出了一定要求。 通过以上的仿真分析和对比,可对2类故障穿越方 案的性能比较进行归纳,见附录中表A2。



图7 子模块电容电压及u<sub>E</sub>



### 4.2 故障穿越策略成本代价的比较

本节从子模块器件数量、独立驱动信号数量以 及损耗这3个方面比较2类混合型MMC及其故障穿 越策略在穿越成本代价方面的优劣。

由表1中FBSM的开关状态可知, $T_1$ 与 $T_2$ 的开关 信号相反互补, $T_3$ 与 $T_4$ 的开关信号也相反互补,因此 各FBSM需要2个独立驱动信号;由表1中UFBSM的 开关状态可知, $T_1$ 与 $T_2$ 的开关信号相反互补, $T_4$ 的开 关信号独立,因此各UFBSM也需要2个独立驱动 信号。

假设在同一直流母线电压和额定子模块电容电 压条件下,由于这2类混合型MMC在满足各自的故 障穿越方案下的混合子模块数量比例配置都为1:1, 因此,HF-MMC各桥臂中HBSM和FBSM的数量均 为 N/2, 需要的 IGBT 总数和二极管总数都为 18N; HUF-MMC各桥臂中 HBSM 和 UFBSM 的个数也都为 N/2, 需要的二极管总数为 18N, 而 IGBT 总数为 15N。 相较于 HF-MMC, HUF-MMC 可少用 3N 个 IGBT, 即 少用 HF-MMC 中 IGBT 总数的 1/6。

另外,在这2种故障穿越方案下,HBSM都处于 闭锁或旁路状态,HBSM的控制脉冲信号是确定的, 2类混合型MMC的独立驱动信号总数分别由FBSM 和UFBSM的独立驱动信号总数决定,分别都为6N。 综上,HF-MMC与HUF-MMC在各自的故障穿越方 案下所需的子模块器件数量以及独立驱动信号数量 的归纳比较见附录中表A3。

另外为了定量计算与比较2类混合子模块的器件功率损耗,在Plecs中建立了2组仿真模型并进行 仿真计算。仿真模型中含反并联二极管的IGBT的 型号为FZ400R17KE3,D<sub>3</sub>的型号为FZ400R17KE3D。 考虑到该功率器件模块的电压与电流应力要求,仿 真中子模块电容电压额定值降为1.5 kV,设相应的 交流系统相电压幅值和直流侧额定电压分别为7 kV 和15 kV;有功功率为1.5 MW;故障穿越下的无功补 偿功率为1 Mvar;功率器件的散热器温度为70 ℃, 其余仿真参数参见附录中表A1。

附录中图A4为2类单个混合子模块拓扑在正常 工况下的器件功率损耗分布情况,可见正常工况下, 由于HF-MMC和HUF-MMC的工作状态相同,其在 HBSM中的功率损耗分布基本一致;而对于HF-MMC 中的FBSM和HUF-MMC中的UFBSM,其在正常工况 下的开关工作状态见附录中图A5,FBSM与UFBSM 的开关工作状态相同,由图A4可知,其损耗分布情 况也基本相同。

在正常工况下,测得HF-MMC和HUF-MMC中单 个混合子模块拓扑的器件功率损耗分别为393.68 W 和400.08 W。在误差范围内2类混合型 MMC的总 功率损耗基本相同,约为额定有功功率的0.8%。

图8为2类单个混合子模块在故障穿越下的器件功率损耗分布情况。另外在故障穿越模式下,2 类混合子模块拓扑的开关工作状态见附录中图A6 (HUF-MMC中HBSM与UFBSM处于闭锁的状态未 画出)。HF-MMC中的HBSM处于旁路状态,T<sub>1</sub>关 断,T<sub>2</sub>保持开通,因此只在T<sub>2</sub>和D<sub>2</sub>中存在导通损耗; HF-MMC中的FBSM在正投入、旁路、负投入3种状 态之间切换。HUF-MMC中的HBSM也处于旁路状 态,但由于其桥臂电流方向恒为负,因此只在D<sub>2</sub>中 存在导通损耗;HUF-MMC中的UFBSM在负方向的 桥臂电流下也是在正投入、旁路和负投入3种状态 之间切换,但只在T<sub>1</sub>、D<sub>2</sub>、D<sub>3</sub>与T<sub>4</sub>中存在损耗。

在故障穿越模式下,测得HF-MMC和HUF-MMC





中单个混合子模块的器件功率损耗分别为274.29、198.07 W, HF-MMC 和 HUF-MMC 的总功率损耗分别约为8228.7、5942.1 W。HF-MMC 在故障穿越模式下的总功率损耗约为 HUF-MMC 总功率损耗的1.38倍。

# 5 结论

本 文 对 HF-MMC 和 HUF-MMC 这 2 类 混 合 型 MMC 的非闭锁型直流短路故障穿越策略开展了研 究,从控制方式、故障穿越效果及成本代价等方面进 行了仿真分析与对比,得到结论如下。

(1)对于 FBSM 这类具有独立负电平输出能力 的子模块,可通过控制其输出负电平穿越 MMC 直流 短路故障;对于 UFBSM 这类不具备独立负电平输出 能力的子模块,可通过控制构造其输出负电平的条 件,来穿越直流短路故障。

(2)在故障穿越成本代价方面:相较于HF-MMC 及其对应的故障穿越方案1,HUF-MMC及其对应的 故障穿越方案2可少用HF-MMC中IGBT总数的1/6, 且具有更小的器件功率损耗;而在二极管与独立驱 动信号数量以及正常工况下的器件功率损耗方面,2 种混合型MMC是一样的。

(3)在故障穿越效果方面:方案1与方案2在故 障穿越期间都具备保持无功补偿、MMC可控且子模 块电容电压均衡的能力,但方案1的最大无功补偿 功率是方案2的2倍;另外进入故障穿越模式后,方 案1中FBSM电容电压恢复均衡的速度相较于方案2 中的UFBSM更快;同时,方案1限制直流短路故障 电流的速度也更快,且直流短路故障电流最终基本 能够稳定在0。而方案2中,直流短路故障电流最终 是一个正常的较低水平稳态值,且该稳态值由无功 补偿功率的大小决定。 (4)因此,在柔性直流输电中,若是在故障穿越 性能都满足要求的前提下,主要考虑的是器件数量、 损耗与MMC成本,则可选用HUF-MMC及对应的故 障穿越方案2;若主要考虑的是更加优越的故障穿越 性能,则可选用HF-MMC及对应的故障穿越方案1。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

### 参考文献:

 [1]阳莉汶,江伟,王渝红,等.具有直流故障阻断能力的电容嵌位 子模块拓扑及其特性[J].电力自动化设备,2017,37(12): 172-177.

YANG Liwen, JIANG Wei, WANG Yuhong, et al. Capacitor-embedded submodule topology with DC fault blocking capability and its characteristics [J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(12):172-177.

- [2]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.
- [3] 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.

- [4] HU X,ZHANG J Z,XU S,et al. Investigation of a new modular multilevel converter with DC fault blocking capability
   [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(1): 552-562.
- [5] NGUYEN T H,HOSANI K A,MOURSI 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.
- [6] QIN J C,SAEEDIFARD M,ROCKHILL A, et al. Hybrid design of modular multilevel converters for HVDC systems based on various submodule circuits[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(1):385-394.
- [7] LIN W X, JOVCIC D, NGUEFEU S, et al. Full-bridge MMC converter optimal design to HVDC operational requirements
   [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(3):1342-1350.
- [8]林艺哲,林磊,徐晨.稳态负电平输出下的混合型MMC设计方法[J].中国电机工程学报,2018,38(14):4202-4211,4326.
  LIN Yizhe,LIN Lei,XU Chen. A design method of hybrid modular multilevel converter with negative output in steady state[J]. Proceedings of the CSEE,2018,38(14):4202-4211, 4326.
- [9] 赵鹏豪,王朝亮,许建中,等.一种具有直流故障穿越能力的 MMC子模块拓扑[J]. 电网技术,2014,38(12):3441-3446.
   ZHAO Penghao,WANG Chaoliang,XU Jianzhong, et al. A submodule topology of MMC with DC fault ride-through capability
   [J]. Power System Technology,2014,38(12):3441-3446.
- [10] 尹太元,王跃,段国朝,等.基于零直流电压控制的混合型 MMC-HVDC直流短路故障穿越策略[J].电工技术学报,2019, 34(增刊1):343-351.

YIN Taiyuan, WANG Yue, DUAN Guozhao, et al. Zero DC voltage control based DC fault ride-through strategy for hybrid modular multilevel converter in HVDC[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2019,34(Supplement 1):343-351.

- [11] 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.
- [12] 李红梅,行登江,高扬,等.子模块混联MMC-HVDC系统直流 侧短路故障电流抑制方法[J].电力系统保护与控制,2016,44
   (20):57-64.

LI Hongmei, XING Dengjiang, GAO Yang, et al. A DC pole-topole fault current suppression strategy of the half-and fullbridge based cell-hybrid modular multilevel converter [J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(20):57-64.

- [13] 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.
- [14] YU X Y, WEI Y D, JIANG Q R. STATCOM operation scheme of the CDSM-MMC during a pole-to-pole DC fault[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(3):1150-1159.
- [15] AL HOSANI K, NGUYEN T H, AL SAYARI N. Fault-tolerant control of MMCs based on SCDSMs in HVDC systems during DC-cable short circuits[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2018, 100: 379-390.
- [16] 孔明,汤广福,贺之渊. 子模块混合型 MMC-HVDC 直流故障穿 越控制策略[J]. 中国电机工程学报,2014,34(30):5343-5351.
   KONG Ming,TANG Guangfu,HE Zhiyuan. A DC fault ridethrough strategy for cell-hybrid modular multilevel converter based HVDC transmission systems[J]. Proceedings of the CSEE,2014,34(30):5343-5351.
- [17] HU J B,XU K C,LIN L,et al. Analysis and enhanced control of hybrid-MMC-based HVDC systems during asymmetrical DC voltage faults [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017,32(3):1394-1403.
- [18] 白志红,周玉虎. 模块化多电平换流器的载波层叠脉宽调制策略分析与改进[J]. 电力系统自动化,2018,42(21):139-144.
   BAI Zhihong,ZHOU Yuhu. Analysis and improvement on carrier level-shifted pulse width modulation strategy for modular multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018,42(21):139-144.
- [19] 冯谟可,郭裕群,许建中,等. 混合型 MMC 启动策略及全桥 子模块数目配置研究[J]. 华北电力大学学报,2017,44(6): 28-35.

FENG Moke, GUO Yuqun, XU Jianzhong, et al. Start-up control strategies of hybrid MMC and configuration of FBSM[J]. Journal of North China Electric Power University, 2017, 44(6): 28-35.

### 作者简介:



张建忠(1970—),男,江苏张家港人, 研究员,博士研究生导师,博士,主要研究方 向为新能源发电和电力电子技术(E-mail: jiz@seu.edu.cn);

陈 桂(1996—),男,福建宁德人,硕 士研究生,主要研究方向为模块化多电平换 流器及柔性直流输电故障保护与穿越技术 (**E-mail**:2416700436@qq.com)。

张建忠

(编辑 王欣竹)

(下转第63页 continued on page 63)

# Extendable voltage multiplier cell circuit applied to SEPIC converter

ZHU Binxin, HUANG Yu, SHE Xiaoli, LIU Guanghui, HU Shishi

(Hubei Provincial Engineering Research Center of Intelligent Energy Technology,

China Three Gorges University, Yichang 443002, China)

Abstract: Affected by the parasitic parameters, the boosting capacity of basic DC / DC converter is limited. An extendable voltage multiplier cell circuit applied to SEPIC (Single Ended Primary Inductor Converter) converter is proposed. The proposed extendable voltage multiplier cells are connected to the basic SEPIC converter, which can increase the input-output voltage gain of the converter and reduce the voltage stress of the power switches. Besides, the proposed converter inherits the traditional SEPIC converter's advantage of continuous and low ripple input current. Meanwhile, the proposed voltage multiplier cell contains no active switch, so that the gate driver and control circuits of traditional SEPIC converter can be adapted without changing. The operating principle and performance of the proposed converter are developed in detail, and a 300 W experimental prototype is implemented to verify the theoretical analysis.

Key words: SEPIC converter; extendable voltage multiplier cell; high voltage gain; continuous input current

(上接第47页 continued from page 47)

# Analysis and comparison of non-blocking DC short circuit fault ride-through strategies for hybrid MMC

ZHANG Jianzhong, CHEN Gui, ZHANG Yaqian, DENG Fujin

(School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract:For the problem that non-blocking DC short circuit fault ride-through strategies of two typical hybrid MMCs (Modular Multilevel Converters) whose hybrid submodules are composed of HBSM (Half-Bridge Sub-Module) and FBSM (Full-Bridge SubModule), HBSM and UFBSM (Unipolar Full-Bridge SubModule) respectively, the optimal submodule ratio scheme of two types of hybrid MMCs that meets the requirements of fault ride-through is proposed firstly. Then a non-blocking DC short circuit fault ride-through control strategy based on the fixed and controlled MMC total energy control is proposed to ensure that the hybrid MMCs own the abilities of reactive power compensation and submodule voltage balancing during the DC short circuit fault ride-through. Finally, the two non-blocking DC short circuit fault ride-through strategies of two types of hybrid MMCs are compared and analyzed in terms of the fault ride-through effects and costs, which provides valuable reference for the application of hybrid MMCs and the non-blocking DC short circuit fault ride-through strategies in flexible DC transmission.

Key words: hybrid MMC; DC short circuit; non-blocking fault ride-through; comparison and analysis; flexible DC transmission



注: R 为桥臂的等效寄生电阻;  $I_{dc}$  为直流侧电流;  $i_{ju}$ 、 $i_{j}$  为上、下桥臂电流。













Fig.A3 Active and reactive power, AC current, bridge arm current and voltage

故障穿越方案及比较项	方案1	方案 2
直流短路电流的限制速度	快	较快
直流短路电流稳态值	0	正常值
是否具备无功补偿能力	具备	具备
最大无功补偿功率	2 倍	1倍
电容电压均衡稳定的速度	快	较快
FBSM 或 UFBSM 的耐压要求	低	较低

表 A2 故障穿越方案性能的比较 Table A2 Comparison of fault ride-through schemes

表 A3 在故障穿越模式下不同类型 MMC 的比较

Table A3 Comparison of different types MMC under fault ride-through modes

	MMC 类型及对比项	HF-MMC	HUF-MMC
	子模块电容电压	$U_C = U_{\rm dc}/N$	$U_C = U_{\rm dc}/N$
F	复拆醉泪人了捞抽数	HBSM=N/2	HBSM=N/2
	母竹質花台丁侯庆奴	FBSM = N/2	UFBSM= N/2
	IGBT 总数	18N	15N
	二极管总数	18N	18N
	独立驱动信号总数	6N	6N







Fig.A6 Operation states of two hybrid submodule topologies under fault ride-through