# 一种具备直流故障清除能力的新型MMC子模块拓扑

束洪春1,王文韬1,江耀曦2,邵宗学1,王 锐1,廖孟黎1

(1. 昆明理工大学 电力工程学院,云南 昆明 650500;2. 昆明理工大学 信息工程与自动化学院,云南 昆明 650500)

摘要:当基于模块化多电平换流器(MMC)的高压直流输电(MMC-HVDC)系统直流线路发生短路故障时,传统半桥子模块存在无法通过闭锁阻断直流故障电流的问题。对此,提出一种具备直流故障清除能力的基于 半桥的五电平新型子模块(FLHBSM)拓扑。FLHBSM与传统半桥子模块具有相同的控制结构,并具备了直流 故障清除能力。相比其他具备直流故障清除能力的子模块拓扑,FLHBSM减少了开关器件的数量以及换流 站占地面积,降低了损耗,且其控制灵活度高,在提高了MMC经济性的同时增强了其运行可靠性。同时, FLHBSM可以较好地兼容适用于半桥子模块的电容均压策略,并可根据实际需要在均压方案中择优。在 MATLAB / Simulink 仿真平台搭建了基于FLHBSM 的双端 ±100 kV 21 电平 MMC-HVDC 系统仿真模型,验证 了其利用子模块闭锁模式清除直流故障的有效性。

DOI:10.16081/j.epae.202202030

# 0 引言

随着电力电子技术的发展,基于模块化多电平换 流器(MMC)的高压直流输电(MMC-HVDC)系统受到 广泛关注。与传统电网换相换流器(LCC)相比, MMC不存在换相失败的问题。MMC-HVDC凭借传 输效率高、谐波含量低及模块化设计等优点,已成为 直流输电领域的首选拓扑之一<sup>[14]</sup>,在新能源并网方 面与其他输电方式相比更具竞争力。

MMC-HVDC 虽具备上述诸多优点,但直流侧发 生故障时,存在故障电流上升迅速且无过零点等问 题,如何应对直流侧故障仍是制约其发展的关键问 题<sup>[5-7]</sup>。目前广泛以半桥子模块(HBSM)构成 MMC 作为主要方案,但 HBSM 并不具备清除直流侧短路 故障的能力<sup>[8-9]</sup>。直流断路器尚在发展,其成本较高 且开断短路电流的能力有限。目前直流故障大多采 用断开交流侧断路器等传统保护方式,系统恢复时 间过长,严重影响整个系统的可靠性。

利用子模块自身特点清除直流故障电流是一种 经济、有效的直流故障清除方式<sup>[10]</sup>,该方法通过改变 子模块本身的拓扑结构与开关管脉冲触发方式来清 除直流故障,无需直流断路器,在降低成本的同时保 证直流系统具有较高的可靠性。文献[11]提出了一 种具有直流故障阻断能力的 MMC 不对称型全桥子

在线出版日期:2022-03-08

基金项目:国家自然科学基金资助项目(52037003);云南省重 大科技专项计划(202002AF080001)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(52037003) and the Major Special Science and Technology Project of Yunnan Province(202002AF080001) 模块,该子模块与全桥子模块(FBSM)相比降低了所 用IGBT的数量,但故障清除速度较慢。文献[12] 推导了一种移位全桥子模块,该子模块相比其他具 备直流故障自清除能力的子模块拓扑结构具备额外 的子模块电容电压自均衡能力。文献[13]提出了一 种基于HBSM与改进型HBSM的改进混合型半桥 MMC,其借助桥臂转移支路和直流能量耗散支路, 配合相应的协调控制策略,实现直流故障电流阻断。 文献[14]提出了一种适用于实时仿真的MMC电容 电压优化均衡方法。该算法采用一种串、并行触发 结合的混合触发模式,大幅减少了触发脉冲产生的 时间。为了具备直流故障清除能力,上述子模块所用 器件过多,建设成本高,运行损耗大,降低系统运行 的可靠性,从子模块工作模式可以看出,相比HBSM, 上述子模块控制复杂,灵活性差,进一步降低了系统 可靠性。

为解决上述问题,本文提出一种兼具经济性与 灵活性的具备直流故障自清除能力MMC子模块—— 基于半桥的五电平新型子模块(FLHBSM)拓扑。首 先给出了FLHBSM的拓扑结构及其所有工作模式, 对直流故障清除机理进行了分析说明,并与其他典 型子模块拓扑在器件数量、运行损耗等方面进行了 对比,进一步证明了FLHBSM可以较好地兼容适用 于HBSM的电容均压策略,并可根据实际需要在均 压方案中择优。最后在MATLAB/Simulink平台搭 建仿真模型,验证了FLHBSM的有效性。

# 1 FLHBSM 拓扑结构及工作模式

## 1.1 FLHBSM 拓扑结构

FLHBSM 拓扑结构如图 1 所示,该拓扑结构由 9 个 IGBT( $T_1 - T_9$ )、4 个电容( $C_1 - C_4$ )和 10 个二极管

收稿日期:2021-09-27;修回日期:2021-12-30

 $(D_1 - D_{10})$ 构成。图中,  $U_{sm}$ 为FLHBSM的输出电平。



图 1 FLHBSM 拓扑结构

Fig.1 Topology structure of FLHBSM

FLHBSM 由 4个 HBSM 通过特定的连接方式得 到。与4个 HBSM 串联拓扑结构相比,FLHBSM 的输 出电平为单个 HBSM 的 4倍,其拓扑所增加的复杂 度不高,且 FLHBSM 中 4个子模块电容的投切互不 影响,这与4个 HBSM 串联结构相同,虽然具体实现 难度略有增加,但 FLHBSM 具备直流故障清除能力。

FLHBSM 拓扑中4个 HBSM 均设置旁路开关,当 其中任意 HBSM 出现故障时,通过旁路开关将其旁 路,因此不会影响其余3个 HBSM 的投入与切除,此 时可用1个 HBSM 代替故障元件,这与4个 HBSM 串 联结构类似。只有 FLHBSM 中的 T<sub>7</sub>、D<sub>7</sub>、D<sub>10</sub>出现故 障时,才会影响整个子模块的运行,此时可以用4个 HBSM 代替单个故障 FLHBSM。因此 MMC 系统的冗 余子模块可使用 FLHBSM 进行配置,也可使用少量 HBSM 进行配置。

# 1.2 FLHBSM工作模式

FLHBSM 共有 15 种正常工作模式和 2 种闭锁 工作模式。当 FLHBSM 正常运行时, T, 始终工作在 导通状态, 通过控制其他 IGBT 的开通和关断可使 FLHBSM 工作在 15 种正常模式。当 MMC 启动或直 流侧发生故障时, 所有 IGBT 均关断, 电流通过与 IGBT 反并联的二极管和二极管 D<sub>10</sub>流通, FLHBSM 工 作在 2 种闭锁模式。各工作模式下 FLHBSM 的 IGBT 开关状态如附录 A 表 A1 所示, 各工作模式下 FLHBSM 的电流流通路径图见附录 A 图 A1。

由表A1和图A1可知:在正常工作模式下,T,始 终导通,T<sub>1</sub>、T<sub>2</sub>的开关状态相反,控制 $C_1$ 的投入与切除;T<sub>3</sub>、T<sub>4</sub>的开关状态相反,控制 $C_2$ 的投入与切除;T<sub>5</sub>、T<sub>6</sub>的开关状态相反,控制 $C_3$ 的投入与切除;T<sub>8</sub>、T<sub>9</sub>的开关状态相反,控制 $C_4$ 的投入与切除。FLHBSM 可以独立输出任意一个电容电压,各电容的投入与 切除互不影响,控制方式灵活,通过均压排序算法可 以实现电容电压的均衡,且控制难度与4个HBSM 串联结构基本相同。FLHBSM的输出电压 $U_{sm}$ 与各 电容电压 $U_{c1} - U_{c4}$ 的关系可表示为:

 $U_{sm} = S_7(S_1U_{c1} + S_4U_{c2} + S_5U_{c3} + S_9U_{c4})$  (1) 式中: $S_1 \ S_4 \ S_5 \ S_7 \ S_9 \end{pmatrix}$ 为为 $T_1 \ T_4 \ T_5 \ T_7 \ T_9$ 的触发信号,其取值为0表示IGBT关断,取值为1表示IGBT 导通。可以根据电路实际需要,通过控制IGBT的通 断使4个电容任意组合输出,使每个电容具有更好 的均压效果,控制灵活度高。

# 2 直流故障自清除机理

在柔性直流输电系统中,直流侧可能发生的故障一般包括单极接地故障和双极短路故障<sup>[15-17]</sup>,双极短路故障的危害比单极接地故障更严重,因此本 文以直流线路双极短路故障为例进行分析。

# 2.1 FLHBSM闭锁前的故障电流分析

由本文所提 FLHBSM 构成的 MMC 拓扑结构图 见附录 A 图 A2,其拓扑结构与全桥和半桥型 MMC 类似,基于 FLHBSM 的 MMC 上、下桥臂均由桥臂电 感La、桥臂电阻 Ra以及 N个 FLHBSM 串联构成。

在直流故障发生前,基于FLHBSM的MMC处于 正常工作模式,采用最近电平逼近调制(NLM)策略, 每相桥臂有4N个子模块电容处于投入状态,其余 4N个子模块电容处于旁路状态,采用子模块电容均 压算法后,每个子模块电容电压都是动态变化的,可 以认为每个子模块电容电压均为U<sub>c</sub>。直流侧电压 U<sub>dc</sub>与子模块电容电压U<sub>c</sub>之间的关系可表示为:

$$U_{\rm dc} = 4NU_c \tag{2}$$

在直流故障发生后 FLHBSM 闭锁前,短路电流 主要由处于投入状态的 FLHBSM 4N个子模块电容 向故障点放电产生的放电电流以及交流侧向故障点 馈入的短路电流组成,其中由子模块电容向故障点 放电产生的放电电流占主要部分,因此不考虑交流 侧向故障点馈入的短路电流。根据电容器储能不变 和电容电压不变原则可得:

$$\frac{1}{2}C_0 U_{\rm dc}^2 = \frac{8N}{2}C_{\rm sm} U_c^2 \tag{3}$$

式中: $C_{sm}$ 为子模块电容; $C_0$ 为MMC每相8N个子模块 电容 $C_{sm}$ 的等效电容,根据式(2)、(3)其表达式如式 (4)所示。

$$C_0 = \frac{C_{\rm sm}}{2N} \tag{4}$$

图 2 为故障回路等效的 RLC 放电电路。图中:  $L_{de} 和 R_{de} 分别为直流线路电感和电阻; R_f 为短路电阻; i_{de}(t) 为故障后闭锁前直流侧短路电流; u_c(t) 为$ 



任意时刻t下桥臂等效电容两端电压。

由图2可得故障电流方程组如式(5)所示。

$$\begin{cases} L_{eq}C_{eq}\frac{d^{2}u_{c}(t)}{dt^{2}} + R_{eq}C_{eq}\frac{du_{c}(t)}{dt} + u_{c}(t) = 0\\ u_{c}(0_{+}) = U_{dc}\\ i_{dc}(0_{+}) = -C_{eq}\frac{du_{c}(0_{+})}{dt}\\ i_{dc}(t) = C_{eq}\frac{du_{c}(t)}{dt} \end{cases}$$
(5)

式中: $L_{eq}$ 为三相桥臂等效电感与直流线路电感之和,  $L_{eq}=2L_a/3+L_{de}$ ; $R_{eq}$ 为三相桥臂等效电阻、短路电阻以 及直流线路电阻总和, $R_{eq}=2R_a/3+R_f+R_{de}$ ; $C_{eq}$ 为三相 桥臂等效电容值, $C_{eq}=3C_0$ ; $u_c(0_+)$ 为故障后三相桥 臂等效电容初始电压; $i_{de}(0_+)$ 为故障后直流线路电 流值。

由式(5)可得闭锁前直流侧短路电流 i<sub>de</sub>(t)为:

$$\begin{vmatrix} i_{de}(t) = -\frac{1}{\sin \theta_{1}} i_{de}(0_{*}) e^{-\frac{t}{\tau_{1}}} \sin(\omega_{1}t - \theta_{1}) + \\ \frac{U_{de}}{R_{1}} e^{-\frac{t}{\tau_{1}}} \sin(\omega_{1}t) \\ \tau_{1} = \frac{2L_{eq}}{R_{eq}} \\ \omega_{1} = \sqrt{\frac{4L_{eq} - 3C_{0}R_{eq}^{2}}{12C_{0}L_{eq}^{2}}} \\ \theta_{1} = \arctan(\tau_{1}\omega_{1}) \\ R_{1} = \sqrt{\frac{4L_{eq} - 3C_{0}R_{eq}^{2}}{12C_{0}}} \end{aligned}$$
(6)

从*i*<sub>de</sub>(*t*)的物理意义出发,在直流侧双极短路发 生后的短时间内,*i*<sub>de</sub>(*t*)主要由两部分组成,一部分 是子模块电容向故障点释放的能量,另一部分是桥 臂电感以及直流线路上电感吸收的能量,其中,由子 模块电容释放的能量占主导部分,两部分的叠加使 得*i*<sub>de</sub>(*t*)迅速增大。

## 2.2 FLHBSM闭锁后的故障电流分析

当短路电流上升到一定值后,系统检测到短路 故障并向FLHBSM发出闭锁信号,使基于FLHBSM 的MMC进入闭锁状态,此时故障回路等效电路如图 3所示。图中: $i'_{de}(t)$ 、 $C'_0$ 分别为闭锁后直流侧短路电 流、等效电容; $u'_c(t)$ 为闭锁后任意时刻t下桥臂等效 电容两端电压。

由附录A表A1和图A1(q)可知,FLHBSM闭锁 后电流由子模块负输入端输入时,每相FLHBSM中 有4N个子模块电容投入电路中充电,因此闭锁后桥 臂等效电容C<sub>0</sub>的表达式如式(7)所示。

$$C_0' = \frac{C_{\rm sm}}{4N} \tag{7}$$



图 3 FLHBSM 闭锁后 MMC 等效电路 Fig.3 Equivalent circuit of MMC after FLHBSM blocking

由图3可得故障电流方程组如式(8)所示。

$$\begin{cases} L_{eq}C'_{eq}\frac{d^{2}u'_{c}(t)}{dt^{2}} + R_{eq}C'_{eq}\frac{du'_{c}(t)}{dt} + u'_{c}(t) = 0\\ u'_{c}(0_{*}) = U_{deb}\\ i'_{dc}(0_{*}) = -C'_{eq}\frac{du'_{c}(0_{*})}{dt}\\ i'_{dc}(t) = C'_{eq}\frac{du'_{c}(t)}{dt} \end{cases}$$
(8)

式中: $C'_{eq}$ 为三相桥臂等效电容, $C'_{eq}$ =3 $C'_{0}$ ; $u'_{c}(0_{+})$ 为闭 锁时刻三相桥臂等效电容两端电压; $U_{deb}$ 为闭锁时 刻 MMC 的直流侧电压; $i'_{de}(0_{+})$ 为闭锁时刻直流侧电 流值。由式(8)可以解得子模块闭锁后直流侧短路 电流 $i'_{de}(t)$ 如式(9)所示。

$$\begin{cases} i'_{de}(t) = -\frac{1}{\sin \theta_2} i'_{de}(0_+) e^{-\frac{t}{\tau_2}} \sin(\omega_2 t - \theta_2) - \\ \frac{U_{deb}}{R_2} e^{-\frac{t}{\tau_2}} \sin(\omega_2 t) \\ \tau_2 = \frac{2L_{eq}}{R_{eq}} \\ \omega_2 = \sqrt{\frac{4L_{eq} - 3C'_0 R_{eq}^2}{12C'_0 L_{eq}^2}} \\ \theta_2 = \arctan(\tau_2 \omega_2) \\ R_2 = \sqrt{\frac{4L_{eq} - 3C'_0 R_{eq}^2}{12C'_0}} \end{cases}$$
(9)

从*i*<sub>de</sub>(*t*)的物理意义出发,FLHBSM闭锁后,由 于回路中电感的作用,短路电流无法突变,短时间内 方向仍与二极管导通方向相同,此时子模块电容反 向接入故障回路中进行充电,二极管会因为子模块 电容的反向电压箝位而关断,回路中的短路能量回 馈到子模块电容中,故障电流下降到0后不会反向 增大,电容无法向故障点释放能量<sup>[18]</sup>。

针对子模块闭锁后交流侧可能通过 MMC 向短路点馈入电流问题,作出如下分析。以a、b两相为例,子模块闭锁后,交流侧可能通过a相上桥臂、b相下桥臂与短路点构成回路向短路点馈入能量,该回路如图4所示。图中:U<sub>cs</sub>为单相单个桥臂子模块闭锁后反向投入的单个子模块电容电压;U<sub>a</sub>为a、b两

相线电压;Lab为回路总电感;Rab为回路总电阻。



Fig.4 Equivalent circuit of feed current at AC side

直流系统正常运行时,忽略二极管导通压降及 电阻、电感压降。交流电压与子模块电容电压应 满足:

$$\begin{cases} U_{dc} = 4NU_{CS} \\ m = \frac{U_{sym}}{U_{dc}/2} \le 1 \\ U_{abm} = \sqrt{3} U_{sym} \end{cases}$$
(10)

式中:m为电压调制比; $U_{syn}(j=a,b)$ 为j相交流侧相 电压幅值; $U_{abm}$ 为a、b两相线电压幅值。当直流侧短 路,子模块闭锁后,每相上、下桥臂各有2N个子模块 电容反向投入电路,即闭锁后等效电容 $C'_0$ 两端电压 为 $4NU_{cs}$ 。由式(10)可得:

$$U_{\rm abm} \leq 2\sqrt{3} N U_{\rm CS} \leq 4N U_{\rm CS} \tag{11}$$

式(11)恒成立,因此FLHBSM闭锁后可以保证 MMC阀侧电压高于交流电压幅值。交流侧无法向 故障点馈入能量,实现直流故障的自清除<sup>[19]</sup>。

# 3 FLHBSM 经济性分析

#### 3.1 耐压方面

当FLHBSM工作在正常工作模式时,对于T<sub>1</sub>、D<sub>1</sub> 与T<sub>2</sub>、D<sub>2</sub>,当T<sub>1</sub>导通时,T<sub>1</sub>和D<sub>1</sub>承受单个开关管的导 通压降,T<sub>2</sub>和D<sub>2</sub>承受的最大反向电压为单个子模块 电容电压与单个开关管的导通压降之和;当T<sub>2</sub>导通 时,T<sub>2</sub>和D<sub>2</sub>承受单个开关管的导通压降,T<sub>1</sub>和D<sub>1</sub>承受 的最大反向电压为单个子模块电容电压与单个开关 管的导通压降之和,这与HBSM开关管的耐压特性 类似。对于T<sub>3</sub>、D<sub>3</sub>与T<sub>4</sub>、D<sub>4</sub>和T<sub>5</sub>、D<sub>5</sub>与T<sub>6</sub>、D<sub>6</sub>以及T<sub>8</sub>、 D<sub>8</sub>与T<sub>9</sub>、D<sub>9</sub>,均与T<sub>1</sub>、D<sub>1</sub>与T<sub>2</sub>、D<sub>2</sub>的耐压特性类似,可 能承受的最大反向电压均为单个子模块电容电压与 单个开关管的导通压降之和。T<sub>7</sub>、D<sub>7</sub>始终保持开通 状态,因此T<sub>7</sub>、D<sub>7</sub>承受单个开关管的导通压降。对于 D<sub>10</sub>,当电容 $C_2 - C_4$ 均投入电路中时,D<sub>10</sub>承受最大反 向电压3U<sub>c</sub>,可用3个反向额定电压为U<sub>c</sub>的二极管串 联等效。

当FLHBSM工作在闭锁工作模式,桥臂电流由 子模块正输入端流入、负输入端流出时, $T_1$ 、 $D_1$ 、 $T_4$ 、  $D_4$ 、 $T_5$ 、 $D_5$ 、 $T_7$ 、 $D_7$ 、 $T_9$ 、 $D_9$ 均承受单个开关管导通压降;  $T_2$ 、 $D_2$ 、 $T_3$ 、 $D_3$ 、 $T_6$ 、 $D_6$ 、 $T_8$ 、 $D_8$ 承受的最大反向电压均为 单个子模块电容电压与单个开关管的导通压降之 和, $D_{10}$ 承受最大反向电压仍为3 $U_c$ 。当FLHBSM工 作在闭锁工作模式,桥臂电流由子模块负输入端流 入、正输入端流出时, $T_5$ 、 $D_5$ 、 $T_6$ 、 $D_6$ 均承受单个子模块 电容电压的一半;由于 $D_3$ 、 $D_8$ 的导通使得 $T_2$ 、 $D_2$ 、 $T_3$ 、  $D_3$ 与 $T_8$ 、 $D_8$ 、 $D_{10}$ 均承受单个开关管导通压降, $T_1$ 、 $D_1$ 、  $T_4$ 、 $D_4$ 与 $T_9$ 、 $D_9$ 承受的最大反向电压为单个子模块电 容电压与单个开关管的导通压降之和; $T_7$ 、 $D_7$ 承受的 最大反向电压为子模块电容电压的2倍。

由上述分析可知,FLHBSM中除了T<sub>7</sub>、D<sub>7</sub>以及 D<sub>10</sub>外,其他所有开关管可能承受的最大反向电压均 为单个子模块电容电压与单个开关管的导通压降之 和。T<sub>7</sub>、D<sub>7</sub>可能承受的最大反向电压约为子模块电 容电压的2倍。二极管D<sub>10</sub>可能承受的最大反向电 压约为3U<sub>c</sub>。搭建仿真模型得T<sub>1</sub>、T<sub>3</sub>、T<sub>5</sub>、T<sub>7</sub>、T<sub>9</sub>以及 D<sub>10</sub>承受电压波形见附录A图A3。

### 3.2 器件方面

由图1可知,FLHBSM的器件主要由IGBT、二极 管以及电容组成。由于不同子模块在输出相同电平 数时所需电容成本是基本相同的,因此电容成本不 计入器件方面分析中,本文器件成本只考虑IGBT与 二极管。

对比HBSM、FBSM、箝位双子模块(CDSM)以及 半全混合型子模块(HB-FBSM)和FLHBSM的器件成 本。HBSM、FBSM、CDSM以及HB-FBSM拓扑结构 图见附录A图A4。设由每种子模块的上、下桥臂均 包含N个子模块电容,承受最大反向电压为XU<sub>c</sub>(X= 1,2,…)的IGBT或二极管采用X个承受最大反向电 压为U<sub>c</sub>的IGBT或二极管串联代替。构建式(12)来 近似表示各子模块输出单位电平所需投资成本S。

$$S = K(S_{t} + MS_{d}) \tag{12}$$

式中:S<sub>1</sub>为子模块输出单位电平所需IGBT的数量; M为二极管相对于IGBT的价格比,本文取0.2;S<sub>4</sub>为 子模块输出单位电平所需二极管的数量;K为IGBT 的单价。根据式(12)可得不同子模块输出单位电平 所需成本,如表1所示。由表1可知,FLHBSM相较 于除HBSM之外的其他子模块,所用器件少,成本 低,具有一定的经济优势,但HBSM不具备故障清除 能力。

#### 表1 不同子模块输出单位电平所需成本

Table 1 Different sub-modules output unit level costs

子模块	输出单位电平 所需IGBT个数	输出单位电平 所需二极管个数	子模块输出单位 电平所需成本
HBSM	2.0	2.00	2.40 <i>K</i>
FBSM	4.0	4.00	4.80 <i>K</i>
CDSM	2.5	3.50	3.20 <i>K</i>
HB-FBSM	3.0	3.00	3.60 <i>K</i>
FLHBSM	2.5	3.25	3.15 <i>K</i>

3.3 损耗方面

MMC的运行损耗主要包含开关损耗和通态损

耗,其中通态损耗在系统运行损耗中占有较高的比 重。单位电平所需流通的电力电子器件个数可作为 子模块的运行损耗的衡量指标。

根据附录A表A1和图A1,在T,导通的前提下, FLHBSM的4个子模块电容分别由不同的2个IGBT 控制投入电路或旁路,MMC输出电平数相同时, FLHBSM与HBSM所使用的电容均压算法基本相 同。在实际工程中MMC电平数达到几十甚至几百, 每个FLHBSM比4个HBSM仅多一个T,和一个二极 管D,的通态损耗,但由于T,与D,可能承受的最大反 向电压约为2倍子模块电容电压,因此在损耗成本 上FLHBSM约为HBSM的1.5倍。

FBSM相比HBSM在输出单位电平时要多导通1 组开关管,损耗是HBSM的2倍;CDSM相比HBSM 在输出单位电平时要多导通0.5组开关管,损耗是 HBSM的1.5倍;HB-FBSM相比HBSM在输出单位电 平时要多导通0.5组开关管,损耗也是HBSM的1.5 倍。在损耗成本上FLHBSM与FBSM相比要降低约 25%,与CDSM、HB-FBSM基本持平。

# 4 子模块电容均压策略对比

FLHBSM由4个HBSM通过特定连接方式得到, 与HBSM所应用均压算法基本相同。本文通过对所 有子模块电容应用优先系数排序策略与冒泡法排序 策略进行对比,突出FLHBSM的经济性与可控性。

优先系数排序策略就是使每一个子模块电容均 参与电容电压排序,通过这种方式使每个子模块电 容电压差异较小,进而减小环流、谐波含量。通过取 不同的优先系数可以获得不同的开关频率与均压效 果。优先系数排序策略流程图见附录A图A5。本 文取允许的最小子模块电容电压 $U_{\min}=0.9U_N(U_N)$ 分子 模块电容电压额定值),允许的最大子模块电容电压  $U_{max}=1.1U_N,$ 充电投入优先系数 $K_1=0.97$ ,充电切除优 先系数 $K_2=1$ ,放电投入优先系数 $K_3=1.03$ ,放电切除 优先系数 $K_4=1$ 。应用冒泡法对所有子模块电容电压 进行排序的流程图见附录A图A6。

搭建基于FLHBSM的MMC-HVDC系统仿真模型,应用NLM策略对2种电容电压排序算法的均压效果进行比较,送端MMC a相上桥臂各子模块电容电压仿真结果以及送端MMC a相上桥臂T<sub>1</sub>的开关频率波形见附录A图A7。从仿真结果可以看出:冒泡法虽然可以获得很好的均压效果,但开关频率过高,易损坏开关管,可靠性低;优先系数排序算法均压效果虽不如冒泡法,但电容电压间的最大不平衡度不超过5%,满足实际工程要求,并且大幅降低开关频率,对器件的要求大幅降低,并可通过选取不同的优先系数,在均压效果和开关频率之间做出权衡。可以看出,FLHBSM可以较好地兼容适用于HBSM

的电容均压策略,并可根据实际需要选择最优均压 策略。

# 5 仿真验证与分析

为了验证所提 FLHBSM 直流故障清除能力,基 于 MATLAB / Simulink 仿真平台搭建了附录 A 图 A8 所示基于 FLHBSM 的双端 ±100 kV 21 电平 MMC-HVDC 系统仿真模型,仿真模型参数见附录 A 表 A2。

FLHBSM 稳态运行时直流电流 *i*<sub>de</sub>和正极电压 *U*<sub>del</sub>仿真结果见附录A图A9,可以看出*U*<sub>del</sub>波动范围 为[97.5,102.5] kV,*i*<sub>de</sub>波动范围为[0.99,1.01] kA, 均在允许范围内波动,能量在直流线路中稳定传 输。受端换流器输出的交流电压总谐波畸变率为 4.05%,如附录A图A10(a)所示;同等条件下应用 HBSM作为双端MMC-HVDC系统子模块,受端换流 器输出交流电压总谐波畸变率为 3.97%,如附录A 图A10(b)所示,二者相差较小,均在允许波动范围 内,这说明所搭建的基于FLHBSM的MMC-HVDC仿 真系统可以稳定运行。

设4s时在直流线路上发生双极短路永久故障, 延迟2ms后检测到直流故障并闭锁所有FLHBSM, 在4.14s清除直流短路故障,并在4.15s时解除所有 子模块闭锁状态。直流故障清除过程中送端交流侧 电流(标幺值)、U<sub>del</sub>以及*i*<sub>de</sub>的仿真波形如图5所示, 送端a相上桥臂各子模块电容电压波形见附录A图 A11。解除子模块闭锁过程的正极线路电压、直流 电流及送端a相上桥臂各子模块电容电压仿真波形 见附录A图A12。







由图5可知,故障发生后、子模块闭锁前,子模块 电容迅速向故障点放电,直流电流迅速上升至正常 运行时的数倍。由附录A图A11可知:当FLHBSM 闭锁后,2个子模块电容以串联的方式反向投入电 路中进行充电,吸收直流线路的短路能量,使短路电 流迅速下降到0,子模块电容电压上升;其余2个子 模块电容旁路,维持闭锁前的电容电压保持不变,这 说明FLHBSM 具备直流故障自清除能力。由附录A 图 A12 可知, MMC 重启后经2 s 左右子模块电压就 可达到均衡, 这说明系统恢复速度快。

# 6 结论

本文提出了一种FLHBSM拓扑结构,在发生直流侧短路故障时可通过闭锁子模块来清除直流故障,与其他具备直流故障清除功能的子模块相比, FLHBSM大幅降低了开关管的使用数量,减小了换流站占地空间,降低了成本,提高了开关管利用率, 同时其均压控制简单,灵活性高,仍可使用适用于 HBSM的子模块电容均压控制策略。相较于4个 HBSM串联拓扑,FLHBSM在正常运行时仅增加了1 组开关管的通态损耗,相比其他具备直流故障清除 功能的子模块拓扑结构在运行损耗方面具有优势。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

# 参考文献:

- [1] LEE J H, JUNG J J, SUL S K. Balancing of submodule capacitor voltage of hybrid modular multilevel converter under DC-bus voltage variation of HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(11):10458-10470.
- [2] XIAO Y T, PENG L. A novel fault ride-through strategy based on capacitor energy storage inside MMC[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8):7960-7971.
- [3] 王渝红,傅云涛,曾琦,等. 柔性直流电网故障保护关键技术研究综述[J]. 高电压技术,2019,45(8):2362-2374.
   WANG Yuhong, FU Yuntao, ZENG Qi, et al. Review on key techniques for fault protection of flexible DC grids[J]. High Voltage Engineering,2019,45(8):2362-2374.
- [4] 陈铮,陈武,刘忠,等.具有直流故障阻断能力的电流主动转移 型MMC[J].电力系统自动化,2021,45(4):106-114.
   CHEN Zheng, CHEN Wu, LIU Zhong, et al. Active currenttransferring modular multilevel converter with DC fault blocking capability[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021,45(4):106-114.
- [5] 王渝红,刘进飞,曾琦,等. 一种具备直流故障阻断能力的新型 子模块研究[J]. 电测与仪表,2020,57(19):1-7.
  WANG Yuhong,LIU Jinfei,ZENG Qi, et al. Research on a novel sub-module with DC fault current blocking capability
  [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(19): 1-7.
- [6] 王振浩,赵家婧,成龙,等.具有直流故障清除能力的主动接地 式模块化多电平换流器[J].电力系统自动化,2020,44(7): 145-152.

WANG Zhenhao, ZHAO Jiajing, CHENG Long, et al. Activegrounded modular multilevel converter with DC fault clearing capability[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44 (7):145-152.

[7]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.

[8]赵成勇,李帅,张继元,等.适用于直流电网故障清除的增强型

MMC[J]. 电力系统自动化,2020,44(5):60-67.

ZHAO Chengyong, LI Shuai, ZHANG Jiyuan, et al. An augmented modular multilevel converter for clearing fault in DC grid[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(5): 60-67.

- [9] 金恩淑,王越超,夏国武,等.一种具备直流故障隔离能力的经济型MMC拓扑[J].东北电力大学学报,2019,39(4):11-18.
   JIN Enshu, WANG Yuechao, XIA Guowu, et al. An economic MMC topology with DC fault isolation capability[J]. Journal of Northeast Electric Power University,2019,39(4):11-18.
- [10] 薛士敏,崔森,廉杰,等.具备直流故障自清除能力的新型子模 块拓扑[J].电力系统及其自动化学报,2019,31(5):143-150.
   XUE Shimin,CUI Miao,LIAN Jie,et al. Novel sub-module topology with DC fault self-clearance capability[J]. Proceedings of the CSU-EPSA,2019,31(5):143-150.
- [11] 李国庆,宋祯子,王国友.具有直流故障阻断能力的MMC不对称型全桥子模块拓扑[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] 王琛,谭开东,王毅,等.具备直流故障清除和自均压能力的 MMC移位全桥子模块拓扑[J].电力系统自动化,2020,44(24): 151-160.
   WANG Chen, TAN Kaidong, WANG Yi, et al. Topology of

MMC oblique-connection full-bridge sub-module with capability of DC fault clearing and voltage self-balancing[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(24):151-160.

- [13] 李国庆,杨勇,辛业春,等.一种具有故障阻断能力的改进混合型半桥 MMC[J].电力自动化设备,2021,41(1):166-173.
  LI Guoqing, YANG Yong, XIN Yechun, et al. Modified hybrid half bridge MMC with fault blocking capability[J]. Electric Power Automation Equipment,2021,41(1):166-173.
- [14] 樊强,王乐,冯谟可,等.适用于实时仿真的MMC子模块电容电 压优化均衡方法[J].电力自动化设备,2020,40(11):175-181.
   FAN Qiang,WANG Le,FENG Moke, et al. Optimized capacitor voltage balancing method for real-time simulation of MMC sub-module[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020,40(11):175-181.
- [15] 王振浩,刘婕,肖壮,等.具备直流故障清除能力的电流转移型 模块化多电平换流器[J].中国电机工程学报,2018,38(19): 5795-5803,5936.
  WANG Zhenhao,LIU Jie,XIAO Zhuang, et al. A current-transferring MMC topology with DC fault clearance capability[J]. Proceedings of the CSEE,2018,38(19):5795-5803,5936.
- [16] ZHANG J P, ZHAO C Y. The research of SM topology with DC fault tolerance in MMC-HVDC[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(3):1561-1568.
- [17] 刘航,赵成勇,周家培,等.具备自均压能力的模块化多电平换
   流器拓扑[J].中国电机工程学报,2017,37(19):5707-5716,
   5848.
   LIU Hang,ZHAO Chengyong,ZHOU Jiapei, et al. Novel topo-

logy of modular multilevel converter with voltage self-balancing ability[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(19):5707-5716,5848.

- [18] 王渝红,陈勇,曾琦,等.一种能够清除直流故障的改进 MMC 子模块及特性研究[J]. 高电压技术,2019,45(11):3595-3602.
  WANG Yuhong, CHEN Yong, ZENG Qi, et al. An improved sub-module of MMC with DC fault current clearance capability and its characteristic analysis[J]. High Voltage Engineering, 2019,45(11):3595-3602.
- [19] 张建坡,赵成勇,孙海峰,等. 模块化多电平换流器改进拓扑结

构及其应用[J]. 电工技术学报,2014,29(8):173-179. ZHANC Jianna ZHAO Changroup SUN Haifang at a

ZHANG Jianpo, ZHAO Chengyong, SUN Haifeng, et al. Improved topology of modular multilevel converter and application[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(8):173-179.

#### 作者简介:

束洪春(1961—),男,教授,博士研究生导师,博士,从事 电力系统新型继电保护与故障测距、故障录波、数字信号处



理等方面的教研工作(E-mail:kmshc@sina. com.cn);

王文韬(1997—),男,硕士研究生,主 要研究方向为柔性直流输电技术(E-mail: 1574261522@qq.com);

江耀曦(1975—),女,讲师,博士研究 生,通信作者,主要研究方向为柔性直流输 电技术(E-mail:1765540810@qq.com)。

(编辑 王欣行)

# Novel MMC sub-module topology with DC fault clearing capability

SHU Hongchun<sup>1</sup>, WANG Wentao<sup>1</sup>, JIANG Yaoxi<sup>2</sup>, SHAO Zongxue<sup>1</sup>, WANG Rui<sup>1</sup>, LIAO Mengli<sup>1</sup>

(1. Faculty of Electric Power Engineering, Kunming University of Science and Technology, Kunming 650500, China;

2. Faculty of Information Engineering and Automation, Kunming University of Science and Technology,

Kunming 650500, China)

Abstract: When short circuit fault occurs on DC line of MMC-HVDC (High Voltage Direct Circuit based on Modular Multilevel Converter) system, the DC fault current cannot be blocked by traditional HBSM (Half-Bridge Sub-Module). In this regard, a FLHBSM (novel Five-Level Half-Bridge Sub-Module) topology is proposed. FLHBSM has the same control structure as HBSM with the addition of DC fault clearing capability. Compared with other sub-module topologies with DC fault clearing capability, FLHBSM reduces the number of switching devices and the area occupied by the converter station, reduces the loss and provides high control flexibility, and not only improves the economy of MMC, but also enhances its operation reliability. Meanwhile, FLHBSM can be compatible with the capacitor voltage balancing strategies suitable for HBSM, and can choose better capacitor voltage balancing strategy according to the actual needs. A simulation model of bi-terminal ±100 kV 21-level MMC-HVDC system based on FLHBSM is built on MATLAB / Simulink platform, which verifies the effectiveness of DC fault clearing capacity by using FLHBSM.

Key words: MMC; sub-module topology; DC fault clearing capability; voltage balancing strategy; economy

(上接第39页 continued from page 39)

# Multivariate load forecasting in integrated energy system based on maximal information coefficient and multi-objective Stacking ensemble learning

CUI Shuyin, WANG Xinjie

(School of Economics and Management, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China)

**Abstract**: The accurate multivariate load forecasting plays an important role in energy dispatching and operation planning of integrated energy system. Traditional methods for forecasting electrical, thermal, and cooling loads separately ignore the coupling relationship between multivariate loads. In order to solve this problem, a multivariate load collaborative forecasting model based on multi-objective Stacking ensemble learning is proposed. The maximal information coefficient is introduced to analyze the correlation between multivariate load and weather factors, and the load coupling morphological index is proposed to deeply explore the coupling relationship between multivariate loads. Then, the multi-objective regression and Stacking ensemble learning model are combined to establish the multivariate load cooperative forecasting model. A practical example is given to verify the effectiveness of the proposed model, and the results of numerical examples show that the forecasting accuracy of the proposed model is higher than that of other forecasting models. **Key words**; multi-objective regression; Stacking ensemble learning; integrated energy system; maximal informa-

tion coefficient; regularized greedy forest algorithm

# 附录 A

Table A1 Switching states of IGBT of FLHBSM in each operating mode							e				
模式		$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$	$S_7$	$S_8$	$S_9$	$U_{\rm sm}$
	1	1	0	1	0	0	1	1	1	0	$U_C$
	2	0	1	0	1	0	1	1	1	0	$U_C$
	3	0	1	1	0	1	0	1	1	0	$U_{ m c}$
	4	0	1	1	0	0	1	1	0	1	$U_C$
	5	1	0	0	1	0	1	1	1	0	$2U_C$
	6	1	0	1	0	1	0	1	1	0	$2U_C$
	7	1	0	1	0	0	1	1	0	1	$2U_C$
正常工作	8	0	1	0	1	1	0	1	1	0	$2U_C$
	9	0	1	0	1	0	1	1	0	1	$2U_C$
	10	0	1	1	0	1	0	1	0	1	$2U_C$
	11	1	0	0	1	1	0	1	1	0	$3U_C$
	12	1	0	0	1	0	1	1	0	1	$3U_C$
	13	0	1	0	1	1	0	1	0	1	$3U_C$
	14	1	0	0	1	1	0	1	0	1	$4U_C$
	15	0	1	1	0	0	1	1	1	0	0
闭锚	$I_{\rm sm} > 0$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$4U_C$
NUR	$I_{\rm sm} < 0$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$-2U_C$

表 A1 各工作模式下 FLHBSM 的 IGBT 开关状态





(a) $U_{sm} = U_{C1}$ 















 $<sup>(\</sup>mathbf{p})U_{\rm sm} = U_{C1} + U_{C2} + U_{C3} + U_{C4}$ 

 $(q)U_{sm} = -(U_{C2} + U_{C4})$ 

注: 虚线代表电流流通路径; (a)—(o)为正常工作模式下的电流流通 路径; (p)、(q)为闭锁模式下的电流流通路径。













(d)HB-FBSM 图 A4 HBSM、FBSM、CDSM 及 HB-FBSM 拓扑结构





注: Uik为当前时刻第 k个子模块的第 i个电容电压。

图 A5 优先系数法流程图

Fig.A5 Flowchart of priority coefficient method



图 A6 冒泡法流程图



Fig.A6 Flowchart of bubble sort method

图 A7 2 种均压算法仿真结果

0.05 *t/s* (b)T<sub>1</sub>的触发脉冲

Fig.A7 Simulative results of two voltage sharing algorithms





Fig.A8 Simulation model of bi-terminal MMC-HVDC 表 A2 仿真模型参数

Table A2Parameters of simulation model

参数	数值	参数	数值
交流系统电压 Us/kV	230	子模块电容电压额定值 <i>U</i> N/kV	10
交流系统频率 f/Hz	50	子模块电容 C <sub>sm</sub> /mF	20
变压器漏抗 L <sub>T</sub> /%	15	桥臂电感 La/mH	30
额定有功功率 P/MW	200	桥臂电阻 R <sub>a</sub> /Ω	0.2
额定直流电压 Udc/kV	±100	单个桥臂子模块个数 N	5
额定直流电流 idc/kA	1		







(a)应用 FLHBSM 的交流电压总谐波畸变率



(b)应用 HBSM 的交流电压总谐波畸变率

# 图 A10 交流电压总谐波畸变率





图 A11 a 相上桥臂子模块电容电压 Fig.A11 Capacitor voltage of sub-module of phase-a upper bridge arm





Fig.A12 Simulative results after DC fault clearing and MMC restart