

DOI: 10.7667/PSPC170880

具有直流故障自清除能力的新型MMC子模块及其混合拓扑

许义佳, 罗映红, 史彤彤, 刘运华

(兰州交通大学自动化与电气工程学院, 甘肃 兰州 730070)

摘要: 针对传统半桥型模块化多电平换流器(Modular Multilevel Converters, MMC)在高压大功率领域不能通过换流器自身控制来实现直流故障的阻断问题, 提出一种新型的类半桥型(Similarity Half Bridge Sub-Module, SHBSM)子模块拓扑结构。直流侧发生极间短路故障时, 需同时闭锁所有 IGBT 脉冲信号。为降低 IGBT 触发一致技术要求, 进一步提出一种类半桥-半桥混合型子模块, 无需所有 IGBT 同时闭锁。在 PSCAD/EMTDC 仿真平台搭建双端 MMC-HVDC 系统, 仿真结果表明, 所提出的类半桥型子模块, 类半桥-半桥混合型子模块 MMC 能有效阻断直流侧故障电流, 隔离故障。相比于传统半桥型子模块 MMC, 类半桥型子模块 MMC 以及半桥-半桥混合型子模块 MMC 均无需增加 IGBT 的投入, 即可以实现对直流侧故障电流的有效阻断, 因此, 具有较好的应用前景。

关键词: 模块化多电平换流器; 子模块; 类半桥; 类半桥-半桥混合拓扑; 故障清除; 高压柔性直流输电

A new MMC sub-module with DC fault self-clearing ability and its hybrid topology

XU Yijia, LUO Yinghong, SHI Tongtong, LIU Yunhua

(School of Automation & Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China)

Abstract: Aiming at the problem that the traditional half-bridge Modular Multi-level Converters (MMC) cannot be controlled by the inverter itself to achieve DC fault blocking in the field of high-voltage power, a new Similarity Half Bridge Sub-Module (SHBSM) topology is proposed. It is need to block the entire IGBT pulse signal when the interpolar short-circuit fault occurs in the DC side. In order to reduce the technical requirements for IGBT simultaneously trigger, a mixed sub-module with SHBSM and Half Bridge Sub-Module (HBSM) is proposed without all IGBT blocking at the same time. The dual-ended MMC-HVDC system is built on the PSCAD/EMTDC simulation platform, the results show that the SHBSM-MMC and SHBSM-HBSM-MMC can effectively block the DC-side fault current and isolate the malfunction. Compared to the traditional HBSM-MMC, the SHBSM-MMC and SHBSM-HBSM-MMC don't need to increase the investment of IGBT and it is possible to realize the effective blocking of the DC side fault current, therefore, the SHBSM-MMC and SHBSM-HBSM-MMC have good application prospects.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51667013).

Key words: modular multilevel converter (MMC); sub-module; similarity half bridge; similarity half bridge-half bridge hybrid topology; fault clearing; HVDC transmission

0 引言

模块化多电平换流器技术(MMC)自 2001 年由德国学者 R. Marquart 和 A. Lesnicar 提出^[1]后, 现已成为学术界学者研究热点。MMC 凭借其优越的性能, 具有模块化结构、易拓展、交流侧输出谐波含量小、开关损耗低等优点, 在高压大容量直流输电领域具有广阔的应用前景。

当前构成 MMC 的基本子模块按拓扑结构分类有: 半桥型子模块(Half Bridge Sub-Module, HBSM)、全桥型子模块(Full Bridge Sub-Module, FBSM) 和 钳位型双子模块(Clamp Double Sub-Module, CDSM)^[2-3]。半桥型子模块凭借其拓扑结构简单、易封装、损耗小、控制简单等诸多优点, 在柔性直流输电领域有着广泛的应用^[4-5], 现阶段所投运的 MMC-HVDC 工程都采用的是半桥型子模块拓扑结构的 MMC, 其逐渐成为业界研究热点^[6-9]。

半桥型子模块虽具有诸多优势, 但在高压大容量

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51667013)

输电领域却存在固有缺陷：当直流侧发生短路故障时，巨大的短路电流会通过子模块中的二极管向短路点馈入，严重威胁电力电子器件的安全^[10-13]。故有学者提出全桥型子模块和钳位型双子模块，皆具有直流故障电流自清除能力。后续学者相继提出诸多具有故障自清除能力的子模块，但其大多存在造价和控制成本远远高于半桥型子模块的问题^[14-19]。

针对现有问题，本文提出一种类半桥型子模块 (Similarity Half Bridge Sub-Module, SHBSM) 拓扑结构，SHBSM-MMC 在故障瞬间需同时闭锁所有 IGBT，通过子模块下管 IGBT 直接开断以及在故障回路引入电容电压迫使回路二极管关断来实现故障电流的阻断。为降低 SHBSM-MMC 对 IGBT 触发一致性技术要求，在 SHBSM 基础上，进一步提出一种无需严格满足所有 IGBT 同时闭锁的类半桥-半桥混合型子模块，最后在 PSCAD/EMTDC 仿真平台搭建仿真模型，验证了所提出的类半桥型 MMC 以及类半桥-半桥混合型 MMC 能够有效对直流侧故障电流进行自清除，新型子模块 MMC 相比于传统半桥子模块 MMC 无需增加 IGBT 的数量。

1 SHBSM 拓扑结构及其运行原理

1.1 类半桥型子模块拓扑结构

HBSM 由两个反并联着二极管的 IGBT 以及一个储能电容构成，如图 1(a)所示，当直流侧发生短路故障时，巨大的短路电流将通过二极管 D_2 向短路点馈入。SHBSM 将 HBSM 下管 IGBT 反并联的二极管替换四个二极管，构成双向导通桥，如图 1(b)所示。正常运行时以上管与下管 IGBT 的交替导通、关断来实现储能电容的充放电过程以及子模块的投切。当直流侧发生故障时，通过闭锁 IGBT 脉冲信号来切断故障电流。

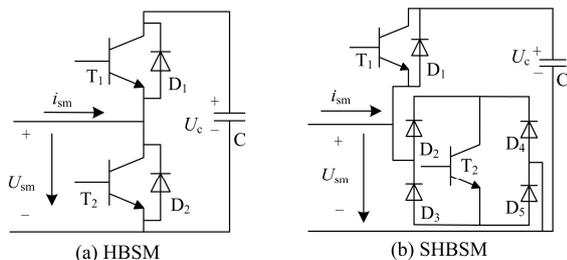


图 1 MMC 子模块结构示意图

Fig. 1 Topology of MMC sub-module

1.2 类半桥型子模块运行原理

当 $i_{sm} > 0$ 时，若 T_1 导通， T_2 关断， i_{sm} 流经 $D_1 \rightarrow C$ ，此时子模块工作在电容充电状态，输出电平为 $+U_c$ (U_c 为子模块电容电压)。若 T_1 关断， T_2 导通， i_{sm} 流经 $D_2 \rightarrow T_2 \rightarrow D_5$ ，此时子模块工作在

切除状态，输出电平为 0。

当 $i_{sm} < 0$ 时，若 T_1 导通， T_2 关断， i_{sm} 流经 $C \rightarrow D_1$ ，此时子模块工作在电容放电状态，输出电平为 $+U_c$ 。若 T_1 关断， T_2 导通，此时电流 i_{sm} 流经 $D_4 \rightarrow C \rightarrow D_3$ ，子模块工作在被旁路状态，输出电平为 0。

综上可得，无论 i_{sm} 方向如何，通过控制上下管 IGBT 的导通与关断，即可以实现子模块输出电压在 $+U_c$ 和 0 之间切换，与传统半桥子模块工作原理一致。当直流侧发生故障时，闭锁 IGBT 即可实现故障电流的自行阻断。SHBSM 的开关状态如表 1 所示，其中 U_b 为阻断故障电流时 T_2 两端的电压。

表 1 类半桥型子模块的开关状态

Table 1 Switching state of SHBSM

T_1	T_2	U_{sm}	i_{sm}	运行状态
开通	关断	$+U_c$	$i_{sm} < 0$	投入放电
开通	关断	$+U_c$	$i_{sm} > 0$	投入充电
关断	开通	0	$i_{sm} < 0$ 或 $i_{sm} > 0$	切除
关断	关断	$+U_c$	$i_{sm} > 0$	闭锁
关断	关断	$+U_c$	$i_{sm} < 0$	闭锁

2 SHBSM-MMC 故障电流阻断原理

2.1 SHBSM-MMC 拓扑结构

图 2 为 $N+1$ 电平 MMC 拓扑结构示意图，由交流侧、换流器以及直流侧组成。两个桥臂电感的连接点构成对应相桥臂的交流输出端。换流器每相包含 $2N$ 个子模块，上下桥臂各有 N 个子模块。系统正常运行时，为保证直流侧电压稳定，每一相任意时刻，上下桥臂投入运行的子模块数之和为定值 N ，即满足

$$NU_c = U_{dc} \quad (1)$$

式中， U_{dc} 为直流侧电压。

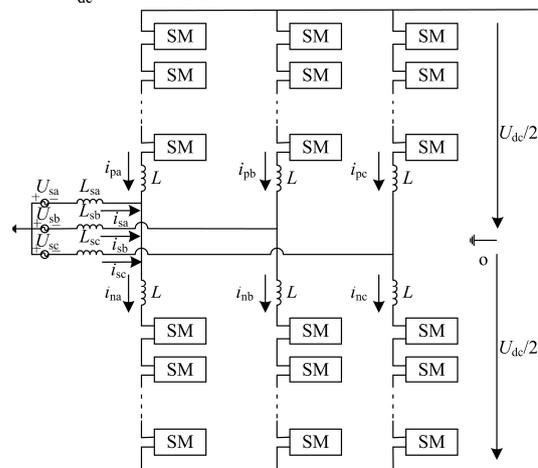


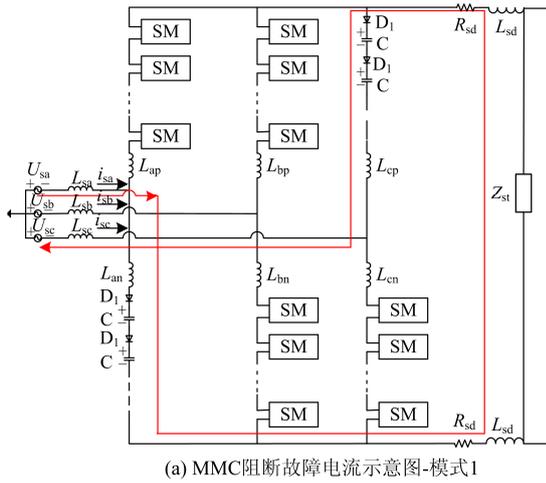
图 2 MMC 结构示意图

Fig. 2 Topology of MMC

2.2 故障电流阻断机理分析

直流侧故障有多种情况, 此处以最严重的情况双极短路为例^[20-21], 当发生直流双极极间短路故障时, 分析 SHBSM-MMC 阻断故障电流原理。

模式 1, 若 IGBT 闭锁前电流通路如图 3(a)所示, 当 IGBT 闭锁时, 换流器中 i_a 将经由 A 相下桥臂所有子模块中的 D_1 、C, MMC 出口处至短路故障点的线路 R_{sd} 、 L_{sd} 以及短路阻抗 Z_{st} , 构成故障电流通路。各个子模块内部电流通路由二极管与子模块电容串联, 如图 3(b)所示。即二极管两端最终由于承受反电压, 迫使其反向截止, 阻断故障电流通路^[5]。



(b) 子模块阻断故障电流示意图-模式 1

图 3 阻断故障电流示意图-模式 1

Fig. 3 Blocking fault current diagram-mode 1

模式 2, 如图 4 所示, 当 IGBT 闭锁时, 由所有子模块中 T_2 关断以及 D_1 截止来阻断故障电流(图中用红叉表示), 实现短路电流的直接阻断。

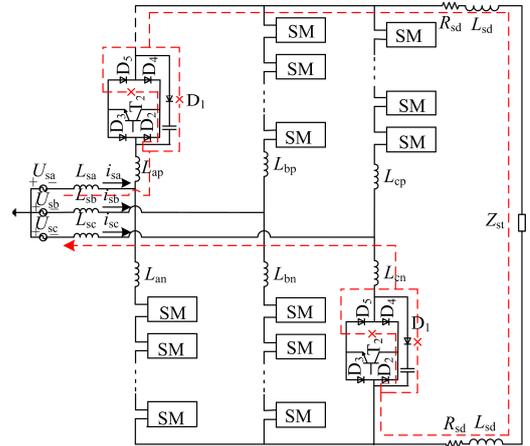
2.3 改进部分器件电气应力分析

正常运行时, 由于子模块上下 IGBT 交替导通开断, 故 T_2 上承受的电压可近似看成子模块中电容电压 U_c , 即

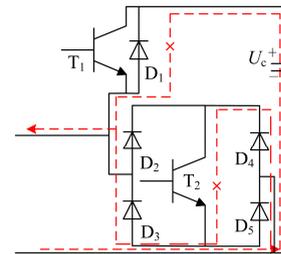
$$U_{T2} = U_c \quad (2)$$

2.3.1 T_2 闭锁期间电气应力分析

此时桥臂电感两端承受的电压 U_{Lsum} 近似等于公共直流母线电压的瞬时值, 因此产生的直流短路



(a) MMC 阻断故障电流示意图-模式 2



(b) 子模块阻断故障电流示意图-模式 2

图 4 阻断故障电流示意图-模式 2

Fig. 4 Blocking fault current diagram-mode 2

电流可以表示为

$$I_{scd} = \frac{U_{Lsum}}{L_{sum}} \Delta T \quad (3)$$

式中: L_{sum} 为短路线路上的总电感量; ΔT 为故障发生到系统闭锁的响应时间。

由于极短时间内电流从短路瞬时值变 0, G_2 承受的过电压大小可以表示为

$$U_{T2} = \frac{L_{sum}}{2N} \cdot \frac{di_{scd}}{dt} = \frac{L_{sum}}{2N} \cdot \frac{I_{scd}}{\Delta T_2} \quad (4)$$

式中, ΔT_2 为故障电流阻断时间。

由式(3)、式(4)可以看出, 短路电流的幅值大小与桥臂电感和系统闭锁时间相关, 闭锁越迅速, 短路电流幅值越小。切除故障时短路电流越大, T_2 承受的反电势越大^[10]。

2.3.2 新增二极管电气应力分析

正常运行时: ① 当 $i_{sm} > 0$ 时, 若 T_1 导通, T_2 关断, 此时二极管 D_4 、 D_3 承受电容电压 U_c , 若 T_1 关断, T_2 导通, D_2 、 T_2 、 D_5 导通, D_3 、 D_4 承受 T_2 与二极管导通压降; ② 当 $i_{sm} < 0$ 时, 若 T_1 导通, T_2 关断, 此时二极管 D_4 、 D_3 承受电容电压 U_c , 若 T_1 关断, T_2 导通, D_4 、 T_2 、 D_3 导通, D_4 、 D_5 承受 T_2 与二极管导通压降之和。下管二极管交替导通、

关断，电气应力情况分布对称，即二极管两端电压满足

$$U_{D_{\max}} = U_{C_{\max}} \quad (5)$$

式中： $U_{D_{\max}}$ 为二极管两端承受最大电压； $U_{C_{\max}}$ 为电容电压最大值。

当故障发生时，下管IGBT瞬间闭锁，由于桥臂电感的 $L \frac{di}{dt}$ 作用，桥臂电压会出现瞬时性的尖峰电压，此电压将加载在该桥臂所有子模块中下管 T_2 的两端，此时与 T_2 并联的二极管电压为

$$U_D = \frac{U_{T2}}{2} \quad (6)$$

由式(5)、式(6)可以得出，子模块下管 T_2 ，直接开断故障电流，由于桥臂电感的作用，会在 T_2 以及二极管两端出现尖峰过电压。此时 T_2 两端会出现严重的过电压现象，可能烧毁 IGBT，故阻断故障电流时需满足较高的触发一致性技术要求。

3 无需触发一致的混合拓扑

由于SHBSM-MMC直流故障时需要同时闭锁所有子模块中的IGBT脉冲信号，对IGBT触发一致技术要求较高。针对此问题，本文进一步提出一种类半桥-半桥混合型拓扑，结构如图5所示。

将类半桥型子模块与半桥型子模块通过一个箝位二极管相连，来达到转移被下管IGBT切断的故障电流，防止某个模块中 T_4 先关断时，该IGBT两端会承受整个桥臂电压的情况出现。

正常工作时， D_8 在任何情况下都不能自行导通，对半桥结构以及类半桥结构部分都不会产生任何其他影响。所以其可以单独看作SHBSM和HBSM分开运行，即与HBSM工作原理相同，此处就不在赘述。

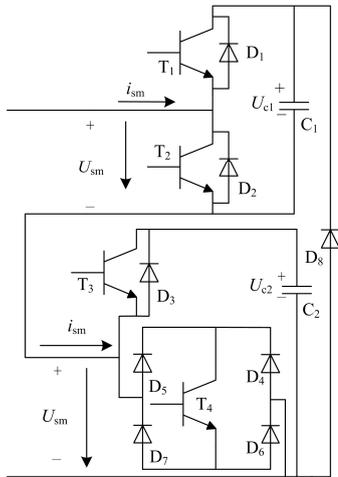


图5 混合拓扑结构示意图
Fig. 5 Schematic of hybrid topology

3.1 混合拓扑故障清除机理分析

此时MMC中所有子模块中的二极管 D_1 、 D_3 和电容 C_1 、 C_2 串联在一起，并对电容 C_1 、 C_2 进行充电。当某时刻通路中电容电压之和大于交流侧电压瞬时值时，二极管承受反压，被迫关断，即实现故障电流的阻断。

当 $i_{sc} < 0$ 时，直流故障发生瞬间，闭锁所有 IGBT 脉冲信号后，故障电流 i_{sc} 通路如图6所示(图中用红色箭头标示)。

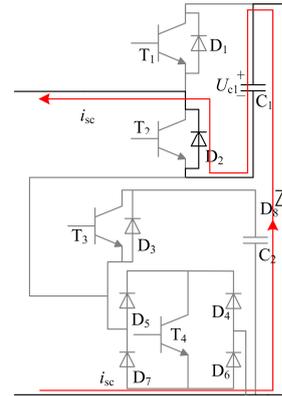


图6 $i_{sc} < 0$ 混合拓扑模块阻断故障电流
Fig. 6 Hybrid topology module blocking fault current when $i_{sc} < 0$

记直流正极对负极的电压为 U_{dc} ，半桥型MMC每个桥臂共包括 N 个子模块，每个子模块的额定电容电压为 U_c 。忽略桥臂电感，MMC交流端电压幅值 u_{\max} 与直流电压的关系为

$$u_{\max} = M \frac{U_{dc}}{2}, \quad 0 < M < 1 \quad (7)$$

故发生直流故障时，只需反向串联的电容电压之和大于或者等于 $U_{dc} / 2$ ，即可阻断直流故障电流。为此，每上下桥臂只要反向串联 $N/2$ 个该混合拓扑即可阻断直流故障电流。

此时，箝位的二极管与半桥型子模块中的电容为故障电流提供通路，将箝位二极管以及电容串联进回路，当回路所有电容电压之和大于交流侧电压时，箝位二极管最终承受反压，迫使其关断，阻断故障电流。可避免 T_4 直接开断故障电流，防止 T_4 出现过电压。

3.2 新增二极管电气应力分析

系统正常运行时，二极管 D_8 两端承受电压有如下所述的两种情况。

当 $i_{sm} > 0$ 时，若 T_1 导通， T_2 关断，当 T_3 导通， T_4 关断时，二极管 D_8 承受电压为 $U_{c1} + U_{c2}$ 。当 T_3 关断， T_4 导通时， D_8 承受电压为 U_{c1} 。若 T_1 关断， T_2

导通, 当 T_3 导通, T_4 关断时, D_8 承受电压为 $U_{c1} + U_{c2}$; 当 T_3 关断, T_4 导通时, D_8 被旁路。

当 $i_{sm} < 0$ 时, 若 T_1 导通, T_2 关断, 当 T_3 导通, T_4 关断时, 二极管 D_8 承受电压为 $U_{c1} + U_{c2}$; 当 T_3 关断, T_4 导通时, D_8 承受电压为 U_{c1} 。若 T_1 关断, T_2 导通, 当 T_3 导通, T_4 关断时, D_8 承受电压为 $U_{c1} + U_{c2}$; 当 T_3 关断, T_4 导通时, D_8 被旁路。

综上, 当正常运行时, 二极管 D_8 承受最大电压为 $U_{c1} + U_{c2}$, 最小为 0。

当系统发生故障时, 闭锁所有 IGBT 脉冲信号, 闭锁瞬间二极管两端电压存在两种情况。若闭锁时, $i_{sc} > 0$, 由图 7 可知, 二极管两端承受电压为 $U_{c1} + U_{c2}$; 若闭锁时, $i_{sc} < 0$, 二极管 D_8 被旁通。

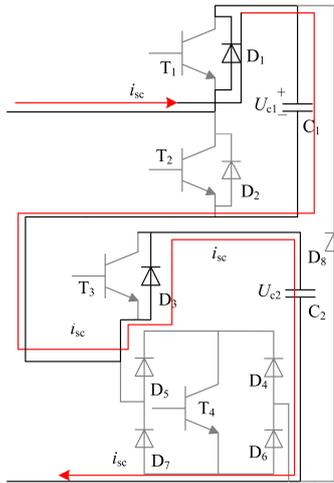


图 7 $i_{sc} > 0$ 混合拓扑模块阻断故障电流
Fig. 7 Hybrid topology module blocking fault current when $i_{sc} > 0$

4 经济性对比分析

表 2 以单个桥臂为例, 对比了相同额定电压与额定容量下, 本文所提的 SHBSM-MMC 以及混合拓扑 MMC 与其他 MMC 所使用的电容器, IGBT 以及二极管的数量。表 2 中 N 为常规半桥型 MMC 单个桥臂子模块总数。

表 2 几类 MMC 电力电子器件数量比较
Table 2 Comparison of several kinds of MMC power electronic devices

	子模块	电容	IGBT	二极管
HBSM-MMC	N	N	$2N$	$2N$
FBSM-MMC	N	N	$4N$	$4N$
CDSM-MMC	$N/2$	N	$2.5N$	$3N$
SHBSM-MMC	N	N	$2N$	$5N$
混合型 MMC	$N/2$	N	$2N$	$4N$

由表 2 可知, SHBSM-MMC 相比于传统半桥, 每相每上下桥臂仅增设 $3N$ 个二极管, 造价控制理想; 相比于 FBSM-MMC 每相每上下桥臂少 $2N$ 个 IGBT 的投入; 相比于相同电平输出的 CDSM-MMC 每相每上下桥臂少 $N/2$ 个 IGBT 的投入, 并且 CDSM 在正常运行与故障闭锁时呈现一定的耦合性, 控制系统较为复杂, 且 CDSM-MMC 单个子模块功率器件较多, 占据空间较大, 封装成本较高, 这些大大增加了 CDSM-MMC 的经济投入。SHBSM-MMC 相比传统半桥一次性投入增幅不大, 增加的二极管占据空间较小, 封装成本较好。

由表 2 可知, 混合型 MMC 相比于 SHBSM-MMC, 二极管数量进一步降低。

5 仿真验证与分析

5.1 仿真算例参数

在 PSCAD/EMTDC 仿真平台搭建如图 8 所示 21 电平双端 MMC-HVDC 仿真算例。此系统中, 每个桥臂子模块数 $N=20$, 子模块电容值为 $6000 \mu\text{F}$, 桥臂电感值为 0.001 H , 直流侧额定电压为 60 kV , 子模块电容电压为 3 kV 。分别对不同拓扑 MMC 进行仿真。

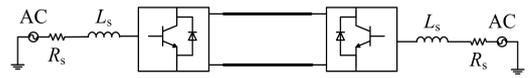


图 8 两端 SHBSM-MMC 系统结构示意图

Fig. 8 Schematic diagram of SHBSM-MMC

system at double ends

5.2 SHBSM-MMC 功能验证

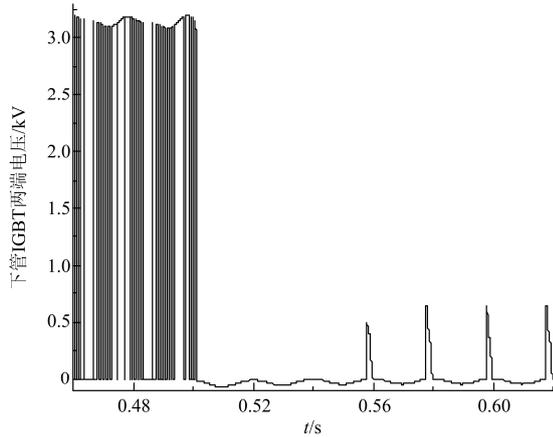
5.2.1 HBSM-MMC 直流故障仿真结果

极间短路设置在 $t=0.5 \text{ s}$ 时。在 $t=0.501 \text{ s}$ 时闭锁所有 IGBT 脉冲。

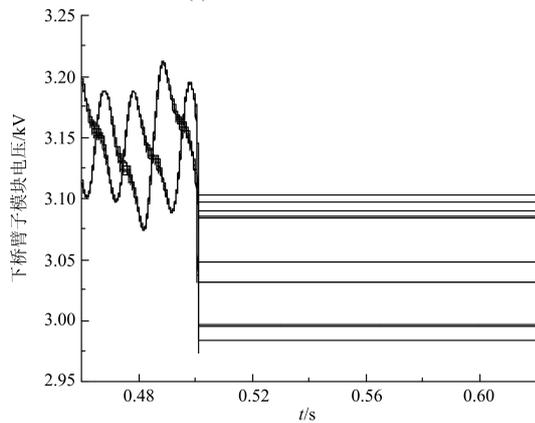
在 IGBT 闭锁的瞬间, 电容电压迅速放电, IGBT 两端电压迅速跌落至 0, 如图 9(a) 所示。从子模块电容电压波形看出, 电容电压在 IGBT 闭锁后被瞬间, 经过短暂的瞬时放电后, 被箝位锁定, 如图 9(b) 所示。从直流电流波形分析, 闭锁后, 系统在很短时间内直流电流达到峰值, 从仿真可看出直流侧故障电流峰值是正常的 10 倍左右, 大大超过了电力电子器件可承受电流, 如图 9(c) 所示。故 HBSM-MMC 对直流故障电流不能自主处理切断, 会严重威胁换流站电力电子器件安全。

5.2.2 SHBSM-MMC 满足触发一致仿真结果

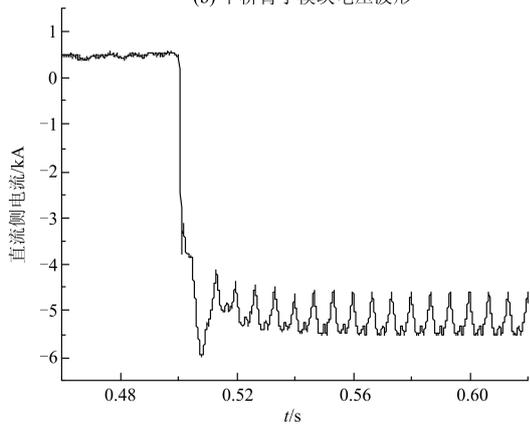
极间短路设置在 $t=0.5 \text{ s}$ 时。在 $t=0.501 \text{ s}$ 时闭锁所有 IGBT 脉冲。



(a) 下管IGBT两端电压波形



(b) 下桥臂子模块电压波形

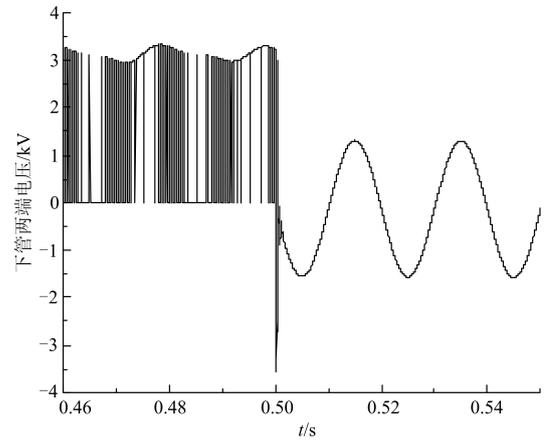


(c) 直流侧电流波形

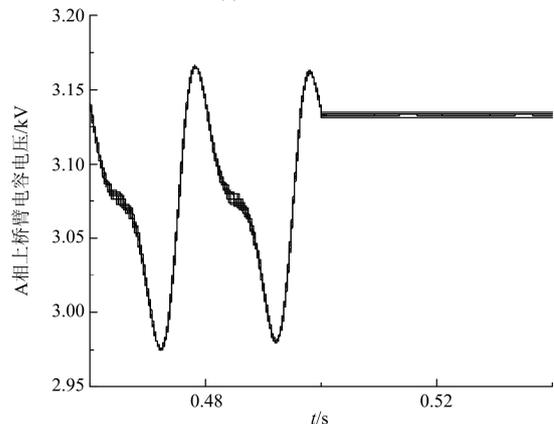
图9 子模块各电气参数仿真图

Fig. 9 Sub-module electrical parameters simulation chart

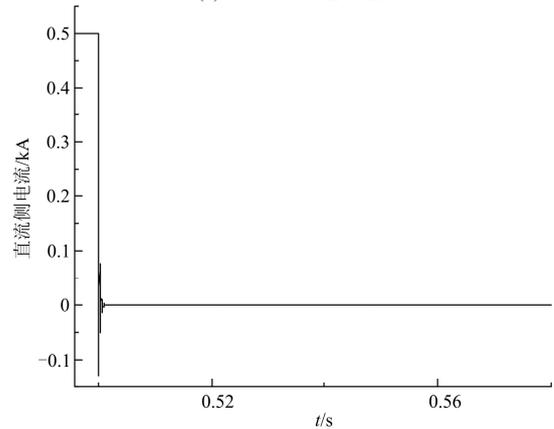
由于桥臂电感的作用，在 IGBT 闭锁的瞬间 IGBT 两端会出现较大的反压，如图 10(a)所示，但仍在 IGBT 可承受范围内，并且尖峰电压持续时间极短，故不会造成 T_4 烧毁。从子模块电容电压波形看出，电容电压在 IGBT 闭锁后被瞬间箝位锁定，如图 10(b)所示。从直流电流波形分析，闭锁后，系统在很短时间内将直流电流阻断至 0，如图 10(c)所示，实现了故障电流的阻断。



(a) 下管两端电压波形



(b) A相上桥臂电容电压波形



(c) 直流侧电流波形

图10 子模块各电气参数仿真图

Fig. 10 Sub-module electrical parameters simulation chart

综上所述，SHBSM-MMC 具有直流故障电流快速自清除能力，需满足较高的触发一致技术要求，才能保证各电力电子器件处于正常电气应力范围。

5.2.3 SHBSM-MMC 未满足触发一致仿真结果

若某子模块下管 T_2 先行关断，两端将承受整个直流侧电压以及桥臂电感两端的瞬时电压。为验证此现象，故设置如下仿真算例：0.5 s时，MMC

直流出口端发生正极对负极直流永久故障; 0.501 s 时, A、B、C 三相上桥臂的第一个子模块中的 T_2 闭锁, 0.501 2 s 时, 其他所有 IGBT 触发脉冲闭锁。0.501~0.501 2 s 时, 提前闭锁的 T_2 将承载线电压峰值。从电压波形分析可知, 在 0.501~0.501 2 s 时, 其电压值高达 90 kV, 而 T_2 的额定电压设计为 3 kV, T_2 发生了严重的过电压, 如图 11 所示。

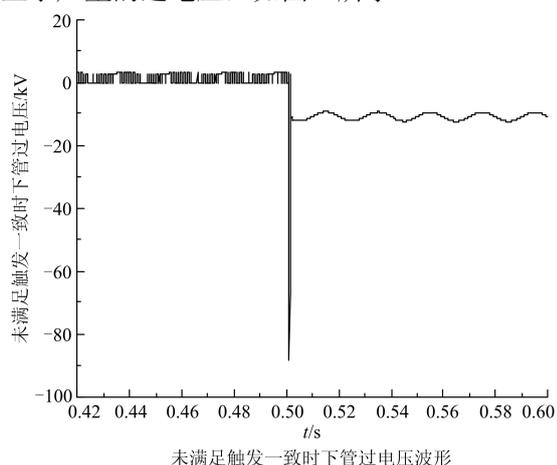


图 11 过电压仿真结果

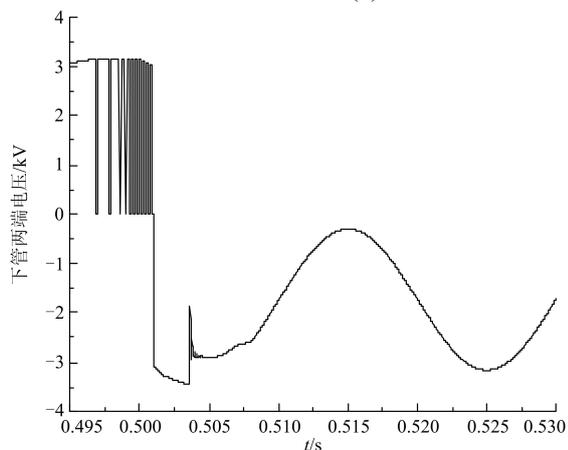
Fig. 11 Overvoltage simulation results

5.3 混合拓扑型 MMC 功能验证

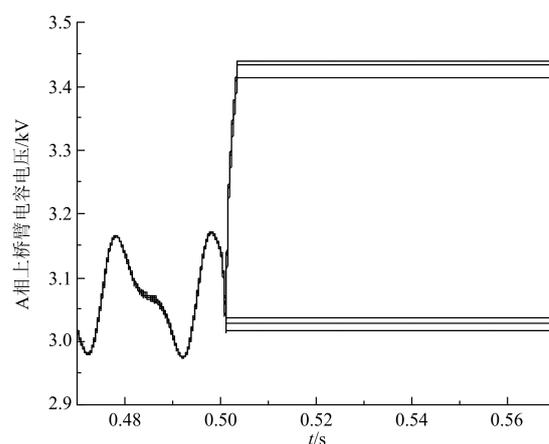
5.3.1 混合拓扑型 MMC 满足触发一致仿真结果

极间短路设置在 $t=0.5$ s 时。在 $t=0.501$ s 时闭锁所有 IGBT 触发脉冲。

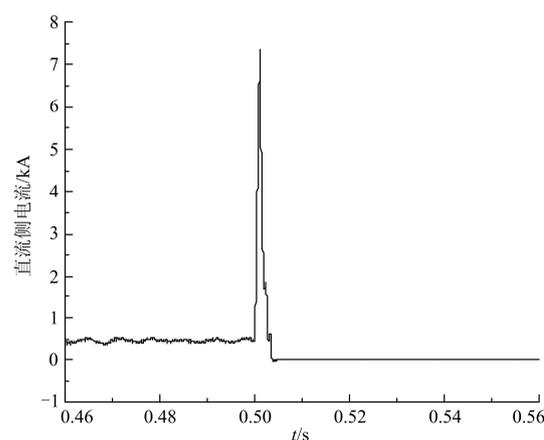
子模块下管 IGBT 电压不再出现尖峰电压, 如图 12(a) 所示, 防止了 IGBT 直接开断故障电流会出现的尖峰电压。一部分子模块电容电压瞬间被锁定, 另一部分子模块中电容串联进故障电流回路, 电容有一个短暂的充电状态, 如图 12(b) 所示。直流侧电流很快被阻断, 如图 12(c) 所示。



(a) 下管两端电压波形



(b) A相上桥臂电容电压波形



(c) 直流侧电流波形

图 12 两端系统各电气参数仿真结果

Fig. 12 Simulation result of electrical parameters of two-ended system

综上, 混合拓扑型 MMC 能够快速清除直流侧短路故障电流。

5.3.2 混合拓扑型 MMC 未满足触发一致仿真结果

混合拓扑 MMC 中, 若某子模块下管 T_4 先行关断, 钳位二极管 D_8 会瞬间将短路电流旁路至电容侧, 为故障电流提供通路, 此时 T_4 两端将不会出现过电压。为验证此现象, 故设置如下仿真算例: 0.5 s 时, MMC 直流出口端发生极间直流永久故障; 0.501 s 时, A、B、C 三相上桥臂的第一个混合拓扑中 T_4 闭锁; 0.501 2 s 时, 其他所有 IGBT 触发脉冲闭锁。图 13 给出了 A 相上桥臂第一混合拓扑下管电压波形。可知, 在 0.501~0.5012 s, 其电压未超过 4 kV, T_4 未出现过电压。

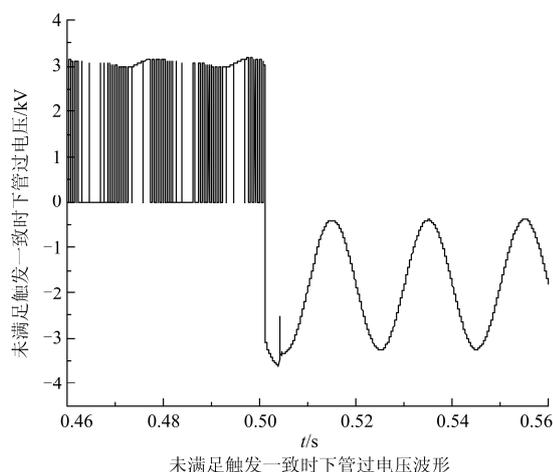


图 13 过电压仿真结果

Fig. 13 Overvoltage simulation results

6 结论

1) 本文在分析 MMC-HVDC 基本原理上, 着重分析了传统 HBSM-MMC 存在固有缺陷——无法自主切断直流侧故障电流, 并针对此缺陷, 提出一种新型的类半桥型子模块(SHBSM), SHBSM-MMC 通过 SHBSM 下管 IGBT 以及串联电容反电势迫使二极管关断两种途径来切断短路故障电流。

2) 论述 SHBSM-MMC 处理直流故障电流时, 需要同时闭锁所有 IGBT 脉冲信号, 对触发一致技术要求较高的问题, 因此本文进一步提出一种类半桥-半桥混合拓扑, 处理直流故障时, 无需严格同时闭锁所有 IGBT 脉冲信号, 大大降低其技术难度。在分析其拓扑工作原理的基础上, 阐述了解决触发一致问题的基本原理, 同时类半桥-半桥混合拓扑进一步降低了功率器件数目和 MMC 换流器的造价。同时, 通过仿真验证了 SHBSM-MMC 自主清除直流侧故障电流的有效性, 对比仿真验证了混合拓扑解决触发一致问题的正确性。

随着 IGBT 技术以及 MMC 在直流输电领域的快速发展, SHBSM 以及 SHBSM-HBSM-混合拓扑在高压大容量架空线柔性直流输电场合具有良好的推广前景。

参考文献

- [1] Marquardt R, Lesnicar A. New concept for high voltage modular multilevel converter[C]//Power Electronics Specialists Conference (PESC), Aachen, Germany: IEEE, 2004: 1-5.
- [2] SHI Xiaojie, WANG Zhiqiang, LIU Bo. Characteristic investigation and control of a modular multilevel converter-based HVDC system under single-line-to-ground fault conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 408-420.
- [3] 付艳, 黄金海, 吴庆范, 等. 基于 MMC 多端柔性直流输电保护关键技术研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(18): 133-138.
FU Yan, HUANG Jinhai, WU Qingfan, et al. Key technologies research based on multi-terminal MMC-HVDC protection[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(18): 133-138.
- [4] Marquardt R, Lesnicar A. Modular multilevel converter: an universal concept for HVDC-networks and extended DC-bus-applications[C]//2010 International Power Electronics, Sapporo, Japan: IEEE, 2010: 502-507.
- [5] 李笑倩, 刘文华, 宋强, 等. 一种具备直流清除能力的 MMC 换流器改进拓扑[J]. 中国电机工程学报, 2014, 36(34): 5051-5059.
LI Xiaoqian, LIU Wenhua, SONG Qiang, et al. An enhanced MMC topology with DC fault clearance capability[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 36(34): 5051-5059.
- [6] 李斌, 李晔, 何佳伟. 基于模块化多电平的柔性直流系统故障稳态特性分析[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(21): 1-7.
LI Bin, LI Ye, HE Jiawei. Stable fault characteristic analysis of the DC system based on modular multilevel converter[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(21): 1-7.
- [7] ANTONOPOULOS A, ANGQUIST L, NEE H P. On dynamics and voltage control of the modular multilevel converter[J]. IEEE Power Electronics and Applications, 2009, 15(7): 21-24.
- [8] ZHANG Jianpo, ZHAO Chengyong. The research of SM topology with DC fault tolerance in MMC-HVDC[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(3): 1561-1568.
- [9] 吴婧, 姚良忠, 王志冰, 等. 直流电网 MMC 拓扑及其直流故障电流阻断方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(11): 2681-2691.
WU Jing, YAO Liangzhong, WANG Zhibing, et al. The study of MMC topologies and their DC fault current blocking capacities in DC grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(11): 2681-2691.
- [10] 杨晓峰, 薛尧, 郑琼林, 等. 采用逆阻型子模块的新型模块化多电平换流器[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(7): 1885-1890.
YANG Xiaofeng, XUE Yao, ZHENG T Q, et al. Novel

- modular multilevel converter with reverse blocking sub-modules[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(7): 1885-1890.
- [11] MERLIN M M C, GREEN T C, BLANCHETTE H F, et al. The alternate arm converter: a new hybrid multilevel converter with DC-fault blocking capability[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(1): 310-316.
- [12] 孙刚, 时伯年, 赵宇明, 等. 基于 MMC 的柔性直流配电网故障定位及保护配置研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(22): 127-132.
- SUN Gang, SHI Bonian, ZHAO Yuming, et al. Research on the fault location method and protection configuration strategy of MMC based DC distribution grid[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(22): 127-132.
- [13] 向往, 林卫星, 文劲宇, 等. 一种能够阻断直流故障电流的新型子模块拓扑及混合型模块化多电平换流器[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(29): 5171-5178.
- XIANG Wang, LIN Weixing, WEN Jinyu, et al. A new topology of sub-modules with DC fault current blocking capability and a new type of hybrid MMC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(29): 5171-5178.
- [14] 刘建, 邵能灵, 范春菊, 等. 柔性直流输电线路故障处理与保护技术评述[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(20): 158-165.
- LIU Jian, TAI Nengling, FAN Chunju, et al. Comments on fault handling and protection technology for VSC-HVDC transmission lines[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(20): 158-165.
- [15] GOWAID I A, ADAM G P, MASSOUD A M, et al. Two-level operation of modular multilevel converter for use in a high-power DC transformer with DC fault isolation capability[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(1): 108-121.
- [16] 王姗姗, 周孝信, 汤广福, 等. 模块化多电平换流器 HVDC 直流双极短路子模块过电流分析[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(1): 1-7.
- WANG Shanshan, ZHOU Xiaoxin, TANG Guangfu, et al. Analysis of submodule overcurrent caused by DC pole-to-pole fault in modular multilevel converter HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(1): 1-7.
- [17] YAO Zhiqing, ZHANG Qun, CHEN Peng, et al. Research on fault diagnosis for MMC-HVDC Systems[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2016, 1(1): 71-77. DOI: 10.1186/s41601-016-0022-0.
- [18] 李凯, 赵争鸣, 袁立强. 模块化多电平变换器上、下桥臂不对称运行环流重复控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(20): 122-128.
- LI Kai, ZHAO Zhengming, YUAN Liqiang. Repetitive control of circulating current in MMC with asymmetrical operation of upper and lower arms[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(20): 122-128.
- [19] 师长立, 唐西胜, 李宁宁, 等. 基于全桥隔离双向变换器的直流变换技术[J]. 电工技术学报, 2016, 36(2): 121-126.
- SHI Changli, TANG Xisheng, LI Ningning, et al. Research on fault diagnosis for MMC-HVDC Systems[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 36(2): 121-126.
- [20] 邵虹君, 郭峰. 优化开关频率的三电平四桥臂逆变器矢量控制[J]. 河南师范大学学报(自然科学版), 2016, 44(6): 57-60.
- SHAO Hongjun, GUO Feng. Optimized switching frequency three-level four-le inverter vector control[J]. Journal of Hennan Normal University (Natural Science Edition), 2016, 44(6): 57-60.
- [21] 崔亚辉, 张俊杰, 赵宗彬, 等. 高压直流输电超临界 600 MW 机组次同步振荡扭振模型及仿真[J]. 热力发电, 2016, 45(6): 105-110.
- CUI Yahui, ZHANG Junjie, ZHAO Zongbin, et al. Subsynchronous oscillation torsional vibration model and simulation for a supercritical 600 MW unit with high voltage direct current transmission[J]. Thermal Power Generation, 2016, 45(6): 105-110.

收稿日期: 2017-06-13; 修回日期: 2017-09-28

作者简介:

许义佳(1991—), 男, 硕士研究生, 主要从事柔性直流输电系统保护方案研究;

罗映红(1961—), 女, 教授, 主要从事超导电工学以及大功率变流技术。E-mail: 297185601@qq.com

(编辑 姜新丽)