

DOI: 10.7667/PSPC160657

基于混合子模块的 MMC 故障阻断及谐波特性分析

王振浩¹, 宋金泊¹, 韩子娇², 张钊², 李国庆¹

(1. 东北电力大学电气工程学院, 吉林 吉林 132012; 2. 辽宁省电力有限公司, 辽宁 沈阳 110006)

摘要: 针对模块化多电平换流器(MMC)所存在的直流侧故障无法自清除的问题, 许多新型的子模块拓扑在原有半桥型子模块(HBSM)的基础上进行调整修正, 利用其自身的拓扑特点, 在直流侧发生短路故障时通过使短路电流给子模块电容充电的方法实现故障电流的快速阻断。在研究了众多新型子模块拓扑的基础上, 设计了电流阻断能力较强的新型子模块。并考虑了损耗特性, 采用新型子模块与 HBSM 结合的混合拓扑结构, 从调制策略到谐波特性以及故障阻断性能进行了分析。推导了各次谐波电压幅值的表达式, 并通过仿真验证了其准确性与实用性。

关键词: 模块化多电平换流器; 新型子模块; 调制策略; 谐波特性; 故障阻断

Fault blocking and harmonic characteristic analysis based on hybrid sub-module of MMC

WANG Zhenhao¹, SONG Jinbo¹, HAN Zijiao², ZHANG Zhao², LI Guoqing¹

(1. School of Electrical Engineering, Northeast Dianli University, Jilin 132012, China;
2. Liaoning Electric Power Company Limited, Shenyang 110006, China)

Abstract: In view of the problems that the modular multilevel converter (MMC) cannot clear the DC side fault, many of the new sub-module topologies are amended on the basis of the traditional half bridge sub-module (HBSM), which uses their own topology characteristics to clear the fault current fast by making the capacitors of sub-modules charged via the fault current when short-circuit fault occurs on DC side. After researching large numbers of new sub-module topologies, this paper designs a new sub-module which ability of current blocking is relatively prominent. And considering the loss characteristics, a hybrid topology combined HBSM with new sub-module is adopted, which are analyzed from the aspects of modulation strategy, harmonic characteristic and properties of fault blocking. The expression of each harmonic voltage amplitude is deduced and the practicability is verified by simulation analysis.

This work is supported by State Grid Science and Technology Program in 2014 "Key Techniques Research and Demonstration Application of Flexible Loop Network Controller" (No. 2014GW-05).

Key words: modular multilevel converter; new sub-module; modulation strategy; harmonic characteristic; fault blocking

0 引言

柔性直流输电技术相比于传统直流输电, 其突出优点很多, 早期的换流器由两电平输出到三电平输出再到多电平输出, 实现了飞跃式发展, 而在德国的 Rainer Marquardt 教授提出了 MMC 拓扑结构的理念之后, 电压源型换流器有了重大突破。模块化的结构使得其在工程应用以及理论研究方面都具有巨大的优势, 因而在近几年得到快速的发展^[1-3]。

对基于半桥型子模块构成的 MMC 而言, 在直

流侧发生双极短路故障时, 其等效电路相当于三相不可控整流电路, 瞬间的短路电流会对换流器的设备安全造成威胁^[4]。这就对换流器本身能够实现短路电流阻断功能提出了要求, 继而一系列新型的子模块拓扑被众多学者们提出。

全桥子模块(FBSM)虽然在直流侧发生故障时通过闭锁所有的 IGBT 可阻断故障电流, 但是 FBSM 所采用的器件数量是 HBSM 的 2 倍, 极大地增加了换流器损耗和投资成本^[5]。随后文献[6]提出了箝位型双子模块(CDSM), 其由 2 个 HBSM 附加 1 个 IGBT 和 2 个二极管构成。与 FBSM 相比, CDSM 在实现故障快速阻断的基础上降低了单位电平所需的器件数量, 但是由于 CDSM 中存在结构耦合以及

电容缓冲能力的问题, 文献[7]对 DCSM 进行改进, 提出了改进复合子模块(IHSM), 该拓扑结构与文献[8]中提到的混合型子模块(Hybrid SM)结构类似, 并解决了结构耦合问题, 而文献[9]提出的串联双子模块 SDSM 兼具故障清除以及结构简单的优点。此外还有二极管箝位型子模块(DCSM), 二极管嵌位式双子模块(DCDSM)以及交叉连接型子模块(CCSM)等可实现直流侧故障快速阻断的新型子模块拓扑结构, 本文不一一列举, 表 1 给出了相同输出电压等级各子模块的性能比较结果^[10-12]。

表 1 各种 SM 拓扑比较

Table 1 Comparison of various SM topologies

SM 拓扑结构	单相 SM 数量	单相 IGBT 量	二极管数量	损耗
FBSM	N	$4N$	$4N$	高
CDSM	$N/2$	$2.5N$	$3.5N$	较高
SDSM	$N/2$	$2.5N$	$3N$	较低
CCSM	$N/2$	$3N$	$3N$	较高
IHSM	$N/2$	$2.5N$	$3N$	较低
DCSM	$N/2$	$1.5N$	$2N$	低
SBSM	N	$3N$	$4N$	较高
DCDSM	$N/4$	$1.5N$	$2N$	较低

综合比较各种子模块的性能, 以及考虑到调制策略等方面之后, 本文设计了一种具备三电平输出能力的新型子模块, 与 HBSM 相结构成混合拓扑, 并结合目前应用较多的最近电平逼近调制, 分析了其工作原理, 进一步研究了其交流侧输出电压的谐波特性以及故障处理能力, 最后通过仿真验证了该方案的可行性。

1 混合子模块拓扑

1.1 新型子模块拓扑及其工作原理

如图 1 所示, 该拓扑结构具有三电平输出能力, 由 3 个半桥模块 SM_1 , SM_2 , SM_3 以及额外的 2 个 IGBT 和 4 个二极管构成。

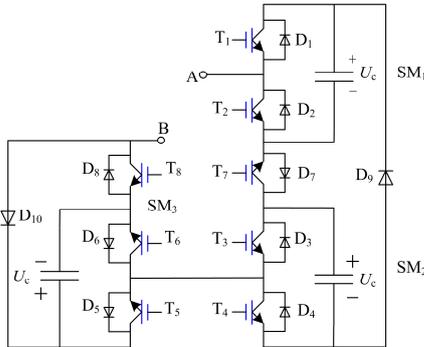


图 1 新型子模块拓扑

Fig. 1 Topology of new SM

由于 3 个半桥模块都有独立的工作状态, 使得该拓扑结构相比于传统半桥 MMC 而言, 其调制策略、子模块均压策略以及控制策略方面都可以移植, 增加了优势性。正常工作时, T_7 和 T_8 处于一直导通的状态, 只有在故障闭锁时, 才将其关断。三个 HBSM 的工作状态独立, 在桥臂中就相当于三个 HBSM 串联, 可独立投入与切除, 每个 SM 可输出的电压值为其两端电容电压平均值 U_c , 表 2 为新型子模块的开关状态表。

表 2 新型子模块的开关状态表

Table 2 Switching states of new SM

工作状态	T_1T_2	T_3T_4	T_5T_6	T_7T_8	输出
SM_1 投入	10	10	01	11	U_c
SM_2 投入	01	01	01	11	U_c
SM_3 投入	01	10	10	11	U_c
全部投入	10	01	10	11	$3U_c$
全部切除	01	10	01	11	0
闭锁($i>0$)	00	00	00	00	$3U_c$
闭锁($i<0$)	00	00	00	00	$-3U_c$

当输电系统直流侧发生最为严重的双极短路故障时, 直流侧会产生较大的冲击电流, 此时控制系统在交流侧断路器断开之前立即发出换流器闭锁指令, 所有 IGBT 全部关断, 故障电流通路如图 2 所示。

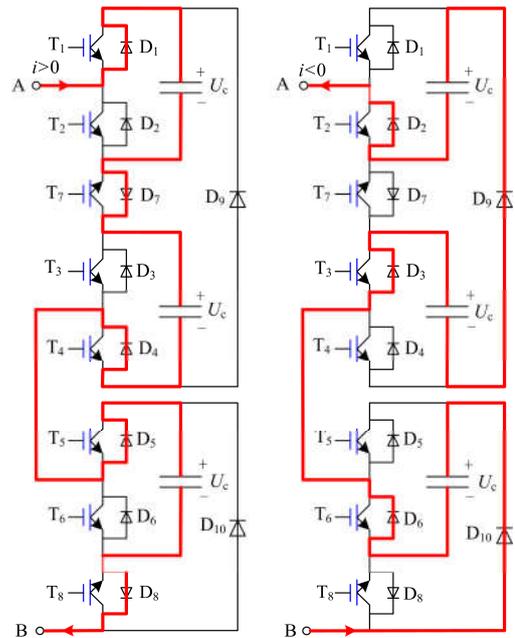


图 2 新型子模块闭锁时桥臂电流路径

Fig. 2 Arm current paths of new SM after blocked

从图中可以看出, 故障闭锁后, 无论电流方向如何, 故障电流都流过 3 个子模块电容和 5 个二极

管, 且电容均处于充电状态, 输出电压分别为 $\pm 3U_c$ 。与引言中陈述的各种拓扑结构相比, 该结构可以实现奇数电平输出, 并且每个子模块电容都在闭锁后被接入故障回路之中来提供反电势, 增强了故障阻断能力。

1.2 混合子模块结构

新型子模块相对于 HBSM 而言, 增加了额外的 IGBT 和二极管, 为了减小损耗, 在工程上可以采用既有直流故障电流阻断功能, 又可以减少不必要损耗, 提高经济性能的混合式换流器, 如图 3 所示。

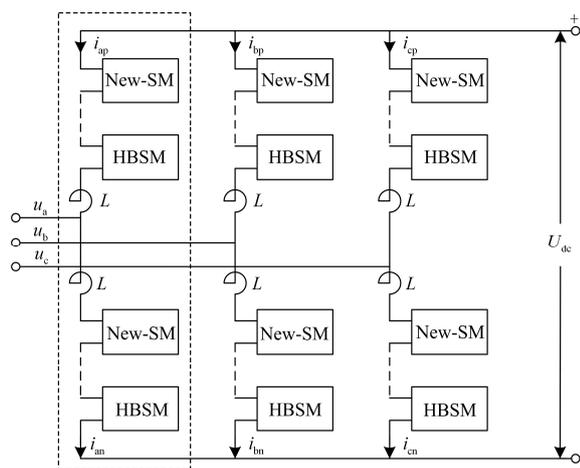


图 3 混合式换流器拓扑

Fig. 3 Topology of hybrid converter

假设每个相单元由 N_1 个 HBSM 和 N_2 个新型子模块构成, 具体数量由式(1)确定。

$$\begin{cases} N_1 + 3N_2 = N_c \\ 3N_2 U_c > \sqrt{3} U_m \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_m 为交流侧相电压幅值; N_c 表示相单元中电容器的数量, 其满足:

$$\begin{cases} U_{dc} = \frac{N_c U_c}{2} \\ U_m = \frac{m U_{dc}}{2} \end{cases} \quad (2)$$

其中, m 为调制比, 其值一般在 0.8 左右, 即在正常工作时, 交流侧相电压幅值小于直流侧电压的一半。在故障时, 当故障电流大于零时, HBSM 和新型子模块中的电容都处于充电模式; 故障电流小于零时, 只有新型子模块中的 $3N_2$ 个电容处于充电模式, 所以混合拓扑结构中 N_2 的数量应满足式(1)。其根据是在故障闭锁后相间回路内由电容提供的反电势大于线电压幅值, 从而交流侧就不会向直流侧馈入电流, 进而快速阻断直流侧故障^[4]。一般而言, 在满足直流故障隔离要求的基础上, 由式(1)、式(2)

可知, 每个桥臂只需将 1/4 的 HBSM 替换为新型子模块即可, 其余均使用 HBSM, 与全部采用新型子模块拓扑结构相比, 能减少 $2N_2/3$ 个 IGBT 和 $2N_2/3$ 个二极管所带来的额外损耗。此外, 这种混合式的换流器结构相比于由 FBSM 构成的全桥式 MMC 可以把损耗降低 40%左右^[13-14]。

2 混合式换流器的调制策略

目前换流器的调制方法可大致分为两类, 即脉冲宽度调制 (PWM) 和阶梯波调制 (Staircase Modulation), 相比于 PWM, 阶梯波调制具有器件通断频率低, 波形质量高等优点, 特别是在子模块数多, 输出电平数多的情况下, 可以省去大量滤波设备, 从而节省了投资, 减小了占地面积。而属于阶梯波调制范畴的最近电平逼近调制 (NLM) 在 MMC 中应用较多, 本文以 NLM 为例, 简述该方法在 MMC 中的具体实现。

文中的 1 个新型子模块可以当成 3 个 HBSM 来看, 其余器件为附加器件, 只在故障闭锁时起作用, 不参与调制环节, 因此, 适用于传统 MMC 的最近电平逼近调制也完全适用于新型子模块。如图 4 所示, 每个 HBSM 以 1 个电容代替, 每个新型子模块以 3 个电容代替, 以 a 相为例, 整个桥臂共有 $2N=N_c$ 个电容, 上下桥臂各 N 个, 即通过调节上下桥臂中处于投入状态的子模块数量而得到不同的电平, 以直流侧中点为 0 电位参考点。从图中可以看出, 交流侧的相电压 u_a 在一个周期内共有 $N+1$ 种不同的电平, 并且满足每一时刻上下桥臂中的处于投入状态的子模块总数为 N , 如果按照正弦的规律投入子模块的话, 就可以得到接近正弦的交流波形, 且电平数越多, 波形平滑度越好。

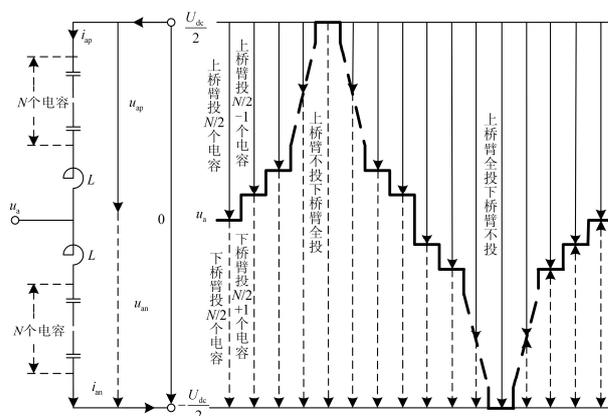


图 4 MMC 工作原理图

Fig. 4 Working principle of MMC

设正弦交流调制波为 $u_s(t)$ ，子模块每个电容器电压平均值为 U_c ，每个相单元中共有 $2N$ 个子模块， N 一般是偶数，如图 4 所示，调制波为 0 时，上下桥臂各投入 $N/2$ 个子模块，随着调制波的变化，换流器交流侧输出的电平数目应不断增加，所以就应不断改变上下桥臂投入的子模块个数，NLM 就是不断用 $u_s(t)$ 的瞬时值与子模块电容电压平均值 U_c 的比值来确定所要变化的投入数目，因此，在每个时刻，上下桥臂需要投入的子模块数目由式(3)给出。

$$\begin{cases} n_{\text{down}} = N/2 + \text{round}(u_s/U_c) \\ n_{\text{up}} = N/2 - \text{round}(u_s/U_c) \end{cases} \quad (3)$$

调制波由控制系统产生，并与经锁相环产生的相位偏差整合再经适当比例调整后，与 U_c 进行比较，确定开关数量，在仿真时可以分别把每相的调制波经处理后，分成如图 5 所示的 u_1 和 u_2 。

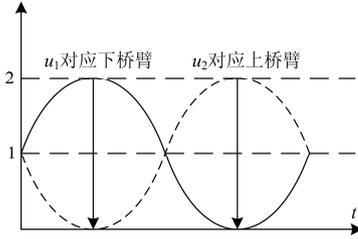


图 5 调制波处理示意图

Fig. 5 Schematic diagram of modulation wave

其中 u_1 对应下桥臂开关， u_2 对应上桥臂开关，此处的调制波幅值可以是任意的，比如图 5 中取值为 2，且半个桥臂子模块数为 N ，则公式(3)中的 U_c 的值就应取 $2/N$ ，即满足在 u_1 到峰值 2 时，对应为下桥臂 N 个子模块全投，这样公式(3)就可以写成如式(4)形式。

$$\begin{cases} n_{\text{down}} = \text{round}(u_1/U_c) \\ n_{\text{up}} = \text{round}(u_2/U_c) \end{cases} \quad (4)$$

由此就可确定上下桥臂各需投入的个数，并满足两者之和恰好为 N ，之后再由子模块电容电压平衡控制部分按照“高压先放，低压先充”的原则，筛选出具体投入哪些模块即可。

3 谐波特性分析

基于混合子模块的 MMC 利用最近电平逼近调制策略之后，其交流侧输出的正弦阶梯波如图 6 所示^[15]，其中 θ_1 到 θ_N 指的是每个电平阶跃时的电角度。

以三电平的阶梯波为例进行分析，区别于文献[15]中的指数形式，本文以三角函数的形式给出了阶梯波的傅立叶级数展开式的推导过程，并在最后

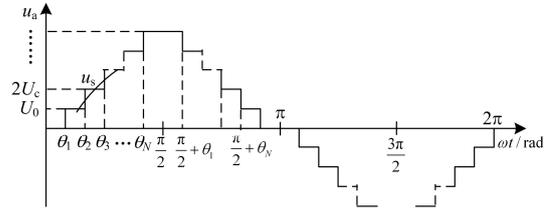


图 6 阶梯波调制示意图

Fig. 6 Schematic diagram of staircase modulation

推广到 $N+1$ 电平。以 A 相为例，三电平的相电压函数 $f(x)$ 在 0 到 π 的表达式为

$$f(x) = \begin{cases} 0 & 0 \leq x < \theta_1 \\ U_c & \theta_1 \leq x < \theta_2 \\ 2U_c & \theta_2 \leq x < \pi - \theta_2 \\ U_c & \pi - \theta_2 \leq x < \pi - \theta_1 \\ 0 & \pi - \theta_1 \leq x < \pi \end{cases} \quad (5)$$

由数学知识可知，周期为 2π 的函数的傅立叶级数展开式公式为

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos nx + b_n \sin nx) \quad (6)$$

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) dx \quad (7)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cos nxdx \quad (8)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \sin nxdx \quad (9)$$

对于由 NLM 调制产生的阶梯波为区间上的奇函数，所以 $f(x)\cos nx$ 为奇函数， $f(x)\sin nx$ 为偶函数，由积分学中的“偶倍奇零”定则知，展开式中 a_0 和 a_n 项的积分为 0， b_n 的计算过程为

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(x) \sin nxdx = \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{\theta_1} 0 \cdot \sin nxdx + \int_{\theta_1}^{\theta_2} U_c \sin nxdx + \int_{\theta_2}^{\pi - \theta_2} 2U_c \sin nxdx + \int_{\pi - \theta_2}^{\pi - \theta_1} U_c \sin nxdx + \int_{\pi - \theta_1}^{\pi} 0 \sin nxdx \right] \\ &= \frac{2U_c}{\pi} \left[\cos n\theta_1 + \cos n\theta_2 - (\cos n\pi \cos n\theta_2 + \sin n\pi \sin n\theta_2) - (\cos n\pi \cos n\theta_1 + \sin n\pi \sin n\theta_1) \right] \end{aligned} \quad (10)$$

所以当 n 为偶数时， $b_n=0$ ，当 n 为奇数时，有

$$b_n = \frac{4U_c}{n\pi} (\cos n\theta_1 + \cos n\theta_2) \quad (11)$$

这样就可以写出完整的相电压函数 $f(x)$ 的傅立叶级数展开的形式为

$$b_n = \frac{4U_c}{n\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} [(\cos n\theta_1 + \cos n\theta_2)] \sin nx \quad (12)$$

把式(5)中的 $f(x)$ 用 $u(\omega_0 t)$ 替换, 并把式(12)推广到 $N+1$ 电平的形式, 有

$$u(t) = \frac{4U_c}{n\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} [(\cos n\theta_1 + \cos n\theta_2 + \dots + \cos n\theta_N)] \sin n\omega_0 t \quad (13)$$

其中: $\omega_0=2\pi/T$ 称为基波角频率, 当周期为 2π 时, $\omega_0=1$, 这样当 $n=1, 3, 5, \dots$ 时, 就出现了奇次谐波; θ_k 为常数, 由于 NLM 是调制波与 U_c 比值之后取最近的整数, 即四舍五入, 所以电平阶跃处一定是参考调制波等于两个电平的中间点, 即^[15]:

$$\theta_k = \arcsin \frac{2(k-0.5)}{N} (k-0.5), k=1, 2, \dots, N/2 \quad (14)$$

此处 θ_k 有 $N/2$ 个数值, 另外 $N/2$ 个值可由正弦波对称性推出, 这样就可以在理论上计算出阶梯波的各次谐波电压的幅值为

$$U_{nm} = \frac{4U_c}{n\pi} (\cos n\theta_1 + \cos n\theta_2 + \dots + \cos n\theta_N), n=1, 3, 5, \dots \quad (15)$$

由于在相同的直流电压水平下, 电平数越多, 电容平均电压 U_c 越小, 因此从式(15)中可以看出, 各次谐波电压幅值也就越低。

4 仿真验证与分析

为了验证本文所提出的结论, 本文利用 PSCAD/EMTDC 搭建了 MMC-HVDC 的仿真模型。仿真参数表如表 3。

表 3 仿真系统参数

Table 3 Parameters of simulation system

参数	取值及单位
系统容量	500 MVA
直流侧参数 U_{dc}	60 kV
系统频率	50 Hz
桥臂电抗	5 mH
子模块电容值	6 000 μ F
子模块电容电压额定值	6 kV
半个桥臂子模块个数	10

本文主要关注基于混合拓扑的 MMC 的谐波特性以及故障电流阻断能力, 为了简化模型, 提高仿真速率, 这里只搭建了 16 电平的单端 MMC 模型, 其中 MMC 的调制策略所用方法即为文中所提到的最近电平逼近调制, 电容平衡控制策略采用文献[16]中提到的电容电压排序法。

4.1 交流电压与谐波特性

在验证由最近电平逼近调制所输出的交流电压时, 采用的是单端逆变模型。

交流侧用阻性负荷代替, 交流侧输出情况如图 7 所示, 其中图 7(a)、图 7(b)分别为交流侧输出三相电压与电流, 由于是阻性负荷, 两者均为接近正弦波的阶梯波。

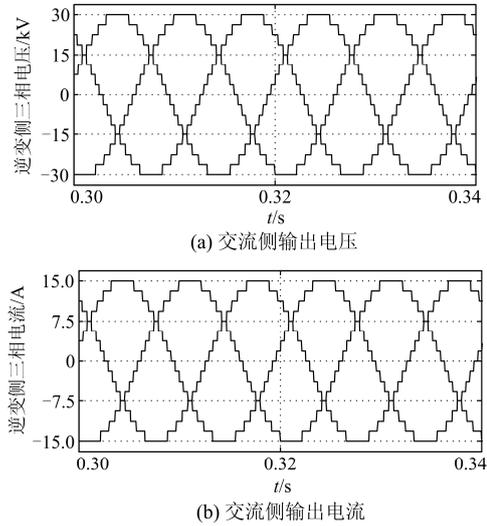


图 7 交流侧输出波形

Fig. 7 Waveforms of AC output

图 8 给出了交流电压经傅立叶分解之后的各次谐波幅值, 为了观察方便, 这里只取到第 15 次谐波, 从图中可以看出, 基波幅值占主要成分, 而谐波成分很小, 最大的 13 次谐波只有基波成分的 1% 左右, 而且不含偶次谐波, 通过对比, 可知仿真结果与前文理论分析的结果基本一致。

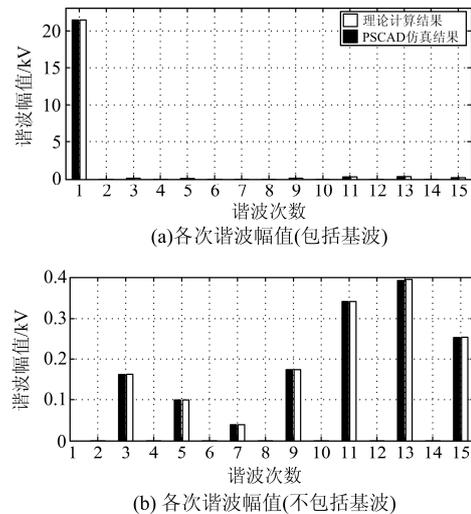
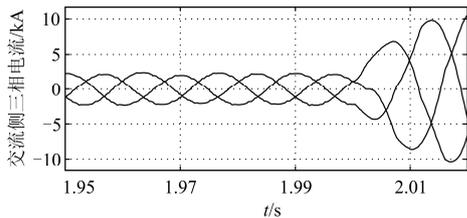


图 8 交流电压谐波幅值

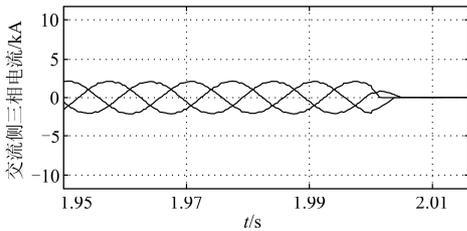
Fig. 8 Harmonic amplitude of AC voltage

4.2 故障电流抑制特性

为了验证该拓扑结构的故障电流抑制情况，仿真改为单端整流模式，交流侧电源电压 230 kV，直流侧用两个 100 Ω 的电阻代替，并且在相同条件下比较了半桥子模块与混合子模块在直流侧双极短路故障之后的 A 相上桥臂的电流变化情况，故障在 1.2 s 时设置，1.2001 s 闭锁换流器，1.24 s 故障清除，1.28 s 时重新启动换流器。图 9(a)与图 9(b)为故障下的电流变化情况，可以看出，基于传统半桥子模块的换流器在故障时出现了较大的故障电流，而基于混合子模块的换流器在故障时由于其新型子模块电容的充电作用，成功阻断了交流侧电流，使故障电流在闭锁换流器的瞬间降到零。图 10(a)与图 9(b)为两者的桥臂电流变化情况，可见其变化规律与交流侧电流一致。而图 11(a)与图 11(b)即为两者的电容电压变化情况，可见半桥子模块的电容电压在闭锁换流器后均维持在故障时水平，而混合子模块中有部分电容电压由于充电效应而增大，从而提供了较大的反相电势，起到阻断故障的作用。从图 12(a)与图 12(b)的功率变化波形亦可看出基于混合子模块拓扑的换流器在故障下并未出现较大的功率波动，有较好的能量缓冲作用。



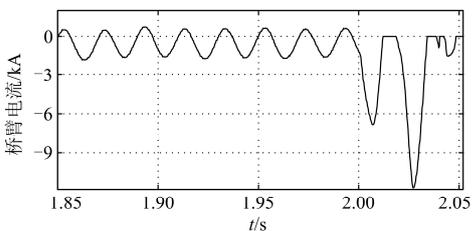
(a) 半桥子模块



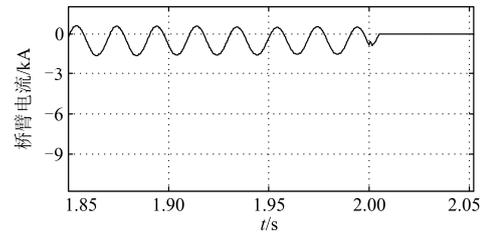
(b) 混合子模块

图 9 故障时的输出电流

Fig. 9 Output current in fault



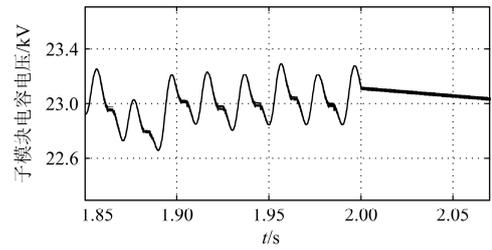
(a) 半桥子模块



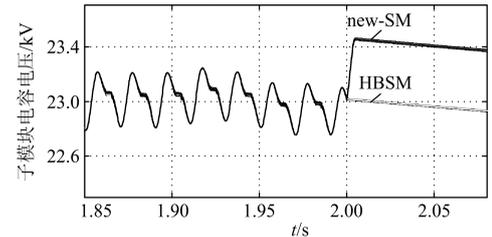
(b) 混合子模块

图 10 故障下的桥臂电流

Fig. 10 Arm current in fault



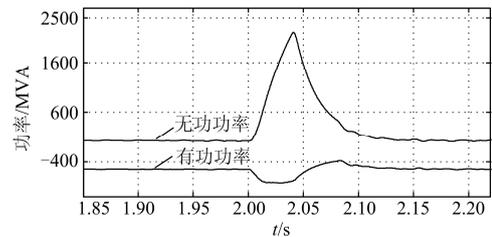
(a) 半桥子模块



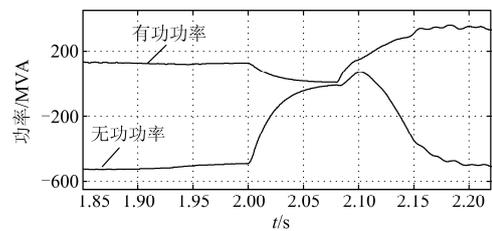
(b) 混合子模块

图 11 子模块电容电压

Fig. 11 Sub-module capacitor voltage



(a) 半桥子模块



(b) 混合子模块

图 12 故障下的功率变化

Fig. 12 Power change in fault

5 结论

本文对一种既具有直流侧故障清除能力又相对经济的混合 MMC-HVDC 进行了特性研究，基于最

近电平逼近调制策略, 分析了调制原理, 讨论了输出交流电压的谐波特性, 并给出了具体的推导公式, 最后通过仿真验证了谐波特性以及故障电流抑制能力, 验证了此方案的可行性。

参考文献

- [1] 李欢, 田新成, 张建坡. 模块化多电平换流器改进型子模块拓扑仿真研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(2): 95-101.
LI Huan, TIAN Xincheng, ZHANG Jianpo. Simulating research of improved topologies of modular multilevel converter[J]. Power System Protection and Control, 2015, 44(2): 95-101.
- [2] 汤广福, 贺之渊, 滕乐天, 等. 电压源换流器高压直流输电技术最新研究进展[J]. 电网技术, 2008, 32(22): 39-44.
TANG Guangfu, HE Zhiyuan, TENG Letian, et al. New progress on HVDC technology based on voltage source converter[J]. Power System Technology, 2008, 32(22): 39-44.
- [3] 蒋冠前, 李志勇, 杨慧霞, 等. 柔性直流输电系统拓扑结构研究综述[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(15): 145-153.
JIANG Guanqian, LI Zhiyong, YANG Huixia, et al. Research review on topological structure of flexible HVDC system[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(15): 145-153.
- [4] 薛英林, 徐政. C-MM 直流故障穿越机理及改进拓扑方案[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(25): 63-70.
XUE Yinglin, XU Zheng. DC fault ride-through mechanism and improved topology scheme of C-MMC[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(25): 63-70.
- [5] GRAIN A, AHMED K, SINGH N, et al. H-bridge modular multilevel converter (M2C) for high-voltage applications[C] // 21st International Conference on Electricity Distribution. Frankfurt, Germany: CIRED, 2011.
- [6] LI Xiaoqian, SONG Qiang, LIU Wenhua, et al. Protection of non-permanent faults on DC overhead lines in MMC based HVDC systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(1): 483-490.
- [7] 赵成勇, 陈晓芳, 曹春刚, 等. 模块化多电平换流器 HVDC 直流侧故障控制保护策略[J]. 电力系统自动化, 2011, 35(23): 82-87.
ZHAO Chengyong, CHEN Xiaofang, CAO Chungang, et al. Control and protection strategies for MMC-HVDC under DC faults[J]. Automation of Electric Power Systems, 2011, 35(23): 82-87.
- [8] 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.
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.
- [9] 张建坡, 赵成勇, 孙海峰. 基于改进拓扑的 MMC-HVDC 控制策略仿真[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(5): 1032-1040.
ZHANG Jianpo, ZHAO Chengyong, SUN Haifeng. Simulations of control strategies in MMC-HVDC with an improved topology[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(5): 1032-1040.
- [10] MARQUARDT R. Modular multilevel converter: a universal concept for HVDC-networks and extended DC-bus applications[C] // 2010 International Power Electronics Conference (IPEC). Sapporo: IEEE, 2010: 502-507.
- [11] 王朝亮, 许建中, 赵成勇, 等. 基于单箝位型子模块的 MMC 及拓扑改进方案[J]. 电力自动化设备, 2015, 39(5): 74-80.
WANG Chaoliang, XU Jianzhong, ZHAO Chengyong, et al. MMC based on single-clamp sub-module and improved topology schemes[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 39(5): 74-80.
- [12] 吴婧, 姚忠良, 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): 81-94.
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): 81-94.
- [13] 刘建涛, 王治华, 王珂. 不同结构电压源换流器损耗对比分析[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(6): 105-110.
LIU Jiantao, WANG Zhihua, WANG Ke. Comparative analysis of losses of voltage source converters with different structures[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(6): 105-110.
- [14] MODEER T, NEE H P, NORRGA S. Loss comparison of different sub-module implementations for modular multilevel converters in HVDC applications[C] // 14th European Conference on Power Electronics and Applications. Birmingham, UK: IEEE, 2011: 1-7.
- [15] 宋强, 饶宏, 等. 柔性直流输电换流器的分析与设计[M]. 北京: 清华大学出版社, 2015: 37-38.
- [16] 张浩, 吴金龙, 杨美娟, 等. 模块化多电平换流器新型桥臂环流抑制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(21): 73-80.
ZHANG Hao, WU Jinlong, YANG Meijuan, et al. A novel bridge arm circulating current restraint strategy for modular multilevel converter[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(21): 73-80.

收稿日期: 2016-05-09; 修回日期: 2016-09-09

作者简介:

王振浩(1964-), 男, 教授, 硕导, 主要研究方向为柔性直流输电技术; E-mail: zhenhaowang@126.com

宋金泊(1991-), 男, 通信作者, 硕士研究生, 主要研究方向为柔性直流输电技术. E-mail: songjinbo512@126.com

(编辑 葛艳娜)