

模块化多电平换流器 HVDC 直流双极短路子模块过电流分析

王姗姗¹, 周孝信¹, 汤广福¹, 贺之渊¹, 滕乐天², 包海龙²

(1. 中国电力科学研究院, 北京市 海淀区 100192; 2. 上海市电力公司, 上海市 浦东区 200122)

Analysis of Submodule Overcurrent Caused by DC Pole-to-pole Fault in Modular Multilevel Converter HVDC System

WANG Shanshan¹, ZHOU Xiaoxin¹, TANG Guangfu¹, HE Zhiyuan¹, TENG Letian², BAO Hailong²

(1. China Electric Power Research Institute, Haidian District, Beijing 100192, China;

2. Shanghai Municipal Electric Power Company, Pudong District, Shanghai 200122, China)

ABSTRACT: Submodule overcurrent caused by DC pole-to-pole fault in modular multilevel converter HVDC (MMC-HVDC) system is one of the important research objects about its electrical characteristics. In this paper, the fault mechanism before and after the converter blocked was analyzed respectively and the circuit model for the analysis of submodule overcurrent was explored. The analytic equation for overcurrent calculation was deduced and a detailed analysis was also performed. The changes of submodule overcurrent stress with different circuit parameters were obtained and the key issues were also summed up. The results indicate that the submodule overcurrent is the AC system three-phase short-circuit current superposed the discharging current before the converter blocked, and the submodule overcurrent is the AC system three-phase short-circuit current superposed the valve reactor freewheeling current after the converter blocked. From the computation and simulation results, it is concluded that the analytical method is feasible and its calculation results are comparatively precise.

KEY WORDS: modular multilevel converter HVDC (MMC-HVDC); DC pole-to-pole fault; submodule overcurrent

摘要: 模块化多电平换流器直流输电(modular multilevel converter HVDC, MMC-HVDC)系统直流双极短路故障时的子模块过电流应力是研究子模块电气特性的重要内容之一。按照换流器闭锁前和闭锁后 2 个阶段分析直流双极短路的故障机制, 建立 2 个阶段中子模块过电流分析的电路模型, 推导出过电流应力的解析方程, 并对子模块过电流

应力作较为全面深入的分析, 得到各电路参数变化时过电流应力的变化情况, 总结其中的关键因素, 为子模块元件电气设计提供依据。研究表明: 闭锁前子模块的电流是交流系统馈入的三相短路电流与子模块电容器放电电流的叠加; 闭锁后子模块的电流是短路电流与阀电抗器续流电流的叠加。计算和仿真结果表明, 分析方法是可行的, 并且具有较高的精确度。

关键词: 模块化多电平换流器直流输电系统; 直流双极短路故障; 子模块过电流

0 引言

随着能源紧缺、城市人口膨胀和环境污染问题的凸显, 诸如风能和太阳能等可再生的清洁能源得到大力开发和利用; 同时, 海上钻井平台、孤立小岛等无源负荷的供电, 城市配电网转入地下的改造, 迫切需要采用更加灵活、经济、环保的输电方式。因此电压源型换流器直流输电技术在输、配电领域得到越来越广泛的应用^[1-7]。

新型模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)作为实现柔性直流输电工程化的电压源型换流器拓扑之一近年来逐渐受到学术界和工程界的关注。不同于两电平或三电平电压源换流器, MMC 的桥臂不是仅能执行开关动作的阀, 而是连接在换流器某相交流输出端与直流极母线之间的可控电压源。MMC 中的子模块是实现这一功能的关键元件。由于模块化多电平拓扑结构的特殊性, 子模块切换过程中, 流经子模块的电流峰值远高于有效值, 并且电流变化率较高。同时, 子模块还承受带有纹波的直流电压^[8-12]。

基金项目: 国家自然科学基金项目(50777058)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50777058).

从国内外研究现状^[13-20]来看,很多学者都对电压源型换流器高压直流输电(voltage sourced converter HVDC, VSC-HVDC)系统进行了充分的研究,但大部分研究着重于控制系统设计及故障的仿真分析,对 MMC-HVDC 换流站设备在故障下电气应力分析等方面的研究还未见文献发表。而直流双极短路故障是 MMC-HVDC 换流站内具有严重后果的故障之一,故障发生时子模块上的过电流应力是主电路参数设计及保护设计的重要依据,本文对 MMC-HVDC 直流双极短路故障时子模块的过电流应力进行详细的研究。

由于子模块的投切是非线性的,该故障的电磁暂态过程比较复杂,本文将故障过程分为闭锁前和闭锁后 2 个阶段对故障机制进行理论分析;建立对应状态下的电路模型,并且给出 2 个阶段中子模块过电流的实用计算方法;揭示出电路参数与桥臂过电流即子模块过电流的关系。最后应用 PSCAD 电磁暂态仿真模型(模型参数见附录 A),对理论分析的结论和过电流的计算方法进行验证。

1 MMC-HVDC 系统拓扑

MMC-HVDC 系统由两端换流站及直流线路组成。交流系统用等值电源 u_s 和等值电感 L_s 表示,联接变压器表示为 T, 阀电抗器表示为电感 L 。换流器由 3 个相单元组成,每相上、下桥臂由偶数个子模块(sub-module, SM)串联组成。SM 由上部绝缘栅双极晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT) T_1 、上部二极管 D_1 、下部 IGBT T_2 、下部二极管 D_2 及子模块电容器组成,电容值用 C_0 表示。

换流器通过控制子模块的投入/切出拟合出期望的交流输出电压。三相调制波互差 120° 角,从而保证交流输出电压三相对称。每个相单元任意时刻投入的子模块数固定,上下桥臂共投入 n 个子模块,以维持直流电压恒定。MMC-HVDC 单站的系统拓扑如图 1 所示,另一站的拓扑结构完全相同。

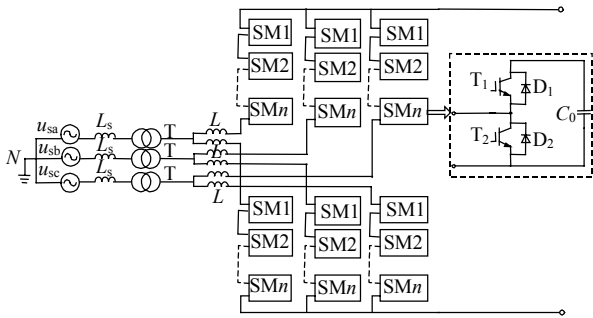


图 1 MMC-HVDC 的单站系统拓扑
Fig. 1 Topology of MMC

2 MMC 直流双极短路故障机制

鉴于目前已有的工程都是电缆线路双极运行,本文主要讨论这种情况下的直流双极短路故障。故障后果与接地方式无关。

无论是海底电缆还是地下电缆一般都是因为船锚强行拉断或人为挖断造成的永久故障。故障时,两侧换流站都通过子模块下部二极管 D_2 向短路点注入短路电流,相当于三相短路,短路电流通路如图 2 所示。同时子模块电容器通过上部的 IGBT T_1 放电,放电回路如图 3 所示。桥臂电流是交流短路电流和子模块电容器放电电流的叠加,在半个周波内达到峰值,几毫秒后,换流器闭锁,子模块电容器停止放电,但交流电网短路电流仍通过 D_2 注入短路点,此时阀电抗器会限制通过 D_2 的短路电流的上升速度,使保护晶闸管来得及动作,从而将 D_2 旁路。闭锁前子模块电容器耐受的过电流会影响电容器的寿命,因此设计时要予以考虑。

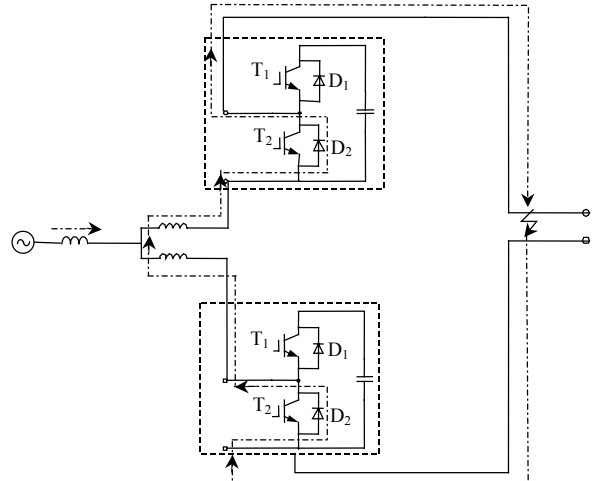


图 2 交流电网注入换流器的短路电流通路

Fig. 2 Path of injection short-circuit current from AC grid to MMC

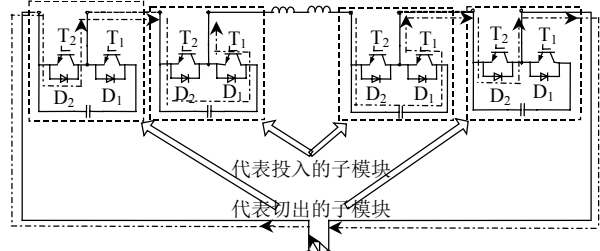


图 3 子模块电容器放电的电流通路

Fig. 3 Discharging path of submodule capacitors

3 闭锁前子模块的过电流计算模型

3.1 电路模型及解析方程

由第 2 节的分析可知,发生直流双极短路故障

时，几毫秒内换流站闭锁，闭锁前子模块电容器迅速放电造成过流，放电电流的仿真波形如图 4 放大区域所示。建立子模块过电流分析电路模型和推导计算公式的意义在于找出对过电流有显著影响的电路参数，并能够计算电流上升的时间，为子模块元件和阀电抗器的电气设计提供理论依据。

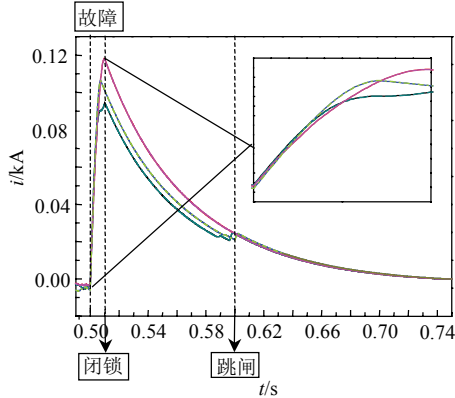
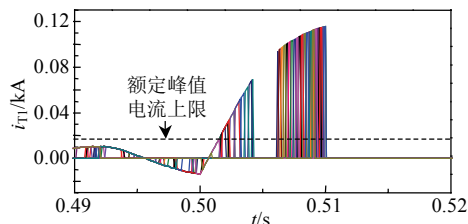


图 4 桥臂电流中电容放电电流分量

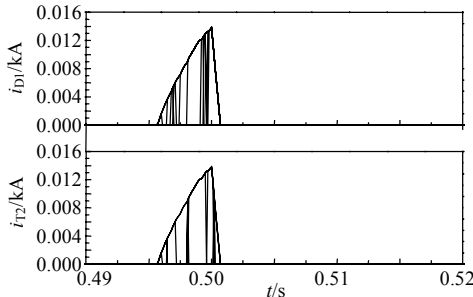
Fig. 4 Discharge current component of the arm current

闭锁前，电容放电是造成过流的主要原因，但并非子模块的每个元件上都出现过流。二极管和 IGBT 的导通方向相反，投入的子模块电容器只能通过 T_1 放电， D_1 和 T_2 都不承受过流。对应各元件的仿真波形如图 5 所示，故障后流过 T_1 的电流迅速增大超过额定电流峰值，如图 5(a)所示，而流过 D_1 和 T_2 的电流故障后迅速减小到 0，与分析结果一致。

子模块电容器储存的电场能量全部转化为阀电抗器储存的磁场能量时，桥臂电流达到峰值。由



(a) 流过子模块电容器及 T_1 的电流



(b) 流过 D_1 及 T_2 的电流

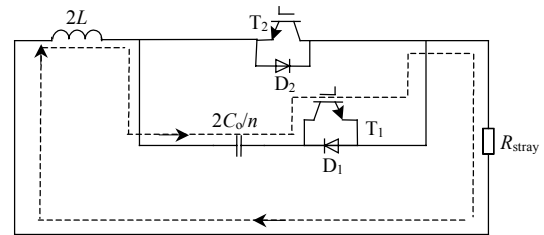
图 5 闭锁前子模块电流

Fig. 5 Current flowing through the submodule before blocking the converter

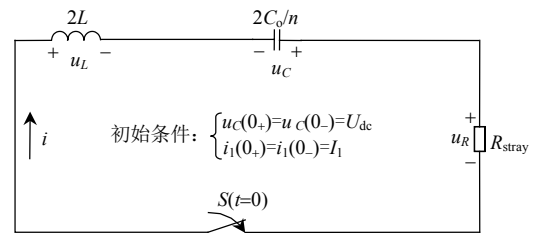
于二极管的作用，桥臂电流只能通过 D_2 续流，而不会对电容器反向充电，直到磁场能量通过放电回路电阻全部释放掉。

闭锁前由于子模块的投切，暂态过程具有强非线性，而且与控制系统的调节又有强关联性，用解析方法求解整个暂态过程非常复杂；并且对工程设计的指导意义也不大。因此电路模型可以忽略暂态过程中上下桥臂子模块投切状态的实时变化。

根据图 3 所示的放电电流通路得到相单元子模块电容器放电等效电路，如图 6 所示。放电电流的方向如图 6(a)所示，放电电流瞬时值计算用等效电路模型如图 6(b)所示。阀电抗器电感在放电回路中串联连接，等值电感是阀电抗器电感值的 2 倍，用 $2L$ 表示。随着子模块的投入和切出，所有的子模块电容器都经放电回路放电，上下桥臂电容相当于并联，等值电容是桥臂电容的 2 倍，用 $2C_0/n$ 表示。电抗器的直流电阻、电容器的串联等效电阻、器件通态和开关损耗的等值杂散电阻、放电回路金属构件的接触电阻统一用 R_{stray} 表示。



(a) 放电电流方向示意图



(b) 计算用等效电路

图 6 子模块电容器放电单相等值电路

Fig. 6 Single phase equivalent circuit of submodule capacitors discharging

由于故障瞬间直流电压 U_{dc} 和电感电流 I_1 均不为 0，且实际系统中 R_{stray} 通常远小于 $2\sqrt{nL/C_0}$ ，因此闭锁前的放电过程是一个已知电路初始条件的振荡放电过程，电容电压的计算公式为

$$u_C = e^{-\frac{t}{\tau_1}} \left[\frac{U_{dc}\omega_0}{\omega} \sin(\omega t + \alpha) - \frac{nI_1}{2\omega C_0} \sin(\omega t) \right] \quad (1)$$

式中： τ_1 为放电电流衰减的时间常数； ω_0 为放电电路的固有角频率，即谐振角频率； ω 为振荡放电电

流的角频率； α 为由初始电流引起的放电电流的初相角。以上 4 个变量均由电路参数决定：

$$\tau_1 = \frac{4L}{R_{\text{stray}}} \quad (2)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{n}{LC_0}} \quad (3)$$

$$\omega = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{n}{LC_0} - \left(\frac{R_{\text{stray}}}{2L}\right)^2} \quad (4)$$

$$\alpha = \arctan\left(\sqrt{\frac{4nL}{C_0 R_{\text{stray}}^2} - 1}\right) \quad (5)$$

一般情况下， $\left(\frac{R_{\text{stray}}}{2L}\right)^2$ 远小于 $\frac{n}{LC_0}$ ，可以认为

$$\omega = \omega_0。$$

回路电流的计算公式为

$$i_1 = e^{-\frac{t}{\tau_1}} \left[U_{\text{dc}} \sqrt{\frac{C_0}{nL}} \sin(\omega t) + I_1 \cos(\omega t) \right] \quad (6)$$

令 $\beta = \arctan\left(\frac{I_1}{U_{\text{dc}}} \sqrt{\frac{nL}{C_0}}\right)$ ，则式(6)可改写为

$$i_1 = e^{-\frac{t}{\tau_1}} \left[\sqrt{\frac{C_0}{nL}} U_{\text{dc}}^2 + I_1^2 \sin(\omega t + \beta) \right] \quad (7)$$

放电电流与桥臂电流初始值的关系如图 7 所示。可见桥臂初始电流越大，放电电流峰值越高。

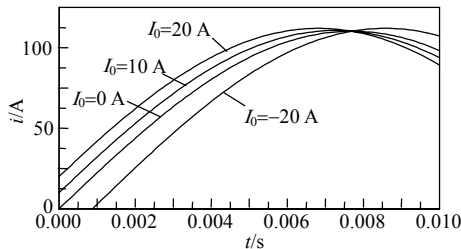


图 7 放电电流与故障时桥臂电流初始值的关系

Fig. 7 Relationship between the discharging current and its initial value

根据式(6)、(4)计算得到的电容放电电流峰值为 112.5 A，达到峰值的时间为 7.7 ms，与仿真结果图 4 基本吻合。放电电流峰值略低于仿真值的原因是：仿真模型中故障设置在整流站，采用定直流电压控制的是逆变站，也就是直流电压初始值略高于计算用的额定直流电压。

交流系统馈入的短路电流要考虑 2 种情况：

1) MMC-HVDC 接入电网的节点位于发电机组近端时要考虑发电机组三相短路的暂态过程；2) MMC-HVDC 接入电网的节点位于发电机组远端时只计算三相短路稳态即可。因此叠加交流系统馈入的短

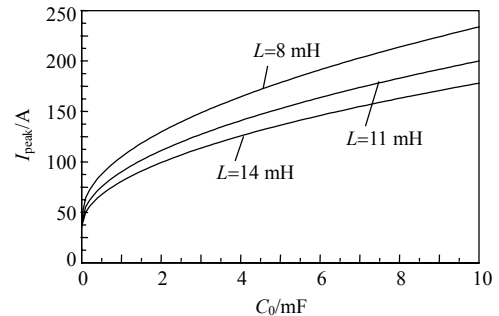
路电流后子模块电流的峰值为

$$I_{\text{peak}} = \sqrt{\frac{C_0}{nL} U_{\text{dc}}^2 + I_1^2} + \frac{\hat{I}_{3\text{-fault}}}{2} \quad (8)$$

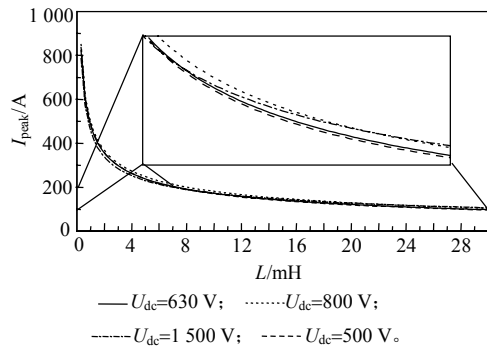
3.2 电路参数对过电流应力的影响

闭锁前桥臂电流的大小、波形及电流变化率对子模块各元件的选型至关重要。由式(7)、(8)可看出，闭锁前桥臂的过电流受多项参数影响，主要有桥臂电感 L 、子模块电容 C_0 、串联的子模块数 n 。另外，故障发生瞬间的直流电压 U_{dc} 和桥臂电流值 I_1 也会影响过电流瞬时值。

桥臂电气参数与桥臂过电流峰值的关系如图 8 所示。



(a) $U_{\text{dc}}=630$ V 时桥臂电感值和子模块电容值的变化



(b) U_{dc} 不确定时桥臂电感值和子模块电容值的变化

图 8 电路参数对桥臂电流峰值的影响

Fig. 8 Peak of arm current with different circuit parameters

由图 8(a)可见，当换流器容量一定时，如果直流电压不变，直流双极短路故障后的桥臂电流峰值随着子模块电容值的增加而增大，这与物理本质是一致的。在直流电压一定的前提下，子模块电容值越大，短路后转化为电感电磁能的电场能量越大，电流可达到的峰值也就越大。但是桥臂电流峰值随着桥臂电感值的增大而减小，这是因为电感越大，储存同样的能量需要的电流就越小。可见式(7)可以正确反映实际的物理过程。

直流电压不确定时，电容值要随着直流电压的

变化作相应调整，由图 8(b)可看出，当桥臂电感值增大到一定程度时，桥臂电流峰值下降的速度变得非常缓慢。从 8 mH 开始，桥臂电感值增大 4 倍，桥臂电流峰值下降 50%。

4 闭锁后子模块的过电流计算模型

故障发生时要求换流器立即闭锁并开通晶闸管，同时交流电源跳闸切断交流电流的持续馈入。闭锁后桥臂电流仿真波形如图 9 所示。由于上下桥臂二极管的导通方向相同，桥臂电流单向流通，如果不采取保护措施，跳闸后，电感继续通过二极管续流释放能量直到电流为 0。因此流过子模块二极管 D_2 的电流与桥臂电流相同，如图 10 所示，0.51 s 闭锁后的波形与图 9 所示的桥臂电流一致。

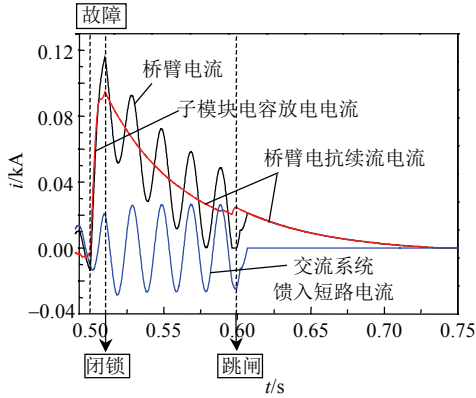


图 9 桥臂电流分解图

Fig. 9 Decomposition graph of the arm current

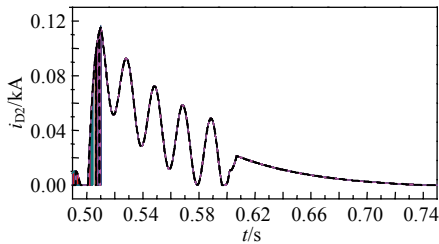


图 10 闭锁前后流过子模块 D_2 的电流

Fig. 10 Single phase equivalent circuit of submodule capacitors discharging

闭锁后的等效电路如图 11 所示(仍以单相为例)，图中： u_{si} 代表交流电源(相电压)， L_{eq} 是交流电源与换流器间的等值电感， R_{eq} 是交流电源与换流器间的等值电阻， D_{up} 代表上桥臂所有子模块中的 D_2 ， D_{down} 代表下桥臂所有子模块中的 D_2 。

换流器闭锁后可认为存在 2 个电路结构突变导致的暂态过程：1) 电容放电回路切换成电感续流回路，如图 11 中虚线回路所示；2) 交流系统馈入

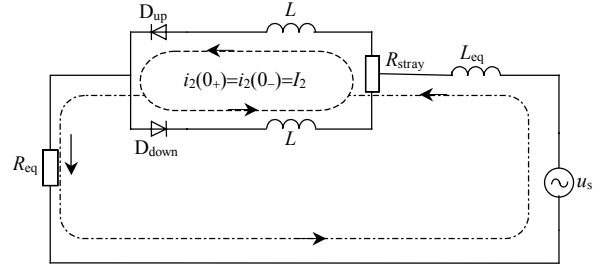


图 11 闭锁后换流站单相等效电路

Fig. 11 Single phase equivalent circuit of substation after blocking the converter

电流由双向通路切换成仅由二极管构成的单向通路，如图 11 中点划线回路所示。

续流初始电流衰减到 0 以前上下桥臂的二极管一直导通，可以不考虑二极管的非线性，按线性一阶电路求解。设交流电源电压为 $u_s = \sqrt{2}U_s \sin(\omega_n t)$ ， ω_n 为工频角频率，则此过程上桥臂的瞬时电流为

$$i_{2up} = -\frac{\sqrt{2}U_s}{2|Z|} \cos(\omega_n t + \gamma) + I_2 e^{-\frac{t}{\tau_2}} \quad (9)$$

式中：

$$\tau_2 = \frac{2L}{R_{stray}} \quad (10)$$

$$|Z| = \sqrt{(R_{eq} + R_{stray}/4)^2 + \omega_n^2 (L_{eq} + L/2)^2} \quad (11)$$

$$\gamma = -\arctan \frac{\omega_n (L_{eq} + L/2)}{R_{eq} + R_{stray}/4} \quad (12)$$

下桥臂的瞬时电流为

$$i_{2down} = \frac{\sqrt{2}U_s}{2|Z|} \cos(\omega_n t + \gamma) + I_2 e^{-\frac{t}{\tau_2}} \quad (13)$$

续流电流衰减到 0 后，桥臂电流出现反向，必须考虑二极管的单向导通作用。达到稳态时，桥臂电流出现直流偏置， $R_{eq}=R_{stray}=0$ 时，直流偏置最严重。按最严重的情况求解，得

$$i_{3up} = \frac{\sqrt{2}U_s}{2(\omega_n L_{eq} + \omega_n L/2)} [1 - \cos(\omega_n t)] \quad (14)$$

$$i_{3down} = \frac{\sqrt{2}U_s}{2(\omega_n L_{eq} + \omega_n L/2)} [1 + \cos(\omega_n t)] \quad (15)$$

实际工程中，通常故障未达到稳态时交流断路器已跳闸，因此这个阶段不作为计算的重点。

图 12 给出了闭锁后到达故障稳态前桥臂电流波形的计算波形和仿真波形。由图 12(a)、(b)可知计算波形和仿真波形基本吻合，由图 12(c)、(d)可知计算波形和仿真波形的趋势是一致的，说明计算方法是可行的。

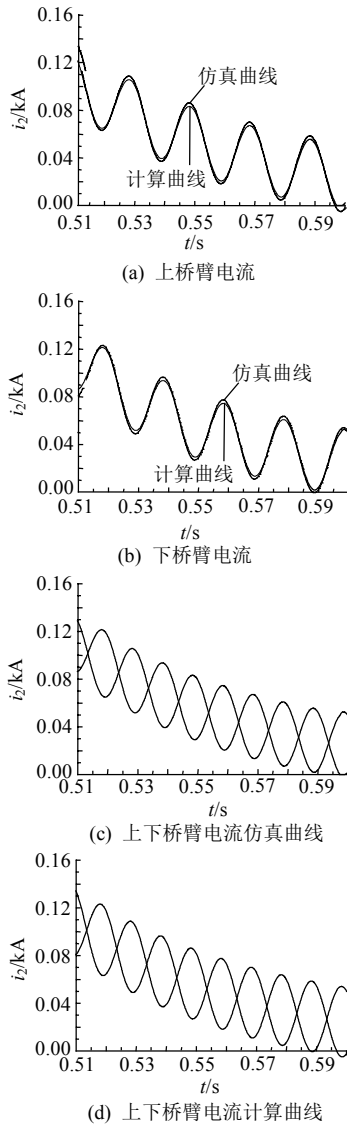


图 12 闭锁后的上下桥臂电流

Fig. 12 Up and down arm current after blocking the converter

5 结论

将直流双极短路故障分为闭锁前和闭锁后 2 个阶段。闭锁前用 2 阶线性电路等效，闭锁后达到故障稳态前用 1 阶线性电路等效，达到稳态后用带有二极管的 1 阶非线性电路等效。故障特性如下：

1) 故障时，桥臂上出现过电流，闭锁前过电流包含子模块电容器的放电电流和交流系统馈入的短路电流，闭锁后的过电流包含阀电抗器的续流电流和交流系统馈入的短路电流。

2) 故障时，子模块电容器、子模块 IGBT T_1 、子模块二极管 D_2 要承受过电流，换流器闭锁后只有子模块二极管 D_2 要承受过电流，子模块二极管 D_2 与桥臂电流一致。

3) 子模块电容值越大，放电电流越大，桥臂电感能起到抑制作用，但增大到一定程度后，限流作用不再明显。

4) 桥臂电流上升时间随子模块电容值、桥臂电感值的增大而增大，杂散电阻的影响可忽略。电路参数一定时，桥臂电流上升时间决定于瞬时等效放电电容个数，为桥臂串联子模块数 n 。

5) 换流器闭锁后，上下桥臂电流方向相同，过电流的程度不会超过闭锁前，持续到断路器跳闸，交流系统不再馈入短路电流，电感续流，续流电流逐渐降低为 0。

由图 4、9 的仿真结果可看出，它与理论分析的结果一致。电容放电电流的峰值及上升时间计算值与仿真值一致。由图 12 的对比结果可见，计算结果与仿真结果一致。因此本文提出的分析方法和计算方法是可行的，只要构建换流器的电路参数能反映实际情况，就可以按照上述方法进行灵活准确的子模块过电流应力分析，为 MMC 电压源换流器直流输电系统换流器主参数的设计、试验及性能评价提供理论依据和计算方法。

参考文献

- [1] 李庚银, 吕鹏飞, 李广凯, 等. 轻型高压直流输电技术的发展与展望[J]. 电力系统自动化, 2003, 27(4): 77-81.
Li Gengyin, Lü Pengfei, Li Guangkai, et al. Development and prospects for HVDC light[J]. Automation of Electric Power Systems, 2003, 27(4): 77-81(in Chinese).
- [2] 徐政, 陈海荣. 电压源换流器型直流输电技术综述[J]. 高电压技术, 2007, 33(1): 1-10.
Xu Zheng, Chen Hairong. Review and applications of VSC HVDC [J]. High Voltage Engineering, 2007, 33(1): 1-10(in Chinese).
- [3] 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(in Chinese).
- [4] Flourentzou N, Agelidis V G, Demetriades G D. VSC-based HVDC power transmission systems: an overview[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(3): 592-602.
- [5] Wang Shanshan, Tang Guangfu, He Zhiyuan. Comprehensive evaluation of VSC-HVDC transmission based on improved analytic hierarchy process[C]//Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies. Nanjing, China: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2008: 2207-2211.
- [6] ABB AB Grid Systems-HVDC. It's time to connect-technical description of HVDC light technology[R]. Ludvika, Sweden: ABB AB Grid Systems-HVDC, 2007.
- [7] CIGRE B4-37 Working Group. DC transmission using voltage sourced converters[R]. Paris, France: International Council on Large

- Electric Systems, 2004.
- [8] Lesnicar A, Marquardt R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range[C]//Proceedings of IEEE Power Technology Conference. Bologna, Italy: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2003(3): 6.
- [9] Glinka M. Prototype of multiphase modular multilevel converter with 2 MW power rating and 17-level-output-voltage[C]//Proceedings of Power Electronics Specialists Conference. Aachen, Germany: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2004: 2572-2576.
- [10] Franquelo L G, Rodriguez J, Leon J I, et al. The age of multi-level converters arrives[J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2008, 2(2): 28-39.
- [11] Dorn J, Huang H, Retzmann D. Novel voltage source converters for HVDC and FACTS applications[C]//CIGRE International Symposium Conference. Osaka, Japan: International Council on Large Electric Systems, 2007(314): 1-8.
- [12] Dorn J, Huang H, Retzmann D. A new multilevel voltage-sourced converter topology for HVDC applications[C]//CIGRE Session. Paris, France: International Council on Large Electric Systems, 2008(B4-304): 1-8.
- [13] 丁冠军, 汤广福, 丁明, 等. 新型多电平 VSC 子模块电容参数与均压策略[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(30): 1-6.
Ding Guanjun, Tang Guangfu, Ding Ming, et al. Submodule capacitance parameter and voltage balancing scheme of a new multilevel VSC modular[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(30): 1-6(in Chinese).
- [14] 屠卿瑞, 徐政, 郑翔, 等. 模块化多电平换流器型直流输电内部环流机理分析[J]. 高电压技术, 2010, 36(2): 547-552.
Tu Qingrui, Xu Zheng, Zheng Xiang, et al. Mechanism analysis on the circulating current in modular multilevel converter based HVDC [J]. High Voltage Engineering, 2010, 36(2): 547-552(in Chinese).
- [15] 管敏渊, 徐政, 屠卿瑞, 等. 模块化多电平换流器型直流输电的调制策略[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(2): 48-52.
Guan Minyuan, Xu Zheng, Tu Qingrui, et al. Nearest level modulation for modular multilevel converters in HVDC transmission [J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(2): 48-52(in Chinese).
- [16] Hagiwara M, Akagi H. PWM control and experiment of modular multilevel converters[C]//Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference. Rhodes, Greece: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2008: 154-161.
- [17] 刘钟洪, 宋强, 刘文华. 基于模块化多电平变流器的轻型直流输电系统[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(2): 53-58.
Liu Zhongqi, Song Qiang, Liu Wenhua. VSC-HVDC system based on modular multilevel converters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(2): 53-58(in Chinese).
- [18] Tang Lianxiang, Ooi B T. Managing zero sequence in voltage source converter[C]//37th Industry Applications Conference. Pittsburgh, USA: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2002(2): 795-802.
- [19] 杨杰, 郑健超, 汤广福, 等. 电压源换相高压直流输电系统接地方式设计[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(19): 14-19.
Yang Jie, Zheng Jianchao, Tang Guangfu. Grounding design analysis of VSC-HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(19): 14-19(in Chinese).
- [20] 杨杰, 郑健超, 汤广福, 等. 电压源换相 HVDC 站内交流母线故障特性及保护配合[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(16): 6-11.
Yang Jie, Zheng Jianchao, Tang Guangfu. Internal AC bus fault characteristics of VSC-HVDC system and protection coordination [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(16): 6-11(in Chinese).

附录 A

PSCAD 电磁暂态仿真模型的单站结构如图 1 所示。MMC-HVDC 系统由送端站、受端站及直流线路组成, 换流站又由联接变、阀电抗器、换流阀组成。本文仿真在酷睿双核 PC 机上实现。

1) 仿真模型参数设置。

MMC-HVDC 系统换流器每个桥臂串联 20 个子模块。接入的两侧交流系统由等值电源模拟, 端电压为 105 V, 送端站等值短路电感为 0.42 mH, 受端站等值短路电感为 0.55 mH。两侧变压器变比为 105 V/331.8 V, 漏抗为 0.08 pu, 阀电感值 $L=13.9$ mH, 子模块电容值 $C_0=6\ 000\ \mu\text{F}$, 二极管开通损耗等值电阻为 0.01 Ω 。不涉及计算电缆电气应力, 直流线路用集中参数等值, 等值电阻为 0.1596 Ω , 等值电抗为 0.1827 Ω 。

2) 直流双极短路故障时间设定。

故障设定于换流器出口直流母线处, 故障发生时刻为 0.5 s, 故障为双极线路金属性接地永久故障, 接地电阻为 10 m Ω , 闭锁时刻为 0.51 s, 跳闸时刻为 0.6 s。



王姗姗

收稿日期: 2010-11-17。

作者简介:

王姗姗(1981), 女, 博士研究生, 研究方向为电压源换流器直流输电一次系统的分析与设计, sswang@epri.sgcc.com.cn;

周孝信(1940), 男, 中国科学院院士, 博士生导师, 从事电力系统分析的研究工作;

汤广福(1966), 男, 博士, 博士生导师, 研究方向为 FACTS、HVDC 及其相关试验方法;

贺之渊(1977), 男, 博士, 高级工程师, 研究方向为 FACTS、HVDC 及其相关试验方法。

(责任编辑 谷子)