

基于数值计算模型的 MMC 半桥型子模块仿真方法

谈竹奎¹, 徐玉韬¹, 谢百明¹, 班国邦¹, 吴和生², 陈 卓²

(1. 贵州电网有限公司电力科学研究院, 贵州 贵阳 550005;

2. 贵州大学电气工程学院, 贵州 贵阳 550025)

摘 要:模块化多电平换流器(MMC)的各半桥子模块均由两个开关组(1个IGBT和1个反并联的二极管)构成。针对MMC在包含的子模块规模较大的情况下,对采用电路模型分割法对MMC进行分割后的子模块进行仿真求解时仍然会占用较多资源,效率不高的问题,提出了基于数值计算模型的MMC半桥子模块仿真验证方法。首先通过分析三相MMC及其半桥子模块(HBSM)的工作机制,把半桥型子模块中的两个开关组等效为在高、低阻态不断切换的等效电阻并给出了其等效电路。然后针对电容支路的离散化问题,根据梯形积分法推导了MMC半桥型子模块的数值求解公式,给出了数值计算电路模型。最后基于MATLAB仿真平台建立了基于数值计算模型的半桥子模块仿真验证模型,通过与详细模型子模块的仿真波形对比分析,结果表明了所建立子模块数值计算模型是可行的。

关键词:模块化多电平换流器;半桥子模块;数值计算模型;梯形积分法

文章编号:2096-4633(2019)06-0028-07 **中图分类号:**TM74 **文献标志码:**B

使用更高效的模块化多电平换流器(MMC)作为高压柔性直流输电系统的换流装置已成当前电力系统领域的共识。基于半桥型子模块(HBSM)的模块化多电平换流器因其同时具有输出波形质量高和工程实现成本低等显著优势而被许多柔性直流输电实际项目所广泛采用^[1-4]。由于对基于MMC的高压柔性直流输电的研究成果不断成熟,柔性直流输电系统不断向着多端化和更大容量与更高电压等级发展,这就使得MMC所含的子模块数量随之增加。

例如,已于2013年建设完成的我国大连双端柔性直流输电示范项目,电压级别达 ± 320 kV,额定的容量高达1 000 MW。实际上,设计的MMC-HVDC系统在实际的示范工程中投入运行之前,都需要对之前所设计的系统及其控制方法在相关的电磁暂态仿真平台上进行离线仿真和实时仿真验证,以确保系统及其控制策略的可行性和准确性^[5]。针对大规模MMC,理论上应尽量使用大步长以提高仿真速度,但MMC中的全控型器件IGBT实为高频动作的开关,步长太大会使系统的仿真精度受到影响甚至失真^[6-7]。

由于目前对MMC及其系统的仿真,大都采用电磁暂态仿真环境中的内部元件库的电力电子器件

搭建的详细模型,导致在仿真高电平大容量MMC时,一个仿真步长内要快速计算高阶节点导纳矩阵变得十分困难,因而使仿真的效率极低^[8]。为此,RTDS公司开发了基于ADC(associated discrete circuit)建模方法并适用于RTDS实时仿真平台的“小步长”封装模块,但这对仿真单个MMC子模块的特性及超高电平数的MMC系统均有一定限制。例如文献[9]提出了能反映子模块各种运行工况的建模方法,但其在基于实时数字仿真仪(RTDS)的仿真验证中只采用了7电平MMC,这对于需要仿真含大量SM数的MMC-HVDC示范工程系统是远远不够的。

截至目前,国内外已有不少文献提出了MMC的电磁暂态快速等效建模方法,主要有基于开关函数的平均值模型^[10-12]、基于受控源^[13-14]的等效建模方法和基于戴维南等效^[15-16]的建模方法等。此外,文献[17]中指出,采用合适的分割方法把含子模块数较多的MMC主电路分割成许多小的电路网络,使分割后的MMC电路耦合度降低,可以实现对原系统的降阶和解耦,在一定程度上提升了MMC的电磁暂态仿真效率。文献[18]提出了一种适用于MMC实时仿真的建模方法,采用基于理想变压

器模型法(ITM法)的 MMC 分割与并行仿真算法相结合,并采用相应的插值算法进行误差补偿,解决了实际仿真中的波形与理论波形的误差问题。文献[19]对 MMC-HVDC 系统和大型风电系统采用 RT-LAB 仿真器与并行仿真技术,使得大型电力系统的实时仿真得到了实现,系统的有效性得到了验证。本文对 MMC 半桥型子模块的两个器件组进行等效处理,然后采用梯形积分法推导出子模块的数值计算模型,并针对单个子模块,在 MATLAB 的仿真平台中建立了两类子模块的仿真验证模型。该模型物理概念清晰,降低了建模难度,同时为仿真研究单个子模块的特性提供了参考。

1 三相 MMC 及其子模块工作机制

1.1 三相 MMC 简述

图1为经典的三相 MMC 基本拓扑结构图。由于三相 MMC-HVDC 的整流侧和逆变侧具有高度对称性,在此只给出其一侧的结构图。MMC 的每一侧由 A、B 和 C 三相一共六个桥臂组成,每个桥臂所串联的子模块(SM)数目是相同的^[2],并且各个子模块的结构相同(可以是半桥结构或全桥结构)。每个相单元包括一个上桥臂与一个下桥臂,它们通过桥臂电抗器 L 连接,桥臂电抗器 L 还用于限制故障电流并使交流电流波形更加平滑。

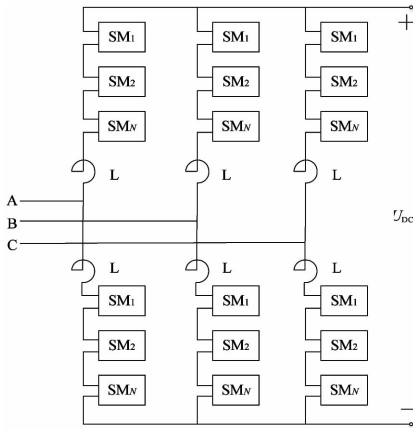


图1 三相 MMC 拓扑结构

Fig. 1 Topological structure of a three-phase MMC

对于三相 MMC,当其处于正常运行状态时,每一相的 $2N$ 个子模块中有且仅有 N 个处于投入状态,剩下的 N 个子模块则不投入(切除),即任意时刻 MMC 的每相处于投入(或切除)状态的子模块总数与每个桥臂的子模块数必须一样。这是使 MMC 的直流侧电压保持稳所必需的。值得注意的是,

MMC 每相两个桥臂任意时刻投入的子模块数是一个不断变化的非负整数。在此以 9 电平 MMC 的任一相为例,当该相一个桥臂有 1 个子模块投入时,则另一个桥臂必须有 7 个子模块也处于投入状态;当该相一个桥臂有 3 个子模块投入时,另一个桥臂必须有 5 个子模块也处于投入状态。对于 MMC 某一相的每个桥臂而言,到底分别需要投入几个子模块是由 MMC 的调制策略来确定的。

对于各相单元中串联的 $2N$ 个子模块,通过在 MMC 的调制控制部分进行适当的控制,可得到所期望合成的电平数为 $N+1$ 的电压波形。当电平数足够高时,由 MMC 得到的波形与标准的正弦波误差很小。由于 MMC 输出的电压波形与标准的正弦波误差很小,故其输出电压的各次谐波含量是很少的。当在控制环节中加入环流抑制策略时,可以使输出电压波形的脉动得到有效抑制,使输出电压波形的谐波含量进一步降低。

1.2 半桥型子模块的工作机制

分析 MMC 半桥子模块的内在工作机制,是后续建立其数值计算模型的前提和基础。MMC 半桥型子模块(HBSM)的电路拓扑结构见图2。子模块的上下 A、B 两个端口方便了 MMC 容量的拓展和其他形式主电路的接入。两个反并联二极管 VD1、VD2 提供了工作电流所需的单向导通通道,C 代表储能电容。 U_{sm} 、 U_c 分别表示子模块输出的电压及其电容上的电压。子模块的两个 IGBT(VT1 和 VT2)的通断分别由脉冲信号控制,当它们的脉冲信号 g_1 和 g_2 均为低电平时,则 MMC 半桥型子模块所处的工作状态是闭锁的;当 VT1 的脉冲信号 g_1 为高电平,而 VT2 的脉冲信号 g_2 为低电平时,则 SM 处于投入的工作状态,反之,二者的脉冲信号 g_1 、 g_2 分别为低电平、高电平时,则 SM 处于切除的工作状态^[20]。

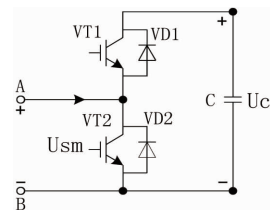


图2 半桥子模块拓扑

Fig. 2 Topology of a HBSM

对应于每一种工作状态,流进半桥型子模块可能的电流方向有两种,加上子模块中两个反并联二极管的单向导电性,不难分析出 MMC 半桥子模块

的各种工作情况,完整情况如表 1 所示。表中对于 VD1、VD2, on 代表导通, off 代表没有导通;对于 VT1、VT2, on 表示施加开通信号(IGBT 实际可能不导通), off 表示施加关断信号。

表 1 半桥子模块的工作情况

Tab. 1 Working conditions of HBSM

电流方向	VT1	VT2	VD1	VD2	U _{sm}
A 到 B	off	off	on	off	U _c
B 到 A	off	off	off	on	0
A 到 B	on	off	on	off	U _c
A 到 B	off	on	off	off	0
B 到 A	on	off	off	off	U _c
B 到 A	off	on	off	on	0

显然,对于上表中的每一种工作机制,每个半桥型子模块在工作时,其 4 个电力电子开关中实际上只有一个处于导通状态,故通过脉冲信号去控制 SM 中两个 IGBT 的通断即可使子模块的输出为高、低电平两种状态。

2 子模块的数值计算模型

电磁暂态环境中的仿真模型本质上就是数值计算。由于 MMC 实际在运行时只需要获得各子模块的两个关键变量:一是用作模型电路分割前后相关网络的电气联解量,即子模块输出电压 $u_o(t)$;二是半桥子模块的电容电压 $u_c(t)$,用作计算生成其触发脉冲信号的中间变量^[18]。故而可将半桥子模块的详细模型电路变为数值计算电路来建模,这可使所建模型更加简化,相关量的物理意义更加清晰。

2.1 器件组的等效

基于前文分析的 MMC 半桥型子模块的工作机制,本文所采用的器件组等效思路为:将半桥子模块中 VT1 和 VD1 及 VT2 和 VD2 两组器件分别视为两个等效电阻,并且它们的阻值是随其脉冲信号的变化而发生改变的。当该组的脉冲信号 g_1 或 g_2 的值为 1 时,其阻值就 R_{on} 是非常小的值;反之,当该组的脉冲信号 g_1 或 g_2 的值为 0 时,其阻值就是非常大的值。 R_1 和 R_2 分别对应半桥子模块中 VT1 和 VD1 及 VT2 和 VD2 两组器件的整体等效电阻,它们都需要由自己的脉冲信号值来决定其阻值为高阻态还是

低阻态。本文中,用 R_{on} 表示低阻态,用 R_{off} 表示高阻态,至于其具体的数值需要视情况而定^[15]。基于上述分析,易得 MMC 半桥型子模块最终的器件组等效电路如图 3 所示。

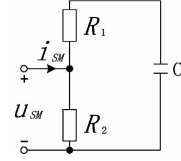


图 3 半桥型子模块的器件组等效电路

Fig. 3 Device group equivalent circuit of HBSM

2.2 电容支路的离散化

对于任何含有电容支路的电路,欲对其进行数值计算的仿真建模,必先对其中的电容支路进行离散化,以便得到与其相关的物理量。所以,除了上一节中对子模块中器件组的等效外,还需要对电容支路采用相应的离散计算方法,如梯形积分法、后退欧拉法等。对电容支路,本文对电容的伏安特性方程进行基于梯形积分法(TR)的离散化可得:

$$u_c(t) = \frac{1}{C} \left(\frac{i_c(t - \Delta T) + i_c(t)}{2} \right) + u_c(t - \Delta T) \quad (1)$$

进一步整理式(1)得:

$$u_c(t) = \frac{\Delta T}{2C} i_c(t - \Delta T) + u_c(t - \Delta T) + \frac{\Delta T}{2C} i_c(t) \quad (2)$$

进而有:

$$i_c(t) = \frac{2C}{\Delta T} u_c(t) - i_c(t - \Delta T) - \frac{2C}{\Delta T} u_c(t - \Delta T) \quad (3)$$

为了使数值计算模型电路的物理意义更加清晰,可分别定义电容等值电阻和电流历史项为:

$$R_c = \frac{\Delta T}{2C} \quad (4)$$

$$I_{ht} = -i_c(t - \Delta T) - \frac{u_c(t - \Delta T)2C}{\Delta T} \quad (5)$$

根据上述方程可建立每个子模块的数值电路模型如图 4 所示。由图可知,除了子模块的输出电压和电容电压两个变量外,在电流历史项 I_{ht} 中反复用到了电容电流上一个步长的历史值,所以电容电流也是一个需要计算的变量。

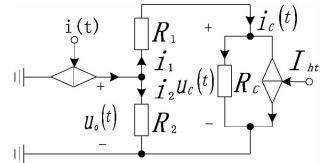


图 4 数值计算电路模型

Fig. 4 Circuit model of numerical value calculation

在图4中,由 KCL 和 kVL 有:

$$\begin{cases} i_1(t) = \frac{u_o(t) - u_c(t)}{R_1} = \frac{u_c(t)}{R_c} + I_{ht} \\ i(t) = i_1(t) + i_2(t) \\ i_2(t) = \frac{u_o(t)}{R_2} \end{cases} \quad (6)$$

根据上述各式易得半桥型子模块中几个关键物理量 $u_c(t)$ 、 $i_c(t)$ 及 $u_o(t)$ 的表达式分别如下:

$$u_c(t) = \frac{R_2 R_c}{R_1 + R_2 + R_c} i(t) - \frac{R_c (R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + R_c} I_{ht} \quad (7)$$

$$i_c(t) = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_c} i(t) + \frac{R_c}{R_1 + R_2 + R_c} I_{ht} \quad (8)$$

$$u_o(t) = R_2 [i(t) - i_c(t)] \quad (9)$$

由上文分析可知:当 MMC 处于正常工作状态时,半桥型子模块中两个开关组的开关状态是互补的,即 R_1 和 R_2 的取值情况是互补的,而且 R_1 和 R_2 的取值情况与开关组各自的脉冲信号有关,所以投入、切除状态下 R_1 和 R_2 的值分别由以下两式确定。

$$\begin{cases} R_1 = R_{on} g_1 = 1 \\ R_2 = R_{off} g_2 = 0 \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} R_1 = R_{off} g_1 = 0 \\ R_2 = R_{on} g_2 = 1 \end{cases} \quad (11)$$

式中, R_{on} 、 R_{off} 分别为器件组等效电阻的低阻态值和高阻态值, g_1 和 g_2 分别为半桥子模块中 VT1 和 VT2 的脉冲信号。在完整的 MMC 系统中,控制信号 g_1 和 g_2 来自调制控制部分。由于本文只采用简单的开关信号来验证模型的正确性而未涉及 MMC 的系统控制,故没有加入调制控制策略。

根据(4)~(5)式及(7)~(11)式即可在电磁暂态仿真平台中建立 MMC 半桥型子模块的数值仿真模型,本文中半桥型子模块的数值计算模型的建立是在 MATLAB 平台上进行的。

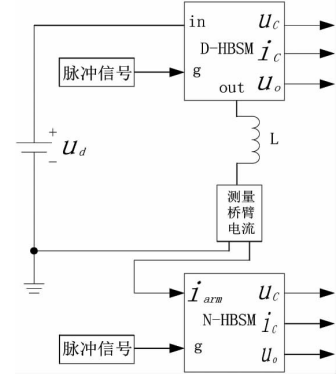
3 仿真验证

3.1 仿真条件

为了对本文中所提出的 MMC 半桥型子模块数值计算模型的正确性进行验证,本文在 Windows 7 操作系统环境下对子模块的详细模型和子模块的数值计算模型进行了离线仿真对比分析。用于离线仿真的计算机处理器为 Intel(R) Core(TM) i5-4200U CPU,主频为 2.3 GHz,其内部存储器大小为 4 GB,

所用的 MATLAB/Simulink 版本为 8.1.0.604 (R2013a)。

子模块仿真主电路如图5所示,其中,D-HBSM 表示半桥子模块的详细模型,N-HBSM 表示半桥子模块的数值计算模型。半桥型子模块详细模型采用 MATLAB 平台里电力系统元件库中自带的 IGBT 模型建立的;半桥型子模块的数值模型是根据半桥子模块的数值计算电路模型推导出的公式搭建的模型,其相关的输入变量和输出量如图5所示。



模块图5 子仿真主电路

Fig. 5 Simulation main circuit of sub module

对半桥子模块仿真电路中各相关参数作如下设置: $U_d = 10\ 000/6\ U_d = 1\ 500\ \text{V}$, $L = 1\ \text{mH}$, $C = 1\ \text{mF}$,电容初始值为 $U_{c0} = 3\ 000\ \text{V}$ 。子模块开关组导通电阻 R_{on} 取 $0.000\ 1\ \Omega$,关断电阻 R_{off} 取 $1\ 000\ 000\ \Omega$ 。仿真步长 $50\ \mu\text{s}$ 。触发脉冲周期 $50\ \mu\text{s}$,占空比 50%,幅值为 $1\ \text{V}$ 。

3.2 仿真结果与分析

为了能看清楚详细模型子模块与数值模型子模块相关物理量的对比波形,选取 $1.5\ \text{ms}$ 内的仿真波形进行对比分析,如图6~图10所示。

图6为两种模型子模块中 VT1 和 VT2(或者开关组1和开关组2)的触发脉冲对比。从图6可清晰看到 VT1 和 VT2 的脉冲信号总是相反的,这进一步验证了 MMC 正常工作时,半桥子模块中其两个 IGBT 总是通断互补的工作机制。

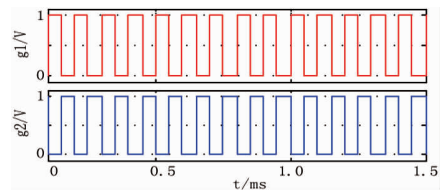


图6 子模块触发脉冲

Fig. 6 Firing pulse of SM

图 7 为数值模型子模块中两个开关组的等效电阻变化情况,再结合图 6 可以看出:两个开关组的等效电阻取值与其各自的脉冲信号有关,验证了数值模型中 R_1 和 R_2 根据其脉冲信号在高、低阻态之间变化的等效过程。由于两个等效电阻的脉冲信号是互补的,故其等效电阻阻值变化情况也是互补的,验证了本文中所推导和建立的半桥子模块数值计算模型是正确的。

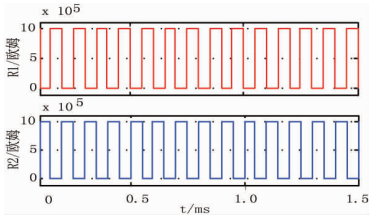


图 7 开关组的等效电阻

Fig. 7 Equivalent resistance of switch group

图 8 ~ 图 10 为数值模型子模块与详细模型子模块相关物理量的对比波形,相关物理量的下标“1”表示其来自详细模型(即 D-HBSM),下标“2”表示其来自数值模型(即 N-HBSM)。

两种类型半桥子模块的输出电压 u_o 的波形如图 8 所示,显然在 VT1 和 VT2 互补通断的过程中,数值模型与详细模块的输出电压几乎没有差异,证明了建立的数值模型是正确的和可行的。

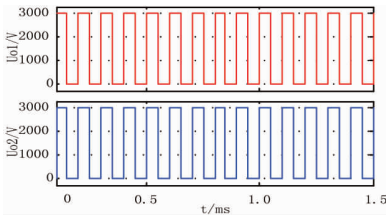


图 8 子模块输出电压

Fig. 8 Output voltage of SM

图 9 为两种模型中子模块的电容电流波形,虽然电流波形有一点微小误差,但通过适当的补偿措施可使其在要求的范围之内。造成误差的主要原因是在详细模型中,子模块的反并联二极管为电流提供了单向导通通道。

图 10 为两种模型 SM 的电容电压波形图,宏观上,两者均从电容电压参考值开始变化,并且趋势基本一致。在相同的时间段内,详细模型的电容电压变化较数值模型略快,其主要原因是数值模型对开关组的等效没能模拟实际的开关器件本身存在的电容对充放电的影响,但这电容电压的微小影响是可以接受的。

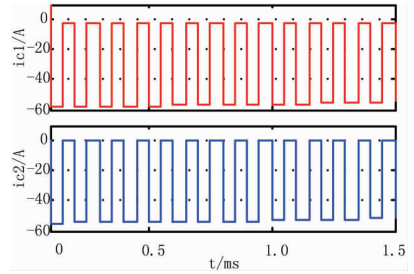


图 9 电容电流

Fig. 9 Current of capacitor

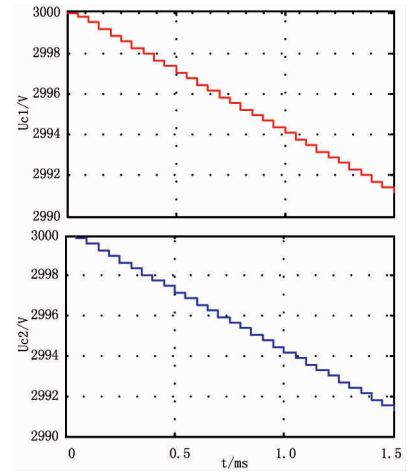


图 10 电容电压

Fig. 10 Voltage of capacitor

4 结语

本文对 MMC 半桥子模块的数值计算模型进行了研究^[21-22],依据半桥子模块中开关器件的工作机制,用 R_1 和 R_2 分别对子模块中的器件组进行整体等效。基于梯形积分法推导了半桥子模块的数值求解公式,通过基于 MATLAB 的仿真分析有如下结论:

半桥子模块的数值求解模型与详细模型的几个关键物理量的仿真波形吻合度高,验证了本文建立的半桥子模块数值计算模型的正确性,为后续研究单个子模块的相关特性提供了思路 and 参考。

参考文献:

- [1] 韦延方,卫志农,孙国强,等. 适用于电压源换流器型高压直流输电的模块化多电平换流器最新研究进展[J]. 高电压技术,2012,38(5):1234-1252.
- WEI Yanfang, WEI Zhinong, SUN Guoqiang, et al. New prospects of modular multilevel converter applied to voltage source converter high voltage source converter high voltage direct current

- transmission[J]. High Voltage Engineering, 2012, 38 (05): 1243 - 1252 (in Chinese).
- [2] 杨晓峰,林智钦,郑琼林,等. 模块组合多电平变换器的研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(06): 1 - 15.
YANG Xiaofeng, LIN Zhiqin, ZHENG Qionglin, et al. A review of modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(06): 1 - 15.
- [3] SAEEDIFARD M, IRAVANI R. Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2010, 25(04): 2903 - 2912.
- [4] 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(01): 385 - 394.
- [5] 李健,陈卓. 双端有源 MMC-HVDC 系统的控制策略研究[J]. 电力大数据, 2018, 21(07): 14 - 21.
LI Jian, CHEN Zhuo. Research on control strategy of two-terminal MMC-HVDC supplying active networks[J]. Power Systems and Big Data, 2018, 21(07): 14 - 21.
- [6] 许建中,李承显,熊岩,等. 模块化多电平换流器高效建模方法研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(13): 3381 - 3392.
XU Jianzhong, LI Chengyu, XIONG Yan, et al. A review of efficient modeling methods for modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(13): 3381 - 3392.
- [7] 赵成勇,刘涛,郭春义,等. 基于实时数字仿真器的模块化多电平换流器的建模[J]. 电网技术, 2011, 35(11): 85 - 90.
ZHAO Chengyong, LIU Tao, GUO Chunyi, et al. Modeling of modular multilevel converter based on real-time digital simulator[J]. Power System Technology, 2011, 35(11): 85 - 90.
- [8] 郭高朋,胡学浩,温家良,等. 基于大规模子模块群的 MMC 建模与快速仿真算法[J]. 电网技术, 2015, 39(05): 1226 - 1232.
GUO Gaopeng, HU Xuehao, WEN Jialiang, et al. A large-scale submodule group based algorithm for modeling and high-speed simulation of modular multilevel converter[J]. Power System Technology, 2015, 39(05): 1226 - 1232.
- [9] 刘崇茹,林雪华,李海峰,等. 基于 RTDS 的模块化多电平换流器子模块等效模型[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(12): 92 - 99.
LIU Chongru, LIN Xuehua, LI Haifeng, et al. An equivalent submodule model for modular multilevel converter in RTDS[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(12): 92 - 99.
- [10] SAAD H, PERALTA J, MAHSEREDJIAN J, et al. Dynamic averaged and simplified models for MMC-based HVDC transmission systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(03): 1723 - 1730.
- [11] PERALTA J, SAAD H, MAHSEREDJIAN J, et al. Detailed and averaged models for a 401-level MMC-HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(03): 1501 - 1508.
- [12] 周诗嘉,林卫星,文劲宇,等. 两电平 VSC 与 MMC 通用型平均仿真模型[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(12): 138 - 145.
ZHOU Shijia, LIN Weixing, WEN Jinyu, et al. Generic averaged value models for two-level VSC and MMC[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(12): 138 - 145.
- [13] 许建中,赵成勇,刘文静. 超大规模 MMC 电磁暂态仿真提速模型[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(10): 114 - 120.
XU Jianzhong, ZHAO Chengyong, LIU Wenjing. Accelerated model of ultra-large scale MMC in electromagnetic transient simulations[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(10): 114 - 120.
- [14] XU J Z, ZHAO C Y, LIU W J, et al. Accelerated model of modular multilevel converters in PSCAD/EMTDC[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(01): 129 - 136.
- [15] GNANARATHNA U N, GOLE A M, JAYASINGHE R P. Efficient modeling of modular multilevel HVDC converters (MMC) on electromagnetic transient simulation programs[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(01): 316 - 324.
- [16] 管敏渊,徐政. 模块化多电平换流器的快速电磁暂态仿真方法[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(06): 36 - 40.
GUAN Minyuan, XU Zheng. Fast electro-magnetic transient simulation method for modular multilevel converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(06): 36 - 40 (in Chinese).
- [17] DUFOUR C, MAHSEREDJIAN J, BELANGER J. A combined state-space nodal method for the simulation of power system transients[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(02): 928 - 935.
- [18] 张宏俊,郝正航,陈卓,等. 适用于模块化多电平换流器实时仿真的建模方法[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(07): 120 - 126.
ZHANG Hongjun, HAO Zhenghang, CHEN Zhuo, et al. Modeling method for real-time simulation of modular multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(07): 120 - 126.
- [19] 汪谦,宋强,许树楷,等. 基于 RT-LAB 的 MMC 换流器 HVDC 输电系统实时仿真[J]. 高压电器, 2015, 51(01): 36 - 40.
WANG Qian, SONG Qiang, XU Shukai, et al. Real-time simulation of MMC based HVDC power transmission system using RT-LAB[J]. High Voltage Apparatus, 2015, 51(01): 36 - 40.
- [20] 王姗姗,周孝信,汤广福,等. 模块化多电平电压源换流器的数学模型[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(24): 1 - 8.
WANG Shanshan, ZHOU Xiaoxin, TANG Guangfu, et al. Modeling of modular multi-level voltage source converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(24): 1 - 8.
- [21] 胡卫军,许茜. 电平数对模块化多电平换流器运行特性的影响[J]. 浙江电力, 2017, 36(11): 34 - 39.
HU Weijun, XU Qian. Effect of level number on operation characteristics of modular multilevel converter[J]. Zhejiang Electric Power, 2017, 36(11): 34 - 39.
- [22] 张思光,王子民,杨洋,等. ± 500 kV 从西换流站用变压器

铁磁谐振仿真分析[J]. 广东电力,2017,30(3):76-80.

ZHANG Siguang, WANG Zimin, YANG Yang, et al. Simulation analysis on ferroresonance of substation transformer in ± 500 kV congxi converter station[J]. Guangdong Electric Power,2017,30(03):76-80.

作者简介:



谈竹奎(1975),男,硕士,高级工程师,研究方向为能源互联网,柔性直流配网运行与控制。

(本文责任编辑:范 斌)

收稿日期:2018-10-18

Asimulation method of half-bridge sub-module of MMC based on numerical calculation model

TAN Zhukui¹, XU Yutao¹, XIE Baiming¹, BAN Guobang¹, WU Hesheng², CHEN Zhuo²

(1. Electric Power Research Institute of Guizhou Power Grid Co., Ltd., Guiyang 550002 Guizhou, China;

2. College of Electrical Engineering, Guizhou University, Guiyang 550025 Guizhou, China)

Abstract: Each half-bridge sub-module of a modular multilevel converter (MMC) consists of two switch groups (1 IGBT and 1 anti-parallel diode). In the case of the large scale of the submodules included in the MMC, the simulation solution of the submodules divided by the circuit model segmentation method will still occupy more resources and the efficiency is not high. A simulation verification method of MMC submodule based on numerical model is proposed. Firstly, by analyzing the working principle of MMC and the working mechanism of HBSM, two switching groups in the half-bridge sub-module are equivalent to the constant switching resistance in high and low resistance states, and the equivalent circuit is given. Then, in order to discretize the capacitor branch, numerical solution formula of the half-bridge sub-module of MMC is deduced based on the trapezoidal rule and the numerical calculation circuit model is given. Finally, the simulation in the MATLAB which includes two types of sub-module model, the simulation waveforms of the two models are compared and analyzed. The simulation results prove that the numerical calculation model sub-module is feasible.

Key words: modular multilevel converter; half-bridge sub-module; numerical calculation model; trapezoidal rule