

基于混合式 MMC 的混合高压直流输电系统启动策略

赵文强¹, 高得力², 马云龙³, 杨建明¹, 王永平¹, 卢 宇^{1,4}

(1. 南京南瑞继保电气有限公司, 江苏省南京市 211102; 2. 国网北京经济技术研究院有限公司, 北京市 100052;

3. 国家电网公司直流建设分公司, 北京市 100052; 4. 南瑞集团(国网电力科学研究院)有限公司, 江苏省南京市 211106)

摘要: 针对与有源系统相联的混合直流输电系统,以全桥子模块和半桥子模块混合的模块化多电平换流器(MMC)为例,详细分析了其预充电启动过程,给出了每个阶段直流电压的一般数学表达式,从数学上证明了其与半桥子模块或全桥子模块构成的 MMC 的内在联系。分析了基于全桥子模块和半桥子模块混合的 MMC 在不同混合比例下其预充电过程中可能存在的过压或欠压问题,提出了 5 种解决措施。同时就混合直流输电系统运用于向无源系统供电和作为“黑启动”电源的应用场合,分析了其预充电启动过程,并提出了具体实现方法。最后通过 PSCAD/EMTDC 对相关分析进行了仿真验证。

关键词: 半桥子模块; 全桥子模块; 模块化多电平换流器; 预充电; 高压直流输电

0 引言

近年来,基于电网换相换流器高压直流输电(LCC-HVDC)技术成熟、成本低廉、损耗小和电压源换流器型高压直流输电(VSC-HVDC)可控性能好、占地面积小、不存在换相失败故障优势的混合直流输电技术获得了快速发展,先后有多个工程投入实际运行^[1-4]。特别是 2001 年,随着德国学者提出的基于模块化多电平换流器的高压直流输电(MMC-HVDC)系统的出现,模块化多电平换流器(MMC)已成为混合直流输电技术的主要发展趋势^[5]。目前工程中大都采用半桥型子模块结构,但基于半桥子模块的模块化多电平换流器(HB-MMC)并不能通过换流器的自身动作来处理直流架空线故障,其原因在于半桥子模块拓扑结构中即使绝缘栅双极型晶体管(IGBT)关断,交流系统仍会通过 IGBT 反并联的二极管向故障点馈入电流,对于交流系统的影响相当于三相短路。在高电压大容量直流断路器技术并不成熟的情况下,直流线路故障电流的切断依赖于换流器闭锁并同时跳开交流侧断路器^[6],这样整个系统的重启恢复时间较长,通常为秒级,不利于交直流输电系统的暂态稳定。针对 HB-MMC 的不足,有学者提出了具有直流故障清

除能力的基于全桥子模块的模块化多电平换流器(FB-MMC)。基于 FB-MMC 的高压直流输电系统在发生直流线路故障后能够迅速闭锁或输出负压切断直流故障电流,而不需要跳开交流侧断路器,故障切除后系统能够迅速恢复运行。因此 FB-MMC 更加适用于基于远距离架空线路的混合直流输电系统。然而全桥子模块所用功率开关器件的个数是半桥子模块的 2 倍,因而成本和损耗大大增加,为此又有学者提出采用半桥子模块和全桥子模块混合的模块化多电平换流器(CH-MMC),从而减少成本和损耗,又能具备直流故障清除能力。

目前对混合直流输电技术的研究多集中在拓扑结构、控制策略等。文献[7-10]介绍了 HB-MMC 的预充电控制策略;文献[11-12]介绍了基于 HB-MMC 的混合直流输电系统的启动控制方法;文献[13]介绍了基于 HB-MMC 的柔性直流输电系统的启停控制方案;文献[14-15]介绍了基于 HB-MMC 的多端柔性直流的启停控制方案;文献[16]介绍了基于 HB-MMC 的直流电网的启动控制策略;文献[17]介绍了 FB-MMC 的启停控制方法;文献[18]介绍了 CH-MMC 的预充电过程,但未给出详细分析;文献[19]介绍了向无源网络供电的柔性直流输电系统的启动控制策略。

相关文献对 CH-MMC 系统的启动过程尚缺乏详细的理论分析。本文从数学上对基于 CH-MMC 的混合直流输电系统的启动过程进行了详细推导,给出了每个阶段直流电压的一般数学表达式,从数

收稿日期: 2017-09-20; 修回日期: 2018-01-13。

上网日期: 2018-02-27。

国家电网公司科技项目“适应全球能源互联网发展的混合型直流输电及其规划技术研究”。

学上证明了其与半桥子模块或全桥子模块构成的 MMC 的内在联系。然后分析了 CH-MMC 在预充电过程中可能存在的问题,并提出了 5 种解决措施。最后在 PSCAD/EMTDC 中对相关分析进行了仿真验证。

1 与有源交流系统连接时的启动策略

1.1 不控充电过程分析

在混合直流输电系统连接于有源交流系统时,其启动一般由 MMC 所在的换流站发起,主要为 MMC 子模块电容进行充电。MMC 的充电过程一般分为不控充电与可控充电两个阶段。充电前子模块电容不带电,子模块处于闭锁状态,功率器件的驱动装置无法从子模块电容取电产生驱动信号,各功率器件无法控制。此时只能经功率器件的反并联二极管对电容进行不控整流充电。待子模块电容电压满足取能要求后,才能进行可控充电。

由于 FB-MMC 或 HB-MMC 均可看作 CH-MMC 的特殊情况,因此下面将以如图 1 所示的 CH-MMC 为例详细说明整个充电过程。假设 CH-MMC 每一相上下桥臂的全桥子模块与半桥子模块的个数之比相同且均为 $N:1$,每个桥臂共有 M 个子模块,每个全桥子模块与半桥子模块上的电容完全相同。以下分析仅考虑理想情况,即不考虑二极管通态压降、桥臂电抗及杂散电阻的影响。

为便于理解整个充电过程,首先需要了解半桥子模块和全桥子模块的 3 种工作状态:闭锁、导通和关断,如附录 A 图 A1 所示。其中半桥子模块只能输出 U_c 和 0 两种电平,其中 U_c 为子模块电容电压,在闭锁状态时只在一种电流方向下可以给予模块电容充电。而全桥子模块可以输出 $-U_c$, U_c 和 0 三种电平,在闭锁状态时两种电流方向均能给予模块电容充电。

假设在某一时刻, a 相的相电压最高, b 相的相电压最低, c 相的相电压居中,即线电压 u_{ab} , u_{ac} , u_{cb} 均大于 0, 其中

$$u_{ab} = u_a - u_b \quad (1)$$

$$u_{ac} = u_a - u_c \quad (2)$$

$$u_{cb} = u_c - u_b \quad (3)$$

式中: u_a , u_b , u_c 为 MMC 阀侧交流相电压瞬时值。

设 $\sum U_{cfpi}$ (i 取 a, b, c) 为 i 相上桥臂所有全桥子模块电容电压之和, $\sum U_{cfni}$ 为 i 相下桥臂所有全桥子模块电容电压之和, $\sum U_{chpi}$ 为 i 相上桥臂所有半桥子模块电容电压之和, $\sum U_{chni}$ 为 i 相下桥臂所

有半桥子模块电容电压之和, U_{DCP} 为 MMC 正极母线对地电压, U_{DCN} 为 MMC 负极母线对地电压。

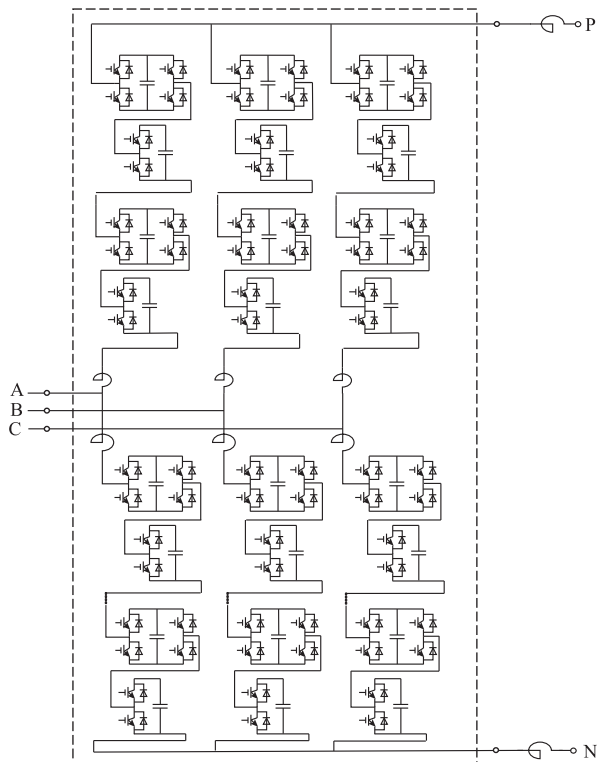


图 1 CH-MMC 结构
Fig.1 Structure of CH-MMC

状态 1: 当 $u_{ab} > \sum U_{cfpa} + \sum U_{cfpb} + \sum U_{chpb}$ 时, 如图 2(a) 所示, 交流电流将通过 a 相上桥臂半桥子模块中的二极管 $D2'$ 、全桥子模块中的二极管 $D3$ 和 $D2$ 及 b 相上桥臂全桥子模块中的二极管 $D1$ 和 $D4$ 、半桥子模块中的二极管 $D1'$, 给 a 相上桥臂的全桥子模块及 b 相上桥臂的全桥子模块和半桥子模块中的电容充电, 电流方向为 a 相上桥臂流向 b 相上桥臂。此时有

$$U_{DCP} = u_a - \sum U_{cfpa} = \frac{\sum U_{cfpa}}{\sum U_{cfpa} + \sum U_{cfpb} + \sum U_{chpb}} u_{ab} \quad (4)$$

状态 2: 当 $u_{ac} > \sum U_{cfpa} + \sum U_{cfpc} + \sum U_{chpc}$ 时, 如图 2(b) 所示, 交流电流将通过 a 相上桥臂半桥子模块中的二极管 $D2'$ 、全桥子模块中的二极管 $D3$ 和 $D2$ 及 c 相上桥臂全桥子模块中的二极管 $D1$ 和 $D4$ 、半桥子模块中的二极管 $D1'$, 给 a 相上桥臂的全桥子模块及 c 相上桥臂的全桥子模块和半桥子模块中的电容充电, 电流方向为 a 相上桥臂流向 c 相上桥臂。此时有

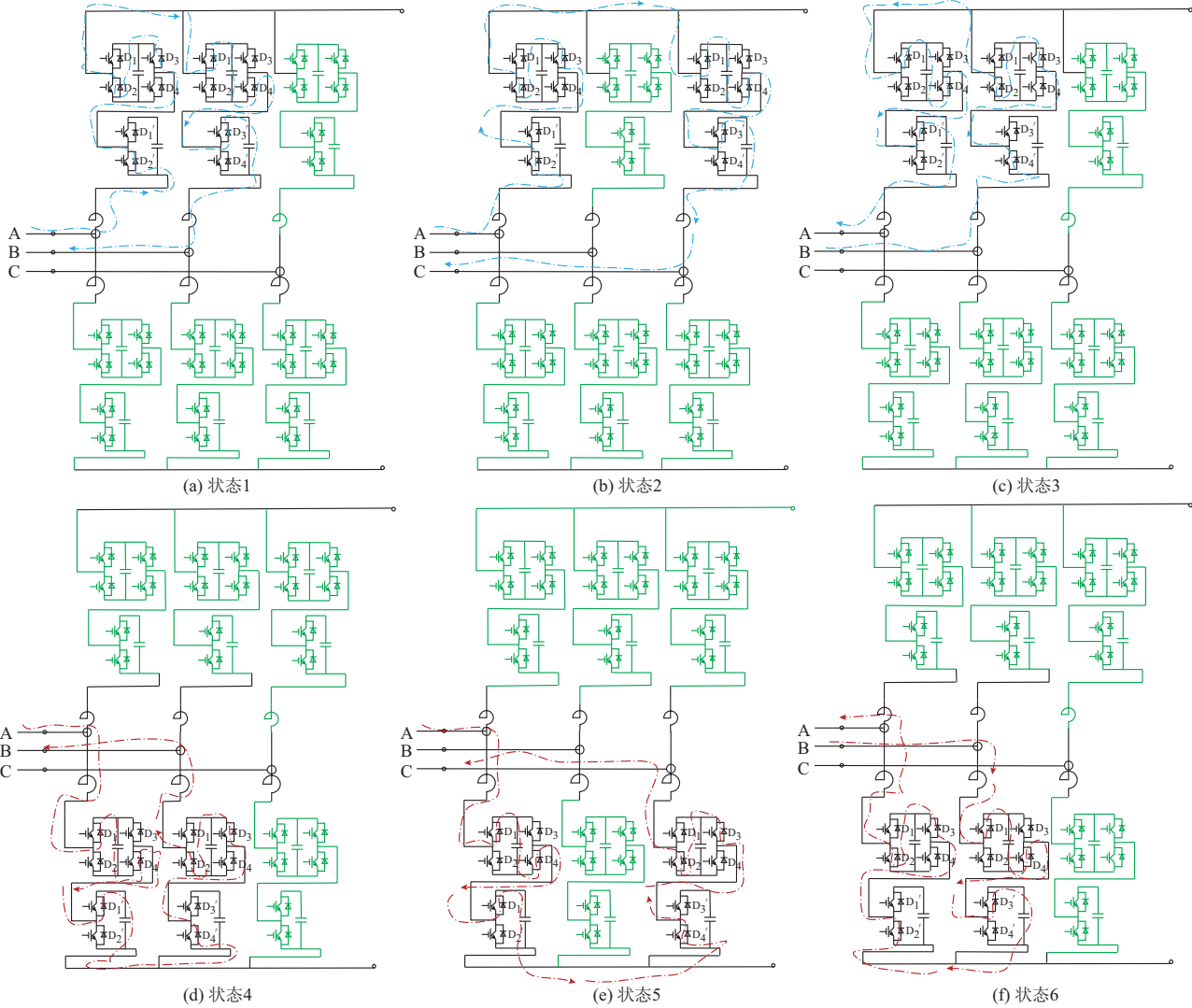


图 2 CH-MMC 不控充电时的 6 种工作状态
Fig.2 Six operation modes of CH-MMC in pre-charge state

$$U_{DCP} = u_a - \sum U_{cfpa} = u_a - \frac{\sum U_{cfpa}}{\sum U_{cfpa} + \sum U_{cfpc} + \sum U_{chpc}} u_{ac} \tag{5}$$

状态 3: 当 $u_{ab} > \sum U_{cfna} + \sum U_{chna} + \sum U_{cfnb}$ 时, 如图 2(d) 所示, 交流电流将通过 a 相下桥臂全桥子模块中的二极管 D1' 和 D4、半桥子模块中的二极管 D1' 及 b 相下桥臂半桥子模块中的二极管 D2'、全桥子模块中的二极管 D3 和 D2, 给 a 相下桥臂的全桥子模块和半桥子模块及 b 相下桥臂的全桥子模块中的电容充电, 电流方向为 a 相下桥臂流向 b 相下桥臂。此时有

$$U_{DCN} = u_b + \sum U_{cfnb} = u_b + \frac{\sum U_{cfnb}}{\sum U_{cfna} + \sum U_{chna} + \sum U_{cfnb}} u_{ab} \tag{6}$$

状态 4: 当 $u_{ac} > \sum U_{cfna} + \sum U_{chna} + \sum U_{cfnc}$ 时, 如图 2(e) 所示, 交流电流将通过 a 相下桥臂半桥子模块中的二极管 D1'、全桥子模块中的二极管 D1 和 D4 及 c 相下桥臂全桥子模块中的二极管 D3 和 D2、半桥子模块中的二极管 D2', 给 c 相下桥臂的全桥子模块及 a 相下桥臂的全桥子模块和半桥子模块中的电容充电, 电流方向为 a 相下桥臂流向 c 相下桥臂。此时有

$$U_{DCN} = u_c + \sum U_{cfnc} = u_c + \frac{\sum U_{cfnc}}{\sum U_{cfna} + \sum U_{chna} + \sum U_{cfnc}} u_{ac} \quad (7)$$

当 6 个线电压 $u_{ab}, u_{ac}, u_{ba}, u_{bc}, u_{ca}, u_{cb}$ 依次大于零且大于相应相的子模块电容电压之和时,均会对相应相的桥臂的子模块电容进行充电。特别需要指出当下一时刻 u_{ba} 满足条件时,即为状态 5。

状态 5: 当 $u_{ba} > \sum U_{cfpa} + \sum U_{cfpb} + \sum U_{chpa}$ 时,如图 2(c) 所示,交流电流将通过 b 相上桥臂半桥子模块中的二极管 D2'、全桥子模块中的二极管 D3 和 D2 及 a 相上桥臂全桥子模块中的二极管 D1 和 D4、半桥子模块中的二极管 D1', 给 b 相上桥臂的全桥子模块及 a 相上桥臂的全桥子模块和半桥子模块中的电容充电,电流方向为 b 相上桥臂流向 a 相上桥臂。此时有

$$U_{DCP} = u_b - \sum U_{cfpb} = u_b - \frac{\sum U_{cfpb}}{\sum U_{cfpa} + \sum U_{chpa} + \sum U_{cfpb}} u_{ba} \quad (8)$$

状态 6: 当 $u_{ba} > \sum U_{cfna} + \sum U_{chnb} + \sum U_{cfnb}$ 时,如图 2(f) 所示,交流电流将通过 b 相下桥臂全桥子模块中的二极管 D1 和 D4、半桥子模块中的二极管 D1' 及 a 相下桥臂半桥子模块中的二极管 D2'、全桥子模块中的二极管 D3 和 D2, 给 b 相下桥臂的全桥子模块和半桥子模块及 a 相下桥臂的全桥子模块中的电容充电,电流方向为 b 相下桥臂流向 a 相下桥臂。此时有

$$U_{DCN} = u_a + \sum U_{cfna} = u_a + \frac{\sum U_{cfna}}{\sum U_{cfnb} + \sum U_{chnb} + \sum U_{cfna}} u_{ba} \quad (9)$$

对比状态 1 和状态 5 可知,在这两个状态中 a 相和 b 相上桥臂的所有全桥子模块的电容均进行了充电,而 a 相上桥臂的半桥子模块的电容只在状态 5 中进行了充电,在状态 1 中并没有充电。同样 b 相上桥臂的半桥子模块的电容只在状态 1 中进行了充电,而在状态 5 中并没有充电。即全桥子模块在 a 相的每个状态中均可以进行充电,而半桥子模块在该相的每 2 个状态中才充电一次。考虑到全桥子模块与半桥子模块上的电容完全相同,且充电电流一样,最终不控充电完成后有 $\sum U_{cfpa} = 2N \sum U_{chpa}$ 。同

理,对比状态 3 和状态 6 可以发现, a 相的下桥臂中全桥子模块在该相的每个状态中均可以进行充电,而半桥子模块在该相的每 2 个状态中才充电一次。

即有 $\sum U_{cfna} = 2N \sum U_{chna}$ 。考虑到 MMC 三相桥臂是完全对称进行不控充电,因此上述分析对于每一相均成立,即每一相的上桥臂或下桥臂的全桥子模块电容电压之和是同一桥臂的半桥子模块电容电压之和的 $2N$ 倍。即有

$$\sum U_{cfpi} = 2N \sum U_{chpi} \quad (10)$$

$$\sum U_{cfni} = 2N \sum U_{chni} \quad (11)$$

式中: i 取 a, b, c。

将式(10)分别代入式(4)、式(5)和式(8)中,有

$$U_{DCP} = u_a - \frac{2N}{4N+1} u_{ab} = u_b + \frac{2N+1}{4N+1} u_{ab} \quad (12)$$

$$U_{DCP} = u_a - \frac{2N}{4N+1} u_{ac} = u_c + \frac{2N+1}{4N+1} u_{ac} \quad (13)$$

$$U_{DCP} = u_b - \frac{2N}{4N+1} u_{ba} = u_a + \frac{2N+1}{4N+1} u_{ba} \quad (14)$$

将式(11)分别代入式(6)、式(7)和式(9)中,有

$$U_{DCN} = u_b + \frac{2N}{4N+1} u_{ab} = u_a - \frac{2N+1}{4N+1} u_{ab} \quad (15)$$

$$U_{DCN} = u_c + \frac{2N}{4N+1} u_{ac} = u_a - \frac{2N+1}{4N+1} u_{ac} \quad (16)$$

$$U_{DCN} = u_a + \frac{2N}{4N+1} u_{ba} = u_b - \frac{2N+1}{4N+1} u_{ba} \quad (17)$$

对于式(12)至式(17),当不控充电达到稳态后,每一个状态中所有参与充电的子模块的电容电压之和将等于阀侧线电压峰值 U_{LP} 。考虑更一般的情况,在不控充电阶段正极直流母线电压 U_{DCP} 和负极直流母线电压 U_{DCN} 分别可以用式(18)至式(21)表示。

当 $u_{\max} = \max(u_a, u_b, u_c) = \max(|u_a|, |u_b|, |u_c|)$ 时,有

$$U_{DCP} = u_{\max} - \frac{2N}{4N+1} U_{LP} \quad (18)$$

$$U_{DCN} = u_{\max} - \frac{2N+1}{4N+1} U_{LP} \quad (19)$$

当 $|u_{\min}| = \min(u_a, u_b, u_c) = \max(|u_a|, |u_b|, |u_c|)$ 时,有

$$U_{DCP} = u_{\min} + \frac{2N+1}{4N+1} U_{LP} \quad (20)$$

$$U_{DCN} = u_{\min} + \frac{2N}{4N+1} U_{LP} \quad (21)$$

需要指出的是,式(18)至式(21)不仅可以描述 CH-MMC 在不控充电阶段直流正极母线及负极母线电压,也可以描述半桥子模块或全桥子模块构成

的 MMC 在不控充电阶段直流正极母线及负极母线电压。特别的,对于 FB-MMC 有:

当 $u_{\max} = \max(u_a, u_b, u_c) = \max(|u_a|, |u_b|, |u_c|)$ 时,有

$$U_{\text{DCP}} = U_{\text{DCN}} = u_{\max} - 0.5U_{\text{LP}} \quad (22)$$

当 $u_{\min} = \min(u_a, u_b, u_c) = \max(|u_a|, |u_b|, |u_c|)$ 时,有

$$U_{\text{DCP}} = U_{\text{DCN}} = u_{\min} + 0.5U_{\text{LP}} \quad (23)$$

考虑到 MMC 的接线方式有对称单极接线和非对称单极接线两种。对于对称单极接线方式,式(22)和式(23)显然成立。但是对于非对称单极接线方式,由于此时负极直流母线一般直接连接接地极,即 $U_{\text{DCN}} = 0$,依据上述分析对于 FB-MMC 应有 $U_{\text{DCP}} = U_{\text{DCN}} = 0$ 。原因为:此时阀侧相电压的峰值被换流器下桥臂电压钳位由原来的 $U_{\text{LP}}/\sqrt{3}$ 变为现在的 $0.5U_{\text{LP}}$,代入式(22)和式(23)有 $U_{\text{DCP}} = U_{\text{DCN}} = 0$ 。即对于非对称单极接线方式,式(22)和式(23)仍然成立。非对称单极接线方式的此种特性与常规直流工程相似,适合于需要低直流电压启动的工程场合。

此外,将式(12)至式(14)分别与式(15)至式(17)相减,可以得到同一充电时刻正负直流母线之间的电压为:

$$U_{\text{PN}} = U_{\text{DCP}} - U_{\text{DCN}} = \frac{1}{4N+1}u_j \quad (24)$$

式中: u_j 为阀侧线电压瞬时值,其中 j 取 ab, ac, ba, bc, ca, cb。即在不控充电过程中,任意时刻正负直流母线之间的电压为阀侧线电压的 $1/(4N+1)$ 。特别的,当不控充电达到稳态后,此时正负直流母线之间的电压 $U_{\text{PN}} = [1/(4N+1)]U_{\text{LP}}$,其中 U_{LP} 为阀侧线电压峰值。

当同一桥臂中全桥子模块与半桥子模块的个数之比为 0,即 $N=0$ 时,换流器桥臂中没有全桥子模块,全部由半桥子模块组成。在此情形下正负直流母线之间的不控充电电压 $U_{\text{PN}} = U_{\text{LP}}$,这与 HB-MMC 不控充电完成时的电压完全相符。

当同一桥臂中全桥子模块与半桥子模块的个数之比为 1:1,即 $N=1$ 时,换流器每个桥臂中全桥子模块的个数与半桥子模块完全相等。在此情形下正负直流母线之间的不控充电电压 $U_{\text{PN}} = 0.2U_{\text{LP}}$ 。

当同一桥臂中全桥子模块与半桥子模块的个数之比为 $\infty:1$,即 $N=\infty$ 时,换流器桥臂中没有半桥子模块,全部由全桥子模块组成。在此情形下正负直流母线之间的不控充电电压 $U_{\text{PN}} = 0$ 。这证明 FB-MMC 在不控充电阶段,正负直流极母线之间的电压为零。另一方面,每相上、下桥臂的子模块通过不控整流充电时,上桥臂每个子模块输出的电压平

均值为 $-U_c$,而下桥臂每个子模块输出的电压平均值为 U_c ,即大小相同,但极性相反,因此 $U_{\text{PN}} = \sum U_{\text{cfpi}} + \sum U_{\text{cfni}} = 0$ 。

1.2 可控充电分析

在不控充电完成后,全桥子模块电容电压最终只能达到 $[2(N+1)/(4N+1)](U_{\text{LP}}/M)$,半桥子模块电容电压最终只能达到 $[(N+1)/(4N+1)](U_{\text{LP}}/M)$ 。考虑到 $N \geq 0$,因此有:

$$0.25 < K = \frac{N+1}{4N+1} \leq 1 \quad (25)$$

其中在 $N=0$ 时, $K=1$,即全部子模块均为半桥子模块构成时,子模块的电容电压为 U_{LP}/M ; $N=\infty$ 时, $K=0.25$,即全部子模块均为全桥子模块构成,此时子模块的电容电压为 $U_{\text{LP}}/(2M)$ 。式(25)表明混合子模块电容的不控充电电压介于 $0.25U_{\text{LP}}/M$ 和 $2U_{\text{LP}}/M$ 两者之间。

考虑到在实际工程中额定调制比一般设计为 0.85,则存在:

$$\frac{U_{\text{LP}}}{M} = 0.736 \frac{U_{\text{PN}}}{M} \quad (26)$$

当全桥子模块的个数较多,即 N 趋向于无穷时,全桥子模块的电容电压趋向 $0.368U_{\text{PN}}/M$,半桥子模块电容的充电电压趋于 $0.25U_{\text{LP}}/M = 0.184U_{\text{PN}}/M$,即全桥子模块的电容电压在不控充电完成后将达到额定电容电压的 36.8%,半桥子模块的电容电压在不控充电完成后将达到额定电容电压的 18.4%。而实际工程中,子模块自取能电源的启动电压一般设计为额定电容电压的 25%^[20],因此全桥子模块电容的充电电压已足以给功率器件的驱动装置供电,但半桥子模块电容的充电电压不足以给功率器件的驱动装置供电,因此半桥子模块不能进入到可控充电状态。此时需要采取一定措施才能完成整个充电过程。为此,本文提出 4 种控制策略。

策略 1:控制全桥子模块,将其旁路一部分即进入图 2 所示的关断状态,改变全桥子模块与半桥子模块的充电比例。例如使全桥子模块和半桥子模块的不控充电比例调整为具有 1:1 的效果时,此时半桥子模块电容的不控充电电压最大可达到 $0.4U_{\text{LP}}/M_1$, M_1 为此时每个桥臂的子模块的总个数。此时半桥子模块具备可控性,系统进入可控充电状态,MMC 以定直流电压控制模式解锁,同时设定直流电压参考值由当前实测值线性爬至额定值,各子模块的电容电压最终将被充至额定值。

策略 2:控制全桥子模块,每隔一定时间将其旁路一部分,即缓慢改变全桥子模块与半桥子模块的充电比例,由 $N=\infty$ 向 $N=0$ 调节,当全桥子模块

电容的不控充电电压达到 U_{PN}/M ,即达到额定电压时停止,此时半桥子模块的电容电压为 $U_{PN}/2M$,具备可控性。系统进入可控充电状态,MMC 以定直流电压控制模式解锁,同时设定直流电压参考值由当前实测值线性爬至额定值,各子模块的电容电压最终将被充至额定值。

策略 3:控制全桥子模块,将其中一部分子模块的 T4 管开通并处于常通状态,此时全桥子模块结构变得与半桥子模块类似,在不控充电回路中相当于半桥子模块,即此时充电回路中全桥子模块与半桥子模块的比例发生了改变。例如使全桥子模块和半桥子模块的不控充电比例调整为具有 1:1 的效果时,此时半桥子模块电容的不控充电电压最大可达到 $0.4U_{LP}/M$,此时半桥子模块具备了可控性。系统进入可控充电状态,MMC 以定直流电压控制模式解锁,同时设定直流电压参考值由当前实测值线性爬至额定值,则各子模块的电容电压最终将被充至额定值。

策略 4:控制全桥子模块,将其中所有全桥子模块的 T4 管开通并处于常通状态,与文献[17]中的方法类似,此时全桥子模块结构变得与半桥子模块类似,在不控充电回路中只有一个桥臂的所有子模块处于充电状态,充电过程与全部均由半桥子模块构成的 MMC 充电过程相同,充电完成后每个桥臂的每个半桥子模块的电容电压达到 $(U_{LP}/M) \cdot [(3N+1)/(4N+1)]$,每个全桥子模块的电容电压达到 $(U_{LP}/M)[(4N+2)/(4N+1)]$ 。此时换流器可以进入可控充电状态,MMC 以定直流电压控制模式解锁,同时设定直流电压参考值由当前实测值线性爬至额定值,各子模块的电容电压最终将被充至额定值。

特别的,对于全部均由全桥子模块构成的 MMC,其不控充电完成后,每个全桥子模块的电容电压为 $U_{LP}/(2M)$,此时虽然可以采用上述策略 4 完成充电过程,但不能实现低直流电压启动,因此需采用不同的可控充电策略,可以采用类似于文献[11]中的方法:控制全桥子模块,每隔一定时间将每相上下桥臂的全桥子模块旁路一部分,上下桥臂旁路个数相同,缓慢改变每相全桥子模块的个数,直到每个全桥子模块电容的充电电压达到 U_{PN}/M ,即额定值时停止,此时由于上下桥臂仍然是对称的,每相上下桥臂的子模块通过不控整流充电时,上桥臂每个子模块输出的电压平均值为 $-U_c$,而下桥臂每个子模块输出的电压平均值为 U_c ,即大小相同,但极性相反,上下桥臂子模块的个数也相同,因此正负直流母线之间的电压仍然可以维持为零。

而当全桥子模块的个数较少,即 N 趋向于 0 时,此时全桥子模块电容的充电电压趋于 $2U_{LP}/M$,考虑到在实际工程中一般有式(26),因此全桥子模块电容的电压在不控充电阶段可能达到 $1.472U_{PN}/M$,即达到额定电容电压的 1.472 倍,因此全桥子模块可能在不控充电状态就已过压。针对此种情形,可以通过控制换流变压器的挡位,在不控充电时降低阀侧线电压的峰值 U_{LP} ,使得全桥子模块和半桥子模块电容的不控充电电压在合理范围内。随后系统可以进入可控充电状态,MMC 以定直流电压控制模式解锁,同时设定直流电压参考值由当前实测值线性爬至额定值,各子模块的电容电压最终将被充至额定值。

在逆变侧 MMC 解锁并控制直流电压到达额定后,整流侧网换相换流器(LCC)以定直流功率的方式解锁,混合直流输电系统完成启动。

2 与无源交流系统连接时的启动策略

与无源交流系统连接时,MMC 的预充电只能通过整流侧进行。此时需要 LCC 站以定直流电压的控制模式解锁,同时设定直流电压参考值由 0 线性爬至额定值,通过直流线路为 MMC 子模块电容进行充电,由于此时充电电流只有一个方向,即通过全桥子模块的二极管 D1 和 D4 及半桥子模块的二极管 D1 给子模块电容进行充电,考虑到全桥子模块与半桥子模块上的电容完全相同,且充电电流一样,因而最终全桥子模块和半桥子模块的电容电压在直流侧不控充电过程结束后是相等的,均为额定电容电压的一半,即 $U_{PN}/(2M)$,因此需要采取主动充电策略才能将子模块的电容电压充至额定。文献[21]提出了一种 MMC 的直流侧主动充电策略,本文采用类似策略。由于换流器在直流侧不控充电时,等效为所有子模块均处于导通状态,其中全桥子模块为输出正电平的导通状态。因此理论上以导通所有子模块的方式解锁换流器,不会有任何冲击电流。随后每隔一定时间逐渐减少每个桥臂中导通子模块个数,最终每个桥臂中的导通子模块个数为 $M/2$,自然过渡至正常运行时参考电压为零的状态。此时每个桥臂的全桥子模块和半桥子模块电容电压均达到额定 U_{PN}/M ,可控充电过程完成。

MMC 可控充电完成后以控制交流电压的方式解锁,而 LCC 仍以定直流电压的方式运行,混合直流输电系统完成启动。

3 仿真验证

在 PSCAD/EMTDC 中搭建了 LCC-MMC 混

合直流输电系统仿真模型,相关主接线如附录 A 图 A2 所示。仿真系统的详细参数如下:系统额定直流电压 $U_d=500\text{ kV}$,额定直流电流 $I_d=1\,500\text{ A}$ 。整流站 LCC 侧:交流系统额定电压 $U_{ac}=230\text{ kV}$,阀侧额定电压 $U_v=208.6\text{ kV}$,联结变压器变比为 $230\text{ kV}/208.6\text{ kV}$,变压器短路电压百分数 $u_k=15\%$,平波电抗为 150 mH 。逆变站电压源换流器(VSC)侧:交流系统额定电压 $U_{ac}=525\text{ kV}$,阀侧额定电压 $U_v=270\text{ kV}$,联结变压器变比为 $525\text{ kV}/270\text{ kV}$,变压器短路电压百分数 $u_k=12\%$,直流电抗为 50 mH ,桥臂电抗为 100 mH ,子模块电容 $C=10\text{ mF}$,子模块额定电压 $U_c=1.655\text{ kV}$,桥臂模块总数为 302 个,IGBT/二极管导通电阻为 $0.001\ \Omega$ 。

下面仅对本文的关键内容即不控充电过程中的相关数学推导及结论进行仿真验证,而后述的可控充电过程已有大量文献进行了相关研究,相关仿真可以参考文献[7-17],与无源交流系统连接时的启动仿真可以参考文献[11,21],本文在此不做赘述。

当半桥子模块与全桥子模块混合比例为 $1:1$,非对称单极接线进行不控充电时,相关仿真波形如图 3 所示。 0.2 s 时闭合换流变进线开关,开始给予模块电容进行不控整流充电; 0.6 s 时旁路预充电电阻。图中: $U_{iFP},U_{iHP},U_{iHN},U_{iFN}$ 分别为 i 相上桥臂全桥子模块电容电压、上桥臂半桥子模块电容电压、下桥臂半桥子模块电容电压和下桥臂全桥子模块电容电压,其中 i 取 a,b,c; U_{AC} 为网侧相电压。

理论上半桥子模块电容的不控充电电压为 0.506 kV ,全桥子模块电容的不控充电电压为半桥子模块的 2 倍,即 1.012 kV ,而直流正负极母线之间的电压为 73.6 kV 。由图 3 可见,理论与仿真是吻合的,图 3 中正负极母线之间的电压为 72.5 kV ,与理论计算之间存在误差,这是因为在理论推导式(12)至式(17)时,为了简化推导过程,仅考虑了主要因素,而忽略了对不控充电过程中对直流正负极母线电压影响较小的因素包括二极管通态压降、桥臂电抗及杂散电阻等,这些因素对不控充电时的最大冲击电流有一定影响^[22]。下述理论计算与仿真结果之间存在误差均是此原因造成。

附录 A 图 A3 为当全桥子模块与半桥子模块混合比例为 $1.65:1$,非对称单极接线进行不控充电时的仿真波形。 0.2 s 时闭合换流变进线开关,开始给予模块电容进行不控整流充电, 0.6 s 时旁路预充电电阻。理论上半桥子模块电容的不控充电电压为 0.441 kV ,全桥子模块电容的不控充电电压为半桥子模块的 2 倍,即 0.882 kV ,而直流正负极母线之间的电压为 50.2 kV 。由图 A3 可见,理论与仿真

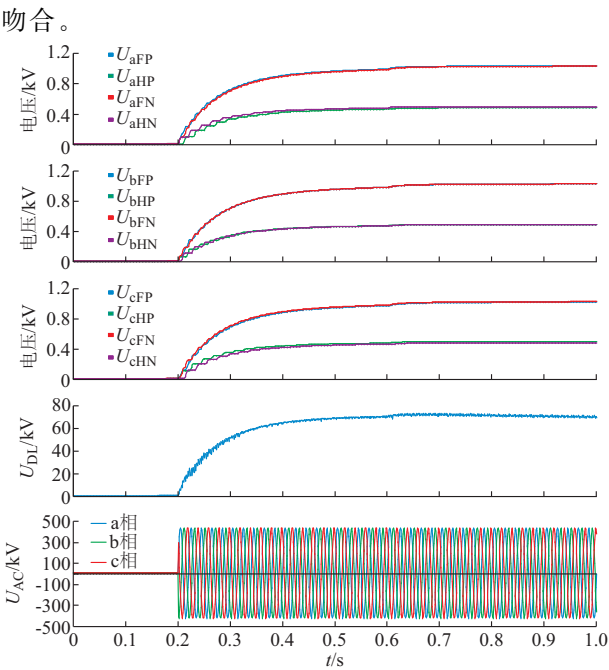


图 3 半桥子模块与全桥子模块比例为 $1:1$ 时的不控充电波形
Fig.3 Pre-charge waveforms of proportion of full-bridge submodules and half-bridge submodules equals to $1:1$

图 4 为对称单极接线方式下,FB-MMC 在进行不控充电时的仿真波形。图中: U_s 为阀侧相电压; U_{DN} 为负极母线电压; U_{DP} 为正极母线电压。依据上述理论分析可知, U_{DN} 与 U_{DP} 相等,且峰值电压为 29.5 kV 。由图 4 可见,理论与仿真吻合。

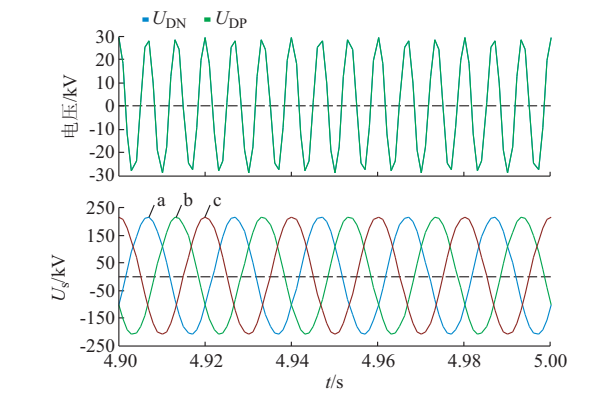


图 4 对称单极接线时 FB-MMC 充电波形
Fig.4 Pre-charge waveforms of FB-MMC in symmetric main circuit

图 5 为非对称单极接线方式下,FB-MMC 在进行不控充电时的仿真波形。依据上述理论分析可知,负极母线电压 U_{DN} 与正极母线电压 U_{DP} 相等且均为 0 ,而且阀侧相电压 U_s 峰值为 $0.5U_{LP}=190.9\text{ kV}$ 。由图 5 可见,理论与仿真吻合。

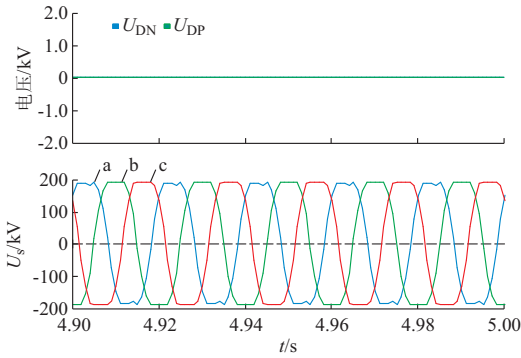


图5 非对称单极接线时FB-MMC充电波形
Fig.5 Pre-charge waveforms of FB-MMC
in non-symmetric main circuit

4 结语

本文针对逆变侧采用CH-MMC的混合直流输电系统,详细分析了其预充电启动过程,给出了不控充电过程中每个阶段的直流电压的一般数学表达式,从数学上证明了其与半桥子模块或全桥子模块构成的MMC的内在联系,并揭示了FB-MMC在对称单极接线方式和非对称单极接线方式下的预充电电压特性。本文分析了基于CH-MMC在不同混合比例下其预充电过程中可能存在的过压或欠压问题。针对这些问题,提出了相应解决措施,最后给出了与有源系统或无源系统相连的混合直流输电系统的启动控制具体实现方法。本文对CH-MMC不控充电过程进行了深入分析,并给出了相关数学推导及结论,后续可以对其可控充电或主动充电过程进行更全面深入的研究。

附录见本刊网络版(<http://www.aeps-info.com/aeps/ch/index.aspx>)。

参考文献

- [1] 黄伟煌,饶宏,黄莹,等.一种基于常规直流输电系统的混合直流改造方案[J].中国电机工程学报,2017,37(10):2861-2868.
HUANG Weihuang, RAO Hong, HUANG Ying, et al. A novel refurbishment scheme for reforming the existing LCC-HVDC to hybrid HVDC[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(10): 2861-2868.
- [2] 赵成勇,郭春义,刘文静,混合直流输电系统[M].北京:科学出版社,2014.
- [3] 冯明,李兴源,李宽,混合直流输电系统综述[J].现代电力,2015, 32(2):1-8.
FENG Ming, LI Xingyuan, LI Kuan. A review on hybrid HVDC system[J]. Modern Electric Power, 2015, 32(2): 1-8.
- [4] 王永平,赵文强,杨建明,等.混合直流输电技术及发展分析[J].电力系统自动化,2017,41(7):156-167. DOI: 10.7500/AEPS20161117005.
WANG Yongping, ZHAO Wenqiang, YANG Jianming, et al.
- Hybrid high-voltage direct current transmission technology and its development analysis [J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(7): 156-167. DOI: 10.7500/AEPS20161117005.
- [5] LESNICAR A, MARQUARDT R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range [C]// IEEE Bologna Power Tech Conference, June 23-26, 2003, Bologna, Italy: 33-39.
- [6] LIN N, DINAVAH V. Detailed device-level electro-thermal modeling of proactive hybrid HVDC breaker for real-time hardware-in-the-loop simulation of HVDC grids [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1118-1134.
- [7] 孔明,邱宇峰,贺之渊,等.模块化多电平式柔性直流输电换流器的预充电控制策略[J].电网技术,2011,35(11):67-73.
KONG Ming, QIU Yufeng, HE Zhiyuan, et al. Pre-charging control strategies of modular multilevel converter for VSC-HVDC[J]. Power System Technology, 2011, 35(11): 67-73.
- [8] 宋平岗,李云丰,王立娜,等.MMC-HVDC电容协同预充电控制策略[J].高电压技术,2014,40(8):2471-2477.
SONG Pinggang, LI Yunfeng, WANG Lina, et al. Capacitor coordinating pre-charging control strategy of MMC-HVDC[J]. High Voltage Engineering, 2014, 40(8): 2471-2477.
- [9] 郭高朋,胡学浩,温家良,等.模块化多电平变流器的预充电控制策略[J].电网技术,2014,38(10):2624-2630.
GUO Gaopeng, HU Xuehao, WEN Jialiang, et al. Precharge control strategies for modular multilevel converter[J]. Power System Technology, 2014, 38(10): 2624-2630.
- [10] LI Binbin, XU Dandan, ZHANG Yi, et al. Closed-loop precharge control of modular multilevel converters during start-up processes [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 524-531.
- [11] 唐庚,徐政,薛英林.LCC-MMC混合高压直流输电系统[J].电工技术学报,2013,28(10):301-310.
TANG Geng, XU Zheng, XUE Yinglin. A LCC-MMC hybrid HVDC transmission system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(10): 301-310.
- [12] 余瑜,刘开培,陈灏泽,等.伪双极VSC-LCC型混合直流输电系统启动方法[J].高电压技术,2014,40(8):2572-2578.
YU Yu, LIU Kaipei, CHEN Haoze, et al. Startup procedure for VSC-LCC based hybrid pseudo bipolar HVDC system[J]. High Voltage Engineering, 2014, 40(8): 2572-2578.
- [13] 周月宾,江道灼,郭捷,等.模块化多电平换流器型直流输电系统的启停控制[J].电网技术,2012,36(3):204-209.
ZHOU Yuebin, JIANG Daozhuo, GUO Jie, et al. Start/stop control of modular multilevel converter based HVDC transmission system [J]. Power System Technology, 2012, 36(3): 204-209.
- [14] 华文,赵晓明,黄晓明,等.模块化多电平柔性直流输电系统的启动策略[J].电力系统自动化,2015,39(11):51-57. DOI: 10.7500/AEPS20140707004.
HUA Wen, ZHAO Xiaoming, HUANG Xiaoming, et al. A startup strategy for modular multilevel converter based HVDC system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(11): 51-57. DOI: 10.7500/AEPS20140707004.
- [15] 肖晃庆,徐政,薛英林,等.多端柔性直流输电系统的启动控制

策略[J].高电压技术,2014,40(8):2550-2557.

XIAO Huangqing, XU Zheng, XUE Yinglin, et al. Start control strategy of MMC-MTDC system[J]. High Voltage Engineering, 2014, 40(8): 2550-2557.

[16] 阎发友,汤广福,孔明.基于模块化多电平换流器的直流电网预充电控制策略[J].中国电机工程学报,2015,35(20):5147-5154.

YAN Fayou, TANG Guangfu, KONG Ming. Pre-charging control strategy for MMC-based DC grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(20): 5147-5154.

[17] 石璐,苑宾,赵成勇,等.适用于架空线路的全桥模块化多电平换流器启动策略[J].南方电网技术,2016,10(4):30-36.

SHI Lu, YUAN Bin, ZHAO Chengyong, et al. Startup strategy of full-bridge modular multilevel converter for overhead lines[J]. Southern Power System Technology, 2016, 10(4): 30-36.

[18] ZENG R, XU L, YAO L, et al. Precharging and DC fault ride-through of hybrid MMC-based HVDC systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(3): 1298-1306.

[19] 李探,赵成勇,王朝亮,等.用于电网黑启动的 MMC-HVDC 系统换流站启动策略[J].电力系统自动化,2013,37(9):117-122.

LI Tan, ZHAO Chengyong, WANG Chaoliang, et al. Startup schemes for converter station of MMC-HVDC system applied in grid black start[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(9): 117-122.

[20] 丁久东,卢宇,董云龙,等.半桥和全桥子模块混合型换流器的充电策略[J].电力系统自动化,2018,42(7):72-76. DOI: 10.7500/AEPS20170612012.

DING Jiudong, LU Yu, DONG Yunlong, et al. Charging

strategies for hybrid converters based on half-bridge sub-module and full-bridge sub-module[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(7): 72-76. DOI: 10.7500/AEPS20170612012.

[21] 董云龙,田杰,黄晓明,等.模块化多电平换流器的直流侧主动充电策略[J].电力系统自动化,2014,38(24):68-72. DOI: 10.7500/AEPS20140401004.

DONG Yunlong, TIAN Jie, HUANG Xiaoming, et al. A DC-side active charging strategy for modular multilevel converters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(24): 68-72. DOI: 10.7500/AEPS20140401004.

[22] 龙云波,徐云飞,肖湘宁,等.采用模块化多电平换流器的统一电能质量控制器预充电控制[J].电力系统自动化,2015,39(7):182-187. DOI:10.7500/AEPS20140513006.

LONG Yunbo, XU Yunfei, XIAO Xiangning, et al. Pre-charging control for unified power quality conditioner based on modular multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(7): 182-187. DOI: 10.7500/AEPS20140513006.

赵文强(1985—),男,通信作者,硕士,工程师,主要研究方向:直流输电控制保护技术及电力电子技术在电力系统中的应用。E-mail: zhoawq@163.com

高德力(1983—),男,博士,工程师,主要研究方向:直流输电控制保护技术。

马云龙(1980—),男,硕士,工程师,主要研究方向:直流输电控制保护技术。

(编辑 孔丽蓓)

Startup Strategy of Hybrid HVDC Transmission System Based on Hybrid MMC

ZHAO Wenqiang¹, GAO Deli², MA Yunlong³, YANG Jianming¹, WANG Yongping¹, LU Yu^{1,4}

- (1. NR Electric Co. Ltd., Nanjing 211102, China;
- 2. State Grid Economic and Technological Research Institute Co. Ltd., Beijing 100052, China;
- 3. DC Construction Branch of State Grid Corporation of China, Beijing 100052, China;
- 4. NARI Group Corporation (State Grid Electric Power Research Institute), Nanjing 211106, China)

Abstract: For a hybrid high voltage direct current (HVDC) transmission system connected to the active power grid, the pre-charging and start-up process of the half-bridge sub-module and full-bridge sub-module based hybrid modular multilevel converter (MMC) is analyzed in detail. The general mathematical expressions of DC voltage in each stage are derived, and the internal relation between the hybrid MMC and the MMC composed of half-bridge sub-module or the full-bridge sub-module is justified mathematically. The over-voltage and under-voltage problems in the pre-charging process for the hybrid MMC under the different mix proportions are analyzed, and five feasible measures are proposed. Meanwhile, for the hybrid HVDC applied to the passive system and the application for black start, the pre-charging and start-up process are analyzed, and the concrete implementation method is proposed. Finally, the proposed strategy is verified by PSCAD/EMTDC simulation.

This work is supported by State Grid Corporation of China.

Key words: half-bridge sub-module; full-bridge sub-module; modular multilevel converter (MMC); pre-charging; high voltage direct current (HVDC)