

新跨接双极三电平子模块拓扑及其控制策略

张建坡¹, 闫语¹, 田新成²

(1. 华北电力大学 电气与电子工程学院, 河北 保定 071003; 2. 国网唐山供电公司, 河北 唐山 063000)

摘要:基于半桥型子模块拓扑的模块化多电平换流器不具备直流短路故障电流阻断能力,影响了低成本架空线的应用。为抑制直流故障时的短路电流,研究了一种新跨接单极三电平子模块拓扑,解决了混合拓扑中电容不平衡充电问题。然后为应对子模块闭锁对换流站和电网可能产生的不利影响,设计了一种新跨接正、负极三电平子模块拓扑,并分析了其过调制运行、降直流电压运行和桥臂电流方向变化工况时所提拓扑的正、负电平输出要求,进一步减少了子模块中功率器件数量并研究了其控制策略。最后在PSCAD/EMTDC中搭建仿真模型,对所提新跨接双极三电平子模块拓扑过调制运行、自均压特性及闭锁抑制特性进行了仿真验证。仿真结果表明,所设计的拓扑及控制策略能够有效抑制直流故障时的短路电流。

关键词:模块化多电平换流器;直流故障;短路电流;新跨接双极三电平子模块;自均压特性

中图分类号:TM 46

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202201027

0 引言

基于模块化多电平换流器的高压直流输电(MMC-HVDC)系统采用半桥型子模块级联结构,虽然相较于两电平和箝位型三电平电压源换流器型高压直流输电系统具有诸多优势,但在发生直流故障子模块闭锁后,半桥型子模块反并联二极管的续流效应将导致交流系统出现短路电流。在当前交流断路器动作时间较长和直流断路器成本较高及其技术不够成熟的条件下,利用换流站自身控制策略和自阻型子模块拓扑实现直流侧故障电流抑制,具有故障后系统恢复速度快的优点,特别适用于以架空线作为传输线路的大容量柔性直流输电领域^[1-2]。

为了应对直流侧短路故障,文献[2-17]研究了多种具有直流故障闭锁能力的自阻型子模块拓扑。自阻型子模块拓扑的主要特点是闭锁后利用子模块电容充电,为二极管提供反向偏置电压,进而阻断桥臂电流达到故障发生后短路电流的抑制效果,如电容串联充电的全桥型子模块和单极全桥型子模块拓扑^[2]、串联双子模块SDSM(Series Double Sub-Modules)拓扑^[3]、跨接三电平子模块CTLTM(Crossing Three-Level Sub-Module)拓扑^[4]以及主动箝位T型子模块拓扑^[5]等。该类拓扑的优点是闭锁后能为二极管提供最大反向偏置电压,直流故障发生后短路电流抑制速度快,闭锁后内部电容不存在不平衡充电问题,但单位电平所需功率器件数量较多。为了解决该问题,在不影响直流故障发生后短路电流抑制能力的前提下,文献[6-17]研究了利用自阻型和

半桥型子模块构成的混合拓扑,如文献[7-8]提出的(改进)全桥+半桥型子模块拓扑、文献[9]提出的开关电容型混合拓扑、文献[10-11,13]提出的混合双子模块HDSM(Hybrid Double Sub-Modules)拓扑以及文献[12]提出的经济型混合拓扑等。该类拓扑虽然减少了单位电平所需的功率器件数量,但同时存在桥臂电容不平衡充电问题,可能会对暂时性故障重新启动带来一定影响。虽然上述2类拓扑都具有一定直流故障发生后短路电流抑制能力,但仍然存在3个问题:①上述拓扑均采用子模块闭锁的方式实现直流故障发生后短路电流的抑制;②对于自阻型和半桥型子模块构成的混合拓扑^[14],直流故障导致子模块闭锁后,其内部存在电容不平衡充电问题;③尽管全桥+半桥型子模块拓扑构成的高压直流输电系统可以采用子模块非闭锁方式抑制直流故障发生后的短路电流^[16],但是故障抑制期间半桥型子模块长期处于旁路状态,受子模块内部取能电路影响,长时间闭锁和旁路可能导致储能电容电压降低和发散问题^[18]。

本文针对MMC-HVDC发生直流故障后短路电流的抑制问题,借鉴现有自阻型子模块拓扑的优点,首先研究一种新跨接单极三电平子模块NCUTLTM(New Crossing Unipolar Three-Level Sub-Module)拓扑,在保证直流故障发生后子模块闭锁功能前提下,解决混合拓扑不平衡充电问题。同时为了消除自阻型子模块闭锁模式可能对换流站和交流电网造成的不利影响,在此基础上设计一种新跨接正、负极三电平子模块拓扑,以减少全桥型双极子模块拓扑所需功率器件数量,并研究其电容电压均衡问题和非闭锁控制策略,改善其直流故障发生后短路电流的穿越能力。

收稿日期:2021-06-11;修回日期:2021-11-29

基金项目:河北省自然科学基金资助项目(E2019502123)

Project supported by the Natural Science Foundation of Hebei Province(E20190502123)

1 新跨接三电平子模块拓扑设计

1.1 NCUTLSM 拓扑设计

SDSM 及 NCUTLSM 拓扑结构示意图分别见附录 A 图 A1(a)、(b)。当 SDSM 闭锁后桥臂电流 $i < 0$ 时,箝位开关 T_5 两端电压为 $U_{C1}+U_{C2}$ (U_{C1} 、 U_{C2} 分别为电容 C_1 、 C_2 两端电压), T_5 所承受反向电压是子模块内部其他功率器件的 2 倍。虽然从器件电压裕度角度考虑,暂时过电压可能不会对功率器件造成损害,但从安全性角度考虑,过电压会带来一定影响。一种解决方案是将 T_5 等效为 2 个绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 串联;另外一种解决方案是采用主动 T 型拓扑^[5],该方案的优点是保证 SDSM 闭锁后输出最大的反向电压,但功率器件成本和损耗也相应增加。通过对 SDSM 拓扑的电流路径进行分析,将二极管 D_6 阳极联结于点 c 、阴极联结于点 a ,闭锁后输出的电压为 U_{C1} ,此时 T_5 两端电压为 U_{C1} ;将二极管 D_7 阳极联结于点 d 、阴极联结于点 b ,闭锁后输出的电压为 U_{C2} ,此时 T_5 两端电压为 U_{C2} 。上述方案可解决 T_5 过电压问题,但同时也存在电容电压不均衡充电的问题。如果同时保留 2 条闭锁路径 ca 、 bd ,则形成 NCUTLSM 拓扑,实现 SDSM 闭锁后电容电压并联输出。

1.2 新跨接双极三电平子模块拓扑设计

NCUTLSM 拓扑虽然可以抑制直流系统的故障电流,但是无法应对交流系统发生故障的情况。为实现子模块非闭锁抑制,子模块必须具备正、负电平下双向电流输出能力。NCUTLSM 通过闭锁 T_5 ,借助 D_6 、 D_7 实现单向负电平输出。如果将 NCUTLSM 拓扑中的 D_6 、 D_7 分别替换为双向可控开关 T_6 、 T_7 构成新跨接双极三电平子模块 (NCBTLSM) 拓扑,则能实现正、负电平下桥臂电流双向输出。NCBTLSM 拓扑结构见附录 A 图 A2(a)。正常运行时, T_6 、 T_7 闭锁, T_5 处于常通状态,此时 NCBTLSM 拓扑等效为 2 个半桥型子模块,输出电平 u_0 为 U_{C1} 、 U_{C2} 、 $U_{C1}+U_{C2}$ 和 0。当 T_5 — T_7 全部闭锁时,根据桥臂电流方向,类似箝位双子模块 CDSM (Clamping Double Sub-Modules) 拓扑, NCUTLSM 的输出电平为 $U_{C1}+U_{C2}$ 或 $-U_{C1//C2}$ 。此时, T_5 闭锁改变了子模块间的串联关系,无法输出负电平 $-(U_{C1}+U_{C2})$,负电平 $-U_{C1}$ 、 $-U_{C2}$ 的输出路径分别如附录 A 图 A2(b) 绿色、红色虚线所示。

1.3 所提 NCBTLSM 拓扑设计

虽然上述方案增加了 2 个 IGBT,但负电平输出受 T_5 闭锁的影响,不能输出负电平 $-(U_{C1}+U_{C2})$,最大负电平输出数量为 NCBTLSM 拓扑中子模块数量。为降低功率器件数量,可去掉 NCBTLSM 拓扑中的 T_6 或 T_7 ,以去掉 T_7 为例,本文所提 NCBTLSM 拓扑如图 1(a) 所示。对于电容 C_1 所在子模块,由于 T_6 的存在,

其负电平输出不受影响,其输出负电平时电流路径如图 1(b) 路径①所示,可实现双向输出;对应电容 C_2 所在子模块,其输出负电平时电流路径如图 1(b) 路径② ($D_3 \rightarrow C_2 \rightarrow D_7 \rightarrow D_2$) 所示,仅能实现单向输出。因此所提 NCBTLSM 拓扑中输出负电平时的电流路径包含双向路径①及单向输出路径②。当电流正向流通时子模块的输出电压为 $-U_{C1//C2}$,即电容 C_1 、 C_2 并联,可消除负电平电压输出期间电流正向流通所导致的内部电容电压不均衡充电问题。所提 NCBTLSM 拓扑开关逻辑如表 1 所示。表中, T_1 — T_6 分别为开关器件 T_1 — T_6 通断信号,其值为 1 表示开关器件导通,其值为 0 表示开关器件关断。

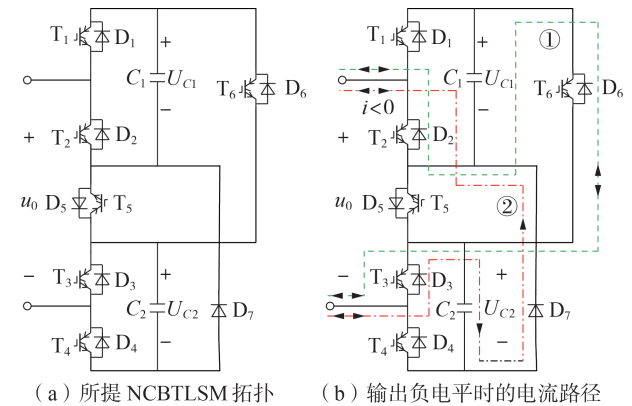


图1 所提 NCBTLSM 拓扑及其输出负电平时的电流路径

Fig.1 Topology of proposed NCBTLSM and current paths under its output negative level

表1 所提 NCBTLSM 拓扑开关状态

Table 1 Switch states of proposed NCBTLSM

模式	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	输出电压
1	1	0	0	1	1	0	U_{C1}
2	1	0	1	0	1	0	$U_{C1}+U_{C2}$
3	0	1	1	0	1	0	0
4	0	1	0	1	1	0	U_{C2}
5	1	0	0	1	0	1	U_{C2}
6	0	1	1	0	0	1	$-U_{C1}$
7	1	0	1	0	0	1	0
8 ($i < 0$)	0	0	0	0	0	0	$-U_{C1//C2}$
9 ($i > 0$)	0	0	0	0	0	0	$U_{C1}+U_{C2}$

正常工作 (模式 1—7) 时 T_1 — T_4 两端反向电压为电容电压,只需考虑 T_5 、 T_6 两端反向电压问题。正电平输出期间, T_5 处于常通状态, T_6 两端电压为 U_{C1} ;负电平输出期间, T_6 处于常通状态, T_5 两端电压为 U_{C1} 。因此不论正电平输出还是负电平输出都不存在过电压问题。本文所提 NCBTLSM 拓扑与全桥型双极子模块拓扑中功率器件的耐压水平相同,将所提拓扑与其余 2 种双极子模块拓扑进行比较,如表 2 所示。本文所提 NCBTLSM 拓扑正常运行期间,由于其导通路径中 IGBT 功率器件的数量与全桥+半桥型子模块拓扑中相同,二者具有相同导通损耗。

表2 3种双极子模块拓扑结构比较

Table 2 Comparison of three kinds of bipolar sub-module topology structures

拓扑结构	IGBT 个数	二极管 个数	电容 个数	输出的最 大负电平	是否需要额 外均压控制
全桥+全桥型子模块	8	8	2	$U_{C1}+U_{C2}$	不需要
全桥+半桥型子模块	6	6	2	U_{C1} 或 U_{C2}	需要
所提NCBTLSM	6	7	2	U_{C1}	不需要

2 所提NCBTLSM拓扑正、负电平输出特性分析

不同于传统电网换相换流器型高压直流输电(LCC-HVDC), MMC-HVDC的直流电流具有双向流通特点,正常运行一般不需要负电平输出,改变直流电流方向即可实现潮流反转。负电平输出主要考虑过调制运行以及降直流电压运行2种情况。

2.1 过调制运行下所提拓扑负电平输出特性

正常运行时,为降低功率损耗,需提高交流电压幅值,降低电流,此时模块化多电平换流器(MMC)运行于过调制状态。图2为MMC a相桥臂等效电路。图中: i_a 、 u_a 分别为MMC a相阀侧交流相电流、相电压; i_{a1} 、 i_{a2} 分别为a相上、下桥臂电流; i_{dc} 、 u_{dc} 分别为直流电流、电压。上、下桥臂电压可分别用受控电压源 $k_1 u_{ce}$ 和 $k_2 u_{ce}$ 表示(k_1 、 k_2 分别为上、下桥臂投入子模块数量, $k_1+k_2=N$, N 为每相桥臂子模块数量; u_{ce} 为子模块电容电压额定值)。

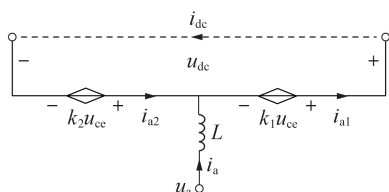


图2 MMC a相桥臂等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of phase-a arm bridge of MMC

假设正常运行时调制度 $m=1$,根据桥臂电压、阀侧交流电压和直流电压关系,桥臂输出正电平最大数量 N_+ 、负电平最大数量 N_- 分别见式(1)、(2)。

$$N_+ = \left\lfloor \frac{0.5u_{dc} + \lambda_{ac} 0.5u_{dc}}{u_{ce}} \right\rfloor = \frac{1}{2} (\lambda_{ac} + 1)N \quad (1)$$

$$N_- = \left\lfloor \frac{0.5u_{dc} - \lambda_{ac} 0.5u_{dc}}{u_{ce}} \right\rfloor = \frac{1}{2} (\lambda_{ac} - 1)N \quad (2)$$

式中: λ_{ac} 为交流过压系数。

2.2 降直流电压运行下所提拓扑负电平输出特性

MMC-HVDC系统降直流电压运行存在于如下2种场景:①考虑天气恶劣情况下,架空线路间绝缘降低可能导致直流侧短路故障,采用降直流电压运行可减少故障发生;②当出现直流故障时将直流输出

电压控制为0可实现直流故障非闭锁抑制。同样根据交、直流电压关系,桥臂输出正电平最大数量 N_+ 、负电平最大数量 N_- 的表达式分别见式(3)、(4)。

$$N'_+ = \left\lfloor \frac{0.5\lambda_{dc} u_{dc} + 0.5u_{dc}}{u_{ce}} \right\rfloor = \frac{1}{2} (1 + \lambda_{dc})N \quad (3)$$

$$N'_- = \left\lfloor \frac{0.5\lambda_{dc} u_{dc} - 0.5u_{dc}}{u_{ce}} \right\rfloor = \frac{1}{2} (1 - \lambda_{dc})N \quad (4)$$

式中: λ_{dc} 为直流电压降压系数。

上述分析以满足交流电压在合理波动范围内所需输出的最大负电平为约束条件进行考虑,而MMC-HVDC系统正常运行的关键之一是电容电压波动必须处于一个合理范围。对于单极子模块(如半桥型子模块),电容电压稳定的必要条件是桥臂电流双向变化,即工作过程中电容进行周期性充、放电。实际运行中,交流电压上升或直流电压下降可能导致交流电流降低。根据式(5)所示a相上桥臂电流 i_{a1} ,当交流、直流电流满足式(6)所示约束条件时,桥臂电流单向变化,单极子模块电容受桥臂电流影响将始终进行充电或放电,不能保持电压稳定。

$$i_{a1} = \frac{1}{3} i_{dc} + \frac{1}{2} i_a = \frac{1}{3} i_{dc} + \frac{\sqrt{2}}{2} I \sin(\omega t + \theta) \quad (5)$$

$$\frac{1}{3} i_{dc} \geq \frac{\sqrt{2}}{2} I \quad (6)$$

式中: I 为MMC a相阀侧交流相电流有效值; ω 、 θ 分别为交流系统角频率和初相角。

2.3 所提拓扑在2种运行方式下输出特性对比

假设系统以单位功率因数运行时,MMC过调制运行或降直流电压运行中保持直流电流不变。结合式(6)所示直流电流约束条件,当交流电压增加至额定值的2倍时,桥臂电流单向变化。由于实际运行中不可能出现该工况,过调制运行可以不考虑电流方向,所需子模块数量的计算方式参考式(1)。过调制运行下MMC a相阀侧交流相电流有效值的表达式见式(7)。

$$I = \frac{2\sqrt{2}}{3\lambda_{ac}} i_{dc} \quad (7)$$

当降直流电压运行时,MMC a相阀侧交流相电流有效值的表达式如式(8)所示。

$$I = \frac{2\sqrt{2}}{3} \lambda_{dc} i_{dc} \quad (8)$$

同样结合式(6)所示直流电流约束条件,当桥臂电流单向变化时 $\lambda_{dc} \leq 0.5$,此时直流电压的输出范围为 $[0.5u_{dc}, u_{dc}]$,桥臂电流保持双向变化,对应输出的负电平数量范围为 $[0, 0.25N]$;而当直流电压的输出范围为 $(0, 0.5u_{dc})$ 时,桥臂电流单向变化,此时投入子模块必须具有正、负电平输出能力。

为抑制直流侧短路故障,将直流电压控制为0,

根据式(4),所需负电平最大数量为 $0.5N$,所提NCBTLSM拓扑输出负电平数量恰好满足交流电压在合理范围内波动的要求。故所提NCBTLSM无论处于降直流电压运行区间 $[0.5u_{dc}, u_{dc}]$ 还是处于直流故障抑制阶段($u_{dc}=0$),负电平数量都能满足要求。同时在降直流电压运行区间 $[0.5u_{dc}, u_{dc}]$,桥臂电流双向变化;而对于直流故障抑制阶段,由于直流电流为0,桥臂电流理论上为阀侧交流电流,周期性变化,也不存在电流单向变化情况,此时所提拓扑也满足电容电压均衡条件。

3 直流故障期间所提NCBTLSM非闭锁控制策略

所提NCBTLSM拓扑正常运行时可等效为2个半桥型子模块拓扑串联,控制系统与传统半桥型MMC无区别。根据图2(a),由于其拓扑结构中存在 T_6 ,模式5、7中0电平和1电平的输出存在冗余路径,电容 C_1 、 C_2 存在并联通路,子模块具有内部电容均压特性,故仅需对一半子模块电容电压排序。由于 D_7 具有单向导电性,当 T_6 导通时,子模块内部只能实现 C_1 向 C_2 充电,保证 $U_{c1} > U_{c2}$ 是子模块内部2个电容能够实现自均压的前提。正常工作期间,为满足 $U_{c1} > U_{c2}$,当桥臂电流为正时, T_1 、 T_3 、 T_5 导通, C_1 充电;当桥臂电流为负时, T_1 、 T_4 、 T_6 导通, C_2 放电。本文采用电容电压均衡控制策略,其流程图见附录A图A3。

由于半桥型子模块不能输出负电平,全桥+半桥型子模块混合拓扑需要考虑故障抑制期间内部电容电压均衡问题。为解决此问题,可以采用谐波注入法,使桥臂电流双向变化,进而实现电容电压平衡^[19],但需要谐波指令值计算及附加控制环节。虽然所提NCBTLSM拓扑负电平输出特性与全桥+半桥型子模块拓扑最接近,但由1.2节分析可知,由于其拓扑结构中多出1条电流输出路径②,从而能够保证直流故障抑制期间子模块内部电容电压均衡,避免采取额外均压控制算法。

MMC采用有功和无功双闭环矢量控制策略。在直流故障抑制期间,由于直流电压、直流电流均为0,理论上有功功率也为0,但受电容电压均衡要求,换流站仍需与交流电网进行一定的有功交换。排序均衡算法只能保证桥臂内部电容之间电压均衡,而对于桥臂间均衡则无能为力。为保证三相桥臂电容电压均衡,借鉴文献[20]中全桥型子模块均压方法,设计故障期间所提NCBTLSM拓扑的控制逻辑如图3所示。图中: $\sum u_c$ 为三相桥臂电容电压平均值; Q 、 Q^* 分别为无功及其指令值; u_{dc}^* 为直流电压指令值; u_c^* 为子模块电容电压指令值; i_d^* 、 i_q^* 分别为桥臂电流指令值的 d 、 q 轴分量。通过电流内环 d 轴控制可以保

证三相桥臂电容电压均衡,从而实现直流母线电压稳定,而通过电流内环 q 轴控制可以实现MMC输出无功功率调节。

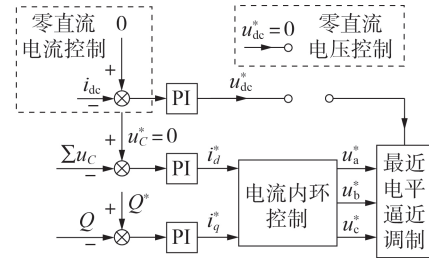


图3 直流故障期间所提NCBTLSM控制框图

Fig.3 Control block diagram of proposed NCBTSLM during DC fault period

对于零直流电压控制,由于故障期间直流电压理论为0,参考文献[18]中双晶闸管旁路子模块拓扑,此时图2所示直流侧故障回路中电阻和电感元件所在支路构成一个近似的电阻-电感-一阶电路,根据其响应特性,直流电流以指数规律衰减,衰减时间受初始故障电流和电路时间常数的影响。为了加快直流故障电流抑制速度,借鉴传统直流输电故障抑制思想,采用零直流电流控制,使MMC输出负电平,吸收故障回路能量。

4 仿真分析

在PSCAD/EMTDC中搭建了双端MMC-HVDC仿真模型,系统参数见附录A表A1。直流侧两极短路故障点与两端换流站的距离为50 km,持续时间为0.5 s,在1.0 s时发生两极短路故障。

4.1 过调制及降直流电压下所提拓扑运行特性分析

设正常运行时调制度为0.9,根据附录A表A1中系统参数,可以计算出系统所需最大正电平数量为19个(即为每相桥臂子模块数量)。不考虑冗余配置,桥臂输出正电平数量上限为20个,此时调制度为1(若配置有冗余模块则可以继续增加调制度)。为了不超出MMC运行范围,在1.5 s时交流电压幅值调整为额定值的1.1倍,此时输出正电平数量范围为 $[0, 20]$ 个,而负电平为0。过调制运行下所提NCBTLSM输出特性如图4所示。由图可知,a相桥臂输出正电平数量 N_a 在 $[0, 20]$ 个之间变化,与理

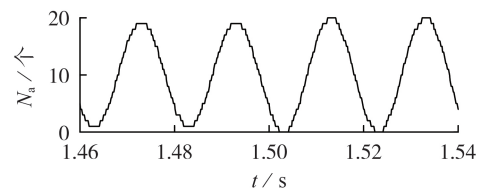


图4 过调制运行下所提NCBTLSM输出特性

Fig.4 Output characteristics of proposed NCBTSLM under over-modulated operation

论分析相符。

降直流电压运行下所提NCBTLSM输出特性如图5所示。设在2.5 s和3.5 s直流电压分别降低至320 kV和240 kV,如图5(a)所示。由于直流电压降低而交流电压幅值保持不变,根据式(3)、(4),当直流电压降低至320 kV时,桥臂输出的最大正、负电平数量分别为18、2个;当直流电压降低至240 kV时,桥臂输出的最大正、负电平数量分别为16、4个。由图5(b)可知,计算结果与仿真结果相符。

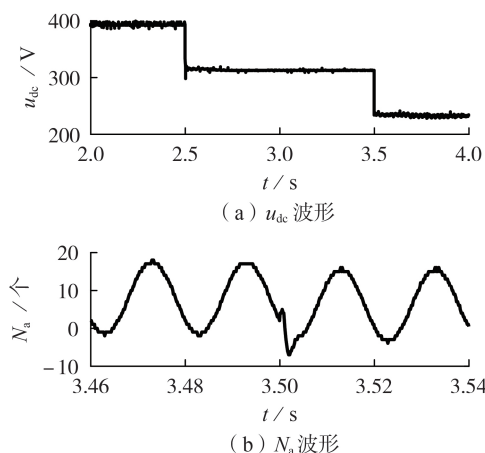


图5 降直流电压运行下所提NCBTLSM输出特性
Fig.5 Output characteristics of proposed NCBTLSM under DC voltage decrement operation

4.2 子模块自均压特性分析

图6为所提NCBTLSM内部2个电容电压波形。由图可知:当仅投入1个子模块时,由于充电时优先投入 C_1 ,存在 $U_{C1} > U_{C2}$ 的情况;而当子模块处于旁路时,2个电容并联,电压相等保持不变。虽然本文仅针对一半电容的电压进行排序,但子模块内部电容电压处于合理的波动范围,达到了子模块内部电容电压均压效果。

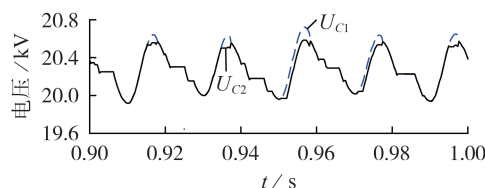


图6 子模块内部电容电压波形
Fig.6 Voltage waveforms of interior capacitors in sub-module

4.3 直流故障期间子模块闭锁特性分析

直流故障期间,在桥臂直流电压作用下续流二极管反向偏置截止,直流电流为0,各子模块闭锁。直流故障期间子模块闭锁特性分析的仿真结果如附录A图A4所示。由于直流闭锁时所提NCBTLSM电容并联充电,各子模块电容电压波动趋势一致,具有CDSM特点,如图A4(a)所示。由于HDSM内部电容

不平衡充电,直流闭锁时内部电容电压不平衡,如图A4(b)所示。由于SDSM双电容串联充电,而所提NCBTLSM双电容并联充电,HDSM单电容充电,SDSM的抑制效果最好,如图A4(c)所示。虽然桥臂等效电容数量相同,但由于HDSM单电容充电,其电容电压高于所提NCBTLSM,因而所提NCBTLSM的抑制效果略优于HDSM。

图7为采用零直流电压控制和零直流电流控制下直流故障期间子模块非闭锁情况下仿真结果。故障期间利用子模块正、负电平下双向电流输出能力,实现直流故障电流抑制,避免子模块闭锁,此时直流电流、电压波形分别如图7(a)、(b)所示。由图可知,在直流故障期间子模块非闭锁情况下,由于在1.0 s时系统直流侧输出负电平,子模块主动吸收故障回路中能量,此时采用零直流电流控制时子模块的抑制速度要优于零直流电压控制。同时子模块可向交流电网提供一定无功功率,如图7(c)所示。对于全桥+半桥型子模块混合拓扑,在负电平输出期间,半桥型子模块由于不能够输出负电平而必须处于旁路

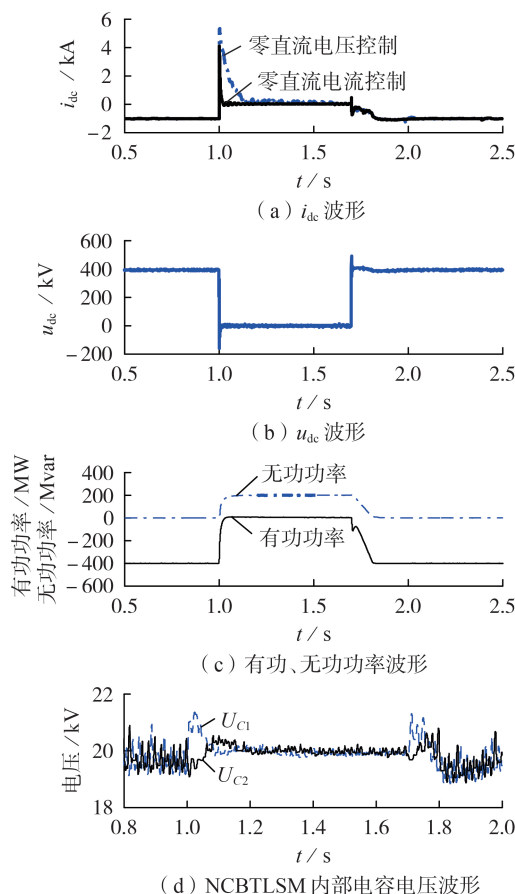


图7 所提NCBTLSM直流故障期间子模块非闭锁情况下仿真结果

Fig.7 Simulative results of proposed NCBTLSM under non-blocking condition during DC fault period

状态,而所提NCBTLSM内部2个电容处于周期性充、放电状态,直流故障期间电容电压处于合理的波动范围,如图7(d)所示。

5 结论

本文针对混合子模块闭锁时电容不平衡充电和串联型拓扑单位电平所需功率器件较多的问题,研究了一种NCUTLSM。然后针对子模块闭锁对换流站和交流电网造成的不利影响以及全桥型子模块拓扑功率器件较多的问题和全桥+半桥型子模块混合拓扑直流故障抑制期间内部电容不平衡充电的问题,在NCUTLSM拓扑的基础上设计了一种NCBTLSM拓扑,其具有正、负电平下双向电流输出特性。分析了过调制运行和降直流电压运行对NCBTLSM输出电平极性要求,并设计了子模块非闭锁控制策略,最后验证了所提NCBTLSM拓扑结构及控制策略在过调制和降直流电压运行期间的运行优势,以及对故障期间直流电流抑制的有效性。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 徐政,薛英林,张哲任. 大容量架空线柔性直流输电关键技术及前景展望[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(29): 5051-5062.
- [2] ZENG R, XU L, YAO L Z, et al. Design and operation of a hybrid modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3): 1137-1146.
- [3] ZHANG J P, ZHAO C Y. The research of SM topology with DC fault tolerance in MMC-HVDC[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(3): 1561-1568.
- [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(1): 385-394.
- [5] HU X, ZHANG J Z, XU S, et al. Investigation of a new modular multilevel converter with DC fault blocking capability[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(1): 552-562.
- [6] 曹鑫巍,任文明,王炜信. 基于二次谐波环流注入方法的混合MMC电容电压平衡控制策略[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(11): 183-189.
- [7] 张建坡,赵成勇,郭丽. 模块化多电平换流器子模块拓扑仿真分析[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(2): 106-111.
- [8] 赵思远,徐康泰,郎博宇,等. 基于故障清除专用自阻模块的改进型MMC运行控制策略[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(5): 189-195.
- [9] ZHAO Siyuan, XU Kangtai, LANG Boyu, et al. Operating control strategy of advanced MMC based on fault-clearing special self-resistance module[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(11): 189-195.
- [10] ELSEROUGI A A, MASSOUD A M, AHMED S. A switched-capacitor submodule for modular multilevel HVDC converters with DC-fault blocking capability and a reduced number of sensors[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(1): 313-322.
- [11] 孔明,汤广福,贺之渊. 子模块混合型MMC-HVDC直流故障穿越控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(30): 5343-5351.
- [12] KONG Ming, TANG Guangfu, HE Zhiyuan. A DC fault ride-through strategy for cell-hybrid modular multilevel converter based HVDC transmission systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(30): 5343-5351.
- [13] 赵成勇,李帅,张继元,等. 适用于直流电网故障清除的增强型MMC[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(5): 60-67.
- [14] ZHAO Chengyong, LI Shuai, ZHANG Jiyuan, et al. An augmented modular multilevel converter for clearing fault in DC grid[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(5): 60-67.
- [15] 李帅,郭春义,赵成勇,等. 一种具备直流故障穿越能力的低损耗MMC拓扑[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(23): 6801-6810, 7071.
- [16] LI Shuai, GUO Chunyi, ZHAO Chengyong, et al. A novel MMC topology with lower power loss and DC fault ride-through capability[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(23): 6801-6810, 7071.
- [17] 王琛,谭开东,王毅,等. 具备直流故障清除和自均压能力的MMC移位全桥子模块拓扑[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(24): 151-160.
- [18] WANG Chen, TAN Kaidong, WANG Yi, et al. Topology of MMC oblique-connection full-bridge sub-module with capability of DC fault clearing and voltage self-balancing[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(24): 151-160.
- [19] 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): 5171-5179.
- [20] 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): 5171-5179.
- [21] MATHEW E C, GHAT M B, SHUKLA A. A generalized cross-connected submodule structure for hybrid multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(4): 3159-3170.
- [22] 李国庆,宋祯子,王国友. 具有直流故障阻断能力的MMC不对称型全桥子模块拓扑[J]. 高电压技术, 2019, 45(1): 12-20.
- [23] LI Guoqing, SONG Zhenzi, WANG Guoyou. Asymmetric full bridge sub-module topology of MMC with DC fault blocking capability[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(1): 12-20.
- [24] 石璐,李嘉龙,赵成勇,等. 双半桥与并联全桥子模块混合MMC均压与直流故障控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(21): 6411-6419.
- [25] SHI Lu, LI Jialong, ZHAO Chengyong, et al. Research on control method of voltage balance and DC fault clearance of hybrid MMC composed of D-HBSM and P-FBSM[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(21): 6411-6419.
- [26] LI X Q, SONG Q, LIU W H, et al. Protection of nonpermanent faults on DC overhead lines in MMC-based HVDC systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(1):

483-490.

- [19] DONG Y F, TANG J S, YANG H Y, et al. Capacitor voltage balance control of hybrid modular multilevel converters with second-order circulating current injection[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(1): 157-167.
- [20] 罗永捷, 李耀华, 李子欣, 等. 全桥型 MMC-HVDC 直流短路故障穿越控制保护策略[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(7): 1933-1943.
- LUO Yongjie, LI Yaohua, LI Zixin, et al. DC short-circuit fault ride-through control strategy of full-bridge MMC-HVDC systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(7): 1933-1943.

作者简介:



张建坡

张建坡(1973—),男,讲师,博士,主要研究方向为高压直流输电技术(E-mail: zhangjianpo@126.com);

闫语(1998—),女,硕士研究生,主要研究方向为高压直流输电(E-mail: Yyp00@126.com);

田新成(1982—),男,工程师,硕士,主要研究方向为调度自动化和配电自动化(E-mail: txc_ncepu@163.com)。

(编辑 王欣竹)

New crossing bipolar three-level sub-module topology and its control strategy

ZHANG Jianpo¹, YAN Yu¹, TIAN Xincheng²

(1. School of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Baoding 071003, China;

2. State Grid Tangshan Power Corporation, Tangshan 063000, China)

Abstract: The modular multilevel converter based on the half-bridge sub-module topology does not have the ability of DC short circuit fault blocking, which affects the application of low-cost overhead lines. In order to suppress the short circuit current during DC fault, a new crossing unipolar three-level sub-module topology is studied to solve the unbalanced charging problem of capacitors in hybrid topology. Then in order to cope with the possible adverse effects of sub-module blocking on the converter and the power grid, a new crossing positive-pole and negative-pole three-level sub-module topology is designed, and the output requirements of positive level and negative level are analyzed under the operation conditions of over-modulated operation, DC voltage decrement operation and arm bridge current direction variation. The number of power devices in the sub-modules is further reduced and their control strategies are studied. Finally, the simulation model is built in PSCAD/EMTDC to verify the over-modulated operation, voltage self-balancing characteristics and blocking suppression characteristics of the proposed new crossing bipolar three-level sub-module topology. The simulation results show that the designed topology and control strategy can effectively suppress the short circuit current during DC fault.

Key words: modular multilevel converter; DC fault; short circuit currents; new crossing bipolar three-level sub-module; voltage self-balancing characteristics

附录 A

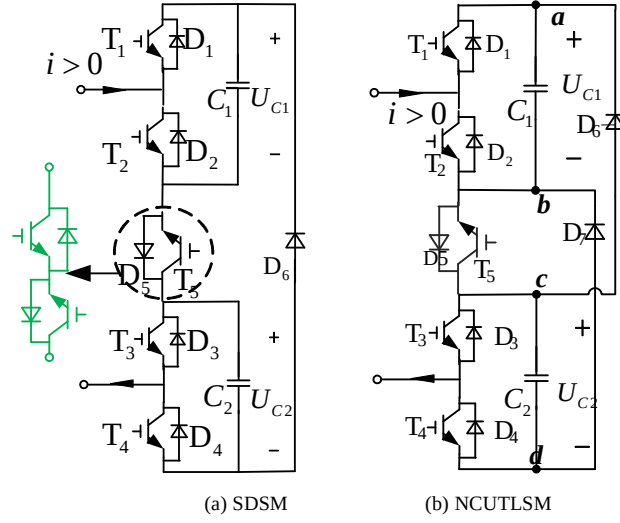


图 A1 SDSM 及 NCUTLSM 拓扑

Fig.A1 Topologies of SDSM and NCUTLSM

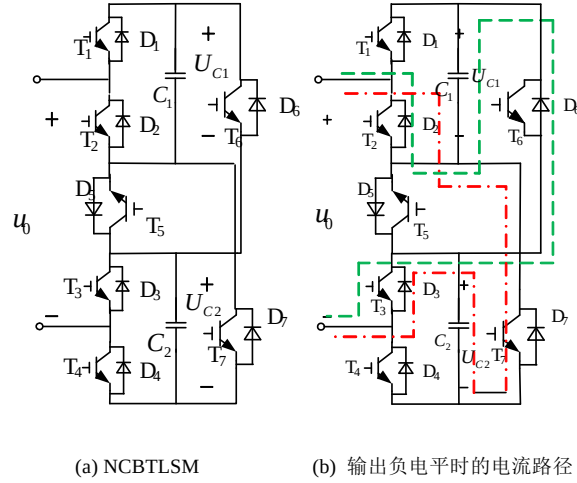


图 A2 NCBTLSM 拓扑及其输出负电平时的电流路径

Fig.A2 Topology of NCBTLSM and current paths under its output negative level

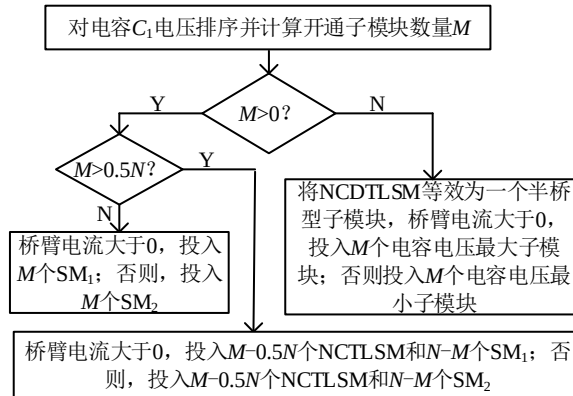
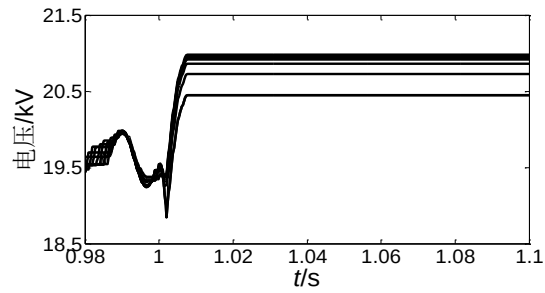


图 A3 电容电压均衡控制

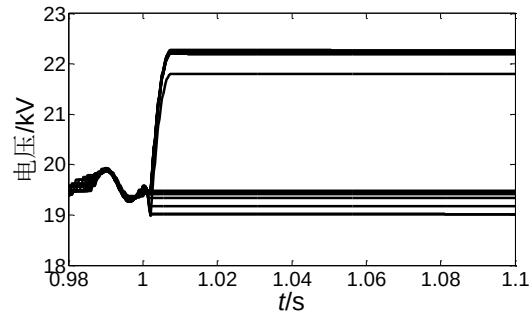
Fig.A3 Balancing control of capacitor voltage

表 A1 主电路参数

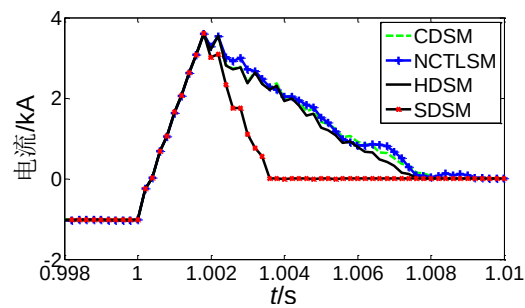
Table A1 Parameters of main circuit			
参数	参数值	参数	参数值
直流电压	± 200 kV	桥臂子模块个数	20
额定有功功率	400 MW	子模块电容值	3 mF
交流侧电压	210 kV	桥臂电抗	0.1 p.u.
变压器变比	210 kV/220 kV	子模块电压	20 kV
变压器漏感抗	0.1 p.u.		



(a) 所提 NCBTSM a 相上桥臂电容电压



(b) HDSM a 相上桥臂电容电压



(c) 各子模块进行直流闭锁后的直流电流

图 A4 直流故障期间子模块闭锁情况下仿真结果

Fig.A4 Simulative results of sub-modules under blocking condition during DC fault