基于故障清除专用自阻模块的改进型MMC运行控制策略

赵思远,徐康泰,郎博宇,乔 平,陈 鑫 (国网冀北电力有限公司工程管理分公司,北京 100070)

摘要:为解决传统半桥型模块化多电平换流器(HB-MMC)的直流故障清除问题,在传统HB-MMC的每个桥臂 上分别增加了一个全桥结构的故障清除专用自阻模块,并通过合理的控制方法实现其稳态运行时电容电压 波动情况的优化及直流故障时交流侧三相短路点的主动制造,从而实现改进型MMC稳态时的高效运行与基 于无断流能力隔离开关对直流故障的清除。相比于传统的混合型MMC,改进型MMC不仅保留了直流故障 快速清除的能力,同时在构建成本与运行损耗方面具有明显优势。基于MATLAB/Simulink 仿真平台验证了 所提结构与控制策略的正确性与有效性。

关键词:中压直流配电网;改进型MMC;直流故障清除策略;故障清除专用自阻模块;电容电压优化控制 中图分类号:TM 732;TM 46 文献标志码:A DOI:10.16081/j.epae.202105029

0 引言

随着直流输电技术向配电侧的延伸,中压直流 配电网近年来逐渐受到了学者们的广泛关注^[1-2]。 鉴于成本及效率的综合比较,10 kV及以上电压等级 的中压直流配电网通常采用模块化多电平换流器 (MMC)来实现交、直流供电形式的转变^[34]。然而, 由于半桥型 MMC(HB-MMC)自身并不具有直流故 障清除能力^[5],如何有效地实现直流配电网的直流 故障处理便成为了国内外的主要研究热点。目前能 够实现直流故障清除的有效技术方案主要包括以下 3种:利用交流断路器实现直流故障清除的方案、利 用直流断路器实现直流故障清除的方案以及使用合 理比例的混合型子模块构成的具有直流故障清除能 力的混合型MMC方案。

交流断路器方案能够有效解决 MMC 直流故障 闭锁后的交流侧不控整流问题。然而,由于交流断 路器响应速度慢,故障电流处理时间长,甚至可能会 在断路器动作之前破环 MMC中的开关器件,影响换 流器的重合闸动作^[6]。为了改善上述情况,基于直 流断路器的中压直流配电网故障处理方案被提出并 应用。直流断路器可以快速地将 MMC 与故障点隔 离,并在瞬时故障消失后进行重合,是一种理论上十 分有效的方案。然而,目前直流熄弧所带来的成本 与技术问题使直流断路器的进一步应用面临挑战。 为了降低中压直流配电网的故障处理成本,基于故 障自清除专用自阻模块的改进型 MMC 以及基于混

收稿日期:2020-12-30;修回日期:2021-03-22

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51877116);国家电网 公司总部科技项目(XTB17201600215)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China (51877116) and the Science and Technology Project of SGCC(XTB17201600215) 合型子模块的混合型MMC吸引了部分学者的关注。 基于故障自清除专用自阻模块的改进型MMC与混 合型MMC的基本原理是将合理比例的具有故障清 除能力的子模块嵌入半桥(HB)子模块组成的MMC 桥臂中,使其具有直流故障阻断功能,并在无断流能 力的隔离开关配合下实现直流故障的清除。目前, 典型的具有故障清除能力的子模块有全桥(FB)结 构与箝位结构,且关于二者的应用研究也较为成熟。 如文献[7-8]对全桥型MMC(FB-MMC)的控制、运行 与优化进行了详细的分析与研究;文献[9]对基于箝 位子模块的MMC控制方法及故障处理策略进行了 研究;文献[10]对混合型MMC的不同子模块组合方 式进行了探索;文献[11]对基于HB+FB子模块的混 合型MMC直流故障清除方法进行了验证。

然而,无论是基于故障清除专用自阻模块的改 进型 MMC,还是基于不同子模块混合的混合型 MMC,故障清除专用自阻模块均参与了 MMC 的稳 态运行,因此其与 HB子模块的数目比例需达到一 定的大小才能保证整个换流器的正常运行,如文献 [12]指出故障清除专用自阻模块与 HB模块的比例 通常应在 50%及以上。故障清除专用自阻模块对 稳态运行的参与不仅增加了 MMC 的阀级控制复杂 度与换流损耗,而且增加了其构建成本。因此如何 在保证直流故障快速清除能力的前提下,进一步提 高 MMC 的构建经济性与运行效率,成为了 MMC 拓 扑改进及控制策略研究的主要关注点之一。

鉴于上述分析,本文提出了一种基于故障清除 专用自阻模块的改进型MMC,并对其稳态运行及直 流故障清除性能进行了分析与验证。由于在本文所 提的改进型MMC中,所选取的具备故障清除能力的 自阻模块(FB子模块)结构为专用于直流故障清除 的结构,并不参与改进型MMC的稳态运行,且每个 桥臂只需嵌入1个专用模块即可,相比于同量级的 传统混合型MMC,改进型MMC的控制更加简洁高 效,经济性更高,功率传输性能更好。

1 基于故障清除专用自阻模块的改进型 MMC 拓扑及其稳态电容电压优化调制策略

1.1 改进型 MMC 的拓扑分析

190

图 1(a)为本文所提出的改进型 MMC 拓扑结构。 图中, U_{de} 、 i_{de} 分别为稳态时的直流电压与电流; L_{arm} 为 改进型 MMC 的桥臂电感值; u_{jp} 、 $u_{jn}(j=a,b,c)$ 和 i_{jp} 、 i_{jn} 分别为上、下桥臂的j相电压与电流; i_{j} 为j相电流;S 为隔离开关;n为各桥臂 HB子模块的个数; U_{FB} 、 U_{HB} 分别为 FB 故障清除专用自阻模块的电容 C_{FB} 、HB子 模块电容 C_{HB} 电压;S₁—S₄为 FB 子模块的 IGBT 开 关;S₅、S₆为 HB子模块的 IGBT 开关。

由图1(a)可知,改进型MMC的结构既不同于 HB-MMC,也不同于传统的FB+HB混合型MMC。相 比于HB-MMC,改进型MMC的不同之处在于:每个 桥臂中均含有2种子模块,即具有故障清除能力的 子模块(图1(a)中FB子模块)与HB子模块;直流侧 增加了隔离开关。相比于传统混合型MMC,改进型 MMC的不同之处在于每个桥臂中有且只有1个FB 子模块,而HB子模块的个数选取原则与HB-MMC 完全相同^[13],同时为了更快地清除直流故障,FB故 障清除专用自阻模块的电容支路串联了相应的电阻 *R*_{FB}。在某些情况下,为满足对直流故障清除的要 求,串联电容或电阻可以为0;故障清除专用自阻模 块也可以为其他具有故障阻断功能的结构,如交叉 箝位、五电平结构等。

对于嵌入改进型MMC桥臂中的FB故障清除专 用自阻模块,其主要的控制策略与运行状态有正向 充电模式、反向充电模式以及旁路模式3种。当开 关S₁、S₄处于导通状态且开关S₂、S₃处于关断状态时, FB故障清除专用自阻模块处于正向充电模式;当开 关S₂、S₃处于导通状态且开关S₁、S₄处于关断状态时, FB故障清除专用自阻模块处于反向充电模式;当开 关S₁、S₃(S₂、S₄)处于导通状态且开关S₂、S₄(S₁、S₃)处 于关断状态时,FB故障清除专用自阻模块处于旁路 模式。根据改进型MMC的不同运行模式,FB故障 清除专用自阻模块所采用的控制策略也不同,具体 分析如下。

当改进型MMC处于稳态运行时,所有桥臂中的 FB故障清除专用自阻模块工作在旁路模式,此时改 进型MMC可等效为一个HB-MMC。因此改进型 MMC稳态运行下的阀级控制策略与HB-MMC相同, 如图1(b)所示,主要采用了控制电压或功率外环与 控制电流内环相结合的双环控制结构。图中,P、Q 和 P_{ref} 、 Q_{ref} 分别为有功功率及无功功率的测量值及 其参考值; i_a 、 i_q 和 $i_{d,ref}$ 、 $i_{q,ref}$ 分别为交流电流 $d_{\chi}q$ 轴分 量的测量值及其参考值; U_{de_ref} 为 U_{de} 参考值; u_d 、 u_q 分 别为交流电压 $d_{\chi}q$ 轴分量的测量值;PI为比例积分 控制器; ω =100 π rad/s为交流电网角频率。同时, 改进型 MMC中的关键参数(如电容参数、桥臂电感 等)也与 HB-MMC相同,本文不再赘述。当改进型 MMC检测到直流侧发生短路故障时,将 FB故障清 除专用自阻模块投入,采用 FB 故障清除专用自阻模 块的正、反向充电模式来实现直流故障的清除与穿 越,具体原理见第2节。





1.2 改进型 MMC 的稳态电容电压优化调制策略

改进型 MMC 在传统调制方法下,桥臂中会出现 与 HB-MMC 相同的 2 倍频环流,从而加剧桥臂中子 模块电容电压的波动,因此许多文献采用在控制系 统中增加附加控制环的方法来清除桥臂中的 2 倍频 环流,优化电容电压波动情况。然而,附加控制环会 增加 MMC 系统的控制复杂度,在参数设计不合理的 情况下,甚至会出现频率振荡,降低改进型 MMC 的 运行稳定性,危害开关器件的安全。鉴于此,本文采 用基于瞬时电容电压的调制策略,以优化改进型 MMC的稳态电容电压波动,具体原理如下。

忽略改进型 MMC 每个桥臂中不同子模块电容 电压之间的差异,根据改进型 MMC 稳态运行时桥臂 电流与电容电压的循环耦合关系可知,*j*相上、下桥 臂中每个子模块的电容电压瞬时值可以精确计 算为:

$$\begin{cases} u_{C_{jp}} = \sqrt{\frac{2E_{jp}}{nC_{HBSM}}} \\ u_{C_{jn}} = \sqrt{\frac{2E_{jn}}{nC_{HBSM}}} \end{cases}$$
(1)

其中, E_{j_p} 、 E_{j_n} 分别为j相上、下桥臂中所有HB子模块的电容总能量,具体表达式分别见附录A式(A1)、(A2); C_{HPSM} 为改进型MMC中HB子模块的电容值。

根据式(A2),改进型MMC中HB子模块电容电 压基准值(U_a/n)实际上是子模块电容电压的稳态平 均值,而非瞬时值。因此在换流器运行时需要桥臂 中的2倍频环流产生环流电压来补偿控制系统参考 值与实际电容电压之间的差值,从而造成电容电压 波动增大和换流器传输效率降低。鉴于此,本文在 调制系统中不再采用子模块电容电压的稳态平均值 作为计算改进型MMC每一时刻需投入HB子模块数 的基准值,而采用式(1)所示的电容电压瞬时值,进 而实现了对稳态运行时HB子模块电容电压波动情 况的优化。具体地,本文所提出的优化调制策略与 传统调制策略的比较结果如表1所示。由表可知, 本文所提策略是以牺牲计算量来获取电容电压计算 准确度的。然而,对于目前MMC控制系统中数字信 号处理器(DSP)与现场可编程门阵列(FPGA)的计 算能力而言,上述计算量的增加并不影响控制系统 的计算速率。

 Table 1
 Comparison between optimized modulation

 strategy and traditional modulation strategy

	8.	,			85	
策略	电容 电压值	调制 系统 计算量	对电气量 采样率的 要求	硬件实现	桥臂 环流量	电容 电压 波动量
优化 调制	式(1)	较大	现有工程 即可满足	DSP 与 FPGA 均可	较小	较小
传统 调制	$U_{\rm dc}/2$	较小	现有工程 即可满足	DSP 与 FPGA 均可	较大	较大

2 基于故障清除专用自阻模块的改进型 MMC 直流故障清除方法

借助于故障清除专用模块,改进型MMC能够在 无直流断路器的情况下实现直流故障的快速清除, 具体分为以下3个步骤。

2.1 步骤1

改进型MMC通过主动控制桥臂中的开关器件, 形成交流侧三相故障电路,隔离交流电源向直流故 障点的馈入电流,并相应地投入FB故障清除专用自 阻模块,清除直流侧故障电流。

当改进型MMC检测到直流侧短路故障后,立即 开通三相下桥臂中所有HB子模块的下开关管S₆,闭 锁其上开关管S₅(若开关器件不能够承受交流短路 的故障电流,也可以采用基于晶闸管的旁路结构), 嵌入的FB故障清除专用自阻模块保持旁路状态不 变。同时,闭锁三相上桥臂中所有HB子模块的上、 下开关器件,并依据每相桥臂自身的桥臂电流方向, 使FB故障清除专用自阻模块进入不同的充电模式: 当桥臂电流为正时,FB故障清除专用自阻模块进入 正向充电模式;当桥臂电流为负时,FB故障清除专 用自阻模块进入反向充电模式。上述操作可以保持 HB子模块的电容电压,进而保证了改进型MMC在 故障清除后的重启动能力。

根据附录A图A1及式(A3)—(A6)的计算结果可知,FB故障清除专用自阻模块的电容电压与直流 电流表达式为:

$$\begin{cases} U_{\rm FB}(t) = A_1 e^{s_1 t} + A_2 e^{s_2 t} + A_3 (e^{s_1 t} - e^{s_2 t}) \\ i_{\rm dc}(t) = 3C_{\rm FB} \frac{\mathrm{d}U_{\rm FB}(t)}{\mathrm{d}t} = (2) \\ 3C_{\rm FB} \Big[(A_1 + A_3) s_1 e^{s_1 t} + (A_2 - A_3) s_2 e^{s_2 t} \Big] \\ \begin{cases} s_1 = -\alpha + \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \\ s_2 = -\alpha - \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \\ A_1 = s_2 U_{\rm FB}(0^+) / (s_2 - s_1) \\ A_2 = -s_1 U_{\rm FB}(0^+) / (s_2 - s_1) \\ A_3 = i_{\rm dc}(0^+) / \Big[C_{\rm FB}(s_2 - s_1) \Big] \\ \end{cases}$$

$$\begin{cases} \alpha = R_{\rm E} / (2L_{\rm E}) \\ \omega_0 = 1 / \sqrt{L_{\rm E}C_{\rm E}} \end{cases}$$

$$(2)$$

其中, $U_{\rm FB}(0^+)$ 与 $i_{\rm de}(0^+)$ 分别为故障发生时刻 FB故障 清除专用自阻模块中电容电压值与直流电流值; $R_{\rm E}$ 、 $C_{\rm F}$ 、 $L_{\rm F}$ 分别为等效电阻、电容、电感。

根据式(2)—(4)可知,直流故障期间故障清除 专用自阻模块的电容电压升高值以及故障电流的变 化规律均与自阻模块的电容与电阻值密切相关。当 FB故障清除专用自阻模块的电容电压初始值为0 时,式(2)将等效为:

$$\begin{cases} U_{\rm FB}(t) = A_3 \left(e^{s_1 t} - e^{s_2 t} \right) \\ i_{\rm dc}(t) = 3C_{\rm FB} A_3 \left(s_1 e^{s_1 t} - s_2 e^{s_2 t} \right) \end{cases}$$
(5)

由式(5)可知,随着FB故障清除专用自阻模块的投入,故障电流的能量将被耗能电阻吸收,且耗能

电阻越大,改进型 MMC 对直流故障清除得越快;同时,工程应用中可以根据对故障处理时间的具体需求来定量选取合理的耗能电阻与电容值。

基于上述分析可知,故障发生后改进型MMC短路桥臂(本文指下桥臂)三相电流由交流电源与桥臂电感储能2个部分引起。由于FB故障清除专用自阻模块中电容和电阻对桥臂电感储能造成的分量吸收能力很强,在考虑桥臂的短路故障电流最大值时,可以忽略该分量,从而使改进型MMC短路桥臂的动态电路等效为三相交流电源通过交流断路器接入零状态响应下的电感与电阻电路中,如图2(a)所示。图中,U_j为j相交流电压;R_{sys_ac_j}、L_{sys_ac_j}和L_{am_j}分别为j相交流系统等效电阻、等效电感和桥臂电感;O₁、O₂为中性点。由于图2(a)的电路是一个多阶交流电路,本文采用拉普拉斯变换电路进行求解,得到等效电路如图2(b)所示,图中U_{1j}(s)、U_{2j}(s)分别为j相交流系统等效电感和桥臂电感在拉普拉斯变换电路中的内部电压源。





(b) 基于拉普拉斯变换的等效电路

图2 改进型MMC下桥臂的电流估算电路

Fig.2 Current estimation circuit of low arms of advanced MMC

通常情况下,在改进型MMC中三相电路的参数 相同,即:

$$\begin{pmatrix} R_{\text{sys_ac_a}} = R_{\text{sys_ac_b}} = R_{\text{sys_ac_c}} = R_{\text{sys_ac}} \\ L_{\text{sys_ac_a}} = L_{\text{sys_ac_b}} = L_{\text{sys_ac_c}} = L_{\text{sys_ac}} \\ L_{\text{arm_a}} = L_{\text{arm_b}} = L_{\text{arm_c}} = L_{\text{arm}}$$

$$(6)$$

其中, *R*_{sys_ac}, *L*_{sys_ac}分别为改进型 MMC 直流端口的等效直流电阻、电感。基于式(6)与回路电流法可得短路桥臂的三相电流为:

$$i_{jn}(s) = \frac{U_j(s) + U_{1j}(s) + U_{2j}(s)}{R_{sys_ac} + s(L_{sys_ac} + L_{arm})}$$
(7)

将式(7)所示短路桥臂的三相电流进行拉普拉 斯反变换,可得:

$$\begin{cases} i_{an}(t) = \frac{\sqrt{2} U_{a}}{\sqrt{R_{sys_ac}^{2} + (L_{sys_ac} + L_{arm})^{2}}} \times \\ \sin\left[\omega t - \arctan\frac{\omega(L_{sys_ac} + L_{arm})}{R_{sys_ac}}\right] + \\ i_{an}(0^{+}) e^{-\frac{R_{sys_ac}}{L_{sys_ac} + L_{arm}}t} \\ i_{bn}(t) = \frac{\sqrt{2} U_{b}}{\sqrt{R_{sys_ac}^{2} + (L_{sys_ac} + L_{arm})^{2}}} \times \\ \sin\left[\omega t - \frac{2\pi}{3} - \arctan\frac{\omega(L_{sys_ac} + L_{arm})}{R_{sys_ac}}\right] + (8) \\ i_{bn}(0^{+}) e^{-\frac{R_{sys_ac}}{L_{sys_ac} + L_{arm}}t} \\ i_{cn}(t) = \frac{\sqrt{2} U_{c}}{\sqrt{R_{sys_ac}^{2} + (L_{sys_ac} + L_{arm})^{2}}} \times \\ \sin\left[\omega t + \frac{2\pi}{3} - \arctan\frac{\omega(L_{sys_ac} + L_{arm})}{R_{sys_ac}}\right] + \\ i_{cn}(0^{+}) e^{-\frac{R_{sys_ac}}{L_{sys_ac} + L_{arm}}t}} \end{cases}$$

考虑到故障操作前后的对称性,短路桥臂三相 的最大电流相同。以a相为例分析最大电流的取值 及条件。由式(8)可知,短路桥臂故障电流值不仅与 电网电压有关,同时与传输功率的大小有关。式(8) 所示导数方程为超越方程,本文采用式(9)对不同传 输功率下短路桥臂故障电流的最大值进行估算。

$$i_{\rm an_max} = \frac{\sqrt{2} U_{\rm a}}{\sqrt{R_{\rm sys_ac}^2 + (L_{\rm sys_ac} + L_{\rm arm})^2}} + \frac{\sqrt{2} P_{\rm c}}{2\sqrt{3} U_{\rm av}}$$
(9)

其中, P_{o} 为改进型MMC的传输功率; U_{av} 为改进型MMC阀侧电压a相的有效值。

由于改进型MMC的最大传输功率通常为其额 定值,改进型MMC的a相故障电流最大值即为稳态 运行时a相电流的最大值。

2.2 步骤2

当直流故障电流降为0后,断开改进型MMC的 直流侧隔离开关,同时闭锁改进型MMC中的所有电 力电子开关,完成对直流故障的清除。

由步骤1与步骤2可知,FB故障清除专用自阻 模块中电阻的总耗能包括以下2个部分:第一部分 是直流故障后,自身桥臂(本文为上桥臂)电流在电 阻上的耗能;第二部分是直流故障降为0后,短路桥 臂(本文为下桥臂)电感残流在电阻上的耗能。以a 相上桥臂FB故障清除专用自阻模块的电阻耗能计 算为例进行分析:第一部分最大耗能的条件为改进 型MMC运行在额定状态下,且直流故障发生时,a相 桥臂的交流分量处于最大值,基于上述初始值条件, 根据 RLC 暂态电路方程可以求得电阻电流的计算 公式,进而基于电阻电流与电阻值对第一部分的耗 能进行估算;第二部分最大耗能的条件为闭锁时,短 路桥臂 a 相电流处于最大值,且残流全部流入FB子 模块中,采用与第一部分相同的估算方法,也可以计 算出该部分电阻的耗能;根据上述2个部分的电阻 耗能,得到FB故障清除专用自阻模块电阻在直流故 障清除过程中的总耗能。

事实上,由于上述暂态过程理论计算的复杂性 以及电磁暂态与电阻热计算仿真软件的便捷性,实 际应用中可以通过仿真计算方便地得到电阻的总耗 能,从而对其散热以及布线进行合理设计。

2.3 步骤3

在线路中的直流故障处修复后,闭合直流侧开 关,重启改进型MMC。由于在故障处理过程中,改 进型MMC的HB子模块电容电压并未下降,且交流 断路器并未断开,可以直接进行换流器解锁。对于 直流侧瞬时性故障,上述特性将进一步提高系统的 故障穿越能力。

3 仿真验证

为了对本文所提改进型 MMC 的稳态运行电容 电压波动优化调制策略与直流故障处理策略进行验证,在 MATLAB / Simulink 仿真平台中以 20 kV 的两 端直流配电系统为例进行建模分析,具体参数如附 录B表B1所示。

3.1 改进型 MMC 的稳态运行分析

图3给出了基于改进型MMC的两端直流配电系统在不同调制策略下的稳态仿真结果,图中*i*_{cir}为桥臂环流。0.6 s前改进型MMC₁采用传统调制策





Fig.3 Simulative results of advanced MMC₁ in steady state under different modulation strategies

略,即以U_{de}/2为基准的子模块数计算方法,且控制 系统中不含环流附加控制;0.6 s 后改进型 MMC₁采 用本文所提调制策略,即以电容电压瞬时值为基准 的子模块数计算方法调制优化策略。对于不同的调 制策略,改进型 MMC₁控制直流电压稳定在 20 kV, 改进型 MMC₂控制输送的有功功率稳定在 10 MW。 由于直流配电系统运行在稳定状态,改进型 MMC₁ 与改进型 MMC₂的运行状态均与传统的 HB-MMC 相同。

由图3可知,传统调制策略下改进型MMC的桥 臂电流中含有较大的谐波分量,与理论分析结果不 同,波形并非由正弦波+直流偏置量组成;而本文所 提调制策略下,改进型MMC的桥臂电流由正弦波+ 直流偏置组成。进一步由图3(b)可知,本文所提调 制策略能明显抑制改进型MMC中的桥臂环流,减小 电容电压的波动情况,优化改进型MMC的稳态功率 传输性能。

3.2 改进型 MMC 的直流故障清除分析

附录 B 图 B1 给出了基于改进型 MMC 的两端直 流配电系统直流故障清除过程的仿真结果。直流故 障发生后,改进型 MMC₁上桥臂 HB 子模块立即闭 锁,下桥臂 HB 子模块进入旁路状态,从而在下桥臂 形成三相短路点。通过上述操作,直流故障电流将 被上桥臂 FB 子模块电阻与电容消耗,从而迅速降 为0。由于下桥臂等效为交流侧短路,交流输出电 流与桥臂电流略微有所增加(在交流设备与开关器 件承受范围之内)。由于上桥臂 FB 子模块吸收了直 流故障能量,其电容电压上升至5 kV;而由于下桥臂 FB 子模块处于旁路状态,电容电压保持不变,其值 为0。0.835 s时,当检测到直流电流降为0,改进型 MMC₁直流侧的隔离开关断开。随后改进型 MMC₁ 闭锁,整个直流故障清除过程完成。

在故障清除过程中,FB子模块电阻共消耗约 1.15 kJ的能量,即改进型MMC中FB故障清除专用 自阻模块的平均耗能约为0.115 kJ/MW。根据文 献[14-15]可知,采用风扇强迫散热的MMC子模块 设计即可满足FB故障清除专用自阻模块中电阻的 散热需求。在成本允许的情况下,采用水冷会使FB 子模块的散热性能更好。本文中FB故障清除专用 自阻模块的电阻耗能与阻值之比为0.0575 kJ/Ω, 明显小于文献[16-17]中的比值。因此本文所提拓 扑结构中的耗能电阻在工程应用中可以实现,进一 步验证了所提改进型MMC在工程应用中具有良好 的可行性。

为了对式(9)以及所分析的短路桥臂故障电流最大值条件进行验证,将故障前改进型MMC₂的传输功率变为15 MW,并将故障时刻调整为第0.8 s。 根据算例参数,由式(9)可估算短路桥臂故障电流的 最大值为4872 A。图4给出了改进型 MMC₁下桥臂 三相故障电流的仿真波形。由图可知,仿真波形中 a 相最大故障电流为4937 A,其与理论计算值的误差 为1.3%。这说明了理论计算的正确性与式(9)所示 估算方法的有效性。



图4 改进型MMC₁下桥臂三相故障电流的仿真波形 Fig.4 Simulative waveforms of three-phase fault current in low arms of advanced MMC,

3.3 改进型 MMC 的重启动分析

附录 B 图 B2 给出了直流故障清除后改进型 MMC₁进行重启动的仿真结果。当改进型 MMC₁接 收到重启动的信号,由于改进型 MMC₁的 HB 电容电 压均被保持在稳态附近,改进型 MMC₁可直接解锁 功率的迅速传输。由图 B2 可知,改进型 MMC₁在重 启动的过程中可以迅速建立直流电压,通过与改进 型 MMC₂的配合,电压与电流未出现明显的冲击,保 护系统未出现误动作,验证了改进型 MMC 故障清除 控制策略在重启动过程中的正确性。

4 结论

为了提高基于 MMC 的中压直流配电网的功率 传输性能与直流故障清除能力,本文借助于故障清 除专用子模块的设计思路提出了一种改进型 MMC 拓扑,并对其稳态及故障清除控制策略进行了详细 的分析与研究。

不同于传统的混合型MMC约需要模块总数50%的FB子模块,本文所提出的改进型MMC借助各桥 臂中单个FB故障清除专用自阻模块的自阻功能与 合理的控制策略,实现了MMC的无直流断路器直流 故障清除与重启动,在保证直流故障清除能力的同 时降低了MMC的建设成本,提高了中压直流配电网 的应用经济性。同时,在本文所提出的电容电压优 化调制策略中,改进型MMC在不需要增加新控制环 的前提下,具有良好的桥臂环流抑制性能与电容电 压波动抑制性能,有利于整个换流器系统的控制及 稳定性改善,具有良好的应用前景。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献:

 [1] 彭克,张聪,陈羽,等. 多换流器并联的交直流配电网潮流计算 方法[J]. 电力自动化设备,2018,38(9):129-134.
 PENG Ke, ZHANG Cong, CHEN Yu, et al. Power flow calculation method for AC-DC hybrid distribution network with multiconverter in parallel[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(9): 129-134.

[2] 戴志辉,刘雪燕,刘自强,等. 基于限流电抗电压积分值的环状 柔性直流配电网保护方案[J]. 电力自动化设备,2020,40(12): 104-116.

DAI Zhihui, LIU Xueyan, LIU Ziqiang, et al. Protection scheme for ring flexible DC distribution grids based on integration of current-limiting reactance voltage[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(12): 104-116.

 [3] 孙谦浩,李亚楼,宋强,等.基于桥臂基波平均开关函数的 MMC模型在直流电网仿真中的应用[J].电力自动化设备, 2018,38(8):24-30.
 SUN Qianhao,LI Yalou,SONG Qiang, et al. Application of

MMC model based on arm fundamental wave average switching function in DC grid simulation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(8):24-30.

- [4] 尹昌新,朱洁,蒋迅,等. 多端柔性闭环中压配电网示范工程
 [J]. 电力系统及其自动化学报,2019,31(2):66-73.
 YIN Changxin,ZHU Jie,JIANG Xun, et al. Demonstration project of multi-terminal flexible closed-loop medium-voltage distribution network[J]. Proceedings of the CSU-EPSA,2019,31 (2):66-73.
- [5] 李笑倩,刘文华,宋强,等.一种具备直流清除能力的 MMC换 流器改进拓扑[J].中国电机工程学报,2014,34(36):6389-6397.

LI Xiaoqian, LIU Wenhua, SONG Qiang, et al. An enhanced MMC topology with DC fault clearance capability[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(36):6389-6397.

- [6] XING Huang, LI Qi, PAN Jiuping. A new protection scheme for MMC-based MVDC distribution systems with complete converter fault current handling capability[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(5):4515-4523.
- [7]杨立敏,朱艺颖,孙栩,等.基于损耗分析的全桥型MMC参数 优化设计[J].电力自动化设备,2020,40(3):128-133.
 YANG Limin,ZHU Yiying,SUN Xu, et al. Optimization design of full bridge MMC parameters based on loss analysis[J]. Electric Power Automation Equipment,2020,40(3):128-133.
- [8] 和敬涵,黄威博,李海英,等.FBMMC直流故障穿越机理及故障清除策略[J].电力自动化设备,2017,37(10):1-7.
 HE Jinghan, HUANG Weibo, LI Haiying, et al. FBMMC DC fault ride-through mechanism and fault clearing strategy[J]. Electric Power Automation Equipment,2017,37(10):1-7.
- [9]丁云芝,苏建徽,周建.基于钳位双子模块的MMC故障清除和 重启能力分析[J].电力系统自动化,2014,38(1):97-103.
 DING Yunzhi, SU Jianhui, ZHOU Jian. Analysis on fault current limitation and self-recovery of MMC based on clamp double sub-module[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014,38(1):97-103.
- [10] 李亚楼,孙谦浩,孟经伟,等. 多样性子模块混合型MMC统一 外特性高效电磁暂态模型[J]. 电力系统自动化,2020,44(5): 138-145.
 LI Yalou, SUN Qianhao, MENG Jingwei, et al. Unified terminal and highly efficient electromagnetic transient model of hybrid modular multilevel converter with various sub-modules
- [J]. Automation of Electric Power Systems,2020,44(5):138-145.
 [11] 李少华,王秀丽,李泰,等. 混合式 MMC 及其直流故障穿越策略优化[J]. 中国电机工程学报,2016,36(7):1849-1858.
 LI Shaohua,WANG Xiuli,LI Tai,et al. Optimal design for hybrid MMC and its DC fault ride-through strategy[J]. Proceedings of the CSEE,2016,36(7):1849-1858.
- [12] 冯谟可,郭裕群,许建中,等. 混合型 MMC 启动策略及全桥子



模块数目配置研究[J]. 华北电力大学学报(自然科学版), 2017,44(6):28-35.

FENG Moke, GUO Yuqun, XU Jianzhong, et al. Start-up control strategies of hybrid MMC and configuration of FBSM[J]. Journal of North China Electric Power University (Natural Science Edition), 2017, 44(6): 28-35.

- [13] 徐政,屠卿瑞,管敏渊,等.柔性直流输电系统[M].北京:机械 工业出版社,2013:63-64.
- [14] 吕栋. 模块化多电平变流器子模块的构建与热设计[D]. 杭 州:浙江大学,2012. LÜ Dong. The construction and heat dissipation design of sub-module in modular multilevel converter [D]. Hangzhou:

Zhejiang University, 2012.

[15] 孟卓伦. MMC 子模块水冷系统关键零部件可靠性研究[D]. 北京:华北电力大学,2018. MENG Zhuolun. Research on reliability of key components of MMC sub-module water cooling system [D]. Beijing: North China Electric Power University, 2018.

- [16] 姚宏洋,谢晔源,方太勋,等,子模块可控放电集中式直流耗能 装置及其控制[J/OL]. 高电压技术. (2020-10-30)[2020-12-30]. http://doi.org/10.13336/j.1003-6520.hve.20201121.
- [17] 张静,高冲,许彬,等. 海上风电直流并网工程用新型柔性直流 耗能装置电气设计研究[J/OL]. 中国电机工程学报. (2020-12-17) [2020-12-30]. http://doi.org/10.13334/j.0258-8013. pcsee.201275.

作者简介:



赵思远(1990-),男,辽宁丹东人,工 程师,硕士,研究方向为交直流电网及其保 **护**(**E-mail**:zhaosiyuan@heesc.com); 徐康泰(1990—),男,北京人,工程师,硕

士,研究方向为交直流电网及其保护(E-mail: xukangtai@heesc.com).

(编辑 王欣竹)

Operating control strategy of advanced MMC based on fault-clearing special self-resistance module

ZHAO Siyuan, XU Kangtai, LANG Boyu, QIAO Ping, CHEN Xin

(State Grid Jibei Electric Power Company Limited Engineering Management Company, Beijing 100070, China)

Abstract: To solve the DC fault-clearing issue of traditional HB-MMC (Half-Bridge Modular Multilevel Converter), a fault-clearing special self-resistance module is added to each arm of traditional HB-MMC. Meanwhile, the reasonable control methods which are employed to optimize the fluctuation of the capacitor voltage in steady state and form the AC three-phase short circuit point actively under DC fault are also proposed. Thus, the efficient operation of the advanced MMC in steady state and the DC fault-clearing capacity caused by the isolating switch with interruption-free capacity can be realized. Compared with the traditional hybrid MMC, the proposed advanced MMC not only has the capability to clear the DC fault-clearing quickly, but also has obvious advantages in construction cost and operation loss. The simulative results based on MATLAB / Simulink platform validate the correctness and effectiveness of the proposed topology and control strategy.

Key words: medium voltage DC distribution network; advanced MMC; DC fault-clearing strategy; fault-clearing special self-resistance module; optimal control of capacitor voltage

附录 A

对上、下桥臂中 HB 子模块电容总能量的进行 计算。假设改进型 MMC 阀侧交流 *j*(*j*=a,b,c)相的电 压与电流量分别为:

$$\begin{cases} u_{sj} = \sqrt{2}U_{sj}\sin(\omega t) \\ i_j = \sqrt{2}I_j\sin(\omega t - \varphi) \end{cases}$$
(A1)

其中, u_{sj} 、 U_{sj} 、 i_j 、 I_j 分别为j相交流电压与电流的瞬时值与有效值; φ 为j相交流电压、电流的相位差。

由于改进型 MMC 在稳态运行时的桥臂循环耦 合关系与 MMC 相似,基于桥臂电气量的循环耦合 关系可知, *j* 相上、下桥臂中所有 HB 子模块的电容 总能量见式(A2)。

对直流故障发生后步骤1中的暂态电气量进行 计算。图 A1 为改进型 MMC 直流侧短路故障时步 骤1操作后(下桥臂形成三相短路故障点,上桥臂吸 收直流电流)改进型 MMC 的等效电路。

$$\begin{cases} E_{jp} = \frac{1}{2} \frac{C_{\text{HBSM}}}{n} U_{dc}^{2} + \frac{\sqrt{2}U_{sj}i_{dc}}{3\omega} \cos(\omega t) - \frac{\sqrt{2}U_{dc}I_{j}}{4\omega} \cos(\omega t - \varphi) + \frac{U_{sj}I_{j}}{4\omega} \sin(2\omega t - \varphi) - \frac{\sqrt{2}I_{dc}I_{j}}{4\omega} \sin(2\omega t - \varphi) - L_{arm} \left[-\frac{I_{j}^{2}}{8} \cos(2\omega t - 2\varphi) + \frac{\sqrt{2}I_{j}i_{dc}}{6} \sin(\omega t - \varphi) + \frac{I_{j}^{2}}{6} \cos(2\varphi) + \frac{\sqrt{2}I_{j}i_{dc}}{6} \sin(\varphi) \right] \\ E_{jn} = \frac{1}{2} \frac{C_{\text{HBSM}}}{n} U_{dc}^{2} - \frac{\sqrt{2}U_{sj}i_{dc}}{3\omega} \cos(\omega t) + \frac{\sqrt{2}U_{dc}I_{j}}{4\omega} \cos(\omega t - \varphi) + \frac{U_{sj}I_{j}}{4\omega} \sin(2\omega t - \varphi) - L_{arm} \left[-\frac{I_{j}^{2}}{8} \cos(2\omega t - 2\varphi) - \frac{\sqrt{2}I_{j}i_{dc}}{6} \sin(\omega t - \varphi) + \frac{I_{j}^{2}}{8} \cos(2\varphi) - \frac{\sqrt{2}I_{j}i_{dc}}{6} \sin(\varphi) \right] \end{cases}$$

$$(A2)$$







由于采取了主动的控制策略,改进型 MMC 的 下桥臂形成了三相短路点,交流电网不再为直流故 障点提供短路电流,使直流故障点的故障电流清除 成为可能。此时,三相电源电压满足以下关系: $\begin{cases} U_j = (L_{arm} + L_{sys_ac}) di_{jn} / dt + R_{sys_ac} i_{jn} - L_{line} di_{dc} / dt - R_{line} i_{dc} \\ i_{dc} = i_{an} + i_{bn} + i_{cn} \\ U_a + U_b + U_c = 0 \end{cases}$ (A3) 同时,根据直流故障电流的流通路径(图 A1 中的绿色虚线)可知,步骤1操作后的直流故障电路等效为电感电容二阶谐振电路,且电路方程为:

$$L_{\rm E}C_{\rm E} \frac{{\rm d}^2 U_{\rm FB}(t)}{{\rm d}t^2} + R_{\rm E}C_{\rm E} \frac{{\rm d}U_{\rm FB}(t)}{{\rm d}t} + U_{\rm FB}(t) = 0 \quad (A4)$$

其中, U_{FB}(*t*)为 FB 专用自阻子模块的电容电压。等效的电感、电阻及电容分别可以计算为:

$$\begin{cases} L_{\rm E} = 2L_{\rm arm} + 6L_{\rm line} \\ R_{\rm E} = R_{\rm FB} + 6R_{\rm line} \\ C_{\rm E} = C_{\rm FB} \end{cases}$$
(A5)

由于对故障电流清除的需要,通常情况下 FB 自 阻模块中的耗能电阻将使电路满足过阻尼的条件, 即等效电阻与等效电感、电容的关系为:

$$R_{\rm E} > 2\sqrt{\frac{L_{\rm E}}{C_{\rm E}}} \tag{A6}$$

附录 B

	表 B1	仿真参数表
Table B1	Table of	of simulation parameters

参数名	参数值	参数名	参数值	
改进型 MMC	15 Maan	改进型 MMC 1/2 中	1	
1/2 的额定功率	15 MVar	桥臂专用 FB 模块数		
改进型 MMC	10 kV	改进型 MMC	5 mF	
1/2 的额定直流电压	±10 k v	1/2 的全桥电容		
改进型 MMC	10 kV	改进型 MMC	20 Ω	
1/2 的额定交流电压	10 K V	1/2 的全桥电阻		
改进型 MMC	40 众	配由线欧长度	10 km	
1/2 的半桥子模块数	40	品 电线		
改进型 MMC	30 mF	配由线欧首位由阳	0.04 Ω/km	
1/2 的半桥子模块电容	50 IIIF	癿屯线时中位屯阻		
改进型 MMC	8 mU	配由线欧苗位由咸	0.2 mH/km	
1/2 的桥臂电感	o min	电电线时半位电感		

表 B1 中,基于改进型 MMC 的内部参数、配电 线路参数及公式(A5)可知, $L_{\rm E}$ 的取值范围为[16,24] mH, $R_{\rm E}$ 的取值范围为[$R_{\rm FB}$, $R_{\rm FB}$ +2.4 Ω]。同时,改 进型 MMC 对电容的选取限制比较自由,只需要其 能够保证吸收故障电流的能量后不发生故障即可。 因此本文选取了全桥电容值为5 mF,从而根据式(A6) 可得 $R_{\rm FB}$ 应至少大于 4.4 Ω ,且通过文中的分析可知 电阻越大,改进型 MMC 对直流故障的清除越快, 本文将全桥模块的电阻选为 20 Ω ,以便在满足直流 故障清除的条件下,更迅速地清除直流故障。





