

基于电力电子复合开关的限流式混合直流断路器参数设计

杜翼, 江道灼, 郑欢, 张弛, 尹瑞, 吴兆麟

(浙江大学电气工程学院, 浙江省杭州市 310027)

摘要: 研究了基于电力电子复合开关的限流式混合直流断路器。采用电力电子复合开关, 以降低高压混合式直流断路器的电力电子功率器件串联数量; 采用特殊设计的限流电路, 在故障发生时抑制短路电流的上升速率, 并可在线路断开后自行释放能量, 避免感应过电压的产生。同时, 对限流式混合直流断路器的参数设计原则及复合开关的配置方法进行了详细的推导, 并对其正确性进行仿真验证。仿真结果证明, 采用文中所述方法进行限流式混合直流断路器的设计, 不仅可以在直流电路发生短路故障时有效限制短路电流上升率, 降低短路电流开断难度, 还可以显著减少器件串联数量, 从而达到降低装置体积与成本的目的。

关键词: 混合直流断路器; 电力电子复合开关; 限流电路; 参数设计

0 引言

高压直流输电以交流输电不可替代的优点, 在远距离大功率输电和交流系统的非同步联络等方面得到广泛的应用。近十几年来, 轻型直流输电技术的提出和发展, 更使直流输电延伸到了近距离、小容量的输电场合。另一方面, 面对经济社会的快速发展, 用户对电力系统提出了更加环境友好、安全可靠、优质经济并支持用户与电网双向互动等诸多要求, 研究兼具可靠性、安全性、稳定性、经济性的直流配电网具有巨大的市场价值和经济价值^[1-7]。

目前, 制约柔性直流输(配)电网络实际工程应用的主要原因之一, 就是缺乏实用的高压直流断路器。作为承载、开断直流运行回路正常电流以及各种故障电流的开关设备, 直流断路器大体可以分为机械式断路器、全固态断路器与混合式断路器。机械式断路器具有运行稳定、带载能力强、通态损耗小等优点, 但由于自身结构的制约, 断开时产生的电弧易损坏触头, 故障电流切除时间较长, 无法实时、灵活、快速动作^[8]。全固态断路器具有开断时间短、无弧光等优点, 但存在容易过压过流、通态损耗高等无法克服的缺点, 极大地影响了全固态断路器的实际应用^[9]。混合式断路器结合了机械开关良好的静态特性与电力电子器件良好的动态性能, 具有通态损

耗小、开断时间短、无需专用冷却设备等优点, 是目前断路器研发的新方向, 有广阔的应用前景^[10-12]。文献^[13]提出了一种基于绝缘栅双极型晶体管(IGBT)软关断的混合式限流断路器结构, 其优点是能够快速开断短路电流, 但仅能用于低压场合; 文献^[14]提出了基于高速斥力开关和晶闸管的混合式直流断路器, 能有效地开断上升速率较快的短路电流, 但是开断速度较慢。文献^[15]对现有的直流断路器进行了总结, 提出了一种混合式直流断路器, 并对其原理进行了简单的介绍。

虽然近几年直流断路器技术已经有了长足的进步, 但大多数科研机构对于直流断路器的研究还基本处于样机试制和验证阶段, 容量较小且集中在一些特殊的领域。其主要问题在于以下两个方面。

1) 直流故障电流难以迅速开断

电压源型换流器等基于全控型功率半导体器件的电力电子变换装置是柔性直流输(配)电网的核心部件, 其直流侧需接入足够大的并联支撑电容。当故障发生时, 故障点附近的并联支撑电容迅速放电, 导致短路电流上升快、幅值高; 而对于直流断路器而言, 现有电力电子器件过载能力较低, 而且承受 di/dt , du/dt 的能力有限。若要求采用电力电子器件开断故障电流, 就要求直流断路器在故障电流上升到一定值之前完成开断, 这对混合直流断路器机械开关的速动性提出很高的要求。虽然近年来出现了动作速度较快的高速斥力开关^[13], 但这一问题仍不能得到根本解决。因此, 如何快速准确判断故障并开断短路电流成为直流断路器研究的难题之一。

收稿日期: 2014-01-12; 修回日期: 2014-07-11。

国家高技术研究发展计划(863计划)资助项目(2013AA050103)。

2) 高压直流系统中电力电子器件串联数量问题
混合直流断路器应用 IGBT、集成门极换流晶闸管(IGCT)等全控电力电子器件串联构成固态开关回路,以实现直流电路的通断。相对直流电网的电压而言,电力电子功率器件的耐压有限,为了解决多个电力电子器件串联时的均压问题,通常需对电力电子器件的均压策略进行研究,实现电力电子器件串联后的安全运行。然而,在高压大容量的应用场合下,随着电压等级的不断增加,电力电子器件串联个数不断增多,这不仅增加了均压技术难度,无法保证器件的安全运行,也将使直流断路器的体积与成本明显增大。目前,国内外针对混合式直流断路器做了诸多理论研究^[16-18],并研制出了相应的试验样机,其中 ABB 公司研发的混合直流断路器最具代表性。根据所公布的技术文件^[19],该断路器的开断能力 9 kA,开断时间 5 ms,可运用于 320 kV 的高压直流(HVDC)输电系统。这种混合式直流断路器的固态开关完全采用 IGBT 器件串联构成,这对器件的均压技术提出了很高的要求,从而增加了工程实现的难度。

针对以上两个问题,本文优化整合全控型与半控型电力电子开关的优点,对基于电力电子复合开关的限流式混合直流断路器进行了设计与研究:采用由半控和全控型电力电子器件组合构成的新型电力电子复合开关,以降低高压混合式直流断路器的电力电子功率器件串联数量,从而有效降低其整体体积与成本;设计了一种限流电路,在故障发生时抑制短路电流上升率,并可在线路断开后自行释放能量,避免感应过电压的产生,同时争取更多的关断时间,降低了对机械开关速动性的要求。同时,对限流式混合直流断路器开断故障电流时的能量转移过程进行了分析,并据此提出了限流式混合直流断路器的参数设计原则及复合开关的配置方法。

1 限流式混合直流断路器拓扑结构与工作原理

基于电力电子复合开关的限流式直流断路器,其拓扑结构见图 1。机械开关 S 采用高速斥力开关,该装置动作时间短,可以显著缩短直流断路器的开断时间;电力电子复合开关由 IGBT 阀组 T₁ 与晶闸管阀组 T₂ 串联构成,由于晶闸管的耐压相对较高,因此该复合开关可用于降低电力电子器件的串联数量及均压技术难度;限流电路由限流电感 L、晶闸管 D_L 和 D_{L1} 及能量释放电阻 R_L 构成,故障发生时,L 用于限制短路电流上升率,故障切除后,L 中存储的能量经 D_L 和 D_{L1} 及 R_L 释放;续流二极管 D

用于释放电源出口与短路点间的线路阻抗中存储的能量,故障切除后,线路能量经续流二极管与短路点释放,以避免其感应过电压对其他设备造成的影响。

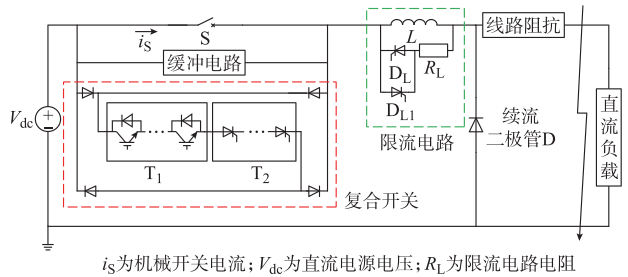


图 1 基于电力电子复合开关的限流式直流断路器拓扑结构

Fig.1 Topology of the current limiting DC hybrid circuit breaker based on a combinatorial electronic power switch

根据直流线路的运行需要,直流断路器需具备 5 种工作模式,即潮流正向时的合闸与分闸、潮流反向时的合闸与分闸以及线路故障时的短路电流开断。定义图 1 中电流 i_s 的方向为潮流正方向,当潮流正向,线路需合闸时,令晶闸管 D_L, D_{L1} 始终关断,直至合闸完成;当潮流正向,线路需分闸时,令晶闸管 D_{L1} 始终关断,晶闸管 D_L 始终导通。同理,当潮流反向,线路合闸时,晶闸管 D_L, D_{L1} 始终关断;当潮流反向,线路需分闸时,令晶闸管 D_L 始终关断,晶闸管 D_{L1} 始终导通。由于线路的过电压与过电流通常出现在开断短路电流的过程中,因此下文以潮流正向时的短路开断过程为例,对直流断路器的工作原理进行简要分析。限流式直流断路器在潮流正向时的等效拓扑结构图及短路电流开断过程工作波形图分别如图 2、图 3 所示,由于晶闸管 D_L 始终导通,图 2 中将其等效为二极管。

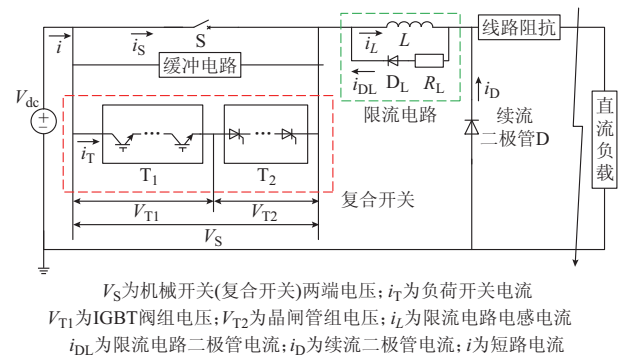


图 2 直流断路器等效拓扑结构

Fig.2 Equivalent topology of the DC circuit breaker

0~t₁(区间 I): 直流线路正常供电,复合开关处于关断状态,机械开关(复合开关)两端电压 V_S 为零,机械开关电流 i_S 为线路正常供电电流。

t₁~t₂(区间 II): t₁ 时刻发生故障,限流电路电

感 L 开始抑制短路电流 i 的上升。 t_2 时刻,断路器同时发出机械开关分闸信号及复合开关导通信号。

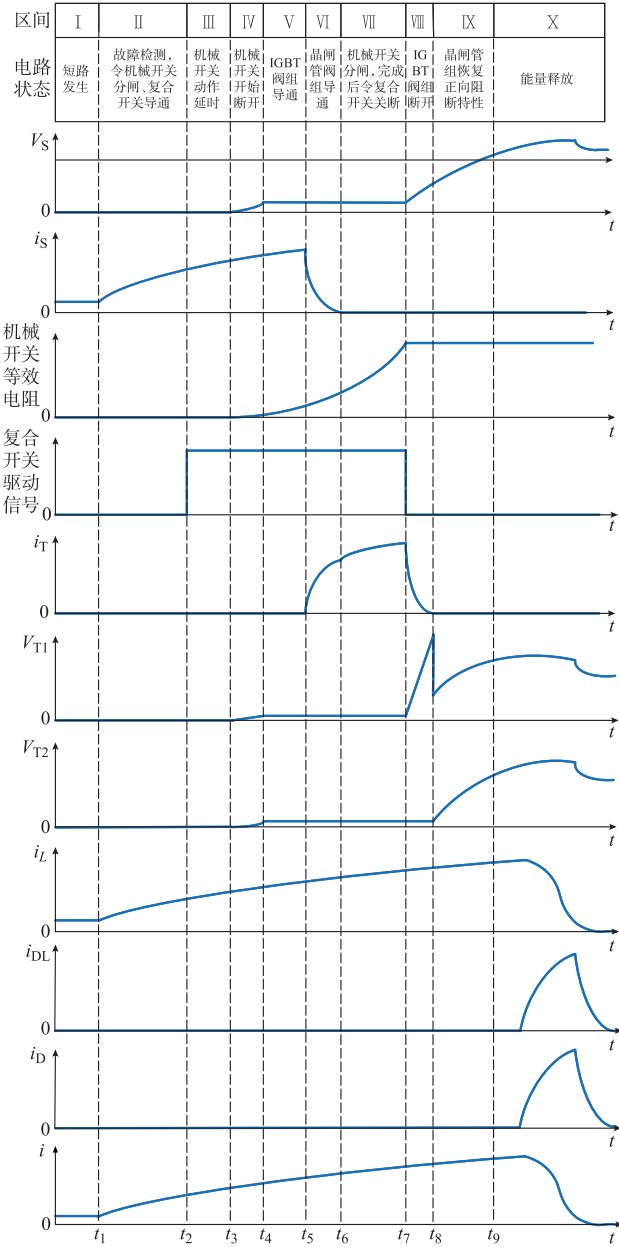


图3 直流断路器短路电流开断过程工作波形
Fig.3 Voltages and currents of the DC circuit breaker during the fault current breaking process

$t_2 \sim t_3$ (区间 III): 为机械开关 S 动作延时时间。由于 V_s 小于复合开关导通电压,复合开关仍处于关断状态,短路电流 i 继续上升。

$t_3 \sim t_4$ (区间 IV): t_3 时刻,机械开关 S 开始断开,其两端电压上升。

$t_4 \sim t_5$ (区间 V): t_4 时刻, V_s 达到复合开关导通电压,复合开关开始导通,由于 IGBT 阀组 T_1 导通时间远小于晶闸管阀组 T_2 ,在 T_1 导通时, T_2 尚

未导通,复合开关电流 i_T 为零。

$t_5 \sim t_6$ (区间 VI): t_5 时刻, T_2 开始导通,复合开关电流 i_T 上升,机械开关电流 i_s 下降,短路电流逐渐由机械开关回路转移至复合开关回路。 t_6 时刻,机械开关电流 i_s 下降为零。

$t_6 \sim t_7$ (区间 VII): 机械开关 S 进入零电流分闸过程,短路电流完全由复合开关回路承担,复合开关电流 i_T 继续上升。 t_7 时刻,机械开关 S 完成分闸,向 T_1, T_2 发出关断信号。

$t_7 \sim t_8$ (区间 VIII): 在 T_1 的关断过程中,复合开关仍有电流流过, T_2 无法恢复正向阻断特性,其两端电压仍为其导通电压, IGBT 阀组电压 V_{T1} 上升,复合开关电流 i_T 下降, V_s 上升。

$t_8 \sim t_9$ (区间 IX): t_8 时刻, IGBT 阀组 T_1 完全关断,晶闸管阀组 T_2 开始恢复其正向阻断能力,其两端电压上升, IGBT 阀组电压 V_{T1} 下降后亦继续上升。 t_9 时刻, T_2 恢复正向阻断能力,复合开关完全关断。

t_9 时刻后 (区间 X): 由于缓冲电路中电容的存在,虽然复合开关完全关断,但限流电路电感电流 i_L 及短路电流 i 仍会有短暂上升。而后电流开始下降,限流电路电感 L 感应产生的反电势使 D_L 导通,直流线路电感产生的反电势使续流二极管 D 导通,线路及 L 中的能量开始释放。某一时刻, i_L 下降率达到最大值, V_s 上升至最大值 (即电源电压与电感 L 产生的反电势之和),限流电路晶闸管电流 i_{DL} 及续流二极管电流 i_D 亦上升至最大值。其详细过程将在第 2 节中进行分析。

2 限流式混合直流断路器的参数设计

2.1 限流过程中能量的转移与释放

当线路合闸时,由于限流电感的作用,线路电流缓慢上升至线路正常工作电流,因此器件承受的过电压与过电流通常出现在线路分闸,尤其是短路电流的开断过程中。本节假设短路故障电阻为 0,并忽略图 2 所示的线路阻抗,对限流式混合直流断路器短路电流开断过程中的能量转移过程进行分析。

如图 2、图 3 所示,从故障发生时刻 (t_1) 到发出复合开关关断信号时刻 (t_7),电源电压与限流电路电感两端电压大致相等。该过程中,限流电路电感电流上升率可表示为:

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{dc} \quad (1)$$

t_7 时刻限流电路电感电流上升至

$$i_{L7} = i_w + \frac{1}{L} V_{dc} t_{17} \quad (2)$$

式中: i_w 为线路正常工作电流; t_{17} 为 t_1 时刻至 t_7 时刻所经过的时间; $i_{L_{t_7}}$ 为 t_7 时刻的限流电路电感电流。

$t_7 \sim t_8$ 时刻, IGBT 阀组 T_1 断开, 晶闸管阀组 T_2 仍处于导通状态, 因此在复合开关两端接入缓冲电路(如图 1、图 2 所示), 在 T_2 恢复正向阻断能力前, 限制 T_1 断开过程中的电压上升率, 避免电源电压直接加于 IGBT 阀组, 从而损坏器件。以图 4 所示的缓冲电路为例, 忽略 T_1 的断开时间, 即该阀组于 t_7 时刻瞬间断开, 此时直流断路器的等效电路如图 5 所示。 t_7 时刻, 线路电流(即限流电路电感电流 i_L)由复合开关突然换流至缓冲电路, 电容电流 i_C 由 0 瞬变至 i_L , 缓冲电路电容 C_T 开始充电。该过程中, i_L 继续上升, 限流电路晶闸管不导通, 令该阶段为阶段 1; i_L 上升至最大值时, $di_L/dt=0$, 该时刻后, i_L 开始下降, 令其为阶段 2。

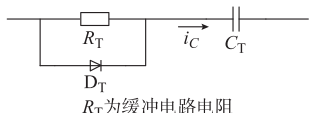


图 4 缓冲电路结构示意图

Fig.4 Topology of the snubber circuit

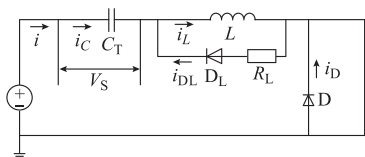


图 5 直流断路器等效电路图

Fig.5 Equivalent circuit of the DC circuit breaker

阶段 1 可用以下微分方程组表示:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} + V_S = V_{dc} \\ i_L = C_T \frac{dV_S}{dt} \\ V_S(0) = 0 \\ i_L(0) = i_{L_{t_7}} \end{cases} \quad (3)$$

式中: V_S 为复合开关两端电压。解之可得:

$$\begin{cases} i_L = i_w = \sqrt{\frac{C_T}{L}} V_{dc} \sin \frac{1}{\sqrt{LC_T}} t + i_{L_{t_7}} \cos \frac{1}{\sqrt{LC_T}} t \\ V_S = V_{dc} - V_{dc} \cos \frac{1}{\sqrt{LC_T}} t + \sqrt{\frac{L}{C_T}} i_{L_{t_7}} \sin \frac{1}{\sqrt{LC_T}} t \end{cases} \quad (4)$$

由式(4)可见, 若限流电路中没有由晶闸管 D_L 与电阻 R_L 组成的能量释放回路, 电感中的能量将与缓冲电路电容发生振荡。而实际上, 当限流电路电感电流 i_L 达到最大值后, L 感应产生的反电势将

使 D_L 导通, 该阶段结束。此时, $di_L/dt=0$, 即 $V_S = V_{dc}$, 代入式(4)可得阶段 1 经历的时间 t_{secl} 为:

$$t_{secl} = \sqrt{LC_T} \arctan^{-1} \frac{\sqrt{LC_T} V_{dc}}{L i_{L_{t_7}}} \quad (5)$$

由式(5)可知, 阶段 1 所经历的时间 t_{secl} 为缓冲电路电容 C_T 的增函数, 即 C_T 的取值越大, 阶段 1 所经历的时间越长。将式(5)代入式(4), 可得阶段 1 结束时的限流电路电感电流与复合开关两端电压为:

$$\begin{cases} i_L(t_{secl}) = i_{L_{max}} = \sqrt{\frac{C_T V_{dc}^2}{L} + i_{L_{t_7}}^2} \\ V_S(t_{secl}) = V_{dc} \end{cases} \quad (6)$$

阶段 1 结束后, i_L 将开始下降, 阶段 2 开始。阶段 2 可用以下微分方程组表示:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = -i_{DL} R_L \\ i_L = i_{DL} + C_T \frac{dV_S}{dt} \\ L \frac{di_L}{dt} + V_S = V_{dc} \\ V_S(0) = V_{dc} \\ i_L(0) = i_{L_{max}} \end{cases} \quad (7)$$

为达到限流的目的, 限流电感 L 往往远大于缓冲电容 C_T 。令

$$\begin{cases} 4C_T R_L^2 < L \\ \alpha = \sqrt{1 - \frac{4C_T R_L^2}{L}} \end{cases} \quad (8)$$

解式(7)可得:

$$\begin{cases} i_L = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{\alpha}\right) i_{L_{max}} e^{\frac{\alpha-1}{2C_T R_L} t} + \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{\alpha}\right) i_{L_{max}} e^{\frac{-1-\alpha}{2C_T R_L} t} \\ V_S = V_{dc} + \frac{R_L}{\alpha} i_{L_{max}} \left(e^{\frac{\alpha-1}{2C_T R_L} t} - e^{\frac{-1-\alpha}{2C_T R_L} t} \right) \end{cases} \quad (9)$$

由式(9)可得, 当

$$t_{V_{max}} = \frac{C_T R_L}{\alpha} \ln \frac{1+\alpha}{1-\alpha} \quad (10)$$

时, 复合开关两端电压 V_S 达到最大值:

$$V_{S_{max}} = V_{dc} + \frac{R_L}{\alpha} i_{L_{max}} \left[\left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right)^{\frac{\alpha-1}{2\alpha}} - \left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right)^{\frac{-\alpha-1}{2\alpha}} \right] \quad (11)$$

式(10)中 $t_{V_{max}}$ 为阶段 2 开始后复合开关两端电压 V_S 达到最大值所需的时间。若在式(9)中令 $i_L = i_w$, 可解得阶段 2 开始后 i_L 由最大值降至线路正常工作电流 i_w 的时间 t_{sec2i_L} , 即限流电感的能量释放时间。

由阶段 2 开始, 短路电流 i 亦进入能量释放阶

段。阶段 2 的短路电流 i 即缓冲电容 C_T 的充电电流,可表示为:

$$i = C_T \frac{dV_S}{dt} = i_{Lmax} \left(\frac{\alpha - 1}{2\alpha} e^{\frac{\alpha-1}{2C_T R_L t}} + \frac{1 + \alpha}{2\alpha} e^{\frac{-1-\alpha}{2C_T R_L t}} \right) \quad (12)$$

当 i 下降至 i_w 时,短路电流能量释放阶段结束,定义 t_{sec2i} 为短路电流的能量释放时间,该时间值可由式(12)令 $i = i_w$ 解得。而由式(12)亦可得,当短路电流下降为零时,复合开关两端电压 V_S 达到最大值(其变化率为零),因此必然有 $t_{sec2i} < t_{Vmax}$ 。从 IGBT 阀组断开到能量释放过程结束,直流断路器各元件及复合开关的工作波形如图 6 所示。

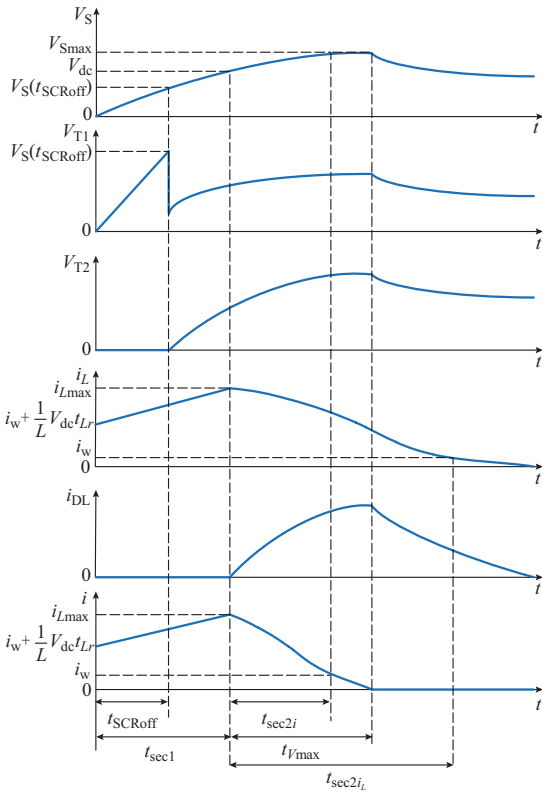


图 6 直流断路器各元件及复合开关的工作波形示意图
Fig.6 Waveforms of the elements and combinatorial electronic power switches of DC circuit breaker

图中 t_{SCRoff} 为晶闸管阀组 T_2 恢复正向阻断特性的时间, $V_S(t_{SCRoff})$ 为 t_{SCRoff} 时刻复合开关两端的电压值。由图 6 可知,直流断路器的短路电流切除时间如下式所示:

$$t_i = t_{i7} + t_{sec1} + t_{sec2i} \quad (13)$$

2.2 元件参数的设计

1) 缓冲电容 C_T 的选择

在晶闸管阀组 T_2 尚未恢复其正向阻断能力时,IGBT 阀组 T_1 承受的电压由缓冲电容 C_T 决定。 C_T 取值越大, T_1 承受的电压 $V_S(t_{SCRoff})$ 越小。另外,如式(5)所示,阶段 1 经历的时间 t_{sec1} 主要由 C_T

决定,因此 C_T 的取值亦不宜过大,以免大幅增加直流断路器的短路电流切除时间。

2) 缓冲电路电阻 R_T 的选择

缓冲电路电阻 R_T 用于限制直流断路器合闸时, C_T 的放电电流。直流断路器合闸时,由于机械开关的导通时间远大于复合开关导通时间,因此复合开关首先导通, C_T 经 R_T 放电。由于限流电路电感较大,在 C_T 放电的过程中,可假设 $i_L = 0$, 电容两端电压为 V_{dc} , 复合开关电流 i_T 最大值为:

$$i_T = \frac{V_{dc}}{R_T} < i_{L7} \quad (14)$$

根据式(14)选择 R_T , 使复合开关电流 i_T 不超过允许值。

3) 限流电路电感 L 的选择

由式(6)可知,限流电路电感 L 的取值越大,限流电感电流最大值 i_{Lmax} 越小,而 i_{Lmax} 亦等于短路电流 i 的最大值。但 L 的取值越大,其能量释放时间越长,且可能对直流系统的控制灵敏度造成影响。因此在根据 i 的允许值选择 L 后,还必须对其能量释放时间 t_{sec2L} 进行校验。

4) 限流电路电阻 R_L 的选择

限流电路电阻 R_L 的取值越大, L 能量释放速度越快。但由式(11)可知, R_L 的取值可能影响复合开关两端电压的最大值 V_{Smax} 。因此在选择 L 与 R_L 后,还必须对 V_{Smax} 进行校验。

2.3 复合开关的配置方案

复合开关由 IGBT 阀组与晶闸管阀组串联构成,由于晶闸管的耐压值通常高于 IGBT,因此复合开关的配置原则为,利用晶闸管相对较大的承压能力,尽量减少 IGBT 的串联数量及其承受的电压,从而减少器件的串联总数,同时达到降低均压难度的目的。

IGBT 阀组断开前,复合开关两端电压 V_S 近似为零,根据式(2)及式(14),复合开关电流 i_T 的最大值为:

$$i_{Tmax} = i_{L7} = i_w + \frac{1}{L} V_{dc} t_{i7} \quad (15)$$

另外由图 6 可知,IGBT 阀组需承受的最大电压为:

$$V_{IGBTn} = \max \left\{ V_S(t_{SCRoff}), \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{Smax} \right\} \quad (16)$$

式中: V_{IGBTn} 为 IGBT 阀组承受的电压; $V_S(t_{SCRoff})$ 为 t_{SCRoff} 时刻复合开关两端的电压值; R_1 为 IGBT 阀组等效漏电阻; R_2 为晶闸管阀组等效漏电阻。

在实际应用中,由于每个电力电子器件的单管漏电阻均不同且难以测量,需在器件两端并联均压电阻,如图 7 所示。

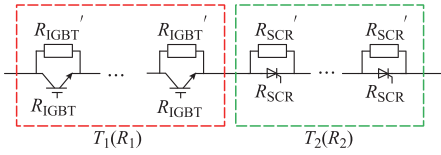


图7 IGBT 阀组 T_1 与晶闸管阀组 T_2 等效电阻示意图
Fig.7 Equivalent resistance of T_1 and T_2

图7中 R_{IGBT} 为 IGBT 单管漏电阻, R_{SCR} 为晶闸管单管漏电阻, R'_{IGBT} 与 R'_{SCR} 则分别为 IGBT 与晶闸管两端的均压电阻。在本文设计的复合开关中, 为各器件并联电阻, 不仅可以达到均压的目的, 更重要的是通过适当选择并联电阻的阻值, 尽量减少 IGBT 阀组两端的电压, 增大晶闸管阀组承受的电压。在对各阻值进行选择时, 应满足以下关系:

$$\begin{cases} R_{IGBT} \gg R'_{IGBT} \\ R_{SCR} \gg R'_{SCR} \\ R'_{SCR} \geq R'_{IGBT} \end{cases} \quad (17)$$

且有

$$\begin{cases} R_1 = R_{IGBT} n_{IGBTc} \\ R_2 = R_{SCR} n_{SCRc} \end{cases} \quad (18)$$

式中: n_{IGBTc} 为 IGBT 串联数; n_{SCRc} 为晶闸管串联数。

根据式(16), 在直流断路器各元件取值确定的情况下, $V_S(t_{SCRoff})$ 为定值, 而通过调节 R'_{IGBT} 与 R'_{SCR} 的阻值, $\frac{R_1}{R_1+R_2}V_{Smax}$ 是可调的。因此, 当减少 IGBT 数量时, IGBT 阀组需承受的最大电压 V_{IGBTn} 最小值为 $V_S(t_{SCRoff})$, 即

$$V_{IGBTn} = V_S(t_{SCRoff}) \quad (19)$$

则

$$n_{SCRc} = \text{ceil}\left(\frac{R_2}{R_1+R_2} \frac{V_{Smax}}{V_{SCR}}\right) \approx \frac{R_{SCR} n_{SCRc}}{\frac{R'_{IGBT} V_S(t_{SCRoff})}{V_{IGBT}} + R'_{SCR} n_{SCRc}} \frac{V_{Smax}}{V_{SCR}} \quad (20)$$

式中: $\text{ceil}(\cdot)$ 为向上取整函数; V_{SCR} 为晶闸管的额定电压; V_{IGBT} 为 IGBT 的额定电压。

解式(20)得:

$$n_{SCRc} = \text{ceil}\left(\frac{V_{Smax}}{V_{SCR}} - \frac{R'_{IGBT} V_S(t_{SCRoff})}{R'_{SCR} V_{IGBT}}\right) \quad (21)$$

$$n_c = \text{ceil}\left(\frac{V_S(t_{SCRoff})}{V_{IGBT}}\right) + \text{ceil}\left(\frac{V_{Smax}}{V_{SCR}} - \frac{R'_{IGBT} V_S(t_{SCRoff})}{R'_{SCR} V_{IGBT}}\right) \approx \frac{V_{Smax}}{V_{SCR}} + \left(1 - \frac{R'_{IGBT}}{R'_{SCR}}\right) \frac{V_S(t_{SCRoff})}{V_{IGBT}} \quad (22)$$

式中: n_c 为复合开关需串联的总器件数量。一般来说, 取 $R'_{SCR} \geq R'_{IGBT}$, 可得 n_c 是 $V_S(t_{SCRoff})$ 的增函

数, 即 $V_S(t_{SCRoff})$ 越大, 复合开关所需串联的器件数越多。由式(22)还可得:

$$\begin{cases} R_1 = \frac{R_{IGBT} V_S(t_{SCRoff})}{V_{IGBT}} \\ R_2 = \frac{R_{SCR} V_{Smax}}{V_{SCR}} - \frac{R'_{IGBT} V_S(t_{SCRoff})}{V_{IGBT}} \end{cases} \quad (23)$$

将式(23)代入式(19), 可得式(19)成立的条件是:

$$R_{IGBT} V_{SCR} < R_{SCR} V_{IGBT} \quad (24)$$

即当式(24)成立时, 才可以使用式(22)对复合开关进行设计。当式(24)不成立, 仍然令

$$n_{IGBTc} = \text{ceil}\left(\frac{V_S(t_{SCRoff})}{V_{IGBT}}\right) \quad (25)$$

$$\frac{R_1}{R_1+R_2} V_{Smax} < V_S(t_{SCRoff}) < V_{Smax} \quad (26)$$

则将式(18)代入式(26), 并解之得:

$$n_{SCRc} = \text{ceil}\left(\frac{R_{IGBT} n_{IGBTc}}{R_{SCR}} \left(\frac{V_{Smax}}{V_S(t_{SCRoff})} - 1\right)\right) \quad (27)$$

$$n_c = \text{ceil}\left(\frac{V_S(t_{SCRoff})}{V_{IGBT}}\right) + \text{ceil}\left(\frac{R_{IGBT} n_{IGBTc}}{R_{SCR}} \left(\frac{V_{Smax}}{V_S(t_{SCRoff})} - 1\right)\right) \quad (28)$$

式(22)与式(28)表示了在不同条件下复合开关串联的最少数量, 但仍要求为器件的串联数量留有一定裕度, 以保证装置的安全运行。

3 限流式混合直流断路器的仿真分析

3.1 断路器的仿真参数设计

直流断路器主要仿真参数如下: 直流电源幅值 V_{dc} 为 110 kV, 线路正常工作电流 2 kA, 忽略线路阻抗; 缓冲电路的二极管、与限流电感并联的二极管和续流二极管采用 D1951SH65T, 其额定电压 $V_D = 6.5$ kV, 额定电流 $i_D = 2.04$ kA; IGBT 阀组采用 5SNA3600E170100, 其额定电压 $V_{IGBT} = 1.7$ kV, 额定电流 $i_{IGBT} = 3.6$ kA; 晶闸管阀组采用 5STP34N5200, 其额定电压 $V_{SCR} = 5.2$ kV, 额定电流 $i_{SCR} = 3.6$ kA; IGBT 两端并联电阻 $R'_{IGBT} = 20$ k Ω , 晶闸管两端并联电阻 $R'_{SCR} = 50$ k Ω ; 缓冲电路电容 C_T 取值 100 μ F, 缓冲电路电阻 R_T 取值 50 Ω ; 限流电路电感 L 取值 100 mH, 限流电路电阻 R_L 取值 2 Ω 。

假设 $t_{17} = 3$ ms, 即假设在故障发生 3 ms 后机械开关完成零电压关断过程, 并发出电力电子复合开关关断信号, 如图3所示。由式(2)及相关参数可得, t_7 时刻的限流电路电感电流 $i_{L7} = 5.3$ kA; 由式(5)、式(6)可得, 阶段1经历的时间 $t_{secl} = 1.8$ ms, 电感电流最大值(即短路电流峰值) $i_{Lmax} = 6.34$ kA; 再由式(10)、式(11)可得, $t_{vmax} = 1.07$ ms,

即在故障发生后 $5.87 \text{ ms} (t_{V_{\max}} + t_{\text{secl}} + t_{17})$, 复合开关两端电压将达到最大值 $V_{S_{\max}} = 122.4 \text{ kV}$; 最后由式(12)、式(13)可得, 短路电流的能量释放时间 $t_{\text{sec}2i} = 0.23 \text{ ms}$, 直流断路器的短路电流切除总时间 $t_i = 5.03 \text{ ms}$ 。

由以上计算结果可见, 初步确定的仿真参数不会引起严重的过电压或过电流现象, 并可根据以上计算结果对电力电子复合开关进行配置。由式(4)可得, IGBT 阀组 T_1 需承受的最大电压 $V_{\text{IGBT}n} = V_S(t_{\text{SCRoFF}}) = 39.5 \text{ kV}$, 复合开关电流最大值 $i_{T_{\max}} = 5.3 \text{ kA}$ 。根据 3.3 节所述的方法对电力电子复合开关进行配置, 得到 IGBT 的最少串联数 $n_{\text{IGBT}c} = 24$, 总导通电压约为 60 V ; 晶闸管的最少串联数 $n_{\text{SCR}c} = 21$, 总导通电压约为 31.5 V ; 电力电子复合开关的串联总数最少为 45 个。然而, 若开关完全由 IGBT 构成, 则其需串联的器件数量最少为 72 个。

3.2 仿真结果与分析

基于电力电子复合开关的限流式混合直流断路器仿真电路图如图 2 及图 4 所示, 其开断过程仿真波形图则如图 8 所示。0.5 s 时线路发生短路故障, 直流断路器开始动作。机械开关 S 在 0.3 ms 时基本完成换流, 即电力电子复合开关于 0.500 3 s 导通。0.503 s, 机械开关 S 完成零电压下的分闸过程, 此时向电力电子复合开关发出关断信号。IGBT 阀组迅速断开, 约 $700 \mu\text{s}$ 后晶闸管组 T_2 亦恢复正向阻断能力, 电力电子复合开关完全关断, 短路故障被切除, 断路器进入能量释放阶段。0.504 8 s, 电感电流 i_L 及短路电流 i 达到峰值 6.34 kA ; 0.506 s, 复合开关两端电压达到最大值 $V_{S_{\max}} = 122.5 \text{ kV}$ 。如图 8 所示, 按照所给参数设置的断路器切除短路故障约需 5 ms。在整个开断过程中, IGBT 阀组 T_1 于 0.503 7 s 承受最大电压, 该电压值约为 39 kV ; 晶闸管阀组需承受的最大电压则出现于 0.506 s, 约为 84 kV , 此时, T_1 承受电压约为 38.4 kV , 略低于 0.503 7 s 时承受的最大电压。由于限流电路电感 L 取值较大, 0.8 s 时电感 L 所存储的能量方能完全释放完毕, 但 0.56 s 时其电流即下降至线路正常工作电流以下。由图 8 可知, 仿真结果与上文所述的理论分析基本相符。

4 结语

本文对基于电力电子复合开关的限流式混合直流断路器的拓扑结构与工作原理进行了研究, 并对其限流过程、能量转移、参数设计原则及电力电子复合开关的配置方法进行了详细的分析。与 ABB 公司研发的高压直流断路器相比, 本文提出的基于电

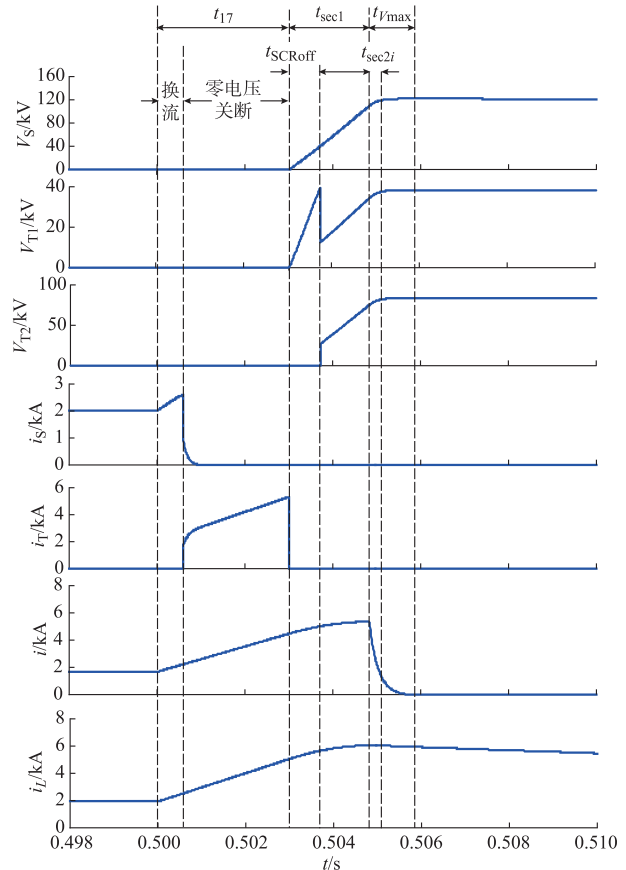


图 8 直流断路器仿真波形

Fig.8 Simulation waveforms of the DC circuit breaker

力电子复合开关的限流式混合直流断路器可以限制直流线路短路电流的同时避免线路电压电流振荡, 有效开断直流线路短路电流, 还可以在直流线路分断后为直流线路及负载中存储的能量提供释放回路, 并降低电力电子复合开关的串联个数及均压技术难度, 但是需要增加一个缓冲电容, 可能会增大断路器的体积与成本。

参考文献

- [1] HAMMERSTROM D J. AC versus DC distribution systems—did we get it right? [C]// Proceedings of the IEEE Power Engineering Society General Meeting, June 24-28, 2007, Tampa, FL, USA: 5p.
- [2] STARKE M R, TOLBERT L M, OZPINECI B. AC vs DC distribution: A loss comparison[C]// Proceedings of IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition, April 21-24, 2008, Chicago, IL, USA: 7p.
- [3] STARKE M R, LI F X, TOLBERT L M, et al. AC vs DC distribution: maximum transfer capability[C]// Proceedings of the 2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting: Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, July 20-24, 2008, Pittsburgh, PA, USA: 6p.
- [4] DASTGEER F, KALAM A. Efficiency comparison of DC and AC distribution systems for distributed generation [C]//

- Proceedings of the Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC'09), September 27-30, 2009, Adelaide, Australia; 5p.
- [5] MUSOLINO V, PIEGARI L, TIRONI E, et al. Simulations and field test results for potential applications of LVDC distribution network to reduce flicker effect[C]// Proceedings of the 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP'10), September 26-29, 2010, Bergamo, Italy; 6p.
- [6] 江道灼,郑欢.直流配电网研究现状与展望[J].电力系统自动化, 2012,38(8):98-104.
JIANG Daozhuo, ZHENG Huan. Research status and developing prospect of DC distribution network[J]. Automation of Electric Power Systems, 2012, 38(8): 98-104.
- [7] WANG F, PEI Y Q, BOROVYEVICH D, et al. AC vs DC distribution for off-shore power delivery[C]// Proceedings of the 34th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics (IECON'08), November 10-13, 2008, Orlando, FL, USA; 2113-2118.
- [8] 王帮田.高压直流断路器技术[J].高压电器, 2011,42(6):61-68.
WANG Bangtian. Technology of HVDC circuit breaker[J]. High Voltage Apparatus, 2011, 42(6): 61-68.
- [9] 穆建国,王莉,胡杰.直流固态断路器拓扑结构的设计与分析[J].中国电机工程学报, 2010,30(18):109-114.
MU Jianguo, WANG Li, HU Jie. Analysis and design of topological structure for DC solid-state circuit breaker[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(18): 109-114.
- [10] VAN GELDER P, FERREIRA J A. Zero volt switching hybrid DC circuit breakers [C]// Proceedings of the 2000 IEEE Industry Applications Conference (IAS'00): Vol 5, October 8-12, 2000, Rome, Italy; 2923-2927.
- [11] LUCA N, ELENA G, ROBERTO P. Feasibility study of a hybrid mechanical-static DC circuit breaker for superconducting magnet protection [J]. IEEE Trans on Applied Superconductivity, 2009, 19(2): 76-83.
- [12] PIOVAN R, GAIO E, NOVELLO L. Performance analysis of a hybrid IGCTs-mechanical DC circuit breaker for quench protection of superconducting magnets[C]// Proceedings of the 22nd Symposium on Fusion Engineering (SOFE'07), June 17-21, 2007, Albuquerque, NM, USA; 4p.
- [13] 梅军,郑建勇,胡敏强,等.基于IGBT软关断的混合式限流断路器结构与分析[J].电力系统自动化, 2004,28(18):59-62.
MEI Jun, ZHENG Jianyong, HU Minqiang, et al. Structure and analysis of a hybrid current limiting circuit breaker based on IGBT soft switching [J]. Automation of Electric Power Systems, 2004,28(18): 59-62.
- [14] 王晨,庄劲武,张晓锋,等.新型混合型限流断路器分析及试验[J].电力系统自动化, 2013,34(15):60-65.
WANG Chen, ZHUANG Jinwu, ZHANG Xiaofeng, et al. Analysis and test novel hybrid current-limiting circuit breakers [J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 34(15): 60-65.
- [15] 江道灼,张弛,郑欢,等.一种限流式混合直流断路器方案[J].电力系统自动化, 2014,38(4):65-71.
JIANG Daozhuo, ZHANG Chi, ZHENG Huan, et al. A scheme for current-limiting hybrid DC circuit breaker [J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(4): 65-71.
- [16] JEAN-MARC M, ALFRED R. A DC hybrid circuit breaker with ultra-fast contact opening and integrated gate-commutated thyristors (IGCTs)[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2006, 21(2): 646-651.
- [17] LUCA N, FABIO B, ALBERTO F, et al. Development and testing of a 10 kA hybrid mechanical-static DC circuit breaker [J]. IEEE Trans on Applied Superconductivity, 2011, 21(6): 3621-3627.
- [18] ELENA G, ALBERTO M, ALBERTO C, et al. Final design of the quench protection circuits for the JT-60SA superconducting magnets[J]. IEEE Trans on Plasma Science, 2012, 40(3): 557-563.
- [19] CALLAVIK M, BLOMBERG A, HÄFNER J, et al. The hybrid HVDC breaker an innovation breakthrough enabling reliable HVDC grids [R]. Zurich Switzerland: ABB Grid Systems, 2012.

杜 翼(1990—),男,通信作者,硕士研究生,主要研究方向:直流配电网、电力电子在电力系统中的应用。E-mail: duyij2008@zju.edu.cn

江道灼(1960—),男,教授,主要研究方向:交直流电力系统运行与控制技术、电力电子及柔性交流输电应用技术、电力系统现场智能测控技术及配电网自动化技术。E-mail: dzjiang@zju.edu.cn

郑 欢(1988—),女,博士研究生,主要研究方向:直流配电网、电力电子在电力系统中的应用。

(编辑 丁琰)

Parameter Designing of Current Limiting DC Hybrid Circuit Breaker Based on Combinatorial Electronic Switch

DU Yi, JIANG Daozhuo, ZHENG Huan, ZHANG Chi, YIN Rui, WU Zhaolin
(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: A current limiting DC hybrid circuit breaker (CB) based on a combinatorial electronic power switch is studied. The combinatorial electronic power switch is designed to reduce the series connecting number of power electronic devices, a specifically designed current limiting circuit is used to arrest the rising speed of the fault current. Another contribution of this paper is the parameter design of the CB and the configuration of the combinatorial switch. The accuracy of the method is proved by the simulation results, showing that the proposed CB is not just able to limit the current rising rate when fault occurs, it significantly reduces the volume and cost of power electronic devices.

This work is supported by National High Technology Research and Development Program of China (863 Program) (No. 2013AA050103).

Key words: DC hybrid circuit breaker; combinatorial electronic switch; current limiting circuit; parameter design