

固态断路器多 IGBT 串联混合均压电路设计^{*}赵靖英¹ 郝潇飞¹ 舒亮²

(1. 河北工业大学电气工程学院 天津 300130; 2. 温州大学浙江省低压电器工程技术研究中心 温州 325027)

摘要: 固态断路器需多 IGBT 串联切断短路故障电流,针对多 IGBT 存在电压分配不均、局部电压过高、损耗大等问题,提出一种混合式均压控制电路拓扑结构。分析固态断路器多 IGBT 均压影响因素,研究均压拓扑性能。优化缓冲电路结构,改进充放电型缓冲电路,减小损耗;引入双阈值钳位控制电路,改善 IGBT 过电压;提出被动均压与辅助反馈主动均压结合的混合均压控制策略,加快响应速度,实现均压动态自适应调节。制作样机,进行固态断路器设计拓扑和控制的仿真及实验验证,结果表明:混合式均压控制电路可减小 IGBT 电路超调量,具备更强的抑制过电压能力,提升响应速度。

关键词: 固态断路器;缓冲电路;辅助反馈控制;动态自适应调节;混合均压控制策略

中图分类号: TM56 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1050

Solid state circuit breaker with multi-IGBT series hybrid
balancing voltage circuit designZhao Jingying¹ Hao Xiaofei¹ Shu Liang²

(1. School of Electrical Engineering, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China;

2. Low Voltage Apparatus Technology Research Center of Zhejiang Province, Wenzhou University, Wenzhou 325027, China)

Abstract: Solid-state circuit breakers require multiple IGBT in series to cut off the short-circuit fault current, and a hybrid voltage-balancing control circuit topology is proposed to address the problems of uneven voltage distribution, high local voltage, and high loss of multiple IGBTs. Analyze the influence factors of voltage equalization of multiple IGBTs in solid-state circuit breaker, and study the performance of voltage balance topology. Optimize the buffer circuit structure, improve the charging and discharging buffer circuits, and reduce the loss; introduce the dual-threshold clamp control circuit to improve the IGBT over-voltage; and propose a hybrid balancing voltage control strategy that combines the passive voltage equalization and the auxiliary feedback active voltage equalization, which accelerates the response speed and achieves the dynamic adaptive regulation of voltage equalization. The prototype is fabricated, and the simulation and experimental verification of the solid-state circuit breaker design topology and control are carried out, and the results show that the hybrid balancing voltage control circuit can reduce the over-regulation of the IGBT circuit, have stronger over-voltage suppression capability, and improve the response speed.

Keywords: solid-state circuit breakers; buffer circuit; auxiliary feedback control; dynamic adaptive adjustment; hybrid balancing voltage control strategy

0 引言

风、光等可再生能源加速了电网系统转型,机械式断路器动作速度慢、灭弧困难,难以适应新能源系统保护要求^[1-2];而可控性半导体构成的固态断路器,具有无弧光、无声响、开断速度快等特点,成为微网保护设备设计的研究热点之一^[3]。

固态断路器多绝缘栅双极型晶体管(insulate gate bipolar transistor, IGBT)静态不均压与 IGBT 自身特性与工况密切相关^[4];闭合或开断瞬间的动态不均压仅发生于几十纳秒至几微秒之间,特性变化复杂^[5-6]。针对固态断路器多 IGBT 开断同步性差导致动态或静态电压不均的问题,国内外学者多采用负载侧被动均压^[7]和栅极侧主动均压两大类方式改善^[8]。

收稿日期:2023-10-07

^{*} 基金项目:国家自然科学基金(51077097)项目资助

负载侧被动均压措施中,常设计 RCD 缓冲吸收支路与 IGBT 串联,并通过优化设计参数,减小过电压^[9]。文献[10]优化缓冲器参数,确定最优范围,减少缓冲器通态损耗。文献[11]利用金属氧化物压敏电阻(Metal Oxide Varistors, MOV),降低固态断路器开断不平衡电压。文献[12]分析电阻选型对缓冲电路损耗的影响,结果表明,电阻过大将导致电容开断过程放电不完全,电阻过小将导致电容放电电流太大。文献[13]改进 RC 缓冲电路,增添钳位回路加速缓冲电容放电,减小能量损耗。文献[14]基于电容动态特性实现电压自平衡,通过能量回收电路吸收不平衡能量。综上,采用负载侧被动均压措施时,RCD 缓冲支路对参数要求高,使用范围小。并且,由于电容充放电特性,增加响应时间,降低开断速度,增大损耗,无法实现固态断路器快速关断过电压、过电流的需求。

栅极侧主动均压策略中,多改变 IGBT 作用于有源区的时间,控制 IGBT 集射极电压变化率,降低多 IGBT 电压不平衡^[15]。根据栅极侧输入控制策略的不同分为无源控制方法和有源控制方法。无源控制方法中,文献[16]提出将缓冲电路与钳位电路相结合,考虑 IGBT 开关频率和损耗,优化栅极侧元件参数。文献[17]设计单驱动电压钳位电路,简化驱动结构,提高均压电路稳定性。在有源控制方法中,文献[18]基于有源电压控制电路,考虑栅极触发时间、关断参考电压等因素,引入临时钳位电路,减小开断损耗。文献[19]划分 IGBT 工作状态,不同电压斜率分级驱动,实现开关瞬态同步。文献[20]采用逐级调节与 PI 调节结合控制思想,考虑各 IGBT 关断瞬态输入电容放电偏差,提出基于门极放电补偿的串联 IGBT 有源驱动电路。文献[21]基于 DSP 和 FPGA 设计串联 IGBT 开关同步控制电路,考虑 IGBT 开断集射极瞬态电流上升率及电压上升率,提出基于栅极变参数的自适应栅极控制策略。文献[22]立足于常规电压栅极驱动,考虑 IGBT 开关切换时间,引入栅极互补电流源,控制 IGBT 切换速度,实现 IGBT 通断一致性。综上,栅极侧主动均压策略可灵活抑制多 IGBT 电压分配不均,但无源控制方法只能进行局域电压变化控制,难以保证均压效果;有源控制方法拓扑结构复杂、参数配置困难、高频高压下易受干扰,降低系统可靠性。

本文基于固态断路器仿真建模与实验测试,分析传统固态断路器均压策略的影响因素和问题;考虑多 IGBT 串联均压超调量大、损耗大等问题,引入 RCD 缓冲电路,基于电容回馈支路,设计限幅型缓冲电路,减小开断损耗;基于阈值钳位模块,设计双阈值钳位电路,调节开断电压峰值,改善过电压。考虑被动均压开断响应速度慢的问题,增设辅助反馈控制电路,提出被动均压和辅助反馈均压相结合的混合式均压控制拓扑结构,提高开断响应速度。研制固态断路器样机,设计动态均压实验方案和开断实验方案,验证设计的有效性。

1 固态断路器工作原理及传统均压电路问题分析

1.1 固态断路器拓扑结构及工作原理

直流固态断路器拓扑如图 1 所示,主要包括常通流支路、主断流支路和能量吸收支路。

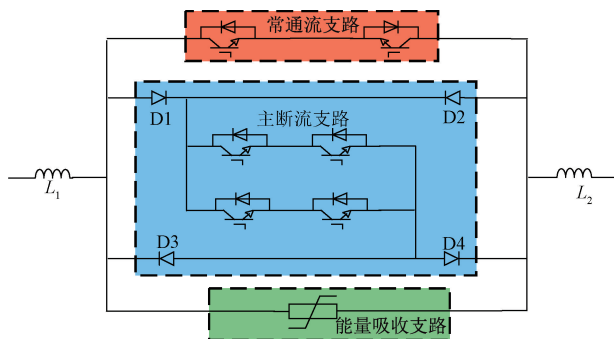


图 1 固态断路器拓扑结构

以固态断路器右侧短路故障为例进行分析,开断过程电流流向如图 2 所示。

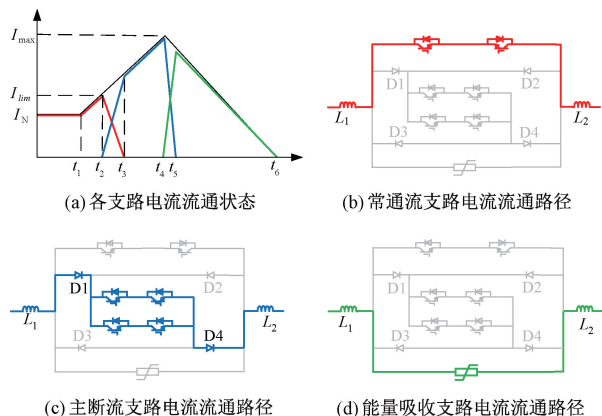


图 2 固态断路器开断过程电流流通示意图

t_1 时刻,电力系统支路发生短路故障,流经固态断路器的故障电流上升,未至保护限流值,系统不动作,如图 2(b) 所示;

t_2 时刻,故障电流达到保护限流值,常通流支路 IGBT 发出闭锁信号,换流支路 IGBT 导通,电流转移至换流支路;

t_3 时刻,故障电流完全转移至主断流支路,换流完成,如图 2(c) 所示;

t_4 时刻,故障电流达到主断流支路最大开断电流,转移支路 IGBT 发出闭锁信号,故障电流迅速转移至能量吸收支路;

t_5 时刻,故障电压达到避雷器保护要求,能量由吸收支路的金属氧化物压敏电阻吸收,直至故障电流下降到零,完成故障保护,如图 2(d) 所示。

电力系统支路发生短路故障,固态断路器主断流支路 IGBT 关断电流相较于其他支路电流最大,因此本文重点

研究主断流支路多 IGBT 关断过程的均压策略。

1.2 传统 IGBT 均压电路性能问题分析

固态断路器多 IGBT 自身参数、支路参数或微控制器信号处理能力不同,导致固态断路器开断过程多 IGBT 电压不平衡,可通过 IGBT 驱动电压控制时间差异体现,即信号传递不同步。

设计 3 种典型固态断路器均压拓扑进行对比分析,其中母线电压为 400 V、转移支路由 2 个通断时间差为 300 ns 的 IGBT 串联。

方案 1: 无均压策略控制;

方案 2: 每个 IGBT 集射极设计充放电型 RCD 缓冲电路。充放电 RCD 缓冲电路工作原理为: 当 IGBT 产生过电压, 电容通过快速二极管充电, 吸收过电压能量, 由于电容限制电压变化 dv/dt , 开断过程结束后, 电容通过电阻释放过电压, 减小开断过程电压尖峰, 降低损耗。

方案 3: 每个 IGBT 栅集极设计钳位电路。利用集电极和栅极间的反馈回路, 保持关断过程 IGBT 在线性区域运行。当集电极电压高于瞬态电压抑制二极管 (TVS) 反向截止电压时, TVS 被击穿, 由高阻态变为低阻态, 并向 IGBT 栅极注入电流, 加速开通或延迟关断。

搭建 IGBT 串联控制电路, 模拟固态断路器均压实验。按式 (1) 计算超调量 $\alpha\%$, 即最大过冲电压值偏离稳定状态电压值的最大程度, 超调量越大表明电压分布越不平衡。

$$\alpha\% = \frac{u_{\max} - u_t}{u_t} \times 100\% \quad (1)$$

式中: u_{\max} 为最大过冲电压值, u_t 为稳定状态电压值。

图 3 为方案 1 无均压控制电路的固态断路器开断电压。

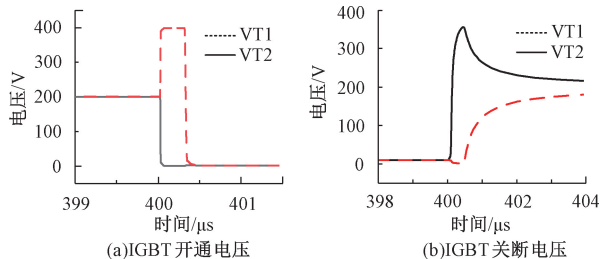


图 3 无均压控制时固态断路器 IGBT 开断电压

导通状态时 IGBT 内阻很小等效于短路, 关断状态时 IGBT 内阻很大等效于开路。由于未设置均压控制, IGBT 栅极接收信号后立即动作, 开断过程出现严重动态超调: 开通时刻, IGBT₁ 超调几乎达到 100%; 关断时刻, IGBT₂ 承担电压 350 V, 超调量为 73.5%。

基于方案 2 充放电型缓冲电路的固态断路器 IGBT 均压如图 4 所示。

由图 4 可知, 相较于方案 1, 充放电型缓冲电路具有电容特性, 开断时刻 IGBT 电压不能突变, 超调量减少, 降为 76.3%; 关断时刻, 电压降为 310 V, 超调量降为 53.6%。

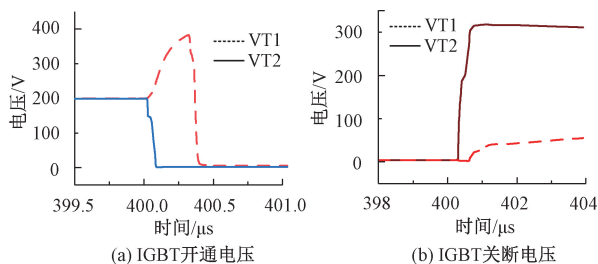


图 4 充放电型缓冲电路的固态断路器 IGBT 开断电压

方案 2 虽降低了超调量, 但电容通过电阻放电导致 IGBT 动态关断响应时间变长, 不利于短路故障处理的时效性。

基于方案 3 钳位电路的固态断路器 IGBT 均压如图 5 所示。

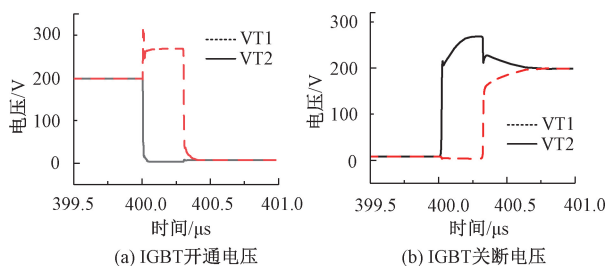


图 5 钳位电路的固态断路器 IGBT 开断电压

由图 5 可知, IGBT₂ 提前导通, IGBT₁ 端电压迅速上升至 310 V, 钳位电路工作, 电压稳定在 275 V; 直至 IGBT₁ 导通, 电压降为 0, 超调量为 37.5%。同理, IGBT₂ 提前 300 ns 关断时, IGBT₂ 端电压钳位至 260 V, 直至 IGBT₁ 关断电压稳定在 200 V, 超调量为 30.2%。方案 3 在关断时响应迅速, 超调量降低; 但该拓扑达到钳位电路动作电压前, 开断过程启动不平滑。

3 种不同方案超调量和开断响应时间对比分析如表 1、2 所示。

表 1 不同方案超调量

方案	开通超调量/%	关断超调量/%
1	98.7	73.5
2	76.3	53.6
3	37.5	30.2

表 2 不同方案响应速度

方案	开通时间	关断时间
1	420 ns	6 μs
2	390 ns	10 μs
3	404 ns	930 ns

综上所述, 传统充放电型缓冲电路、钳位电路等被动均压方式相较于无均压电路超调量虽有所改善, 但对电压变化未能实现实时瞬态调节, 均压耗时长、损耗严重。

2 混合均压控制电路拓扑

2.1 混合均压控制电路拓扑结构

混合均压控制电路拓扑结构如图 6 所示。

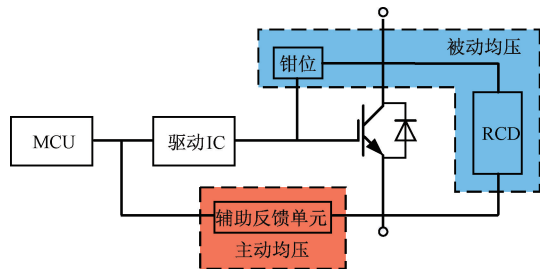


图 6 混合均压控制电路拓扑结构

考虑多 IGBT 被动均压中充放电缓冲电路超调量大、损耗大因素,改进充放电缓冲电路为限幅型缓冲电路,降低损耗。设计双阈值钳位电路,调节开断电压峰值,改善过电压。考虑被动均压开断响应速度慢问题,增设辅助反馈控制电路,提出被动均压和辅助反馈均压相结合的混合式均压控制拓扑结构,提高开断响应速度。

2.2 被动均压电路拓扑

1) 限幅型 RCD 缓冲电路拓扑设计

传统充放电 RCD 缓冲电路关断短路故障电流瞬间,杂散电感产生浪涌电压,引起充放电缓冲电路震荡,开关损耗大,影响多 IGBT 间电压均衡效果。设计限幅缓冲电路,吸收电容的能量由电阻释放,并回馈直流侧,降低损耗,其拓扑结构如图 7 所示。

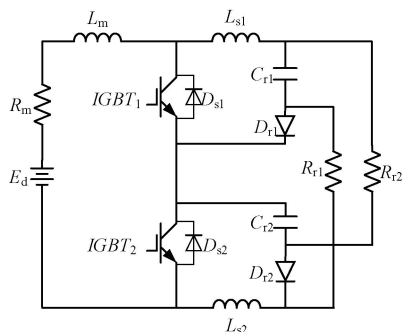


图 7 限幅型缓冲电路

当串联 IGBT 间存在通断驱动时延 Δt 时,限幅型缓冲电路均压工作过程分解为如下 3 个阶段:

阶段 1: IGBT 稳定导通时,电源 E_d 供电电流流经串联的 IGBT₁ 和 IGBT₂, 电容 C_{r1} 、 C_{r2} 未存储电荷。

阶段 2: 当栅极驱动信号不同步时,若 IGBT₁ 驱动信号先消失, IGBT₁ 关断,内部等效电阻急剧上升,集电极电流下降,集射极电压上升。此时, IGBT₂ 处于导通状态,缓冲二极管 D_{r1} 阴极钳位为电源负电位。由于电容储能特性, C_{r1} 电压不会发生突变,二极管 D_{r1} 阳极电压高于阴极电压保持导通,电流流经路径如图 8 所示。

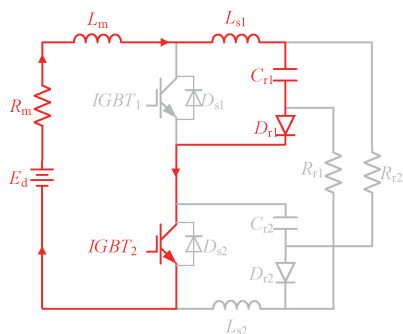


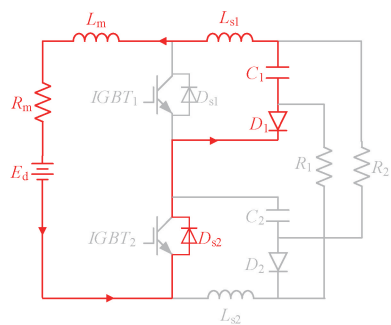
图 8 缓冲电路阶段 2 电流流通路径

杂散电感 L_m 使主回路电流不能突变,电感 L_{s1} 维持 I_0 向 C_{r1} 充电, L_{s1} 产生左正右负的反电动势 $L_{s1} \frac{dI_0}{dt}$ 。二极管 D_{r1} 导通,产生正向瞬时电压 $U_{fp(ds)}$ 。电容 C_{r1} 充电时,同时通过 R_{r1} 、 L_{s2} 放电,减小电容电压峰值。其中, IGBT₁ 两端电压为:

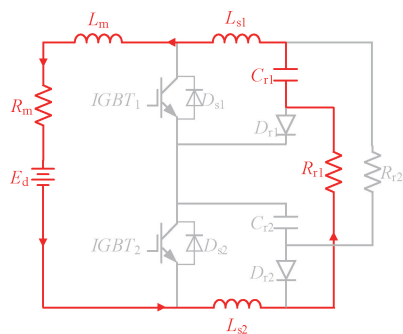
$$U_{ce} = E_d - U_{L_m} = U_{C_{r1}} + L_{s1} \frac{dI_0}{dt} + U_{fp(ds)} \quad (2)$$

充放电型缓冲电路充电时电容过电压峰值大于限幅型缓冲电路, IGBT 过电压增大。

阶段 3: 电流流通路径如图 9 所示。



(a) 回路 1



(b) 回路 2

图 9 缓冲电路阶段 3 电流流通路径

IGBT₁ 关断后,电容 C_{r1} 充电停止,电容 C_{r1} 由 2 条通路放电:一条为 $(L_{s1} + L_m)$ 、 E_d 、 D_{s2} 、 D_{r1} 构成的回路 1;另一条为 $(L_{s1} + L_m)$ 、 E_d 、 R_{s1} 构成的回路 2,如图 9 所示。当二

极管 D_{r1} 反向恢复电流逐渐减小到零时, 回路 1 关闭, 电容 C_{r1} 剩余能量通过回路 2 泄能, 直至 C_{r1} 电压为 $E_d/2$, 放电结束, 过电压消除。

2) 钳位电路拓扑设计

改进 RCD 缓冲电路可有效降低均压不平衡程度、减小损耗, 但仍存在体积大、均压效果弱等问题, 需配合其他均压措施。基于传统单钳位电路, 设计双阈值钳位电路, 通过检测栅集极电压控制钳位二极管注入电流, 实时反馈电路状态, 实现闭环调节各门极驱动信号作用时间, 减小串联 IGBT 过电压大小。

设计的双阈值钳位电路如图 10 所示。由 R_{T1} 、 C_T 、 D_{Z2} 并联模块构成阈值钳位单元, 将单阈值 V_z 钳位变为双阈值 $V_{z1} + V_{z2}$ 钳位, 抑制拖尾电流影响。电容 C_T 等效增加密勒电容, 减缓 IGBT 升压速度, 精确调节电压峰值。

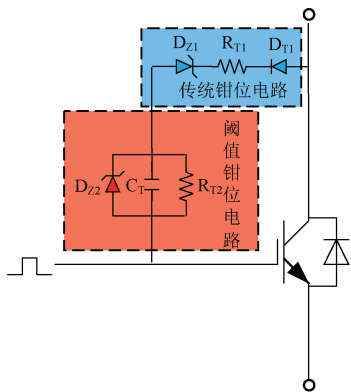


图 10 钳位控制电路

多 IGBT 信号传递不同步时, 存在驱动延时 Δt 时, 双阈值钳位电路中串联 IGBT₁、IGBT₂ 通断工作过程如下:

阶段 1: 若 IGBT₁ 的 V_{ce1} 优先达到第一级击穿电压阈值 V_{z1} , 击穿 TVS 二极管 D_{z1} , 触发钳位电路导通;

阶段 2: D_{z1} 击穿, 钳位电容 C_T 作用, 增大等效米勒电容, 缓解 V_{ce1} 上升速度;

阶段 3: V_{ce1} 达到第二个电压阈值 $V_{z1} + V_{z2}$, 击穿二极管 D_{z2} , 钳位在 $V_{z1} + V_{z2}$, 限制串联多 IGBT 电压差的扩大;

阶段 4: IGBT₂ 关闭, V_{ce2} 升高。 $V_{ce1} + V_{ce2}$ 与直流母线电压 V_{dc} 近似时, 负载电流迅速减小;

阶段 5: V_{ce1} 下降, V_{ce2} 上升, 达到电压平衡时 IGBT₁ 和 IGBT₂ 集射极电压保持 $0.5V_{dc}$ 恒定, 进入稳态阶段。

2.3 主动均压电路拓扑

限幅型 RCD 缓冲电路及双阈值钳位控制电路在有源区瞬态运行时, 响应速度随系统不同步信号时间差的变大而变慢。为加快响应速度、削弱系统不同步信号时间差的影响, 设计基于反馈控制的多 IGBT 主动均压电路, 如图 11 所示。

当差分放大电路采样 IGBT 集射极电压 V_{ce} 大于预设参考电压 V_{ref} 时, 辅助反馈控制模块控制多 IGBT 开断。为防止多 IGBT 电压不同步造成辅助电路信号跳变, 基于

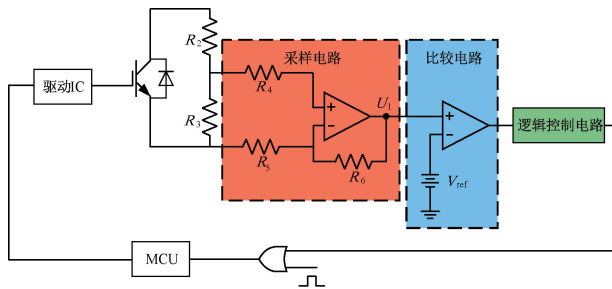


图 11 均压辅助电路

D 锁存器和数字逻辑电路, 设计电平锁定电路, 如图 12 所示。

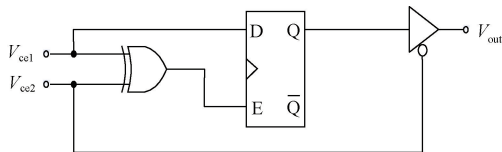


图 12 电平锁定电路

根据 V_{ce1} 及 V_{ce2} 不同取值, 改变 V_{out} 输出大小, 保证多电压不同步时辅助电路信号稳定性。

2.4 混合均压拓扑结构控制流程

混合均压控制时序流程图如图 13 所示。

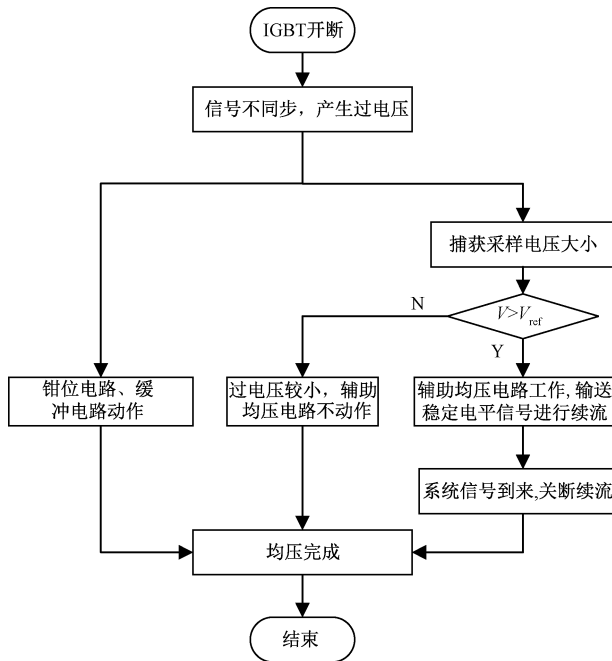


图 13 混合均压控制时序图

开断信号不同步导致串联多 IGBT 间产生过电压时, 钳位电路和 RCD 缓冲电路完成被动均压, 减小超调量和损耗; 辅助反馈均压加快响应速度, 平衡 IGBT 间电压差。若 IGBT 集射极两端电压小于预设参考电压, 表明过电压较小, 辅助均压电路不需额外动作, 减小控制复杂性。若 IGBT 集射极两端电压大于预设参考电压, 辅助均压电路

工作,输送稳定电平信号续流 IGBT 通断,直至滞后信号到来,关断续流,完成均压。混合均压策略可减少软件控制的复杂性及提升开断过程中的响应速度,实现 IGBT 开断过程电压自适应调节。

2.5 混合均压拓扑结构的参数设计方法

1) 限幅型 RCD 缓冲电路参数设计

电容 C_{r1} 吸收电感能量,满足:

$$C_{r1} = (L_s + L_m) \frac{I_0^2}{(\Delta u * U_d)^2} \quad (3)$$

其中, L_m 和 L_s 为 PCB 的寄生电感; $\Delta u = I_0 \sqrt{\frac{(L_s + L_m)}{C_{r1}}}$,

表示电容吸收电感全部能量时电容电压上升变化量,设定 Δu 为 15%~20%; I_0 为负载电流。

IGBT 关断时需释放能量的 85% 以上,根据时间常数 $\tau = RC$ 可知, R 太大导致 IGBT 开断时间增加和开断速度减少, R_{r1} 最大值取决于 IGBT 最小开断周期 $T_{on(min)}$, 至少为时间常数 $R_{r1}C_{r1}$ 的 5 倍,即:

$$T_{on(min)} > 5R_{r1}C_{r1} \quad (4)$$

当缓冲电阻 $R_{r1} < 2\sqrt{\frac{L_m + L_s}{C_{r1}}}$, 处于欠阻尼状态, 发生震荡, 影响系统稳定性。因此, R_{r1} 为:

$$2\sqrt{\frac{L_m + L_s}{C_{r1}}} \leq R_{r1} \leq \frac{T_{on(min)}}{5C_{r1}} \quad (5)$$

2) 钳位电路参数设计

限制 IGBT 集射极电压低于 V_{ces} , 可减少有源钳位回路频繁动作; 为防止钳位电路频繁动作增加损耗, 设计电压阈值 $V_{z1} + V_{z2}$ 为略低于 IGBT 最大工作电压、略高于关断峰值电压, 即:

$$\begin{cases} V_{z1} + V_{z2} < V_{ces} \\ 0.65V_{dc} < V_{z1} + V_{z2} < 0.75V_{dc} \end{cases} \quad (6)$$

D_{z1} 击穿后, R_{T1} 限制有源钳位电路电流, 满足:

$$R_{T1} > \frac{V_{dc} - V_{z1}}{I_z} \quad (7)$$

其中, I_z 为流过二极管的最大电流。

电阻 R_{T2} 进行阈值钳位时, 需形成静态分压网络并为 C_T 提供放电回路。 V_{ce} 升压阶段, D_{z1} 击穿, 钳位电流对 C_T 充电。电容放电阶段, C_T 通过 R_{T2} 放电, 直到下一个关断过程 T_s 到来前结束放电。 C_T 满足:

$$C_T R_{T2} < \frac{T_s}{3} \quad (8)$$

3) 辅助反馈控制电路参数设计

电阻 R_2 和 R_3 主要作用进行采样电路分压, 同时, 要求关断状态电压不平衡率小于 10%, 平衡静态不均压现象:

$$\begin{cases} (R_2 + R_3) < \frac{0.1V_{ces}}{I_{ces(max)}} \\ R_3 > \frac{R_2 V_{ces}}{0.9V_{dc} - 1} \end{cases} \quad (9)$$

其中, $I_{ces(max)}$ 为 IGBT 集射极最大电流, n 为串联 IGBT 个数。

改变电阻 R_4 、 R_5 、 R_6 , 并通过运算放大器将 R_5 两端电压转化为 MCU 可接受的采样电压大小, 各参数满足:

$$\begin{cases} V_1 = (1 + \frac{R_6}{R_4}) \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{ce} \\ S \geq 2 \cdot \pi \cdot f_{max} \cdot V_{pmax} \\ R_5 = \frac{R_4 \cdot R_6}{R_4 + R_6} \end{cases} \quad (10)$$

其中, f_{max} 为最高频率信号, V_{pmax} 为信号的最大峰值电压。

3 混合控制策略的仿真设计与验证

基于 Multisim 平台, 搭建固态断路器多 IGBT 仿真模型, 验证混合均压电路拓扑结构和控制的可行性。

固态断路器工况下多 IGBT 关断延迟时间差一般在 50~600 ns 之间, 因此, 设定两 IGBT 关断时间差分别为 100、300 和 500 ns, 均压拓扑主要参数如表 3 所示。

表 3 拓扑主要参数

参数	参数名称	值
系统参数	直流电压 E_d/V	400
	主回路电阻 R_{dc}/Ω	20
	主回路电感 $L_{dc}/\mu H$	20
	IGBT 型号	IXGQ85N33PCD1
	驱动电阻 R_m/Ω	5
器件参数	缓冲电阻 R_{r1}/Ω	10
	缓冲电容 C_{r1}/nF	80
	电阻 R_3/Ω	100
	电阻 R_{T1}/Ω	15

3.1 混合均压策略的仿真验证

图 14 为基于限幅型和充放电型两种缓冲电路在开通和关断时刻的电压变化对比, 不同延迟时刻电压最大超调如表 4 所示。

由图 14 和表 4 看出, 固态断路器开通瞬间, 随延迟时间从 100 ns 增长至 500 ns, 充放电型缓冲电路的电压超调量大小由 51% 增长至 98%, 而限幅型缓冲电路的电压超调量仅由 5.5% 增长至 26%。因此, 基于限幅型缓冲电路, 超调量增长幅度更小且初始值更低。此外, 基于两种缓冲电路, 延时间对响应时间无影响, 且两种缓冲电路下固态断路器响应时间基本相同。

IGBT 开关损耗为:

$$P_{on(off)} = \frac{1}{t_{on(off)}} \int_0^{t_{on(off)}} V_{ce}(t) \cdot i_{ce}(t) dt \quad (11)$$

基于式(11), IGBT 集射极端电压越大, 开断时刻损耗越大。以延迟 300 ns 开通和关断时刻为例, 基于充放电型

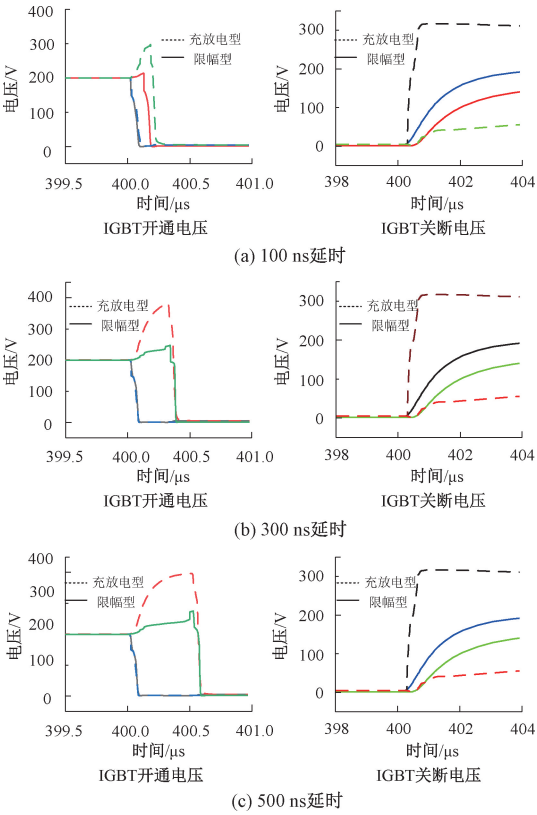


图 14 直流 400 V 下充放电型和限幅型开断电压

表 4 不同延迟时刻电压超调量

时间/ns	充放电型超调电压/V	限幅型超调电压/V
100	302	211
300	360	230
500	396	252

和限幅型缓冲电路,两 IGBT 开通电压分别为 360 V 和 230 V,关断电压分别为 310 V 和 200 V,不同延迟时间时,基于充放电缓冲电路的电压超调均比限幅型超调严重。因此,限幅型缓冲电路可减小过电压和开断损耗。但图 14 显示,限幅型缓冲电路在开通过程过电压下降为零时,电压斜率与充放电型缓冲电路一致,说明限幅型缓冲电路控制具有不连续性,且未能优化动态响应时间。

基于限幅型 RCD 缓冲电路,增设钳位控制电路拓扑结构,开断电压如图 15 所示。

由图 15 可以看出,开断延迟时间为 100 ns 时,固态断路器开通瞬间出现 10 V 左右过电压,关断瞬间无过电压。500 ns 开断延迟时间时,开通瞬间过电压为 230 V,关断瞬间出现小幅过电压;并对比图 14,最大超调量由 26%降低至 17%。结果表明,随延迟时间增加,阈值钳位单元均压效果减弱,开通和关断瞬间的最大超调量均有增长。此外,增设钳位控制电路,可改善电压分配不均,降低过电压。

基于本文提出的固态断路器混合均压电路拓扑结构,开

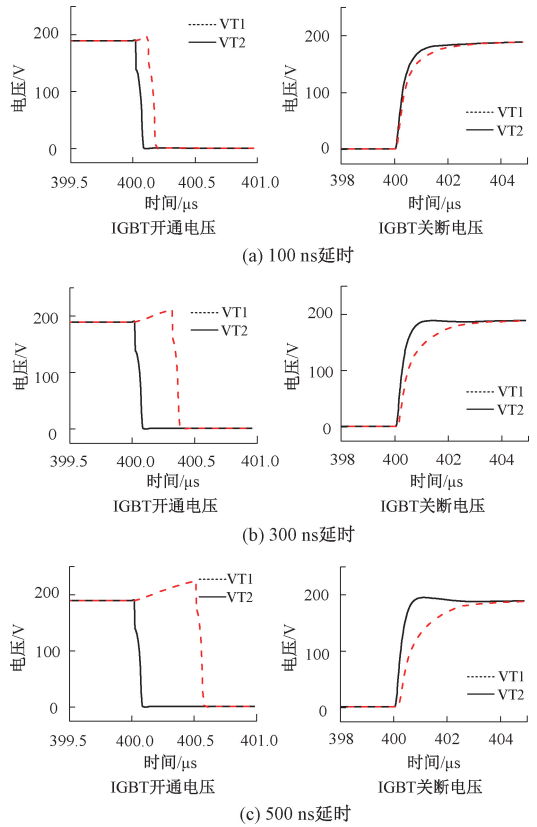


图 15 直流 400 V 下双阈值钳位电路开断电压

断电压如图 16 所示,最大超调量和响应速度时间如表 5 所示。

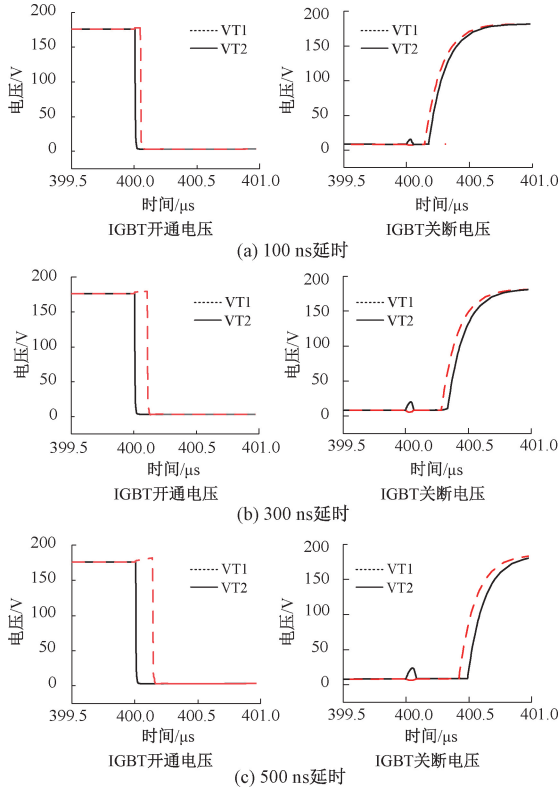


图 16 直流 400 V 混合均压电路的开断电压

表 5 不同延迟下混合均压电路超调量和响应速度

延迟时间/ns	最大超调量/%	响应速度/ns
100	4.2	50
300	6.6	95
500	9.1	113

由图 16 和表 5 可以看出,IGBT₁ 提前开通,开通瞬间,IGBT₂ 集射极出现微小过电压,随着延迟时间增加,最大超调量有较小幅度的增长。较于限幅型缓冲电路,开通 500 ns 时最大超调量由 26%降低为 9.1%。此外,IGBT₂ 提前关断,关断瞬间,出现短暂过电压,混合均压控制下,通过续流 IGBT₂ 保持开通;IGBT₁ 栅极关断信号到来,续流结束,关断完成,最大超调量未超过 10%。结果表明,混合均压控制电路对 IGBT 开断瞬态电压峰值有很好的抑制作用,满足 GB/T 16912.2-2017 标准中的规定。

限幅型缓冲电路与混合式控制电路响应速度对比分析见表 6 所示。

表 6 限幅型和混合均压控制响应速度对比

延迟时间/ ns	限幅型控制 响应速度/ns	混合式控制 响应速度/ns
100	210	50
300	400	95
500	600	113

由表 6 可知,在不同延迟时间的固态断路器开断过程中,基于混合控制策略的响应速度均较限幅型缓冲电路更快,IGBT 关断时间仅为限幅型缓冲电路的 23.75%。随着延迟时间增加,响应速度有所减慢,但依然可以提前完成开断,表明本文所提拓扑有效改善了均压过程中的响应速度慢问题。同时,测试实验范围之内响应速度不超过 200 ns,多 IGBT 均压可快速实现,满足 IEC 60747-9 标准中的规定。

3.2 混合控制策略的固态断路器开断实验仿真验证

设计图 1 所示的固态断路器换流开断仿真方案,验证均压拓扑结构应用于固态断路器完成正常开断短路电流的有效性。转移支路采用两个二极管串联构成,各支路电流波形如图 17 所示。

由图 17,固态断路器在 0.2 s 发生故障,电流由稳定状态的 5 A 快速增长到 10 A 后转移至换流支路,经过 1 ms 延迟,电流转移到吸收支路,感性能量被吸收,固态断路器开断完成,电流逐渐降为零。验证了所提均压拓扑结构可应用于固态断路器换流过程。

4 实验设计和验证

4.1 实验平台建立

为验证本文所提的多 IGBT 串联混合均压电路方案的

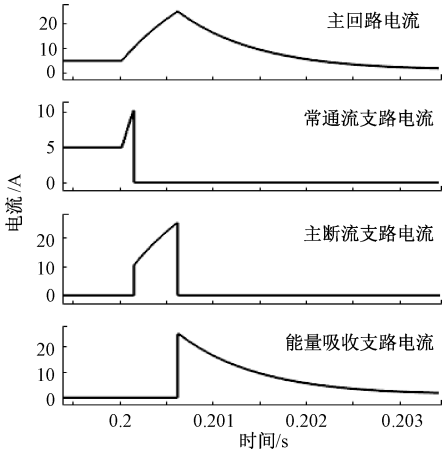


图 17 固态断路器短路实验开断过程电流

可行性,基于实验室环境,搭建 IGBT 串联控制方案实验平台。通过短路电阻模拟直流系统短路故障,完成电流在各支路转移过程,实现 2 个 IGBT 的串联均压实验,分析电压分布,实现验证。实际平台如图 18 所示。

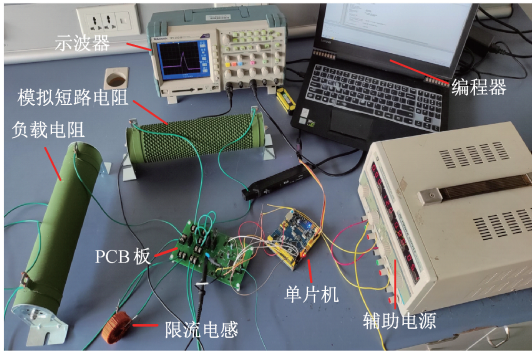


图 18 固态断路器样机

主要参数如表 7 所示。

表 7 实验系统参数

类型	数值及型号
母线电压/V	350
辅助电源电压/V	5、12
模拟短路故障电阻/ Ω	20
限流电感/mH	5
IGBT	IXGQ85N33PCD1
示波器	TPS2024B

4.2 均压控制策略的验证分析

考虑固态断路器制作工艺、信号传输损耗等因素导致的传递误差,设计多 IGBT 导通时误差时间测试方案,结果如图 19 所示。

由图 19 可知,IGBT₁ 和 IGBT₂ 导通时延约为 300 ns,表明在正常工况下,固态断路器多 IGBT 存在自身参数、支路参数的细微差异,通过 IGBT 驱动电压控制时间不同步体现。

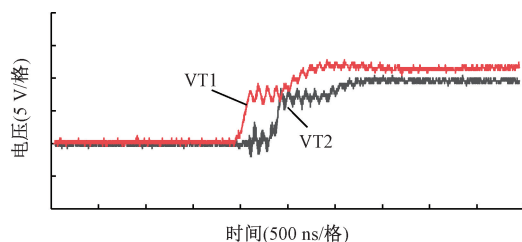


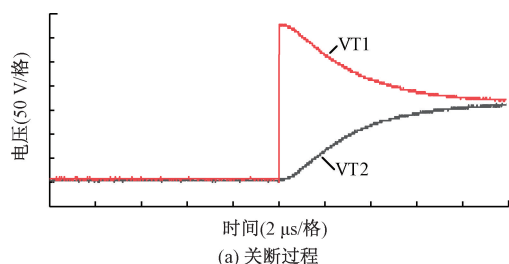
图 19 2 个 IGBT 导通延时时间

实验设计 3 组固态断路器典型均压拓扑进行对比分析,验证本文所提拓扑有效性。

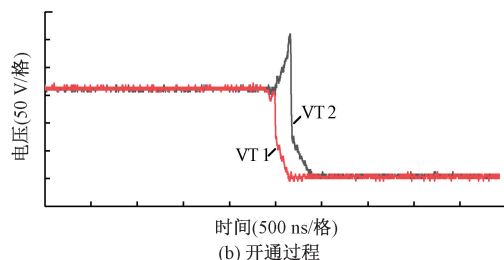
方案 1: 无均压控制;

方案 2: 充放电型 RCD 缓冲电路;

方案 3: 基于本文所提串联混合均压电路; 方案一无均压控制的 IGBT 串联电压变化如图 20 所示。



(a) 关断过程



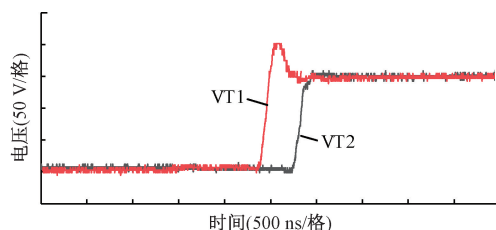
(b) 开通过程

图 20 300 ns 延迟下无均压控制实验的关断电压

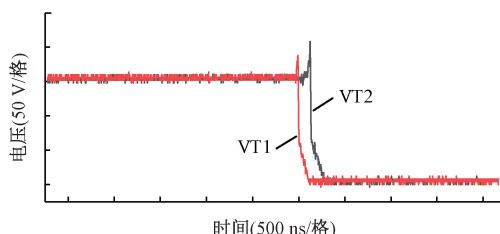
由图 20 可知,关断时刻,IGBT₁ 电压跳变到 325 V,超调量为 91.4%;此时,IGBT₂ 仍处于导通状态,经过 300 ns 延时,IGBT₂ 导通,IGBT₁ 电压下降,IGBT₂ 电压上升,经过 1 ms 两者承受电压趋于平稳至 160 V。开通时刻,由于未受到均压控制,IGBT₁ 栅极接收信号后立即动作,集射极电压超调至 263 V,超调量为 75.3%。IGBT₂ 导通后,电压迅速下降,400 ns 开通完成。结果表明,无均压控制下固态断路器超调现象严重,且响应时间长,无法直接应用。

方案 2 基于充放电型 RCD 缓冲电路控制的 IGBT 串联电压变化如图 21 所示。

由图 21 可知,关断时刻,IGBT₁ 电压跳变到 200 V,超调量为 34.7%;此时,IGBT₂ 仍处于导通状态,经过 300 ns 延时,IGBT₂ 导通,IGBT₁ 电压下降,IGBT₂ 电压上升,经过 450 ns 两者承受电压趋于平稳至 160 V。开通时刻,IGBT₁ 动作,由于电容特性,电容两端电压不能突变,IGBT₂ 电压超调量较无均压电路降低至 180 V,超调量为 20.4%,IGBT₂ 导通后,电压迅速下降,350 ns 开通完成。



(a) 关断过程

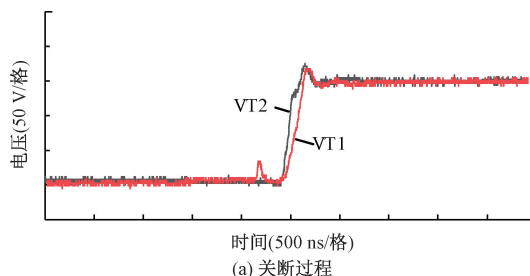


(b) 开通过程

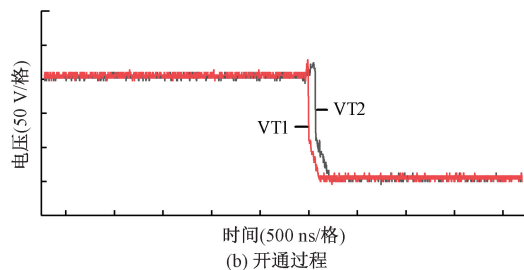
图 21 300 ns 延迟充放电型 RCD 缓冲电路实验的关断电压

结果表明,方案 2 降低了超调量,但电容通过电阻放电导致 IGBT 动态关断响应时间变长,不利于短路故障处理的时效性。

方案 3 串联混合均压电路控制的 IGBT 串联电压变化如图 22 所示。



(a) 关断过程



(b) 开通过程

图 22 300 ns 延迟下的混合均压控制实验

由图 22 可知,关断时刻,设计 IGBT₁ 先关断,IGBT₁ 集射极电压 V_{ce} 上升至 25 V,IGBT₁ 电压跳变后,混合均压电路工作,维持驱动电路高电平续流,保持 IGBT₁ 开通,直至 IGBT₂ 关断,达到平衡电压 150 V。开通时刻,IGBT₁ 栅极接收信号后动作,IGBT₂ 集射极产生过电压,混合均压电路的辅助反馈控制电路向 IGBT₂ 栅极提供续流信号,IGBT₂ 提前 100 ns 导通。

3 组方案的超调量及响应时间实验数据对比如表 8 所示。

表 8 3 种方案超调量及响应时间对比

方案	关断电压 超调量	关断 时间	开通电压 超调量	开通 时间
无均压控制	91.4%	1 ms	75.3%	400 ns
充放电型 RCD	34.7%	450 ns	20.4%	350 ns
串联混合均压电路	13.3%	170 ns	10.6%	200 ns

由表 8 可知,对比 3 种不同方案,基于混合均压策略,IGBT 关断过程超调量为充放电型 RCD 缓冲电路的 38.3%,仅为无均压电路的 14.5%;关断时间为充放电型 RCD 缓冲电路的 37.7%,仅为无均压电路的 17%;IGBT 开通过程超调量为充放电型 RCD 缓冲电路的 51.9%,仅为无均压电路的 14.07%;开通时间为充放电型 RCD 缓冲电路的 57.1%,仅为无均压电路的 50%。与现有的两种工况常用方案对比可知,本文所提拓扑结构过电压抑制明显,避免了固态断路器在工作过程中出现较大的电压波动,可保证 IGBT 正常工作电压在峰值电压的 60%~70%;响应速度快,保证固态断路器动作灵敏性。

实验结果表明,串联混合均压电路很好结合了限幅型 RCD 缓冲电路损耗小、双阈值钳位电路改善 IGBT 过电压能力强与辅助反馈主动均压电路响应速度快的特点,从而减小 IGBT 电路超调量,具备更强的抑制过电压能力,提升响应速度,是一种切实可行的方案。

4.3 固态断路器开断实验设计与策略验证

设计固态断路器样机进行短路实验模拟。设置 0.6 s 时发生短路故障,电流爬升至设定阈值电流 20 A。图 23 为混合均压拓扑结构应用于固态断路器完成正常开断短路电流的效果。

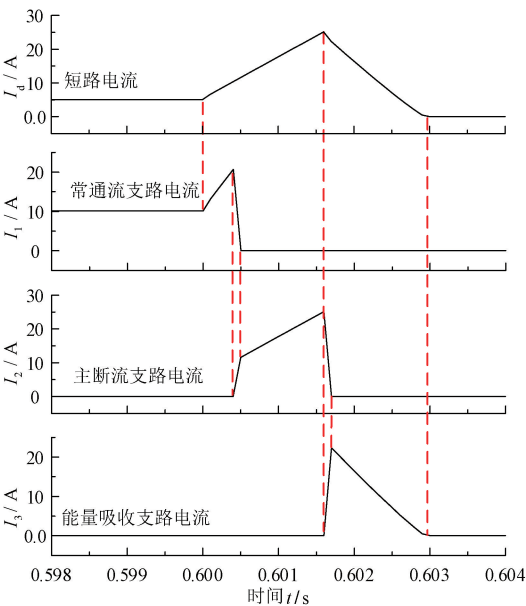


图 23 固态断路器样机短路开断过程电流

由图 23 可知,样机短路电流爬升至设定阈值电流 20 A,常通流支路关闭,转移支路开启。转移支路经过 1 ms 延时后,电流成功转移到吸收支路,短路电流由续流支路转移到能量吸收支路的 MOV,电流衰减直至为 0,验证故障能量被完全吸收,样机可完成短路电流开断。

5 结 论

考虑传统多 IGBT 在固态断路器开断过程电压分配不均、局部电压过高、损耗大等问题,引入 RCD 缓冲电路,基于电容回馈支路,设计限幅型缓冲电路,减小开断损耗。基于钳位阈值模块,设计双阈值钳位电路,精确调节电压峰值,改善电压分配不均,降低过电压。

考虑 RCD 缓冲电路和钳位电路在开断过程中响应速度慢、超调严重的问题,设计辅助反馈均压拓扑,研发被动均压与主动均压相结合的混合均压拓扑结构,加快开断均压响应速度,简化设计复杂性,实现 IGBT 开断过程电压自适应调节。

搭建 350 V 固态断路器均压实验样机,设计 3 组开断延迟时间不同的均压电路和开断方案,进行仿真和实验验证。结果表明:被动均压与主动均压相结合的新型混合均压拓扑结构电压超调量为 10.6%,仅为无均压电路的 14.5%。开断过程响应时间为 200 ns,是无均压控制策略响应时间的 17%。实验结果证明本文所提出的 IGBT 串联混合均压电路响应速度快,损耗小,可有效抑制不均压现象。

参考文献

[1] 井娟丽,姬森. 光伏电站可靠性模型及其算例分析[J]. 电子测量技术, 2019, 42(23): 106-110.

[2] 孙曙光,张婷婷,王景芹,等. 基于连续小波变换和 MTL-SEResNet 的断路器故障程度评估[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(6): 162-173.

[3] 武健,王蕊,张彩红,等. 并联型 MMC-MTDC 系统直流故障特性分析及保护策略[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(9): 103-109.

[4] XU X R, CHEN W J, LIU C, et al. An efficient and reliable solid-state circuit breaker based on mixture device[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(9): 9767-9771.

[5] 张帆,杨旭,任宇,等. 一种适用于固态直流断路器的 IGBT 串联均压电路[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(3): 656-663.

[6] YUE L, LEE INHWAN, YAO X. A review of voltage sharing control methods for series-connected IGBTs for applications in pulsed power generation[C]. 2018 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference(IPMHVC), Jackson, WY, USA, 2018: 397-402.

- [7] YANG X Y, LIN H, WANG T. An improved parameter design method of active clamping circuit for voltage balancing of series-connected IGBTs[C]. 2022 4th International Conference on Smart Power & Internet Energy Systems (SPIES), Beijing, China, 2022: 53-57.
- [8] 张雪珺, 黄萌, 刘佳鸿, 等. IGBT 串联均压方法综述[J]. 电源学报, 2021, 19(1): 192-204.
- [9] 苟锐锋, 俞天毅, 孙广星, 等. 基于 RCD 与 MOV 的直流固态断路器缓冲电路优化分析与设计[J]. 高电压技术, 2019, 45(8): 2418-2424.
- [10] VECHALAPU K, NEGI A, BHATTACHARYA S. Performance evaluation of series connected 15 kV SiC IGBT devices for MV power conversion systems[C]. 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Milwaukee, WI, USA, 2016: 1-8.
- [11] DING C, NIE T P, TIAN X J, et al. Analysis of the influence of RC buffer on DC solid-state circuit breaker[J]. Energy Reports, 2020, 6: 1483-1489.
- [12] 屈鲁, 张翔宇, 陈政宇, 等. 适用于直流开断的 IGCT 串联均压技术[J]. 高电压技术, 2018, 44(2): 409-416.
- [13] 范镇淇, 侯凯, 李伟邦. IGBT 串联阀吸收电路的研究[J]. 电气传动, 2013, 43(7): 72-76.
- [14] MOHESENZADE S, ZARGHANY M, KABOLI S. A series stacked IGBT switch with robustness against short-circuit fault for pulsed power applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5): 3779-3790.
- [15] 梅桂芳, 安显, 张建. 基于门极阻容补偿网络的 IGBT 串联均压方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(4): 35-47.
- [16] LU T, ZHAO Z M, JI S Q, et al. Parameter design of voltage balancing circuit for series connected HV-IGBTs[C]. Proceedings of the 7th International Power Electronics and Motion Control Conference. Harbin, China, 2012: 1502-1507.
- [17] LU G D, GAO C Z, LI X Y. Voltage self-balance method for series connected IGBTs by using clamping diodes[C]. IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Beijing, China, 2017: 5000-5005.
- [18] PALMER P, HE W W, ZHANG X Q, et al. IGBT series connection under active voltage control with temporary clamp [C]. IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. Montreal, QC, Canada, 2012: 465-470.
- [19] BARAIA I, BARRENA J A, ABAD G, et al. An experimentally verified active gate control method for the series connection of IGBT/diodes [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(2): 1025-1038.
- [20] 周野, 王旭, 鲜亮, 等. 基于门极放电补偿的串联 IGBT 有源驱动电路[J]. 电工技术学报, 2021, 36(18): 3934-3945.
- [21] CHEN G, ZHANG J W, CAI X. Adaptive digital gate control for series connected IGBTs[C]. IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Vienna, Austria, 2013: 394-399.
- [22] ZHANG F, REN Y, TIAN M F, et al. Active gate charge control strategy for series-connected IGBTs [C]. 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), Seoul, South Korea, 2015: 1840-1845.

作者简介

赵靖英, 教授, 硕士生导师, 主要研究方向为电器智能化、电工装备可靠性技术、智能电网。

E-mail: zhaojy931@hebut.edu.cn

郝潇飞, 硕士, 主要研究方向为电器智能化、电器可靠性及检测技术。

E-mail: hxf_0801@163.com

舒亮(通信作者), 教授, 硕士生导师, 主要研究方向为智能机电系统设计与仿真。

E-mail: shuliangalbert@163.com