第 52 卷 第 6 期：2678-2690 高电压技术 Vol.52, No.6: 2678-2690
2026 年 6 月 30 日 High Voltage Engineering June 30, 2026
**DOI**: 10.13336/j.1003-6520.hve.20251008

# 基于振荡电路的可控 Z 源直流断路器的开断特性

尹健宁[1]，曾晓宝[1]，徐　鸣[2]，刘兴华[1]
（1. 西安理工大学电气工程学院，西安 710054；2. 西安理工大学理学院，西安 710054）

**摘　要**：随着光伏发电系统装机容量的不断增长，直流侧电压逐渐升高，为断路器在高电压下进行全电流的快速开断提出了新的需求。为实现断路器快速且无电弧的开断，该文提出了一种基于振荡电路的可控 Z 源直流断路器(oscillation-circuit-based controllable Z-source DC circuit breaker，OCZ-DCCB)。在该拓扑结构中，通过控制晶闸管(silicon controlled rectifier，SCR)导通，使得系统正常运行状态下即可预充电支路中的电容 *C* 进行预充电，从而振荡支路中电容和电感产生振荡电流，从而实现对直流线路中全电流(10 A~10 kA)的快速开断。同时解决了传统 Z 源直流断路器出现故障电流上升率不足时导致晶闸管无法自关断进而无法开断小电流问题和瞬态误触发问题。该文提出的 OCZ-DCCB 与有源 Z 源直流断路器(active Z-source DC circuit breaker，AZ-DCCB)相比，在 DC150 V 时开断故障电流时间缩短了 22 倍。该文提出的 OCZ-DCCB 在 DC1 500 V 时，短路故障情况下，能量正向和反向流动时的开断时间分别为 0.30 ms 和 0.25 ms，验证了所提方案的快速性和有效性。该结构通过与全控型器件绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor，IGBT)结合，有效利用 IGBT 来满足直流微电网中复杂的能量流动需求，实现对电流的提前和有计划的切断。通过仿真对 OCZ-DCCB 进行了验证，结果表明其具有快速开断能力，并能适应不同的直流电网电压等级，证实了其有效性和适用性，为直流断路器在高电压下进行全电流的可靠开断提供了一种新的解决方案。

**关键词**：Z 源直流断路器；振荡电路；光伏发电；预充电；故障电流

## Interruption Characteristics of Oscillation-circuit-based Controllable Z-source DC Circuit Breaker

YIN Jianning[1], ZENG Xiaobao[1], XU Ming[2], LIU Xinghua[1]
(1. School of Electrical Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710054, China;
2. School of Science, Xi'an University of Technology, Xi'an 710054, China)

**Abstract**: With the continuous growth of photovoltaic (PV) power generation capacity and the gradual increase in DC side voltage levels, new requirements have been imposed on circuit breakers to achieve rapid full-current interruption under high-voltage conditions. To realize fast and arc-free interruption, this paper proposes an oscillation-circuit-based controllable Z-source DC circuit breaker (OCZ-DCCB). In the proposed topology, by controlling the conduction of the silicon controlled rectifier (SCR), the capacitor *C* in the pre-charging branch is charged during normal system operation. This facilitates the generation of an oscillating current via the capacitor and inductor in the oscillation branch, thereby achieving rapid interruption of the full load current (10 A to 10 kA) in the DC line. Furthermore, the proposed design effectively addresses the issues of thyristor self-commutation failure under insufficient fault current rise rates and transient false triggering, which are common limitations in traditional Z-source DC circuit breakers. Compared with the active Z-source DC circuit breaker (AZ-DCCB), the OCZ-DCCB reduces the fault current interruption time by a factor of 22 at DC 150 V. Under a short-circuit fault condition at DC 1 500 V, the interruption time for forward and reverse energy flows is 0.30 ms and 0.25 ms, respectively, verifying the rapidity and effectiveness of the proposed scheme. By integrating with the fully controlled device insulated gate bipolar transistor (IGBT), the structure effectively utilizes the IGBT to meet complex energy flow demands in DC microgrids, enabling proactive and scheduled current interruption. The OCZ-DCCB is verified by simulation,and the results demonstrate its rapid interruption capability and adaptability to various DC grid voltage levels. These findings confirm its effectiveness and applicability, providing a novel solution for reliable full-current interruption of DC circuit breakers under high-voltage conditions.

**Key words**: Z-source DC circuit breaker; oscillation circuit; photovoltaic power generation; pre-charging; fault current

**基金资助项目**：国家自然科学基金(52107167)；陕西省重点研发计划(2024GX-YBXM-250)；陕西省教育厅科研项目(24JP128)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China (52107167), Key R&D Program of Shaanxi Province (2024GX-YBXM-250), Scientific Research Project of Shaanxi Provincial Education Department (24JP128).

## 0　引言

在“碳达峰、碳中和”倡议的背景下，电力行业提出的低碳环境转型战略受到了广泛关注[1]。光伏产业的快速发展缓解了日益严峻的资源稀缺和环境恶化问题[2]。在光伏系统中，直流断路器是一种至关重要的设备。它在确保系统安全和提高运行效率方面发挥着关键作用[3]。

根据其工作原理，目前直流断路器可分为 3 类[4-5]：机械式直流断路器、固态直流断路器和混合式直流断路器。机械式直流断路器在一些场合下存在熄弧难、小电流开断难等问题，则需要利用电力电子辅助开关产生过零电弧电流[6-7]。它们具有损耗低的特点，但存在故障电流开断速度慢的缺点。固态直流断路器利用电力电子器件的高可控性实现快速电流开断[8-9]。然而，它们成本较高且通态损耗较大。混合式直流断路器结合了机械式直流断路器的低通态损耗和固态直流断路器的快速开断速度[10-11]。然而，由于技术复杂性和材料成本，混合式直流断路器通常比传统断路器更昂贵[12-13]。

传统固态直流断路器采用绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor，IGBT)作为开关元件。在高压应用中，它们需要多个元件串联以承受瞬态开断电压。这一要求显著增加了断路器的成本[14-15]。Z 源固态断路器(Z-source DC circuit breaker，ZSCB)是一种新型的直流保护解决方案，它采用晶闸管作为主要开关元件[16-17]。与使用 IGBT 和金属氧化物半导体场效应晶体管(metal-oxide-semiconductor field-effect transistor，MOSFET)的传统固态断路器相比，晶闸管具有更低的通态损耗。它们还具有更强的耐压和耐流能力[18]。此外，晶闸管的成本更低。Z 源固态断路器的自关断依赖于自然换相。当发生严重故障时，故障电流上升率很高，Z 源电容提供的电流会与电感电流形成反向叠加，迫使晶闸管(silicon controlled rectifier，SCR)电流降至零，从而实现自然关断。为此，学者们提出不同种类的 ZSCB 拓扑结构，利用通过电容的暂态故障电流使得流过晶闸管电流降为零。然而这些方案只能在电流上升率较高的情况下自动关断。这就会带来如下弊端[19]：

(1)当发生轻微故障时，故障电流上升率不足，ZSCB 无法自动关断。

(2)ZSCB 暂态过程可能会误触发。

(3)ZSCB 无法主动切断工作电流。

当故障电流上升率不足时，ZSCB 无法自关断的具体原因如下[20]：

(1)由于电容电流最大值与故障电流上升率的开方成正比。若故障电流上升率不足，电容电流无法在故障期间达到电感电流的大小水平，导致流过晶闸管的电流始终大于零，晶闸管无法关断。

(2)故障期间，电感电流会因电压变化逐渐上升。若故障电流上升率过低，电容电流的增长速度落后于电感电流，两者差距扩大，进一步阻碍流过晶闸管降为零。

因此，ZSCB 的自关断仅适用于上升率高的严重故障，对于上升率低的故障需依赖手动触发机制(如人工引入故障电流)实现关断。这些现有的 ZSCB 方案不适合实际应用。

文献[21]中，提出了一种手动跳闸机制。该方法通过人为制造故障，为 ZSCB 提供足够高电流上升率，从而主动将其关断。显然，这种跳闸机制会对直流系统造成额外损坏，并非最佳选择。

为应对上述挑战，本文提出一种基于振荡电路的可控 Z 源直流断路器(oscillation-circuit-based controllable Z-source DC circuit breaker，OCZ-DCCB)。该断路器具有以下特点：

(1)将全控型器件 IGBT 与半控型器件双向开关(triode for altemating current, TRIAC)相结合，通过电容和电感产生振荡电流，使其主动注入主支路。解决了传统 Z 源直流断路器出现故障电流上升率不足时导致晶闸管无法自关断进而无法开断小电流问题和瞬态误触发问题。

(2)在系统正常运行状态下通过额定电流对预充电支路中的电容 $C$ 进行预充电，确保高效初始化。同时应用均压均流电路为晶闸管所需承受的峰值电压和峰值电流进行了均衡，使得系统的稳定性和晶闸管的寿命得到提升。

(3)在 150 V/1.5 A 电压下，将所提方法与文献[19]中描述的方法进行了比较，结果表明此方法将开断小故障电流时间缩短了 22 倍。

在 Matlab/Simulink 平台上进行了全电流的仿真，充分验证了所提出的 OCZ-DCCB 的有效性，并展示了其有效性和可行性。

## 1　拓扑结构

基于振荡电路的可控 Z 源直流断路(OCZ-DCCB)

拓扑结构如图 1 所示。主支路由串联的 IGBT 和 TRIAC 组成。

振荡支路由电容 $C$、电感 $L$ 以及两个反向并联的晶闸管 $T_4$ 和 $T_5$ 组成。通过 $LC$ 电路产生振荡电流，将其注入回主支路，以促进故障电流的中断和转移。

缓冲和耗能支路并联在开关的两端，以降低故障电流的上升率并吸收系统内的故障能量。预充电支路由晶闸管 $T_6$ 和电阻 $R_r$ 组成。

OCZ-DCCB 的故障开断原理如图 2 所示。该图中，$i_{dc}$ 是直流系统中的电流；$i_{T1}$ 和 $i_{T2}$ 是流经 IGBT 的电流；$i_{T3}$ 是流经 TRIAC 的电流；$i_C$ 是振荡支路电流；$i_{MOV1}$、$i_{MOV2}$ 和 $i_{MOV3}$ 是耗能支路中的电流。

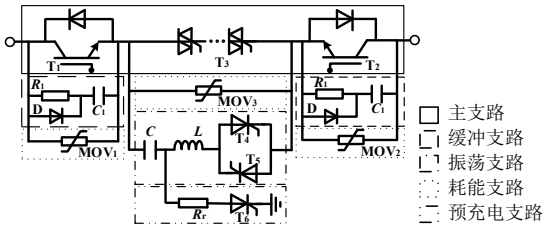
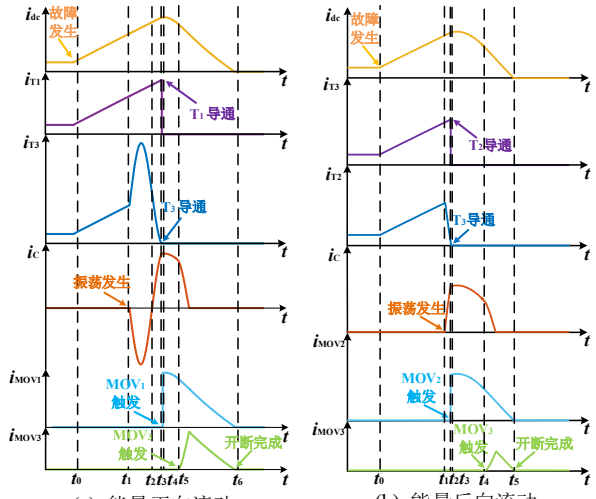



图 1 基于振荡电路的可控 Z 源固态直流断路器拓扑结构

Fig.1 Topology of the controllable Z-source solid-state DC circuit breaker based on oscillating circuit




(a) 能量正向流动 (b) 能量反向流动

图 2 开断原理图

Fig.2 Principle diagram of circuit interrupting

由于能量正向流动和能量反向流动的原理大体一致，所以本文以能量正向流动为例进行介绍。

如图 3 所示，接下来将对开断阶段进行描述。

1）工作模式 I($t<t_0$)

在正常工作条件下，触发 $T_1$ 和 $T_3$ 可使电压源通过路径 $U_s$→$T_1$→$T_3$→$Z_L$ 为负载供电。电容 $C$ 通过路径 $U_s$→$T_1$→$C$→$R_r$→$T_6$ 完成预充电。此时电容 $C$ 的电压极性为左侧为正，右侧为负。根据电路理论的基本原理：

$$i_{dc}=\frac{U_s}{R_s+Z_L} \tag{1}$$

式中：$U_s$ 为系统电压；$R_s$ 为线路的等效电阻；$Z_L$ 为负载阻抗。

2）工作模式 II($t_0\le t<t_1$)

在 $t=t_0$ 时刻发生短路故障，导致电流迅速增大。此时，断路器尚未收到跳闸命令。由此可得：

$$\begin{cases} U_s=R_s i_{dc}+L_s\dfrac{\mathrm{d}i_{dc}}{\mathrm{d}t}+u_{T1}+u_{T3}+u_D \\ i_{dc}(t_0)=i_{dc} \end{cases} \tag{2}$$

式中：$u_{T1}$ 是 IGBT 的导通压降；$u_{T3}$ 是 TRIAC 的导通压降；$u_D$ 是二极管的导通压降；$L_s$ 为线路的等效电感。

3）工作模式 III($t_1\le t<t_2$)

在 $t_1$ 时刻，接收到保护动作指令，触发晶闸管 $T_5$ 导通。由电容 $C$ 和电感 $L$ 组成的振荡支路通过 $T_5$ 和 $T_3$ 形成回路，产生第一次振荡。半个周期后，电容 $C$ 两端电压极性反转，左端为负，右端为正。电流降至零，导致晶闸管 $T_5$ 自动关断。因此：

$$\begin{cases} u_C=u_{T3}+u_L+u_{T5} \\ u_L=-L\dfrac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t} \\ i_C=C\dfrac{\mathrm{d}u_C}{\mathrm{d}t} \\ i_{dc}-i_C=i_{T3} \end{cases} \tag{3}$$

式中：$u_C$ 是电容 $C$ 的电压；$u_L$ 是电感 $L$ 的电压；$u_{T5}$ 是晶闸管 $T_5$ 的导通压降。

4）工作模式 IV($t_2\le t<t_3$)

在 $t_2$ 时刻，触发 $T_4$ 导通，电容 $C$ 迅速放电，$i_C$ 迅速增大。当 $i_C$ 等于故障电流 $i_{dc}$ 时，$T_3$ 自然关断。根据电路理论的基本原理：

$$\begin{cases} U_s=R_s i_{dc}+L_s\dfrac{\mathrm{d}i_{dc}}{\mathrm{d}t}+u_{T1}+u_{T3}+u_D \\ u_{T3}=-u_C+u_{T4}+L\dfrac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t} \\ i_C=-C\dfrac{\mathrm{d}u_C}{\mathrm{d}t} \\ i_{dc}=i_{T3}+i_C \end{cases} \tag{4}$$

式中：$u_{T4}$ 是晶闸管 $T_4$ 的通态压降。

5）工作模式 V($t_3\le t<t_4$)

在 $t_3$ 时刻，$T_3$ 关断，故障电流完全流经振荡回路。同时，$T_1$ 关断，电流迅速降至零。时刻 $t_3$ 几乎

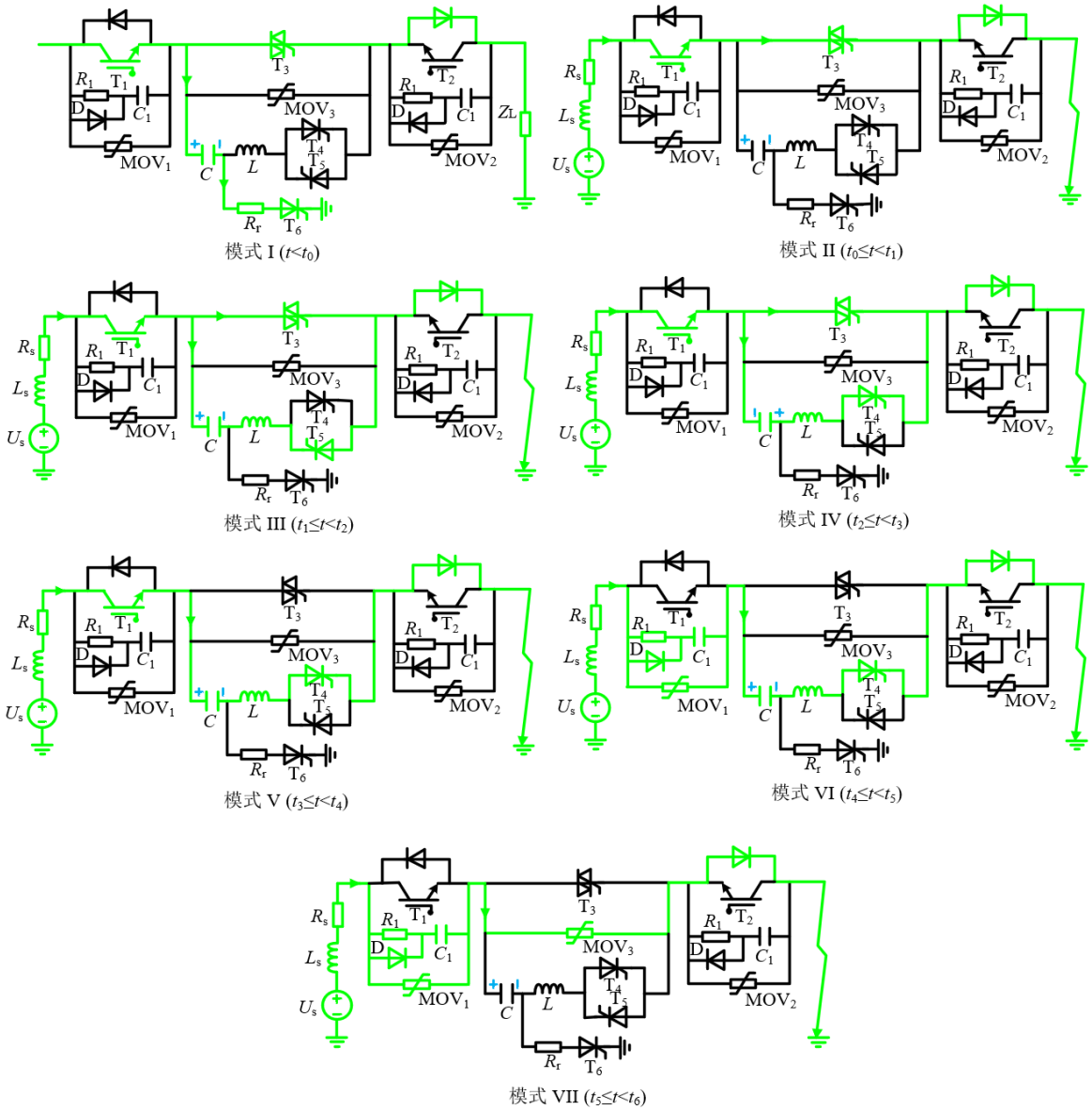



图 3　能量正向流动时故障清除期间的运行模式(左侧为电源，右侧为负载)

Fig.3　Operation mode during fault clearance with forward energy flow (left is the power supply, right is the load)

与时刻 $t_4$ 重合。由此可得：

$$\begin{cases} U_s = R_s i_{dc} + L_s \dfrac{\mathrm{d}i_{dc}}{\mathrm{d}t} + u_C + L\dfrac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t} + u_{T4} + u_D \\ i_{dc} = i_C \end{cases} \tag{5}$$

6）工作模式 VI($t_4\le t<t_5$)

在 $t_4$ 时刻，电压达到 $\mathrm{MOV}_1$ 的钳位电压，使耗能支路导通。因此，故障电流迅速转移到耗能支路。根据电路理论的基本原理：

$$\begin{cases} U_s = R_s i_{dc} + L_s \dfrac{\mathrm{d}i_{dc}}{\mathrm{d}t} + u_{MOV1} + u_C + L\dfrac{\mathrm{d}i_C}{\mathrm{d}t} + u_{T4} + u_D \\ i_{dc} = i_{MOV1} = i_C \end{cases} \tag{6}$$

式中：$u_{MOV1}$ 是耗能支路的电压。

7）工作模式 VII($t_5\le t<t_6$)

在 $t_5$ 时刻，故障电流对支路电容 $C$ 充电。直到电压达到 $\mathrm{MOV}_3$ 的钳位电压。使耗能支路导通，故障电流快速转移到耗能支路。故障电流在 $t_6$ 时刻衰减至零，断路器完成故障电流的开断。由此可得：

$$\begin{cases} U_s = R_s i_{dc} + L_s \dfrac{\mathrm{d}i_{dc}}{\mathrm{d}t} + u_{MOV1} + u_{MOV3} + u_D \\ i_{dc} = i_{MOV1} = i_{MOV3} \end{cases} \tag{7}$$

式中：$u_{MOV3}$ 是耗能支路的电压。

## 2　模型与仿真分析

### 2.1　故障电流分断过程

为验证 OCZ-DCCB 的可行性和有效性，利用 Matlab/Simulink 搭建了拓扑仿真模型，具体参数见

表 1。假设 $t_0$ = 0.01 s，直流电路发生短路故障。在断路器未动作时，故障电流迅速上升，达到并稳定在 10 kA。故障电流波形如图 4 所示。如果断路器动作，直流电路保护装置将在大约 0.103 ms 后发出保护动作指令。随后立即启动故障电流切断操作。

表 1　系统等效参数

Table 1　Equivalent system parameters

| 系统参数 | 数值 |
|---|---|
| 额定电压 $U_s$/V | 1 500 |
| 负载阻抗 $Z_L$/Ω | 15 |
| 电容 $C$/μF | 5 |
| 电感 $L$/μH | 35 |
| $MOV_1$、$MOV_2$ 的钳位电压/V | 1 800 |
| $MOV_3$ 的钳位电压/V | 2 400 |

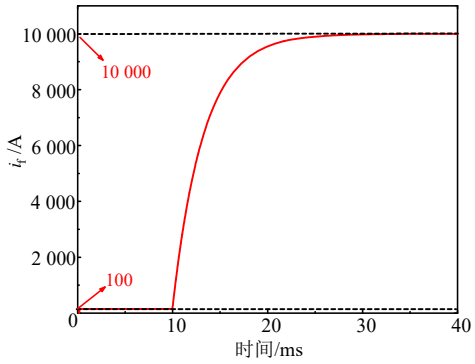


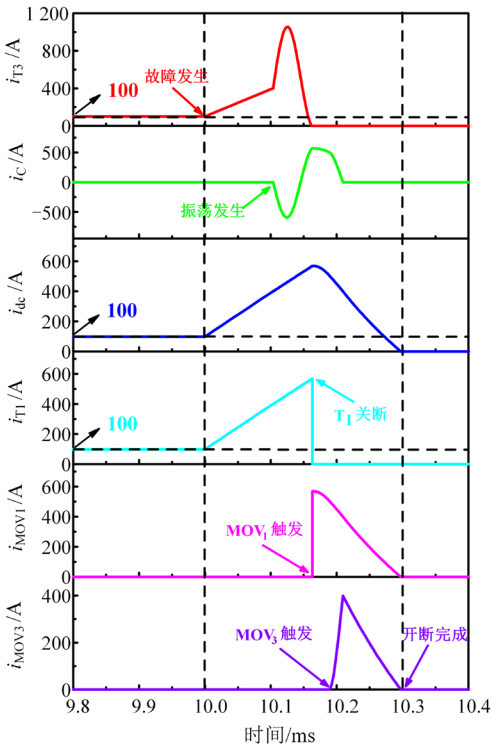

图 4　断路器未动作时的故障电流波形

Fig.4　Fault current when circuit breaker trips failed

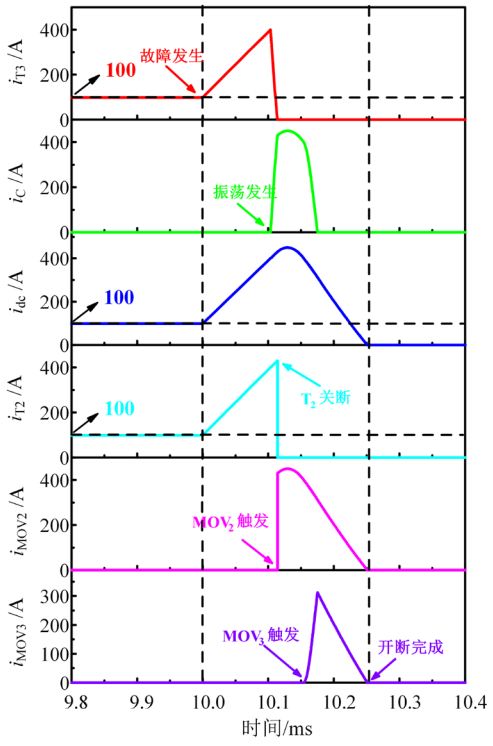
在能量正向流动过程中，如图 5 所示。大约在 0.010 103 s 时，直流断路器接收到保护装置的动作指令，立即触发 $T_5$。振荡支路电容 $C$ 和电感 $L$ 通过 $T_3$ 和 $T_5$ 形成振荡电路。半个周期后，电容电压的极性反转，导致 $T_5$ 因零电流而自然关断。在故障电流切断期间，振荡支路经历两次振荡。第 1 次振荡通过 $T_3$ 和 $T_5$ 使电容电压极性反转。第 2 次振荡通过电容 $C$ 放电进一步增强振荡支路电流。当故障电流完全从 $T_3$ 支路转移到振荡支路时，$T_3$ 自然关断。在正常运行时，如图 6 所示。电容 $C$ 由直流系统预充电至 1 500 V。

当 $T_3$ 关断时，IGBT 立即关断，电流迅速下降至零。此时产生的过电压直至达到 $MOV_1$ 的钳位电压，故障电流迅速转移到耗能支路。然后，电流对电容充电，直到其电压达到 $MOV_3$ 的钳位电压，这使得故障电流迅速转移至耗能支路。故障电流衰减至零，直流断路器成功完成故障电流的开断。

在能量反向流动的过程，如图 5 所示。故障发生后，在 0.010 103 s 左右，直流断路器接收到保护装置发出的动作指令，并立即触发 $T_5$。同时，振荡支路电容 $C$ 和电感 $L$ 通过 $T_3$ 和 $T_5$ 形成一个振荡电路。当故障电流完全从 $T_3$ 支路转移到振荡支路时，




(a) 能量正向流动




(b) 能量反向流动

图 5　短路电流开断波形

Fig.5　Interrupting waveforms of short-circuit current

随着电流降为零，$T_3$ 自然关断。故障电流从 $T_3$ 的支路完全转移到振荡支路时，通过 $T_3$ 的电流就开始减小。当电流过零时自然关断。当 $T_3$ 由于电流过零而关断时，IGBT 立即关断，电流迅速降至零。此时产生的过电压，直到达到 $MOV_2$ 的触发导通电压。故障电流迅速转移到耗能支路。然后，对电容 $C$ 充电，直到其电压达到 $MOV_3$ 的钳位电压。该过程导致故障电流迅速转移到耗能支路。故障电流衰减至零。直流断路器成功完成了故障电流的开断。

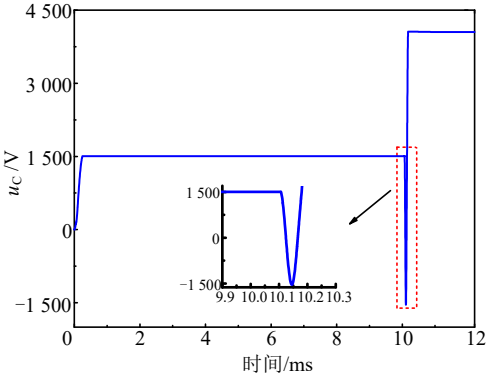



图 6　能量正向流动时电容两端的电压波形

Fig.6　Voltage across the capacitor when energy flows in the forward direction

## 2.2　工作电流及小电流分断过程

如前所述，ZSCB 方案只能通过高电流上升率的过程被动关断，因此无法切断运行电流。然而，本文所提出的 OCZ-DCCB 能够实现可控且主动的关断过程。

由于开断电流的机理是一样的，则以能量正向流动为例进行机理分析。OCZ-DCCB 的工作电流及小电流分断如图 7 所示。正常工作时，振荡支路电容被额定电流充满电。当受到电流的分断信号时，立即触发 $T_5$。同时，振荡支路电容 $C$ 和电感 $L$ 通过 $T_3$ 和 $T_5$ 形成振荡电路。半个周期后，电容电压的极性反转，导致 $T_5$ 因零电流而自然关断。当电流完全从 $T_3$ 支路转移到振荡支路时，$T_3$ 自然关断。同时，IGBT 立即关断，电流迅速下降至零。此时产生的过电压直至达到 $MOV_1$ 的钳位电压，故障电流迅速转移到耗能支路。电流衰减至零，直流断路器成功完成故障电流的开断。

## 3　参数与仿真分析

根据工作原理，在忽略晶闸管电阻时，振荡周期和电流峰值可由 $LC$ 振荡电路表达式计算得出：

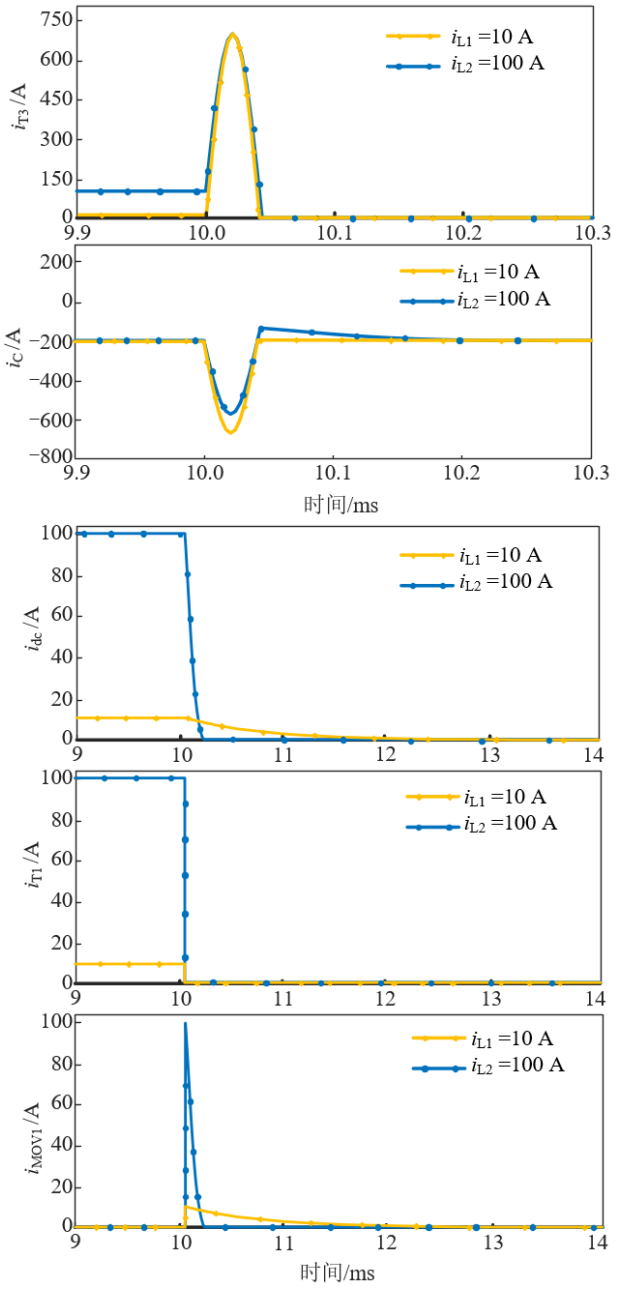



图 7　工作电流及小电流开断波形

Fig.7　Interrupting waveforms of operating current and small current

$$\begin{cases} T = 2\pi\sqrt{LC} \\ I_{cp} = U_s\sqrt{\dfrac{C}{L}} \end{cases} \tag{8}$$

式中：$T$ 是振荡电流的周期；$I_{cp}$ 是振荡电流的幅值；$U_s$ 是电容 $C$ 的预充电电压。随着电容 $C$ 的增大，电容 $C$ 的充放电时间将延长，导致故障电流开断时间增加。因此，电容 $C$ 设定在 5~10 μF 之间。不同电容 $C$ 和电感 $L$ 组合下振荡电流的峰值和周期如图 8 所示。从图 9 可以观察到，当电感 $L$ 为 50 μH 时，

随着 $C$ 不断增大，通过 $T_3$ 的电流趋近于零但始终大于零。因此，只有当电感小于 50 μH 时，通过 $T_3$ 的电流才能达到零。

综上所述，以开断 10 kA 预期短路电流的情况下，电容 $C$ 和电感 $L$ 的值的范围可分别设计为 5~10 μF 和 10~50 μH。

通过仿真分析，可以观察到随着电容增大，流经 $T_3$ 的电流趋近于零。图 10 展示了不同电感值的

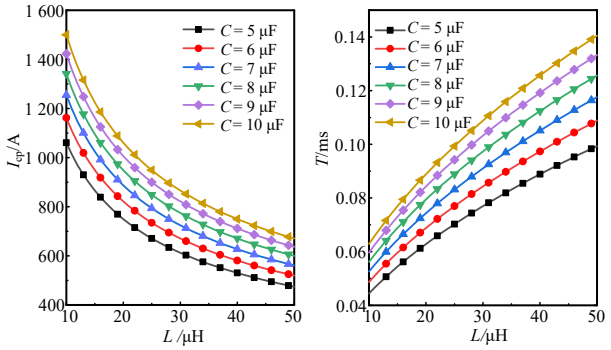



图 8 振荡电流的峰值和周期

Fig.8 Peak value and period of oscillating current

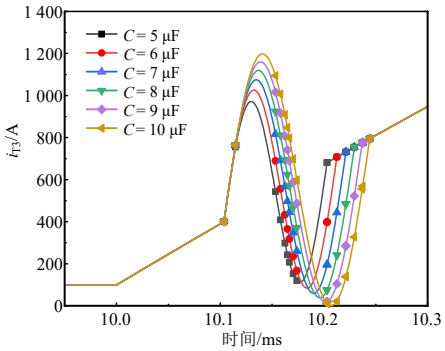



图 9 不同电容下 $T_3$ 支路的电流波形($L$=50 μH)

Fig.9 Current waveform of the $T_3$ branch under different capacitances ($L$=50 μH)

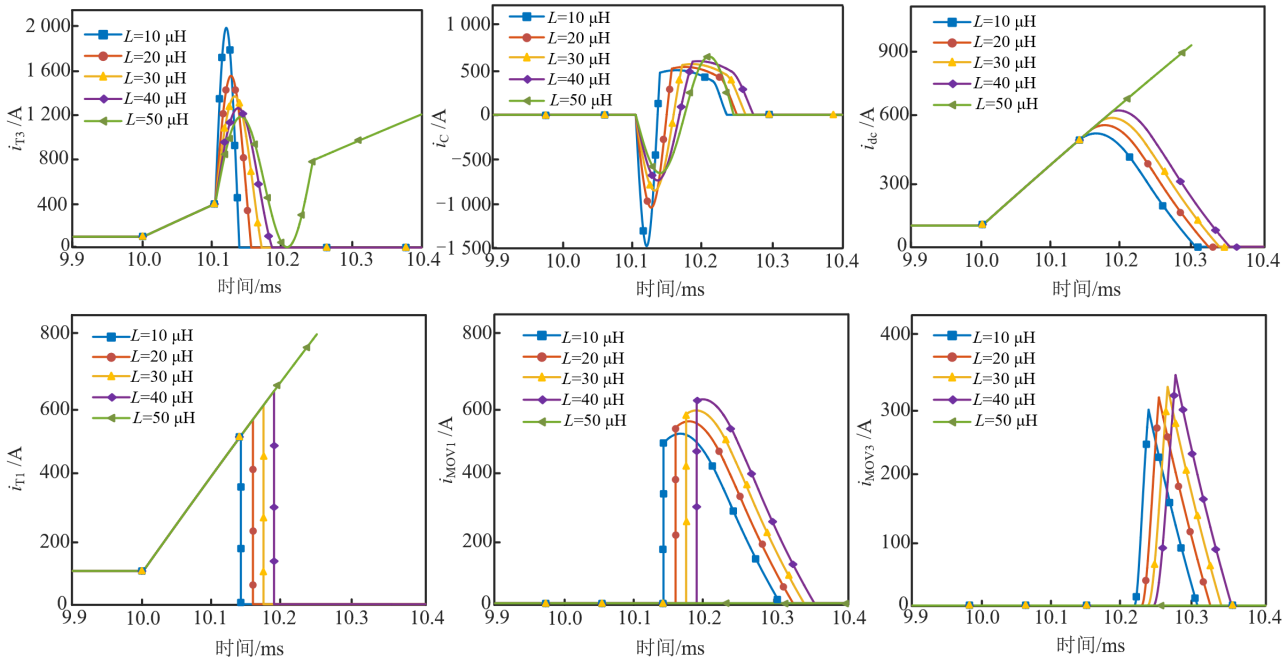



图 10 不同电感下各支路电流比较波形 ($C$=10 μF)

Fig.10 Comparison waveforms of branch currents under different inductances ($C$=10 μF)

表 2 不同大小电感值对开断特性影响的比较

Table 2 Comparison of the influence of inductance values of different sizes on the interrupting characteristics

| 开断特性参数 | 数值 | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | 10 μH | 20 μH | 30 μH | 40 μH | 50 μH |
| $T_3$ 的电流峰值/A | 2 003.77 | 1 566.31 | 1 378.91 | 1 271.03 | 1 194.76 |
| 开断时间/ms | 0.30 | 0.32 | 0.34 | 0.35 | — |
| 开断时间的增加率/% | — | 6.67 | 13.33 | 16.67 | — |
| $T_3$ 的电流峰值下降率/% | — | 27.93 | 45.32 | 57.65 | — |

仿真结果。随着电感值的增加，电流转移时间变长，导致中断时间增加。此外，随着电感值的增加，通过 $T_3$ 的电流峰值减小。当电感值增加到 50 μH 时，$T_3$ 电流不会降至零，故障电流无法被切断。仿真结果展示了单一影响因素下开断特性的变化，特征参数如表 2 所示。随着电感值的增大，$T_3$ 支路的电流峰值减小，且减小的程度大于关断时间的增加速率。

## 4　主支路中的晶闸管的均压均流措施

### 4.1　主支路中的晶闸管的均压

在主支路开断过程中承受较高电压峰值时采用多组晶闸管串联以满足耐受高电压。串联均压问题分为静态与动态两类：其中静态电压不均是因晶闸管等效电阻差异，导致关断状态下各晶闸管两端承受电压不等。对此，通常在晶闸管两端并联小电阻(阻值为晶闸管等效电阻的 1/10)，如图 11 所示。

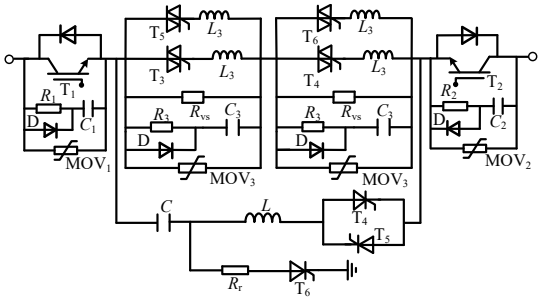



图 11　具有均压均流的拓扑结构

Fig.11　Topology of the voltage and current balancing

静态均压结果如图 12 所示：均压前，正向电压差达 283.33 V，反向电压差为 134.62 V；采用静态均压措施后，正向电压均接近 750 V，反向电压均接近 350 V，有效实现了晶闸管的静态电压平衡。与静态不均压类似，动态不均压同样包含开通与关断两个瞬态过程。实际工况中，通常采用 RCD 缓冲回路抑制开通过程中的过电压峰值——利用电容 $C$ 快速吸收过电压能量。仿真结果如图 13 所示。

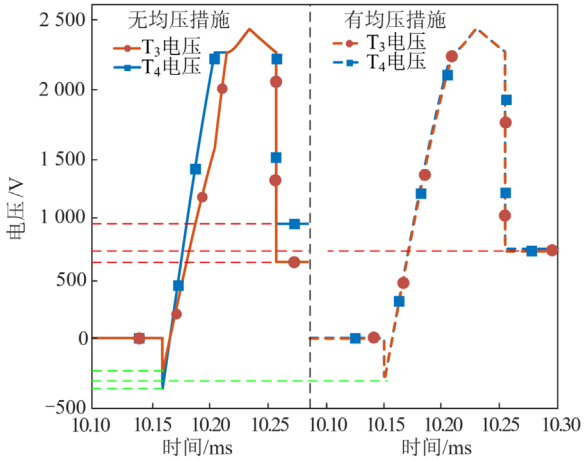



图 12　静态均压仿真结果

Fig.12　Simulation results of static voltage balancing

### 4.2　主支路中的晶闸管的均流

在主电路在短路时通过较大的电流峰值使采用并联多个晶闸管实现大电流的通流。为此在并联支路中串入电抗器，如图 11 所示。结果如图 14 所示，均流前，电流峰值差达 100.01 A；均流后，电流峰值均接近 564.29 A，有效实现了晶闸管的电流平衡。

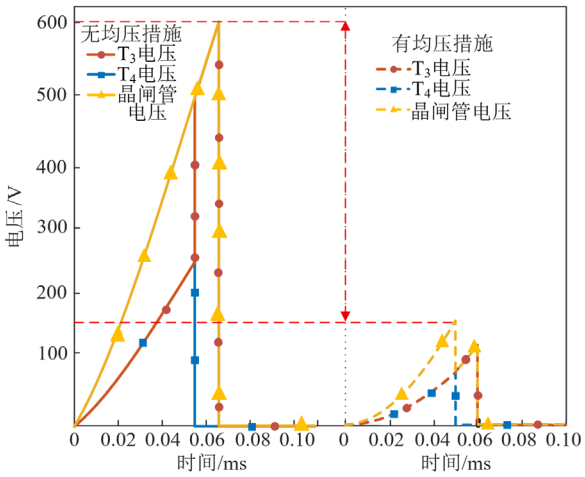



图 13　动态均压仿真结果

Fig.13　Simulation results of dynamic voltage balancing

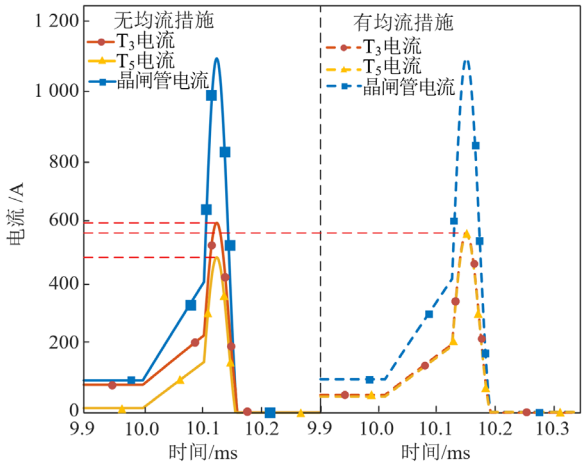



图 14　均流仿真结果

Fig.14　Simulation results of current balancing

基于理论数值方程，非支配排序是解决多目标参数组最优解问题的一种有效方法。因此，将振荡电流的峰值设置为大于需要切断的动作电流。振荡频率保持低于晶闸管的最大工作频率且需要晶闸管开关的关断时间($t_q$)小于其承受反压的时间($t_r$)。在本研究中，开断动作电流阈值($i_{th}$)设定为 600 A，而晶闸管开关的最高工作频率($f_{max}$)设定为 1 MHz 且晶闸管开关的关断时间($t_q$)一般为 10~50 μs 小于其承受反压的时间($t_r$)。采用多目标粒子群优化算法(multi-objective particle swarm optimization，MOPSO)

来获取非支配解集。对于电感-电容($L$-$C$)参数组，如图 15 所示。基于 MOPSO 的结果如图 15 所示。

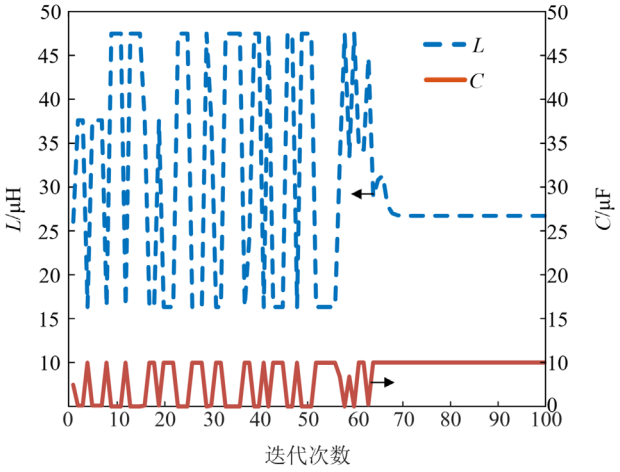



图 15 基于 MOPSO 的最优求解过程

Fig.15 Optimal determination process based on MOPSO

当电感 $L$=26.87 μH、电容 $C$=10 μF 时，断路器的开断性能有所提升。

$$\begin{cases} i_{\text{th}} \le U_{\text{s}}\sqrt{\dfrac{C}{L}} \le i_{\max} \\ \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \le f_{\max} \\ \pi\sqrt{LC} \ge t_{\text{q}} \\ 5\ \mu\text{F} \le C \le 10\ \mu\text{F} \\ 10\ \mu\text{H} \le L \le 50\ \mu\text{H} \end{cases} \tag{9}$$

## 5 对比分析

### 5.1 OCZ-DCCB 与 AZ-DCCB 实验对比

为突出本文所提出的 OCZ-DCCB 优越性，将与文献[19]所提断路器方案进行性能的对比分析。文献[19]提出了有源 Z 源直流断路器(active z-source dc circuit breaker，AZ-DCCB)，并实验验证了其有效性如图 16 所示。文献[19]搭建了 150 V/1.5 A 的实验平台，为测试 AZ-DCCB 的性能，人为引入短路故障，电流在 10 ms 内从 1.5 A 上升到 15 A，对 AZ-DCCB 的故障电流开断进行了测试。为了对比研究建立一个 150 V/1.5 A 的仿真模型，其参数与文献[19]中一致，如图 17 所示。

表 3 和表 4 分别为文献[19]和 OCA-DCCB 参数。如图 18 所示，文献[19]中的纵向换流开关(longitudinal commutation switch，LCS)关闭后，AZ-DCCB 在 5 ms 内切断故障电流。如图 19 所示，故障电流在约 0.2 ms 内被切断。与文献[19]中相比，



图 16 AZ-DCCB 的低压原型[19]

Fig.16 Low voltage prototype of AZ-DCCB[19]

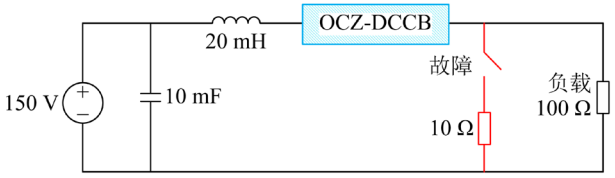



图 17 150 V/1.5 A 直流实验系统

Fig.17 Experimental 150 V/1.5 A DC system[19]

表 3 文献[19]实验的设计参数

Table 3 Experimental design parameters in reference [19]

| 参数 | 数值 |
|---|---|
| 直流电源电压 $U_s$/V | 150 |
| 负载阻抗 $Z_L$/Ω | 100 |
| 短路电阻 $R_f$/Ω | 10 |
| 断路器电容 $C_1$、$C_2$/μF | 30 |
| MOV 的钳位电压/V | 20 |

表 4 OCZ-DCCB 仿真实验的设计参数

Table 4 Design parameters for the OCZ-DCCB simulation experiment

| 参数 | 数值 |
|---|---|
| 直流电源电压 $U_s$/V | 150 |
| 负载阻抗 $Z_L$/Ω | 100 |
| 短路电阻 $R_f$/Ω | 10 |
| 断路器电容 $C$/μF | 5 |
| 断路器电感 $L$/μH | 35 |
| $MOV_1$ 的钳位电压/V | 20 |
| $MOV_3$ 的钳位电压/V | 150 |

分断时间减少了约 22 倍。因此，本文提出的 OCZ-DCCB 拓扑具有更强的快速故障电流切断能力。如图 20 所示，在文献[19]中，LCS 电压被限制在 20 V。如图 21 所示，$T_1$ 电压也被限制在 20 V，同时 $T_3$ 电压在开断过程中承受的电压均低于实验中 SCR 所承受的电压。结果表明，从仿真实验中获得的电流和电压波形与文献[19]中的实验结果相比具有优势。在相同参数下进行的仿真实验作为对 OCZ-DCCB 进一步研究的补充。

### 5.2 OCZ-DCCB 与典型的 ZSCB 对比

文献［22-24］提出了 3 种 ZSCB 拓扑，如附录 A 图 A1 所示。本文根据对应文献中给出的应用环

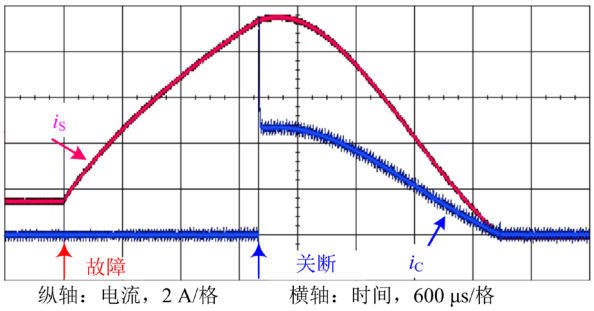



图 18　AZ-DCCB 开断过程：电流波形[19]

Fig.18　Interrupting process of AZ-DCCB: current waveform [19]

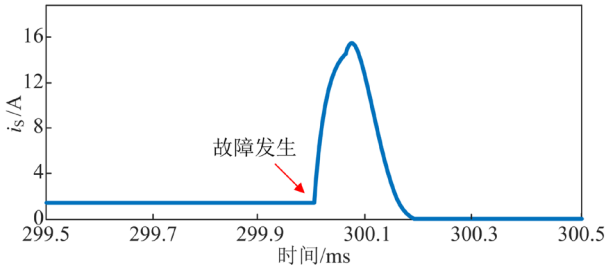



图 19　OCZ-DCCB 的开断过程：电流波形

Fig.19　Interrupting process of OCZ-DCCB: current waveform

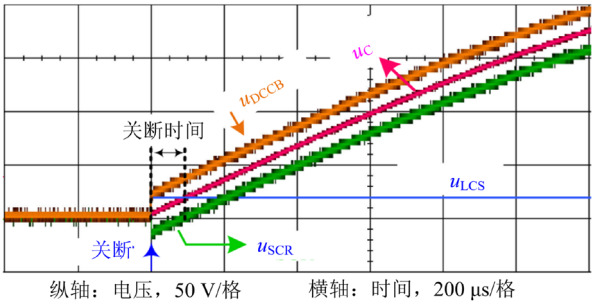



图 20　AZ-DCCB 的开断过程：电压波形[19]

Fig.20　Interrupting process of AZ-DCCB: voltage waveforms[19]

境下的指导设计参数，建立仿真模型，测试其短路分断性能。仿真参数如附录 A 表 A1—表 A3 所示，仿真结果如附录 A 图 A1—图 A4 所示。所提拓扑与图 A1 中的拓扑对比的结果如表 5 所示。

基于额定电压为 1 500 V、故障电流为 10 kA，

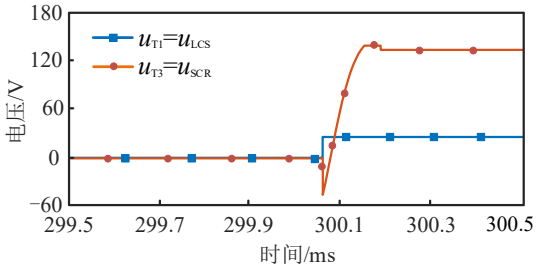



图 21　OCZ-DCCB 的开断过程：电压波形

Fig.21　Interrupting process of OCZ-DCCB: voltage waveforms

选用型号分别为 FF600R17ME4B11(1 465.91 元)、APT100520BG(1 465.91 元)、MCD94-22io1B(1 465.91 元)、RSCH182110(1 465.91 元)和 B25690A2367K003(1 465.91 元)的 IGBT、二极管、晶闸管、电感和电容。虽然 OCZ-DCCB 的成本相对较高，但是在短路时，开断故障电流的时间却是最短的。OCZ-DCCB 开断故障电流约为文献[22]断路器方案的 19.6%，约为文献[23]断路器方案的 8.38%，约为文献[24]断路器方案的 88.2%，进而更能满足对短路电流开断速度的要求。同时，OCZ-DCCB 的通态损耗也相对较高的，但是解决了现有的 ZSCB 无法开断工作电流及小电流问题。OCZ-DCCB 在短路时，OCZ-DCCB 相较文献中的 3 种拓扑具有最低的晶闸管反向电压浪涌峰值。OCZ-DCCB 短路瞬态反向电压浪涌峰值约为文献[22]断路器方案的 38.5%，约为文献[23]断路器方案的 92.6%，约为文献[24]断路器方案的 88.3%。

## 6　结论

通过结合 IGBT 和晶闸管的优点，本文提出了 OCZ-DCCB。分析了所提出的 OCZ-DCCB 的工作原理、详细的电流开断过程以及器件参数的设计。通过仿真验证了其有效性和可行性。

表 5　4 种不同 ZSCB 拓扑比较

Table 5　Comparison of four different topologies of ZSCB

| 拓扑 | 晶闸管数量 | IGBT 数量 | 二极管数量 | 电容数量 | 电感数量 | 源荷共地 | 通态损耗/W | 短路瞬态反向电压浪涌峰值/pu | 开断时间/ms | 开断工作电流及小电流 | 寿命 | 成本/元 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 文献[22] | 1 | 0 | 6 | 2 | 2 | 是 | 201.64 | 0.65 | 1.53 | 否 | 短 | 3 817.08 |
| 文献[23] | 2 | 0 | 2 | 4 | 2 | 是 | 89.82 | 0.27 | 3.58 | 否 | 长 | 5 842.60 |
| 文献[24] | 1 | 0 | 5 | 1 | 2 | 是 | 209.69 | 0.3 | 0.36 | 否 | 较短 | 3 181.42 |
| OCZ-DCCB | 4 | 2 | 2 | 1 | 1 | 是 | 205.8 | 0.25 | 0.30 | 是 | 较短 | 5 944.10 |

1）本文提出了 OCZ-DCCB 拓扑结构。通过利用系统本身电压为预充电支路中电容充电，从而无需额外的辅助电源为电容充电。同时应用均压均流电路为晶闸管所需承受的峰值电压和峰值电流进行了均衡，使得系统的稳定性和晶闸管的寿命得到提升。

2）所提出的方案显著地解决了传统 Z 源直流断路器的局限性。通过设计，OCZ-DCCB 拓扑结构有效地解决了传统 ZSCB 出现故障电流上升率不足使得晶闸管无法主动关断进而无法开断小电流问题和瞬态误触发问题，并实现了主动的全电流开断。在高电压条件下也能保持有效性和可行性。

3）通过仿真与和实验对比结果表明，在 DC150 V 时，OCZ-DCCB 拓扑结构的开断时间相较于 AZ-DCCB 的方法缩短了 22 倍。此外在电压为 DC1 500 V 时，OCZ-DCCB 依然有较快的开断速度，短路故障期间能量正向和反向流动时的开断时间分别为 0.30 ms 和 0.25 ms。

附录见本刊网络版(http://hve.epri.sgcc.com.cn)。

## 参考文献 References


[1] 姚玉璧，郑绍忠，杨扬，等. 中国太阳能资源评估及其利用效率研究进展与展望[J]. 太阳能学报，2022，43(10)：524-535.
YAO Yubi, ZHENG Shaozhong, YANG Yang, et al. Progress and prospects on solar energy resource evaluation and utilization efficiency in China[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2022, 43(10): 524-535.

[2] 杨佳霖，赵鹏翔，窦真兰，等. 计及经济性与可靠性的综合能源系统优化调度[J]. 供用电，2024，41(1)：90-99.
YANG Jialin, ZHAO Pengxiang, DOU Zhenlan, et al. Optimal scheduling of integrated energy systems considering economy and reliability[J]. Distribution & Utilization, 2024, 41(1): 90-99.

[3] 严鑫，余占清，屈鲁，等. 基于逆阻型 IGCT 器件的固态式直流断路器设计及研制[J]. 高电压技术，2024，50(2)：551-560.
YAN Xin, YU Zhanqing, QU Lu, et al. Design and development of solid-state DC circuit breaker based on reverse blocking IGCT[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(2): 551-560.

[4] 郭彦勋，许壮，王要强，等. 适用于直流电网的晶闸管型直流断路器[J]. 高电压技术，2023，49(5)：2029-2037.
GUO Yanxun, XU Zhuang, WANG Yaoqiang, et al. A thyristor-based DC circuit breaker suitable for DC grid[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(5): 2029-2037.

[5] 范兴明，李涛，张鑫. 中高压直流断路器的研究与应用[J]. 高电压技术，2024，50(6)：2537-2553.
FAN Xingming, LI Tao, ZHANG Xin. Research and application of medium voltage and high voltage DC circuit breaker[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(6): 2537-2553.

[6] CUI P Y, LI G L, SUN Z H, et al. Finite element joint simulation model applied to fast mechanical switching of controlled resonance combination circuit breakers[J]. High Voltage, 2025, 10(2): 419-435.

[7] QI L, CHEN X L, QU X Y, et al. A novel forced resonant mechanical DC circuit breaker by using auxiliary oscillation switch for zero-crossing[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 12202-12206.

[8] HE D Z, SUN W J, LIAO Y X, et al. A novel high-voltage solid-state switch based on the SiC MOSFET series and its overcurrent protection[J]. High Voltage, 2023, 8(4): 698-706.

[9] YAN X, YU Z Q, QU L, et al. Snubber branch design and development of solid-state DC circuit breaker[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(10): 13042-13051.

[10] JIA G L, YUAN Y C, GUO H J, et al. A novel thyristor-based hybrid DC circuit breaker with short arcing capability[J]. High Voltage, 2024, 9(6): 1288-1301.

[11] ZHANG X Y, ZHAN L T, QI L. Performance enhancement method for power electronic switch in hybrid DC circuit breaker based on partial precooling[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(1): 118-122.

[12] LIU C, YANG Y X, CHEN W J, et al. A novel solid-state circuit breaker with robust breaking capability and high efficiency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(10): 13052-13063.

[13] YAN X, YU Z Q, QU L, et al. A novel oscillating-commutation solid-state DC breaker based on compound IGCTs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 1418-1422.

[14] ZHU J, HE S M, ZENG Q P, et al. Multiport thyristor-based DC solid-state circuit breaker with soft reclosing capability[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(12): 15845-15857.

[15] LI H B, LIN J Q, LIN Y Z, et al. A high step-up hybrid y-source-quasi-z source DC-DC converter for renewable energy applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(9): 10681-10692.

[16] XUE J, XIN Z, CHEN J L, et al. A load-independent controllable z-source circuit breaker with an intrinsic fault detection method[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(6): 6366-6376.

[17] ZHOU Z Z, FEI Y Q, LI Y, et al. Circuit modeling and experimental validation of a bidirectional z-source circuit breaker based on coupled inductors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(6): 6242-6252.

[18] CHANG A H, SENNETT B R, AVESTRUZ A, et al. Analysis and design of DC system protection using z-source circuit breaker[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1036-1049.

[19] SHU J, WANG S L, MA J P, et al. An active z-source DC circuit breaker combined with SCR and IGBT[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 10003-10007.

[20] UGALDE-LOO C E, WANG Y F, WANG S, et al. Review on z-source solid state circuit breakers for DC distribution networks[J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2023, 9(1): 15-27.

[21] 周中正，费玉清，王雨峰，等. 面向直流微网的磁耦合双向 Z 源固态断路器建模与设计[J]. 电力系统自动化，2023，47(20)：143-153.
ZHOU Zhongzheng, FEI Yuqing, WANG Yufeng, et al. Modeling and design of magnetically coupled bidirectional z-source solid-state circuit breaker for DC microgrid[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(20): 143-153.

[22] RYAN D J, TORRESAN H D, BAHRANI B. A bidirectional series Z-source circuit breaker[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9): 7609-7621.

[23] 陶育菲，周中正，江雪，等. 低损耗双向 Z 源固态直流断路器设计[J]. 电力系统自动化，2022，46(4)：153-161.
TAO Yufei, ZHOU Zhongzheng, JIANG Xue, et al. Design of bidirectional Z-source solid-state DC circuit breaker with low loss[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(4): 153-161.

[24] WANG Y F, DONG R, XU Z X, et al. A coupled-inductor-based bidirectional circuit breaker for DC microgrid[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(3): 2489-2499.



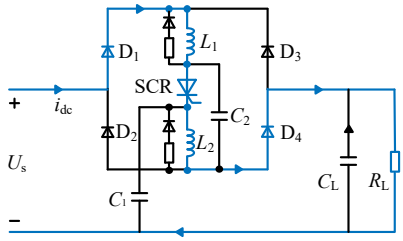


**尹健宁**(通信作者)
1988—，男，博士，副教授，硕导
主要从事高低压开关电器优化设计及智能化，直流断路器先进开断技术，开关电弧 MHD 仿真及高温等离子体特性等方面的研究
E-mail: yinjianning@xaut.edu.cn

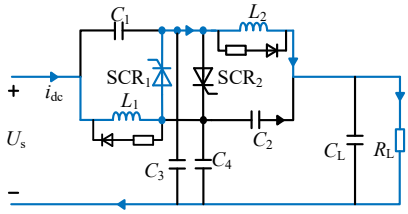
YIN Jianning
Ph.D.
Associate professor
Corresponding author


收稿日期 2025-07-04 在线出版日期 2025-12-29 编辑 陈 蔓

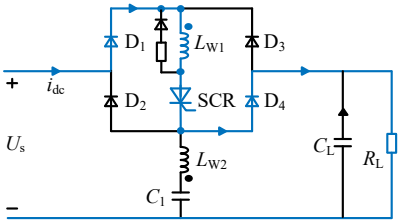
# 附录 A




(a) 文献[22]提出的拓扑




(b) 文献[23]提出的拓扑




(c) 文献[24]提出的拓扑

图 A1 3 种典型 ZSCB 拓扑

Fig.A1 Three typical ZSCB topologies

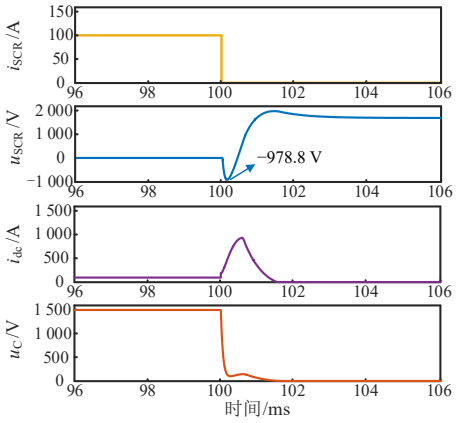



图 A2 文献[22]提出拓扑短路故障清除仿真波形

Fig.A2 Waveforms of short-circuit fault clearing of the proposed topology in reference [22]

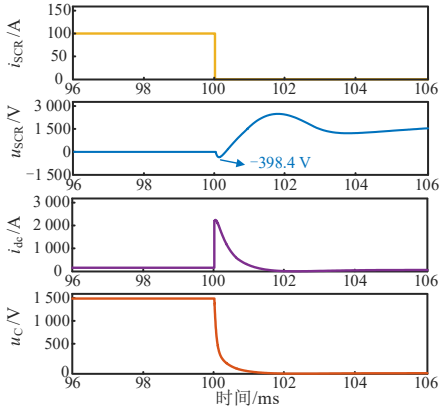



图 A3 文献[23]提出拓扑短路故障清除仿真波形

Fig.A3 Waveforms of short-circuit fault clearing of the proposed topology in reference [23]

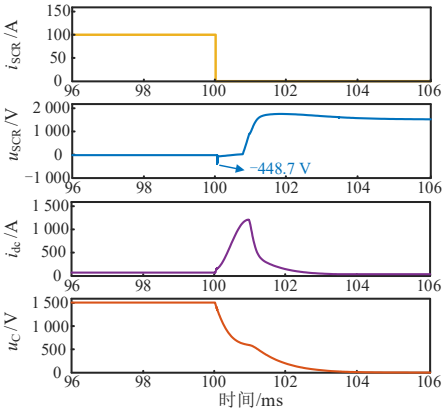



图 A4 文献[24]提出拓扑短路故障清除仿真波形

Fig.A4 Waveforms of short-circuit fault clearing of the proposed topology in reference [24]

表 A1 文献[22]提出拓扑的设计参数

Table A1 Design parameters of the topology of [22]

| 系统参数 | 数值 |
|---|---|
| 额定电压 $U_s$/V | 1 500 |
| 负载阻抗 $Z_L$/Ω | 15 |
| 短路电阻 $R_f$/Ω | 0.15 |
| 断路器电感 $L_1$、$L_2$/mH | 1 |
| 断路器电容 $C_1$、$C_2$/μF | 200 |
| 续流电阻 $R_D$/Ω | 1 |

表 A2 文献[23]提出拓扑的设计参数

Table A2 Design parameters of the topology of [23]

| 系统参数 | 数值 |
|---|---|
| 额定电压 $U_s$/V | 1 500 |
| 负载阻抗 $Z_L$/Ω | 15 |
| 短路电阻 $R_f$/Ω | 0.15 |
| 断路器电感 $L_1$、$L_2$/mH | 1 |
| 断路器电容 $C_1$、$C_2$/μF | 200 |
| 续流电阻 $R_D$/Ω | 1 |

表 A3　文献[24]提出拓扑的设计参数

Table A3　Design parameters of the topology of [24]

| 系统参数 | 数值 |
|---|---|
| 额定电压 $U_s$/V | 1 500 |
| 负载阻抗 $Z_L$/Ω | 15 |
| 短路电阻 $R_f$/Ω | 0.15 |
| 耦合电感原边绕组 $L_1$/mH | 1 |
| 耦合电感副边绕组 $L_2$/μH | 100 |
| 断路器电容 $C_1$、$C_2$/μF | 200 |
| 续流电阻 $R_D$/Ω | 1 |