

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.231277

# 基于级联常通型 SiC JFET 的快速中压直流固态 断路器设计及实验验证

何东<sup>1</sup>, 徐星冬<sup>1</sup>, 兰征<sup>1</sup>, 王伟<sup>2</sup>

(1. 湖南工业大学电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007; 2. 湖南大学电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

**摘要:** 固态断路器(solid state circuit breaker, SSCB)是直流配电网中实现快速、无弧隔离直流故障的关键保护装置。首先提出了一种基于级联常通型碳化硅(silicon carbide, SiC)结型场效应晶体管(junction field effect transistor, JFET)的新型中压直流 SSCB 拓扑, 直流故障发生时利用金属氧化物压敏电阻(metal oxide varistor, MOV)向 SSCB 主开关级联常通型 SiC JFET 器件的栅源极提供驱动电压, 可快速实现直流故障保护。其次详细分析了 SSCB 关断和开通过程的运行特性, 并提出了 SSCB 驱动电路关键参数设计方法。最后研制了基于 3 个级联常通型 SiC JFET 器件的 1.5 kV/63 A 中压 SSCB 样机, 通过短路故障、故障恢复实验验证了设计方法的有效性。结果表明该 SSCB 关断 250 A 短路电流的响应时间约为 20  $\mu$ s, 故障恢复导通响应时间约为 12  $\mu$ s, 为中压直流 SSCB 的拓扑优化设计和级联常通型 SiC JFET 器件的动静态电压均衡性能提升提供了支撑。

**关键词:** 直流配电网; 固态断路器; 碳化硅结型场效应晶体管; 金属氧化物压敏电阻; 短路故障

## Design and experimental verification of an ultrafast medium-voltage DC solid-state circuit breaker using cascaded normally-on SiC JFETs

HE Dong<sup>1</sup>, XU Xingdong<sup>1</sup>, LAN Zheng<sup>1</sup>, WANG Wei<sup>2</sup>

(1. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou 412007, China;

2. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

**Abstract:** The solid-state circuit breaker (SSCB) is a crucial component in the protection of DC distribution networks in that they facilitate reliable, arc-free, and fast isolation of DC faults. First, a novel medium-voltage DC SSCB topology based on cascaded silicon carbide (SiC) junction field effect transistors (JFETs) is proposed. When a DC fault occurs, metal oxide varistors (MOVs) are used to provide driving voltage to the gate-source terminals of cascaded normally-on SiC JFETs of the SSCB main switch. These can achieve fast DC fault protection. Additionally, the operational characteristics of the SSCB turn-off and turn-on processes are analyzed in detail, and the design method of key parameters of the SSCB drive circuit is proposed. Finally, a 1.5 kV/63 A medium-voltage SSCB prototype based on three cascaded normally-on SiC JFETs is developed, and the effectiveness of the design scheme is verified through short-circuit fault and fault recovery experiments. The results indicate that the response time for the SSCB to turn off the 250A short-circuit current is about 20  $\mu$ s. Fault recovery conduction response time is about 12  $\mu$ s. This provides a foundation for the topology optimization design of medium-voltage DC SSCB and the improvement of dynamic and static voltage balance performance of cascaded normally-on SiC JFETs.

This work is supported by the Natural Science Foundation of Hunan Province (No. 2021JJ40172).

**Key words:** DC distribution network; solid-state circuit breaker; SiC JFET; MOV; short-circuit fault

## 0 引言

相比传统交流配电网, 直流配电网传输效率高、

线路损耗小, 且易于分布式能源的集成, 在数据中心、地铁牵引系统、船舶配用电系统等领域具有良好的应用前景<sup>[1-4]</sup>。然而, 直流配电网具有低阻抗特性, 当发生直流母线短路故障时其故障电流变化速率快、幅值高、无自然过零点<sup>[5]</sup>。传统交流断路器

基金项目: 湖南省自然科学基金项目资助 (2021JJ40172)

和保护方法难以直接应用于直流故障保护<sup>[6]</sup>。因此,研究具有快速动作性能的直流断路器对直流配电网的安全稳定运行具有重要意义。

基于功率半导体器件的直流固态断路器(solid state circuit breaker, SSCB)因其故障响应速度快、控制灵活、无关断电弧等优点,在直流故障保护方面前景广阔<sup>[7-8]</sup>。近年来,随着半导体材料及功率器件技术的快速发展,以碳化硅(silicon carbide, SiC)金属氧化物半导体场效应晶体管(metal oxide semiconductor field effect transistor, MOSFET)、SiC 静态感应晶体管(static induction transistor, SIT)、SiC 结型场效应晶体管(junction field effect transistor, JFET)等为代表的第三代宽禁带半导体器件,因其通态损耗低、开关速度快、安全工作区宽、热稳定性好等特点已成为 SSCB 主开关应用的理想选择之一<sup>[9-10]</sup>。文献[11]提出了基于 SiC MOSFET 器件的双向直流 SSCB。文献[12]研究了一种基于 SiC SIT 器件的低压 400 V 直流 SSCB,实现了 SSCB 关断过程中的瞬态过电压抑制。目前主流的商业化 SiC JFET 器件可分为常通型和常开型两类,其中常通型 SiC JFET 器件导通时栅源极电压为零,通态损耗极低,雪崩耐量和短路应力强,在具备快速动作性能的直流 SSCB 主开关中应用前景良好<sup>[13-14]</sup>。文献[15-16]利用常通型 SiC JFET 器件设计了一种高速自供电型直流 SSCB,实现了低压直流配电系统的快速短路故障保护。

随着 SSCB 向中压直流应用等级发展,通常需要将 SSCB 主开关 SiC 器件级联运行以提高其电压容量<sup>[17]</sup>。然而,级联运行的 SiC 器件因自身参数差异、驱动信号延迟等因素导致的电压分布不均衡问题是 SiC 器件级联应用的主要技术难点之一。文献[18]针对 SiC MOSFET 级联运行时的动静态电压均衡问题提出了一种主动栅极驱动控制电压平衡方法。该方法通过控制级联器件的关断速度来实现级联 SiC MOSFET 器件的动态电压平衡。在此基础上,为了降低级联 SiC 器件运行时驱动电路的复杂度,有学者提出了一种单栅极驱动电路控制方法<sup>[19-22]</sup>,即利用一个标准栅极驱动电路可控制所有级联器件的通断。文献[19]提出了一种适用于 SiC MOSFET 级联运行的单栅极驱动电路,改善了级联器件间的电压均衡效果。但该电路需要外部辅助电源协同控制级联器件的通断,增加了驱动电路的体积和功耗。在级联常通型 SiC JFET 器件运行方面,文献[20]研究了一种应用于级联常通型 SiC JFET 器件的主动栅极箝位控制电路,该方法通过动态调整级联常通型 SiC JFET 的开断时间解决了其动静态电压均衡问题。

然而,随着级联能型 SiC JFET 器件数量的增加,驱动电路中无源器件的数量和损耗也随之增加。文献[21]提出了一种基于齐纳二极管和 RC 混合电路的 SSCB 拓扑,实现了 SSCB 关断过程中主开关级联常通型 SiC JFET 器件的电压均衡。但当主开关 SiC JFET 器件增多时齐纳二极管也成比例增加,显著增加了电路损耗。在前期的研究成果中,利用电容耦合原理提出了一种基于级联常通型 SiC JFET 器件的 SSCB 拓扑及单栅极驱动电路<sup>[22]</sup>。该方法利用耦合电容电荷的变化来控制 SSCB 主开关级联 SiC JFET 器件的通断,以实现动静态电压平衡,但级联 SiC JFET 器件的电压分布易受耦合电容容值大小的影响。

基于此,本文提出了一种基于级联常通型 SiC JFET 的新型中压直流 SSCB 拓扑及单栅极驱动电路。直流故障发生时,利用金属氧化物压敏电阻(metal oxide varistor, MOV)箝位吸收 SSCB 关断过程中级联 SiC JFET 器件的漏源极电压和能量,向级联 SiC JFET 器件的栅源极提供驱动电压。该 SSCB 仅需要少量无源器件即可实现级联 SiC JFET 器件的动静态电压均衡,有效降低了驱动电路的复杂度。

## 1 基于级联常通型 SiC JFET 的中压直流 SSCB 拓扑

由于常通型 SiC JFET 器件导通时栅源极电压为零,且通态损耗低、开关速度快。基于此,本文提出了一种基于 3 个级联常通型 SiC JFET 器件的 1.5 kV/63 A 中压直流 SSCB,拓扑结构如图 1 所示。该 SSCB 拓扑主要由 SSCB 栅极驱动电路模块、级联常通型 SiC JFET 模块以及故障检测电路模块 3 部分构成。其中,SSCB 主开关由 3 个 SiC JFET 器件级联运行以提高 SSCB 电压等级,且每个 SiC JFET 器件均配置了相应的缓冲电路。

假设当图 1 中 P 点发生直流短路故障时,SSCB 快速响应短路故障,此时栅极驱动电路只需向主开关级联 SiC JFET 中最底部器件 Q<sub>1</sub> 发送关断电压信号 V<sub>cc</sub>(-15 V),即可实现所有级联器件(Q<sub>1</sub>、Q<sub>2</sub> 和 Q<sub>3</sub>)的关断动作,从而使 SSCB 切断故障电流。其中,在 SSCB 关断过程中,稳压二极管 D<sub>2</sub> 和 D<sub>3</sub> 维持器件 Q<sub>2</sub> 和 Q<sub>3</sub> 的栅源极电压稳定。此外,分别并联在器件 Q<sub>1</sub>、Q<sub>2</sub> 和 Q<sub>3</sub> 漏源极的 RC 缓冲电路可抑制 SSCB 关断初期的电压尖峰,有利于实现级联 SiC JFET 器件的动态电压均衡。在 SSCB 关断过程中,当 SiC JFET 的漏源极电压高于 MOV 的阈值电压时,MOV 由截止状态迅速变为导通状态,并吸收

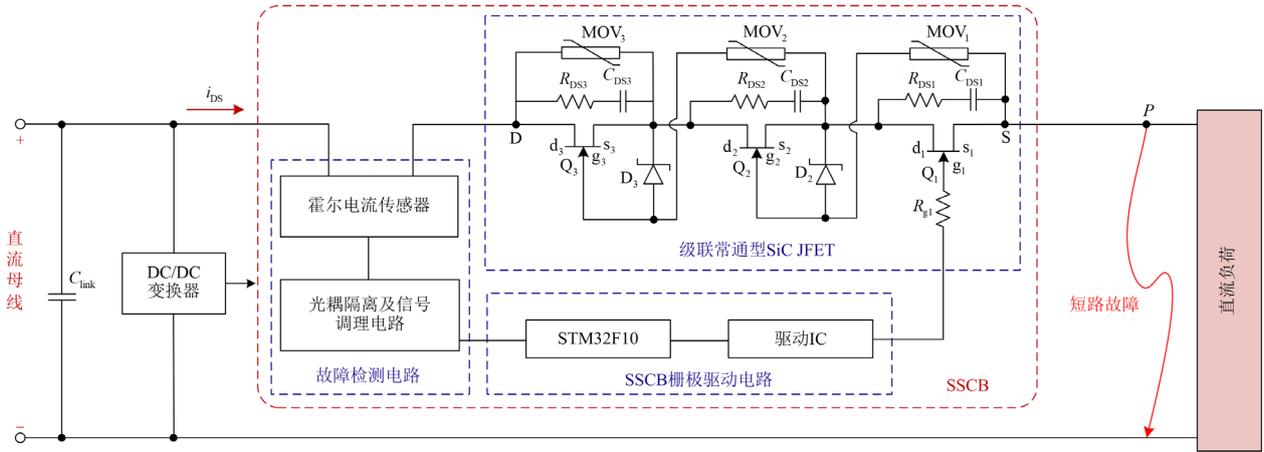


图 1 基于级联常通型 SiC JFET 的中压直流 SSCB 拓扑

Fig. 1 Medium-voltage DC SSCB topology based on cascaded normally-on SiC JFETs

关断过程中所产生的能量，同时将级联 SiC JFET 器件的漏源极电压箝位在一个安全范围内。下面将详细分析 SSCB 关断和导过程的运行特性。

## 2 基于级联常通型 SiC JFET 的中压直流 SSCB 开关过程分析

### 2.1 基于级联常通型 SiC JFET 的中压直流 SSCB 关断过程分析

直流配电网正常运行时，SSCB 在额定电流范围内稳定运行。若直流系统发生短路故障，SSCB 故障检测电路检测到短路电流，SSCB 驱动电路将向级联常通型 SiC JFET 器件栅极发送一个稳定的 -15 V 偏置电压信号，驱使其关断，从而隔离短路故障。级联常通型 SiC JFET 器件关断时理想化电压电流波形如图 2 所示，主要电流路径如图 3 所示。

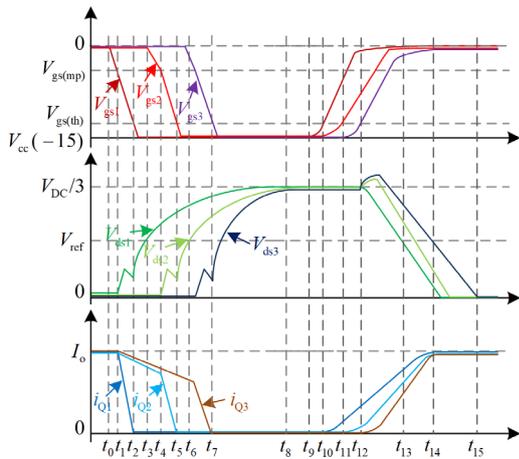


图 2 级联常通型 SiC JFET 关断和导通时理想化电压电流波形  
Fig. 2 Idealized voltage and current waveforms of the turn-off and turn-on process for the cascaded normally-on SiC JFETs

此时，假设系统的初始状态为

$$\begin{cases} V_{gs1}(t_0) = V_{gs2}(t_0) = V_{gs3}(t_0) = 0 \\ i_{Q1}(t_0) = i_{Q2}(t_0) = i_{Q3}(t_0) = I_o \\ V_{ds1}(t_0) = V_{ds2}(t_0) = V_{ds3}(t_0) = I_o R_{DS,on} \end{cases} \quad (1)$$

式中： $V_{gs1}$ 、 $V_{gs2}$ 、 $V_{gs3}$ 、 $V_{ds1}$ 、 $V_{ds2}$ 、 $V_{ds3}$  分别为 SiC JFET 器件  $Q_1$ 、 $Q_2$  和  $Q_3$  的栅源极电压和漏源极电压； $i_{Q1}$ 、 $i_{Q2}$  和  $i_{Q3}$  分别为流过  $Q_1$ 、 $Q_2$  和  $Q_3$  的漏极电流； $I_o$  为电路稳态时负荷电流； $R_{DS,on}$  为 SiC JFET 器件通态电阻。

第一阶段 [ $t_0 - t_1$ ]：直流系统发生短路故障后，SSCB 驱动电路向器件  $Q_1$  栅源极发送偏置电压  $V_{cc}$  (-15 V) 驱使  $Q_1$  关闭。此时电压  $V_{cc}$  加在  $Q_1$  栅极电阻  $R_{g1}$  和栅源电容  $C_{gs1}$  两端，电流  $i_{gs1}$  通过电阻  $R_{g1}$  给电容  $C_{gs1}$  充电，电压  $V_{gs1}$  从零开始反向增大。 $t_1$  时刻  $V_{gs1}$  等于米勒平台电压  $V_{gs(mp)}$ ，此过程中电流  $i_{Q2}$ 、 $i_{Q3}$  和电压  $V_{ds2}$ 、 $V_{ds3}$  无变化，电压  $V_{gs1}(t)$  的表达式为

$$V_{gs1}(t) = V_{cc}(1 - e^{-t/\tau_1}) \quad (2)$$

$$\tau_1 = R_{g1}C_{gs1} \quad (3)$$

式中， $C_{gs1}$  为器件  $Q_1$  栅源极电容。将  $V_{gs1}(t_1) = V_{gs(mp)}$  代入式(2)和式(3)，可得到关断延时时间  $\Delta t_1$  为

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 = R_{g1}C_{gs1} \ln \left( \frac{V_{cc}}{V_{cc} - V_{gs(mp)}} \right) \quad (4)$$

第二阶段 [ $t_1 - t_2$ ]： $t_1$  时刻电压  $V_{gs1}$  跌落至米勒平台电压  $V_{gs(mp)}$ ， $Q_1$  的漏源极等效电阻逐渐增大，漏极电流  $i_{Q1}$  从  $I_o$  开始下降。此时流经  $Q_1$  的电流开始向 RC 缓冲电路充电，漏源极电压  $V_{ds1}$  逐渐增大。

此阶段故障电流  $i_{DS}$  在串联电路的作用下逐渐减小, 电流  $i_{gs1}$ 、 $i_{Q1}$ 、 $i_{DS}$  和  $i_{RC1}$  的流电路径如图 3(a)所示。

第三阶段 $[t_2 - t_3]$ :  $t_2$ 时刻电压  $V_{gs1}$  等于栅极阈值电压  $V_{gs(th)}$ , 此时  $Q_1$  处于截止状态, 漏极电流  $i_{Q1}$  下降为 0, 其  $RC$  缓冲电路中电流  $i_{RC1}$  上升至峰值电流  $I_{peak}$ 。受换流回路中寄生电感的影响, 换流结束后器件  $Q_1$  漏源极电压  $V_{ds1}$  会产生一个较小电压尖峰。电流  $i_{DS}$  的路径图如图 3(b)所示。

第四阶段 $[t_3 - t_4]$ :  $t_3$ 时刻当  $RC$  缓冲电路两端电压由电流  $i_{RC1}$  充电达到  $MOV_1$  阈值电压  $V_{ref}$  时,  $MOV_1$  阻值快速下降, 阈值电压  $V_{ref}$  满足式(5)。

$$V_{ref} = R_{DS1} I_{peak} + I_{peak} (t_3 - t_2) / C_{DS1} \quad (5)$$

式中,  $R_{DS1}$ 、 $C_{DS1}$  分别为器件  $Q_1$  的缓冲电阻和缓冲电容。此时, 主电路电流将流过稳压二极管  $D_2$  和  $MOV_1$  支路, 且电压  $V_{gs2}$  从零开始逐渐反向增大。此阶段电流  $i_{DS}$ 、 $i_{RC1}$  和  $i_{MOV1}$  的流电路径如图 3(c)所示。

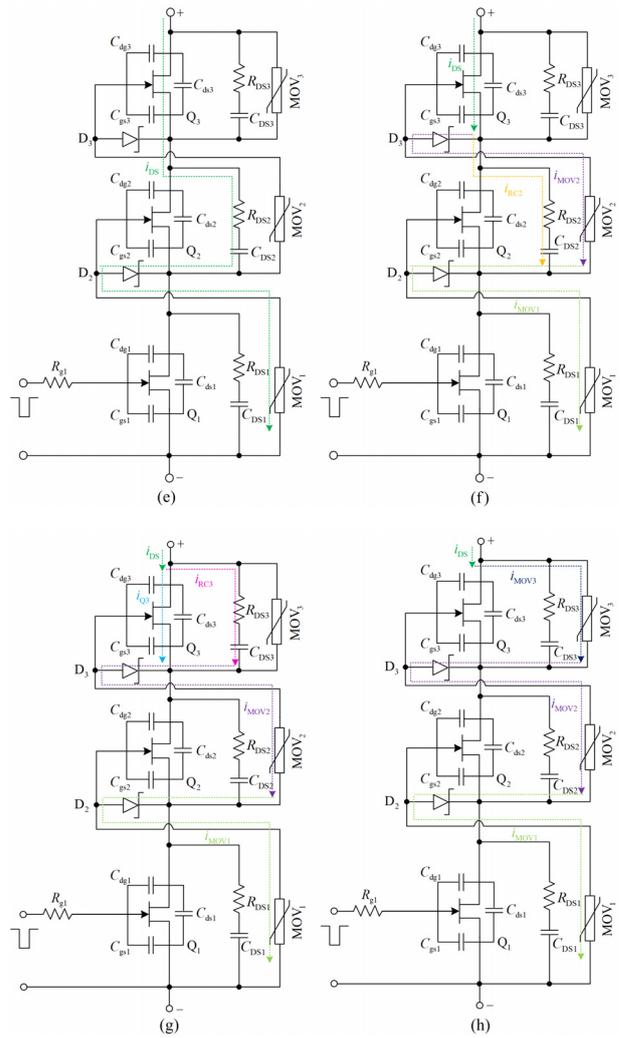
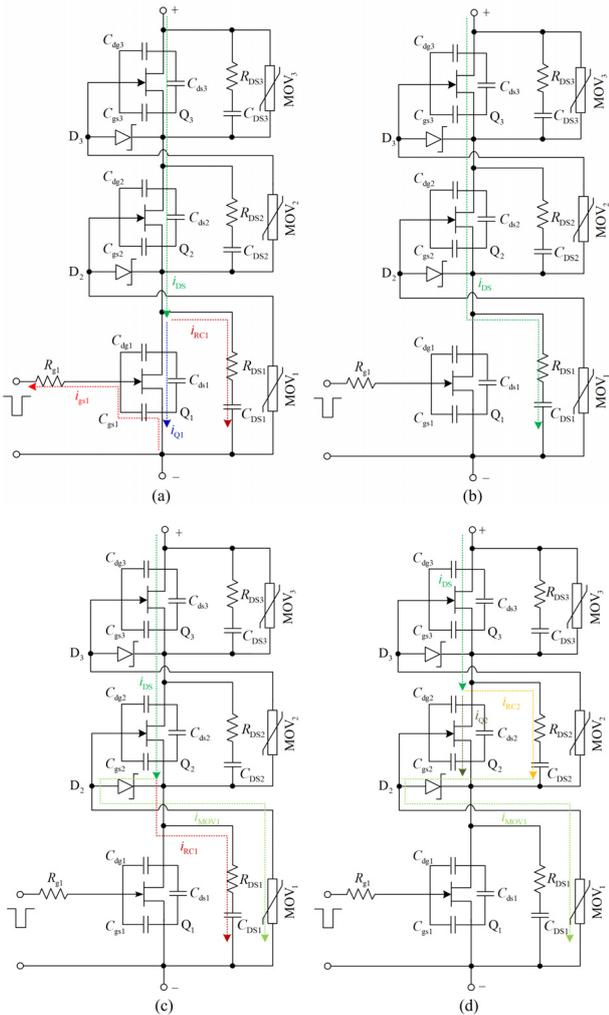


图 3 级联常通型 SiC JFET 关断时主要电流路径图

Fig. 3 Main currents of the cascaded normally-on SiC JFETs during turn-off process

第五阶段 $[t_4 - t_5]$ :  $t_4$ 时刻器件  $Q_2$  栅源极电压反向增大至  $V_{gs(mp)}$ ,  $Q_2$  进入饱和区,  $Q_2$  的漏源极等效电阻逐渐增大, 漏极电流  $i_{Q2}$  在原有基础上快速减小。同时, 流经  $Q_2$  的电流开始向  $RC$  缓冲电路充电, 漏源极电压  $V_{ds2}$  逐渐增大。此阶段电流  $i_{DS}$ 、 $i_{RC2}$ 、 $i_{Q2}$  和  $i_{MOV1}$  的流电路径如图 3(d)所示。

第六阶段 $[t_5 - t_6]$ :  $t_5$ 时刻器件  $Q_2$  栅源极电压  $V_{gs2}$  跌落至  $V_{gs(th)}$ , 漏极电流  $i_{Q2}$  将逐渐下降至 0。此时, 流过  $Q_2$  的电流全部换流到  $RC$  缓冲电路支路。在缓冲电容  $C_{DS2}$  快速充电的作用下,  $Q_2$  漏源极电压  $V_{ds2}$  会进一步增大。此阶段电流  $i_{DS}$  的流电路径如图 3(e)所示。

第七阶段 $[t_6 - t_7]$ :  $t_6$ 时刻电压 $V_{ds2}$ 将增大至 $MOV_2$ 的阈值电压 $V_{ref}$ 。同理,  $MOV_2$ 的等效电阻会迅速下降, 电流将通过稳压二极管 $D_3$ 流入 $MOV_2$ 支路, 电压 $V_{gs3}$ 逐渐从零开始反向增大。此时, 电流 $i_{DS}$ 、 $i_{RC2}$ 、 $i_{MOV1}$ 和 $i_{MOV2}$ 的流电路径如图3(f)所示。一旦 $V_{gs3}$ 反向增大至 $V_{gs(mp)}$ 时,  $Q_3$ 进入饱和区, 漏极电流 $i_{Q3}$ 将在原有基础上快速减小并换流至 $RC$ 缓冲电路, 漏源极电压 $V_{ds3}$ 从零开始逐渐升高。此阶段对应的电流 $i_{DS}$ 、 $i_{RC3}$ 、 $i_{MOV1}$ 、 $i_{MOV2}$ 和 $i_{Q3}$ 流电路径如图3(g)所示。

第八阶段 $[t_7 - t_8]$ : 当电容 $C_{DS3}$ 两端电压充电至 $MOV_3$ 的阈值电压 $V_{ref}$ 时,  $MOV_3$ 等效电阻快速减小。同理, 电流将由 $RC$ 缓冲电路逐渐流入 $MOV_3$ 支路, 最终完全换流至 $MOV_3$ 支路。此阶段,  $V_{gs3}$ 会逐渐反向增大至偏置电压 $V_{cc}(-15V)$ , 此时所有器件都处于截止状态, 所有级联器件完全关断。且 $t_8$ 时刻3个级联SiC JFET器件的漏源极电压均维持在 $V_{DC}/3$ , 电流 $i_{DS}$ 、 $i_{MOV1}$ 、 $i_{MOV2}$ 和 $i_{MOV3}$ 的流电路径如图3(h)所示。

## 2.2 基于级联常通型SiC JFET的中压直流SSCB开通过程分析

当直流短路故障完全清除后, SSCB驱动电路无须向 $Q_1$ 栅极提供反向偏置电压,  $Q_1$ 栅源极电压从 $-15V$ 恢复为 $0$ , SSCB由关断状态转换为导通状态。SSCB主开关级联常通型SiC JFET器件导通过程理想化, 电压电流波形如图2所示, 主要电流路径如图4所示。此时, 系统的初始状态为

$$\begin{cases} V_{gs1}(t_9) = V_{gs2}(t_9) = V_{gs3}(t_9) = V_{cc} \\ i_{Q1}(t_9) = i_{Q2}(t_9) = i_{Q3}(t_9) = 0 \\ V_{ds1}(t_9) = V_{ds2}(t_9) = V_{ds3}(t_9) = V_{DC}/3 \end{cases} \quad (6)$$

式中,  $V_{DC}$ 为直流母线电压。

第九阶段 $[t_9 - t_{10}]$ : 直流短路故障清除完毕后,  $Q_1$ 栅源极电压 $V_{gs1}$ 从 $-15V$ 上升至 $0$ , 驱使 $Q_1$ 导通。 $Q_1$ 栅源极电容 $C_{gs1}$ 电压 $V_{cc}$ 通过栅极电阻 $R_{g1}$ 反向放电, 此时 $V_{gs1}$ 从 $-15V$ 开始增大。当 $V_{gs1}$ 上升至 $V_{gs(th)}$ 之前, 所有级联器件仍位于截止区。此过程中级联器件漏源极无电流, 电流 $i_{Q1}$ 、 $i_{Q2}$ 、 $i_{Q3}$ 维持初始状态不变, 且电压 $V_{ds1}$ 、 $V_{ds2}$ 、 $V_{ds3}$ 也保持不变。此阶段, 电压 $V_{gs1}(t)$ 可表示为

$$V_{gs1}(t) = V_{cc} e^{-t/\tau_1} \quad (7)$$

将 $V_{gs1}(t_{10}) = V_{gs(th)}$ 代入式(7)可得到开通延时时

间 $\Delta t_2$ 为

$$\Delta t_2 = R_{g1} C_{gs1} \ln \left( \frac{V_{cc}}{V_{gs(th)}} \right) \quad (8)$$

第十阶段 $[t_{10} - t_{11}]$ :  $t_{10}$ 时刻,  $V_{gs1} = V_{gs(th)}$ , 随后 $Q_1$ 逐渐导通, 漏极电流 $i_{Q1}$ 随着电压 $V_{gs1}$ 线性增加(增益为 $g_m$ ), 电流 $i_{Q1}$ 为

$$i_{Q1}(t) = g_m [V_{gs1}(t) - V_{gs(th)}] \quad (9)$$

在SSCB主开关中, 由于器件 $Q_2$ 、 $Q_3$ 尚未导通, 此时电流 $i_{Q2}$ 、 $i_{Q3}$ 均保持不变。当 $Q_1$ 逐渐导通时, 流经稳压二极管 $D_2$ 的电流逐渐减少,  $Q_2$ 栅源极电压 $V_{gs2}$ 逐渐增大, 此过程中电流 $i_{Q1}$ 、 $i_{MOV1}$ 和 $i_{gs1}$ 流电路径如图4(a)所示。

第十一阶段 $[t_{11} - t_{12}]$ :  $t_{11}$ 时刻,  $V_{gs2} = V_{gs(th)}$ , 随后 $Q_2$ 逐渐导通,  $Q_2$ 的漏极电流 $i_{Q2}$ 逐渐增加。同理当 $Q_2$ 逐渐导通时, 流过稳压二极管 $D_3$ 的电流逐渐减少,  $Q_3$ 栅源极电压 $V_{gs3}$ 逐渐增大。 $Q_2$ 漏极电流 $i_{Q2}$ 如图4(b)所示。在此过程中, 电压 $V_{gs1}$ 已达到米勒平台电压 $V_{gs(mp)}$ , 但由于器件 $Q_3$ 仍未导通, 器件 $Q_1$ 漏源极电压 $V_{ds1}$ 不会下降。

第十二阶段 $[t_{12} - t_{13}]$ :  $t_{12}$ 时刻, 当器件 $Q_3$ 栅源极电压 $V_{gs3} = V_{gs(th)}$ 时, 器件 $Q_3$ 开始导通, 流过器件 $Q_3$ 漏极电流 $i_{Q3}$ 开始逐渐增大。此时, 由于 $V_{gs1}$ 已达到米勒平台电压 $V_{gs(mp)}$ , 电压 $V_{ds1}$ 将逐渐下降, 且电容 $C_{DS1}$ 开始放电, 放电电流 $i_{RC1}$ 如图4(c)所示。在 $V_{gs2}$ 达到米勒平台电压前, 随着漏源极电压 $V_{ds1}$ 快速下降 $V_{ds2}$ 会逐渐上升, 且当 $V_{gs2} = V_{gs(mp)}$ 时, 电压 $V_{ds2}$ 达到最大值。此阶段, 当 $V_{gs2}$ 大于 $V_{gs(mp)}$ 时, 器件 $Q_2$ 漏源极电压 $V_{ds2}$ 将从最大值开始快速跌落。此时电容 $C_{DS2}$ 开始放电, 放电电流 $i_{RC2}$ 如图4(d)所示。同理, 当器件 $Q_3$ 栅源极电压 $V_{gs3} = V_{gs(mp)}$ 时, 漏源极电压 $V_{ds3}$ 也达到最大值, 随后 $V_{ds3}$ 快速下降。电容 $C_{DS3}$ 的放电电流 $i_{RC3}$ 如图4(e)所示。

第十三阶段 $[t_{13} - t_{14}]$ :  $t_{13}$ 时刻电压 $V_{ds1}$ 下降至 $MOV_1$ 的阈值电压 $V_{ref}$ , 此时 $MOV_1$ 阻值迅速增大, 流经 $MOV_1$ 的电流快速衰减至零。此阶段电流 $i_{Q1}$ 路径图如图4(f)所示。同理, 随着电压 $V_{ds2}$ 跌落至 $MOV_2$ 的阈值电压 $V_{ref}$ ,  $MOV_2$ 的阻值迅速增大, 此时流经 $MOV_2$ 的电流快速衰减至零。电流 $i_{Q1}$ 、 $i_{Q2}$

的流路径图如图 4(g)所示。

第十四阶段 $[t_{14} - t_{15}]$ :  $t_{14}$ 时刻  $Q_3$  的漏源极电压  $V_{ds3} = V_{ref}$ , 同理  $MOV_3$  的阻值快速上升, 流过  $MOV_3$  支路的电流衰减为零, 此时流经所有级联器件的电流为负荷电流  $I_o$ 。此阶段, 器件  $Q_1$ 、 $Q_2$  和  $Q_3$  的漏

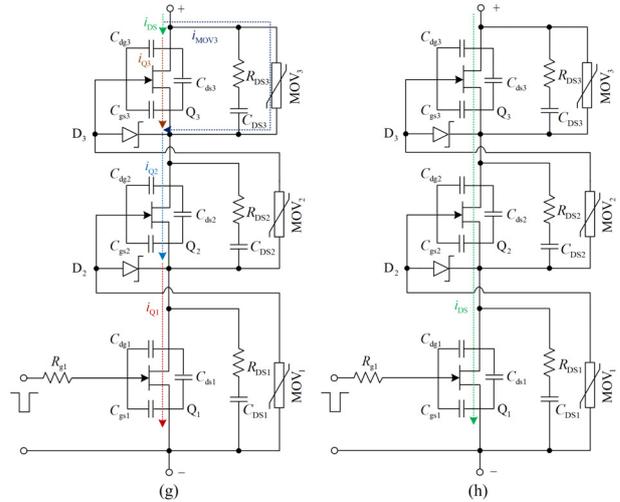
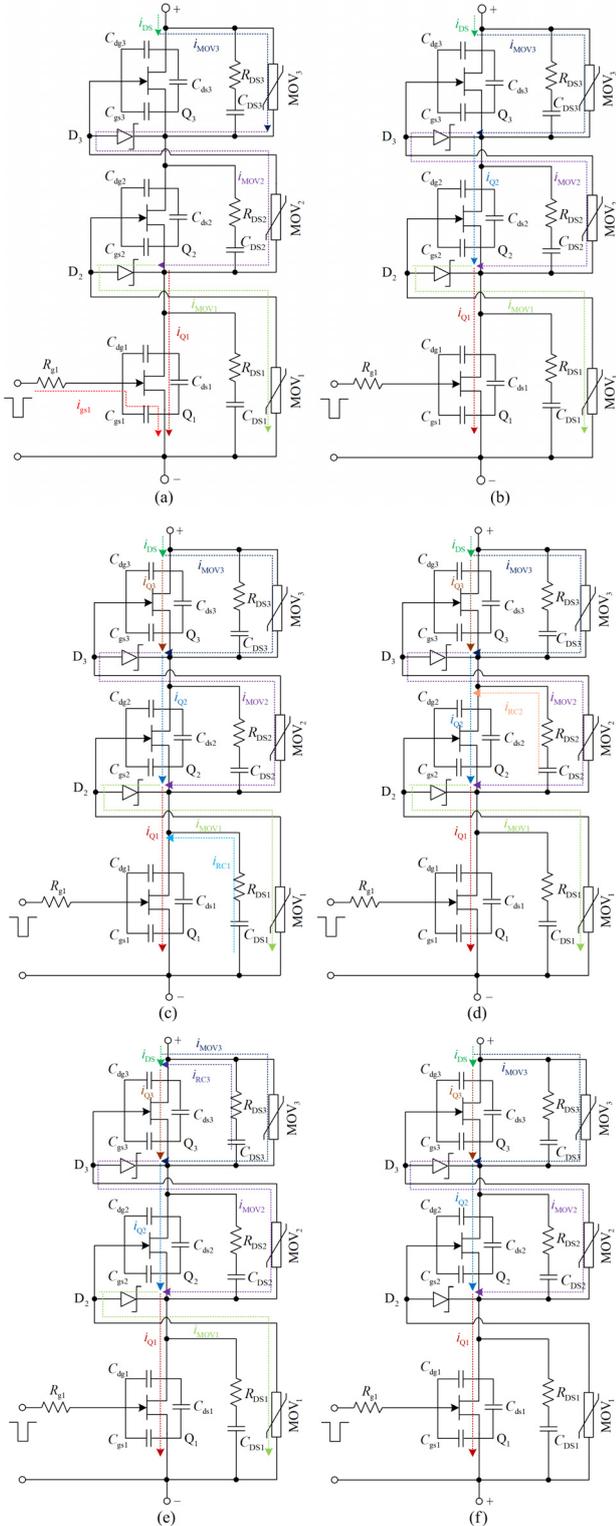


图 4 级联常通型 SiC JFET 开通时主要电流路径图

Fig. 4 Main currents of the cascaded normally-on SiC JFETs during turn-on process

源极电压在栅源极电压作用下进一步下降至零。 $t_{15}$ 时刻所有级联器件完全导通, SSCB 恢复运行, 电流  $i_{ds}$  如图 4(h)所示。

### 3 基于级联常通型 SiC JFET 的中压直流 SSCB 驱动电路关键参数设计

#### 3.1 缓冲电容 $C_{DS1}$ 、 $C_{DS2}$ 、 $C_{DS3}$ 参数的选择

RC 缓冲电路中电容  $C$  是关键吸能器件, 在 SSCB 关断初期, 缓冲电容  $C$  可以有效减缓电压上升速率  $dv/dt$ , 并降低 SiC JFET 器件漏源极电压峰值。图 3(b)为级联器件  $Q_1$  关断过程中电流流经缓冲电路时的暂态电流流路径图。由于开关管  $Q_2$ 、 $Q_3$  此时还未关断, 且通态电阻非常小, 因此在近似计算时可忽略, 简化后的电流等效电路如图 5 所示。图中线路电感  $L_m$ 、RC 缓冲电路和故障电阻  $R_f$  形成 RLC 谐振电路, 此时直流母线电压  $V_{DC}$  可表示为

$$V_{DC} = L_m C_{DS1} \frac{d^2 V_{ds}}{dt^2} + (R_{DS1} + R_f) C_{DS1} \frac{dV_{ds}}{dt} + V_{ds} \quad (10)$$

式中,  $V_{ds}$  为电容  $C_{DS1}$  两端电压。

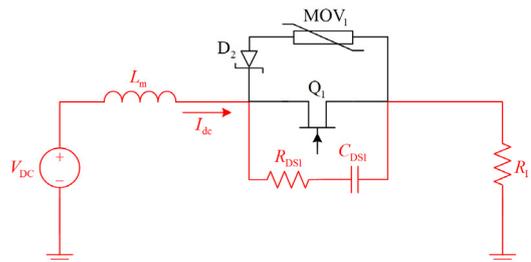


图 5  $Q_1$  关断时的简化电路拓扑图

Fig. 5 Simplified circuit topology when  $Q_1$  is turned off

假设电容  $C_{DS1}$  的初始电压为 0, 初始电流为  $I_{dc}$ , 则由式(10)可得电容两端电压  $V_{ds}$  为

$$V_{ds}(t) = e^{-\lambda t} \left[ \left( \frac{I_{dc}}{\omega C_{DS1}} - \frac{\lambda V_{DC}}{\omega} \right) \sin(\omega t) - V_{DC} \cos(\omega t) \right] + V_{DC} \quad (11)$$

其中, 参数  $\lambda$ 、 $\omega$  可表示为

$$\lambda = \frac{R_1 + R_{DS1}}{2L_m}, \quad \omega = \sqrt{\frac{1}{L_m C_{DS1}} - \lambda^2} \quad (12)$$

假设电容电压  $V_{ds}$  经过  $t_1$  时间段由零上升至最大值, 其峰值电压由 MOV 箝位电压  $V_C$  决定, 该过程可以表示为

$$V_C = e^{-\lambda t_1} \left[ \left( \frac{I_{dc}}{\omega C_{DS1}} - \frac{\lambda V_{DC}}{\omega} \right) \sin(\omega t_1) - V_{DC} \cos(\omega t_1) \right] + V_{DC} \quad (13)$$

考虑到时间  $t_1$  是微秒级,  $V_C$ 、 $I_{dc}$ 、 $t_1$  和  $C_{DS1}$  之间的关系可近似表示为

$$\begin{cases} e^{-\lambda t_1} \approx 1, \frac{I_{dc}}{C_{DS1}} \gg \lambda V_{DC} \\ \sin(\omega t_1) \approx \omega t_1, \cos(\omega t_1) \approx 1 \end{cases} \quad (14)$$

将式(14)代入式(13), 可简化为

$$C_{DS1} \approx \frac{I_{dc} t_1}{V_C} \quad (15)$$

式(15)可为缓冲电容的选择提供理论依据, 其值与 SSCB 关闭前的最大电流  $I_{dc}$ 、MOV 箝位电压  $V_C$  及电压响应时间  $t_1$  相关。

### 3.2 缓冲电阻 $R_{DS1}$ 、 $R_{DS2}$ 、 $R_{DS3}$ 参数的选择

为了防止 SSCB 主开关级联常通型 SiC JFET 器件关断后发生电压振荡现象, 需要选择合适的缓冲电阻使主电路工作在过阻尼或临界阻尼状态。因此, 缓冲电阻应符合式(16)。

$$R_{DS1} \geq 2\sqrt{\frac{L_m}{C_{DS1}}} - R_1 \quad (16)$$

此外, 为了确保 SSCB 导通时的瞬态电流小于 SiC JFET 器件的额定脉冲电流  $I_{D(pulse)}$ , 避免过大的脉冲电流导致器件损坏, 缓冲电阻  $R_{DS1}$  还需要满足式(17)。

$$R_{DS1} \geq \frac{V_{DC}/3}{I_{D(pulse)}} \quad (17)$$

在实际应用中,  $R_{DS1}$  取值过大时会导致 SSCB 关断初期 SiC JFET 器件漏源极电压尖峰过高, 关断损耗也会增大, 严重时可导致器件损坏。因此缓冲电阻  $R_{DS1}$  应结合式(16)和式(17)合理选择。

### 3.3 金属氧化物压敏电阻 $MOV_1$ 、 $MOV_2$ 、 $MOV_3$ 参数的选择

为了抑制 SSCB 隔离故障时所产生的过电压, 需要将 MOV 与级联常通型 SiC JFET 器件并联连接。其中, MOV 的非线性 V-I 特性使其成为消耗关断瞬态能量和提供过电压保护的良好解决方案。因此选择合适的 MOV 可以有效保护 SSCB 主开关器件免受电压冲击。MOV 的选择通常符合式(18)。

$$V_{Clamp} < 10\%V_N \quad (18)$$

式中:  $V_{Clamp}$  为故障电流下 MOV 的最大箝位电压;  $V_N$  为 SiC JFET 器件的额定电压。

此外, 为了避免 SSCB 正常运行时 MOV 误导通, 压敏电阻 MOV 还需要满足式(19)所示条件。

$$V_{M(DC)} > 10\%V_{DC} \quad (19)$$

式中,  $V_{M(DC)}$  为 MOV 的最大连续工作电压。

关于 MOV 的暂态特性, 需要确保 SSCB 关断期间 MOV 吸收的脉冲能量低于其额定能量, 浪涌电流也要低于 MOV 的额定浪涌电流。

## 4 实验验证

为了验证本文所提基于级联常通型 SiC JFET 的中压直流 SSCB 拓扑及驱动电路设计方法的可行性, 搭建了基于 3 个级联常通型 SiC JFET 器件的 1.5 kV/63 A SSCB 实验样机和实验平台, 如图 6 所示。由于实验室条件限制, 此次在直流母线电压最大值为 750 V 条件下进行实验, 测试结果不会影响级联器件电压均衡实验的验证。SSCB 的短路故障保护方法已在文献[23]中详细介绍, 此处不再详述。SSCB 实验样机的主要电路参数如表 1 所示。

### 4.1 短路故障实验结果

直流系统发生短路故障时 SSCB 的故障响应波形如图 7 所示, 其中  $i_{DS}$  和  $V_{DS}$  分别为故障电流和 3 个级联器件的漏源极电压总和。图 6(b)中直流母线电压  $V_{DC}$  设置为 750 V, 故障电阻  $R_{fault}$  为 3  $\Omega$ 。由图

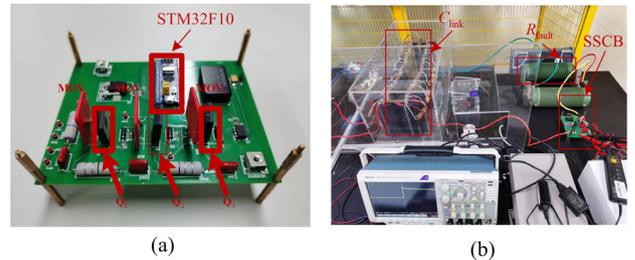


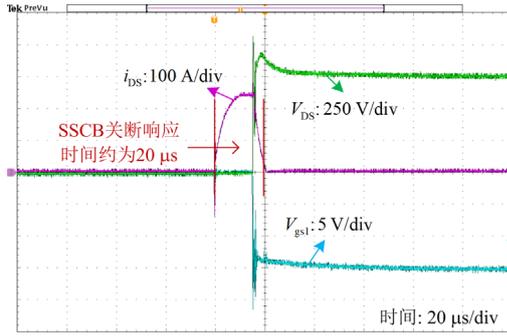
图 6 SSCB 实验样机及实验平台实物图

Fig. 6 Image of SSCB experimental prototype and experimental platform

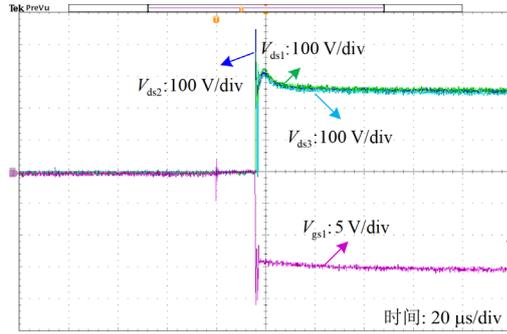
表 1 SSCB 实验样机主要参数

Table 1 Main parameters of the SSCB experimental prototype

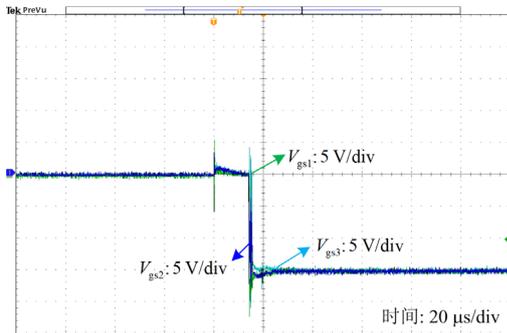
参数	值
栅极电阻 $R_{gs1}/\Omega$	10
稳压二极管 $D_2$ 、 $D_3/V$	15
压敏电阻 $MOV_1$ 、 $MOV_2$ 、 $MOV_3$	V25S175P
缓冲电阻 $R_{DS1}$ 、 $R_{DS2}$ 、 $R_{DS3}/\Omega$	4
缓冲电容 $C_{DS1}$ 、 $C_{DS2}$ 、 $C_{DS3}/nF$	470
微处理器	STM32F10
SiC JFET(UJ3N120035K3S)	1.2 kV/63 A



(a)



(b)



(c)

图 7 短路故障时 SSCB 实验波形

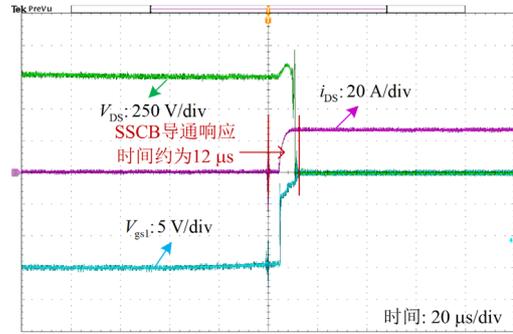
Fig. 7 SSCB experimental waveforms during short-circuit fault

7(a)可知, 当发生直流短路故障时, 流过 SSCB 主开关级联 SiC JFET 的故障电流  $i_{DS}$  从零开始快速上

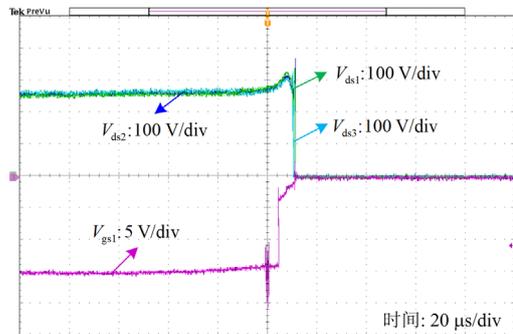
升至 250 A(约 4 倍 SiC JFET 器件额定电流)。此时 SSCB 快速响应短路故障, 其栅极驱动电路向级联器件  $Q_1$  栅源极发送偏置电压  $-15$  V。随后级联 SiC JFET 器件  $Q_1$ 、 $Q_2$  和  $Q_3$  的栅源极电压  $V_{gs1}$ 、 $V_{gs2}$  和  $V_{gs3}$  先后从 0 降至  $-15$  V(如图 7(c)中级联器件的栅源极电压波形)。受栅源极驱动电压信号的影响, 所有级联 SiC JFET 器件依次关断, SSCB 关断响应时间约为  $20 \mu s$ (从直流短路故障发生到故障完全隔离的时间)。受压敏电阻电压箝位作用的影响, 电压  $V_{ds1}$ 、 $V_{ds2}$  和  $V_{ds3}$  经过一个较小的电压尖峰后被快速箝位在 250 V(如图 7(b)中级联器件的漏源极电压波形), 最终实现了级联 SiC JFET 器件的电压均衡分布。

#### 4.2 故障恢复实验结果

当直流配电系统中的短路故障完全清除后, SSCB 开始导通, 直流配电系统恢复至正常运行状态。直流系统恢复正常运行时 SSCB 实验波形如图 8 所示。此过程中直流母线电压  $V_{DC}$  和负载电阻  $R_{fault}$  分别设置为 750 V 和  $30 \Omega$ 。由图 8(a)可知, 当清除直流短路故障后, SSCB 恢复正常运行, SSCB 驱动电路向级联器件  $Q_1$  栅源极发送一个 0 V 的开通电压。随后级联 SiC JFET 器件  $Q_1$ 、 $Q_2$  和  $Q_3$  的栅源极电压  $V_{gs1}$ 、 $V_{gs2}$  和  $V_{gs3}$  先后从  $-15$  V 增大至 0 V(如图 8(c)中级联器件的栅源极电压波形)。受栅源极开通驱动电压信号的影响, 所有级联 SiC JFET 器件的



(a)



(b)

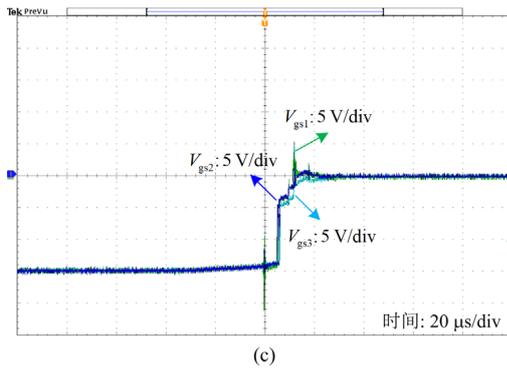


图 8 直流系统恢复正常运行时 SSCB 实验波形

Fig. 8 SSCB experimental waveforms when the DC system is restored

漏源极电压  $V_{ds1}$ 、 $V_{ds2}$ 、 $V_{ds3}$  依次从 250 V 降至 0 V(如图 8(b)中级联器件的栅源极电压波形)。同时, 电流  $i_{DS}$  也从 0 A 快速上升至负荷电流 25 A。在 SSCB 导通过程中, 级联 SiC JFET 器件的漏源极电压  $V_{ds1}$ 、 $V_{ds2}$ 、 $V_{ds3}$  未出现明显的电压尖峰。最终 SSCB 恢复正常运行, 其导通响应时间约为 12  $\mu$ s。

## 5 结论

本文提出了一种基于级联常通型 SiC JFET 的中压直流固态断路器拓扑。分析了其工作原理及关断和导通过程的运行特性, 并提出 SSCB 驱动电路关键参数设计的理论依据。最后利用 1.5 kV/63 A 中压直流 SSCB 样机验证了设计方法的有效性。通过理论分析和实验结果可得以下结论。

1) 提出的中压直流 SSCB 新型拓扑及栅极驱动控制电路仅利用少量无源器件即可实现 SSCB 主开关级联常通型 SiC JFET 器件的动静态电压均衡, 减小了 SSCB 的体积及成本。

2) 分析了 SSCB 驱动电路关键参数的选取原则, 设计的 MOV 可箝位并吸收 SSCB 关断过程中级联 SiC JFET 器件漏源极电压和能量, 同时向级联 SiC JFET 器件栅源极提供驱动电压。有效提高了 SSCB 开关速度, 并改善了级联器件的电压均衡效果。

3) 开展了直流短路故障和故障恢复实验研究, 验证了设计的 SSCB 可有效隔离短路故障、快速从故障中恢复。在短路电流为 250 A 的情况下, 关断响应时间约为 20  $\mu$ s, 故障恢复情况下导通响应时间约为 12  $\mu$ s, 对中压直流配电网的安全稳定运行具有重要意义。

## 参考文献

[1] 李妮, 焦在滨, 齐杉. 基于直流断路器动作响应的环

状柔性直流配电网后备保护方案[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(15): 5785-5797.

LI Ni, JIAO Zaibin, QI Shan. A backup protection scheme based on the response of the DC circuit breaker tripping for the meshed DC distribution networks[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(15): 5785-5797.

[2] 刘子奕, 贾科, 姚昆鹏, 等. 基于主动注入的柔性直流配电网故障定位[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(18): 21-30.

LIU Ziyi, JIA Ke, YAO Kumpeng, et al. An active converter injection-based fault location method for a flexible DC distribution network[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(18): 21-30.

[3] 左鹏飞, 秦文萍, 夏福良, 等. 基于零模电流相关性的直流配电网单极接地选线方法[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(13): 86-96.

ZUO Pengfei, QIN Wenping, XIA Fuliang, et al. Single-pole ground selection method for DC distribution networks based on zero-mode current correlation[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(13): 86-96.

[4] TAHERZADEH E, RADMANESH H, JAVADI S, et al. Circuit breakers in HVDC systems: state-of-the-art review and future trends[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2023, 8(3): 615-630.

[5] 杨欢红, 朱子叶, 黄文焘, 等. 基于直接时间反转法的直流配电网故障测距[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(16): 66-75.

YANG Huanhong, ZHU Ziyue, HUANG Wentao, et al. Fault location of a DC distribution network based on a direct time reversal method[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(16): 66-75.

[6] 刁晓光, 李锐, 蔡久青, 等. 一种应用于柔性直流配电网的具有自动与可控关断功能的直流断路器[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(2): 703-714.

DIAO Xiaoguang, LI Rui, CAI Jiuqing, et al. A DC circuit breaker with automatic and controllable shutoff function for flexible DC distribution system[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(2): 703-714.

[7] RODRIGUES R, DU Y, ANTONIAZZI A, et al. A review of solid-state circuit breakers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(1): 364-377.

[8] 彭宇航, 王鹿军, 田爱娜, 等. 基于 PMOS 的自取电直流固态断路器[J]. 高电压技术, 2023, 49(3): 1304-1313.

PENG Yuhang, WANG Lujun, TIAN Aina, et al. Self-powered DC solid-state circuit breakers based on PMOS[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(3): 1304-1313.

[9] YUAN X, LAIRD I, WALDER S. Opportunities, challenges, and potential solutions in the application of fast-switching

- SiC power devices and converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(4): 3925-3945.
- [10] GONZALEZ J O, WU R, JAHDHI S, et al. Performance and reliability review of 650 V and 900 V silicon and SiC devices: MOSFETs, cascode JFETs and IGBTs[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 67(9): 7375-7385.
- [11] SHIN D, SUL S K, SIM J, et al. Snubber circuit of bidirectional solid state DC circuit breaker based on SiC MOSFET[C] // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), September 23-27, 2018, Portland, USA: 3674-3681.
- [12] SATO Y, TANAKA Y, FUKUI A, et al. SiC-SIT circuit breakers with controllable interruption voltage for 400-V DC distribution systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(5): 2597-2605.
- [13] PALANIAPPAN K, SEDANO W, VYGODER M, et al. Short-circuit fault discrimination using SiC JFET-based self-powered solid-state circuit breakers in a residential DC community microgrid[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(4): 3466-3476.
- [14] RODRIGUEZ L A G, GILL L, MUELLER J A, et al. Cascaded SiC JFET topology for high-voltage solid-state circuit breaker applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 59(2): 2326-2339.
- [15] MIAO Z, SABUI G, ROSHANDEH A M, et al. Design and analysis of DC solid-state circuit breakers using SiC JFETs[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(3): 863-873.
- [16] HE D, XIONG Z, LEI Z, et al. Design optimisation of self-powered gate driver for ultra-fast DC solid-state circuit breakers using SiC JFETs[J]. IET Power Electronics, 2017, 10(15): 2149-2156.
- [17] REN Y, ZHANG F, HAN X, et al. Stability analysis and improvement for SSCB with single-gate controlled series-connected SiC MOSFETs[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 68(9): 8093-8103.
- [18] RASZMANN E, SUN K, BURGOS R, et al. Voltage balancing of four series-connected SiC MOSFETs under 2 kV bus voltage using active dv/dt control[C] // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), September 29-October 3, 2019, Baltimore, USA: 6666-6672.
- [19] YANG C, PEI Y, XU Y, et al. A gate drive circuit and dynamic voltage balancing control method suitable for series-connected SiC MOSFETs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 35(6): 6625-6635.
- [20] DUAN H, WANG W, SHUAI Z, et al. A SiC JFETs modular cascaded method with active clamp control strategy for DC solid-state circuit breaker[J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, DOI: 10.17775/CSEEJPES.2021.05080.
- [21] ROSHANDEH A M, MIAO Z, DANYIAL Z A, et al. Cascaded operation of SiC JFETs in medium voltage solid state circuit breakers[C] // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), September 18-22, 2016, Milwaukee, USA: 1-6.
- [22] HE D, SHUAI Z, WANG W, et al. A 2 kV intelligent DC solid state circuit breaker using series connected SiC JFETs[C] // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), September 29-October 3, 2019, Baltimore, USA: 1114-1119.
- [23] HE D, SHUAI Z, LEI Z, et al. A SiC JFET-based solid state circuit breaker with digitally controlled current-time profiles[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(3): 1556-1565.

收稿日期: 2023-09-28; 修回日期: 2023-12-14

作者简介:

何东(1986—),男,博士,讲师,硕士生导师,研究方向为直流电网故障特性分析、碳化硅固态断路器保护控制; E-mail: hd861116@163.com

徐星冬(1999—),男,硕士研究生,研究方向为碳化硅固态断路器保护控制。E-mail: 1440526648@qq.com

(编辑 许威)