

固态 Marx 发生器的过流保护研究*

饶俊峰, 曾 彤, 李 孜, 姜 松

(上海理工大学 机械工程学院, 上海 200093)

摘 要: 具有快速上升沿、低开关损耗的 SiC MOSFET 已逐渐在固态高压脉冲电源中使用。针对固态 Marx 发生器中的常见短路故障, 分析了 SiC MOSFET 的过流损坏机制, 提出了一种新型的带过流保护的驱动系统。该驱动系统不仅实现了宽驱动信号同步输出, 同时能够在整个 SiC MOSFET 导通期间提供过电流钳制效果。驱动系统中的保护电路利用 SiC MOSFET 门极电压与漏极电流的关系, 通过单个采样电阻和一对反向串联的稳压管将 SiC MOSFET 门极电压拉低的方式来限制过电流。实验结果表明: 当开关管的导通电流较小时, 虽然门极电压会有轻微下降, 但是 SiC MOSFET 的导通阻抗仍然很低; 而在过电流故障发生时, 门极电压会被快速拉低, 开关管的导通阻抗急剧上升, 从而迅速将导通电流钳制在安全范围内。

关键词: 固态 Marx 发生器; 过电流; 保护电路; 采样电阻

中图分类号: TM832

文献标志码: A

doi: 10.11884/HPLPB201931.190138

Study on over-current protection of solid-state Marx generators

Rao Junfeng, Zeng Tong, Li Zi, Jiang Song

(School of Mechanical Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China)

Abstract: SiC MOSFETs with fast rising time and low switching loss have been gradually used in solid-state pulse generators. In this paper, aiming at protecting solid-state Marx generators from common over-current fault, the damage mechanism of SiC MOSFET is analyzed, and a new driving system with over-current protection is proposed. The drive system not only outputs drive signals with long pulse width, but also provides over-current clamping effect during the whole conducting process of the SiC MOSFET. Based on the relation between gate voltage of SiC MOSFET and drain current, the proposed drive circuit clamps the conducting current amplitude by pulling down the gate voltage of SiC MOSFET with a single sampling resistor and a pair of anti-series zener diodes. Experimental results show that the on-state impedance of the SiC MOSFET remains very low when the conducting current is low and consequently the gate voltage is slightly reduced. When an over-current fault occurs, the conducting current can be quickly clamped through the rapidly rising conducting impedance of the switch since the gate-source voltage is pulled down quickly.

Key words: solid-state Marx generator; over-current; protection circuit; sampling resistor

PACS: 84.30.Ng; 84.70.+p

目前, 高压脉冲电源在工业环保^[1]、食品消毒^[2]、生物细胞研究^[3]等领域运用越来越广泛。通常用于产生高压脉冲的方法包括脉冲变压器升压^[4]、模块化脉冲叠加^[5]、Marx 电路^[6]。基于脉冲变压器升压的脉冲电源由于变压器的饱和磁芯限制无法实现宽脉冲输出并且磁芯电感量严重减缓了脉冲的上升沿和下降沿, 这严重限制了其在污水处理^[7]、食品杀菌^[8]等方面的应用。韩国 Ryoo 教授提出基于功率模块的全固态脉冲电源^[9], 它由 n 个模块串联而成, 且主电容采用变压器隔离谐振的充电, 其结构紧凑, 模块化程度高, 只是由于变压器自身参数的差异, 可能导致不同模块主电容之间充电电压不均, 影响系统效率。基于半导体开关的 Marx 电路采用直流充电源直接给主电容充电, 保证了每一级电容电压基本一致, 提升了系统效率, 能够实现快速的上升沿, 外加截尾操作^[10]同时能实现快速的下降沿, 输出方波脉冲, 且脉宽和频率不再受磁芯限制。由于固态 Marx 电路的脉冲输出受元器件杂散参数影响小, 整个系统效率、稳定性较高, 所以, 基于 Marx 结构的脉冲电源的应用越来越广泛。

* 收稿日期: 2019-04-29; 修订日期: 2019-09-04

基金项目: 国家自然科学基金青年基金项目 (51707122)

作者简介: 饶俊峰 (1985—), 男, 博士, 副教授, 主要从事全固态高压脉冲发生器 and 高压放电低温等离子体应用的研究工作; jfiao@usst.edu.cn。

通信作者: 曾 彤 (1994—), 男, 硕士研究生, 研究方向为脉冲功率技术; jyzengtong@163.com。

在 Marx 发生器中,常见的短路故障有以下两种。第一种是当在系统放电时,强电磁干扰使充电管发生误导通,从而与放电管形成直通,储能电容直接被充电管与放电管短路,瞬间形成大电流流过开关管,造成开关管短路击穿;第二种是当系统对负载放电时,由于电源输出电压过高或外界干扰因素使负载击穿形成负载短路,短路电流过高容易烧坏主开关和其他元器件。因此,为了进一步提高整个 Marx 发生器的稳定性,设计适当的过流保护措施是十分必要的。目前,各种用于保护开关管的方案已被提出,一般通过电流传感器^[11]、门极电荷特性^[12]等方法来检测过电流,然后根据检测的过电流大小并结合系统考虑,缓慢或者迅速关断开关管。但是,这些方法需要通过电流或电压采样并经过 A/D 转换后输入到控制器,此过程往往会出现几十 μs 甚至更高的延时,远远超过了开关管能够承受的过电流的时间,造成开关损坏。另外,在强电磁环境的脉冲系统中,复杂的检测和反馈电路容易被干扰而出现误工作的状态。所以,在高压脉冲电源中的过流保护电路必须简单且反应迅速。

本文提出的过流保护电路结构简单、响应速度快、抗干扰能力强,适合用于多种固态脉冲电源。采用该电路的固态 Marx 发生器可以在设定电流范围内低损耗地运行,在发生短路故障发生时又可快速将输出电流钳制在安全值以下,且低耗运行临界电流值和钳位电流值都能根据实际需求改变,灵活性好。

1 SiC MOSFET 的过流损坏机制及保护原理

1.1 SiC MOSFET 的过流损坏机制

最近,相对 IGBT 有着更短开通关断时间和更低开关损耗^[13]的 SiC MOSFET 逐渐在脉冲电源中使用,以产生高频高压脉冲。采用 SiC MOSFET 作为主开关的 Marx 发生器的基本结构如图 1 所示,它由 n 级组成,每级包含一个主电容,两个开关管和一个二极管。工作过程可以分为充电和放电两个阶段。充电阶段所有充电管 S_{ci} 同时导通,所有放电管关断,直流源 V_{DC} 通过图 1 红色虚线所示回路经过充电管 S_{ci} 和二极管 D_i 给储能电容 C_i 并联充电。在充电的同时,图 1 紫色实线所示回路可以为负载上的残余电荷提供低阻抗的电荷泄放通路以进行截尾,加快脉冲后沿。放电阶段所有充电管关断,所有放电管 S_{di} 同时导通,所有电容沿着图 1 蓝色虚线所示通路串联起来向负载放电,实现高压脉冲输出。 S_{c0} 的加入能够在放电时将充电源与放电回路隔离开,有效地保护了充电源。

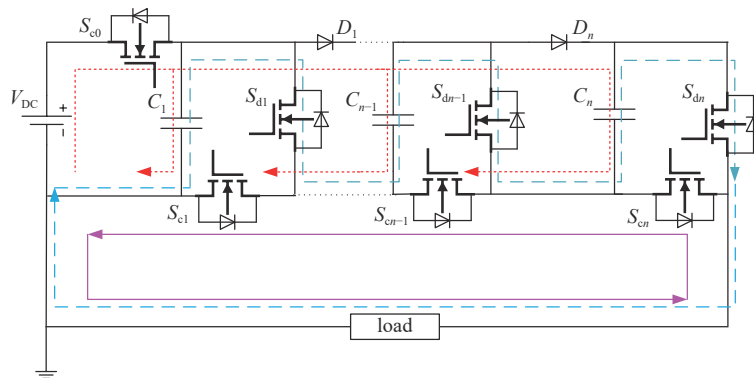


Fig. 1 Main circuit diagram of pulse generator based on Marx structure

图 1 基于 Marx 结构脉冲电源的主电路

在图 1 的 Marx 发生器中,由于干扰或负载击穿,瞬间的短路电流会导致开关管的损坏,其损坏的原因是热损坏。当短路电流流过 SiC MOSFET 时,导通损耗使其温度迅速升高,短路电流越大,温度的上升速率越快,过高的温度会使开关内部发生局部融化,这就是所谓的热损坏。从能量的角度而言,温度的升高实际上是开关内部能量积累的过程,当该能量达到一个临界值时,开关发生热损坏,该过程可以表示为

$$E_{SC} = \int_{t_0}^{t_{SC}} I_{ds}^2 R_{on} dt \quad (1)$$

式中: E_{SC} 是 SiC MOSFET 所能忍受的临界能量,该能量与 SiC MOSFET 的自身耗散功率有关; I_{ds} 和 R_{on} 分别对应短路故障下的短路电流和导通阻抗; t_{SC} 是 SiC MOSFET 承受短路电流的最大时间。

通常, SiC MOSFET 的耗散功率是一定的,假设在导通阻抗不变的情况下,短路电流越大, SiC MOSFET 能够承受的时间越短。以 C2M0080120D 为例,当短路电流 80 A 时,该管能够承受短路电流 50 μs 以上,当短路电流 190 A 时,该管能够承受短路电流的时间仅 8 μs 。其他影响 t_{SC} 的因素还有温度和门极电压^[14]。通过散热器或者其他冷却手段可以有效地提高耗散功率,但迅速有效地在短路故障发生时限制电流是必要的。综上所述,当短路故障发

生时,极短时间的短路电流 SiC MOSFET 是可以承受的,一旦持续时间过长或者短路电流过大,超过了 SiC MOSFET 临界耗散能量后,就会发生热损坏。

1.2 SiC MOSFET 过流保护原理

IGBT 的短路电流满足^[15-16]

$$I_C = \frac{1}{1 - \alpha_{\text{PNP}}} \frac{\mu_{\text{ns}} C_{\text{ox}} Z}{2L_{\text{CH}}} (V_{\text{ge}} - V_{\text{th}})^2 \quad (2)$$

$$\alpha_{\text{PNP}} = \frac{\beta_{\text{PNP}}}{1 + \beta_{\text{PNP}}} \quad (3)$$

式中: β_{PNP} 是 PNP 晶体管的共射增益; μ_{ns} 是沟道中电子的平均迁移率; C_{ox} 是单位面积上的氧化电容; Z 是沟道宽度; L_{CH} 是沟道长度; V_{ge} 为门-射极电压; V_{th} 是使 IGBT 导通的阈值电压。

从式 (2)~(3) 中可以得到: IGBT 的短路电流与门-射极电压有紧密联系。IGBT 跨导 g_m 是用来描述动态的门-射极电压对集电极电流的控制作用,跨导表示为^[15]

$$g_m = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{\text{ge}}} = \frac{\partial I_C}{\partial V_{\text{ge}}} = \frac{1}{1 - \alpha_{\text{PNP}}} \frac{\mu_{\text{ns}} C_{\text{ox}} Z}{L_{\text{CH}}} (V_{\text{ge}} - V_{\text{th}}) \quad (4)$$

为了能够更加简单明了的分析 IGBT 在短路电流出现时行为状态,可将表达式 (2) 进行线性化处理^[17] 可得

$$I_{\text{SC}} = g_m (V_{\text{ge}} - V'_{\text{th}}) \quad (5)$$

式中: I_{SC} 为发生短路故障时集电极电流; g_m 为 IGBT 跨导; V'_{th} 是线性化处理后的等效阈值电压。目前,多数 IGBT 的过流保护就是通过改变门-射极电压来限制电流或直接关断 IGBT^[17-19], 此保护原理同样也适用于 SiC MOSFET^[11], 门极电压越低,能流过 SiC MOSFET 的电流越小,根据这一结论,本文通过降低门极电压的方式来限制短路故障下出现的瞬间过电流。

2 过流保护电路

图 2 为本文提出的带过电流保护的 Marx 脉冲电源驱动系统。该驱动系统分为两个部分,第一部分为驱动电路,第二部分为保护电路。在驱动电路^[20] 中, SiC MOSFET 门极控制信号由 FPGA 产生,半桥驱动输出的正脉冲和负脉冲通过脉冲变压器和副边的集成电路来控制 SiC MOSFET 的开通和关断,且在没有控制脉冲期间,开关管维持在开通或关断状态。此驱动方案的所有 SiC MOSFET 开通关断能量全部来自于变压器原边的半桥电路,由于磁芯饱和的限制,半桥电路输出的开通与关断信号(如图 3 中黑色与蓝色实线)往往只能维持 1 μs 左右,当开通或关断信号结束后,门极的集成电路断开,使门极等效电容自动维持在原来的电平,如图 3 中红色实线所示,从而开关管维持原来的开通或关断状态,来实现宽驱动信号输出,其实际驱动信号脉宽等于开通或关断信号脉宽加死区时间。该驱动电路能够实现脉宽超过 1 ms 以上的驱动信号^[21]。脉冲变压器 TX 的原边为 1 匝带屏蔽层的高压同轴线,屏蔽层接地,防止强电磁场干扰驱动信号传输,副边为一匝或多匝绝缘导线绕制而成。同轴线的套外部套有聚四氟乙烯管,防止系统放电时磁芯副边绕组的高电位对同轴线内导体的放电现象。此驱动电路实现了驱动电路与主电路的隔离及正负信号输出,保证了 SiC MOSFET 开通关断的同步性和可靠性,并具有良好的绝缘和屏蔽的效果。

当磁环原边半桥电路中的电容给 SiC MOSFET 提供开通能量时,将该电容等效到磁芯副边,由于电容两端电压不能突变,其相当于电压源,所以考虑在 SiC MOSFET 源极串联一个采样电阻,如图 2(a) 所示,将驱动电路接在

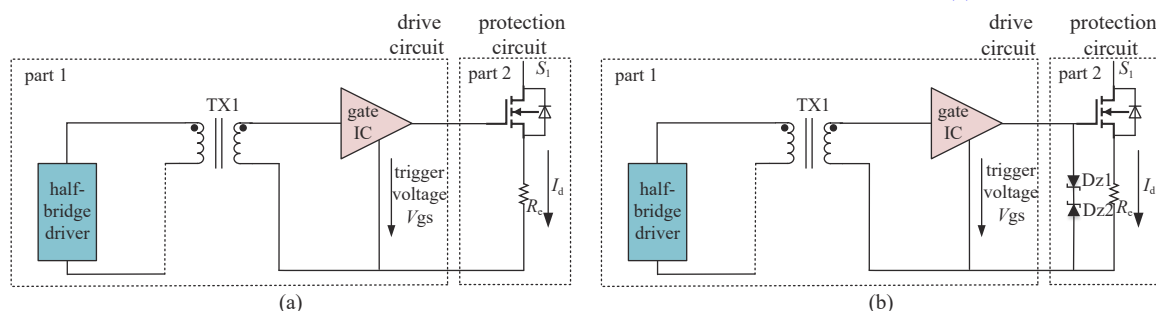


Fig. 2 Schematic diagram of drive system with over-current protection

图 2 带过电流保护的驱动系统原理图

SiC MOSFET 门极与该采样电阻的末端, 构成过流保护电路。基于驱动电路输出的电压源效果, 当漏极电流 I_d 出现时, 采样电阻分压, 将门极电压拉低, 此过程满足

$$V_c = V_{gs} + R_e I_d \quad (6)$$

式中: V_{gs} 为门极电压; R_e 和 I_d 分别对应采样电阻值和漏极电流; V_c 代表驱动电路输出电压。随着门极电压的降低, 开关管的导通阻抗快速增大, 过电流会迅速的被钳制到安全的范围。但是在维持导通阶段, 磁环原边的半桥驱动电路停止输出, 如果此时出现过电流, 门-源极结电容电荷无释放回路, 导致门极电压维持不变, 起不到电流限制效果。因此, 为了

保证在整个导通期间都存在过流保护功能, 图 2(a) 对原有的保护电路进行了改进, 如图 2(b) 所示, 加入了一对反向串联的稳压管, 在开关管维持导通期间给门极电荷提供释放通道。稳压管的作用效果与电压源效果类似, 在维持导通期间通过采样电阻分压将 SiC MOSFET 门极电压拉低, 从而限制过电流。该过程可以描述为

$$V_z + V_f \geq V_{gs} + R_e I_d \quad (7)$$

式中: V_z 为稳压管反向击穿电压; V_f 为稳压管正向导通压降, 一般不会超过 1 V。 V_{gs} , R_e 和 I_d 分别对应门极电压、采样电阻值和漏极电流。因此, 两种情况值得讨论: 第一种是当稳压管的取值等于驱动电路输出电压时, 那么在 SiC MOSFET 导通期间对电流的限制效果是相同的, 因为在开通期间和维持导通期间门极电压几乎被拉低至相同的值; 第二种是当稳压管的取值高于驱动电路输出电压时, 那么 SiC MOSFET 在开通期间对电流的限制值会低于维持导通期间对电流的限制值, 因为开通期间的门极压会被拉得更低。实际中可以根据需求适当选取稳压管的稳压值。

3 实验结果及分析

图 4 是搭建的测试电路来模拟发生短路故障的情况, 以验证前文提出的过电流保护电路是否能可靠运行。通常过电流出现在脉冲前沿即开通过程中, 也可能出现在维持导通期间。当图 4 测试电路中无磁开关 MS 时, 可以模拟过电流出现在 SiC MOSFET 的开通过程的情况, 有磁开关 MS 时, 由于磁开关达到饱和需要一定的时间, 所以过电流只能在磁开关饱和后才出现, 可模拟在维持导通期间发生过电流的情况。磁开关的延迟时间与绕组匝数、磁开关两端电压等因素有关。图 4 的测试电路能够模拟不同时刻出现过电流的情形, 从而验证稳压管在保护电路中的必要性。SiC MOSFET 驱动信号由 FPGA 产生, 频率 100 Hz, 开通信号脉宽 1 μ s。隔离磁芯原副边匝数比为 1 : 1, 经门极电压自维持后开通信号脉宽达 4.6 μ s。驱动电压输出 (V_{driver})15 V, V_c 为外接的直流源, 输出电压范围 0~1 000 V。开关采用单个 SiC MOSFET 型号为 C2M0080120D, 额定电流 31.6 A, 最大脉冲电流 80 A, 采样电阻 R_e 为 0.1 Ω , R_s 为 2 Ω 。稳压管反向击穿电压 16 V。

通常, 通过观察 V_{ds} 的变化可以判断过流保护电路是否有效果, 因为 V_{ds} 变化反映了导通阻抗的变化, 导通阻抗变大说明电流被钳制, 保护电路有效。图 5 和图 6 是在图 4 测试电路下无磁开关且无稳压管时测得的 SiC MOSFET 门极电压 V_{gs} (绿色通道 4)、正向导通压降 v_{ds} (蓝色通道 2) 和漏极电流 I_d (紫色通道 3) 的波形。可以看出, 30 A 电流时管压降 V_{ds} 仅不到 3 V, 导通阻抗大约 100 m Ω , 与该型号的 SiC MOSFET 数据手册中的正常导通阻抗 80 m Ω 相差不多, 这说明即使门极电压由于等效电容的电压源效应已经下降到 12 V, SiC MOSFET 仍能在低损耗的情况下工作。如图 6 所示, 随着电流继续增大, 管压降 V_{ds} 增至 50 V, 导通阻抗达 1.1 Ω , 此时开关已经进入有源区, 如果继续加大直流源 V_c , V_{ds} 会持续增大, 电流被限制在 45 A, 起到电流钳制的作用。

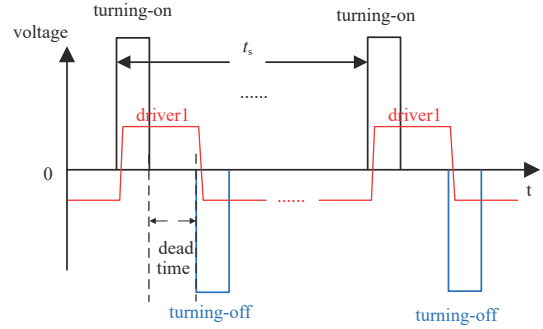


Fig. 3 Relationship of phase and pulse width between driver1 and turning-on/turning-off signals

图 3 开通/关断信号与驱动 1 的脉宽与相位关系

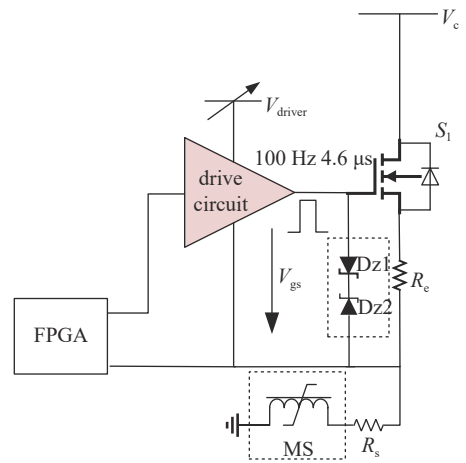


Fig. 4 Schematic diagram of test circuit

图 4 测试电路原理图

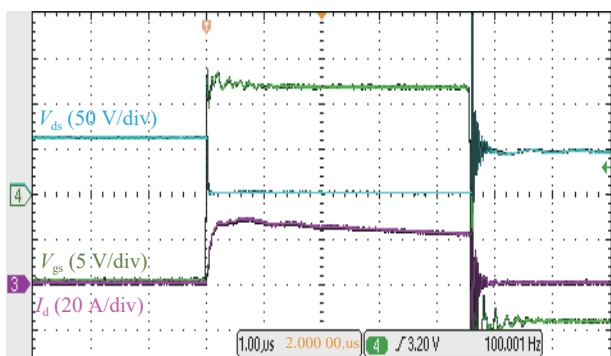


Fig. 5 Experimental waveform in turn-on period without zener diode (1)

图 5 无稳压管时开通期间的实验波形 (1)

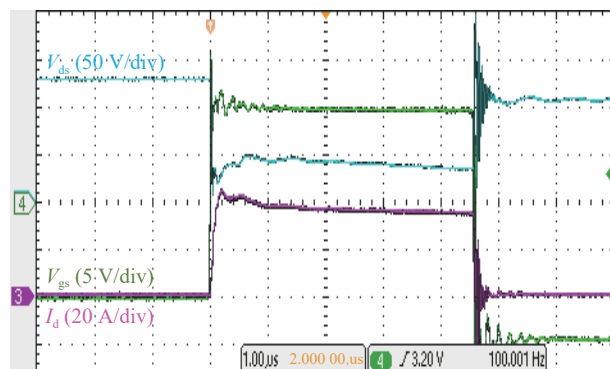


Fig. 6 Experimental waveform in turn-on period without zener diode (2)

图 6 无稳压管时开通期间的实验波形 (2)

图 7 和图 8 是对应图 4 测试电路下有磁开关时测得的 SiC MOSFET 门极电压 V_{gs} (绿色通道 4)、正向导通压降 V_{ds} (蓝色通道 2) 和漏极电流 I_d (紫色通道 3) 的波形, 以模拟开关管在维持导通期间出现过电流的情况。图 7 所示是无稳压管时的实验波形, 当电流达到 50 A 时, 门极电压仍维持 15 V, 管压降很低, 无电流钳制效果。图 8 所示是加入稳压管后的实验波形, 当电流达到 50 A 时, 门极电压下降至 11 V, 管压降达 60 V, 电流被限制在 50 A 以下。图 7 与图 8 的对比说明了如果保护电路中无稳压管, 在维持导通期间不会有门极电压下降和电流钳制效果, 因为无门极电荷释放回路。因此, 在本文提出的保护电路中, 稳压管和采样电阻缺一不可, 二者保证了在整个 SiC MOSFET 的导通期间都存在过电流保护效果。

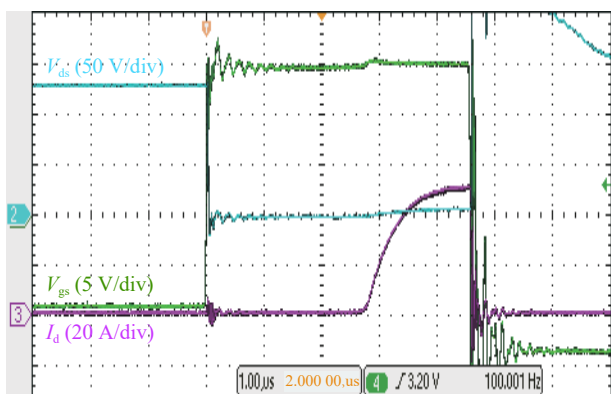


Fig. 7 Experimental waveform in hold-on period without zener diodes

图 7 无稳压管时维持期间的实验波形

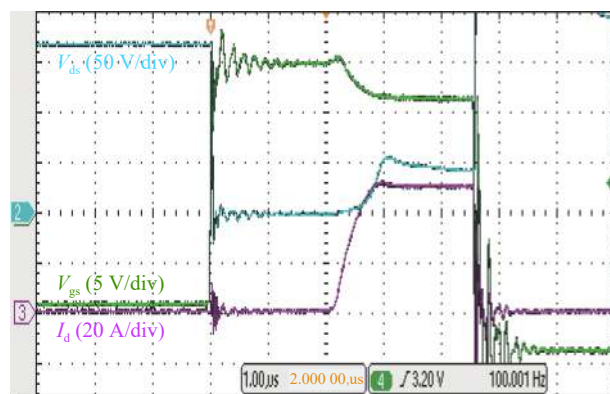


Fig. 8 Experimental waveform in hold-on period with zener diodes

图 8 有稳压管时维持期间的实验波形

实验结果证明了本文提出的过流保护电路的可行性。另外, 如需保证在整个管子导通期间电流的钳制值相同, 应该使稳压管反向击穿电压等于驱动电路输出电压。根据式 (6)~(7), 可以改变脉冲电源在低损耗下工作的输出电流和发生短路故障时被钳制的电流。图 9 是基于 SiC MOSFET 的 Marx 发生器的输出高压脉冲波形, 电压幅值 30.4 kV, 频率达 10 kHz。

4 结论

本文分析了 SiC MOSFET 门极电压与漏极电流的关系, 讨论了 SiC MOSFET 的损坏机制, 并结合 Marx 发生器的常见短路故障, 设计了一种新型过电流保护电路。该电路通过采用电阻分压和稳压管的电压钳制效应, 在短路故障发生时迅速地将 SiC MOSFET 的门极电压拉低, 较低的门极电压使导通阻抗增大从而限制了过电流。该保护电路简单并适用于高压高频的环境, 提高了高压脉冲电源的稳定性。

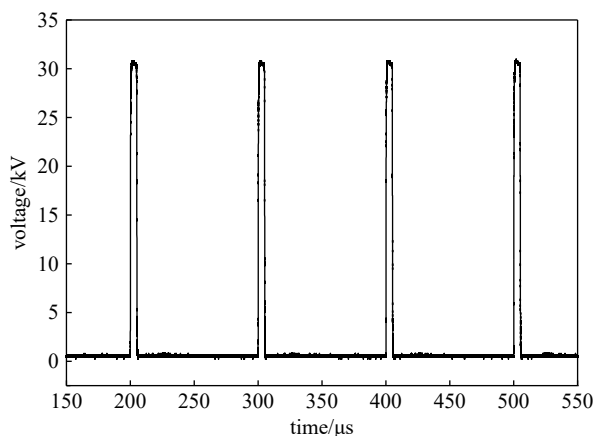


Fig. 9 Output waveform of Marx generator based on SiC MOSFET

图 9 基于 SiC MOSFET 的 Marx 发生器的输出波形

参考文献:

- [1] Shao Tao, Huang Weimin, Li Wenfeng, et al. A cascaded microsecond-pulse generator for discharge applications[J]. *IEEE Trans Plasma Science*, 2014, 42(6): 1721-1728
- [2] Ahmed G, Shesha H J. Effect of electric pulse parameters on releasing metallic particles from stainless steel electrodes during PEF processing of milk[J]. *IEEE Trans Industry Applications*, 2014, 50(2): 1402-1409
- [3] 姚陈果, 郭飞, 董守龙, 等. 纳秒脉冲处理A375细胞裸鼠皮下移植瘤的疗效评估[J]. *高电压技术*, 2013, 39(01): 117-121. (Yao Chenguo, Guo Fei, Dong Shoulong, et al. Evaluation of subcutaneous xenograft tumor of A375 cells treated with nanosecond pulse. *High Voltage Engineering*, 2013, 39(01): 117-121)
- [4] Bortis D, Biela J, Kolar J W. Transient behavior of solid-state modulators with matrix transformers[J]. *IEEE Trans Plasma Science*, 2010, 38(10): 2785-2792
- [5] Ahn S H, Ryoo H J, Gong J W, et al. Robust design of solid-state pulsed power modulator based on modular stacking structure[J]. *IEEE Trans Power Electronics*, 2015, 30(5): 2570-2577
- [6] 饶俊峰, 姜松, 李孜. 基于Marx和磁开关的方波脉冲电源的研制[J]. *强激光与粒子束*, 2016, 28: 055005. (Rao Junfeng, Jiang Song, Li Zi. Investigation of square wave pulse power supply based on Marx and magnetic switch. *High Power Laser and Particle Beams*, 2016, 28: 055005)
- [7] Jiang Song, Rao Junfeng, Wu Zhanghang, et al. Effects of coaxial dielectric barrier discharge system on water treatment by water stream well mixed with air[J]. *IEEE Trans Dielectrics and Electrical Insulation*, 2016, 23(6): 3328-3335
- [8] 应雪正, 王剑平, 叶尊忠. 国内外高压脉冲电场食品杀菌关键技术概况[J]. *食品科技*, 2006(3): 4-7. (Ying Xuezheng, Wang Jiangping, Ye Zunzhong. Overview of key technologies for food sterilization by high voltage pulsed electric field at home and abroad. *Food Science and Technology*, 2006(3): 4-7)
- [9] Yu C H, Jang S R, Kim H S, et al. Gate driving circuit with active pull-down function for a solid-state pulsed power modulator[J]. *IEEE Trans Power Electronics*, 2018, 33(1): 240-247
- [10] 饶俊峰, 皮特尔, 李孜, 等. 带截尾开关的高频纳秒脉冲功率源设计[J]. *高电压技术*, 2017, 43(6): 1800-1807. (Rao Junfeng, Teer P, Li Zi, et al. Design of high frequency nanosecond pulse power source with truncated switch. *High Voltage Engineering*, 2017, 43(6): 1800-1807)
- [11] Wang Jun, Shen Zhiyu, Burgos R, et al. Design of a high-bandwidth Rogowski current sensor for gate-drive shortcircuit protection of 1.7 kV SiC MOSFET power modules[C]//IEEE 3rd Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA). 2015: 104-107.
- [12] Horiguchi T, Kinouchi S I, Nakayama Y, et al. A fast short-circuit protection method using gate charge characteristics of SiC MOSFETs[C]//IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). 2015: 4759-4764.
- [13] Rice J, Mookken J. SiC MOSFET gate drive design considerations[C]//IEEE International Workshop on Integrated Power Packaging (IWIPP). 2015: 24-27.
- [14] Awwad A E, Dieckerhoff S. Short-circuit evaluation and overcurrent protection for SiC power MOSFETs[C]//17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe). 2015: 1-9.
- [15] Khanna V K. Insulated gate bipolar transistor IGBT theory and design[M]. New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2003: 56-70.
- [16] Ammous A, Allard B, Morel H. Transient temperature measurements and modeling of IGBT's undershoot circuit[J]. *IEEE Trans Power Electronics*, 2007, 13(1): 12-25
- [17] Mohsenzadeh S, Zarghani M, Kaboli S. A series stacked IGBT switch with robustness against short circuit fault for pulsed power applications[J]. *IEEE Trans Power Electronics*, 2018, 33(5): 3779-3790
- [18] Rodriguez M A, Claudio A, Theilliol D, et al. A new fault detection technique for IGBT based on gate voltage monitoring[C]//IEEE Power Electronics Specialists Conference. 2007: 1001-1005.
- [19] Khargekar A K, Pavana Kumar P. A novel scheme for protection of power semiconductor devices against short circuit faults[J]. *IEEE Trans Industrial Electronics*, 1994, 41(3): 344-351
- [20] Zhou Ziwei, Li Zi, Rao Junfeng, et al. A high-performance drive circuit for all solid-state Marx generator[J]. *IEEE Trans Plasma Science*, 2016, 44(11): 2779-2784
- [21] 饶俊峰, 李成建, 李孜, 等. 全固态高重频高压脉冲电源[J]. *强激光与粒子束*, 2019, 31: 035001. (Rao Junfeng, Li Chengjian, Li Zi, et al. All solid-state high frequency and high voltage pulse power supply. *High Power Laser and Particle Beams*, 2019, 31: 035001)