

固态 Marx 发生器均流技术研究

戴成栋, 李 孜

(上海理工大学 机械工程学院, 上海 200093)

摘要: 为了提升固态脉冲发生器在低阻抗负载时的稳定性, 提出了一种并联开关管电路的均流技术, 采用增加小电阻降栅压的方法, 设计了并联开关管测试电路和并联全固态 Marx 发生器测试电路对其均流效果进行验证。实验结果表明, 并联结构的脉冲电源的内部浪涌电流得到有效抑制, 开关管工作在安全工作区内, 脉冲电源系统的稳定性得到了提高。

关键词: Marx 发生器; 固态脉冲发生器; 浪涌电流; 均流技术

中图分类号: TM 832 **文献标志码:** A

Current sharing technology of solid-state Marx generators

DAI Chengdong, LI Zi

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

Abstract: In order to improve the stability of the solid-state pulsed generator under low-impedance load, a current sharing technology of the switch in parallel was proposed. The method of lowering the gate voltage by adding a small resistor was used to design a test circuit of the switch in parallel and a test circuit of all-solid-state Marx generators in parallel to verify the current sharing effectiveness. Experimental results show that the internal surge current of the pulse power supply with parallel structure is effectively restrained, and switches work in the safe working area, which improves the system stability of the pulse power supply.

Keywords: Marx generator; solid-state pulsed generator; surge current; current sharing technology

当前小型化、模块化、高重频的固态脉冲电源的应用日益广泛, 例如, 在等离子体射流、高频脉冲电场杀菌及肿瘤消融等应用中, 通常需要能够输出 1~10 kV 电压、数百安培电流、频率达到 100 Hz 的脉冲电源^[1-5]。为了增大高重频、大电流脉冲功率系统的输出电流, 以达到某些特别场合的参数要求, 通常会采用 IGCT, GTR 和 GTO

等半导体开关, 但是, 使用 IGCT, GTR 和 GTO 等半导体开关会造成输出脉冲上升速度缓慢和器件发热严重等问题^[6-9]。而由 SiC 和 GaN 构成的新型 MOSFET 半导体开关可以有效地避免上述问题, 因此得到了越来越多的关注。文献 [10-11] 采用多个以 SiC MOSFET 为开关的固态 Marx 发生器并联以提升系统的输出电压和输出电流, 制作了

收稿日期: 2020-09-26

基金项目: 国家自然科学基金青年科学基金资助项目 (51707122)

第一作者: 戴成栋 (1996-), 男, 硕士研究生。研究方向: 脉冲功率技术。E-mail: 2253622192@qq.com

通信作者: 李 孜 (1972-), 女, 副教授。研究方向: 电力电子技术。E-mail: lz7209@126.com

输出电压为 2.2 kV、输出电流为 730 A 的 Marx 发生器，并将该系统应用到粒子加速器的磁分拣器中，取得了良好的效果。

具有高重频、大电流输出能力的方波固态脉冲发生器主要有全固态 LTD(linear transformer driver)、并联半导体开关和并联结构的 Marx 发生器。然而，由于系统中的驱动信号不同步以及各并联支路参数的差异，每条支路的输出电流并不均等^[12]。大电流的支路半导体开关有可能会发生局部热击穿，进而影响系统的稳定性^[13-14]。近年来，并联结构的固态 Marx 发生器在水中放电、肿瘤消融等领域有了更多的应用^[14]，而这些应用都对并联 Marx 发生器的各支路间的均流效果提出了更高的要求，例如，在肿瘤消融应用中，需要用多路数百安培的大电流脉冲杀死不同位置的肿瘤细胞，这就要求不同支路的输出电流具有良好的均流性和同步性。目前实现并联 Marx 发生器各支路的均流输出存在诸多困难，在开关支路中串联电阻可以降低浪涌电流，但会增加系统损耗；在驱动电路中添加采样反馈装置也可以实现并联 Marx 发生器的均流输出，然而该方法的响应速度缓慢，无法解决纳秒级浪涌电流冲击的问题^[15]。

并联半导体开关的均流技术能够实现半导体开关的快速响应的过电流保护。文献[16]认为，如果半导体开关的耗散功率能满足要求，降低短路时流过开关管电流的幅值并延长可允许的短路时间，就能够保证半导体开关处于稳定的工作状态。文献[17]提出在 IGBT 半导体开关的发射极与驱动电路的共地部分连入低值的电阻，当流过半导体开关的电流过大时，门极驱动电压将会被拉低，可使半导体开关进入有源工作状态，输出过电流被限制在安全范围以内。文献[18]针对该方案进行了验证，并将其应用于单一固态 Marx 发生器中，分析了不同时刻的过流现象，其实验结果表明，该过流保护方案无时延，且能瞬时保护系统中的半导体开关，使其始终工作在安全工作区内。本文将文献[17]中提出的添加小电阻降栅压保护方案应用在并联 Marx 发生器中，验证其对不同支路中的 Marx 发生器的浪涌电流的抑制效果。

1 并联全固态 Marx 发生器

1.1 并联 Marx 发生器的主电路

Marx 发生器的基本工作原理是并联充电、串

联放电，通过脉冲高压叠加获得脉冲电压输出倍增。Marx 发生器作为高压实验装置在高电压技术领域得到了广泛的应用^[19]。受 IGBT 和 MOSFET 等功率半导体开关通流能力的限制，全固态 Marx 发生器通常以多路并联的方式提高输出电流。并联 Marx 发生器的结构如图 1 所示，D 为充电二极管。在充电期间，开关管 $S_{c,i}$ 处于导通状态， $S_{d,i}$ 处于关断状态，电容的充电时间常数 $\tau=R_cC$ ， R_c 为线路等效电阻， C 为储能电容。若忽略二极管的导通压降，则每一级储能电容上的电压与直流电源的电压相等。在放电期间，开关管 $S_{c,i}$ 处于关断状态， $S_{d,i}$ 处于导通状态，每路 Marx 发生器的储能电容以串联方式连接在一起，此时多路 Marx 发生器会同时向负载放电，输出幅值相同的高压脉冲，流过负载的电流等于多路 Marx 发生器的输出电流之和。

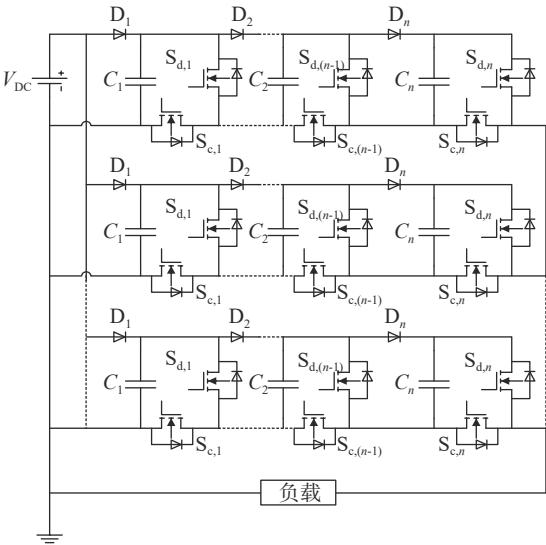


图 1 多级并联全固态 Marx 发生器的主电路
Fig.1 Main circuit of multistage all-solid-state Marx generators in parallel

在阻性负载的条件下，并联 Marx 发生器的输出电压和电流可根据式(1)和式(2)进行计算。

$$V_O = nV_{DC} \tag{1}$$

$$I_O = \frac{V_O}{R_L} \tag{2}$$

式中： V_{DC} 为直流电源电压； V_O 为负载电压； n 为单路 Marx 发生器的级数； I_O 为负载电流； R_L 为负载电阻。

图 2 为 n 级并联的 Marx 发生器的等效电路图。显然，将 Marx 发生器并联可以降低输出电阻和杂散电感。 C_i 为 Marx 发生器中的储能电容，

$S_{d,i}$ 为半导体开关, L_p 为放电回路中的杂散电感, R_e 为等效串联电阻, 二极管 D_a 能够有效防止因半导体开关的导通时间不同步而引发的 Marx 发生器之间的电流串扰。电路中各 Marx 发生器参数的差异, 例如, 阈值电压 $V_{GS(th)}$ 、Miller 电容、饱和压降、栅源电容、工作结温及导通延迟时间 t_d 等半导体开关参数的差异^[17-18], 均会对不同支路的输出电流的均匀性造成影响。

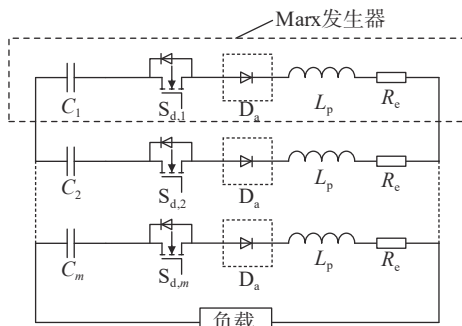


图2 多级并联全固态 Marx 发生器等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of multistage all-solid-state Marx generators in parallel

多级并联的 Marx 发生器的工作原理与半导体开关并联的工作原理相似。多级并联的 Marx 发生器等效电路中流过半导体开关的电流

$$i_{C_1} = k_1 [2(V_{GS,1} - V_{GS(th)}) V_{DS,1} - V_{DS}^2] \quad (3)$$

$$i_{C_2} = k_2 [2(V_{GS,2} - V_{GS(th)}) V_{DS,2} - V_{DS}^2] \quad (4)$$

$$i_{C_m} = k_m [2(V_{GS,m} - V_{GS(th)}) V_{DS,m} - V_{DS}^2] \quad (5)$$

式中: k_m 为初始门极电压的系数; m 为并联的半导体开关的数目; V_{GS} 为驱动信号的电压(门极电压); V_{DS} 为集电极电压。

在常温工作状态下, 半导体开关会逐步进入线性稳态工作状态^[17]。

假设 $V_{DS,1}$ 和 $V_{DS,2}$ 相等, 由于电容 C_i 上的电压是相等的, 因此, 可以将式(3)和式(5)合并, 得到式(6)。

$$\frac{i_{C_1}}{i_{C_m}} = \frac{k_1 (V_{GS,1} - V_{GS(th)})}{k_m (V_{GS,m} - V_{GS(th)})} \quad (6)$$

当2个开关管的导通时间由于驱动电路参数的不同而产生不同步时, 流过开关管的电流就会大不相同。首先导通的半导体开关的电流很大, 一旦超过额定工作范围, 就可能使半导体开关被击穿^[16,20]。由式(6)可知, 可以通过改变门极电压来调整半导体开关的输出电流。由于开关管之间

的导通时间差通常为几十纳秒, 因此, 需要一种响应速度快的门极电压调节方案来解决这一问题。

1.2 门极电压调节方案

传统的门极电压调节方案主要有电压比较器采样和运算放大器调节, 但这些方案均无法满足多级并联的 Marx 发生器对门极电压调节响应速度的要求。例如, 使用电压比较器进行采样, 则运行速度为几百纳秒; 使用运算放大器, 则运算速度通常为几微秒^[18]。为了解决传统采样方案门极电压调节响应速度过慢的问题, 本文提出了一种添加小电阻降栅压的方案, 从而实现均流输出。现介绍该方案的电路结构和工作原理。半桥驱动电路如图3所示, 控制半导体开关导通或关断的信号和能量都来自变压器一次侧。在正常运行时, 由于电阻 R_{sn} 的阻值很小, 对 Marx 发生器的影响可以忽略不计, 并且可以有效避免发生短路故障^[21]。脉冲宽度可通过式(7)估算。

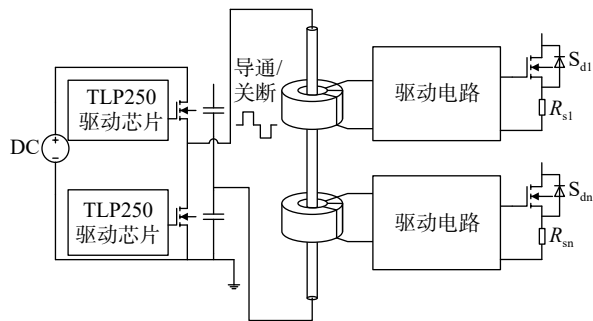


图3 半桥驱动电路原理图

Fig.3 Schematic diagram of the half-bridge drive circuit

$$\int_0^{T_w} V dt = \int_0^{B_s} N \beta A_w dB = N \beta A_w B_s \quad (7)$$

式中: T_w 为最大脉冲宽度; N 为一次侧匝数; A_w 为磁芯截面积; B_s 为饱和磁通因数; β 为填充因子。

当信号脉冲宽度小于 T_w 时, 半桥驱动电路一次侧电容可等效转换为二次侧电容。当不考虑变压器漏感和杂散电容对驱动信号的影响时, 半桥驱动电路的等效电路如图4所示。

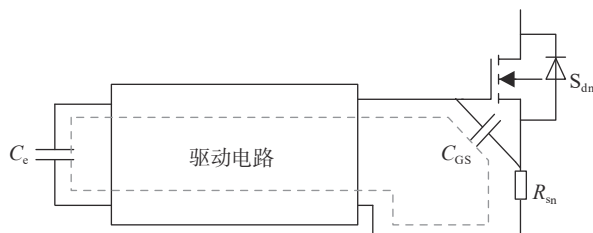


图4 半桥驱动电路的等效电路

Fig.4 Equivalent circuit of the half-bridge drive circuit

当开通信号到达时, 电容 C_e 通过驱动电路向电容 C_{GS} 充电, 半导体开关逐步开始导通。当源极电流工作在合理范围内时, 电阻 R_{sn} 不会影响电路的正常工作; 而电容 C_{GS} 上的电压会影响通过半导体开关的最大电流幅值。因此, 当通过开关管的电流大于设定值时, R_{sn} 上的电压迅速上升, 此时门极驱动电压

$$V_{GS} = V_{C_e} - I_S R_{sn} \quad (8)$$

式中: V_{C_e} 为电容 C_e 的电压; I_S 为流过电阻 R_{sn} 的电流。

由式(8)可知, 增大电阻 R_{sn} 可以有效抑制输出电流幅值, 但同时也会增加整个系统的损耗。此时, SiC MOSFET 工作在恒流区, 输出电流不再随 V_{DS} 的变化而变化。

1.3 影响并联开关管均流输出的因素

多个开关管并联时要求各个开关管能够实现均流输出。开关管的并联均流与众多因素有关, 如开关管本身的特性、各条支路的电气参数、开关管的数量等。为保证多路并联的开关管能够实现均流输出, 开关管必须降额使用。电流的静态降额率^[18]

$$\delta_s = 1 - \frac{I_t}{nI_M} \quad (9)$$

式中: I_t 为总额定电流; I_M 为单个模块的最大额定电流。

电流的动态降额率

$$\delta_d = 1 - \frac{(n-1)(1-\varphi)+1}{n} \quad (10)$$

式中, φ 为动态不匹配度。

动态降额率通常要大于静态降额率, 在应用中要根据实际情况进行合理配置。为了保证开关管的降额率, 并联开关管的数量不宜过多, 通常来说, 并联开关管的级数不应超过 8 级^[18]。

1.4 全固态 Marx 发生器的驱动电路

驱动电路采用串心磁环同步隔离驱动方案。利用 1 匝带屏蔽层的同轴线作为驱动变压器的原边绕组。同轴线外层接地用以屏蔽外界的干扰, 内导线用作驱动信号的传输。副边由多匝绝缘导线绕制而成, 可以有效地驱动半导体开关, 并将原边的驱动信号和能量通过串心磁环传递到副边。该方案具有隔离电压高、成本低、同步性好等特点, 且无需隔离电源^[14-15], 解决了传统驱动方案需要给副边每级驱动单独隔离供电的问题, 同时也为开关管的可靠关断提供负向偏置电压。以

此为基础, 本文提出了一种具有延迟功能的驱动电路, 通过设置不同的延迟时间, 使不同支路 Marx 发生器的开关管在不同的时间被触发, 以验证最先导通支路的浪涌电流的抑制效果。

如图 5 所示, 电阻 R_2 和电容 C_2 构成微分电路, 驱动信号的延迟时间可根据式(11)~(13)估算。

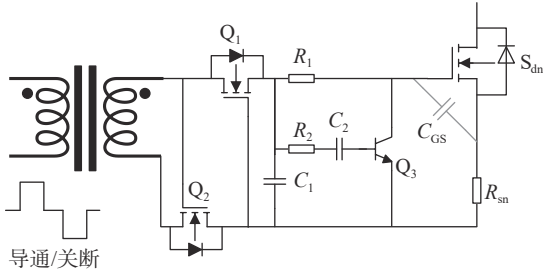


图 5 全固态 Marx 发生器的驱动电路
Fig.5 Drive circuit of the all-solid-state Marx generators

$$I_b = C_2 \frac{du}{dt} \quad (11)$$

$$V_{C2} = U_S \left(1 - e^{-\frac{t}{R_2 C}} \right) \quad (12)$$

$$C = C_1 + C_2 \quad (13)$$

式中: I_b 为开关管基极电流; U_S 为变压器二次侧电压; V_{C2} 为电容 C_2 的电压。

电容 C 的充电时间约等于延迟时间 t_w 。

$$t_w = R_2 C \ln \frac{V_{GS} - V_L}{V_{GS} - V_{th}} \quad (14)$$

式中: V_{th} 为开关管 BJT 的偏置电压; V_L 为开关管 S_{dn} 门极的负偏置电压。

当半桥电路发出导通信号时, 开关管 Q_2 导通, 电流通过开关管 Q_1 的寄生二极管向电容 C_1 和 C_2 充电, 此时, Q_3 导通, 电容 C_{GS} 上的电压接近零, 开关管 S_{dn} 仍处于关断状态。当延迟阶段结束后, Q_3 关闭, 此时, 电容 C_1 向电容 C_{GS} 充电。由于此时电容 C_{GS} 上积累的电荷无泄放通路, 驱动电压将保持不变, 在此期间, 开关管 S_{dn} 将保持导通状态。当半桥电路输出关断信号时, 开关管 Q_1 导通, 电流通过开关管 Q_2 的寄生二极管向电容 C_1 和 C_{GS} 反向充电, 此时开关管 S_{dn} 进入负压关断状态。

开关管导通或关断时的延迟会对电路并联时的动态均流效果造成明显的影响, 调节门极电阻能够改变阻容式充放电的时间常数, 影响开关管的导通和关断的延迟时间。由于门极电阻可以限制导通和关断期间栅极电流脉冲的幅值并能够改变阻容电路的时间常数, 所以, 较小的门极电阻可以使得导通与关断的延迟时间缩短且开关损耗

减小。同时, 门极电容和米勒电容较小的开关管的开通延迟时间和关断延迟时间也较短, 两者微小的变化对并联开关管都会有明显的影响, 对于动态电流的均流同样具有显著的影响。因此, 为了消除开关管的导通与关断延迟对均流效果的影响, 应选择门极电阻、门极电容、米勒电容均较小的开关管并联^[18]。

2 实验结果与分析

2.1 开关管并联实验

为了分析验证电阻 R_{sn} 的作用, 建立了 3 级 Marx 测试电路。开关管使用 C2M0080120(1200 V, 31.6 A), 使用采样带宽为 1 GHz、采样频率为 10 GHz 的数字示波器 DPO5104(Tektronix, USA)和高压探头 P6015A(Tektronix, USA)来记录数据。为使实验条件更符合实际情况, 实验中采用了尺寸和材料相同、批号不同的磁芯。因全固态 Marx 发生器在水中放电、肿瘤消融等领域具有越来越广泛的应用, 而这些应用的负载都表现出低阻性, 阻值在 1~10 Ω 之间, 因而本实验选择 2 Ω 的低值电阻作为负载, 使实验结果更具有实际意义。

图 6 为未连入电阻 R_{sn} 时的测试电路。 L_p 为电路中的杂散电感, R_p 为电路的等效串联电阻。负载电阻选择 2 Ω , 电容 C_1 选择 15 μF 。根据前文的分析, 最先导通的开关管将通过一个较大的电流, 因此, 在实验中需测量各个开关管的门极电压、输出电流和沟道电阻等参数。

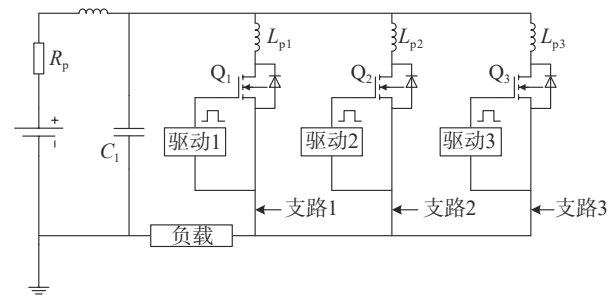


图 6 无电阻 R_{sn} 时的并联开关管测试电路
Fig.6 Test circuit of switches in parallel without R_{sn}

电路中开关管触发信号波形如图 7 所示, 3 个支路的开关管的触发导通时间不同。支路 2 中的开关管最先导通, 支路 1 中的开关管最后导通。在该电路结构中, 驱动电压的差异是由磁芯引起的, 在实际应用中, 磁芯差异是很难避免的, 因此, 本实验中选择有差异的磁芯更符合实际情况。

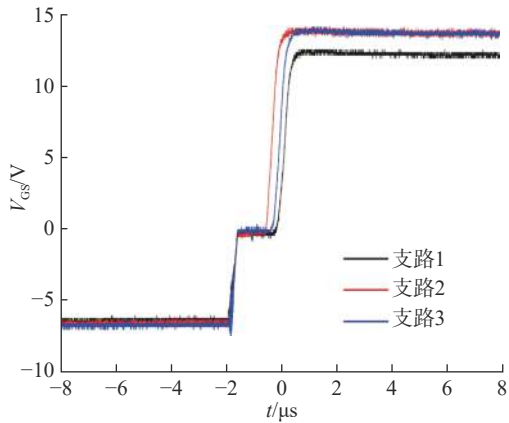


图 7 开关管的驱动信号
Fig.7 Driving signal of switches

当 3 个支路中均无电阻 R_{sn} 时, 实验结果如图 8 所示。图 8(a) 是直流电源输入电压分别为 35, 55, 85, 125, 165 V 时开关管 Q_3 上的电压 V_{DS} 。当开关管处于关断状态时, V_{DS} 等于直流电源的输入电压。 V_{DS} 反映了开关管沟道阻抗的变化。当开关管导通时, V_{DS} 迅速下降。图 8(b) 和图 8(c) 分别为流过开关管 Q_3 的电流和开关管 Q_3 的门极电压。如图 8(c) 所示, 此时开关管 Q_3 上的电压 V_{GS} 没有发生明显的变化。假设 3 个开关管是同时导通的, 理论上通过开关管 Q_3 的电流为 5 A。实际上, 开关管 Q_3 最先导通, 此时电流如图 8(b) 所示, 通过开关管 Q_3 的峰值电流接近 12 A, 远大于理论值。随着电压的升高, 电流也会随之增加。实验结果表明, 并联开关管电路中首先导通的开关管会有较大的电流通过, 一旦电流幅值超过开关管最大持续电流, 就会对开关管造成损坏。

图 9 为连入电阻 R_{sn} 时的测试电路。由于栅极电阻可以限制导通和关断期间栅极电流的幅值和改变阻容电路的时间常数, 因此, 应选择较小的栅极电阻使导通和关断的时间缩短且仅有较小的开关损耗, 通常该阻值应在 0~0.5 Ω 之间^[17]。在相同的实验条件下, 将阻值为 0.3 Ω 的电阻 R_{s1} , R_{s2} 和 R_{s3} 分别连入 3 个支路中, 实验结果如图 10 所示。

如图 10(b) 所示, 当直流电源输入电压为 35, 55, 85 V 时, 即开关管工作电流低于设定值时, 仍会出现明显的浪涌电流。当电流达到 15 A 时, 门极电压开始下降, 开关管沟道电阻迅速增大; 当其他开关管逐步导通后, 过电流现象消失, 门极电压 V_{GS} 增大, 开关管 Q_3 上的电压 V_{DS} 减小至 0。

通过以上分析可以得出结论: a. 正常工作时,

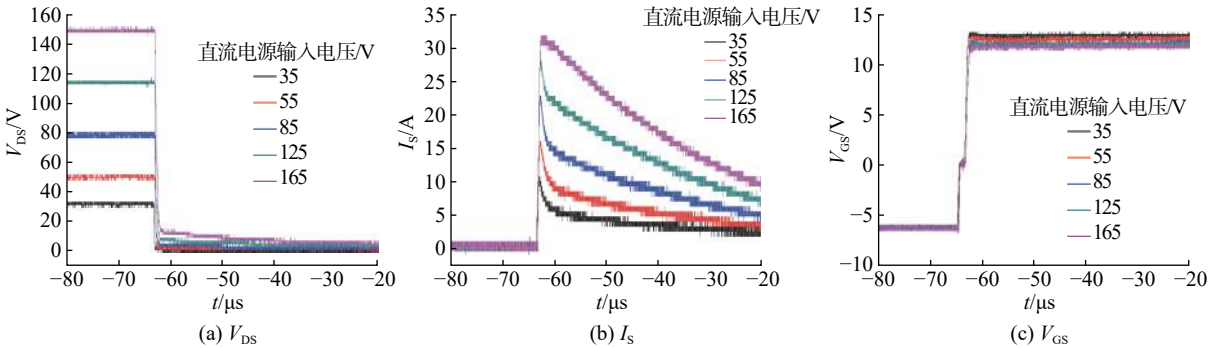


图 8 无电阻 R_{sn} 时不同直流电压下的实验结果

Fig.8 Experimental results of different DC voltages without R_{sn}

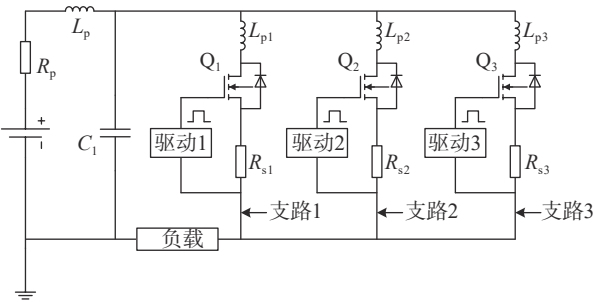


图 9 连入电阻 R_{sn} 的开关管测试电路

Fig. 9 Test circuit of switches in parallel with R_{sn}

电阻 R_{sn} 对电路的影响可以忽略不计。b. 当通过开关管 Q_3 的峰值电流超过设定值时, 开关管的沟道阻抗会增加, 从而限制了最大输出电流。只要每个支路上电阻 R_{s1} , R_{s2} 和 R_{s3} 的阻值相同, 则每个支路上的输出电流就会大致相同。加入降栅压电阻有效地抑制了开关管不同步导通引起的瞬时过电流, 实现了开关管的过电流保护。

2.2 全固态 Marx 发生器并联实验

为了验证加入降栅压电阻均流方案的实际效果, 构建了 3 台 4 级全固态 Marx 发生器并联测试电路。SiC MOSFET 驱动信号由信号发生器 FPGA 产生, 频率为 100 Hz、驱动电压幅值为 15 V。通

过外接直流电源进行充电, 负载为实测 $27.6\ \Omega$ 的电阻。系统应有足够的设计裕度, 以防止关断过电压太高损坏开关管。当直流电源的输入电压为 400 V 时, 理论上每台 Marx 发生器的最大输出电压为 1.6 kV, 整个系统的额定输出电流为 57.9 A, 每台 Marx 发生器的输出电流为 19.3 A。为了验证所提出的均流方案, Marx 发生器的触发顺序不同, 固态脉冲发生器 Marx 1 最先导通, Marx 3 第 2 个导通, Marx 2 最后导通, 3 台 Marx 发生器的门极驱动电压如图 11 所示。

最先导通的 Marx 1 将会输出更高幅值的电流, 因此, 本实验将测试负载上的输出电压波形和 Marx 1 的输出电流波形。在没有连入电阻 R_{sn} 时, 输出电流 I_{M1} 和负载电压 V_{L1} 如图 12 所示。此时, 最大输出电流接近 40 A, 远大于同步触发时的理论输出电流 19.3 A, 将会造成开关管的损坏。而输出电流下降的原因是在相应的时间序列中其他 Marx 发生器也逐步导通, 由于此时发生器 Marx 1 充电电容中的电荷已经泄放了一部分, 其他 Marx 发生器储能电容的电压高于 Marx 1 储能电容的电压, 因此, 二极管会出现反向偏置, Marx 1 发生器不再有输出电流。当 3 台 Marx 发生

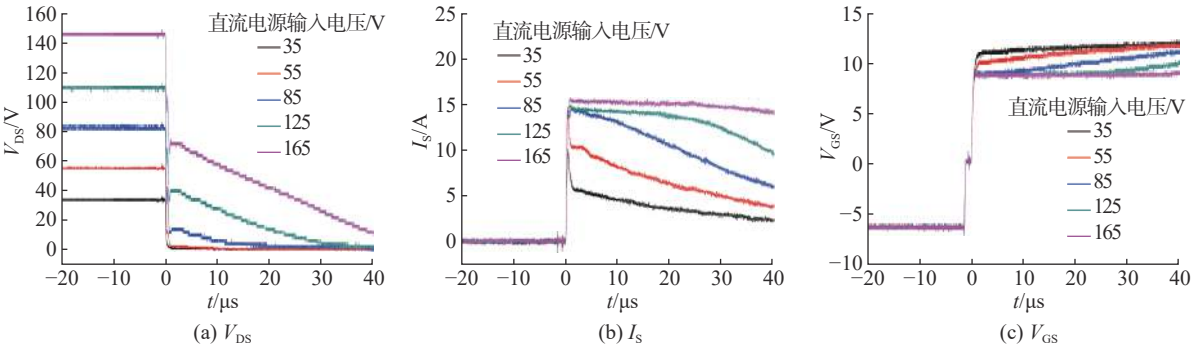


图 10 连入电阻 R_{sn} 时不同直流电压下的实验结果

Fig.10 Experimental results of different DC voltages with R_{sn}

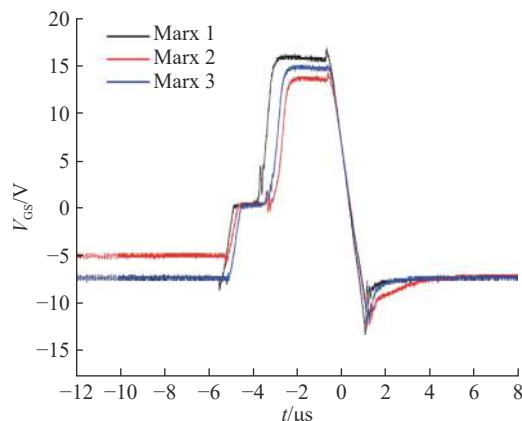
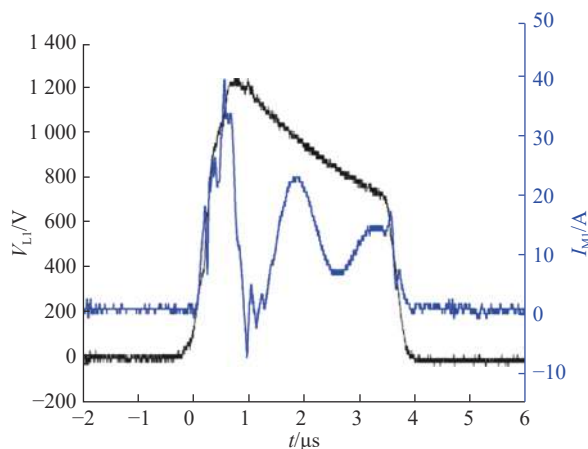


图 11 Marx 发生器的门极驱动信号

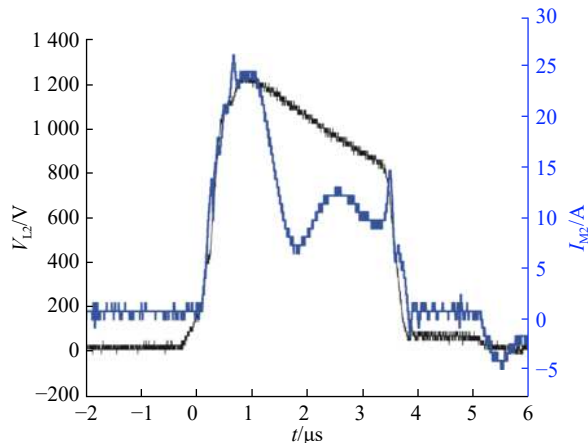
Fig. 11 Gate drive signals of Marx generators

图 12 无电阻 R_{sn} 时负载上的电压波形和 Marx 1 的输出电流波形Fig. 12 Voltage waveform of the load and output current waveform of Marx 1 without R_{sn}

器储能电容上的电压再次相同时, Marx 1 的储能电容将再次向负载放电。

连入阻值为 0.2Ω 的电阻 R_{sn} 后, Marx 1 的输出电流 I_{M2} 和负载电压 V_{L2} 如图 13 所示。Marx 1 输出电流峰值为 25 A, 虽然仍大于理论输出电流值 19.3 A, 但低于开关管的额定电流 31.6 A, 此时开关管损坏的几率大大降低, 基本消除了过电流现象。在输入电压相同的情况下, 由于 Marx 1 的开关管的门极电压降低, 沟道阻抗增大, 因此, Marx 1 发生器的总内阻增大。当浪涌电流被抑制时, 等效电阻的分压增大, 输出电压会略有下降。

通过上述分析可以看出, 添加电阻 R_{sn} 可以有效地抑制并联结构 Marx 发生器各支路不同步导通引起的瞬时过电流, 有效地保护半导体开关, 提高了系统的稳定性。为了更好地验证添加降栅压电阻对并联 Marx 均流输出的影响, 在实验中采用

图 13 连入电阻 R_{sn} 时负载上的电压波形和 Marx 1 的输出电流波形Fig. 13 Voltage waveform of the load and output current waveform of Marx 1 with R_{sn}

了不同触发时序的驱动信号来增大这种差异。在实际应用中, 为了保证开关管的同步触发, 应减小相同工作时段中半导体开关驱动信号的差异, 以保证开关的同步触发。本方案还可应用于其他通过并联脉冲电源提高输出电流的方案中。

3 结 论

提出了一种新型的并联 Marx 发生器均流技术, 采用在额定功率下限制最大输出电流的方法, 有效地抑制了开关管触发不同步或电路参数差异等原因引起的电流不平衡现象。实验结果表明, 在并联开关管测试电路中, 最先导通开关管的导通速度和输出电流的幅值均会受到限制。在全固态 Marx 发生器并联测试电路中, 脉冲电源内部的浪涌电流由 40 A 减小至 25 A, 虽然仍大于理论输出电流值 19.3 A, 但低于开关管的额定电流, 该浪涌电流得到了充分的抑制, 有效地解决了因过电流而导致的半导体开关局部热击穿的问题, 提高了供电的稳定性。与其他均流方案相比, 本方案具有系统损耗小、响应速度快等优点。

参考文献:

- [1] GAO L, WANG D D, QIU J, et al. All-solid-state pulse adder with bipolar high voltage fast narrow pulses output[J]. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2011, 18(3): 775–782.
- [2] ZHOU Z W, LI Z, RAO J F, et al. A high-performance drive circuit for all solid-state Marx generator[J]. *IEEE*

- [Transactions on Plasma Science](#), 2016, 44(11): 2779–2784.
- [3] 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(3): 035001.
- [4] 饶俊峰, 章薇, 李孜, 等. 雪崩三极管串联的纳秒脉冲发生器 [J]. [强激光与粒子束](#), 2018, 30(9): 095002.
- [5] JIANG W H, YATSUI K, TAKAYAMA K, et al. Compact solid-state switched pulsed power and its applications[J]. [Proceedings of the IEEE](#), 2004, 92(7): 1180–1196.
- [6] AHN S H, RYOO H J, GONG J W, et al. Robust design of a solid-state pulsed power modulator based on modular stacking structure[J]. [IEEE Transactions on Power Electronics](#), 2015, 30(5): 2570–2577.
- [7] SHAO T, HUANG W M, LI W F, et al. A cascaded microsecond-pulse generator for discharge applications[J]. [IEEE Transactions on Plasma Science](#), 2014, 42(6): 1721–1728.
- [8] CASTAGNO S, CURRY R D, LOREE E. Analysis and comparison of a fast turn-on series IGBT stack and high-voltage-rated commercial IGBTs[J]. [IEEE Transactions on Plasma Science](#), 2006, 34(5): 1692–1696.
- [9] RAO J F, LIU K F, QIU J. All solid-state nanosecond pulsed generators based on Marx and magnetic switches[J]. [IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation](#), 2013, 20(4): 1123–1128.
- [10] WANG J, SHEN Z Y, 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]//Proceedings of the 2015 IEEE 3rd Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications. Blacksburg: IEEE, 2015: 104–107.
- [11] REDONDO L M, KANDRATSYEU A, BARNES M J. Marx generator prototype for kicker magnets based on SiC MOSFETs[J]. [IEEE Transactions on Plasma Science](#), 2018, 46(10): 3334–3339.
- [12] 江伟华. 基于半导体开关的高重频 LTD[J]. [高电压技术](#), 2015, 41(6): 1776–1780.
- [13] 江伟华. 基于固态器件的高重频脉冲功率技术 [J]. [强激光与粒子束](#), 2010, 22(3): 561–564.
- [14] RAO J F, ZHANG W, JIANG S, et al. Nanosecond pulse generator based on cascaded avalanche transistors and Marx circuits[J]. [IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation](#), 2019, 26(2): 374–380.
- [15] RAO J F, LEI Y, JIANG S, et al. Kolb. All solid-state rectangular sub-microsecond pulse generator for water treatment application[J]. [IEEE Transactions on Plasma Science](#), 2018, 46(10): 3359–3363.
- [16] AMMOUS A, ALLARD B, MOREL H. Transient temperature measurements and modeling of IGBT's under short circuit[J]. [IEEE Transactions on Power Electronics](#), 1998, 13(1): 12–25.
- [17] LU T, ZHAO Z M, JI S Q, et al. Active clamping circuit with status feedback for series-connected HV-IGBTs[J]. [IEEE Transactions on Industry Applications](#), 2014, 50(5): 3579–3590.
- [18] 常江. IGBT 并联直流开关的均流技术研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2011: 15–22.
- [19] 刘克富. 固态 Marx 发生器研究进展 [J]. [高电压技术](#), 2015, 41(6): 1781–1787.
- [20] REDONDO L M, SILVA J F. Repetitive high-voltage solid-state Marx modulator design for various load conditions[J]. [IEEE Transactions on Plasma Science](#), 2009, 37(8): 1632–1637.
- [21] MOHSENZADE 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.

(编辑: 石 瑛)