



·高功率脉冲电源技术及应用·

一种紧凑型固态 Marx 发生器的研究*

姚皓伟¹, 李 孜¹, 王永刚¹, 姜 松¹, 饶俊峰²

(1. 上海理工大学 机械工程学院, 上海 200093; 2. 中国科学院 苏州生物医学工程技术研究所, 江苏 苏州 215163)

摘 要: 提出利用 P 型开关作为充电管、N 型开关作为放电管串联形成半桥结构, 将其门极也短接, 以同一个信号同时驱动充电管和放电管。再利用共原边的串心磁环驱动方案, 只需一个半桥电路就可以从原边同时传递驱动功率和信号, 同步驱动所有充电管和放电管, 大幅简化了脉冲电源结构和尺寸, 降低了成本。以此搭建了 24 级固态 Marx 发生器, 在 10 k Ω 阻性负载上, 获得了 10 kV、1 kHz、5 μ s 的高压方波脉冲, 验证了方案的可行性, 该电源主电路的尺寸仅为 20 cm(长) \times 13 cm(宽) \times 5.5 cm(高)。

关键词: 脉冲电源; Marx 发生器; 高压脉冲; 同步驱动; 方波脉冲

中图分类号: TN78

文献标志码: A

doi: 10.11884/HPLPB202436.230148

Investigation of a compact solid-state Marx generator

Yao Haowei¹, Li Zi¹, Wang Yonggang¹, Jiang Song¹, Rao Junfeng²

(1. School of Mechanical Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China;

2. Suzhou Institute of Biomedical Engineering and Technology, Chinese Academy of Sciences, Suzhou 215163, China)

Abstract: This paper proposes compact solid-state Marx generator based on half-bridge structure. In each stage, an NPN MOSFET as the charging switch and a PNP MOSFET as the discharging switch forms a half-bridge circuit, and both their gates and sources are short circuited so that they can be triggered with the same signal. Using many transformers with their primary windings in series, only one half-bridge circuit on the primary side is used to transfer both the driving power and control signals. Then all the charging switches and discharging switches are driven simultaneously, which greatly simplifies the structure and size of solid-state Marx generators and reduces costs. In this way, a 24-stage solid-state Marx generator prototype was built, and high-voltage square pulses of 10 kV, 1 kHz and 5 μ s was obtained on a 10 k Ω resistive load. The feasibility of the scheme is verified, and the size of the main circuit is only 20 cm (length) \times 13 cm (width) \times 5.5 cm (height).

Key words: pulse generator, Marx generator, high-voltage pulses, synchronous driving, square pulses

Marx 发生器是产生高压脉冲的一种经典电路^[1-2]。采用气体开关的 Marx 发生器虽然能轻易产生数百千伏、数千安培以上的高功率脉冲, 但是受到气体开关寿命短、关断不可控、重复频率低、电磁干扰等缺点的限制, 难以满足生物医学、环境控制等应用对高频化、脉宽可调的需求。因此, 采用半导体开关的全固态 Marx 发生器开始受到重视。由于采用全控型半导体开关来控制 Marx 发生器的充电和放电过程, 显著提升了其放电效率、放电频率, 且脉宽、频率、电压幅值和脉冲波形等都很容易连续调节^[3-4], 甚至脉冲的前后沿都可以连续调节^[1-5]。受益于固态 Marx 发生器产生的脉冲参数调节灵活, 其应用也越来越广泛。

全固态高压脉冲电源正向模块化、小型化和高频化发展^[5-6]。同步隔离驱动电路是固态 Marx 发生器的核心技术。由于直插封装的半导体开关本身的尺寸已经很小, 要实现固态脉冲电源的小型化, 最重要的还是同步隔离驱动电路的优化。因为通常的功率半导体开关驱动电路, 每个开关都需要一个独立的驱动芯片、与主电路隔离的同步控制信号, 以及给驱动芯片供电的直流电源模块^[7-8]。常见的隔离驱动方案有光隔离和磁隔离。

光隔离方案包括光耦隔离和光纤隔离。集成封装的光耦驱动芯片尺寸小、价格便宜, 但是由于普通光耦的隔离电压通常不超过 3 kV, 难以满足高压脉冲电源的绝缘要求。因此, 脉冲电源中更常见的是采用发生器将电信号

* 收稿日期: 2023-05-28; 修订日期: 2023-08-16

基金项目: 国家自然科学基金项目 (12205192); 国家重点研发计划项目 (2019YFC0119102)

联系方式: 姚皓伟, 1261095358@qq.com。

通信作者: 饶俊峰, raojf@sibet.ac.cn。

转换成光信号,由光纤来传递到接收器,还原成隔离过的电信号,光纤的长度决定了其隔离电压水平,可以满足何种等级的绝缘要求。该方案中,每一个开关都需要对应一个光纤接收器、一块驱动芯片和满足高耐压的双电平直流电源模块,使得整个固态脉冲电源的尺寸、成本和复杂程度急剧上升。为了节约成本,磁隔离驱动方案在固态脉冲电源中被大量采用^[9-10],也明显提高了驱动电路的耐压水平。但是磁隔离方案的缺点是脉宽受到磁饱和的限制,因此,Barnes等人利用栅极电荷自维持的特点,提出了一种能实现毫秒级长脉宽的磁隔离驱动方案^[11-12],突破了磁饱和对最大脉宽的限制,显著简化了驱动电路的结构。基于此方案,我们研发了多款固态 Marx 发生器,最高脉冲电压达到 60 kV^[13-14]。类似的,韩国的 Ryoo 教授等也提出了多种利用脉冲变压器同时传递控制信号和驱动功率的同步驱动方案^[15-16]。只是,这些方案的驱动电路中包含数十个元器件,仍然有进一步优化的空间。

在大多数栅极驱动芯片中,均采用推挽电路来实现数安培的灌电流和拉电流,从而实现半导体开关的快速导通和关断。其中,有些驱动芯片(如 TLP250 芯片)内部采用一个 PNP 型和一个 NPN 型的双极结型晶体管(BJT)串联,用同一个电流信号同时控制它们,实现“推”和“拉”的驱动效果。受此启发,本文提出用一个 P 型和一个 N 型的 MOSFET 串联、构成半桥的结构,并将它们的栅极短接,源极也短接,从而用同一个栅极电压控制它们的开通与关断。由此一来,驱动电路的数量可以减少一半,若结合磁隔离同步驱动方案,可以设计出结构更加紧凑的固态 Marx 发生器。本文基于以上思路,在固态高压脉冲电源中,采用 P 型 MOSFET 作为开关,设计了一款紧凑型固态 Marx 发生器。

1 紧凑型 Marx 发生器的结构和工作原理

1.1 MOSFET 简介

根据 MOSFET 材料的差异,常分为 N 型和 P 型 MOS 管。在导通特性这方面,PMOS 与 NMOS 正好相反。当驱动电压 V_{gs} 高于栅极阈值电压 $V_{gs(thN)}$ 时,N 型 MOS 管导通,导通电流从 D 流向 S 极;当 V_{gs} 低于栅极阈值电压 $V_{gs(thN)}$ 时,N 型 MOS 管处于关断状态。而 P 型 MOS 管则是在 V_{gs} 低于栅极阈值电压 $V_{gs(thP)}$ 时导通,导通电流从 S 流向 D 极,不仅导通电流方向与 N 型 MOS 管相反,且 P 型 MOS 管的栅极阈值电压 $V_{gs(thP)}$ 和漏源电压 V_{ds} 均为负电压。基于此,本文提出将一个 N 型功率 MOS 管和一个 P 型功率 MOS 管以图 1 的方式串联起来,形成一个半桥电路,并且将它们的栅极和源极分别短接起来,就可以用同一个电压 V_{gs} 来驱动两个 MOS 管,当 $V_{gs} > V_{gs(thN)}$ 时,N 型 MOS 管导通,P 型 MOS 管关断;当 $V_{gs} < V_{gs(thP)}$ 时,P 型 MOS 管导通,N 型 MOS 管关断;当 $V_{gs(thN)} > V_{gs} > V_{gs(thP)}$ 时,P 型和 N 型 MOS 管都关断。这样可以省掉一半的驱动电路,电源结构更紧凑。

1.2 紧凑型固态 Marx 发生器的主电路结构和工作原理

本文所提的紧凑型固态 Marx 发生器的主电路结构如图 2 所示。本课题在固态 Marx 发生器中首次使用 P 型功率 MOS 管作为充电控制开关 S_{ai} ,与作为放电管 S_{bi} 的 N 型功率 MOS 管串联成一个半桥电路。每一级包含一个半桥电路、一个电容和一个二极管。

当 $V_{gs} < V_{gs(thP)}$ 时,所有 P 型功率 MOS 管 S_{ai} 导通,如图 2 中绿色箭头所示充电回路,直流电压源经过充电管 S_{ai} 给每级的电容 C_i 并联充电;同时,负载被短路,可以快速泄放负载上积累的残余电荷,获得快速脉冲后沿。当 $V_{gs} > V_{gs(thN)}$ 时,所有充电管关断,所有 N 型功率 MOS 管 S_{bi} 导通,如图 2 中红色箭头所示的放电回路,所有电容 C_i 在经过放电管 S_{bi} 串联起来对负载放电,产生正极性高压脉冲。

1.3 同步驱动电路的工作原理

图 3 为此 Marx 电路所用的驱动电路,采取串心磁环的磁隔离同步驱动方式。此驱动电路中,通过半桥电路来产生正的开通脉冲和负的关断脉冲,经过变压器和副边集成驱动电路来控制开关管的开通和关断。由于所有磁芯的原边是串联的,通过的相同原边电流保证了信号的同步性。同时,副边的两个 MOS 管在关断期间,可以断开栅极的泄放通路,使开关管的栅极电压能较长时间地维持在某个电平,从而维持导通或关断状态。此驱动电路实现了控制电路与主电路的高压隔离,原边提供的正负脉冲信号又足以直接驱动不同电位的开关管,副边不再需要隔离供电的电源模块,非常适合用于驱动所提出的紧凑型固态 Marx 发生器。此处 n 为驱动电路及对应磁环的数量, T_n 为第 n 个磁环。

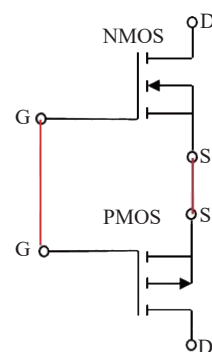


Fig. 1 Connection of P channel and N channel MOSFET

图 1 MOSFET 连接电路图

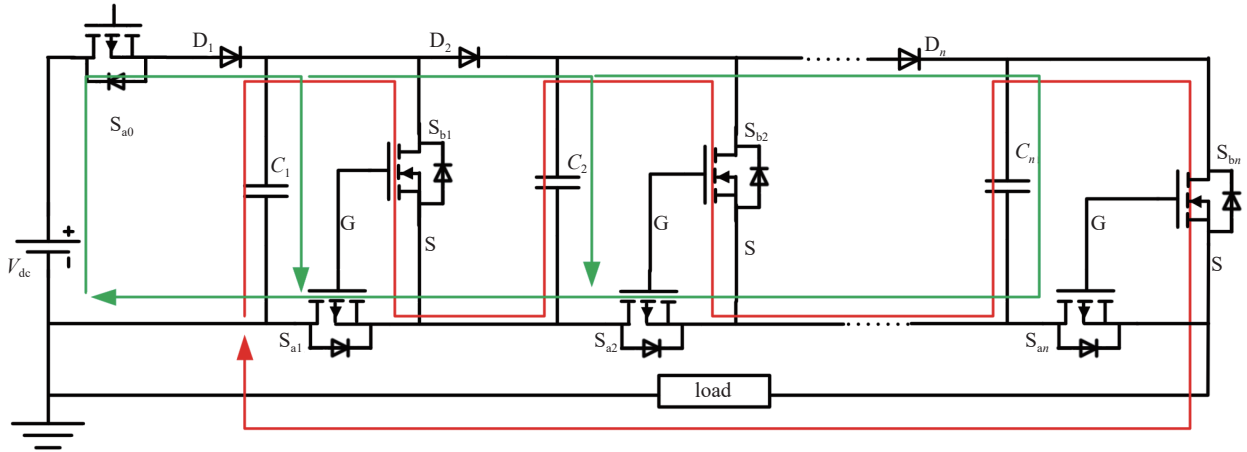


Fig. 2 Schematic diagram of Marx generator

图 2 Marx 发生器示意图

由于图 3 中的磁隔离同步驱动电路在多篇论文中有详细介绍^[11], 本文不再赘述。如图 4 所示, 当开通信号来临时, V_{gs} 变为正电压, 此时 N 型 MOS 管导通, NMOS 管的导通管压降 V_{ds} 变为 0, 而 P 型 MOS 管进入关断状态, Marx 发生器进入放电状态。当关断信号来临时, P 型 MOS 管导通, PMOS 管的导通管压降 V_{ds} 变为 0, 而 N 型 MOS 管进入关断状态, Marx 发生器进入充电状态。

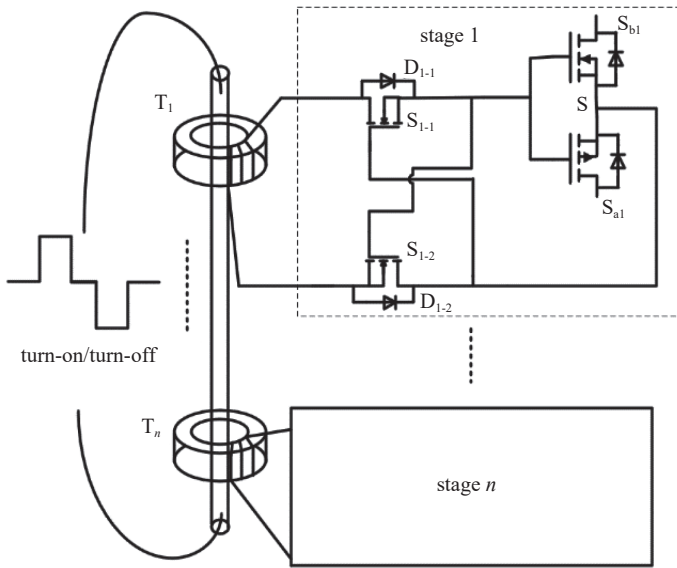


Fig. 3 Magnetically isolated synchronous drive circuit

图 3 磁隔离同步驱动电路

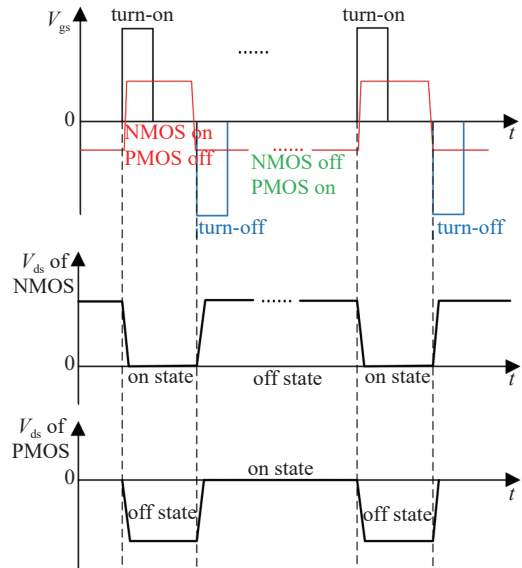


Fig. 4 Timing sequence of signals, gate voltage and drain-source voltage

图 4 控制信号和开关管时序图

2 仿真与实验

2.1 仿真验证

对基于 N&P 型开关的固态 Marx 发生器的电路建立五级仿真电路图, 如图 5 所示。其中 V_0 为直流输入源, $C_1 \sim C_5$ 为主回路储能电容, $D_1 \sim D_5$ 为二极管, $S_{a0} \sim S_{a5}$ 为充电 PMOS 管, $S_{b1} \sim S_{b5}$ 为放电 NMOS 管, $V_{a0} \sim V_{a5}$ 、 $V_{b0} \sim V_{b5}$ 为驱动源, R_0 为负载。在此仿真电路图中, 相邻的两个驱动源共同输出一组驱动信号, 同时控制其连接的充电管 PMOS 和放电管 NMOS。

仿真电路中主要元件参数设置为: 主回路储能电容 $C_i=1 \mu\text{F}$, 负载 $R_0=1 \text{ k}\Omega$, 直流源输入 $V_0=2000 \text{ V}$ 。其中驱动源 V_{a_i} 、 V_{b_i} 的各项参数如表 1 所示。其中, T_D 为延迟时间, T_R 为上升时间, T_F 为下降时间, P_{ER} 为脉冲周期, P_W 为脉冲宽度, V_1 为初始电压, V_2 为脉冲电压。

其仿真输出波形如图 6 所示, 在负载 R_0 两端输出一个周期 $50 \mu\text{s}$, 脉宽 $5 \mu\text{s}$, 电压 10 kV 的正脉冲波形。此处横坐标为仿真时间, 纵坐标为电压幅值。

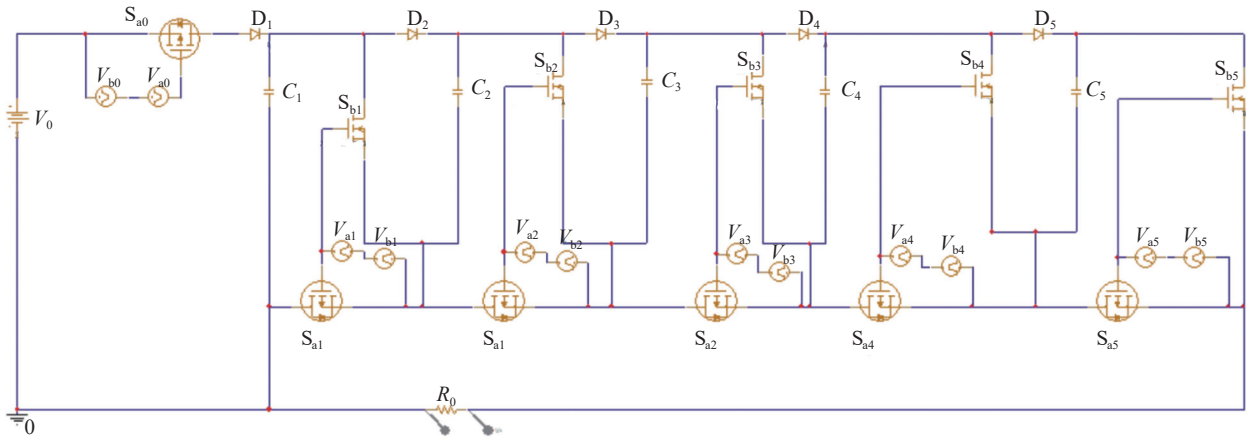


Fig. 5 Simulation circuit of a solid-state Marx generator based on N&P type MOSFETs

图 5 基于 N&P 型开关的固态 Marx 发生器的仿真电路图

表 1 驱动源各项参数

Table 1 Various parameters of the driving source

driving source	$T_D/\mu\text{s}$	$T_R/\mu\text{s}$	$T_F/\mu\text{s}$	$P_{ER}/\mu\text{s}$	$P_W/\mu\text{s}$	V_1/V	V_2/V
V_{ai}	0.1	0.1	0.1	50	19.5	0	-15
V_{bi}	20	0.1	0.1	50	5	0	15

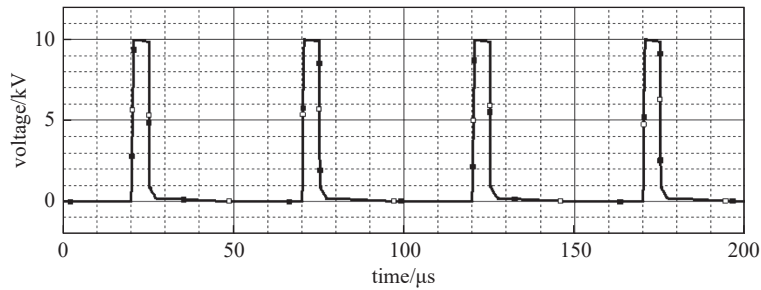


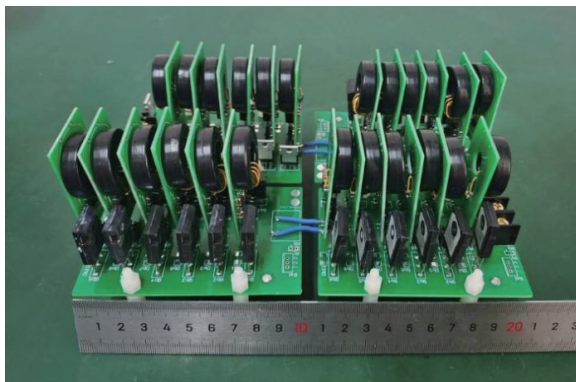
Fig. 6 Simulation output waveform

图 6 仿真输出波形

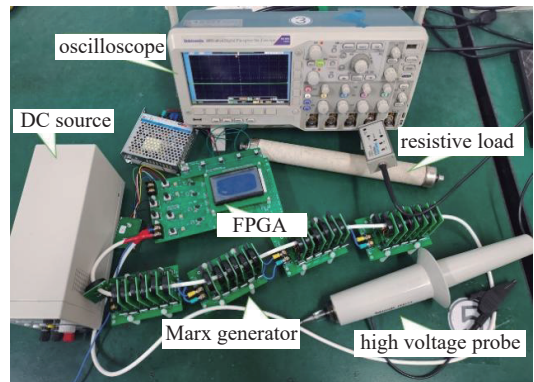
2.2 实验验证

图 7(a)为本文所研制的 24 级紧凑型固态 Marx 发生器样机主电路,其中主电路板长 20 cm,宽 13 cm,驱动插板高 5.5 cm。每块主电路板包含 6 级,4 块电路板之间用蓝色飞线进行连接,为了减小飞线的电感对输出脉冲的前沿产生的影响,连线应当尽量短,图片中每根线长不超过 3 cm,对输出脉冲的影响可忽略不计。

本实验 PMOS 管采用 FQP3P50,耐压 500 V;NMOS 管采用 C2M0080120D,耐压 1200 V。二极管使用 MIC 公司生产的耐压 1000 V 的 FR157。实验采用的示波器为 TEK 公司生产的 DPO2014,采样精度为 1 GHz;高压探头使用



(a) main circuit



(b) experimental platform

Fig. 7 Photos of compact solid-state Marx generator

图 7 紧凑型固态 Marx 发生器实物图

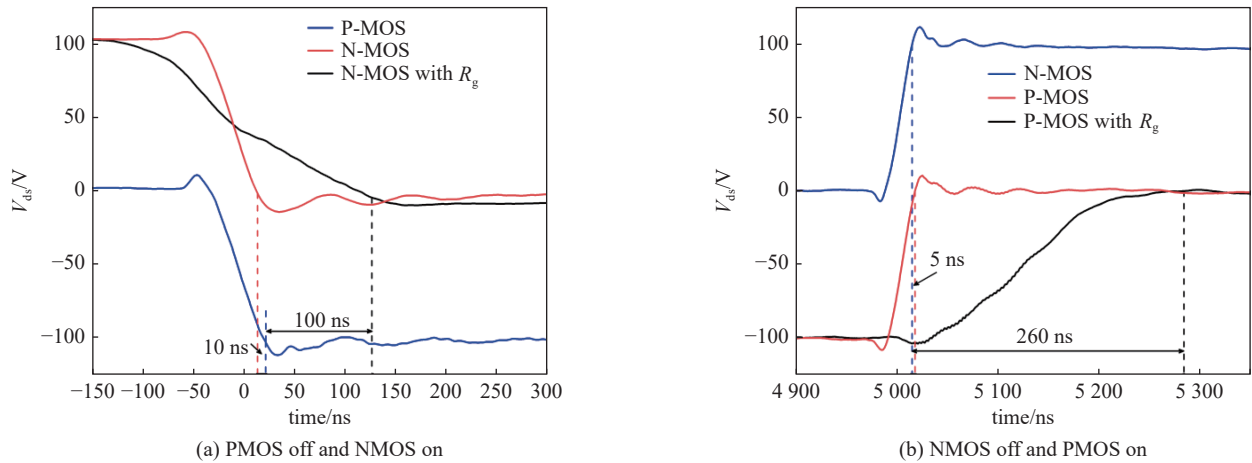


Fig. 8 Comparison of conduction tube voltage drop V_{ds} waveforms for N&P type switches

图 8 N&P 型开关的导通管压降 V_{ds} 波形对比图

与示波器 DPO2014 适配的 P6015A。阻性负载为 10 kΩ 低感电阻。图 7(b) 为本文所提出的紧凑型固态 Marx 发生器的实验平台。

由于 PMOS 相较于 NMOS 具有更低的工作速度, 若两者使用单个驱动信号, 可能会出现 PMOS 管未关断而 NMOS 管已开通的直通现象, 这不仅会增大功率损耗, 还可能导致短路故障损坏开关管。故在正式实验前, 先对两者的导通管压降 V_{ds} 和开关时间 T_{on} 和 T_{off} 进行了测试, 如图 8 所示 (R_g 为门级电阻)。在此导通特性测试中, PMOS 与 NMOS 导通时的栅源电流大小一致, 方向相反, 且均处于正常工作状态。

实验时双 MOS 驱动电路给开关管的驱动电压 V_{gs} 为一个上升下降沿 400 ns、脉宽 5 μs、电压 ±15 V 的方波, 直流充电电压为 100 V。图 8(a) 为 PMOS 关断与 NMOS 开通时各开关管的导通管压降 V_{ds} 波形图, 可以看出, 在目前使用的驱动波形下, PMOS 的关断速度会比 NMOS 的开通速度慢 10 ns, 也就意味着在 PMOS 关断时, 关断的 PMOS 与开通的 NMOS 之间存在 10 ns 左右的直通时间。图 8(b) 为 NMOS 关断与 PMOS 开通的 V_{ds} 波形图, 可以看出, 在目前使用的驱动波形下, NMOS 的关断速度会比 PMOS 快 5 ns, 也就意味着在 NMOS 关断时, 关断的 NMOS 与开通的 PMOS 之间存在 5 ns 左右的开关时间差。

不管是 PMOS 关断还是 NMOS 关断, 两个管子之间存在的开关时间差都极小, 几乎可以忽略不计。但为了减小电路以及开关损耗, 必须避免 PMOS 和 NMOS 在开关过程中出现直通, 即需要保证放电管 NMOS 在开通时, 充电管 PMOS 已完全关断, 反之同理。这对电路提出的要求即是在不改变开关管关断速度的条件下, 延缓开关管的开通时间。对此, 本文采用的方案为在不同开关管门级串接门级电阻 R_g , 如图 9 所示。

图 9 虚线框内为 NMOS 和 PMOS 门级串接电阻的示意电路图, 在功率 NMOS 门级与双 MOS 驱动电路中串接一个电阻 R_b , 此举会在正向信号输入功率 NMOS 管时起到缓冲的效果, 延缓功率 NMOS 管 V_{gs} 的上升沿, 以此达到减慢功率 NMOS 开通速度的目的。同样地, 在功率 PMOS 门级与双 MOS 驱动电路中串接一个电阻 R_a , 此举会在负向信号输入功率 PMOS 管时起到缓冲的效果, 延缓功率 PMOS 管 V_{gs} 的下降沿, 以此达到减慢功率 PMOS 开通速度的目的。

在接入电阻 R_a 和 R_b 之后, 功率 NMOS 管的驱动上升沿由原本的 400 ns 减缓为 500 ns, 驱动下降沿仍为原本的 400 ns; 功率 PMOS 管的驱动下降沿由原本的 400 ns 减缓为 500 ns, 驱动上升沿仍为原本的 400 ns。在此条件下, 重新对 NMOS 与 PMOS 的导通管压降 V_{ds} 进行测试。

图 8(a) 为 PMOS 关断与串接电阻后 NMOS 开通的 V_{ds} 波形图, 可以看出, 在减缓驱动上升沿之后, PMOS 的关

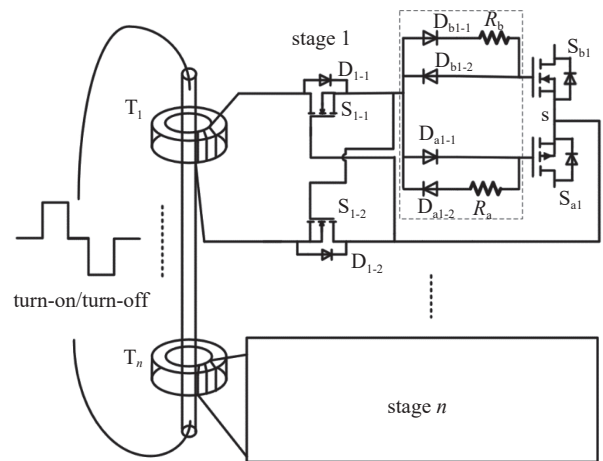


Fig. 9 Schematic of gate resistors for N&P type switches

图 9 N&P 型开关门级串接电阻原理图

断速度会比 NMOS 的开通速度快 100 ns, 也就意味着此时关断的 PMOS 和开通的 NMOS 之间产生了 100 ns 的开关时间差。图 8(b) 为 NMOS 关断与串接电阻后 PMOS 开通的 V_{ds} 波形图, 可以看出, 在目前使用的驱动波形下, NMOS 的关断速度会比 PMOS 快 260 ns, 也就意味着此时关断的 NMOS 和开通的 PMOS 之间存在 260 ns 左右的开关时间差, 保证了足够的死区时间, 降低了直通风险。

通过上述直通测试, 搭建了如图 7 所示的采用 N&P 型开关的紧凑型固态 Marx 发生器样机采用功率 MOS 管门级串电阻的方案。在 1 kHz 的频率, 电压幅值均为 6 kV 下, 设置脉宽 t_w 分别为 1 μ s、2 μ s、5 μ s 和 10 μ s, 空载输出的波形如图 10(a) 所示, 表明该方案的脉宽能连续调节, 且不受磁芯饱和的限制。在 1 kHz 的频率下, 脉宽 5 μ s, 输出 2~10 kV 的不同幅值的电压波形如图 10(b) 所示, 表明输出的电压幅值 V_{out} 也可以连续调节。

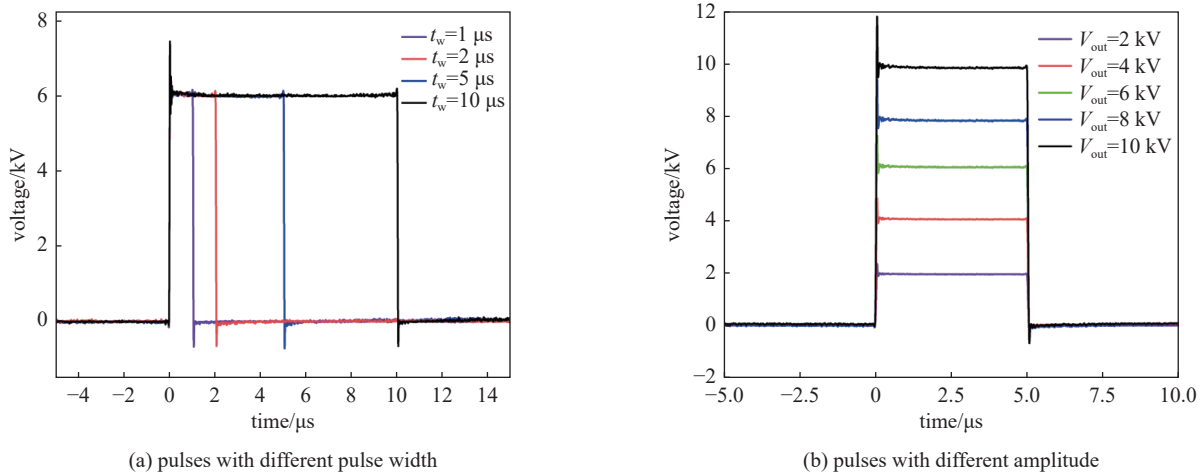


Fig. 10 Voltage waveforms with different parameters

图 10 不同参数下的输出脉冲电压波形

图 11 为空载情况下重复频率 1 kHz 的脉冲电压波形, 图 11(a) 为脉宽 5 μ s、电压幅值 10 kV 的单个脉冲的输出电压波形, 其前后沿都非常快, 波形是较为理想的方波。在此条件下, 可连续稳定工作 20 min 以上。

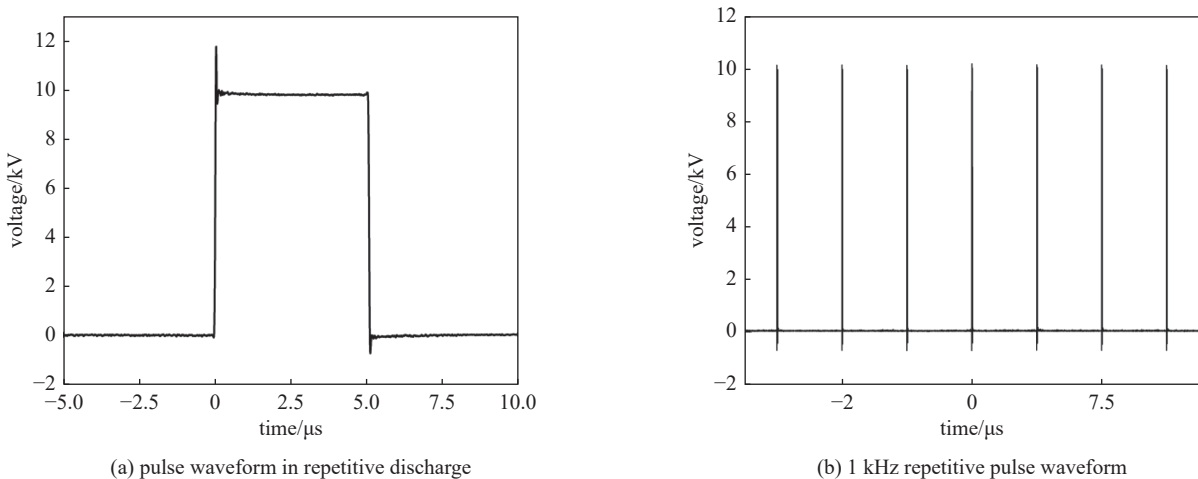


Fig. 11 Repetitive frequency discharge waveforms

图 11 重复频率放电波形

如图 12 所示, 在 10 k Ω 阻性负载的条件下, 本文所研制的 Marx 发生器的输出电压在 1 kHz 下, 可以达到脉宽 5 μ s、电压幅值 10 kV 的参数, 此时充电电压为 420 V。与空载输出波形相比, 带阻性负载情况下的输出波形在电压上升到 10 kV 时后过冲的振荡更加明显, 但在短时间内趋于稳定, 并且有明显的电压顶降。

在 10 k Ω 负载端的输出电流如图 13 所示。输出电流的有效值约为 1.0 A, 与理论值相符合。在电压的上升下降沿时因单位时间内的电压突变, 呈现出明显的过冲, 这是电流探头测量受到电磁干扰引起的。

3 结论

本文基于推挽电路结构, 将用 P 型功率 MOS 管作为充电管用到固态 Marx 发生器中, 并与 N 型放电管串联形

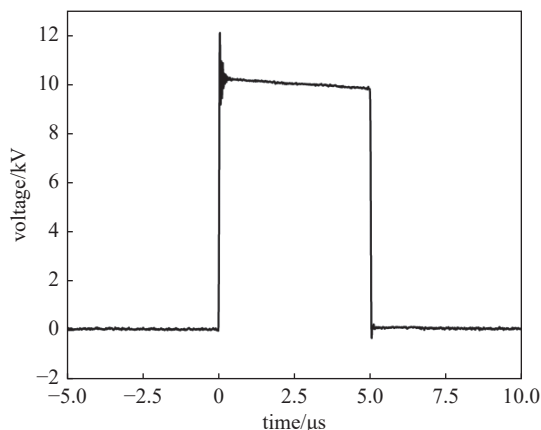


Fig. 12 Output voltage waveform with resistive load

图 12 阻性负载输出电压波形

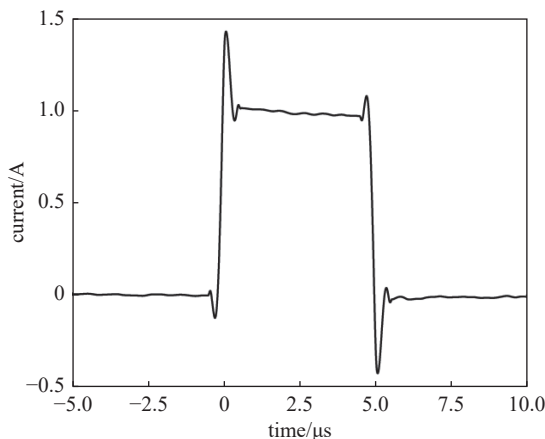


Fig. 13 Output current waveform with resistive load

图 13 阻性负载输出电流波形

成半桥电路, 使用一个驱动电压就可以同时控制充电和放电过程, 并获得了较为理想的 10 kV、1 kHz 方波脉冲。文中还提出通过改变门极电阻方案, 延缓 N 型放电管和 P 型充电管的导通速度, 产生足够长的死区时间, 避免直通短路故障。本方案不仅脉宽、电压等参数都连续可调, 而且驱动电路简单, 整个电路非常紧凑, 整个主电路的尺寸为 20 cm(长)×13 cm(宽)×5.5 cm(高)。

参考文献:

- [1] 刘克富. 固态Marx发生器研究进展[J]. 高电压技术, 2015, 41(6): 1781-1787. (Liu Kefu. Research progress in solid-state Marx generators[J]. High Voltage Engineering, 2015, 41(6): 1781-1787)
- [2] Yu Feng, Sugai T, Tokuchi A, et al. Development of solid-state LTD module using silicon carbide MOSFETs[J]. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2019, 47(11): 5037-5041.
- [3] 周文鹏, 曾嵘, 赵彪, 等. 大容量全控型压接式IGBT和IGCT器件对比分析: 原理、结构、特性和应用[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(8): 2940-2956. (Zhou Wenpeng, Zeng Rong, Zhao Biao, et al. Comparative analysis of large-capacity fully-controlled press-pack IGBT and IGCT: principle, structure, characteristics and application[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(8): 2940-2956)
- [4] Li Tanyi, Zhan Qiwei, Chen Wenchao, et al. Hexahedron-based control volume finite element method for fully coupled nonlinear drift-diffusion transport equations in semiconductor devices[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2022, 70(6): 2965-2978.
- [5] Li Xiang, Li Daohui, Chang Guiqin, et al. High-voltage hybrid IGBT power modules for miniaturization of rolling stock traction inverters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(2): 1266-1275.
- [6] Chokhawala R S, Catt J, Kiraly L. A discussion on IGBT short-circuit behavior and fault protection schemes[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1995, 31(2): 256-263.
- [7] 唐培伟, 李海峰, 于森. 电子电气设备中的电路隔离技术分析[J]. 集成电路应用, 2022, 39(11): 58-59. (Tang Peiwei, Li Haifeng, Yu Miao. Analysis of circuit isolation technology in electronic and electrical equipment[J]. Applications of IC, 2022, 39(11): 58-59)
- [8] Rao Junfeng, Li Zi, Xia Kun, et al. An all solid-state repetitive high-voltage rectangular pulse generator based on magnetic switch[J]. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2015, 22(4): 1976-1982.
- [9] 饶俊峰, 宋子鸣, 王永刚, 等. 基于磁隔离驱动的亚微秒高压脉冲电源[J]. 强激光与粒子束, 2021, 33: 115002. (Rao Junfeng, Song Ziming, Wang Yonggang, et al. Sub-microsecond high voltage pulse power supply based on magnetic isolated driving[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2021, 33: 115002)
- [10] Wu Fan, Ge Hao, El-Refaie A M, et al. Partially-coupled d-q-0 components of magnetically-isolated FSCW IPM machines with open-end-winding drives[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2020, 56(2): 1397-1407.
- [11] Barnes M J, Wait G D, Figley C B. A FET based frequency and duty factor agile 6 kV pulse generator[C]//Twenty-First International Power Modulator Symposium, Conference. 1994: 97-100.
- [12] 张睿, 饶俊峰, 李孜, 等. 一种调节Marx电源脉冲边沿的驱动电路[J]. 强激光与粒子束, 2022, 34: 095011. (Zhang Rui, Rao Junfeng, Li Zi, et al. A driver circuit to adjust the pulse edges of Marx generators[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2022, 34: 095011)
- [13] 饶俊峰, 曾彤, 李孜, 等. 固态Marx发生器的过流保护研究[J]. 强激光与粒子束, 2019, 31: 125001. (Rao Junfeng, Zeng Tong, Li Zi, et al. Study on over-current protection of solid-state Marx generators[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2019, 31: 125001)
- [14] Bae J S, Kim T H, Son S H, et al. Compact solid-state Marx modulator with fast switching for nanosecond pulse[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(8): 9406-9414.
- [15] Ryoo H J, Kim J S, Rim G H, et al. Current loop gate driver circuit for pulsed power supply based on semiconductor switches[C]//2007 16th IEEE International Pulsed Power Conference. 2007: 1622-1626.
- [16] Song S H, Ryoo H J. Solid-state bipolar pulsed power modulator for high-efficiency production of plasma activated water[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 68(11): 10634-10642.