



·脉冲功率技术·

固态 Marx 发生器的自动控制研究^{*}

饶俊峰, 杨世龙, 王永刚, 姜松, 李孜

(上海理工大学 机械工程学院, 上海 200093)

摘要: 为了进一步推广固态 Marx 发生器的应用, 实现输出脉冲波形的直观显示, 提高电压调节精度, 缩短充电调压时间, 有必要对固态 Marx 发生器的自动控制进行研究。以现场可编程门阵列 (FPGA) 作为控制器, 将输出电压、频率、脉宽、过电流阈值等参数以及故障检测及指示直接显示在液晶屏上, 实现可视化设置和调节, 在固态 Marx 发生器的输出端并联分压电路和高速数模转换电路, 对输出的高压脉冲采样, 一方面用于闭环 PID 控制实现分段式快速充电和输出电压精准化调节, 另一方面用于在虚拟示波器中实时显示输出脉冲电压的基本波形。此外, 在电路中加入故障检测和保护机制, 迅速检测电路中出现的过温、过电流等故障并对其及时停机响应以保护脉冲电源和操作人员安全。在 20 级的固态方波 Marx 发生器样机中产生的重复频率方波脉冲电压波形表明, 该样机已经初步实现自动化控制, 并能可靠运行。

关键词: 脉冲电源; 固态 Marx 发生器; 自动控制; 闭环电压调节; 故障检测与保护机制; 虚拟示波器

中图分类号: TM832

文献标志码: A doi: 10.11884/HPLPB202133.200328

Research on automatic control of solid state Marx generator

Rao Junfeng, Yang Shilong, Wang Yonggang, Jiang Song, Li Zi

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

Abstract: To further promote the application of solid-state Marx generators, enable them with the visual display of output pulse waveforms, more accurate regulation of voltage, and shorter charging regulation time, it is necessary to study the automatic control of solid-state Marx generator. In this paper, with a field programmable gate array (FPGA) as the controller, the output voltage, frequency, pulse width, overcurrent threshold value, and other parameters, as well as fault detection and indication, are all directly displayed on the LCD screen to realize visible settings and adjustment. In solid-state Marx generators, a voltage dividing circuit in parallel with the output and a high-speed analog-digital conversion circuit is used to realize high-voltage pulse sampling of the output. With these sampled voltage values, on the one hand, the closed-loop segmented PID control can be realized to achieve fast charging and precise adjustment of the output voltage. On the other hand, the basic waveform of the real-time pulses can be displayed in the virtual oscilloscope. Besides, fault detection and protection mechanisms have been added to the circuit to quickly detect over-temperature, overcurrent, and other faults in the circuit and respond to their timely shutdown to protect the pulse generators and the operators. The voltage waveforms of repetitive square pulses generated by the topology of a 20-stage solid-state square Marx generator indicate that the basic automatical control of this solid-state Marx generator has been realized and it can operate reliably.

Key words: pulse generator; solid-state Marx generator; automatic control; closed-loop voltage adjustment; fault detection and protection; virtual oscilloscope

近年来, 随着半导体技术的迅猛发展, 固态功率半导体开关器件因其体积小、开关频率高、可控性强、可靠性高、寿命长等优点, 逐步取代脉冲功率领域中的气体开关, 推动了高压脉冲功率电源向小型化、模块化和高重复频率的方向进一步发展^[1-5]。目前, 采用半导体开关的 Marx 发生器已广泛应用于臭氧产生^[6]、废水处理^[7]、材料改性、

* 收稿日期: 2020-12-09; 修订日期: 2021-03-18

基金项目: 国家重点研发计划项目 (2019YFC0119100); 国家自然科学基金青年基金项目 (51707122); 上海市青年科技英才扬帆计划 (20YF1431100)

通信作者: 饶俊峰 (1985—), 男, 博士, 副教授, 主要从事全固态高压脉冲发生器和低温等离子体应用等方面的研究工作; jrfao@usst.edu.cn.

电管 S_{di} , 如图 2 中红色箭头所示, 每级电容串联起来对负载放电。另外, 在充电阶段每级放电管要维持负压关断, 在放电阶段每级充电管也要维持负压关断, 避免造成级间短路。

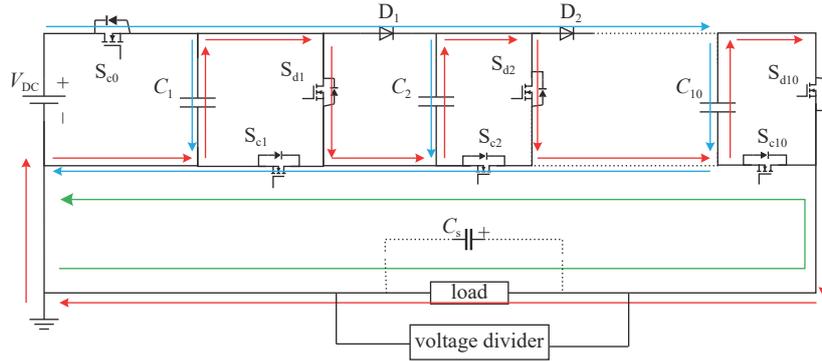


Fig. 2 Main circuit of solid-state rectangular Marx generator

图 2 固态方波 Marx 发生器主电路原理图

由于 Marx 发生器在实际应用场合中所带负载的阻容性大不相同, 如应用于肿瘤消融实验之中需要输出大电流所带低阻负载^[13], 而应用于介质阻挡放电实验之中时相当于负载是容性负载, 所以为了在不同负载上都得到尽可能快的上升沿、下降沿和与设定脉宽相匹配的脉冲宽度的方波脉冲, 在程序中设计了两种不同的驱动时序方案:

(1) 对于低阻负载, 脉宽为放电管导通至放电管关断时间。

(2) 对于容性负载或电路中杂散电容比较大的情况, 加入截尾操作: 在放电管关断后, 快速导通充电管, 给容性负载提供一个低阻抗的快速泄放通路, 如图 2 中绿色回路所示。此时, 脉宽为放电管导通至充电管导通之间的时间。

这两种不同的时序方案可在 FPGA 控制器的调控界面切换。实验表明, 加入截尾信号后空载放电的高压方波脉冲下降沿可达几十 ns。

1.2 驱动电路

Marx 发生器对于驱动电路的要求主要包括信号的同步、驱动电路的隔离。具体而言, 是主电路中的不同充电开关管的导通和关断过程应保持同步, 放电管亦然; 各级电路中开关管的门级电位相差较大, 驱动电路必须隔离; 为了获得具有快速上升沿和下降沿的高压脉冲, 驱动信号的上升沿和下降沿也必须足够高; 驱动电流也需足够大。基于以上同步、隔离和强驱动的要求, 本设计采用串心磁环同步驱动隔离方案^[14-15]。

驱动电路具体结构如图 3 所示, 每个开关管的驱动电路主要由 2 个 MOSFET 和 1 个脉冲变压器组成, 所有放电管的脉冲变压器一次侧是串联连接, 接到一个能产生正负双极性脉冲的一次侧电路上。由于一次侧电流相同, 保证了二次侧信号的同步性。由于变压器二次侧的所有元器件都是无源的, 意味着不需要为多路隔离驱动提供供电电源, 所有的驱动功率都来自于共同的一次侧, 这使得这种驱动方法高效、经济、紧凑、实用。此外, 2 个 MOSFET 分别控制开关管的等效栅极电容器充电或放电电路, 结合开关管门极等效电容能维持电压的特性, 此驱动电路的信号脉宽可以不受变压器磁饱和的限制而输出长脉冲, 还可提供持续负偏压, 确保开关管可靠关断, 增强驱动电路抗电磁干扰的能力^[14-15]。

现以放电管为例, 解释驱动电路的工作原理, 其中 C_{q1} 代表开关管 Q_1 的等效栅-源极电容。当放电管的正向导通信号 $turn_on$ 到达时, 图 3 中 MOSFET S_{1-2} 由于在栅极-源极电极上施加正电压而导通。然后, 正向导通信号通过红色箭头所示的回路 (D_{1-1} , C_{q1} 和 S_{1-2}), 将 C_{q1} 充电至正高电平电压, 并触发 Q_1 导通。在正负信号之间的死区时间内, S_{1-1} 和 S_{1-2} 都关闭, C_{q1} 中的电荷没有泄放通路, 因此 Q_1 保持在高电平, 维持导通状态。直到放电管的反向关断信号 $turn_off$ 到达时, S_{1-1} 通过蓝色虚线箭头所示的回路导通, Q_1 的栅极电荷通过此回路 (D_{1-2} , C_{q1} 和 S_{1-1}) 释放, C_{q1} 充电至负电压, 触发关闭 Q_1 并保持在关闭状态, 直到下一个 $turn_on$ 正向导通信号到达。

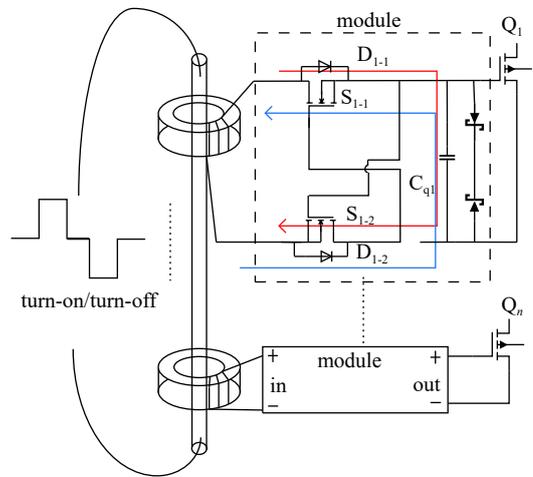


Fig. 3 Drive circuit diagram

图 3 驱动电路结构图

本文的控制时序如图 4 所示,图中黑色方波 C_on/C_off 和 D_on/D_off 分别代表变压器二次侧产生的充电管的导通、关断信号和放电管的导通、关断信号。各信号的脉宽以及信号之间的间隔均可通过 FPGA 的控制面板调节。图中红色线段代表放电管栅-源级电压,蓝色线段代表充电管栅-源级电压。灰色虚线是开关管的阈值导通电压。绿线代表输出高压脉冲。第一个高压脉冲代表 Marx 发生器在容性负载上的输出波形,受负载等效电容的影响,脉冲波形在放电管关断后缓慢下降,产生拖尾,直至充电管导通形成低阻抗泄放的截尾回路才快速下降,此时实际脉冲宽度为放电管导通至充电管导通的时间,受程序中设定的 D_on 与 C_on 之间的 t_{w1} 控制;对于低阻负载不存在拖尾现象,实际输出脉宽为放电管导通至放电管关断时间,脉冲宽度受程序中设定的 D_on 至 D_off 的时间 t_{w2} 控制,如图中右边绿线所示。在保证信号之间充足的死区时间下,只需改变 D_on 至 D_off 之间的间隔时间 t_w 即可调节输出脉宽。

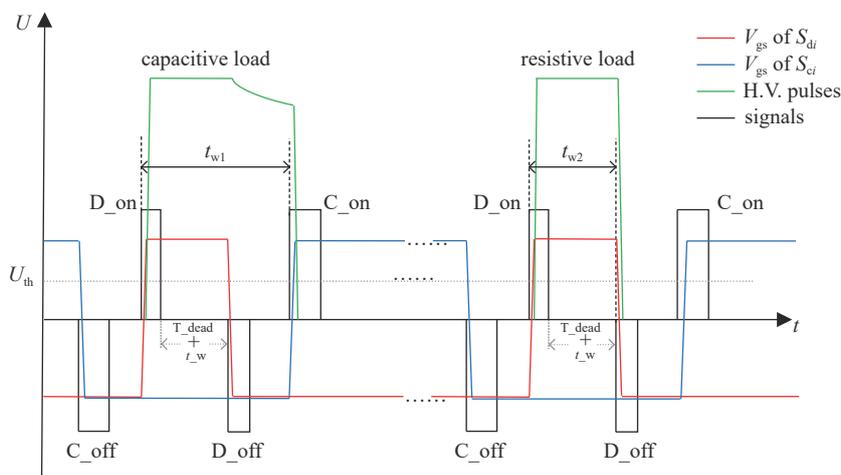


Fig. 4 Time sequence of control signals for charging and discharging switches

图 4 充电管和放电管的控制时序图

1.3 故障检测与保护机制

为了提高 Marx 发生器的安全性、可靠性,保护关键元器件和操作人员的人身安全,加入了故障检测与自动停机保护机制。

过温保护电路的原理图如图 5 所示,在主电路的开关管上加入常开的温控开关,当电路中温度过高时,温控开关自动闭合,该信号变化经光耦隔离芯片隔离后输入到 FPGA 控制器, FPGA 检测到过温信号后发出警告,并对此做出响应:切断输出电压,在液晶显示屏上给出如图 6 所示的过温故障排除指示。图 7 是过温时电路的电信号响应曲线图,图中蓝线代表温控开关两端信号,红线是光耦隔离芯片的输出信号,绿线是 FPGA 控制器对过温故障的响应信号。由图 7 可知,从温控开关开始动作到 FPGA 响应大约 0.23 ms,主要分为 3 个阶段。第一阶段为温控开关震荡闭合的时间,此段时间因为开关机械闭合过程的震荡导致时间不稳定,经 10 次实验测得温控开关第一次闭合到完全闭合的时间为 0.14~0.16 ms。第二阶段为光耦隔离芯片的响应时间。第三阶段为光耦芯片的输出电压降至 TTL 低电平,使 FPGA 控制器检测到有效的下降沿信号,做出反应的时间。从图 7 中可以明显看出,时间主要集中在第一阶段和第三阶段,这两段时间主要和温控开关的开关特性以及电路中光耦隔离芯片输出端的滤波电容有关,选取闭合迅速的温控开关以及较小的滤波电容能有效缩短延时时间。程序中对过温信号加入消抖滤波可防止系统受到干扰误动作,增强系统的抗干扰能力。

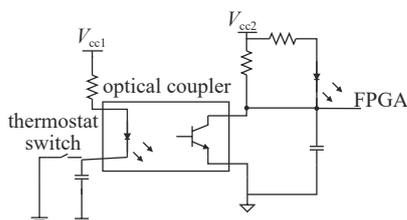


Fig. 5 Over-temperature protection circuit

图 5 过温保护电路

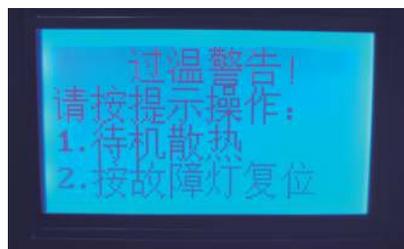


Fig. 6 Over-temperature indication

图 6 过温故障警示界面

阈值可调的过电流保护电路原理图如图 8 所示, 在 Marx 发生器的高压输出线上加入电流互感器, 将输出的电流经磁隔离后转化为电压信号, 再经过 RLC 滤波电路滤除高频干扰后与数模转换模块输出的电压共同输入到电压比较器中相比较, 若大于数模转换器的输出电压, 则输出过流信号。其中数模转换器的输出电压, 即为在 FPGA 控制器中可设定的过流保护的最大动作电流值经转化后的电压。另外, 为改善一般过电流保护电路中电流互感器产生的信号易受 Marx 发生器产生的高频脉冲干扰这一问题, FPGA 控制器会对电流信号进行连续检测, 只有连续 3 个周期均检测到 D 触发器输出的有效过电流信号, 才认为确实发生了过电流故障, 从而立即停止输出高压脉冲, 并在液晶显示屏上给出故障指示, 如图 9 所示。实验测得, 相较于传统的过电流检测方案, 在相同的电压、频率等级下, 传统的检测方案易受干扰产生误动作, 改良后的检测方案可以在保证精准动作的前提下提高系统抗干扰能力。

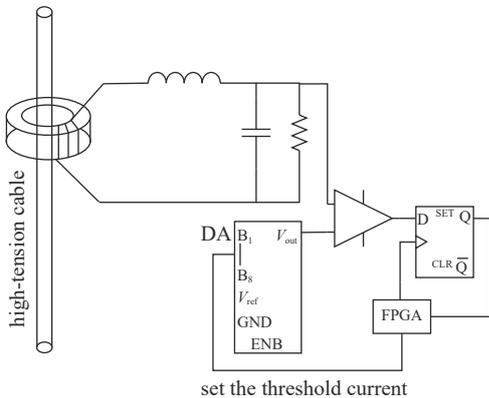


Fig. 8 Over current protection circuit with adjustable threshold

图 8 阈值可调的过电流保护电路

1.4 分压采样电路

高压脉冲分压电路采用阻容并联分压的设计原理^[16-17], 如图 10 所示。高压部分采用耐压高的高压瓷片电容 C_1 , MΩ 级别的玻璃釉大电阻 R_1 。低压部分前级由低温漂高稳定系数的电阻 R_2 补偿电容 C_2 , TVS 瞬态抑制二极管构成。该阻容并联分压电路的分压比 k 为

$$k = \frac{U_2}{U_1} = \frac{Z_2}{Z_1} \quad (1)$$

如果 U_2/U_1 是一个实数时, 输出电压会成比例地跟随输入电压无相位差的变化, 此时应满足

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 \quad (2)$$

本设计为将 Marx 发生器输出的 5 kV 以内的高压脉冲分压至后级高速 AD 采样芯片 AD9280 允许的输入电压范围 0~2 V, 采用了 10 MΩ 的玻璃釉电阻作为分压电路中高电位端的电阻 R_1 , 两个耐压为 3 kV 容量为 100 pF 的高压瓷片电容串联作为 C_1 , 在保留 AD 芯片 10% 的裕量下, 即设定 $U_2 = 5$ kV 时 $U_1 = 1.8$ V。根据式(1)和式(2)可推得分压比 $k = 5000/1.8$, $R_2 = 3.6$ kΩ, $C_2 = 140$ nF。

分压后脉冲电压经线性隔离放大器后接入模数转换器。模数转换器就是将模型信号转化为 FPGA 控制器可以读取的数字信号, 其基本原理是对模型信号进行离散时间点上的幅值采样, 并量化编码。关键点在于采样点的

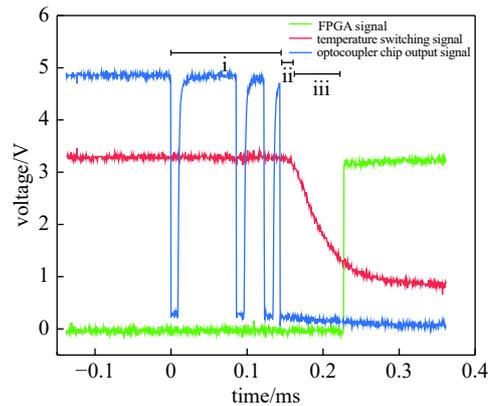


Fig. 7 Waveforms of electric signals under over-temperature condition

图 7 过温时电信号的响应波形

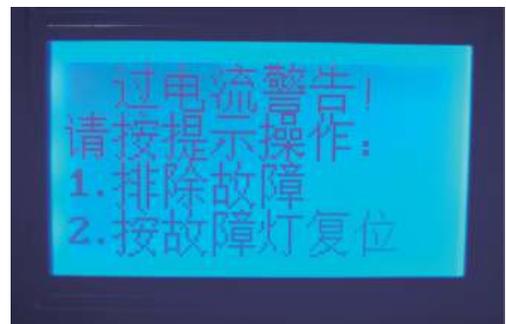


Fig. 9 Overcurrent indication

图 9 过电流故障警示界面

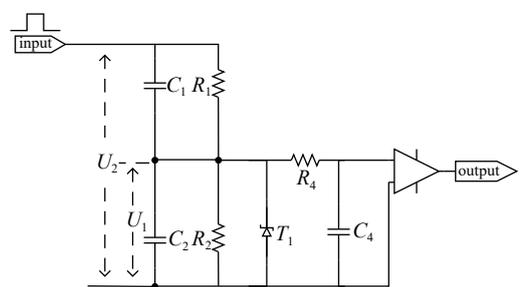


Fig. 10 Voltage divider sampling circuit

图 10 分压采样电路

时间间隔和量化单位的大小,采样时间间隔越小越能详细地描述出模拟信号,量化的单位越小,量化的误差也就越小,最终编码的位数也会越多,采样精度就越高。根据 Nyquist-Shannon 采样定理可知,对于频率为 f_0 的模拟信号来说,如果需要采样数据无失真地还原原始的模拟信号,需要的采样频率至少为 $2f_0$ 。针对目前大多数应用场合 Marx 发生器输出高压脉冲的使用情况,选取 Analog Device 公司的高速数模转换芯片 AD9280。AD9280 的最高采样频率可达到 32 MSPS,分辨率为 8 bit,输入电压允许范围为 $0\sim 2\text{ V}$ 。

高速 AD 转化器采样数据接入 FPGA 控制器,在程序中根据采样电压推导出实际输出电压,推导公式为

$$y = \frac{V_{\max}}{2^n - 1} xk \quad (3)$$

式中: n 为 AD 采样芯片的分辨率; V_{\max} 为 AD 采样芯片的最大允许输入电压; k 为分压电路的分压比; x 为 FPGA 控制器读到的 AD 采样芯片的返回值; y 为推导出的实际电压。

例如,在本设计中若 AD 采样芯片读回采样值 $x=200$,根据上述内容可知,AD9280 的分辨率 $n=8$,最大允许输入电压 $V_{\max}=1.8\text{ V}$,分压电路分压比 $k=5000/1.8$,由式(3)可计算实际 Marx 发生器的输出电压约为 3.9 kV ,FPGA 控制器在程序内部计算出此结果后用于在虚拟示波器中实时显示和作为 PID 调压的采样电压。

1.5 闭环 PID 调压

由图 2 可知,理论上输出电压幅值等于输入电压幅值乘 Marx 电路级数。可实际中因为主电路存在二极管和充电管的管压降以及内阻分压等原因,输出电压达幅值达不到理想值,需要根据实时测得的电压波形手动调节输入电压以达到期望电压,这大大降低了脉冲电压的实用性。本文提出一种基于 FPGA 控制器的闭环调压系统,可直接设定输出电压,由 FPGA 控制器根据实时采样电压与设定电压的偏差自动调节充电电压设定值,使输出电压稳定在设定电压值,使用过程中无需任何电压测量和手动调节,不仅操作更简单,而且明显提高了固态 Marx 发生器的实用性。

基本原理是将 1.4 中采样的实际输出电压与设定的输出电压值一起作为 FPGA 控制器中增量式 PID^[18-19] 模块的输入,在程序中经过 PID 算法调节,计算出目标输入电压,再通过 Modbus 通讯协议控制输入电压源的输出目标电压,使输出电压迅速的达到设定的电压值。具体控制流程框图如图 11 所示。

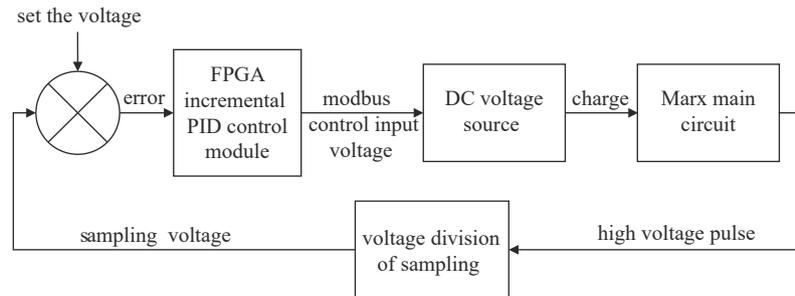


Fig. 11 Flow chart of incremental PID control

图 11 增量式 PID 控制流程框图

本文选用的 PID 算法为增量式 PID。增量式 PID 算法的基本公式为

$$\Delta u = K_p(e_n - e_{n-1}) + K_i e_n + K_d(e_n - 2e_{n-1} + e_{n-2}) \quad (4)$$

式中: Δu 为每次计算的增量; K_p , K_i , K_d 分别为比例项、积分项和微分项; e_n , e_{n-1} , e_{n-2} 分别为当前偏差、上次偏差和上上次偏差。

从式(4)中可以看出,增量式 PID 的增量只和当前偏差及其之前两次偏差有关,相比于位置式 PID,其不需要储存每一次的偏差,因而可以大大节约 FPGA 控制器的内存空间。具体闭环 PID 调压步骤如下:首先由用户在 FPGA 控制器控制面板中手动输入设定电压,从 AD 采样芯片读取返回值经式(3)计算后倒推得到采样电压,在 PID 模块的时钟下计算两者的当前偏差 e_n ,并更新上次偏差 $e_{n-1}=e_n$,上上次偏差 $e_{n-2}=e_{n-1}$ 。将 3 次偏差代入式(4)计算出此次 PID 调节的增量 Δu ,此增量累加到输入电压源的控制变量 $s_v = s_v + \Delta u$ 中,再将 s_v 通过基于 485 通信串口的 Modbus 通信协议发送至输入电压源,改变 Marx 发生器输出的高压脉冲幅值。最后,在下一个 PID 模块的时钟周期循环此过程,直至 Marx 发生器的输出电压与用户的设定电压误差小于设定值的 3%。程序中还根据其偏差值对 PID 调节做了分段式的控制,当前偏差大于设定值的 30% 时,程序判定此时偏差较大,设定可以得到初始阶段电压快速上升的 PID 参数。当偏差小于设定值的 30% 时,改用较稳定的 PID 参数以得到无超调的输出电压,避免

输出过电压对负载以及电源内部器件造成冲击。

1.6 虚拟示波器

本文设计了一个虚拟示波器实时显示输出电压用于替代实体示波器,以实现高压 Marx 发生器的智能化。其主要使用 FPGA 控制器读取高速的 AD 采样电路采样到的实时电压,再通过 VGA 接口与外接显示器相连接,并在显示器上将脉冲电压波形实时显示出来。本文设计的虚拟示波器提供两种不同的显示方式:一种是仅由 1 个 FPGA 控制器、1 个 VGA 接口、1 个外接显示器和几个小电阻构成;另一种是使用软排线将 FPGA 控制器和 1 个 4.3 寸的 TFT 显示屏连接起来构成。这两种方式相比于其他的在 PC 端使用 LabView 或则 MATLAB-Simulink 实现的方案相比,只是使用了和 FPGA 控制器共用的一块 FPGA 芯片,具有成本低廉、易于扩展等优点,在实际应用场合也更加便捷。

2 实验结果及分析

本文设计了 1 台 20 级固态 Marx 发生器样机,对固态 Marx 电路自动控制进行了初步研究。实验使用 Altera 公司的 EP4CE10 芯片搭建 FPGA 控制器;Cree 公司生产的 SiC MOSFET 型号为 C2M0080120D 作为主电路中的开关管;Lenovo 公司的型号为 LI2041wA,分辨率为 1024×768 ,刷新率为 60 Hz 的显示器搭建虚拟示波器;Tektronix 公司生产的采样带宽为 1 GHz,采样频率为 10 GHz 的数字示波器 DPO5104 来测量波形记录数据。

图 12、图 13 分别为采用 PSPICE 仿真软件的仿真电路图以及输入电压为 4200 V 时分压电阻上的脉冲电压波形图。

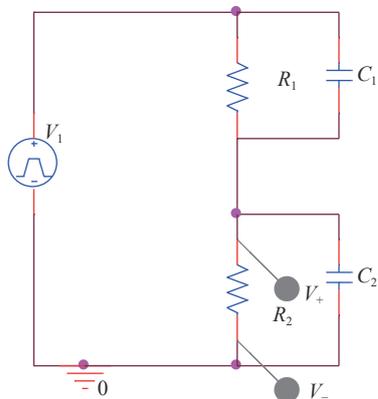


Fig. 12 Simulating circuit of the voltage divider

图 12 仿真用的分压电路图

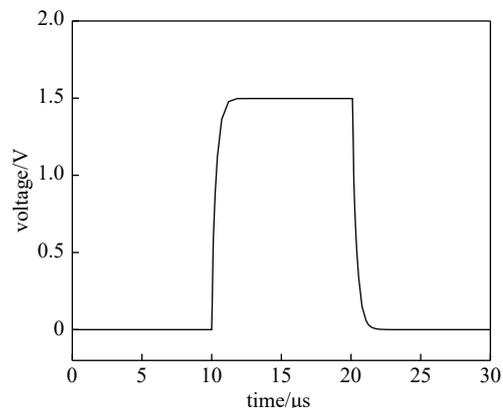


Fig. 13 Simulating waveform of the voltage divider circuit

图 13 分压电路仿真波形

图 14 是设定输出电压为 1000 V,脉冲宽度为 $10 \mu\text{s}$,频率为 1 kHz 时空载的输出电压波形。从图中可以看出输出电压在 -150 ms 到 -100 ms 之间时,设定电压与实际电压相差比较大,在程序上处于分段式 PID 的第一段的调节范围内,使输出电压的上升速度比较快。从 -100 ms 到 200 ms 设定电压与实际电压相差较小,进入分段的增量式 PID 调压的第二段范围,为了不使输出电压超调而造成人生危害、损坏电路器件,减缓了输出电压的上升幅度。在 200 ms 之后输出电压基本达到 1000 V,电路达到了动态平衡,整个调节周期约为 400 ms。

为了验证闭环调压的精确度,本文对该系统做了设定不同输出电压与实际电压的对比的测试,如图 15 所示。在设定输出脉冲频率为 1 kHz、脉宽为 $10 \mu\text{s}$ 的情况下,分别设定输出电压幅值从 400 V 到 2800 V 间隔为 400 V。从图中明显可以看出,虽然受数模转换器的精度大小、分压电路的分压比大小以及 PID 模块的调节范围等因素影响,输出电压不能完全跟随设定电压,但都在设定电压 $\pm 30 \text{ V}$ 以内,符合要求。

由于数模转换芯片的采样频率对于脉冲的采样至关重要,理论上讲采样频率越高,一个脉冲周期内,采样点就越多,采样电压越精确。而采样电压的有效性则影响 PID 调压的精准度,故本文设计了针对不同脉宽的测试实验:设定高速数模转换芯片 AD9280 的采样频率为 25 MSPS,输出电压为 1000 V,频率为 1 kHz,脉宽分别为 3, 5, 10, 15, 20, $25 \mu\text{s}$ 。实际输出电压波形如图 16 所示,从图 16 中可以看出,对本文设定的不同脉宽情况下输出电压幅值基本符合设定电压,误差均低于 30 V,而且对于 $3 \mu\text{s}$ 和 $5 \mu\text{s}$ 的窄脉宽输出电压也能很好地达到设定电压。

图 17、图 18 分别为设定输出电压为 1000 V、脉宽为 $10 \mu\text{s}$ 、频率为 1 kHz 和 3 kHz 时的输出波形。从图中可以看出,针对不同的输出频率,输出电压也能很好地稳定在设定值附近。

图 19~图 21 分别为设定输出电压为 2500 V,频率为 1 kHz,脉宽为 $10 \mu\text{s}$ 时实际示波器的测量结果与通过

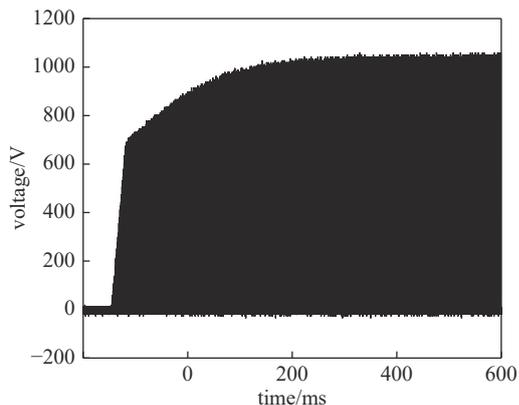


Fig. 14 Generated voltage waveform with segmented PID control

图 14 分段式 PID 调压输出电压波形

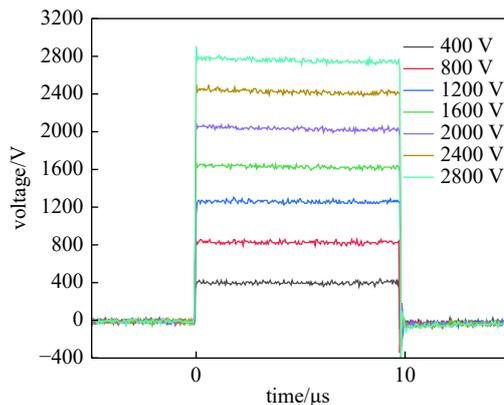


Fig. 15 Voltage waveforms at various setting voltage

图 15 不同设定电压下的输出电压波形

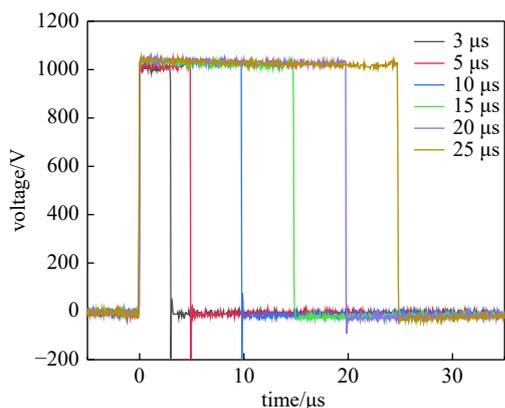


Fig. 16 Voltage waveforms with different pulse widths

图 16 不同脉宽下输出电压波形

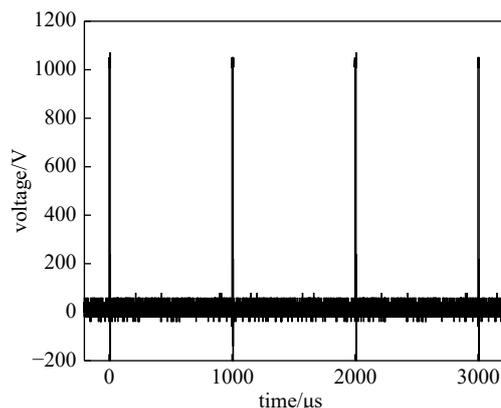


Fig. 17 Voltage waveform at 1 kHz

图 17 1 kHz 输出电压波形

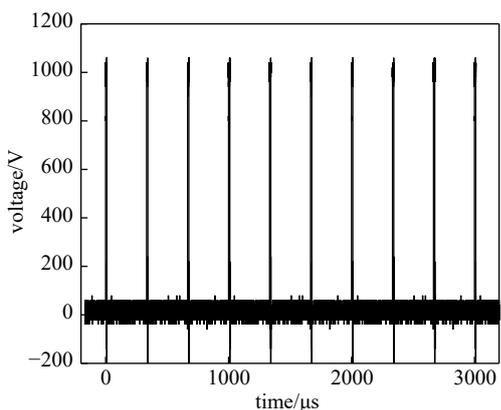


Fig. 18 Voltage waveform at 3 kHz

图 18 3 kHz 输出电压波形

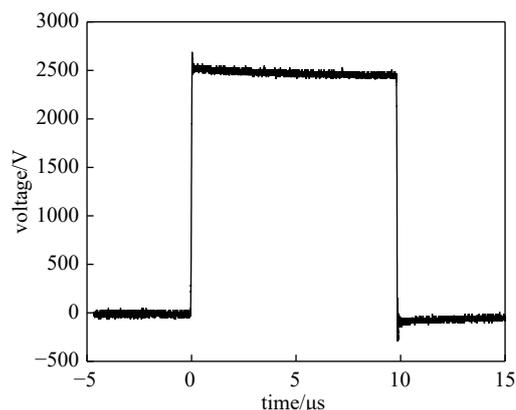


Fig. 19 Voltage waveform obtained from oscilloscope

图 19 示波器真实输出波形

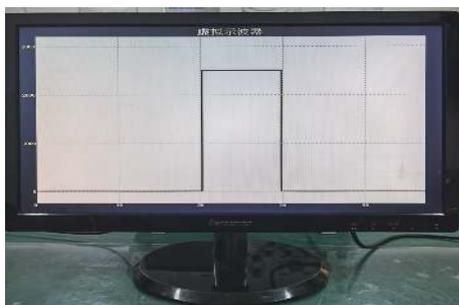


Fig. 20 Voltage waveform shown in virtual oscilloscope—VGA

图 20 虚拟示波器输出波形—VGA

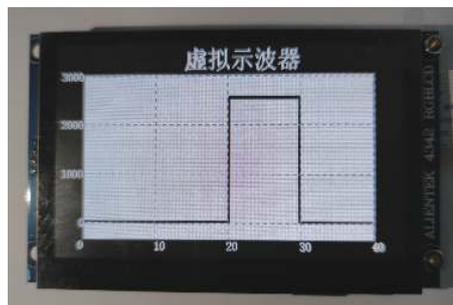


Fig. 21 Voltage waveform shown in virtual oscilloscope—LCD

图 21 虚拟示波器输出波形—LCD

VGA 接口实现的虚拟示波器和在 LCD 显示屏上实现虚拟示波器输出幅值的对比。从图中可以看出,无论是实际示波器还是虚拟示波器中输出电压基本达到 2500 V,两种不同的虚拟示波器均可以较好地反映出真实的脉冲电压幅值和脉宽。由于受到采样速度的限制,目前仅对输出脉冲电压的幅值和脉宽进行采样,因此虚拟示波器显示的波形还不能准确反映实际脉冲的上升沿和下降沿信息。

3 结 论

本文设计并研制了一台基于 FPGA 控制器的自动控制固态高压 Marx 发生器,在主电路中加入高压分压采样电路用于搭建虚拟示波器和后级的闭环分段式 PID 控制,并在系统中加入了故障检测与保护机制。实验结果表明,该样机可以在一定的误差范围内,准确地根据设定电压调节充电电压,在不同脉宽、不同频率尤其是针对采样困难的窄脉冲的情况下,输出电压幅值基本可以达到设定电压,虚拟示波器也能很好地反映出输出方波脉冲的电压幅值和脉宽,摆脱高压脉冲电源使用过程中对示波器和高压探头的依赖,对主电路中出现的过电流、过温等故障做出迅速、有效检测并及时做出保护处理。本实验只是对 Marx 发生器的自动控制做了初步的研究,验证了一些自动化控制方案的可行性,还有进一步改进的空间,例如 Marx 发生器和移动端、PC 端的通信等问题还有待实现,这也是今后研究工作的重点。

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] 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. Rectangular pulse generator based on Marx and magnetic switch[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2016, 28: 055005)
- [3] Liu Kefu, Qiu Jian, Wu Yifan, et al. An all solid-state pulsed power generator based on Marx generator[C]//Proceedings of the 2007 16th IEEE International Pulsed Power Conference. 2007: 720-723.
- [4] 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.
- [5] 江伟华. 基于固态器件的高重复率脉冲功率技术[J]. 强激光与粒子束, 2010, 22(3): 561-564. (Jiang Weihua. High repetition-rate pulsed power generation using solid-state switches[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2010, 22(3): 561-564)
- [6] Wei L S, Yuan D K, Zhang Y F, et al. Experimental and theoretical study of ozone generation in pulsed positive dielectric barrier discharge[J]. Vacuum, 2014, 104: 61-64.
- [7] Rao Junfeng, Lei Yang, Jiang Song, et al. All solid-state rectangular sub-microsecond pulse generator for water treatment application[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2018, 46(10): 3359-3363.
- [8] 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(1): 117-121. (Yao Chenguo, Guo Fei, Dong Shoulong, et al. Treatment effect assessment of A375 cell subcutaneous transplantable tumor in nude mouse with nanosecond pulsed electric fields[J]. High Voltage Engineering, 2013, 39(1): 117-121)
- [9] Akiyama M, Shiraiishi E, Sakugawa T, et al. Influence of 60 ns pulsed electric fields on embryonic stem cells[J]. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2011, 18(4): 1119-1123.
- [10] 卢新培. 等离子体射流及其医学应用[J]. 高电压技术, 2011, 37(6): 1416-1425. (Lu Xinpei. Plasma jets and their biomedical application[J]. High Voltage Engineering, 2011, 37(6): 1416-1425)
- [11] Pereira F, Gomes L, Redondo L M. Multifunctional controller architecture for solid-state Marx modulator based on FPGA[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2014, 42(10): 2991-2997.
- [12] Pereira F, Gomes L, Redondo L. FPGA controller for power converters with integrated oscilloscope and graphical user interface[C]//Proceedings of the 2011 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives. 2011.
- [13] 饶俊峰, 洪凌峰, 郭龙跃, 等. 多路Marx并联高压脉冲电源研究[J]. 强激光与粒子束, 2020, 32: 055001. (Rao Junfeng, Hong Lingfeng, Guo Longyue, et al. Investigation of high voltage pulse generators with Marx generators in parallel[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2020, 32: 055001)
- [14] Li Zi, Liu Haotian, Jiang Song, et al. A novel drive circuit with overcurrent protection for solid state pulse generators[J]. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2019, 26(2): 361-366.
- [15] Zhou Ziwei, Li Zi, Rao Junfeng, et al. A high-performance drive circuit for all solid-state Marx generator[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2016, 44(11): 2779-2784.
- [16] 高景明, 刘永贵, 杨建华. 一种电容补偿型高压电容分压器的设计[J]. 高电压技术, 2007, 33(6): 76-79. (Gao Jingming, Liu Yonggui, Yang Jianhua. Design of capacitance-compensated capacitive divider for high-voltage pulse measurement[J]. High Voltage Engineering, 2007, 33(6): 76-79)
- [17] Zong Wenzhi, Li Yue, Cheng Yangchun, et al. The design of a wide-band high-voltage divider[C]//Proceedings of the 2010 International Conference on Power System Technology. 2010: 1-5.
- [18] Chan Y F, Moallem M, Wang Wei. Design and implementation of modular FPGA-based PID controllers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(4): 1898-1906.
- [19] Tzafestas S, Papanikolopoulos N P. Incremental fuzzy expert PID control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1990, 37(5): 365-371.