·脉冲功率技术·



一种调节 Marx 电源脉冲边沿的驱动电路

张 睿, 饶俊峰, 李 孜, 姜 松, 王永刚

(上海理工大学机械工程学院,上海 200093)

摘 要: 为了调节固态 Marx 发生器输出脉冲的边沿,提出了一种新型的的驱动电路,该方案通过调整充 放电管的驱动电压,结合驱动电路的硬件结构,调节米勒平台时间,进而调整充放电管开通速度,实现了对于高 压输出脉冲的边沿调节,其结构简单,不需要每级独立的控制信号。对于该电路中驱动电压和开关管开通速度 的关系建立了模型进行了推导。结合理论分析结果设计了驱动电路的参数,仿真结果表明该驱动电路能够调 节输出脉冲边沿。搭建带有设计参数下驱动电路的固态 Marx 发生器在容性负载下和阻性负载下进行了实验验 证。利用该方案实现了对于6级 Marx 电路的 3.6 kV 输出脉冲在 55~7.7 μs 的边沿调节,验证了该方案的可行性, 并对比分析了不同阻性负载对于脉冲边沿造成的影响。实验结果表明:该电路在提高固态脉冲电源的边沿调 节性能方面有独特的优势。

A driver circuit to adjust the pulse edges of Marx generators

Zhang Rui, Rao Junfeng, Li Zi, Jiang Song, Wang Yonggang (School of Mechanical Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China)

Abstract: A novel driving circuit for the adjustment of pulse edges in Marx generators is proposed. By adjusting the driving voltage amplitudes of the charge and discharge switches, the Miller plateau time is controlled in the driving circuit. Then the turn-on speed of the switches and the pulse edges of high-voltage pulses are adjusted. This drive circuit is simple in structure and does not require additional independent signals. A model is established to study the relationship between the driving voltage amplitudes and the turn-on speed of switches. Combined with the theoretical analysis results, the parameters of the driving circuit are designed, and the simulation results show that the driving circuit can adjust the pulse edge. A solid-state Marx generator with the proposed driving circuit was built to experiment under capacitive load and resistive load. Using this method, the edge adjustment of 3.6 kV output pulse from 55 ns to 7.7 µs for 6-stage Marx circuit was achieved, and the influence of different resistive loads on the pulse edge is compared and analyzed. The experiment results show that the driving circuit has unique advantages in improving the edge adjustment performance of pulsed generators.

Key words: solid-state Marx generators, pulse edge adjustment, Miller plateau, driving circuit

在近年来的研究中,高压脉冲电源越来越多地应用于生物^[1],食品杀菌^[2],化工^[3],医疗等领域^[4],是等离子体放 电的重要激励源。研究表明,高压脉冲的边沿速度会显著影响介质阻挡放电中低温等离子体的电子温度、浓度 等^[5-7]。而在工业中应用广泛的磁控管和螺旋管中^[8-9],需要某些特定边沿速度的脉冲作为激励源,因此,研究一种 可以在一定范围内任意调节脉冲边沿的高压脉冲电源具有十分重要的意义。

作为一种常见的高压脉冲电源,固态 Marx 发生器使用半导体开关,结构简单、应用广泛^[10-11]。它相较于利用 脉冲形成线的脉冲源^[12],不需要额外的结构就可以驱动不同类型、不同阻抗的负载,有很强的负载适应能力,与 LTD、谐振电路结合脉冲变压器的脉冲电源相比省去了变压器结构,因此可以灵活调节脉冲宽度和频率等参数^[13-14]。

^{*} 收稿日期:2022-01-06; 修订日期:2022-03-15

基金项目:国家重点研发计划数字诊疗专项 (2019YFC0119102);上海市青年科技英才扬帆计划项目 (19YF1435000) 联系方式:张 睿, zrusst@163.com。

通信作者:饶俊峰, jfrao@usst.edu.cn。

Marx 发生器的输出脉冲的边沿主要取决于充放电管的开通速度以及负载回路的电感、电容参数,这使其输出脉冲 边沿的调节成为可能。

近年来对于边沿调节方法的研究中, Wu Jianxing 等人通过调节储能电容的容值改变输出脉冲的后沿, 实现了 45~210 ns 的后沿调节^[15]; 米彦等人利用对每级开关施加的独立信号并调整每级信号触发的间隔, 在模块化多电 平变换器(MMC)结构的脉冲源中实现了±3 kV 脉冲前沿 100~500 ns、后沿 30~100 ns 的调节^[16]; Liu Ying 等人研 制了双极性重频脉冲电源, 采用类似的信号延迟的方式对串联正负极性 Marx 结构的脉冲源实现了输出脉冲 50~500 ns 的边沿调节^[17]。调研发现, 目前主要通过调整每级开关管独立信号的触发间隔控制开关的开通状态, 实现脉冲边沿的调节, 该方式原理简单, 只需调节时序不需要改变电源硬件结构, 但该方法调节范围有限, 在输出 脉冲的边沿较慢时容易产生明显的台阶, 同时独立信号控制大大增加了信号时序的复杂性以及驱动电路的成本。 M. Zarghani 通过设计驱动电路的输入端口, 只使用一个信号结合硬件电路产生延时省去了复杂的控制时序, 但调 节范围仍然有限并且输出脉冲边沿的台阶仍然存在^[18]。

为了解决以往固态 Marx 发生器边沿调节方案需要每级独立提供信号以及调节范围窄,波形存在阶梯的问题, 本文提出了一种用于脉冲边沿调节的驱动电路,相对于前述方案,该方案省去了独立信号系统及其复杂的时序控制,仅仅调节驱动电压在各类负载下就可以实现长范围的脉冲边沿调节,调节范围可拓展以应对不同的应用要求, 且输出脉冲边沿平滑、不存在台阶。

1 边沿可调驱动电路结构及参数分析

1.1 驱动电路结构

如图 1 所示,在 Marx 电路中,放电管 S_{di} 导通串联储能电容放电形成输出脉冲的前沿,充电管 S_{ci} 导通泄放负载上的电荷形成脉冲的后沿,因此利用驱动电路分别调节充放电管的导通速度即可独立调节脉冲的前沿与后沿。本文提出的驱动电路如图 2 所示,该驱动电路在被驱动的功率 MOSFET 开关管 S_i 的栅级串联了一个或多个低压 MOSFET 电路,电阻 R₂ 相对于 R₁ 是一个小电阻,又在栅极和漏极之间并联了一条 RC 阻容支路。



Fig. 1 Formation of rise-fall edges in solid-state Marx generator 图 1 Marx 发生器的边沿形成过程

如图 3 所示,在开关管 S_i 开通过程中门级电压 U_{gs} 保持 恒定时处于米勒平台,米勒平台时间决定了功率 MOSFET 的 管压降 U_{ds} 的下降时间。通过调节驱动电压来调节米勒平台 的长短,实现对 U_{ds} 下降时间的调节,进而调节 Marx 发生器 输出脉冲的边沿。在该驱动电路中,增加了栅极和漏极间的 RC 支路间接增大了米勒电容,且缓冲电阻 R_c 可以抑制米勒 震荡,支路电容 C_{gd} 的增 加大大增加了米勒平台的最长时 间,从而扩大了边沿调节的范围。但 C_{gd} 的增大使得最快边 沿变慢,不利于调节范围的拓展。为了解决该问题,增加了 P型 MOSFET 串联回路,利用驱动电压的高低控制门级 MOSFET M_i的导通状态,改变等效门极驱动电阻大小,实现



Fig. 2 Proposed driver circuit to adjust pulse edge图 2 所提出的脉冲边沿调节驱动电路

不同的开关速度,达到目标范围的脉冲边沿调节。当需要更大范围的边沿调节时可以增加 MOSFET 串联回路的 数量,如图 2 中 M₂ 所示。本电路的具体工作过程可分为慢速开通与快速开通模式,以单个 MOSFET 驱动电路为 例介绍工作原理。如图 3(b),两种模式均利用寄生二极管快速关断,根据 M₁ 的不同状态将快速开通模式分为图 3(c)、





(d)的模式I和模式II。

1.1.1 慢速开通模式

该模式下驱动电压幅值 U_{driver} 低于 M₁ 栅极串联稳压管 Z₁ 的稳压值 V_{z1}, M₁ 断开, 驱动电阻为最大电阻 R₁。如 图 3(a) 所示, 当 S_i 的 U_{gs} 抬升至开通阈值 V_{gs(th}) 时, S_i 开始导通, 当 U_{gs} 达到米勒平台电压 V_{pl} 并维持时, 进入米勒

平台状态,为 C_{gd}回路进行慢速充电,U_{ds}从接近每级充电电压 V_{dd}逐渐下降至接近零的导通电压 V_{ds(on)},S_i完全开通,恒定的驱动电流保证了下降斜率的稳定,米勒平台时间长,U_{ds}下降缓慢,可以输出缓慢的脉冲边沿。

关断过程中增加的栅漏级支路会减慢关断速度。但为了减小充放电管切换的死区时间进而获得脉宽更窄的脉冲,需要快速关断。在本文提出的驱动回路中,如图 3(b)所示,利用 P型 MOSFET 的反并联体二极管,在关断时,达到最小等效驱动电阻 R₁//R₂ 以获得最快的关断速度。

1.1.2 快速开通模式

当 U_{driver} 高于 V_{z1}, M₁ 触发开通, R₁ 与驱动电阻 R₂ 支路并联给 S_i 栅极快速充电,这使得该驱动电压下的等效驱动电阻显著减小,从而获得更短的米勒平台期,实现开关管 S_i 的快速开通。关断过程和缓慢开关模式完全一样,不再赘述。

在改变驱动电压调节米勒平台时间的过程中,如图 3(c)模式 I,当驱动电压使得 *M*₁ 门级电压 *U*_{gsM1} 介于门 级 MOSFET 开通阈值电压 *V*_{gs(th)M} 和完全导通电压 *V*_{gs(on)M} 之间时, *M*₁ 工作在可变电阻状态 (VR state),等效驱动 电阻在 *R*₁-*R*₂ 间变化,随着驱动电压的提升等效驱动电阻逐渐减小直至 *M*₁完全开通,达到图 3(d)模式 II。在该 范围内产生更多可输出的脉冲边沿,实现对于脉冲边沿的无级调节。在长范围的边沿调节时,需要更大容值的 *C*_{gd} 增加范围,单个 MOSFET 驱动电路难以实现全范围的边沿调节,如图 2 和图 4 所示,此时可以增加 MOSFET 回路数量并利用稳压管设置不同触发电压,同时合理选择稳压管 *Z*₂ 稳压值 *V*_{z2} 以及支路电阻 *R*₃ 达到全范围的边 沿平滑调节。





1.2 驱动电压与管压降 Uds 下降时间的关系

由前文所述,可通过调节驱动电压幅值实现脉冲边沿调节,因此需要明确本驱动电路中 U_{driver} 与 S_i 的 U_{ds}下降 时间 T_{fu} 的关系,这有助于根据目标调节范围确定驱动电路参数。由图 5(a)可知,在 S_i 处于米勒平台期间,U_{gs}保 持 V_{pl},没有电流流过门级电容 C_{gs},驱动电流经过门级等效电阻 R_g 与缓冲电阻 R_c 全部通过支路电容 C_{gd},此时可以 将 S_i等效为图 5(b)的运放电路模型^[19]。由图 5(b)的回路 1 和 2 可分别计算驱动电流 I_{gate} 联立得





$$\frac{U_{\text{driver}} - U_{\text{gs}}}{R_{\text{gate}}} = C_{\text{gd}} \frac{d\left(U_{\text{gs}} - U_{\text{ds}} - R_{\text{c}} \frac{U_{\text{driver}} - U_{\text{gs}}}{R_{\text{gate}}}\right)}{dt}$$
(1)

将式(1)在整个米勒平台阶段积分得

$$\int_{0}^{T_{\rm fa}} \frac{1}{R_{\rm gate} C_{\rm gd}} dt = -\int_{V_{\rm ad}}^{V_{\rm ab}({\rm on})} \frac{1}{U_{\rm driver} - U_{\rm gs}} dU_{\rm ds}$$
(2)

$$T_{\rm fu} = (V_{\rm dd} - V_{\rm ds}(\rm on)) \frac{R_{\rm gate} C_{\rm gd}}{U_{\rm driver} - V_{\rm pl}}$$
(3)

对表达式(1)积分后可获得开关管 *S_i*的 *T*_{fu}与电路参数之间的关系(3)。由(3)知开关管的导通速度和 *R_c*无关, *R_c*的设置在实际电路中可以抑制导通时为 *C_{gd}*充电产生的过电流,进而抑制米勒震荡,在输出高压脉冲时可以将 *R_c*提高以平滑脉冲的上升沿。

1.3 调节电路中驱动电压与管压降 U_{ds} 下降时间的关系

如图 2, 在所提出的驱动电路中, 由于等效门极驱动电阻介于 R₂ 和 R₁之间变化, 因此驱动电压与 U_{ds}下降时间的关系比公式(3)所示会更复杂一些。C_{gd}的提升增加了 T_{fu}的最大范围, 随着驱动电压的增加触发门级 MOSFET 逐渐导通减小 R_g抵消 C_{gd}达到最快边沿, 在可变电阻区时门级 MOSFET 等效为 R_{mos}的可变电阻。以单个 MOSFET 驱动电路为例, 根据不同驱动电压下等效 R_{gate} 可计算 T_{fu} 表达式(4), 由式(4)可根据目标边沿调节范围确定驱动电路 C_{gd} 和 R₁, R₂ 值。

$$T_{\rm fu} = \begin{cases} (V_{\rm dd} - V_{\rm ds(on)}) \frac{R_1 C_{\rm gd}}{U_{\rm driver} - V_{\rm pl}}, & U_{\rm driver} < V_{z1} + U_{\rm gs(th)M} \\ (V_{\rm dd} - V_{\rm ds(on)}) \frac{R_1 / / (R_{\rm mos} + R_2) C_{\rm gd}}{U_{\rm driver} - V_{\rm pl}}, & V_{z1} + V_{\rm gs(th)M} < U_{\rm driver} < V_{z1} + V_{\rm gs(on)M} \\ (V_{\rm dd} - V_{\rm ds(on)}) \frac{R_1 / / R_2 C_{\rm gd}}{U_{\rm driver} - V_{\rm pl}}, & U_{\rm driver} < V_{z1} + V_{\rm gs(on)M} \end{cases}$$
(4)

2 仿真实验

为了验证本方案调节脉冲边沿的可行性,在 PSPICE 中搭建了 6级 Marx 脉冲源仿真,每级充电电压 600 V,调 节驱动电压从 8 V 至 24 V,门级 MOSFET 模型有源区为 2~4 V,目标调节范围 100 ns~2 μs。根据 (4) 计算驱动电 路参数:设置 13 V 稳压管作为门限电压, *C*_{gd} 选择 150 pF, R_c 选择 5 Ω, 电阻 *R*₁ 和 *R*₂ 的阻值为 56 Ω 和 20 Ω。

图 6 和图 7 为仿真的实验结果,图 6(a)是门级电压 U_{gs}波形,可以看出米勒平台时间随着驱动电压的增加而 从 1.73 μs 减小至 100 ns,图 6(b)中对应的 U_{ds}下降时间也在相同的范围减小。当驱动电压增加至 15 V 时,稳压管 被击穿并达到 U_{gs(th)},门级 MOSFET 逐渐开通,米勒平台时间相对于之前迅速提升;当达到 19 V 时,门级 MOSFET 完全开通,此时脉冲边沿在 100~180 ns 调节,在调节中由于负载为 5 kΩ,因此导通电流不变,米勒平台电压始终维 持在 4 V 左右。

图 6(c)为输出 3.6 kV 脉冲边沿变化结果,实现了从 100 ns~1.8 μs 的脉冲边沿调节,图 7(a)为采用恒定电阻调节边沿的变化范围为 400 ns~1.8 μs,对比仿真结果该电路提高了脉冲边沿的下限,在保证足够的脉冲调节范围的同时,解决了利用 C_{gd} 增加调节范围时造成不能达到最快边沿的问题。

图 7(b)是采用两级 MOSFET 调节脉冲边沿的结果用以验证调节范围的拓展性,两级稳压管分别设置为 13 V 和 18 V,驱动电阻设为 300 Ω 和 50 Ω, 5 Ω 相对于单回路实现 70 ns~9.2 μs 的边沿调节,在不同驱动电压下脉冲起始时间不同这是因为改变驱动电压, MOSFET 开始进入米勒平台的时间点也会变化。

仿真验证了一级并联 MOSFET 和二级并联 MOSFET 驱动电路。在一级并联 MOSFET 的方案中实现了 100 ns~ 1.77 μs 的脉冲边沿调节。在二级 MOSFET 驱动中将调节范围拓展至 70 ns~9.2 μs, 表明该方案边沿调节范围具有 可拓展性。

3 实验结果

图 8 为本文所提出的驱动电路搭建的实验平台,本实验采用 C2M0080120D 作为开关管, 耐压 1200 V, 逆导电 容 C_{rss} 为 10 pF, 输出电容 C_{oss} 为 100 pF, 导通电阻 80 mΩ。每级充电电压 600 V, 二极管使用 IXYS 公司生产的耐





压 1200 V 的 DESP12-12A,每级充电电容 1 μF;示波器采用了 TEK 公司的 DPO2014,采样精度 1 GHz;高压探头使 用 P6015A;电源模块采用 K-CUT 公司生产的 G2424S,输出±24 V;驱动芯片选择东芝公司的 TLP5702,输出电压可 在 8~30 V 调节。表 1 为本文搭建的脉冲电源驱动电路参数,采用一级 MOSFET 支路的驱动电路,本实验中,输出 脉冲的边沿为 10%-90% 的对应时间,因此边沿调节范围会小于米勒平台的调节范围。

3.1 容性负载下边沿调节结果

在 6级脉冲电源上进行脉冲边沿调节实验,每级充电 600 V,负载为 25 pF 的高压电容。以 2 V 的步长将驱动电压从 8 V 调高到 24 V,所测得的相关电压波形如图 9 和图 10 所示。图 9(a)为调节脉冲上升沿时测得的第一级

放电管的门级电压 U_{gs} 波形,由于输出 3.6 kV 高压脉冲时开 关管串联放电因此在米勒平台期会产生一些震荡,米勒平台 的调节范围在 100 ns~3 μs 左右,米勒平台电压为 3.5 V 与仿真基本相同。图 9(a)中,关断时 U_{gs} 迅速达到负压,门 级 MOSFET 的反向体二极管能够保证快速关断。图 9(b)为 第一级放电管的管压降 U_{ds} 波形,U_{ds}下降时间和米勒平台 时间一致。图 10(a)中的 3.6 kV 脉冲上升沿从 76 ns 减慢至 1.869 μs,实现了对于脉冲前沿的调节。图 9(b)中 U_{ds} 波形的 下降速度与图 10(a)中的边沿有差异,这是因为每级 Marx 电 路中开关管的寄生参数和在相同供电电压时驱动芯片的输 出电压差别导致开关管开通速度有细微差异。由于采用本 文所使用的边沿调节驱动电路,增大了 C_{gd},边沿调节的范围



Fig. 8 Photo of a Marx generator with the proposed driver circuit 图 8 使用边沿调节驱动电路的 Marx 发生器实物图

获得了显著提升。在驱动电压较低时,驱动电阻最大,此时脉冲前沿可以达到 1.869 μs,在驱动电压提高到阈值以 上时,驱动电阻逐渐减小,抵消 C_{gd} 造成的边沿变缓达到最快边沿 76 ns,最终实现 76 ns~1.868 μs 的边沿调节,减 小调节步长能够输出更多边沿的脉冲。



表 1 单个 MOSFET 驱动电路参数 Table 1 Experimental circuit parameters





Fig. 10 Rise-fall time adjustment waveform using single MOSFET driver circuit 图 10 单个 MOSFET 驱动电路调节边沿波形

调节后沿只需要改变充电管的驱动电压,如图 10(b)实现了脉冲后沿从 66 ns~1.416 μs 的边沿调节。在本实验中设置充放电管死区为 40 ns,这使得脉冲后沿的起始部分会有快速的电压掉落。选择不同的充放电管驱动电压组合可独立调节脉冲前沿与后沿。

图 11 是利用 2 级 MOSFET 驱动电路获得的不同边沿的 脉冲。两级稳压管分别设置为 13 V 和 18 V, 驱动电阻设置 为 300 Ω 和 50 Ω, 5 Ω。实现了 55 ns~7.717 μs 的脉冲前沿调 节, 多级 MOSFET 驱动电路拓展了边沿调节范围。

3.2 阻性负载下边沿调节结果

在实际应用中,磁线管,螺旋管一般等效为kΩ级阻性负载,因此需要考虑阻性负载情况下的边沿调节。图12是在 10kΩ阻性负载下调节边沿的实验结果。如图12(a)所示,分



Fig. 11 Rise time adjustment waveform using double MOSFET driver circuit图 11 两个 MOSFET 的驱动电路调节上升沿波形

别在 5 kΩ, 10 kΩ, 50 kΩ 阻性负载下对比脉宽 14 μs、放电管驱动电压 11 V 时边沿情况,随着阻值的增加脉冲顶降 逐渐减小,脉冲前沿为 782 ns, 833 ns 和 859 ns,边沿不同的原因是不同负载下导通电流不同造成的。由公式(3) 知,导通电流对边沿的影响主要取决于 *R*_{ds(on)},导通电阻为 mΩ 量级,因此影响较小,这保证了本方案在 kΩ 级负载 调节的稳定性。





图 12(b)、(c) 是 10 kΩ 阻性负载下调节脉冲边沿的结果,调节范围与容性负载基本相同,实现从 76 ns~1.897 μs 前沿调节和 65 ns~1.581 μs 的后沿调节。如图 13 设置上升沿 975 ns,下降沿 265 ns,脉宽 2 μs。在该负载上实现了



图 13 重频放电波形

3 kHz下的重频脉冲电压波形,输出电压幅值和波形稳定。由前文可知,利用此驱动电路调节边沿会导致开通损耗的显著增加,在 kHz 级别的重频脉冲放电中会引起更高的结温上升,从而对开关管的散热要求有所提高。

4 结 论

本文提出了一种调节驱动电压调节输出脉冲边沿的驱动电路,通过理论分析与仿真、实验验证得出以下结论:(1)通过调节驱动电压,该驱动电路可以实现对于固态 Marx 发生器输出脉冲的前沿与后沿的独立调节,调节范围大。在实验中实现了对于 3.6 kV 脉冲边沿的 100 ns~1.8 μs 的边沿调节,增加驱动调节支路可进一步拓展边沿调节范围至 7 μs 以上;(2)该驱动电路调节产生的脉冲边沿波形平滑,采用 100 pF 电容与 5~50 kΩ 电阻负载的边沿调节实验表明,该驱动电路在阻性负载及容性负载下均有很好的边沿调节效果;(3)在不使用每级独立的信号控制系统下完成边沿调节,降低了成本,可以进一步提高固态高压脉冲电源的调节性能,但该方案会导致开关管的开关损耗加剧,也提高了散热要求。

参考文献:

- Ryan H A, Hirakawa S, Yang Enbo, et al. High-voltage, multiphasic, nanosecond pulses to modulate cellular responses [J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2018, 12(2): 338-350.
- [2] 杨宇帆, 陈倩, 王浩, 等. 高压电场技术在食品加工中的应用研究进展[J]. 食品工业科技, 2019, 40(19): 316-320,325. (Yang Yufan, Chen Qian, Wang Hao, et al. Research progress of high voltage electric field technology in food processing[J]. Science and Technology of Food Industry, 2019, 40(19): 316-320,325.)
- [3] 彭烨, 刘涛, 龚海峰, 等. 基于EHD理论的油包水液滴在脉冲电场作用下的振动变形研究[J]. 石油学报(石油加工), 2017, 33(6): 1146-1151. (Peng Ye, Liu Tao, Gong Haifeng, et al. Research on vibrating deformation of water droplets in oil subjected to pulsed electric field by electro-hydrodynamic (EHD) theory[J]. Acta Petrolei Sinica (Petroleum Processing Section), 2017, 33(6): 1146-1151)
- [4] Redondo L M, Zahyka M, Kandratsyeu A. Solid-state generation of high-frequency burst of bipolar pulses for medical applications[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2019, 47(8): 4091-4095.
- [5] Jain V, Srinivasan R, Agarwal V. An accurate electrical model for atmospheric pressure DBD plasma in air with experimental validation [C]//Proceedings of the 2016 7th India International Conference on Power Electronics (IICPE). 2016: 1-4.
- [6] Jakob H, Kim M. Electrical model for complex surface DBD plasma sources [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2021, 49(10): 3051-3058.
- [7] Zhang Qingeao, Zhao Hu, Lin Hui, et al. A novel electrical model of dielectric barrier discharge for quasi-homogeneous mode and filamentary mode//Proceedings of the 2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). 2018: 865-870. Mao Xiaohui, Yao Lieying, Wang Yingqiao, et al. A pulse step modulator high-voltage power supply for auxiliary heating system on the HL-2A tokamak[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2014, 42(5): 1425-1429.
- [8] Bera A, Singh N K, Kumar N, et al. Development of 42-GHz, 200-kW gyrotron for Indian tokamak system tested in the regime of short pulselength[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2019, 47(10): 4658-4663.
- [9] 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.
- [10] 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)
- [11] 米彦, 卞昌浩, 万佳仑, 等. 基于Blumlein和TLT的模块化全固态纳秒脉冲发生器[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(11): 2858-2865. (Mi Yan, Bian Changhao,

Wan Jialun, et al. Modular solid-state nanosecond pulse generator based on Blumlein and transmission line transformer[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 38(11): 2858-2865)

- [12] 饶俊峰, 吴施蓉, 朱益成, 等. 双极性固态直线变压器驱动器的研制[J]. 强激光与粒子束, 2021, 33: 065006. (Rao Junfeng, Wu Shirong, Zhu Yicheng, et al. Development of bipolar solid-state linear transformer driver[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2021, 33: 065006)
- [13] 饶俊峰, 吴改生, 王永刚, 等. 采用单开关谐振电路的脉冲电源设计[J]. 强激光与粒子束, 2020, 32: 085001. (Rao Junfeng, Wu Gaisheng, Wang Yonggang, et al. Design of pulsed power supply using single switch resonant circuit[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2020, 32: 085001)
- [14] Wu Jianxing, Cao Yuanqing, Li Hongtao, et al. The adjustable nanosecond pulse generation based on high-voltage MOSFET[C]//Proceedings of 2011 International Conference on Computational Problem-Solving (ICCP). 2011: 366-369.
- [15] Mi Yan, Wan Hui, Bian Changhao, et al. An MMC-based modular unipolar/bipolar high-voltage nanosecond pulse generator with adjustable rise/fall time[J]. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2019, 26(2): 515-522.
- [16] Liu Ying, Fan Rui, Zhang Xiaoning, et al. Bipolar high voltage pulse generator without H-bridge based on cascade of positive and negative Marx generators [J]. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2019, 26(2): 476-483.
- [17] Zarghani M, Mohsenzade S, Kaboli S. A high-voltage pulsed power supply with online rise time adjusting capability for vacuum tubes[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(3): 3019-3029.
- [18] Guo Jing, Ge Hao, Ye Jin, et al. Improved method for MOSFET voltage rise-time and fall-time estimation in inverter switching loss calculation[C]//Proceedings of 2015 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC). 2015: 1-6.