



·脉冲功率技术·

## 基于谐振电路的固态 Marx 发生器的顶降补偿\*

饶俊峰, 王秀智, 王永刚, 李 孜, 姜 松

(上海理工大学 机械工程学院, 上海 200093)

**摘 要:** 在诸如粒子加速器等应用中, 要求高压脉冲的电压、电流顶降尽可能低。减小顶降的常用方法是增加储能电容器的容量, 但代价是系统的能效较低、体积较大、功率较高。另一种方法是插入一些特殊级来补偿电压顶降。在固态 Marx 发生器中, 当谐振电感和补偿开关串联起来与普通级中的主电容并联时, 就得到了补偿级。本文在 16 级单极性固态 Marx 发生器中加入了四个基于谐振电路的补偿级, 以补偿不同负载、不同脉宽下的电压顶降。在放电过程中, 将正弦电压的近线性部分加到负载上作为补偿, 实现了几乎无电压顶降的矩形脉冲。不同的补偿级数可以对电压顶降进行不同程度的补偿, 补偿效果也是可调的。此外, 只要关断谐振管, 这些补偿级也可以作为固态 Marx 发生器中的普通级工作, 从而加以利用。由于谐振补偿级中的电容也与 Marx 电路中的电容并联充电, 因此不需要辅助电源充电。实验结果表明, 在 400  $\Omega$  和 5 k $\Omega$  阻性负载上, 2.5 kV 和 10.5 kV 脉冲的电压顶降分别都能得到理想的补偿。为了获得更好的补偿效果, 脉冲宽度应小于正弦电压的近线性部分的长度。

**关键词:** 电压顶降补偿; Marx 发生器; 脉冲电源; 谐振电路

中图分类号: TM832

文献标志码: A

doi: 10.11884/HPLPB202234.210435

## Voltage droop compensation based on resonant circuit for solid-state Marx generators

Rao Junfeng, Wang Xiuzhi, Wang Yonggang, Li Zi, Jiang Song

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

**Abstract:** The voltage droop of high-voltage pulses is required to be as low as possible in many industrial applications including particle accelerators. The commonly used method of reducing the droop is to increase the capacitance of the energy storage capacitors at the price of lower energy efficiency, bigger size, and higher power of the system. Another method is to insert some special stages to compensate for the voltage droop. When a resonant inductor and a switch in series are connected in parallel with the capacitor in a common stage in solid-state Marx generators (SSMGs), a compensation stage is obtained. In this paper, four compensation stages based on resonant circuit have been inserted into a 16-stage SSMG to compensate for the voltage droop with different loads and different pulse widths. The nearly linear part of the sinusoidal voltage is precisely added to the load during discharge as compensation and the rectangular pulsed voltage with little droop can be realized. Different numbers of compensation stages can compensate the droop to different levels, which means the compensation effect is also adjustable. Moreover, these compensation stages can also operate as common stages in Marx generators as long as the resonant circuits are open. Since the capacitors in resonant compensation stages are also charged in parallel with capacitors in common stages, no auxiliary power supply is required. Experimental results show that the droop of 2.5 kV and 10.5 kV pulses can be ideally compensated over 400  $\Omega$  and 5 k $\Omega$  resistive loads, respectively. The pulse widths should be shorter than the length of the nearly linear part of sinusoidal voltage for better compensation effect.

**Key words:** voltage droop compensation, Marx generator, pulsed power supply, resonant circuit

\* 收稿日期: 2021-10-14; 修订日期: 2022-01-05

基金项目: 国家重点研发计划数字诊疗专项 (2019YFC0119100); 上海市青年科技英才扬帆计划项目 (19YF1435000); 上海理工大学-上海交通大学医学院医工交叉重点支持项目 (2021005)

联系方式: 饶俊峰, raojunfeng1985@163.com。

随着半导体开关被广泛应用于固态 Marx 发生器中,使其具有能够产生方波脉冲,控制脉冲数量、宽度、幅值、频率和处理不同负载的能力<sup>[1-4]</sup>,这让固态 Marx 发生器可以应用于生物医疗<sup>[5]</sup>、环保<sup>[6]</sup>、低温等离子体产生<sup>[7]</sup>、军事<sup>[8]</sup>等各个领域。很多工业应用中往往对于输出电压的平坦度有着较高要求<sup>[9]</sup>,而固态 Marx 发生器的储能电容串联放电时,电容上的电压会随着对负载放电而逐渐降低,需要成倍增大电容的容量,导致系统的成本、体积和质量显著增加,并且效率降低。这时,对放电脉冲进行电压顶降补偿是一种更高效与可行的办法。美国国家加速器实验室的 T.Tang 给单极性 Marx 发生器额外加了一级命名为“Vernier”的迷你 Marx 电路<sup>[10]</sup>,内含多个“Vernier”单元,依次导通,分时补偿,但这种方案需要非常复杂的控制系统和多个辅助电源充电,且补偿后的波形在平顶阶段不连续,呈锯齿波;美国费米国家实验室为他们的固态 Marx 调制器增加了一个“bouncer”电路<sup>[11]</sup>,内含一个电容和电感,以产生谐振电压加到放电脉冲来进行电压顶降补偿,但这种方案也需要一个辅助电源给“bouncer”电路中的电容充电,且体积巨大,成本昂贵;美国 Stangenes 工业的 R.L.Cassel 在此基础上利用电容电感型滤波器和升压变压器免除了辅助充电电源的需要<sup>[12]</sup>,同时减小了体积,降低了成本;葡萄牙的 H. Canacsinh 和 L.M.Redondo 将谐振电压补偿应用到双极性 Marx 发生器中<sup>[13-16]</sup>,先后分别实现了一级和首尾两级的谐振电压补偿,也不需要辅助充电电源,只是能够补偿的电压顶降受直流源输出限制,且无法灵活应对负载改变的情况。为应对多种应用场合下产生不同电压顶降的情况,本文提出了基于谐振电路的单极性固态 Marx 发生器的多级电压顶降补偿方法,实验结果表明,这种补偿方法可以大幅降低电容量,具备良好的可行性与应用前景。

## 1 电路拓扑及工作原理

### 1.1 电路拓扑

单极性固态 Marx 发生器的多级谐振电压顶降补偿方案的主电路拓扑如图 1 所示。整个电路由谐振补偿级和 Marx 电路两部分组成,这两部分电路都可实现模块化,进行多级叠加。每级谐振补偿级都由谐振管  $Q_{res_i}$ 、充电管  $Q_{ares_i}$ 、放电管  $Q_{bres_i}$ 、二极管  $D_{res_i}$ 、电容  $C_{res_i}$  和电感  $L_{res_i}$  组成,而每级 Marx 电路则由充电管  $Q_{a_i}$ 、放电管  $Q_{b_i}$ 、二极管  $D_i$  和电容  $C_i$  组成。

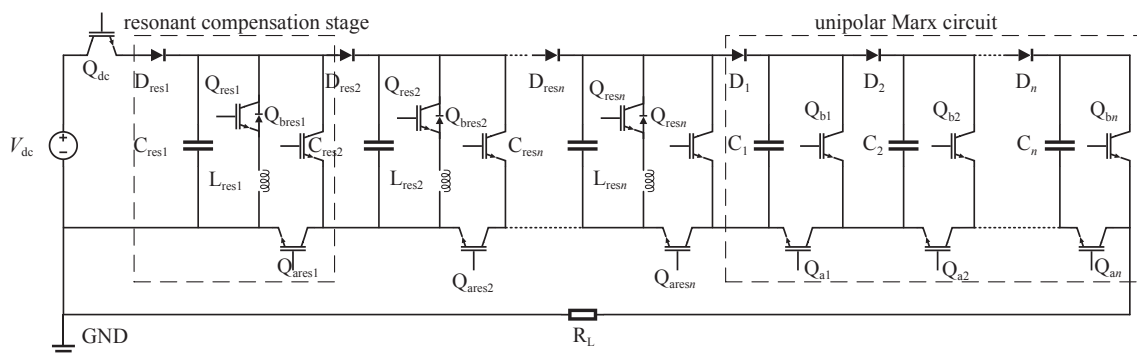


Fig. 1 Unipolar SSMG with multi-stage voltage droop compensation

图 1 带谐振补偿级的正极性 Marx 拓扑

本文提出的电压顶降补偿方法利用了谐振电压波形的近线性部分,使放电脉冲于零谐振电压时开始,如图 2 所示,将所需的谐振电压添加到放电脉冲中,从而对放电脉冲出现的电压顶降进行补偿。

其中,谐振电压波形的近线性部分满足

$$\sin(\omega t) \approx \omega t \Rightarrow -\frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6} \quad (1)$$

式中:  $\omega$  为角频率。

### 1.2 工作原理

图 1 所示的电路拓扑具有三种工作模式:充电、谐振、放电。

#### 1.2.1 充电

如图 3 所示,充电管  $Q_{dc}$ 、 $Q_{res_i}$ 、 $Q_{ares_i}$  导通,直流源对电

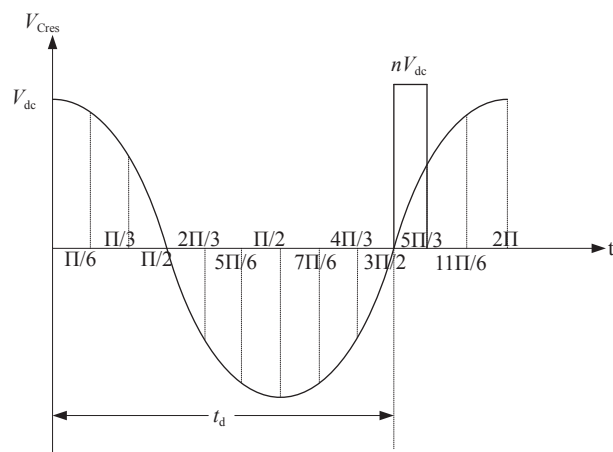


Fig. 2 Principle of resonant compensation

图 2 谐振补偿方法的原理

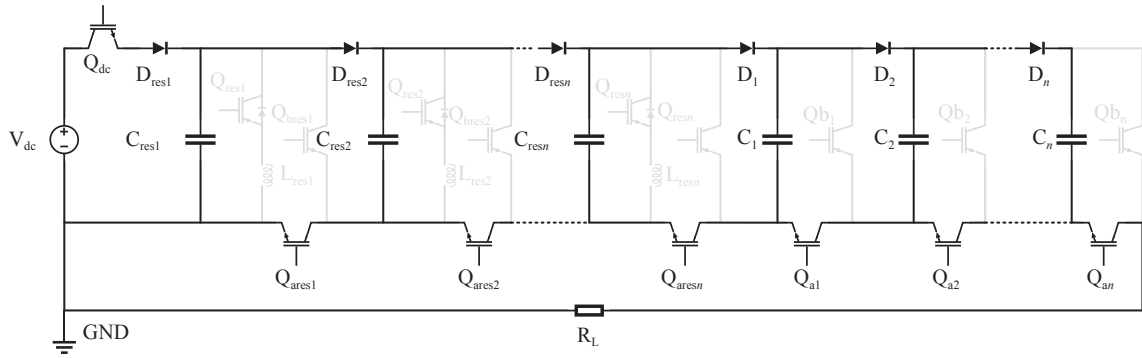


Fig. 3 Charging operating mode of the circuit

图 3 充电工作模式

容  $C_{resi}$ 、 $C_i$  充电, 其余开关管都处于关断状态。在这里, 谐振补偿级的电容  $C_{resi}$  不需要额外的辅助电源给其充电, 而是与 Marx 电路的电容  $C_i$  一起并联充电, 只需一个直流源。在充电期间, 负载上的电压相对于高压输出脉冲而言可以忽略不计。

### 1.2.2 谐振

如图 4 所示, 当所有的电容被充电到  $V_{dc}$  后, 关断充电管, 放电管仍处于关断状态, 导通谐振管  $Q_{resi}$ , 使  $C_{resi}$  与  $L_{resi}$  形成谐振回路, 每个谐振补偿级都开始各自的单谐振过程。

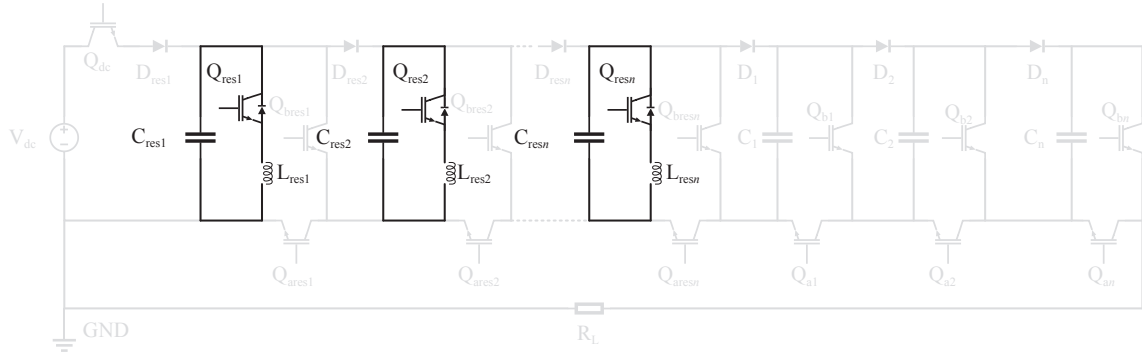


Fig. 4 Resonance process of the circuit

图 4 谐振工作模式

### 1.2.3 放电

如图 2 和图 5 所示, 当谐振开始  $t_d$  时间后, 即谐振电容电压波形刚穿过坐标轴时, 放电管  $Q_{bresi}$ 、 $Q_{bi}$  导通, 将谐振补偿级的电容  $C_{resi}$  与 Marx 电路的电容  $C_i$  串联起来对负载放电, 实现对放电波形的补偿。放电期间谐振过程仍在持续, 所以近线性增长的谐振电容电压可被施加到放电脉冲中以补偿输出波形。

其中, 放电管导通相对于谐振管导通的延迟时间

$$t_d = \frac{3\pi\sqrt{LC}}{2} \quad (2)$$

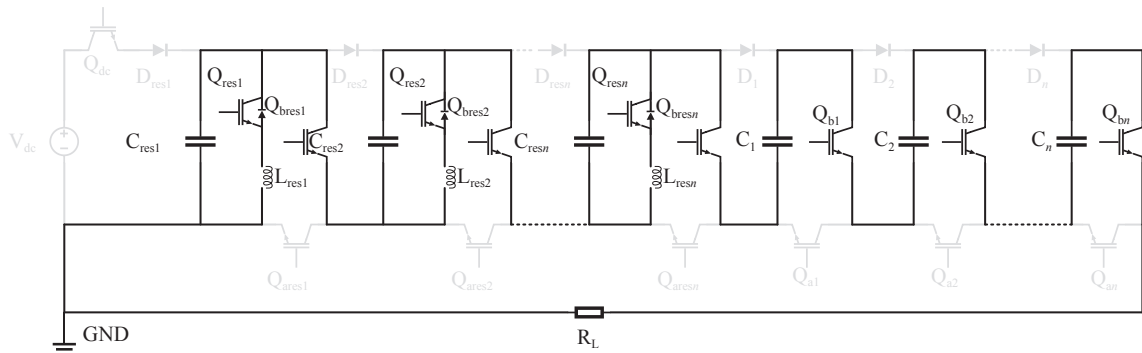


Fig. 5 Discharge operating mode of the circuit

图 5 放电工作模式

式中:  $L$  为谐振电感值, 单位为 H;  $C$  为谐振电容值, 单位为 F。

而当负载阻值较高时, 电压顶降可以忽略不计, 不需要进行补偿。这时补偿级可用于增加输出电压, 只要充电完成后不导通开关  $Q_{res_i}$ , 补偿级就相当于 Marx 电路的普通级在工作, 如图 6 所示。

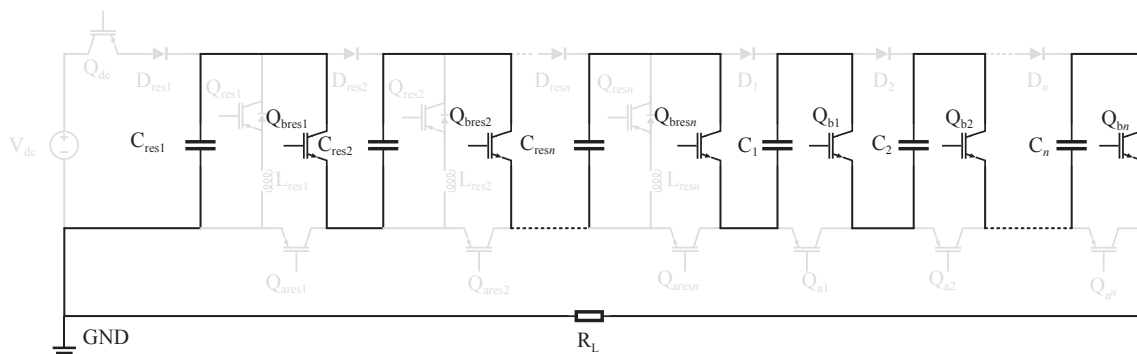


Fig. 6 Discharge operating mode without compensation

图 6 补偿级作为 Marx 普通级的放电工作模式

在放电脉冲后, 即放电管关断后, 关断谐振管  $Q_{res_i}$  是安全的, 因为  $Q_{res_i}$  的续流二极管将会确保电流的连续性, 电感上的能量会通过反并联二极管回到电容中。而后, 充电管再次导通, 对放电波形进行“截尾”的同时, 电路进入到下一个工作周期, 如图 7 中红色箭头所示。“截尾”可使放电脉冲有着非常快速的下降沿, 而何时进行“截尾”是由放电管的关断信号与充电管的导通信号之间的死区时间决定的。图 8 展示了所有开关管的具体工作时序。

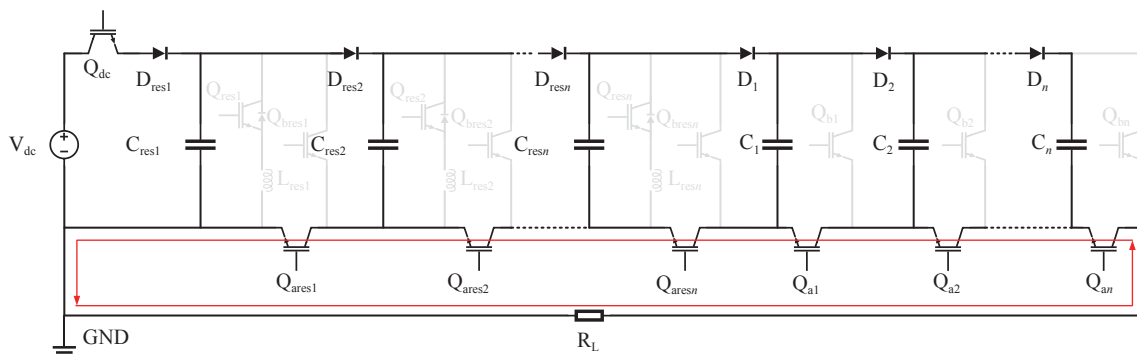


Fig. 7 Recharging operating mode and progress of truncating the wave tail

图 7 再充电过程和截尾示意图

## 2 实验结果及分析

本文根据图 1 的电路拓扑设计了单极性固态 Marx 发生器, 如图 9 所示。充电管和放电管均使用 IGW60T120, 谐振管使用 NVHL020N120SC1, 二者耐压均为 1200 V, 后者的选用原因是其具有快恢复的反并联二极管, 可确保

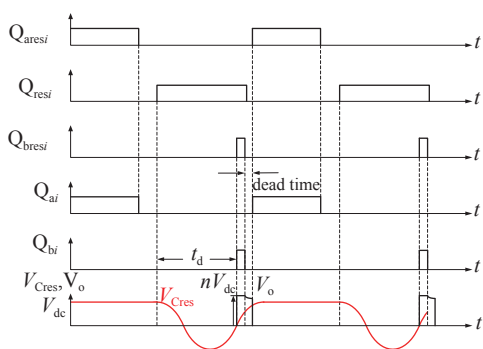


Fig. 8 Drive signals of switches of the circuit

图 8 开关管信号时序图

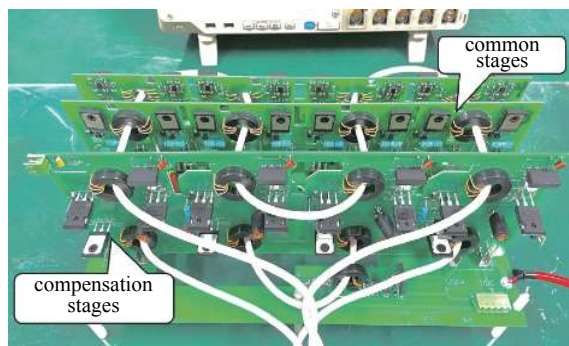


Fig. 9 A 16-stage Marx generator with 4 resonant voltage droop compensation stages

图 9 带四级谐振补偿的 16 级 Marx 发生器实物图

谐振时的电流连续性,且其导通阻抗较低,只有 20 mΩ;谐振电容值为 1 μF,谐振电感值为 10 μH,谐振周期约为 19.87 μs。电路工作在 1 kHz 频率下,产生正极性矩形波脉冲对阻性负载放电。

出现电压顶降是由多个参数导致的,即

$$\Delta v_o = \frac{v_o t_{pw}}{R_{eq} C_{eq}} \quad (3)$$

式中:  $\Delta v_o$  为放电脉冲的电压顶降;  $v_o$  为放电脉冲的输出电压;  $t_{pw}$  为放电管的导通时间,即脉冲顶宽;  $R_{eq}$  为放电回路的等效电阻;  $C_{eq}$  为放电回路的等效电容。

可以看到,式(3)中任意一个参数的改变都会导致电压顶降的变化。为验证多级谐振补偿方法可应对这种变化,分别对 2.5 kV 和 10.5 kV 的输出脉冲出现不同电压顶降进行了补偿,如图 10 和图 11 所示。图 10(a)为 400 Ω 阻性负载下 3 μs、2.5 kV 输出电压  $v_o$  无补偿的波形,直流源充电电压  $V_{dc}=350$  V,电压顶降约为 17%;图 10(b)为 5 kΩ 阻性负载下 2 μs、10.5 kV 输出电压  $v_o$  无补偿的波形,直流源充电电压  $V_{dc}=700$  V,电压顶降约为 9%。放电管关断与截尾管导通之间的死区时间为 1.5 μs。

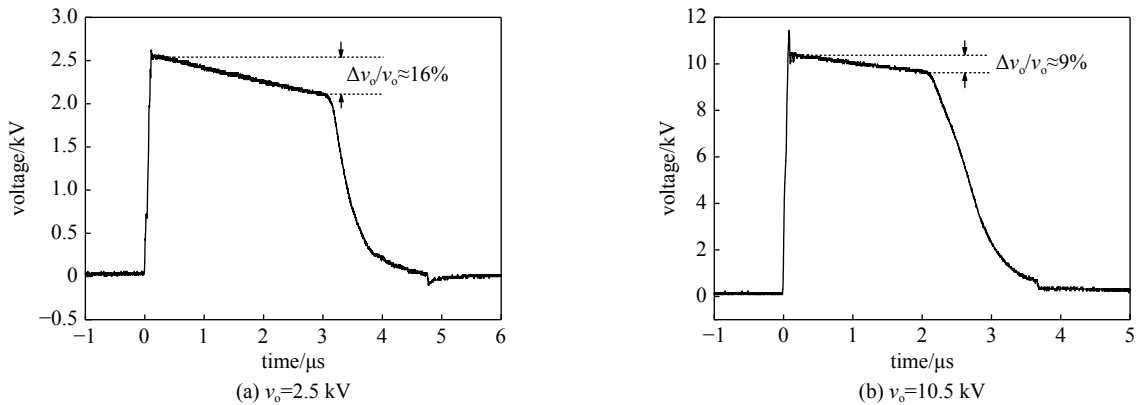


Fig. 10 Voltage waveforms with different voltage droop over (a) 400-Ω and (b) 5-kΩ resistive loads

图 10 不同负载下的输出电压波形

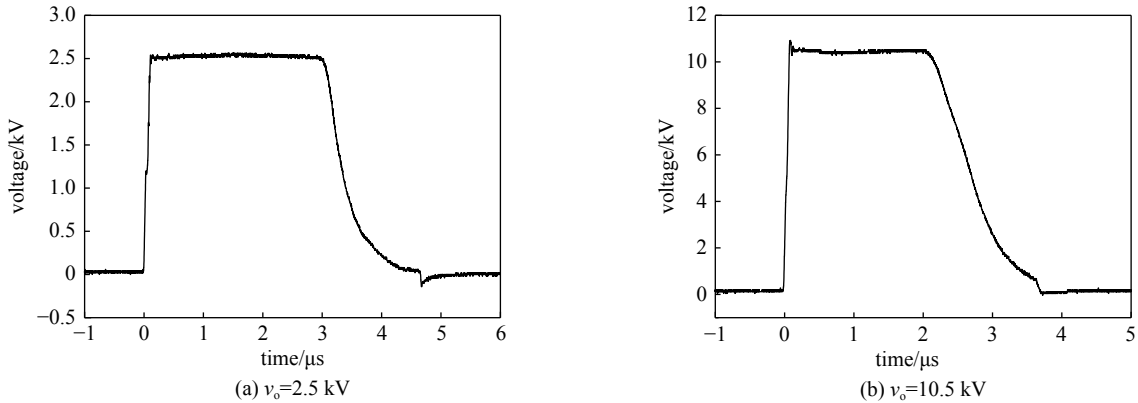


Fig. 11 Voltage waveforms with voltage droop compensation over (a) 400-Ω and (b) 5-kΩ resistive loads

图 11 补偿后不同负载下的输出电压波形

图 11(a)为添加了 3 级补偿后输出电压  $v_o$  的波形;图 11(b)为添加了 4 级补偿后输出电压  $v_o$  的波形。可以看到,电压顶降  $\Delta v_o$  不同的情况下,在添加了合适的谐振补偿级后,2.5 kV 的矩形脉冲在补偿后电压顶降几乎为零,10.5 kV 的矩形脉冲在补偿后电压顶降也控制在了 1% 以内。对于一个顶降率为  $n\%$  的脉冲,若是通过增大主电容容量的方法使顶降率控制在 1% 以内,由式(3)可以得出,  $C_{eq}$  需要至少增大到原容量的  $n$  倍,即对于图 10(a)的脉冲,主电容容量需要增加到约 17 μF,而对于图 10(b)的脉冲,主电容容量需要增加到约 9 μF,这无疑会加大整个固态 Marx 发生器的体积和成本。尤其是高压设备选取的电容量已经足够大的情况下,通过增大电容量来补偿顶降的成本非常昂贵。

为进一步验证多级谐振补偿方法的可行性,对图 10(a)的放电脉冲分别添加了 1 至 4 级补偿实验,补偿前后的电压波形如图 12 所示。可以看到,在添加了 3 级补偿后,输出电压波形顶降几乎为零,而当谐振补偿级为 4 级时,

补偿电压过高,输出电压幅值在平顶期不降反升。电压顶降可由式(3)得出,再确定每级谐振补偿级可补偿的电压幅值,就可以估算出适当的补偿级数。图13给出了第一级谐振补偿级的电容电压和与此同时的放电波形,可以看到,脉宽决定了施加到放电脉冲上的谐振补偿电压。当补偿的谐振电压为近线性部分时,每级补偿电压为 $1/2V_{dc}$ ,这样就得到了补偿级数

$$n_{res} \approx \frac{2\Delta v_o}{V_{dc}} \approx \frac{2v_o t_{pw}}{V_{dc} R_{eq} C_{eq}} \quad (4)$$

式中:  $n_{res}$  为谐振补偿级的级数;  $t_{pw}$  为放电时间;  $R_{eq}$  为放电回路等效电阻;  $C_{eq}$  为放电回路等效电容。

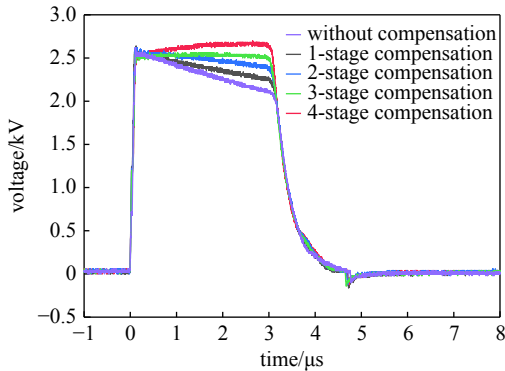


Fig. 12 Waveforms with different number of stages of resonant voltage droop compensation

图12 1至4级补偿的电压波形

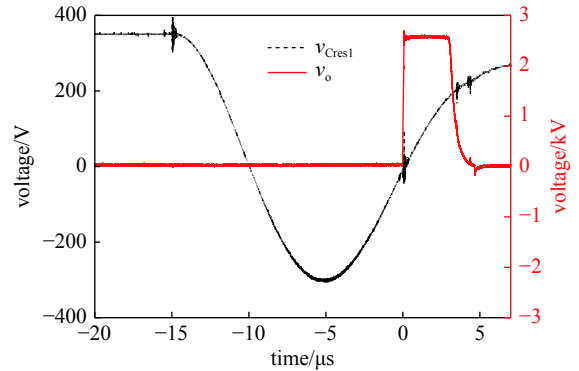


Fig. 13 Waveform of the 2.5-kV output voltage after compensation and voltage of its capacitor  $C_{res1}$

图13 补偿后的2.5 kV电压波形及其第一级谐振电容电压波形

为了避免过度补偿,对  $n_{res}$  取整,这时补偿后的波形可能无法达到完全的平顶,但使补偿后的顶降率控制在一个合理的值,比如1%,也是可以接受的。

理想状态下,补偿进入放电脉冲的谐振幅值为充电电压的一半,但实际上,电容和电感都不是完美的理想器件,非理想电感器存在内阻,表现为一个电感和电阻的串联,再加上电容的等效串联电阻(ESR),谐振过程中能量不仅以电场能和磁场能的形式相互转换,而且还不断地转变为焦耳热,所以实际的谐振电路是减幅振荡电路。

为了得到更高的谐振幅值,达到更好的补偿效果,谐振回路的内阻应该尽可能小。实验中选用了CBB21金属化聚丙烯膜电容,损耗低,等效串联电阻只有几十  $m\Omega$ ;同样的,电感选用的是空心线圈电感,内阻也只有几十  $m\Omega$ 。另外,谐振管选用了导通电阻很小的NVHL020N120SC1。

在特定的谐振参数下,探索了谐振补偿的脉宽极限,分别对1至5  $\mu s$ 脉宽的2.5 kV输出电压进行了补偿,所获得的脉冲电压波形如图14所示。由图可见,脉宽在3  $\mu s$ 以内时补偿效果很理想,而脉宽5  $\mu s$ 时,顶降变得较为明显。

理论上对放电脉冲补偿的是谐振电压过零后的近线性部分,即 $3\pi/2$ 至 $5\pi/3$ ,如图2所示,对应的放电脉宽为谐振周期的1/12。而实际上可补偿的范围为 $3\pi/2 \sim 2\pi$ 的谐振电压波形,对应的放电脉宽为谐振周期的1/4。从图11中的实验结果可以看到,谐振周期为19.87  $\mu s$ 的情况下,极限的补偿脉宽约为5  $\mu s$ ,但由于超过 $5\pi/3$ 后的波形是非线性的,所以放电波形在这之后并未达到完全平顶。由此可见,补偿脉宽不超过谐振周期的1/12时效果最佳。

当负载阻值较高时,电压顶降可以忽略不计,补偿级可作为Marx电路的普通级工作来增加输出电压。如图15中黑色电压波形所示,50 k $\Omega$ 阻性负载下10.5 kV输出电压  $v_o$  的波形( $v_1$ )几乎无顶降,令4级补偿级中的谐振管不导通,整个电路跳过谐振过程,4级补偿级作为正常级运行,使输出电压增加到13.3 kV,如图15中红色电压( $v_2$ )波形所示。 $v_1$ 为50 k $\Omega$ 阻性负载下10.5 kV输出电压波形, $v_2$ 为相同负载下四级补偿级作为正常级运行时13.3 kV输出电压波形。

### 3 结论

本文搭建了一台带四级基于谐振电路的补偿级的16级固态Marx发生器的实验样机。实验结果表明,通过对各谐振回路开关的精确控制,在负载阻抗和脉冲宽度变化的情况下,能对Marx方波发生器输出脉冲平顶进行补偿。关于本补偿方案的结论如下:(1)通过适当的补偿级数,可以显著降低主电容的数量或容量,并灵活地补偿不同阻性负载上的电压、电流顶降,且补偿级也可以作为正常级运行,比单纯加大电容量降低电压顶降更经济、灵活,避免了成倍增加电容量带来的成本和体积的剧增;(2)基于谐振电路的补偿级结构简单,易于模块化。不需要

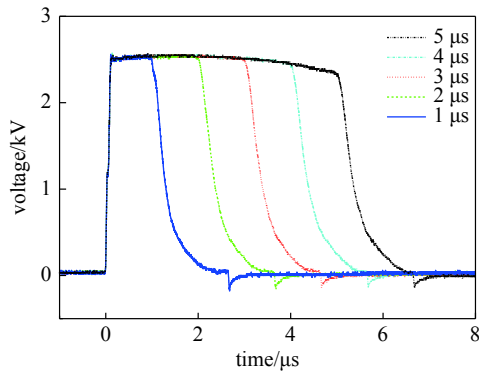


Fig. 14 Waveform of the 2.5-kV output voltage after compensation with different pulse widths

图 14 不同脉宽补偿后的 2.5 kV 输出电压波形

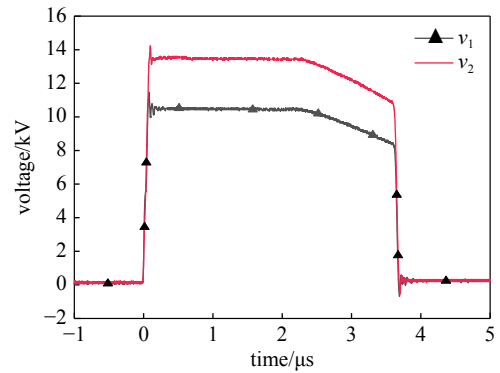


Fig. 15 Waveform of the 13.3-kV output voltage increased by 4 compensation stages

图 15 四级补偿级增加的 13.3 kV 输出电压波形

辅助直流电源, 由于可以在低压侧设置补偿级, 因此电气绝缘易于处理; (3) 选取谐振电容与 Marx 电容容值相等时, 只需根据脉宽和频率的要求确定谐振电感即可。因此, 谐振电路可以很容易地设计; (4) 只有当脉冲宽度小于谐振正弦电压的线性部分的持续时间时, 才能获得满意的线性补偿。此外, 脉冲重复频率也应低于谐振频率。如果存在多个补偿阶段, 则所有补偿阶段必须同步运行。

#### 参考文献:

- [1] Canacsinh H, Redondo L M, Silva J F, et al. Voltage droop compensation based on resonant circuit for generalized high voltage solid-state Marx modulator[C]//2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). 2016: 3637-3640.
- [2] 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)
- [3] 饶俊峰, 邱剑, 刘克富. 脉冲压缩电路磁开关动态特性[J]. 强激光与粒子束, 2012, 24(4): 859-862. (Rao Junfeng, Qiu Jian, Liu Kefu. Dynamic characteristics of magnetic switch with pulse compression circuit[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2012, 24(4): 859-862)
- [4] 戴栋, 宁文军, 邵涛. 大气压低温等离子体的研究现状与发展趋势[J]. 电工技术学报, 2017, 32(20): 1-9. (Dai Dong, Ning Wenjun, Shao Tao. A review on the state of art and future trends of atmospheric pressure low temperature plasmas[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(20): 1-9)
- [5] 郑超. 低温等离子体和脉冲电场灭菌技术[D]. 杭州: 浙江大学, 2013. (Zheng Chao. Non-thermal plasma and pulsed electric field induced disinfection[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2013)
- [6] Elserougi A A, Faiter M, Massoud A M, et al. A transformerless bipolar/unipolar high-voltage pulse generator with low-voltage components for water treatment applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(3): 2307-2319.
- [7] 江伟华. 高重复频率脉冲功率技术及其应用: (6)代表性的应用[J]. 强激光与粒子束, 2014, 26: 030201. (Jiang Weihua. Repetition rate pulsed power technology and its applications: (vi) typical applications[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2014, 26: 030201)
- [8] 李军, 严萍, 袁伟群. 电磁轨道炮发射技术的发展与现状[J]. 高电压技术, 2014, 40(4): 1052-1064. (Li Jun, Yan Ping, Yuan Weiqun. Electromagnetic gun technology and its development[J]. High Voltage Engineering, 2014, 40(4): 1052-1064)
- [9] Canacsinh H, Silva F A, Redondo L M, et al. Increasing the voltage droop compensation range in generalized bipolar solid-state Marx modulator[C]//2017 IEEE 21st International Conference on Pulsed Power (PPC). 2017: 1-4.
- [10] Tang T, Burkhart C, Nguyen M. A vernier regulator for ILC Marx droop compensation[C]//2009 IEEE Pulsed Power Conference. 2009: 1402-1405.
- [11] Pfeffer H, Bartelson L, Bourkland K, et al. A long pulse modulator for reduced size and cost[C]//Twenty-First International Power Modulator Symposium, Conference. 1994: 48-51.
- [12] Cassel R L. Pulsed voltage droop compensation for solid state Marx modulator[C]//2008 IEEE International Power Modulators and High-Voltage Conference. 2008: 117-119.
- [13] Canacsinh H, Silva J F, Redondo L M. Dual resonant voltage droop compensation for bipolar solid-state Marx generator topologies[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2019, 47(1): 1017-1023.
- [14] Canacsinh H, Silva J F, Redondo L M. PWM voltage droop compensation for bipolar solid-state Marx generator topologies[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2017, 45(6): 975-980.
- [15] Canacsinh H, Silva F A, Redondo L M, et al. Optimized solid-state bipolar Marx modulator with resonant type droop compensation[C]//2017 IEEE 21st International Conference on Pulsed Power (PPC). 2017: 1-4.
- [16] Redondo L M, Canacsinh H, Silva J F. Generalized solid-state Marx modulator topology[J]. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2009, 16(4): 1037-1042.