DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.5.310　　**中图分类号**：TM423　　**文献标志码**：A

Marx 与脉冲变压器组合升压型速调管调制器

王效顺(中国电源学会会员)，黄惠军，方进勇
(中国空间技术研究院西安分院，西安 710100)

摘要：为提升高功率微波源的脉冲波形质量，设计了一种可以输出 41.2 kV/44 A 高压脉冲的紧凑型速调管高压脉冲调制器。该调制器采用 Marx 模块和脉冲变压器组合升压获得 100 倍高升压比，每个升压模块提供 10 倍升压。变压器二次侧设计 2 组相同的绕组，方便实现速调管低压灯丝电源与高压端的安全隔离。通过仿真和实验测试实现了调制器拓扑结构设计与性能验证。当 Marx 的充电电压为 260 V 时，速调管阻抗为 936 Ω，调制器输出电压为 41.2 kV，脉冲顶降约 4.9%，脉冲宽度约 2 μs，下降沿时间、上升沿时间、过冲分别为 800 ns、900 ns 和 3.9%。

关键词：高压脉冲调制器；Marx 模块；脉冲变压器；速调管

A Klystron Modulator Using Marx and Pulse Transformer Combination to Boost Voltage

WANG Xiaoshun, *Member*, *CPSS*, HUANG Huijun, FANG Jinyong
(China Acadeny of Space Technology (Xi'an), Xi'an 710100, China)

Abstract: To improve the pulse waveform quality of high-power microwave sources, a pulsed high-voltage modulator capable of delivering 41.2 kV, 44 A required by a klystron in a high-power microwave system was designed. The modulator with a combined architecture consisting of a Marx module and a pulse transformer achieves a high step-up ratio of approximately 100 times. Especially the dual secondary winding in the pulse transformer easily realizes the high-voltage isolation of the filament power supply. Conceptual design and functional verification are achieved through simulation and experimental research. The modulator is tested to be able to generate a high-voltage pulse of 41.2 kV with a droop of about 4.9% on a 936 Ω normally-operating klystron load at a charging voltage of 260 V. Measured pulse rise-time, fall-time and overshoot are about 800 ns, 900 ns and 3.9%, respectively.

Keywords: Pulsed high-voltage modulator; Marx module; pulse transformer; klystron

高压脉冲调制器是高功率速调管微波源中除微波管之外最重要的单机，用于为速调管提供电子注功率[1-2]。为了实现较高的电能转化效率及稳定的速调管输出相位和幅值，高压脉冲调制器需具有尽可能小的过冲、脉冲沿和脉冲顶降[3-4]。

Marx 型固态开关电路和脉冲变压器是高压脉冲调制器中常用的 2 种升压手段[5-9]。对于典型的 Marx 型调制器，多组储能电容并联充电，待放电开关导通后储能电容串联放电，实现电压的倍增。其升压倍数由储能电容组数决定，且一般控制在 20 级以内。如果级数过多，为减小脉冲顶降需要大幅提升储能电容容值，这对电源减重和小型化设计不利。例如，Lim 等[10]设计了一种 6 MW 级固态脉冲调制器用来驱动磁控管，采用 Marx 模块和脉冲变压器组合升压结构，其中 Marx 模块共 40 级，变压器的升压比仅为 1∶2，使用 25 μF 的储能电容时，脉冲顶降仍高达 10%。而对于脉冲变压器单独作为升压模块时，如果升压比较大，也

收稿日期：2025-09-18；**修回日期**：2025-11-17；**录用日期**：2025-12-12；**网络首发日期**：2026-01-23

会因为自身分布参数难以有效抑制而劣化高压脉冲波形。例如，Bortis 等[11]设计了一种基于 1∶170 高升压比脉冲变压器的 20 MW 级速调管高压脉冲调制器，虽然通过良好的绕制工艺降低了脉冲沿，但获得的 180 kV、5 μs 高压脉冲波形的过冲仍超过 10.4%。

本文介绍了一种 Marx 模块和脉冲变压器组合升压型速调管高压脉冲调制器，实现了 100 倍的高升压比，而 Marx 模块和脉冲变压器各自的升压比仅为 10 倍，不仅有利于减小前级充电电源和储能模块的体积、质量，还有利于获得低顶降和快脉冲沿。另外，设计的变压器一、二次侧绕组结构解决了速调管灯丝电源输出的低压叠加在高压脉冲之上造成的高低压隔离难题。采用速调管带载测试时，高压脉冲调制器输出电压为 41.2 kV，脉冲顶降约 4.9%，脉冲宽度约 2 μs，下降沿时间、上升沿时间、过冲分别为 800 ns、900 ns 和 3.9%。

1　电路拓扑介绍

速调管调制器拓扑结构如图 1 所示，主要由直流充电电源 U_1、充电电感 L_1、Marx 模块、脉冲变压器 PT_1、开关触发器及主控模块等组成。其中，Marx 模块为使用绝缘栅双极型晶体管 IGBT (insulated-gate bipolar transistor)的全固态开关电路[12-13]，由 10 级升压单元组成，每一级包括储能电容 C_i(i=1, 2, …,10)、IGBT 开关 Q_i、RCD 吸收电路(R_i、C_{1i}和 D_{1i})及 2 个二极管 D_i、D_{2i}。调制器工作时，直流电源通过 L_1、D_i 和 D_{2i} 向 10 组储能电容并联充电；待所有 IGBT 开关同时被触发导通后，储能电容通过开关和变压器一次侧绕组进行放电，能量经过变压器耦合后传输至变压器二次侧负载端。

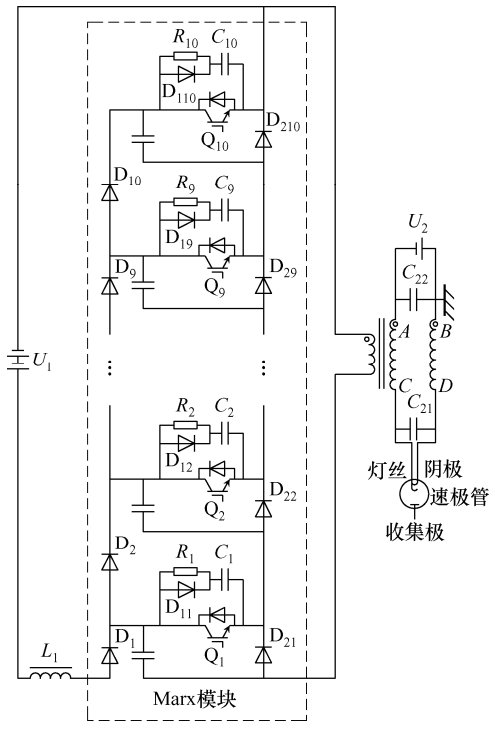


图 1　速调管调制器拓扑结构

Fig. 1 Topology architecture of the klystron modulator

2　理论及仿真研究

2.1　理论计算

对于 Marx 型调制器，输出电压脉冲顶降 A 与单个升压模块中储能电容 C_i 的关系[9]为

$$C_i \geqslant n\cdot\tau/\{R_{\mathrm{L}}\cdot\ln[1/(1-A)]\} \tag{1}$$

式中：n 为 Marx 模块升压级数；τ 为脉冲宽度；R_{L} 为负载阻抗。当 τ=2 μs、n=10、R_{L}=10 Ω 时，输出电压顶降与储能电容的关系见表 1。

表 1　储能电容与脉冲顶降的关系

Tab. 1 The relationship between storage capacitor value and pulse droop

A/%	C_i/μF
1.0	199.0
5.0	39.0
10.0	19.0
15.0	12.3
20.0	9.0

对于无偏置脉冲变压器，磁心的选择应满足的条件为

$$\Delta B=\frac{U_{\mathrm{p}}\tau}{NS_{\mathrm{c}}}\times10^{-2}\leqslant B_{\mathrm{s}}-B_{\mathrm{r}} \tag{2}$$

式中：ΔB 为磁感应强度增量；U_{p} 为放电时脉冲变压器一次电压；N 为变压器一次侧绕组匝数；S_{c} 为磁心截面积；B_{s} 为磁心饱和磁感应强度；B_{r} 为磁心剩余磁感应强度。当 N 取 8、U_{p} 取 5 000 V、τ 取 2 μs 时，S_{c} 为 13.9 cm^2、B_{s} 为 1.56 T、B_{r} 为 0.31 T 的磁

心可以满足要求。

2.2 脉冲变压器等效电路分析及仿真研究

脉冲变压器的简化等效电路如图 2 所示。其中，U_i 为脉冲源的脉冲电压(或输入电压)；R_i 为脉冲源内阻；C_1 为一次侧回路电容，具体包括变压器一次侧分布电容和输入电路等效电容之和；L_s 为变压器等效漏感；L_m 为变压器有效磁化电感；C_s 为二次侧回路分布电容换算到一次侧的容值，而二次侧回路电容主要由变压器二次侧分布电容和负载分布电容组成；R_L 为负载电阻换算到一次侧的负载等效电阻(变压器二次侧绕组电阻忽略不计)。

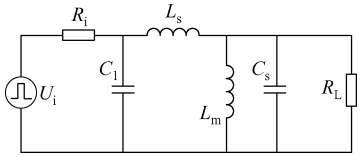


图 2 脉冲变压器简化等效电路

Fig. 2 Simplified equivalent circuit of the pulse transformer

脉冲变压器漏感和分布电容将会对脉冲上升沿、脉冲下降沿、过冲等造成显著影响。根据图 2 所示的等效电路定义相关参数为

$$\alpha_r = \frac{1}{2}\left(\frac{R_i}{L_s} + \frac{1}{R_L + C_s}\right) \tag{3}$$

$$\beta_r = \frac{1}{R_L C_s}\left(1 + \frac{R_i}{R_L}\right) \tag{4}$$

$$k = \frac{\alpha_r}{\sqrt{\beta_r}} \tag{5}$$

式中，k 为脉冲变压器阻尼比，用来表征变压器脉冲上升沿特性。为保证电路工作在振荡状态，k 必须小于 1，且 k 越小，过冲越大，上升沿时间越短。由于设计时需兼顾脉冲上升沿时间和过冲，因此应使 k 处于 0.50~0.71 范围内。对于图 1 所示的固态脉冲调制器，k 取 0.50，变压器漏感和二次侧回路分布电容的设计要求可表示[14]为

$$L_s = 0.58 R_L t_r \tag{6}$$

$$C_s = \frac{0.58 t_r}{R_L} \times 10^6 \tag{7}$$

式中，t_r 为脉冲上升沿时间，μs。对于等效负载电阻为 10 Ω 的变压器，为实现 1 μs 的脉冲上升沿时间，计算得出 L_s=5.8 μH、C_s=58 pF，可作为脉冲变压器的制作依据。

在 MATLAB/Simulink 中建立了图 2 所示的仿真模型。其中，U_i 为 50 kV，脉冲宽度为 2 μs，重复频率为 100 Hz，C_1 为 5 μF，R_i 为 5 Ω，L_m 为 50 mH，R_L 为 10 Ω。

理想情况下 R_L 两端电压波形的仿真结果如图 3、图 4 所示。由图可知，脉冲变压器的漏感和分布电容是引起脉冲前沿波形畸变的主要因素；而脉冲后下降沿主要受分布电容的影响。变压器分布电容越大，脉冲沿越缓；漏感越大，脉冲上升沿越缓。为了获得较小的脉冲沿，必须尽可能降低变压器漏感和分布电容。然而，变压器漏感和分布电容在工程上是 2 个对立的参数，设计时一般需要折中考虑，尽可能保证 $\sqrt{L_s C_s}$ 的值较小。

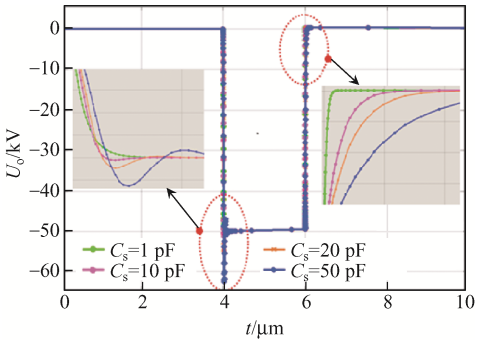


图 3 上升沿和下降沿与分布电容 C_s 的关系(L_s=5 μH)

Fig. 3 The relationship betwee fall time & rise time and distributed capacitance C_s(L_s=5 μH)

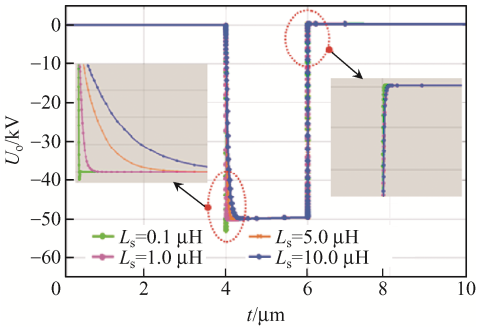


图 4 上升沿和下降沿与漏感 L_s 的关系(C_s=1 pF)

Fig. 4 The relationship betwee fall time & rise time and leakage inductance L_s(C_s=1 pF)

2.3 系统级仿真研究

在 MATLAB/Simulink 中建立了与图 1 所示拓

扑完全相同的系统级电路模型，参数设置为：U_1 输出电压分别为 250 V、260 V、280 V 和 300 V；各级 C_i 分别为 30 μF、50 μF、70 μF 和 100 μF；充电隔离电感 L_1 为 10 mH；Marx 模块包含 10 级；脉冲变压器升压比为 1:10；工作频率为 100 Hz；IGBT 1 个周期内的开通时间为 2 μs；变压器漏感为 5 μH；负载阻值和分布电容分别为 1 000 Ω 和 0.1 pF(换算到变压器一次侧分别为 10 Ω 和 10 pF)。

图 5 为仿真得到的 C_i 取 100 μF 时不同充电电压下负载两端的高压脉冲波形。当 U_1 输出电压为 260 V 时，负载端电压幅值达到 44.2 kV，脉冲下降沿时间和上升沿时间分别约为 500 ns 和 800 ns。

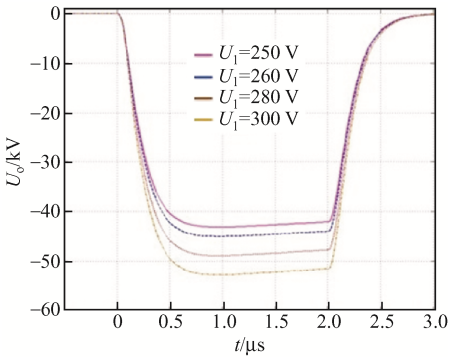


图 5　U_1 输出电压对应的高压脉冲仿真波形

Fig. 5 Simulated high-voltage pulse waveforms at different output voltages of U_1

图 6 给出了 U_1 输出电压为 260 V 时不同 C_i 对应的脉冲顶降情况。不难发现，选取较大的 C_i 可以显著降低脉冲顶降。C_i 为 30 μF、50 μF、70 μF 和 100 μF 时，对应的顶降分别为 6.8%、4.4%、2.6%和 1.2%。由表 1 可知，当储能电容为 39 μF 时，理论计算的脉冲顶降约为 5%，与仿真结果基本保持一致。储能电容串联放电时可以看作图 2 模型中 C_1 的一部分，对脉冲沿的影响相比变压器分布参数并不明显。

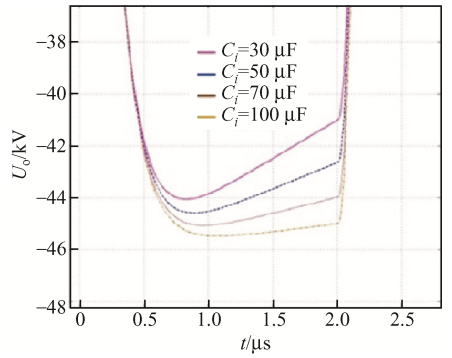


图 6　不同储能电容下的高压脉冲仿真波形

Fig. 6 Simulated output voltage waveforms for different storage capacitances

3　调制器功能模块设计

脉冲调制器按照表 2 所示指标进行设计。由此计算调制器输出功率 P_{out}=378 W，考虑整机效率约为 85%，则供电输入功率 P_{in}≈445 W。

表 2　脉冲调制器设计指标

Tab. 2 Design specifications of the pulse modulator

参数	数值
脉冲电压/kV	42
脉冲电流/A	45
脉冲宽度/μs	2
脉冲沿/μs	≤1
重复频率/Hz	100
灯丝电流/A	10

3.1　直流充电电源

直流充电电源采用图 7 所示的全桥串联谐振逆变结构。当以 AC 380 V 供电时，整流后输出电压约为 537 V，输出电流为 0.83 A。当电源最高输出电压按 600 V 进行设计时，对应输出电流为 0.74 A，高频变压器变比为 1:3，全桥逆变开关采用 SKM20N120，额定工作参数为 1 200 V/20 A，其控制芯片为 UC2867，谐振工作频率最高为 30 kHz，可计算得出 L_2≈796 μH、C_2≈0.034 μF。

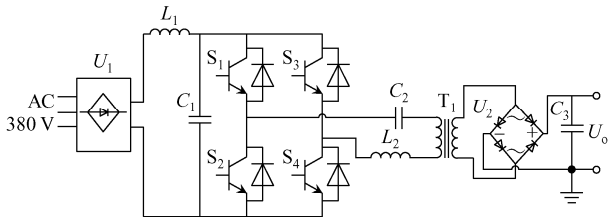


图 7　直流充电电源电路拓扑

Fig. 7 Topology of the DC charging power supply

3.2　Marx 模块

Marx 模块实物如图 8 所示，整个模块装配在 1 个 600 mm×600 mm×320 mm 的抽屉里，分为上下 2 层，每层布置 5 级升压单元，除放电开关和储能

电容外的其他器件焊接在电路上。IGBT 触发电路板安装在侧面，采用金属薄板与开关模块隔开，并使用光纤传输触发信号，避免触发电路受到开关噪声干扰。

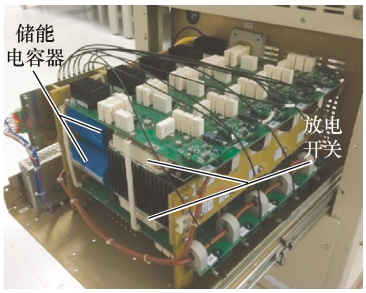


图 8 Marx 模块实物

Fig. 8 Photograph of the Marx module

本系统中 Marx 模块采用 10 级结构。根据技术要求，调制器脉冲电压为 42 kV，脉冲电流为 45 A，变压器变比为 1:10，则 Marx 模块的输出电压为 4.2 kV，此时储能电容的充电电压为 420 V。在每个 Marx 升压单元中，放电开关选用英飞凌科技股份公司的耐压 1 200 V、工作电流 800 A 的 FZ800R12KE3 型 IGBT；二极管选用 IXYS 公司最大正向电流为 128 A、最大反向电压为 1200 V、反向恢复时间为 40 ns 的 DSEI2x161-12P 型产品；储能电容选用佛山市施科电子科技有限公司耐压为 900 V、容值为 50 μF 的 XDE-900-50-FS 型薄膜电容器。当 IGBT 导通时，为了避免储能电容放电形成的脉冲负高压对直流充电电源产生不良影响，在直流电源的输出端与 Marx 模块的输入端接入 1 个值为 10 mH 的充电隔离电感，同时用以限制放电期间充电电流的冲击。

3.3 脉冲变压器

对于脉冲变压器，由表 2 的数据计算二次侧有效电流 I_{2e}≈0.64 A；若变压器升压比为 10，则一次侧有效电流 I_{1e}≈6.4 A。一次侧采用 2 个绕组并联，单个绕组上的有效电流为 3.2 A。变压器绕组结构如图 9 所示，一、二次侧绕组均为单层，平行绕制在厚度分别为 1 mm 和 2 mm 的环氧树脂骨架上，且绕组间平均绝缘长度 δ_z 为 5 mm。2 组二次侧绕组之间采用厚度为 0.5 mm 的聚四氟乙烯薄膜进行绝缘。对于中小功率干式脉冲变压器，一般要求导线的电流密度不高于 4 A/mm^2。因此，一次侧绕组选用 2 张厚为 0.5 mm、宽为 5 mm 且包覆绝缘层的铜皮取代漆包线，并排绕制 8 匝，增大了绕组高度，有利于降低漏感；二次侧绕组采用单根线径为 2 mm 的漆包线绕制 80 匝。由于调制器脉冲宽度要求为 2 μs，变压器选用钢带厚度为 0.03 mm 的硅钢铁心，S_c=13.9 cm^2、B_s=1.56 T、B_r=0.31 T，且不加偏置。变压器实物如图 10 所示。由于变压器输出功率较小，对散热要求不高，故采用干式绝缘取代油浸绝缘以减小质量。采用 LCR 测试仪测得的封装以后的变压器漏感和分布电容分别为 5.1 μH 和 42 pF。

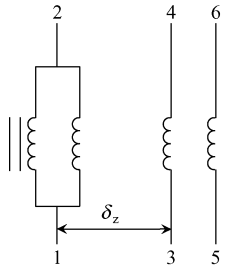


图 9 脉冲变压器绕组结构

Fig. 9 The winding structure of the pulse transformer

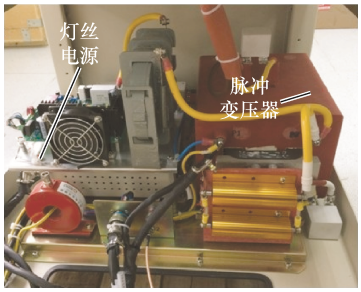


图 10 脉冲变压器实物

Fig. 10 Photograph of the pulse transformer

为实现高低压模块的可靠隔离，脉冲调制器共包含 2 个机柜。其中，低压柜自上而下分别安装控制分机、直流充电电源分机、Marx 升压模块分机及配电模块；高压柜自下而上分别安装速调管、脉冲变压器及灯丝电源。脉冲变压器紧邻速调管下方安装以缩短高压线长度。

4 实验结果及分析

高压脉冲调制器测试负载为中国电子科技集团

公司第十二研究所研制的 VE1235 型多注速调管。该管工作在 K 之下 Ku(K-under)频段，带宽超过 60 MHz，输出功率约为 1 MW，工作比约 0.1%。测试时，采用 NorthStar 公司的 PVM-5 高压探头和 Rogowski 线圈分别采集脉冲电压和电流波形。

在调制器升压过程中，测得的 *I-U* 曲线如图 11 所示。不难发现，速调管在不同激励条件下的阻抗是非线性变化的。拟合后的 *I-U* 关系式基本符合速调管阻抗变化规律($I_p=\rho_e\times U_p^{3/2}$，其中 ρ_e 为导流系数)。相比等效电阻性负载，速调管负载阻尼更大，导致的过冲也会明显降低[11]。速调管稳定工作以后，两端电压和电流波形如图 12 所示，其中 U_p 为电压波形，I_p 为电流波形。当直流电源输出 260 V 时，脉冲电压和脉冲电流幅值分别为 41.2 kV 和 42 A。由此可以推算出速调管阻抗为 936 Ω。另外，波形还显示：高压脉冲宽度约为 2 μs，下降沿时间和上升沿时间分别为 800 ns 和 900 ns，顶降和过冲分别约为 2 kV(4.9%U_p)和 1.6 kV(3.9%U_p)。与 2.3 节中仿真结果相比，实测波形的脉冲沿和过冲变大，而输出电压幅值略有降低。这主要是因为仿真模型中的变压器为理想模块，忽略了分布电容和自身损耗的影响。

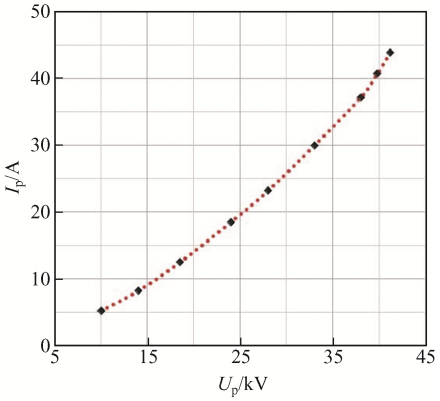


图 11　实测的 *I-U* 关系曲线

Fig. 11 Measured *I-U* curve of the modulator

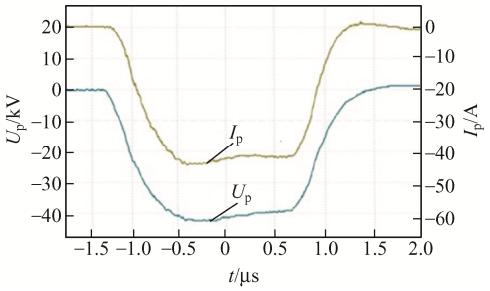


图 12　电压和电流实测波形

Fig. 12 Measured waveforms of voltage and current

5　结语

本文介绍了一种驱动 Ku 频段多注速调管的高压脉冲调制器。它采用 Marx 模块和脉冲变压器组合升压，不仅实现了 100 倍的高升压比，保证了脉冲质量，还通过变压器一、二次侧绕组设计解决了低压灯丝电源的高压隔离问题。经过测试，调制器输出电压和输出电流分别为 41.2 kV 和 42 A，高压脉冲宽度约为 2 μs，下降沿时间和上升沿时间分别为 800 ns 和 900 ns，顶降和过冲分别约为 2 kV 和 1.6 kV，保证了速调管输出性能稳定。

参考文献：

[1] Appelgren P, Akyuz M, Elfsberg M, et al. Study of a compact HPM system with a reflex triode and a Marx generator [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2006, 34(5): 1796-1805.

[2] Nunnally C, Lara M, Mayes J R, et al. A compact 700-kV erected pulse forming network for HPM applications [C]// 2011 IEEE Pulsed Power Conference. Chicago, IL, USA, 2012: 1372-1376.

[3] Yakushev V P, Zubets V N, Nikulin E S, et al. A high-voltage stable-pulse generator [J]. Instruments and Experimental Techniques, 2009, 52(2): 217-220.

[4] Oh J S, Cho M H, Namkung W, et al. Rise time analysis of pulsed klystron-modulator for efficiency improvement of linear colliders [J]. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, 2000, 443 (2/3): 223-230.

[5] Zabihi S, Zabihi Z, Zare F. A solid-state Marx generator with a novel configuration [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2011, 39(8): 1721-1728.

[6] Song I H, Ahn H S, Kim Y K, et al. Development of the 120 kV/70 A high voltage switching system with MOSFETs operated by simple gate control unit [C]//

2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings. Cairns, QLD, Australia, 2002: 1181-1185.

[7] Achour Y, Starzyński J, Łasica A. New Marx generator architecture with a controllable output based on IGBTs [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2017, 45(12): 3271-3278.

[8] Zhang Yu, Liu Jinliang, Cheng Xinbing, et al. A compact high-voltage pulse generator based on pulse transformer with closed magnetic core [J]. Review of Scientific Instruments, 2010, 81(3): 033302.

[9] Acharya M, Shrivastava P. Design and development of a prototype 25 kV, 10 A long pulse Marx modulator for high power klystron [J]. Review of Scientific Instruments, 2016, 87(2): 025114.

[10] Lim H, Jeong D H, Lee M, et al. Design of a 6-MW solid-state pulse modulator using Marx generator for the medical linac [J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2017, 45(10): 2734-2738.

[11] Bortis D, Biela J, Ortiz G, et al. Design procedure for compact pulse transformers with rectangular pulse shape and fast rise times [C]// 2010 IEEE International Power Modulator and High Voltage Conference. Atlanta, GA, USA, 2011: 298-302.

[12] 施阳杰, 梁勖, 林颖, 等. 基于时序控制的固态开关串并联高压脉冲技术[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 414-420.
Shi Yangjie, Liang Xu, Lin Ying, et al. Series and parallel high-voltage pulse technology for solid-state switches based on timing control [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 414-420. (in Chinese)

[13] 赵志斌, 余鹏, 田杰. 高压大功率开关器件电磁特性的解析模型[J]. 电源学报, 2024, 22(3): 22-29.
Zhao Zhibin, Yu Peng, Tian Jie. Analytical model for electromagnetic characteristics of high-voltage and high-power switching devices [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(3): 22-29. (in Chinese)

[14] 王全保. 新编电子变压器手册[M]. 沈阳: 辽宁科学技术出版社, 2007.
Wang Quanbao. A New Handbook of Electronic Transformers [M]. Shenyang: Liaoning Science and Technology Press, 2007. (in Chinese)



王效顺

作者简介：

王效顺(1983—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，高级工程师。研究方向：高压特种电源技术。E-mail：wxsh689@163.com。

黄惠军(1981—)，男，硕士，高级工程师。研究方向：高功率微波技术。E-mail：492601420@qq.com。

方进勇(1971—)，男，博士，研究员。研究方向：高功率微波技术。E-mail：jyfang504@163.com。

(责任编辑：孙美菊)