



一种小型化脉冲行波管高压电源设计与实现*

刘银川, 高文雷, 王枢枫, 刘期辉, 陈银杏

(北京真空电子技术研究所, 北京 100015)

摘要: 为满足雷达整机对发射机小型化的需求, 针对 8~18 GHz 宽带脉冲行波管设计了一种小型化高压电源。采用脉冲峰值功率设计方法, 结合高压电容储能, 实现了行波管在脉冲工作期间高压稳定输出。同时主功率逆变电路采用了移相全桥拓扑结构, 高压整流电路采用了碳化硅二极管, 这可减轻电源的散热压力, 提高高压电源的功率密度。研制的小型化脉冲高压电源, 阴极电压 -6.5 kV, 最大工作脉宽 2 ms, 峰值功率最大 1600 W。与某型号脉冲行波管联调, 在脉冲工作期间行波管输出射频信号功率稳定, 测试结果验证了该设计方法的可行性。

关键词: 小型化; 脉冲高压电源; 行波管; 碳化硅二极管; 微波功率模块

中图分类号: TN86

文献标志码: A

doi: 10.11884/HPLPB202436.230207

Design and implementation of a miniaturized high voltage power supply for pulse traveling wave tube

Liu Yinchuan, Gao Wenlei, Wang Yafeng, Liu Qihui, Chen Yinxing

(Beijing Vacuum Electronics Research Institute, Beijing 100015, China)

Abstract: To meet the demand of radar for miniaturization of transmitter, a miniaturized high-voltage power supply is designed for a certain type of TWT. The high voltage power supply adopts a phase shifted full bridge topology structure, and the high voltage rectifier circuit uses SiC diodes to improve the power density of the power supply. The miniaturized pulse high-voltage power supply has been developed, with a cathode voltage of -6.5 kV, a maximum working pulse width of 2 ms, and a peak power of 1600 W. The joint test with traveling-wave tube shows that the output RF power of TWT is stable during pulse operation. The test results verify the feasibility of the design method.

Key words: miniaturization, pulse high voltage power supply, TWT, SiC diode, microwave power module

随着雷达整机应用需求的不断发展, 尤其机载雷达和有源相控阵雷达的快速发展, 对功率放大器件的体积要求越来越严格^[1-3]。为应对这一领域的发展和挑战, 行波管在小型化、高效率、大功率、超宽带等技术有了很大的突破^[4-5]。小型化行波管与小型化(EPC)电源、固态放大器组成的微波功率模块(MPM), 结构紧凑, 能够很好地发挥出固态和行波管的优点, 比传统的发射机尺寸更小, 效率更高, 噪声更低^[6-8], 是电真空放大器领域发展的一个重要方向^[9]。文献[10]介绍了一个应用于雷达系统的 X 波段 MPM, 其工作比 20%, 效率大于 30%, 最大脉宽 100 μ s, MPM 尺寸是 236 mm(长) \times 156 mm(宽) \times 33 mm(高), 质量小于 2 kg, 其中小型化行波管尺寸为 170 mm(长) \times 35 mm(宽) \times 25 mm(高), 质量小于 500 g。EPC 电源体积大, 其技术水平直接制约着 MPM 进一步小型化的发展。在 EPC 电源中, 行波管高压电源提供了主要的功率, 是 EPC 电源中最为核心的部分, 是设计高效率、小型化、有竞争力的 MPM 的关键^[11]。本文针对某型号宽带脉冲行波管的应用需求, 开展了小型化脉冲高压电源的研制工作, 其工作脉宽最大 2 ms, 峰值功率最大 1600 W, 与行波管组成的 MPM 尺寸仅为 180 mm(长) \times 90 mm(宽) \times 20 mm(高), 质量小于 800 g, 其中高压电源部分尺寸为 140 mm(长) \times 60 mm(宽) \times 17 mm(高), 平均输出功率最大 400 W, 功率密度可达 2.8 W/cm³。

* 收稿日期: 2023-07-03; 修订日期: 2023-09-06
联系方式: 刘银川, 1067910818@qq.com.

1 行波管负载

行波管正常工作需要多路电源进行供电^[12-13], 本文以选用的某型号栅控行波管为例作简要说明, 图 1 是栅控行波管供电示意图。其中包括了: 灯丝电源(电压 V_f)、栅极电源(电压 V_g)、阴极电源(电压 V_k)以及收集极电源(电压 $V_{c1} \sim V_{c3}$)等。从图中可以看到阴极电压参考大地时是负电压, 各收集极电压参考阴极电压是正电压。栅极电源包括正偏和负偏电源, 通过调制开关实现控制行波管处于截止或者工作状态。

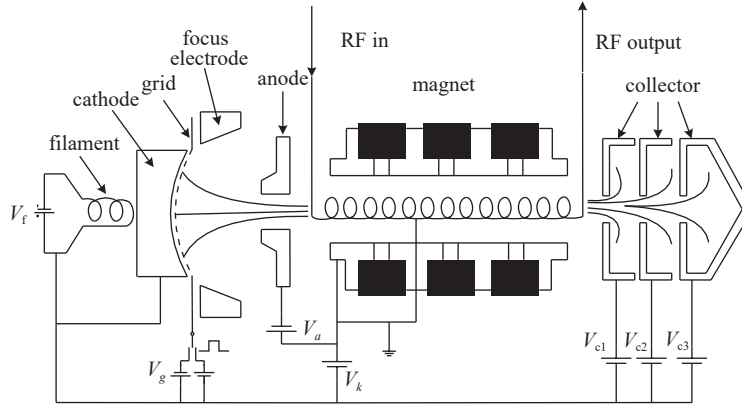


Fig. 1 Power supply schematic diagram of grid controlled TWT

图 1 栅控行波管供电示意图

行波管作为 EPC 电源的负载, 不同于一般的电阻负载, 行波管的状态有 3 种^[14]: (1) 当灯丝预热完成, 栅极电源为负偏电压, 开高压, 此时的行波管工作状态为空载(行波管为截止状态); (2) 开发射, 将栅极电源切换为正偏电压, 此时的行波管工作状态为静态负载; (3) 开射频, 行波管对射频信号进行放大, 此时行波管工作状态为全负载状态。

本文针对用户使用需求, 选用的小型化脉冲行波管, 其工作频段 8~18 GHz, 最大工作比 20%, 最大工作脉宽 2 ms, 射频输出峰值功率大于 500 W, 整管效率大于 35%。其主要电参数如表 1 所示。本文设计的脉冲高压电源是指收集极和阴极电源, 收集极电压偏差不得超过要求参数的 1%。

表 1 行波管主要电参数

Table 1 Main electrical parameters of TWT

cathode voltage V_k /kV	first collector voltage V_{c1}	second collector voltage V_{c2}	third collector voltage V_{c3}
-6.5 (reference ground)	60% $ V_k $ (reference V_k)	40% $ V_k $ (reference V_k)	20% $ V_k $ (reference V_k)

2 脉冲行波管高压电源设计方案

按照所选行波管的参数, 可以计算得到行波管高压电源的峰值功率接近 1600 W, 若该脉冲高压电源完全按照峰值功率设计一个连续波 1600 W 的电源, 总体的体积肯定会因为庞大的储能电容和开关器件而变得难以接受。若按照平均功率 300 W 进行设计, 则在行波管脉冲工作时, 电源无法快速调整, 会造成阴极电压近似线性跌落, 偏离行波管正常工作电压。为了实现脉冲高压电源的小型化, 本文的设计思路如图 2 所示, 行波管工作时, 峰值功率初期通过储能电容提供, 即电容器向行波管供电, 并且电源控制环路迅速调整, 一般在 10 个开关周期完成调整, 通

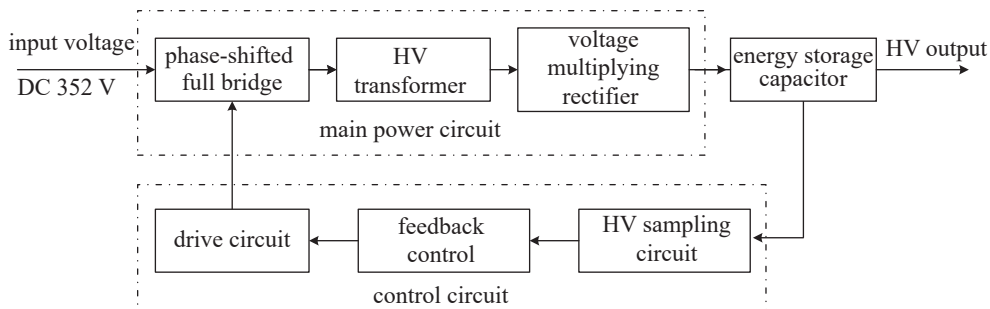


Fig. 2 Design block diagram of pulse high voltage power supply

图 2 脉冲高压电源设计框图

过主功率电路向行波管进行供电, 并同时给储能电容进行补充能量。

其中主功率电路包括全桥逆变电路、高压变压器和倍压整流电路, 控制电路包括高压取样电路、反馈控制以及驱动电路等。采用十倍压电路与变压器组合实现阴极电压和 3 个收集极电压的输出。在该设计思路下, 其中倍压整流电路为了实现进一步的小型化, 采用了多层封装的高压陶瓷电容和中国电子科技集团公司第 55 研究所的碳化硅二极管。储能电容采用了定制的薄膜电容, 虽然相比较陶瓷电容增大了电源的体积, 但随着电容两端电压升高其容值的下降幅度比陶瓷电容小, 且在充放电过程中更加可靠。为了减小电源的散热压力, 一方面全桥逆变采用了移相软开关技术, 减少场效应管的损耗; 另一方面改进散热工艺, 采用氮化铝陶瓷基板, 该材料比氧化铝陶瓷具有更高的绝缘强度和更高的导热率, 提高了功率器件的散热能力。为了在组阵中应用, 降低供电电流, 该高压电源的供电电压是 352 V。

3 脉冲高压电源电路设计

3.1 高压电路设计

高压电路是实现阴极电压和三个收集极电压输出的关键, 也是实现小型化高压电源设计的关键。按照设计方案中的思路, 本文采用的倍压电路是半波倍压电路, 通常被称为 CW 电路, 下面以四倍压电路作一般的原理分析, 如图 3 所示。

倍压电路的基本工作原理可以描述如下: (1) 假设电容 $C_1 \sim C_4$ 、二极管 $D_1 \sim D_4$ 参数一致; (2) 假设高频交流电压 V_{in} 的负峰值电压为 $-V_p$, 第一个电容 C_1 通过 D_1 进行充电, 电压为 V_p ; (3) 假设高频交流电压 V_{in} 的正峰值电压为 V_p , 在第一个电容 C_1 电压和 高频交流电压 V_{in} 的叠加下, 第二个电容 C_2 通过 D_2 进行充电, 电压为 $2V_p$; (4) 同理, 电容 C_3 充电电压为 $2V_p$, 电容 C_4 充电电压为 $2V_p$ 。如图 3 所示, 可以将负载电阻接在四倍压输出端, 获得 $4V_p$ 电压的输出。理论上, 倍压电路可以无限地级联下去, 在实际应用中, 由于倍压电路的负载电流 i_L 的影响, 每一个电容的电压并不是相等的, 输出电压将会产生电压跌落 ΔV ^[15-16]。

输出电压 V_{out} 可表示为

$$V_{out} = 2nV_p \quad (1)$$

电压跌落 ΔV 可表示为

$$\Delta V = \frac{i_L}{Cf} A(n) \quad (2)$$

$A(n)$ 的表达式为

$$A(n) = \frac{2}{3}n^3 + \frac{1}{2}n^2 + \frac{1}{3}n \quad (3)$$

式中: n 为倍压级数, 二倍压为 1 级; f 为输入高频交流电压频率; C 为电容的容值。

本文设计的高压电路如图 4 所示, 包括了倍压整流电路、储能电容、变压器次级绕组以及模拟行波管负载的电阻。为了实现高压体积的小型化, 变压器次级只有一个绕组, 结合倍压电路实现四路高压输出, 收集极电压分别是阴极电压的 60%, 40%, 20%, 且电流都是 mA 级, 适合采用倍压整流电路。

从上述分析中, 可以得知, 变压器绕组的位置选择将会影响到各个收集极电压与阴极电压的比例关系。如果绕组放置在接地位置, 按照图 3 级联为十倍压电路, 变压器初次级几乎不存在绝缘设计的压力, 但随着倍压电路一级级增加, 电压跌落也会越来越大, 从图 4 中电阻负载接法可以分析看出, 电容 C_{14} 流过的电流最大, C_{12} 、 C_9 次之, 因此电容 C_{14} 电压跌落最大。因此综合考虑变压器绝缘和倍压电路电压跌落的影响, 将变压器次级绕组 S1 选择了图 3 中的位置。为了进一步实现小型化, 采用了中国电子科技集团公司第 55 研究所的碳化硅二极管, 其型号为 NSD10220, 耐压 2 kV, 电流 2 A, 封装为 SMB, 在同样耐压的情况下, 体积更小。

3.2 反馈控制电路设计

高压电源阴极电压的控制通过调节全桥 4 个脉冲宽度调制 (PWM) 的移相角来实现。电源主控芯片为 UCC1895, 是一种移相 PWM 全桥控制器。图 5 给出了反馈控制电路的设计, 电阻 R_h 和电阻 R_{s1} 构成高压取样电路,

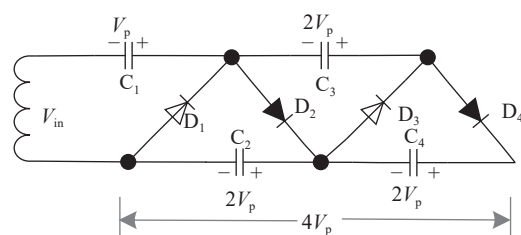


Fig. 3 CW voltage multiplier circuit

图 3 CW 倍压电路

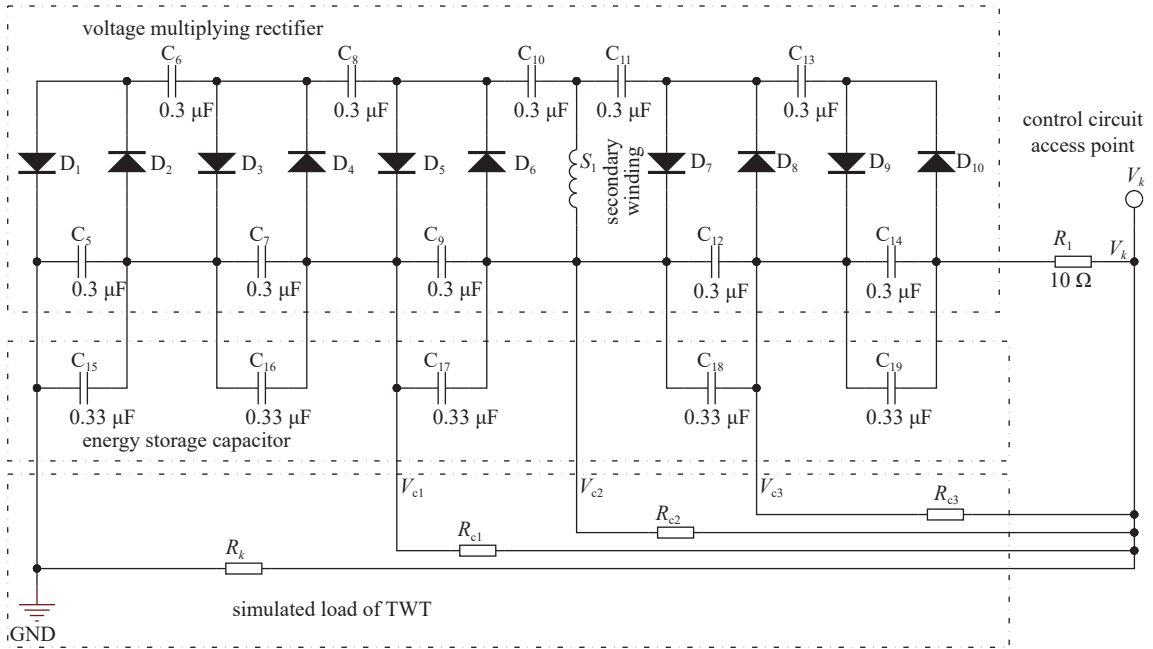


Fig. 4 High voltage circuit design

图 4 高压电路设计

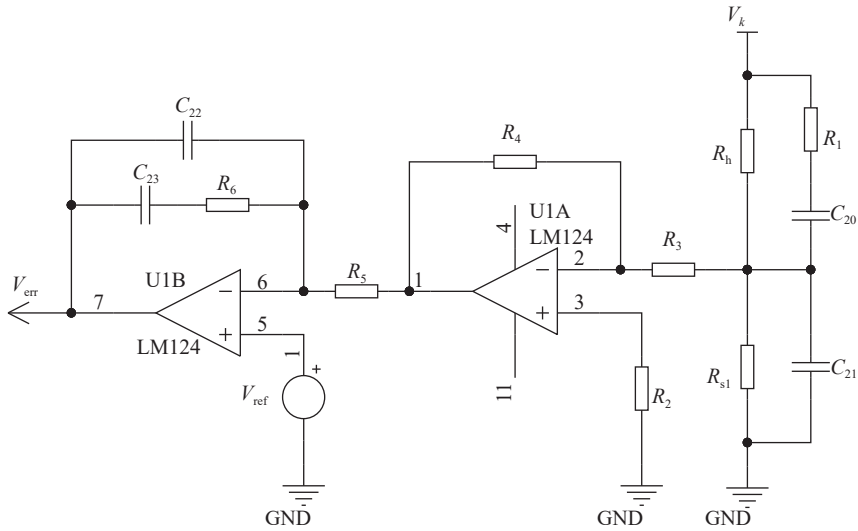


Fig. 5 Feedback control circuit diagram

图 5 反馈控制电路

由于阴极电压参考大地是负电压,采用反相放大器将采样的负电压信号变为正电压,并按照一定比例进行放大。放大后的正电压与基准电压源 (V_{ref}) 进行比较,输出误差控制信号 (V_{err})。误差信号进入控制芯片 UCC3895,通过调整移相角的大小实现阴极电压的稳定输出。通过调整基准电压源的电压进而调节阴极电压。其中 R_1 、 C_{20} 和 C_{22} 、 C_{23} 、 R_6 对高压电源在脉冲工作期间稳定性有着重要的影响。要实现脉冲工作时空载到满载,满载到空载不断调整时阴极电压仍能保持稳定,就需要在储能电容维持供电期间,反馈控制电路及时响应,这就取决于上述电阻电容值,一般电容越小,电路响应速度越快,但也可能会造成过冲等现象,需要综合考虑。本文部分元件参数如表 2 所示。

表 2 部分元件参数

Table 2 Partial component parameters

$R_1/k\Omega$	C_{20}/nF	C_{22}/nF	C_{23}/nF	$R_6/k\Omega$
100	1	10	1	51

3.3 主功率电路仿真

为了验证主功率电路的参数能否提供峰值 1600 W 的功率,仿真阴极电压和各收集极电压比例是否合适,搭建

了Pspice 仿真电路。图6为主功率电路仿真图(P_{ER} 为周期; T_R 为上升时间; T_F 为下降时间), 左边是全桥逆变电路, 本文通过设置 V_1 、 V_2 、 V_3 、 V_4 四个脉冲电压源的时延 T_D 和脉宽 P_W 来实现开关管的开关之间的相位变化(移相角)和开关管之间的死区时间设置, 通过调整移相角改变逆变输出的占空比, 从而实现输出电压的调整。图7是各极电压仿真波形图。测得阴极电压-6500 V, 收集极电压依次是 3884 V、2574 V、1272 V, 所占阴极电压比例分别为 59.76%、39.6%、19.5%, 符合设计要求。若将图6 变压器次级绕组 L_3 放置在图3 中绕组所示位置, 后面连接十倍压电路, 相同变压器变比进行仿真, 阴极电压输出只有-6248 V, 与设计方案同样输入电压阴极电压跌落约 250 V, 进行匝比调整使阴极电压输出-6500 V, 此时仿真得到的收集极电压依次为 3726 V、2438 V、1205 V, 所占阴极电压比例分别为 57.32%、37.5%、18.53%, 收集极电压偏差超过了要求参数的 1% 变化值, 不符合设计要求, 由此可以看到变压器绕组位置对收集极电压比例的影响是较大的。

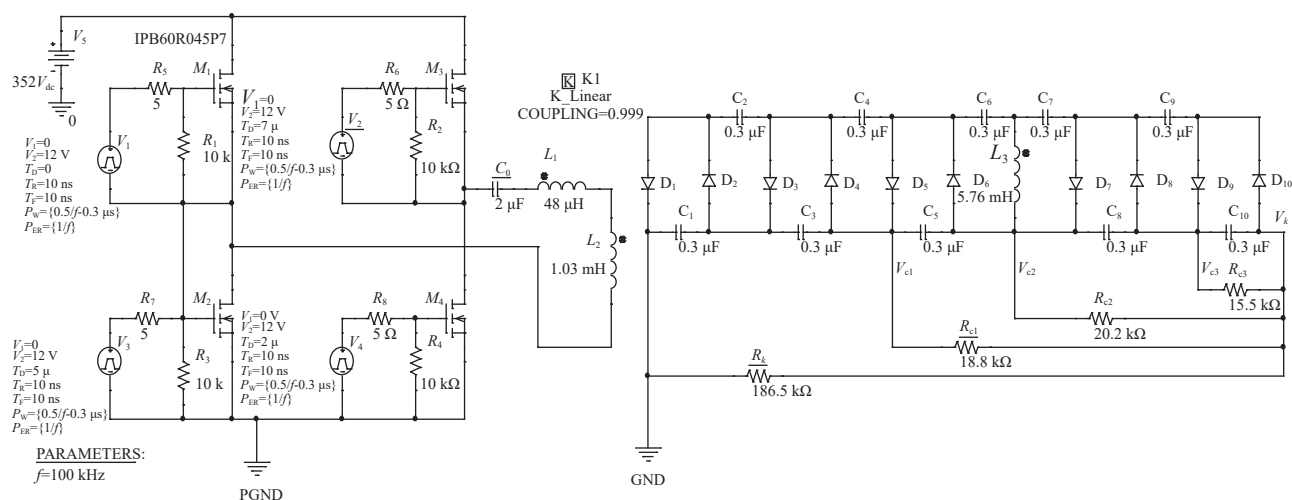


Fig. 6 Simulation of main power circuit

图6 主功率电路仿真

4 实验结果

如图8所示, 研制的高压电源及相关辅助电源与行波管组成的小型化脉冲 MPM 尺寸仅为 180 mm(长)×90 mm(宽)×20 mm(高), 质量为 780 g。将高压电源与行波管联合测试, 表3给出了收集极电压实验结果和模拟结果, 可以看到仿真和实验结果较为接近, 均满足收集极电压偏差不超过要求参数的 1%。图9是行波管脉冲工作时, 阴极电压的波形图, 其中示波器通道 2 是阴极电压交流波形 (20 V/div), 从图中可以看到满载工作时阴极电压十分稳定, 相比空载时阴极电压跌落约 20 V, 满足行波管工作要求。检验行波管脉冲工作时状态是否正常, 可以通过示波器检测射频输出功率的检波电压是否平整稳定。图10给出了 MPM 的测试波形, 其中示波器通道 1 显示的脉冲信号波形 (5 V/div), 用于控制行波管处于工作或者截止状态, 此时工作比为 20%, 脉宽 2 ms; 通道 2 是供电的电流波形 (5 A/div); 通道 4 显示的波形是射频信号的检波电压 (50 mV/div), 可以看到检波电压波形平整稳定, 说明该脉冲高压电源的阴极电压输出稳定, 验证了该脉冲高压电源方案设计的合理性。

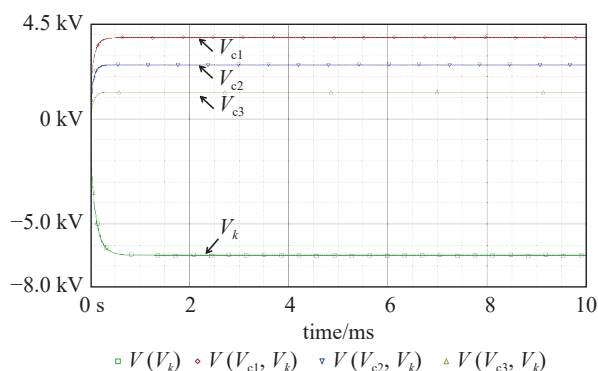


Fig. 7 Simulation waveform of voltage at each pole

图7 各极电压仿真波形

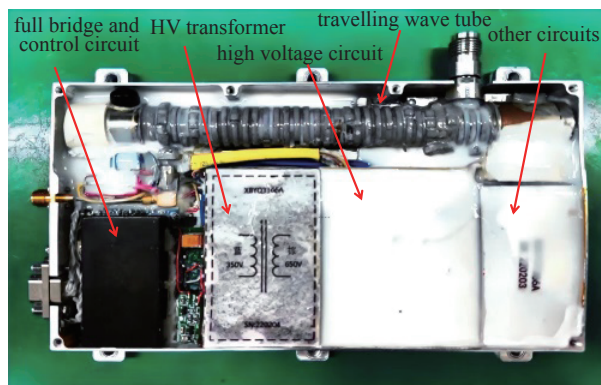


Fig. 8 Photo of miniaturized pulse MPM

图8 小型化脉冲 MPM 实物图

表 3 收集极电压仿真和实验结果

Table 3 Simulation and experimental results of collector voltage

	V_{c1}	V_{c1}/V_k	V_{c2}	V_{c2}/V_k	V_{c3}	V_{c3}/V_k
simulation result	3884	0.597 6	2574	0.396 0	1272	0.195 0
experimental result	3880	0.596 9	2568	0.395 0	1290	0.198 4

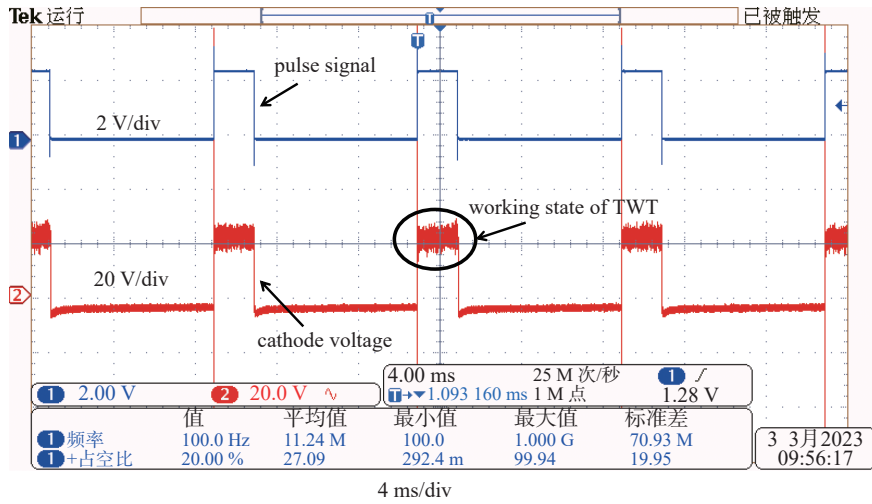


Fig. 9 Measured waveform of cathode voltage

图 9 阴极电压测试波形

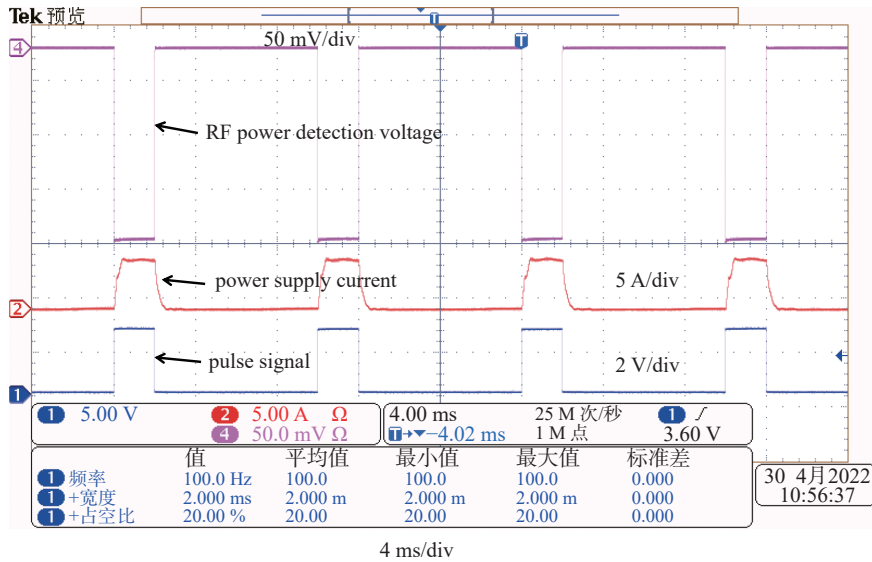


Fig. 10 Measured waveforms of MPM

图 10 MPM 测试波形

该 MPM 寿命试验目前已超过 8000 h, 行波管功率输出正常, 高压电源工作稳定, 小批量生产 7 台, 一致性较好, 但由于体积很小, 对散热和绝缘工艺要求很高, 目前工艺实现难度大, 不利于大规模批量生产, 需要针对工艺进一步开展研究。

5 结 论

本文介绍了一种小型化脉冲行波管高压电源, 针对该型号脉冲行波管的负载特性和小型化需求, 提出了峰值功率设计方法结合储能电容的高压设计方案。通过采用碳化硅器件和优化散热设计, 进一步减小了高压电源的体积。研制的高压电源与行波管进行联合测试, 阴极电压工作稳定, 射频功率的检波电压平整稳定, 无干扰杂波。实验结果表明该高压电源性能完全能够满足小型化脉冲行波管工作中的要求。

参考文献:

- [1] Duggal R, Donald A, Schoemehl T. Technological evolution of the Microwave Power Module (MPM)[C]//Proceedings of 2009 IEEE International Vacuum Electronics Conference. 2009: 353-354.
- [2] Trani P, Antoine P. MPM for ECM systems[C]//Proceedings of IVEC 2012. 2012: 149-150.
- [3] Shandas M K. 2 to 18 GHz, MPM-based high-power transmitter suite for military airborne ECM applications[C]//Proceedings of 2009 IEEE International Vacuum Electronics Conference. 2009: 355-356.
- [4] Wei Yixue, Gan Yuan, Chen Yinxing, et al. A 50-W broadband mini-MPM for electronic countermeasure[J]. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2018, 65(6): 2206-2211.
- [5] 郝保良, 魏义学, 陈永利, 等. 微波功率行波管器件的发展和应用[J]. *真空电子技术*, 2018(1): 10-18. (Hao Baoliang, Wei Yixue, Chen Yongli, et al. Development and application of microwave power traveling wave tubes[J]. *Vacuum Electronics*, 2018(1): 10-18)
- [6] 崔建玲, 邵淑伟, 孟晓君. 一种机载 100W6~18GHz 连续波微波功率模块[J]. *真空电子技术*, 2015(3): 29-31. (Cui Jianling, Shao Shuwei, Meng Xiaojun. A 100W 6~18 GHz CW MPM for airborne applications[J]. *Vacuum Electronics*, 2015(3): 29-31)
- [7] 刘漾, 廖明亮, 刘国亮. 国外微波功率模块现状与发展[J]. *电子信息对抗技术*, 2016, 31(1): 70-73. (Liu Yang, Liao Mingliang, Liu Guoliang. The art state of the abroad microwave power module[J]. *Electronic Information Warfare Technology*, 2016, 31(1): 70-73)
- [8] 王斌, 王凤岩, 周旭, 等. 微波功率行波管及模块的应用发展趋势[J]. *真空电子技术*, 2019(2): 1-7. (Wang Bin, Wang Fengyan, Zhou Xu, et al. Application and development trend of TWTs and MPMs[J]. *Vacuum Electronics*, 2019(2): 1-7)
- [9] 高文雷, 刘银川, 郭陈一, 等. 一种超小型行波管高压电源设计[J]. *真空电子技术*, 2021(1): 71-75. (Gao Wenlei, Liu Yinchuan, Guo Chenyi, et al. Design of an ultra-small high-voltage power supply for traveling wave tubes[J]. *Vacuum Electronics*, 2021(1): 71-75)
- [10] Kou Jianyong, Wei Yixue, Zhang Hongzhi, et al. A X-band pulsed MPM for radar system[C]//Proceedings of the IEEE 14th International Vacuum Electronics Conference (IVEC). 2013: 1-2.
- [11] Barbi I, Gules R. Isolated DC-DC converters with high-output voltage for TWTA telecommunication satellite applications[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2003, 18(4): 975-984.
- [12] 刘银川, 高文雷, 孙建辉, 等. 一种低杂散毫米波行波管电源设计与实现[J]. *真空电子技术*, 2022(6): 88-93. (Liu Yinchuan, Gao Wenlei, Sun Jianhui, et al. Design and implementation of a low spurious power supply for millimeter wave TWTs[J]. *Vacuum Electronics*, 2022(6): 88-93)
- [13] 廖复疆. 真空电子技术: 信息化武器装备的心脏[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008. (Liao Fujiang. Vacuum electronic technology: the heart of information weapon equipment[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008)
- [14] 赵豫京. 数字控制行波管高压电源设计[D]. 郑州: 解放军信息工程大学, 2016. (Zhao Yujing. Design of TWT high-voltage power supply with digital control[D]. Zhengzhou: PLA Information Engineering University, 2016)
- [15] Wang Yajun, Liu Jianing. Experimental study of output and ripple voltage from a high frequency voltage multiplying rectifier under PWM rectangle waves[C]//Proceedings of 2011 International Conference on Mechatronic Science, Electric Engineering and Computer (MEC). 2011: 40-43.
- [16] Katzir L, Shmilovitz D. A matrix-like topology for high-voltage generation[J]. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 2015, 43(10): 3681-3687.