

高功率全固态微波纳秒级脉冲源的设计与应用*

梁步阁 朱 畅 张光甫 袁乃昌

(国防科技大学电子科学与技术学院 湖南 长沙 410073)

摘 要 基于雪崩三极管雪崩效应,研制出了一种数千伏、纳秒级脉冲源。其为全固态微波 PCB 电路结构形式,利用数字电路产生可控重频触发信号,脉冲全底宽度 400ps ~ 2ns 可调,重频 1k ~ 1000kHz 可调,脉冲幅度 360 ~ 2600V 可调,峰值功率可达 135kW。详细讲述了电路设计、器件选择以及重要电路结构。针对高压窄脉冲引起的特殊问题,提出了新颖的欠电荷充电法以及有效的梳状 PCB(印刷电路板)结构。电路性能优良、稳定可靠,已投入超宽带目标探测实验系统应用。

关键词 纳秒 脉冲源 雪崩效应 欠电荷 梳状 PCB 超宽带

中图分类号 :TN958 文献标识码 :A

The Design of High-power Nanosecond Pulser Based on Microwave PCB and Its Application

LIANG Bu-ge ZHU Chang ZHANG Guang-fu YUAN Nai-chang

(College of Electronic Science and Engineering , National Univ. of Defense Technology , Changsha 410073 , China)

Abstract Based on the avalanche effect, a kind of kilo-volt nanosecond pulsers has been designed, by using microwave PCB (printed circuit board). Its trigger signal with tunable repetition rate is given by a digital circuit. The full width of the pulse is tunable between 400ps and 2ns. Its voltage ranges from 360 to 2600V. And the peak power reaches 135kW. The design of these pulsers is discussed in detail, including the circuit design, the component selection, and the important physical layout. A novel method, called deficit-charge method, and a comb PCB layout are brought forward, aiming at solving the special problems caused by the high-power butultra-narrow pulser. Being used in the impulse radar test system, the circuit performance is excellent and stable.

Key words nanosecond pulser avalanche effect deficit-charge method comb PCB UWB

超宽带通信、超宽带雷达等宽带系统近年来一直是电子学领域的研究热点。而这些系统均要求有纳秒级甚至是皮秒级快沿窄脉冲源。其波形、稳定度、频谱分量等指标也终将对整个系统实现的可行性产生决定性影响。其设计成为整个宽带通信或者雷达系统中的一项关键性技术。目前美国、俄罗斯在超宽带系统研究方面投入较大,在技术上也积累出很大优势^[1]。我国宽带系统研究近年来也发展较快,但是关于脉冲源设计的相关资料仍较难见到,几乎没有较为详尽系统的设计类文献。

文章自行分析设计出系列纳秒级脉冲源,其各项指标均达到了国际先进水平。目前已应用于脉冲体制超宽带目标探测试验系统中。

1 方案设计

比较经典的火花隙击穿放电方法可以产生较大功率脉冲,目前国际上已可以做到 100 吉瓦 (GW)量级。但是基于火花隙击穿放电原理,很难将脉冲重频稳定度、波形一致性、重频上限等指标做得很高。而这些对超宽带目标探测识别是非常不利,甚至无法忍受的。因而,我们采用了全固态微波电路进行设计。利用雪崩三极管的雪崩效应产生纳秒级脉冲,用数字电路产生可控重频触发信号。整体框图如图 1 所示。

* 收稿日期 2004 - 06 - 06

基金项目 国家 863 高技术资助项目

作者简介 梁步阁(1979—)男,博士生。

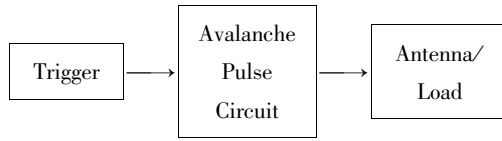


图1 脉冲源框图

Fig.1 Diagram of pulser

2 雪崩电路设计

脉冲源基于雪崩管雪崩级联放电效应工作,雪崩电路设计成为脉冲源设计技术的关键。

2.1 设计基本原理

2.1.1 雪崩效应理论

一般晶体三极管的输出特性有四个区域:饱和区、线性区、截止区与雪崩区。对于NPN型晶体管,当基极电流为正时($I_B > 0$),基射结正偏,此时处于线性区或饱和区。当基极电流为负时($I_B < 0$),基射结反偏,一般为截止区。此时,逐渐增加集电极电压 U_{CE} ,当集电极电流 I_C 随 U_{CE} 和 $-I_B$ 急剧变化时,则进入雪崩区。集电极电压很高时,阻挡层中电子被强电场加速,从而获得很大能量,它们与附近的晶格碰撞时产生新的电子、空穴,新产生的电子、空穴又分别被强电场加速而重复上述过程,于是结电流便“雪崩”式迅速增长,这就是晶体管的雪崩倍增效应。

下面对雪崩管的动态过程进行分析。在雪崩管的动态过程中,工作点的移动相当复杂,现结合典型的雪崩电路(图2)进行简要分析。

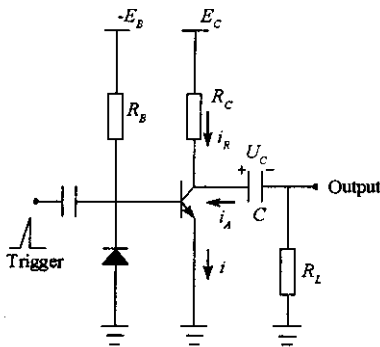


图2 雪崩晶体管电路

Fig.2 Circuit of avalanche transistor

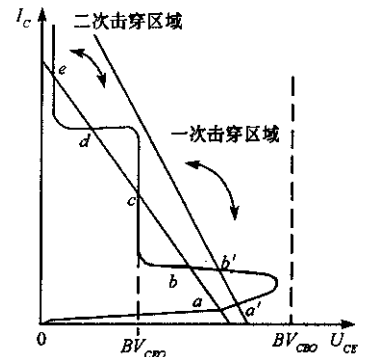


图3 雪崩管雪崩击穿曲线

Fig.3 Avalanche effect curve of transistor

在电路中近似地将雪崩管静态负载电阻认为是 R_C ,当基极未触发时,基极处于反偏,雪崩管截止。根据图2列出电路方程为:

$$\begin{cases} i = i_R + i_A \\ U_{CE} = E_C - i_R R_C \\ U_{CE} = u_C(0) - \frac{1}{C} \int_0^t i_A dt - i_A R_L \end{cases} \quad (1)$$

式中 i 为通过雪崩管的总电流, i_R 为通过静态负载 R_C 的电流, i_A 为雪崩电流, $u_C(0)$ 为电容 C 的初始电压, R_L 为动态负载电阻, C 为雪崩电容, t_A 为雪崩时间。

从(1)式可求解出雪崩过程动态负载线方程式为:

$$U_{CE} = u_C(0) - \frac{1}{C} \int_0^t \left(i + \frac{U_{CE} - E_C}{R_C} \right) dt - \left(i + \frac{U_{CE} - E_C}{R_C} \right) R_L \quad (2)$$

在实际的雪崩管电路中, R_C 为几千欧到几十千欧,而 R_L 则为几十欧(本文均为 50Ω),因此 $R_C \gg R_L$ 。雪崩时雪崩电流 i_A 比静态电流 i_R 大得多,所以 $i \approx i_A$ 。于是(2)式可简化为:

$$U_{CE} = u_c(0) - \frac{1}{C} \int_0^t i dt - iR_L \quad (3)$$

可进一步改写成

$$U_{CE} = E'_c - iR_L \quad (4)$$

式中 $E'_c = u_c(0) - \frac{1}{C} \int_0^t i dt$ 称为动态电源。

式(3)和式(4)表明雪崩状态下,动态负载线是可变的,雪崩管在雪崩区形成负阻特性。负阻区处于 BV_{CEO} 与 BV_{CBO} 之间。当电流再继续加大时,则会出现二次击穿现象,如图3所示。

图3中,电阻负载线 ae 贯穿了两个负阻区。若加以适当的推动,工作点 a 会通过负阻区交点 b 到达 c ,由于雪崩管的推动能力相当强, c 点通常不能被封锁,因而通过第二负阻区交点 d 而推向 e 点。工作点从 a 到 e 一共经过两个负阻区,即电压或电流信号经过两次正反馈的加速,因此,所获得的信号的电压或电流的幅度相当大,其速度也相当快。

当负载很陡时,如图3中负载线 $a'b'$ 所示,它没有与二次击穿曲线相交而直接推进到饱和区,这时就不会获得二次负阻区的加速。

2.1.2 MARX 电路工作机理

本文系列脉冲源电路大体上均呈 MARX 电路结构。所谓 MARX 电路,就是多管由电源并联充电,然后串联向负载放电。MARX 电路结构由于其并联充电、串联放电机理,所以具有突出优点,可以以较低的电源电压得到较高的输出脉冲,其幅度可以远高于电源电压。设计中研究了 MARX 电路充放电机理以及脉冲形成机理,下面简单介绍分析过程。

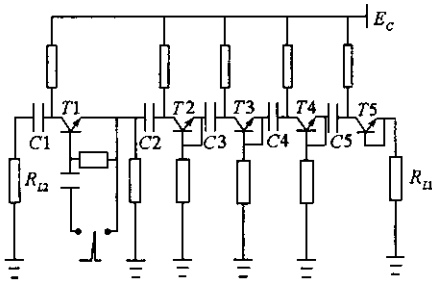


图4 MARX 电路示意图

Fig. 4 MARX circuit

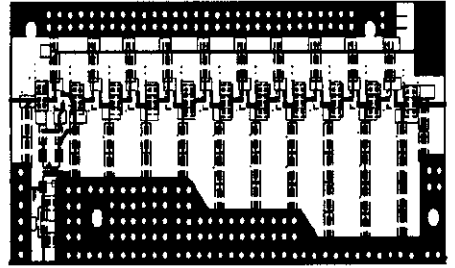


图5 雪崩级联电路梳状 PCB 结构

Fig. 5 Comb PCB layout for avalanche series

图4为一5级 MARX 电路,触发脉冲加入前,各雪崩管截止,但已处于临界雪崩状态。 $C1 \sim C5$ 各电容均充有直流偏置电源电压 E_c 。

触发脉冲加入后,首先引起 $T1$ 雪崩击穿,于是 $C2$ 左端电势等于 $C1$ 右端电势,即约等于 E_c (均指对地电势,下同),记作:

$$U_{C2-LEFT} = U_{C1-RIGHT} \cong E_c \quad (5)$$

而且,电容充电后,其所充电荷不会瞬间放电完毕,因而其两端电势差将几乎维持不变,即有

$$U_{C2-RIGHT} = U_{C2-LEFT} + E_c \cong E_c + E_c = 2E_c \quad (6)$$

于是,此时在 $C2$ 右端,可得 2 倍 E_c 的瞬间电势。而此瞬间电势加于管子 $T2$ 上, $T2$ 也将发生雪崩击穿,以此类推, $T3 \sim T5$ 管子将相继雪崩。最终,在 $C5$ 右端,将得到几乎 5 倍 E_c 的瞬间电势。

以上简单分析未考虑管子的雪崩电压范围。实际上 2 倍甚至 5 倍 E_c 的电势加在管子上,管子必将烧毁。庆幸的是,这种情况不会发生。在 $C2$ 右端电势从 E_c 稍有上升,到 $E_c + \Delta$ 时, $T2$ 便将出现雪崩短路。等到纳秒量级时间后, $C2$ 右端电势上升到两倍 E_c 时, $T2$ 将不会遭受 $2E_c$ 的电压降,甚至此时后继的管子 $T3 \sim T5$ 也早已雪崩,不会承受大的压降,导致烧毁,而且 $T2 \sim T5$ 管子的雪崩也并不一定将按顺序进行。这种现象相当于有一个雪崩加速的效果,对于级联产生高压窄脉冲是非常有利的。

各级全部雪崩后,由于电容 $C1 \sim C5$ 此时相当于串联,并由 $C1$ 左端对地、 $C5$ 右端对地放电,所以

此电势将迅速凋落,从而形成快凋落的脉冲后沿。电路两端均接入负载可以有效防止反射,以改善波形。在 R_{L1} 、 R_{L2} 上分别获得正、负脉冲。缺点是输出脉冲幅度减半。

2.2 MARX 电路具体设计步骤

MARX 电路在高压脉冲源电路中应用十分广泛,但是具体的设计方法、器件值大小的选取,却很少有文献提及,下面结合实际设计中所做工作,对其设计进行较系统的阐述。

举例 1 本文产生的 1200V,全底宽 1ns 脉冲源,上升沿 400ps,直流偏压 300V。大致设计计算步骤如下:

(1) 级数的确定。设每级的瞬间电势 E_c 平均加于两端负载 R_{L1} 、 R_{L2} 上。要在 R_{L1} 上得到 1200V 的脉冲电压,所需级数为 $1200/(0.5 \times 300) = 8$ (级)。实际中留有余量,选为 10 级。

(2) 负载脉冲峰值电流的计算

$$I = U/R_{L1} = 1200/50 = 24A$$

由于此时各级雪崩短路,所以此亦为级间电流。

(3) 级间电容的确定。一般雪崩管上升时间 t_r 为纳秒量级,如国产 3DB2 系列 $t_r \leq 2ns$,则初级电容 $C1$ 要在雪崩管 $T5$ 雪崩时仍能够剩余有较多存储电荷,以对负载 R_{L1} 放电,那么,其至少所应存储的电荷可粗略计算如下

$$Q = I \times t_r \times 5 = 24 \times 2 \times 5 = 240nC$$

由电容充电方程,得

$$C = Q/U = 240/300 = 0.8nF = 800pF$$

同理, $C5$ 反过来要对负载 R_{L2} 放电,也需要同样大小容值。所以 MARX 电路中级间电容多取相同值,稍留有余量,可取为 1000pF。

2.3 对 MARX 电路的特殊改进

为使输出波形尽可能窄,我们对常规 MARX 电路尝试了两种方法的特殊改进。

(1) 电容锐化法。常规 MARX 电路为在尽可能少的级数下获得尽可能高的电压输出,级间电容容值选取时希望各电容均较大,从而所充电荷可以尽可能地多,避免在脉冲到达末级雪崩管之前,前面几级电容过早地放电完毕。但是,由于产生的脉冲宽度将同时取决于所选晶体管的参数和储能电容的容值,所以容值偏大将大大加长脉冲后沿。此时可以采取末端电容锐化方法,即在末端负载前串接一适当电容。

举例 2:上例中电路输出波形上升沿约为 500ps,但后沿拖尾将达到几十纳秒。欲使脉冲全底宽度在 1ns 左右,可在输出末端串入小电容,当脉冲对其充满电荷后,电容等效为开路,输出脉冲便将自行截止。电容值大致估算如下:设输出大致为等腰三角波形,则电容电荷存储能力应不大于

$$Q = 1/2 \times I \times T = 1/2 \times 24 \times 1 = 12nC$$

电容值应不大于

$$C = Q/U = 12/1200 = 0.01nF = 10pF$$

实际中,输出波形后沿截止将较前沿缓慢,所以电容值应取得更小。

(2) 欠电荷充电法。由于上面的电容锐化截止方法必将在电路内部引入很大的反射,驻波远远大于 1,甚至可能高达十几,而所得输出均为高压脉冲,如上例 1200V,则当反射很大时,反射脉冲与电路输出脉冲叠加,将可能得到高达两倍的输出脉冲,即 2400V,导致波形变差,拖尾大(参照图 6),且最大的危害是极易烧毁电路。实验表明,在表贴元件电路中,500V 以下脉冲输出尚可使用此方法,当输出脉冲继续增大时,电路将无法稳定可靠要求。

而这些均由于末端截止电容饱和后截止反射所引起,为此我们寻求一种自行截止的弱反射工作方式,大幅度减小级间电容容值,使其电荷在级联雪崩过程中迅速释放完毕。实际中这种方法获得极大成功,不妨称其为欠电荷充电法。

欠电荷充电法,不要求各电容所充电荷在雪崩级联过程中均能够对末端负载放电,相反只要求能维持到相邻一级或几级雪崩管开始雪崩即可。而具体的级间电容值的计算应该如下进行:

举例 3:同样对例 1 中脉冲源级间电容值进行计算。电容存储的电荷仅需维持一级雪崩:

$$Q = I \times t_r = 24 \times 2 = 48 \text{ nC}$$

则

$$C = Q/U = 48/300 = 0.16 \text{ nF} = 160 \text{ pF}$$

实际中采取此方法,无论在脉冲波形、稳定性等各方面均要优于电容锐化法。图6、图7分别给出了电容锐化法350V、600ps脉冲源输出波形和欠电荷充电法1200V、1ns脉冲源输出波形。二者均在Tektronix TDS5104示波器上分别加50dB、65dB衰减进行测试。明显,后者较前者脉冲拖尾起伏要小得多,这在超宽带目标探测中是非常重要的。当然,后者这些优点是以欠电荷充电为代价的,为获得同样幅度的输出脉冲,必将较前者增多电路级数。实际中欠电荷充电法1200V、1ns脉冲源采用了22级雪崩级联,比电容锐化法理论计算值10级整整多了1倍还多。

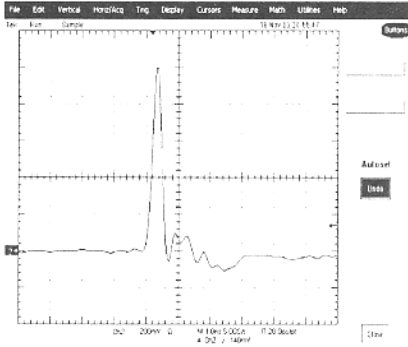


图6 电容锐化法350V、600ps脉冲
Fig.6 Pulse by capacitor-sharpen method

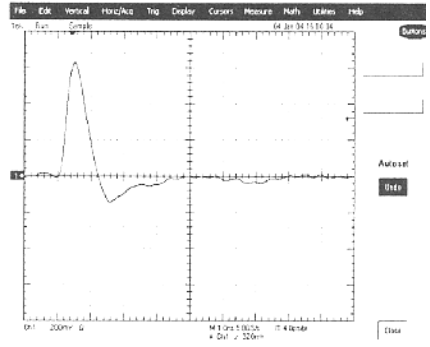


图7 欠电荷充电法1200V、1ns脉冲
Fig.7 Pulse by deficit-charge method

2.4 器件选择

高压窄脉冲源属高速电路,电路形式和器件的选择将严重影响其性能指标,主要有电路物理结构以及雪崩管、电容、电阻等的选择。(1)电路物理结构:采用微波电路印制板。1mm厚微波印制基板,其击穿电压可达15kV,且电路损耗小、易于制作、方便调试维护、成本低,适于千伏脉冲源制作。(2)雪崩管:一般的开关三极管也具有雪崩效应,但最好挑选专门的雪崩三极管。一般具有如下特征的管子,其雪崩特性有可能显著。 BV_{CBO} 、 BV_{CEO} 较高,且能在晶体管特性图示仪上看到负阻或二次击穿现象,雪崩区尽量宽, β 值尽量大,特性频率 f_T 尽量高,开关时间尽量小,饱和压降尽量小。(3)电容、电阻:为减小寄生参量,缩小电路体积,电路中均选取微波贴片电容、电阻。

2.5 梳状PCB结构

由于贴片电容、电阻,其最大耐压值一般不超过100V,如63V。要在几百甚至上千伏的脉冲源电路中稳定工作,不致烧毁,为此我们采取了特殊措施,主要为多级电容、电阻串联、并联网络代替单个电容、电阻元件,这样形成了如梳齿状的印制电路板结构(PCB)。如图5所示,为一多级雪崩级联电路PCB插件模块。

虽然电路输出脉冲峰值达上千伏,但是由于其持续时间极短,占空比极低。而一般器件所给出最大耐压、耐流值均是指直流或连续波情况下测试值,其在脉冲情况下最大耐压、耐流值一般远远大于直流或连续波情况下得出的指标,有时甚至可达十几倍,所以实际中电阻、电容的串接并联级数无需太多。如例1中1200V脉冲源试验表明,贴片电阻0805封装,最多只需串接4级即可。该脉冲源已稳定连续工作累计达数百小时。

3 触发电路设计

触发电路提供TTL正电平触发信号,脉冲上升沿小于100ns,重频1k~100kHz可调。由于此类脉冲源应用于目标探测识别实验中,为方便数据采集中波门、重频跳变的实现,触发电路利用CPLD器件、基于工控机PCI接口设计。触发电路PCI卡插于主机箱中,通过电缆与脉冲源连接。

4 系统应用测试结果

此系列源应用于超宽带目标探测识别实验中以来,由于其幅度高、波形一致性好、拖尾小、脉冲窄、频谱丰富、最高频谱可达 2GHz,所以非常有利于目标的探测、识别。试验在微波紧凑场条件下进行,结合时域测量相关理论算法进行比较^[2,3],取得了很好的实验效果。图 8 给出了标准球对此脉冲的时域反射波形试验测试与理论计算的结果比较,可以看出二者吻合很好,相关度达到了 0.9705。图 9 给出了隐身飞机 F117 缩比模型鼻锥方向入射的后向反射波形。可以看出,由于隐身的窄带局限性,在超宽带脉冲冲击下,将无以遁形,很容易被检测到目标回波,而且测试值与理论计算相当吻合,也为目标识别奠定了良好基础。

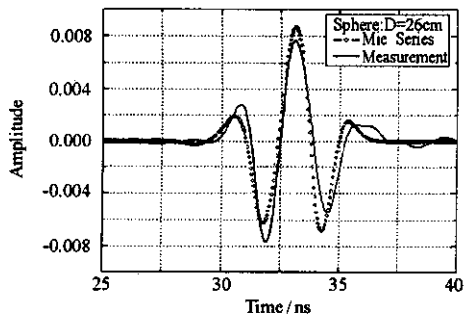


图 8 标准球脉冲时域反射波形
Fig. 8 Reflection of sphere for pulse

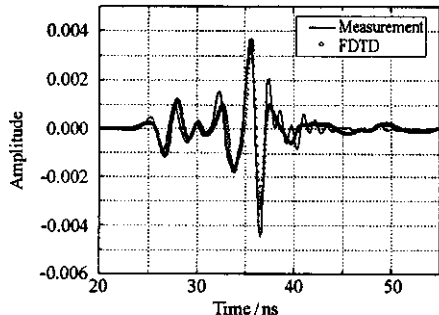


图 9 F117 脉冲时域反射波形
Fig. 9 Reflection of F117 model for pulse

5 小结

本文对雪崩晶体管类脉冲源设计原理及过程进行了详细介绍。整个电路基于普通微波印刷电路板、贴片电阻、电容设计,所以对于普通贴片元件如何在高压脉冲电路中正常工作、不致烧毁等技术难点也进行了详细讲述。提出了有效的欠电荷充电法以及梳状 PCB(印刷电路板)结构。该系列脉冲源脉冲幅度高、工作偏压低、波形一致性好、拖尾很小、脉宽窄,包含频谱丰富,工作性能稳定可靠。

参考文献:

- [1] [苏]阿斯塔宁,考斯泰列夫. 超宽带雷达测量基础[M]. 杨逢春,王积勤,译. 长沙:国防科技大学出版社,2000.
- [2] 庄钊文,袁乃昌. 雷达散射截面测量——紧凑场理论与技术[M]. 长沙:国防科技大学出版社,2000.
- [3] 梁步阁,袁乃昌,王建朋. 宽带 RCS 自动测试系统设计[J]. 计算机测量与控制,2004(1).

