

法在以调制副载波测相系统作基本系统时，在三个相邻最小点上测已知相移的误差不超过 $\pm 1^\circ$ ，测试重复性也在 $\pm 1^\circ$ 内，对模拟的各种相位变化测试误差也在 $\pm 1^\circ$ 内。为了进一步提高测相精度和用到更高的频段，在图1（或2）的基础上改用“Y”型开关转接信号（图4），因为“Y”型开关本身在转接中相位重复性好，这样不仅提高了测试精度，而且加快了测试速度，更体现出“双（四）电缆”测相法的优越性。

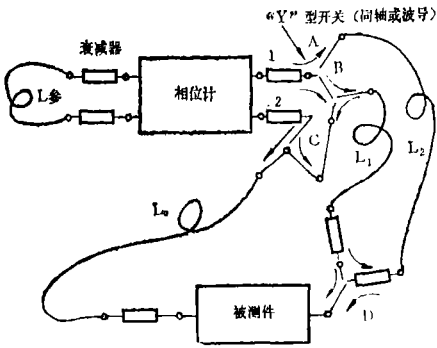


图4 配有“Y”型开关的“双电缆测相法”

毫微秒脉冲信号发生器

傅 玉 珊

摘 要

首先叙述高速脉冲信号发生器在电子测量技术中的应用，介绍了产生毫微秒脉冲的常见的几种方法及其优缺点，讨论了采用电流开关、隧道二极管、阶跃恢复二极管的三种电路；最后讨论了在用阶跃整形方法产生毫微秒脉冲时改善波形的措施及有关的工艺问题。

一、用 途

高速毫微秒脉冲信号发生器在现代电子测量技术中有着极其广泛的用途，其应用范围大致可以分以下几个方面：

1. 用在时域反射测量技术中

就象借助于雷达的回波可以确定被测目标的各种参数一样，时域反射技术可以由反射波形给我们提供有关传输线终端负载的信息。我们知道，当一个幅度为E、内阻为R_i的阶跃信号接到特性阻抗Z_p=R_p的传输线上时（见图1a），终端负载Z_L不同，传输线终端的波形和始端的反射波形也将有很大的差别。图1b画出了纯阻负载时AB两端的波形，波形①表示R_L=R_p的匹配情况，终端不发生反射；②表示终端开路，R_L=∞，发生电压全反射；③表示终端短路，R_L=0，发生电流全反射。设

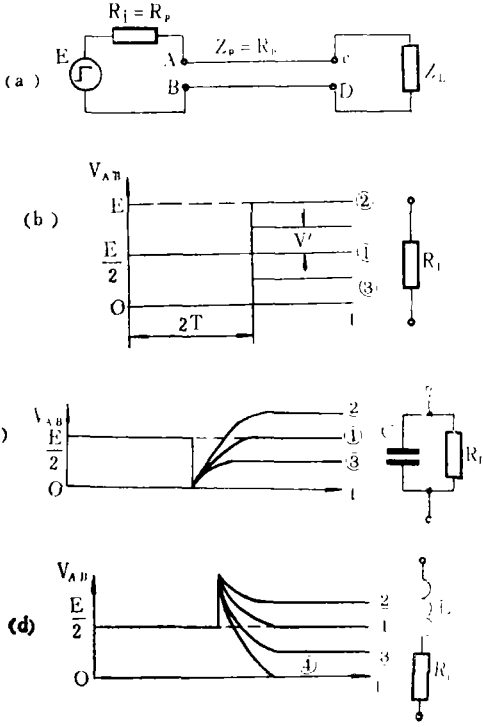


图1 不同负载的反射波形图

反射电压的幅度为 V' ，它与入射电压幅度 $\frac{E}{2}$

之比 $V' / \frac{E}{2}$ 称为终端负载的反射系数，用 ρ 表示，可以推导出：

$$R_L = R_P \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad (1-1)$$

根据反射系数，可以定量计算出 R_L 的大小。

ρ 在曲线①②之间取正值，在①③之间取负值。图中 T 是电磁波从始端传输到终端所需要的时间，如电磁波的传播速度为 v ，则可知传输线的长度 $L = v \cdot T$ 。图1c 表示终端负载为电容 C 与电阻 R_L 并联的情况，①表示 $R_L = R_P$ ，②表示 $R_L > R_P$ ，③表示 $R_L < R_P$ 。 R_L 的数值可以由波形稳定以后反射系数 ρ 的大小计算出来，根据曲线的时间常数，还可以算出电容 C 的数值。图1d 表示终端负载为 L 和 R_L 串联的情况，①表示 $R_L = R_P$ ，②表示 $R_L > R_P$ ，③表示 $R_L < R_P$ ，④表示 $R_L = 0$ ，由 ρ 及时间常数也可计算出 R_L 及 L 的数值。读者不难依此类推，画出 RC 串联、 RL 并联等其他负载时 AB 两端的反射波形，推导计算 R_L ， C ， L 的相应公式。

在一般情况下，当然不会采用这种方法去测量 R ， L ， C 的数值。如果测量对象是一些分布参数构成的系统，就必须采用这种方法了。如可以根据时域反射波形图计算出广播电视天线或雷达天线的各种参数，并且调整其结构使其性能大大提高。大家知道，宽带示波器的输入装置对整个仪器的性能影响极大，由于采用了各种高频转换插头座、微带线、衰减器等，对于输入同轴电缆可能造成失配，而这种失配用一般测量方法是难以发现的。时域反射技术就给我们提供了一种有力的检查手段，根据反射波形图就可很容易地确定失配性质，找出解决办法。比如我们对仪器输入同轴电缆系统进行时域反射测量得到如图2所示的反射波形图，我们就可以肯定在长度为 $L = VT$ 的电缆线后面某部件呈现出容性阻抗，且其电阻分量小于电缆的特性阻抗，再经过 $L_0 = VT_0$ 一段



图2 某系统的时域反射波形

距离后，又接入了一电感性阻抗，且其电阻分量大于 R_P 。我们可以通过改换高频插头座，修改微带线宽度等，使输入系统达到理想的匹配状态。

任何实际的 R 、 L 、 C 元件都有分布参数，我们希望它们越小越好，比如传送或旁路高频信号的电容器，我们总是希望它的极板电感和引线电感越小越好，而这个分布电感用一般方法是测量不出来的。用时域反射技术就可以从不同材料、结构、型号的电容中挑选分布电感小的使用。在通信和电力网络中，用此原理可以寻找地下电缆的故障，根据反射波形不但可以确定电缆故障的种类（短路、开路、绝缘层破坏等），而且可以准确测定故障点的位置。

可见，时域反射技术在电子设备以及各种分布参数系统的检查、测量、维护、调整时有重要的实用价值。要进行时域反射测量，就必须有高速脉冲信号源和一显示设备（一般是宽带取样示波器），而且脉冲源的前沿对测量精度有决定性的影响。电感和电容完全是在阶跃信号陡峭前沿的冲击下，才具备突变特性。如脉冲前沿是缓慢变化的，线路上电感和电容的突跳特性变坏（图3a实线），就不能准确测量它们的值，一些小的分布电感和电容可能根本测不出来（图3b）。



图3 慢脉冲冲击下反射波形图（实线）

2. 测量有源及无源网络的瞬态特性

高速脉冲源还常用于测量高速高频元器件的瞬态特性及有源和无源网络的频率特性,如用于测量晶体开关管的开关时间,集成电路的平均传输时间等,这些已为大家熟知,在此不再赘述。假如我们考虑的有源网络是一宽带放大器,放大器的通带宽度为 f_o ,当输入理想的阶跃脉冲时,其输出脉冲上升前沿为 t_r ,我们称此 t_r 为放大器的固有上升时间,可以推导出(见附录1):

$$f_o \cdot t_r = 0.35 \quad (1-2)$$

有时直接测量 f_o 比较麻烦,我们往往通过测量其阶跃响应,先求出 t_r ,然后再估算出 f_o 。这种方法在测量宽带放大器和各种示波器带宽时应用得非常普遍。也常用这种方法测量同轴电缆的瞬态特性,由此估算其适用的频带。这些测量显然都需要前沿极快的脉冲源。

3. 测量高速设备的动态特性

在高速下工作的电子设备如数字频率计、数字计时器、数字通讯设备,各种部件如运算器、存储器,以及各种电路如双稳态或单稳态触发器、斯密特触发器、电压比较器等等,都要考核它们的动态特性,如触发延迟、时间分辨率、灵敏度、最高工作频率等。这都要用到前沿陡峭、幅度、重复频率及脉冲宽度可调的各类毫微秒脉冲信号发生器。

4. 其它电量及非电量测量

半导体材料少数载流子寿命以及一些电介质和磁介质的测量,都离不开高速脉冲源。

二、构成方法

一般的脉冲信号发生器的方框图如图4所示。制作一台完整的脉冲信号源,必须对其重

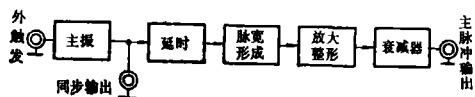


图4 脉冲信号发生器原理方框图

复频率、延迟、主脉冲宽度、前沿、过冲、幅度、输出阻抗等各方面提出具体要求,由此来

决定各部分分别采取什么电路。设计制造脉冲源涉及到的技术上和工艺上的问题是很多的,如振荡频率的稳定性、延迟时间和脉冲宽度的稳定性,输出幅度的精确度等等。在本文中我们不能对这些问题逐一进行分析,而只是围绕如何得到毫微秒数量级的快速前沿以及如何消除顶部振荡问题进行较详细的讨论。由于半导体器件的大量使用,下面除只列举了一种机电式脉冲发生器外,对于火花放电型及电子管型高速脉冲发生器,一律不去讨论。

1. 传输线放电型(水银开关型)

这是一种经典的产生毫微秒脉冲的方法,原理图见图5a。 E 是稳定的可调的直流电源, R 是充电电阻,传输线的特性阻抗为 R_p , $R \gg R_p$, R_L 是负载电阻, $R_L = R_p$ 。在开关 K 断开时,电源 E 通过 R 使传输线(通常是同轴电缆)充电至 E (图5b),当 K 闭合时,由于 $R_L = R_p$, E 被分压, R_L 上的电压上升到

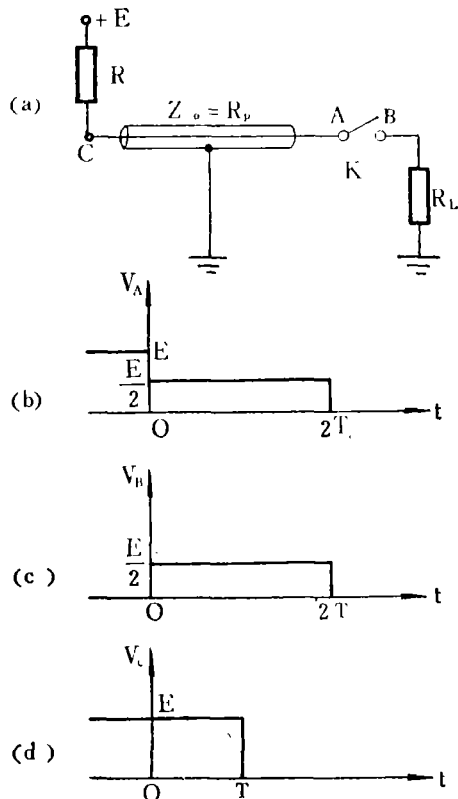


图5 传输线放电型脉冲源

$-\frac{E}{2}$ 。对于同轴电缆，这相当于在右端加上一个

负的幅度为 $-\frac{E}{2}$ 的阶跃电压，该电压向左传播，到达C点时，由于 $R \gg R_p$ ，相当于终端开路，电压发生全反射（参见图1b），C点电位突变到零（图5d）。反射波返回电缆右端，使 R_L 上的电压也降到零，在 R_L 上就得到宽度为 $2T$ 、幅度为 $\frac{E}{2}$ 的矩形脉冲了（图5c）。

这种类型的脉冲发生器其前沿快慢主要决定于开关K。为防止触点回跳产生多次脉冲，往往使用水银继电器，并把它装置在同轴结构中以提高其速度性能。这类脉冲源线路简单，输出幅度范围大，使用优质水银开关，可以得到小于 1nS 的前沿。但是它毕竟是一种机电式设备，水银继电器不仅寿命短、使用不方便，而且由于其机械惰性，重复频率只能从几十赫芝到几百赫芝范围变化，对于需要高重复频率的场合，这是远远不能满足要求的。

2. 饱和开关型（过激励型）

晶体管共发射极放大倍数可表示为：

$$\beta(\omega) = \beta_0 / (1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta}) \quad (2-1)$$

式中 ω_β 为共发射极截止角频率， ω 是使用频率。该式与附录1中RC网络的频率响应相同，因此其时间响应也应与RC网络相同。设输入是阶跃电流 I_b （见图6b），则其集电极电流应为：

$$I_c = \beta_0 I_b (1 - e^{-\omega \tau_\beta}) = \beta_0 I_b (1 - e^{-\frac{t}{\tau_\beta}}) \quad (2-2)$$

式中 $\tau_\beta = \frac{1}{\omega_\beta}$ ，称为共发射极时间常数。 I_c 的波形见图5c。集电极电流最后应达到 $I_b \beta_0$ ，其前沿 t_r 为 $2.2\tau_\beta$ 。但是在图6a饱和开关电路中， $I_b \beta_0$ 是不可能达到的，其最大集电极饱和电流为：

$$I_{cs} = \frac{E_c - V_{ces}}{R_c} \approx \frac{E_c}{R_c} \quad (2-3)$$

设 I_c 达到此值需要的时间为 t_r ，由(2-2)可

推导出：

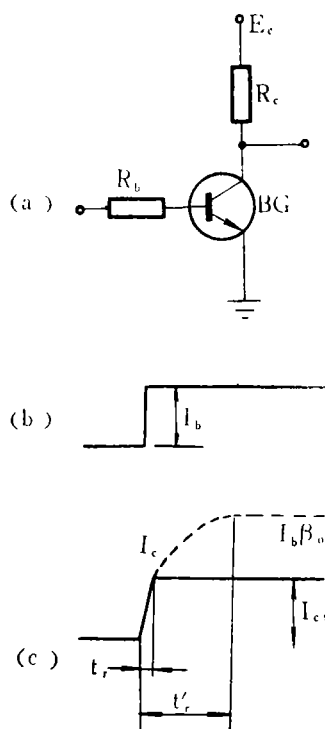


图6 过激励电路及波形

$$t_r \approx \tau_\beta \ln \frac{\beta_0 I_b}{\beta_0 I_b - I_{cs}} \quad (2-4)$$

令 $\frac{\beta_0 I_b}{I_{cs}} = N$ ，它表示实际加到晶体管基极上的

电流与刚刚使晶体管饱和时的基极电流 $\frac{I_{cs}}{\beta_0}$ 之

比，称为过激励系数，(2-4)式变为：

$$t_r \approx \tau_\beta \ln \frac{N}{N-1} \quad (2-5)$$

如取 $N=5$ ，则 $t_r \approx 0.22\tau_\beta$ 。假如采用 $f_a = 500\text{M}$ 的晶体管， $\beta_0 = 50$ ， $f_\beta \approx f_a / \beta_0 = 10\text{M}$ ，

$$\tau_\beta = \frac{1}{22f_\beta} \approx 16\text{ns}，\text{当 } N=5 \text{ 时，} t_r \approx 3.5\text{ns}。$$

在这种方法中，为了得到陡峭的前沿，往往要加大过激励系数 N ，但 N 越大，管子饱和越深，其存储时间随之增加，脉冲后沿变坏了。而且在 $N > 4$ 时，增加 N 对提高 t_r 已不太显著，所以它只能在一些简单的脉冲源中使用。

3. 雪崩晶体管型

工作原理见图7。无输入时,晶体管基极加有负偏压,所以集电极电源虽高,仍不能使管子c、e之间击穿。输入正触发脉冲时,be结正偏,管子迅速击穿,到达雪崩区,同时从集电极输出一个陡峭的尖脉冲。

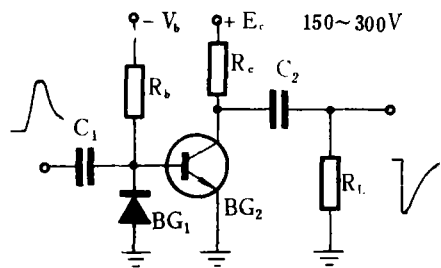


图7 雪崩晶体管脉冲源

由于晶体管的 V_{be} 、 V_{ce} 都是随温度变化的,所以该电路稳定性较差,工作频率也不能很高。由于必须用电容隔断 E_c 对下级的影响,它不能输出规则的方脉冲,我们不予详细研究。

4. 电流开关型

图8是电流开关型电路。 BG_2 基极接地电位(或根据需要接一固定参考电位),当 BG_1 基极输入 $-0.8V$ 的电压时, BG_2 导通, e 点的电位约为 $-0.8V$, $V_{be1}=0$, BG_1 截止,定电流 I_0 全部流过 BG_2 。当输入电压跳变到 $+0.8V$ 时, BG_1 导通, e 点电位约为零伏, $V_{be2}=0$, BG_2 截止, I_0 全部流过 BG_1 。这样,根据输入电位的不同, I_0 或者全部流过 BG_2 , 或者全部流过 BG_1 , BG_1 、 BG_2 的作用类似于

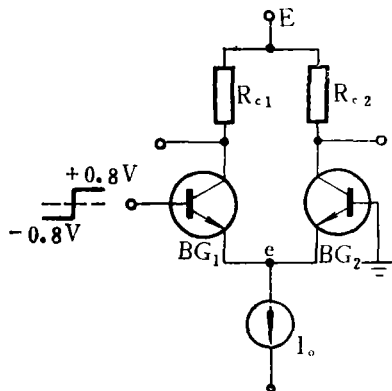


图8 电流开关电路

一个开关,这就是“电流开关电路”名称的由来。

电流开关电路为什么可以提高速度呢?我们仔细分析一下在饱和开关电路中影响和限制速度进一步提高的因素是什么,而电流开关电路又是如何解决这些问题的。首先,饱和开关工作在饱和状态,在第二节我们已经谈到,饱和程度越深,其存贮时间就越大,在输入脉冲结束后晶体管要退出饱和的时间就越长,这就使整个工作速度降低。而电流开关电路通过适当选择元件数值,让管子导通时其集电极电压 $V_c = E_c - I_0 R_c > V_{be}$, 它们就永远不会处在饱和状态。第二当晶体管接法不同时具有不同的速度性能,在共发射极接法时,频率特性最差,速度最慢。而在电流开关电路中, BG_2 是共基极接法, BG_1 由于其 R_c 较小, I_0 是定流源,等效电阻很大,属于共集电极接法,而这两种接法都有利于充分发挥管子本身的频率特性,速度要比饱和开关电路快许多。第三是集电极时间常数的影响。由于管子集电极对地之间存在分布电容 C_0 , 当集电极电流突变到零时,分布电容上的电荷要通过 R_c 放掉,集电极电压才能发生变化。要减小这一影响,除尽量减小分布电容 C_0 外,再一个措施就是减小 R_c , 而在电流开关电路中, R_c 都是比较小的。第四个因素是输入脉冲幅度的大小。在饱和开关中为了工作可靠,无输入时 V_{be} 之间都加一负偏压 $-V_{be}$, 有输入时基极电压上升到 $+V_{be}$, $\approx 0.8V$, 基极电压跳变幅度为 $\Delta V_{be} = V_{be} + V_{be}$, 晶体管基极-发射极电路存在着杂散电容,晶体管B、e结也有渡越电容,输入电流要对这些电容充电,才能使B、e结电压发生跳变,而 ΔV_{be} 越大,需要充电的时间也越长。在电流开关电路中, BG_1 由截止到导通其 V_{be} 只变化了 $0.8V$, BG_2 的基极对地电位也只变化了 $2 \times 0.8V$, 这就缩短了基极电流给杂散电容充电的时间,提高了速度。

在作脉冲信号发生器时,电流开关是作整形器和功率输出级用的。有时单个管子不能满足输出功率的要求, BG_1 、 BG_2 就各用几只同

型号的管子并联使用。这种类型的脉冲源重复频率高,工作稳定可靠,而且可以有反相、倒置等各种输出,脉冲前沿要达到 5ns 并不十分困难。目前国内水平:使用几只并联的 $f_T > 1000\text{MHz}$ 的晶体管,可以在 50Ω 输出负载上得到幅度 10V、前沿约 1ns 的脉冲信号。它的缺点是:由于它是在定电流情况下工作的,负载电阻的任何微小的变化都会影响到幅度的变化,因此只适于作高阻抗输出,不宜作功率输出。

5. 隧道二极管型

图 9a 是由隧道二极管构成的开关电路。根据负载电阻 R_1/R_2 以及隧道管静态工作点的不同,它可以工作在自激状态或触发状态。当工作在触发状态时,它可以接成单稳态或双稳态。用它来作快前沿脉冲源时,一般是使其工作在触发状态。我们主要研究其触发瞬变性能。

图 9b 是 a 的等效电路,其中 I_Q 是给隧道管 TD 提供工作点电流的, C_s 是结电容及外电路分布电容的总和, LR 支路的时间常数与隧道二极管跳变时间相比相当大,故在瞬态分析中可认为开路。设静态工作点为 Q (见图 10a), 输入线变电流 $I_{in} = Kt - K(t - t_0)$, 该电流叠加在 I_Q 上, 只有当 $I_{in} > I_P - I_Q$ 时, 隧道二极管才能被触发, 其工作点由 Q 到达峰点 P, 然后发生电压跳变, 最后到达 F 点 (图 10a)。设隧道管两端的电压为 V_D , 通过的电流为 I_D , 由等效电路图 9b, 不考虑 L、R 支路:

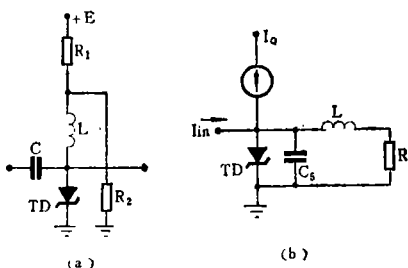


图 9 a. 隧道二极管电路 b. 等效电路

$$C_s \frac{dV_D}{dt} = (I_Q + I_{in}) - I_D = I. \quad (2-6)$$

假如输入电流 I_{in} 是阶跃电流, 则上式右端的 I 将不随时间变化, 隧道管跳变前沿为:

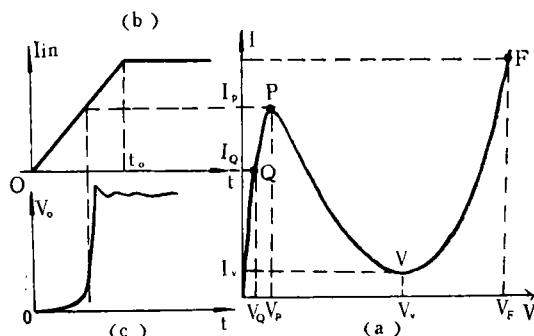


图 10 a. 隧道管的 $V-I$ 曲线 b. I_{in} 波形 c. V_D 波形

$$t_r = C_s \int_{V_p}^{V_F} \frac{dV_D}{I_Q + I_{in} - I_D} \quad (2-7)$$

由上式可定性看出, C_s 越小, $I_Q + I_{in}$ 越大, 则 t_r 越快, 跳变幅度越小, t_r 越快。实际 I_{in} 是随时间变化的, I_D 的表达式也很复杂, 有时用分段直线去处理, 对于锗管, I_D 可以写成:

$$I_D = I_P \left(\frac{V}{V_P} \times e^{-V/V_P} + 5 \times 10^{-10} e^{V/V_P} \right) \quad (2-8)$$

求解其瞬态特性时, 要联立式(2-6)、(2-8)用计算机求解, 详细内容可参见资料[1]。由于管子的参量都随电压、电流变化, 电路的分布参数又难以精确估计, 所以计算结果往往与实测有较大出入。

用隧道二极管作快速脉冲信号发生器, 主要优点是线路简单, 速度快。目前国外较好的隧道管脉冲源, 前沿已达几 + ps。美国国家标准局 (NBS) 就是用 $t_r \approx 20\text{ps}$ 的隧道管脉冲源作为各校准实验室之间传输时间的传递标准。缺点是输出幅度小, 采用砷化镓隧道管也只能达到 700~800mV, 脉冲宽度较大时不易保证平顶。另外, 由于它是二端器件, 输出与输入间无有效的隔离, 这不仅使杂散电容 C_s 增加, 而且输入信号还会传送到输出端, 造成在脉冲基线和顶部出现振荡。有人采用了定向耦合

器,使输出波形大大改善。

6. 阶跃恢复二极管整形电路

大家都知道二极管具有单向导电性,但是在高速脉冲应用时,情况就复杂得多。二极管PN结两端是否有电流通过,除了PN结两端接什么电位这个条件外,更重要的是看结两边有无电流的携带者—载流子。我们看图11 a 电路,假定二极管是N型材料的,那在无脉冲输入二极管流过正向电流 I_f 时,在靠近PN结附近的P型区就积累了大量少数载流子—电子。输入负脉冲使PN结反偏,在反向漂移电场的作用下,这些载流子会形成反向电流 I_r ,直到它们消耗干净了,反向电流才下降到零。输入负脉冲和二极管中电流的变化见图 11b。记施加反向阶跃脉冲的时刻为 0, I_r 变化到其最大值的90%时刻为存贮时间 t_s ,由最大值的90%下降到10%这段时间称为下降时间 t_f 。在开关二极管中,通常不再区分 t_s 和 t_f ,而把 t_s+t_f 统称为二极管的反向恢复时间 t_{rr} 。

在 $I_r \gg I_f$ 时,可以推导出:

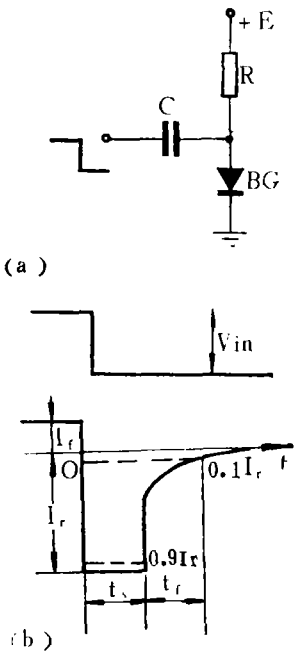


图11 二极管的脉冲特性

$$t_s \approx \tau_r \frac{I_f}{I_r} \quad (2-9)$$

2CK 型高速开关二极管,其 t_{rr} 可达 3~5ns。砷化镓超高速开关二极管 2EK, 最快的 t_{rr} 可达 30ps。我们最感兴趣的是一种叫做“阶跃恢复二极管”的特殊开关管,它的 τ_r 很大,而且容许通过较大的电流, I_f 和 I_r 都可以在大范围内调节以得到合适的 t_s 。它最有用的性质在于 t_f 极小,在阶跃恢复二极管中称 t_f 为“阶跃时间”,最快的管子可达几十个 ps。我们正是利用这一性质把前沿较差的脉冲整形为前沿陡峭的脉冲的,这种电路就叫做“阶跃整形电路”,图12(a)就是一个。

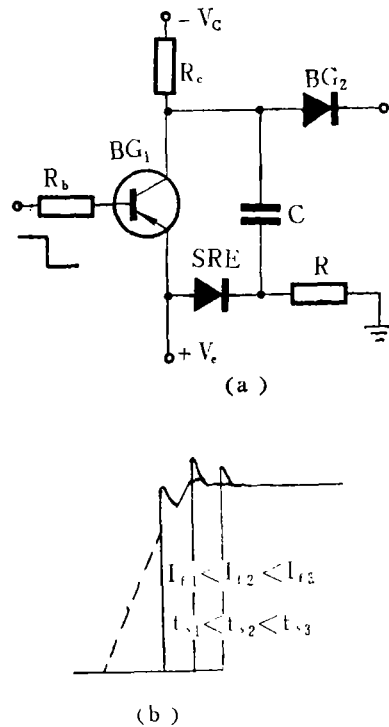


图12 a.阶跃整形电路
b.输出脉冲波形

图中 BG_1 是饱和开关,SRD 是阶跃恢复二极管, BG_2 是输出隔离二极管。当图中的 C 不接入时,输出波形如12(b)中虚线所示。接入 C 以后,集电极输出脉冲使阶跃管 SRD 由正向导通变为反向导通,经过时间 t_s 以后,SRD 中存贮电荷变为零,发生阶跃,SRD 突然截止,于是 BG_1 集电极突然变到高电位。正向电流越大, t_s 越长,图12 b 画出了对应三种不同正向电流时的阶跃波形。 I_f 太小,阶跃

会产生在输入脉冲的前沿上, I_r 太大, 会使管子功耗太大, 一般调节得使 t_s 稍大于被整形的脉冲的前沿即可。

当被整形的脉冲具有一定前沿时, 流经 SRD 的反向电流具有图 13 所示的形状, 这时电荷控制方程变成:

$$-\frac{dQ_s}{dt} = \frac{Q_s}{\tau_s} + Kt \quad (2-10)$$

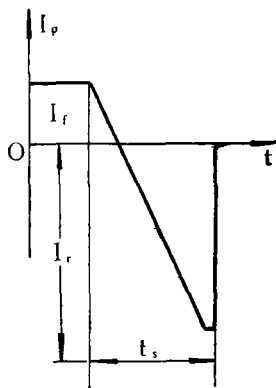


图13 阶跃管反向电流

由初始条件 $Q_s(0) = I_r \tau_s$, 定解条件 $Q_s(t_s) = 0$

可解出:
$$e^{-\frac{t_s}{\tau_s}} = \frac{K(\tau_s - t_s)}{K\tau_s - I_r} \quad (2-11)$$

设最大反向电流为 I_r , 利用 $Kt_s = I_r$, 可解出 t_s :

$$t_s \approx \tau_s \ln \frac{K\tau_s - I_r}{K\tau_s - I_r} \quad (2-12)$$

在被整形的脉冲前沿较长时, 必须采用容许通过较大 I_r 的大功率 SRD 以得到较长的 t_s , 这时, 往往其阶跃时间也很长。有的 SRD 阶跃时间短, 但存贮时间也短。为了解决这一矛盾, 可以采用两级或多级整形电路(图14),

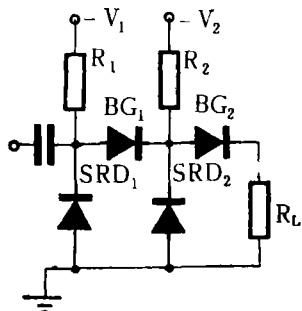


图14 两级阶跃整形电路

把存贮时间长的放在第一级, 以后依次放存贮时间和阶跃时间短的。这类脉冲源重复频率高, 输出功率大, 顶平, 速度快, 是一类性能优良的脉冲信号发生器。目前我国制造的这类脉冲源采用一级整形电路, 采用集中参数补偿, 其速度指标是: 在 50Ω 负载上最大输出 10 V , 前沿 $\leq 200 \text{ ps}$, 顶部振荡 $< 20\%$ 。

三、波形的改善及有关的工艺问题

1. 高速脉冲波形的补偿问题

任何元器件和实际电路都具有分布参数。电容器存在极板电感和引线电感, 碳膜电阻存在着刻槽电感和引线电感、引线电容, 半导体器件存在着极间电容和引线电感。接线本身就是个小电感, 接线与地电位之间、各接线之间都存在着分布电容。这些分布电感和电容构成一个极其复杂的分布网络。由于电感的感抗为 $j\omega L$, 电容的容抗为 $\frac{1}{j\omega C}$, 在低频时它们的

影响还不大, 当频率增高时, 在信号通路上分布电感的感抗就变大, 而分布电容的旁路作用也越来越明显。根据频谱分析, 矩形脉冲中含有极其丰富的高频分量, 当它通过上述分布参数网络时, 总要失掉某些频率成分, 造成波形失真。如果网络是多极点的, 还会使阶跃脉冲产生顶部振荡。我们先看一个最简单的情况, 假定有一阶跃脉冲(图15 b)加到图15 a 所示电路上, 如果 $C_s > \frac{L_s}{4R^2}(3-1)$, 则可以推导出输出脉冲为:

$$V_o(t) = V_M - \frac{V_M}{L_s C_s \omega_0} e^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t + \varphi) \quad (3-2)$$

式中: $\alpha = \frac{1}{2RC_s}$, $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_s C_s} - \alpha^2}$

$$\sin \varphi = \frac{\omega_0}{\alpha^2 + \omega_0^2}, \quad \cos \varphi = \frac{\alpha}{\alpha^2 + \omega_0^2}$$

输出脉冲波形见图15c。这个例子清楚地告诉我们,当满足一定条件时,输出脉冲顶部将出现一衰减振荡。仔细分析后得知,如果使 $\omega_0=0$,即:

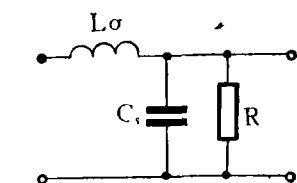
$$C_s = \frac{L_\sigma}{4R^2} \quad (3-3)$$

则输出脉冲将变成:

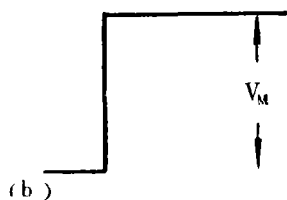
$$V_0'(t) = V_M \left(1 - e^{-\frac{t}{2RC_s}} - \frac{t}{2RC_s} e^{-\frac{t}{2RC_s}} \right) \quad (3-4)$$

输出波形见图15d。

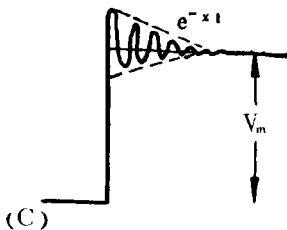
在电路的实际结构确定以后, R, C_s 就完全确定了, 要保证 (3-3) 式成立, 可以人为地加进一个小电感 L_0 , 使 $L_0 + L_\sigma = 4R^2 C_s$, 就使原电路由振荡状态变成阻尼状态了。实际上分布电感与分布电容形成的原因及排列情况极其复杂, 它们所形成的网络不可能用图15a



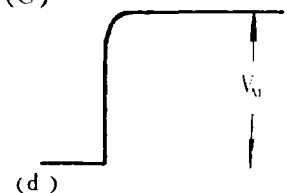
(a)



(b)



(c)



(d)

图15 顶部振荡的产生及消除

简单地表示, 所以也不可能单独用附加电感 L_0 来消除振荡, 而必须用更为复杂的电路。图16中虚线部分是一个实际的补偿网络, 它在本质

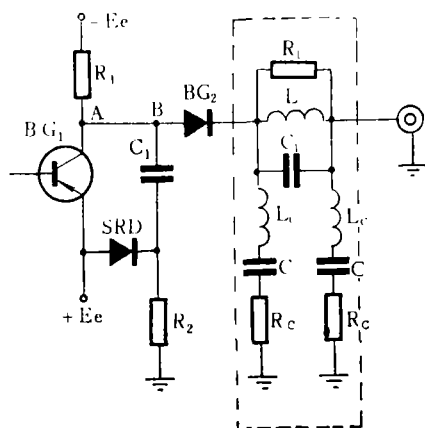


图16 实际补偿网络

上是一个带通滤波器, 把叠加在阶跃脉冲顶部的高频振荡部分滤掉了。在此要特别强调一下几个电阻 $R_L \cdot R_C$ 的作用。我们知道, 一个 LC 电路其 Q 值越高, 就越容易产生振荡, 而且一旦振荡起来, 衰减也很慢。在补偿电路中, 电容 C 本身也有引线电感和极板电感 L_C , 它们自身组成一个串联振荡电路; 电感 L 本身也有分布电容 C_L , 它们组成一个并联振荡电路, L 和 C 组合起来又会形成新的振荡电路, 所以当仅仅接入 C 或 L 来消除振荡时, 振荡反而变得更厉害了。与电感 L 并联的 R_L 和与电容 C 串联的 R_C 的作用, 就是增加上述 LC 振荡电路的阻尼, 使它们的 Q 值降低, 想振也振不起来。这样, 既滤掉了原有的振荡, 又抑制了新的振荡, 就可以获得最佳补偿。根据我们的经验, 在阻值为 $50 \sim 500 \Omega$ 的非标准 $1/8W$ 碳膜电阻上绕 $0.30mm$ 的漆包线作 L, C 采用 $6 \sim 30 pF$, R_C 采用 $50 \sim 200 \Omega$, 采用图16网络对于附加在 $10V$ 脉冲上高达 $20 \sim 40\%$ 的过冲 (顶部振荡的峰值), 其抑制效果非常明显, 经调整到最佳状态时, 过冲可降到 10% 以下, 有些可达 5% , 而且仍然满足 $t_r = 2ns$ 的速度指标。

有时候由于管子的缺陷或其他电路安排上的原因, 输出脉冲可能出现如图17a所示的缺角现象, 这时可在图16 A、B 之间接近一个小

电感, 使它与分布电容形成一个阻尼振荡电路, 借振荡的第一个波峰来补偿缺角。自然该电感也必须绕在一阻值为几百欧姆的电阻上, 经与后面补偿网络的综合调整, 可得如图17 b 的波形。

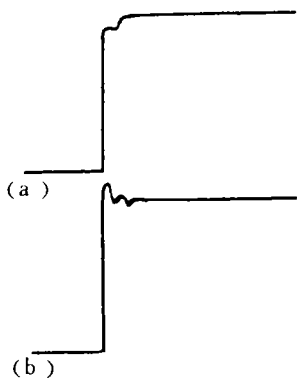


图17 缺角及补偿后的波形

必须指出, 上述补偿网络都是一带通滤波器, 各种补偿方法实际上是人为地压制或提高脉冲频谱中的某些成分, 这虽然可以使脉冲变得更接近于方波, 但或多或少总是增加了脉冲的前沿, 所以必须尽量控制使用。如果要求脉冲前沿极快 (比如 100ps 以下), 为避免分布参数使前沿变坏以及在脉冲顶部产生振荡, 最好采用同轴结构以保证良好的性能。

2. 有关的工艺问题

一台高速脉冲发生器是否能获得预期的效果, 关键在于工艺。电路向高速发展的结果, 一是使电路设计与元器件设计统一起来, 另外是使电路设计与工艺设计统一起来。在工艺中一般要考虑以下几个方面的问题: 第一, 各级“地”之间必须无分布电感存在, 否则各级之间就产生寄生耦合, 引起脉冲波形的失真。在高速电路中减小“地”分布电感的行之有效的办法是“大面积接地”, 即印刷电路板上除信

号线和电源线外, 其他部分复铜板都留下作地线使用。第二, 要特别注意高速信号的传播通路, 各电路间的传送要用同轴电缆, 信号在印刷电路板上应该走最近的距离, 有时要采用微带结构, 信号通过的电容器其杂散电感必须很小。第三, 各同轴电缆终端必须匹配, 绝不应应用刻槽电阻作终端负载。脉冲源的同轴电缆始端按理应该接一个与其特性阻抗相等的电阻 R_i (见图18), 但这样一来, 负载上得到的脉冲

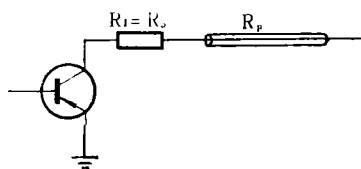


图18 同轴电缆始端匹配

幅度就会降低一半。为了提高幅度, 在大部分脉冲源中这一电阻是不用的, 这样同轴电缆始端就处在失配状态, 如果电缆的终端也匹配得不好, 反射波形传到始端后会发生更厉害的反射, 这样经多次反射以后, 波形就会产生很大的畸变。为避免这种情况, 除尽量使电缆终端作到阻抗匹配外, 当脉冲源带有衰减器时, 最好安装在电缆始端。衰减器要采用同轴型, 需要将脉冲信号引到不同的电路中去时, 要采用 T 型转换器并注意各分路的阻抗匹配。当同轴电缆的终端接了许多同轴元件和衰减器时, 为保证高速性能, 制造者首先应该用第一部分中谈的时域反射技术检查一下自己的传输系统匹配情况如何, 发现问题及时进行修改。最后, 为避免各级之间通过电源互相干扰, 各级的电源进线要进行 LC 滤波。滤波用的电容除一大容量的低频电容外, 还要并一小电容, 最好也用时域反射技术挑选分布电感小的使用。这些问题不再一一叙述了。

参 考 资 料

- [1] A. Barna, "High-Speed Pulse Circuits"
- [2] J. A. Coekin, "High-Speed Pulse Techniques"
- [3] I. A. D 勒威斯, F. H. 威尔斯, “毫微秒脉冲技术”, 第四章
- [4] E. 科瓦尔斯基 “核电子学” 第三、四章