

143

脈 冲 技 術

(下 冊)

保 錚 編

通信兵雷达工程学院

1962.7.

脈 冲 技 术

(下 册)

保 鈺 編

重庆嘉陵印制厂印刷

开本 787×1092 公厘 1/16 印张 11 3/4

印刷字数262,000字 印数1—2,900 插頁 2

1962年 8 月印刷

序号: 技0013

下 册 目 录

第三篇 脉冲产生电路

第七章 触发电路和多諧振蕩器

- § 1 触发电路和多諧振蕩器..... (3)
- § 2 波形計算..... (7)
- § 3 电路里的几个主要問題..... (15)

第八章 几种特殊用途的触发电路

- § 1 基本电路存在的問題..... (29)
- § 2 阴极耦合触发电路..... (30)
- § 3 快速恢复电路..... (36)
- § 4 高稳定性电路..... (42)
- § 5 窄宽度电路..... (45)
- § 6 晶体管电路..... (49)

第九章 利用特性研究弛張振蕩

- § 1 利用特性确定平衡点..... (59)
- § 2 平衡点稳定性的判断..... (62)
- § 3 稳定平衡点的轉換和准平衡点的移动..... (64)

第十章 幻象电路

- § 1 幻象电路中的五极管..... (68)
- § 2 帘栅耦合幻象电路..... (70)
- § 3 阴极耦合幻象电路..... (78)
- § 4 双管幻象电路..... (85)
- § 5 晶体管幻象电路..... (87)

第十一章 間歇振蕩器

- § 1 間歇振蕩器的工作原理..... (89)
- § 2 間歇振蕩器的波形計算..... (92)
- § 3 电路参数对脉冲頂部波形的影响..... (101)
- § 4 触发式間歇振蕩器..... (103)
- § 5 輸出脉冲及稳定脉冲宽度的方法..... (105)
- § 6 間歇振蕩器的工程設計..... (107)
- § 7 毫微秒間歇振蕩器..... (110)
- § 8 晶体管間歇振蕩器..... (120)

第十二章 二次发射管弛張振蕩电路

第十三章 晶体管負阻弛張振蕩电路

- § 1 点触型晶体管电路..... (132)
- § 2 雪崩三极管电路..... (139)
- § 3 隧道二极管电路..... (143)

第四篇 脉冲参数变换电路和选择电路

第十四章 脉冲分频

- § 1 触发电路分频器..... (150)
- § 2 多谐振荡器分频器..... (154)
- § 3 积蓄式计数器..... (162)

第十五章 脉冲延迟电路

- § 1 用改变方波度的方法得到延迟脉冲..... (170)
- § 2 用比较设备得到延迟脉冲..... (171)

第十六章 脉冲选择电路

- § 1 脉冲振幅选择..... (176)
- § 2 脉冲时间选择..... (178)
- § 3 脉冲重复频率选择..... (180)
- § 4 脉冲宽度选择..... (181)
- § 5 脉冲编码选择..... (185)

第三篇

脈冲产生电路

脈冲产生电路也是由惰性系統和开关系統兩部分組成，它和形成电路的區別在于开关系統状态的轉換不是受外力控制，而是由电路本身完成。所以脈冲产生电路可看成是开关自动轉換的形成电路。

但在实际应用中，很少用脈冲产生电路直接产生出所要求的脈冲，而是分作兩步：第一步用产生电路得到一定的方波；第二步再用这个方波去控制形成电路的开关管，用形成电路形成所需的脈冲。所以在脈冲产生电路里主要是討論如何产生各种各样方波的問題。

除了为形成电路产生开关方波外，脈冲产生电路还有许多用途，如用它产生延迟脈冲，用它作分頻器以及为其它无綫电設備提供一定的脈冲信号等等，这些內容都將在后面几章里詳細研究。

在这一篇里我們將會看到，产生一个一般的方波是不困难的，但由于脈冲产生电路应用很广，在不同场合对方波提出各种各样的特殊要求；有时要求方波的波形方整，边缘陡直；有时又要求方波宽度 T_1 特别窄，窄到零点几微秒以下；有时又要求工作比 $\left(\frac{T_1}{T}\right)$ 特别小，小到百分之一以下；有时还要求宽度和周期特别稳定，或要求宽度可以变化，而且宽度的变化要和外加控制因素(通常是电压)成綫性关系等等，当提出这些特殊要求时电路就要作相应的改进。

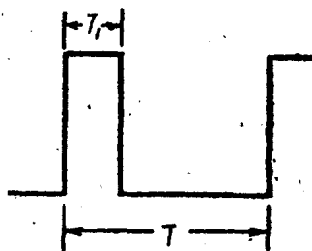


图1 方波波形

所以在这一篇里，我們將从最簡單的电路出发，研究得到一般方波的原理和方法，并研究它存在的实际問題和使用上的限制，由于基本电路不能滿足某些特殊要求，根据要求把基本电路加以适当的改进，得到一系列的变形电路，这些变形电路在某一性能上將比基本电路有所提高。但当要求进一步提高时，变形电路也不能滿足了，这时就要將开关系統和惰性系統作較彻底的改进，从而又引出一系列新的电路，所以在这一篇里將研究許多电路。

在脈冲形成电路里，所謂破坏电路的稳态，實質上就是利用开关方波的控制使电路具有两个稳定状态——开关管导电是一个，截止是另一个；开关方波使电路在这两个状态間来回变化。因此，在用电路直接产生方波时，电路本身就必須有两个状态，而且两个状态的轉換可以由自身完成。

在实际应用中，脈冲产生电路状态的来回轉換还可以有两种方式，一种是由于系統内部变化而产生的，另一种則需要通过外力推动，我們把前者叫做自激，后者叫做触发。通常把完全不需要外力推动的电路叫自激振荡器；把其中一个状态的变化要通过外力，而从另一个状态变回来則靠自激的叫單稳触发电路，或叫單稳振荡器；两个状态的变化都要依靠外力的叫双稳触发电路。

应当指出，脈冲产生电路的触发，和用方波电压控制形成电路是兩回事，后者是在外加电压作用下使电路有两个状态，而前者是电路本身就有两个状态，外加电压只是起一定的推动作用，因此在触发电路上加的外加电压不是方波，而是窄脈冲。

脈冲产生电路也就是振荡器，但这种振荡器的工作情况和一般正弦波振荡器有很大不同。当电路由一个状态向另一个状态轉換时，电路里的变化极其迅速，而在变到那个状态以后，要在那个状态上停留一个时期，这时电路里的变化又比較緩慢，根据电路变化有时“緊張”，有时“松弛”这个特点，我們把它叫做弛張振荡器或弛張振荡电路。

第七章

触发电路和多諧振蕩器

触发电路和多諧振蕩器是一种阻容回授的双管弛張振蕩电路，它們可以用来产生一般的方波，应用极其广泛，而且它們也是弛張振蕩电路中最基本的电路，其它許多电路都是由它們演变而成的，为了打好基础，我們將对这种基本电路进行詳細分析，以达到举一反三的目的。

在这一章里我們首先研究弛張振蕩的基本原理和得到弛張振蕩的必要条件；然后再結合具体电路分析电路的工作过程，并計算其波形；在掌握了电路的基本原理以后，还将进一步研究电路里存在的一些实际問題，通过这些問題的研究，一方面能够了解电路的性能，另一方面还可以知道它們在使用中有那些限制，应当怎样改进，这样就可以使我們帶着問題去学习以后各章的电路，不会为花样繁多的电路所迷惑。

§1. 触发电路和多諧振蕩器的工作原理

1-1 产生弛張振蕩的条件

产生弛張振蕩的条件就是要使电路具有两个稳定状态，而且电路能够在这两个状态之間来回轉換。

在討論电路之前，我們先举一个最常碰到的机械例子——乒乓开关來說明两个状态的获得。

图 7-1 是乒乓开关的示意图。不难看出，簧片只有两个稳定平衡的位置，它或者和 *A* 接触，或者和 *B* 接触，当它在 *A*、*B* 之間时，弹簧的力量使它不能停留在該处，而迅速地投向一边。

电路得到两个稳定状态的方法和乒乓开关极其相似，它們是用正回授的方法，下面我們將分双稳触发电路，單稳触发电路和多諧振蕩器分别加以介绍。双稳触发电路主要是如何获得两个稳定状态，而單稳触发电路和多諧振蕩器还要研究怎样产生轉換的問題。

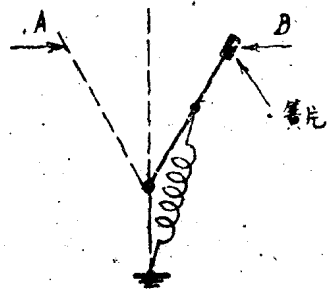


图 7-1 乒乓开关的示意图

1-2 双稳触发电路

(一) 两个状态的获得

双稳触发电路的电路图如 7-2(a) 所示，如果把它展开成图 7-2(b) 的形式，很清楚

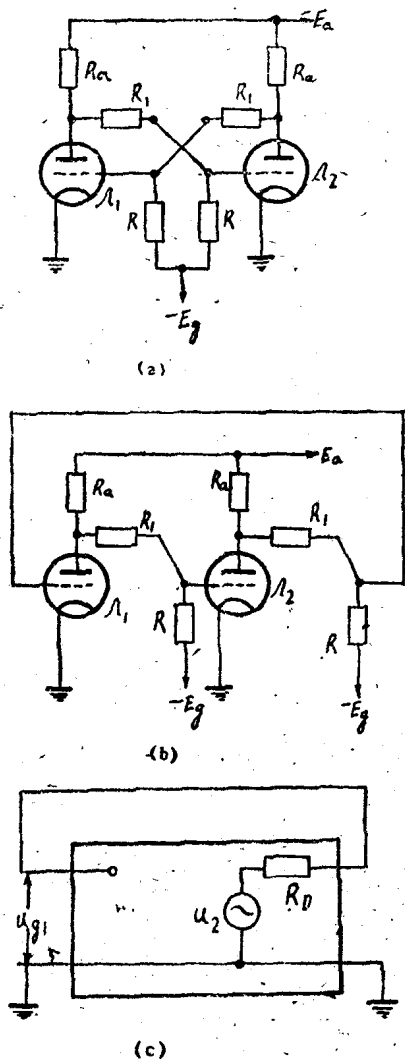


图 7-2 双稳触发电路

地看出它是一个正回授的两级电阻耦合放大器。

适当选择电路中电压电阻的数值，可以使一个管子导电时；另一个管子截止。例如在 Π_1 导电时，其阳极电压较低，它通过电阻 R_1 、 R 和电压 $-E_g$ 在 Π_2 栅极得到低于截止值的负压，因而使 Π_2 截止。若电路是对称的，则反过来也一样。所以说 Π_1 导电 Π_2 截止和 Π_1 截止 Π_2 导电是电路的两个稳定平衡状态。

骤看起来，两管同时导电似乎也可能是一个稳定平衡状态。实际上由于电路里有回授，这个状态是不稳定的。我们知道，即使只加直流电压，电路也不会是绝对平静的，由于热骚动或其他一些原因，电流电压总有些微小的起伏。如果因为某种原因 u_{g1} 有些增加，则在两级放大器里（见图 7-2(b)）就产生了下述过程

$$u_{g1} \uparrow \rightarrow i_{a1} \uparrow \rightarrow u_{a1} \downarrow \rightarrow u_{g2} \downarrow \rightarrow i_{a2} \downarrow \rightarrow u_{a2} \uparrow \rightarrow u_{g1} \uparrow$$

$$|\Delta u_2| > |\Delta u_{g1}| \quad u_2 \uparrow \quad (7.1)$$

式中 u_2 是两级放大器的开路输出电压（图 7-2(c)）。由于电路存在回授，如果开路输出电压 u_2 的增量 Δu_2 大于 Δu_{g1} ，则回授的结果将使 u_{g1} 再增加，这样在电路里就产生 (7.1) 式的循环过程。

反之，如果在开始时因为某种原因使 u_{g1} 稍稍下降，则电路里就会产生相反的循环过程

$$u_{g1} \downarrow \rightarrow i_{a1} \downarrow \rightarrow u_{a1} \uparrow \rightarrow u_{g2} \uparrow \rightarrow i_{a2} \uparrow \rightarrow u_{a2} \downarrow \rightarrow u_{g1} \downarrow$$

$$|\Delta u_2| > |\Delta u_{g1}| \quad u_2 \downarrow \quad (7.2)$$

我们把这样的循环过程叫做积累过程，只要某一电压或电流稍稍增加，它就会一直增加下去，直至循环中的某一环节中断为止。如果忽略电路的惰性，电路将“突跳地”离开原来的状态。实际上由于寄生电容等惰性元件的影响，某些过程需要很短的建立时间（一般都在 1 微秒以下），所以积累过程将使电路迅速地离开这个状态。

两管同时导电时，两级放大器的放大倍数 $K \left[= \left(\frac{\mu R_a}{R_a + R_i} \cdot \frac{R}{R_1 + R} \right)^2 \right]$ 一般要比 1 大得多， $|\Delta u_2| > |\Delta u_{g1}|$ 的条件总是满足的，因此电路不能稳定地两管同时导电，即使在某一瞬间两管同时导电，它也会由于积累作用使电路按 (7.1) 式或 (7.2) 式的过程飞跃变化，直至一管导电，另一管截止，直到破坏了循环作用为止。

(二) 电路的工作原理

根据上面两个状态的获得,再结合具体电路来说明工作过程。见图7-2(a),假设原来 π_1 截止, π_2 导电,我们在 π_1 阳极加一负脉冲,经过 π_2 放大倒相后,一正脉冲加到 π_1 的栅极,使 π_1 导电,这时由于两管同时导电,产生了(7.1)式所示的积累过程,这个过程一直继续到 π_2 截止为止,因此这个脉冲就使电路从一个状态(π_1 截止, π_2 导电)跃变到另一个状态(π_1 导电, π_2 截止)。如果我们在两管阳极加时间上相隔的脉冲,就能在它们的阳极得到方波电压(见图7-3)。

至于触发脉冲究竟怎样加到电路上去的问题将在后面讨论。

(三) 电路的实际问题

图7-2的双稳触发电路只是它的原理图,当考虑到一些实际问题时还应当有所改进。前面我们已经指出,由于电路中寄生电容惰性的影响,使电路的转换(即积累过程)需要一定时间。这个时间的存在一方面会使输出脉冲的边缘变得弯曲,另一方面,它还有可能使电路触发不动,例如触发脉冲很窄时,截止管的栅极电压还没来得及升高到截止值以上,触发脉冲就已经过去了,电路也就依然停留在原来状态。

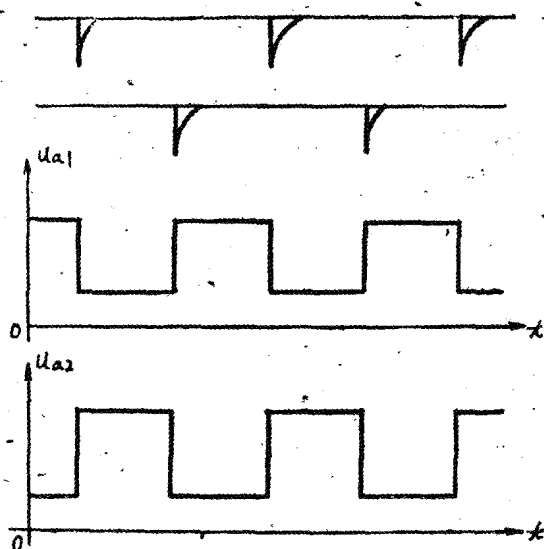


图7-3 双稳触发电路的波形

寄生电容可分阳极寄生电容与栅极寄生电容两种(图7-4)其影响也可分成两部分。阳极寄生电容的影响是在积累过程中使阳极电压的建立比本管栅极电压的建立要落后一段时间。例如在 π_1 的栅极加一个阶跃电压,则其阳极电压要经过一段时间以后(此时间就是阳极寄生电容充电或放电时间)才能建立起来。不过由于 R_a 比较小,一般都是几十千欧姆,所以这段时间是比较短的。栅极寄生电容的影响是使栅极电压的建立要比另一管阳极电压的建立落后一段时间,这段时间是栅极寄生电容要充放电而导致的。由于 R_1 一般都在100千欧以上,所以这段时间就比较长。显然,要减小寄生电容的影响,首先应当减小栅极寄生电容的影响。

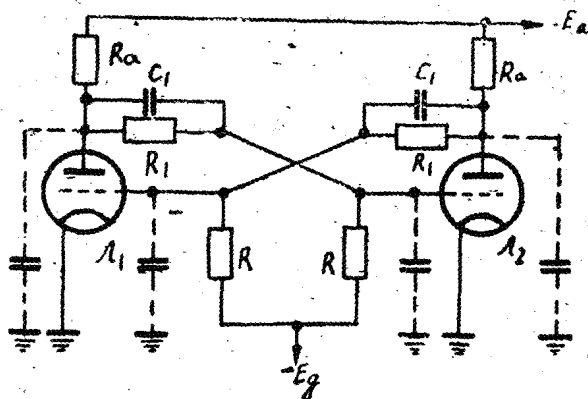


图7-4 具有加速电容的双稳触发电路

为了减小栅极寄生电容的影响,常在电阻 R_1 上并联一电容 C_1 (图7-4)。其作

用是加速电路的轉換，所以把它叫做加速电容。这加速电容 C_1 对积累过程中的快变电压来说，其阻抗比 R_1 小得多，因此在积累过程中变化的阳极电压是按电容 C_1 和 C_{gk} （栅极总寄生电容）的阻抗分压传送到另一管栅极的，这就不再有栅极寄生电容的充电而引起的時間滞后现象。而且电容 C_1 愈大，呈现的阻抗愈小，传送给栅极的电压也就愈大。

加了較大的加速电容以后，在积累过程中，栅极寄生电容相当并接到另一管的阳极，使阳极的总寄生电容加大了，但由于 R_a 远比 R_1 为小，总的說来，加了电容 C_1 后轉換过程还是大大地縮短了。

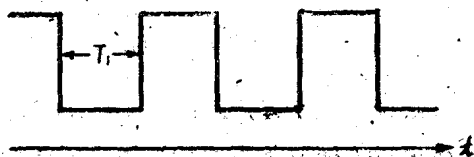
然而，加速电容也并不是愈大愈好，因为它还有某些副作用：电容 C_1 会使方波的边缘变得弯曲，电容愈大，弯得也愈厉害，詳細情形將在下一节說明。

1-3 單穩触发电路

單穩触发电路也要有两个稳定状态，只不过状态的相互轉換一个是由外力推动，另一个是自激的，如图 7-5 所示。图 (a) 是外加触发脈冲，图 (b) 是从电路得到的



(a)



(b)

图 7-5 單穩触发电路的控制脈冲和所得方波

方波，触发脈冲使电路轉換到另一个状态，但經過一定間时 T_1 以后，电路又自动的轉換回来，这个時間 T_1 則由电路本身的参数决定。

在雷达和其它一些脈冲設備里，常要求从每一个控制脈冲得到一个方波，亦即如图 7-5 所示的波形，这时就要用到單穩触发电路。此外，它还有其它許多用途，如用它得到延迟脈冲或作分頻器等等，这些都將在后面詳細研究。

从上面的說明中可以看出，單穩触发电路的两个状态中有一个是真正稳定平衡的，你不触它，它就不动。但另一个却不然，它实际上是不平衡的，电路被触发

跳到这个状态以后，工作状态一直緩慢变化着，变到一定程度电路就成为不稳定而跳回到原来的状态去。不过这种工作状态的緩慢变化和滿足积累作用的“跃变”是兩回事，我們把这个状态叫稳定的准平衡状态。

如果以图 7-2 的电路为例，我們要把双穩电路变成單穩电路，就必须使其中一个电子管在截止以后，栅极电压能够慢慢自行上升，待其上升到超过截止值，因兩管同时导电而产生积累作用，使电路自己回到原来的状态去。

要做到上述这点并不困难，只要把图 7-2 电路中的某一耦合电阻 R_1 换成电容 C_g ，并把相应的栅极电阻改成接地就可以了（图 7-6）。从耦合方式来看，这个电路又叫阳栅阻容耦合單穩触发电路，有时就简称單穩触发电路。

从图 7-6 的电路可以看出，由于只是把双穩电路的耦合电阻换成了耦合电容，积

累作用依然存在, 所以电路不能稳定地处于两管同时导电的状态, 只能是一管导电, 另一管截止。同时又由于第一管 π_1 的栅极电阻接地, π_2 的栅极电阻接外加电压 $-E_g$, 因此在控制脉冲到来前, 总是 π_1 导电、 π_2 截止。

外加控制脉冲使 π_2 导电后产生转换, 变成 π_1 截止, π_2 导电, 电容 C_g 通过 π_2 和 R_g 放电, 放电电流在电阻 R_g 上产生一负压, π_1 正是由于这个负压而截止的。随着放电时间的增加, 放电电流愈来愈小, π_1 的栅压将逐渐向零电位上升, 而当它上升到超过截止值时, π_1 又重新导电, 极累过程使电路再转换回到 π_1 导电, π_2 截止的状态, 这个状态将一直保持到下一个外加控制脉冲到来时为止。

从上面的说明可以看出, 单稳触发电路产生的方波宽度主要决定于栅极电容 C_g 放电的快慢, 所以适当选择放电时常数, 就可以得到所需要的宽度。关于宽度计算问题将在后面详细讨论。

1-4 多谐振荡器

如果把单稳触发电路里剩下的一个耦合电阻也换成耦合电容, 并把栅极电阻也直接接地 (图 7-7), 这样做并不会破坏触发电路里的积累过程, 所以它也是有二个稳定状态, 但这种电路中任何一个电子管都是靠电容 C_g 放电在电阻 R_g 上生成负压而截止的。经过一定时间就会自行转换。因此它是不需要任何外力推动的自激振荡器, 通常我们把它叫做多谐振荡器。

多谐振荡器在脉冲技术设备中用得很多, 可作方波源, 也用作分频器。

§ 2. 波形计示

从上面的讨论可以看出, 双稳电路、单稳电路和多谐振荡器的基本原理完全相同, 计算方法也大体一致, 而单稳触发电路更同时具有其它两个电路的特点, 所以我们只对单稳触发电路作详细讨论。掌握了单稳电路的计算方法, 其它电路的问题也就迎刃而解, 而且单稳电路也是今后用得最多的一种电路。

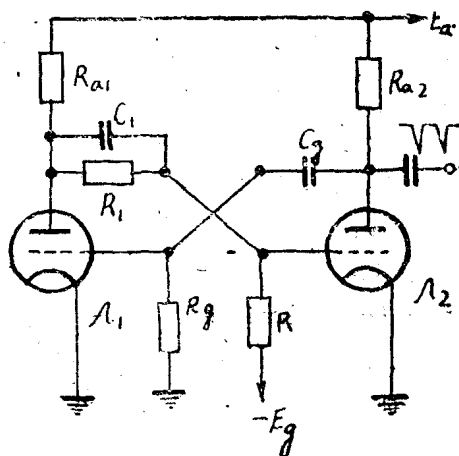


图 7-6 阳栅耦合单稳触发电路

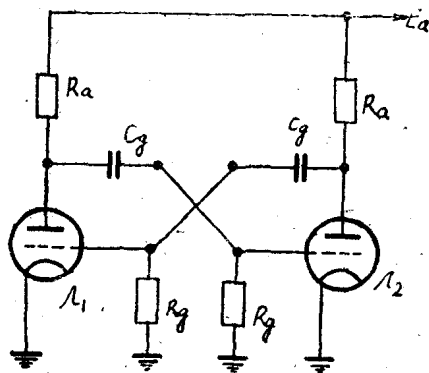


图 7-7 多谐振荡器

2-1 單穩电路的波形計算

在具体計算前，先把分析路綫交代一下。电路在实际应用中是有一些条件的，应用这些实际条件，可以使計算过程簡化，所以我們首先介绍电路的一些实际条件。單穩电路的波形是电路在两个状态之間变化而形成的，先算出两个状态时各极电压，然后判断在那一段时间里电路处于那个状态，就可以大致画出各极的波形。各极的詳細波形还要考虑电路状态改变时而引起的电容充放电的暫态过程。

(一) 实际条件

在單穩电路里，电阻 R_1 、 R 和 R_g 远大于 R_{a1} 和 R_{i1} ，因此經过 R_{a1} 流到 R_1 、 R 去的电流要比流向电子管的小得多，也就是 R_1 、 R 对 u_{a1} 沒有影响，計算 u_{a1} 时可以不考虑它們。

其次，在 π_2 导电时，总是使它工作在有栅流状态，由于栅极等效电阻 r_g 比 R_1 小得多，所以在 π_2 导电时的栅极电压差不多等于零。

(二) 两个状态时各极电压值

單穩电路的两个状态，一个是 π_1 导电、 π_2 截止，另一个是 π_1 截止、 π_2 导电，平时由于 π_1 的栅极通过 R_g 接地，所以电路处于 π_1 导电、 π_2 截止的状态；电路被触

发后就轉換成 π_1 截止、 π_2 导电的状态。

在 π_1 导电、 π_2 截止时；可从图 7-8(a)直接看出，由于 π_1 的栅极通过 R_g 接地，所以

$$u_{g1} = 0,$$

π_2 截止， $i_{a2} = 0$ ，所以

$$u_{a2} = E_a$$

至于 u_{a1} 和 u_{g2} ，还需要用等效电路来計算。

用等效电路代替导电的电子管，画出 π_1 阳极和 π_2 栅极的电路如图 7-8(b)所示，由于 C_1 对直流沒有影响，所以图中沒有画出。

根据前面說过的实际条件，計算 u_{a1} 时可以不考虑 R_1 和 R 的影响，所以

$$u_{a1} = \frac{E_a - e_{a0}}{R_{a1} + R_{i1}} R_{i1} + e_{a0}$$

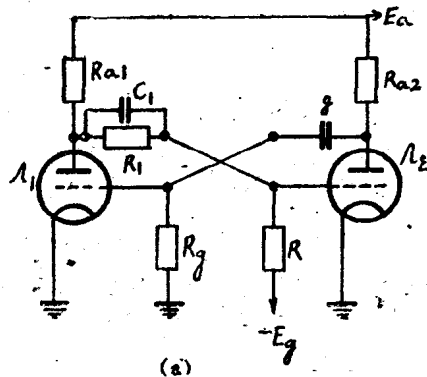
我們把它叫做 u_{a1N1}

因为 R_1 一端的电压为 u_{a1N1} ， R 一端的电压为 $-E_g$ 所以电阻 R_1 和 R 里的电流

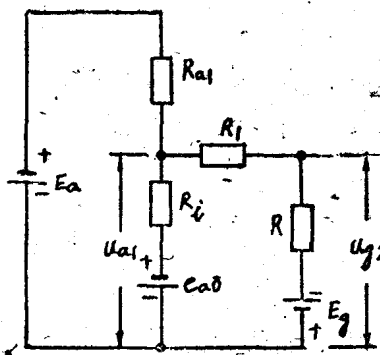
$$i = \frac{u_{a1N1} + E_g}{R_1 + R} \quad \text{而}$$

$$u_{g2} = iR - E_g$$

$$= \frac{u_{a1N1} + E_g}{R_1 + R} R - E_g$$



(a)



(b)

图 7-8 單穩触发电路与静止期的等效电路

$$= \frac{u_{aN1}R - E_g R_1}{R_1 + R} \quad (7.3)$$

我們把它叫做 u_{gN2} 。由于这时要叫 π_2 截止，所以 u_{gN2} 应当比截止值 $-E_{g0}$ 还低。

总结一下，在 π_1 导电、 π_2 截止时，各极电压为

$$\left. \begin{aligned} u_{g1} &= 0 \\ u_{a1} &= u_{aN1} = \frac{E_a - e_{a1}}{R_{a1} + R_1} R_1 + e_{a0} \\ u_{g2} &= u_{gN2} = \frac{u_{aN1}R - E_g R_1}{R_1 + R} < -E_{g0} \\ u_{a2} &= E_a \end{aligned} \right\} \quad (7.4)$$

在 π_1 截止、 π_2 导电时，由于实际条件规定了 π_2 导电工作在有栅流的状态，又因为 $R_1 \gg r_g$ ，所以

$$u_{g2} = 0$$

根据电子管等效电路，可以算出这时 π_2 的阳压

$$u_{a2} = \frac{E_a - e_{a0}}{R_{a2} + R_1} R_1 + e_{a0}$$

我們把它叫做 u_{aN2} 。

从图 7-8(a) 可以看出， π_1 截止时， R_{a1} 里还是有电流的，它流到 R_1 、 R 里去，但实际条件规定了 R_1 和 R 很大，这个电流非常小，可以忽略，所以这时的 u_{a1} 近似等于 E_a ，即

$$u_{a1} \approx E_a$$

至于电压 u_{g1} ，因为它是 C_g 放电生成的，放电电流改变时，它也变化，不能写出一个一定的数值，现在且不管它。

总结一下，在 π_1 截止， π_2 导电时，各极电压为

$$\left. \begin{aligned} u_{g2} &= 0 \\ u_{a2} &= u_{aN2} = \frac{E_a - e_{a0}}{R_{a2} + R_1} R_1 + e_{a0} \\ u_{a1} &= E_a \\ u_{g1} &\text{为变化值} \end{aligned} \right\} \quad (7.5)$$

上面各种电压的计算是用等效电路法求得的，由于求的是稳态电压，所以也可以用图解法直接从特性曲线上求，实际上只要求出电压 u_{aN1} 和 u_{aN2} ，其它电压的计算还和上面一样，图解法的优点是精度高一些。

(三) 波形计算

单稳电路工作时电压的变化可以分成三个阶段：① 静止期，② 工作期，③ 恢复期。

在静止期（或触发前）， π_1 导电、 π_2 截止。触发后的工作期是 π_1 截止、 π_2 导电。以后电路自己转换回来成 π_1 导电、 π_2 截止后，便进入恢复期。

如上所述，三个阶段的电路工作状态都属于上面讲的两种状态，所以从第一阶段过渡到第二阶段时，各极电压从 (7.4) 式的数值突跳到 (7.5) 式的数值，而当电路从第二阶段过渡到第三阶段时，各极电压又从 (7.5) 式的数值跳回到 (7.4) 式的数值

去。我們所不知道的是第二阶段的 u_{g1} ，因而我們应当集中力量来计算 u_{g1} 。

应当指出，实际上各极电压的变化比上面說的要复杂些，当电子管从导电到截止或从截止到导电时，电容电压不能突变，然后有一段充放电的过程，电容充放电时会对各极电压有些影响。

为了簡便起见， C_1 的影响先忽略不計，这是因为 C_1 的作用是加速轉換，它的数值比較小。电容 C_g 的影响不能忽略，一方面是因为它比較大，更主要的是我們利用它的放电来控制方波宽度。把 C_1 忽略后的电路如图 7-9 所示。

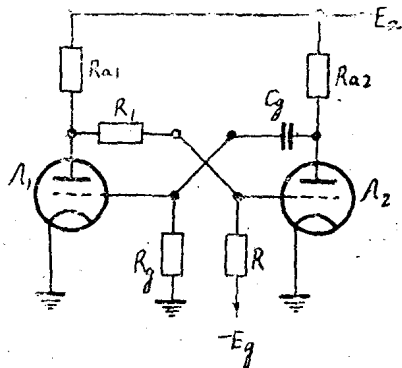


图 7-9 忽略加速电容的单稳触发电路

① 静止期

前面已經說过，静止期里 $1L_1$ 导电， $1L_2$ 截止，各极电压已在 (7.4) 式里算过了，这时

$$\left. \begin{aligned} u_{g1} &= 0 \\ u_{a1} &= u_{a1N1} \\ u_{g2} &= u_{g2N2} < -E_{g02} \\ u_{a2} &= E_a \end{aligned} \right\} \quad (7.6)$$

根据基尔霍夫定理，电容 C_g 上的电压

$$u_{cg} = u_{a2} - u_{g1} = E_a \quad (7.7)$$

② 工作期

电路被触发脉冲触发后变成 $1L_1$ 截止， $1L_2$ 导电。这个状态的电压如 (7.8) 式所示

$$\left. \begin{aligned} u_{g2} &= 0 \\ u_{a2} &= u_{a2N2} \\ u_{a1} &= E_a \end{aligned} \right\} \quad (7.8)$$

而 u_{g1} 則应当从电容放电电路去求。

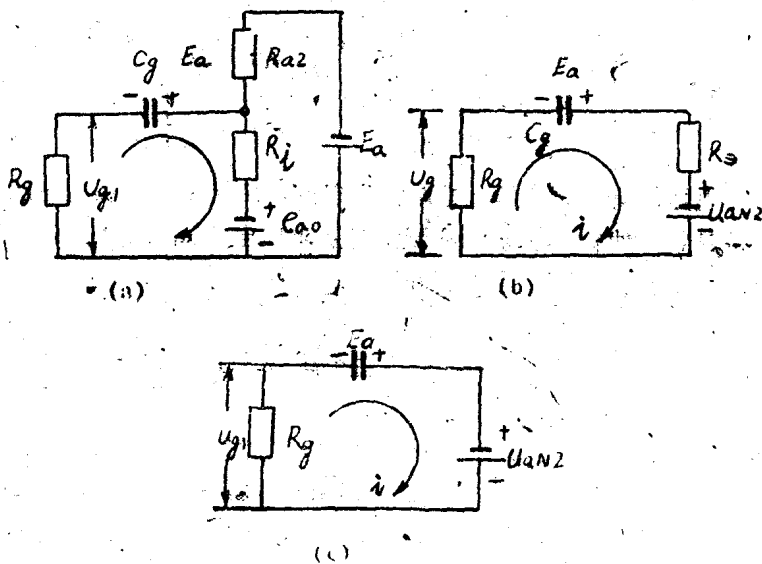


图 7-10 工作期的等效电路

Π_2 从截止变成导电时, 电容 C_g 上电压不能突变, 一开始时 u_{cg} 还等于 E_a , 它将通过 Π_2 放电。电容 C_g 的放电电路如图 7-10(a), 用戴文宁定理简化后可画成图 7-10(b)。又因为等效电阻 $R_0 = \frac{R_{a2}R_i}{R_{a2} + R_i}$ 远小于 R_g , 放电电流在它上面生成的电压可以忽略不计, 因而又把图 7-10(b) 简化成图 7-10(c)。

从图 7-10(c) 可以看出, u_{g1} (R_g 上的电压) 是因为放电电流生成的, 其起始值

$$u_{g1}(0^+) = -(E_a - u_{a2})$$

趋向值

$$u_{g1}(\infty) = 0$$

时常数

$$\tau = R_g C_g$$

所以

$$\begin{aligned} u_{g1} &= u_{g1}(\infty) - [u_{g1}(\infty) - u_{g1}(0^+)]e^{-\frac{t}{R_g C_g}} \\ &= -(E_a - u_{a2})e^{-\frac{t}{R_g C_g}} \end{aligned} \quad (7.9)$$

在工作期中电压 u_{g1} 以时常数 τ 向零电位上升 (图 7-11), 但当它上升到截止值 $-E_{g0}$ 时, Π_1 又开始导电, 积累作用使电路转换成 Π_1 导电、 Π_2 截止, 工作期宣告结束。

在这里有两个数值需要我们计算, 一是方波宽度 T_1 , 另一是工作结束时电容 C_g 上电压 u_{cg} 。

方波宽度 T_1 可由 (7-9) 式来求得, 当 $t = T_1$ 时, $u_{g1} = -E_{g01}$, (7.9) 式可写成

$$-E_{g01} = -(E_a - u_{a2})e^{-\frac{T_1}{R_g C_g}}$$

由上式可解得

$$T_1 = R_g C_g \ln \frac{E_a - u_{a2}}{E_{g01}} \quad (7.10)$$

工作期结束时 C_g 上的电压可以从图 7-10(c) 看出, 这时 $u_{g1} = -E_{g01}$, 所以电容电压

$$u_{cg} = u_{a2} + E_{g01} \quad (7.11)$$

③恢复期

电路刚转换成 Π_1 导电、 Π_2 截止时, R_{a2} 里的电流并不立即为零, 由于电容 C_g 在工作期间放掉了一些电荷, 这时 E_a 将通过 R_{a2} 和 Π_1 的栅阴极对电容 C_g 充电, 其充电等效电路如图 7-12 所示。由于充电电流的影响, u_{a2} 并不马上跳到 E_a , 而 u_{g1} 在充电时也是先跳到一个正的数值, 然后才回到零。

下面我们具体加以计算一下。从 (7.11) 式得到电路刚转换时 C_g 上的电压为 $u_{a2} + E_{g01}$, 这时 u_{g1} 所

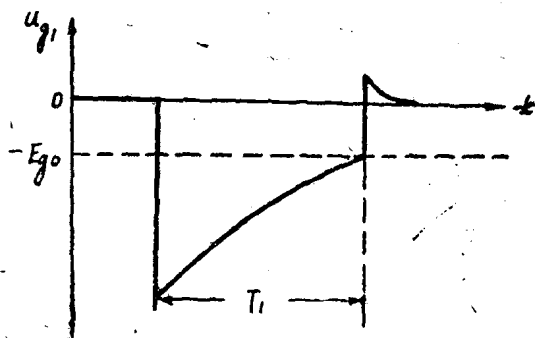


图 7-11 栅压变化波形

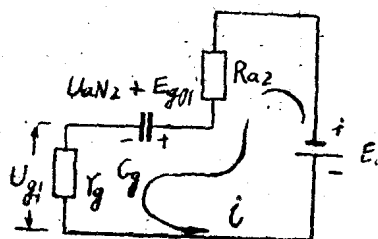


图 7-12 C_g 充电的等效电路

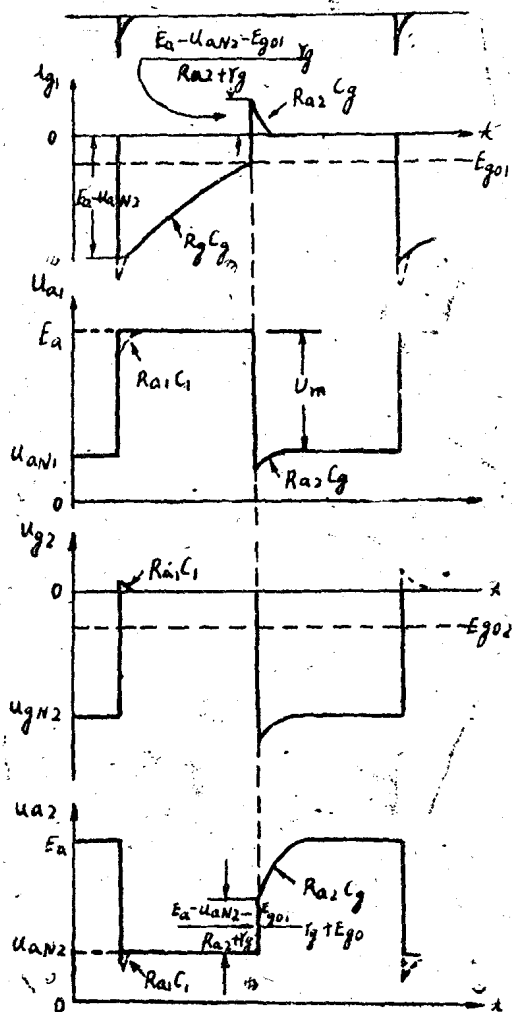


图 7-13 各极波形

跳到的正值为

$$u_{g1} = \frac{E_a - (u_{a2} + E_{g01})}{R_{a2} + r_g} r_g \quad (7-12)$$

电容器 C_g 继续充电，最后充到 E_a ，电压 u_{g1} 也下降到零，电路又恢复到静止状态， C_g 的充电时常数为 $(R_{a2} + r_g)C_g \approx R_{a2}C_g$ 。也就是电路恢复时间是 $(3 \sim 5)R_{a2}C_g$ 。电路恢复后，各级电压又回到 (7.4) 式所示的数值。

(四) 画波形

把各个阶段计算得到的电压值画出来也就成了各极的波形，波形中最主要的是 u_{g1} ，先画出 u_{g1} ，然后根据 Π_1 导电， Π_2 一定截止； Π_1 截止， Π_2 一定导电的原则，并注意到 C_g 充电时对 u_{a2} 和 u_{g1} 的影响，就不难直接画出各级波形来。各级波形如图 7-13 所示。

最后应指出，在上面整个波形计算里，都完全忽略了加速电容 C_1 的影响。在实际电路中，加速电容 C_1 的影响是有的。因此在画波形时，考虑到 C_1 影响，应对波形加以修正。修正的地方如图 7-13 虚线所示。

我们知道 C_1 的影响也无非是在电路转换后，要发生充电放电现象。所以

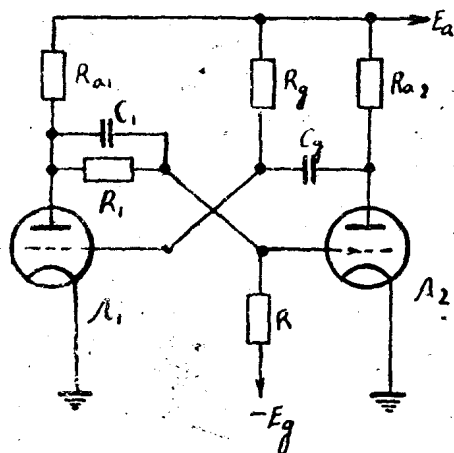
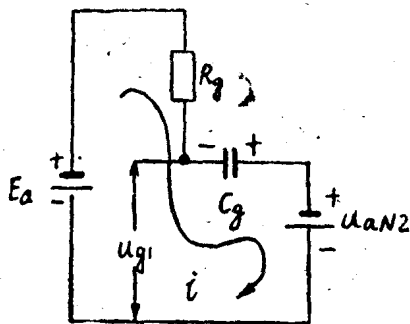
它的影响与 C_g 的影响在原理上完全一样，只是影响程度不同而已。这里我们就不再重复，由于 C_1 的影响比较小，故数值大小我们都不去计算，但必须要掌握考虑 C_1 影响后，对波形应如何修正。

(五) 栅极电阻 R_g 接 E_a 的电路

在单稳触发电路里，我们还经常用到一种将栅极电阻 R_g 接到电源电压 E_a 上去的电路：因为这种电路具有较高的方波宽度稳定度。电路如图 7-14 所示。

这个电路与前面讨论的 R_g 接地的单稳触发电路基本上相同，工作原理、波形计算也大体一致。在触发前， Π_1 导电、 Π_2 截止，因为 $R_g \gg r_g$ ， Π_1 的栅压差不多为零，这时各级电压和 (7.6) 式没有区别。电路被触发后， Π_1 截止、 Π_2 导电，其阳压下跳 $(E_a - u_{a2})$ 以后，电容 C_g 放电，放电的等效电路如图 7-15。

比较图 7-10(c) 和图 7-15 不难看出， R_g 接地与 R_g 接 E_a 的两种电路，其栅压 u_{g1} 的

图 7-14 栅极电阻接到 E_a 的单稳触发电路图 7-15 C_2 放电等效电路

起始值、转换值和时常数都相同，只是趋向值不同，在图 7-10(c) 中(即 R_g 接地电路) u_{g1} 趋向于零，而在图 7-15 (即 R_g 接 E_a 电路) 中 u_{g1} 趋向于 E_a 。

了解这一点后，我们就能根据前面的波形计算，很容易写出 A_1 栅极电压变化的方程式

$$u_{g1} = u_{g1}(\infty) - [u_{g1}(\infty) - u_{g1}(0^+)]e^{-\frac{t}{R_g C_g}}$$

$$= E_a - [E_a + (E_a - u_{aN2})]e^{-\frac{t}{R_g C_g}}$$

当 $t = T_1$ 时

$$u_{g1} = -E_{g01}$$

所以

$$\begin{aligned} T_1 &= R_g C_g \ln \frac{E_a + (E_a - u_{aN2})}{E_a + E_{g01}} \\ &= R_g C_g \ln \frac{E_a + U_{m2}}{E_a + E_{g01}} \end{aligned} \quad (7.13)$$

从上面的讨论中可以看出，详细的进行波形计算还是比较复杂的，不过在实际应用中，我们都只是从两个管子的阳极取出正向或负向的方波，所以最重要的是计算这些方波的宽度和振幅，而这两个参数的计算都是十分简单的。

再提一点，在第一章里我们已经指出，在脉冲电路里求电压电流的稳定值时，用图解法是较简单也是比较准确的。我们要进行精确波形计算，也脱离不了用这种方法，所以能用图解法计算的地方我们还是尽量用图解法，它在第一章里已经介绍过，这里我们不再重复。另外从 (7.12) 和 (7.13) 式中可看出电子管的截止电压 E_{g01} 对方波宽度 T_1 还有很大影响， E_{g01} 求得不准，方波宽度的精确度就受影响。我们用一个例子就很容易说明这个问题。例如用图 7.8 (a) 所示单稳触发电路，若电子管为 6H8C， $R_g = 200$ 千欧姆， $C_g = 5000$ 微微法，电源电压 $E_a = 300$ 伏，输出方波振幅为 100 伏，则方波宽度可用二种方法求得。一种是求截止电压时用解析法

$$E_{g01} = \frac{u_{ak1}}{\mu} = \frac{300}{20} = 15 \text{ 伏}$$