

施密特电路的触發过程及它在 測量窄脉冲振幅时的准确度*

忻 賢 傑

(中国科学院物理研究所)

提 要

本文研究了几种类型的施密特电路的触發过程, 計算了这些电路的翻复速度并和实验加以比較。主要結果如下: (1) 計算所得的翻复速度和实验結果是很符合的; (2) 通用的直流耦合施密特电路的翻复速度是不快的; (3) 帶有二極管的施密特电路的翻复速度比上述电路要快得多; (4) 采用交流耦合的施密特电路在翻复速度上可以比用直流耦合的施密特电路快三倍左右。因之联合采用(3)和(4)的电路可以大大地提高施密特电路的翻复速度。

本文最后对上述几种施密特电路在測量窄脉冲振幅时的准确度作了討論。

某些質点探测器(如脉冲电离室、正比計数器和閃爍計数器)所給出的脉冲的振幅和入射質点的能量成正比。測量这些探测器所給出的脉冲的振幅譜就可以知道入射質点的能譜。因之脉冲振幅測量技术的研究有其重要的意义^[1, 2]。施密特电路(Schmitt circuit)在很多种脉冲分析器中被用来作为測量脉冲振幅的主要元件(甄別器)。为了进行快速計数, 輸入到甄別器的脉冲有时可能很窄(例如脉冲寬度可能为1微秒或更小), 因此一个理想的甄別器应该能够很好地甄別这些窄脉冲。这就要求甄別器电路有較快的翻复速度。

由于各种杂散电容的存在, 施密特电路的翻复速度不是無限大的。因此在測量較窄脉冲的振幅时它就会产生誤差。通常所采用的甄別器电路对窄脉冲的反应情况文献上已有簡單叙述^[3, 4]。最近費埃斯坦(Fairstein)亦对施密特电路的触發过程作了一些研究^[5]。

本文研究了几种施密特电路的触發过程, 計算了它們的翻复速度并和实验加以比較, 最后討論了这些施密特电路在測量窄脉冲振幅时的准确度。

一. 几种施密特电路触發过程的研究

首先我們將研究圖1所示的电路。和所有的触發电路一样, 它可被看作一个正反

* 1956年5月10日收到。

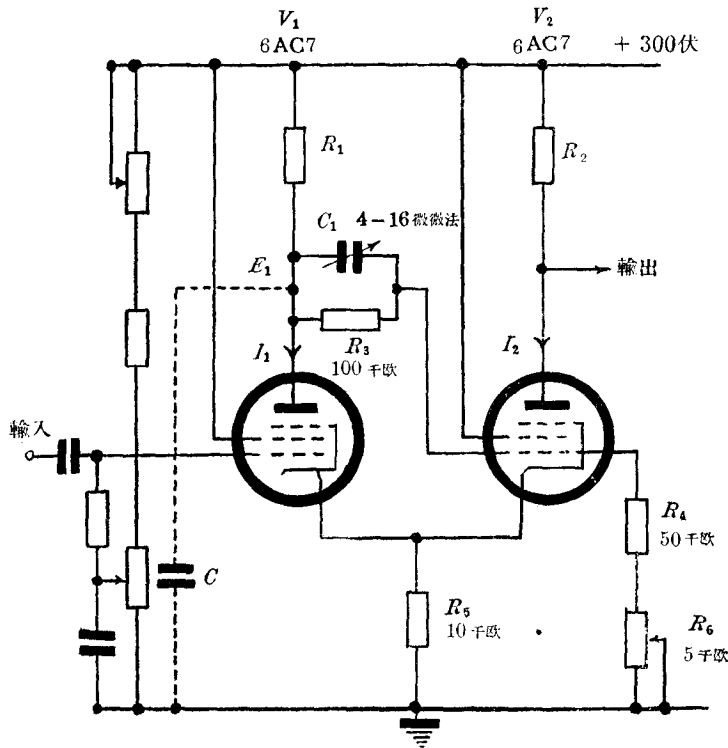


圖 1. 施密特電路圖

饋放大器。正常時管 V_2 通電而管 V_1 處於截止狀態。當正脈沖輸入後管 V_1 板流增加，因而管 V_1 的跨導 g_1 亦增加。當 g_1 大到使正反饋放大器的迴路增益 (loop gain) 等於 1 時，電路就變成一個觸發器而翻復到另一個狀態，即管 V_1 通電而管 V_2 截止。雜散電容 C 的存在使觸發過程的完成需要一定時間。觸發過程一般的說可分為兩個階段：(1) 當一個振幅剛夠使電路觸發的階躍電壓輸入時，由於電容 C 的存在，管 V_1 板極電壓 E_1 不能瞬時下降。其後電容 C 經管 V_1 放電，因而它的板壓和管 V_2 控柵電壓逐漸下降，這使兩管的陰極電壓亦跟着下降，而管 V_1 的電流隨着相應增加。最後電路滿足觸發條件而開始翻復。因此，由觸發脈沖輸入到電路開始翻復在時間上是有一定延遲的。(2) 由於電容 C 的存在，電路由開始翻復到完成翻復需要一定時間。甄別器的輸出波形大概將如圖 2 所示。詳細的計算指出，(1) 和 (2) 兩階段的界限並不是很顯著的 [參看圖 3(a) 和圖 4]。若輸入脈沖的振幅增加，那末供電容 C 放電的電流亦將增加，因之上述兩個階段都可以加快。由於輸出波形有一定的上升時間，振幅相同但寬度不同的較窄的輸入脈沖 [例如圖 2(a) 中的 $ABCD$ 和 $ABEF$] 將給出不同振幅的輸出 [例如圖 2(b) 中的 $A'B'C'D'$ 和 $A'B'E'F'$]。這樣，甄別器的視闊將是輸入脈沖寬度的函數。

在附錄中我們將證明，圖 1 電路的觸發條件為迴路增益

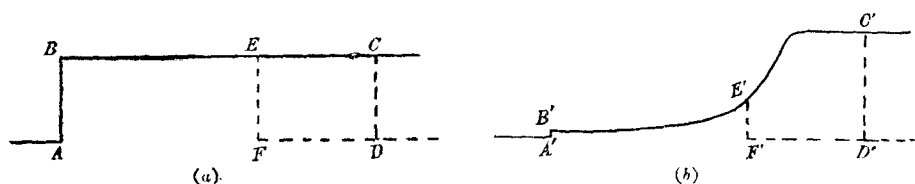


圖 2. 施密特电路的输出波形

(a) 输入; (b) 输出

$$K\beta = \frac{g_1 g_2 R_1 \beta}{\frac{1}{\left[p R_5 \left(1 + \frac{1}{\mu_g} \right) \right]} + g_1 + g_2} \geq 1, \quad (1)$$

式中 g_1, g_2 为管 V_1, V_2 的跨导; p 为管 V_1, V_2 陰極电流对板極电流之比(約为 1.22); μ_g 为管 V_1, V_2 的簾栅極放大因数; 而 β 則为由管 V_1 板極到管 V_2 控制栅的分压比 [电容 C_1 应調整到使 β 和頻率無关, 此时 $\beta = \frac{(R_4 + R_6)}{(R_3 + R_4 + R_6)}$]. 在一个阶躍脉冲輸入后, 管 V_1 板流 I_1 随時間变化的情况可証明为

$$t = \tau \int_{I_0}^{I_1} \frac{dI}{K\beta \left[I - \int_{I_0}^I \frac{di}{K\beta} \right]}, \quad (2)$$

式中 I_0 为 $t=0$ 时管 V_1 板流的数值, $\tau = CR_1$ (見附录). 利用量得的电子管栅極特性曲綫, 并假設在触發过程中管 V_1 和 V_2 板流之和不变(具体計算指出, 在触發过程中管 $V_1 - V_2$ 陰極电位只改变 2 伏左右, 因之管 $V_1 - V_2$ 电流之和改变很少), 即 $I_1 + I_2 = \text{常数} = 8.5$ 毫安, 就可以用数字积分法求出 I_1 对時間 t 的关系曲綫. 因为脉冲輸入前 $I_1 = 0$, 所以 $I_1 = \Delta I_1 = -\Delta I_2$. 因之如电阻 R_2 及其相应的杂散电容不再將輸出波形延迟, 那末上述 $I_1 - t$ 曲綫應該亦就是管 V_2 的輸出电压脉冲的波形.

对于每一个特定的 I_0 数值, 都可以按式(2)求出一条 I_1 对 t 的关系曲綫. 具体計算指出, 存在着一个临界 I_0 值(令为 I_0^k). 当 $I_0 < I_0^k$ 时, 管 V_1 的电流 I_1 就不可能增加到使触發条件 $K\beta = 1$ 得以滿足, 这就是說在 $I_0 < I_0^k$ 时电路不会被触發. 在 $I_0 = I_0^k$ 时, 电路在非常長一段時間之后可以开始翻复. 对圖 1 电路, 在 $R_1 = 3.8$ 千欧(文献[1,2]所給的数值)时, 对不同的 I_0 值按式(2)計算所得的电流 I_1 和归一化時間 $\frac{t}{\tau}$ 之間的关系曲綫如圖 3(a) 所示. 時間标度 t' 是指在 $C = 25$ 微微法(亦即电路正常工作时的情况)时 I_1 和 t 的关系. $I_0 = I_0^k$ 的情况相当于輸入脉冲的振幅剛好等于甄別器閾的数值. $I_0 > I_0^k$ 則相当于輸入脉冲的振幅大于閾的数值. 以后將称超过閾的电压值为超额电压 ΔE . 由电子管的特性曲綫, 再經過簡單的計算就可以得到每一 I_0 值所相当的超额电压 ΔE 的数值. ΔE 值亦附在圖 3(a) 曲綫上. 根据圖 3(a) 可以計算由脉冲輸入 ($t=0$)

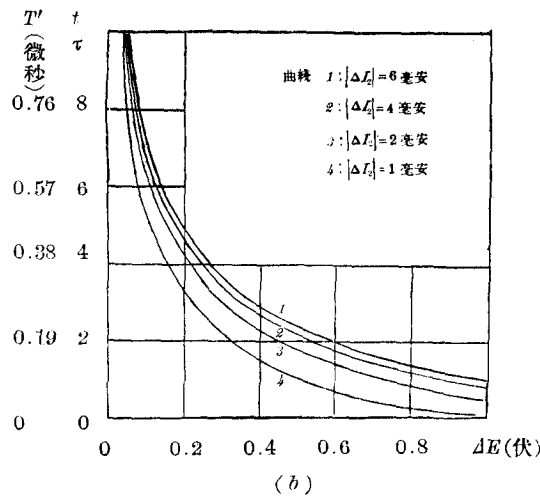
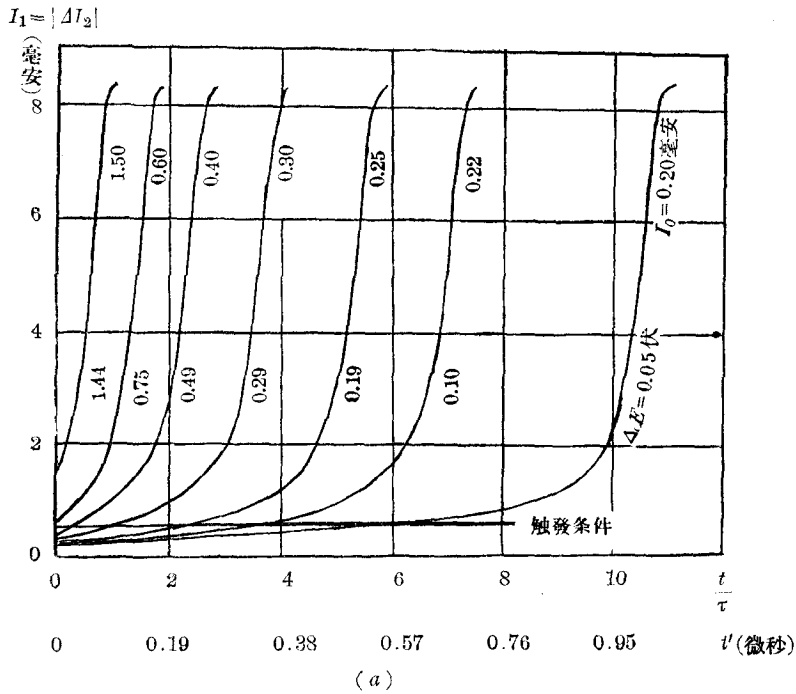


圖 3.

(a) 圖 1 电路的输出波形和超额电压 ΔE 的关系. $R_1 = 3.8K$
(b) 由触发脉冲输入起, 到输出管电流改变 $\Delta I = 6, 4, 2$ 和 1 毫安时所需的时间 T' 和 ΔE 的关系

起, 到输出管 V_2 的电流变化 ($|\Delta I_2|$) 为 1, 2, 4 和 6 毫安时所需的时间 T' 和超额电压 ΔE 的关系曲线, 它们如图 3(b) 所示. 图 3(b) 可用来计算一个特定的系统在测量不同宽度的输入脉冲振幅时所发生的误差.

由图 3(a) 可以看出: (1) 由 $K\beta < 1$ 过渡到 $K\beta > 1$ 曲线有一个不很明显的拐点,

(2) 在电流较小时 ($I_1 < 2$ 毫安), 输出波形变化很慢。

由式(2)可以看出, 要增加翻复速度可以减少 τ , 或使整个触发过程中电流 I_1 及 $K\beta$ 的数值都较大。因之我们可以期望在 R_1 较小时翻复速度将更快些。 R_1 的数值应该保证使电路即使在最坏的情况下 (例如由于电子管特性的差异、陈化以及电阻 R_1 的容限等等原因) 仍是一个触发器, 即 $K\beta > 1$ 。在图 1 的电路中, $R_1 = 2$ 千欧恐怕是一个较可靠的极限值。图 4 即表示图 1 电路在 $R_1 = 2$ 千欧时的输出波形。比较图 3 和图 4 可知 $R_1 = 2$ 千欧时的情况确比 $R_1 = 3.8$ 千欧时为佳, 但改进并不很大。

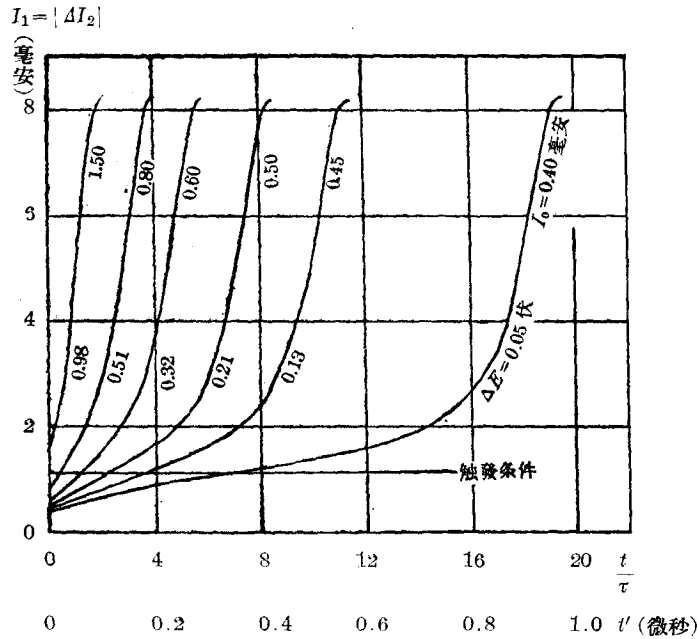


图 4. 图 1 电路的输出波形和超额电压 ΔE 的关系, $R_1 = 2K$

由图 3, 4 及对施密特电路触发过程的分析指出, 要提高翻复速度应该使: (1) 电路在脉冲一输入时即满足 $K\beta \geq 1$ 的条件而开始翻复; (2) 一开始时管 V_1 的电流即较大。图 5 的电路^[6] 即可满足上述条件。正常时流过二极管 D_1 的电流约为 2.8 毫安, 而流过 R_2 的电流应为 $8.5 - 2.8 = 5.7$ 毫安。假设二极管为一理想的电键, 且假设 $I_1 + I_2 =$ 常数 $= 8.5$ 毫安, 那末当阶跃脉冲输入时管 V_1 电流可能由零跳到某一数值 I_0 。简单的计算指出, 只要 $I_0 \leq 2.8$ 毫安, 那末流过二极管 D_1 的电流将减少 I_0 而流过 R_1 和 R_2 的电流仍将不变, 因之电压 $E_1 = E_3$ 的数值亦将不变。所以实际上此时电路没有正反馈作用, 因而亦不会被触发。一当管 V_1 电流 I_0 超过 2.8 毫安时, 电流 I_2 将小于 5.7 毫安。电压 E_1 将下降而 E_3 将上升, 此时二极管等于断路, 因之电路就变成一个正常的施密特电路而开始翻复到另一个状态。由于通常的二极管并非一个理想的电键, 所

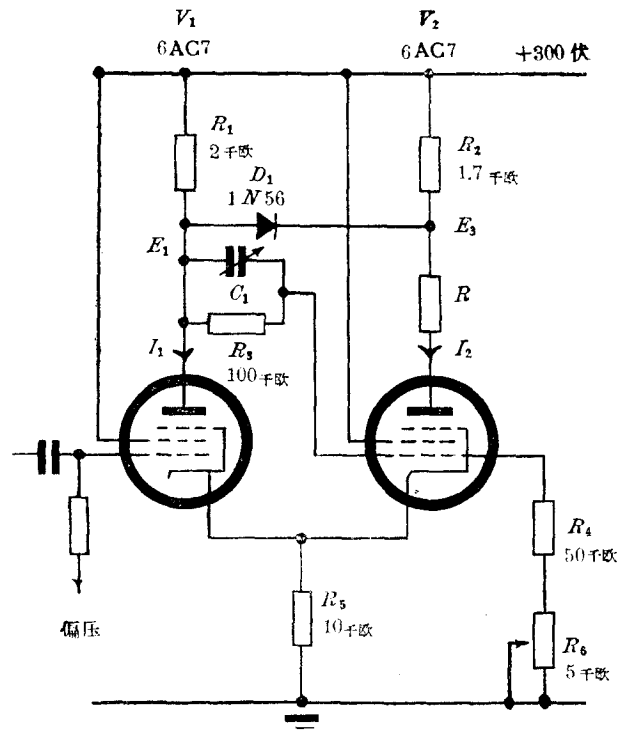


圖 5. 帶有二極管的施密特电路圖

以实际上的觸發过程并没有像我們所講的那末截然分明。

和式(2)相似,我們此时可以求出

$$t = \tau \int_{I_0}^{I_1} \frac{dI}{K\beta \left[(I - I_0^0) - \int_{I_0}^I \frac{di}{K\beta} \right]}, \quad (3)$$

式中 $\tau = CR_1$, I_0^0 为原来流过二極管的电流(在圖 5 的另件数值时它为 2.8 毫安左右), 計算时假設二極管为一理想的电鍵。

圖 6 是对圖 5 的电路进行具体計算所得的結果。

式(2)和(3)中的积分对 R_1 的关系都是通过 $K\beta$ 的形式。若有二个施密特电路, 它們的 I_0 , I_0^0 和 C 都相同, 而电阻 R_1 不同, 但 $\beta'R_1 = \beta''R_1'$ 。由式(1)可知該兩电路之 $K\beta$ 值相等(对于相同的 I_1 和 I_2 , 亦即相同的 g_1 和 g_2), 因之式(2)和(3)中的积分数值对該兩电路來說應該相同。由式(2)和(3)可知該兩個电路中 R_1 数值較小(亦即 β 較大)的一个电路的翻复速度將較快(并和 β 成正比)。对于交流耦合的施密特电路(圖 7), $\beta_{交流} = 1$ 。不难証明, 若交流耦合和直流耦合施密特电路有相同的 $I_0, I_0^0, \beta R_1$ 和 C , 那末这二个电路的觸發条件、滯后大小等性質应完全相同, 但前一个觸發电路的翻复速度比后一个电路要快三倍左右 ($\approx \frac{\beta_{交流}}{\beta_{直流}}$)。因此, 电路若只設計用来測量比較快的

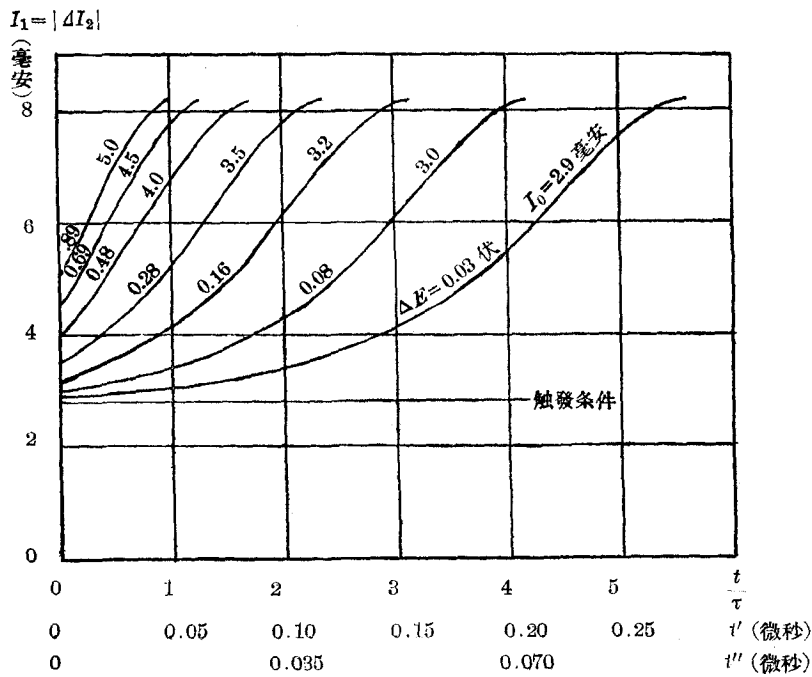


圖 6. 圖 5 和圖 7 电路的输出波形和超额电压 ΔE 的关系. t' : 圖 5 电路, t'' : 圖 7 电路

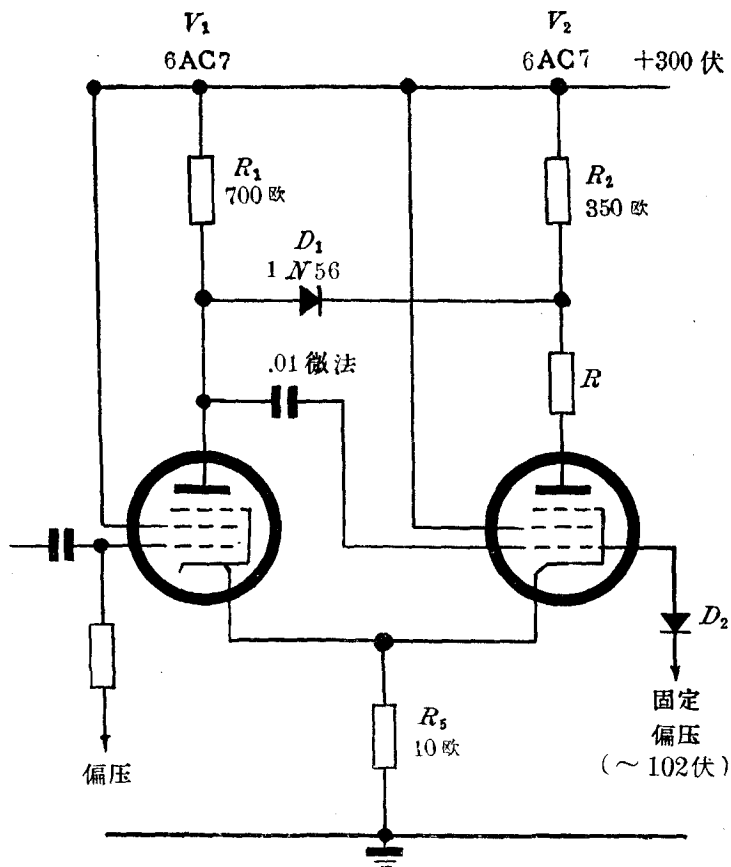


圖 7. 交流耦合施密特电路圖

脉冲的振幅，那末最好采取圖 7 的形式。圖 6 中的归一化了的曲綫应该仍适用于圖 7 电路，但在 $C=25$ 微微法时的時間标度应用 t'' 。

圖 5 和圖 7 中的电阻 R 是用来增加輸出脉冲的振幅的。

通常采用的甄別器电路中(圖 1), C_1 的数值比理想分压器情况下所要求的数值要大些，即 $C_1 R_3 > C_2 (R_4 + R_6)$ ^[3, 4]。此时翻复时的 β 比我們計算时所采用的 β 要大些，因之翻复速度亦会比計算的快些。但 C_1 过大时有两个缺点：(1) 电路对快脉冲和慢脉冲將有不同的閾；(2) 电路在触發閾附近区域可能会發生張弛振盪^[3, 4]。

二. 实验的方法及結果

对于上面研究过的电路进行了实验。为了避免快速脉冲的产生和观察的困难，所以实验时在管 V_1 的板極上故意的加上不同的电容負載(1, 125, 425 和 125 微微法，其中 25 微微法为估計的管 V_1 板極对地的原有电容)，然后观察电路的触發过程。实验的装置如圖 8 所示。

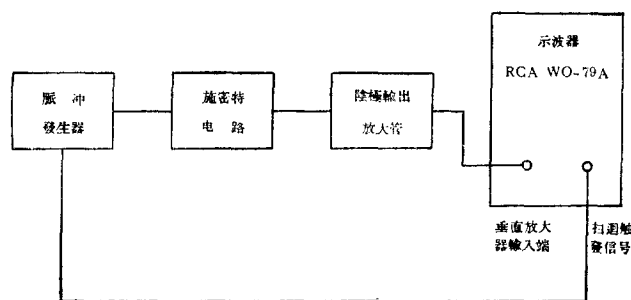


圖 8. 实验装置

脉冲發生器开始时先送出一个触發脉冲去触發示波器以产生水平扫迹，經過 0.3 微秒后它才給出一个寬度約为 80 微秒左右的矩形脉冲。矩形脉冲的上升時間約为 0.17 微秒(10—90%)，振幅为 8—9 伏，并在一伏幅度內可連續改变，脉冲的寬度必要时亦可連續改变。甄別器的輸出經過陰極輸出放大管加到示波器的垂直放大器的輸入端上。为了避免使輸出管电流变化的波形發生畸变，因之輸出負載电阻一般都取得很小(800 欧左右)。示波器垂直放大器的頻帶寬度为 5 兆赫。

当輸入脉冲的振幅增加时，輸出波形随之發生变化。观察到的变化情况和圖 3(a)，4 及 6 計算所得的各条曲綫的变化情况是相符的。定量測量的結果見圖 9 和圖 10。圖 9 和圖 10 是我們所得到的实验数据中的一部分。

圖 9 和圖 10 表示測量所得的由脉冲輸入起，到輸出管 V_2 电流改变某一定值 $| \Delta I_2 |$ 时所需的时间 T 和輸入脉冲振幅的关系。为了便于和計算結果比較，縱軸采用归一化時間 $\frac{T}{\tau}$ ，而橫軸采用超額电压 ΔE 。 $\Delta E=0$ 相当于輸入脉冲的振幅剛好够使电路翻复。

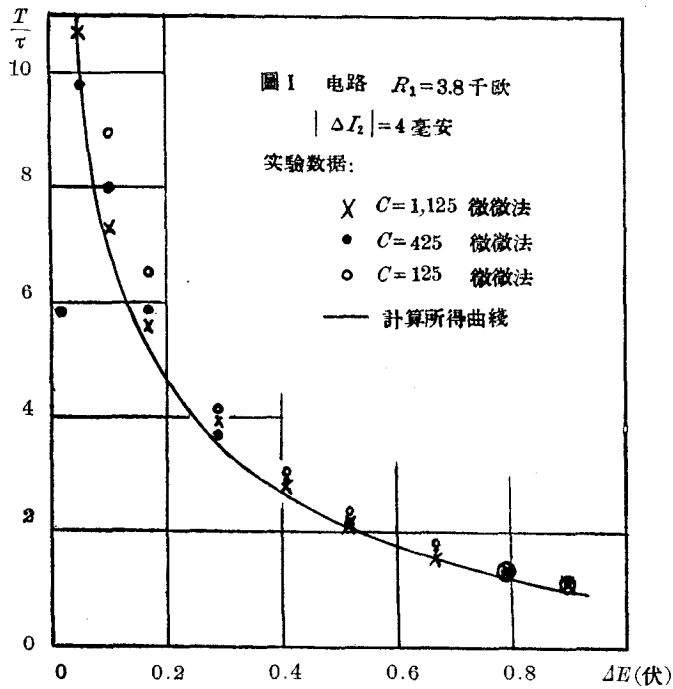


圖 9. 实验结果. 测量所得的输出脉冲延迟时间 T 和超额电压 ΔE 的关系

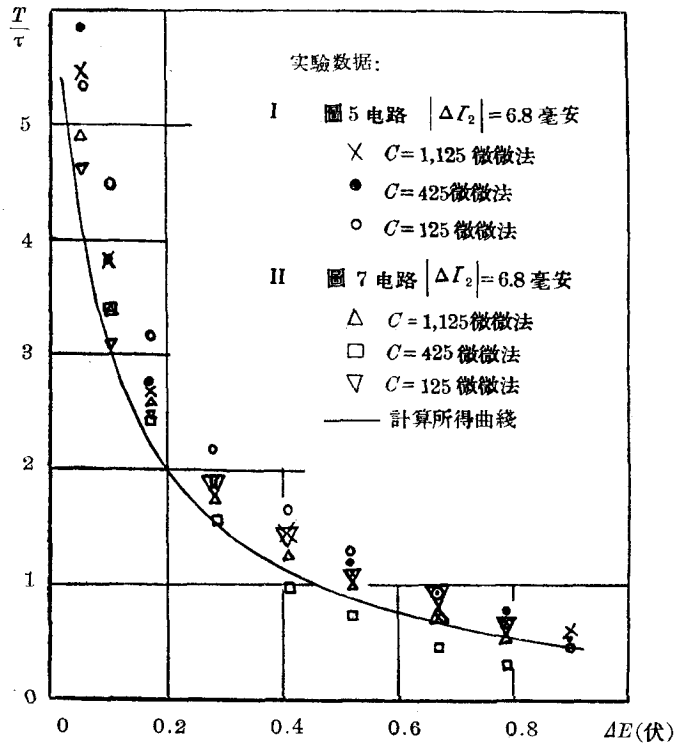


圖 10. 实验结果. 测量所得的输出脉冲延迟时间 T 和 ΔE 的关系

圖 9 和圖 10 中的實線是計算所得的曲線(根據圖 3 和圖 6)。

由於脈沖發生器所產生的脈沖的上升時間較慢，所以在較快的翻復過程時實驗的情況和計算時所假設的理想情況有差別。並且由於上升時間較慢的關係，實驗所採用的時間原點不容易正確取定，因之圖 10 的實驗數據的偏差比圖 9 的為大。圖 10 指出，計算所得的 $\frac{T}{\tau}$ 數值似乎偏低。這至少有一部分是由於我們在計算圖 6 的曲線時假定了二極管 D_1 是一個理想的電鍵的緣故。

三. 施密特電路在測量窄脈沖振幅時的準確度

在第一節中我們已經說過，施密特電路輸出的振幅和輸入脈沖的寬度有關。因此甄別器的視閾和輸入脈沖的寬度有關。一般的說，超額電壓 ΔE 和輸入脈沖寬度的關係和甄別器以後所連接的電路的靈敏度、管 V_2 的板極負載 R_2 及其相應的雜散電容的數值有關，因之不可能單獨地討論輸入脈沖寬度對甄別器電路的影響。

為了得到一個具體的概念，我們在圖 11 中對以上所研究過的幾種電路作了比較。圖 11 的縱軸代表輸入脈沖寬度 T ，橫軸代表超額電壓 ΔE 。曲線 1, 2 相當於圖 1 電

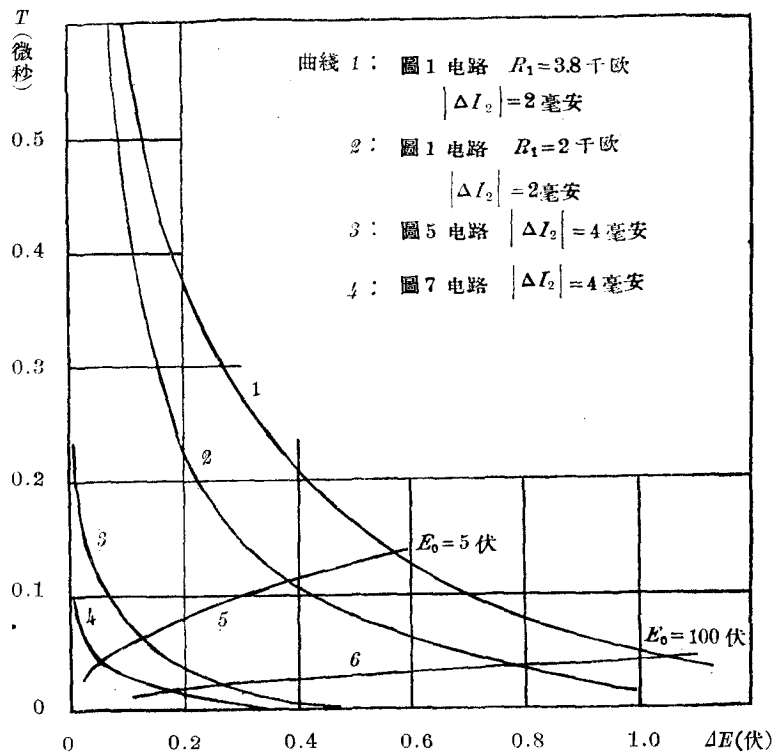


圖 11. 甄別器電路準確度 ΔE 和輸入脈沖寬度 T 的關係。曲線 5, 6 表示圖 12 的脈沖 δT 和 δE 的關係 ($\tau_0=0.2$ 微秒)

路而 R_1 分别等于 3.8 和 2 千欧, 甄別器以后所接电路的灵敏度假設相当于 $|\Delta I_2| = 2$ 毫安. 曲綫 3, 4 相当于圖 5 和圖 7 的电路, $|\Delta I_2| = 4$ 毫安[圖 11 的作法和圖 3(b) 的作法相同]. 由圖 11 可知, 通常的甄別器电路在測量比較窄的脉冲的振幅时其准确度是不高的.

我們的計算有若干簡化的地方, 我們的实验亦是在比較慢的情况下进行的, 因之要將結論推广到对窄脉冲的反应时尙需作进一步的探討. (1) 由于管 V_1 控栅和陰極間極間电容的耦合作用, 一个快的輸入脉冲常会在輸出端上产生乱真脉冲. 目前已經可以用一个不太复杂的方法解决这个問題⁽⁷⁾. (2) 計算中略去了管 V_1, V_2 陰極对地电容(主要是管 V_1, V_2 陰極灯絲間的电容)的作用. 这个电容的作用主要是使电路的無反饋增益变为

$$K = \frac{g_1 g_2 R_1}{\frac{1}{\left[p Z_5 \left(1 + \frac{1}{\mu_s} \right) \right]} + g_1 + g_2}, \quad (4)$$

式中 Z_5 是电阻 R_5 和上述电容并联时的阻抗. 若設电容的数值为 20 微微法, 那末在頻率 of 10 兆赫时

$$\frac{1}{\left[p Z_5 \left(1 + \frac{1}{\mu_s} \right) \right]} \approx 1 \times 10^{-3} \text{ 姆欧.}$$

$g_1 + g_2$ 的数值在整个触發过程中 $> 9 \times 10^{-3}$ 姆欧. 因之, 陰極对地电容对触發过程的影响應該不是很大.

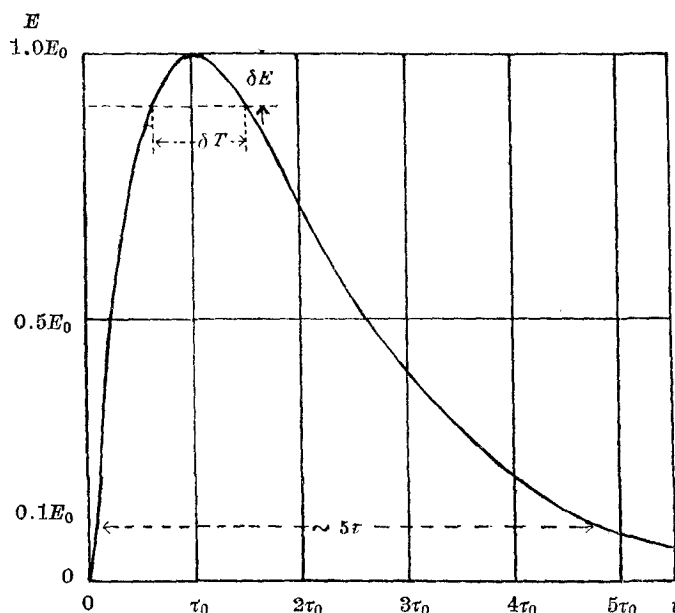


圖 12. 直綫性放大器的微分時間常数和积分時間常數 (τ_0) 相等时的輸出波形圖

在實驗原子核物理学中,为了进行快速計数,由探测器出来的脉冲常被人工地修改成很窄. 为了增加訊号噪声比,放大器的积分時間常数常被做成等于微分時間常数(令为 τ_0)^[8]. 这时放大器輸出脉冲的波形可写为

$$E = E_0 \frac{t}{\tau_0} e^{(1-t/\tau_0)} \quad (5)$$

在閃爍計数器或其他探测器作快速計数时 τ_0 可能小到 0.2 微秒^[9].

式(5)的波形如圖 12 所示. 如 $\frac{\delta E}{E_0} \ll 1$, 那末可以証明

$$\delta T \approx 2\tau \sqrt{\frac{\delta E}{E_0}} \quad (6)$$

圖 11 中的曲綫 5 和 6 即給出了在 $E_0 = 5$ 伏和 100 伏时 δT 和 δE 的关系(假設 $\tau_0 = 0.2$ 微秒). 这二条曲綫和曲綫 1—4 的交点即給出了相当的甄別器电路在測量这样輸入脉冲的振幅时所發生的誤差. 由于脉冲的頂部不是平的,所以实际誤差應該还要大些.

四. 結 論

由上面討論可得下面几点結論:

(1) 通常类型的施密特电路(圖 1)的翻复速度是不快的,因之在測量窄脉冲的振幅时其誤差亦較大.

(2) 在管 V_1 和 V_2 的板極負載之間接一二極管可大大地加快触發过程.

(3) 在其余性質不变情况下,交流耦合的施密特电路的翻复速度可以比直流耦合的电路的翻复速度大三倍左右. 联合采用(2)和(3)的步驟可大大地加速触發过程,因之它特別适宜用来进行快速計数的工作.

附 录

前面已經談到,任何触發电路的触發条件为 $K\beta \geq 1$. 考虑圖 13 的电路,若將反饋迴路断开,而在管 V_2 控栅上送入一交变訊号 δE_2 , 則可得

$$\delta I_2 = g_2(\delta E_2 - \delta E_k) - \frac{g_2 \delta E_k}{\mu_s} = g_2 \delta E_2 - g_2 \left(1 + \frac{1}{\mu_s}\right) \delta E_k, \quad (7)$$

$$\delta I_1 = -g_1 \left(1 + \frac{1}{\mu_s}\right) \delta E_k \quad (8)$$

及

$$p(\delta I_1 + \delta I_2) = \frac{\delta E_k}{R_5} \quad (9)$$

上面所用符号的意义見圖 13 和第一节. 解(7), (8)和(9),得

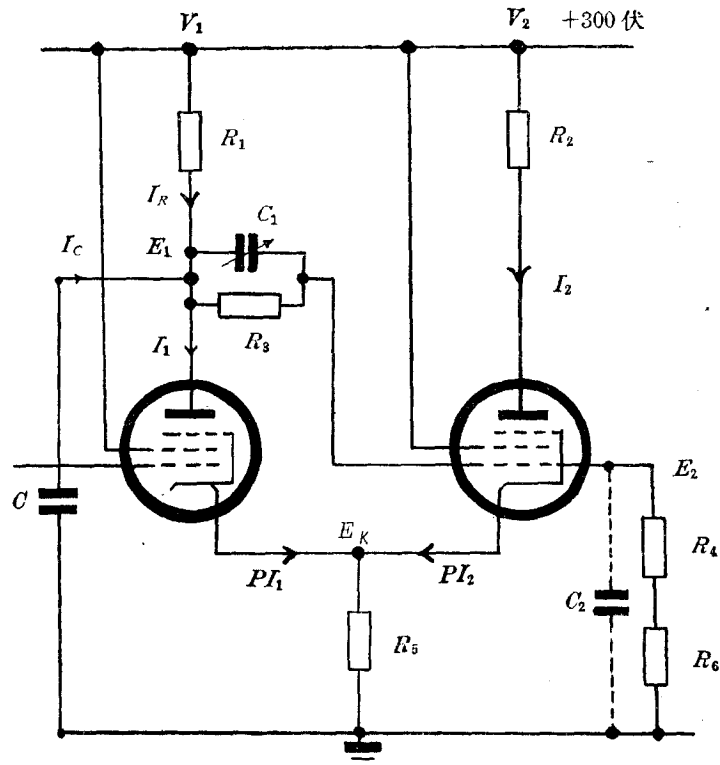


圖 13. 施密特电路的分析

$$\delta I_1 = \frac{g_1 g_2}{\frac{1}{\left[p R_5 \left(1 + \frac{1}{\mu_3} \right) \right]} + g_1 + g_2}} \quad (10)$$

因之放大器的無反饋增益

$$K = \frac{\delta E_1}{\delta E_2} = - \frac{R_1 \delta I_1}{\delta E_2} = - \frac{g_1 g_2 R_1}{\frac{1}{\left[p R_5 \left(1 + \frac{1}{\mu_3} \right) \right]} + g_1 + g_2}} \quad (11)$$

所以觸發條件為迴路增益

$$K \beta = \frac{g_1 g_2 R_1 \beta}{\frac{1}{\left[p R_5 \left(1 + \frac{1}{\mu_3} \right) \right]} + g_1 + g_2} > 1, \quad (12)$$

式中 $\beta = \frac{(R_4 + R_6)}{(R_3 + R_4 + R_6)}$, 且 $C_1 R_3 = C_2 (R_4 + R_6)$.

下面將計算电路在觸發脈冲輸入后, 管 V_1, V_2 的电流的变化过程. 由圖 13 可知:

$$I_1 = I_C + I_R, \quad (13)$$

而

$$I_C = -C \frac{dE_1}{dt}, \quad I_R = \frac{E_0 - E_1(t)}{R_1}, \quad (14)$$

其中 $E_0 = E_1(0)$ 为脉冲输入前管 V_1 板极的电压。

由式(10)和(11)得

$$\delta I_1 = -\frac{K}{R_1} \delta E_2 = -\frac{K\beta}{R_1} \delta E_1. \quad (15)$$

因之

$$\int_{I_0}^{I_1} \frac{di}{K\beta} = -\int_{E_0}^{E_1} \frac{dE}{R_1} = -\frac{(E_0 - E_1)}{R_1} = I_R. \quad (16)$$

由(13), (14), (15)和(16)得

$$I_1 = \frac{CR_1}{K\beta} \cdot \frac{dI_1}{dt} + \int_{I_0}^{I_1} \frac{di}{K\beta}. \quad (17)$$

所以

$$t = \tau \int_{I_0}^{I_1} \frac{dI}{K\beta \left[I - \int_{I_0}^I \frac{di}{K\beta} \right]}, \quad (18)$$

式中 $\tau = CR_1$; I_0 为 $t=0$ 时管 V_1 的电流 [$I_0 = I_1(0)$]. 上述计算中略去了 R_3 , R_4 和 R_6 对 R_1 的分路作用。

参 考 文 献

- [1] Higinbotham, W. A., *Nucleonics* **14** (1956), No. 4, 60.
- [2] 薩宁, A. A., 物理译报, **3** (1956), 421.
- [3] Higinbotham, W. A., Gallagher, J. and Sands, M., *Rev. Sci. Inst.* **18** (1947), 706.
- [4] Elmore, W. C. and Sands, M., *Electronics*, chap. 4.
- [5] Fairstein, E., *Rev. Sci. Inst.* **27** (1956), 483.
- [6] Van Rennes, A. B., *Nucleonics* **10** (1952), No. 10, 50.
- [7] Grim, W. M. and Van Rennes, A. B., *Rev. Sci. Inst.* **23** (1952), 563.
- [8] Elmore, W. C., *Nucleonics* **2** (1948), No. 3, 16.
- [9] Goodale, E. E. and Lichtenstein, R. M., *PNEC*, **6** (1950), 443.

**ON THE TRIGGERING PROCESSES OF SCHMITT
CIRCUIT AND THE ACCURACY OF SUCH CIRCUITS
IN MEASURING THE AMPLITUDE OF SHORT PULSES**

HSIN HSIEN-CHIEH

(Institute of Physics, Academia Sinica)

The triggering processes of some types of Schmitt circuit have been investigated. Their switching speeds have been calculated and checked by experiments. The main results are as following:

(1) The switching speed of an ordinary d. c. coupled Schmitt circuit is rather slow.

(2) The use of break-away diode in the Schmitt circuit shortens the triggering process considerably.

(3) With other conditions unchanged, the switching speed of an a. c. coupled Schmitt circuit is 3 times faster than a d. c. coupled Schmitt circuit. Combined use of (2) and (3) will greatly increase the switching speed of the circuit, hence this circuit is particularly suited for fast counting work.

The accuracy of these circuits in measuring the amplitude of short pulses is also discussed in the paper.