

第三次全国电子计算机 专业学术会议论文选集



第六部分 元件与线路的研究

中国电子学会电子计算机专业委员会編

(内部资料 注意保存)



国防工业出版社

87083
3

內 容 簡 介

本論文選集共收入論文 72 篇，內容分七部分，第一部分為體系設計與邏輯設計，第二部分為整機與邏輯線路，第三部分為內存儲器，第四部分為外部設備，第五部分為電源與通風散熱問題，第六部分為元件與線路的研究，第七部分為工藝、測試與測試設備。這些論文總結了我國近年來的研究成果。

本論文選集以合訂本與分冊（每部分為一分冊）兩種形式出版。

本論文選集可供從事數字電子計算機專業的研究、生產的工程技術人員及高等院校師生參考。

第三次全國電子計算機專業學術會議論文選集

第 六 部 分

中國電子學會電子計算機專業委員會編

國防工業出版社 出版

北京市書刊出版業營業許可證出字第 074 號

國防工業出版社印刷廠印裝 內部發行

787×1092 $1/16$ 印張 4 $6/8$ 114 千字

1964 年 12 月第一版 1964 年 12 月第一次印刷 印數：001—800 冊

統一書號：N15034·916 定價：（科八-2）1.00 元

目 录

第六部分 元件与线路的研究

电子管触发器的翻轉过程.....	張梓昌 (537)
推拉式双穩电路研究.....	周堤基 康 鵬 (551)
低电平晶体管开关 (摘要)	楊成忠 欧慎章 (558)
晶体管瞬态特性的理論模型.....	林勋准 (560)
变容二极管参数振蕩的分析.....	張世龙 馬秉銀 (571)
帶电阻性負載的磁开关电特性及其設計.....	張世龙 陈葆珏 張兴华 (584)
磁致伸縮延迟綫的脉冲傳輸特性.....	毛德行 (595)
小型脉冲变压器的設計与測量.....	馮昭逢 (601)

二、几种典型的翻轉过程

1. 双截止翻轉过程

輸入脉冲幅度超过栅压截止值并具有相当宽度。当輸入脉冲消失的瞬间，两个电子管的栅压都还受到輸入脉冲箝止而处于截止状态，波形如图2所示。图中 U_{a1} , U_{a2} , U_{g1} 和 U_{g2} 分别画在一起以便对比。輸入脉冲消失后 U_{g2} 上升的速率比 U_{g1} 快而 U_{g2} 达到使电子管导电的距离反而比 U_{g1} 的近，因而 V_2 能保证优先导电完成翻轉过程。

2. 单截止翻轉过程

輸入脉冲幅度小于栅压截止值，当它消失的瞬间，两个电子管的栅压可能有两种情况：（1）一个截止，另一个不截止，波形如图3所示；（2）两个都不截止，但其中原先导电管（在本文中均假定原先导电管为 V_1 ）的栅压曾经一度截止，波形如图4所示。我们把第一种情形叫做单截止翻轉正过程，把第二种情形叫做单截止翻轉准过程。要形成稳定的单截止翻轉过程容許輸入脉冲变化的范围很有限，下文将进行討論。

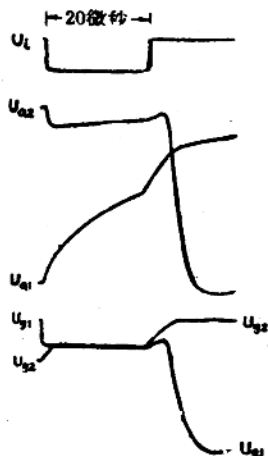


图2 双截止翻轉过程。

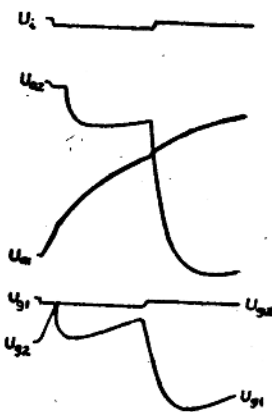


图3 单截止翻轉正过程。

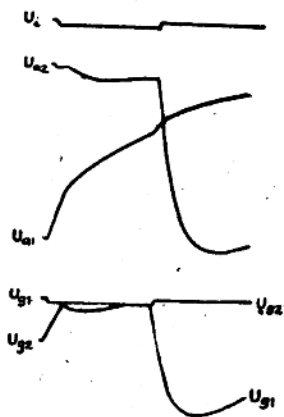


图4 单截止翻轉准过程。

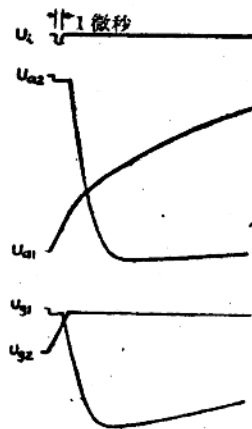


图5 窄輸入翻轉过程。

3. 窄輸入翻轉过程

輸入脉冲很窄, 在由于輸入脉冲而引起的最初的瞬变过程还没有进入翻轉过程以前它就消失了, 波形如图 5 所示。这是一个相当稳定的翻轉过程。

三、造成不翻轉的几种典型情况

1. 輸入幅度过小。

2. 单截止翻轉过程失效。

輸入脉冲在一定的宽度和幅度时将会出現如下情况: 在輸入脉冲消失的瞬间原先导电

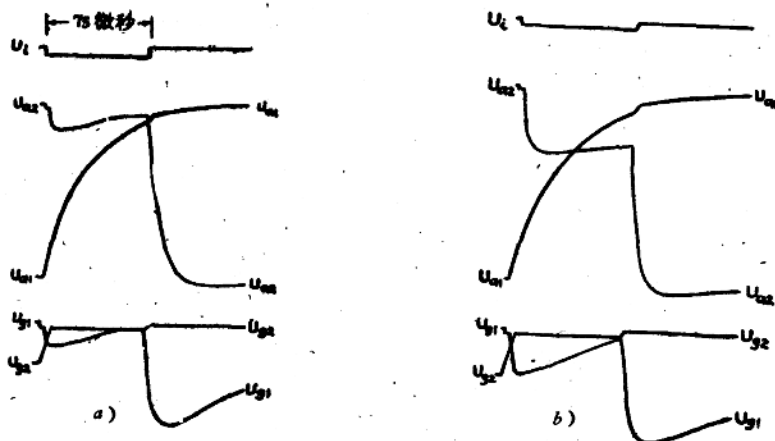


图 6 单截止翻轉准过程临近失效。

管仍具有先行导电的优势, 因而使翻轉成为不可能。图 6 a 及图 6 b 为即将不能翻轉以前的波形图。輸入脉冲幅度介于图 6 a 及图 6 b 之間时不能翻轉 (对于这一給定的輸入脉冲宽度而言)。

3. 輸入幅度过大。

輸入脉冲又宽又大时, 在它还没有消失以前两个电子管的瞬变电压已经基本上趋于稳定而且数值相同。輸入脉冲消失后两个电子管导电的优先权决定于偶然因素, 与原先的状态无关, 因而不能正常翻轉。所谓偶然因素系指触發器两边微小的不对称而言。

四、輸入形势图

把后沿的起点作为标志一个輸入平顶矩形负脉冲的輸入点, 并且连同此时的翻轉情况画在以脉冲宽度为横轴, 以脉冲幅度为纵轴的图形中, 如图 7 所示, 阴影区即为停止翻轉的区域。ABC 为輸入幅度过小的界綫, IJ 为輸入幅度过大的界綫, GFD 为单截止翻轉正过程与准过程的界綫, DEH 为单截止翻轉准过程与双截止翻轉过程的界綫, BFH 为

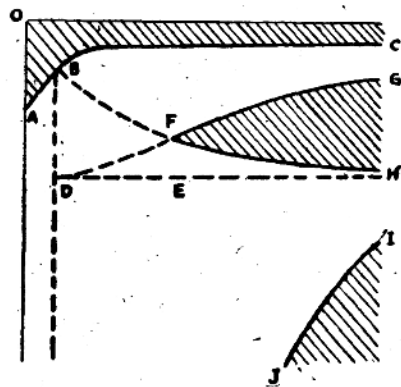


图 7 一般形状的輸入形势图。

对应于板压变化的栅压线, GFH 为单截止翻转过程的失效区, 我们把 F 叫做它的临界点。

五、输入宽脉冲的幅度下限

这个下限即是图 7 中 C 点位于横轴以下的幅值, 我们叫它 U_{iw} 。忽略板栅分压器中电阻的影响, 得

$$U_{iw} = \frac{C_T + C_g}{C_T} \cdot \frac{R_a + R_p}{R_a} \cdot \frac{1}{\mu_0} \left(U_{gL} - \frac{U_{aH}}{\mu_0} \right) \quad (1)$$

式中 μ_0 为电子管放大系数, R_p 为板极电阻。

六、窄输入翻转区的幅度下限

即图 8 中 A 至 B 点附近

$$\text{令 } U_{aT} = \frac{R_a}{R_a + R_p} \mu_0 U_{iw},$$

$$\text{令 } U_{ic} = \frac{1}{\mu_0} (U_{aL} + U_{aT}),$$

$$\text{令 } T_{ic} = \tau_{off} \ln \left[\frac{1}{1 - U_{aT} / (U_{aH} - U_{aL})} \right],$$

式中 $\tau_{off} \approx R_a \left(C_a + \frac{C_T C_g}{C_T + C_g} \right)$ 是当电子管截止后板压上升的时间常数。为了简便起见, 我们把 (T_{ic}, U_{ic}) 作为窄输入翻转区幅度下限线 (图 7 中 B 点附近的这一段曲线) 中的一个点。这样的处理方法是够严格的, 但在一般情况下简便实用。

图 7 中 AB 这一段基本上是直线, 其斜率为

$$\gamma = \frac{1}{C_a C_T + C_T C_g + C_a C_g} \left[\frac{1}{C_a + C_T} \left\{ \frac{C_T^2}{R_a} + \frac{C_g^2}{R_T} + \frac{1}{R_g} (C_a + C_T)^2 \right\} U_{in} + (C_a + C_T) \left(\frac{U_{aH}}{R_T} - \frac{E_c}{R_g} \right) \right] \quad (2)$$

式中 U_{in} 为图 8 中 A 点的幅值。

我们认为窄输入区的下限线就是通过 (T_{ic}, U_{ic}) , 斜率为 γ 的直线, 并且从此不难求得 U_{in} 的数值。

在图 1 中: $U_{aH} = 170$ 伏, $U_{aL} = 64$ 伏, $U_{gL} = 25.7$ 伏, $R_p = 12$ 千欧, $\mu_0 = 32$ 。求得: $U_{iw} = 1.243$ 伏, $U_{aT} = 24.9$ 伏, $T_{ic} = 3.53$ 微秒, $U_{ic} = 2.78$ 伏, $U_{in} = 5.26$ 伏。

在本节求得的斜线和第五节求得的 U_{iw} 水平线之间连成一根平滑曲线即得输入幅度下限线 (图 7 中的 ABC 线)。

七、单截止翻转过程的失效区

不计栅流的影响, 不计板压下降时常数的影响则图 7 中 FH 线的表达式为

$$\left[U_{aH} - U_{aL} - U_{aT} - \frac{U_{aH}}{\mu_0} + U_{i(3)} \right] \left(1 - e^{-\frac{t - T_{ic}}{\tau_{aT}}} \right) + U_{aT} + \frac{U_{aH}}{\mu_0} - U_{i(3)} = \frac{U_{aT}}{U_{iw}} U_{i(3)} \quad (3)$$

FG 的表达式为

$$\left[U_{c'w} + U_{i(4)} + \left\{ U_{aL} + \frac{U_{aT}}{U_{iw}} U_{i(4)} + E_c \right\} \frac{R_g}{R_T + R_g} - E_c \right] \left(1 - e^{-\frac{t - T_{ic}}{\tau_{gT}}} \right)$$

$$= U_{c'w'} - [U_{i(3)} - U_{i(4)}], \quad (4)$$

式中 $\tau_{aT} = R_a(C_a + C_T)$,

$$\tau_{gT} = \frac{R_T R_g}{R_T + R_g} (C_T + C_g),$$

$$U_{c'w'} = \frac{C_T}{C_T + C_g} \left[U_{aH} - U_{aL} - \frac{U_{aT}}{U_{iw}} U_{i(4)} \right] \text{ 即图 8 中 } c'w' \text{ 的幅值,}$$

$U_{i(3)}$ 为用第 (3) 式算得的 U_i 值
 $U_{i(4)}$ 为用第 (4) 式算得的 U_i 值 } 在同一时间 t 。

从 (3)、(4) 两式就可以求得单截止翻轉失效区的界限。

在图 1 实际例子中計算出的上下限的数值如下表 (其中 $T_i = 49$ 微秒时为临界点)。

輸入寬度 T_i (微秒)	失 效 区	
	上限 $U_{i(3)}$ (伏)	下限 $U_{i(4)}$ (伏)
49	4.58	4.58
60	4.81	4.40
80	5.07	4.08
100	5.19	3.81
120	5.25	3.59
∞	5.31	2.59

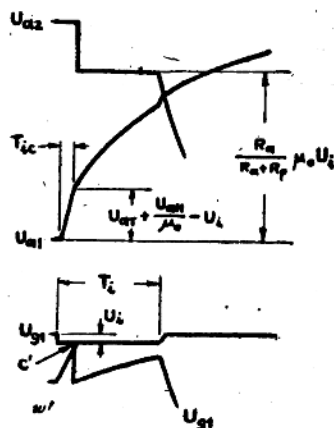


图 8

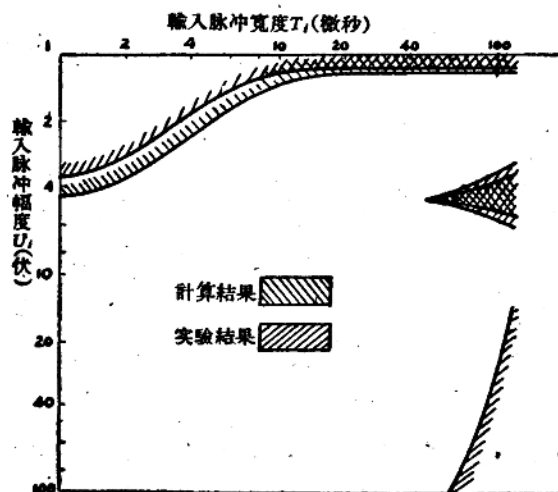


图 9 輸入形勢圖。

图 9 为計算得的及实验得的輸入形勢图的比較。单截止失效区实验結果比計算結果稍为脹大，这主要是由于 μ_a 的数值不均匀所致。輸入幅度过大而致不翻轉的界綫实际意

义不大, 所以没有进行分析计算, 它的实验结果是在人为的不对称情况下 (一个电子管的板极临时接 820 千姆到地) 取得的。

八、影响输入形势图图形的因素

电源电压的变化, 输入脉冲重复周期的变化以及其他因素的变化都将使输入形势图产生相应的变形。有如下的实际情况, 即对应于某一输入脉冲, 触发器原先能够稳定翻轉, 当某一因素稍有变化就不能正常翻轉, 当这一因素更进一步变化时又能正常翻轉。这种

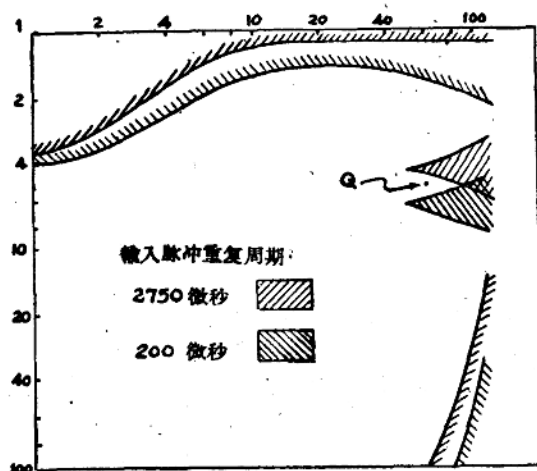


图10 输入脉冲重复周期对翻轉过程的影响。

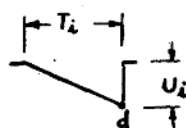


图 11

有趣的现象可以用失效区, 特别是单截止翻轉失效区的变形作出解释。见图 10 中的 Q 点。

下文将讨论输入脉冲前沿的影响, 假定输入脉冲呈图11所示的形状, 前沿是斜线后沿是垂线, d 即为标志这个脉冲的输入点, 这种前沿可以视为指数曲线前沿的极限。

九、输入脉冲前沿对幅度过小而致不翻轉的界綫的影响

相当于图 7 中 ABC 的曲线现在可以用三段曲线加以逼近, 其中第一段即 C 附近的曲线可以用下式表达:

$$U_i = \frac{1}{\left[1 + \frac{\tau_T - \tau_{GT}}{\tau_{GT}} \times \frac{1 - e^{-\frac{T_i - \tau_{on}}{\tau_{GT}}}}{\frac{T_i - \tau_{on}}{\tau_{GT}}}\right]} \times \frac{1}{\left(1 - \frac{\tau_{on}}{T_i}\right)} \times \frac{R_T + R_g}{R_g} \times \frac{C_T}{C_T + C_g} U_{iw}, \quad (5)$$

$$\text{式中 } \tau_{on} = \frac{R_g R_p}{R_g + R_p} \left(C_g + \frac{C_T C_g}{C_T + C_g} \right),$$

$$\tau_T = R_T C_T$$

第二段适用于 T_i 在 τ_{on} 附近 (图 8 中 B 点附近) 时用下式表达:

$$U_i = \frac{U_{iw}}{1 - \frac{\tau_{on}}{T_i} \left(1 - e^{-\frac{T_i}{\tau_{on}}}\right)}. \quad (6)$$

第三段当 T_i 接近零时与第六节描述的斜线基本相同。把这三段的有关部分联成一根平滑的曲线即得幅度下限线。

十、输入脉冲前沿对单截止翻转失效区的影响

此时相当于 (3) 式的上限线表达式为:

$$\left(U_{aH} - U_{aL} - U_{aT} - \frac{U_{aH}}{\mu_0} + U_{iw} \right) \left(1 - e^{-\frac{T_i - T_T}{\tau_{aT}}} \right) + U_{aT} + \frac{U_{aH}}{\mu_0} - U_{iw} = \frac{R_g}{R_g + R_p} \mu_0 U_i, \quad (7)$$

式中 $T_T = \frac{U_{iw}}{U_i} T_i$

相当于第 (4) 式的下限线表达式为:

$$\begin{aligned} & \frac{R_g}{R_T + R_g} m(T_i - T_T) + \left[\frac{R_g}{R_T + R_g} m(\tau_T - \tau_{KT}) + U_{b'w'} \right] \left(1 - e^{-\frac{T_i - T_T}{\tau_{KT}}} \right) \\ & = \frac{C_T}{C_T + C_g} (U_{aH} - U_{aL} - U_{aT}) + U_{iw} - U_i(7), \end{aligned} \quad (8)$$

$$U_{b'w'} \approx \frac{C_T}{C_T + C_g} (U_{aH} - U_{aL} - U_{aT}) + U_{iw} - \left(U_{gL} - \frac{R_g}{R_T + R_g} U_{aT} \right)$$

式中 $m = \frac{R_a}{R_g + R_p} \mu_0 \frac{U_i(8)}{T_i}$,

$$T_T = \frac{U_{iw}}{U_i(8)} T_i,$$

$U_i(8)$ = 用第 (8) 式算得的 U_i 值,

$U_i(7)$ = 在与 (8) 式相同的 T_i 时用 (7) 式算得的 U_i 值, 并且在计算时所用的 T_T 值也与 (8) 式时相同。注意此处 $U_i(7)$ 仅出现在 (8) 式中, $U_i(7)$ 与用 (7) 式计算上限线是无关的。

(8) 式为下限线表达式, 但真正的上限线却并不是 (7) 式所表达的曲线, 真正的上限线应该是联接原点与失效区临界点的直线, 因为到达 (7) 式所算出的“上限线”的前沿将通过单截止翻转失效区, 这就使 (7) 式作为上限线失去了意义。但 (7) 式仍然是必要的, 因为要依靠它找出临界点, 同时下文讨论输入脉冲后沿影响时也有用处。

十一、输入脉冲前沿影响的推算结果与实验结果的比较

在图 1 的实例中 (5) 和 (6) 式的计算结果见左下表:

单截止翻转失效区上下限的计算结果见右下表:

输入宽度 T_i (微秒)	幅度下限(伏)		输入宽度 (微秒)	(7)式计算 的结果(伏)	(8)式计算 的结果(伏)	计算得的实际 上限(伏)
	(5)式计算结果	(6)式计算结果				
120	1.750		49.5	4.28	4.28	4.28
90	1.665					
70	1.622		60	4.56	4.13	5.19
50	1.593					
30	1.630		80	4.89	3.88	6.91
20	1.752	1.642				
15		1.812	100	5.08	3.68	8.65
10		2.184				
7		2.730	120	5.17	3.51	10.38
4.93		3.382				

計算結果与实验結果的比較見图 12。它与矩形輸入脉冲的輸入形勢图差別并不大这是可以理解的。

輸入脉冲前沿是指数曲綫时的情况介于矩形前沿和三角前沿之間不再另作分析。

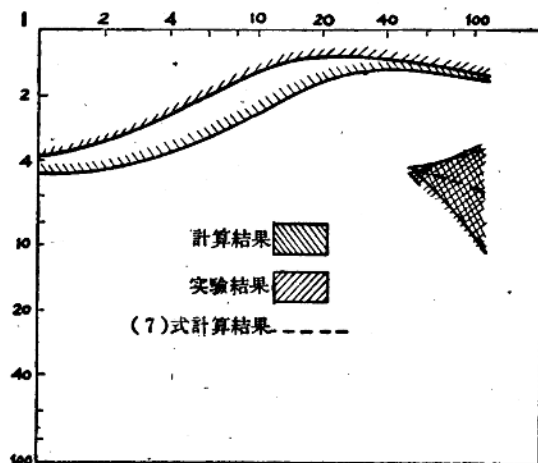


图12 輸入脉冲具有三角前沿时的輸入形勢图。

十二、輸入脉冲后沿的影响

我們討論的后沿限于指数曲綫，時間常数为 τ ，当 τ 达到一定数值时图 13 中 d 点以后 U_{21} 的下降很慢以致原先导电的电子管 V_1 重又获得导电的优势，因而导致不能翻轉。我們把時間常数的这个限度叫做 τ_0 。当 $\tau < \tau_0$ 时翻轉的情况由前沿决定，当 $\tau > \tau_0$ 时将由于后沿而不能翻轉。对于各个輸入点的 τ_0 值是不同的，把 τ_0 相同的輸入点联接起来即得 τ_0 等值曲綫族。 τ_0 等值曲綫的形状是复杂的折綫。为了簡化討論，我們认为它們可以用指数曲綫去近似，事实上不致引起严重的誤差，其一般形状見图 14。在图 14 中沿着单截止翻轉失效区边界各点（如图 14 中的 a 点及 b 点）的 τ_0 值是較易計算的，从而可以获得整个 τ_0 等值曲綫族。

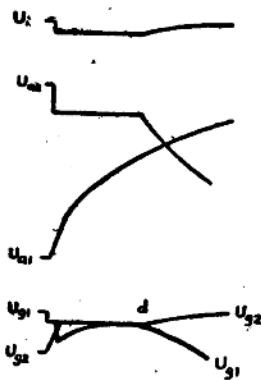


图 13

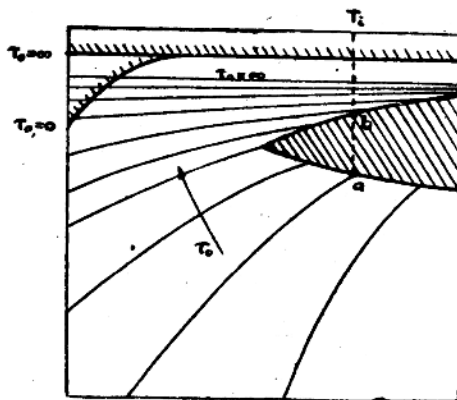


图14 τ_0 等值曲綫族的一般形状。

我們认为在图 15 及图 16 (相当于图 14 中 a 点和 b 点) 中 d 点或 d' 点时, U_{a1} 下降的斜率乘以电子管放大倍数以后, 必须大于 U_{a1} 在 x 点的上升斜率才能够正常翻轉, 因而分别得

$$\tau < \frac{U_{a2x} - U_{aL}}{U_{a2x} + \left(1 + \frac{R_T}{R_g}\right) U_{i(a)} + \frac{R_a + R_p}{\mu_0 R_a} \left(1 + \frac{C_g}{C_T}\right) \frac{\tau_T}{\tau_{aT}} (U_{aH} - U_{a1x}) - \frac{R_T}{R_g} E_c} \tau_T \quad (9)$$

$$\text{及 } \tau < \frac{U_{a2x'} - U_{aL}}{U_{a2x'} + \left(1 + \frac{R_T}{R_g}\right) U_{i(b)} + \frac{R_a + R_p}{\mu_0 R_a} \left(1 + \frac{C_g}{C_T}\right) \frac{\tau_T}{\tau_{aT}} (U_{aH} - U_{a1x'}) - \frac{R_T}{R_g} E_c} \tau_T, \quad (10)$$

对准过程边界来说用 (9) 式对正过程边界来说用 (10) 式。(9) 及 (10) 式中不等号右边就是 τ_0 值。式中脚注 x 及 x' 表示图 15 及图 16 中 x 及 x' 点时的数值,

$$U_{a1x} = U_{a2x} = U_{aL} + \frac{R_a}{R_a + R_p} \mu_0 U_{i(a)}$$

$$U_{a2x'} = U_{aL} + \frac{R_a}{R_a + R_p} \mu_0 U_{i(b)}$$

式中 $U_{i(a)}$ 及 $U_{i(b)}$ 为给定 T_i 时相当于图 14 中 a 点及 b 点的 U_i 值。

等值曲线族可以用下式表达

$$U_i = U_0 e^{-\frac{t}{\tau_0}}$$

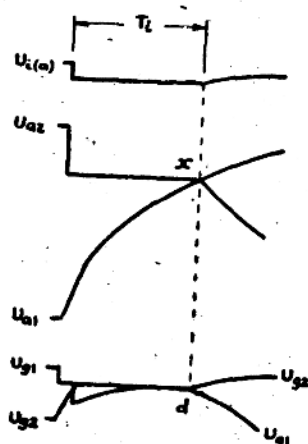


图 15. 相当于图 14 中 a 点的波形。

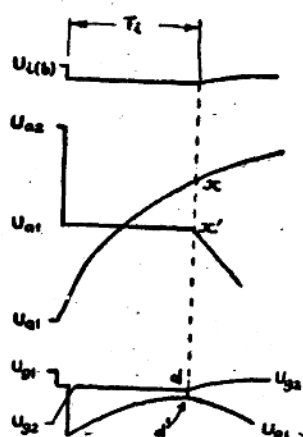


图 16 相当于图 14 中 b 点的波形。

在图 1 实例中計算結果如下:

τ_0 (微秒)	沿失效区上限		沿失效区下限		U_0 (伏)
	$U_{i(a)}$ (伏)	T_i (微秒)	$U_{i(b)}$ (伏)	T_i (微秒)	
600			3.52	126	4.35
500			3.83	98	4.66
400			4.25	70	5.07
360	4.50	54			5.23
325	5.19	100			7.06
320	5.31	∞			∞

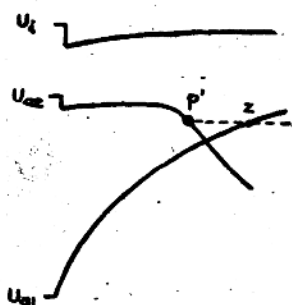


图 17 电子管的非理想性的截止对波形的影响。

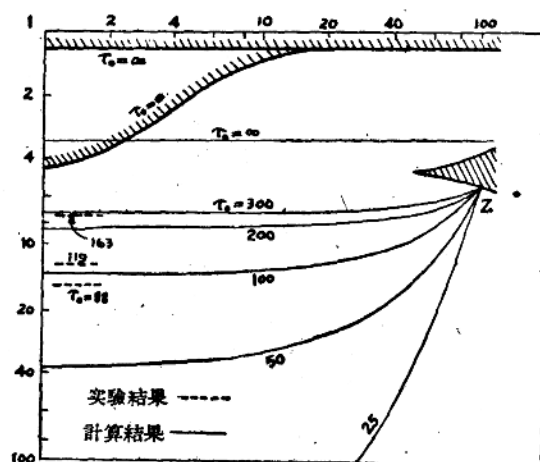


图18 τ_0 值曲线族按图17中Z点修正情况。

图1实例中相当于图17 Z点的宽度为100微秒，修正结果如下：

τ_0 (微秒)	300	200	100	50	25
U_0 (伏)	7.24	8.56	14.1	38.4	280

结果示于图18中。图中实验结果与修正计算结果在 $\tau_0 = 163$ 时出入较大，这是由于输入脉冲源内阻的影响，将在下面讨论。

十三、输入脉冲的内阻对波形的影响

我们仅讨论图19所示的输入电路。假定触发器并不翻转，则由于输入脉冲的作用而在A点形成的电压，我们把它叫做外因电压。由于触发器的翻转就会产生一个回输电流 i_s ，它使A点的波形变形，令变形后A点电压的瞬时值为 U_{is} 。如果输入电路的阻抗相对地较小，同时外因电压也不太大时（基本上在单截止翻转过程或刚进入双截止翻转过程附近的范围内）则

$$i_s \approx \left(\frac{1}{\tau_{aT}} - \frac{1}{\tau_T} \right) C_T (U_{aH} - U_{aL} - U_{aT}) e^{-\frac{t-T_{ic}}{\tau_{aT}}} + \frac{U_{aH} + U_{is}}{R_T} - \frac{E_c - U_{is}}{R_g}$$

在推导 i_{s2} 时更进一步假定不考虑 U_{is} 的变化（即 U_{is} 可以近似地取一个平均值）则：

$$i_{s2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} I_{a1} e^{-\frac{t-T_{ic}}{\tau_{aT}}} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} I_{aT} \frac{\tau_{aT}}{\tau_i - \tau_{aT}} \left[e^{-\frac{t-T_{ic}}{\tau_i}} - e^{-\frac{t-T_{ic}}{\tau_{aT}}} \right] + I_{dc} \left(1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} e^{-\frac{t-T_{ic}}{\tau_i}} \right) \quad (11)$$

$$\text{式中 } I_{aT} \approx \left(\frac{1}{\tau_{aT}} - \frac{1}{\tau_T} \right) C_T (U_{aH} - U_{aL} - U_{aT}),$$

实验情况还有较大的出入，系由两个主要原因所引起：第一是电子管放大系数 μ_0 的截止不是突变的，第二输入脉冲源的内阻也有显著影响。对这两项影响要分别加以修正。

μ_0 的影响见图17。只有当 U_a^2 下降到 p' 点时电子管 V_2 的放大系数 μ_0 才达到额定值，故沿着单截止翻转失效区上限的 τ_0 等值曲线族不可能延伸到图17中超出Z点以外的宽度。凡是大于这个宽度的 τ_0 等值线基本上都集中通过此点。在

$$I_{dc} = \frac{U_{aH}}{R_T} - \frac{E_c}{R_g} + \frac{R_T + R_g}{R_T R_g} U_{is},$$

$$\tau_i = (R_1 + R_2) C_i,$$

由于同输电流而产生的变形 U_i ,

$$U_i = U_t - U_{is} = i_{s2} R_2$$

在这里 U_t 表示图 19 中 A 点的外因电压。

变形的情况是复杂的, 下面是三种典型情况:

(1) 第一种情况 ($R_1 \neq 0, R_2 \neq 0, C_i = \infty$)

$$U_i = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I_{aT} e^{-\frac{t-T_{ic}}{\tau_{aT}}} + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I_{dc},$$

式中 I_{dc} 是很小的, 所以变形区主要反映了原先导电管板压上升的情况。

(2) 第二种情况 ($R_1 = 0, R_2 \neq 0, C_i \neq \infty, \tau_i \gg \tau_{aT}$)

$$U_i = R_2 I_{aT} \frac{\tau_{aT}}{\tau_i - \tau_{aT}} \left[e^{-\frac{t-T_{ic}}{\tau_i}} - e^{-\frac{t-T_{ic}}{\tau_{aT}}} \right] + R_2 I_{dc} \left(1 - e^{-\frac{t-T_{ic}}{\tau_i}} \right),$$

(3) 第三种情况 ($R_1 \neq 0, R_2 \neq 0, C_i \neq \infty, \tau_i \gg \tau_{aT}$)。

上述三种情况的波形见图 20。图中假定输入脉冲为负的矩形脉冲, U_t 为外因电压波形, U_{g2} 为栅压波形, 阴影区 bcde 为变形区, cd 线我们叫它做变形线。由于 U_{g2} 的变形而引起有关波形的变形是不难想像的, 并且在实验中都可以看得到。

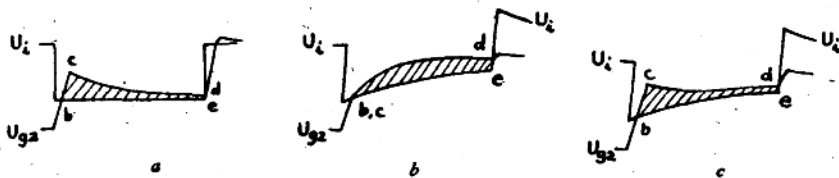


图20 输入波形的几种典型变形。

十四、波形的变形对单截止翻轉失效区的影响

单截止翻轉失效区的界限与输入脉冲的波形有关。由于输入脉冲内阻引起了波形的变形, 因而势必引起失效区的变形。但稍深入的分析表明这种影响是很小的, 在一般情况下可以忽略不计。

十五、输入脉冲内阻对后沿的影响

我们以图 20 c 的波形作为讨论的典型。假定变形线 cd 在 P 点进入单截止翻轉失效区, 见图 21。当变形线与经过 P 点的 τ_c 等值线恰巧在 P 点相切时触发器就处于不能翻轉的边缘了。由此可以得到由于输入脉冲内阻的影响而必须对后沿允许的最大时常数 τ_c 进行修正的计算式:

$$\tau_i < \frac{U_i(T_i)}{U_{ip} - \tau_0 \left(\frac{dU_i}{dt} \right)_{t=T_i}} \tau_0, \quad (12)$$

式中 $U_i(T_i)$ 是外因电压在图 21 中 T_i 时的幅值, U_{ip} 和 τ_0 的计算方法是明确了, 但是 $\frac{dU_i}{dt}$ 的计算还有待于进一步探讨。推导第 11 式时假定 U_{a1} 的上升波形是平滑的指数曲线, 这基本上是对的, 但仔细分析 U_{a1} 的波形并不是完全平滑的, 见图 22。当脉冲源具有内阻时与之相应的变形区将呈图 23 的形状。图 24 是实际观察到的波形 (因为实验时 $C_i \approx \infty$, 所以外因电压与图 23 不同, 但其变形区可明显地看到)。分析的结果导致:

$$\tau_i < \frac{1}{1 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \frac{R_a + R_p}{R_p} \frac{\tau_0}{\tau_{aT}} \frac{1}{U_{ip}} I_{aT} e^{-(T_i - T_{ic})/\tau_{aT}}} \tau_0, \quad (13)$$

分析时假定 $U_i(T_i)$ 与 U_{ip} 可以认为相等。

上述修正公式对第一种和第三种变形的输入脉冲基本适用, 但对第二种变形不适用, 此时要分析后沿影响就必须从 (11) 及 (12) 两个通用的公式出发。

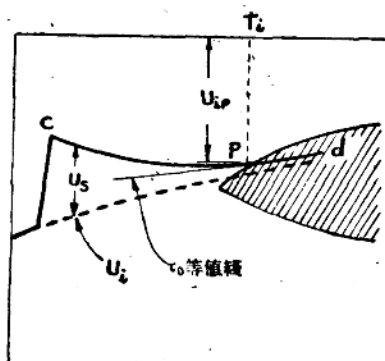


图 21

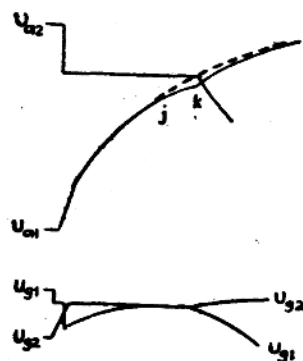


图 22

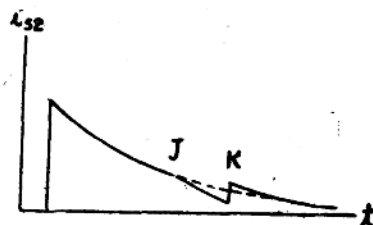


图 23

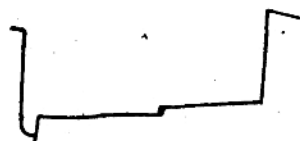


图 24

在图 1 的实例中利用 (13) 式修正計算的結果如下:

T_i	U_{ip}	τ_0	$R_1 \parallel R_2 = 270\Omega$		$R_1 \parallel R_2 = 1.5k\Omega$	
			τ_i	U_0	τ_i	U_0
126	3.52	600	546	4.43	390	4.86
98	3.83	500	423	4.85	246	5.71
70	4.25	400	289	5.41	128	7.35
54	4.50	360	226	5.71	83.7	8.59
100	5.19	325	300	7.24	223	8.12
100		200		8.56		8.56
100		100		14.1		14.1
100		50		38.4		38.4

表中末 3 行是图 17 中 Z 点的修正, 与本节无关。

图 25 及 26 将上表所列的計算結果与实验結果作了对比, 在計算結果的图形中 ABCD 为只經图 18 修正的結果, ABED 为經 (13) 式进一步修正的結果。

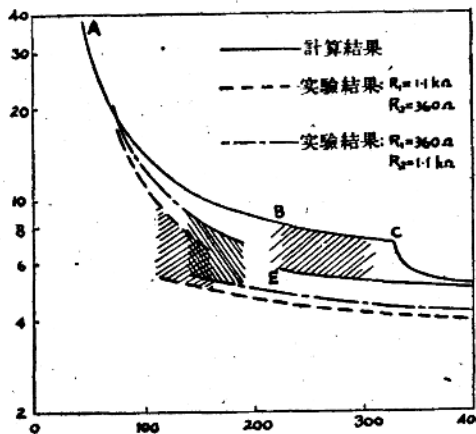


图 25

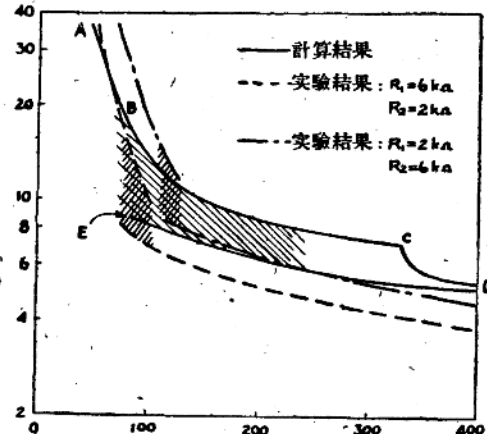


图 26

十六、結 束 語

在实际工作中常遇到两类工作: 一是对給定的电路进行測試, 一是新电路的設計。

对已知触发器的測試主要有三方面: 一是供电电压影响, 二是輸入脉冲重复頻率的影响, 三是輸入脉冲波形的影响。实际波形比本文所描述的要“快”得多, 不可能如此輪廓分明, 因而对波形的辨别带来一定困难。但只要抓住几个要点如翻轉失效时观测 U_{a1} 的波峰与 U_{a2} 的波谷之間的位置及幅度的相对关系及輸入幅度稍稍增减对 U_{a2} 波谷深淺的影响等特征就可以找到判別波形的綫索。

設計比測試的头緒更多, 除了上述几点以外还应注意到: 1. 适当选择各个時間常数以改善翻轉动态的可能性; 2. 輸入脉冲的偶合方法提供的設計灵活性; 3. 控制輸入脉冲的变形可以作为一种积极的設計手段^[4]; 4. 从动态要求出发可以反过去对静态設計进行修改的可能性等等。

測試和設計工作不便于作一般的討論，特別是設計工作必須在全面的、积极的技术构思指导之下，针对具体情况才能够圓滿地解决。本文提供了这一类触发电路翻轉动态的分析方法，可用来解决設計問題，但对具体設計不作專門的探討。

本文的推論和分析有許多粗糙近似的地方，如果加以运用請留心适用的場合和范围，必要时須結合具体情况作适当的修改或补充。文中如有錯誤請讀者指正。

参 考 文 献

- [1] Л. А. 米耶羅維奇, Л. Г. 杰里欽科, 脉冲技术, 有关章节。
- [2] P. A. Neeteson, Analysis of Bistable Multivibrator Operation, Philip's Technical Library, 1956.
- [3] 夏季寅, 103机触发器可靠翻轉問題, 103机經驗交流会內部报告, 1962年5月。
- [4] 杜毅仁, 周明德, 李芳芸, 触发器动态研究, 清华大学电机系內部报告, 1962年7月。

推拉式双稳电路研究

周堤基 康 鹏

摘 要

本文提出的推拉式双稳电路像对称触发器一样,具有一对反相电位输出的两个稳定状态,在形式上也与其极为相似。不同点在于工作方式和工作原理。推拉式双稳电路消除了自身正反馈,其工作完全依靠外来输入讯号,或者说,输入讯号强行改变其状态。分析和实验指出,该电路具有较高的工作频率和稳定性。利用截止频率为1兆赫的晶体管 $\Pi 14$ 构成的双稳电路,其稳定的工作频率在1.5兆赫以上。此外,推拉式双稳电路具有较强的负载能力。容许电路参量偏差电源电压波动范围较大等优点。

一、引 言

电子数字计算机最基本、应用数量最多的电路之一,为双稳态对称触发器。图1为晶体管数字计算机中常用的典型共射极对称触发器,它不仅用来当作存储数码“0”和“1”的存储单元,也是构成对数码进行算术和逻辑运算的最基本逻辑元件。触发器在数字计算机中既占如此重要地位,自然,它的稳定性严重的影响着计算机的可靠性;不从逻辑结构考虑,它的快速性是提高计算机工作速度的必要条件。

为了提高触发器的稳定性和快速性,人们曾经对图1所示基本电路进行了种种改进。例如:或在集电极回路加入高频补偿措施,或采用非饱和式线路,或以跟随器输出作为反馈的线路等等。然而,所有这些,并未影响触发器的基本工作特征,即触发器的状态是靠外来讯号触发引起的、自身正反馈来改变状态的。

我们认为,正是由于依靠自身正反馈来改变工作状态,而放弃了“外援”(外触发讯号),速度的提高受到影响;正是由于存在自身正反馈,触发器的稳定性受到影响。

对图1所示基本电路加以研究,可以看出:

1. 触发器状态的不稳定危险因素,在于通过外电路来的集电极干扰讯号或者基极干扰讯号引起的自身正反馈,图1中的电容 C_1 又加速了这一正反馈过程。从触发器的稳定性观点出发,电容 C_1 的存在是不利的。

2. 由于反馈回路具有一定的时间常数,再加上正反馈后的恢复过程,依靠自身正反馈来改变状态,其快速性必然受到影响。如果不仅仅依靠外来讯号引起触发作用,并利用外来讯号能量加速触发器的状态改变,其工作速度必然能够提高。

综上所述,为提高触发器的快速性和可靠性,需要从两方面加以考虑:

第一,消除正反馈以及干扰讯号作用到基极的途径。

第二,依靠外来讯号能量强行改变触发器的状态。

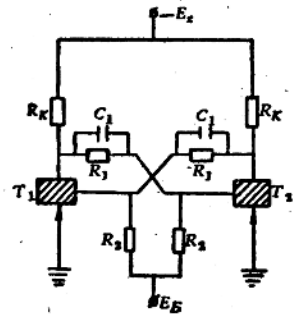


图 1