

触发器动态设计¹⁾

杜毅仁

摘要

本文是“触发器动态研究”^[1]一文的继续,介绍了一个比较简单的动态设计方法。文中考虑了各种分布电容的影响。当电路参数发生变化且处于最不利搭配时,触发器仍具有“交点在 U_T 前沿的单调翻转过程”。实验结果表明,本文所介绍的设计方法是有效的。

一、引言

前文指出^[1],触发器状态翻转时,随着外因电压 U_T 和内因电压 U_{g2} 相对速度的不同,将出现多种翻转过程,其中交点 P 位于 U_T 前沿的单调翻转过程,动态可靠性最高。现以一个低速触发器(计数输入频率在100千赫以内)为例,讨论这种触发器的设计问题(图1)。

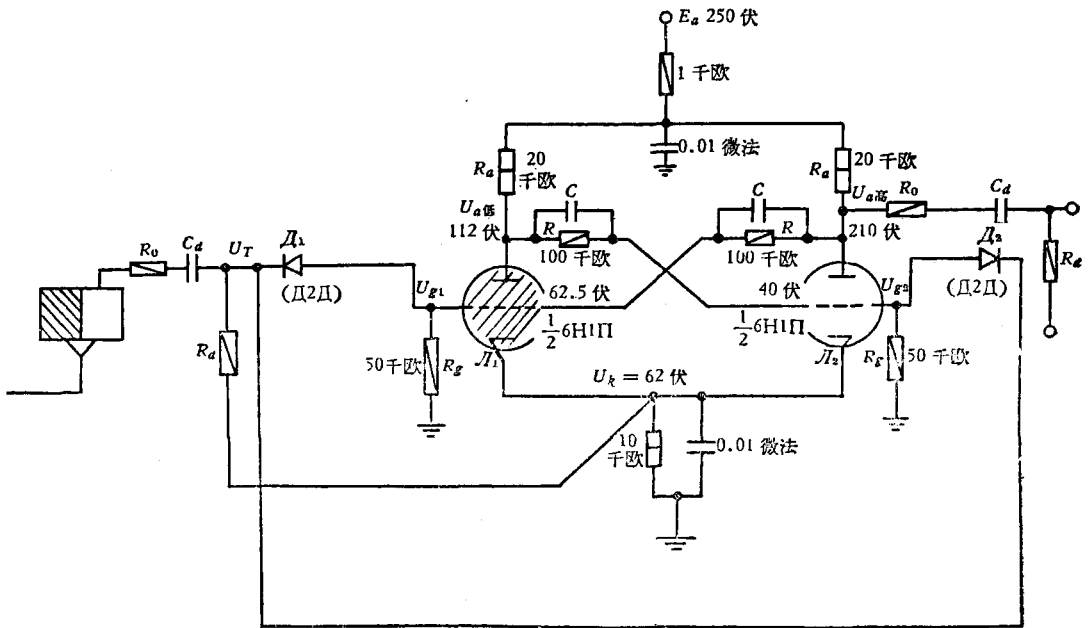


图1. 触发器电路图

1) 本文曾在中国自动化学会1962年9月学术报告会上宣读。

设计可分两步进行：第一步按静态稳定性的要求进行静态设计；第二步则在不损害静态稳定性的基础上进行动态设计。关于触发器的静态设计，因已有文献进行过详细分析^[2,3]，这里就不再赘述。

动态设计是以安排内外因电压速度差为纲，保证电路参数在允许范围内变化且处于最不利搭配时，触发器仍能单调翻转。对图 1 的低速触发器来说，如果触发脉冲直接由上级的板极电压微分得到 ($R_0 = 0$)， U_T 的前沿速度将很快，致使触发器在空载工作下已不能单调翻转（见文献[1]的表 1—3）。我们采用了串联减速电阻 R_0 的办法来加以解决。 R_0 除了可减慢 U_T 的前沿速度外，还有其他作用。 R_0 可减小下级触发器对上级触发器的反作用，提高抗扰能力。 R_0 以后的电容负载基本上不会影响前级触发器内因电压的上升速度，因而可提高动态可靠性。它的缺点是降低触发器的工作频率，减小触发脉冲的幅度，并对导电管板极的上升速度有影响。但是当 t_D （见图 3）比板极电压上升时间小很多时，这个影响则是次要的。上述缺点限制了 R_0 值不宜过大，只要保证在电路参数最不利搭配时触发器仍能单调翻转即行。

二、 U_T 和 U_{g2} 的近似表达式

U_{g2} 、 U_T 和 U_{g2}^* 是动态设计的主要线索，因此有必要首先对它们进行定量分析¹⁾。对 U_{g2}^* 进行定量分析时，可以应用迭加原理，先求出 U_{g2} 和 U_T ，然后在 P 点以后，将两者相加而得 U_{g2}^* 。显然，由迭加原理可知，求解 U_{g2} 时，可假定外因电压源 $E'_1 = 0$ 。同样，在求解 U_T 时，也可假定内因电压源 $|E_1| = 0$ 。这样， U_{g2} 和 U_T 便成为定量分析的主要对象。

1. U_T 的近似表达式

在计算 U_T 时，可假定上级板压呈阶跃下降，而在计算 U_T 前沿过程时， R 和 R_a 可忽略不计， U_{g1} 由 U_{g1max} 下降到零伏的一段也呈阶跃变化。当 J_1 栅流消失后，由图 1 中 U_T 点可得微分电路的等效电路如图 2 (A) 所示。但当 R_0 值较大时，前级板极电容 $C_{a\pm}$ 可忽略不计，故可简化成图 2 (B) 所示的等效电路，图中 E'_1 为等效阶跃电源，它等于：

$$E'_1 = 0.8E_1 + i_g[R_0 + (R_a \parallel R_i)] \quad (1)$$

式中 E_1 是上级触发器的板极电位落差，即

$$E_1 = U_{a\max} - U_{a\min} \quad (2)$$

由于 E_1 的头部和尾部变化缓慢，故可取 10% 到 90% 中间部分表示阶跃下降值。 $i_g[R_0 + (R_a \parallel R_i)]$ 一项是克服下级栅流所消耗的电压。显然，由图 1 可知

$$i_g = \frac{U_{a\max} - U_K}{R} - \frac{U_K}{R_g} \quad (3)$$

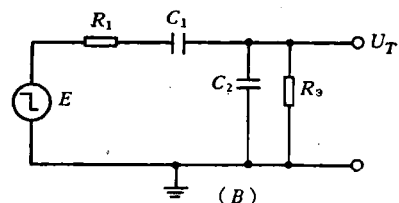
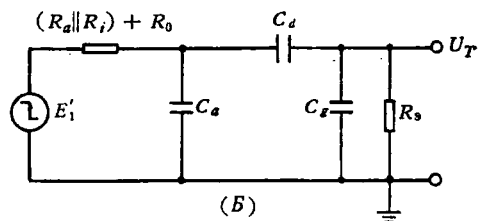
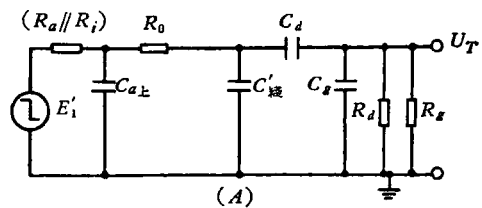


图 2. 微分电路的等效电路(图 1 中 U_T 点)

1) 用分段线性化的方法进行分析。

图 2 (B) 的电路按熟知的方法, 可以变成图 2 (B), 图中

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= k^2[(R_i \| R_d) + R_0], \\ C_2 &= C_g + \frac{C_a}{k}, \\ C_1 &= \frac{C_d}{k}, \\ E &= kE'_1, \\ k &= 1 + \frac{C_d}{C_a}, \\ R_0 &= R_d \| R_g. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

由图 2(B) 可求得 U_T 的方程式为

$$U_T(t) = E \cdot M \cdot (e^{-\frac{t}{\tau_1}} - e^{-\frac{t}{\tau_2}}), \quad (5)$$

式中

$$M = \frac{1}{\tau_n \left(\frac{1}{\tau_1} - \frac{1}{\tau_2} \right)}, \quad (6a)$$

$$\tau_1 = \frac{2\tau_n}{(1+x) \left(1 + \sqrt{1 - \frac{1+y}{(1+x)^2}} \right)}, \quad (6b)$$

$$\tau_2 = \frac{2\tau_n}{(1+x) \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4y}{(1+x)^2}} \right)}, \quad (6c)$$

而

$$\left. \begin{aligned} x &= \frac{R_1}{R} + \frac{C_2}{C}, \\ y &= \frac{R_1 C_2}{RC}, \\ \tau_n &= R_1 C_2. \end{aligned} \right\} \quad (6d)$$

当 $t = t_m$ 时, U_T 达到最大值, t_m 值可由下式求得:

$$\frac{t_m}{\tau_1} = \frac{\ln \frac{\tau_2}{\tau_1}}{1 - \frac{\tau_1}{\tau_2}},$$

或

$$\frac{t_m}{\tau_2} = \frac{\ln \frac{\tau_2}{\tau_1}}{\frac{\tau_2}{\tau_1} - 1}. \quad (6e)$$

图 2 中的电容参数如下

$$\left. \begin{aligned} C_a &= C'_{\text{总}}, \\ C_a &= [C_{a\pm} + C'_{\text{总}}]_{R_0=0}, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

或

$$C_g = C_{gK} + C_M + C'_{g2} + \frac{C \cdot C_{a2}}{C + C_{a2}} + C_{gH}, \quad (8)$$

$$C_{a2} = C_{aK} + C_{g2} + C_H \quad (9)$$

式中 C_M 是密勒电容, 它随电子管和电路参数不同而异, C_{g2} 和 C'_{g2} 是接线电容, C_H 是板极负载电容, 而 C_{gH} 则是栅极负载电容。

由于二极管和三极管的开关作用, 电路参数将在某些地方出现不连续变化, 它集中体现在栅极等效电容 C_g 上。

当 $t \leq t_Q$ 时, J_1 被接通, J_2 被截止, J_1 处在工作区, 此时 C_g 值可按式(8)求得。

当 $t_Q < t \leq t_D$ 时, J_1 被截止, 故

$$C_g = C_{gQ} = C_{gK} + C_{ga} + C'_{g2} + \frac{C \cdot C_{a2}}{C + C_{a2}} + C_{gH}, \quad (8a)$$

当 $t_D < t \leq t_p$ 时, J_1 和 J_2 都被截止, C_g 值最小, 即

$$C_g = C_{gD} = C'_{g2}, \quad (8b)$$

当 $t > t_p$ 时, J_2 被接通, 且 J_2 处于工作区, 故

$$C_g = C'_{g2p} = C_{ga} + C'_{g2} + C_M + \frac{C \cdot C_{a1}}{C + C_{a1}} + C_{gH}. \quad (8c)$$

电路参数的不连续变化, 将使 U_T 的计算复杂化, 但由于各转换点 Q 、 D 、 P 等均可求出, 故 U_T 可逐段加以计算。显然, U_T 的计算要分四段进行。

由式(5)可知, 减慢 U_T 速度的措施是减小 EM 值, 加大 τ_2 和 τ_1 值。串联减速电阻 R_0 , 可加大 τ_H 值, 从而也可加大 τ_2 和 τ_1 值。 R_0 可增加克服栅流所消耗的电压, 也起减小 E 的作用, 故 R_0 的减速作用很有效。但当 $E \downarrow$ 、 $\tau_1 \uparrow$ 、 $\tau_2 \uparrow$ 和 $M \downarrow$ 时, 将使 U_T 的最大幅度减小, 因此从幅度要求出发, R_0 之值不能无限制地加大。

2. $U_{g2}(t)$ 的近似表达式

为了简化计算起见, 当板极时间常数 τ_a 比 t_Q 大很多时, 可以近似认为 J_1 板流在 U_T 的作用下瞬时被截止, 故可得图 4(A) 的等效电路。

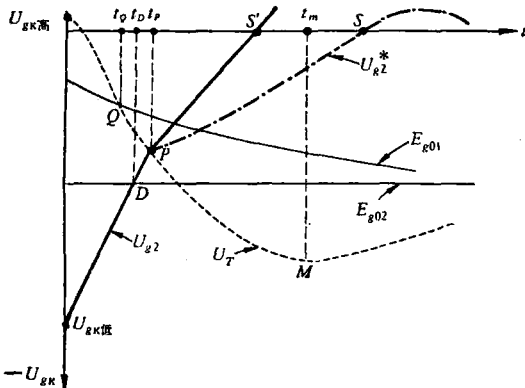


图 3. 单调翻转时 U_T 和 U_{g2} 的波形 (PS 线表示 U_{g2} 和 U_T 的合成电压; PS' 线则表示 P 点以后的内因电压)

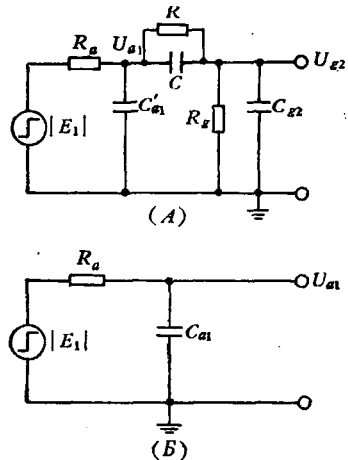


图 4. 求 U_{g2} 的等效电路

計算 U_{g2} 上升过程时, R 相对于 C 來說可忽略不計, R_g 相对于 C_{g2} 來說也可忽略不計, 故

$$U_{g2}(t) = U_{a1}(t) \cdot \frac{C}{C + C_{g2}} + U_{gk低}. \quad (10)$$

由图 4(B) 的等效电路可求出

$$U_{a1}(t) = |E_1| (1 - e^{-\frac{t}{\tau_a}}), \quad (11)$$

式中

$$\left. \begin{aligned} |E_1| &= |U_{a低} - U_{a高}|, \\ \tau_a &= R_a C_{a1}, \\ C_{a1} &= C'_{a1} + \frac{C \cdot C_{g2}}{C + C_{g2}}, \\ C'_{a1} &= C_{ak} + C_{接} + C_{H.} \end{aligned} \right\} \quad (11a)$$

由式(10)和(11)可得

$$U_{g2}(t) = |E_1| \frac{C}{C + C_{g2}} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_a}}) + U_{gk低}. \quad (12)$$

同样, 由于二极管和三极管的开关作用, 电路将出现不連續变化, 它集中体现在 C_{g2} 上. 由图 3 可知:

当 $t \leq t_D$ 时, Π_2 被截止, Π_2 栅极与外电路隔离, 故

$$C_{g2} = C_{gk} + C_{ga} + C_{接} + C_{gH}; \quad (11b)$$

当 $t_D < t < t_P$ 时, Π_2 进入工作区, 故

$$C_{g2} = C_{g2d} = C_{gk} + C_{接} + C_{gH} + C_M; \quad (11c)$$

当 $t > t_P$ 时, Π_2 被接通, 微分电路将影响 Π_2 栅极参数, 故

$$C_{g2} = C_{g2P} = C_{gk} + C_{接} + C_{gH} + C_M + C'_d + \frac{C_d \cdot C_a}{C_d + C_a}. \quad (11d)$$

显然, U_{g2} 的計算要分成三段进行.

由式(12)可知, 加速 U_{g2} 的措施是加大 $|E_1|$ 和 C 值, 减小 τ_a 和 C_{g2} 值. 增加 $|E_1|$ 和减小 τ_a 有一定矛盾, 解决办法有时可用互导大的电子管, 以使用較小的 R_a 得到足够大的 $|E_1|$. 减少 τ_a 的另一个措施是减小負載电容和 C_{g2} . 当实际要求的 C_H 值过大时, 可采用阴极跟随器輸出. 对低速触发器來說, τ_a 和 $|E_1|$ 的矛盾并不突出. 因为可以采取減慢 U_T 前沿速度的办法来加以解决. 同时可以看出, 为了减小外电路的影响, 微分电容 C_d 值不宜过大, 特别当 $R_0 = 0$ 时更是如此.

三、电路参数变化且处在最不利搭配时的动态設計

直接用上述方法进行設計, 不但計算繁瑣, 且不能保証动态可靠性. 对設計者來說, 应从最不利情况出发进行設計, 要考慮电路参数在允許范围内变化且处在最不利搭配时, 触发器仍能單調翻轉. 下面将介紹这种設計方法.

U_{g2} 和 U_T 的前沿相对速度是动态設計的主要依据. 电路参数最不利的搭配集中表现在 U_{g2} 上升速度減慢和 U_T 前沿速度加快上. 由式(12)可知, 使 $U_{g2}(t)$ 減速的最不利搭

配是 C_{g2} 变大, C 变小, τ_a 变大, $|U_{gk\text{低}}|$ 变大, 以及 $|E_1|$ 变小. 实际上由于 $|E_1| \downarrow$ 与 $\tau_a \uparrow$ 、 $|U_{gk\text{低}}| \uparrow$ 互相矛盾, $|E_1| \downarrow$ 所引起的变化较小, 故参数变化的方向是由 $\tau_a \uparrow$ 和 $|U_{gk\text{低}}| \uparrow$ 来决定. 各参数的变化情况如表 1 所示.

表 1. $U_{g2}(t)$ 上升速度减慢的最不利搭配

$ U_{gk\text{低}} \uparrow$	$\tau_a \uparrow$	$C_{g2} \uparrow$	$C \downarrow$
$E_a \downarrow = E_a(1 - \alpha)$ $R_g \downarrow = R_g(1 - \beta)$ $R \uparrow = R(1 + \beta)$ $R_k \uparrow = R_k(1 + \beta)$ $R_a \uparrow = R_a(1 + \beta)$ 电子管发射率增加 20%, 所以 $U_{a\text{低}} \downarrow$, $ E_1 \uparrow$	$R_a \uparrow = R_a(1 + \beta)$ $C_H = C_{H\text{最大}}$ $C_{g1} \uparrow = C_g(1 + \gamma)$ $C_{g2} \uparrow = C_{g2} \uparrow t \leq D$ $C_{g2} \uparrow = C_{g2P} \uparrow t > t_D$	当 $t \leq t_D$, $C_{g2} \uparrow = C_{g2} \uparrow$ 当 $t > t_D$, $C_{g2} \uparrow = C_{g2P} \uparrow$ $C_{g2} \uparrow = C_{g2}(1 + \gamma)$ $C_M \uparrow = C_M(1 + \gamma)$ $C_{\text{磁}} \uparrow = C_{\text{磁}}(1 + \gamma)$	$C(1 - \gamma)$ 注: α, β, γ 分别表示电源、电阻和电容变化的百分数

在最不利搭配下, 求 U_{g2} 值可分两段进行. 第一段是 $t \leq t_{D\text{最大}}$. 由式(12)可得

$$U_{g2}(t)_{\text{最慢}} = |E_1| \uparrow \frac{C \downarrow}{C \downarrow + C_{g2} \uparrow} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_a \uparrow}}) - |U_{gk\text{低}}| \uparrow. \quad (13)$$

第二段是 $t > t_{D\text{最大}}$ 以后, 由于 $C_{g2} \uparrow = C_{g2P} \uparrow$, 因而有

$$U_{g2}(t)_{\text{最慢}} |t > t_{D\text{最大}} = \left[|E_1| \uparrow - (|U_{gk\text{低}}| \uparrow - |E_{g02}|) \frac{C \downarrow + C_{g2} \uparrow}{C \downarrow} \right] \frac{C \downarrow}{C \downarrow + C_{g2P} \uparrow} (1 - e^{-\frac{t - t_{D\text{最大}}}{\tau_a \uparrow}}) + U_{g2}(t_D)_{\text{最慢}}. \quad (14)$$

式(13)和(14)可用来进行设计.

同理由式(5)可知, 使 U_T 前沿变快的最不利搭配是 $C_g \downarrow$ 、 $C_d \uparrow$ 、 $C_a \downarrow$ 、 $|E_1| \uparrow$ 、 $R_1 \downarrow$ 、 $R_d \uparrow$. 各参数的变化情况如表 2 所示.

表 2. 使 $U_T(t)$ 前沿变快的最不利搭配

$C_g \downarrow$	$C_d \uparrow$	$C_a \downarrow$	$ E_1 \uparrow$	$R_1 \downarrow$	$R_d \uparrow$
$C_g \downarrow = C_{gQ} \downarrow$ $C_{gk} \downarrow = C_{gk}(1 - \gamma)$	$C_d \uparrow = C_d(1 + \gamma)$	$C'_{\text{磁}}(1 - \beta)$ $C_{aK}(1 - \alpha)$	$R_a \uparrow = R_a(1 + \beta)$ $R_i \downarrow$ 对应于发射率增加 20% $R_k(1 - \beta)$ $E_a(1 - \alpha)$	$R_i \downarrow$ $R_0(1 - \beta)$ $R_a \uparrow$	$R_d \uparrow$ $R_g \uparrow$ $R_a \uparrow$ $R \uparrow$
$C_{ga} \downarrow = C_{ga}(1 - \gamma)$ $C_{\text{磁}} \downarrow = C_{\text{磁}}(1 - \gamma)$ $C \downarrow = C(1 - \gamma)$ $C_{a2} \downarrow = C_{a2}(1 - \gamma)$					

从最不利情况出发, 将 C_g 值取最小值, 并考虑到 t_D 到 t_P 一段时间很短而取 $C_g \downarrow \doteq C_{gQ} \downarrow$, 这样, 触发脉冲的计算可用下式一次解决, 即

$$U_T(t)_{\text{最快}} = E' \cdot M' (e^{-\frac{t}{\tau_2'}} - e^{-\frac{t}{\tau_1'}}), \quad (15)$$

式中

$$\left. \begin{aligned} R'_1 &= k^2[(R_i \downarrow \| R_a \uparrow) + R_0 \downarrow], \\ C'_2 &= C_{gk} \downarrow + \frac{C_{a2} \downarrow}{k'}, \\ C'_1 &= \frac{C_d \uparrow}{k'}, \\ k' &= 1 + \frac{C_{a2} \downarrow}{C_d \uparrow}, \\ E' &= -k' |E_1| \uparrow, \\ R'_0 &= [R_d \uparrow] \| [R_g \uparrow], \end{aligned} \right\} \quad (15a)$$

$$\left. \begin{aligned} x' &= \frac{R'_1}{R'}, \\ y' &= \frac{R'_1 C'_2}{R' C'_1}, \\ \tau'_H &= R'_1 C'_2, \end{aligned} \right\} \quad (15b)$$

$$\left. \begin{aligned} \tau'_1 &= \frac{2\tau'_H}{(1+x') \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4y'}{(1+x')^2}}\right)}, \\ \tau'_2 &= \frac{2\tau'_H}{(1+x') \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4y'}{(1+x')^2}}\right)}, \end{aligned} \right\} \quad (15c)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{t'_m}{\tau'_1} &= \frac{\ln \frac{\tau'_2}{\tau'_1}}{1 - \frac{\tau'_1}{\tau'_2}}, \\ \frac{t'_m}{\tau'_2} &= \frac{\ln \frac{\tau'_2}{\tau'_1}}{\frac{\tau'_2}{\tau'_1} - 1} \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

(15) — (15c) 諸式, 可用來進行設計。現在介紹一種動態設計方法。

1. 設計 C 值, 兼求 $U_{g2}(t)$ 最佳

首先可按最高計數頻率 $f_{最大}$ 確定 C 值。為使觸發器可靠地工作, 要求在新觸發脈沖到來之前, 觸發器各部分電壓變化都達到穩態。觸發器各部分電壓中變化最慢者是 C 通過 R 和 R_g 放電使 U_{g1} 恢復到 $U_{gk低}$ 的過程, 要求它達到穩態, 則

$$4(R \uparrow \| R_g \uparrow) C \uparrow \leq \frac{1}{f_{最大}}. \quad (17)$$

由上式可確定 C 值。對單調翻轉來說, $U_{g2}(t)$ 的上升速度應盡量快, 故 C 宜取式(17)的最大值。當 C 確定後, 假定 $R_k C_k$ 之值足夠大, 由式(13)、(14)可求得 $U_{g2}(t)$ 最佳。

2. 求單調翻轉的條件

這個條件可由 P 點以後內因電壓和外因電壓合成速度等於零而求得。具體過程如下:

先由式(13)和(14)求出 $t_{D最大}$ 和 $U_{g2}(t)_{最快}|_{t>t_{D最大}}$ ，而后将后者按比例画出(如图 5 所示)。延长 DS' 直线与电压轴交于 $2U_0$ ，该直线与 U_0 的交点是 P_0 ，连接 OP_0 ，则 OP_0 直线将是 $U_T(t)_{最快}$ 前沿速度最大值的临界线。由此，可求出单调翻转的条件是

$$\frac{dU_T(t)_{最快}}{dt} \Big|_{最大} \leq \frac{U_0}{t_0} \quad (18)$$

上式是一个桥梁，通过它可以按 U_{g2} 的要求，确定 $U_T(t)_{最快}$ 和微分电路参数。

3. 设计 R_0, R_d, C_d 值，兼求 $U_T(t)_{最快}$

单调翻转条件是求解 $U_T(t)_{最快}$ 的依据，由于 $U_T(t)$ 的前沿速度最大值可近似用初始速度表示，故上式可写成

$$\frac{dU_T(t)_{最快}}{dt} \Big|_{t=0} \leq \frac{U_0}{t_0} \quad (18a)$$

由图 2(B) 和表 4 可知

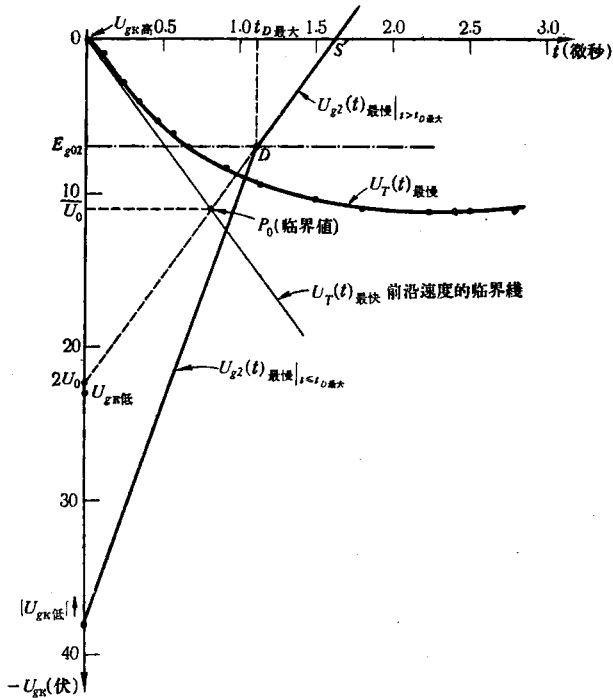


图5. 图解法决定单调翻转的条件

$$\frac{dU_T(t)_{最快}}{dt} \Big|_{t=0} = \frac{\frac{|E'_1| \uparrow}{R_0 \downarrow + (R_a \uparrow \parallel R_i \downarrow)}}{C_g \downarrow \left(1 + \frac{C_a \downarrow}{C_g \downarrow} + \frac{C_a \downarrow}{C_d \uparrow}\right)} \quad (18b)$$

合理选定 C_d 值后，可由 (18a)、(18b) 求得 R_0 值为

$$R_0 \downarrow \geq \frac{0.8 |E'_1| \uparrow}{\frac{U_0}{t_0} \cdot C_g \downarrow \left(1 + \frac{C_a \downarrow}{C_g \downarrow} + \frac{C_a \downarrow}{C_d \uparrow}\right) + i_g} - (R_a \uparrow \parallel R_i \downarrow) \quad (19)$$

现在来求 R'_0 值。为使触发脉冲尽量大， R'_0 值应尽量大，但 R'_0 值是受 R_g 限制的，不能过大。由于 $\frac{4y'}{(1+x')^2}$ 集中了微分电路的所有参数，而且对微分波形影响很大，故可用来做设计的出发点，而使设计得到大大简化。先令

$$\frac{4y'}{(1+x')^2} = k_1,$$

则

$$\frac{4y'}{(1+x')^2} = \frac{4 \frac{R'_1}{R'_0} \cdot \frac{C'_2}{C'_1}}{\left(1 + \frac{R'_1}{R'_0} + \frac{C'_2}{C'_1}\right)^2} = \frac{4n_R n_C}{(1+n_R+n_C)^2} = k_1, \quad (20)$$

式中

$$n_C = \frac{C'_2}{C'_1}, \quad n_R = \frac{R'_1}{R'_0}$$

C_d 选定后, $C_a \downarrow$ 和 $C_g \downarrow$ 也已知, 则 n_C 值可定. 故由式(20)可知 n_R 应满足下式

$$n_R^2 + n_R \left[2(1 + n_C) - \frac{4}{k_1} n_C \right] + (1 + n_C)^2 = 0. \quad (20a)$$

上式中, 判别式应大于或等于零, 即

$$\left[2(1 + n_C) - \frac{4}{k_1} n_C \right]^2 - 4(1 + n_C)^2 \geq 0. \quad (20b)$$

解上式, 可得 n_C 和 k_1 的关系式为

$$k_1 \leq \frac{n_C}{(1 + n_C)}. \quad (20c)$$

由上述可知, 最好使 $k_1 = \frac{n_C}{(1 + n_C)}$, 这样既可保证单调翻转, 又可使触发脉冲幅度最大. 当 $k_1 = \frac{n_C}{(1 + n_C)}$ 时, 判别式等于零, 故

$$n_R = (1 + n_C). \quad (20d)$$

如果 R'_0 值不能满足 $n_R = (1 + n_C)$ 的条件, 则 k_1 要选择得小于 $\frac{n_C}{1 + n_C}$ (但应尽可能大, 以使触发脉冲幅度不致于太小). 将 k_1 代入式(20a), 可得 n_R 值:

$$n_R = \frac{- \left[2(1 + n_C) - \frac{4}{k_1} n_C \right] \pm \sqrt{\left[2(1 + n_C) - \frac{4}{k_1} n_C \right]^2 - 4(1 + n_C)^2}}{2}. \quad (20e)$$

当 k_1 、 n_R 和 n_C 值由上述方法求得后, 即可求得 R_0 、 C_d 和 R_d 值. 为了保证正向微分脉冲在负向微分脉冲出现前基本上消失, 应使

$$2.3(R_0 \uparrow + R_d \uparrow) C_d \uparrow \leq \frac{1}{f_{\text{最大}}}. \quad (21)$$

看来, 式(21)是串联减速电阻方案最高计数频率的限制点, 这是它的缺点所在.

当 k_1 、 n_R 、 n_C 值求得并满足式(21)时, 便可求得 τ'_1 、 τ'_2 和 $U_T(t)_{\text{最快}}$:

$$\tau'_1 = \frac{2R'_1 C'_2}{(1 + n_C + n_R)(1 + \sqrt{k_1})}, \quad (22a)$$

$$\tau'_2 = \frac{2R'_1 C'_2}{(1 + n_C + n_R)(1 - \sqrt{k_1})}, \quad (22b)$$

$$U_T(t)_{\text{最快}} = \frac{-k'_1 \{ 0.8 |E_1| \uparrow - i_g [R_0 \downarrow + (R_a \uparrow \| R_i \downarrow)] \}}{\tau'_R \left(\frac{1}{\tau'_1} - \frac{1}{\tau'_2} \right)} [e^{-\frac{t}{\tau'_2}} - e^{-\frac{t}{\tau'_1}}]. \quad (22)$$

而根据式(22)则可得出 $U_T(t)_{\text{最快}}$ 的波形.

综上所述, 可知微分电路参数的设计是以 C_d 为参变数进行试算的. 可以选择几个 C_d 值, 计算出几组 R_0 和 R_d 值, 最后进行选择. C_d 值不宜太大, 否则将难于设计其他参数; C_d 值也不宜太小, 否则会使触发脉冲太小. 一般说来 C_d 值应稍大于 $(C_a + C_g)$ 值.

4. 最小触发脉冲幅度的验算

由上述方法确定微分电路参数后, 还应进行最小触发脉冲幅度的验算, 要求触发脉冲

幅度的最小值必须比临界值 $U_{\text{最小}}$ 大。 $U_{\text{最小}}$ 值由实际条件决定, 要求比干扰电平大。 当电路参数产生变化而使触发脉冲达最小值 $U_{T\text{最小}}$ 时, 应满足下式:

$$U_{T\text{最小}} > U_{\text{最小}} \tag{23}$$

5. 实验

所有参数求出后, 经过标准化, 最后须由实验加以鉴定。

四、设计举例

现通过一个实例进一步说明上述设计过程。 图 1 为需进行动态设计的触发器。 它的静态设计已经完成, 图中标出了电阻值和各点电位。 它的动态设计要求和已知条件列于表 3 中, 而其动态设计过程则列在表 4 中。

表 3. 动态设计已知条件和设计要求

已 知 条 件	动 态 设 计 要 求
$\alpha = 0.05$ $\beta = 0.10$ $\gamma = 0.10$, 电子管发射率变化 $\pm 20\%$ $C_{\text{H最大}} = 100$ 微微法 $C_{\text{H}} = 10$ 微微法, $C'_{\text{H}} = 20$ 微微法 $C_{\text{M}} = 30$ 微微法 $R_i = 9.4$ 千欧 $i_g = 0.24$ 毫安 $U_{\text{最小}} = 5$ 伏 $f_{\text{最大}} = 20$ 千赫	设计 C 、 R_0 、 R_d 和 C_d 值, 保证最不利搭配时, 触发器仍能单调翻转

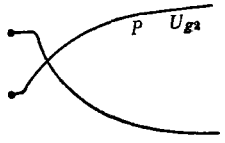
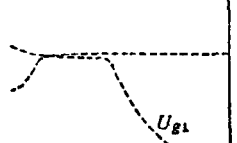
表 4. 动态设计过程

步 骤	方程式	计 算	结 果
① 求 C	(17)	$C \uparrow \leq \frac{1}{4 \times 20 \times \frac{110 \times 55}{165} \times 10^6} = 341 \text{ 微微法}$	取 $C = 300$ 微微法 $C \uparrow = 330$ 微微法 $C \downarrow = 270$ 微微法
①' 求 $t_{D\text{最大}}$ 和 $U_{g2}(t)_{\text{最慢}}$	(13) (14)	当 $t \leq t_{D\text{最大}}$, $U_{g2}(t)_{\text{最慢}} = 110 \cdot \frac{270}{298} (1 - e^{-\frac{t}{3.02}}) - 38,$ $t_{D\text{最大}} = 3.02 \ln \frac{100}{100 - 31} = 1.12 \text{ 微秒},$ 当 $t > t_{D\text{最大}}$, $U_{g2}(t)_{\text{最慢}} = 57.2 (1 - e^{-\frac{t}{3.93}}) - 7$	$t_{D\text{最大}} = 1.12$ 微秒 将 $U_{g2}(t)_{\text{最慢}}$ 的波形图画在图 5 中
② 作图求 $\frac{U_0}{t_0}$		由图 5 可得 $U_0 = 11.5$ 伏, $t_0 = 0.805$ 微秒, 故 $\frac{U_0}{t_0} = \frac{11.5}{0.805} = 14.3$ 伏/微秒	$\frac{U_0}{t_0} = 14.3$ 伏/微秒

(續表 4)

步 驟	方 程 式	計 算	結 果
③ 假定 C_d 值求 R_0	(19)	假定 $C_d = 50$ 微微法, 則 $R_0 \downarrow = \frac{88}{14.3 \times 0.7 + 0.24} - 5.6 = 61.4 \text{ 千欧}$	$C_d = 50$ 微微法 $R_0 = 68$ 千欧 $R_0 \downarrow = 61.2$ 千欧 $R_0 \uparrow = 74.8$ 千欧
③' 求 R_0' 和 R_d 值	(20b) (20c) (20d) (20e)	$k_1 \leq \frac{n_c}{1 + n_c} = \frac{1.415}{2.415} = 0.586,$ 取 $k_1 = 0.586$, 則 $n_R = 2.415,$ $\therefore R_0' = \frac{11.8}{2.415} = 49 \text{ 千欧},$ 由于 49 千欧 > 45 千欧, 故不能用. 选 $k_1 = 0.52$, 則 $n_R = 4.9$ 或 1.45; 取 $n_R = 4.9$, 則 $R_0' = \frac{11.8}{4.8} = 24.6 \text{ 千欧} < 45 \text{ 千欧},$ $R_d \uparrow = 54 \text{ 千欧}$	取 $R_d = 50$ 千欧 $R_d \uparrow = 55$ 千欧 $R_d \downarrow = 45$ 千欧
④'' 最高工作頻率驗算	(21)	$2.3(55 + 74.8 + 6.8) \times 55 \times 10^{-9} \leq 50 \text{ 微秒},$ $17.2 \text{ 微秒} < 50 \text{ 微秒}$	合 理
④''' 求 τ_1', τ_2' 和 $U_T(t)_{\text{最快}}$	(15) (15c) (16d)	$\tau_1' = 1.14 \text{ 微秒}, \tau_2' = 6.2 \text{ 微秒},$ $U_T(t)_{\text{最慢}} = -19.9(e^{-\frac{t}{6.2}} - e^{-\frac{t}{1.14}}),$ 将 $U_T(t)_{\text{最慢}}$ 的波形通过計算数据画在图 5 中, 由图 5 可以看到, $U_T(t)_{\text{最快}}$ 在临界綫 OP_0 以內, 且下降速度的最大值也小于 $\frac{U_0}{t_0}$ 值	$\tau_1' = 1.14 \text{ 微秒}$ $\tau_2' = 6.2 \text{ 微秒}$
④ 最小触发幅度驗算		当 $R_0 \uparrow, C_d \uparrow, C_d \downarrow, C_g \uparrow, R \downarrow$ 时, $U_T(t)$ 的幅度将出现最小值, 此时 $U_T(t)_{\text{最小}} = 36(e^{-\frac{t}{6.2}} - e^{-\frac{t}{3.24}})$, 故 $U_T_{\text{最小}} = 8.5 \text{ 伏} > 5 \text{ 伏}$	最小触发脉冲大于 5 伏, 合理

表 5. 最不利搭配实验結果

条 件	Π_2 栅极上升和下降的电压波形	Π_1 栅极上升和下降的电压波形	討 論
$R_0 = 68$ 千欧 $C_d = 50$ 微微法 $R_d = 62$ 千欧 $C = 300$ 微微法 $R = 120$ 千欧 $R_{g2} = 43.5$ 千欧 $R_N = 11$ 千欧 $C_N = 200$ 微微法 $ U_{gN} \uparrow = 34$ 伏 $R_{d1} = 22$ 千欧	 <p>照片中电压比例尺是 5 [伏/毫米], 時間比例尺同右</p>	 <p>時間比例尺 0.1 微秒 电压比例尺同左</p>	最不利搭配出现在 U_{g2} 上升和 U_{g1} 下降, 这时, $t_P = 2.1$ 微秒, $U_P = 9$ 伏。由左面照片可知 P 点以后 U_{g2}^* 仍然是单調上升的

五、实 驗

現將实验結果列于表 5 中(实验方法見文献[1]中的图 6)。为了进行电路参数最不利搭配时的实验,而將有关参数进行变化,但因增加电子管发射率不易做到,而采用增加 E_c 和加大 R 的变化来进行模拟,并将負載电容增加一倍。实验表明,設計所得結果是合理的,保証了在电路参数最不利搭配时,触发器仍能單調翻轉(正常条件下的波形,可見文献[1]中的表 1—3)。

六、結 論

U_T 和 U_{cz} 的前沿相对速度是动态設計的主要依据,因而必須將外部电路(微分电路)納入触发器的动态設計中来。

本文所介紹的設計方法,考虑了分布电容的影响,保証在电路参数发生变化且处于最不利搭配时,触发器仍具有“交点在 U_T 前沿的單調翻轉过程”。設計方法本身也是比較簡單的。

对低速触发器來說,可利用低速的特点,提高触发器的可靠性。減速电阻 R_0 除了能够有效地減慢 U_T 前沿速度外,还有隔离作用。

在总结工作中,童詩白教授曾給予指导,并审閱了全文。

参 考 文 献

- [1] 杜毅仁、周明德、李芳芸, 触发器动态研究, 自动化学报, 1963年, 第一卷, 第一期, 40—48.
- [2] Ritchie, D. K., The Optimum DC Design of Flip-Flops, *PIRE*, 4 (1953), No. 11, 1614—1617.
- [3] Дашевский, Л. Н., О расчете симметричных триггеров из условий максимальной надежности, Вопросы вычислительной математики и техники, Сборник трудов вычислительного центра, вып. 3, Издательство АН УССР, Киев, 1958, 55.

THE DESIGN OF A SELF-BIASED BISTABLE MULTIVIBRATOR BASED ON ITS DYNAMIC BEHAVIORS

TU YI-REN

This is a continuation of a previous paper "The Dynamic Behaviors of a Self-biased Bistable Multivibrator"^[1]. A criterion is obtained in which the effect of distributed capacitances and component tolerance under worst combinations are considered as the bases for design. Experimental results show that the method of design introduced in this paper is effective.