

北京航空学院科学研究报告

晶体管触发器工作可靠性的研究

吴 今 培



1965.5.北京

晶体管触发器工作可靠性的研究

摘 要

本文分析了饱和晶体管触发器静态和动态工作的可靠性，建立了静动态的可靠工作区域。推导了维持触发器静态电平稳定、保证可靠地触发翻转和高的抗干扰能力同线路参数相关的计算公式，试图为触发器的可靠性设计提供准则。最后给出了部分实验结果。

一. 引 言

晶体管触发器是二进制脉冲编码调制遥测技术和电子数字计算技术中最基本、最常用的电路元件。因此对于触发器的工作可靠性问题日益被人们所重视。

触发器工作可靠性问题主要在于：一、维持静态电平的稳定；二、可靠地触发翻转；三、高的抗干扰能力。第一个问题是属于静态设计的问题，第二个问题则属于动态设计的问题。本文着重讨论这两个问题，对抗干扰的问题只作简单的讨论。

需要指出，本文是以外偏压饱和对称式静态触发器为研究对象，文中提出了饱和触发器静态和动态的可靠工作区域，分析了线路参数同这一区域的关系，试图为触发器的可靠性设计提供准则。最后介绍了实验研究的结果，它与理论分析相符合。

二. 静态工作的可靠性分析

由于一切元件对其额定值而言都存在着某种数值“散布”，这种散布是由制造过程和“老化”效应所引起的。因此，开始设计一个线路时，设计者就应明确地考虑到不能用理想的元件去设计线路。触发器的静态线路示于图1。静态设计的任务在于求出电阻 R_K 、 R_1 和 R_2 的适当的额定值，并确定当所有元件和电源电压向线路最不利方向偏移时，也能维持触发器静态

电平的高度稳定。也就是说，线路的设计者必须提供确保线路双稳条件的足够的安全工作区域——元件和电源电压变化的允许公差范围。

1. 静态可靠工作区的建立

触发器具有两个稳定的工作状态，设静态时晶体管 T_1 截止 T_2 饱和，要保证 T_2 工作于饱和状态的基流可由等效电路图2来决定。

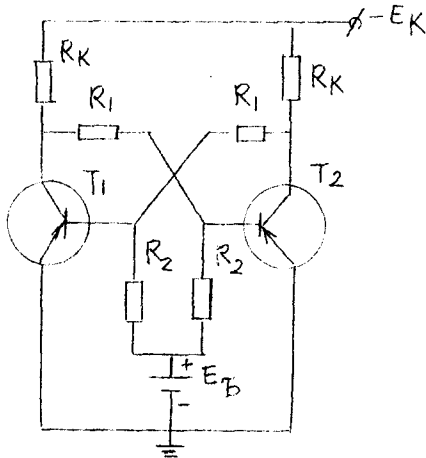


图1 静态线路

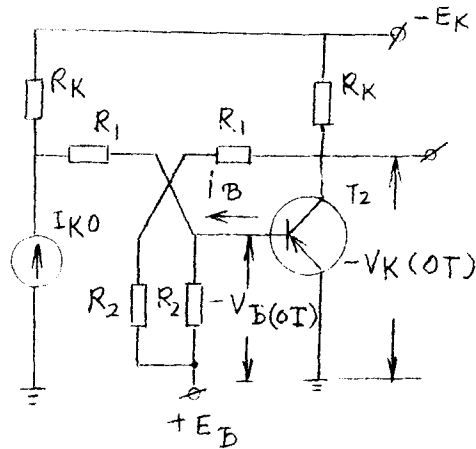


图2 饱和时直流电路

$$i_B = \frac{E_K - I_{K0}R_K - V_B(OT)}{R_K + R_1} - \frac{E_B + V_B(OT)}{R_2} \geq \frac{I_{KH}}{\beta} \quad (1)$$

式中：

I_{K0} —— 集电极反向电流

$V_B(OT)$ —— 通导管基射电压

$V_K(OT)$ —— 通导管集射电压

$I_{KH} = \frac{E_K}{R_K}$ —— 饱和管的集电极电流

β —— 大信号时共发射极的短路电流放大系数

在建立 (1) 式时, 由于经过 R_2 和 R_1 流至 T_2 管集电极电阻 R_K 的电流远小于 I_{KH} , 可忽略。

(1) 式经整理后得:

$$R_1 \leq \frac{(E_K - I_{K0} R_K - V_{B(OT)}) \beta R_K R_2}{(E_B + V_{B(OT)}) \beta R_K + E_K R_2} - R_K \quad (2)$$

为了减小温度的影响, 一般应保证有

$$I_{K0} m \beta R_K R_2 \ll E_K$$

另外, 锗晶体管的 $V_{B(OT)} = 0.3 \sim 0.35$ 伏, 硅晶体管的 $V_{B(OT)} = 0.6 \sim 0.7$ 伏, 它们与 E_K 、 E_B 比较均可忽略。这样 (2) 式就成为:

$$R_1 \leq \left(\frac{\beta E_K R_2}{\beta E_B R_K + E_K R_2} - 1 \right) R_K \quad (3)$$

为了使线路在温度变化、晶体管 β 参数的另散、电源电压波动及电阻 R_K 具有允许公差的情况下能可靠地工作, 在计算电阻 R_1 时应根据

$$R_1 \leq \frac{\beta_{MH}(1 - \delta_E) E_K R_2}{\beta_{MH}(1 + \delta_E) E_B (1 - \delta_R) R_K + (1 - \delta_E) E_K R_2 - 1} (1 - \delta_R) R_K \quad (4)$$

式中 δ_E —— 电源电压允许的波动

δ_R —— 电阻 R_K 允许的公差

按照 (4) 式可画出一条曲线如图 3 所示。

当 $R_2 \rightarrow \infty$ 时, 由 (4) 式得

$$R_{1 \text{ 极限}} = (1 - \delta_R) (\beta_{MH} - 1) R_K \quad (5)$$

由此可知, R_1 是具有一极限值, 当 R_1 和 R_2 值相交于

图3中的阴影区任一点时,均能满足饱和条件。

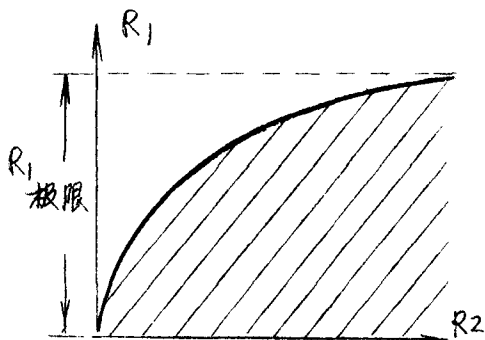


图3 饱和曲线

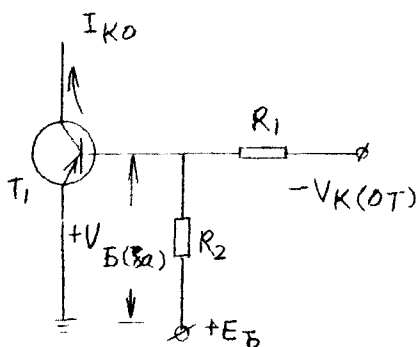


图4 截止时直流电路

现在我们来求截止方程,设截止管 T_1 之基射电压为 $V_B(\beta a)$,则由等效电路图4可得:

$$\frac{E_B - V_B(\beta a)}{R_2} = \frac{V_B(\beta a) + V_K(0T)}{R_1} + I_{K0}$$

由此得:

$$V_B(\beta a) = \frac{E_B R_1 - V_K(0T) R_2 - I_{K0} R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

用 V_A 表示保证 T_1 管截止时的最小电压 $V_B(\beta a)$,则得 R_1 与 R_2 的关系式:

$$R_1 \geq \frac{(V_A + V_K(0T)) R_2}{E_B - V_A - I_{K0} R_2} \quad (6)$$

考虑到线路处于最恶劣的情况下

$$R_1 \geq \frac{(V_A + V_K(0T)) R_2}{(1 - \delta E) E_B - V_A - I_{K0} M A K_0 R_2} \quad (7)$$

根据(7)式画出的一条曲线如图5所示。

当 $R_1 \rightarrow \infty$ 时

$$R_2 \text{ 极限} = \frac{(1 - \delta E) E_B - V_A}{I_{K0} M A K_0} \quad (8)$$

可见, R_2 亦具有一极限值, 当 R_1 和 R_2 的大小相交于图中阴影区的任一点时, 均能满足截止条件。

若将图3和图5两曲线迭合在一起, 其重合部分即为触发器可靠工作的区域如图6所示。该区域已经考虑了电源电压的变化及集电极电阻 R_K 的容差, 同时晶体管参数取: $\beta = 100$ 、 $I_{K0} = 1 \text{ mA}$ 。电阻 R_1 和 R_2 的任意组合之值及其最

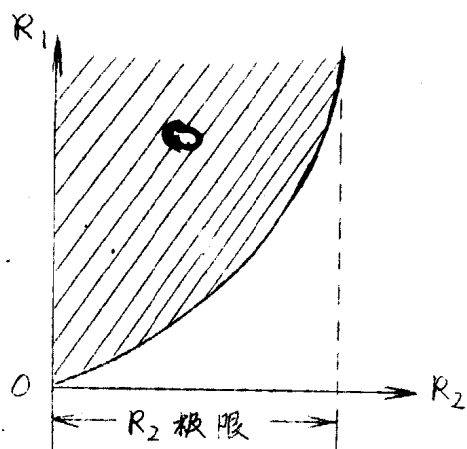


图5 截止曲线

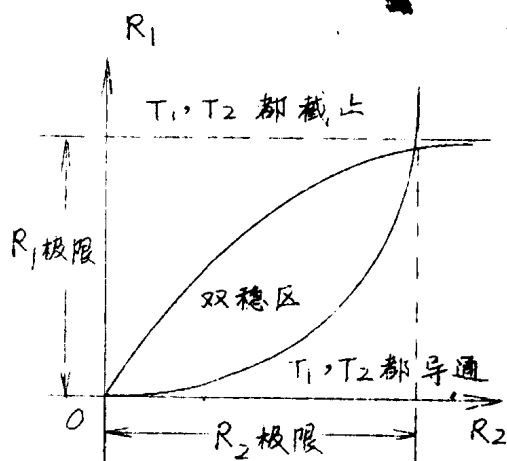


图6 静态可靠工作区

持在双稳区时, 那么它们就是允许的。

2. 对可靠工作区的分析:

依上所述, 只要线路参数的选择能满足(4)式和(7)式的关系, 就必定存在一个可靠工作的区域。但是, 这一区域的大小与什么因素有关? 如何合理选择参数才能保证最大可靠工作的要求? 这是讨论问题的关键。显然, 双稳区的面积越大电阻 R_1 和 R_2 的可靠性裕量也越大。由图6可以看出, 决定双稳区大小的主要因素是: 饱和曲线的起始斜率(要陡); R_1 极限值(要大); 截止曲线的起始斜率(要小); R_2 极限值(要大)。

现在我们先求两条曲线的起始斜率。

(1) 饱和曲线的起始斜率 K_1

用(3)式对 R_2 微分得

$$\begin{aligned} \frac{dR_1}{dR_2} &= \frac{(\beta E_B R_K + E_K R_2) \beta E_K R_K - \beta E_K R_K R_2 E_K}{(\beta E_B R_K + E_K R_2)^2} \\ &= \frac{\beta^2 E_B E_K R_K^2}{(\beta E_B R_K + E_K R_2)^2} \\ K_1 &= \frac{dR_1}{dR_2} \Big|_{R_2=0} = \frac{E_K}{E_B} \end{aligned} \quad (9)$$

(2) 截止曲线的起始斜率 K_2

用(6)式对 R_2 微分得

$$\begin{aligned} \frac{dR_1}{dR_2} &= \frac{(E_B - V_A - I_{K0} R_2)(V_A + V_K(0T)) - (V_A + V_K(0T)) R_2 (-I_{K0})}{(E_B - V_A - I_{K0} R_2)^2} \\ K_2 &= \frac{dR_1}{dR_2} \Big|_{R_2=0} = \frac{V_A + V_K(0T)}{E_B - V_A} \end{aligned} \quad (10)$$

将(5)、(8)、(9)和(10)式汇集一起，并对 K_1 和 K_2 给予最恶劣条件得：

$$\begin{cases} K_1 = \frac{(1-\delta_E) E_K}{(1+\delta_E) E_B} \approx (1-2\delta_E) \frac{E_K}{E_B} \\ K_2 = \frac{V_A + V_K(0T)}{(1-\delta_E) E_B - V_A} \\ R_1 \text{ 极限} = (1-\delta_R) (\beta_{\text{MHH}} - 1) R_K \\ R_2 \text{ 极限} = \frac{(1-\delta_E) E_B - V_A}{I_{K0 \text{ max}}} \end{cases} \quad (11)$$

这四个参量是触发器静态特性参量。根据这些参量，可以合理地选择线路参数，以满足最大可靠性的要求。

上述四个参量还明显地告诉我们，放宽线路的容差，将导致 K_1 、 R_1 极限、 R_2 极限值的减小和 K_2 值的增加，从而使触发器的可靠工作范围缩小。

三. 动态工作的可靠性分析

我们以计数触发线路为研究对象, 如图7所示。

计数触发的简单物理过程如下: 设三极管 T_1 原来处于导通状态而三极管 T_2 处于截止状态。为了保持这一状态稳定, T_1 的基极电位应低于地电位, T_2 的基极电位应高于地电位。当计数输入端受到外施的正极性的触发脉冲作用之后, 原通导管 T_1 将由触发源提供的基极反向推动电流 i_{B1} 作用而截止, 原截止管 T_2 在触发脉冲作用时间内保持截止状态不变。此时触

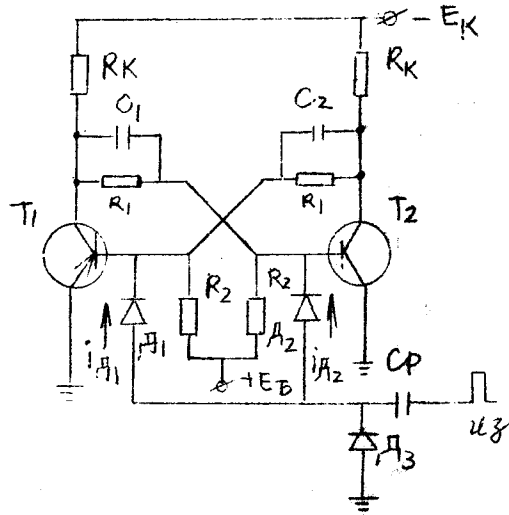


图7 计数触发器

发源在二极管 D_2 的支路上提供的电流 i_{D2} 将用来使电容 C_1 充电。在触发脉冲结束之后, $i_{D1} = i_{D2} = 0$ 。电容 C_1 由于充电未达稳态值而要求从 T_2 之基极继续取得充电电流即 i_{B2} , 开始再生过程, 直至 T_2 完全通导。由此可见, 计数触发的物理过程包含了两个作用阶段: 触发脉冲的激励阶段和加速电容 C 的充电阶段。前一阶段是在触发脉冲作用期间改变 T_1 的状态——由通导变截止; 后一阶段是在满足计数工作条件的情况下, 触发器靠本身的再生作用而改变 T_2 的状态——由截止变通导。

第一阶段提出了对触发脉冲能量最小值的要求; 第二阶段则导致对触发脉冲能量最大值的限制。

若设: Q_3 为触发脉冲的电荷量

$Q_{3\text{min}}$ 为保证可靠触发要求的最小触发脉冲电荷

量。

$Q_{3\text{MAKC}}$ 为保证正常工作允许的最大触发脉冲电荷量。

那么，可靠工作的必要条件为：

$$Q_{3\text{MHH}} < Q_T < Q_{3\text{MAKC}} \quad (12)$$

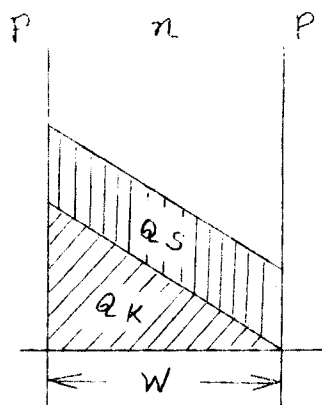
下面就分别来看一看 $Q_{3\text{MHH}}$ 和 $Q_{3\text{MAKC}}$ 的大小。

1. 对触发脉冲电荷量最小值的要求。

从电荷控制的观点来看，要使触发器翻转（使原导通管变为截止），触发脉冲源就必须送入足够的电荷到晶体管使其基区存储的少数载流子的电荷量全部驱除，从而导致晶体管截止。

我们首先来计算稳态时存储在饱和管 T_1 基区中的电荷 Q_B 。

晶体管处于饱和状态时，基区少数载流子的分布，可以近似的如图8所示。



图中： Q_K 为对应于确定的集电极临界饱和电流 I_{KH} 基区所必须存储的少数载流子的电荷量。

图8 饱和管基区少数载流子分布

Q_S 为基区除去与 I_{KH} 相应的少数载流子外，多余的少数载流子的电荷量。

那么，晶体管处于饱和状态时，基区所存储的总电荷量应为

$$Q_B = Q_K + Q_S \quad (13)$$

根据文献〔4〕的推导，假设发射效率是1，传输因数接近1，以及基区宽度远小于扩散长度 ($W/L_p \ll 1$)，则稳态时

$$Q_K = \tau I_B = \frac{\tau}{\alpha} I_{KH} \quad (14)$$

式中: $\tau = 1.22/\omega_\alpha$ 为每一载流子在基区中存在的平均时间(基极渡越时间)

α — 共基极短路电流增益

I_B — 稳态的发射极电流

ω_α — 在 $V_{KB} = 0$ 伏时测得的共基极短路电流增益截止频率。

$$Q_S = \tau_S (I_B - I_{KH}/\beta) \quad (15)$$

式中 τ_S — 饱和时间常数

I_B — 稳态的基极电流。

将(14)和(15)式代入(13)式中, 即得饱和后基区存贮的总电荷量为

$$Q_B = \frac{\tau}{\alpha} I_{KH} + \tau_S (I_B - \frac{I_{KH}}{\beta}) \quad (16)$$

原来三极管 T_1 导通并处于饱和度 S , 触发脉冲经过二极管 D_1 加到 T_1 的基极以后, 首先将驱除存贮在 T_1 基区中的饱和少数载流子电荷 Q_S 。但由于计数触发时, 线路的转换是以开关特性的方式进行, 触发脉冲源还必须继续送入电荷, 使基区电荷由 Q_K 变为 0, 因此触发脉冲源应该送入的最小电荷可近似的认为等于 Q_B 触发器才会反转, 即

$$Q_{B\text{min}} = Q_B = \frac{\tau}{\alpha} I_{KH} + \tau_S (I_B - \frac{I_{KH}}{\beta}) \quad (17)$$

根据饱和深度的定义:

$S = I_B/I_{BH} = \beta I_B/I_{KH}$ 及 $\beta = \alpha/(1-\alpha)$ 的关系代入(17)式, 经整理后得

$$Q_{B\text{min}} = \left[\frac{\tau}{1-\alpha} + \tau_S (S-1) \right] I_{BH} = k_1 \quad (18)$$

当线路参数确定后, 上式中的 τ 、 τ_S 、 α 、 S 和 I_{BH} 均为定值, 通导管翻转所移动的电荷是一个常数, 因此需要触发源

供给的最小电荷量也是一个常数，为：

2. 对触发脉冲电荷量最大值的限制。

由图7可以看出，若触发前 T_1 饱和 T_2 截止，则电容 C_1 左端处于0伏，右端处于 $+E_B \frac{R_1}{R_1+R_2}$ 。电容 C_2 左端处于0伏，右端处于 $-E_K \frac{R_1}{R_1+R_K}$ 。因此稳态时电容 C_1 和 C_2 上所充有的电荷为：

$$Q_1 = \frac{E_B R_1}{R_1 + R_2} \cdot C_1 = C_1 E_1$$

$$Q_2 = \frac{E_K R_1}{R_1 + R_K} \cdot C_2 = C_2 E_2$$

当正极性的触发脉冲作用到 T_1 和 T_2 基极时，如果触发源所供的电荷量在触发脉冲作用期内来不及使电容 C_1 、 C_2 上的电荷发生变化，则当触发脉冲消失后，线路的情况可用图9来表示。

通常总是有：

$$\frac{E_K R_1}{R_1 + R_K} \gg \frac{E_B R_1}{R_1 + R_2}$$

即 $E_2 \gg E_1$ ，假定线路的其他参数与三极管的参数完全对称的话，我们可以预料最终结果必然是 T_2 通导， T_1 截止，也就是说触发器的状态反转了一次。

如果触发脉冲对电容 C_1 充电，以致使得电容 C_1 上的端电压由初始值 $U_{C1}(0) = E_1$ 增长到 $U_{C1}(t) = E_2$ ，也就是说，触发源供给的电荷使得电容 C_1 和 C_2 两者的电位差变得完全相等的话，则此时即达一极根。

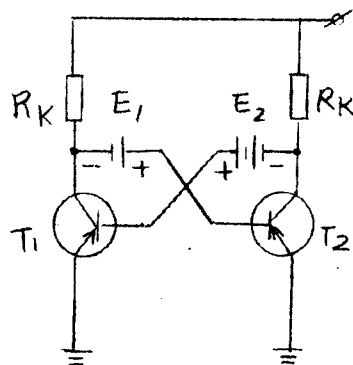


图9 触发器的记忆作用

因为记忆能量已被消除，当触发脉冲作用结束之后，就无法确定线路最终将处于那一种状态，而取决于元件参数的不对称程度或随机的因素。因此，触发脉冲必须受到一个最大触发电荷 $Q_{3\text{maxKC}}$ 的限制。显然

$$Q_{3\text{maxKC}} = C_1 (E_2 - E_1) = C_1 \left(\frac{E_K R_1}{R_1 + R_K} - \frac{E_B R_1}{R_1 + R_2} \right) = k_2 \quad (19)$$

当线路参数一定时，要求触发源供给的最大电荷量也是一个常数为 2。

综合 (18) 和 (19) 式，可以得到计数触发的电荷条件为：

$$\left[\frac{\tau}{1-\alpha} + C_3 (S-1) \right] I_{EH} < Q_3 < C_1 \left(\frac{E_K R_1}{R_1 + R_K} - \frac{E_B R_1}{R_1 + R_2} \right) \quad (20)$$

$$\text{或 } k_1 < Q_3 < k_2 \quad (21)$$

3. 动态可靠工作区的建立：

设触发信号为一电流脉冲，幅度为 I_3 ，宽度为 τ_3 ，则有下列关系：

$$i_3(t) = \begin{cases} 0 & 0 > t > \tau_3 \\ I_3 & 0 \leq t \leq \tau_3 \end{cases} \quad (22)$$

触发信号供给的电荷为

$$Q_3(t) = \int_0^t i_3(t) dt \quad (23)$$

以 (22) 式代入 (23) 式得

$$Q_3 = I_3 \tau_3 \quad (24)$$

(24) 式表明了电荷量与脉冲参量的关系。

假设触发脉冲的宽度 τ_3 是可调的，则由 (18) 式可求得可靠触发的最小电流幅度为：

$$I_{3MHH} = \frac{q_{3MHH}}{\tau_3} = \frac{k_1}{\tau_3} \quad (25)$$

同理，由(19)式可求得可靠翻转所允许的最大电流幅度为：

$$I_{3MAKC} = \frac{q_{3MAKC}}{\tau_3} = \frac{k_2}{\tau_3} \quad (26)$$

由(25)和(26)式便得到计数触发的幅度条件为：

$$\frac{k_1}{\tau_3} < I_3 < \frac{k_2}{\tau_3} \quad (27)$$

图10画出了上述条件的曲线。

我们可以从物理意义上来理解计数触发的幅度条件。由于计数触发的工作过程首先是触发脉冲使原通导管变为截止，而后是记忆电容C充电，使再生过程继续到原截止管变为通导。因此，计数触发，对触发脉冲幅度的要求是：既能保证真正触发——保证原通导管变为截止；又能使其具有再生能力——不能因触发过度而使电容C在触发期间就充电到稳定值。这两点就是幅度条件的界限。

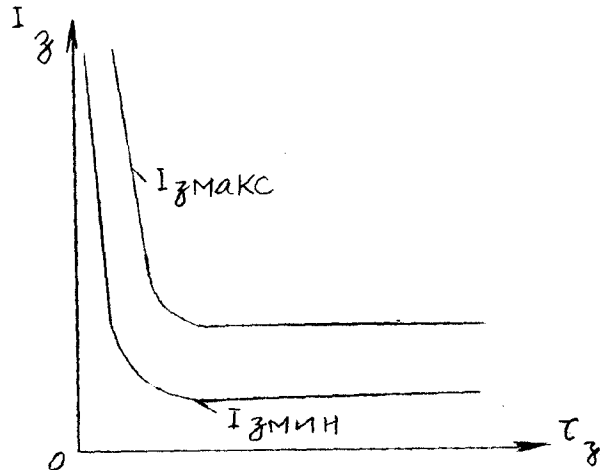


图10 可靠触发幅度范围

图10表明触发脉冲的幅度与宽度是成双曲线的关系，只要 $I_{3MHH} < I_3 < I_{3MAKC}$ ，就能保证触发器可靠翻转。同时，该曲线还表明，当 τ_3 大于某一值后， I_3 就基本上不随 τ_3

的改变而改变，这似乎意味着触发脉冲的宽度可以不受限制，只要求其宽度不要增加得与下一个触发脉冲发生重叠。但实际表明，计数触发时，触发脉冲的最大宽度是受到限制的，这是由于以上的讨论未考虑线路参数的不对称性。

在触发脉冲结束后， T_1 和 T_2 的基流是

$$i_{B1} = \frac{E_K - U_{E1}}{R_1 + R_K} - \frac{E_B - U_{B1}}{R_2} \approx \frac{E_K}{R_1 + R_K} - \frac{E_B}{R_2}$$

$$i_{B2} = \frac{E_K - U_{E2} - U_{C1}}{R_K} - \frac{E_B - U_{B2}}{R_2} \approx \frac{E_K - U_{C1}}{R_K} - \frac{E_B}{R_2}$$

如果忽略了晶体管射基之间很小的压降就得到上述近似等式。

式中： $U_{C1} = \frac{E_K R_1}{R_1 + R_K} (1 - e^{-t/RC})$

这里 $R = \frac{R_1 R_K}{R_1 + R_K}$ ， t 是由脉冲作用的时刻计算的。这样

就得到

$$i_{B2} = \frac{E_K}{R_1 + R_K} - \frac{E_B}{R_2} + \frac{R_1}{R_1 + R_K} \frac{E_K}{R_K} e^{-t/RC} \quad (28)$$

比较 i_{B1} 和 i_{B2} 可以看出，如果线路是对称的，则计数触发再生翻转条件： $i_{B2} > i_{B1}$ 一定满足。实际上触发器的参数是不能完全对称，这就可能导致 i_{B1} 增大，而 i_{B2} 减小，从而使再生翻转的条件不能满足。为了避免这一点我们可以从 (28) 式找到办法：限制触发脉冲的最大宽度，以便使基流 i_{B2} 在触发脉冲作用期内不会衰减过大而导致 i_{B2} 的值小于 i_{B1} 。

设线路参数的不对称度以 Δi_B 来表示：

$$\Delta i_B = \left| \left(\frac{E_K}{R'_1 + R'_K} - \frac{E_B}{R'_2} \right) - \left(\frac{E_K}{R''_1 + R''_K} - \frac{E_B}{R''_2} \right) \right|$$

当 $\Delta i_B = i_{B2} - i_{B1}$ 时, 即满足下式时

$$\Delta i_B = \frac{R_1}{R_1 + R_K} \frac{E_K}{R_K} e^{-t/RC} \quad (29)$$

计数触发便处于临界工作条件 $i_{B2} = i_{B1}$, 故解出 (29) 式中的 t 就是允许触发脉冲的最大宽度

$$\tau_{\text{макс}} = RC \ln \left[\frac{R_1 I_{KH}}{R_1 + R_K} / \Delta i_B \right] \quad (30)$$

由此可见, 放宽线路参数的不对称度将使触发脉冲的最大宽度受到限制。

通常 $R_1 \gg R_K$, $\Delta i_B < 0.6 I_{KH}$, 所以

$$\tau_{\text{макс}} = 0.6 CR_K \ln \frac{\beta}{0.6} \quad (31)$$

综合考虑计数触发的幅度和宽度的条件 (见式 (27) 和 (30)), 就可得到计数触发的动态可靠工作区域, 如图 11 中的阴影区域 A、B、C、D。

原则上讲, 凡是由 $I_{\text{макс}}$ 、

$I_{\text{мин}}$ 和 $\tau_{\text{макс}}$ 所包围的区域都是

可靠工作区, 但实际上由于 D 区太窄, 它要求的 $I_{\text{макс}}$ 很大, 也即触发灵敏度太差, 故不实用。剩下的三个区域中, B 区要

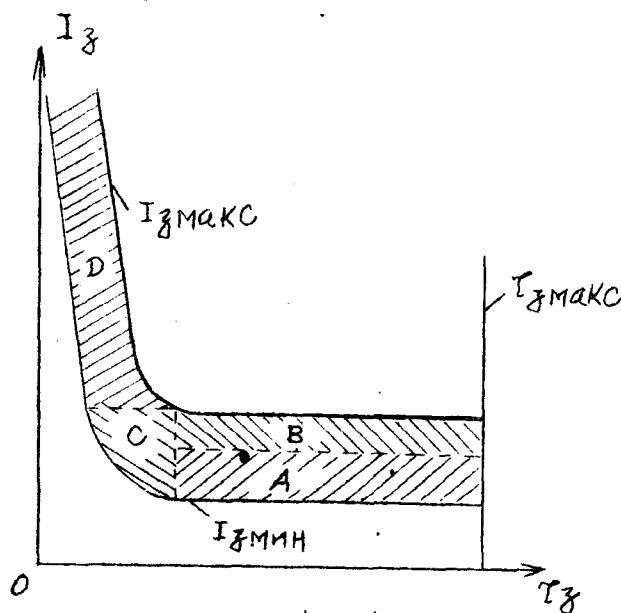


图 11 动态可靠工作区

求的 $I_{\beta \text{ max}}$ 也较大，C区要求 $I_{\beta \text{ min}}$ 随 I_{β} 而变，所以这两个区域不够理想，只有A区为最佳工作区。在此区域中，它一方面要求的触发脉冲幅度已不随 I_{β} 而变了，即对外触发的要求已经一致，另一方面它有很好的灵敏度，又保证了良好的抗干扰能力。

11814
↑
综上所述，欲提高触发器的工作可靠性，应尽可能的保证元件参数的对称和减少元件的容差。但由于元件在制造过程中存在散布效应和在使用过程中存在老化效应，因此要保证线路参数绝对对称是不可能的，所以提高触发器工作可靠性的主要途径是合理地选择线路参数。

四. 从可靠性出发选择线路参数

1. 偏压 E_B 的选择

从方程组(11)可以看到， E_B 选得大，则 K_1 、 K_2 减小而 R_2 极限增加。 K_1 的减小对提高电路可靠是不利的，但由于导通管的集射电压 $V_K(OT)$ 以及截止管的反向饱和电流 I_{KOMAKC} 和基射电压 V_A (不论锗或硅三极管 $V_A=0.3$ 伏已足够) 都很小，所以 E_B 的增大可使 K_2 急剧下降和 R_2 极限很快上升，而饱和曲线的 R_1 极限与 E_B 大小无关，虽然 K_1 下降一些，但最终仍趋向于 R_1 极限，因此总的来说， E_B 增大可以扩大可靠工作的范围。但 E_B 增大的同时要求 R_2 相应增大，这对于高频工作则是不利的。所以，在电路作用速度要求不高的情况下，选用较大的 E_B 对提高电路工作的可靠性具有重要作用。

2. 集电极电阻 R_K 的选择

从(11)式看出，增大 R_K 可使 R_1 极限有较大的增长。从(31)式又看出， R_K 的增大将使 $I_{\beta \text{ max}}$ 也增大，因此提高 R_K 的值，无论扩大电路静态或动态的可靠工作范围都是有利的。但 R_K 越大，触发器输出波形后沿越大而输出幅度减小，

从而降低了电路的作用速度和利用效率。因此，过大的增加 R_K 来提高电路的可靠性是不妥当的。

3. 电阻 R_1 和 R_2 的选择

用图解法作出如图6所示的可靠工作区，当 R_1 和 R_2 的任何组合之值及其最大变化维持在图中的双稳区内，那么它们就是允许的。若 R_1 和 R_2 两值选择在该区域的中间，那么就可获得最大的可靠工作裕量。因此可靠工作区的中心点对应着 R_1 和 R_2 的一组最佳值。

4. 电容 C 的选择

从(19)和(30)式可看出，电容 C 选得越大，触发脉冲允许的最大幅度 $I_{gM\Delta KC}$ 和宽度 $\tau_{gM\Delta KC}$ 也越大，因此可以扩大动态工作的幅度和宽度范围，从而提高电路工作的可靠性。但 C 越大，触发器输出波形的后沿也越大，所以电容 C 的合理选择是：在保证后沿大小满足指标要求的情况下，尽量偏大，这样可保证有较强的再生能力和较大的可靠工作范围。

5. 晶体管的选择

从方程组(11)可知， E_K 和 β_{MNH} 越大， $V_A V_K(OT)$ 和 $I_{KOM\Delta KC}$ 越小，则 K_1 、 R_1 极限、 R_2 极限越大而 K_2 越小；因此选取集电极额定反向电压和电流放大系数越大而集射正向压降、反向饱和电流和基射关闭电压越小的管子，对提高电路静态工作的可靠性越有利。

从(18)式可知，选用频率特性好的管子 τ 和 τ_s 小， f_{α} 大），可以使触发器可靠动作所要求的最小触发脉冲电荷量减小，这对于高速电路来说具有重要意义。

6. 饱和深度 S 的选择

在数字遥测和计算装置中常常存在较大的干扰信号，如各种电磁感应，电源和负载上引入的干扰等，它们通过晶体管的