

分散型电流遥测装置

北京轧辊厂科研室 李澎信

(一) 电流转换器原理

简要说明:

如图 1—9 示, 二次电流互感器 CT_2 的一次线卷与被测相电流互感器 CT 的二次线卷串联, CT_2 的副边电压与 CT 副边电流成正比例。此电压经桥式整流后, 成为直流电压, 再由电位器取出一定值, 送给电流遥测发射机。这样, 就把电流的变化转换成电压的变化了。

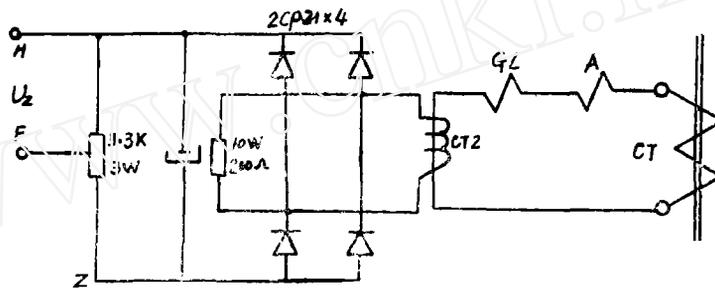


图 1—9

一般, 当 CT 二次电流为 $5 A$ 时, 直流电压 U_{H2} 为 $35 V$ 左右。 $H-F$ 两端取出电压为 $7 V$, 不可取得太高, 其值 U_{H-F} 由下式决定:

$$U_{HF} = E_c - U_s - U_{cs}$$

E_c —工作电源电压, 为 $-12 V$;

U_s —Royer 振荡器的起始振荡电压,

$$U_s = \frac{R_{37}}{R_{36} + R_{37}} \cdot E_c$$

U_{cs} —管子的饱和压降。

若 U_{HF} 过高, 超过一定值, 射极输出器的输出电压不能再跟随输入电压。

(二) 串联型直流稳压电源的简要说明

1. 本机稳压电源由正流滤波、调正管、基准电源、取样、比较放大等部分组成。
2. 工作原理 (参看图 1—10):

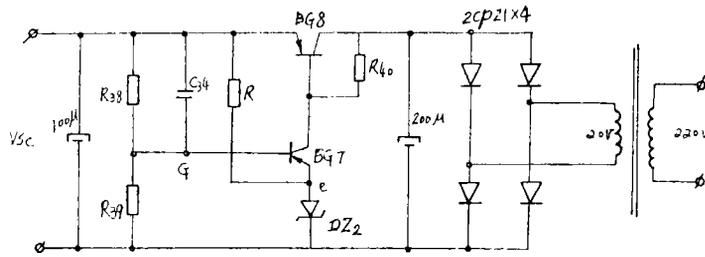


图 1—10

① 若电网电压降低或负荷加大,使输出电压 U_{sc} 降低。 R 、 DZ_2 组成的基准电压保证 e 点对地电位 U_e 不变。由于 $U_{sc} \downarrow \rightarrow U_G \downarrow$ (G 点对地电位,其幅值下降,相当于更正) $\rightarrow BG_7$ 趋于截止, BG_8 基极较前更负,导通程度加强,使 U_{sc} 升高接近原来值。

② 反之, $U_{sc} \uparrow \rightarrow U_G$ (幅值) \uparrow (G 点较前为负), BG_7 趋于导通, BG_8 基极较前为正,趋于截止,导通程度减弱,使 U_{sc} 下降接近原来值。

(三) 电流遥测发射机

(一) 两级射极输出器、劳耶尔振荡器、电子开关的简要说明:

1. BG_5 、 BG_6 等元件组成两级射极输出器; L_H 、 BG_3 、 BG_4 等元件组成劳耶尔振荡器; 加上 D_8 、 R_{30} 、 R_{31} 便成了电子开关(参看图 1—11)。

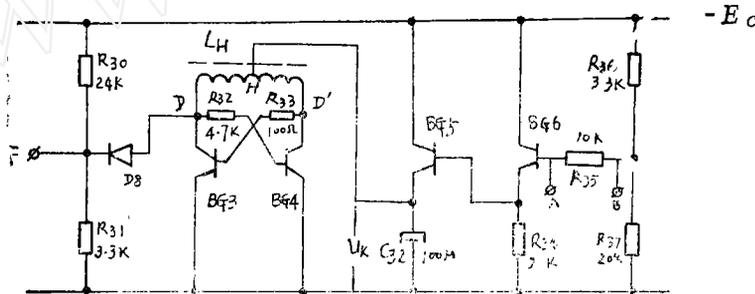


图 1—11

2. 工作原理:

射极输出器输入端 A 接电流转换器的负端, B 端接正。射极输出器的输入电压近似等于电流转换器的输出电压 U_z 与 E_c ($12V$) $\times \frac{R_{37}}{R_{37} + R_{36}}$ 之和。 $E_c \frac{R_{37}}{R_{36} + R_{37}} = U_K$ 为劳耶尔振荡器的起始振荡电压, 约为 $3V$ 。劳耶尔振荡器的振荡频率 f_R , 和加其两端的电压成正比。因此, 该振荡器输出的矩形波的频率 f_R 随电流转换器输出电压的变化而变化。劳耶尔振荡器的 f_R 由下式确定:

$$U_K = 4 f_R \cdot W_K \cdot B_m \cdot Q \cdot 10^{-8}$$

U_K —劳耶尔多谐振荡器的工作电压,

W_K —振荡器线卷总匝数的一半,

B_m —线卷铁芯最大磁通密度,

Q —铁心截面积。

从上式可以看出, f_R 与 U_K 是正比关系:

$$f_R \propto U_K \quad (\text{参考图 } 1-12)$$

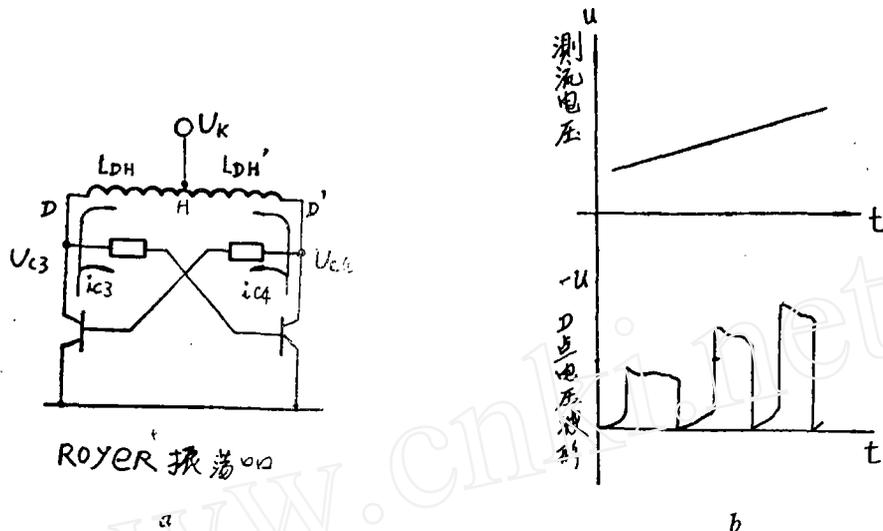


图 1-12

劳耶尔多谐振荡器的振荡过程简要分析如下:

当振荡器加入工作电压时, BG_3 、 BG_4 因各种电扰动和参数差异等原因, 其中必有一支管子首先导通, 比如 BG_3 首先导通, D 点电位比 D' 点电位更正, BG_4 基极电位 U_{b4} 更正 $\rightarrow I_{c4} \downarrow \rightarrow U_{c4} \downarrow \rightarrow U_{b3} \downarrow \rightarrow I_{c3} \uparrow \rightarrow U_{b4} \uparrow \rightarrow U_{c4} \downarrow \rightarrow I_{c3} \uparrow \uparrow \dots$, 强烈的正反馈过程, 使 BG_3 迅速饱和的条件形成。但是, 由于振荡线卷电感的作用, BG_3 由截止时的 I_{c03} 变到 I_{c3} , 只能渐变, 而不能突变, 是按指数曲线规律增加到 I_{c3} 的。由 I_{c03} 增加到 I_{c3} 所需时间, 与线卷电感量有关, 也与 I_{c3} 幅值有关。 L_{DH} 越大, I_{c3} 越大, 上述变化所需时间越长, 反之则反是。

BG_3 开始导通直至饱和瞬间之前, 工作电压(即射极输出器输出电压 U_K)几乎全部降在线卷 DH 段。因为此时 L_{DH} 的感应电压 $E_{DH} = -L \frac{di}{dt}$, 所以 $|U_K| = |E_{DH}|$ 。当 BG_3 饱和时, $\frac{di}{dt} = 0$, D 点近似与 H 点短接, U_{b4} 突然正, 与前述一样, 由于强烈的正反馈过程, 电路极快翻转。由于电路的对称性, $E_{DH} = E_{DH'}$ 。有关电流电压变化曲线, 请看图 1-13。

注意, 由于 BG_3 截止瞬间, i_{c3} 放电回路的时间常数 $\tau = \frac{L_{DH}}{R}$ 很小(R : i_{c3} 放电回路电阻), 所以, i_{c3} 是以极快速度降到近似为 0 的, 所以, E_{DH} 后沿有一很高的负尖峰电压, 其与电流叠加, 易使 BG_3 击穿损坏。

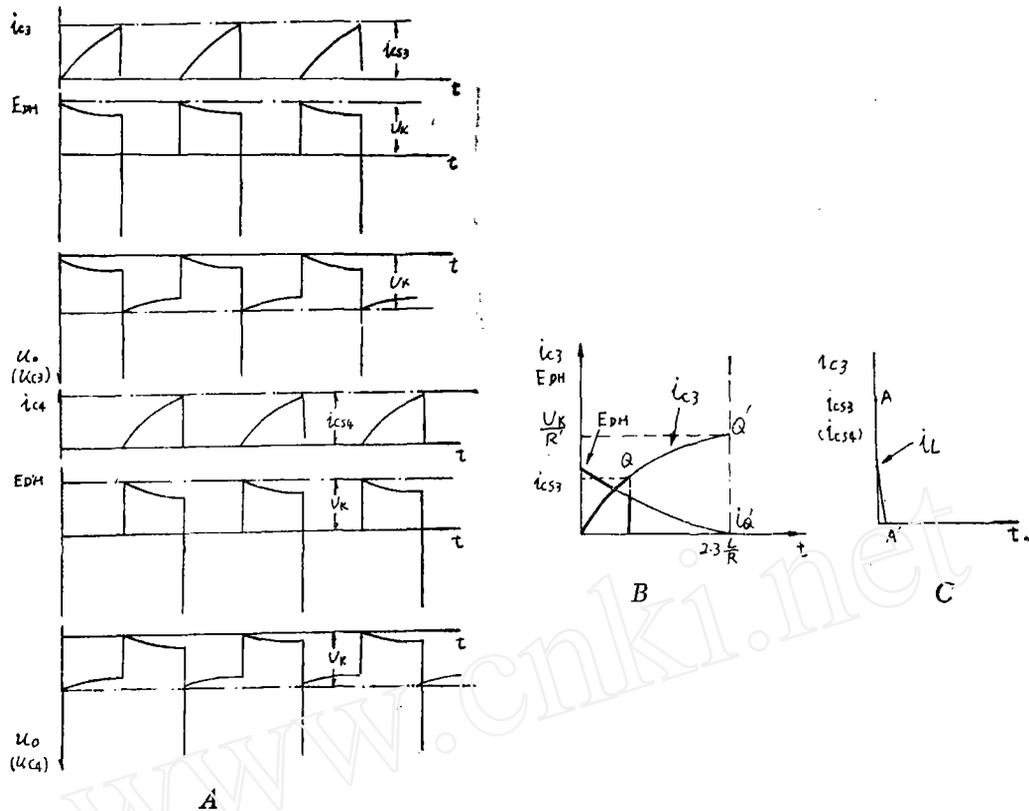


图 1-13

图 1-13 (B) 中:

Q 点: 饱和点。在 Q 点以前, i_{c3} 变化由 L_{DH} 决定, 为指数曲线。

$$i_{c3} = \frac{U_K}{R} \left(1 - e^{-\frac{1}{L} t} \right)$$

在 Q 点, i_{c3} 变为 i_{c3s} , $\frac{di}{dt} = 0$, $E_{DH} = 0$ 。

Q' 点: 假设 BG_3 为线性元件时, 回路电阻为 R' , i_{c3} 自然地变化至稳定电流点。此点 $i_{c3} = \frac{U_K}{R'}$, $t \approx 2.3 \frac{L}{R'}$

图 1-13 (C) 中:

“A” 点: 此点为 BG_3 的饱和电流。

“A'” : BG_3 截止时, i_{c3} 由 i_{c3s} 变为 0 (近似) 之点。

A—A' 之间的电流变化曲线, 变化电流用 i_L 表示, 线卷 L_{DH} 电感用 L 表示, 则其数学表达式为:

$$i_L = i_{c3s} \cdot e^{-\frac{1}{L} t}$$

式中 R : BG_3 截止时, L_{DH} 段线卷放电回路的等效电阻。很明显, R 之值是非常大的, 则放电时间常数 $\tau = \frac{L}{R}$ 非常小,

i_L 变化 (下降) 迅速, 曲线极陡。由 $\frac{di}{dt}$ 大, 感应电势大, 至使 E_{DH} 后沿有一很高负针状电压。

BG_4 的工作过程与 BG_3 同,不再复述。

BG_4 与 BG_3 的 β 值在50—100之间,两管相差不大于5%。 I_{c0} 要小。否则,直流磁化严重,等效于减小铁心导磁率 μ ,使振荡器输出的矩形波波形质量变坏。 BV_{c0} 要高,因为 E_{BH} 后沿负尖峰电压很高,耐压低了,易发生击穿事故。在我们五年多的实践中,发现几次 BG_3 或 BG_4 的击穿事故。所以, BG_3 、 BG_4 不用3A×31C而用耐压更高的管子为宜。

R_{30} 、 R_{31} 、 D_8 如图1—14示进行联结,便成了电子开关。 D 点电压波形为矩形波,即当 BG_3 饱和时, D 点电位近似等于“地”电位,最正;因 F 点电位由 R_{30} 、 R_{31} 分压决定,比地位负1.6V—2V;所以, D_8 两端此时加的是正向电压,导通, D 点正电位传到 F 点, BG_2 截止。当 BG_3 截止时, D 点电位近似等于 $-E_c(-12V)$,此时 D_8 加的是反向电压, D_8 不导通, D 点电位不能传到 F 点, F 点电位仍由 R_{30} 、 R_{31} 分压决定, BG_2 因得到合适的正向偏置电压而工作在放大状态,振荡器工作。

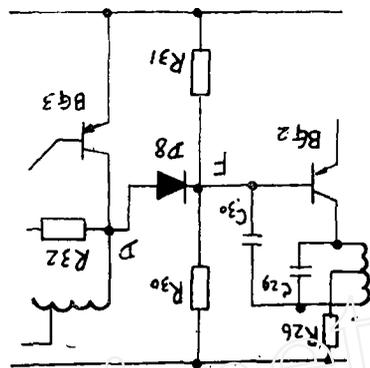


图 1—14

从以上分析,使我们看到,通过电子开关,实现了用矩形波调制正弦波(高频载波)的目的,使载频正弦波成为断续的,其断续频率,与矩形波的频率同。

(2) 材料:

绝缘腊纸带,0.01mm厚绝缘纸, $\phi 0.27$ 漆包线环形磁芯,石腊等。

环形铁芯由经氢化处理的冷轧矽钢片带卷成矽钢片带宽15mm厚0.35mm卷14层,做成内径为30mm外径为40mm的环形铁芯,尺寸如图1—15所示。这种铁芯,具有高导磁率, $B-H$ 测试曲线为矩形,如图1—16示。

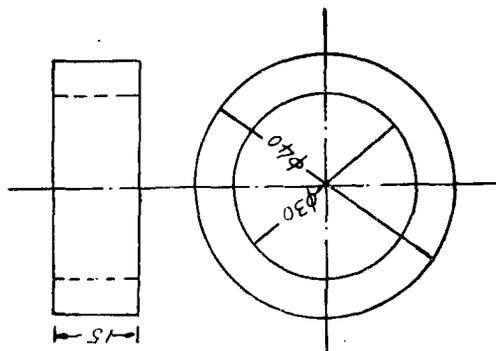


图 1—15

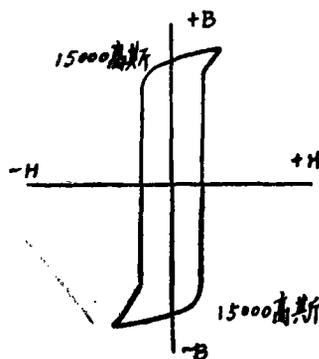


图 1—16

(3) 环形铁芯线圈绕法: 首先用0.01mm厚绝缘纸沿磁环均敷两层, 再用

$\phi 0.27\text{ m m}$ 漆包线沿磁环均匀平绕三周870匝处抽头；然后，继续按原来方向均匀平绕三周870匝。首尾二个出头，中心一个抽头，均用多股铜线，以防使用时易折断。绕完后，用黄腊布带均敷三层，再用黄腊煮一小时；最后，在外部涂灰绝缘漆一层。

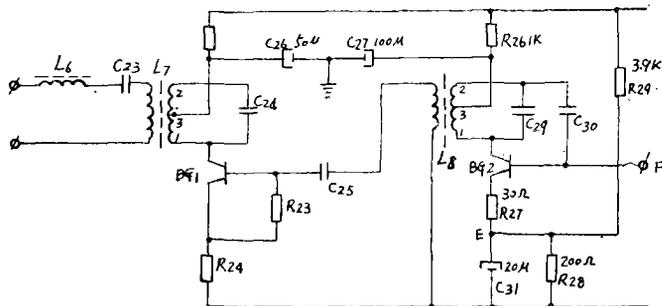


图 1—17

(二) 载频振荡器，谐振放大器，耦合输出。

简要说明：

L_8 、 C_{29} 组成振荡回路，它与 C_{30} 、 BG_2 等元件组成集电极调谐正弦电压振荡器。 C_{30} 为正反馈电容， C_{25} 为隔直耦合电容。 R_{27} 为电流负反馈电阻。 C_{31} 为旁路电容，使 R_{28} 对交流信号无反馈作用。 R_{28} 、 R_{29} 组成分压器，使 E 点具有一定电位，以便被多谐振荡器的矩形波调制。此载波高频振荡器经基极输入的矩形波调制后，产生高频断续正弦波，其断续频率，与矩形波频率同。 L_7 、 C_{24} 、 BG_1 、 R_{24} 等组成谐振放大器，把前一级的经过调制的载频信号进行选择、放大。最后，高频信号由 L_9 耦合输出。 L_6 、 C_{23} 串联谐振电路是防止通道短路时损坏 BG_1 和消除高次谐波。

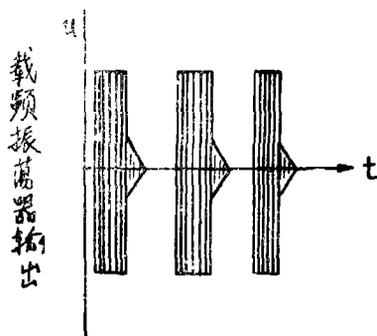


图 1—18

(四) 电流遥测接收机

(一) 选频输入与检波滤波

简要说明：

(1) L_4 、 C_6 组成串联谐振电路，作用有两个：防止多路载频发射机产生相互短路现象；滤波作用，滤除高次谐波。 L_5 的二次线圈和 G_1 组成串联谐振电路和 L_4 、 C_6 谐振电路组成双调谐耦合电路。 BG_3 和 R_6 等组成射极输出器，功放检波把被调制的交流高

频变成单向载波高频。 C 、 C_{11} 、 C_{12} 组成的线路，把单向载波高频滤出剩下有用低频信号送入下一级一射极耦合双稳态触发器整形之。

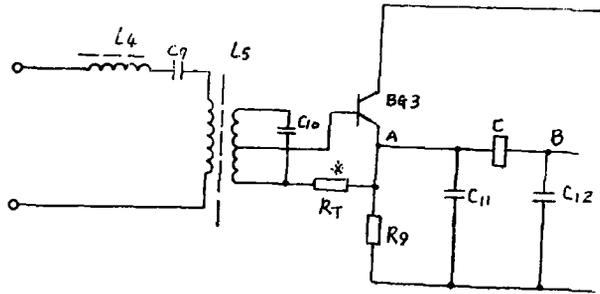


图 1-19

(2) BG_3 的 f_B 要高一些，以提高灵敏度。 L_5 用一抽头接 BG_3 基极，是为了减小 BG_3 对整个谐振回路 Q 值的影响。 R_T 用来调整灵敏度。

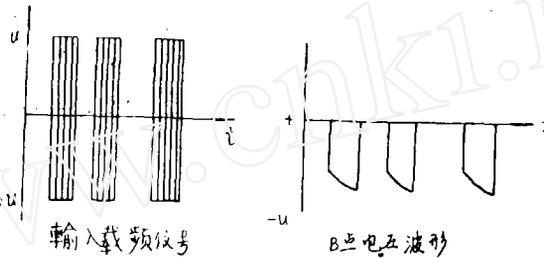


图 1-20

(二) 发射机偶合双稳态电路：(亦称施密特电路)

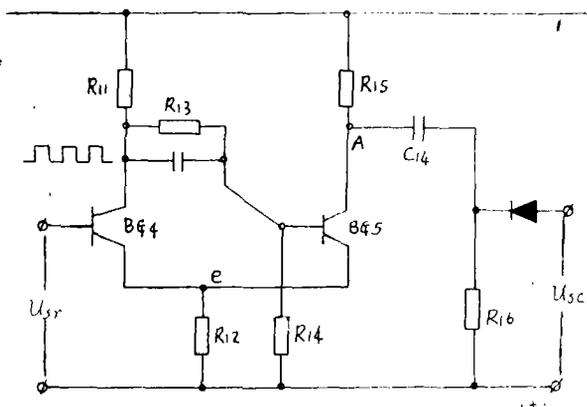


图 1-21

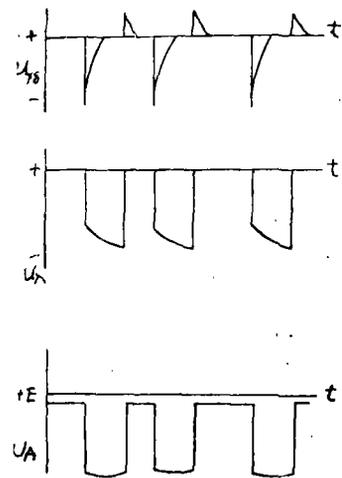


图 1-22

(1) 施密特电路的工作与计算:

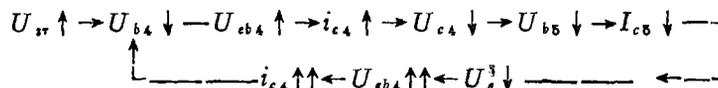
1) 电路特点: 有两个稳定状态, BG_4 截止, BG_5 导通; BG_5 截止, BG_4 导通。但与一般双稳态触发器不同: 即只有把负脉冲加到 BG_4 且此脉冲幅度大到一定值时, 方始翻转; 当脉冲取消或减小到一定值时, 电路又翻转过来。

2) 工作原理:

① 适当选取 R_{13}, R_{14} 阻值, 使 BG_5 饱和导通。

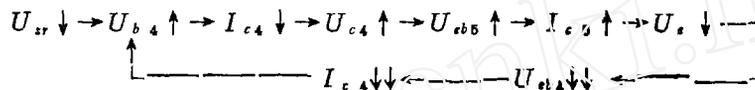
$I_{c5} \cdot R_{12} = V_c$ 是对 BG_4 的反向偏置。当 BG_4 “基-射”之间的输入电压 U_{b4} 小于一定值或等于零时, BG_4 截止, BG_5 饱和导通。这就是电路的始态。

② 当 U_{in} 的幅值足够大时, 电路发生如下正反馈反转过程:



电路迅速反转, 达到新的稳定状态, BG_4 饱和 BG_5 截止, $I_{c4} \cdot R_{12} = V_c$ 来保证 BG_5 截止; (U_{c4} 经 R_{13}, R_{14} 分压来使 U_{b5} 高于 V_c)

③ 当 U_{in} 等于零或小于一定值时, 电路又发生如下反转过程:



U_e 电位下降是由于 $I_{c5} \uparrow$ 速度大于 $I_{c4} \downarrow$ 速度。 V_c 下降越快, 正反馈越强烈, 电路反转也越快。很明显, 欲实现电路正反馈要求 I_{c5} 的变化量大于 I_{c4} 的变化量, 即保证电路的开环电压增益大于 -1。因此电路处于稳态时, $I_{c5} > I_{c4}$, 设计时要考虑这一点。电路各点波形图见 1-22。

3) 回差现象:

① 从图 1-23(A) 可看出, 当 U_{in} 趋负达 U_{p2} 时电路翻转, 但是当 U_{in} 趋正至 U_{p1} 时电路才翻转回到原来状态。

$|U_{p2}| > |U_{p1}|$ 即动作电压 > 释放电电压, 这种现象叫“回差”, 而 $|U_{p2}| - |U_{p1}|$ 值称回差大小。

② 回差原理:

A. 首先考虑 BG_4 截止, BG_5 导通的状态, 参考等效电路图 1-23(B), 因 BG_5 处于饱和状态, 所以管压降忽略不计:

$$I_{c5} \approx \frac{E_c}{R_{12} + R_{15}} = \frac{12V}{300 + 1000} \approx 9 \text{ mA}$$

∴ 动作电压

$$\begin{aligned} U_{p2} &= I_{c5} \cdot R_{12} + U_{BE7,4} + \Delta V_c' \\ &= I_{c5} \cdot R_{12} + V_{BE7,4} + \Delta U_c' \\ &= 9 \times 300 + 0.1V + \Delta U_c' \\ &= 2.8 \text{ 伏} + \Delta V_c' \end{aligned}$$

($\Delta V_c'$ 为正尖峰电压, 后面将谈到)

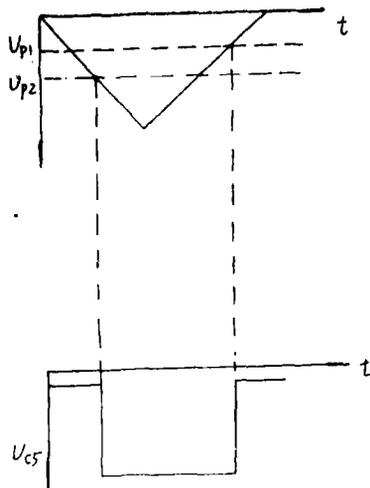


图 1-23(A)

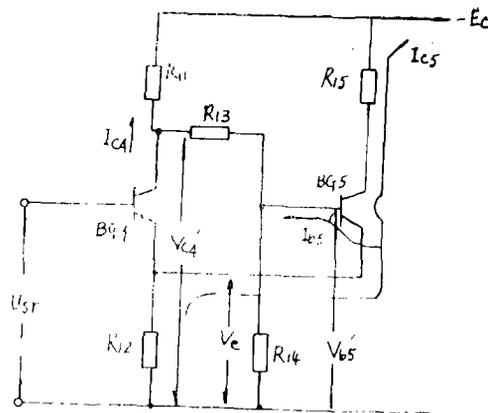


图 1-23(B)

B. BG_4 饱和 BG_5 截止时, BG_5 发射结被反向偏置。当 V_{c4} 幅值减低使 BG_4 开始离开饱和状态时, 电路还不能马上翻转, 因这时 BG_5 的发射结仍被反偏置。随着 U_{c5} 的进一步减小, $V_{c4} \downarrow$, $V_{c5} \uparrow$ 到一定程度后才能使 BG_5 的基极电位低于发射结电位(当 $U_{B5} = \frac{R_{14}}{R_{13} + R_{14}} U_{c4} - U_c \geq U_{BE5}$ 时) BG_5 才开始导通, 于是电路的正反馈过程开始, 从而迅速翻转。结论:

a. 电路何时返回到原来的稳定状态(BG_4 截止而 BG_5 导通)不取决于 BG_4 是否已退出饱和状态, 而是决定于 BG_5 由截止进入放大状态, 就是说 BG_5 由截止进入导通时刻即是电路开始返回到原来状态的时刻, 此时电路的特征是 BG_5 的基射电压由 V_{BE0} 变至 V_{BE} 。

b. 为使 BG_5 转进入放大区, I_{c4} 必须由原来的稳态值(饱和电流)降低到足够值。

c. 第一次翻转前一瞬间, BG_4 已导通, 但 BG_5 还来不及退出饱和区, 使射极电位出现了正尖峰(绝对值); 第二次返回翻转的一瞬间, BG_4 已退出饱和区, 但其 $U_{c4} \downarrow$ 还不够, 因此 BG_5 还来不及导通时, 使射极电位出现负尖峰(绝对值); 电路开始的稳定状态与翻转后的稳定状态有电位差, $\because R_{11} \neq R_{13}$, 以上三部分, 组成了滞后电压(即回差大小), 其波形如图 1-23(c)所示。

③ 回差的计算: (因我们用3AX系列三极管, 基-射结电压这一参数忽略不计)

a. 两个稳定状态时射极电位之差 ΔV 。

$$\text{开始稳定状态之 } V_{c5} = I_{c5} \cdot R_{12} = \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{15}} \cdot E_c$$

$$\text{翻转后稳定状态之 } V_{c4} = I_{c4} \cdot R_{12} = \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{11}} \cdot E_c$$

$$\Delta V_c = V_{c5} - V_{c4} = \frac{(R_{11} - R_{15}) R_c}{(R_{12} + R_{11})(R_{12} + R_{15})} E_c$$

b. 正尖峰电压 $\Delta V_c'$ 的计算: $\Delta V_c'$ 是在电路第一次翻转前一瞬间 ($t < t_2$), BG_4 导通, 但 BG_5 还来不及退出饱和区, 在射极电位上出现了正尖峰 (绝对值)

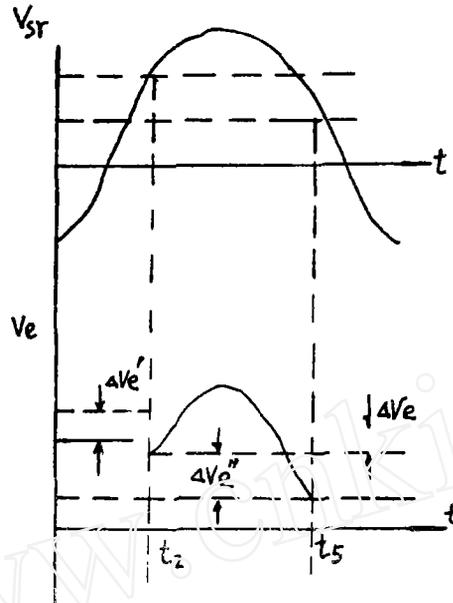


图 1-23 (C)

当 $t = t_2$ 时, BG_5 正好退出饱和区而进入线性工作区, 一旦 BG_5 进入线性区, 正反馈链锁反应将使电路迅速发生翻转。

在电路刚开始发生翻转前 ($t = t_2$) 一瞬间, BG_4 处在线性导电区, BG_5 处在由饱和状态过渡到线性区的临界状态。参看图 1-23(C) 和 (B) 可写出此时各点电位:

$$V_c = V_{c5} + \Delta V_c' = \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{15}} E_c + \Delta V_c'$$

$$V_{b5}' = \frac{R_{14}'}{R_{14}' + R_{13}} V_{c4}', \quad R_{14}' = R_{14} \parallel (\beta_5 + 1) R_{12}$$

$$V_{c4}' = E_c - (I_{c4} + I_4) \cdot R_{11}$$

因为 $\Delta V_c'$ 是由于 BG_5 尚在饱和区而 BG_4 已刚刚开始导通瞬间而产生

$$\therefore I_{c4} \approx I_4 = \frac{\Delta V_c'}{R_{12}}$$

$$I_4 = \frac{V_{c4}'}{R_{13} + R_{14}'}$$

当 $t = t_2$ 时, 电路要能够发生翻转 (即 BG_5 正好退出饱和区) 则必须满足条件:

$$|V_{b5}'| - |V_c| = |V_{b5}'| - |V_{c5} + \Delta V_c'| \leq |V_{be5}|$$

将上述关系代入此条件，即可求出正尖峰：

$$\Delta V_{c4}' \geq \frac{E_c [R_{15} R_{14}' - R_{12} (R_{13} + R_{11})] - (R_{12} + R_{15}) (R_{13} + R_{14}' + R_{11}) V_{be5}}{(R_{12} + R_{15}) [R_{11} R_{14}' + R_{12} (R_{13} + R_{14}' + R_{11})]} R_{12}$$

c. 负尖峰 $\Delta V_{c4}''$ 的计算：

$\Delta V_{c4}''$ 是电路在第二次翻转前一瞬间 ($t < t_5$) BG_4 已经退出饱和区，但其 V_{c4} 不多， BG_5 尚未导通时在射极上出现的负尖峰。当 $t = t_5$ 时， BG_5 正好开始由截止区进入到线性导通区，一旦 BG_5 开始导通，正反馈链锁反应使电路迅速翻转。显然，当 $t = t_5$ 时 BG_4 处在线性区，而 BG_5 正处在由截止区到线性区的临界状态。此时，其等效电路如图 1-2 (D) 所示。

$$V_{c4} = V_{c4s} - |\Delta V_{c4}''| = \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{11}} E_c - |\Delta V_{c4}''|$$

$$V_{be5}'' = \frac{R_{14}}{R_{13} + R_{14}} V_{c4}''$$

$$V_{c4}'' = E_c - (I_{c4} + I_4) R_{11}$$

$$I_{c4} = I_{c4s} = \frac{V_{c4s} - |\Delta V_{c4}''|}{R_{12}}$$

$$I_4 = \frac{V_{c4}''}{R_{13} + R_{14}}$$

当 $t = t_5$ 时，电路要能发生翻转（即 BG_5 正好开始导通）则必须满足条件：

$$V_{be5}'' - V_{be5} = V_{be5}'' - (V_{c4s} - |\Delta V_{c4}''|) \geq V_{be5}$$

将上述各关系式代入此条件，可求得

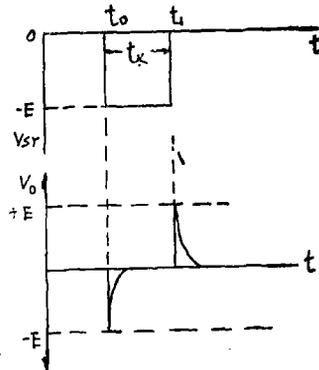
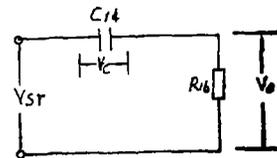
$$|\Delta V_{c4}''| \geq \frac{(R_{12} + R_{11}) (R_{13} + R_{14} + R_{11}) V_{be5} + (R_{13} + R_{11}) R_{12} \cdot E_c}{(R_{12} + R_{11}) [R_{14} \cdot R_{11} + R_{12} (R_{13} + R_{14} + R_{11})]} R_{12}$$

式中 V_{be5} 为 BG_5 的阈电压。

从以上推导可知， ΔV_{c4} 、 $\Delta V_{c4}'$ 、 $|\Delta V_{c4}''|$ 都几乎和电路的所有元件有关。滞后电压 V_d 的确定，方便的办法是实验调整。上面的推导，给我们提出了调整的方向。 R_{12} 对 V_d 影响较大。为了不影响电路的工作状态，输出波形的幅度和适当的灵敏度以调整 R_{11} 为主， R_{12} 为辅。 R_{11} 越大，回差越小； R_{12} 越大，回差越大。

(2) 图 1-21A 点负矩形波经 C_{14} 、 R_{15} 微分电路微分后，输出尖脉冲去触发下一级单稳态电路。关于微分电路工作原理下面简述一下：

右图微分电路，其元件数值满足下列关系：



单稳微分电路工作原理

$$RC \ll t_x$$

t_x —输入矩形波脉冲 U_{in} 宽度

(1) 在 $t = t_0$ 时, V_{in} 由 0 突变到 $-E$, 因电容两端电压不能突变, $\therefore V_o = -E$

(2) 在 t_0 以后, 电容开始充电, 经 $(3 \sim 5) RC$ 之后, 电容充足电, 即 V_{in} 全部降落到 C 上, $V_o = 0$

(3) $t = t_1$ 时, V_{in} 由 $-E$ 突变到 $0V$, 相当于 RC 电路被短路电容放电。但 $t = t_1$ 的瞬间还来不及放电, 即电容电压不能突变, 所以 R 上的电压 $V_o = E$, 也就是说输出电压由零突变到 E 。之后 C 开始按指数关系放电, V_o 也按指数下降到零。

从上分析可明显看出, 输出电压 V_o 满足下列关系:

$$V_o = R \cdot i = R \cdot C \frac{dv_c}{dt}$$

$$V_o + V_c = V_{in}$$

若满足条件

$$RC \ll t_x \text{ 且 } \frac{1}{\omega C} \gg R \text{ 则:}$$

$$\therefore \text{得 } V_{in} \approx V_c \quad \therefore V_o \approx RC \cdot \frac{dv_{in}}{dt}$$

可见, 输出电压 V_o 与输入电压 V_{in} 的微分成比例, 故称微分电路。

(三) 集—基耦合单稳态触发器

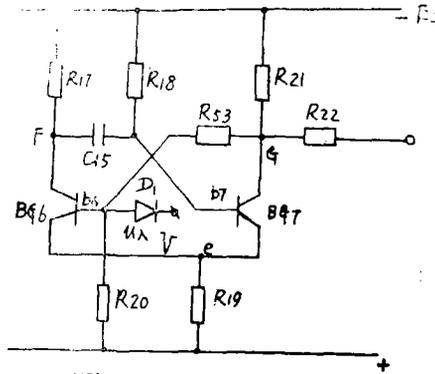


图 1—24

(1) 电路特点:

1. 两级正反馈电路, 一支路反馈用 C_{15} , 一支路反馈用 R_{53} 。两支路反馈不对称。

2. 只有一个稳态: BG_6 截止, BG_7 导通。

3. 由 D_1 输入一负脉冲后, 电路反转, G 点输出一方脉冲。

(2) 工作原理:

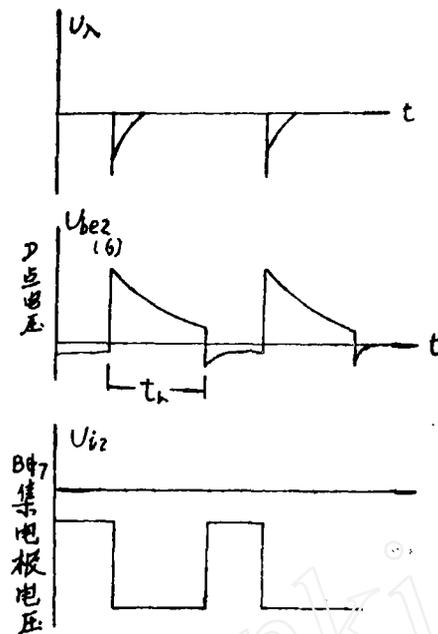


图 1--25

始态:

1. BG_6 截止, BG_7 导通。
2. 因为 b_7 点近似为零电位, F 点近似为 $-E_c$ 电位, 所以 C_{15} 充电, 充电回路为 $E_c(+)\rightarrow R_{15}\rightarrow BG_7(c.b)\rightarrow C_{15}\rightarrow R_{17}\rightarrow E_c(-)$, 充到 C 两端电压 $\approx E_c$ 止。

翻转:

$$\text{负脉冲} \rightarrow U_{b6} \downarrow \rightarrow I_{c6} \uparrow \rightarrow U_{c6} \uparrow \xrightarrow{\text{反馈}} U_{b7} \uparrow \rightarrow I_{c7} \downarrow \rightarrow U_{c7} \downarrow \rightarrow U_{b6} \downarrow$$

这样周而复始, 如此强烈的正反馈过程, 在很短的时间内, BG_6 饱和导通, BG_7 深度截止。

工作:

- (1) 工作阶段决定于 C_{15} 的放电时间, 其 $\tau \approx C_{15} \cdot (R_{18} + R_{19})$
- (2) C_{15} 放电回路 $C_{15} \rightarrow R_{18} \rightarrow -E_c \rightarrow R_{19} \rightarrow BG_6(c.c) \rightarrow C_{15}$ 。
- (3) $t_x = 0.7 C_{15} (R_{18} + R_{19})$

恢复:

C_{15} 放电至 $U_{c15} = 0$, BG_7 又始导通 $\rightarrow I_{c7} \uparrow \rightarrow U_{c7} \uparrow \rightarrow U_{b6} \rightarrow BG_6$ 导通减弱 $\rightarrow I_{c6} \downarrow \rightarrow U_{c6} \downarrow \rightarrow U_{b7} \downarrow \rightarrow I_{c7} \uparrow$, 最后 BG_6 截止, BG_7 导通, 恢复到稳态。恢复时间小于 I_{M1} 。

(3) 设计要点:

R_{18} : 要使 BG_7 饱和导通, $R_{18} \leq \beta (R_{19} + R_{21})$

R_{17} . R_{21} : 由管子的 $I_{cm_{max}}$ 决定, 同时满足翻转条件 $\beta > \frac{R_{53}}{R_{21}}$ 或 $\frac{R_{53}}{R_{17}}$

R_{10} ：目的给 BG_6 、 BG_7 产生反向偏置，增强抗干扰能力。阻值太小，抗干扰性能差；阻值太大，当 U_i 幅值 > 负脉冲幅值时，电路不能翻转。

C_{15} ：根据实际需要的 t_K 来计算。计算公式 $t_K = 0.7C_{15} \cdot R_{18} \cdot R_{19}$ 。 μA 表量程小， t_K 可小些故 C_{15} 可小些； μA 表量程大， t_K 应大，故 C_{15} 要大些。我们实际用 $0.47\mu F$ 电容。

t_K 大小的选取，除上述条件外，还要满足 $t_K \times f_R < 1$ 秒，若 t_K 过大，电路来不及翻转，则单稳触发器不能输出频率为 f_R 的方波。 f_R 为劳耶尔振荡器频率。

(四) 单稳输出端积分电路工作原理：

理：

1. 简述：

如图为一积分电路，条件为 $RC \gg T$

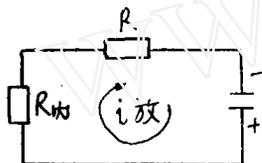
T ， T 为输入信号周期。

工作过程如下：

(1) $t = 0$ 时 U_{in} 由零跳变到 $-E$ ，电容两端电压不能突变，仍为零伏。

(2) $0 - t_1$ 段，矩形波幅值保持为 $-E$ ， C 两端电压随着指数规律充电而上升。

因 $RC \gg T$ ，所以 $0 - t_1$ 段只是充电过程的一小段，亦即电压指数规律变化的一小段，所以该段电压曲线可近似看成是线性的。



RC 回路被短路的等效电路图

(3) $t = t_1$ 时， U_{in} 由 $-E$ 跳变为 0 ， RC 回路被短路，其等效电路如图)，此瞬间 C 还来不及放电，因此 V_c 仍保持为 V_{c1} 。

(4) $t > t_1$ 后，电容器 C 经 RC 回路放电，因 $RC \gg T$ ，所以此段时间内的放电曲线近似直线。

(5) $t = t_2$ 时，第二个脉冲来到，电容 C 又开始充电，其上电压又逐渐上升。

(6) 上述五个过程，周而复始，就在积分电路中得到近似于三角波的输出，其幅值比 U_{in} 要小（参考图 1—26）。

下面进行数学推导：

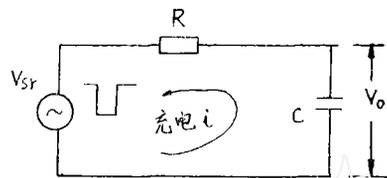
电容 C 两端电压与其充电电流有如下关系：

$$V_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt$$

电容充电电流为

$$i(t) = i(0)e^{-t/\tau}$$

因为 $i(0) = \frac{E}{R}$ ，所以



单稳输出端积分电路工作原理

$$V_o(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(o) e^{-t/\tau} dt = \frac{1}{C} \int_0^t \frac{E}{R} e^{-t/\tau} dt$$

因积分电路满足下列条件 $R \cdot C = \tau \gg T$

故在一个周期内, 满足 $t \ll T$, 则上式中的 $t/\tau \approx 0$

因此 $e^{-t/\tau} \approx 1$, 于是

$$V_o(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(o) dt = \frac{1}{C} \int_0^t \frac{E}{R} dt = \frac{1}{RC} \int_0^t E dt = \frac{E}{RC} t$$

可见, 输出电压 $V_o(t)$ 是输入电压 V_{in} (其幅值为 $-E$) 积分而来。积分电路由此得名。

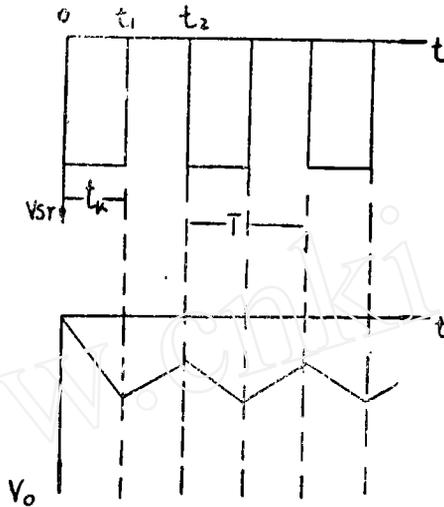


图 1-26

2. 对本积分电路的具体分析:

当 BG_6 基极没有输入负脉冲时, BG_7 饱和导通 G 点电位 $\approx 12V \cdot \frac{R_{19}}{R_{21}}$, 可看为近

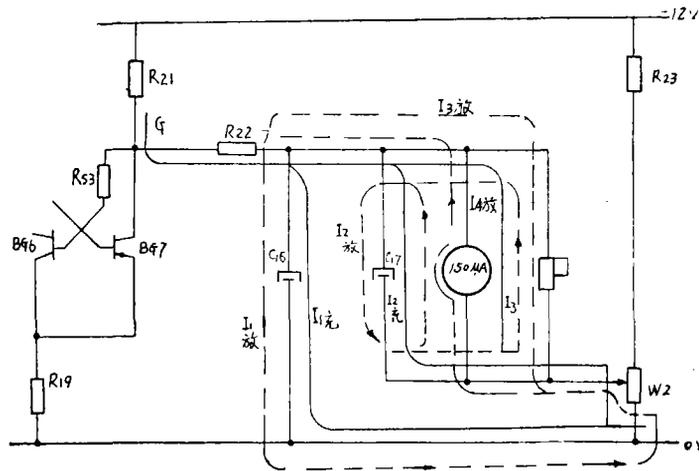


图 1-27

似为零伏。此时 C_{16} 、 C_{17} 两端电压也近似为零伏。当 BG_6 基极有负脉冲输入时, BG_7 截止, G 点电位 U_G 为 $12V \cdot \frac{(R_{16} + R_{b3}) \parallel (R_{22} + R)}{(R_{16} + R_{b3}) \parallel (R_{22} + R) + R_{21}}$

此时 C_{16} 、 C_{17} 充电, 充电回路如图实线所示, 电容充电初始, 因 C_{16} 、 C_{17} 两端电压为零伏且不能突变, 故 μA 表没电流; 随 C_{16} 、 C_{17} 充电电压增高 μA 表两端有电压, 此时有电流流过, 图中 I_s (实线) 则为此电流。

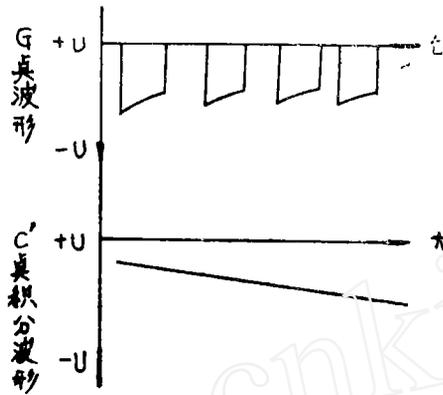


图 1-28

经过 t_K 时间后, 电路又反转, 恢复到稳态 BG_7 饱和导通, G 点电位 $\approx 0V$ 。此时因 C_{16} 、 C_{17} 两端电压不能突变, 故在瞬间内, 电容正端对地电位为等于 U_G , 迅速通过 μA 表按指数规律放电, 放电回路如图中虚线所示。放电过程至电容两端电压为零伏止。很明显, 流过 μA 表的电流和单稳反转频率成正比。积分电路通过 μA 表电流的近似公式

$$I = \frac{V \cdot F \cdot t_K}{R}$$

式中:

V —— 充电电压, 由稳压电源决定, 近似为 12 伏

F —— 充电次数, 即脉冲频率 (3—21)

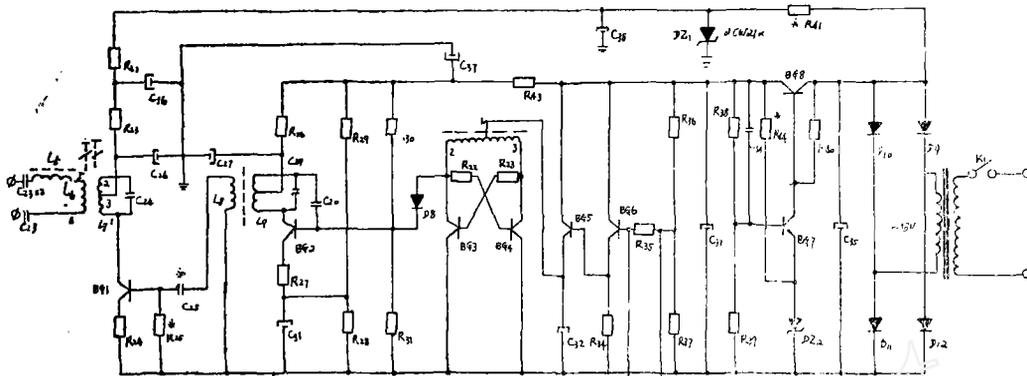
t_K —— 脉冲宽度, 即每次充电时间

R —— 放电电阻 (包括表的内阻)

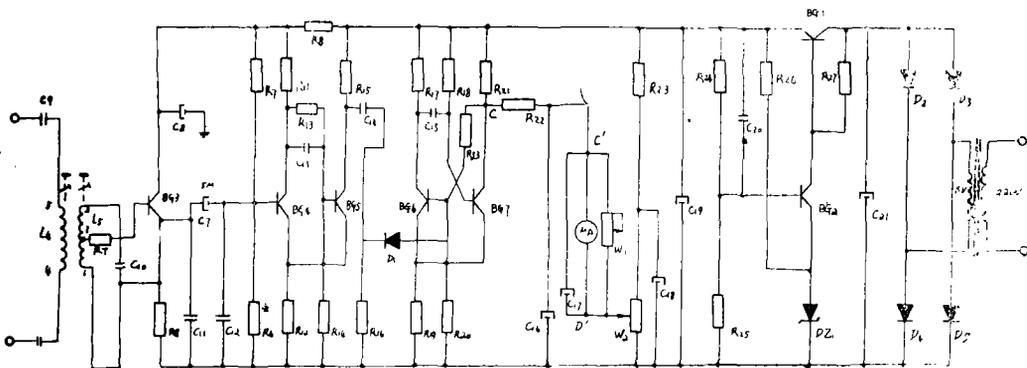
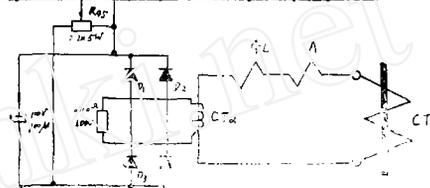
图中 W_2 的设置, 目的是为了克服劳耶尔振荡器的 2~3V 的门坎电压, 便于 μA 表的调另。劳耶尔振荡器开始振荡电压约为 2~3 伏, 所以在没有信号时, 劳耶尔振荡器有相当于 2~3V 的振荡频率。 W_1 起分流作用, 调正 W_1 可以改变量程。

我们因购不到 $100\mu A$ 的表头, 实际使用的是 $150\mu A$ 的表头。最好用 $100\mu A$ 的表头, 这样可以降低劳耶尔振荡器的工作电压, 减小其前两级射极输出器的输入信号电压。

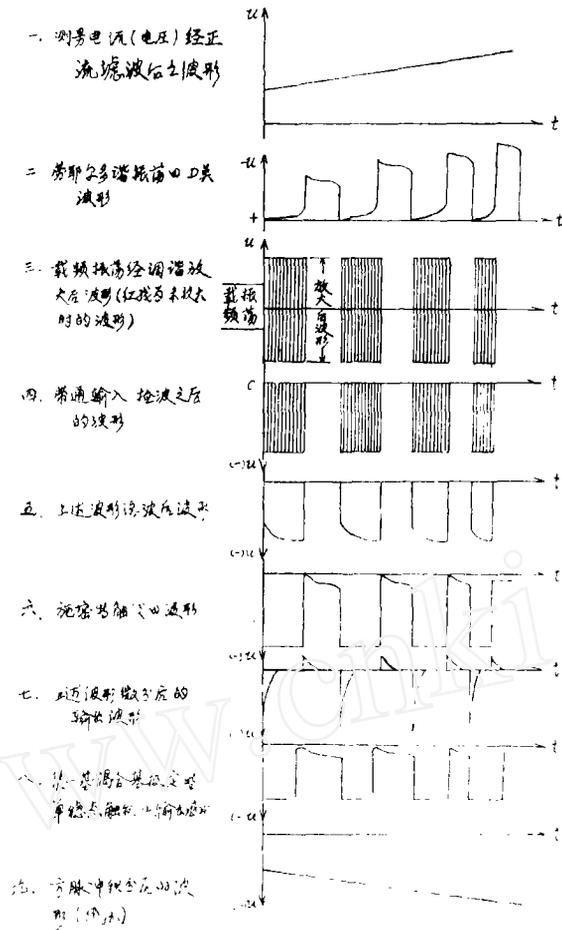
实践证明, 起始偏压在 3.1 伏以上时, 劳耶尔振荡器的 f_R 与其工作电压开始进入严格的残性关系段。



电流遥测及继电器原理图



电流遥测继电器电原理图



后 记

该分散型遥测装置,只要配用不同的转换器,就能测不同的物理量,如压力、流量、温度和交直流电压等。另外,本装置还可兼任信号的发出和过载警报的任务。如在接收机单稳电路的C点输出信号电压,送给另外增设的以施密特电路为第一级的报警电路,即可达到报警的目的。