

脉 冲 技 术

下 册

顾 著 龔林周 合 編

北 京 科 学 教 育 編 輯 室

1962年4月

脉 冲 技 术 (下册)

*

出版者: 北京科学教育編輯室

印刷者: 中国人民解放军 535 工厂

787×1092 毫米 $\frac{1}{16}$ 印張 11 $\frac{1}{2}$

1961 年 9 月第一版

1962 年 4 月第三次印刷

定价: 1.45 元

目 录

第九章 锯齿电压发生器

§ 1 概述	3
§ 2 简单的 RC 锯齿电压发生器	5
§ 3 应用高交流阻抗的电路	6
§ 4 自举电路	13
§ 5 密勒氏积分电路	18
§ 6 三种电路的比较	22
§ 7 用锯齿电压获得线性延迟的电路	23
§ 8 锯齿电压参数不稳定的因素	30

第十章 幻象电路

§ 1 概述	35
§ 2 屏栅耦合幻象电路	35
§ 3 自由振荡的幻象电路	37
§ 4 阴极耦合幻象延迟电路	38
§ 5 屏栅耦合与阴极耦合幻象电路的比较	40
§ 6 电路参数选择原则	41
§ 7 双管幻象电路	41

第十一章 锯齿电流产生器

§ 1 概述	43
§ 2 偏转线圈中的过渡历程	44
§ 3 锯齿电流发生器	49
§ 4 锯齿电流直线性的改进	51
§ 5 直流分量的调节	56
§ 6 电视接收机用的磁扫描电路	57

第十二章 同步和分频器

§ 1 概述	59
§ 2 自激弛张振荡器的同步和分频	59
§ 3 触发式弛张振荡器的同步和分频	70
§ 4 复杂的分频电路	72

第十三章 脉冲计数电路

§ 1 概述.....	75
§ 2 連續工作型的計数器.....	76
§ 3 儲能型計数器.....	81

第十四章 脉冲选择

§ 1 概述.....	87
§ 2 脉冲訊号的幅度選擇.....	87
§ 3 脉冲訊号的时间選擇.....	90
§ 4 脉冲訊号的时间比較器和時間鉴别器.....	96

第十五章 脉冲的調制和解調

§ 1 概述.....	97
§ 2 脉冲的幅度調制.....	98
§ 3 脉冲的时间調制綫路.....	99
§ 4 幅度和时间的解調綫路.....	106

第十六章 晶体管脉冲电路

§ 1 概述.....	118
§ 2 特性曲綫.....	119
§ 3 等效电路.....	122
§ 4 过渡历程的分析.....	128
§ 5 晶体管双稳态触发电路.....	132
§ 6 晶体管单稳态触发电路.....	138
§ 7 晶体管自激張弛振蕩器.....	145
§ 8 晶体管間歇振蕩器.....	152

第十七章 毫微秒脉冲技术

§ 1 概述.....	157
§ 2 二次放射电子管脉冲电路.....	158
§ 3 利用儲能元件放电形成毫微秒脉冲.....	166
§ 4 快速扫描电压产生器.....	170
参考书目.....	183

第九章 锯齿电压发生器

§ 1 概 述

〔1〕 锯齿电压及其主要用途:

锯齿电压波是一部分电压与时间成直线关系的电压波,它又叫直线变化电压波。凡电压随时间上升的称为正向锯齿电压波(图9-1a);凡电压随时间下降的叫做负向锯齿形电压波(图9-1b)。

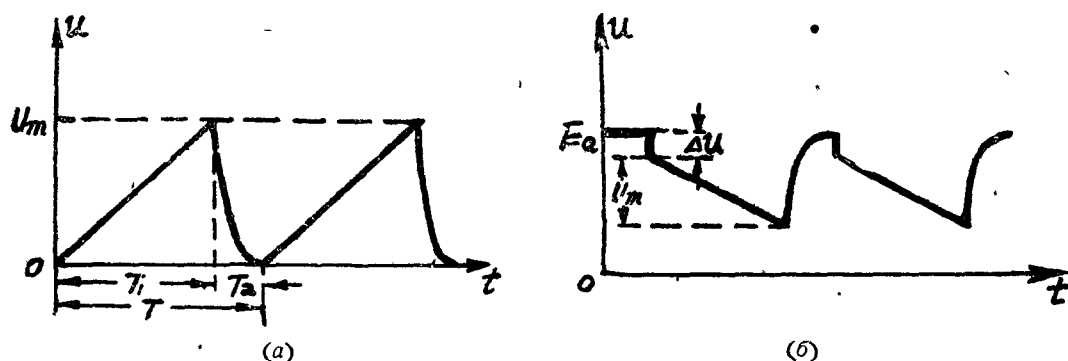


图 9-1

锯齿电压的主要用途有四:(1)加在电子射线管的偏转板上,使电子束在荧光屏上移动。某些示波器、雷达显示器的扫描就是用这种办法产生的。(2)用作延时电路,例如在雷达显示器里产生可移刻度。(3)用于脉冲宽度选择。(4)在电子计算机里进行积分运算。另外也可以依靠锯齿电压产生其他波形,例如将锯齿电压积分可以获得抛物线电压,将它微分可以获得矩形电压。

锯齿电压通常依靠电容器的充电来产生,图(9-2)是产生锯齿电压的理想电路,它表示一个恒流源对 C 充电,而开关 Π 控制其放电和充电。

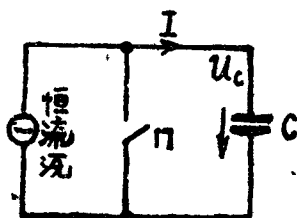


图 9-2

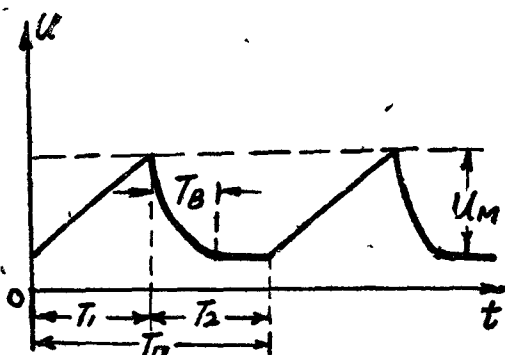


图 9-3

Π 断开时, 电流 I 流入 C , 电容两端电压上升。此时

$$u_c = \frac{1}{C} \int I dt = \frac{1}{C} It. \quad (9-1)$$

可知 u_c 与时间成直线关系。

Π 接通时, C 放电, 电流 I 被旁路, 当 Π 再断开时, C 又充电, u_c 又从零值直线上升, 如此周期性的开断和接通 Π , 结果便在 C 上得到锯齿电压波。

(2) 锯齿波的参数:

锯齿波的主要参数以图(9-3)来说明。

(1) 工作期: 它是指电压作直线变化的一段时间, 又叫扫描期, 以 T_1 表示。

(2) 恢复期: 它是指电压作直线变化后又恢复到原来电压值时所需时间, 以 T_2 表示。

(3) 休止期: 它是指两个直线变化期的间隔时间, 以 T_3 表示。显然 $T_3 \geq T_2$ 。

(4) 锯齿波周期: 它指锯齿波总的周期, 以 T_n 表示。

$$T_n = T_1 + T_2.$$

(5) 锯齿波振幅: 它是指直线变化期中电压变化的总数值。以 u_m 表示。它等于直线变化期终点电压和起始电压之差的绝对值。

(6) 变化速率: 它是指工作期中电压上升或下降的速度, 也就是 $\frac{du}{dt}$ 的数值, 一般以平均速率来说明, 因为在工作期中 $\frac{du}{dt}$ 的变化不大。通常平均速率以 $K = \frac{u_m}{T_1}$ 表示。

(7) 非线性系数: 它说明工作期内锯齿电压与时间 t 的关系离开直线关系的程度, 其定义为:

$$\beta = \frac{\left| \frac{du}{dt} \right|_{t=T_1} - \left| \frac{du}{dt} \right|_{t=0}}{\left| \frac{du}{dt} \right|_{t=0}}. \quad (9-2)$$

其中 $\left| \frac{du}{dt} \right|_{t=0} = \tan \varphi_0$ 是工作期开始时 u 的上升(或下降)的速率, $\left| \frac{du}{dt} \right|_{t=T_1} = \tan \varphi_{T_1}$ 是工作期之末上升的速率(图9-4)。

(8) 最大误差: 它是指如果锯齿波当作通过始点和终点的直线来量度所产生的最大偏差, 如图9-5所示。它的最大偏差一般发生在锯齿电压的上升速度正好等于平均上升速度的那一点。即图9-5中的B点。

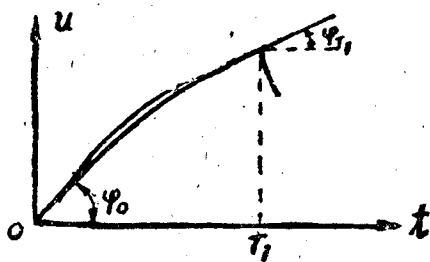


图 9-4

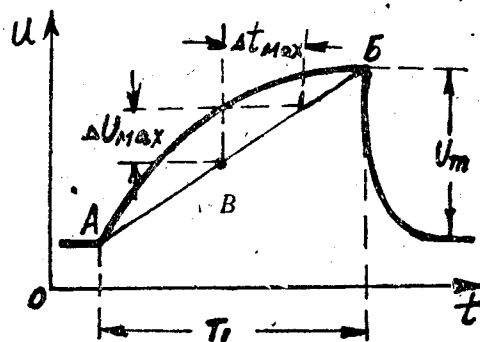


图 9-5

最大误差可用时间 $\Delta t_{\max}$ 和电压 $\Delta u_{\max}$ 来讲。但前者与工作期之比和后者与扫描振幅之比是一样的。即

$$\frac{\Delta t_{\max}}{T_1} = \frac{\Delta u_{\max}}{u_m}$$

§ 2 简单的 RC 锯齿电压发生器

实际上前述的理想恒流源是没有的。一般采用的简单电路是用一直流电源 E_a 经一电阻 R_a 对电容 C 充电，而开关 Π 往往由一电子管担任。在电子管的栅极上输入一方波，可使它的板极周期性的导电和截止。这样的电路如图 9-6 所示。

在电子管导电时 $u = u_{a \min}$ ，在电子管截止时， u 按如下规律上升：

$$u = (E_a - u_{a \min})(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}) + u_{a \min} \quad (9-3)$$

其中 $\tau_1 = R_a C$

在 $t = T_1$ 时电压 u 上升了 u_m ，

$$u_m = (E_a - u_{a \min})(1 - e^{-\frac{T_1}{\tau_1}}) \quad (9-4)$$

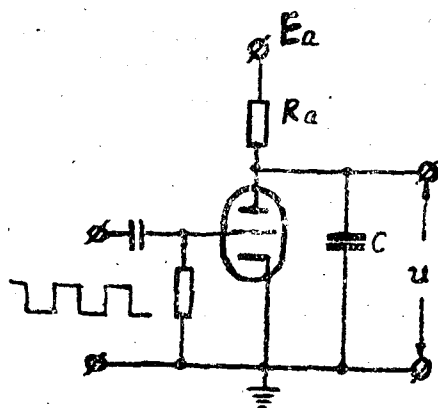


图 9-6

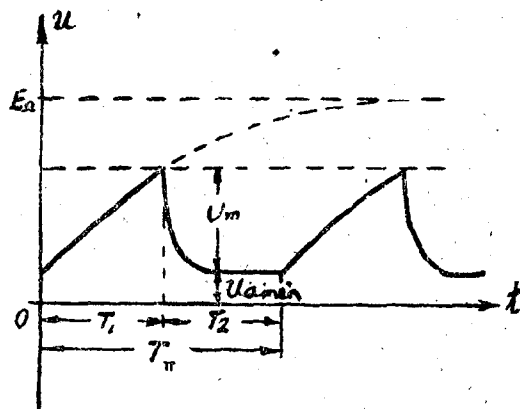


图 9-7

这时电子管重新导电， C 通过电子管放电，它的电压又下降到 $u_{a \min}$ ，放电时间常数

$$\tau_2 = C \frac{R_a \cdot R_i}{R_a + R_i}, \text{ 电压波形如图 9-7 所示。}$$

显然这个电路不能产生直线性上升的电压，因为充电电流是按指数规律减小的。因此锯齿电压的工作部分就不能和时间成直线关系。

现在对图 9-6 的线路图来求它的非线性系数 β

$$\frac{du}{dt} = \frac{E'_a}{\tau_1} e^{-\frac{t}{\tau_1}}$$

其中 $E'_a = E_a - u_{a \min}$ 代入 9-2 式得

$$\beta = 1 - e^{-\frac{T_1}{\tau_1}}$$

如 $\tau_1 \gg T_1$, 則有

$$\beta \approx \frac{T_1}{\tau_1} = \frac{T_1}{R_a C}.$$

所以在 $\tau_1 \gg T_1$ 时根据 (9-4) 式可得

$$\frac{T_1}{\tau_1} = \frac{u_m}{E'_a}.$$

通常 $u_{amin} \ll E_a$ 即 $E \approx E'_a$ 故有

$$\frac{T_1}{\tau_1} \approx \frac{u_m}{E_a}. \quad (9-5)$$

对任何产生锯齿电压的电路来说, 电源电压利用系数:

$$\xi = \frac{u_m}{E_a} \quad (9-6)$$

是一个重要参数, 它表示产生一定幅度的锯齿电压所必须电源电压。但是在我們所研究的简单电路中, 非线性系数 β 和电源电压利用系数 ξ 彼此相等。这是一个不利的事实。二者是矛盾的。简单电路不能解决这一矛盾, 因为若要 β 小, 工作部分只能是指数曲线的开始一小段, 这样 ξ 就很小了, 若要 ξ 大, 则工作部分是指数曲线的一大段, 这又使 β 变大。

引起非线性的原因: 是由于给电容器充电电流不为常数, 因而使电容器上电压 u_c 增长速度逐渐降低。解决上述电源电压利用系数及非线性系数的矛盾, 有以下几种方法:

(1) 使充电网络具有较大的交流阻抗, 而其直流电阻却不大。这样就可以保持充电电流近似为一常数, 而仍得到较大的电源电压利用系数。

(2) 利用正反馈电路, 使充电电源的电压跟着电容器的端电压 u 的增加而增加, 以维持电阻两端电压 u_{AB} 不变, 使充电电流近似为一常数, 如图 (9-8) 所示。

(3) 利用负反馈电路, 使电容器下端 (C端) 的电位随着电容器端电压 u 的增加而降低, 以保持 u_{AB} 不变, 使充电电流维持一常数。

在以下各节中, 将分别讨论实现这三种方法的具体电路。

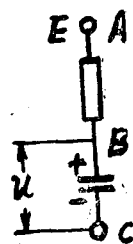


图 9-8

§ 3 应用高交流阻抗的电路

(1) 电容 C 通过 RL 电路充电

要获得直线性较好的输出电压, 则可采用电感 L 与电阻 R_a 串联的线路 (图 9-9)。

当电子管截止时, 电容器的电流由下式决定:

$$L \frac{di}{dt} + R_a \cdot i + \frac{1}{C} \int i dt = E'_a.$$

其起始条件为 $t=0$ 时 (即电子管截止瞬间)

$$i = \frac{E'_a}{R_a}; \quad u=0.$$

将上式求其解答，得电压 u 在三种不同情况下按三种不同规律的变化。

$Q = \frac{1}{R_a} \sqrt{\frac{L}{C}} < \frac{1}{2}$ 时为过阻尼状态， $Q = \frac{1}{2}$ 时为临界阻尼状况， $Q > \frac{1}{2}$ 为欠阻尼状态。

其表示于图 (9-10)。由图可知： Q 值愈大，电压 u 的直线性愈好，电源电压的利用系数 β 愈大，而且可以大于 1。这是此电路独有的优点。

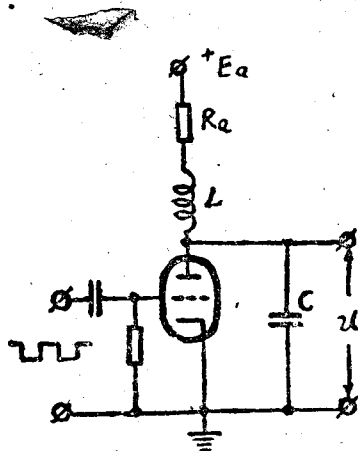


图 9-9

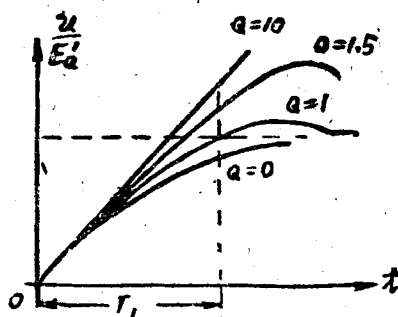


图 9-10

现详细的讨论在欠阻尼状态时，非直线性系数的问题。

欠阻尼状态时，电压 u 的变化规律为：

$$u = \frac{E'_a}{R_a \omega_1 C} e^{-\alpha t} \sin(\omega_1 t - \varphi) + E'_a,$$

$$\alpha = \frac{R_a}{2L}; \quad \omega_1 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \alpha^2}; \quad \varphi = \operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega_1 R_a C}{1 - \alpha R_a C};$$

$$\beta = \frac{\left. \frac{du}{dt} \right|_{t=0} - \left. \frac{du}{dt} \right|_{t=T_1}}{\left. \frac{du}{dt} \right|_{t=0}} = \frac{\left. \frac{i}{C} \right|_{t=0} - \left. \frac{i}{C} \right|_{t=T_1}}{\left. \frac{i}{C} \right|_{t=0}},$$

$$= \frac{i|_{t=0} - i|_{t=T_1}}{i|_{t=0}}.$$

电容器的充电电流为

$$i = C \frac{du}{dt} = \frac{C}{R_a} \frac{E'_a}{\omega_1 C} \left[e^{-\alpha t} \omega_1 \cos(\omega_1 t - \varphi) - \alpha e^{-\alpha t} \sin(\omega_1 t - \varphi) \right]. \quad (9-7)$$

把电流 i 化为麦克劳林级数，得

$$i(t) = i(0) + i'(0)t + \frac{i''(0)}{2!} t^2 + \dots. \quad (9-8)$$

現在

$$i(0) = \frac{E'_a}{R_a}; \quad i'(0) = 0; \quad i''(0) = -\frac{E'_a}{R_a LC}$$

故

$$i(T_1) = \frac{E'_a}{R_a} - \frac{E'_a}{2R_a LC} T_1^2 + \dots$$

將 $i(0)$ 及 $i(T_1)$ 代入 (9-13) 式得

$$\beta \cong T_1^2 / 2LC. \quad (9-9)$$

因此可看出二个問題

(i) 在 T_1 一定时, 由于 L 的加入使 β 从 $\beta_1 = \frac{T_1}{RC}$ 减小到 $\beta_2 = \frac{T_1^2}{2LC}$ 即减小了。

$$\frac{\beta_1}{\beta_2} = \frac{2L}{RCT_1} = \frac{1}{\alpha T_1} \text{ 倍,}$$

其中 $\alpha = \frac{R_a}{2L}$ 为电感线圈的阻尼因子。

同时幅度从

$$u_{m1} = E'_a(1 - e^{-\frac{T_1}{\tau_1}}) \cong E'_a \left(\frac{T_1}{\tau_1} - \frac{T_1^2}{2\tau_1^2} \right),$$

加大到

$$u_{m2} \cong \left. \frac{du}{dt} \right|_{t=0} T_1 = \frac{E'_a}{R_a C} T_1 = E'_a \frac{T_1}{\tau_1}.$$

(ii) 从 $\beta \cong T_1^2 / 2LC$ 可知, LC 愈大, 锯齿电压工作段的直线性愈好。工作期愈短, β 亦愈小。

本电路的缺点是锯齿电压的恢复期太长。因为在电子管从新导电时, C 通过电子管放电, $\tau \cong R_i C$; L 通过电子管建立电流, 时间常数, $\tau \cong L/R_a$, 在 L 较大时, τ 亦较大。如可供恢复的时间 T_2 较短时, 在电子管再次截止前, 线圈中的电流来不及达到最终值 $\frac{E'_a}{R_a}$, 因此, T_2 的少许变动都会使电容器的充电电流的初值发生变化, 并会导致工作段上升速度不稳定。这种不稳定是不能容许的。故这种方法的应用范围受到很大限制。

〔2〕电容 C 通过五极管充电

欲使直线性好须稳定电容 C 的充电或放电电流。五极管的伏安特性曲线在 u_a 高于某一值时, 几乎为一水平线 (图 9-11 的 AB 段) 故五极管可用来稳定电流。当 $u_a > u'_a$ 时, AB 段可表示为等效电路 (图 9-12)。

$$i_a = \frac{E_s + u_a}{R_s}, \quad (9-10)$$

E_s = 等效电动势 R_s = 等效电阻。

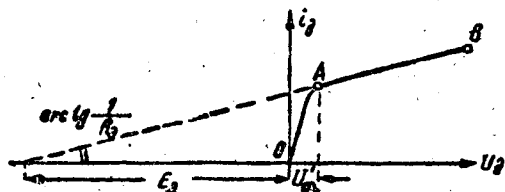


图 9-11

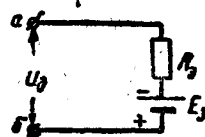


图 9-12

电容 C 通过五极管充电时, 等效电路如图 (9-13 δ), ($u < E_a - u_a$ 时)。
利用五极管放电时, 等效电路如图 9-13(e)。

电容充电时

$$u(t) = (E_a + E_s)(1 - e^{-\frac{t}{R_s C}}), \quad (9-11)$$

放电时

$$u(t) = U_0 - (U_0 + E_s)(1 - e^{-\frac{t}{R_s C}}), \quad (9-12)$$

u_0 = 电容 C 在放电前的电压。

如果电压 u 的变化幅度等于 u_m , 则其非线性系数

$$\beta_1 = \frac{U_m}{(E_a + E_s)}, \quad (\text{充电时})$$

$$\beta_2 = \frac{U_m}{(E_s + U_0)}, \quad (\text{放电时})$$

在实际电路中

$$E_a \ll E_s, \quad U_0 \ll E_s,$$

$$\beta_1 = \beta_2 \cong U_m / E_s.$$

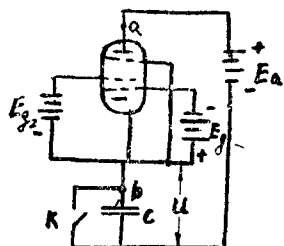
(9-13)

同时, U_m 为电压变化幅度, 其不能超过

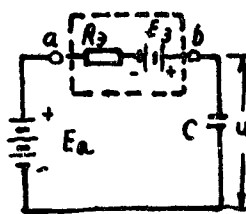
$$E_a - u'_a \text{ 或 } U_0 - u'_a$$

即

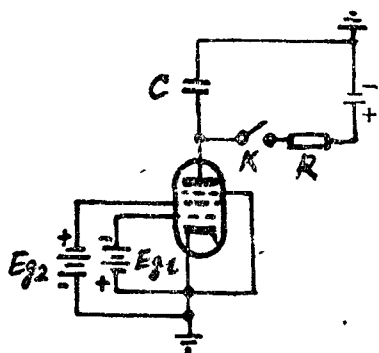
$$U_{m \max} = E_a - u'_a \text{ 或 } U_{m \max} = U_0 - u'_a,$$



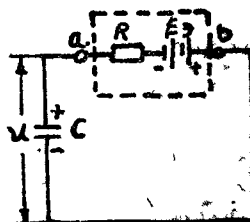
(a)



(b)



(c)



(d)

图 9-13

$$\text{則} \quad \xi_{\max} = \frac{U_{\max}}{E_a} = 1 - \frac{u'_a}{E_a}, \quad \text{或} \quad \xi_{\max} = 1 - \frac{u'_a}{U_0}. \quad (9-14)$$

五极管的等效电势 E ，约为若干千伏， u'_a 约为 30 到 60 伏， E_a 为 200 到 400 伏，则 β 为 5—10%， ξ 为 0.7 到 0.9。

〔3〕电容 C 通过具有反馈的五极管充电。

5—10% 的非线性系数在精密的设备里，是不能允许的。进一步减小非线性系数的方法是在五极管的阳极电路里加入反馈电路，如图 9-14，其中起反馈作用的是电阻 R 。为了要在大的反馈电阻下保持较大电流，则串接电动势 E 。这个二端电路电流 i_a 既决定于电子管的特性曲线，又决定于外电路的 R 和 E ，表示如图 (9-15)。

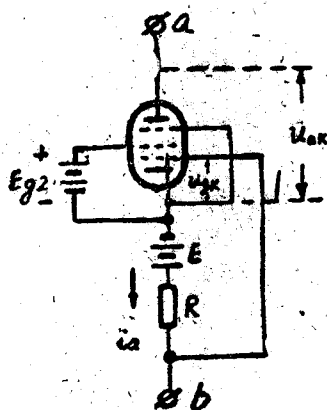


图 9-14

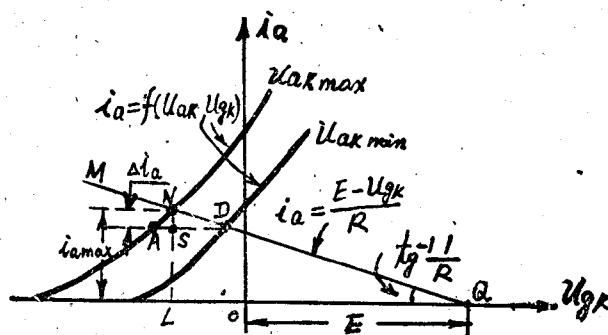


图 9-15

$$i_a = f(u_{ak}, u_{gk}), \quad (9-15)$$

$$i_a = \frac{E - u_{gk}}{R}. \quad (9-16)$$

其中 u_{ak} 为板阴之间电压， u_{gk} 为栅阴之间电压。

在电容器通过图 9-14 上二端电路充电（或放电）时，随着电容器电压的升高（或降低）这二端电路的端电压 u_{ab} 降低了。

$$u_{ab} = u_{ak} - u_{gk}, \quad \text{而} \quad u_{gk} \ll u_{ak},$$

所以近似为

$$u_{ab} = u_{ak}.$$

令电容器充电或放电之始 $u_{ak} = u_{ak \max}$ ，电容器充电或放电之末 $u_{ak} = u_{ak \min}$ 。与之对应 i_a 为 NL 与 SL ，二者之差为 $NS = \Delta i_a = i_{a \max} - i_{a \min}$ 按 (9-13) 式， β 表示为

$$\beta = \frac{i_{a \max} - i_{a \min}}{i_{a \max}} = \frac{\Delta i_a}{i_{a \max}} = \frac{NS}{NL}, \quad (9-17)$$

其中

$$i_{a \max} = \frac{E + |u_{gk}|_{\max}}{R}; \quad \Delta i_a = \frac{|\Delta u_{gk}|}{R},$$

通常 E 为几百伏， u_{gk} 为几伏。

故

$$i_{a \max} \cong \frac{E}{R} \quad \text{且} \quad \Delta u_{gk} \cong \frac{\Delta u_{ak}}{\mu},$$

所以

$$U_m = \Delta u_{ak} = u_{ak \max} - u_{ak \min},$$

$$\beta \approx \frac{U_m}{\mu E} \quad (9-18)$$

假设 $\mu = 5000$, $E = 200$ 伏, 锯齿电压的幅度 $U_m = 200$ 伏, 则 $\beta = 0.02\%$ 。

显然加入电阻 R 和电动势 E 后, β 大大减小, 这也可从图上得到证明。

图 9-16 上, 说明了三种情况, 其一是没有 R 和 E , 其二是只有 R 没有 E , 其三是有 R 又有 E 。为了要在同样条件下进行比较, 令三种情况的 $i_{a \max}$ 相等 (NL)。无 R 及 E 时, 令 $u_{gk} = -E_g$ 其 $i_{a \max} = NL$, $i_{a \min} = D_1 L$, $\Delta i_a = \Delta i_{a1}$ (图 9-16)。有 R 无 E 时, 令 $R = R'$, $\frac{1}{R'} = NL/DL$, $\Delta i_a = \Delta i_{a2}$ 。有 R 及 E 时, 令 $R = R''$, $\frac{1}{R''} = NL/QL$, $\Delta i_a = \Delta i_{a3}$ 。因 $\Delta i_{a3} < \Delta i_{a2} < \Delta i_{a1}$, 所以加入 R 可使 β 减小; 加入 R 及 E 时 β 更为减小。从图可知, 减小 Δi_a 就是减小负载线 QN 的斜率。若 $i_{a \max}$ 一定, 则改变斜率时, 须同时改变 R 及 E 。若不能加大 E , 则在加大 R 的同时必然减小 $i_{a \max}$, 这样, 五极管的 μ 将因 $i_{a \max}$ 的减小而变小。因此 R 的加大, μ 的减小加大了 β , R 的加大, 加大了外电路对五极管的影响, 结果也是使 β 加大。外电路通常为一并联电阻 R_w , 如图 9-17。

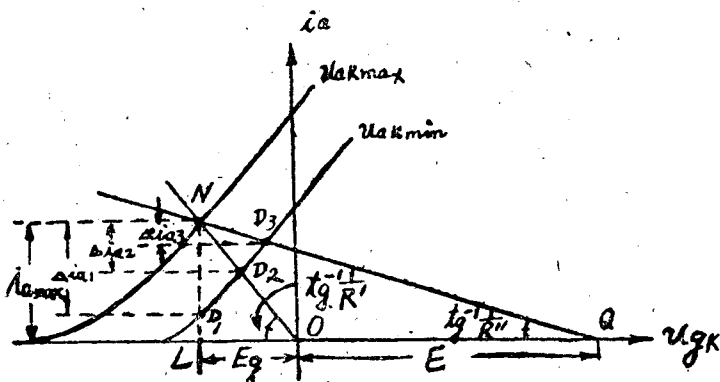


图 9-16

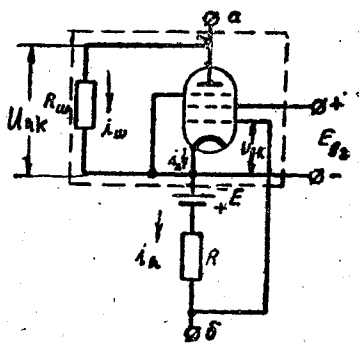


图 9-17

当 u_{gk} 变化 Δu_{gk} 时, 如果 u_{ak} 变化了 Δu_{ak} , 则板流

$$\Delta i_a = S \Delta u_{gk} + \frac{u_{ak}}{R_i},$$

$$\Delta i_w = \Delta u_{ak} / R_w.$$

如果把 R_w 和五极管的并联组合看成一个虚构的五极管 (图中虚线方框所示) 则在 u_{gk} 变化 Δu_{gk} 时, 虚构五极管的板流 i'_a 变化了

$$\Delta i'_a = \Delta i_a + \Delta i_w = S \Delta u_{gk} + \Delta u_{ak} \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_w} \right) \quad (9-19)$$

虚构五极管的放大因数 μ' 等于 i'_a 不变时的 Δu_{ak} 与 Δu_{gk} 之比。令 (9-19) 式中 $\Delta i'_a = 0$, 得

$$\mu' = - \frac{\Delta u_{ak}}{\Delta u_{gk}} \bigg|_{i'_a = \text{const}} = \frac{S R_i R_w}{R_i + R_w} = \mu \frac{R_w}{R_i + R_w}. \quad (9-20)$$

在(9-20)式中指出, $R_{u'}$ 的存在, 无异于把五极管的放大因数减小; 且 $R_{u'}$ 愈小, μ' 愈小; 内阻 R_i 愈大, μ' 减小得愈多。

〔4〕五极管稳流电路

这种电路如图9-18所示。该图工作原理与9-6相同。不同之处在于 R_g 用了两端电路 ab 来代替。在本电路中, ab 两端可以稳流, 这已为前面所讨论过。在这里屏栅电压就用 E 充任。 R_g 接到 E_a 可以降低三极管 J_2 的最低板压, 从而加大锯齿电压的幅度 u_m 。

输出电压应从五极管的阴极取出, 而不能直接从 C 上取出。

若从电容 C 取出, 则直线性将被破坏, 这可从图9-19a 看出。

图中 ρ 为负载, 通过两端电路 ab 的电流, 假设可认为绝对稳定, 且等于 I 。

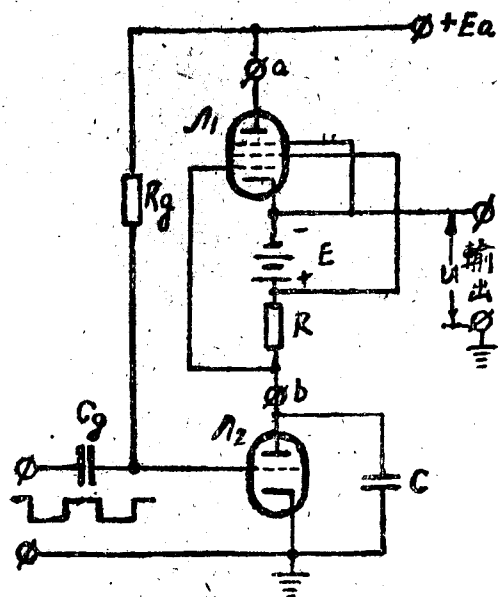


图 9-18

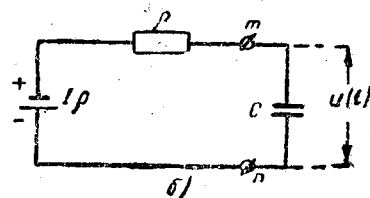
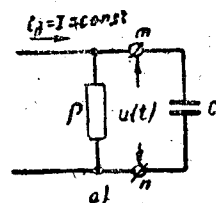


图 9-19

应用戴维宁定律, 将图9-19a 改为图9-19b, 由图知

$$\beta = T_1 / \rho C. \quad (9-21)$$

若 β 的容许值为 10^{-3} , $T_1 = 200 \mu s$, $C = 200 Pf$ 则知 ρ 不能小于 1000 兆欧。如此之大的负载电阻实际上不可能得到, 因此 β 不可能超过许可大小。

若从五极管的阴极取出电压 (图9-18), 则负载对 β 的影响, 可仿照图 (9-17) 作分析。

ρ 接在 J_1 的阴极与地之间。对交流来说如与 J_1 并联,

$$\therefore \mu' = \mu \frac{\rho}{\rho + R_i}; \text{ 当 } \rho \gg R_i, \mu' \cong \mu, \text{ 这说明 } \rho \text{ 的接入对 } \beta \text{ 无太大影响。}$$

应该指出, 此时 u_{max} 与电容 C 上的电压差了一个 u_{gk} , u_{gk} 在工作期内当然不是直线性的。但它的变化比 u_m 小了 μ 倍, 所以它对 β 的影响可忽略。上述电路的缺点是屏栅极需要一独立电源 E , 且 E 二头都不接他。为了防止整流器的寄生电容和漏电阻对五极管的旁路作用, 须对它提出特殊要求。

§ 4 自 举 电 路

〔1〕自举电路方框图

我們首先用方框图对电路进行分析,并求出此电路的非线性系数。

当开关 K 断开时,电容 C 开始充电,电压 u_c 增加, u_c 经过放大器后输出电压 $K_0 u_c$,通过电池 E 加到充电电阻 R 上,当放大系数 K_0 为1时,则充电电阻两端电位增加的速率相同,故能保持充电电流恒定。

如放大器输入电阻为无穷大,输出电阻等于零,则用图 9-20 可按克希荷夫定律写出以下方程式,

$$E + K_0 u_c = u_c + iR. \quad (9-22)$$

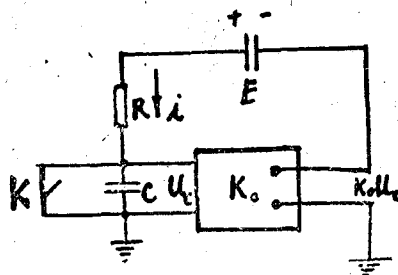


图 9-20

用 $i = C \frac{du_c}{dt}$ 代入,则 (9-22) 可写出微分方程

$$\frac{CR}{1-K_0} \frac{du_c}{dt} + u_c = \frac{E}{1-K_0}. \quad (9-23)$$

求解得:

$$u_c = \frac{E}{1-K_0} \left[1 - e^{-\frac{t}{CR}(1-K_0)} \right]. \quad (9-24)$$

当

$$\frac{t}{CR}(1-K_0) \ll 1,$$

则

$$u_c \approx \frac{E}{CR} t \left[1 - \frac{1}{2} \frac{t}{CR} (1-K_0) \right]. \quad (9-25)$$

可见引入了正反馈,相应于充电电路时间常数加大了 $\frac{1}{1-K_0}$ 倍

即

$$\tau = CR/(1-K_0),$$

由前可知,对于指数型变化电压

$$\beta = \frac{T_1}{\tau}.$$

因而对自举电路的非线性系数为

$$\beta = \frac{T_1}{CR} (1-K_0). \quad (9-26)$$

与简单 RC 锯齿电压发生器相比, β 减小了 $\frac{1}{1-K_0}$ 倍。当 $K_0 \approx 1$ 时,可得到高线性度的锯齿电压。

当

$$K_0 = 1 \quad \beta = 0 \quad u_c = \frac{E}{CR} t \quad (9-27)$$

〔2〕用二极管耦合的自举电路

具体实现以上方案的电路如图 9-21 所示。这里 J_1 作开关用, J_2 为一阴极输出器, 设 $K_0=1$ 。电池 E 用一个大电容 C' 所代替, 电容 C' 很大, 在工作过程中, 其电压几乎保持不变。

J_1 导电时 (即负开关信号来到之前), J_2 也导电, $u_c = u_{a \min}$, $u_{gk2} = u_{a1 \min} - u_{k20}$, $u_{k20} = i_{20} R_k$ 。 (i_{20} 可用试探法从电子管特性曲线找出)

此时 C' 充电到稳定值 E , $E = E_a - u_{k20} = E_a - i_{20} R_k$ 。负开关信号来时, J_1 截止, 电容 C 通过 R_a 充电, 其电压逐渐升高, 同时, u_{gk2} 也在升高, 经过 C' 耦合又使二极管的阴极电压增加, 因 $K_0=1$, 且 C' 上电压几乎不变, 所以 R_a 的端电压几乎不变。此时非线性系数等于零, 而实际上 $K_0 \approx 1$, C' 的电压并不能绝对不变, 所以电容 C' 的充电电流也不可能完全稳定, 故 $\beta \approx 0$ 。

当 J_2 的阴极电位上升时, R_a 的上端电压高于 E_a , 若不用隔离二极管 J_3 , 则它会向 E_a 放电。故在电路用二极管 J_3 作隔离元件。

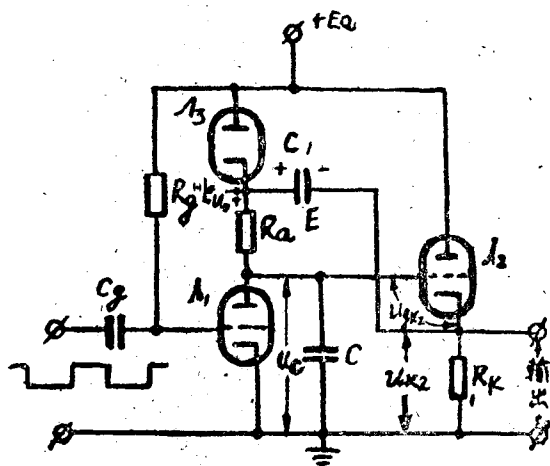


图 9-21

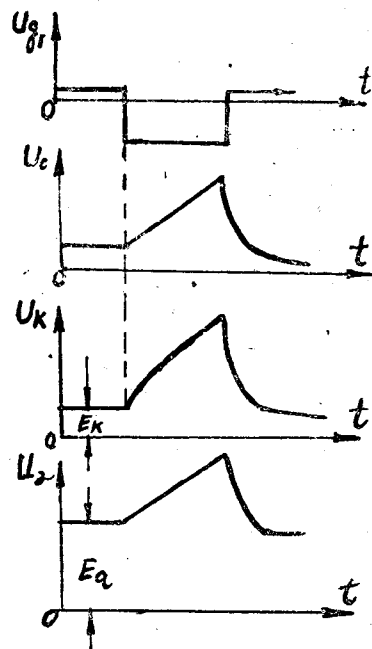


图 9-22

在负开关信号过去后, J_1 又重新导电。 C 向 J_1 放电, u_c 及 u_{k2} 随之下降, 此时 J_2 又导电, 因此使得电流经 R_a 而到 J_1 。另一方面对 C' 充电, 以补偿在扫描过程中所逸出的电荷。其波形如图 (9-22)。

输出取之于 R_k 上的两端电压而不取之于跨电容 C 的两端电压 u_c , 因为前者的内阻小 (为 $1/S$), 故负载电阻对电路影响不大。

在以上的讨论中, 没有考虑二极管导电时内阻的影响, 认为当开关信号到达时, 二极管的电位随着增加, 使阴极电位高于它的阳极。因而二极管不导电, 事实上, 因二极管导电时有一定的不大的电阻 R_d , 故跨管的两极也有一定的电压降。

$$IR_0 = \frac{E_a}{R_a + R_0} R_0 \approx \frac{E_a}{R_a} R_0.$$

这样，要在二极管阴极电位上升， IR_0 数值后，它才被截止。而在未截止前相当于有 R_0 与 R_k 并联，而使起始部份的扫描速度大大降低，变坏了直线性。

如果电容 C' 的电压不能认为是不变的，则可以证明非线性系数为：

$$\beta = \frac{T_1}{CR} \left(1 - K_0 + \frac{C}{C'} \right).$$

〔3〕用电阻作耦合的自举电路

前面所述，用二极管作隔离元件时，会变坏直线性。这情形在快速扫描时更为严重。为解决这问题，可用电阻 R_0 来代替二极管，如图 (9-23) 这种电路的工作原理与用二极管作隔离元件基本上一致，所不同的在于扫描期中 R_0 的隔离作用没有二极管完全。和在休止期中电容 C' 由电源经 R_0 充电没有像经过二极管一样容易恢复到稳定状态。分析这电路时，首先要考虑到 C' 的充电和放电情况。假定 J_1 导电时近似于短路，于是 C 放电时， C 上的电压迅速回到零，在充电时， C 上的电压按理想直线关系上升 $u = \frac{U_m}{T_1} t$ ，因在休止期中 J_1 的导

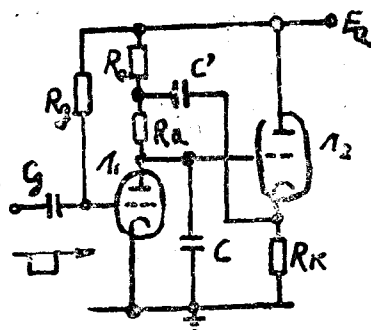


图 9-23

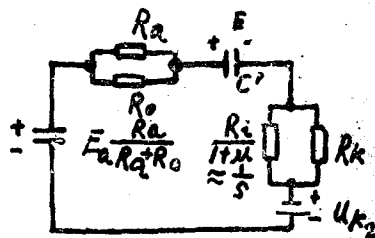


图 9-24

电近乎短路。得到 C' 充电电路如图 (9-24) 其充电电流

$$i = I_1 e^{-\frac{t}{R_0 C'}}, \quad (9-28)$$

其中 I_1 = 休止期起点的充电电流。

$$R_0 = \frac{R_0 R_a}{R_0 + R_a} + \frac{R_k R_i / (1 + \mu)}{R_k + \frac{R_i}{1 + \mu}} \approx \frac{R_0 R_a}{R_0 + R_a}.$$

休止期终止时 $I_2 = I_1 e^{-\frac{T_2}{R_0 C'}}$ 。

而当负开关信号到达后 J_1 截止，电容 C 充电，电压 u 上升。但流经 R_0 的电流在扫描过程中保持不变，而流经 R_0 的电流则随着锯齿形电压波的上升而减小。减小的数值 $i' = \frac{U_m}{R_0} \frac{t}{T_1}$ ，它由电容 C' 来供给。因 C' 在休止期终点时的充电电流为 I_2 。所以 C' 的充电电流为