

原书

缺页

脉冲技术上册勘误表

頁行數	原 文	应 改 正 为
6—正14	$f(n) = \int_{c+j\infty}^{c+j\pi} \varphi(q) e^{qn} dq。$	$f(n) = \int_{c-j\pi}^{c+j\pi} \varphi(q) e^{qn} dq。$
7—倒2	$i_a = \frac{\mu U_g}{R_i} + \frac{U_a}{R_i} + \frac{e_0'}{R_i} =$	$i_a = \frac{\mu U_g}{R_i} + \frac{U_a}{R_i} + \frac{ e_0' }{R_i} =$
7—倒1	$I_0 = \frac{e_0'}{R_i}。$	$I_0 = \frac{ e_0' }{R_i}。$
11—倒4	$C_n = () = \frac{A\tau_H}{T_H} \frac{\sin n \frac{\pi}{T_H} \tau_H}{\frac{\pi}{n T_H} \tau_H},$	$C_n = () = \frac{A\tau_H}{T_H} \frac{\sin n \frac{\pi}{T_H} \tau_H}{n \frac{\pi}{T_H} \tau_H},$
11—倒3	$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} A e^{-j\omega t} d\omega = \dots\dots$	$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt = \dots\dots$
17—倒11	……上限限幅电平决定于 E_2 ，上限限幅……	……下限限幅电平决定于 E_1 ，下限限幅……
18—正2	(图2-3 B 中) $E_1 = E_2$	$E_1 > E_2$
19—倒6	(图2-5 ∂ ， e 有誤)	
20—正2	$u(p) = \frac{e(p) \left(pc_{a\kappa} + \frac{1}{Ri_{\partial}} \right)}{p(c_0 + c_{a\kappa}) + \frac{Ri_{\partial} \cdot R}{Ri_{\partial} + R}}$	$u(p) = \frac{e(p) \left(pc_{a\kappa} + \frac{1}{Ri_{\partial}} \right) - c_{a\kappa} e(0)}{p(c_0 + c_{a\kappa}) + \frac{Ri_{\partial} + R}{Ri_{\partial} \cdot R}},$
20—正3	对于……; $U_0 = \frac{E'' c_{a\kappa}}{c_{a\kappa} + c_0},$	对于……; $U_0 = 0。$
20—正7	……, $u_0 = \frac{-E' \cdot c_{a\kappa}}{c_{a\kappa} + c_0},$	……, $u_0 = \frac{E' R}{R + Ri_{\partial}}。$
23—正3	(图 2-10 有誤)	
25—倒6	……可得其输出电压的微分方程式。	可得到 R_a 两端的电压，微分方程式。
25—倒4	解得出输出电压 $u(t)$	解得输出电压 $u_a(t) = E_a - u(t)$
25—倒3	$u(t) = E_a - R_{oe} [\dots\dots$	$u_a(t) = E_a - R_{oe} [\dots\dots$
26—正10	$u(t) = \left(E_a \frac{R'_o e}{R_a} \dots\dots \right.$	$u_a(t) = \left(E_a \frac{R'_o e}{R_a} \dots\dots \right.$
42—正8	$K_{\partial}(p) = \dots\dots = K_0 P$	$K_{\partial}(p) = \dots\dots = K_0 p$

頁 行 数	原 文	应 改 正 为
42—正9	$K_H(p) = \dots = \frac{1}{p} K_0$	$K_H(p) = \dots = \frac{1}{p} K_0$
43—正2	$K_\theta(p) = \frac{p\tau}{1+p\tau}$	$K_\theta(p) = \frac{p\tau}{1+p\tau}$
45—正4	……只能实现进似的微分。	……只能实现近似的微分。
46—正1	因而 $\sqrt{1 - \frac{c_H R_H}{\tau} \frac{1}{\left(1 + \frac{R_H}{R} + \frac{c_H}{c}\right)^2}}$ =.....	因而 $\sqrt{1 - \frac{c_H R_H}{\tau} \frac{4}{\left(1 + \frac{R_H}{R} + \frac{c_H}{c}\right)^2}}$ =.....
46—倒12	由此式和图可看出	由输出电压的原始表示式可看出
47—倒6	$e(t) = \begin{cases} E & t > 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$	$e(t) = \begin{cases} E & t > 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$
47—倒3	$U(p) = E(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$	$U(t) = E(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$
50—正5	$U(t) = -K_0 E e^{-\frac{t}{1+K_0\tau}} = \dots$	$U(t) = -K_0 E e^{-\left(\frac{t}{1+K_0}\right)} = \dots$
51—正11	$e(p) = i(p) \left[R_H + \frac{1}{pc} \right]$ $+ U(p) + i_R(p)$	$e(p) = i(p) \left[R_H + \frac{1}{pc} \right] + U(p)$ $+ i_R(p) \cdot R$
52—正7	$\tau_1 \approx \frac{1 + (K_0 + 1) \frac{R_H}{R} + \frac{c_H}{c}}{K_0 + 1}$	$\tau_1 \approx \frac{1 + (K_0 + 1) \frac{R_H}{R} + \frac{c_H}{c}}{K_0 + 1} \tau$
57—正13	$b = \frac{R}{C};$	$b = \frac{R}{L};$
57—正15	$\alpha = \frac{1}{2L} \left(R + \frac{p}{r} \right);$	$\alpha = \frac{1}{2L} \left(R + \frac{p^2}{r} \right);$
57—正16	$\omega_0 = \beta = \frac{1}{\sqrt{LC}};$	$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \approx \beta;$
57—倒7	$U(t) = \dots$ $= \frac{I}{c} \left\{ \frac{b}{p_1 p_2} + e^{-at} \left[\frac{p_1 + b}{2p_1(p_1 + 2)} e^{j\omega_1 t} \right. \right.$ $\left. \left. + \frac{p_2 + b}{2p_2(p_2 + 2)} e^{-j\omega_1 t} \right] \right\}$	$U(t) = \dots$ $= \frac{I}{c} \left\{ \frac{b}{p_1 p_2} + e^{-at} \left[\frac{p_1 + b}{2p_1(p_1 + \alpha)} e^{j\omega_1 t} \right. \right.$ $\left. \left. + \frac{p_2 + b}{2p_2(p_2 + \alpha)} e^{-j\omega_1 t} \right] \right\},$

頁 行 数	原 文	应 改 正 为
57—倒5	$U(t) = IR + \frac{I}{2j\omega_1 c} e^{-\alpha t}$ $\left[2j\omega_1 b \frac{1}{\omega_1^2 - \alpha^2} \cos \omega_1 t \right. \\ \left. - 2j \left(\omega_1^2 + \alpha^2 + 2b \frac{1}{\omega_1^2 - \alpha^2} \sin \omega_1 t \right) \right]$	$U(t) = IR + \frac{I}{j\omega_1 c} e^{-\alpha t}$ $\left[-2j\omega_1 b \frac{1}{\omega_1^2 + \alpha^2} \cos \omega_1 t \right. \\ \left. + 2j(\omega_1^2 + \alpha^2 - \alpha b) \frac{1}{\omega_1^2 + \alpha^2} \sin \omega_1 t \right]$
57—倒1	$\tan \psi = \frac{-\omega_1 b}{\omega_1^2 + \alpha^2 + \alpha b} = \frac{\omega_1 R c}{1 - \alpha R c}$	$\tan \psi = \frac{-\omega_1 b}{\omega_1^2 + \alpha^2 - \alpha b} = \frac{-\omega_1 R c}{1 - \alpha R c}$
59—倒15	……換数	……模数
68—倒7	$T_0 + \Delta T = T_0 \sqrt{1 + \frac{\Delta c}{2c}} = \dots\dots$	$T_0 + \Delta T = T_0 \sqrt{1 + \frac{\Delta c}{c}} = \dots\dots$
71—正2	……落到 $0.27U_{m0}$ ……	……落到 $0.27I_r = 0.37u_m$
71—正11	根据……，……等于	可以証明对于帶放大器的电容微分电路 (图4-23) 通过适当选择参量，最大可能的 脉冲幅度等于
73—正3	……，利用傳輸綫的弛張振蕩器……	……，利用傳輸綫的張弛振蕩器……
74—倒9	上升的幅度等于 $(1+\Gamma)\Gamma^{n-2}$	上升的幅度等于 $(1+\Gamma)\Gamma^{n-2} \frac{WE}{R+W}$
75—倒6	$\alpha l = \frac{\omega l}{\frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}} = \dots\dots$	$\alpha l = \frac{\omega l}{\frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}} = \dots\dots$
77	(图5-8中 $R < W$, $\Gamma < 0$ 均改为 $R > W$, $\Gamma > 0$; 而 $R > W$, $\Gamma > 0$ 均改为 $R < W$, $\Gamma < 0$)。	
80—倒5	……導納为 $Y_{n(p)}$:	……導納为 $Y_n(p)$:
80—倒4	$Y_{n(p)} = \frac{1}{L_n p^2 + \frac{1}{c_n p}} = \frac{\tilde{c}_n p}{L_n c_n p^2 + 1}$	$Y_n(p) = \frac{1}{L_n p + \frac{1}{c_n p}} = \frac{c_n p}{L_n c_n p^2 + 1}$
85—正5	$L_n = \frac{L_N}{4 \frac{\sin n \pi a}{n \pi a}};$ $c_n = \frac{4 c_N}{n^2 \pi^2} \frac{\sin n \pi a}{n \pi a}$	$L_n = \frac{L_N}{2 \frac{\sin n \pi a}{n \pi a}};$ $c_n = \frac{8 c_N}{n^2 \pi^2} \frac{\sin n \pi a}{n \pi a}.$
92—正9	$\tau_{pas p} = \tau_z + \Delta + \tau_{\varphi_1} + \tau_{\varphi_2} + \tau_{\text{Бoc}}$	$\tau_{pas p} = \tau_z + \Delta + \tau_{\varphi_2} + \tau_{\text{Бoc}}$
93—倒2	……籍位在……	……籍位在……

頁 行 数	原 文	应 改 正 为
94—正5	……可将它在……	……可将 R_{oe} 在……
94—倒6	……类似图 6-6 的……	……类似图 6-6 的……
94—倒1	R_{gk1} 表示栅极……	R_{gk1} 表示电子管 J_1 栅极……
97—正4	……轉換時間。	……延迟时间。
97—正13	加入电容 c 之目的,	加入电容 c_1 和 c_2 之目的,
98—正11	$H_1(p), H(p)$ 分为为……	$H_1(p), H(p)$ 分别为……
99—正10	$H_1(p) = \frac{1}{p^2 - \alpha}$	$H_1(p) = \frac{p}{p^2 - \alpha}$
101—正1	可以画出等效电路……	可以画出轉換以后的等效电路……
101—正13	……不大的电压。	……不大的电压尖峰。
102—正3	……則应使 I_0 大。	……則应使 I_0 大, I_0 称为电子管的短 路电流。
102—倒11	$\tau_{pazp} = \tau_z + \Delta + \tau_{\phi 1} + \tau_{\phi 2} + \tau_{Boc}$ $\approx \tau_{Boc}$	$\tau_{pazp} = \tau_z + \Delta + \tau_{\phi 2} + \tau_{Boc} \approx \tau_{Boc}$
注	(从图 6-14 到 6-20 中小注脚 1, 2 錯 誤較多, 請讀者注意)	
104—正5	……应滿足 $E < U_m < E_a - U_{amin}$	……应滿足 $E < U_m = E_a - U_{amin}$
105—正8	……来提高上升及下降边沿以及降低 恢复時間。	……来加快上升及下降边沿以及縮短恢 复時間。
107—正3	$K = \frac{\rho}{\rho + r} \dots$	$K = \frac{r}{\rho + r} \dots$
111—正6	……, 当 $Ri_z \leq r$ 时, ……	……, 当 $Ri_z \ll r$ 时, ……
122—正6	$T = \dots$	$T = rc \ln \frac{E_a - i_{20}R_k - u_{a1min}}{ E_{g02} }$ $= rc \ln \frac{i_1(R_1 + R_k) - i_{20}R_k}{ E_{g02} }$
122—正7	……, $i_{z0} E_{g02} $ 的……	…… $i_{z0} \cdot E_{g02} $ 的……
136—正3	$d_g = \dots$	$d_g = \dots$
143—	} (二頁中符号 α 均改为 δ)	
145—		
143—倒13	$U_2'(p) = U_1(p) \cdot k(p)$	$U_2'(p) = U_1(p) \cdot K(p)$
146—	(二頁中遇符号 $U_2()$ 及 ΔU_2 处均 改成 $U_2'()$ 及 $\Delta U_2'$)	
147		
146—倒5	参极入……	参量入……
147—正11	其中 $t' = t + \tau_H$,	其中 $t' = t - \tau_H$,

頁 行 数	原 文	应 改 正 为
148—倒6	如图 (8-22) ……	如图 (8-23) ……
153—倒13	……电路图 (8-24) 求得。	……电路图 (8-25) 求得。
154—正4	……由管子管开始……	……由电子管开始……
156—正10	……是存在栅流的状态。	……是栅流占优势的状态。
156—倒3	u_g 改为 u_{gkp} , $0.4 u_g$ 变到 $0.6 u_g$	改为 $0.4 u_g^*$ 变到 $0.6 u_g^*$
158—正7	……, $T_K = 2R_o' c_n'$	……, $T_K = 3R_s' c_n'$
158—正8	……, $T_K = 2L_m/R_s'$	……, $T_K = 3L_m/R_s'$
159—正9	……由电子管栅流决定的。	……由电子管栅流給 C 充电决定的
159—倒12	…… $U_g = E_{g0}$,	…… $U_g = - E_{g0} $,
159—倒10	$T_B = R_c \ln \frac{E_a + U_c}{E_a - E_{g0}} = \dots\dots$	$T_B = R_c \ln \frac{E_a + E_{g0} + \Delta U_c}{E_a + E_{g0} } = \dots\dots$
159—倒8	(倒 8 和倒 7 行对調)	
159—倒7	$Y = \frac{\Delta U_c}{ E_{g0} + E_0}$,	$Y = \frac{\Delta U_c}{ E_{g0} + E_a}$
160—倒6	, 通常按一解耦电路,	通常接一解耦电路。

目 录

第一章 緒 論	3
§ 1. 概述	3
§ 2. 脉冲設備的工作特点及其研究方法	5
§ 3. 电子管特性曲綫的綫性化	6
§ 4. 几种脉冲的頻譜	9
第二章 限幅器和定位器	16
§ 1. 概述	16
§ 2. 常用的限幅器	17
§ 3. 寄生电容对多栅管限幅器的影响	24
§ 4. 限幅器的輸入訊号电源內阻与隔流电容对限幅器工作状态的影响	26
§ 5. 定位器	27
第三章 微分电路与积分电路	42
§ 1. 概述	42
§ 2. 微分电路	43
§ 3. 积分电路	46
§ 4. 利用負反饋运算放大器提高微分和积分电路的精确度	49
第四章 用振蕩迴路形成脉冲	54
§ 1. 概述	54
§ 2. 振蕩迴路的基本綫路	55
§ 3. 振蕩迴路的微分方程式	57
§ 4. 用边缘持續時間有限的电流跃变激励迴路	58
§ 5. 电流边沿寬度影响的研究	61
§ 6. 校准标志的获得	65
§ 7. 尖頂脉冲的获得	69
第五章 利用傳輸綫形成脉冲	73
§ 1. 概述	73
§ 2. 脉冲形成網絡的特性	73
§ 3. 人工仿造的各种形成網絡	78

第六章 双稳态触发电路91

§ 1. 概述.....	91
§ 2. 板栅耦合双稳态触发电路工作过程的分析.....	93
§ 3. 静止阶段或等待阶段.....	93
§ 4. 触发及转换阶段.....	95
§ 5. 转换时间.....	97
§ 6. 过渡及恢复阶段, 上升及下降边沿	100
§ 7. 触发方式	103
§ 8. 自偏压板栅耦合双稳态触发电路	104
§ 9. 提高分辨率的方法	105
§ 10. 阴极耦合双稳态触发电路	106

第七章 电容性张弛振荡器109

§ 1. 概述	109
§ 2. 电阻耦合单稳态张弛振荡器	109
§ 3. 电阻耦合单稳态张弛振荡器的波形图	110
§ 4. 张弛振荡器中过程的持续期	112
§ 5. 双电容耦合的张弛振荡器	113
§ 6. 双电容耦合的多谐振荡器	116
§ 7. 阴极耦合的张弛振荡器	118
§ 8. 脉冲宽度的稳定度	120

第八章 间歇振荡器130

§ 1. 概述	130
§ 2. 脉冲变压器	131
§ 3. 间歇振荡器	148

原书

缺页

原书 缺页

第一章 緒 論

§ 1. 概 述

随着生产发展的需要,以及近年来无线电技术与无线电电子学本身的飞跃发展,要求制造出能形成预定形状脉冲的各种设备。因而促使脉冲技术迅速发展,它已逐步成为一门独立的技术学科。

脉冲技术已被广泛应用于:雷达、电视、遥测遥控、电子计算机、核子物理、以及工业生产自动化等技术部门。它的应用对这些技术部门的发展已经产生了巨大的影响。

正是由于生产的不断发展和技术的不断革命,日益要求控制工业生产过程的全盘自动化、提高电子计算机的运算速度、减小设备的体积重量和电能的消耗、以及增加多路通讯系统的容量等,所有这些都对脉冲技术提出了更高的要求,因而也促使脉冲技术这门学科向更新的领域和更高的水平发展。

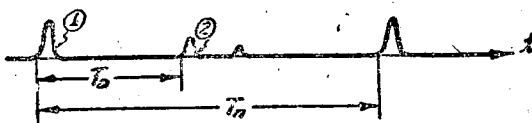
脉冲技术是研究产生、变换和控制各种形状脉冲信号的方法与设备的总和,其中包括研究脉冲设备里各单元和元件的设计与计算。

脉冲的定义:其一是当电压或电流脉冲的作用时间短到可以与电路的过度历程时间相比拟时,我们就称它为电压或电流脉冲。

仅有这一点还不够,因为高频振荡也是在极短时间内作快速变化的电压或电流,但我们称它为稳定振荡。故确定脉冲定义时还需要补充另一条件。即其二是脉冲的缓变段与跃变段之比大于一,这点对有些脉冲(三角形)并不是必要条件。

〔1〕脉冲在各技术部门中的应用

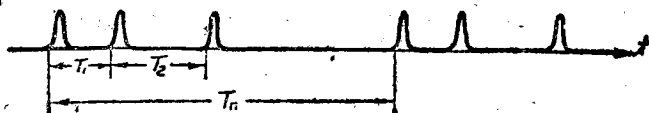
(a) 雷达中的脉冲



图中①为发射脉冲,②为回波脉冲, T_D 为重复周期, T_D 为用时间表示的目标距离。

被测目标的距离 $S = \frac{1}{2}CT_D$; C ——光速。

(b) 遥控遥测中用的脉冲

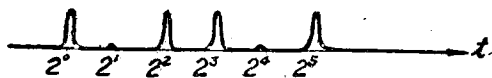


上图称为組脉冲，組內脉冲的个数及各脉冲的間隔都是可变的。利用这些参数的改变，可以实现不同的控制过程。

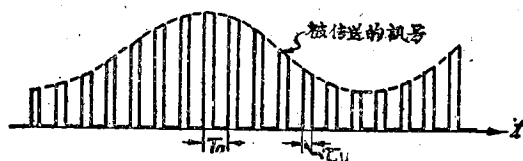
(e) 电子计算机中的脉冲

用此脉冲列可表示二进位的数字，有脉冲存在

在代表“1”，无脉冲时代表“0”。上图则表示二进位数字“101101”，相当于十进位数字“45”。



(f) 无线电通讯中的脉冲

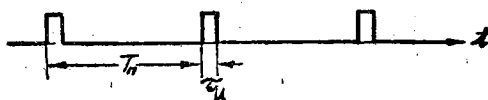


将脉冲信号用被傳送信号进行調制，然后再将被調制的脉冲信号去調制高频振蕩，再經天綫发射出去，这就是所謂二次調制。在接收机中先把視頻脉冲檢波出来，然后再由其中檢波出被傳送的訊号来。上图是脉冲被傳送訊号进行幅度調制的情形；也可以实行脉冲的調寬、調相等办法。目前还有实行編碼的脉冲通訊，这在要求保密通訊场合是十分重要的。

〔2〕脉冲波形的种类

(a) 視頻脉冲，其主要形式有以下几种：

i, 矩形脉冲



ii, 梯形脉冲



iii, 三角形脉冲



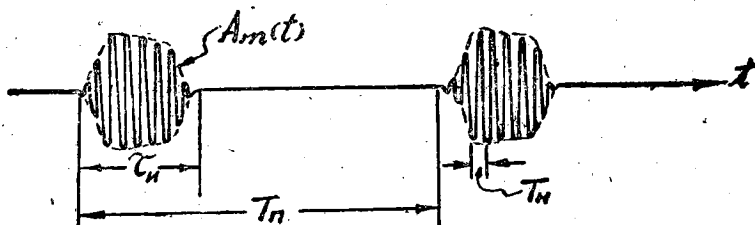
iv, 钟形脉冲



v, 指数形脉冲



(b) 射頻脉冲，它是用視頻脉冲調制高频振蕩的結果：



图中 $A_m(t)$ 为视频调制脉冲的振幅；一般要求 $\tau_N > 10T_H$ ，即一个视频脉冲内起码要容纳 10 个以上高频振荡。

〔3〕脉冲的参数

脉冲设备里形成的讯号一般具有较低的平均功率，低于接收放大管的耗散功率， $P \approx 10^{-2} \div 10^2$ 瓦。电流和电压的振幅也比较小， $I_m \approx 1 \div$ 数百毫安， $U_m \approx 1 \div$ 数百伏。脉冲讯号的宽度 τ_u 与重复周期 T_n 的变化范围却很大。

在工业生产的自动化设备中 $\tau_u \geq 1$ 秒。

雷达、遥控设备中 $\tau_u \approx 10^{-5} \div 10^{-8}$ 秒；

电子数字计算机中 $\tau_u \approx 10^{-4} \div 10^{-7}$ 秒；

核子物理技术中 $\tau_u \approx 10^{-9}$ 秒；

重复周期 T_n 的变化范围一般可从数 + 微秒到数万微秒。

除了脉冲宽度 τ_u 和重复周期 T_n 这两个参量外，对视频脉冲而言还有以下几个基本参量。见图 (1-1)。*1)

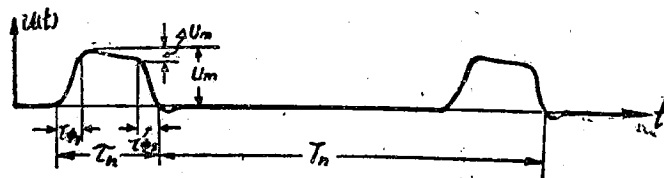


图 1-1

空度系数 $\theta = \frac{T_n}{\tau_u}$ 。其值可从 1 到数千之间变化。

脉冲平顶降落 ΔU_m 。常以其对振幅 U_m 比值的百分数来表示。

脉冲前沿上升时间 $\tau_{\phi 1}$ 和后沿下降时间 $\tau_{\phi 2}$ 。常以其对宽度 τ_u 的比值的百分数来表示。

§ 2. 脉冲设备的工作特点及其研究方法

形成各种形状的脉冲一般有两种方法：其一为线性法，即利用线性网络形成脉冲。当脉冲通过有电子管的线路时，为了减小在大信号运用时由电子管特性所引起的畸变，往往利用负反馈来减小信号的畸变。其二是非线性形成法，即利用电子管、晶体管等非线性元件本身特性的弯曲以形成脉冲。

脉冲设备的工作与一般工作在稳定状态下的设备有所不同。它是工作在过度历程情况下的，与此相应的分析方法也就不能用分析稳态电路所用的符号法。最常用的数学方法是列出并解出电路的常系数线性微分方程式。利用这种方法时，非线性元件的特性曲线要用分段线性化办法来表示。假设电路与输入信号都不是很复杂的话，则解微分方程可以用古典法，即以特解和通解之和表示其总的解答。

但在研究脉冲线路时，我们往往应用拉普拉斯的正变换和反变换。

$$L[f(t)] = \varphi(p) = \int_0^{\infty} f(t) \cdot e^{-pt} dt,$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \varphi(p) \cdot e^{pt} \cdot dp,$$

注 1) 本书主要讨论视频脉冲的问题，一般说来相应的射频脉冲参量仅多一个载频 ω 。

利用这种方法解微分方程常常是很方便的，它可以把微分和积分的运算化成简单的代数运算。

另一种解微分方程的方法是傅利叶变换法，它与拉普拉斯变换法有着内在的联系。一般说来，对一函数进行傅氏变换时，对这函数的限止条件比较多；而对同一函数进行拉氏变换时，对此函数的限止较少。因此应用拉氏变换比傅氏变换更为优越，拉氏变换的应用范围也就要比傅氏变换广泛得多。所以，本书在以下章节中也主要的利用拉氏变换来解决問題。

但傅氏变换除用于求解微分方程外，在脉冲技术里还有其特殊的物理意义。即傅氏变换与讯号频谱的概念有着非常密切的关系。

在脉冲技术中常常需要确定当过度历程来不及在脉冲序列中的下一个脉冲作用到来以前结束的情况下建立动态平衡的条件，在此情况下建立动态平衡的时间及条件是作用来的脉冲数目 n 的函数。解这类問題常用綫性差分方程，而解差分方程的方法則需用到离散的拉普拉斯变换，它的正变换及反变换为：

$$D[f(n)] = \varphi(q) = \sum_{n=0}^{\infty} f[n] \cdot e^{-qn},$$

$$f[n] = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} \varphi(q) e^{qn} dq.$$

与普通的拉氏变换一样，离散的拉氏正变换与反变换也都具有单值性，具有与普通拉氏变换相类似的一些定理和規則。利用离散拉氏变换解綫性差分方程具有像应用普通（連續）拉氏变换解常系数微分方程同样的优点。

除了上述这些基本的数学方法之外，有时在分析脉冲过程时亦用到杜哈密尔积分法、图解法等其它方法。

§ 3. 电子管特性曲线的綫性化

为了定量地研究脉冲设备的物理过程，必須建立电子管、晶体管（十六章里討論）等非綫性元件特性曲线的解析表示式。这些特性本身是非綫性的，随着特性曲线各綫段的弯曲程度不同，可以近似地表示为各种函数。

我們对电子管的特性可用两种近似法表征它。一是非綫性近似，一是綫性近似。非綫性近似是用指数函数、幂次多项式、二分之三次方規律等函数表示电子管的特性曲线。但这种近似法在工程上的应用范围是不广的，除非是解决个别的研究性的專門問題才用到它。而采用綫性近似后，就能利用常系数綫性微分方程来研究脉冲设备的等效綫路。

綫性近似的准确度当然比非綫性近似要差些。但在分析脉冲设备时，最重要的是得到脉冲设备各参量关系的近似表示式，而在数量上精确定量可以在实践过程中解决的。

在某些电路里，电路工作就是利用电子管的非綫性得到的。例如負跨导振荡器，間歇振荡器，充气管振荡器等。这时最好用图解法来解决問題。

二极管和三极管的等效綫路：

由电子管的特性我們知道

二极管：
$$i_a = \frac{u_a}{R_{i0}},$$

三极管:
$$i_a = \frac{\mu u_g}{R_i} + \frac{u_a}{R_i},$$

其相应的曲线如图 (1-2a, δ) 所示;

将上列曲线作线性近似后得到图 (1-3a, δ)

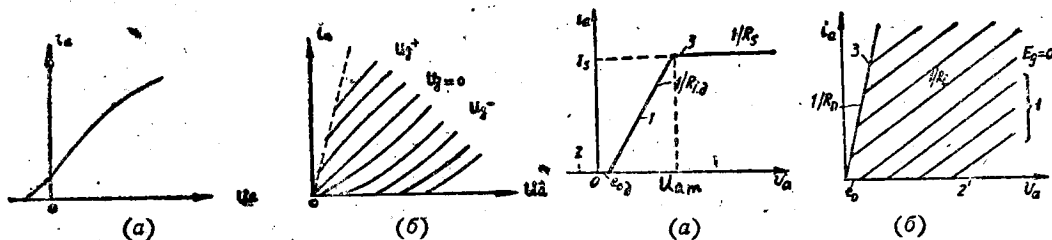


图 1-2

图 1-3

对应于上图中, 放大和传输状态①:

二极管:
$$i_a = \frac{u_a}{R_{i\delta}} - \frac{e_{o\delta}}{R_{i\delta}}, \quad (e_{o\delta} < U_a < u_{am})$$

三极管:
$$i_a = \frac{\mu u_g}{R_i} + \frac{u_a}{R_i} - \frac{e_o}{R_i}, \quad (U_a > e_o, U_g > -E_{go})$$

式中: 二极管内阻

$$R_{i\delta} = \frac{\partial u_a}{\partial i_a}$$

三极管:

$$R_i = \frac{\partial u_a}{\partial i_a}, \quad \mu = -\frac{\partial u_a}{\partial u_g}$$

当三极管的 $i_a = 0$ 时:

$$\mu E_{go} = E_a - e_o$$

截止状态②:

二极管:
$$i_a = 0, \quad (U_a < e_{o\delta})$$

三极管:
$$i_a = 0, \quad (U_a > 0, U_g < -E_{go})$$

饱和状态③:

二极管:
$$i_a = \frac{u_a}{R_s} + I_s, \quad (U_a > U_{am})$$

三极管:
$$i_c = \frac{U_a}{R_n} \quad (U_a > 0, U_g > U_{gkp})$$

对应于上述三种状态的等效线路如图 (1-4a, δ) 所示

开关的位置应与电子管的工作状态相对应。

五极管的等效线路: 分两种情况, 第一是具有固定屏栅压的线性化特性曲线及等效线路。第二为屏栅压变化时的线性化特性曲线及等效线路。

首先研究屏栅压固定时情况, 其线性化曲线如图 (1-5) 所示。

放大传输状态①:

$$i_a = \frac{\mu u_g}{R_i} + \frac{u_a}{R_i} + \frac{e'_o}{R_i} = S u_g + \frac{u_a}{R_i} + I_o,$$

式中

$$I_o = \frac{e'_o}{R_i}.$$

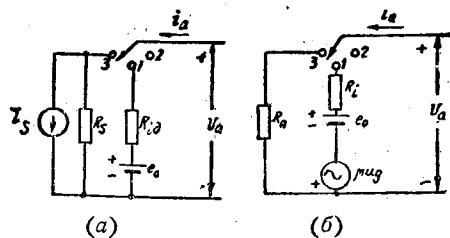


图 1-4

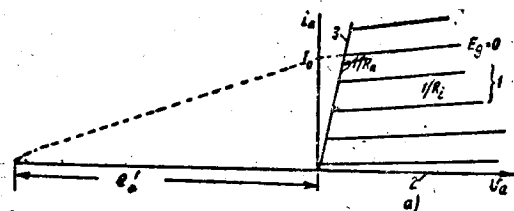


图 1-5

截止状态②:

$$i_a = 0,$$

饱和状态③:

$$i_a = \frac{u_a}{R_n}$$

相应于上述三种工作状态的等效线路如图(1-6)所示。

下面研究屏栅压变动的情况,即屏栅电路中滤波电容不够大时。

$$i_a = f_a(u_a, u_{g2}, u_{g1}),$$

$$i_s = f_s(u_a, u_{g2}, u_{g1}),$$

将上式用台劳级数展开,只保留线性项,即只保留一次方项。

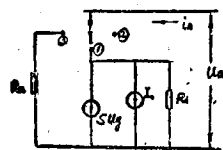


图 1-6

$$i_a = I_{ao} + \frac{\partial i_a}{\partial u_{g1}} du_{g1} + \frac{\partial i_a}{\partial u_{g2}} du_{g2} + \frac{\partial i_a}{\partial u_a} du_a,$$

$$i_s = I_{so} + \frac{\partial i_s}{\partial u_{g1}} du_{g1} + \frac{\partial i_s}{\partial u_{g2}} du_{g2} + \frac{\partial i_s}{\partial u_a} du_a,$$

简写成

$$i_a = \frac{1}{R_i} (\mu u_{g1} + \mu_{as} u_{g2} + u_a - e_o'),$$

$$i_s = \frac{1}{R_{is}} (\mu_{sg} u_{g1} + \frac{1}{\mu_{as}} u_a + u_{g2} - e_{os}'),$$

$$\text{式中 } R_{is} = \frac{\partial u_{g2}}{\partial i_s}; \mu_{sg} = \frac{\partial u_{g2}}{\partial u_{g1}}; \mu_{as} = \frac{\partial u_a}{\partial u_{g2}}; e_o' = I_{ao}' R_i; e_{os}' = I_{so}' R_{is}.$$

I_{ao}' , I_{so}' 是当 $u_{g1} = u_{g2} = u_a = 0$ 时的特性曲线与座标轴相截点之值。

与上式相应的等效线路如图(1-7 a, b)所示。

下面研究当阴极回路中串接电阻 R_k , 屏栅路串 R_s 时,板极与屏栅极的等效线路如图(1-8 a, b, c, d) 所示:

由上述等效电路可得以下方程式:

$$E_a + \mu u_{g1} + \mu_{as} u_{g2} - e_o' = i_a (R_a + R_i + R_k) + i_s R_k;$$