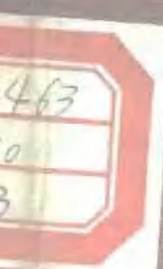


# 脉冲技术

上

中国科学院  
电子学研究所



# 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. 寄生电容对多极管限幅器的影响 .....               | 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. 脉冲形成网络的特性 .....                    | 73 |
| § 3. 人工仿造的各种形成网络 .....                  | 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 |

# 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,它已逐步形成一门独立的技术学科。

脉冲技术已被广泛应用于:雷达、电视、遙測遙控、电子计算机、核子物理、以及工业生产自动化等技术部門。它的应用对这些技术部門的发展已經产生了巨大的影响。

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、以及增加多路通訊系統的容量等,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領域和更高的水平发展。

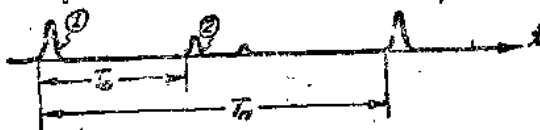
脉冲技术是研究产生、变换和控制各种形状脉冲訊号的方法与设备的总和,其中包括研究脉冲设备里各单元和元件的设计与計算。

脉冲的定义:其一是当电压或电流脉冲的作用時間短到可以与电路的过度历程時間相比拟时,我們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時間內作快速变化的电压或电流,但我們称它为稳定振荡。故确定脉冲定义时还需要补充另一条件。即其二是脉冲的緩变段与陡变段之比大于一,这点对有些脉冲(三角形)并不是必要条件。

### (1) 脉冲在各技术部門中的应用

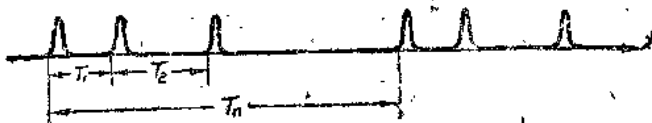
#### (a) 雷达中的脉冲



图中①为发射脉冲,②为回波脉冲, $T_n$ 为重复周期, $T_D$ 为用時間表示的目标距离。

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

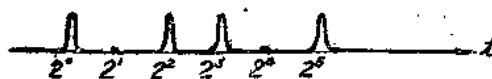
#### (b) 遙控遙測中用的脉冲



上图称为组脉冲，组内脉冲的个数及各脉冲的间隔都是可变的。利用这些参数的改变，可以实现不同的控制过程。

#### (a) 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”。



#### (2) 无线电通讯中的脉冲

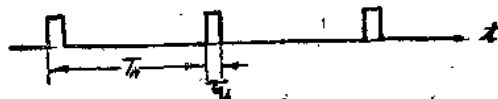


将脉冲信号用被传送信号进行调制，然后再将被调制的脉冲信号去调制高频振荡，再经天线发射出去，这就是所谓二次调制。在接收机中先把视频脉冲检波出来，然后再由其中检波出被传送的信号来。上图是脉冲被传送信号进行幅度调制的情形；也可以实行脉冲的调宽、调相等办法。目前还有实行编码的脉冲通讯，这在要求保密通讯场合是十分重要的。

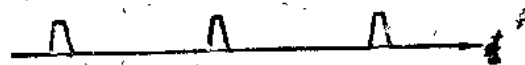
#### (2) 脉冲波形的种类

(a) 视频脉冲，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



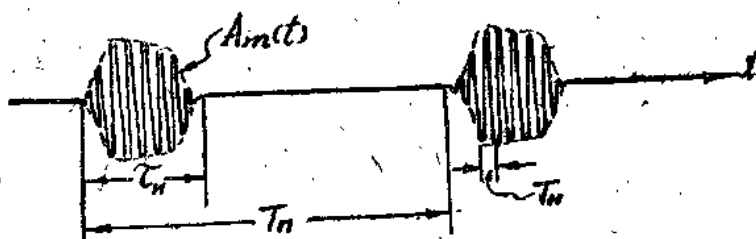
##### iv, 钟形脉冲



##### v, 指数形脉冲



(b) 射频脉冲，它是用视频脉冲调制高频振荡的结果。



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

脉冲设备里形成的信号一般具有较低的平均功率，低于接收放大管的耗散功率， $P \approx 10^{-2} \div 10^3$  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。脉冲信号的宽度  $\tau_u$  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  $\tau_u \gg 1$  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  $\tau_u$  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)。<sup>(\*)</sup>

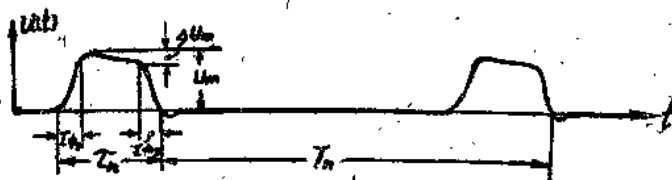


图 1-1

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  $\Delta U_m$ 。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  $\tau_u$  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。

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  $\omega$ 。

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问题。

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。即傅氏变换与频率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。解这类问题常用线性差分方程，而解差分方程的方法则需要用到离散的拉普拉斯变换，它的正变换及反变换为：

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

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

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规则。利用离散拉氏变换解线性差分方程具有像应用普通（连续）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. 电子管特性曲线的线性化

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

我们对电子管的特性可用两种近似法表征它。一是非线性近似，一是线性近似。非线性近似是用指数函数、幂次多项式、二分之三次方规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专门问题才用到它。而采用线性近似后，就能利用常系数线性微分方程来研究脉冲设备的等效线路。

线性近似的准确度当然比非线性近似要差些。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验过程中解决的。

在某些电路里，电路工作就是利用电子管的非线性得到的。例如负阻振荡器，间歇振荡器，充气管振荡器等。这时最好用图解法来解决问题。

二极管和三极管的等效线路：

由电子管的特性我们知道

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, b) 所示:

将上列曲线作线性近似后得到图 (1-3a, b)

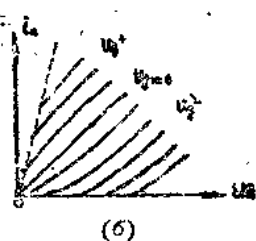
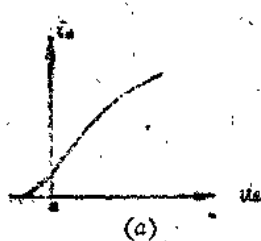


图 1-2

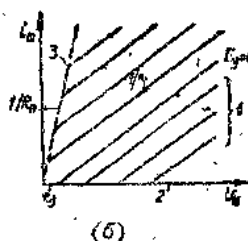
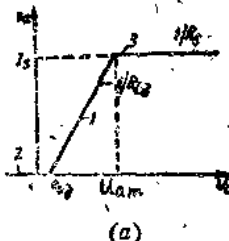


图 1-3

对应于上图中, 放大和传输状态①,

二极管: 
$$i_a = \frac{u_a}{R_{i2}} - \frac{e_{02}}{R_{i2}}, \quad (e_{02} < U_a < u_{am})$$

三极管: 
$$i_a = \frac{\mu u_g}{R_i} + \frac{u_a}{R_i} - \frac{e_0}{R_i}, \quad (U_a > e_{02}; U_g > -E_{g0})$$

式中, 二极管内阻

$$R_{i2} = \frac{\partial u_a}{\partial i_a}$$

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:

$$\mu E_{g0} = E_a - e_0$$

截止状态②,

二极管: 
$$i_a = 0, \quad (U_a < e_{02})$$

三极管: 
$$i_a = 0, \quad (U_a > 0, U_g < -E_{g0})$$

饱和状态③,

二极管: 
$$i_a = \frac{e_0}{R_s} + I_s, \quad (U_a > U_{am})$$

三极管: 
$$i_a = \frac{U_a}{R_0} \quad (U_a > 0, U_g > U_{g0})$$

对应于上述三种状态的等效电路如图 (1-4a, b) 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,

$$i_a = \frac{\mu u_g}{R_i} + \frac{u_a}{R_i} + \frac{e_0'}{R_i} = S u_g + \frac{u_a}{R_i} + I_{c0}$$

式中

$$I_{c0} = \frac{e_0'}{R_i}$$



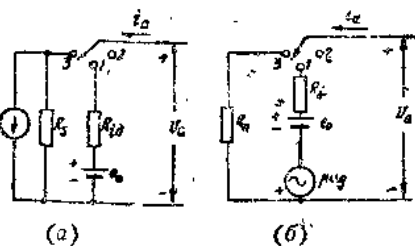


图 1-4

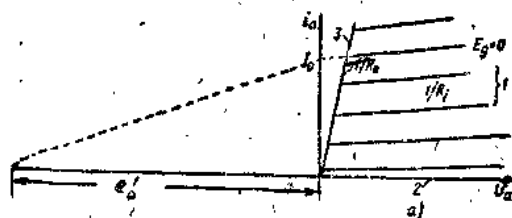


图 1-5

截止状态②:

$$i_a = 0,$$

饱和状态③:

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

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。

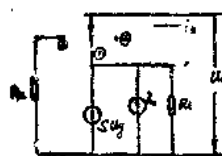


图 1-6

$$i_a = I_{a0} + \frac{\partial i_a}{\partial u_{g1}} du_{g1} + \frac{\partial i_a}{\partial u_{g2}} du_{g2} + \frac{\partial i_a}{\partial u_a} du_a,$$

$$i_s = I_{s0} + \frac{\partial i_s}{\partial u_{g1}} du_{g1} + \frac{\partial i_s}{\partial u_{g2}} du_{g2} + \frac{\partial i_s}{\partial u_a} du_a,$$

简写成

$$i_a = \frac{1}{R_i} (\mu_{ag1} u_{g1} + \mu_{as} u_{g2} + u_a - e_o'),$$

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

式中  $R_{is} = \frac{\partial u_{g2}}{\partial i_s}$ ;  $\mu_{sg} = \frac{\partial u_{g2}}{\partial u_{g1}}$ ;  $\mu_{as} = \frac{\partial u_a}{\partial u_{g2}}$ ;  $e_o' = I_{a0}' R_i$ ;  $e_{os}' = I_{s0}' R_{is}$ .

$I_{a0}'$ ,  $I_{s0}'$  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。

下面研究当阴极通路中串接电阻  $R_k$ , 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) 所示:

由上述等效电路可得以下方程式:

$$E_a + \mu_{ag1} u_{g1} + \mu_{as} u_{g2} - e_o' = i_a (R_a + R_i + R_k) + i_s R_k;$$

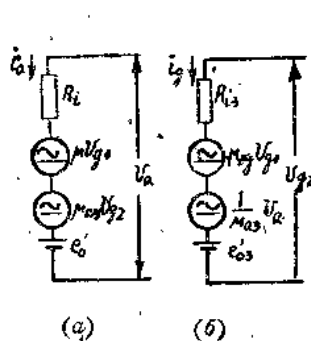


图 1-7

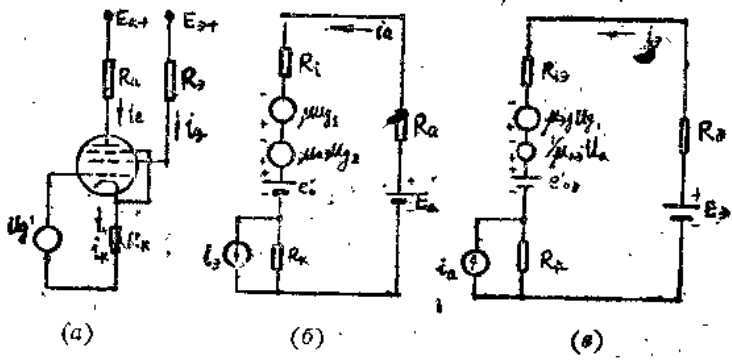


图 1-8

$$E_s + \mu_{as} u_{g1} + \frac{1}{\mu_{as}} u_{g2} - e'_{0s} = i_a R_k + i_s (R_s + R_{is} + R_k).$$

$$\begin{aligned} u_{gk} &= u_{g1} - (i_a + i_s) R_k, \\ u_{gs} &= E_s - i_s (R_s + R_k) - i_a R_k, \\ u_a &= E_a - i_a (R_a + R_k) - i_s R_k. \end{aligned}$$

由以上方程组中解出  $i_a$  和  $i_s$  来, 得

$$\begin{aligned} i_a &= \frac{1}{R_a + R'_i} (E_a + \mu_{as} E_s - e'_{0s} + \mu u_{g1}), & E_{go} &= \frac{E_a + \mu_{as} E_s - e'_{0s}}{\mu}, \\ i_s &= \frac{1}{R_s + R'_{is}} \left( \frac{1}{\mu_{as}} E_a + E_s - e'_{0s} + \mu_{as} u_{g1} \right) \end{aligned}$$

式中等效内阻  $R'_i$  和  $R'_{is}$  为:

$$\begin{aligned} R'_i &= R_i \left[ 1 + \frac{R_s}{R_{is}} + \frac{R_k}{\mu_{as} R_{is}} (\mu + \mu_{as} + 1) \right] + R_k (\mu + \mu_{as} + 1), \\ R'_{is} &= R_{is} \left[ 1 + \frac{R_a}{R_i} + \frac{R_k}{R_i} (\mu + \mu_{as} + 1) \right] + \frac{R_k}{\mu_{as}} (\mu + \mu_{as} + 1). \end{aligned}$$

由  $i_a$  和  $i_s$  的最后表示式可得最后等效线路如图 1-9 a, b 所示。

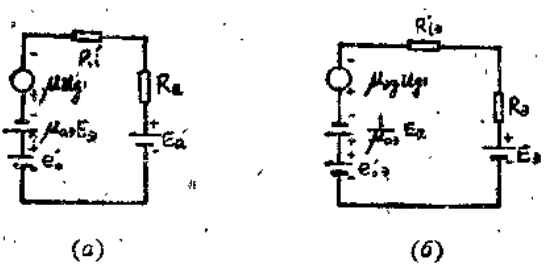


图 1-9

#### § 4. 几种脉冲的频谱

频谱的概念在无线电技术中是非常重要的, 它对无线电技术的应用和发展带来极大影响。

我们知道任何周期性函数  $f(t)$ , 如图 1-10 所示, 当它满足狄里赫利条件时, 可以展开成下列傅氏级数。

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left( a_n \cos n \frac{2\pi}{T_n} t + b_n \sin n \frac{2\pi}{T_n} t \right),$$

式中,

$$a_n = \frac{2}{T_n} \int_{-\frac{T_n}{2}}^{+\frac{T_n}{2}} f(t) \cos n \frac{2\pi}{T_n} t dt,$$

$$b_n = \frac{2}{T_n} \int_{-\frac{T_n}{2}}^{+\frac{T_n}{2}} f(t) \sin n \frac{2\pi}{T_n} t dt,$$

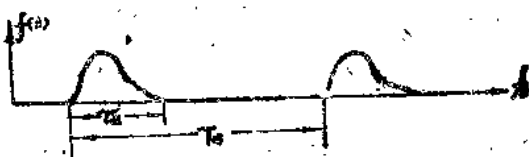


图 1-10

当  $n=0$  时,  $a_0 = a_n = \frac{2}{T_n} \int_{-\frac{T_n}{2}}^{+\frac{T_n}{2}} f(t) dt,$

复数形式的表示式为

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \cdot e^{jn \frac{2\pi}{T_n} t}, \quad c_n = \frac{1}{T_n} \int_{-\frac{T_n}{2}}^{+\frac{T_n}{2}} f(t) e^{-jn \frac{2\pi}{T_n} t} dt.$$

$$(n=0, \pm 1, \pm 2, \dots)$$

而由三角级数变换成复数表示式可借欧拉公式实现之。

上述结果说明时间函数  $f(t)$ , 可以用无穷多个谐波分量之和来表示。而  $C_n$  是频率为  $n \frac{2\pi}{T_n}$  ( $n=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ ) 的谐波分量的复数振幅。这些分量频率的振幅就构成这个函数的频谱。这种函数的频谱是离散的, 故称为离散频谱或线状频谱。

因为 
$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[ \int_{-\frac{T_n}{2}}^{+\frac{T_n}{2}} f(t) e^{-jn \frac{2\pi}{T_n} t} dt \right] \cdot e^{jn \frac{2\pi}{T_n} t} \omega,$$

式中

$$\omega = \frac{2\pi}{T_n}$$

如果  $f(t)$  不是周期性函数, 我们假设其周期  $T_n \rightarrow \infty$ , 这时  $\omega = \frac{2\pi}{T_n}$  将可以用  $\Delta\omega$  表示,

而  $n\omega = \frac{2\pi}{T_n}$  以  $\omega$  代之, 则上式将变为

$$f(t) = \lim_{\substack{\Delta\omega \rightarrow 0 \\ T_n \rightarrow \infty}} \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[ \int_{-\frac{T_n}{2}}^{+\frac{T_n}{2}} f(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \right] \cdot e^{j\omega t} \cdot \Delta\omega.$$

上式的极限可写成积分的形式

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j\omega t} \cdot d\omega \cdot \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot e^{-j\omega t} dt.$$

这就是所谓傅氏积分公式，或称为对函数  $f(t)$  进行傅氏变换。即当函数  $f(t)$  为非周期性函数，但在每一个有限区间上分段连续，且积分  $\int_{-\infty}^{\infty} |f(t)| dt$  存在，则可以对该函数进行傅氏变换。我们往往用下述形式来表示上面的积分式：

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega,$$

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt.$$

这里的  $S(\omega)$  叫做非周期性函数  $f(t)$  的复数频谱，或叫做频谱函数，其绝对值则称做频谱。不过这时的频谱不是离散的，而是一个连续函数，它恰好是相应离散频谱的包络。

在实用上还常遇到功率或能量等二次量的频谱。

下面我们几个例子进一步说明频谱的物理意义。

例（1）偶对称矩形脉冲的频谱，图 1-11。

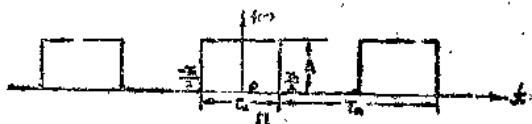


图 1-11

利用公式可得

$$C_n = \frac{1}{T_n} \int_{-\frac{\tau_n}{2}}^{+\frac{\tau_n}{2}} f(t) e^{-jn\frac{2\pi}{T_n}t} dt = \frac{A\tau_n}{T_n} \frac{\sin n\frac{\pi}{T_n}\tau_n}{n\frac{\pi}{T_n}\tau_n},$$

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} A \cdot e^{-j\omega t} dt = A\tau_n \frac{\sin \pi \tau_n f}{\pi \tau_n f}, \quad f = \frac{n}{T_n}.$$

将上两函数的曲线画在图 1-12a, b 上

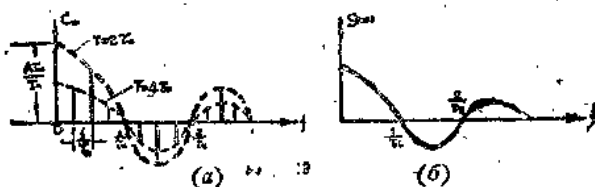


图 1-12

从图 1-12 中我們可以看出

(2) 一个周期性脉冲, 包含无穷多个谐波分量, 各分量的值是离散的。对于矩形脉冲其振幅按  $\frac{\sin x}{x}$  的规律分布。

(3) 非周期性脉冲, 即当  $T_n \rightarrow \infty$  时的单个矩形脉冲, 其频谱是连续的, 其振幅的相对值也是按  $\frac{\sin x}{x}$  的规律分布。

我們还可以看出, 由离散频谱到连续频谱是个由量变到质变的过程。前者表示的为周期性函数, 而后者表示的为非周期性函数。

(4) 连续频谱与  $T_n$  无关, 而离散频谱则与  $T_n$  有关。当  $T_n$  增大时,  $C_n$  减小。  $T_n$  增大一倍,  $C_n$  则下降一倍, 二者成反比关系。又当  $T_n$  增长时, 即基波频率  $F_n$  减小, 这二者亦成反比, 因而在  $T_n$  增大一倍时, 谱线密度亦增加一倍。

(5) 由表示式及图形上均可看出, 当频率为  $\frac{1}{T_n}, \frac{2}{T_n}, \dots, \frac{3}{T_n}, \dots, \frac{n}{T_n}, \dots$  等谐波分量的振幅均为零。这是矩形脉冲频谱上的一个重要特性。

(6) 从  $0 \rightarrow \frac{1}{T_n}$  频段内所包含的谐波分量比  $\frac{1}{T_n} \rightarrow \frac{2}{T_n}$  频段内所包含的谐波分量的相对重要性来得大些。

例 (2) 单位函数的频谱, 图 1-13。

函数表示式为

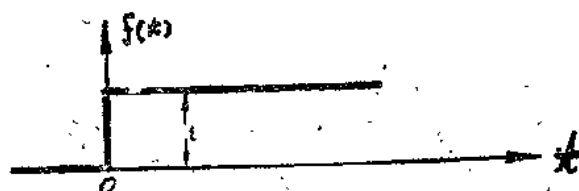


图 1-13

$$f(t) = \begin{cases} 0, & \text{当 } t < 0 \\ 1, & \text{当 } t > 0 \end{cases}$$

则利用公式可得

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt = \int_0^{\infty} e^{-j\omega t} dt$$

上式是不收敛的, 但在  $f(t)$  上乘以收敛因子  $e^{-\beta t}$ , 再求其频谱则可得

$$S_{\beta}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot e^{-\beta t} \cdot e^{-j\omega t} dt = \int_0^{\infty} e^{-(\beta + j\omega)t} dt = \frac{1}{\beta + j\omega}$$

当  $\beta \rightarrow 0$  时,  $S_{\beta}(\omega) = S(\omega) = \frac{1}{j\omega}$ , 其频谱曲线如图 1-14 所示。可以看出它的低频

分量的重要性占绝对优势。

用同样的方法可求得三角形和梯形脉冲的频谱, 并将其曲线与矩形波频谱按同一比例画

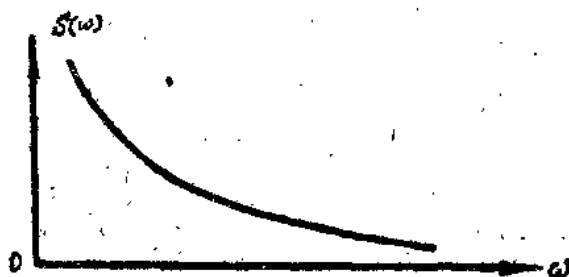


图 1-14

在一起，如图 1-15 所示。

由图上可得下列结论：在脉冲宽度和振幅相同的情况下，矩形波的高频分量相对重要性比梯形波，三角形的高频分量的相对重要性来得大。梯形的又比三角形的来得大。这在物理意义上是很容易理解的，脉冲波形边缘变化愈陡峭，则其所含高频分量愈强，反之亦然。

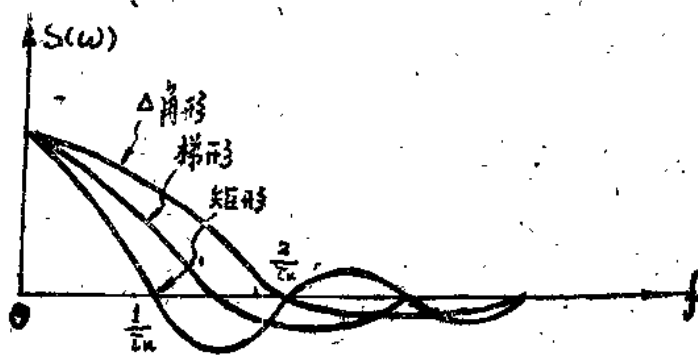


图 1-15

例 (3) 有限个矩形脉冲的频谱：

为了求得有限个脉冲的频谱，先求下图所示两个对 Y 轴对称的矩形脉冲的频谱，图 1-16。

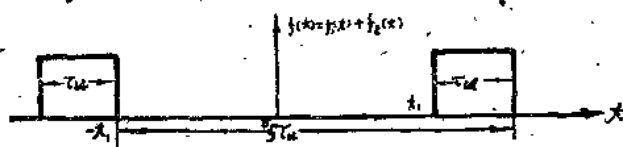


图 1-16

$$\begin{aligned}
 S_2(\omega) &= \int_{-(t_1 + \tau_n)}^{-t_1} e^{-j\omega t} dt + \int_{t_1}^{t_1 + \tau_n} e^{-j\omega t} dt \\
 &= \frac{2}{\omega} \sin \frac{\omega \tau_n}{2} \cdot \cos \omega \left( t_1 + \frac{\tau_n}{2} \right) \\
 &= 2 \tau_n \frac{\sin \frac{\omega \tau_n}{2}}{\frac{\omega \tau_n}{2}} \cdot \cos \omega \left( t_1 + \frac{\tau_n}{2} \right) = F_1(t) \cdot F_2(t)
 \end{aligned}$$

将上式画成如图 1-17 的形式

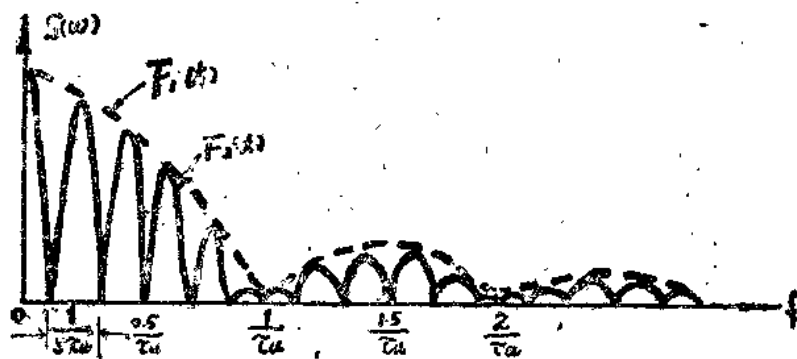


图 1-17

我們已經求过对称于  $Y$  轴的宽度为  $\tau_a$ , 幅度为 1 的单个脉冲的频谱为

$$S_1(\omega) = \tau_a \frac{\sin \frac{\omega \tau_a}{2}}{\frac{\omega \tau_a}{2}}$$

将  $S_1(\omega)$  和  $S_2(\omega)$  二式相加, 就可得到三个脉冲情况下的频谱表示式为,

$$S(\omega) = S_1(\omega) + S_2(\omega) \\ = \tau_a \frac{\sin \frac{\omega \tau_a}{2}}{\frac{\omega \tau_a}{2}} + 2 \tau_a \frac{\sin \frac{\omega \tau_a}{2}}{\frac{\omega \tau_a}{2}} \cos \omega(t_1 + \frac{\tau_a}{2})$$

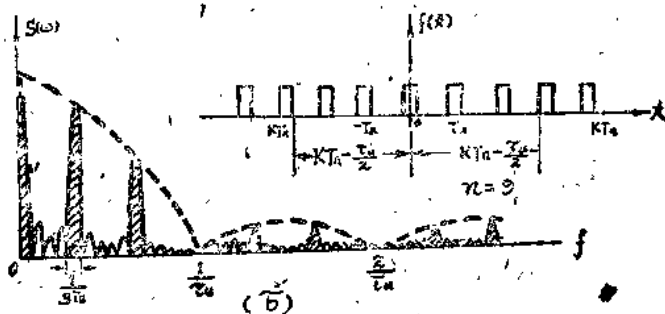
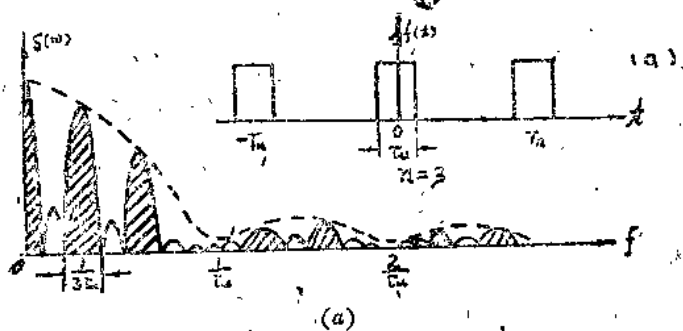


图 1-18

由此可推得  $n$  个脉冲的频谱表示式为

$$S_n(\omega) = \tau_n \frac{\sin \pi \tau_n f}{\pi \tau_n f} + 2\tau_n \frac{\sin \pi \tau_n f}{\pi \tau_n f} \sum_{k=1}^n \cos \omega \left[ (KT_n - \frac{\tau_n}{2}) + \frac{\tau_n}{2} \right],$$

式中  $KT_n - \frac{\tau_n}{2} = t_1$ , 即第  $K$  个脉冲距离坐标原点的时间。将上式化简后得

$$S_n(\omega) = \tau_n \left| \frac{\sin \pi \tau_n f}{\pi \tau_n f} \right| \cdot \left| \left[ 1 + 2 \sum_{k=1}^n \cos 2K \pi f T_n \right] \right|,$$

图 1-18 a, d 画出当  $n=3$  和  $n=9$  两种情况下的  $S(\omega)$ 。

从上述分析中可以清楚地看出, 对于单个脉冲, 其频谱为一连续函数如图 1-12 d 所示。当脉冲数目为二时, 频谱则向重复频率点集中如图 (1-17) 所示。当脉冲数目进一步增加时, 如图 1-18, a, d 所示, 则频谱更进一步向重复频率点集中。当脉冲数目无限增多时, 则频谱就成为线状 (离散) 频谱, 如图 1-12 a 所示。



## 第二章 限幅器和定位器

### § 1. 概 述

限幅器是这样一种装置，当它的输入电压高于或低于一定电平时（限幅电平），它的输出幅度保持不变。

如果限幅器的输出电压幅度不能高于某一电压  $U_{\text{ноп1}}$ ，则这种限幅器叫上限限幅器，电压  $U_{\text{ноп1}}$  叫限幅上限，输入电压高于限幅上限的部分被削掉。如果限幅器的输出电压不能低于某一电压  $U_{\text{ноп2}}$ ，则这种限幅器叫做下限限幅器，电压  $U_{\text{ноп2}}$  叫做限幅下限，输入电压低于  $U_{\text{ноп2}}$  的部分被削掉。如果限幅器的输出电压既不能高于限幅上限，又不能低于限幅下限，则这种限幅器叫做双向限幅器。

限幅器被广泛的用于脉冲选择及将正弦波变成方波和形成示波器或雷达指示器的时间刻度上，一般都是将一稳定的正弦振荡，经过多级双向限幅和放大，再经过微分后就可以获得时间刻度用的窄脉冲。

理想的双向限幅器应具有如图 2-1 所示的特性，倾斜段可以不失真的传输信号，水平段起限幅作用。

当限幅器输入讯号为正弦电压时其输出讯号形状如图 2-1 (a) 所示。

对限幅器的一个基本要求是：要求它有清晰的和稳定的限幅特性。一般常采用二极管或半导体二极管作为限幅器中的非线性元件。这些元件的特性与理想限幅特性(图2-1(b))有一定的差别。最常用的限幅元件为二极管，它的特性最好，稳定性也高。当电流很小时 ( $I_a < 0$ )，二极管的起始特性按指数规律变化，

$$i = i_0 e^{\frac{11600}{T} u_a},$$

其中  $i_0$  是当板压  $u_a \approx 0$  时的电流，

$T$ ——阴极的绝对温度。

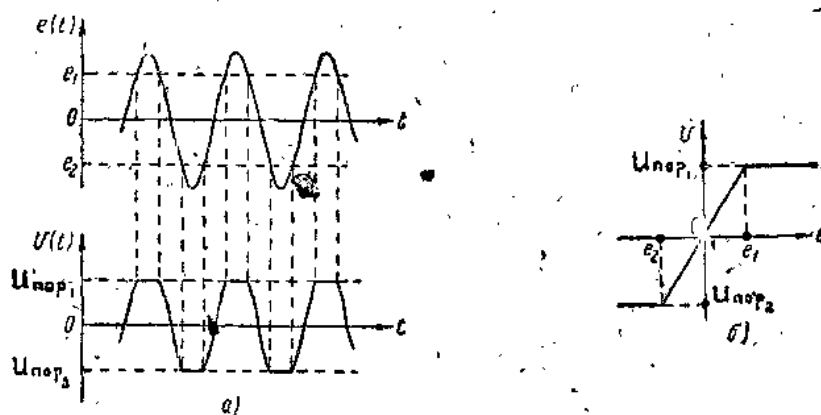


图 2-1