

放大与整流設備講义

(第二册 脉冲放大器)

成都电訊工程学院选編

北京科学教育編輯室

1962.1

放大与整流设备讲义
第二册 脉冲放大器

*

出版者：北京科学教育编辑室
印刷者：中国人民解放军535工厂

787×1092毫米¹/₁₆ 印张11¹/₂

1961年8月第一版

1962年1月第二次印刷

定价：~~2.00~~元
1.60

目 录

上篇 脉冲放大器

第一章 脉冲放大器的特点

§ 1—1 脉冲放大器的应用范围及其分类.....	(1)
§ 1—2 脉冲信号的特点.....	(2)
§ 1—3 脉冲放大器中的失真.....	(4)
§ 1—4 脉冲放大器的电路及复数放大系数.....	(7)
§ 1—5 脉冲放大器中电子管的工作情况.....	(10)

第二章 脉冲放大器电路的分析和计算方法

§ 2—1 概 說.....	(13)
§ 2—2 利用付氏积分以求过渡特性.....	(14)
§ 2—3 根据已知的频率幅度特性和频率相位特性计算过渡特性.....	(16)
§ 2—4 利用拉氏变换以计算过渡特性.....	(18)
1. 原函数和象函数.....	(18)
2. 过渡特性和频率特性之间的关系.....	(20)
3. 杜亚美尔积分.....	(21)
4. 脉冲特性和过渡特性之间的关系.....	(23)
§ 2—5 对应于最佳频率特性和最佳相位特性的放大器电路参数的决定方法.....	(24)

第三章 单级脉冲放大器

§ 3—1 单级脉冲放大器.....	(28)
§ 3—2 具有简单补偿的单级电阻放大级.....	(33)
§ 3—3 无衰减的复杂补偿电路.....	(43)

§ 3—4 有衰减的复杂式补偿电路	(48)
§ 3—5 具有集中参数的放大级减小前沿上升期的理论可能性	(52)
§ 3—6 脉冲变压器放大级	(54)
§ 3—7 分布参数放大器 (行波放大器)	(59)
§ 3—8 脉冲放大器的输出级	(65)

第四章 多级脉冲放大器

§ 4—1 概 說	(68)
§ 4—2 多级脉冲放大器的过渡特性	(68)
1. 由不同级组成的N级多级放大器的过渡特性	(69)
2. 各级相同的无补偿的多级电阻放大器的过渡特性	(70)
3. 具有临界补偿系数各级相同的多级脉冲放大器的过渡特性	(72)
4. 具有衰减振荡过渡特性的各级相同的多级放大器的过渡特性	(74)
§ 4—3 多级放大器前沿持续期的总和	(77)
1. 单调升过渡特性前沿持续期的总和	(77)
2. 非单调升过渡特性前沿持续期的总和	(82)
§ 4—4 超量的总和与临界超量	(84)
§ 4—5 平顶下降的总和	(87)
§ 4—6 多级放大器过渡特性的近似算法	(89)
1. 梯阶接近法	(89)
2. 折线接近法	(90)

第五章 脉冲放大器中的负反馈

§ 5—1 负反馈对脉冲信号前沿上升和平顶降落的影响	(93)
§ 5—2 阴极输出器	(95)
§ 5—3 阴极自给偏压电路和帘栅极供电电路对脉冲平顶的影响	(100)
§ 5—4 具有电流反馈的脉冲放大级	(105)
§ 5—5 利用负反馈以调整放大系数	(108)

下篇 脈冲放大器課程設計

第一章 概 述

§ 1-1 脈冲放大器設計的任务	(110)
§ 1-2 課程設計內容	(110)
§ 1-3 課程設計的步驟	(110)
§ 1-4 对設計說明書的要求	(111)
§ 1-5 脈冲放大器設計方法簡介	(111)

第二章 輸 出 級

§ 2-1 綜 述	(113)
§ 2-2 两种电路的比較	(113)
§ 2-3 阳极輸出电路的計算	(116)
1. 一般說明	(116)
2. 选电子管	(116)
3. 計算輸出級的指标和元件	(117)
§ 2-4 阴极輸出电路的計算	(118)
1. 一般說明	(118)
2. 选电子管	(119)
3. 图解計算法	(121)
4. 脈冲失真的計算	(122)
5. 同軸電纜負載	(123)
6. 其他輔助电路及參量的計算	(128)
§ 2-5 輸出級計算举例	(129)

第三章 前置放大級的設計

§ 3-1 概 說	(135)
§ 3-2 前置放大級电子管的选择及其工作状态	(157)

§ 3-3 指标的分配及前置放大级级数的粗略估计	(138)
1. 前沿持续期的分配	(138)
2. 超量的分配	(139)
3. 前置放大器级数的估计	(141)
§ 3-4 平顶失真的分配及补偿	(144)
§ 3-5 前置放大器设计步骤及举例	(147)

第四章 输入级和放大量的调节

§ 4-1 脉冲放大器的输入级	(154)
§ 4-2 放大量的粗调电路	(156)
§ 4-3 放大量的细调	(159)

第五章 课程设计中的其他问题

§ 5-1 脉冲放大器总的指标的核算	(163)
§ 5-2 对电源的要求	(164)
§ 5-3 脉冲放大器原理图的拟订	(165)
§ 5-4 脉冲放大器的结构特点	(166)
附录 I 原函数及其象函数对照表	(168)
附录 II 决定板极滤波器参数的曲线族	(173)
附录 III 脉冲放大器常用电子管参数	(177)

上篇 脉冲放大器

第一章 脉冲放大器的特点

§ 1-1 脉冲放大器的应用范围及其分类

近十余年来，随着无线电技术的发展，脉冲放大器已经广泛的应用在各个不同的科学和技术部门，如电视、无线电定位、多路通讯、量测、计算技术、物理研究、医疗及其他许多场合中。

脉冲放大器的作用是，将脉冲形状的或其他形状弱电平的信号提高到所需要的电平，以便控制终端设备，从而显示出脉冲信号的瞬变过程。终端设备包括阴极射线管、电子脉冲计数器以及一些特殊的电子或机械的继电器等。这些终端设备，显示器或消耗器在正常工作下，通常需要数十伏甚至数百伏的电压。在放大过程的同时要保持输出信号波形与输入信号波形之间没有差别，也就是说没有失真。实际上不可能做到完全没有失真，而只能保持失真在一定容许值之下。

脉冲分为直流脉冲与高频填充的射频脉冲。如图1-1, a所示的即是属于直流脉冲，有时也称为视频脉冲。它是没有高频填充的。图1, 1b所示为射频脉冲。我们所要讨论是在脉冲发讯机中直至操纵器之前和在接收机中经过检波以后的视频脉冲的放大。而射频脉冲的放大问题是无线电发讯或收讯设备课程中所研究的对象。

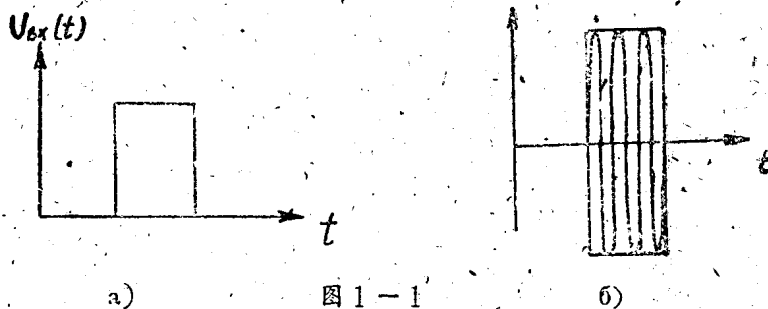


图 1-1

在提到脉冲放大器的同时，也必须提到宽带放大器（视频放大器）。它的频率从几赫到几兆赫甚至几十兆赫。宽带放大技术早在卅年代即已发展。从宽带放大器的作用来说，也是

一种脉冲放大器，因为尽管宽带放大器的应用范围不断增长，但它所有的应用都是放大脉冲信号，而不是在宽频率范围内放大和谐振荡波。所以宽带放大器可看作频率低到几赫（脉冲放大器通常是从几千赫到几兆赫）的脉冲放大器的特例。

在某些场合下，不管脉冲放大器的用途（电视，定位等）如何，放大器电路的形式及其电气参数可以完全一致。这就使我们可以不按脉冲放大器的用途分类，而按脉冲放大器的板极负载的形式分类，根据后者可以分为：

- (1) 电阻放大级；
- (2) 具有各种补偿电路的电阻放大级；
- (3) 变压器放大级；
- (4) 分布参数放大级。

§ 1-2 脉冲信号的特点

信号的来源是多种多样的。信号的形状也随着用途不同而有着很大的差异。不一定如图 1-1 那么规矩整齐，譬如，在无线电定位中我们就尽量把信号脉冲作得接近矩形的形状，就是脉冲的前沿和后沿尽可能的陡峭，而脉冲的顶部则尽可能的平坦。脉冲越接近矩形，则求出到指定目标的距离的准确度也越大。在脉冲通讯中，脉冲越接近矩形也是越有利的。在电视中，电视信号的形状就如图 1-2 所示。影像信号是随所播送的影像而不同的。

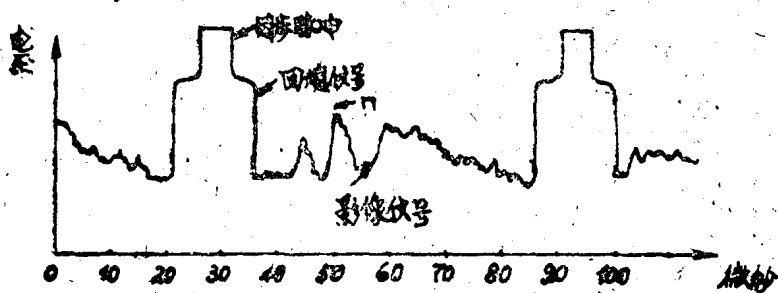


图 1-2

图 1-3 所示的为影像各种不同的基元信号，(a)与(b)代表图形上黑白区的分界线，(c)、(e)与(d)代表图形的局部形状，而(b)与(f)为图形中的独立一点或一根线。

但是不论信号的形状怎样，它们的共同特点就是都具有高的变化速度；也就是骤然间从一种状态变化到另一种状态。

许多应用场合中的脉冲信号具有周期的特性。脉冲的重复频率一般为每秒数百或数千个脉冲。脉冲的持续时间 t_d 可以包括相当宽的范围，它可以由十分之一微秒到几十微秒或更

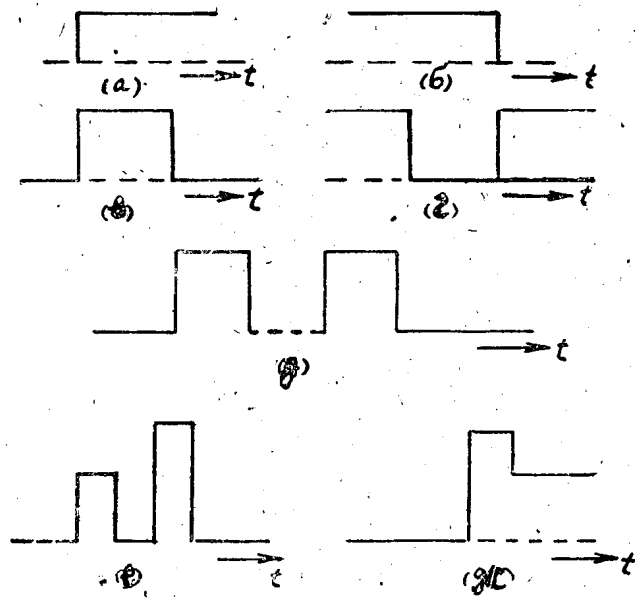


图 1-3

长，而最常遇到的持续时间为 $t_u = (0.5 - 1)$ 微秒的脉冲。另外要提到一个名词，就是脉冲孔度，所谓脉冲孔度就是脉冲重复周期与脉冲持续时间之比（图 1-4），它是脉冲讯号的表征参量。

$$S = \frac{T}{t_u}$$

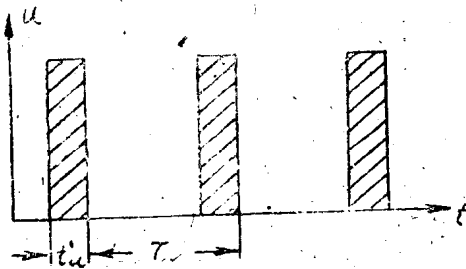


图 1-4

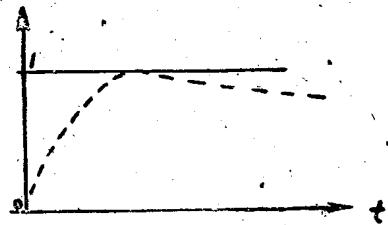


图 1-5

无线电定位中脉冲孔度很高，在大多数的情况下 S 约为 1,000，此时两个脉冲间的间隔时间比脉冲的持续时间大得多；以致在电路中前一个脉冲所引起的电的全部过程完全稳定了以后，第二个脉冲方达到，因此、对每个脉冲来说，都重新引起放大器的瞬变过程。为此，对脉冲放大器采用过渡过程的分析方法是比较直接的方法。

在分析电路的稳定现象时，我们采用正弦讯号作为测试讯号。对脉冲放大器，我们要分析其瞬变现象，所以我们采用如图 1-5 所示的单位电压作为测试讯号。其所以采用这个讯

号，是因为它将两个极端相反的情况结合起来，这两个极端相反的情况是在时间为零的那一瞬间讯号变化极快，而在零以后的时间讯号没有什么变化，将这种讯号加之于放大器以后得到的输出的讯号就称为放大器的过渡过程。为了方便起见，我们把取过渡过程稳定值为1所表示的特性称为放大器的过渡特性。如果放大器的过渡特性的形状越接近于单位电压的形状，就说明放大器对变化极快与极慢的讯号的放大能力极好，因而失真也越小。以后我们将会看到对极快与极慢变化讯号的放大能力越好，则放大器的通频带也愈宽。

有时我们也采用 Π 形脉冲作为测试讯号， Π 形脉冲讯号可以看作相隔时间为脉冲持续期 t_0 的两个符号相反、而大小相等的单位电压作用的结果（图 1-6）。因此知道了放大器的过渡特性，便可知道传送 Π 形脉冲的畸变，也就是所谓放大器的脉冲特性。自然，在线性系统中利用叠加原理，多个 Π 形脉冲也可以类似的用一系列上述大小相等、符号相反的电压组合而成。理论证明，放大器对宽度为 2 的 Π 形脉冲有最大的失真。

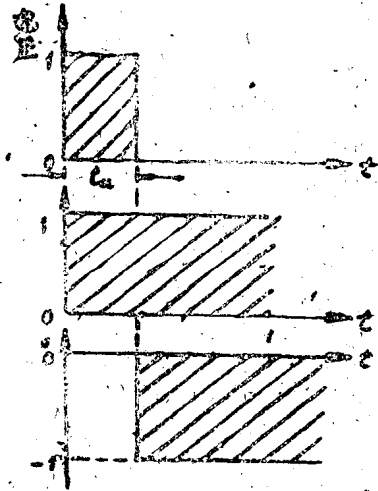


图 1-6

§ 1-3 脉冲放大器中的失真

在音频放大器中，我们已讨论了放大器中的失真。其中我们对非线性失真特别注意。这是因为我们人耳对非线性失真比较敏感，当然，脉冲放大器中也产生线性和非线性失真，其产生的原因也和音频放大器中一样。非线性失真是由于在电路中存在有非线性元件；线性失真是由于在电路中存在有电抗性元件。这里和音频放大器不同的地方是，在脉冲放大器中非线性失真不起太大的作用，因而非线性失真的容许值一般比音频放大器中的要大一些，而其数值则决定于放大器的用途与被放大讯号的形状，如为矩形脉冲，一般可不考虑非线性失真。在某些场合中还对非线性失真加以利用。电视中的“衬托器”就是人为的引起非线性失真以改变图象明暗的差别的设备。有时为了消除脉冲上的振荡电压，电子管的工作点可选在截止点以外。

脉冲放大器中的非线性失真在数量上用百分数来确定，图 1-7 是锯齿电压被有非线性失真的放大器放大后所得的输出信号（虚线 2）。图中曲线 1 为无失真的输出信号，这时非线性失真的大小可按下式用百分数来表示。



图 1-7

$$\gamma\% = \frac{\operatorname{tg} \varphi_H - \operatorname{tg} \varphi_K}{\operatorname{tg} \varphi_H} 100\% \quad (1-1)$$

在脉冲和視頻放大器中，由于頻帶寬，电路中电容的作用特別显著，因而在这些放大器中主要的困难，在于如何减小电抗元件所引起的綫性失真。脉冲和視頻放大器中綫性失真可以根据放大器的頻率特性和相位特性来估計，也可以根据放大器的过渡特性来估計。虽然两者之間存在一定的关保，但后者要直截了当得多。

頻率特性和相位特性是諧波特性和穩态特性，用它來估計失真的方法在音頻放大器中已經作了詳細的敘述，不过在音頻放大器中放大系数和頻率失真都用分貝來計量。即

$$\left. \begin{aligned} K(\text{分貝}) &= 20 \operatorname{Lg} K = 20 \operatorname{Lg} \frac{U_{\text{BHX}}}{U_{\text{BX}}} \\ Y(\text{分貝}) &= 20 \operatorname{Lg} \frac{K(\omega)}{K_0} = 20 \operatorname{Lg} Y^* \end{aligned} \right\} \quad (1-2)$$

在脉冲和視頻放大器中用分貝是不大方便的，因为这些放大器的終端机件是显示图形的示波管或反映訊号絕對值或相对值的其他机件，而不反映它們的对数比。因此，在視頻和脉冲放大器里，頻率失真 $\Delta\gamma$ 用百分数來計量。即

$$\Delta\gamma = 100(Y - 1)\% \quad (1-3)$$

放大器的相位特性 $\varphi(\omega) = \varphi(\omega)_{\text{BHX}} - \varphi(\omega)_{\text{BX}}$ ，在音頻放大器中我們曾討論过相位失真，知道它是与頻率失真同时存在的，有了相位失真就会使信号的波形发生变化，而 $K(\omega) = K = \text{常数}$ ， $\phi(\omega) = -D\omega$ 我們則称为无失真传输条件。这可通过下列方法予以証明：

設以 $U_{\text{BX}}(t)$ 代表輸入訊号电压，利用付氏积分，則

$$U_{\text{BX}}(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) \cos[\omega t + \varphi(\omega)] d\omega \quad (1-4)$$

設放大器的放大系数为

$$K(\omega) = |K(\omega)| e^{j\phi(\omega)}$$

則輸出电压

$$U_{\text{BHX}}(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} |K(\omega)| S(\omega) \cos[\omega t + \varphi(\omega) + \phi(\omega)] d\omega$$

在工程技术中，实际是在一定頻譜範圍以內， $S(\omega)$ 才有可計量之值，設 $S(\omega)$ 的頻譜範圍

* $Y = \frac{K(\omega)}{K_0}$ —— 称为相对放大系数

为 $\frac{\omega_1}{2\pi}$ 至 $\frac{\omega_2}{2\pi}$, 因而

$$U_{\text{Bbx}}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} |K(\omega)| S(\omega) \cos[\omega t + \varphi(\omega) + \phi(\omega)] d\omega. \quad (1-5)$$

如放大器的频率相位特性具有

$$|K(\omega)| = K = \text{常数}, \quad \varphi(\omega) = -D\omega.$$

则

$$\begin{aligned} U_{\text{Bbx}}(t) &= \frac{1}{\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} K \cdot S(\omega) \cos[\omega(t-D) + \varphi(\omega)] d\omega \\ &= K U_{\text{Bx}}(t-D). \end{aligned} \quad (1-6)$$

输出电压较之输入讯号电压仅迟滞一个时间 D , 而无相位失真, 此时的条件是 $\phi = -D\omega$, 即相位随频率作正比例的变化。但实际上不可能得到满足无失真条件的放大系统, 而相位特性曲线只可能作得如图 1-8 中曲线 1 所示的形状, 使之尽量地与代表 $\phi(\omega) = -D\omega$ 的曲线 2 接近。

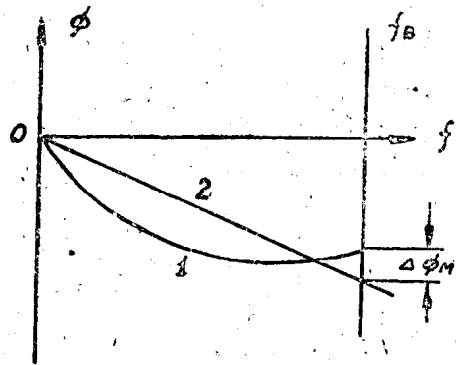


图 1-8

现在我们来谈谈按照过渡特性估计直线性失真的问题。脉冲放大器过渡特性的典型形状如图 1-9 (b), 1-9 (v) 与图 1-9 (r) 所示。它们与输入端单位电压 (图 1-9, a) 的形状有一定的差别,

即产生了失真, 过渡特性不是在瞬时间内即达到其稳定值 (图 1-9, b 所示的为非周期性过渡特性)。在有些情况, 过渡特性是经过许多极大值与极小值然后达到稳定值, 即在建立过程中对稳定值来说产生了衰减振荡 (图 1-9, v 中所示的为衰减振荡的过渡特性)。这种失真的原因也是由于电路中有电抗性元件存在。

脉冲前沿的复现不是瞬时的跃变而有一定的时间; 一般将脉冲从其稳定值的 0.1 增长到 0.9 的时间定为脉冲前沿的持续期 t_y , (有时也将从 0.05 增长到 0.95 的时间作为 t_y)。这是脉冲放大器中估计脉冲畸变的一个重要指标。 t_y 一般以微秒计, 常在 $(0.1-0.3) t_u$ 左右。此外在衰减振荡的过渡特性中, 脉冲前沿出现超量 δ 。在计算和设计时采用相应于第一极大值时的最大超量, 超量以相对于稳定值的百分数来表示 (图 1-9, v)。为了保证脉冲复现的质量, δ 之值不应大于 10%。

当放大矩形脉冲而放大级电路的栅极时间常数可以与脉冲的持续期相比拟时, 则将如图

1-9 (r) 所示，脉冲平顶部分将随时间的增长而降落。降落之值以相对于脉冲的稳定值的百分数 Δ 来表示。在脉冲放大器中， Δ 之值一般不大于 $\pm 10\%$ ，其中正号表示讯号不是降落，而是突起。

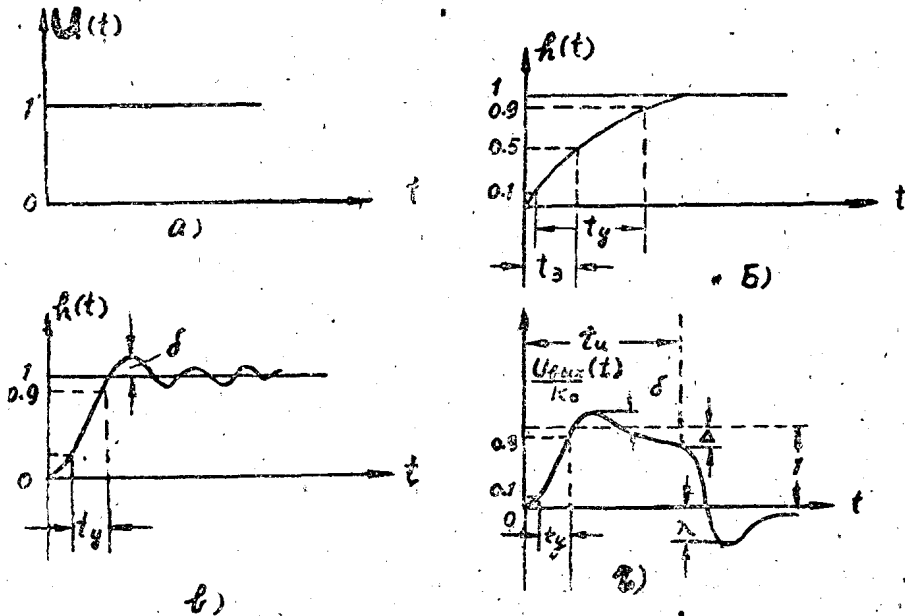


图 1-9

如图 1-9 (r) 所示，在放大脉冲讯号时会出现负超量，负超量 λ 是负的极大值与稳定值之比，而以百分数表示之。初步近似可以认为负超量 $\lambda \approx \Delta + \delta$ 。

在脉冲讯号加入以后到过渡特性增长到稳定值的 0.5 的时间，称为脉冲的迟后时间而以 t_d 表示之（有时也以过渡特性斜率最大时的那一点的时间作为迟后时间）。

由于 t_d 与 λ 对估计过渡特性（或脉冲特性）的失真不起重要的作用，所以我们在计算和分析脉冲放大器时，主要是注意前沿持续时间 t_d 、超量 δ 和平顶下降 Δ 等三个量。虽然在上列出了关于这些失真量的容许值的一些数据，但在实际运用中，还要根据脉冲放大器的用途和质量要求进行确定。

§ 1-4 脉冲放大器的电路及复数放大系数

前面已经说过。脉冲放大器按板极负载来区别可以有多种形式，其中以电阻级及具有补偿电路的电阻级用得最为广泛。但是必须指出，普通音频放大器中的电阻级其通频带充其量也不过低到几赫和高到几万赫，而不能适应放大脉冲讯号的要求。因此，不加以适当的改变和不采用别的办法是不可能用来放大脉冲和视讯讯号的。除了采用负反馈可增宽通频带

外，通常是在电阻级大大降低负载电阻 R_a 的基础上，再加补偿电路，以分别减小脉冲前沿持续期 t_y 和减小平顶的降落 Δ 。这两者又分别相当于补偿高频和低频的频率失真，从而使通频带得到扩张。就脉冲放大器而言，虽然把脉冲前沿持续期（快时间区）的补偿电路叫做高频补偿电路和把脉冲平顶（慢时间区）降落的补偿电路叫做低频补偿电路是不太恰当的，但是为了方便起见，我们还是这样去称呼它们。

减小负载电阻 R_a 即能扩展通频带，是因为电阻放大级的放大面积在正常工作下几乎为一常数：

$$\pi = K_0 \omega_B = \frac{S}{C_0} = \text{常数} \quad (1-7)$$

可以看到， K_0 愈小，则可以获得愈大的上限角频率。正因为如此，减小 R_a 即可以扩展通频带。

要获得大的放大面积，必须设法增大 S/C_0 之值。由于帘栅管有比较大的跨导，以及由于其过渡电容 C_{ga} 甚小，而使总的分布电容 C_0 减小，因此在脉冲和视音频放大器中，几乎都是采用帘栅管，特别是大跨导的五极管作为放大管。

以后我们将会证明，采用补偿电路也是为了提高放大面积（在脉冲放大器的讨论中，我们主要的精力是集中在提高放大面积和多级放大器的工程计算上）。

补偿电路的类型很多，有简单补偿电路和复杂补偿电路。图 1-10 中举出了一些常用的。

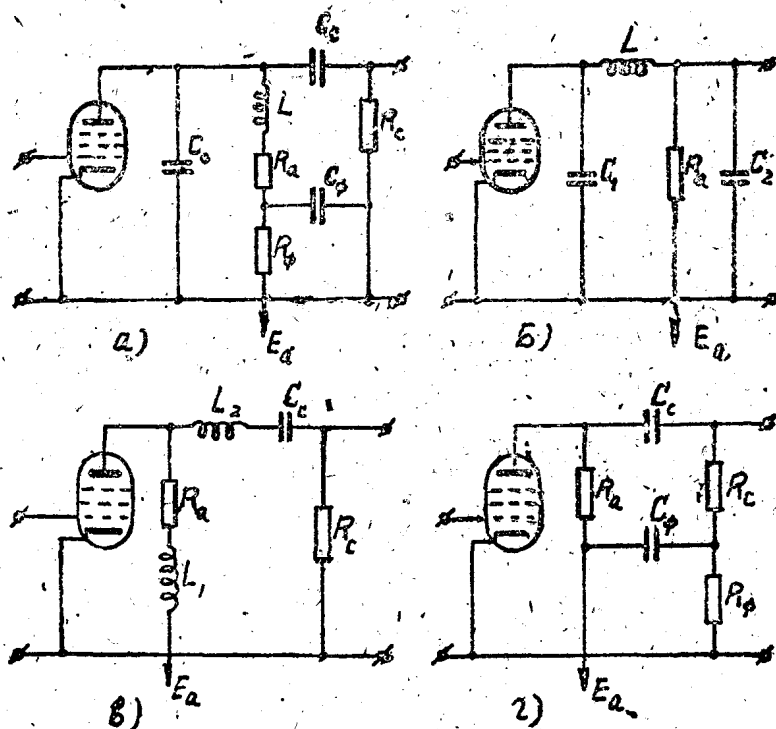


图 1-10

补偿电路的例子。图 1-10 (a) 所示的为具有高频及低频补偿的电路，图中并联电感 L 为高频补偿之用，而板极滤波器 R_p 与 C_p 为低频补偿之用。也有如图 1-10 (b) 所示的用串联电感来作高频补偿的。图 1-10 (c) 所示为以 L_1 、 L_2 两个元件作高频补偿电路的。图 1-10 (d) 为具有栅极滤波器的低频补偿电路。这样的补偿电路还可以举出很多例子。有两个或两个以上的高频补偿元件的称为复杂补偿电路。在低频补偿电路里总有两个补偿元件。一个高频补偿元件的电路用得最多，这是因为补偿元件数目增多会使电路的调整复杂起来，并使电路更易受到更换电子管、更动接线和寄生反馈的影响，同时电路进一步复杂化对于增宽频带（相应的也是增加讯号上升的斜度）并没有多大的好处。因此，电路应力求简单。

高频和低频为什么可以分别采用补偿，这正如我们在音频放大器中分析电阻耦合放大器一样，因为影响低频（长时间区）与高频（短时间区）的元件及其时间常数不同。在音频放大器中， τ_c 约为 τ_a 的千倍以上，因而可以分别考虑其作用。在脉冲和视音频放大器中则由于频带加宽， τ_c 比 τ_a 大数十万倍至数百万倍，因而更加可以分别单独讨论，也可以分别采用补偿电路。

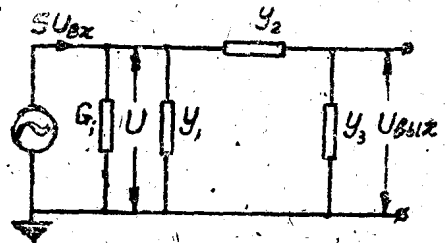


图 1-11

上面所示的电路图均可用一个如图 1-11 所示的等效电路来表示。其中 G_1 为电子管内阻的倒数，因为帘栅管内阻甚大，所以 G_1 之值甚小，可以忽略不计。我们利用节点电位法可以求得放大系数 K ，因为

$$U Y_{11} - U_{BX} Y_{12} = S U_{BX} :$$

$$-U Y_{12} + U_{BX} Y_{22} = 0 .$$

解出：

$$U_{BX} = \frac{S U_{BX} Y_{12}}{Y_{11} Y_{22} - Y_{12}^2} ,$$

其中 $Y_{11} = Y_1 + Y_2$, $Y_{22} = Y_2 + Y_3$, $Y_{12} = Y_2$ 代入得

$$U_{BX} = \frac{S U_{BX} Y_2}{Y_1 Y_2 + Y_2 Y_3 + Y_1 Y_3}$$

$$K = \frac{U_{BX}}{U_{BX}} = \frac{S Y_2}{Y_1 Y_2 + Y_1 Y_3 + Y_2 Y_3} . \quad (1-9)$$

在一般情况

$$Y = PC + \frac{I}{PL} + \frac{I}{R} = \frac{I}{P} \left(P^2 C + P \frac{I}{R} + \frac{I}{L} \right)$$

因此 K 可写成为两个 P 的多項式之比:

$$K(P) = \frac{a_0 + a_1P + a_2P^2 + \dots + a_mP^m}{b_0 + b_1P + b_2P^2 + \dots + b_nP^n} \quad (1-10)$$

以 $j\omega$ 代 (1-10) 式中的 P , 即得到作为頻率函数的放大系数

$$K(j\omega) = \frac{a_0 + a_1(j\omega) + a_2(j\omega)^2 + \dots + a_m(j\omega)^m}{b_0 + b_1(j\omega) + b_2(j\omega)^2 + \dots + b_n(j\omega)^n}$$

$$= K_a(\omega) + jk_b(\omega) \quad (1-11)$$

其中 $k_a(\omega)$ 为 $k(j\omega)$ 的实数部分, 显而易见, $k_a(\omega)$ 及 $k_a^2(\omega) + k_b^2(\omega)$ 均为 $(j\omega)$ 的偶函数, 而 $k(j\omega)$ 的虚部 $k_b(\omega)$ 则为 $(j\omega)$ 的奇函数。

§ 1-5 脉冲放大器中电子管的工作情况

脉冲放大器不同于音頻放大器的重要特点之一, 是在脉冲級中电子管工作情况的选择。如众所周知, 在音頻放大器中, 电子管的工作情况总是这样选择, 以保证放大器有最小的非綫性失真系数。但是, 在脉冲放大器中, 正如前面已经說过的一样, 非綫性失真不起太大作用, 甚至常常是有用的, 例如, 为了消除脉冲上的

振蕩电压。电子管可以工作于截止的状态 (图 1-16)。这样, 在脉冲訊号的条件下, 有时可以人为地引入一些非直綫性。因而选择电子管工作情况就有另一种准則, 那就是要根据脉冲的极性 & 电子管的板极損耗来选择工作状态。

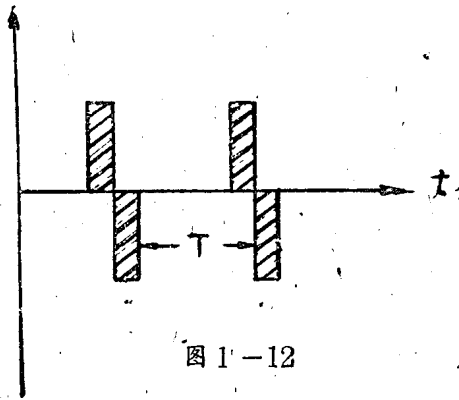


图 1-12

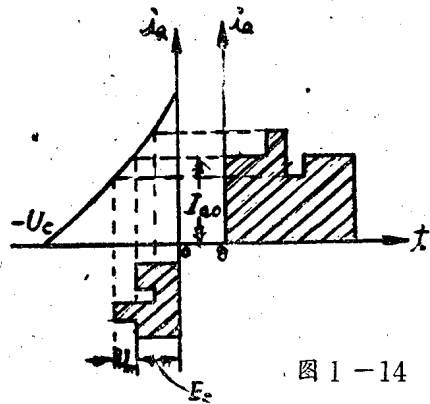


图 1-14

在大多数的情形中, 往往需要放大如图 1-13 所示的单向脉冲。

图 1-12 所示的双向脉冲是比较罕見的。

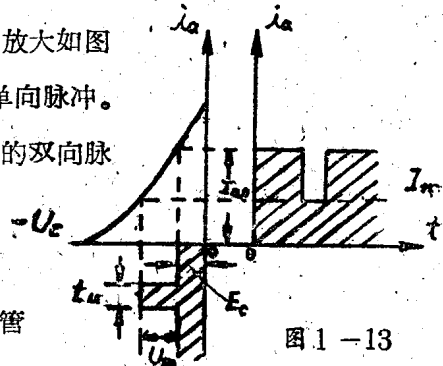


图 1-13

如果电子管栅极的脉冲电压

振幅很小, 不超过十分之几伏特, 则不管脉冲的形状如何, 电子管特性曲綫上的工作点应选择

在負的区域, 使动态特性曲綫的斜率为最大而如 (图 1-13) 及 (图 1-14) 所示。这样就可以使

我們从每一級得到最大的放大。

当放大大幅的单向脉冲时，如果加于电子管栅极的脉冲是正的，則电子管特性曲綫上的工作点应选择在特性曲綫的起始点——相当于乙类工作情况（图 1—15）。如果脉冲是負的，則工作点应选择在特性曲綫的上部，如图（1—16）所示。

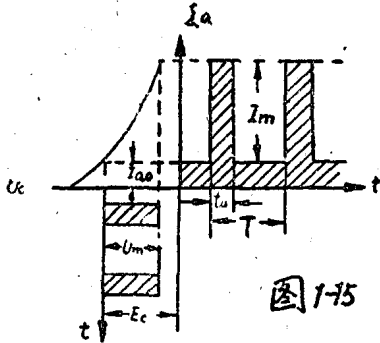


图 1-15

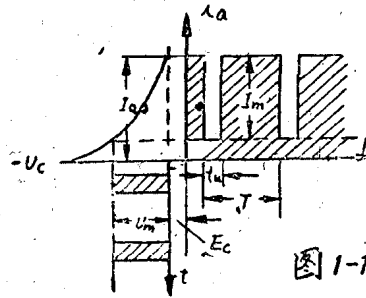


图 1-16

在最后的一种情形中，电子管的靜止（无訊号）电流 I_{a0} 必須不超过最大可容許的板极电流，这个电流由給出的电子管可容許的板极損耗功率来限制。

$$I_{a0} \leq \frac{P_{a\text{max}}}{U_{a0}} \quad (1-12)$$

其中 U_{a0} 是板极电压。

当脉冲的孔度系数相当大时（ $\frac{T}{t_u} > 10$ ），在选择所有脉冲放大級的工作状态时，我們都应当遵循上述关系。

当脉冲孔度很小时，也就是說，当数值 T 和 t_u 具有同級大小时，电子管的板极功率損耗不仅依赖于电子管特性曲綫上的工作点的位置，同时也依赖于板极电路中脉冲振幅和孔度系数。

当脉冲的正极加于电子管的栅极时（图 1—15），板极电流的平均值（假设板极电路中脉冲形状接近于矩形）等于

$$I'_{a0} = I_{a0} + I_m \frac{t_u}{T} \quad (1-13)$$

因而电子管板极的損耗功率

$$P_a = U_{a0} I'_{a0} = U_{a0} \left(I_{a0} + I_m \frac{t_u}{T} \right) \quad (1-14)$$

由此可得

$$I_{a0} \leq \frac{P_{a\text{max}}}{U_{a0}} - I_m \frac{t_u}{T} \quad (1-15)$$