

电子线路

下册

桂林无线电学校 陈民光主编

国防工业出版社



内 容 简 介

本书分上、下两册。下册内容共分八章：即宽频带放大器，高频小信号谐振放大器，高频功率放大与倍频，调制、解调与变频，场效应管放大器，线性集成电路及其应用，电子管及其电路简介，印制电路板设计基本知识。每章后面都附有思考题与习题。

本书为中等专业学校统编试用教材，可供通信、电视、测量、计算机和自动控制等专业的学生使用；亦可作为工厂业余学校的教学参考书和供大、中专学校有关专业学生阅读。

电 子 线 路

下 册

桂林无线电学校 陈民光主编

*

国防工业出版社出版

开本 $787 \times 1092 \frac{1}{16}$ 印 张

1980年2月第一版 1980年2月第一次印刷

印数 1 — 16500

定价：1.85元

目 录

第九章 宽频带放大器

第一节	概述	1
第二节	晶体管高频等效电路及高频参数	7
第三节	单级共射宽频带放大器	19
第四节	扩展通频带的方法	31
第五节	多级放大器的计算	44
第六节	视频放大器的结构特点、调整及测试	47
思考题与习题		51

第十章 高频小信号谐振放大器

第一节	耦合谐振回路	53
第二节	Y 参数等效电路	60
第三节	谐振放大器的组成及对谐振放大器的要求	66
第四节	单回路谐振放大器	69
第五节	双回路谐振放大器	80
第六节	参差调谐放大器	87
第七节	谐振放大器的稳定性	92
第八节	共发——共基级联放大器	96
第九节	集中选择性滤波器	97
思考题与习题		104

第十一章 高频功率放大与倍频

第一节	引言	106
第二节	高频功率放大器的基本原理	106
第三节	高频功率放大器的折线分析法	109
第四节	高频功率放大器的特性分析	113
第五节	高频功率放大器的偏置与馈电电路	117
第六节	高频功率放大器的匹配电路	119
第七节	高频功率放大器的设计与调试	131
第八节	高频功率放大器的并联和推挽工作	136
第九节	高频功率合成技术	138

第十节 倍频技术	145
思考题与习题	150

第十二章 调制、解调与变频

第一节 概述	151
第二节 调幅	152
第三节 调频	162
第四节 检波器	169
第五节 鉴频器	179
第六节 自动增益控制	187
第七节 变频器	190
第八节 台式调幅收音机电路举例	205
思考题与习题	210

第十三章 场效应管放大器

第一节 结型场效应管	211
第二节 绝缘栅场效应管	217
第三节 场效应管的基本放大电路	224
第四节 实用电路举例	230
复习思考题	234

第十四章 线性集成电路及其应用

第一节 概述	235
第二节 运算放大器的基本性能	237
第三节 运算放大器的输入接线方式	244
第四节 对运算放大器的要求	246
第五节 线性集成运算放大器	248
第六节 线性集成电路其它应用	257
第七节 集成化稳压电源	261
思考题与习题	263

第十五章 电子管及其电路简介

第一节 概述	265
第二节 二极管及其应用	265

第三节	三极管及其放大作用	269
第四节	多极管和复合管	275
第五节	电子管的命名法, 使用时注意事项及电子管与晶体管的比较	279
第六节	电子管电路	282
第七节	红灯711型六灯交流收音机整机电路	288
思考题与习题		293

第十六章 印制电路板设计基本知识

第一节	印制电路板设计技术要求和规定	294
第二节	印制电路板设计举例	304

附 录

I	国产半导体集成电路型号命名法(SJ11—77)	323
II	国产薄膜混合集成电路型号命名法	324
III	国产电真空器件型号命名法	325
IV	国产阻容元件的主要性能参数与命名法	331
V	国产集成运放、集成稳压器的电路图及参数	334

第九章 宽频带放大器

【内容提要】 本章首先介绍了宽带放大器的工作特点和它的两种分析方法；其次利用高频混合 π 型等效电路对单级宽带放大器进行了详细分析，得出了要获得宽的通频带与高增益带宽积的条件；接着介绍了扩展通频带常用几种方法(负反馈、高频电抗补偿和组合电路应用等)，最后对多级宽带放大器和放大器设计和调整测试进行了简单介绍。

第一节 概 述

一、宽带放大器的工作特点及技术要求

宽频带放大器(简称宽带放大器)是指下限频率 f_L 在几十赫芝以下,甚至低到零赫芝(直流),上限频率 f_H 在几兆赫芝以上的放大器。目前国内已经制成三百兆赫芝的放大器;国外制成近千兆赫芝的宽带放大器。放大器的频带宽度,决定于被放大信号。例如作为黑白电视放大图象的视频放大器只需50赫芝到6兆赫芝的频带即能满足要求。由于宽带放大器往往是用来放大各种脉冲信号和任意形状的视频信号,通常也把宽带放大器称为脉冲放大器或视频放大器。这类放大器在电子技术许多部门得到广泛的应用。

对宽频带放大器技术要求,原则上与低频放大器相似,但更为严格。这是因为被放大信号是规则或不规则的脉冲信号,同时由于最终接受这类信号的感觉器官不同(音频是用耳、视频用眼)。

图9-1(a)所示波形为雷达设备中视频脉冲信号,图9-1(b)所示波形为电视广播中的图象信号,从图中可以看到,这类信号在波形结构上一个显著的特点就是它们都具有“突变”的性质,即变化迅速,骤然间从一种状态变化到另一种状态,根据信号的频谱分析知道,具有突变性质的周期信号(脉冲信号),是由基波和它的高次谐波叠加的结果。现用作图方法形象说明谐波分量相叠加而得到的脉冲波。

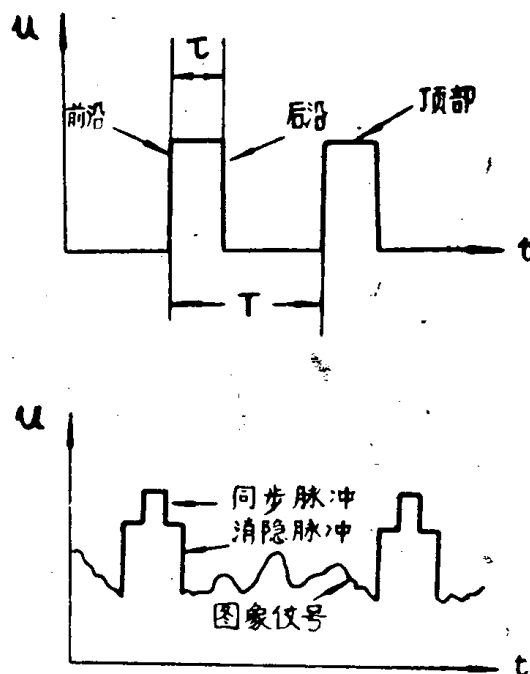


图9-1 脉冲信号示例

一个理想矩形波,按照富氏分析,它的表达式一般可写为:

$$u(t) = \frac{\tau}{T} E + \frac{2E}{\pi} \left[\sin \frac{\tau\pi}{T} \cos \omega t + \frac{1}{2} \sin \left(\frac{2\tau\pi}{T} \right) \cos 2\omega t + \frac{1}{3} \sin \left(\frac{3\tau\pi}{T} \right) \cos 3\omega t + \dots + \frac{1}{n} \sin \left(\frac{n\tau\pi}{T} \right) \cos n\omega t \right] \quad (9-1)$$

从上式可知,这个矩形脉冲信号是由直流分量、基波分量和许多高次谐波分量组成。式中 τ 为信号脉冲宽度, T 为脉冲信号周期。如果把脉冲占空系数为 $\tau/T=0.2$ 代入上式,整理后得:

$$U_0 = \frac{\tau}{T} E = 0.2E$$

$$U_1 = E \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{5}\right) = 0.38, \quad (9-2')$$

$$U_2 = E \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{2}{5}\pi\right) = 0.3E,$$

$$U_3 = E \cdot \frac{1}{3} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{3}{5}\pi\right) = 0.2E,$$

$$U_4 = E \cdot \frac{1}{n} \cdot \frac{2}{\pi} \sin\left(\frac{n}{5}\pi\right)$$

即: $u(t) = 0.2E + E[0.38\cos\omega t + 0.3\cos 2\omega t + 0.2\cos 3\omega t + \dots]$ (9-3)

现将脉冲波前十次谐波分量按比例依次画在图 9-2 (a) 上, 它的合成波形如图 9-2 (b)

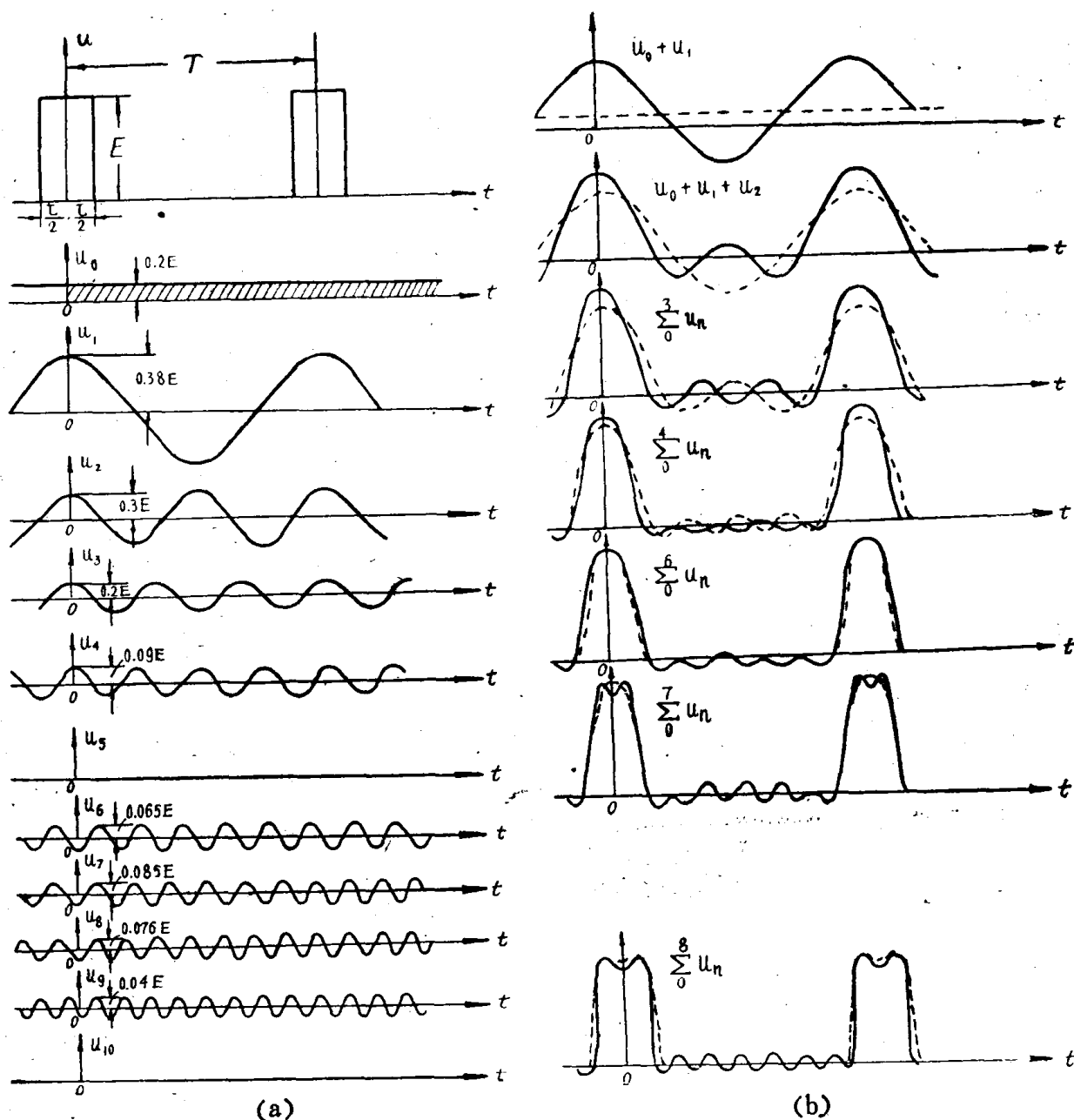


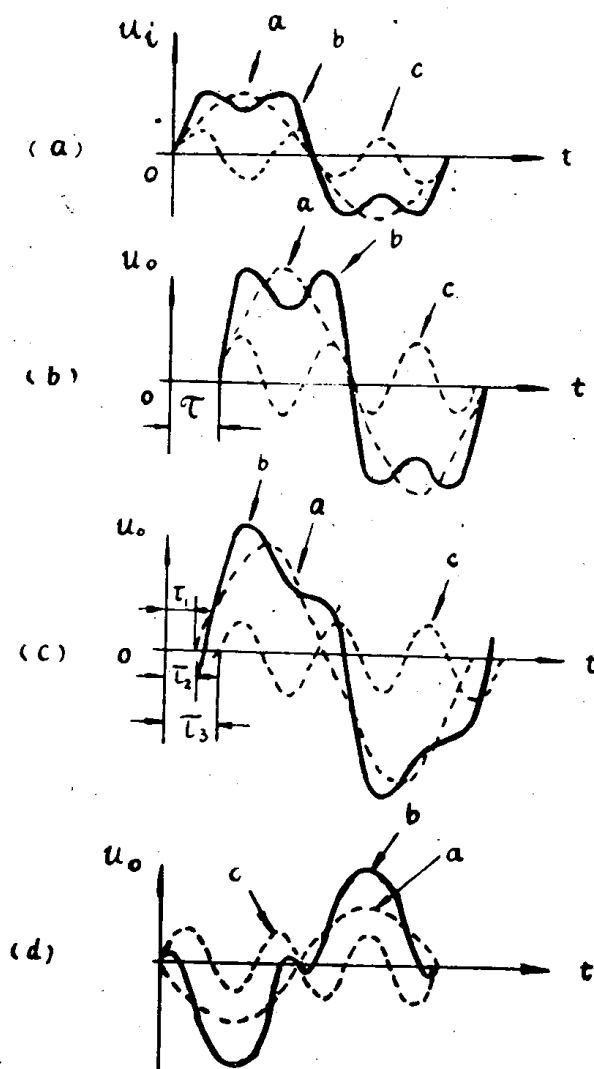
图 9-2 $\frac{\tau}{T} = 0.2$ 时矩形脉冲电压的谐波分量。

从波形合成过程中可以看出,为了得到一个近似理想矩形的波形,必须由多个谐波叠加,叠加的高次谐波分量的成分越多,合成波的前沿越陡,和理想矩形越接近。而且占空系数越小,需要的谐波次数越高(谐波次数高到其幅度为基波的十分之一时就可以忽略不计了),因为这时直流分量与基波的幅度越小。因此对这类信号保证不失真放大,就要求放大器具有很宽的通频带,把基波与高次谐波进行放大,这样放大后的波形才能重现原来的输入波形。

此外由于人耳对一个复杂的信号接受,在辨别各个频率分量(不同频率简谐波)之间的相位(时间)差异并不敏感,因此,为了重现一个言语或音乐信号,只要求经过放大以后的频率不同的各个简谐波的幅度能保持原来的比例关系就可以了,但是眼睛就不同,它对所观察的信号图象(如电视图象、雷达图象)中由于各个谐波分量之间相位(即时间的先后)改变所引起的失真(相位失真)与由于幅度比例改变所引起的幅频失真同样的敏感,可以用图9—3加以说明,图中放大后各分量幅度比例与输入信号的比例一样,但由于输出信号与输入信号相位差不同,波形就不同。图中(a)的波形是输入信号波形,图(b)波形是放大后不失真的输出波形,这由于各分量得到同等放大而且时延相等。图中(c)与(d)的波形是由于基波与三次谐波时延不同引起的相位失真,虽然各分量都同等放大。由于相位失真会引起图象模糊或颜色异常。

因此对一个宽带放大器来说,要使放大后信号波形(脉冲波形)不失真,就不仅要求非线性失真小,而且幅频失真与相频失真都要小,或者说,要在很宽的频带范围内使各种频率分量通过放大后得到相同的时延而均匀放大。现在进一步分析放大器的频率特性。

放大器的频率特性的低频段主要受耦合电容器的影响,如果采用直接耦合,它的下限频率就可以扩展到零,如图9—4(a)所示。而幅频特性的高频段受到两方面因素影响:即半导体器件的高频特性及外电路的分布参量。因此,宽带放大器基本电路一般是阻容耦合放大器,或者是直接耦合放大器,如果取用直接耦合,为了抑制零点漂移,多采用差动(差分)电路,电路中放大管都要用高频晶体管,而且在电路还要采取各种措施(主要是负反馈与补偿)来扩展频



a. 输入波形 b. 不失真输出波形
c. 不同时延引起的失真 d. 不同时延引起的失真

图9—3 放大器由于时延不同引起的波形失真

带，减少频率失真与相位失真。所以本章把宽带放大器分析的重点放在高频段。

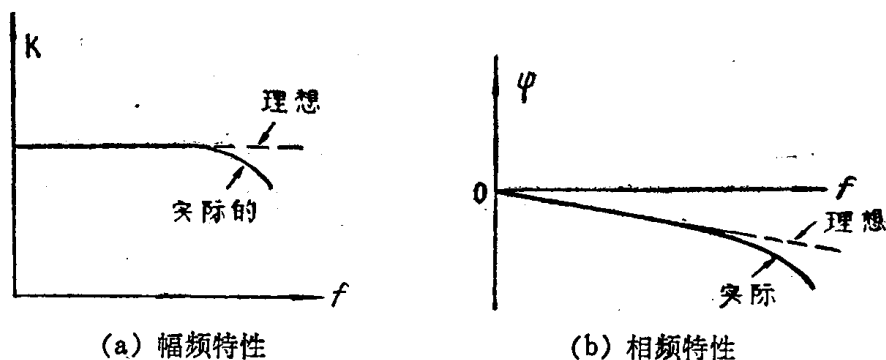


图 9—4 放大器的幅频特性与相频特性

二、宽带放大器的分析方法

分析宽带放大器的频率特性有稳态法和暂态法两种，现介绍如下。

1. 稳态分析法（亦称频率分析法或谐波法）这种方法是用简谐波为放大器的输入信号，研究放大器对不同频率信号的振幅和相位的响应，由于任意形状的周期信号总能分解成为一系列具有一定的振幅和相位的基波和谐波，因此，如果知道放大器的幅频特性与相频特性以后，就能判断任意形状的输入信号经放大后带来的线性失真。

一个宽带放大器，如果它的中频段的电压放大倍数愈高，则频带就愈窄，反之，通频带愈宽。因此仅用放大倍数或通频带来判断放大器性能是不全面的，因此常采用中频段电压放大倍数 K_{uo} 与通频带 Δf 的乘积（简称增益带宽积）来衡量宽带放大器的质量，如果增益带宽积愈大，则它的高频性能愈好。

2. 暂态分析法（亦称时间分析法）

这种方法用单位阶跃信号或矩形脉冲作为放大器的输入信号，研究放大器输出电压随时间变化的情况（即研究波形暂态失真的情况）。衡量波形暂态失真常以上升时间及平顶降落的大小做为标志。如果波形失真小，则放大器性能就好。这种方法优点就在于它能直接而迅速地判断脉冲信号通过放大器以后波形失真的情况。下面说明选择单位阶跃信号作为输入基本信号的理由，如图 9—5 所示。单位阶跃电压（简称单位电压）有突变（当 $t=0$ 时）和缓变（ $t>0$ 时）两个极端的状态。在时间 $t=0$ 那一瞬间（短时间区），信号电压以无穷大的速度变化，而在 $t>0$ 时（长时间区），信号电压保持不变（变化速度为 0），这样信号包含着由零到无穷大频率的全部简谐分量，是最难放大的信号。单位阶跃电压的数学表达式为：

$$u(t) = 1(t) = \begin{cases} 0 & \text{当 } t < 0 \text{ 时} \\ 1 & \text{当 } t \geq 0 \text{ 时} \end{cases} \quad (9-4)$$

如果把这个阶跃电压加到放大器的输入端，放大器输出电压的形状越接近于单位电压的形状，就表明放大器对变化极快和极慢的信号都能很好响应，都具有很好的放大性能，那么它必能很好地放大任意形状的信号电压。因为任意形状的电压都可以用阶跃电压合成，如图 9—5 (b)(c) 所示。这样，如果知道放大器的输出波形失真，就能迅速判断放大器性能优劣。实际上经常采用一个脉冲宽度为 τ 的矩形脉冲作为测试信号，如图 9—5 (b) 所示。它可以看作是由跃变时间相差 $\tau = (t_2 - t_1) = (t_1 + \tau) - t_1$ 的两个幅度相等，极性相反的阶跃信号的合成。

现在介绍如何应用阶跃信号来测量放大器的暂态特性，它的电路和波形如图 9—6 所示。

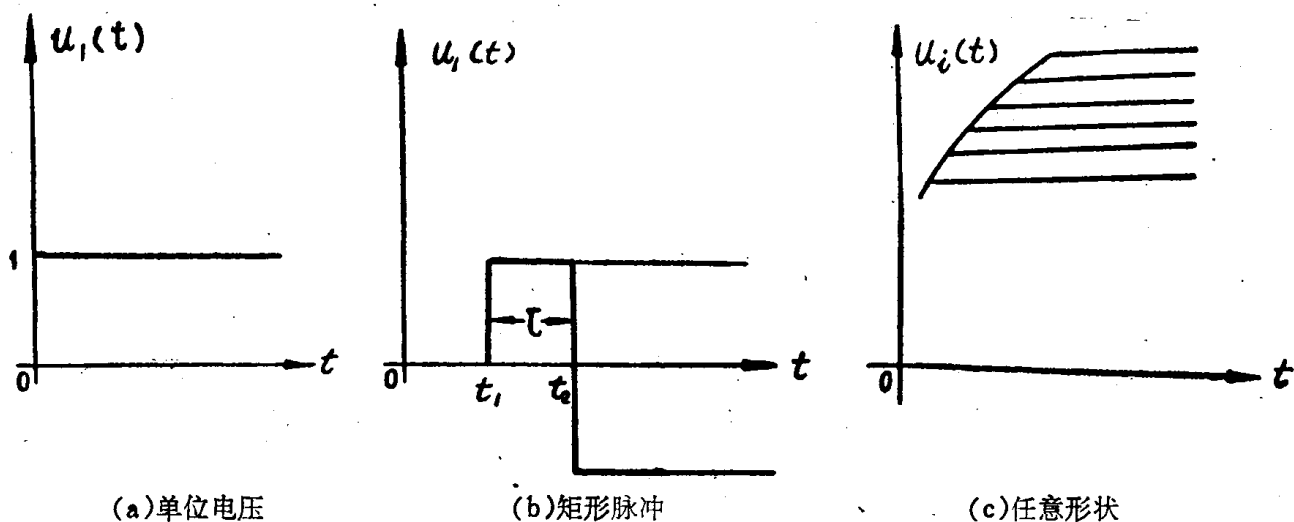


图 9-5 输入信号可分解为许多阶跃信号

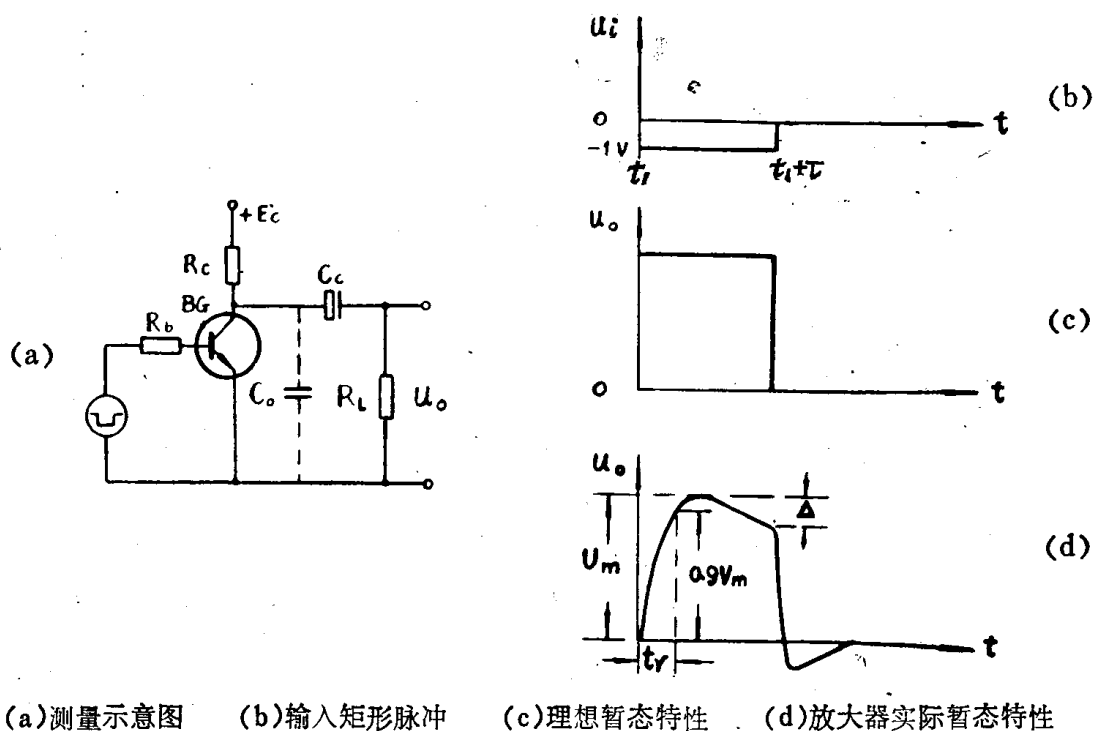


图 9-6 放大器暂态特性

在放大器的输入端，接入一个负的矩形脉冲作为输入信号，来观察放大器的输出波形，在 t_1 到 $t_1 + \tau$ 这段时间内就等于观察一个阶跃信号的响应。因此可以直接用脉冲示波器来观察宽带放大器的暂态特性。

按照放大器的特性，输出电压 $u_o(t)$ 是输入电压 $u_i(t)$ 的 $-K_o$ 倍， $-K_o$ 是放大器各种电抗元件的影响均可忽略时的放大倍数。但实际上放大器中总存在电抗元件，（分布电容 C_o ，耦合电容 C_c 等），所以集电极电压不能突变，因此输出电压 u_o 也不能突变，输出电压 u_o 只能是一个以一定时间常数为 $R_o C_o$ 按指数上升的电压，这个过程称为暂态过程，如图 9-6 (c) 所示。即

$$u_o(t) = -K_o E \left(1 - e^{-\frac{t}{R_L' C_o}} \right) \quad (9-5)$$

式中 E 为负阶跃电压, $-K_0$ 为放大器的电压放大倍数。

通常用上升时间 t_r 来表示上述放大器在突变时的暂态失真, 所谓上升时间是指输出电压 $u_o(t)$ 从最终稳定值 U_m 的10%上升到90%所需的时间。上升时间 t_r 可以计算为:

$$t_r = 2.2 R_L' C_o \quad (9-6)$$

显然 t_r 越大, 说明放大器不能很好放大变化快的信号, 在实际应用中会产生不良影响, 在电视图象, t_r 过大会造成黑白影像界限不分明, 在雷达测距中 t_r 过大会造成测距的误差。

我们知道放大器上的限频率 f_h 就是放大器的放大倍数 K 下降到中频段放大倍数 K_0 的0.707倍时相对应的频率, 上限频率 f_h 可以近似看作是放大器的频带 Δf , 即

$$\Delta f = f_h = \frac{1}{2\pi R_L' C_o} \quad (9-7)$$

从前面富氏分析看到被放大的脉冲前沿越陡, 即要求放大器的输出信号前沿建立时间 t_r 越小, 要求通带 Δf 越宽。

因为

$$t_r = 2.22 R_L' C_o$$

所以

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi R_L' C_o} = \frac{1}{2\pi \frac{t_r}{2.2}}$$

即

$$\Delta f = \frac{0.35}{t_r} \quad (9-8)$$

或

$$t_r \Delta f = 0.35 \quad (9-9)$$

这就是说放大器的通带 Δf 脉冲上升时间 t_r 的乘积是一个常数。式中, 0.35值对于上冲 δ 不大于5%的那种电路相符合。从9—9式可知: 上冲量一定的电路, 若通频带很宽, 则可获得比较快速的暂态响应。实践表明, 放大器的输出脉冲信号的前沿除与通频带有关, 而且还与电路的高频相位特性有关。因此, 只用通频带来估计对脉冲的前沿(或后沿)要求是不全面的, 不过这种估计还是有相当的参考价值。表9—1列出了放大器通频带与脉冲前沿的时间关系:

表 9—1 通频带与脉冲上升时间关系表

Δf (MHz)	10	15	30	45	60	100	150	200	300
t_r (ns)	35	23	12	8.7	5.8	3.5	2.3	1.8	1.2

当输出电压达到最终稳定值 U_m 后, 随着时间的增加, 输出电压顶部下降, 如图9—6(d)所示, 它表示放大器阶跃响应的顶部(长时间区)失真, 顶部下降量愈小表示放大器长时间区的阶跃响应愈好, 即放大器的低频响应好。

通过上面介绍, 可以看出, 暂态分析法比较直观, 能直接观察到复现输出信号的形状, 能得到比较准确的结果, 但在设计和分析放大器过程中(特别是多级放大器)所用的数学运算比较复杂。而用稳态分析法来分析宽带放大器, 虽难于得到准确的信号的失真, 给电路参数的确定带来一定困难。但是稳态法理论比较简单, 用它来分析计算, 也得到满意结果。因此在本章中, 我们

将以频率法为主来分析宽带放大器。

第二节 晶体管高频等效电路及高频参数

一、概述

为了分析晶体管放大器，首先要熟悉晶体管本身的等效电路。在上册分析小信号低频放大器时，常把晶体管等效地看成是由一些与频率无关的电阻所组成的有源四端网络，并用一些参数来代表，这就是我们熟悉的 h 参数等效电路。用这种方法分析与计算电路得到的结果与实际测量的数据是基本相符的。这种等效电路形式简单，但是应用频率范围有一定限制，对一般低频晶体管来说，只适用于几十千赫以下的频率范围，对一般高频管来说，也只限于几兆赫以下的频率。

但是随着工作频率的升高，晶体管的输入阻抗，输出阻抗，电流放大系数等参数都随工作频率而变化（一般是减少）。这样，在高频运用情况，晶体管的等效电路不仅由与频率无关的电阻所组成，而且还必须包含随频率变化的电抗成分。因此，在高频运用时，晶体管的低频参数及其等效电路就不适用了，由于宽带放大器和调谐放大器都经常要求工作在10兆赫以上的高频，所以，首先讨论晶体管的高频等效电路就非常必要了。

晶体管在高频运用时，它的等效电路有两种表示方法：一种方法称为参数等效电路法，这种方法把晶体管表示为有源四端网络，由网络参数构成等效电路，如 y 参数等效电路和 h 参数等效电路。用四端网络方程决定的等效电路，它的最大优点是形式上一致，从这样的等效电路分析和推导出来的表达式具有普遍意义；它的缺点是参数组中的每一参数都与频率有复杂的关系，同时每一参数的物理概念不明确。在高频小信号调谐放大器中，因为负载一般都是用并联的谐振回路，工作在很窄的频带范围内，因此用 y 参数电路来分析电路，是比较方便的。关于这个方法将在第十章高频小信号谐振放大器作详细介绍。

另一种方法称为模拟等效电路法，它是由晶体管的物理结构模拟得到的等效电路，它把晶体管内部的复杂关系，用恒流源和集中元件 R 、 L 、 C 来表示，而每一元件与晶体管内部发生的某种物理过程具有明显的关系。用模拟方法得到的等效电路有 T 型等效电路和混合 π 型等效电路，这种方法得到的等效电路最大优点是各元件参数与频率（严格地说，在 $f < 0.2f_a$ 或 $f < 0.2f_T$ 范围内）无关，而且有明确的物理意义，并且可以直接看出与静态工作点电流关系，因此，在分析宽带放大器特别方便，本节着重分析共射接法高频混合 π 型等效电路。

二、晶体管的高频等效电路

晶体三极管是由两个紧靠的 PN 结（发射结与集电结）组成。为了说明它在高频小信号运用时的等效电路，先介绍 PN 结的等效电路。

1. PN 结的小信号高频等效电路

一个二极管只包含一个 PN 结，因此， PN 结的等效电路就是二极管的等效电路，在高频小信号运用时，如图 9—7 (a) 所示，其特性可以用一个电阻——电容的并联的电路来表示，如图 9—7 (b) 所示，图中 r_j 为结电阻，它与外加电压有关，当正向偏置时， r_j 很小，其值也可由工作点 Q 的切线斜率的倒数来决定，如图 9—7 (c) 所示，也可用下列近似式 (9—10) 求得。

$$\text{即 } r_j(\Omega) = \frac{26(\text{mV})}{I_{DQ}(\text{mA})} \quad (9-10)$$

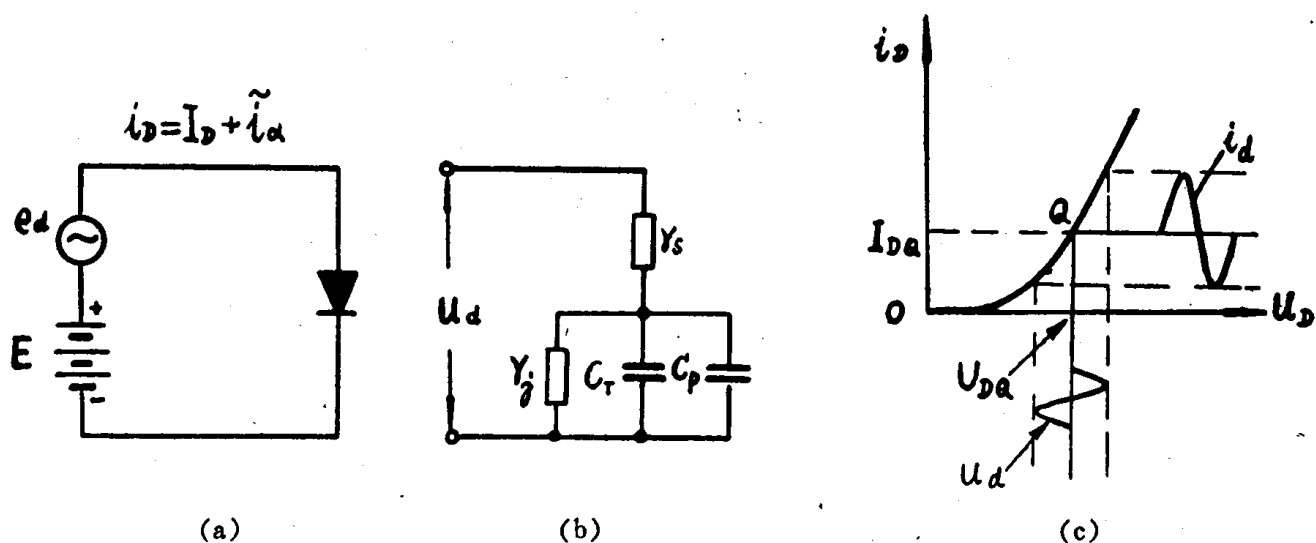


图 9-7 PN 结的高频小信号等效电路

式中 I_{DQ} 为工作点 Q 的电流，单位为毫安，图中 r_s 为二极管的体积电阻，它与外加电压无关，数值一般很小，常可以忽略；图中结电容包括位垒电容 (C_T) 与扩散电容 (C_D) 两部分，它们大小都与结电压（大小与极性）有关，正向偏置时，两者都较大，但扩散电容 (C_D) 比位垒电容 (C_T) 要大许多倍，这时结电容是一个大电容（基本上由扩散电容来决定）；反向偏置时，扩散电容近似为零，这时结电容只是一个很小位垒电容。关于位垒电容在第一章已经介绍过了，现在对扩散电容再加解释。

2. 扩散电容 C_D

在图 9-8 (a) 中， PN 结被加上一个正向电压，当电子（图中用 $\bullet$ 表示）进入 P 区以后，在 P 区便出现了多余的负电荷，这些负电荷在半导体内建立起强的电场，该电场将吸引空穴（正电荷）直至从外电路进入 P 区的空穴数量（图中以 $\circ$ 表示）等于电子数量后，该电场才消失，这就是说，半导体总是力图保持其电中性。在 P 区半导体内就贮存了一定电子空穴对（即分布电容贮存）。当外加电压一定时，扩散到 P 区的电子数量一定，因此， P 区半导体中所贮存的电子-空穴对数量也保持一定。维持一个动态平衡。

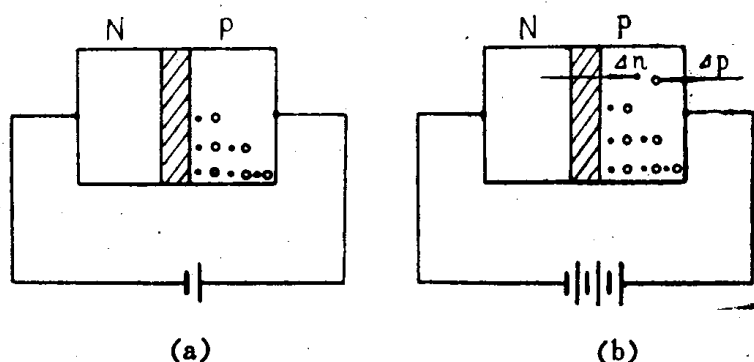


图 9-8 PN 结扩散电容的物理实质的示意图

当外加电压发生变化，设变化量为 ΔU 时，从图 9-8 (b) 可见，这时由 N 区进入 P 区的电子数量也有一个增量 Δn ，相应地从外电路诱导出一个空穴数量增量 Δp ，然后再建立起新的动态平衡。在 P 区半导体中，由于外电压 ΔU 引起电子-空穴对贮存发生变化（即电荷贮存变化）的这一物理现象，正如电容器被充电一样，因此，把这个物理过程可用一个电容来等效，这个等

效电容称为扩散电容 C_D ，与此类似，在 N 区半导体中也有这一物理过程，所以也可以用扩散电容来等效。

外加正向电压 U 愈大时，同一个 ΔU 所引起的电子—空穴对增量愈多，等效电容也就愈大。理论和实验证明，扩散电容量的大小，是正比于通过 PN 结的电流值。

3. 晶体管“ T ”型等效电路

晶体三极管基本结构是由两个紧靠的 PN 结组成，图9—9所示分别为硅平面管与锗高频管截面结构示意图及相应原理结构。

从图9—9看出，晶体管有两个 PN 结，正常工作时发射结是正向偏置，因此可用一个小发射结电阻 $r_{eb'}$ ($100 \sim 300 \Omega$)和大的发射结电容 $C_{eb'}$ ($100 \sim 500 \text{pF}$)并联电路来等效；而集电结是反向偏置，因此可用一个大的集电结电阻 $r_{cb'}$ ($100 \text{k}\Omega \sim 10 \text{M}\Omega$)与小的集电结电容 $C_{cb'}$ ($2 \sim 10 \text{pF}$)并联电路来等效，两个 PN 结在基区 b' 处互相连接， b' 称为有效基区（或称等效基极），从基极(b)到有效基区(b')间的基区纵向电阻，用 $r_{bb'}$ 表示。

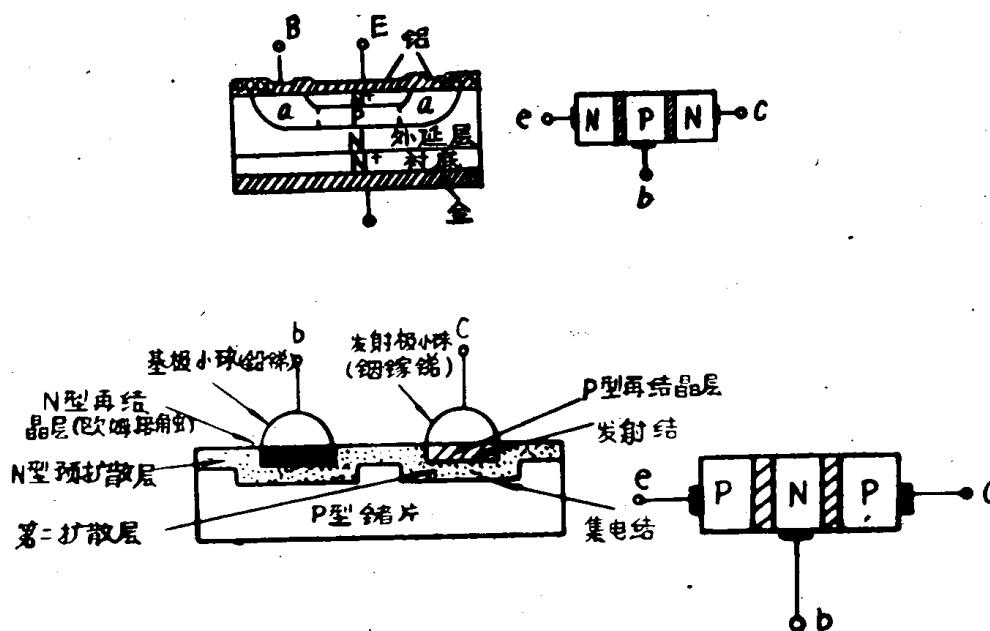


图9—9 三极管结构示意图

以上叙述只反映了两个偏置状态不同的独立 PN 结，并没有反映晶体管电流控制作用（即放大作用），为了把晶体管放大功能在电路中表示出来，也就是说要把集电极电流受发射极电流控制作用反映出来，可以用一个与集电结电路并联，内阻为无穷大的恒流源 αi_e 来表示， α 为短路电流放大系数。此外，还把发射区、集电区的串联的体电阻 r_{ee} 、 r_{cc} 的作用也加于考虑（一般在 10Ω 以内可以忽略），如图9—10所示，图中(a)为完整电路，(b)为简化电路。

同理，当晶体管作为共发射极连接时，只需把图9—10e、b电极位置互换，就可以得到共射极晶体管高频 T 型等效电路，如图9—11所示，这里需要注意的是，在共发射极电路中当用“ βi_b ”来表示电流源时，与 βi_b 并联的阻抗都要缩小了 $1 + \beta$ 倍。具体计算可以证明，只有当有关的阻抗作了上述变化之后，图9—12(a)与(b)才是等效的。

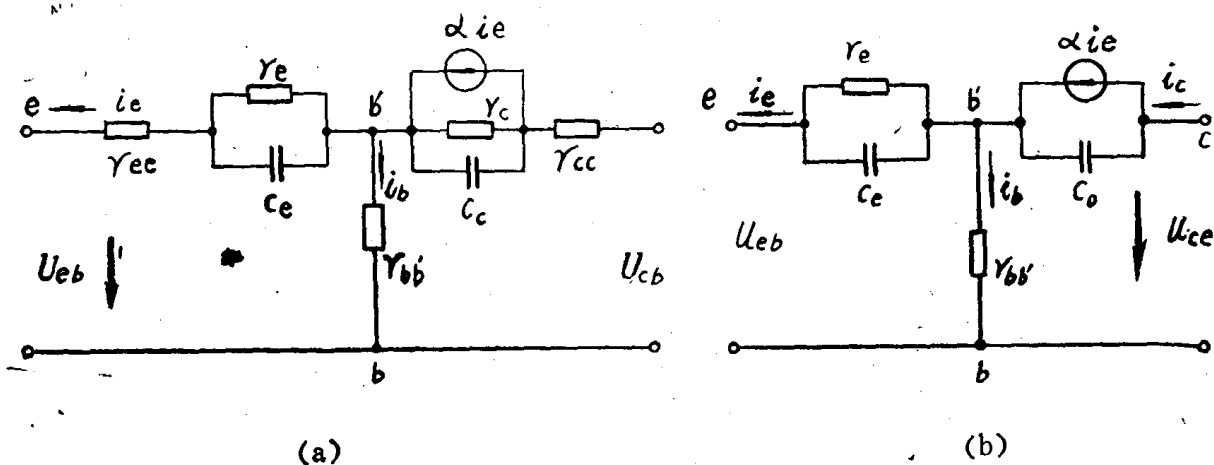


图9-10 共基极晶体管高频“T”型等效电路

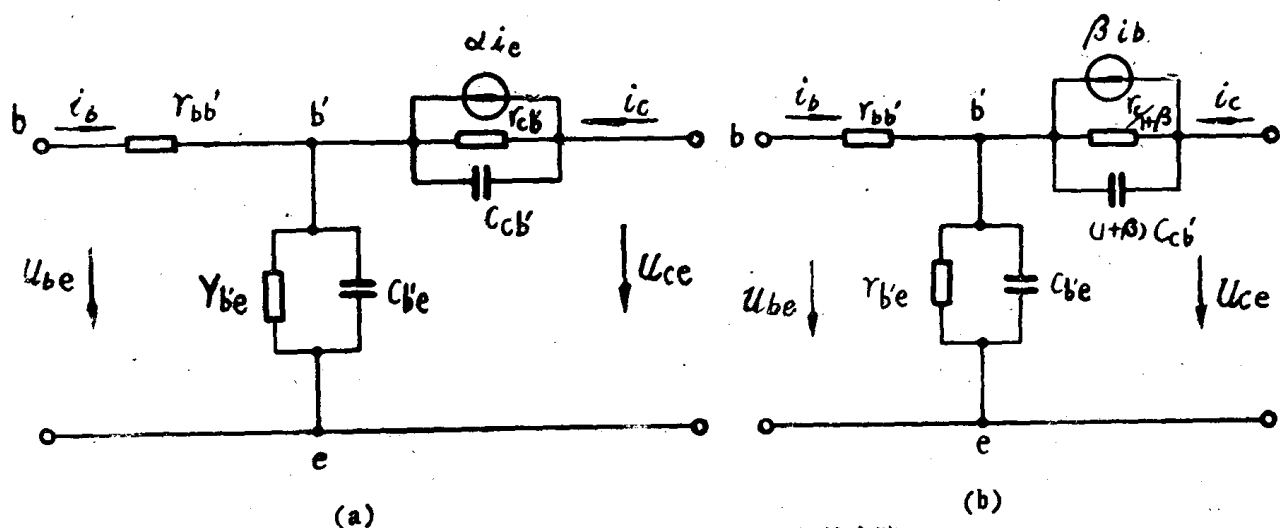


图9-11 共发射极晶体管高频“T”型等效电路

在低频时，由于PN结电容效应不显著，因为 C_{eb}' 、 C_{cb}' 都可忽略，所以低频等效电路可简化为图9-12所示。

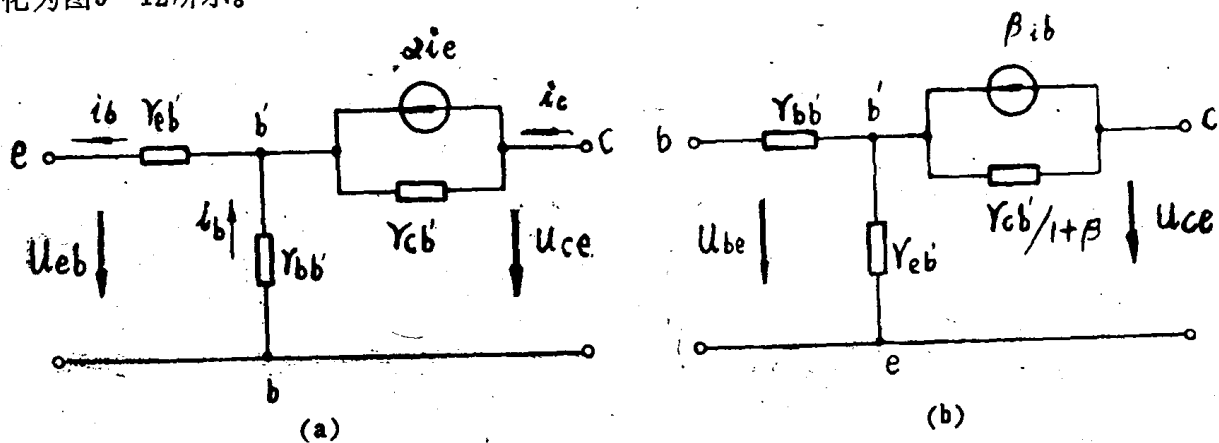


图9-12 晶体管低频“T”型等效电路

4. 晶体管高频混合 π 型等效电路

“T”型模拟等效电路中每一个等效参量都和晶体管内部的一定物理过程相联系，但是用它来分析共射宽带放大器还感到不太方便，因此，可以仿照“T”型等效电路引出过程，求出另一种晶体管高频等效电路，这种电路称为混合 π 型等效电路，这种电路最大特点，就是等效电路所包含的参量在一定频率范围内（在小于 $0.2f_a$ 以下频率）基本上与频率无关，并且可以通过实验较准确地加以测定。

图9—13是共发射极晶体管物理结构模拟图，图9—14是根据图9—13模拟图直接画出的混合 π 型等效电路。所谓混合 π 型等效电路，是因为晶体管的 b' 、 c 、 e 三个电极用一个 π 型电路等效，而由 b 至 b' 又串联一个基极扩展电阻，因而叫做混合 π 型等效电路。

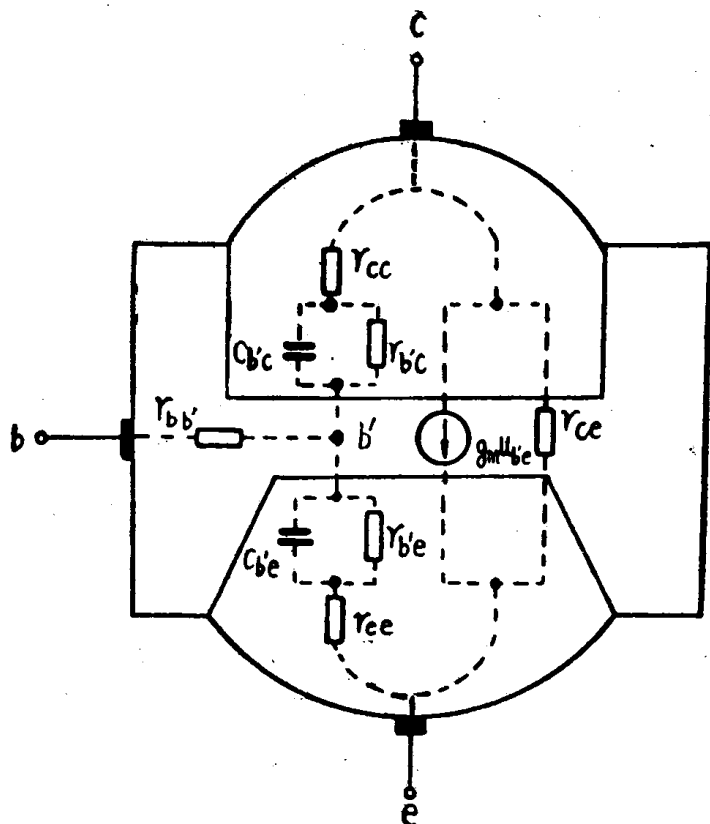


图9—13 晶体管结构物理模拟

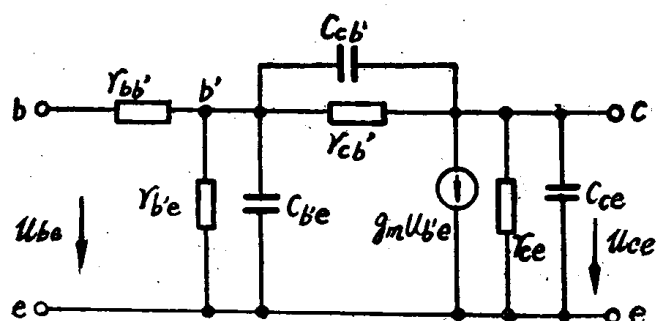


图9—14 高频混合 π 型等效电路

参数 g_m ，下面简单介绍各参量计算公式：

1) $r_{b'e}$ 为发射结电阻 r_e 折合到基极回路时的等效值，因为流过 $r_{b'e}$ 的电流是 i_b 而不是 i_e ，从图看出：

$$r_{b'e} = (1 + \beta_o) r_e \quad (9-11)$$

如果把 $r_e = \frac{26}{I_E} (\Omega)$ 代入(9—11)式，，即得：

$$r_{b'e} = (1 + \beta_o) \frac{26}{I_E} (\Omega) \approx \beta_o \frac{26}{I_E} (\Omega) \quad (9-12)$$

上式中的 I_E 为工作点的射极电流，单位为mA， β_o 为晶体管的低频电流放大系数，由于发射结处在正向偏置， r_e 数值很小，因此 $r_{b'e}$ 数值也比较小，一般在几百欧左右，有时也把发射

折合电阻 $r_{b'e}$ 改用电导形式, 记作 $g_{b'e}$, 即:

$$g_{b'e} = \frac{1}{r_{b'e}} \quad (9-13)$$

2) g_m 称为互导或跨导, 它的定义为:

$$g_m = \frac{\Delta I_c}{\Delta u_{b'e}} = \frac{i_c}{u_{b'e}} \quad (9-14)$$

它表示 $u_{b'e}$ 对集电极电流的控制能力, 它的物理意义是: 在发射结 $b'e$ 之间加上交变电压 $u_{b'e}$, 在它的作用下, 集电极电流将作相应变化, 相当于在集电极电路接入一个电流源 $g_m u_{b'e}$ 来等效, 或者说, 如果将输出端(c, e 两端)对交流短路时, 晶体管短路输出电流 $i_c = g_m u_{b'e}$, 因此, 在同样 $u_{b'e}$ 的条件下, g_m 愈大, 集电极输出电流 i_c 就愈大。所以跨导 g_m 和电流放大系数在实质上是一样的, 是反映晶体管放大能力的另一个放大特性参数。因此电流源 $g_m u_{b'e}$ 和 βi_b 在数值上也应该是等效的, 即:

$$g_m u_{b'e} = \beta i_b = i_c \quad (9-15)$$

根据 g_m 的定义, 可以写出 g_m 的表示式

$$g_m = \frac{i_c}{u_{b'e}} = \frac{\alpha_o i_e}{i_e' r_e} = \frac{\alpha_o}{r_e} = \frac{\alpha_o I_E}{26} \approx \frac{I_E}{26} \text{ mA/V} \quad (9-16)$$

或

$$g_m = \frac{i_c}{u_{b'e}} = \frac{\beta_o i_b}{i_b r_{b'e}} = \frac{\beta_o}{r_{b'e}} = \frac{h_{fe}}{r_{b'e}} = \frac{\beta_o}{1 + \beta_o} \cdot \frac{I_E}{26} \left(\frac{\text{mA}}{\text{V}} \right) \quad (9-17)$$

上式中的 I_E 为工作点的发射极电流, 从上式可见, g_m 正比于工作点的发射极电流 I_E , 而且 g_m 是一个与频率无关的参数。

3) $C_{b'e}$ 为发射结的电容, 由于发射结工作在正向偏置, 所以 $C_{b'e}$ 主要由扩散电容构成, 发射结电容 $C_{b'e}$ 的数值一般为100~500pF, 如果知道晶体管其他参数时, 亦可用下式进行计算:

$$C_{b'e} = \frac{1}{2\pi f_\alpha r_{eE}} \approx \frac{I_E(\text{mA})}{163 \times f_\alpha} \quad (\text{F}) \quad (9-18)$$

上式中 f_α 为共基极截止频率, 但手册中常给出特征频率 f_T , 因此, 亦可按下式计算。

$$C_{b'e} = \frac{0.707}{2\pi f_T r_e} \approx \frac{4.3 I_E}{f_T} \times 10^{-3} \quad (\text{F}) \quad (9-19)$$

或

$$C_{be'} \approx \frac{g_m}{2\pi f_T} \quad (9-20)$$

4) $r_{bb'}$ 为基区扩展电阻(简称基区电阻), 它是从基极引线到有效基区 b' 间的电阻(参看图9-10)在手册中常给出参数值。不同类型的晶体管, $r_{bb'}$ 的数值也不一样, 低频小功率管可高达几百欧, 频率高于16MHz的晶体管通常在150欧以下; 频率为数百兆赫的高频晶体管, $r_{bb'}$ 一般在15~50欧姆之间, 制作良好的平面型晶体管, 最低已达2欧姆以下, 有的晶体管手册中给出的是 $r_{bb'}$ 和 C_c 的乘积, 单位是微微秒(ps), 例如CG301型晶体管的 $r_{bb'} C_c < 40(\text{ps})$, $C_c < 2.5\text{pF}$, 所以基区扩展电阻 $r_{bb'} \approx \frac{40}{2.5} = 16\Omega$ 。

5) $C_{b'e}$ 是集电结电容, 由于集电结总是处在反向偏置, 所以 $C_{b'e}$ 主要为位垒电容, 一般数值较小, 约在2~10pF之间。