

# 脉冲数字与开关波形

作者 J. 米尔曼  
H. 托布  
译者 龙志琪



中国人民解放军 昆字 211 部队编辑组

1971

# 脉冲数字与开关波形

作者 J. 米尔曼  
H. 托布  
译者 龙忠琪

中国人民解放军 昆字 211 部队编辑组

1971

# 毛主席语录

领导我们事业的核心力量是中国共产党。

指导我们思想的理论基础是马克思列宁主义。

中国共产党是全中国人民的领导核心。没有这样一个核心，社会主义事业就不能胜利。

认真看书学习，弄通马克思主义。

进行一次思想和政治路线方面的教育。

学习有两种态度。一种是教条主义的态度，不管我国情况，适用的和不适用的，一起搬来。这种态度不好。另一种态度，学习的时候用脑筋想一下，学那些和我国情况相适合的东西，即吸取对我们有益的经验，我们需要的是这样一种态度。

古为今用，洋为中用。

## 內 容 簡 介

本书所研究的是在计算机、控制系统、计数和定时系统、数据处理系统、数字仪表、脉冲通讯、雷达、遥测、电视以及许多实验研究领域中获得广泛应用的非正弦信号：脉冲、数字及开关波形。研究这些信号的产生、形成、传输、整形、变换、放大、逻辑操作等技术、电路及其器件。这些电路中包括应用最广泛的宽频带放大器，单稳、双稳、自由多谐振荡器，电流、电压时基发生器，间歇振荡器，计数电路，定时电路，开关电路，逻辑电路，采样电路以及箝位和削波电路等。研究这些电路的原理、分析及设计。还讨论了器件的稳态开关特性，其中包括半导体二极管和雪崩二极管，饱和与截止状态下的晶体管和雪崩晶体管，还以电荷控制理论分析法研究了半导体二极管和晶体管的暂态开关特性，其中包括阶跃恢复二极管。在有关章节还比较详细地讨论了以下器件的工作原理、特性及其应用：隧道二极管、可逆二极管、四层二极管、单结晶体管、硅控开关、硅控整流器、场效应晶体管等，为了比较起见，还穿插地讨论了少量真空管及其电路技术。

本书的电路和所用器件均为实际参数。涉及的频率范围从几赫到几百兆赫，脉冲宽度从秒级到毫微秒级。讨论着重概念，少数给以推导。

# 目 录

|         |                          |        |
|---------|--------------------------|--------|
| 前 言     | .....                    | ( 略 )  |
| 第 一 章   | 电子电路理論专题复习.....          | ( 略 )  |
| 第 二 章   | RC、RL 和 RLC 綫性整形电路 ..... | ( 略 )  |
| 第 三 章   | 脈冲变压器和延迟綫.....           | ( 略 )  |
| 第 四 章   | 寬頻带放大器(无补偿的).....        | ( 1 )  |
| 第 五 章   | 寬頻带放大器(有补偿的).....        | ( 28 ) |
| 第 六 章   | 器件的穩态开关特性.....           | ( 50 ) |
| 第 七 章   | 削波和比較电路.....             | ( 80 ) |
| 第 八 章   | 箝位和开关电路.....             | (105)  |
| 第 九 章   | 邏輯路电.....                | (133)  |
| 第 十 章   | 双穩态多諧振盪器.....            | (171)  |
| 第 十 一 章 | 单穩和自由多諧振盪器.....          | (198)  |
| 第 十 二 章 | 負阻器件.....                | (228)  |
| 第 十 三 章 | 負阻开关电路.....              | (242)  |
| 第 十 四 章 | 电压时基发生器.....             | (266)  |
| 第 十 五 章 | 电流时基发生器.....             | (303)  |
| 第 十 六 章 | 間歇振盪器电路.....             | (320)  |
| 第 十 七 章 | 采門样.....                 | (339)  |

|      |                |       |
|------|----------------|-------|
| 第十八章 | 計数和定时          | (365) |
| 第十九章 | 同步和分頻          | (略)   |
| 第二十章 | 二极管和晶体管的暫态开关特性 | (396) |
| 附 录  | A 非零初始条件振鈴电路   | (略)   |
|      | B 分布参数延迟綫      | (略)   |
|      | C 集中参数延迟綫      | (略)   |
|      | D 电子管特性        | (429) |
|      | 习题             | (略)   |
|      | 索引             | (略)   |

## 第四章 寬頻帶放大器(无补偿的)

在脈冲系统中,常常需要以最小的失真放大信号。在这种情况下,其中的有源器件必须线性工作。分析这种电路的方法,第一步就是用一個线性模型来代替实际电路,然后就是决定由线性网络的传输特性所产生的失真的电路分析问题。本章即讨论的就是如何能使失真最小和使信号得以放大的问题。

本章所讨论的放大器的频率范围是从每秒几周(赫芝),或者可能到零,直到几百兆赫。由于要放大电视信号脈冲,于是最早引起了对这种寬頻帶放大器的研究。因此,这种放大器通常称为视频放大器。

本章讨论的是基本的放大器电路。特性改进了的电路的变形将在下章中讨论。

### 1-1 放大器的频率响应<sup>1</sup>

用来比较一个放大器和另一个放大器对复现输入信号的真实性的判则是根据下述考虑提出的,即工程上任何重要的波形都可以分解成付里叶频谱。如果波形是周期性的,则付里叶频谱将由一系列正弦和余弦组成,其频率皆为基本频率的整数倍。基本频率是波形本身重复出现以前所必须占的时间的倒数。如果波形是非周期性的,则基本周期在某种意义上是从 $-\infty$ 到 $+\infty$ 的时间,于是基本频率为无穷小,付里叶级数中相继两项的频率只差一个无穷小量而不是有限量,从而付里叶级数变成了付里叶积分。不管是那一种情况,频谱中一般都包括从零到无穷大的频率项。

考虑一个角频率为 $\omega$ 、用 $V_m \sin(\omega t + \phi)$ 表示的正弦信号。如果放大器的增益幅值为 $A$ 、信号滞后相角为 $\theta$ ,则输出将是

$$AV_m \sin(\omega t + \phi - \theta) = AV_m \sin\left[\omega\left(t - \frac{\theta}{\omega}\right) + \phi\right]$$

因此,如果放大倍数 $A$ 与频率无关,相位移 $\theta$ 正比于频率(或者相移为零),则“尽管”信号在时间上延迟 $D = \theta/\omega$ ,但放大器将保持输入信号的形状。

这个讨论就使人联想到,放大器振幅响应不均匀的程度和时间延迟随着频率而变动的大小可以作为估价放大器不保真度的一个尺度。原则上,没有什么实际必要需同时限定振幅响应和延迟响应两个方面,因为,对于绝大多数的实际电路来说,这两者是相互关联的,确定一个,另一个就随着确定。然而,在特殊情况下,时间延迟响应或者振幅响应都可能是频率失真的显著标志。各种晶体管或电子管视频放大器几乎都是阻容耦合式的。对于这样的一级,其频率特性可以分成三个区域。有一个所谓中频区,在这个范围内,其放大系数是一个很好的常数并且等于 $A_0$ ,其延迟也是一个很好的常数。在秒级范围内(低频区),即在中频区以下,

放大器的特性将如同图 2-1 ⊖ 那种型式的时间常数为  $\tau_1$  的简单高通电路。因此，得到的低频增益  $A_1$  与中频增益  $A_0$  之比为 (见方程式 2-1 ⊖)。

$$\left| \frac{A_1}{A_0} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_1/f)^2}} \quad (4-1)$$

其中  $f_1 = 1/2\pi\tau_1$  是下限 3 分贝频率，或半功率点频率。在第三个区域内，即中频区以上，放大器具有时常数为  $\tau_2$  的图 2-14 ⊕ 低通组合等效电路，因而高频增益  $A_2$  与中频增益  $A_0$  之比等于

$$\left| \frac{A_2}{A_0} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_2)^2}} \quad (4-2)$$

其中  $f_2 = 1/2\pi\tau_2$ ，如上限 3 分贝频率。分别对于低频区和高频区的额定延迟时间  $D_1$  和  $D_2$  为

$$f_1 D_1 = \frac{f_1 \theta_1}{\omega} = -\frac{1}{2\pi} \frac{f_1}{f} \arctg \frac{f_1}{f} \quad (4-3)$$

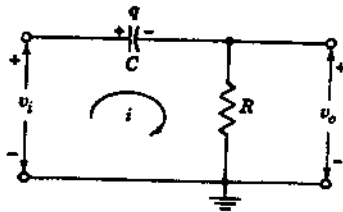
及

$$f_2 D_2 = \frac{f_2 \theta_2}{\omega} = \frac{1}{2\pi} \frac{f_2}{f} \arctg \frac{f_2}{f} \quad (4-4)$$

在上述表示式中， $\theta_1$  和  $\theta_2$  表示输出滞后于输入的相角，放大器的初始相移  $180^\circ$  忽略不计。在高频区和低频区的增益与频率的关系如图 4-1 所示。

从  $f_1$  到  $f_2$  的频率范围称作放大器的带宽。可以用一般的方法猜想到，其振幅比较大的全部付里叶分量都在  $f_1$  到  $f_2$  范围之内，的信号通过放大器时不会有过大的失真。然而，正如后面将要指出的一样，应用这个判则必须十分小心谨慎。

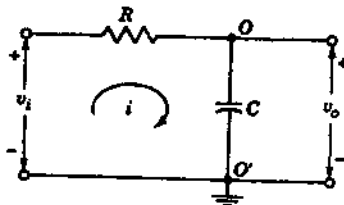
⊖ 图 2-1 高通 RC 电路



⊖ 方程式 2-1

$$|A| = \frac{1}{[1 + (f_1/f)^2]^{1/2}}$$

⊕ 图 2-14 低通 RC 电路





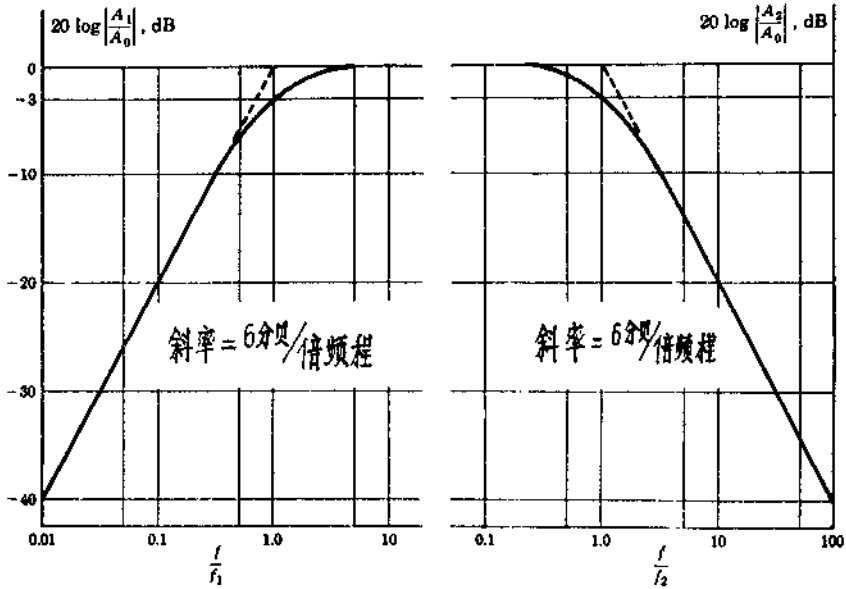


图 4-1 阻容耦合放大器的双对数增益曲线

## 4-2 放大器的阶跃响应

放大器保真度的常用判则是它对特殊输入波形的响应。所有可用的波形中，通常最有用的是阶跃电压。根据电路对阶跃的响应，任意波形的响应都可以写成重积分的形式。建议用阶跃电压的另一个原因，很清楚是，这种波形是一种允许失真小的波形。此外，从实验的观点来说可以看出，它通常可以利用好的脉冲(一个短阶跃)和方波(重复阶跃)发生器。

只要放大器可以用一个单一时常数的电路来表示，其频率响应和阶跃输入时的输出波形之间的关系就如前所示，非零上升时间  $t_r$  和由放大器引起的下降或降落百分数分别与上限下限 3 分贝频率有关。根据方程式(2-33)⊙和(2-14)ⓐ)

$$f_2 t_r = 0.35 \quad (4-5)$$

以及

$$P \approx \pi \frac{f_1}{f} \times 100\% \quad (4-6)$$

式中  $f$  是试验方波的频率。

通常，甚至对于比没有补偿的单级放大器复杂的放大器电路来说，阶跃前沿的失真与高频响应仍然有一个固有的关系。同样地，低频响应和阶跃平顶部分的失真也有一个密切的关系。当然，希望有这样一个关系。因为高频响应主要是衡量放大器对输入信号中快速变化的忠实响应的能力，而低频响应是衡量放大器对慢变信号的保真程度。阶跃的最大特点是它联合了最大可能的电压突变和可能的最慢电压变化。

⊙ 方程式 2-33  $t_r = 2.2 \tau = 2.2 RC = \frac{2.2}{2\pi f_2} = \frac{0.35}{f_2}$

ⓐ) 方程式 2-14  $P \approx \pi \frac{f_1}{f} \times 100\%$

一个重要的实验方法就是用示波器观察方波产生器所激励的放大器的输出（所谓方波试验）。下图即将看见，增加某些必须进行精确调节的电路元件，就有可能改进放大器的响应。这对于调节这些元件，并同时观察这种调节对于放大器输出波形的影响是非常方便的。在每一次连续调节之后，轮换取下数据，根据这些数据绘出振幅响应和相移的响应特性。这后一种方法，除了耗费额外的时间以外，还有一个问题，就是得到的振幅和相位响应特性与最佳保真度相对应情况通常是不明显的。可是阶跃响应却可以直接给出有用的信息。

应适当地选择两个方波的频率，以能够分别检查高频失真和低频失真。例如，考虑一个高频时常数为1微秒、低频时常数为0.1秒的放大器。半个周期等于几微秒的方波在一个相当快速的示波器上扫描，就显示出波形前沿的周围，而显示不出平顶降落。在另一个极端，半周期近似为0.01秒的方波，用一个相当慢的扫描将显示出平顶降落而显示不出前沿的失真。

根据上述稳态和暂态响应之间的比较，就推论相位响应和振幅响应在放大器中的研究是不重要的这种说法是不妥当的。由于下列理由，频率特性还是有用的。第一，关于电路的分析和综合，在频率域中比在时间域中一般要成熟得多。正是由于这个原因，耦合网络的设计常常在频率响应的基础上进行。第二，在暂态计算极其复杂时，常常有可能根据稳态响应的研究对电路的特性至少可达到一个定性的理解。第三，由于放大器的主要的着重点是放大一个正弦信号，所以随时会出现要求放大器的特性基于频率来给出。

### 4-3 阻容耦合放大器

一个共阴极真空管多级放大器示于图 4-2a，共发射极的晶体管放大器示于图 4-2b。一级的输出端  $Y_1$  经过一个阻塞电容器  $C_b$  与下一级输入端  $X_2$  相连，电容器  $C_b$  用于阻止  $Y_1$  的

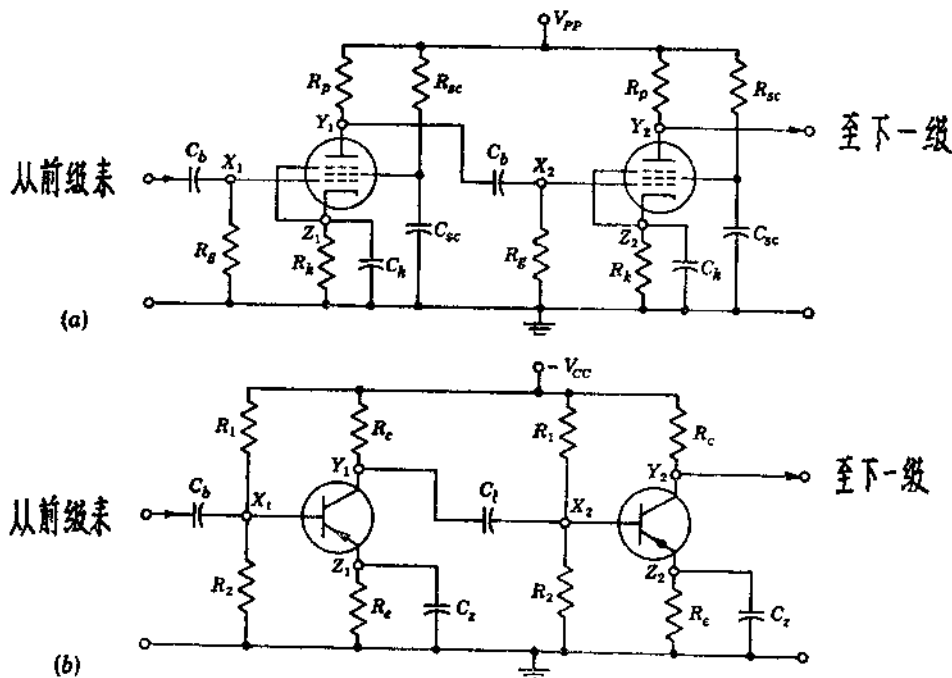


图 4-2 (a) 共阴极 (CK) 真空管放大器或 (b) 共发射极 (CE) 晶体管放大器的级联

输出电压的直流分量到达输入端  $X_2$ 。电阻  $R_p$  是栅漏电阻，板极（集电极）电路电阻是  $R_p(R_c)$ 。阴极电阻  $R_k$ 、发射极电阻  $R_e$ 、帘栅电阻  $R_{s0}$  以及电阻  $R_1, R_2$  都是偏置电阻。用于防止负反馈造成的放大损耗的旁通电容器是阴极中的  $C_k$ ，发射极中的  $C_e$  和帘栅电路中的  $C_{s0}$ 。用电子管时，存在着极间电容，用晶体管时，还存在着结电容。在讨论由于它们的存在而受到限制的高频响应时，再把它们考虑在内。在放大器元件任何实际的机械安排中，同样存在着电子管插座、元件与底板靠近（例如  $C_b$  本身）以及信号引线所产生的电容。这些寄生电容下面也将予以考虑。假定有源器件线性地工作，从而在整个这一章中可以利用小信号模型。

#### 4-4 阻容耦合放大器的低频响应<sup>1</sup>

本节将讨论旁通电容  $C_k, C_e$  和  $C_{s0}$  在低频特性中的作用。假定这些电容为任意大，使得分别在  $R_k, R_e$  和  $R_{s0}$  两端为交流短路。图 4-2 级联中的某单个中间级可以概略地表示如图 4-3。对于电子管，电阻  $R_b$  代表栅漏电阻。如果讨论的是晶体管放大器， $R_b$  等于  $R_1$  与  $R_2$  并联。对于电子管，电阻  $R_y$  就是  $R_p$ ，对于晶体管  $R_y$  就是  $R_c$ 。

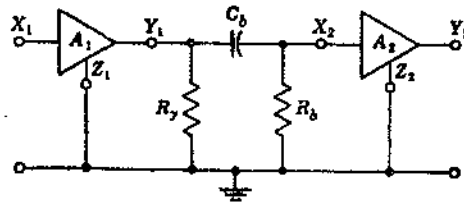


图 4-3 电子管或晶体管级的概略表示形式。  
偏置电路和电源电压没有标出

如图 4-4a 所示，忽略所有的旁通电容和结电容，用其输入阻抗  $R_i$  来代替  $A_2$ ，用其牛顿等效来代替  $A_1$ ，就得到低频等效电路。对于电子管  $R_i = \infty$ ，输出阻抗  $R_o = r_p$ （板极电阻）， $I = g_m V_i$ （跨导乘以栅极信号电压）。对于晶体管，这些量可以用其共射  $h$  参量来表示。 $R_i \approx R_{ie}$ （对于小的  $R_o$  值）， $R_o = \frac{1}{h_{oe}}$ （对于电流驱动）， $I = h_{fe} I_b$ ，式中  $I_b$  是基极信号电流。令  $R'_o$  表示  $R_o$  与  $R_y$  并联，令  $R'_i$  为  $R_i$  与  $R_b$  并联，然后用代文字等效代替  $I$  和  $R'_o$ ，则得到图 4-4b 的单一时常数的高通电路。因而下限 3 分贝频率为

$$f_1 = \frac{1}{2\pi(R'_o + R'_i)C_b} \quad (4-7)$$

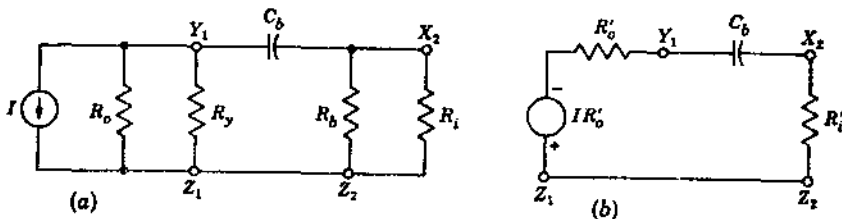


图 4-4 (a) 阻容耦合放大器的低频模型；

(b) 等效表示。电子管： $I = g_m V_i$ ， $R_o = r_p$ ， $R_y = R_p$ ， $R_b = R_{s0}$ ， $R_i = \infty$ 。晶体管： $I = h_{fe} I_b$ ， $R_o \approx 1/h_{oe}$ ， $R_b = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ ， $R_y = R_c$ ， $R_i \approx h_{ie}$ ， $R'_i = R_i R_b / (R_i + R_b)$ ， $R'_o = R_o R_y / (R_o + R_y)$

这个结果很便于记住，因为时常数等于阻塞电容器  $C_b$  乘以  $C_b$  左边的有效电阻  $R'_0$  和  $C_b$  右边的  $R'_1$  之和。对于真空管放大器来说， $R'_1 = R_p \gg R_p$ 。由于  $R'_0$  为  $R_p$  与  $R_o$  并联，故  $R'_0 < R_p$ ，所以  $R_o \gg R'_0$ ，且  $f_1 \approx 1/2\pi C_b R_p$ 。

**例题** 要求 50 赫芝的方波加到一级放大器上时下降或者降落不大于 10%。输出电路电阻  $R_p = 1$  千欧。如果

(a) 用电子管时， $R_o = 1$  兆欧；

(b) 用晶体管时， $R_o = 1$  千欧。

求所需的耦合电容的最小值是多少？

**解** (a) 由方程式(4-6)和(4-7)，令  $f = 50$  赫芝， $P \leq 10\%$ ，则

$$P \approx \frac{100\pi f_1}{f} = \frac{1}{(R'_0 + R'_1)C_b} \leq 10$$

或

$$C_b \geq \frac{1}{10(R'_0 + R'_1)}$$

因为  $R'_1 = 1$  兆欧， $R'_0 < R_p = 1$  千欧，则  $C_b \geq (1/10^7)$  法 = 0.1 微法

(b) 晶体管时  $R_o \geq 1/h_{oe} \approx 40$  千欧，因而  $R'_0 \approx R_o = 1$  千欧。如果假定  $R_o \gg R_i = 1$  千欧，则  $R'_1 \approx 1$  千欧。因而

$$C_b \geq \frac{1}{(10)(2000)} \text{法} = 50 \text{ 微法}$$

注意，由于晶体管的输入阻抗远比电子管的小，所以晶体管时所要求的耦合电容为电子管时的 500 倍。幸运的是，实际上能够得到在晶体管工作的低电压时具有这么大容量的小型电解电容器。

$R_i = 1$  千欧的数值对于发射极接地的晶体管来说是合理的。然而如果用一个没有旁通的发射极电阻  $R_e$ ，则输入阻抗近似地增加为  $h_{ie} R_e$ ，达到 10 千欧或者更大一些的量级。在这种情况下， $C_b$  可以大大减小，或许是 10 倍地减小。然而，这时由于  $R_e$  的再生作用，中频增益的数值就小得多了。

**相位失真** 在上述说明中， $f_1 = 1/2\pi(0.1) = 1.6$  赫芝，因为基频是  $f = 50$  赫芝，所以  $f/f_1 = 50/1.6 = 31$ ，输入信号的付里叶级数中的每一个频率至少是下限 3 分贝频率的 31 倍。因为根据式(4-1)， $|A_1/A_0| = (1 + 1/31^2)^{-1/2} = 0.9995$ ，所以对所有谐波其放大系数都可以看成是相同的。因此，就决定波形平顶的低频来说，信号已很好地位于放大器的通带以内，但是输入信号的水平部分在输出波形中仍然失真 10%。现在就来说明出现这种明显的例外情况的原因就在于输出信号的波形对基频分量的相位变化极其敏感。

一个单位幅度的基频为  $f$  的对称方波，其付里叶级数。

$$v = \frac{4}{\pi} \left( \sin \alpha + \frac{1}{3} \sin 3\alpha + \frac{1}{5} \sin 5\alpha + \dots \right) \quad (4-8)$$

其中  $\alpha \equiv 2\pi ft$ 。先仅考虑基频相移对方波的影响。根据式(4-3)，小角度相移

$$\theta = \arctg \frac{f_1}{f} = \frac{f_1}{f}$$

用  $\alpha + \theta_1$  代替式(4-8)中的  $\alpha$  得到输出，于是波形变化

$$\Delta v = \frac{4}{\pi} \left[ \sin \left( \alpha + \frac{f_1}{f} \right) - \sin \alpha \right]$$

因为对于小角度,  $\cos(f_1/f) \approx 1$ ,  $\sin(f_1/f) \approx f_1/f$ , 所以这个方程化简成

$$\Delta v \approx \frac{4}{\pi} \frac{f_1}{f} \cos \alpha = \delta \cos \alpha \quad (4-9)$$

式中  $\delta = 4f_1/\pi f$ 。被  $\Delta v$  增量改变了的波形示于图 4-5。平顶降落的百分数为

$$P = 2\delta \times 100\% = \frac{8}{\pi} \frac{f_1}{f} \times 100\% \quad (4-10)$$

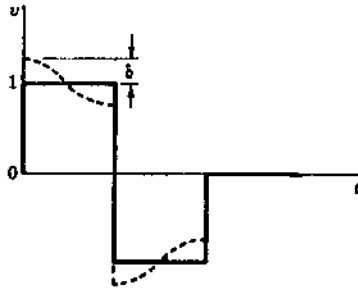


图 4-5 由于基频相移方波所产生的变化

对于  $f_1/f = \frac{1}{31}$ ,  $P = 8.1\%$ 。为了考虑其余谐波的相移的效应, (将附带地变余弦降落为线性降落), 只需注意: 几次谐波的相对振幅为基波振幅的  $1/n$ , 相移按基波相移的  $1/n$  变化。因此上述结果可以改写成

$$P = 8.1 \left( 1 + \frac{1}{3^2} + \frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} + \dots \right) = 8.1 \times 1.23 = 10\%$$

该结果与上面给出的  $P = 10\%$  的值是一致的。

#### 4-5 阻容耦合电子管放大器的高频响应<sup>1</sup>

对于上面的中频区的频率, 可以忽略串联大电容  $C_b$  的电抗。然而, 这时必须在图 4-2 中包括由  $T_1$  到地的输出电容  $C_o$  和  $X_2$  到地的输入电容  $C_i$ 。这些电容还必须加上到地的寄生电容。如果所有这些旁通电容之和叫做  $C$ , 则可画出图 4-6 的高频模型。为了使输入电容  $C_i$  尽可能小, 对于电子管来说, 可用五极管而不用三极管。因而,  $r_p$  也和  $R_p$  一样为兆欧量级, 然而  $R_p$  至多才为几个千欧。因此这三个电阻的并联值可以用  $R_p$  来近似而不会带来显著误差。和上面的预料相同, 高频放大器, 其行为如同一个单一时常数的低通电路。

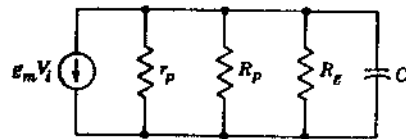


图 4-6 用五极管的阻容耦合放大器的高频模型

因而, 上限 3 分贝频率  $f_2$  和上升时间  $t_r$  为

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_p C} \quad t_r = 2.2 R_p C \quad (4-11)$$

在  $C$  的旁通效应可以忽略的中频区 ( $X_c \gg R_p$ ), 输出电压为  $V_o = -g_m R_p V_i$ , 因而中频增益  $A_o \equiv V_o/V_i$  (对于  $R_p \ll r_p$  及  $R_p \ll R_b$ )

$$A_o \equiv -g_m R_p \quad (4-12)$$

减小乘积  $R_p C$ , 可以改进放大器的上升时间。仔细地进行机械装配可减小旁通电容以减小  $C$ , 所有这些尝试都应当进行。减小  $R_p$ , 也可以减小上升时间, 不过, 同时也减小了放大器的额定增益。算出额定增益与认为寄生电容已被减小到零的这种限定情况下的上升时间之比, 可以得到比较电子管型号非常有用的优值。否则还可以规定优值  $F$  为  $A_o$  和  $f_2$  的乘积。根据方程式(4-11)和(4-12), 并且因为  $C = C_i + C_o \textcircled{O}$ , 可得到

$$F \equiv |A_o| f_2 = \frac{g_m}{2\pi(C_o + C_i)} \quad (4-13)$$

因为  $f_2 \gg f_1$ , 带宽  $f_2 - f_1 \approx f_2$ , 所以  $|A_o| F_2$  可称作增益带宽积。应当注意,  $f_2$  随着板极电路的电阻成反比变化, 而  $A_o$  正比于  $R_p$ , 从而增益带宽积是一个与  $R_p$  无关的常数。把  $R_p$  减小到使中频增益  $|A_o| = 1$  这样小的值是可能的, 因而优值  $F$  也可以解释成调节  $R_p$  使增益为 1 时用给定的电子管能够得到的最大可能的带宽。对于视频五极管, 如 6AK5, 6BH6, 6AU6, 6BC5 和 6CL6, 可获得的  $g_m$  值位于 5 到 11 毫姆欧 (毫安/伏),  $C_o + C_i$  的值从 7 到 20 微微法。对于所有这些管子,  $F$  值在 80 到 120 兆赫之间, 120 兆赫是用 6AK5 得到的。

一个增益为 1 的放大器不是很有用的。因此, 可以假定  $|A_o|$  至少为 2, 于是对于管子 6AK5 来说,  $f_2 = F/|A_o| \approx 60$  兆赫, 其相应的上升时间  $t_r = 0.35/60$  微秒 = 6 毫微秒。在实际电路中, 不可避免的额外的寄生电容可以很容易地使带宽减小两倍。因此, 对于一个没有补偿的集中参数的放大器, 大概可以取上升时间为 12 毫微秒, 取带宽为 30 兆赫作为其实际上限的合理估计。如果所要求的增益是 10 而不是 2, 则最大的 3 分贝频率大约为 6 兆赫。

在电子管中最大可用的跨导大约为 50 毫欧左右, 并且是用栅一阴间隔很近 (0.05 毫米) 的框式栅极管得到的。例如 AmpereX 型 7788 五极管具有  $g_m = 50$  毫安/伏,  $C_o + C_i \approx 20$  微微法, 相当于  $F = 400$  兆赫。用这种管子增益为 10 时, 3 分贝频率有可能是 20 兆赫左右。如果说需要更大的带宽, 则就得用分布放大器(第 5—8 节)。

上面的讨论, 对于包括输出级的电子管放大器在内的任何级都是正确的。对于这最后一级, 没有代表加到下一级去的输入电容的  $C_i$  了, 其位置由被驱动器件 (如一个阴极射线管) 的旁通电容所占据。因为晶体管的输入阻抗不能用一个电阻电容的并联来表示, 所以中间级的分析与最后一级不同。在下一节中将讨论输出级, 然后对多级晶体管放大器的中间级进行分析。

## 4-6 晶体管放大器的频率响应-短路电流增益

考虑一个单级的共发射极晶体管放大器——或者级联中的最后一级。在这一级, 负载  $R_L$  是集电极电路电阻, 因此  $R_c = R_L$ 。为了分析晶体管放大器的频率响应, 利用  $\Pi$  型  $R$  参数模型。有电阻性负载  $R_L$  的晶体管等效电路示于图 4-7, 文中的电路元件值是准备把晶体管用在高频时给定的。现在将用这些数值进行简化。

① 原文中  $C_i$  为  $C_s$ , 有誤。——譯者

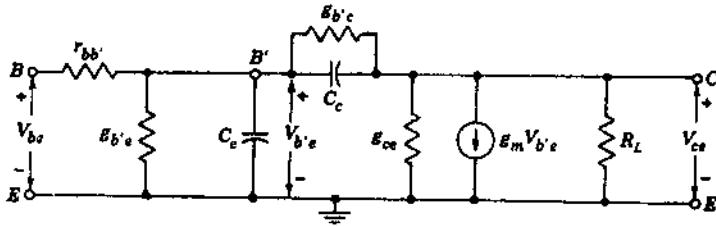


图 4-7 具有电阻性负载  $R_L$  的单个晶体管 II 型  $h$  参数电路。对于高频晶体管，典型值为  $r_{bb'}=100$  欧姆， $r_{b'e}'=1/g_{b'e}'=1$  千欧， $r_{b'c}'=1/g_{b'c}'=4$  兆欧， $r_{ce}=1/g_{ce}=80$  千欧， $C_{b'e}'=C_e=100$  微微法， $C_{b'c}'=C_c=3$  微微法， $g_m=50$  毫姆欧（在  $I_c=1.30$  毫安和  $V_{ce}=6$  伏时）

计算短路电流增益的近似等效电路示于图 4-8。电流源供给幅度为  $I_i$  正弦输入电流和幅度为  $I_L$  的负载电流。这里忽略了出现在  $B'E$  两端的  $g_{b'e}$ ，因为  $g_{b'e} \ll g_{b'c}$ 。并且由于  $g_{ce}$  被短路，也就没有了。还有一个附加的近似是，忽略了通过  $g_{b'c}$  和  $C_c$  直接传到输出端的电流。可以马上就看到，这个近似证明是合理的。

负载电流为  $I_L = -g_m V_{b'e}$ ，式中

$$V_{b'e} = \frac{I_i}{g_{b'e}' + j\omega(C_e + C_c)} \quad (4-14)$$

短路时的电流放大系数

$$A_i = \frac{I_L}{I_i} = \frac{-g_m}{g_{b'e}' + j\omega(C_e + C_c)} \quad (4-15)$$

利用方程式(1-11)⊙给出的结果，再注意到图 4-8 中  $g_{b'c} = g_m/h_{fe}$ ，可得

$$A_i = \frac{-h_{fe}}{1 + j(f/f_B)} \quad (4-16)$$

式中的频率——在这个频率时共发射极短路电流增益下降 3 分贝，由下式给出

$$f_B = \frac{g_{b'c}}{2\pi(C_e + C_c)} = \frac{1}{h_{fe}} \frac{g_m}{2\pi(C_e + C_c)} \quad (4-17)$$

这个频率也用符号  $f_{hfe}$  和  $f_{\alpha e}$  来表示。到  $f_B$  的频率范围称作电路的带宽。注意， $\omega=0$  时的  $A_i$  值为  $-h_{fe}$ ，与  $-h_{fe}$  是低频短路共发射极电流增益的定义是一致的。

因为对于一个单一时常数的电路来说，3 分贝频率  $f_B$  由  $f_B = 1/2\pi RC$  给出，式中  $R$  是与电容并联的电阻，所以  $f_B$  可以写成

$$f_B = \frac{1}{2\pi r_{b'e}'(C_e + C_c)}$$

此式与方程式(4-17)是一致的。

**参数  $f_T$**  现在引入  $f_T$ ，它定义为短路共发射极电流增益等于 1 时的频率。因为  $h_{fe} \gg 1$ ，根据方程式(4-16)和(4-17)，可得到  $f_T$  由下式给出

$$f_T \approx h_{fe} f_B = \frac{g_m}{2\pi(C_e + C_c)} \approx \frac{g_m}{2\pi C_e} \quad (4-18)$$

⊙ 方程式 1-11  $r_{bc}' = \frac{h_{fe}}{g_m}$ ，或  $g_{b'c}' = \frac{g_m}{h_{fe}}$

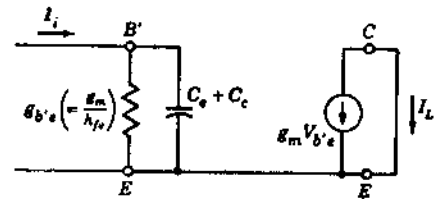


图 4-8 计算共发射极短路电流增益的近似等效电路

因为  $C_e \gg C_c$ 。因而，式(4-16)

$$A_i \approx \frac{-h_{fe}}{1 + jh_{fe}(f/f_T)} \quad (4-19)$$

参数  $f_T$  是晶体管一个重要的高频特性。和其它的晶体管参数一样，它的值与器件工作的状态有关。 $f_T$  与集射电压和发射极电流的典型关系如图 4-9 所示。注意，改变 2 倍的  $f_T$ ，毋需工作状态变化很大。

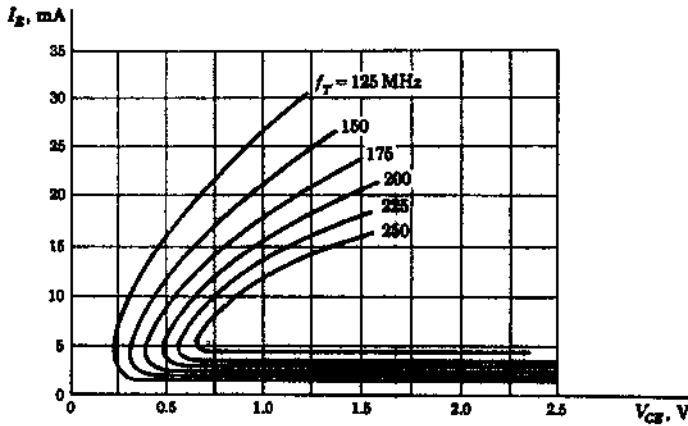


图 4-9 2N501 p-n-p 型锗微合金扩散晶体管的  $f_T$  对发射极电流和集电极电压的等值曲线

因为  $f_T \approx h_{fe} f_B$ ，所以这个参数还可以作另一个解释。它表示短路电流增益带宽积；也就是说，对于输出短路的共发射极电路， $f_T$  是低频电流增益和上限 3 分贝频率的乘积。对于典型的晶体管(图 4-7)， $f_T = 80$  兆赫， $f_B = 1.6$  兆赫。由方程式(4-18)看出，有这样一种意义，即为了带宽可以牺牲增益，反之亦然。因此，如果采用两个  $f_T$  相等的晶体管，则  $h_{fe}$  低的晶体管将相应地具有较大的带宽。

在图 4-10 中，用分贝(即  $20 \log |A_i|$ ) 表示的  $A_i$  是相对于对数频率刻度画出的。当  $f \ll f_B$  时， $A_i \approx -h_{fe}$ ，并且  $A_i$ (分贝) 逐渐地趋近水平线  $A_i$ (分贝) =  $20 \log h_{fe}$ 。当  $f \gg f_B$  时  $|A_i| \approx h_{fe} f_B / f = f_T / f$ ，从而  $A_i$ (分贝) =  $20 \log f_T - 20 \log f$ 。因此，在  $f = f_T$  时  $A_i$ (分贝) = 0 分贝。并且，在  $f \gg f_B$  时，曲线以渐近线趋近于一条通过点  $(f_T, 0)$  的、其斜率为每倍频程 6 分贝或每 20 分贝的直线， $A_i$ (分贝) 即以此斜率下降。两条渐近线的交点发生在频率  $f = f_B$  的“角”上，在这里， $A_i$  下

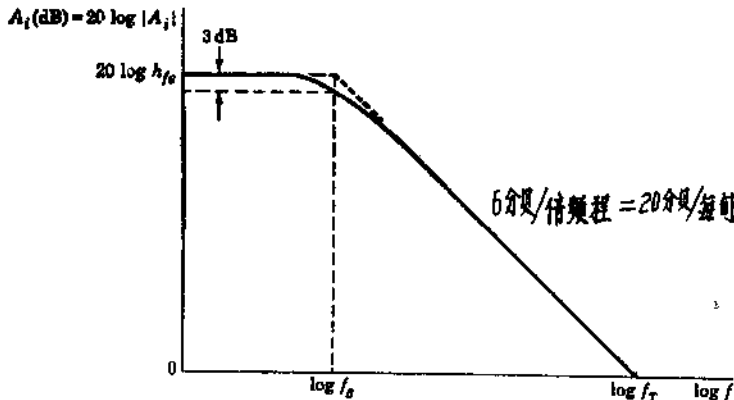


图 4-10 相对于频率的短路共发射极电流增益。(双对数刻度绘制)



降3分贝。

上面忽略了通过  $g_{b'c}$  和  $C_c$  直接传到输出端的电流。现在可以看出这种近似是合理的，例如考虑通过  $C_c$  的电流。这个电流的幅度是  $\omega C_c V_{b'e}$ ，而由控制发生器所产生的电流为  $g_m V_{b'e}$ ，电流比是  $\omega C_c / g_m$ 。在感兴趣的最高频率  $f_T$  时，根据方程式(4-18)，利用图4-7中的典型数值，可得到

$$\frac{\omega C_c}{g_m} = \frac{2\pi f_T C_c}{g_m} = \frac{C_c}{C_c + \bar{C}_c} \approx 0.03$$

用同样的方法可以表明，通过  $g_{b'c}$  传到输出端的电流是可以忽略不计的。

频率  $f_T$  往往很高，不便于用直接实验法测定它，然而，相当低频率的  $f_T$  的测量方法是有用的。由方程式(4-16)可以看出，如果  $f \gg f_{\beta}$ ，则可以略去分母中的1，并且根据方程式(4-18)可以写成  $|A_v| f \approx -h_{fe} f_{\beta} = f_T$ 。因此，在某一特殊频率  $f_1$  (比如  $f_1$  为5倍或10倍的  $f_{\beta}$ )，测量增益  $|A_{v1}|$ ，于是根据  $f_T = f_1 |A_{v1}|$  可以算出参数  $f_T$ 。在典型晶体管的情况下，此时  $f_T = 80$  兆赫， $f_{\beta} = 1.6$  兆赫，则频率  $f_1$  可为  $f_1 = 5 \times 1.6 = 8.0$  兆赫。这是一个比80兆赫方便得多的频率。

可用实验测得的  $f_T$  值算出  $h$  参数  $\Pi$  型电路的  $C_c$  值。由方程式(4-18)

$$C_c = -\frac{g_m}{2\pi f_T} \quad (4-20)$$

参数  $f_{\alpha}$  用于表征晶体管高频特性的参数除了  $f_T$  和  $f_{\beta}$  以外，还有另一个参数  $f_{\alpha}$ 。这个参数  $f_{\alpha}$  称作短路共基极截止频率，是短路共基极电流增益  $\alpha$  从其低频值下降3分贝时的频率。电流增益  $\alpha$  由

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j(f/f_{\alpha})} \quad (4-21)$$

给出，式中  $\alpha_0$  是  $\alpha$  的低频值， $f_{\alpha}$  是共基极截止频率。在式  $f_{\alpha} = f_{\beta} h_{fe} \approx f_T$  中，虽然期望  $f_{\alpha}$  和  $f_T$  的数值应当非常接近，但是由实验得到扩散型晶体管的  $f_{\alpha} \approx 1.2 f_T$ ，而漂移型晶体管  $f_{\alpha} \approx 2 f_T$ 。扩散型晶体管是基区均匀掺杂的晶体管，从而使少数载流子越过基区完全通过扩散；漂移型晶体管中掺杂是不均匀的，在引起少数载流子漂移的基区内，有一个有助于扩散机构的电场。

引起这种差别的原因简单地说是由于晶体管集总电路等效表示不够精确。举例说明，考虑方程式(4-21)，它预示  $f = f_{\alpha}$  时， $|\alpha| = \alpha_0 / \sqrt{2}$ ，并且  $\alpha$  与其低频值相比已经相移了  $45^\circ$ 。算出的这个幅度响应与实验密切一致，但是相移计算可能差得较远。根据经验可发现，在  $\alpha$  的表达式中引入一个“超相位”因子<sup>2</sup>，实际上可以大大减小计算和实验之差，从而使方程式(4-21)变成

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j(f/f_2)} e^{-jmf/f_2} \quad (4-22)$$

式中  $m$  是一个可以调节的参数，从扩散型晶体管的0.2左右到漂移型晶体管的1左右。

与晶体管高频运用有关的另一个参数是  $f_{max}$ 。这个频率给出的是功率增益(在发生器和负载阻抗匹配的情况下)下降到1时的频率，它是晶体管振荡器工作的最大频率，由

$$f_{max} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi r_{bb'} C_c}} \quad (4-23)$$

给出。参数  $f_{max}$  在放大器电路中没有直接的应用价值。