



第3章

高频小信号放大器

高频小信号放大器是各类接收机的重要组成部分。本章首先介绍晶体管高频小信号等效电路及其参数,然后分别介绍单级、多级单调谐回路谐振放大器,双调谐回路谐振放大器和宽带谐振放大器,最后介绍噪声的来源及其特点,同时给出噪声系数的计算方法,以及降噪的措施。

3.1 概述

放大高频小信号的放大器,称为高频小信号放大器。高频小信号的中心频率一般在几百千赫到几百兆赫,频谱宽度在几千赫到几十兆赫的范围内。这类放大器,按照所用器件分为晶体管、场效应管和集成电路放大器;按照信号频带的宽窄分为窄带和宽带放大器;按照电路形式分为单级和多级放大器;按照所用负载性质分为谐振放大器和非谐振放大器。

所谓谐振放大器,就是采用谐振回路作负载的放大器。根据谐振回路的特性,谐振放大器对于靠近谐振频率的信号,有较大的增益;对于远离谐振频率的信号,增益迅速下降。所以,谐振放大器不仅有放大作用,而且也起着滤波或选频的作用。

由各种滤波器(如 LC 集中选择性滤波器、石英晶体滤波器、表面声波滤波器、陶瓷滤波器等)和阻容放大器组成非调谐的各种窄带和宽带放大器,因其结构简单,性能良好,又能集成化,所以目前被广泛应用。

对高频小信号放大器来说,由于信号小,可以认为它工作在晶体管(或场效应管)的线性范围内。这就允许把晶体管看成线性元件,因此可作为有源线性四端网络来分析。

对高频小信号放大器提出如下的指标。

1. 增益

放大器输出电压(或功率)与输入电压(或功率)之比,称为放大器的增益或放大倍数,用 A_v (或 A_p) 表示(有时以分贝数计算)。我们希望每级放大器在中心谐振频率及通频带处的增益尽量大,使满足总增益时级数尽量小。放大器增益的大小,取决于所用的晶体管、要求的通频带宽度、是否良好的匹配和稳定的工作等。

2. 通频带

由于放大器所放大的一般都是已调制的信号,已调制的信号都包含一定的频谱宽度,所以放大器必须有一定的通频带,以便让必要信号的频谱分量通过放大器。

当放大器的负载是谐振回路时,放大器的谐振特性和谐振回路的谐振特性也是一致的。和谐振回路相同,放大器的电压增益下降到最大值的 0.707 (即 $1/\sqrt{2}$) 时,所对应的频率范围,称为放大器的通频带,用 $BW_{0.7}$ 表示,如图 3-1-1 所示。与谐振回路相同,放大器通频带决定于回路的形式和回路的等效品质因数 Q_L 。此外,放大器的总通频带,随着级数的增加而变窄。并且,通频带愈宽,放大器的增益愈小。对滤波器而言,因为它也有频率特性曲线,可根据同样的定义确定通频带。

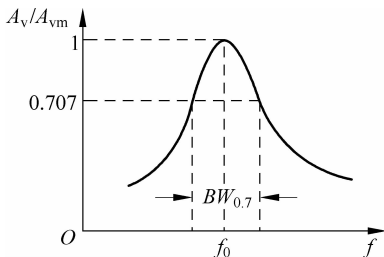


图 3-1-1 放大器的通频带

通频带 $BW_{0.7}$ (或 $2\Delta f_{0.7}$) 也称为 3dB 带宽,因为电压增益下降 3dB 即等于下降至 $1/\sqrt{2}$ 。目前,为了测量方便,还将通频带定义为放大器的电压增益下降为最大值的 1/2 时的对应的频率范围,用 $BW_{0.5}$ (或 $2\Delta f_{0.5}$) 表示,也可称为 6dB 带宽。根据用途不同,放大器的通频带差异较大,例如,收音机的中频放大器通频带约为 6~8kHz; 而电视接收机的中频放大器通频带为 6MHz 左右。

3. 选择性

放大器具有从含有各种不同频率的信号总和中选出有用信号,排除干扰信号的能力,称为放大器的选择性。

选择性指标是针对抑制干扰而言的。目前,由于无线电台日益增多,因此无线电台的干扰日益严重。干扰的情况也很复杂: 有位于信号频率附近的邻近电台的干扰(邻台干扰); 有由于电子器件的非线性产生的组合频率干扰、交调、互调等等。对于不同的干扰,有不同的指标要求。这里介绍两个基本指标——矩形系数与抑制比,其他有关干扰的选择性指标,将在有关章节中介绍。

(1) 矩形系数

放大器应该对通频带内的各种信号频谱分量有同样的放大能力,而对通频带以外的邻近波道的干扰频率分量,则应完全抑制,不予放大。所以理想的频带放大器频率响应曲线应呈矩形。但实际的曲线形状往往与矩形有较大的差异,如图 3-1-2 所示。为了评定

实际曲线的形状接近理想矩形的程度,引入“矩形系数”参数,用 K_r 表示。

$$K_{r0.1} = \frac{BW_{0.1}}{BW_{0.7}} \quad (3-1-1)$$

$$K_{r0.01} = \frac{BW_{0.01}}{BW_{0.7}} \quad (3-1-2)$$

式中, $BW_{0.7}$ 为放大器的通频带; $BW_{0.1}$ 和 $BW_{0.01}$ 分别为相对放大倍数下降至 0.1 和 0.01 处的带宽。

显然,矩形系数 K_r 愈接近 1,则实际曲线愈接近理想矩形,选择性愈好,滤除干扰信号的能力愈强。通常,谐振放大器的矩形系数 $K_{r0.1}$ 约在 2~5 的范围内。

有时不用 $2\Delta f_{0.7}$ 与 $2\Delta f_{0.1}$ 、 $2\Delta f_{0.01}$ 之比定义矩形系数,而用 $2\Delta f_{0.5}$ 与 $2\Delta f_{0.01}$ 之比定义矩形系数。

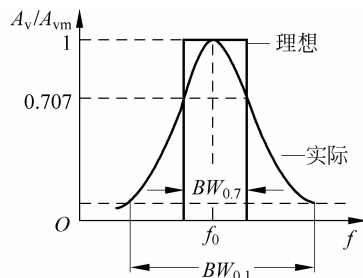


图 3-1-2 理想与实际的频率特性

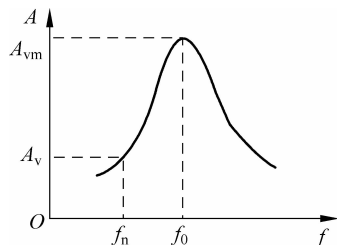


图 3-1-3 说明抑制比的谐振曲线

(2) 抑制比

又称抗拒比,通常说明对某些特定组合频率,如中频、像频等选择性的好坏。

如图 3-1-3 所示的谐振曲线,对信号频率调谐。谐振点 f_0 的放大倍数为 A_{vm} 。若有一干扰,其频率为 f_n ,则电路对此干扰的放大倍数为 A_v 。我们应用 $d = A_{vm}/A_v$ 表示放大器对干扰的抑制能力。 $d = A_{vm}/A_v$ 通常称为对干扰的抑制比(或抗拒比)。若用 dB 表示,例如,当 $A_{vm} = 100$, $A_v = 1$ 时,则 $d = 100$,分贝数 $d(\text{dB}) = 20\lg 100 = 40\text{dB}$ 。

4. 工作稳定性

工作稳定性是指放大器的工作状态、晶体管参数、电路元件参数等发生可能的变化时,放大器的主要特性的稳定程度。一般的不稳定现象是增益变化、中心频率偏移、通频带变窄、谐振曲线变形等。不稳定状态的极端情况是放大器自激,以致使放大器完全不能工作。为了使放大器稳定工作,必须采取稳定措施,如限制每级增益、选择内反馈小的晶体管、应用中和或失配方法、采取必要的工艺措施(元件布局、接地、屏蔽等),以使放大器不自激或远离自激,且在工作过程中主要特性的变化不超出允许范围。

5. 噪声系数

放大器的噪声性能可用噪声系数来表示。在放大器中,总是希望它本身产生的噪声愈小愈好,即要求噪声系数接近 1。在多级放大器中,最前面的一、二级对整个放大器的噪声起决定作用,因此,要求它们的噪声系数尽量接近 1。为了使放大器的内部噪声小,

在设计与制作时应当采用低噪声管,正确地选择工作点电流,选用合适的线路等等。

以上这些要求,相互之间既有联系又有矛盾,如增益和稳定性、通频带和选择性等。因此,应根据要求决定主次,进行分析和讨论。

3.2 晶体管高频小信号等效电路

晶体管在高频线性应用时,可用等效电路来说明它的特性并进行分析。

3.2.1 形式等效电路

形式等效电路也称网络参数等效电路,这种电路是将晶体管等效地看成有源四端网络,用一些网络参数来组成等效电路。

例如,图 3-2-1 表示晶体管共发射极电路。在工作时,输入端有输入电压 $\dot{V}_1$ 和输入电流 $\dot{I}_1$; 输出端有输出电压 $\dot{V}_2$ 和输出电流 $\dot{I}_2$ 。根据四端网络的理论,需要有四个数来表示方框内晶体的性能。这种表征晶体管性能的参数叫做晶体管的 y 参数。

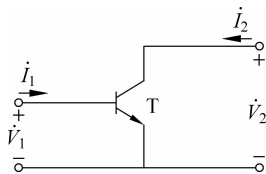


图 3-2-1 晶体管共发射极组态

如选输入电压 $\dot{V}_1$ 和输出电压 $\dot{V}_2$ 为自变量,输入电流 $\dot{I}_1$ 和输出电流 $\dot{I}_2$ 为参变量,则得到 y 参数(导纳参数)。因晶体管是电流控制器件,输入、输出端都有电流,采用 y 参数较为方便,很多导纳并联可直接相加,运算简单。

假使电压 $\dot{V}_1$ 与 $\dot{V}_2$ 为自变量,电流 $\dot{I}_1$ 与 $\dot{I}_2$ 为参变量,由图 3-2-1 则有

$$\dot{I}_1 = y_i \dot{V}_1 + y_r \dot{V}_2 \quad (3-2-1)$$

$$\dot{I}_2 = y_f \dot{V}_1 + y_o \dot{V}_2 \quad (3-2-2)$$

用矩阵表示为

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_i & y_r \\ y_f & y_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{V}_2 \end{bmatrix} \quad (3-2-3)$$

式中: $y_i = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{V}_1} \right|_{\dot{V}_2=0}$ 称为输出交流短路时的输入导纳; $y_r = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{V}_2} \right|_{\dot{V}_1=0}$ 称为输入交流短路时

的反向传输导纳; $y_f = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{V}_1} \right|_{\dot{V}_2=0}$ 称为输出交流短路时的正向传输导纳; $y_o = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{V}_2} \right|_{\dot{V}_1=0}$ 称为输入交流短路时的输出导纳。

短路导纳参数仅表示晶体管在输入端或输出短路时的参数。它们是晶体管本身的参数,只与晶体管的特性有关,而与外电路无关,所以又称内参数。晶体管构成放大器后,由于输入端、输出端都接有外电路,晶体管和有关外电路被看成一个整体,于是得到相应的

放大器 y 参数。它们不仅与晶体管有关,而且与外电路有关,故又称外参数。

根据不同的晶体管型号、不同的工作电压和不同的信号频率,导纳参数可能是实数,也可能是复数。

由以上说明,可以得到晶体管的 y 参数及晶体管共发射极电路 y 参数等效电路,如图 3-2-2 和图 3-2-3 所示。

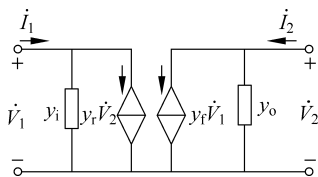


图 3-2-2 晶体管的 y 参数电路模型

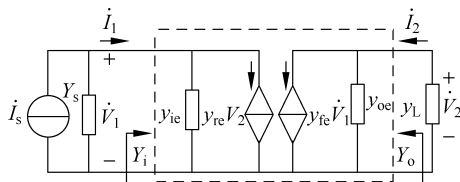


图 3-2-3 晶体管共发射极放大器 y 参数电路模型

3.2.2 混合 π 等效电路

上面分析的形式等效电路,没有牵涉到晶体管内部的物理过程,因此它们不仅适用于晶体管,也适用于任何四端(或三端)器件。

y 参数等效电路的主要缺点是没有考虑晶体管内部的物理过程。若把晶体管内部的复杂关系,用集中元件 RLC 表示,则用这种模拟的方法所得到的物理等效电路就是所谓混合 π 形等效电路。

混合 π 形等效电路已在《电子线路(I)》中详细讨论过,这里不再重复。在此仅给出混合 π 形等效电路各元件意义和数值,以便以后直接应用。

典型晶体管的混合 π 形等效电路和元件数值如图 3-2-4 所示。图中, $r_{b'e}$ 是基射极间电阻,可表示为

$$r_{b'e} = 26\beta_0 / I_E \quad (3-2-4)$$

式中, β_0 为共发射极组态晶体管的低频电流放大系数; I_E 为发射极电流,单位为 mA。 $C_{b'e}$ 是发射结电容; $r_{b'e}$ 是集电结电阻; $C_{b'e}$ 是集电结电容; $r_{bb'}$ 是基极电阻。

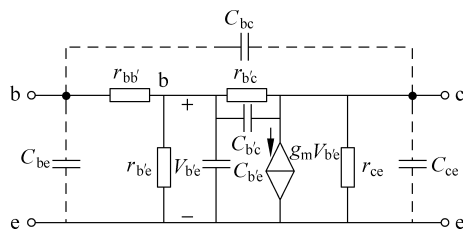


图 3-2-4 高频混合 π 形电路模型

应该指出, $C_{b'e}$ 和 $r_{bb'}$ 的存在对晶体管的高频运用是很不利的。 $C_{b'e}$ 将输出的交流电压反馈一部分到输入端(基极),可能引起放大器自激。 $r_{bb'}$ 在共基电路中引起高频负反馈,降低晶体管的电流放大系数。所以希望 $C_{b'e}$ 和 $r_{bb'}$ 尽量小。

$g_m \dot{V}_{b'e}$ 表示晶体管放大作用的等效电流发生器。这意味着在有效基区 b' 到发射极 e 之间,加上交流电压 $\dot{V}_{b'e}$ 时,它对集电极电路的作用,就相当于有一电流源 $g_m \dot{V}_{b'e}$ 存在。 g_m 称为晶体管的跨导,可表示为

$$g_m = \beta_0 / r_{b'e} = I_c / 26 \quad (3-2-5)$$

r_{ce} 是集-射极电阻。

此外在实际晶体管中,还有三个附加电容 C_{be} 、 C_{bc} 和 C_{ce} ,如图 3-2-4 中虚线所示。它们

是由晶体管引线和封装等结构所形成的,数值很小,在一般高频工作状态其影响可以忽略。

3.2.3 混合 π 形等效电路参数与形式等效电路 y 参数的转换

通常,当晶体管直流工作点选定以后,混合 π 形等效电路各元件的参数便于确定,其中有些可由晶体管手册上直接查得,另一些也可根据手册上的其他数值计算出来。但在小信号放大器或其他电路中,为了简单和方便,却以 y 参数等效电路作为分析基础。因此,有必要讨论混合 π 形等效电路参数与 y 参数的转换,以便根据确定的元件参数进行小信号放大器或其他电路的设计和计算。将图 3-2-2 和 3-2-4 重画,如图 3-2-5 所示。则图中输入电压 $\dot{V}_1 = \dot{V}_{be}$; 输出电压 $\dot{V}_2 = \dot{V}_{ce}$; 输入电流 $\dot{I}_1 = \dot{I}_b$; 输出电流 $\dot{I}_2 = \dot{I}_c$ 。

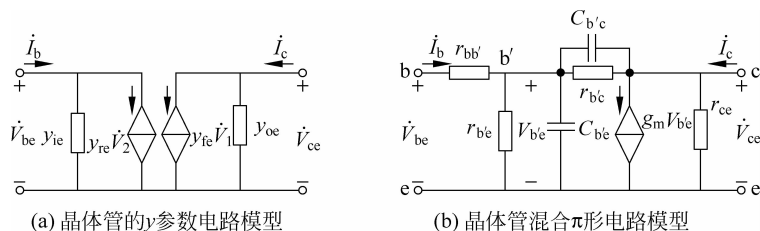


图 3-2-5 晶体管共发组态 y 参数及混合 π 形电路模型

由图 3-2-5(b)用节点电流法并以 $\dot{V}_{be}$ 、 $\dot{V}_{b'e}$ 和 $\dot{V}_{ce}$ 分别表示 b 点、b' 和 c 点到 e 点的电压,则可得

$$\dot{I}_b = \frac{1}{r_{bb'}} \dot{V}_{be} - \frac{1}{r_{bb'}} \dot{V}_{b'e} \quad (3-2-6)$$

$$0 = -\frac{1}{r_{bb'}} \dot{V}_{be} + \left(\frac{1}{r_{bb'}} + y_{b'e} + y_{b'c} \right) \dot{V}_{b'e} - y_{b'c} \dot{V}_{ce} \quad (3-2-7)$$

$$\dot{I}_c = g_m \dot{V}_{b'e} - y_{b'c} \dot{V}_{b'e} + (y_{b'c} + g_{ce}) \dot{V}_{ce} \quad (3-2-8)$$

在上式中 $y_{b'e} = g_{b'e} + j\omega C_{b'e}$; $y_{b'c} = g_{b'c} + j\omega C_{b'c}$ 。

在式(3-2-6)~式(3-2-8)中消去 $\dot{V}_{b'e}$ 经整理,并用 $\dot{V}_b$ 代替 $\dot{V}_{be}$, $\dot{V}_c$ 代替 $\dot{V}_{ce}$,可得

$$\dot{I}_b = \frac{y_{b'e} + y_{b'c}}{1 + r_{bb'}(y_{b'e} + y_{b'c})} \dot{V}_b - \frac{y_{b'c}}{1 + r_{bb'}(y_{b'e} + y_{b'c})} \dot{V}_c \quad (3-2-9)$$

$$\dot{I}_c = \frac{g_m - y_{b'c}}{1 + r_{bb'}(y_{b'e} + y_{b'c})} \dot{V}_b + \left[g_{ce} + y_{b'c} + \frac{y_{b'c} r_{bb'} (g_m - y_{b'c})}{1 + r_{bb'}(y_{b'e} + y_{b'c})} \right] \dot{V}_c \quad (3-2-10)$$

将式(3-2-9)和式(3-2-10)与式(3-2-1)和式(3-2-2)相比较,并考虑到 $g_m \gg |y_{b'c}|$, $y_{b'e} \gg y_{b'c}$ 及 $g_{ce} \gg g_{b'c}$,可得

$$y_i = y_{ie} \approx \frac{y_{b'e}}{1 + r_{bb'} y_{b'e}} = \frac{g_{b'e} + j\omega C_{b'e}}{(1 + r_{bb'} g_{b'e}) + j\omega C_{b'e} r_{bb'}} \quad (3-2-11)$$

$$y_r = y_{re} \approx -\frac{y_{b'c}}{1 + r_{bb'} y_{b'e}} = -\frac{g_{b'c} + j\omega C_{b'c}}{(1 + r_{bb'} g_{b'e}) + j\omega C_{b'e} r_{bb'}} \quad (3-2-12)$$

$$y_f = y_{fe} \approx \frac{g_m}{1 + r_{bb'} y_{b'e}} = \frac{g_m}{(1 + r_{bb'} g_{b'e}) + j\omega C_{b'e} r_{bb'}} \quad (3-2-13)$$

$$\begin{aligned}
 y_o = y_{oe} &\approx g_{ce} + y_{b'c} + \frac{y_{b'c}r_{bb'}g_m}{1 + r_{bb'}y_{b'e}} \\
 &\approx g_{ce} + j\omega C_{b'c} + r_{bb'}g_m \frac{g_{b'c} + j\omega C_{b'e}}{(1 + r_{bb'}g_{b'e}) + j\omega C_{b'e}r_{bb'}}
 \end{aligned} \quad (3-2-14)$$

由上式可见,四个参数都是复数,为以后计算方便,可表示为

$$y_{ie} = g_{ie} + j\omega C_{ie} \quad (3-2-15)$$

$$y_{oe} = g_{oe} + j\omega C_{oe} \quad (3-2-16)$$

$$y_{fe} = |y_{fe}| \angle \varphi_{fe} \quad (3-2-17)$$

$$y_{re} = |y_{re}| \angle \varphi_{re} \quad (3-2-18)$$

式中, g_{ie} 、 g_{oe} 分别称为输入、输出电导; C_{ie} 、 C_{oe} 分别称为输入、输出电容。

根据复数运算,并令 $a = 1 + r_{bb'}g_{b'e}$, $b = \omega C_{b'e}r_{bb'}$, 由式(3-2-11)至式(3-2-14)可得

$$g_{ie} \approx \frac{ag_{b'e} + b\omega C_{b'e}}{a^2 + b^2}; \quad C_{ie} = \frac{C_{b'e}}{a^2 + b^2} \quad (3-2-19)$$

$$g_{oe} \approx g_{ce} + \frac{b\omega C_{b'e}g_mr_{bb'}}{a^2 + b^2}; \quad C_{oe} \approx C_{b'c} + \frac{aC_{b'e}g_mr_{bb'}}{a^2 + b^2} \quad (3-2-20)$$

$$|y_{fe}| \approx \frac{g_m}{\sqrt{a^2 + b^2}}; \quad \varphi_{fe} \approx -\arctan \frac{b}{a} \quad (3-2-21)$$

$$|y_{re}| \approx \frac{\omega C_{b'c}}{\sqrt{a^2 + b^2}}; \quad \varphi_{re} \approx -\left(\frac{\pi}{2} + \arctan \frac{b}{a}\right) \quad (3-2-22)$$

通常,晶体管在高频运用时,四个 y 参数都是频率的函数,与在低频时比较,输入导纳 y_{ie} 及输出导纳 y_{oe} 都比低频运用时大,而 y_{fe} 却比低频运用时小。工作频率愈高,这种差别就愈大。可通过查晶体管的参数手册得到相关状态下的 y 参数。

对高频小信号放大器的分析,除了应用线性的模型之外,还必须熟悉晶体管的频率参数。在《电子线路(I)》一书中的频率特性一章详细讲解了晶体管共发射极组态时的频率参数 f_β 、 f_T ,在分析时还经常用到晶体管的最高振荡频率 f_{max} , f_{max} 是指晶体管的功率增益 $A_p = 1$ 时的工作频率。可以证明

$$f_{max} \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_m}{4r_{bb'}C_{b'e}C_{b'c}}} \quad (3-2-23)$$

f_{max} 表示一个晶体管所能适用的最高极限频率。在此频率工作时,晶体管已得不到功率放大。当 $f > f_{max}$ 时,无论用什么方法都不能使晶体管产生振荡。最高振荡频率的名称也由此而来。

通常,为使电路工作稳定,且有一定的功率增益,晶体管的实际工作频率应等于最高振荡频率的 $1/3 \sim 1/4$ 。

以上三个频率参数的大小顺序是: f_{max} 最高, f_T 次之, f_β 最低。

3.3 单调谐回路谐振放大器

单调谐回路谐振放大器的主要任务是放大高频的微弱信号。很多高频信号都是窄带信号,其信号的频带宽度远小于信号的中心频率 f_0 ,即相对带宽 $\Delta f/f_0$ 一般为百分之几。

因此,放大这样信号的放大器通常是窄带放大器。窄带放大器的负载不再是线性的电阻,而是谐振回路或各种固体滤波器,所以它不仅具有放大作用,而且还具有选频或滤波作用。这类放大器统称为小信号谐振放大器(或称为小信号选频放大器)。

3.3.1 单级单调谐回路谐振放大器

本节讨论单调谐回路共发射极放大器,分析放大器线路,并计算它的主要质量指标。图 3-3-1 为放大器的部分线路,它由三级放大器组成。下面先讨论单级放大器的线路和指标,再介绍多级放大器的级联。由图 3-3-1 可见,单调谐回路共发射极放大器,就是晶体管共发电路和并联回路的组合。

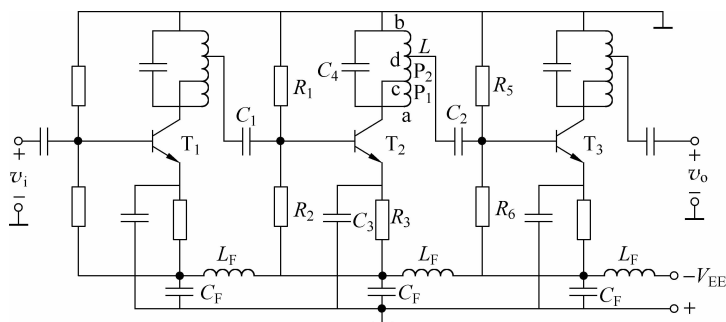


图 3-3-1 三级单调谐回路共发射极放大器

以晶体管 T_2 这一级放大器为例,并应用 y 参数等效电路进行分析。从它的基极起(包括偏置电阻 R_1 和 R_2)至耦合电容 C_2 止,算是这一级的线路。前一级放大器是本级的信号源,其作用由电流源 $\dot{I}_s$ 和放大器输出导纳 Y_s 代表。后一级放大器的输入导纳 y_{ie} 是本级的负载阻抗,通常,如 G_5 (即 $1/R_5$) 与 G_6 (即 $1/R_6$) 之和远小于 y_{ie} 时,其作用可忽略,否则就必须考虑其作用。

略去图中与交流等效电路无关的元件(假定 G_1 (即 $1/R_1$) 与 G_2 (即 $1/R_2$) 之和远小于本级的输入导纳 y_{ie} ,则电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 和电容 C_3 仅决定直流工作点; L_F 和 C_F 滤波电路,其作用是消除各级放大器相互之间的有害影响),可得图 3-3-2 所示的单级共发射极谐振放大器的高频等效电路。

由图 3-3-2(b)可见:

$$\dot{I}_b = y_{ie} \dot{V}_i + y_{re} \dot{V}_c \quad (3-3-1)$$

$$\dot{I}_c = y_{fe} \dot{V}_i + y_{oe} \dot{V}_c \quad (3-3-2)$$

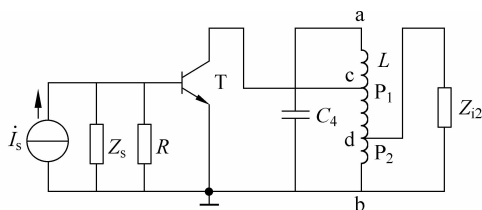
$$\dot{I}_c = -\dot{V}_c Y'_L \quad (3-3-3)$$

式中, Y'_L 代表由集电极 c 向右看进去的回路总导纳。

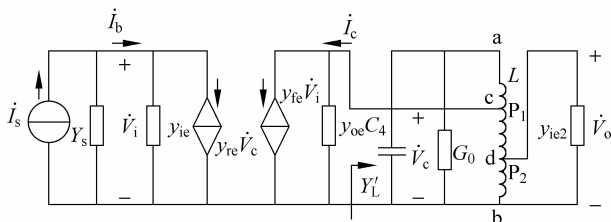
将式(3-3-3)代入式(3-3-2),得

$$-\dot{V}_c Y'_L = y_{fe} \dot{V}_i + y_{oe} \dot{V}_c$$

所以



(a) 高频交流通路图



(b) 单级单调谐回路共发射极放大器的高频等效电路

图 3-3-2 单级单调谐回路共发射极放大器的高频等效电路

$$\dot{V}_c = -\frac{y_{fe}}{y_{oe} + Y_L'} \dot{V}_i \quad (3-3-4)$$

将式(3-3-4)代入式(3-3-1),得

$$\dot{I}_b = y_{ie} \dot{V}_i + y_{re} \left(-\frac{y_{fe}}{y_{oe} + Y_L'} \right) \dot{V}_i = \left(y_{ie} - \frac{y_{re} y_{fe}}{y_{oe} + Y_L'} \right) \dot{V}_i$$

所以,放大器的输入导纳

$$Y_i = \frac{\dot{I}_b}{\dot{V}_i} = y_{ie} - \frac{y_{re} y_{fe}}{y_{oe} + Y_L'} \quad (3-3-5)$$

前面已经说明, y_{ie} 为晶体管共发连接时本身的输入导纳。而 Y_i 则为晶体管接成放大器且输出端接有负载 Y_L' 时的输入导纳。

在下面的分析中,暂时不考虑 y_{re} 的作用,即令 $y_{re}=0$,所以 $Y_i=y_{ie}$ 。下面逐项分析放大器的质量指标。

(1) 电压增益 $\dot{A}_v$

由图 3-3-2 可见,放大器的输入电压为 $\dot{V}_i$,输出电压为 $\dot{V}_o$,则电压增益为

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} \quad (3-3-6)$$

为了求输出电压 $\dot{V}_o$,必须先求晶体管的集电极电压 $\dot{V}_c$ 。由式(3-3-4)可得

$$\dot{V}_c = -\frac{y_{fe}}{y_{oe} + Y_L'} \dot{V}_i$$

下面根据回路抽头时阻抗的变比关系来计算 Y_L' 。

首先将下级的 y_{ie2} 从低抽头转换到全部回路上,变为 $\rho_2^2 y_{ie2}$ 。由图 3-3-2 可见,回路由 L 、 C_4 和 R_0 组成。 R_0 代表并联回路本身的损耗,化成电导形式时 $G_0=1/R_0$ 。 L 为回路电感,回路电容为 C_4 ,则 ab 两点间的导纳为

$$Y_L = G_0 + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} + p_2^2 y_{ie2} \quad (3-3-7)$$

再将 Y_L 从高抽头(ab 点)转换到集电极上(cb 点),得

$$Y'_L = \frac{1}{p_1^2} \left(G_0 + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} + p_2^2 y_{ie2} \right) \quad (3-3-8)$$

式中, p_1 是集电集 c 的接入系数, $p_1 = N_{bc}/N_{ab}$; p_2 是下级输入导纳的接入系数, $p_2 = N_{bd}/N_{ab}$; N_{ab} 、 N_{bc} 、 N_{bd} 分别为图 3-3-2 中电感 L 各点 ab、bc 和 bd 间的线圈匝数。

同样,从电压变比关系得

$$\dot{V}_o = p_2 \dot{V}_{ab}; \quad \dot{V}_{ab} = \frac{1}{p_1} \dot{V}_c$$

所以

$$\dot{V}_o = \frac{p_2}{p_1} \dot{V}_c \quad (3-3-9)$$

由式(3-3-9)和式(3-3-4)得

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = - \frac{p_2 y_{fe}}{p_1 (y_{oe} + Y'_L)}$$

因为由式(3-3-7)和式(3-3-8)得

$$Y_L = p_1^2 Y'_L$$

所以

$$\dot{A}_v = - \frac{p_1 p_2 y_{fe}}{p_1^2 y_{oe} + Y_L} \quad (3-3-10)$$

式(3-3-10)是单调谐放大器电压增益的一般表达式。

将 y_{oe} 写成 $y_{oe} = g_{oe} + j\omega C_{oe}$, y_{ie2} 写成 $y_{ie2} = g_{ie2} + j\omega C_{ie2}$, 并将式(3-3-7)代入式(3-3-10), 经整理后得

$$\dot{A}_v = - \frac{p_1 p_2 y_{fe}}{(p_1^2 g_{oe} + p_2^2 g_{ie2} + G_0) + j\omega(C + p_1^2 C_{oe} + p_2^2 C_{ie2}) + \frac{1}{j\omega L}} \quad (3-3-11)$$

式中, g_{oe} 和 C_{oe} 分别是放大器的输出电导和输出电容; g_{ie2} 和 C_{ie2} 分别是下级放大器的输入电导和输入电容。令

$$g_\Sigma = p_1^2 g_{oe} + p_2^2 g_{ie2} + G_0 \quad (3-3-12)$$

$$C_\Sigma = C + p_1^2 C_{oe} + p_2^2 C_{ie2} \quad (3-3-13)$$

则式(3-3-11)变为

$$\dot{A}_v = \frac{-p_1 p_2 y_{fe}}{g_\Sigma + j\omega C_\Sigma + \frac{1}{j\omega L}} \quad (3-3-14)$$

式(3-3-14)的分母为并联回路的导纳,当角频率 ω 在谐振角频率 ω_0 附近时,可得

$$\dot{A}_v = \frac{-p_1 p_2 y_{fe}}{g_\Sigma \left(1 + j \frac{2Q_L \Delta f}{f_0} \right)} \quad (3-3-15)$$

式中, $f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_\Sigma}}$ 是放大器调谐回路的谐振频率; $\Delta f = f - f_0$ 是工作频率 f 对谐振频

率 f_0 的失谐, $Q_L = \frac{\omega_0 C_\Sigma}{g_\Sigma}$ 是回路的等效品质因数。

式(3-3-15)表明, 谐振放大器的电压增益 $\dot{A}_v$ 是工作频率 f 的函数。当谐振时 ($\Delta f=0$), 则

$$\dot{A}_{vm} = -\frac{p_1 p_2 y_{fe}}{g_\Sigma} = -\frac{p_1 p_2 y_{fe}}{G_0 + p_1^2 g_{oe} + p_2^2 g_{ie2}} \quad (3-3-16)$$

式(3-3-16)中的负号表示输入和输出电压有 180° 的相位差。此外, y_{fe} 本身是一个复数, 它也有一个相角 φ_{fe} 。因此, 一般地说, 放大器在回路已调谐时, 输出电压 $\dot{V}_o$ 和输入电压 $\dot{V}_i$ 之间的相位差并不是 180° , 而是 $180^\circ + \varphi_{fe}$ 。只有当工作频率较低时, $\varphi_{fe} \approx 0$, $\dot{V}_o$ 和 $\dot{V}_i$ 相位差才等于 180° 。

有时, 晶体管集电极回路采用如图 3-3-3 所示的耦合回路。若电感 L_1 与 L_2 之间耦合很紧(耦合系数 $k \approx 1$), 则 L_2 可以看成是 L_1 在 L_2 匝处抽的头。所以接入系数 $p_1 = \frac{N_1}{N}$, $p_2 = \frac{N_2}{N}$ 。此处 N 为 L_1 的总匝数(圈数), N_1 为 L_1 抽头匝数, N_2 为 L_2 的匝数。其他计算公式和上述完全相同。

由式(3-3-16)可见, 单调谐放大器在谐振时的电压增益 $\dot{A}_{vm}$ 和晶体管的正向传输导纳 y_{fe} 成正比, 和回路的总电导 g_Σ 成反比。 y_{fe} 愈大, g_Σ 愈小, 则 $\dot{A}_{vm}$ 愈大。

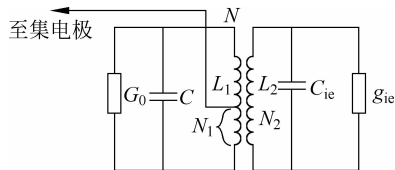


图 3-3-3 集电极耦合回路之一

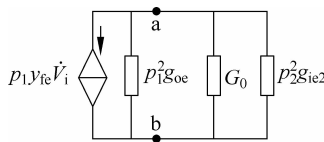


图 3-3-4 谐振时的简化等效电路

(2) 功率增益 A_p

在谐振时功率增益 $A_{pm} = P_o / P_i$, 式中, P_i 为放大器的输入功率; P_o 为输出端负载 g_{ie2} 上获得的功率。在谐振时可将图 3-3-2(b) 右边简化成图 3-3-4。由图 3-3-2(b) 和图 3-3-4

$$P_i = V_{in}^2 g_{ie1}$$

可见

$$P_o = V_{abm}^2 p_2^2 g_{ie2} = \left(\frac{p_1 |y_{fe}| V_{in}}{g_\Sigma} \right)^2 p_2^2 g_{ie2}$$

所以谐振时的功率增益

$$A_{pm} = \frac{P_o}{P_i} = \frac{p_1^2 p_2^2 g_{ie2} |y_{fe}|^2}{g_{ie1} g_\Sigma^2} = (A_{vm})^2 \frac{g_{ie2}}{g_{ie1}} \quad (3-3-17)$$

式中, g_{ie1} 和 g_{ie2} 分别是本极和下一极晶体管的输入导纳。用 dB 表示

$$A_{pm} = 10 \lg A_{pm} \text{ (dB)}$$

如果, 回路本身损耗 G_0 与 $p_1^2 g_{oe}$ 相比可以忽略, 则匹配条件为