

3.1 概述

通信系统中的收、发两地一般相距很远,信号经过信道传输后受到很大衰减。到达接收端的高频信号电平大多在微伏量级,而送到检波器的高频信号电压幅度要求达到几百毫伏。因此,必须先将微弱信号进行放大处理。通常,传输的信号不是单一频率的信号,而是占有一定频谱宽度的频带信号,这就需要放大器放大频带信号。为了从天线接收信号中选出有用信号频率,滤除各种干扰信号,放大器还必须具有选频功能。



第5集
微课视频

3.1.1 高频小信号放大器的分类

高频小信号放大器分为窄频带放大器和宽频带放大器两大类。窄频带放大器对中心频率在几百千赫至几百兆赫,信号频谱宽度在几千赫至几十兆赫的微弱信号进行不失真的放大,要求它不仅有一定的电压增益,而且有选频能力。宽频带放大器对中心频率为几兆赫至几百兆赫的微弱信号进行不失真的放大,要求放大电路的下限截止频率很低(如零频),而上限截止频率很高。

窄频带放大电路由晶体三极管、场效应管和集成电路等有源器件提供电压增益,由LC谐振回路、陶瓷滤波器、石英晶体滤波器或声表面波滤波器等器件实现选频功能。它有两种主要类型,一种是以分立元件为主的谐振放大器,另一种是以集成电路为主的集中选频放大器。宽频带放大器也是由晶体三极管、场效应管和集成电路等有源器件提供电压增益,为了展宽工作频带,不但要求有源器件的高频特性好,而且在电路结构上采取了一些改进措施。

3.1.2 高频小信号放大器的技术指标

高频小信号放大器工作在甲类工作状态,它的主要技术指标如下。

1. 中心频率

中心频率 f_0 是高频小信号放大器的工作频率,一般在几百千赫至几百兆赫。它根据设备的整体指标确定,是设计放大电路时选择有源器件、计算谐振回路元件参数的依据。

2. 增益

放大器的增益表示放大器对有用信号的放大能力,定义为放大器输出电压 V_o (有效值) 与输入电压 V_i (有效值) 的比值,用 A_v 表示,常称作放大倍数或电压增益。放大器的增益也

可以定义为输出功率 P_o 与输入功率 P_i 的比值,称作功率增益,用 A_p 表示,即

$$A_v = \frac{V_o}{V_i}, \quad A_p = \frac{P_o}{P_i} \quad (3.1.1)$$

或者用分贝表示为

$$A_v = 20 \lg \frac{V_o}{V_i}, \quad A_p = 10 \lg \frac{P_o}{P_i} \quad (3.1.2)$$

通常,要求每级放大器在中心频率及通频带处的增益尽量大,在满足总增益的条件下放大器的级数尽量少。

3. 通频带

放大器的通频带是指放大器的电压增益下降到最大值的 $1/\sqrt{2}$ 时所对应的频率范围,或者是功率增益下降到最大值的 $1/2$ 时所对应的频率范围,用 $2\Delta f_{0.7}$ 表示,如图 3.1.1 所示。 $2\Delta f_{0.7}$ 又称为 3dB 带宽。

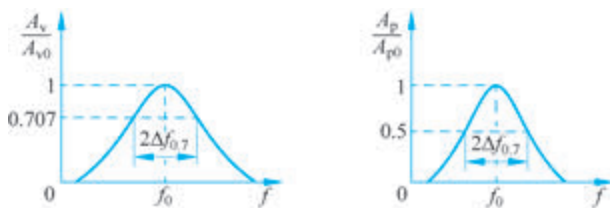


图 3.1.1 高频小信号放大器的通频带

由于放大器所放大的信号一般都是具有一定频带宽度的已调信号,因此放大器必须具有一定的通频带,使传输的频带信号能通过放大器。与谐振回路相同,放大器的通频带取决于回路的形式和回路的等效品质因数 Q_L 。此外,级联放大器的总通频带会随着级数的增加而变窄。并且,通频带越宽,放大器的增益越小。

4. 选择性

放大器的选择性是指从频率混叠信号中选出有用信号、抑制干扰信号的能力。选择性常采用矩形系数和抑制比表示。

1) 矩形系数

理想条件下,放大器的增益曲线应为一个矩形,使通带内增益为 1,通带外不需要的信号得到完全衰减。实际的增益曲线离理想矩形的差异程度,用矩形系数表示,它表征了对邻道干扰的抑制能力。如图 3.1.2 所示,矩形系数可定义为

$$K_{r0.1} = \frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}}, \quad K_{r0.01} = \frac{2\Delta f_{0.01}}{2\Delta f_{0.7}} \quad (3.1.3)$$

其中, $2\Delta f_{0.1}$ 和 $2\Delta f_{0.01}$ 分别为放大倍数下降至 0.1 和 0.01 处的带宽, $K_{r0.1}$ 或 $K_{r0.01}$ 越接近于 1,表明放大器的选择性越好。

2) 抑制比

抑制比表示对某个干扰信号 f_n 的抑制能力,用 d_n 表示为

$$d_n = \frac{A_v(f_0)}{A_v(f_n)} \quad (3.1.4)$$

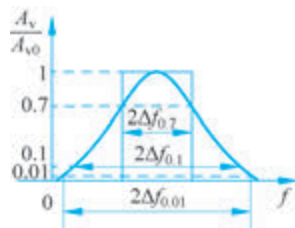


图 3.1.2 理想的增益曲线与实际增益曲线

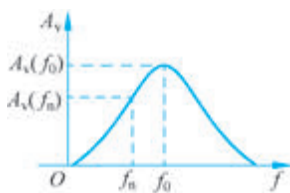


图 3.1.3 对干扰频率 f_n 的抑制能力

其中, $A_v(f_0)$ 为对中心频率 f_0 信号的放大倍数; $A_v(f_n)$ 为在干扰频率 f_n 上的放大倍数, 如图 3.1.3 所示。用分贝表示时, $d_n = 20\lg[A_v(f_0)/A_v(f_n)]$ 。

5. 工作稳定性

工作稳定性指放大电路的工作状态, 如电源电压变化, 或者元器件参数等发生变化时, 增益、通频带和抑制比的稳定程度。一般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振荡, 以至于放大器完全不能工作。引起放大器不稳定的原因主要是寄生反馈作用的结果。为使放大器稳定工作, 必须采取稳定措施, 即限制每级增益, 选择内反馈小的晶体管, 应用中和法或失配法等。

6. 噪声系数

噪声系数是用来描述放大器本身产生噪声电平大小的一个参量。噪声系数越接近 1, 放大器的噪声性能越好。在多级放大器中, 前两级的噪声对整个放大器的噪声起决定作用, 因此要求前级放大器的噪声系数应尽量小。关于噪声系数的有关讨论请参阅第 10 章。

以上这些要求之间既有联系又有矛盾。例如, 增益和稳定性是一对矛盾, 通频带和选择性是一对矛盾。在使用时应根据需要确定主、次要求。

本章首先介绍晶体管高频小信号等效电路与参量, 主要讨论单级窄带且负载为谐振回路的谐振放大器, 然后介绍多级单调谐回路谐振放大器, 以及谐振放大器的稳定性与稳定措施, 最后介绍宽频带谐振放大器。



第 6 集
微课视频

3.2 晶体管高频小信号等效电路与参数

晶体管在低频工作时, 常将晶体管的电流放大系数看作与频率无关的常数。在低频电路中, 采用低频 h 参数及其等效电路对晶体三极管放大电路进行分析, 而忽略了晶体管高频应用时的内部物理现象。当晶体管在高频工作时, 电流放大系数与频率有着明显的关系, 频率越高, 电流放大系数越小。这直接导致管子的放大能力下降, 限制了晶体管在高频范围内的应用。

当分析晶体管高频放大器时, 必须采用能够反映晶体管高频工作时的高频参量及其等效电路。晶体管的高频参量等效电路主要有两种: 一种是形式等效电路, 即 y 参数等效电路; 另一种是物理模拟等效电路, 即混合 π 形等效电路。这两种等效电路不仅包含一些和频率基本没有关系的电阻, 而且包含一些与频率有关的电容。晶体管的 y 参数等效电路和混合 π 形等效电路是分析高频晶体管电路线性工作特性的重要工具。

3.2.1 y 参数等效电路

晶体管 y 参数等效电路把晶体管等效为有源四端网络。它的优点是导出的表达式具有普遍意义, 分析和测量方便, 缺点是网络参数与频率有关。由于高频小信号谐振放大器的相对频带较窄, 一般只需在工作频率 f_0 上进行参数计算, 因此分析高频小信号谐振放大器时采用 y 参数等效电路是合适的。

图 3.2.1(a)所示为晶体管共射电路。它有 4 个参数,分别是输入电压 \dot{V}_b 、输入电流 \dot{I}_b 、输出电压 \dot{V}_c 和输出电流 \dot{I}_c 。任选其中两个参数为自变量,另外两个参数为参变量,可得到不同的参数系,如 h 参数、 y 参数和 z 参数等。在高频等效电路中,主要采用 y 参数分析,即 \dot{V}_b 、 \dot{V}_c 为自变量, \dot{I}_b 、 \dot{I}_c 为参变量。图 3.2.1(b)所示为晶体管共射电路的 y 参数等效电路,其中, y_{ie} 、 y_{re} 、 y_{fe} 、 y_{oe} 为晶体管的短路导纳参数,即 y 参数。

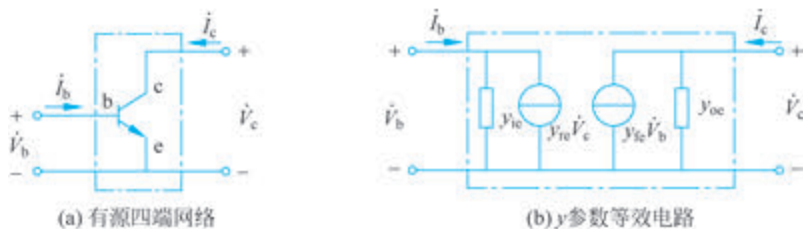


图 3.2.1 晶体管共射电路及其 y 参数等效电路

由图 3.2.1(b)可写出电路方程,有

$$\dot{I}_b = y_{ie} \dot{V}_b + y_{re} \dot{V}_c \tag{3.2.1}$$

$$\dot{I}_c = y_{fe} \dot{V}_b + y_{oe} \dot{V}_c \tag{3.2.2}$$

其中, $y_{ie} = \left. \frac{\dot{I}_b}{\dot{V}_b} \right|_{\dot{V}_c=0}$ 称为输出短路时的输入导纳; $y_{re} = \left. \frac{\dot{I}_b}{\dot{V}_c} \right|_{\dot{V}_b=0}$ 称为输入短路时的反向

传输导纳; $y_{fe} = \left. \frac{\dot{I}_c}{\dot{V}_b} \right|_{\dot{V}_c=0}$ 称为输出短路时的正向传输导纳; $y_{oe} = \left. \frac{\dot{I}_c}{\dot{V}_c} \right|_{\dot{V}_b=0}$ 称为输入短路

时的输出导纳。

4 个导纳的下标 e 表示这是共射电路的参数。若为共基或共集电路,第二个下标改用 b 或 c。当晶体管无外接电路时,这 4 个导纳是晶体管本身的短路参数,只与晶体管的特性有关,又称为自参数或内参数。

当晶体管作放大器使用时,输入端和输出端接有外电路,即信号源和负载,如图 3.2.2(a)所示。图中略去了直流电源,并用 \dot{I}_s 和 Y_s 分别代表信号源的电流与导纳,用 Y_L 代表负载导纳。若用 y 参数等效电路代表晶体管,则可得如图 3.2.2(b)所示的等效电路。此时,因为 y 参数与外接负载和信号源电阻有关,所以称为电路 y 参数,又称为外参数。

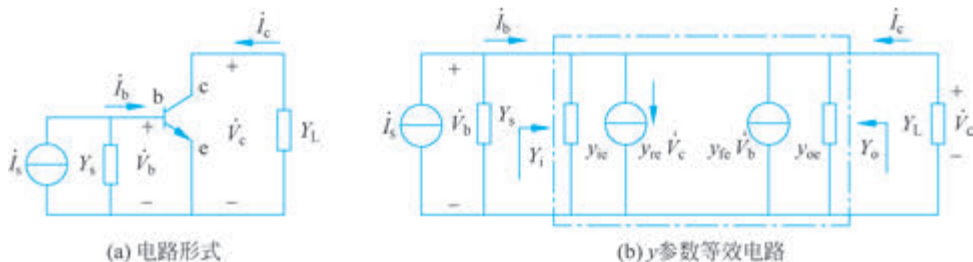


图 3.2.2 含有信号源和负载的晶体管共射放大电路及其 y 参数等效电路

由图 3.2.2(b)得

$$\dot{I}_b = y_{ie}\dot{V}_b + y_{re}\dot{V}_c \quad (3.2.3a)$$

$$\dot{I}_c = y_{fe}\dot{V}_b + y_{oe}\dot{V}_c \quad (3.2.3b)$$

$$\dot{I}_c = -Y_L\dot{V}_c \quad (3.2.3c)$$

联立式(3.2.3a)、式(3.2.3b)和式(3.2.3c),消去 \dot{V}_c 和 \dot{I}_c ,得

$$\dot{I}_b = \left(y_{ie} - \frac{y_{re}y_{fe}}{y_{oe} + Y_L} \right) \dot{V}_b \quad (3.2.4)$$

因此输入导纳为

$$Y_i = \frac{\dot{I}_b}{\dot{V}_b} = y_{ie} - \frac{y_{re}y_{fe}}{y_{oe} + Y_L} \quad (3.2.5)$$

式(3.2.5)表明,输入导纳 Y_i 与负载导纳 Y_L 有关,这反映了晶体管有内部反馈,而这个内部反馈是由反向传输导纳 y_{re} 所引起的。

求输出导纳时,应从式(3.2.3a)和式(3.2.3b)中消去 \dot{V}_b 和 \dot{I}_b ,求得 \dot{V}_c 与 \dot{I}_c 的关系。将信号电流源开路(如为电压源则应短路),因而

$$\dot{I}_b = -Y_s\dot{V}_b \quad (3.2.6)$$

将式(3.2.6)代入式(3.2.3a),得

$$\dot{V}_b = -\frac{y_{re}}{y_{ie} + Y_s}\dot{V}_c \quad (3.2.7)$$

再将式(3.2.7)代入式(3.2.3b),消去 \dot{V}_b ,得

$$\dot{I}_c = \left(y_{oe} - \frac{y_{fe}y_{re}}{y_{ie} + Y_s} \right) \dot{V}_c \quad (3.2.8)$$

因而输出导纳为

$$Y_o = \frac{\dot{I}_c}{\dot{V}_c} = y_{oe} - \frac{y_{re}y_{fe}}{y_{ie} + Y_s} \quad (3.2.9)$$

式(3.2.9)表明,输出导纳 Y_o 与信号源导纳 Y_s 有关,这也反映了晶体管存在内部反馈。而这个内部反馈也是由反向传输导纳 y_{re} 所引起的。

最后,联立式(3.2.3b)和式(3.2.3c),消去 \dot{I}_c ,可得电压增益为

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_c}{\dot{V}_b} = -\frac{y_{fe}}{y_{oe} + Y_L} \quad (3.2.10)$$

式(3.2.10)表明,晶体管的正向传输导纳越大,放大器的增益就越大。式(3.2.10)中的负号表明,如果 y_{fe} 、 y_{oe} 和 Y_L 均为实数,那么 \dot{V}_c 与 \dot{V}_b 的相位差为 180° 。

3.2.2 混合 π 形等效电路

形式等效电路的优点是不涉及晶体管内部的物理过程,不仅适用于晶体管,而且适用于任何四端或三端器件。若把晶体管内部的复杂关系用集总元件 RLC 表示,则每个元件与



第7集
微课视频

晶体管内的某种物理过程具有明显关系。用这种物理模拟的方法所得到的物理等效电路就是混合 π 形等效电路,如图 3.2.3 所示。可以看出,晶体管的 3 个电极 b' 、 c 、 e 用一个 π 形电路等效, b 至 b' 又串联一个基极体电阻 $r_{bb'}$,这就是混合 π 形等效电路名称的由来。

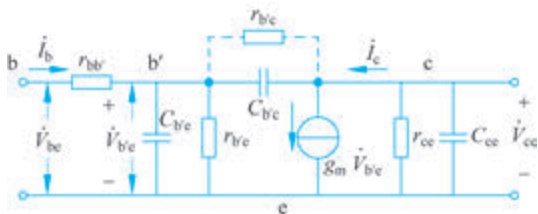


图 3.2.3 晶体管混合 π 形等效电路

这个等效电路共有 8 个参量,各参量的物理意义及数值介绍如下。

1. 各参量的物理意义及计算公式

(1) 基极体电阻 $r_{bb'}$ 。它是从基极引线端 b 到有效基区 b' 的电阻。不同类型的晶体管 $r_{bb'}$ 的数值不同,低频小功率管可达几百欧,高频晶体管一般为 $15 \sim 50 \Omega$ 。

(2) 发射结电阻 $r_{b'e}$ 。它是发射结电阻 r_e 折合到基极回路的等效电阻。流过 r_e 的电流是发射极电流 i_e ,但在等效电路中,流过其等效电阻 $r_{b'e}$ 的电流是基极电流 i_b 。由此可以得到 $r_{b'e}$ 和 r_e 间的关系为

$$r_{b'e} = (1 + \beta_0) r_e \approx \beta_0 r_e \quad (3.2.11)$$

若把 $r_e = 26/I_E$ 代入式(3.2.11),则

$$r_{b'e} = (1 + \beta_0) \frac{26}{I_E} \approx \beta_0 \frac{26}{I_E} \quad (3.2.12)$$

其中, β_0 为共射组态晶体管的低频电流放大系数; I_E 为静态工作点射极电流,单位为 mA。晶体管放大时,发射结总是工作在正向偏置状态,所以 r_e 的数值较小,因此 $r_{b'e}$ 的数值也较小,一般在几十欧到几百欧,它随工作点电流 I_E 的变化而变化。

(3) 发射结电容 $C_{b'e}$ 。它包括发射结的势垒电容 C_T 和扩散电容 C_D 。因为发射结为正向工作,所以 $C_{b'e}$ 主要为扩散电容 C_D ,它随工作点电流增大而增大,电容值为 $10 \sim 500 \text{pF}$ 。

(4) 集电结电阻 $r_{b'c}$ 。因为集电结总是处于反向偏置状态,所以 $r_{b'c}$ 较大,阻值为 $10 \text{k}\Omega \sim 10 \text{M}\Omega$ 。特别是硅管, $r_{b'c}$ 很大,和放大器的负载相比,它的作用一般可忽略不计。

(5) 集电结电容 $C_{b'c}$ 。它也包括势垒电容 C_T 和扩散电容 C_D 。因集电结反偏,所以 $C_{b'c}$ 主要是指势垒电容 C_T ,它随 c 、 b 电极间反向电压的增大而减小,电容值在 10pF 左右。 $C_{b'c}$ 引起交流反馈,可能引起自激,它的数值越小对放大器越有利。

(6) 等效电流发生器 $g_m \dot{V}_{b'e}$ 。当在 b' 和 e 两个电极间加上交变电压 $\dot{V}_{b'e}$ 时,对集电极电路的作用就相当于一个受控电流源 $g_m \dot{V}_{b'e}$ 。 g_m 是晶体管的跨导,反映了晶体管的放大能力,即输入的发射结电压 $\dot{V}_{b'e}$ 对输出的集电结电流 \dot{I}_c 的控制能力。 g_m 可以表示为

$$g_m = \frac{\dot{I}_c}{\dot{V}_{b'e}} \quad (3.2.13)$$

在低频情况下,有

$$g_m = \frac{\beta_0}{r_{b'e}} = \frac{\beta_0}{(1+\beta_0)r_e} = \frac{\beta_0}{1+\beta_0} \frac{I_E}{26} \approx \frac{1}{r_e} \quad (3.2.14)$$

可见, g_m 与工作点电流 I_E (近似为 I_c) 成正比, 而基本与管子的 β_0 值无关, 其数值为几十毫西(mS)。

(7) 集电极电阻 r_{ce} 。它表示集电极电压 \dot{V}_{ce} 对电流 I_c 的影响。晶体管集电极电流 I_c 主要取决于电压 $\dot{V}_{b'e}$, 但集电极电压 \dot{V}_{ce} 对电流 I_c 也有影响。 r_{ce} 的数值一般在几十千欧以上, 典型值为 $30 \sim 50 \text{k}\Omega$ 。

(8) 集电极电容 C_{ce} 。它是由引线或封装等结构产生的分布电容。这个电容通常很小, 一般为 $2 \sim 10 \text{pF}$ 。

混合 π 形等效电路各个元件参数的物理意义明确, 参数值在很宽的频率范围内都与频率无关, 保持常数。一般来说, 它适用的最高频率约为 $f_T/5$ (f_T 为晶体管的特征频率, 可从晶体管手册中查得)。它的缺点是参数随器件不同而有不少差别, 分析和测量不便。

2. 混合 π 形等效电路的简化

在实际应用中, 可以根据具体情况, 忽略某些次要因素。在高频段工作时, 通常满足 $1/(\omega C_{b'e}) \ll r_{b'e}$ 和 $R_L \ll r_{ce}$, 即将 $r_{b'e}$ 和 r_{ce} 忽略, 视为开路, C_{ce} 可合并到集电极回路之中, 将混合 π 形等效电路简化, 得到如图 3.2.4 所示的简化等效电路。

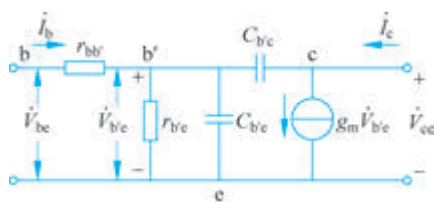


图 3.2.4 混合 π 形等效电路的简化

3. 混合 π 形等效电路与 y 参数的关系

根据戴维南定理, 利用混合 π 形电路参数可以推导出相应的 y 参数, 有

$$y_{ie} = \left. \frac{\dot{I}_b}{\dot{V}_c} \right|_{\dot{V}_c=0} = \frac{g_{b'e} + j\omega(C_{b'e} + C_{b'c})}{1 + r_{bb'}[g_{b'e} + j\omega(C_{b'e} + C_{b'c})]} \quad (3.2.15a)$$

$$y_{fe} = \left. \frac{\dot{I}_c}{\dot{V}_b} \right|_{\dot{V}_c=0} = \frac{g_m - j\omega C_{b'e}}{1 + r_{bb'}[g_{b'e} + j\omega(C_{b'e} + C_{b'c})]} \quad (3.2.15b)$$

$$y_{re} = \left. \frac{\dot{I}_b}{\dot{V}_c} \right|_{\dot{V}_b=0} = \frac{-j\omega C_{b'c}}{1 + r_{bb'}[g_{b'e} + j\omega(C_{b'e} + C_{b'c})]} \quad (3.2.15c)$$

$$y_{oe} = \left. \frac{\dot{I}_c}{\dot{V}_c} \right|_{\dot{V}_b=0} = \frac{j\omega C_{b'c}[1 + r_{bb'}(g_{b'e} + j\omega C_{b'e} + g_m)]}{1 + r_{bb'}[g_{b'e} + j\omega(C_{b'e} + C_{b'c})]} \quad (3.2.15d)$$

可见, 4 个 y 参数一般都是复数。例如, 晶体管 3CG35 的 y 参数为 $y_{ie} = (1.2 + j2.2) \text{mS}$, $y_{re} = (-0.06 - j0.3) \text{mS}$, $y_{fe} = (5.4 - j2.2) \text{mS}$, $y_{oe} = (0.4 + j1.8) \text{mS}$ 。为以后计算方便, 可将 y 参数表示为

$$y_{ie} = g_{ie} + j\omega C_{ie} \quad (3.2.16a)$$

$$y_{oe} = g_{oe} + j\omega C_{oe} \quad (3.2.16b)$$

$$y_{fe} = |y_{fe}| \angle \varphi_{fe} \quad (3.2.16c)$$

$$y_{re} = |y_{re}| \angle \varphi_{re} \quad (3.2.16d)$$

其中, g_{ie} 和 g_{oe} 分别为输入电导和输出电导; C_{ie} 和 C_{oe} 分别为输入电容和输出电容。

若已知工作频率 f_0 , 从手册上查得 $r_{bb'}$ 、 $C_{b'e}$ 、 $C_{b'c}$ 等参数, 就可以求得 4 个 y 参数, 这对计算实际电路的性能参数是很有用的。

3.2.3 晶体管的高频放大能力与频率参数

为了分析和设计各种高频电子线路, 必须了解晶体管的高频特性。

晶体管的高频放大能力用短路电流放大系数来表征。设晶体管采用共射组态, 电流放大系数是指输出交流短路(ce 端短路)时, 集电极电流 \dot{I}_c 对基极电流 \dot{I}_b 的比值, 即

$$\beta = \left. \frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_b} \right|_{\dot{V}_{ce}=0} \quad (3.2.17)$$

1. 共射截止频率 f_β

通过如图 3.2.5 所示的共射混合 π 形简化等效电路分析 β 值。输入电流 \dot{I}_b 分成 \dot{I}_{b1} 、 \dot{I}_{b2} 和 \dot{I}_{b3} 三部分。当 ce 端短路时, $C_{b'c}$ 与 $C_{b'e}$ 并联。因 $C_{b'c} \ll C_{b'e}$, 故 $\dot{I}_{b3} \ll \dot{I}_{b2} \ll \dot{I}_{b1}$ 。此时在基极电流 \dot{I}_b 中, 只有流入结电阻 $r_{b'e}$ 的电流 \dot{I}_{b1} 起放大作用。在低频情况下, \dot{I}_{b2} 可忽略, 有 $\dot{I}_{b1} = \dot{I}_b$, 则 $\beta = \beta_0$ 。随着频率的升高, $C_{b'e}$ 的分流作用逐渐明显, 当 \dot{I}_{b2} 不可忽略时, $\dot{I}_{b1} < \dot{I}_b$, 故 $\beta < \beta_0$, 即高频放大倍数 β 低于低频时的 β_0 。

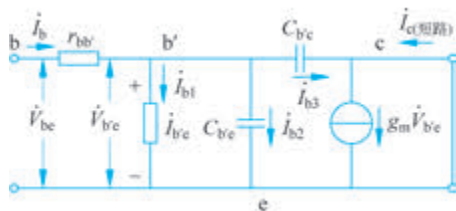


图 3.2.5 共射混合 π 形简化等效电路

由 $\dot{I}_c = g_m \dot{V}_{b'e}$, $\dot{V}_{b'e} = \dot{I}_b [r_{b'e} // 1/(\omega C_{b'e}) // 1/(\omega C_{b'c})]$, 代入式(3.2.17)得

$$\beta = \frac{g_m r_{b'e}}{1 + j\omega r_{b'e} (C_{b'e} + C_{b'c})} = \frac{\beta_0}{1 + j\omega r_{b'e} (C_{b'e} + C_{b'c})} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} \quad (3.2.18)$$

其中

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi r_{b'e} (C_{b'e} + C_{b'c})} \quad (3.2.19)$$

f_β 是当 $|\beta|$ 值随 f 增加而下降至 $\beta_0/\sqrt{2}$ 时所对应的频率, 称为截止频率。由于 β_0 比 1 大得多, 在频率 f_β 处, 虽然 β 的幅值下降到 $\beta_0/\sqrt{2}$, 但仍比 1 大得多, 因此在截止频率处晶体管还能起放大作用。

2. 特征频率 f_T

当频率再高而使 $|\beta|$ 下降至 1 时, 有

$$|\beta| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}} = 1 \quad (3.2.20)$$

此时的频率称为特征频率, 用 f_T 表示。有

$$f_T = f_\beta \sqrt{\beta_0^2 - 1} \quad (3.2.21)$$

当 $\beta_0 \gg 1$ 时, 式(3.2.21)可近似地写为

$$f_T = \beta_0 f_\beta \quad (3.2.22)$$

由式(3.2.22)和式(3.2.19), 可得

$$f_T = \frac{\beta_0}{2\pi r_{b'e}(C_{b'e} + C_{b'c})} = \frac{1}{2\pi r_e(C_{b'e} + C_{b'c})} \approx \frac{1}{2\pi r_e C_{b'e}} \quad (3.2.23)$$

特征频率 f_T 和电流放大系数 $|\beta|$ 之间还有下列简单关系。当 $f \gg f_\beta$ 时, 式(3.2.20)可近似为

$$|\beta| \approx \frac{\beta_0}{\frac{f}{f_\beta}} = \frac{\beta_0 f_\beta}{f} = \frac{f_T}{f} \quad (3.2.24)$$

式(3.2.24)表明, 当 $f \gg f_\beta$ 时, 特征频率 f_T 是 $|\beta|$ 与工作频率 f 的乘积。因此, 实测出 f_T 后, 就可以粗略地计算该管在某一工作频率 f 的电流放大系数。在实际应用中, 为了不使 $|\beta|$ 过小, 应选择特征频率 f_T 远大于工作频率 f 的晶体管, 至少满足 $f_T = (3 \sim 5)f$, 此时 $|\beta|$ 为 3~5。

3. 共基截止频率 f_α

当晶体管采用共基组态连接时, 其输出端交流短路的电流放大倍数也是随频率升高而降低的。当 α 降低到 $\alpha_0/\sqrt{2}$ 时所对应的频率称为共基截止频率, 用 f_α 表示。共基短路电流放大倍数的近似表达式为

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_\alpha}} \quad (3.2.25)$$

图 3.2.6 是 α 和 β 随频率 f 变化的示意图。图中, α_0 和 β_0 是低频时的电流放大系数。



图 3.2.6 α 和 β 随 f 变化的示意图

根据 α 与 β 的关系式

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta} \quad (3.2.26)$$

将式(3.2.18)代入式(3.2.26)得

$$\alpha = \frac{\frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}}}{1 + \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}}} = \frac{\beta_0}{1 + \beta_0 + j \frac{f}{f_\beta}} = \frac{\frac{\beta_0}{1 + \beta_0}}{1 + j \frac{f}{(1 + \beta_0)f_\beta}} \quad (3.2.27)$$

将式(3.2.27)与式(3.2.25)比较, 可知

$$\alpha_0 = \frac{\beta_0}{1 + \beta_0} \tag{3.2.28}$$

$$f_\alpha = (1 + \beta_0) f_\beta \tag{3.2.29}$$

再比较式(3.2.22)和式(3.2.29)可知, f_α 、 f_β 和 f_T 的大小关系为

$$f_\beta < f_T < f_\alpha \tag{3.2.30}$$

f_α 值最高,说明在高频情况下共基接法的频率响应优于共射接法。 f_α 、 f_β 和 f_T 这3个参数是相互关联的,只要知道其中一个频率参数和一个放大系数,就可以借助式(3.2.22)和式(3.2.29)推算出其余两个。例如,若给出 $f_T = 100\text{MHz}$, $\beta_0 = 100$,则可推算出 $f_\beta = 1\text{MHz}$, $\alpha_0 \approx 0.99$, $f_\alpha = 101\text{MHz}$ 。

4. 最高振荡频率 f_{\max}

晶体管的功率增益 A_p 等于1时的工作频率称为最高振荡频率 f_{\max} 。当 $|\beta| = 1$ 时,就电流而言已无放大作用。当 $f > f_{\max}$ 时,无论用什么方法都不能使晶体管产生振荡,已不可能起振,故 f_{\max} 称为最高振荡频率。它表示一个晶体管所能适用的最高极限频率。 f_{\max} 与晶体管的物理参数有关,可以证明

$$f_{\max} = \frac{1}{4\pi} \sqrt{\frac{\beta_0}{r_{bb'} r_{b'e} C_{b'e} C_{b'c}}} \tag{3.2.31}$$

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为最高振荡频率的 $1/3 \sim 1/4$ 。

3.3 单调谐回路谐振放大器

3.3.1 单级单调谐回路谐振放大器

图 3.3.1(a)所示是一个典型的单级单调谐回路谐振放大器,它由共射放大器和并联谐振回路组成,采用负电压供电。图中, R_1 、 R_2 、 R_3 为直流偏置电阻, L_F 、 C_F 为电源滤波回路, C 、 L 、 R 组成 LC 谐振回路,调谐于放大器的中心频率。 LC 谐振回路与晶体管集电极的连接采用自耦变压器和抽头接入方式, R 是为了加宽回路通频带(图中未画出并联回路本身的损耗电阻 R_p)。适当选择初级线圈抽头位置与初级线圈的匝数比,可以使负载导纳与晶体管的输出导纳相匹配,以获得最大的功率增益。

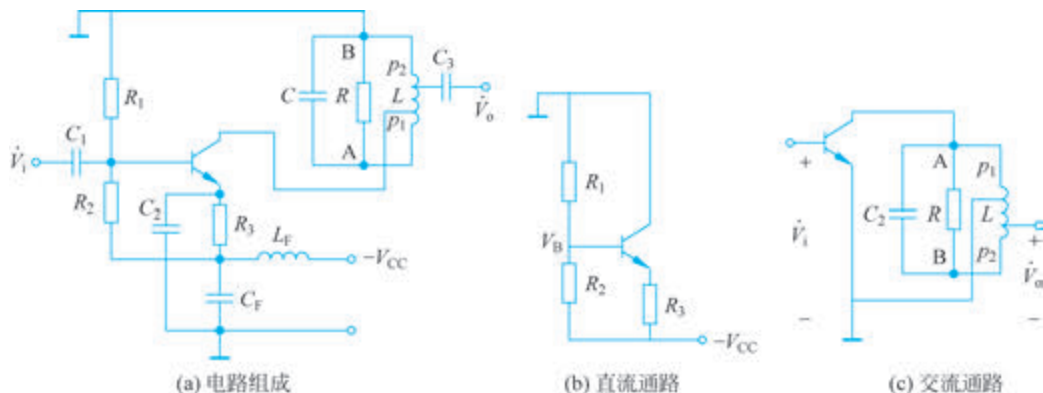


图 3.3.1 典型的单级单调谐回路谐振放大器

1. 直流等效电路分析

按照电路中所有电容均视为开路和电感线圈近似看作短路的原则,画出直流通路,如图 3.3.1(b)所示。它的静态工作点可估算为

$$V_B = -\frac{R_1}{R_1 + R_2}V_{CC}, \quad I_E = \frac{V_B - V_{BE}}{R_3}, \quad V_{CE} = -V_{CC} + I_E R_3 \quad (3.3.1)$$

静态工作点是判断电路能否正常工作的重要参数,其设置应使放大器工作在线性区。

2. 交流等效电路分析

在分析交流等效电路时,略去直流参数元件 R_1 、 R_2 、 R_3 ,耦合电容 C_1 和旁路电容 C_3 对交流通路而言视为短路,略去直流电源滤波元件 C_F 、 L_F ,直流电源 V_{CC} 视为交流短路,画出交流通路,如图 3.3.1(c)所示。再用电流源及其电阻(电导为 g_s)表示交流信号源,用 y 参数表示晶体管,并考虑下一级放大器的输入导纳 y_{ie2} 以及并联谐振回路的损耗电阻 R_p (电导为 g_p),忽略并联谐振回路的 R (它引入插入损耗且与 g_p 的作用相同),得到图 3.3.1(c)的 y 参数交流等效电路,如图 3.3.2 所示。

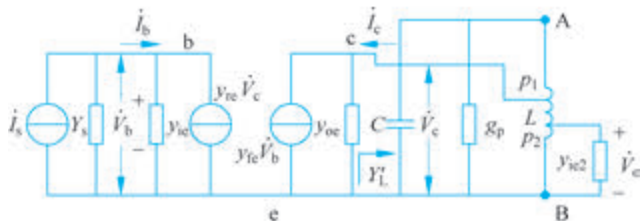


图 3.3.2 单级单调谐回路谐振放大器的 y 参数交流等效电路

由图 3.3.2 可知

$$\dot{I}_b = y_{ie} \dot{V}_b + y_{re} \dot{V}_c \quad (3.3.2a)$$

$$\dot{I}_c = y_{fe} \dot{V}_b + y_{oe} \dot{V}_c \quad (3.3.2b)$$

$$\dot{I}_c = -\dot{V}_c Y'_L \quad (3.3.2c)$$

其中, Y'_L 为由 ce 端向右看过去的回路导纳。

令 $Y_L = g_p + j\omega C + 1/(j\omega L) + p_2^2 y_{ie2}$, 有

$$Y'_L = \frac{1}{p_1^2} Y_L = \frac{1}{p_1^2} \left(g_p + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} + p_2^2 y_{ie2} \right) \quad (3.3.3)$$

由式(3.3.2b)和式(3.3.2c)相等,得

$$\dot{V}_c = -\frac{y_{fe}}{y_{oe} + Y'_L} \dot{V}_b \quad (3.3.4)$$

再代入式(3.3.2a)得

$$\dot{I}_b = \left(y_{ie} - \frac{y_{re} y_{fe}}{y_{oe} + Y'_L} \right) \dot{V}_b \quad (3.3.5)$$

因此,放大器的输入导纳为

$$Y_i = \frac{\dot{I}_b}{\dot{V}_b} = y_{ie} - \frac{y_{re} y_{fe}}{y_{oe} + Y'_L} \quad (3.3.6)$$

其中, Y_i 为晶体管接成放大器且接有负载 Y'_L 时的输入导纳; $y_{re}y_{fe}/(y_{oe} + Y'_L)$ 为反馈导纳。

反馈导纳会引起放大器的不稳定, 在分析放大器的稳定性时将用到, 分析其他质量指标时暂不考虑, 即令 $y_{re} = 0$, 此时 $Y_i = y_{ie}$ 。

1) 电压增益

由图 3.3.2 得 $\dot{V}_o = p_2 \dot{V}_{AB}$, $\dot{V}_c = p_1 \dot{V}_{AB}$, 因此有 $\dot{V}_o = (p_2/p_1) \dot{V}_c$ 。再将式(3.3.4)代入得

$$\dot{V}_o = -\frac{p_2 y_{fe}}{p_1 (y_{oe} + Y'_L)} \dot{V}_b \quad (3.3.7)$$

因此, 电压增益为

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_b} = -\frac{p_2 y_{fe}}{p_1 (y_{oe} + Y'_L)} = -\frac{p_1 p_2 y_{fe}}{p_1^2 y_{oe} + Y'_L} \quad (3.3.8)$$

设 $y_{oe} = g_{oe} + j\omega C_{oe}$, $y_{ie2} = g_{ie2} + j\omega C_{ie2}$ 。将式(3.3.8)改写为

$$\begin{aligned} \dot{A}_v &= \frac{-p_1 p_2 y_{fe}}{(g_p + p_1^2 g_{oe} + p_2^2 g_{ie2}) + j\omega(C + p_1^2 C_{oe} + p_2^2 C_{ie2}) + \frac{1}{j\omega L}} \\ &= \frac{-p_1 p_2 y_{fe}}{g_\Sigma + j\omega C_\Sigma + \frac{1}{j\omega L}} = \frac{-p_1 p_2 y_{fe}}{Y'} \end{aligned} \quad (3.3.9)$$

其中, $g_\Sigma = g_p + p_1^2 g_{oe} + p_2^2 g_{ie2}$; $C_\Sigma = C + p_1^2 C_{oe} + p_2^2 C_{ie2}$, $Y' = g_\Sigma + j\omega C_\Sigma + 1/(j\omega L)$ 。

由于 p_1 、 p_2 与 y_{fe} 均为常数, 因此式(3.3.9)所表示的电压增益随频率的变化与 Y' 所表示的并联谐振回路相同。利用并联谐振回路的广义失谐定义和广义失谐与通频带的关系, 将式(3.3.9)写为

$$\dot{A}_v = \frac{-p_1 p_2 y_{fe}}{g_\Sigma \left[1 + jQ_L \frac{2\Delta f}{f_0} \right]} \quad (3.3.10)$$

其中, 有载品质因数 $Q_L = \omega C_\Sigma / g_\Sigma$; 谐振(工作)频率 $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC_\Sigma})$; $\Delta f = f - f_0$ 。

谐振时 $\Delta f = 0$, 得谐振点的电压增益为

$$\dot{A}_{v0} = -\frac{p_1 p_2 y_{fe}}{g_\Sigma} = -\frac{p_1 p_2 y_{fe}}{g_p + p_1^2 g_{oe} + p_2^2 g_{ie2}} \quad (3.3.11)$$

为了获得最大的电压增益(或功率增益), 适当选取 p_1 与 p_2 的数值, 使输入导纳能与晶体管电路的输出导纳阻抗匹配。匹配的条件为

$$g_p + p_1^2 g_{oe} = p_2^2 g_{ie2} = \frac{g_\Sigma}{2} \quad (3.3.12)$$

通常 LC 回路本身的损耗 g_p 很小, 与 $p_1^2 g_{oe}$ 相比可以忽略, 于是求得匹配所需的接入系数为

$$p_1 = \sqrt{\frac{g_\Sigma}{2g_{oe}}}, \quad p_2 = \sqrt{\frac{g_\Sigma}{2g_{ie2}}} \quad (3.3.13)$$

将式(3.3.13)代入式(3.3.11),得匹配时的电压增益为

$$A_{v0\max} = \frac{|y_{fe}|}{2\sqrt{g_{oe}g_{ie2}}} \quad (3.3.14)$$

2) 功率增益

在非谐振点计算功率增益是很复杂的,且用处不大,故只讨论谐振时的功率增益。为方便讨论负载上获得的功率 P_o 与信号源送给放大器的功率 P_i ,将图 3.3.2 改画为图 3.3.3(a),再将部分接入改画为全部接入,如图 3.3.3(b)所示。

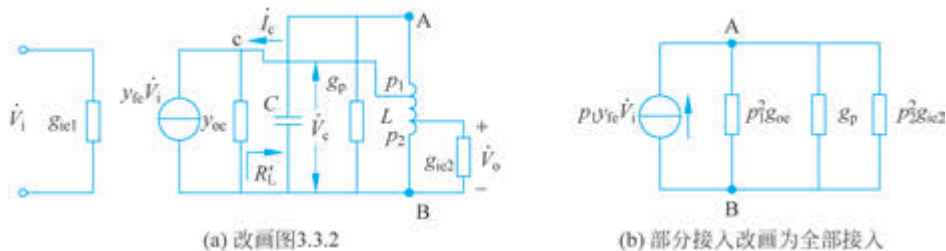


图 3.3.3 计算功率增益等效电路

由图 3.3.3 可知, $P_i = V_i^2 g_{ie1}$, $P_o = V_{AB}^2 p_2^2 g_{ie2} = (p_1 y_{fe} V_i / g_{\Sigma})^2 p_2^2 g_{ie2}$, 因此

$$A_{p0} = \frac{P_o}{P_i} = \frac{p_1^2 p_2^2 g_{ie2} |y_{fe}|^2}{g_{ie1} g_{\Sigma}^2} = (A_{v0})^2 \frac{g_{ie2}}{g_{ie1}} \quad (3.3.15)$$

若采用相同的晶体管,则 $g_{ie2} = g_{ie1}$, 得

$$A_{p0} = (A_{v0})^2 \quad (3.3.16)$$

再进一步忽略回路损耗 g_p , 由式(3.3.15)得匹配时的最大功率增益为

$$A_{p0\max} = \frac{|y_{fe}|^2}{4g_{oe}g_{ie2}} \quad (3.3.17)$$

3) 插入损耗

接下来分析并联谐振回路的插入损耗。不考虑 g_p 时,负载 $p_2^2 g_{ie2}$ 上所获得的功率为

$$P_{L1} = V_{AB}^2 p_2^2 g_{ie2} = \left(\frac{p_1 y_{fe} V_i}{p_1^2 g_{oe} + p_2^2 g_{ie2}} \right)^2 p_2^2 g_{ie2} \quad (3.3.18)$$

考虑 g_p 后,负载 $p_2^2 g_{ie2}$ 上所获得的功率为

$$P'_{L1} = V_{AB}^2 p_2^2 g_{ie2} = \left(\frac{p_1 y_{fe} V_i}{g_p + p_1^2 g_{oe} + p_2^2 g_{ie2}} \right)^2 p_2^2 g_{ie2} \quad (3.3.19)$$

再由回路的有载 Q 值和无载 Q 值

$$Q_L = \frac{1}{(g_p + p_1^2 g_{oe} + p_2^2 g_{ie2}) \omega_0 L}, \quad Q_0 = \frac{1}{g_p \omega_0 L} \quad (3.3.20)$$

可知

$$p_1^2 g_{oe} + p_2^2 g_{ie2} = \frac{1}{\omega_0 L Q_L} - g_p = \frac{1}{\omega_0 L} \left(\frac{1}{Q_L} - \frac{1}{Q_0} \right)$$

因此

$$K_1 = \frac{P_{L1}}{P'_{L1}} = \left(\frac{g_p + p_1^2 g_{oe} + p_2^2 g_{ie2}}{p_1^2 g_{oe} + p_2^2 g_{ie2}} \right)^2 = \left[\frac{\frac{1}{\omega_0 L Q_L}}{\frac{1}{\omega_0 L} \left(\frac{1}{Q_L} - \frac{1}{Q_0} \right)} \right]^2 = \left(\frac{1}{1 - \frac{Q_L}{Q_0}} \right)^2 \quad (3.3.21)$$

写成分贝形式,有

$$K_1(\text{dB}) = 10 \lg \left(\frac{1}{1 - \frac{Q_L}{Q_0}} \right)^2 = 20 \lg \left(\frac{1}{1 - \frac{Q_L}{Q_0}} \right) \quad (3.3.22)$$

显然,回路的插入损耗和 Q_L/Q_0 有关。 Q_L/Q_0 越小,插入损耗就越小。

考虑并联谐振回路的插入损耗后,匹配时的最大电压增益为

$$A_{v0\max} = \frac{|y_{fe}|}{2\sqrt{g_{oe}g_{ie2}}} \left(1 - \frac{Q_L}{Q_0} \right) \quad (3.3.23)$$

最大功率增益为

$$A_{p0\max} = \frac{|y_{fe}|^2}{4g_{oe}g_{ie2}} \left(1 - \frac{Q_L}{Q_0} \right)^2 \quad (3.3.24)$$

4) 通频带

放大器的相对电压增益 $|\dot{A}_v/\dot{A}_{v0}| = A_v/A_{v0}$ 随 f 而变化的曲线,称为放大器的谐振曲线。根据式(3.3.10)和式(3.3.11)得

$$\frac{A_v}{A_{v0}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q_L \frac{2\Delta f}{f_0} \right)^2}} \quad (3.3.25)$$

由于单调谐回路放大器的幅频特性与并联谐振回路的一致,因此通频带也与并联谐振回路一致,有

$$2\Delta\omega_{0.7} = \frac{\omega_0}{Q_L} \quad \text{或} \quad 2\Delta f_{0.7} = \frac{f_0}{Q_L} \quad (3.3.26)$$

5) 选择性

单调谐放大器的选择性用矩形系数表示为

$$K_{r0.1} = \frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}} \quad (3.3.27)$$

由于单调谐回路放大器的谐振曲线与并联谐振回路一致,同理可知

$$K_{r0.1} = \frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}} = \sqrt{10^2 - 1} \approx 9.95 \quad (3.3.28)$$

所以,单调谐放大器的矩形系数比 1 大得多,选择性比较差。

6) 增益带宽积

由 $Q_L = \omega C_\Sigma / g_\Sigma$ 可知, $g_\Sigma = \omega C_\Sigma / Q_L = 2\pi f_0 C_\Sigma / [f_0 / (2\Delta f_{0.7})] = 4\pi \Delta f_{0.7} C_\Sigma$, 式(3.3.11)可用带宽表示为

$$A_{v0} = \frac{-p_1 p_2 |y_{fe}|}{g_\Sigma} = \frac{p_1 p_2 |y_{fe}|}{4\pi \Delta f_{0.7} C_\Sigma} \quad (3.3.29)$$

因此,单调谐回路谐振放大器的增益带宽积为

$$A_{v0} \cdot 2\Delta f_{0.7} = \frac{p_1 p_2 |y_{fe}|}{2\pi C_\Sigma} \quad (3.3.30)$$

式(3.3.30)表明,当放大器的 y_{fe} 、 C_Σ 、 p_1 和 p_2 确定后,其增益与带宽的乘积是一个常数。若带宽加大,则增益下降,表明放大器的增益和带宽是一对矛盾质量。在选择管子时,应选取 y_{fe} 大的管子,并减小 C_Σ 。但 C_Σ 太小容易使电路不稳定。通常,对宽频带放大器而言,要使增益大,则要求 C_Σ 尽量小,这时谐振曲线不稳定是次要的,因为频带很宽。反之,对窄频带放大器而言,则要求 C_Σ 大些(外加电容大),使谐振曲线稳定(不会使通频带改变以致引起频率失真)。这时因频带窄,放大量是足够的。

[例 3.3.1] 在如图 3.3.4(a)所示的高频小信号放大器中,已知工作频率 $f_0 = 30\text{MHz}$, $L_{13} = 1\mu\text{H}$, $Q_0 = 80$, $N_{13} = 20$, $N_{23} = 5$, $N_{45} = 4$, 回路并联电阻 $R = 4.3\text{k}\Omega$, $R_L = 620\Omega$, 晶体管 T 的 y 参数为 $y_{ie} = (1.6 + j4.0)\text{mS}$, $y_{re} = 0$, $y_{fe} = (36.4 - j42.4)\text{mS}$, $y_{oe} = (0.072 + j0.6)\text{mS}$ 。图中 C_b 、 C_e 均为交流旁路电容。

- (1) 画出高频等效电路。
- (2) 计算回路电容 C 。
- (3) 计算 A_{v0} 和 $2\Delta f_{0.7}$ 。
- (4) 若断开 R , 则 A_{v0} 和 $2\Delta f_{0.7}$ 将变为多少?

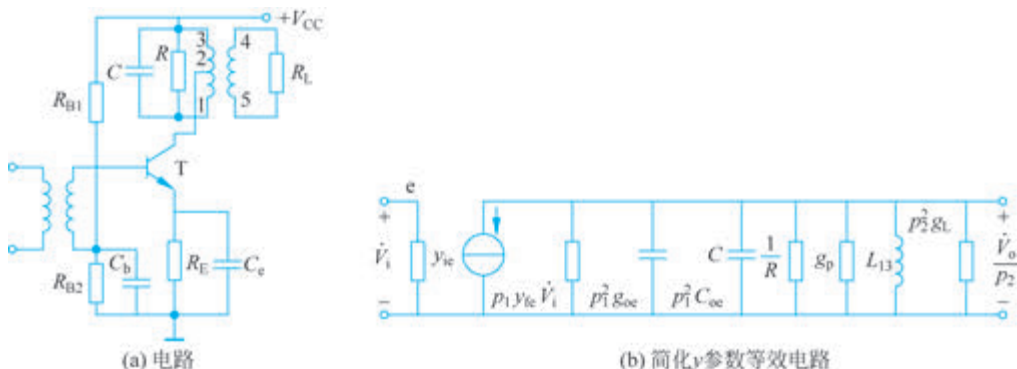


图 3.3.4 例 3.3.1 图

解 (1) 当晶体管 $y_{re} = 0$ 时,图 3.3.4(a)的高频等效电路如图 3.3.4(b)所示。其中

$$p_1 = \frac{N_{23}}{N_{13}} = \frac{5}{20} = 0.25, \quad p_2 = \frac{N_{45}}{N_{13}} = \frac{4}{20} = 0.2$$

回路空载时谐振电导

$$g_p = \frac{1}{Q_0 \omega_0 L_{13}} = \frac{1}{80 \times 2\pi \times 30 \times 10^6 \times 1 \times 10^{-6}} \approx 66.3 \times 10^{-6} \text{S} = 66.3 \mu\text{S}$$

由 y 参数的数值知

$$g_{oe} = 0.072 \text{mS}, \quad C_{oe} = \frac{0.6 \times 10^{-3}}{2\pi \times 30 \times 10^6} \approx 3.18 \times 10^{-12} \text{F} = 3.18 \text{pF}$$

$$|y_{fe}| = \sqrt{36.4^2 + 42.4^2} \approx 55.88 \text{mS}$$

(2) 根据 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{13}C_\Sigma}}$, 得

$$C_\Sigma = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L_{13}} = \frac{1}{(2\pi \times 30 \times 10^6)^2 \times 1 \times 10^{-6}} \approx 28.17 \times 10^{-12} \text{F} = 28.17 \text{pF}$$

再由图 3.3.4(b) 知 $C_\Sigma = p_1^2 C_{oe} + C$, 因此

$$C = C_\Sigma - p_1^2 C_{oe} = (28.17 - 0.25^2 \times 3.18) \text{pF} = 27.97 \text{pF}$$

(3) 由图 3.3.4(b) 知

$$g_\Sigma = p_1^2 g_{oe} + \frac{1}{R} + g_p + p_2^2 g_L$$

$$= 0.25^2 \times 72 \times 10^{-6} + \frac{1}{4.3 \times 10^3} + 66.35 \times 10^{-6} + \frac{0.2^2}{620} = 367.93 \mu\text{S}$$

$$A_{v0} = \frac{-p_1 p_2 |y_{fe}|}{g_\Sigma} = \frac{0.25 \times 0.2 \times 55.88}{367.93 \times 10^{-3}} \approx 7.59$$

$$Q_L = \frac{1}{\omega L_{13} g_\Sigma} = \frac{1}{2\pi \times 30 \times 10^6 \times 1 \times 10^{-6} \times 367.93 \times 10^{-6}} = 14.43$$

$$2\Delta f_{0.7} = \frac{f_0}{Q_L} = \frac{30}{14.43} = 2.08 \text{MHz}$$

(4) 因为 $g'_\Sigma = g_\Sigma - \frac{1}{R} = 0.135 \text{mS}$, 所以

$$A'_{v0} = \frac{-p_1 p_2 |y_{fe}|}{g'_\Sigma} = \frac{0.25 \times 0.2 \times 55.88}{0.135} \approx 20.7$$

$$Q'_L = \frac{1}{\omega L_{13} g'_\Sigma} = \frac{1}{2\pi \times 30 \times 10^6 \times 1 \times 10^{-6} \times 0.135 \times 10^{-3}} \approx 39.32$$

$$2\Delta f'_{0.7} = \frac{f_0}{Q'_L} = \frac{30}{39.32} = 0.76 \text{MHz}$$

可见, 电阻 R 的接入使放大器的增益下降, 通频带变宽。

3.3.2 多级单调谐回路谐振放大器

当单级放大器的增益不能满足要求时, 可以采用多级放大器。图 3.3.5 所示为三级共射单调谐回路中频放大器。级联放大器的增益、通频带和选择性都将发生变化。

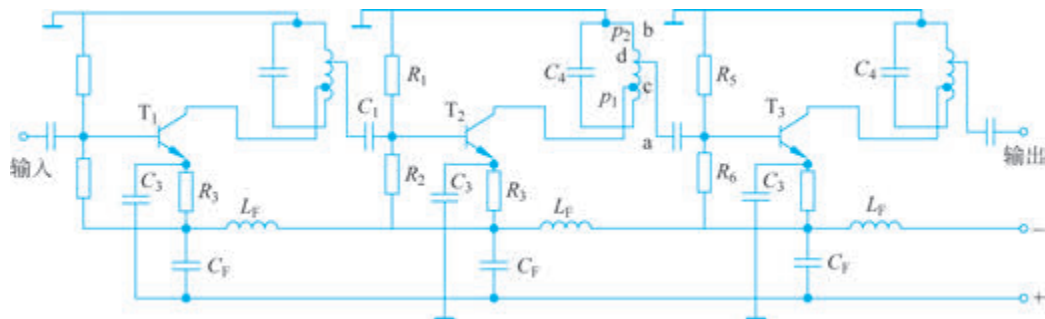


图 3.3.5 三级共射单调谐回路中频放大器

1. 电压增益

若放大器有 m 级, 各级的电压增益分别为 $A_{v1}, A_{v2}, \dots, A_{vm}$, 则总增益 A_m 是各级增益的乘积, 即

$$A_m = A_{v1} A_{v2} \cdots A_{vm} \quad (3.3.31)$$

如果各级放大器由完全相同的单级放大器组成, 则

$$A_m = A_{v1}^m \quad (3.3.32)$$

m 级相同的放大器级联时, 它的幅频特性(即谐振曲线)可表示为

$$\frac{A_m}{A_{m0}} = \frac{1}{\left[1 + \left(Q_L \frac{2\Delta f}{f_0}\right)^2\right]^{\frac{m}{2}}} \quad (3.3.33)$$

它等于各单级幅频特性值的乘积。级数越多, 谐振曲线越尖锐。

2. 通频带

对于 m 级放大器, 通频带的计算应满足

$$\frac{A_m}{A_{m0}} = \frac{1}{\left[1 + \left(Q_L \frac{2\Delta f_{0.7}}{f_0}\right)^2\right]^{\frac{m}{2}}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3.3.34)$$

求解式(3.3.34)中的 $2\Delta f_{0.7}$, 可得 m 级放大器的通频带为

$$(2\Delta f_{0.7})_m = \sqrt{2^{\frac{1}{m}} - 1} \times 2\Delta f_{0.7} = \sqrt{2^{\frac{1}{m}} - 1} \frac{f_0}{Q_L} \quad (3.3.35)$$

其中, $2\Delta f_{0.7}$ 为单级放大器的通频带; $\sqrt{2^{\frac{1}{m}} - 1}$ 称为带宽缩减因子, 它表示级数增加后, 总通频带变窄的程度。

3. 选择性

根据矩形系数定义, 当 $A_m/A_{m0} = 1/\{1 + [Q_L(2\Delta f_{0.1})/f_0]^2\}^{m/2} = 1/10$ 时, 求得

$$(2\Delta f_{0.1})_m = \sqrt{100^{\frac{1}{m}} - 1} \frac{f_0}{Q_L} \quad (3.3.36)$$

故 m 级单调谐回路放大器的矩形系数为

$$K_{r0.1} = \frac{(2\Delta f_{0.1})_m}{(2\Delta f_{0.7})_m} = \frac{\sqrt{100^{\frac{1}{m}} - 1}}{\sqrt{2^{\frac{1}{m}} - 1}} \quad (3.3.37)$$

$K_{r0.1}$ 与级数 m 的关系如表 3.3.1 所示。不难看出, m 增大时, $K_{r0.1}$ 减小, 但三级以及三级以上时减小得不显著。级数越多, $K_{r0.1}$ 的增长越缓慢, 即使级数无限加大, $K_{r0.1}$ 也只有 2.56, 离理想的矩形($K_{r0.1} = 1$)还有很大的距离。

表 3.3.1 单调谐回路谐振放大器矩形系数与级数 m 的关系

m	1	2	3	4	5	6	7	8	...	∞
$K_{r0.1}$	9.95	4.80	3.75	3.40	3.20	3.10	3.00	2.94	...	2.56

[例 3.3.2] 设有一单级单调谐回路谐振放大器, 其谐振电压增益 $A_{v0} = 10$, 通频带 $2\Delta f_{0.7} = 4\text{MHz}$ 。如果再用一级相同的放大器与之级联, 试问:

(1) 这时两级放大器总的增益 $(A_{v0})_2$ 和总的通频带 $(2\Delta f_{0.7})_2$ 各为多少?

(2) 若要使级联后总的通频带仍然为 4MHz, 每级放大器应如何改动, 改动后总的增益为多少?

解 (1) $(A_{v0})_2 = A_{v0}^2 = 10^2 = 100$

$$(2\Delta f_{0.7})_2 = \sqrt{2^{\frac{1}{2}} - 1} \times 2\Delta f_{0.7} \approx 0.64 \times 4 = 2.56\text{MHz}$$

(2) 若要使级联后总的通频带仍然为 4MHz, 则每级通频带应加宽, 可在谐振回路两端并联电阻。改动后有 $4 = \sqrt{2^{1/2} - 1} (2\Delta f_{0.7})'$, 故每级通频带

$$(2\Delta f_{0.7})' = \frac{4}{\sqrt{2^{1/2} - 1}} = 6.25\text{MHz}$$

因改动前、后放大器的增益带宽之积相等, 即 $A_{v01}(2\Delta f_{0.7}) = A'_{v01}(2\Delta f_{0.7})'$, 故 $A'_{v01} = \frac{A_{v01} \times 2\Delta f_{0.7}}{(2\Delta f_{0.7})'} = \frac{10 \times 4}{6.25} = 6.4$, 此时总增益 $(A_{v0})'_2 = 6.4^2 = 40.96$ 。

3.4 双调谐回路谐振放大器

单调谐回路谐振放大器的优点是电路简单, 调试容易; 缺点是选择性差, 增益和通频带的矛盾比较突出。要解决这个矛盾, 常采用双调谐回路谐振放大器, 放大器的负载采用双调谐耦合回路。双调谐回路谐振放大器具有频带较宽、选择性较好的优点。

3.4.1 单级双调谐回路谐振放大器

1. y 参数等效电路

图 3.4.1 所示为一种常用的单级双调谐回路谐振放大器。图中, 集电极电路采用互感耦合谐振回路作负载, 被放大的信号通过互感耦合加到次级放大器的输入端。晶体管 T_1 的集电极在初级线圈的接入系数为 p_1 , 下一级晶体管 T_2 的基极在次级线圈的接入系数为 p_2 。假设初、次级回路本身的损耗都很小(回路的 Q 值较大, g_p 很小), 可以忽略。

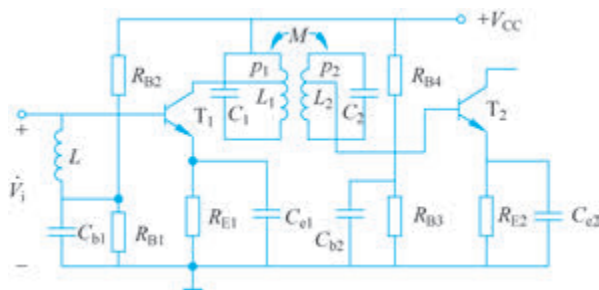


图 3.4.1 单级双调谐回路谐振放大器

图 3.4.1 中, R_{B1} 、 R_{B2} 、 R_{E1} 是晶体管 T_1 静态工作点的直流电阻, R_{B3} 、 R_{B4} 、 R_{E2} 是晶体管 T_2 静态工作点的直流电阻, 静态工作点的计算与图 3.2.1(b) 的计算方法类似。 L 为高频扼流圈, 它使高频输入电压 \dot{V}_i 能注入 T_1 的基极。 C_{b1} 、 C_{e1} 、 C_{b2} 、 C_{e2} 为旁路电容。

在交流分析时, 略去直流电阻并将旁路电容短路。图 3.4.2(a) 所示是图 3.4.1 的 y 参数高频等效电路。图中, 电流源 $y_{fe}\dot{V}_i$ 及输出导纳 $y_{oe} = g_{oe} + j\omega C_{oe}$ 与 $L_1 C_1$ 部分接入, 负

载导纳即 T_2 放大器的输入导纳 $y_{ie} = g_{ie} + j\omega C_{ie}$ 与 $L_2 C_2$ 部分接入, 变换为全部接入方式的等效电路如图 3.4.2(b) 所示。

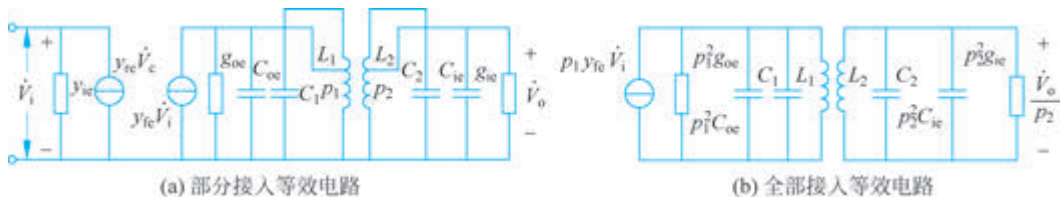


图 3.4.2 单级双调谐回路谐振放大器的等效电路

在实际应用中, 初、次级回路都调谐到同一中心频率 f_0 。为了分析方便, 假设两个回路元件参数都相同, 即电感 $L_1 = L_2 = L$, 初、次级回路总电容 $C_1 + p_1^2 C_{oe} \approx C_2 + p_2^2 C_{ie} = C$; 折合到初、次级回路的电导 $p_1^2 g_{oe} \approx p_2^2 g_{ie} = g$; 回路谐振频率 $\omega_1 = \omega_2 = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$; 初、次级回路有载品质因数 $Q_{L1} = Q_{L2} \approx 1/(g\omega_0 L) = (\omega_0 C)/g$ 。由图 3.4.2(b) 可知, 它是一个典型的并联型互感耦合回路, 在 2.7 节所得结论对图 3.4.2(b) 都是适用的。

2. 电压增益

考虑到接入系数 p_1 和 p_2 , 可得电压增益的表达式为

$$\dot{A}_{\Sigma v} = \frac{p_1 p_2 y_{fe}}{g} \cdot \frac{\eta}{\sqrt{(1 + \eta^2 - \xi^2)^2 + 4\xi^2}} \quad (3.4.1)$$

由式(3.4.1)可知, 双调谐回路谐振放大器的电压增益与晶体管的正向传输导纳 $|y_{fe}|$ 成正比, 与回路的电导 g 成反比, 还与耦合因数 η 有关。该表达式与耦合谐振回路的频率特性即式(2.7.14)是相同的。根据 η 的不同, 可以分为 $\eta < 1$ (弱耦合)、 $\eta = 1$ (临界耦合) 和 $\eta > 1$ (强耦合) 3 种情况。相应的谐振曲线形状、通频带和选择性的结论是一样的。

3. 通频带与选择性

当调节初、次级回路间的耦合系数使放大器处于临界耦合状态时, $\eta = 1$, 谐振曲线在 f_0

($\xi = 0$) 处出现最大峰值, 此时 $A_{\Sigma v0} = \frac{p_1 p_2 |y_{fe}|}{2g}$, 谐振曲线表示式为

$$\frac{A_{\Sigma v}}{A_{\Sigma v0}} = \frac{2}{\sqrt{4 + \xi^4}} \quad (3.4.2)$$

临界耦合时, 双调谐回路谐振放大器的通频带为

$$2\Delta f_{0.7} = \sqrt{2} \frac{f_0}{Q} \quad (3.4.3)$$

在回路品质因数 Q 相同的情况下, 临界耦合双调谐回路放大器的通频带为单调谐回路放大器的 $\sqrt{2}$ 倍。

临界耦合时, 双调谐回路谐振放大器的矩形系数为

$$K_{r0.1} = \frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}} = \sqrt[4]{100 - 1} = 3.15 \quad (3.4.4)$$

可见, 双调谐回路谐振放大器的矩形系数远比单调谐回路放大器的矩形系数(9.95)小, 它的谐振曲线更接近于矩形。

3.4.2 多级双调谐回路谐振放大器

在实际应用中,有时也采用级联方式构成多级双调谐回路谐振放大器。假设有 m 级相同且处于临界耦合状态的双调谐回路谐振放大器级联。分析它的性能参数如下。

1. 电压增益

多级放大器的增益大于单级放大器的增益。

$$A_{\Sigma vm} = (A_{\Sigma v})^m \quad (3.4.5)$$

2. 通频带与选择性

由式(3.4.5)可得临界耦合时 m 级双调谐回路谐振放大器的幅频特性为

$$S = \frac{A_{\Sigma vm}}{A_{\Sigma v0m}} = \left(\frac{2}{\sqrt{4 + \xi^4}} \right)^m \quad (3.4.6)$$

当 $S = 1/\sqrt{2}$ 时得 $\xi = \sqrt{2} \cdot \sqrt[4]{2^{1/m} - 1}$, 所以 m 级放大器的通频带为

$$(2\Delta f_{0.7})_m = \frac{f_0}{Q_L} \cdot \xi = \sqrt{2} \frac{f_0}{Q_L} \cdot \sqrt[4]{2^{1/m} - 1} = \sqrt[4]{2^{1/m} - 1} (2\Delta f_{0.7})_1 \quad (3.4.7)$$

其中, $\sqrt[4]{2^{1/m} - 1}$ 称为带宽缩减因子。可见,多级双调谐回路谐振放大器的通频带小于单级双调谐回路谐振放大器的通频带。

若令 $S = 0.1$, 可求得 $(2\Delta f_{0.7})_m = \sqrt[4]{100^{1/m} - 1} (2\Delta f_{0.7})_1$, 所以多级双调谐回路谐振放大器的矩形系数为

$$(K_{r0.1})_m = \frac{(2\Delta f_{0.1})_m}{(2\Delta f_{0.7})_m} = \frac{\sqrt[4]{100^{1/m} - 1}}{\sqrt[4]{2^{1/m} - 1}} \quad (3.4.8)$$

$K_{r0.1}$ 与级数的关系如表 3.4.1 所示。

表 3.4.1 双调谐回路谐振放大器矩形系数与级数 m 的关系

m	1	2	3	4	5	6	7	8	...	∞
$K_{r0.1}$	3.20	2.20	1.95	1.85	1.78	1.76	1.72	1.71	...	1.60

显然,双调谐回路谐振放大器的矩形系数随 m 的增加而缓慢减小,但与级数相同的单调谐回路放大器相比减小得要明显些,表明其选择性要比同级数的单调谐回路放大器好。

[例 3.4.1] 若有三级临界耦合双调谐回路谐振放大器,其中心频率 $f_0 = 465\text{kHz}$ 。试问:

(1) 若要求总的通频带为 8kHz , 则此时单级放大器的通频带应为多大?

(2) 偏离中心频率 10kHz 时的电压放大倍数与中心频率时的电压放大倍数相比, 下降了多少分贝?

解 (1) 因为 $(2\Delta f_{0.7})_3 = \sqrt[4]{2^{1/3} - 1} (2\Delta f_{0.7})_1$, 所以

$$(2\Delta f_{0.7})_1 = \frac{(2\Delta f_{0.7})_3}{\sqrt[4]{2^{1/3} - 1}} = \frac{8}{0.71} = 11.27\text{kHz}$$

(2) 因为 $(2\Delta f_{0.7})_1 = \sqrt{2} \frac{f_0}{Q_L}$, 所以 $Q_L = \sqrt{2} \frac{f_0}{(2\Delta f_{0.7})_1} = \frac{\sqrt{2} \times 465}{11.27} \approx 58.35$

$$\xi = Q_L \frac{2\Delta f}{f_0} = 58.35 \times \frac{2 \times 10}{465} \approx 2.51$$

临界耦合时 $\eta=1$, 由式(3.4.6)可得

$$\left(\frac{A_{\Sigma v}}{A_{\Sigma v0}}\right)^3 = \left(\frac{2}{\sqrt{4+\xi^4}}\right)^3 = \left(\frac{2}{\sqrt{4+2.51^4}}\right)^3 \approx 0.028 \approx -31.15\text{dB}$$

双调谐回路放大器临界耦合情况在实际中应用较多。弱耦合时,放大器的谐振曲线与单调谐回路放大器相似,通频带较窄,选择性也较差。强耦合时,虽然频带变得更宽,矩形系数也更好,但谐振曲线顶部出现凹陷,回路的调节也较麻烦。因此,只在与临界耦合放大器配合时或特殊场合下才采用。

3.5 谐振放大器的稳定性与稳定措施

以上讨论高频小信号谐振放大器的 \dot{A}_{v0} 时,忽略了内部反馈 y_{re} 以使问题简化。在实际应用中,由于晶体管的集电极和基极之间存在结电容 $C_{b'c}$,使 $y_{re} \neq 0$,形成了内部反馈,会对放大器的调试和工作稳定性产生不利的影响。

3.5.1 晶体管内部反馈对放大器的影响

1. 放大器调试困难

由式(3.3.6)可知,放大器的输入导纳为

$$Y_i = \frac{\dot{I}_b}{\dot{V}_b} = y_{ie} - \frac{y_{re}y_{fe}}{y_{oe} + Y'_L} = y_{ie} - Y_F \quad (3.5.1)$$

随着工作频率的升高,由 y_{re} 所造成的反馈 Y_F 越来越强。这种内部反馈使放大器的输入导纳与负载导纳 Y'_L 有关,输出导纳与信号源导纳 Y_s 有关。在调整输出回路时即改变 Y'_L 时,放大器的输入端受到影响。同样地,在调整输入回路时, Y_s 改变,放大器的负载导纳也随之改变,这使输出回路的调谐和匹配又发生了影响。因此,调整工作需要反复进行多次,造成放大器调试的困难。

2. 放大器工作不稳定

晶体管内部反馈的另一有害影响是使放大器工作不稳定。放大后的输出电压 \dot{V}_o 通过反向传输导纳 y_{re} 把一部分信号反馈到输入端,尽管 y_{re} 可能很小,但由于放大后的输出信号 \dot{V}_o 比输入信号 \dot{V}_i 大得多,因此反馈电压 \dot{V}_f 并不总是可以忽略不计的。它回到输入端,又由晶体管再加以放大,再通过 y_{re} 反馈到输入端,如此循环。在条件合适时,放大器甚至

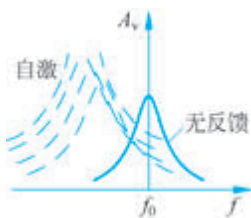


图 3.5.1 晶体管内部反馈对谐振曲线的影响

不需要外加信号,就能够产生正弦或其他波形的振荡。这时,正常的放大作用被破坏。即使不发生自激振荡,由于内部反馈随频率而不同,电路形成的反馈对于某些频率可能是正反馈,而对另一些频率可能是负反馈,反馈的强弱也不完全相等。这样一来,某些频率的信号得到加强,输出增大,而另一些频率的信号分量可能受到削弱,输出减小,导致放大器的频率特性受到影响,通频带和选择性也有所改变,如图 3.5.1 中虚线所示,这是应尽量避免的。

3.5.2 放大器自激的条件

如果放大器输入端接有谐振回路(如前级放大器的输出谐振回路),那么输入导纳 Y_i 并联在放大器输入端回路,如图 3.5.2 所示。当没有反馈导纳 Y_F 时,输入端回路是调谐的。 y_{ie} 中电纳部分 b_{ie} 的作用,已包括在 L 或 C 中;而 y_{ie} 中电导部分 g_{ie} 以及信号源电导 g_s 的作用则是使回路有一定的品质因数 Q_L 值。然而,反馈导纳 Y_F 的存在改变了输入端回路的正常情况。

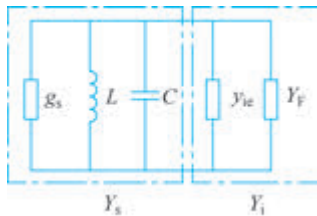


图 3.5.2 放大器输入等效电路

设反馈导纳 $Y_F = g_F + jb_F$, 其中, g_F 改变了回路的 Q_L 值, b_F 引起回路失谐。 g_F 是频率的函数,在某些频率上可能为负值,即呈负电导性,使回路的总电导减小, Q_L 值增加,放大器的通频带减小,增益也因损耗的减小而增加,即负电导 g_F 供给回路能量,出现正反馈。若负电导 $g_F = g_s + g_{ie}$, 则回路总电导 $g = 0$, $Q_L \rightarrow \infty$, 放大器失去放大性能,处于自激振荡状态。也就是说,当 $Y_s + Y_i = 0$ 时,导纳部分恰好抵消,放大器产生自激,放大器的反馈能量抵消了回路的损耗能量。因此,放大器产生自激的条件是

$$Y_s + y_{ie} - \frac{y_{re}y_{fe}}{y_{oe} + Y'_L} = 0 \quad (3.5.2)$$

即

$$\frac{(Y_s + y_{ie})(y_{oe} + Y'_L)}{y_{re}y_{fe}} = 1 \quad (3.5.3)$$

下面作进一步推导,找出实用的稳定条件。在式(3.5.2)和式(3.5.3)中,有

$$Y_s + y_{ie} = g_s + g_{ie} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C_{ie} = (g_s + g_{ie})(1 + j\xi_1)$$

其中, $\xi_1 = Q_1(f/f_0 - f_0/f)$; $f_0 = 1/[2\pi\sqrt{L(C+C_{ie})}]$; $Q_1 = \omega_0(C+C_{ie})/(g_s + g_{ie})$ 。

若用幅值与相角表示,则有

$$Y_s + y_{ie} = (g_s + g_{ie})\sqrt{1 + \xi_1^2} e^{j\varphi_1} \quad (3.5.4)$$

其中, $\varphi_1 = \arctan \xi_1$ 。

同理,输出回路部分也可求得相同形式的关系式

$$y_{oe} + Y'_L = (g_{oe} + g'_L)\sqrt{1 + \xi_2^2} e^{j\varphi_2} \quad (3.5.5)$$

其中, $\varphi_2 = \arctan \xi_2$ 。

假设放大器输入、输出回路相同,即 $\xi_1 = \xi_2 = \xi$, $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi$,并将式(3.5.4)和式(3.5.5)代入式(3.5.3),可得

$$\frac{(g_s + g_{ie})(g_{oe} + g'_L)(1 + \xi^2)e^{j2\varphi}}{|y_{fe}| |y_{re}| e^{j(\varphi_{fe} + \varphi_{re})}} = 1 \quad (3.5.6)$$

其中, φ_{fe} 和 φ_{re} 分别为 y_{fe} 和 y_{re} 的相角。

要满足式(3.5.6),必须同时满足幅值和相位两个条件,即

$$\frac{(g_s + g_{ie})(g_{oe} + g'_L)(1 + \xi^2)}{|y_{fe}| |y_{re}|} = 1 \quad (3.5.7)$$

$$2\varphi = \varphi_{fe} + \varphi_{re} \quad (3.5.8)$$

由式(3.5.8)得 $2\arctan\xi = \varphi_{fe} + \varphi_{re}$, 因此 $\xi = \tan[(\varphi_{fe} + \varphi_{re})/2]$, 有

$$1 + \xi^2 = \frac{2}{1 + \cos(\varphi_{fe} + \varphi_{re})} \quad (3.5.9)$$

将式(3.5.9)代入式(3.5.7), 得

$$\frac{2(g_s + g_{ie})(g_{oe} + g'_L)}{|y_{re}| |y_{fe}| [1 + \cos(\varphi_{fe} + \varphi_{re})]} = 1 \quad (3.5.10)$$

定义谐振放大器的稳定系数为

$$S = \frac{2(g_s + g_{ie})(g_{oe} + g'_L)}{|y_{re}| |y_{fe}| [1 + \cos(\varphi_{fe} + \varphi_{re})]} \quad (3.5.11)$$

用它作为判断谐振放大器工作稳定性的依据。

由式(3.5.11)可见, 晶体管反向传输导纳 $|y_{re}|$ 越大, 反馈越强, 稳定系数 S 值就越小。 S 越接近于 1, 放大器就越不稳定。 $S=1$ 时, 放大器自激; $S<1$ 时, 自激程度更高; $S>1$ 时, 放大器存在潜在不稳定; 只有当 $S \gg 1$ 时, 放大器才工作稳定。通常在工程设计中取 S 为 5~10。

3.5.3 电压增益与稳定系数的关系

在工程计算中, 通过近似估算获得保持放大器稳定工作所允许的最大电压增益。估算方法如下。

(1) 当工作频率 f_0 远小于特征频率 f_T 时, $y_{fe} \approx |y_{fe}|$, 即 $\varphi_{fe} = 0$ 。

(2) 式(3.2.15c)的反向传输导纳可近似为

$$y_{re} = -\frac{j\omega C_{b'c}}{1 + r_{bb'}[g_{b'e} + j\omega(C_{b'e} + C_{b'c})]} = -\frac{j\omega C_{b'c}}{1 + r_{bb'}Y_{b'e}} \approx -j\omega C_{b'c} \approx -j\omega C_{re}$$

即 y_{re} 中电纳起主要作用, $\varphi_{re} = -90^\circ$ 。

(3) 由 $\varphi_{fe} = 0$ 和 $\varphi_{re} = -90^\circ$ 可得自激的相位条件为 $\xi = -1$ 。这说明当放大器调谐于 f_0 时, 在低于 f_0 的某一频率上 ($\xi = -1$) 满足振荡相位条件, 可能产生自激。这时放大器的输入和输出回路都呈感性, 再经电容 C_{re} 的耦合, 形成电感三端式振荡器(将在第 5 章中详细讨论)。

(4) 将 $y_{fe} = |y_{fe}|$, $\varphi_{fe} = 0$, $y_{re} = -j\omega C_{re}$, $\varphi_{re} = -90^\circ$ 代入式(3.5.11), 并假设 $g_s + g_{ie} = g_1$, $g_{oe} + g'_L = g_2$, 得

$$S = \frac{2g_1g_2}{|y_{fe}| \omega_0 C_{re}} \quad (3.5.12)$$

式(3.5.12)表明, 要使 $S \gg 1$, 除选用 C_{re} 尽可能小的放大管外, 回路的电导 g_1 和 g_2 应越大越好。

如前所述, 当 $p_1 = p_2 = 1$ 时, 单调谐回路放大器的电压增益即式(3.3.11)可写为 $A_{v0} = |y_{fe}|/g_2$, 可见, 放大器的稳定与增益的提高是相互矛盾的。增大 g_2 可以提高稳定系数, 必然降低电压增益。当 $g_1 = g_2$ 时, 将 $g_2 = |y_{fe}|/A_{v0}$ 代入式(3.5.12), 可得

$$A_{v0} = \sqrt{\frac{2|y_{fe}|}{S\omega_0 C_{re}}} \quad (3.5.13)$$

取 $S=5$ 得

$$A_{v0S} = \sqrt{\frac{|y_{fe}|}{2.5\omega_0 C_{re}}} \quad (3.5.14)$$

其中, A_{v0S} 是保持放大器稳定工作所允许的电压增益, 称为稳定电压增益。

为保证放大器稳定工作, 其电压增益 A_{v0} 不允许超过 A_{v0S} 。需要注意, A_{v0S} 只考虑了晶体管的内部反馈, 未考虑外部其他原因(如输入、输出端之间的空间电磁耦合, 公共电源的耦合等)引起放大器工作不稳定的反馈。

3.5.4 克服自激的方法

晶体管反向传输导纳 y_{re} 的存在使晶体管实际上是双向器件。从管子本身考虑, 设计管子时尽量减小集电极和基极间的电容 $C_{b'c}$, 从而减小 y_{re} 的影响。随着晶体管制造工艺的进步, 这个问题已得到较好的解决。另一种方法是从管外电路上考虑, 把 y_{re} 的作用抵消或减小 y_{re} , 使它变为单向器件。这个过程称为单向化。

单向化的方法有两种: 一种是消除 y_{re} 的反馈作用, 称为中和法; 另一种是使负载电导 g_L 或信号源电导 g_s 的数值加大, 使得输入回路或输出回路或晶体管失去匹配, 称为失配法。

1. 中和法

所谓中和法, 是指在晶体管的输入端和输出端之间插入一个外加的反馈电路, 使它的作用恰好和晶体管的内反馈互相抵消。如图 3.5.3(a) 所示的常用电路, C_N 为外接电容, 它接在晶体管的基极和输出电压负端之间, 确保内、外反馈的相位相反; 图 3.5.3(b) 为相应的等效电路。

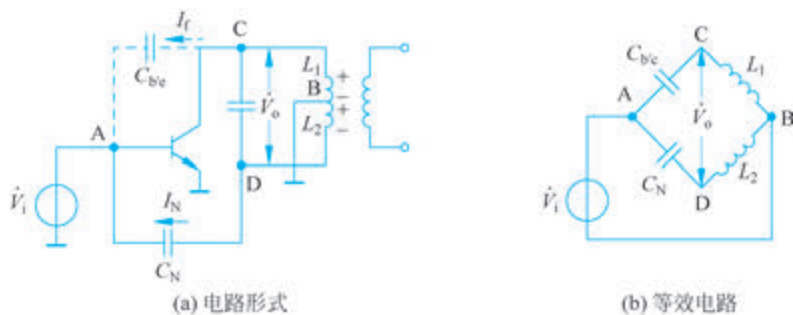


图 3.5.3 加中和电容的放大器电路

当电桥平衡时, CD 端的电压 \dot{V}_0 不会反映到 AB 端, 即输出不影响输入, 双向器件转变为单向器件。电桥平衡时, 两对边阻抗之比相等, 即

$$\frac{\omega L_1}{\omega L_2} = \frac{1}{\frac{\omega C_{b'c}}{\omega C_N}} \quad (3.5.15)$$

因此外接电容为

$$C_N = \frac{L_1}{L_2} C_{b'c} \quad (3.5.16)$$

由于 y_{re} 与频率 ω 有关,因此中和法只能在一个频率上完全中和,而不能中和一个频段,它仅适用于固定频率的放大器。

2. 失配法

所谓失配法,是指信号源电阻不与晶体管输入阻抗相匹配,晶体管输出端负载不与本级晶体管的输出阻抗匹配,导致放大器的电压增益降低,输出电压减小,反馈到输入电路的影响也随之减小。因此,失配法是通过牺牲增益提高放大器的稳定性的。在失配法中,可以采用加大负载导纳和减小信号源内导纳的做法。

1) 加大负载导纳

由放大器等效输入导纳式(3.3.6)可知,要使放大器输入导纳 Y_i 等于晶体管短路输入导纳 y_{ie} ,即令 $y_{re}y_{fe}/(y_{oe} + Y'_L)$ 为 0,则必须加大 Y'_L 。从电路原理上讲,当负载导纳 Y'_L 很大时,输出回路严重失配,输出电压相应减小,反馈到输入端的信号大大减弱,对输入电路的影响也随之减小。失真越严重,输出回路对输入回路的反作用就越小,放大器基本上可以看作单向化。

2) 减小信号源内导纳

同理,如果信号源内导纳 $Y_s \ll y_{ie}$,那么放大器的输出导纳即式(3.2.9)和 Y_s 无关,只取决于晶体管本身的参量。

失配法一般采用共射-共基放大电路,如图 3.5.4 所示,可以选用合适的接入系数 p_1 、 p_2 或在谐振回路两端并联电阻,实现电压增益的降低。在级联放大器中,后一级放大器的输入导纳是前一级放大器的负载导纳,而前一级放大器的输出导纳则是后一级放大器的信号源内导纳。晶体管按共射组态连接时,输入、输出阻抗较高,共基组态连接时,输入阻抗低(导纳大),输出阻抗高。对于 T_1 来说,共基电路的输入阻抗是共射电路的负载,故 Y_L 大,此时 $Y_i \approx y_{ie}$ 。对于 T_2 来说,因为共射电路的输出阻抗大(y_{oe} 较小),若 Y_s (即 y_{oe})小,则 T_2 的输出导纳 Y_o 就只与 T_2 本身有关,而不受它的输入电路的影响。所以复合管的输入和输出导纳基本上不再互相依赖,可把它看成单向器件。这种共射-共基放大电路能保证小的噪声系数,增益计算方法与单管共射放大电路相同。

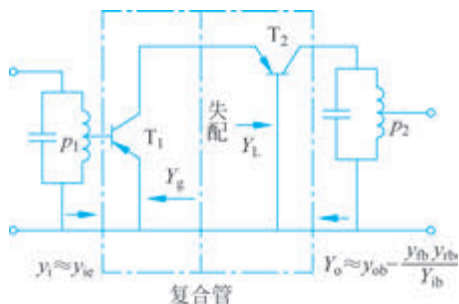


图 3.5.4 共射-共基放大电路

共射-共基级联晶体管可以等效为一个共射晶体管。在晶体管 $y_{ie} \gg y_{re}$ 、 $y_{fe} \gg y_{ie}$ 、 $y_{fe} \gg y_{oe}$ 的条件下,可以证明相同晶体管做成的共射-共基组态等效晶体管的 y 参数为

$$y'_i \approx y_{ie} \quad (3.5.17a)$$

$$y'_r \approx \frac{y_{re}}{y_{fe}}(y_{re} + y_{oe}) \quad (3.5.17b)$$

$$y'_f \approx y_{fe} \quad (3.5.17c)$$

$$y'_o \approx -y_{re} \quad (3.5.17d)$$

可知,共射-共基复合管的输入导纳 y'_i 和正向传输导纳 y'_f 与单管参数相当,而反向传输导纳

(反馈导纳) y_r' 和输出导纳 y_o' 则与单管情况差别很大,复合管的 y_r' 较单管 y_{re} 小1~3个数量级,这说明复合管的内部反馈影响已大大减弱。所以,放大器的工作稳定性提高。复合管的输出导纳 y_o' 也只是单管 y_{oe} 的几分之一。这说明共射-共基放大器的输出端可以直接和阻抗较高的调谐回路相匹配,不再需要抽头接入,有利于提高放大器的增益。

3. 中和法与失配法的比较

中和法的优点是电路简单,增益不受影响。缺点是只能在一个频率上完全中和,不适合宽带信号,不适合批量生产。采用中和法时,对由于温度等原因所引起的放大器各种参数变化没有改善效果。

失配法的优点是性能稳定,能改善各种参数变化的影响,放大器的频带宽,适合宽频带放大和波段工作,生产过程无须调整,适于大量生产。缺点是增益较低。

3.6 宽频带放大器

宽频带放大器既要有较大的电压增益,又要有很宽的频带,常用电压增益 A_v 与通频带的乘积(增益带宽积)作为衡量其性能的重要指标。由于宽频带放大器的下限截止频率 f_L 一般很低或者为零,通频带用上限截止频率 f_H 表示,因此增益带宽积写为 $GB=A_v f_H$ 。增益带宽积越大,宽频带放大器的性能越好。

宽频带放大器既可以由晶体管和场效应管组成,也可以由集成电路组成。本节以单级差分宽频带放大器为例进行分析,分析的方法和结论可以推广到由差分电路组成的多级集成电路宽频带放大器。

3.6.1 单级差分宽频带放大器

集成宽频带放大器中常采用单级或多级差分电路形式。由于单级共射放大电路可看成单级差分电路的半差模电路,因此先分析单级共射电路的增益和通频带(用上限截止频率 f_H 表示)。图3.6.1所示为共射放大电路的交流通路和等效电路,晶体管采用混合 π 形等效电路。

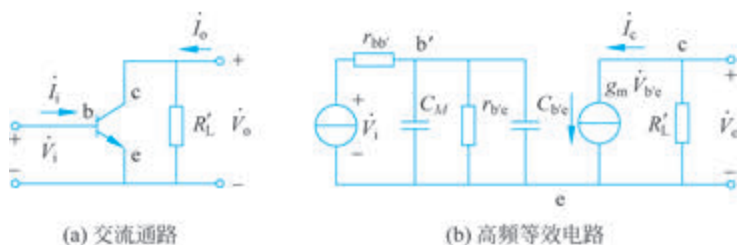


图 3.6.1 共射放大电路的交流通路和高频等效电路

设 R_L' 是交流负载。根据密勒效应,跨接在输入端和输出端之间的集电结电容 $C_{b'e}$ 折合到输入端后,电容值 $C_M=(1+g_m R_L')C_{b'e}$ 。由图3.6.1(b),有

$$R_t = r_{bb'} \parallel r_{b'e} = \frac{r_{bb'} r_{b'e}}{r_{bb'} + r_{b'e}} \quad (3.6.1)$$

$$C_t = C_{b'e} + C_M = C_{b'e} + (1 + g_m R_L') C_{b'e} \quad (3.6.2)$$

$$Z_{b'e} = r_{b'e} // \frac{1}{j\omega C_t} = \frac{r_{b'e}}{1 + j\omega C_t r_{b'e}} \quad (3.6.3)$$

$$\dot{V}_{b'e} = \frac{Z_{b'e}}{r_{bb'} + Z_{b'e}} \dot{V}_i = \frac{R_t/r_{bb'}}{1 + j\omega C_t R_t} \dot{V}_i \quad (3.6.4)$$

$$\dot{V}_o = -g_m \dot{V}_{b'e} R'_L \quad (3.6.5)$$

所以

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{-g_m R_t R'_L}{r_{bb'}(1 + j\omega C_t R_t)} = \frac{-g_m R_t R'_L}{r_{bb'}} \frac{1}{1 + j\omega/\omega_H} \quad (3.6.6)$$

其中, $\omega_H = 1/(R_t C_t)$, 即上限截止频率为

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_t C_t} \quad (3.6.7)$$

图 3.6.2 所示为一个双输入双输出差分放大器。它的差模电压增益与单管共射电路的电压增益相同, 有

$$\dot{A}_{vd} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{-g_m R_t R'_L}{r_{bb'}} \frac{1}{1 + j\omega/\omega_H} \quad (3.6.8)$$

其中, $R'_L = R_C // (R_L/2)$ 。差分放大器的上限截止频率 f_H 与式(3.6.7)相同。增益带宽积为

$$GB = A_{vd} f_H = \frac{g_m R'_L}{2\pi r_{bb'} C_t} \quad (3.6.9)$$

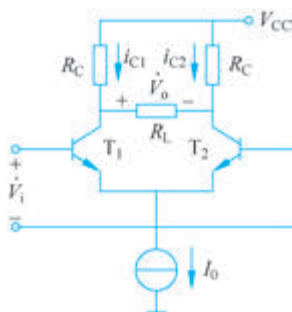


图 3.6.2 双输入双输出差分放大器

[例 3.6.1] 在如图 3.6.2 所示的差分放大器中, 晶体管 T_1 和 T_2 的参数相同。当 $I_E = 1\text{mA}$ 时, 晶体管的参数均为 $\beta = 100$, $r_{bb'} = 50\Omega$, $C_{b'c} = 2\text{pF}$, $f_T = 200\text{MHz}$, 并且 $R_C = 2\text{k}\Omega$, $R_L = 10\text{k}\Omega$, 计算此差分放大器的差模电压增益、上限截止频率和增益带宽积。

解 先求晶体管混合 π 形等效电路参数。可以得出

$$r_e = \frac{26}{I_E} = \frac{26}{1} = 26\Omega$$

$$g_m \approx \frac{1}{r_e} = \frac{1}{26} = 0.04\text{S}$$

$$r_{b'e} = (1 + \beta_0) r_e = (1 + 100) \times 26 = 26\,026\Omega \approx 2.6\text{k}\Omega$$

由式(3.2.23)得

$$C_{b'e} = \frac{1}{2\pi f_T r_e} - C_{b'c} = \frac{1}{2\pi \times 200 \times 10^6 \times 26} - 2 \times 10^{-12} \approx 28.6 \times 10^{-12}\text{F} = 28.6\text{pF}$$

并且

$$R'_L = R_C // \frac{1}{2} R_L \approx 1.43\text{k}\Omega$$

$C_M = (1 + g_m R'_L) C_{b'c} = (1 + 0.04 \times 1.43 \times 10^3) \times 2 \times 10^{-12} \approx 116 \times 10^{-12}\text{F} = 116\text{pF}$
然后求差模电压增益、上限截止频率和增益带宽积。由式(3.6.2)和式(3.6.1)得

$$C_t = C_M + C_{b'e} = 116 + 28.6 = 144.6 \text{ pF}$$

$$R_t = \frac{r_{bb'} r_{b'e}}{r_{bb'} + r_{b'e}} = \frac{2.6 \times 10^3 \times 50}{2.6 \times 10^3 + 50} \approx 49 \Omega$$

再由式(3.6.8)、式(3.6.7)和式(3.6.9),分别得出

$$\dot{A}_{vd} = \frac{-g_m R_t R'_L}{r_{bb'}} \frac{1}{1 + j\omega/\omega_H} = -\frac{0.04 \times 49 \times 1.43 \times 10^3}{50} \frac{1}{1 + j\omega/\omega_H} = -\frac{56}{1 + j\omega/\omega_H}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_t C_t} = \frac{1}{2\pi \times 49 \times 144.6 \times 10^{-12}} = 22.46 \times 10^6 \text{ Hz} = 22.46 \text{ MHz}$$

$$\text{GB} = A_{vd} f_H = 56 \times 22.46 \times 10^6 \approx 1.26 \times 10^9$$

3.6.2 展宽放大器频带的方法

在集成电路中,要展宽放大器的频带,也就是要提高上限截止频率,主要有组合电路法、负反馈法和电感串、并联补偿法等。本节介绍前两种方法。

1. 组合电路法

在集成宽频带放大器的设计中,广泛采用共射-共基组合电路,以解决增益和频带的矛盾。共射电路的电流和电压增益都较大,是放大器中最常用的一种电路,但它的上限截止频率较低,使得带宽受到限制。这主要是由于密勒效应的缘故。在晶体管高频共射混合 π 形等效电路模型中,集电结电容 $C_{b'c}$ 虽然很小,但等效到输入端以后,电容值增为 $(1 + g_m R'_L) C_{b'c}$,即密勒效应使共射电路输入电容增大,容抗随频率的增加而大幅度减小,导致高频性能下降。而在共基和共集电路中, $C_{b'c}$ 始终处于输出端或输入端,无密勒效应,从而可以扩展上限截止频率。

同时,采用共射-共基组合电路后,虽然共射电路的小负载使其电压增益下降,但从电压增益较大的共基电路得到补偿,由于共射电路的电流增益不会减小,因此整个组合电路的电流、电压增益仍然很大。

[例 3.6.2] 晶体管混合 π 形等效电路与图 3.6.1(b)相同,参数与例 3.6.1 相同。分别求图 3.6.3(a)所示的共射-共基电路和图 3.6.3(b)所示的单管共射电路的电压增益和上限截止频率,已知交流负载 $R'_L = 1.5 \text{ k}\Omega$ 。

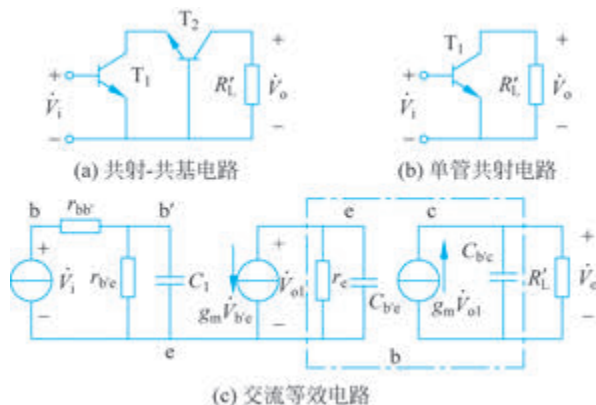


图 3.6.3 例 3.6.2 图

解 先求共射-共基电路的电压增益和上限截止频率,交流等效电路如图 3.6.5(c)所示。其中点画线框内是共基电路混合 π 形等效电路。

在共射电路中,由式(3.6.4)可以写出

$$\dot{V}_{b'e} = \frac{R_t/r_{bb'}}{1+j\omega C_t R_t} \dot{V}_i$$

其中, $R_t = \frac{r_{bb'} r_{b'e}}{r_{bb'} + r_{b'e}}$; $C_t = C_{b'e} + (1+g_m R'_L) C_{b'c}$ 。共射电路的输出负载电阻是 r_e 。因为

$$\dot{V}_{o1} = -g_m \dot{V}_{b'e} \cdot \frac{r_e \frac{1}{j\omega C_{b'e}}}{r_e + \frac{1}{j\omega C_{b'e}}} = -\frac{g_m r_e}{1+j\omega r_e C_{b'e}} \dot{V}_{b'e}$$

$$\dot{V}_o = g_m \dot{V}_{o1} \cdot \frac{R'_L \frac{1}{j\omega C_{b'c}}}{R'_L + \frac{1}{j\omega C_{b'c}}} = \frac{g_m R'_L}{1+j\omega R'_L C_{b'c}} \dot{V}_{o1}$$

其中, \dot{V}_{o1} 是共射电路输出电压或共基电路输入电压。所以

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_{o1}} \frac{\dot{V}_{o1}}{\dot{V}_{b'e}} \frac{\dot{V}_{b'e}}{\dot{V}_i} = \frac{-g_m^2 R_t r_e R'_L}{r_{bb'}} \frac{1}{1+j\omega/\omega_1} \frac{1}{1+j\omega/\omega_2} \frac{1}{1+j\omega/\omega_3}$$

其中, $\omega_1 = \frac{1}{R_t C_t}$; $\omega_2 = \frac{1}{r_e C_{b'e}}$; $\omega_3 = \frac{1}{R'_L C_{b'c}}$ 。

代入已知各参数,可求得 $A_v = \frac{g_m^2 R_t r_e R'_L}{r_{bb'}} = 61$, $f_1 \approx 99.6\text{MHz}$, $f_2 \approx 1345\text{MHz}$, $f_3 \approx$

333MHz。因为 $f_1 \ll f_2, f_1 < f_3$, 所以 $f_H = f_1 \approx 99.6\text{MHz}$ 。

单级共射电路的电压增益为式(3.6.6), 因为 $g_m \approx 1/r_e$, 所以共射-共基电路的电压增益幅值与单级电路大致相同。由例 3.6.1 可知单级共射电路的上限截止频率为 22.46MHz, 因此, 共射-共基电路的通频带为单级共射电路的 4 倍多。

2. 负反馈法

调节负反馈电路中的某些元件参数, 可以改变反馈深度, 从而调节负反馈放大器的增益和频带宽度。显然, 负反馈法是以牺牲增益为代价扩展放大器频带的。负反馈的类型可以是单级负反馈, 也可以是多级负反馈。

单级负反馈放大器可以采用电流串联和电压并联两种反馈电路, 其交流等效电路分别如图 3.6.4(a) 和图 3.6.4(b) 所示。其中, 电流串联负反馈电路的特点是输入和输出阻抗高, 所以适合与低电阻的信号电压源连接; 电压并联负反馈电路的特点是输入和输出阻抗

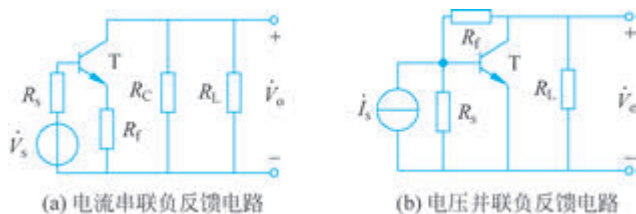


图 3.6.4 单级负反馈放大交流等效电路

低,所以适合与高电阻的信号电流源连接。

在集成电路中,用差分电路代替单管电路,将电流串联负反馈电路和电压并联负反馈电路级联,可提高上限截止频率。如图 3.6.5 所示的 F733 集成宽频带放大器的内部电路, T_1 和 T_2 组成电流串联负反馈差分放大器; $R_3 \sim R_6$ 为发射极电阻,起电流串联负反馈作用; T_3 和 T_4 组成电压并联负反馈差分放大器; 负反馈电阻 R_{11} 、 R_{12} 分别接在中间级的输入端和输出级的输出端之间,构成电压并联负反馈,可增大带宽、降低增益并提高稳定性; T_5 和 T_6 为双端输出的两个射随器,兼作输出级; $T_7 \sim T_{11}$ 为恒流源偏置电路,其中 T_8 和 R_8 组成主偏置电路,决定了差分放大器输入级、差分放大器中间级和射极输出器的静态工作点。改变第一级差分放大器的负反馈电阻,可调节整个电路的电压增益。将引出端⑨和④短接,增益可达 400 倍; 将引出端⑩和③短接,增益可达 100 倍; 各引出端均不短接,增益为 10 倍。以上 3 种情况的上限截止频率分别为 40MHz、90MHz 和 120MHz。

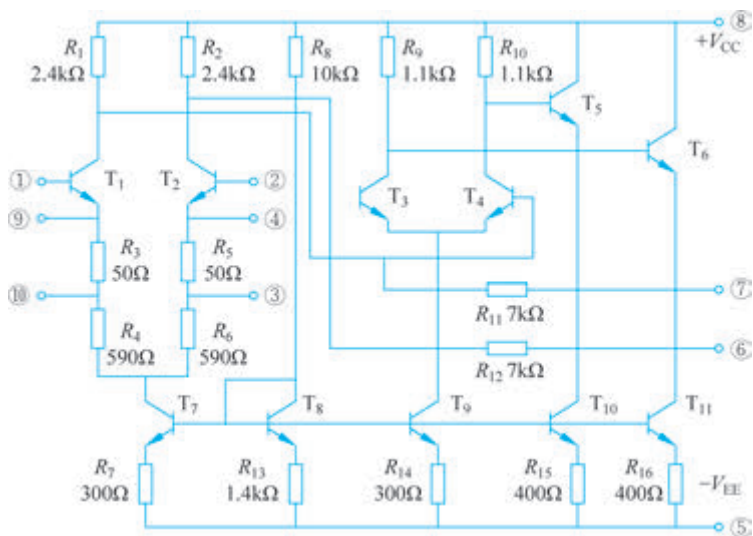


图 3.6.5 F733 集成宽频带放大器的内部电路

图 3.6.6 所示为 F733 集成宽频带放大器外接电路,在 4 脚和 9 脚间接入了一个可调电阻,使放大器的增益和带宽连续可调。当其调到零位时,4 脚和 9 脚短接,增益最大,上限截止频率最低; 当其调到最大时,片内 T_1 与 T_2 发射极之间共并联了 5 个电阻,即片内 $R_3 \sim R_6$ 和外接可调电阻,这时交流负反馈最强,增益最小,上限截止频率最高。若 7 脚和 6 脚间外接集中滤波器,就可构成集中选频放大器。

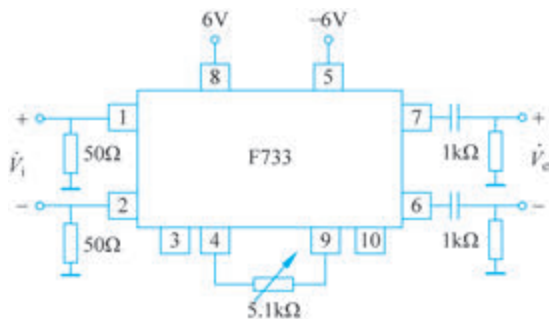


图 3.6.6 F733 集成宽频带放大器外接电路

3.6.3 集中选频放大器

前面所介绍的多级单调谐和双调谐放大器应用比较广泛,但因多级调谐放大器回路多,调谐麻烦,不能满足一些特殊要求,如在集成放大器中,要求采用的回路尽量少,尽量不要人工调谐,且体积小。随着电子技术的发展,窄频带信号的放大越来越多地采用集中滤波与集中放大相结合的调谐放大器。在集中选频放大器中,放大作用由宽频带高增益放大器完成,多采用高频线性集成放大电路,而选频网络则由专门的选频滤波器完成,其主要特点是电路简单,调整方便,性能稳定,易于大规模生产,且成本低,但只适用于固定频率的选频放大器。

集成电路基片制作电感和大电容比较困难,因而集成谐振放大器通常把放大和选频分开,由集成宽频带放大器和外接集中选频器(通常为固体滤波器)构成。根据集中选频器位于放大器前、后位置的不同,有两种组成方案,如图 3.6.7 所示。

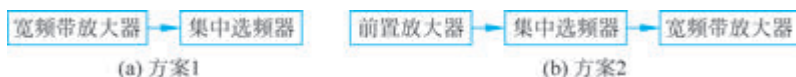


图 3.6.7 集中选频放大器的组成方框图

例如,图 3.6.8(a)是环宇 35H-5 型黑白电视接收机中频放大器(中放)的实际电路,它将高频调谐器送来的频带较宽的中频信号(38MHz 图像信号和 31.5MHz 伴音信号)进行放大,采用的是图 3.6.7 中的方案 2。晶体管 T 及其偏置电路组成前置放大器,以补偿声表面波滤波器 -20dB 的插入损耗。 L_C 与 C_3 组成谐振回路,并通过声表面波滤波器选频。中频放大器采用宽频带放大器 $\mu\text{Pc1366c}$,它由 4 级直接耦合的宽频带差分放大器组成。图 3.6.8(b)是该电路的幅频特性。可见,该中放电路具有优良的幅频特性,矩形系数接近理想情况。

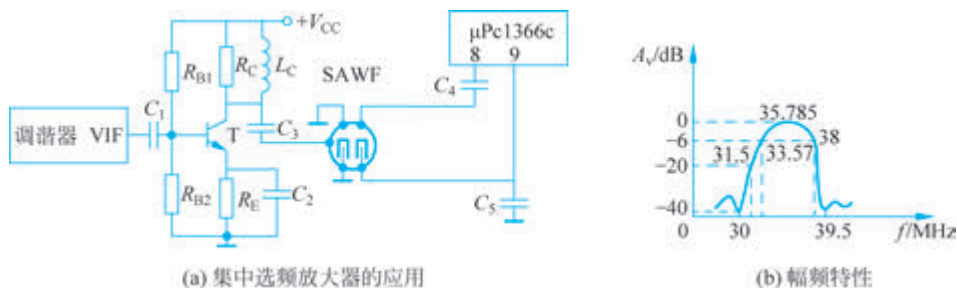


图 3.6.8 用于电视机中放的实际电路及其幅频特性

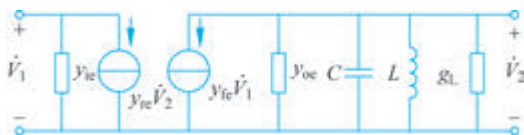
移动通信系统的工作频段一般在 800MHz~2GHz,带宽为 17~30MHz,在发射和接收模块的功能电路也可采用集中选频放大器。在发射端,在载波上对信号调制,通过放大电路放大信号,经声表面波滤波器选频后,再由功率放大器放大,最后由天线将信号发出。在接收端,天线接收到的微弱信号经低噪声放大器放大后,经由声表面波滤波器选频,再经变频和中频滤波后,经中频放大器放大后解调,获得所需要的信息。

习题 3

3.1 某中频放大器的电压增益为 52dB,其对应的电压增益为多少倍?若功率增益为 28dB,其对应的功率增益为多少倍?

- 3.2 晶体管高频小信号放大器为什么一般都采用共发射极电路？
- 3.3 晶体管低频放大器与高频小信号放大器的分析方法有什么不同？
- 3.4 为什么在高频小信号放大器中要考虑阻抗匹配问题？
- 3.5 某晶体管的特征频率 $f_T = 250\text{MHz}$, $\beta_0 = 50$ 。求该管在 $f = 1\text{MHz}$ 、 20MHz 和 50MHz 的 β 值。(注: $f_T = \beta_0 f_\beta$)
- 3.6 某高频管的 y 参数等效电路如题 3.6 图所示。 y 参数为 $y_{ie} = (2.0 + j0.5) \times 10^{-3}\text{S}$, $y_{re} = -(1.0 + j0.5) \times 10^{-5}\text{S}$, $y_{fe} = (2.0 - j0.5) \times 10^{-3}\text{S}$, $y_{oe} = (2.0 + j4.0) \times 10^{-5}\text{S}$, $2\Delta f_{0.7} = 100\text{kHz}$, $A_{v0} = 50$ 。试求:

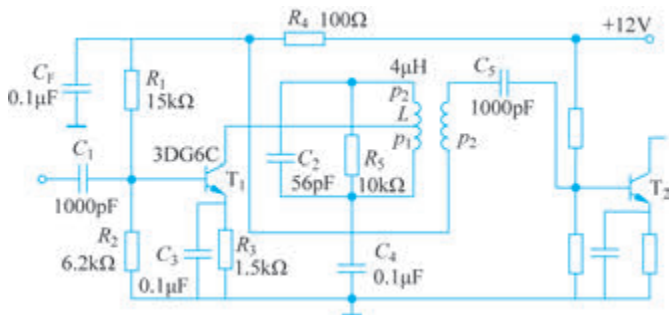
- (1) 负载电导 g_L ;
- (2) 回路电感 L 及电容 C 。



题 3.6 图

- 3.7 高频小信号放大器的主要质量指标有哪些？
- 3.8 为什么晶体管在高频工作时要考虑单向化问题,而在低频工作时可以不考虑？
- 3.9 题 3.9 图所示为一单调谐回路中频放大器,已知工作频率 $f_0 = 10.7\text{MHz}$,回路电容 $C_2 = 56\text{pF}$,回路电感 $L = 4\mu\text{H}$, $Q_0 = 100$, L 的匝数 $N = 20$,接入系数 $p_1 = p_2 = 0.3$,采用晶体管 3DG6C,由手册查得主要参数为 $f_T \geq 250\text{MHz}$, $r_{bb'} = 70\Omega$, $C_{bc} \approx 3\text{pF}$, $y_{ie} = (0.15 + j1.45)\text{mS}$, $y_{oe} = (0.082 + j0.73)\text{mS}$, $y_{fe} = (38 - j4.2)\text{mS}$ 。静态工作点电流由 R_1 、 R_2 、 R_3 决定,现 $I_E = 1\text{mA}$,对应的 $\beta_0 = 50$ 。求:

- (1) 单级电压增益 A_{v0} ;
- (2) 单级通频带 $2\Delta f_{0.7}$;
- (3) 4 级的总电压 $(A_{v0})_4$;
- (4) 4 级的总通频带 $(2\Delta f_{0.7})_4$;
- (5) 若 4 级的总通频带 $(2\Delta f_{0.7})_4$ 保持和单级的通频带 $2\Delta f_{0.7}$ 相同,则单级的通频带应加宽多少? 4 级的总增益下降多少?



题 3.9 图