



高频小信号放大器

内容提要

本章主要介绍高频小信号放大器的几个技术指标以及晶体管在小信号激励下的等效电路与参数；讨论了单调谐回路和多调谐回路的原理性电路和等效电路，并计算和分析各电路的参数，比较了两种回路中带宽和增益不同之处，并介绍了几个典型的集成电路谐振放大器；还探讨了放大器噪声产生来源、表示和计算方法，提出了减小噪声系数的具体措施。本章的教学需要 7~9 学时。

3.1 概述

高频放大器和低频放大器的主要区别是二者的工作频率范围和所通过的频带宽度有所不同，所采用的负载也不同。低频放大器的工作频率低，但整个工作频带宽度很宽，如 20~20 000Hz，高低频率的极限相差可达 1000 倍，所以低频电路负载采用无调谐负载，如电阻、有铁芯的变压器等。高频放大器的中心频率一般在几百千赫兹到几百兆赫兹，但所需通过的频率范围(频带宽度)和中心频率相比相对较小，通常采用选频网络组成谐振放大器或非谐振放大器。普通调幅无线电广播所占带宽应为 9kHz，电视信号的带宽约为 6MHz。本书讨论的高频电子电路所在的频段范围是 300kHz~300MHz，如图 3.1.1 所示。

谐振放大器采用谐振回路(如串联、并联谐振回路及耦合回路)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，而且起到了滤波或选频作用。在如图 3.1.2 所示的接收机原理框图中，高频放大器和中频放大器都属于谐振放大器。前者的调谐回路需要对外来不同频率的信号进行调谐；后者的调谐回路的谐振频率固定不变。

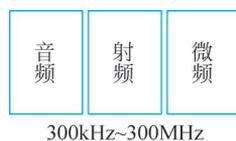


图 3.1.1 高频电子电路频段范围示意图

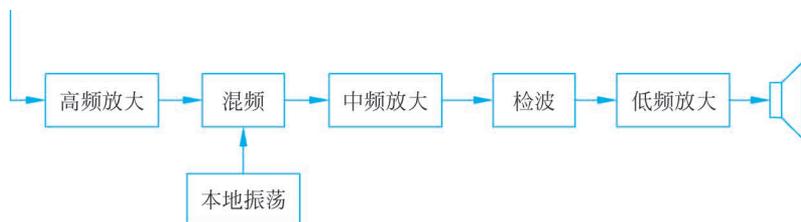


图 3.1.2 超外差式接收机原理方框图

由各种滤波器(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)和阻容滤波器组成了非调谐的各种窄带和宽带放大器,具有结构简单、性能优异、集成化的优点,并得到了广泛应用。

对高频小信号放大器来说,由于信号小,因此可认为它工作在晶体管(场效应管)的线性范围内。允许把晶体管看成线性元件,可用有源线性四端口网络来分析。高频小信号放大器的主要质量指标包括增益、通频带、选择性和稳定性。

(1) 增益指输出电压 V_o (或功率 P_o) 与输入电压 V_i (或功率 P_i) 之比。电压增益 $A_v = \frac{V_o}{V_i}$, 功率增益 $A_p = \frac{P_o}{P_i}$; 用分贝表示, $A_v = 20 \log \frac{V_o}{V_i}$, $A_p = 10 \log \frac{P_o}{P_i}$ 。

(2) 通频带又称 3dB 带宽,指放大电路的电压增益比中心频率 f_0 处的增益下降 3dB 时的上、下限频率之间的频带,用 $2\Delta f_{0.7}$ 表示,如图 3.1.3 所示。

$$\begin{cases} \frac{A_v(f_i)}{A_{vo}(f_0)} = \frac{1}{\sqrt{2}}, & i=1,2 \\ 2\Delta f_{0.7} = f_2 - f_1 \end{cases} \quad (3.1.1)$$

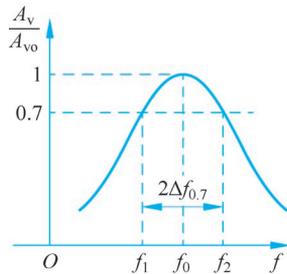


图 3.1.3 电压幅频特性曲线计算通频带示意图

$2\Delta f_{0.7}$ 取决于负载回路的 Q 值及形式;且随级数的增加,带宽越来越窄。同时用途不同,信号带宽也不同。中频广播带宽为 6~8kHz; 电视信号带宽为 6MHz。

(3) 从各种不同频率信号的总和(有用的和有害的)中选出有用信号,抑制干扰信号的能力称为放大器的选择性。选择性常采用矩形系数和抑制比来表示。

① 矩形系数:表示与理想滤波特性的接近程度。

$$\begin{cases} K_{r0.1} = \frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}} \\ K_{r0.01} = \frac{2\Delta f_{0.01}}{2\Delta f_{0.7}} \end{cases} \quad (3.1.2)$$

式中, $\Delta f_{0.1}$ 或 $\Delta f_{0.01}$ 为放大电路增益下降到最大值的 0.1 或 0.01 倍时失谐偏离 f_0 的宽度。图 3.1.4 为矩形系数计算示意图。理想情况下,选频特性应为矩形,即 $K_{r0.1} = 1$ 。

② 抑制比:表示对某个干扰信号 f_n 的抑制能力,用 d_n 表示。

$$d_n = \frac{A_{vo}}{A_{vn}} \quad (3.1.3)$$

d_n 越大表明电路的选择性越好。图 3.1.5 为噪声抑制比计算示意图。

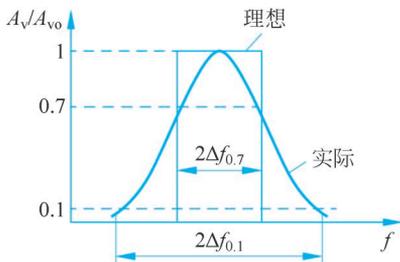


图 3.1.4 矩形系数计算示意图

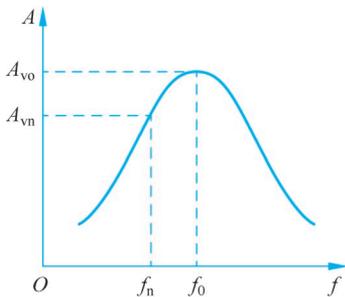


图 3.1.5 噪声抑制比计算示意图

(4) 工作稳定性是指放大器的工作状态(直流偏置)、晶体管参数、电路元件参数等发生可能的变化时,放大器的稳定特性。

不稳定状态的极端情况是放大器自激(主要由晶体管内部反馈引起),使放大器完全不能工作。图 3.1.6 是基本共射极放大电路,为了提高电路稳定性,抑制放大器的自激,可加入适当的偏置电阻,图 3.1.7 为稳 Q 共射极放大电路。

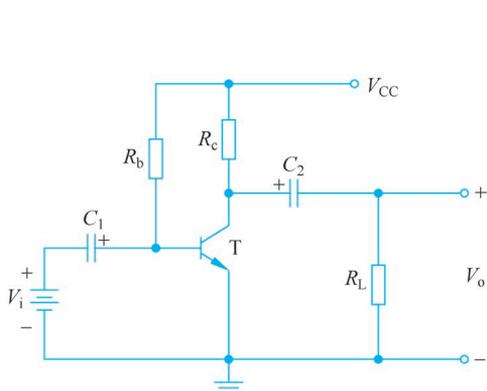
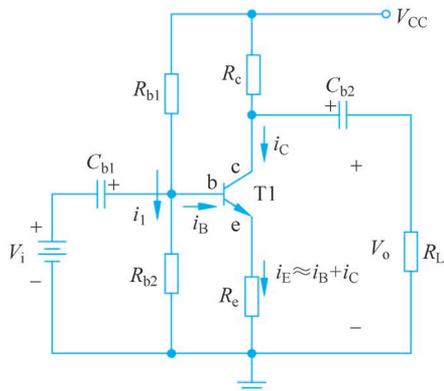


图 3.1.6 基本共射极放大电路

图 3.1.7 稳 Q 共射极放大电路

3.2 晶体管高频小信号等效电路与参数

3.2.1 形式等效电路

形式等效电路又称为网络参数等效电路,它是将晶体管等效为有源线性四端口网络,其优点在于导出的表达式具有普遍意义,分析电路比较方便;缺点是网络参数与频率有关。晶体管等效电路及其 y 参数形式等效电路如图 3.2.1 和图 3.2.2 所示,设有输入电压 V_1 和输出电压 V_2 ,根据四端口网络原理,输入电流 I_1 和输出电流 I_2 为

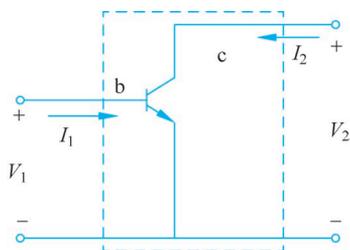
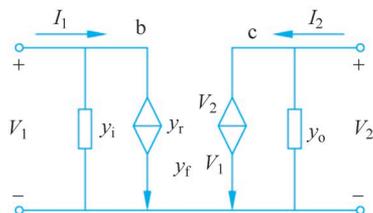


图 3.2.1 晶体管等效电路

图 3.2.2 y 参数等效电路

$$I_1 = y_i V_1 + y_r V_2 \quad (3.2.1)$$

$$I_2 = y_f V_1 + y_o V_2 \quad (3.2.2)$$

上面各式中参数的物理含义如下:

$$y_i = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0} \quad \text{称为输出短路时的输入导纳;}$$

$$y_r = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0} \quad \text{称为输入短路时的反向传输导纳;}$$

$y_f = \frac{I_2}{V_1} \Big|_{V_2=0}$ 称为输出短路时的正向传输导纳；

$y_o = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{V_1=0}$ 称为输入短路时的输出导纳。

1. 放大器输入导纳 y_i

放大器输入导纳 y_i 是指输出电流源短路、电压源开路时的晶体管输入导纳。如图 3.2.3 所示,根据晶体管共发射极 y 参数等效电路,可得到下列组合方程

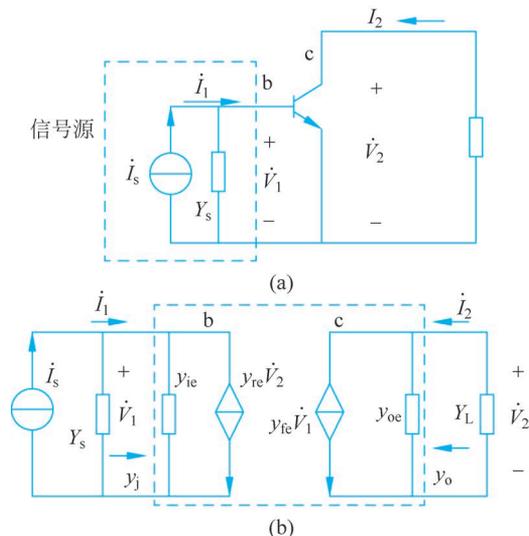


图 3.2.3 晶体管放大器及其 y 参数等效电路

$$\begin{cases} I_1 = y_{ie} V_1 + y_{re} V_2 \\ I_2 = y_{fe} V_1 + y_{oe} V_2 \\ I_2 = -Y_L V_2 \end{cases} \quad (3.2.3)$$

式中,各 y 参数第二个角标 e 表示该电路是共发射极电路参数,若为共基极或共集电极电路,则第二个角标用 b 或 c 表示。因此,可计算放大器输入导纳

$$y_i = y_{re} - \frac{y_{re} y_{fe}}{y_{oe} + Y_L} \quad (3.2.4)$$

上式说明输入导纳 y_i 与负载导纳 Y_L 有关,这反映了晶体管的内部反馈,这是由反向传输导纳 y_{re} 所引起的。

2. 放大器输出导纳 y_o

求输出导纳时,将信号电流源开路,或电压源短路,则有

$$\begin{cases} I_1 = y_{ie} V_1 + y_{re} V_2 \\ I_2 = y_{fe} V_1 + y_{oe} V_2 \\ I_1 = -Y_s V_1 (I_s = 0) \end{cases} \quad (3.2.5)$$

$$y_o = y_{oe} - \frac{y_{re} y_{fe}}{y_{ie} + Y_s} \quad (3.2.6)$$

上式说明输出导纳 y_o 与负载导纳 Y_s 有关,这反映了晶体管的内部反馈,这也是由反向传输导纳 y_{re} 所引起的。

可得电压增益为

$$A_v = \frac{V_2}{V_1} = -\frac{y_{fe}}{y_{oe} + Y_L}$$

上式说明,晶体管的正向传输导纳越大,则放大器的增益也越大。上式中的负号说明,如果 y_{fe} 、 y_{oe} 和与 Y_L 均为实数,则 V_2 与 V_1 相位差 180° 。

y (导纳)参数的主要缺点是没有考虑晶体管内部的物理过程,物理含义不明显。因此,还要寻求另外一种混合 π 等效电路。

3.2.2 混合 π 等效电路

1. 混合 π 等效电路图

若能把晶体管内部的复杂关系用集中元件 RLC 表示,则可以看到每一元件与晶体管内发生的某种物理过程具有明显的关系,这种物理模拟的方法得到的等效电路称为混合 π 等效电路。

如图 3.2.4 所示, $r_{bb'}$ 是基极电阻, $r_{b'e}$ 是基极和射极间电阻, $C_{b'c}$ 和 $r_{bb'}$ 的存在对晶体管的高频运用不利。

$C_{b'c}$ 将输出的交流电压反馈一部分到输入级的基极,可能引起放大器的自激。 $r_{bb'}$ 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。所以要求 $r_{bb'}$ 和 $C_{b'c}$ 尽量小。 $C_{b'e}$ (C_μ) 是发射结电容, $g_m V_{b'e}$ 表示晶体管放大作用的等效受控电流源, g_m 为微变跨导, $g_m = \beta_0 / r_{b'e} = I_C / 26$, I_C 的单位为 mA。 $r_{bb'} = 25\Omega$, $r_{b'c} = 1M\Omega$, $r_{b'e} = 150\Omega$, $r_{ce} = 100k\Omega$, $g_m = 50mS$, $C_{b'e} = 500pF$, $C_{b'c} = 5pF$ 。混合 π 等效电路的优点是各个元件在很宽的频率范围内都保持常数;缺点是分析电路不够方便。

2. 等效电路参数的转换

当晶体管直流工作点确定后,混合等效电路各元件的参数就确定。有些参数可查手册得到,有些参数根据手册上的值直接计算出来。对小信号放大器,可以采用 y 参数等效电路作为分析基础。

如图 3.2.4 所示的混合 π 等效电路可转换为如图 3.2.5 所示等效电路(参数细化)。从 I_b 看过去,有方程

$$I_b = y_{b'e} V_{b'e} + y_{b'c} V_{b'c} \quad (3.2.7)$$

$$I_b = (V_{be} - V_{b'e}) / r_{bb'} \quad (3.2.8)$$

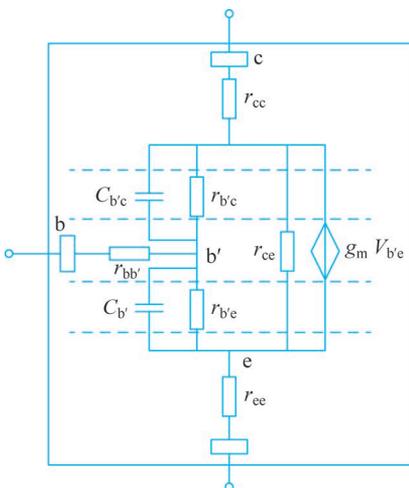
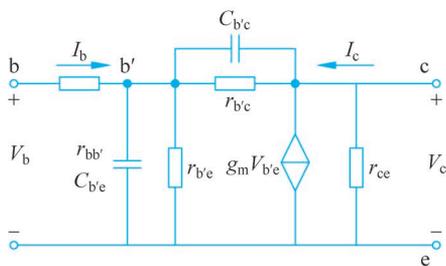
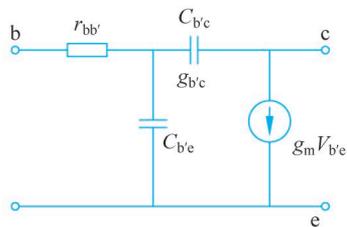


图 3.2.4 混合 π 等效电路



(a) 混合 π 等效电路参数分布图



(b) 简化后混合 π 等效电路

图 3.2.5 混合 π 等效电路

$$V_{b'c} = V_{b'e} - V_{ce} \quad (3.2.9)$$

$$0 = -\frac{1}{r_{bb'}}V_{bc} + \left(\frac{1}{r_{bb'}} + y_{b'e} + y_{b'c}\right)V_{b'e} - y_{b'c}V_{ce} \quad (3.2.10)$$

从 I_c 看过去, 有方程

$$I_c = g_m V_{b'e} - y_{b'c} V_{b'c} + (g_{ce} + y_{b'c}) V_{ce} \quad (3.2.11)$$

$$I_c = g_m V_{b'e} + y_{b'c}(V_{ce} - V_{b'e}) + g_{ce} V_{ce} \quad (3.2.12)$$

其中,

$$y_{b'e} = g_{b'e} + j\omega C_{b'e} \quad (3.2.13)$$

$$y_{b'c} = g_{b'c} + j\omega C_{b'c} \quad (3.2.14)$$

$$I_b = \frac{y_{b'e} + y_{b'c}}{1 + r_{b'b}(y_{b'e} + y_{b'c})} V_{b'} - \frac{y_{b'c}}{1 + r_{bb'}(y_{b'e} + y_{b'c})} V_c \quad (3.2.15)$$

$$I_c = \frac{g_m - y_{b'c}}{1 + r_{b'b}(y_{b'e} + y_{b'c})} V_{b'} + \left[g_{ce} + y_{bc} + \frac{y_{b'c} r_{b'b}(g_m - y_{b'c})}{1 + r_{b'b}(y_{b'e} + y_{b'c})} \right] V_c \quad (3.2.16)$$

考虑到通常可以满足条件 $g_m \gg |y_{b'c}|$, $y_{b'e} \gg y_{b'c}$, $g_{ce} \gg g_{bc}$, 所以可得

$$y_i = y_{ie} \approx \frac{y_{b'e}}{1 + r_{bb'} y_{b'e}} = \frac{g_{b'e} + j\omega C_{b'e}}{(1 + r_{bb'} g_{b'e}) + j\omega r_{bb'} C_{b'e}} \quad (3.2.17)$$

$$y_r = y_{re} \approx -\frac{y_{b'c}}{1 + r_{bb'} y_{b'e}} = -\frac{g_{b'c} + j\omega C_{b'c}}{(1 + r_{bb'} g_{b'e}) + j\omega r_{bb'} C_{b'e}} \quad (3.2.18)$$

$$y_f = y_{fe} \approx \frac{g_m}{1 + r_{bb'} y_{b'e}} = \frac{g_m}{(1 + r_{bb'} g_{b'e}) + j\omega r_{bb'} C_{be}} \quad (3.2.19)$$

$$\begin{aligned} y_o = y_{oe} &\approx g_{ce} + y_{b'c} + \frac{y_{b'c} r_{bb'} g_m}{1 + r_{bb'} y_{b'e}} \\ &= g_{ce} + j\omega C_{b'c} + r_{bb'} g_m \frac{g_{b'c} + j\omega C_{b'c}}{(1 + r_{bb'} g_{b'e}) + j\omega r_{bb'} C_{b'e}} \end{aligned} \quad (3.2.20)$$

$r_{b'e}$ 是基射极间电阻, 可表示为 $r_{b'e} = \frac{26\beta_0}{I_E}$; g_m 称为晶体管的跨导, 可表示为 $g_m = \frac{\beta_0}{r_{b'e}} =$

$\frac{I_c}{26}$ 。当晶体管参数满足下列条件时, 即 $\frac{1}{\omega C_{b'e}} \ll r_{b'e}$, 或 $f \gg f_\beta$; $r_{bb'} \ll \frac{1}{\omega(C_{b'e} + C_{b'c})}$, 或

$f \ll f_T \approx \frac{g_m}{2\pi\omega(C_{b'e} + C_{b'c})}$, 那么晶体管的 y 参数可以简化成下列形式:

$$y_{ie} = \frac{I_1}{V_1} \Big|_{V_2=0} = g_{ie} + j\omega C_{ie}, \quad y_{oe} = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{V_1=0} = g_{oe} + j\omega C_{oe}$$

$$y_{fe} = \frac{I_2}{V_1} \Big|_{V_2=0} \approx \frac{g_m}{1 + j\omega(C_{b'e} + C_{b'c})r_{bb'}}, \quad y_{re} = \frac{I_1}{V_2} \Big|_{V_1=0} \approx \frac{j\omega C_{b'c}}{1 + j\omega r_{bb'} C_{b'e}}$$

所以晶体管的 y 参数等效电路可以画成如图 3.2.6 所示, 同时 y 参数进一步化简为

$$y_{ie} \approx g_{b'e} + j\omega(C_{b'e} + C_{b'c}), \quad y_{oe} \approx g_{ce} + j\omega C_{b'c}, \quad y_{re} \approx 0, \quad y_{fe} \approx g_m$$

3. 晶体管的高频参数

为了分析和设计各种高频电子线路系统, 必须了解晶体管的高频特性。下面介绍几

个高频晶体管的特征参数。

(1) 截止频率: β 下降到低频值 β_0 的 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 时所对应的频率, 见图 3.2.7。

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}}, \quad \beta = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}} \quad (3.2.21)$$

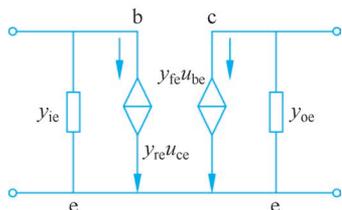


图 3.2.6 晶体管 y 参数等效电路

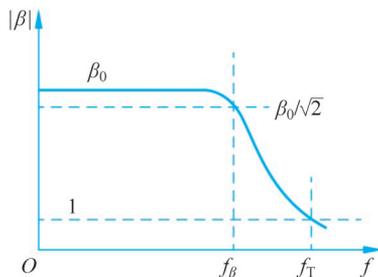


图 3.2.7 截止频率和特征频率

(2) 特征频率: $\beta=1$ 时所对应的频率。

$$f_T = f_\beta \sqrt{\beta_0^2 - 1} \quad (3.2.22)$$

通常 $\beta \gg 1$, $f_T \approx \beta_0 f_\beta$ 。

当 $f > f_T$ 后, 共发射极接法的晶体管将不再有电流放大能力, 但仍可能有电压增益, 且功率增益可能大于 1。

$$\beta = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}} \approx \frac{f_T/f_\beta}{f/f_\beta} = \frac{f_T}{f} \quad (3.2.23)$$

即 $\beta \cdot f \approx f_T$, 可以粗略计算在某工作频率 $f \gg f_\beta$ 时的电流放大系数。

4. 最高振荡频率 f_{\max}

晶体管的功率增益 $A_P=1$ 时的最高工作频率。 $f \geq f_{\max}$ 后, $A_P < 1$, 晶体管已经不能得到功率放大。由于晶体管输出功率恰好等于其输入功率是保证它作为自激振荡器的必要条件, 所以不能使晶体管产生振荡。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 $1/3 \sim 1/4$ 。3 个频率参数的关系为 $f_{\max} > f_T > f_\beta$ 。

3.2.3 单调谐回路谐振放大器

图 3.2.8(a) 为单调谐回路谐振放大器原理性电路, 为了突出所讨论的问题, 图中忽略实际电路中所必须加载的偏置电路和滤波电路等。图 3.2.8(a) 中 LC 单回路构成的集电极负载, 调谐于放大器的中心频率。LC 回路与本级集电极电路的连接采用自耦变压器部分接入形式, 与下级负载 Y_L 的连接采用变压器耦合。采用这种自耦变压器-变压器耦合形式, 可以减弱本级输出导纳与下级晶体管输入导纳 Y_L 对 LC 回路的影响, 适当选择初次级回路的匝数比, 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 3.2.8(b) 代表 y 参数等效电路, $I_{o1} = y_{fe} v_{i1}$ 代表晶体管放大作用的等效

电流源, g_{o1} 、 C_{o1} 代表晶体管输出电导与输出电容, $G_P = 1/R_P$ 代表回路本身的损耗, $Y_L = g_{i2} + j\omega C_{i2}$ 代表负载导纳, 通常也是下一级的输入导纳。因此, 小信号放大器是等效电流源与线性网络的组合, 可用线性网络理论求解。下面介绍整个求解过程。

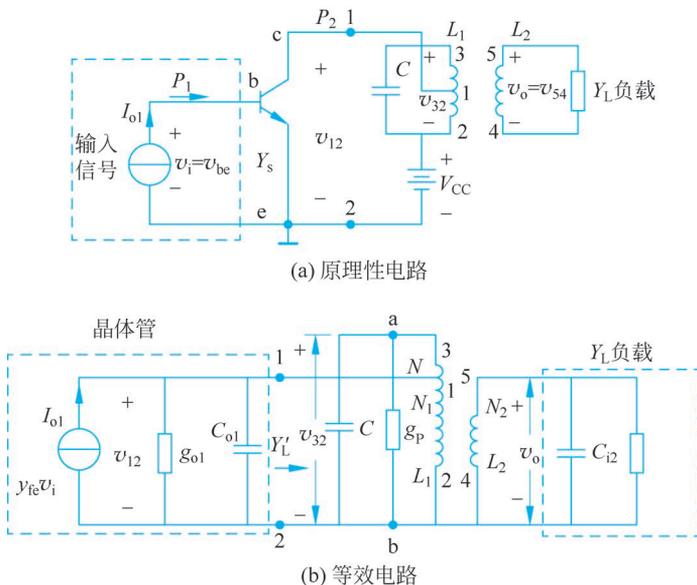


图 3.2.8 单调谐回路谐振放大器的原理性电路和等效电路

1. 等效电路分析方法

1) 多级分单级

前级放大器是本级放大器的信号源, 后级放大器是本级放大器的负载。

2) 静态分析

画出直流等效电路, 其简化规则是: 交流输入信号为零时, 所有电容开路, 所有电感短路。

3) 动态分析

(1) 画出交流等效电路, 其简化规则是: 有交流输入信号时, 所有直流量为零, 所有大电容短路, 所有大电感开路。谐振回路中 L 、 C 要保留下来。

(2) 交流小信号等效电路图如图 3.2.8(b) 所示。

晶体管集、射回路与振荡回路之间采用抽头接入, 接入系数

$$p_1 = \frac{v_{21}}{v_{32}} = \frac{N_1}{N} \quad (3.2.24)$$

其中, v_{21} 、 v_{32} 分别表示线圈 1 和线圈 2、线圈 2 和线圈 3 之间的电压, N_1 和 N 分别表示线圈 1 和线圈 2、线圈 2 和线圈 3 之间线圈匝数。

负载和回路之间采用了变压器耦合, 接入系数为

$$p_2 = \frac{v_{54}}{v_{32}} = \frac{N_2}{N} \quad (3.2.25)$$

其中, v_{54} 表示线圈 5 和线圈 4 之间的电压, N_2 表示线圈 5 和线圈 4 之间线圈匝数。

为便于分析, 假定晶体管不存在内反馈, 即 $y_{re} = 0$ 。其中,

$$y_{ie} = g_{ie1} + j\omega C_{ie1} \quad (3.2.26)$$

$$y_{oe} = g_{oe1} + j\omega C_{oe1} \quad (3.2.27)$$

$$Y_L = g_{ie2} + j\omega C_{ie2} \quad (3.2.28)$$

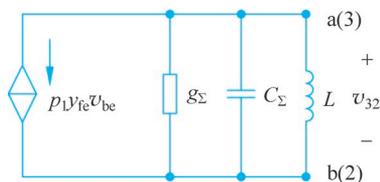


图 3.2.9 折合到 LC 谐振回路的交流小信号等效电路

2. 电压增益

把晶体管集电极回路和负载折合到振荡回路两端,如图 3.2.9 所示,得到

$$\begin{cases} g_{\Sigma} = g_p + p_1^2 g_{oe1} + p_2^2 g_{ie2} \\ C_{\Sigma} = C + p_1^2 C_{oe1} + p_2^2 C_{ie2} \end{cases} \quad (3.2.29)$$

其中, $y_{oe} = g_{oe1} + j\omega C_{oe1}$, $y_L = g_{ie2} + j\omega C_{ie2}$ 。

因为

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{p_2 v_{32}}{v_{be}} \quad (3.2.30)$$

所以

$$v_o = v_{54} = p_2 v_{32} \quad (3.2.31)$$

$$v_{32} = - \frac{p_1 y_{fe} v_{be}}{g_{\Sigma} + j\omega C_{\Sigma} + \frac{1}{j\omega L}} \quad (3.2.32)$$

其中,

$$A_v = - \frac{p_1 p_2 y_{fe}}{g_{\Sigma} + j\omega C_{\Sigma} + \frac{1}{j\omega L}} = - \frac{p_1 p_2 y_{fe}}{g_{\Sigma} \left(1 + jQ_L \frac{2\Delta f}{f_0} \right)} \quad (3.2.33)$$

谐振时,

$$A_{vo} = - \frac{p_1 p_2 y_{fe}}{g_{\Sigma}} = - \frac{p_1 p_2 y_{fe}}{g_p + p_1^2 g_{oe1} + p_2^2 g_{ie2}} \quad (3.2.34)$$

式(3.2.34)说明电压增益振幅与晶体管参数、负载电导、回路谐振电导和接入系数有关:

- ① 为了增大 A_{vo} , 应选取 $|y_{fe}|$ 大、 g_{oe} 小的晶体管;
- ② 为了增大 A_{vo} , 要求负载电导小, 如果负载是下一级放大器, 则要求其 g_{ie} 小;
- ③ 回路谐振电导 g_{oe} 越小, A_{vo} 越大, 而 g_{oe} 取决于回路空载品质因数 Q_0 , 与 Q_0 成反比;

④ A_{vo} 与接入系数 p_1 、 p_2 有关, 但不是单调递增或单调递减关系, 由于 p_1 、 p_2 还会影响回路有载品质因数 Q_L , 而 Q_L 又将影响通频带, 所以 p_1 、 p_2 的选择应全面考虑, 应选取最佳值。

3. 功率增益

整个收、发机系统的功率增益是其一项重要性能指标, 因此需要考虑高频小信号放大器的功率增益水平。由于在非谐振点上计算功率十分复杂, 且一般用处不大, 故主要讨论谐振时的功率增益。

$A_{po} = \frac{P_o}{P_i}$ (谐振时), P_o 为输出端 R_L 上获得的功率, P_i 为放大器的输入功率。并且

$$P_o = V_o^2 g_{ie2}, P_i = V_i^2 g_{ie1}。$$

g_{ie1} 是本级晶体管的输入电导, g_{ie2} 是下级晶体管的输入电导, 所以

$$A_{po} = \frac{P_o}{P_i} = \left(\frac{V_o}{V_i}\right)^2 \frac{g_{ie2}}{g_{ie1}} = \frac{p_1^2 p_2^2 |y_{fe}|^2 g_{ie2}}{g_\Sigma^2 g_{ie1}} \quad (3.2.35)$$

(1) 如果设 LC 调谐回路自身元件无损耗, 且输出回路传输匹配, 即

$$\begin{cases} g_p = 0 \\ p_1^2 g_{oe1} = p_2^2 g_{ie2} \end{cases} \quad (3.2.36)$$

则可得最大功率增益为

$$(A_{po})_{\max} = \frac{p_1^2 p_2^2 |y_{fe}|^2}{(p_1^2 g_{oe1} + p_2^2 g_{ie2})^2} \cdot \frac{g_{ie2}}{g_{ie1}} = \frac{p_1^2 p_2^2 |y_{fe}|^2 g_{ie2}}{4p_1^2 g_{oe1} \cdot p_2^2 g_{ie2} \cdot g_{ie1}} = \frac{|y_{fe}|^2}{4g_{oe1} g_{ie1}} \quad (3.2.37)$$

(2) 如果 LC 调谐回路存在自身损耗, 且输出回路传输匹配, 即

$$\begin{cases} g_p \neq 0 \\ p_1^2 g_{oe1} = p_2^2 g_{ie2} \end{cases} \quad (3.2.38)$$

则可得最大功率增益为

$$(A_{po})'_{\max} = \frac{|y_{fe}|^2}{4g_{ie1} g_{oe1}} \left(1 - \frac{Q_L}{Q_0}\right)^2 = \left(1 - \frac{Q_L}{Q_0}\right)^2 (A_{po})_{\max} \quad (3.2.39)$$

其中, $\frac{1}{\left(1 - \frac{Q_L}{Q_0}\right)^2}$ 称为回路的插入损耗, 而且

$$\begin{cases} Q_L = \frac{\omega C_\Sigma}{g_\Sigma} = \frac{1}{\omega_0 L g_\Sigma}, & \text{有载 } Q \text{ 值} \\ Q = \frac{1}{\omega L g_p}, & \text{空载 } Q \text{ 值} \end{cases}$$

4. 通频带与选择性

通过分析放大器幅频特性来揭示其通频带与选择性。

$$A_v = -\frac{p_1 p_2 y_{fe}}{g_\Sigma \left(1 + jQ_L \frac{2\Delta f}{f_0}\right)}, \quad A_{vo} = -\frac{p_1 p_2 y_{fe}}{g_\Sigma} \quad (3.2.40)$$

1) 通频带

由式(3.2.41), 可计算某一频率电压增益与谐振时电压增益之比, 即幅频特性

$$\frac{A_v}{A_{vo}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q_L \frac{2\Delta f}{f_0}\right)^2}} \quad (3.2.41)$$

如果 $\frac{A_v}{A_{vo}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$, 则 $\frac{2Q_L \Delta f_{0.7}}{f_0} = 1$, 所对应的带宽为

$$2\Delta f_{0.7} = \frac{f_0}{Q_L} \quad (3.2.42)$$

可见 Q_L 越高, 则通频带越窄, 所以

$$2\Delta\omega_{0.7} = \frac{\omega_0}{Q_L} = \frac{\omega_0}{\frac{\omega_0 C_\Sigma}{g_\Sigma}} = \frac{g_\Sigma}{C_\Sigma} \quad (3.2.43)$$

$$|\dot{A}_{vo} \cdot 2\Delta\omega_{0.7}| < \frac{|y_{fe}|}{C_\Sigma} \quad (3.2.44)$$

电压增益 A_v 也可用 $2\Delta f_{0.7}$ 表示, 因为回路损耗电导 g_Σ 可表示为

$$g_\Sigma = \frac{\omega_0 C_\Sigma}{Q_L} = \frac{2\pi f_0 C_\Sigma}{f_0 / (2\Delta f_{0.7})} = 4\pi C_\Sigma \Delta f_{0.7}$$

将上式代入式(3.2.34), 得

$$A_{vo} = -\frac{p_1 p_2 y_{fe}}{g_\Sigma} = -\frac{p_1 p_2 y_{fe}}{4\pi \Delta f_{0.7} C_\Sigma}$$

带宽增益积为一常数, 带宽和增益为一对矛盾。

2) 选择性(矩形系数)

根据上面的关系式, 得到幅频特性为

$$\frac{A_v}{A_{vo}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \approx \frac{1}{\sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}} \quad (3.2.45)$$

令

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q_L \frac{2\Delta\omega_{0.1}}{\omega_0}\right)^2}} = 0.1$$

则得当某一频率对应的电压增益幅值与谐振时的电压增益最大幅值之比为 0.1 时, 对应的带宽为

$$2\Delta\omega_{0.1} = \sqrt{10^2 - 1} \frac{\omega_0}{Q_L} = \sqrt{10^2 - 1} \cdot 2\Delta\omega_{0.7} \quad (3.2.46)$$

此时, 矩形系数之比为

$$K_{r0.1} = \frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}} = \frac{2\Delta\omega_{0.1}}{2\Delta\omega_{0.7}} = \sqrt{10^2 - 1} \gg 1 \quad (3.2.47)$$

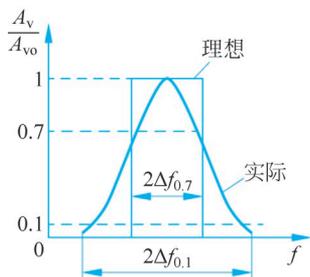


图 3.2.10 实际和理想幅频特性示意图

如图 3.2.10 所示为实际和理想幅频特性示意图, 从计算结果分析得出, 不论其 Q 值为多大, 其谐振曲线和理想的矩形相差甚远。

5. 级间耦合网络

图 3.2.11 为单调谐回路的级间耦合网络形式, 其中图(a)、(b)、(d)属于电感耦合回路, 图(c)是电容耦合回路; 图(a)、(b)、(c)适用于共发射极电路, 它们的特点是调谐回路通过降压形式接入后级的晶体管, 使后级晶体管低输入电阻和前级的高输入电阻相匹配。前级晶体管可以用线圈

抽头方式接入回路,也可以直接跨在回路两端。图 3.2.11(d)是并联-串联耦合方式,主要用于输入电阻很低的共基极电路,因为这时输入电阻太小,次级匝数太少,因此没办法用前面的方法实现,所以次级用串联谐振电路更有利。

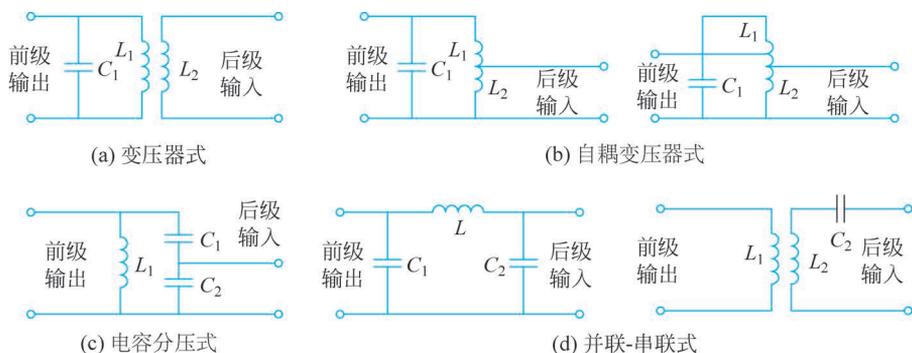


图 3.2.11 单调谐回路的级间耦合网络形式

例 3.2.1 对于如图 3.2.12 所示的单调谐小信号谐振放大电路的原理性电路, $f_0 = 10.7\text{MHz}$, $2\Delta f_{0.7} = 500\text{kHz}$, $|A_{vo}| = 100$, 晶体管参数为 $|A_{vo}| = 100$, $y_{ie} = (2 + j0.5)\text{mS}$, $y_{fe} = (20 - j5)\text{mS}$, $y_{oc} = (20 + j40)\text{mS}$ 。如果回路空载品质因数 $Q_0 = 100$, 试计算谐振回路的 L 、 C 、 R 。

解: 根据电路图可画出放大器的高频等效电路如图 3.2.13 所示。设 g_{eo} 代表不考虑电阻 R 时,电感 L 和电容 C 构成的谐振回路的空载导纳。

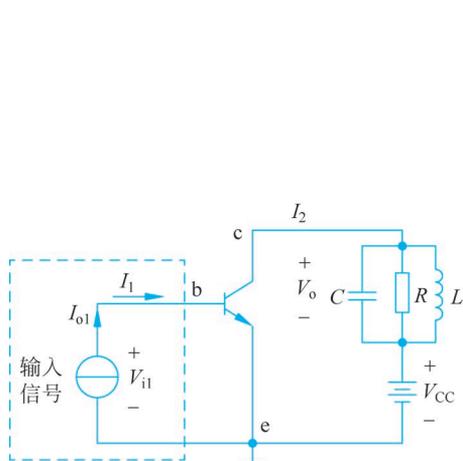


图 3.2.12 单调谐谐振放大电路原理

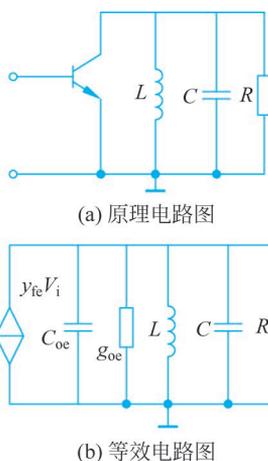


图 3.2.13 单调谐谐振放大器电路

$$g_{oc} = 20\text{mS}$$

$$C_{oe} = \frac{40 \times 10^{-6}}{2\pi \times 10.7 \times 10^6} = 0.59(\text{pF})$$

$$|y_{fe}| = \sqrt{20^2 + 5^2} = 20.6(\text{mS})$$

$$|A_{vo}| = 100 = \frac{|y_{fe}|}{g_{\Sigma}}$$

$$g_{\Sigma} = \frac{|y_{fe}|}{|A_{vo}|} = \frac{20.6 \times 10^{-3}}{100} = 0.206(\text{mS})$$

$$2\Delta f_{0.7} = \frac{f_0}{Q_L}$$

$$Q_L = \frac{f_0}{2\Delta f_{0.7}} = \frac{10.7}{0.5} = 21.4$$

$$Q_L = \frac{1}{\omega_0 L g_{\Sigma}}$$

$$L = \frac{1}{\omega_0 g_{\Sigma} Q_L} = \frac{1}{2\pi \times 10.7 \times 10^6 \times 0.206 \times 10^{-3} \times 21.4} = 3.37(\mu\text{H})$$

$$C_{\Sigma} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L} = \frac{1}{(2\pi \times 10.7 \times 10^6)^2 \times 3.37 \times 10^{-6}} = 65.65(\text{pF})$$

$$g_{eo} = \frac{1}{2\pi f_0 L Q_0} = \frac{1}{2\pi \times 10.7 \times 10^6 \times 3.37 \times 10^{-6} \times 100} = 44.14(\mu\text{S})$$

$$C = C_{\Sigma} - C_{oe} = 65.65 - 0.59 = 65.06(\text{pF})$$

$$R = \frac{1}{g_{\Sigma} - g_{oe} - g_{eo}} = \frac{1}{206 \times 10^{-6} - 20 \times 10^{-6} - 44.14 \times 10^{-6}} = 7.05(\text{k}\Omega)$$

3.3 多级单调谐回路谐振放大器



若单级放大器的增益不能满足要求,就要采用多级放大器。如图 3.3.1 所示,假如放大器有 n 级,各级电压增益为 $A_{v1}, A_{v2}, \dots, A_{vn}$ 。总增益 A_v 是各增益的乘积,即

$$\begin{array}{c} \boxed{A_{v1}} \text{---} \boxed{A_{v2}} \text{---} \dots \text{---} \boxed{A_{vn}} \text{---} \\ A_v(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = A_{v1}(j\omega) \cdot A_{v2}(j\omega) \dots A_{vn}(j\omega) \end{array} \quad (3.3.1)$$

图 3.3.1 多级放大器连接示意图

如果各级放大器由完全相同的单级放大器所组成,则

$$A_v = A_{v1} \cdot A_{v2} \cdot \dots \cdot A_{vn} = (A_{v1})^n \quad (3.3.2)$$

其中,

$$A_{v1} = -\frac{p_1 p_2 y_{fe}}{g_{\Sigma}} \cdot \frac{1}{1 + jQ_L \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} \quad (3.3.3)$$

1. 增益

n 级放大器的增益为

$$\frac{A_v}{A_{vo}} = \frac{1}{\left[1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right]^{\frac{n}{2}}} \approx \frac{1}{\left[1 + \left(Q_L \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]^{\frac{n}{2}}} = \frac{1}{10} \quad (3.3.4)$$

谐振时的电压增益为

$$A_{vo} = \left(\frac{-p_1 p_2 y_{fe}}{g_{\Sigma}} \right)^n \quad (3.3.5)$$

2. 通频带

首先计算放大器幅频特性,将 n 级放大器某一工作频率对应的增益除以谐振时的增益就得到幅值-频率关系式

$$A_v = \left(-\frac{p_1 p_2 y_{fe}}{g_\Sigma} \right)^n \cdot \left(\frac{1}{1 + jQ_L \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} \right)^n \quad (3.3.6)$$

n 级放大器的通频带

$$2\Delta\omega_{0.7} = \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} \frac{\omega_0}{Q_L} = \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1} (2\Delta\omega_{0.7})_{\text{单级}} \quad (3.3.7)$$

3. 选择性(矩形系数)

$$\frac{A_v}{A_{vo}} = \frac{1}{\left[1 + Q_L^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right]^{\frac{n}{2}}} \approx \frac{1}{\left[1 + \left(Q_L \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]^{\frac{n}{2}}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3.3.8)$$

$$2\Delta\omega_{0.1} = \sqrt{10^{\frac{2}{n}} - 1} \frac{\omega_0}{Q_L} \quad (3.3.9)$$

$$K_{r0.1} = \frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}} = \frac{2\Delta\omega_{0.1}}{2\Delta\omega_{0.7}} = \frac{\sqrt{10^{\frac{2}{n}} - 1}}{\sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}} \quad (3.3.10)$$

当级数 n 增加时,放大器的矩形系数有所改善,但这种改善是有限的。

例 3.3.1 若 $f_0 = 900\text{MHz}$,所需通频带为 45MHz ,则在单级 ($n=1$) 时,所需回路 $Q_L = \frac{f_0}{2\Delta f_{0.7}} = \frac{900}{45} = 20$; $n=2$ 时,所需 $Q_L = \sqrt{2^{\frac{1}{2}} - 1} \times \frac{900}{45} = 12.9$; $n=3$ 时,所需 $Q_L = \sqrt{2^{\frac{1}{3}} - 1} \times \frac{900}{45} = 10.2$; $n=4$ 时,所需 $Q_L = \sqrt{2^{\frac{1}{4}} - 1} \times \frac{900}{45} = 8.7$ 。

n 越大,每级回路所需的 Q_L 值越低。当通频带一定时, n 越大,则每级所能通过的频带应越宽。如在本例中,多级通频带 $(2\Delta f_{0.7})_n = 45\text{MHz}$ 不变,计算不同级次单级通频带大小。

当 $n=2$ 时,单级通频带应为 $2\Delta f_{0.7} = \frac{(2\Delta f_{0.7})_n}{\sqrt{2^{\frac{1}{2}} - 1}} = \frac{45}{0.414} \approx 108.7(\text{MHz})$;

当 $n=3$ 时,单级通频带应为 $2\Delta f_{0.7} = \frac{(2\Delta f_{0.7})_n}{\sqrt{2^{\frac{1}{3}} - 1}} = \frac{45}{0.26} \approx 173(\text{MHz})$ 。

当电路参数给定时, $2\Delta f_{0.7}$ 越大,则 Q_L 值越低,则单级增益越低。加宽通频带是以降低增益为代价的。

由式(3.3.10)可列出 $K_{r0.1}$ 与 n 的关系见表 3.3.1。

表 3.3.1 $K_{r0.1}$ 与 n 的关系

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	∞
$K_{r0.1}$	9.95	4.8	3.75	3.4	3.2	3.1	3.0	2.94	2.92	2.9	2.56

由表 3.3.1 可见,当级数 n 增加时,放大器的矩形系数有所改善。但是,这种改善是有限的。级数越多, $K_{r0.1}$ 的变化越缓慢,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。

因此,单调谐回路放大器的选择性较差,增益和通频带的矛盾比较突出,为了解决此问题和改善选择性,可采用双调谐回路和参差调谐放大器。

3.4 双调谐回路谐振放大器

单调谐回路放大器的选择性较差,增益和通频带的矛盾比较突出,为此,可采用双调谐回路放大器。

下面对双调谐回路频率特性进行分析,图 3.4.1 为双调谐回路放大器及其等效电路。

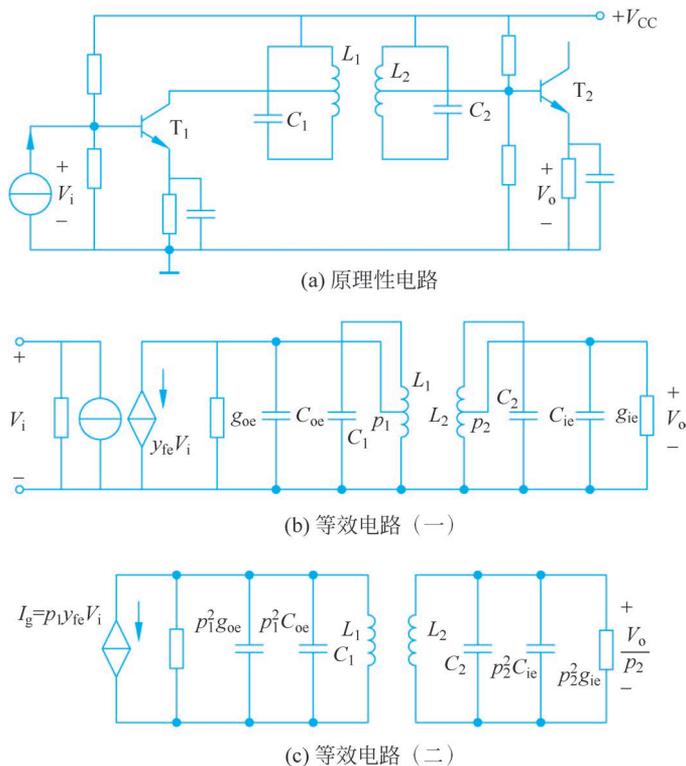


图 3.4.1 双调谐回路放大器及其等效电路

在实际应用中,初级、次级回路都调谐到同一中心频率。为了分析方便,假设两个回路元件参数都相同,晶体管的输入和输出导纳分别为 g_{oe} 、 g_{ie} ,电感 $L_1=L_2=L$,初级、次级回路接入系数分别为 p_1 、 p_2 ,初级、次级回路总电容 $C_1+p_1^2C_{oe} \approx C_2+p_2^2C_{ie}=C$,折合到初级、次级回路的导纳 $p_1^2g_{oe} \approx p_2^2g_{ie}=g$,回路谐振角频率 $\omega_1=\omega_2=\omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC}}$,初级回路有载品质因数 $Q_{L_1}=Q_{L_2} \approx \frac{1}{g\omega_0L}=\frac{\omega_0C}{g}$,耦合系数 $\eta=kQ_L$,其中 $k=\frac{M}{L}$,广义失谐量 $\xi=\frac{\omega_0C}{g}\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)$ 。

$$p_1 y_{fe} V_i = -V_1 g - V_1 j\omega C + \frac{V_0}{p_2} \frac{1}{j\omega L} \cdot j\omega M \cdot \frac{1}{j\omega L} \quad (3.4.1)$$

$$0 = \frac{V_0}{p_2} g + \frac{V_0}{p_2} j\omega C - \frac{V_1}{j\omega L} \cdot j\omega M \cdot \frac{1}{j\omega L} \quad (3.4.2)$$

结合式(3.4.1)和式(3.4.2)可计算得出电压增益:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{j\eta p_1 p_2 y_{fe}}{g \sqrt{(1 - \xi^2 + \eta^2)^2 + 4\xi^2}} \quad (3.4.3)$$

$$|A_v| = \frac{\eta p_1 p_2 y_{fe}}{g \sqrt{(1 - \xi^2 + \eta^2)^2 + 4\xi^2}} \quad (3.4.4)$$

$$A_{vo} = \frac{j\eta p_1 p_2 y_{fe}}{g(1 + \eta^2)} \quad (3.4.5)$$

$$|A_{vo}| = \frac{\eta p_1 p_2 |y_{fe}|}{g(1 + \eta^2)} \quad (3.4.6)$$

(1) 当 $\eta < 1$ 时, 谐振曲线在 f_0 处出现峰值,

$$|A_{vo}| = \frac{\eta p_1 p_2 |y_{fe}|}{(1 + \eta^2)g} \quad (3.4.7)$$

(2) 当 $\eta = 1$ 时, $|A_{vo}| = \frac{p_1 p_2 |y_{fe}|}{2g}$, 谐振曲线平坦; $\frac{A_v}{A_{vo}} = \frac{2}{\sqrt{4 + \xi^4}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 。由 $\xi = \sqrt{2}$,

$\xi = Q_L \frac{2\Delta f_{0.7}}{f_0}$, 可得

$$2\Delta f_{0.7} = \sqrt{2} \frac{f_0}{Q_L} \quad (3.4.8)$$

所以, 双耦合通频带是单耦合通频带的 $\sqrt{2}$ 倍。

(3) 当 $\eta > 1$ 时, 出现双峰, $\xi = \pm\sqrt{\eta^2 - 1}$,

$$|A_{vo}| = \frac{p_1 p_2 |y_{fe}|}{2g} \quad (3.4.9)$$

由双调谐回路频率特性的分析, 可知

$$2\Delta f_{0.7(\text{单调})} = \frac{f_0}{Q_L} \quad (3.4.10)$$

$$K_{r0.1(\text{双调})} = \sqrt[4]{10^2 - 1} < K_{r0.1(\text{单调})} \quad (3.4.11)$$

$$2\Delta f_{0.7(\text{双调})} = \sqrt{2} \frac{f_0}{Q_L} > 2\Delta f_{0.7(\text{单调})} \quad (3.4.12)$$

$$K_{r0.1(\text{单调})} = \sqrt{10^2 - 1} \quad (3.4.13)$$

图 3.4.2 画出了不同 η 双调谐回路放大器的谐振曲线。可见, 相对单调谐回路, 采用双调谐回路可改善选择性和提高带宽。

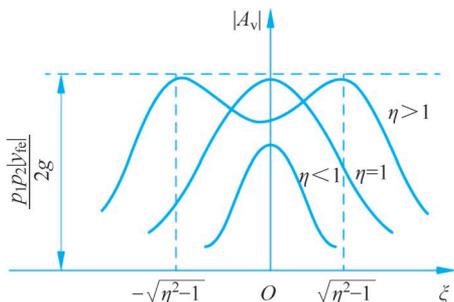


图 3.4.2 不同 η 双调谐回路放大器的谐振曲线

3.5 谐振放大器的稳定性与稳定措施

3.5.1 谐振放大器的稳定性

以上分析假定 $y_{re}=0$, 即输出电路对输入端没有影响, 放大器工作于稳定状态。下面讨论内反馈 y_{re} 对谐振放大器稳定性的影响。

1. 自激振荡的产生

下面以输入导纳的影响为例讨论自激振荡的产生。如果放大电路输入端也接有谐振回路(或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后(假定耦合方式是全部接入), 图 3.5.1 为放大器的等效输入端回路。

$$y_i = y_{ie} - \frac{y_{re}y_{fe}}{y_{oe} + Y'_L} = y_{ie} + Y_F \quad (3.5.1)$$

实际电路中, $y_{ie} = g_{ie1} + j\omega C_{ie1}$, $Y_F = g_F + jb_F$ 。其中, g_F 和 b_F 分别为电导部分和电纳部分。它们除与 y_{fe} 、 y_{re} 、 y_{oe} 和 Y'_L 有关外, 还是频率的函数, 随着频率的不同而发生变化。图 3.5.2 给出了反馈电导 g_F 随频率变化的关系曲线。 g_F 改变回路的等效品质因数 Q_L 值, 后者会引起回路的失谐, 这些都会影响放大器的增益、通频带和选择性, 甚至使谐振曲线产生畸变。

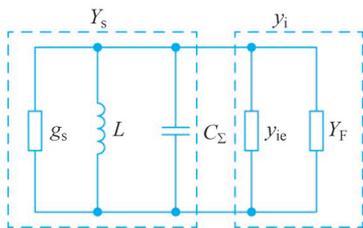


图 3.5.1 放大器等效输入端回路

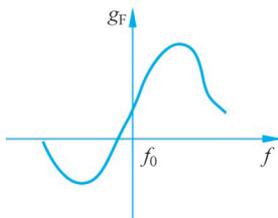


图 3.5.2 反馈电导 g_F 随频率变化的关系曲线

2. 自激产生的原因

如果反馈电导为负值, 使回路的总电导减小, Q_L 增加, 通频带减小, 增益也随损耗的减小而增加。这可理解为负电导 g_F 提供回路能量, 出现正反馈。 g_F 的幅值越大, 这种影响越严重。如果反馈到输入端的电导 g_F 的负值恰好抵消了回路原有的电导 $g_s + g_{ie1}$ 的正值, 那么 $g_\Sigma = g_s + g_{ie1} + g_F = 0$ 可能存在, 即发生自激振荡现象, 使放大器不稳定。

3. 自激产生的条件

这里讨论输入导纳引起放大器自激振荡的条件。当总导纳 $Y_s + y_i = 0$ 时, 表示放大器的反馈能量抵消了回路损耗的能量, 且电纳部分也恰好抵消时, 放大器产生自激。所以, 放大器产生自激的条件为

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

即

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

$$\text{令 } Y_1 = Y_s + y_{ie} = |Y_s + y_{ie}| e^{j\Phi_1}, Y_2 = Y'_L + y_{oe} = |Y'_L + y_{oe}| e^{j\Phi_2}。 \quad (3.5.4)$$

自激条件分为幅值和相位两个条件:

(1) 相位条件

$$\Phi_1 + \Phi_2 = \varphi_{re} + \varphi_{fe} \pm 2n\pi \quad (n=0,1,2,\dots) \quad (3.5.5)$$

(2) 幅值条件

$$\frac{|Y_s + y_{ie}| |y_{oe} + Y'_L|}{|y_{fe}| |y_{re}|} = 1 \quad (3.5.6)$$

不发生自激的条件

$$g_\Sigma = g_s + g_{ie} + g_F > 0 \quad (3.5.7)$$

$$g_\Sigma = g_s + g_{ie} + g_F = |Y_s + y_{ie}| \cos\Phi_1 - \left| \frac{y_{fe}y_{re}}{y_{oe} + Y'_L} \right| \cos\Phi_2 > 0 \quad (3.5.8)$$

稳定系数

$$S = \frac{|Y_s + y_{ie}| |y_{oe} + Y'_L|}{|y_{fe}| |y_{re}|} = \frac{(g_s + g_{ie})(g_L + g_{oe})}{|y_{fe}| |y_{re}| \cos\Phi_1 \cos\Phi_2} \quad (3.5.9)$$

如果 $S=1$, 那么放大器可能产生自激振荡; 如果 $S \gg 1$, 那么放大器不会产生自激。 S 越大, 放大器离开自激状态就越远, 工作就越稳定。

4. 稳定性分析

根据上面分析, 放大器稳定的条件为

$$S = \frac{(g_s + g_{ie})(g_L + g_{oe})}{|y_{fe}| |y_{re}| \cos\Phi_1 \cos\Phi_2} > 1 \quad (3.5.10)$$

假设放大器输入与输出回路相同, 有

$$Y_s + y_{ie} = Y'_L + y_{oe} \quad (3.5.11)$$

即 $g_s + g_{ie} = g_L + g_{oe} = g$; $\Phi_1 = \Phi_2 = \Phi$, 则稳定系数为

$$\begin{aligned} S &= \frac{(g_s + g_{ie})(g_L + g_{oe})}{|y_{fe}| |y_{re}| \cos^2\Phi} = \frac{g^2}{|y_{fe}| |y_{re}| \cos^2\frac{y_{fe} + y_{re}}{2}} \\ &= \frac{2g^2}{|y_{fe}| |y_{re}| [1 + \cos(y_{fe} + y_{re})]} \end{aligned}$$

稳定系数与放大器的输入电阻、输出电阻和放大器相位有关, 实际上, 由于工作频率 $f \ll f_T$, $y_{fe} \approx g_m$, 因此 $\varphi_{fe} \approx 0$ 。并假定 $g_s + g_{ie} = g_L + g_{oe} = g$, 稳定系数 S 为

$$S = \frac{2g^2}{|y_{fe}| \omega C_{re}} \quad (3.5.12)$$

考虑全部接入, 即 $p_1 = p_2 = 1$, $A_{vo} = -\frac{y_{fe}}{g_\Sigma}$, $g_\Sigma = g$, 放大器的电压增益为

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

式(3.5.13)说明增益和稳定性为一对矛盾, 通常选 S 为 $5 \sim 10$ 。取 $S=5$, 得到

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

3.5.2 单向化

由于晶体管内部 $b'c$ 之间存在结电阻和结电容,因此后端 ce 对前端 $b'e$ 产生内反馈电阻 y_{re} ,所以它是一个“双向元件”,如图 3.5.3 所示。作为放大器工作时, y_{re} 的反馈作用可能引起放大器工作的不稳定。消除 y_{re} 的反馈,变“双向元件”为“单向元件”,这个过程称为单向化,也称中和法、失配法。如图 3.5.4 所示,当 $y_{re}=0$ 时,就消除了后向反馈 F 的作用,此时,只要考虑晶体管前向 A 的放大作用,放大器的稳定性得到提高。

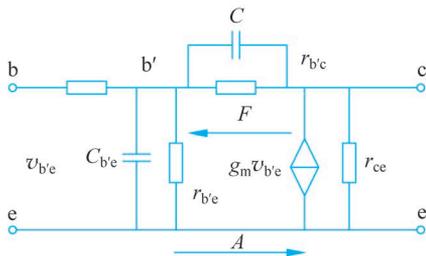


图 3.5.3 放大器的双向作用

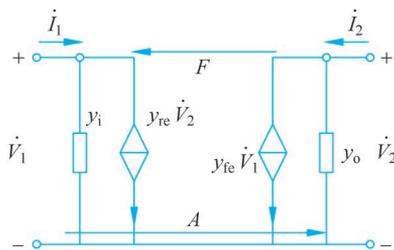


图 3.5.4 放大器的单向作用

1. 不发生自激的条件

避免自激的最简单做法是在回路两端并联电阻,即增加损耗。这就是“失配法”。如果把负载导纳 Y'_L 取得比晶体管 y_{oe} 大得多,即 $Y'_L \gg y_{oe}$,那么输入导纳

$$y_i = y_{ie} - \frac{y_{fe}y_{re}}{y_{oe} + Y'_L} = y_{ie} + Y_F \approx y_{ie} \quad (3.5.15)$$

如果把信号源导纳 Y_s 取得比晶体管 y_{ie} 大得多,则输出导纳为

$$y_o = \frac{I_c}{V_c} \Big|_{I_s=0} = y_{oe} - \frac{y_{fe}y_{re}}{y_{ie} + Y_s} \approx y_{oe} \quad (3.5.16)$$

因此,所谓“失配”,是指信号源内阻不与晶体管输入阻抗匹配;晶体管输出端负载阻抗不与本级晶体管的输出阻抗匹配。

2. 稳定系数

$$S = \frac{|Y_s + g_{ie}| |Y'_L + y_{oe}|}{|y_{fe}| |y_{re}|} > 1 \quad (3.5.17)$$

可知,当 $Y_s \gg y_{ie}$ 和 $Y'_L \gg y_{oe}$ 时,稳定系数 S 大大增加。

$$(A_{vo})_s = \sqrt{\frac{|y_{fe}|}{2.5\omega_0 C_{re}}} \quad (3.5.18)$$

$$A_{vo} = -\frac{p_1 p_2 y_{fe}}{g_\Sigma} = -\frac{p_1 p_2 y_{fe}}{g_p + p_1^2 g_{oe1} + p_2^2 g_{ie2}} \quad (3.5.19)$$

但同时,增益必须减小。实际上,增益随 g_L 的增加而减小。

3. 典型电路

失配法的典型电路是共射-共基级联放大器,其交流等效电路如图 3.5.5 所示。

图 3.5.5 中由两个晶体管组成级联电路,前一级是共射电路,后一级是共基电路。由于共基电路的特点是输入阻抗很低(输入导纳很大)和输出阻抗很高(输出导纳很小),当它和共射电路连接时,相当于共射放大器的负载导纳很大。在 $Y'_L \gg y_{oe}$ 时, $Y_i \approx y_{ie}$,即晶体管内部的影响相应地减弱,甚至可以不考虑内部反馈的影响,因此,放大器的稳定性就得到提高。所以共射-共基级联放大器的稳定性比一般共射放大器的稳定性高得多。共射极在负载导纳很大的情况下,虽然电压增益很小,但电流增益仍很大,而共基极虽然电流增益接近 1,但电压增益较大,因此级联后功率增益较大。

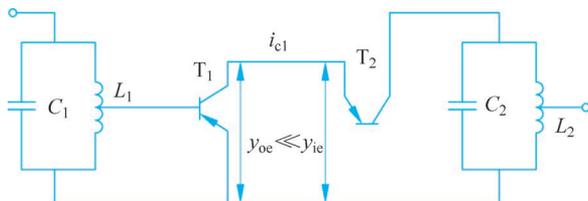


图 3.5.5 共射-共基级联放大器的交流等效电路

3.6 谐振放大器的常用电路和集成电路谐振放大器

图 3.6.1 为国产某调幅通信机接收部分所采用的二级中频放大器电路。第一级中频放大器由晶体管 T_1 和 T_2 组成共射-共基级联电路,电源电路采用串馈供电, R_6 、 R_{10} 、 R_{11} 为两个管子的偏置电阻, R_7 为负反馈电阻,用来控制和调整中放增益, R_8 为发射极温度稳定电阻。 R_{12} 、 C_6 为本级中放的去耦电路,防止中频信号电流通过公共电源引起不必要的反馈。变压器 Tr_1 和电容 C_7 、 C_8 组成单调谐回路。

C_4 、 C_5 为中频旁路电容器。人工增益控制电压通过 R_9 加至 T_1 的发射极,改变控制电压(-8V)即可改变本级的直流工作状态,达到增益控制的目的。耦合电容 C_3 至 T_1 的基极之间接的 680Ω 电阻用于防止可能产生寄生振荡,这要根据具体情况设定。

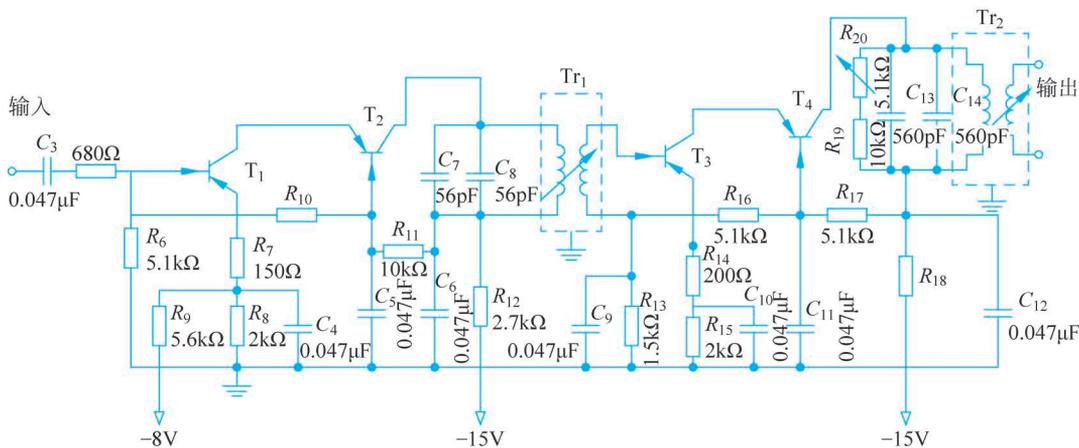


图 3.6.1 二级共射-共基级联中频放大电路

第二级中频放大器由晶体管 T_3 和 T_4 组成共射-共基级联电路,基本上和第一级中放相同,仅回路上多了并联电阻,即 R_{19} 和 R_{20} 的串联值。电阻 R_{19} 和热敏电阻 R_{20} 串

联后作低温补偿,使低温时灵敏度不降低。在调整合适的情况下,应该保持两个管子的管压降接近相等。这时能充分发挥两个管子的作用,使放大器达到最佳的直流工作状态。

除了上述所讲的谐振回路式放大器外,还有非谐振回路式放大器,即由 3.1 节所述的满足选择性和通频带要求的各种滤波器,以及满足放大量的线性放大器组成。采用这种形式有如下优点:

(1) 将选择性回路集中在一起,有利于微型化。例如,采用石英晶体滤波器和线性集成电路放大器后,体积能够做得很小,从而提高了放大器的稳定性。

(2) 稳定性好。对多级谐振放大器而言,因为晶体管的输出和输入阻抗随温度变化较大,所以温度变化时会引起各级谐振曲线形状的变化,影响了总的选择性和通频带。在更换晶体管时也是如此。但集中选择性滤波器仅接在放大器的某一级,因此晶体管的影响很小,提高了放大器的稳定性。

(3) 电性能好。通常将集中选择性滤波器接在放大器组成的低信号电平处(例如,在接收机的混频和中频之间)。这样可大幅度衰减噪声和干扰,从而提高信号噪声比。多级调谐放大器是做不到这一点的。另外,若与多级谐振放大器采用相同的回路数(指 LC 集中选择性滤波器),各回路线圈的品质因数 Q 也相同时,集中选择性滤波器的矩形系数更接近 1,选择性更好。这是由于晶体管的影响很小,所以有效品质因数 Q_L 变化不大。

(4) 便于大量生产。集中选择性滤波器作为一个整体,可单独进行生产和调试,因此缩短了整机生产周期。

如图 3.6.2 所示为国产某通信机中放级采用的窄带差接桥型石英晶体滤波器电路。晶体管 T 为中放级; R_1 、 R_2 、 R_3 和 C_1 、 C_2 组成直流偏置; R_4 、 C_3 组成去耦电路。 J_T 、 C_N 、 L_1 、 L_2 组成滤波电路。 J_T 为石英晶体; C_N 为调节电容器,改变电容量可改变电桥平衡点位置,从而改变通带; L_1 、 L_2 为调谐回路的对称线圈; L_3 和 C_4 组成第二调谐回路。 J_T 、 C_N 、 L_1 、 L_2 组成如图 3.6.3 所示的电桥。

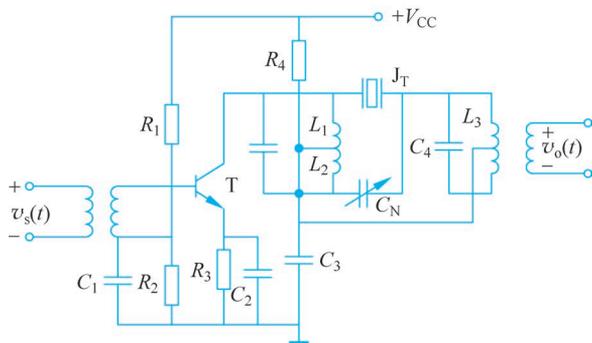


图 3.6.2 窄带石英晶体滤波器电路

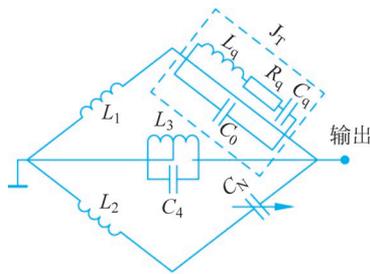


图 3.6.3 窄带石英晶体滤波器等效电桥

当调节 C_N 使 $C_N = C_0$ 时(C_0 为石英晶体的静电容), C_0 的作用被平衡,放大器的输出取决于石英晶体的串联谐振特性。当 $C_N > C_0$ 时,必然在低于 ω_q 的某个频率上晶体所呈现的容抗等于 C_N 的容抗。这时电桥平衡,无输出。当 $C_N < C_0$ 时,必然在高于 ω_p 的某个频率上晶体所呈现的容抗等于 C_N 的容抗。这时电桥平衡,无输出。因此,调节 C_N 可改变通带宽度,让电桥平衡点对准干扰信号频率,致使电桥就对干扰信号衰减

最大。

L_3 和 C_4 组成第二调谐回路,其线圈抽头是可变的,改变抽头(即改变 p^2)可改变等效阻抗的大小,它一方面起着阻抗匹配的作用,另一方面也可适当改变通带,由它影响等效品质因数 Q_L 的值。

图 3.6.4 为国产单片调频调幅收音机集成块中的调幅调频中频放大器。由于直接耦合差分电路可以克服零点漂移,级联时可以省略大容量隔直流电容,且有好的频率特性,所以在实现较大规模的集成电路时,差分电路用得较多。ULN-2204 集成块的中频放大器就是由 5 级差分电路直接级联而成的。前 4 级差分放大(T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 、 T_5 、 T_6 、 T_7 、 T_8)都是以电阻作负载的共集-共基放大电路,它们保证了高频工作时的稳定性;末级差分放大是采用恒流管 T_{11} 的共集-共基放大对管(T_9 和 T_{10})。

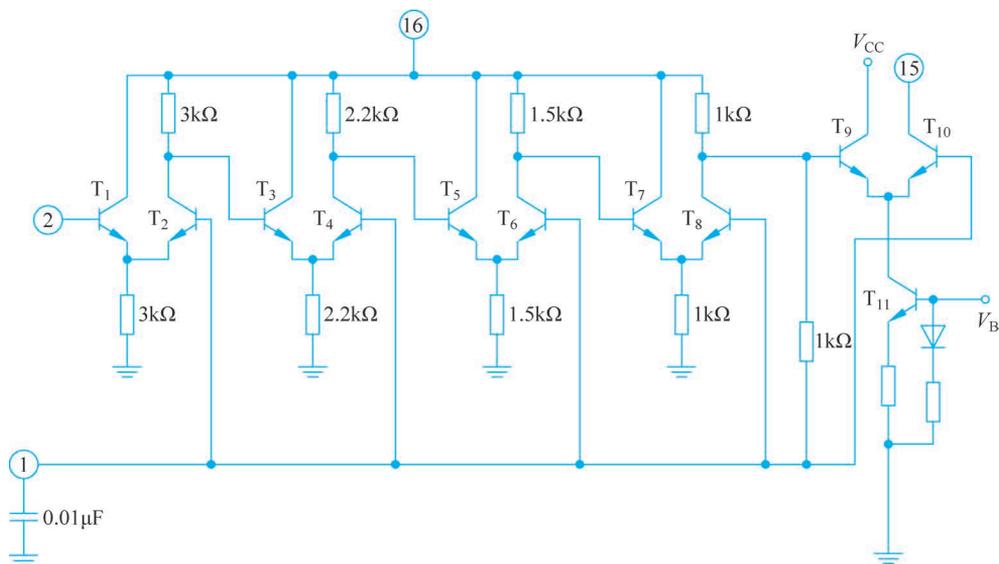


图 3.6.4 ULN-2204 集成块的中频放大器

从调频或调幅变频器输出的各变频分量中,经过集中选择性滤波器,选出调频中频信号(10.7MHz)或调幅中频信号(465kHz),接到放大器的输入端②、①。经放大后,在 T_{10} 管输出端再用集中选择性滤波器作负载并经鉴频或检波检出音频信号。放大器的各级直流电源接图 3.6.4 中的⑬。 V_{CC} 、 V_B 分别由集成电路中的控制电路及稳压电路供给。

如图 3.6.5 所示为电视接收机的图像中频放大器和 AGC(Automatic Gain Control, 自动增益控制)集成块(HA1144)中的图像中放部分。图像中放由两级放大器组成, $T_9 \sim T_{14}$ 和 T_{16} 构成第一级中放, T_{16} 为电流源和 AGC 受控级。其中, T_9 、 T_{11} 和 T_{10} 、 T_{12} 构成共集-共射组合管的差分放大电路。采用这种组合管可以提高放大器的输入阻抗,以减少调谐器(高频头)的负载。

由于电容 $2C_{28}$ 把信号旁路接地,所以中频信号为单端输入,经⑫脚送至 T_9 的基极,信号经差分对 T_{11} 和 T_{12} 放大后,分别由它们的集电极输送到①脚和⑭脚。 $2L_6$ 与第一中放级的输出和第二中放级的输入电容以及外接的 12pF 构成低 Q 带通谐振回路。 $T_1 \sim T_6$ 和 T_{15} 构成第二中放级。 T_{15} 为电流源, T_3 和 T_4 构成对称的射极跟随输入级。 T_5 、 T_6 以及 T_1 、 T_2 构成差分式共射共基电路。③脚和④脚为第二中放级的输出,接平

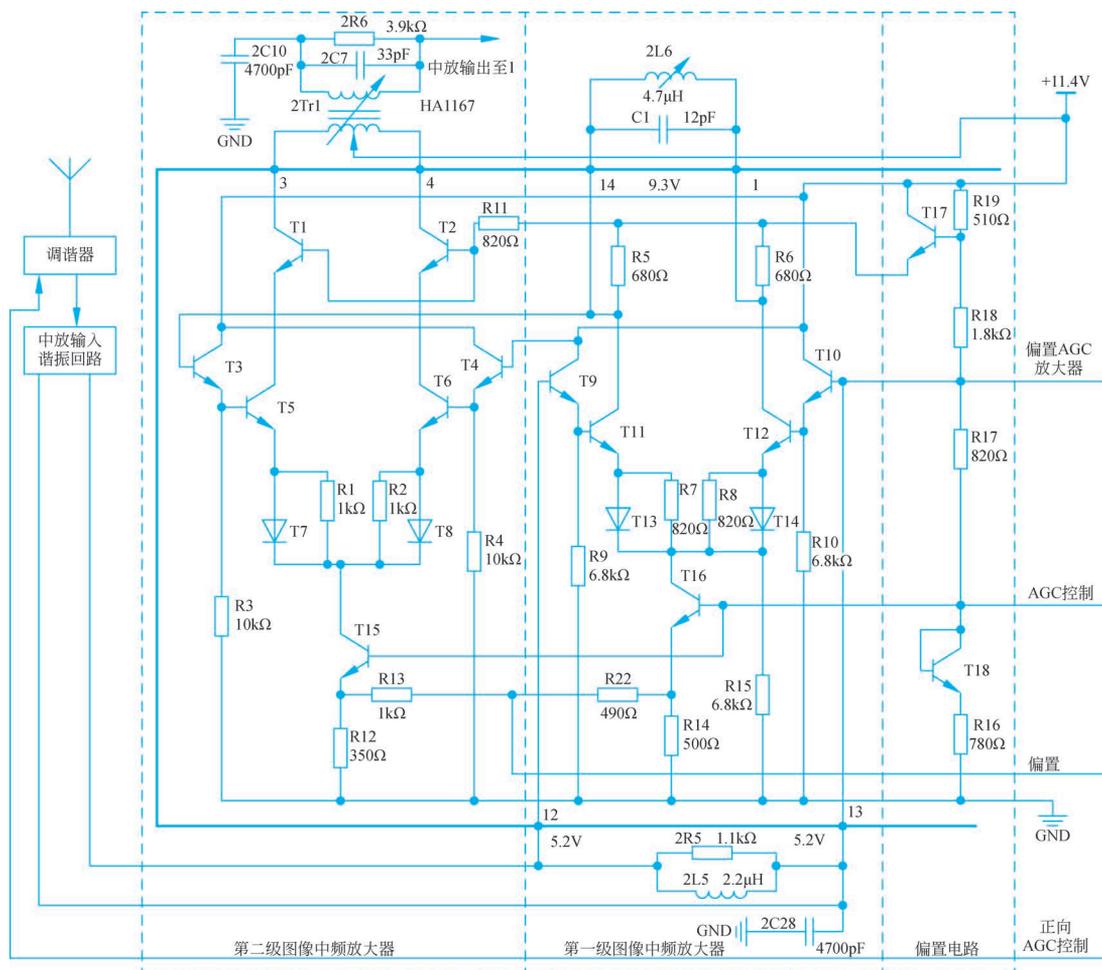


图 3.6.5 电视接收机的图像中频放大器和自动增益控制集成块(HA1144)中的图像中放部分

衡式耦合变压器 $2Tr_1$ 的初级。第二中放级为双端输入和双端输出的变型差分电路。变压器 $2Tr_1$ 的次级一端通过 $2C_{10}$ 接底板,即由双端变为单端输出,然后接至集成块 HA1167(由第三图像中放、视频检波、消隐、自动杂波抑制、同步分离和 AGC 电压检波电路组成)。

另外, T_{11} 、 T_{12} 和 T_5 、 T_6 都加有自动增益控制(AGC)。 T_{17} 、 T_{18} 和 T_{33} (在集成块另外部分)以及电阻 R_{16} 、 R_{17} 、 R_{18} 和 R_{19} 构成内稳压电源和偏置网络。

3.7 谐振放大器的噪声

3.7.1 内部噪声的源与特点

放大器的内部噪声主要是由电路中的电阻、谐振回路和电子器件内部所具有的带电微粒无规则运动所产生的。

这种无规则运动具有起伏噪声的性质,是一种随机过程,即在同一时间范围($0 \sim T$)内,本次观察和下一次观察会得出不同的结果。

随机过程的特征通常用它的平均值、均方值、频谱或功率谱来描述。

1. 起伏噪声电压的平均值

图 3.7.1 为起伏噪声电压平均值示意图。设 $v_n(t)$ 为起伏噪声电压,起伏噪声的平均值为 \bar{v}_n ,它代表 $v_n(t)$ 的直流分量, \bar{v}_n 可表示为

$$\bar{v}_n = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T v_n(t) dt \quad (3.7.1)$$

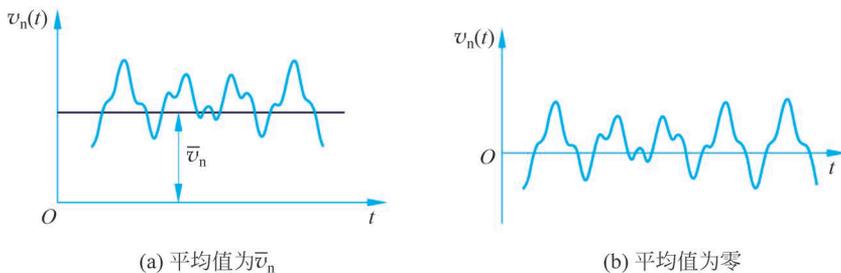


图 3.7.1 起伏噪声电压的平均值

2. 起伏噪声电压的均方值

设噪声的起伏强度为 $\Delta v_n(t) = v_n(t) - \bar{v}_n$, $\Delta v_n(t)$ 是随机的,有时为正,有时为负,长时间的 $\Delta v_n(t)$ 的平均值为零。将 $\Delta v_n(t)$ 平方后取其平均值,称为起伏噪声电压的均方值或称为方差,以 $\overline{\Delta v_n^2(t)}$ 表示,即

$$\overline{\Delta v_n^2} = \overline{[v_n(t) - \bar{v}_n]^2} = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_0^T [\Delta v_n(t)]^2 dt \quad (3.7.2)$$

3. 非周期噪声电压的频谱

起伏噪声电压是一种随机过程,其对应频谱也是随机过程,没有确定的描述。设电子器件的工作频率随时间的变化为 $f(t)$,对于一个脉冲宽度为 τ 、振幅为 1 的单个噪声矩形脉冲,其振幅频谱密度为

$$|F(\omega)| = \tau \frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2} = \frac{1}{\pi f} \sin(\pi f t) \quad (3.7.3)$$

由于电阻和电子器件所产生的单个脉冲宽度 τ 极小,在整个无线电频率 f 范围内, τ 远小于信号周期 T , $T = 1/f$,因此 $\pi f \tau = \pi\tau/T \ll 1$, $\sin(\pi\tau) \approx \pi\tau$,式(3.7.3)转换为 $|F(\omega)| \approx \tau$,表示单个噪声脉冲电压的振幅频谱密度 $|F(\omega)|$ 在整个无线电频率范围内可被看作平等的。

4. 起伏噪声的功率谱

起伏噪声的功率谱表示为

$$\overline{\Delta v_n^2(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} P = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_0^T v_n^2(t) dt = \int_0^\infty S(f) df \quad (3.7.4)$$

式中, $S(f)$ 称为噪声功率谱密度, $S(f) = 4kTR$,单位为 W/Hz。由于起伏噪声的频谱在极宽的频带内具有均匀的功率谱密度,因此起伏噪声也称为白噪声。白噪声是指在某一个频率范围内, $S(f)$ 保持为常数。

3.7.2 电阻热噪声

电阻中的带电微粒(自由电子)在一定温度下,受到热激发后,在导体内部做大小和方向都无规则的热运动。

若以 $S(f)$ 表示电阻的热噪声的功率谱密度,电阻热运动理论和实践证明 $S(f) = 4kTR$ 。由于功率谱密度表示单位频带内的噪声电压均方值,故噪声电压均方值为 $\overline{v_n^2} = 4kTR\Delta f_n$, 噪声电流均方值为 $\overline{i_n^2} = 4kTG\Delta f_n$ 。以上各式中, k 为玻耳兹曼常量, T 为电阻的绝对温度, Δf_n 为电路的等效噪声带宽, R (或 G) 为 Δf_n 内的电阻 (或电导) 值。把电阻 R 看作一个噪声电压源或电流源与一个理想无噪声的电阻串联 (或并联), 图 3.7.2 为电阻的噪声等效电路。

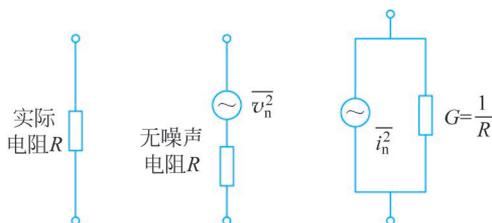


图 3.7.2 电阻的噪声等效电路

3.7.3 天线热噪声

天线等效电路由辐射电阻 R_A 和电抗 X_A 组成, $Z_A = R_A + jX_A$ 。在热平衡状态下, 噪声电压的均方值 $\overline{v_n^2} = 4kT_A R_A \Delta f_n$, T_A 为天线等效噪声温度。若天线无方向性, 且处于绝对温度为 T 的无界限均匀介质中, 则 $\overline{v_n^2} = 4kTR\Delta f_n$ 。

3.7.4 晶体管的噪声

晶体管的噪声主要有热噪声、散粒噪声、分配噪声和 $1/f$ 噪声。晶体管工作在高频且为共基极电路时, 包括噪声电流与电压源的 T 型等效电路如图 3.7.3 所示。

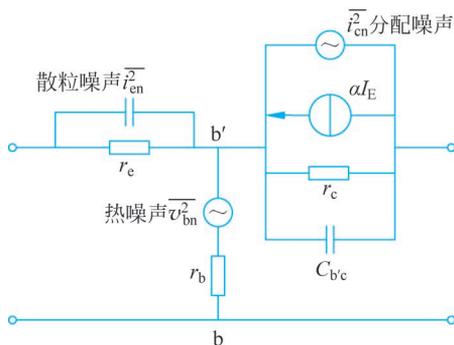


图 3.7.3 包括噪声电流与电压源的 T 型等效电路

在图 3.7.3 中, $r_c = r_{b'c}$, $r_e = r_{b'e}(1 - \alpha_0)$, $r_b = r_{bb'}$, $g_m = \frac{\alpha_0}{r_e}$, α_0 相当于零频率的共

基极状态的电流放大系数。在基极中的噪声源是 r_b 中的热噪声,其噪声均方值为

$$\overline{v_{bn}^2} = 4kTr_b\Delta f_n \quad (3.7.5)$$

发射极臂中的噪声电流源表示载流子不规则运动所引起的散粒噪声,其值为

$$\overline{i_{en}^2} = 2qI_E\Delta f_n \quad (3.7.6)$$

式中, q 是电子电荷, I_E 分别是集电极和发射极直流电流,单位为 A。在集电极中的噪声电流表示少数载流子复合不规则所引起的分配噪声,其值为

$$\overline{i_{cn}^2} = 2qI_C\left(1 - \frac{|\alpha|^2}{\alpha_0}\right)\Delta f_n \quad (3.7.7)$$

式中, α 为共基极状态的电流放大系数, I_C 为集电极直流电流,单位为 A。晶体管基极臂中是热噪声,发射臂中是散粒噪声,集电极臂中是分配噪声。

3.8 噪声的表示和计算方法

1. 噪声系数

放大器的输出噪声功率 P_{no} 由两部分组成: $P_{no1} = P_{ni}A_P$, 其中 $A_P = P_{so}/P_{si}$ 为放大器的功率增益, P_{so} 与 P_{si} 分别为信号源输入功率和输出功率; P_{no2} 为放大器本身产生的噪声在输出端呈现的噪声功率。因此 $P_{no} = P_{no1} + P_{no2}$ 。噪声系数定义为放大器的总噪声与输入端的噪声之比。

$$F_n = \frac{P_{no}}{P_{no1}} = 1 + \frac{P_{no2}}{P_{no1}} \quad (3.8.1)$$

因此, $F_n > 1$, F_n 越大,表示放大器本身产生的噪声越大。

为了计算和测量方便,噪声系数也可以用额定功率和额定功率增益的关系来定义。额定功率是指信号源所能提供的最大增益。额定功率大小为

$$P'_{si} = \frac{V_s^2}{4R_s} \quad (3.8.2)$$

输入端的噪声功率大小为

$$P'_{ni} = \frac{\overline{v_n^2}}{4R_s} = kT\Delta f_n \quad (3.8.3)$$

其中,噪声电压均方值为 $\overline{v_n^2} = 4kTR_s\Delta f$ 。

2. 噪声温度

对于如图 3.8.1 所示的放大器线性四端口网络,额定功率增益是指放大器(或线性四端口网络)的输入端和输出端分别匹配时(即 $R_s = R_i, R_o = R_L$)的功率增益,即

$$A_{PH} = \frac{P'_{so}}{P'_{si}} \quad (3.8.4)$$

当放大器不匹配时,仍然存在额定功率增益。因此,噪声系数 F_n 也可以定义为

$$F_n = \frac{P'_{si}/P'_{si}}{P'_{so}/P'_{no}} \quad (3.8.5)$$

综合式(3.8.3)、式(3.8.4)和式(3.8.5),得到

$$F_n = \frac{P'_{no}}{kT\Delta f_n A_{PH}} \quad (3.8.6)$$

上述四端口网络中表示放大器内部噪声的另一种方法是将内部噪声折算到输入端,放大器本身则被认为是没有噪声的理想器件。

$$P'_{ni} = kT\Delta f_n, \quad P''_{ni} = kT_i\Delta f_n \quad (3.8.7)$$

$$F_n = \frac{P_{no}}{P_{no1}} = 1 + \frac{P_{no2}}{P_{no1}} = 1 + \frac{kT_i\Delta f_n}{kT\Delta f_n} = 1 + \frac{T_i}{T} \quad (3.8.8)$$

$$P_{no2} = A_{PH2}P_{no1} + A_{PH2}kT\Delta f_n(F_{n2} - 1) \quad (3.8.9)$$

其中, T_i 为噪声温度, 且 $T_i = (F_n - 1)T$ 。

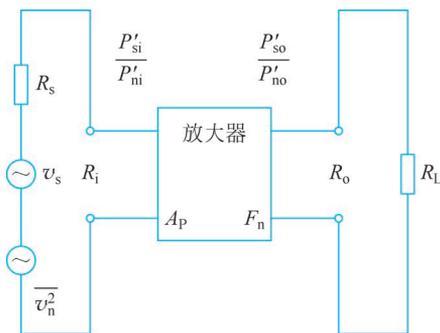


图 3.8.1 表示额定功率和噪声系数定义的电路

3. 多级放大器的噪声系数

图 3.8.2 为二级级联放大器示意图。图中两级额定功率增益和噪声系数分别为 A_{PH1} 、 F_{n1} 和 A_{PH2} 、 F_{n2} , 通频带均为 Δf_n 。放大器的噪声系数定义为

$$F_n = 1 + \frac{\text{放大器自身的噪声功率}}{\text{放大的信号源噪声功率}} = 1 + \frac{P_{no1}}{A_{PH}kT\Delta f} \quad (3.8.10)$$

$$F_1 = \frac{P_{no1}}{A_{PH1}kT\Delta f} \quad (3.8.11)$$

$$F_{1,2} = \frac{P_{no2}}{A_{PH1}A_{PH2}kT\Delta f} = F_{n1} + \frac{(F_{n2} - 1)}{A_{PH1}} \quad (3.8.12)$$

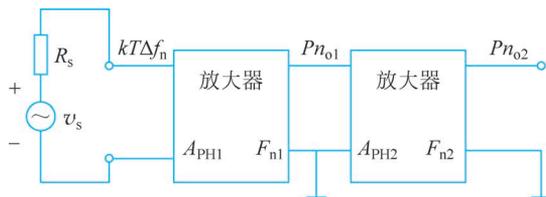


图 3.8.2 二级级联放大器示意图

采用同样的方法, 可以求得 n 级级联放大器的噪声系数为

$$(F_n)_{1,2,\dots,n} = F_{n1} + \frac{(F_{n2} - 1)}{A_{PH1}} + \frac{(F_{n3} - 1)}{A_{PH1} \cdot A_{PH2}} + \dots + \frac{(F_{nn} - 1)}{A_{PH1} \cdot A_{PH2} \cdot \dots \cdot A_{PHn} - 1} \quad (3.8.13)$$

可见,多级放大器总的噪声系数主要取决于第一级和第二级,最关键的是第一级,不仅要求它的噪声系数低,而且要求它的额定功率增益尽可能高。

4. 灵敏度

当系统的输出信噪比(P_{so}/P_{no})给定时,有效输入信号功率 P'_{si} 称为系统灵敏度,与之相对应的输入电压称为最小可检测信号。

5. 等效噪声频带宽度

设四端口网络的电压传输系数为 $A(f)$,输入端的噪声功率谱密度为 $S_i(f)$,则输出端的噪声功率谱密度为 $S_o(f) = A^2(f)S_i(f)$ 。定义等效噪声频带宽度 Δf_n 为噪声功率相等时所对应的噪声频带宽度。可以推导出 Δf_n 的表达式为

$$\frac{\int_0^f A^2(f)df}{A^2(f_0)}df = \Delta f_n \quad (3.8.14)$$

6. 减小噪声系数的措施

减小噪声系数的措施是选用低噪声元器件。对晶体管而言,尽可能选择内电阻和噪声系数比较小的晶体管;还可以采用场效应管作放大器和混频器,因为场效应管的噪声水平低,尤其是砷化镓金属半导体场效应管,它的噪声系数可低至 $0.5 \sim 1\text{dB}$ 。减小噪声的措施有以下几方面:

一是正确选择晶体管放大级的直流工作点。晶体管的静态电流的变化会对噪声系数产生一定的影响。当参数选择合适时,满足最佳条件,可使噪声达到最小值。

二是选择合适的信号源内阻 R_s 。信号源内阻 R_s 变化,也会影响噪声系数。晶体管共射和共基电路在高频工作时,最佳内阻为几十欧姆到三四百欧姆,频率更高,最佳内阻更小。在较低频段,最佳内阻为 $500 \sim 2000\Omega$,它和共发射极输入电阻相近,采用共发射极放大器电路时,不仅可获得最小噪声系数,同时还能得到最大功率增益。在较高频工作频段时,最佳内阻和共基极放大器的输入电阻相近,可使用共基极放大器电路,使最佳内阻和输入电阻相等,获得最小噪声系数和最大功率增益。

三是选择合适的工作带宽。接收机或放大器的带宽增加,内部噪声增大,因此必须选择合适的带宽,既能满足信号通过时对失真的要求,又可避免信噪比下降。

四是选用合适的放大电路。可以选择本章介绍的共射-共基级联放大器、共源-共栅级联放大器,它们都是优良的高稳定和低噪声电路。



视频

科普三 数字世界的桥梁: Sora 与语义网络的融合



参考文献



思考题与习题

3.1 为什么高频小信号放大器考虑阻抗匹配问题？小信号放大器的主要质量指标有哪些？设计时遇到的主要问题是什么？如何解决？晶体管高频小信号放大器为什么采用共发射极电路？

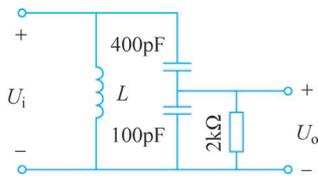
3.2 某晶体管在 $V_{CE}=10\text{V}$, $I_E=1\text{mA}$ 时的 $f_T=250\text{MHz}$, 且 $r_{bb'}=70\Omega$, $C_{b'c}=3\text{pF}$, $\beta_0=40$ 。求该管在频率 $f=10\text{MHz}$ 共射电路的 y 参数。

3.3 有一放大器的功率增益为 15dB , 带宽为 100MHz , 噪声系数为 3dB 。若将其连接到等效噪声温度为 800K 的解调器前端, 则整个系统的噪声系数和等效噪声温度为多少？

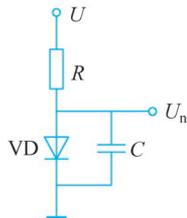
3.4 接收机带宽为 3kHz , 输入阻抗为 50Ω , 噪声系数为 6dB , 将总衰减为 4dB 的电缆连接到天线。假设各接口均匹配, 为了使接收机输出信噪比为 10dB , 则最小输入信号应为多大？

3.5 如图所示为一电容抽头的并联振荡回路, 谐振频率为 1MHz , $C_1=400\text{pF}$, $C_2=100\text{pF}$, 求回路电感 L 。若 $Q_0=100$, $R_L=2\text{k}\Omega$, 求回路的 Q_L 值。

3.6 如图所示噪声产生电路, 其中 VD 为硅管。已知直流电压 $U=10\text{V}$, $R=20\text{k}\Omega$, $C=100\text{pF}$, 求等效噪声带宽 B_n 和输出噪声电压均方值。



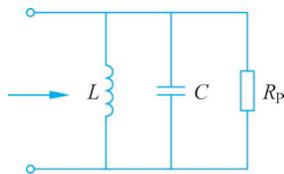
思考题与习题 3.5 图



思考题与习题 3.6 图

3.7 某接收机等效噪声带宽近似为信号带宽, 约 50kHz , 输出信噪比为 12dB , 要求接收机的灵敏度为 1pW , 问: 接收机的噪声系数应为多大？

3.8 证明如图所示的并联谐振回路的等效噪声带宽为 $\Delta f_n = \frac{\pi f_0}{2Q}$ 。



思考题与习题 3.8 图

3.9 当接收机线性极输出端的信号功率对噪声功率的比值超过 40dB 时, 接收机会输出令人满意的结果。该接收机输入级的噪声系数是 12dB , 损耗为 7dB , 下一级的噪声系数为 2dB , 并具有较高的增益。若输入信号对噪声功率的比为 1×10^5 , 问: 这样的接收机构成是否满足要求? 需要前置放大器吗? 若前置放大器增益为 20dB , 则其噪声系数是多少?

3.10 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, 则可不考虑? 使高频晶体管稳定工作的要素有哪些?