第 3 章 高频小信号放大器

CHAPTER 3

本章主要内容

- 高频小信号放大器的性能指标。
- 晶体管高频小信号等效电路。
- 单调谐回路及双调谐回路谐振放大器。
- 谐振放大器的稳定性。
- 集中选频放大器及放大器中的噪声。

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

3.1 概述

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

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

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

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

对高频小信号放大器提出如下指标。

1. 增益

放大器输出电压（或功率）与输入电压（或功率）之比，称为放大器的增益（Gain）或放大

倍数，用 A_v（或 A_p）表示（有时以分贝数计算）。我们希望每级放大器在中心谐振频率及通频带处的增益尽量大，使满足总增益时级数尽量少。放大器增益的大小，取决于所用的晶体管、要求的通频带宽度、是否良好的匹配及稳定工作等参数。

2. 通频带

由于放大器放大的一般都是已调制的信号，而已调制的信号都具有一定的频谱宽度，所以放大器必须有一定的通频带（Passband），以便让信号中必要的频谱分量通过放大器。

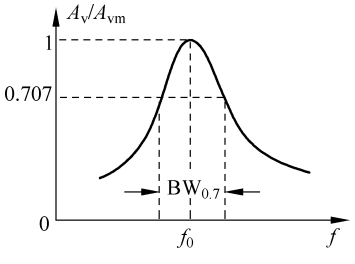


图 3-1-1　放大器的通频带

当放大器的负载是谐振回路时，放大器的谐振特性和谐振回路的谐振特性也是一致的。与谐振回路相同，放大器的电压增益下降到最大值的 0.707（即 $1/\sqrt{2}$）倍时，所对应的频率范围称为放大器的通频带，用 $BW_{0.7}$（或 $2\Delta f_{0.7}$）表示，图 3-1-1 为放大器的通频带示意图。与谐振回路相同，放大器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，放大器的总通频带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。对滤波器而言，因为它也有频率特性曲线，可根据同样的定义确定通频带。

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

3. 选择性

放大器从含有各种不同频率的信号总和中选出有用信号，排除干扰信号的能力，称为放大器的选择性（Selectivity）。选择性指标是针对抑制干扰而言的。目前，无线电台日益增多，因此无线电台的干扰日益严重。干扰的情况也很复杂，有位于信号频率附近的邻近电台的干扰（邻台干扰），有由于电子器件的非线性产生的组合频率干扰、交调失真、互调失真等。对于不同的干扰，有不同的指标要求，这里介绍两个基本指标——矩形系数（Rectangular Coefficient）与抑制比（Suppression Ratio），其他有关干扰的选择性指标，将在有关章节中介绍。

1）矩形系数

放大器应该对通频带内的各种信号频谱分量有同样的放大能力，而对通频带以外的邻近波道的干扰频率分量则应完全抑制，不予放大。所以，理想的放大器频率响应曲线应呈矩形。但实际的曲线形状往往与矩形有较大的差异，如图 3-1-2 所示。为了评定实际曲线的形状接近理想矩形的程度，引入“矩形系数”参数，用 K_r 表示。

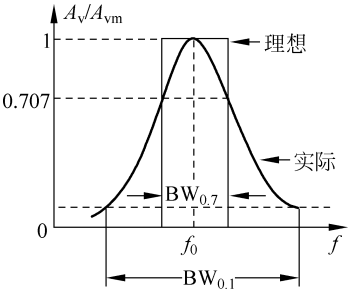


图 3-1-2　理想与实际的频率特性

$$K_{r0.1}=\frac{BW_{0.1}}{BW_{0.7}}=\frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}} \tag{3-1-1}$$

$$K_{r0.01}=\frac{BW_{0.01}}{BW_{0.7}}=\frac{2\Delta f_{0.01}}{2\Delta f_{0.7}} \tag{3-1-2}$$

式(3-1-1)和式(3-1-2)中，$BW_{0.7}$($2\Delta f_{0.7}$)为放大器的通频带；$BW_{0.1}$($2\Delta f_{0.1}$)和$BW_{0.01}$($2\Delta f_{0.01}$)分别为相对放大倍数下降至约0.1和0.01处的带宽。

显然，矩形系数K_r越接近1，则实际曲线越接近理想矩形，选择性越好，滤除干扰信号的能力越强。通常，谐振放大器的矩形系数$K_{r0.1}$约为2～5。

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

2) 抑制比

抑制比又称抗拒比，通常说明对某些特定组合频率(如中频、像频等)选择性的好坏。

如图3-1-3所示的谐振曲线，对信号频率调谐，谐振点f_0的放大倍数为A_{vm}。若有一干扰，其频率为f_n，电路对此干扰的放大倍数为A_v，则用$d=A_{vm}/A_v$表示放大器对干扰的抑制能力。$d=A_{vm}/A_v$通常称为对干扰的抑制比(或抗拒比)。若用分贝表示，例如，当$A_{vm}=100$，$A_v=1$时，$d=100$，分贝数$d=20\lg100=40dB$。

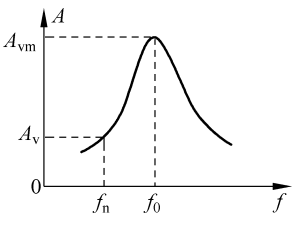


图3-1-3 说明抑制比的谐振曲线

4. 工作稳定性

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

5. 噪声系数

放大器的噪声性能可用噪声系数(Noise Figure)来表示。在放大器中，总是希望它本身产生的噪声越小越好，即要求噪声系数接近1。在多级放大器中，最前面的一、二级对整个放大器的噪声起决定作用，因此，要求它们的噪声系数尽量接近1。为了使放大器的内部噪声小，在设计与制作时应当采用低噪声管，正确地选择工作点电流，选用合适的线路，等等。

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

3.2 晶体管高频小信号等效电路

晶体管在高频线性应用时，可用等效电路来说明它的特性并进行分析。

3.2.1 形式等效电路

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

例如，图 3-2-1 表示晶体管共发射极电路。在工作时，输入端有输入电压 $\dot{V}_1$ 和输入电流 $\dot{I}_1$；输出端有输出电压 $\dot{V}_2$ 和输出电流 $\dot{I}_2$。根据四端网络的理论，需要 4 个参数来表示晶体管的性能。这种表征晶体管性能的参数叫作晶体管的参数。

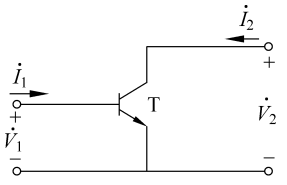


图 3-2-1　晶体管共发射极组态

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

假设电压 $\dot{V}_1$ 与 $\dot{V}_2$ 为自变量，电流 $\dot{I}_1$ 与 $\dot{I}_2$ 为参变量，由图 3-2-1 可得

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

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

用矩阵表示为

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

式中，$y_i = \left.\dfrac{\dot{I}_1}{\dot{V}_1}\right|_{\dot{V}_2=0}$ 称为输出短路时的输入导纳；$y_r = \left.\dfrac{\dot{I}_1}{\dot{V}_2}\right|_{\dot{V}_1=0}$ 称为输入短路时的反向传输导纳；$y_f = \left.\dfrac{\dot{I}_2}{\dot{V}_1}\right|_{\dot{V}_2=0}$ 称为输出短路时的正向传输导纳；$y_o = \left.\dfrac{\dot{I}_2}{\dot{V}_2}\right|_{\dot{V}_1=0}$ 称为输入短路时的输出导纳。

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

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

由以上说明，可以得到晶体管的 y 参数及晶体管共发射极电路 y 参数等效电路，图 3-2-2 所示为晶体管 y 参数电路模型，图 3-2-3 所示为晶体共发射极放大器 y 参数电路模型。

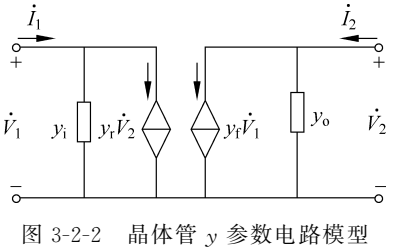


图 3-2-2　晶体管 y 参数电路模型

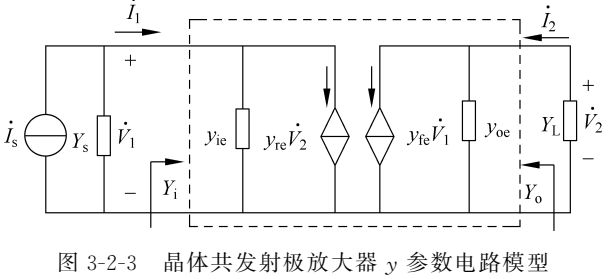


图 3-2-3　晶体共发射极放大器 y 参数电路模型

3.2.2 混合 π 等效电路

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

y 参数等效电路的主要缺点是没有考虑晶体管内部的物理结构。若把晶体管内部的复杂关系，用集中元件 RLC 表示，用这种模拟的方法所得到的物理等效电路就是混合 π 等效电路。混合 π 等效电路在“低频电子线路”课程中详细地讨论过，这里不再重复。在此仅给出混合 π 等效电路各元件意义和数值，以便以后直接应用。

典型晶体管的混合 π 等效电路和元件数值如图 3-2-4 所示。图中，$C_{b'e}$ 是发射结电容；$r_{b'c}$ 是集电结电阻；$C_{b'c}$ 是集电结电容；$r_{bb'}$ 是基极电阻；$r_{b'e}$ 是基射极间电阻，可表示为

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

式中，β_0 为共发射极组态晶体管的低频电流放大系数；I_E 为发射极电流，单位为 mA。

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

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

$$g_m=\frac{\alpha}{r_e}\approx\frac{1}{r_e}=\frac{\beta_0}{r_{b'e}}=\frac{I_c}{26} \tag{3-2-5}$$

式中，r_e 为发射极电阻；α 为共基极电流放大倍数；I_c 为集电极电流。

r_{ce} 为集-射极电阻。

此外，在实际晶体管中，还有 3 个附加电容 C_{be}、C_{bc} 和 C_{ce}，如图 3-2-4 高频混合 π 电路模型中虚线所示。它们是由晶体管引线和封装等结构所形成的，数值很小，在一般高频工作状态其影响可以忽略。

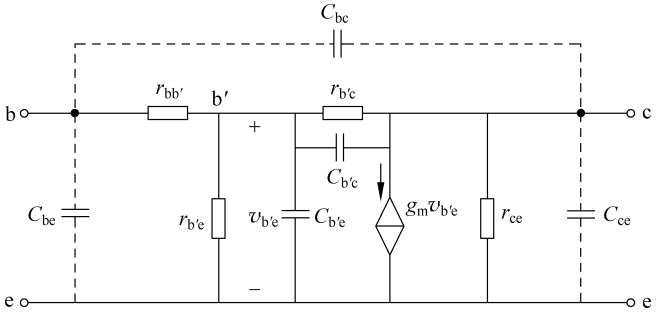
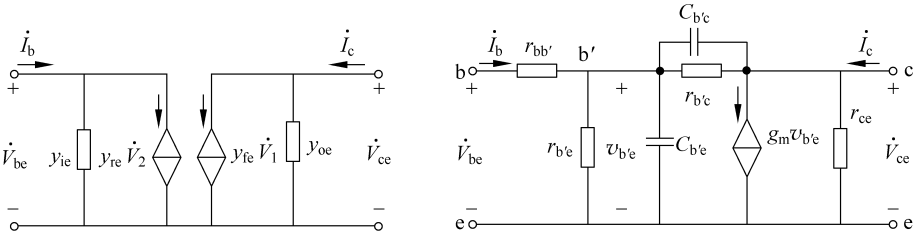


图 3-2-4 高频混合 π 电路模型

3.2.3 混合 π 等效电路参数与形式等效电路 y 参数的转换

通常，当晶体管直流工作点选定以后，混合 π 等效电路各元件的参数也就确定了，其中有些可从晶体管手册中直接查得，另一些也可根据手册上的其他数值计算出来。但在小信

号放大器中，为了简单和方便，常以 y 参数等效电路作为分析基础。因此，有必要讨论混合 π 等效电路参数与 y 参数的转换，以便根据确定的元件参数进行小信号放大器的设计和计算。将图 3-2-2 和图 3-2-4 重画，如图 3-2-5 所示为晶体管共发射极组态 y 参数及混合 π 电路模型。则图中输入电压 $\dot{V}_1=\dot{V}_{be}$；输出电压 $\dot{V}_2=\dot{V}_{ce}$；输入电流 $\dot{I}_1=\dot{I}_b$；输出电流 $\dot{I}_2=\dot{I}_c$。



(a) 晶体管y参数电路模型　　(b) 晶体管混合π电路模型

图 3-2-5　晶体管共发射极组态 y 参数及混合 π 电路模型

由图 3-2-5(b)，采用节点电流法并以 $\dot{V}_{be}$、$\dot{V}_{b'e}$、$\dot{V}_{ce}$ 分别表示 b 点、b′点和 c 点到 e 点的电压，则可得到下列方程式。

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

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

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

式(3-2-6)～式(3-2-8)中，$y_{b'e}=g_{b'e}+j\omega C_{b'e}$，$y_{b'c}=g_{b'c}+j\omega C_{b'c}$。由式(3-2-6)、式(3-2-7)和式(3-2-8)消去 $\dot{V}_{b'e}$，经整理，并用 $\dot{V}_b$ 代替 $\dot{V}_{be}$，$\dot{V}_c$ 代替 $\dot{V}_{ce}$，得

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

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

将式(3-2-9)、式(3-2-10)分别与式(3-2-1)、式(3-2-2)相比较，并考虑到在一般情况下均满足 $g_m\gg|y_{b'c}|$，$g_m\gg|y_{b'e}|$，$y_{b'e}\gg y_{b'c}$，以及 $g_{ce}\gg g_{b'c}$ 条件，可得

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

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

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

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

可见，4 个参数都是复数，为以后计算方便可表示为

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

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

$$y_{fe}=|y_{fe}|\angle\varphi_{fe} \tag{3-2-17}$$

$$y_{re}=|y_{re}|\angle\varphi_{re} \tag{3-2-18}$$

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

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

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

$$g_{oe}\approx g_{ce}+ag_{b'c}+\frac{b\omega C_{b'e}g_m r_{bb'}}{a^2+b^2};\quad C_{oe}\approx C_{b'c}+\frac{aC_{b'e}g_m r_{bb'}-bg_{b'c}}{a^2+b^2} \tag{3-2-20}$$

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

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

通常，晶体管在高频运用时，4 个 y 参数都是频率的函数，输入导纳 y_{ie} 及输出导纳 y_{oe} 都比低频运用时大，而 y_{fe} 却比低频运用时小。工作频率越高，这种差别就越大。可通过查晶体管参数手册得到相关状态下的 y 参数。

对高频小信号放大器的分析，除了应用线性的模型之外，还必须熟悉晶体管的频率参数。晶体管的频率参数有截止频率 f_β、特征频率 f_T 和最高振荡频率 f_{max}。

共发射极电路的电流放大系数 β 随工作频率的升高而下降，β 值下降至低频值 β_0 的 $1/\sqrt{2}$ 时的频率称为 β 截止频率 f_β。在低频电子线路中已经证明 $\beta=\dfrac{\beta_0}{1+j\dfrac{f}{f_\beta}}$，其绝对值为 $|\beta|=\beta_0/\sqrt{1+(f/f_\beta)^2}$。由于 β_0 比 1 大得多，在频率为 f_β 时，$|\beta|$ 值虽然下降到 $\beta_0/\sqrt{2}$，但仍比 1 大得多，因此晶体管还能起到放大作用。当频率继续增大使 $|\beta|$ 下降至 1 时，这时的频率称为特征频率 f_T，由 $\beta_0/\sqrt{1+(f_T/f_\beta)^2}=1$ 得：$f_T=f_\beta\sqrt{\beta_0^2-1}$。当 $\beta_0\gg1$ 时，$f_T\approx\beta_0 f_\beta$ 或 $\beta_0\approx f_T/f_\beta$。同时，可以证明当 $f\gg f_\beta$ 时，$|\beta|\approx\dfrac{f_T}{f}$ 或 $f_T\approx|\beta|f$，说明当 $f\gg f_\beta$ 时，特征频率 f_T 等于工作频率 f 与晶体管在该频率的 $|\beta|$ 的乘积。因此，知道了某晶体管的特征频率 f_T(查阅手册)，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 β。晶体管的功率增益 $A_p=1$ 时的工作频率称为最高振荡频率 f_{max}，可以证明

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

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

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

以上 3 个频率参数的大小顺序是：f_{max} 最高，f_T 次之，f_β 最低。

3.3　单调谐回路谐振放大器

单调谐回路谐振放大器的主要任务是放大高频的微弱信号。很多高频信号都是窄带信号，其信号的频带宽度远小于信号的中心频率 f_0，即相对带宽 $\Delta f/f_0$ 一般为百分之几。因此，放大这种信号的放大器通常是窄带放大器。窄带放大器的负载不再是线性电阻，而是谐振回路或各种固体滤波器，它不仅具有放大作用，还具有选频或滤波作用。这类放大器统称为小信号谐振放大器（或称为小信号选频放大器）。

3.3.1　单级单调谐回路谐振放大器

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

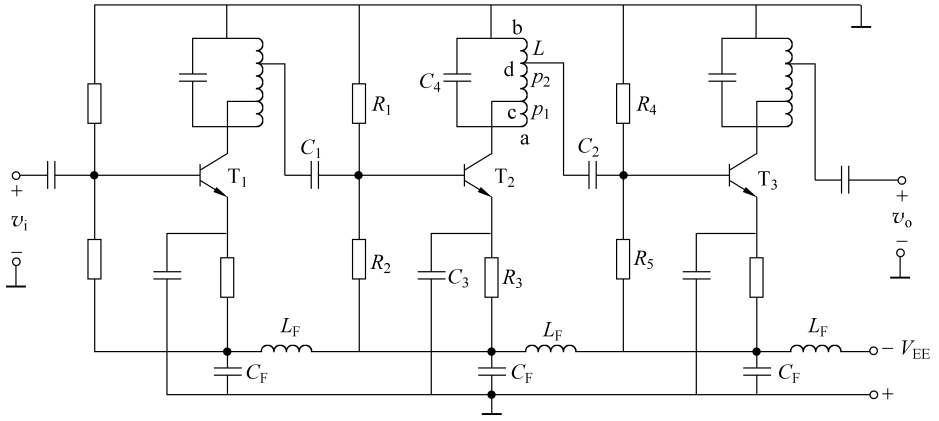


图 3-3-1　三级单调谐回路共发射极放大器

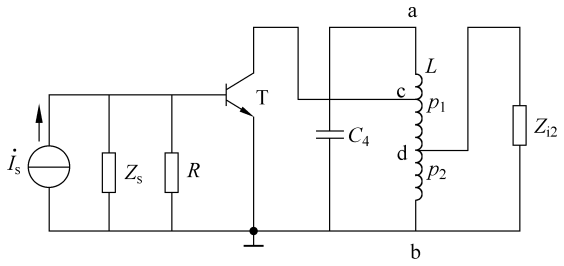
以晶体管 T_2 这一级放大器为例，并应用 y 参数等效电路进行分析。从它的基极起（包括偏置电阻 R_1 和 R_2），至耦合电容 C_2 止，是该级的线路。前一级放大器是本级的信号源，其作用由电流源 $\dot{I}_s$ 和放大器输出导纳 y_s 代表。后一级放大器的输入导纳 y_{ie} 是本级的负载阻抗，通常，若 G_4（即 $1/R_4$）与 G_5（即 $1/R_5$）之和远小于 y_{ie}，其作用可忽略，否则必须考虑其作用。略去图中与交流等效电路无关的元件。假定 G_1（即 $1/R_1$）与 G_2（即 $1/R_2$）之和远小于本级的输入导纳 y_{ie}，则电阻 R_1、R_2、R_3 和电容 C_3 仅决定直流工作点；L_F 和 C_F 构成滤波电路，其作用是消除各级放大器相互之间的有害影响，可得如图 3-3-2 所示的单级单调谐共发射极谐振放大器的高频等效电路。

由图 3-3-2(b)可得

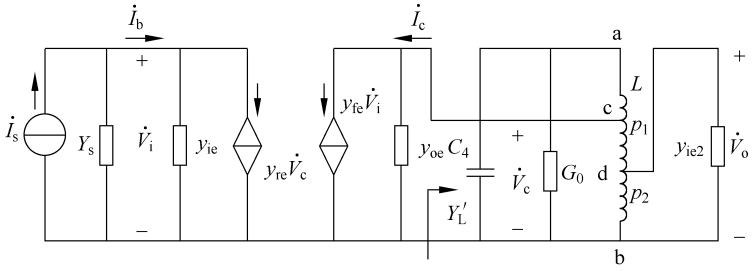
$$\dot{I}_b = y_{ie}\dot{V}_i + y_{re}\dot{V}_c \tag{3-3-1}$$

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

$$\dot{I}_c = -\dot{V}_c Y'_L \tag{3-3-3}$$



(a) 高频交流通路图



(b) 单级单调谐共发射极高频等效电路

图 3-3-2　单级单调谐共发射极放大器高频等效电路

式中，Y'_L代表由集电极 C 向右看进去的回路总导纳。

将式(3-3-3)代入式(3-3-2)，得$-\dot{V}_o Y'_L = y_{fe}\dot{V}_i + y_{oe}\dot{V}_o$，所以

$$\dot{V}_o = -\frac{y_{fe}}{y_{oe}+Y'_L}\dot{V}_i \tag{3-3-4}$$

将式(3-3-4)代入式(3-3-1)，得 $\dot{I}_b = y_{ie}\dot{V}_i + y_{re}\left(-\frac{y_{fe}}{y_{oe}+Y'_L}\right)\dot{V}_i = \left(y_{ie}-\frac{y_{fe}y_{re}}{y_{oe}+Y'_L}\right)\dot{V}_i$，所以，放大器的输入导纳为

$$Y_i = \frac{\dot{I}_b}{\dot{V}_i} = y_{ie} - \frac{y_{fe}y_{re}}{y_{oe}+Y'_L} \tag{3-3-5}$$

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

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

1. 电压增益

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

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} \tag{3-3-6}$$

为了求输出电压 $\dot{V}_o$，必须先求晶体管的集电极电压 $\dot{V}_c$，然后应用抽头变换求出 $\dot{V}_o$。

下面根据回路抽头时阻抗的变比关系来计算 Y'_L。

首先，将下级的 y_{ie2} 从低抽头转换到全部回路上，变为 $p_2^2 y_{ie2}$。由图 3-3-2 可见，回路由

L、C_4 和 R_0 组成。R_0 代表并联回路本身的损耗，转化成电导形式时 $R_0=1/G_0$。L 为回路电感，回路电容为 C_4，则 a、b 两点间的导纳为

$$Y_L=G_0+j\omega C_4+\frac{1}{j\omega L}+p_2^2 y_{ie2} \tag{3-3-7}$$

其次，将 Y_L 从高抽头（a、b 点）转换到集电极（c、b 点）上，得

$$Y'_L=\frac{1}{p_1^2}Y_L=\frac{1}{p_1^2}\left(G_0+j\omega C_4+\frac{1}{j\omega L}+p_2^2 y_{ie2}\right) \tag{3-3-8}$$

式(3-3-7)及式(3-3-8)中，p_1 是集电极 c 的接入系数，$p_1=N_{bc}/N_{ab}$；p_2 是下级输入导纳的接入系数，$p_2=N_{bd}/N_{ab}$；N_{ab}、N_{bc}、N_{bd} 分别为图 3-3-2 中电感 L 各点 ab、bc 和 bd 间的线圈匝数，同样，由电压变比关系可知 $\dot{V}_o=p_2\dot{V}_{ab}$；$\dot{V}_{ab}=\frac{1}{p_1}\dot{V}_c$，于是得

$$\dot{V}_o=\frac{p_2}{p_1}\dot{V}_c \tag{3-3-9}$$

由式(3-3-9)和式(3-3-4)得

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

因为由式(3-3-8)可知 $Y'_L=\frac{1}{p_1^2}Y_L$，所以有

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

式(3-3-10)为单调谐放大器电压增益的一般表达式。

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

$$\dot{A}_v=-\frac{p_1 p_2 y_{fe}}{(p_1^2 g_{oe}+p_2^2 g_{ie2}+G_0)+j\omega(C_4+p_1^2 C_{oe}+p_2^2 C_{ie2})+\frac{1}{j\omega L}} \tag{3-3-11}$$

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

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

$$C_\Sigma=C_4+p_1^2 C_{oe}+p_2^2 C_{ie2} \tag{3-3-13}$$

则式(3-3-11)变为

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

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

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

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

f_0 的失谐；$Q_L=\dfrac{\omega_0 C_\Sigma}{g_\Sigma}=\dfrac{1}{\omega_0 L g_\Sigma}$是回路的等效品质因数。

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

$$\dot{A}_{v0}=-\frac{p_1 p_2 y_{fe}}{g_\Sigma}=-\frac{p_1 p_2 y_{fe}}{p_1^2 g_{oe}+p_2^2 g_{ie2}+G_0} \tag{3-3-16}$$

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

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

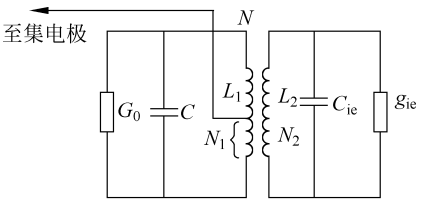


图 3-3-3 集电极耦合电路之一

由式(3-3-16)可见，单调谐放大器在谐振时的电压增益 $\dot{A}_{v0}$ 与晶体管的正向传输导纳 y_{fe} 成正比，与回路的总电导 g_Σ 成反比。y_{fe} 越大，g_Σ 越小，则 $\dot{A}_{v0}$ 越大。

为了获得最大的功率增益，应当选择 p_1 与 p_2 的值，使负载导纳 Y_L 能与晶体管电路的输出导纳相匹配。匹配条件为

$$p_2^2 g_{ie2}=p_1^2 g_{oe}+G_0=\frac{g_\Sigma}{2} \tag{3-3-17}$$

通常 LC 回路本身的损耗 G_0 很小，与 $p_1^2 g_{oe}$ 相比可以忽略，因而式(3-3-17)变为

$$p_2^2 g_{ie2}\approx p_1^2 g_{oe}=\frac{g_\Sigma}{2} \tag{3-3-18}$$

于是求得匹配时所需的接入系数值为

$$p_1=\sqrt{\frac{g_\Sigma}{2g_{oe}}},\quad p_2=\sqrt{\frac{g_\Sigma}{2g_{ie2}}} \tag{3-3-19}$$

将式(3-3-19)代入式(3-3-16)，即得到在匹配时的电压增益为

$$(A_{v0})_{max}=-\frac{y_{fe}}{2\sqrt{g_{oe}g_{ie2}}} \tag{3-3-20}$$

例 3-3-1 某高频管在 25MHz 时，共发射极接法的 y 参数为 $g_{oe}=0.1\times 10^{-3}$S，$g_{ie}=10^{-2}$S，$|y_{fe}|=30$mS。当它作为 25MHz 放大器时，计算在匹配状态的电压增益，使用式(3-3-20)，考虑 $g_{ie2}=g_{ie}$，得

$$(A_{v0})_{max}=-\frac{|y_{fe}|}{2\sqrt{g_{oe}g_{ie2}}}=-\frac{30\times 10^{-3}}{2\sqrt{0.1\times 10^{-3}\times 10^{-2}}}=15$$

2. 功率增益

在谐振时功率增益 $A_{p0}=P_o/P_i$，式中，P_i 为放大器的输入功率；P_o 为输出端负载 g_{ie2} 上获得的功率。谐振时可将图 3-3-2(b)右边简化成图 3-3-4。由图 3-3-2(b)和图 3-3-4 可知

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

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

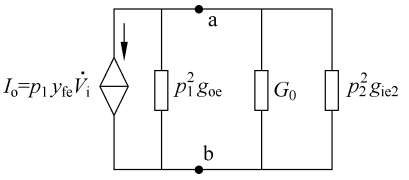


图 3-3-4　谐振时的简化等效电路

因此谐振时的功率增益为

$$A_{p0}=\frac{P_o}{P_i}=\frac{p_1^2 p_2^2 g_{ie2} \mid y_{fe} \mid^2}{g_{ie1} g_\Sigma{}^2}=(A_v)^2 \frac{g_{ie2}}{g_{ie1}} \tag{3-3-21}$$

式中，g_{ie1} 和 g_{ie2} 分别是本级和下一级晶体管的输入电导，用分贝(dB)表示为

$$A_{p0}(\mathrm{dB})=10\lg A_{p0}$$

若本级和下一级采用相同的晶体管，则 $g_{ie1}=g_{ie2}$，因此得

$$A_{p0}=(A_{v0})^2 \tag{3-3-22}$$

如果回路本身损耗 G_0 与 $p_1^2 g_{oe}$ 相比可以忽略，由式(3-3-20)得到匹配时的最大功率增益为

$$(A_{p0})_{max}=\frac{\mid y_{fe} \mid^2}{4 g_{oe} g_{ie2}} \tag{3-3-23}$$

在实际情况下，回路本身损耗 G_0 不可忽略，考虑 G_0 损耗后，引入插入损耗(Insertion Loss)K_1，定义为

$$K_1=\frac{\text{回路无损耗时的输出功率 } P_1}{\text{回路有损耗时的输出功率 } P_1'}$$

由图 3-3-4，不考虑 G_0 时，负载 $p_2^2 g_{ie2}$ 上获得的功率为

$$P_1=V_{abm}^2(p_2^2 g_{ie2})=\left(\frac{I_0}{p_1^2 g_{oe}+p_2^2 g_{ie2}}\right)^2 (p_2^2 g_{ie2})$$

考虑 G_0 时，负载 $p_2^2 g_{ie2}$ 上获得的功率为

$$P_1'=V_{abm}'^2(p_2^2 g_{ie2})=\left(\frac{I_0}{p_1^2 g_{oe}+p_2^2 g_{ie2}+G_0}\right)^2 (p_2^2 g_{ie2})$$

回路的无载 Q_0 值为

$$Q_0=\frac{1}{G_0 \omega_0 L}$$

回路的有载 Q_L 值为

$$Q_L=\frac{1}{(p_1^2 g_{oe}+p_2^2 g_{ie2}+G_0)\omega_0 L}$$

即

$$p_1^2 g_{oe}+p_2^2 g_{ie2}=\frac{1}{Q_L \omega_0 L}-G_0=\frac{1}{\omega_0 L}\left(\frac{1}{Q_L}-\frac{1}{Q_0}\right)$$

将以上 P_1、P_1'、Q_0 与 Q_L 的关系式代入 K_1 表示式，得到

$$K_1=\frac{P_1}{P_1'}=\left(\frac{p_1^2 g_{oe}+p_2^2 g_{ie2}+G_0}{p_1^2 g_{oe}+p_2^2 g_{ie2}}\right)^2=\left[\frac{\dfrac{1}{Q_L \omega_0 L}}{\dfrac{1}{\omega_0 L}\left(\dfrac{1}{Q_L}-\dfrac{1}{Q_0}\right)}\right]^2=\left(\frac{1}{1-\dfrac{Q_L}{Q_0}}\right)^2 \tag{3-3-24}$$

用分贝(dB)表示,则有

$$K_1(\mathrm{dB})=10\lg\left[\left(\frac{1}{1-\frac{Q_L}{Q_0}}\right)^2\right]=20\lg\left[\left(\frac{1}{1-\frac{Q_L}{Q_0}}\right)\right]=-20\lg\left(1-\frac{Q_L}{Q_0}\right) \tag{3-3-25}$$

式(3-3-25)说明,回路插入损耗和 Q_L/Q_0 有关。Q_L/Q_0 越小,插入损耗就越小。考虑插入损耗后,匹配时的最大功率增益为

$$(A_{p0})_{max}=\frac{|y_{fe}|^2}{4g_{oe}g_{ie2}}\left(1-\frac{Q_L}{Q_0}\right)^2 \tag{3-3-26}$$

此时的电压增益为

$$(A_{v0})_{max}=\frac{|y_{fe}|}{2\sqrt{g_{oe}g_{ie2}}}\left(1-\frac{Q_L}{Q_0}\right) \tag{3-3-27}$$

最后应当指出,从功率传输的观点来看,希望满足匹配条件,以获得$(A_{p0})_{max}$。但从降噪的观点来看,必须使噪声系数最小,这时可能不能满足最大功率增益条件。可以证明,采用共发射极电路时,最大功率增益与最小噪声系数可以近似满足。而在工作频率较高时,采用共基极电路可以获得最小噪声系数与最大功率增益。

3. 放大器的通频带

与并联回路相似,放大器 A_v/A_{v0} 随 f 而变化曲线称为放大器的谐振曲线,如图 3-3-5 所示。由式(3-3-15)和式(3-3-16)得

$$\frac{A_v}{A_{v0}}=\frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{2Q_L\Delta f}{f_0}\right)^2}} \tag{3-3-28}$$

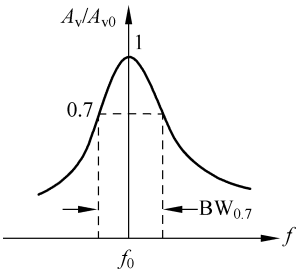


图 3-3-5 放大器的谐振曲线

当$\frac{A_v}{A_{v0}}=\frac{1}{\sqrt{2}}$时,放大器的通频带为

$$2\Delta f_{0.7}=\frac{f_0}{Q_L} \tag{3-3-29}$$

由式(3-3-29)可知,Q_L 越高,则通频带越窄,反之越宽。

例 3-3-2 广播接收机的中频 $f_0=465\mathrm{kHz}$,$2\Delta f_{0.7}=8\mathrm{kHz}$,则所需中频回路的 Q_L 值为$\frac{f_0}{2\Delta f_{0.7}}=\frac{465\times10^3}{8\times10^3}=58.125$。若为雷达接收机,中频 $f_0=30\mathrm{MHz}$,$2\Delta f_{0.7}=10\mathrm{MHz}$,则所需中频回路的 Q_L 值为$\frac{f_0}{2\Delta f_{0.7}}=\frac{30\times10^6}{10\times10^6}=3$,这时须在中频调谐回路上并联一定数值的电阻,以增大回路的损耗,使 Q_L 值降低到所需之值。

因为回路有载品质因数 $Q_L=\frac{\omega_0C_\Sigma}{g_\Sigma}=\frac{1}{\omega_0Lg_\Sigma}$,所以得到

$$g_\Sigma=\frac{\omega_0C_\Sigma}{Q_L}=\frac{2\pi f_0C_\Sigma}{\frac{f_0}{2\Delta f_{0.7}}}=4\pi\Delta fC_\Sigma$$

将上式代入式(3-3-16),可得谐振时电压增益 $\dot{A}_{v0}$ 的另一种表示式为

$$\dot{A}_{v0}=-\frac{p_1 p_2 y_{fe}}{g_\Sigma}=-\frac{p_1 p_2 y_{fe}}{4\pi\Delta f_{0.7} C_\Sigma} \tag{3-3-30}$$

式(3-3-30)说明，晶体管选定以后(即 y_{fe} 值已经确定)，接入系数不变时，放大器的谐振电压增益 $\dot{A}_{v0}$ 只取决于回路的总电容 C_Σ 与通频带 $2\Delta f_{0.7}$ 的乘积。显然，总电容 C_Σ 越大，通频带 $2\Delta f_{0.7}$ 越宽，则要求 g_Σ 大，即加大 G_0，从而使 Q_L/Q_0 的比值变大，所以电压增益 $\dot{A}_{v0}$ 就越小。

因此，要想既得到高的增益，又保证足够宽的通频带，除了选用 $|y_{fe}|$ 较大的晶体管外，还应该尽量减小谐振回路的总电容量 C_Σ。C_Σ 也不可能很小。在极限的情况下，回路不接外加电容(图 3-3-1 中的 C_4)，回路电容由晶体管的输出电容、下级晶体管的输入电容、电感线圈的分布电容和安装电容等组成。另外，这些电容都属于不稳定电容，其改变会引起谐振曲线不稳定，使通频带改变。因此，从谐振曲线稳定性的观点来看，希望外加电容大，即 C_Σ 大，以便相对减小不稳定电容的影响。

通常，对宽带放大器而言，要使放大量大，则要求 C_Σ 尽量小，因为频带很宽，这时谐振曲线不稳定是次要的。反之，对窄带放大器而言，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。

4. 单调谐放大器的选择性

放大器的选择性是用矩形系数这个指标来表示的，即可用式(3-1-1)表示。

当 $A_v/A_{v0}=0.1$ 时，得 $2\Delta f_{0.1}$。将 $A_v/A_{v0}=0.1$ 代入式(3-3-28)，解之得

$$\frac{A_v}{A_{v0}}=\frac{1}{\sqrt{1+\left(\dfrac{2Q_L\Delta f}{f_0}\right)^2}}=0.1$$

$$2\Delta f_{0.1}=\sqrt{10^2-1}\,\frac{f_0}{Q_L}$$

再由式(3-3-29)，可得矩形系数为

$$K_{r0.1}=\frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}}=\sqrt{10^2-1}\approx 9.95 \tag{3-3-31}$$

上面所得结果表明，单调谐回路放大器的矩形系数远大于 1。也就是说，它的谐振曲线和矩形相差较远，所以其选择性差。这是单调谐回路放大器的缺点。

例 3-3-3　图 3-3-1 中，设工作频率 $f_0=30\text{MHz}$，当 $V_{CE}=6\text{V}$，$I_E=2\text{mA}$ 时，晶体管高频管的 y 参数为：$g_{ie}=1.2\text{mS}$，$C_{ie}=12\text{pF}$；$g_{oe}=400\mu\text{S}$，$C_{oe}=9.5\text{pF}$；$|y_{fe}|=58.3\text{mS}$，$\varphi_{fe}=-22°$；忽略 y_{re}。回路电感 $L=1.4\mu\text{H}$，接入系数 $p_1=1$，$p_2=0.3$；回路空载品质因数 $Q_0=100$。求单级放大器谐振时的电压增益 A_{v0} 和通频带 $2\Delta f_{0.7}$。回路电容 C 值为多少时，才能使回路谐振？

解　因为 $R_0=Q_0\omega_0 L=Q_0 2\pi f_0 L=100\times 2\times 3.14\times 30\times 10^6\times 1.4\times 10^{-6}\approx 26\text{k}\Omega$，所以 $G_0=\dfrac{1}{R_0}=\dfrac{1}{26}\times 10^{-3}\approx 3.84\times 10^{-5}\text{S}$。

当下级采用相同晶体管时，可得回路总电导 g_Σ 为

$$g_\Sigma=G_0+p_1^2 g_{oe}+p_2^2 g_{ie}=0.0384\times 10^{-3}+1^2\times 0.4\times 10^{-3}+0.3^2\times 1.4\times 10^{-3}$$
$$=0.55\times 10^{-3}\text{S}$$

电压增益为

$$A_{v0}=-\frac{p_1p_2\mid y_{fe}\mid}{g_\Sigma}=-\frac{1\times0.3\times58.3\times10^{-3}}{0.55\times10^{-3}}\approx-32$$

回路总电容为

$$C_\Sigma=\frac{1}{\omega_0^2L}=\frac{1}{(2\pi f_0)^2L}=\frac{1}{(2\times3.14\times30\times10^6)^2\times1.4\times10^{-6}}\approx20\text{pF}$$

故外加电容 C 应为

$$C=C_\Sigma-(p_1^2C_{oe}+p_2^2C_{ie})=20-(1^2\times9.5+0.3^2\times12)\approx9.4\text{pF}$$

通频带为

$$\text{BW}_{0.7}=2\Delta f_{0.7}=\frac{p_1p_2\mid y_{fe}\mid}{2\pi C_\Sigma\mid A_{v0}\mid}=\frac{1\times0.3\times58.3\times10^{-3}}{2\times3.14\times20\times10^{-12}\times32}\approx4.35\text{MHz}$$

或

$$\text{BW}_{0.7}=2\Delta f_{0.7}=\frac{f_0}{Q_L}=\frac{f_0}{1/(g_\Sigma\omega_0L)}=g_\Sigma2\pi f_0^2L\approx4.35\text{MHz}$$

3.3.2 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，则可以采用多级级联放大器。级联后的放大器，其增益、通频带和选择性都将发生变化。

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

$$A_m=A_{v1}\cdot A_{v2}\cdot\cdots\cdot A_{vm} \tag{3-3-32}$$

如果多级放大器是由完全相同的单级放大器组成的，则

$$A_m=A_{v1}^m \tag{3-3-33}$$

m 级相同的放大器级联时，它的谐振曲线可由式(3-3-34)表示。

$$\frac{A_m}{A_{m0}}=\frac{1}{\left[1+\left(\frac{2Q_L\Delta f}{f_0}\right)^2\right]^{\frac{m}{2}}} \tag{3-3-34}$$

谐振曲线等于各单级谐振曲线的乘积。所以级数越多，谐振曲线越尖锐。对 m 级放大器而言，通频带的计算应满足

$$\frac{1}{\left[1+\left(\frac{2Q_L\Delta f}{f_0}\right)^2\right]^{\frac{m}{2}}}=\frac{1}{\sqrt{2}}$$

解上式，可求得 m 级放大器的通频带 $(2\Delta f_{0.7})_m$ 为

$$(2\Delta f_{0.7})_m=\sqrt{2^{1/m}-1}\cdot\frac{f_0}{Q_L} \tag{3-3-35}$$

式(3-3-35)中，$\frac{f_0}{Q_L}$等于单级放大器的通频带 $2\Delta f_{0.7}$。因此，m 级和单级放大器的通频带具有如下关系。

$$(2\Delta f_{0.7})_m=\sqrt{2^{1/m}-1}\cdot(2\Delta f_{0.7}) \tag{3-3-36}$$

由于 m 是大于 1 的正数，所以 $\sqrt{2^{1/m}-1}$ 必定小于 1。因此，m 级相同的放大器级联时，总的通频带比单级放大器的通频带缩小了。级数越多，m 越大，总通频带越小，如图 3-3-6 所示为多级放大器的谐振曲线。$\sqrt{2^{1/m}-1}$ 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。

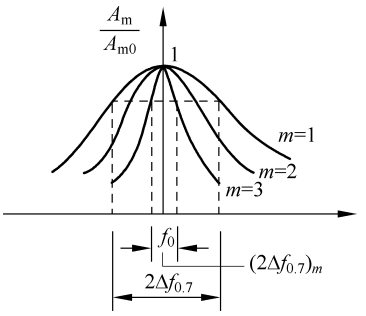


图 3-3-6　多级放大器的谐振曲线

由式(3-3-36)可得

$$\frac{2\Delta f_{0.7}}{(2\Delta f_{0.7})_m}=\frac{1}{\sqrt{2^{1/m}-1}}=x_1 \qquad (3\text{-}3\text{-}37)$$

系数 x_1 表示放大器的级数为 m 时，如果要求总带宽仍等于原单级的通频带，则必须将每级的通频带加宽 x_1 倍，或必须降低每级回路的 Q_L，这时

$$Q_L=\sqrt{2^{1/m}-1}\ \frac{f_0}{2\Delta f_{0.7}} \qquad (3\text{-}3\text{-}38)$$

例 3-3-4　若 $f_0=30\text{MHz}$，所需通频带为 4MHz，则在单级($m=1$)时，所需回路 $Q_L=\frac{f_0}{2\Delta f_{0.7}}=\frac{30}{4}=7.5$；$m=2$ 时，所需回路 $Q_L=\sqrt{2^{1/2}-1}\times\frac{30}{4}=4.83$；$m=3$ 时，所需回路 $Q_L=\sqrt{2^{1/3}-1}\times\frac{30}{4}=3.82$。

由此可见，m 越大，每级回路所需的 Q_L 值越低。即当通频带一定时，m 越大，则每级所能通过的频带应越宽。例 3-3-4 中，$(2\Delta f_{0.7})_m=4\text{MHz}$，则当 $m=2$ 时，单级通频带应为 $2\Delta f_{0.7}=\frac{(2\Delta f_{0.7})_m}{\sqrt{2^{1/2}-1}}=6.2\text{MHz}$；当 $m=3$ 时，单级通频带应为 $2\Delta f_{0.7}=\frac{(2\Delta f_{0.7})_m}{\sqrt{2^{1/3}-1}}=7.85\text{MHz}$。

由式(3-3-30)可知，单级放大器的电压增益是与其通频带成反比的，所以，如上所述，当级数增加时，要求每级的 $2\Delta f_{0.7}$ 增大 x_1 倍，则每级的 A_v 就必然会降低到原来的 $1/x_1$。即增益和通频带之间存在矛盾，加宽通频带是以降低增益为代价的。

最后，讨论多级单调谐放大器的选择性，即矩形系数。利用式(3-3-34)，采用和单级时求矩形系数同样的方法，可求出 m 级单调谐回路放大器的矩形系数为

$$K_{r0.1}=\frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}}=\frac{\sqrt{100^{1/m}-1}}{\sqrt{2^{1/m}-1}} \qquad (3\text{-}3\text{-}39)$$

由式(3-3-39)可列出 $K_{r0.1}$ 与 m 的关系，如表 3-3-1 所示。

表 3-3-1　$K_{r0.1}$ 与 m 的关系

m	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	∞
$K_{r0.1}$	9.95	4.80	3.75	3.40	3.20	3.10	3.00	2.94	2.92	2.90	2.56

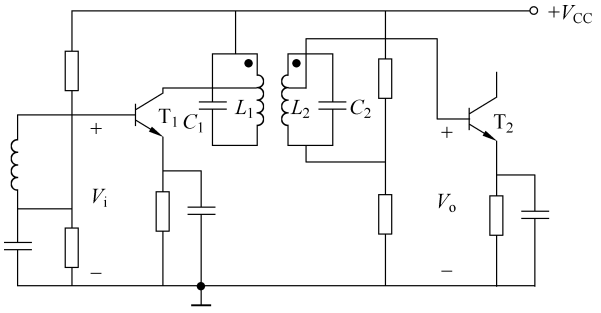
单调谐回路放大器的优点是电路简单，调度容易；缺点是选择性差(矩形系数离理想的矩形系数 $K_{r0.1}=1$ 较远)，增益和通频带的矛盾比较突出。为了改善选择性和解决这个矛盾，可采用双调谐回路放大器或参差调谐放大器。下面只讨论双调谐回路放大器。

3.4 双调谐回路谐振放大器

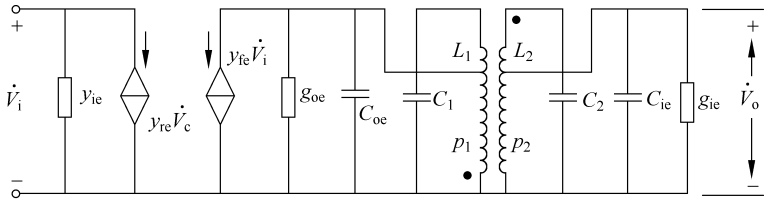
改善放大器选择性和解决放大器增益与通频带之间的矛盾的有效方法之一是采用双调谐回路谐振放大器。

3.4.1 单级双调谐回路谐振放大器

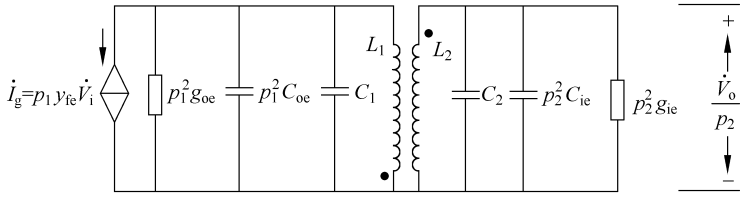
双调谐回路谐振放大器具有频带较宽、选择性较好等优点。图 3-4-1(a)所示为一种常用的双调谐回路放大器电路。集电极电路采用互感耦合的谐振回路作为负载，被放大的信号通过互感耦合加到次级放大器的输入端。晶体管 T_1 的集电极在初级线圈的接入系数为 p_1，下一级晶体管 T_2 的基极在次级线圈的接入系数为 p_2。另外，假设初、次级回路本身的损耗都很小(回路 Q 较大，G_0 很小)，可以忽略。



(a) 双调谐回路放大器电路



(b) 双调谐回路放大器的高频等效电路



(c) 变换后的等效电路和元件参数

图 3-4-1　双调谐回路放大器及其等效电路

图 3-4-1(b)所示为双调谐回路放大器的高频等效电路。为了讨论方便，把图 3-4-1(b)的电流源 $y_{fe}\dot{V}_i$ 及输出导纳 $g_{oe}C_{oe}$ 折合到 L_1C_1 的两端，负载导纳(即下一级的输入导纳 $g_{ie}C_{ie}$)折合到 L_2C_2 的两端，变换后的等效电路和元件参数如图 3-4-1(c)所示。

通常，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、次级回路总电容为 $C_1+p_1^2C_{oe}\approx C_2+p_2^2C_{ie}=C$；折合到初、次级回路的电导为 $p_1^2g_{oe}\approx p_2^2g_{ie}=g$；回路谐振角频率为 $\omega_0=\omega_1=\omega_2=\dfrac{1}{\sqrt{LC}}$；初、次级回路有载品质 $Q_{L1}=Q_{L2}=\dfrac{1}{g\omega_0 L}=\dfrac{\omega_0 C}{g}$。由图 3-4-1(c)可知，它是一个典型的并联互感耦合回路，这样可以直接引用本书 2.4 节的一切结论，讨论双调谐回路谐振放大器。

1. 电压增益

由式(2-4-16)可以直接写出图 3-4-1(c)次级回路的输出电压 V_o/p_2 和电流源 $I_g=p_1|y_{fe}|V_i$ 的关系式为

$$\frac{V_o}{p_2}=\frac{p_1|y_{fe}|V_i}{2g}\cdot\frac{2\eta}{\sqrt{(1-\xi^2+\eta^2)^2+4\xi^2}} \tag{3-4-1}$$

式中，$\eta=kQ_L$ 为耦合因数，$\xi=Q_L\dfrac{2\Delta f}{f_0}$为广义失谐。于是得电压增益为

$$A_v=\frac{V_o}{V_i}=\frac{p_1p_2|y_{fe}|}{g}\cdot\frac{\eta}{\sqrt{(1-\xi^2+\eta^2)^2+4\xi^2}} \tag{3-4-2}$$

在谐振时，$\xi=0$，则

$$A_{v0}=\frac{\eta}{1+\eta^2}\cdot\frac{p_1p_2|y_{fe}|}{g} \tag{3-4-3}$$

由式(3-4-3)可知，双调谐回路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。另外，A_{v0} 与耦合因数 η 有关。根据 η 的不同，可分为以下 3 种情况。

(1) 弱耦合 $\eta<1$，谐振曲线在 f_0($\xi=0$)处出现峰值，此时

$$A_{v0}=\frac{\eta}{1+\eta^2}\cdot\frac{p_1p_2|y_{fe}|}{g} \tag{3-4-4}$$

随着 η 增加，A_{v0} 的值增加。

(2) 临界耦合 $\eta=1$，谐振曲线较为平坦，在 f_0($\xi=0$)处出现峰值，此时

$$A_{v0}=\frac{p_1p_2|y_{fe}|}{2g} \tag{3-4-5}$$

(3) 强耦合 $\eta>1$，谐振曲线出现双峰，两个峰点位置为

$$\xi=\pm\sqrt{\eta^2-1} \tag{3-4-6}$$

此时，$A_{v0}=\dfrac{p_1p_2|y_{fe}|}{2g}$与 $\eta=1$ 的峰值相同。

3 种情况的谐振曲线如图 3-4-2 所示。

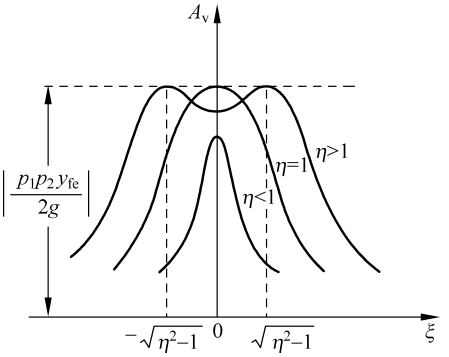


图 3-4-2　对应不同的 η，双调谐回路放大器的谐振曲线

2. 通频带

下面讨论在弱耦合、临界耦合及强耦合 3 种情况下，双调谐回路放大器的谐振曲线表达式及通频带。

(1) 弱耦合 $\eta<1$,由式(3-4-2)及式(3-4-4)可得

$$\frac{A_v}{A_{v0}}=\frac{\eta^2+1}{\sqrt{(1-\xi^2+\eta^2)^2+4\xi^2}} \tag{3-4-7}$$

(2) 强耦合 $\eta>1$,由式(3-4-2)及式(3-4-5)可得

$$\frac{A_v}{A_{v0}}=\frac{2\eta}{\sqrt{(1-\xi^2+\eta^2)^2+4\xi^2}} \tag{3-4-8}$$

(3) 临界耦合 $\eta=1$,有

$$\frac{A_v}{A_{v0}}=\frac{2}{\sqrt{4+\xi^4}} \tag{3-4-9}$$

这是较为常用的情况。

因此,很容易求出临界耦合时的通频带,令 $A_v/A_{v0}=1/\sqrt{2}$,可得

$$2\Delta f_{0.7}=\sqrt{2}\,\frac{f_0}{Q_L} \tag{3-4-10}$$

将式(3-4-10)与式(3-3-29)相比较,可知单级双调谐回路放大器的通频带是单级单调谐回路放大器的$\sqrt{2}$倍。

3. 矩形系数

为了说明双调谐回路放大器的选择性优于单调谐回路放大器,下面来计算临界耦合时双调谐回路放大器的矩形系数。按定义,当 $A_v/A_{v0}=1/10$ 时,代入式(3-4-9)得

$$\frac{2}{\sqrt{4+\left(\dfrac{2Q_L\Delta f_{0.1}}{f_0}\right)^4}}=\frac{1}{10}$$

解上式得

$$2\Delta f_{0.1}=\sqrt[4]{100-1}\,\frac{\sqrt{2}\,f_0}{Q_L}$$

所以矩形系数为

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

可见,双调谐回路放大器的矩形系数远比单调谐回路放大器的小,它的谐振曲线更接近矩形。

3.4.2 多级双调谐回路谐振放大器

在临界耦合 $\eta=1$ 时,由式(3-4-9),对于 m 级双调谐回路放大器,有

$$\left(\frac{A_v}{A_{v0}}\right)^m=\left(\frac{2}{\sqrt{4+\xi^4}}\right)^m=\frac{1}{\sqrt{2}}$$

可得到

$$(2\Delta f_{0.7})_m=\sqrt[4]{2^{1/m}-1}\cdot\left(\sqrt{2}\,\frac{f_0}{Q_L}\right)$$

由此求得

$$\frac{2\Delta f_{0.7}}{(2\Delta f_{0.7})_m}=\frac{1}{\sqrt[4]{2^{1/m}-1}}=x_2 \tag{3-4-11}$$

和多级单调谐回路谐振放大器一样，$\sqrt[4]{2^{1/m}-1}$ 称为带宽缩减因子。由于双调谐回路谐振放大器的通频带较宽，所以在级数增加时，m 级双调谐回路放大器要求通频带加大的倍数也比单调谐回路放大器要求得小，即 x_2 必然小于 x_1。因此，双调谐回路放大器在总通频带不变时，总增益也下降较少。

同样可以证明 m 级（$\eta=1$）双调谐回路放大器的矩形系数为

$$K_{r0.1}=\frac{2\Delta f_{0.1}}{(2\Delta f_{0.7})_m}=\sqrt[4]{\frac{10^{2/m}-1}{2^{1/m}-1}} \tag{3-4-12}$$

双调谐回路放大器的矩形系数比单调谐回路放大器的更接近于 1，所以其选择性也较好。此外，在早期放大器中还采用参差调谐放大的方法来解决放大器的总增益和总通频带之间的矛盾。所谓参差调谐放大是指将两个调谐放大器的回路谐振频率对应于频带中心频率 f_0 作小量的偏移，以达到总增益稍微降低，而总通频带加宽和改善选择性的目的。

以上只讨论了临界耦合的情况，这种情况在实际中应用比较多。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，虽然通频带变得更宽，矩形系数也更好，但谐振曲线顶部出现凹陷，回路的调节也比较麻烦，因此只在与临界耦合级配合时或特殊场合才采用。

3.5　谐振放大器的稳定性

3.5.1　稳定性分析

小信号放大器的工作稳定性是重要的质量指标之一。下面讨论和分析谐振放大器工作不稳定的原因，并提出一些提高放大器稳定性的措施。

上面所讨论的内容，都假定放大器工作于稳定状态，即输出电路对输入端没有影响（$y_{re}=0$），或者说，晶体管是单向工作的，输入可以控制输出，而输出不影响输入。但实际上，由于晶体管存在反向传输导纳 y_{re}（或称 y_{12}），因此输出电压 $\dot{V}_o$ 可以反作用到输入端，引起输入电流 $\dot{I}_i$ 的变化，即反馈作用。

y_{re} 的反馈作用，可以从表示放大器输入导纳 Y_i 的式(3-3-5)中看出，即

$$Y_i=y_{ie}-\frac{y_{fe}y_{re}}{y_{oe}+Y'_L}=y_{ie}+Y_F \tag{3-5-1}$$

式中，y_{ie} 是输出短路时晶体管（共发射极连接时）本身的输入导纳；Y_F 是通过 y_{re} 的反馈引起的输入导纳，它反映了对负载导纳 Y'_L 的影响。

如果放大器输入端也接有谐振回路（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，如图 3-5-1 所示。当没有反馈导纳 Y_F 时，输入端回路是调谐的。y_{ie} 中的电纳部分 b_{ie} 的作用，已包含在 L 或 C 中；而 y_{ie} 中电导部分 g_{ie} 以及信号源内电导 g_s 的作用则是使回路有一定的

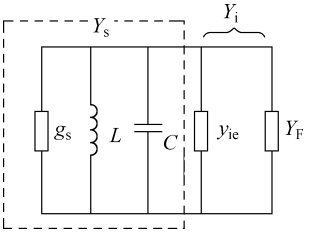


图 3-5-1　放大器等效输入端回路

等效品质因数 Q_L 值。然而，由于反馈导纳 Y_F 的存在，改变了输入端回路的正常情况。Y_F 可以写成

$$Y_F = g_F + jb_F \tag{3-5-2}$$

式中，g_F 和 b_F 分别为 Y_F 的电导部分和电纳部分。它们除与 y_{fe}、y_{re} 和 Y'_L 有关外，还是频率的函数，频率不同，其值也不同，且可能为正或负。图 3-5-2 所示为反馈电导 g_F 随频率变化的关系曲线。

反馈导纳的存在，使放大器输入端的电导发生变化（考虑 g_F 作用），也使放大器输入端回路的电纳发生变化（考虑 b_F 作用）。前者改变了回路的等效品质因数 Q_L 的值，后者引起了回路的失谐。这些都会影响放大器的增益、通频带和选择性，并使谐振曲线产生畸变，如图 3-5-3 所示。值得注意的是，g_F 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 增加，通频带减小，增益也因损耗的减小而增加。这也可理解为负电导 g_F 供给回路能量，出现正反馈。g_F 的负值越大，这种影响越严重。如果反馈到输入端回路的电导 g_F 的负值恰好抵消了回路原有电导 $g_s + g_{ie}$ 的正值，则输入端回路总电导等于零，反馈能量抵消了回路损耗的能量，Q_L 趋向无穷大，放大器处于自激振荡工作状态，这是不允许的。即使 g_F 的负值还没有抵消 $g_s + g_{ie}$ 的正值，放大器不能自激，但已倾向于自激，这时放大器的工作也是不稳定的，称为潜在不稳定。这种情况同样是不允许的。因此，必须设法克服或降低晶体管内部反馈的影响，使放大器远离自激，能稳定地工作。

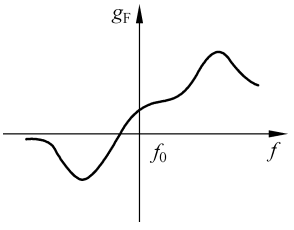


图 3-5-2 反馈电导随频率变化的关系曲线

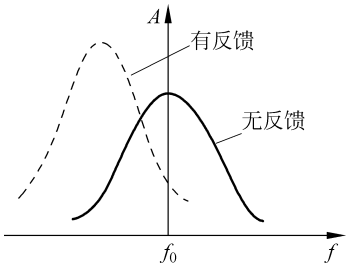


图 3-5-3 反馈导纳对放大器谐振曲线的影响

以上说明了放大器工作不稳定甚至可能产生自激的原因，下面分析放大器不产生自激和远离自激的条件。分析图 3-5-1，这时总导纳为 $Y_s + Y_i$。当总导纳为零时，即

$$Y_s + Y_i = 0 \tag{3-5-3}$$

表示放大器反馈的能量抵消了回路损耗的能量，且电纳部分也恰好抵消。这时放大器产生自激。所以，放大器产生自激的条件是

$$Y_s + y_{ie} - \frac{y_{fe}y_{re}}{y_{oe} + Y'_L} = 0 \tag{3-5-4}$$

即

$$\frac{(Y_s + y_{ie})(y_{oe} + Y'_L)}{y_{fe}y_{re}} = 1 \tag{3-5-5}$$

晶体管反向传输导纳 y_{re} 越大，则反馈越强，式(3-5-5)左边数值就越小。它越接近 1，放大器越不稳定；反之，式(3-5-5)左边数值越大，则放大器越稳定。因此，该数值的大小可

作为衡量放大器稳定与否的标准。

下面找出实用的稳定条件。分析图 3-5-1，在式(3-5-4)与式(3-5-5)中有

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

式中，$\xi_1 = Q_1\left(\frac{f}{f_0} + \frac{f_0}{f}\right)$，$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_{ie})}}$，$Q_1 = \frac{\omega_0(C+C_{ie})}{g_s + g_{ie}}$。

若用幅值与相角形式表示，则为

$$Y_s + y_{ie} = (g_s + g_{ie})\sqrt{1+\xi_1^2}\,e^{j\psi_1} \tag{3-5-6}$$

式中，$\psi_1 = \arctan\xi_1$。

同理，输出回路部分也可求得相同形式的关系式为

$$y_{oe} + Y'_L = (g_{oe} + G_L)\sqrt{1+\xi_2^2}\,e^{j\psi_2} \tag{3-5-7}$$

式中，$\psi_2 = \arctan\xi_2$。

假设放大器输入、输出回路相同，即 $\xi = \xi_1 = \xi_2$，$\psi = \psi_1 = \psi_2$，并将式(3-5-6)和式(3-5-7)代入式(3-5-5)，可得

$$\frac{(g_s + g_{ie})(g_{oe} + G_L)(1+\xi^2)e^{j2\psi}}{|y_{fe}||y_{re}|\,e^{j(\varphi_{fe}+\varphi_{re})}} = 1 \tag{3-5-8}$$

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

要满足式(3-5-8)，必须满足幅值和相位两个条件，即

$$\frac{(g_s + g_{ie})(g_{oe} + G_L)(1+\xi^2)}{|y_{fe}||y_{re}|} = 1 \tag{3-5-9}$$

$$2\psi = \varphi_{fe} + \varphi_{re} \tag{3-5-10}$$

由式(3-5-10)相位条件可得

$$2\arctan\xi = \varphi_{fe} + \varphi_{re}$$

$$\xi = \tan\frac{\varphi_{fe} + \varphi_{re}}{2} \tag{3-5-11}$$

式(3-5-9)说明，只有在晶体管的反向传输导纳 $|y_{re}|$ 足够大时，该式左边部分才可能小到 1，满足自激的幅值条件。而当 $|y_{re}|$ 较小时，左边的分数值恒大于 1。$|y_{re}|$ 越小，分数值越大，离自激条件越远，放大器越稳定。因此，通常采用式(3-5-9)的左边量

$$S = \frac{(g_s + g_{ie})(g_{oe} + G_L)(1+\xi^2)}{|y_{fe}||y_{re}|} \tag{3-5-12}$$

作为判断谐振放大器工作的稳定性的依据，S 称为谐振放大器的稳定系数(Stability Factor)。若 $S=1$，放大器将自激，只有当 $S \gg 1$ 时，放大器才能稳定工作，一般要求稳定系数 S 为 5～10。

实用时，工作频率远低于晶体管的特征频率，这时 $y_{fe} = |y_{fe}|$，即 $\varphi_{fe} = 0$。并且，反向传输导纳 y_{re} 中，电纳起主要作用，即 $y_{re} \approx -j\omega_0 C_{re}$，$\varphi_{re} = -90°$。将这些条件代入式(3-5-11)，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 的某频率上($\xi = -1$)，满足相位条件，可能产生自激。这是由于当 $\xi = -1$(即 $f < f_0$)时，放大器的输入和输出回路(并联回路)都呈感性，再经过反馈电容 C_{re} 的耦合，形成电感反馈三端振荡器(在第 5 章中将详细讨论)。

将上述近似条件($y_{fe}=|y_{fe}|$,$\varphi_{fe}=0$;$y_{re}\approx -j\omega_0 C_{re}$,$\varphi_{re}=-90°$)代入式(3-5-12),并假定 $g_s+g_{ie}=g_1$,$g_{oe}+G_L=g_2$,则得

$$S=\frac{2g_1g_2}{\omega_0 C_{re}|y_{fe}|} \tag{3-5-13}$$

式(3-5-13)表明,要使 $S\gg 1$,除选用 C_{re} 尽可能小的放大管外,回路的谐振电导 g_1 和 g_2 应越大越好。

如前所述,放大器的电压增益可写成

$$A_{v0}=\frac{|y_{fe}|}{g_2} \tag{3-5-14}$$

由此可见,放大器的稳定性与增益的提高是互相矛盾的,增大 g_2 以提高稳定系数,必然降低增益。

当 $g_1=g_2$ 时,将式(3-5-14)中的 $g_2=\frac{|y_{fe}|}{A_{v0}}$ 代入式(3-5-13),可得

$$A_{v0}=\sqrt{\frac{2|y_{fe}|}{S\omega_0 C_{re}}} \tag{3-5-15}$$

取 $S=5$,得

$$(A_{v0})_S=\sqrt{\frac{|y_{fe}|}{2.5\omega_0 C_{re}}} \tag{3-5-16}$$

式中,$(A_{v0})_S$ 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。通常,为保证放大器能稳定工作,其电压增益 A_{v0} 不允许超过 $(A_{v0})_S$。因此,式(3-5-16)可用来检验放大器是否稳定工作。

必须指出,这里只讨论了通过 y_{re} 的内部反馈所引起的放大器不稳定,并没有考虑外部其他途径反馈的影响。这些影响有:输入/输出端之间的空间电磁耦合、公共电源的耦合等。外部反馈的影响在理论上是很难讨论的,必须在去耦电路和工艺结构上采取措施。

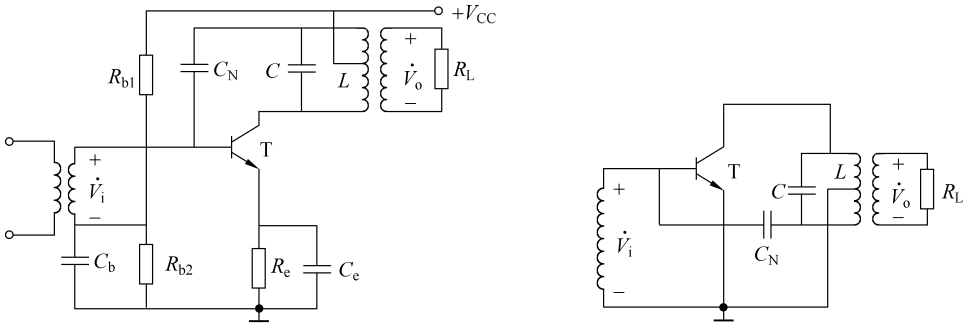
3.5.2 单向化

由于晶体管存在 y_{re} 的反馈,所以它是一个“双向元件”。作为放大器工作时,y_{re} 的反馈作用是有害的,可能引起放大器工作的不稳定。这些在前面已详细讨论过。下面讨论如何消除 y_{re} 的反馈,变“双向元件”为“单向元件”,这个过程称为单向化。

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 G_L(负载电导)或 g_s(信号源电导)的数值加大,使得输入或输出回路与晶体管失去匹配,称为“失配法”。

中和法是在晶体管的输出和输入端之间引入一个附加的外部反馈电路,称为中和电路,以抵消晶体管内部 y_{re} 的反馈作用。由于 y_{re} 中包含电导分量和电容分量,因此外部反馈电路也包含电导分量 g_N 和电容分量 C_N 两部分,并要使通过 g_N 和 C_N 的外部反馈电流正好与通过 y_{re} 所产生的内部反馈电流相位差 180°,从而互相抵消,变双向器件为单向器件。采用中和法的实际应用电路如图 3-5-4 所示。

显然,严格的中和是很难达到的,因为晶体管的反向传输导纳 y_{re} 是随频率而变化的,所以只能对某一个频率起到完全中和的作用。而且,在生产过程中,由于晶体管参数的离散



(a) 中和法实际应用电路　　(b) 交流等效电路

图 3-5-4　中和法实际应用电路及其交流等效电路

性，合适的中和电阻与电容值需要在每个晶体管的实际调整过程中确定，较麻烦且不宜大量生产。

目前，由于晶体管制造技术的发展（y_{re} 减小），且要求调整简化，中和法已基本不使用，用得较多的是失配法。下面重点讨论失配法。

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。

如果令负载导纳 Y'_L 取值比晶体管输出导纳 y_{oe} 大得多，即 $Y'_L \gg y_{oe}$，那么由式(3-5-1)可知，输入导纳 $Y_i = y_{ie} - \dfrac{y_{fe}y_{re}}{y_{oe}+Y'_L} \approx y_{ie}$，即 Y_i 中的第二项 Y_F 很小，可以近似地认为 Y_i 等于 y_{ie}，消除了 y_{re} 的反馈作用对 Y_i 的影响。

失配法的典型电路是共发—共基级联放大器，其交流等效电路如图 3-5-5 所示。图中两个晶体管组成级联电路，前一级是共发电路，后一级是共基电路。由于共基电路的特点是输入阻抗低（即输入导纳很大）和输出阻抗高（即输入导纳很小），当它和共发电路连接时，相当于共发放大器的负载导纳 Y'_L 很大，由上面的讨论可知，这时 $Y_i \approx y_{ie}$，即晶体管的内部反馈的影响相应地减弱了，甚至可以不考虑内部反馈的影响。因此，放大器的稳定性得到提高。所以，共发—共基级联放大器的稳定性比一般共发放大器的稳定性提高很多。共发电路在负载导纳很大的情况下，虽然电压增益很小，但电流增益仍较大，而共基电路虽然电流增益接近 1，但电压增益却较大，因此级联后功率增益较大。

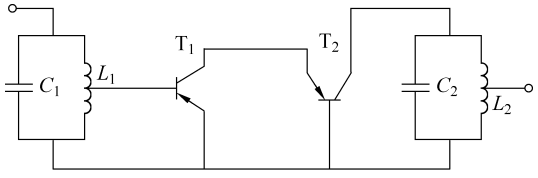
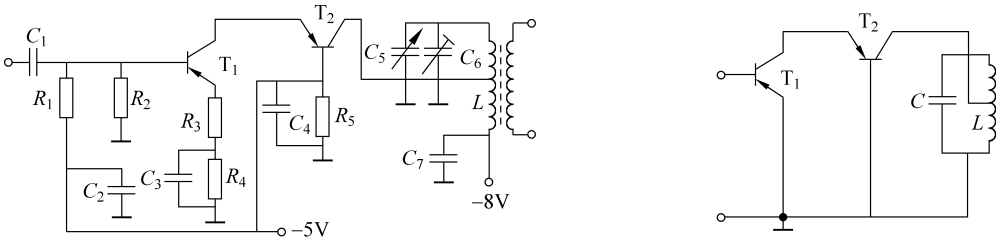


图 3-5-5　共发—共基级联放大器的交流等效电路

图 3-5-6 所示的共发—共基电路就是失配法的典型应用。由图 3-5-6(b)可以看出，T_2 管接成共基组态，输入阻抗很小（输入电导很大），这样 T_1 管共发组态的电压增益很小，使 $C_{b'c1}$ 的密勒等效电容很小，其影响可以忽略不计。因为 T_1 管组成的共发组态电路仍有较大的电流增益，而 T_2 管组成的共基组态电路具有较大的电压增益，二者级联后，互相补偿，

整个电路功率增益较大。在这个共发—共基级联放大器中，整个放大器稳定性的获得可以看作是 T_1 和 T_2 管之间严重失配的结果。共发—共基级联电路较好地解决了增益和稳定性之间的矛盾，所以广泛地应用在通信设备中。



(a) 失配法典型应用电路　　(b) 交流等效电路

图 3-5-6　失配法典型应用电路及其交流等效电路

下面对共发—共基级联放大器进行简单的定量分析。

分析的方法是把两个级联晶体管看成一个复合管，如图 3-5-7 所示。这个复合管的 y 参数由两个晶体管的电压、电流和 y 参数决定。若两个级联晶体管是同一型号的，它们的 y 参数可认为是相同的。我们只要知道这个复合管的等效 y 参数，就可以把这类相同放大器看成一般共发射极放大器。

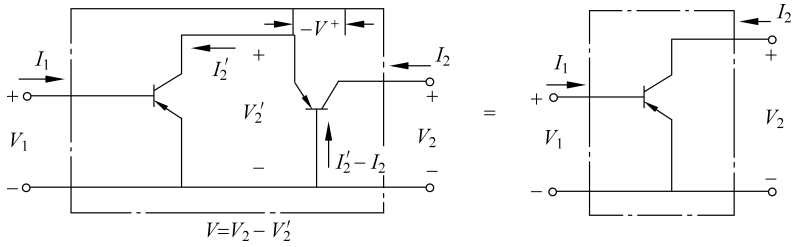


图 3-5-7　共发—共基级联放大器定量分析

可以证明，复合管的等效导纳参数为

$$y'_{\mathrm{i}}=\frac{y_{\mathrm{ie}}y_{\Sigma}+\Delta y}{y_{\Sigma}+y_{\mathrm{oe}}} \tag{3-5-17}$$

$$y'_{\mathrm{r}}=\frac{y_{\mathrm{re}}(y_{\mathrm{re}}+y_{\mathrm{oe}})}{y_{\Sigma}+y_{\mathrm{oe}}} \tag{3-5-18}$$

$$y'_{\mathrm{f}}=\frac{y_{\mathrm{fe}}(y_{\mathrm{fe}}+y_{\mathrm{oe}})}{y_{\Sigma}+y_{\mathrm{oe}}} \tag{3-5-19}$$

$$y'_{\mathrm{o}}=\frac{\Delta y+y_{\mathrm{oe}}^{2}}{y_{\Sigma}+y_{\mathrm{oe}}} \tag{3-5-20}$$

式中，y'_{i}、y'_{r}、y'_{f}、y'_{o} 分别代表复合管的 4 个 y 参数，$y_{\Sigma}=y_{\mathrm{ie}}+y_{\mathrm{re}}+y_{\mathrm{fe}}+y_{\mathrm{oe}}$，$\Delta y=y_{\mathrm{ie}}y_{\mathrm{oe}}-y_{\mathrm{re}}y_{\mathrm{fe}}$。

在一般的工作频率范围内，下列条件是成立的。

$$y_{\mathrm{ie}}\gg y_{\mathrm{re}};\ y_{\mathrm{fe}}\gg y_{\mathrm{ie}};\ y_{\mathrm{fe}}\gg y_{\mathrm{oe}};\ y_{\mathrm{fe}}\gg y_{\mathrm{re}}$$

因此，$y_{\Sigma}\approx y_{\mathrm{fe}}$。

$$y'_{i}\approx\frac{y_{ie}y_{fe}+y_{ie}y_{oe}-y_{re}y_{fe}}{y_{fe}+y_{oe}}\approx y_{ie}-\frac{y_{re}y_{fe}}{y_{fe}+y_{oe}}\approx y_{ie} \tag{3-5-21}$$

$$y'_{r}\approx\frac{y_{re}(y_{re}+y_{oe})}{y_{fe}+y_{oe}}\approx\frac{y_{re}}{y_{fe}}(y_{re}+y_{oe}) \tag{3-5-22}$$

$$y'_{f}\approx\frac{y_{fe}(y_{fe}+y_{oe})}{y_{fe}+y_{oe}}\approx y_{fe} \tag{3-5-23}$$

$$y'_{o}\approx\frac{y_{ie}y_{oe}-y_{re}y_{fe}+y_{oe}^{2}}{y_{fe}+y_{oe}}\approx\frac{y_{fe}\left(\dfrac{y_{ie}y_{oe}}{y_{fe}}-y_{re}+\dfrac{y_{oe}^{2}}{y_{fe}}\right)}{y_{fe}}$$

$$\approx\frac{y_{ie}y_{oe}}{y_{fe}}-y_{re}+\frac{y_{oe}^{2}}{y_{fe}}\approx-y_{re} \tag{3-5-24}$$

由此可见，输入导纳 y'_{i} 和正向传输导纳 y'_{f} 大致与单管情况相同，而反向传输导纳 y'_{r} 远小于单管情况的反馈导纳 y_{re}（$|y'_{r}|$ 约为 $|y_{re}|$ 的 1/30）。这说明级联放大器的工作稳定性大大提高。而且，复合管的输出导纳 y'_{o} 也只是单管输出导纳 y_{oe} 的几分之一，这说明级联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。

另外，由于 y'_{f} 基本上和单管情况的 y_{fe} 相等，因此，用谐振回路的这类放大器的增益计算方法也和单管共发电路的增益计算方法相同。

失配法的优点是工作稳定，在生产过程中不须调整，非常方便，适合大量生产。并且这种方法除能防止放大器自激外，对电路中某些参数的变化（如 y_{oe}）还可起调节作用。两管组成的级联放大电路与单管共发放大器的总增益近似相等。

此外，共发—共基电路的另一个主要优点是噪声系数小。这是由于共发射极的输入阻抗高，可以保证输入端有较大的电压传输系数，这有利于提高信噪比。而且共发—共基电路工作稳定，允许有较高的功率增益，更有利于抑制后面各级的噪声。因此，共发—共基电路已成为典型的低噪声电路。

图 3-5-8 是某雷达接收机的前置中放级，前两级是共发—共基级联电路，末级是共发电路。放大器的中心频率为 30MHz，通频带为 0.1～11MHz，增益为 20～30dB。输入端灵敏度约为 5～6μV。CG36 为性能优良的国产低噪声管，可使整个放大器的噪声系数小于 2dB。

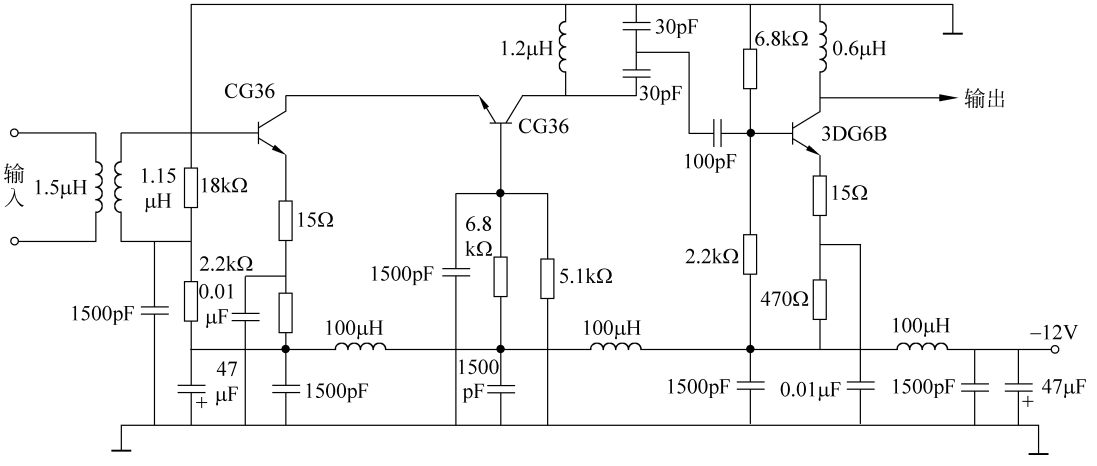


图 3-5-8　共发—共基前置中频放大器实例

与电源－12V 连接的 3 个 100μH 电感和 4 个 1500pF 电容是去耦滤波器，其作用是消除输出信号通过公共电源的内阻抗对前级产生的寄生反馈。

3.6 集中选频放大器

前面介绍的谐振放大器可用于窄带信号的选频放大。为了提高增益，一般采用多级放大器。对于多级放大器，要求每级都要 LC 谐振回路，故不易获得较宽的通频带，选择性也不够理想，特别是安装调试麻烦，不适合批量生产。随着宽频带技术和固态滤波器技术的发展，放大器越来越多地采用集中选频放大器。

集中选频放大器通常由集中选择性滤波器和多级宽带放大器组成，如图 3-6-1 所示。

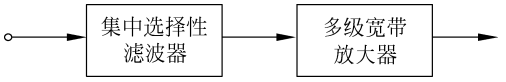


图 3-6-1 集中选频放大器框图

在集中选频放大器中，采用矩形系数较好的集中选择性滤波器进行选频，然后利用单级或多级宽带放大器进行信号放大。由于以集中选择性滤波器代替了逐级选频滤波，降低了调试难度。其中，集中选择性滤波器可以选用 LC 型集中选择性滤波器、石英晶体滤波器、陶瓷滤波器、表面声波滤波器和机械滤波器等。

宽带放大器既要有较高的电压增益，又要有很宽的通频带，所以常用电压增益 A_v 和通频带 $BW_{0.7}$ 的乘积作为衡量其性能的重要指标，称为增益带宽积，用 $GB=A_v f_H$ 表示。此处的通频带用上限截止频率 f_H 表示，因为宽带放大器的下限截止频率 f_L 一般很低或为零频。A_v 是电压增益幅值。增益带宽积越大的宽带放大器的性能越好。宽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。本节以单级差分放大器为例进行分析，可以推广到由差分电路组成的单级或多级集成电路宽带放大器。

3.6.1 集成宽带放大器

集成宽带放大器常采用单级或多级差分电路形式。由于单级共发电路可看成是单级差分电路的差模半电路，所以先分析单级共发电路的电压增益和通频带（用上限截止频率 f_H 表示）。宽带放大器中的晶体管特性适合采用混合 π 等效电路。图 3-6-2 所示为共发电路的交流通路及其高频等效电路。设 R'_L 为交流负载，C_M 为密勒电容，则

$$Z_{b'e}=r_{b'e}//\frac{1}{j\omega C_t}=\frac{r_{b'e}}{1+j\omega r_{b'e}C_t} \tag{3-6-1}$$

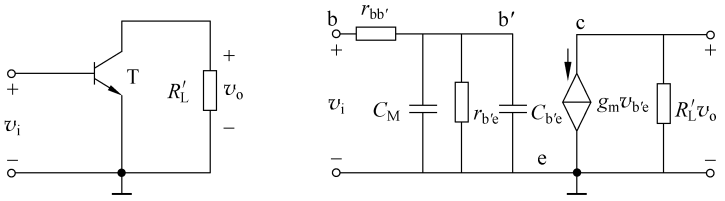
$$C_t=C_{b'e}+C_M=C_{b'e}+(1+g_m R'_L)C_{b'c} \tag{3-6-2}$$

$$R_t=r_{b'e}//r_{bb'}=\frac{r_{b'e}r_{bb'}}{r_{b'e}+r_{bb'}} \tag{3-6-3}$$

由图 3-6-2(b)可得

$$\dot{V}_o=-g_m\dot{V}_{b'e}R'_L \tag{3-6-4}$$

$$\dot{V}_{b'e}=\frac{Z_{b'e}}{r_{bb'}+Z_{b'e}}\dot{V}_i=\frac{R_t}{r_{bb'}(1+j\omega R_t C_t)}\dot{V}_i \tag{3-6-5}$$



(a) 共发电路的交流通路　　(b) 共发电路的高频等效电路

图 3-6-2　共发电路的交流通路及高频等效电路

所以

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = -\frac{g_m R_t R'_L}{r_{bb'}} \frac{1}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_H}} \tag{3-6-6}$$

其中，$\omega_H = \dfrac{1}{R_t C_t}$，上限截止频率为

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_t C_t} \tag{3-6-7}$$

下面推导差分电路的差分电压增益和上限截止频率。图 3-6-3 所示为一个双端输入双端输出的差分放大电路。它的差模电压增益 $\dot{A}_{vd}$ 与单管共射电路的电压增益 $\dot{A}_v$ 相同，即

$$\dot{A}_{vd} = \frac{\dot{V}_{od}}{\dot{V}_{id}} = -\frac{g_m R_t R'_L}{r_{bb'}} \frac{1}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_H}} \tag{3-6-8}$$

式中，$R'_L = R_C // (R_L/2)$。上限截止频率 f_H 与式(3-6-7)相同。增益带宽积为

$$GB = A_{vd} f_H = \frac{g_m R'_L}{2\pi r_{bb'} C_t} \tag{3-6-9}$$

如果在图 3-6-3 所示的差分放大器中，两个晶体管的基极上各外接一个电阻 R_s，这时的电路如图 3-6-4 所示。容易看出，与图 3-6-2(b)比较，在图 3-6-4 对应的差模半电路的交流等效电路中，R_s 与 $r_{bb'}$ 串联，定义：

$$R'_s = R_s + r_{bb'} \tag{3-6-10}$$

$$R'_t = r_{b'e} // R'_s \tag{3-6-11}$$

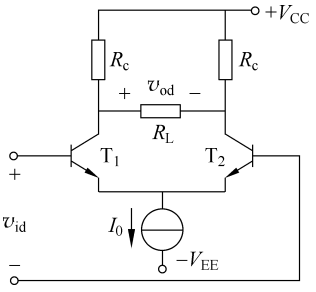


图 3-6-3　双端输入双端输出差分电路

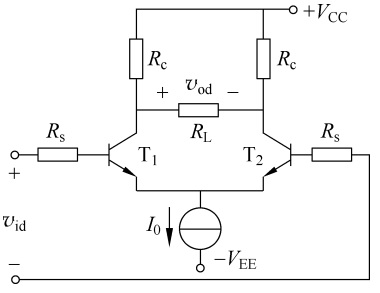


图 3-6-4　外接有 R_s 的差分电路

$$\dot{A}_{vd}=\frac{\dot{V}_{od}}{\dot{V}_{id}}=-\frac{g_m R'_t R'_L}{R'_s}\frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_H}} \tag{3-6-12}$$

$$f'_H=\frac{1}{2\pi R'_t C_t} \tag{3-6-13}$$

则该电路的增益带宽积为

$$GB=A_{vd}f_H=\frac{g_m R'_L}{2\pi R'_s C_t} \tag{3-6-14}$$

例 3-6-1 在图 3-6-3 所示的双端输入双端输出差分电路中，T_1、T_2 管的参数在 $I_{EQ}=1mA$ 时完全相同，均为 $\beta=100$，$r_{bb'}=50\Omega$，$C_{b'c}=2pF$，$f_T=200MHz$。$R_c=2k\Omega$，$R_L=1.5k\Omega$。计算该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 参数，根据

$$C_{b'e}+C_{b'c}=\frac{1}{2\pi f_T r_e} \text{ 及 } C_M=(1+g_m R'_L)C_{b'c}$$

又

$$r_e=\frac{26}{I_E}=26\Omega, g_m\approx\frac{1}{r_e}\approx 0.04S, r_{b'e}=(1+\beta)r_e=(1+100)\times 26\Omega\approx 2.6k\Omega$$

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

$$C_M=(1+g_m R'_L)C_{b'c}=(1+0.04\times 1.43\times 10^3)\times 2\times 10^{-12}F\approx 116pF$$

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

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(3-6-3)可求得

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

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

由式(3-6-7)、式(3-6-8)和增益带宽积的定义可以得到

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

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

$$GB=56\times 22.46\times 10^6=1.26\times 10^9$$

对于差分放大器的其他 3 种组态，即双端输入单端输出、单端输入双端输出和单端输入单端输出，可以参阅相关低频电子线路的文献，分别推导出相应的差模电压增益和上限截止频率公式，这里不再具体推导。

3.6.2 集成宽带放大器的内部电路

在实际宽带放大电路中，要展宽通频带，也就是要提高上限截止频率，主要有组合法和反馈法两种方法，即组合电路法和负反馈法。

1. 组合电路法

在集成宽带放大器中一般采用两只 NPN 型管构成共发—共基组合电路，如图 3-6-5 所示。

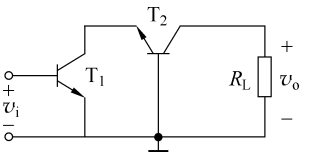


图 3-6-5　宽带电路中的共发—共基组态

共发电路的电流增益和电压增益都较大，是放大器最常用的一种组态。但它的上限截止频率较低，从而带宽受到限制，这是由于密勒电容 $C_M=(1+g_mR'_L)C_{b'c}$ 的存在，而发生了密勒效应。集电结电容 $C_{b'c}$ 等效到输入端以后，电容值增加为原来的$(1+g_mR'_L)$倍。

虽然 $C_{b'c}$ 数值很小，一般仅为几皮法，但 C_M 却很大。密勒效应使共射电路输入电容增大，容抗减小，且随频率的增大容抗更加减小，因此高频性能降低。

在共基电路和共集电路中，$C_{b'c}$ 或者处于输出端，或者处于输入端，无密勒效应，所以上限截止频率远高于共射电路。

在图 3-6-5 所示的共发—共基组合电路中，上限频率由共发电路的上限截止频率决定。利用共基电路输入阻抗小的特点，将它作为共发电路的负载，使共发电路输出总电阻 R'_L 大大减小，进而使密勒电容 C_M 大大减小，高频性能有所改善，从而有效地扩展了共发电路，亦即提高整个组合电路的上限截止频率。由于共发电路负载减小，所以电压增益减小。但这可以由电压增益较大的共基电路进行补偿。而共发电路的电流增益不会减小，因此整个组合电路的电流增益和电压增益都较大。

在集成电路中一般采用共发—共基差分对电路。图 3-6-6 所示的宽带集成电路放大器芯片 V2350 里就采用了这种形式的电路，它的带宽可达到 1GHz。

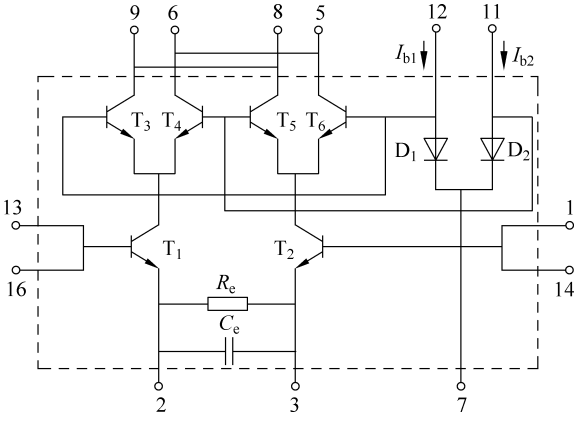


图 3-6-6　宽带集成放大器的内部电路

该电路由 T_1、T_3(或 T_4)与 T_2、T_6(或 T_5)组成共发—共基差分对，输出电压特性由外电路控制。如外电路使 $I_{b2}=0$，$I_{b1}\neq 0$ 时，D_2 和 T_4、T_5 截止，信号电流由 T_1、T_2 流入 T_3、T_6 后输出。如外电路使 $I_{b2}\neq 0$，$I_{b1}=0$ 时，D_1 和 T_3、T_6 截止，信号电流由 T_1、T_2 流入 T_4、T_5 后输出，输出极性与第一种情况相反。如外电路使 $I_{b1}=I_{b2}$ 时，通过负载的电流则互相抵消，输出为零。C_e 用于高频补偿，因高频时容抗减小，发射极反馈深度减小，使频带展宽。这种集成电路常用作 350MHz 以上宽带示波器中的高频、中频和视频放大。

采用共集—共基、共集—共发等组合电路也可以提高上限截止频率。

例 3-6-2 已知晶体管 π 混合参数与例 3-6-1 中的相同。分别求出图 3-6-5、图 3-6-2(a)所示共发—共基电路和单管共发电路的电压增益和上限截止频率。交流负载 $R'_L=1.5\text{k}\Omega$。

解 先求共发—共基电路的电压增益和上限截止频率。共发—共基电路的小信号等效电路如图 3-6-7 所示,其中虚线框内是共基电路的混合 π 参数等效电路。

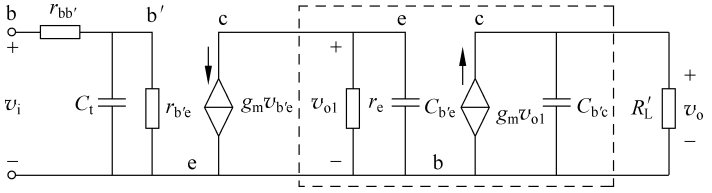


图 3-6-7 共发—共基组态的高频小信号等效电路

在共发电路中,由式(3-6-5)可以得出

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

式中,$R_t=\dfrac{r_{b'e}r_{bb'}}{r_{b'e}+r_{bb'}}$,$C_t=C_{b'e}+(1+g_m r_e)C_{b'c}$,注意此时共发电路的输出负载电阻为 r_e。

因为

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

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

式中,$\dot{V}_{o1}$ 是共发电路输出电压,也是共基电路输入电压,所以有

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

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

代入已知各参数,可得

$$A_v=\frac{g_m^2 R_t r_e R'_L}{r_{bb'}}=61$$

$$f_1=\frac{1}{2\pi R_t C_t}\approx 99.6\text{MHz}$$

$$f_2=\frac{1}{2\pi r_e C_{b'e}}\approx 1345\text{MHz}$$

$$f_3=\frac{1}{2\pi R'_L C_{b'c}}\approx 333\text{MHz}$$

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

然后求单级共发电路的电压增益和上限截止频率。由式(3-6-6)和式(3-6-7)可以得出

$$\dot{A}_v=\frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i}=-\frac{g_m R_t R'_L}{r_{bb'}}\frac{1}{1+j\dfrac{\omega}{\omega_H}}=-\frac{0.04\times 49\times 1.43\times 10^3}{50}\frac{1}{1+j\dfrac{\omega}{\omega_H}}=-\frac{56}{1+j\dfrac{\omega}{\omega_H}}$$

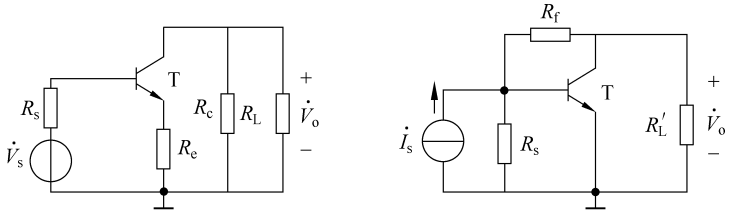
$$f_H=\frac{1}{2\pi R_t C_t}=\frac{1}{2\pi\times 49\times 144.6\times 10^{-12}}\text{Hz}\approx 22.46\text{MHz}$$

因为 $g_m\approx 1/r_e$，所以共发—共基电路的电压增益幅值与单级共发电路大致相同，上限截止频率提高为单级共发电路的 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。如果以牺牲增益为代价，可以扩展放大器的频带，其类型可以是单级负反馈，也可以是多级负反馈。

单管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，其交流等效电路如图 3-6-8 所示。



(a) 电流串联反馈　　(b) 电压并联反馈

图 3-6-8　单级负反馈交流等效电路

电流串联负反馈电路的特点是输入、输出阻抗高，所以适合与低内阻的信号电压源连接。电压并联负反馈电路的特点是输入、输出阻抗低，所以适合与高内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。图 3-6-9 所示的 F733 集成宽带放大电路中，T_1、T_2 组成电

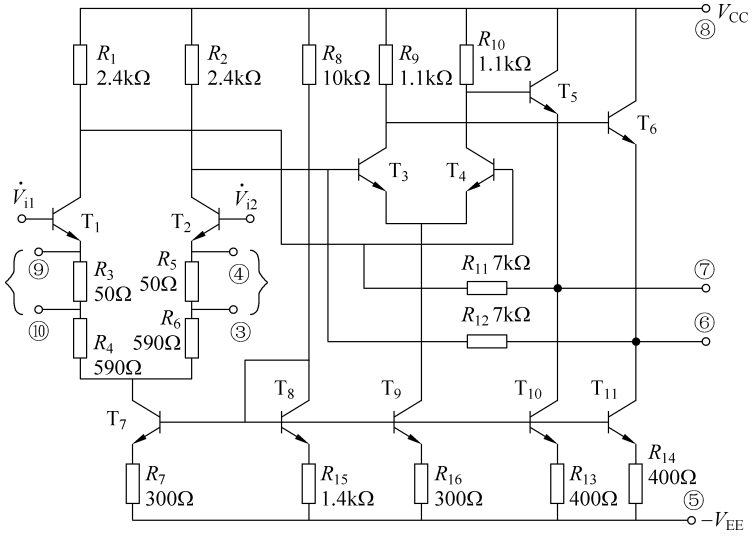


图 3-6-9　集成宽带放大器 F733 的内部结构

流串联负反馈差分放大器，T_3～T_6 组成电压并联负反馈差分放大器（其中 T_5 和 T_6 兼作输出级），T_7～T_{11} 为恒流源电路。改变第一级差放的负反馈电阻，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 种情况下的上限截止频率依次为 40MHz、90MHz 和 120MHz。

图 3-6-10 给出了 F733 用作可调增益放大器时的典型接法。图中电位器 R_w 是用于调节电压增益和带宽的。当 R_w 调到零时，④与⑨短接，片内 T_1 与 T_2 发射极短接，增益最大，上限截止频率最低；当 R_w 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、R_4、R_5、R_6 和外接电位器 R_w，这时交流负反馈增益最小，上限截止频率最高。可见，这种接法使电压增益和带宽连续可调。

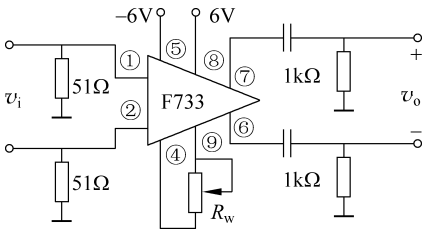


图 3-6-10　F733 的典型接法

采用电流并联和电压串联负反馈形式，同样也可以扩展放大器通频带。

3.6.3　集成电路谐振放大器及其应用

随着电子技术的不断发展，高频电子线路也从分立元件向集成电路化方向发展。而应用于小信号放大的集成宽带放大器的基本单元是差分对线性集成电路。与分离元件宽带放大器比较，集成放大器电路有以下优点。

（1）由于能够在一块很小的基片上刻制很多晶体二极管、三极管和电阻，因此，集成放大器电路允许采用较为复杂而且晶体管数量较多的放大器。

（2）鉴于集成电路中电容器的容量不能做得太大，耐压也不高，一般尽量少用含有电容元件的电路。

（3）为了使差分放大器抗零点漂移的能力进一步提高，可在发射极接入一阻值较大的电阻。利用 R_e 的负反馈作用，提高差分放大器抗零点漂移的能力。此外，还可以控制差分放大器的增益，实现放大器的自动增益控制，这一点对各种接收机来说尤为重要。

（4）差分放大器要求左右两个臂完全对称，对于分离元件来说，这是很难做到的。对于集成电路来说，虽然工艺流程不易严格控制，不同批次和不同基片上做成的元件一致性较差，但是在同一基片上的元器件（特别是彼此相邻的元器件）一致性比较好，因此，集成电路的差分对管容易做到对称。

除了以上工艺结构的原因外，从电路性能方面来说，差分放大器的工作频带很宽，输入和输出的隔离度也很好。作为高频小信号放大器，线性集成电路必须外接谐振回路、直流供给电源和必要的滤波电路。

目前也有一些规模较大、功能较多的线性集成电路在各种电子设备中得到应用。图 3-6-11 所示是一种电视接收机图像中放的集成电路 5G313，它包括中频放大、自动增益控制、高频自动增益延迟电路和偏置电路 4 个部分，图中只画出了中频放大和偏置电路。下面以这种电路为例，介绍它的中放电路和偏置电路。

图像中放由 T_{17}～T_{22} 共 6 只晶体管构成。它的第一级是由 T_{19} 做成的共发射极放大

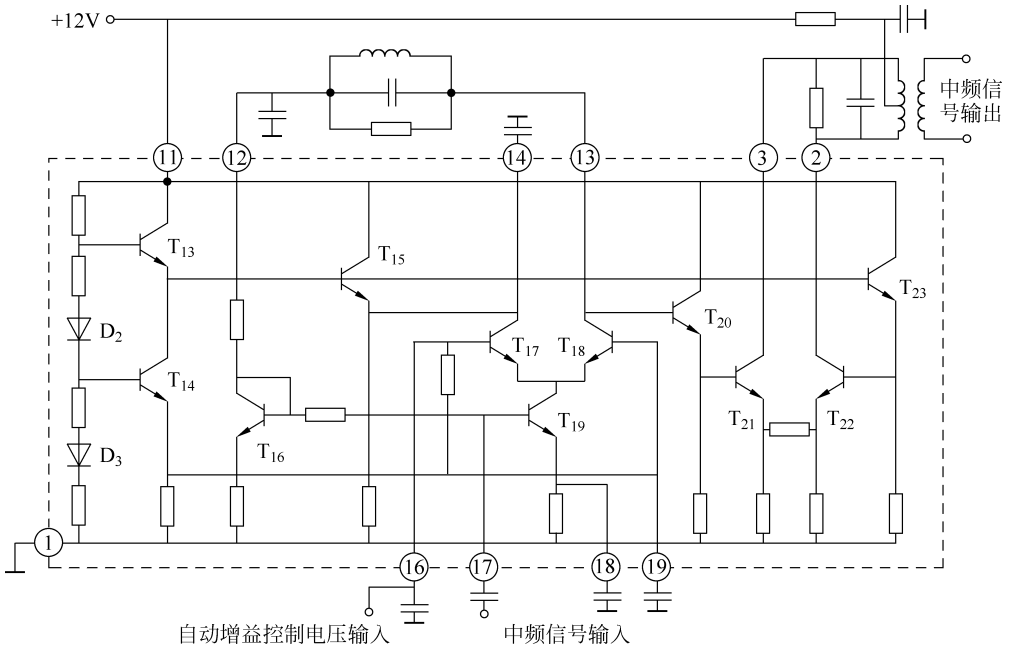


图 3-6-11　5G313 型线性电路部分线路图

器，中频信号由基极输入，经放大后直接加到 T_{18} 的发射极。T_{18} 是共基极放大器，其集电极应外接一个谐振回路，从这里输出信号，经射极跟随器 T_{20} 送到差分对 T_{21} 和 T_{22}，在这两个晶体管发射极之间有一个 π 型电阻网络，其作用是增大放大器的线性范围。在它们的集电极之间另外连接一个外加的谐振回路，放大后的中频图像信号通过电路耦合线圈输出。T_{17} 的作用是自动增益控制，改变它的基极电平可以控制中频放大器的增益。

由图 3-6-11 可以看出，各级放大器都采用直接耦合，由于晶体管集电极比基极电平高，如果不采取必要的措施，那么后面各级晶体管的直流电位将越来越高，直流工作点的配置就会越发困难。

解决这个问题的一种方法是在两极放大器之间加一个射极跟随器，如图 3-6-11 中的 T_{20}，它能使前后级放大器更好地隔离，同时，由于发射极直流电位比基极低 0.7V，这就使下一级的基极电位有所降低，偏置电平的配置就比较容易。

在分立晶体管电路中，直流偏置都采用电阻分压的方法来供给。用集成技术控制电阻，特别是高值电阻，不大容易实现，它的面积有时比晶体管还要大，所以集成电路的偏置电路往往由二极管或三极管构成，图 3-6-11 中的 T_{13}～T_{16} 及相应的电路就是各级放大器的直流偏置电路。以 T_{13} 和 T_{14} 为例，正确设计基极电路的各个电阻，就可以使它们的发射极得到一定的电压，分别为 T_{23} 和 T_{18} 两级放大器提供所需的偏置。

3.7　放大器中的噪声

电子设备的性能在很大程度上与干扰(Interference) 和噪声(Noise)有关。例如，接收机的理论灵敏度可以非常高，但是考虑噪声以后，实际灵敏度就不能做得很高了。而在通信

系统中，提高接收机的灵敏度比增大发射机的功率更为有效。在其他电子仪器中，它们的工作准确性、灵敏度等也与噪声有很大的关系。另外，各种外部干扰大大影响了接收机的工作。因此，研究各种干扰和噪声的特性，以及降低干扰和噪声的方法，是十分必要的。

干扰与噪声的分类如下。

干扰一般指外部干扰，可分为自然干扰和人为干扰。自然干扰有天电干扰、宇宙干扰和大地干扰等。人为干扰主要有工业干扰和无线电台干扰。

噪声是一种随机信号，其频谱分布在整个无线电工作频率范围内。噪声一般指内部噪声，也可分为自然噪声和人为噪声。自然噪声有热噪声、散粒噪声和闪烁噪声等。人为噪声有交流噪声、感应噪声、接触不良噪声等。

本节主要讨论自然噪声，对工业干扰和天电干扰只作简略介绍，而有关混频器的干扰则在第 7 章讨论。

需要指出的是，噪声问题所涉及的范围很广，计算比较复杂，详细的理论分析不属于本课程的范围。本节只对上述问题进行一些简要的分析和介绍，有些公式我们直接给出结果，而不进行推导。

3.7.1 内部噪声的特点和来源

放大器内部噪声主要是由电阻、谐振电路和电子器件（电子管、晶体管、场效应管和集成电路）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（Fluctuation）的性质。数学分析表明，这种噪声是一种随机过程，即在同一个时间（0～T）内，本次观察和下一次观察会得出不同的结果，如图 3-7-1 所示。对于随机过程，不可能用某一确定的时间函数来描述。但是，它却遵循着某一确定的统计规律，可以利用其本身的概率分布特性来充分描述它的特性。对于起伏噪声，可以用正弦波形的瞬时值、振幅值、平均值及有效值等来计量，通常用它的平均值、均方值、频谱或功率谱来表示。

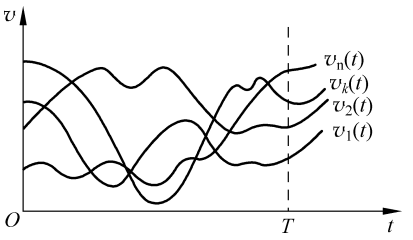
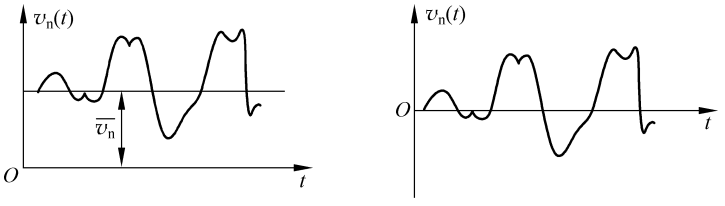


图 3-7-1 随机过程示意图

起伏噪声电压的平均值可表示为

$$\overline{v_n}=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T v_n(t)\,\mathrm{d}t \tag{3-7-1}$$

式中，$v_n(t)$为噪声起伏电压，如图 3-7-2 所示，$\overline{v_n}$ 为平均值，它代表 $v_n(t)$的直流分量。



(a) 平均值为$\overline{v_n}$　　(b) 平均值为零

图 3-7-2 起伏噪声电压的平均值

由于起伏噪声电压的变化是不规则的，没有一定的周期，因此应在长时间内（$T\to\infty$）取平均值，才有实际意义。

一般更常用起伏噪声电压的均方值（Root Mean Square Value）来表示噪声的起伏强度。均方值的求法如下。

由图 3-7-2(a)可知，起伏噪声电压 $v_n(t)$ 是在其平均值 $\overline{v_n}$ 上下起伏，在某一瞬间 t 的起伏强度为

$$\Delta v_n(t)=v_n(t)-\overline{v_n} \tag{3-7-2}$$

显然，$\Delta v_n(t)$ 也是随机的，并且有时为正，有时为负，所以从长时间来看，$\Delta v_n(t)$ 的平均值应为零。但是，将 $\Delta v_n(t)$ 平方后再取其平均值，就具有一定的数值，称为起伏噪声电压的均方值，或称方差，以 $\overline{\Delta v_n^2(t)}$ 表示。

$$\overline{\Delta v_n^2(t)}=\overline{[v_n(t)-\overline{v_n}]^2}=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T[\Delta v_n(t)]^2\mathrm{d}t=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T[\Delta v_n(t)]^2\mathrm{d}t$$

$$=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T[v_n(t)-\overline{v_n}]^2\mathrm{d}t=\overline{v_n^2}-(\overline{v_n})^2 \tag{3-7-3}$$

由于 $\overline{v_n}$ 代表直流分量，不表示噪声电压的起伏强度，因此可将图 3-7-2(a)的横轴向上移动一个数值 $\overline{v_n}$，如图 3-7-2(b)所示。这时起伏噪声电压的均方值为

$$\overline{v_n^2}=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T v_n^2(t)\mathrm{d}t \tag{3-7-4}$$

式中，$\overline{v_n^2}$ 表示起伏噪声电压的均方值，它代表功率的大小。而均方根值 $\sqrt{\overline{v_n^2}}$ 则表示起伏噪电压交流分量的有效值，通常用它与信号电压的大小作比较。

起伏噪声是由电阻、电子器件等内部所具有的带电微粒无规则运动产生的。这些带电微粒的质量很小，作无规则的热运动的速度极高，由其形成的起伏噪声电流和电压，可看成是无数个持续时间 τ 极短（$10^{-13}\sim10^{-14}$ s 数量级）的脉冲叠加起来的结果。这些短脉冲是非周期性的。因此，我们可以求得起伏噪声的频谱。

对于一个脉冲宽度为 τ，振幅为 1 的单个噪声脉冲，其波形如图 3-7-3(a)所示，其振幅频谱密度为

$$|F(\omega)|=\tau\frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2}=\frac{1}{\pi f}\sin\pi f\tau \tag{3-7-5}$$

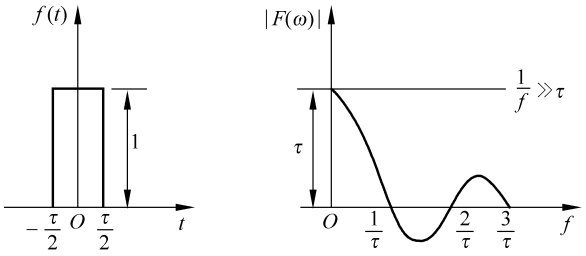
$|F(\omega)|$ 与频率 f 的关系曲线如图 3-7-3(b)所示，它的第一个零值点在 $1/\tau$ 处。由于电阻和电子器件噪声所产生的单个脉冲宽度 τ 极小，在整个无线电频率 f 范围内，τ 远小于周期 T，$T=1/f$，因此 $\pi f\tau=\pi\tau/T\ll1$，这时 $\sin\pi f\tau\approx\pi f\tau$，式(3-7-5)变为

$$|F(\omega)|=\tau \tag{3-7-6}$$

式(3-7-6)表明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看成是均等的。

噪声电压是由无数个单脉冲电压叠加而成的。按理说，整个噪声电压的振幅频谱是由每个脉冲的振幅频谱中相同频率分量直接叠加而得到的，然而，由于噪声电压是一个随机值，各脉冲电压之间没有确定的相位关系，各个脉冲的振幅频谱中相同频率分量之间也没有确定的相位关系，因此不能通过直接叠加得到整个噪声电压的振幅频谱。

虽然整个噪声电压的振幅频谱无法确定，但其功率频谱却是完全能够确定的（将噪声电



(a) 波形　　(b) 频谱

图 3-7-3　单个噪声脉冲的波形及其频谱

压加到 1Ω 电阻上，电阻内损耗的平均功率即为不同频率的振幅频谱平方在 1Ω 电阻内所损耗功率的总和）。由于单个脉冲的振幅频谱是均等的，则其功率频谱也是均等的，由各个脉冲的功率频谱叠加而得到的整个噪声电压的功率频谱也是均等的。因此，常用功率频谱（简称功率谱）来说明起伏电压的频率特殊。

式(3-7-4)可表示为噪声功率。因为 $\int_0^T v_n^2(t)\mathrm{d}t$ 表示 $v_n(t)$ 在 1Ω 电阻上于时间 0～T 内的全部噪声能量。再除以 T，即得平均功率 P。对于起伏噪声而言，当时间无限增长时，平均功率 P 趋近一个常数，且等于起伏噪声电压的均方值（方差），即为

$$\overline{v_n^2}=\lim_{T\to\infty}P=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T v_n^2(t)\mathrm{d}t$$

若以 $S(f)\mathrm{d}f$ 表示频率 f 与 $f+\mathrm{d}f$ 之间的平均功率，则总的平均功率为

$$P=\int_0^\infty S(f)\mathrm{d}f \tag{3-7-7}$$

因此，最后得

$$\overline{v_n^2}=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T v_n^2(t)\mathrm{d}t=\int_0^\infty S(f)\mathrm{d}f \tag{3-7-8}$$

式中，$S(f)$称为噪声功率谱密度，单位为 W/Hz。

由上面的讨论可知，起伏噪声的功率谱在极宽的频带内具有均匀的功率谱密度，如图 3-7-4 所示。在实际无线电设备中，只有位于设备通频带 Δf_n 内的噪声功率才能通过。

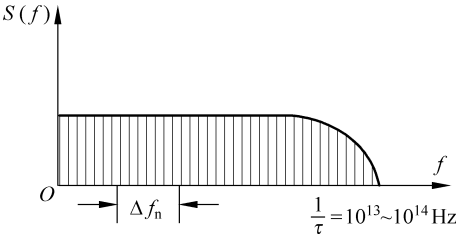


图 3-7-4　起伏噪声的功率谱

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，因此起伏噪声也称白噪声（White Noise），即在整个频带内具有平坦的频谱。而把在有效频带内功率谱分布不均匀的噪声称为有色噪声（Color Noise）。由式(3-7-8)可见，当 $S(f)$为常数时，$\int_0^\infty S(f)\mathrm{d}f$ 无穷大，这当然是不可能的，因此，真正的白噪声是不存在的，白噪声指在某一频率范围内 $S(f)$保持常数。

1. 电阻热噪声

我们知道，导体是由于金属内的自由电子的运动而导电的，电阻也是如此。电阻中的带

电微粒(自由电子)在一定温度下,受到热激发后,在电阻内部作大小和方向都无规则的运动(热骚动),这就在电阻内部形成了无规律的电流。在一段足够长的时间内,其电流平均值等于零,而瞬时值就在平均值的上下变动,称为起伏电流。起伏电流流经电阻 R 时,电阻两端就会产生噪声电压 v_n 和噪声功率。若以 $S(f)$ 表示噪声的功率谱密度,则由热运动理论和实践证明,对于电阻的热噪声,其功率谱密度为

$$S(f)=4kTR \tag{3-7-9}$$

如上所述,由于功率谱密度表示单位频带内的噪声电压均方值,故噪声电压的均方值为

$$\overline{v_n^2}=4kTR\Delta f_n \tag{3-7-10}$$

或表示为噪声电流的均方值,即

$$\overline{i_n^2}=4kTG\Delta f_n \tag{3-7-11}$$

以上各式中,k 为玻耳兹曼常数,值为 1.38×10^{-23} J/K;T 为电阻的热力学温度,单位为 K,$T(\mathrm{K})=T(℃)+273$;Δf_n 为图 3-7-4 所示的带宽或电路的等效噪声带宽(Equivalent Noise Bandwidth);R(或 G)为 Δf_n 内的电阻(或电导)值,单位为 Ω(或 S)。

因此,噪声电压的有效值为

$$\sqrt{\overline{v_n^2}}=\sqrt{4kTR\Delta f_n} \tag{3-7-12}$$

对于由线圈和电容组成的并联谐振电路,所产生的噪声电压分量的均方值为

$$\overline{v_n^2}=4kTR_p\Delta f_n \tag{3-7-13}$$

式中,R_p 为并联谐振电路的谐振阻抗。

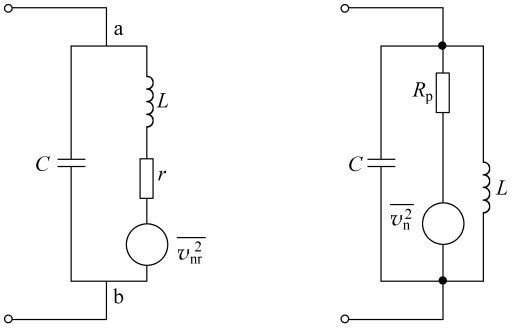
显然,就产生噪声的原因而言,纯电抗成分是不会产生噪声的,因为纯电抗元件没有损耗电阻,它不会有自由电子的热运动。谐振电路所产生的噪声仍然是由阻抗中损耗电阻产生的。对于图 3-7-5(a)所示的电路,损耗电阻 r 所产生的噪声电压均方值为

$$\overline{v_{nr}^2}=4kTr\Delta f_n$$

在谐振时,折合到 a-b 端的电压均方值为

$$\overline{v_n^2}=\overline{v_{nr}^2}Q^2=4kTr\Delta f_n\left(\frac{\omega L}{r}\right)^2=4kT\frac{(\omega L)^2}{r}\Delta f_n=4kTR_p\Delta f_n$$

如图 3-7-5(b)所示,可得式(3-7-13)成立。



(a) 噪声电压串联等效　　(b) 噪声电压并联等效

图 3-7-5　谐振回路的噪声

应该指出，热运动电子速度比外电场作业下的电子漂移速度大得多，因此，噪声电压与外加电动势产生并通过导体的直流电流无关，所以可认为无规则的热运动与直线运动（漂移）是彼此独立的。

为便于计算，把电阻 R 看作一个噪声电压源（或电流源）和一个理想无噪声的电阻串联（或并联），如图 3-7-6 所示。图中多个电阻串联时，总噪声电压等于各个电阻所产生的噪声电压的均方值相加。多个电阻并联时，总噪声电流等于各个电导所产生的噪声电流的均方值相加。这是由于每个电阻的噪声都是由电子的无规则热运动所产生的，任何两个噪声电压必然是独立的，所以只能按功率相加（用均方值电压或均方值电流相加）。

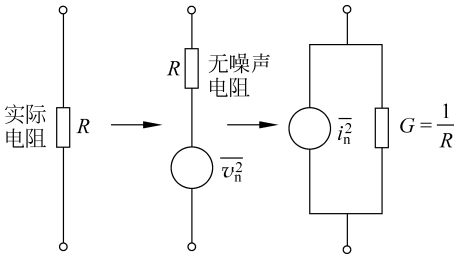


图 3-7-6　电阻的噪声等效电路

例 3-7-1　计算图 3-7-7 所示并联电阻两端的噪声电压。设 R_1 和 R_2 所处的温度 T 相同。

先利用电流源进行计算，如图 3-7-8 所示。由式(3-7-11)得

$$\overline{i_{n1}^2}=4kTG_1\Delta f_n,\quad G_1=1/R_1$$

$$\overline{i_{n2}^2}=4kTG_2\Delta f_n,\quad G_2=1/R_2$$

因此
$$\overline{i_n^2}=\overline{i_{n1}^2}+\overline{i_{n2}^2}=4kT(G_1+G_2)\Delta f_n$$

所以
$$\overline{v_n^2}=\frac{\overline{i_n^2}}{(G_1+G_2)^2}=4kT\,\frac{1}{G_1+G_2}\Delta f_n=4kT\,\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}\Delta f_n$$

再利用图 3-7-9 电压源计算。

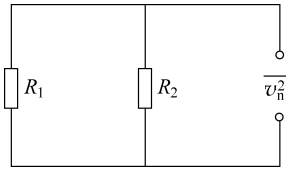


图 3-7-7　并联电阻噪声电压的计算

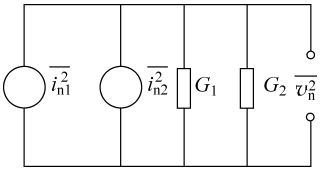


图 3-7-8　利用电流源计算噪声

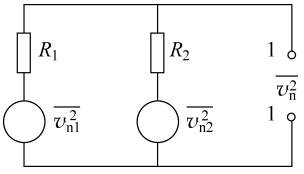


图 3-7-9　利用电压源计算噪声

$\overline{v_{n1}^2}$ 在 1-1 端所产生的噪声电压均方值为

$$\overline{v_{n1}'^2}=\frac{\overline{v_{n1}^2}}{(R_1+R_2)^2}R_2^2=\frac{4kTR_1\Delta f_n}{(R_1+R_2)^2}R_2^2$$

$\overline{v_{n2}^2}$ 在 1-1 端所产生的噪声电压均方值为

$$\overline{v_{n2}'^2}=\frac{\overline{v_{n2}^2}}{(R_1+R_2)^2}R_1^2=\frac{4kTR_2\Delta f_n}{(R_1+R_2)^2}R_1^2$$

所以

$$\overline{v_n^2}=\overline{v_{n1}'^2}+\overline{v_{n2}'^2}=4kT\,\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}\Delta f_n$$

显然，两种计算方法得到的结果是相同的。

2. 天线热噪声

天线等效电路由辐射电阻(Radiation Resistance)R_A 和电抗 X_A 组成。辐射电阻只表示天线接收或辐射信号功率，它不同于天线导体本身的电阻(天线导体本身电阻近似等于零)。所以就天线本身而言，热噪声是非常小的。但是，天线周围的介质微粒处于热运动状态，这种热运动产生扰动的电磁波辐射(噪声功率)，而这种扰动辐射被天线接收，然后又由天线辐射出去。当接收与辐射的噪声功率相等时，天线和周围介质处于热平衡状态，因此天线中存在噪声的作用。热平衡状态下，天线中热噪声电压为

$$\overline{v_n^2} = 4kT_A R_A \Delta f_n \tag{3-7-14}$$

式中，R_A 为天线辐射电阻，T_A 为天线等效噪声温度(Equivalent Noise Temperature)。

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

$$T_A = T, \quad \overline{v_n^2} = 4kTR_A \Delta f_n$$

天线的等效噪声温度 T_A 与天线周围介质的密度和温度分布以及天线的方向性有关。例如，频率高于 300MHz，用锐方向性天线进行实际测量，当天线指向天空时，$T_A \approx 10$K；当天线指向水平方向时，由于地球表面的影响，$T_A \approx 40$K。

除此之外，还有来自太阳、银河系及月球的无线电辐射的宇宙噪声。这种噪声在空间的分布是不均匀的，且与时间(昼夜)和频率有关。

通常，银河系的辐射较强，其影响主要在米波及更长波段(1.5m、1.85m、3.0m、15.0m)。长期观测表明，该影响是稳定的。太阳的影响最大又极不稳定，它与太阳的黑子数及日辉(即太阳大爆发)有关。

3. 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。其中热噪声和散粒噪声为白噪声，其余一般为有色噪声。

1) 热噪声

和电阻一样，在晶体管中，电子不规则的热运动同样会产生热噪声(Thermal Noise)。这类由电子热运动所产生的噪声，主要存在于基极电阻 $r_{bb'}$ 内。发射极和集电极电阻的热噪声一般很小，可以忽略。

2) 散粒噪声

由于少数载流子通过 PN 结注入基区时，即使在直流工作情况下也是随机量，即单位时间内注入的载流子数目不同，因而到达集电极的载流子数目也不同，由此引起的噪声称为散粒噪声(Shot Noise)。散粒噪声具体表现为发射极电流以及集电极电流的起伏现象。

3) 分配噪声

晶体管发射极区注入基区的少数载流子中，一部分经过基极区到达集电极形成集电极电流，一部分在基区复合。载流子复合时，其数量时多时少(存在起伏)。分配噪声(Distribution Noise)就是集电极电流随基区载流子复合数量的变化而变化所引起的噪声，即由发射极发出的载流子分配到基极和集电极的数量随机变化而引起。

4) $1/f$ 噪声

$1/f$ 噪声又称闪烁噪声(Flicker Noise)，它主要在低频范围产生影响，噪声频谱与频率

f 近似成反比。关于它的产生原因，学术界目前尚有不同见解。在实践中得知，它与半导体材料制作时表面清洁处理和外加电压有关，在高频工作时通常可不考虑它的影响。

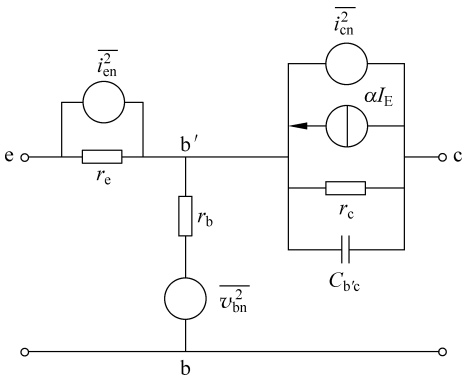


图 3-7-10 包括噪声电流与电压源的 T 型等效

根据上面的讨论，可以得出晶体管工作于高频且接成共基极电路时，噪声等效电路如图 3-7-10 所示。图中：

$$r_c = r_{b'c}, \quad r_e = r_{b'e}(1-\alpha_0)$$

$$r_b = r_{bb'}, \quad g_m = \frac{\alpha_0}{r_e}$$

在基极中的噪声源是 r_b 中的热噪声，其值为

$$\overline{v_{bn}^2} = 4kTr_b\Delta f_n \tag{3-7-15}$$

在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

$$\overline{i_{en}^2} = 2qI_E\Delta f_n \tag{3-7-16}$$

式中，q 为电子电荷，其值为 1.6×10^{-19}C；I_E 是发射极直流电流，单位为 A。

实验证明，频率对 $\overline{i_{en}^2}$ 的影响可以忽略。

在集电极臂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

$$\overline{i_{cn}^2} = 2qI_c\left(1-\frac{|\dot{\alpha}|^2}{\alpha_0}\right)\Delta f_n \tag{3-7-17}$$

式中，I_c 是集电极直流电流，单位为 A；α 是共基极状态的电流放大倍数；α_0 是相应于零频率的 α 值。

综上所述可知，基极臂中的是热噪声，发射极臂中的是散粒噪声，集电极臂中的是分配噪声。

由于 α 是频率的函数，它与 α_0 的关系为

$$\dot{\alpha} = \frac{\alpha_0}{1+\mathrm{j}\dfrac{f}{f_\alpha}} \tag{3-7-18}$$

式中，f_α 为 α 截止频率（当 $f=f_\alpha$ 时，$|\dot{\alpha}|=\dfrac{\alpha_0}{\sqrt{2}}$）。

在低频时，$\alpha\approx\alpha_0$，因此 $\overline{i_{cn}^2}\ll\overline{i_{en}^2}$。但随着频率的升高，$\alpha$ 下降，基区复合电流增大，因而分配噪声随之增加，即 $\overline{i_{cn}^2}$ 随着频率的升高而增大。

当 f 趋于零时，$|\dot{\alpha}|\to\alpha_0$，由式(3-7-17)得 $\overline{i_{cn}^2}$ 具有最小值

$$\overline{i_{cn}^2} = 2qI_c(1-\alpha_0)\Delta f_n \tag{3-7-19}$$

随着频率的升高，当 $f<\sqrt{1-\alpha_0}\,f_\alpha$ 时，$\overline{i_{cn}^2}$ 基本是常数；而当 $f>\sqrt{1-\alpha_0}\,f_\alpha$ 时，$\overline{i_{cn}^2}$ 随着 f 增长很快。

如令 f_1 是 $1/f$ 噪声的频率上限，$f_1=\sqrt{1-\alpha_0}\,f_2$，由上面讨论可知，在 $f_1<f<f_2$ 的区间，晶体管的噪声几乎不变。而在 $f<f_1$ 与 $f>f_2$ 时，噪声均将上升。因此得出晶体管

的噪声系数 F_n（参见 3.7.2 节）与频率的关系曲线如图 3-7-11 所示。图中 $0\sim f_1$ 为 $1/f$ 噪声区，一般 f_1 在 1000Hz 以下；$f>f_2$ 为高频噪声区；$f_1<f<f_2$ 频率范围内，F_n 基本不变。

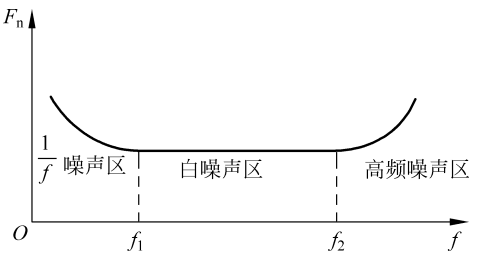


图 3-7-11　晶体管的噪声特性

另外，对二极管而言，只考虑散粒噪声，没有分配噪声，且热噪声很小，可以忽略。二极管的散粒噪声公式与式(3-7-16)相似，只须将该式中的 I_E 换成二极管电流 I_D 即可。

4. 场效应管的噪声

场效应管的噪声也有 4 个来源。

1）由栅极内的电荷不规则起伏所引起的噪声

这种噪声称为散粒噪声。对结型场效应管来说，由通过 PN 结的漏出电流引起的噪声电流均方值为

$$\overline{i_{ng}^2}=2qI_G\Delta f_n \tag{3-7-20}$$

式中，q 为电子电荷，其值为 1.6×10^{-19}C；I_G 是栅极漏泄电流，单位为 A。

2）沟道内的电子不规则热运动所引起的热噪声

场效应管的沟道电阻由栅极电压控制。因此，和任何其他电阻一样，沟道电阻载流子的热运动也会产生热噪声，它可用一个与输出阻抗并联的噪声电流来表示，即

$$\overline{i_{nd}^2}=4kTg_{fs}\Delta f_n \tag{3-7-21}$$

式中，g_{fs} 为场效应管的跨导。

也可将这种噪声折合到栅极来计算。为此，引入等效噪声电阻 R_n。所谓等效噪声电阻，就是在该电阻两端所获得的噪声电压等于换算到栅极电路的沟道热噪声。

由式(3-7-10)可知，在等效噪声电阻 R_n 两端产生的噪声均方值为

$$\overline{v_n^2}=4kTR_n\Delta f_n$$

将此电阻接入栅极，再把场效应管当作无噪声，就可得到该场效应管漏极电路中的起伏电流均方值为

$$\overline{i_n^{2'}}=\overline{v_n^2}\,|y_{fs}|^2=4kTR_n\Delta f_n\,|y_{fs}|^2$$

而根据等效噪声电阻的意义，$\overline{i_{nd}^2}=\overline{i_n^{2'}}$，得到 $R_n=g_{fs}/|y_{fs}|^2$。当工作频率较低时，$y_{fs}\approx g_{fs}$，得到 $R_n=1/g_{fs}$。

因此，折合到栅极时，沟道热噪声也可以用噪声电压表示为

$$\overline{v_{n1}^2}=4kT\left(\frac{1}{g_{fs}}\right)\Delta f_n \tag{3-7-22}$$

3）漏极和源极之间的等效电阻噪声

在漏极与源极之间，栅极作用达不到的部分可用等效串联电阻 R 表示。由此会产生电阻热噪声，其大小为

$$\overline{v_{n2}^2}=4kTR\Delta f_n \tag{3-7-23}$$

4）$1/f$ 噪声（或称闪烁噪声）

和晶体管相同，在低频段，噪声功率与频率成反比地增大。关于它的产生机理，目前还

有不同的见解。定性地说，这种噪声是由于 PN 结的表面发生复合、雪崩等引起的。

通常，第一种和第二种噪声是主要的，尤其第二种噪声最重要。

3.7.2 噪声的表示和计算方法

3.7.1 节介绍了噪声来源，现在来研究噪声的表示方法。总地来说，可以用噪声系数、噪声温度、等效噪声频带宽度来表示噪声。

1. 噪声系数

在电路某一指定点处的信号功率 P_s 与噪声功率 P_n 之比，称为信号噪声比(Signal-Noise Ratio)，以 P_s/P_n(或 S/N)表示。

研究噪声的目的在于减小噪声对信号的影响。因此，脱离信号谈噪声是无意义的。噪声对信号的影响效果，不在于噪声电平绝对值的大小，而在于信号功率与噪声功率的相对值，即信号噪声比(简称为信噪比)。即便噪声电平绝对值很高，但只要信噪比达到一定要求，噪声影响就可以忽略。否则，即使噪声电平绝对值很低，如果信号电平更低，即信噪比低于 1，信号仍然会淹没在噪声中而无法辨别。因此，信噪比是描述信号抗噪声质量的重要物理量之一。

放大器噪声系数(Noise Figure)F_n 是指放大器输入端信号噪声功率比 P_{si}/P_{ni} 与输出端信号噪声功率比 P_{so}/P_{no} 的比值。

$$F_n=\frac{\text{输入端信噪比}}{\text{输出端信噪比}}=\frac{P_{si}/P_{ni}}{P_{so}/P_{no}} \tag{3-7-24}$$

用分贝数表示为

$$F_n(\text{dB})=10\lg\frac{P_{si}/P_{ni}}{P_{so}/P_{no}} \tag{3-7-25}$$

如果放大器是理想无噪声的线性网络，那么，其输入端的信号与噪声得到同样的放大，即输出端的信噪比与输入端的信噪比相同，于是 $F_n=1$ 或 $F_n(\text{dB})=0\text{dB}$。如果放大器本身有噪声，则输出噪声功率等于放大后的输入噪声功率和放大器本身的噪声功率之和。显然，经过放大器后，输出端的信噪比较输入端的信噪比低，则 $F_n>1$。因此，F_n 表示信号通过放大器后，信号噪声比变坏的程度。

通常，输入端的信号功率 P_{si} 和噪声功率 P_{ni} 分别由输入信号源的信号电压 v_s 和其内阻 R_s 的热噪声所产生，并规定 R_s 的温度为 290K(即 17℃)。

式(3-7-24)也可写成另一种形式，即

$$F_n=\frac{P_{no}/P_{ni}}{P_{so}/P_{si}}=\frac{P_{no}}{P_{ni}A_p} \tag{3-7-26}$$

式中，$A_p=P_{so}/P_{si}$ 为放大器的功率增益。

$P_{ni}A_p$ 表示信号源内阻产生的噪声通过放大器放大后在输出端所产生的噪声功率，用 P_{noI} 表示。则式(3-7-26)可写成

$$F_n=P_{no}/P_{noI} \tag{3-7-27}$$

上式表明，噪声系数 F_n 仅与输出端的两个噪声功率 P_{no} 和 P_{noI} 有关，而与输入信号的大小无关。

实际上，放大器的输出噪声功率 P_{no} 是由两部分组成的：一部分是 $P_{noI}=P_{ni}A_p$；另一

部分是放大器本身内部产生的噪声在输出端上呈现的噪声功率 $P_{no\,Ⅱ}$，即

$$P_{no}=P_{no\,Ⅰ}+P_{no\,Ⅱ}$$

所以，噪声系数又可写成

$$F_n=\frac{P_{no\,Ⅰ}+P_{no\,Ⅱ}}{P_{no\,Ⅰ}}=1+\frac{P_{no\,Ⅱ}}{P_{no\,Ⅰ}} \tag{3-7-28}$$

由式(3-7-28)也可看出噪声系数与放大器内部噪声的关系。实际中放大器总是要产生噪声的，即 $P_{no\,Ⅱ}>0$，因此 $F_n>1$。只有放大器是理想情况，内部无噪声，即 $P_{no\,Ⅱ}=0$ 时，$F_n=1$。F_n 越大，表示放大器本身产生的噪声越大。

用式(3-7-24)、式(3-7-27)与式(3-7-28)来表示噪声系数是完全等效的。在计算具体电路噪声时，用式(3-7-27)与式(3-7-28)比较方便。

应该指出，噪声系数的概念仅适用于线性电路(放大器)，因此可用功率增益来描述噪声系数。对于非线性电路，不仅得不到线性放大，而且信号和噪声、噪声和噪声之间会相互作用，即使电路本身不产生噪声，在输出端的信噪比也与输入端的不同。因此，噪声系数的概念就不能适用。所以通常所说的接收机的噪声系数是指检波器以前的线性部分(包括高频放大、变频和中频放大)。对于变频器，虽然它本质上是一种非线性电路，但它对信号而言，只产生频率搬移，输出电压则随输入信号幅度成正比增大或减小，因此可以把它近似地看作线性变换。幅度的变化用变频增益表示，信号或噪声能满足线性叠加的条件。

另外，近年来又提出了点噪声系数和平均噪声系数的概念。由于实际网络通带内不同频率点的传输系数是不完全相等的，所以其噪声系数也不完全一样。为此，在不同的特定频率点，分别测出其对应的单位频带内的信号功率与噪声功率，然后再计算出各自的噪声系数，此系数称为点噪声系数。

而某一频率范围内网络的平均噪声系数则定义为

$$F_{n(AV)}=\frac{\int F_n(f)A_p(f)\mathrm{d}f}{\iint A_p(f)\mathrm{d}f}$$

式中，$F_n(f)$ 和 $A_p(f)$ 分别为网络噪声系数和功率增益对频率的函数。

2. 信噪比与负载的关系

设信号源内阻为 R_s，信号源的电压为 V_s(有效值)，当它与负载电阻 R_L 相接时，在负载电阻 R_L 上的信噪比计算如下。

信号源在 R_L 上的功率为

$$P_{so}=\left(\frac{V_s}{R_s+R_L}\right)^2R_L$$

信号源内阻噪声在 R_L 上的功率为

$$P_{no}=\left[\frac{\overline{v_n^2}}{(R_s+R_L)^2}\right]R_L$$

在负载两端的信噪比为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_o=\frac{P_{so}}{P_{no}}=\frac{V_s^2}{\overline{v_n^2}}$$

由以上分析可知，信号源与任何负载相接并不影响其输出端信噪比，即无论负载为何

值，信噪比都不变，其值为负载开路时的信号电压平方与噪声电压平方之比。

3. 用额定功率和额定功率增益表示的噪声系数

为了计算和测量的方便，噪声系数也可以用额定功率(Rated Power)和额定功率增益的关系来定义。为此，先引入额定功率的概念。

额定功率是指信号源所能输出的最大功率，如图 3-7-12 所示。为了使信号源有最大功率输出，必须使放大器的输入电阻 R_i 与信号源内阻 R_s 相匹配，即应使 $R_s=R_i$。所以额定输入信号功率为

$$P'_{si}=\frac{V_s^2}{4R_s} \tag{3-7-29}$$

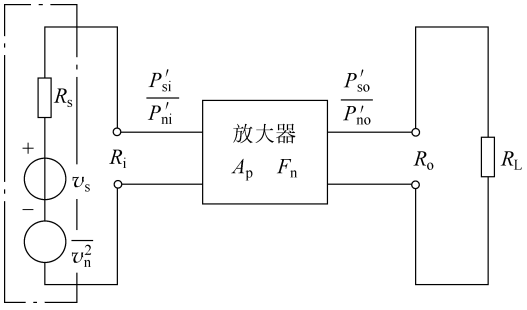


图 3-7-12 表示额定功率和噪声系数定义的电路

额定输入噪声功率为

$$P'_{ni}=\frac{\overline{v_n^2}}{4R_s}=\frac{4kTR_s\Delta f_n}{4R_s}=kT\Delta f_n \tag{3-7-30}$$

由此可见，额定信号(噪声)功率只是信号源的一个属性，它仅取决于信号源本身的参数(内阻和电动势)，而与放大器的输入电阻和负载电阻无关。

当 $R_s\neq R_i$ 时，额定信号功率数值不变，但这时额定信号功率不表示实际的信号功率。

输出端的情况也一样，当输出端匹配($R_o=R_L$)时，得到输出端的额定信号功率 P'_{so} 和额定噪声功率 P'_{no}。不匹配时，输出端的额定信号功率和额定噪声功率数值不变，但不表示输出端的实际信号功率。

下面介绍额定功率增益的概念。

额定功率增益是指放大器(或线性四端网络)的输入端和输出端分别匹配时($R_s=R_i$，$R_o=R_L$)的功率增益，计算式如下。

$$A_{pH}=\frac{P'_{so}}{P'_{si}} \tag{3-7-31}$$

与额定功率的概念相同，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 也可定义为

$$F_n=\frac{P'_{si}/P'_{ni}}{P'_{so}/P'_{no}}=\frac{P'_{no}}{P'_{ni}A_{pH}} \tag{3-7-32}$$

将式(3-7-30)和式(3-7-31)代入式(3-7-32)，可得

$$F_n=\frac{P'_{si}/P'_{ni}}{P'_{so}/P'_{no}}=\frac{P'_{no}}{kT\Delta f_nA_{pH}} \tag{3-7-33}$$

式(3-7-33)是采用额定功率和额定功率增益后噪声系数的又一种表示式。

式(3-7-32)和式(3-7-33)是假定放大器的输入端和输出端分别匹配时,计算噪声系数的公式。但即使不匹配,由式(3-7-33)计算所得的数值,仍然是该放大器的噪声系数,简单说明如下。

不匹配时,额定功率 P' 与实际功率 P 之间存在如下关系

$$P = P'q \tag{3-7-34}$$

式中,q 称为失配系数(Mismatch Coefficient),其意义是:由于电路失配,$q<1$,因而使实际功率小于额定功率。对于放大器来说,如输入端与输出端的失配系数分别为 q_i 和 q_o,则噪声系数 F_n 可写成

$$F_n = \frac{P'_{si}q_i / P'_{ni}q_i}{P'_{so}q_o / P'_{no}q_o} = \frac{P'_{si}/P'_{ni}}{P'_{so}/P'_{no}}$$

这样,通过额定功率与额定功率增益推导放大器的噪声系数,具有运算简便、适用的优点。

4. 噪声温度

有时,可将放大器(四端网络)内部噪声折算到输入端,则认为放大器是本身没有噪声的理想器件。若内部噪声折算到输入端后的额定输入噪声功率为 P''_{ni},则经放大后的额定输出噪声功率 $P'_{no2}=P''_{ni}A_{pH}$。考虑到原来的噪声 $P'_{ni}=kT\Delta f_n$,若以 P'_{no1} 代表 $A_{pH}P'_{ni}$,并令 $P''_{ni}=kT_i\Delta f_n$,则式(3-7-33)可改写为

$$F_n = \frac{P'_{no}}{P'_{no1}} = \frac{P'_{no1}+P'_{no2}}{P'_{no1}} = 1 + \frac{P'_{no2}}{P'_{no1}} = 1 + \frac{A_{pH}kT_i\Delta f_n}{A_{pH}kT\Delta f_n} = 1 + \frac{T_i}{T} \tag{3-7-35}$$

或

$$T_i = (F_n - 1)T \tag{3-7-36}$$

此处,T_i 称为噪声温度(Noise Temperature)。当 $T_i=0$(内部无噪声)时,$F_n\approx1$(0dB);当 $T_i=T=290$K 时,$F_n\approx2$(3dB)。

总的输出端噪声功率为

$$P'_{no}=P'_{no1}+P'_{no2}=A_{pH}kT\Delta f_n + A_{pH}kT_i\Delta f_n = A_{pH}k(T+T_i)\Delta f_n \tag{3-7-37}$$

式(3-7-37)说明,放大器内部产生的噪声功率,可看作是由它的输入端接上一个温度为 T_i 的匹配电阻所产生的;或者看作与放大器匹配的噪声源内阻 R_s 在工作温度上再加一温度 T_i 后,所增加的输出噪声功率。所以,噪声温度也代表相应的噪声功率。

根据式(3-7-36)可以进行噪声系数 F_n 和噪声温度 T_i 的换算。T_i 与 F_n 都可以表征放大器内部噪声的大小。两种表示没有本质的区别。但通常用噪声温度可以较精确地比较内部噪声的大小。例如,若 $T=290$K,当 $F_n=1.1$ 时,$T_i=29$K;当 $F_n=1.01$ 时,$T_i=14.5$K。由此可见,噪声温度变化范围要远大于噪声系数变化范围。这就是通常采用噪声温度来表示噪声的基本原因。

近年来,随着半导体工艺技术的发展和进步,出现了大量的低噪声器件,使无线电设备(如接收机)前端的噪声系数明显降低。加上各种制冷技术的应用,更减小了设备及电路的噪声系数。例如,常温参量放大器的噪声系数 F_n 已降至1～3dB,而用液体氦或气体氦制冷的参量放大器,其噪声系数 F_n 仅为0.1～0.2dB。

5. 多级放大器的噪声系数

无线接收机是由许多单级收大器(或其他单元)组成的。研究其总噪声系数与各级噪声

系数之间的关系具有实际意义，因为它指出了降低总噪声系数的方向。下面讨论两级电路的情况。设有二级级联放大器，如图 3-7-13 所示。每一级的额定功率增益、噪声系数分别为 A_{pH1}、F_{n1} 和 A_{pH2}、F_{n2}，通频带均为 Δf_n。

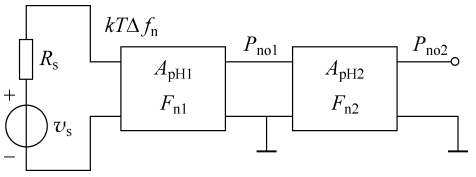


图 3-7-13　二级级联放大器示意图

如前所述，第一级额定输入噪声功率（由信号源内阻产生）为 $kT\Delta f_n$［参见式(3-7-30)］。由式(3-7-33)可知，第一级额定输出噪声功率为

$$P'_{no1}=kT\Delta f_n F_{n1} A_{pH1}$$

显然，第一级额定输出噪声功率 P'_{no1} 由两部分组成：一部分是经放大后的信号源噪声功率 $kT\Delta f_n A_{pH1}$；另一部分是第一级放大器本身产生的输出噪声功率 P_{n1}。因此

$$\begin{aligned}P_{n1}&=P'_{no1}-kT\Delta f_n A_{pH1}=kT\Delta f_n F_{n1} A_{pH1}-kT\Delta f_n A_{pH1}\\&=(F_{n1}-1)kT\Delta f_n A_{pH1}\end{aligned}$$

同理，第二级放大器额定输出噪声功率 P'_{no2} 也由两部分组成：一部分是第一级放大器输出的额定输出噪声功率 P'_{no1} 经第二级放大后的输出部分，等于 $P'_{no1}A_{pH2}$；另一部分是第二级放大器本身附加输出的噪声功率 P_{n2}，可用求 P_{n1} 的方法求得，但应注意，必须将两级放大器断开，将信号源（包括内阻）直接接到第二级的输入端，因为 P_{n2} 是第二级放大器本身产生的输出噪声功率，应与第一级采用相同的信号源噪声进行计算。所以

$$P_{n2}=(F_{n2}-1)kT\Delta f_n A_{pH2}$$

这样，第二级放大器额定输出噪声功率为

$$P'_{no2}=P'_{no1}A_{pH2}+(F_{n2}-1)kT\Delta f_n A_{pH2}$$

再将 $P'_{no1}=kT\Delta f_n F_{n1} A_{pH1}$ 代入上式，可得

$$P'_{no2}=kT\Delta f_n F_{n1} A_{pH1} A_{pH2}+(F_{n2}-1)kT\Delta f_n A_{pH2}$$

按照噪声系数的定义［参见式(3-7-33)］，二级放大器的噪声系数为

$$\begin{aligned}(F_n)_{1\cdot2}&=\frac{P'_{no2}}{A_{pH}kT\Delta f_n}=\frac{kT\Delta f_n F_{n1} A_{pH1} A_{pH2}+(F_{n2}-1)kT\Delta f_n A_{pH2}}{A_{pH1} A_{pH2} kT\Delta f_n}\\&=F_{n1}+\frac{F_{n2}-1}{A_{pH1}}\end{aligned}\tag{3-7-38}$$

采用同样的方法，可以求得 n 级级联放大器的噪声系数为

$$(F_n)_{1\cdot2\cdot\cdots\cdot n}=F_{n1}+\frac{F_{n2}-1}{A_{pH1}}+\frac{F_{n3}-1}{A_{pH1}A_{pH2}}+\cdots+\frac{F_{nn}-1}{A_{pH1}A_{pH2}\cdots A_{pHn}}\tag{3-7-39}$$

由式(3-7-39)可知，多级放大器总的噪声系数主要取决于前面两级，而与后面各级的噪声系数几乎没有太大关系。这是因为 A_{pH} 的乘积很大，所以后面各级的影响很小。总噪声系数最主要是由第一级放大器的噪声系数 F_{n1} 和额定功率增益 A_{pH1} 决定的。F_{n1} 小，则总的噪声系数小；A_{pH1} 大，则使后级的噪声系数在总的噪声系数中的作用减小。因此，在多级放大器中，最关键的是第一级，不但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。

6. 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（Sensitivity），与之相对应的输入电压称为最小可检测信号。

在信号源内阻与放大器输入端电阻匹配时，输入信号功率为

$$P'_{si}=\frac{V_s^2}{4R_s}$$

此时的输入噪声功率为式(3-7-30)，根据式(3-7-32)可得灵敏度为

$$P'_{si}=F_n(kT\Delta f_n)\left(\frac{P'_{so}}{P'_{no}}\right) \tag{3-7-40}$$

例 3-7-2　在一个输入阻抗为 50Ω，噪声系数 $F_n=8$dB，带宽为 2.1kHz 的系统中，若给定的输出信噪比为 1dB，最小输入信号是多少？设温度为 290K。

解　式(3-7-40)可以改写成

$$\begin{aligned}10\lg P'_{si}&=10\lg F_n+10\lg(kT\Delta f_n)+10\lg\left(\frac{P'_{so}}{P'_{no}}\right)\\&=8+10\lg(1.38\times10^{-23}\times290\times2.1\times10^{3})+1\\&=-157.4\text{dB}\end{aligned}$$

因此得出灵敏度 $P'_{si}=1.82\times10^{-16}$W。

由 $P'_{si}=\frac{V_s^2}{4R_s}$，$R_s=50\Omega$，得出最小可检测输入信号电压为

$$V_s=0.19\mu\text{V}$$

7. 等效噪声频带宽度

起伏噪声是功率谱密度均匀的白噪声。下面来研究它通过线性四端网络后的情况，并引入等效噪声带宽的概念。

设四端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 $S_o(f)$ 为

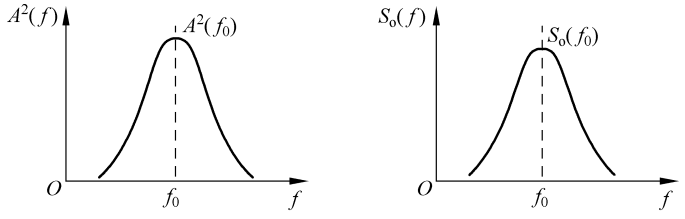
$$S_o(f)=A^2(f)S_i(f) \tag{3-7-41}$$

因此，若作用于输入端的 $S_i(f)$ 是白噪声，则通过如图 3-7-14(a)所示的功率传输系数 $A^2(f)$ 的线性网络后，输出端的噪声功率谱密度就如图 3-7-14(b)所示。显然，白噪声通过有频率选择性的线性网络后，输出噪声不再是白噪声，而是有色噪声。

由式(3-7-8)可得出输出端的噪声电压均方值为

$$\overline{v_{no}^2}=\int_0^\infty S_o(f)\mathrm{d}f=\int_0^\infty A^2(f)S_i(f)\mathrm{d}f \tag{3-7-42}$$

即图 3-7-14(b)所示的 $S_o(f)$ 曲线与横轴 f 之间的面积就表示输出噪声电压的均方值 $\overline{v_{no}^2}$。



(a) 线性网络功率谱　　(b) 输出端口噪声功率谱

图 3-7-14　白噪声通过线性网络时功率谱的变化

下面引入等效噪声带宽(Equivalent Noise Bandwidth)Δf_n 的概念,以简化噪声计算。

等效噪声带宽是按噪声功率相等(几何意义即面积相等)来等效的。如图 3-7-15 所示,使宽度为 Δf_n、高度为 $S_o(f_o)$的矩形面积与曲线 $S_o(f)$下的面积相等,Δf_n 即为等效噪声宽度。

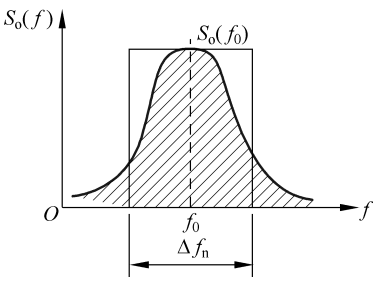


图 3-7-15 等效噪声带宽示意图

根据功率相等的条件,可得

$$\int_0^\infty S_o(f)\mathrm{d}f = S_o(f_o)\Delta f_n \tag{3-7-43}$$

由于输入端噪声功率谱密度 $S_i(f)$是均匀的,将式(3-7-41)代入式(3-7-43),可得

$$\Delta f_n = \frac{\int_0^\infty A^2(f)\mathrm{d}f}{A^2(f_o)} \tag{3-7-44}$$

再由式(3-7-42),线性网络输出端的噪声电压均方值为

$$\overline{v_{no}^2} = S_i(f)\int_0^\infty A^2(f)\mathrm{d}f = S_i(f)A^2(f_o)\Delta f_n \tag{3-7-45}$$

由式(3-7-9)可知 $S_i(f)=4kTR$,所以

$$\overline{v_{no}^2} = 4kTRA^2(f_o)\Delta f_n \tag{3-7-46}$$

由此可见,电阻热噪声(起伏噪声)通过线性四端网络后,输出的均方值电压就是该电阻在频带 Δf_n 内的均方值电压的 $A^2(f_o)$倍。通常 $A^2(f_o)$是已知的,所以,只要求出 Δf_n,就容易算出 $\overline{v_{no}^2}$。如将 $A^2(f_o)$归一化为 1,则得到式(3-7-10)所表示的电阻热噪声。对于其他噪声源(如晶体管)来说,只要它的噪声功率谱密度是均匀的(白噪声),都可以用 Δf_n 来计算其通过线性网络后输出端噪声电压的均方值。

3.7.3 减小噪声系数的措施

根据上面所讨论的结果,可提出如下减小噪声系数的措施。

1) 选用低噪声器件或元件

在放大或其他电路中,电子器件的内部噪声起着重要作用。因此,改进电子器件的噪声性能和选用低噪声的电子器件,就能大大降低电路的噪声系数。

对晶体管而言,应选用 $r_b(r_{bb'})$和噪声系数 F_n 小的晶体管(可由手册查得,但 F_n 必须是高频工作时的数值)。除采用晶体管外,目前还广泛采用场效应管做放大器和混频器,因为场效应管的噪声电平低,尤其是最近发展起来的砷化镓金属半导体场效应管(MOSFET),它的噪声系数可低至 0.5～1dB。

在电路中,还必须谨慎地选用其他能引起噪声的电路元件,其中最主要的是电阻元件。宜选用结构精细的金属膜电阻。

2) 正确选择晶体管放大级的直流工作点

图 3-7-16 所示为某晶体管的 F_n 与 I_E 的关系曲线。从图中可以看出,对于一定的信号源内阻 R_s,存在着一个使 F_n 最小的最佳电流 I_E 值。

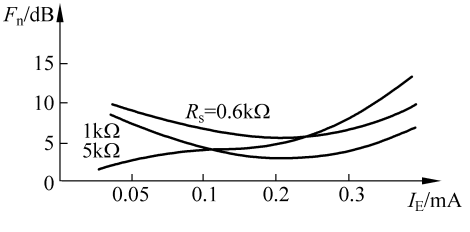


图 3-7-16 某晶体管 F_n 与 I_E 的关系曲线

因为 I_E 改变时，直接影响晶体管的参数$\left(\text{如 } r_e=\dfrac{kT}{qI_E}\approx\dfrac{26}{I_E}\right)$。当参数为某一值，满足最佳条件时，可使 F_n 达到最小值。另外，如果 I_E 太小，晶体管功率增益太低，则 F_n 上升；如果 I_E 太大，晶体管的散粒和分配噪声增加，则 F_n 也上升。所以在 I_E 为某一值时，F_n 可以达到最小。

除此之外，F_n 还分别与晶体管电压 V_{CB} 和 V_{CE} 有关。但通常 V_{CB} 和 V_{CE} 对 F_n 的影响不大，电压低时 F_n 略有下降。

3）选择合适的信号源内阻 R_s

信号源内阻 R_s 变化时，也影响 F_n 的大小。当 R_s 为某一最佳值时，F_n 可达到最小。晶体管共发射极和共基极电路在高频工作时，这个最佳内阻为几十欧到三四百欧(当频率更高时，此值更小)。在较低频率范围内，这个最佳内阻为 500～2000Ω，此时最佳内阻和共发射极放大器的输入电阻相近。因此，可以采用共发射极放大器，在获得最小噪声系数的同时，亦能获得最大功率增益。在较高频工作时，最佳内阻和共基极放大器的输入电阻近似，因此，可用共基极放大器，使最佳内阻值与输入电阻相等，这样就同时获得最小噪声系数和最大功率增益。

4）选择合适的工作带宽

根据上面的讨论，噪声电压都与通带宽度有关。接收机或放大器的带宽增大时，接收机或放大器的各种内部噪声也增大。因此，必须严格选择接收机或放大器的带宽，使之既不过窄，以满足信号通过时对失真的要求，又不过宽，以免信噪比下降。

5）选用合适的放大电路

前面介绍的共发—共基极联放大器、共源—共栅级联放大器，都是优良的高稳定和低噪声电路。

6）降低电路的工作温度

热噪声是内部噪声的主要来源之一，所以降低放大器，特别是接收机前端主要器件的工作温度，对减小噪声温度系数是有意义的。对于对灵敏度要求特别高的设备，降低温度是一个重要措施。例如，卫星地面站接收机中常用的高频放大器就采用“冷参放”(制冷至 20～80K 的参量放大器)。其他器件组成的放大器制冷后，噪声系数也明显降低。

7）适当减小接收天线的馈线长度

接收天线至接收机的馈线太长，损耗过大，对整机噪声有很大的影响。所以减小馈线长度是一种降低整机噪声的有效方法。可将接收机前端电路(高放、混频和前置中放)直接置于天线输出端口，使信号放大至一定功率后，再经电缆送往主中频放大器。

3.7.4　工业干扰与天电干扰

以上讨论的是电子设备本身产生的干扰(或噪声)，接收机内的混频器的干扰将在第 7 章中讨论，它们都称为内部干扰。此外还有外部干扰，主要包括工业干扰和天电干扰。

1. 工业干扰

工业干扰是由各种电气装置中发生的电流(或电压)急剧变化所形成的电磁辐射，并作用在接收机天线上所产生的。例如电动机、电焊机、高频电气装置、电疗机、X 光机、电气开关等，它们在工作过程中或者由于产生火花放电而伴随电磁波辐射，或者本身就存在电磁波辐射。

工业干扰的强弱取决于产生干扰的电气设备的多少、性质及分布情况。当这些干扰源离接收机很近时，产生的干扰是很难消除的。工业干扰传播的途径，除直接辐射外，最主要的是沿电力线传输，并通过交流接收机的电源线直接进入接收机；也可通过天线与有干扰的电力线之间的分布电容耦合而进入接收机，如图 3-7-17 所示。

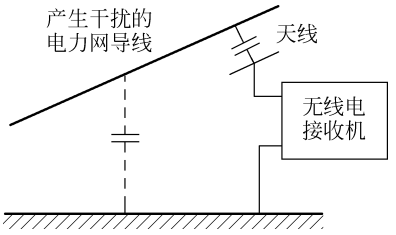


图 3-7-17　天线与有干扰的电力线耦合

工业干扰沿电力线传播比它在相同距离的直接辐射强度大得多。在城市中的工业干扰显然比农村严重得多；电气设备越多的城市，情况越严重。

从工业干扰的性质来看，它们大都属于脉冲干扰。通常，脉冲干扰可看作一个突然上升又按指数规律下降的尖脉冲，如图 3-7-18 所示。其时间关系的表示式为

$$f(x)=\begin{cases} v_{\mathrm{n}}\mathrm{e}^{-at}, & x\geqslant 0 \\ 0, & x<0 \end{cases} \tag{3-7-47}$$

式中，a 表示干扰电压下降的速度。

这种非周期脉冲信号的频谱密度具有如下形式。

$$F(\omega)=\int_0^{\infty} f(x)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega t}\,\mathrm{d}t \tag{3-7-48}$$

将式(3-7-47)代入式(3-7-38)，经积分后得

$$F(\omega)=\frac{v_{\mathrm{n}}}{a+\mathrm{j}\omega} \tag{3-7-49}$$

仅考虑幅值，则

$$|F(\omega)|=\frac{v_{\mathrm{n}}}{\sqrt{a^2+\omega^2}} \tag{3-7-50}$$

式(3-7-50)表示干扰振幅与频率的关系，如图 3-7-19 所示，脉冲干扰的影响在频率较高时比频率低时弱得多。且接收机通频带较窄时，通过脉冲干扰的能量小，则干扰的影响减弱。因此，工业干扰对中波波段的影响较大，随着接收机工作波段进入短波、超短波(一般工作频率在 20MHz 以上)，这类干扰的影响就显著下降。

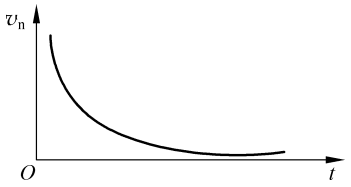


图 3-7-18　脉冲干扰波形

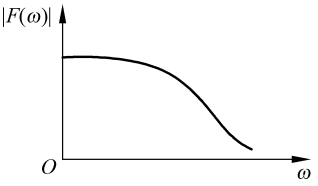
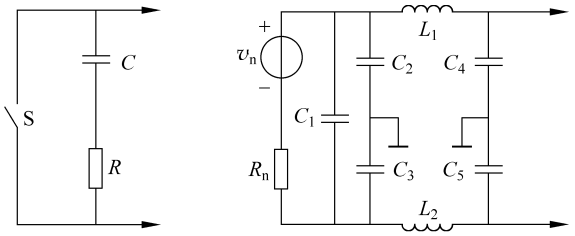


图 3-7-19　脉冲干扰频谱

为了克服工业干扰，最好在产生干扰的地方进行抑制。例如，在电气开关、电动机的火花系统处并联一个电阻和电容，以减小火花作用，如图 3-7-20(a)所示。或在干扰源处加接防护滤波器，如图 3-7-20(b)所示。除此之外，还可以对产生干扰的设备加以良好的屏蔽来减小干扰的辐射作用。

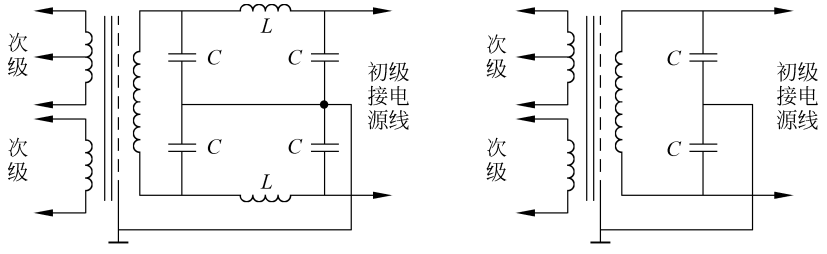


(a) 抑制火花作用　　(b) 防护滤波器

图 3-7-20　克服工业干扰的方法

目前，我国对有关电气设备所产生的干扰电平都有严格的规定。

为了避免沿电力线传播的干扰进入用交流电作为电源的接收机和测量仪器，通常在这些设备的电源变压器初级加以滤波，并在初、次级线圈之间加以静电屏蔽，如图 3-7-21 所示。



(a) 方法Ⅰ　　(b) 方法Ⅱ

图 3-7-21　接收机或仪器电源线滤除脉冲干扰的方法

但是，在大城市中，有各式各样的干扰源，要对这些干扰源都加以抑制是困难的。因此，在可能的情况下应使接收机的通频带尽量窄；或将接收机的工作地点选在郊外工业干扰较小的地方，并采用定向天线。有的接收机还采用了抗脉冲干扰的电路，例如在脉冲干扰到来的瞬间，接收机检波器短路，无输出。

2. 天电干扰

自然界的雷电现象是天电干扰的主要来源，除此之外，带电的雨雪和灰尘的运动，以及它们对天线的冲击都可能引起天电干扰。一般在地面接收时，主要的天电干扰是雷电放电所引起的。

地球上平均每秒发生 100 次左右的空中闪电，每次雷电都产生强烈的电磁场骚动，并向四面八方传播到很远的地方。因此，即使在距离雷电几千千米，看不到雷电现象的地方，干扰也可能很严重。

天电干扰场强的大小，与地理位置（如发生雷电较多的赤道、热带、高山等地区天电干扰较多）和季节（如夏季比冬季高）等有关。

天电干扰同工业干扰一样，属于脉冲干扰。如上所述，脉冲干扰的频谱密度是与频率成反比的。因此，频率升高时，天电干扰的电平降低。此外，在较窄频带内通过的天电干扰能量小，所以干扰强度随频带变窄而减弱。

克服天电干扰是困难的，因为不可能在产生干扰的地方进行抑制。因此，只能在接收机

等设备上采取一些措施，如电源线加接滤波电路、采用窄频带、加接抗脉冲干扰电路等，或在雷电多的季节采用较高的频率进行通信。

3.8 本章小结

本章详细讨论了高频小信号放大器的工作原理、方法及应用。要求了解高频小信号放大器的主要质量指标，包括增益、通频带、选择性等的含义；熟悉晶体管高频小信号的两种等效电路：形式等效电路（y 网络参数等效电路）和混合 π 等效电路；熟悉并掌握单调谐回路谐振放大器的增益、通频带与选择性的计算；了解多级单调谐回路谐振放大器与双调谐回路谐振放大器的特点及相关参数的计算；了解集成电路谐振放大器的特点；理解谐振放大器稳定与否的判据和可采取的稳定措施；了解噪声的来源及类型；理解噪声的表示方法（噪声系数、噪声温度、灵敏度、等效噪声带宽的意义与表示式）。

习题 3

3-1 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？

3-2 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？高频小信号放大器能否用特性曲线来分析？为什么？

3-3 为什么在高频小信号放大器中要考虑阻抗匹配问题？

3-4 高频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？解决办法有哪些？

3-5 晶体管 3DG6C 的特征频率 $f_T=250\text{MHz}$，$\beta_0=50$。求该管在 $f=1\text{MHz}$，20MHz 及 50MHz 时的 β 值。

3-6 说明 f_β、f_T 和 f_{max} 的物理意义。为什么 f_{max} 最高，f_T 次之，f_β 最低？f_{max} 受不受电路阻态的影响？请分析说明。

3-7 晶体三极管在 $V_{CE}=10\text{V}$，$I_E=1\text{mA}$ 时的 $f_T=250\text{MHz}$，又 $r_{bb'}=70\Omega$，$g_{b'c}\approx 0$，$C_{b'c}=3\text{pF}$，$g_{ce}=10\mu\text{S}$，$\beta_0=50$，求该管在频率 $f=10\text{MHz}$ 时的共发电路的 y 参数。

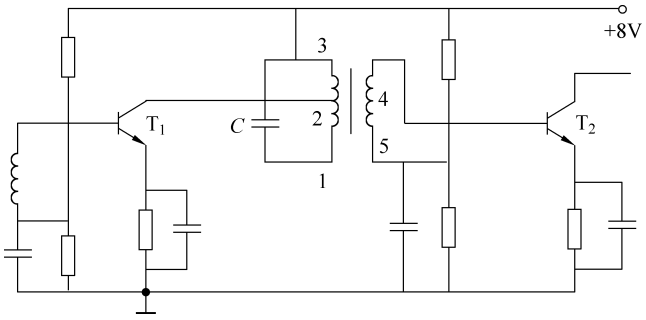
3-8 试证明 m 级（$\eta=1$）双调谐放大器的矩形系数为

$$K_{r0.1}=\sqrt[4]{\frac{10^{\frac{2}{m}}-1}{2^{\frac{1}{m}}-1}}$$

3-9 在题 3-9 图中，晶体三极管的直流工作点是 $V_{CE}=8\text{V}$，$I_E=2\text{mA}$；工作频率 $f_0=10.7\text{MHz}$；调谐回路采用中频变压器 $L_{1\text{-}3}=4\mu\text{H}$，$Q_0=100$，其抽头为 $N_{2\text{-}3}=5$ 匝，$N_{1\text{-}3}=20$ 匝，$N_{4\text{-}5}=5$ 匝。试计算放大器的下列各值：电压增益、功率增益、通频带、回路插入损耗和稳定系数 S。设放大器和前级匹配 $g_s=g_{ie}$。晶体管在 $V_{CE}=8\text{V}$，$I_E=2\text{mA}$ 时参数如下。

$$g_{ie}=2860\mu\text{S}, C_{ie}=18\text{pF};\ g_{oe}=200\mu\text{S}, C_{oe}=7\text{pF}$$

$$|y_{fe}|=45\text{mS}, \varphi_{fe}=-54^\circ;\ |y_{re}|=0.31\text{mS}, \varphi_{re}=-88.5^\circ$$



题 3-9 图

3-10　题 3-10 图表示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 $p_1=p_2=0.3$。晶体管 T_1 的主要参数为：$f_T\geqslant 250\text{MHz}$，$r_{bb'}=70\Omega$，$C_{b'c}\approx 3\text{pF}$，$y_{ie}=(0.15+j1.45)\text{mS}$，$y_{oe}=(0.082+j0.73)\text{mS}$，$y_{fe}=(38-j4.2)\text{mS}$。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 $\beta_0=50$。试求：

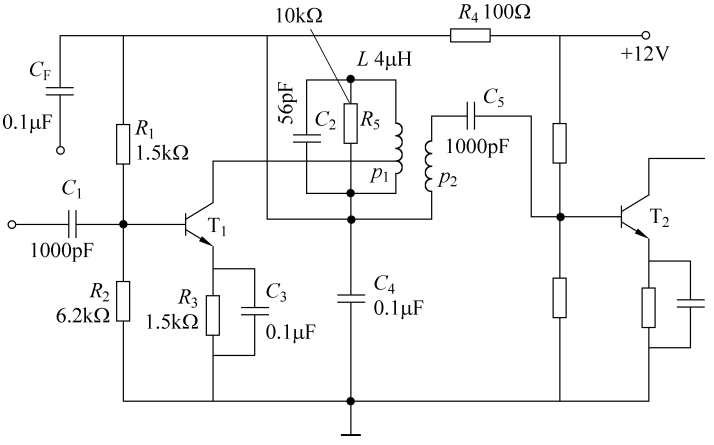
(1) 单级电压增益 A_{v0}；

(2) 单级通频带 $2\Delta f_{0.7}$；

(3) 四级的总电压增益 $(A_{v0})_4$；

(4) 四级的总通频带 $(2\Delta f_{0.7})_4$；

(5) 如四级的总通频带 $(2\Delta f_{0.7})_4$ 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？四级的总电压增益下降多少？



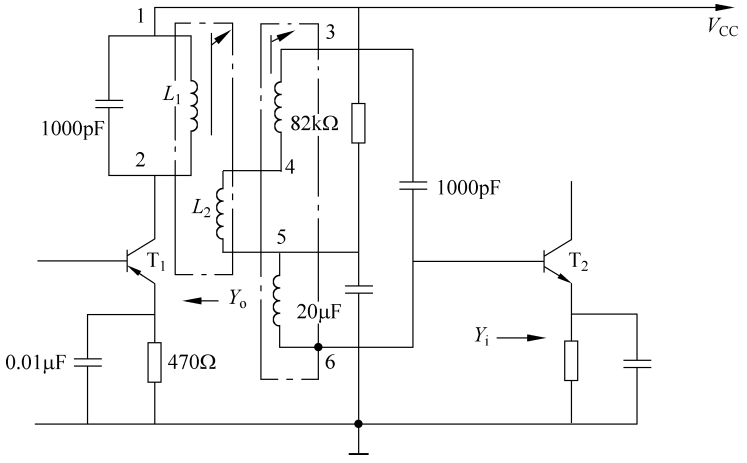
题 3-10 图

3-11　影响谐振放大器稳定性的因素是什么？反馈导纳的物理意义是什么？

3-12　用晶体管 CG30 做成一个 30MHz 中频放大器，当工作电压 $V_{CE}=8\text{V}$，$I_E=2\text{mA}$ 时，其 y 参数为：$y_{ie}=(2.86+j3.4)\text{mS}$，$y_{re}=(0.08-j0.3)\text{mS}$，$y_{fe}=(26.4-j36.4)\text{mS}$，$y_{oe}=(0.2-j1.3)\text{mS}$。求此放大器的稳定电压增益 $(A_{v0})_s$，要求稳定系数 $S\geqslant 5$。

3-13　在题 3-13 图所示的双调谐电感耦合电路中，设第一级放大器的输出导纳和第二

级放大器的输入导纳分别为：$g_{oe}=20\times10^{-6}$S，$C_{oe}=4$pF，$g_{ie}=0.62\times10^{-3}$S，$C_{ie}=40$pF。$|y_{fe}|=40\times10^{-3}$S，工作频率 $f_0=465$kHz，中频变压器初、次级线圈的空载 Q 值均为 100，线圈抽头为 $N_{12}=73$ 匝，$N_{34}=60$ 匝，$N_{45}=1$ 匝，$N_{56}=13.5$ 匝，L_1 和 L_2 为紧耦合。试求：(1)电压放大倍数；(2)通频带和矩形系数。



题 3-13 图

3-14　场效应管和晶体管噪声的主要来源有哪些？为什么场效应管内部噪声较小？

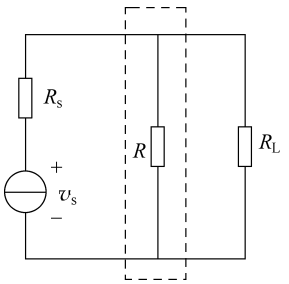
3-15　一个 1000Ω 电阻在温度 290K 和 10MHz 频带内工作，试计算它两端产生的噪声电压和噪声电流的均方根值。

3-16　某晶体管的 $r_{bb'}=70\Omega$，$I_E=1$mA，$\alpha_0=0.95$，$f_\alpha=500$MHz。求在室温 19℃，通频带为 200kHz 时，此晶体管在频率为 10MHz 时的各噪声源数值，即 $r_{bb'}$ 的热噪声、发射极中的散粒噪声及集电极中的分配噪声。

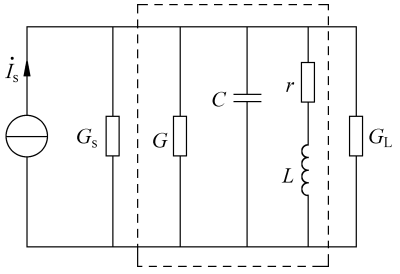
3-17　某接收机的前端电路由高频放大器、晶体混频器和中频放大器组成。已知晶体混频器的功率传输系数 $K_{pc}=0.2$，噪声温度 $T_i=60$K，中频放大器的噪声系数 $F_{ni}=6$dB。现用噪声系数为 3dB 的高频放大器来降低接收机的总噪声系数，如果要使总噪声系数降低到 10dB，则高频放大器的功率增益至少需要几分贝？

3-18　如题 3-18 图所示，不考虑 R_L 的噪声，求虚线框内线性网络的噪声系数 F_n。

3-19　如题 3-19 图所示，虚线框内为一线性网络，G 为扩展通频带的电导，画出其噪声等效电路，并求其噪声系数 F_n。



题 3-18 图



题 3-19 图

3-20　当接收机线性级输出端的信号功率对噪声功率的比值超过 40dB 时，接收机会输出满意的结果。该接收机输入级的噪声系数是 10dB，损耗为 8dB，下一级的噪声系数为 3dB，并具有较高的增益。若输入信号功率对噪声功率的比为 1×10^5，问这样的接收机构造形式是否满足要求，是否需要一个前置放大器？若前置放大器增益为 10dB，则其噪声系数应为多少？

3-21　有 A、B、C 3 个匹配放大器，它们的特性如题 3-21 表所示。

题 3-21 表

放　大　器	功率增益/dB	噪声系数
A	6	1.7
B	12	2.0
C	20	4.0

现把这 3 个放大器级联，放大一低电平高频信号，问这 3 个放大器应如何连接，才能使总的噪声系数最小，最小值为多少？