

第3章 高频小信号放大电路

金伟正

jwz@whu.edu.cn



第3章 高频小信号放大电路

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

◎高频小信号放大电路的分类

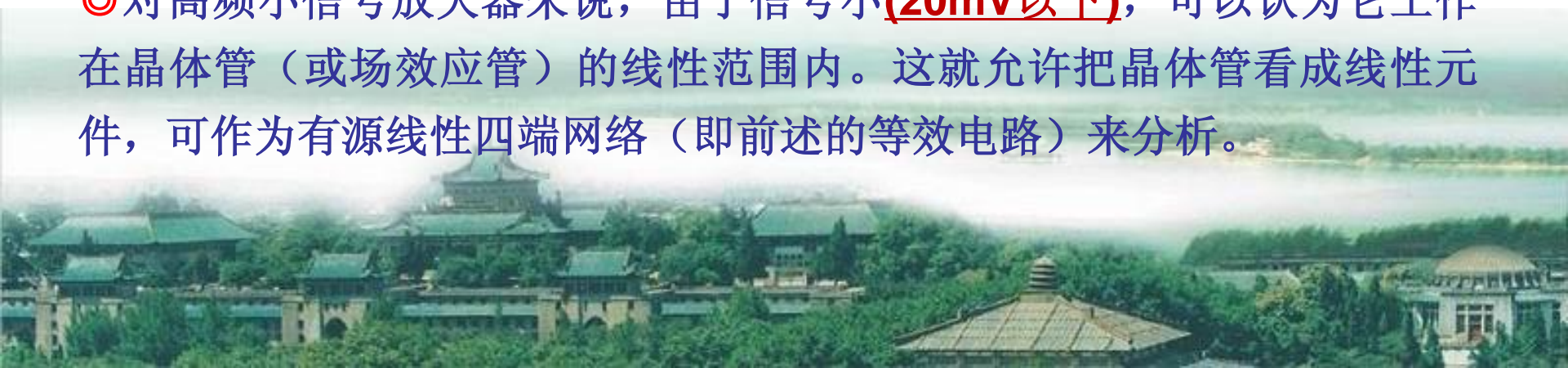
※窄频带放大电路：对中心频率在几百KHz到几百MHz，频谱宽度在几KHz到几MHz内的微弱信号进行不失真的放大。

□需要有一定的电压增益，需要有选频能力

※宽频带放大电路：对几MHz至几百MHz较宽频带内的微弱信号进行不失真的放大

□要求下限截止频率很低(有些要求到零频即直流),上限截止频率很高

◎对高频小信号放大器来说，由于信号小(20mV以下)，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，可作为有源线性四端网络（即前述的等效电路）来分析。



◎窄带放大电路

由双极型晶体管(以下简称晶体管)、场效应管或集成电路等有源器件提供电压增益, LC 谐振回路、陶瓷滤波器、石英晶体滤波器或声表面波滤波器等器件实现选频功能。

✓谐振放大器

定义:

采用谐振回路作负载的放大器。根据谐振回路的特性, 谐振放大器对于靠近谐振频率的信号, 有较大的增益; 对于远离谐振频率的信号, 增益迅速下降。

作用:

谐振放大器不仅有放大作用, 而且也起着滤波和选频的作用。

分类:

以分立元件为主的谐振放大器和以集成电路为主的集中选频放大器



◎宽频带放大电路

由晶体管、场效应管或集成电路提供电压增益

为了展宽工作频带，不但要求有源器件的高频性能好，而且在电路结构上采取了一些改进措施。

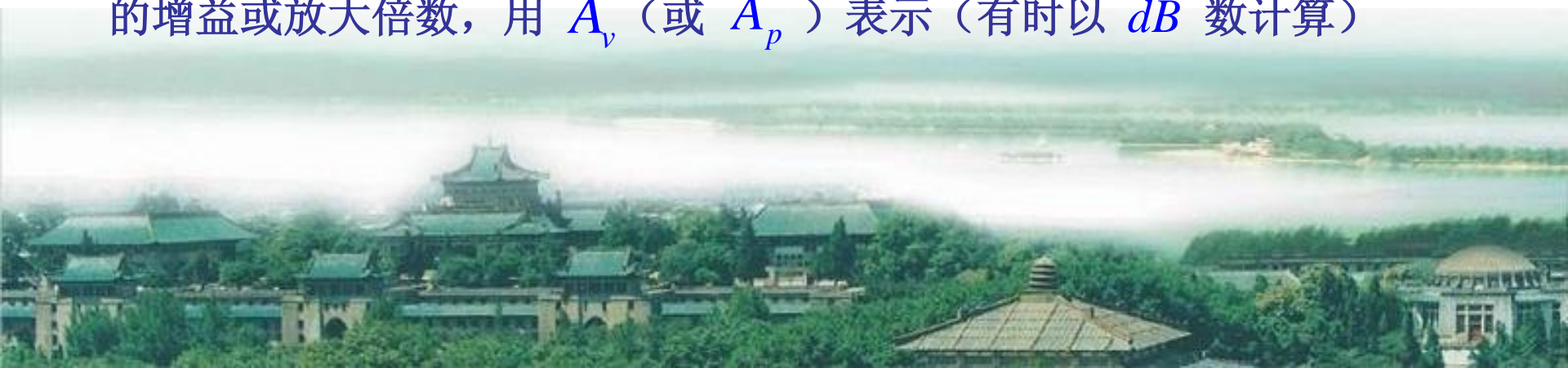
放大电路的效果. swf

◎高频小信号放大电路是线性放大电路。**Y参数等效电路和混合π型等效电路**是分析高频晶体管电路线性工作的重要工具，晶体管、场效应管和电阻引起的**电噪声将直接影响放大器和整个电子系统的性能。**

◎对高频小信号放大器提出如下的主要指标

【1】增益

放大器输出电压（或功率）与输入电压（或功率）之比，称为放大器的增益或放大倍数，用 A_v （或 A_p ）表示（有时以 dB 数计算）



【2】通频带 $2\Delta f_{0.7}$ 用 $BW_{0.7}$ 表示

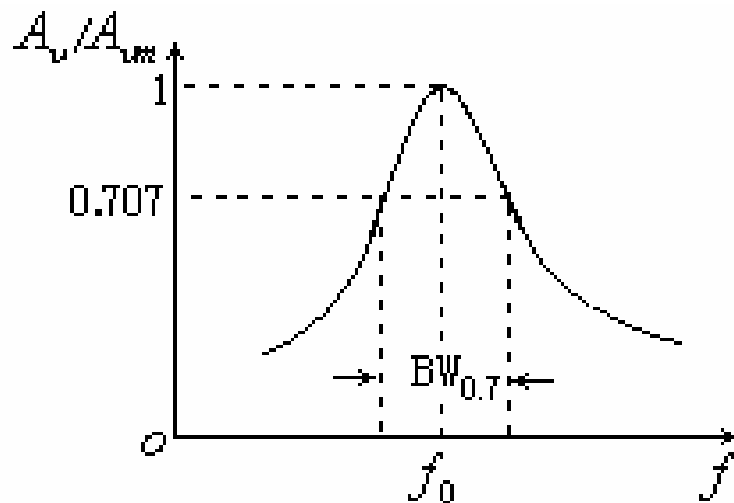


图3-1-1 放大器的通频带

- 与谐振回路相同，放大器通频带决定于回路的形式和回路的等效品质因数 Q_L 。
- 通频带也称为**3dB**带宽，因为电压增益下降**3dB**即等于下降至 $1/\sqrt{2}$ 。为了测量方便，还将通频带定义为放大器的电压增益下降以最大值的**1/2**时的对应的频率范围，用 $2\Delta f_{0.5}$ 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

➤放大器的选择性：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。

➤选择性指标是针对抑制干扰而言的。

干扰包括：

有位于信号频率附近的邻近电台的干扰（邻台干扰）；

有由于电子器件的非线性产生的组合频率干扰、交调、互调等等。

对于不同的干扰，有不同的指标要求。

➤最常用的两个基本指标：

矩形系数、抑制比

矩形系数定义为：

$$K_{r0.1} = \frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}}$$

$$K_{r0.01} = \frac{2\Delta f_{0.01}}{2\Delta f_{0.7}}$$

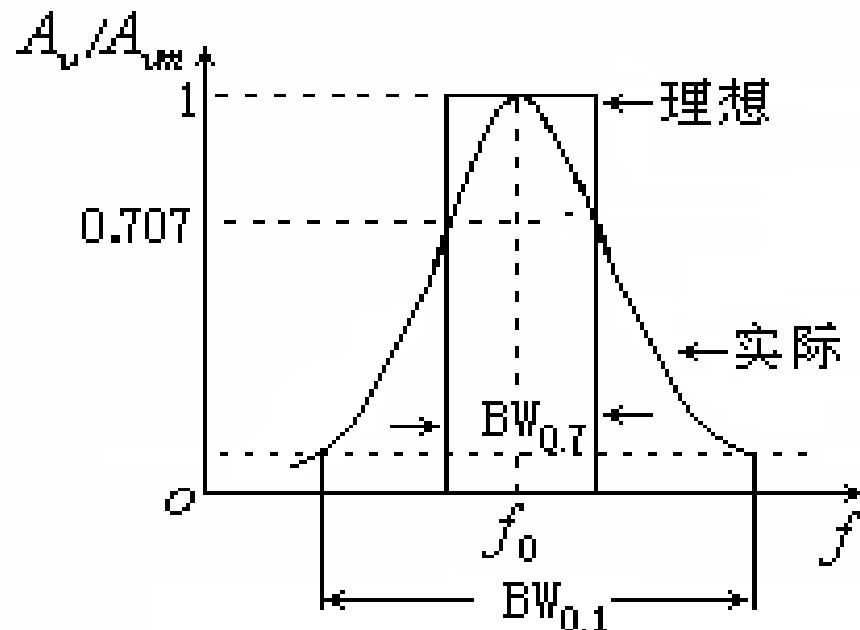


图 3-1-2 理想与实际的频率特性

§ 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。

$d = A_{um} / A_u$ 通常称为对于干扰的抑制比或抗拒比，用分贝表示 dB ，则 $d(dB) = 20 \lg d$

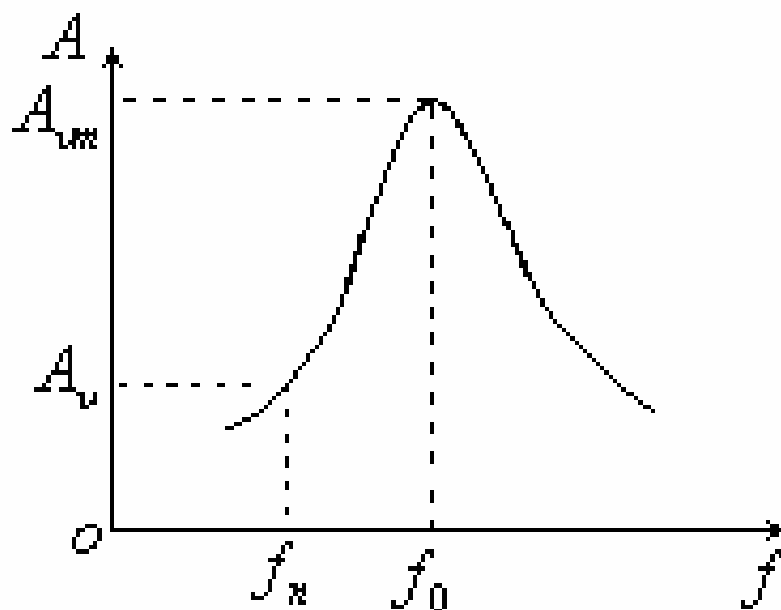


图 3-1-3 说明抑制比的谐振曲线

【4】工作稳定性

指放大器的工作状态、晶体管参数、电路元件参数等发生可能的变化时，放大器的主要特性的稳定程度。

§ 一般的不稳定现象：

增益变化、中心频率偏移、通频带变窄、谐振曲线变形等。

§ 不稳定状态的极端情况是放大器自激，以致使放大器完全不能工作。为了使放大器稳定工作，必须采取稳定措施：

限制每级增益、选择内反馈小的晶体管、应用中和或失配方法

采取必要的工艺措施（元件布局、接地、屏蔽等），以使放大器不自激或远离自激，且在工作过程中主要特性的变化不超出允许范围。

【5】噪声系数

§ 放大器的噪声性能可用噪声系数来表示
要求：

在放大器中，总是希望它本身产生的噪声愈小愈好，即要求噪声系数接近1。在多级放大器中，最前面的一、二级对整个放大器的噪声起决定作用，因此，要求它们的噪声系数尽量接近1。

方法：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。

放大器噪声系数是指放大器输入端信号噪声功率比与输出端信号噪声功率比的比值：

$$F_n = \frac{P_{si}/P_{ni}}{P_{so}/P_{no}} = \frac{\text{输入信噪比}}{\text{输出信噪比}} \quad \text{或} \quad F_n(dB) = 10 \lg \frac{P_{si}/P_{ni}}{P_{so}/P_{no}}$$

3.2 晶体管高频小信号等效电路与参数

◎ 晶体管在高频线性运用时常采用两种等效电路进行分析：
混合 π 型等效电路、Y参数等效电路

§ 混合 π 型法：从模拟晶体管的物理机构出发，用集中(总)参数元件R、C和受控源来表示管内的复杂关系；

优点：各元件参数物理意义明确，在较宽的频带内元件值基本上与频率无关

缺点：随器件不同而有不少差别，分析和测量不方便。

混合 π 型等效电路法较适合于分析**宽频带小信号放大器**



§ Y 参数法: 从测量和使用的角度出发, 把晶体管作为一个有源线性双口网络, 用一组网络参数构成其等效电路。

优点: 导出的表达式具有普遍意义, 分析和测量方便

缺点: 网络参数与频率有关

由于高频小信号谐振放大器相对频带较窄, 一般仅需考虑谐振频率附近的特性, 因而采用这种分析方法较合适。

※ 形式等效电路 (Y 参数等效电路)

◎ 双口网络即具有两个端口的网络。

所谓端口是指一对端钮, 流入其中一个端钮的电流总是等于流出另一个端钮的电流。

◎ 四端网络虽然其外部结构与双口网络相同, 但对流入流出电流没有类似的规定, 这是两者的区别。

◎ 对于双口网络, 在其每一个端口都只有一个电流变量和一个电压变量, 因此共有四个端口变量。如设其中任意两个为自变量, 其余两个为因变量, 则共有**六种组合**方式, 也就是有六组可能的方程用以表明双口网络端口变量之间的相互关系。

Y 参数方程就是其中的一组, 它是选取各端口的电压为自变量, 电流为因变量, 其方程如下:

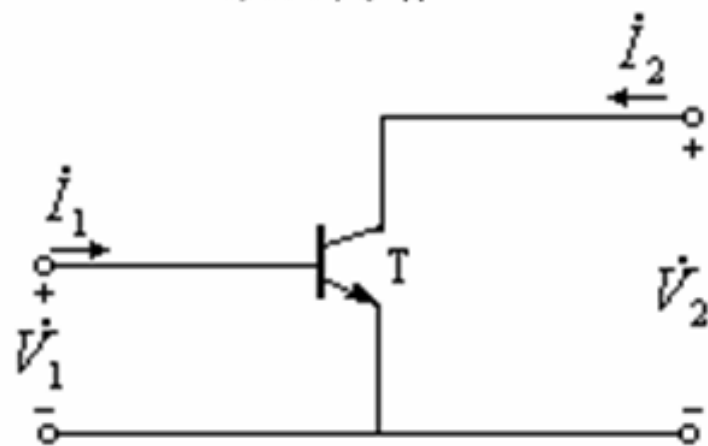
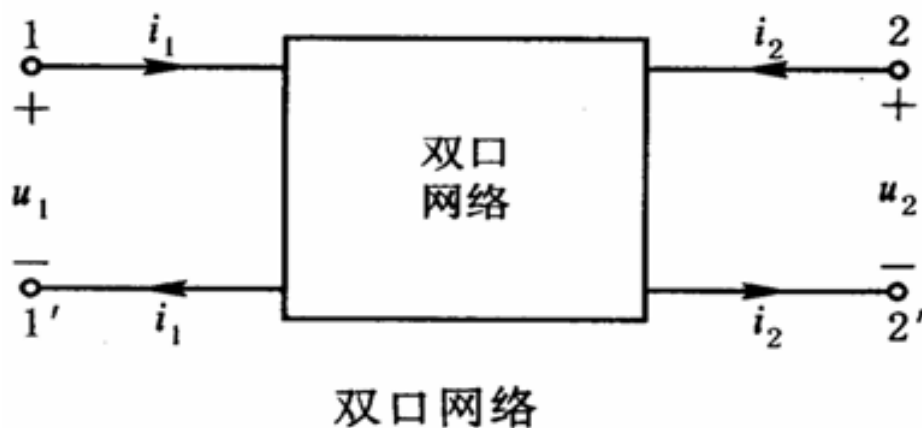


图3-2-1 晶体管共发射极组态

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= y_i \dot{V}_1 + y_r \dot{V}_2 \\ \dot{I}_2 &= y_f \dot{V}_1 + y_o \dot{V}_2 \end{aligned} \quad \longrightarrow \quad \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_i & y_r \\ y_f & y_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{V}_2 \end{bmatrix}$$

其中 y_i 、 y_r 、 y_f 、 y_o 四个参数均具有导纳量纲

$$y_i = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{V}_1} \right|_{\dot{V}_2=0} \quad \text{输出短路时的(输入导纳)}$$

$$y_r = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{V}_2} \right|_{\dot{V}_1=0} \quad \text{输入短路时的(反向传输导纳)}$$

$$y_f = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{V}_1} \right|_{\dot{V}_2=0} \quad \text{输出短路时的(正向传输导纳)}$$

$$y_o = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{V}_2} \right|_{\dot{V}_1=0} \quad \text{输入短路时的(输出导纳)}$$

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \dot{I}_b \\ \dot{I}_2 &= \dot{I}_c \\ \dot{V}_1 &= \dot{V}_b \\ \dot{V}_2 &= \dot{V}_c \end{aligned}$$

◎ Y 参数又称为短路导纳参数，即确定这四个参数时必须使某一个端口电压为零，也就是使该端口交流短路。

◎ 以共发射极接法的晶体管为例，将其看作一个双口网络，如下图所示，相应的 Y 参数方程为：

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

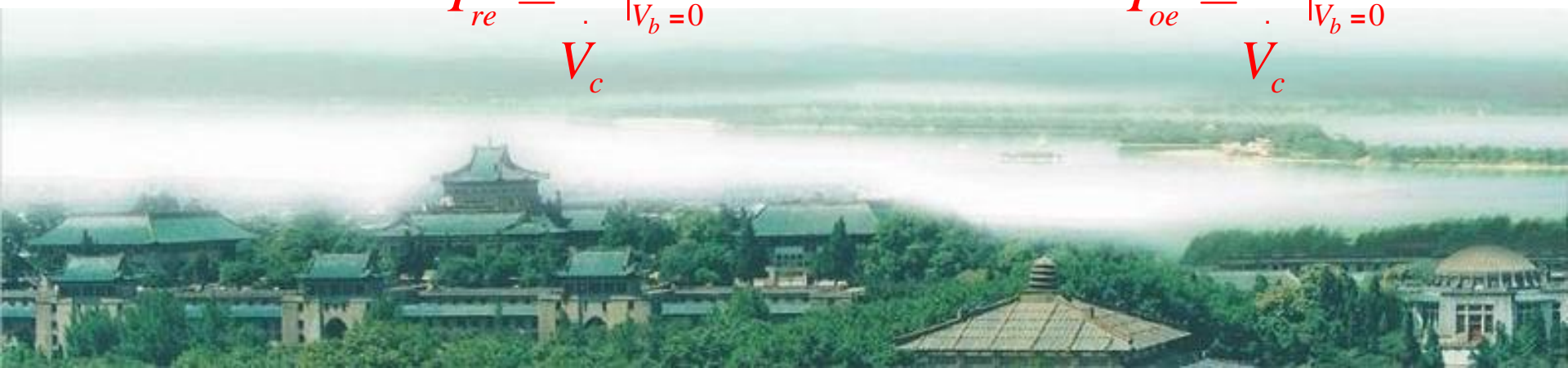
$$\dot{I}_c = y_{fe} \dot{V}_b + y_{oe} \dot{V}_c$$

输入导纳：
$$Y_{ie} = \frac{\dot{I}_b}{\dot{V}_b} \Big|_{V_c=0}$$

正向传输导纳：
$$Y_{fe} = \frac{\dot{I}_c}{\dot{V}_b} \Big|_{V_c=0}$$

反向传输导纳：
$$Y_{re} = \frac{\dot{I}_b}{\dot{V}_c} \Big|_{V_b=0}$$

输出导纳：
$$Y_{oe} = \frac{\dot{I}_c}{\dot{V}_c} \Big|_{V_b=0}$$



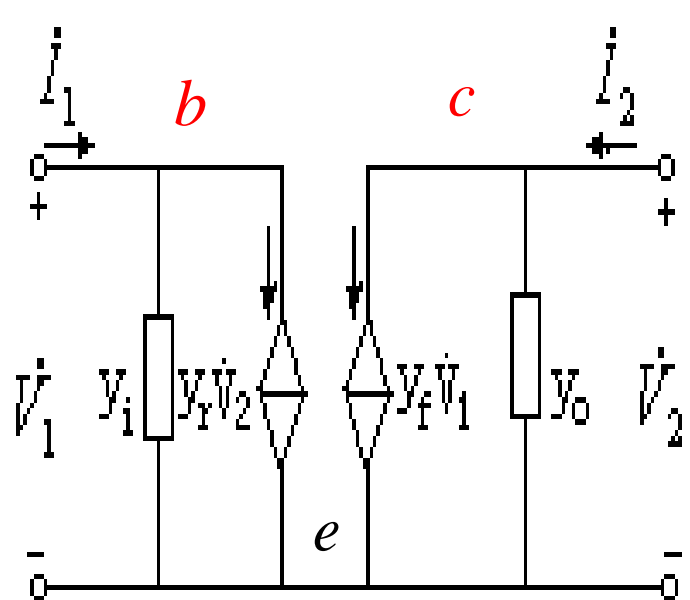


图3-2-2 晶体管的 y 参数电路模型

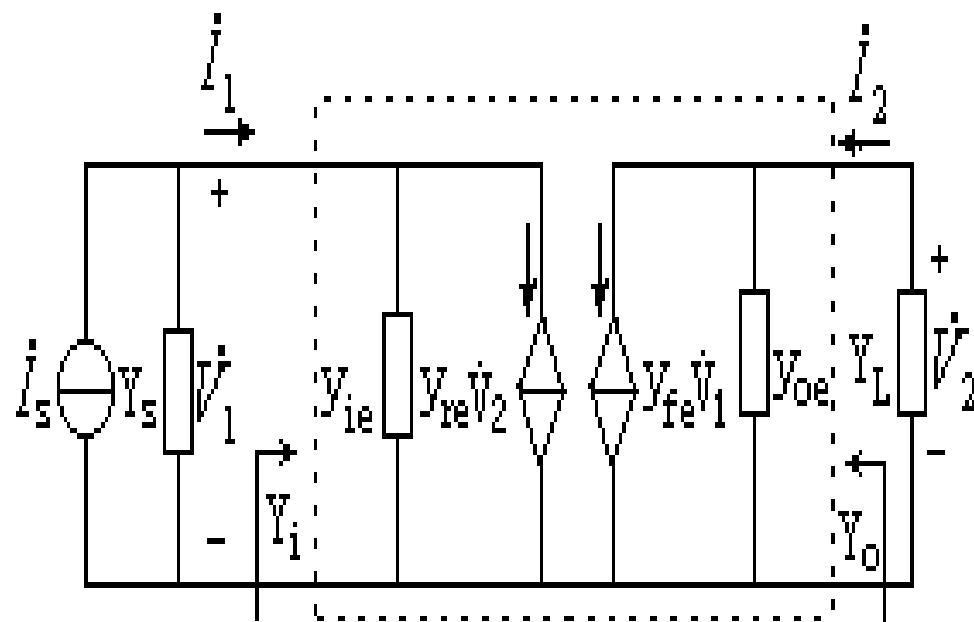


图3-2-3 晶体管共发射极放大器 Y 参数电路模型

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_b \quad \dot{I}_2 = \dot{I}_c \quad \dot{V}_1 = \dot{V}_b \quad \dot{V}_2 = \dot{V}_c$$



重点理解

【1】受控电流源 $y_{re} \dot{V}_C$ 表示输出电压对输入电流的控制作用(反向控制);

【2】 $y_{fe} \dot{V}_b$ 表示输入电压对输出电流的控制作用(正向控制)。 Y_{fe} 越大, 表示晶体管的放大能力越强;

【3】 y_{re} 越大, 表示晶体管的内部反馈越强。 y_{re} 的存在, 对实际工作带来很大危害, 是谐振放大器自激的根源, 同时也使分析过程变得复杂, 要尽可能使其减小, 或削弱它的影响。

【4】晶体管的 Y 参数可以通过测量得到

根据 Y 参数方程, 分别使输出端或输入端交流短路, 在另一端加上直流偏压和交流信号, 然后测量其输入端或输出端的交流电压和交流电流, 代入式中就可求得。

【5】通过查阅晶体管手册也可得到各种型号晶体管的 Y 参数



◎ Y 参数与静态工作点的电压值、电流值有关，也是工作频率的函数

当发射极电流 I_{EQ} 增加时，输入与输出电导都将加大。当工作频率较低时，电容效应的影响逐渐减弱。所以无论是测量还是查阅晶体管手册，都应注意工作条件和工作频率。

◎ 在高频工作时晶体管结电容不可忽略，Y 参数是一个复数

晶体管 Y 参数中输入导纳和输出导纳通常可写成用电导和电容表示的直角坐标形式，而正向传输导纳和反向传输导纳通常可写成极坐标形式：

$$y_{ie} = g_{ie} + j\omega C_{ie}$$

$$y_{oe} = g_{oe} + j\omega C_{oe}$$

$$y_{fe} = |y_{fe}| \angle \varphi_{fe}$$

$$y_{re} = |y_{re}| \angle \varphi_{re}$$



※混合 π 型等效电路

◎下图是晶体管高频共发射极混合 π 型等效电路。图中各元件名称及典型值范围如下：

$r_{bb'}$: 基区体电阻, 约 $1.5\Omega \sim 50\Omega$

$r_{b'e}$: 发射结电阻 r_e 折合到基极回路的等效电阻, 约几十欧到几千欧

$r_{b'c}$: 集电结电阻, 约 $10k\Omega \sim 10M\Omega$

r_{ce} : 集电极-发射极电阻, 几十千欧以上

$C_{b'e}$: 发射结电容, 约 10 皮法到几百皮法

$C_{b'c}$: 集电结电容, 约几个皮法

g_m : 晶体管跨导, 几十毫西门子以下

C_{be} 、 C_{bc} 、 C_{ce} : 三个附件电容与晶体管引线 and 封装等结构有关, 在一般高频工作状态其影响可以忽略

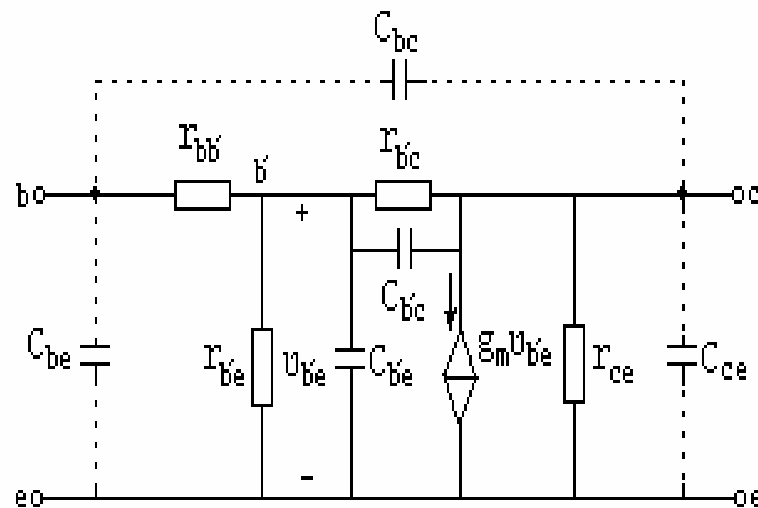


图3-2-4 高频混合 π 型电路模型

◎ 由于集电结电容 $C_{b'c}$ 跨接在输入输出端之间，是双向传输元件，使电路的分析复杂化。为了简化电路，可以把 $C_{b'c}$ 折合到输入端 b' 、 e 之间，与电容 $C_{b'e}$ 并联，其等效电容为：

$$C_M = (1 + g_m R'_L) C_{b'c}$$

即把 $C_{b'c}$ 的作用等效到输入端，这就是密勒效应。其中 g_m 是晶体管跨导， R'_L 是考虑负载后的输出端总电阻， C_M 称为密勒电容。

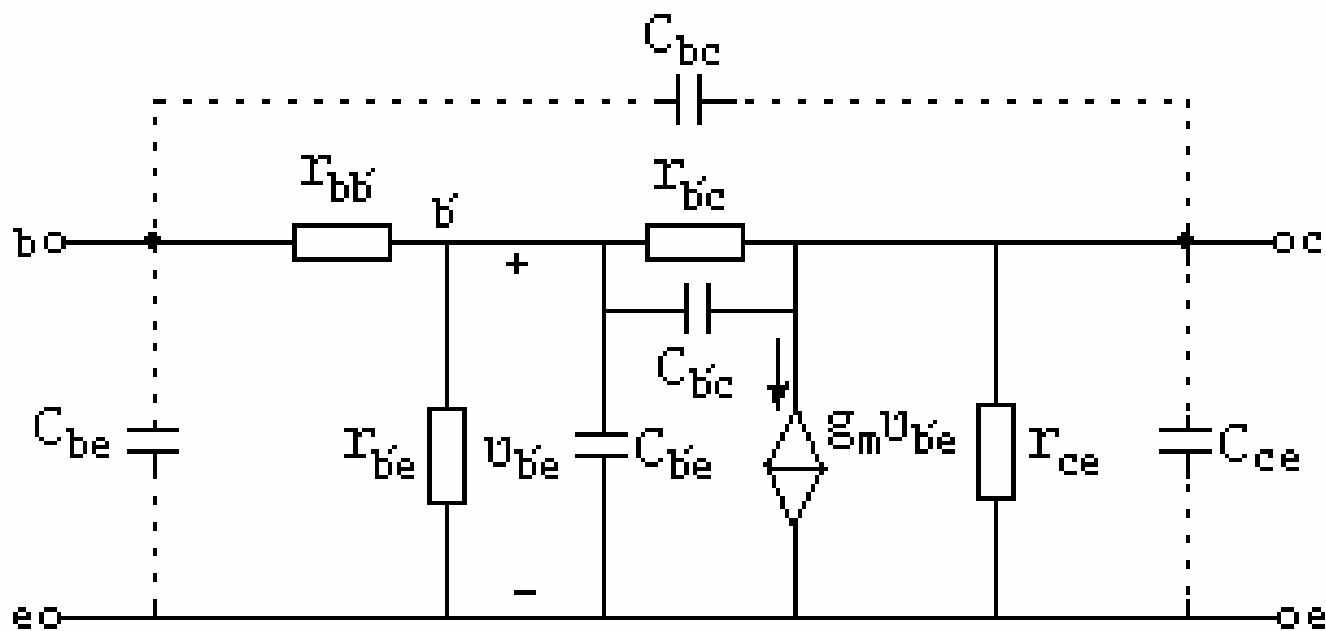
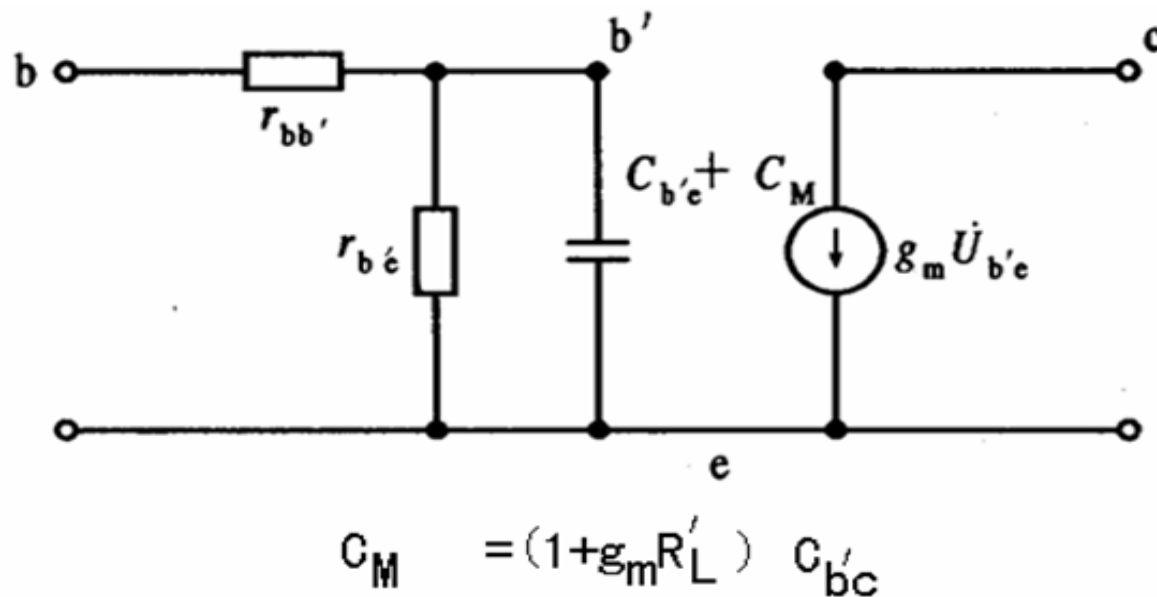


图 3-2-4 高频混合 π 型电路模型

◎ 由于 r_{ce} 和 $r_{b'c}$ 较大，一般可以将其开路。这样，利用密勒效应后的简化高频混合 π 型等效电路如下图所示



简化高频混合 π 型等效电路

◎与各参数有关的公式如下

$$g_m = \frac{\alpha}{r_e} \approx \frac{1}{r_e}; \alpha = \frac{\beta}{1+\beta}$$

$$g_m = \beta_0 / r_{b'e} = I_c / 26$$

$$\beta_0 = g_m r_{b'e}$$

$$r_{b'e} = (1 + \beta) r_e \approx 26 \beta_0 / I_E$$

$$C_{b'e} + C_{b'c} = \frac{1}{2\pi f_T r_e}$$

$$r_e = \frac{kT}{qI_E} \approx \frac{26(mV)}{I_E(mA)} (\Omega)$$

k: 波尔兹曼常数; **T**: 电阻温度(以绝对温度K计量);

I_E: 发射极电流; **β₀**: 晶体管低频短路电流放大系数;

f_T: 晶体管特征频率; **r_e**: 发射结肖特基电阻, 它折合到基极则为 **r_{b'e}**

◎确定晶体管混合π型参数可以先查阅手册。晶体管手册中一般给出 **r_{bb'}**、**C_{b'c}**、**β₀**和**f_T**等参数, 然后可以计算出其它参数。 注意各参数均与工作点有关。

※混合等效电路参数与形式等效电路参数的转换

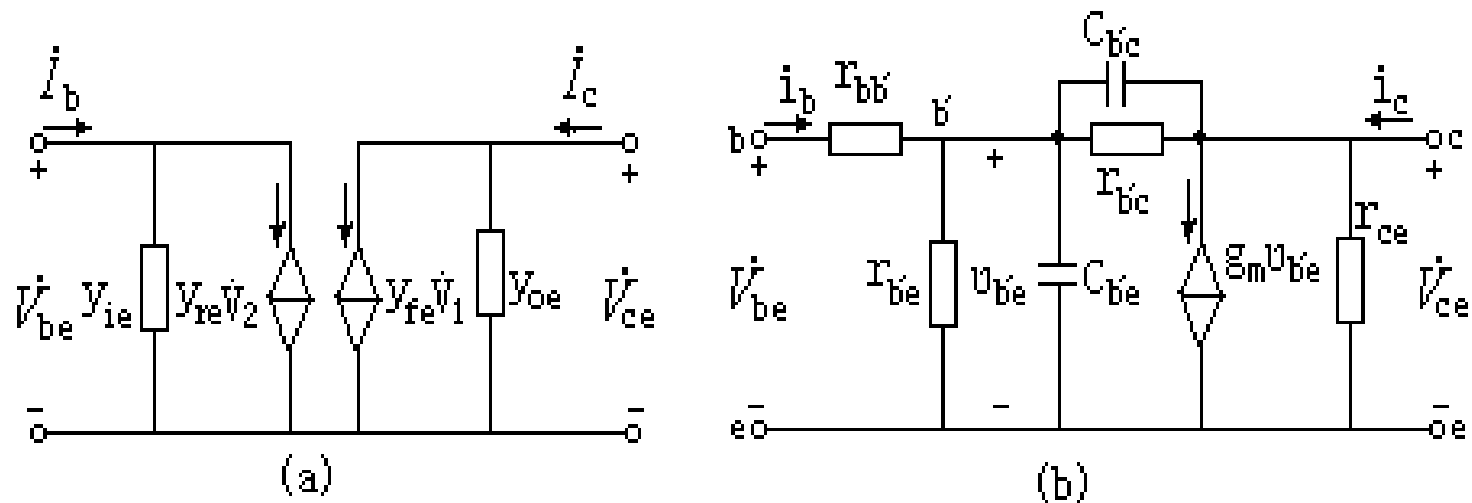


图3-2-5 晶体管共发组态 y 参数及混合 π 型电路模型

(a) 晶体管的 y 参数电路模型; (b) 晶体管混合 π 型电路模型



※混合等效电路参数与形式等效电路参数的转换

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

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

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

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

$$y_{b'e} = g_{b'e} + j\omega C_{b'e}$$

$$y_{b'c} = g_{b'c} + j\omega C_{b'c}$$



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：

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

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

考虑到条件： $g_m \gg |y_{b'c}|$ ， $y_{b'e} \gg y_{b'c}$ 及 $g_{ce} \gg g_{b'c}$ 通常中满足的。
所以可得：

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

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

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

$$y_o = y_{oe} \approx g_{ce} + y_{b^*c} + \frac{y_{b^*c} r_{bb^*} g_m}{1 + r_{bb^*} y_{b^*e}}$$

$$\approx g_{ce} + j\omega C_{b^*c} + r_{bb^*} g_m \frac{g_{b^*c} + j\omega C_{b^*e}}{(1 + r_{bb^*} g_{b^*e}) + j\omega C_{b^*e} r_{bb^*}}$$

四个参数都是复数，可表示为：

$$y_{ie} = g_{ie} + j\omega C_{ie}$$

$$y_{oe} = g_{oe} + j\omega C_{oe}$$

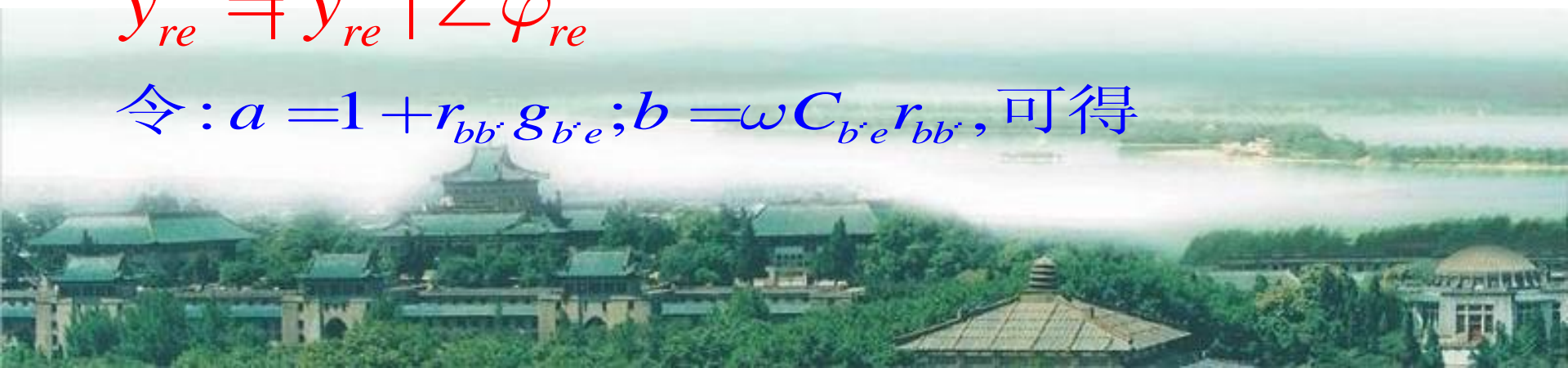
$$y_{fe} = |y_{fe}| \angle \varphi_{fe}$$

$$y_{re} = |y_{re}| \angle \varphi_{re}$$

g_{ie} 、 g_{oe} ：输入、输出电导

C_{ie} 、 C_{oe} ：输入、输出电容

令： $a = 1 + r_{bb^*} g_{b^*e}$ ； $b = \omega C_{b^*e} r_{bb^*}$ ，可得



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

$$g_{oe} \approx g_{ce} + \frac{b\omega C_{b'e} g_m r_{bb'}}{a^2 + b^2}; C_{oe} \approx C_{b'c} + \frac{aC_{b'e} g_m r_{bb'}}{a^2 + b^2}$$

$$|y_{fe}| \approx \frac{g_m}{\sqrt{a^2 + b^2}}; \varphi_{fe} \approx -\arctg \frac{b}{a}$$

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

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



※晶体管的高频参数

截止频率: f_β 特征频率: f_T 最高振荡频率: f_{max}

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

【1】共射晶体管截止频率 f_β

共射短路电流放大系数 β 是指混合 π 型等效电路输出交流短路时, 集电极电流 I_c 与基极电流 I_b 的比值。当输出端短路后, $r_{b'e}$ 、 $C_{b'e}$ 和 $C_{b'c}$ 三者并联

$$\beta = \frac{I_c}{I_b} \Big|_{U_{ce}=0} = \frac{g_m r_{b'e}}{1 + j\omega r_{b'e} (C_{b'e} + C_{b'c})} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}}$$
$$\beta_0 = g_m r_{b'e} \qquad f_\beta = \frac{1}{2\pi r_{b'e} (C_{b'e} + C_{b'c})}$$

注： β 的幅值随频率的增高而下降。当 β 下降到 β_0 的 $1/\sqrt{2}$ 时，对应的频率定义为共射晶体管截止频率 f_β ：

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

【2】特征频率 f_T

当 β 的幅值下降到1时，对应的频率定义为特征频率 f_T

$$\frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_T}{f_\beta}\right)^2}} = 1; f_T = f_\beta \sqrt{\beta_0^2 - 1}; f_T \approx \beta_0 f_\beta$$

【3】最高振荡频率：晶体管功率增益 $A_p=1$ 时的工作频率

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

◎ 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。

※ 单调谐回路谐振放大器

◎ 由晶体管、场效应管或集成电路与 L C 并联谐振回路组成的高频小信号谐振放大器广泛用于广播、电视、通信、雷达等接收设备中，其作用是将微弱(**<20mV**)的有用信号进行线性放大并滤除不需要的噪声和干扰信号。

◎ 谐振放大器的主要性能指标是电压增益、通频带和矩形系数

◎ 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，即相对带宽一般为百分之几，属于窄带放大器



※单级单调谐回路谐振放大器

◎电路组成及特点

单调谐回路共发射极放大器，是晶体管共发电路与并联回路的组合

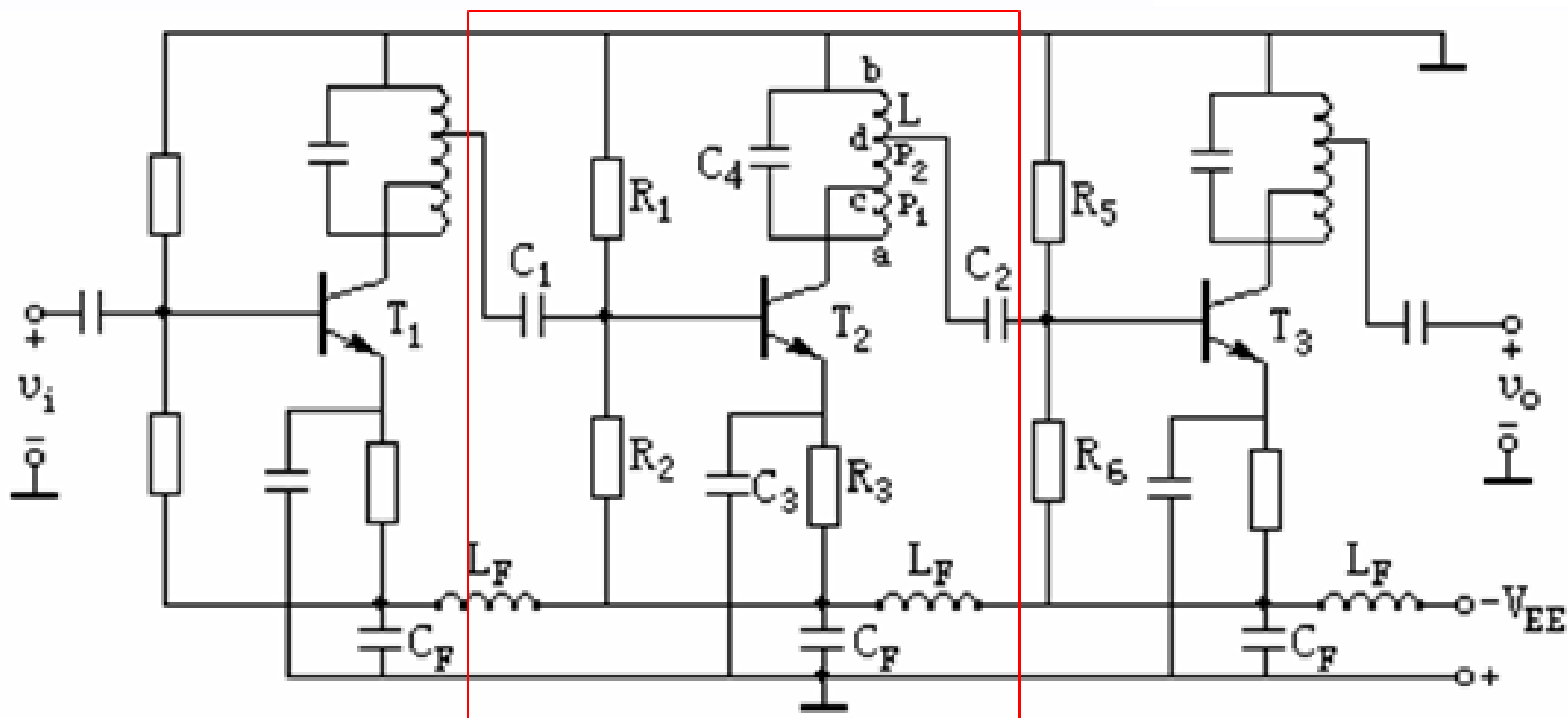


图3-3-1 三级单调谐回路共发射极放大器

【1】负载（或下级放大器）与回路的耦合采用自耦变压器耦合和电容耦合方式，这样，既可减弱负载（或下级放大器）导纳对回路的影响，又可使前、后级的直流供电电路分开。

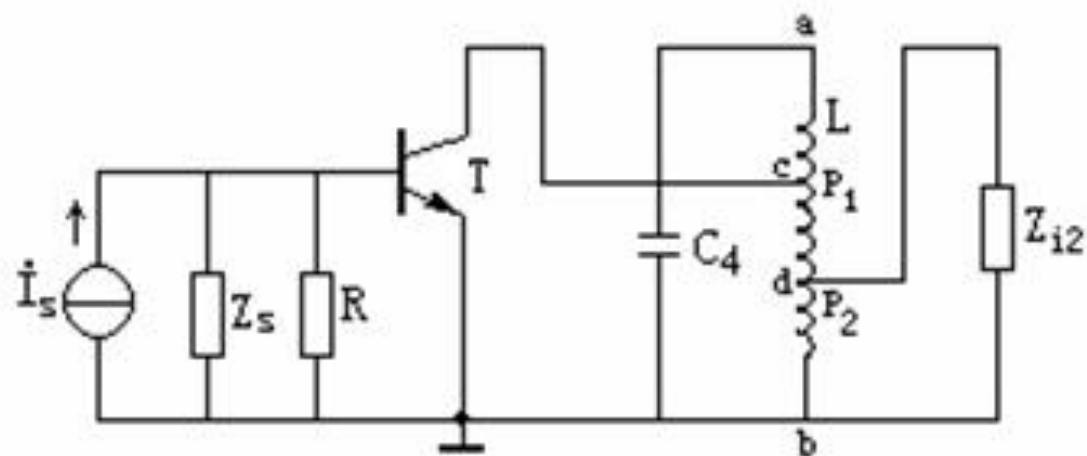
【2】采用上述耦合方式也比较容易实现前、后级之间的阻抗匹配。

◎ 电路性能分析

【1】为了分析单管单调谐放大器的电压增益，给出了其等效电路；

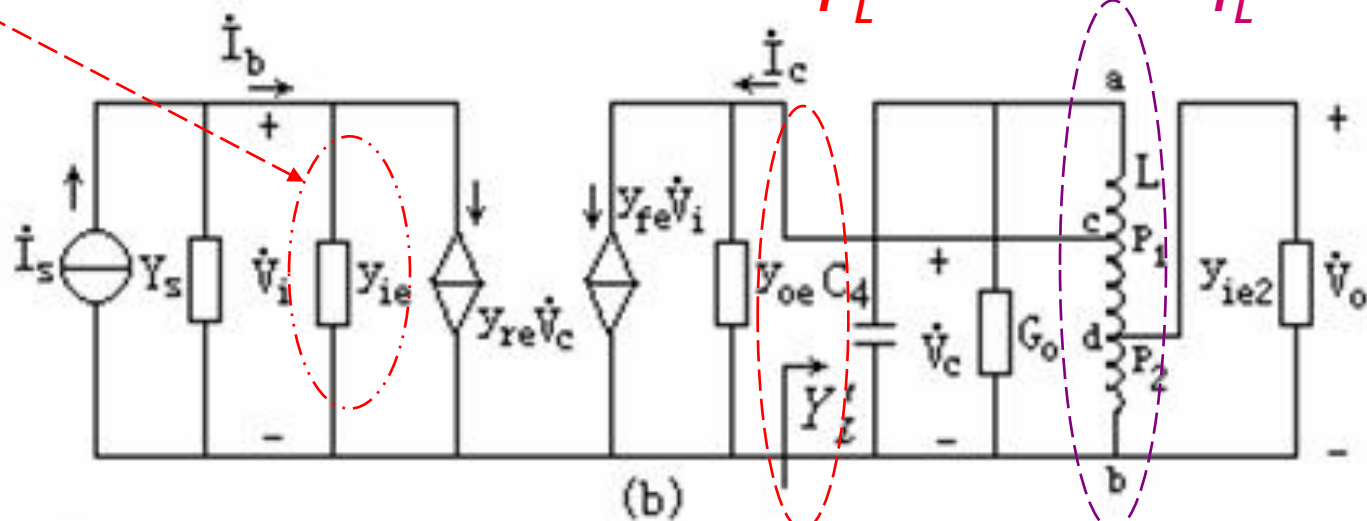
【2】晶体管部分采用 Y 参数等效电路，忽略了反向传输导纳 y_{re} 的影响。输入信号源用电流源 I_s ，并联源导纳用 Y_s 表示，负载为另一级相同的单调谐放大器，所以用晶体管输入导纳 y_{ie} 表示（通 $R_5//R_6$ 远小于 y_{ie} 时，其作用可忽略）；

【3】设 $R_1//R_2$ 远小于输入导纳 y_{ie} ，则电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 和电容 C_3 决定支流工作点； L_F 和 C_F 起滤波作用，消除各级放大器之间的影响。



(a)

计算输入功率时用到



(b)

图3-3-2单级单调谐回路共发射极放大器的高频等效电路

(a) 高频交流通路图；(b) 单级单调谐回路共发射极放大器的高频等效电路

◎性能参数推导

$$\dot{I}_b = y_{ie} \dot{V}_i + y_{re} \dot{V}_c;$$

$$\dot{I}_c = y_{fe} \dot{V}_i + y_{oe} \dot{V}_c;$$

$$\dot{I}_c = -\dot{V}_c \underbrace{(Y'_L)}_{\text{代表由集电极c向右看进去的回路总导纳}}$$

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

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

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

【1】放大器的输入导纳为：

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

重点理解:

$$PS: \dot{V}_C = R * \dot{I} \rightarrow R = \frac{1}{y_{oe} + Y'_L}; \dot{I} = -y_{fe} \dot{V}_i$$

- ◎ y_{ie} 为晶体管共发连接时本身的输入导纳;
- ◎ Y_i 为晶体管接成放大器且输出端接有负载时的输入导纳;
- ◎ 一般不考虑的 y_{re} 的作用, 即 $y_{re}=0$, 所以 $Y_i=y_{ie}$

【2】电压增益 $A_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i}$ $\dot{V}_C = -\frac{y_{fe}}{y_{oe} + Y'_L} \dot{V}_i$

ab 两点间的导纳为: $Y_L = G_0 + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} + p_2^2 y_{ie2}$

再将 Y_L 从高抽头 (ab 点) 转换到集电极上 (cb 点), 得:

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

$$p_1 = N_{bc} / N_{ab}; p_2 = N_{bd} / N_{ab}$$

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

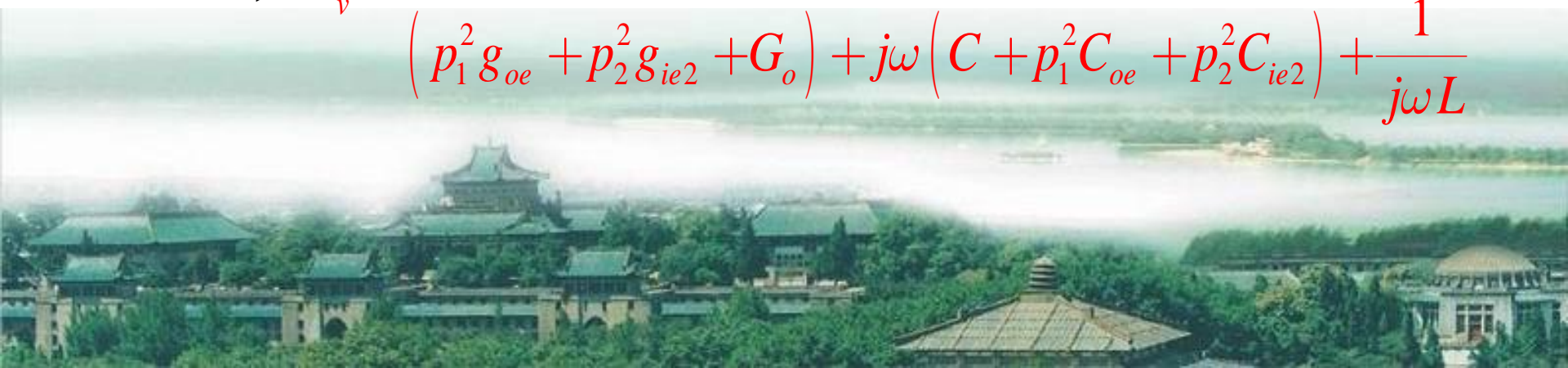
$$\longrightarrow \quad \dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{-p_2 y_{fe}}{p_1 (y_{oe} + Y'_L)}$$

$$Y_L = p_1^2 Y'_L \quad \longrightarrow \quad \dot{A}_v = \frac{-p_1 p_2 y_{fe}}{p_1^2 y_{oe} + Y_L} \quad \dot{V}_C = \frac{y_{fe}}{y_{oe} + Y'_L} \dot{V}_i$$

$$y_{oe} = g_{oe} + j\omega C_{oe}; \quad y_{ie2} = g_{ie2} + j\omega C_{ie2};$$

$$Y_L = G_0 + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} + p_2^2 y_{ie2}$$

$$\longrightarrow \quad A_v = \frac{-p_1 p_2 y_{fe}}{\left(p_1^2 g_{oe} + p_2^2 g_{ie2} + G_o \right) + j\omega \left(C + p_1^2 C_{oe} + p_2^2 C_{ie2} \right) + \frac{1}{j\omega L}}$$



$$g_{\Sigma} = p_1^2 g_{oe} + p_2^2 g_{ie2} + G_o;$$

$$C_{\Sigma} = C + p_1^2 C_{oe} + p_2^2 C_{ie2}$$

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



$$\dot{A}_v = \frac{-p_1 p_2 y_{fe}}{g_{\Sigma} \left[1 + j \frac{2Q_L \Delta f}{f_0} \right]}$$

折合到电感回路两端的总电导

折合到电感回路两端的总电容

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{\Sigma}}}$$

: 放大器调谐回路的谐振频率

$$\Delta f = f - f_0$$

: 工作频率对谐振频率的失谐

$$Q_L = \frac{\omega_0 C_{\Sigma}}{g_{\Sigma}}$$

: 回路的等效品质因数

$$\frac{2Q_L \Delta f}{f_0} = \xi$$

: 广义失谐量

谐振时：
$$\dot{A}_{v0} = \frac{-p_1 p_2 y_{fe}}{\underbrace{G_0 + p_1^2 g_{oe} + p_2^2 g_{ie2}}_{g_{\Sigma}}} = \frac{-p_1 p_2 y_{fe}}{g_{\Sigma}}$$

折合到电感回路两端总电导

$$p_1 = \frac{N_1}{N}$$

$$p_2 = \frac{N_2}{N}$$

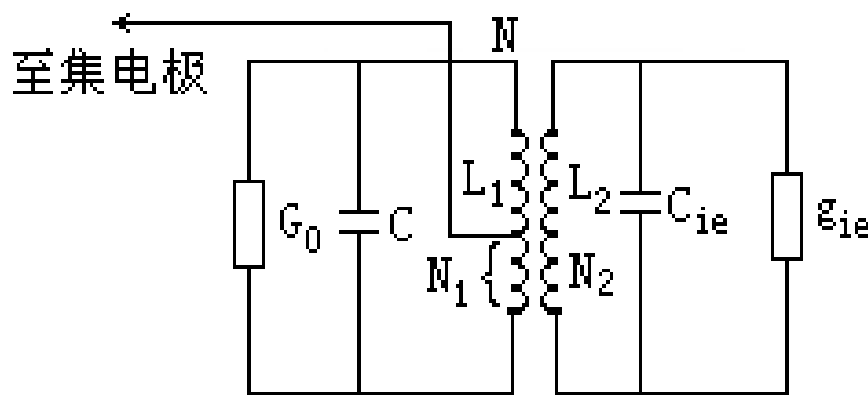


图 3-3-3 集电极耦合回路之一

◎单调谐放大器在谐振时的电压增益和晶体管的正向传输导纳成正比，和回路的总电导成反比。 y_{fe} 愈大， g_{Σ} 愈小，则 A_{v0} 愈大。

【3】功率增益 A_p

在谐振时功率增益 $A_{p0} = \frac{P_o}{P_i}$ ，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。

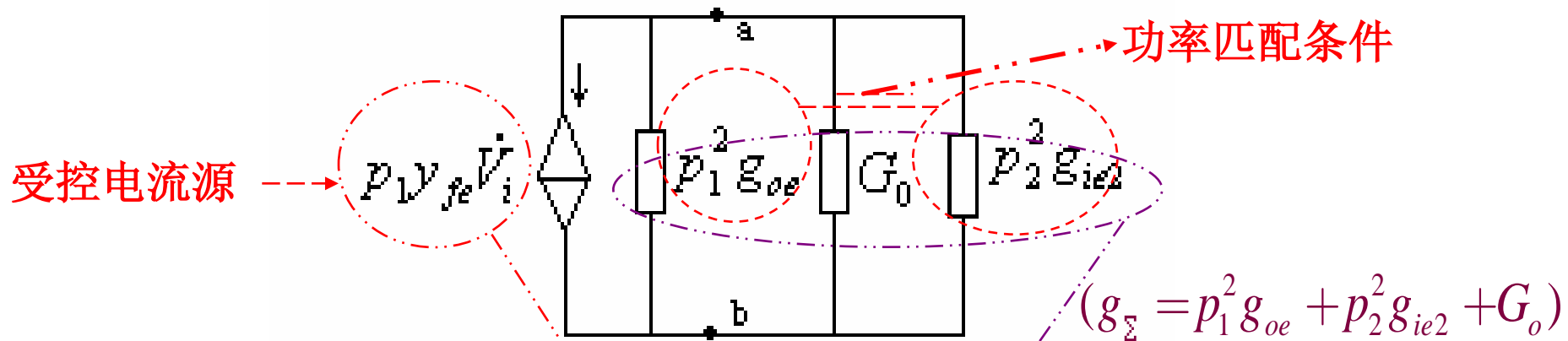


图3-3-4 谐振时的简化等效电路

$$P_i = V_{im}^2 g_{ie1} \rightarrow \text{[参见图3-3-2(a)高频交流通路]}$$

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

$$A_{Po} = \frac{P_o}{P_i} = \frac{p_1^2 p_2^2 g_{ie2} |y_{fe}|^2}{g_{ie1} g_{\Sigma}^2} = \left(A_{vo} \right)^2 \frac{g_{ie2}}{g_{ie1}}$$

$$P_o = \frac{V^2}{R} = V^2 * g$$

g_{ie1} 和 g_{ie2} 分别是本级和下一级晶体管的输入导纳

◎回路本身损耗 G_0 与 $p_1^2 g_{oe}$ 相比可以忽略，匹配条件为： $p_1^2 g_{oe} = p_2^2 g_{ie2}$

$$\left(A_{po} \right)_{\max} = \frac{P_{o\max}}{P_i} = \frac{|y_{fe}|^2}{4g_{oe}g_{ie1}}$$

$$\begin{aligned} \because \left(\frac{p_1 p_2 y_{fe}}{p_1^2 g_{oe} + p_2^2 g_{ie2}} \right)^2 &= \frac{p_1^2 p_2^2 y_{fe}^2}{4 p_1^4 g_{oe}^2} \\ &= \frac{p_2^2 y_{fe}^2}{4 p_1^2 g_{oe}^2} = \frac{p_2^2 y_{fe}^2}{4 p_2^2 g_{ie2} g_{oe}} & \because p_1^2 g_{oe} = p_2^2 g_{ie2} \\ &= \frac{y_{fe}^2}{4 g_{ie2} g_{oe}} \end{aligned}$$



◎当回路本身损耗 G_0 不容忽略，考虑了 G_0 的作用后，最大功率增益为：

$$(A_{po})_{\max} = \frac{|y_{fe}|^2}{4g_{oe}g_{ie1}} \left(1 - \frac{G_0}{g_{\Sigma}} \right)^2 = \frac{|y_{fe}|^2}{4g_{oe}g_{ie1}} \left(1 - \frac{Q_L}{Q_0} \right)^2$$

$Q_L = 1/(\omega_0 L g_{\Sigma})$: 回路有载品质因数

$Q_0 = 1/(\omega_0 L G_0)$: 回路空载品质因数

$\left(1 - \frac{Q_L}{Q_0} \right)^2$: 回路插入损耗

◎从功率传输的观点来看，希望满足匹配条件，以获得 $(A_{po})_{\max}$ 。但从降低噪声的观点来看，必须使噪声系数最小，这时可能不能满足匹配条件。



- ◎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
- ◎在频率较高时，则采用共基极电路可以同时获得最大功率增益与最小噪声系数

【4】放大器的通频带

放大器 A_v/A_{vm} 随 f 而变化的曲线，叫做放大器的谐振曲线

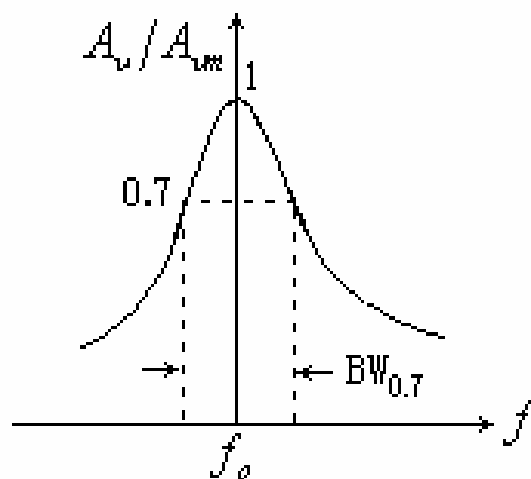


图3-3-5 放大器的谐振曲线

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

$$\frac{A_v}{A_{v0}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \longrightarrow \quad 2\Delta f_{0.7} = \frac{f_0}{Q_L}$$

$$Q_L = 1 / (\omega_0 L g_\Sigma) = \omega_0 C_\Sigma / g_\Sigma \quad \longrightarrow$$

$$g_\Sigma = \frac{\omega_0 C_\Sigma}{Q_L} = \frac{2\pi f_0 C_\Sigma}{f_0} = 4\pi \Delta f_{0.7} C_\Sigma \quad \longrightarrow$$

三极管确定之

带宽和总电容之积确定之；分别越小越好

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

【5】单调谐放大器的选择性

$$K_{r0.1} = \frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}}; \text{由 } \frac{A_v}{A_{v0}} = 0.1 \text{ 得 } 2\Delta f_{0.1}$$

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

$$2\Delta f_{0.1} = \sqrt{10^2 - 1} \frac{f_0}{Q_L}; \quad \because 2\Delta f_{0.7} = \frac{f_0}{Q_L}$$

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

◎ 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3.1

在图3-3-1中, 已知工作频率 $f_0 = 30\text{ MHz}$, 当 $V_{ce} = 6\text{ V}$, $I_E = 2\text{ mA}$ 时, 高频晶体管的Y参数如下:

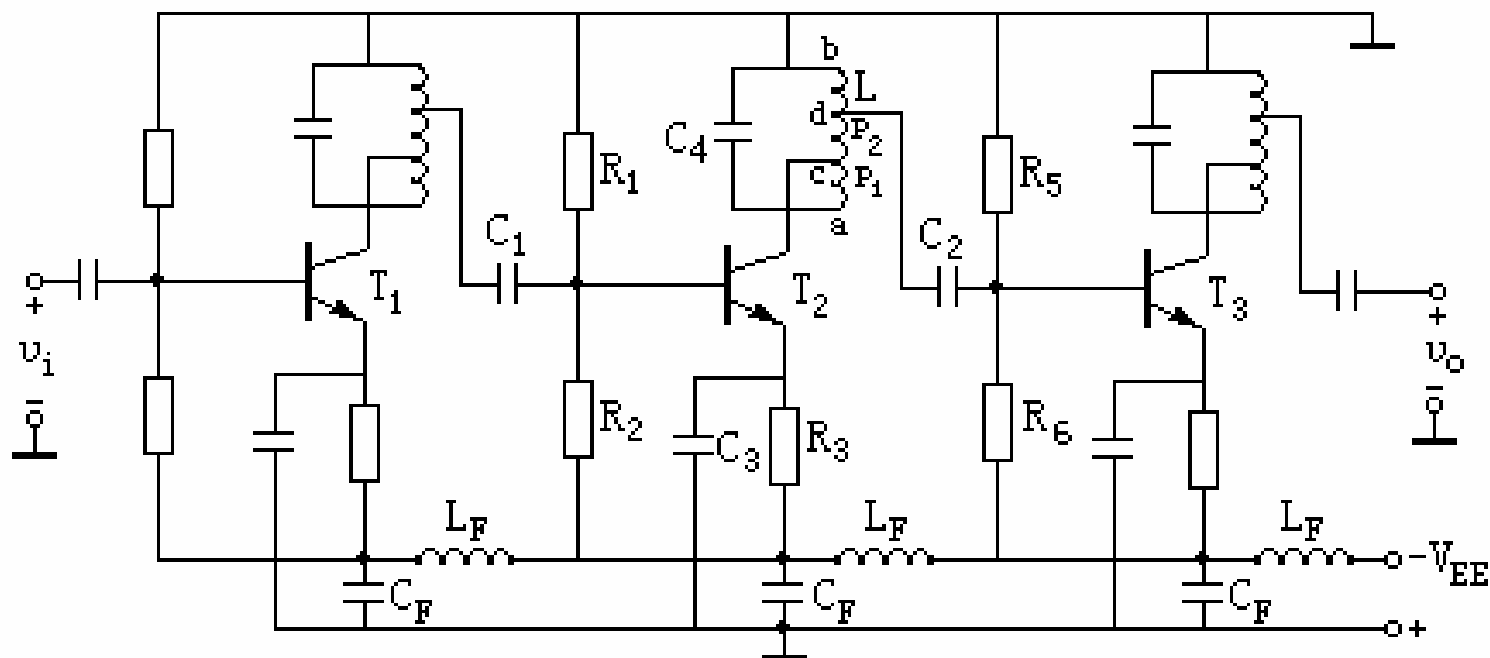


图 3-3-1 三级单调谐回路共发射极放大器

$g_{ie}=1.2mS; C_{ie}=12pF; g_{oe}=400\mu S; C_{oe}=9.5pF; |y_{fe}|=58.3mS; \angle\varphi_{fe}=-22^\circ; |y_{re}|=310\mu S; \angle\varphi_{re}=-88.8^\circ$; 回路电感 $L=1.4\mu H$, 接入系数 $p_1=1$, $p_2=0.3$, $Q_0=100$ 。负载是另一级相同的放大器; 求谐振电压增益振幅 A_{vm} 和通频带 $2\Delta f_{0.7}$, 并求回路电容 C 是多少时, 才能使回路谐振?

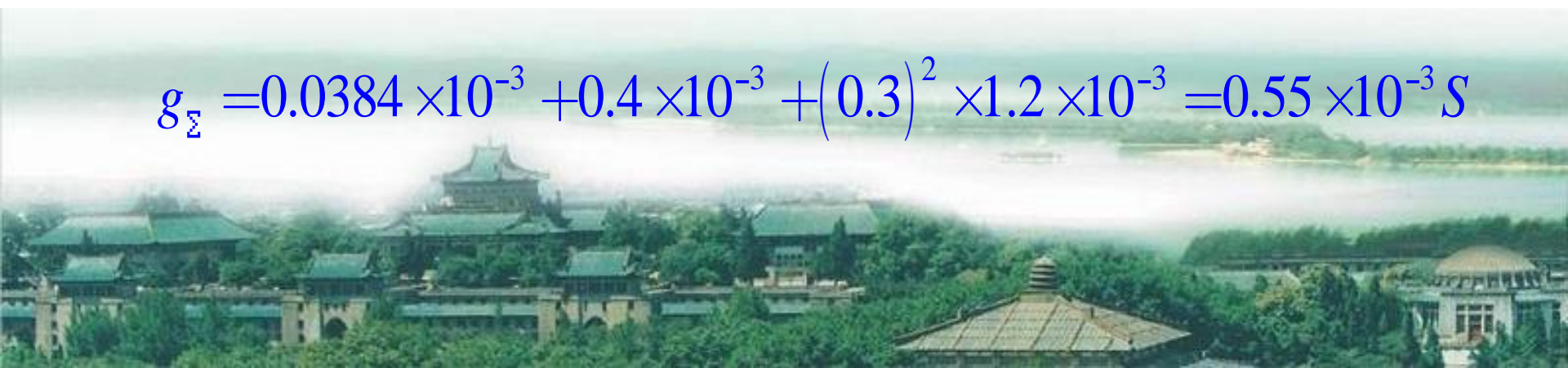
【解】

$$R_p = Q_0 \omega_0 L = 100 \times 6.28 \times 30 \times 10^6 \times 1.4 \times 10^{-6} \approx 26k\Omega$$

$$G_p = \frac{1}{R_p} = \frac{1}{26} \times 10^{-3} = 3.84 \times 10^{-5} S$$

$$g_\Sigma = G_p + p_1^2 g_{oe} + p_2^2 g_{ie2}$$

$$g_\Sigma = 0.0384 \times 10^{-3} + 0.4 \times 10^{-3} + (0.3)^2 \times 1.2 \times 10^{-3} = 0.55 \times 10^{-3} S$$





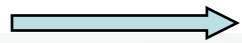
$$A_{vo} = \frac{-p_1 p_2 |y_{fe}|}{g_{\Sigma}} = \frac{0.3 \times 58.3 \times 10^{-3}}{0.55 \times 10^{-3}} \approx -32$$

$$\therefore C_{\Sigma} = \frac{1}{\omega_0^2 L} = \frac{1}{(2\pi \times 30 \times 10^6)^2 \times 1.4 \times 10^{-6}} \approx 20 \text{ PF}$$

$$C_{\Sigma} = C + p_1^2 C_{oe} + p_2^2 C_{ie}$$

$$\therefore C = C_{\Sigma} - p_1^2 C_{oe} - p_2^2 C_{ie} = 20 - 9.5 - 0.3^2 \times 12 \approx 9.4 \text{ pF}$$

$$Q_e = \frac{\omega_0 C_{\Sigma}}{g_{\Sigma}}$$



$$\therefore 2\Delta f_{0.7} = \frac{\omega_0}{2\pi Q_e} = \frac{g_{\Sigma}}{2\pi C_{\Sigma}} = \frac{0.55 \times 10^{-3}}{2 \times 3.14 \times 20 \times 10^{-12}} \approx 4.35 \text{ MHz}$$

例3.2

广播接收机的中频 $f_o=465\text{KHz}$, $2\Delta f_{0.7}=8\text{KHz}$, 则所需中频回路的 Q_L 值为:

$$Q_L = \frac{f_{0.7}}{2\Delta f_{0.7}} = \frac{465 \times 10^3}{8 \times 10^3} = 57$$

若为雷达接收机, 中频 $f_o=30\text{MHz}$, $2\Delta f_{0.7}=10\text{MHz}$, 则所需中频回路的 Q_L 值为:

$$Q_L = \frac{f_{0.7}}{2\Delta f_{0.7}} = \frac{30}{10} = 3$$

这时需要在中频谐振回路上并联一定数值的电阻, 以增大回路的损耗, 使 Q_L 值降低到所需要的值。



重要结论

◎ 单管单调谐放大器的分析可知，其电压增益取决于：

1. 晶体管参数
2. 回路与负载特性
3. 接入系数等

◎ 如果要进一步增大电压增益，可采用多级放大器



※多级单谐回路谐振放大器

- ◎多级单调谐放大器：多级放大器中的每一级都调谐在同一频率上；
- ◎设放大器有 m 级，各级电压增益振幅分别为 A_{v1} 、 A_{v2} 、...、 A_{vm} ，则总电压增益振幅是各级电压增益振幅的乘积：

$$A_m = A_{v1} A_{v2} \dots A_{vm}$$

- ◎如果每一级放大器的参数结构均相同，则总电压增益振幅：

$$A_m = A_{v1}^m$$

$$A_m = \left(\frac{-p_1 p_2}{g_\Sigma} \right)^m \left| y_{fe} \right|^m$$



◎ 谐振曲线可由下式表示:

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

等于各单级谐振曲线的乘积。级数越多，谐振曲线愈尖锐

◎ m 级放大器通频带:

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

带宽缩减因子:

级数增加后总通频带变窄的程度

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

◎ m 级相同的单调谐放大器的总增益比单级放大器的增益提高了而通频带比单级放大器的通频带缩小了, 且级数越多, 频带越窄

◎单调谐回路放大器优缺点:

优点: 电路简单、调协容易

缺点: 选择性差、增益和通频带的矛盾比较突出

$$\frac{2\Delta f_{0.7}}{(2\Delta f_{0.7})_m} = \frac{1}{\sqrt{2^{\frac{1}{m}} - 1}} = x_1$$

系数 x_1 表示放大器的级数为 m 时, 要使放大器的总通频带不变, 则必须将每级的通频带加宽倍 x_1 , 则使每级的 A_v 就必然会降低到原来的 $1/x_1$

◎多级单调谐放大器的选择性(矩形系数)

$$\frac{A_v}{A_{v0}} = 0.1 \longrightarrow \frac{A_m}{A_{m0}} = \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{2\Delta f Q_e}{f_0} \right)^2 \right]^{m/2}} \longrightarrow$$

$$(2\Delta f_{0.1})_m = \sqrt{100^{\frac{1}{m}} - 1} \frac{f_0}{Q_L} \longrightarrow K_{r0.1} = \frac{(2\Delta f_{0.1})_m}{(2\Delta f_{0.7})_m} = \frac{\sqrt{100^{\frac{1}{m}} - 1}}{\sqrt{2^{\frac{1}{m}} - 1}}$$

单调谐放大器矩形系数与级数的关系

级数 m	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	∞
矩形系数 $K_{r0.1}$	9.95	4.90	3.74	3.40	3.20	3.10	3.00	2.93	2.89	2.85	2.56

◎当级数 m 增加时，放大器矩形系数有所改善

◎这种改善是有一定限度的，最小不会低于2.56



例3.3 某中频放大器的通频带为 6 MHz ，现采用两级或三级相同的单调谐放大器，两种情况下对每一级放大器的通频带要求各是多少？

【解】 当 $m = 2$ 时，因为

$$(2\Delta f_{0.7})_2 = \sqrt{2^{1/2} - 1} (2\Delta f_{0.7})_1 = 6 \times 10^6 (\text{Hz})$$

要求每一级带宽：

$$2\Delta f_{0.7} = \frac{6 \times 10^6}{\sqrt{2^{1/2} - 1}} = 11.8 \times 10^6 (\text{Hz})$$

同理，当 $m = 3$ 时，要求每一级带宽：

$$2\Delta f_{0.7} = \frac{6 \times 10^6}{\sqrt{2^{1/3} - 1}} = 7.85 \times 10^6 (\text{Hz})$$



※双调谐回路谐振放大器

◎单级双调谐回路谐振放大器

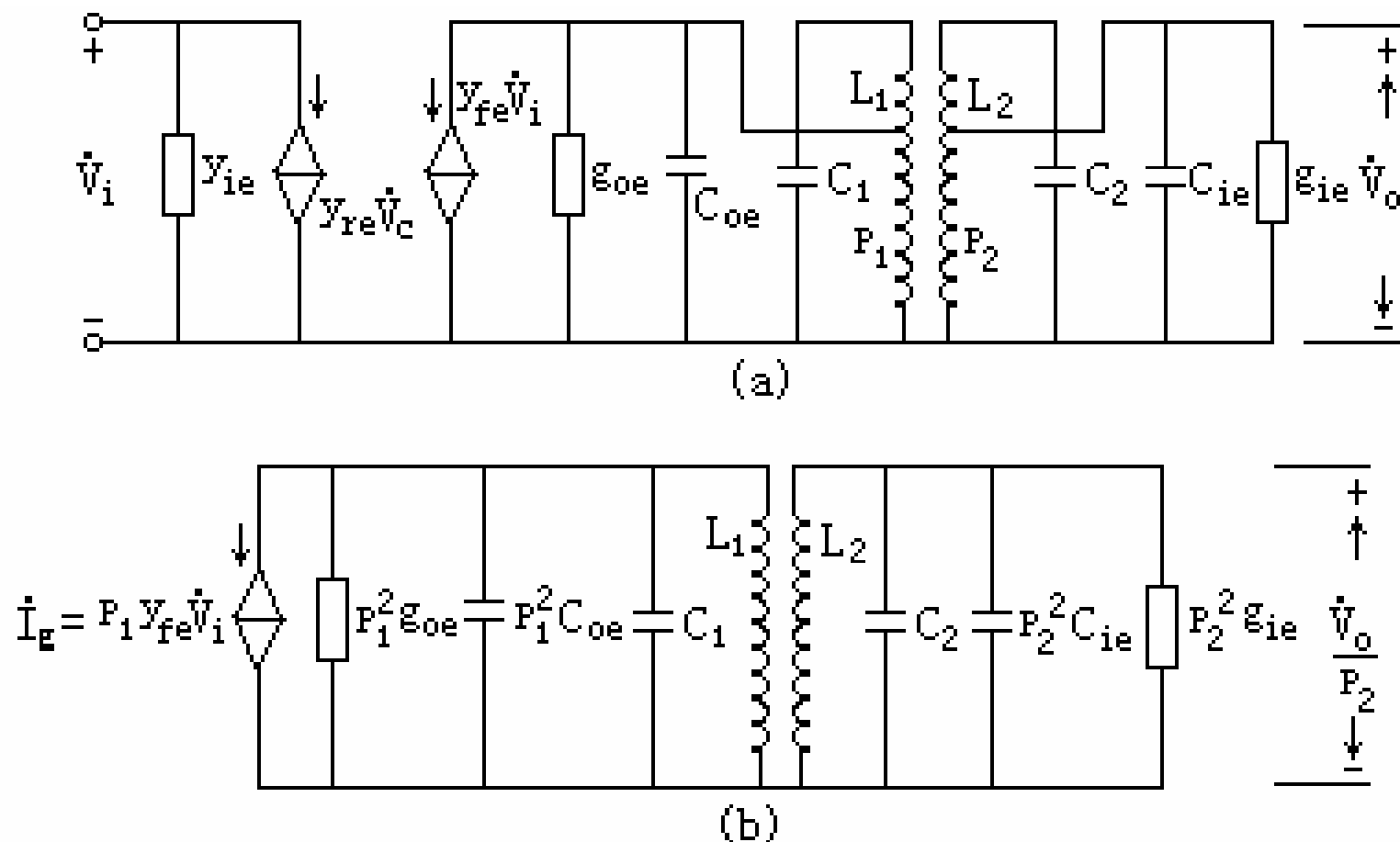


图 3-4-1 双调谐回路放大器及其等效电路

(a) 双调谐回路等效电路; (b) 等效到回路两端的等效电路

$$L_1 = L_2 = L; \quad p_1^2 g_{oe} \approx p_2^2 g_{ie} = g$$

$$C_1 + p_1^2 C_{oe} \approx C_2 + p_2^2 C_{ie} = C; \text{ (折合到电感两端的电容)}$$

$$\omega_1 = \omega_2 = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$$

$$Q_{L1} = Q_{L2} = Q \approx 1/(g\omega_0 L) = \omega_0 C / g$$

【1】电压增益

由式(2-4-30)可以直接写出图3-4-1(b)次级回路的输出电压 V_{om}/p_2 和电流源 $I_{sm}=p_1/y_{fe}/V_{im}$ 的关系式:

$$\frac{V_{om}}{p_2} = \frac{2\eta}{\sqrt{(1-\xi^2+\eta^2)^2+4\xi^2}} \cdot \frac{p_1 | y_{fe} | V_{im}}{2g}$$

V_{im} : 放大器的输入电压振幅; $\eta = kQ_L$: 耦合因数;

$$\xi \approx Q_L \frac{2\Delta f}{f_0} : \text{广义失谐}$$

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

谐振时 $\xi = 0 \longrightarrow A_{vm} = \frac{\eta}{1 + \eta^2} \frac{p_1 p_2 |y_{fe}|}{g}$

当 $\eta = 1$ (临界耦合状态) 时 $\longrightarrow A_{vm} = \frac{p_1 p_2 |y_{fe}|}{2g}$

【2】通频带

$$\frac{A_v}{A_{vm}} = \frac{2\eta}{\sqrt{(1 - \xi^2 + \eta^2)^2 + 4\xi^2}}$$

对于较常用的临界耦合 $\eta = 1$ 的情况来说, 有

$$\frac{A_v}{A_{vm}} = \frac{2}{\sqrt{4 + \xi^4}}; \frac{A_v}{A_{vm}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \longrightarrow 2\Delta f_{0.7} = \sqrt{2} \frac{f_0}{Q_L}$$

单级双调谐回路放大器的通频带比单级单调谐回路放大器的加宽了倍 $\sqrt{2}$

【3】矩形系数

$$\frac{A_v}{A_{vm}} = \frac{1}{10}$$

$$\frac{A_v}{A_{vm}} = \frac{2}{\sqrt{4 + \xi^4}} \longrightarrow \frac{2}{\sqrt{4 + \left(\frac{2Q_L \Delta f_{0.1}}{f_0} \right)^4}} = \frac{1}{10}$$

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

$$\longrightarrow K_{r0.1} = \frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}} = \sqrt[4]{100 - 1} = 3.16$$

◎ 和单调谐回路放大器比较，双调谐回路放大器的矩形系数较小，它的谐振曲线更接近于矩形



※多极双调谐回路谐振放大器

$$\eta = 1 \text{ 时 } \left[\frac{A_v}{A_{vm}} \right]^m = \left[\frac{2}{\sqrt{4 + \xi^4}} \right]^m$$

$$\frac{2\Delta f_{0.7}}{(2\Delta f_{0.7})_m} = \frac{1}{\sqrt[4]{2^{\frac{1}{m}} - 1}} \quad \text{---} \quad x_2$$

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

系数 x_2 表示放大器的级数为 m 时，要使放大器的总通频带不变，则必须将每级的通频带加宽倍 x_2 ，则使每级的 A_v 就必然会降低到原来的 $1/x_2$ 。 $x_1 > x_2$

◎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，其选择性也较好

◎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作小量的偏移，以达到总增益稍微降低，而总通频带加宽和选择性改善的目的。

作业 3-1, 3-4, 3-7

※谐振放大器的稳定性

- ◎共射电路由于电压增益和电流增益都较大, 所以是谐振放大器的常用形式
- ◎讨论谐振放大器时, 都假定了反向传输导纳 $y_{re} = 0$, 即晶体管单向工作, 输入电压可以控制输出电流, 而输出电压不影响输入
- ◎实际上 $y_{re} \neq 0$, 即输出电压可以反馈到输入端, 引起输入电流的变化, 从而可能引起放大器工作不稳定。如果这个反馈足够大, 且在相位上满足正反馈条件, 则会出现自激振荡。

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



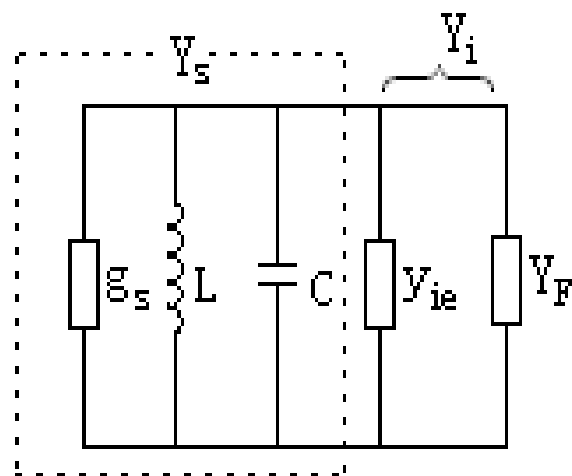


图3-5-1 放大器等效输入端回路

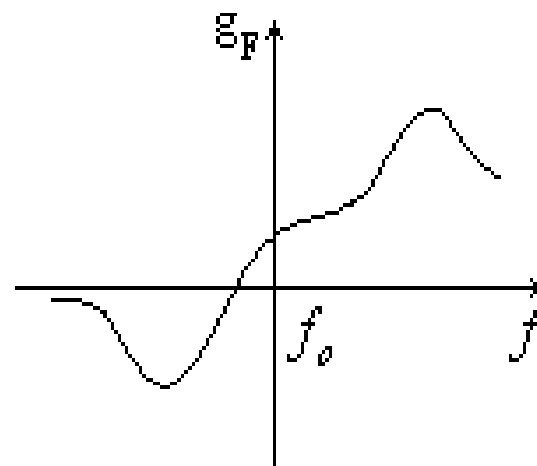


图3-5-2 反馈电导 g_F 随频率变化的关系曲线

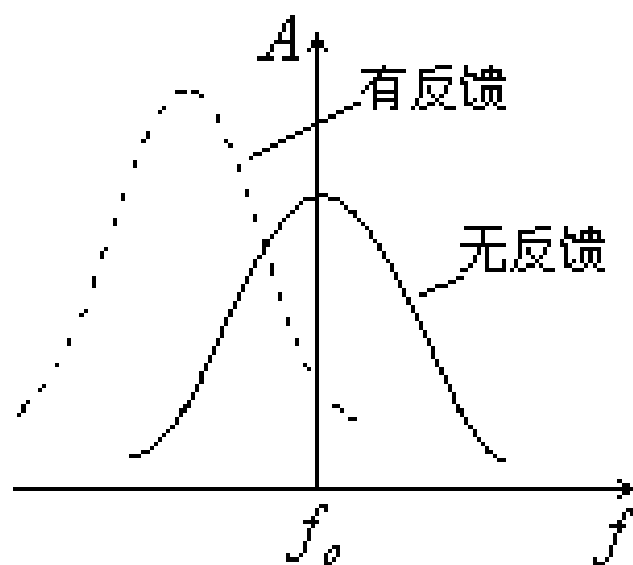


图3-5-3 反馈导纳对放大器谐振曲线的影响

◎为了提高放大器的稳定性,通常从两个方面着手。

一是从晶体管本身想办法,减小其反向传输导纳 y_{re} 值。

二是从电路上设法消除晶体管的反向作用,使它单向化。

具体方法有中和法与失配法。

① y_{re} 的大小主要取决于集电极与基极间的结电容 $C_{b'c}$ (由混合 π 型等效电路图可知, $C_{b'c}$ 跨接在输入、输出端之间), 制作晶体管时应尽量使其 $C_{b'c}$ 减小, 使反馈容抗增大, 反馈作用减弱。

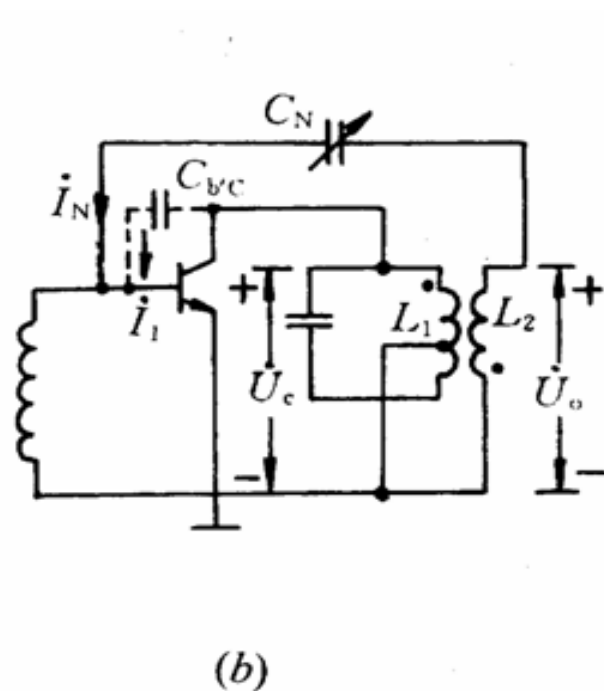
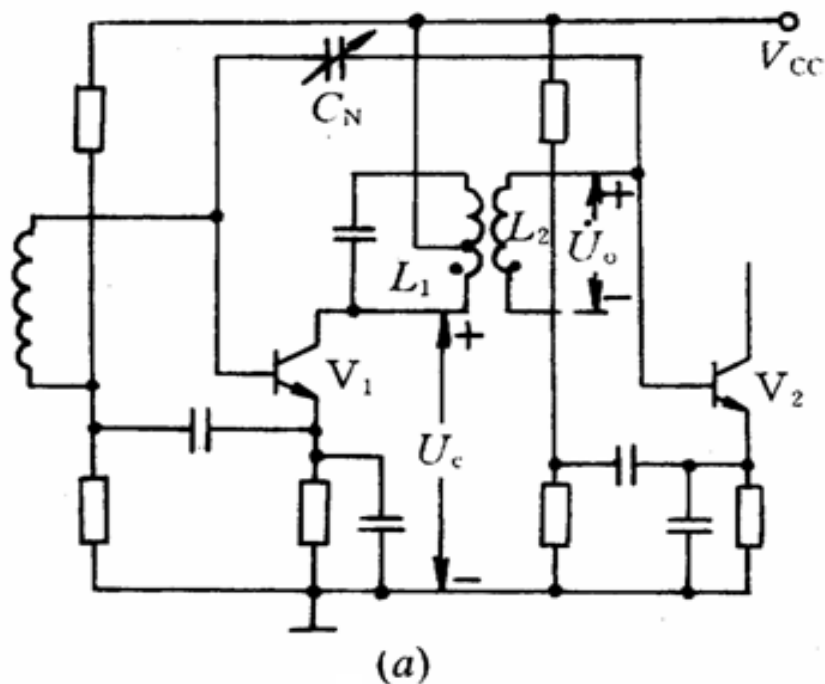
② 中和法是在晶体管的输出端与输入端之间引入一个附加的外部反馈电路(中和电路), 以抵消晶体管内部参数 y_{re} 的反馈作用。由于 y_{re} 的实部(反馈电导)通常很小, 可以忽略, 所以常常只用一个电容 C_N 来抵消 y_{re} 的虚部(反馈电容)的影响, 就可达到中和的目的。

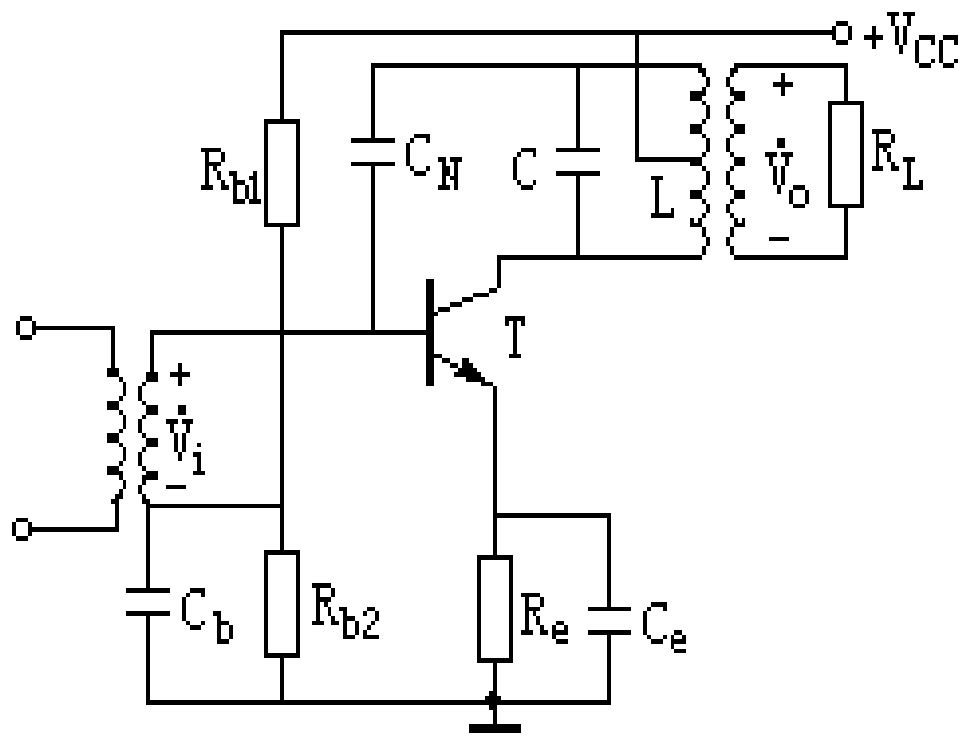


○为了使通过 C_N 的外部电流和通过 $C_{b'c}$ 的内部反馈电流相位反，从而能互相抵消，通常在晶体管输出端添加一个反相的耦合变压器。如下图(a)所示为收音机常用的中和电路，(b)是其交流等效电路。为了直观，将晶体管内部电容 $C_{b'c}$ 画在了晶体管外部。

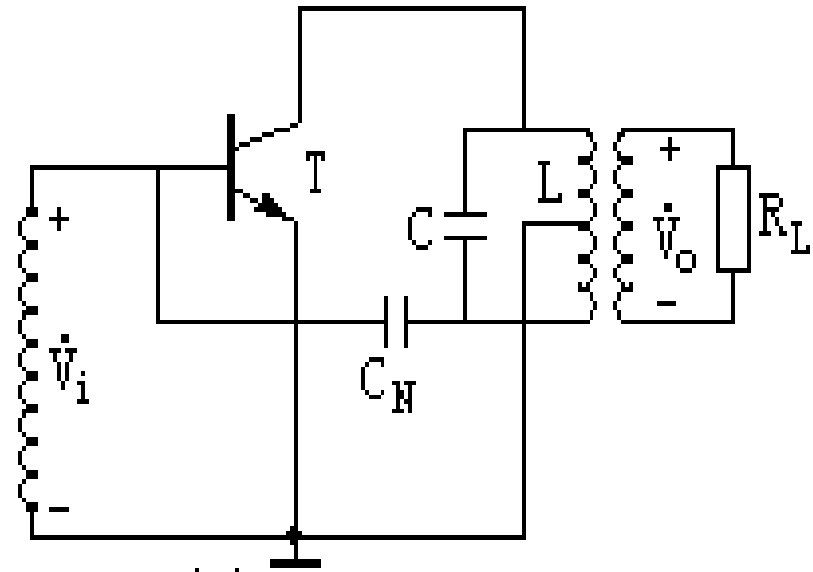
○由于 y_{re} 是随频率而变化的，，所以固定的中和电容 C_N 只能在某一个频率点起到完全中和的作用，对其它频率只能有部分中和作用，又因为 y_{re} 是一个复数，中和电路应该是一个由电阻和电容组成的电路，但这给调试增加了困难。

○如果再考虑到分布参数的作用和温度变化等因素的影响，中和电路的效果很有限。





(a)



(b)

图 3-5-4 中和法实际应用电路及其交流通路
(a) 中和法实际应用电路; (b) 图 (a) 的交流通路



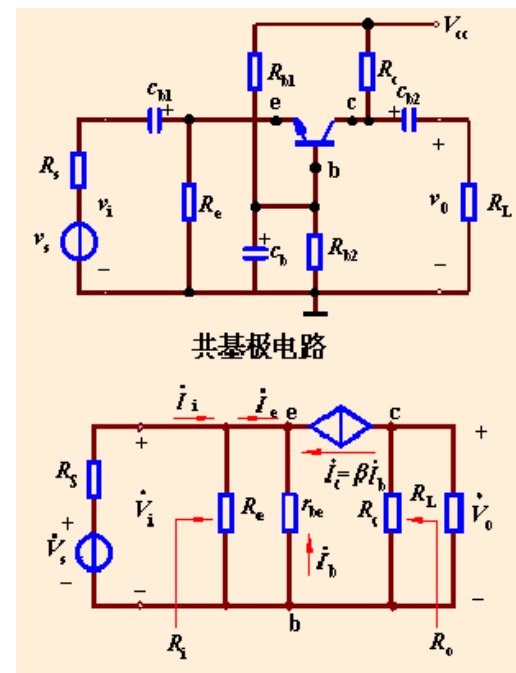
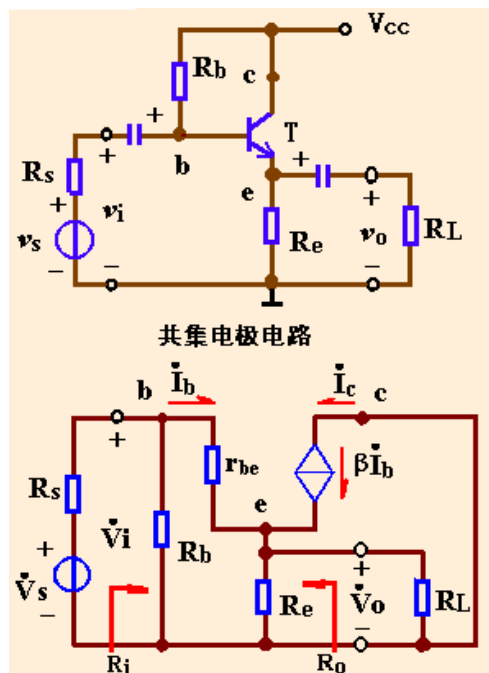
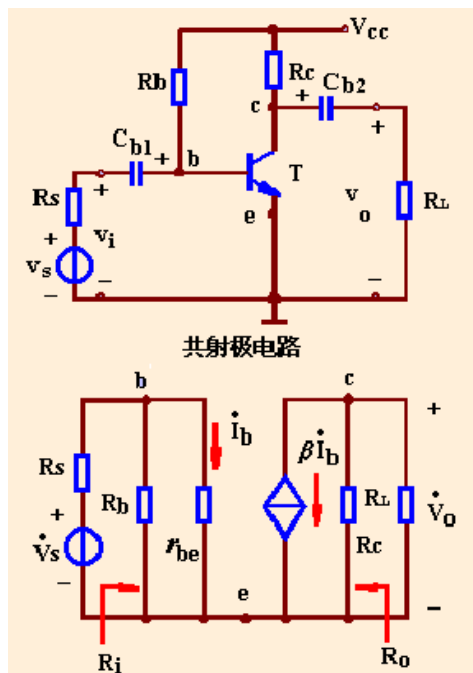
③失配法通过增大负载电导 Y_L ，进而增大总回路电导，使输出电路严重失配，输出电压相应减小，从而反馈到输入端的电流减小，对输入端的影响也就减小。可见，失配法是用牺牲增益而换取电路的稳定。

○用两只晶体管按共射—共基方式连接成一个复合管是经常采用的一种失配法。

○由于共基电路的输入导纳较大，当它和输出导纳较小的共射电路连接时，相当于使共射电路的负载导纳增大而失配，从而使共射晶体管内部反馈减弱，稳定性大大提高。



三种组态的比较



电压增益: $\frac{\beta \cdot (R_c // R_L)}{r_{be}}$

输入电阻: $R_b // r_{be}$ (中) $R_b // [r_{be} + (1 + \beta)(R_e // R_L)]$ (大)

输出电阻: R_c (中) $R_e // \frac{(R_s // R_b) + r_{be}}{1 + \beta}$ (小)

电流增益: β $(1 + \beta) \frac{R_B}{R_B + R_i}$

$\frac{(1 + \beta) \cdot (R_e // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_e // R_L)}$

电压增益: $\frac{\beta \cdot (R_c // R_L)}{r_{be}}$

输入电阻: $R_e // \frac{r_{be}}{1 + \beta}$ (小) R_c (大)

α

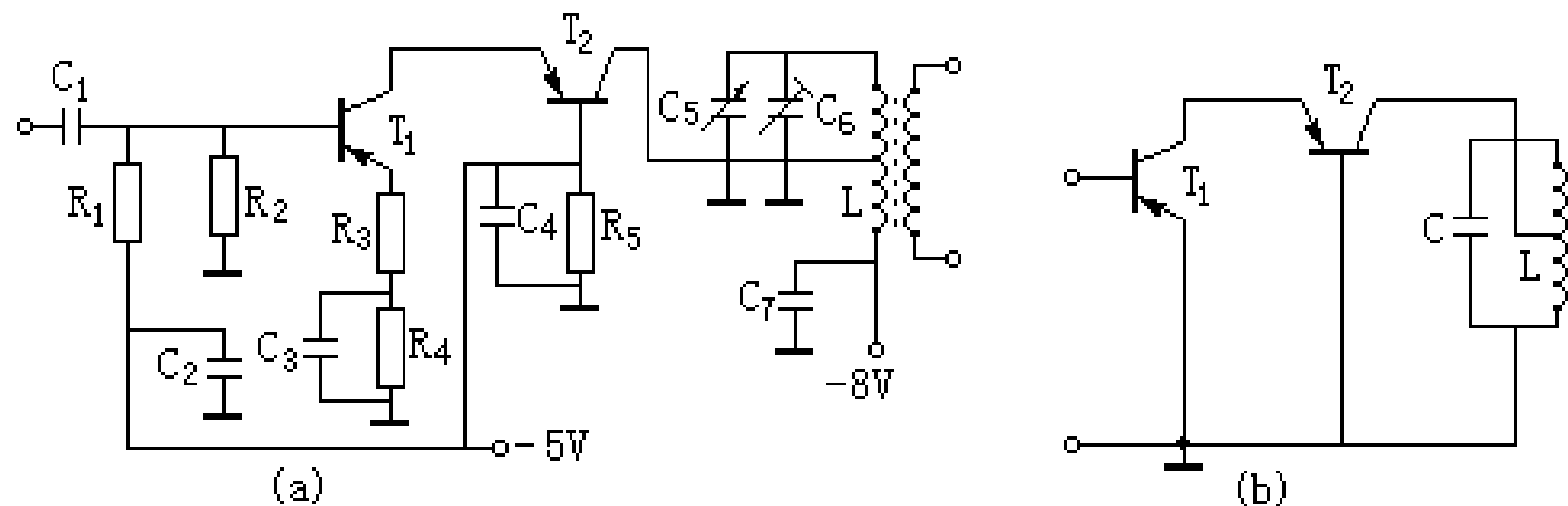


图3-5-5 失配法典型应用电路及其交流通路图
(a) 失配法典型应用电路; (b) 图 (a) 电路的交流通路图

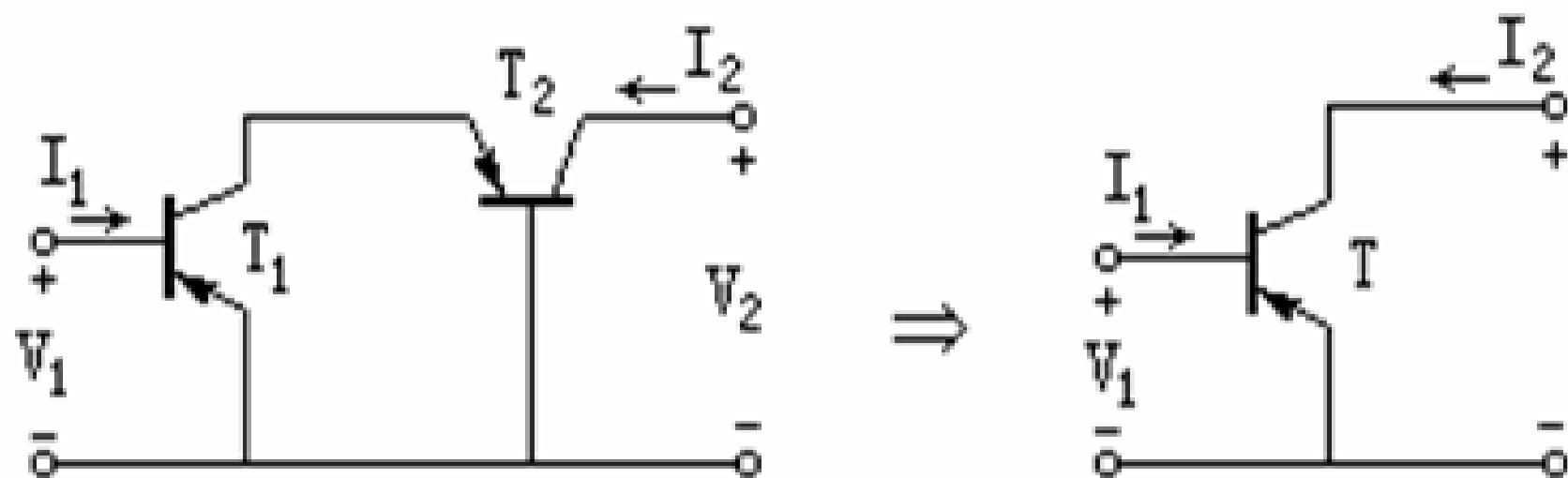


图3-5-6 把级联晶体管看成一个复合管

※ 宽频带放大器

◎宽频带放大器既要有较大的电压增益，又要有很宽的通频带，所以常用电压增益 A_u 和通频带BW的乘积作为衡量其性能的重要指标，称为增益带宽积，写成 $G \cdot BW = A_u f_H$ 。此处的通频带用上限截止频率 f_H 表示，因为宽频带放大器的下限截止频率 f_L 一般很低或为零频。 A_u 是电压增益幅值。

◎增益带宽积越大的宽频带放大器的性能越好。

◎宽频带放大器既可以由晶体管和场效应管组成，也可以由集成电路组成。

◎一般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频带放。



※单级差分宽频带放大器

◎集成宽频带放大器常采用单级或多级差分电路形式。由于单级共射电路可看成是单级差分电路的差模半电路，所以先分析单级共射电路的电压增益和通频带(用上限截止频率 f_H 表示)。

◎宽频带放大器中的晶体管特性适合采用混合 π 型等效电路。图3.6.1(a)、(b)分别是共射电路的交流通路和高频等效电路。设 R'_L 是交流负载，且：

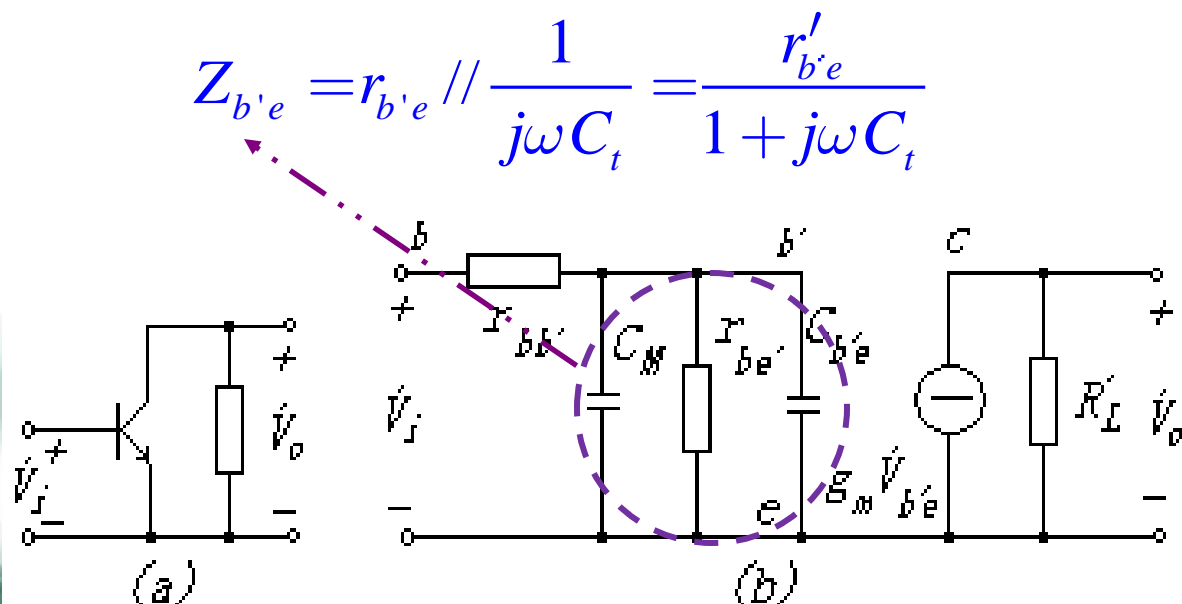


图3-6-1 共射电路的交流通路和简化高频等效电路

$$C_t = C_{b'e} + C_M = C_{b'e} + (1 + g_m R'_L) C_{b'e}$$

$$R_t = r_{b'e} // r_{bb'} = \frac{r'_{b'e} r_{bb'}}{r'_{b'e} + r_{bb'}}$$

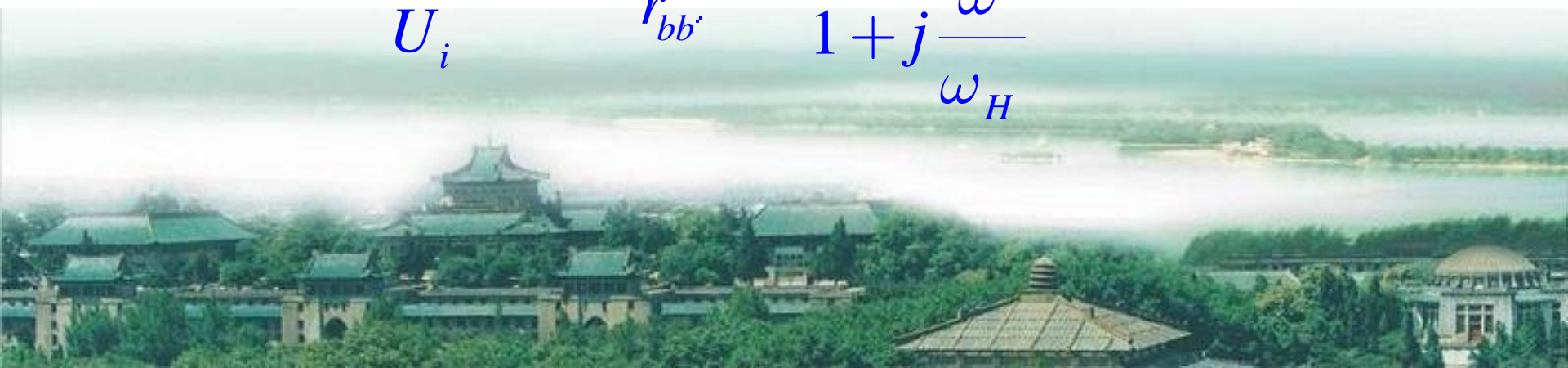


$$U_o = -g_m \dot{U}_{b'e} R'_L$$

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



$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{g_m R_t R'_L}{r_{bb'}} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_H}}$$



其中, $\omega_H = \frac{1}{R_t C_t}$ 即上限截止频率: $f_H = \frac{1}{2\pi R_t C_t}$

◎推导差分电路的差分电压增益和上限截止频率。

图3.6.2是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 A_{ud} 与单管共射电路的电压增益 A_{ud} 相同。

$$A_{ud} = \frac{g_m R_t R'_L}{1 + j \frac{\omega}{\omega_H}} \cdot \frac{1}{\omega_H} \rightarrow f_H = \frac{1}{2\pi R_t C_t}$$

$R'_L = R_c // \frac{R_L}{2}$

$r_{bb'}$

$$G \cdot BW = A_{ud} f_H = \frac{g_m R'_L}{2\pi r_{bb'} C_t}$$

例3.3 在图3.6.2所示差分放大器中, T_1 管和 T_2 管的参数相同, 在 $I_{EQ}=1\text{mA}$ 时, 均为 $\beta_o=100$, $r_{bb}'=50\Omega$, $C_{b'e}=2\text{pF}$, $f_T=200\text{MHz}$ 。 $R_C=2\text{ k}\Omega$, $R_L=10\text{ k}\Omega$ 。计算此差分放大器的差模电压增益、 上限截止频率和增益带宽积。

解: 先求晶体管混合 π 型参数。可以得出:

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

$$r_e = \frac{26}{I_{EQ}} = \frac{26}{1} = 26\Omega$$

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

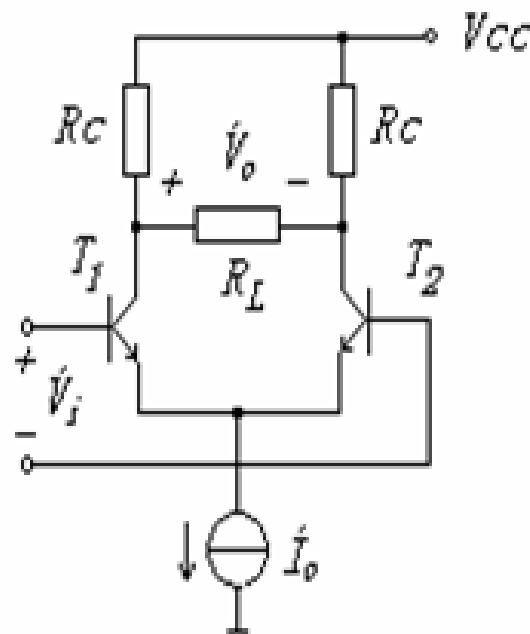


图3-6-2双端输入双端输出差分电路

$$r_{b'e} = (1 + \beta_0) r_e = (1 + 100) * 26 = 2.6 k\Omega;$$

$$R'_L = R_c // \frac{1}{2} R_L = 2k // 5k \approx 1.43 k\Omega$$

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

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

然后求差模电压增益、上限截止频率和增益带宽积

$$C_t = C_{b'e} + C_M = 28.6 + 116 = 144.6 pF \quad R_t = \frac{r_{b'e} r_{bb'}}{r_{b'e} + r_{bb'}} = 49 \Omega$$

$$A_{ud} = \frac{g_m R_y}{r_{bb'}} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_H}} = \frac{0.04 \times 49 \times 1.43 \times 10^3}{50} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_H}} = \frac{56}{1 + j \frac{\omega}{\omega_H}}$$

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

$$G \cdot BW = A_{ud} \cdot f_H = 56 \times 22.46 \times 10^6 = 1.26 \times 10^9$$

◎如果在图3.6.2所示差分放大器中，两个晶体管的基极上各外接一个电阻 R_b ，这时的电路如图3.6.3所示。容易看出，与图3.6.1(b)比较，在图3.6.3对应的差模半电路的交流等效电路中， R_b 与 $r_{bb'}$ 串联，定义：

$$R'_b = R_b + r_{bb'}$$

则相应的：

$$R'_t = r_{b'e} \parallel R'_b$$

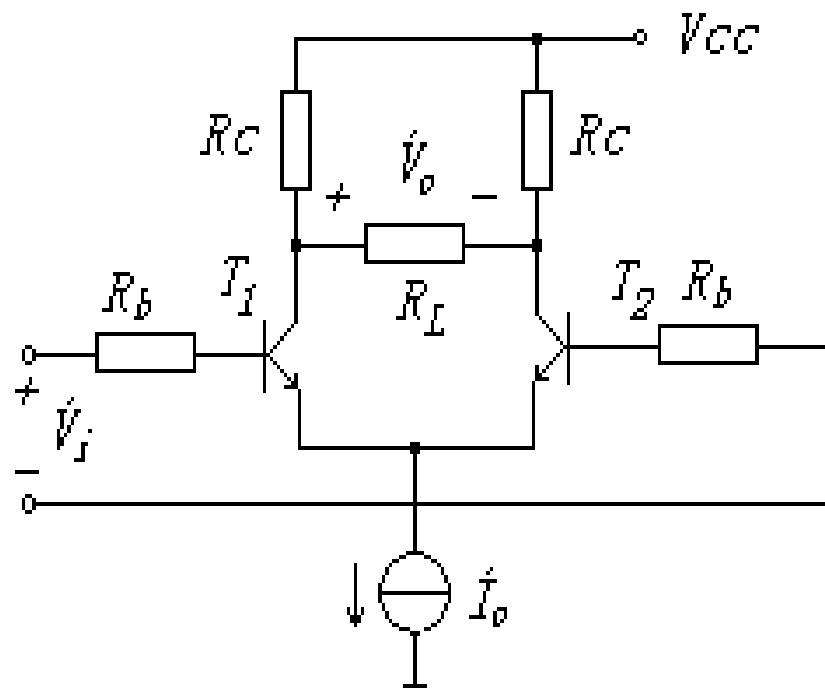


图3-6-3 外接有 R_b 的差分电路



$$A_{ud} = \frac{g_m R'_t R'_L}{R'_b} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_H}}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi R'_t C_t}$$

◎对于差分放大器的其它三种组态，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，可以根据《模拟电子线路》课程中的知识，分别推导出相应的差模电压增益和上限截止频率公式。



※展宽放大器频带的方法

◎在实际宽频带放大电路中，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。

①组合电路法

在集成宽频带放大器中广泛采用共射-共基组合电路，如图3.6.4所示。共射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，这主要是由于密勒效应的缘故。

◎从式 $C_M = (1 + g_m R'_L) C_{b'c}$ 可以看到，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 $(1 + g_m R'_L)$ 倍。



◎虽然 $C_{b'c}$ 数值很小，一般仅几个皮法，但 C_M 一般却很大。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3.6.4所示共射-共基组合电路中，上限频率由共射电路的上限截止频率决定。

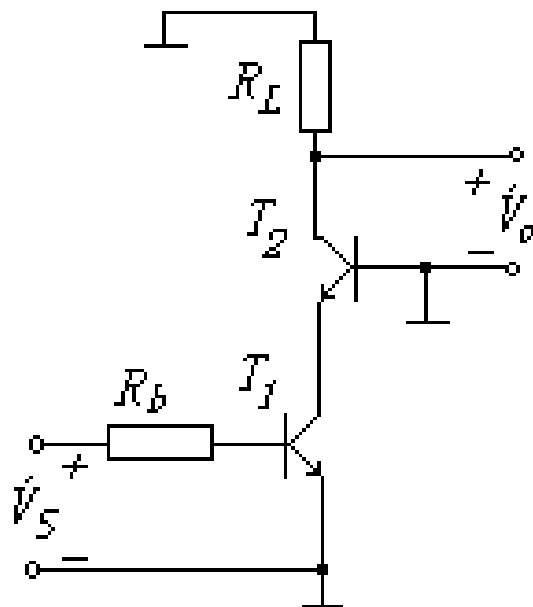


图3-6-4 共射-共基组合电路宽带放大器

◎利用共基电路输入阻抗小的特点，将它作为共射电路的负载，使共射电路输出总电阻 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射电路亦即整个组合电路的上限截止频率。由于共射电路负载减小，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。而共射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。

◎在集成电路里，可以采用共射—共基差分对电路。图3.6.5所示国产宽带放大器集成电路 ER4803（与国外产品U2350，U2450相当）里采用了这种电路，它的带宽可达到1GHz。

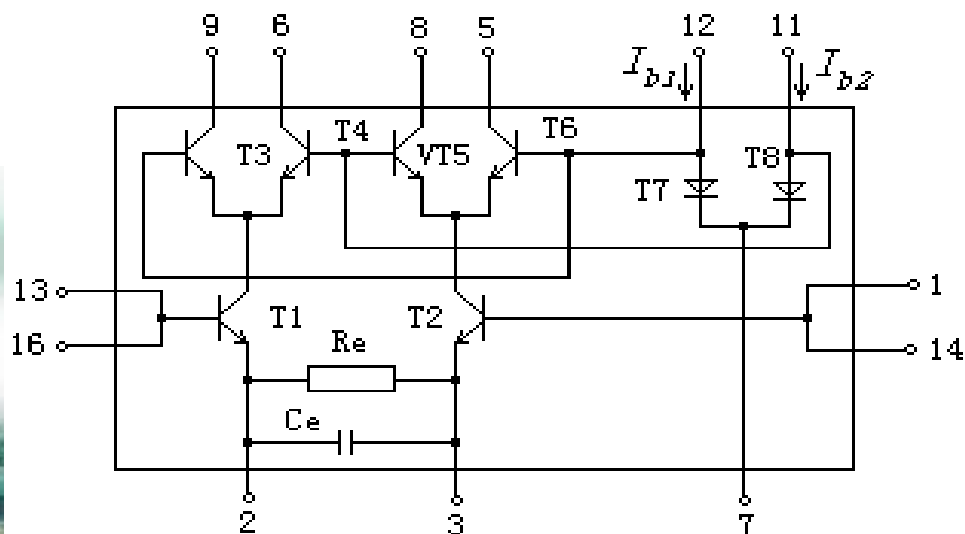
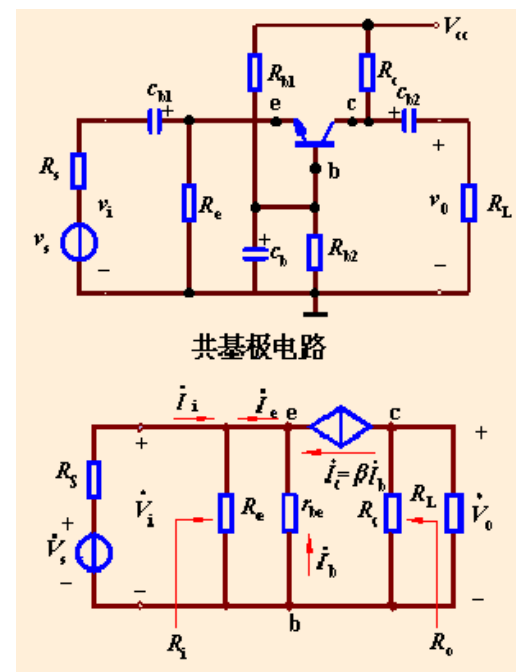
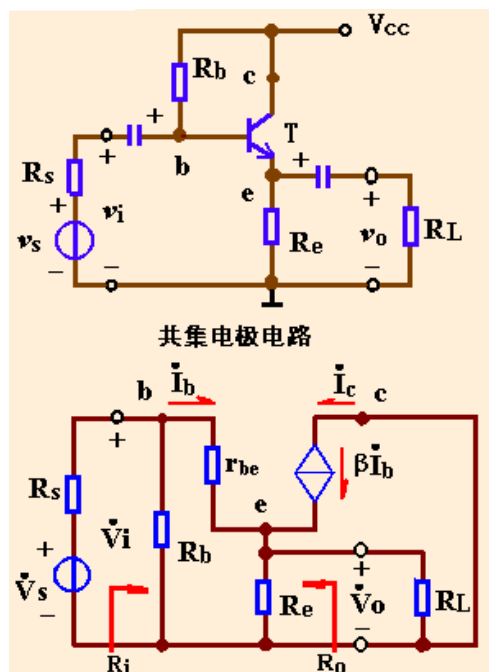
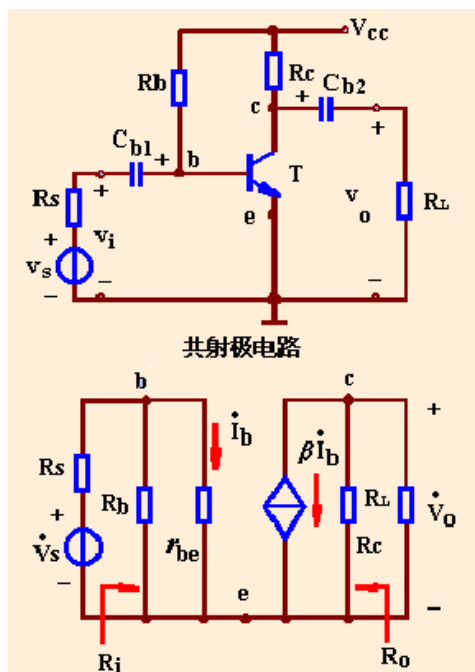


图3-6-5 宽带集成放大器 的内部电路

三种组态的比较



电压增益:
$$\frac{\beta \cdot (R_c // R_L)}{r_{be}}$$

电压增益:
$$\frac{(1 + \beta) \cdot (R_e // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_e // R_L)}$$

电压增益:
$$\frac{\beta \cdot (R_c // R_L)}{r_{be}}$$

输入电阻:
$$R_b // r_{be} \text{ (中)} \quad R_b // [r_{be} + (1 + \beta)(R_e // R_L)] \text{ (大)}$$

输入电阻:
$$R_e // \frac{r_{be}}{1 + \beta} \text{ (小)}$$

输出电阻:
$$R_c \text{ (中)} \quad R_e // \frac{(R_s // R_b) + r_{be}}{1 + \beta} \text{ (小)}$$

输出电阻:
$$R_c \text{ (大)}$$

电流增益:
$$\beta \quad (1 + \beta) \frac{R_B}{R_B + R_i}$$

电流增益:
$$\alpha$$

◎该电路由 T_1 、 T_3 （或 T_4 ）与 T_2 、 T_6 （或 T_5 ）组成共射—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， T_8 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。

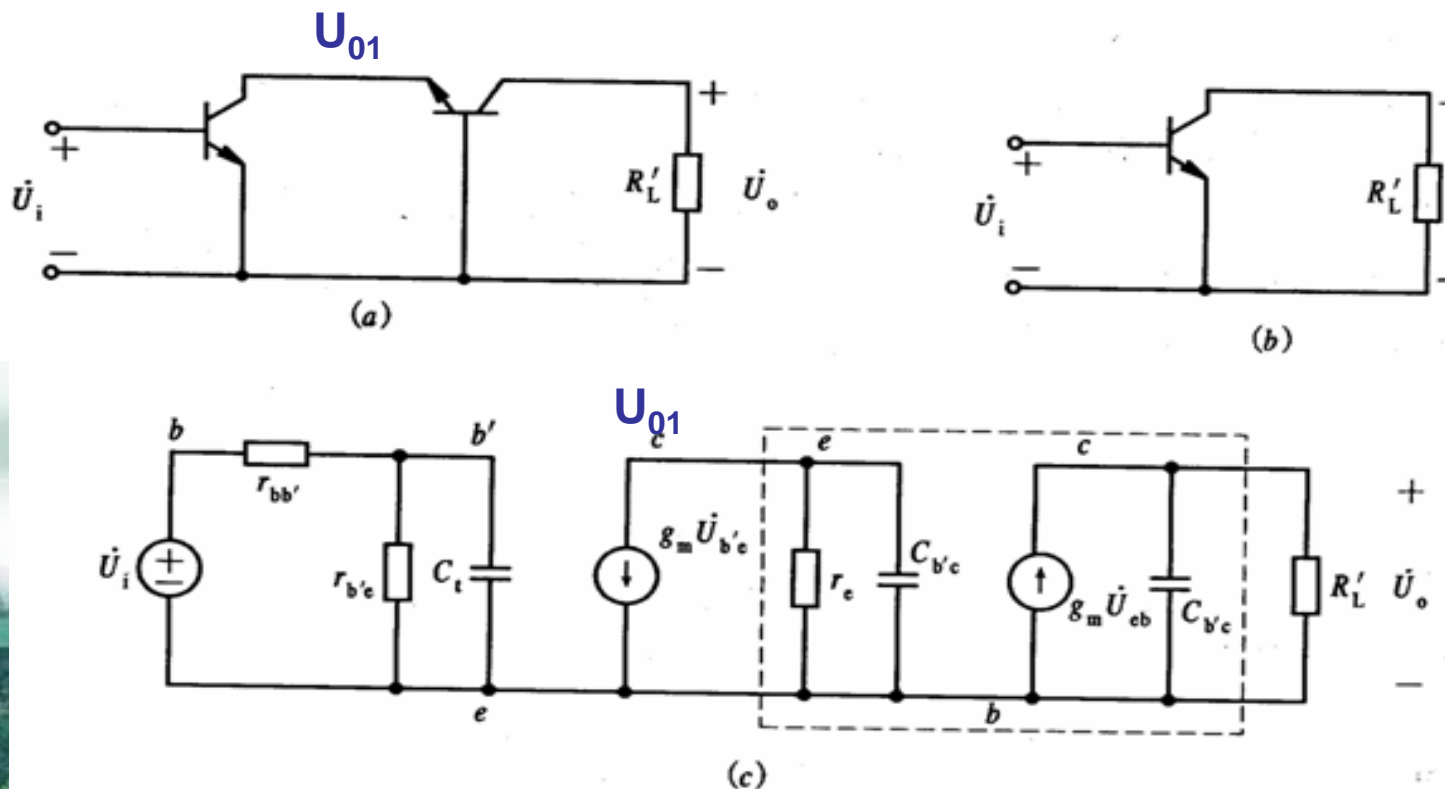
◎如外电路使 $I_{b1} = 0$ ， $I_{b2} \neq 0$ 时， T_7 和 T_3 、 T_6 截止，信号电流由 T_1 、 T_2 流入 T_4 、 T_5 后输出，输出极性与第一种情况相反。如外电路使 $I_{b1} = I_{b2}$ 时，通过负载的电流则互相抵消，输出为零。 C_e 用于高频补偿，因高频时容抗减小，发射极反馈深度减小，使频带展宽。这种集成电路常用作 3 5 0 MHz以上宽带示波器中的高频、中频和视频放大。

◎采用共集—共基，共集—共射等组合电路也可以提高上限截止频率



例3.4，已知晶体管混合 π 型参数与例3.3中相同，分别求出图例 3.4(a)、 (b) 所示共射-共基电路和单管共射电路的电压增益和上限截止频率。交流负载 $R'_L=15k\Omega$ 。

解：先求共射-共基电路的电压增益和上限截止频率。共射-共基电路的交流等效电路如图例3.4(c)所示，其中虚线框内是共基电路混合 π 型等效电路。在共射电路中， 由式(3.6.5)可以写出：

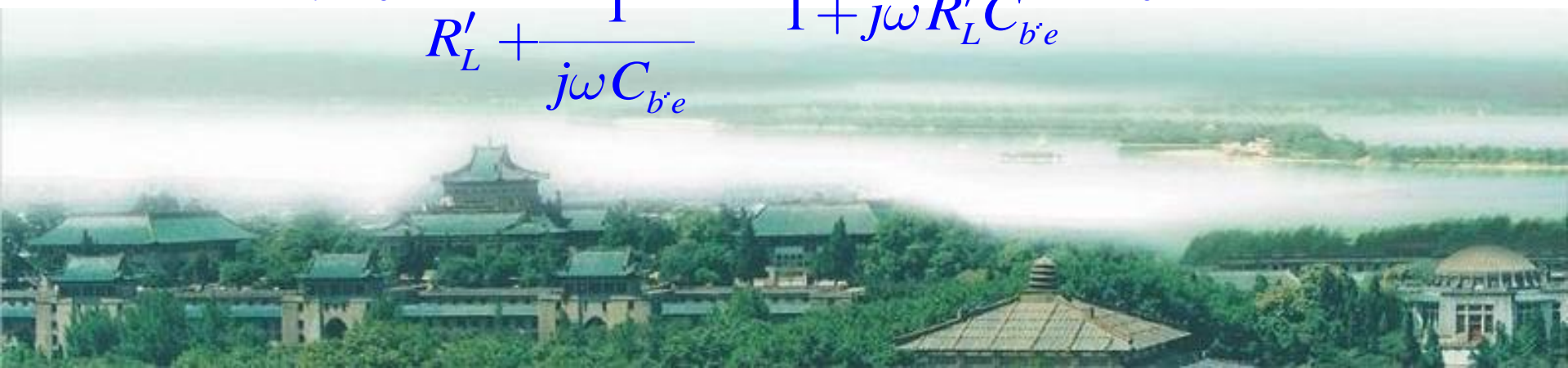


$$\dot{U}_{b'e} = \frac{R_t / r_{bb'}}{1 + j\omega R_t C_t} \dot{U}_i; \quad R_t = \frac{r_{b'e} r_{bb'}}{r_{b'e} + r_{bb'}}, C_t = c_{b'e} + (1 + g_m r_e) c_{b'c}$$

注意此时共射电路的输出端负载电阻是 r_e 。因为：

$$\dot{U}_{o1} = -g_m \dot{U}_{b'e} \frac{r_e \cdot \frac{1}{j\omega C_{b'e}}}{r_e + \frac{1}{j\omega C_{b'e t}}} = -\frac{g_m r_e}{1 + j\omega r_e C_{b'e}} \cdot \dot{U}_{b'e}$$

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

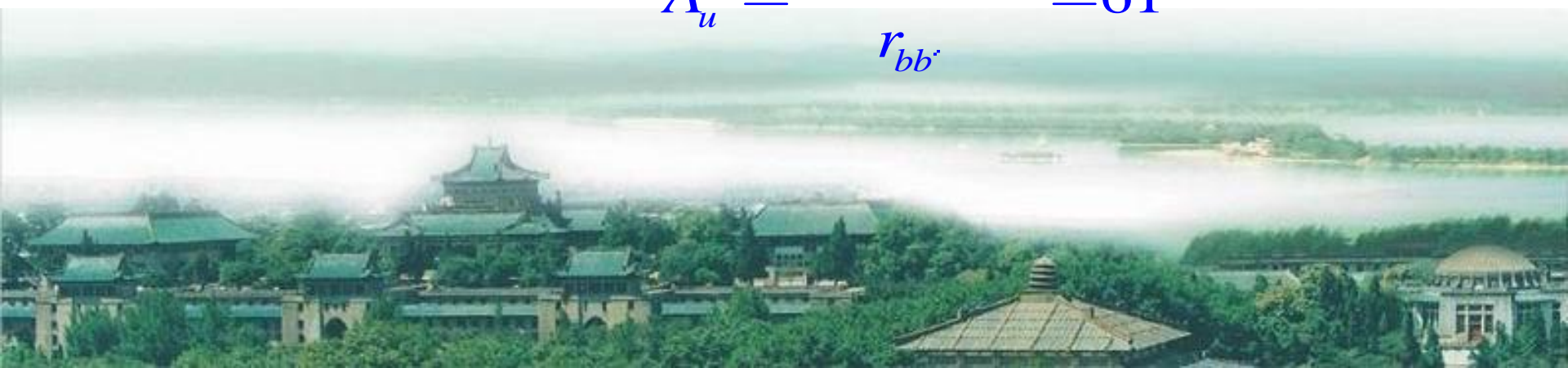


其中， \dot{U}_{o1} 是共射电路输出电压或共基电路输入电压，所以：

$$\begin{aligned} A_u &= \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{o1}} \cdot \frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_{b'e}} \cdot \frac{\dot{U}_{b'e}}{\dot{U}_i} \\ &= \frac{g_m^2 R_t r_e R'_L}{r'_{bb}} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_1}} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_2}} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_3}} \\ \omega_1 &= \frac{1}{R_t C_t}, \omega_2 = \frac{1}{r_e C_{b'e}}, \omega_3 = \frac{1}{R'_L C_{b'e}} \end{aligned}$$

代入已知各参数可求得：

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



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

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

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

$$\therefore f_1 < f_2, f_1 < f_3$$

$$\therefore f_H \approx f_1 \approx 99.6 \text{MHz}$$

因为, $g_m \approx 1/r_e$ 所以共射—共基电路的电压增益幅值与单级共射电路大致相同, 上限截止频率提高为单级共射电路的4倍多。

②负反馈法

◎调节负反馈电路中的某些元件参数可以改变反馈深度，从而调节负反馈放大器的增益和频带宽度。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，其交流等效电路分别如图3.6.6（a）、（b）所示。

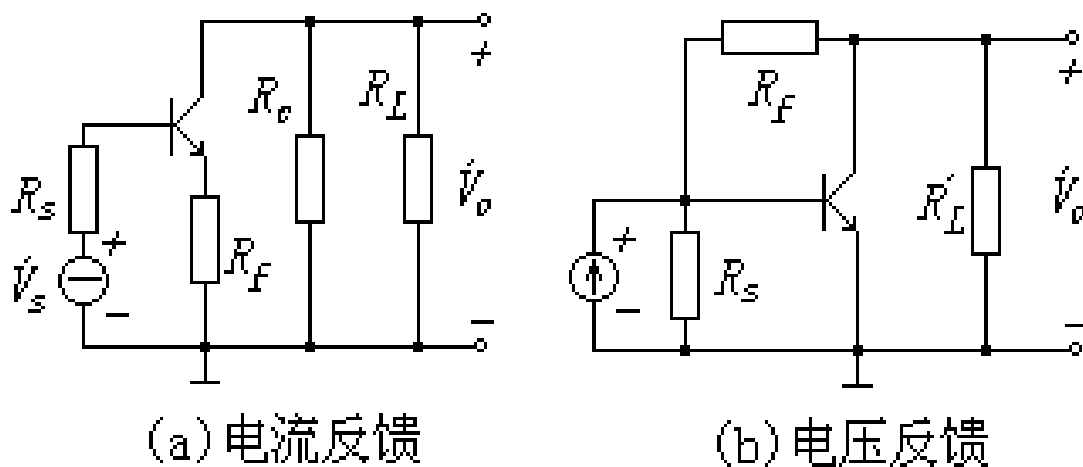


图3-6-6 单级负反馈交流等效电路

◎ 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里，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3.6.7所示 F 7 3 3 集成宽带放大电路中， V_1 、 V_2 组成电流串联负反馈差分放大器， $V_3 \sim V_6$ 组成电压并联负反馈差分放大器(其中 V_5 和 V_6 兼作输出级)， $V_7 \sim V_{11}$ 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。



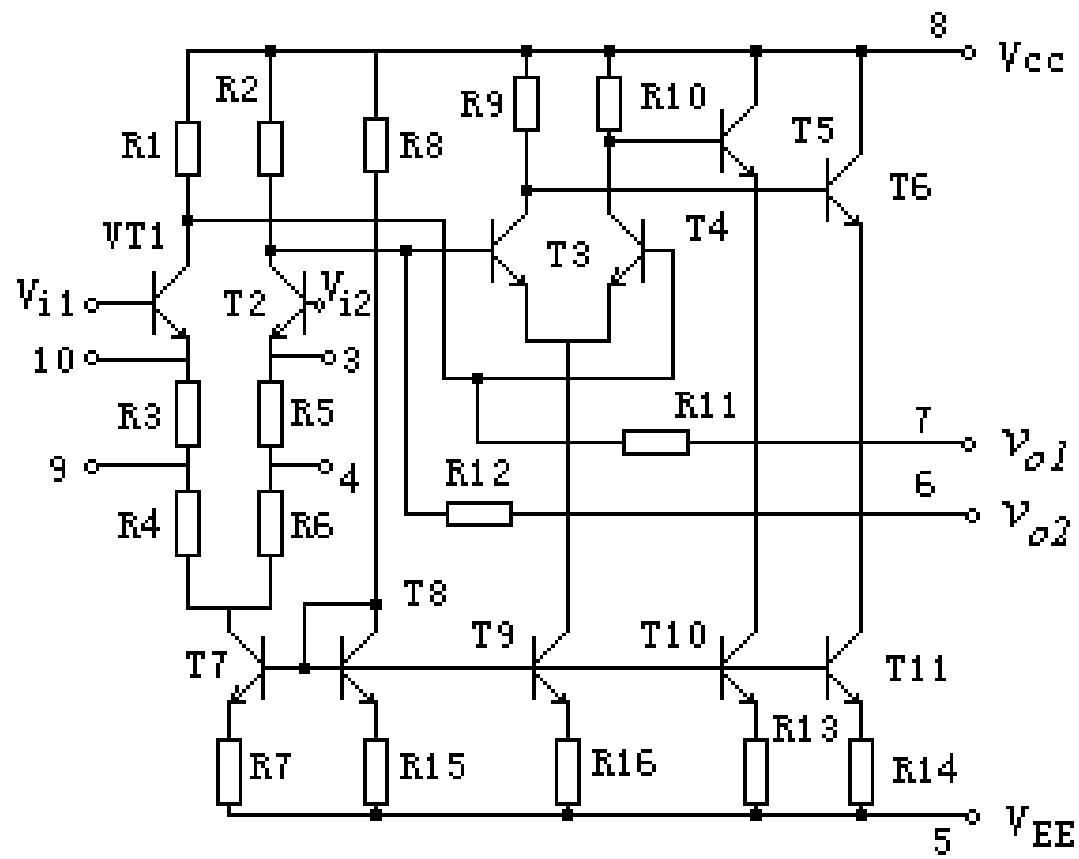


图3-6-7集成宽带放大器F733的内部结构



将引出端⑨和④短接, 增益可达 4 0 0 倍; 将引出端10和③短接, 增益可达 1 0 0 倍。各引出端均不短接, 增益为 1 0 倍。以上三种情况下的上限截止频率依次为 4 0 MHz, 9 0 MHz和 1 2 0 MHz 。

图3.6.8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是用于调节电压增益和带宽的。当R调到零时, ④与⑨短接, 片内 V_1 与 V_2 发射极短接, 增益最大, 上限截止频率最低; 当R调到最大时, 片内 V_1 与 V_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, 这时交流负反馈最强, 增益最小, 上限截止频率最高。可见, 这种接法使得电压增益和带宽连续可调。



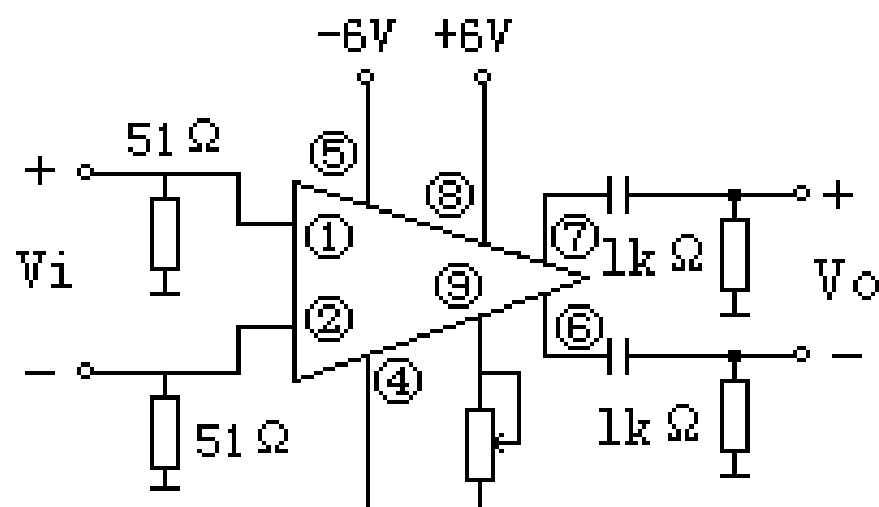


图3-6-8 F733典型应用



※放大器中的噪声

◎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，它影响了各种接收机的工作

◎噪声一般指内部噪声分为：**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。

◎干扰一般指外部干扰分为：**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的干扰。

※噪声的特点和来源

内部噪声主要由电阻、谐振电路和晶体管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。



◎数学分析表明，这种噪声是一种随机过程。它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。

起伏噪声电压的平均值：
$$v_n = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T v_n(t) dt$$

起伏噪声电压的方均值：
$$v_n^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T v_n^2(t) dt$$

起伏噪声的功率谱（ $R=1$ 欧姆）：
$$v_n^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T v_n^2(t) dt = \int_0^{\infty} S(f) df$$

$S(f)$ 称为噪声功率谱密度，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“**白噪声**”。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**”。

一、电阻热噪声

功率谱密度为 $S(f) = 4kTR$

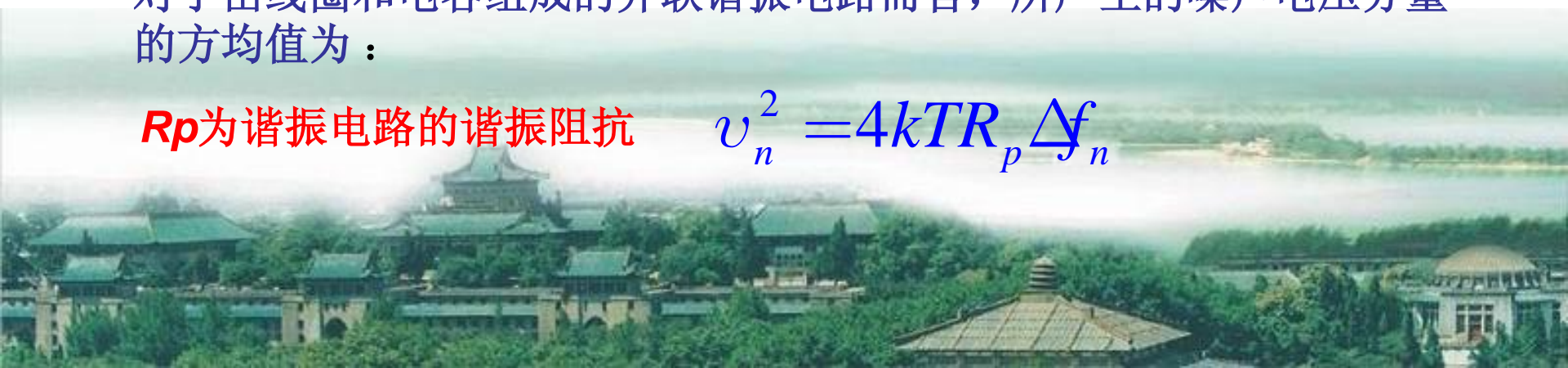
$$v_n^2 = 4kTR\Delta f_n \quad i_n^2 = 4kTG\Delta f_n$$

k 为玻耳兹曼常数，等于 $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$

噪声电压的有效值（噪声电压）为 $\sqrt{v_n^2} = \sqrt{4kTR\Delta f_n}$

对于由线圈和电容组成的并联谐振电路而言，所产生的噪声电压分量的方均值为：

R_p 为谐振电路的谐振阻抗 $v_n^2 = 4kTR_p\Delta f_n$



二、天然热噪声

天线中热噪声电压为：
$$v_n^2 = 4kT_A R_A \Delta f_n$$

还有来自太阳、银河系及月球的无线电辐射的宇宙噪声。

三、晶体管的噪声

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。这类由电子热运动所产生的噪声，主要存在于基极电阻内。发射极和集电极电阻的热噪声一般很小，可以忽略。

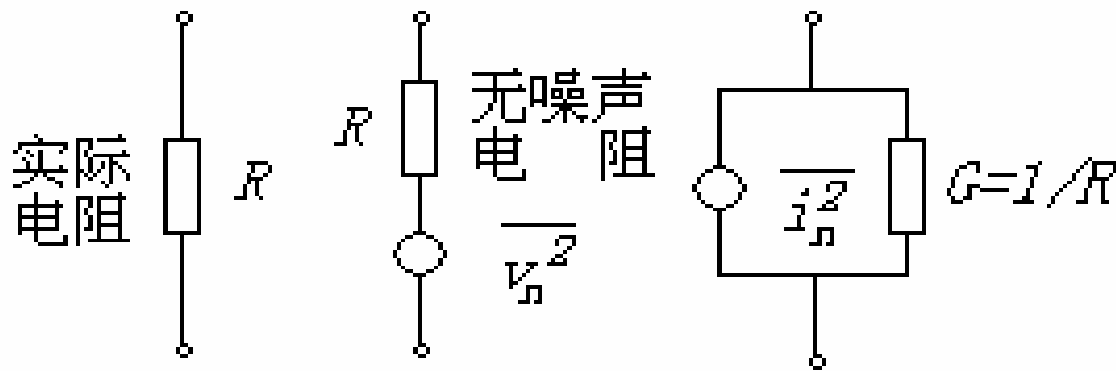


图3-7-1 电阻的噪声等效电路

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，由此引起的噪声叫散粒噪声。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到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。亦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) 闪烁噪声（或称 $1/f$ 噪声）

它主要在低频范围产生影响，它的噪声频谱与频率 f 近似成反比。它的产生原因目前尚有不同见解。在实践中知道，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。

四、场效应管的噪声



例

试计算 $510\text{ k}\Omega$ 电阻的噪声均方值电压和均方值电流各是多少？设 $T = 290\text{ K}$,

$B_w = 100\text{ kHz}$ 。

解:

$$U_n^2 = 4k \cdot T \cdot R \cdot B_w = 4 \times 1.38 \times 10^{-23} \times 290 \times 510 \times 10^3 \times 10^5 \approx 8.16 \times 10^{-10} \text{ V}_2$$

$$I_n^2 = 4k \cdot T \cdot B_w / R = 4 \times 1.38 \times 10^{-23} \times 290 \times 10^5 / 510 \times 10^3 \approx 3.14 \times 10^{-21} \text{ A}_2$$



※噪声的表示和计算方法

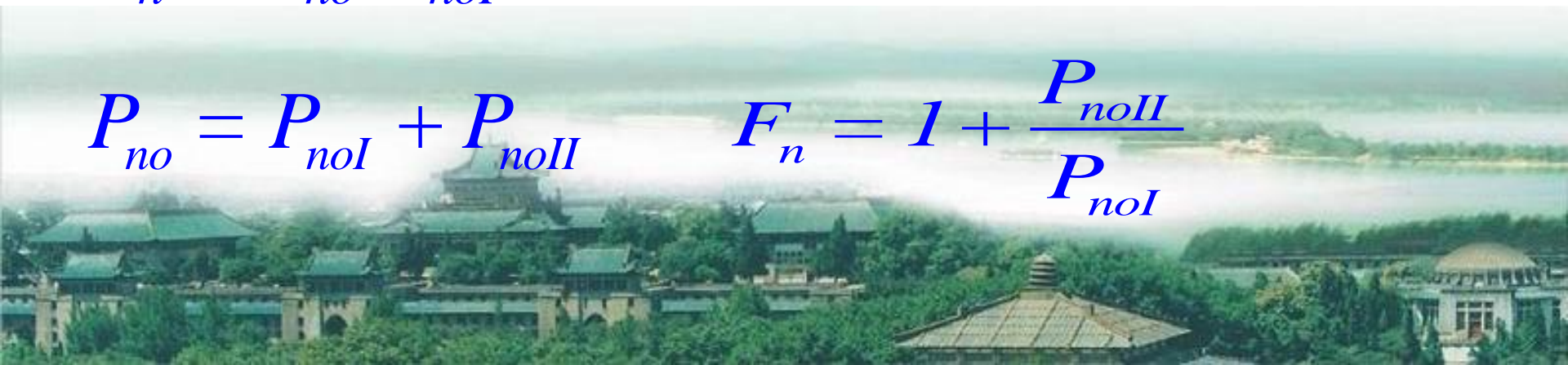
①噪声系数

$$F_n = \frac{P_{si}/P_{ni}}{P_{so}/P_{no}} = \frac{\text{输入端信噪比}}{\text{输出端信噪比}} \quad F_n(dB) = 10 \lg \frac{P_{si}/P_{ni}}{P_{so}/P_{no}}$$

$$F_n = \frac{P_{no}/P_{ni}}{P_{so}/P_{si}} = \frac{P_{no}}{P_{ni} \cdot G_p} \quad G_p = P_{so} / P_{si}$$

$$F_n = P_{no}/P_{noI} \longleftarrow P_{noI} = P_{ni} \cdot G_p$$

$$P_{no} = P_{noI} + P_{noII} \quad F_n = 1 + \frac{P_{noII}}{P_{noI}}$$



②信噪比与负载的关系

$$P_{so} = \left(\frac{V_s}{R_s + R_L} \right)^2 R_L \quad P_{no} = \left[\frac{\overline{u_n^2}}{(R_s + R_L)^2} \right] R_L$$
$$\left(\frac{S}{N} \right) = \frac{P_{so}}{P_{no}} = \frac{V_s^2}{\overline{u_n^2}}$$

③额定功率、额定功率增益和以此定义的噪声系数

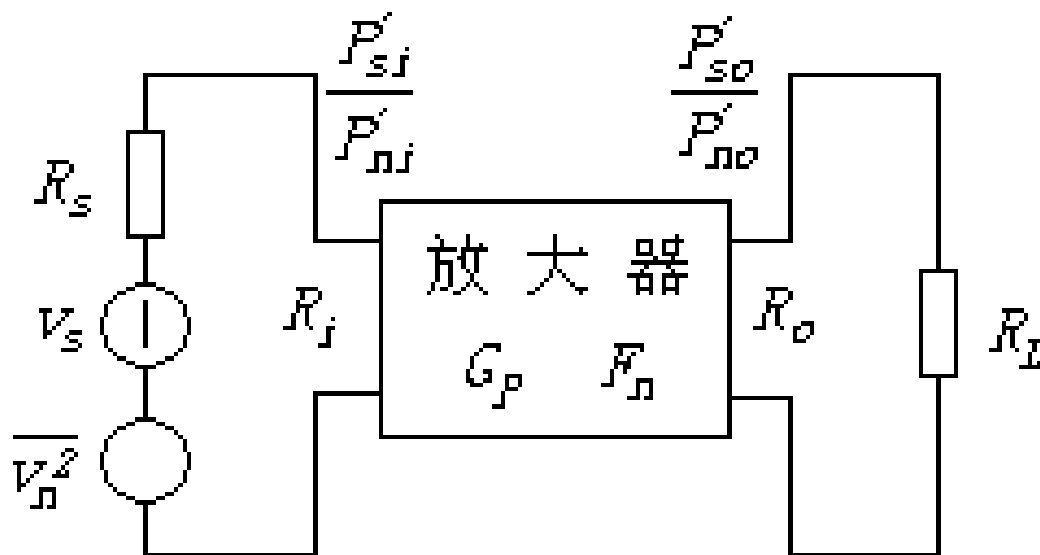


图3-7-2 表示额定功率和噪声系统定义的电路

$$P'_{si} = \frac{V_{sm}^2}{4R_s} \quad P'_{ni} = \frac{v_n^2}{4R_s} = \frac{4kTR_s\Delta f_n}{4R_s} = kT\Delta f_n$$

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。

额定功率增益是指放大器的额定输出功率与额定输入功率之比可表示为：

$$G_{pH} = P'_{so}/P'_{si}$$

$$F_n = \frac{P'_{si}/P'_{ni}}{P'_{so}/P'_{no}} = \frac{P'_{no}}{P'_{ni} \cdot G_{pH}} \quad F_n = \frac{P'_{no}}{kT\Delta f_n \cdot G_{pH}}$$

④噪声温度



可将放大器内部噪声折算到输入端，而放大器则认为是本身没有噪声的理想部件。若内部噪声折算到输入端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 $P'_{no2} = P'_{ni} \cdot G_{pH}$ 。考虑到 $P'_{ni} = kT\Delta f_n$ ，若以 P'_{no1} 表示 $kT\Delta f_n G_{pH}$ ，并令 $P'_{ni} = kT\Delta f_n$ ，则

$$P'_{ni} = kT_i \Delta f_n$$

$$F_n = \frac{P'_{no}}{P'_{no1}} = \frac{P'_{no1} + P'_{no2}}{P'_{no1}} = 1 + \frac{P'_{no2}}{P'_{no1}} = 1 + \frac{G_{pH} kT_i \Delta f_n}{G_{pH} kT \Delta f_n} = 1 + \frac{T_1}{T}$$

$$T_1 = (F_n - 1)T$$

$$P'_{no} = P'_{no1} + P'_{so2} = kT\Delta f_n G_{pH} + kT_1 \Delta f_n G_{pH} = G_{pH} k(T + T_1) \Delta f_n$$

⑤多级放大器的噪声系数

$$(F_n)_{1,2 \dots n} = F_{n1} + \frac{F_{n2} - 1}{G_{pH1}} + \frac{F_{n3} - 1}{G_{pH1} G_{pH2}} + \dots + \frac{F_{nn} - 1}{G_{pH1} G_{pH2} \dots G_{pH(n-1)}}$$

⑥晶体管放大器的噪声系数

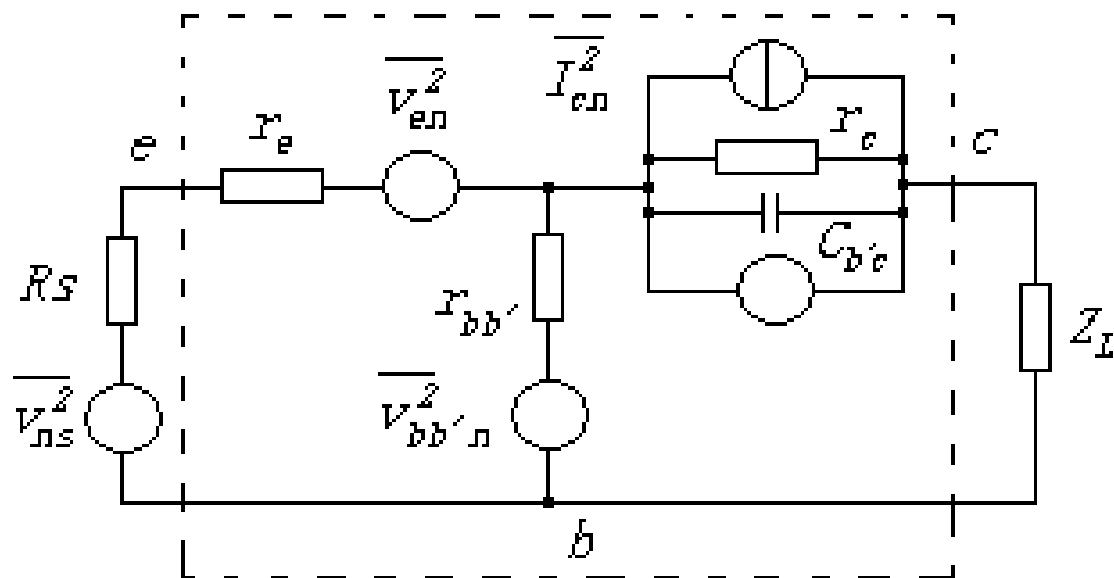


图3-7-4 晶体管共基放大器的噪声等效电路

可先计算出各噪声源 v_{sn} 、 v_{bn} 、 v_{en} 、 v_{cn} 分别在输出端产生的
噪声电压方均值 $\overline{v_1^2}$ 、 $\overline{v_2^2}$ 、 $\overline{v_3^2}$ 、 $\overline{v_4^2}$ ，噪声系数就可表示为：

$$F_n = \frac{\overline{v_1^2} + \overline{v_2^2} + \overline{v_3^2} + \overline{v_4^2}}{\overline{v_1^2}}$$

$$F_n = 1 + \frac{r_{bb'}}{R_s} + \frac{r_e}{2R_s} + \frac{1}{2\alpha_o r_e R_s} \left[\frac{1}{\alpha_0} \frac{I_{co}}{I_E} + \frac{1}{\beta_0} + \left(\frac{f}{f_0} \right)^2 \right] [R_s + r_e + r_{bb'}]^2$$

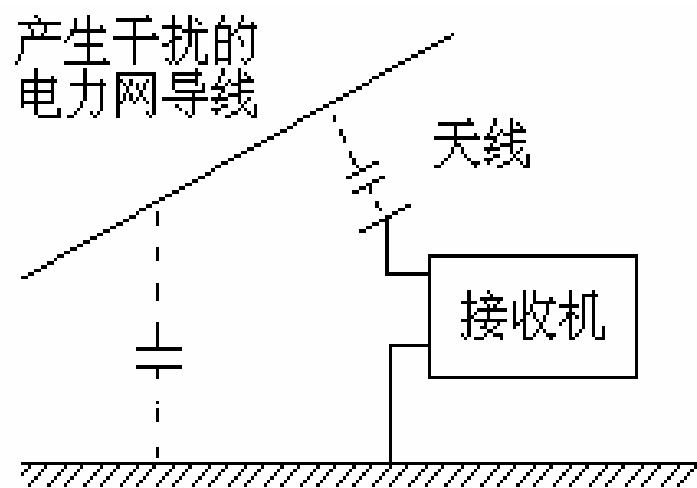
※减小噪声系数的措施

- 1) 选用低噪声器件和元件
- 2) 正确选择晶体管放大级的直流工作点
- 3) 选择合适的信号源内阻
- 4) 选择合适的工作带宽
- 5) 选用合适的放大电路
- 6) 降低放大器的工作温度
- 7) 适当减少接收天线的馈线的长度

※工业干扰与天电干扰



①工业干扰



$$f(x) = v_n e^{-at} \quad (t > 0 \text{时})$$

$$f(x) = 0 \quad (t < 0 \text{时})$$

图3-7-5 接收机天线与有干扰的电力线耦合

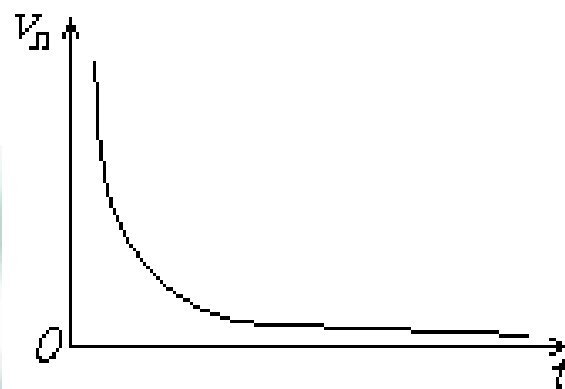


图3-7-6 脉冲干扰波形

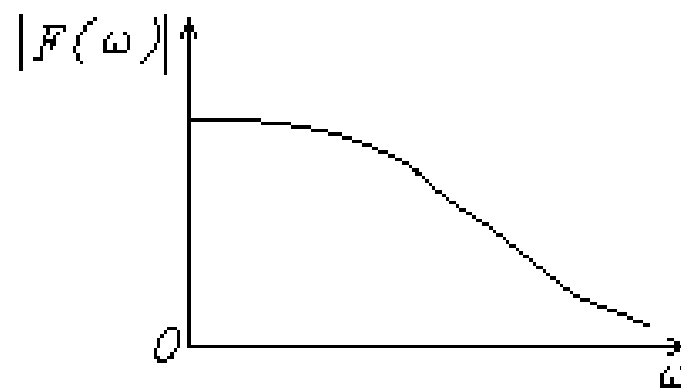


图3-7-7 脉冲干扰频谱图

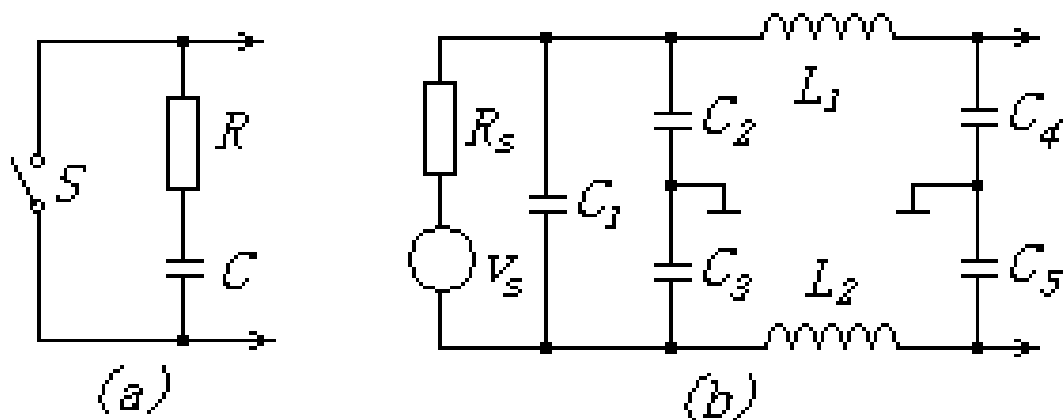


图3-7-8 抑制火花作用的电路和滤波器

②天电干扰

- 自然界的雷电现象是天电干扰的主要电源，除此以外，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。
- 地球上平均每秒钟发生 **100** 次左右的空中闪电，而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，即使距离雷电几千公里以外，在看不到雷电现象的情况下，干扰都可能很严重。

➤天电干扰场强的大小，与地理位置和季节等有关。

➤天电干扰同工业干扰一样，属于脉冲干扰性质。如上所述，脉冲干扰振幅随频率的升高而减小，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。



完

