

高频电子电路

高等学校教材 北方交通大学 卢 淦 主编

GAOPIN DIANZI DIANLU

中国铁道出版社

高等学校教材

高频电子电路

北方交通大学 卢淦 主编

中国铁道出版社

1986年·北京

内 容 简 介

“电子电路”是根据铁道通信信号专业教材编审委员会的建议，为铁路工科院校通信、信号专业电子线路课程编写的教材，分《低频电子电路》和《高频电子电路》两书出版。

本书为高频电子电路，内容包括：小信号调谐放大器，非线性电子电路的基本分析方法，调谐功率放大器，正弦振荡器和调制、解调及变频五章。各章都有例题、小结，并附有习题。

本书除作为工科院校通信、信号及自动控制专业的教材外，也可以作为电子技术领域中工程技术人员的自学参考书。

高等学校教材

高频电子电路

北方交通大学 卢淦 主编

中国铁道出版社出版

责任编辑 倪嘉寒

新华书店北京发行所发行

各地新华书店经售

中国铁道出版社印刷厂印

开本：787×1092毫米 1/32 印张：11.25 字数：276千

1986年6月 第1版 第1次印刷

印数：0001—8,000册 定价：~~3.20~~元

2.95

前 言

《高频电子电路》是《低频电子电路》的续篇。书中除第一章小信号调谐放大器属线性电路外，其余的四章，包括非线性电路分析方法、调谐功率放大器、正弦振荡器及调制、解调与变频都属于非线性电路。

本书是在北方交通大学电信系所编《高频电子线路》（中国铁道出版社1980年出版）的基础上改编的。考虑到近年来各种模拟集成功能块的飞速发展，在改编时，保留了原书的理论基础，精选了分立元件电路，适当增加了模拟集成电路的内容。

本书由卢淦主编，参加编写的有北方交通大学卢淦（第一、三章）、范希鲁（第二、五章）和上海铁道学院聂美声（第四章）。

北京邮电学院谢沅清老师主审了本书初稿，纠正了书稿中的差错，并对精选内容提出了宝贵建议，我们表示衷心感谢。

限于水平，书中难免有错误和不妥之处，殷切希望使用本书的师生及读者批评指正。

编 者

一九八五年四月

609

1985/9/9

目 录

第一章 小信号调谐放大器	1
第一节 概 述.....	1
第二节 并联谐振回路及调谐放大器的一般特性.....	2
第三节 高频单调谐放大器.....	10
第四节 多级单调谐放大器.....	20
第五节 调谐放大器的稳定性.....	27
第六节 调谐放大器的集成化和集中选择滤波器.....	34
小 结.....	40
习 题.....	40
第二章 非线性电子电路的基本分析方法	42
第一节 概 述.....	42
第二节 非线性电路的特点.....	43
第三节 非线性电路的幂级数分析法.....	46
第四节 非线性电路的折线分析法.....	48
小 结.....	54
习 题.....	55
第三章 调谐功率放大器	57
第一节 调谐功率放大器的工作原理.....	57
第二节 负载特性.....	61
第三节 偏置电路.....	65
第四节 调谐与调配.....	67
第五节 倍频器.....	69
小 结.....	70
习 题.....	70
第四章 正弦振荡器	72
第一节 反馈型振荡器的基本原理.....	72
第二节 振荡器的基本分析方法.....	77
第三节 <i>LC</i> 振荡器电路.....	82
第四节 振荡管的直流偏置.....	91
第五节 振荡器的频率稳定度.....	93
第六节 石英晶体振荡器.....	96
第七节 差分对管振荡器.....	103
第八节 <i>RC</i> 正弦振荡器.....	104
第九节 振荡器的设计考虑和调试.....	107

小 结	109
习 题	110
第五章 调制、解调和变频	113
第一节 概 述	113
第二节 调幅波的性质	114
第三节 高电平调幅电路	117
第四节 低电平调幅电路	121
第五节 模拟乘法器调幅电路	126
第六节 检波器	131
第七节 调角波的性质	138
第八节 调频电路	145
第九节 限幅器	152
第十节 鉴频器	154
第十一节 变 频	164
小 结	170
习 题	170
参考资料	172

第一章 小信号调谐放大器

第一节 概 述

在频率复用的信息传输系统中，为了接收该系统所传输的诸信号中某一特定的信号，常需从不同频率的信号中选择出所需频率的信号来。当传输信号的频谱与其中心频率相比很小时，实现此任务的工具通常是小信号调谐放大器。

小信号调谐放大器与宽带放大器不同，其负载通常是具有选频作用的 LC 谐振回路，它的上限和下限频率靠得很近，具有窄带的性质。

以无线通信或广播系统为例，在空间存在着由不同无线电台发射出的众多无线电信号，其频谱分布，如图 1—1 (a) 所示。它们的中心频率 f_0 (称为载频) 各不相同，但都具有上、下两个边带。对于调幅信号来说，如果待传输信息的最高频率为 f_m ，则无线电信号所占宽度为 $2f_m$ *，即

$$f_1 = f_0 - f_m, f_2 = f_0 + f_m, f_2 - f_1 = 2f_m$$

式中， f_2 和 f_1 分别是调幅无线电信号的最高和最低频。通常，调幅无线电信号的相对带宽 $2f_m/f_0$ 是很小的，例如中央一台的载频 $f_0 = 639\text{kHz}$ ，若 $f_m = 5\text{kHz}$ ，则 $2f_m/f_0 = 0.016$ 。

在这一系列无线电信号中，只有一个是接收的，称为有用信号；其它的信号若不给予有效抑制，都将对有用信号的接收造成干扰 (俗称窜台)，因此，统称为干扰信号。

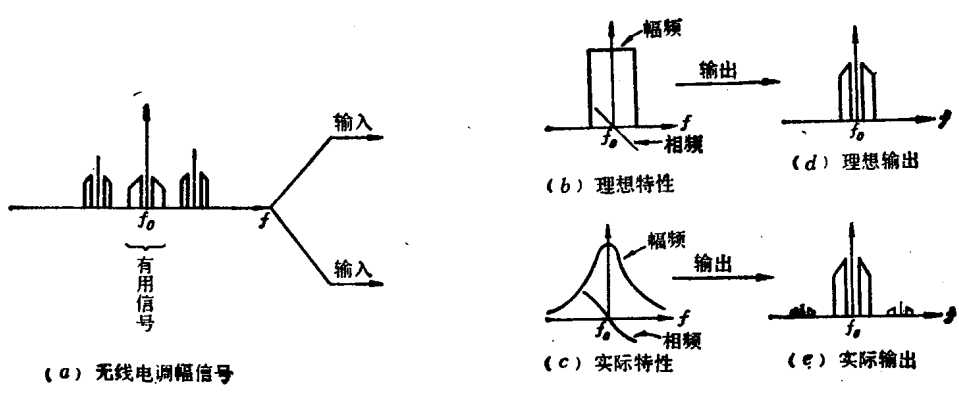


图 1—1 调幅无线电信号和调谐放大器的特性

为了从一系列无线电信号中选择和无失真地放大有用信号，调谐放大器电压增益的理想幅频特性应该是矩形的 [图 1—1 (b)] —— 在通频带以内，增益是常数，在通频带以外，增益为零；其相频特性应该是线性的。只有这样，才能使放大后的有用信号的各项谱分量保持原有的振幅和相位关系，并使干扰信号完全受到抑制 [图 1—1 (c)]。

* 详见本书第五章第二节。

实际调谐放大器的增益特性不可能很理想〔图 1—1 (d)〕——在其通频带以内，增益不可能完全不变，相频特性也非理想线性；而在通频带以外，增益不可能立即下降到零，因此，在放大和选频方面都有不足〔图 1—1 (e)〕。

在小信号调谐放大器中，信号电压、电流的幅度很小，放大电路可看作有源线性系统，可采用小信号等效电路的分析方法。当工作频率较高时，常采用高频 y 参数等效电路。

在铁路通信和信号设备中用的某些小信号调谐放大器，工作频率较低，而且信号是单频率的（中心频率就是信息频率）。例如，移频自动闭塞的调谐放大器的工作频率只有十几 Hz，铁路专用电话的调谐放大器的工作频率是几 kHz。

第二节 并联谐振回路及调谐放大器的一般特性

一、回路元件及回路的选频作用

并联谐振回路的组成元件是电容 C 及电感 L ，虽然它们都是电抗性元件，但实际上都不是完全没有损耗的。

电感线圈由铜线绕制而成，有的还采用磁芯，因此都不免有损耗（铜损及铁损）。实际电感总是可以看作由电感 L 及其损耗电阻 r 串联而成，如图 1—2 (a) 所示。但我们需要的毕竟是它的电抗性，即它的感抗 ωL 必须远大于损耗电阻 r 。电感线圈的感抗性常可用它的品质因数 Q_L 来衡量：

$$Q_L = \frac{\omega L}{r} \quad (1-1)$$

一个电感线圈的 Q_L 值越高，就越接近于理想电感。通常，实用电感线圈的 Q_L 值可达 50 ~ 200。

同样，由于电容是由金属极板间隔以电介质而成的，它也必然有损耗（铜损耗及介质损耗），一般用于调谐回路的电容，绝缘电阻很大（高达 10000 MΩ 以上），可以不考虑其漏电流（即并联漏电阻为无限大），因此实际电容也可看作由电容 C 及其损耗电阻 r 串联而成〔图 1—2 (b)〕，也可用品质因数 Q_C 来衡量实际电容的容抗性

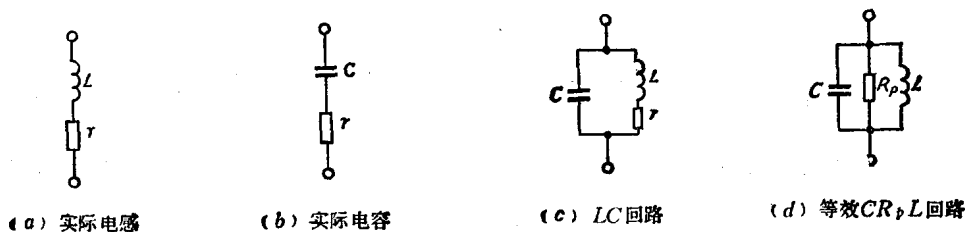


图 1—2 实际回路元件及并联谐振回路

$$Q_C = \frac{1}{\omega Cr} \quad (1-2)$$

但更常用的是它的损失角正切 $\text{tg} \delta$ ，它是损耗电阻 r 与容抗 $1/\omega C$ 之比

$$\text{tg} \delta = \omega Cr = \frac{1}{Q_C} \quad (1-3)$$

通常用于调谐回路的电容的 $\text{tg}\delta$ 约为 10^{-3} 的数量级, 即 Q_c 可达1000。可见, 回路电容的损耗电阻至少要比电感的损耗电阻小一个数量级。

鉴于上述情况, 并联谐振回路常画成图1-2(c)的形式, 这里 C 被看作为无耗的电抗元件是相对于 L 而言的。

由于放大器件(包括双极型三极管及场效应管)的等效电路一般都是以受控流源的形式出现的, 为了便于调谐放大电路的分析计算, 常将电感支路中的串联电阻 r 换算成并联的等效电阻 R_p 。

对于串联支路, 其导纳为

$$r = \frac{1}{r + j\omega L}$$

改变成并联后, 其导纳为

$$Y = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{j\omega L_p}$$

欲使两者等效, 导纳应该相等

$$\frac{1}{r + j\omega L} = \frac{r}{r^2 + \omega^2 L^2} - j \frac{\omega L}{r^2 + \omega^2 L^2} = \frac{1}{R_p} - j \frac{1}{\omega L_p}$$

即, 等式两边的实部和虚部应分别相等

$$R_p = r \left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{r^2} \right) = r (1 + Q^2)$$

$$L_p = L \left(1 + \frac{r^2}{\omega^2 L^2} \right) = L \left(1 + \frac{1}{Q^2} \right)$$

前已述及, 回路采用的电感线圈 L 的 Q 值一般远大于1, 因此变换成并联电路以后

$$\left. \begin{aligned} R_p &\approx Q^2 r = \omega L Q \\ L_p &\approx L \end{aligned} \right\} \quad (1-4)$$

即电感 L_p 仍可近似为原来的电感 L , 而 R_p 要达到原电感串联损耗电阻 r 的几百到几万倍。

经过如上的近似等效, 即可把原来的 LC 并联回路转变成图1-2(d)的 LR_pC 并联回路。并联 LC 回路是作为一个谐振系统来运用的, 回路的损耗电阻 r 愈小, $Q = \frac{\omega L}{r}$ 愈大, 等效并联电阻 $R_p = Q^2 r = \frac{(\omega L)^2}{r}$ 愈大, 则愈能显示其谐振特性。因此 r 小和 R_p 大是同一回事, 都表明回路损耗小。

必须指出, 虽然 $Q = \omega L/r$ 是随频率而变的, 但在调谐放大器的工作频率范围内(窄带), Q 可看作常数, 因此 $R_p = rQ^2$ 也可看作常数。

以并联调谐回路作为放大管的负载, 即构成图1-3(a)的调谐放大电路。如果晶体管的特征频率 f_T 远大于放大电路的调谐频率 f_0 , 其电抗效应可忽略不计, 则可画出此放大器的等效电路如图1-3(b)所示*。图中 V_i 为输入信号电压。对 R_pLC 并联回路来说, 晶体管的输出电导 h_{oe} 构成了它的负载, 以致回路的总并联电阻 $R = R_p // \frac{1}{h_{oe}}$ 变小, 原来的 R_pLC 并联回路变成了损耗较大的 RLC 并联回路。

显然, 从调谐放大器的输出端来看, 总是可以把调谐回路看作为受流源 $h_{ie}I_b$ 激励的 RLC 并联回路。

*工作频率 f_0 较低的调谐放大器可采用低频 h 参数等效电路来分析。但在高频时, 必须采用切合其高频特性的高频 y 参数或混合 π 参数模型。

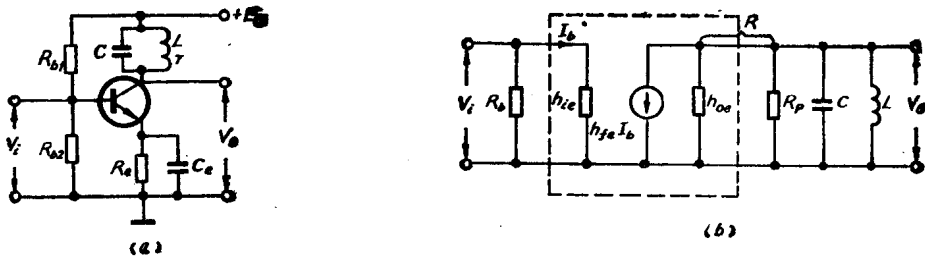


图 1-3 调谐放大器的原理电路

在流源 $h_{fe}I_b$ 的激励下，放大器的输出电压为

$$V_o = -h_{fe}I_b Z_p$$

其中 Z_p 代表 RLC 回路的并联阻抗，它随输入信号的频率 f 而变；当 f 等于回路的谐振频率 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 时， L 的感纳 $-\frac{1}{\omega_0 L}$ 与 C 的容纳 $\omega_0 C$ 互相抵消，流源的负载阻抗为纯阻 $R = R_o \parallel \frac{1}{h_{oe}}$ ，且为最大，因此输出电压也最大；当失谐亦即 f 低于或高于 f_0 时，电阻 R 将被 L 及 C 产生的净电纳所并联， Z_p 都要下降，因此若流源强度照旧，输出电压都要下降。可见，调谐放大器对不同频率的信号的传输能力是由包括放大管输出电导 h_{oe} 在内的 RLC 并联回路的阻抗特性所决定的。要分析调谐放大器，首先必须研究 RLC 并联回路这个网络的传输特性，亦即回路的阻抗函数 $Z_p(s)$ 与其参数 R 、 L 及 C 的关系。

二、回路的阻抗函数 $Z_p(s)$

由图 1-3 (b) 可见，调谐放大器的电压增益函数为

$$A_v(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{h_{fe}I_b}{h_{ie}I_b} \cdot \frac{1}{sC + \frac{1}{R} + \frac{1}{sL}} = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} Z_p(s) \quad (1-5)$$

显然，在放大管及其工作点选定（亦即 h_{fe} 、 h_{ie} 、 h_{oe} 一定）以后，其传输特性完全取决于回路的阻抗函数 $Z_p(s)$

$$Z_p(s) = \frac{1}{sC + \frac{1}{R} + \frac{1}{sL}} = \frac{1}{C} \cdot \frac{s}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}} \quad (1-6)$$

已知并联调谐回路的谐振角频 ω_0 是

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

令

$$\alpha = \frac{1}{2RC}$$

α 称为衰减系数，当回路的总并联电阻 R 很大（即串联电阻 r 很小）时， α 很小，若 $R \rightarrow \infty$ ，则 $\alpha \rightarrow 0$ 。将 ω_0 及 α 代入式 (1-6)，有

$$Z_p(s) = \frac{1}{C} \frac{s}{s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2} = \frac{1}{C} \frac{s}{(s-p_1)(s-p_2)} \quad (1-7)$$

可见阻抗函数 $Z_p(s)$ 是有一个零点 ($z=0$) 和两个极点 p_1 与 p_2 的二阶函数。在调谐放大器

中, 为了取得明显的谐振特性, 回路的损耗应较小, 亦即衰减系数 α 必须远小于 ω_0 , 以致 $Z_p(s)$ 的二阶极点成为一对共轭复数极点

$$p_1 = -\alpha + \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} = -\alpha + j\sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} = -\alpha + j\beta \quad (1-8)$$

$$p_2 = -\alpha - \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} = -\alpha - j\sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} = -\alpha - j\beta \quad (1-9)$$

式中 $\beta^2 = \omega_0^2 - \alpha^2 \quad (1-10)$

$$\alpha = \frac{1}{2RC}$$

显然, 极点 p_1 、 p_2 都是矢量, 它们的模数 $|p_1|$ 、 $|p_2|$ 都等于 ω_0 , 而它们的实部都等于衰减系数 α 。

具有谐振特性的阻抗函数 $Z_p(s)$ 的零点、极点分布表示于图1-4(a)。图中既标出了极点 p_1 和 p_2 的位置, 又画出了长度(模数)为 $\omega_0 = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}$ 的极点矢量。随着衰减系数 α 的减小(即 R 的增大), 极点矢量 p_1 及 p_2 各自向 α 减小的方向旋转; α 越小, 极点矢量越靠近虚轴[见图1-4(b)]。若 $\alpha=0$ (即 $R=\infty$, 相当于回路无损耗), 则极点矢量与虚轴相重。

在实际的调谐放大器中, 回路的有载损耗较小, 衰减系数 $\alpha \ll \omega_0$ (例如 $\alpha \approx \omega_0/100$), 因此两个极点离虚轴很近, 如图1-4(c)所示*。根据此图可得阻抗函数 $Z_p(s)$ 的非常实用的近似表达式。

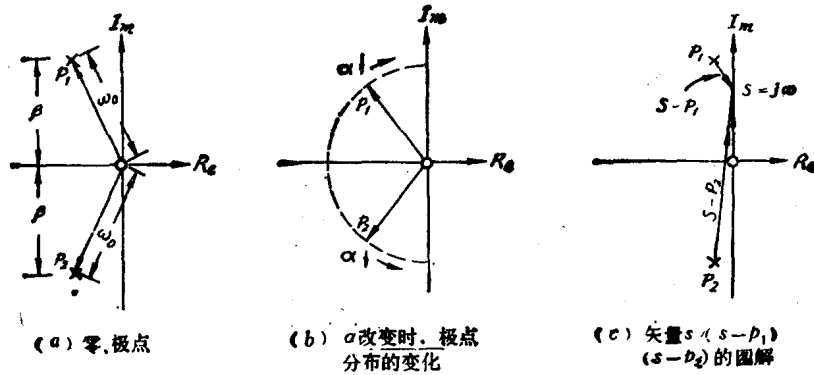


图1-4 调谐回路阻抗函数的零-极点分布

并联回路在其谐振频率 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 附近的传输特性关系到对有用信号的传输和对干扰信号的抑制, 是最为重要的; 当远离谐振频率时, 阻抗总是趋近于零, 传输能力趋近于零。因此通常只要研究它在 ω_0 附近的传输特性就够了。在这种条件下, 复频率 $s = j\omega$ 中代表输入信号频率的变量 ω 与回路谐振频率 ω_0 近似相等**

$$\omega \approx \omega_0$$

反映在图1-4(c)中, 矢量 $s = j\omega$ 与矢量 p_1 的长短近似相等, 而两者之间的夹角很小; 矢量 $s = j\omega$ 与矢量 p_2 的长短也近似相等, 但夹角接近 180° 。因此, 当 $s = j\omega$ 改变(即矢量 s 的长短沿虚轴而作微小的改变)时, 式(1-7)分母中的两个矢量差 $(s - p_1)$ 与 $(s - p_2)$ 将有不同的反应。

* 在作图时, 为了便于表明 p 、 s 及 $(s - p)$ 各矢量之间的相互关系, α 没有取得太小($\omega_0 \approx 4\alpha$)。

** 例如, $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = 1000\text{Hz}$, 而两个输入信号的频率分别为 $f = \frac{\omega}{2\pi} = 1000\text{Hz}$ 及 1010Hz , 则所涉及的频率差别只有1%。

对于第一个矢量差

$$s - p_1 = j\omega + \alpha - j\sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} \approx j\omega + \alpha - j\omega_0 = \alpha + j(\omega - \omega_0) \quad (1-11)$$

虽然前面已经指出, $\omega \approx \omega_0$, 但式中的虚部与实部大小相近, $j(\omega - \omega_0)$ 不能忽略, 相反, 正是由于存在着 $j(\omega - \omega_0)$, 使得矢量差 $(s - p_1)$ 不管在大小或相位上都随激励源的频率 ω 而明显地改变。

而第二个矢量差

$$s - p_2 \approx j\omega + \alpha + j\omega_0 \approx \alpha + j2\omega_0 \approx j2\omega_0 \quad (1-12)$$

则可近似地看作是一个不变的量。

据此, 式 (1-7) 的阻抗函数可表示为

$$Z_p(s) = \frac{1}{C} \cdot \frac{s}{(s - p_1)(s - p_2)} \approx \frac{1}{C} \cdot \frac{j\omega_0}{(s - p_1)2j\omega_0} = \frac{1}{2C} \cdot \frac{1}{s - p_1} \quad (1-13)$$

亦即, 在窄带近似时, 式中的比例 $s/(s - p_2)$ 可简化为 $1/2$, 使得原式的分母从二阶降为一阶, 以致阻抗函数只随矢量差 $s - p_1$ 而变。

【例 1-1】小信号调谐放大器负载回路的参数为: $L = 5\text{mH}$, 电感的损耗电阻 $r = 63\Omega$, $C = 500\text{pF}$, 若晶体管的输出电导 h_{oe} 可忽略不计。(1) 求回路的谐振频率 ω_0 及 α 值; (2) 求谐振时回路对放大器呈现的阻抗 $Z_p(j\omega_0)$; (3) 求失谐 $\pm 10\%$ 时回路的阻抗。

【解】(1) 回路的谐振频率

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{5 \times 10^{-3} \times 500 \times 10^{-12}}} = 6.32 \times 10^5 \text{ rad/s}$$

或

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} \approx 100 \text{ kHz}$$

回路等效并联电阻 R_p 为

$$R_p \approx rQ^2 = r \left(\frac{\omega_0 L}{r} \right)^2 = \frac{L}{Cr} = \frac{5 \times 10^{-3}}{500 \times 10^{-12} \times 63} = 158 \text{ k}\Omega$$

由于 h_{oe} 可忽略, 因此

$$R = R_p = 158 \text{ k}\Omega$$

$$\alpha = \frac{1}{2RC} = \frac{10^{12}}{2 \times 158 \times 10^3 \times 500} = 6.32 \times 10^3 \text{ rad/s}$$

可见 $\alpha \ll \omega_0$ ($\alpha = \frac{\omega_0}{100}$)。

(2) 谐振时, 激励源的频率 $\omega = \omega_0$, 所以

$$z_p(j\omega_0) = \frac{1}{2C} \cdot \frac{1}{\alpha + j(\omega_0 - \omega_0)} = \frac{1}{2C\alpha} = R = 158 \text{ k}\Omega$$

(3) 失谐 $\pm 10\%$ 时, 激励源的频率 $\omega = \omega_0 \pm 0.1\omega_0$,

$$z_p(j\omega) = \frac{1}{2C} \cdot \frac{1}{\alpha \pm j0.1\omega_0} = \frac{1}{2C\alpha} \cdot \frac{1}{1 \pm j\frac{0.1\omega_0}{\alpha}} = \frac{R}{1 \pm j10}$$

或

$$|z_p(j\omega)| = \frac{R}{\sqrt{1^2 + 10^2}} \approx \frac{R}{10} = 15.8 \text{ k}\Omega$$

从这个例子可以看到, 激励源的频率虽然只变化 $\pm 10\%$ (即从谐振频率 100kHz 变到 110 或 90kHz), 回路对放大管呈现的阻抗 z_p 却下降到了谐振时的 $1/10$ 。这不但显示了回路的窄带

传输特性，而且其阻抗随频率失谐而下降的斜率显然要比宽带网络（其传递函数通常具有一阶极点）在通常两侧的下降斜率（-20dB/十倍频）大多了。由此可见，为了传输和放大有用信号、抑制邻近的干扰信号，必须采用共轭复数极点在复平面左侧的阻抗网络——谐振回路。

三、调谐放大器的传输特性

调谐放大器的传输特性包括对有用信号的放大和对干扰信号的抑制两个方面，前者用谐振增益及通频带这两个指标来衡量，后者可借助于放大器的增益-频率特性来判断。

1. 谐振增益 A_{v0}

根据式 (1-5) 及 (1-13)，调谐放大器的电压增益函数为

$$A_v(s) = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot \frac{1}{2C} \cdot \frac{1}{s - p_1} \quad (1-14)$$

在稳态情况下，谐振时的矢量差 $s - p_1$ 为

$$s - p_1 \approx j\omega_0 + \alpha - j\omega_0 = \alpha$$

因此谐振增益等于

$$A_{v0} = A_v(j\omega_0) = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot \frac{1}{2C\alpha} = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} R \quad (1-15)$$

它和一般纯阻负载放大器的增益表示式是一致的。式中“-”号表示谐振时，放大器的输出信号电压与输入信号电压的相位正好相反。

2. 通频带 B

调谐放大器的通频带可以和宽带放大器一样从半功率频率点求得。根据式 (1-14)，当矢量差 $(s - p_1)$ 的模数因失谐而增大到谐振时的 α 的 $\sqrt{2}$ 倍时，电压增益的模数下降到谐振时的 $1/\sqrt{2}$ ，功率增益下降到谐振时的 $1/2$ ，这时的失谐频率就是半功率频率。显然，在 ω_0 的两侧各有一个半功率频率——上半功率频率 ω_h 和下半功率频率 ω_l ， ω_l 与 ω_h 之间所占频带就是放大器的通频带。由图 1-5(b) 可见

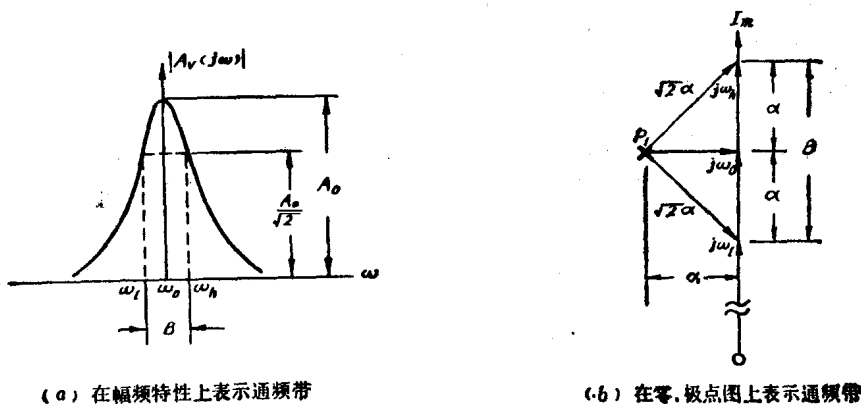


图 1-5 调谐放大器的通频带

$$B = 2\alpha = \frac{1}{RC} \text{ rad/s} \quad (1-16)$$

上式表明，当 C 固定时，可适当变更 R 来保证有用信号谱所要求的通频带。 R 过小、 B 过大，虽然对有用信号谱的通过没有妨碍，但会降低放大器的增益及选择作用； R 过大、 B 过小，虽然对抑制干扰信号有利，却可能使有用信号谱不能完全通过。若 R 很小，以致 $\alpha \gg \omega_0$ ，共轭极点将转变成两个一阶极点，放大器将失去谐振特性而成为宽带放大器，即失去窄带选频的能力。

通频带还可以通过谐振回路的品质因数 Q 来表示。回路的固有 Q 值就是电感线圈 L 的 Q 值（电容 C 的损耗可忽略不计），根据式（1-4），它等于

$$Q = \frac{R_p}{\omega_0 L}$$

回路接入放大电路后，受到放大管输出电导 h_{oe} 的分路，总并联电阻 $R = R_p // \frac{1}{h_{oe}}$ 减小，相当于给回路加上了负载，回路的有载品质因数 Q_T 也随之减小

$$Q_T = \frac{R}{\omega_0 L} = \omega_0 C R = \frac{\omega_0}{2\alpha}$$

根据式（1-16），通频带又可表示为

$$B = 2\alpha = \frac{\omega_0}{Q_T} \quad \text{rad/s} \quad (1-17)$$

如果用 f_0 表示，则通频带 B_{Hz} 为

$$B_{Hz} = \frac{f_0}{Q_T} \quad \text{Hz} \quad (1-18)$$

它表明，有载品质因数 Q_T 愈大（亦即 R 愈大），通频带愈窄。反之， Q_T 愈小，通频带可愈宽，但不可能靠无限减小 Q_T 来加宽通频带 B_{Hz} ，因为要发挥调谐放大器的频率选择作用， α 必须 $\ll \omega_0$ ， Q_T 必须 $\gg 1$ 。因此式（1-18）及（1-19）表达了一个简单而重要的概念：在窄带信息传输系统中需要传输的有用信号谱越宽，则要求于窄带放大器的工作频率 f_0 越高。

3. 增益-频率特性

通频带只着眼于调谐放大器对有用信号谱的通过能力，而对于干扰信号，放大器是否能给予有效抑制，还应全面观察在不同失谐时的增益相对于谐振时的增益究竟下降了多少，因此研究放大器的相对增益-频率特性是完全必要的。

在稳态时，式（1-14）可写成

$$\begin{aligned} A_v(j\omega) &= -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot \frac{1}{2C} \cdot \frac{1}{\alpha + j(\omega - \omega_0)} = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \cdot \frac{1}{2C\alpha} \cdot \frac{1}{1 + j\frac{\Delta\omega}{\alpha}} \\ &= \frac{A_{v0}}{1 + j\frac{\Delta\omega}{\alpha}} \end{aligned} \quad (1-19)$$

而相对增益是

$$\frac{A_v(j\omega)}{A_{v0}} = \frac{1}{1 + j\frac{\Delta\omega}{\alpha}} = \frac{1}{1 + j\xi} \quad (1-20)$$

式中的 $\Delta\omega$ 、 ξ 都是变量

$\Delta\omega = \omega - \omega_0$ 称为频率失谐，可正可负；

$\xi = \frac{\Delta\omega}{\alpha}$ 称为广义失谐，也可正可负。

相对增益在谐振（即 $\Delta\omega = 0$ ）时为1，并随频率失谐 $\Delta\omega$ 的增大而减小，而且当 $\Delta\omega$ 相同时，衰减系数 α 越小， $\xi = \frac{\Delta\omega}{\alpha}$ 越大，相对增益减小得越明显，亦即对处于 $\Delta\omega$ 失谐频率的干扰信号的抑制越强。

从以上的分析可总结出放大器传输特性与其增益函数的极点间的重要关系：

(1) 极点矢量的模数 $|p_1| = |p_2| = \omega_0$ 就是调谐放大器的谐振频率，即所需传输的有用信号的频率；

(2) 极点矢量 p_1 、 p_2 的实部 α 决定着放大器的通频带，即 $B = 2\alpha$ ；

(3) 谐振增益 A_{v0} 与极点矢量的实部 α 成反比—— α 愈小（即 R 愈大），则对有用信号的电压增益愈大；

(4) α 愈小，广义失谐 $\xi = \frac{\Delta\omega}{\alpha}$ 愈大，放大器对失谐为 $\Delta\omega$ 的干扰信号的抑制愈强。

由此可见，调谐放大器的通频带、增益、和选择能力都直接与极点的实部 α 有关，而且通频带与谐振增益及选择能力之间存在着矛盾。

还应指出，增益函数的极点虽然总是落在复平面的左侧，但其明显特征是离虚轴很近，在 α 很小（即回路损耗很小，增益很大）的情况下，极点比较容易因晶体管内部或外部的寄生反馈而滑入复平面的右侧，使放大器工作不稳或濒于自激。有关调谐放大器的稳定性问题将在本章第五节里讨论。

调谐放大器的增益-频率特性还可以和一般放大器一样用频响曲线表示出来。由于调谐放大器常用的频响曲线是以 Q_T 作参变量的*，为此可将式(1-20)改写成

$$\frac{A_v(j\omega)}{A_{v0}} = \frac{1}{1 + j\frac{\Delta\omega}{\alpha}} = \frac{1}{1 + j2Q_T\frac{\Delta\omega}{\omega_0}} = \frac{1}{1 + j2Q_T\frac{\Delta f}{f_0}} \quad (1-21)$$

或

$$\frac{A_v(j\omega)}{A_{v0}} = \frac{1}{1 + j2Q_T\frac{f-f_0}{f_0}} = \frac{1}{1 + j2Q_T\left(\frac{f}{f_0} - 1\right)} \quad (1-22)$$

根据式(1-22)得出的不同 Q_T 时的幅频特性及相频特性分别如图1-6(a)及(b)所示。

幅频特性表明， Q_T 愈大，放大器对处于失谐频率的干扰信号的抑制能力愈强，但通频带也愈窄。

相频特性表明，在谐振时，相对增益的相移 $\varphi = 0$ ， f 偏离 f_0 时， $|\varphi|$ 随之而增大，相频特性的斜率 $\frac{d\varphi}{df}$ 为负值，其大小与 Q_T 有关， Q_T 愈大，则 $\left|\frac{d\varphi}{df}\right|$ 愈大，即曲线愈陡。可以证明，相频特性在谐振点的斜率为

$$\left(\frac{d\varphi}{df}\right)_{f=f_0} = -\frac{2Q_T}{f_0}$$

在上、下半功率频率处，由于 $\xi = 2Q_T\Delta f/f_0 = \pm 1$ ， $\varphi = \mp 45^\circ$ ；在通频带范围内，相频特性近似于倾斜直线，即相移与频率失谐近似成正比，保证在传输有用信号时，基本上没有相移失真。

* Q 值可直接用 Q 表测得，不像 α 那样需要通过换算。

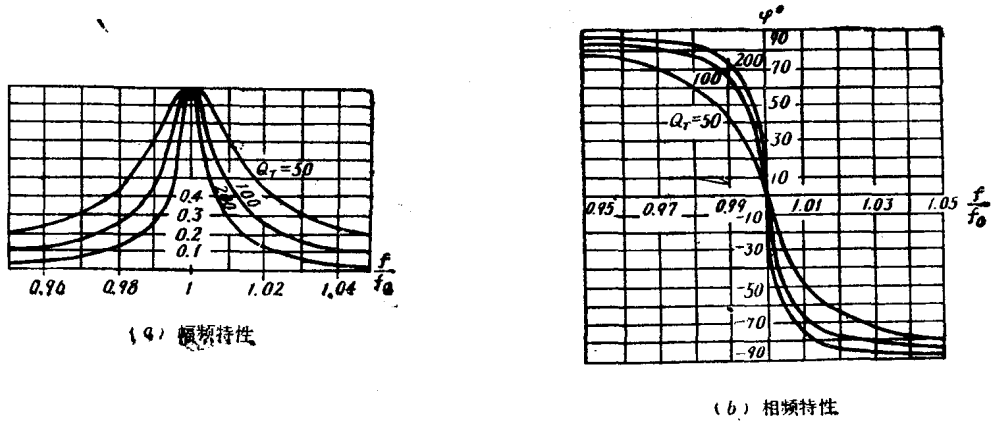


图 1-6 Q_T 值对相对增益特性的影响

以上的分析是在晶体管的特征频率 f_T 远大于放大电路的调谐频率 f_0 的条件下进行的，显然，它只适用于低频小信号调谐放大器的分析与计算。但所涉及的基本关系，如放大器谐振增益、通频带、选择性等与回路基本参数 Q 值（或衰减系数 α ）等的关系是具有普遍意义的。

第三节 高频单调谐放大器

从本节开始，我们转向研究工作频率较高（即 f_0 在几百 kHz 以上）的小信号调谐放大器。通常采用高频小功率晶体管或由它们组成的集成电路作为这种电路的放大器件。

在高频时，晶体管的电抗效应不容忽视，因此分析高频小信号放大电路应该运用晶体管的高频模型——高频 y 参数或混合 π 参数等效电路。

一、高频 y 参数等效电路

在分析高频小信号调谐放大器时通常择优选用 y 参数等效电路，理由是：第一， h 参数等效电路是在输入交流开路、输出交流短路时测得的，但在高频时，交流开路较难实现，而 y 参数都是在交流短路时测出的，在高频时较易实现；第二，放大器的谐振回路通常与晶体管并联，采用导纳形式的等效电路，便于将各并联支路的导纳直接相加。

把共射组态的三极管看作四端网〔见图 1-7(a)〕，令 v_B 和 v_C 作为自变量， i_B 和 i_C 作为应变量，得

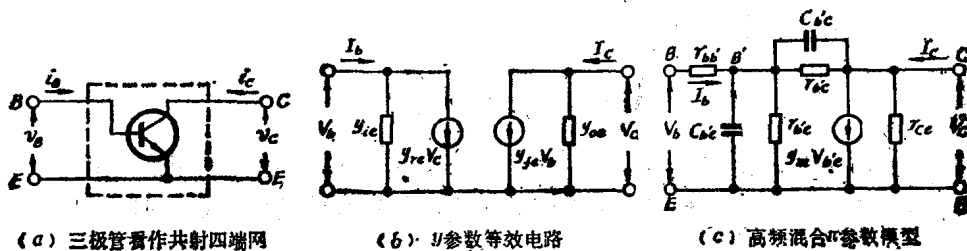


图 1-7 三极管 y 参数等效电路及高频混合 π 模型

$$\left. \begin{aligned} i_B &= f_1(v_B, v_C) \\ i_C &= f_2(v_B, v_C) \end{aligned} \right\}$$

取全微分, 得

$$\left. \begin{aligned} di_B &= \frac{\partial i_B}{\partial v_B} dv_B + \frac{\partial i_B}{\partial v_C} dv_C \\ di_C &= \frac{\partial i_C}{\partial v_B} dv_B + \frac{\partial i_C}{\partial v_C} dv_C \end{aligned} \right\}$$

在上式中, 对于小信号放大器来说, 各电压、电流增量可用 V_b 、 V_c 、 I_b 、 I_c 表示, 四个偏导数用 y 参数表示, 从而可改写成

$$\left. \begin{aligned} I_b &= y_{ie} V_b + y_{re} V_c \\ I_c &= y_{fe} V_b + y_{oe} V_c \end{aligned} \right\} \quad (1-23)$$

共射 y 参数的定义是

$$\left. \begin{aligned} \text{输出短路时的输入导纳} \quad y_{ie} &= \frac{\partial i_B}{\partial v_B} = \frac{I_b}{V_b} \Big|_{V_c=0} \\ \text{输入短路时的反馈导纳} \quad y_{re} &= \frac{\partial i_B}{\partial v_C} = \frac{I_b}{V_c} \Big|_{V_b=0} \\ \text{输出短路时的正向导纳} \quad y_{fe} &= \frac{\partial i_C}{\partial v_B} = \frac{I_c}{V_b} \Big|_{V_c=0} \\ \text{输入短路时的输出导纳} \quad y_{oe} &= \frac{\partial i_C}{\partial v_C} = \frac{I_c}{V_c} \Big|_{V_b=0} \end{aligned} \right\} \quad (1-24)$$

由式 (1-23) 表示的 y 参数等效电路见图 1-7(b)。图中 $y_{fe} V_b$ 是电流源, 它与混合 π 模型 [见图 1-7(c)] 中的电流源 $g_m V_{b'e}$ 相当, 正向导纳 y_{fe} 愈大, 则晶体管的放大能力愈强; $y_{re} V_c$ 是由输出电压 V_c 在输入端引起的电流源, 代表晶体管的内部反馈, 反馈导纳 y_{re} 愈大, 内部反馈愈强。往后会知道, y_{re} 是调谐放大器工作不稳定与产生自激的内部根源, 减少 y_{re} , 有利于放大器的稳定工作。

晶体管的 y 参数可按定义通过测量得出。在已知混合 π 参数的条件下, 也可由后者推出。为了书写方便, 在下面的推演过程中, 将部分混合 π 参数表示为

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

用节点法分析图 1-7(c) 的混合 π 等效电路, 可得下列方程

$$\left. \begin{aligned} I_b &= \frac{1}{r_{bb'}} V_{be} - \frac{1}{r_{bb'}} V_{b'e} \\ 0 &= -\frac{1}{r_{bb'}} V_{be} + \left(\frac{1}{r_{bb'}} + y_{b'e} + y_{b'c} \right) V_{b'e} - y_{b'c} V_{ce} \\ I_c &= g_m V_{b'e} = -y_{b'c} V_{b'e} + (y_{b'c} + g_{ce}) V_{ce} \end{aligned} \right\} \quad (1-25)$$

在上面的联立方程中, 消去 $V_{b'e}$, 经整理, 并用 V_b 代替 V_{be} , V_c 代替 V_{ce} , 得

$$\left. \begin{aligned} I_b &= \frac{y_{b'e} + y_{b'c}}{1 + r_{bb'}(y_{b'e} + y_{b'c})} V_b - \frac{y_{b'c}}{1 + r_{bb'}(y_{b'e} + y_{b'c})} V_c \\ I_c &= \frac{g_m - y_{b'c}}{1 + r_{bb'}(y_{b'e} + y_{b'c})} V_b + \left[g_{ce} + y_{b'c} + \frac{y_{b'c} r_{bb'} g_m}{1 + r_{bb'}(y_{b'e} + y_{b'c})} \right] V_c \end{aligned} \right\} \quad (1-26)$$