

第 2 章 小信号调谐放大器

2.1 本章重点

并联谐振回路的选频作用,谐振回路的接入方式,晶体管高频等效电路,混合 Π 等效电路,晶体管 Y 参数等效电路,晶体管的高频放大能力及频率参数,高频单调谐放大器的选频功能和谐振电压放大倍数计算,多级单调谐回路放大器。

2.2 内容要点

2.2.1 概述

小信号调谐放大器是构成无线电通信设备的主要电路,其作用是对信道中的微弱高频小信号进行不失真的放大。它在无线电接收机中主要用做高频和中频选频放大,高频调谐放大器的集电极负载为可变频率调谐,而中频调谐放大器的集电极负载为固定频率调谐,如在第 1 章绪论中介绍的超外差调幅接收机框图中,高放就是负载为可变调谐的高频调谐放大器,而中放则为固定调谐的中频调谐放大器。调幅接收机的中频为 465kHz,调频接收机的中频为 10.7MHz。

调谐放大器的集电极负载为调谐回路(如 LC 调谐回路)。它不仅具有放大作用,而且还有选频功能。这种放大器对工作在谐振频率的信号具有最强的放大作用,而对其他远离谐振频率的信号,放大作用很差。调谐放大器的频率特性如图 2-1 所示。

对小信号调谐放大器的主要要求是:①有足够高的增益;②满足选择性和通频带要求;③稳定性与噪声系数要好;④动态范围要宽。

小信号调谐放大器的主要性能与谐振回路的特性密切相关,所以专门用一节来讨论了谐振回路的重要特性。且在调谐放大器中,谐振回路往往是以并联的方式出现在电路中,因此主要讨论的是并联谐振回路,但作为内容的完整性,教材中也给出了串联谐振回路的特性。

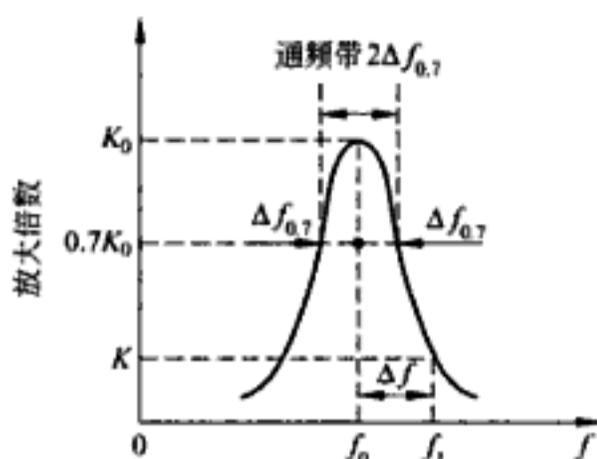


图 2-1 调谐放大器的频率特性

2.2.2 LC 谐振回路

1. 谐振回路的基本特性

谐振回路的主要特点是具有选频作用。 LC 谐振回路由电感和电容组成。按电感、电容与外接信号源连接方式的不同,可分为串联和并联谐振回路两种类型,电路图如图 2-2 所示。

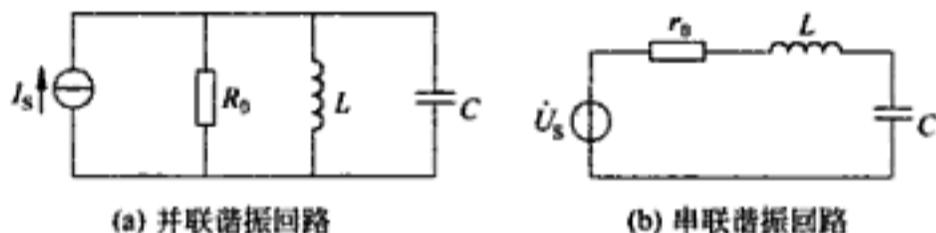


图 2-2 谐振回路

(1) 谐振回路的等效导纳、等效阻抗

并联回路:回路的等效导纳

$$Y = G_0 + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) \quad (2-1)$$

串联回路:回路的等效阻抗

$$Z = r_0 + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (2-2)$$

(2) 谐振频率

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{或} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2-3)$$

(3) 谐振电阻

并联回路:回路处于谐振状态时,回路导纳最小,阻抗最大,回路呈现为纯电阻。则称回路谐振时的电阻 R_0 为并联谐振回路的谐振电阻。

串联回路:回路处于谐振状态时,回路阻抗最小,导纳最大,回路呈现为纯电阻。则称回路谐振时的电阻 r_0 为串联谐振回路的谐振电阻。

(4) 回路的品质因数

并联回路:

$$Q = \frac{R_0}{\sqrt{\frac{L}{C}}} = \frac{R_0}{\omega_0 L} = R_0 \omega_0 C \quad (2-4)$$

串联回路:

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{r_0} = \frac{\omega_0 L}{r_0} = \frac{1}{\omega_0 C r_0} \quad (2-5)$$

品质因数 Q 值包含了回路三个元件参数 (L, C, R_0 或 L, C, r_0), 反映了三个参数对回路特性的影响, 是描述回路特性的综合参数。

(5) 回路的阻抗特性

并联回路:

$$|Z| = \frac{1}{|Y|} = \frac{R_0}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)^2}} \quad (2-6)$$

当谐振即 $f = f_0$ 时, 回路阻抗最大且为纯电阻, 失谐时阻抗变小, $f < f_0$ 时回路呈感性, $f > f_0$ 时回路呈容性。

串联回路:

$$|Z| = r_0 \sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)^2} \quad (2-7)$$

当谐振即 $f = f_0$ 时, 回路阻抗最小且为纯电阻, 失谐时阻抗变大, $f < f_0$ 时回路呈容性, $f > f_0$ 时回路呈感性。

(6) 谐振曲线

主要讨论并联谐振回路。因为并联谐振回路的幅频特性曲线表达式为

$$\frac{U}{U_m} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)^2}}$$

在谐振点附近, 因为 $\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} = \frac{(f+f_0)(f-f_0)}{f_0 f} \approx 2 \frac{\Delta f}{f_0}$, 所以上式可简化为

$$\frac{U}{U_m} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q \frac{2\Delta f}{f_0} \right)^2}} \quad (2-8)$$

式中, Δf 为信号频率偏离谐振点的数量 ($\Delta f = f - f_0$)。 $\frac{U}{U_m}$ 称为谐振曲线的相对抑制比, 它反映了回路对偏离谐振频率的抑制能力。

由式(2-8)可以看出 Q 对谐振曲线的影响, 对于同样频偏 Δf , Q 越大, $\frac{U}{U_m}$ 值越小, 谐振曲线越尖锐。

(7) 通频带

在无线电技术中,常把 $\frac{U}{U_m}$ 从1下降到 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ (以dB表示,从0下降到-3dB)处的两个频率 f_1 和 f_2 的范围叫做通频带,以符号 B 或 $2\Delta f_{0.7}$ 表示。即回路的通频带为

$$B = f_2 - f_1 \quad (2-9)$$

由式(2-8),根据通频带定义可以推出

$$B = \frac{f_0}{Q} \quad \text{或} \quad 2\Delta f_{0.7} = \frac{f_0}{Q} \quad (2-10)$$

(8) 选择性

通常将某一频率偏差 Δf 下的 $\frac{U}{U_m}$ 值记为 α ,叫做回路对这一指定频偏下的选择性。即

$$\alpha = \frac{U}{U_m} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q \frac{2\Delta f}{f_0}\right)^2}} \quad (2-11)$$

(9) 矩形系数

一个理想的谐振回路,其幅频特性应是一个矩形,在通频带内信号可以无衰减地通过,通频带以外衰减为无限大。实际谐振回路选频性能的好坏,应以其幅频特性接近矩形的程度来衡量。为了便于定量比较,引用“矩形系数”这一指标。

矩形系数的定义为:谐振回路的 α 值下降到0.1时与 α 值下降到0.7时,频带宽度 $B_{0.1}$ 与频带宽度 $B_{0.7}$ 之比,用符号 $K_{0.1}$ 表示。即

$$K_{0.1} = \frac{B_{0.1}}{B_{0.7}} \quad (2-12)$$

根据定义,可以推出单谐振回路的矩形系数为

$$K_{0.1} = \frac{B_{0.1}}{B_{0.7}} = \frac{10 \frac{f_0}{Q}}{\frac{f_0}{Q}} = 10$$

(10) 通频带、选择性与品质因数的关系

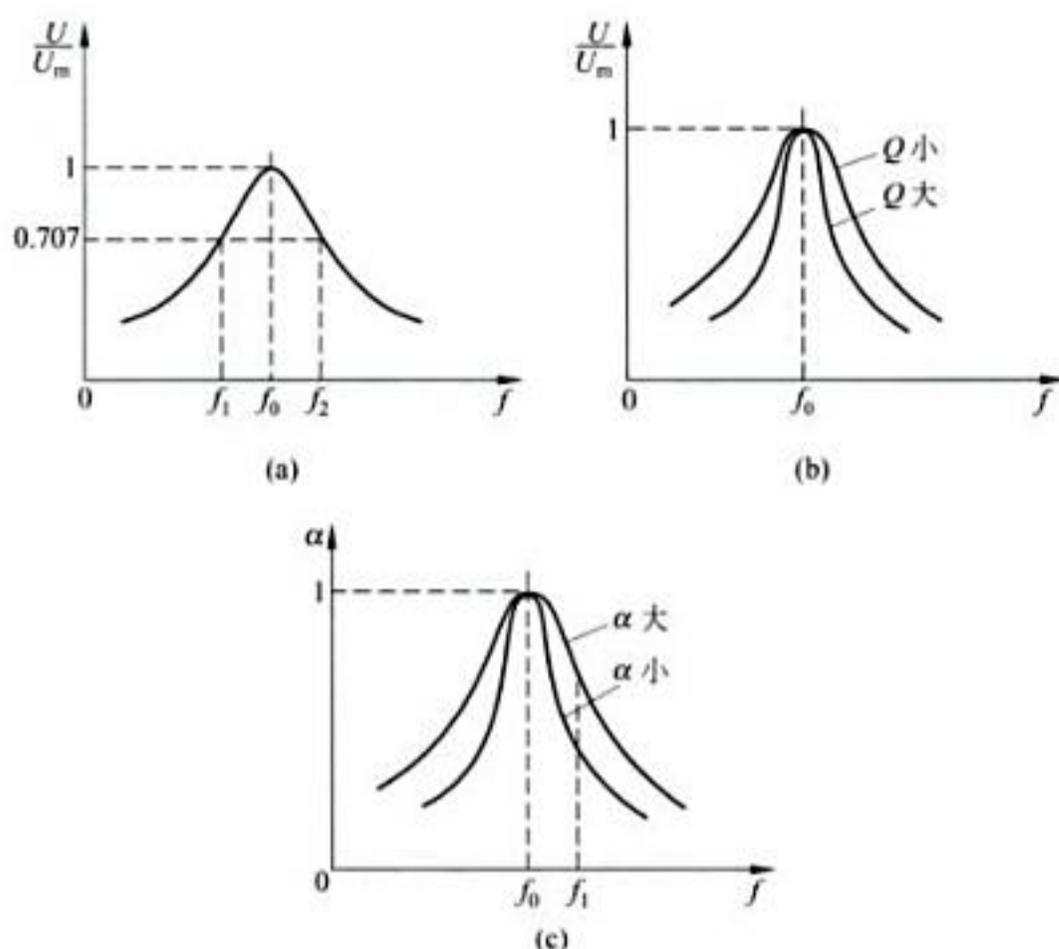
回路的品质因数 Q 越高,谐振曲线越尖锐,选择性越好,但通频带越窄;反之,回路的品质因数 Q 越低,谐振曲线越平坦,选择性越差,而通频带越宽。它们之间的关系曲线如图2-3所示。

2. 负载和信号源内阻对谐振回路的影响

下面以并联谐振回路为例,分析考虑信号源和负载后对谐振回路的影响。

(1) 负载和信号源内阻为纯电阻

考虑了负载 R_L 和信号源内阻 R_s 后,并联谐振回路如图2-4所示。此时不影响回路的谐振频率,但使回路的品质因数下降。由此引入空载品质因数和有载品质因数的概念。

图 2-3 谐振回路通频带及 Q 和 α 对谐振曲线的影响① 空载品质因数 Q_0

$$Q_0 = \frac{R_0}{\omega_0 L} = \frac{1}{G_0 \omega_0 L} = R_0 \omega_0 C = \frac{\omega_0 C}{G_0} \quad (2-13)$$

② 有载品质因数 Q_L

$$Q_L = \frac{R_\Sigma}{\omega_0 L} = \frac{1}{G_\Sigma \omega_0 L} = R_\Sigma \omega_0 C = \frac{\omega_0 C}{G_\Sigma} \quad (2-14)$$

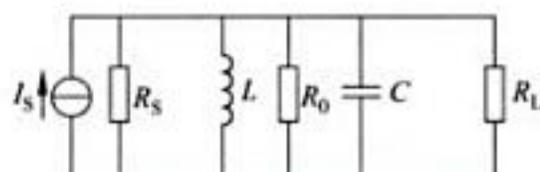
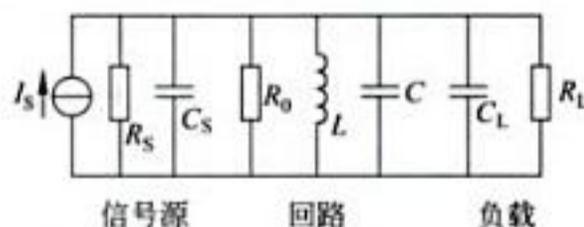
其中

$$R_\Sigma = R_0 // R_s // R_L \quad \text{或} \quad G_\Sigma = G_0 + G_s + G_L$$

很显然, $Q_L < Q_0$, 即有载时, 电路通频带比无载时要宽, 选择性要差。③ 已知 Q_0 求 Q_L 的关系式

$$Q_L = \frac{Q_0}{1 + \frac{R_0}{R_s} + \frac{R_0}{R_L}} \quad (2-15)$$

(2) 负载和信号源内阻含有电抗成分(一般是容性)

考虑信号源输出电容和负载电容时的并联谐振回路如图2-5所示。图中 C_s 是信号图 2-4 带信号源内阻和负载的
并联谐振电路图 2-5 考虑信号源输出电容和负载
电容的并联谐振回路

源输出电容, C_s 是负载电容。

此时回路总电容为

$$C_{\Sigma} = C_s + C + C_L \quad (2-16)$$

注意: 考虑了负载电容 C_L 和信号源输出电容 C_s 后, 在谐振回路的谐振频率、品质因数等的计算中, 式中的电容 C 都要以 C_{Σ} 代入。如: 谐振频率 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{\Sigma}}}$ 。

3. 谐振回路的接入方式

负载或信号源不直接接入回路两端, 而是通过变压器或电容分压与回路一部分相接, 称为“部分接入”方式。采用部分接入方式, 可以通过改变线圈匝数、抽头位置或电容分压比来实现回路与信号源的阻抗匹配或进行阻抗变换。在这种部分接入方式电路中, 有一个非常重要的参数——接入系数 n , 它是回路两端与外电路之间的调节因子。

若 R'_L 表示负载 R_L 折算到回路两端的等效阻抗, 则对于下列常用的 3 种部分接入方式, 如图 2-6 所示, 可以推出变换关系如下。

(1) 互感变压器接入

$$R'_L = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L = \frac{1}{n^2} R_L \quad \text{接入系数 } n = \frac{N_2}{N_1}$$

(2) 自耦变压器接入

$$R'_L = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L = \frac{1}{n^2} R_L \quad \text{接入系数 } n = \frac{N_2}{N_1}$$

(3) 电容抽头接入

$$R'_L = \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1}\right)^2 R_L = \frac{1}{n^2} R_L \quad \text{接入系数 } n = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

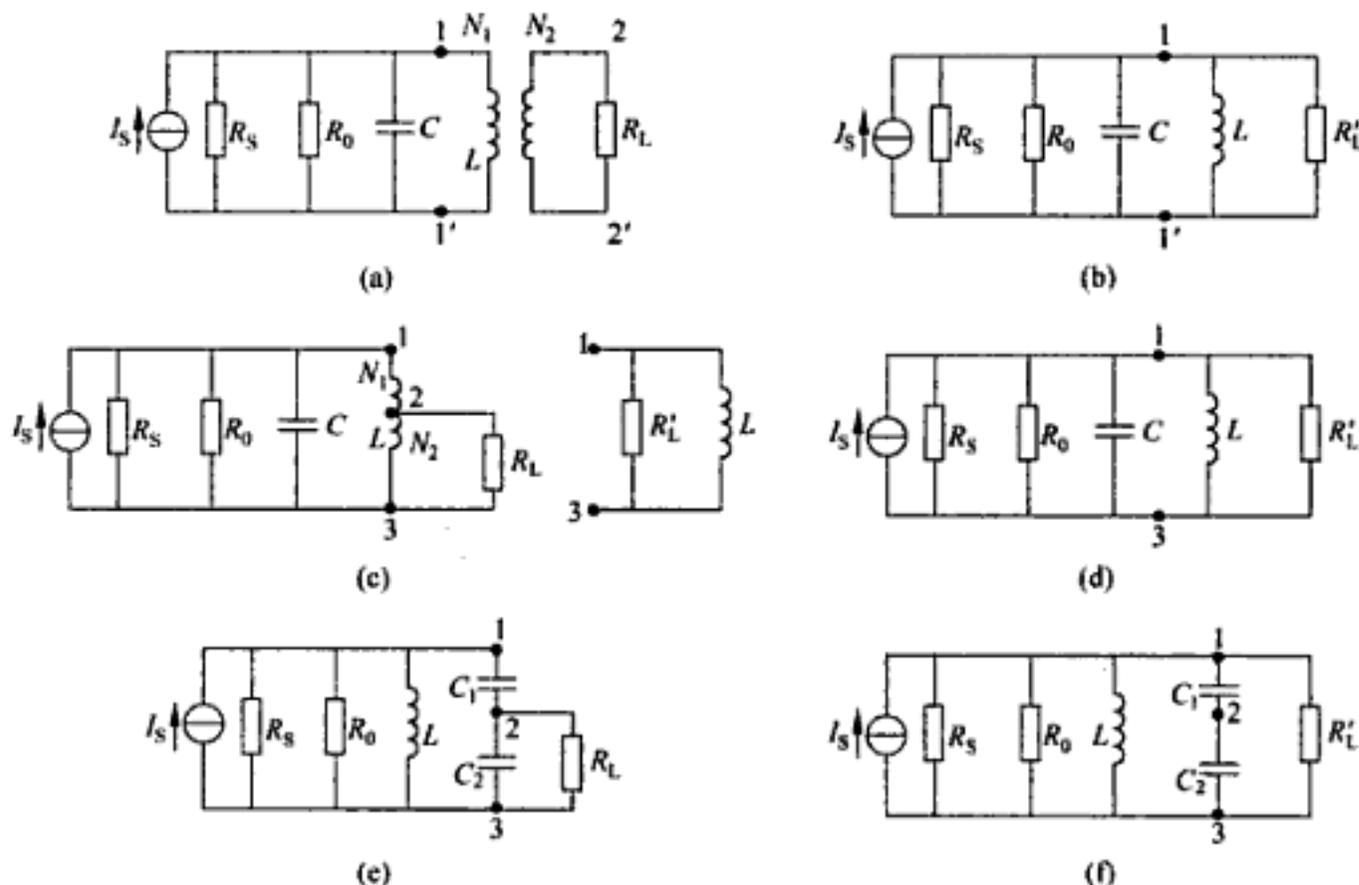


图 2-6 谐振回路的 3 种接入方式及其相应的等效电路

说明: ① $0 < n < 1$, 调节 n 可改变折算电阻 R'_L 数值。 n 越小, R_L 与回路接入部分越少, 对回路影响越小, R'_L 越大。

② 当外接负载不是纯电阻, 包含有电抗成分时, 上述等效变换关系仍适用。

$$R'_L = \frac{1}{n^2} R_L \quad (2-17)$$

$$C'_L = n^2 C_L \quad (2-18)$$

③ 谐振回路信号源的部分接入的折算方法与上述负载的接入方式相同。

$$R'_S = \frac{1}{n^2} R_S \quad (2-19)$$

$$I'_S = n I_S \quad (2-20)$$

④ 为区别信号源和负载与回路的接入系数, 在下面信号源和负载均采用部分接入的电路中, 规定 n_1 为信号源与回路的接入系数, n_2 为负载与回路的接入系数。

2.2.3 单调谐放大器

图 2-7 是典型的共发射极单调谐放大器。

图中 R_1, R_2, R_3 是工作点偏置环节, C_1 为耦合电容, C_2 为旁路电容。LC 谐振电路作为放大器的集电极负载起选频作用, 它采用抽头接入法, 以减轻晶体管输出电阻对谐振电路 Q 值的影响。 R_L 是放大器的负载, 它可能是下一级输入端的等效输入电阻。

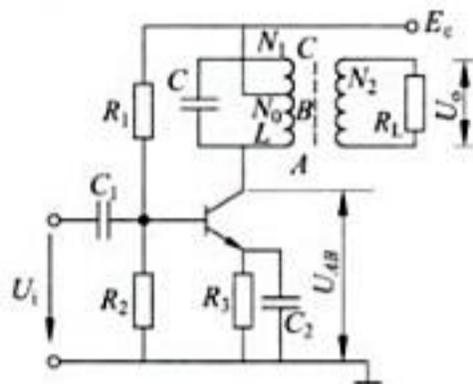


图 2-7 单调谐放大器

1. 单调谐放大器的放大能力

(1) 放大倍数 K 的一般表达式

如图 2-7, 设负载 R_L 上的电压为 U_o , 输入电压为 U_i , 晶体管集电极电压为 U_{AB} , 则单调谐放大器的电压放大倍数 K 为

$$K = \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_o}{U_{AB}} \cdot \frac{U_{AB}}{U_i} = \frac{N_2}{N_0} \cdot \frac{\beta I_b Z_{AB}}{I_b r_i} = \beta \frac{Z_{AB}}{r_i} \cdot \frac{N_2}{N_0} \quad (2-21)$$

式中, r_i 代表晶体管 be 极间的电阻, 称为晶体管的输入电阻, Z_{AB} 为实际的集电极负载。

考虑到 Z_{AB} 与等效的 RLC 并联电路的阻抗 Z_{AC} 的关系为

$$Z_{AB} = Z_{AC} \left(\frac{N_0}{N_1} \right)^2$$

代入整理后得放大倍数 K 的一般表达式为

$$K = \frac{\beta}{r_i} \left(\frac{N_0}{N_1} \right) \left(\frac{N_2}{N_0} \right) Z_{AC} \quad (2-22)$$

由式(2-22)知, K 与 Z_{AC} 成正比, 而对于不同频率的信号, Z_{AC} 是不同的, 对于 f_0 的信号, Z_{AC} 最高, 故 K 也最高。可见 K 的频率特性和并联谐振回路的特性相同。

(2) 谐振电压放大倍数 K_0

谐振时:

$$Z_{AC} = R = r_{ce} \left(\frac{N_1}{N_0} \right)^2 // Q_0 \omega_0 L // R_L \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 = Q_L \omega_0 L$$

代入式(2-22)得谐振电压放大倍数 K_0 :

$$K_0 = \frac{\beta}{r_i} Q_L \omega_0 L \left(\frac{N_0}{N_1} \right) \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \quad (2-23)$$

2. 单调谐放大器的选频性能

(1) K - f 曲线

因为放大器的频率特性取决于谐振电路的频率特性, 谐振电路的 Q_L 值对放大器的选频性能有很大影响。当 $\omega_0 L$ 一定而 Q_L 值不同时, Q_L 大, K_0 大, 且频率曲线尖锐, Q_L 小, K_0 小, 且频率曲线平坦, 如图 2-8(a) 所示。

(2) K/K_0 - f 曲线

为了更好地描绘选频性能的特点, 用比值 K/K_0 作纵坐标, 可得 2-8(b) 所示的曲线。这里 $K/K_0 = 1$ (用分贝表示为 0dB) 代表谐振点, $K/K_0 = 0.707$ (用分贝表示为 -3dB) 相当通频带的上下边界。从图中可以看出, Q_L 小, 通频带 ($2\Delta f_{0.7}$) 宽, 而 Q_L 大, 通频带则窄。如果以某一频偏 Δf 为参考标准, 则 Q_L 大, 衰减量大, 即选择性好, 而 Q_L 小选择性好。

(3) 通用谐振曲线

$$\frac{K}{K_0} = \alpha = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)^2}} \quad (2-24)$$

令

$$\xi = Q_L \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \quad (2-25)$$

则

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}} \quad (2-26)$$

这样 α 便变成仅随 ξ 而变的函数, 不管 Q_L 值有多大差异, 都可用同一条曲线表示, 如图 2-8(c) 所示, 这条曲线称为通用谐振曲线。

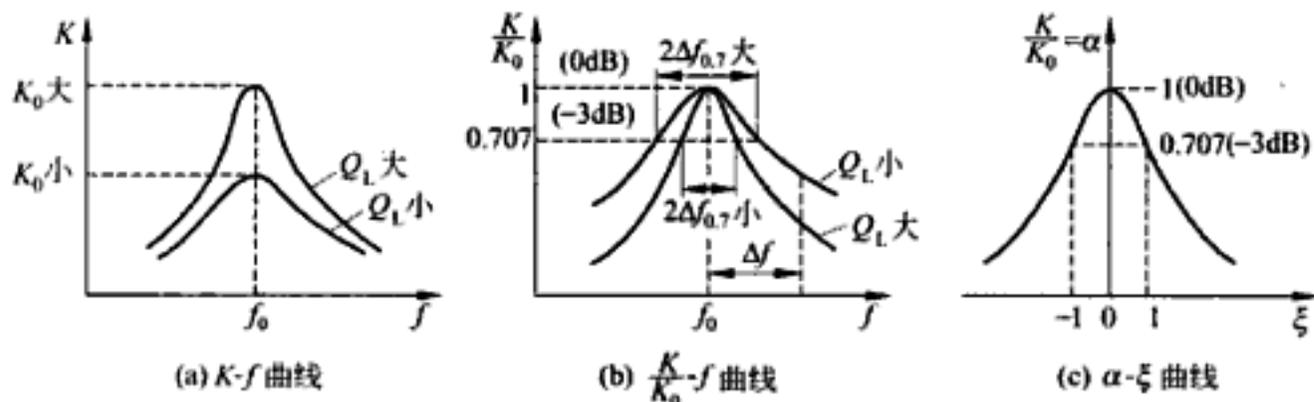


图 2-8 放大器频率特性的几种表示形式

在谐振电路中, f 偏离 f_0 称为失谐。失谐程度通常用频偏 ($\Delta f = f - f_0$) 对 f_0 的比值即 $\Delta f/f_0$ 表示。在谐振点附近, ξ 与 $\Delta f/f_0$ 近似成正比, 即

$$\xi = Q_L \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) = Q_L \frac{(f+f_0)(f-f_0)}{f_0 f} \approx Q_L \frac{2\Delta f}{f_0} \quad (2-27)$$

所以 ξ 也可作为失谐程度的衡量,称为广义失谐量。在实际工作中,用上述近似式计算,一般已足够准确。在谐振点 $\Delta f=0$, $\xi=0$; $\Delta f/f_0$ 愈大,则 ξ 也愈大,表明失谐程度大。 $\xi=\pm 1$ 对应于通频带的上下边界。

3. 最大增益及阻抗匹配条件

前面已经得到调谐放大器的谐振电压放大倍数以式(2-23)表示。可以证明当变换到谐振电路的负载 R'_L 等于变换到谐振电路的内阻 r'_{ce} , 即 $R'_L=r'_{ce}$ 时,可得到最大的增益。其最佳匝比为

$$\frac{N_0}{N_1} = \sqrt{\frac{\eta r_{ce}}{2Q_L \omega_0 L}} \quad (2-28)$$

$$\frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{\eta R_L}{2Q_L \omega_0 L}} \quad (2-29)$$

式中

$$\eta = \frac{Q_0 - Q_L}{Q_0} \quad (2-30)$$

η 称为谐振电路的效率。若用分贝来表示,有

$$\eta(\text{dB}) = 20 \lg \eta = 20 \lg \frac{Q_0 - Q_L}{Q_0} \quad (2-31)$$

称为谐振电路的插入损耗。满足以上条件,可达到一定 Q_L 值下的最大增益,此时叫做阻抗匹配。阻抗匹配条件下的电压放大倍数为

$$K_{0\text{max}} = \frac{\beta \eta}{2r_i} \sqrt{r_{ce} R_L} \quad (2-32)$$

此式说明,为了在一定的负载 R_L 上达到最大的电压增益,应当选高 β 和高 r_{ce} 的管子。 η 也应高,这就要求在选 LC 参数时,应考虑 Q_0 的高低, Q_0 至少应比 Q_L 大一倍以上。

2.2.4 晶体管高频等效电路及频率参数

晶体管在高频工作时,电流放大系数与频率有明显的关系,频率越高,电流放大系数越小。这直接导致管子的放大能力下降,限制了晶体管在高频范围的应用。而限制晶体管在高频范围应用的主要因素为:管子的发射结电容 C_{je} , 集电结电容 C_{jc} , 基极体电阻 $r_{bb'}$ 。

高频晶体管的分析常用到两种等效电路:混合 Π 等效电路与 Y 参数等效电路。

1. 混合 Π 等效电路

晶体管在高频工作时,常用混合 Π 型等效电路来分析,如图 2-9(a)所示。所谓混合 Π 型,是因为晶体管的 b' , c , e 三个电极用一个 Π 型电路等效,而由 b 至 b' 又串联一个基极体电阻 $r_{bb'}$, 因而称为混合 Π 型电路。该等效电路共有 8 个元件,各元件参数的含义

为： $r_{b'e}$ 是发射结的结电阻； $r_{b'c}$ 是集电结电阻； $C_{b'e}$ 是发射结电容； $C_{b'c}$ 是集电结电容； $r_{bb'}$ 是基极体电阻；电流源 $g_m \dot{U}_{b'e}$ 代表晶体管的电流放大作用，比例系数 g_m 称为晶体管的跨导； r_{ce} 是集一射极电阻； C_{ce} 是集一射极电容。在实际应用中，常采用简化的混合 Π 型等效电路，如图 2-9(b) 所示。

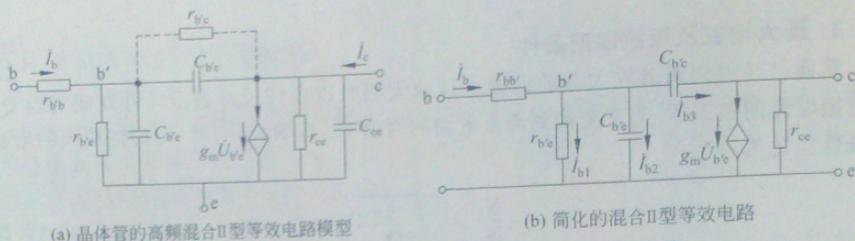


图 2-9 晶体管的高频混合 Π 型等效电路及简化等效电路

2. Y 参数等效电路

(1) Y 参数网络方程

$$\begin{cases} \dot{I}_b = y_{ie} \dot{U}_b + y_{re} \dot{U}_c \\ \dot{I}_c = y_{fe} \dot{U}_b + y_{oe} \dot{U}_c \end{cases} \quad (2-33)$$

式中： $y_{ie}, y_{re}, y_{fe}, y_{oe}$ 是描述这些电流-电压关系的参数，这四个参数具有导纳的量纲，故称为四端网络的导纳参数，即 Y 参数。晶体管 Y 参数电路模型如图 2-10 所示。其中，图 (a) 是将共射极接法的晶体管等效为有源线性四端网络。

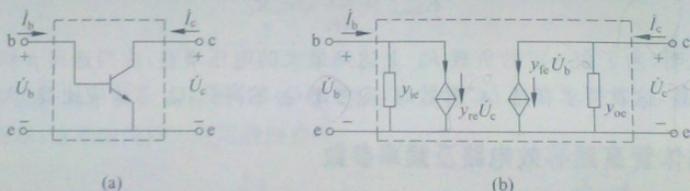


图 2-10 晶体管 Y 参数电路模型

(2) Y 参数的物理意义

y_{ie} 是输出交流短路时的输入电流与输入电压之比，称为共射极晶体管的输入导纳。它说明了输入电压对输入电流的控制作用。

y_{fe} 是输出端交流短路时的输出电流与输入电压之比，称为正向传输导纳，它表示输入电压对输出电流的控制作用，决定晶体管的放大能力， $|y_{fe}|$ 值越大，晶体管的放大作用也越强。

y_{re} 是输入端交流短路时输入电流和输出电压之比，称为共射极晶体管的反向传输导纳(下标 r 表示反向)，它代表晶体管输出电压对输入端的反作用。

y_{oe} 是输入交流短路时的输出电流与输出电压之比,称为晶体管的输出导纳,它说明输出电压对输出电流的控制作用。

3. 晶体管的高频放大能力及其频率参数

(1) 晶体管的高频放大能力

晶体管在高频工作时,放大能力随频率的增高而下降。

共发射极短路电流放大系数 β :

$$\beta = \left. \frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_b} \right|_{\dot{V}_{ce}=0} = \beta_0 \frac{\dot{I}_{b1}}{\dot{I}_b} \quad (2-34)$$

在低频情况下, $\dot{I}_{b1} = \dot{I}_b$, 则 $\beta = \beta_0$ 。高频时, $I_{b1} < I_b$, 故 $\beta < \beta_0$, 即高频的 β 值低于低频值 β_0 。

(2) 晶体管的频率参数

① β 截止频率 f_β (共射截止频率 f_β): β 下降到 $0.707\beta_0$ 时的频率。

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 + j\omega C_{b'c} r_{b'c}} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} \quad (2-35)$$

② 特征频率 f_T : β 下降到 1 时的频率。

$$f_T = \beta_0 f_\beta$$

③ α 截止频率 f_a (共基截止频率 f_a): α 下降到 $0.707\alpha_0$ 时的频率。

④ 最高振荡频率 f_{max} : 晶体管的共射极接法功率放大倍数 A_P 下降到 1 时的频率。

$$f_{max} = \frac{1}{4\pi} \sqrt{\frac{\beta_0}{r_{bb'} r_{b'c} C_{b'c} C_{b'e}}} \quad (2-36)$$

注: ① $|\beta|$ 随 f 变化的特点

- 当 $f \ll f_\beta$ 时 (实际上 $f < \frac{f_\beta}{3}$ 即可), 此时 $|\beta| = \beta_0$, 这时 $|\beta|$ 不随 f 变化, 即相当于低频的情况;
- 在 $f \approx f_\beta$ 的附近, $|\beta|$ 开始随 f 增加而下降, 当 $f = f_\beta$ 时, 降到 β_0 的 70.7%;
- 当 $f \gg f_\beta$ 时 (实际上 $f > 3f_\beta$ 即可):

$$|\beta| \approx \frac{\beta_0}{\frac{f}{f_\beta}} = \frac{\beta_0 f_\beta}{f} = \frac{f_T}{f} \quad (2-37)$$

② f_a, f_β, f_T 三个频率的关系

$$f_\beta < f_T < f_a, \quad f_T = \beta_0 f_\beta = \gamma \alpha_0 f_a \quad (2-38)$$

α 和 β 值随频率 f 变化的示意图如图 2-11 所示。

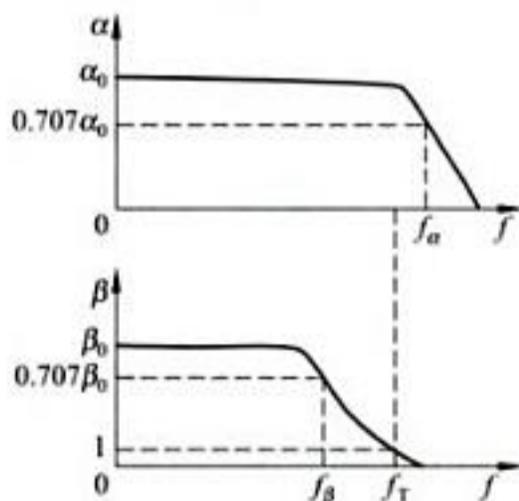


图 2-11 α 和 β 随 f 变化的示意图

4. 混合 II 等效电路参数与 Y 参数的关系

利用混合 II 型电路参数, 可以推导出相应的 Y

参数,它们之间的关系为

$$y_{ie} = \frac{g_{b'e} + j\omega C_{b'e}}{1 + r_{bb'}(g_{b'e} + j\omega C_{b'e})} \quad (2-39)$$

$$y_{te} = \frac{g_m}{1 + r_{bb'}(g_{b'e} + j\omega C_{b'e})} \quad (2-40)$$

$$y_{re} = \frac{-j\omega C_{b'e}}{1 + r_{bb'}(g_{b'e} + j\omega C_{b'e})} \quad (2-41)$$

$$y_{oe} = \frac{j\omega C_{b'e} r_{bb'} g_m}{1 + r_{bb'}(g_{b'e} + j\omega C_{b'e})} + j\omega C_{b'e} \quad (2-42)$$

晶体管的混合 II 型等效电路分析法物理概念比较清楚,对晶体管放大作用的描述较全面,各个参量基本上与频率无关。因此,这种电路可以适用于相当宽的频率范围。但该等效电路比较复杂。

Y 参数等效电路是撇开晶体管内部的电路结构,只从外部来研究它的作用。而且在实际中,高频放大器的谐振回路、负载阻抗和晶体管大都是并联关系。因此,在分析放大器时,用 Y 参数等效电路比较适合,因为这时各并联支路的导纳可以直接相加,运算方便。此外,晶体管的 Y 参数可以用仪器直接测量。

2.2.5 高频调谐放大器

高频小信号调谐放大器目前广泛用于无线电广播、电视、通信、雷达等接收设备中,其作用是放大微弱的有用信号并滤除无用的干扰和噪声信号。高频小信号调谐放大器的主要指标是电压放大倍数、通频带和矩形系数。

1. 电路组成

图 2-12 为某雷达接收机中频放大器的部分电路(共发射极接法)。它由六级单调谐放大器组成(只画出三级),中心频率 30MHz。本节主要讨论单级单调谐放大器的电路和指标。

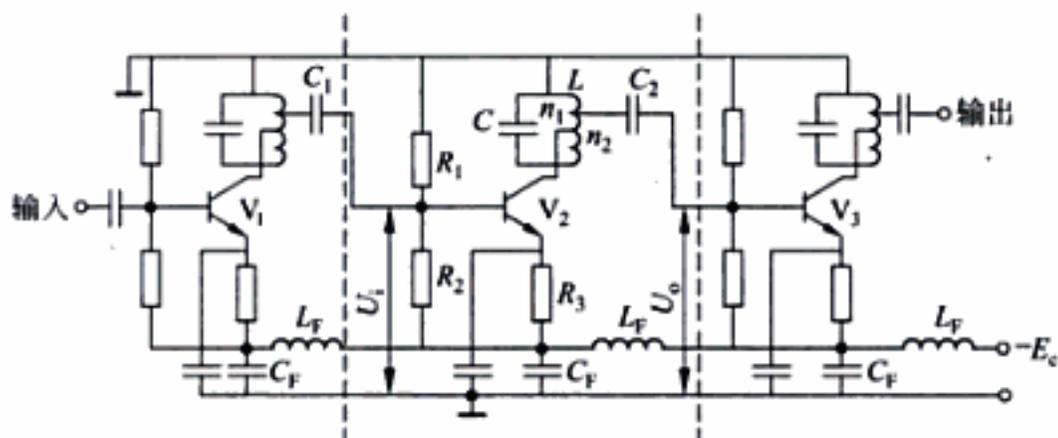


图 2-12 三级高频单调谐回路放大器

以晶体管 V_2 这一级为例,并采用 Y 参数高频等效电路进行分析。从它的基极起(包括偏置电阻 R_1, R_2)至耦合电容 C_2 止(如图中两虚线之间的线路)。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 表示。后一级放大器的输入导纳是本级的负载阻抗。电源 E_c 是通过扼流圈 L_F 加到晶体管的, L_F 和电容 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,在画放大器的高频等效电路时可以撇开。

2. 等效电路

图 2-13 给出了单调谐放大器的高频等效电路,图中晶体管部分采用了 Y 参数等效电路,忽略了反向传输导纳 y_{re} 的影响。另外,假定偏置电阻 R_1, R_2 的并联结果(导纳)远小于本级管子的输入导纳 y_{ie} ,则可忽略偏置电阻的影响;同理,本级放大器的负载导纳也仅考虑下一级晶体管的输入导纳 y_{ie} 。 G_0 是回路本身的谐振电导, n_1 是集电极 c 的接入系数, n_2 是负载导纳的接入系数。

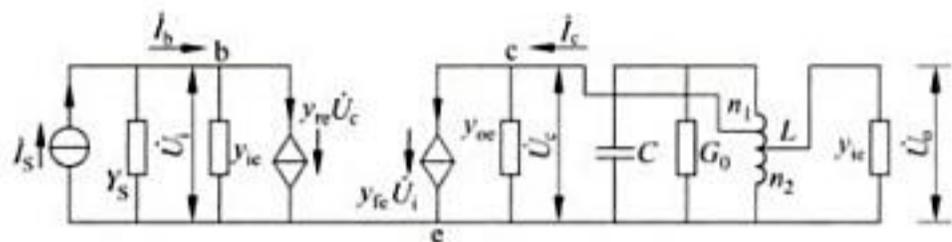


图 2-13 单级单调谐回路放大器的高频等效电路

3. 高频单调谐放大器的电压放大倍数

(1) 电压放大倍数的一般表示式

$$K_V = \frac{-n_1 n_2 y_{ie}}{n_1^2 y_{oe} + Y_L} \quad (2-43)$$

式中 $Y_L = n_2^2 Y'_L$, 是负载回路两端的导纳,它包括回路本身的元件 L, C, G_0 和下一级的输入导纳 y_{ie} , 即

$$Y_L = G_0 + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} + n_2^2 (g_{ie} + j\omega C_{ie}) \quad (2-44)$$

(2) 谐振时的电压放大倍数 K_{V0}

$$K_{V0} = \frac{-n_1 n_2 y_{ie}}{g_\Sigma} \quad \text{或} \quad |K_{V0}| = \frac{n_1 n_2 |y_{ie}|}{g_\Sigma} \quad (2-45)$$

注意: g_Σ 是回路输入输出折合到回路两端的总电导。它是一个很灵活的参量,要根据实际电路来求。对于图 2-13 的高频等效电路来说, $g_\Sigma = G_0 + n_1^2 g_{oe} + n_2^2 g_{ie}$ 。

可见,谐振电压放大倍数的模 $|K_{V0}|$ 与晶体管参数、负载电导、回路谐振电导和接入系数都有关系。特别值得注意的是, $|K_{V0}|$ 与接入系数有关,但不是单调递增或单调递减的关系。因为 n_1 和 n_2 还会影响回路有载品质因数 Q_L , 而 Q_L 又将影响通频带,所以 n_1 和 n_2 的选择应全面考虑,选取一个最佳值。

4. 高频单调谐放大器的选频性能

(1) 通频带

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

显然,通频带与工作频率成正比,与回路的有载品质因数成反比。

(2) 矩形系数

$$K_{0.1} = \frac{2\Delta f_{0.1}}{2\Delta f_{0.7}} \approx 10$$

由上面可知,高频单调谐放大器的选频性能取决于单个 LC 并联谐振回路,其矩形系数与单个 LC 并联谐振回路相同,通频带则由于受晶体管输出阻抗和负载的影响,比单个 LC 并联谐振回路加宽,因为 $Q_L < Q_0$ 。

2.2.6 调谐放大器的级联

1. 多级单调谐回路放大器

若多级调谐放大器中的每一级都调谐在同一频率上,则称为多级单调谐放大器。图 2-14 给出了两级调谐放大器。

(1) 电压放大倍数

多级单调谐放大器的电压放大倍数是各级电压放大倍数的乘积。

$$K_{\text{dB}} = K_1 K_2 \cdots \quad (2-46)$$

或

$$K_{\text{dB}}(\text{dB}) = K_1(\text{dB}) + K_2(\text{dB}) + \cdots \quad (2-47)$$

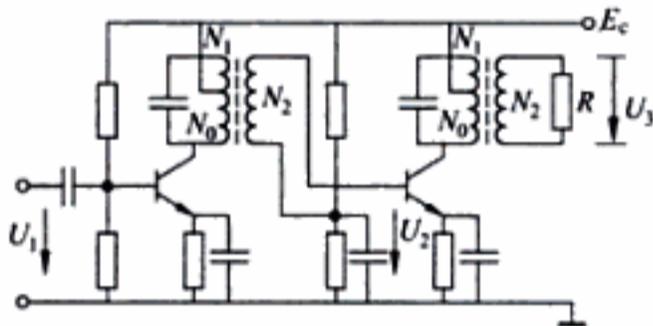


图 2-14 两级调谐放大器

包括:

$$\textcircled{1} K_{0\text{dB}} = K_{01} K_{02} \cdots$$

$$K_{0\text{dB}}(\text{dB}) = K_{01}(\text{dB}) + K_{02}(\text{dB}) + \cdots$$

$$\textcircled{2} \frac{K_{\text{dB}}}{K_{0\text{dB}}} = \frac{K_1 K_2 \cdots}{K_{01} K_{02} \cdots}$$

$$\frac{K_{\text{dB}}(\text{dB})}{K_{0\text{dB}}(\text{dB})} = \frac{K_1(\text{dB})}{K_{01}(\text{dB})} + \frac{K_2(\text{dB})}{K_{02}(\text{dB})} + \cdots$$

(2) 通频带

多级单调谐放大器总的通频带比单级放大器的通频带要小,级数越多,总通频带越小。经推算可得,假如有 n 级 Q_L 相同的调谐回路,则总的通频带为

$$2\Delta f_{0.7(\text{总})} = \frac{f_0}{Q_L} \sqrt{\sqrt{2}-1} = 2\Delta f_{0.7(\text{单})} \sqrt{\sqrt{2}-1} \quad (2-48)$$

其中 $\sqrt{\sqrt{2}-1}$ 叫缩小系数。可见多级调谐放大器级联后,总的通频带比单级放大器通频带缩小了。

2. 参差调谐放大器

(1) 双参差调谐放大器

电路图参见图 2-14,但两级调谐放大器中的每一级不是调谐在同一频率上,而是分别调整到略高于和略低于信号的中心频率。

对于单个调谐电路而言,它是工作于失谐状态。参差失谐量为 $\pm \frac{\Delta f_d}{f_0}$,广义参差失谐量为 $\pm \xi_0 = \pm Q_L \frac{2\Delta f_d}{f_0}$ 。

参差调谐的综合频率特性与广义参差失谐量 ξ_0 有关。 ξ_0 愈小,则综合频率特性曲线愈尖,愈大则愈平。当 ξ_0 大到一定程度时,由于 f_0 处的失谐太严重,可以出现马鞍形双峰的形状。即当 $\xi_0 < 1$ 时为单峰; $\xi_0 > 1$ 时为双峰; $\xi_0 = 1$ 为两者的分界线,相当于单峰中最平坦的情况。 ξ_0 愈大,则双峰的距离愈远,且中间下凹愈严重。

由于参差调谐在 f_0 处失谐,故其在 f_0 点的放大倍数 $K_{0\text{总}}$ 要比调谐于同一频率的两级放大倍数小。理论推导证明,它们有如下关系:

$$\frac{K_{0\text{总}}(\text{参差失谐}\xi_0)}{K_{0\text{总}}(\text{调谐于同}\cdot f_0)} = \frac{1}{1 + \xi_0^2} \quad (2-49)$$

例如,设 $\xi_0 = 1$,则上式等于 $1/2$,即参差调谐放大的谐振放大倍数等于调谐于同一频率的两级放大倍数的一半,如图2-15所示。

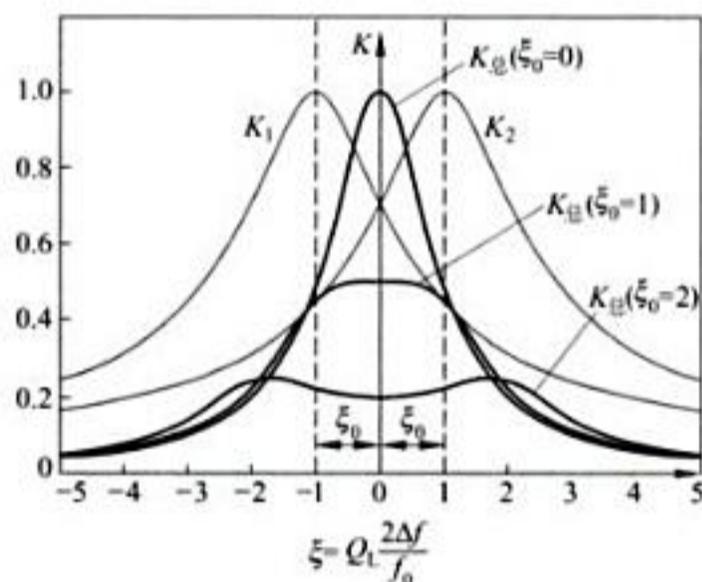


图 2-15 参差调谐放大器的频率特性

(2) 三参差调谐放大器

对于三参差调谐放大器,两级工作于参差调谐的双峰状态,第三级调谐于信号的中心频率 f_0 ,它们合成的谐振曲线比较平坦,加宽了通频带。只要适当地选择每个回路的有载品质因数 Q_L 和 ξ_0 ,就可以获得双参差调谐所不能得到的通频带。

3. 多级双调谐放大器

(1) 单级双调谐放大器

图2-16是一种常用的单级双调谐放大器,集电极电路采用了互感耦合的双调谐回路,两个回路的参数相同,两回路之间靠互感 M 耦合, k 为耦合系数,调谐于同一频率 f_0 ,其频率特性不同于两个单独的单调谐回路。

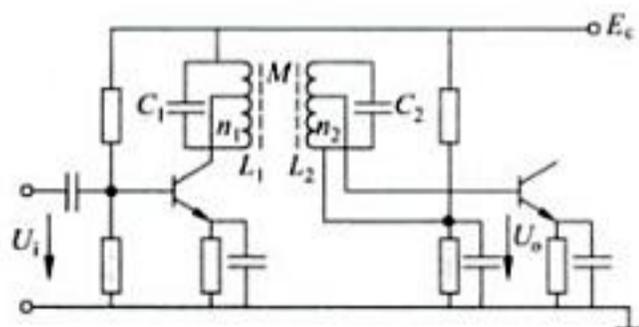


图 2-16 双调谐放大器

① 耦合系数 k

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2-50)$$

② 耦合因数 η 或称广义耦合系数

$$\eta = k Q_L \quad (2-51)$$

$\eta=1$ 为临界耦合； $\eta<1$ 为弱耦合； $\eta>1$ 为过耦合。

③ 单级双调谐放大器的频率特性

根据电压放大倍数的定义，得

$$|K_V| = \left| \frac{U_o}{U_i} \right| = \frac{\eta}{\sqrt{(1+\eta^2)^2 + 2(1-\eta^2)\xi^2 + \xi^4}} \cdot \frac{n_1 n_2 |y_{te}|}{g} \quad (2-52)$$

当初、次级回路都调谐到谐振时， $\xi=0$ ，放大倍数为

$$|K_{V0}| = \frac{\eta}{1+\eta^2} \cdot \frac{n_1 n_2 |y_{te}|}{g} \quad (2-53)$$

在临界耦合时， $\eta=1$ ，放大器达到匹配状态，得最大的放大倍数：

$$|K_{V0}|_{\max} = \frac{n_1 n_2 |y_{te}|}{2g} \quad (2-54)$$

由此可得双调谐放大器的谐振曲线表达式为

$$\begin{aligned} \frac{|K_V|}{|K_{V0}|_{\max}} &= \frac{2\eta}{\sqrt{(1+\eta^2)^2 + 2(1-\eta^2)\xi^2 + \xi^4}} \\ &= \frac{2\eta}{\sqrt{(1+\eta^2 - \xi^2)^2 + 4\xi^2}} \end{aligned} \quad (2-55)$$

由式(2-55)可得，当 $\eta<1$ (弱耦合状态)，即 $k < \frac{1}{Q_L}$ 时，谐振曲线是单峰。当 $\eta>1$ (强

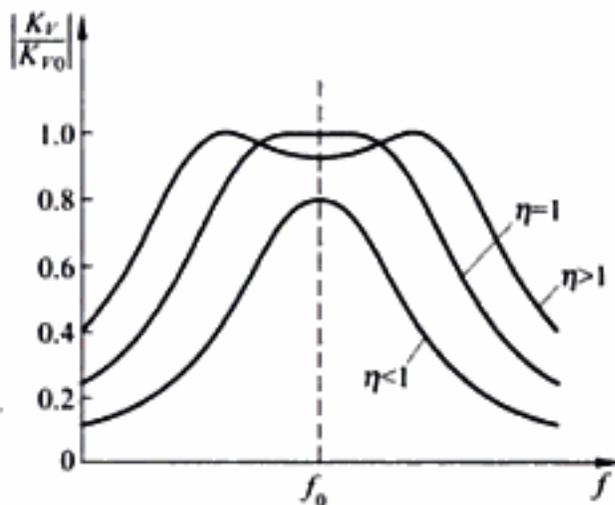


图 2-17 单级双调谐放大器不同耦合程度时的谐振曲线

耦合状态)，即 $k > \frac{1}{Q_L}$ 时，这时谐振曲线出现双峰。当 $\eta=1$ (临界耦合状态)，即 $k = \frac{1}{Q_L}$ 时，这时谐振曲线仍为单峰，且最大值在 $f=f_0$ 处。图 2-17 给出了不同耦合程度时双调谐放大器的谐振曲线。

实际中，双调谐放大器一般工作在临界耦合，这时谐振曲线的顶部较平坦，下降部分也较陡，具有较好的选择性。在临界耦合 $\eta=1$ 时，式(2-55)变为

$$\frac{|K_V|}{|K_{V0}|_{\max}} = \frac{2}{\sqrt{4+\xi^2}} \quad (2-56)$$

由式(2-56)可求出这时的通频带和矩形系数分别为
通频带

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

矩形系数

$$K_{0.1} = \frac{2\Delta f_{0.1}}{B} = \sqrt[4]{100 - 1} = 3.16$$

可见,在回路有载品质因数相同的情况下,临界双调谐放大器的通频带是单调谐放大器的 $\sqrt{2}$ 倍。而且双调谐放大器在临界状态时,其矩形系数较小(单调谐放大器中, $K_{0.1} \approx 10$),谐振曲线更接近于矩形。这是双调谐放大器的主要优点。

(2) 多级双调谐回路放大器

若有 n 级相同的双调谐放大器依次级联,且每一级都是临界耦合,则总谐振曲线可用下式表示:

$$\left[\frac{|K_V|}{|K_{V0}|_{\max}} \right]^n = \left[\frac{2}{\sqrt{4 + \xi^4}} \right]^n \quad (2-57)$$

由此可推得多级双调谐回路放大器的通频带和矩形系数如下:

通频带

$$B_n = 2\Delta f_{0.7(B)} = \frac{\sqrt{2}f_0}{Q_L} \sqrt[4]{\sqrt{2} - 1} = 2\Delta f_{0.7(\text{单})} \sqrt[4]{\sqrt{2} - 1} \quad (2-58)$$

矩形系数

$$K_{0.1} = \frac{(2\Delta f_{0.1})_n}{B_n} = \sqrt[4]{\frac{\sqrt{100} - 1}{\sqrt{2} - 1}} \quad (2-59)$$

因为系数 $\sqrt[4]{\sqrt{2} - 1}$ 永远小于1,所以 n 级双调谐放大器级联时,总频带 B_n 小于单级时的频带 $2\Delta f_{0.7(\text{单})}$ 。

2.2.7 高频调谐放大器的稳定性

晶体管内部存在着反向输入导纳 y_{re} ,考虑 y_{re} 后,放大器输入导纳和输出导纳的数值会对放大器的调试及对放大器的工作稳定性有很大的影响。

1. 晶体管内部反馈的有害影响

(1) 放大器调试困难

放大器的输入导纳:

$$Y_i = \frac{\dot{I}_b}{\dot{U}_b} = y_{ie} - \frac{y_{fe}y_{re}}{y_{oe} + Y_L} \quad (2-60)$$

放大器的输出导纳:

$$Y_o = y_{oe} - \frac{y_{fe}y_{re}}{y_{ie} + Y_S} \quad (2-61)$$

可见由于 y_{re} 的存在,放大器的输入和输出导纳,分别与负载及信号源有关。这种关系给放大器的调试带来很多麻烦。

(2) 放大器工作不稳定

因为放大后的输出电压 \dot{U}_o 通过反向传输导纳 y_{re} 把一部分信号反馈到输入端,由晶体管加以放大,再通过 y_{re} 反馈到输入端,如此循环不止。在条件合适时,放大器甚至不需要外加信号,也能够产生正弦或其他波形的振荡,使放大器工作不稳定。

2. 解决晶体管内部反馈的方法

(1) 中和法

在放大器的线路中插入一个外加的反馈电路来抵消内部反馈的影响,称为中和。这相当于减小了晶体管的 y_{re} ,放大器可以稳定地工作。

中和法对增益没有影响,该方法的主要优点是增益高,因为它不是靠牺牲增益来获取稳定性的。但中和法的缺点也是突出的,它不能在一个频段满足实际需要,实际电路中只能在一个频率点起到中和作用。此外,由于晶体管集电极至基极的内部反馈电路并不是一个纯电容,而是具有一定的电阻分量,所以中和电路也应是电阻和电容构成的网络,这使设计和调整都比较麻烦。目前,仅在收音机中采用这种办法,而一些要求较高的通信设备大多不再用中和电路。

(2) 失配法

失配是指信号源内阻不与晶体管输入阻抗匹配,晶体管输出端的负载阻抗不与本级晶体管的输出阻抗匹配。

失配法从物理概念上讲,当负载导纳 Y_L 很大时,输出电路严重失配,输出电压相应减小,反馈到输入端的信号就大大减弱,对输入电路的影响也随之减小。失真越严重,输出电路对输入电路的反作用就越小,放大器基本上可以看作单向化。所以失配法对增益有影响。但用失配法实现晶体管单向化常用的办法是采用共射一共基级联电路组成的调谐放大器,其稳定性较高,实现起来比较简单,得到了广泛的应用。

2.2.8 集中选频小信号调谐放大器

目前随着电子技术的发展,窄带信号的放大越来越多地采用集中滤波与集中放大相结合的高频放大器。在集中选频放大器中,放大作用是由宽带高增益放大器来完成,多采用高频线性集成放大电路,而选频作用则由专门的选频滤波器来完成。

集中选频器的任务是选频,要求在满足通频带指标的同时,矩形系数要好。其主要类型有集中 LC 滤波器、石英晶体滤波器、陶瓷滤波器和声表面波滤波器等。

1. 石英晶体滤波器

石英晶体是矿物质硅石的一种,化学成分是二氧化硅 SiO_2 ,在自然界中是以六角锥体出现,它有三个对称轴: X 轴(电轴)、Y 轴(机械轴)和 Z 轴(光轴)。按照与各个轴不同角度切割就制成了各种晶片,晶片经制作金属电极,安放于支架并封装即成为晶体谐振器元件。

石英晶体有一个很重要的特性——压电效应,即当石英晶体沿某一方向受到交变电场作用时,晶片将随交变信号的变化而产生机械振动,即产生机械能;反之,当机械力作用于晶片时,晶片相对两侧将产生异号的电荷,即产生电场能。所以,石英晶体实际上是一种可逆换能器件,它可以将机械能转换为电场能,又能将电场能转换为机械能。而且,其能量转换具有谐振特性,在谐振频率处,换能效率最高。石英晶体的稳定性非常高,其谐振频率的高低取决于晶片的形状、尺寸和切型。

利用石英晶体的上述换能特性和谐振特性,可以构成滤波器,用作集中选频放大器的选频网络。另外,石英晶体的振动具有多谐性,即除了基频振动外,还有奇次谐波泛音振动。利用石英晶体的这一特性,实际中可构成基频晶体谐振器,也可构成泛音晶体谐振器。

2. 陶瓷滤波器

利用某些陶瓷材料的压电效应可以构成陶瓷滤波器。常用的压电陶瓷材料为锆钛酸铅,其分子式为 $\text{Pb}(\text{ZrTi})\text{O}_3$ 。在陶瓷片的两面涂以银层,形成两个电极,它具有和石英晶体相似的压电效应,可以代替石英晶体作滤波器用。陶瓷容易焙烧,可制成各种形状,特别适合滤波器的小型化;而且陶瓷滤波器还具有耐热性及耐湿性能好、不易受外界条件影响等特点。陶瓷滤波器的等效电路也和石英晶体谐振器相同。但它的等效品质因数数值要小得多(约为几百),大小处于 LC 滤波器和石英晶体滤波器之间。所以,陶瓷滤波器的通频带没有石英晶体滤波器窄,选择性也比石英晶体滤波器差。

陶瓷滤波器因其体积小、价格低、寿命长、易调谐且性能可靠等优点,目前应用在通信接收机和其他仪器中。

3. 声表面波滤波器

目前应用最广泛的集中滤波器是声表面波滤波器。声表面波滤波器(surface acoustic wave filter, SAWF)是一种对频率具有选择作用的无源器件。它是利用某些晶体的压电效应和表面波传播的物理特性制成的新型电—声换能器件。

SAWF 主要由叉指换能器和压电基片等组成。在经过表面抛光的压电材料衬底上,蒸发一层金属(如铝)导电膜,然后利用一般的光刻工艺则可以制作两个叉指换能器,其中一个用作发射,另一个用作接收。图 2-18 为 SAWF 的基本结构示意图。高频信号加至输入叉指换能器电极,压电基板材料表面就会产生振动并同时激发出声表面波。声表面波沿基片表面传播,被接收叉指换能器检测并转换成电信号。因此,叉指换能器电极具有换能作用。

叉指换能器有以下主要特性:

(1) 频率特性遵循 $\sin x/x$ 规律变化($x = N\pi\Delta f/f_0$),最大幅度为 $2NA_0$,图 2-19 是它的振幅-频率特性曲线,主峰宽度为 $2/N$ 。如用两个相同形式的换能器组成滤波器,则滤波器的频率特性曲线由函数 $(\sin x/x)^2$ 描绘,它是单个换能器的频率特性曲线 $\sin x/x$ 的自乘。

(2) 叉指换能器激励强度与叉指(周期段)数目(N)的平方成正比。

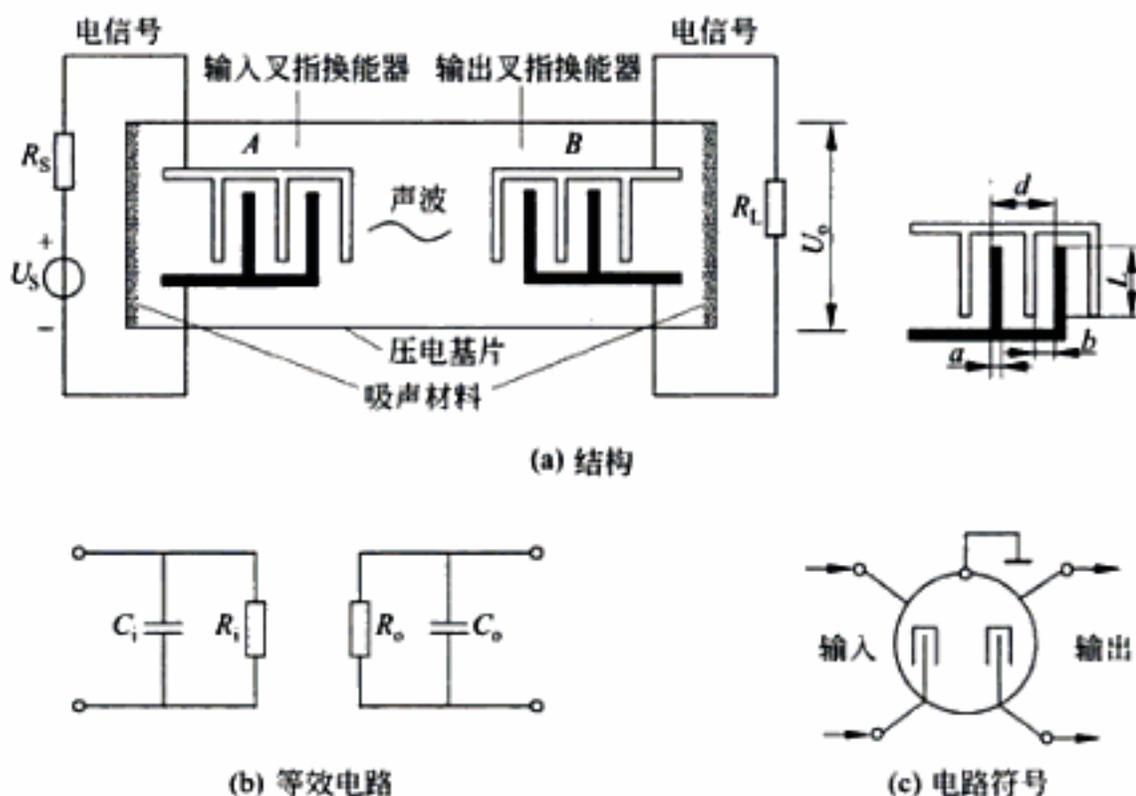


图 2-18 声表面波滤波器的结构示意图、等效电路及电路符号

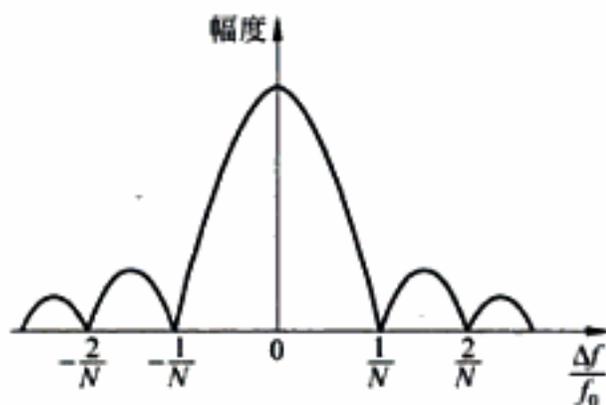


图 2-19 叉指换能器频率特性

(3) 叉指换能器的指条宽度决定工作频率。指条愈窄,频率愈高。

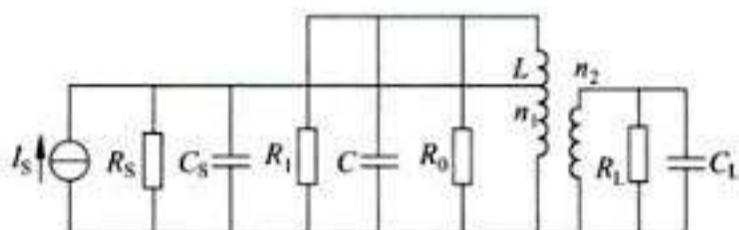
(4) 叉指换能器的特性与叉指条的结构及尺寸密切相关。因此,设计自由度大,灵活性与适应性强。

(5) 叉指换能器在小信号下是线性器件,其发射与接收特性是相同的,满足互易定理。

基于以上特点,SAWF 得到广泛应用。从 SAWF 的应用领域看,在 20 世纪 80 年代和 90 年代中期,以电视机为主体;在 90 年代中期之后,则重点转移到通信产品。高频化、小型化、多功能、多品种和高性能,成为 SAWF 发展的趋势和主流。在新一代便携电话及其基站中,单片晶体滤波器(MCF)和压电陶瓷滤波器几乎没有用场。目前 MCF 因基板太薄难以加工,最高工作频率只达 250MHz。压电陶瓷滤波器因受材料等诸多因素的限制,上限工作频率最高只有 60MHz。而 SAWF 的最高工作频率已达 2.5GHz,3GHz 的器件很快会进入实用化。

2.3 典型例题分析

例 2-1 回路如图例 2-1 所示, 给定参数如下: $f_0 = 30\text{MHz}$, $C = 20\text{pF}$, 线圈 $Q_0 = 60$, 外接阻尼电阻 $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $R_s = 2.5\text{k}\Omega$, $R_L = 830\Omega$, $C_s = 9\text{pF}$, $C_L = 12\text{pF}$, $n_1 = 0.4$, $n_2 = 0.23$ 。求 L, B 。又若把 R_1 去掉, 但仍保持上边求得的 B , 问匝比 n_1, n_2 应加大还是减小? 电容 C 怎样修改? 这样改与接入 R_1 怎样做更合适?



图例 2-1

解 (1) 求 L, B

$$R'_s = \frac{1}{n_1^2} R_s = \frac{1}{0.4^2} \times 2.5 = 15.63\text{k}\Omega; C'_s = n_1^2 C_s = 0.4^2 \times 9 = 1.44\text{pF}$$

$$R'_L = \frac{1}{n_2^2} R_L = \frac{1}{0.23^2} \times 830 = 15.7\text{k}\Omega; C'_L = n_2^2 C_L = 0.23^2 \times 12 = 0.63\text{pF}$$

$$C_\Sigma = C'_s + C'_L + C = 22.1\text{pF}$$

则

$$L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_\Sigma} = 1.27\mu\text{H}$$

$$R_0 = Q_0 \omega_0 L = 14.4\text{k}\Omega$$

$$R_\Sigma = R'_s \parallel R_0 \parallel R_1 \parallel R'_L = 3.36\text{k}\Omega$$

$$Q_L = R_\Sigma / \omega_0 L \approx 14 \text{ 或 } Q_L = \frac{Q_0}{1 + \frac{R_0}{R'_s} + \frac{R_0}{R'_L} + \frac{R_0}{R_1}} \approx 14$$

则通频带 $B = \frac{f_0}{Q_L} = 2.14\text{MHz}$ 。

(2) 若把 R_1 去掉, 但仍保持 B 不变, 即 Q_L 不变, R_Σ 不变, 则

$$R_\Sigma = R''_s \parallel R_0 \parallel R'_L = 3.36\text{k}\Omega$$

所以 $R''_s < R'_s, R'_L < R'_L$, 即 $n'_1 > n_1, n'_2 > n_2$, 匝比 n_1, n_2 应加大。另一方面, 匝比 n_1, n_2 加大, 则 $C''_s > C'_s, C''_L > C'_L$, 而 $C_\Sigma = C''_s + C''_L + C$, 所以 C 可以减小。

但 C 减小得太小时, 管子的输入电容 C_s 和负载电容 C_L 的变化对总电容的影响就大, 这样对稳频不利。所以这样改不如接入 R_1 更合适。

例 2-2 调谐在同一频率的三级单调谐放大器, 中心频率为 465kHz , 每个回路的 $Q_L = 40$, 则总的通频带是多少? 如要求总通频带为 10kHz , 则允许 Q_L 最大为多少?

解 由已知条件得

$$B_1 = 2\Delta f_{0.7(\text{单})} = \frac{f_0}{Q_L} = \frac{465}{40} = 11.63\text{kHz}$$

总的通频带为

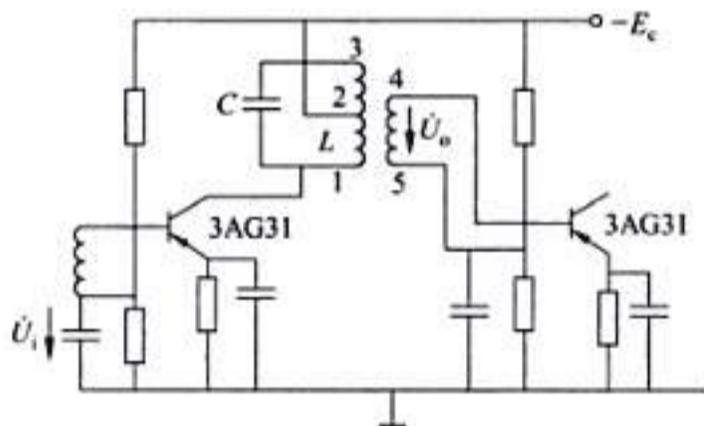
$$2\Delta f_{0.7(\text{总})} = 2\Delta f_{0.7(\text{单})}\sqrt{\sqrt{2}-1} = 11.63 \times \sqrt{\sqrt{2}-1} = 5.93\text{kHz}$$

如要求总通频带为 10kHz, 则每个回路的通频带为

$$2\Delta f_{0.7(\text{单})} = \frac{2\Delta f_{0.7(\text{总})}}{\sqrt{\sqrt{2}-1}} = \frac{10}{\sqrt{\sqrt{2}-1}} = 19.6\text{kHz}$$

而 $2\Delta f_{0.7(\text{单})} = \frac{f_0}{Q_L}$, 所以 $Q_L = \frac{f_0}{2\Delta f_{0.7(\text{单})}} = \frac{465}{19.6} = 23.72$ 。

例 2-3 某单调谐放大器如图例 2-3 所示, 已知 $f_0 = 465\text{kHz}$, $L = 560\mu\text{H}$, $Q_0 = 100$, $N_{12} = 46$ 圈, $N_{13} = 162$ 圈, $N_{23} = 13$ 圈, 晶体管 3AG31 的 Y 参量如下: $g_{ie} = 1.0\text{mS}$, $g_{oe} = 110\mu\text{S}$, $C_{ie} = 400\text{pF}$, $C_{oe} = 62\text{pF}$, $y_{ie} = 28\angle 340^\circ\text{mS}$, $y_{re} = 2.5\angle 290^\circ\mu\text{S}$ 。



图例 2-3

试计算:

- (1) 谐振电压放大倍数 $|K_{V0}|$;
- (2) 通频带;
- (3) 回路电容 C ;
- (4) 回路插入损耗。

解 由已知条件得

$$n_1 = \frac{46}{162} = 0.284, \quad n_2 = \frac{13}{162} = 0.08, \quad G_0 = \frac{1}{\omega_0 L Q_0} = 6.12\mu\text{S}$$

$$g_{\Sigma} = n_1^2 g_{oe} + G_0 + n_2^2 g_{ie} = 0.284^2 \times 110 + 6.12 + 0.08^2 \times 1.0 \times 10^3 = 21.43\mu\text{S}$$

$$(1) |K_{V0}| = \frac{n_1 n_2 |y_{ie}|}{g_{\Sigma}} = 29.77 \approx 30;$$

$$(2) \text{由于 } Q_L = \frac{1}{g_{\Sigma} \omega_0 L} = 28.53, \text{ 故 } B = \frac{f_0}{Q_L} = 15.98\text{kHz};$$

$$(3) \text{由于 } C_{\Sigma} = 1/(2\pi f_0)^2 L = 209\text{pF}, \text{ 而 } C_{\Sigma} = n_1^2 C_{oe} + C + n_2^2 C_{ie}, \text{ 故有 } C = C_{\Sigma} - n_1^2 C_{oe} - n_2^2 C_{ie} = 201\text{pF};$$

$$(4) \eta = \frac{Q_0 - Q_L}{Q_0} = 0.71, \quad \eta(\text{dB}) = -2.9\text{dB}.$$

2.4 思考题与习题解答

2-1 给定串联谐振回路的 $f_0 = 1.5\text{MHz}$, $C = 100\text{pF}$, 谐振电阻 $R = 5\Omega$, 试求 Q_0 和 L 。又若信号源的电压幅值为 $U_s = 1\text{mV}$, 求谐振回路中的电流 I_0 以及回路元件上的电压 U_{L0} 和 U_{C0} 。

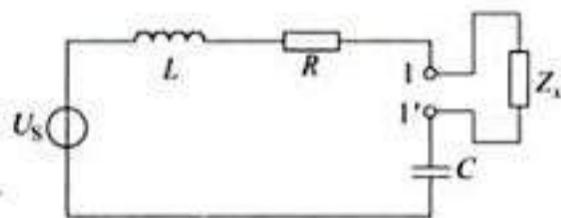
解 由已知条件得

$$L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C} = \frac{1}{(2 \times 3.14 \times 1.5 \times 10^6)^2 \times 100 \times 10^{-12}} = 112.69\mu\text{H}$$

$$Q_0 = \frac{1}{R\omega_0 C} = 212, I_0 = \frac{U_s}{R} = \frac{1}{5} = 0.2\text{mA}$$

$$U_{L0} = Q_0 U_s = 212 \times 1 = 212\text{mV}, U_{C0} = Q_0 U_s = 212 \times 1 = 212\text{mV}$$

2-2 串联回路如图题 2-2 所示, 信号源频率 $f_0 = 1\text{MHz}$, 电压幅值 $U_s = 0.1\text{V}$, 将 1—1' 端短接, 电容调到 100pF 时谐振。此时, 电容两端的电压为 10V , 如 1—1' 开路再接一个阻抗 Z_r (电阻和电容串联), 则回路失谐, C 调到 200pF 时重新谐振, 电容两端电压变成 2.5V 。试求线圈的电感量 L 、回路品质因数 Q_0 值以及未知阻抗 Z_r 。



图题 2-2

解 由已知条件得

$$L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C} \approx 253\mu\text{H}$$

由 $U_c = Q_0 U_s$, 可得

$$Q_0 = \frac{U_c}{U_s} = \frac{10}{0.1} = 100$$

串接阻抗 $Z_r = R_r + jX_r$ 后, 由 $U_c = Q_{L1} U_s$, 可得

$$Q_{L1} = \frac{U_c}{U_s} = \frac{2 \times 2.5}{0.1} = 50$$

而 $Q_{L1} = \frac{\omega_0 L}{R + R_r}$, 因此

$$R_r = \frac{\omega_0 L}{Q_{L1}} - \frac{\omega_0 L}{Q_0} = 15.9\Omega$$

由 $C = 100\text{pF}$, $C' = 200\text{pF}$, $\frac{1}{C} = \frac{1}{C'} + \frac{1}{C_r}$, 可得

$$C_r = 200\text{pF}$$

因此

$$Z_r = R_r + jX_r = R_r - j \frac{1}{\omega_0 C_r} = 15.9 - j796\Omega$$

2-3 给定串联谐振回路的 $f_0 = 640\text{kHz}$, 已知在偏离谐振频率 $\Delta f = \pm 10\text{kHz}$ 时衰减 $\alpha = 16\text{dB}$ 。求: Q_0, B ; 又问当 $f = 465\text{kHz}$ 时, 抑制比 α 为多少?

解 由于 $Q_0 = \frac{f_0}{B}$, 而 $\alpha = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_0^2 \left(\frac{2\Delta f}{f_0}\right)^2}}$, $\alpha(\text{dB}) = 20 \lg \alpha$, 因此

$$\alpha = 10^{-16/20} = 0.158$$

代入得

$$Q_0 \approx 200, B = 3.2 \text{ kHz}$$

当 $f = 465 \text{ kHz}$ 时, $\Delta f = f_0 - f = 640 - 465 = 175 \text{ kHz}$, 比较大, 可得

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_0^2 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)^2}} = 7.75 \times 10^{-3}$$

$$\alpha(\text{dB}) = -42.2(\text{dB})$$

2-4 给定并联谐振回路的谐振频率 $f_0 = 5 \text{ MHz}$, $C = 50 \text{ pF}$, 通频带 $2\Delta f_{0.7} = 150 \text{ kHz}$, 试求电感 L 、品质因数 Q_0 以及对信号源频率为 5.5 MHz 时的衰减 $\alpha(\text{dB})$; 又若把 $2\Delta f_{0.7}$ 加宽至 300 kHz , 应在回路两端并一个多大的电阻?

解 由已知条件得

$$L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C} \approx 20.3 \mu\text{H}$$

$$Q_0 = \frac{f_0}{B} = \frac{5 \times 10^6}{150 \times 10^3} = 33.3$$

$$\Delta f = f - f_0 = 5.5 - 5 = 0.5 \text{ MHz}$$

$$\alpha = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_0^2 \left(\frac{2\Delta f}{f_0}\right)^2}} = 0.148, \alpha(\text{dB}) = 20 \lg \alpha \approx -16.57(\text{dB})$$

当带宽 $2\Delta f_{0.7}$ 加宽至 300 kHz 时:

$$Q_L = \frac{f_0}{B} = \frac{5 \times 10^6}{300 \times 10^3} = 16.65$$

$$R_{\Sigma} = R_0 // R_x$$

即

$$Q_L \omega_0 L = Q_0 \omega_0 L // R_x$$

解得 $R_x = 21.2 \text{ k}\Omega$, 即应在回路两端并一个 $21.2 \text{ k}\Omega$ 的电阻。

2-5 并联谐振回路如图题 2-5 所示。已知通频带 $2\Delta f_{0.7}$, 电容 C , 若回路总电导为 G_{Σ} ($G_{\Sigma} = G_s + G_0 + G_L$)。试证明: $G_{\Sigma} = 4\pi\Delta f_{0.7}C$ 。若给定 $C = 20 \text{ pF}$, $2\Delta f_{0.7} = 6 \text{ MHz}$, $R_0 = 13 \text{ k}\Omega$, $R_s = 10 \text{ k}\Omega$, 求 R_L 为多少?

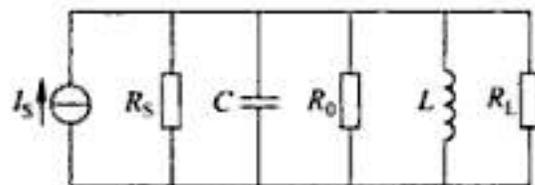
证明 由于

$$Q_L = R_{\Sigma} \omega_0 C = \frac{\omega_0 C}{G_{\Sigma}}$$

因此有

$$G_{\Sigma} = \frac{\omega_0 C}{Q_L} = \frac{2\pi f_0 C}{Q_L} = \frac{f_0}{Q_L} 2\pi C = 2\Delta f_{0.7} \cdot 2\pi C = 4\pi\Delta f_{0.7} C$$

证毕。



图题 2-5

代入数据得

$$G_{\Sigma} = 2\pi \times 6 \times 10^6 \times 20 \times 10^{-12} = 0.75 \times 10^{-3} \text{ S} = 0.75 \text{ mS}$$

因此

$$G_L = G_{\Sigma} - G_S - G_0 = 0.75 - 1/10 - 1/13 = 0.573 \text{ mS}$$

即

$$R_L = 1.75 \text{ k}\Omega$$

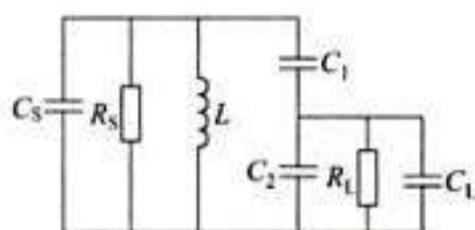
2-6 回路如图题 2-6 所示。已知 $L = 0.8 \mu\text{H}$, $Q_0 = 100$, $C_1 = C_2 = 20 \text{ pF}$, $C_S = 5 \text{ pF}$, $R_S = 10 \text{ k}\Omega$, $C_L = 20 \text{ pF}$, $R_L = 5 \text{ k}\Omega$ 。试计算回路谐振频率、谐振电阻(不计 R_L 与 R_S 时)、有载品质因数 Q_L 和通频带。

解 由已知条件得

$$R'_L = \frac{1}{n^2} R_L = \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1} \right)^2 R_L = 4R_L = 20 \text{ k}\Omega$$

$$C'_L = n^2 C_L = \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2} \right)^2 C_L = \frac{1}{4} C_L = 5 \text{ pF}$$

$$C_{\Sigma} = C_S + C'_L + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = 5 + 5 + 10 = 20 \text{ pF}$$



图题 2-6

则谐振频率

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\Sigma}}} = 39.8 \text{ MHz} \quad \text{或} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{\Sigma}}} = 250 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

谐振电阻

$$R_0 = Q_0 \omega_0 L = 20 \text{ k}\Omega$$

有载品质因数

$$Q_L = \frac{Q_0}{1 + \frac{R_0}{R_S} + \frac{R_0}{R'_L}} = \frac{100}{1 + \frac{20}{10} + \frac{20}{20}} = 25$$

通频带

$$B = \frac{f_0}{Q_L} = \frac{39.8}{25} = 1.59 \text{ MHz}$$

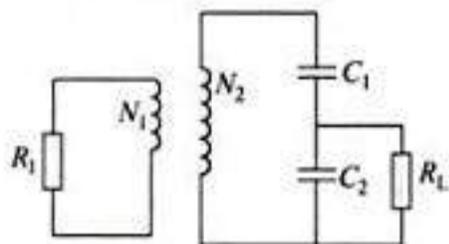
2-7 电路如图题 2-7 所示,已知电路输入电阻 $R_1 = 75 \Omega$,负载电阻 $R_L = 300 \Omega$, $C_1 = C_2 = 7 \text{ pF}$ 。问欲实现阻抗匹配, N_1/N_2 应为多少?

解 因为

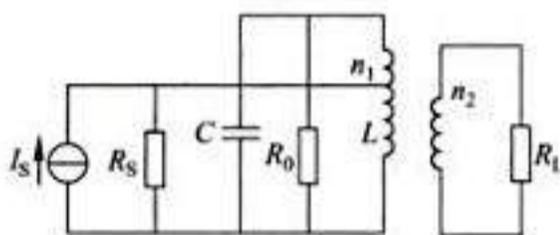
$$R'_1 = \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 R_1, \quad R'_L = \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1} \right)^2 R_L$$

由阻抗匹配的条件 $R'_1 = R'_L$, 得 $N_1/N_2 = 0.25$ 。

2-8 在图题 2-8 所示的电路中,已知回路谐振频率为 $f_0 = 465 \text{ kHz}$, $Q_0 = 100$, 信号源内阻 $R_S = 27 \text{ k}\Omega$, 负载 $R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $C = 200 \text{ pF}$, $n_1 = 0.31$, $n_2 = 0.22$ 。试求电感 L 及通频带 B 。



图题 2-7



图题 2-8

解 由已知条件得

$$R_0 = Q_0 / \omega_0 C = 171 \text{ k}\Omega$$

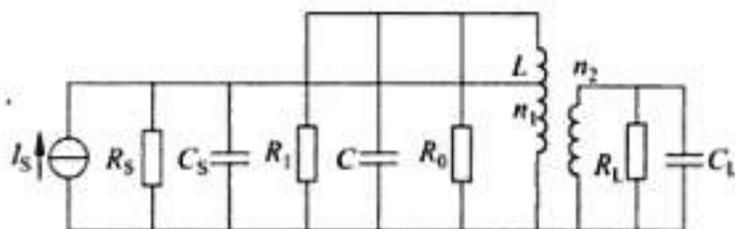
$$R_{\Sigma} = \frac{1}{n_1^2} R_s // R_0 // \frac{1}{n_2^2} R_L = \frac{1}{\frac{1}{41.3} + \frac{1}{171} + \frac{1}{281}} \approx 30 \text{ k}\Omega$$

$$Q_L = R_{\Sigma} \omega_0 C = 30 \times 10^3 \times 2 \times 3.14 \times 465 \times 10^3 \times 200 \times 10^{-12} = 17.5$$

$$B = \frac{f_0}{Q_L} = \frac{465}{17.5} = 26.57 \text{ kHz}$$

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} = 586 \mu\text{H}$$

2-9 回路如图题 2-9 所示, 给定参数如下: $f_0 = 30 \text{ MHz}$, $C = 20 \text{ pF}$, 线圈 $Q_0 = 60$, 外接阻尼电阻 $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_s = 2.5 \text{ k}\Omega$, $R_L = 830 \Omega$, $C_s = 9 \text{ pF}$, $C_L = 12 \text{ pF}$, $n_1 = 0.4$, $n_2 = 0.23$ 。求 L, B 。又若把 R_1 去掉, 但仍保持上边求得的 B , 问匝比 n_1, n_2 应加大还是减小? 电容 C 怎样修改? 这样改与接入 R_1 怎样做更合适?



图题 2-9

解 详见本章典型例题 2-1 分析。

2-10 如图题 2-10 所示并联谐振回路, 信号源与负载都是部分接入的。已知 R_s, R_L , 并知回路参数 L, C_1, C_2 和空载品质因数 Q_0 , 求:

(1) f_0 与 B ;

(2) R_L 不变, 要求总负载与信号源匹配, 如何调整回路参数?

解 (1) 计算 f_0 与 B

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad \text{其中 } C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

回路空载时:

$$B = \frac{f_0}{Q_0}$$

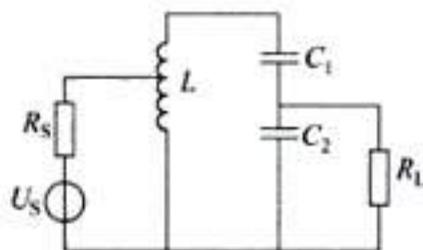
回路有载时, 这里不考虑信号源, 只考虑负载, 并设负载 R_L 对回路的接入系数为 n_2 , 则有

$$n_2 = \frac{1/\omega C_2}{1/\omega C} = \frac{C}{C_2} = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

$$R'_L = \frac{1}{n_2^2} R_L = \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1}\right)^2 R_L, \quad R_0 = Q_0 \omega_0 L$$

回路总负载

$$R_{\Sigma} = R_0 // R'_L = \frac{Q_0 \omega_0 L R_L}{n_2^2 \left(Q_0 \omega_0 L + \frac{R_L}{n_2^2} \right)}$$



图题 2-10

则回路有载 Q 值为

$$Q_L = R_{\Sigma} // \omega_0 L = \frac{Q_0 R_L}{n_2^2 \left(Q_0 \omega_0 L + \frac{R_L}{n_2^2} \right)}$$

因此得

$$B = \frac{f_0}{Q_L}$$

若考虑信号源,也可求得考虑 R_s 影响后的回路带宽。

(2) 假设信号源对回路的接入系数为 n_1 ,则总负载折合到信号源处为

$$R'_{\Sigma} = n_1^2 R_{\Sigma} = n_1^2 (R_0 // R'_L)$$

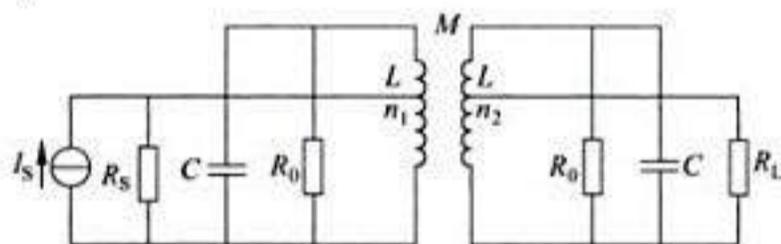
若使总负载与信号源匹配,需满足:

$$R_s = R'_{\Sigma} = n_1^2 R_{\Sigma}$$

由于 R_L, L, Q_0, f_0 不变,则只有调整接入系数 n_1 和 n_2 来实现。调整 n_1 就是调整电感抽头位置,调整 n_2 就是调整两个电容 C_1 和 C_2 的大小,但要注意保持总电容 C 不变。

2-11 收音机双谐振回路如图题 2-11 所示。已知 $f_0 = 465 \text{kHz}$, $B = 10 \text{kHz}$,耦合因数 $\eta = 1$, $C = 200 \text{pF}$, $R_s = 20 \text{k}\Omega$, $R_L = 1 \text{k}\Omega$,线圈 $Q_0 = 120$,试确定:

- (1) 回路电感量 L ;
- (2) 线圈抽头 n_1, n_2 ;
- (3) 互感 M 。



图题 2-11

解 (1) $L = \frac{1}{\omega_0^2 C} = 586 \mu\text{H}$

(2) 由 $B = \sqrt{2} \frac{f_0}{Q_L}$, 可得

$$Q_L = \sqrt{2} \frac{f_0}{B} = \sqrt{2} \times \frac{465}{10} = 65.75$$

$$R_0 = Q_0 / \omega_0 C = 1 / G_0 = 205 \text{k}\Omega, \quad G_s = 1 / R_s$$

$$G_{\Sigma} = G_0 + G'_s = G_0 + n_1^2 G_s$$

$$Q_L = \frac{1}{G_{\Sigma} \omega_0 L} = \frac{1}{(G_0 + n_1^2 G_s) \omega_0 L}$$

解得

$$n_1 = 0.28$$

又

$$G_{\Sigma} = G_0 + G'_s = G_0 + n_1^2 G_s = G_0 + n_2^2 G_L$$

解得

$$n_1 = 0.06$$

(3) 耦合因数 $\eta = kQ_L = 1$, 耦合系数 $k = M/L$, 得

$$M = 8.9\mu\text{H}$$

2-12 对于收音机的中频放大器, 其中心频率为 $f_0 = 465\text{kHz}$, $B = 8\text{kHz}$, 回路电容 $C = 200\text{pF}$, 试计算回路电感和 Q_L 值。若电感线圈的 $Q_0 = 100$, 问在回路上应并联多大的电阻才能满足要求?

解 由已知条件得

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} = 586\mu\text{H}$$

由

$$B = \frac{f_0}{Q_L}$$

可得

$$Q_L = \frac{f_0}{B} = \frac{465}{8} = 58.13$$

即

$$R_\Sigma = R_0 // R_r$$

$$Q_L \omega_0 L = Q_0 \omega_0 L // R_r$$

解得

$$R_r = 237.58\text{k}\Omega$$

2-13 已知电视伴音中频并联谐振回路的 $B = 150\text{kHz}$, $f_0 = 6.5\text{MHz}$, $C = 47\text{pF}$, 试求回路电感 L , 品质因数 Q_0 , 信号频率为 6MHz 时的相对失谐。欲将带宽增大一倍, 回路需并联多大的电阻?

解 (1) $L = \frac{1}{\omega_0^2 C} = 12.77\mu\text{H}$ 。

(2) 因为 $B = \frac{f_0}{Q_0}$, 所以 $Q_0 = \frac{f_0}{B} = \frac{6500}{150} = 43.33$ 。

(3) 当 $f = 6\text{MHz}$ 时, 回路的相对失谐为 $\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} = -0.16$ 。

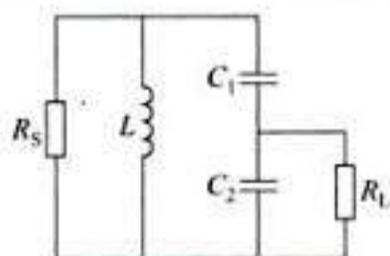
(4) $B' = 2B = \frac{f_0}{Q_L}$, 则 $Q_L = \frac{f_0}{2B} = \frac{6500}{2 \times 150} = 21.66$ 。

$$R_0 = Q_0 / \omega_0 C = 22.58\text{k}\Omega, \text{ 由 } \begin{cases} R_0 = \frac{Q_0}{\omega_0 C} \\ R_\Sigma = \frac{Q_L}{\omega_0 C} \end{cases}, \text{ 得 } R_\Sigma = \frac{Q_L}{Q_0} \cdot R_0 = \frac{1}{2} R_0 = 11.29\text{k}\Omega.$$

由 $R_\Sigma = R_0 // R_r$, 解得 $R_r = 22.58\text{k}\Omega$ 。

所以回路需并联 $22.58\text{k}\Omega$ 的电阻。

2-14 在图题 2-14 中,已知用于 FM(调频)波段的中频调谐回路的谐振频率 $f_0 = 10.7\text{MHz}$, $C_1 = C_2 = 15\text{pF}$,空载 Q 值为 100, $R_L = 100\text{k}\Omega$, $R_s = 30\text{k}\Omega$ 。试求回路电感 L 、谐振阻抗、有载 Q 值和通频带。



图题 2-14

解 由 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, 其中 $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$, 可得

$$L = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C} = 29.53\mu\text{H}$$

谐振电阻

$$R_0 = Q_0 / \omega_0 C = 198.42\text{k}\Omega$$

$$R'_L = \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1}\right)^2 R_L = 400\text{k}\Omega$$

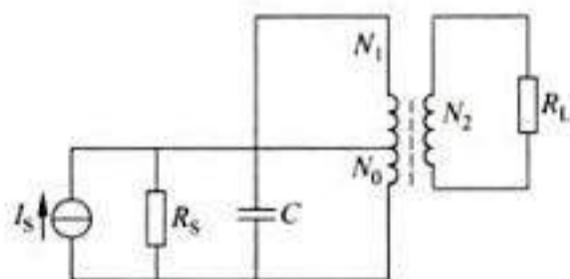
$$R_\Sigma = R_0 // R_s // R'_L = 24.47\text{k}\Omega$$

$$Q_L = R_\Sigma / \omega_0 L = 12.32$$

所以

$$B = \frac{f_0}{Q_L} = \frac{10.7}{12.32} = 0.87\text{MHz}$$

2-15 在图题 2-15 中,已知用于 AM(调幅)波段的中频调谐回路的谐振频率 $f_0 = 455\text{kHz}$,空载 Q 值为 100,线圈初级圈数为 160 匝,次级圈数为 10 匝,初级中心抽头至下端圈数为 40 匝, $C = 200\text{pF}$, $R_L = 1\text{k}\Omega$, $R_s = 16\text{k}\Omega$ 。试求回路电感 L 、有载 Q 值和通频带。



图题 2-15

解 由已知条件得

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} = 612.39\mu\text{H}$$

$$R_0 = Q_0 / \omega_0 C = 174.98\text{k}\Omega$$

$$R_\Sigma = R_0 // R'_s // R'_L = R_0 // \left(\frac{N_1}{N_0}\right)^2 R_s // \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L = 73.92\text{k}\Omega$$

$$Q_L = R_\Sigma / \omega_0 L = 42.2$$

因此

$$B = \frac{f_0}{Q_L} = \frac{455}{42.2} = 10.78\text{kHz}$$

2-16 高频小信号放大电路的主要技术指标有哪些?如何理解选择性与通频带的关系?

答 高频小信号放大电路由放大器与选频器组成。衡量放大电路的主要技术指标有中心频率、通频带和选择性、增益、噪声系数与灵敏度。中心频率、通频带和选择性主要由选频器决定;增益、噪声系数与灵敏度主要由放大器决定。

选择性与通频带的关系为:选择性越好,通频带越窄。通频带越宽,则选择性越差。在实际工作中,常常希望通频带足够宽而选择性又要好,但两者是矛盾的。有时选择适当的 Q 值,可以兼顾两者,但有时不能兼顾,就需要另外采取措施。

2-17 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?

答 晶体管低频放大器的分析方法一般采用低频 H 参数等效电路。

而晶体管在高频工作中,有一些特殊现象,主要是:放大能力下降,管子的输入输出阻抗变化复杂,容易产生自激,给设计和调整工作带来一定困难。所以高频小信号放大器与晶体管低频放大器的分析方法不同,较常用的是混合 Π 型等效电路和 Y 参数等效电路分析法。

2-18 一个调谐放大器,当提高 $\frac{N_0}{N_1}$ 或 $\frac{N_2}{N_1}$ 时,有时可以使 K_0 增加,有时却反而使 K_0 下降,是什么原因?

答 因为调谐放大器的谐振电压放大倍数为

$$K_0 = \frac{\beta}{r_i} Q_L \omega_0 L \left(\frac{N_0}{N_1} \right) \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \propto \left(\frac{N_0}{N_1} \right) \left(\frac{N_2}{N_1} \right)$$

所以,当提高 $\frac{N_0}{N_1}$ 或 $\frac{N_2}{N_1}$ 时,可以使 K_0 增加,但又因为

$$Q_L = \frac{r_{ce} \left(\frac{N_1}{N_0} \right)^2 \parallel Q_0 \omega_0 L \parallel R_L \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2}{\omega_0 L} \propto \frac{1}{\left(\frac{N_0}{N_1} \right) \left(\frac{N_2}{N_1} \right)}$$

所以,当提高 $\frac{N_0}{N_1}$ 或 $\frac{N_2}{N_1}$ 时, Q_L 下降,又使 K_0 反而下降,它们之间存在一个最佳匝比问题。

2-19 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 , 50MHz 时的 $|\beta|$ 值。

解 由 $f_T = \beta_0 f_\beta$, 可得

$$f_\beta = f_T / \beta_0 = 5\text{MHz}$$

(1) 当 $f = 1\text{MHz}$ 时, 满足 $f \ll f_\beta$, 此时 $|\beta| = \beta_0 = 50$, 这时 β 不随 f 变化, 即相当于低频的情况;

(2) 当 $f = 20, 50\text{MHz}$ 时, 满足 $f \gg f_\beta$, 所以

$$f = 20\text{MHz 时}, \quad |\beta| \approx \frac{f_T}{f} = \frac{250}{20} = 12.5$$

$$f = 50\text{MHz 时}, \quad |\beta| \approx \frac{f_T}{f} = \frac{250}{50} = 5$$

2-20 说明 f_α , f_β , f_T 和最高振荡频率 f_{\max} 的物理意义, 它们相互间有什么关系? 同一晶体管的 f_T 比 f_{\max} 高, 还是比 f_{\max} 低? 为什么?

答 f_α 称为 α 截止频率, 是 α 下降到 $0.707\alpha_0$ 时的频率; f_β 称为 β 截止频率, 是 β 下降到 $0.707\beta_0$ 时的频率; f_T 称为特征频率, 是 β 下降到 1 时的频率; 最高振荡频率 f_{\max} 是晶体管的共射极接法功率放大倍数 A_P 下降到 1 时的频率。

它们相互间的关系是:

$$f_\beta < f_T < f_\alpha, \quad f_T = \beta_0 f_\beta = \gamma \alpha_0 f_\alpha$$

同一晶体管的 f_T 比 f_{\max} 低。因为当 $\beta = 1$ 时, 就电流而言, 已无放大作用, 当 f 进一步提高到 $K_P = 1$ 时, 晶体管已完全失去放大作用, 这时的频率为最高振荡频率 f_{\max} 。

2-21 如何理解 Y 参数的物理意义?

答 将共射极接法的晶体管等效为有源线性四端网络, 输入端和输出端的电流-电

压关系可用网络方程表示为

$$\begin{cases} \dot{I}_b = y_{ie} \dot{U}_b + y_{re} \dot{U}_c \\ \dot{I}_c = y_{fe} \dot{U}_b + y_{oe} \dot{U}_c \end{cases}$$

式中: $y_{ie}, y_{re}, y_{fe}, y_{oe}$ 是描述这些电流-电压关系的参数, 这四个参数具有导纳的量纲, 故称为四端网络的导纳参数, 即 Y 参数, 其物理意义如下。

y_{ie} 是输出交流短路时的输入电流与输入电压之比, 称为共射极晶体管的输入导纳。它说明了输入电压对输入电流的控制作用。

y_{fe} 是输出端交流短路时的输出电流与输入电压之比, 称为正向传输导纳。它表示输入电压对输出电流的控制作用, 决定晶体管的放大能力, $|y_{fe}|$ 值越大, 晶体管的放大作用也越强。

y_{re} 是输入端交流短路时的输入电流和输出电压之比, 称为共射极晶体的反向传输导纳(下标 r 表示反向)。它代表晶体管输出电压对输入端的反作用。

y_{oe} 是输入交流短路时的输出电流与输出电压之比, 称为晶体管的输出导纳。它说明输出电压对输出电流的控制作用。

2-22 设有一级共发单调谐放大器, 谐振时 $|K_{V0}| = 20, B = 6\text{kHz}$, 若再加一级相同的放大器, 那么两级放大器总的谐振电压放大倍数和通频带各为多少? 又若总通频带保持为 6kHz , 问每级放大器应如何变动? 改动后总放大倍数为多少?

答 两级放大器总的谐振电压放大倍数 $K_{0\Omega} = K_{01} K_{02} = 400$, 或者

$$K_{0\Omega} (\text{dB}) = K_{01} (\text{dB}) + K_{02} (\text{dB}) = 2 \times 20 \lg 20 = 52\text{dB}$$

两级放大器总的通频带

$$2\Delta f_{0.7(\Omega)} = 2\Delta f_{0.7(\text{单})} \sqrt{\sqrt{2}-1} = 6 \times \sqrt{\sqrt{2}-1} = 3.86\text{kHz}$$

若总通频带保持为 6kHz , 则每级放大器的通频带应变宽, 为

$$2\Delta f_{0.7(\text{单})} = \frac{2\Delta f_{0.7(\Omega)}}{\sqrt{\sqrt{2}-1}} = \frac{6}{\sqrt{\sqrt{2}-1}} = 9.32\text{kHz}$$

变动前

$$Q_L = \frac{f_0}{2\Delta f_{0.7(\text{单})}} = \frac{f_0}{6}$$

变动后

$$Q'_L = \frac{f_0}{2\Delta f_{0.7(\text{单})}} = \frac{f_0}{9.32}$$

因谐振电压放大倍数

$$|K_{V0}| = \frac{n_1 n_2 |y_{fe}|}{g_\Sigma} = \frac{n_1 n_2 |y_{fe}|}{G_0 + n_1^2 g_{oe} + n_2^2 g_{ie}}, \quad Q_L = \frac{\omega_0 C_\Sigma}{g_\Sigma}$$

所以在其他参数不变的情况下

$$\frac{K'_{V0}}{K_{V0}} = \frac{Q'_L}{Q_L} = \frac{6}{9.32} = 0.64$$

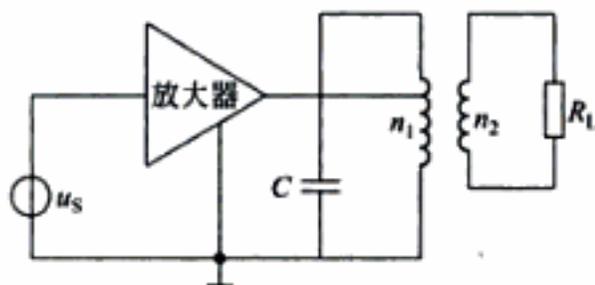
即改动后单级放大器的谐振电压放大倍数为

$$|K_{V0}| = 20 \times 0.64 = 12.87$$

改动后总放大倍数为

$$20 \lg(12.87 \times 12.87) = 44.38 \text{dB}$$

2-23 图题 2-23 所示为一高频小信号放大电路的交流等效电路,已知工作频率为 10.7MHz,线圈初级的电感量为 $4\mu\text{H}$, $Q_0 = 100$,插入系数 $n_1 = n_2 = 0.25$,负载电导 $g_L = 1\text{mS}$,放大器的参数为: $|y_{fe}| = 50\text{mS}$, $g_{oe} = 200\mu\text{S}$ 。试求放大器的电压放大倍数与通频带。



图题 2-23

解 由 $R = Q_0 \omega_0 L = 268.78\text{k}\Omega$, 可得

$$g = 1/R = 3.72\mu\text{S}$$

$$|K_{V0}| = \left| \frac{-n_1 n_2 y_{fe}}{g_{\Sigma}} \right| = \frac{n_1 n_2 |y_{fe}|}{g + n_1^2 g_{oe} + n_2^2 g_L}$$

$$= \frac{0.25 \times 0.25 \times 50 \times 10^3}{3.72 + 0.25^2 \times 200 + 0.25^2 \times 1000} = 39.7$$

$$Q_L = \frac{1}{g_{\Sigma} \omega_0 L} = 47.26$$

因此

$$B = \frac{f_0}{Q_L} = \frac{10.7 \times 10^6}{47.26} = 2.26\text{MHz}$$

2-24 调谐在同一频率的三级单调谐放大器,中心频率为 465kHz,每个回路的 $Q_L = 40$,则总的通频带是多少?如要求总通频带为 10kHz,则允许 Q_L 最大为多少?

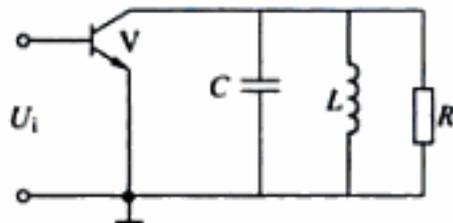
答 详见本章典型例题 2-2 分析。

2-25 某单级小信号调谐放大器的交流等效电路如图题 2-25 所示,要求谐振频率 $f_0 = 10\text{MHz}$,通频带 $B = 500\text{kHz}$,谐振电压增益 $K_{V0} = 100$,在工作点和工作频率上测得晶体管 Y 参数为

$$y_{ie} = (2 + j0.5)\text{mS}, \quad y_{re} \approx 0;$$

$$y_{fe} = (20 - j5)\text{mS}, \quad y_{oe} = (20 + j40)\mu\text{S}$$

若线圈 $Q_0 = 60$,试计算:谐振回路参数 L, C 及外接电阻 R 的值。



图题 2-25

$$\text{解 由 } |K_{V0}| = \frac{n_1 n_2 |y_{fe}|}{g_{\Sigma}} = \frac{\sqrt{20^2 + 5^2}}{g_{\Sigma}} = 100, \text{ 可得}$$

$$g_{\Sigma} = 0.206\text{mS}$$

又 $B = \frac{f_0}{Q_L}$, 因此

$$Q_L = \frac{f_0}{B} = \frac{10}{0.5} = 20$$

由 $Q_L = \frac{1}{g_{\Sigma} \omega_0 L}$, 可得 $L = 3.86 \mu\text{H}$, 且

$$C_{\Sigma} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L} = 65.69 \text{pF}$$

另由 $y_{oe} = (20 + j40) \mu\text{S}$ 知:

$$R_{oe} = \frac{1}{g_{oe}} = \frac{1}{20(\mu\text{S})} = 50(\text{k}\Omega), \quad C_{oe} = \frac{40}{\omega_0} = 0.64 \text{pF}$$

而 $C_{\Sigma} = C_{oe} + C$, 所以

$$C = C_{\Sigma} - C_{oe} = 65.69 - 0.64 \approx 65 \text{pF}$$

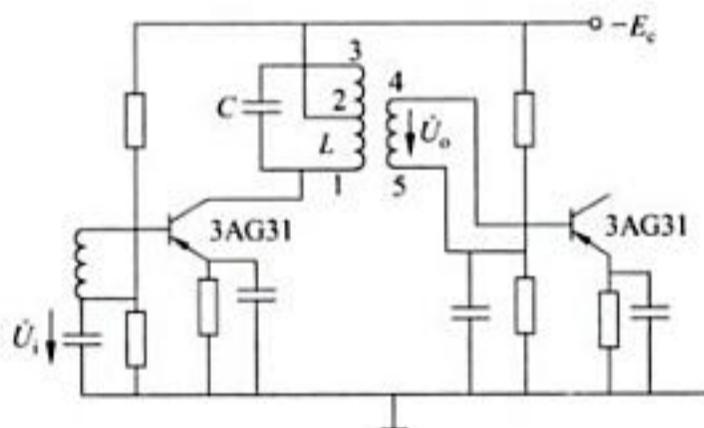
又 $g_{\Sigma} = g_{oe} + g_0 + g, g_0 = \frac{1}{\omega_0 L Q_0} = 0.069 \text{mS}$, 因此

$$g = g_{\Sigma} - g_{oe} - g_0 = 0.117 \text{mS}$$

即外接电阻

$$R = \frac{1}{g} = 8.5 \text{k}\Omega$$

2-26 某单调谐放大器如图题 2-26 所示, 已知 $f_0 = 465 \text{kHz}$, $L = 560 \mu\text{H}$, $Q_0 = 100$, $N_{12} = 46$ 圈, $N_{13} = 162$ 圈, $N_{15} = 13$ 圈, 晶体管 3AG31 的 Y 参量如下: $g_w = 1.0 \text{mS}$, $g_{oe} = 110 \mu\text{S}$, $C_{ie} = 400 \text{pF}$, $C_{oe} = 62 \text{pF}$, $y_{be} = 28 \angle 340^\circ \text{mS}$, $y_{bc} = 2.5 \angle 290^\circ \mu\text{S}$.



图题 2-26

试计算:

- (1) 谐振电压放大倍数 $|K_{V0}|$;
- (2) 通频带;
- (3) 回路电容 C ;
- (4) 回路插入损耗。

答 详见本章典型例题 2-3 分析。

2-27 参差调谐放大电路与多级单调谐放大电路的区别是什么?

答 参差调谐放大电路在形式上和多级单调谐放大电路没有什么不同, 但在调谐回

路的调谐频率上有区别。多级单调谐放大电路的调谐回路是调谐于同一频率,而在参差调谐放大电路中各级回路的谐振频率是参差错开的。

2-28 若有三级临界耦合双调谐放大器,中心频率 $f_0 = 465\text{kHz}$,当要求总的 3dB 带宽为 10kHz 时,每级放大器的 3dB 带宽为多大?当偏离中心频率 12kHz 时,电压放大倍数与在中心频率时相比,下降了多少 dB?

答 n 级临界耦合双调谐放大器级联后总的通频带为

$$2\Delta f_{0.7(\text{总})} = 2\Delta f_{0.7(\text{单})}\sqrt[3]{\sqrt{2}-1}$$

依题意,每级放大器的 3dB 带宽为

$$B = 2\Delta f_{0.7(\text{单})} = \frac{2\Delta f_{0.7(\text{总})}}{\sqrt[3]{\sqrt{2}-1}} = \frac{10}{\sqrt[3]{\sqrt{2}-1}} = \frac{10}{0.71} \approx 14\text{kHz}$$

由此可得

$$Q_L = \frac{f_0}{B} = \frac{465}{14} \approx 33$$

双调谐放大器中,选择性可表示为

$$\frac{|K_V|}{|K_{V0}|_{\max}} = \frac{2\eta}{\sqrt{(1+\eta^2-\xi^2)^2+4\xi^2}}$$

式中, η 为广义耦合系数即耦合因数,在临界耦合时, $\eta=1$; ξ 为广义失谐量。在谐振点附近, ξ 与 $\frac{\Delta f}{f_0}$ 近似成正比,即

$$\xi = Q_L \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) = Q_L \frac{(f+f_0)(f-f_0)}{f_0 f} \approx Q_L \frac{2\Delta f}{f_0}$$

本题中, $\xi \approx Q_L \frac{2\Delta f}{f_0} = 33 \times \frac{2 \times 12}{465} = 1.7$, $\eta=1$, 代入得

$$\frac{|K_V|}{|K_{V0}|_{\max}} = \frac{2\eta}{\sqrt{(1+\eta^2-\xi^2)^2+4\xi^2}} = \frac{2}{\sqrt{(1+1-1.7^2)^2+4 \times 1.7^2}} = 0.57$$

则

$$20 \lg \frac{|K_V|}{|K_{V0}|_{\max}} = 20 \lg 0.57 = -4.9\text{dB}$$

即,当偏离中心频率 12kHz 时,电压放大倍数与在中心频率时相比,下降了 4.9dB。

2-29 为什么晶体管在高频工作时要考虑单向化和中和问题,而在低频工作时,则可以不必考虑?

答,晶体管内部存在着反向输入导纳 y_{re} ,考虑 y_{re} 后,放大器输入导纳和输出导纳的数值会对放大器的调试及对放大器的工作稳定性有很大的影响。欲解决该问题,有两个途径。一是从晶体管本身想办法,使反向传输导纳减小。因为 y_{re} 主要决定于集电极和基极间的电容 C_{bc} ,设计晶体管时应使 C_{bc} 尽量减小。由于晶体管制造工艺的进步,这个问题已得到较好的解决。另一种方法是在电路上想办法把 y_{re} 的作用抵消或减小。即从电路上设法消除晶体管的反向作用,这就是晶体管的单向化问题。单向化常用的方法之一为中和法。

由以上可知,晶体管的反向输入导纳 y_{re} 主要决定于集电极和基极间的电容 C_{bc} 。晶

晶体管在低频工作时,结电容 C_{je} 的影响是很小的,可以忽略不计,而在高频工作时, C_{je} 的影响就不能忽略不计了。

2-30 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?

答 影响谐振放大器稳定性的因素是晶体管存在着内部反馈即反向传输导纳 y_{re} 的作用。反向传输导纳或称反馈导纳 y_{re} , 其物理意义是输入端交流短路时输入电流和输出电压之比,它代表晶体管输出电压对输入端的反向作用。

2.5 自测题

说明: 1. 填空题不给答案; 2. 选择、判断题和计算题答案在附录 B。

1. 填空题

- (1) 衡量谐振电路选频性能的指标有_____、_____、_____。
- (2) 实际谐振曲线偏离理想谐振曲线的程度,用_____指标来衡量。
- (3) 谐振回路的品质因数 Q 愈大,通频带愈_____,选择性愈_____。
- (4) 已知 LC 并联谐振回路的电感 L 在 $f=30\text{MHz}$ 时测得 $L=1\mu\text{H}$, $Q_0=100$ 。求谐振频率 $f_0=30\text{MHz}$ 时的电容 $C=_____$ 和并联谐振电阻 $R_0=_____$ 。
- (5) 小信号调谐放大器的集电极负载为_____。
- (6) 小信号调谐放大器多级级联后,增益_____,计算式为_____;级联后通频带_____,若各级带宽相同,则计算式为_____。
- (7) 小信号调谐放大器双调谐回路的带宽为单调谐回路带宽的_____倍。
- (8) 调谐放大器主要由_____和_____组成,其衡量指标为_____和_____。
- (9) 晶体管在高频工作时,放大能力_____。晶体管频率参数包括_____,_____,_____。
- (10) 所谓双参差调谐,是将两级单调谐回路放大器的谐振频率,分别调整到_____和_____信号的中心频率。

2. 选择、判断题

- (1) 对于小信号谐振放大器,当 LC 谐振回路的电容增大时,谐振频率和回路的品质因数都增加。为什么?
- (2) 题(1)中,当 LC 谐振回路的电感增大时,谐振频率和回路的品质因数都减小。为什么?
- (3) 在相同条件下,双调谐回路放大器和单调谐回路放大器相比,下列表达正确的是()。
 - A. 双调谐回路放大器的选择性比单调谐回路放大器好,通频带也较窄
 - B. 双调谐回路放大器的选择性比单调谐回路放大器好,通频带也较宽
 - C. 双调谐回路放大器的选择性比单调谐回路放大器差,通频带也较窄

- D. 双调谐回路放大器的选择性比单调谐回路放大器差,通频带也较宽
- (4) 调谐放大器不稳定的内部因素是由于()引起的。
- A. C_{V_e} B. C_{V_c} C. C_{V_e} 和 C_{V_c} D. 都不是
- (5) 耦合回路中,()为临界耦合;()为弱耦合;()为强耦合。
- A. $\eta > 1$ B. $\eta < 1$ C. $\eta = 1$ D. $\eta \neq 1$
- (6) 声表面波滤波器的中心频率可(),相对带宽();矩形系数()。
- A. 很高 B. 很低 C. 较窄
D. 较宽 E. 小 F. 大

3. 问答与计算题

- (1) 若要解决小信号调谐放大器通频带和选择性之间的矛盾,有哪些途径?
- (2) 选频放大器有什么特点? 采用选频放大器的目的是什么?
- (3) 三级相同的单调谐中频放大器级联,工作频率 $f_0 = 450\text{kHz}$,总电压增益为 60dB,总带宽为 8kHz,求每一级的增益、3dB 带宽和有载 Q_L 值。
- (4) 某信号的中心频率为 10.7MHz,信号带宽为 6MHz。输入信号为 1mV。若采用多级单调谐放大器放大该信号,在保证放大器的输出信号不少于 0.7V 的情况下,需要采用几级增益为 10 的单调谐放大器? 单级放大器的通频带不少于多少 MHz? 所构成的放大器增益为多少 dB?