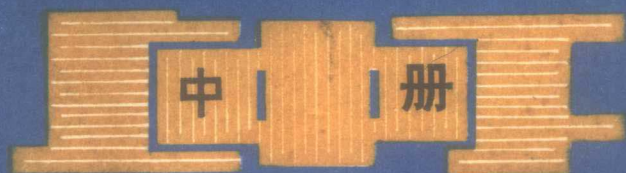


· 修订版 ·

电子电路

技术基础



高频电路部分

四川科学技术出版社

电子电路技术基础

(中册) 高频电路部分

成都电讯工程学院

叶正华 赵培功 侯昌乾等

四川科学技术出版社

一九八六年·成都

责任编辑：崔泽海 罗孝昌

封面设计：曹辉禄

版面设计：崔泽海

电子电路技术基础（修订版）

（中 册）

成都电讯工程学院 叶正华 赵培功 侯昌乾等

四川科学技术出版社出版 （成都盐道街三号）

四川省新华书店发行 隆昌县印刷厂印刷

开本787×1092毫米 1/16 印张15.5 字数370千

1986年11月第1版 1986年11月第1次印刷

印数：1—5,000册

书号：15298.77

定价：2.95元

目 录

第一章 小信号调谐放大器	(1)
第一节 概述.....	(1)
第二节 单调谐放大器.....	(13)
第三节 双调谐放大器.....	(18)
第四节 参差调谐放大器.....	(23)
第五节 调谐放大器的稳定性分析.....	(26)
第六节 集成电路选择放大器.....	(31)
思考题与习题.....	(34)
第二章 高频功率放大器	(37)
第一节 引 言.....	(37)
第二节 高频功率放大器工作原理.....	(38)
第三节 高频功率放大器的折线近似法.....	(44)
第四节 晶体管功率放大器的高频特性.....	(52)
第五节 高频功率放大器的线路.....	(53)
第六节 宽频带高频功率放大器.....	(64)
第七节 高频功率合成.....	(71)
第八节 倍频器.....	(75)
附录 余弦脉冲系数表.....	(78)
思考题与习题.....	(80)
第三章 正弦波振荡器	(83)
第一节 反馈振荡器的工作原理.....	(83)
第二节 LC 正弦波振荡器.....	(90)
第三节 石英晶体振荡器.....	(104)
第四节 RC 振荡器.....	(109)
第五节 负阻振荡器.....	(113)
第六节 振荡器的调整.....	(116)
思考题与习题.....	(118)
第四章 振幅调制与解调	(121)
第一节 振幅调制的基本特性及其实现方法.....	(121)
第二节 乘积调幅电路.....	(132)
第三节 高电平调幅原理及电路.....	(147)
第四节 调幅波的解调.....	(154)

思考题与习题.....	(167)
第五章 变频器	(171)
第一节 引言.....	(171)
第二节 变频原理和电路.....	(171)
第三节 差分对混频电路.....	(184)
第四节 变频器的失真和干扰.....	(188)
第五节 二极管混频器.....	(196)
思考题与习题.....	(201)
第六章 角度调制及解调	(203)
第一节 角度调制波的基本特性及其实现方法.....	(203)
第二节 变容管直接调频电路.....	(213)
第三节 间接调频电路.....	(225)
第四节 调频波的解调.....	(229)
思考题与习题.....	(242)

第一章 小信号调谐放大器

第一节 概 述

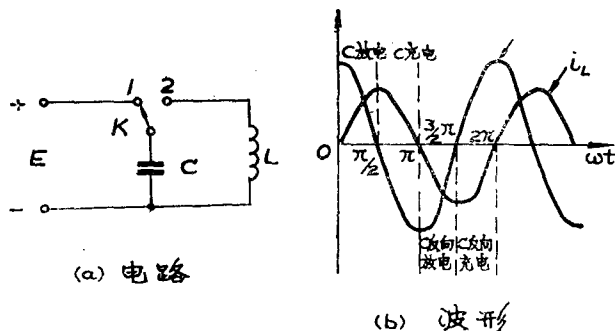
在电子设备中,如果放大器欲从无数信号中选出所需频段的信号并加以放大,而抑制其它频段的信号,它必须具有与所需信号频谱相对应的通频带。这个通频带可以是固定的(如超外差接收机里的中频放大器),也可以是在一定频率范围内移动(如射频放大器)。此类放大器称为调谐放大器(以下简称谐放)。显然谐放是带通型放大器,其可调的频率选择性是由 LC 构成的谐振回路来完成的。

谐放和低频放大器一样,可分为大信号和小信号放大器,前者主要用于发射机,作谐振功率放大器,这部分内容将在第二章讨论;后者多应用在接收机,作高频和中频放大器。对小信号谐放的基本要求是:增益高,通频带宽,选择性和稳定性好,噪声低等。

一、谐振回路

谐振回路又称振荡回路,它由 LC 构成。在小信号谐放中,应用最多的是并联谐振回路和耦合谐振回路。

1. 并联谐振回路的谐振曲线 在图1—1实验电路中,开关 K 置于1端,电容 C 上已充有电压 E 。在 $t \geq 0$ 时,将 K 置于2端,电容 C 通过电感 L 放电使 C 上的电压从 E 逐渐下降,而充电电流 i_L 则由零逐渐增加(因为电感中的电流不能突变)。当 C 上电荷放完后(即 $v_C = 0$),同样由于电感中电流 i_L 不能突然变到零,而是按原来的方向继续流动(但数值却减小),即电感 L 反过来向 C 充电,于是电容 C 上逐渐建立负值电压。在反向充电完毕时, $i_L = 0$, v_C 最大。此后 C 通过 L 反向放电, i_L 由零向负值增加。当 v_C 因电容放完电降为零时, i_L



仍不能突变为零,而是沿负方向流动,但其绝对值却减小直到 $i_L = 0$ 。这时 C 又充上正向电压,并达最大值。在正、反向充放电时,振荡电流 i_L 和振荡电压 v_C 的波形如图1—1(b)。这种外界能量 E 对 LC 回路一次授予后,任其电能与磁能自由互换而产生的振荡现象叫自由振荡。

图1—1 LC 振荡回路的谐振(a)电路;(b)波形
振荡电流和电压波形,是假定电能和磁能的转换过程中没有损耗的理想情况。事实上, L 总是

显然,图1—1(b)所得振

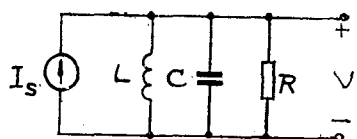


图 1-2 并联谐振回路

具有一定电阻，电容也有漏电阻及介质损耗，因此自由振荡会因能量消耗而使振幅逐渐减小，到能量全消耗完后振荡停止，这种振荡叫做衰减振荡。当然，若此时有电源合拍而不断的向回路补充能量（见图 1-2），便可得到持续等幅的正弦波。

在图 1-2 中， $R = \frac{1}{G} \approx \frac{(\omega L)^2}{r_L}$ 是等效的并联电阻（ r_L 为电感 L 的损耗电阻，数值很小），并联回路的总导纳

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

则
$$\dot{V} = \frac{\dot{I}_s}{G + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)} \quad (1-2)$$

其模和相位分别为：

$$V = \frac{I_s}{\sqrt{G^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}} \quad (1-3)$$

$$\varphi = -\tan^{-1} \frac{\omega C - \frac{1}{\omega L}}{G} \quad (1-4)$$

由式 (1-3) 和 (1-4) 作得并联谐振曲线，如图 1-3 所示。

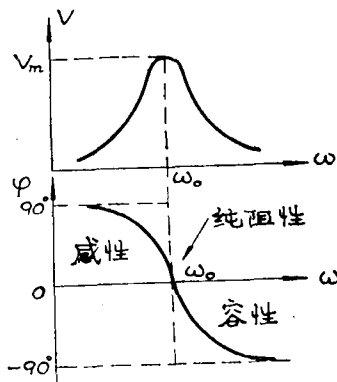


图 1-3 并联回路的谐振曲线

2. 并联谐振回路的参数 由图 1-3 看出，当信号的角频率使 $\omega C - \frac{1}{\omega L} = 0$ ，即 $\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 时，输出

电压 $V = V_{max} = I_s R$ ，此时 $\varphi = 0$ ，输出电压 V 与信号电流源 I_s 同相。这个频率叫做并联谐振回路的谐振频率，即

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1-5)$$

由图 1-3 看出，当 $f > f_0$ 时，谐振回路的阻抗为容性；当 $f < f_0$ 时，其阻抗呈感性；当 $f = f_0$ 时，其阻抗为纯电阻。

为了评价 LC 回路的能量关系，可用等效品质因数 Q 来衡量，它定义为：

$$Q = 2\pi \frac{\text{振荡回路储能}}{\text{每周期能量损耗}} = \frac{\text{并联等效电阻}}{\text{谐振时的容抗(或感抗)}}$$

$$= R\omega_0 C = \frac{R}{\omega_0 L} = R \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{R}{\rho} \quad (1-6)$$

式中 $\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1-7)$

是谐振时回路的感抗或容抗，称为LC回路的特性阻抗。

同样，对于L和C也能定义品质因数，即 $Q_r = \omega L / r$ ，和 $Q_c = 1 / \omega C r_c$ （ r ，和 r_c 是电感和电容C的损耗电阻），这是一个与谐振无关的参数。但是，回路Q却只有谐振时才有意义。通常， r_c 比 r_r 小得多，即 $Q_c \gg Q_r$ ，因此LC回路的Q值主要由 Q_r 决定。

如果电感L的损耗较大（ r 较大或R较小），其Q较小，谐振频率 f_0 将下降，即

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \cdot \frac{\sqrt{1 - \frac{1}{Q^2}}}{\sqrt{1 - \frac{1}{Q^4}}} \quad (1-8)$$

3. 谐振回路的通频带和选择性 式(1-3)和图1-3曲线的计算和使用极不方便，实际中常用谐振曲线相对抑制比 α_v 及其特性曲线来讨论。 α_v 定义为任意频率输出电压和谐振点最大电压之比，即

$$\begin{aligned} \alpha_v &= \frac{V}{V_m} = \frac{I_s}{\sqrt{G^2 + (\omega C - \frac{1}{\omega L})^2} I_s R} \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 (\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f})^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}} \approx \frac{1}{\sqrt{1 + (Q \frac{2\Delta f}{f_0})^2}} \end{aligned} \quad (1-9)$$

同样，可将式(1-4)改写为：

$$\begin{aligned} \varphi &= -\operatorname{tg}^{-1} Q \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) = -\operatorname{tg}^{-1} \xi \\ &\approx -\operatorname{tg}^{-1} Q \frac{2\Delta f}{f_0} \end{aligned} \quad (1-10)$$

式中 $\xi = (\omega C - \frac{1}{\omega L}) / G \approx Q \frac{2\Delta f}{f_0} = \frac{Q B}{f_0}$ 称为广义失谐，回

路的失谐程度随 ξ 的增加而增大； $\Delta f = f - f_0$ 称为频偏。显然，谐振时 $\xi = 0$ 、 $\alpha_v = \alpha_{vmax}$ ；在通频带边缘（即 $\alpha_v = 0.707$ 对应的上、下频率之差） $\xi = \pm 1$ ， $\alpha_v = 0.707$ ， $\varphi = \pm 45^\circ$ 。式中近似相等是在所讨论的频率 f 在 f_0 附近，即 $f \approx f_0$ 得出的。上述式说明，频偏 Δf 一定时，Q值愈大，相对值 α_v 愈小，谐振曲线愈尖锐，选择性愈好，如图

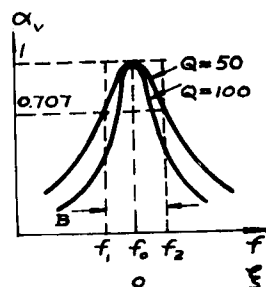


图1-4 LC回路的相对谐振曲线

1—4所示。现定义 α 下降到0.707时的上、下限频率之差为通频带，即

$$B_{0.7} = f_2 - f_1 = \frac{f_0}{Q} \quad (1-11)$$

例如收音机的中频变压器就是一个谐振回路，其 $f_0 = 465\text{KHz}$ ，若 $B_{0.7} = 15\text{KHz}$ 、 $C = 200\text{PF}$ ，则可求得 $L = 1 / (2\pi f_0)^2 C = 586\mu\text{H}$ ， $Q = 31$ 。实际应用中，为了不失真地放大有用信号，通频带 $B_{0.7}$ 应大于有用信号的频谱宽度。

谐振回路的选择性指的是选择有用信号抑制干扰信号的能力，它可用矩形系数一词来描述。矩形系数定义为：

$$k_{n0.1\text{单}} = \frac{B_{0.1\text{单}}}{B_{0.7\text{单}}} \quad (1-12)$$

式中 $B_{0.1\text{单}}$ 、 $B_{0.7\text{单}}$ 分别为谐振曲线相对抑制比 α 下降到0.1和0.7时的失谐宽度和通频带。显然 k_r 是大于1的系数，当 k_r 愈接近1，曲线就愈接近矩形，如图1—4中虚线所示，此时LC回路的选择性最好。

但是，实际LC回路的谐振曲线与矩形相差较大，增加通频带和提高选择性是矛盾的。一般说来， Q 愈大，选择性愈好，但通频带变窄，此结论不难由式(1—11)和图1—4得到。这个矛盾对于简单的单谐振回路，是无法克服的。

4. 信号源内阻 R_s 及负载 R_L 对谐振回路的影响—有效品质因数 当计及 R_s 和 R_L 的影响后，图1—2中的 R 变成 $R_x = R \parallel R_s \parallel R_L$ ，则式(1—6)将变为：

$$Q_L = \frac{1}{\omega_0 L G_x} = \frac{1}{\omega_0 L (G + G_s + G_L)} \quad (1-13)$$

式中电导 $G = 1/R$ ， $G_s = 1/R_s$ ， $G_L = 1/R_L$ 。显然， $G_x > G$ ，所以 $Q > Q_L$ 。上式说明 R_s 、 R_L 愈小（即 G_s 、 G_L 愈大），回路的 Q_L 值下降愈多，即 R_s 和 R_L 的旁路作用愈严重。由于 Q_L 值下降，通频带 B 加宽，选择性变坏。此外，输出电压幅度也下降，这是因为谐振时并联电阻 R_x 减小之故。

【例题1—1】 已知并联谐振回路的 $f_0 = 465\text{KHz}$ 、 $C = 200\text{PF}$ 、 $B_{0.7\text{单}} = 10\text{KHz}$ 、 $R_s = R_L = 300\text{K}\Omega$ ，试求 L 的电感量和回路的空载品质因数 Q 值。

解：根据 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 得：

$$L = 1 / (2\pi f_0)^2 C = 586\mu\text{H}$$

由于回路的有载品质因数

$$Q_L = \frac{f_0}{B_{0.7\text{单}}} = \frac{465}{10} = 46.5$$

又由式(1—11)和(1—13)得 $\frac{Q_L}{Q} = \frac{G}{G + G_s + G_L}$ ，而 $G = \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{C}{L}}$ ，代入前式经整理后，

可得空载品质因数

$$Q = \frac{Q_L}{1 - Q_L \sqrt{\frac{L}{C}} (G_s + G_L)} \approx 99.07$$

当考虑信号源的输出电容和负载电容时, $C_x = C + C_s + C_L$, 回路的谐振频率将下降, 在计算其参数时, 将 C_x 代替 C , 前面有关公式仍可使用。

5. 并联回路与信号源和负载的联接 信号源内阻及负载除了使回路的有效 Q 下降及 f 降低外, 由于 R_L 与 R_s 不匹配, 还使 R_L 所得功率减小。而且, 在实际应用中, R_s 、 R_L 、 C_s 、 C_L 一经给定, 又无法变动。为了克服上述矛盾, 可在信号源、负载与回路联接上想办法, 利用 R_s 和 R_c 的阻抗变换来达到。通常回路的损耗较小 (即 R 较大), 欲使 R_L 获得最大功率, 要让变换后的负载及信号源内阻相等, 即 $R'_s = R'_L$ 。

表 1-1 示出了常用的几种联接形式及其等效变换公式。若负载包含 C_L , 其折算后的

表1-1

负载与回路各种联接的等效变换

	原 电 路	等 效 电 路	接 入 系 数 n	$G'_L = n^2 G_L$
变压器耦合			$\frac{N_2}{N_1}$	$G'_L = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 G_L$
自耦变压器耦合			$\frac{N_2}{N_1}$	$G'_L = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 G_L$
双电容抽头			$\frac{C_1}{C_1 + C_2}$	$G'_L = \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2}\right)^2 G_L$
双电感抽头			$\frac{L_2}{L_1 + L_2}$	$G'_L = \left(\frac{L_2}{L_1 + L_2}\right)^2 G_L$

等效电容 $C'_L = n^2 C_L$ 。表中 R_L 变换到 R'_L 的公式，同样适用于 R_s 。但是，此时电流源 $I'_s = n_1 I_s$

$= \frac{N_{23}}{N_{13}} I_s$ (见图 1—5)，这在计算输出电压及功率时应予以注意。

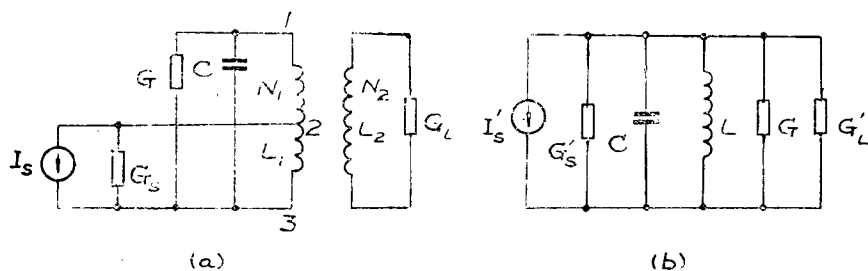


图 1—5 信号源的等效变换

二、耦合谐振回路

为了解决通频带宽与选择性好之间的矛盾，常用两个振荡回路相互耦合以构成耦合回路 (见图 1—6) 来代替前面讲过的并联回路，图中 C_M 是耦合电容。为了衡量两回路的耦合程度，利用耦合系数这个参数，它定义为：

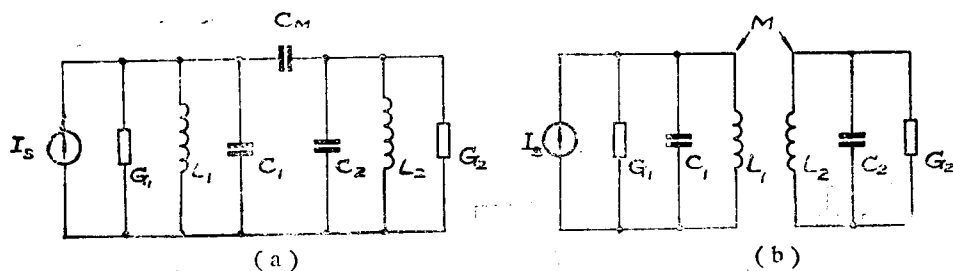


图 1—6 电感 (或互感) 耦合和电容耦合回路

$$k = \frac{C_M}{\sqrt{(C_1 + C_M)(C_2 + C_M)}} \approx \frac{C_M}{C_1 + C_M} \approx \frac{C_M}{C} \quad (1-14)$$

近似相等是因为在实际应用中，常取两回路参数相同，即 $C_1 = C_2 = C$ 、 $L_1 = L_2 = L$ ，而 C 又

远大于 C_M 之故。例如收音机中放的 LC 回路, $C=500PF$ 、 $C_M=6.8PF$, 则耦合系数 $k \approx 13.6\%$ 。

图(b)中的 M 为 L_1 与 L_2 的互感, 在高频电路中 M 为 μH 量级。同样, 可定义互感耦合回路的耦合系数。

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{M}{L} \quad (1-15)$$

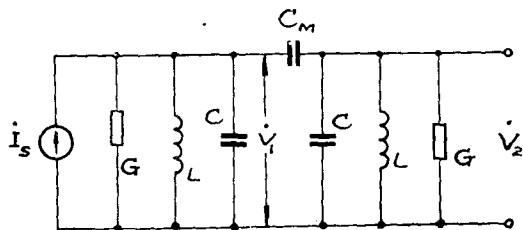


图 1-7 初次级相同的电容耦合双谐振 LC 回路

1. 耦合谐振回路的谐振曲线 下面

仅讨论电容耦合的两回路参数相同的双 LC 回路, 即 Q 、 f_0 值相等的情况, 如图 1-7 所示。对于 C_M 两边的节点, 应用节点电流方程:

$$\dot{I}_s = \dot{V}_1 \left(G + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \right) + j\omega C_M (\dot{V}_1 - \dot{V}_2)$$

$$j\omega C_M (\dot{V}_1 - \dot{V}_2) = \dot{V}_2 \left(G + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \right)$$

经整理后得到输出电压及它的模为:

$$\dot{V}_2 = \frac{j\omega C_M \dot{I}_s}{G^2 [1 - \xi^2 + \eta^2 + j2\xi]} \quad (1-15)$$

$$V_2 = \frac{\eta I_s}{G \sqrt{(1 - \xi^2 + \eta^2)^2 + 4\xi^2}} \quad (1-16)$$

式中的广义失谐 $\xi = \frac{\omega C' - \omega L}{G}$, 而 $C' = C_M + C$, 因此此时的谐振频率 $f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC'}}$;

$\eta = \frac{\omega C_M}{G} = \frac{\omega C'}{G} \cdot \frac{C_M}{C'} = Qk$ 为耦合因数。谐振时 $\xi = 0$, 令 V_2 对 η 的导数 $\frac{dV_2}{d\eta} = 0$, 可求得

V_2 的最大值 V_{2m} 对应的 $\eta = 1$, 将 $\xi = 0$ 及 $\eta = 1$ 代入式 (1-16) 得

$$V_{2m} = \frac{I_s}{2G} \quad (1-17)$$

比较式 (1-16) 及 (1-17) 得电容耦合双回路的谐振曲线相对抑制比

$$\alpha_v = \frac{V_z}{V_{zm}} = \frac{2\eta}{\sqrt{(1 - \xi^2 + \eta^2)^2 + 4\xi^2}} \quad (1-18)$$

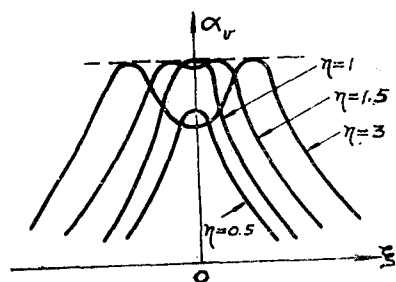


图 1—8 耦合谐振回路的谐振曲线

可见, α_v 是 ξ 和 η 的函数, 选择不同的 η 值, 有不同的谐振曲线, 如图 1—8 所示。由图看出, 曲线除 $\eta \leq 1$ 是单峰外, 其它 η 值均是双峰。这三个峰的坐标 (ξ 值) 正是式 (1—16) 中三个极点的位置, 即令 $\frac{d\alpha_v}{d\xi} = 0$ 所得 ξ 之值, 即

$$\xi = 0, \quad \xi = \pm \sqrt{\eta^2 - 1} \quad (1-19)$$

当 $\eta < 1$ 时, 只有 $\xi = 0$ 才是峰值, 称此情况为弱耦合; 在 $\eta = 1$ 时, 同样是 $\xi = 0$ 才是峰值, 称此为临界耦合, 这时初级和次级不仅是均处于谐振状态 (也称为全谐振), 而且也是匹配状态, 因为 $\xi = 0$ 时有最大的输出; 若 $\eta > 1$, 曲线出现双峰且在 $\xi = 0$ 时 α_v 有最小值, 此时称为强耦合。

2. 耦合回路的通频带和选择性 由于双谐振回路通频带 $B_{0.7\text{dB}} \approx \xi_{0.7\text{dB}}$ 不仅与 Q 有关, 而且还与耦合因数 η 有关 (而单谐振回路的 B 仅取决于 Q), 从而使 $B_{0.7\text{dB}}$ 的调节较为灵活。广义失谐 $\xi_{0.7\text{dB}}$ 是 $\alpha_v(\xi, \eta)$ 下降到 $\alpha_{vm}/\sqrt{2}$ 值所对应的 ξ 值, 当 $\eta < 1$ 时, 曲线只有单峰并在 $\xi = 0$ 处出现, 其 $\alpha_{vm} = \frac{2\eta}{1+\eta^2}$ 随 η 的增加而增加; 当 $\eta \geq 1$ 后, 曲线由单峰变为双峰, 其 $\alpha_{vm} = 1$ 。

(1) 弱耦合 ($\eta < 1$): 根据通频带的定义, 令式 (1—18) 的 $\alpha_v = \frac{1}{\sqrt{2}} \alpha_{vm}$, 即

$$\alpha_v = \frac{2\eta}{\sqrt{(1 - \xi_{0.7\text{dB}}^2 + \eta^2)^2 + 4\xi_{0.7\text{dB}}^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2\eta}{1 + \eta^2} \quad (1-20)$$

当耦合极弱, $\eta \ll 1$ 时, 可由上式求得 $\xi_{0.7\text{dB}} = \sqrt{\sqrt{2} - 1}$, 则通频带

$$B_{0.7\text{dB}} \approx \frac{f_0}{Q} \sqrt{\sqrt{2} - 1} = \frac{0.64f_0}{Q} = 0.64B_{0.7\text{dB单}} \quad (1-21)$$

和单回路比较, 极弱耦合时不仅输出幅度很小, 而且带宽变窄。

(2) 临界耦合 ($\eta = 1$): 将 $\eta = 1$ 代入式 (1—18) 并令 $\alpha_v = \frac{2}{\sqrt{4 + \xi_{0.7\text{dB}}^4}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ 求

得 $\xi_{0.7\text{双}} = \sqrt{2} \approx 1.41$, 则通频带

$$B_{0.7\text{双}} \approx 1.41 \frac{f_0}{Q} = 1.41 B_{0.7\text{单}} \quad (1-22)$$

为了求矩形系数, 应先求 $\xi_{0.1\text{双}}$ 值, 即由 $\frac{2}{\sqrt{4 + \xi_{0.1}^4}} = \frac{1}{10}$ 解得 $\xi_{0.1\text{双}} = \sqrt[4]{396} \approx 4.46$, 则由式 (1-12) 又可求出矩形系数

$$k_{\pi 0.1\text{双}} = \frac{B_{0.1\text{双}}}{B_{0.7\text{双}}} = \frac{4.46 B_{0.7\text{单}}}{\sqrt{2} B_{0.7\text{单}}} \approx 3.15 \quad (1-23)$$

可见, 与单谐振回路的 $K_{\pi 0.7\text{单}} \approx 10$ 比较, 频率选择性有较大的改善。

(3) 强耦合 ($\eta > 1$): 下面先求解 $\eta \geq 1$ 时通频带 $B_{0.7}$ 的表达式。按定义令式 (1-18) $\alpha_r = 1/\sqrt{2}$, 即

$$\frac{2\eta}{\sqrt{(1 + \xi_{0.7}^2 + \eta^2)^2 + 4\xi_{0.7}^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

解出 $\xi_{0.7} = \sqrt{\eta^2 + 2\eta - 1}$

则 $B_{0.7\text{双}} = \xi_{0.7} \frac{f_0}{Q} = \sqrt{\eta^2 + 2\eta - 1} \cdot \frac{f_0}{Q} \quad (1-24)$

当 $\eta = 1$ 时, $B_{0.7\text{双}} = \sqrt{2} \frac{f_0}{Q}$ 与式 (1-22) 结果一样。但是当 $\eta > 1$ 后, 由式 (1-19)

和图 1-8 看出, 强耦合的曲线除有双峰外, 在 $\xi = 0$ 时有谷点, 且随 η 增加, 两峰距离加大, 而谷点下降也愈多。当 η 增加使谷点下降小于 $1/\sqrt{2}$ 后, 曲线就进入非通频带范围, 讨论无意义。因此, 在 $\xi = 0$ 处, 令峰间下凹量 $\delta = \alpha_r = \frac{2\eta}{1 + \eta^2} = \frac{1}{\sqrt{2}}$, 即可确定允许的 η 极限值

近似为 2.41, 将 η 值代入式 (1-24) 得

$$B_{0.7\text{双m}} = \sqrt{2.41^2 + 2 \times 2.41 - 1} \frac{f_0}{Q} \approx 3.1 \frac{f_0}{Q} \quad (1-25)$$

所以, 耦合回路的最大通频带为单回路的 3.1 倍。若分析 $\eta > 1$ 的选择性 (即求矩形系数 $k_{\pi 0.1\text{双}}$), 须先给定参变量 η , 令式 (1-18) 的 $\alpha_r = 0.1$ 确定 $\xi_{0.1}$ 得 $B_{0.1\text{双}} \approx \xi_{0.1} \frac{f_0}{Q}$ 后, 代入式 (1-12) 即可求解 $k_{\pi 0.1\text{双}}$ 。显然, 此时的 $k_{\pi 0.1\text{双}}$ 比 3.15 还小, 即频率选择性改善更好。

如果要求曲线双峰间宽度 (B_{PP}), 可令式 (1-18) 的 $\alpha_s = 1$ 求得 $\xi = \sqrt{\eta^2 - 1}$ (即

式 1-19), 则

$$B_{PP} = \frac{f_o}{Q} \sqrt{\eta^2 - 1} \quad (1-26)$$

应该指出, 上述公式对于互感耦合回路也同样适用。

3. 信号源电阻 R_s 和负载 R_L 对耦合回路的影响 原则上讲, 信号源及负载对耦合回路的影响和单谐振回路相同, 如图 1-9(a) 可变换成图(b)。根据有载 Q_L 的定义得:

$$Q_L = \frac{1}{\omega_o L (G + n_1^2 G_s)}$$

$$= \frac{1}{\omega_o L (G + n_2^2 G_L)} \quad (1-27)$$

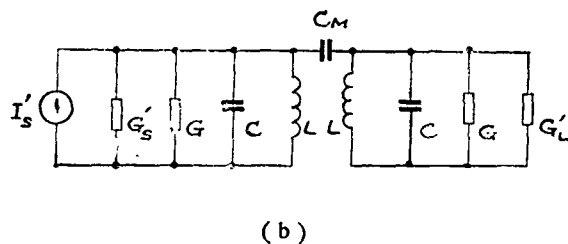
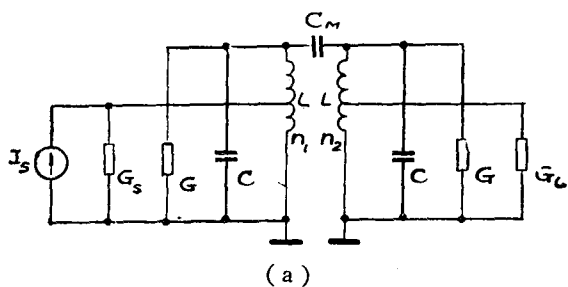


图 1-9 信号源和负载与耦合回路的联接

将 $\omega_o = \frac{1}{GLQ_o}$ 代入上式, 经整理后可确定初、次级的接入系数, 即

$$n_1^2 = \frac{1}{\omega_o L G_s} \left(\frac{1}{Q_L} - \frac{1}{Q_o} \right) \quad (1-28)$$

$$n_2^2 = \frac{1}{\omega_o L G_L} \left(\frac{1}{Q_L} - \frac{1}{Q_o} \right) \quad (1-29)$$

例 1-2 在图 1-9 电路中, 已知 $f_o = 34.5 \text{ MHz}$, $B_{PP} = 4 \text{ MHz}$, 峰间下凹量 $\delta \geq 0.85$. 回路线圈的 $Q_o = 60$, $R_s = 1 \text{ K}\Omega$, $R_L = 75 \Omega$, $C = 15 \text{ PF}$, 试求有载 Q_L , 接入系数 n_1 , n_2 , 电容 C_M .

解: 由 $\delta = \frac{2\eta}{1+\eta^2} = 0.85$ 得:

$$\eta = \frac{1}{\delta} + \sqrt{\frac{1}{\delta^2} - 1} = \frac{1}{0.85} + \sqrt{\frac{1}{0.85^2} - 1} \approx 1.8$$

由式 (1-26) 得 $Q_L = \frac{f_o}{B_{PP}} \sqrt{\eta^2 - 1} = \frac{34.5}{4} \sqrt{1.8^2 - 1} \approx 12.9$

试选 $L = 1 \mu\text{H}$ 由式 (1-28)、(1-29) 求 n , 即

$$n_1 = \sqrt{\frac{R_s}{\omega_o L} \left(\frac{1}{Q_L} - \frac{1}{Q_o} \right)} = \sqrt{\frac{10^3}{2\pi \times 34.5} \left(\frac{1}{12.9} - \frac{1}{100} \right)} \approx 0.31$$

$$n_2 = n_1 \sqrt{\frac{R_L}{R_s}} = 0.31 \sqrt{\frac{75}{1000}} = 0.085$$

又因耦合系数 $k = \frac{\eta}{Q_L} = \frac{C_M}{C_M + C}$ 得:

$$C_M = \frac{\eta C}{Q_L - \eta} = \frac{1.8 \times 15}{12.9 - 1.8} = 2.43 \text{ PF}$$

三、三极管Y参数及其等效电路

小信号调谐放大器一般工作于高频频段，本来可用上册讨论过的混合 π 等效电路来讨论，但是，混合 π 等效电路参数（不随频率而变化）不易测量，其计算也比较复杂，所以常采用网络参数来研究。由于谐放的调谐回路、负载和三极管一般是并联的，各支路的导纳能直接相加，运算方便，因此分析时适用Y参数等效电路。此外，三极管的Y参数的另一优点是在频率不太高时容易测量。

当然，Y参数会随频率而变化，这是不足之处。幸好，窄带的调谐放大器的工作信号频率变化范围较小，Y参数几乎保持不变。下面我们从熟悉的混合 π 参数导出Y参数。

图1—10(a)、(b)为三极管共射Y参数和混合 π 等效电路。根据定义将输出端短路（如图b虚线），可求得输入导纳和正向传输导纳。此时输出电流、输入电流和电压（为书写方便，将复数顶上的点去掉）等于：

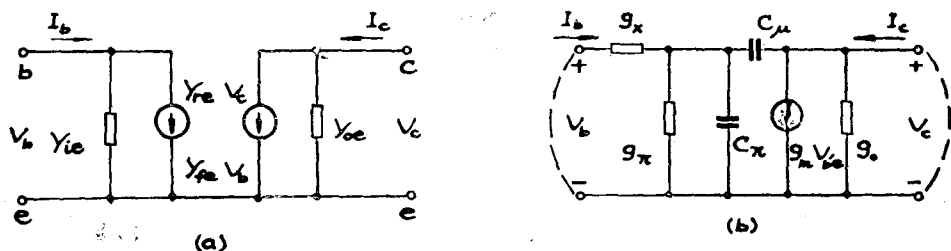


图1—10 三极管共射等效电路 (a) Y参数 (b) 混合 π 参数

$$I_c = g_m V_{b,e} - V_{b,c} j\omega C_\mu = V_{b,e} (g_m - j\omega C_\mu)$$

$$I_b = V_{b,e} [g_\pi + j\omega (C_\pi + C_\mu)]$$

$$V_b = \frac{\frac{1}{g_x} + \frac{1}{g_\pi + j\omega (C_\pi + C_\mu)}}{\frac{1}{g_\pi + j\omega (C_\pi + C_\mu)}} V_{b,e} = \frac{g_x + g_\pi + j\omega (C_\pi + C_\mu)}{g_x} V_{b,e}$$

$$\text{则 } Y_{ie} = \left. \frac{I_b}{V_b} \right|_{V_c=0} = \frac{g_x [g_x + j\omega(C_x + C_\mu)]}{g_x + g_x + j\omega(C_x + C_\mu)} \quad (1-30)$$

$$Y_{fe} = \left. \frac{I_c}{V_b} \right|_{V_c=0} = \frac{g_x (g_m - j\omega C_\mu)}{g_x + g_x + j\omega(C_x + C_\mu)} \quad (1-31)$$

将输入端短路，可求输出导纳和反向传输导纳。此时输入电流、输出电流和电压为：

$$I_b = -V_{b'e} g_x$$

$$I_c = V_c g_o + V_{b'e} g_m + V_{b'e} (g_x + g_x + j\omega C_x)$$

$$V_c = \frac{\frac{1}{j\omega C_\mu} + \frac{1}{g_x + g_x + j\omega C_x}}{\frac{1}{g_x + g_x + j\omega C_x}} V_{b'e} = V_{b'e} \frac{[g_x + g_x + j\omega(C_x + C_\mu)]}{j\omega C_\mu}$$

$$\text{则 } Y_{re} = \left. \frac{I_b}{V_c} \right|_{V_b=0} = - \frac{g_x j\omega C_\mu}{g_x + g_x + j\omega(C_x + C_\mu)} \quad (1-32)$$

$$Y_{oe} = \left. \frac{I_c}{V_c} \right|_{V_b=0} = g_o + \frac{j\omega C_\mu (g_m + g_x + g_x + j\omega C_x)}{g_x + g_x + j\omega(C_x + C_\mu)} \quad (1-33)$$

可见，Y参数不仅与工作电流有关（因为混合π参数是工作电流的函数），而且还随频率而变化。可是，由于谐放的频带窄，上述参数可视为谐振频率时的数值，从而使Y参数与频率无关。

应用上述同样的方法，可以求得共集、共基Y参数，它们之间的换算关系列于表1-2。

表1-2

三极管三种组态Y参数的换算

共 射 组 态	共 基 组 态	共 集 组 态
$Y_{ie} = Y_{ib} + Y_{rb} + Y_{fb} + Y_{ob}$ $Y_{re} = -(Y_{rb} + Y_{ob})$ $Y_{fe} = -(Y_{fb} + Y_{ob})$ $Y_{oe} = Y_{ob}$	$Y_{ib} = Y_{ie} + Y_{re} + Y_{fe} + Y_{oe}$ $Y_{rb} = -(Y_{re} + Y_{oe})$ $Y_{fb} = -(Y_{fe} + Y_{oe})$ $Y_{ob} = Y_{oe}$	$Y_{ic} = Y_{ie}$ $Y_{rc} = -(Y_{ie} + Y_{re})$ $Y_{fc} = -(Y_{ie} + Y_{fe})$ $Y_{oc} = Y_{ie} + Y_{re} + Y_{fe} + Y_{oe}$
$Y_{ic} = Y_{ie}$ $Y_{re} = -(Y_{ie} + Y_{rc})$ $Y_{fe} = -(Y_{ie} + Y_{fc})$ $Y_{oe} = Y_{ic} + Y_{re} + Y_{fe} + Y_{oc}$	$Y_{ib} = Y_{oc}$ $Y_{rb} = -(Y_{rc} + Y_{oc})$ $Y_{fb} = -(Y_{fc} + Y_{oc})$ $Y_{ob} = Y_{ic} + Y_{re} + Y_{fe} + Y_{oc}$	$Y_{ic} = Y_{ib} + Y_{rb} + Y_{fb} + Y_{ob}$ $Y_{rc} = -(Y_{ib} + Y_{fb})$ $Y_{fc} = -(Y_{ib} + Y_{rb})$ $Y_{oc} = Y_{ib}$

在计算Y参数时，如前所述，除了将它视为谐振频率时的数值外，有时还作近似处理，即 g_o 、 C_μ 、 r_x 很小，在某些情况下略去它们的作用会给分析带来方便。另外，反向传输导纳 Y_r 反映三极管的内部反馈的程度，计及它的影响后，使分析复杂。好在 Y_r 较小，在讨论谐放