第2章

高频电路基础

金伟正

jwz@eis.whu.edu.cn

第2章 高频电子电路基础

通过第一章的介绍可知，各种无线电设备都是由一些处理高频信号的功能电路，如：高频放大器、振荡器、调制解调器等组成的。

这些电路，无论是工作原理、实际电路都有各自的特点。这些将在下面各章中详细研究，但是它们之间也有一些共同之点，比如，所使用的有源器件和无源网络有许多是相同的。这些器件和电路可以说是各种高频电路的基础。本章将首先讨论这些电路。

2.1 高频电路中的元件、 器件的特性

※高频电路中无源元件的特性

◎ 各种高频电路基本上是由**有源器件、无源元件和无源网络**组成的

◎ 高频电路中使用的元器件与在低频电路中使用的元器件基本相同要注意它们在高频使用时的高频特性。

◎ 高频电路中的元件它们都属于无源的线性元件,主要有:

电阻(器)
电容(器)
电感(器)

〖1〗电阻

◎一个实际的电阻器, 在低频时主要表现为电阻特性

◎高频使用时不仅表现有电阻特性的一面, 而且还表现有电抗特性的一面

◎电阻器的电抗特性反映的就是其高频特性

一个电阻R的高频等效电路如图2-1-1所示，其中，C_r为分布电容, L_r为引线电感, R为电阻。

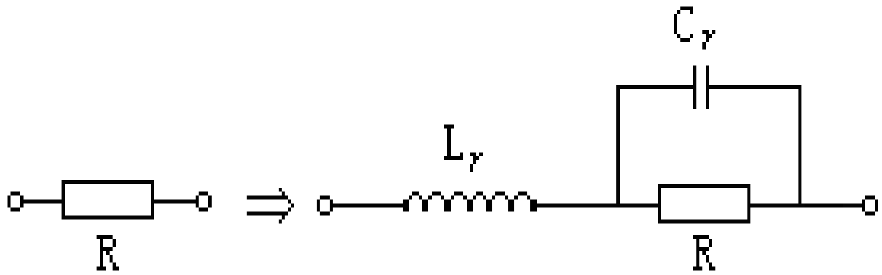


图2-1-1 电阻的高频等效电路

◎金属膜电阻比线绕电阻的高频特性好

◎贴片(SMD)电阻比普通电阻的高频特性要好

◎小尺寸的电阻比大尺寸的电阻的高频特性要好

PS:封装0805>0603>0402>0201

〖2〗电感

◎高频电感器与普通电感器一样, 电感量是其主要参数

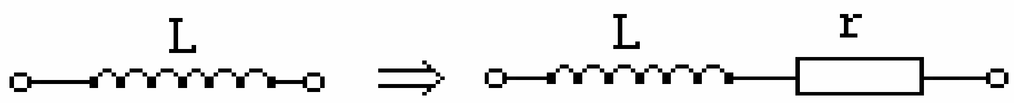


图2-1-2 电感线圈的串联等效电路

◎电阻r随频率增高而增加，这主要由于**集肤效应**的影响

◎无线电技术中通常不是直接用等效电阻*r*，而是引入线圈的品质因数来表示线圈的损耗性能

$$Q=\frac{\text{无功功率}}{\text{有功功率}} \qquad Q_0=\frac{I^2\omega L/2}{I^2 r/2}=\frac{\omega L}{r}$$

◎Q_0值是一个比值，它是感抗与损耗电阻*r*之比，Q_0值越高损耗越小。线圈的Q_0值常在**几十到一、二百**左右。

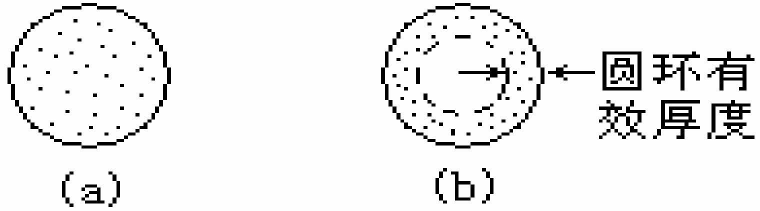


图2-1-3 集肤效应示意图

(a) 导线横截面电流分布；(b) 等效圆环

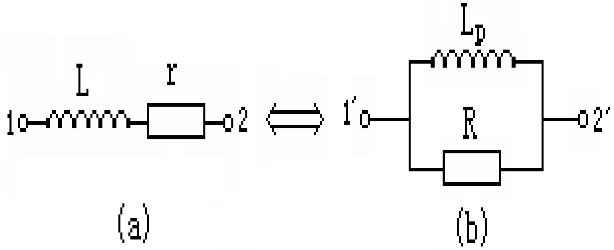


图2-1-4 电感线圈的串、并联等效电路

(a) 电感线圈的串联等效电路；(b) 电感线圈的并联等效电路

※电感与电阻串联形式的线圈等效电路转换为电感与电阻的并联形式

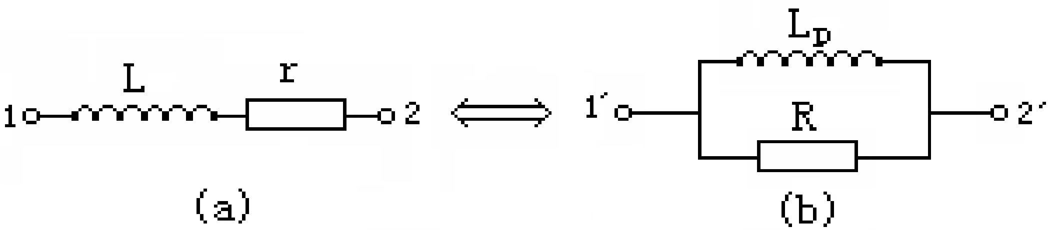


图2-1-4 电感线圈的串、并联等效电路

(a) 电感线圈的串联等效电路；(b) 电感线圈的并联等效电路

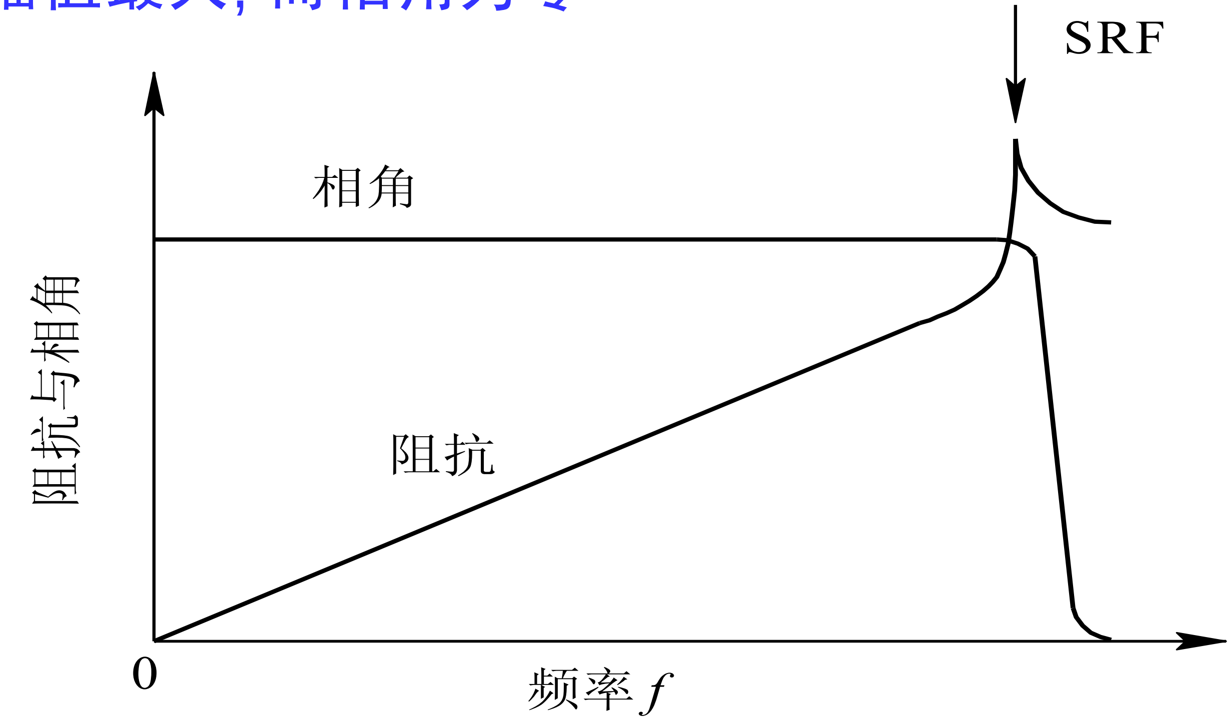
$$\frac{1}{r+j\omega L}=\frac{1}{R}+\frac{1}{j\omega L_p}$$

$$R=r\left(1+Q_0^2\right) \longrightarrow R\approx Q_0^2 r=\frac{\omega^2 L^2}{r}$$

$$L_p=L\left(1+1/Q_0^2\right) \longrightarrow L_p=L$$

$$Rr=\omega^2 L^2 \qquad r\approx\frac{\omega^2 L^2}{R} \qquad Q_0=\frac{R}{\omega L}\approx\frac{R}{\omega L_p}$$

高频电感器也具有自身谐振频率SRF。在SRF上, 高频电感的阻抗的幅值最大, 而相角为零

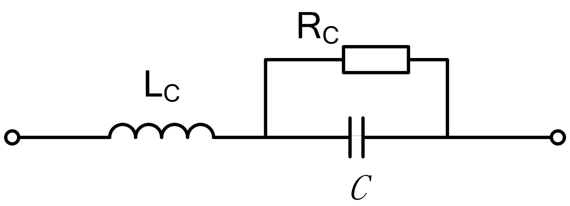


高频电感器的自身谐振频率SRF

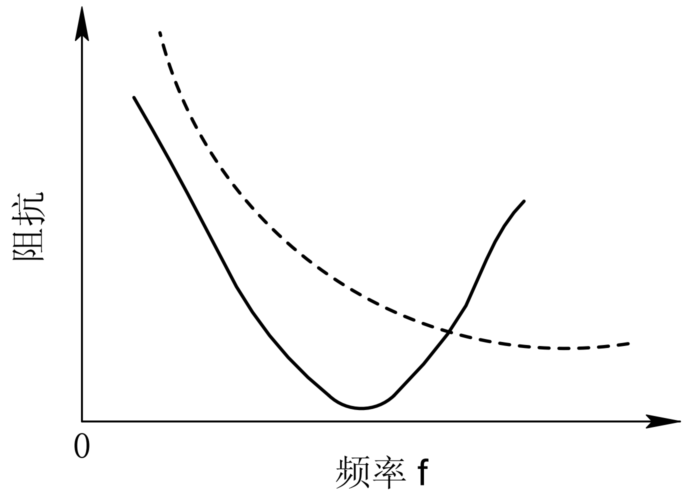
Self Resonance Frequency

〖3〗 电容

由介质隔开的两导体即构成电容。一个电容器的等效电路如下图所示。理想电容器的阻抗1/(jωC)，如图下（b）虚线所示，其中，*f*为工作频率，$\omega=2\pi f$。



(a)



(b)

电容器的高频等效电路

(a) 电容器的等效电路；（b） 电容器的阻抗特性

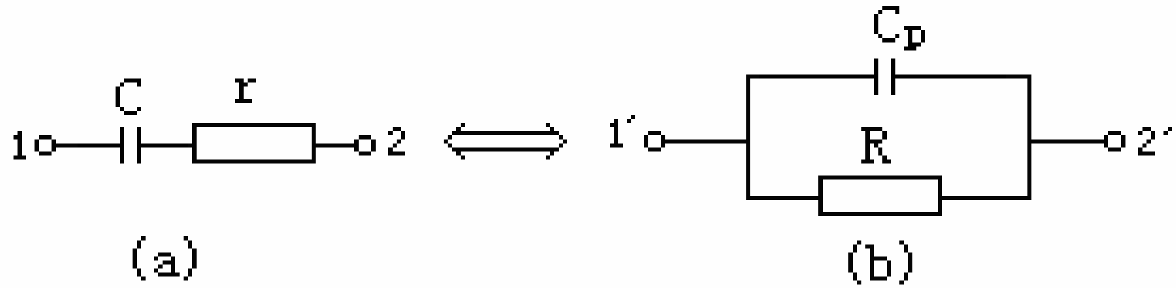


图2-1-5 电容器的串、并联等效电路

(a) 电容器的串联等效电路；(b) 电容器的并联等效电路

$$Q_0' = \frac{1/\omega C}{r} = \frac{1}{\omega C r}$$

$$Q_0' = \frac{R}{1/\omega C_p} = \omega C_p R$$

$$R = r\left(1 + Q_0'^2\right)$$

$$C_p = C\frac{1}{1 + \left(1/Q_0'^2\right)}$$

$$R \approx r Q_0'^2 = \frac{1}{\omega^2 C^2 r}$$

$$C_p = C$$

※电路中有源器件的特性

用于低频或其它电子线路的器件没有根本不同

〖1〗二极管

半导体二极管在高频中主要用于检波、调制、解调及混频等非线性变换电路中,工作在低电平。

①点接触式二极管和表面势垒二极管(又称肖特基二极管)

②变容二极管

③以P型、N型和本征I型三种半导体构成的PIN二极管

具有较强的正向电荷储存能力；高频及微波电路中可用作电可控开关、限幅器、电调衰减器和电调相器

〖2〗晶体管与场效应管（FET）

在高频中应用的晶体管仍然是双极晶体管和各种场效应管，这些管子比用于低频的管子性能更好，在外形结构方面也有所不同。高频晶体管有两大类型：一类是作小信号放大的**高频小功率管**，对它们的主要要求是**高增益和低噪声**；另一类为**高频功率放大管**，除了增益外，要求其在高频有较大的输出功率。

〖3〗集成电路

用于高频的集成电路的类型和品种要比用于低频的集成电路少得多，主要分为通用型和专用型两种。

其中包括集成锁相环、集成调频信号调解器、单片接收机以及电视机中的专用集成电路等。

※高频电路中的组件

◎高频电路中的无源组件或无源网络主要有：

高频振荡（谐振）回路、高频变压器、谐振器与滤波器等，

它们完成信号的传输、频率选择及阻抗变换等功能。

◎高频振荡回路是高频电路中应用最广的无源网络，也是构成：

高频放大器、振荡器以及各种滤波器的主要部件

◎在电路中完成：

信号的传输、阻抗变换、信号选择等任务，并可直接作为负载使用

简单振荡回路:

振荡回路就是由电感和电容串联或并联形成的回路

只有一个回路的振荡电路称为简单振荡回路或单振荡回路

※串联谐振回路

图2-2-1是最简单的串联振荡回路

恒压源驱动

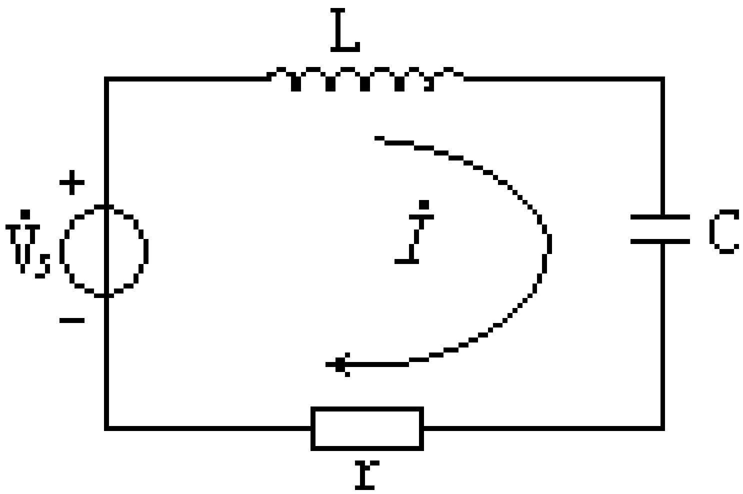


图2-2-1 串联振荡回路

〖1〗谐振及谐振条件

$$V_s = V_{sm}\sin\omega t$$

$$\dot{I} = \frac{\dot{V}_s}{r + j\left(\omega L - \dfrac{1}{\omega C}\right)} = \frac{\dot{V}_s}{r + jX} = \frac{\dot{V}_s}{Z}$$

$$Z = |Z| e^{j\varphi}$$

$$\varphi = arctg\frac{X}{r} = arctg\frac{\omega L - \dfrac{1}{\omega C}}{r}$$

$$|Z| = \sqrt{r^2 + X^2} = \sqrt{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$$

◎在某一特定角频率上若回路电抗满足下列条件，则电流为最大值，回路发生谐振。(2-2-4)称为串联谐振回路的谐振条件：

$$X = \omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0 \qquad (2\text{-}2\text{-}4)$$

◎串联谐振的角频率和频率分别为：$\omega_0 = \dfrac{1}{\sqrt{LC}}$；$f_0 = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

◎**谐振电路的特性阻抗：** $\omega_0 L = \dfrac{1}{\omega_0 C} = \dfrac{1}{\sqrt{LC}} \cdot L = \sqrt{\dfrac{L}{C}} = \rho$

〖2〗谐振特性

①谐振时，回路电抗 $X=0$，阻抗 $Z=r$ 为最小值且为纯电阻。在其他频率时，回路电抗 $X\neq 0$，当外加电压频率 $\omega>\omega_0$ 时，$\omega L>\dfrac{1}{\omega C}$ 回路呈感性，当 $\omega<\omega_0$ 时，回路呈容性。

②谐振时回路电流最大，即 $\dot{I}_0=\dfrac{\dot{V}_s}{r}$，且电流与外加电压同相。

③电感与电容两端电压模值相等，且等于外加电压的Q倍。

$$\dot{V}_{L0} = \dot{I}_0 j\omega_0 L = \frac{\dot{V}_s}{r} j\omega_0 L = j\frac{\omega_0 L}{r}\dot{V}_s = jQ\dot{V}_s$$

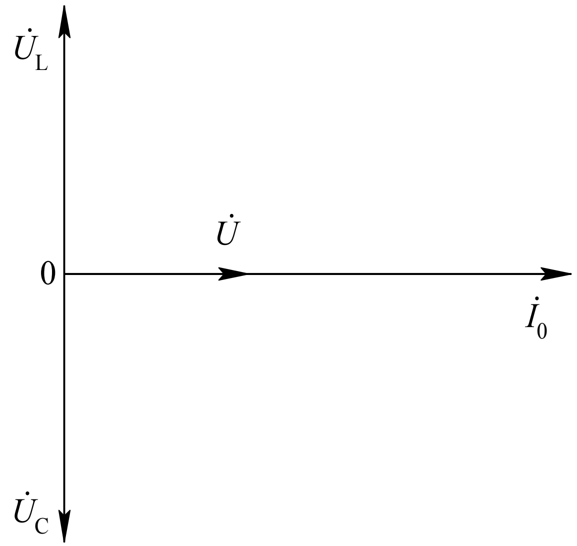
$$\dot{V}_{C0} = \dot{I}_0 \frac{1}{j\omega_0 C} = \frac{\dot{V}_s}{r}\frac{1}{j\omega_0 C} = -j\frac{1}{\omega_0 C r}\dot{V}_s = -jQ\dot{V}_s$$

串联谐振称为电压谐振

◎谐振时的回路感抗值（或容抗值）与回路电阻***r***比值称为回路的品质因数，以***Q***表示，简称***Q***值

$$Q=\frac{\omega_0 L}{r}=\frac{1}{\omega_0 C r}=\frac{1}{r}\sqrt{\frac{L}{C}}=\frac{\rho}{r}$$

$$\dot{V}_{L0}=jQV_s;\quad \dot{V}_{C0}=-jQV_s$$



◎ 通常，回路的***Q***值可达几十到几百，谐振时电感线圈和电容器两端的电压可以比信号源电压大于几十到几百倍，因此必须预先注意到元件的耐压问题。这是串联谐振时所特有的现象，所以：串联谐振又称为电压谐振

考虑损耗后为： $V_{Lom}=I_{om}\sqrt{r^2+\omega_0^2L^2}=V_{sm}\sqrt{1+Q^2}$

〖3〗能量关系

设谐振时瞬时电流 $i = I_{om}\sin\omega t$

$$V_c = \frac{1}{c}\int i dt = \frac{1}{\omega C} I_{om}\sin\left(\omega t - 90^\circ\right) = -V_{cm}\cos\omega t$$

$$w_L = \frac{1}{2}Li^2 = \frac{1}{2}LI_{om}^2\sin^2\omega t$$

$$Q = \frac{\omega L}{r} \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$w_c = \frac{1}{2}CV_c^2 = \frac{1}{2}CV_{cm}^2\cos^2\omega t$$

$$Q = \frac{1}{r}\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\rho}{r}$$

$$\frac{1}{2}CV_{cm}^2 = \frac{1}{2}CQ^2V_{sm}^2 = \frac{1}{2}C\frac{1}{r^2}\frac{L}{C}V_{sm}^2 = \frac{1}{2}LI_{om}^2$$

$$w = w_L + w_C = \frac{1}{2}LI_{om}^2\sin^2\omega t + \frac{1}{2}LI_{om}^2\cos^2\omega t = \frac{1}{2}LI_{om}^2$$

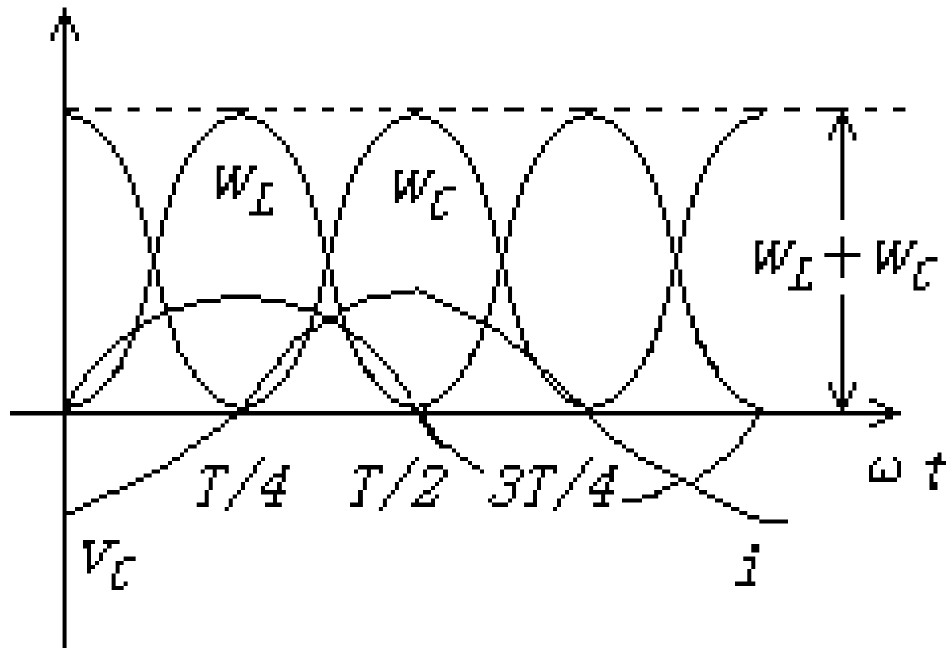


图2-2-3串联谐振回路的能量关系

◎谐振时电阻r上消耗的平均功率为： $P=\frac{1}{2}rI_{om}^2$

◎每一周期T的时间内电阻上消耗的能量为：$w_R=PT=\frac{1}{2}rI_{om}^2\cdot\frac{1}{f_0};\ f_0=\frac{1}{T}$

◎回路中所储能量与每周期所消耗能量之比为：

$$\frac{w_L+w_C}{w_R}=\frac{\frac{1}{2}LI_{om}^2}{\frac{1}{2}rI_{om}^2\frac{1}{f_0}}=\frac{f_0L}{r}=\frac{1}{2\pi}\frac{\omega_0L}{r}=\frac{Q}{2\pi}\qquad Q=2\pi\frac{\text{回路储能}}{\text{每周耗能}}$$

〖4〗谐振曲线和通频带

①谐振曲线

回路中电流值与外加电压频率之间的关系曲线称为谐振曲线

$$\frac{\dot I}{\dot I_0}=\frac{1}{1+j\dfrac{\left(\omega L-\dfrac{1}{\omega C}\right)}{r}}=\frac{1}{1+j\dfrac{\omega_0 L}{r}\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}-\dfrac{\omega_0}{\omega}\right)}=\frac{1}{1+jQ\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}-\dfrac{\omega_0}{\omega}\right)}$$

$$\dot I_0=\frac{\dot V_s}{r}$$

$\Delta\omega=\omega-\omega_0$ 称为失谐量

$$\frac{\dot I}{\dot I_0}=\frac{1}{1+j\xi}$$

$\xi=Q\cdot\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}-\dfrac{\omega_0}{\omega}\right)$ 称为广义失谐量

$$\frac{I_m}{I_{om}}=\frac{1}{\sqrt{1+Q\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}-\dfrac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}$$

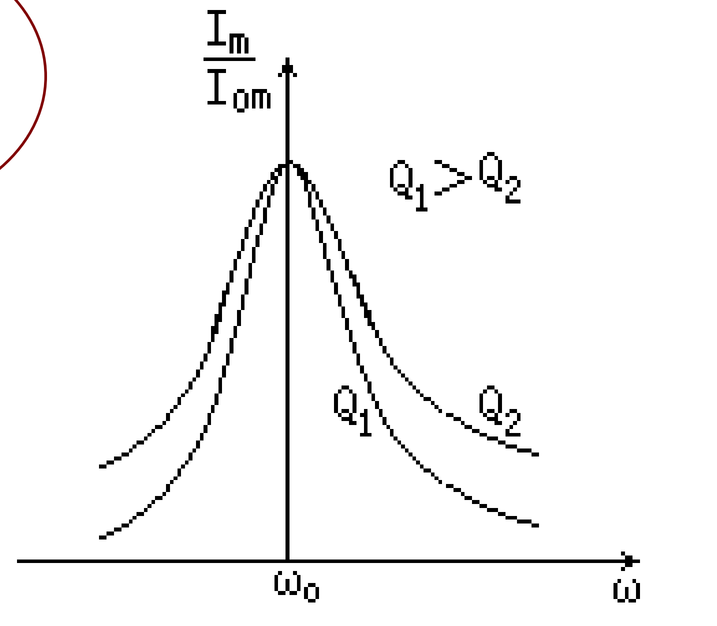


图2-2-4 串联振荡回路的谐振曲线

$$\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}=\frac{\omega^2-\omega_0^2}{\omega_0\omega}=\left(\frac{\omega+\omega_0}{\omega}\right)\left(\frac{\omega-\omega_0}{\omega_0}\right)\approx\frac{2\omega}{\omega}\left(\frac{\omega-\omega_0}{\omega_0}\right)$$

$$=2\left(\frac{\omega-\omega_0}{\omega_0}\right)=2\frac{\Delta\omega}{\omega_0}$$

$$\frac{I_m}{I_{om}}=\frac{1}{\sqrt{1+[Q\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}]^2}}$$

$$\frac{I_m}{I_{om}}=\frac{1}{\sqrt{1+\xi^2}}$$

$$\xi\approx Q\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$$

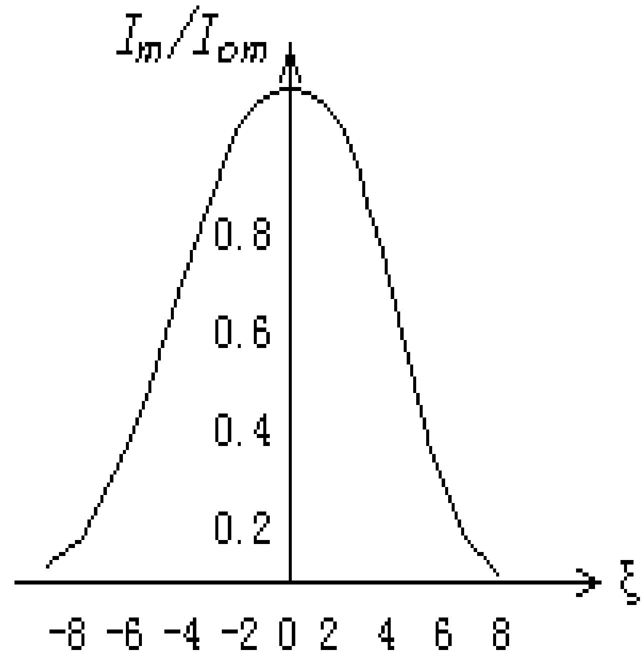


图2-2-5串联振荡回路通用谐振曲线

②通频带

当回路的外加信号电压的幅值保持不变，频率改变为 $\omega=\omega_1$ 或 $\omega=\omega_2$，此时回路电流等于谐振值的倍 $1/\sqrt{2}$，$\omega_2-\omega_1$ **称为回路的通频带**

$$\xi=2\frac{\omega_2-\omega_0}{\omega_0}Q=1;\quad \xi=2\frac{\omega_1-\omega_0}{\omega_0}Q=-1$$

$$2\Delta\omega_{0.7}=\frac{\omega_0}{Q};\quad 2\Delta f_{0.7}=\frac{f_0}{Q}$$

相对通频带 $$\frac{2\Delta\omega_{0.7}}{\omega_0}=\frac{1}{Q};\frac{2\Delta f_{0.7}}{f_0}=\frac{1}{Q}$$

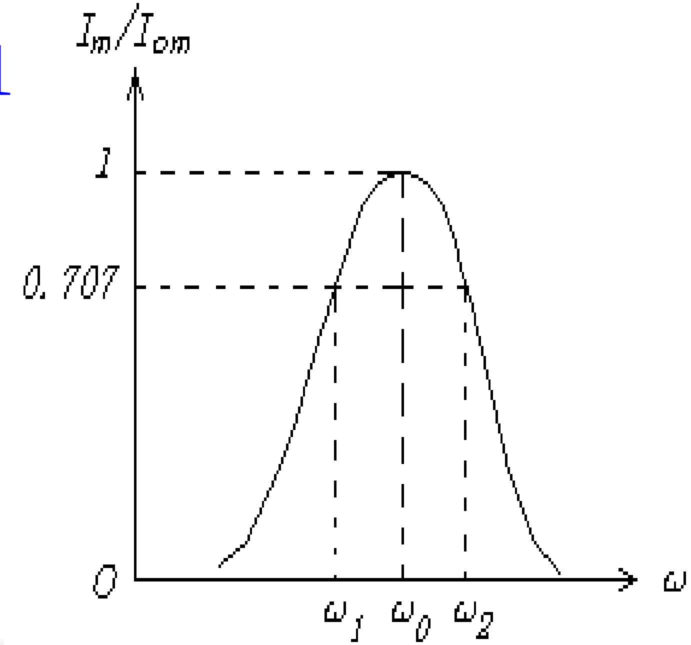


图2-2-6 串联谐振回路的通频带

◎通频带与回路的品质因数Q成反比，Q愈高，谐振曲线愈尖锐，回路的选 择性愈好，但通频带愈窄。因此，对串联振荡回路来说，两者存在的矛盾。

〖5〗相频特性曲线

串联振荡回路的相频特性曲线是指回路电流的相角随频率变化的曲线

$$\psi = -arctg\frac{X}{R} = -arctgQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) = -arctgQ\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$$

$$\psi \approx -arctg\xi$$

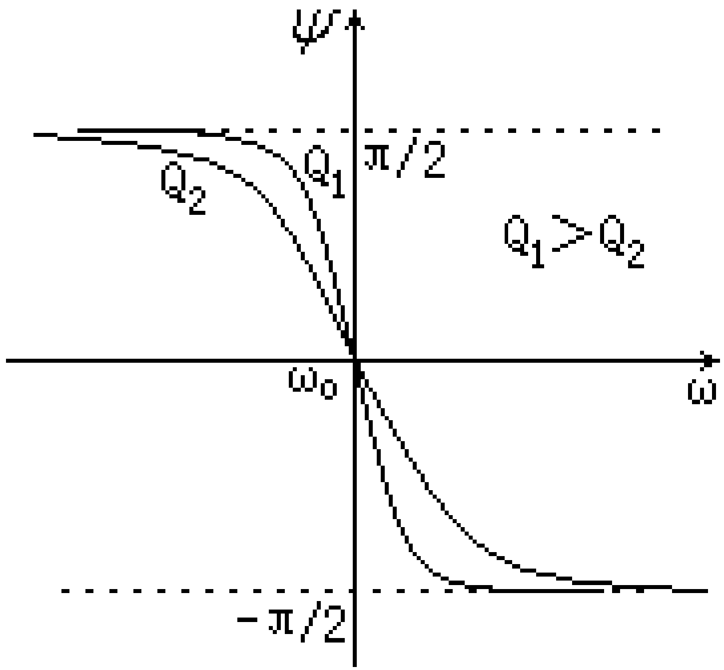


图2-2-7 串联振荡回路的相频特性曲线

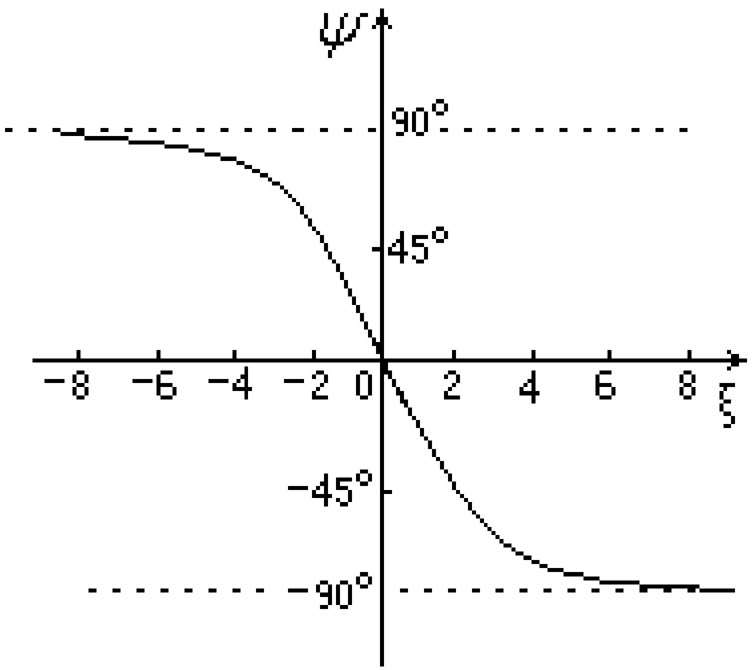


图2-2-8 串联振荡回路通用相频特性

〖6〗信号源内阻及负载对串联谐振回路的影响

$$Q_L = \frac{\omega_0 L}{r + R_S + R_L}$$

◎ 没有接入信号源内阻和负载电阻时回路本身的Q值叫做：**无载Q值（或空载Q_0值）**，而把接入信号源内阻和负载电阻时的Q值叫做**有载Q值**，用Q_L表示。

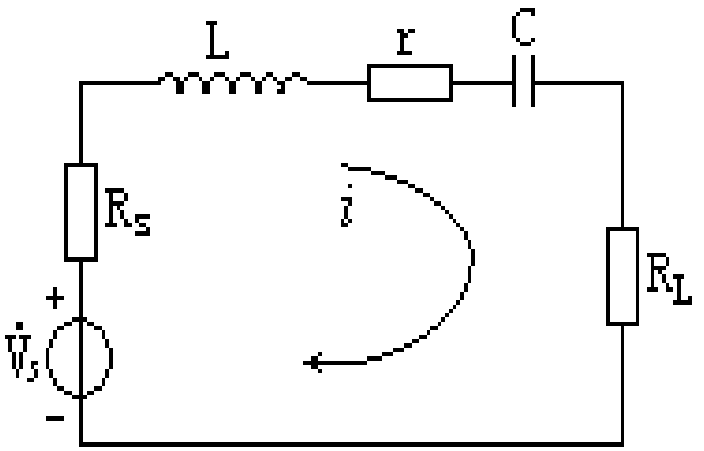


图2-2-9 考虑R_S和R_L后的串联振荡回路

◎ 串联谐振回路通常适用于信号源内阻很小（**恒压源**）和负载电阻也**不太大**的情况。这样才能使Q_L不至于太低，而使回路有较好的选择性。

$$Q_L = \frac{Q_0}{1 + R_S / r + R_L / r}$$

※并联谐振回路

并联谐振回路是指电感线圈L、电容器C与外加信号源相互并联的振荡电路。一般采用恒流源作为激励

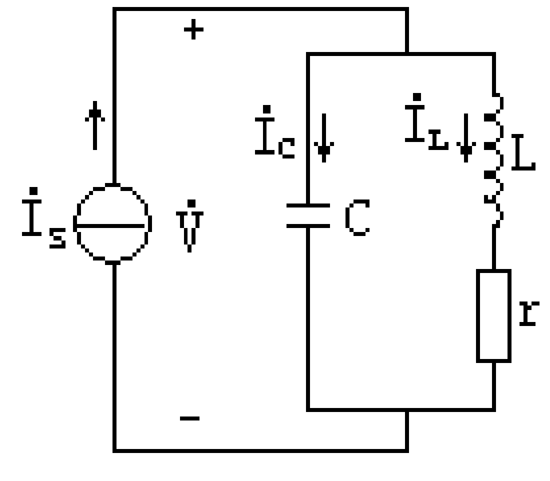


图2-2-10 并联振荡回路

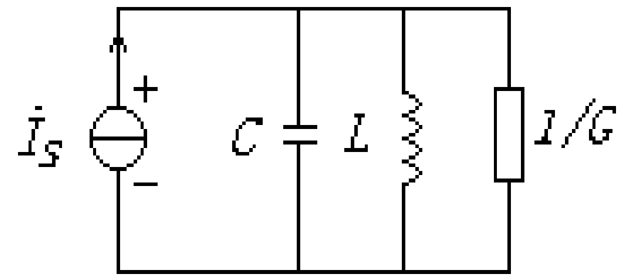


图2.1-11 并联振荡回路

〖1〗谐振条件

$$Z=\frac{(r+j\omega L)\dfrac{1}{j\omega C}}{r+j\omega L+\dfrac{1}{j\omega C}}=\frac{(r+j\omega L)\dfrac{1}{j\omega C}}{r+j\left(\omega L-\dfrac{1}{\omega C}\right)}$$

在实际应用中，通常都满足条件 $\omega L \gg r$，因此：

$$Z\approx\frac{\dfrac{L}{C}}{r+j\left(\omega L-\dfrac{1}{\omega C}\right)}=\frac{1}{\dfrac{Cr}{L}+j\left(\omega C-\dfrac{1}{\omega L}\right)}$$

$$Y=G+jB=1/Z \quad \text{(导纳)}$$

$$\dot{V}=\dot{I}_sZ=\frac{\dot{I}_s}{\dfrac{Cr}{L}+j\left(\omega C-\dfrac{1}{\omega L}\right)}$$

$$=\frac{Cr}{L}+j\left(\omega C-\dfrac{1}{\omega L}\right)$$

$R_p=1/G$

$X=1/B$

$$G=\frac{Cr}{L}\ \text{(电导)}\qquad B=\left(\omega C-\frac{1}{\omega L}\right)\ \text{(电纳)}$$

$$V_m=\frac{I_{sm}}{|Y|}=\frac{I_{sm}}{\sqrt{G^2+B^2}}=\frac{I_{sm}}{\sqrt{\left(\frac{Cr}{L}\right)^2+\left(\omega C-\frac{1}{\omega L}\right)^2}}$$

当回路电纳***B=0***时，$\dot{V}=\dot{V}_0=\frac{L}{Cr}\dot{I}_s$，回路电压 $\dot{V}_0$ 与电流 $\dot{I}_s$ 同相。

并联振荡回路的这种状态叫做并联回路对外信号源频率发生谐振。

◎谐振条件 $B=\omega_p C-\frac{1}{\omega_p L}=0$

◎谐振频率 $\omega_p=\frac{1}{\sqrt{LC}};\ f_p=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

◎当 $\omega L \gg r$ 的条件不满足时

$$Z=\frac{(r+j\omega L)\cdot\frac{1}{j\omega L}}{r+j\left(\omega L-\frac{1}{\omega C}\right)}=\frac{1}{Cr}\frac{1-j\frac{r}{\omega L}}{1+j\left(\frac{\omega L}{r}-\frac{1}{\omega Cr}\right)}$$

$$-\frac{r}{\omega_P L}=\frac{\omega_P L}{r}-\frac{1}{\omega_P Cr}\Rightarrow\omega_p=\sqrt{\frac{1}{LC}-\frac{r^2}{L^2}}$$

〖2〗谐振特性

①回路谐振时，电纳 $B=0$，所以回路导纳 $Y=G_P$ 达到最小值，电压 $\dot{V}_0=\dot{I}_S/G_P$ 相应达到最大值且与电流同相。

谐振电导，倒数称为**谐振电阻**：$R_P=\frac{1}{G_P}=\frac{1}{\frac{Cr}{L}}=\frac{L}{Cr}$

◎注意以下几种关系

$$Q_p = \frac{\omega_P L}{r} = \frac{1}{\omega_P C r} = \frac{1}{r}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

并联谐振电阻是感抗或容抗的Q倍

$$R_P = \frac{L}{Cr} = \frac{\omega_P^2 L^2}{r} = Q_P \omega_P L$$

$$Q_P = \frac{R_p}{\omega_P L}$$

$$R_P = \frac{L}{Cr} = \frac{1}{\omega_P^2 C^2 r} = Q_P \frac{1}{\omega_P C}$$

$$r = \frac{R_P}{Q_P^2} \qquad R_P = Q_P^2 r$$

◎并联振荡回路的阻抗，只在谐振时才是纯电阻，并达到最大值

◎失谐时，并联振回路的等效阻抗 Z 包括电阻 R_e 和电抗 X_e

◎和串联振荡回路相反，当 $\omega > \omega_p$ 时，回路等效阻抗中的电抗是容性的当 $\omega < \omega_p$ 时，回路等效阻抗中的电抗是感性的。这是由于，并联回路的合成总阻抗的性质总是由两个支路中的阻抗较小的那个支路的阻抗性质决定的。

② 谐振时电感及电容中的电流中幅值为外加电流源 I_s 的 Q 倍

$$\dot{I}_{CP}=\dot{V}_0\Big/\left(\frac{1}{j\omega_p C}\right)=j\omega_p C\dot{V}_0=j\omega_p C\dot{I}_S Q_p\frac{1}{\omega_p C}=jQ_p\dot{I}_s$$

R_p

$$\dot{I}_{LP}=\dot{V}_0\big/\left(R+j\omega_p L\right)=\dot{V}_0/j\omega_p L=\frac{Q_p\omega_p L\dot{I}_S}{j\omega_p L}=-jQ_p I_S$$

所以并联谐振

也称电流谐振

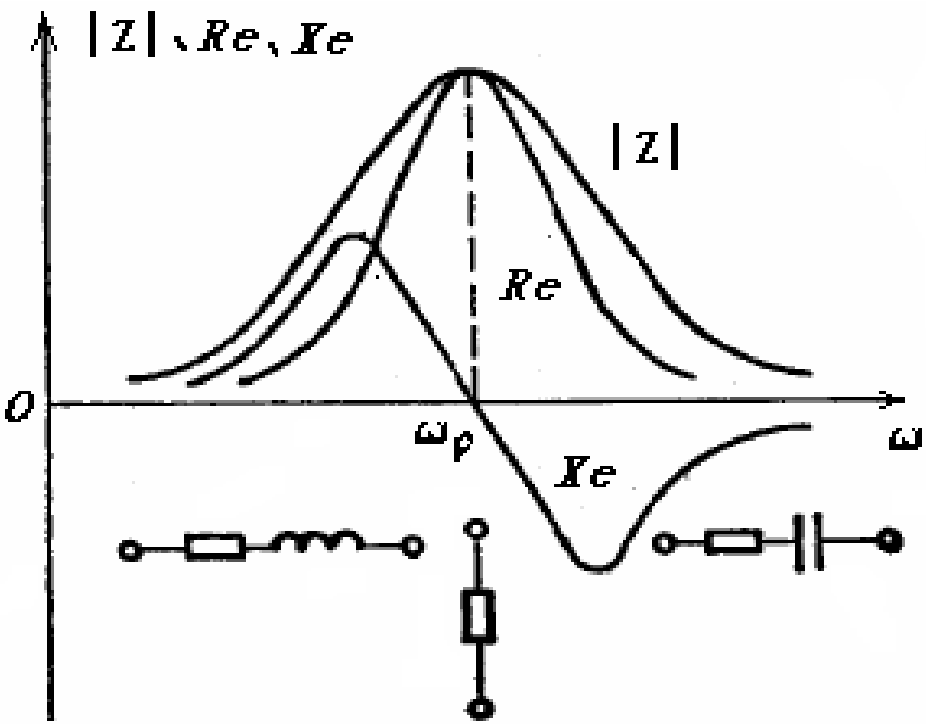


图2-2-12并联振荡回路等效阻抗与频率的关系

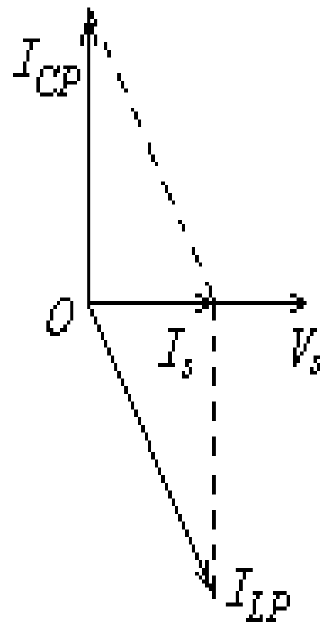


图2-2-13 并联谐振时电流与电压的关系

〖3〗谐振曲线、相频特性曲线和通频带

$$\dot{V} = \dot{I}_s Z = \frac{\dot{I}_s \frac{L}{C}}{r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} = \frac{\dot{I}_s \frac{L}{Cr}}{1 + \frac{j\omega L - \frac{1}{\omega C}}{r}} = \frac{\dot{I}_s R_P}{1 + jQ_P\left(\frac{\omega}{\omega_P} - \frac{\omega_P}{\omega}\right)}$$

$$\frac{V_m}{V_{0m}} = \frac{1}{\sqrt{1+\left[Q_P\left(\frac{\omega}{\omega_P} - \frac{\omega_P}{\omega}\right)\right]^2}} \xRightarrow{\omega \to \omega_p} \frac{V_m}{V_{om}} \approx \frac{1}{\sqrt{1+\left[Q_P \frac{2\Delta\omega}{\omega_P}\right]^2}} \approx \frac{1}{\sqrt{1+\xi^2}}$$

$$\psi = -arctgQ_P\left(\frac{\omega}{\omega_P} - \frac{\omega_P}{\omega}\right) \xRightarrow{\omega \to \omega_p} \psi \approx -arctgQ_P \frac{2\Delta\omega}{\omega_P} \approx -arctg\xi$$

$$2\Delta\omega_{0.7} = \frac{\omega_p}{Q_p};\ 2\Delta f_{0.7} = \frac{f_p}{Q_p}$$ **相对通频带** $$\frac{2\Delta\omega_{0.7}}{\omega_p} = \frac{1}{Q_p};\ \frac{2\Delta f_{0.7}}{f_p} = \frac{1}{Q_p}$$

不满足条件wL>>r 时，即低Q值的条件下

$$Z=\frac{\left(r+j\omega L\right)\cdot\dfrac{1}{j\omega L}}{r+j\left(\omega L-\dfrac{1}{\omega C}\right)}=\frac{1}{r}\frac{1-j\dfrac{r}{\omega L}}{1+j\left(\dfrac{\omega L}{r}-\dfrac{1}{\omega Cr}\right)}$$

分子改为

$$1-j\frac{r}{\omega L}=1-j\frac{r\omega_p}{\omega_p L\omega}=1-j\frac{\omega_p}{Q_p\omega}=\sqrt{1+\left(\frac{\omega_p}{\omega Q_p}\right)^2}e^{j\varphi'}$$

故：

$$\varphi'=-arctg\frac{\omega_p}{\omega Q_p}$$

$$\varphi=\varphi'-arctg\xi$$

$\dfrac{\omega_p}{\omega Q_p}$ 项起的作用是**使阻抗Z的模量增大、相角 φ 改变**。

并联回路采用恒流源分析，所以比值Z/Z_P就等于$\dot{V}/\dot{V}_0$，且阻抗相角等于回路电压相角φ，因而表示低Q_P值回路的φ与$|Z|$的变化曲线，也就表示了低Q_P值回路的谐振曲线和相频特性曲线的变化。

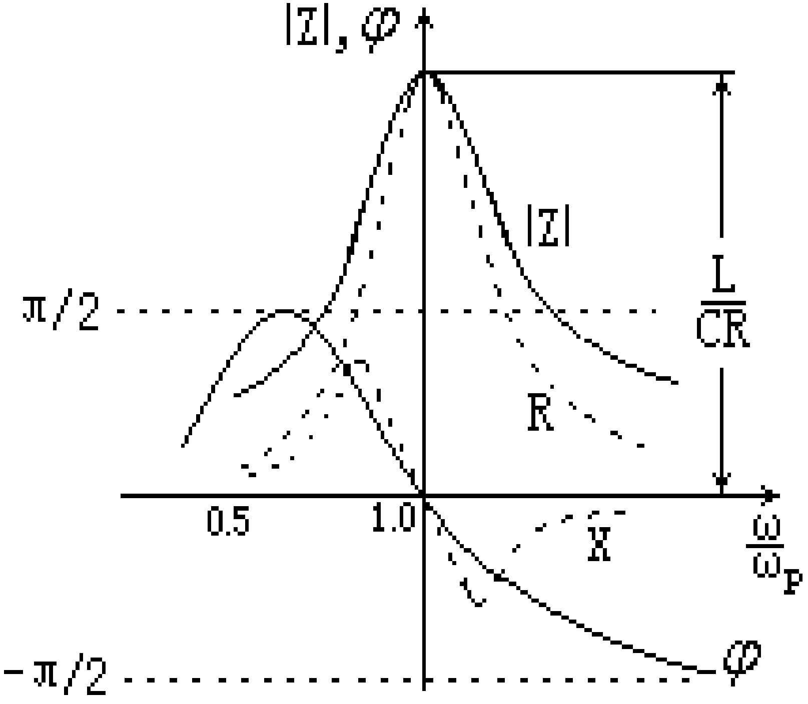


图2-2-14　Q=8时|Z|与φ的变化曲线

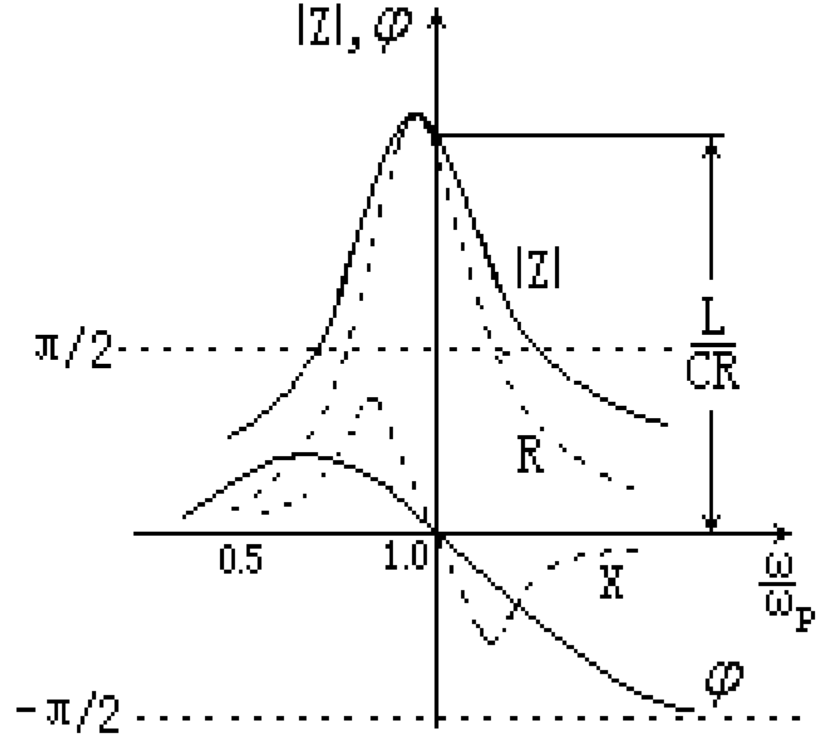


图2-2-15 Q=2时|Z|与φ的变化曲线

〖4〗信号源内阻和负开电阻对并联谐振回路的影响

并联谐振通常适用于信号源内阻***Rs*** 很大（恒流源）和负载电阻***Rs***也较大的情况，以使Q_L较高而获得较好的选择性。

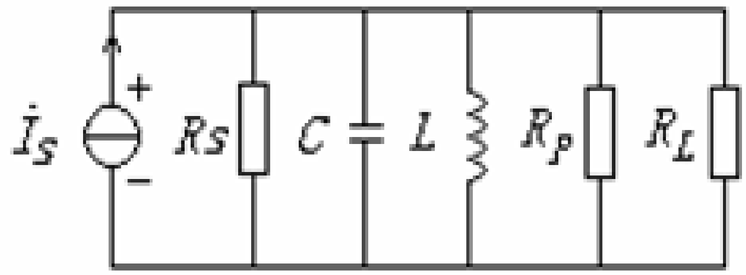


图2-2-16 考虑Rs和R_L后的并联振荡回路

$$G_P=\frac{1}{R_P},G_s=\frac{1}{R_s},G_L=\frac{1}{R_L}$$

$$Q_L=\frac{1}{\omega_P L\left(G_P+G_s+G_L\right)}$$

$$Q_L=\frac{Q_P}{1+\frac{R_P}{R_s}+\frac{R_P}{R_L}}$$

回路本身品质因数：$Q_P=\frac{1}{\omega_P L G_P}=\frac{R_P}{\omega_P L}$

例 1 设一放大器以简单并联振荡回路为负载, 信号中心频率 f_S=10MHz, 回路电容C=50 pF,

(1) 试计算所需的线圈电感值。

(2) 若线圈品质因数为Q=100, 试计算回路谐振电阻及回路带宽。

(3) 若放大器所需的带宽B=0.5 MHz, 则应在回路上并联多大电阻才能满足放大器所需带宽要求?

解: (1) 计算L值

$$L=\frac{1}{\omega_0^{\ 2}C}=\frac{1}{(2\pi)^2 f_0^{\ 2}C}$$

将f_0以兆赫兹(*MHz*)为单位, C 以皮法(*pF*)为单位, *L*以微亨（*μH*）为单位, 上式可变为一实用计算公式:

$$L=(\frac{1}{2\pi})^2\frac{1}{f_0^2C}\times10^6=\frac{25330}{f_0^2C}$$

将$f_0=f_s=10$ MHz代入, 得： $L=5.07uH$

(2) 回路谐振电阻和带宽

$$R_0=Q\omega_0L=100\times2\pi\times10^7\times5.07\times10^{-6}=3.18\times10^4$$

$$=31.8k\Omega$$

回路带宽为： $B=\frac{f_0}{Q}=100kHz$

(3) 求满足0.5MHz带宽的并联电阻

设回路上并联电阻为R_1, 并联后的总电阻为$R_1/\!/R_0$, 总的回路有载品质因数为Q_L。 由带宽公式, 有：

此时要求的带宽***B*=0.5 MHz**，故：$Q_L = \dfrac{f_0}{B}$

回路总电阻为：$Q_L = 20$

$$\frac{R_0 R_1}{R_0 + R_1} = Q_L \omega_0 L = 20 \times 2\pi \times 10^7 \times 5.07 \times 10^{-6} = 6.37 k\Omega$$

$$R_1 = \frac{6.37 \times R_0}{R_0 - 6.37} = 7.97 k\Omega$$

需要在回路上并联***7.97 kΩ***的电阻，实际取***8.2 kΩ*** 。

※并联谐振回路的耦合联接、接入系数

在并联谐振回路中，为了减少R_s和R_L对回路的影响，保证高的Q_p值，除了增大R_s和R_L外，还可采用阻抗变换网络（Impedance Transformation Network）

〖1〗变压器耦合连接的阻抗变换

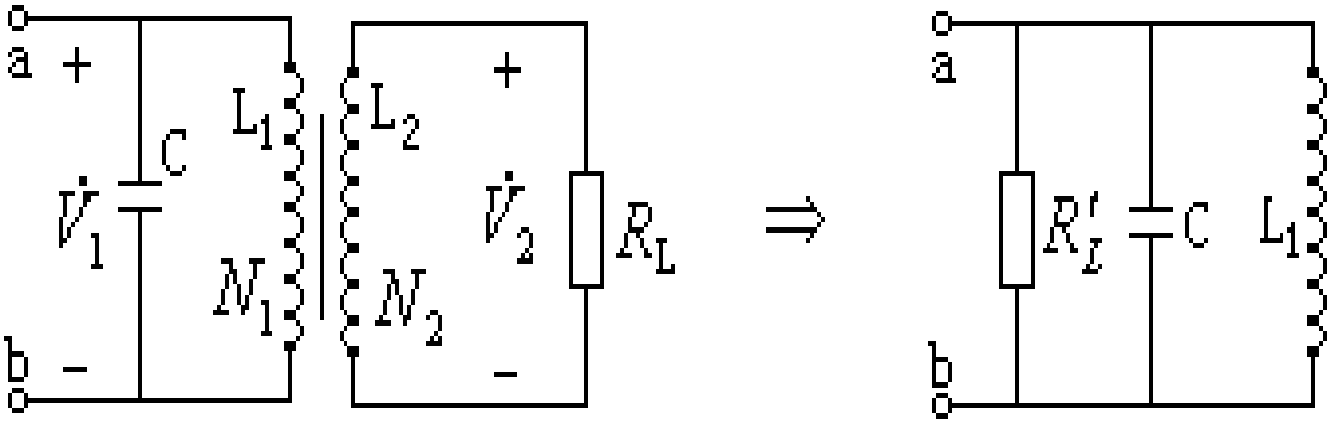


图2-2-17 变压器耦合连接的阻抗变换

◎因为L1与L2是绕在同一磁芯上，是紧耦合，可认为是理想变压器。

若 N1、N2分别为初、次级绕组的匝数，则初、次级的功率应相等：

$$\frac{V_1^2}{R_L'}=\frac{V_2^2}{R_L} \qquad R_L'=\frac{V_1^2}{V_2^2}R_L$$

$$R_L'=\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L=\frac{1}{p^2}R_L$$

$$G_L'=p^2G_L$$

低匝数向高匝数转化时电阻增加

高匝数向低匝数转化时电阻减小

均是平方关系

其中接入系数p的大小反映了外部接入负载对回路影响大小的程度

○变压器耦合连接的优点：负载与回路之间没有直流通路

○变压器耦合连接的缺点：多绕制一个次级线圈

〖2〗自耦变压器式阻抗变换电路

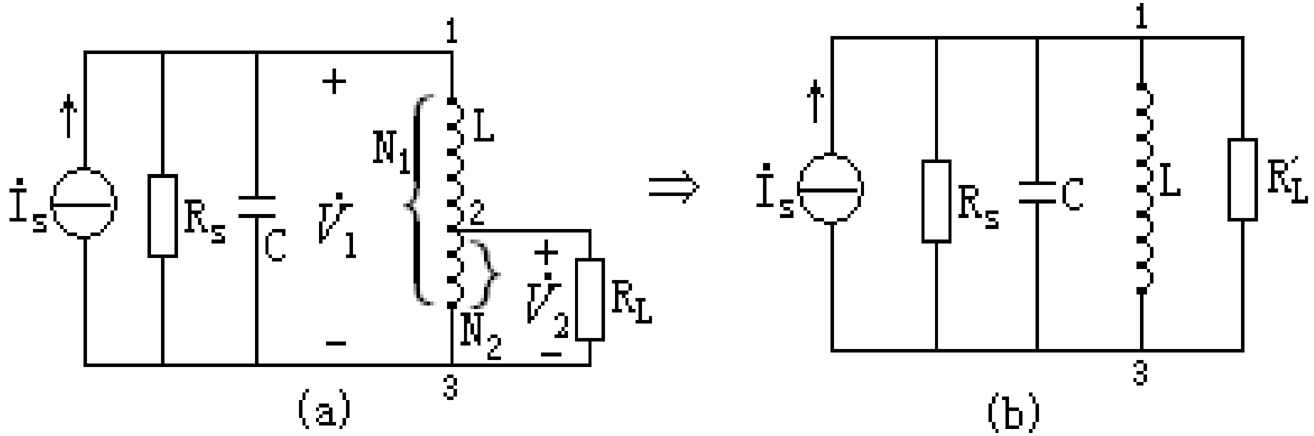


图2-2-18 自耦变压器阻抗变换电路

(a) 负载在自耦变压器中的连接，(b) 图(a)的等效电路

假设自耦变压器损耗很小可以忽略，根据功率相等的原则有：

$$P_{1-3}=\frac{1}{2}\frac{V_1^2}{R_L'}=P_{2-3}=\frac{1}{2}\frac{V_2^2}{R_L}$$

$$R_L'=\frac{1}{p^2}R_L$$

$$G_L'=p^2G_L$$

$$\frac{R_L'}{R_L}=\left(\frac{V_1}{V_2}\right)^2=\left(\frac{1}{p}\right)^2$$

低匝数向高匝数转化时电阻增加，高匝数向低匝数转化时电阻减小，均是平方关系

〔3〕电感分压式电路

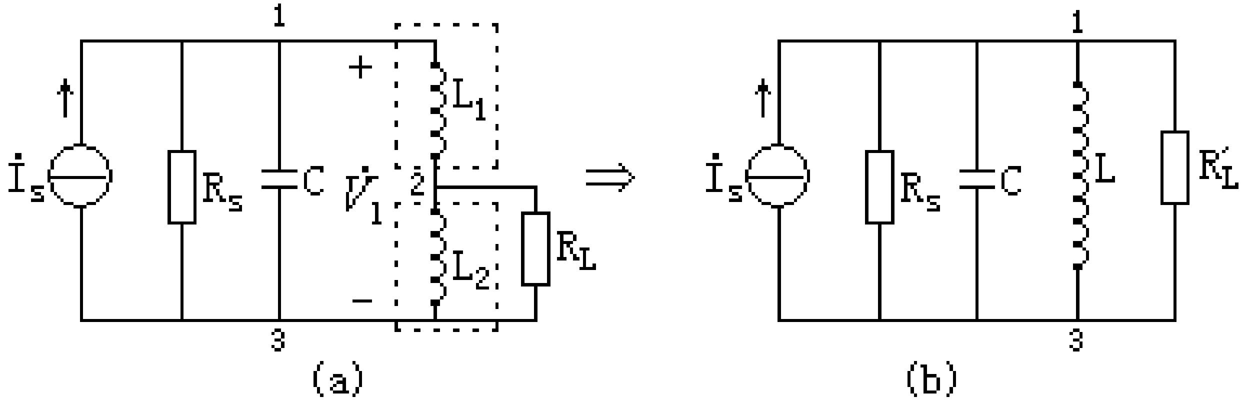


图2-2-19 电感分压式阻抗变换电路

(a) 双电感抽头耦合电路，(b) 图(a)的等效电路

$$R_L' = \frac{1}{\left(\dfrac{L_2}{L_1+L_2}\right)^2} R_L = \frac{1}{p^2} R_L$$

低匝数向高匝数转化时电阻增加

高匝数向低匝数转化时电阻减小

均是平方关系

〔4〕电容分压式电路

设:$R_L >> \left|1/(\omega C_2)\right|$

$$\dot{V}_2 = \frac{\dot{V}_1}{\frac{1}{j\omega C_1}+\frac{1}{j\omega C_2}} \cdot \frac{1}{j\omega C_2} = \frac{C_1}{C_1+C_2}\dot{V}_1$$

根据功率相等的原则有:

$$P_{1-3} = \frac{1}{2}\frac{V_1^2}{R_L'} = P_{2-3} = \frac{1}{2}\frac{V_2^2}{R_L}$$

$$R_L' = \frac{R_L}{\left(\frac{C_1}{C_1+C_2}\right)^2} = \frac{R_L}{p^2}$$

$$p = \frac{C_1}{C_1+C_2}$$

低向高转化时电阻增加

高向低转化时电阻减小

均是平方关系

注意接入系数与
前面表达的不同!

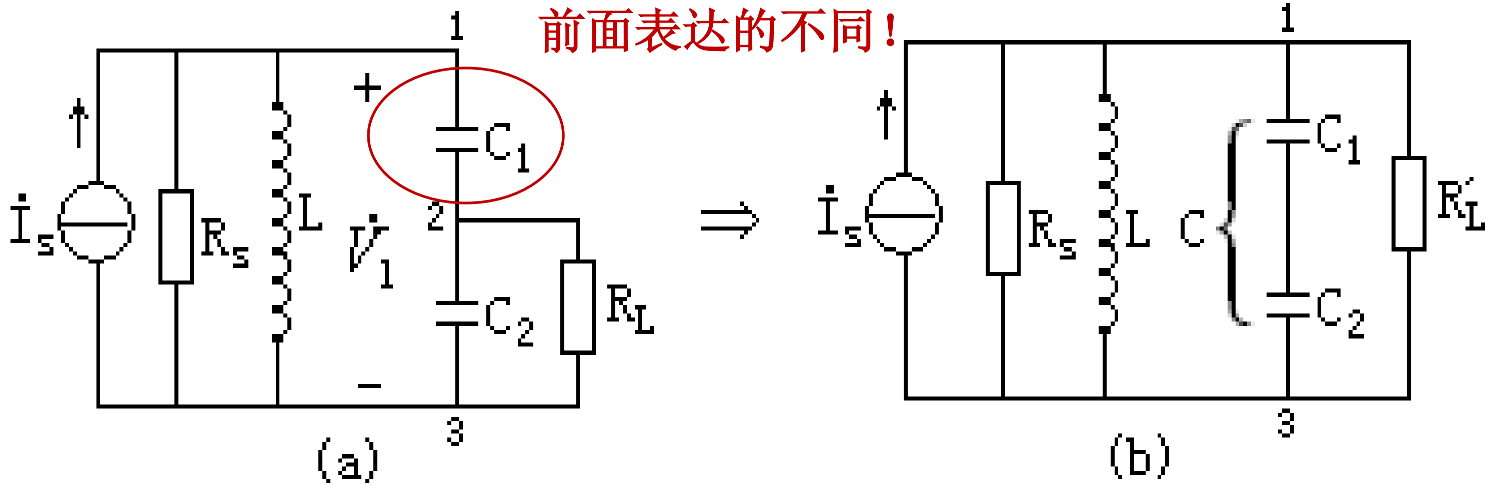


图2-2-20 电容分压式阻抗变换电路

(a) 双电容抽头耦合电路; (b) 图(a)的等效电路

〖5〗电压源和电流源的折合

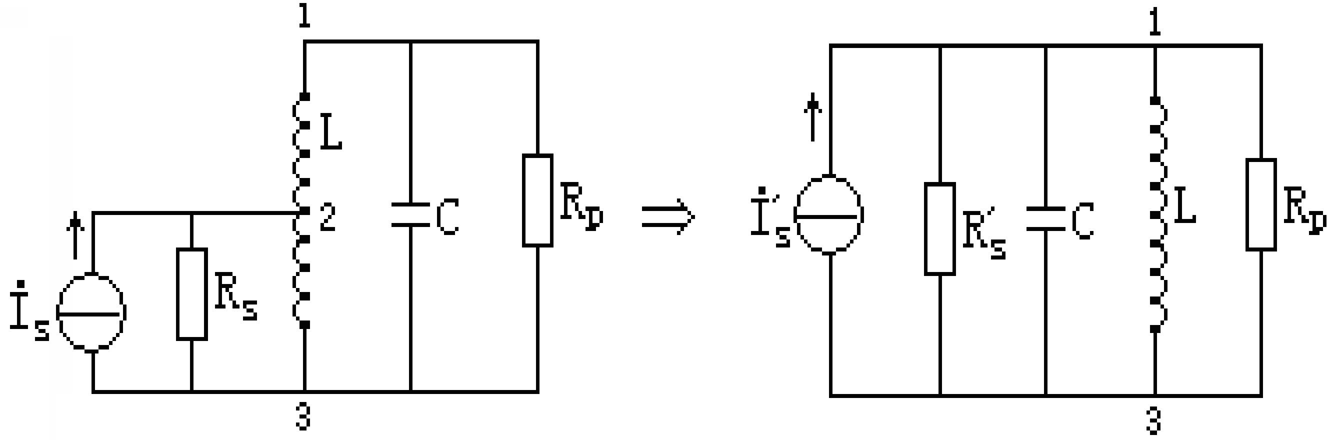


图2-2-22 信号源内阻与恒流源的等效折合

$$R'_s = \left(\frac{1}{p}\right)^2 R_s$$

$$\dot{I}_s^{\,2} R_s = I_s'^{2} R_s' \rightarrow$$

$$\dot{I}_s^{\,2} R_s = I_s'^{2} \left(\frac{1}{p}\right)^2 R_s \rightarrow$$

▓ $\dot{I}'_s = p\dot{I}_s$

$$I_s' = pI_s$$

▓同理，电压源则为：

$$\dot{U}_s' = \dot{U}_s / p$$

低匝数向高匝数转化时电流减小；高匝数向低匝数转化是电流增加 成比例关系

〖6〗综合

◎信号源与负载可以同时分别采取“部分接入”的形式

◎图2-2-23就是接收机中放常用的连接形式

信号源以自耦变压器形成接入，接入系数是p_1

负载以变压器形式接入，接入系数是p_2

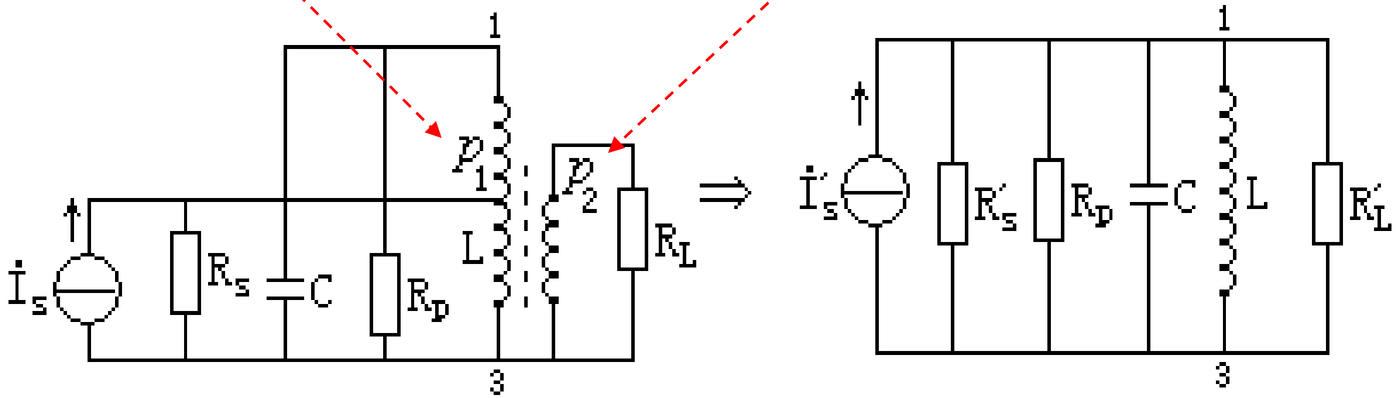
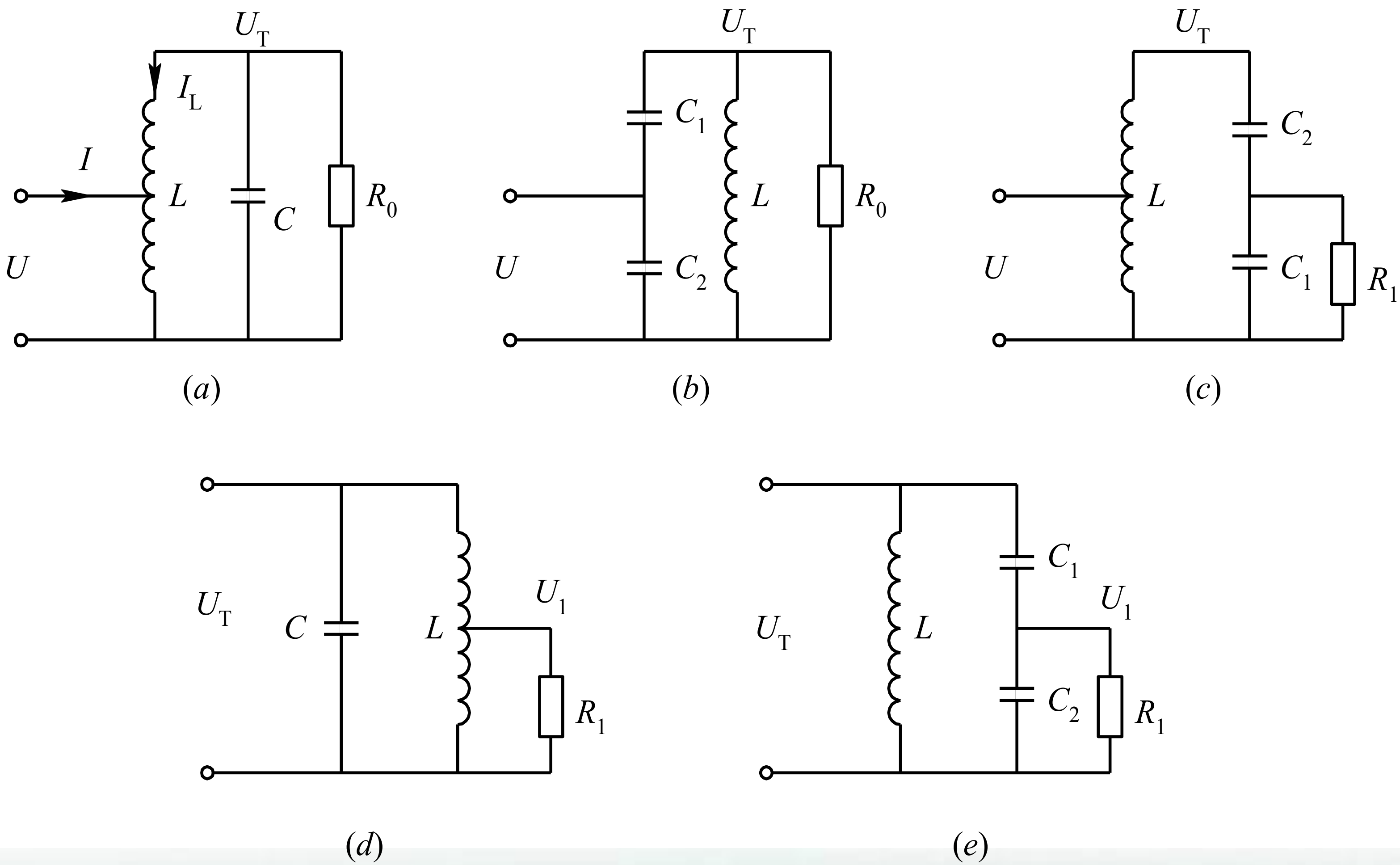


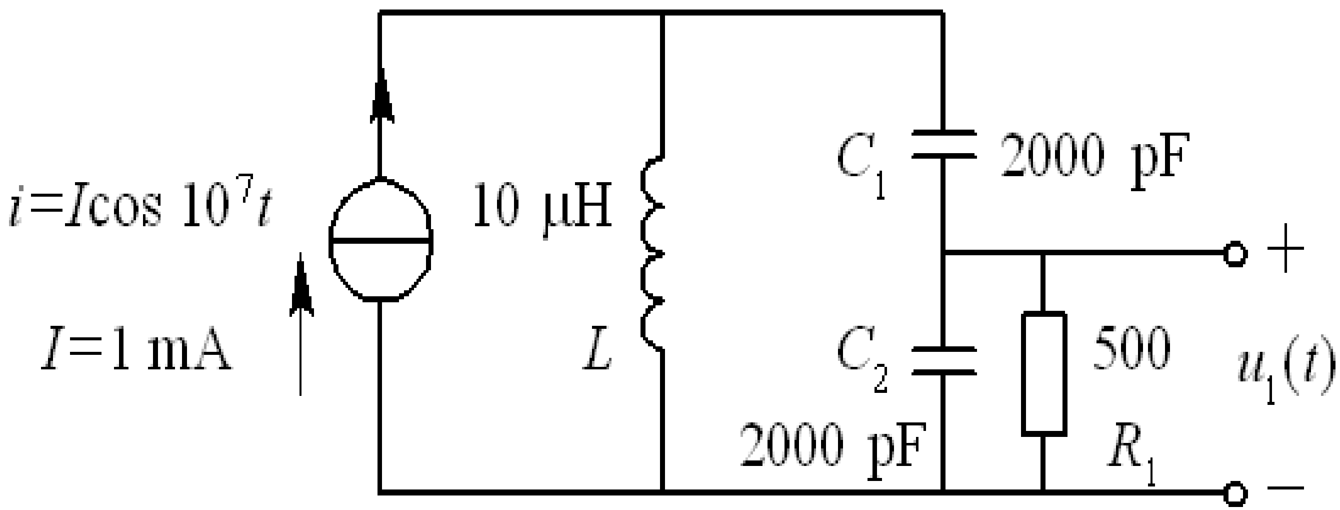
图2-2-23 信号源与负载都采用部分接入形式



U_T
I_L
I
L
C
R_0
U
(a)
U_T
C_1
L
R_0
U
C_2
(b)
U_T
C_2
L
U
C_1
R_1
(c)
U_T
C
L
U_1
R_1
(d)
C_1
U_1
U_T
L
C_2
R_1
(e)

几种常见抽头振荡回路

例 2　如下图抽头回路由电流源激励，忽略回路本身的固有损耗，试求回路两端电压$u_1(t)$的表示式及回路带宽。



解：　由于忽略了回路本身的固有损耗，因此可以认为$Q\to\infty$。由图可知，回路电容为：

$$C=\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}=1000\,pF$$

谐振角频率为：

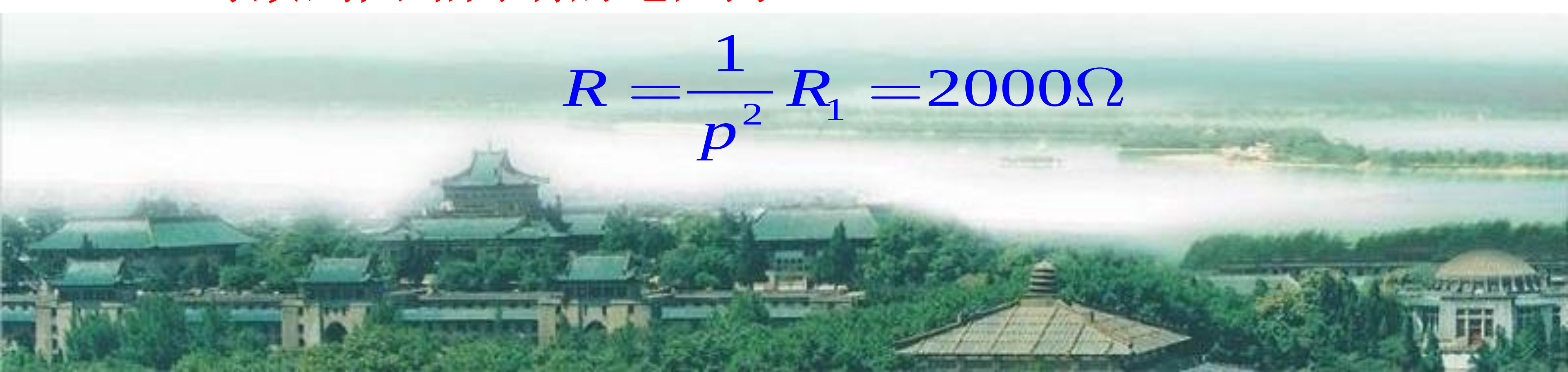
$$\omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC}}=10^7\,rad/s$$

电阻R_1的接入系数：

$$p=\frac{C_1}{C_1+C_2}=0.5$$

等效到回路两端的电阻为：

$$R=\frac{1}{p^2}R_1=2000\Omega$$



回路两端电压*u(t)*与*i(t)*同相, 电压振幅*U* =*IR* = 2 V，故：

$$u(t)=2\cos 10^{7} tV$$

输出电压为：

$$u_1(t)=pu(t)=\cos 10^{7} tV$$

回路有载品质因数：

$$Q_L=\frac{R}{\omega_0 L}=\frac{2000}{100}=20$$

回路带宽：

$$B=\frac{\omega_0}{Q_L}=5\times 10^{5} rad/s$$

※谐振回路的相频特性----群时延特性

◎对于谐振回路来除考虑幅频特性外，还必须考虑相频特性

◎幅频特性表现为：对各个频率分量所产生幅度变化的特性

◎相频特性表现为：对各个频率分量所产生为相位(或时延)变化特性

◎并联谐振回路为例：

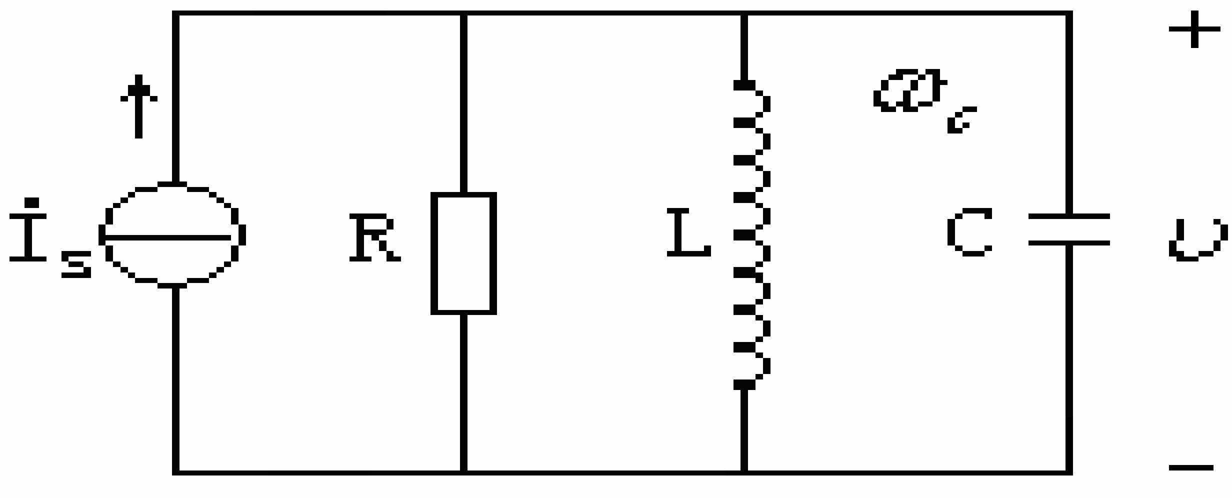


图2-3-1 调幅信号加到并联谐振回路

$$i_s = I_{sm}\left(1+m_a\cos\Omega t\right)\cos\omega_c t$$

w_c：信号载波频率[回路通过该频率的信号时($\omega_c = \omega_p$)产生谐振]；

Ω：调制音频，即调幅波包络的频率；

m_a：调幅度；　m_f 、m_p

I_{sm}：载波幅值。

$$i_s = I_{sm}\cos\omega_c t + \overset{\text{上边频}}{\frac{1}{2}I_{sm}m_a\cos\left(\omega_c+\Omega\right)t} + \overset{\text{下边频}}{\frac{1}{2}I_{sm}m_a\cos\left(\omega_c-\Omega\right)t}$$

$$\upsilon = I_{sm}R_p\cos\omega_c t + \frac{1}{2}I_{sm}R_p m_a'\cos\left[\left(\omega_c+\Omega\right)t-\psi_{\Omega}\right]$$

$$+\frac{1}{2}I_{sm}R_p m_a'\cos\left[\left(\omega_c-\Omega\right)t+\psi_{\Omega}\right]$$

容性电路　电压滞后电流

感性电路　电压超前电流

$$= I_{sm}R_p\left[1+m_a'\cos\left(\Omega t-\psi_{\Omega}\right)\right]\cos\omega_c t$$

$$= I_{sm}R_p\left[1+m_a'\cos\Omega\left(t-\frac{\psi_{\Omega}}{\Omega}\right)\right]\cos\omega_c t$$

R_p 为回路的谐振阻抗；

$m_a' = m_a / \sqrt{2}$ 意味着边频在电压下降至 $1/\sqrt{2}$

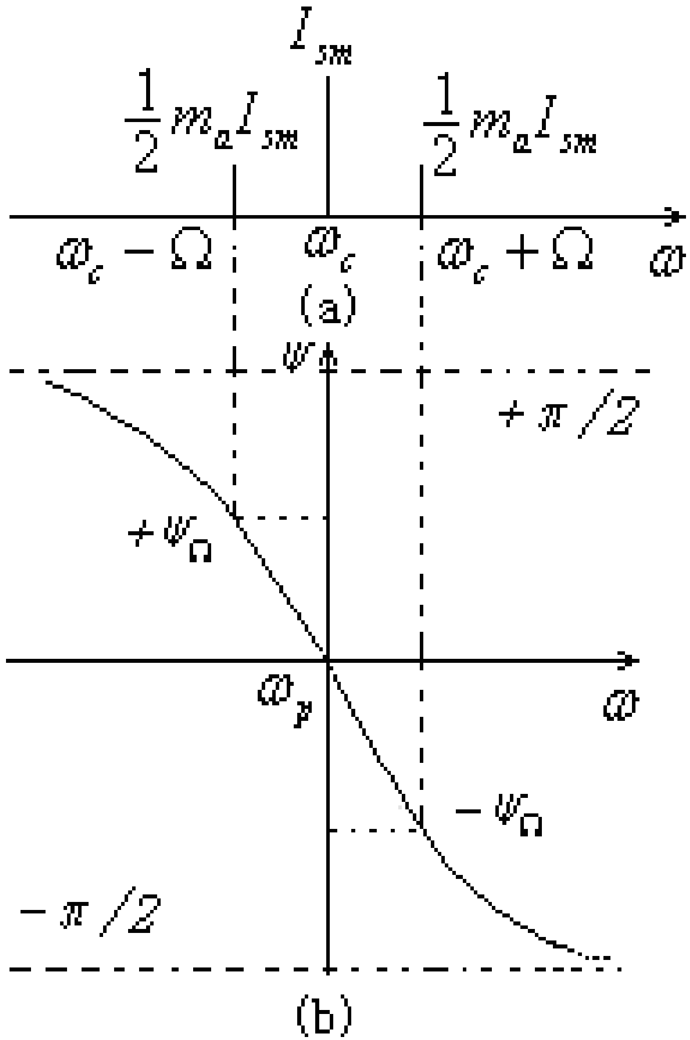


图2-3-2 调幅波的频谱与回路中的相频特性

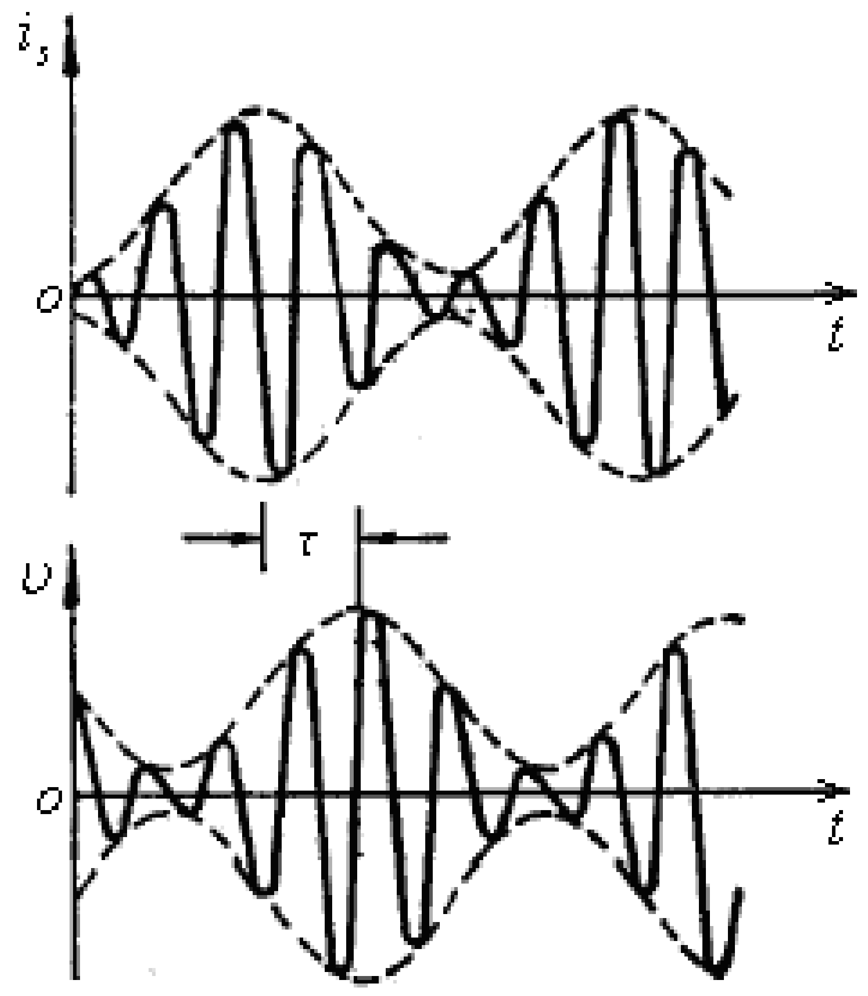


图2-3-3 调幅波通过并联谐振回路后包络延迟

◎回路的端电压（输出信号）仍然是调幅波

◎**群时延特性**定义为：

$$\tau(\omega) = \frac{d\psi}{d\omega}$$

$$\tau(\omega) \approx \frac{d}{d\omega}\left[\arctan Q_p \frac{2\Delta\omega}{\omega_p}\right]$$

$$\tau(\omega) = \frac{\dfrac{2Q_p}{\omega_p}}{1 + Q_p^2 \dfrac{4(\Delta\omega)^2}{\omega_p^2}}$$

◎谐振点处：

$$\tau(\omega_p) = \frac{2Q_p}{\omega_p}$$

此式就是相频特性在ω_p点的斜率，可写成：

$$\tau = \frac{2Q_p}{\omega_p}$$

$$\therefore \psi = -\arctan(\tau \times \Delta\omega) = -\arctan \tau\left(\omega - \omega_p\right)$$

在$\boldsymbol{\omega_p}$ 附近，由于$\boldsymbol{\psi}$ 较小，所以有：

$$\psi \approx -\tau\left(\omega - \omega_p\right)$$

$$\boxed{\omega - \omega_p = \Omega}$$

$$\boxed{\text{在 } \omega_c \pm \Omega \text{ 处：} \psi = \mp\psi_\Omega}$$

$$\psi_\Omega = \tau\Omega; \tau = \frac{\psi_\Omega}{\Omega}$$

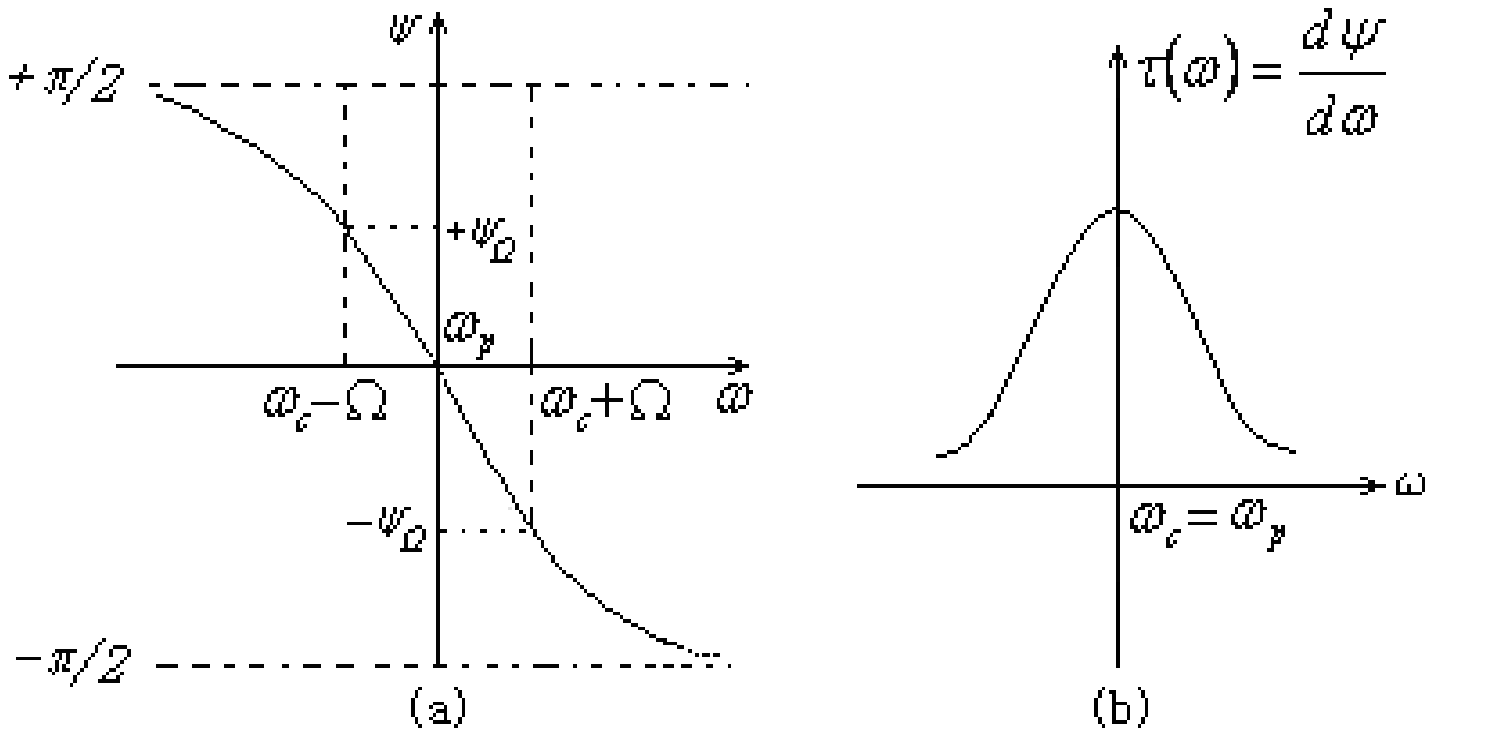


图2-3-4 调幅信号通过并联谐振回路时的群时延特性

(a) 并联谐振回路的相频特性；(b) 信号通过谐振回路时的群时延特性

◎由于群时延的影响，使输出波形的包络产生延迟

◎如果群时延不是常数，则两个边带信号延迟量不同，从而使合成包络产生失真

◎为了不产生包络失真，我们希望相频特性是斜率为常数的一条直线

$$eg: \psi = -t_0\omega \rightarrow \tau = -\frac{d\psi}{d\omega} = t_0$$

◎通过系统的各个频率分量的延迟时间都等于t_0，合成的包络形状不变，输出波形的包络只是延迟了时间t_0，输出的波形不会产生相位失真

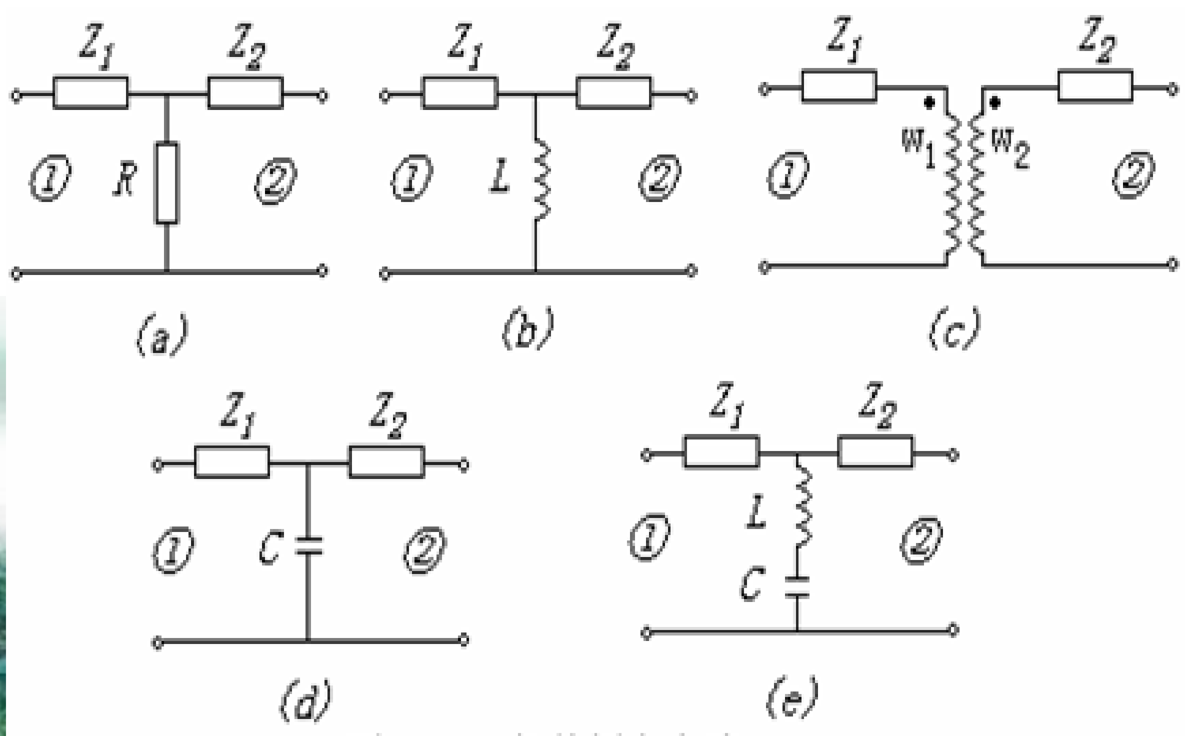
※ 耦合回路

◎两个互相耦合的振荡回路，称为双调谐回路

◎耦合回路中接有激励信号源的回路，称为初级回路

与负载相接的回路，称为次级回路

◎两个回路之间必须存在有公共阻抗，才能完成耦合作用。公共阻抗如果是纯电阻或纯电抗，则称为纯耦合，如下图（a）、（b）、（c）、（d）所示。公共阻抗由两种或两种以上的电路元件组成，则称为复耦合，如下图（e）所示。



◎耦合系数（coupling coefficient）k：

在耦合回路的公共电抗绝对值（在电阻耦合电路中为电阻值）与初、次级回路中同性质的电抗值（或电阻值）的几何中项之比值，即：

$$k = \frac{|X_{12}|}{\sqrt{X_{11}X_{22}}}$$

图（c）的耦合系数为：$k = \dfrac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$

◎特　性：

□任何电路的耦合系数不但都是无量纲的常数，而且永远是个小于**1**的正数

□按耦合系数的大小，耦合回路一般分为：

① $k<1\%$ 称为极弱耦合；② $k=1\%\sim5\%$ 称为弱耦合；③ $k=5\%\sim90\%$ 称为强耦合；④ $k>90\%$ 称为极强耦合；⑤ $k=100\%$ 称为全耦合。

□k值的大小，能极大地影响耦合回路频率特性曲线的形状。

※ 互感耦合回路的等效阻抗

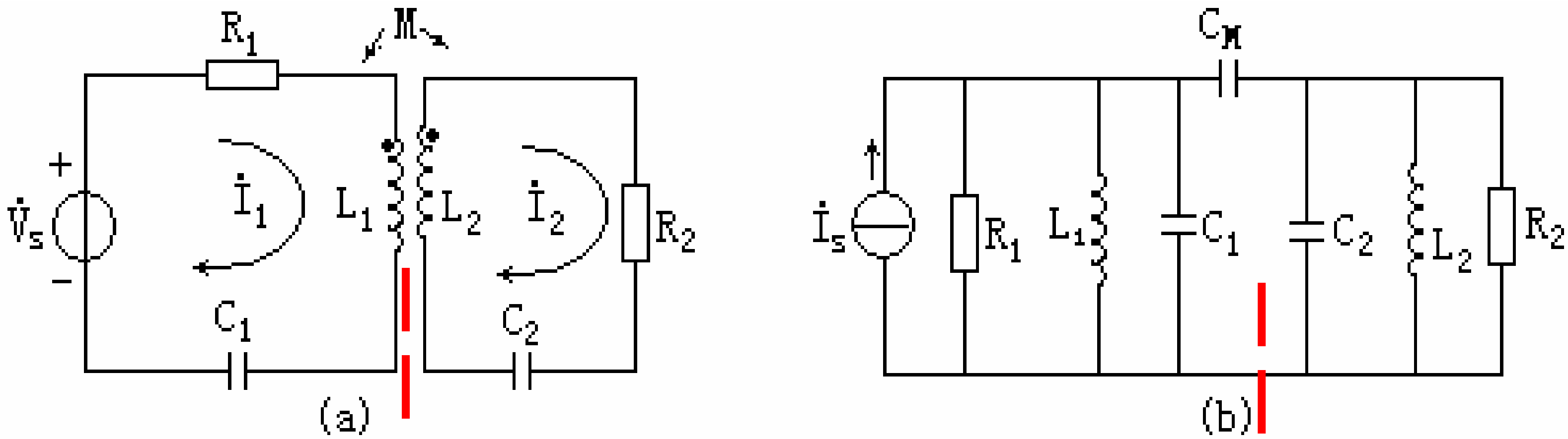


图2-4-1 耦合振荡回路

(a) 串联电路；(b) 并联电路

耦合系数：

$$k = M/\sqrt{L_1 L_2}$$

$$L_1 = L_2 = L \rightarrow k = M/L$$

耦合系数：

$$k = C_M/\sqrt{(C_1 + C_M)(C_2 + C_M)}$$

$$C_1 = C_2 = C \rightarrow k = C_M/(C + C_M)$$

◎以图2-4-1 (a)所示的互感耦合回路为例来分析耦合回路的阻抗特性

初、次级回路电压方程，根据基尔霍夫定律(*KVL*)可得：

$$\left.\begin{aligned} Z_{11}\dot{I}_1 - j\omega M\dot{I}_2 &= \dot{V}_s \\ Z_{22}\dot{I}_2 - j\omega M\dot{I}_1 &= 0 \end{aligned}\right\}$$

Z_{11}为初级回路的<u>自阻抗</u>，$Z_{11}=R_{11}+jX_{11}$

Z_{22}为次路回路的<u>自阻抗</u>，$Z_{22}=R_{22}+jX_{22}$

$$\left.\begin{aligned} Z_{11} &= R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} = R_{11} + jX_{11} \\ Z_{22} &= R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} = R_{22} + jX_{22} \end{aligned}\right\}$$

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{V}_s}{Z_{11} + \frac{(\omega M)^2}{Z_{22}}} = \frac{\dot{V}_s}{Z_{11} + Z_{12}}$$

$$\dot{I}_2 = \frac{-j\omega M \frac{\dot{V}_s}{Z_{11}}}{Z_{22} + \frac{(\omega M)^2}{Z_{11}}} = \frac{\dot{V}_2}{Z_{22} + Z_{21}} \qquad \dot{V}_2 = -j\omega M \frac{\dot{V}_s}{Z_{11}} = -j\omega M \dot{I}_s$$

$$Z_{12} = \frac{(\omega M)^2}{Z_{22}} = \frac{(\omega M)^2}{|Z_{22}|^2} R_{22} + j \frac{-(\omega M)^2}{|Z_{22}|^2} X_{22}$$

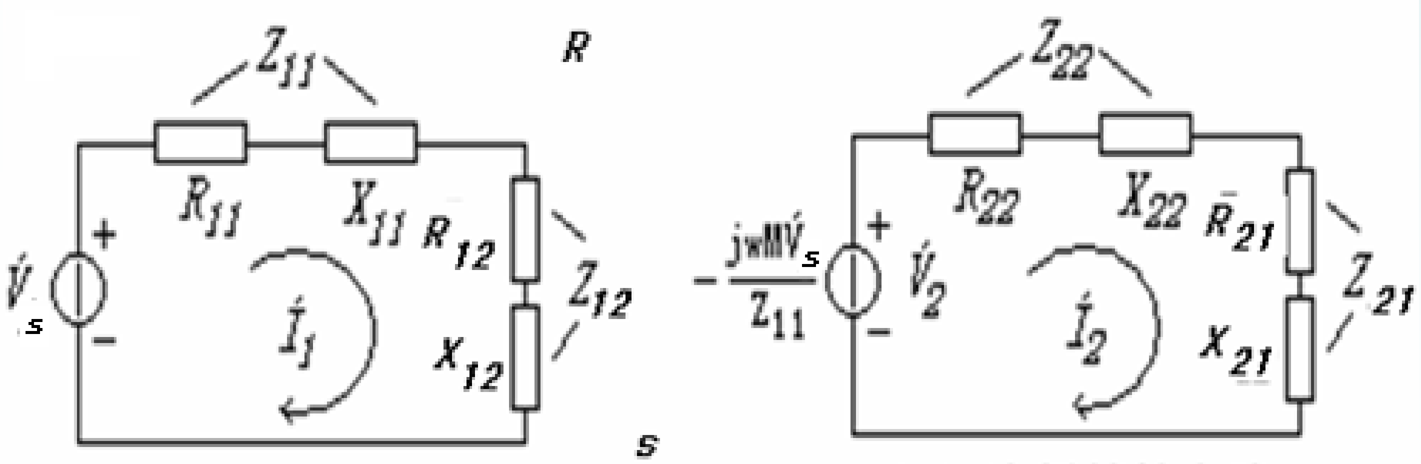
$$Z_{21} = \frac{(\omega M)^2}{Z_{11}} = \frac{(\omega M)^2}{|Z_{11}|^2} R_{11} + j \frac{-(\omega M)^2}{|Z_{11}|^2} X_{11}$$

◎次级回路对初级回路的反射阻抗： $Z_{12}=\dfrac{(\omega M)^2}{Z_{22}}$

◎初级回路对次级回路的反射阻抗： $Z_{21}=\dfrac{(\omega M)^2}{Z_{11}}$

$-j\omega M\dfrac{\dot{V}_s}{Z_{11}}$ 为次级开路时，初级电流 $\dot{I}_1=\dfrac{\dot{V}_s}{Z_{11}}$ 在次级线圈*L2*中所感应的电动势，用电压表示为：

$$\dot{V}_2=-j\omega M\dot{I}_1=-j\omega M\frac{\dot{V}_s}{Z_{11}}$$



（a）初级等效电路　　（b）次级等效电路

重点理解

◎在初级和次级回路中，并不存在实际的反射阻抗

◎反射阻抗只不过是用来说明一个回路对另一个相互耦合回路的影响

$$Z_{12} = \frac{(\omega M)^2}{R_{22} + jX_{22}} = \frac{(\omega M)^2}{R_{22}^2 + X_{22}^2} R_{22} + j\frac{-(\omega M)^2}{R_{22}^2 + X_{22}^2} X_{22} = R_{12} + jX_{12}$$

$$Z_{21} = \frac{(\omega M)^2}{R_{11} + jX_{11}} = \frac{(\omega M)^2}{R_{11}^2 + X_{11}^2} R_{11} + j\frac{-(\omega M)^2}{R_{11}^2 + X_{11}^2} X_{11} = R_{21} + jX_{21}$$

结 论

①反射电阻永远是正值。无论是初级回路反射到次级回路，还是从次级回路反射到初级回路，反射电阻总是代表一定能量的损耗；

②反射电抗的性质与原回路总电抗的性质总是相反的。以X_{12}为例，当X_{22}呈感性（$X_{22}>0$）时，则X_{12}呈容性（$X_{12}<0$）；反之，当X_{22}呈容性（$X_{22}<0$）时，则X_{12}呈感性（$X_{12}>0$）；

③反射电阻和反射电抗的值与耦合阻抗的平方值 $(\omega M)^2$成正比;
当互感量$M=0$小时，反射阻抗也等于零，这就是单回路的情况;

④当初、次级回路同时调谐到与激励频率谐振（即$X_{11}=X_{22}=0$）时，反射阻抗为纯阻。其作用相当于在初级回路中增加一电阻分量 $(\omega M)^2/R_{22}$，或者在次级回路中增加一电阻分量 $(\omega M)^2/R_{11}$ ，且反射电阻与原回路电阻成反比。此种状态称为**耦合回路达到全谐振状态**

$$Z_{11}=R_{11} \qquad Z_{22}=R_{22}$$

$$\dot{I}_1=\frac{\dot{V}_s}{R_{11}+R_{12}}=\frac{\dot{V}_s}{R_{11}+\dfrac{(\omega M)^2}{R_{22}}}$$

$$\dot{I}_2=\frac{-j\omega M\dfrac{\dot{V}_s}{R_{11}}}{R_{22}+R_{21}}=\frac{-j\omega M\dfrac{\dot{V}_s}{R_{11}}}{R_{22}+\dfrac{(\omega M)^2}{R_{11}}}$$

⑤一般情况下，R_{22}与R_{21}不相等，即电路未达到匹配状态，故次级回路虽然处于谐振状态，但次级电流并未达到最大值。如能在全谐振基础上，再调节耦合量，使

$$R_{21}=\frac{(\omega M)^2}{R_{11}}=R_{22} \qquad \omega M=\sqrt{R_{11}R_{22}}$$

可使次级回路电流达到最大值 $\dot{I}_{2\max}=\dfrac{j\dot{V}_s}{2\sqrt{R_{11}R_{22}}}$ 称为最佳全谐振。

◎考虑到反射阻抗对初、次级回路的影响，最后可以写出初、次级等效电路的总阻抗的表示式：

$$Z_{e1}=[R_{11}+\frac{(\omega M)^2}{R_{22}^2+X_{22}^2}R_{22}]+j[X_{11}-\frac{(\omega M)^2}{R_{22}^2+X_{22}^2}X_{22}]$$

$$Z_{e2}=[R_{22}+\frac{(\omega M)^2}{R_{11}^2+X_{11}^2}R_{11}]+j[X_{22}-\frac{(\omega M)^2}{R_{11}^2+X_{11}^2}X_{11}]$$

※耦合回路的调谐特性和频率特性

§调谐特性 [输入信号频率不变,电路参数改变的情况]

根据图2-4-1所示的等效电路可以写出电流幅度I_{1m}和I_{2m}的表示式：

$$I_{1m}=\frac{V_{sm}}{\sqrt{[R_{11}+\frac{(\omega M)^2}{R_{22}^2+X_{22}^2}R_{22}]^2+[X_{22}-\frac{(\omega M)^2}{R_{22}^2+X_{22}^2}X_{22}]^2}}$$

$$I_{2m}=\frac{V_{sm}\omega M}{\sqrt{[R_{22}+\frac{(\omega M)^2}{R_{11}^2+X_{11}^2}R_{11}]^2+[X_{11}-\frac{(\omega M)^2}{R_{11}^2+X_{11}^2}X_{11}]^2}}\cdot\frac{1}{\sqrt{R_{11}^2+X_{11}^2}}$$

全谐振条件： $X_{11}=0,\qquad X_{22}=0$

得：

$$\dot{I}_1=\frac{\dot{V}_s}{R_{11}+\frac{(\omega M)^2}{R_{22}}}\qquad \dot{I}_2=\frac{-j\omega M\frac{\dot{V}_s}{R_{11}}}{R_{22}+\frac{(\omega M)^2}{R_{11}}}$$

●最佳全谐振条件: $X_{11}=0, X_{22}=0$

$$R_{12}=\frac{(\omega M)^2}{R_{22}}=R_{11}$$

$$R_{21}=\frac{(\omega M)^2}{R_{11}}=R_{22}$$

●可得到次级回路的电流可能最大值：

$$I_{2max,max}=\frac{\omega M V_{sm}}{[R_{22}+\frac{(\omega M)^2}{R_{11}^2+X_{11}^2}R_{11}]*\sqrt{R_{11}^2+X_{11}^2}}=\frac{V_{sm}}{2\sqrt{R_{11}R_{22}}}$$

●可求得最佳全谐振时的互感为： $M_c=\frac{\sqrt{R_{11}R_{22}}}{\omega}$

●通常把最佳全谐振时初、次级间的耦合称为临界耦合。与此相应的耦合系数称为临界耦合系数，以表示 k_c ：

$$k_c=\frac{M_c}{\sqrt{L_{11}L_{22}}}=\sqrt{\frac{R_{11}R_{22}}{\omega L_{11}*\omega L_{22}}}=\frac{1}{\sqrt{Q_1Q_2}}$$

Q_1和Q_2分别表示初级回路和次级回路的品质因数；

临界耦合系数决定于回路的品质因数。$Q_1=Q_2=Q$ 时，则临界耦合系数为：

$$k_c = \frac{1}{Q}$$

$$Q_1 \approx \omega L_{11} / R_{11}$$

$$Q_2 \approx \omega L_{22} / R_{22}$$

§ 耦合回路的频率特性 [输入信号频率变]

以上讨论了信号源频率不变，仅改变回路参数或耦合参数时回路所发生的谐振现象。

通常信号源是一个包含许多频率成分的已调波信号，为了了解耦合回路对频率分量的响应，需要研究在电路参数不变的情况下，改变信号源频率时次级回路的电压（或电流）随频率的变化关系，称为次级回路电压（或电流）的频率特性。

◎频率特性方程

互感耦合串联型回路与电容耦合并联型回路可以互换，所以只讨论并联型回路，结论适于串联回路

假设初、次级回路元件参数对应相等，即$L_1=L_2=L$，$C_1=C_2=C$，$R_{11}=R_{22}=R$，$Z_{11}=Z_{22}=Z=R(1+j\xi)$，这里，$\xi$称为广义失谐

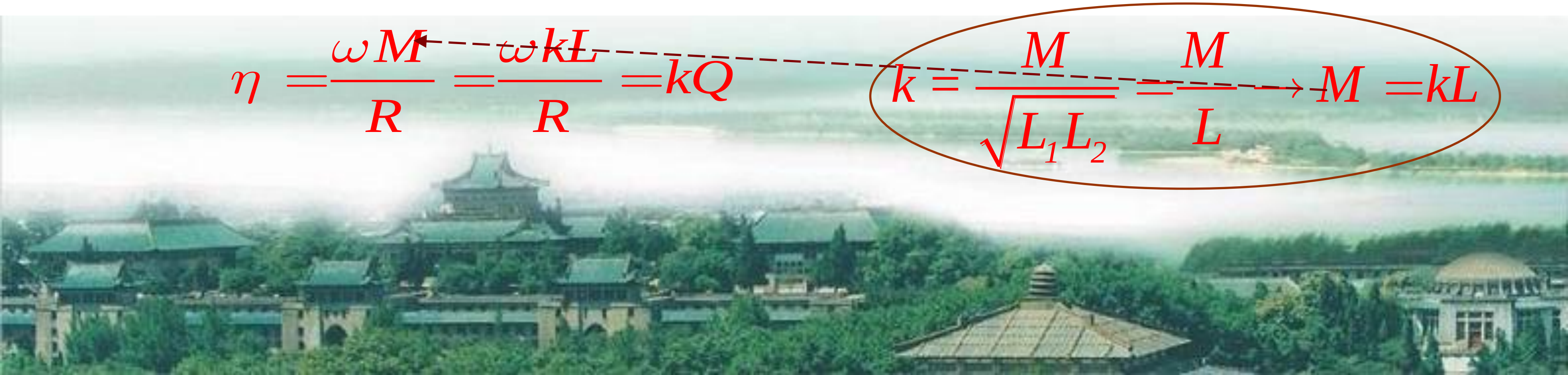
$$\dot{I}_1=\frac{\dot{V}_s}{R(1+\xi)+\dfrac{(\omega M)^2}{R(1+\xi)}}=\frac{(1+\xi)\dot{V}_s/R}{(1+\xi)^2+\left(\dfrac{\omega M}{R}\right)^2}$$

$$\dot{I}_2=\frac{-j\omega M\dfrac{\dot{V}_s}{R(1+\xi)}}{R(1+\xi)+\dfrac{(\omega M)^2}{R(1+\xi)}}=\frac{-j\omega M\dot{V}_s/R^2}{(1+\xi)^2+\left(\dfrac{\omega M}{R}\right)^2}$$

令 $\eta=\omega M/R$ 定义为**耦合因数**，它与耦合系数的关系为：

$$\eta=\frac{\omega M}{R}=\frac{\omega kL}{R}=kQ$$

$$k=\frac{M}{\sqrt{L_1L_2}}=\frac{M}{L}\longrightarrow M=kL$$



$$\dot{I}_1 = \frac{(1+\xi)\dot{V}_s/R}{(1+\xi)^2+\eta^2}$$

$$\dot{I}_2 = \frac{j\eta\dot{V}_s/R}{(1+\xi)^2+\eta^2}$$

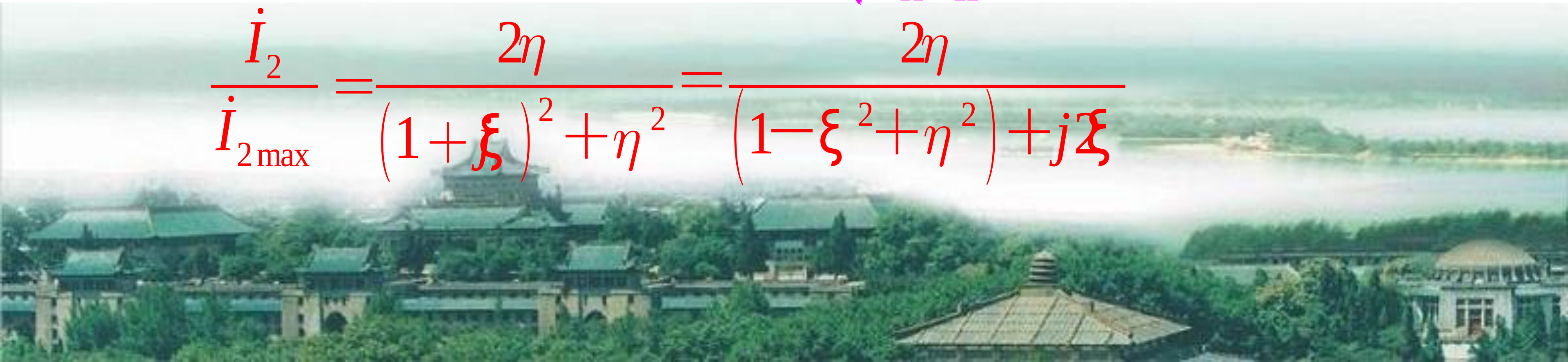
考虑到：

$$\dot{I}_{2\max} = \frac{j\dot{V}_s}{2\sqrt{R_{11}R_{22}}} = \frac{j\dot{V}_s}{2R} \qquad (\because R_{11}=R_{22})$$

$$I_{2max,max} = \frac{\omega M V_{sm}}{[R_{22}+\frac{(\omega M)^2}{R_{11}^2+X_{11}^2}R_{11}] * \sqrt{R_{11}^2+X_{11}^2}} = \frac{V_{sm}}{2\sqrt{R_{11}R_{22}}}$$

得：

$$\dot{I}_2 = \frac{2\eta\dot{I}_{2\max}}{(1+\xi)^2+\eta^2}$$



$$\frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_{2\max}} = \frac{2\eta}{(1+\xi)^2+\eta^2} = \frac{2\eta}{(1-\xi^2+\eta^2)+j2\xi}$$

$$\alpha=\left|\frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_{2\max}}\right|=\frac{2\eta}{\sqrt{\left(1-\xi^2+\eta^2\right)^2+4\xi^2}}=\frac{2\eta}{\sqrt{\left(1+\eta^2\right)^2+2\left(1-\eta^2\right)\xi^2+\xi^4}}$$

◎上式即为频率特性方程

耦合因数

◎归一化谐振曲线的表示式是ξ的偶函数。若以**ξ**为变量，**η**为参变量，可画出次级回路归一化谐振特性曲线。讨论如下：

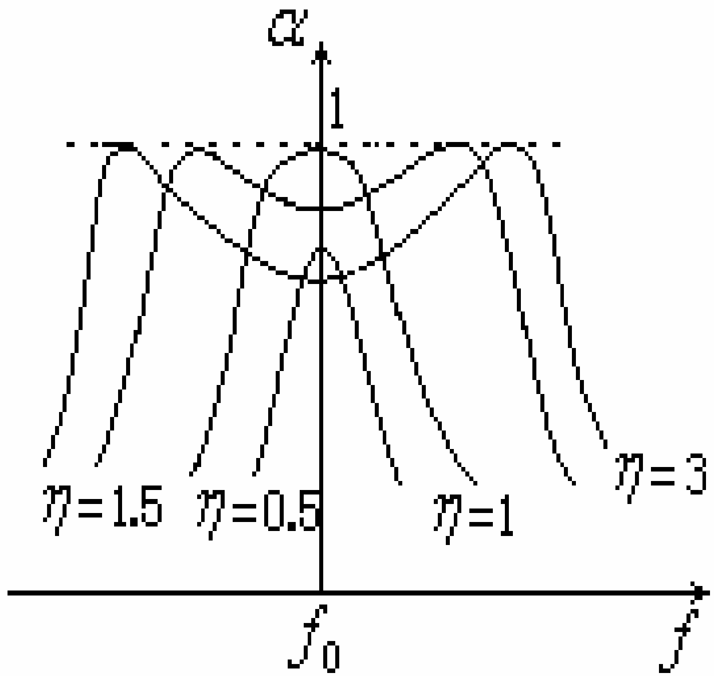


图2-4-2 归一化谐振曲线

〖1〗η＝1时特性曲线的通频带和矩形系数

◎η＝1，即$kQ=1$，称为临界耦合；临界耦合谐振曲线是单峰曲线。

◎在谐振点上ξ＝0，α＝1，次级回路电流达到最大值，这就是最佳耦合下的全谐振状态。

$$\alpha=\frac{2}{\sqrt{4+\xi^4}}$$

$$a=1/\sqrt{2} \rightarrow \xi=\pm\sqrt{2} \rightarrow BW_{0.7}=\frac{\sqrt{2}f_0}{Q}$$

在Q值相同的情况下，临界耦合回路通频带是单回路的倍 $\sqrt{2}$

$$a=0.1 \rightarrow 2\triangle f_{0.1}=\sqrt[4]{100-1}\times\frac{\sqrt{2}f_0}{Q}$$

$$\downarrow$$

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

临界耦合情况下矩形系数比单谐振回路矩形系数小得多

〖2〗η＜1的情况

◎弱耦合状态，由α式可知，其分母中各项均为正值，随着|ξ|的增大，分母也随着增大，所以α随|ξ|增大而减小。

◎在ξ＝0时：

$$\alpha = \frac{2\eta}{1+\eta^2}$$

η＜1，次级电流变小，通频带也变窄了 (由于η＜1，则α恒小于1)

〖3〗η＞1的情况

◎强耦合状态，α分母中的第二项2（1－η²）为负值，随着|ξ|增大此负值也随着增大，但第三项随着|ξ|增大更快地增大。因此，当|ξ|较小时，分母随|ξ|增大而减小，当|ξ|较大时，分母随着|ξ|增大而增大。所以，随着|ξ|的增大，α值先是增大，而后又减小，在ξ＝0的两边必然形成双峰，ξ＝0处于谷点，η值越大，两峰点相距越远，谷点下凹也越厉害。

◎用符号δ表示谷点下凹程度的量，当ξ＝0时：

$$\delta = \frac{2\eta}{1+\eta^2}$$

$$\alpha = \left|\frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_{2\max}}\right| = \frac{2\eta}{\sqrt{\left(1-\xi^2+\eta^2\right)^2+4\xi^2}} = \frac{2\eta}{\sqrt{\left(1+\eta^2\right)^2+2\left(1-\eta^2\right)\xi^2+\xi^4}}$$

$\alpha = 1/\sqrt{2}$ $\dashrightarrow$ $\xi = \pm\sqrt{\eta^2 + 2\eta - 1}$

$$\alpha = \frac{2\eta}{\sqrt{\left(1+\eta^2\right)^2 + 2\left(1-\eta^2\right)\xi^2 + \xi^4}}$$

$\downarrow$

$$BW_{0.7} = 2\triangle f_{0.7} = \sqrt{\eta^2 + 2\eta - 1} \cdot \frac{f_0}{Q}$$

通频带与η值有关，η值越大，通频带越宽，但η最大取值不能使

$\delta < 1/\sqrt{2}$ 。令 $\delta = \dfrac{2\eta_{\max}}{1+\eta_{\max}^2} = \dfrac{1}{\sqrt{2}}$

$\downarrow$

$$\eta_{\max} = 2.41$$

$\downarrow$

$$BW_{0.7} = \frac{3.2 f_0}{Q}$$

在相同的Q值情况下，它是单谐振回路通频带的3.2倍

以上分析都是假定初、次级元件参数相同情况下所得的结论。如果初、次级元件参数不同，分析会十分繁琐，实际电路又不常见，故不再讨论

※串、并联耦合回路互换等效

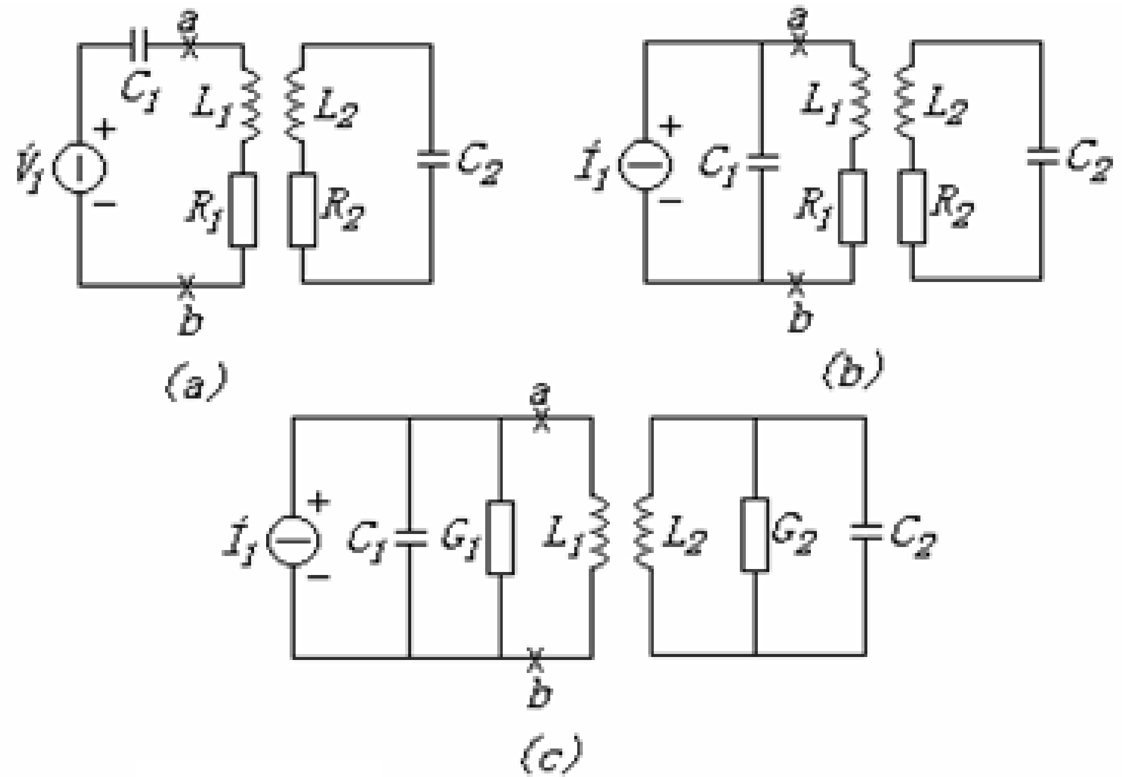
$$\dot{I}_1 = \dot{V}_1 j\omega C_1$$

$$G_1 = \frac{1}{Z_{p1}} = \frac{\omega_0 C_1}{Q_1}$$

G_1为a、b端点之间的谐振阻抗

$$G_2 = \frac{\omega_2 C_2}{Q_2}$$

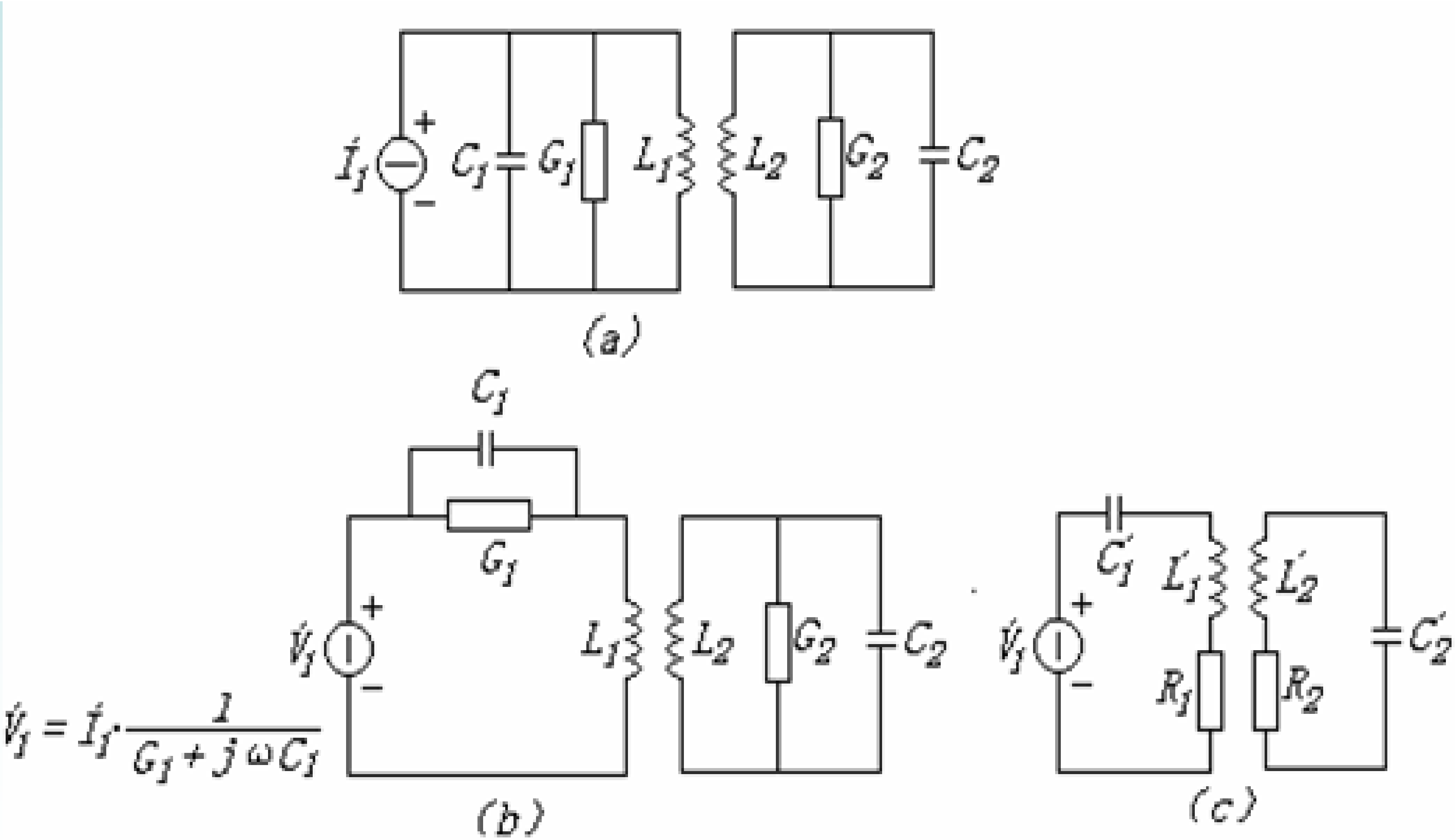
戴维宁、诺顿定律



耦合回路的串、并联转换

同样，根据串联与并联阻抗的等效互换原理，可以将高Q值（一般谐振耦合回路都能满足）的并联型回路转化为串联型：

$$C_1' = C_1,\ C_2' = C_2,\ L_1' = L_1,\ L_2' = L_2,\ R_1 = \frac{G_1}{\omega^2 C_1^2},\ R_2 = \frac{G_2}{\omega^2 C_2^2}$$



Homework： 2-2 2-3 2-6 2-9 2-13

-完-