第 2 章　回路与器件的高频特性

内 容 提 要

主要内容：无源器件（电感线圈、电容器、电阻）和有源器件（二极管、晶体管等）的高频特性，谐振回路的组成及基本特性，阻抗变换电路及电子噪声等。

基本概念：品质因数、谐振回路、通频带、矩形系数、阻抗变换、电子噪声等。

讨论的主要问题

- 低频电路中器件特性与高频电路中器件特性有什么区别？
- 为什么电感线圈的等效损耗阻抗会随着工作频率的升高而逐渐增大？
- 在高频电路中，如何减小电容器感抗特性对电路的影响？
- 与低频电路相比，电阻器在高频时有哪些特性？
- 晶体管的高频特性有哪些？
- 在高频电路中，为什么电感线圈会产生一定的阻抗？
- 单谐振回路的组成及其分类有哪些？
- 谐振回路为什么具有选频特性？其主要用于哪些电路？
- 与单谐振回路相比，耦合谐振回路的优点是什么？
- 谐振回路的品质因数是什么？无载品质因数与有载品质因数区别是什么？
- 通频带与品质因数间存在何种关系？
- 阻抗变换的目的、基本原理是什么？电路形式有哪几类？
- 在高频电路中，为什么器件的电子噪声会增加？如何降低其影响？

2.1　高频特性概述

人们日常生活中的电器如电视、手机、洗衣机、电饭煲、热水器等都含有各种电子器件，它是电子电路中的基本元素。器件分为无源器件和有源器件两大类。无源器件是指工作时不需附加电源提供能量的器件，如电感线圈、电容器、电阻器等，主要实现对信号的传输。有源器件是指工作时需要附加电源才能提供能量的器件，如二极管、晶体管、场效应管等，主要实现对信号的放大、变换等。器件在不同频率下呈现的特性不同。由于这些特性在低频时不明显（常常被忽略），而在高频时却较突出，因此又称为“高频特性”。

谐振回路是指由电容和电感线圈组成的回路，又称为单谐振回路，按电路结构，可分为并联谐振回路和串联谐振回路。谐振回路作为高频电路中应用较为广泛的无源网络，具有选频、移相、相频变换、阻抗变换等作用，是小信号谐振放大器、谐振功率放大器、正弦波振荡器等高频电路中不可缺少的组成部分。

本章先讨论无源器件和有源器件的高频特性，然后介绍谐振回路的基本特性及其阻抗变换，

最后介绍高频电路中的电子噪声。

2.2　无源器件的高频特性及其特点

2.2.1　电感线圈的高频特性及其等效电路

电感线圈是基于电磁感应原理而制作的器件，当有电流流过时，会在周围产生一定的电磁场，而该电磁场反作用于电感线圈，使其通过的电流发生变化。因此，当有电流流过电感线圈时会产生一定的阻力，该阻力称为阻抗，需要消耗一部分能量才能使电流顺利通过。另外，由于电感线圈的趋肤效应，该阻抗会随着电流频率的升高而逐渐增大，使得电感线圈具有“通低频、阻高频”的特性。该特性使得低频信号在通过电感线圈时遇到的阻力很小，几乎为零，可忽略不计；相反，高频信号在通过电感线圈时会遇到很大的阻力，呈现出较高的阻抗特性，信号很难通过。

电感线圈在高频波段使用时，其参数可等视为一个无损耗的理想电感线圈和一个电阻的串联，如图 2-1 所示，其中 r 为电感线圈 L 的等效损耗电阻。

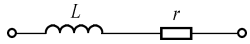


图 2-1　电感线圈的高频等效电路

为了描述实际电路中器件的电抗特性，在此引入品质因数的定义。

品质因数：实际电路中某一回路或支路中器件无功功率与有功功率之比，记为 Q，即

$$Q=\frac{\text{无功功率}}{\text{有功功率}} \tag{2-1}$$

设图 2-1 中流过电感线圈的电流有效值为 I，则电感线圈的无功功率为 ωLI^2，而电阻损耗的有功功率为 rI^2，所以电感线圈的品质因数为

$$Q=\frac{\omega LI^2}{rI^2}=\frac{\omega L}{r} \tag{2-2}$$

Q 值越大，说明电感线圈的储能作用越强、损耗越小。对于高频电路中应用的电感线圈来说，Q 值越大越好，且通常在几十至一二百之间。

此外，当通过电感线圈的电流频率增加到短波波段后，除了考虑电阻的趋肤效应，还应考虑与电感相并联的各匝线圈间的等效电容。尤其对于多层密绕的电感线圈来说，电容的影响更为突出，这时等效电容的容抗会变得比并联电感线圈的感抗还要大，以致电感的感抗性逐渐消失。

2.2.2　电容器的高频特性及其等效电路

电容器是一种容纳电荷的器件，在直流电路中相当于断路。当有交流电流流过电容器时，一方面会产生磁场，呈现出电感效应，即相当于在电容上串联了一个电感线圈；另一方面，电容器在两个极板间介质上会产生一定的能量损耗，且损耗大小取决于电容的容量和介质的材料，通常用与电容并联的电导 G 来表示。

随着频段的升高，电容器电感效应和介质的能量损耗逐渐增强。在高频波段时，电容器的等效电路如图 2-2 所示。设图 2-2 中电容器两端的电压有效值为 V，则电容器的无功功率为 ωCV^2，而电阻损耗的有功功率为 $\frac{V^2}{R}$，即电容器的品质因数为

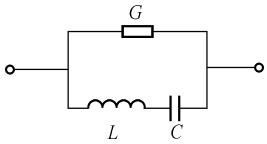


图 2-2　电容器的高频等效电路

$$Q=\frac{\omega CV^2}{\frac{V^2}{R}}=\omega CR \tag{2-3}$$

此外，当频段很高时，由电磁感应产生的感抗可能超过电容器

本身的容抗，使电容器等效为一个电感线圈，且容量越大越明显。为了避免这种现象，在实际的去耦滤波电路设计时，常常通过一个大容量电容器和一个小容量电容器并联的形式来达到拓宽滤波电路的频率范围。在频率较低时，由于电磁感应与大容量电容器串联的电感线圈的感抗小于电容器本身的容抗，整体呈现出电容特性；而小容量电容器的容抗很大，在整个去耦滤波电路中基本不起作用。在频率很高时，由于小容量电容器的容抗很小，可以实现去耦滤波的作用；而大容量电容由于等效为一个电感，在整个去耦滤波电路基本不起作用。

2.2.3 电阻器的高频特性及其等效电路

电阻器是一种限流器件，在低频工作时主要呈现电阻特性；而在高频时，除了呈现出电阻特性，还会呈现电感或电容等电抗特性，且频段越高电抗特性越明显。电阻器在高频时的等效电路如图 2-3 所示。其中，C_R 为分布电容，L_R 为引线电感。

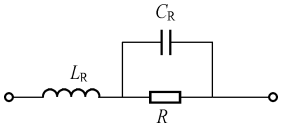


图 2-3　电阻器的高频等效电路

高频时电阻器的电抗特性主要取决于电阻器的制作材料、封装形式、尺寸等。在通常情况下，金属膜电阻的电抗特性比绕线电阻要明显，而碳膜电阻的电抗特性则介于金属膜电阻和绕线电阻之间；表面贴装电阻的电抗特性比引线电阻要明显；小尺寸电阻电抗特性比大尺寸电阻要明显。

在实际电路中，应尽量避免电阻器呈现出电抗特性，即应使其工作在纯电阻状态。

【思考题】

（1）无源器件和有源器件间的区别是什么?

（2）为什么电感线圈具有“通低频、阻高频”的特性?

（3）电容器具有什么高频特性?

（4）什么是品质因数?物理意义是什么?

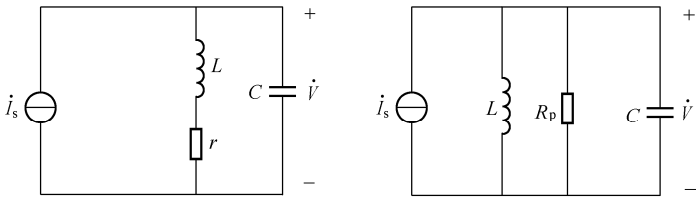
（5）电阻器的高频特性与那些因素有关?

2.3 谐振回路

谐振回路主要由电容器和电感线圈组成，又称为 LC 谐振回路，可分为并联谐振回路和串联谐振回路。本节主要介绍高频电路中常用的串联、并联谐振回路以及耦合谐振回路的基本特性。

2.3.1 并联谐振回路

并联谐振回路是选频放大器中应用最广泛的 LC 谐振回路，其基本形式如图 2-4(a)所示。在图 2-4 中，I_s 为激励信号的电流源，r 为电感线圈的等效损耗电阻（高频时不可忽略），电容器的损耗很小（可忽略不计）。为了后续分析方便，在此将电感线圈 L 与其等效损耗电阻 r 的串联形式变换为两者的并联形式，如图 2-4(b)所示。

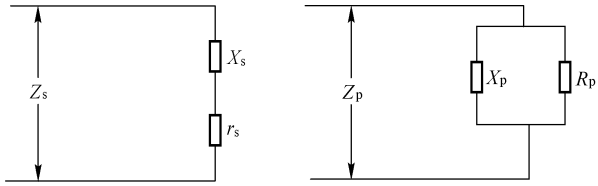


(a) LC 并联谐振回路　　(b) 等效电路

图 2-4　并联谐振回路

1．串、并联阻抗的等效变换

设电阻与电抗的串联、并联形式分别如图 2-5(a)、(b)所示。



(a) 串联阻抗　　(b) 并联阻抗

图 2-5　串、并联阻抗的等效变换

串联时，电路的阻抗和导纳分别为：

$$\begin{cases} Z_s = r_s + jX_s \\ Y_s = \dfrac{1}{Z_s} = \dfrac{1}{r_s + jX_s} \end{cases} \tag{2-4}$$

并联时，电路的阻抗和导纳分别为：

$$\begin{cases} Z_p = \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_p} + \dfrac{1}{jX_p}} \\ Y_p = \dfrac{1}{Z_p} = \dfrac{1}{R_p} + \dfrac{1}{jX_p} \end{cases} \tag{2-5}$$

要保证变换前后两电路等效，必须使阻抗或导纳相等，即

$$Z_s = Z_p \quad 或 \quad Y_s = Y_p \tag{2-6}$$

由式(2-4)～式(2-6)可得

$$\begin{cases} R_p = \dfrac{r_s^2 + X_s^2}{r_s} \\ X_p = \dfrac{r_s^2 + X_s^2}{X_s} \end{cases} \tag{2-7}$$

由于品质因数 Q 标志着电路的储能能力，即 Q 值越高，电路储能能力越强、损耗越小，因此在高频线路中，电路的 Q 值一般都很大。这时有 $X_s \gg r_s$ 或 $R_p \gg X_p$ 存在，则式(2-7)可近似为

$$\begin{cases} R_p \approx \dfrac{X_s^2}{r_s} = Q^2 r_s \\ X_p \approx X_s \end{cases} \tag{2-8}$$

可见，在高频线路中，串联、并联电路变换前后电抗，值基本保持不变。

2．并联谐振回路的阻抗频率特性

对于图 2-4 中的并联谐振回路来说，由式(2-5)可得回路阻抗或导纳为

$$\begin{cases} Z_p = \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_p} + j\omega C - \dfrac{j}{\omega L_p}} \\ Y = \dfrac{1}{R_p} + j\left(\omega C - \dfrac{1}{\omega L_p}\right) \end{cases} \tag{2-9}$$

当式(2-9)中虚部为 0 时，电路发生谐振，此时有 $\omega_0 C - \dfrac{1}{\omega_0 L_p} = 0$ 成立，且由式(2-8)可知，串联、并联电路变换前后电抗值基本保持不变，即 $L_p \approx L$ 。

因此，并联谐振回路的谐振角频率和频率分别为

$$\omega_0=\frac{1}{\sqrt{L_pC}}=\frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{2-10}$$

$$f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{2-11}$$

这使得并联谐振回路具有选频特性。此时，谐振阻抗 Z_p 为纯电阻，且阻值达到最大，即

$$Z_p=R_p=\frac{L}{Cr} \tag{2-12}$$

可见，电感 L 的等效损耗电阻 r 越小，在等效变换时，R_p 就越大，则谐振回路的阻抗也越大。

当信号频率在谐振角频率附近变化时，即 $\omega\approx\omega_0$，则并联谐振回路的阻抗为

$$Z_p=\frac{1}{\frac{1}{R_p}+j\omega C-\frac{j}{\omega L}}=\frac{R_p}{1+j(\omega CR_p-R_p/\omega L)}=\frac{R_p}{1+j(\omega/\omega_0-\omega_0/\omega)Q} \tag{2-13}$$

其中，并联谐振回路品质因数 $Q=R_p\big/(\omega_0L)=R_p\omega_0C$。

由于 $\omega\approx\omega_0$，则式(2-13）可记写为

$$\begin{aligned}Z_p&=\frac{R_p}{1+j\left(\frac{\omega^2-\omega_0^2}{\omega\omega_0}\right)Q}=\frac{R_p}{1+j\frac{(\omega+\omega_0)(\omega-\omega_0)}{\omega\omega_0}Q}==\frac{R_p}{1+j\frac{2\omega(\omega-\omega_0)}{\omega\omega_0}Q}\\&\approx\frac{R_p}{1+j\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}Q}=\frac{R_p}{1+j\xi}\end{aligned} \tag{2-14}$$

其中，$\Delta\omega=\omega-\omega_0$ 为失谐量，$\xi=\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}Q$ 为广义失谐量。

根据式(2-14)，可求得并联谐振回路阻抗的模和相位分别为

$$\begin{cases}|Z_p|=\dfrac{R_p}{\sqrt{1+\xi^2}}\\ \varphi=-\mathrm{arctg}\,\xi\end{cases} \tag{2-15}$$

并联谐振回路的阻抗频率特性如图 2-6 所示。当 $\omega=\omega_0$ 时，谐振回路呈纯阻状态，阻值达到最大值 R_p，这时相角为 0。随着 ω 的增大或减小，谐振回路的总阻抗变小，且加在回路两端的电压也变小。此外，以 ω_0 为分界线，特性曲线的左右两边分别呈现电感特性和电容特性，且相角分别趋于 $+\frac{\pi}{2}$ 和 $-\frac{\pi}{2}$。

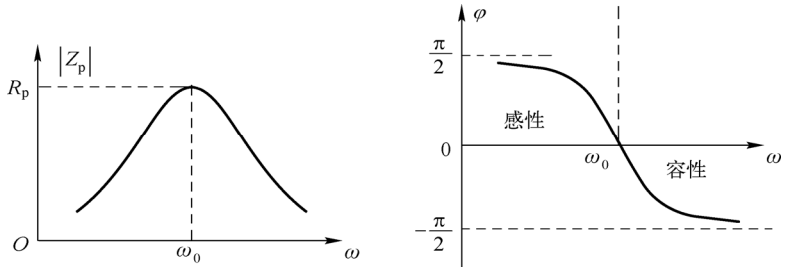


图 2-6　并联谐振回路的阻抗频率特性

3．并联谐振回路的品质因数及相位关系

当发生谐振时，回路两端的电压为

$$\dot{V}=\dot{V}_0=\dot{I}_s\cdot Z_p=\dot{I}_s\cdot\frac{L}{Cr} \tag{2-16}$$

其中，$\dot{V}_0$ 为谐振时回路的电压。

流过电容器的电流为

$$\dot{I}_C=\frac{\dot{V}}{\frac{1}{j\omega_0 C}}=j\omega_0 C\dot{V}_0=\frac{j\omega_0 C\dot{I}_s}{G_p}=j\omega_0 C\frac{L}{Cr}\dot{I}_s=j\frac{\omega_0 L}{r}\dot{I}_s=jQ_0\dot{I}_s \tag{2-17}$$

其中，$Q_0=\frac{\omega_0 L}{r}$ 称为并联谐振回路的无载（或空载）品质因数，即不考虑负载阻抗和信号源内阻时的品质因数。

实际上，Q_0 仍然为电抗器件的无功功率与电阻器件的有功功率之比，只是此时电路发生谐振，ω_0 代表了回路的谐振角频率。因此，Q_0 为 ω_0 频率下的品质因数，为一固定值。

另外，无载品质因数 Q_0 还有如下表示形式，即

$$Q_0=\frac{\frac{V^2}{2\omega_0 L}}{\frac{V^2}{2R_p}}=\frac{R_p}{\omega_0 L}=\omega_0 R_p C \tag{2-18}$$

当 $\omega_0 L>>r$ 时，流过电感线圈的电流为

$$\dot{I}_L=\frac{\dot{V}_0}{r+j\omega_0 L}\approx\frac{\dot{V}_0}{j\omega_0 L}=\frac{\dot{I}_s\cdot\frac{L}{Cr}}{j\omega_0 L}=\frac{\dot{I}_s}{j\omega_0 Cr}=-j\frac{1}{\omega_0 Cr}\dot{I}_s=-j\frac{\omega_0 L}{r}\dot{I}_s=-jQ_0\dot{I}_s \tag{2-19}$$

由式(2-17)和式(2-19)可知，流过电容器和电感线圈的电流均为信号源电流的 Q_0 倍，且两者大小相同，相位正好相反。因此，并联谐振又称为电流谐振。

并联谐振回路发生谐振时的相位关系图如图2-7所示。

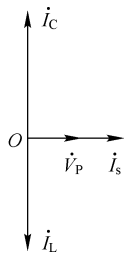


图 2-7　并联谐振回路谐振时的相位关系

4．并联谐振回路的谐振曲线及其选择性

由回路电压 $\dot{V}=\dot{I}_s\cdot Z_p$，可得谐振时回路的总电压为

$$\dot{V}_0=\dot{I}_s\cdot R_p \tag{2-20}$$

则并联谐振回路的谐振曲线为

$$\frac{\dot{V}}{\dot{V}_0}=\frac{1}{1+jQ\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}}=\frac{1}{1+j\xi} \tag{2-21}$$

其中，幅频特性曲线和相频特性曲线分别为

$$\begin{cases}S=\left|\frac{\dot{V}}{\dot{V}_0}\right|=\frac{1}{\sqrt{1+\xi^2}}\\ \varphi=-\operatorname{arc\,tg}\xi\end{cases} \tag{2-22}$$

并联谐振回路的幅频特性曲线和相频特性曲线如图 2-8 所示。幅频特性曲线描述了谐振回路从各种不同频率信号中选取有用信号、排除抗干扰信号的能力，且取值越大，谐振回路的选择性越强。然而，在实际电路中，有用信号往往含有多个频率分量。为了确保有用信号中的所有频率分量都能够被选取出来，幅频特性曲线必须具有一定的频带范围，即通频带。

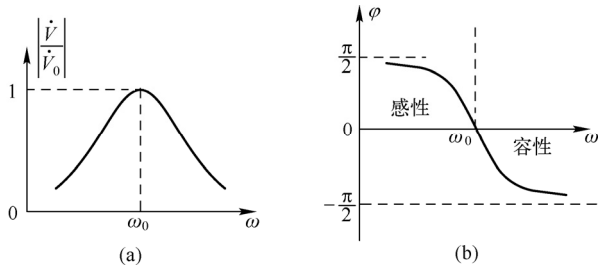


图 2-8　并联谐振回路的谐振曲线

根据幅频特性曲线下降的程度不同，通频带可被定义为以下两种形式（如图 2-9 所示）。

① 3 dB 通频带：电压相对增益下降至谐振电压增益的 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 时所对应的频率范围，记为 BW 或 $\mathrm{BW}_{0.707}$。一般没有特殊说明，通频带指的都是 3 dB 通频带。

② 20 dB 通频带：电压相对增益下降至谐振电压增益的 0.1 时所对应的频率范围，记为 $\mathrm{BW}_{0.1}$。

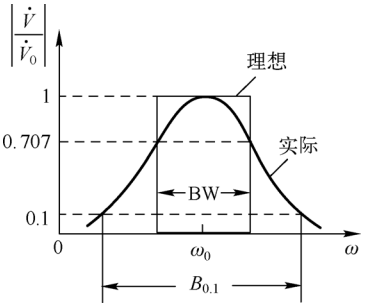


图 2-9　谐振回路的通频带

根据通频带的定义，令 $\left|\frac{\dot{V}}{\dot{V}_0}\right| = \frac{1}{\sqrt{2}}$，则由式(2-22)可得

$$\mathrm{BW} = \frac{f_0}{Q} \tag{2-23}$$

令 $\left|\frac{\dot{V}}{\dot{V}_0}\right| = 0.1$，得

$$\mathrm{BW}_{0.1} = \sqrt{99}\frac{f_0}{Q} \approx 9.95\frac{f_0}{Q} \tag{2-24}$$

为了衡量谐振回路幅频特性接近矩形的程度，将 20 dB 通频带与 3 dB 通频带的比值称为矩形系数，即

$$K_{0.1} = \frac{\mathrm{BW}_{0.1}}{\mathrm{BW}} \tag{2-25}$$

由定义可知，矩形系数越接近于 1，实际的幅频特性曲线越接近于矩形，则在满足通频带要求的情况下谐振回路的选择性越好。

【例 2-1】 已知某并联谐振回路的谐振频率 $f_0 = 6\ \mathrm{MHz}$，$L = 53\ \mu\mathrm{H}$，$r = 20\ \Omega$，求该回路中的电容值、品质因数和通频带。

解： 由题意可知

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

则回路中的电容值为

$$C = \frac{\left(\frac{1}{2\pi f_0}\right)^2}{L} = \frac{\left(\frac{1}{2\pi\times 6\times 10^6}\right)^2}{53\times 10^{-6}} = 13\ (\mathrm{pF})$$

品质因数为

$$Q = \frac{\omega_0 L}{r} = \frac{2\pi f_0 L}{r} = \frac{2\times 3.14\times 6\times 10^6\times 53\times 10^{-6}}{20} \approx 100$$

通频带为

$$\mathrm{BW} = \frac{f_0}{Q} = \frac{6\times 10^6}{100} = 60\mathrm{kHz}$$

2.3.2 串联谐振回路

串联谐振回路的基本形式如图 2-10 所示。其中，$\dot{V}_S$ 为激励信号的电压源，L 为电感线圈，r 为电感线圈的等效损耗电阻，C 为电容器，其损耗一般很小（忽略不计）。

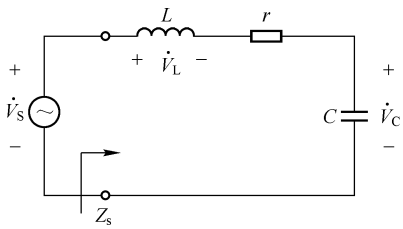


图 2-10　串联谐振回路

1．串联谐振回路的阻抗频率特性

串联谐振回路阻抗为

$$Z_s = r + \mathrm{j}\omega L + \frac{1}{\mathrm{j}\omega C} = r + \mathrm{j}\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \tag{2-26}$$

当式(2-26)的虚部为 0 时，电路发生谐振，即 $\omega_0 L - \dfrac{1}{\omega_0 C} = 0$，则串联谐振回路的谐振角频率 ω_0 为

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{2-27}$$

可见，串联谐振回路与并联谐振回路一样，也具有选频特性。

当发生谐振时，串联谐振回路的谐振阻抗 Z_s 为纯电阻，且阻值达到最小值 r。

根据式(2-26)，可求得串联谐振回路阻抗的模和相位分别为

$$\begin{cases} |Z_s| = \sqrt{r^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2} \\ \varphi = -\mathrm{arctg}\dfrac{\omega L - 1/\omega C}{r} \end{cases} \tag{2-28}$$

串联谐振回路的阻抗频率特性如图 2-11 所示。

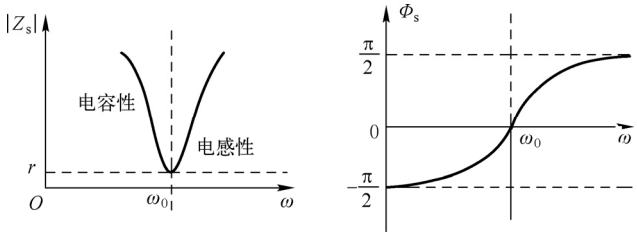


图 2-11　串联谐振回路的阻抗频率特性

由图 2-11 可知，当 $\omega = \omega_0$ 时，谐振回路呈纯阻状态，阻值达到最小值 r，这时相角为 0。随着 ω 的增大或减小，谐振回路的总阻抗变大，回路中的电流减小。此外，以 ω_0 为分界线，特性曲线的左右两边分别呈现电容特性和电感特性，且相角分别趋于 $-\dfrac{\pi}{2}$ 和 $+\dfrac{\pi}{2}$。

比较图 2-6 和图 2-11 可知，串、并联谐振回路的阻抗频率特性正好相反。

2．串联谐振回路的品质因数及相位关系

当发生谐振时，回路中电流为

$$\dot{I} = \dot{I}_0 = \frac{\dot{V}_s}{r} \tag{2-29}$$

其中，$\dot{I}_0$ 为谐振时回路中的电流，且谐振时 $\dot{I}_0$ 最大。

此时，加载在电感线圈上的电压为

$$\dot{V}_L = \mathrm{j}\omega_0 L\dot{I}_0 = \mathrm{j}\omega_0 L\frac{\dot{V}_s}{r} \tag{2-30}$$

由于谐振时 $\omega_0 L = \dfrac{1}{\omega_0 C}$，则回路的无载品质因数 Q_0 为

$$Q_0=\frac{\frac{\dot{I}_0^2\omega_0 L}{2}}{\frac{\dot{I}_0^2 r}{2}}=\frac{\omega_0 L}{r}=\frac{1}{\omega_0 Cr} \tag{2-31}$$

实际电路中，常常满足 $\omega_0 L >> r$，则 $Q_0 >> 1$。

此时，电感线圈上加载的电压为

$$\dot{V}_L \approx jQ_0\dot{V}_s \tag{2-32}$$

同理，电容器上加载的电压为

$$\dot{V}_L=\dot{I}_0\frac{1}{\mathrm{j}\omega_0 C}=-\mathrm{j}\frac{1}{\omega_0 C}\frac{\dot{V}_s}{r}=-\mathrm{j}\frac{1}{\omega_0 Cr}\dot{V}_s=-\mathrm{j}Q_0\dot{V}_s \tag{2-33}$$

由式(2-32)和式(2-33)可知，加载在电感线圈和电容器两端的电压均为信号源电压的 Q_0 倍，且两者大小相同，相位正好相反。因此，串联谐振又称为电压谐振。

串联谐振回路发生谐振时的相位关系图如图 2-12 所示。

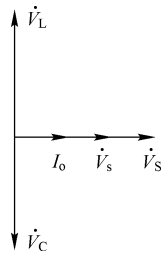


图 2-12　串联谐振回路谐振时的相位关系

3．串联谐振回路的谐振曲线及其选择性

由串联谐振回路电流 $\dot{I}=\dot{V}_s/Z_s$ 和式(2-29)可得，串联谐振回路的谐振曲线为

$$\frac{\dot{I}}{\dot{I}_0}=\frac{1}{1+\mathrm{j}Q\frac{2\Delta\omega}{\omega_0}}=\frac{1}{1+\mathrm{j}\xi} \tag{2-34}$$

其中，幅频特性曲线和相频特性曲线分别为

$$\begin{cases} S=\left|\dfrac{\dot{I}}{\dot{I}_0}\right|=\dfrac{1}{\sqrt{1+\xi^2}} \\ \varphi=-\mathrm{arctg}\,\xi \end{cases} \tag{2-35}$$

串联谐振回路的幅频特性曲线和相频特性曲线如图 2-13 所示。

与并联谐振回路相同，根据串联谐振回路的幅频特性曲线可求得通频带和矩形系数分别为

$$\begin{cases} B=\dfrac{f_0}{Q} \\ B_{0.1}=0.95\dfrac{f_0}{Q} \\ K_{0.1}=\dfrac{B_{0.1}}{B}=0.95 \end{cases}$$

【例 2-2】 某串联谐振回路如图 2-14 所示，其中 C=100 pF，f_0=1.5 MHz，谐振时 r=5 Ω，求电感线圈的电感值、回路的品质因数和通频带。

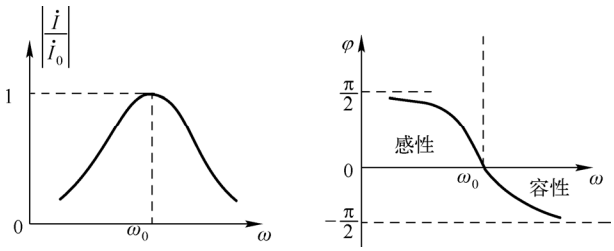


图 2-13　串联谐振回路的谐振曲线

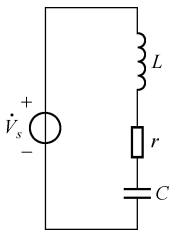


图 2-14　例 2-2 图

解：由题意可知

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

则回路中的电感值为

$$L = \frac{\left(\frac{1}{2\pi f_0}\right)^2}{C} = \frac{\left(\frac{1}{2\pi \times 1.5\times 10^6}\right)^2}{100\times 10^{-12}} = 112.6\ (\mu\text{H})$$

品质因数为

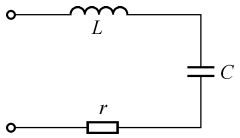
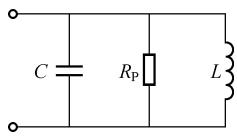
$$Q = \frac{\omega_0 L}{r} = \frac{2\pi f_0 L}{r} = \frac{2\times 3.14\times 1.5\times 10^6 \times 112.6\times 10^{-6}}{5} \approx 212$$

通频带为

$$\text{BW} = \frac{f_0}{Q} = \frac{1.5\times 10^6}{212} = 7\text{kHz}$$

实际上，串联、并联谐振回路存在一定的对偶关系（如表 2-1 所示），为两电路间的转化提供了方便。

表 2-1　串并联谐振回路的对偶关系

特征 \ 回路类型		串联回路	并联回路
电路形式			
信号源类型		恒压源	恒流源
器件		r、L、C	$G_p = 1/R_p$、L、C
阻抗或导纳		$Z_s = r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$	$Y_p = G_p + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)$
电流或电压		$I = \frac{V_s}{\sqrt{r^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}}$ $\varphi_I = -\text{arctg}\left(\frac{\omega L - 1/\omega C}{r}\right)$	$V = \frac{I_s}{\sqrt{G_p^2 + (\omega C - 1/\omega L)^2}}$ $\varphi_V = -\text{arctg}\left(\frac{\omega C - 1/\omega L}{G_p}\right)$
谐振频率		$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$	$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$
谐振点最大电压或电流		$I_0 = \frac{V_s}{r}$	$V_0 = \frac{I_s}{G_p}$
无载品质因数		$Q_0 = \frac{\omega_0 L}{r} = \frac{1}{\omega_0 C r}$	$Q_0 = \frac{R_p}{\omega_0 L} = \omega_0 R_p C$
谐振电阻		$r = \frac{\sqrt{L/C}}{Q_0}$	$R_p = Q_0\sqrt{L/C}$
阻抗	$f > f_0$	感抗	容抗
	$f < f_0$	容抗	感抗
广义失谐量		$\xi = \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)Q \approx \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}Q$	

4．关于谐振和 Q 值的进一步说明

对于串联、并联谐振回路来说，在谐振时，电源都是在一次性提供给回路储能后，只提供回路电阻部分所消耗的能量，此时电感线圈和电容器互相交换能量，而与信号源之间没有能量交换，即在任意瞬间回路存储的总能量保持不变。因此，在谐振状态下，Q 才有意义。

设谐振时的特性阻抗为

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \rho \tag{2-36}$$

则并联谐振回路的品质因数为

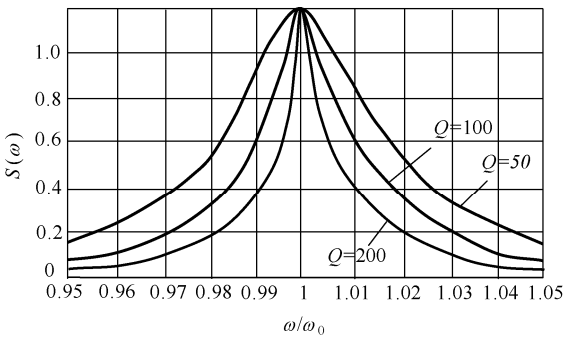
$$Q = \frac{R_p}{\rho} = \frac{R_p}{\sqrt{L/C}} \tag{2-37}$$

串联谐振回路的品质因数为

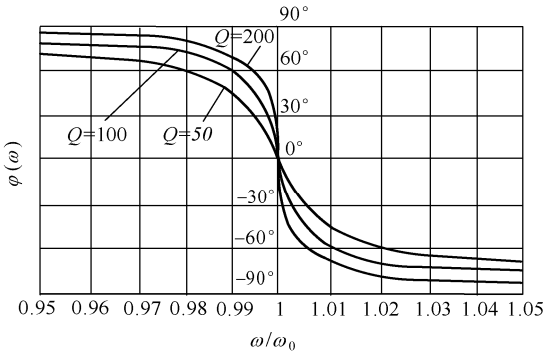
$$Q = \frac{\sqrt{L/C}}{r} = \frac{\rho}{r} \tag{2-38}$$

由式(2-37)和式(2-38)可知，对于并联谐振回路来说，与电抗器件并联的电阻 R_p 越大，Q 值越高；对于串联谐振回路来说，与电抗器件串联的电阻 r 越小，Q 值越高。因此，我们可以根据这个特点来选择不同电路结构的谐振回路，以获得高 Q 值电路。

由式(2-21)和式(2-34)可知，Q 值越高，谐振回路的幅频特性曲线和相频特性曲线在谐振频率附近的变化率越大，如图 2-15 所示。



(a) 幅频特性曲线



(b) 相频特性曲线

图 2-15　不同 Q 下谐振回路的谐振曲线变化情况

由图 2-15 可知，随着 Q 值的增大，谐振曲线变得越来越尖锐或陡峭，通频带 B 呈逐渐下降趋势。因此，实际电路中应合理选取 B 和 Q 值。

此外，除了 2.3.1 中介绍的无载品质因数 Q_0，当电路中考虑负载和信号源内阻的接入时，电

路的品质因数称为有载品质因数，记为 Q_L 。

【例 2-3】 某高 Q 值电路如图 2-16 所示，$I_s = 1\ \text{mA}$ ，$L = 100\ \mu\text{H}$ ，$C = 100\ \text{pF}$ ，$R_L = 100\ \text{k}\Omega$ ，电感线圈的等效损耗电阻 $r = 10\ \Omega$ ，计算电路的品质因数和回路两端的电压。

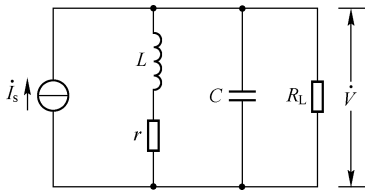
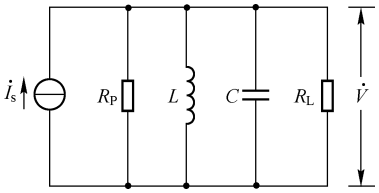


图 2-16　例 2-1 图

解：将图 2-16 中电感线圈与其等效损耗电阻的串联形式变换为电感与等效损耗电阻的并联形式，如下图所示。



由于电路为高 Q 值电路，且

$$R_P = \frac{L}{Cr} = \frac{100\times10^{-6}}{100\times10^{-12}\times10} = 100\ \text{k}\Omega$$

则等效电路的总电阻为

$$R = R_P // R_L = 50\ \text{k}\Omega$$

回路的特性阻抗为

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{100\times10^{-6}}{100\times10^{-12}}} = 1\ \text{k}\Omega$$

则电路的品质因数为

$$Q_L = \frac{R}{\rho} = \frac{50}{1} = 50$$

电路两端的电压为

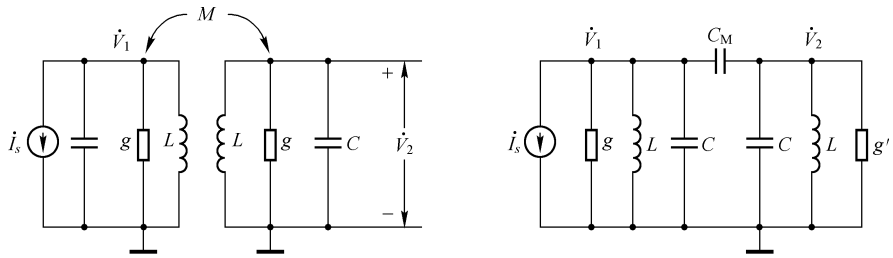
$$\dot{V} = \dot{I}_s \cdot R_L = 1\times10^{-3}\times50\times10^{3} = 50\ \text{V}$$

注意，求有载品质因数 Q_L 时也可根据式(2-18)来计算，此时需要先计算回路的谐振频率 ω 。

2.3.3　耦合谐振回路

串联、并联谐振回路中的品质因数越高，选择性越好，但幅频特性曲线两端下降得很厉害，使通频带范围变窄。这对于要求有一定通频带宽度的单谐振回路来说是难以做到的。为了解决选择性和通频带间的矛盾，本节介绍耦合谐振回路。

耦合谐振回路主要是通过耦合的形式将多个单谐振回路联系起来，其应用最广泛的是由两个单谐振回路组成的双调谐耦合回路，如图 2-17 所示。其中，初级回路接信号源 I_s ，次级回路接负载，初次级回路间通过互感耦合或电容耦合的形式进行级联。



(a) 互感耦合　　(b) 电容耦合

图 2-17　耦合谐振回路

初、次级回路间相对耦合程度利用耦合系数来表示，其定义如下。

耦合系数 k：耦合元件电抗的绝对值与初、次级回路中同性质元件电抗值的几何平均值之比。

图 2-17 中两回路的耦合系数分别为

$$k_{\mathrm{L}}=\frac{M}{\sqrt{L_1L_2}} \tag{2-39}$$

$$k_{\mathrm{C}}=\frac{C_{\mathrm{C}}}{\sqrt{(C_1+C_{\mathrm{C}})(C_2+C_{\mathrm{C}})}} \tag{2-40}$$

其中，k_{L} 为互感耦合系数，k_{C} 为电容耦合系数。k 的取值范围一般为 0～1，当 $k<0.05$ 时，称为弱耦合；当 $k>0.05$ 时，称为强耦合；当 $k=0.05$ 时，称为临界耦合。

由于两种耦合谐振回路的分析方法相同，在此以互感耦合谐振回路为例来进行分析。

设图 2-17(a)中初、次级回路的器件参数均相同，且两个回路谐振于同一中心频率 f_0，则初、次级回路的电流方程为

$$\begin{cases}\dot{I}_s=-\dot{V}_1Y+\dfrac{\dot{V}_2}{\mathrm{j}\omega L}\times\mathrm{j}\omega M\times\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega L} & \text{(初级回路)}\\ 0=-\dfrac{\dot{V}_1}{\mathrm{j}\omega L}\times\mathrm{j}\omega M\times\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega L}+\dot{V}_2Y & \text{(次级回路)}\end{cases} \tag{2-41}$$

其中，$Y=g+\mathrm{j}\omega C+\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega L}$。

由式(2-41)可得

$$\dot{V}_2=\frac{I_{\mathrm{s}}\times\mathrm{j}\omega M}{\left(\dfrac{M}{L}\right)^2+Y^2(\omega L)^2}=\mathrm{j}\frac{I_{\mathrm{s}}\times\eta}{g[(1-\xi^2+\eta^2)+\mathrm{j}2\xi]} \tag{2-42}$$

其中，$k=M/L$ 为互感耦合系数；$\eta=kQ$ 为耦合因数，描述了耦合系数 k 与品质因数 Q 共同对谐振回路的影响或作用。

对式(2-42)取模，可得次级回路电压的模值为

$$\left|\dot{V}_2\right|=\frac{\dot{I}_{\mathrm{s}}\times\eta}{g\sqrt{(1-\xi^2+\eta^2)^2+4\xi^2}} \tag{2-43}$$

当 $\xi=0$、$\eta=1$ 时，V_2 取最大值，且

$$V_{2\max}=\frac{I_{\mathrm{s}}}{2g} \tag{2-44}$$

则互感耦合谐振回路的幅频特性曲线为

$$S=\left|\frac{V_2}{V_{2\max}}\right|=\frac{2\eta}{\sqrt{(1-\xi^2+\eta^2)^2+4\xi^2}}=\frac{2\eta}{\sqrt{(1+\eta^2)^2+2(1-\eta^2)\xi^2+\xi^4}} \tag{2-45}$$

假设 ξ 为变量，η 为参变量，则互感耦合谐振回路的幅频特性曲线如图 2-18 所示。

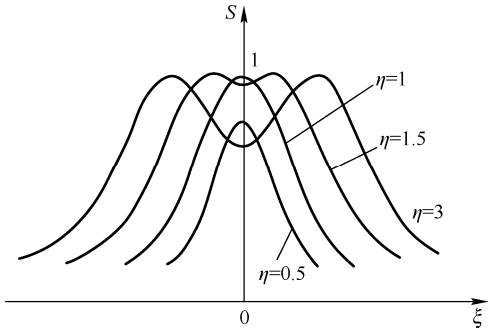


图 2-18　互感耦合谐振回路的幅频特性曲线

由图 2-18 可知，互感耦合谐振回路的幅频特性曲线主要包括 3 种情况：① $\eta<1$ 时，称为欠耦合，为单峰曲线；② $\eta>1$ 时，称为过耦合，此时曲线出现双峰；③ $\eta=1$ 时，称为临界耦合。由于临界耦合时，幅频特性曲线比较平坦，通频带较宽，因此应用范围最广。

当 $\eta=1$，由式(2-45)可得

$$S=\frac{2}{\sqrt{4+\xi^4}} \tag{2-46}$$

令 $S=\frac{1}{\sqrt{2}}$，可求得 $\xi=\sqrt{2}$。

因此，互感耦合谐振回路工作在临界耦合状态时的通频带为

$$\begin{cases} \mathrm{BW}=\sqrt{2}\dfrac{f_0}{Q} \\ \mathrm{BW}_{0.1}=4.46\dfrac{f_0}{Q} \end{cases} \tag{2-47}$$

比较式(2-47)、式(2-23)可知：同一品质因数下，耦合谐振回路的通频带是单谐振回路通频带的 $\sqrt{2}$ 倍。

耦合谐振回路的矩形系数为

$$K_{0.1}=\frac{\mathrm{BW}_{0.1}}{\mathrm{BW}}\approx 3.15 \tag{2-48}$$

比较式(2-48)、式(2-25)可知：同一品质因数下，耦合谐振回路的矩形系数比单谐振回路减小了很多，说明耦合谐振回路是以牺牲矩形系数来提高通频带范围。

【思考题】

（1）什么是耦合系数？

（2）与单谐振回路相比，耦合谐振回路具有哪些优缺点？

（3）为什么说单谐振回路是耦合谐振回路的基础？

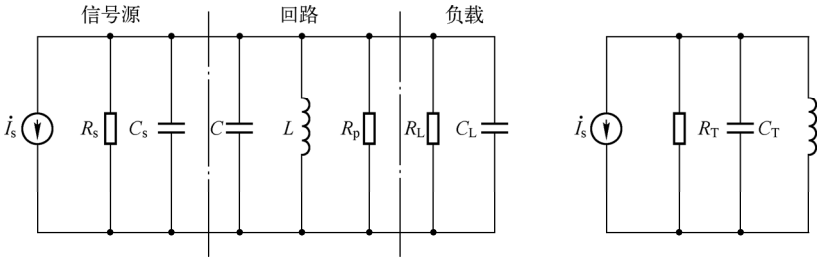
（4）为什么耦合谐振回路的通频带较单谐振回路宽？如何选取谐振回路？

2.4　阻抗变换

在实际电路或选频系统中，谐振回路需要与信号源和负载相连接，而信号源阻抗和负载阻抗会对谐振回路特性产生明显影响。这不仅使谐振回路的品质因数下降、选择性变差，还会使谐振频率发生偏移。因此，人们常常采用部分接入的方法，利用阻抗变换来减少信号源阻抗和负载阻抗对谐振回路的影响。

2.4.1 信号源阻抗和负载阻抗对谐振回路的影响

为了便于分析，在此以并联单谐振回路为例来进行介绍。当考虑信号源阻抗和负载阻抗时，实际的并联单谐振电路及其等效电路如图 2-19 所示。其中，I_s、R_s 和 C_s 分别为激励信号源及其内阻和电容，R_L 和 C_L 为负载电阻和电容，R_p 为回路电感的并联等效损耗电阻。



(a) 并联单谐振电路　　(b) 等效电路

图 2-19　考虑信号源阻抗和负载阻抗的并联单谐振电路

图 2-19 满足如下条件

$$\begin{cases} R_T = R_s // R_p // R_L \\ C_T = C_s + C + C_L \end{cases} \tag{2-49}$$

$$Q_L = \frac{R_T}{\omega_0 L} \tag{2-50}$$

其中，Q_L 为有载品质因数，其考虑了外电路阻抗对回路特性的影响。

因为 $R_T < R_p$，所以相比于回路的无载品质因数 $Q_0 = \dfrac{R_p}{\omega_0 L}$ 来说，有 $Q_L < Q_0$ 成立，且 R_s、R_L 越小，Q_L 越小。

可见，当考虑外电路阻抗时，谐振回路的通频带将变宽，选择性将变差。此外，C_s、C_L 的作用使整个回路的总电容 C_T 增大了，从而导致回路谐振频率的下降。因此，如何减小信号源阻抗和负载阻抗对谐振回路的影响是选频放大器中必须考虑的问题。

要提高回路的品质因素，可以通过改变回路中的电抗和电阻器件的值，但这种方法在实际电路中受到许多限制：① 回路中部分器件（如电容器或电感线圈）受到谐振频率的限制无法随意更改；② 制作工艺和成本限制了电抗元件无载品质因数的提高；③ 一旦信号源和负载选定，则信号源内阻和负载电阻都将是一个固定值，无法随意更改。

由式(2-1）可知，品质因数表示了无功功率与有功功率之比。因此，可以采用部分接入法，通过改变电路的连接方式来达到提高电路品质因数的目的，具体实现时，可将信号源、负载和谐振回路中部分电抗相并联。其基本原理是通过降低电路中的有功功率而保持无功功率近似不变，从而减少品质因数的下降。

由于采用部分接入后，信号源阻抗和负载阻抗是经过阻抗变换后再与谐振回路相连接，因此这种电路又被称为阻抗变换电路。

2.4.2 阻抗变换电路

常用的阻抗变换电路主要有变压器、自耦变压器和电容分压式阻抗变换电路等。

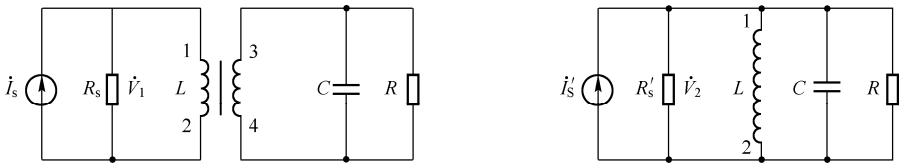
1．变压器阻抗变换电路

由 2.4.1 节可知，信号源阻抗和负载阻抗都会造成谐振回路的品质因数下降、选择性变差等。

因此，下面分别从两方面介绍变压器阻抗变换电路

（1）考虑信号源阻抗对谐振回路的影响

变压器阻抗变换电路及其等效电路如图 2-20 所示，且变压器耦合很紧，信号源 I_s 及其内阻 R_s 经变压器与并联谐振回路相耦合，变压器初级线圈的匝数为 N_1，次级线圈的匝数为 N_2。



(a) 阻抗变换电路　　(b) 等效电路

图 2-20　变压器阻抗变换电路

图 2-20(a)中，信号源内阻 R_s 消耗的功率为

$$P=\frac{\dot{V}_1^2}{2R_s} \tag{2-51}$$

图 2-20(b)中，信号源内阻 R'_s 消耗的功率为

$$P'=\frac{\dot{V}_2^2}{2R'_s} \tag{2-52}$$

由于变压器耦合很紧，消耗很小，因此变换前后消耗的功率相等，即 $P=P'$，则

$$R'_s=\dot{V}\left(\frac{\dot{V}_1}{\dot{V}_2}\right)^2\times R_s=\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2\times R_s=\frac{R_s}{p^2} \tag{2-53}$$

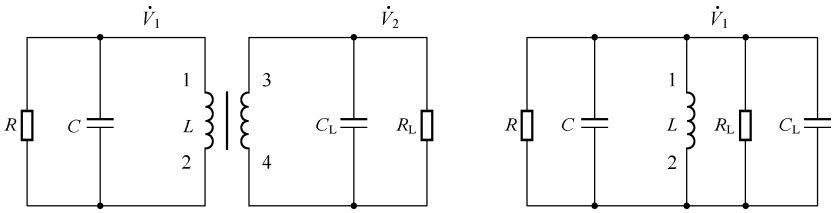
其中，$p=\dfrac{N_2}{N_1}$ 称为接入系数。

同理，变换前后，信号源 $\dot{I}_s$ 提供的功率也相等，即 $\dot{I}_s^2\times R_s=\dot{I}_s'^2\cdot R'_s$，则

$$\dot{I}'_s=p\dot{I}_s \tag{2-54}$$

（2）考虑负载阻抗对谐振回路的影响

变压器阻抗变换电路及其等效电路如图 2-21 所示，且变压器耦合很紧，负载电阻 R_L 和电容 C_L 经变压器与并联谐振回路相耦合，变压器初级线圈的匝数为 N_1，次级线圈的匝数为 N_2。



(a) 阻抗变换电路　　(b) 等效电路

图 2-21　变压器阻抗变换电路

图 2-21(a)中，负载电阻 R_L 消耗的功率为

$$P=\frac{\dot{V}_2^2}{2R_L} \tag{2-55}$$

图 2-21(b)中，负载电阻 R'_L 消耗的功率为

$$P'=\frac{\dot{V}_1^2}{2R'_L} \tag{2-56}$$

由于变压器耦合很紧，消耗很小，因此变换前后消耗的功率相等，即 $P=P'$，则

$$R'_{\mathrm{L}}=\left(\frac{\dot{V}_1}{\dot{V}_2}\right)^2\times R_L=\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2\times R_{\mathrm{L}}=\frac{R_{\mathrm{L}}}{p^2} \tag{2-57}$$

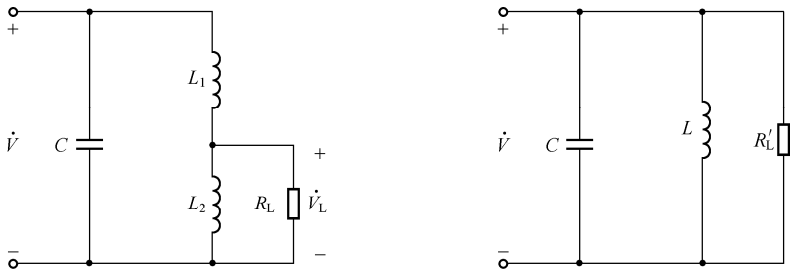
其中，$p=\dfrac{N_2}{N_1}$ 称为接入系数。

同理可得

$$C'_{\mathrm{L}}=p^2C_{\mathrm{L}} \tag{2-58}$$

2．自耦变压器阻抗变换电路

以负载阻抗接入为例，自耦变压器阻抗变换电路及其等效电路如图 2-22 所示，负载电阻 R_{L} 只与 L_2 并联，而非与整个电感线圈（L_1 和 L_2 的串联）相并联。因此，加载在负载电阻 R_{L} 上的电压值小于谐振回路两端的电压值，从而保证了 R_{L} 消耗的功率比其接入回路两端时所消耗的功率要少，提高了回路品质因数。



(a) 阻抗变换电路　　(b) 等效电路

图 2-22　自耦合变压器阻抗变换电路

设图 2-22 中电感线圈的总电感为 $L=L_1+L_2$（在此忽略回路中互感的影响），电感线圈 L_1 的匝数为 N_1，电感线圈 L_2 的匝数为 N_2，电感线圈的总匝数 $N=N_1+N_2$，谐振角频率为 ω_0。

若该电路满足高 Q 的条件，即 $R_{\mathrm{L}}>>\omega_0L_2$，则

$$\dot{V}_L\approx\frac{\omega_0L_2}{\omega_0(L_1+L_2)}\dot{V}=\frac{N_2}{N}\dot{V} \tag{2-59}$$

其中，$p=\dfrac{L_2}{L}\approx\dfrac{N_2}{N}$ 称为接入系数，且 $p\leqslant 1$。

图 2-22(a)中，负载电阻 R_{L} 消耗的功率为

$$P=\frac{\dot{V}_{\mathrm{L}}^2}{2R_{\mathrm{L}}}=\left(\frac{N_2}{N}\right)^2\times\frac{\dot{V}^2}{2R_{\mathrm{L}}} \tag{2-60}$$

图 2-22(b)中，负载电阻 R'_{L} 消耗的功率为

$$P'=\frac{\dot{V}^2}{2R'_{\mathrm{L}}} \tag{2-61}$$

由于电源提供功率不变，因此 $P=P'$，于是

$$\left(\frac{N_2}{N}\right)^2\times\frac{\dot{V}^2}{2R_{\mathrm{L}}}=\frac{\dot{V}^2}{2R'_{\mathrm{L}}} \tag{2-62}$$

则

$$R'_{\mathrm{L}}=\left(\frac{N}{N_2}\right)^2\times R_{\mathrm{L}}=\frac{R_{\mathrm{L}}}{p^2} \tag{2-63}$$

由式(2-63)可知，$R'_{\mathrm{L}}>R_{\mathrm{L}}$，且 p 越小，R'_{L} 越大，对谐振回路的影响就越小。

【例 2-4】某谐振电路如图 2-23(a)所示，已知 I_s=10cos(2π×5×10^5 t) V，R_s=5 Ω，C=1600 μF，L_1=200 μH，L_2=600 μH，R=8 kΩ，计算回路的有载品质因数和通频带。

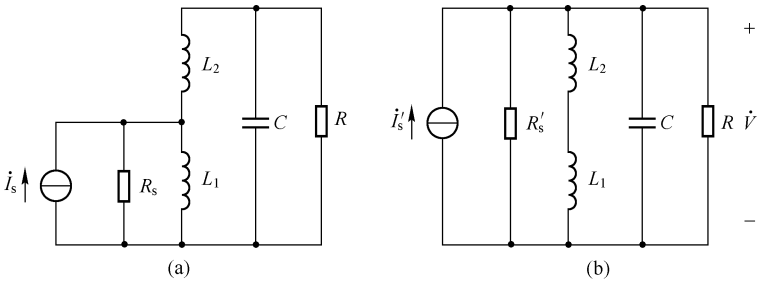


图 2-23　例 2-3 图

解：将图 2-23(a)的阻抗变换电路变为如图 2-23(b)所示的等效电路。

由题可知，接入系数为

$$p=\frac{L_1}{L_2}=\frac{200}{600}=\frac{1}{3}$$

则电流源接入的等效电阻为

$$R_s'=R_s\big/p^2=45\ (\Omega)$$

总电阻为

$$R_\Sigma=R\,//\,R_s'=\frac{45\times8\times10^3}{45+8\times10^3}\approx44.75\ (\Omega)$$

总电感为

$$L=L_1+L_2=800\ (\mu\text{H})$$

则回路的总品质因数为

$$Q_L=\frac{R_\Sigma}{\omega_0 L}=R_\Sigma\sqrt{\frac{C}{L}}\approx63$$

通频带为

$$\text{BW}=\frac{f_0}{Q}=\frac{5\times10^5}{63}=7.94\ (\text{kHz})$$

3．电容分压式阻抗变换电路

以负载阻抗接入为例，电容分压式阻抗变换电路及其等效电路如图 2-24 所示。负载电阻 R_L 只与 C_2 并联。因此，加载在负载电阻 R_L 上的电压值小于谐振回路两端的电压值，从而保证了 R_L 消耗的功率比其接入回路两端时所消耗的功率要少，提高了回路品质因数。

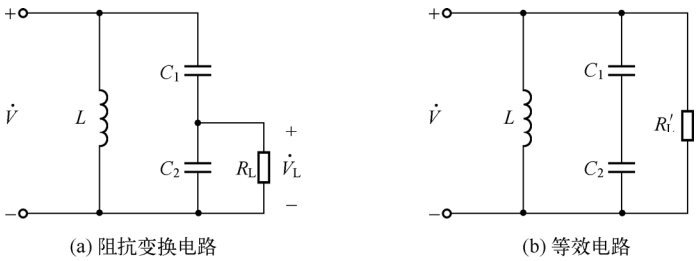


图 2-24　电容分压式阻抗变换电路

图 2-24(a)中，负载电阻 R_L 消耗的功率为

$$P=\frac{\dot{V}_L^2}{2R_{\mathrm{L}}} \tag{2-64}$$

$$\left|\dot{V}_L\right|=\frac{C_2}{C}\left|\dot{V}\right| \tag{2-65}$$

其中，$C=\dfrac{C_1C_2}{C_1+C_2}$ 为电容支路的总电容。则

$$P=\frac{C_2}{C}\frac{\dot{V}_L^2}{2R_{\mathrm{L}}}=\frac{C}{C_1}\frac{\dot{V}_L^2}{2R_{\mathrm{L}}} \tag{2-66}$$

图 2-24(b)中，负载电阻 R_{L}' 消耗的功率为

$$P'=\frac{\dot{V}^2}{2R_{\mathrm{L}}'} \tag{2-67}$$

由于电源提供功率不变，因此 $P=P'$ 。于是

$$\left(\frac{C}{C_1}\right)^2\cdot\frac{\dot{V}^2}{2R_{\mathrm{L}}}=\frac{\dot{V}^2}{2R_{\mathrm{L}}'} \tag{2-68}$$

则

$$R_{\mathrm{L}}'=\left(\frac{C_1+C_2}{C_1}\right)^2\cdot R_{\mathrm{L}}=\frac{R_{\mathrm{L}}}{p^2} \tag{2-69}$$

其中，$p=\dfrac{C_1}{C_1+C_2}$ 称为接入系数。

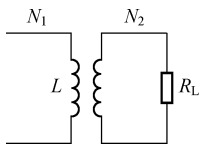
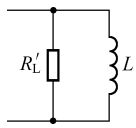
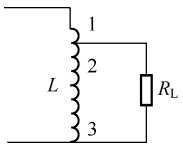
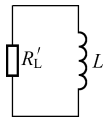
后两类阻抗变换电路都是以负载阻抗为例来进行说明的。对于信号源阻抗来说，与第一类阻抗变换电路分析方法类似，在此不再赘述。

下面将上述变化关系推广到电导、电抗、电流源和电压源的等效变换，即

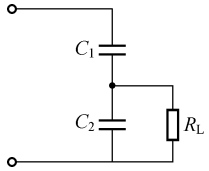
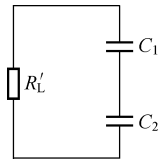
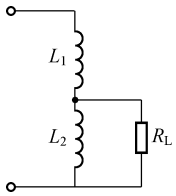
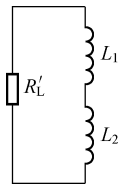
$$\begin{cases} g_{\mathrm{L}}'=p^2g_{\mathrm{L}} \\ X_{\mathrm{L}}'=\dfrac{X_L}{p^2} \\ C_{\mathrm{L}}'=p^2C_{\mathrm{L}} \\ I_{\mathrm{s}}'=pI_{\mathrm{s}} \\ V_{\mathrm{s}}'=\dfrac{V_{\mathrm{s}}}{p} \end{cases} \tag{2-70}$$

常用阻抗变换电路的折合关系如表 2-2 所示。

表 2-2　常用阻抗变换电路的折合关系

	原电路	等效折合电路	接入系数	$R_{\mathrm{L}}'=R_{\mathrm{L}}/p^2$
变压器耦合			$p=\dfrac{N_2}{N_1}$	$R_{\mathrm{L}}'=\left(\dfrac{N_1}{N_2}\right)^2R_{\mathrm{L}}$
自耦变压器耦合			$p=\dfrac{N_{2\sim3}}{N_{1\sim3}}$	$R_{\mathrm{L}}'=\left(\dfrac{N_{1\sim3}}{N_{2\sim3}}\right)^2R_{\mathrm{L}}$

续表

	原电路	等效折合电路	接入系数	$R'_L = R_L / p^2$
电容分压式耦合			$p = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$	$R'_L = \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1}\right)^2 R_L$
电感分压式耦合			$p = \frac{L_1}{L_1 + L_2}$	$R'_L = \left(\frac{L_1 + L_2}{L_1}\right)^2 R_L$

【例 2-5】 某谐振回路如图 2-25(a)所示，已知 L=0.8 μH，C_0=20 pF，C_1=C_2=20 pF，C_3=5 pF，R_i=10 kΩ，R_0=5 kΩ，Q_0=100，计算回路的谐振频率、有载品质因数和通频带。

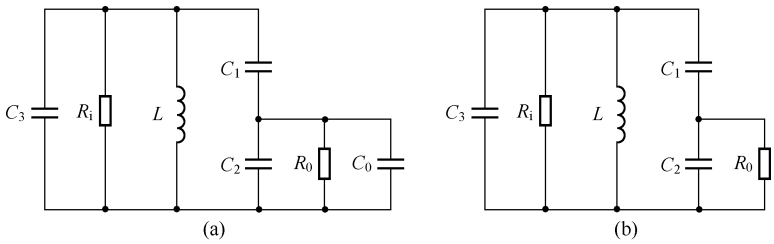


图 2-25　例 2-4 图

解：将图 2-25(a)中电感线圈及其等效损耗电阻变换为电感与等效损耗电阻的并联形式，并将电路中其他器件进行合并，如图 2-25(b)所示，则

$$C'_2 = C_0 + C_2 = 40 \text{ pF}$$

接入系数为

$$p = \frac{C_1}{C_1 + C'_2} = \frac{20}{20 + 40} = \frac{1}{3}$$

总电容为

$$C_\Sigma = C_3 + \frac{C_1 C_2'}{C_1 + C_2'} = 5 + \frac{20 \times 40}{20 + 40} \approx 18.3 \text{ (pF)}$$

振荡频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{0.8 \times 10^{-6} \times 18.3 \times 10^{-12}}} \approx 41.6 \text{ (MHz)}$$

电感等效电阻为

$$R_p = Q_0 \omega_0 L = 2\pi Q_0 f_0 L = 20.9 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

输出级等效电阻为

$$R_0' = \frac{1}{p^2} R_0 = 9 \times 5 \text{ (k}\Omega\text{)} = 45 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

由于总电阻为