

第2章选频网络与阻抗变换网络

□ 内容概要

- 高频电路中的元器件
- LC谐振网络
- 窄带无源阻抗变换网络
- 耦合回路
- 滤波器的其他形式



一、窄带无源阻抗变换网络概述

□ 阻抗变换的目的：

将实际负载阻抗变换为前级网络所要求的最佳负载值，使负载获得最大功率输出或整体电路性能得到最佳发挥。【阻抗匹配】

□ 无源阻抗变换网络的需求：

□ 变阻抗：插入后可改变负载等效阻抗

□ 无损耗：插入后不消耗实际功率

□ 有些场合的窄带无源阻抗变换网络往往还需要提供一定的选频能力



改变谐振频率 f_0
降低品质因数 Q
使回路选择性变差

□ 无源阻抗变换网络&LC谐振回路：

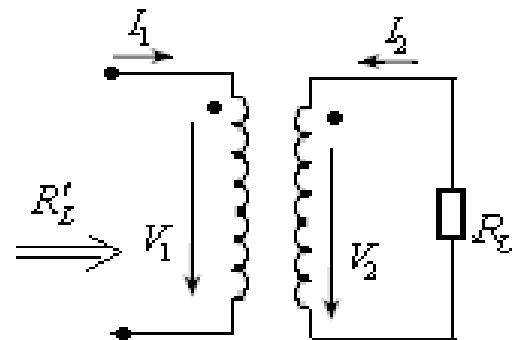
- 降低信号源内阻/分布参数对回路谐振特性的影响
- 降低负载阻抗对回路谐振特性的影响

□ 无源阻抗变换网络的分类：

- 集总参数阻抗变换网络：多由无耗的L和C构成
 - 变压器阻抗变换：电感类
 - 部分接入阻抗变换：电感/电容
 - LC选频匹配网络：电感+电容
- 分布参数阻抗变换网络：微带线等，多应用于微波频段

二、变压器阻抗变换

变压器为无损耗的理想变压器，
则变压器初级、次级电压和电流
的关系为



$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{n}$$

$$\frac{I_1}{I_2} = -\frac{N_2}{N_1} = -n$$

变压器阻抗变换器

电流式中的负号表示 I_2 实际方向与参考方向相反。

可推得(根据定义式/等功率约束)初、次级电阻的关系为：

$$R'_L = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \cdot R_L = \frac{1}{n^2} R_L$$



三、部分接入进行阻抗变换

(1) 为什么做部分接入？

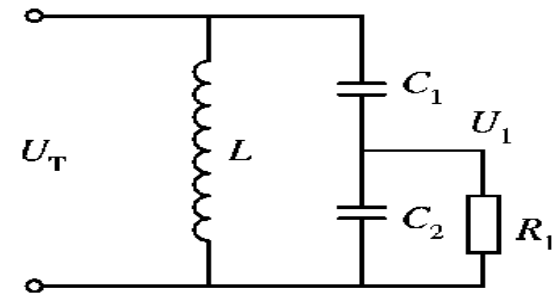
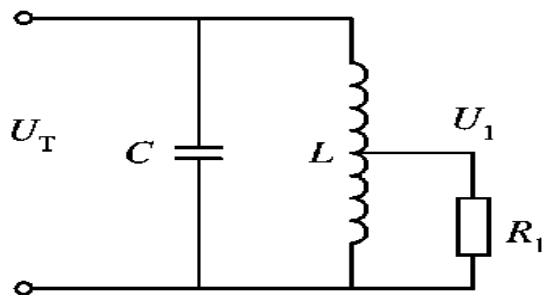
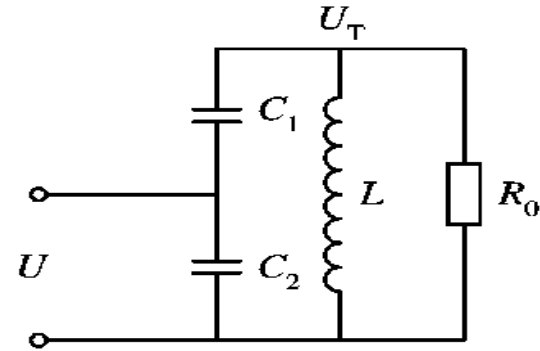
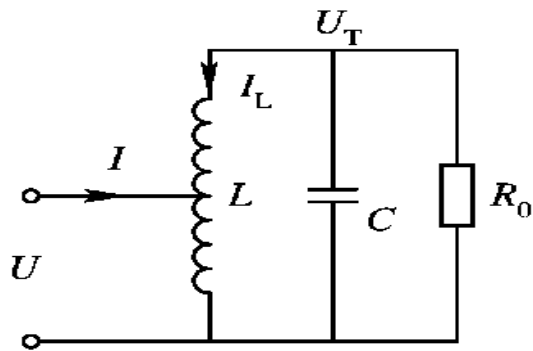
□ LC谐振回路的应用痛点：

在通信电子线路中应用广泛的并联谐振回路在实际电路中非常容易受激励源内部阻抗 (R_S , C_S) 和负载阻抗 (R_L , C_L) 的影响。

- 激励源内阻 R_S 、负载电阻 R_L 使回路有载品质因数 Q_L 下降，进而使回路选择性变差；
- 激励源等效电容 C_S 、负载等效电容 C_L 影响回路的谐振频率；
- 激励源内阻 R_S 和负载电阻 R_L 一般不相等，导致电路处于失配状态下工作，负载上得到的功率偏小。

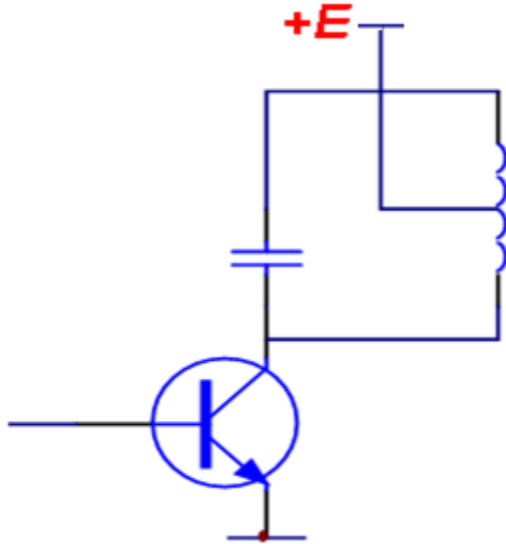
(1) 为什么做部分接入？

□ 抽头并联谐振回路：激励源或负载与回路电感或电容部分连接的并联谐振回路。【部分接入的典型电路形态】

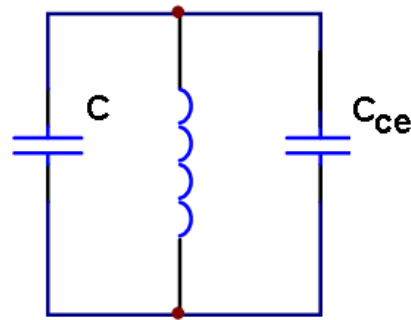


(1) 为什么做部分接入?

□ 部分接入改善并联回路谐振特性:

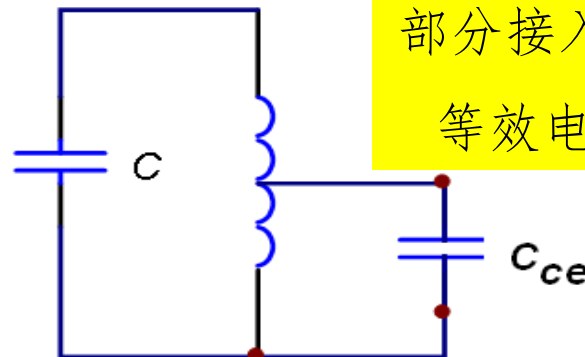


实际工程问题举例:
收音机中安放电感抽头!



$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_{ce})}}$$

C_{ce} 变化会严重影响谐振
频率的稳定性



部分接入使得 C_{ce} 的影响减小
等效电容 C_{ce}' 远小于 C_{ce} !

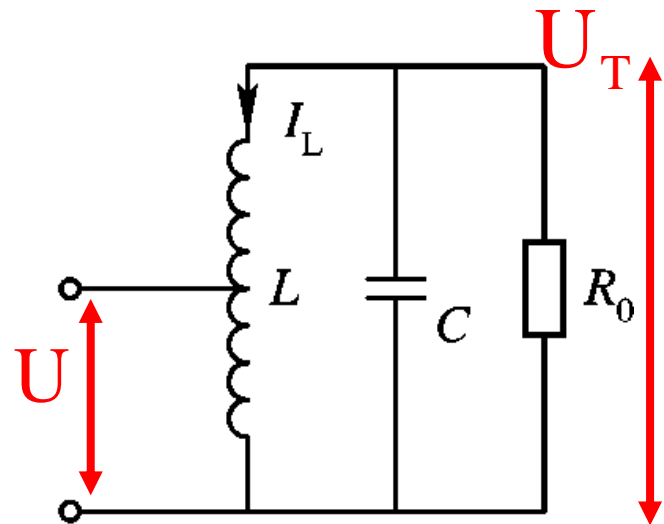
(2) 部分接入的折算方法

□ 接入系数(或抽头系数)p的定义:

与外电路相连的那部分电抗与本回路参与分压的同性质总电抗之比。

p也可用电压比表示:

$$p = \frac{U}{U_T}$$



前提条件: 抽头支路电流相比主谐振回路电流可忽略。
对并联谐振回路要求高Q值，且仅谐振点附近时有效。

□ 接入系数的计算:

① 电感抽头式

$$p = \frac{U}{U_T} = \frac{N_1}{N}$$

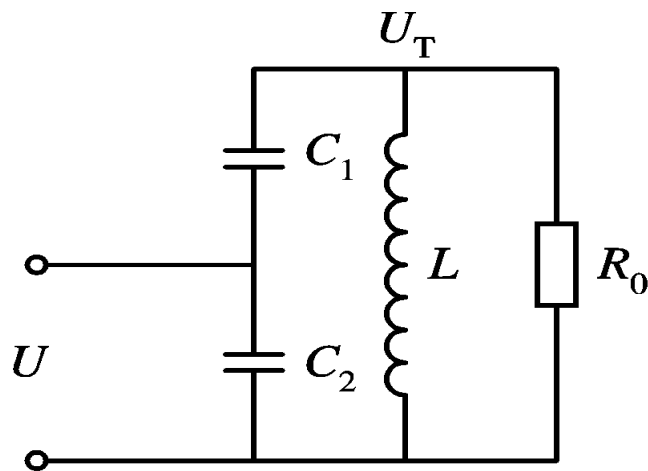
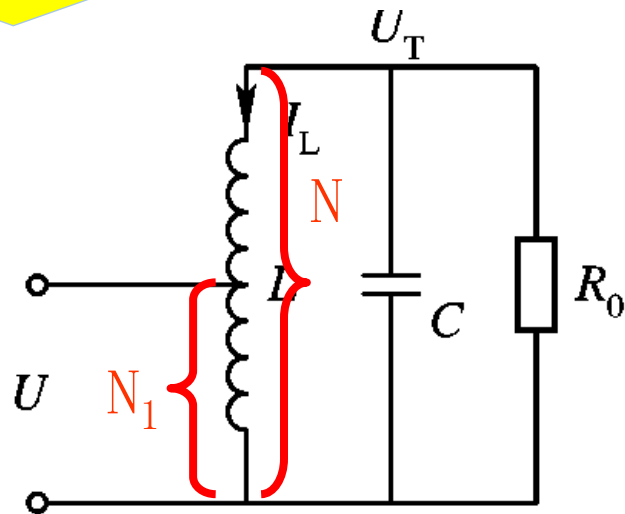
N_1 : 与外电路相连的线圈的匝数。

N : 线圈的总匝数。

② 电容分压式

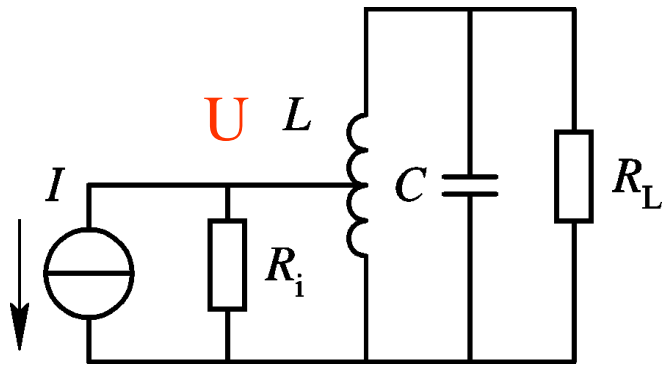
$$p = \frac{U}{U_T} = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

★前提: 窄带高Q值
(抽头支路电流相比主谐振回路电流可忽略)



□ 电阻的折算方法：

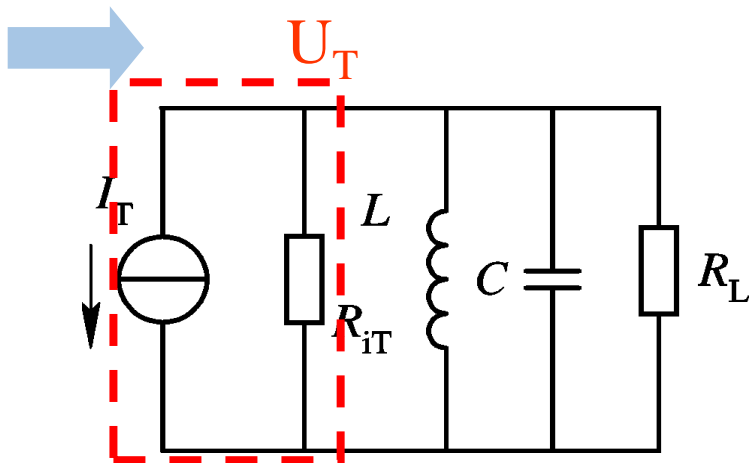
(功率不变的原则)



$$\frac{U_T^2}{2R_{iT}} = \frac{U^2}{2R_i}$$

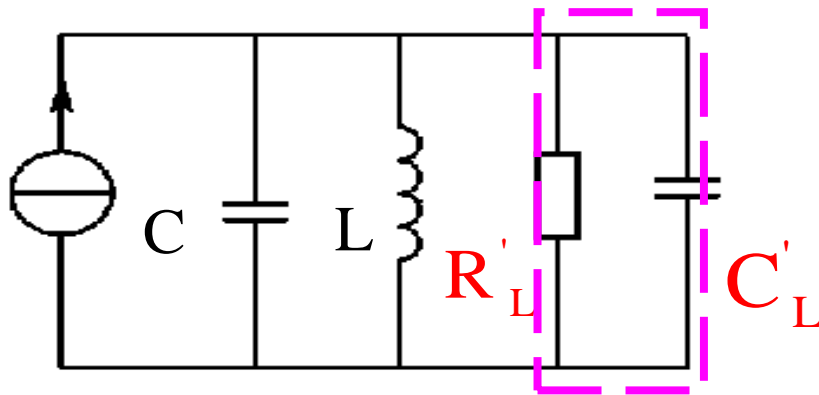
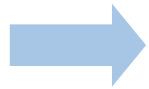
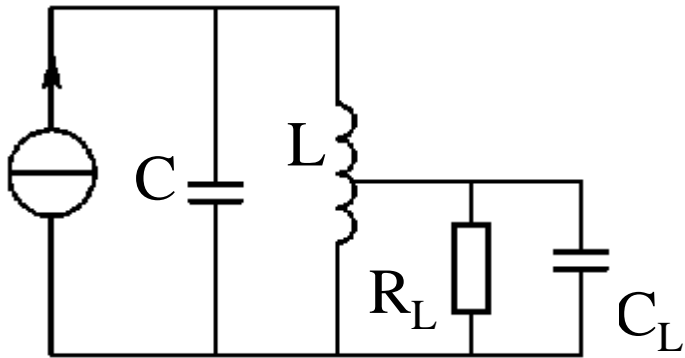
$$\Rightarrow R_{iT} = \frac{1}{p^2} R_i$$

$$\text{其中: } p = \frac{N_1}{N}$$



结论：电阻从低端向高端折合，阻值变大，是原来的 $1/p^2$ 倍。

□ 电容的折算方法：



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

电阻变大

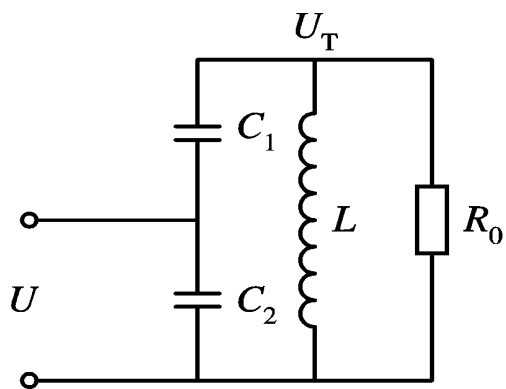
$$C'_L = p^2 C_L$$

电容变小

结论：折算后阻抗变大，对回路的影响减轻！

□ 激励源的折算方法：

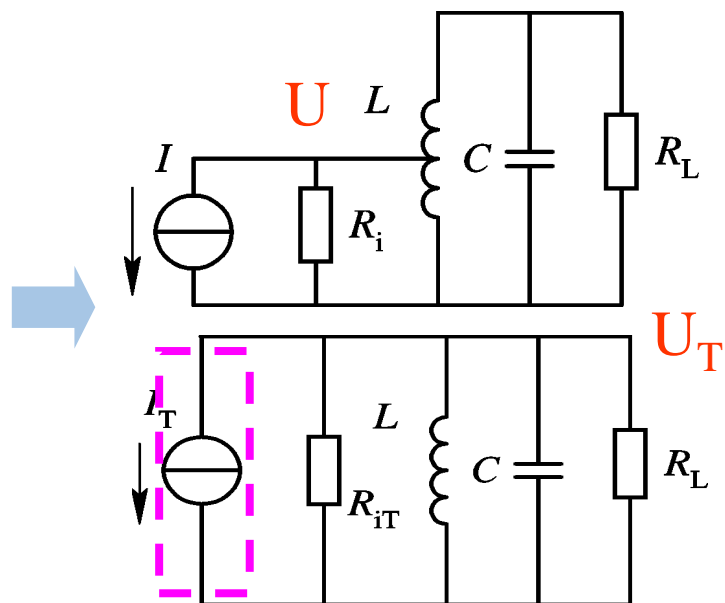
☆ 电压源的折算



$$p = \frac{U}{U_T} \Rightarrow U_T = \frac{1}{p} U$$

结论：电压源由低端向高端折合，电压变大，是原来的1/P倍。

☆ 电流源的折算



$$UI = U_T I_T \Rightarrow I_T = pI$$

结论：电流源由低端向高端折合，电流变小，是原来的P倍。



(3) 应用例题

例2-1： 电路如图所示，试求输出电压 $u_1(t)$ 的表达式及回路的带宽。忽略回路本身的固有损耗。

解： 设回路满足高 Q 值条件， 由图知， 回路电容为

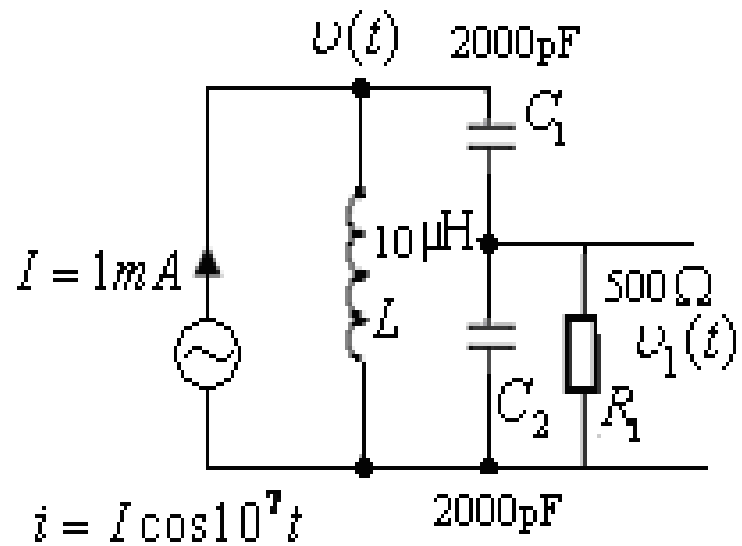
$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{2000 \times 2000}{2000 + 2000} = 1000 \text{ pF}$$

谐振角频率为：

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

电阻 R_1 的接入系数

$$n = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{2000}{2000 + 2000} = \frac{1}{2}$$





等效到回路两端的电阻为

$$R = \frac{1}{n^2} R_1 = \frac{500}{1/4} = 2000(\Omega)$$

回路谐振时，两端的电压 $v(t)$ 与 $i(t)$ 同相，电压振幅为

$$V = IR = 10^{-3} \times 2000 = 2(\text{V})$$

所以回路两端的电压

$$v(t) = iR = 1\text{mA} \cos 10^7 t \times 2\text{k}\Omega = 2 \cos 10^7 t(\text{V})$$

输出电压

$$v_1(t) = nv(t) = \frac{1}{2} \times 2 \cos 10^7 t = \cos 10^7 t(\text{V})$$



回路品质因数

$$Q_L = \frac{R}{\omega_0 L} = \frac{2000}{10^7 \times 10^{-5}} = \frac{2000}{100} = 20$$

回路带宽

$$BW_{0.7} = \frac{f_0}{Q_L} = \frac{10^7}{2\pi \times 20} \approx 79.58 \times 10^3 (\text{Hz})$$

通过计算表明满足高 Q 的假设, 而且也基本满足 $nQ_L = 10$ 远大于1的条件。由上述计算知, $v_1(t)$ 与 $v(t)$ 同相位。

实际上由于 R_1 对实际分压比的影响, $v_1(t)$ 与 $v(t)$ 存在一个小的相移。

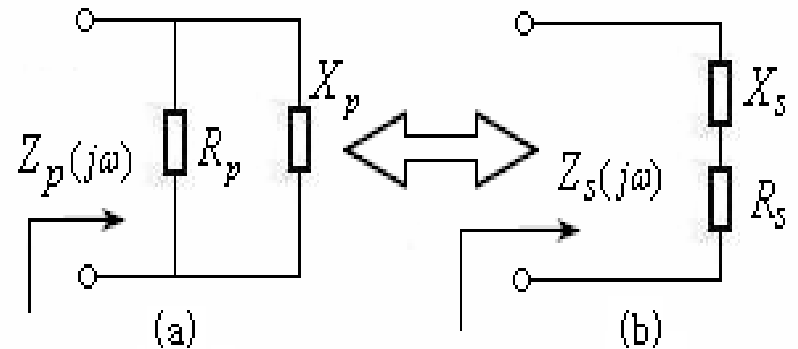
四、LC选频匹配网络

(1) 阻抗的串、并联等效转换

图 (a) 中

$$Z_p = R_p // jX_p$$

$$= \frac{X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} R_p + j \frac{R_p^2}{R_p^2 + X_p^2} X_p$$



串、并联阻抗的等效变换

图 (b) 中

$$Z_s = R_s + jX_s$$



若使 $Z_p = Z_s$, 必有

$$\left\{ \begin{array}{l} R_s = \frac{X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} R_p \\ X_s = \frac{R_p^2}{R_p^2 + X_p^2} X_p \end{array} \right. \quad \text{或} \quad \left\{ \begin{array}{l} R_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{R_s} \\ X_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{X_s} \end{array} \right.$$

$$\text{且 } Q = \frac{|X_s|}{R_s} = \frac{R_p}{|X_p|}$$

于是可以得到:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_p = (1 + Q_e^2) R_s \\ X_p = (1 + \frac{1}{Q_e^2}) X_s \end{array} \right. \quad \text{当 } Q_e \geq 10 \text{ 时} \quad \longrightarrow \quad \left\{ \begin{array}{l} R_p = Q_e^2 R_s \\ X_p = X_s \end{array} \right.$$

(2) L型选频匹配网络

□ 核心思想:

- 常用的L网络如图中 (a)、(b) 所示, 由串联支路电抗元件 X_s 和并联支路电抗元件 X_p 组成。
- 设定已知源阻抗为 R_s , 负载阻抗为 R_L , 它们均为纯电阻, 电路工作频率为 ω_0 。
- 可将负载阻抗 R_L 变换为源阻抗 R_s , 并可求出匹配网络的L、C值。

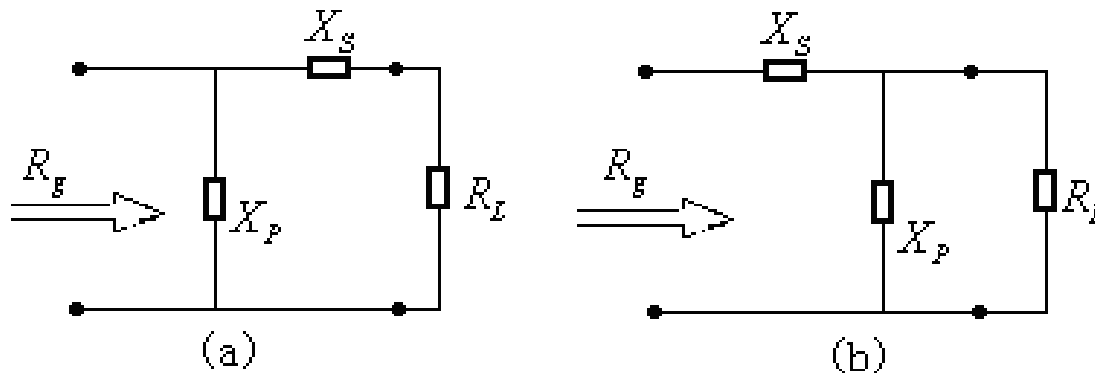
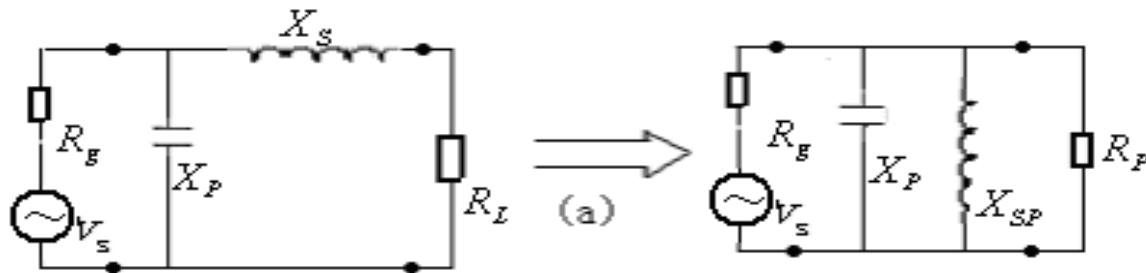


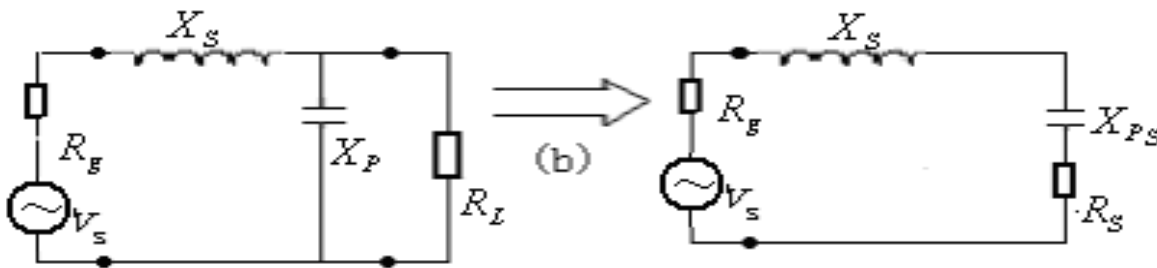
图-两种L匹配网络

□ L型匹配网络的设计推导过程：

将串联支路的 X_S 与 R_L 变换为并联支路的 X_{SP} 和 R_p 后，电抗 X_p 和电抗 X_{SP} 在工作频率 ω_0 处并联谐振，即 $X_p = X_{SP}$ ，再使 $R_p = R_g$ ，则可达到阻抗变换目的。因此，为了达到谐振，L网络的串联支路电抗与并联支路电抗必须异性质。如图中 (a)、(b) 所示。



(a) R_g 大于 R_L
的L匹配网络设计



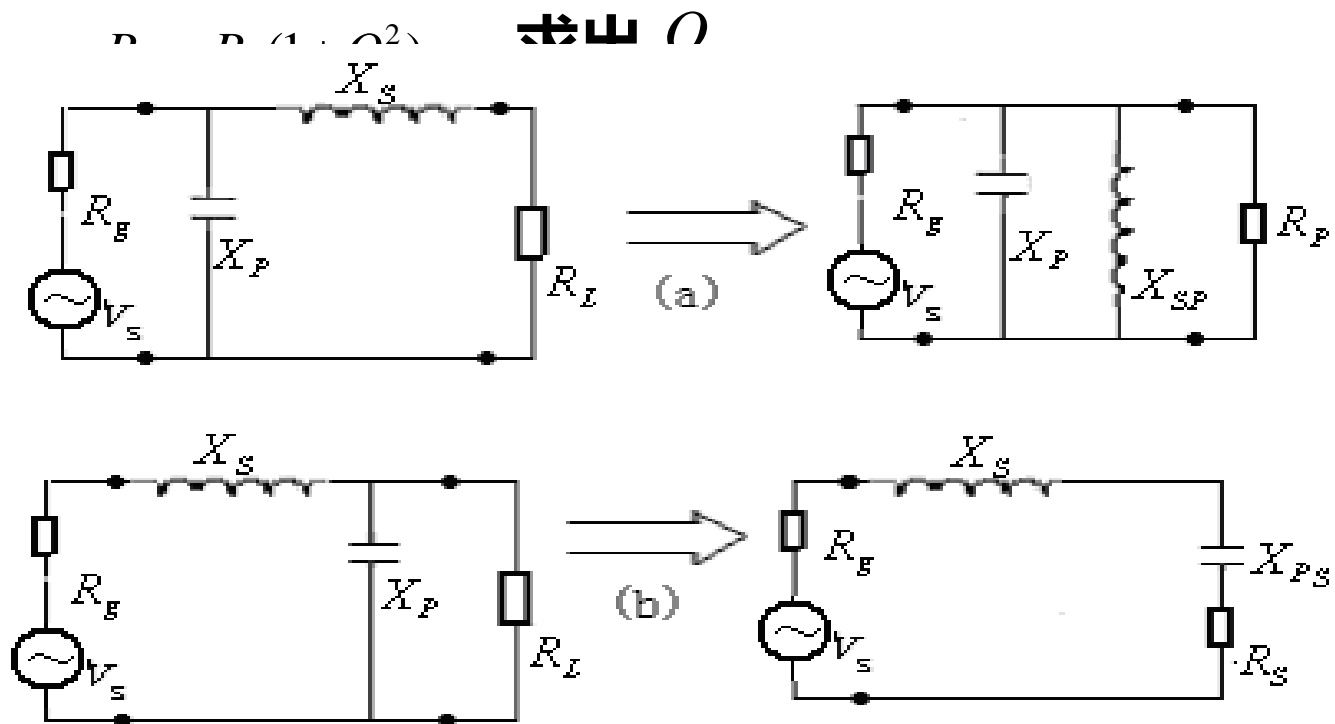
(b) R_g 小于 R_L
的L匹配网络设计

图- L匹配网络设计

图 (a) 中
$$R_g = R_L \left[1 + \left(\frac{X_S}{R_L} \right)^2 \right] = R_L (1 + Q^2)$$

$$X_{SP} = X_S \left[1 + \left(\frac{R_L}{X_S} \right)^2 \right] = X_S \left(1 + \frac{1}{Q^2} \right)$$

因此，在设计L网络时，首先由已知的 R_g R_L 以及式





由于此L网络仅在工作频率 ω_0 处并联谐振，电抗抵消，完成了两电阻间的阻抗变换，因此它是一个窄带阻抗变换网络。

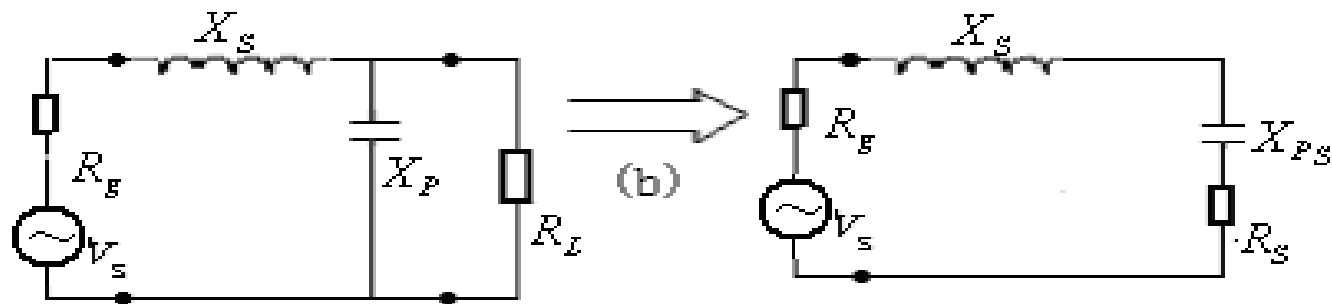
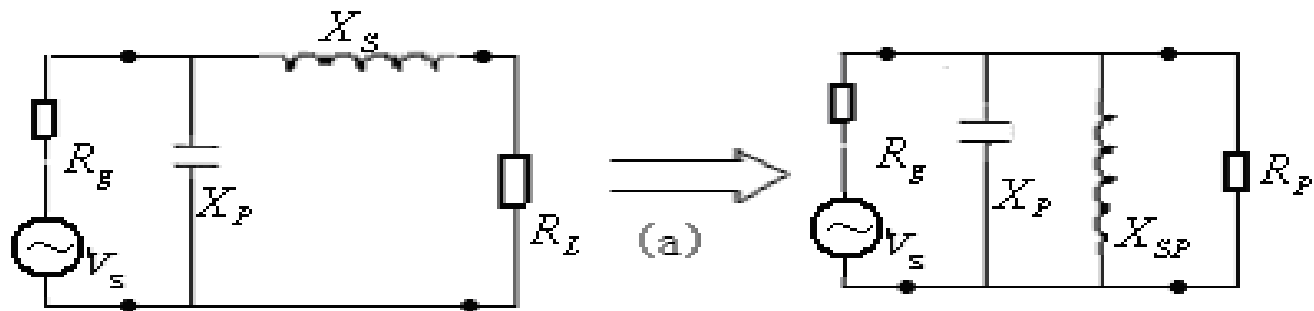
在此变换中，为使式 $Q = \sqrt{\frac{R_g}{R_L} - 1}$ 有效，必须 $R_g > R_L$

由此可见，选用图 (a) 所示的L网络，通过将串联支路变换为并联支路的方法进行阻抗变换的条件是

$$R_g > R_L$$

当 $R_g < R_L$ 时，则可选用图 (b) 所示的 L 网络。具体分析见图 (b) 所示。先将并联支路的 X_P R_L 变换为串联支路 X_{PS} 与 R_S ，再让电抗 X_{PS} 和电抗 X_s 在工作频率 ω_0 处并联谐振，电抗抵消，并使 $R_S = R_g$

从



以变

抗



□ 应用例题：

例2-2： 已知信号源内阻 $R_g = 12\Omega$ ，串有寄生电感 $L_s = 1.2\text{nH}$ 。负载电阻为 $R_L = 58\Omega$ ，带有并联的寄生电容 $C_L = 1.8\text{PF}$ ，工作频率为 $f = 1.5\text{GHz}$ 。

设计L匹配网络，使信号源与负载达共轭匹配。

解： 本例采用先将信号源端的寄生电感和负载端的寄生电容归并到L网络中进行设计的方法。

由于 $R_g > R_L$ 则L网络选用图 (b) 所示的形式。

计算步骤如下：

$$\text{计算Q值： } Q = \sqrt{\frac{R_L}{R_g} - 1} = \sqrt{\frac{58}{12} - 1} = 1.96$$



计算L网络并联支路电抗: $X_P = \frac{R_L}{Q} = \frac{58}{1.96} = 29.6(\Omega)$

计算L网络串联支路电抗: $X_S = QR_g = 1.96 \times 12 = 23.5(\Omega)$

则电容: $C_P = \frac{1}{2\pi f X_P} = \frac{1}{2\pi \times 1.5 \times 10^9 \times 29.6} = 3.58(\text{pF})$

电感: $L = \frac{X_S}{2\pi f} = \frac{23.6}{2\pi \times 1.5 \times 10^9} = 2.5(\text{nH})$

实际L网络的电容: $C_1 = C_P - C_L = 3.58 - 1.8 = 1.78(\text{pF})$

实际L网络的电感:

$$L_1 = L - L_S = 2.5 - 1.2 = 1.3(\text{nH})$$



□ L型匹配网络的局限：

□ L型匹配网络的带宽由Q值决定，而其Q值则是
由式 $Q = \sqrt{\frac{R_{\text{(大值)}}}{R_{\text{(小值)}}} - 1}$ 直接决定，灵活性差。

□ 对于整个L型网络，由于它同时接有源电阻 R_g 和
负载电阻 R_L ，且 $R_g = R_p = R_L(1 + Q^2)$ ，故总有载 Q_e ：

$$Q_e = \frac{Q}{1 + \frac{R_p}{R_g}} = \frac{1}{2}Q$$

□ 对于整个L型网络，回路3dB带宽亦被限定为：

$$BW_{0.7} \approx \frac{f_0}{Q_e} = \frac{2f_0}{Q}$$

(3) Π 型和T型变换网络

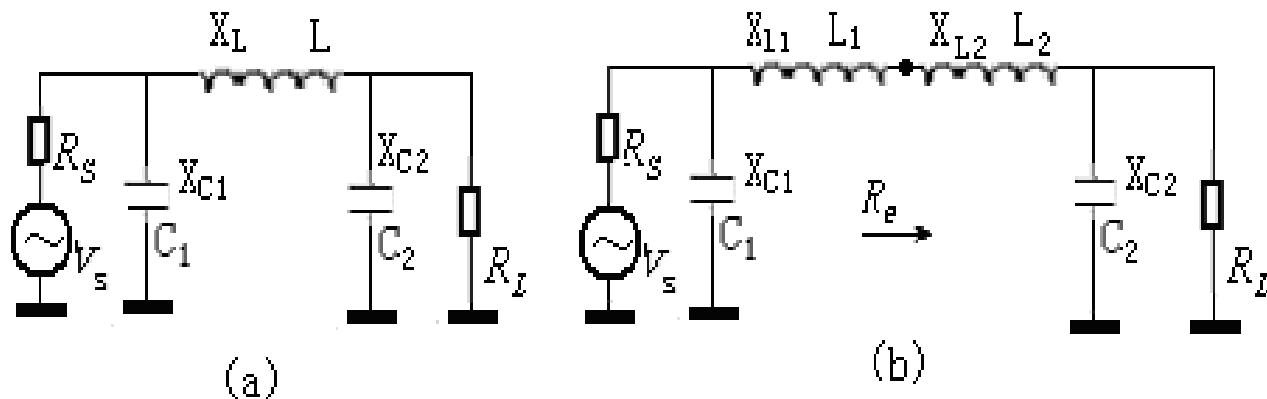


图 Π 型滤波网络的等效变换过程

图 (a) 为 Π 型变换网络。分析时，可以将串臂的电抗 X_L 分成两部分，构成如图(b)所示的两个L网络(同频)，

$$R_e = R_{s1} = R_L / (1 + Q_2^2)$$

$$R_p = R_s = R_{s1} (1 + Q_1^2)$$

设计推导：
Homework!

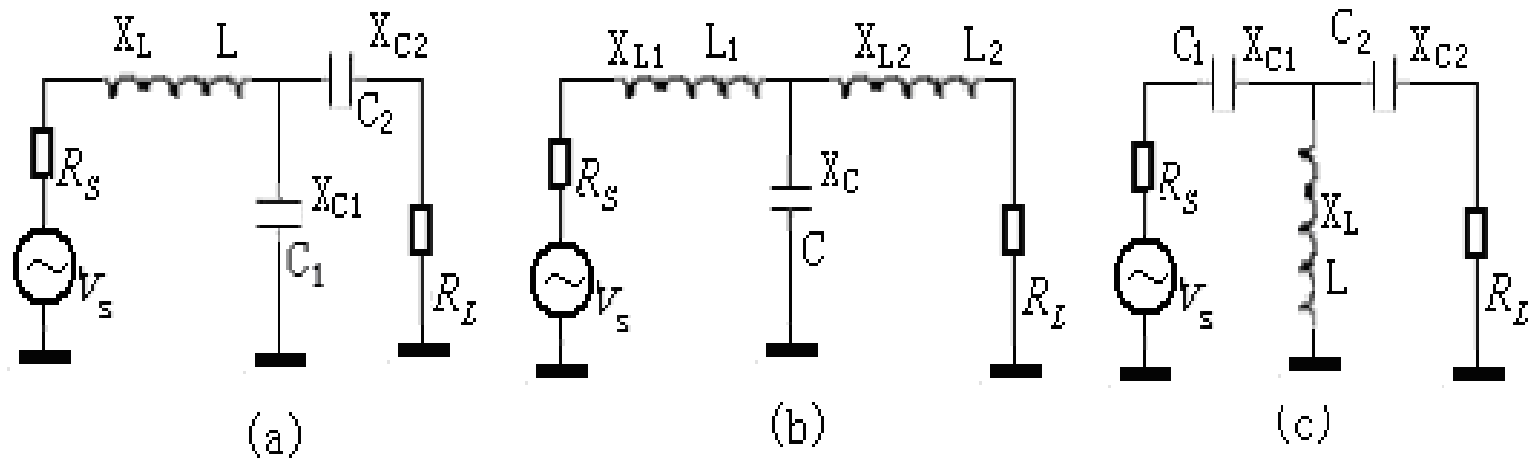


图-常用的 T 型滤波匹配网络

在T型滤波匹配网络的分析中，可以将并臂的电抗分成两部分，构成两个L网络。

设计推导：
课后思考！