

第一章 选频回路与阻抗变换

功能：选频、阻抗变换

应用：射频系统的各个模块——放大、振荡、调制、解调

本章主要内容：

1. 选频回路的主要指标
2. LC串、并联选频回路
3. 窄带和宽带无源阻抗变换网络
4. 简单介绍常用的集中参数选频滤波器
5. 简单介绍集成电感



滤波器的分类

- 按处理的信号形式可分为模拟滤波器，数字滤波器等
- 模拟滤波器按其所用器件的特点可分为无源和有源滤波器

– 无源滤波器是由无源器件构成



– 有源滤波器是指在所构成的滤波器中，除无源器件外还含有放大器等有源电路

- RC有源滤波器（含有运算放大器）
- 开关电容滤波器(SCF)



1.1 选频回路的指标

1. 幅频特性

(1) 中心频率 f_0

(2) 通频带 BW_{3dB}

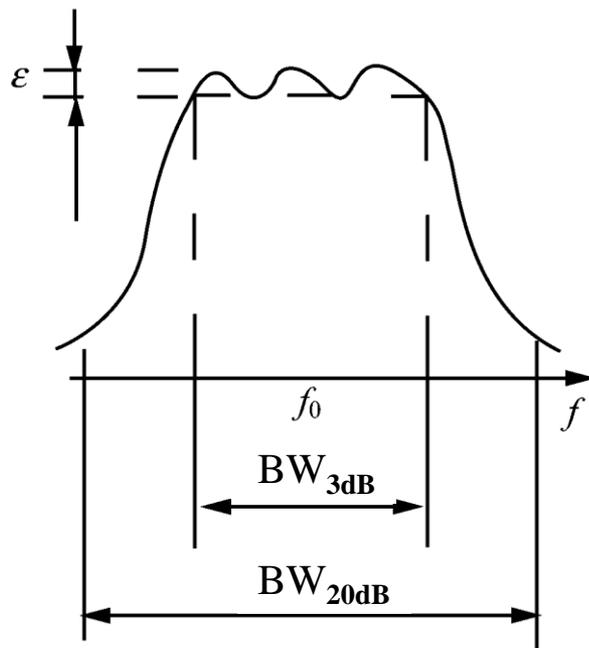
(3) 带内波动

(4) 选择性：矩形系数

$$K_{0.1} = \frac{BW_{0.1}}{BW_{1/\sqrt{2}}} = \frac{BW_{20dB}}{BW_{3dB}}$$

(5) 输入输出阻抗

(6) 插入损耗 $L = \frac{P_{in}}{P_{out}}$



1.1 选频回路的指标

2. 相频特性

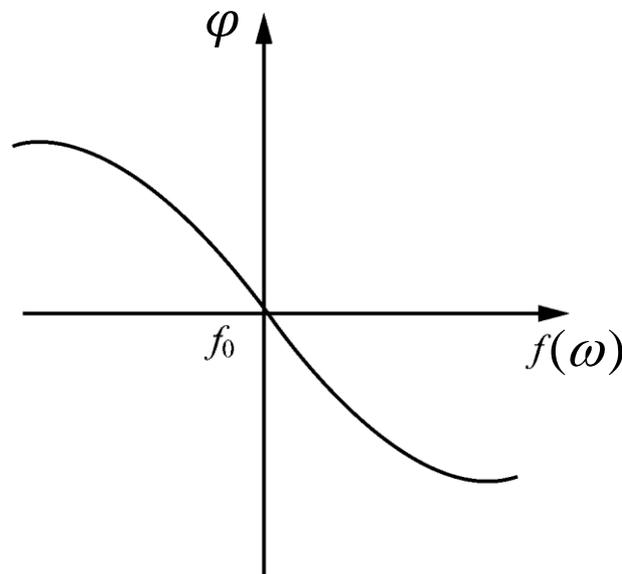
相频特性斜率: $\tau(\omega) = \frac{d\varphi}{d\omega}$

称为群时延

要求: 在通频带内群时延为常数

表现: 相频特性为线性

结果: 通频带内不同频率信号延迟相同时间
不产生波形失真

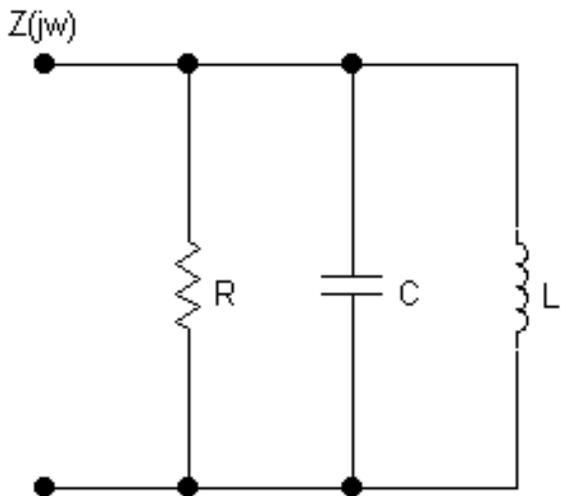


1.2 谐振回路 (Resonant Circuit)

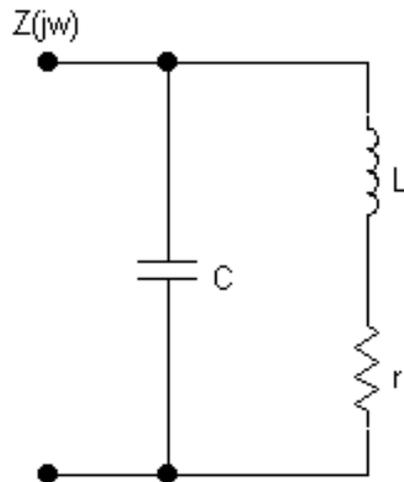
滤波器的设计有一整套成熟的理论和方法。并联和串联谐振回路是最常用滤波电路

- **并联谐振回路**

如图所示为简单并联谐振回路和实际的并联谐振回路



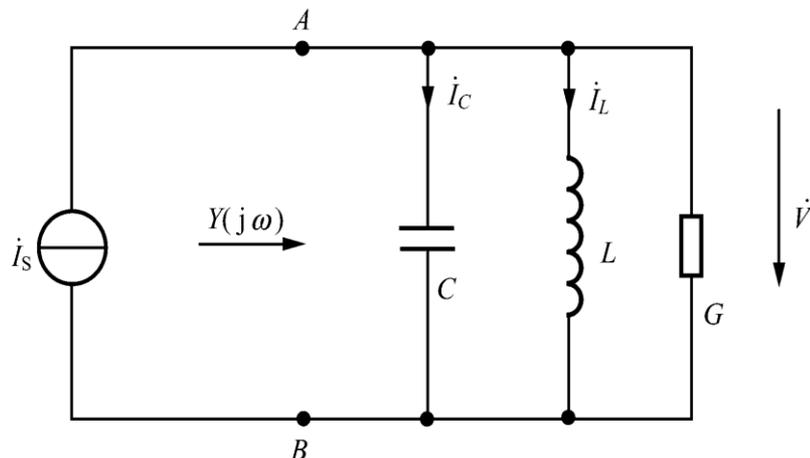
简单并联谐振回路



实际的并联谐振回路

1.2 谐振回路 (Resonant Circuit)

简单并联谐振回路



对于简单并联谐振回路，可以写出其阻抗表达式为：

$$Z(j\omega) = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L}} = \frac{R}{1 + j\frac{R}{\omega_0 L} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} = \frac{R}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

令 ω_0 为谐振频率（虚部为0的对应频率）， Q 为品质因数：

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad Q = \frac{R}{\omega_0 L} = R\omega_0 C$$

谐振时特性

1. 阻抗特性 $Y(\omega_0) = G$ $\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$

2. 电压特性 $\dot{V}_o = \dot{I}_s R$

$$Q = \frac{\omega_0 C}{G} = \frac{R}{\omega_0 L} = \frac{R}{\rho}$$

输出电压最大且与信号源同相

3. 品质因数 Q

$$Q = 2\pi \frac{\text{谐振时回路总储能}}{\text{谐振时回路一周耗能}} = \frac{2\pi C V^2}{T V^2 / R}$$

- 品质因数 Q 描述了回路自由谐振时幅度衰减的速率
- Q 会影响到回路对带外频率信号的选择性

谐振时特性

4. 电流特性

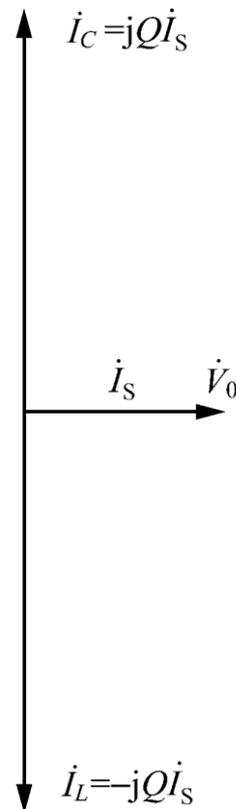
- 电感电流

$$\dot{I}_L = \frac{\dot{V}_0}{j\omega_0 L} = \frac{\dot{I}_s R}{j\omega_0 L} = -jQ\dot{I}_s$$

- 电容电流

$$\dot{I}_C = j\omega_0 C \cdot \dot{V}_0 = j\omega_0 C \dot{I}_s R = jQ\dot{I}_s$$

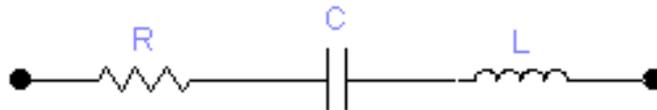
特点：电抗支路的电流比信号源大 **Q** 倍



1.2 谐振回路 (Resonant Circuit)

串联谐振回路

串联谐振回路由RLC串联构成，电路如图：



串联谐振回路与并联谐振回路是对偶的，即电流表达式与电压表达式对应，阻抗与导纳对应，形式是完全一样的。教材表1.2.2给出了有关的关系。



1.2.2 选频特性

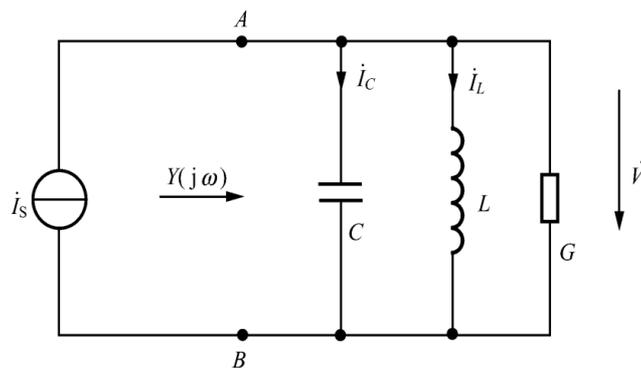
分析内容: 回路输出电压 (电流) 及回路阻抗随频率变化特性

1. 并联谐振回路

$$\text{输出电压: } \dot{V}(\omega) = \dot{I}_s Z(\omega) = \frac{\dot{I}_s R}{1 + jQ \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} = \frac{\dot{V}(\omega_0)}{1 + j\xi}$$

$$\text{广义失谐: } \xi = Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

说明: 1. 输出电压是复数, 与频率有关



2. 电压 ~ 频率特性与阻抗 ~ 频率特性相同

(因为 I_s 为常数)

1.2.2 选频特性

■ 讨论谐振频率附近的选频特性 ($\omega \approx \omega_0$)

➤ 近似条件:

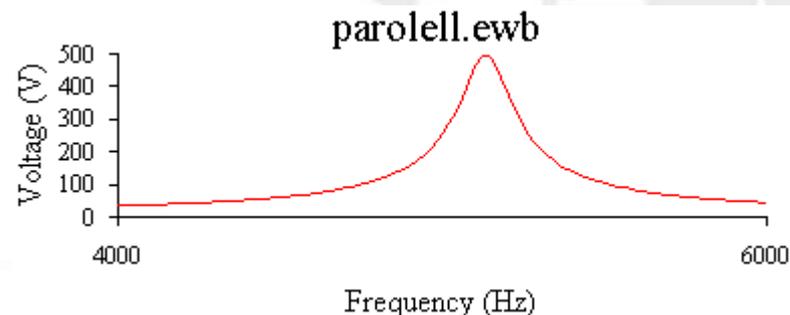
$$\xi = Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = Q \frac{(\omega + \omega_0)(\omega - \omega_0)}{\omega\omega_0} \approx Q \frac{2\omega_0(\omega - \omega_0)}{\omega_0^2} = Q \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_0}$$

➤ 公式:

$$\dot{V}(\omega) \approx \frac{\dot{I}_s R}{1 + jQ \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_0}} = \frac{\dot{V}(\omega_0)}{1 + jQ \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}} = \frac{\dot{V}(\omega_0)}{\sqrt{1 + \left(Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right)^2}} e^{j\varphi}$$

其中:

$$\varphi = -\arctan Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$$



1.2.2 选频特性

(1) 幅频特性 (归一化选频特性)

公式:
$$S = \frac{V(\omega)}{V(\omega_0)} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$

① 选择性

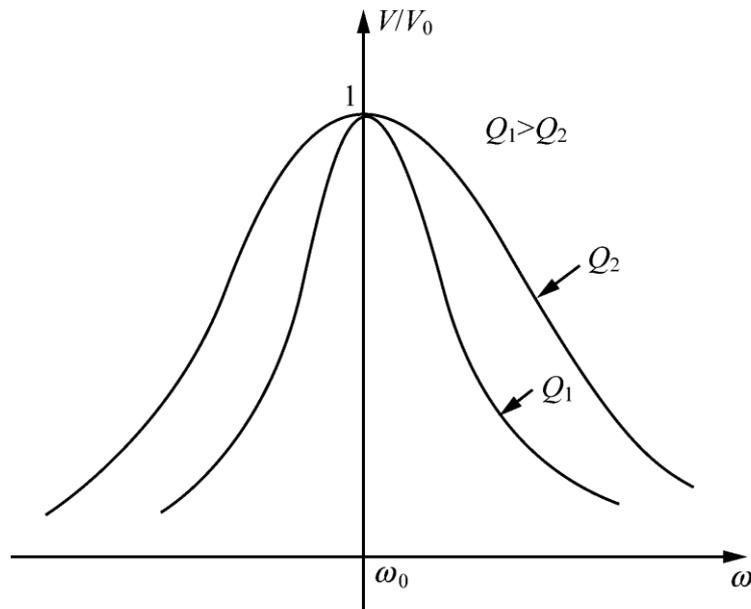
回路的 Q 值越高, 选择性越好

② 通频带

令 $S = \frac{1}{\sqrt{2}}$, 得:

$$BW_{3dB} = 2\Delta\omega = \frac{f_0}{Q}$$

f_0 大, 通频带很难窄
 Q 高, 通频带窄, 选择性好



注意: 高的选择性与宽的通频带对 Q 的要求是矛盾的

通频带的严格推导

谐振阻抗为： $Z(\omega_0) = R$

令 $Z(\omega) / Z(\omega_0) \Big|_{\omega=\omega_{0.7}} = 1/\sqrt{2}$

可得相应的 $\omega_{0.7}$ ，并由此推出其通频带 BW_{3dB} ：

$$\frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \Bigg|_{\omega=\omega_{0.7}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$Q \left(\frac{\omega_{0.7}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_{0.7}} \right) = \pm 1 \Rightarrow \omega_{0.7}^2 \pm \frac{\omega_0}{Q} \omega_{0.7} - \omega_0^2 = 0$$

解此一元二次方程可得：

通频带的严格推导

$$\omega_{0.7(i)} = \frac{\mp \frac{\omega_0}{Q} \pm \sqrt{\frac{\omega_0^2}{Q^2} + 4\omega_0^2}}{2} = \mp \frac{\omega_0}{2Q} \pm \frac{\omega_0}{2Q} \sqrt{1 + 4Q^2}$$

舍去负根 $\left(\sqrt{1 + 4Q^2} \mp 1 \right) \frac{\omega_0}{2Q}$

通频带 BW_{3dB} 为：

$$\left| \omega_{0.7(1)} - \omega_{0.7(2)} \right| = \frac{\omega_0}{Q} = BW_{0.7}$$



1.2.2 选频特性

③矩形系数

$$K_{0.1} = \frac{BW_{20dB}}{BW_{3dB}} = 9.96 \gg 1$$

其中 $BW_{0.1}$ 由 $S = 0.1$ 求出

阻抗 Z 的表达式可写为：

$$Z(j\omega) = \frac{R}{1 + j\xi} , \quad Z(\omega) = \frac{R}{\sqrt{1 + \xi^2}} , \quad \varphi_z = -\arctan \xi$$



1.2.2 选频特性

(2) 相频特性

$$\varphi = -\arctan Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$$

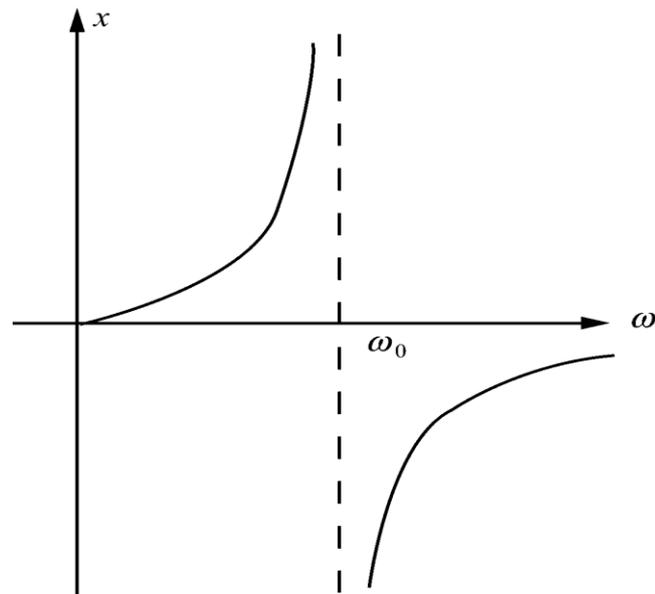
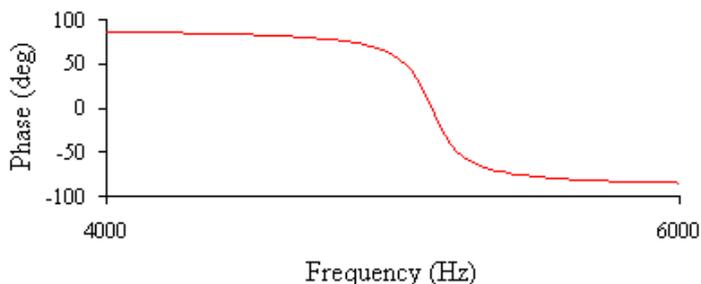
① 谐振时 $\varphi(\omega_0) = 0$

含义：回路阻抗呈纯电阻，输出电压与信号电流同相

② 失谐时

当 $\omega < \omega_0$ 时 $\varphi(\omega) > 0$ ，**并联**回路阻抗呈**感性**；
当 $\omega > \omega_0$ 时 $\varphi(\omega) < 0$ ，**并联**回路阻抗呈**容性**。

注意：回路的**阻抗性质**会随频率而**变化**



1.2.2 选频特性

$$\varphi = -\arctan Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$$

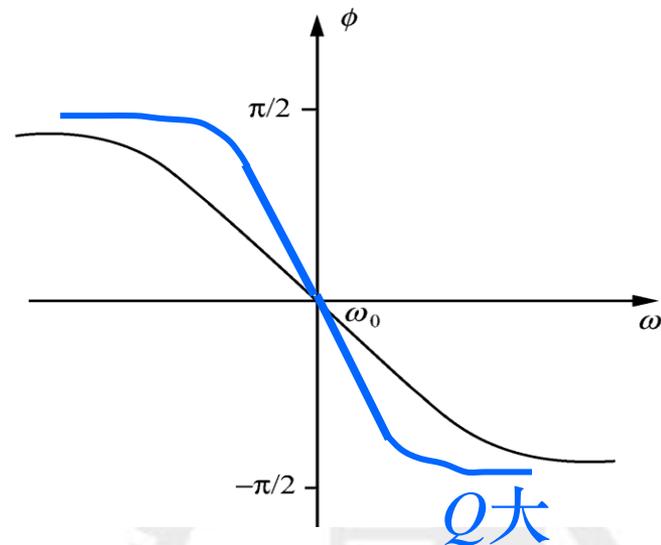
③ 相频特性曲线斜率 $\left. \frac{d\varphi}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = -\frac{2Q}{\omega_0}$

特点： ① 负斜率
② Q 越大，相频特性越陡

④ 线性相频范围

当 $|\varphi| \leq \frac{\pi}{6}$ 时， $\varphi(\omega) \approx -2Q \frac{(\omega - \omega_0)}{\omega_0}$

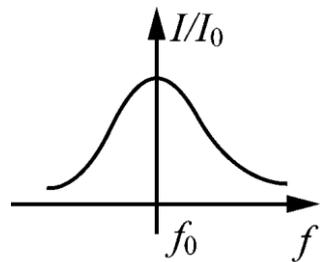
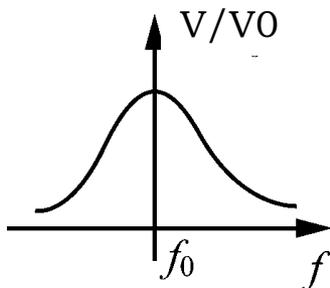
相频特性 $\varphi(\omega) \sim \omega$ 呈线性



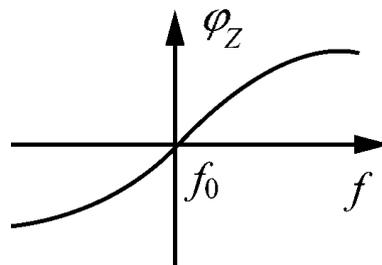
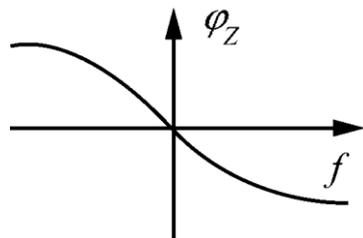
1.2.2 选频特性

2. 串联谐振回路

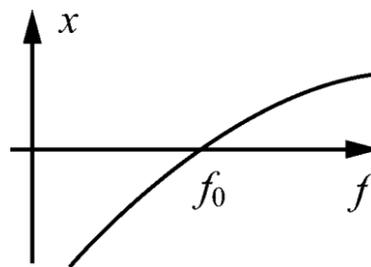
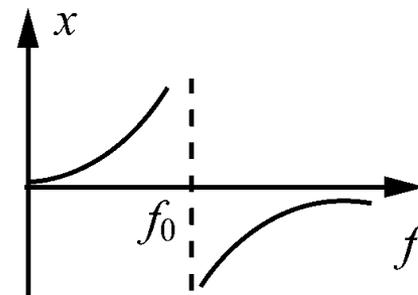
选频特性



相频特性



电抗特性



对偶特性应用：
变量对偶时，
特性曲线相同

变量相同时，

特性曲线
变化相反

1.2.3 实际并联回路

讨论的意义：

1. 实际的线圈（或电容）是有损耗的
2. 并联回路的前后接有信号源与负载——对 Q 的影响

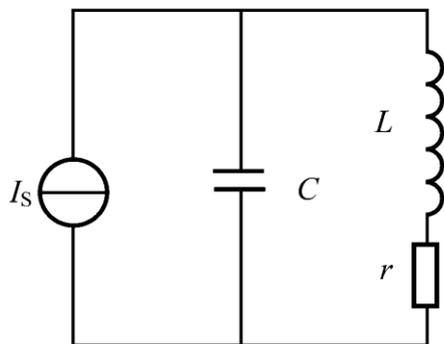
1. 实际并联回路

- 考虑损耗的线圈的等效电路
串联小电阻 r
- 实际并联回路电路形式

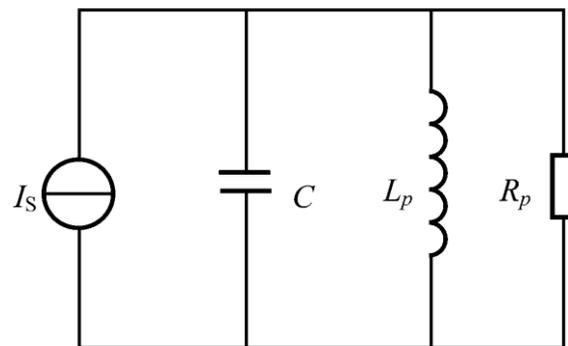
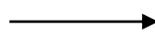


分析方法

(自学)



等效



1.2.3 实际并联回路

直接推导：端口阻抗 $Z(j\omega)$ 表达式推导如下：

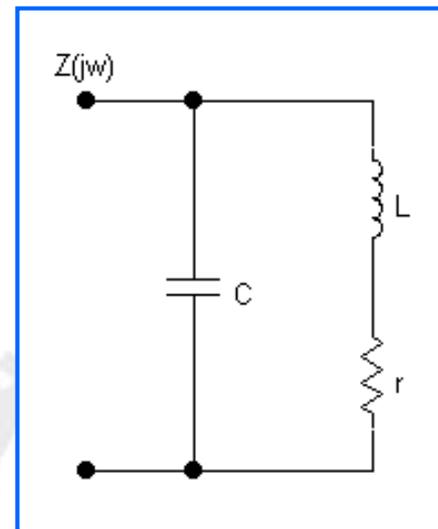
$$Z(j\omega) = \frac{1}{\frac{1}{r + j\omega L} + j\omega C} = \frac{r + j\omega L}{1 + j\omega C(r + j\omega L)} = \frac{1 + \frac{r}{j\omega L}}{\frac{1}{j\omega L} + \frac{Cr}{L} + j\omega C}$$

- 若回路中电感的感抗远远大于损耗电阻值， $r/\omega L \ll 1$ ，并引入 R' 与电容支路并联，其值取

$$R' = L / Cr$$

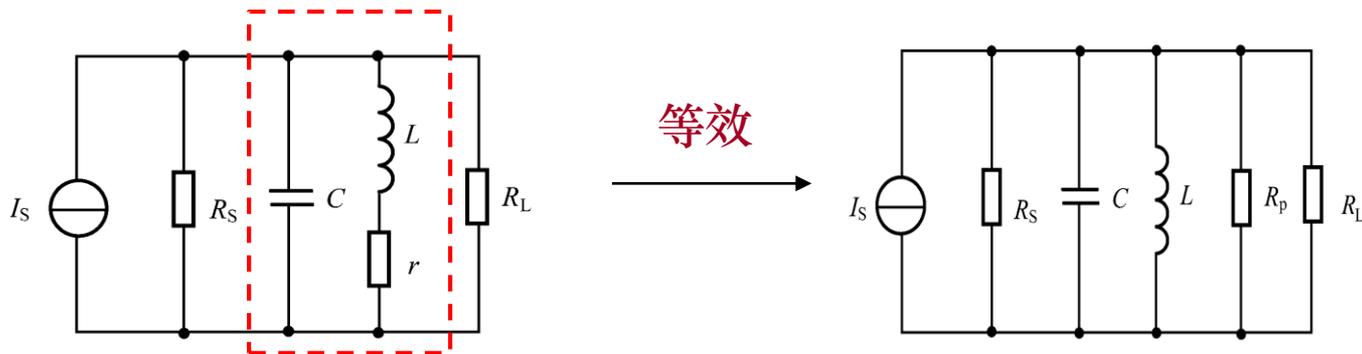
则阻抗表达式变为：

$$Z(j\omega) = \frac{1}{\frac{1}{R'} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L}}$$



有载品质因数

讨论信号源内阻及负载对回路的影响



R_S 和 R_L 不影响回路谐振频率只影响谐振阻抗和回路 Q

谐振阻抗 $R_T = R_S // R_L // R_P$

回路损耗对应——空载 Q_0 : $Q_0 = \frac{\omega_0 L}{r} = \frac{R_P}{\omega_0 L} \gg 1$ 高 Q

有载 Q_e 为: $Q_e = \frac{R_T}{\rho} = \frac{R_T}{\omega_0 L} = \frac{Q_0}{1 + \frac{R_P}{R_S} + \frac{R_P}{R_L}} < Q_0$

结果: 通频带变宽, 选择性变差

讨 论

在这里还有几个概念需要强调：

- ✓ 并联谐振是**电流谐振**， C 和 L 支路上的电流相互交换，形成谐振，**对外电流交换为0**，呈**开路**状态。串联谐振是**电压谐振**， C 和 L 支路上的电压相互交换，形成谐振，**对外电压交换为0**，呈**短路**状态。
- ✓ **并联谐振回路用电流源激励**；串联谐振回路用电压源激励
- ✓ 简单并联谐振回路谐振时 L 、 C 支路上的电流是外部端口电流的 Q 倍；串联谐振回路谐振时 L 、 C 之路上的电压是外部端口电压的 Q 倍。

例 题

例1：用 R 、 L 、 C 并联谐振回路对SSB上边带信号（载频为 ω_c ，带宽为 Ω ）进行选频，则回路元件值应当满足什么关系式？在载波频率上回路阻抗幅值为何？

作业：1-1, 1-3, 1-5



第一章 选频回路与阻抗变换

本章主要内容:

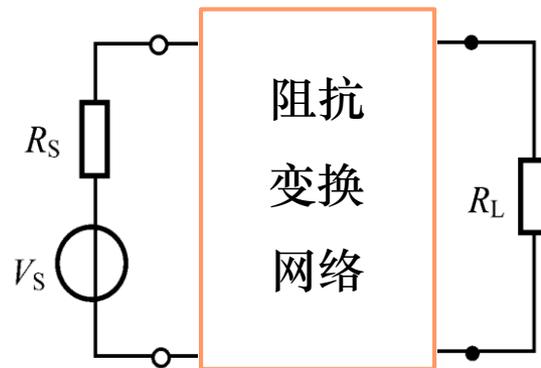
- 选频回路的主要指标
- LC串、并联选频回路
- 窄带和宽带**无源阻抗变换网络**
- 集中选频滤波器 (略)
- 集成电感 (略)

变压器阻抗变换
部分接入阻抗变换
 L 网络阻抗变换
 π 型和 T 型匹配网络
传输线变压器

1.3 无源阻抗变换

➤ 阻抗变换的必要性

- (1) 实现**最大功率传输**——共轭匹配
- (2) 改善**噪声系数**
- (3) 保证**滤波器性能**



➤ 对变换网络的要求

(1) 损耗小 —— 用纯电抗

- (2) 带宽
- **宽带**: 变压器（自耦/互耦）、传输线变压器
 - **窄带**: LC网络（部分接入、 L 型、 π 型、 T 型）

1.3.1 变压器阻抗变换

变压器 (Transformer) 是利用**电磁感应**的原理来改变交流电压的装置

- **主要功能**

电压变换、电流变换、阻抗变换、隔离、稳压等

- **变压器参数**

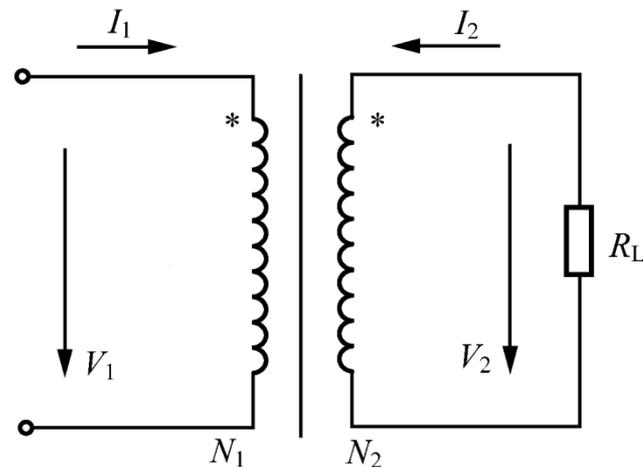
初级电感量 L_1 ，次级电感量 L_2

耦合系数 $0 < k < 1$ ，互感 $M = k\sqrt{L_1L_2}$

- **变压器种类**

空心变压器——无磁芯

磁芯变压器——耦合紧，漏感小 ($k \approx 1$)，磁芯损耗随频率升高增大



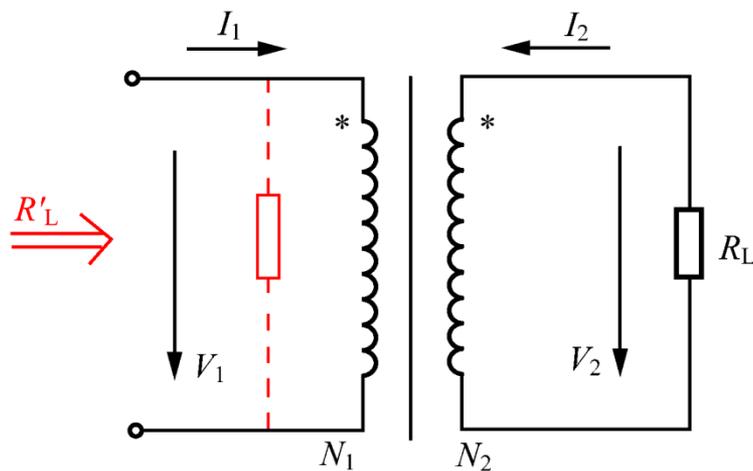
1.3.1 变压器阻抗变换

理想变压器阻抗变换

初级电感量无穷，无损耗

耦合系数为1

变换原则：输入输出功率不变



电压

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

电流

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

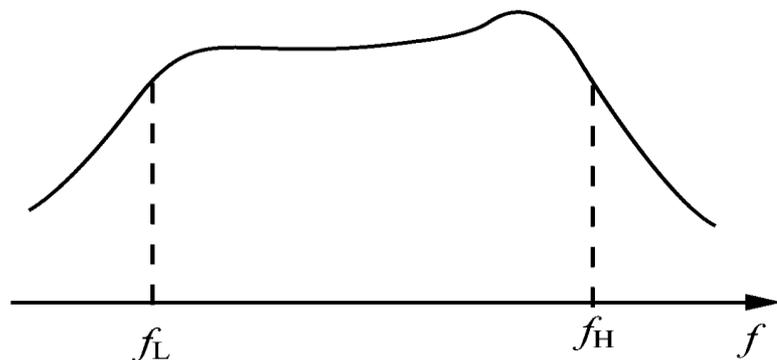
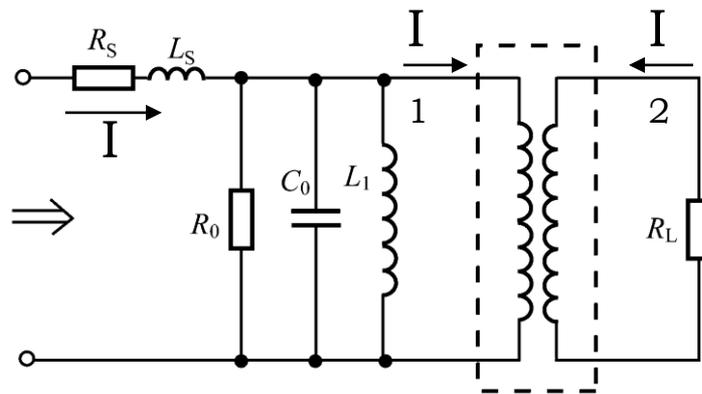
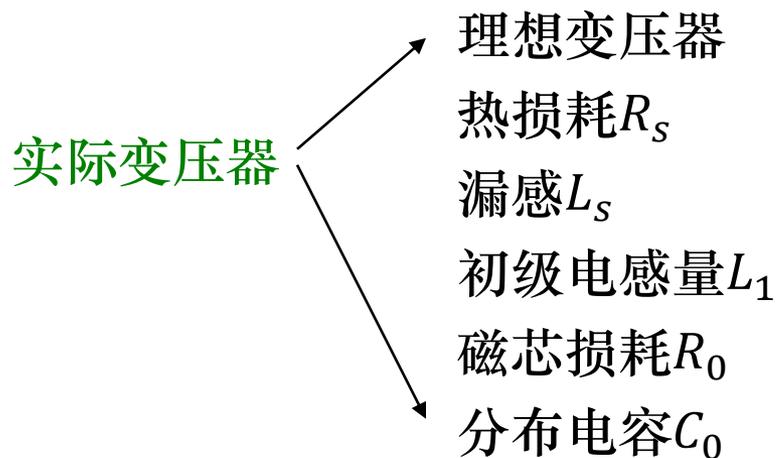
阻抗

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

↑
注意电流方向

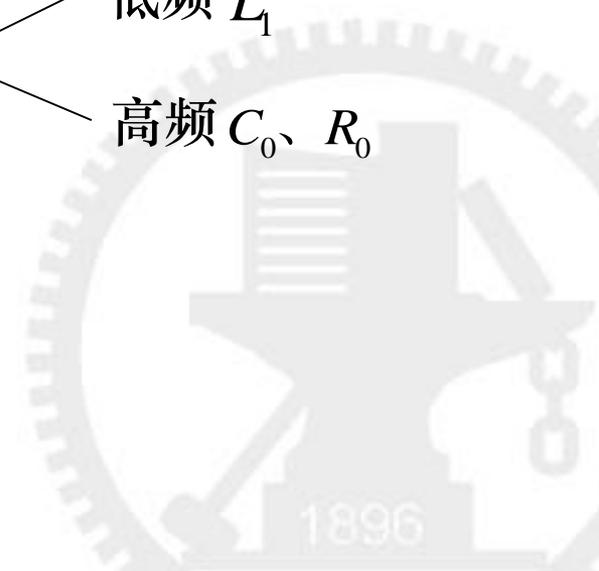


1.3.1 变压器阻抗变换



影响频带主要因素

- 低频 L_1
- 高频 C_0 、 R_0

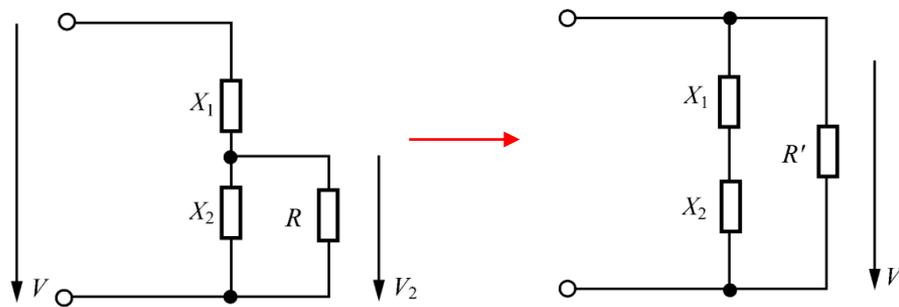


1.3.2 部分接入进行阻抗变换

电抗元件部分接入

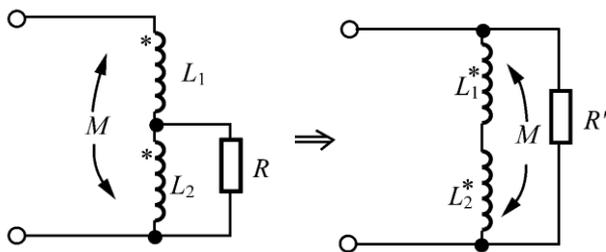
X_1 与 X_2 为同性质电抗

分析方法：将部分阻抗折合到全部， X_1 、 X_2 值不变， $R \rightarrow R'$

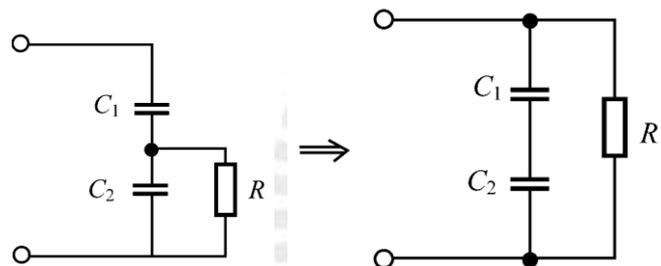


条件：并联支路 $Q = \frac{R}{X_2} \gg 1$

电感部分接入



电容部分接入



1.3.2 部分接入进行阻抗变换

定义参数：**接入系数 P**

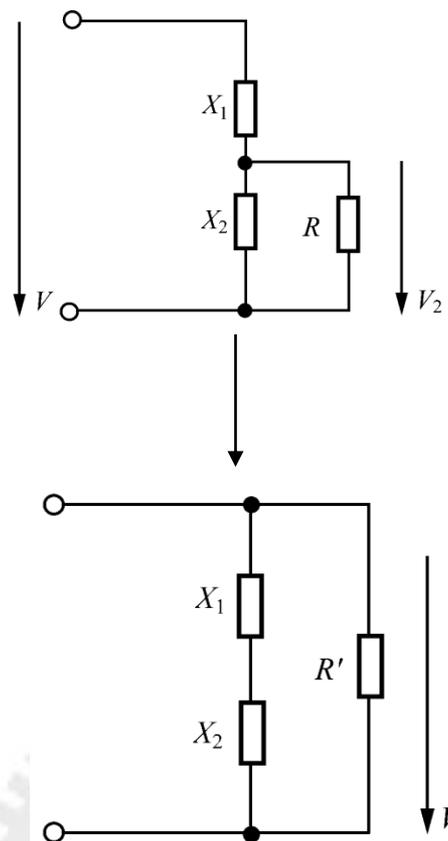
$$P = \frac{\text{接入部分阻抗}}{\text{同性质的总阻抗}} = \frac{X_2}{X_1 + X_2} < 1$$

电容部分接入系数 $P_c = \frac{X_{c2}}{X_{c1} + X_{c2}} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} < 1$

电感部分接入系数 $P_L = \frac{X_{L2}}{X_{L1} + X_{L2}} = \frac{L_2 \pm M}{L_1 + L_2 \pm 2M} < 1$

变换原则：变换前后电阻上功率相等

$$\frac{V_2^2}{R} = \frac{V^2}{R'} \longrightarrow R' = \frac{V^2}{V_2^2} \cdot R = \frac{R}{P^2}$$



1.3.2 部分接入进行阻抗变换

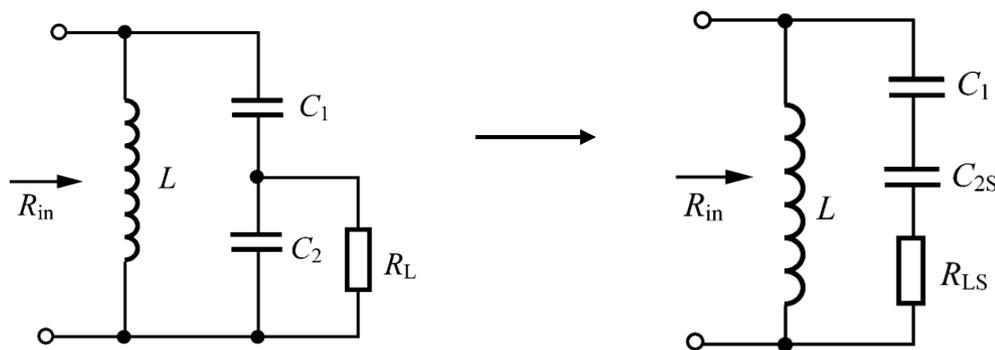
• 注意问题

1. 变换网络中引入的电抗如何消除？

- 并联异性的电抗，构成谐振回路
- 部分接入阻抗变换是窄带变换

2. 当支路不满足高 Q 时？

- 不能够采用等效方式
- 将并联支路等效为串联，然后分析端口的阻抗特性



例题

例1-3-1 用电容部分接入方式设计一个窄带阻抗变换网络，工作频率为1GHz，带宽为50MHz，分别将

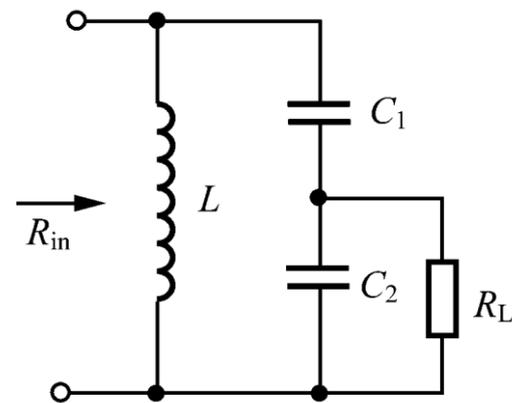
(1) $R_L = 30\Omega$ ， (2) $R_L = 5\Omega$ 变换为阻抗 $R_{in} = 50\Omega$

解：该阻抗变换网络有两个不同的 Q 值

$$\text{回路}Q\text{值: } Q = \frac{f_0}{\text{BW}_{3\text{dB}}} = \frac{10^9}{50 \times 10^6} = 20$$

$$\text{由 } Q = \frac{R_{in}}{X_L} \rightarrow X_L = 2.5\Omega \quad \rightarrow L = 0.398\text{nH}$$

回路在 ω_0 处谐振，输入阻抗为纯电阻，有： $X_C = X_L = 2.5\Omega$



例题

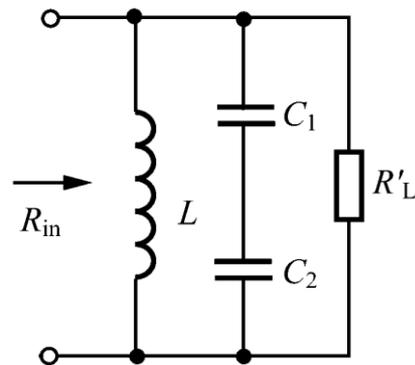
(1) $R_L = 30\Omega$ 时, 满足高 Q , 可采用部分接入变换法

$$\text{接入系数 } P_C = \frac{C_1}{C_1 + C_2}, \text{ 变换阻抗 } R_{in} = \frac{R_L}{P_C^2}$$

$$P_C = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \sqrt{\frac{R_L}{R_{in}}} = 0.775$$

$$C_\Sigma = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} = \frac{1}{\omega_0 X_C} = \frac{1}{2\pi \times 10^9 \times 2.5} = 63.7 \text{ pF}$$

$$C_1 = 283.1 \text{ pF} \quad C_2 = 82.2 \text{ pF}$$



例题

(2) $R_L = 5\Omega$ 时，可能不满足高 Q ，不能采用部分接入进行阻抗变换

采用串并联支路互换法：

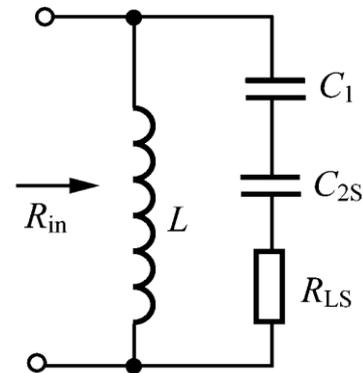
并联支路 Q_2 ：
$$Q_2 = \frac{R_L}{X_{C_2}}$$

变换为串联：
$$R_{LS} = \frac{R_L}{1 + Q_2^2} \quad C_{2S} = C_2 \left(1 + \frac{1}{Q_2^2} \right) \approx C_2$$

又因为：
$$R_{in} = R_{LS} (1 + Q_2^2)$$

所以有：
$$Q_2 = \sqrt{\frac{R_L}{R_{in}} (Q_2^2 + 1) - 1} = \sqrt{\frac{5}{50} (20^2 + 1) - 1} = 6.253$$

$$C_2 = \frac{Q_2}{\omega_0 R_L} = \frac{6.253}{2\pi \times 10^9 \times 5} = 199 \text{ pF}$$



例题

谐振回路 Q 为 $Q = \frac{R_{in}}{X_L} = \frac{X_C}{R_{LS}}$

由串并联转换关系有 $R_{LS} = \frac{R_L}{1+Q^2} = 0.125\Omega$

进而有 $C_\Sigma = \frac{1}{\omega_0 R_{LS} Q} = \frac{1}{0.125 \times 20 \times 2\pi \times 10^9} = 63.7 \text{ pF}$

$$C_\Sigma = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \rightarrow C_1 = 93.9 \text{ pF}$$



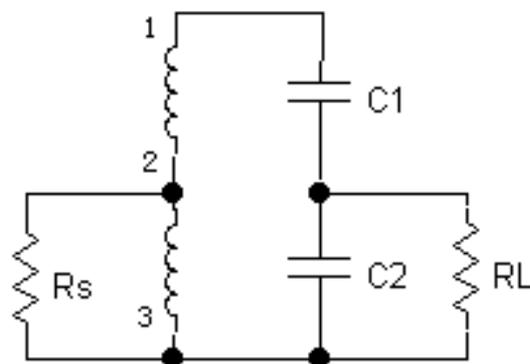
例题

例1.3.2 某接收机输入回路的简化电路

如图。已知：

$$C_1 = 5\text{pF}, C_2 = 15\text{pF}, R_s = 75\Omega, R_L = 300\Omega$$

若要求负载与信号源内阻匹配，问变压器线圈匝数比 N_{13}/N_{23} 应为何值？



解：先把 R_L 折算到电容支路两端得到 R'_L

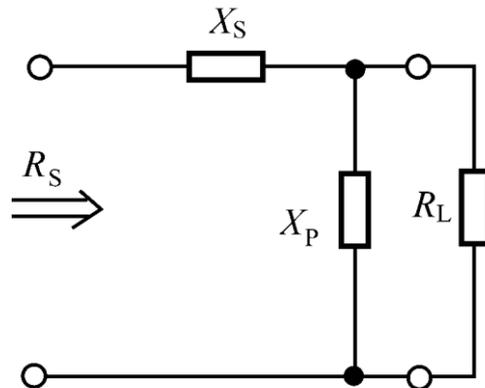
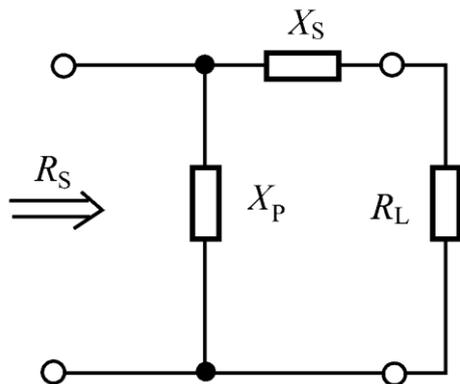
$$R'_L = \frac{R_L}{P_C^2} = \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1} \right)^2 R_L = 16R_L$$

再把 R'_L 折算到 R_s 支路两端得到 R''_L

$$R''_L = P_L^2 R'_L = \left(\frac{N_{23}}{N_{13}} \right)^2 R'_L = 16 \left(\frac{N_{23}}{N_{13}} \right)^2 R_L = R_s$$
$$\Rightarrow \frac{N_{13}}{N_{23}} = \sqrt{\frac{16R_L}{R_s}} = \sqrt{\frac{16 \times 300}{75}} = 8$$

1.3.3 L网络阻抗变换

特征：① 两电抗元件组成——结构形式同L



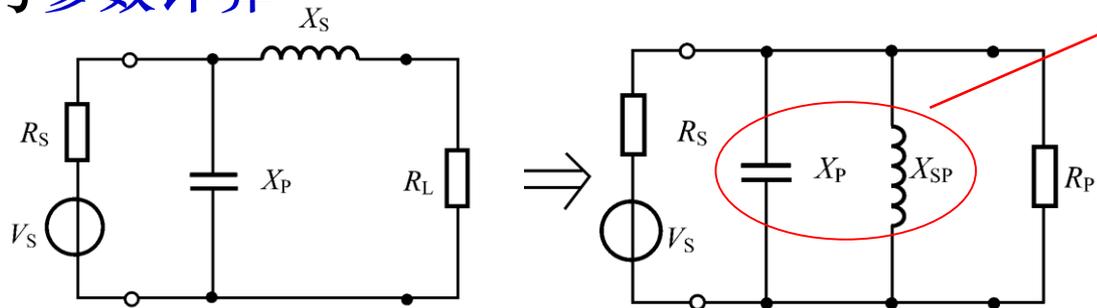
② 窄带网络——两电抗元件异性，有选频滤波性能

分析目标： 已知工作频率 ω_0 ，欲将 R_L 变换为 R_S ，
求：电路结构和 X_S 、 X_P

1.3.3 L网络阻抗变换

1. 电路结构与参数计算

变换依据：
串并联互换

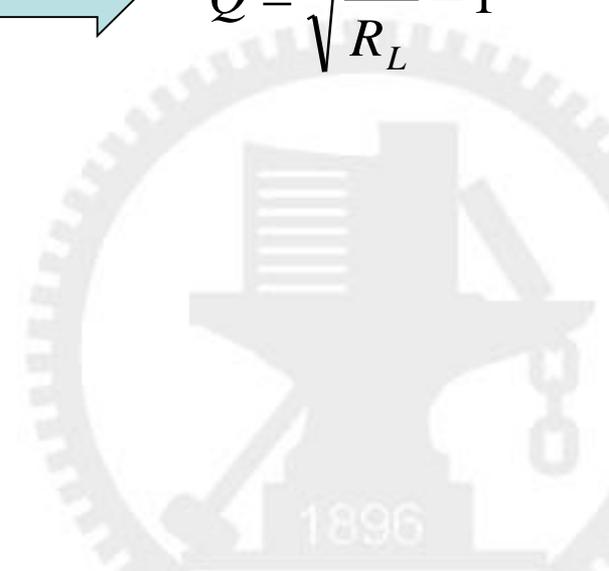


谐振, 开路

串联支路 $R_L X_S \rightarrow$ 并联支路 $R_P X_{SP} \longrightarrow R_P = R_S$

串并联互换公式 $R_S = R_L \left[1 + \left(\frac{X_S}{R_L} \right)^2 \right] = R_L (1 + Q^2) \longrightarrow Q = \sqrt{\frac{R_S}{R_L} - 1}$

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



1.3.3 L网络阻抗变换

串联支路 $Q = \frac{X_S}{R_L}$

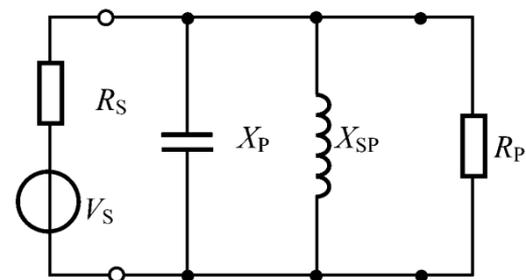
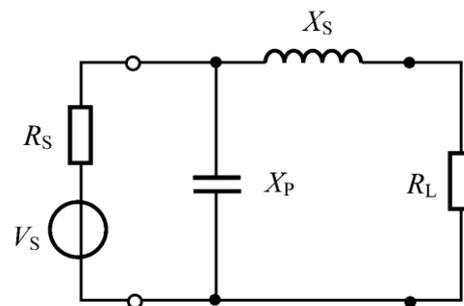
等效并联支路 $Q = \frac{R_P}{X_{SP}}$

谐振回路 $Q = \frac{R_S}{X_P}$

同一端口从不同的角度观察，阻抗特性等效

$$Q = \frac{X_S}{R_L} = \frac{R_P}{X_{SP}} = \frac{R_S}{X_P}$$

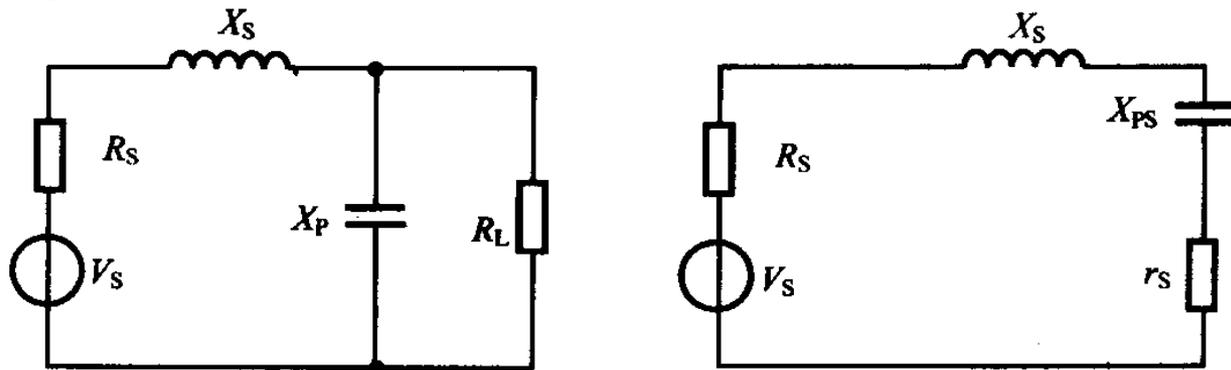
$$Q = \sqrt{\frac{R_S}{R_L} - 1} \quad \longrightarrow \quad X_S = QR_L \quad X_P = \frac{R_S}{Q}$$



注意: $R_S > R_L$

1.3.3 L网络阻抗变换

当 $R_S < R_L$ 时,



并联支路 $R_L X_p \rightarrow$ 串联支路 $r_s X_{PS} \rightarrow r_s = R_S$

$$\text{其中 } R_L = r_s (1 + Q^2) = R_S (1 + Q^2) \Rightarrow Q = \sqrt{\frac{R_L}{R_S} - 1}$$

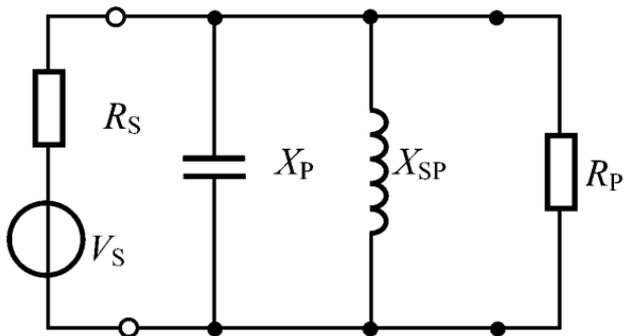
总结: L匹配网络支路的 Q 值可以表示为

$$Q = \sqrt{\frac{R_{(\text{大值})}}{R_{(\text{小值})}} - 1}$$

1.3.3 L网络阻抗变换

讨论：当两个要阻抗变换的源和负载电阻值确定后，L网络的 Q 值也确定了，是不能选择的，因此该窄带网络的滤波性能不能选择。

L网络的带宽



谐振阻抗

$$R_T = R_S // R_P = \frac{1}{2} R_S$$

回路有载

$$Q_e = \frac{R_T}{\rho} = \frac{Q}{2}$$

回路带宽

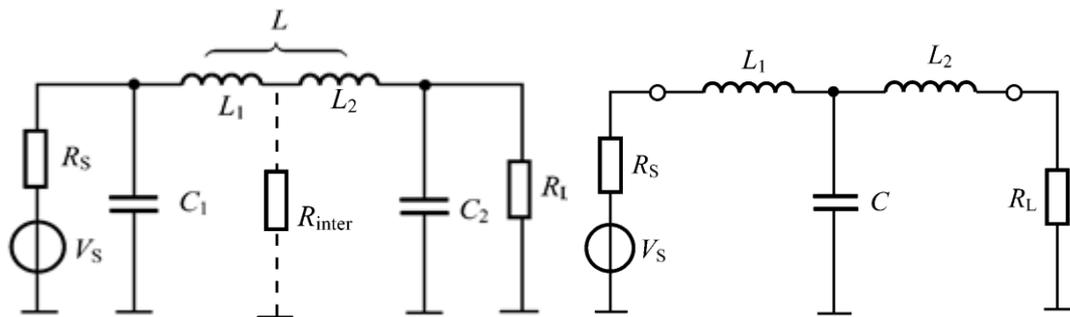
$$BW_{3dB} = \frac{f_0}{Q_e}$$

1.3.4 π 和T型匹配网络

引出：当对匹配网络有更高的滤波要求时，采用三电抗元件组成

π 和T型匹配网络

分析方法：分解为两个L网络，设置一个假想中间电阻 R_{inter}



两个L网络的Q分别是

$$Q_1 = \sqrt{\frac{R_S}{R_{inter}} - 1} \quad Q_2 = \sqrt{\frac{R_L}{R_{inter}} - 1}$$

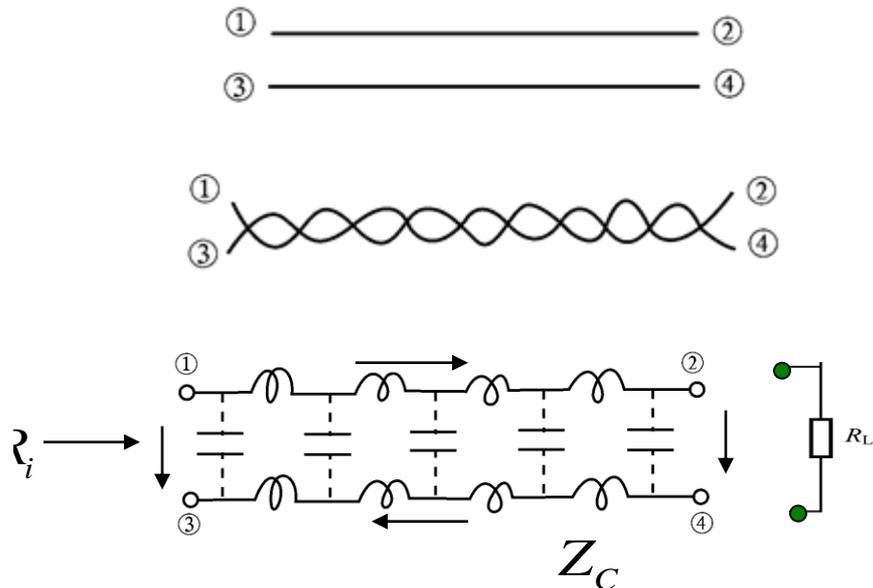
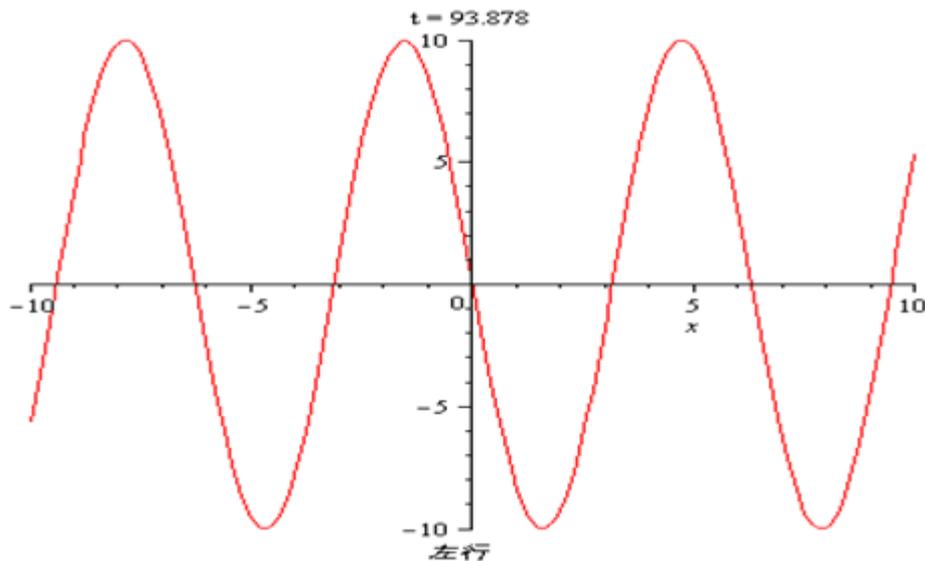
带宽由较高的Q值决定

假设Q的原则：根据滤波要求，设置一个高Q

当 $R_L > R_S$ 时， $Q_2 = Q$

当 $R_L < R_S$ 时， $Q_1 = Q$

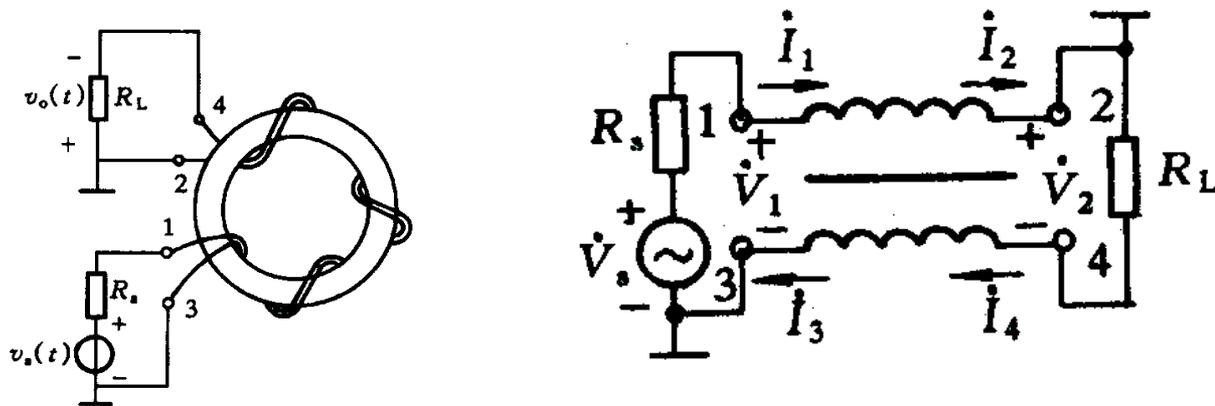
1.3.6 宽带阻抗变换网络



- 存在入射波 源到负载 与反射波 负载到源、行波 不断行进 与驻波 常驻不动 的概念。有波长 λ 信号一周期内传播的距离、特性阻抗 Z_C 任意一点微阻抗与微导纳比值的平方根 等参数。
- 匹配 负载阻抗等于特性阻抗 时只有入射波没有反射波、只有行波没有驻波、各点处电压及电流的幅值相同，其比值等于特性阻抗。

1.3.6 宽带阻抗变换网络

结构和电路符号

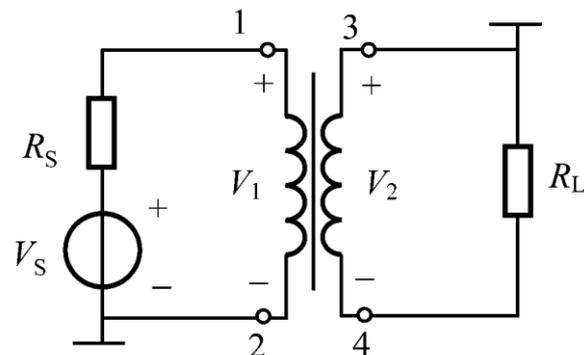
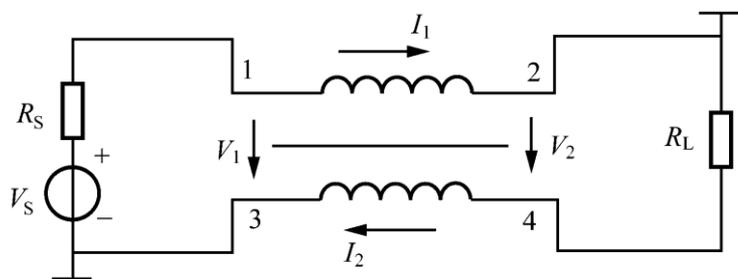


外加激励和负载时，其基本关系式为： $\dot{V}_1 = \dot{V}_2$ ， $\dot{I}_1 = \dot{I}_2 = \dot{I}_3 = \dot{I}_4$

当传输线长度 $l < \lambda / 8$ 时，线上各点处电流电压变化不大，可以认为与匹配时的工作情况基本相同，信号能量可以有效地从1-3端口传送到2-4端口。

上限工作频率由 $l < \lambda / 8$ 决定

1.3.6 宽带阻抗变换网络



特点：频带宽——高频宽带变压器

影响传输线变压器频带的因素

低端：初级线圈电感量

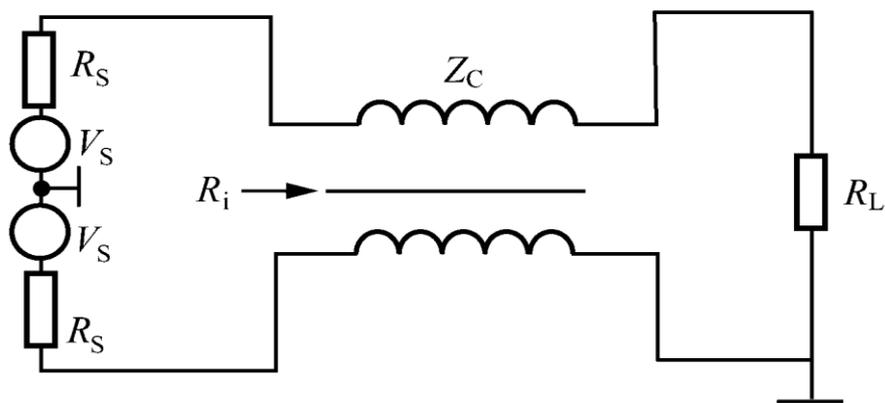
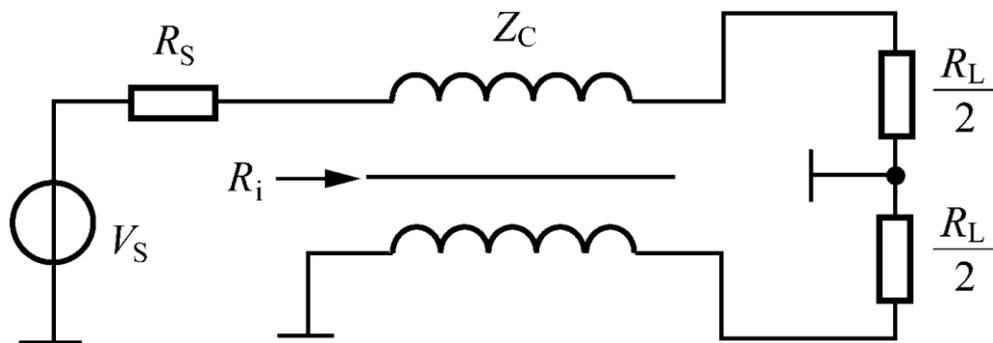
高端：线长 $l < \frac{\lambda}{8}$



传输线变压器的应用

(1) 平衡与不平衡变换

匹配条件 $Z_C = R_L$



传输线变压器的应用

(2) 阻抗变换

传输线变压器实现阻抗变换特点——特定的变换比

1:4 与 4:1 阻抗变换

结构：一对传输线变压器 + 一根短路线

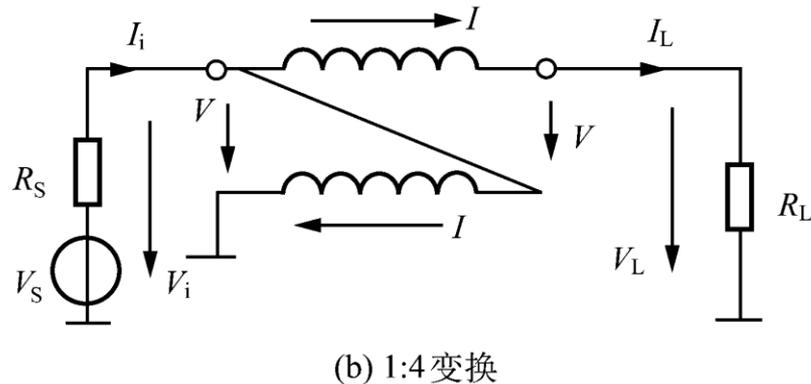
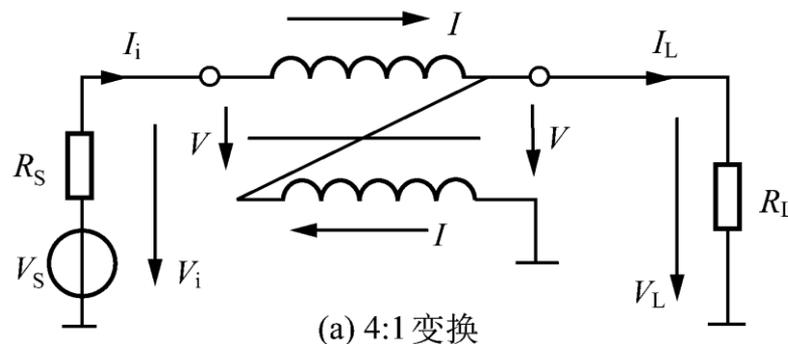
证明：

$$R_L = \frac{V_L}{I_L} = \frac{V}{2I}$$

$$R_{in} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{2V}{I} = 4R_L$$

$$\text{匹配条件： } Z_C = \frac{V}{I} = 2R_L = \frac{1}{2}R_S$$

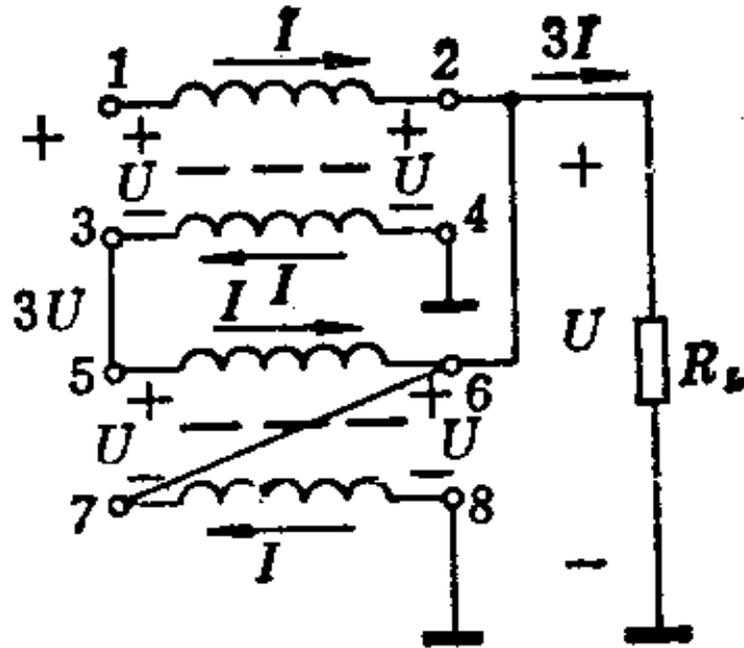
$$\text{匹配条件一般公式 } Z_C = \sqrt{R_L \cdot R_S}$$



传输线变压器的应用

9 : 1 阻抗变换器

$$R_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{3U}{I} = 9 \frac{U}{3I} = 9R_L$$

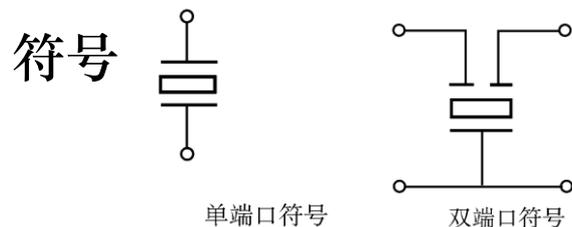


1.4 集中选频滤波器

高频滤波器分类：LC滤波器、集中选频滤波器

常用集中选频滤波器：陶瓷滤波器、石英晶体滤波器、声表面波滤波器

集中选频滤波器特点：体积小、重量轻、矩形系数好、成本低



作业： 1-6, 1-10, 1-12, 1-13, 1-16

