

第三章 选频回路与阻抗变换

- 3.1 选频回路的主要指标
- 3.2 LC并联谐振回路
- 3.3 无源阻抗变换网络
- 3.4 史密斯圆图

3.1 选频回路的主要指标

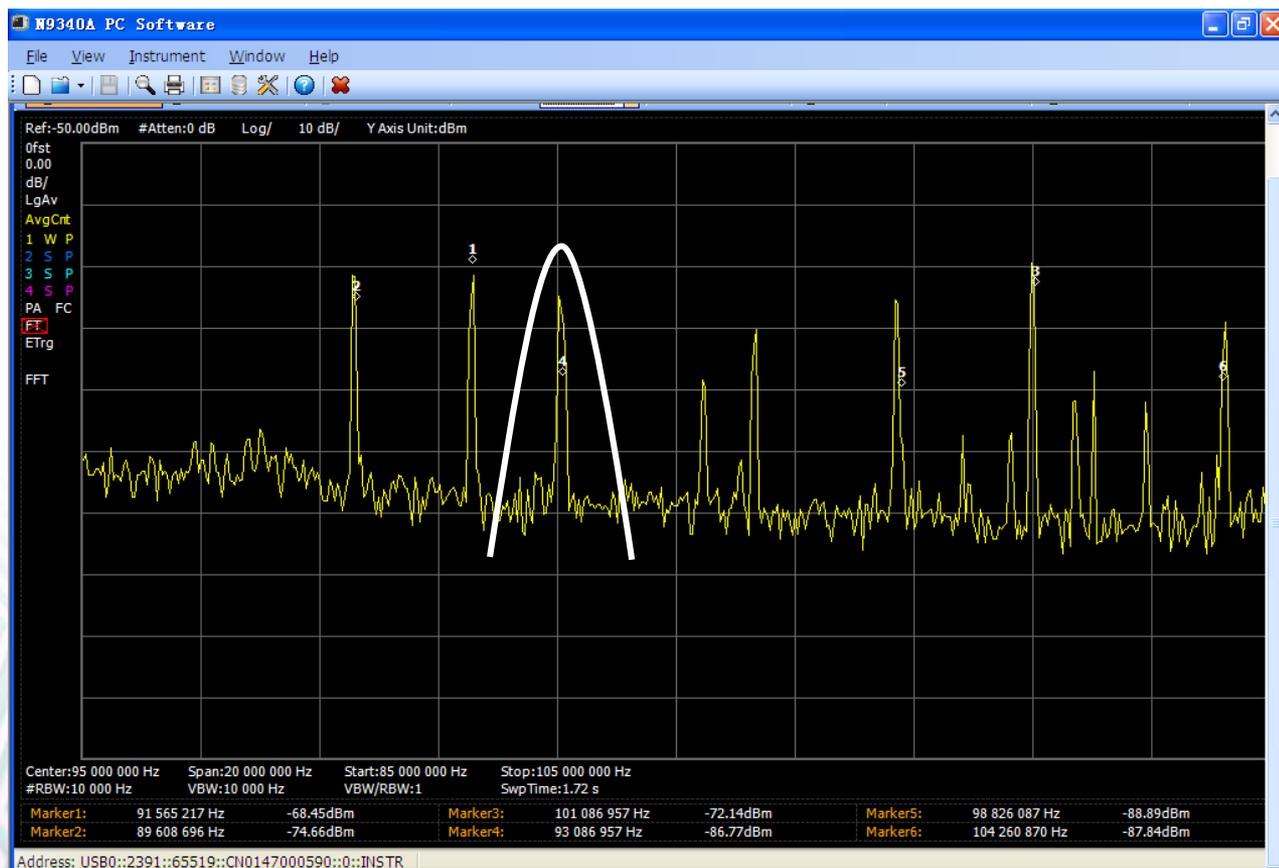
选频回路

◆ 功能:

选出有用信号，
滤除或抑制无用信号

◆ 应用:

射频系统的各个
模块——放大、振
荡、调制、解调、
滤波等



3.1 选频回路的主要指标

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}

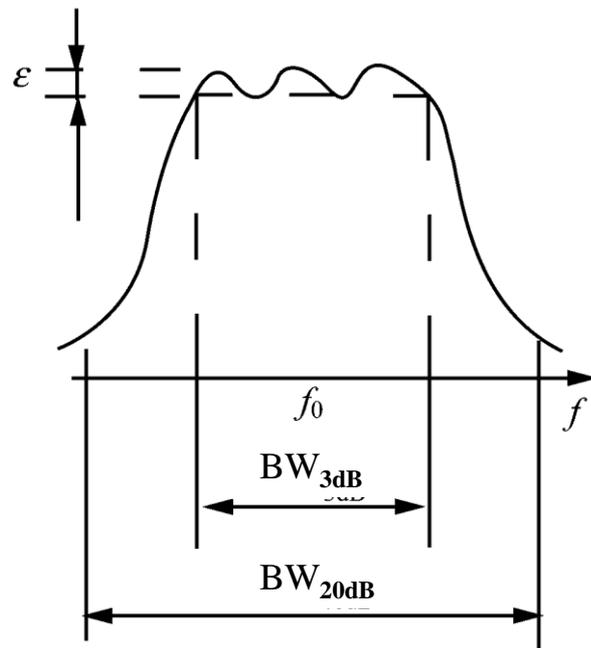
(3) 带内波动

(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 $L = \frac{P_{in}}{P_{out}}$

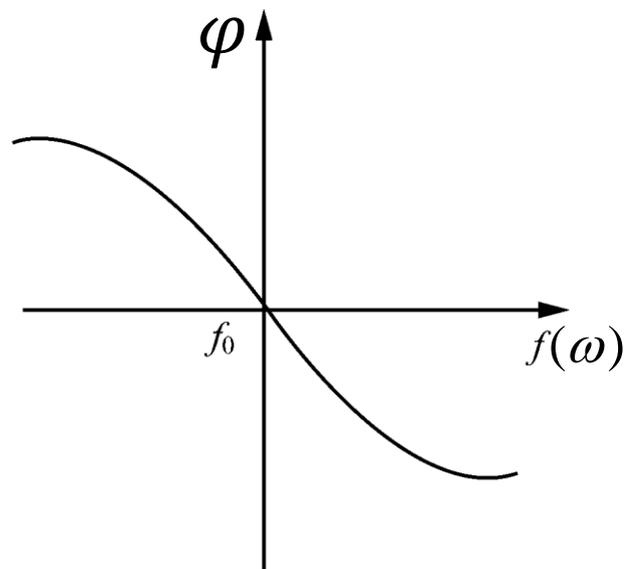


3.1 选频回路的主要指标

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

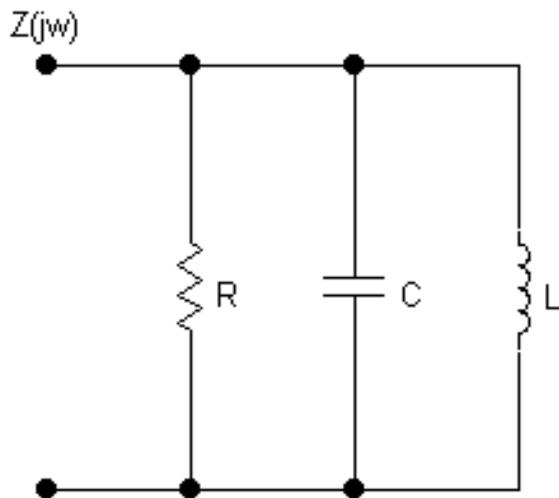
表现: 相频特性为线性

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

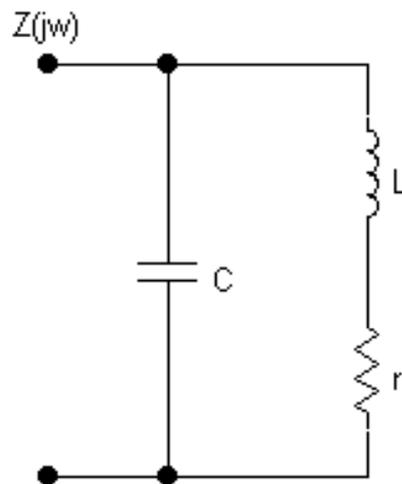
3.2 LC并联谐振回路

- 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



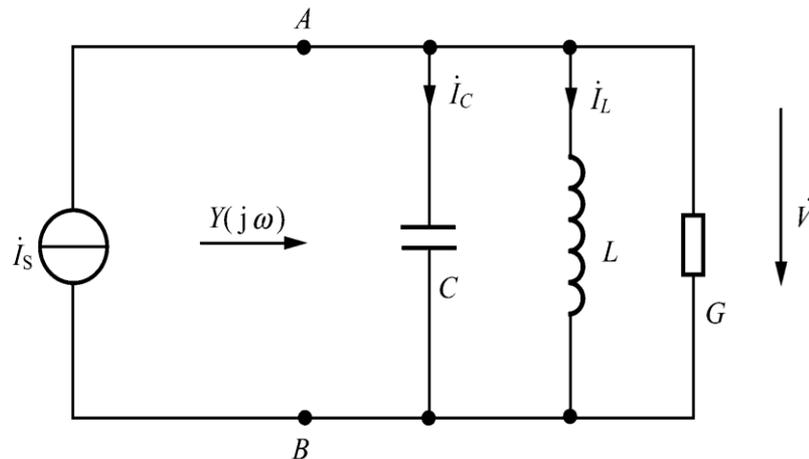
简单并联谐振回路



实际的并联谐振回路

3.2 LC并联谐振回路

3.2.1 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：

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

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

3.2 LC并联谐振回路

A. 谐振时的特性

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

2. 电压特性 $\dot{V}_o = \dot{I}_s R$

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

输出电压最大且与信号源同相

3. 品质因数 Q

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

- 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

3.2 LC并联谐振回路

4. 电流特性

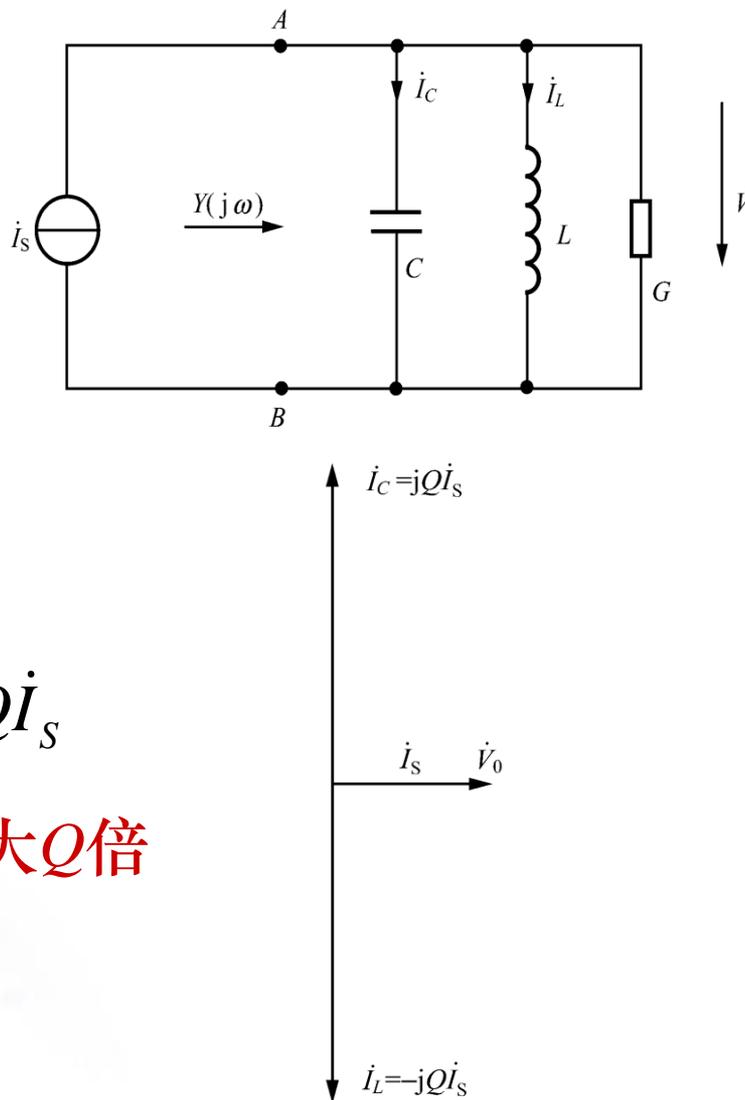
- 电感电流

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

- 电容电流

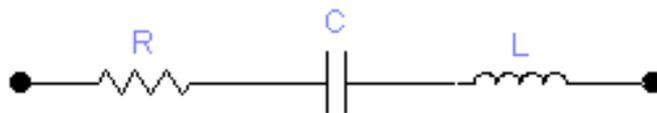
$$\dot{I}_C = j\omega_0 C \cdot \dot{V}_0 = j\omega_0 C \dot{I}_s R = jQ\dot{I}_s$$

特点：电抗支路的电流比信号源大 Q 倍



3.2 LC并联谐振回路

串联谐振回路



串、并联特性对照表

	并联	串联
电路结构	L、C、G并联	L、C、R串联
激励信号源	电流源 I_S	电压源 V_S
谐振角频率	$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$	$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$
谐振阻抗	$Y(\omega_0) = G$	$Z(\omega_0) = R$
品质因数	$Q = \frac{\omega_0 C}{G} = \frac{R_P}{\omega_0 L}$	$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{R\omega_0 C}$
谐振时的电流（电压）	$I_L = I_C = QI_S$	$V_L = V_C = QV_S$

3.2 LC并联谐振回路

B. 选频特性

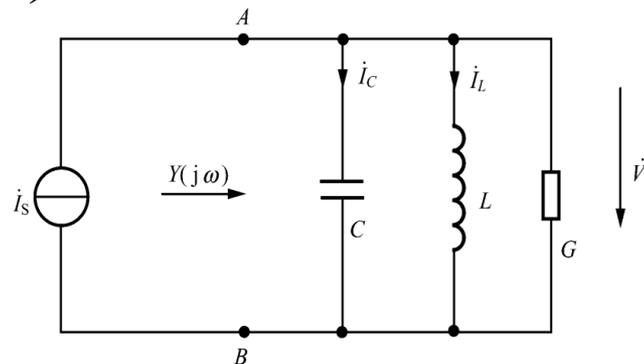
分析内容: 回路输出电压 (电流) 及回路阻抗随频率变化特性

1. 并联谐振回路

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

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)



3.2 LC并联谐振回路

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

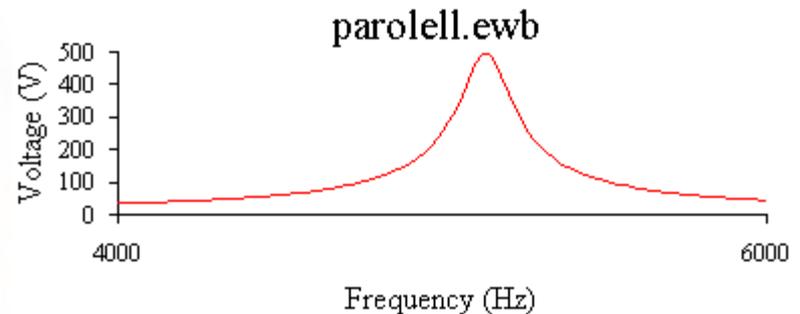
➤ 近似条件:

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

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



3.2 LC并联谐振回路

(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

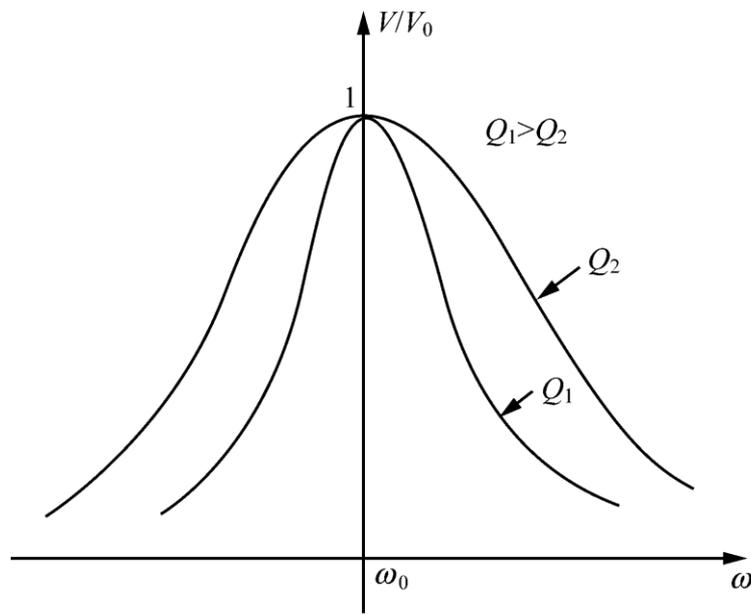
回路的 Q 值越高, 选择性越好

② 通频带

令 $S = \frac{1}{\sqrt{2}}$, 得:

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

f_0 大, 通频带宽
 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

附：通频带的严格推导

谐振阻抗为： $Z(\omega_0) = R$

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

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：

附：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：

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

3.2 LC并联谐振回路

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:

$$Z(j\omega) = \frac{R}{1 + j\xi}$$

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

3.2 LC并联谐振回路

(2) 相频特性

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

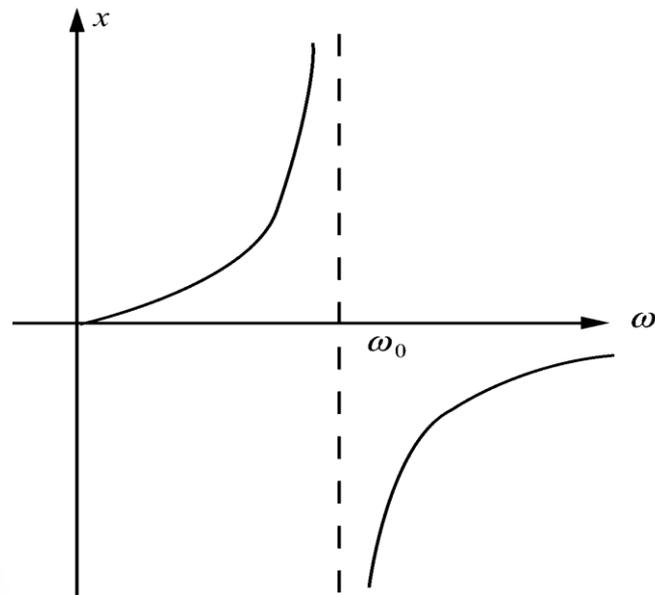
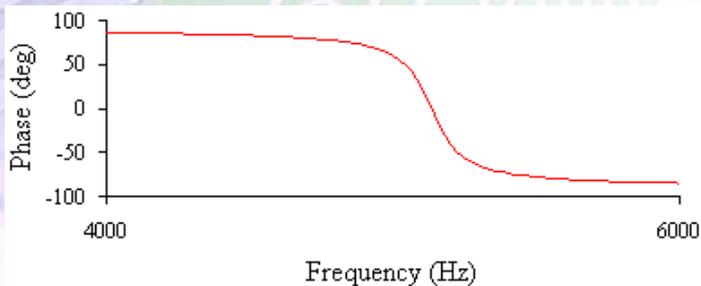
① 谐振时 $\varphi(\omega_0) = 0$

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**



电抗特性曲线（设回路 $G = 0$ ）

3.2 LC并联谐振回路

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

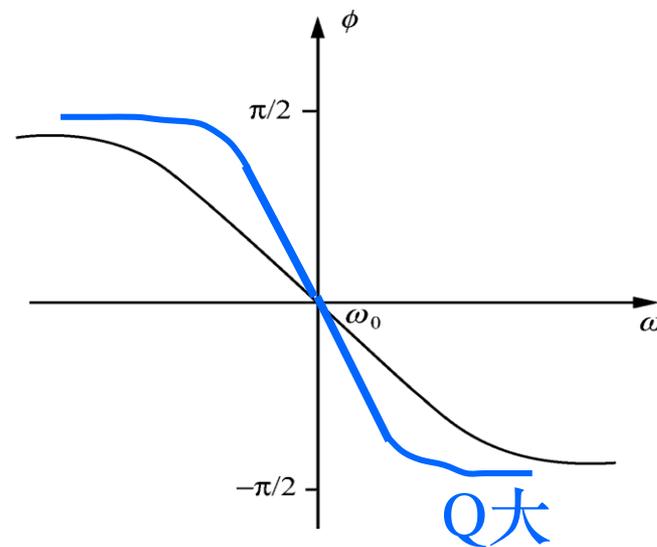
③ 相频特性曲线斜率 $\left. \frac{d\varphi}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = -\frac{2Q}{\omega_0}$

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， $\varphi(\omega) \approx -2Q \frac{(\omega - \omega_0)}{\omega_0}$

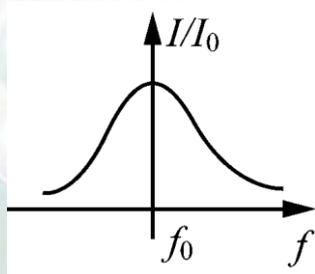
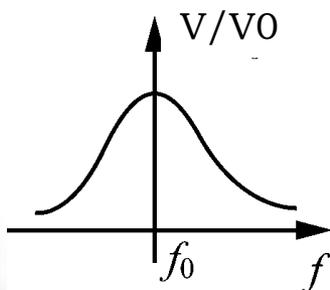
相频特性 $\varphi(\omega) \sim \omega$ 呈线性



3.2 LC并联谐振回路

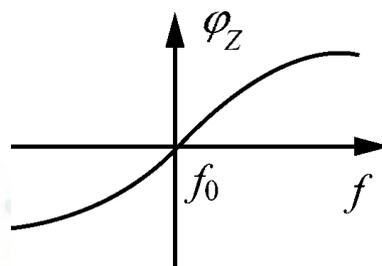
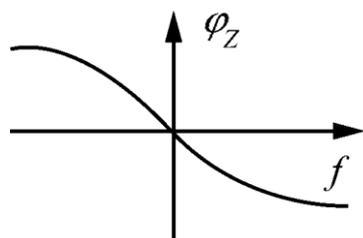
2. 串联谐振回路

选频特性



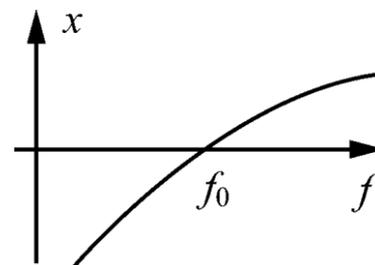
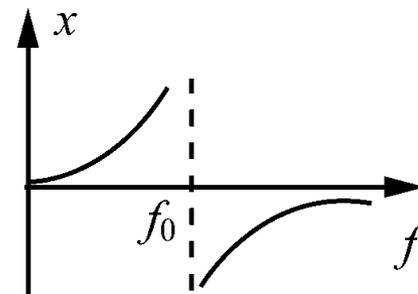
对偶特性应用：
变量对偶时，
特性曲线相同

相频特性



变量相同时，

电抗特性



特性曲线
变化相反

3.2 LC并联谐振回路

串并联对比：

- ✓ 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。
- ✓ 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**。

3.2 LC并联谐振回路

3.2.2 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

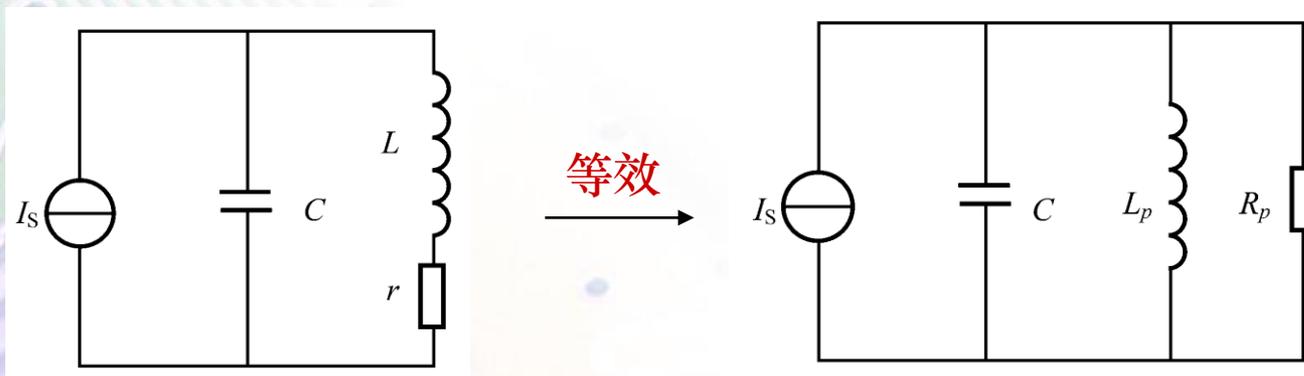
➤ 考虑损耗的线圈的等效电路

串联小电阻 r



➤ 实际并联回路电路形式

分析方法



3.2 LC并联谐振回路

直接推导：端口阻抗 $Z(j\omega)$ 表达式推导如下：

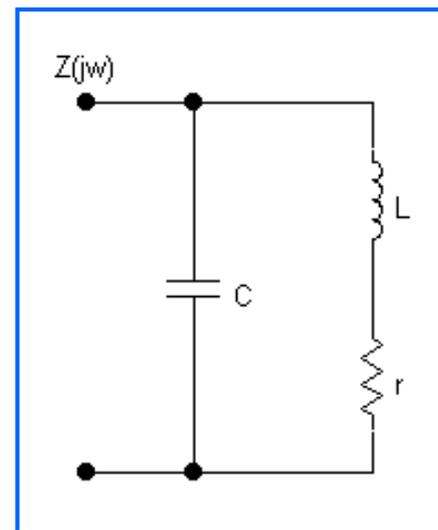
$$Z(j\omega) = \frac{1}{\frac{1}{r + j\omega L} + j\omega C} = \frac{r + j\omega L}{1 + j\omega C(r + j\omega L)} = \frac{1 + \frac{r}{j\omega L}}{\frac{1}{j\omega L} + \frac{Cr}{L} + j\omega C}$$

- 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

$$R' = L/Cr$$

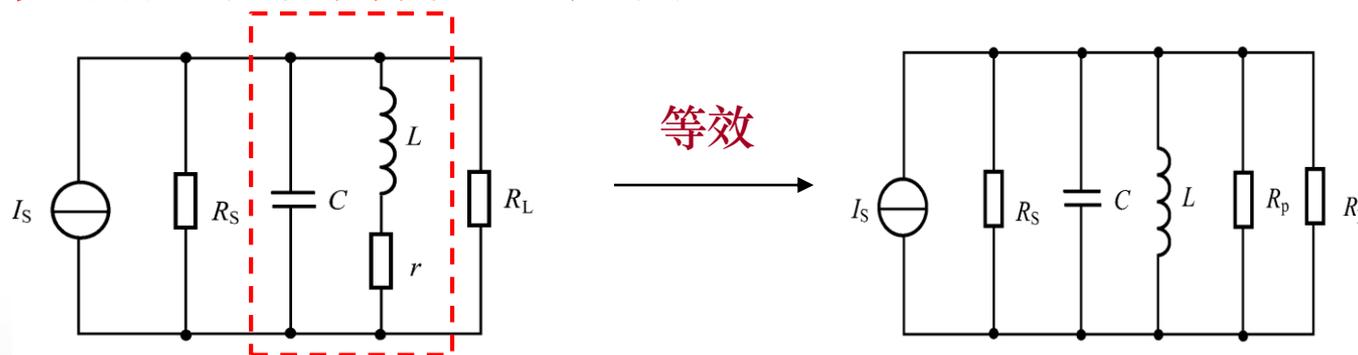
则阻抗表达式变为：

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



3.2 LC并联谐振回路

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

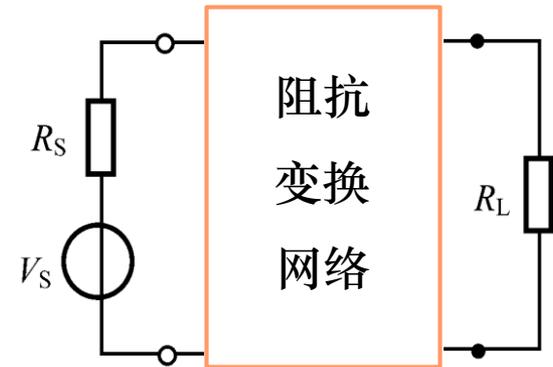
课堂测试

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？
2. 已知一RLC并联谐振回路的中心频率 $f_0=465\text{kHz}$ ， $Q_0=120$ ， $Q_e=60$ ， $L=100\text{mH}$ 试问：回路的电容C和通频带 $BW_{3\text{dB}}$ 为多少？并联电阻R为多少？

3.3 无源阻抗变换网络

➤ 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

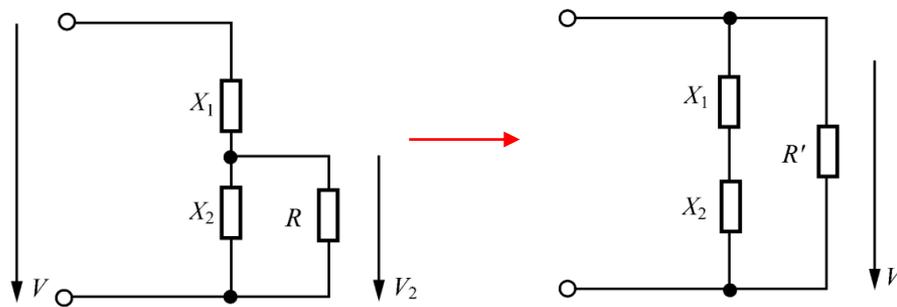
(2) 带宽 $\begin{cases} \rightarrow \text{宽带：变压器、传输线变压器} \\ \rightarrow \text{窄带：LC网络} \end{cases}$

3.3.1 部分接入进行阻抗变换

电抗元件部分接入

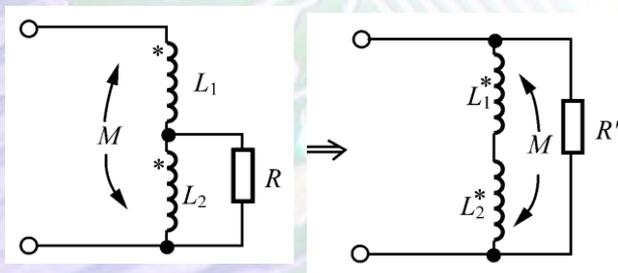
X_1 与 X_2 为同性性质电抗

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

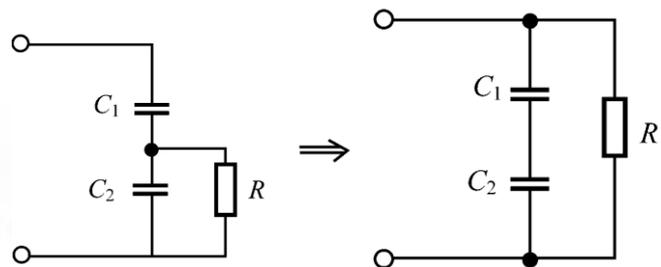


条件：并联支路 $Q = \frac{R}{X_2} \gg 1$

电感部分接入



电容部分接入



3.3.1 部分接入进行阻抗变换

定义参数：**接入系数 P**

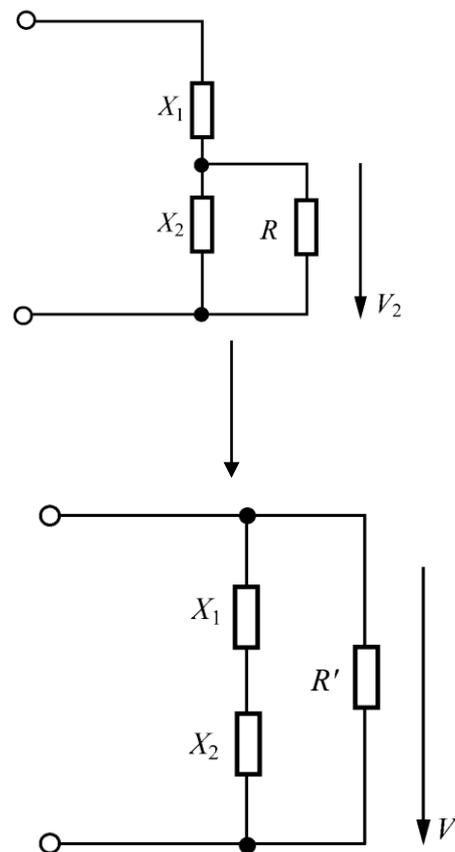
$$P = \frac{\text{接入部分阻抗}}{\text{同性质的总阻抗}} = \frac{X_2}{X_1 + X_2} < 1$$

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 $P_L = \frac{X_{L2}}{X_{L1} + X_{L1}} = \frac{L_2 \pm M}{L_1 + L_2 \pm 2M} < 1$

变换原则：变换前后电阻上功率相等

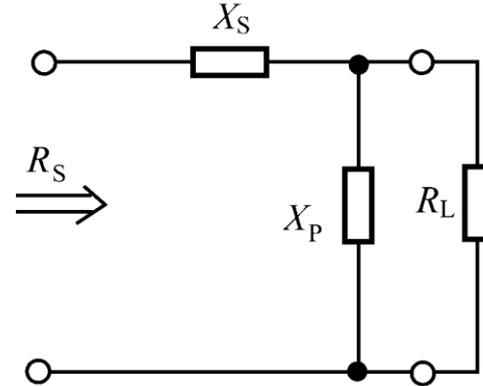
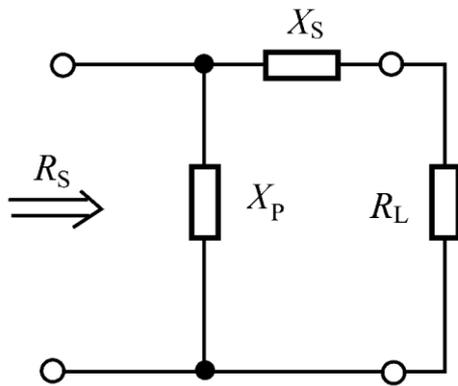
所以有： $\frac{V_2^2}{R} = \frac{V^2}{R'}$ $\xrightarrow[\text{条件:高}Q]{R \gg X_2}$ $\frac{V_2}{V} = \frac{X_2}{X_1 + X_2}$



$$R' = \frac{R}{P^2}$$

3.3.2 L网络阻抗变换

特征：① 两电抗元件组成——结构形式同L



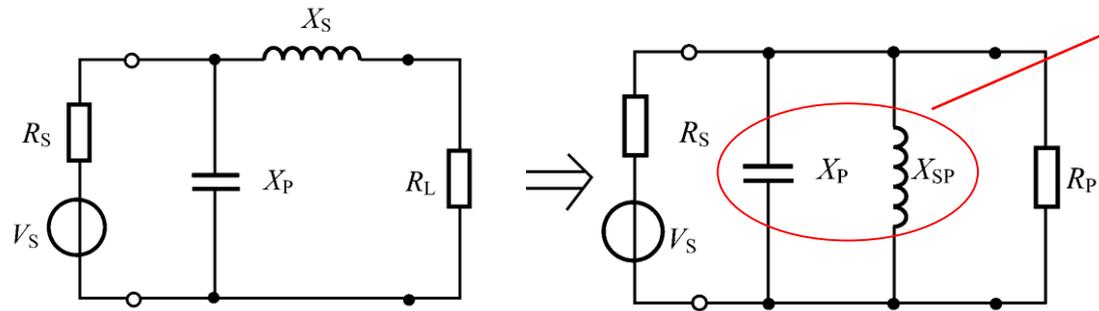
② 窄带网络——两电抗元件异性，有选频滤波性能

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

3.3.2 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 $R_S = R_L \left[1 + \left(\frac{X_S}{R_L} \right)^2 \right] = R_L (1 + Q^2) \longrightarrow Q = \sqrt{\frac{R_S}{R_L} - 1}$

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

3.3.2 L网络阻抗变换

串联支路

$$Q = \frac{X_S}{R_L}$$

等效并联支路

$$Q = \frac{R_P}{X_{SP}}$$

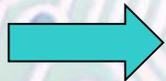
谐振回路

$$Q = \frac{R_S}{X_P}$$

同一端口从不同的角度观察，阻抗特性等效

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

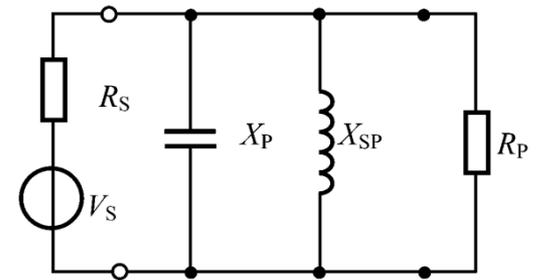
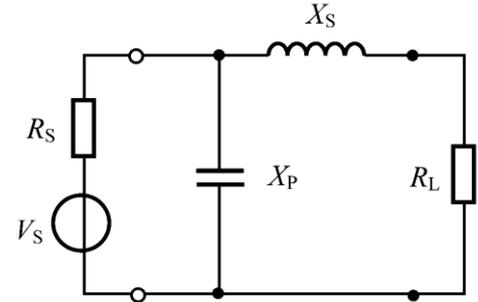
$$Q = \sqrt{\frac{R_S}{R_L} - 1}$$



$$X_S = QR_L$$

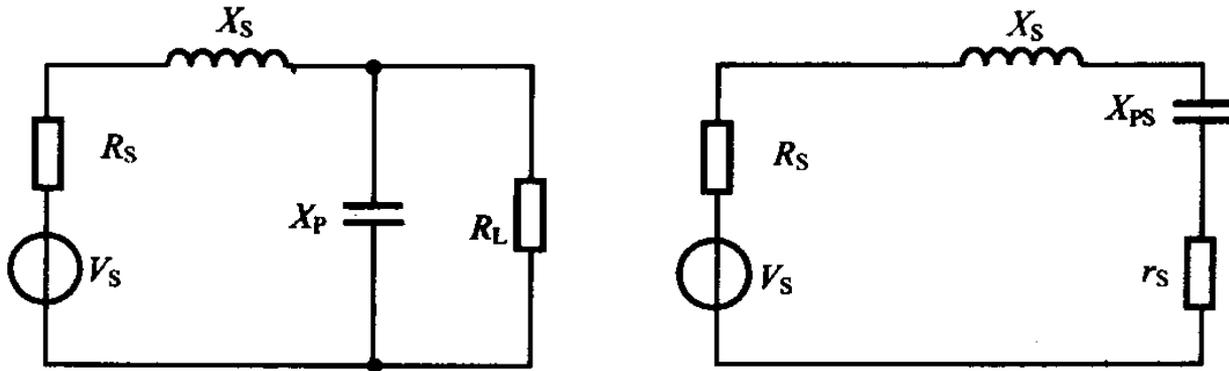
$$X_P = \frac{R_S}{Q}$$

注意： $R_S > R_L$



3.3.2 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

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

L网络缺点: 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。

3.3.2 L网络阻抗变换

例：已知信号源内阻 $R_S = 12\Omega$ ，并串有寄生电感 $L = 1.2\text{nH}$ 。负载电阻为 $R_L = 58\Omega$ 并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：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。

由于 $R_L > R_S$ ，则L网络如图示

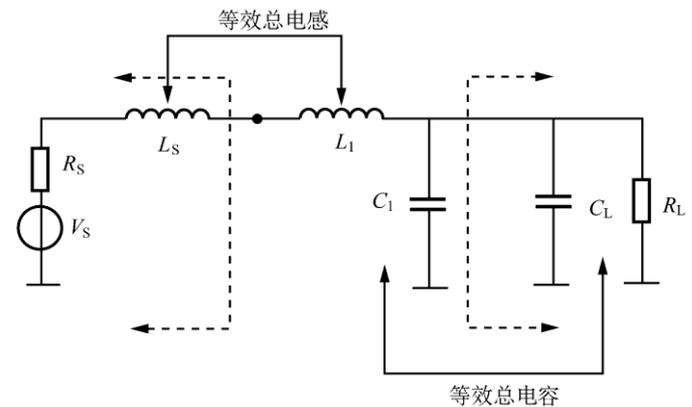
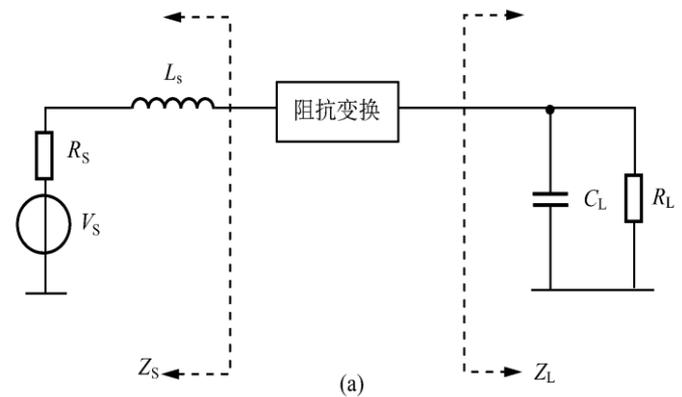
$$Q = \sqrt{\frac{R_L}{R_S} - 1} = \sqrt{\frac{58}{12} - 1} = 1.96$$

L网络并联支路电抗

$$X_P = \frac{R_L}{Q} = \frac{58}{1.96} = 29.6\Omega \longrightarrow C_P = C_1 + C_L$$

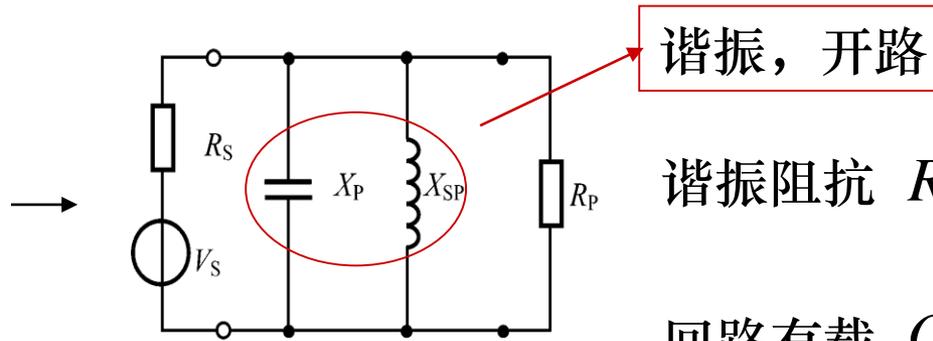
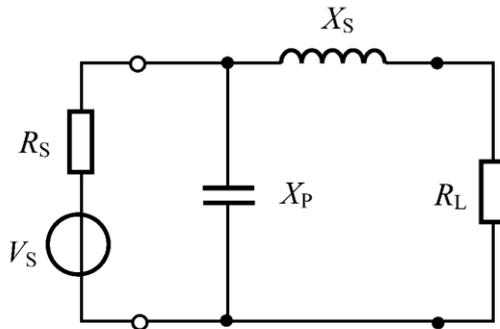
L网络串联支路电抗

$$X_S = QR_S = 1.96 \times 12 = 23.5\Omega \longrightarrow L'_S = L_S + L_1$$



3.3.2 L网络阻抗变换

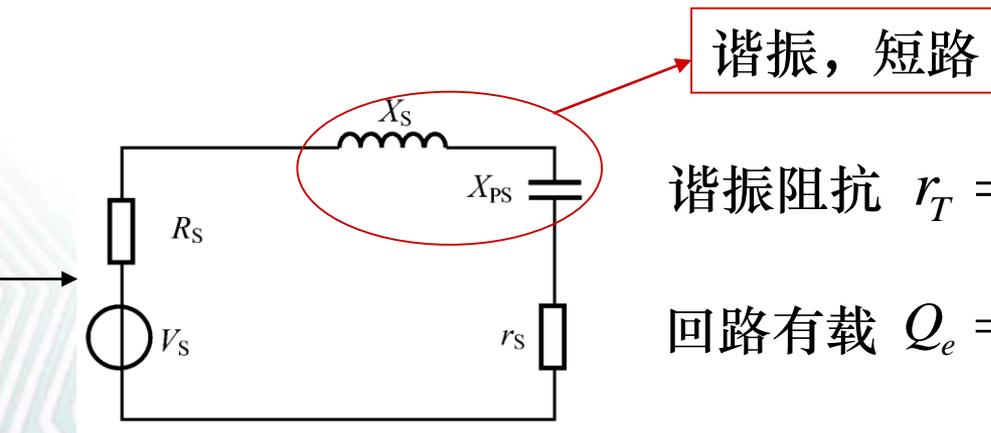
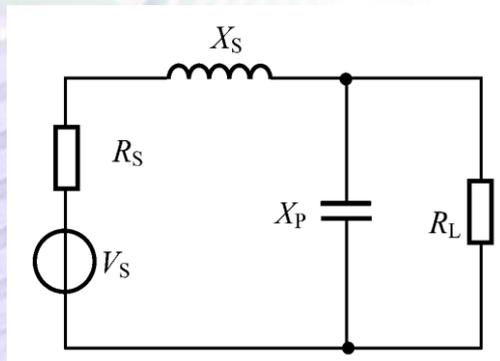
L网络的带宽



谐振, 开路

$$\text{谐振阻抗 } R_T = \frac{R_S}{2}$$

$$\text{回路有载 } Q_e = \frac{R_T}{\rho} = \frac{Q}{2}$$



谐振, 短路

$$\text{谐振阻抗 } r_T = 2R_S$$

$$\text{回路有载 } Q_e = \frac{X_S}{r_T} = \frac{Q}{2}$$

回路带宽

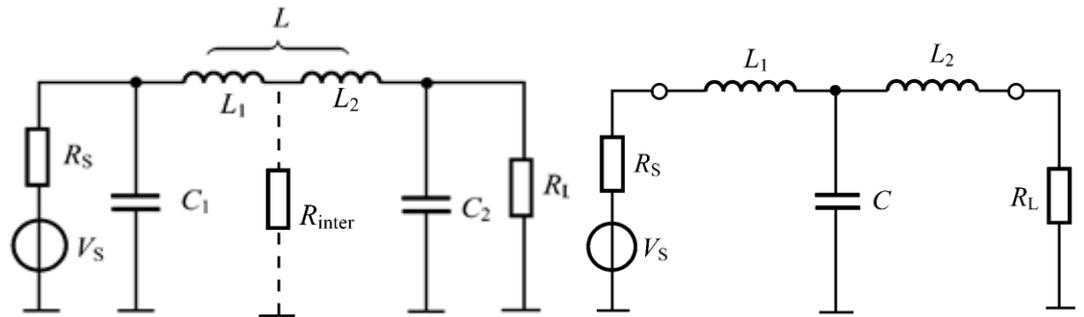
$$BW_{3dB} = \frac{f_0}{Q_e}$$

3.3.3 π 和T型匹配网络

当对匹配网络有更高的滤波要求时，采用三电抗元件组成

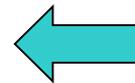
π 和T型匹配网络

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， $Q_1 = Q$

3.4 史密斯圆图

射频微波工程中最基本的运算是：计算 Γ 、驻波比、 Z_{in}

Smith圆图是把特征参数 Z_0 、 β 及长度 d 和工作参数形成一体，采用图解法计算工作参数的一种专用图表。

圆图的应用：

- 采用图解法计算工作参数
- 直观理解阻抗匹配问题
- 矢量网络分析、CAD软件的主要结果形式

简单，方便和直观

3.4 史密斯圆图

1. 参数归一

• 阻抗归一
$$z_{in} = \frac{Z_{in}}{Z_0} = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \quad \Gamma = \frac{z_{in}-1}{z_{in}+1}$$

好处?

阻抗千变万化，现在用 Z_0 归一，统一起来作为一种情况研究。简单地认为 $Z_0 = 1$ ，使特征参数 Z_0 不见了。

• 长度归一 长度为 d 的传输线其电长度为： $\theta = d/\lambda$

好处?

电长度包含了特征参数 β ， β 连同长度均转化为?

反射系数角度

与结构和工作频率无关

3.4 史密斯圆图

2. $|\Gamma|$ 是系统的不变量

$$\Gamma(d) = \Gamma_0 e^{-j2\beta d}$$

3. 把阻抗（或导纳）套覆在 $|\Gamma|$ 圆上

以 $|\Gamma|$ 从0到1的同心圆作为Smith圆图的基底，在有限空间内表示全部工作参数 Γ 、 z_{in} （和 y_{in} ）和SWR。

Smith圆图的基本思想可描述为：

- 消去特征参数 Z_0 ：参数归一
- 把 d 归于 Γ 相位：长度 \rightarrow 角度（或波长）
- 以工作参数 Γ 为基底，套覆 z_{in} （和 y_{in} ）和SWR

3.4.1 史密斯圆图的基本构成

Smith圆图的基本构成

1. 建立反射系数复平面

$$\Gamma = |\Gamma_0| e^{j(\phi_L - 2\beta d)} = u + jv$$

原点 (匹配) 开路点 短路点

全反射 SWR

$$\varphi = 0^\circ \quad \varphi = \pm 180^\circ$$

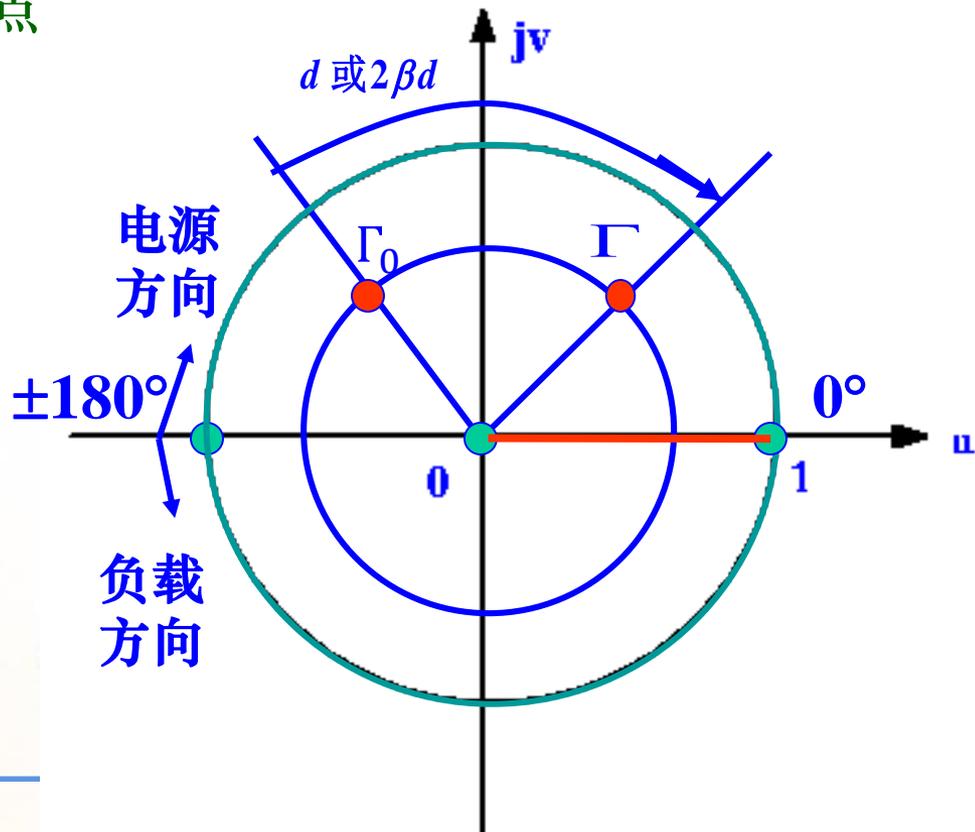
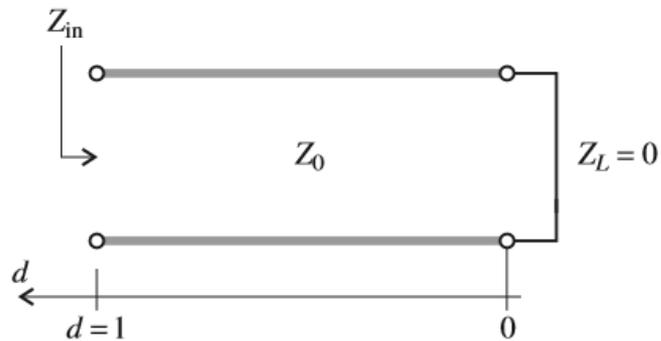
2. 绘制等 Γ 曲线

Γ_0 等圆 Γ

向电源方向移动 d :

Γ 移动距离

实际圆图的标注: 角度与距离



3.4.2 阻抗圆图

1. 套覆阻抗图

曲线方程: $\Gamma = u + jv \quad z_{in} = r + jx = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} = \frac{1 + u + jv}{1 - u - jv}$

两边+1: $1 + r + jx = \frac{2}{1 - u - jv} \quad (\text{a})$

(a)取共轭: $1 + r - jx = \frac{2}{1 - u + jv} \quad (\text{b})$

(a)+(b) : $\left(u - \frac{r}{1+r}\right)^2 + v^2 = \left(\frac{1}{1+r}\right)^2$

(a)-(b) : $(u-1)^2 + \left(v - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2$

3.4.2 阻抗圆图

2. 等 r 圆 (阻抗实部)

$$\left(u - \frac{r}{1+r}\right)^2 + v^2 = \left(\frac{1}{1+r}\right)^2$$

圆心($r/(1+r)$, 0)	0, 0	1/3, 0	1/2, 0	2/3, 0	1, 0
半径 ($1/(1+r)$)	1	2/3	1/2	1/3	0
r	0	0.5	1	2	∞

$r=0$

$r=0.5$

$r=1$

$r=2$

$r=\infty$

说明:

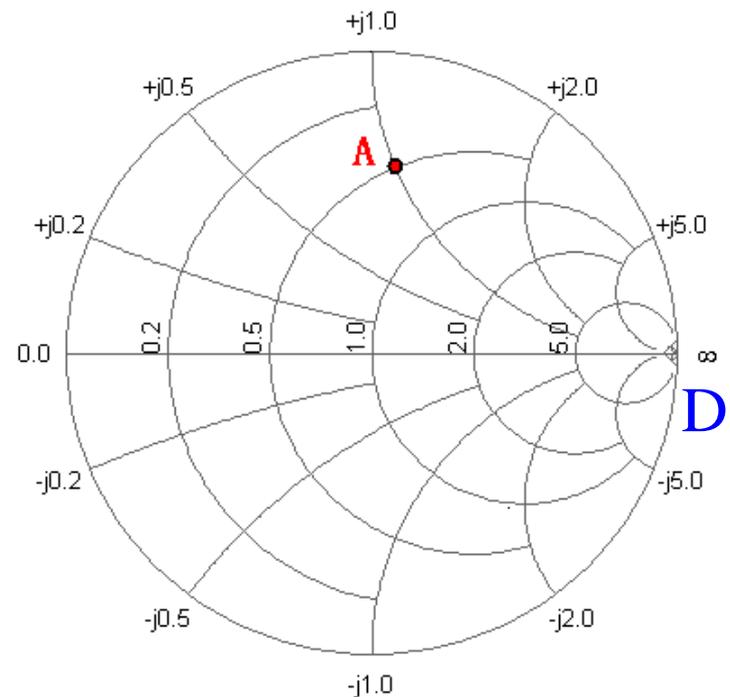
➤ jx 轨迹

➤ $r > 1 (x=0)$

➤ $r < 1 (x=0)$

➤ 所有曲线与D点相切

➤ r 读数的标注



3.4.2 阻抗圆图

3. 等 x 弧线 (阻抗虚部)

$$(u-1)^2 + \left(v - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2$$

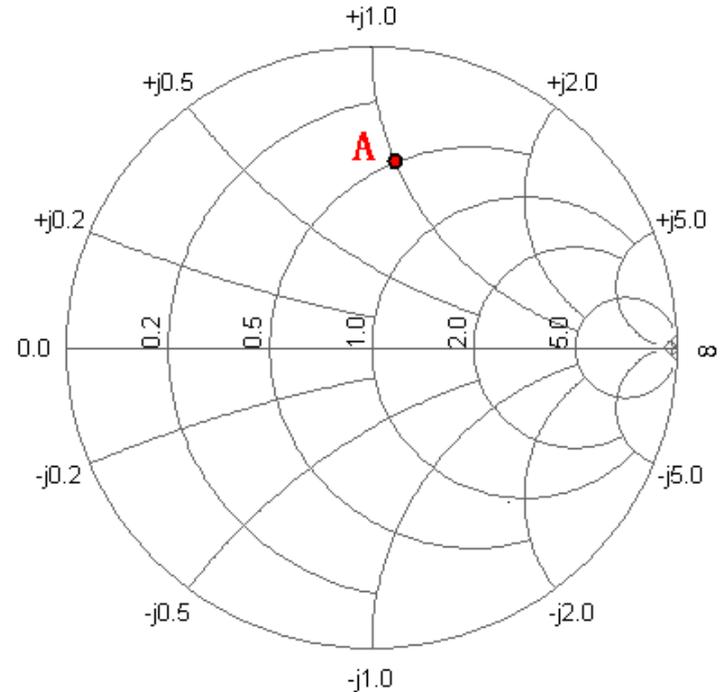
圆心(1,1/x)	1, ∞	1, ± 2	1, ± 1	1, $\pm 1/2$	1, 0
半径 (1/x)	∞	2	1	1/2	0
x	0	± 0.5	± 1	± 2	∞

$$x=0 \quad x=\pm 0.5 \quad x=\pm 1$$

$$x=\pm 2 \quad x=\infty$$

说明:

- $x > 0$ 、 $x < 0$ 平面
- 所有曲线与D点相切
- x 读数的标注



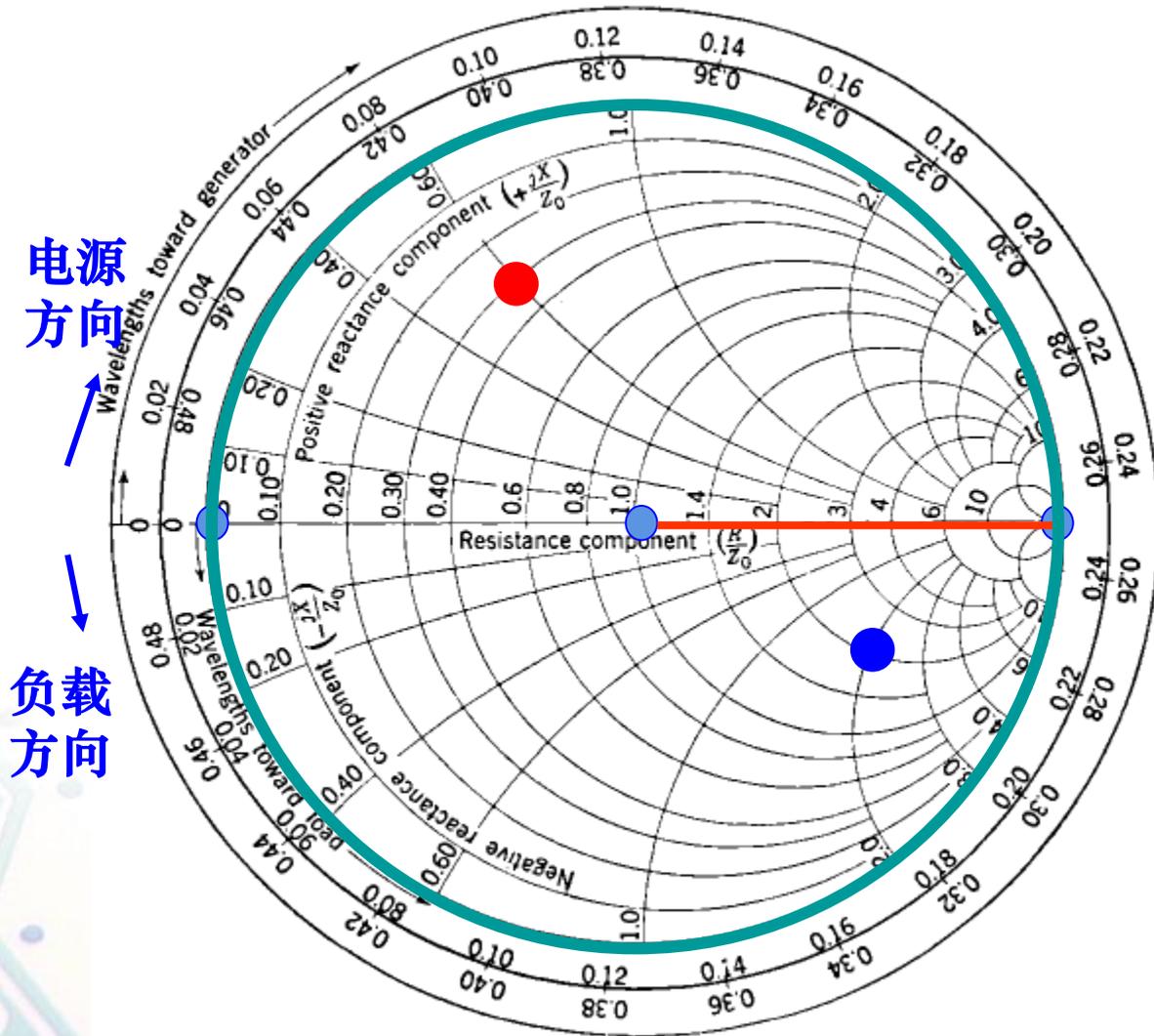
3.4.2 阻抗圆图

4. 阻抗圆图特点

- 三点(开、短、匹配)
- 两线(SWR、纯电抗线)
- 两面(上(感)、下(容))
- 两方向(顺(源)、逆(载))

红点读数：？

蓝点读数：？



3.4.3 导纳圆图

导纳圆图

Smith圆图是阻抗、导纳兼用的。

1. 阻抗圆图转为导纳圆图

曲线方程

$$z_{in} = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} = r + jx$$

$$y_{in} = \frac{1-\Gamma}{1+\Gamma} = \frac{1+(-\Gamma)}{1-(-\Gamma)} = g + jb$$

以电流反射系数 $(-\Gamma)$ 建立复平面，导纳图与阻抗图完全一致，其对应关系为：

$$\Gamma \leftrightarrow -\Gamma, \quad r \leftrightarrow g, \quad x \leftrightarrow b$$

并联问题用导纳圆图，串联问题用阻抗圆图

3.4.4 史密斯圆图的应用

例：已知 $Z_L=80-j40\Omega$ ， $Z_0=50\Omega$ ，求驻波比， Γ_L ，LR

(1). $z_L = Z_L / Z_0 = 1.6 - j0.8$ ，圆图上 z_L 于A点

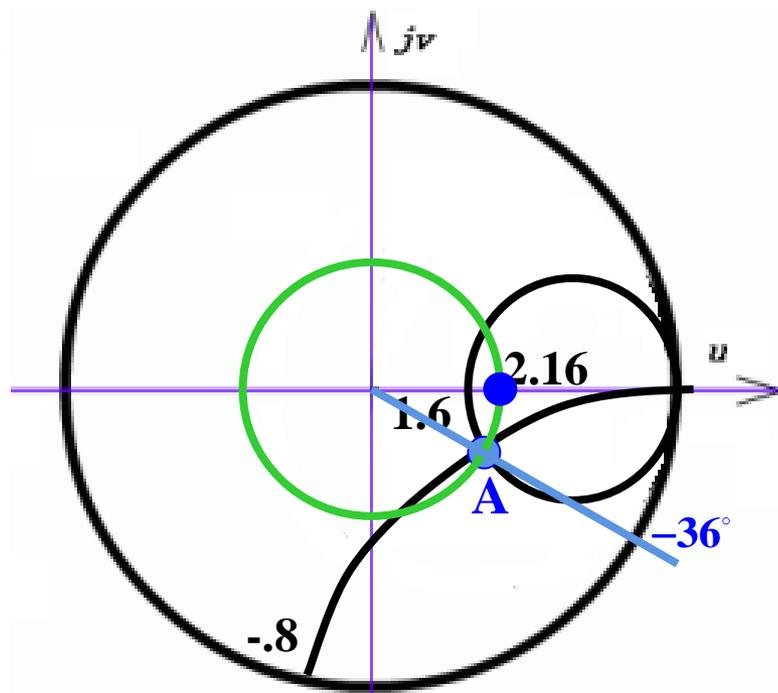
(2). 以 $|OA|$ 作等SWR圆，得 $\rho = 2.16$

(3). 延长 \overline{OA} 得 $\varphi_L = -36^\circ$

$$(4). |\Gamma_L| = \frac{SWR - 1}{SWR + 1} = 0.36$$

$$\Gamma_L = 0.36 \angle -36^\circ$$

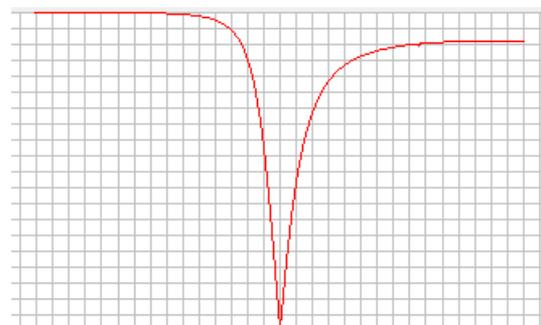
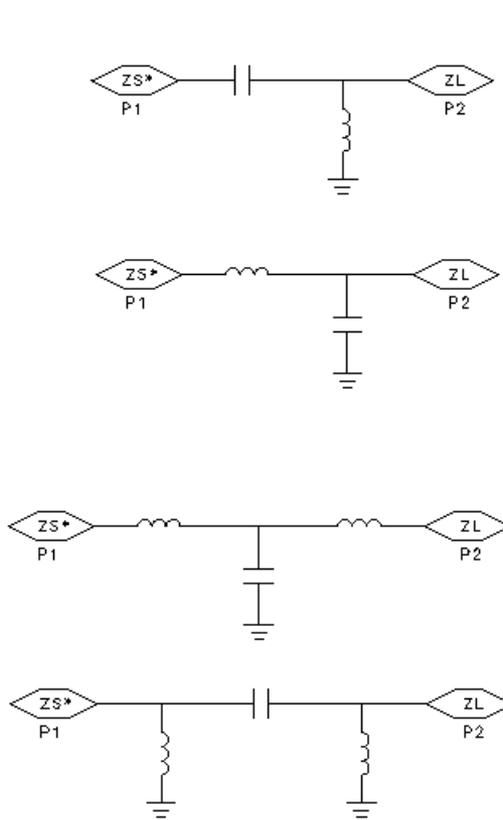
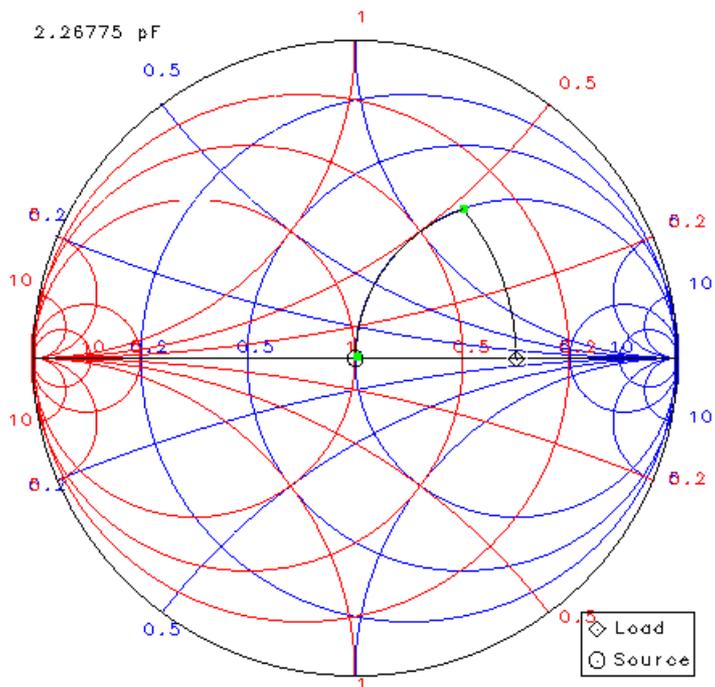
$$(5). LR = -20 \lg |\Gamma_L| = 8.8 \text{ dB}$$



3.4.4 史密斯圆图的应用

ADS软件演示

完成输入阻抗 50Ω ，输出阻抗 150Ω 的阻抗匹配。有多种网络可用，注意匹配过程中输入阻抗在阻抗/导纳圆图的变化！



3.4.4 史密斯圆图的应用

(1) 串联一个元件

采用阻抗圆图：

串联电感，沿等 r 圆顺时针移动

串联电容，沿等 r 圆逆时针移动

串联电阻，沿等 x 弧线移动

(2) 并联一个元件

采用导纳圆图

并联电感，沿等 g 圆逆时针移动

并联电容，沿等 g 圆顺时针移动

本章重点

- 掌握LC并联谐振回路
- 掌握L型阻抗变换网络的设计
- 理解 π 和T型匹配网络的原理
- 了解史密斯圆图的特点和应用