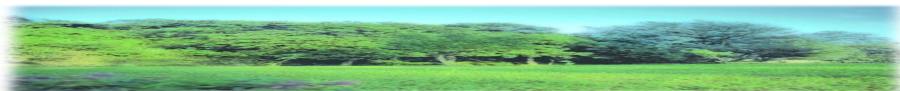
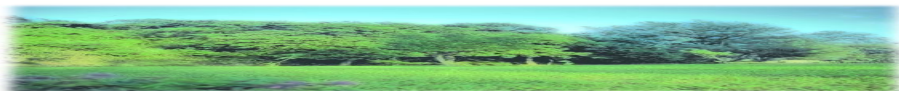




主要内容与要求

- 1.掌握LC谐振回路的选频原理及回路参数对回路性能的影响；
- 2.掌握常用的阻抗变换电路及其阻抗变换关系；
- 3.了解噪声的来源及分类和特点。掌握放大器噪声系数的定义和简单计算；
- 4.了解集中选频滤波器的原理；
- 5.了解反馈控制的概念和基本原理





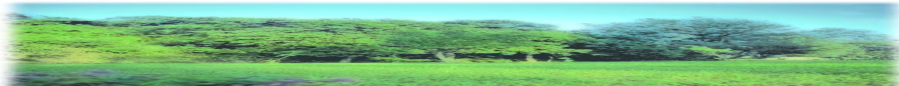
第1章 基础知识

1.1 LC 谐振回路的选频特性和阻抗变换特性

1.2 集中选频滤波器

1.3 电噪声

1.4 反馈控制电路原理及其分析方法





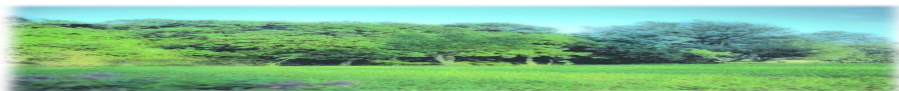
1.1 LC 谐振回路的选频特性和阻抗变换特性

LC 谐振回路是通信电路中最常用的无源网络。

LC 回路的作用：利用 LC 谐振回路的幅频特性和相频特性，

- 1.选频作用。
- 2.阻抗变换作用。
- 3.进行信号的频幅转换和频相转换。

所以， LC 谐振回路虽然结构简单，但是在通信电路中却是不可缺少的重要组成部分。



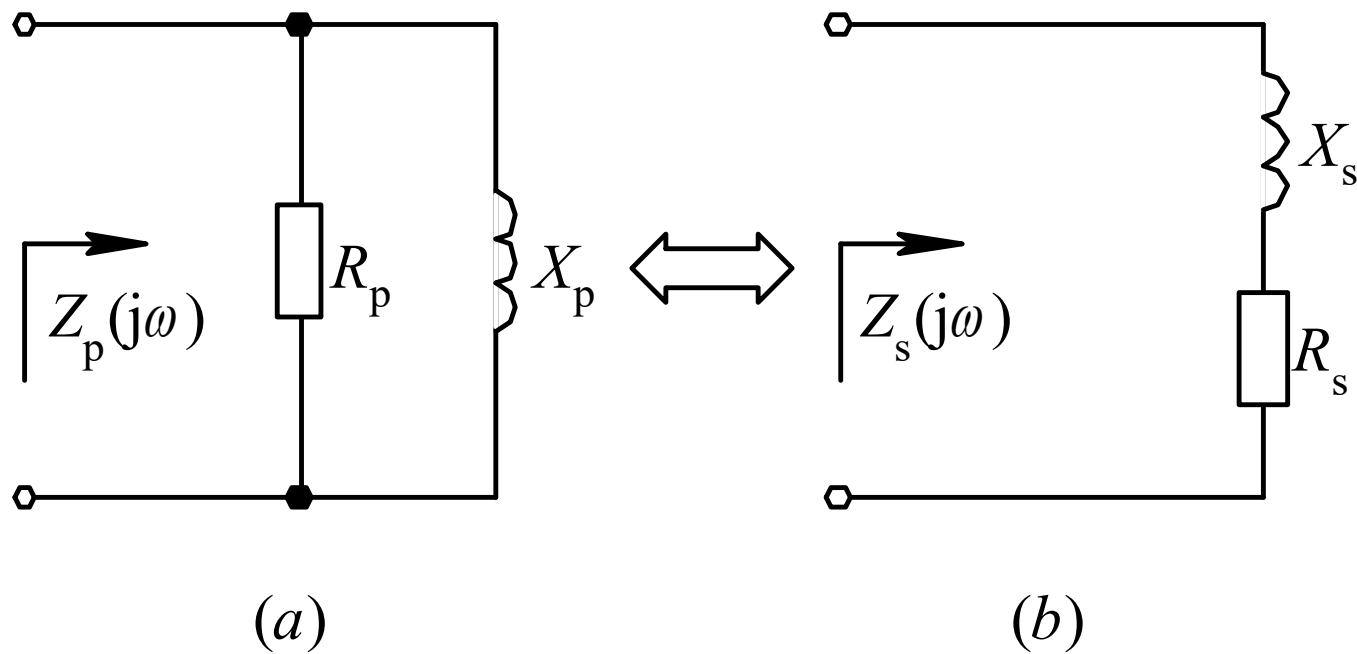
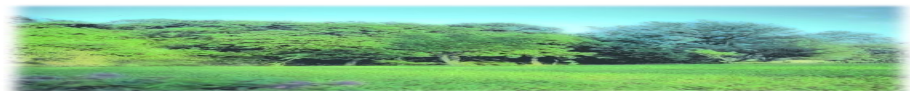
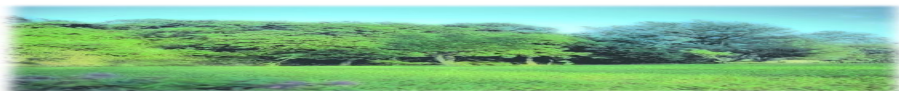


图1.1.1 串、并联阻抗转换





由图1.1.1可写出：

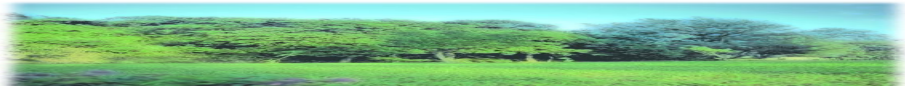
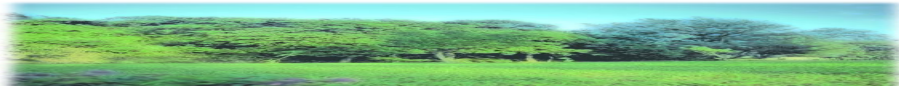
$$Z_p = R_p // jX_p = \frac{X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} R_p + j \frac{R_p^2}{R_p^2 + X_p^2} X_p$$

$$Z_s = R_s + jX_s$$

要使 $Z_p = Z_s$ ，必须满足：

$$R_s = \frac{X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} R_p \quad (1.1.1)$$

$$X_s = \frac{R_p^2}{R_p^2 + X_p^2} X_p \quad (1.1.2)$$





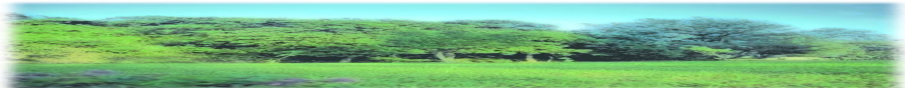
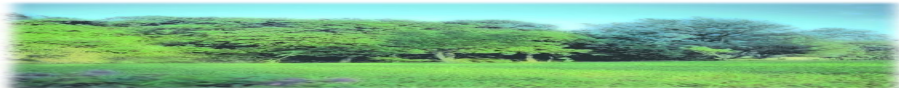
按类似方法也可以求得:

$$R_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{R_s} \quad (1.1.3)$$

$$X_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{X_s} \quad (1.1.4)$$

由 Q 值的定义可知: (电抗元件的 储能和电阻耗能的比值)

$$Q_e = \frac{X_s}{R_s} = \frac{R_p}{X_p} \quad (1.1.5)$$





将式(1.1.5)代入式(1.1.3)和(1.1.4), 可以得到下述统一的阻抗转换公式, 同时也满足式(1.1.1)和(1.1.2)。

$$R_p = (1 + Q_e^2) R_s \quad (1.1.6)$$

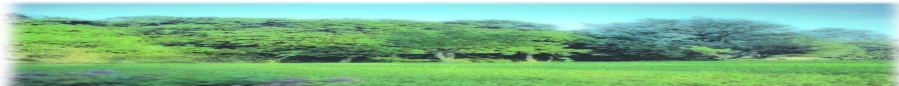
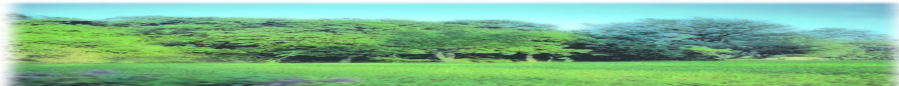
$$X_p = \left(1 + \frac{1}{Q_e^2} \right) X_s \quad (1.1.7)$$

当 $Q_e \gg 1$ 时, 则简化为:

$$R_p = Q_e^2 R_s \quad (1.1.8)$$

$$X_p \approx X_s \quad (1.1.9)$$

等效之后电抗元件性质不变。

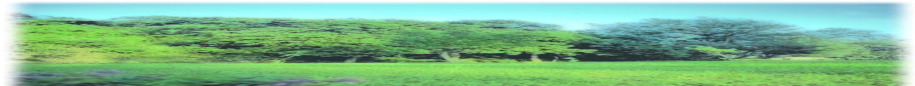
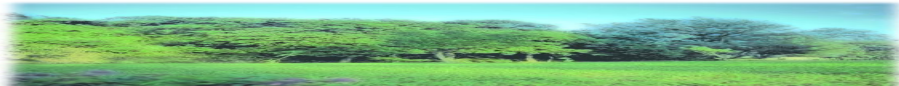


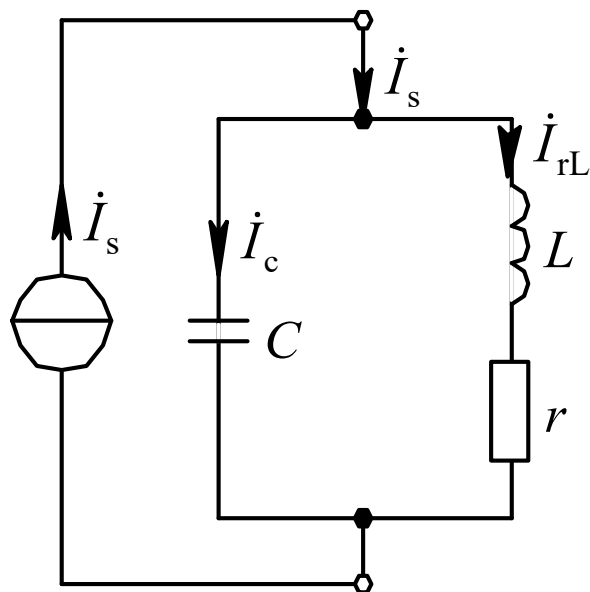


1.1.1 选频特性 ■

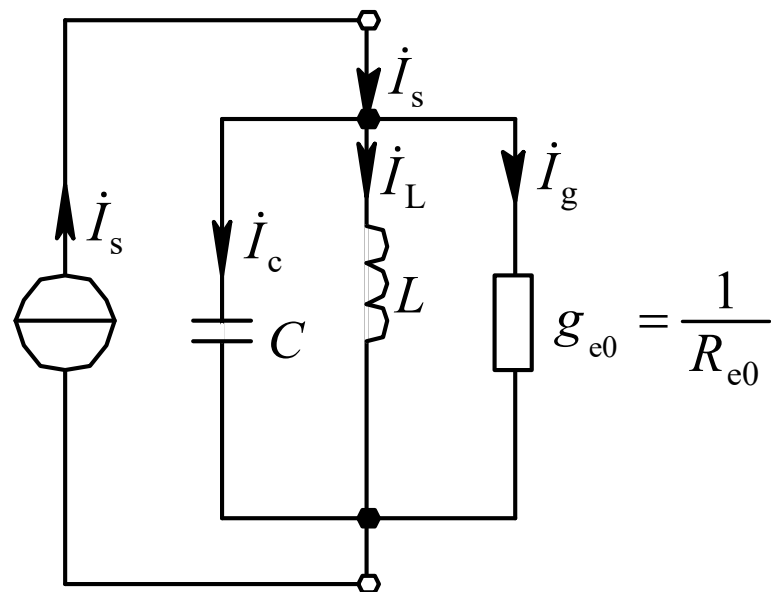
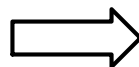
一、并联谐振回路：

图1.1.2(a)是电感 L 、电容 C 和外加信号源 I_s 组成的并联谐振回路。 r 是电感 L 的损耗电阻，电容的损耗一般可以忽略。





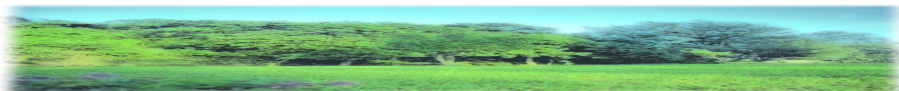
(a)



(b)

r 是电感 L 的损耗电阻，电容的损耗一般可以忽略。

图1.1.2 LC 并联谐振回路



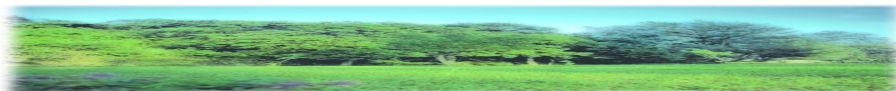
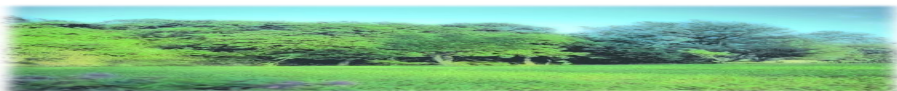


(1) 回路空载时阻抗的幅频特性和相频特性:

$$Z = \frac{1}{\sqrt{g_{e0}^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}}$$
$$\varphi = -\arctan \frac{\omega C - \frac{1}{\omega L}}{g_{e0}} \quad (1.1.10)$$

(2) 回路谐振电导:

$$g_{e0} = \frac{1}{R_{e0}} = \frac{r}{r^2 + (\omega_0 L)^2} \approx \frac{r}{(\omega_0 L)^2} \quad (1.1.11)$$





(3) 回路总导纳:

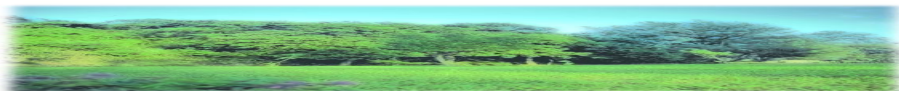
$$Y = g_{e0} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) \quad (1.1.12)$$

(4) 谐振频率:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ 或 } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.1.13)$$

(5) 回路空载 Q 值:

$$Q_0 = \frac{1}{g_{e0}\omega_0 L} = \frac{\omega_0 C}{g_{e0}} \quad (1.1.14)$$

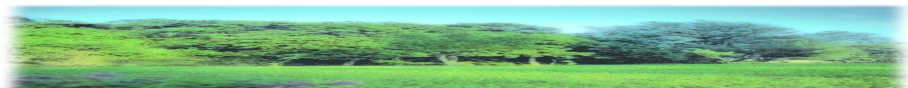
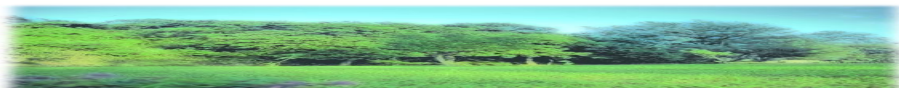




(6) **归一化谐振曲线**。谐振时，回路呈现纯电导，且谐振导纳最小（或谐振阻抗最大）。回路电压 U 与外加信号源频率之间的幅频特性曲线称为**谐振曲线**。谐振时，回路电压 U_{00} 最大。任意频率下的回路电压 U 与谐振时回路电压 U_{00} 之比称为**归一化谐振函数**，用 $N(f)$ 表示。 $N(f)$ 曲线又称为归一化谐振曲线。

$$N(f) = \frac{U}{U_{00}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(2\pi fC - \frac{1}{2\pi fL}\right)^2 / g_{e0}^2}} \quad (1.1.15)$$

由 $N(f)$ 定义可知，它的值总是小于或等于1。 ■



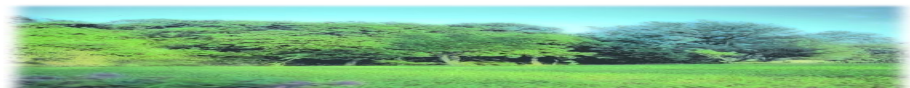
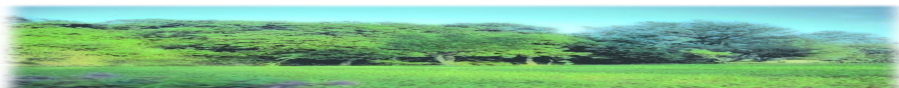


由式 (1.1.13) 和式 (1.1.14) 可得: ■

$$\frac{\omega C - \frac{1}{\omega L}}{g_{e0}} = \frac{\omega C \omega_0 L - \frac{\omega_0 L}{\omega L}}{g_{e0} \omega_0 L}$$
$$= Q_0 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (1.1.16)$$

所以

$$N(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_0^2 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)^2}} \quad (1.1.17)$$



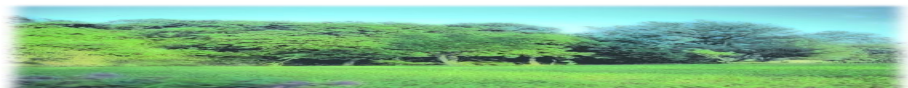
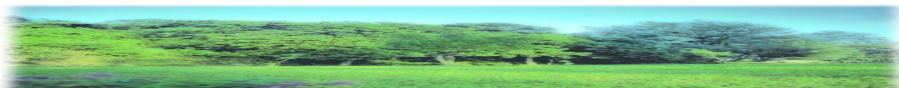


定义相对失谐 $\varepsilon = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}$ ，当失谐不大，即 f 与 f_0 相差很小时，

$$\begin{aligned}\varepsilon &= \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} = \frac{(f + f_0)(f - f_0)}{f_0 f} \\ &\approx \frac{2(f - f_0)}{f_0} = \frac{2\Delta f}{f_0}\end{aligned}\tag{1.1.18}$$

所以

$$N(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_0^2 \left(\frac{2\Delta f}{f_0} \right)^2}}\tag{1.1.19}$$



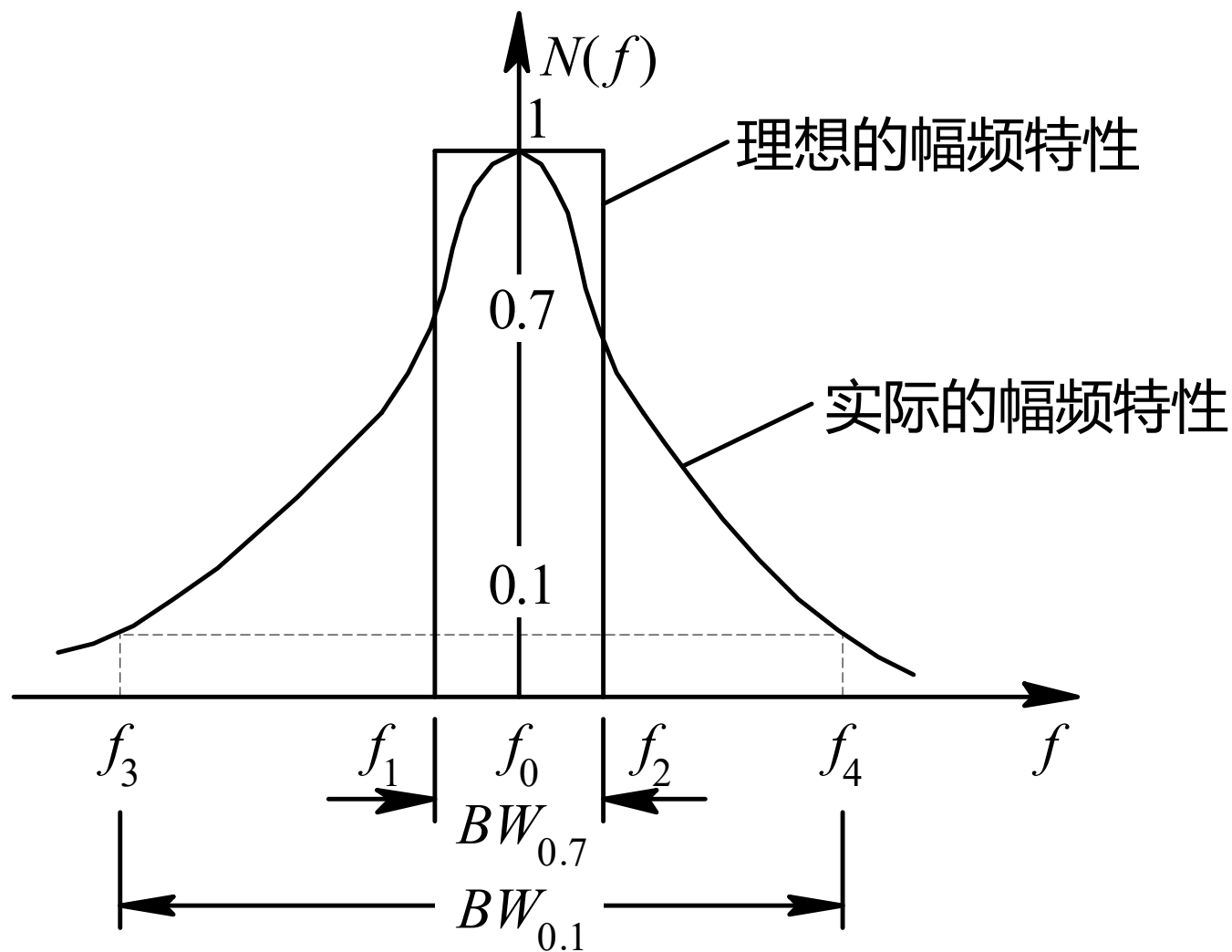
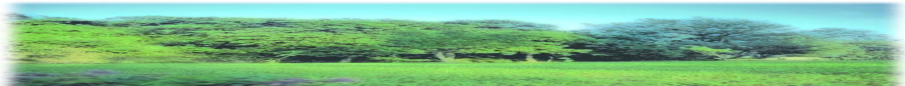
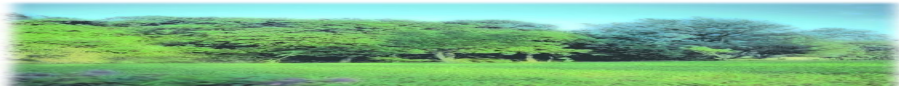


图1.1.3 归一化谐振曲线



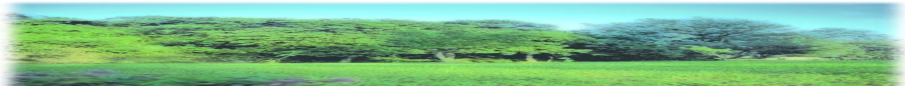
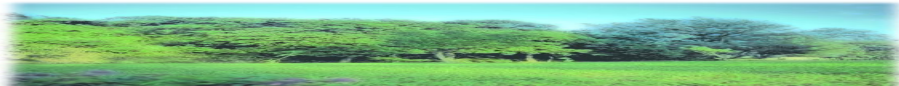


(7) 通频带、选择性、矩形系数。 LC 回路的 Q_0 越大，谐振曲线越尖锐，选择性越好。为了衡量回路对于不同频率信号的通过能力，定义归一化谐振曲线上 $N(f) \geq 1/\sqrt{2}$ 所包含的频率范围为回路的通频带（又称为带宽），用 $BW_{0.7}$ （或 BW ）表示。在图上 $BW_{0.7} = f_2 - f_1$ ，取

$$N(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_0^2 \left(\frac{2\Delta f}{f_0} \right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

可得

$$Q_0 \frac{2\Delta f}{f_0} = \pm 1$$





即

$$Q_0 \frac{2(f_2 - f_0)}{f_0} = 1 \quad (1.1.20)$$

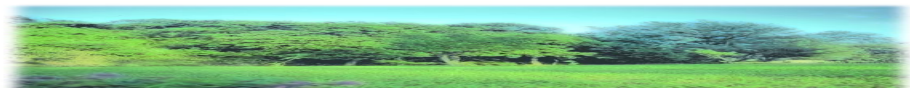
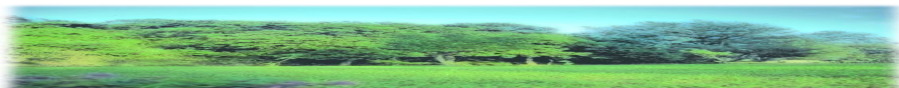
$$Q_0 \frac{2(f_1 - f_0)}{f_0} = -1 \quad (1.1.21)$$

式 (1. 1. 20) 减去式 (1. 1. 21) , 可得

$$Q_0 \frac{2(f_2 - f_1)}{f_0} = 2$$

所以

$$BW_{0.7} = f_2 - f_1 = \frac{f_0}{Q_0} \quad (1.1.22)$$



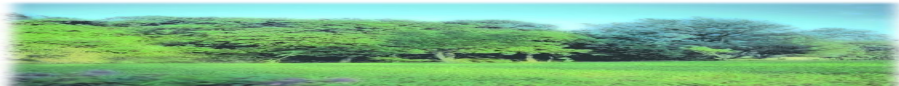


(1) 可见，通频带与回路 Q 值成反比。也就是说，通频带与回路 Q 值(即选择性)是互相矛盾的两个性能指标。

(2) 选择性是指谐振回路对不需要信号的抑制能力，即要求在通频带之外，谐振曲线 $N(f)$ 应陡峭下降。

(3) 所以， Q 值越高，谐振曲线越陡峭，选择性越好，但通频带却越窄。

一个理想的谐振回路，其幅频特性曲线应该是通频带内完全平坦，信号可以无衰减通过，而在通频带以外则为零，信号完全通不过。为了衡量实际幅频特性曲线接近理想幅频特性曲线的程度，提出了“矩形系数”这个性能指标。 ■

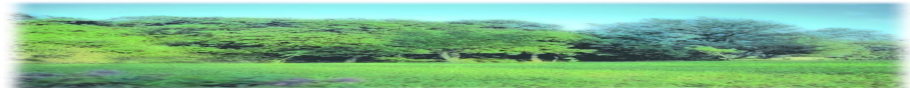
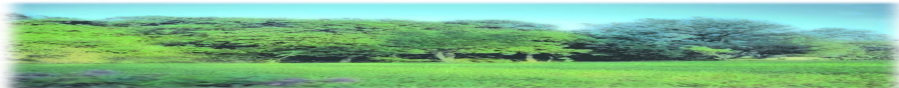




矩形系数 $K_{0.1}$ 定义为单位谐振曲线 $N(f)$ 值下降到 0.1 时的频带范围 $BW_{0.1}$ 与通频带 $BW_{0.7}$ 之比，即：

$$K_{0.1} = \frac{BW_{0.1}}{BW_{0.7}} \quad (1.1.23)$$

由定义可知， $K_{0.1}$ 是一个大于或等于 1 的数，其数值越小，则对应的幅频特性越理想。





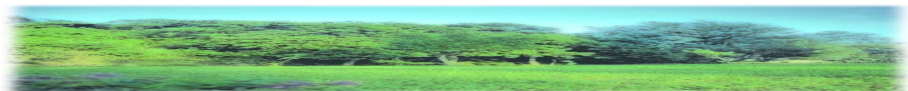
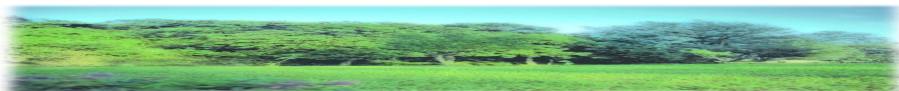
例1.1 求并联谐振回路的矩形系数.

解： 根据 $BW_{0.1}$ 的定义，参照图1.1.3， f_3 与 f_4 处的单位谐振函数值为 ■

$$N(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_0^2 \left(\frac{2\Delta f}{f_0} \right)^2}} = \frac{1}{10}$$

用类似于求通频带 $BW_{0.7}$ 的方法可求得

$$BW_{0.1} = f_4 - f_3 = \sqrt{10^2 - 1} \frac{f_0}{Q_0} \quad (1.1.24)$$

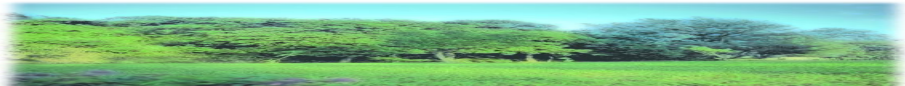
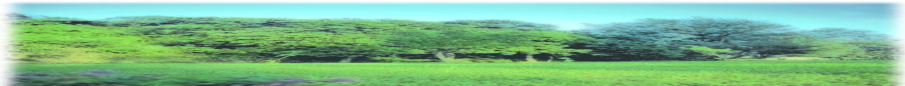




所以

$$K_{0.1} = \frac{BW_{0.1}}{BW_{0.7}} = \sqrt{10^2 - 1} \approx 9.95 \quad (1.1.25)$$

由上式可知，一个单谐振回路的矩形系数是一个定值，与其回路 Q 值和谐振频率无关，且这个数值较大，接近 10，说明单谐振回路的幅频特性不大理想。 ■



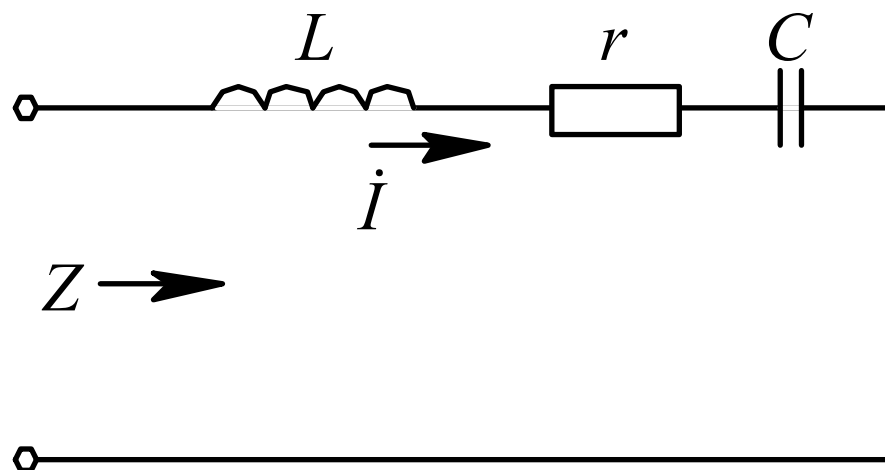


图 1.1.4 LC 串联谐振回路

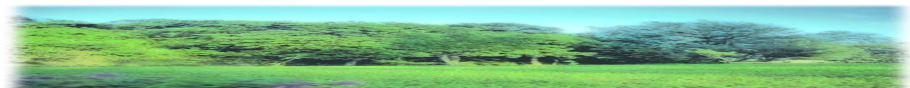
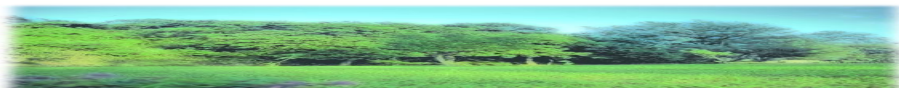




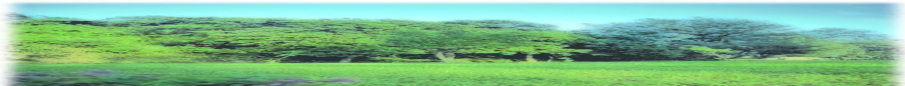
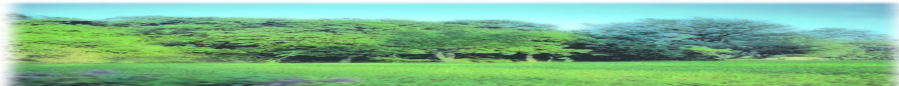
图1.1.4是 $L C$ 串联谐振回路的基本形式，其中 r 是电感 L 的损耗电阻。 ■

下面按照与并联 $L C$ 回路的对偶关系，直接给出串联 $L C$ 回路的主要基本参数。 ■

(1) 回路空载时阻抗的幅频特性和相频特性：

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

$$\varphi = \arctan \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{r}$$





(2) 回路总阻抗:

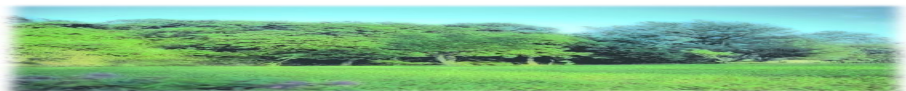
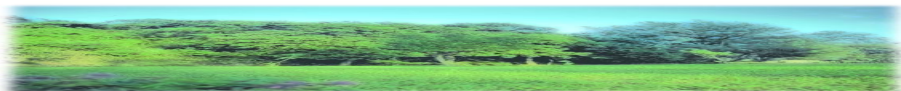
$$Z = r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$$

(3) 回路空载 Q 值:

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L}{r}$$

(4) 谐振频率:

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





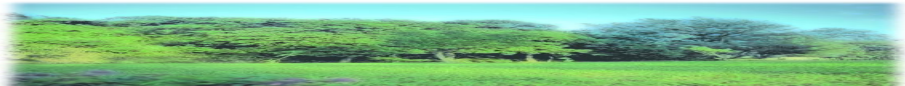
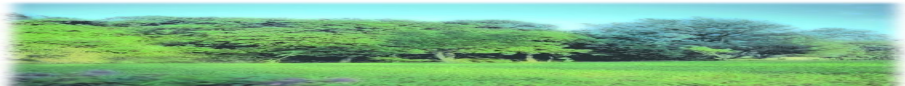
(5) 归一化谐振函数:

$$N(f) = \frac{I}{I_{00}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_0^2 \varepsilon^2}}$$

其中, I 是任意频率时的回路电流, I_{00} 是谐振时的回路电流。

(6) 通频带:

$$BW_{0.7} = \frac{f_0}{Q_0}$$

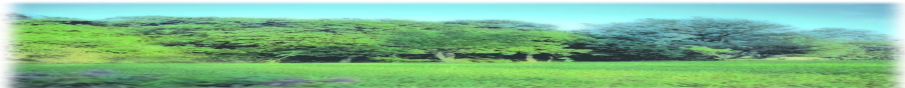
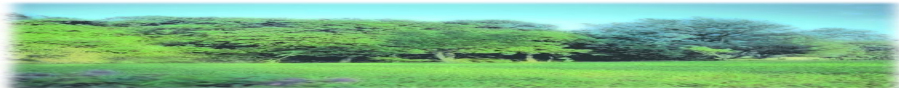




(1) 由图可见，前者在谐振频率点的阻抗最小，相频特性曲线斜率为正；后者在谐振频率点的阻抗最大，相频特性曲线斜率为负。

(2) 所以，串联回路在谐振时，通过电流 I_{00} 最大；并联回路在谐振时，两端电压 U_{00} 最大。

(3) 在实际选频应用时，串联回路适合与信号源和负载串联连接，使有用信号通过回路有效地传送给负载；并联回路适合与信号源和负载并联连接，使有用信号在负载上的电压振幅最大。



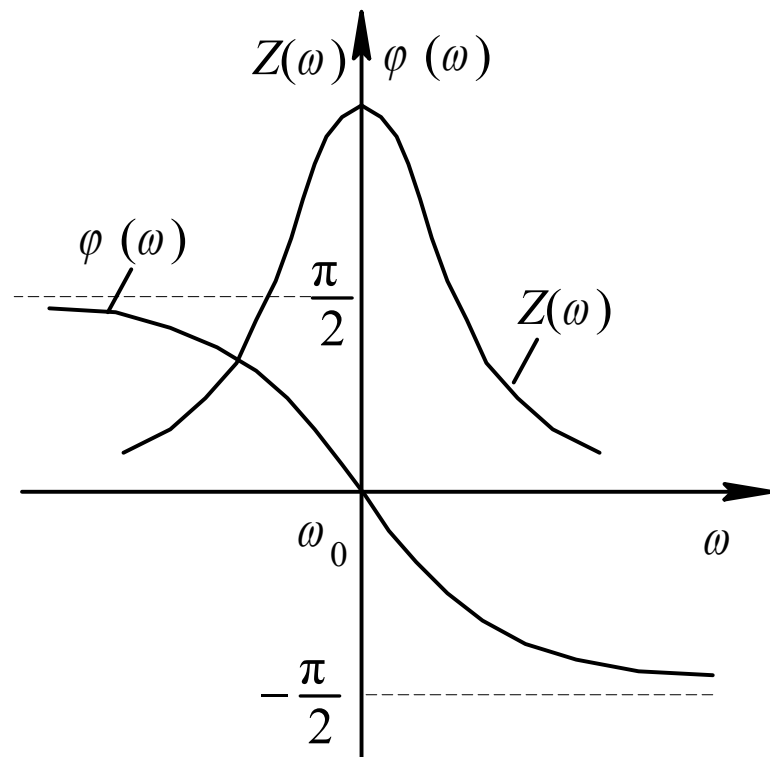
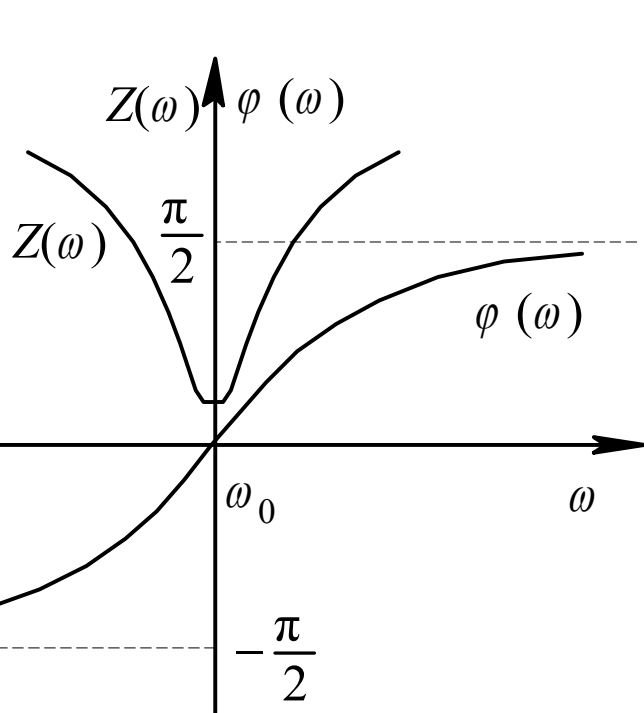
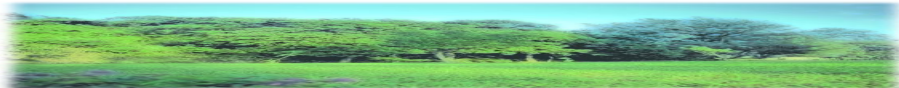
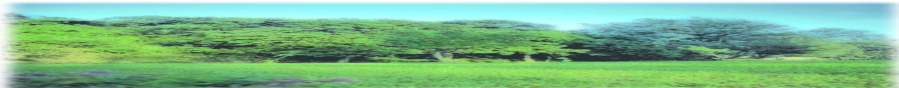


图1.1.5 阻抗和导纳特性

- (a) 串联谐振回路的阻抗特性; (b) 并联谐振回路的阻抗特性
并联谐振回路的导纳特性; 串联谐振回路的导纳特性





串、 并联回路的导纳特性曲线正好相反。 前者在谐振频率处的导纳最大， 且相频特性曲线斜率为负； 后者在谐振频率处的导纳最小， 且相频特性曲线斜率为正。 读者可自己写出相应的幅频和相频特性表达式， 画出相应的曲线。

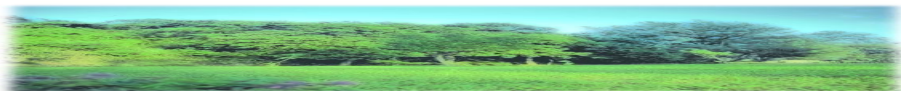




1.1.2 阻抗变换电路 ■

阻抗变换电路是一种将实际负载阻抗变换为前级网络所要求的最佳负载阻抗的电路。阻抗变换电路对于提高整个电路的性能具有重要作用。 ■

考虑信号源内阻 R_s 和负载电阻 R_L 后，并联谐振回路的电路如图1. 1. 6所示。



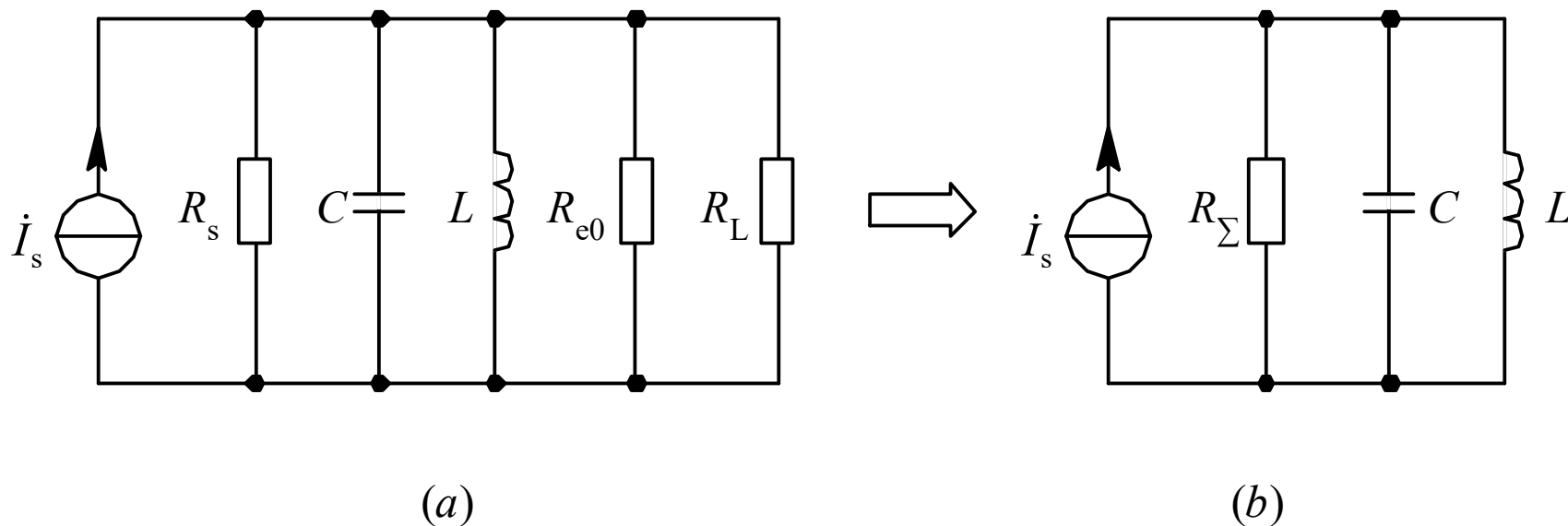
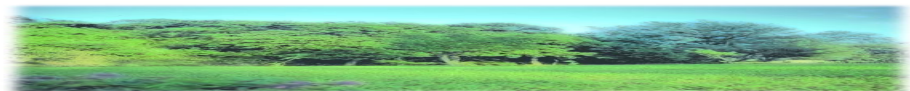
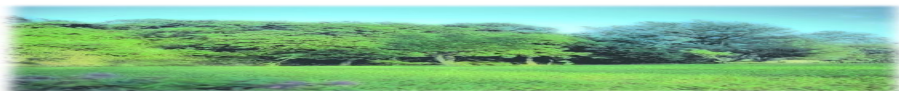


图 1.1.6 并联谐振回路与信号源和负载的连接





由式 (1. 1. 14) 可知, 回路的空载 Q 值为

$$Q_0 = \frac{1}{g_{e0}\omega_0 L} = \frac{R_{e0}}{\omega_0 L}$$

而回路有载 Q 值为

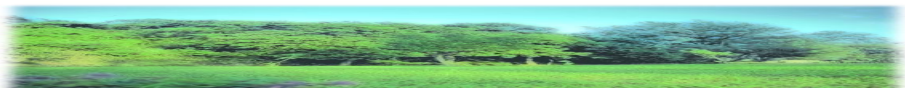
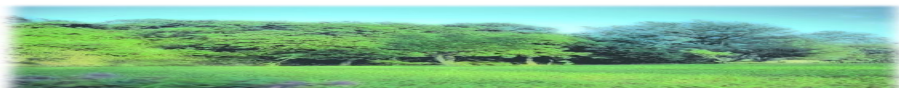
$$Q_e = \frac{1}{g_\Sigma \omega_0 L} = \frac{R_\Sigma}{\omega_0 L} \quad (1.1.27)$$

此时的通频带为

$$BW_{0.7} = \frac{f_0}{Q_e}$$

其中, 回路总电导 $g_\Sigma = g_s + g_L + g_{e0} = \frac{1}{R_\Sigma}$, 回路总电阻

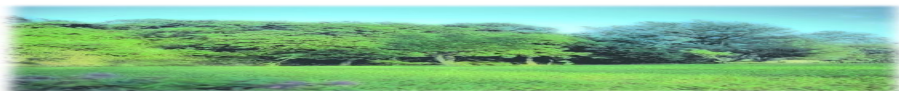
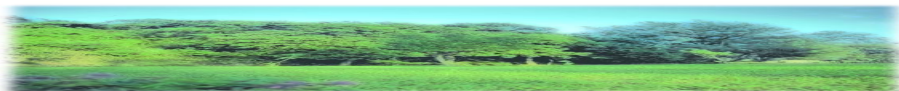
$R_\Sigma = R_s \parallel R_L \parallel R_{e0}$, g_s 和 g_L 分别是信号源内电导和负载电导。





可见, $Q_e < Q_0$, 且并联接入的 R_s 和 R_L 越小, 则 Q_e 越小, 回路选择性越差。另外, 由式 (1 . 2 . 4) 可知, 谐振电压 U_{00} 也将随着谐振回路总电阻的减小而减小。实际上, 信号源内阻和负载不一定是纯电阻, 可能还包括电抗分量。如要考虑信号源输出电容和负载电容, 由于它们也是和回路电容 C 并联的, 所以总电容为三者之和, 这样还将影响回路的谐振频率。因此, 必须设法尽量消除接入信号源和负载对回路的影响。

利用 LC 元件的各自特性和 LC 回路的选频特性可以组成两类阻抗变换电路。



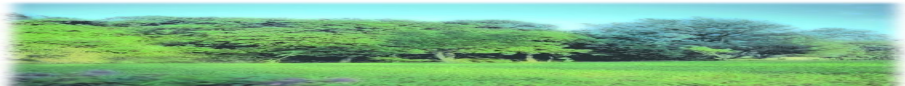
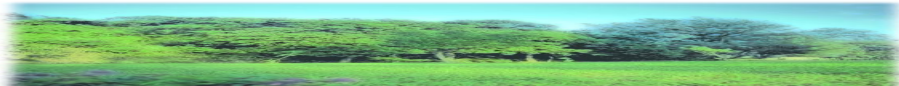


1. 纯电感或纯电容阻抗变换电路 ■

1) 自耦变压器电路 ■

图1.1.7(a)所示为自耦变压器阻抗变换电路，（b）图所示为考虑次级负载以后的初级等效电路， R_L' 是 R_L 等效到初级的电阻。在图中，负载 R_L 经自耦变压器耦合接到并联谐振回路上。设自耦变压器损耗很小，可以忽略，则初、次级的功率 P_1 、 P_2 近似相等，且初、次级线圈上的电压 U_1 和 U_2 之比应等于匝数之比。设初级线圈与抽头部分次级线圈匝数之比 $N_1: N_2=1: n$ ，则有

$$P_1 = P_2, \quad \frac{U_1}{U_2} = \frac{1}{n}$$





因为

$$P_1 = \frac{1}{2} \frac{U_1^2}{R'_L}, \quad P_2 = \frac{1}{2} \frac{U_2^2}{R_L}$$

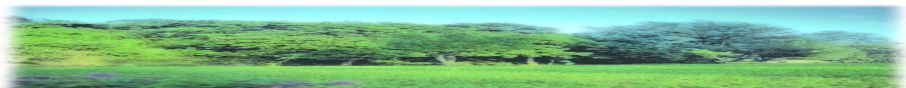
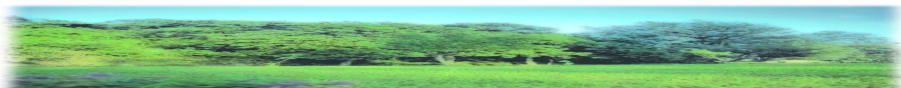
所以

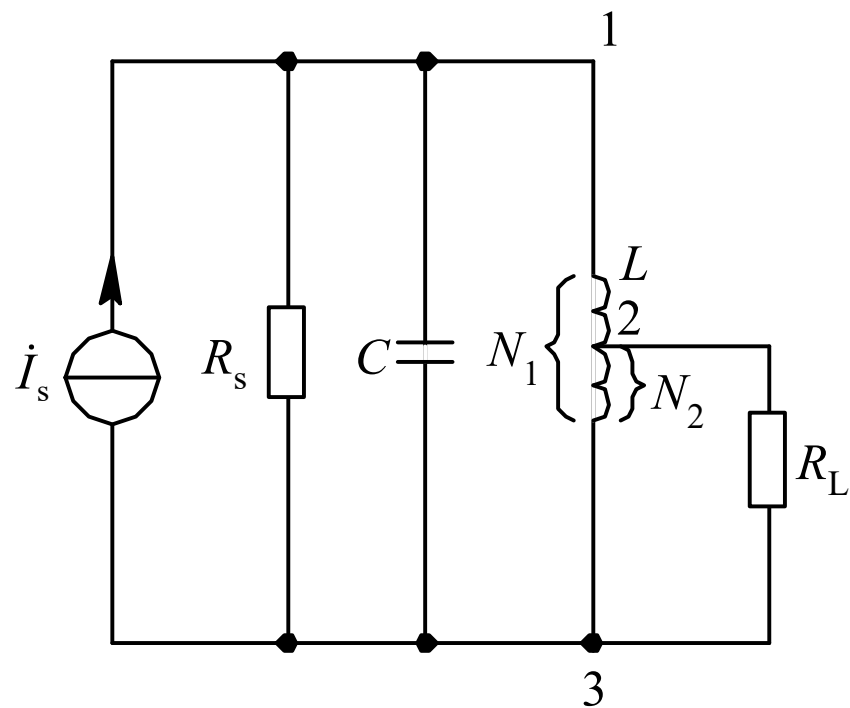
$$\frac{R'_L}{R_L} = \left(\frac{U_1}{U_2} \right)^2 = \left(\frac{1}{n} \right)^2$$

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

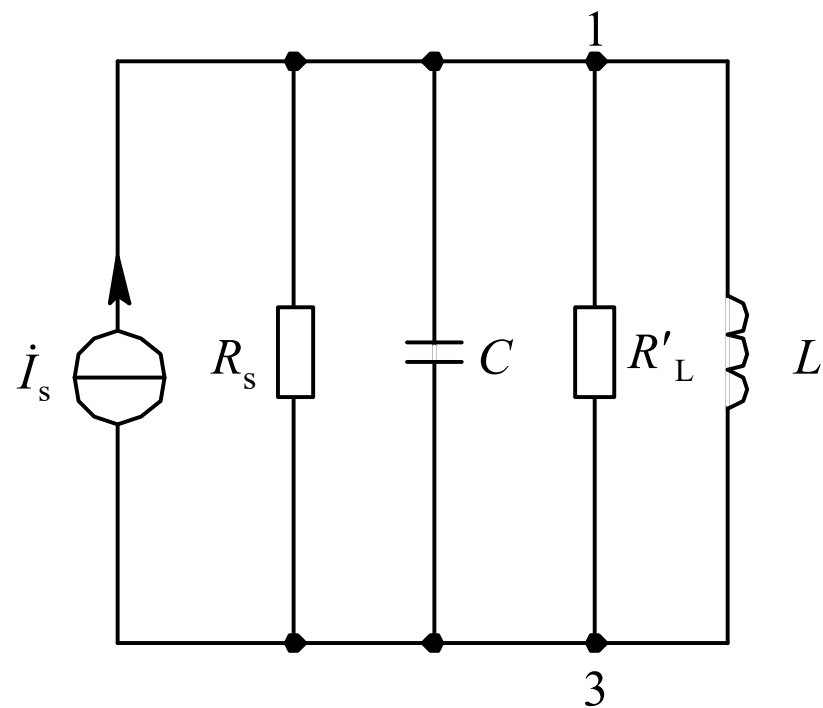
(1.1.28)

$$\text{或 } g'_L = n^2 g_L$$



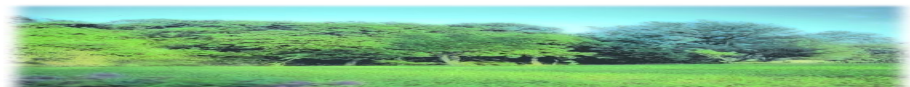
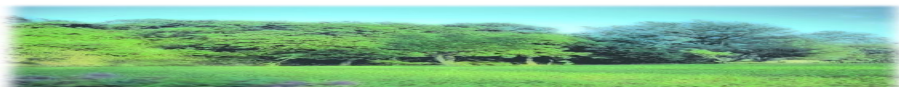


(a)



(b)

图 1.1.7 自耦变压器阻抗变换电路





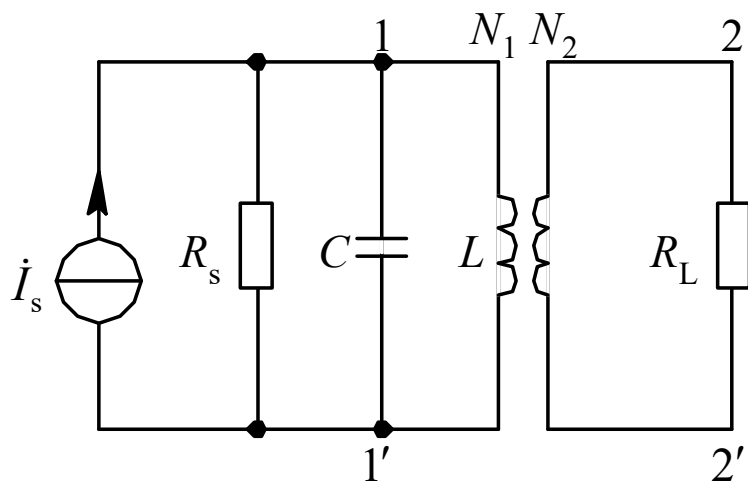
对于自耦变压器， n 总是小于或等于1，所以， R_L 等效到初级回路后阻值增大，从而对回路的影响将减小。 n 越小，则 R_L' 越大，对回路的影响越小。 n 的大小反映了外部接入负载（包括电阻负载与电抗负载）对回路影响大小的程度，可将其定义为接入系数。



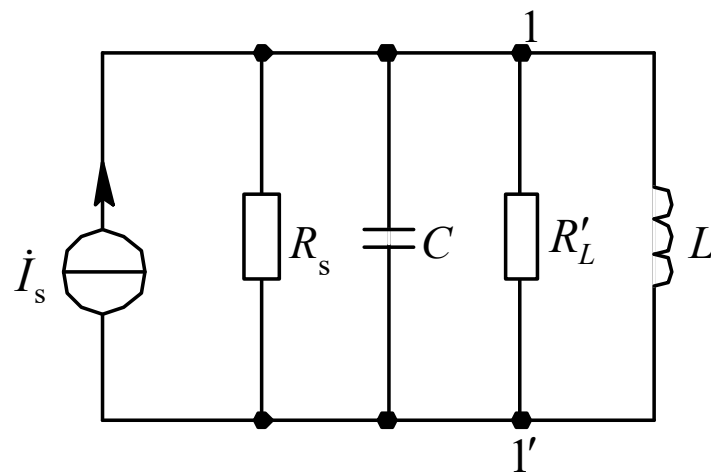


2) 变压器阻抗变换电路 ■

图1.1.8 (a) 所示为变压器阻抗变换电路, (b) 图所示为考虑次级负载以后的初级等效电路, R_L' 是 R_L 等效到初级的电阻。若 N_1 、 N_2 分别为初、次级电感线圈匝数, 则接入系数 $n = N_2 / N_1$ 。

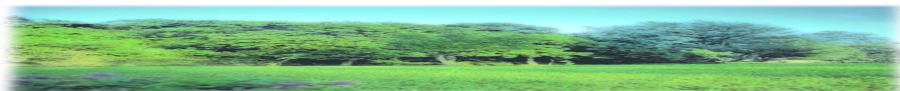
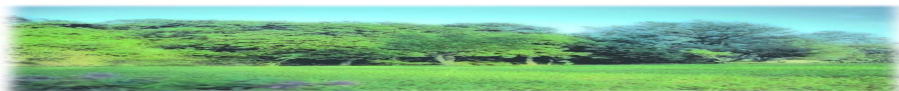


(a)



(b)

图 1.1.8 变压器阻抗变换电路

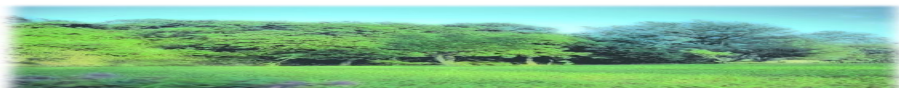




利用与自耦变压器电路相同的分析方法，将其作为无损耗的理想变压器看待，可求得 R_L 折合到初级后的等效电阻为

$$R'_L = \frac{1}{n^2} R_L \quad (1.1.29)$$

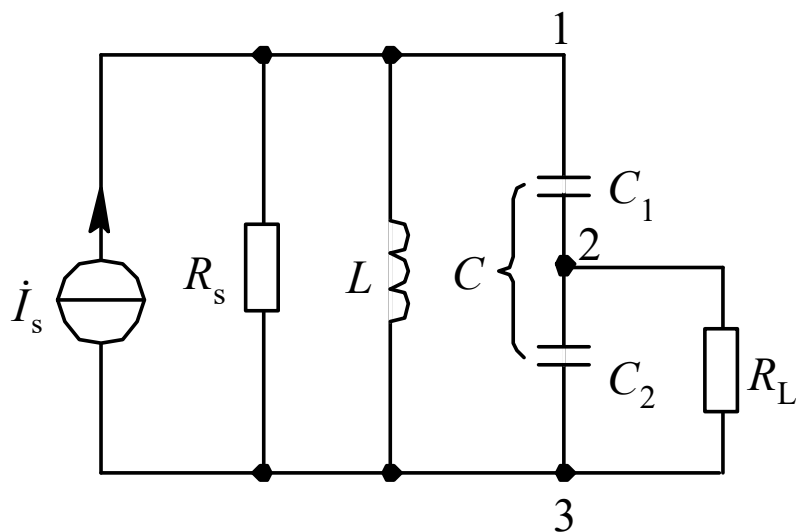
$$\text{或 } g'_L = n^2 g_L$$



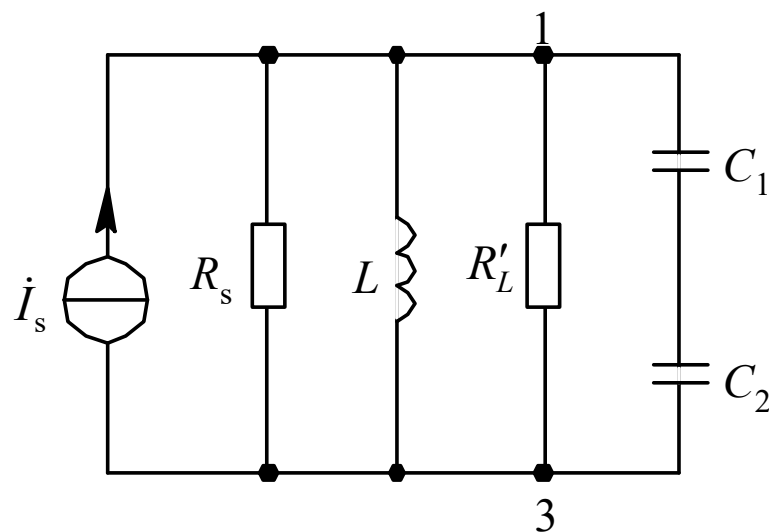


3) 电容分压式电路 ■

图1.1.9 (a) 所示为电容分压式阻抗变换电路, (b) 图所示是 R_L 等效到初级回路后的初级等效电路。

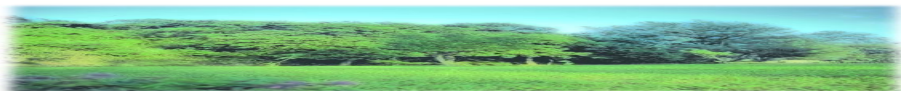


(a)



(b)

图1.1.9 电容分压式阻抗变换电路



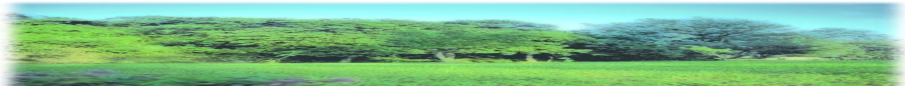
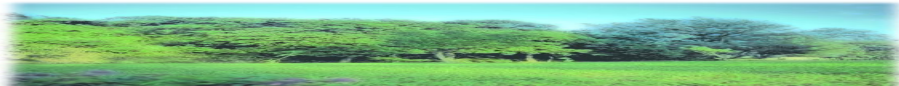


利用串、并联等效转换公式，先将 R_L 和 C_2 转换为串联形式，再与 C_1 一起转换为并联形式，在 $\omega^2 R_L^2 (C_1 + C_2)^2 \gg 1$ 时，可以推导出 R_L 折合到初级回路后的等效电阻为♡

$$R'_L = \frac{1}{\left(\frac{C_1}{C_1 + C_2}\right)^2} R_L = \frac{1}{n^2} R_L \quad (1.1.30)$$

其中 n 是接入系数，在这里总是小于1。如果把 R_L 折合到回路中1、2两端，则等效电阻为

$$R'_L = \left(\frac{C_2}{C_1}\right)^2 R_L \quad (1.1.31)$$



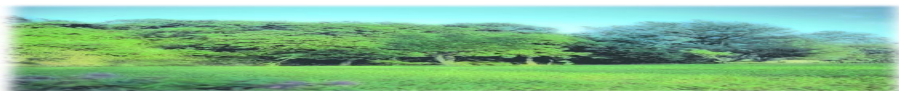


4) 电感分压式电路 ■

图1.1.10 (a) 所示为电感分压式阻抗变换电路, 它与自耦变压器阻抗变换电路的区别在于 L_1 与 L_2 是各自屏蔽的, 没有互感耦合作用。(b) 图是 R_L 等效到初级回路后的初级等效电路, $L = L_1 + L_2$ 。 R_L 折合到初级回路后的等效电阻为

$$R'_L = \frac{1}{\left(\frac{L_2}{L_1 + L_2}\right)^2} R_L = \frac{1}{n^2} R_L \quad (1.1.32)$$

其中 n 是接入系数, 在这里总是小于 1。



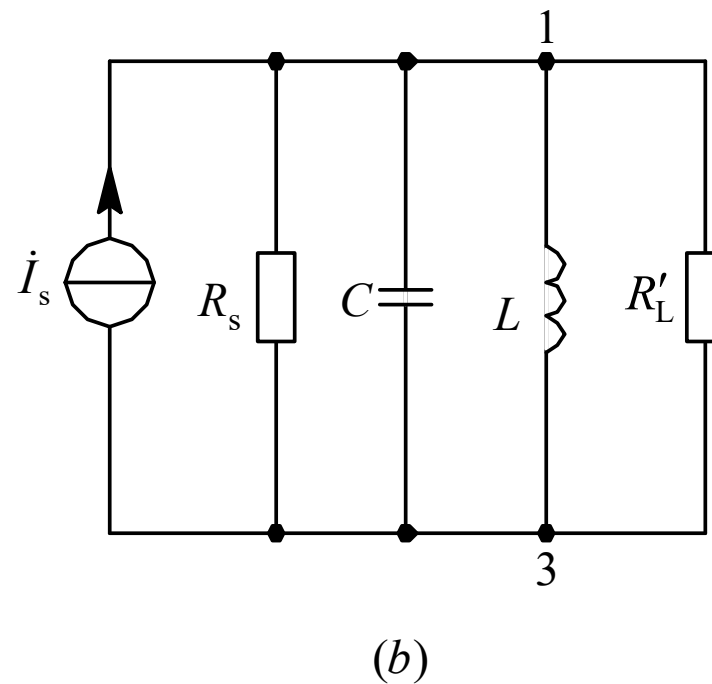
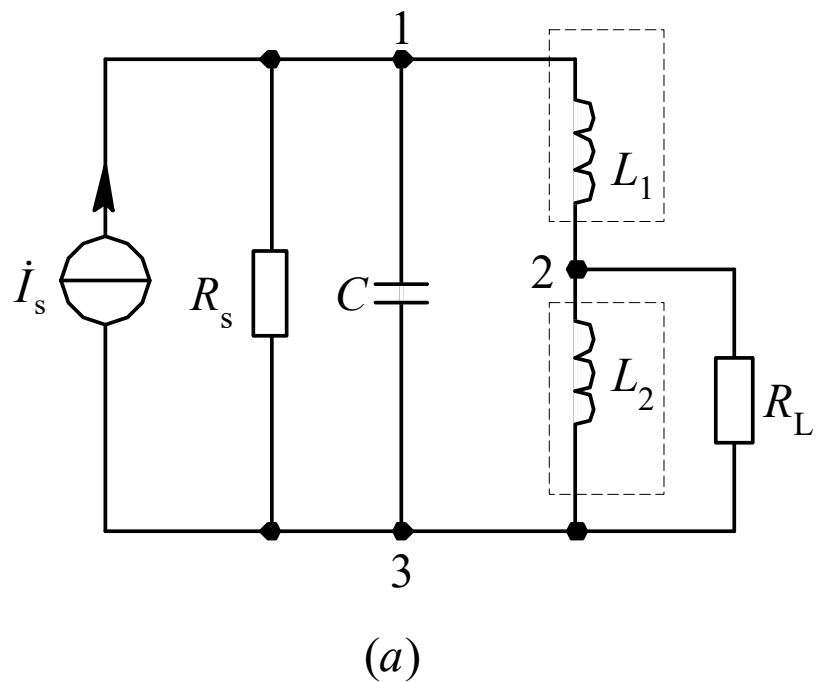
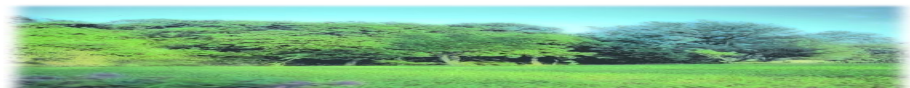
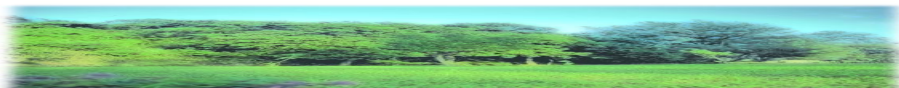


图1.1.10 电感分压式阻抗变换电路



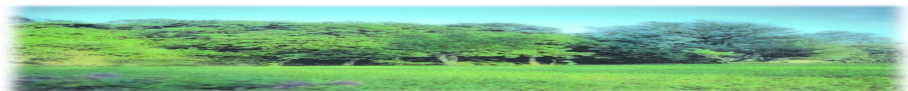
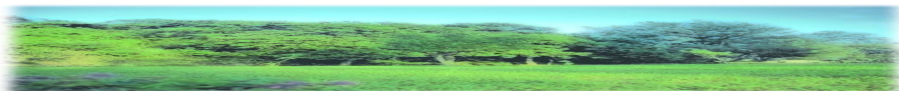


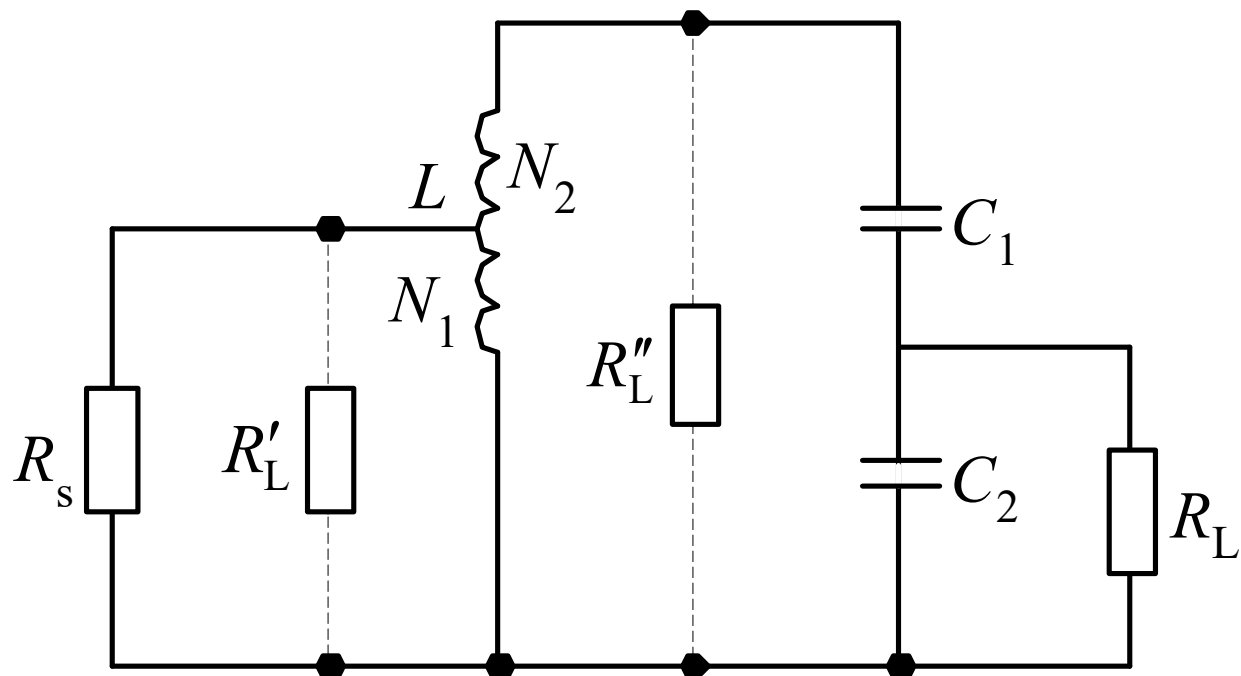
例 1.2 某接收机输入回路的简化电路如图例1.2所示。已知 $C_1=5\text{pF}$, $C_2=15\text{pF}$, $R_s=75\ \Omega$, $R_L=300\ \Omega$ 。为了使电路匹配, 即负载 R_L 等效到 $L C$ 回路输入端的电阻 $R_L'=R_s$, 线圈初、次级匝数比 N_1 / N_2 应该是多少? ■

解: 由图可见, 这是自耦变压器电路与电容分压式电路的级联。

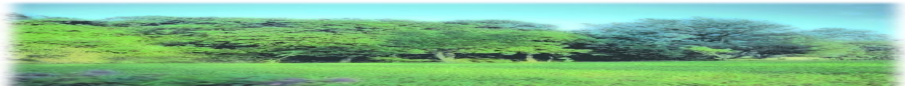
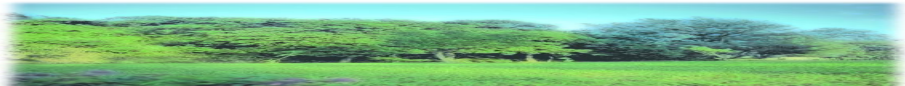
R_L 等效到 L 两端的电阻为

$$R_L'' = \frac{1}{n_2^2} R_L = \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1} \right)^2 R_L = 16R_L$$





图例 1.2





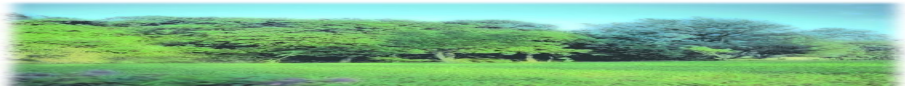
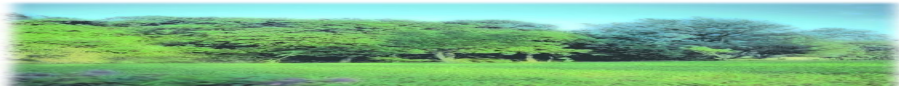
R_L'' 等效到输入端的电阻

$$R_L' = n_1^2 R_L'' = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 R_L'' = 16 \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 R_L$$

如要求 $R_L' = R_s$, 则 $16 \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 R_L = R_s$ 所以

$$\frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{R_s}{16R_L}} = 0.125$$

在以上介绍的四种常用阻抗变换电路中，所导出的接入系数 n 均是近似值，但对于实际电路来说，其近似条件容易满足，所以可以容许引入的近似误差。 ■

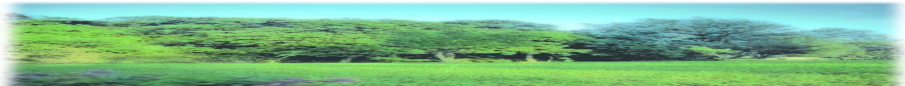
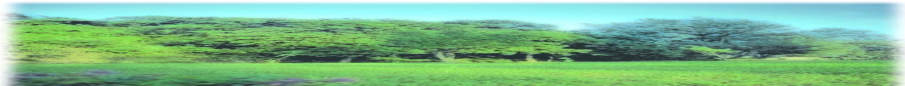


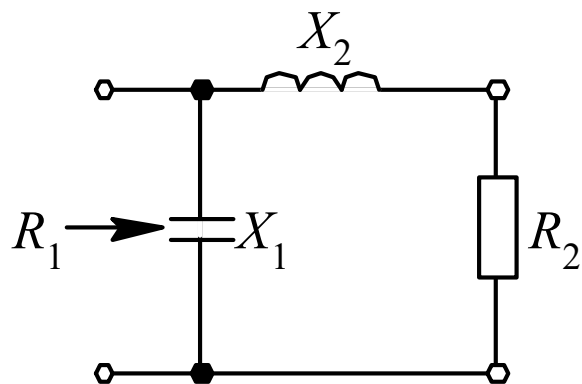


2. LC 选频匹配电路 ■

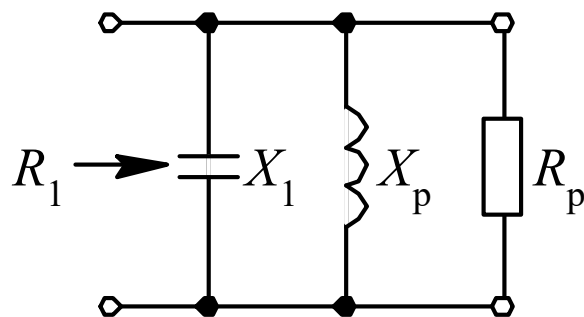
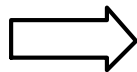
LC 选频匹配电路有倒L型、T型、 π 型等几种不同组成形式，其中倒L型是基本形式。现以倒L型为例，说明其选频匹配原理。

倒L型网络是由两个异性电抗元件 X_1 、 X_2 组成的，常用的两种电路如图 1.1.11(a)、(b)所示，其中 R_2 是负载电阻， R_1 是二端网络在工作频率处的等效输入电阻。

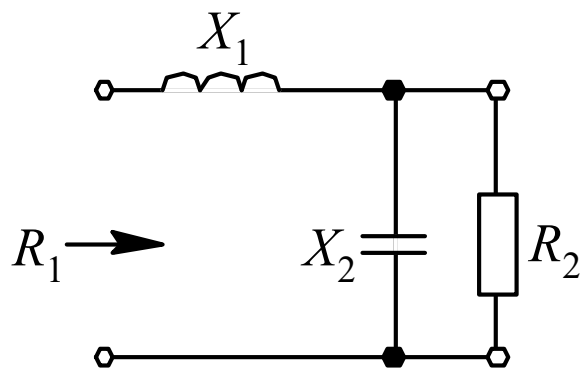




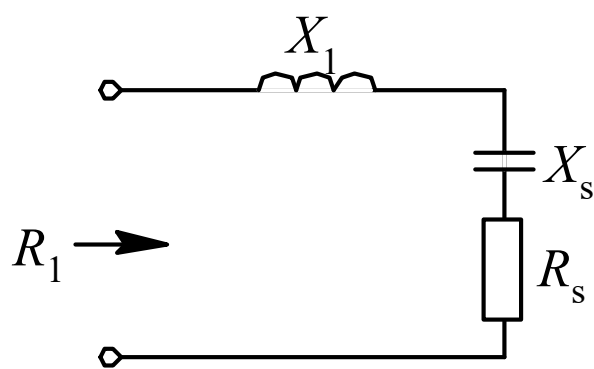
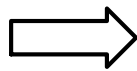
(a)



(c)

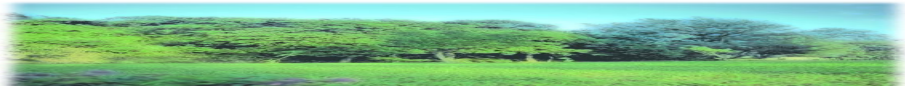
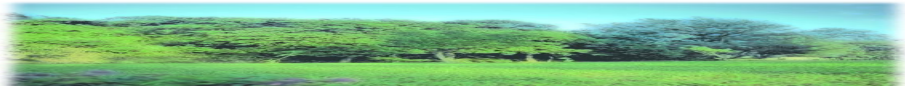


(b)



(d)

图 1.1.11 倒L型网络





对于图 1.1.11(a)所示电路，将其中 X_2 与 R_2 的串联形式等效变换为 X_p 与 R_p 的并联形式，如图1.1.11(c)所示。在 X_1 与 X_p 并联谐振时，有♡

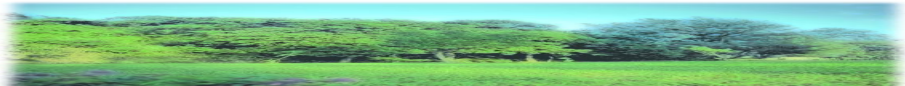
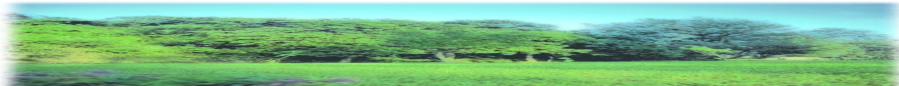
$$X_1 + X_p = 0, R_1 = R_p$$

根据式(1.1.6)，有

$$R_1 = (1 + Q_e^2) R_2 \quad (1.1.33)$$

所以

$$Q_e = \sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1}$$





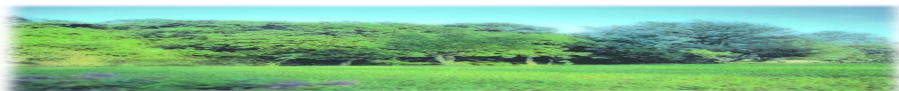
代入式(1.1.5)中可以求得选频匹配网络电抗值为

$$|X_2| = Q_e R_2 = \sqrt{R_2(R_1 - R_2)} \quad (1.1.34)$$

$$|X_1| = |X_p| = \frac{R_1}{Q_e} = R_1 \sqrt{\frac{R_2}{(R_1 - R_2)}} \quad (1.1.35)$$

由式(1.1.33)可知，采用这种电路可以在谐振频率处增大负载电阻的等效值。 ■

对于图1.1.11(b)所示电路，将其中 X_2 与 R_2 的并联形式等效变换为 X_s 与 R_s 的串联形式，如图1.1.11(d)所示。在 X_1 与 X_s 串联谐振时，可求得以下关系式：





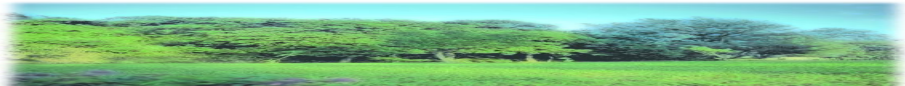
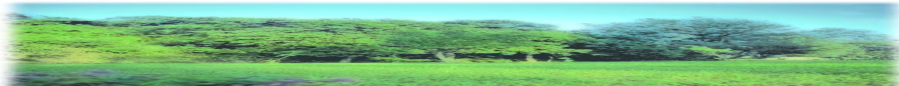
$$R_1 = R_s = \frac{1}{(1 + Q_e^2)} R_2 \quad (1.1.36)$$

$$Q_e = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} - 1}$$

$$|X_2| = \frac{R_2}{Q_e} = R_2 \sqrt{\frac{R_1}{R_2 R_1}} \quad (1.1.37)$$

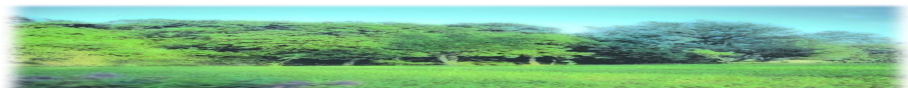
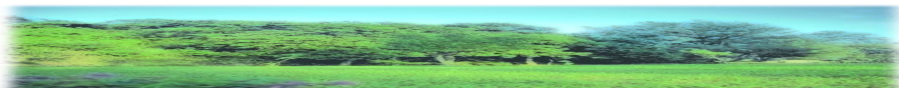
$$|X_1| = |X_s| = Q_e R_1 = \sqrt{R_1 (R_2 - R_1)} \quad (1.1.38)$$

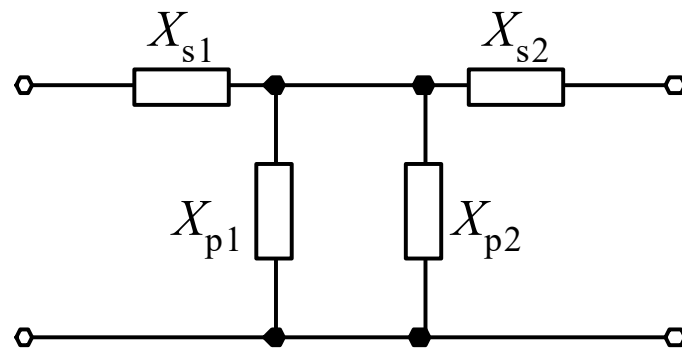
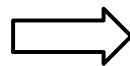
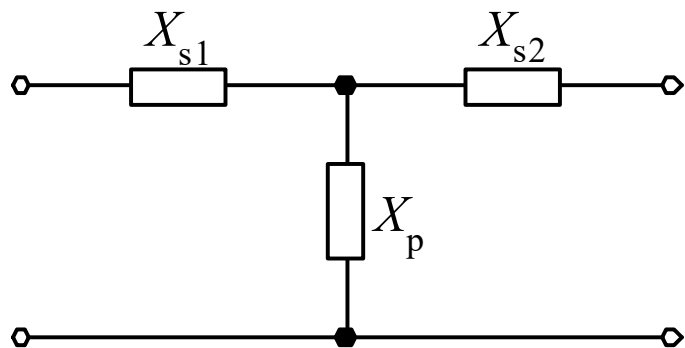
由式(1.1.36)可知，采用这种电路可以在谐振频率处减小负载电阻的等效值。



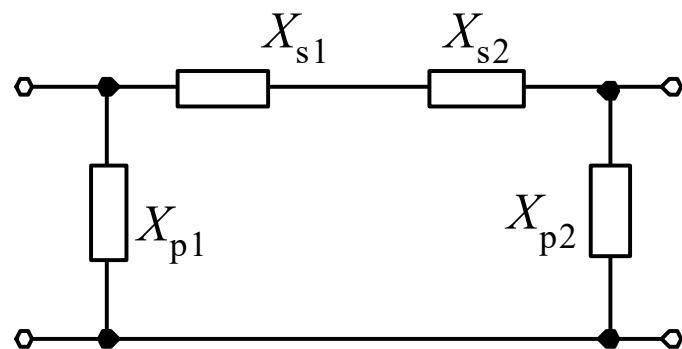
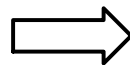
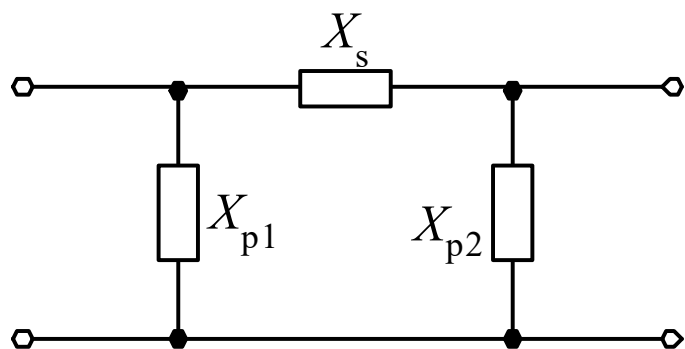


T型网络和 π 型网络各由三个电抗元件(其中两个同性质, 另一个异性质)组成, 如图1.1.12所示, 它们都可以分别看作是两个倒L型网络的组合, 用类似的方法可以推导出其有关公式。



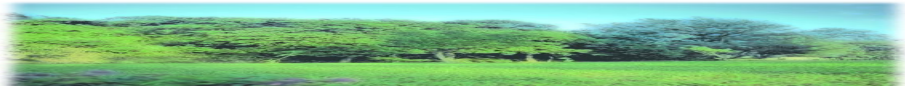
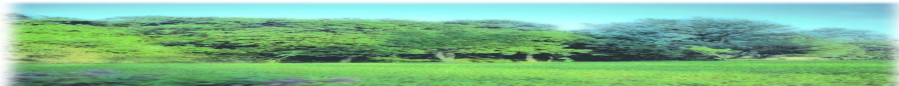


(a)



(b)

图1.1.12 ★T型网络和 π 型网络
(a) T型网络; (b) π 型网络





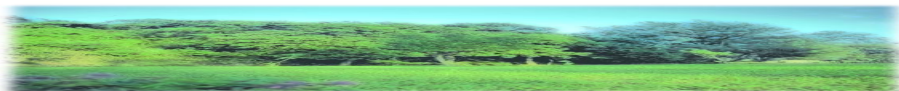
【例 1.3】 已知某电阻性负载为 10Ω ，请设计一个匹配网络，使该负载在20 MHz时转换为 50Ω 。如负载由 10Ω 电阻和 $0.2\mu\text{H}$ 电感串联组成，又该怎样设计匹配网络？■

解： 由题意可知，匹配网络应使负载值增大，故采用图1.1.11(a)所示的倒L型网络。■

由式(1.1.34)和(1.1.35)可求得所需电抗值为

$$|X_2| = \sqrt{10 \times (50 - 10)} = 20\Omega$$

$$|X_1| = 50 \times \sqrt{\frac{10}{50 - 10}} = 25\Omega$$



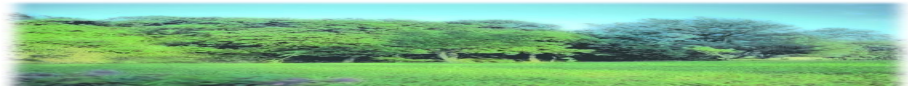
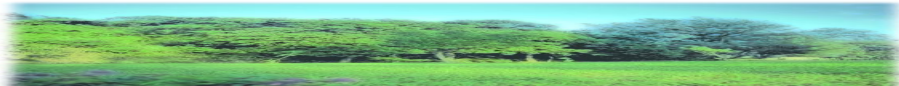


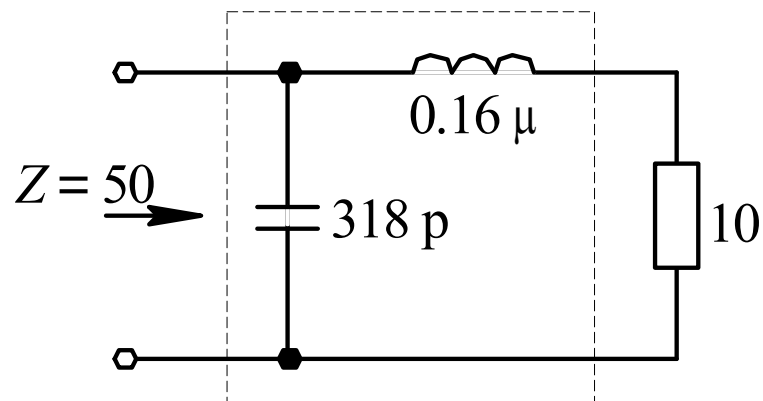
所以

$$L_2 = \frac{|X_2|}{\omega} = \frac{20}{2\pi \times 20 \times 10^6} \approx 0.16\mu H$$

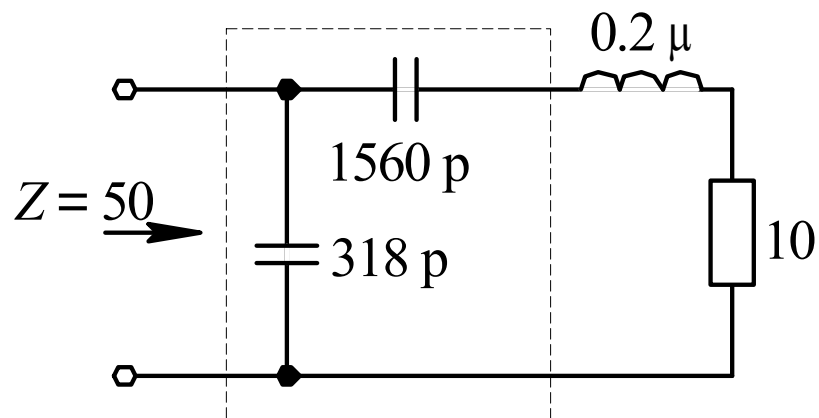
$$C_1 = \frac{1}{\omega |X_1|} = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 10^6 \times 25} \approx 318pF$$

由 $0.16\mu H$ 电感和 $318pF$ 电容组成的倒L型匹配网络即为所求，
如图例1.3(a)虚线框内所示。



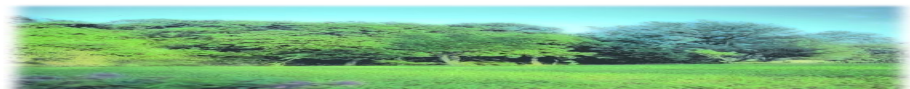
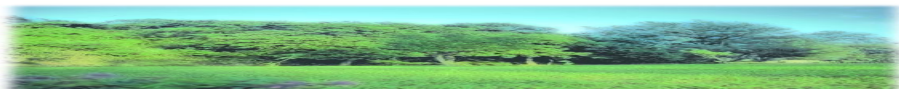


(a)



(b)

图例1.3





如负载为 10Ω 电阻和 $0.2\mu\text{H}$ 电感相串联，在相同要求下的设计步骤如下： ■

因为 $0.2\mu\text{H}$ 电感在 20MHz 时的电抗值为

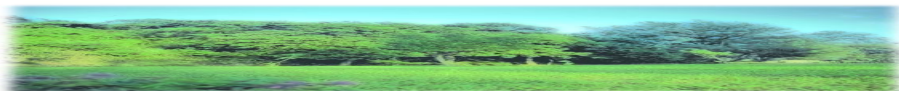
$$X_L = \omega L = 2\pi \times 20 \times 10^6 \times 0.2 \times 10^{-6} = 25.1\Omega$$

而

$$X_2 - X_L = 20 - 25.1 = -5.1\Omega$$

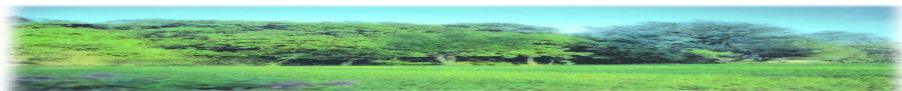
所以

$$C_2 = \frac{1}{\omega |X_2 - X_L|} = \frac{1}{2\pi \times 20 \times 10^6 \times 5.1} \approx 1560\text{pF}$$



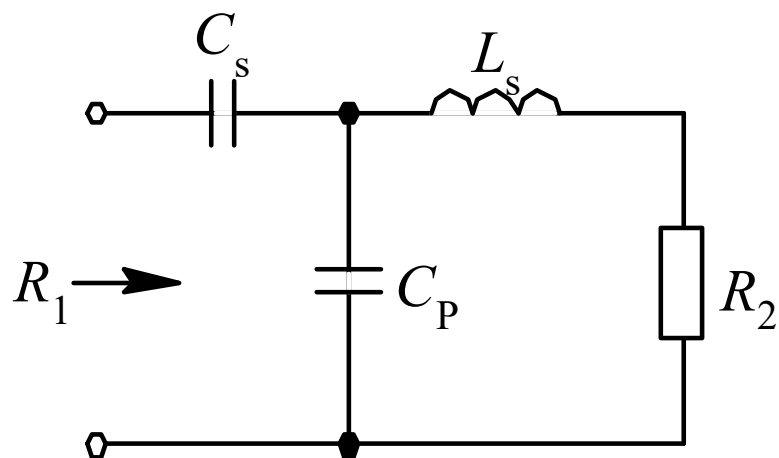


由 1560pF 和 318pF 两个电容组成的倒L型匹配网络即为所求，如图例1.3(b)虚线框内所示。这是因为负载电感量太大，需要用一个电容来适当抵消部分电感量。在 20 MHz 处， 1560pF ★电容和 $0.2\mu\text{H}$ 电感串联后的等效电抗值与(a)图中的 $0.16\mu\text{H}$ ★电感的电抗值相等。

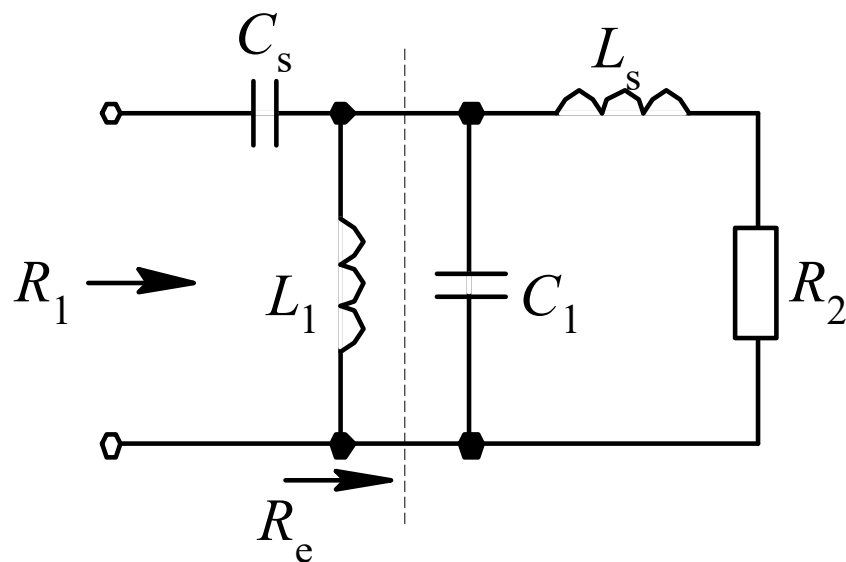




【例1.4】已知电阻性负载为 R_2 ，现利用图例1.4 (a) 所示T型网络使该负载在工作频率 f_0 处转换为 R_1 ，应该怎样确定三个电抗元件的值？



(a)

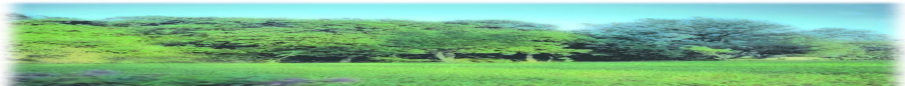
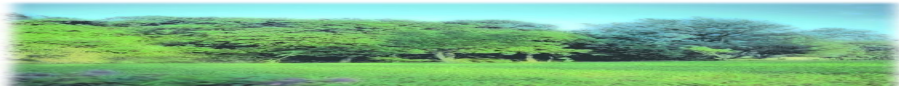


(b)

图例1.4



解：（*a*）图所示T型网络可以分解为两个倒L型网络的组合。由于串联臂上是异性质的元件 C_s 和 L_s ，故 C_p 应该等效分解为两个异性质的元件 L_1 和 C_1 的并联，才能满足倒L型网络的组成要求，如（*b*）图所示。设 Q_1 、 Q_2 分别是左、右两个倒L型网络的 Q 值， R_e 是负载 R_2 在工作频率处经右网络转换后的等效电阻，也就是左网络的等效负载。由网络结构可知，在工作频率处，左网络可以减小负载电阻的等效值，而右网络可以增大负载电阻的等效值。





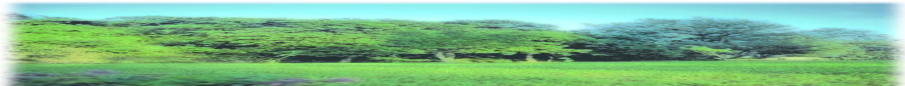
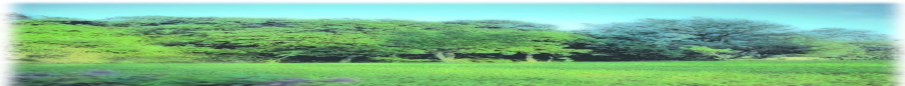
根据式 (1.1.36) 和 (1.1.33)，可求得

$$Q_1 = \sqrt{\frac{R_e}{R_1} - 1} \quad Q_2 = \sqrt{\frac{R_e}{R_2} - 1} \quad (1.1.39)$$

$$R_e = R_1(Q_1^2 + 1) = R_2(Q_2^2 + 1)$$

由式 (1.1.37) 和 (1.1.38)，可求得

$$\omega_0 L_1 = \frac{R_e}{Q_1}, \frac{1}{\omega_0 C_s} = Q_1 R_1$$





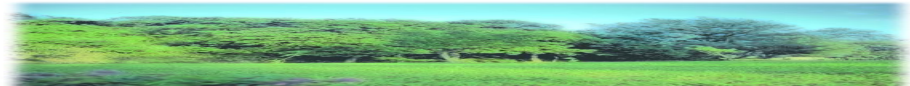
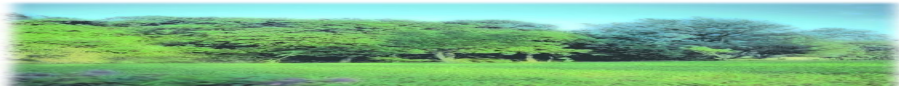
由式 (1.1.34) 和 (1.1.35) , 可求得

$$\omega_0 L_s = Q_2 R_2, \frac{1}{\omega_0 C_1} = \frac{R_e}{Q_2}$$

所以

$$C_s = \frac{1}{2\pi f_0 Q_1 R_1}$$

$$L_s = \frac{Q_2 R_2}{2\pi f_0} \quad (1.1.40)$$





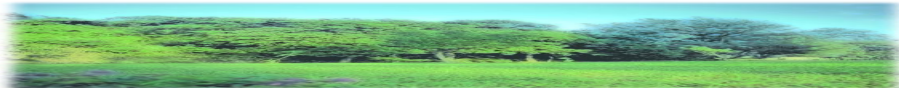
因为

$$-\frac{1}{\omega_0 C_p} = \frac{\omega_0 L_1 \left(-\frac{1}{\omega_0 C_1} \right)}{\omega_0 L_1 - \frac{1}{\omega_0 C_1}}$$

所以

$$C_p = \frac{Q_2 - Q_1}{2\pi f_0 R_e}$$

式（1.1.40）和（1.1.41）即为所求结果。且由式（1.1.41）和（1.1.39）可知， $Q_2 > Q_1$ ， $R_1 > R_2$ ，所以此T型网络只能在工作频率处增大负载电阻的等效值。





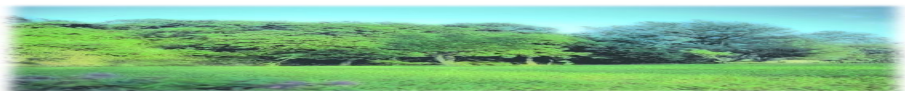
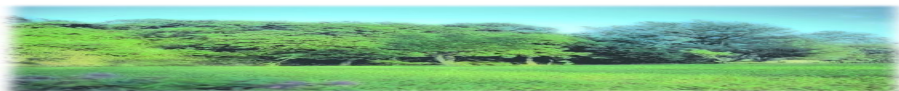
1.2 集中选频滤波器

1. 晶体滤波器和陶瓷滤波器 ■

石英是矿物质硅石的一种, 化学成分是 SiO_2 , 形状是呈角锥形的六棱结晶体。

压电效应: 是指当晶体受到外部压力或拉力作用时, 在它的某些特定表面上将出现电荷, 而且外力大小与电荷密度之间存在着一定关系, 这是正压电效应;

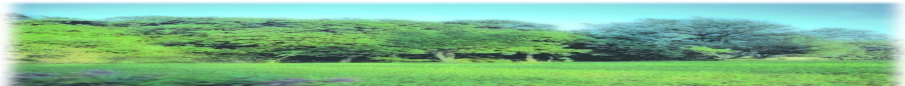
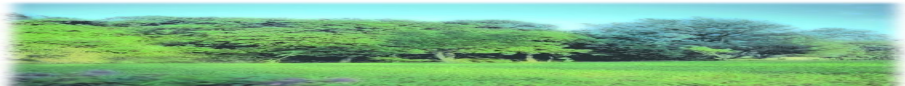
逆压电效应: 当晶体受到电场作用时, 在它的某些特定方向上将出现形变, 而且电场强度与形变之间也存在着一定关系。





当晶体几何尺寸和结构一定时,它本身有一个固有的机械振动频率。当外加交流电压的频率等于晶体的固有频率时,晶体片的机械振动最大,晶体表面电荷量最多,外电路中的交流电流最强,于是产生了**谐振**。

某些常用的陶瓷材料（如锆钛酸铅, 即 PbZrTiO_3 ）与石英晶体一样,也具有类似的**压电效应和谐振特性**。

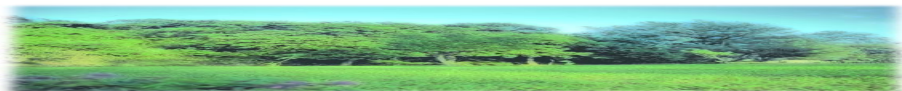




压电陶瓷片和石英晶体均具有谐振电路的特性，其空载品质因数可达几百以上，选择性非常好。

用压电陶瓷片和石英晶体分别可以做成陶瓷滤波器和晶体滤波器。 ■

通信电路中常用的是三端陶瓷（或晶体）滤波器，其电路符号如图1.2.1所示。其中1、3是输入端，2、3是输出端。



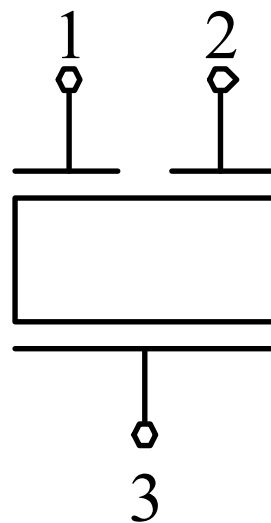
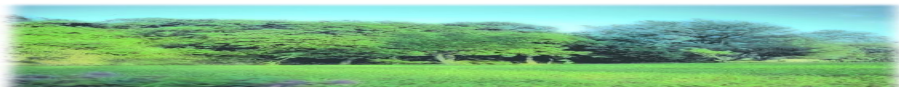


图1.2.1 三端陶瓷滤波器符号

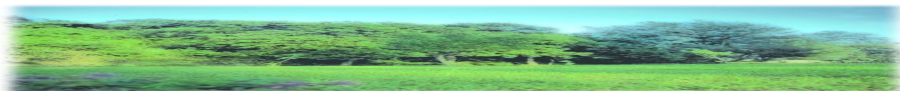
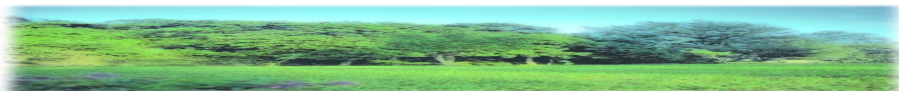


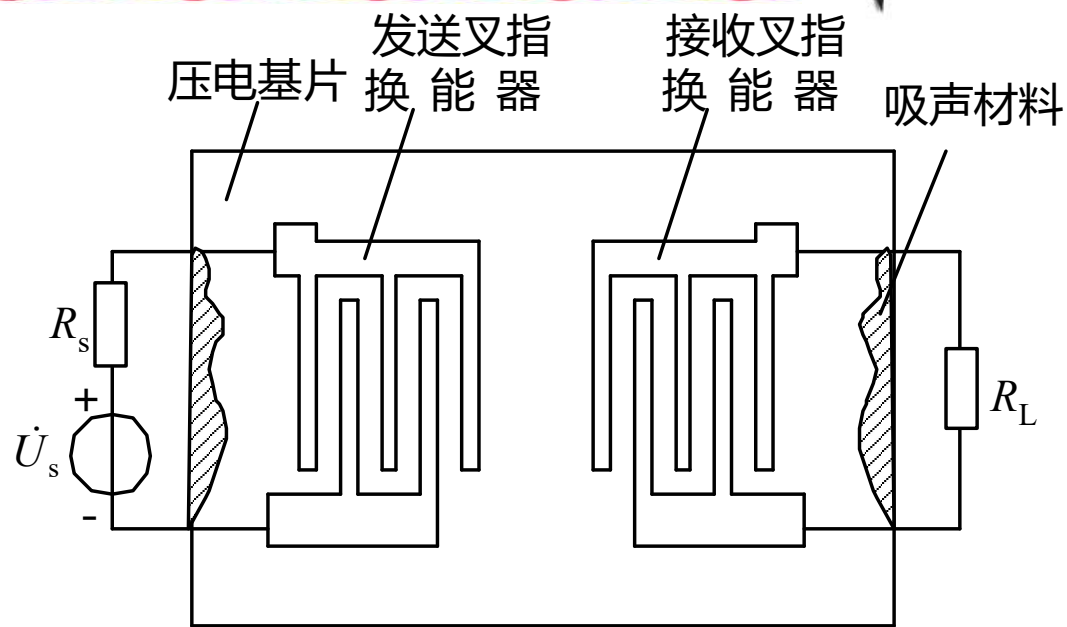


2. 声表面波滤波器 ■

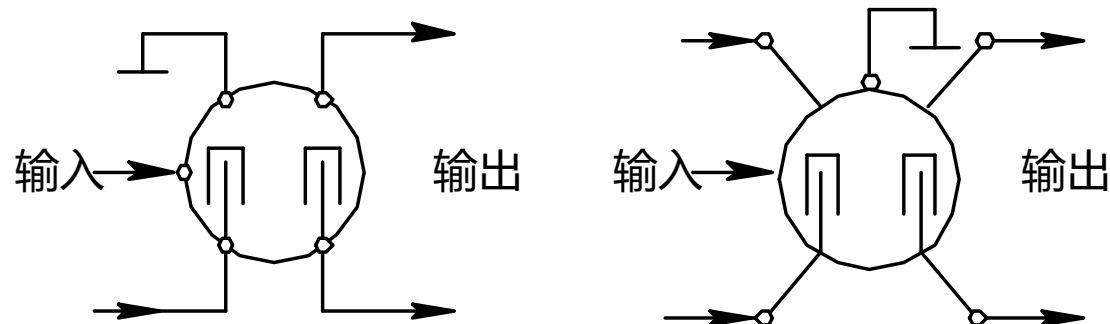
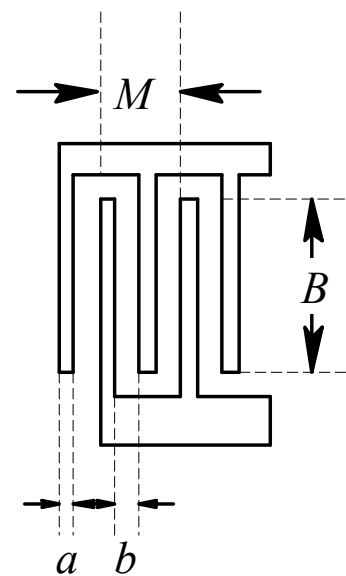
声表面波滤波器 S A W F (S u r f a c e A c o u s t i c W a v e F i l t e r) 是利用某些晶体（如石英晶体、铌酸锂 LiNbO_3 等）的压电效应和表面波传播的物理特性而制成的一种新型电—声换能器件。其矩形系数接近 1 。 ■

图1.2.2是声表面波滤波器基本结构、符号和等效电路。

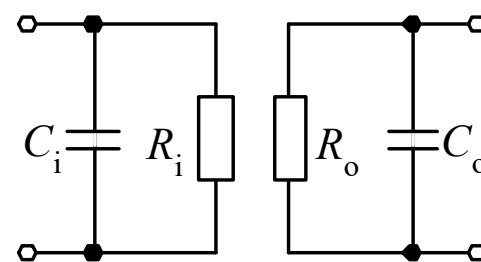




(a)



(b)图 1.2.2 声表面波滤波器

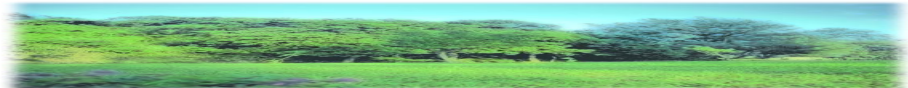
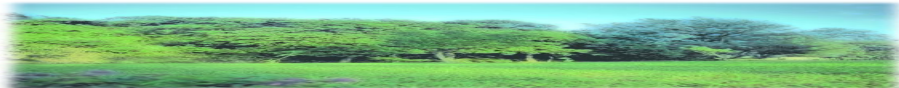


(c)

(a) 结构; (b) 符号; (c) 等效电路

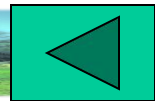
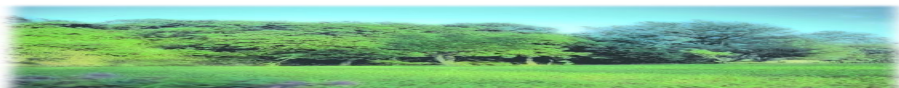


声表面波滤波器是在经过研磨、抛光的极薄的压电材料基片上,用蒸发、光刻、腐蚀等工艺制成两组叉指状电极,其中与信号源连接的一组称为发送叉指换能器,与负载连接的一组称为接收叉指换能器。当把输入电信号加到发送换能器上时,叉指间便会产生交变电场。由于逆压电效应的作用,基体材料将产生弹性变形,从而产生声波振动。向基片内部传送的体波会很快衰减,而表面波则向垂直于电极的左、右两个方向传播。向左传送的声表面波被涂在基片左端的吸声材料所吸收,向右传送的声表面波由接收换能器接收,由于正压电效应,因此在叉指对间产生电信号,并由此端输出。





目前，声表面波滤波器的中心频率可在几兆赫兹到几吉赫兹之间，相对带宽为 $0.5\% \sim 50\%$ ，插入损耗最低仅几分贝，矩形系数可达1.1。 ■



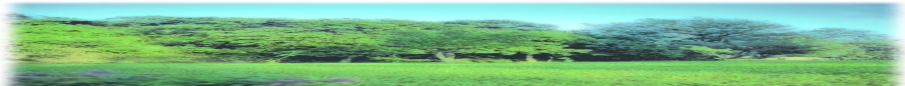
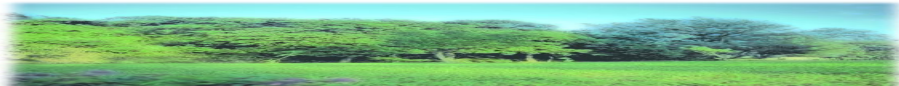


1.3 电 噪 声

1.3.1 电阻热噪声 ■

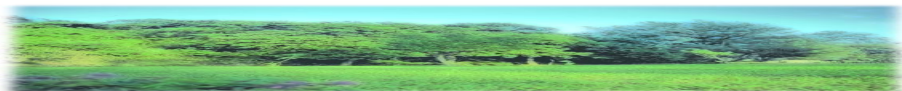
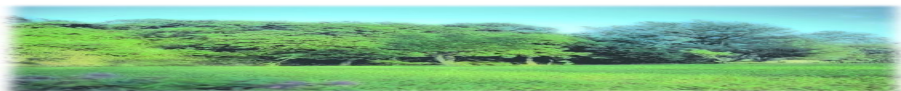
电阻热噪声是由于电阻内部自由电子的热运动而产生的。在运动中自由电子经常相互碰撞,其运动速度的大小和方向都是不规则的, 温度越高,运动越剧烈, 只有当温度下降到绝对零度时,运动才会停止。

自由电子的这种热运动在导体内形成非常微弱的电流,这种电流呈杂乱起伏的状态,称为**起伏噪声电流**。起伏噪声电流经过电阻本身就会在其两端产生**起伏噪声电压**。





实验发现, 在整个无线电频段内, 当温度一定时, 单位电阻上所消耗的平均功率在单位频带内几乎是一个常数, 即其功率频谱密度是一个常数。对照白光内包含了所有可见光波长这一现象, 人们把这种在整个无线电频段内具有均匀频谱的起伏噪声称为**白噪声**。





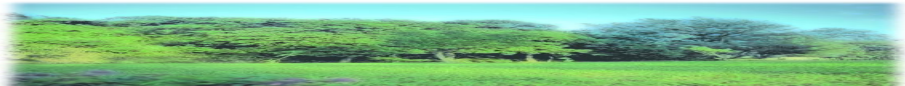
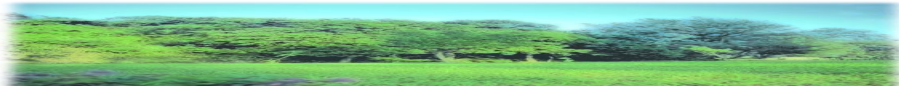
阻值为 R 的电阻产生的噪声电流功率频谱密度和噪声电压功率频谱密度分别为：

$$S_i(f) = \frac{4kT}{R}$$

$$S_U(f) = 4kTR$$

$$k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J / K}$$

其中, k 是波尔兹曼常数, T 是电阻温度, 以绝对温度 K 计量。



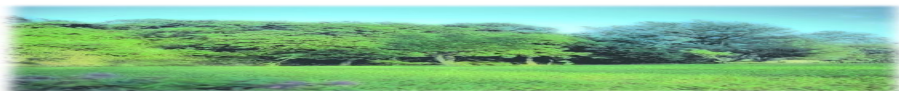


在频带宽度为 BW 内产生的热噪声均方值电流和均方值电压分别为：

$$I_n^2 = S_I(f) \cdot BW$$

$$U_n^2 = S_U(f) \cdot BW$$

所以, 一个实际电阻可以分别用噪声电流源和噪声电压源表示, 如图1. 3. 1所示。



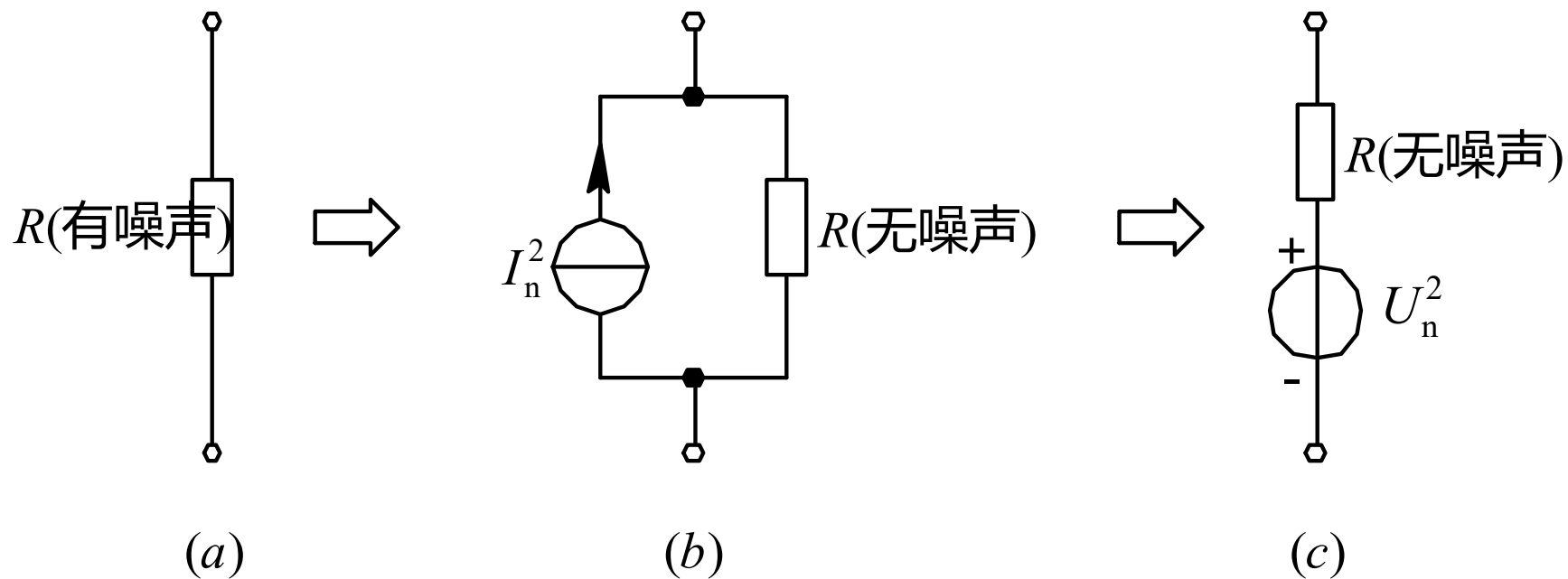
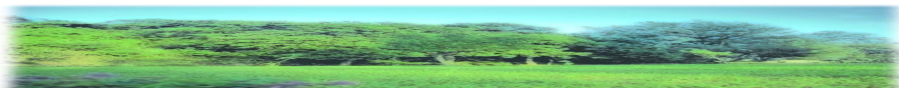
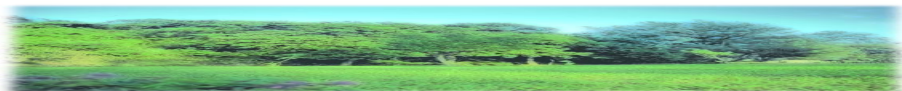


图1.3.1 电阻热噪声等效电路





理想电抗元件是不会产生噪声的,但实际电抗元件是有损耗电阻的,这些损耗电阻会产生噪声。对于实际电感的损耗电阻一般不能忽略,而对于实际电容的损耗电阻一般可以忽略。



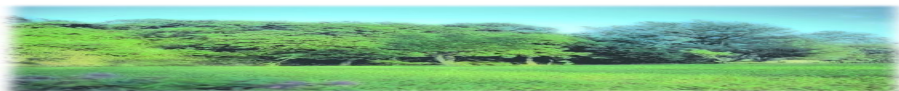


【例1.5】 试计算 $510\text{k}\Omega$ 电阻的噪声均方值电压和均方值电流。设 $T=290\text{K}$, $BW=100\text{kHz}$ 。

解:

$$U_n^2 = 4kTR \cdot BW = 4 \times 1.38 \times 10^{-23} \times 290 \times 510 \times 10^3 \times 10^5 \\ \approx 8.16 \times 10^{-10} \text{V}^2$$

$$I_n^2 = 4kT \cdot \frac{BW}{R} = 4 \times 1.38 \times 10^{-23} \times 290 \times \frac{10^5}{510 \times 10^3} \\ \approx 3.14 \times 10^{-21} \text{A}^2$$



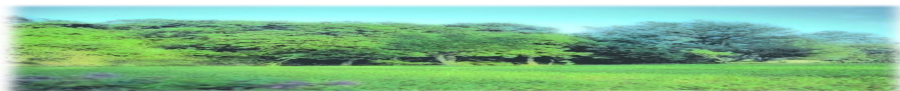


1.3.2 晶体管噪声 ■

晶体管噪声主要包括以下四部分。 ■

1. 热噪声 ■

构成晶体管的发射区、基区、集电区的体电阻和引线电阻均会产生热噪声,其中以基区体电阻 $r_{bb'}$ 的影响为主。





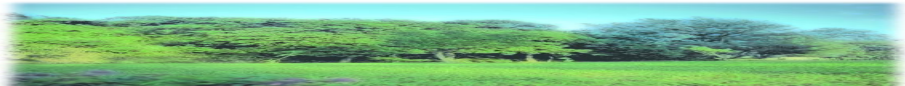
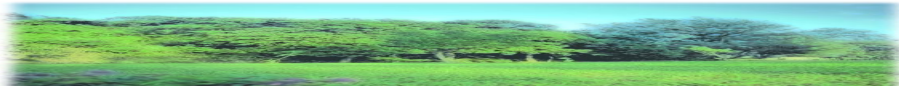
2. 散弹噪声 ■

散弹噪声是晶体管的主要噪声源。它是由单位时间内通过P N结的载流子数目随机起伏而造成的。人们将这种现象比拟为靶场上大量射击时弹着点对靶中心的偏离,故称为散弹噪声。在本质上它与电阻热噪声类似,属于均匀频谱的白噪声,其电流功率频谱密度为

$$S_I (f) = 2 \ q \ I_0 \quad (1.3.6)$$

其中, I_0 是通过P N结的平均电流值; q 是每个载流子的电荷量, $q = 1.59 \times 10^{-19} \text{C}$ (库仑)。 ■

注意,在 $I_0 = 0$ 时,散弹噪声为零,但是只要不是绝对零度,热噪声总是存在。这是二者的区别。

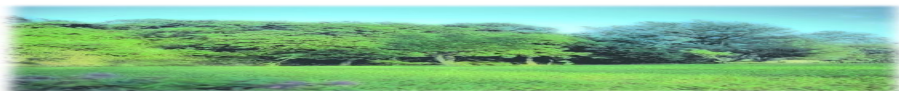




3. 分配噪声 ■

在晶体管中,通过发射结的非平衡载流子大部分到达集电结,形成集电极电流,而小部分在基区内复合,形成基极电流。这两部分**电流的分配比例是随机的,从而造成集电极电流在静态值上下起伏变化,产生噪声**,这就是分配噪声。 ■

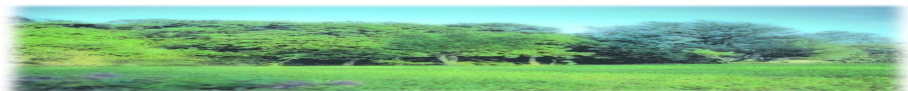
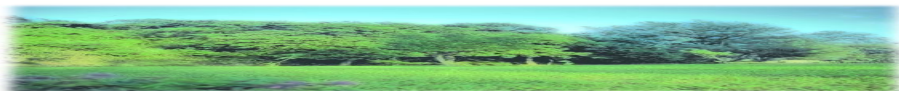
分配噪声实际上也是一种散弹噪声,但它的功率频谱密度是随频率变化的,频率越高,噪声越大。其功率频谱密度也可近似按式(1.3.6)计算。





4. 闪烁噪声 ■

产生这种噪声的机理目前还不甚明了,一般认为是由于晶体管表面清洁处理不好或有缺陷造成的,其特点是频谱集中在约 1 kHz 以下的低频范围,且功率频谱密度随频率降低而增大。在高频工作时,可以忽略闪烁噪声。





1.3.3 场效应管噪声 ■

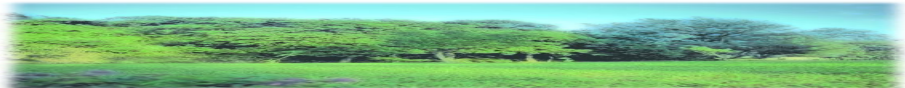
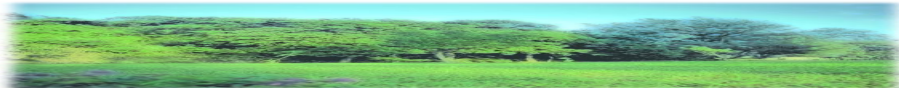
场效应管是依靠多子在沟道中的漂移运动而工作的, 沟道中多子的不规则热运动会在场效应管的漏极电流中产生类似电阻的热噪声, 称为**沟道热噪声**, 这是场效应管的主要噪声源。其次便是栅极漏电流产生的**散弹噪声**。场效应管的闪烁噪声在高频时同样可以忽略。 ■

沟道热噪声和栅极漏电流散弹噪声的电流功率频谱密度分别是:

$$S_1(f) = 4kT \left(\frac{2}{3} g_m \right)$$

$$S_1(f) = 2qI_g$$

其中, g_m 是场效应管跨导, I_g 是栅极漏电流。



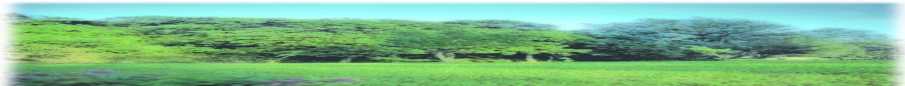
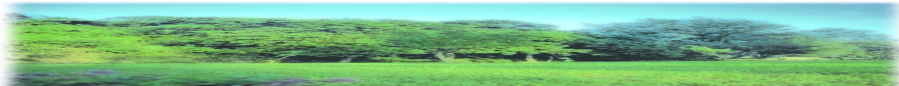


1.3.4 额定功率和额定功率增益 ■

信号额定功率是指电压信号源 U_s 可能输出的最大功率。当负载阻抗 R_L 与信号源阻抗 R_s 匹配时, 信号源输出功率最大。所以, 其额定功率为

$$P_A = \frac{U_s^2}{4R_s} = \frac{I_s^2 R_s}{4} \quad (1.3.9)$$

可见, 额定功率是表征信号源的一个参量, 与其实际负载值无关。

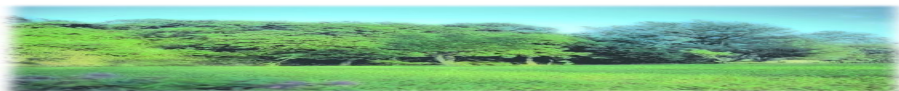




现在用额定功率来表示电阻的热噪声功率。电阻R的噪声额定功率为

$$P_{nA} = \frac{U_n^2}{4R} = \frac{S_U(f) \cdot BW}{4R} = kT \cdot BW \quad (1.3.10)$$

由上式可见, 电阻的噪声额定功率只与温度及通频带有关, 而与本身阻值和负载无关（注意, 实际功率是与负载有关的）。这一结论可以推广到任何无源二端网络。 ■

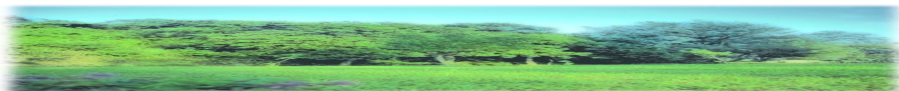




额定功率增益 G_{PA} 是指一个线性四端网络的输出额定功率 P_{Ao} 与输入额定功率 P_{Ai} 的比值，即

$$G_{PA} = \frac{P_{Ao}}{P_{Ai}} \quad (1.3.11)$$

可见, 额定功率增益是表征线性四端网络的一个参量。只要网络与其信号源电路确定, 则额定功率增益就是一个定值, 而与该网络输入、输出电路是否匹配无关。





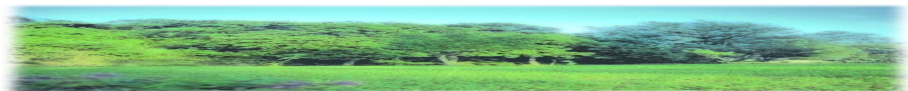
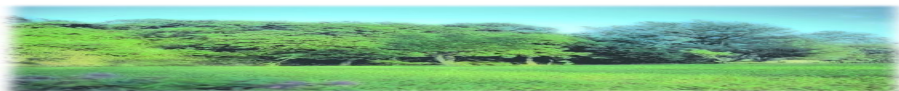
【例1. 6】 求图例1.6所示四端网络的额定功率增益。 ■

解：图示四端网络输入端额定功率 P_{Ai} 也就是输入信号源 \dot{U}_s 的额定功率，即

$$P_{Ai} = \frac{U_s^2}{4R_s}$$

从四端网络输出端往左看，其戴维南等效电路是由信号源 \dot{U}_s 与电阻 $R_s + R$ 串联组成的，所以输出端额定功率为

$$P_{Ao} = \frac{U_s^2}{4(R_s + R)}$$

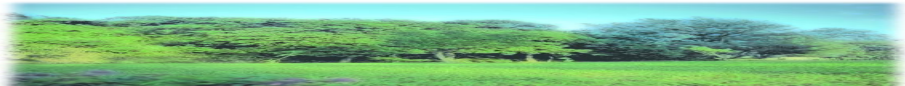
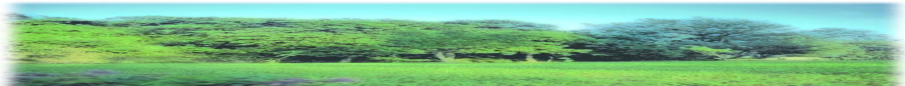


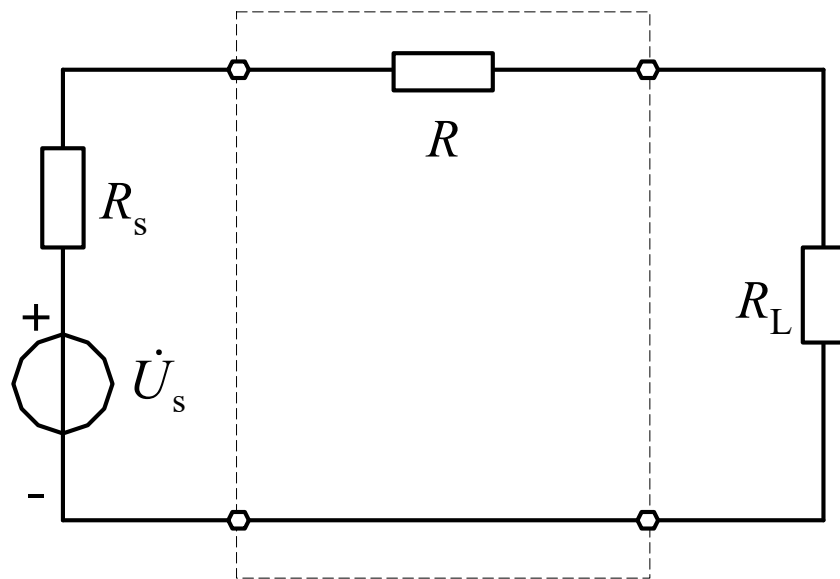


故额定功率增益为

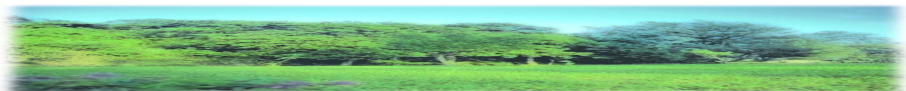
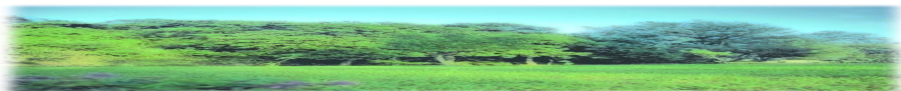
$$G_{PA} = \frac{P_{Ao}}{P_{Ai}} = \frac{R_s}{R_s + R}$$

可见, 图示四端网络的额定功率增益仅与网络电阻和信号源内阻有关, 与负载无关, 且无论网络输入、输出端是否匹配均为一固定值。





图例1. 6





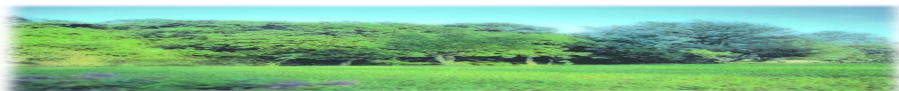
1.3.5 线性四端网络的噪声系数 ■

为了使放大器能够正常工作,除了要满足增益、通频带、选择性等要求之外,还应对放大器的内部噪声加以限制,一般是对放大器的输出端提出满足一定信噪比的要求。对于其它线性四端网络也有同样的要求。 ■

所谓信噪比,是指四端网络某一端口处信号功率与噪声功率之比。**信噪比SNR(Signal to Noise Ratio)**通常用分贝数表示,通常写成

$$SNR = 10 \lg \frac{P_s}{P_n} (dB) \quad (1.3.12)$$

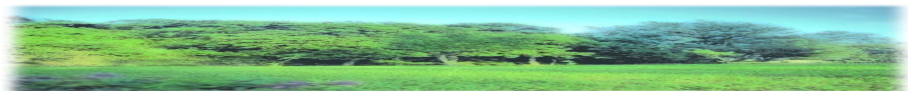
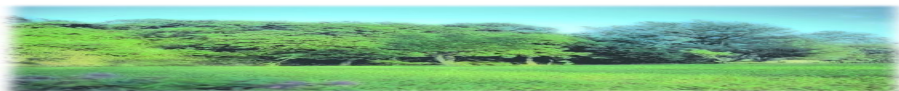
其中, P_s 、 P_n 分别为信号功率与噪声功率。下面以放大器为例来推导线性四端网络的噪声系数。





1. 噪声系数定义 ■

如果放大器内部不产生噪声,当输入信号与噪声通过它时,二者都得到同样的放大,那么放大器的输出信噪比与输入信噪比应该相等。实际放大器是由晶体管和电阻等元器件组成的,热噪声和散弹噪声构成其内部噪声,所以输出信噪比总是小于输入信噪比。为了衡量放大器噪声性能的好坏,提出了噪声系数这一性能指标。





放大器的噪声系数 NF (Noise Figure)定义为输入信噪比与输出信噪比的比值, 即

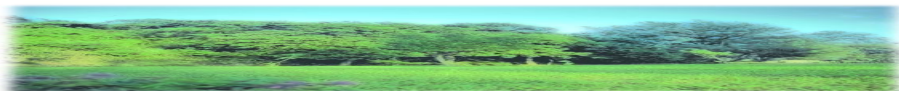
$$NF = \frac{P_{si} / P_{ni}}{P_{so} / P_{no}} \quad (1.3.13)$$

上述定义可推广到所有线性四端网络。

如果用分贝数表示, 则写成

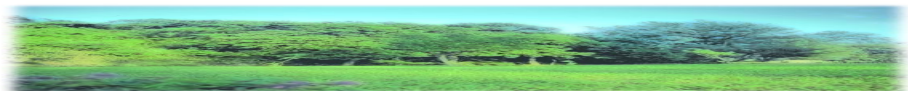
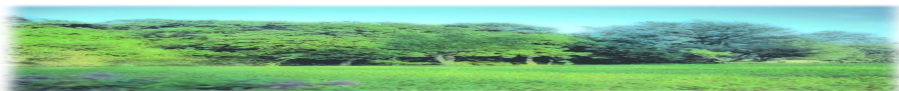
$$NF = 10 \lg \frac{P_{si} / P_{ni}}{P_{so} / P_{no}} (dB) \quad (1.3.14)$$

从式 (1.3.13) 可以看出, NF 是一个大于或等于 1 的数。其值越接近于 1, 则表示该放大器的内部噪声性能越好。





式 (1.3.13) 中的 P_{ni} 是随信号一起进入放大器的噪声功率, 其大小是随机的, 而噪声系数应是表征放大器内部噪声的确定值, 所以有必要对 P_{ni} 进行标准化。通常规定 P_{ni} 是输入信号源内阻 R_s 的热噪声产生在放大器输入端的噪声功率, 而 R_s 的温度规定为 290 K, 称为标准噪声温度, 用 T_0 表示。相应的噪声系数称为“标准噪声系数” (本书均采用标准噪声系数, 但仍简称为噪声系数)。 P_{no} 是由 R_s 的热噪声和放大器内部噪声共同在放大器输出端产生的总噪声功率。





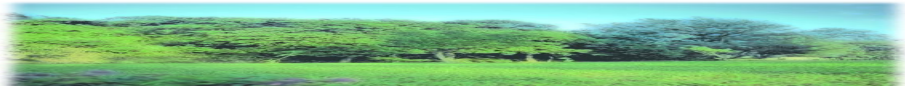
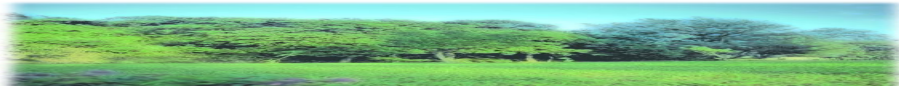
2. 噪声系数的计算式 ■

噪声系数 NF 可以改写成各种不同的表达形式, 以便于分析和计算。 其中一种形式是用**额定功率来代替实际功率**, 即不用考虑实际负载的大小, 仅考虑一种最佳情况。 这样, 噪声系数可写成

$$NF = \frac{P_{sAi} / P_{nAi}}{P_{sAo} / P_{nAo}} \quad (1.3.15) \heartsuit$$

根据式 (1.3.11), 上式又可写成

$$NF = \frac{1}{G_{pA}} \frac{P_{nAo}}{P_{nAi}} \quad (1.3.16) \heartsuit$$





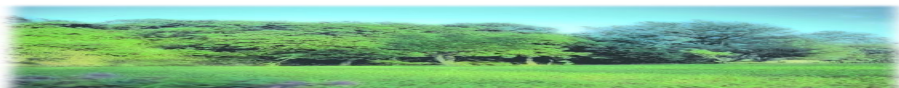
因为

$$P_{nAi} = kT_0BW \quad \square \quad (1.3.17)$$

$$P_{nAo} = P_{nAi}G_{pA} + P_{nAn} \quad (1.3.18)$$

其中 P_{nAn} 是放大器内部噪声额定功率。把上面两个式子代入式 (1.3.16)，可得

$$NF = \frac{P_{nAi}G_{pA} + P_{nAn}}{G_{pA}P_{nAi}} = 1 + \frac{P_{nAn}}{G_{pA}kT_0 \cdot BW} \quad (1.3.19)$$



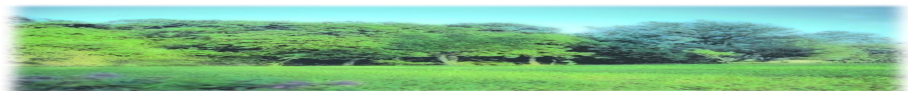
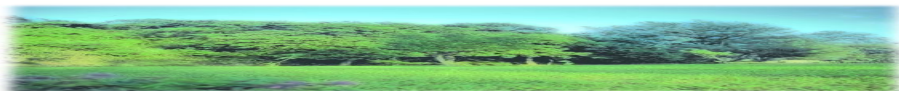


3. 放大器内部噪声表达式 ■

由式 (1.3.19) 可得到放大器内部噪声额定功率 P_{nAn} 的表达式, 即

$$P_{nAn} = (NF - 1) \cdot G_{pA} k T_0 \cdot BW \quad (1.3.20)$$

上式说明, 当 $NF = 1$ 时, $P_{nAn} = 0$, 进一步表明了噪声系数是衡量放大器内部噪声性能的参数。



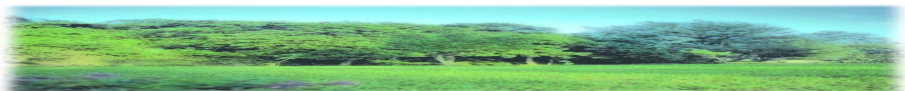
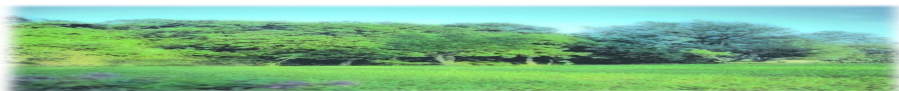


4. 级联噪声系数 ■

先考虑两级放大器。设它们的噪声系数和额定功率增益分别为 NF_1 、 NF_2 和 G_{PA1} 、 G_{PA2} ，且假定通频带也相同。这时，总输出噪声额定功率 P_{nAo} 由三部分组成，即

$$P_{nAo} = P_{nAi} G_{PA1} G_{PA2} + P_{nAn1} G_{PA2} + P_{nAn2} \quad (1.3.21)$$

其中， P_{nAn1} 和 P_{nAn2} 分别是第一级放大器和第二级放大器的内部噪声额定功率。





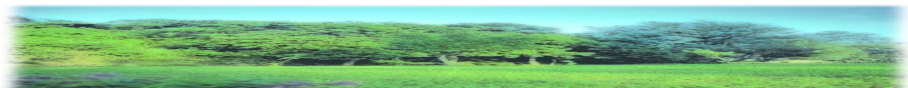
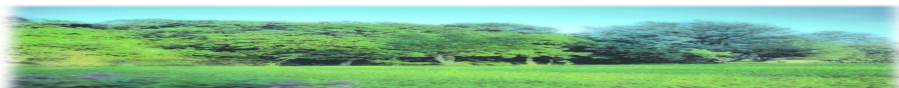
由式 (1.3.20) 可写出

$$P_{\text{nAn1}} = (NF_1 - 1) \cdot G_{\text{PA1}} k T_0 \cdot BW \quad (1.3.22) \blacksquare$$

$$P_{\text{nAn2}} = (NF_2 - 1) \cdot G_{\text{PA2}} k T_0 \cdot BW \quad (1.3.23) \blacksquare$$

将式 (1.3.17)、(1.3.22)、(1.3.23) 代入式 (1.3.21) 中, 然后再将式 (1.3.17) 和 (1.3.21) 代入式 (1.3.16) 中, 其中 $G_{\text{PA}} = G_{\text{PA1}} \cdot G_{\text{PA2}}$, 最后可求得两级放大器总噪声系数为

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_{\text{PA1}}} \quad (1.3.24) \blacksquare$$

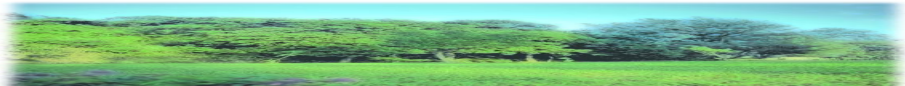
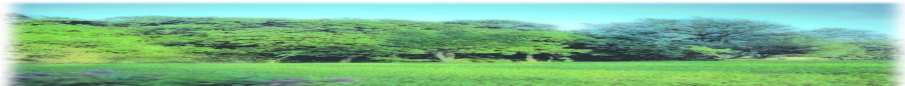




对于 n 级放大器, 将其前 $n-1$ 级看成是第一级, 第 n 级看成是第二级, 利用式(1.3.24)可推导出 n 级放大器总的噪声系数为

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_{PA1}} + \frac{NF_3 - 1}{G_{PA1}G_{PA2}} + \cdots + \frac{NF_n - 1}{G_{PA1} \cdots G_{PA(n-1)}} \quad (1.3.25)$$

可见, 在多级放大器中, 各级噪声系数对总噪声系数的影响是不同的, 前级的影响比后级的影响大, 且总噪声系数还与各级的额定功率增益有关。所以, 为了减小多级放大器的噪声系数, 必须降低前级放大器（尤其是第一级）的噪声系数, 而且增大前级放大器（尤其是第一级）的额定功率增益。

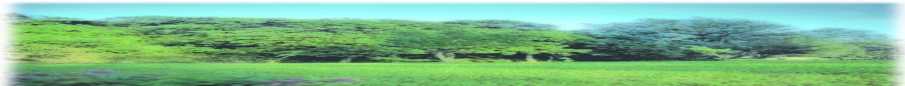
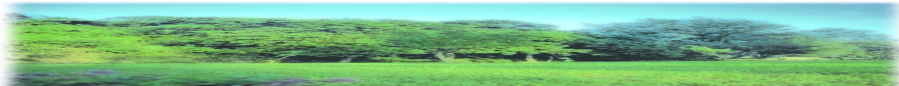




5. 无源四端网络的噪声系数 ■

无源四端网络内部不含有源器件,但总会含有耗能电阻,所以从噪声角度来说,可以等效为一个电阻网络。根据式(1.3.10),电阻的噪声额定功率与阻值无关,均为 $k \cdot T \cdot BW$,因此无源四端网络的输入噪声额定功率 P_{nAi} 和输出噪声额定功率 P_{nAo} 相同,均为 $k \cdot T \cdot BW$,将其代入式(1.3.16),可知无源四端网络噪声系数为

$$NF = \frac{1}{G_{PA}} \quad (1.3.26)$$



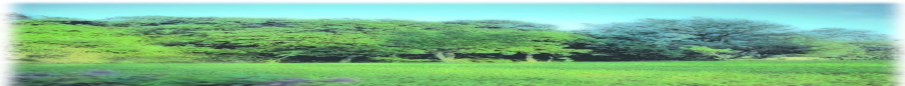
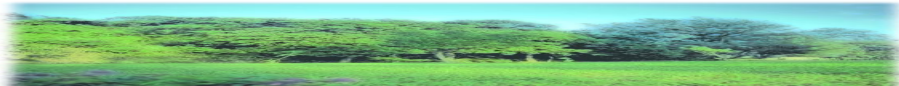


【例1.7】 某接收机由高放、混频、中放三级电路组成。已知混频器的额定功率增益 $G_{PA2} = 0.2$ ，噪声系数 $NF_2 = 10 \text{ dB}$ ，中放噪声系数 $NF_3 = 6 \text{ dB}$ ，高放噪声系数 $NF_1 = 3 \text{ dB}$ ★。如要求加入高放后使整个接收机总噪声系数降低为加入前的1/10，则高放的额定功率增益 G_{PA1} 应为多少？ ■

解：先将噪声系数分贝数进行转换。3 dB、10 dB、6 dB 分别对应为 2、10、4。 ■

因为未加高放时接收机噪声系数为

$$NF = NF_2 + \frac{NF_3 - 1}{G_{PA2}} = 10 + \frac{4 - 1}{0.2} = 25$$





所以,加高放后接收机噪声系数应为

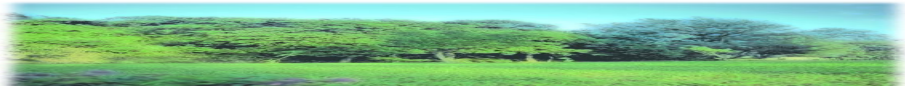
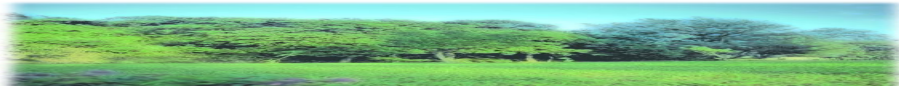
$$NF' = \frac{1}{10} NF = 2.5$$

又

$$NF' = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_{PA1}} + \frac{NF_3 - 1}{G_{PA1} G_{PA2}}$$

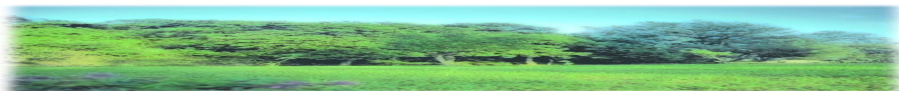
因此

$$\begin{aligned} G_{PA1} &= \frac{(NF_2 - 1) + (NF_3 - 1) / G_{PA2}}{NF' - NF_1} \\ &= \frac{(10 - 1) + (4 - 1) / 0.2}{2.5 - 2} = 48 = 16.8dB \end{aligned}$$





由例1.7可以看到, 加入一级高放后使整个接收机噪声系数大幅度下降, 其原因在于整个接收机的噪声系数并非只是各级噪声系数的简单叠加, 而是各有一个不同的加权系数, 这从式 (1. 3. 25) 很容易看出。未加高放前, 原作为第一级的混频器噪声系数较大, 额定功率增益小于 1 ; 而加入后的第一级高放噪声系数小, 额定功率增益大。由此可见, 第一级采用低噪声高增益电路是极其重要的。

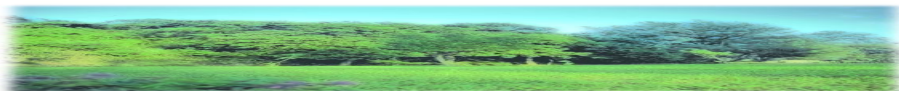




1.3.6 等效输入噪声温度 ■

除了噪声系数之外, **等效输入噪声温度 T_e** (以下简称噪声温度) 是衡量线性四端网络噪声性能的另一个参数。 ■

噪声温度 T_e 是将实际四端网络内部噪声看成是理想无噪声四端网络输入端信号源内阻 R_s 在温度 T_e 时所产生的热噪声, 这样, R_s 的温度则变为 $T_0 + T_e$, 这种等效关系如图1.3.2 所示。



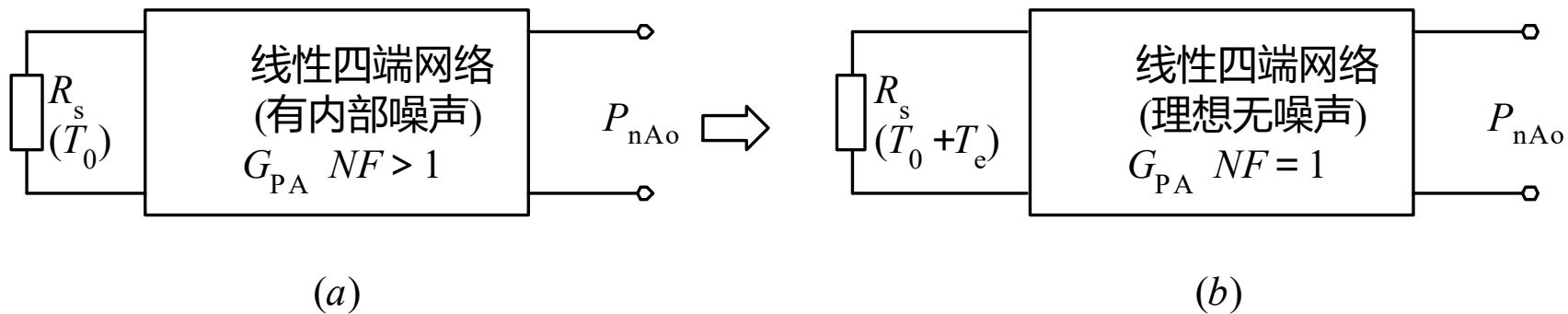
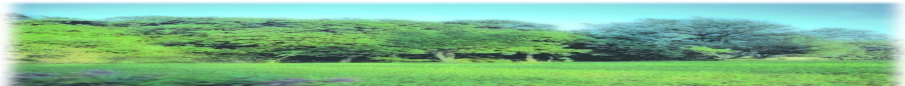
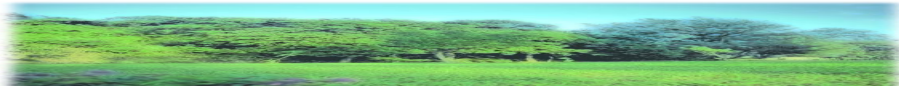


图1.3.2 噪声温度与噪声系数的等效关系





由图1.3.2 (a) 并根据式(1.3.17)、(1.3.18) 和(1.3.20)可以写出♡♡

$$P_{nAo} = P_{nAi} G_{PA} + P_{nAn} = kT_0 \cdot BW \cdot G_{PA} \cdot NF \quad (1.3.27)$$

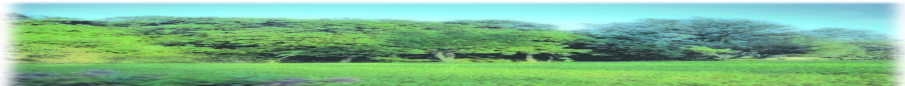
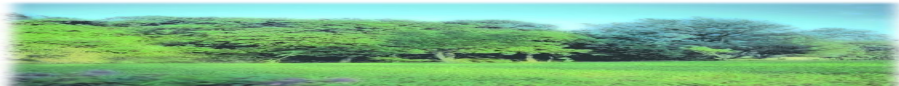
由图1.3.2 (b) 可写出

$$P_{nAo} = k(T_0 + T_e) \cdot BW \cdot G_{PA} \star \blacksquare \quad (1.3.28)$$

对比式 (1.3.27) 和 (1.3.28) 可得到 T_e 与 NF 的关系式为

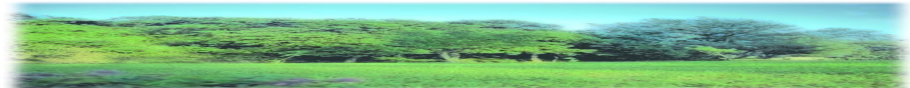
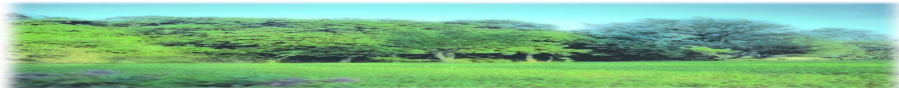
$$NF = 1 + \frac{T_e}{T_0} \text{ 或 } T_e = (NF - 1)T_0$$

可见, T_e 值越大, 表示四端网络的噪声性能越差, 理想四端网络的 T_e 为零。





噪声温度 T_e 常用在低噪声接收系统中, 其特点是把噪声系数的尺度放大了, 便于比较。如某卫星电视接收机中高频头 (由低噪声高频放大器、混频器、本机振荡器和中频放大器组成) 有三种型号, 其噪声温度分别为 2 5 K、2 8 K 和 3 0 K, 对应的噪声系数分别为 1.0 8 6 2、1.0 9 6 6 和 1.1 0 3 4。可见, 在低噪声时采用噪声温度比采用噪声系数更容易和更方便显示其噪声性能的差别。



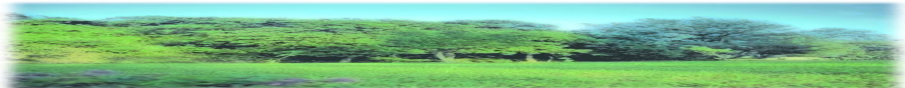
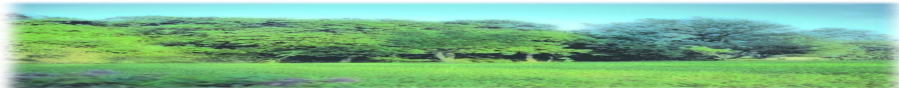


1.3.7 接收灵敏度 ■

接收灵敏度是指接收机正常工作时，输入端所必须得到的最小信号电压或功率。显然，灵敏度越高，能够接收到的信号越微弱。 ■

设灵敏度电压为 E_A ，接收天线等效电阻为 R_A ，参照式（1.3.9）和（1.3.10），则接收机输入端额定信噪比为

$$\frac{P_{si}}{P_{ni}} = \frac{E_A^2 / 4R_A}{kT_0 \cdot BW}$$





若正常工作时接收机输出额定信噪比 $D=P_{so}/P_{no}$ ，则有

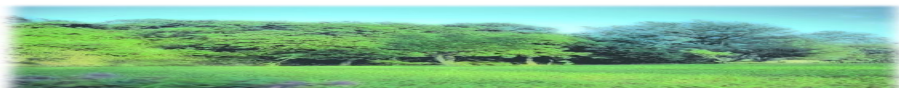
$$NF = \frac{P_{si} / P_{ni}}{P_{so} / P_{no}} = \frac{E_A^2}{4kT_0 R_A \cdot BW \cdot D}$$

所以

$$E_A = \sqrt{4kT_0 R_A \cdot BW \cdot D \cdot NF} \quad (1.3.30)$$

一般情况下，取 $D=1$ 。 ■

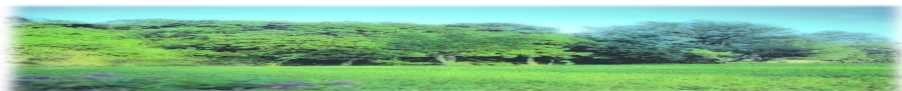
由式（1.3.30）定义的灵敏度主要取决于接收机内部噪声 NF 的大小。 **NF 越小，则 E_A 越小，灵敏度越高。**超外差式接收机的灵敏度一般在 **$0.1 \sim 1 \mu V$** 之间。





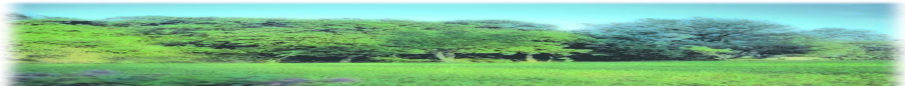
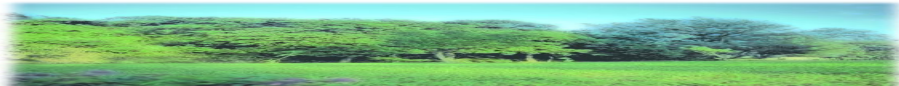
1.4 反馈控制电路原理及其分析方法

反馈控制电路是一种自动调节电路，它可以通过负反馈的方式，改善和提高电子系统的性能指标，或者实现某些特定的技术要求。在通信系统中，反馈控制电路是一种不可缺少的组成部分。





根据控制对象参量的不同反馈控制电路可分为三类：自动增益控制（Automatic Gain Control 简称 **AGC**）、自动频率控制（Automatic Frequency Control 简称 **AFC**）和自动相位控制（Automatic Phase Control 简称 **APC**）。**AGC**电路用于小信号放大器和功率放大器之中，可以使输出信号的振幅或功率稳定或满足一定的要求，将在第2章、第3章和第6章中介绍。**AFC**电路可以在调幅接收机中稳定中频，也可以在调频振荡器中稳定载频，或者在调频接收机中改善解调质量，这些将在第7章中讨论。**APC**电路又称为锁相环（Phase Lock Loop, 简称PLL）电路，它的应用更为广泛，在第8章里将专门介绍。

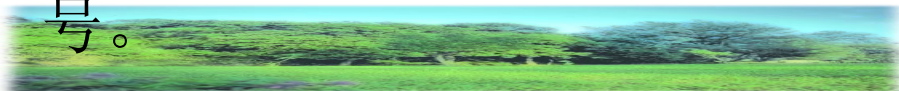




1.4.1 反馈控制原理 ■

反馈控制电路的组成如图1.4.1所示。 ■

在反馈控制电路中,误差信号提取电路、控制信号发生器、可控器件和反馈网络四部分构成了一个负反馈闭合环路。其中误差信号提取电路的作用是提取反馈信号 $f(t)$ 和参考信号 $r(t)$ 之间的差值即误差信号 $e(t)$, 然后经过控制信号发生器送出控制信号 $c(t)$, 对可控器件的某一特性进行控制。对于可控器件, 或者是其输入输出特性受控制信号 $c(t)$ 的控制(如可控增益放大器), 或者是在不加输入的情况下, 本身输出信号的某一参量受控制信号 $c(t)$ 的控制(如压控振荡器)。而反馈网络的作用是从输出信号 $y(t)$ 中提取反馈信号。



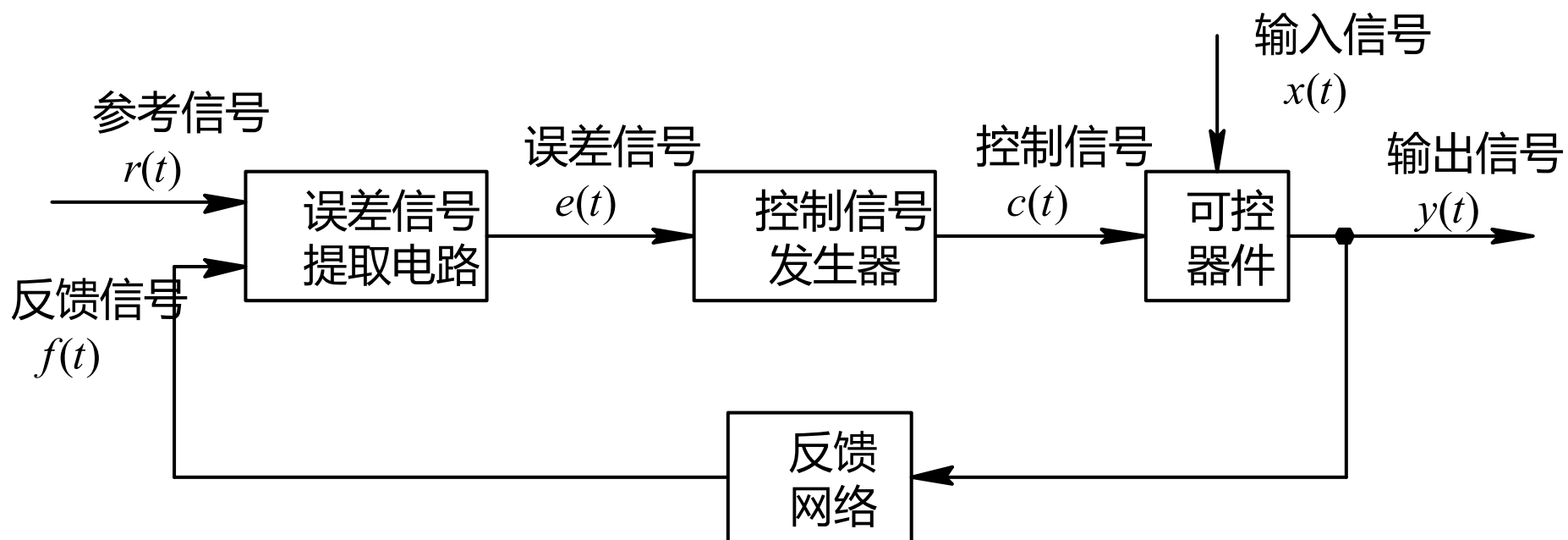
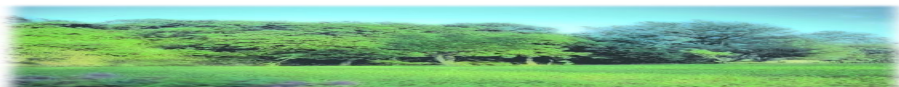


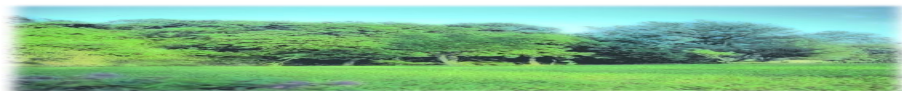
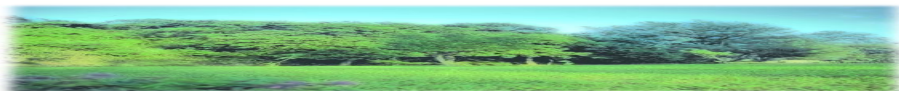
图1.4.1 反馈控制系统的组成





需要注意的是, 图1. 4. 1中所标明的各时域信号的量纲不一定是相同的。根据输入信号参量的不同, 图中的误差信号提取电路可以是电压比较器、鉴频器或鉴相器三种, 所以对应的 $r(t)$ 和 $f(t)$ 可以是电压、频率或相位参量。误差信号 $e(t)$ 和控制信号 $c(t)$ 一般是电压。可控器件的可控制特性一般是增益或频率, 所以输出信号 $y(t)$ 的量纲是电压、频率或相位。 ■

根据参考信号的不同状况, 反馈控制电路的工作情况有两种。



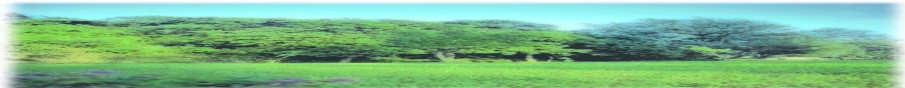
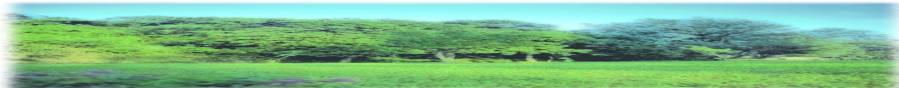


1. 参考信号 $r(t)$ 不变（恒定为 r_0 ） ■

假定电路已处于稳定状态, 输入信号 $x(t)$ 恒定为 x_0 , 输出信号 $y(t)$ 恒定为 y_0 , 误差信号恒定为 e_0 。 ■

现由于输入信号 $x(t)$ 或可控器件本身的特性发生变化, 导致输出信号 $y(t)$ 发生变化, 产生一个增量 Δy , 从而产生一个新的反馈信号 $f(t)$, 经与恒定的参考信号 r_0 比较, 必然使误差信号发生变化, 产生一个增量 Δe 。误差信号的变化将使可控器件的工作状况发生变化, 从而使 $y(t)$ 变化的方向与原来变化的方向相反, 也就是使 Δy 减小。经过不断循环反馈, 最后环路达到新的稳定状态, 输出 $y(t)$ 趋近于原稳定状态 y_0 。

由此可见, 反馈控制电路在这种工作情况下, 可以使输出信号 $y(t)$ 稳定在一个预先规定的参数上。

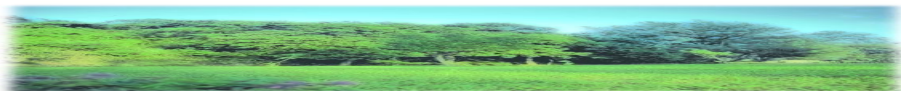




2. 参考信号 $r(t)$ 变化 ■

由于 $r(t)$ 变化, 无论输入信号 $x(t)$ 或可控器件本身特性有无变化, 输出信号 $y(t)$ 一般均要发生变化。从 $y(t)$ 中提取所需分量并经反馈后与 $r(t)$ 比较, 如果二者变化规律不一致或不满足预先设置的规律, 则将产生误差信号, 使 $y(t)$ 向减小误差信号的方向变化, 最后使 $y(t)$ 和 $r(t)$ 的变化趋于一致或满足预先设置的规律。 ■

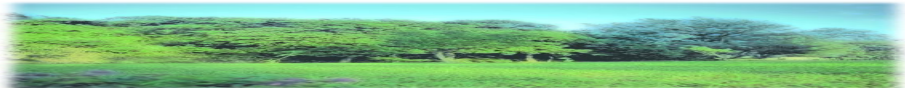
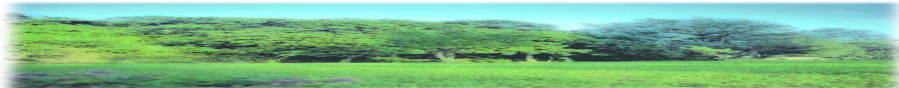
由此可见, 这种反馈控制电路可使输出信号 $y(t)$ 跟踪参考信号 $r(t)$ 的变化。





1.4.2 分析方法 ■

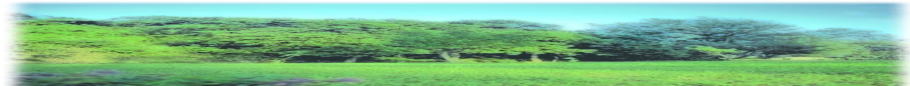
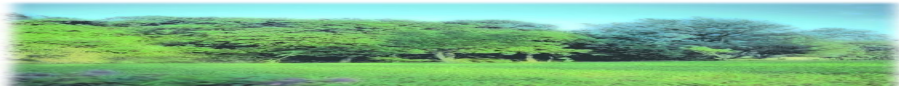
反馈控制电路和负反馈放大器虽然都是闭环工作的自动调节系统,但有一些区别。负反馈放大器一般仅局限于单个电路,结构比较简单,而反馈控制电路一般要包含多个单元电路,组成比较复杂。负反馈放大器一般是一个线性系统,可利用线性电路的分析方法,而反馈控制电路中的误差信号提取电路不一定是线性器件,例如锁相环中的鉴相器就是非线性器件。所以,根据具体电路的组成情况,对于反馈控制电路需分别采用线性或非线性的分析方法。但是,在分析某些性能指标时,在一定条件下,某些非线性环节可以近似用线性化的方法处理。例如,鉴相器在输入信号相位差较小时,其输出电压与输入信号相位差近似成线性关系,这时可以把鉴相器作为线性器件处理。





以下将反馈控制电路作为一个线性系统进行分析。由于直接采用时域分析法比较复杂,因而采用拉氏变换分析法求出其时域响应,或利用拉氏变换与傅氏变换的关系求得其频率 ✓响应。

根据图1. 4. 1所示的反馈控制电路的组成方框图,可画出用拉氏变换式表示的数学模型,如图1. 4. 2所示。



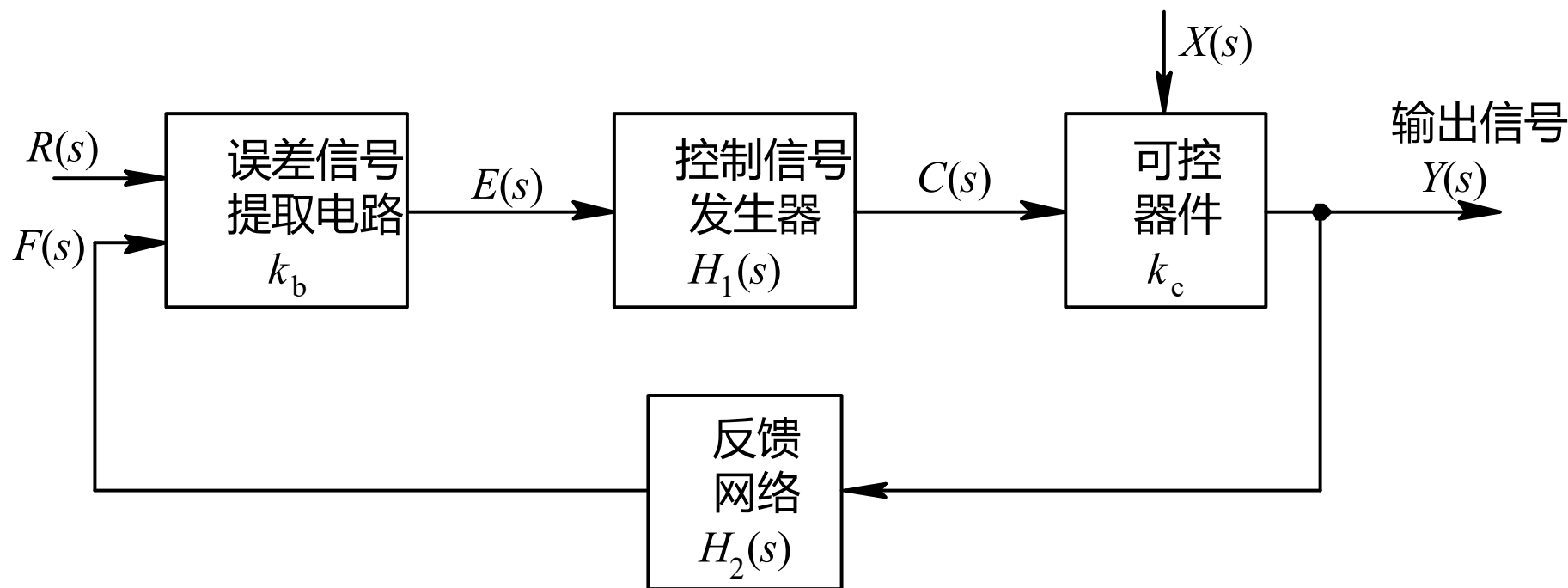
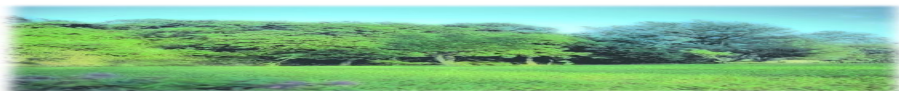


图1.4.2 反馈控制系统的数学模型





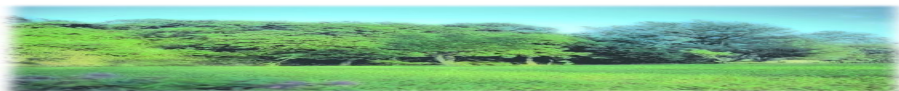
图中 $R(s)$ 、 $E(s)$ 、 $C(s)$ 、 $X(s)$ 、 $Y(s)$ 和 $F(s)$ 分别是 $r(t)$ 、 $e(t)$ 、 $c(t)$ 、 $x(t)$ 、 $y(t)$ 和 $f(t)$ 的拉氏变换式。 ■

误差信号提取电路输出的误差信号 $e(t)$ 通常与 $r(t)$ 和 $f(t)$ 的差值成正比, 设比例系数为 k_b , 则有

$$e(t) = k_b [r(t) - f(t)]$$

写成拉氏变换式, 有

$$E(s) = k_b [R(s) - F(s)]$$





将可控器件作为线性器件对待, 有

$$y(t) = k_c c(t)$$

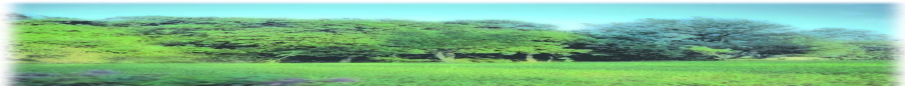
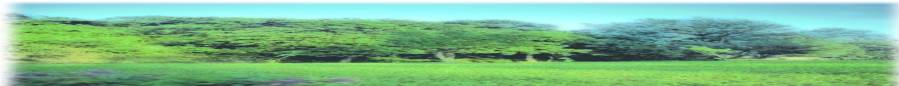
k_c 是比例系数。将上式写成拉氏变换式, 有

$$Y(s) = k_c C(s)$$

实际电路中一般都包括滤波器, 其位置可归在控制信号发生器或反馈网络中, 所以将这两个环节看作线性网络。其传递函数分别为:

$$H_1(s) = \frac{C(s)}{E(s)}$$

$$H_2(s) = \frac{F(s)}{Y(s)}$$





由此可以求出整个系统的两个重要传递函数如下：

$$\text{闭环传递函数} \quad T(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{k_b k_c H_1(s)}{1 + k_b k_c H_1(s) H_2(s)}$$

$$\text{误差传递函数} \quad T(s) = \frac{E(s)}{R(s)} = \frac{k_b}{1 + k_b k_c H_1(s) H_2(s)}$$

利用拉氏变换的终值定理可求得系统稳态误差值为

$$e_s = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s)$$

