



高等学校信息工程类“十二五”规划教材

通信电路

(第四版)

沈伟慈 李霞 陈田明 编著
沈伟慈 主编

TONGXINDIANLU



西安电子科技大学出版社
<http://www.xduph.com>

第0章 绪 论

0.1 模拟通信系统和数字通信系统

通信系统的作用是把发信者的信息准确地传送给收信者，其组成方框图如图 0.1 所示。



图 0.1 通信系统的组成

信息源是指需要传送的原始信息，如语言、音乐、图像、文字等，一般是非电物理量。原始信息经输入变换器转换成电信号后，送入发送设备，将其变成适合于信道传输的信号，然后再送入信道传输。信道可以是大气层或外层空间(无线通信系统)，也可以是电缆或光缆(有线通信系统)。如果是光缆，还需加入电/光和光/电转换器。信号在传输过程中，不可避免地会受到各种噪声的干扰。噪声按其来源一般可分为外部噪声和内部噪声两大类。外部噪声包括自然界存在的各种电磁波源(闪电、宇宙星体、大气热辐射等)发出的噪声，工业上强力电机与电焊机等工作时造成的工业噪声和其他通信设备发射的信号等等。内部噪声则是指系统设备本身产生的各种噪声。接收设备把有用信号从众多信号和噪声中选取出来，经输出变换器恢复出原始信息。

对于无线通信系统，由天线理论可知，要将无线电信号有效地发射出去，天线的尺寸必须和电信号的波长为同一数量级。由原始非电量信息转换而成的原始电信号一般是较低频率的信号，波长较长。例如，音频信号的频率一般仅在 15 kHz 以内，对应波长为 20 km 以上。要制造出相应的巨大天线是不现实的，而且，即使这样巨大的天线能够制造出来，由于各个发射台发射的均为同一频段的低频信号，在信道中也会互相重叠、干扰，因此接收设备无法从中选择出所要接收的有用信号。为了有效地进行传输，必须采用几百千赫兹以上的高频振荡信号作为运载工具，将携带信息的低频电信号“装载”到高频振荡信号上(这一过程称为调制)，然后经天线发送出去。到了接收端后，再把低频电信号从高频振荡信号上“卸取”下来(这一过程称为解调)。其中，未经调制的高频振荡信号称为载波信号，低频电信号称为调制信号，经过调制并携带有低频信息的高频振荡信号称为已调波信号。未经调制的低频电信号和已调波信号又可分别称为基带信号和频带信号。请注意，这里所说的低频电信号可以是十几千赫兹以下的音频信号，也可以是高达几兆赫兹的视频信号，但是它们的频率对于相应的载波频率来说都要低一些。

采用调制方式以后,由于传送的是高频已调波信号,因此所需天线尺寸便可大大缩小。另外,不同的发射台可以采用不同频率的高频振荡信号作为载波,这样在频谱上就可以互相区分开了。

所谓调制,是指用原始电信号去控制高频振荡信号的某一参数,使之随原始电信号的变化规律而变化。而解调就是从高频已调波中恢复出原来的调制信号。

通信系统可分为模拟通信系统和数字通信系统两大类。前者传送的是模拟电信号,后者传送的是数字电信号。在模拟通信系统中,若采用正弦波信号作为高频振荡信号,由于其主要参数是振幅、频率和相位,因而出现了振幅调制、频率调制和相位调制(后两种合称为角度调制)等不同的调制方式。在数字通信系统中,若采用正弦波信号作为载波,同样有振幅调制、频率调制和相位调制三种调制方式。对于数字电信号,也可以不经过调制而直接送入信道进行传输,这种方式称为数字基带传输,而采用调制/解调方式的称为数字频带传输。

本书仅介绍无线模拟通信系统和无线数字频带传输系统中涉及的通信电路。

图 0.2 给出了无线模拟发送、接收系统的方框图。

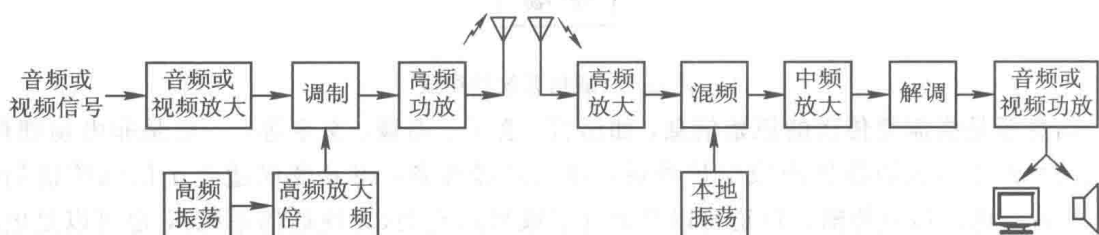


图 0.2 无线模拟发送、接收系统方框图

由图 0.2 可见,模拟通信系统所涉及的基本功能电路包括低频和高频小信号放大电路、低频和高频功率放大电路、正弦波振荡电路、调制和解调电路、倍频电路、混频电路等。在发送端,由高频正弦波振荡器产生的正弦波信号经放大之后形成载波信号(有时需要进行倍频),然后被模拟电信号调制产生已调波信号,再经功率放大后从天线输出。在接收端,混频电路起频率变换作用,其输入是各种不同载频的高频已调波信号和本地振荡信号,输出是一种载频较低而且固定(习惯上称此载频为中频)的高频已调波信号(习惯上称此信号为中频信号)。也就是说,混频电路和本振电路一起可以把接收到的不同载频的各发射台高频已调波信号变换为同一载频(中频)的高频已调波信号,然后送入中频放大器进行放大。中频放大器由于工作频段较低而且固定,其性能可以做得很好,从而达到满意的接收效果。这种接收方式称为超外差方式。倍频电路的功能是把高频振荡信号或高频已调波信号的频率提高若干倍,以满足系统的需要。

图 0.3 给出了无线数字频带传输发送、接收系统的方框图。

由图 0.3 可见,数字通信系统所涉及的基本功能电路除了模拟通信系统所包括的之外,还增加了信源编译码电路和信道编译码电路,以此实现 A/D 和 D/A 转换、差错控制等功能。当然,数字调制/解调电路与模拟调制/解调电路有一些不同。考虑到信源编译码电路和信道编译码电路在“数字电路”和“通信原理”两门课程中已有介绍,且这两类电路属于数字电路范畴,而本书主要讨论模拟电路,故为了避免重复,不在本书中讨论。

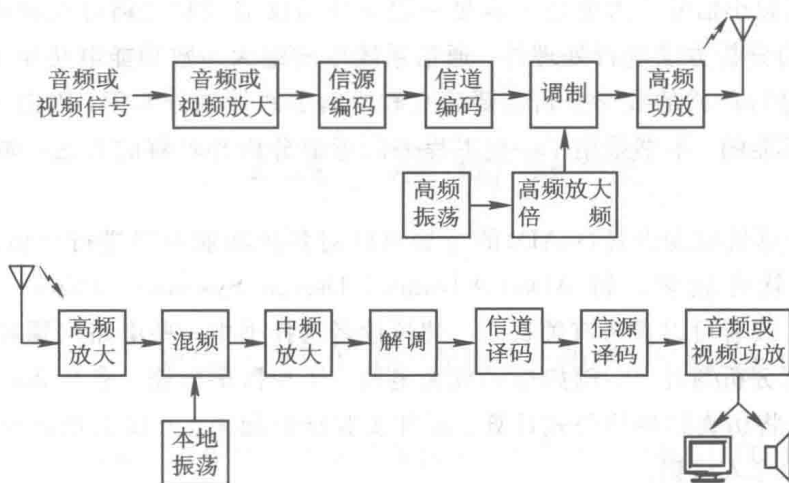


图 0.3 无线数字频带传输发送、接收系统方框图

通信系统的种类较多，包括电话、电报、导航、广播、电视等；涉及的频率范围较宽，从几十千赫兹到几百吉赫兹。通常把这一频段称为射频(Radio Frequency)。根据不同频率电磁波的传播特点，可以将其分为多个通信频段，如表 0.1 所示。其中，较低频段的无线电波(长波和中波)主要采用地波方式传播，较高频段的无线电波(短波)主要采用天波(电离层反射)方式传播，而更高频段的无线电波则以直线传播为主。

表 0.1 无线电通信波段

波段名称	波长范围	频率范围	频段名称	主要用途
长 波	$10^3 \sim 10^4$ m	30~300 kHz	低频(LF)	电力通信、导航
中 波	$10^2 \sim 10^3$ m	300 kHz~3 MHz	中频(MF)	调幅广播、导航
短 波	$10 \sim 10^2$ m	3~30 MHz	高频(HF)	调幅广播
超短波	1~10 m	30~300 MHz	甚高频(VHF)	调频广播、电视、移动通信
分米波	$10 \sim 10^2$ cm	300 MHz~3 GHz	特高频(UHF)	电视、移动通信、雷达
厘米波	1~10 cm	3~30 GHz	超高频(SHF)	微波通信、卫星通信
毫米波	1~10 mm	30~300 GHz	极高频(EHF)	微波通信

0.2 本课程的特点及学习方法

本课程具有一些显著的特点，学习时应掌握这些特点及相应的正确方法。

(1) “通信电路”以“模拟电路基础”为其主要先修课程，所以读者一定要先牢固掌握“模拟电路基础”中的基本概念、原理、电路组成和分析方法，才能进一步学好本课程。另外，“信号与系统”课程中的傅里叶频谱分析方法、线性系统的拉氏变换法等有关内容也是“通信电路”的理论分析基础。

(2) 除了高频小信号放大电路和满足一定条件的反馈控制电路可以看成是线性电路, 采用线性电路的分析方法进行处理外, 通信系统中的绝大多数功能电路属于非线性电路。对非线性电路进行严格的数学分析需要建立和求解非线性微分方程, 因而是非常困难的, 有时甚至是不可能的。本书采用了一些工程上的近似分析和求解的方法, 如折线法、幂级数法等。

(3) 采用计算机辅助设计(CAD)的方法可以对各种功能电路进行近似仿真分析和设计。这方面的软件较多, 如 ADS (Advanced Design System)、PSpice 和 Electronics Workbench 等, 读者可以参考有关资料。建议读者选择书中一些电路例题和习题, 利用这些软件进行仿真分析与计算, 例如选频放大电路、压控振荡电路、乘法器调幅、检波与混频电路等。如果将仿真结果和公式计算、硬件实验结合起来, 不仅会增加很多兴趣, 而且有助于对理论的深入认识。

(4) 本课程是一门实践性很强的课程。各种功能电路的理论学习必须和相应的实验结合起来, 才能真正领会和掌握, 同时也不会感到抽象和枯燥。由于通信电路的工作频率较高, 受元器件和引线分布参数及各种高频干扰影响较大, 因此制作和调试电路时比较困难。建议读者可以做一些相对简单易行的设计性实验, 从中能够更加深切地感受、领会和掌握高频电路的一些基本原理、特点与实践技能, 并且享受成功带来的乐趣。例如高频小信号谐振放大电路、LC 振荡电路、简易调频发射机等。利用调制信号控制晶体管结电容变化来改变 LC 振荡器振荡频率的原理, 可以设计出一种简易的调频发射机。从微型麦克风输入的语音信号经过放大, 然后进行直接调频, 最后利用天线将调频信号发射出去, 如果载频位于调频电台波段之内, 利用普通的收音机就可以接收到这一信号。以上这些实验都需要读者先学会自己制作 Q 值较高的电感线圈。

(5) 在学习“通信电路”课程时, 看懂教材内容是最重要的。在此基础上, 选做一部分典型的习题, 可以帮助自己加深对于教材内容的理解和对电路元器件参数及其性能指标的了解。选择“通信电路”习题的标准应该是少而精, 但是在做完一道习题之后, 要对解题过程和结果进行总结, 达到举一反三, 这样就能事半功倍。能否正确识读和分析电路图是衡量是否学好“通信电路”课程的一个重要标准, 第 10 章在如何正确识读和分析电路图方面给读者提供了一些帮助。

(6) 在一个通信系统中, 各种功能电路相互之间是有一定影响的, 所以在分析单个电路的工作原理和性能时, 不仅要考虑该电路本身, 还要考虑其相邻电路对它的影响, 弄清楚该电路在整个系统中的位置和作用。也就是说, 要带着系统的观点来看待其中每一个单元电路, 这样才能掌握整个系统的工作原理和性能。

(7) 随着大规模集成工艺和技术的发展, 出现了越来越多的通信集成电路芯片。然而, 在目前的通信系统中, 尤其是在接收机的前端和发射机的后端, 仍然存在由很多分立元器件组成的电路。另外, 集成电路的分析和设计也是建立在分立元器件电路的基础之上的。所以, 本书虽然是以集成电路为主导来介绍各种功能电路的, 但同时也介绍了一些相应的分立元器件电路。

第1章 基础知识

1.1 LC 谐振回路的选频特性和阻抗变换电路

LC 谐振回路是通信电路中最常用的无源网络。利用 LC 谐振回路的幅频特性和相频特性,不仅可以进行选频,即从输入信号中选择出有用频率分量而抑制掉无用频率分量或噪声(例如,在小信号谐振放大器、谐振功率放大器和正弦波振荡器中),而且还可以进行信号的频幅转换和频相转换(例如,在斜率鉴频和相位鉴频电路中)。另外,用 L 、 C 元件还可以组成各种形式的阻抗变换电路。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。

下面先给出电阻元件和电抗元件组成的串联形式与并联形式之间的等效转换关系式。

由图 1.1.1 可写出

$$\dot{Z}_p = R_p // jX_p = \frac{X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} R_p + j \frac{R_p^2}{R_p^2 + X_p^2} X_p$$

$$\dot{Z}_s = R_s + jX_s$$

要使 $\dot{Z}_p = \dot{Z}_s$, 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

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

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

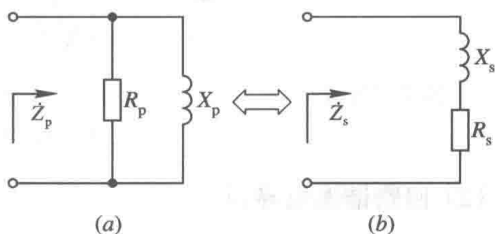


图 1.1.1 串、并联阻抗转换

图中 X_p 、 X_s 虽画成电感,但此处泛指电抗元件。

由回路 Q 值的定义可知

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

将式(1.1.5)代入式(1.1.3)和式(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)和式(1.1.2)。

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

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

由式(1.1.7)可知,转换后电抗元件的性质不变,即电感转换后仍为电感,电容转换后仍为电容。

当 $Q \gg 1$ 时,则简化为

$$R_p \approx Q^2 R_s \quad (1.1.8)$$

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

1.1.1 选频特性

图 1.1.2(a) 是电感 L 、电容 C 和外加信号源 $\dot{I}_s$ 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。由前述串、并联阻抗转换关系可以得到(b)图。 g_{e0} 和 R_{e0} 分别称为回路谐振电导和回路谐振电阻。

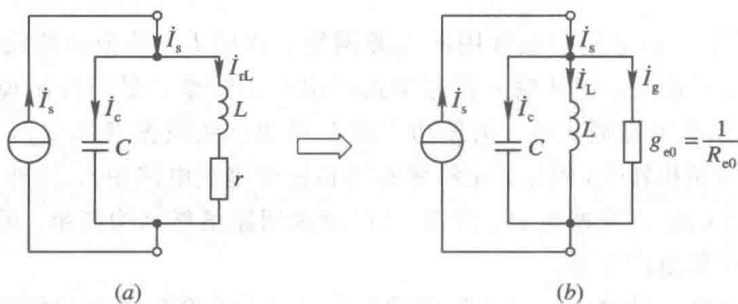


图 1.1.2 LC 并联谐振回路

根据电路分析基础知识,可以直接给出 LC 并联谐振回路的某些主要参数及其表达式:

(1) 回路空载时阻抗的幅频特性和相频特性:

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

(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:

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

(4) 谐振频率:

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

(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

$$\frac{\omega C - \frac{1}{\omega L}}{g_{e0}} = \frac{\omega C \omega_0 L - \frac{\omega_0 L}{\omega L}}{g_{e0} \omega_0 L} = Q_0 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = Q_0 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \quad (1.1.16)$$

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 $\epsilon = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}$, 当失谐不大, 即

f 与 f_0 相差很小时:

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

所以

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

根据式(1.1.19)可作出归一化谐振曲线

$N(f)$ 。该曲线如图 1.1.3 所示。

(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

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

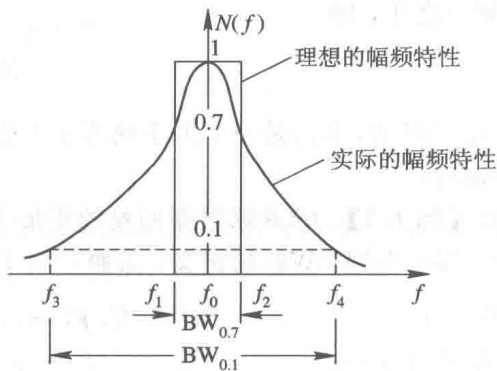


图 1.1.3 归一化谐振曲线

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

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

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

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。选择性是指谐振回路对无用信号和噪声的抑制能力, 即要求在通频带之外谐振曲线 $N(f)$ 应陡峭下降。所以, Q 值越高, 谐振曲线越尖锐, 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在通频带内完全平坦, 信号可以无衰减通过, 而在通频带以外则下降为零, 信号完全不能通过, 如图 1.1.3 所示的宽度为 $BW_{0.7}$ 、高度为 1 的矩形。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 时的频带宽度 $BW_{0.1}$ 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, 选择性越好。

【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 是 LC 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 LC 回路的对偶关系, 直接给出串联 LC 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:

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

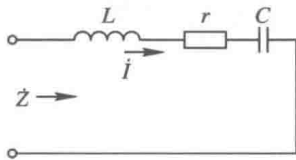


图 1.1.4 LC 串联谐振回路

$$\varphi = \arctan \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{r} \quad (1.1.26)$$

(2) 回路总阻抗:

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

(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:

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

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:

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

图 1.1.5(a)、(b) 分别是串联谐振回路与并联谐振回路空载时的阻抗特性曲线。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。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。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。

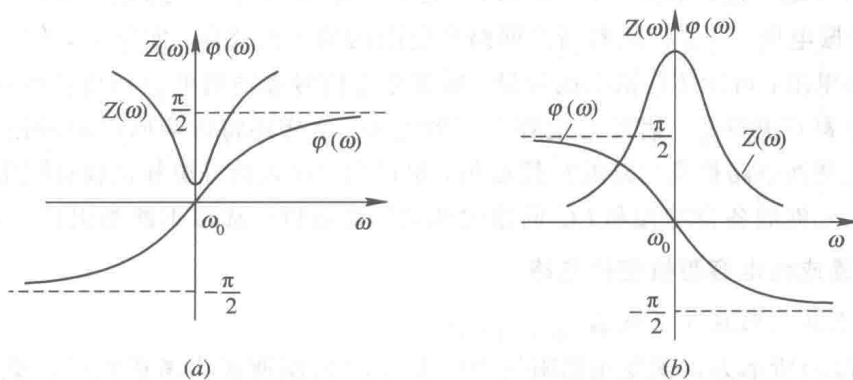


图 1.1.5 阻抗特性

(a) 串联谐振回路的阻抗特性; (b) 并联谐振回路的阻抗特性

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。

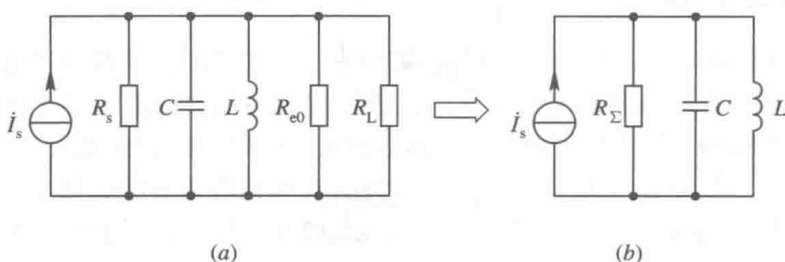


图 1.1.6 并联谐振回路与信号源和负载的连接

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 $R_{\Sigma} = R_s // R_L // R_{e0}$, 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,回路通频带越宽,选择性越差。同时,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,因此总电容为三者之和,这样还将影响回路的谐振频率。因此,必须采用阻抗变换电路提高回路的有载 Q 值,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以下两类阻抗变换电路。

1. 纯电感或纯电容阻抗变换电路

1) 自耦变压器阻抗变换电路

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(a)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

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

$$R'_L = \frac{1}{n^2} R_L \quad \text{或} \quad g'_L = n^2 g_L \quad (1.1.28)$$

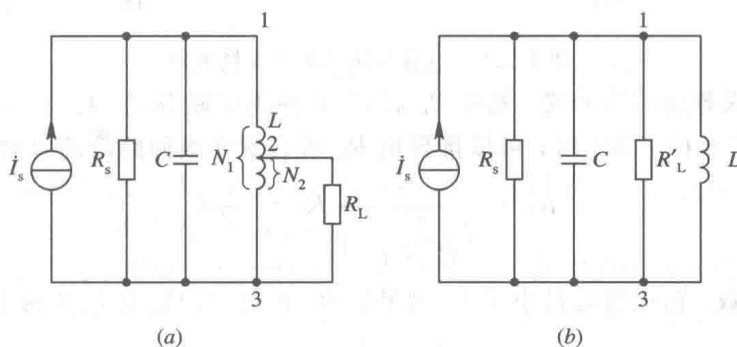


图 1.1.7 自耦变压器阻抗变换电路

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 $n = N_2/N_1$ 。

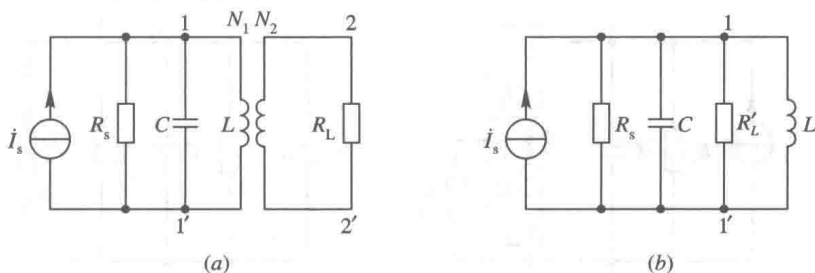


图 1.1.8 变压器阻抗变换电路

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

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

或

$$g'_L = n^2 g_L \quad (1.1.29)$$

3) 电容分压式阻抗变换电路

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。

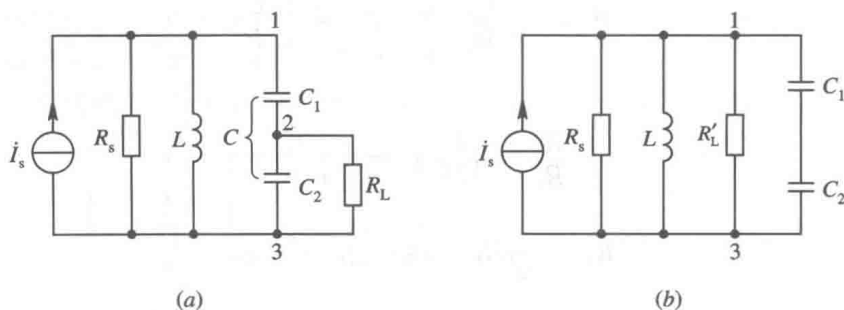


图 1.1.9 电容分压式阻抗变换电路

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) 电感分压式阻抗变换电路

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。

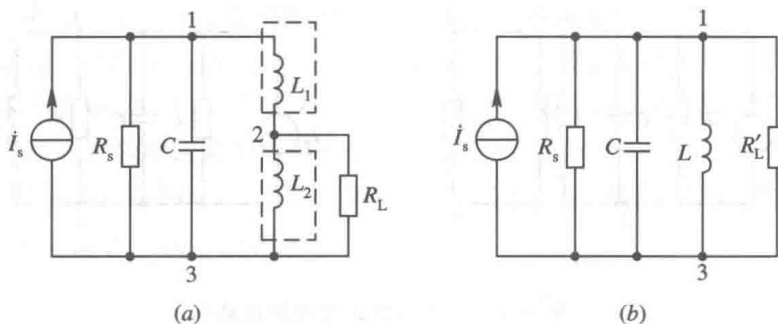


图 1.1.10 电感分压式阻抗变换电路

在以上介绍的四种阻抗变换电路中, 所推导出的接入系数 n 均是近似值。

阻抗变换公式中的 R_L (或 g_L) 若改为 Z_L (或 Y_L), 则相应的 R'_L (或 g'_L) 改为 Z'_L (或 Y'_L), 仍然成立。

虽然这些电路可以在较宽的频率范围内实现阻抗变换, 但严格计算表明, 各频率点的

变换值有差别。如果要求在较窄的频率范围内实现较理想的阻抗变换,则可采用 LC 选频匹配电路。

【例 1.2】求图 1.1.11 所示二端网络的输入导纳 $\dot{Y}_i$ 。

解:图中 LC 回路里含有两个抽头的自耦变压器,接入系数分别为 n_1 和 n_2 。根据式(1.1.28)可求得负载导纳 $\dot{Y}_L$ 等效到 L 两端的导纳为

$$\dot{Y}_1 = n_2^2 \dot{Y}_L$$

故 LC 回路两端的总导纳为

$$\dot{Y}_2 = g_{e0} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} + n_2^2 \dot{Y}_L$$

所以 $\dot{Y}_2$ 等效到输入口的导纳

$$\dot{Y}_i = \frac{1}{n_1^2} \dot{Y}_2 = \frac{1}{n_1^2} (g_{e0} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} + n_2^2 \dot{Y}_L)$$

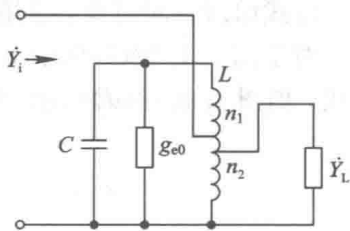


图 1.1.11 例 1.2 图

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 1.1.12(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。

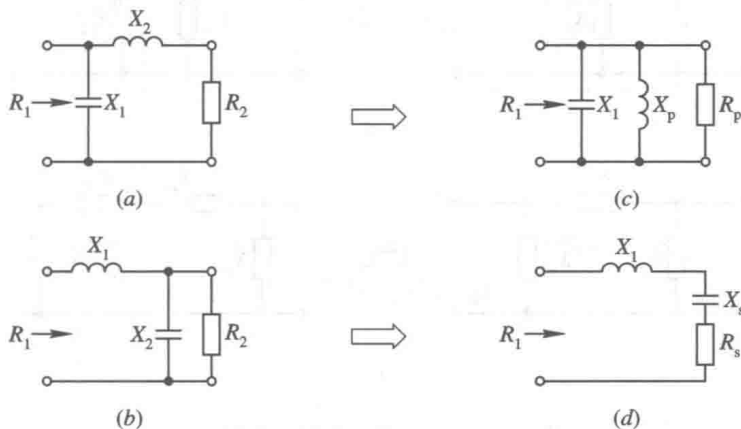


图 1.1.12 倒 L 型网络

对于图 1.1.12(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 1.1.12(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

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

所以

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

代入式(1.1.5)中可以求得选频匹配网络电抗值为

$$|X_2| = QR_2 = \sqrt{R_2(R_1 - R_2)} \quad (1.1.34)$$

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

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 1.1.12(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 1.1.12(d)所示。在 X_1 与 X_s 串联谐振时,可求得以下关系式:

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

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

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

$$|X_1| = |X_s| = QR_1 = \sqrt{R_1(R_2 - R_1)} \quad (1.1.38)$$

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 1.1.13 所示,它们都可以分别看做是两个倒 L 型网络的组合,用类似的方法可以推导出其有关公式。

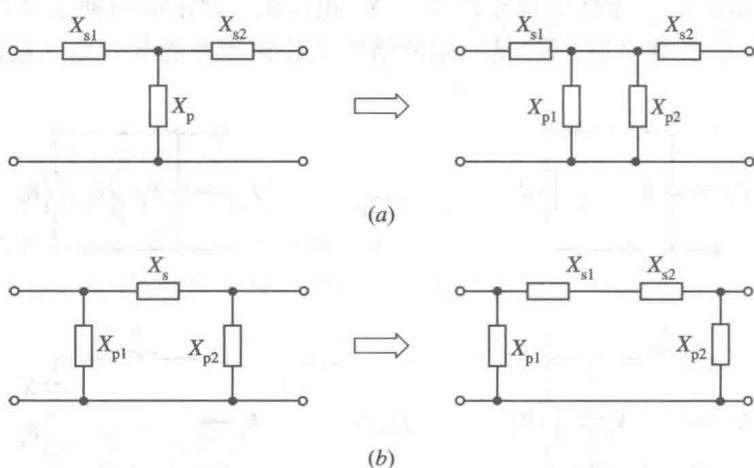


图 1.1.13 T型网络和 π 型网络

(a) T型网络; (b) π 型网络

【例 1.3】 已知某电阻性负载为 $10\ \Omega$, 请设计一个匹配网络, 使该负载在 $20\ \text{MHz}$ 时转换为 $50\ \Omega$ 。如果负载由 $10\ \Omega$ 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 1.1.12(a)所示的倒 L 型网络。

由式(1.1.34)和式(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

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

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

由 $0.16 \mu\text{H}$ 电感和 318 pF 电容组成的倒 L 型匹配网络即为所求, 如图 1.1.14(a) 虚线框内所示。

如果负载为 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 20 MHz 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 1560 pF 和 318 pF 两个电容组成的倒 L 型匹配网络即为所求, 如图 1.1.14(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, 1560 pF 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。

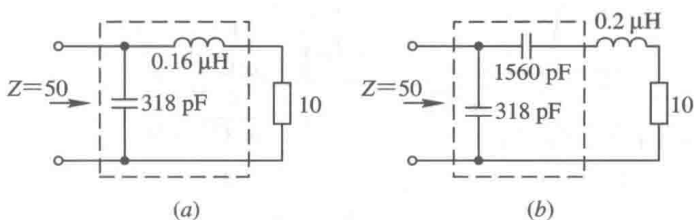


图 1.1.14 例 1.3 图

【例 1.4】 已知电阻性负载为 R_2 , 现利用图 1.1.15(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?

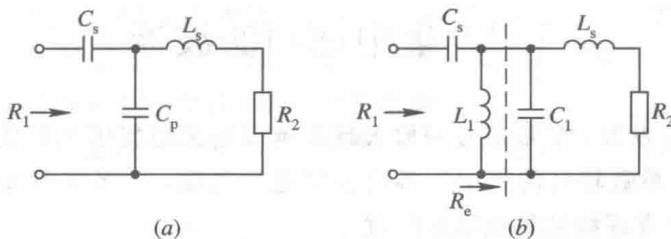


图 1.1.15 例 1.4 图

解: 图 1.1.15(a) 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 , 因此 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。

由式(1.1.36)和式(1.1.33)可求得

$$\left. \begin{aligned} Q_1 &= \sqrt{\frac{R_e}{R_1} - 1} \\ Q_2 &= \sqrt{\frac{R_e}{R_2} - 1} \\ R_e &= R_1(Q_1^2 + 1) = R_2(Q_2^2 + 1) \end{aligned} \right\} \quad (1.1.39)$$

由式(1.1.37)和式(1.1.38)可求得

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

由式(1.1.34)和式(1.1.35)可求得

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

所以

$$\left. \begin{aligned} C_s &= \frac{1}{2\pi f_0 Q_1 R_1} \\ L_s &= \frac{Q_2 R_2}{2\pi f_0} \end{aligned} \right\} \quad (1.1.40)$$

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

$$C_p = \frac{Q_2 - Q_1}{2\pi f_0 R_e} \quad (1.1.41)$$

式(1.1.40)和式(1.1.41)即为所求结果。且由式(1.1.41)和式(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

随着电子技术的发展, 窄带信号的放大越来越多地采用集中选频放大器。在集中选频放大器中, 采用矩形系数较好的集中选频滤波器进行选频, 单级或多级宽带放大器进行信号放大, 这样可充分发挥线性集成电路的优势。

利用 LC 谐振回路的选频特性可以做成 LC 滤波器, 但是单个 LC 回路的矩形系数较大, 选择性不理想。将多个 LC 回路组合起来构成 LC 集中选频滤波器, 其选择性有所提高, 空载品质因数可达到 300 左右, 但仍不够理想。在高性能集中选频放大器中常采用陶瓷滤波器、石英晶体滤波器和声表面波滤波器这几种集中选频滤波器。

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 , 是呈角锥形的六棱结晶体。石英晶体具有压电效应。所谓压电效应, 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; 当晶