

## 内 容 简 介

本书是根据作者二十多年来的教学实践经验和新的教学大纲要求,在自编讲义《网络分析与设计》的基础上编写而成的。

全书共有5章,主要分析电信号在网络中传输的基本规律及原理,并研究滤波器和均衡器的特性、设计方法及实际应用。第1章为单口网络与双口网络,是网络分析的基本理论;第2章为均衡器,包括幅度均衡器和时延均衡器;第3章为网络综合基础,包括网络综合理论基础和单口网络综合;第4章为信号流图;第5章为滤波器的图表设计法。每章末均有习题,可供复习和检查学习情况之用。

本书在编写上力求概念准确、深入浅出、通俗易懂,在内容上注意适应现代通信技术发展的需要。

本书可作为高等学校通信工程和电子信息工程等相关专业的教学用书,也可作为电信工程技术人员的学习参考用书。

### 图书在版编目(CIP)数据

电信网络分析与设计/阳莉主编.

—西安:西安电子科技大学出版社,2008.1

高等学校电子与通信类专业“十一五”规划教材

ISBN 978 - 7 - 5606 - 1942 - 2

I. 电… II. 阳… III. 通信网—高等学校—教材 IV. TN915

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2007)第 182912 号

策 划 寇向宏

责任编辑 杨宗周

出版发行 西安电子科技大学出版社(西安市太白南路2号)

电 话 (029)88242885 88201467 邮 编 710071

<http://www.xduph.com> E-mail: [xdupfxb@pub.xaonline.com](mailto:xdupfxb@pub.xaonline.com)

经 销 新华书店

印刷单位 陕西光大印务有限责任公司

版 次 2008年1月第1版 2008年1月第1次印刷

开 本 787毫米×1092毫米 1/16 印张 12.5

字 数 289千字

印 数 1~4000册

定 价 17.00元

ISBN 978 - 7 - 5606 - 1942 - 2/TN · 0396

**XDUP 2234001 - 1**

\*\*\* 如有印装问题可调换 \*\*\*

本社图书封面为激光防伪覆膜,谨防盗版。

# 前 言

“电信网络分析与设计”课程主要研究电信网络基本理论及其分析和设计方法，是邮电工院校通信工程和电子信息工程专业的专业基础课。随着信息的数字化，“电信网络分析与设计”课程的重点也逐步从模拟网络转向了数字网络，数字滤波得到了人们的足够重视，其相关书籍层出不穷，而模拟网络方面的书籍却越来越少。数字信号处理技术在各个领域得到了广泛的应用，而且内容之丰富，发展之迅速是非常惊人的。然而，数字滤波器是在经典滤波理论的基础上发展起来的，两者有着十分密切的内在联系，模拟网络设计中的逼近、综合和实现等问题，在数字滤波器的设计中都得到了相应的借鉴。也正因为如此，我们在自编讲义《网络分析与设计》的基础上，根据二十多年来的教学实践经验和新的教学大纲要求编写了本书。

本书主要分析了电信号在网络中传输的基本规律及原理，并研究滤波器和均衡器的特性、设计方法和实际应用。全书共分5章。第1章介绍单口网络与双口网络的基本概念和分析方法，是电信网络分析的基本理论。第2章介绍幅度均衡器和时延均衡器的工作原理及特性分析，以及网络均衡对于提高通信质量的重要意义。第3章介绍有关网络综合的基础知识，以及单口网络的综合，为网络综合做了必要的准备。第4章介绍有关信号流图的基本知识，并应用其对电网络进行分析。第5章介绍滤波器的图表设计法，是网络综合的一个重要内容。在进行网络综合实现以前，先要进行网络近似，即根据所要求的响应通过网络近似得到在物理上可实现的网络函数，然后再对网络函数进行综合以实现网络结构。

本书由阳莉编写第1章、第2章、第3.6节；何方白、肖欢畅编写第4章、第5章；张天琪编写第3章(除第3.6节外)。周国民对书稿进行了初审。阳莉担任主编，负责全书的统稿和审定。西安电子科技大学冯军老师担任主审。在文字及图形处理方面，李星沛、马宁、王丹做了许多工作，在此表示感谢。

由于编者水平有限，书中若有不妥之处敬请读者批评指正。

编 者

2007年11月

# 目 录

第 1 章 单口网络与双口网络 .....	1
1.1 单口网络 .....	1
1.1.1 单口网络的概念和分类 .....	1
1.1.2 电抗单口网络 .....	1
1.1.3 单口网络的等效 .....	11
1.1.4 单口网络的倒量 .....	15
1.2 双口网络的定义与分类 .....	17
1.2.1 双口网络的定义 .....	17
1.2.2 双口网络的分类 .....	17
1.3 双口网络传输方程式和参数 .....	19
1.3.1 $Y$ 参数 .....	19
1.3.2 $Z$ 参数 .....	22
1.3.3 $A$ 参数 .....	23
1.3.4 $H$ 参数和 $G$ 参数 .....	25
1.4 双口网络的联接 .....	25
1.4.1 双口网络的链接 .....	26
1.4.2 双口网络的串联 .....	27
1.4.3 双口网络的并联 .....	28
1.4.4 双口网络的串并联和并串联 .....	29
1.4.5 正规联接 .....	30
1.5 双口网络的特性参数 .....	32
1.5.1 特性阻抗 .....	32
1.5.2 固有传输常数 .....	34
1.5.3 双口网络的匹配链接 .....	37
1.6 电平 .....	38
1.6.1 电平及其表示方法 .....	38
1.6.2 绝对电平 .....	39
1.6.3 相对电平 .....	40
1.6.4 相对电平与绝对电平的关系 .....	41
1.7 双口网络的等效变换 .....	42
1.7.1 中分定理 .....	42
1.7.2 桥形网络与对称 $T$ 形网络的等效变换 .....	47
1.7.3 桥形网络与对称 $\pi$ 形网络的等效变换 .....	47
1.7.4 $T$ 形网络与 $\pi$ 形网络的等效变换 .....	48
1.8 双口网络的工作传输常数和介入传输常数 .....	49
1.8.1 工作传输常数 .....	49
1.8.2 失配衰减和反射衰减 .....	51

1.8.3 介入传输常数 .....	52
习题 .....	54
<b>第2章 均衡器</b> .....	<b>59</b>
2.1 信号无失真传输的条件 .....	59
2.1.1 幅度失真与相位失真 .....	59
2.1.2 时延与相移的关系 .....	60
2.1.3 无失真传输的条件 .....	61
2.1.4 均衡的概念 .....	62
2.2 幅度均衡器 .....	63
2.2.1 对幅度均衡器的基本要求 .....	63
2.2.2 幅度均衡器的常用结构及特性 .....	64
2.3 时延均衡器 .....	67
2.3.1 对时延均衡器的要求 .....	67
2.3.2 时延均衡器的基本结构 .....	68
2.3.3 二阶时延均衡器的基本特性 .....	68
习题 .....	71
<b>第3章 网络综合基础</b> .....	<b>73</b>
3.1 复频率与复平面 .....	73
3.1.1 复频率 .....	73
3.1.2 复平面 .....	74
3.2 网络函数 .....	75
3.2.1 定义和分类 .....	75
3.2.2 策动点函数 .....	77
3.2.3 转移函数 .....	79
3.2.4 网络函数的性质 .....	80
3.2.5 全通网络、最小相移网络和非最小相移网络 .....	85
3.3 霍氏多项式 .....	87
3.4 正实函数 .....	91
3.4.1 能量函数 .....	91
3.4.2 正实函数 .....	93
3.4.3 正实函数的性质 .....	94
3.4.4 正实函数的等价条件 .....	94
3.5 正实函数的检验 .....	97
3.6 <i>LC</i> 电抗单口网络的可实现条件和综合 .....	99
3.6.1 <i>LC</i> 电抗单口网络函数的性质 .....	99
3.6.2 <i>LC</i> 单口网络的综合 .....	103
习题 .....	112
<b>第4章 信号流图</b> .....	<b>117</b>
4.1 信号流图及其运算 .....	117
4.1.1 信号流图 .....	117
4.1.2 信号流图的运算规则 .....	124
4.2 Mason 公式 .....	133

4.2.1	Mason 公式 .....	133
4.2.2	Shannon - Happ 公式 .....	140
4.3	网络的信号流图分析方法 .....	143
4.3.1	双口网络的信号流图分析方法 .....	144
4.3.2	电路的信号流图分析方法 .....	150
	习题 .....	155
<b>第 5 章</b>	<b>滤波器的图表设计法 .....</b>	<b>162</b>
5.1	概论 .....	162
5.1.1	滤波器的定义与分类 .....	162
5.1.2	滤波器的工作传输函数、反射函数及特征函数 .....	163
5.1.3	滤波器指标的逼近 .....	167
5.1.4	频率和阻抗的归一化 .....	167
5.2	巴特沃思(Butterworth)滤波器 .....	169
5.2.1	巴特沃思近似及巴特沃思多项式 .....	169
5.2.2	巴特沃思低通滤波器(B型低通滤波器)的设计 .....	171
5.3	切比雪夫(Chebyshev)滤波器 .....	174
5.3.1	切比雪夫近似及切比雪夫多项式 .....	175
5.3.2	切比雪夫低通滤波器及其设计 .....	176
5.4	考尔(Cauer)滤波器 .....	181
5.5	频率变换 .....	184
5.5.1	低通到高通的频率变换 .....	185
5.5.2	低通到带通的频率变换 .....	187
	习题 .....	189
	参考文献 .....	190

## 1.1 单口网络

单口网络是构成复杂网络的基础。要分析复杂网络的特性,首先要对单口网络有所了解。由于电抗单口网络应用很广,因此本节讨论这种网络的特性,其内容包括电抗单口网络的电抗频率特性曲线、典型结构、阻抗公式。此外还介绍了单口网络的等效和倒量的概念。这些内容都是基本的,在以后的学习中经常要用到。

## 1.1.1 单口网络的概念和分类

单口网络,就是只有一对端子用来外接电源或其他电路的任何网络,如图 1.1.1 所示。单口网络可按不同的特征进行分类。

按网络元件的阻抗特性可分为:

(1) 电抗单口网络:由电抗元件(电感或电容)

组成。

(2) 电阻单口网络:由电阻元件组成。

(3) 有耗单口网络:由具有电阻的电抗元件组成。

按其内部有无电源可分为有源单口网络和无源单口网络。

按元件阻抗的直线性可分为线性单口网络和非线性单口网络。

本节重点讨论由电感和电容组成的电抗单口网络的阻抗特性,因为它是分析滤波器、均衡器这样一些双口网络的基础。我们的讨论将从最简单的单元件电抗单口网络开始,进而讨论二元件、三元件电抗单口网络,最后归纳出一般的多元件电抗单口网络的特性。

## 1.1.2 电抗单口网络

由网络分析的概念知道:电抗单口网络的分析就是对于给定的电抗单口网络结构,分析其阻抗  $Z(s)$  或导纳  $Y(s)$  随实频率  $\omega$  的变化规律及其表达式。

## 1. 单元件电抗单口网络

单元件电抗单口网络由单个电感或单个电容组成,如图 1.1.2(a)、(b)所示。它们的

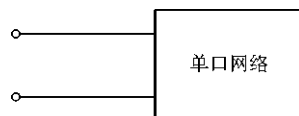


图 1.1.1 单口网络示意图

阻抗和电抗表达式分别为

$$\left. \begin{aligned} Z_L &= jX_L = j\omega L \\ X_L &= \omega L \end{aligned} \right\} \quad (1.1.1)$$

$$\left. \begin{aligned} Z_C &= jX_C = -j\frac{1}{\omega C} \\ X_C &= -\frac{1}{\omega C} \end{aligned} \right\} \quad (1.1.2)$$

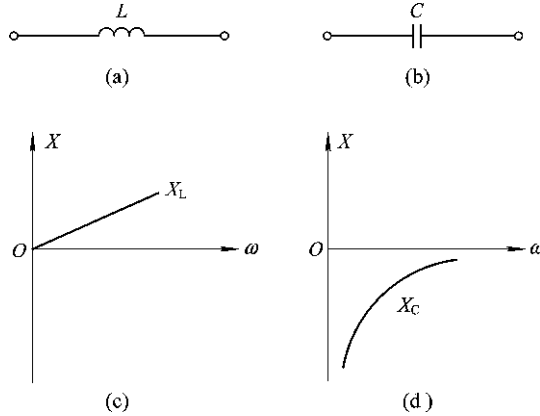


图 1.1.2 单元件电抗单口网络及其电抗曲线

需要说明的是，在本书中阻抗采用  $Z=R+jX$  的形式，其中电抗  $X$  本身可以是正值也可以是负值。导纳采用  $Y=G+jB$  的形式，其中电纳  $B$  本身可以是正值也可以是负值。网络阻抗(或导纳)等于零的角频率点(或频率点)称为零点，用符号“ $\circ$ ”表示；网络阻抗(或导纳)等于无限大的角频率点(或频率点)称为极点，用符号“ $\times$ ”表示。除了角频率(或频率)为零和无限大的零点和极点外，其他有限角频率(或频率)的零点和极点称为内在零点和内在极点。

式(1.1.1)和式(1.1.2)表明，阻抗的实部为零，是一个纯虚数，而且是  $j\omega$  的函数。以后我们把这种函数称为电抗函数。电抗  $X_L$  随着频率的升高而线性增大，并趋于无穷大。电抗  $X_C$  为负值，按双曲线函数的规律随频率的升高而增大，由负无穷大趋于零。图 1.1.2(c)、(d)给出了  $X_L$ 、 $X_C$  与  $\omega$  的关系曲线，称为电抗曲线。我们把数值为正的电抗称为感性电抗，数值为负的电抗称为容性电抗。电抗曲线有一个重要特点，就是它的斜率处处为正。这一点可以证明如下：

将式(1.1.1)和式(1.1.2)对  $\omega$  微分，可得

$$\frac{dX_L}{d\omega} = L > 0$$

$$\frac{dX_C}{d\omega} = \frac{1}{\omega^2 C} > 0$$

由于上式的右边永远为正，故电抗曲线的斜率永远为正。这个结论对以后介绍的二元件、三元件、多元件电抗单口网络都是正确的，证明方法与此类似。

## 2. 二元件电抗单口网络

二元件电抗单口网络由电感  $L$  和电容  $C$  串联或并联组成，如图 1.1.3(a)、(b)所示。

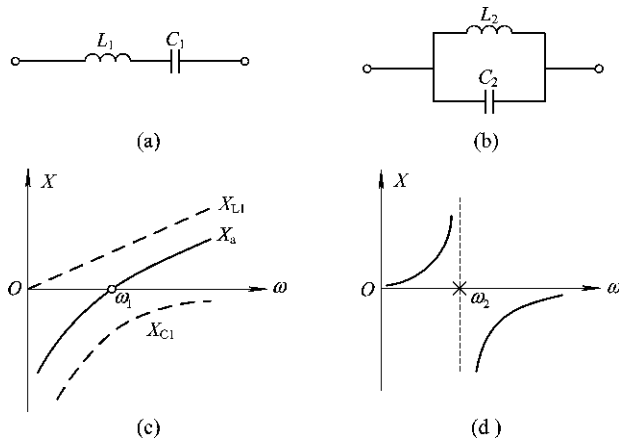


图 1.1.3 二元件电抗单口网络及其电抗曲线

图 1.1.3(a)所示为串联形式的电抗单口网络，其阻抗公式为

$$Z_a = j\omega L_1 - j\frac{1}{\omega C_1} = jL_1 \left( \omega - \frac{1}{\omega L_1 C_1} \right) = jL_1 \left( \frac{\omega^2 - \omega_1^2}{\omega} \right) = jX_a \quad (1.1.3)$$

式中： $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$ 是串联谐振角频率。

当  $\omega = \omega_1$  时， $Z_a = 0$ ，因此串联谐振频率又叫做零点。

网络的  $X_a \sim \omega$  曲线可以根据式(1.1.3)直接绘出，也可以根据  $X_a = X_{L1} + X_{C1}$ ，将  $X_{L1}$  和  $X_{C1}$  的曲线相加得出，如图 1.1.3(c)所示。

图 1.1.3(b)所示为并联形式的电抗单口网络，其导纳公式为

$$Y_b = j \left( \omega C_2 - \frac{1}{\omega L_2} \right) = jC_2 \left( \frac{\omega^2 - \omega_2^2}{\omega} \right) = jB_b$$

式中： $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$ 是并联谐振角频率。

图 1.1.3(b)所示并联形式的电抗单口网络的阻抗公式为

$$Z_b = \frac{1}{Y_b} = -j\omega \frac{1}{C_2} \frac{1}{\omega^2 - \omega_2^2} \quad (1.1.4)$$

当  $\omega = \omega_2$  时， $Z_b = \infty$ ，因此并联谐振频率又叫做极点。

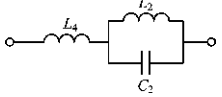
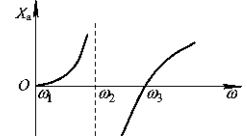
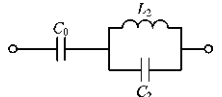
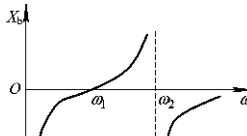
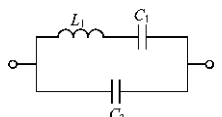
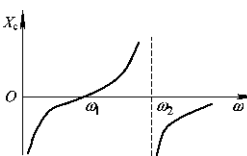
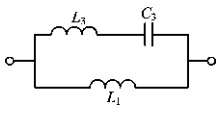
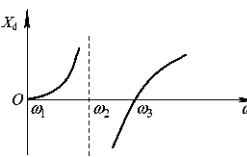
网络的  $X_b \sim \omega$  曲线可以根据式(1.1.4)直接绘出，也可以根据  $B_b = B_{L2} + B_{C2}$ ，将  $B_{L2}$  和  $B_{C2}$  的曲线相加再取其负倒数得到  $X_b \sim \omega$  曲线，如图 1.1.3(d)所示。

从图 1.1.3 可以看出，二元件电抗单口网络的电抗曲线在一段频率范围内呈现电感性，在另一段频率范围内呈现电容性。因此电抗单口网络的阻抗可以是感抗，也可以是容抗，这取决于工作频率。

### 3. 三元件电抗单口网络

三个电抗元件可以构成四种电抗单口网络，它们的阻抗公式和电抗曲线可以用和上面一样的方法推导出来，这四种网络的结构、阻抗公式和电抗曲线列在表 1.1.1 中。

表 1.1.1 三元件电抗网络的结构和电抗曲线

序号	网络结构	电抗曲线	阻抗公式
1			$Z_a = j\omega L_4 \frac{(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_3^2)}{\omega^2(\omega^2 - \omega_2^2)}$
2			$Z_b = -j\omega \frac{C_2 + C_0}{C_0 C_2} \cdot \frac{(\omega^2 - \omega_1^2)}{\omega^2(\omega^2 - \omega_2^2)}$
3			$Z_c = -j\omega \frac{1}{C_3} \cdot \frac{(\omega^2 - \omega_1^2)}{\omega^2(\omega^2 - \omega_2^2)}$
4			$Z_d = j\omega \frac{L_1 L_3}{L_1 + L_3} \cdot \frac{(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_3^2)}{\omega^2(\omega^2 - \omega_2^2)}$

下面以网络 1 为例进行分析。因为网络的阻抗  $Z_a$  等于电感  $L_4$  与并联回路  $L_2 C_2$  阻抗之和，所以由式(1.1.1)和式(1.1.4)可得

$$Z_a = j\omega L_4 - j \frac{1}{C_2} \frac{\omega}{\omega^2 - \omega_2^2} \quad (1.1.5)$$

式中： $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$ 。

电感  $L_4$  的电抗永远是感性的，而并联回路  $L_2 C_2$  的电抗，在并联谐振频率以上是容性的，所以在大于  $\omega_2$  的某个频率  $\omega_3$  上， $L_4$  的感抗与并联回路  $L_2 C_2$  的等效容抗相等，回路出现串联谐振。在频率  $\omega_3$  上回路由容抗变为感抗， $X_a \sim \omega$  曲线如图 1.1.4 所示。

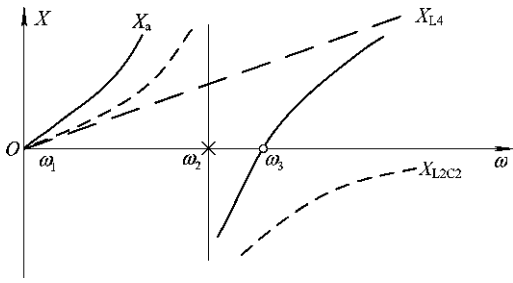


图 1.1.4 一元件和二元件构成三元件电抗曲线

$\omega_3$  的数值可用下面的方法求出：当  $\omega = \omega_3$  时  $Z_a = 0$ ，所以由式(1.1.5)得

$$\begin{aligned}\omega_3 L_4 &= \frac{1}{C_2} \frac{\omega_3}{\omega_3^2 - \omega_2^2} \\ \omega_3^2 &= \omega_2^2 + \frac{1}{L_4 C_2}\end{aligned}\quad (1.1.6)$$

将  $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$  代入上式，可解出

$$\omega_3 = \sqrt{\frac{L_2 + L_4}{L_2 L_4 C_2}}$$

将式(1.1.6)代入式(1.1.5)，便得到网络 1 的阻抗

$$\begin{aligned}Z_a &= j\omega L_4 \left[ 1 + \frac{1}{C_2 L_4 (\omega_2^2 - \omega^2)} \right] = j\omega L_4 \frac{\omega_2^2 - \omega^2 + \frac{1}{L_4 C_2}}{\omega_2^2 - \omega^2} \\ &= j\omega L_4 \frac{\omega_3^2 - \omega^2}{\omega_2^2 - \omega^2} = j\omega L_4 \frac{(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_3^2)}{\omega^2 (\omega^2 - \omega_2^2)}\end{aligned}\quad (1.1.7)$$

式中： $\omega_1 = 0$ 。

表 1.1.1 中的网络 2、3、4 的阻抗公式和电抗曲线也可以用类似的方法推出，此处就不一一列出。各个网络的谐振频率与元件的关系如下：

网络 2：

$$\left. \begin{aligned}\omega_1 &= \frac{1}{\sqrt{L_2 (C_0 + C_2)}} \\ \omega_2 &= \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}\end{aligned}\right\} \quad (1.1.8)$$

网络 3：

$$\left. \begin{aligned}\omega_1 &= \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \\ \omega_2 &= \sqrt{\frac{C_1 + C_3}{L_1 C_1 C_3}}\end{aligned}\right\} \quad (1.1.9)$$

网络 4：

$$\left. \begin{aligned}\omega_2 &= \frac{1}{\sqrt{C_3 (L_1 + L_3)}} \\ \omega_3 &= \frac{1}{\sqrt{L_3 C_3}}\end{aligned}\right\} \quad (1.1.10)$$

#### 4. 多元件电抗单口网络

通过对单元件、二元件、三元件电抗单口网络的分析，可以得到电抗单口网络的阻抗公式具有以下规律：

(1) 阻抗表示式的分子是任意角频率与串联谐振角频率的平方差的连乘积，它的最后一个因子是  $\omega^2 - \omega_{2n-1}^2$ 。其中  $n$  为网络的网孔数目。

事实上，连乘积的个数就是零点的个数，不过要注意，如果第一个零点在  $\omega = 0$  处，应令  $\omega_1 = 0$ 。如果  $\omega = \infty$  处为零点，亦即  $\omega \rightarrow \infty$  时电路呈容性，连乘积的最后一项应改为

$\omega^2 - \omega_{2n-3}^2$ ，整个阻抗表示式前面有一负号。

(2) 阻抗表示式的分母是任意角频率与并联谐振角频率的平方差的连乘积，它的最后一个因子是  $\omega^2 - \omega_{2n-2}^2$ 。

(3) 阻抗表示式中都有一个常数  $H$ ，它可由  $\omega \rightarrow \infty$  时网络的阻抗值确定。当  $\omega \rightarrow \infty$  时若网络呈感性，则  $H$  等于网络中所有电容  $C$  被短路后的总电感  $L$  值；当  $\omega \rightarrow \infty$  时若网络呈容性，则  $H$  等于网络中所有电感  $L$  被开路后的总电容  $C$  值的倒数。

根据以上规律，可以得到阻抗公式的一般表示式为

$$Z = j\omega H \frac{(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_3^2) \cdots (\omega^2 - \omega_{2n-1}^2)}{\omega^2 (\omega^2 - \omega_2^2)(\omega^2 - \omega_4^2) \cdots (\omega^2 - \omega_{2n-2}^2)} \quad (1.1.11)$$

式中： $0 \leq \omega_1 < \omega_2 < \omega_3 < \omega_4 < \cdots$

串联谐振角频率 ( $\omega_1, \omega_3, \omega_5, \cdots$ ) = 网络短路时的自由振荡频率

并联谐振角频率 ( $\omega_2, \omega_4, \omega_6, \cdots$ ) = 网络开路时的自由振荡频率

根据以上的分析可知，电抗单口网络的电抗曲线具有以下规律：

(1) 当  $\omega=0$  时，电抗只能等于 0 (从电路结构上看有直流通路) 或  $-\infty$  (无直流通路)，不能有其他数值。

(2) 当  $\omega=\infty$  时，电抗只能等于 0 或  $+\infty$ ，不能有其他数值。

(3) 电抗曲线的斜率永远为正。

(4) 零点和极点交替出现，零点和极点的总数 (包括  $\omega=0$  和  $\omega=\infty$  处的零点和极点) 比元件数目多一个。

零点和极点交替出现的特点也不难证明。假定零点和极点不是交替出现的，将出现电抗曲线斜率为负值的情况，如图 1.1.5(a)、(b) 所示，这与电抗曲线的斜率永远为正的结论相矛盾。因此，两个零点或两个极点不可能连续出现，而必须交替出现。

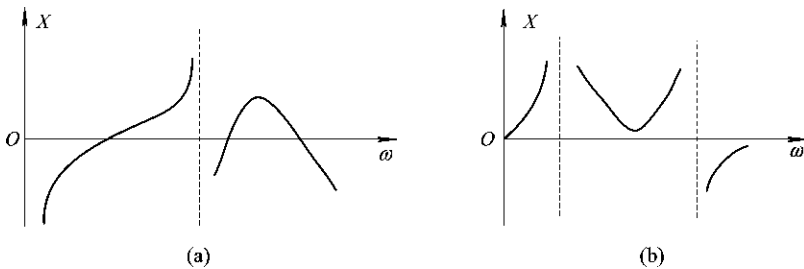


图 1.1.5 零点或极点连续出现形成负斜率示意

**【例 1.1.1】** 写出表 1.1.1 中网络 2、3、4 的阻抗表示式，并画出其电抗曲线。

**解：**(1) 网络 2。网孔数  $n=2$ ，所以其阻抗表示式分母最后一个因子是  $\omega^2 - \omega_{2n-2}^2 = \omega^2 - \omega_2^2$ ；当  $\omega \rightarrow \infty$  时，网络 2 呈容性，所以其阻抗表示式前面有一负号，分子最后一个因子是  $\omega^2 - \omega_{2n-3}^2 = \omega^2 - \omega_1^2$ ；因为当  $\omega \rightarrow \infty$  时网络 2 呈容性，所以  $H = \frac{C_2 + C_0}{C_2 C_0}$  (网络中所有  $L$  被开路后的总  $C$  值的倒数)。

综上，我们可以得到网络 2 的阻抗表示式为

$$Z = -j\omega \frac{C_2 + C_0}{C_2 C_0} \frac{\omega^2 - \omega_1^2}{\omega^2(\omega^2 - \omega_2^2)}$$

式中： $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_2(C_0 + C_2)}}$  是网络短路时的自由振荡频率。

$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$  是网络开路时的自由振荡频率。

(2) 网络 3。网孔数  $n=2$ ，所以其阻抗表示式分母最后一个因子是  $\omega^2 - \omega_{2n-2}^2 = \omega^2 - \omega_2^2$ ；当  $\omega \rightarrow \infty$  时，网络 3 呈容性，所以其阻抗表示式前面有一负号，分子最后一个因子是  $\omega^2 - \omega_{2n-3}^2 = \omega^2 - \omega_1^2$ ；因为当  $\omega \rightarrow \infty$  时网络 3 呈容性，所以  $H = \frac{1}{C_3}$  (网络中所有  $L$  被开路后的总  $C$  值的倒数)。

综上，我们可以得到网络 3 的阻抗表示式为

$$Z = -j\omega \frac{1}{C_3} \frac{\omega^2 - \omega_1^2}{\omega^2(\omega^2 - \omega_2^2)}$$

式中： $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$  是网络短路时的自由振荡频率。

$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1 C_3}}$  是网络开路时的自由振荡频率。

(3) 网络 4。网孔数  $n=2$ ，所以其阻抗表示式分母最后一个因子是  $\omega^2 - \omega_{2n-2}^2 = \omega^2 - \omega_2^2$ ；当  $\omega \rightarrow \infty$  时，网络 4 呈感性，所以分子最后一个因子是  $\omega^2 - \omega_{2n-1}^2 = \omega^2 - \omega_3^2$ ；因为当  $\omega \rightarrow \infty$  时网络 4 呈感性，所以  $H = \frac{L_1 L_3}{L_1 + L_3}$  (网络中所有  $C$  被短路后的总  $L$  值)。

综上，我们可以得到网络 4 的阻抗表示式为

$$Z = j\omega \frac{L_1 L_3}{L_1 + L_3} \frac{(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_3^2)}{\omega^2(\omega^2 - \omega_2^2)}$$

式中： $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_3)C_3}}$  是网络开路时的自由振荡频率。

$\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_3}}$  是网络短路时的自由振荡频率。

最后我们要指出，上述规律是对典型单口网络而言的。所谓典型网络，是指网络不能再进行化简，其元件数已是实现相应阻抗表示式的最少个数。所以我们下面将介绍一下电抗单口网络的典型结构。

## 5. 电抗单口网络的典型结构

当元件数增多时，电抗单口网络可以有各种不同的形式。但是无论哪种形式，总可以归结为以下两种典型结构，即并联网络的串联结构(简称串并式)和串联网络的并联结构(简称并串式)。由于这两种典型结构具有很强的规律性，因此分析这两种典型结构的电抗频率特性就具有普遍意义。

### 1) 串并式结构

将式(1.1.11)化为部分分式，即

$$Z = j\omega H \left[ 1 + \frac{A_0}{\omega^2} + \frac{A_2}{\omega^2 - \omega_2^2} + \cdots + \frac{A_k}{\omega^2 - \omega_k^2} + \cdots + \frac{A_{2n-2}}{\omega^2 - \omega_{2n-2}^2} \right] \quad (1.1.12)$$

式(1.1.12)的前两项分别代表一个电感和一个电容,其他各项代表电感和电容组成的并联谐振回路的阻抗。因此,串并式结构如图 1.1.6 所示。

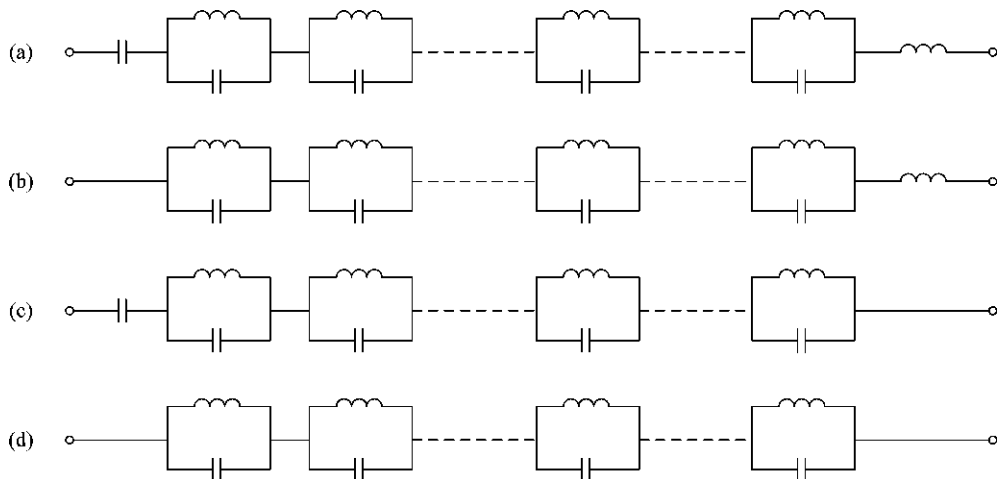


图 1.1.6 串并式结构

我们知道:并联网路对应的电抗极点是在有限角频率处,单个电感对应的电抗极点是在无限大角频率处,单个电容对应的电抗极点是在零角频率处。因此,图 1.1.6(a)形式对应的电抗函数的各极点是在零角频率、有限角频率、无限大角频率处。图 1.1.6(b)形式对应的电抗函数的各极点是在有限角频率、无限大角频率处。图 1.1.6(c)形式对应的电抗函数的各极点是在零角频率、有限角频率处。图 1.1.6(d)形式对应的电抗函数的各极点是在有限角频率处。这四种形式的一个共同特点就是并联网路的个数等于电抗曲线中内在极点的个数。

根据以上讨论,可以归纳出按照已给的电抗曲线实现串并式网络结构的规律:

- (1) 内在极点的数目等于电感电容组成的并联谐振回路的数目,零点则不予考虑。
- (2) 是否有单独的一只电感或电容,可以观察  $\omega = \infty$  或  $0$  时是否有极点来决定。如果  $\omega = \infty$  时有极点,则有单独的一只电感串接在网络中。如果  $\omega = 0$  时有极点,则有单独的一只电容串接在网络中。

**【例 1.1.2】** 画出图 1.1.7(a)所示网络的电抗曲线。

解:图 1.1.7(a)所示网络属于典型结构中的串并式结构,因此可以利用上述电抗曲线的规律来画出该网络的电抗曲线。

- (1) 因为没有直流通路,当  $\omega = 0$  时  $X = -\infty$ ,所以原点处是极点。当  $\omega = \infty$  时  $X = \infty$ ,所以无穷大角频率处也是极点。
- (2) 因为有四个元件,所以有三个内在零、极点。
- (3) 因为有一个并联网路,所以有一个内在极点。
- (4) 电抗曲线斜率为正,零、极点交替出现。

因此,图 1.1.7(a)所示网络的电抗曲线如图 1.1.7(b)所示。当并联网路增多时,其分析方法同上。

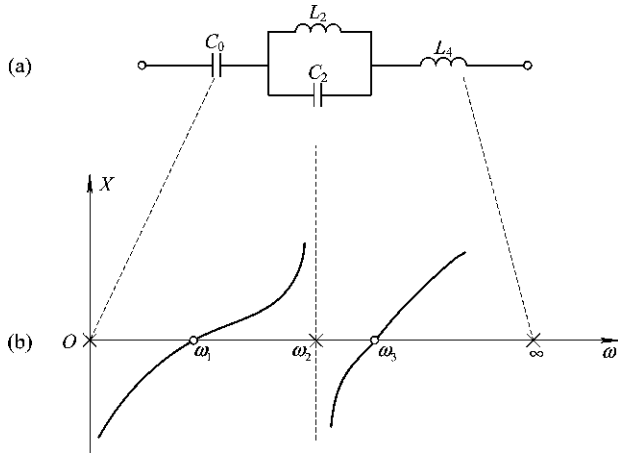


图 1.1.7 例 1.1.2 图

### 2) 并串式结构

如果从网络的导纳公式出发，还可以得到电抗单口网络的另一种结构形式——并串式。网络导纳公式为

$$Y = \frac{1}{Z} = -j \frac{\omega}{H} \frac{(\omega^2 - \omega_2^2)(\omega^2 - \omega_4^2) \cdots (\omega^2 - \omega_{2n-2}^2)}{(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_3^2) \cdots (\omega^2 - \omega_{2n-1}^2)}$$

将上式化为部分分式，即

$$Y = -j \frac{\omega}{H} \left[ \frac{B_1}{\omega^2 - \omega_1^2} + \frac{B_3}{\omega^2 - \omega_3^2} + \cdots + \frac{B_k}{\omega^2 - \omega_k^2} + \cdots + \frac{B_{2n-1}}{\omega^2 - \omega_{2n-1}^2} \right] \quad (1.1.13)$$

式(1.1.13)的各项代表电感和电容组成的串联谐振回路的导纳。因此，并串式结构如图 1.1.8 所示。

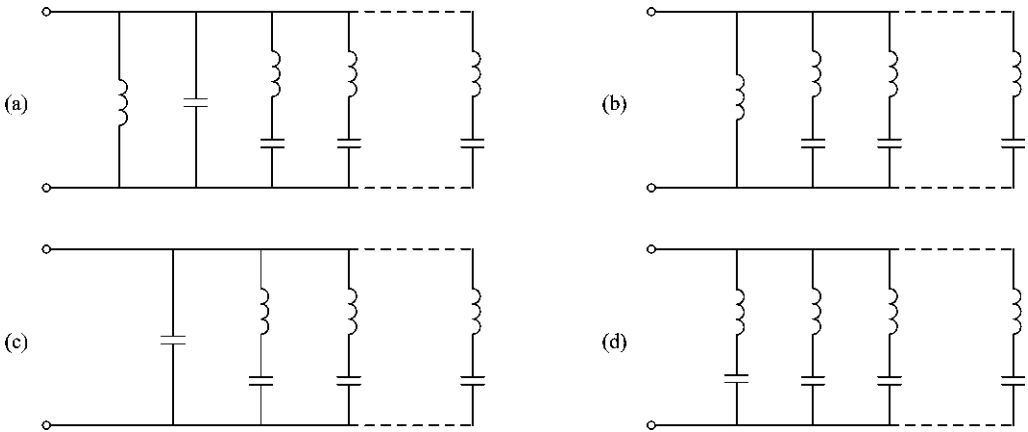


图 1.1.8 并串式结构

我们知道：串联网路对应的电抗零点是在有限角频率处，单个电感对应的电抗零点是在零角频率处，单个电容对应的电抗零点是在无穷大角频率处。因此图 1.1.8 (a)形式对应的电抗函数的各零点是在零角频率、有限角频率、无限大角频率处。图 1.1.8 (b)形式对应的电抗函数的各零点是在零角频率、有限角频率处。图 1.1.8 (c)形式对应的电抗函数的各

零点是在有限角频率、无限大角频率处。图 1.1.8 (d)形式对应的电抗函数的各零点是在有限角频率处。这四种形式的一个共同特点就是串联网路的个数等于电抗曲线中内在零点的个数。

根据以上讨论，可以归纳出按照已给的电抗曲线实现并串式网络结构的规律：

(1) 内在零点的数目等于电感电容组成的串联谐振回路的数目，极点则不予考虑。

(2) 是否有单独的一只电感或电容，可以通过观察  $\omega = \infty$  或  $0$  时是否由零点来决定。

如果  $\omega = \infty$  时有零点，则有单独的一只电容并接在网络中；如果  $\omega = 0$  时有零点，则有单独的一只电感并接在网络中。

**【例 1.1.3】** 画出图 1.1.9(a)所示网络的电抗曲线。

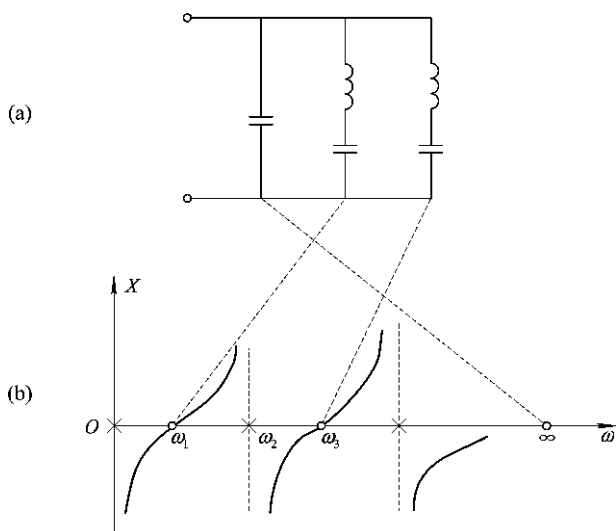


图 1.1.9 例 1.1.3 图

解：图 1.1.9(a)所示网络属于典型结构中的并串式结构，因此可以利用上述电抗曲线的规律来画出该网络的电抗曲线。

(1) 因为没有直流通路，当  $\omega = 0$  时  $X = -\infty$ ，所以原点处是极点。当  $\omega = \infty$  时  $X = 0$ ，所以无穷大角频率处是零点。

(2) 因为有五个元件，所以有四个内在零、极点。

(3) 因为有两个串联网路，所以有两个内在零点。

(4) 电抗曲线斜率为正，零、极点交替出现。

因此，图 1.1.9(a)所示网络的电抗曲线如图 1.1.9(b)所示。当串联网路增多时，其分析方法同上。

**【例 1.1.4】** 已给电抗曲线如图 1.1.10(a)所示，试画出所对应的典型网络结构。

解：(1) 求串并式结构。

① 因为有五个内在零、极点，所以元件数为六个。

② 因为有两个内在极点，所以有两个电感和电容的并联网路。

③ 因为  $\omega = 0$  时有极点，所以有单独的一只电容串接在网络中。

④ 因为  $\omega = \infty$  时有极点，所以有单独的一只电感串接在网络中。

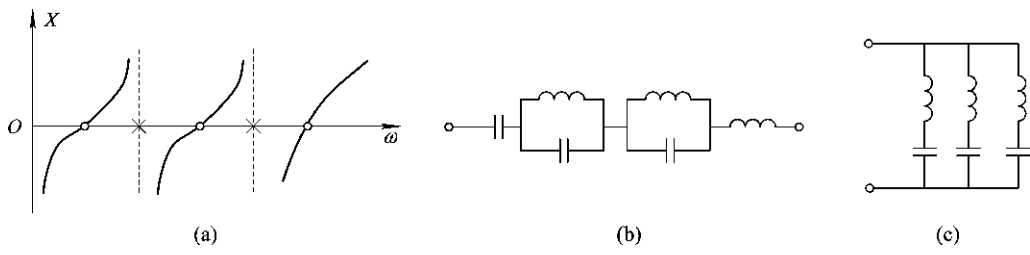


图 1.1.10 例 1.1.4 图

因此，图 1.1.10(a)所示电抗曲线对应的串并式网络结构如图 1.1.10(b)所示。

(2) 求并串式结构。

- ① 因为有五个内在零、极点，所以元件数为六个。
- ② 因为有三个内在零点，所以有三个电感和电容的串网络。
- ③ 因为  $\omega=0$  和  $\omega=\infty$  时没有零点，所以没有单独的电感和电容并接在网络中。

因此，图 1.1.10(a)所示电抗曲线对应的并串式网络结构如图 1.1.10(c)所示。

### 1.1.3 单口网络的等效

单口网络的等效是一个重要概念，利用这一概念可以减少元件数目，便于分析网络，还可以调整元件值的大小以利于生产。因此，在理论分析和工程实践中都是很有用的。

#### 1. 等效的概念

两个结构不同的单口网络，如果在一定条件下它们的阻抗值在任何频率时都相等，则称这两个单口网络相互等效。对电抗单口网络来说，等效就是在一定条件下和任何频率处，两个单口网络的电抗值相等，或者说两个单口网络的电抗曲线完全相同。

我们可以利用等效的概念来导出单口网络的等效条件。

#### 2. 等效条件的求法

现以图 1.1.11 所示的两个单口网络为例，说明等效条件的求法。

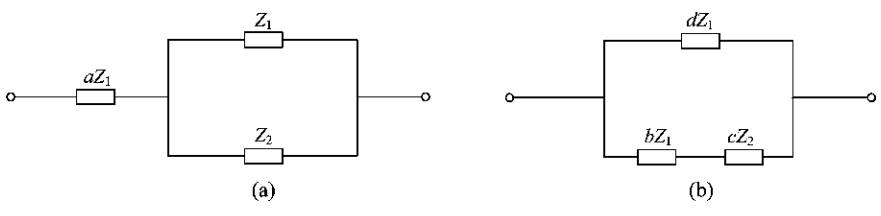


图 1.1.11 有损等效网络

图 1.1.11 中的  $a$ 、 $b$ 、 $c$ 、 $d$  是系数，要找出图 1.1.11(a)和图 1.1.11(b)的等效条件，就是要找出各系数之间的关系式。假定图 1.1.11(a)所示的网络是已知的(即系数已知)，现在要找出图 1.1.11(b)所示网络中的系数  $b$ 、 $c$ 、 $d$  与  $a$  之间的关系式。

图 1.1.11(a)网络的总阻抗是：

$$Z_a = aZ_1 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (1.1.14)$$

图 1.1.11(b)网络的总阻抗是：

$$Z_b = \frac{dZ_1(bZ_1 + cZ_2)}{dZ_1 + bZ_1 + cZ_2} \quad (1.1.15)$$

为了使两个网络等效，必须使  $Z_a = Z_b$ ，即

$$aZ_1 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{dZ_1(bZ_1 + cZ_2)}{dZ_1 + bZ_1 + cZ_2}$$

上面等式必须在  $Z_1$  和  $Z_2$  为任何数值时都能成立。为了便于求解，我们选择三个特殊的阻抗值，得到三个方程式，从而确定系数  $b$ 、 $c$ 、 $d$  与  $a$  之间的关系。

令  $Z_2 = \infty$ ，得

$$1 + a = d$$

令  $Z_2 = 0$ ，得

$$a = \frac{bd}{b + d}$$

令  $Z_1 = Z_2$ ，得

$$a + \frac{1}{2} = \frac{(b + c)d}{b + d + c}$$

从上面三个方程可解出系数  $b$ 、 $c$ 、 $d$  与  $a$  之间的关系为

$$b = a(1 + a)$$

$$c = (1 + a)^2$$

$$d = 1 + a$$

当系数间满足上面的关系时，图 1.1.11 的网络(a)和网络(b)等效。这种确定等效条件的方法可以推广到其他形式的单口网络。表 1.1.2 列出了一些常用的等效网络及等效条件，可以查用。

表 1.1.2 常用的等效网络和等效条件

等效网络	等效条件
	$b = a(1 + a)$ $c = (1 + a)^2$ $d = 1 + a$
	$b = \frac{a^2}{1 + a}$ $c = \left(\frac{a}{1 + a}\right)^2$ $d = \frac{a}{1 + a}$
	$c = \frac{B(A + B)}{A + B - 2b}$ , $d = \frac{2bB}{A + B - 2b}$ $e = \frac{B(A - B)}{B - A - 2b}$ , $f = \frac{2bB}{B - A - 2b}$ 式中： $B = \sqrt{A^2 - 4ab}$ $A = 1 + a + b$