

中等专业学校试用教材

电信网络

武汉铁路运输学校 赵 沈 主编

中国铁道出版社

内 容 简 介

本书介绍了二端网络和四端网络的基本理论,在此基础上阐述了组成有线通信和铁路信号传输通道的多种电网络的工作原理和使用方法,分析了电路结构和电气特性,讨论了元件值的计算。主要包括衰减器,变量器,LC元件滤波器,陶瓷、晶体、机械滤波器和有源滤波器等内容。

本书是铁路中等专业学校通信专业的试用教材,也可供具有初中文化程度从事通信、信号、电力等工作的技术人员自学参考。

中等专业学校试用教材

电 信 网 络

武汉铁路运输学校 马 斌 主编

中国铁道出版社出版、发行

责任编辑 倪嘉寒 封面设计 程 达

各地新华书店经售

中国铁道出版社印刷厂印

开本: 787×1092毫米 1/32 印张: 15.25 字数: 378千

1988年6月 第1版 第1次印刷

印数: 0001—00,000册 定价: 2.30元

7100

前 言

本书系根据铁路中专通信专业“电信网络”教学大纲编写的。适合于学时数为100学时左右的专业。

本书是继电工之后的一门课程。主要讲述电元件组成电路后，作为一个网络整体所表现出来的传输规律和基本理论，着重说明滤波器、均衡器等无源网络的原理、结构、特性和用途，并介绍了晶体、机械滤波器、有源滤波器及钟型均衡器。

编好教材，是提高教学质量的关键。编写中力求内容少而精、文字叙述通俗易懂，突出物理概念和电路分析，注意理论联系实际，举的例子以目前实际使用的设备为主。

本书第一、二、三、四、五、七、八章由武汉铁路运输学校赵沈执笔，第六章由原南京铁路运输学校阚义执笔。全书由赵沈主编，锦州铁路运输学校陈守庸主审。

在编写工作中，南京铁路运输学校，洛阳电务工程学校，上海铁路通信工厂有关同志给予了大力支持，武汉、南京、锦州、西安、乌鲁木齐运校和洛阳电务工程学校参加了审稿会，对本书也提出了许多宝贵意见，在此一并表示谢意。由于编者水平不高、经验不足及编审时间短，书中可能会有错漏不妥之处，恳请师生和读者批评指正。

目 录

绪 论	1
第一章 传输电平	2
第一节 传输电平及其单位	2
第二节 绝对电平和相对电平	3
第二章 二端网络	8
第一节 二端网络的概念	8
第二节 电抗二端网络及其频率特性	8
第三节 由已知电抗频率特性实现网络	15
第四节 等效二端网络	17
第五节 倒量二端网络	24
第六节 有损耗二端网络的 $ Z(\omega) $ 曲线	26
第七节 归一化	28
第三章 四端网络	34
第一节 四端网络的概念	34
第二节 四端网络的基本方程和网络参数	35
第三节 四端网络的输入阻抗和传递函数	43
第四节 四端网络的影像参数	47
第五节 四端网络的联接	56
第六节 四端网络的等效变换	63
第七节 四端网络的工作参数	72
第八节 通信变量器	78
第四章 衰减器	88
第一节 衰减器的结构和用途	88
第二节 固定衰减器的计算	89
第三节 可变衰减器	92
第五章 LC滤波器	95
第一节 滤波器的概念	95
第二节 T型滤波器的电路分析	96
第三节 K式低通滤波器	99
第四节 M式低通滤波器	106
第五节 组合低通滤波器	117
第六节 MM' 式低通滤波器	120
第七节 频率变换与高通滤波器	121
第八节 频率变换与对称带通滤波器	127

第九节	元件损耗和阻抗失配对滤波器衰减特性的影响	133
第十节	少电感式不对称带通滤波器	133
第十一节	滤波器并联运用	145
第六章	晶体、陶瓷、机械滤波器	155
第一节	晶体滤波器	156
第二节	陶瓷滤波器	163
第三节	机械带通滤波器	167
第七章	均衡器	174
第一节	均衡器的概念	174
第二节	固定衰减均衡器	176
第三节	变阻型可变衰减均衡器	180
第四节	定阻型可变衰减均衡器	196
第五节	相位均衡器	205
第八章	RC 有源滤波器	212
第一节	有源滤波器的工作原理	213
第二节	隔离节	214
第三节	RC 有源低通滤波器	216
第四节	RC 有源高通滤波器	221
第五节	RC 有源带通滤波器	223
附录	滤波器的测量	228
附表 2	低通滤波器的计算式及曲线	231
附表 3	高通滤波器的计算式及曲线	232
附表 4	对称带通滤波器的计算式及曲线	233
附表 5	指数函数及双曲线函数表	233

绪 论

随着科学的进步、生产的发展，特别是信息革命的兴起、电信技术正在突飞猛进。目前电信网已由模拟通信网发展到模数结合通信网，并向计算机数据通信网发展。在我国随着社会主义现代化建设的蓬勃开展，铁路运输日益繁忙，关于列车运行、客流变化、货物周转等大量信息的及时、准确的传输、交换和控制，对素有铁路“耳目”之称的铁道通信和信号系统提出越来越高的要求。如电话通信，从音频电话发展到多路复用的大通路长途通信，从减小畸变、提高通信质量发展到有自动调节控制的高保真通信，从模拟电话通信发展到数字电话通信。如信号控制，从臂板、机械联锁信号发展到电气集中，从人工闭塞发展到自动闭塞和电子调度集中。在此发展过程中，电信网络是解决多路通信及提高传输质量的一门专业基础理论课。它主要包括二端网络和四端网络二个部分。它研究的是电气元件以一定规律组合成的电网络（如滤波器、均衡器、衰减器和变量器等），作为电路整体所呈现的传输特性、工作原理以及设计方法。

滤波器是一种应用广泛、形式多样的选频网络。普通的有 LC 元件滤波器，性能优良的有陶瓷、晶体和机械带通滤波器。近期来滤波器的发展十分迅速。随着集成运算放大器的发展，有源滤波器在 100kHz 以下已成功地取代了 LC 滤波器。随着数据通信的发展，数字滤波器已问世，它既是一种数字信号处理器，又可以代替模拟滤波器，它给滤波器的发展开拓了广阔的前景。

电信网络理论就其发展过程来看，有网络分析和网络综合二个分支。网络分析的特点是先对一些基本网络进行分析研究，找出它们的规律，用组合的方法来满足预定的各项技术要求。网络综合的特点是根据预定的技术要求，通过严格的数学推导，找出物理上可以实现的函数，从而计算出网络具体元件值。后者宜于设计电气性能全面、技术指标高、结构合理、经济的电路，但理论复杂，计算量大。现在复杂网络的综合分析和最优化设计已采用电子计算机来完成。

电信网络就其元件组成来看，有无源网络和有源网络二类。本书主要讨论无源网络分析法的基本理论。

现今国内铁路上，不仅大容量、远距离、高保真的电话通信设备和大规模自动化的信号遥控设备要大量用到滤波器、均衡器等网络器件，而且几乎所有的电气设备、电气仪表都离不开网络器件。因此，学好无源网络基本理论，掌握网络常用器件的特性，对学好、管好通信设备、信号设备和其它电气设备具有重要意义。学习本课程必须具有电工和数学的基础知识，特别是关于对数、复数双曲函数、矩阵的一般知识。

第一章 传输电平

第一节 传输电平及其单位

一、传输电平

电信号在通道系统中传输，信号的能量大小就会发生变化。度量电信号的强弱程度及其变化大小要用传输电平。传输电平是一个相对值，即电信号的大小与基准值之比的对数值，用符号 L 表示。按电信号取值来分有三种表示形式：功率传输电平、电压传输电平和电流传输电平，分别记作 L_P 、 L_U 、 L_I 。具体定义如下：

$$L_P = 10 \lg \frac{P_1}{P_0}; \quad (1-1)$$

$$L_U = 20 \lg \frac{U_1}{U_0}; \quad (1-2)$$

$$L_I = 20 \lg \frac{I_1}{I_0}. \quad (1-3)$$

其中 P_0 ——功率基准值；
 U_0 ——电压基准值；
 I_0 ——电流基准值。

最常用的是功率传输电平和电压传输电平。

为什么要用传输电平来作信号传输的量度呢？主要有以下二个原因。

1. 确切反映信号强弱程度及其变化大小，并符合于人耳的听觉特性。

在电信传输中，信号功率、电压和电流的强弱及变化，若直接用瓦、伏和安来衡量，往往不能说明实际传输情形。例如，将一个功率为 0.1mW 的话音信号提高到 1mW ，与将功率为 0.1mW 的话音信号提高到 10mW 的两种情况进行比较：后者的功率较前者大 9mW ，但对人耳的听觉来说，两种情况的声音响度变化不与两者功率差成正比；又后者的功率变化是前者的 10 倍，但对人耳的听觉来说，两种情况的声音响度变化也不是增加了 10 倍，而仅仅是增加了一倍，即它们之间具有以下关系式： $\lg(1/0.1) : \lg(10/0.1) = 1:2$ 。因此，用信号变化前后功率之比的对数值为衡量电信号的强弱及其变化的物理量是符合客观规律的。

2. 便于书写和运算

电信通道的实际电路都是由很多个网络互相链接而成的，整个通道两侧总的功率变化将是链接组成的每个网络输入与输出功率倍数的连乘积，若用信号功率比值的对数来表示，便可利用对数的性质，将功率倍数的相乘运算转换成代数和的运算，使计算工作大大简化。同时也使计算结果表示得简洁、易于书写和记忆，如信号功率比值为 $1000,000,000,000$ 倍，则 $L_P = 120\text{dB}$ 。

二、传输电平单位

1. 分贝 (dB)

当采用常用对数计算电平时, 其单位为分贝, 符号为dB。如当 $P_1 = 10^{0.1} P_0$ 时, 其对应的功率传输电平值为

$$L_P = 10 \lg \frac{P_1}{P_0} = 10 \lg 10^{0.1} = 1 \text{ dB}$$

2. 奈培 (Np)

当采用自然对数计算传输电平时, 其单位为奈培, 符号为Np。如当 $P_1 = e^2 P_0$ 时, 其功率传输电平为

$$L_P = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_0} = \frac{1}{2} \ln e^2 = 1 \text{ Np}$$

我国规定分贝为电信传输单位。本书中除介绍原产品时保留 Np 单位外, 一律用 dB 单位。

3. 分贝与奈培的换算关系

1Np 大小的功率电平信号所对应的功率为 $P_1 = e^2 P_0$, 此功率用 dB 表示应为

$$10 \lg(P_1/P_0) = 10 \lg e^2 = 20 \times 0.4343 = 8.686 \text{ dB}$$

所以分贝与奈培的换算关系为

$$1 \text{ dB} = 0.115 \text{ Np}$$

$$1 \text{ Np} = 8.686 \text{ dB}$$

第二节 绝对电平和相对电平

一、绝对电平

反映一个电信号的强弱是用绝对电平来表示的, 绝对电平高就意味着电信号强, 绝对电平低就意味着电信号弱。由于一般电话机输出的标准功率规定为 1mW, 因而在有线电信传输系统中规定 1mW 为衡量信号电平高低的基准。以 1mW 的信号作为基准值来计算通道某点电平时, 所得出的电平称为绝对电平。

(一) 绝对功率电平 L_P

绝对功率电平通常简称为电平。

$$L_P = 10 \lg \frac{P_1}{P_0} = 10 \lg \frac{P_1}{1} = 10 \lg P_1 \quad \text{dB} \quad (1-4)$$

或

$$L_P = \frac{1}{2} \ln P_1 \quad \text{Np}$$

式中 P_1 —— 测量点的视在功率;

P_0 —— 基准功率 1mW。

(二) 绝对电压电平 L_U

$$L_U = 20 \lg \frac{U_1}{U_0} = 20 \lg \frac{U_1}{0.775} \quad \text{dB} \quad (1-5)$$

或

$$L_U = \ln \frac{U_1}{U_0} = \ln \frac{U_1}{0.775} \quad \text{Np}$$

式中 U_1 ——测量点电压有效值；

U_0 ——电压基准值 0.775V 。

由于常用的铜架空明线和载波机的输入阻抗设计为 600Ω ，而该电阻上产生 1mW 基准功率所对应的电压 $U_0 = \sqrt{P_0 \cdot R_0} = \sqrt{10^{-3} \times 600} = 0.775\text{V}$ ，因此取电压基准值 $U_0 = 0.775\text{V}$ ，取电阻基准值 $R_0 = 600\Omega$ 。

(三) 功率电平与电压电平的关系

由式 (1-4) 和 (1-5) 可得到功率电平与电压电平之间的关系为

$$\begin{aligned} L_P &= 10\lg \frac{P_1}{1} = 10\lg \frac{U_1^2 / |Z_1|}{U_0^2 / R_0} \\ &= 20\lg \frac{U_1}{U_0} + 10\lg \frac{R_0}{|Z_1|} \\ &= L_U + 10\lg \frac{600}{|Z_1|} \end{aligned} \quad (1-6)$$

式中 Z_1 ——信号所在处的阻抗值。

由式 (1-6) 可知：当电路某点的输入阻抗为 600Ω 时，该处的功率电平值就等于该处的电压电平值，即 $L_P = L_U$ ；当 $|Z_1| \neq 600\Omega$ 时，该处的 L_P 和 L_U 之差为 $10\lg \frac{600}{|Z_1|}$ 。

(四) 正电平、负电平和零电平

功率电平值可正可负。当某点信号功率 P_1 大于基准功率 1mW 时，绝对电平为正，叫做正电平；当 P_1 小于 1mW 时，绝对电平为负，叫做负电平；当 P_1 等于 1mW 时，绝对电平为零，叫做零电平。要注意，零电平并不是测量点的功率为零，而是恰好等于 1mW ，只有电平为负无穷大时，测量点上的功率才为零，即没有信号。

二、相对电平

在计算电平时，如果选择电路上某一点的信号作为基准值，则称为被测点对该点的相对电平。相对电平常用来表示网络两侧信号强度变化的情况。

(一) 相对功率电平 $L_{P_{1-2}}$

设 P_1 、 U_1 表示电路中 $1-1'$ 的功率、电压， P_2 、 U_2 表示电路中 $2-2'$ 点的功率、电压。那么 $1-1'$ 点对 $2-2'$ 点的相对功率电平为

$$L_{P_{1-2}} = 10\lg \frac{P_1}{P_2} \quad \text{dB} \quad (1-7)$$

或
$$L_{P_{1-2}} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_2} \quad \text{Np}$$

(二) 相对电压电平 $L_{U_{1-2}}$

$1-1'$ 点对 $2-2'$ 点的相对电压电平为

$$L_{U_{1-2}} = 20\lg \frac{U_1}{U_2} \quad \text{dB} \quad (1-8)$$

$$L_{U_{1-2}} = \ln \frac{U_1}{U_2} \quad \text{Np}$$

(三) 相对电平与绝对电平的关系

$$\begin{aligned} L_{P_{1-2}} &= 10\lg \frac{P_1}{P_2} = 10\lg \frac{P_1}{1} - 10\lg \frac{P_2}{1} \\ &= L_{P_1} - L_{P_2} \end{aligned} \quad (1-9)$$

上式表明两点间的相对电平等于该两点绝对电平之差。

(四) 衰减与增益

设四端网络输入端对输出端的相对功率电平为 $L_{P_{1-2}}$ ，如果 $L_{P_{1-2}} > 0$ ，表明信号电功率经过网络之后电平降低，我们说信号受到网络的衰减，衰减值的大小等于输入电平与输出电平之差。反之，当 $L_{P_{1-2}} < 0$ ，表明输出电平高于输入电平，我们说信号通过网络得到增益，其值等于输出电平与输入电平之差。

三、传输电平的计算

(一) 通道传输电平的计算

传输通道往往是由很多个网络互相链接而成的，如图 1-1 所示。设各节网络的输入、输出功率分别为 $P_1, P_2 \dots P_n$ ，各节网络的输入对输出的相对功率电平为 $L_{P_{0-1}}, L_{P_{1-2}} \dots L_{P_{(n-1)-n}}$ ，则整个通道可以当作一个总的复杂网络，它的输入、输出间的相对功率电平为 $L_{P_{0-n}}$ 。

$$\begin{aligned}
 L_{P_{0-n}} &= 10 \lg \frac{P_0}{P_n} = 10 \lg \frac{P_0}{P_1} \cdot \frac{P_1}{P_2} \dots \frac{P_{n-2}}{P_{n-1}} \cdot \frac{P_{n-1}}{P_n} \\
 &= 10 \lg \frac{P_0}{P_1} + 10 \lg \frac{P_1}{P_2} + \dots + 10 \lg \frac{P_{n-2}}{P_{n-1}} + 10 \lg \frac{P_{n-1}}{P_n} \\
 &= L_{P_{0-1}} + L_{P_{1-2}} + \dots + L_{P_{(n-2)-(n-1)}} + L_{P_{(n-1)-n}} \\
 &= \sum_{i=1}^n L_{P_{(i-1)-i}} \quad (1-10)
 \end{aligned}$$

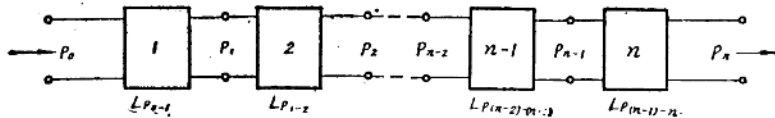


图 1-1 传输通道

(二) 总电平和分电平的计算

1. 总电平的计算

在计算多路载波通信电路输出总电平时，应先求出各路电平对应的功率值，再求总功率，然后由总功率求出对应的总电平值，而不能简单地将各路电平直接相加，因为电平直接相加表示功率相乘的关系。

设测量点有几个分电平同时存在（频率不同），分别为 $L_{P_1}, L_{P_2} \dots L_{P_n}$ ，相应的功率分别为 $P_1, P_2 \dots P_n$ ，单位为 mW，则总功率 P 为

$$\begin{aligned}
 P &= P_1 + P_2 + \dots + P_n \\
 &= 10^{\frac{L_{P_1}}{10}} + 10^{\frac{L_{P_2}}{10}} + \dots + 10^{\frac{L_{P_n}}{10}}
 \end{aligned}$$

总电平为

$$L_P = 10 \lg P = 10 \lg \left(10^{\frac{L_{P_1}}{10}} + 10^{\frac{L_{P_2}}{10}} + \dots + 10^{\frac{L_{P_n}}{10}} \right) \quad (1-11)$$

当 $L_{P_1} = L_{P_2} = \dots = L_{P_n}$ 时， $P = nP_1$ ，式 (1-11) 简化为

$$L_P = L_{P_1} + 10 \lg n \quad (1-12)$$

【例1-1】三路载波机如果每个话路分别在外线端输出17dB，求外线端三个话路的总电平。

【解】因各话路在输出端电平相同，按式(1-12)得

$$L_p = L_{p1} + 10 \lg n = 17 + 10 \lg 3 = 21.8 \text{dB}$$

2. 分电平的计算

当 n 个分电平中有一个电平为未知，其余分电平及总电平为已知时，求这个分电平的方法是先求出该未知电平的功率，然后由功率求出其对应的分电平值。

设未知分电平为 L_{p1} ，其对应功率为 P_1 ，则

$$P_1 = P - (P_2 + P_3 + \dots + P_n)$$

$$L_{p1} = 10 \lg P_1 = 10 \lg [10^{\frac{L_p}{10}} - (10^{\frac{L_{p2}}{10}} + 10^{\frac{L_{p3}}{10}} + \dots + 10^{\frac{L_{pn}}{10}})] \quad (1-13)$$

若各分电平相等，则

$$L_{p1} = L_p - 10 \lg n \quad (1-14)$$

【例1-2】设某电路串杂音电平为-40.4dB，其中杂音电平为-45dB，求其串音电平 L'_p 。

【解】根据式(1-13)

$$\begin{aligned} L'_p &= 10 \lg (10^{\frac{-40.4}{10}} - 10^{\frac{-45}{10}}) \\ &= 10 \lg 10^{-4.04} + 10 \lg (1 - 10^{-4.6}) \\ &= -40.4 + 10 \lg (1 - 0.347) = -40.4 - 1.84 \\ &= -42.2 \text{dB} \end{aligned}$$

(三) 相对功率电平和相对电压电平的关系

设网络输入端功率、电压、阻抗为 P_1 、 U_1 、 Z_1 ，网络输出端功率、电压、负载阻抗为 P_2 、 U_2 、 Z_2 ，则

$$\begin{aligned} L_{P_{1-2}} = L_{P_1} - L_{P_2} &= 10 \lg \frac{P_1}{P_2} = 10 \lg \frac{U_1^2 / |Z_1|}{U_2^2 / |Z_2|} \\ &= 20 \lg \frac{U_1}{U_2} + 10 \lg \left| \frac{Z_2}{Z_1} \right| \\ &= L_{U_{1-2}} + 10 \lg \left| \frac{Z_2}{Z_1} \right| \quad (1-15) \end{aligned}$$

四、几个电平术语

(一) 零传输电平参考点

就是在长途电路上任取一点，并假设其电平为零（实际通信中电平不一定为零），把这点的电平作为电路上其它各点传输电平的参考点，一般取长途交换塞孔点。有了这个参考点之后，电路各处的传输电平就有了调整测试和维护的标准。

(二) 测试电平

是指电路始端电平为0dB时，所讨论点上的绝对电平。

(三) 零相对电平点

在一般的传输标准中，为计算方便，以零相对电平点这一术语作为某项规定电平值的条件。具体地说零相对电平点电平是指假定测试点上的信号电平为零时的规定电平值。如明线三路载波机外线端，输出导频的零相对电平点电平为-15dB，意思指该点导频信号比话路

信号的电平低15dB, 当话路信号在外线端的实际电平为17.4dB时, 导频信号实际电平应为 $17.4 - 15 = 2.4\text{dB}$ 。

本章小结

1. 传输电平是相对值, 即电信号的大小与基准值之比的对数值。正电平表示信号能量大于基准值, 负电平表示信号能量小于基准值, 零电平则表示信号能量与基准值相等。

2. 传输电平的单位为分贝或奈培。换算关系为 $1\text{Np} = 8.686\text{dB}$, $1\text{dB} = 0.115\text{Np}$ 。

3. 传输电平分为绝对电平和相对电平。以 600Ω 电阻上消耗 1mW 信号为基准, 计算所得的电平称为绝对电平; 以电路任意一点的信号功率作为基准计算所得的电平称为相对电平。电路中两点间的相对电平等于该两点的绝对电平之差。按基准值的参量分, 电平又有三种形式: 功率电平、电压电平和电流电平。最常用的是前二者。

4. 电信中电平习惯指绝对功率电平。它和绝对电压电平的关系是

$$L_{P_1} = 10\lg \frac{P_1}{P_0} = 20\lg \frac{U_1}{U_0} + 10\lg \frac{R_0}{R_1} = L_{U_1} + 10\lg \frac{R_0}{R_1}$$

5. 电路中任意两点间的电平值不是衰减就是增益。这个衰减值或增益值就等于两点间的相对电平。

6. 计算总电平和分电平不能采取电平值直接相加减的办法, 而应先求出对应的总功率和分功率, 然后再换算成对应的总电平和分电平。若 n 个相同的电平, 则其总电平可按下式计算, $L_P = L_{P_1} + 10\lg n$ 。

习 题

1—1 电信技术中为什么引入电平的概念? 电平的意义是什么?

1—2 电平有哪些单位, 并说明其换算关系。

1—3 什么是绝对电平, 什么是相对电平? 两者之间有什么关系?

1—4 某电路输出功率为 (1) 0.05W 、(2) 3mW 、(3) 0.5mW , 求其功率电平。

1—5 电路中某点电平为 (1) 0dB 、(2) 6dB 、(3) 0.35Np 、(4) -15dB , 求该点功率值。

1—6 已知测量点阻抗为 150Ω , 其功率为 0.75mW , 求绝对电压电平以及其与绝对功率电平的差值。

1—7 长途电话通道各部分相对电平如图 1—2, 单位为 dB , 当均匀传输线采用 4.0mm 铜线, 每公里传输衰减为 0.02406dB , 问此长途电话最大传输距离为多少。

1—8 12路明线载波机线路滤波器输出端每个话路输出电平为 17.4dB , 另外还有平调导频信号和斜调导频输出, 其电平各为 -2.6dB , 问输出端总电平是多少?

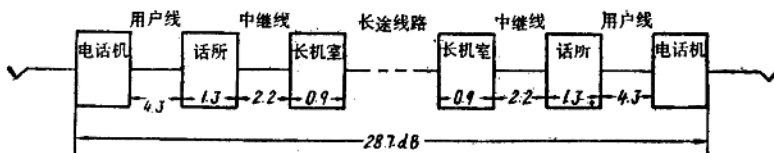


图 1—2 习题 1—7 图

第二章 二端网络

本章主要内容有电抗二端网络的电抗频率特性、等效二端网络、倒量二端网络。熟悉这些内容将为学习滤波器和衰减均衡器等内容打下基础。

第一节 二端网络的概念

电信设备中凡是由一组电元件联接起来的电气系统都称为电网络。二端网络是指具有二个端子的电网络。最简单的二端网络是由一个元件构成，如图 2-1(a)所示，它是由一个电阻、电感或电容构成的二端网络，较复杂的二端网络是由电阻、电感和电容串、并联组成，如图 2-1(b)所示。一般说，二端网络的阻抗是复数，用字母 Z 表示。其电路一般表示方式如图 2-1(c)所示。

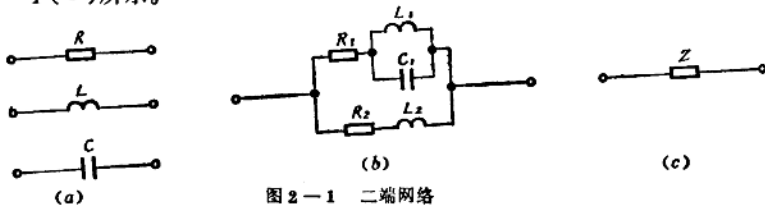


图 2-1 二端网络

二端网络按其阻抗性质可分下列三种：

1. 由纯电抗元件组成的纯电抗二端网络；
2. 由电阻及电抗元件组成的有耗二端网络；
3. 由电阻元件组成的纯电阻二端网络。

二端网络中如含有电源，称为有源二端网络，否则称为无源二端网络。这里只分析无源二端网络，而且以纯电抗二端网络为主。

第二节 电抗二端网络及其频率特性

本节内容是电抗二端网络的电抗频率特性，简称电抗曲线。我们从《电工》中讨论的单元件、二元件电路电抗频率特性入手，借助“图解法”和“解析法”进一步讨论三元件及多元件电抗二端网络的电抗曲线。

一、电抗频率特性

(一) 单元件二端网络

1. 电感二端网络

单元件电感二端网络如图 2-2

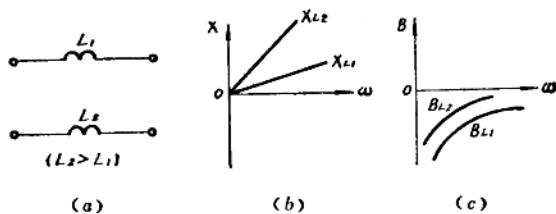


图 2-2 单元件电感二端网络

(a)。

从《电工》知识中可知：

阻抗 Z_L $Z_L = j\omega L = jX_L$

电抗 X_L^* $X_L = \omega L$

导纳 Y_L $Y_L = \frac{1}{Z_L} = \frac{1}{j\omega L} = j \frac{-1}{\omega L}$

电纳 B_L $B_L = \frac{-1}{\omega L}$

根据电抗式可作单元件电感二端网络的电抗曲线如图 2-2(b)。又根据 $B_L = \frac{-1}{X_L}$ 的函数关系，我们很容易从电抗曲线作得电纳曲线，如图 2-2(c) 所示。

因为 $\frac{dX_L}{d\omega} = L > 0$ ，所以其电抗曲线斜率为正，且 L 越大，斜率越大。同样 $\frac{dB_L}{d\omega} = \frac{1}{\omega^2 L} > 0$ ，所以其电纳曲线斜率也为正。

2. 电容二端网络

单元件电容二端网络如图 2-3

(a)。

阻抗 Z_C $Z_C = \frac{1}{j\omega C}$
 $= j \frac{-1}{\omega C} = jX_C$

电抗 X_C $X_C = \frac{-1}{\omega C}$

导纳 Y_C $Y_C = \frac{1}{Z_C} = j\omega C$

电纳 B_C $B_C = \omega C$

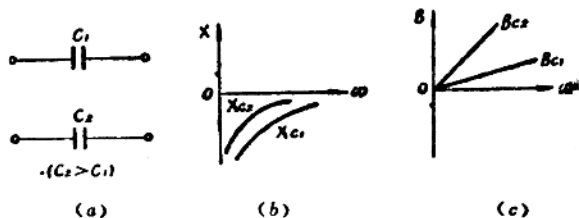


图 2-3 单元件电容二端网络

根据上述函数式，可作得单元件电容二端网络的电抗曲线和电纳曲线，分别如图 2-3(b)、(c) 所示。

因为 $\frac{dX_C}{d\omega} = \frac{d}{d\omega} \left(-\frac{1}{\omega C} \right) = \frac{1}{\omega^2 C} > 0$ ，所以其电抗曲线斜率为正。同样 $\frac{dB_C}{d\omega} = C > 0$ ，所以其电纳曲线斜率也为正，且 C 越大，斜率越大。

(二) 二元件电抗二端网络

1. LC 串联二端网络

LC 串联二端网络如图 2-4(a)。其总电抗是 L_1 的感抗和 C_1 的容抗之和，因此它的电抗曲线可由单元件感抗曲线和单元件容抗曲线叠加得到，如图 2-4(b) 所示。其电纳曲线可根据 $B = \frac{-1}{X}$ 的关系作得，如图 2-4(c) 所示。图中，可见其电抗曲线和电纳曲线均是上升的，即斜率总为正值；当 $\omega = \omega_{01}$ 时，电抗为 0，电纳为 ∞ ，电路产生串联谐振，串联谐振频率记作 f_{01} 或 ω_{01}^{**} ，其值为 $f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$ 或 $\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$ ；电抗曲线或电纳曲线经过 ω_{01} ，

其感容性互换。这里我们再引入零极点的概念，通常将 ω 轴上满足 $Z = 0$ ($X = 0$) 的频率点称为零点，用小圆圈 \bigcirc 表示，将 ω 轴上满足 $Z = \infty$ ($X = \infty$) 的频率点称为极点，用 \times 表示，其中频率等于 0 或 ∞ 的零极点称为外零极点，在 $\omega(0, \infty)$ 内的零极点称为内零极点。LC 串联电路的零极点分布如图 2-4(d)。

* 本书中电抗 X 、电纳 B 本身带正负号。

** 角频率 $\omega = 2\pi f$ ，在本章及以后各章中也称 ω 为频率，与实际频率 f 在用词上不再严格区分

根据LC串联电路的阻抗式 $Z_1 = j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}$ ，经数学整理可得阻抗 Z_1 的零极点展开式

$$\begin{aligned} Z_1 &= j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \\ &= j\omega L_1 \left(1 - \frac{1}{\omega^2 L_1 C_1} \right) \\ &= j\omega L_1 \frac{\omega^2 - \omega_{01}^2}{\omega^2} \end{aligned} \quad (2-1)$$

2. LC并联二端网络

LC并联二端网络如图 2-5(a)。并联二端网络用导纳进行研究比较方便。其电纳曲线可由单元件感纳曲线和单元件容纳曲线叠加得到，如图 2-5(b)所示。其电抗曲线可根据 $X = \frac{-1}{B}$ 的关系作得，如图 2-5(c)所示。图中，可见其电纳曲线和电抗曲线也是上升的，即斜率总为正值；当 $\omega = \omega_{01}$ 时，电纳为 0，电抗为 ∞ ，电路产生并联谐振，并联谐振频率记作 f_{01} 或 ω_{01} ，其值为 $f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}}$ 或 $\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$ ；电纳曲线或电抗曲线经过 ω_{01} ，其感容性互换。 ω_{01} 构成电路的内极点，因此LC并联电路的零极点分布如图 2-5(d)。

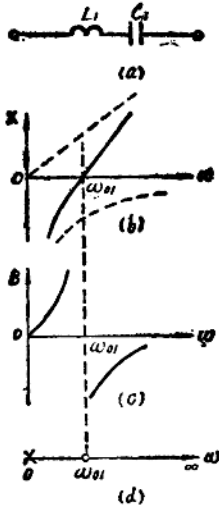


图 2-4 L-C 串联阻抗曲线

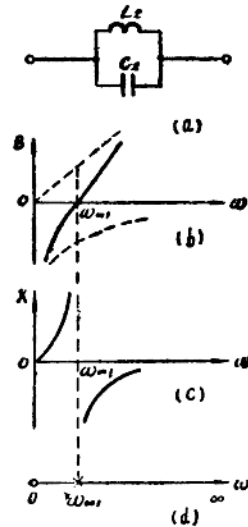


图 2-5 L-C 并联电抗曲线

根据LC并联电路的导纳式 $Y_2 = j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega L_2}$ ，其阻抗的零极点展开式为

$$\begin{aligned} Z_2 &= (Y_2)^{-1} = \left[j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega L_2} \right]^{-1} \\ &= \left[j\omega C_2 \frac{\omega^2 - \omega_{01}^2}{\omega^2} \right]^{-1} \\ &= \frac{1}{j\omega C_2} \frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_{01}^2} \end{aligned} \quad (2-2)$$

(三) 三元件二端网络

三元件二端网络的四种电路类型如图 2-6 所示。它们可看作是单元件、二元件二端网络的串并联组合。因此它们的电抗曲线可由单元件和二元件电路的电抗曲线叠加而得。如图 2-6(a)的二端网络的电抗曲线可由 X_1 和 X_2 曲线叠加而得，具体如图 2-7(a)所示。

其零点极点分布如图 2-7 (b) 所示。图中， ω 轴上第一个出现的是内极点，它的频率 $\omega_{\infty 1}$ 是 $L_2 C_2$ 的并联谐振频率； ω 轴上第二个出现的是内零点，它的频率 ω_{02} 是 $L_2 C_2 L_1$ 的串联谐振频率。从物理意义来说， $L_2 C_2$ 支路在 $\omega_{\infty 1}$ 后呈容性，该容性电抗又与 L_1 的感抗在 $\omega = \omega_{02}$ 处发生串联谐振。

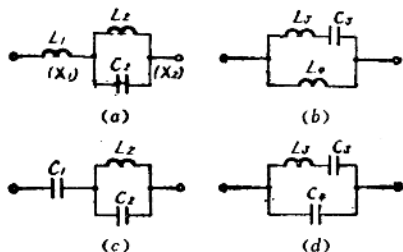


图 2-6 三元件二端网络电路类型

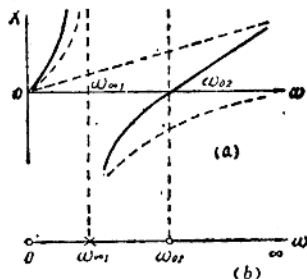


图 2-7 图 2-6 (a) 电路电抗曲线分析

图 2-6 (a) 所示二端网络的阻抗式为 $Z_3 = j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_2} \cdot \frac{\omega^2}{(\omega^2 - \omega_{\infty 1}^2)}$ ，其中 $\omega_{\infty 1} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$ 。若令 $Z_3 = 0$ ，可求得 ω_{02} 值

$$\begin{aligned}
 j\omega_{02} L_1 + \frac{1}{j\omega_{02} C_2} \cdot \frac{\omega_{02}^2}{(\omega_{02}^2 - \omega_{\infty 1}^2)} &= 0 \\
 \frac{1}{L_1 C_2} &= \omega_{02}^2 - \omega_{\infty 1}^2 \\
 \omega_{02}^2 &= \frac{1}{L_1 C_2} + \omega_{\infty 1}^2 \\
 \omega_{02} &= \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_2}} \quad (2-3)
 \end{aligned}$$

Z_3 的零点极点展开式为

$$\begin{aligned}
 Z_3 &= j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_2} \cdot \frac{\omega^2}{(\omega^2 - \omega_{\infty 1}^2)} \\
 &= j\omega L_1 \left[1 - \frac{1}{L_1 C_2 (\omega^2 - \omega_{\infty 1}^2)} \right] \\
 &= j\omega L_1 \left[\frac{\omega^2 - \omega_{\infty 1}^2 - \frac{1}{L_1 C_2}}{\omega^2 - \omega_{\infty 1}^2} \right]
 \end{aligned}$$

因为

$$\omega_{02}^2 = \omega_{\infty 1}^2 + \frac{1}{L_1 C_2}$$

所以

$$Z_3 = j\omega L_1 \cdot \frac{(\omega^2 - \omega_{02}^2)}{(\omega^2 - \omega_{\infty 1}^2)} \quad (2-4)$$

三元件电抗二端网络的电抗曲线及阻抗式列表于表 2-1。

由表 2-1，可知三元件电抗二端网络的电抗曲线和电纳曲线也是上升的，即斜率总为正值；频率坐标上零点极点交替分布；电抗曲线和电纳曲线过零点，感性容性交换。

二、电抗二端网络的电抗曲线规律

如果我们以单元件、二元件、三元件的电抗曲线为基础，类同上面借助图解法和解析法，可以进一步找到四元件、五元件的电抗曲线。四元件电抗二端网络的电抗曲线及阻抗式

见附表 1。推而广之还可得到多元件二端网络电抗曲线。比较这些电抗曲线，它们的共同规律归纳如下：

三元件电抗二端网络的电抗曲线及阻抗式

表 2-1

电 路	电 抗 曲 线	谐 振 频	阻 抗 式
		$\omega_{\infty 1} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$ $\omega_{02} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_2}}$	$Z = j\omega L_1 \cdot \frac{(\omega^2 - \omega_{02}^2)}{(\omega^2 - \omega_{\infty 1}^2)}$
		$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_3}}$ $\omega_{\infty 2} = \sqrt{\frac{C_3 + C_4}{C_3 C_4 L_3}}$	$Z = \frac{1}{j\omega C_4} \cdot \frac{(\omega^2 - \omega_{01}^2)}{(\omega^2 - \omega_{\infty 2}^2)}$
		$\omega_{\infty 1} = \frac{1}{\sqrt{(L_3 + L_4) C_3}}$ $\omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_3}}$	$Z = j\omega \cdot \frac{L_3 \cdot L_4}{(L_3 + L_4)} \cdot \frac{(\omega^2 - \omega_{02}^2)}{(\omega^2 - \omega_{\infty 1}^2)}$
		$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{(C_1 + C_2) L_2}}$ $\omega_{\infty 2} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$	$Z = \frac{1}{j\omega \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} \cdot \frac{(\omega^2 - \omega_{01}^2)}{(\omega^2 - \omega_{\infty 2}^2)}$

1. 内零极点数目即谐振频率数目比化简后网络元件数少一个。
2. 网络有直流通路，电抗曲线从 0 开始，第一个出现的是内极点（并联谐振）；若无直流通路，电抗曲线从 $-\infty$ 开始，第一个出现的是内零点（串联谐振）。
3. 电抗曲线斜率为正，曲线是上升的，零点和极点交替出现，曲线过零极点，其感容性互换。
4. $\omega = \infty$ 时，电抗曲线只有两种情况：趋于零（容抗）或趋于无穷大（感抗）。
5. 曲线横坐标以上的感抗段数等于网络中电感的元件数；而横坐标以下的容抗段数等于网络中电容的元件数。

以上规律仅适用于最简电抗二端网络，常见的最简二端网络形式将在等效二端网络中叙述。通常，我们按前四条规律就可大致画出多元件二端网络的电抗曲线，第五条规律可用作验证。

三、电抗二端网络阻抗公式的规律

以二元件阻抗零极点展开式为基础，我们找到了三元件阻抗零极点展开式。以此类推，还可以找到多元件阻抗的零极点展开式。进一步分析可以证明电抗二端网络阻抗公式的通用表达式如下：

$$Z = (j\omega H)^{\pm 1} \frac{(\omega^2 - \omega_{01}^2)(\omega^2 - \omega_{03}^2) \dots}{(\omega^2 - \omega_{\infty 2}^2)(\omega^2 - \omega_{\infty 4}^2) \dots} \quad (2-5)$$