

内 容 简 介

本书是一本滤波器的工程设计用书，它较全面地介绍了应用图表对工作参数的各种LC滤波器和螺旋滤波器进行设计的原理和方法，给出了设计公式和设计步骤。并列举了计算例子和设计实例。

此外，还较详细地介绍了滤波器的网络变换原理和变换方法，以及滤波器时延的计算方法。对螺旋滤波器的调试方法也作了介绍。

书中附有供设计用的必要图表。

对于只具有一般电路知识和元件知识而不熟悉现代网络综合理论的滤波器初学者，根据本书提供的方法和图表，也能够迅速地自行设计出高质量的工作参数滤波器来。

本书可供从事滤波器的生产和研制人员以及大专院校师生参考。

LC 滤波器和螺旋滤波器的设计

成都电讯工程学院 七系编

人民邮电出版社出版

北京东长安街27号

河北省邮电印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行

各地新华书店经售

开本：787×1092 1/16 1978年5月第 一 版

印张：21 12/16页数：174 1978年5月河北第一次印刷

字数：550 千字 印数：1—8,500册

统一书号：15045·总2182—无638

定价：2.00 元

目 录

第一章 滤波器概论	1
1.1 滤波器的分类	1
1.2 滤波器的应用	2
1.3 LC 滤波器和螺旋滤波器	3
第二章 滤波器设计中的一些基本概念和原理	5
2.1 概述	5
2.2 振幅特性	5
2.3 时延特性	7
2.4 频率变换与网络转换	9
第三章 低通滤波器的设计	15
3.1 概述	15
3.2 对偶电路	16
3.3 反射系数、电压驻波比与衰减的关系	16
3.4 归一化低通原型滤波器	17
3.5 最平(巴特沃斯)低通原型滤波器	19
3.6 切比雪夫低通原型滤波器	20
3.7 椭圆函数(考尔)低通原型滤波器	22
3.8 其他型式的低通原型滤波器	23
3.9 设计步骤及例子	37
3.10 四种典型滤波器衰减特性的比较.....	41
第四章 高通滤波器的设计	43
4.1 频率响应的变换	43
4.2 网络转换	43
4.3 设计举例	43
4.4 最少电感结构	44
第五章 带通滤波器的设计	45
5.1 概述	45
5.2 带通滤波器的响应曲线	45
5.3 低通转换为带通的原则	46

5.4	等效低通要求	46
5.5	设计步骤及例子	47
5.6	设计步骤的改进	48
第六章	带阻滤波器的设计	50
6.1	频率响应的变换	50
6.2	网络转换	50
6.3	设计举例	51
第七章	网络变换	53
7.1	概述	53
7.2	变压器及其在滤波器设计中的应用	53
7.3	二端网络的变换	58
7.4	T 形— π 形变换	66
7.5	诺登变换	68
7.6	等效分支路的变换	74
7.7	吸收节点杂散电容的变换	75
7.8	柯林变换	79
7.9	最少电感滤波器	83
7.10	阻抗和导纳变换器	86
7.11	负电感和负电容的等效变换	90
7.12	信号源和负载的阻抗变换	92
第八章	滤波器时延的计算	97
8.1	概述	97
8.2	低通原型滤波器的归一化时延特性	97
8.3	低通滤波器时延的计算	99
8.4	高通滤波器时延的计算	101
8.5	带通滤波器时延的计算	102
8.6	带阻滤波器时延的计算	107
第九章	窄带带通滤波器的设计	108
9.1	概述	108
9.2	耦合谐振器带通滤波器的导出	109
9.3	耦合谐振器带通滤波器的设计	110
9.4	窄带椭圆函数带通滤波器的设计	111
第十章	有耗滤波器的设计	116
10.1	概述	116
10.2	元件损耗的影响	116

10.3	预畸设计法	119
第十一章	螺旋滤波器概论	131
11.1	螺旋滤波器的特点	131
11.2	螺旋滤波器的进展	132
第十二章	螺旋谐振器	133
12.1	概述	133
12.2	螺旋谐振器的基本原理	133
12.3	螺旋谐振器的设计	134
12.4	螺旋谐振器的结构与应用	142
第十三章	螺旋滤波器的设计	148
13.1	概述	148
13.2	螺旋谐振器的设计	148
13.3	螺旋谐振器间耦合的设计	151
13.4	输入和输出耦合的设计	153
13.5	设计举例	155
第十四章	等元型螺旋滤波器的设计	161
14.1	概述	161
14.2	等元型带通滤波器的分析	161
14.3	等元型滤波器的设计	166
14.4	平行等元螺旋滤波器的设计	173
14.5	轴向等元螺旋滤波器的设计	174
第十五章	窄带椭圆函数螺旋滤波器的设计	179
15.1	概述	179
15.2	设计方法	179
15.3	串臂回路的实现	180
15.4	并臂回路的实现	182
15.5	设计举例	183
第十六章	螺旋滤波器的测试与调整	187
16.1	概述	187
16.2	Q 值的测量	187
16.3	耦合系数的测量	188
16.4	频率的调整	190
16.5	耦合的调整	191

附录	195
附录 I 滤波器计算曲线	196
曲线1.1 最平滤波器计算曲线	196
曲线1.2 切比雪夫滤波器计算曲线	197
曲线1.3 椭圆函数滤波器计算曲线	198
附录 II 滤波器衰减特性曲线	199
曲线2.1 最平滤波器衰减特性曲线	199
曲线2.2~曲线2.4 切比雪夫滤波器衰减特性曲线 $A_r=0.01$ 分贝; $A_r=0.1$ 分贝; $A_r=0.5$ 分贝	200~202
附录 III 滤波器群延迟特性曲线和数据表	203
曲线3.1 最平滤波器群延迟特性曲线	203
曲线3.2~曲线3.4 切比雪夫滤波器群延迟特性曲线 $A_r=0.01$ 分贝; $A_r=0.1$ 分贝; $A_r=0.5$ 分贝	204~206
曲线3.5 勒让德滤波器群延迟特性曲线	207
曲线3.6 高斯滤波器群延迟特性曲线	208
曲线3.7 最平时延滤波器群延迟特性曲线	208
曲线3.8~曲线3.9 等波动误差线性相移滤波器群延迟特性曲线、相位误差 $=0.05^\circ$; 相位误差 $=0.5^\circ$	209
曲线3.10~曲线3.11 过渡型滤波器(逼近高斯响应至6分贝; 至12分贝) 群延迟特性曲线	210~211
曲线3.12 同步调谐滤波器群延迟特性曲线	211
表3.1~表3.5 $n=3$ 椭圆函数滤波器群延迟特性数据表 $A_s \geq 40$ 分贝; $A_s \geq 45$ 分贝; $A_s \geq 50$ 分贝; $A_s \geq 55$ 分贝; $A_s \geq 60$ 分贝	212~214
表3.6~表3.10 $n=4$ 椭圆函数滤波器群延迟特性数据表 $A_s \geq 40$ 分贝; $A_s \geq 45$ 分贝; $A_s \geq 50$ 分贝; $A_s \geq 55$ 分贝; $A_s \geq 60$ 分贝	214~216
表3.11~表3.15 $n=5$ 椭圆函数滤波器群延迟特性数据表 $A_s \geq 40$ 分贝; $A_s \geq 45$ 分贝; $A_s \geq 50$ 分贝; $A_s \geq 55$ 分贝; $A_s \geq 60$ 分贝	217~219
表3.16~表3.20 $n=6$ 椭圆函数滤波器群延迟特性数据表 $A_s \geq 40$ 分贝; $A_s \geq 45$ 分贝; $A_s \geq 50$ 分贝; $A_s \geq 55$ 分贝; $A_s \geq 60$ 分贝	219~221
表3.21~表3.25 $n=7$ 椭圆函数滤波器群延迟特性数据表 $A_s \geq 40$ 分贝; $A_s \geq 45$ 分贝; $A_s \geq 50$ 分贝; $A_s \geq 55$ 分贝; $A_s \geq 60$ 分贝	222~223
附录 IV 低通滤波器归一化元件值表	224
表4.1 最平低通滤波器	224~226
表4.2~表4.4 切比雪夫低通滤波器 $A_r=0.01$ 分贝; $A_r=0.1$ 分贝; $A_r=0.5$ 分贝	227~234
表4.5 最平时延低通滤波器	235~237

表4.6~表4.7 等波动误差线性相移低通滤波器 (相位误差=0.05°, 相位误差=0.5°)	238~243
表4.8 高斯低通滤波器	244~246
表4.9~表4.10 过渡型低通滤波器 (逼近高斯响应至6分贝; 至12分贝)	247~250
表4.11 勒让德低通滤波器	251~252
表4.12 椭圆函数低通滤波器	253
表4.12.1~表4.12.5 椭圆函数低通 $n=3$ $\rho=5\%$; $\rho=10\%$; $\rho=15\%$; $\rho=20\%$; $\rho=50\%$	253~257
表4.12.6~表4.12.10 椭圆函数低通 $n=4$ $\rho=5\%$; $\rho=10\%$; $\rho=15\%$; $\rho=20\%$; $\rho=50\%$	258~267
表4.12.11~表4.12.15 椭圆函数低通 $n=5$ $\rho=5\%$; $\rho=10\%$; $\rho=15\%$; $\rho=20\%$; $\rho=50\%$	268~277
表4.12.16~表4.12.20 椭圆函数低通 $n=6$ $\rho=5\%$; $\rho=10\%$; $\rho=15\%$; $\rho=20\%$; $\rho=50\%$	278~292
表4.12.21~表4.12.25 椭圆函数低通 $n=7$ $\rho=5\%$; $\rho=10\%$; $\rho=15\%$; $\rho=20\%$; $\rho=50\%$	293~307
表4.12.26 椭圆函数低通 $n=3$ $A_r=0.1$ 分贝; $A_r=0.5$ 分贝; $A_r=1.0$ 分贝	308
表4.12.27 等终端椭圆函数低通 $n=4$ $\rho=5\%$; $\rho=10\%$; $\rho=15\%$; $\rho=20\%$	309
表4.12.28 等终端椭圆函数低通 $n=6$ $\rho=5\%$; $\rho=10\%$; $\rho=15\%$; $\rho=20\%$	310

附录V 预畸低通滤波器归一化元件值表 311

表5.1 预畸最平低通滤波器 (均匀损耗) 归一化元件值表	311
表5.1.1~表5.1.9 最平低通滤波器 $n=2\sim 10$ (均匀损耗)	311~313
表5.2 预畸最平低通滤波器 (电感有耗) 归一化元件值表	314
表5.2.1~表5.2.9 最平低通滤波器 $n=2\sim 10$ (电感有耗)	314~316
表5.3 预畸切比雪夫低通滤波器 (均匀损耗) 归一化元件值表 $A_r=0.01$ 分贝	316
表5.3.1~表5.3.8 $n=2\sim 9$ 切比雪夫低通	316~320
表5.4 预畸切比雪夫低通滤波器 (均匀损耗) 归一化元件值表 $A_r=0.9$ 分贝	320
表5.4.1~表5.4.5 $n=3\sim 7$ 切比雪夫低通	320~321

附录VI 预畸的k和q参数表

表6.1 最平滤波器 $A_p=3$ 分贝	322~323
表6.2~表6.4 切比雪夫滤波器 $A_r=0.01$ 分贝; $A_r=0.1$ 分贝; $A_r=0.5$ 分贝	324~329
表6.5 高斯滤波器 $A_p=3$ 分贝	330~331

附录VII 最少电感滤波器电路和设计数据表

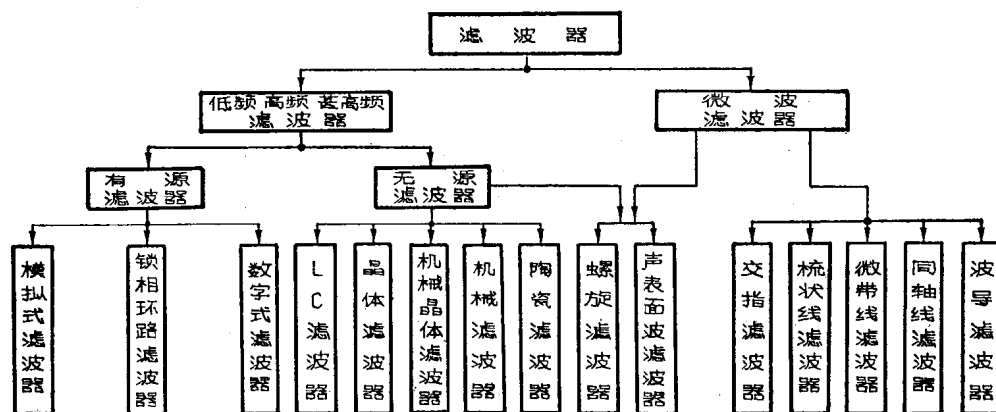
$n=6$ $A_r=0.18$ 分贝 $A_s=46.1$ 分贝 $\Omega_s=1.278$	332~334
本书采用符号	335~340
主要参考资料	340

第一章 滤波器概论

1.1 滤波器的分类

近代电子设备中，广泛地应用着各种型式的滤波器。按对滤波器不同的要求，可分为不同的类别。若按频段来划分，可分为低频、高频、甚高频和微波等滤波器；若按网络中是否含有能源划分，可分为有源或无源滤波器；若按使用元件的特征来划分，又可分为 LC 滤波器、晶体滤波器、机械晶体滤波器、机械滤波器、陶瓷滤波器、螺旋滤波器和声表面波滤波器等。

在图1—1中，给出了一个滤波器的分类表，它将目前常用的滤波器作了粗略的分类，这有助于我们对各种滤波器的性质及其在滤波器中的地位有一初步的了解。



频段	代号	频率(MHz)	频段	代号	频率(MHz)
低频		3以下	超高频	UHF	300~1000
高频	HF	3~30	微波		230以上
甚高频	VHF	30~300			

图 1—1 滤波器分类表

此外，在电子设备中还常按滤波器对频率的选择性分为以下四种：

1. 低通滤波器

低通滤波器只通过从零频率开始到某一确定的截止频率为止的电信号，阻止大于截止频率的电信号通过。若以横坐标表示频率，纵坐标表示衰减，则低通滤波器的衰减特性如图 1—2所示。

2. 高通滤波器

高通滤波器只通过从某一确定的截止频率开始到无穷大频率的电信号，阻止包括直流在

内的低于截止频率的电信号通过。其衰减特性如图1—3所示。

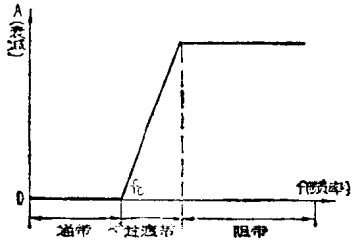


图 1—2 低通滤波器的衰减特性

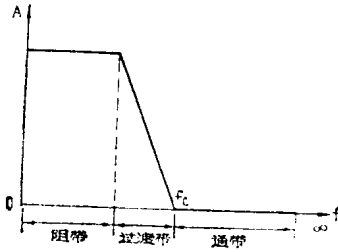


图 1—3 高通滤波器的衰减特性

3. 带通滤波器

带通滤波器只通过某两个界限频率之间的电信号，阻止在此两界限频率之外的电信号通过。其衰减特性如图1—4所示，图中 f_1 和 f_2 为界限频率。 f_1 、 f_2 之间称为通带， f_1 、 f_2 之外称为阻带。

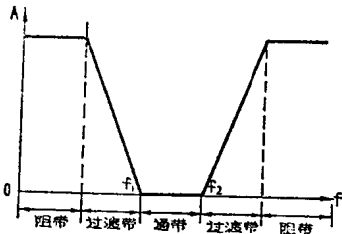


图 1—4 带通滤波器的衰减特性

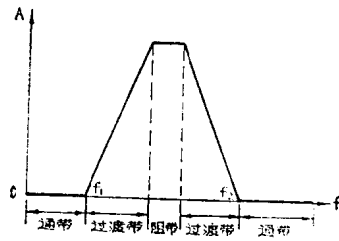


图 1—5 带阻滤波器的衰减特性

4. 带阻滤波器

带阻滤波器只通过某两个界限频率以外的电信号，阻止在此两界限频率之间的电信号通过。其衰减特性如图1—5所示，图中 f_1 和 f_2 为界限频率。 f_1 、 f_2 之间称为阻带， f_1 、 f_2 之外称为通带。

1.2 滤波器的应用

滤波器的应用十分广泛，归纳起来有以下几个方面：

1. 分离信号、抑制干扰

分离信号、抑制干扰这是滤波器最广泛和最基本的应用。在这种应用中，它使所需要频率的信号顺利传输，对不需要频率的干扰产生抑制。例如接收机中的预选滤波器、中频滤波器，分路滤波器等；又如直接式频率合成器中混频器、倍频器输出端抑制谐波的滤波器等都属于这一应用。

2. 阻抗变换

在电子设备中，常会遇到实际的负载电阻与源网络所需要的负载电阻不相等，如果把它们直接连接起来，则将产生信号反射，这就不能得到最大的功率传输，在高频高功率时，还

会引起其他的电路问题。在此情况下，往往需要设计一个网络插入在实际负载电阻与源网络之间，把实际负载电阻变换为源网络所需要的负载电阻。对于具有指定带宽的、不等电阻的两个终端间的匹配，可用不等终端电阻的滤波器来实现。

3. 阻抗匹配

与阻抗变换类似，当网络与半导体器件配合工作时，常遇到电抗性负载情况。若要在指定带宽内与电抗性负载相匹配，可用电抗性负载匹配滤波器来实现。

4. 延迟信号

电子设备中，常需要在指定的带宽内延迟信号或校正设备时延的不均匀性。这也可以用滤波器来实现。

本书中，仅介绍作前两种用途滤波器的设计。作后两种用途滤波器的设计可参考有关的资料和书籍。

1.3 LC滤波器和螺旋滤波器

LC滤波器是一种历史最久、应用最广的滤波器，它的理论完整，也是设计其他类型滤波器的基础。它的设计方法大致可以分为两大类：一是经典的，从传输线理论出发得出的对象参数设计法（又叫特性参数和影象参数设计法），按此法设计的滤波器有定 K 式， m 导出式等滤波器。这种方法的特点是，设计简单，计算容易，易为一般设计人员所掌握。其缺点是，设计时，假设源内阻和负载均为对象阻抗，而对象阻抗并不是常量，它是随频率变化而变化的。但实际工作中，两终端电阻为常数，故难以达到预期的特性。此外，其衰减特性的通带边缘不够陡峭，常不能满足某些特殊的要求。

另一类为工作参数设计法（又叫网络综合设计法），它是根据给定的传输特性要求，按滤波器接在信号源和负载之间能量的实际传输过程，用现代网络综合的方法设计滤波器。按此法设计的滤波器有最平型（巴特沃斯型），切比雪夫型，椭圆函数型滤波器等。这个方法的优点是，设计出来的滤波器特性很好，节省元件，且又符合实际情况，能较好地达到预期的特性。其缺点是，计算复杂、繁琐，不便于一般设计人员掌握。虽然这种方法早在四十年代就已研究出来，但长期以来未得到广泛应用。

六十年代以来，由于计算技术的发展，人们按工作参数设计法，对于一些常用的特性，利用电子计算机完成了大量的数字运算，并将结果以图表的形式给出，大大简化了设计计算。这样一来，工作参数滤波器开始广泛地应用于工程设计中。

但是，采用集总参数元件制作LC滤波器，一般只能达到从1千赫左右到100兆赫左右的频率，频率高于100兆赫，由于分布参数影响严重而难以实现了。这时须采用分布参数的螺旋滤波器了。螺旋滤波器能实现的频率范围约为10兆赫至1000兆赫。它覆盖了高频、甚高频直至微波低端的频段。

因此，上述两种滤波器可覆盖从1千赫至1000兆赫左右的频率范围。这就基本上满足了一般电子设备对1千兆赫频率以下滤波器的需要。

此外，LC滤波器的工作参数设计法，不仅适用于从低频、高频到甚高频滤波器的设计，而且也适用于微波滤波器的设计，不同之处是网络中的元件须用微波结构来模拟。因此，掌

握工作参数设计法是具有普遍意义的。

LC 滤波器和螺旋滤波器不象其他类型滤波器那样要求有较高的加工条件，在一般实验室条件下是可以制作出来的。并具有性能稳定，成本低的优点。因此，在近代电子设备中获得了广泛的应用。

第二章 滤波器设计中的一些 基本概念和原理

2.1 概 述

滤波器的传输特性可用工作衰减、相移、群延迟以及插入衰减等参量来表征，它们都是频率的函数。

工作衰减是用来表征滤波器的振幅特性，相移和群延迟是用来表征滤波器的时延特性。两者结合起来，才能完整地表征滤波器的传输特性。

插入衰减是从另一个角度来表征滤波器的振幅特性。通过本章的介绍可以知道，如果滤波器的两终端电阻相等，则工作衰减与插入衰减相同。

在工作参数滤波器的设计中，通常是先综合设计低通原型滤波器，然后再由低通原型滤波器借助频率变换原理，通过网络转换得到所需要的高通、带通和带阻滤波器。

因此，本章首先介绍滤波器的振幅特性和时延特性，然后再介绍频率变换与网络转换。

2.2 振 幅 特 性

1. 功率转移函数和工作衰减

我们讨论如图2—1所示的情况，即滤波器接在实际的信号源和负载之间。当信号源电压 E_s （它是个复量，选它作参考，即令其相位为零）的频率改变时，则负载电阻 R_L 所吸收的功率大小将发生变化，这就显示出滤波器的频率选择性来。因此，将功率转移函数定义为，信号源的额定功率 P_m （即信号源的最大输出功率，又称资用功率）与负载所吸收的功率 P_L 之比，即 P_m/P_L 。

根据图2—1可知

$$P_m = \frac{E_s^2}{4R_s}, \quad P_L = \frac{|E_L|^2}{R_L}$$



图 2—1 滤波器工作图

故功率转移函数为

$$\frac{P_m}{P_L} = \frac{1}{4} \left(\frac{R_L}{R_s} \right) \left| \frac{E_s}{E_L} \right|^2 \quad (2-1)$$

式中， $|E_L|$ 和 $\left| \frac{E_s}{E_L} \right|$ 分别是复量 E_L 和 $\frac{E_s}{E_L}$ 的模数。由于 $P_m \geq P_L$ ，故 $P_m/P_L \geq 1$ 。

通常，功率转移函数用分贝来表示，即

$$A = 10 \log_{10} \left(\frac{P_m}{P_L} \right) \text{ (分贝)} \quad (2-2)$$

我们称 A 为工作衰减, 简称为衰减。显然

$$A \geq 0 \text{ (分贝)}$$

当用曲线来表示滤波器的振幅特性时, 常按工作衰减来绘制, 即取纵座标为工作衰减, 横座标为频率。绘出的曲线称为滤波器的衰减特性, 工程上称之为响应曲线。一个低通滤波器的衰减特性如图 2-2 所示。



图 2-2 一个低通滤波器的衰减特性

2. 特征函数

如前所述, 功率转移函数满足下面的不等式, 即

$$\frac{P_m}{P_L} \geq 1$$

因此, 我们可将它改写为如下形式

$$\frac{P_m}{P_L} = 1 + |D|^2 \quad (2-3)$$

和 $A = 10 \log_{10} (1 + |D|^2) \text{ (分贝)}$ (2-4)

式中, D 称为特征函数, $|D|$ 是它的模数。

按网络综合设计法综合低通原型滤波器时, 对于不同的要求, 可选用不同的特征函数 D , 从而综合出不同型式的滤波器来。例如, 在第三章中将要介绍的最平和切比雪夫低通原型滤波器, 它们的特征函数 D 是不相同的。

3. 插入衰减

在滤波器的设计中, 有时还要用到插入衰减的概念。我们定义, 当未接滤波器时负载所吸收的功率, 与接入滤波器之后负载所吸收的功率之比为插入衰减函数。根据图 2-1, 未接滤波器而把负载电阻 R_L 直接接在信号源 E_s 上时, 负载所吸收的功率为

$$P_{L_0} = \left(\frac{E_s}{R_s + R_L} \right)^2 R_L$$

插入滤波器后, 负载吸收的功率为

$$P_L = \frac{|E_L|^2}{R_L}$$

故插入衰减函数为

$$\frac{P_{L_0}}{P_L} = \left(\frac{R_L}{R_s + R_L} \right)^2 \left| \frac{E_c}{E_s} \right|^2 \quad (2-5)$$

插入衰减函数也常用分贝来表示, 即

$$A_i = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{L_0}}{P_L} \right) \text{ (分贝)} \quad (2-6)$$

通常称 A_i 为插入衰减。将式(2-5)和(2-6)与式(2-1)和(2-2)相比较可得

$$A = A_i + 10 \log_{10} \frac{(R_L + R_s)^2}{4 R_L R_s} \text{ (分贝)} \quad (2-7)$$

显然, 如果滤波器的两终端电阻 $R_L = R_s$, 则工作衰减与插入衰减相同, 即 $A = A_i$ 。

插入衰减是频率的函数, 在工程中, 通常称通带内的插入衰减为插入损耗。例如带通滤

波器中心频率处的插入衰减值称为带中心插入损耗，有时简称为插入损耗。此外，还分别称通带内的最小插入衰减值和最大插入衰减值为最小插入损耗和最大插入损耗。

这里需要指出的是，当两终端电阻不相等时，有可能得到负的插入损耗，这意味着 $P_{L0} < P_L$ ，即滤波器接入后使负载得到的功率比接入前为大，这时所得到的不是损耗而是增益。

关于这点的物理意义是可以解释的，一个负载电阻与信号源直接联接时，由于信号源内阻与负载电阻不等，则负载不能从信号源吸取最大功率。当接入一个分别与两终端电阻都匹配的滤波器时，这时负载可获得最大功率，若滤波器的功率传输损耗不足以抵消由于匹配所获得的功率增益时，则插入损耗便成为负值。显然，当两终端电阻相等时，滤波器的插入是分别与两终端电阻相匹配的，这时是不可能使插入损耗为负值的。

在负载为开路时（即 $R_L \gg R_s$ ），就不采用插入损耗，而采用电压比。

2.3 时延特性

1. 电压转移函数与工作传输函数

如图2—1所示，当不同频率的信号通过滤波器时，除了得到不同的衰减外，还将得到不同的相移，这就是滤波器的时延特性。为了讨论时延特性，要用到电压转移函数的概念。

电压转移函数被定义为，额定电压 E_{Lm} 与负载电压 E_L 之比，即 E_{Lm}/E_L 。所谓额定电压，就是信号源输出的最大功率（额定功率）都为负载所吸收时，负载上所呈现的电压。在图2—1中，信号源电压为 E_s （ E_s 是复电压，以它为参考，令其相位为零），输出最大功率为

$$P_m = \frac{E_s^2}{4R_s} = \frac{E_{Lm}^2}{R_L}$$

则

$$E_{Lm} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_L}{R_s}} E_s$$

故电压转移函数为

$$\frac{E_{Lm}}{E_L} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_L}{R_s}} \left(\frac{E_s}{E_L} \right) \quad (2-8)$$

在工作参数滤波器的设计中，还常用到工作传输函数 t ，它是电压转移函数的倒数，即

$$t = \frac{1}{E_{Lm}/E_L} = 2 \sqrt{\frac{R_s}{R_L}} \left(\frac{E_L}{E_s} \right) \quad (2-9)$$

由上式可知，当两终端电阻给定时，工作传输函数正比于负载电压与信号源电压之比。

2. 相位特性

由电压转移函数表示式(2—8)可知，当两终端电阻给定后，电压转移函数正比于信号源电压 E_s 与负载电压 E_L 之比，并且 E_s 和 E_L 都是复量，故电压转移函数是一个无量纲的复量，它具有模和相角，它们都是频率的函数。我们称电压转移函数的相角与频率的关系为滤波器的相位特性，即

$$\varphi(\omega) = \arg\left(\frac{E_{Lm}}{E_L}\right) \quad (2-10)$$

电子设备中所传输的信号，一般都具有一定的带宽，即它包含有许多频率分量。若要不

失真地传输这类信号，除了要求滤波器具有一定的带宽，使信号中各频率分量的幅度能保持原有比例传输（即不产生频率失真传输）外，同时还必须使每个频率分量的传输速度相同（即不产生相位失真），则输出端才能恢复原来的信号。

我们知道，相位延迟、相位和角频率间有以下关系

$$\tau_p = -\frac{\varphi}{\omega} \quad (2-11)$$

欲不产生相位失真，则要求相位特性是线性的，如图2—3所示。此外，还常用到群延迟的概念。我们用 τ_d 表示群延迟，则

$$\tau_d = -\frac{d\varphi}{d\omega} \quad (2-12)$$

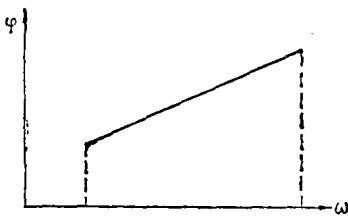


图 2—3 无相位失真的相位特性

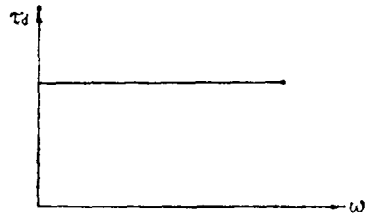


图 2—4 无相位失真的群延迟特性

显然，对群延迟 τ_d 而言，无相位失真条件为

$$\tau_d = \text{常数} \quad (2-13)$$

如图2—4所示。

在传输单一频率信号的电子设备中，多采用相位延迟的概念。而在传输具有一定带宽信号的设备中，则多采用群延迟的概念。通常将群延迟特性简称为时延特性。

3. 群延迟与衰减的关系

在滤波器的设计中，常常既要考虑衰减特性，又要考虑群延迟特性。

由网络分析指出，对于衰减特性的阻带无波动的低通原型滤波器（这类滤波器被称为多项式滤波器），其衰减特性与群延迟特性间存在着确定的但又是较复杂的函数关系。定性地讲，如果衰减特性是锐截止的，则群延迟特性完全不是常量，截止点的群延迟很大。如果截止是平滑的，则截止点的群延迟减少为某一有限值。图2—5示出了理想衰减特性及其对应的群延迟特性。由图可见，在理想截止点，群延迟为无穷大。故多项式滤波器中，锐截止的衰减特性和恒定的群延迟特性要求是矛盾的。

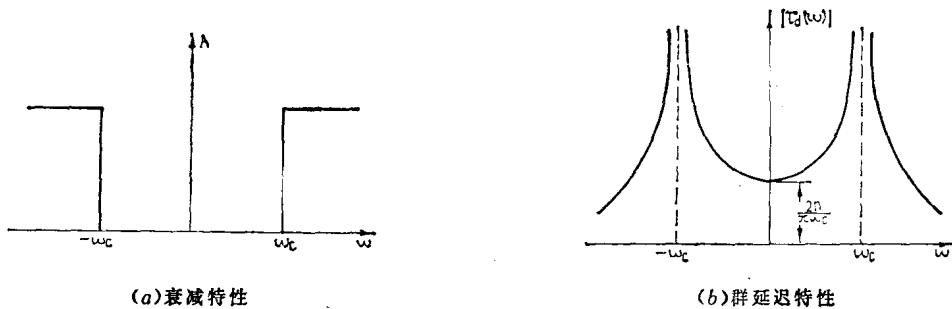


图 2—5 理想衰减特性及其对应的群延迟特性

2.4 频率变换与网络转换

在网络综合设计中，一般只综合设计低通原型滤波器*，而高通、带通和带阻滤波器则可以由低通原型借助频率变换原理，通过网络转换而得到。

本节中，我们以高通滤波器为例较详细地介绍频率变换与网络转换。至于低通到带通、带阻的转换，所用的原理和方法与低通到高通的转换相同，就不再详述了。

1. 低通到高通的频率变换与网络转换

(1) 频率变换 图 2—6(a) 示出了一个低通的响应曲线， ω' 为横座标的频率变量， ω_c' 为截止频率。如果将频率变量 ω' 取以下的变换式

$$\omega' = -\frac{\omega_c' \omega_c}{\omega} \quad (2-14)$$

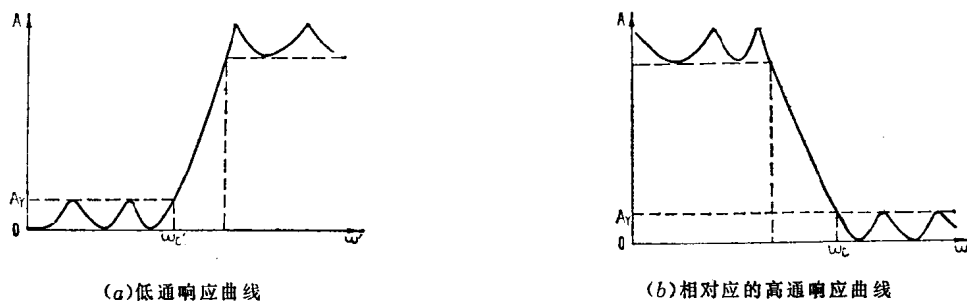


图 2—6 低通到高通的响应曲线变换

我们以 ω 为新的横座标频率变量，而对应的纵座标取值不变，则得到如图 2—6(b) 所示的响应曲线。显然，图 2—6(b) 是一个高通的响应曲线，其截止频率为 ω_c ， ω 则称为高通滤波器的频率变量。

如果我们取 $\omega_c = \omega_c'$ ，则由图 2—6 可以看出，经频率变换后，将低通的响应曲线以 ω_c' 为对称中心，搬到几何对称的位置上去了。由于变换仅仅是对横座标自变量进行的，纵座标的取值并未改变，因此幅度波纹特性仍保持不变。低通响应中的 $\omega' = 0$ 和 $\omega' = \infty$ 两点，变换为高通响应中的 $\omega = \infty$ 和 $\omega = 0$ 两点，低通的通带变换为高通的阻带，而低通的阻带则变换为高通的通带。变换式中的负号在下面将要讲到，它是为适应在网络转换过程中，元件性质改变所需要的。

(2) 网络转换 频率变换原理告诉我们，通过选择一适当的变换式，可将一低通响应曲线变换为高通的响应曲线。但是，并未告诉我们在电路上如何实现高通滤波器。因此，还必须使这一频率变换式对工作衰减函数的影响直接表示为实现这种特性的低通原型滤波器元件的变化，这样才能指导我们具体去实现一个高通滤波器来。这种元件的变化我们称为网络转换。

设低通原型中的电感为 L' ，则其感抗为 $\omega' L'$ ，当变换到高通滤波器中时，应用频率变换式可得

注：*低通原型滤波器是工作参数设计法设计滤波器的基础，由它可导出各种低通、高通、带通和带阻滤波器来，故被称之为“原型”。

$$\omega' L' = -\frac{\omega_c \omega_c'}{\omega} L' = -\frac{1}{\omega C}$$

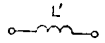

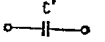
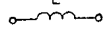
式中
$$C = \frac{1}{\omega_c \omega_c' L'} \quad (2-15)$$

从上式可知，低通原型滤波器中的电感，经网络转换为高通滤波器时，则应变为电容，其值大小按式(2-15)计算。由于是容抗，须取负号，故频率变换式中应加一负号。

同样，低通原型中的电容，以 C' 表示，经网络转换为高通滤波器时，则应变为电感，其值按下式计算

$$L = \frac{1}{\omega_c \omega_c' C'} \quad (2-16)$$

表2-1示出了低通转换为高通时元件间的对应关系，元件值间的关系式也一并列出。

低 通	高 通	高通元件值
		$C = \frac{1}{\omega_c \omega_c' L'}$
		$L = \frac{1}{\omega_c \omega_c' C'}$

2. 低通到带通的频率变换与网络转换

(1) 频率变换 图2-7示出了低通到带通的响应曲线变换。横坐标频率自变量低通原型用 ω' 表示，带通用 ω 表示。

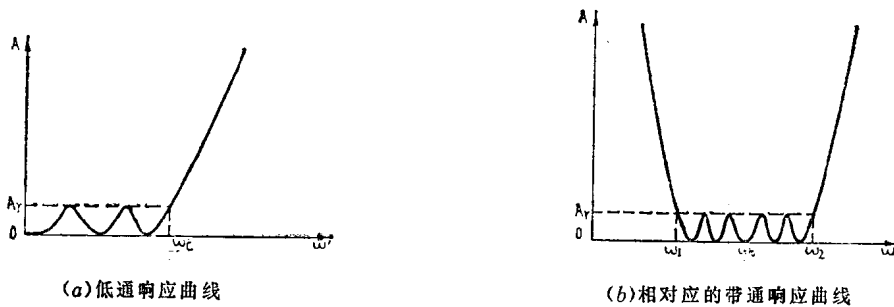


图 2-7 低通到带通的响应曲线变换

这里，我们选择的变换式为

$$\omega' = \frac{\omega_c'}{W} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2-17)$$

式中

$$W = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$$

W —带通滤波器的相对带宽

ω_2 —通带的上带边频率

ω_1 —通带的下带边频率

ω_0 —通带的中心频率

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$$

由图可见，经频率变换后，低通响应中的 $\omega' = 0$ 点，变换为带通中的 $\omega = \omega_0$ 点，而 $\omega' = \infty$ 点，则变换成为 $\omega = 0$ 和 $\omega = \infty$ 点。即除 $\omega' = 0$ 点外，其余每一个低通原型响应中的频率值，都有两个带通的频率值与之相对应。

(2)网络转换 低通原型滤波器中的电感我们以 L' 表示，其感抗为 $\omega' L'$ ，变换到带通滤波器中时，应用频率变换式(2-17)可得

$$\omega' L' = \frac{\omega_c'}{W} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) L' = \omega L_s - \frac{1}{\omega C_s}$$

式中
$$L_s = \frac{\omega_c' L'}{W \omega_0} \quad (2-18)$$

$$C_s = \frac{W}{\omega_c' \omega_0 L'} \quad (2-19)$$

由此可见，低通原型滤波器中的电感 L' ，转换到带通滤波器中则为电感 L_s 和电容 C_s 相串联，它们的取值按式(2-18)和(2-19)计算。同样，低通原型滤波器中的电容 C' ，其容纳变换到带通滤波器中为

$$\omega' C' = \frac{\omega_c'}{W} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) C' = \omega C_p - \frac{1}{\omega L_p}$$

式中
$$C_p = \frac{\omega_c' C'}{W \omega_0} \quad (2-20)$$

$$L_p = \frac{W}{\omega_c' \omega_0 C'} \quad (2-21)$$

由此可见，低通原型滤波器中的电容，转换到带通滤波器中则为电感 L_p 和电容 C_p 相并联，它们的取值按式(2-20)和(2-21)计算。

从式(2-18)和(2-19)可得出

$$L_s C_s = \frac{1}{\omega_0^2}$$

即

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}}$$

这表明，从低通转换为带通后，带通滤波器中的 L_s 和 C_s 应串联谐振于中心频率 ω_0 。

同样，从式(2-20)和(2-21)可得出

$$L_p C_p = \frac{1}{\omega_0^2}$$

即

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}}$$

这表明，从低通转换为带通后，带通滤波器中的 L_p 和 C_p 应并联谐振于中心频率 ω_0 。

此外，若取带通滤波器中的电感 L_s 的值等于转换前低通原型滤波器中的电感 L' 的值，

即

$$L_s = L'$$