



6230

# 地震勘探资料数字 处理方法

牟永光主编



石油工业出版社

## 内 容 提 要

本书讨论地震勘探资料数字处理的基本概念、基本原理和方法。主要包括数字滤波、反滤波、动静校正、速度分析、水平迭加、弯曲测线和宽线剖面、偏移归位、亮点技术和声阻抗曲线技术等共九章。

本书可作为大专院校石油地球物理勘探专业的地震勘探资料数字处理方法课程的教材。也可供从事地震勘探、地震勘探资料数字处理的工程技术人员参考。

## 地震勘探资料数字处理方法

牟永光 主编

\*

石油工业部教材编审室编辑（北京902信箱）

石油工业出版社出版发行

（北京和平里七区十六号楼）

化学工业出版社印刷厂印刷

\*

787×1092毫米<sup>1/16</sup>开本 17<sup>3/4</sup>印张 445千字 插页3 印1—3,000

1981年11月北京第1版 1981年11月北京第1次印刷

书号：15037·2308 定价：2.40元

SY 69117  
编者的话

本书是华东石油学院所编写的“地震勘探原理”、“应用数学”、“地震勘探资料数字处理方法”、“地震勘探仪器”一套教材之一，是为石油物探专业讲授“地震勘探资料数字处理方法”课程而编写的。石油物探专业学生必须在学习了“地震勘探原理”和“应用数学”课程的基础上学习此课。全书共九章，约30万字，讲授时数约150学时。

本书主要内容是介绍国内外常规数字处理方法和七十年代发展起来的新方法、新技术。

本书由牟永光副教授主编，并由牟永光副教授编写第二、四、六、七、八、九章，由李承楚讲师编写第一、三、五章。聘请石油部物探局研究院邝少荣工程师主审，范祯祥副主任工程师和马在田工程师审查。并由我院杜世通副教授、陆基孟讲师阅过。

本书适用于已学过“地震勘探原理”的物探专业大学毕业生和从事地震勘探工作的技术人员。

编写“地震勘探资料数字处理方法”这门教材和教学大纲都是第一次，地震勘探资料数字处理方法技术近年来发展迅速，由于编者政治思想、业务水平不高，书中难免存在缺点和错误，欢迎大家提出宝贵意见。

1980年6月

# 目 录

结论 .....	1
第一章 数字滤波 .....	3
§ 1 数字滤波概述 .....	3
§ 2 一维数字滤波——频率域滤波原理 .....	12
§ 3 一维数字滤波——时间域滤波原理 .....	26
§ 4 数字滤波的特殊矛盾 .....	43
§ 5 相关滤波 .....	46
§ 6 二维滤波 .....	49
参考文献 .....	55
第二章 反滤波 .....	56
§ 1 反滤波的概念 .....	56
§ 2 地震子波的求取 .....	58
§ 3 最小平方反滤波 .....	65
§ 4 预测反滤波 .....	73
§ 5 同态反滤波 .....	85
§ 6 最小熵反滤波 .....	92
参考文献 .....	98
第三章 动静校正 .....	99
§ 1 动校正的概念 .....	99
§ 2 数字动校正方法 .....	101
§ 3 高保真动校正 .....	108
§ 4 静校正的概念 .....	111
§ 5 自动统计静校正方法 .....	115
参考文献 .....	120
第四章 速度分析 .....	121
§ 1 速度分析的概念 .....	121
§ 2 速度分析的原理 .....	127
§ 3 迭加速度谱 .....	134
§ 4 相关速度谱 .....	139
§ 5 速度谱的显示、参数选择和质量控制 .....	142
§ 6 层速度的计算 .....	147
参考文献 .....	153
第五章 水平迭加 .....	154
§ 1 预处理 .....	154
§ 2 振幅处理 .....	156
§ 3 水平迭加 .....	160
§ 4 时深转换 .....	166
参考文献 .....	169

<b>第六章 弯曲测线和宽线剖面</b> .....	170
§1 弯曲测线 .....	170
§2 宽线剖面 .....	173
参考文献 .....	178
<b>第七章 偏移归位</b> .....	179
§1 偏移归位的概念 .....	179
§2 绕射扫描偏移迭加 .....	180
§3 克希荷夫积分法波动方程偏移 .....	183
§4 有限差分法波动方程偏移 .....	188
§5 富里叶变换法波动方程偏移 .....	207
§6 波动方程偏移的应用和实例 .....	215
参考文献 .....	221
<b>第八章 亮点技术</b> .....	222
§1 亮点技术的基本原理 .....	222
§2 亮点资料的处理 .....	242
§3 亮点技术的应用和实例 .....	254
参考文献 .....	261
<b>第九章 声阻抗曲线技术</b> .....	263
§1 声阻抗曲线技术的概念 .....	263
§2 声阻抗曲线技术的基本原理 .....	265
§3 声阻抗曲线技术的资料处理方法 .....	266
§4 声阻抗曲线技术的应用和实例 .....	269
§5 复地震记录道技术 .....	271
参考文献 .....	278

## 绪 论

地震勘探资料数字处理方法是研究如何对地震勘探野外资料利用数字计算机进行处理,以获得有关地下构造和地层性质的信息,有效地寻找石油和天然气等矿藏的一个学科。

自从本世纪初期地震勘探问世以来,由于它在石油勘探及其它矿藏勘探中的作用而得到迅猛的发展。但是,直到六十年代初期,地震勘探资料的处理都是采用人工处理或模拟仪器处理的方法进行的。采用这些方法处理地震勘探资料,效率低且质量差。从六十年代初期(在我国为七十年代初期)开始,在地震勘探中引进电子数字计算机之后,引起了地震勘探资料处理的一场技术革命,开创了地震勘探资料数字处理的新时代。由于利用电子数字计算机进行数字处理具有速度快、精度高及灵活多样等特点,因而,推动了地震勘探沿着数字化的道路飞速向前发展。

在六十年代早、中期,地震勘探资料数字处理用于纯粹的信息改进,其主要内容包括数字滤波、反滤波(反褶积)、动校正和共深度点水平迭加,以便得到地下反射界面的剖面图形。

随后,在六十年代晚期和七十年代,地震勘探资料数字处理在继续发展信息改进技术的同时,又大力发展了信息提取技术,在信息提取技术的基础上建立地下二维或三维构造模型和地层模型。

在信息改进方面,在一维、二维数字滤波和最小平方滤波之外,又出现了各种滤波方法及各种快速算法,如时间域的递归滤波、频率域的快速富里叶变换等。

反褶积一直受到很大的重视,在子波处理、最小平方反褶积和预测反褶积之外,还涌现出了同态反褶积和最小熵反褶积等新方法。

特别是在迭加成像技术方面,取得了突破性的进展,在原来的共深度点水平迭加之外,又大力发展了偏移迭加和波动方程偏移。共深度点水平迭加是一种迭加成像技术,它的根据是水平镜面反射的成像原理。在复杂地质情况下,如反射界面是不光滑的、不水平或不连续的,水平迭加成像效果很差。

六十年代末,根据射线理论提出的偏移迭加曾经盛行一时,它可以在任何复杂情况下提供反射界面或散射体的二维或三维影像。但是,几年后,到了七十年代初期,偏移迭加又几乎完全被新发展起来的波动方程偏移所代替。波动方程偏移是根据弹性波波动方程的数值解法来建立地下反射界面或散射体的精确的二维或三维影像,并具有保持反射波的频率和波形特点的优点。目前,有限差分法、富里叶变换法和克希荷夫积分法波动方程偏移都得到了成功的应用,有限元素法波动方程偏移也正在进行研究。

在信息提取方面,有效地发展了利用数字计算机自动提取迭加速度或均方根速度及提取层速度的速度分析技术。此外,还发展了自动提取静校正量的自动静校正方法及自动拾取反射界面的方法等。在自动提取各种信息的基础上,通过人机联作建立地下二维或三维的构造模型和地层模型。

特别是在七十年代,在继续发展以建立地下构造模型为目标的构造地震学的同时,还有效地发展了地层地震学,以研究地下岩层的岩性、岩相及岩石孔隙中所含流体的性质,来建

## 立地下地层模型。

在这方面最重要的是声阻抗曲线技术和复地震道技术。声阻抗曲线技术是根据对地震反射波振幅的处理提取声阻抗或声速参数，以研究地层岩性、岩相和所含油、气、水性质的。复地震道技术是通过实际地震记录道进行希尔伯特变换提取反射强度、瞬时相位和瞬时频率参数，以研究地层性质的。这两种技术对研究地下地层的性质，建立地下地层模型，寻找石油和天然气都有重要的意义。

在七十年代，还发展了亮点技术，它可以利用地震反射波振幅等特征来直接找油、找气。

在七十年代，人机联作在地震勘探资料数字处理中得到广泛地应用。特别是在建立地下构造模型和地层模型方面更是如此。人们根据所观测的地震记录，建立起地下的可能的构造模型和地层模型，利用计算机计算出人工合成记录，并与观测记录相比较，如不一致，则修改模型，再用计算机进行计算，将计算结果与观测结果再进行比较，如此循环往复，直至最后所计算出来的结果与观测结果一致为止，这时所得到的模型就是地下的构造模型或地层模型。

最后，展望八十年代，地震勘探资料数字处理的发展方向，将可能向下述几个方面发展。

研究地下地层性质的地层地震学方法将随着寻找地层圈闭油气藏需要的增长，而得到更大的发展；

随着三维地震勘探工作的增加，三维地震勘探资料数字处理将得到更加普遍的应用；

波动方程在数字处理方法中，将得到更加广泛地应用。除波动方程偏移外，还可以利用波动方程求取速度，并且还会出现其它方面的有效的应用。

另外，成果数据库的建立，及人机联作资料解释也将得到进一步的发展。随着数字计算机运算能力的不断提高，新型的大型数字计算机的不断涌现，将为地震勘探资料数字处理开辟更加广阔的前景。



# 第一章 数字滤波

在地震勘探中，用数字仪记录地震波时，为了保持更多的波的特征，通常利用宽频带进行记录，因此，在宽频带范围内记录了各种反射波的同时，也记录了各种干扰波。有效波和干扰波差异表现在各个方面(例如频谱、传播方向、能量……)。目前，在地震勘探资料数字处理中，利用频谱特征的不同来压制干扰波，以突出有效波的方法就是数字滤波。

过去，在记录地震波时，只能利用接收仪器的特性来压制干扰波。采用磁带记录、特别是数字磁带记录以后，在野外用宽频记录各种地震波，而到室内来加工处理地震原始资料，方法多样灵活，大大提高了处理地震资料的质量和解释精度。

本章将介绍数字滤波的基本原理，简单滤波因子设计，数字滤波的特殊矛盾，以及快速算法。

数字滤波是数字处理中的一种重要手段，它的原理也是研究地震勘探资料数字处理方法的基础。

## §1 数字滤波概述

相对电滤波来说，数字滤波是一个新概念，虽然它们滤波的方式不同，但滤波理论有许多是类似的。本节将介绍数字滤波的概念和它的基本性质。以下几节再介绍具体的滤波方法。

### 1. 数字滤波的概念

大家对电滤波比较熟悉，因此首先从电滤波谈起。

#### 1) 电滤波和它的缺点

电滤波是用电阻、电容、电感等电路元件组成的网络，它能对连续信号进行滤波，其滤波过程如图 1-1 所示， $x(t)$  表示输入函数， $\hat{x}(t)$  表示输出函数。电滤波的特性取决于电网络的结构，当输入同样的  $x(t)$  到不同结构的电网络中时，输出信号  $\hat{x}(t)$  是不同的。这是由于电网络结构不同而使得电滤波器的滤波特性改变了。在实际的电滤波装置中，通常是设计了多种电网络形式，使其具有多种的滤波特性，以适应各种不同的需要。这样，要使滤波器具有多样、灵活，设计的网络就要愈多，成本就会昂贵，仪器就会笨重，这是电滤波的缺点。

如果，在记录信号时，只记录有效信号而压制干扰信号，就不得不用电滤波器。但幸好在地震勘探工作中，可以采用宽频带记录，把有效信号和一些干扰全部记录下来，保留在磁带记录上，再把磁带拿回到室内来进行

处理。处理时有两种方式，一种是用模拟计算机(地震回放仪)进行处理，它仍是由电网络实现滤波，这种仪器尽管笨重，但由于可在室内处理，也就不像野外记录仪器显得那么突出，然而要做到更为方便、灵活、多样，那还是不够理想的；另一种是用数字电子计算机进行处理，下面将予以详细讨论。

#### 2) 什么叫数字滤波

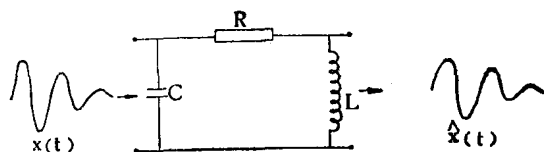


图 1-1 电滤波过程

数字滤波不同于电滤波，首先，电滤波是对连续信号 $x(t)$ 进行滤波，输出的也是连续信号，输入和输出信号都可以用一连续的图形表示出来；而数字滤波是对离散化后的信号 $x(n\Delta t)$ 进行滤波，输入、输出都是离散数据。其次，电滤波是用不同结构的电网络实现滤波，而数字滤波是用数学运算的方式通过数字电子计算机进行运算来实现滤波。用模拟磁带仪器记录的是连续信号，进行电滤波时，直接将连续信号送入电滤波器，但要进行数字滤波时，则先要将连续信号离散化，然后才能进行数字滤波。例如对一地震信号 $x(t)$ （图1-2），按一定时间间隔 $\Delta t$ 来抽样，

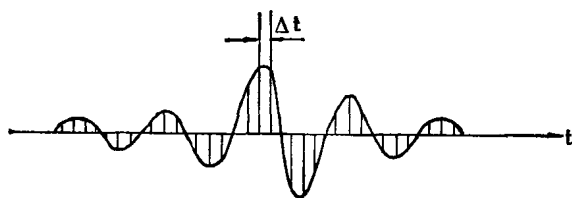


图 1-2 离散抽样

抽样值用 $x(n\Delta t)$ 表示， $n$ 是整数， $\Delta t$ 叫抽样间隔，抽样间隔 $\Delta t$ 的大小按抽样定理选取。抽样定理为

$$\Delta t \leq \frac{1}{2f_{\max}} \quad (1-1-1)$$

式中 $f_{\max}$ 是最大边界频率。将 $x(t)$ 离散化成 $x(n\Delta t)$ 以后，使得地震波形可用一系列离散值来表示

$$x(0), x(\Delta t), x(2\Delta t), x(3\Delta t) \dots$$

这些离散数值对应一系列数据

$$0, 1, 3, 5, 3, 0, -1 \dots$$

这一系列离散数值叫离散时间序列，因此符号 $x(n\Delta t)$ 表示一离散时间序列。在讨论问题时，既可用 $x(t)$ ，也可用 $x(n\Delta t)$ ，但在仅仅讨论理论问题时，用 $x(t)$ 比较方便，而进行具体计算时，则宜用 $x(n\Delta t)$ 。离散化后的时间序列 $x(n\Delta t)$ ，它的性质和连续函数 $x(t)$ 的一些性质类似，但离散化后的还具有的特殊性质，这在讨论具体问题时将要提到。有了离散时间序列的概念，下面就可以进一步来阐述数字滤波。

数字滤波是指用数学运算的方式通过数字电子计算机来实现滤波。为了更具体地了解数字滤波的概念，先举一个简单的例子来加以说明，设有一信号 $x_1(t)$ （看成干扰），视频率为250赫芝（图1-3），另一信号 $x_2(t)$ ，视频率为50赫芝（图1-4），二者的延续时间都是50毫秒，将这两个信号迭加起来得到一个新的信号 $x(t) = x_1(t) + x_2(t)$ （图1-5）。对迭加以后的信号 $x(t)$ 进行如下的运算，运算的结果用 $\hat{x}(t)$ 表示，

$$\hat{x}(t) = x(t) + x(t - \tau) \quad (1-1-2)$$

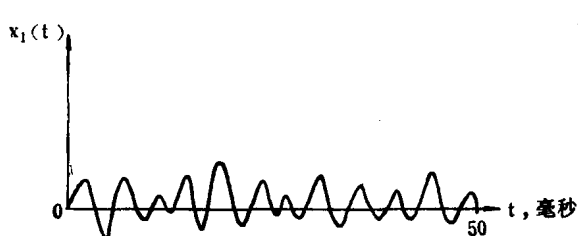


图 1-3 250赫芝干扰信号

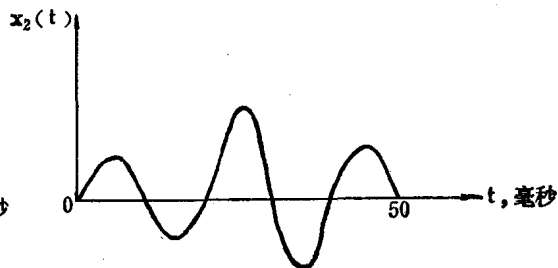


图 1-4 50赫芝有效信号

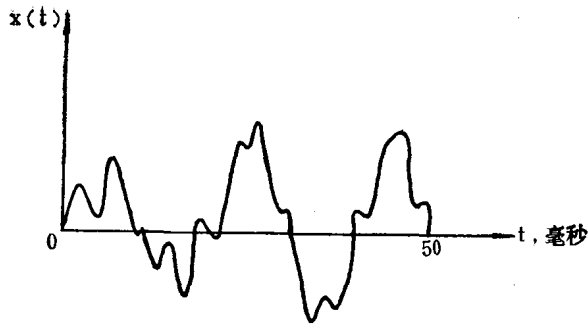


图 1-5 有效信号和干扰信号迭加

式中  $\tau$  是一个参数,  $x(t-\tau)$  表示将  $x(t)$  延迟一个  $\tau$  的时间, 将 (1-1-2) 写成离散形式

$$\hat{x}(n\Delta t) = x(n\Delta t) + x(n\Delta t - m\Delta\tau) \quad (1-1-3)$$

式中  $\Delta t$  是时间  $t$  的抽样间隔,  $\Delta\tau$  是参数  $\tau$  的抽样间隔,  $n$  是  $t$  的抽样序号,  $m$  是  $\tau$  的抽样序号。

如果取  $m=2$  和  $m=8$  两个数来进行计算, 则有下列两个计算式

$$\hat{x}_1(n\Delta t) = x(n\Delta t) + x(n\Delta t - 2\Delta\tau) \quad (1-1-4)$$

$$\hat{x}_2(n\Delta t) = x(n\Delta t) + x(n\Delta t - 8\Delta\tau) \quad (1-1-5)$$

在具体运算时, 取  $\Delta t = \Delta\tau = 1$  毫秒, 那么上两式可写成

$$\hat{x}_1(n) = x(n) + x(n-2)$$

$$\hat{x}_2(n) = x(n) + x(n-8)$$

在上两式中, 确定一个  $n$  值, 即可算出一个  $\hat{x}(n)$  值, 运算过程只有一个加法, 把运算的结果  $\hat{x}_1(n)$  和  $\hat{x}_2(n)$  作出图形(图1-6), 此图形显然有以下几个特点:

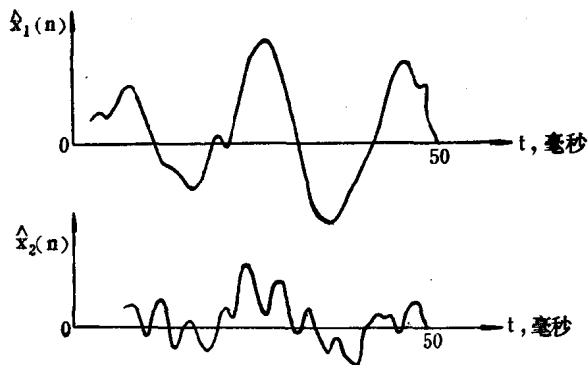


图 1-6 运算后输出信号

①  $\hat{x}_1(n)$  和  $\hat{x}_2(n)$  两个图形与  $x(n)$  的图形不同, 这一特点表明, 通过数学运算能使波形改变。

②  $\hat{x}_1(n)$  和  $\hat{x}_2(n)$  两个图形也不同, 这一特点说明, 当参数  $\tau$  取不同值时, 同样的数学运算方式对波形的改变情况也不同, 即波形改变的情况与参数  $\tau$  有关。

由此可见, 数学运算和某一电滤波器一样能够使波形改变, 且参数不同时, 数学运算的结果也不同, 这相当于不同的电滤波作用。

至于为什么数学运算能改变波形，这是一种什么性质的数学运算，它和电滤波的滤波过程有什么内在联系，这些问题将在后面详细讨论。

## 2. 线性滤波和时不变滤波

滤波器有多种多样，即使在设计电滤波器时也要用到相应的数学工具，由于不同性质的滤波器也可以用不同的数学工具，因此在研究数字滤波时，首先要明确所研究的是什么性质的滤波器，这样就可以用相应的数学工具来研究它了。

滤波过程，根据它们的基本性质和特点不同，可分为线性滤波和非线性滤波，时不变滤波和时变滤波。

### 1) 线性滤波

满足迭加定理的滤波系统叫线性滤波系统。设有一系统，其特性满足

若输入  $x_1(t)$ ，输出为  $\hat{x}_1(t)$

输入  $x_2(t)$ ，输出为  $\hat{x}_2(t)$

则有输入  $x_1(t) + x_2(t)$ ，输出为  $\hat{x}_1(t) + \hat{x}_2(t)$  或用各时间函数相应的频谱表示成

若输入  $X_1(\omega)$ ，输出  $\hat{X}_1(\omega)$

输入  $X_2(\omega)$ ，输出  $\hat{X}_2(\omega)$

则有输入  $X_1(\omega) + X_2(\omega)$ ，输出  $\hat{X}_1(\omega) + \hat{X}_2(\omega)$  在特殊情况下

若输入  $ax_1(t)$ ，输出  $a\hat{x}_1(t)$

或

输入  $aX_1(\omega)$ ，输出  $a\hat{X}_1(\omega)$

则此系统为线性系统。

### 2) 非线性滤波

一般不满足上述迭加原理的系统叫非线性滤波系统。

### 3) 线性时不变系统

如果一系统输入  $x(t)$  时，而得到的输出为  $\hat{x}(t)$ ，现在把  $x(t)$  延迟一个时间  $\tau$  输入，即输入  $x(t-\tau)$ ，而输出也是原输出信号  $\hat{x}(t)$  延迟一个时间  $\tau$ ，即输出是  $\hat{x}(t-\tau)$ ，那么这个系统叫时不变系统。不满足这个条件的叫做线性时变系统。

## 3. 线性时不变滤波器的滤波方程

### 1) 频率域

根据滤波理论，如果滤波器的频率特性是  $H(\omega)$ ，通过这个滤波器的信号  $x(t)$  的频谱是  $X(\omega)$ ，则滤波后的输出信号  $\hat{x}(t)$  的频谱  $\hat{X}(\omega)$  与它们之间的关系为

$$\hat{X}(\omega) = X(\omega)H(\omega) \quad (1-1-6)$$

这就是频率域的滤波方程。

### 2) 时间域

根据滤波理论，如果要令地震信号  $x(t)$  通过一个时间特性为  $h(t)$  的滤波器，则数学运算应当是  $x(t)$  与  $h(t)$  的褶积运算，即输出信号  $\hat{x}(t)$  为

$$\hat{x}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)x(t-\tau)d\tau \quad (1-1-7)$$

这就是时间域的滤波方程。

## 4. 滤波器（离散型滤波器）的物理性质

滤波器的物理性质是滤波理论的基础，对了解数字滤波的实质是很重要的。

数字滤波的理论和电滤波相类似，这些理论要用到许多定理，这些定理一般都有证明，这里只叙述一些重要的结论，关于其详细证明请参考有关书籍。

### 1) 滤波器的两个重要基本特性

实参数和物理可实现性。

#### (1) 滤波器是实参数的

即是说，若输入是取实值的函数，输出也是实值函数，则这个系统是实参数的，滤波器的时间特性  $h(n)$  也是一个实值函数，即其复共轭函数

$$\overline{h(n)} = h(n) \quad (1-1-8)$$

或其相应的谱函数

$$\overline{H(\omega)} = H(\omega) \quad (1-1-9)$$

通常要求设计的滤波器是实参数的。这是因为所记录到的地震信号  $x(t)$  是实函数或实数序列，而且经过滤波后的地震信号  $\hat{x}(t)$  也要求是实函数或实数序列的缘故。

#### (2) 滤波器是物理可实现的

即是说，在没有输入之前，不可能有输出。

定理 1 滤波器是物理可实现的充要条件是

$$h(n) = 0, \quad n < 0 \quad (1-1-10)$$

### 2) 滤波器的稳定性

一个滤波器如果是稳定的，这是指当输入信号为有限时，其输出信号也是有限的。对输入信号  $x(n)$  如果存在正数  $L$  使得

$$|x(n)| \leq L, \quad (n=0, \pm 1, \pm 2 \dots) \quad (1-1-11)$$

则也有一个正数  $M$  使得输出信号

$$|\hat{x}(n)| \leq M, \quad (n=0, \pm 1, \pm 2 \dots) \quad (1-1-12)$$

即这个滤波器是稳定的。

定理 2 滤波器稳定的充要条件是

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |h(n)| < \infty \quad (1-1-13)$$

### 3) 滤波器能量有限输出

这是指当输入  $x(n)$  的能量  $\sum_{n=-\infty}^{\infty} |x(n)|^2$  有限，输出  $\hat{x}(n)$  的能量  $\sum_{n=-\infty}^{\infty} |\hat{x}(n)|^2$  也有限，即若

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |x(n)|^2 < \infty \quad (1-1-14)$$

有

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |\hat{x}(n)|^2 < \infty \quad (1-1-15)$$

则这个滤波器是能量有限的。

定理 3 若  $\sum_{n=-\infty}^{\infty} |h(n)| < \infty$ ，则此滤波器能量是有限的。

在此注意：滤波器是稳定的，则必然是能量有限，但能量有限，滤波器不一定是稳定的。

#### 4) 最小相位性质

这一概念在数字滤波理论和应用中都很重要。最小相位也叫最小相位滞后或最小能量延迟，实际上，最小相位滞后是指频率域，而最小能量延迟则是指时间域而言。

我们知道复变谱  $H(\omega)$  是由振幅谱  $|H(\omega)|$  和相位谱  $\Phi(\omega)$  来表示的，可写成

$$H(\omega) = |H(\omega)| e^{i\Phi(\omega)} \quad (1-1-16)$$

振幅特性的作用大家是熟知的。然而，相位特性在描述滤波器方面和振幅特性一样具有重要性，见下例：

有两个滤波器，一个滤波器的  $Z$  变换是

$$H_0(Z) = 1 + 0.5Z \quad (1-1-17)$$

另一个滤波器的  $Z$  变换是

$$H_1(Z) = 0.5 + Z \quad (1-1-18)$$

求出  $H_0(Z)$  和  $H_1(Z)$  滤波器的振幅特性为  $|H_0(\omega)|$  和  $|H_1(\omega)|$

$$|H_0(\omega)| = \sqrt{1.25 + \cos\omega} \quad (1-1-19)$$

$$|H_1(\omega)| = \sqrt{1.25 + \cos\omega} \quad (1-1-20)$$

由上两式可知，两个滤波器的振幅特性相同（图1-7）。

下面再求两个滤波器的相位特性  $\Phi_0(\omega)$  和  $\Phi_1(\omega)$

$$\Phi_0(\omega) = -\text{tg}^{-1} \frac{0.5\sin\omega}{1 + 0.5\cos\omega} \quad (1-1-21)$$

$$\Phi_1(\omega) = -\text{tg}^{-1} \frac{\sin\omega}{0.5 + \cos\omega} \quad (1-1-22)$$

相位特性见图1-8。

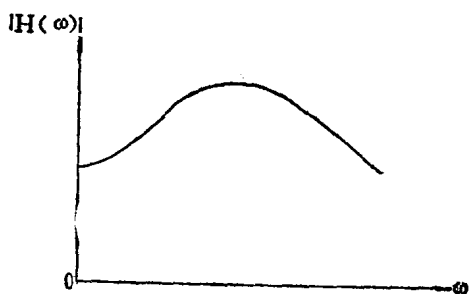


图 1-7 滤波器的振幅特性

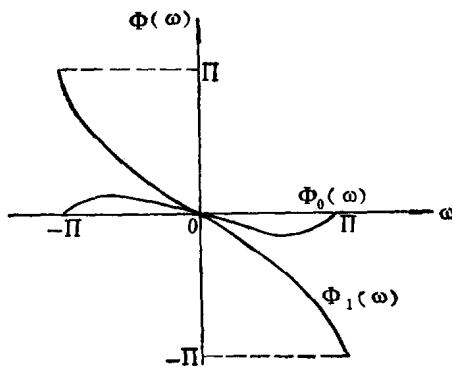


图 1-8 滤波器的相位特性

这里用负相位  $-\Phi(\omega)$  代替  $\Phi(\omega)$ ， $-\Phi(\omega)$  叫“相位滞后”，滤波器  $H_0(Z)$  和  $H_1(Z)$  的相位滞后特性是

$$-\Phi_0(\omega) = \text{tg}^{-1} \frac{0.5\sin\omega}{1 + 0.5\cos\omega} \quad (1-1-23)$$

$$-\Phi_1(\omega) = \text{tg}^{-1} \frac{\sin\omega}{0.5 + \cos\omega} \quad (1-1-24)$$

由上式看出：相位和相位滞后一样是角频率 $\omega$ 的函数，我们作出 $0 \leq \omega \leq \pi$ 之间的相位滞后图形，见图1-9，比较这两条曲线可以看到，曲线 $-\Phi_0(\omega)$ 在曲线 $-\Phi_1(\omega)$ 之下，在 $0 \leq \omega \leq \pi$ 范围内， $H_0(Z)$ 的相位滞后特性小于 $H_1(Z)$ 的相位滞后特性，在 $\omega=0$ 时， $H_0(Z)$ 和 $H_1(Z)$ 的相位滞后都是零。

在滤波器组 $\{H_0(Z), H_1(Z)\}$ 中，具有相同的振幅特征，但 $H_0(Z)$ 具有最小相位滞后特征， $H_0(Z)$ 叫最小相位滤波。这个概念同样可以引用到一组 $n$ 个的延迟滤波器中，如果已知滤波器是能量有限、物理可实现的，其振幅谱是 $|H(\omega)|$ 时，那么要设计这样一个振幅谱的滤波器，可以设计多少个呢？当然可以设计许多个，其复变谱为

$$H_1(\omega) = |H(\omega)| e^{i\Phi_1(\omega)}$$

$$H_2(\omega) = |H(\omega)| e^{i\Phi_2(\omega)}$$

.....

$$H_n(\omega) = |H(\omega)| e^{i\Phi_n(\omega)}$$

在这 $n$ 个滤波器中，它们的振幅谱相同，都是 $|H(\omega)|$ ，但是相位谱各不相同，分别是 $\Phi_1(\omega)$ ， $\Phi_2(\omega)$ ，.....， $\Phi_n(\omega)$ ，这些不相同的相位谱，它们表示了不同的相位性质，即不同的相位滞后性质。

在前面说过最小相位性质和最小能量延迟的概念相同，下面从最小能量延迟来讨论一下这个概念。

设有一组子波其相应三点的离散值为 $(a_0, a_1, a_2)$ ，即

子波A：(4, 0, -1)

子波B：(2, 3, -2)

子波C：(-2, 3, 2)

子波D：(-1, 0, 4)

它们的振幅谱相同（图1-10），而相位滞后特性不同（图1-11），由（图1-11）中可看出，A是最小相位滞后，D是最大相位滞后，B、C是在二者之间。

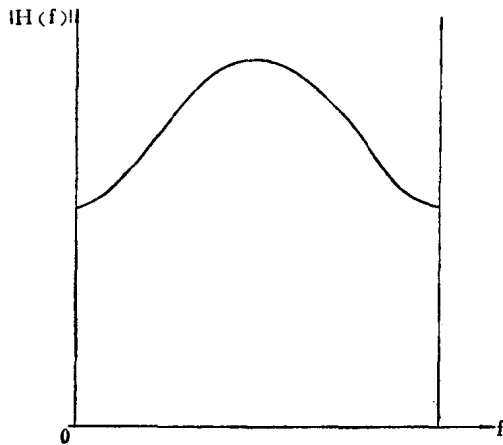


图 1-10 子波 A、B、C、D 的振幅谱

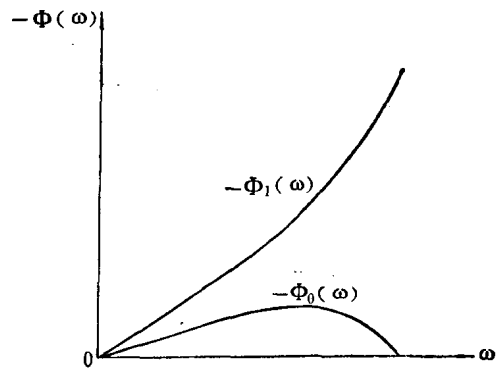


图 1-9 相位滞后特性

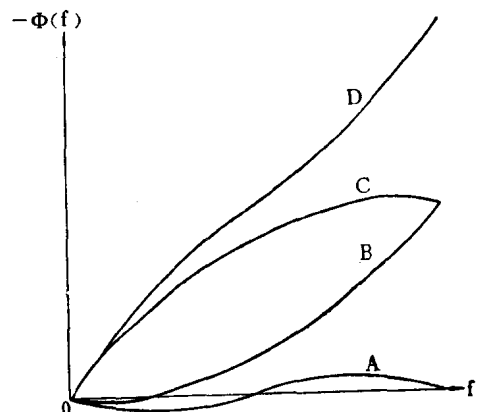


图 1-11 子波 A、B、C、D 的相位滞后谱

计算每个子波的累加能量( $a_0^2$ ,  $a_0^2 + a_1^2$ ,  $a_0^2 + a_1^2 + a_2^2$ )

- 即 子波 A: (16, 16, 17)  
 子波 B: (4, 13, 17)  
 子波 C: (4, 13, 17)  
 子波 D: (1, 1, 17)

由此可见, 子波 A 很快聚集了能量, 能量聚集在首部, 这是最小能量延迟子波; 而子波 D 较慢地聚集了能量, 大多数能量聚集在尾部, 这是最大能量延迟子波; 而子波 B、C 能量聚集在中部, 是混合延迟子波。

总之, 我们可以把它们归纳成三种, 一种是最小相位 (或最小延迟), 一种是最大相位 (或最大延迟), 一种是混合相位 (或混合延迟) (图 1-12), 其中最小相位性质往往是设计滤波器时经常要用到的。

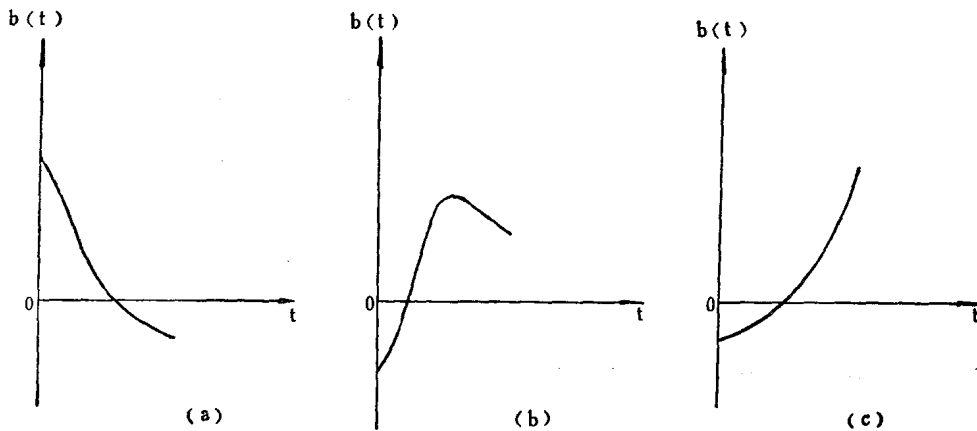


图 1-12 不同延迟信号的能量分布  
 (a) 最小延迟; (b) 混合延迟; (c) 最大延迟

对于 Z 变换为

$$H(Z) = a_0 + a_1 Z + \dots + a_n Z^n \quad (1-1-25)$$

的滤波器, 当  $H(Z)$  在单位圆内没有根时,  $H(Z)$  是最小延迟或最小相位; 当  $H(Z)$  在单位圆外没有根时, 是最大延迟或最大相位; 当  $H(Z)$  在单位圆内和单位圆外都有根时是混合延迟或混合相位。

对 Z 变换为有理分式

$$H(Z) = \frac{a_0 + a_1 Z + \dots + a_n Z^n}{b_0 + b_1 Z + \dots + b_n Z^n} \quad (1-1-26)$$

是物理可实现的, 分母  $b_0 + b_1 Z + \dots + b_n Z^n$  在单位圆内及单位圆上没有根, 分子多项式  $a_0 + a_1 Z + \dots + a_n Z^n$  在单位圆内没有根时,  $H(Z)$  是最小相位。

### 5) 纯振幅滤波器和纯相位滤波器

滤波器的频谱  $H(\omega)$  可表示成

$$H(\omega) = |H(\omega)| e^{i\phi(\omega)}$$

式中  $|H(\omega)|$  是振幅谱,  $\phi(\omega)$  为相位谱。一个滤波器往往需要用这两者来分别描述它, 前者为振幅频率特性, 后者为相位频率特性 (图 1-13),  $|H(\omega)|$  和  $\phi(\omega)$  都是频率的函数。下面讨论滤波器在  $|H(\omega)| \equiv 1$  和  $\phi(\omega) \equiv 0$  时的两种特殊滤波器, 这在设计滤波器时非常有用。



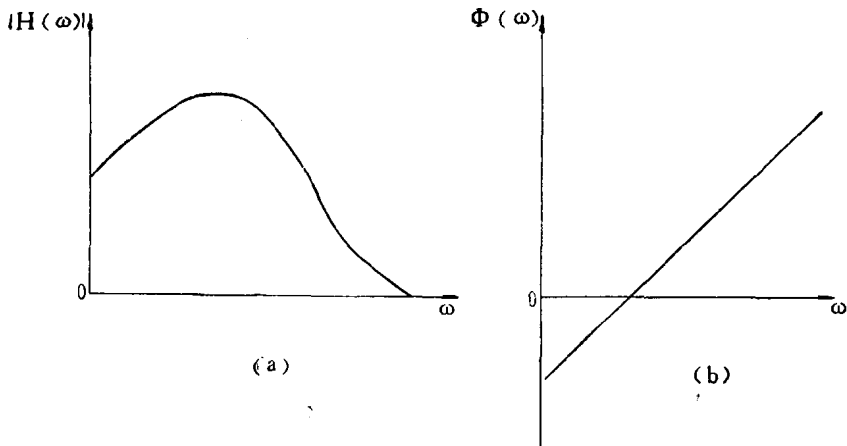


图 1-13 滤波器频谱  
(a) 振幅频率特性; (b) 相位频率特性

### (1) 纯振幅滤波器

也叫零相位滤波器, 当滤波器  $H(\omega)$  的相位谱  $\Phi(\omega) \equiv 0$  时, 这时滤波器的频谱为

$$H(\omega) = |H(\omega)|$$

信号通过这个滤波器以后只有振幅的变化, 没有相位的改变, 在地震勘探资料处理中所用的滤波器常常是这种纯振幅滤波器。这种滤波器不使信号的相位发生变化, 由于

$$H(\omega) = |H(\omega)|$$

所以

$$H(\omega) \geq 0$$

此时  $H(\omega)$  是非负实函数。又当滤波器的因子  $h_n$  是实数序列时, 其谱具有共轭性质

$$H(-\omega) = \overline{H(\omega)} \quad (1-1-27)$$

由于

$$\begin{aligned} H(-\omega) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_n e^{-i(-\omega)n} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_n e^{i n \omega} \\ \overline{H(\omega)} &= \overline{\sum_{n=-\infty}^{\infty} h_n e^{-i n \omega}} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \overline{h_n e^{-i n \omega}} \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} h_n e^{i n \omega} \end{aligned}$$

所以

$$H(-\omega) = \overline{H(\omega)}$$

归纳起来, 对纯振幅滤波器 (即零相位滤波器) 具有性质

$$H(-\omega) = \overline{H(\omega)} = H(\omega)$$

所以

$$H(-\omega) = H(\omega) \quad (1-1-28)$$

这说明  $H(\omega)$  是偶函数。因此, 零相位滤波器的频谱是非负的实偶函数。反之也成立。

### (2) 纯相位滤波器

当滤波器的振幅谱