高 等 学 校 教 材

抗干扰高分辨率浅层地震勘探

王 庆 海　　徐 明 才

1991

地质出版社

SY65/27

前　言

地震勘探是一种有效的勘探方法，它在石油勘探领域所做出的重大贡献是人所共知的。虽然该方法在油气勘探方面的理论和应用工艺已日趋完善，但是若将它应用于工程地质等领域中时，还需要解决一系列的理论和技术难题。在干扰严重的环境下解决小的地质构造问题就是人们所遇到的较为困难的问题之一。地矿部物化探研究所地震勘探研究室在1983年至1989年期间，开展了抗干扰高分辨率浅层反射地震勘探技术研究工作，在生产中取得了好的效果。为了推广这方面成果，进一步扩大方法的应用范围，我们编写了这本书。书中论述的内容取自于经过生产实践验证的科研成果，可供从事地震勘探方法的工作人员及地震勘探仪器设计技术人员阅读。

本书前言、第二章、第五章的例一、附录一、附录二由王庆海同志编写，第一章、第五章的例二、例四、例七、结束语由徐明才同志编写，第三章由徐明才、戴呈祥同志编写，第四章、第五章例三、例六由高景华同志编写，第五章的例五由戴呈祥、程大祥编写，第五章的例八由曾饶荣、徐明才同志编写。高景华同志还参与了统一编写和编务工作。

全书由王庆海、徐明才同志主编，由长春地质学院何樵登教授等人最后审定。在编写本书的过程中，参与项目研究的其它同志给予了大力支持，在此一并表示感谢。由于作者水平所限，书中难免有不当之处，敬请读者批评指正。

编　者

1990.6

目　录

第一章　抗干扰高分辨率浅层反射波法勘探基本原理 …… 1

第一节　几个基本概念 …… 1

一、波动方程 …… 1

二、波剖面和振动图 …… 2

三、能量密度和球面扩散 …… 4

四、波的吸收 …… 5

五、波的频谱及分析 …… 7

第二节　地震波的传播 …… 8

一、惠更斯原理、费马原理及视速度定理 …… 8

二、平面波的反射和透射 …… 10

三、在弹性分界面上波的转换和能量分配 …… 11

四、模型研究和浅层宽角反射问题 …… 13

第三节　反射波几何地震学 …… 20

一、单界面反射波时距曲线 …… 20

二、多界面反射波时距曲线 …… 24

三、多次反射波时距曲线 …… 26

第四节　抗干扰的基本理论 …… 27

一、组合法 …… 28

二、叠加法 …… 32

三、频率滤波 …… 40

第五节　地震记录的分辨率 …… 40

一、纵向分辨率 …… 40

二、横向分辨率 …… 50

第六节　影响分辨率的主要因素 …… 53

一、主频和频带宽度 …… 53

二、信噪比 …… 56

三、子波形态 …… 59

四、采样率 …… 63
五、穿透深度 …… 65
第二章 抗干扰高分辨率浅层地震仪 …… 69
第一节 常用浅层地震仪的介绍 …… 69
一、模拟叠加式浅层地震仪 …… 69
二、数字叠加式浅层地震仪 …… 77
三、几种常用浅层地震仪的主要技术性能介绍 …… 85
第二节 提高地震仪抗干扰能力的方法 …… 85
一、相位叠加法 …… 88
二、频率滤波法 …… 91
三、振幅门槛法 …… 102
第三节 提高地震仪分辨能力的方法 …… 104
一、地震仪的动态范围 …… 105
二、采样间隔设计 …… 130
第四节 相位相关叠加地震仪 …… 134
一、相位相关叠加原理及实现方法 …… 134
二、MSP多源处理器的功能 …… 144
三、高分辨率DFS-V数字地震仪的特点 …… 146
第五节 DFSV-Minisosie系统的组成及原理 …… 148
一、DFSV-Minisosie数字地震仪的组成 …… 148
二、DFSV-Minisosie系统数字地震仪工作原理 …… 150
第三章 野外工作方法 …… 159
第一节 测线布置和观测系统 …… 160
一、地震测线布置 …… 161
二、地震观测系统 …… 162
第二节 地震波的激发和接收 …… 170
一、地震波的激发 …… 170
二、地震波的接收 …… 178
第三节 高分辨率多次覆盖方法 …… 181
一、基本原理简述 …… 181
二、基本工作方法 …… 183
三、影响叠加效果的因素 …… 191

第四节　抗干扰技术 …… 194
一、各种干扰波的来源和特征 …… 195
二、干扰波调查 …… 199
三、抗干扰浅层地震勘探技术 …… 202
四、抗干扰与分辨率的关系 …… 211
第五节　资料的初步解释 …… 212
一、浅层反射波的识别 …… 212
二、地震波速度的野外测定 …… 215
三、野外地震资料的初步解释 …… 226
第四章　数据处理 …… 229
第一节　预处理 …… 231
一、解编 …… 231
二、重新定义处理参数 …… 232
三、编辑 …… 233
四、抽道集 …… 234
第二节　参数分析处理 …… 234
一、频谱分析 …… 234
二、二维谱分析 …… 236
三、速度分析 …… 239
第三节　常规处理 …… 249
一、反Q滤波 …… 250
二、频率滤波 …… 253
三、二维滤波 …… 263
四、反滤波 …… 281
五、水平叠加 …… 294
第四节　解释处理 …… 303
一、偏移 …… 303
二、时深转换 …… 309
三、地震模拟 …… 310
第五节　其它处理技术 …… 312
一、最佳偏移距地震资料的处理 …… 312
二、SH波地震资料的数据处理 …… 314

三、倾角时差（DMO）校正处理技术 …… 317
第五章　应用实例 …… 328
例一　上海市过江隧道超浅层地震反射调查 …… 328
例二　在工程地质调查中的应用 …… 336
例三　在工程病害方面的应用 …… 343
例四　探测煤田陷落柱 …… 351
例五　在活断层研究中的应用 …… 357
例六　在钾盐勘查中的应用 …… 362
例七　在水文地质调查中的应用 …… 376
例八　在煤田勘探中的应用 …… 384
结束语 …… 394
附录一　故障检测和修理 …… 397
附录二　沉积地层与工程建筑的关系 …… 421
参考文献 …… 425

第一章　抗干扰高分辨率浅层反射波法勘探基本原理

浅层地震反射波勘探方法是利用介质的弹性差异探测地下目标物的一种物探方法。地震反射波法的基本原理及方法技术在众多的教科书中有详细的论述，在这里我们仅针对抗干扰高分辨率浅层地震反射勘探的特点，简单地阐述一些有关的基本原理和概念，并对抗干扰高分辨率的基本原理和地震记录分辨率等问题进行讨论。

第一节　几个基本概念

浅层地震反射波法利用了地震波的运动学和动力学特征。地震波的动力学特性主要指波强度、频谱、相位、波长等参数，而运动学特性则指波的传播时间和空间的关系。在研究波的动力学和运动学特性之前，首先简要介绍几个有关的基本概念。

一、波 动 方 程

假设地震波在完全弹性和各向同性的均匀介质中传播；地层介质受力后发生小应变，在远离震源处震源作用已经全部结束。这时的波动方程为：

$$\begin{cases} \dfrac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} = V_p \nabla^2 \varphi \\ \dfrac{\partial^2 \psi}{\partial t^2} = V_s^2 \nabla^2 \psi \end{cases} \qquad (1-1)$$

$$\text{其中}\begin{cases} V_P^2 = \dfrac{\lambda+2\mu}{\rho} \\ V_S^2 = \dfrac{\mu}{\rho} \end{cases} \qquad (1—2)$$

分别为纵波和横波的传播速度。

式（1—1）描述的波动方程组是线性的，具有线性微分方程的性质。欲求解波动方程（1—1）还必须有相应的初始条件和边界条件。初始条件就是在 $t = 0$ 时刻，位 φ（或 ψ）和对时间的偏微分 $\frac{\partial\varphi}{\partial t}$ $\left(\text{或}\frac{\partial\psi}{\partial t}\right)$ 是已知的，即

$$\varphi(x,y,z,t)\big|_{t=0} = f(x,y,z)$$

$$\left.\frac{\partial\varphi(x,y,z,t)}{\partial t}\right|_{t=0} = g(x,y,z)$$

其中 $f(x,y,z)$ 和 $g(x,y,z)$ 是已知函数。

边界条件就是在所研究弹性介质的边界上，位 φ（或 ψ）随时间的分布是已知的。

在浅层地震勘探中，探测的目的层较浅，采用的最小炮检距一般较小，通常为几米至十几米。在这种条件下，波动方程（1—1）成立的小应变和完全弹性介质等前提条件能否存在，关键问题在于野外数据采集中采用的激发震源。激发震源能量较小，激发作用时间很短，才能保证地下地层介质是小应变和完全弹性等假设条件。因此，在浅层高分辨率地震反射勘探中，常采用小能量震源激发。若采用的震源强度大，对震源周围介质破坏严重，以致影响到接收点附近的地层介质，这种条件下的波动方程已不再是简单的波动方程式（1—1），而是更加复杂的波动方程，根据波动方程（1—1）所做的各种处理和解释都是不正确的。

二、波剖面和振动图

假设地下是均匀介质，震源在O点激发后，地震波从这一时刻开始自震源O点向各个方向传播，如图1—1所示。如果把某一

时刻t_k所有刚刚连续振动的点连成曲面，这曲面叫做t_k时的波前，而由在t_k时刻所有逐渐停止振动的各点连成的曲面，叫做t_k时的波尾（或波后）。

在波传播的t_k时刻，若用横坐标表示通过震源O的直线上各个质点的平衡位置，纵坐标u_p表示在t_k时刻各个质点的位移，将各质点位移连成曲线所得到的图形，叫做波剖面，如图1—2所示。在波剖面中，最大的正位移叫波峰，最大的负位移叫波谷，两个相邻波峰（或波谷）之间的距离称为视波长λ，视波长的倒数为视波数k

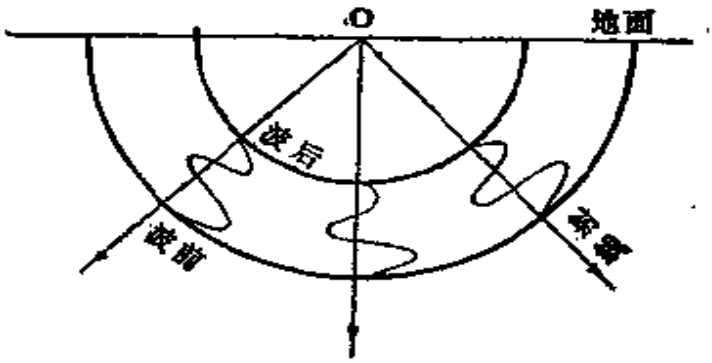


图 1—1 地震波的传播

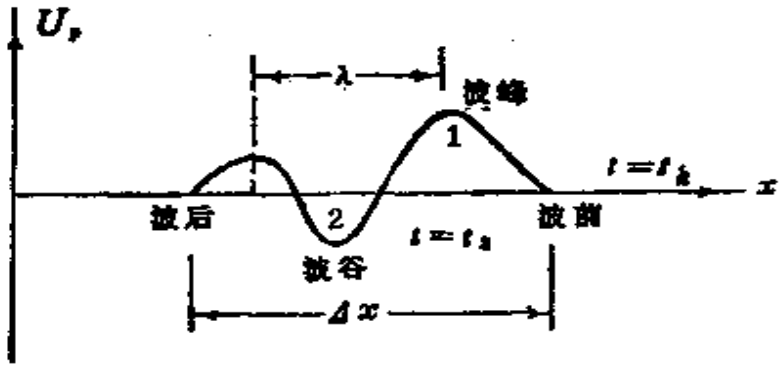


图 1—2 波的剖面图形

$$k=\frac{1}{\lambda}$$

即单位距离内波的数目。

在震源激发后，地震波从爆炸时刻开始以激发点为中心向各个方向传播，用检波器和地震仪器记录由于地震波的到达而引起地面质点振动的情况，得到地震记录。地震记录中的每一道记录（或每一条曲线）就是一个地震道或振动图。图1—3表示距震源

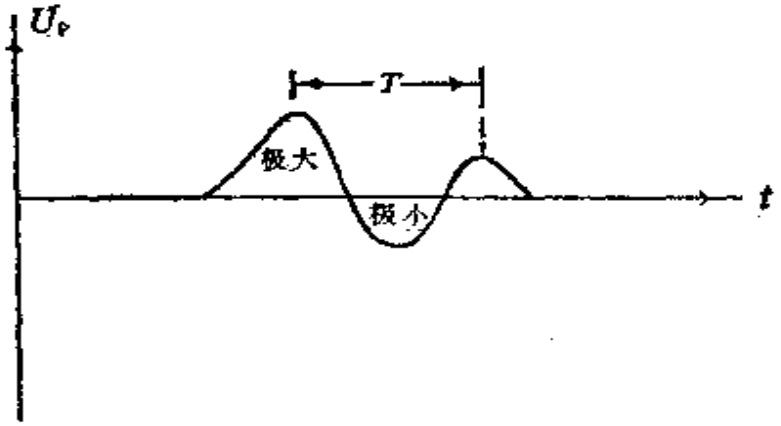


图 1—3　波的振动图形

为r_k处的振动图形。显然，在某一位置处，振动图形是时间的函数。振动图形的极值（正或负）为相位，极值的大小称为波的振幅，相邻极大（或极小）之间的时间间隔称为视周期T，视周期T的倒数称为波的视频率f

$$f=\frac{1}{T}$$

视频率f，视周期T，视波长λ和波传播速度V之间有如下关系

$$\lambda=V\cdot T=\frac{V}{f} \qquad (1—3)$$

$$T=\frac{1}{f}=\frac{\lambda}{V} \qquad (1—4)$$

根据地震波的相位特征和振幅特征，可研究地震波在地下岩层中的传播规律，如分析地面不同位置处记录到地震波的相位和振幅特性，可研究地下反射界面的空间位置及其地质构造。

三、能量密度和球面扩散

在浅层地震勘探中，地震记录上地震波的振幅随着传播距离r的增加而衰减。在均匀各向同性介质中，震源激发的地震波为球面波，如图1—4所示。在近震源O的r_1处，震源产生的能量分布在较小的球面波前上，能量密度较大，而在远离震源的r_2处，

震源产生的能量分布在较大的球面波前上，能量密度较小，因此地震波振幅随着距离 r 的增大而衰减。

设 ε 是球面波前上每单位面积上的能量，在整个球面波前上的总能量为 E_t，则

$$E_t = 4\pi r^2 \varepsilon$$

由于 E_t 是常数，ε 与 r^2 成反比。

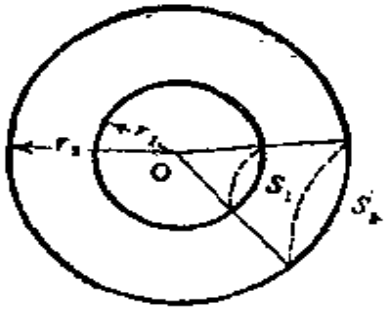


图1—4　球面波能量密度示意图

通常波的能量与波振幅平方成正比，即 $\varepsilon \propto A^2$，因此地震波振幅 A 与半径 r 成反比。

换句话说，在单位时间内，流过半径 r_1 球面波前上面积为 S_1 的能量应等于流过半径 r_2 球面波前面积为 S_2 的能量，于是有

$$\varepsilon_1 \cdot S_1 = \varepsilon_2 \cdot S_2$$

或

$$\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} = \frac{S_2}{S_1} = \left(\frac{r_2}{r_1}\right)^2$$

也就是

$$\frac{A_2}{A_1} \propto \frac{r_1}{r_2} \qquad (1—5)$$

式（1—5）表明地震波的振幅反比于波传播的距离，这就是波的球面发散。

鉴于这个道理，在外界干扰背景较强的情况下，开展浅层地震反射波法勘探时，应不要使排列长度过长，因为在远离震源位置处接收，由于球面发散使得地震波能量相对较弱，而外界干扰背景较强，获得的地震记录信噪比较低。

四、波的吸收

由于地下介质的非完全弹性和不均匀性，当地震波通过地层介质传播时，出现波的吸收现象。当地震波通过介质传播时，介质的振动粒子之间产生摩擦，地震波的一部分能量转换成热。地下介质弹性越好，能量损失就越少。这表明分选、胶结好的地层

波的吸收作用也小。由于这个原因，可得出以下结论：一般情况下，波的吸收随着深度的增加而减小。在浅层地震勘探中，因调查的目的层大多为未胶结的第四系软土沉积层，地震波在软土地层中传播时波的吸收作用大。

在地震勘探中，地震波的振幅A随传播距离r的增加按指数规律衰减，即

$$A=A_0e^{-\alpha r} \tag{1—6}$$

其中A_0为初始振幅，α为吸收系数，用单位波长衰减的分贝数表示。

地震学家常把式（1—6）表示为

$$A=e^{-\pi r/Q\cdot V}$$

或

$$A=e^{-\pi ft/Q} \tag{1—7}$$

其中Q为吸收介质的品质因子，t为旅行时间。

参数Q是介质的函数，指数$(-\omega t/2Q)$可做为沿着整个传播路径r的积分表示，即

$$A=\exp\left(-\frac{\omega}{2}\int_0^r\frac{\mathrm{d}r}{Q(r)V(r)}\right)$$

其中$Q(r)$和$V(r)$分别为与传播距离有关的品质因子和速度。假如使用$\bar{Q}$和$\bar{V}$代替$Q(r)$和$V(r)$，则可得到更简单的表达式

$$A=e^{-\omega r/2\bar{Q}\bar{V}} \tag{1—8}$$

比较式（1—6）和（1—8），我们得出

$$\alpha=\omega/2\bar{Q}\bar{V}=\pi f/\bar{Q}\bar{V} \tag{1—9}$$

式（1—9）表明，吸收系数与地震波的频率成正比，与地层速度$\bar{V}$成反比。

在浅层高分辨率地震勘探中，要求反射波的频率较高，而地层的速度一般较低，尽管探测深度较浅，波的旅行路径较短，但地层对高频地震波的严重吸收作用应引起我们的注意。地震波的频率越高，地层的速度越低，地层的吸收作用就越显著。

五、波的频谱及分析

地震波是由不同频率成分的谐波叠加而形成的，其叠加原理基于波动方程是线性的这样一个事实。若q_1和q_2分别是波动方程的两个解，则$a_1q_1+a_2q_2$也是波动方程的解，其中a_1、a_2是常数。

如果地震记录$f(t)$在有限区间内只有有限个间断点，且$f(t)$在间断点处收敛于$\frac{1}{2}[f(t+0)+f(t-0)]$，则$f(t)$可用傅里叶积分写成下列形式

$$f(t)=\int_{-\infty}^{\infty}F(f)e^{i2\pi ft}\mathrm{d}f \qquad (1-10)$$

$$F(f)=\int_{-\infty}^{\infty}f(t)e^{-i2\pi ft}\mathrm{d}t \qquad (1-11)$$

式（1—10）和（1—11）为一傅里叶变换对，$F(f)$为$f(t)$的正变换，$f(t)$为$F(f)$的反变换。式（1—10）表明，一个非周期振动的脉冲可由无穷多个不同频率的谐振动$e^{i2\pi ft}$之和来构成，每一个不同频率的谐和振动的振幅和初相位由$F(f)$决定，因$F(f)$是复变函数，可以写成

$$F(f)=A(f)e^{i\varphi(f)} \qquad (1-12)$$

在频谱分析中，把$F(f)$称为原函数$f(t)$的复变谱。根据式（1—12），复变谱$F(f)$的模$A(f)$就是振幅谱，即

$$A(f)=|F(f)|=\sqrt{a^2(f)+b^2(f)} \qquad (1-13)$$

式中 $F(f)=a(f)+ib(f)$，$a(f)$和$b(f)$分别表示$F(f)$的实部和虚部。

复变谱$F(f)$的幅角$\varphi(f)$就是相位谱，即

$$\varphi(f)=\mathrm{tg}^{-1}\frac{b(f)}{a(f)} \qquad (1-14)$$

在浅层地震反射勘探中，通过对地震记录道$f(t)$进行频谱分析，求取地震记录的振幅 谱 $A(f)$，根据地震记录中有效波和干

扰波之间的频谱差异，设计有效的滤波器，可消去干扰波，突出有效波。

若$f_1(t)$的谱为$F_1(f)$，$f_2(t)$的谱为$F_2(f)$，且$f_2(t)=f_1(at)$，此处a为常数，表示地震脉冲相对地伸展(或压缩)了a倍长度，根据频谱分析理论，很容易得到

$$F_2(f)=\frac{1}{a}F_1\left(\frac{f}{a}\right) \qquad (1-15)$$

即一个地震脉冲的延续时间长度同它的频带宽度成反比。当脉冲作用延长a倍时，则其频带变狭a倍。这就是说，在时间域内时间延续较长的脉冲则在频率域内有较窄的频带宽度。在高分辨率地震勘探中，我们总是希望获取延续时间短、周期短的反射波，因此必须激发作用时间非常短的脉冲波而且采用宽频带记录和处理。

第二节　地震波的传播

惠更斯原理和费马原理是研究地震波传播的基本原理，我们首先从该原理出发介绍地震波的传播规律，然后讨论地震波在非均匀各向同性介质中的传播，并结合一个简化的地质模型的研究分析浅层高分辨率地震反射勘探中的宽角反射问题。

一、惠更斯原理、费马原理及视速度定理

1.惠更斯原理

惠更斯原理：在弹性介质中，可以把已知t时刻的同一波前面上的各点看作从该时刻产生子波的新点震源，在经过Δt时间后，这些子波的包络面就是原波到$t+\Delta t$时刻新的波前。应用惠更斯原理可以说明波的反射、折射和绕射现象。

2.费马原理

地震学中的费马原理：地震波沿射线传播的旅行时和沿其它任何路径传播的旅行时相比为最小，亦是波沿旅行时最小的路径

传播。

根据费马原理，弹性波在弹性介质中传播时，其波前到达某一位置的时间是确定的，因此波前的传播时间可以表示成空间位置的函数，即

$$t=t(x,y,z) \qquad (1—16)$$

若知道了上述函数关系，则可确定波前到达空间的任一点$M(x,y,z)$的时间t，因而就确定了时间t的空间分布。把式（1—16）所确定的时空关系定义为时间场，时间场是一个标量场。

在时间场内，将时间相同的值连起来，组成等时面，用$M(x,y,z)=t_i$表示。显然，t_i时刻的波前面与t_i时刻的等时面重合。

3.视速度定理

图1—5的A、B为两个检波器，道间距为Δx，地震波沿射线1到达A点的时间为t，沿射线2到达B点的时间为$t+\Delta t$，$\Delta x/\Delta t$定义为视速度V_a。由图1—5可见，地震波沿射线传播的真速度$V=\Delta s/\Delta t$，因

$$\frac{\Delta s}{\Delta x}=\cos\alpha$$

所以

$$V_a=\frac{V}{\cos\alpha} \qquad (1—17)$$

式中α为地震波射线与其自身在地表投影的夹角。

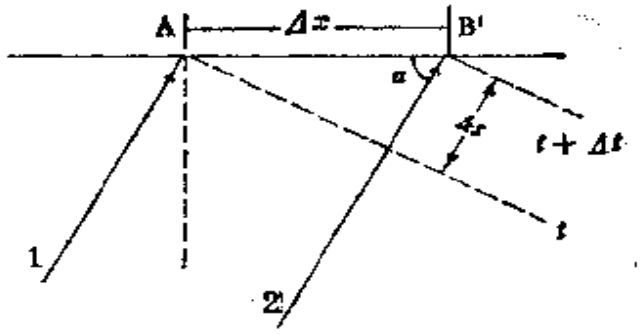


图 1—5 视速度示意图

式（1—17）称为视速度定理，它表示了视速度与真速度之间的关系。从中可以看出，视速度总是大于真速度。当$\alpha=0$时，$V_a=V$，即波沿观测方向传播，其视速度就是真速度；当$\alpha=90°$时，$V_a\to\infty$，即若沿波前面观测波的传播速度，此时波前面上各点的扰动都同时到达，好象有一波动以无穷大的速度传播一样。在浅层地震反射勘探中，近炮点记录道接收到的反射波视速度高，相邻记录道之间反射波的时差小，远炮点记录道接收到的反射波

视速度低，相邻记录道接收到的反射波时差大。

二、平面波的反射和透射

在实际地震勘探中，研究的地层往往是具有成层性的。设整个弹性空间由弹性分界面R分成两部分，如图1—6所示。设入射波为平面P波（当弹性分界面的深度远远大于地震波波长时，可把点震源激发的地震波视为平面波），在地震波垂直于界面R入射的条件下，在反射界面R上产生反射P波和透射P波。若分界面R上下介质的速度和密度乘积分别为$V_1\rho_1$和$V_2\rho_2$，则垂直入射时的反射系数R为

$$R=\frac{\rho_2V_2-\rho_1V_1}{\rho_2V_2+\rho_1V_1} \qquad (1-18)$$

若记入射波振幅为A_P，则反射波振幅A_{RP}和透射波振幅A_{TP}分别为：

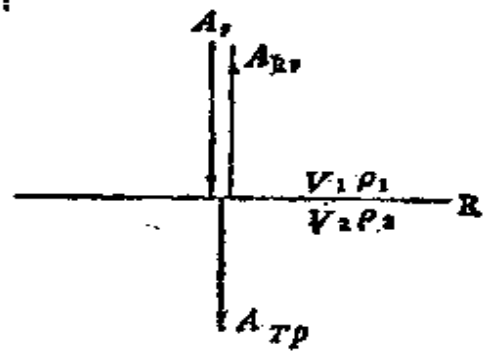


图 1—6 平面波垂直入射

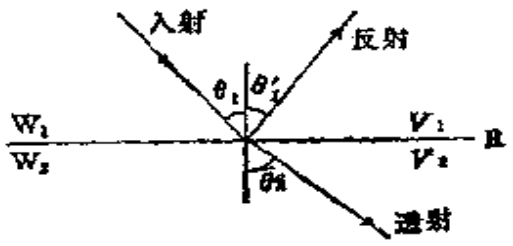


图 1—7 入射、反射和透射之间的关系

$$A_{RP}=A_P\cdot R$$

$$A_{TP}=A_P\cdot(1-R)=A_P\cdot T$$

其中 $T=1-R$为透射系数。

在浅层地震反射勘探中，很少接收垂直反射的地震波，这是因为震源附近干扰波严重，不易采用零炮检距接收。为避开震源附近干扰波，常采用非零炮检距接收，这时接收到的反射波常常是非垂直入射的情况，即地震波以θ_1入射角入射到弹性分界面上，产生反射波和透射波，反射波和透射波与界面R的法线夹角分别为θ_1'和θ_2，如图1—7所示。斯奈尔定律阐述了在弹性分界面上

入射波、反射波和透射波之间的运动学关系

$$\frac{\sin\theta_1}{V_1}=\frac{\sin\theta_1'}{V_1}=\frac{\sin\theta_2}{V_2}=p \qquad (1—19)$$

式（1—19）又称为反射和透射定律。其中p为射线参量。从式（1—19）可以看出，反射角θ_1'等于入射角θ_1。当入射波的入射角增大到θ_c，使得透射角$\theta_2=90°$，这时将产生折射波，这时透射波在第二层介质中沿界面滑行，再增大入射角θ_1就不会出现透射波了。若把开始出现折射波的入射角定义为临界角，则临界角θ_c满足下列关系式

$$\sin\theta_c=\frac{V_1}{V_2} \qquad (1—20)$$

在地表面O点激发，在距O点x_c处的S点接收，设地下反射界面为一水平反射界面，反射界面的埋深为H，如图1—8所示。据上面的讨论可知，在$x=x_c$范围以内，观测不到来自地下界面的折射波，通常把观测不到折射波的接收地段称为盲区半径x_c，则据图1—8得

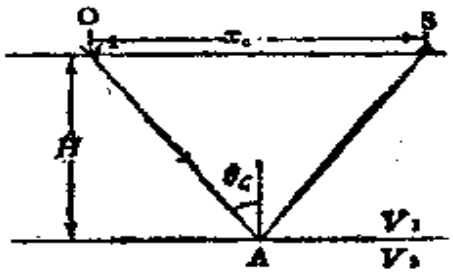


图 1—8 临界角反射示意图

$$x_c=2H\mathrm{tg}\theta_c=\frac{2H}{\sqrt{(V_2/V_1)^2-1}} \qquad (1—21)$$

三、在弹性分界面上波的转换和能量分配

上面讨论了波在弹性分界面上的反射和透射的问题，没有讨论反射波和透射波的波型转换和能量分配问题。当一纵波从介质W_1到达介质W_2表面时，将产生四种波型：反射纵波R_P、反射横波R_S、透射纵波T_P和透射横波T_S。R_P和R_S的反射角分别为θ_1和ϕ_1，T_P和T_S的透射角分别为θ_2和ϕ_2，如图1—9所示。各个波之间的运动学关系，由斯奈尔定律表示

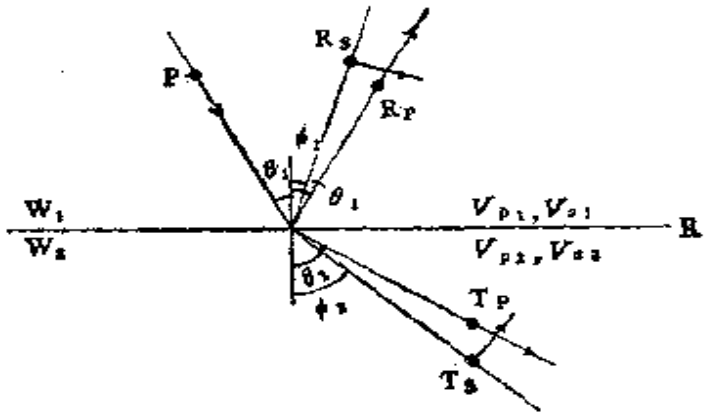


图 1—9　纵波入射时的反射和透射

$$\frac{\sin\theta_1}{V_{P_1}}=\frac{\sin\theta_2}{V_{P_2}}=\frac{\sin\phi_1}{V_{S_1}}=\frac{\sin\phi_2}{V_{S_2}}=p \qquad (1—22)$$

其中V_P和V_S分别为纵波和横波的速度。

若入射角增大到θ_{c_1}，使得$\theta_2=90°$，则对应的盲区半径x_{c_1}由式（1—21）给出，随着入射角继续增大到θ_{c_2}，使得$\phi_2=90°$，则对应的盲区半径x_{c_2}与式（1—21）类似

$$x_{c_2}=2H\mathrm{tg}\theta_{c_2}=\frac{2H}{\sqrt{\left(\frac{V_{S_2}}{V_{P_1}}\right)^2-1}} \qquad (1—23)$$

若设入射纵波的能量为1，并记反射纵波R_P和反射横波R_S的振幅分别为A_{RP}和A_{RS}，透射纵波T_P和透射横波T_S的振幅分别为A_{TP}和A_{TS}，则根据斯奈尔定律、位移的连续性及应力的连续性，可推导出描述上述各波的线性代数方程组，即Zoeppritz方程，其矩阵形式如下

$$\begin{Bmatrix}
\sin\theta_1 & \cos\phi_1 & -\sin\theta_2 & \cos\phi_2 \\
-\cos\theta_1 & \sin\phi_1 & -\cos\theta_2 & -\sin\phi_2 \\
\sin2\theta_1 & \frac{V_{P_1}}{V_{S_1}}\cos2\phi_1 & -\frac{\rho_2V^2{}_{S_2}V_{P_1}}{\rho_1V^2{}_{S_1}V_{P_2}}\sin2\theta_2 & \frac{\rho_2V_{S_2}V_{P_1}}{\rho_1V_{S_1}{}^2}\cos2\phi_2 \\
\cos2\phi_1 & -\frac{V_{S_1}}{V_{P_1}}\sin2\phi_1 & -\frac{\rho_2V_{P_2}}{\rho_1V_{P_1}}\cos2\phi_2 & -\frac{\rho_2V_{S_2}}{\rho_1V_{P_1}}\sin2\phi_2
\end{Bmatrix}$$

$$\boldsymbol{M}$$

$$\rightarrow \begin{bmatrix} A_{RP} \\ A_{RS} \\ A_{TP} \\ A_{TS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin\theta_1 \\ -\cos\theta_1 \\ \sin 2\theta_1 \\ -\cos 2\phi_1 \end{bmatrix} \qquad (1-24)$$

$$\boldsymbol{A} = \boldsymbol{C}$$

式（1—24）为

$$\boldsymbol{MA}=\boldsymbol{C} \qquad \boldsymbol{A}=\boldsymbol{M}^{-1}\boldsymbol{C} \qquad (1-25)$$

其中矩阵$\boldsymbol{M}^{-1}$为矩阵$\boldsymbol{M}$的逆矩阵。

当地震波垂直入射到界面上时，$\theta_1=0°$。据斯奈尔定律，$\theta_1=\theta_2=\phi_1=\phi_2=0°$，解方程组（1—24）可得

$$A_{TS}=A_{RS}=0$$

$$A_{RP}=\frac{\rho_2 V_{P_2}-\rho_1 V_{P_1}}{\rho_2 V_{P_2}+\rho_1 V_{P_1}}$$

$$A_{TR}=1-A_{RP}=\frac{2\rho_1 V_{P_1}}{\rho_2 V_{P_2}+\rho_1 V_{P_1}}$$

这与前面讨论的平面波垂直入射情况一致。

若入射角已知，据斯奈尔定律求出θ_1、θ_2、ϕ_1、ϕ_2诸角后，再求解式（1—24），就确定了A_{RP}、A_{RS}、A_{TP}和A_{TS}的能量分配关系。

四、模型研究和浅层宽角反射问题

为了了解浅层宽角反射条件下的反射波振幅和相位变化，我们进行了地质模型研究。这是一个简化了的实际地层，只考虑地震波能量在弹性分界面上的分配。设地震波为平面波，而且为简化问题起见，忽略了任何自由表面的影响、能量随距离的衰减和介质的吸收作用。

地质模型由下层介质和其上一覆盖层所组成。盖层厚 30m，

盖层的速度（V_1）为1500m/s，泊松比（σ_1）为0.45，密度(ρ_1)为1530kg/m^3；下层介质的泊松比（σ_2）为0.25，速度（V_2）和密度（ρ_2）为变量。该地质模型类似于浅层地震反射勘探的覆盖层-基岩的地质问题，把第四系地层做为均匀的地层考虑。注意：模型研究结果是用纵波速度比V_1/V_2表示的，对于固定的两层泊松比模型，用V_1/V_2要比只用V_1或V_2变化更灵敏。同理，密度比也是一个关键参数，比单用ρ_1或ρ_2要好。对于上述的地质模型，表1—1列出了使用的参数。

表 1—1　模型参数表

V_1/V_2	V_1 (m/s)	V_2 (m/s)	ρ_1/ρ_2	ρ_1 (kg/m^3)	ρ_2 (kg/m^3)	σ_1	σ_2	α_1	x_1 (m)	α_2	x_2 (m)
0.25	1500	5000	0.56	1530	2720	0.45	0.25	14.5°	15.5	25.7°	28.9
0.4	1500	3750	0.63	1530	2430	0.45	0.25	23.6°	26.2	41.0°	57.9
0.6	1500	2500	0.70	1530	2190	0.45	0.25	36.9°	45.0	—	—

α_1 = P波的临界角；α_2 = S波的临界角；x_1 = 对应于α_1的炮检距

当地震纵波从激发点以非法线方向经过覆盖层入射到地下界面上时，将产生四种不同类型的波，这几种类型波的复振幅由式（1—25）所描述的Zoeppritz方程给出。

据式（1—2），可求得

$$\frac{V_P}{V_S}=\sqrt{\frac{\lambda+2\mu}{\mu}} \tag{1—26}$$

而泊松比σ与拉梅常数λ和μ之间的关系为

$$\sigma=\frac{\lambda}{2(\lambda+\mu)} \tag{1—27}$$

把式（1—27）代入式（1—26）可求得V_P、V_S和σ三者之间的关系为

$$V_S=\sqrt{\frac{1-2\sigma}{2(1-\sigma)}}V_P \tag{1—28}$$

根据表1中所列的V_P和σ值，可计算横波速度V_S。表1中所列的

P波临界角和S波临界角分别由斯奈尔定律（1—22)给出，盲区半径x_1、x_2分别由式（1—21）和（1—23）计算得出。

根据表1给出的纵波速度、密度和采用式（1—28）求得的横波速度及其由斯奈尔定律求得的不同类型波的反射角和透射角等参数，求解方程组（1—25），可分别计算$V_1/V_2=0.25$、0.4和0.6三种地质模型地震纵波入射在界面上产生的四种波型的复振幅。由于在浅层地震勘探中，大多采用纵波勘探，因此在这里主要考虑反射纵波的复振幅。

图1—10表明了三个模型（$V_1/V_2=0.25$、0.4、0.6）的结果。图1—10a中的振幅曲线是反射纵波的垂直分量，此分量已归一化到入射波振幅大小上去，该分量是炮检距的函数。图1—10c表示的相位曲线也是炮检距的函数，它给出了入射波和反射波的相位差。

对于图1—10所示的$V_1/V_2=0.25$和$V_1/V_2=0.4$的两个模型来说，反射纵波振幅在近垂向入射时仅有很小的变化，反射纵波的相位在入射角未到达第一临界角以前，没有发生变化。反射纵波的振幅和相位的主要变化与传播的P波、S波的临界角（分别为α_1和α_2）有关。在第一临界角处，反射纵波振幅出现一最大值，相位变化很小。在第一临界角α_1和第二临界角α_2之间，反射纵波振幅为一弱振幅条带，在第二临界角以外反射纵波呈现一个强振幅和大的相位变化。在较大炮检距处，振幅逐渐减小（如$V_1/V_2=0.25$）是由于当炮检距增加时反射纵波具有较小垂直分量的缘故。

为了解下层介质反射振幅和相位变化的影响，使用瑞克子波合成了地震记录(图1—10b)。在每种模型对应的合成记录上，画出两种类型的波：通过覆盖层的直达波和下层介质的反射波。直达波直接反映了时间关系，用不着再模拟两个波的相对振幅或折射能量的衰减。按照解Zoeppritz方程（1—24）得到的振幅和相位变化调整了反射子波。当下层介质与盖层之间的速度差很大时，如$V_1/V_2=0.25$，下层介质反射波的特征仅在10m宽的条带

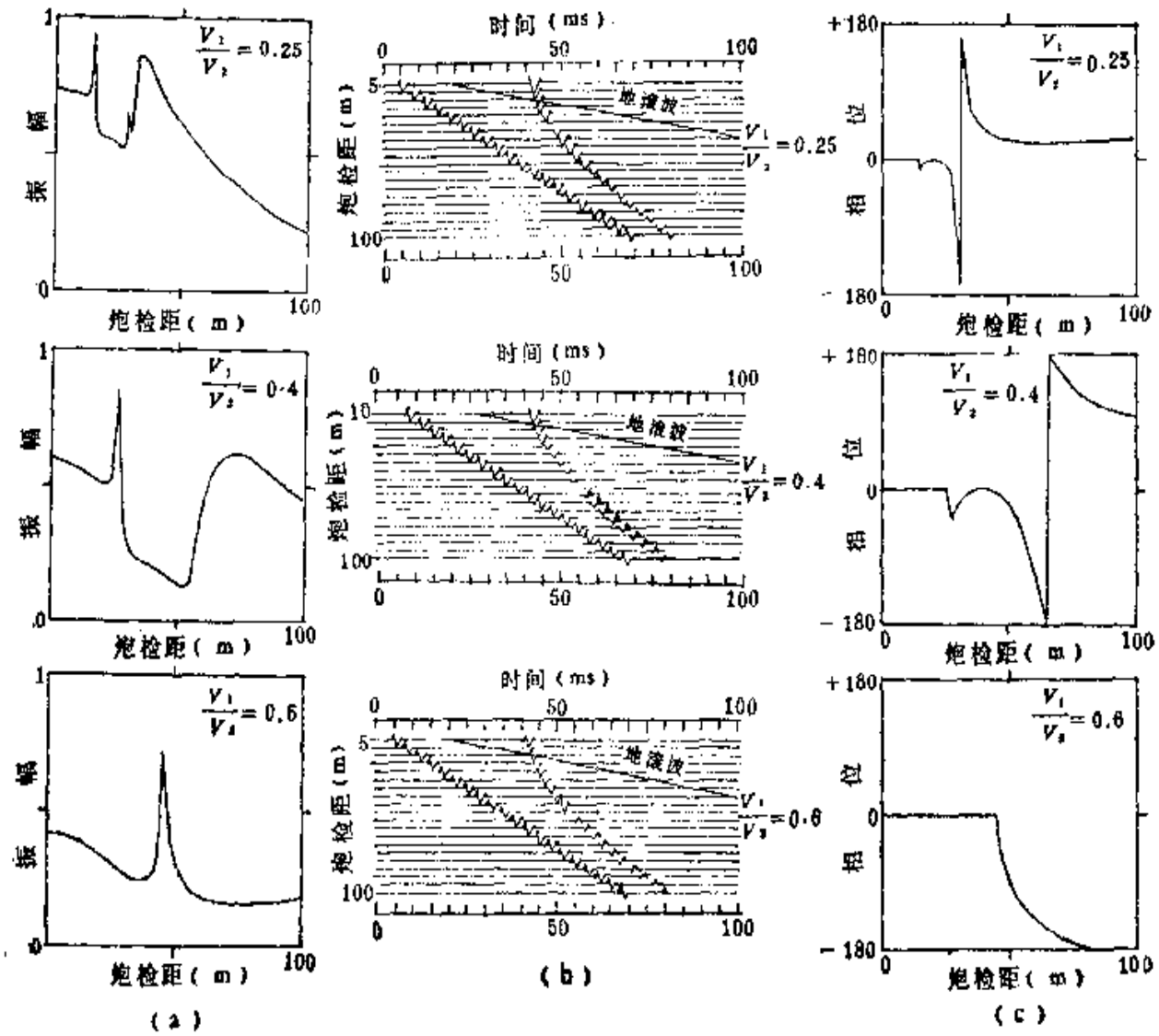


图 1—10　反射P波的振幅和相位特征

(a)振幅曲线；(b)是合成记录；(c)相位曲线

内受到影响，炮检距约30—35m，在该条带内反射纵波振幅减小。当速度差较小时（$V_1/V_2=0.4$），在临界角之间的弱振幅条带实质上变宽，在第二临界角以外的相位变化变成比较严重，使反射子波发生相位反转或明显的相位变化。随着速度差的进一步减小（$V_1/V_2=0.6$），因下层介质的S波速度小于覆盖层P波速度，仅存在第一临界角α_1。在小于临界角α_1处接收反射纵波，反射纵波的相位没有发生变化，但振幅随着炮检距的增加逐渐变弱；在第一临界角处，反射纵波出现一最大值，相位发生变化；在临界角α_1以外，下层介质反射波的相位变化达到180°，且观测到的反射波振幅都减小。

从图1—10b来看，随着炮检距的增加，振幅和相位变化调整了子波波形，且引起了反射特征的变化。当下层介质与盖层之间的速度差较大时（如$V_1/V_2=0.25$），这些变化被限制到在小范围的炮检距内；对于速度差较小的情况，在较大范围的炮检距内，反射波的特征都受到了影响。能够看到子波形状在能量明显相移180°的过渡带内发生变化。

实际开展的浅层地震反射勘探中，即使简单的基岩-覆盖层地震调查，地层也不象表1所示的模型那样简单。考察图1—11a所示的简单三层地质模型，最上一层代表风化层。图1—11b和1—11c分别表示了基岩反射波振幅和相位随炮检距的变化曲线。该曲线与图1—10中所示的$V_1/V_2=0.6$的地质模型的反射波振幅和相位随炮检距的变化曲线相类似，低速风化层的存在有点影响第一临界角的位置，但却有减小整个基岩反射波振幅的趋势。容易证明，低速风化层的存在使对应于临界角的炮检距减小。

在浅层高分辨率地震反射波法中，浅层宽角反射（临界角以外接收反射波）引起反射波的相位变化对采用多次覆盖方法技术提高地震记录的信噪比影响较大，这是因为在浅层高分辨率地震反射勘探中获取的反射波频率高、周期短，较小的反射波相位移对地震反射波的同相叠加都有较大影响。

据上面的讨论可知，在两层介质条件下，可以得出以下结

论：一般来说，若炮检距不大于下层介质埋深，由于入射纵波的能量在反射界面上的分配，反射信号不会受到任何相位变化；但在速度差很大的情况下，如未胶结的第四系盖层和胶结成岩的致密基岩地层，相位有变化但其变化带出现在较窄的区间，不会引起大的问题。

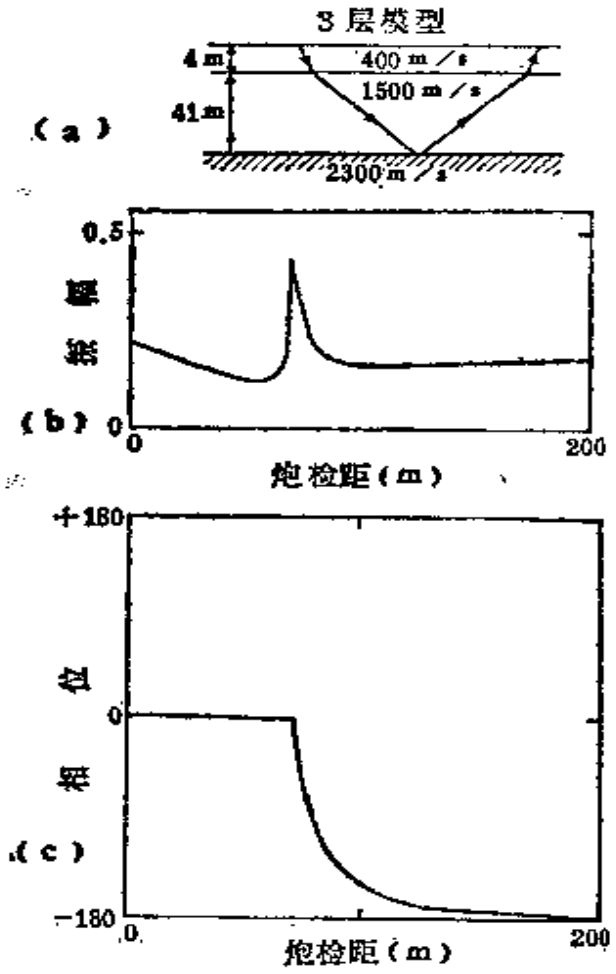


图 1—11 三层地质模型和对应的基岩反射波的振幅和相位变化

当盖层与下伏地层之间的速度差异较小时，下伏地层反射波的相位在临界角以外将发生180°的相位变化。若使这些资料参与水平叠加处理，有可能不但不能提高记录的信噪比，反而还会降低记录的信噪比。

浅层宽角反射波问题在浅层高分辨率地震反射勘探中是一个不容忽视的问题。只有从理论实质上认识这个问题，才能针对不同的地质问题去研究和处理浅层宽角反射波带来的若干问题。浅层宽角反射波对采用水平叠加技术提高记录的信噪比带来了不利一面，但我们可以利用在临界角处反射波能量强的这一特征来开展工作，如采用“最佳偏移距技术”。该方法采用单次覆盖观测，不需要叠加处理，宽角反射波的相位变化对地震记录质量不会带来什么影响；而且远炮点接收还有利于有效地避开地滚波、声波的干扰。

研究接收到的基岩（或下伏地层）反射波的振幅和相位随炮

检距变化的特征，还有助于研究和确定地下介质的弹性性质。地震反射振幅与炮检距关系(简称AVO技术，即Amplitude Versus Offset) 的研究已成为石油勘探学家讨论的一个 重 要 课 题。在CDP道集上分析反射振幅随炮检距的变化，可估计弹性 参数，根据弹性参数可以进一步对岩性和孔隙流体做出估计。这一技术的开发，对于识别“亮点”、判别油气界面、反演弹性参数等研究提供了有力武器。

图 1—10 所示的反射纵波振幅与炮检距的关系曲线 是 对 于 $V_{P_1}/V_{P_2}<1$、σ_1/σ_2 为一固定常数时得出的。实际上，对于两层介质，当V_{P_1}/V_{P_2}为一固定常数，σ_1/σ_2 为一变量时，反射纵波振幅曲线也将随炮检距的变化而变化。

珂佛德（1955）曾对17组不同的弹性参数计算了作为入射角函数的反射系统[38]，入射角达30°。对每一地层介质采用了三个弹性参数，纵波速度V_P、密度ρ和泊松比σ。通过试 验 研 究，得出以下结论。

1．对于两层介质，当$V_{P_1}/V_{P_2}=0.8$、$\rho_1/\rho_2=1$ 为固定常数时，对于下伏介质来说，泊松比的增加使得反射纵波振幅随着入射角的增大而增加；对于上层介质来说，当泊松比增加时，反射纵波振幅则随着入射角的增大而减小。

2．对于两层介质，当$V_{P_1}/V_{P_2}=1.25$、$\rho_1/\rho_2=1$、$\sigma=0.25$时，若$\sigma_1=0.40$，则反射纵波振幅的绝对值随着入射角的增大而增加；若$\sigma_1=0.15$，则反射纵波的振幅大小随着入射角的增大而减小。

根据斯奈尔定律，当$V_{P_1}/V_{P_2}>1$时，无论平面波入射角增大到多大，也不会使入射波角达到临界角。在这种情况下，反射纵波振幅和相位随着入射角的变化一般不会发生急剧的变化；而当$V_{P_1}/V_{P_2}<1$时，则反射纵波振幅在临 界角附近将发生急剧的变化。

其它的研究表明，当两层介质的速度和泊松比为一常数时，上、下地层介质的密度变化对反射纵波振幅曲线没有多大变化，说明地层的密度变化对反射波的强度影响不大。

综上所述，对于两层介质来说，反射纵波振幅随着炮检距的变化不仅与两层介质的纵波速度有关，而且还与介质的泊松比有关。地层中的气体、流体的存在与泊松比有很大关系，因而研究反射振幅与炮检距之间的关系可用于估计地下岩性、判别油气界面等工作当中。

第三节　反射波几何地震学

根据地震记录确定引起反射波的地层的空间位置是地震反射波法的基本任务之一。解决这个问题主要是利用反射波的运动学特征，即利用反射波几何地震学中的关系。反射波几何地震学研究反射波在传播过程中波前面的空间位置与其传播时间的关系，这种关系亦称为反射波时距关系。

一、单界面反射波时距曲线

在反射界面与地表平行的情况下，反射波时距曲线比较简单，如图 1—12 所示。从激发点O传播的波经A点反射，到达地表接收点S，若反射界面R的深度为H，可得时距曲线

$$t=\frac{OA+AS}{V}=\frac{O^*S}{V}=\frac{1}{V}\sqrt{4H^2+x^2} \qquad (1—29)$$

其中 $x=OS$ 为炮检距。显然，这是个双曲线方程，曲线对称于时间轴。渐近线是$t=x/V$（直达波时距曲线）。当$x=0$时，$t_0=\frac{2H}{V}$为自激自收的反射时间，根据t_0可确定反射层的埋深H

$$H=\frac{1}{2}Vt_0 \qquad (1—30)$$

式（1—29）也可写成：

$$t^2=t_0^2+\frac{x^2}{V^2} \qquad (1—31)$$

若以$T=t^2$，$X=x^2$为变量作图，式(1—31）变成斜率为$\frac{1}{V^2}$和

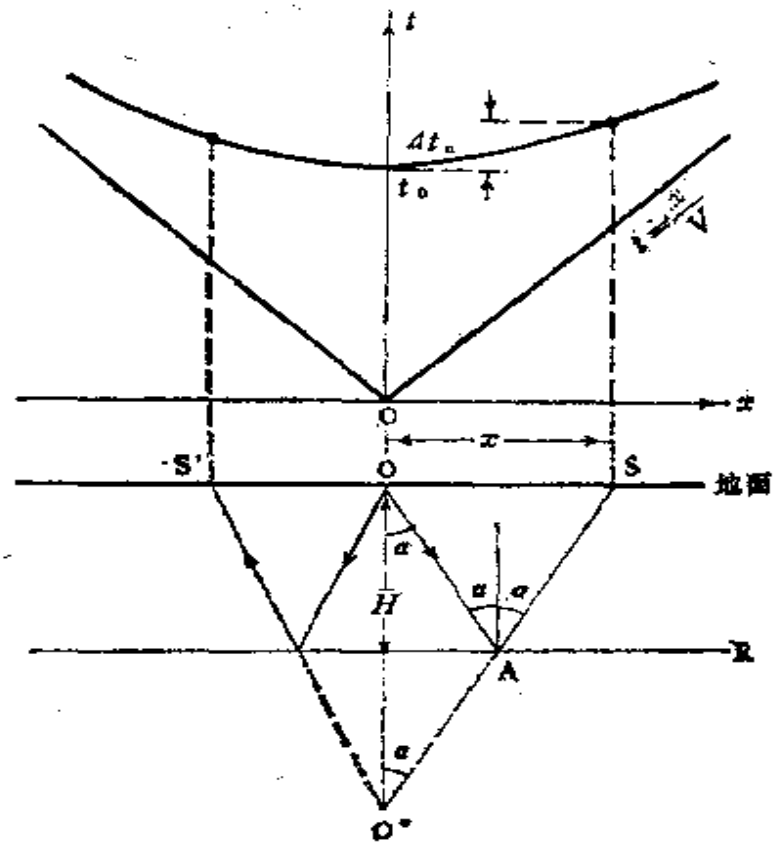


图 1—12　一个水平界面的反射波时距曲线图

截距为t_0^2的直线，如图1—13所示。利用这一关系可确定反射界面之上地层的速度值V。

根据反射波时距曲线方程式(1—29)，可求得沿测线变化的视速度

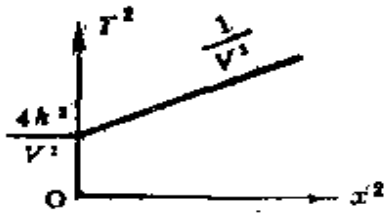


图 1—13　T^2–X^2曲线图

$$V_s=\frac{dx}{dt}=V\sqrt{1+\frac{4H^2}{x^2}} \qquad (1—32)$$

分析式(1—32)可以看出，在爆炸点附近（$x\to 0$），V_s趋于无穷大，而在无穷远处（$x\to\infty$），视速度趋近于真速度。视速度变化的原因是由于反射波在各观测点处的出射角不同。另外，还可以得出反射界面埋藏越深，视速度越大，时距曲线越平缓。

任一观测点P的反射波旅行时t和同一反射界面的双程垂直时间t_0的差，定义为正常时差Δt，即

$$\Delta t=t-t_0=\sqrt{\left(\frac{x}{V}\right)^2+t_0^2}-t_0$$

当炮检距x与深度H的比很小（即$\frac{x}{Vt_0}\ll 1$）时，正常时差根据下式给出

$$\Delta t \approx \frac{x^2}{2V^2 t_0} \qquad (1—33)$$

对同一反射层而言，当V和t_0为常数时，正常时差Δt与炮检距平方x^2成正比。鉴于这个道理，在浅层高分辨率地震反射勘探中，为解决近炮点处接收到的浅层反射波正常时差小，不易准确求取速度的问题，常采用扩展排列接收，求取地层速度。使用正常时差可判断地震记录上的同相轴是正常的反射波，还是强干扰背景条件下接收到的相干干扰波等等噪声；共深度点叠加前需要消除正常时差，正常时差也是速度分析的基础。

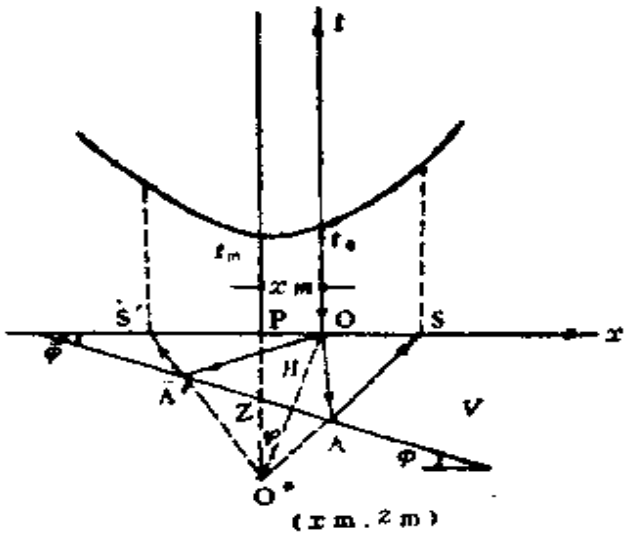


图 1—14 一个倾斜界面反射波时距曲线

如果反射界面R的倾角为φ，界面法线深度为H，地震测线方向与地层下倾方向一致，如图1—14所示。根据镜象原理，求得激发点O的镜象源O*，O*的坐标为

$$x_m = -2H\sin\varphi$$

$$z_m = 2H\cos\varphi$$

从而，可求得单界面倾斜情况下反射波时距曲线

$$t = \frac{OA + AS}{V} = \frac{O^*S}{V} = \frac{1}{V}\sqrt{(x - x_m)^2 + z_m^2}$$

$$= \frac{1}{V}\sqrt{x^2 + 4H^2 + 4Hx\sin\varphi} \qquad (1—34)$$

或

$$\frac{t^2}{\left(\frac{2H\cos\varphi}{V}\right)^2} - \frac{(x + 2H\sin\varphi)^2}{(2H\cos\varphi)^2} = 1 \qquad (1—35)$$

可以看出，反射波的时距曲线也是双曲线，但对称轴不是时间

轴。双曲线的顶点偏向界面上升的方向，据此特点可判别反射界面倾斜方向。类似地，当 $x=0$ 时，$t_0=\frac{2H}{V}$ 为自激自收条件下的反射时间。时距曲线极小点的坐标为

$$x_m=-2H\sin\varphi$$

$$t_m=\frac{2H\cos\varphi}{V}$$

界面倾角越大，x_m的绝对值就越大。

在界面倾斜情况下，地层界面倾角φ可正可负，这要视所选测线的坐标方向与界面倾斜情况的相对关系来决定。若地层上倾方向与x 轴正方向一致，取负号，反之取正号。因此，对于相反方向倾斜的界面，改变上述式子中φ 的符号，可得出相应的时距关系式。当地震勘探测线的走向与地层倾向不一致时，如测线走向与地层倾向有夹角α时，则地层的真倾角 φ 与视倾角φ_x不等。容易证明，地层的真倾角φ、视倾角φ_x与α之间的关系为

$$\sin\varphi\cdot\cos\alpha=\sin\varphi_x \qquad (1—36)$$

当$\alpha=0°$时，表示测线沿地层倾向布置，此时视倾角φ_x等于真倾角φ；当$\alpha=90°$时，表示测线沿地层走向布置，此时$\varphi_x=0$。

当测线沿地层倾向布置时，$\varphi_x=\varphi$。对式（1—34）作二项式展开，并略去高次项得

$$t\approx t_0\left(1+\frac{x^2+4Hx\sin\varphi}{8H^2}\right)$$

求地层倾角φ 的最简单方法是根据震源两边等距的两个观测点的旅行时间差t_1-t_2

$$\Delta t_d=t_1-t_2\approx t_0\left(\frac{x\sin\varphi}{H}\right)=\frac{2x\sin\varphi}{V} \qquad (1—37)$$

称Δt_d为倾角时差。当地层水平时，由于$\varphi=0$，所以倾角时差Δt_d为零。如果把这两个观测点之间的距离$2x$写成Δx，则

$$\sin\varphi\approx V\left(\frac{\Delta t_d}{\Delta x}\right) \qquad (1—38)$$

于较小的倾角$\varphi \approx \sin\varphi$，倾角正比于$\Delta t_d$。当速度$V$已知时，可据式（1—38）求真倾角。此外，倾角时差与Δx成正比，为提高测量倾角的精度，应尽可能采用较大的Δx值。

二、多界面反射波时距曲线

在浅层地震反射勘探中，常遇到近于水平的层状多层介质，研究这种情况下反射波时距曲线是必要的。

设有一组水平层状介质，在O点激发，在S点接收，第i层的速度和厚度分别为V_i和h_i，如图1—15所示。第n层底界面反射波到达S点的传播时间为通过各层的传播时间总和，即

$$t = 2\sum_{i=1}^{n}\frac{l_i}{V_i} \qquad (1—39)$$

$$= 2\sum_{i=1}^{n}\frac{h_i}{V_i\cos\alpha_i}$$

其中l_i是每一层中波传播的路径长度，α_i是波在每一层中的入射角，（$i = 1, 2, \cdots n$）。

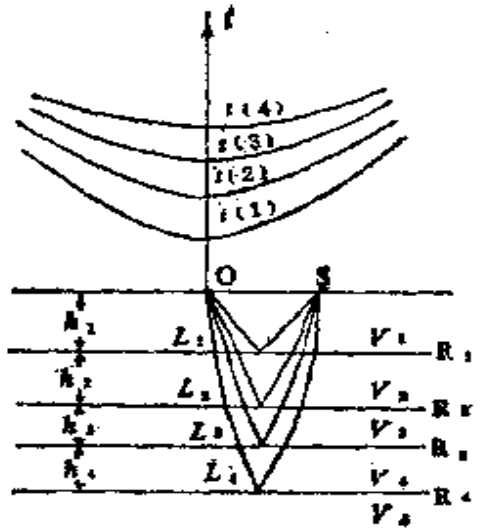


图1—15　水平多层结构和反射波时距曲线

由斯奈尔定律

$$\frac{\sin\alpha_1}{V_1} = \frac{\sin\alpha_2}{V_2} = \cdots = \frac{\sin\alpha_i}{V_i} = p$$

求得

$$\cos\alpha_i = \sqrt{1-\sin^2\alpha_i} = \sqrt{1-p^2V_i^2} \qquad (1—40)$$

把式（1—40）代入（1—39）式得

$$t = 2\sum_{i=1}^{n}\frac{h_i}{V_i\sqrt{1-p^2V_i^2}} \qquad (1—41)$$

对式（1—41）应用二项式展开，令 $t_i=\frac{h_i}{V_i}$，并略去 $pV_i=\sin\alpha_i$ 的高次项（在震源O点附近接收反射波时，α_i 角可认为是较小的），得到近似表达式

$$t\approx 2\sum_{i=1}^{n} t_i\left(1+\frac{1}{2}\,p^2V_i^2\right) \tag{1—42}$$

自激自收时，双程垂直传播时间为

$$t_0=2\sum_{i=1}^{n} t_i$$

所以，式（1—42）又可写成

$$t=t_0+\sum_{i=1}^{n} t_i p^2V_i^2 \tag{1—43}$$

由图1—15可知，S点的横坐标为

$$x=2\sum_{i=1}^{n} x_i=2\sum_{i=1}^{n} h_i\mathrm{tg}\alpha_i=2\sum_{i=1}^{n}\frac{h_i pV_i}{\sqrt{1-p^2V_i^2}}$$

同理，应用二项式展开，并略去 $pV_i=\sin\alpha_i$ 的高次项，可得

$$x=2\sum_{i=1}^{n} pV_i^2t_i+\sum_{i=1}^{n} p^3V_i^4t_i \tag{1—44}$$

式（1—43）和（1—44）共同组成以 p 为参数的时距曲线方程，将它们分别平方，略去 pV_i 的高次项，并消去参数 p，可得

$$t^2=t_0^2+\frac{x^2}{V_o^2} \tag{1—45}$$

其中

$$V_o=\left\{\frac{\sum_{i=1}^{n} t_iV_i^2}{\sum_{i=1}^{n} t_i}\right\}^{1/2} \tag{1—46}$$

称为均方根速度。

在水平层状介质情况下，当入射角α_i较小时，亦即当炮检距较小时，水平多层介质的反射波时距曲线形式上和均匀介质的相似，但要用均方根速度V_o代替上覆地层的速度。把地层介质假想成具有均方根速度的均匀介质，当$x/h<0.5$时，这种假想引起的误差很小，但随炮检距加大，则误差增大。由于浅层地震反射勘探采用的接收排列对较深目的层合适时，对浅层地层就显得过大，在这种条件下，采用(1—45)式计算均方根速度具有较大的误差，这就是采用速度分析方法不易准确求取地层速度的原因之一。

在浅层地震反射调查中，如果地质剖面中有多个反射界面，由于浅层界面的反射波时距曲线陡，而深层的反射波时距曲线平缓，所以在远炮检距处，深、浅层的反射波时距曲线可能相交，而在近炮检距处不相交，这就决定了在浅层地震反射勘探中常采用近炮点处接收。

三、多次反射波时距曲线

当地下存在强波阻抗界面时（如在水域开展调查时的水底界面、浅层基岩面等），往往能够产生多次反射波。多次反射波可分为全程多次波和层间多次波等，在地震记录上出现得最多，也比较容易识别的是全程多次反射波。

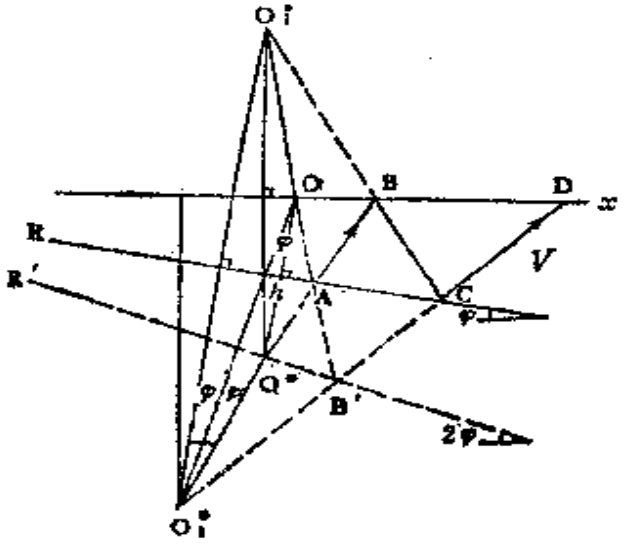


图 1—16　倾斜界面二次反射的射线路径

设在平坦的地面以下，存在有一个地层倾角为φ的良好反射界面R，激发点O至界面R的法线深度为h，在反射界面以

上的速度为V，如图1—16所示。当地震波从O点出发，向下传播到达界面R上的A点反射到地面B点时，因能量较强，而地表也是一个很好的反射界面，因此，地震反射波从B点向下反射到界面C点，又从C点向上反射到地面D点，从而形成了二次反射。用虚震源的概念可求得全程二次反射波的时距曲线$t^{(2)}$。

$$t^{(2)}=\frac{1}{V}\sqrt{x^2+4\frac{\sin^2(2\varphi)}{\sin\varphi}hx+4\frac{\sin^2(2\varphi)}{\sin^2\varphi}h^2} \qquad (1—47)$$

对于m次全程多次反射波，其时距曲线为

$$t^{(m)}=\frac{1}{V}\sqrt{x^2+4\frac{\sin^2(m\varphi)}{\sin\varphi}hx+4\frac{\sin^2(m\varphi)}{\sin^2\varphi}h^2} \qquad (1—48)$$

可见全程多次波时距曲线仍为双曲线。若在激发点处接收，这时$x=0$，从（1—47）式求得

$$t_0^{(2)}=\frac{2h}{V}\frac{\sin(2\varphi)}{\sin\varphi}=t_0\frac{\sin(2\varphi)}{\sin\varphi} \qquad (1—49)$$

式中$t_0=\frac{2h}{V}$为一次反射波的法线反射时间。当φ很小时，$\frac{\sin2\varphi}{\sin\varphi}\to 2$，这时$t_0^{(2)}=2t_0$，即全程二次反射波的$t_0^{(2)}$值是一次反射波的二倍。对于$m$次全程多次反射波来说，$t_0^{(m)}=mt_0$。这是在叠加时间剖面上判断全程多次反射波的重要标志之一。

由于地层速度一般随深度而增大，因此多次反射波时距曲线的斜率大于相同t_0时间一次反射波时距曲线的斜率，据此道理可在野外监视记录上识别多次波。此外，全程多次波的能量也比一次反射波的能量弱。从式（1—49）可以看出，多次波的正常时差通常大于t_0相同的一次反射波的正常时差，这是以后要讨论的共深度点叠加压制多次波的基础。

第四节　抗干扰的基本理论

浅层地震反射调查大多用于探测地下尺度较小的地质体，常常需要在较强干扰背景的条件下开展工作，因此研究抗干扰方法

技术是十分必要的。目前，采用的抗干扰方法多是组合法、垂直和水平叠加法、相关叠加法和频率滤波等，下面就这些方法压制干扰波的基本原理进行讨论。

一、组　合　法

组合法是利用波的传播方向不同而压制干扰波的一种方法。组合指的是以多个检波器组成一个地震道的输入或者多个震源同时激发构造一个总的震源。前者称为组合接收，后者称为组合激发。在抗干扰浅层地震反射勘探中，常使用组合接收压制地滚波、声波和各种外界相干干扰波等地震噪声。

1.规则波的组合效应

设组合接收的n个检波器等间隔地分布在$x=(k-1)\Delta x$的各点上（$k=1,2,\cdots n$），组合内各检波器的灵敏度为1。设地震波为平面波，波前与地面成α角，地震波以速度V传播，如图1—17所示。把组合内第一个检波器S_1接收到的地震波记为$f(t)$，第二个检波器S_2接收到的地震波相对于S_1要晚Δt，从图1—17可知

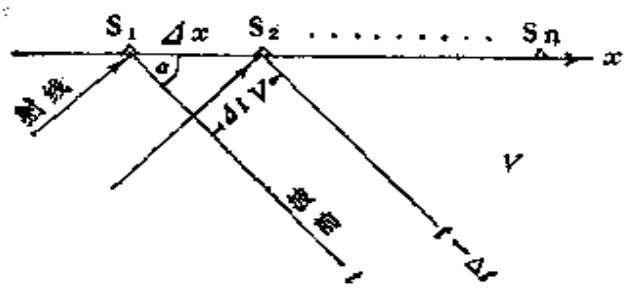


图 1—17　线性组合示意图

$$\Delta t=\frac{\Delta x\sin\alpha}{V}=\frac{\Delta x}{V_a} \qquad (1—50)$$

其中$V_a=V/\sin\alpha$为视速度。S_2接收到的地震波为$f(t-\Delta t)$。同理，S_k接收到的地震波为$f[t-(k-1)\Delta t]$，$(k=1,2,\cdots n)$。

组合后接收到的地震波为

$$F(t)=\sum_{k=1}^{n}f[t-(k-1)\Delta t] \qquad (1—51)$$

设$f(t)$对应的频谱为$g(j\omega)$，$F(t)$对应的频谱为$G(j\omega)$，对（1—51）式做傅里叶变换后得

$$G(j\omega)=g(j\omega)\cdot K(j\omega) \qquad (1—52)$$

其中 $$K(j\omega)=\sum_{k=0}^{n-1}\exp(-j\omega(k-1)\Delta t) \qquad (1—53)$$

从式(1—52)可知，组合后地震波的频谱$G(j\omega)$与组合前地震波的频谱$g(j\omega)$只差一个因子$K(j\omega)$。从式(1—53)可以看出，$K(j\omega)$既是ω的函数，也是Δt的函数，写成$K(\omega,\Delta t)$。若固定$\omega=\omega_i$，即只研究某一频率ω_i的简谐波的组合效果，这时$K(\omega_i,\Delta t)$就是方向特性。若固定$\Delta t=\Delta t_i$，即只研究对来自某一方向的不同频率的组合效果，这时$K(\omega,\Delta t_i)$就是频率特性。

对式(1—53)所示的等比级数之和进行运算，可求得组合的方向频率特性$K(j\omega)$

$$K(j\omega)=\frac{\sin\frac{n\omega\Delta t}{2}}{\sin\frac{\omega\Delta t}{2}}e^{-j\frac{n-1}{2}\omega\Delta t}$$

显然，$K(j\omega)$是一个复数，它的振幅特性是

$$|K(j\omega)|=\frac{\sin\frac{n\omega\Delta t}{2}}{\sin\frac{\omega\Delta t}{2}} \qquad (1—54)$$

它的相位特性是

$$\theta(\omega)=\frac{n-1}{2}\omega\Delta t \qquad (1—55)$$

式(1—54)和(1—55)两式表明，n个检波器输出振动的相位与组合中心处测点的相位相同，而输出的振幅则与地震波的频率和入射方向有关。

因为，$\omega=2\pi f$，$\Delta t=\frac{\Delta x}{V_a}$，$\lambda_a=\frac{V_a}{f}$，所以式(1—54)又可写成

$$|K(j\omega)| = \frac{\sin\dfrac{n\pi\Delta x}{\lambda_a}}{\sin\dfrac{\pi\Delta x}{\lambda_a}}$$

归一化的组合方向特性为

$$|K(j\omega)| = \frac{1}{n}\frac{\sin\dfrac{n\pi\Delta x}{\lambda_a}}{\sin\dfrac{\pi\Delta x}{\lambda_a}} \qquad (1—56)$$

式（1—56）表明，只要地震波的视速度很大，使$\frac{\Delta x}{\lambda_a}$值趋于零，组合后地震波振幅就得到加强。从式（1—32）可知，近炮点附近接收到的反射波具有很大的视速度，组合后有效反射波大大增强。而在远炮点处，地下界面反射波视速度相对较小，组合不利于增强反射波，特别不利于增强浅层高频反射信号。象地滚波等水平方向传播的规则干扰波（包括外界产生的沿水平方向传播的规则干扰波），它们的视速度较小，组合后相对受到压制。

将$\omega = 2\pi f$代入式（1—54），可求得组合的频率特性$\phi(f)$

$$\phi(f) = \frac{1}{n}\frac{\sin n\pi f\Delta t}{\sin\pi f\Delta t} \qquad (1—57)$$

利用组合的方向特性可压制各种低速规则干扰波，但组合的频率特性对接收高频反射信号是不利的，即组合具有低通滤波特性，随着Δt的增大，频率特性曲线的通频带变窄。这进一步说明了为什么在远炮点处组合接收，不利于增强浅层高频反射信号。

2.不规则波的组合效应

组合是同一时间不同位置的地震波振动叠加。组合内两点之间波形的相似程度用相关系数$R(l\Delta x)$表示，其中l为以Δx为单位的距离系数。当$l=0$时，$R(0)$表示自相关，为R的最大值。

$$\rho(l\Delta x) = \frac{R(l\Delta x)}{R(0)} \qquad (1—58)$$

表示标准化的相关系数。当$\rho(l\Delta x)$接近于零时，称为统计 独立，在该距离$l\Delta x$上，随机干扰就互不相似了，这时两点之 间的距离称为相关半径。

在地震勘探中，若采用组合接收，组合内每个检波点接收到的地震波$f(t)$是由有效波$s(t)$和干扰波$n(t)$组成的，即

$$f(t)=s(t)+n(t)$$

对于随机干扰波，组合前的方差D为

$$D=\sigma^2=\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}(n_i-\bar{r})^2=M(n_i-\bar{r})^2 \qquad (1—59)$$

其中σ为随机干扰波的均方值，$\bar{r}=\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}n_i$为平均值，$M$为数学期望。

组合前的信噪比为

$$b=\frac{s_i}{\sigma} \qquad (1—60)$$

组合后随机干扰波的方差D_Σ为

$$D_\Sigma=\sigma_\Sigma^2=M\left[\sum_{i=1}^{n}(n_i-\bar{r})^2\right]$$

化简后得

$$D_\Sigma=\sigma_\Sigma^2=nD(1+\beta) \qquad (1—61)$$

其中 $\beta=\frac{2}{n}\sum_{i=1}^{n-1}(n-l)\frac{R(l\Delta x)}{R(0)}$

组合后的信噪比为

$$b_\Sigma=\frac{\sum_{i=1}^{n}s_i}{\sigma^\Sigma}=\frac{nb\sigma}{\sqrt{nD(1+\beta)}}=\sqrt{\frac{nb}{(1+\beta)n}} \qquad (1-62)$$

根据式（1—60）和（1—62）可求得组合的统计效应

$$G=\frac{b_\Sigma}{b}=\sqrt{\frac{n}{(1+\beta)n}} \qquad (1—63)$$

如果组合内各接收点的随机干扰波互相统计独立，则$R(l\Delta x=0,\ \beta=0$，且设有效波的时差Δt趋于零，这时组合统计效应有最大值

$$G_{\max}=\frac{n}{\sqrt{n}}=\sqrt{n} \tag{1—64}$$

即组合基距在大于随机干扰波的相关半径时，组合接收可提高地震记录信噪比$\sqrt{n}$倍，n为组合内检波器的数目。地震勘探中，随机干扰波的相关半径一般为十几米。在油气地震勘探中，由于探测的目的层较深，采用的组合基距较大，采用长组合基距组合接收，能够较好地压制随机干扰波。在浅层地震反射勘探中，采用的道间距一般为3—10m，要求探测的地质构造尺度较小，因此采用大于随机干扰波的相关半径的组合基距接收，很容易模糊掉地下尺度较小的地质构造。采用小于随机干扰相关半径的组合基距接收，随机干扰波不但得不到压制，而且还有可能得到增强。因此，在浅层高分辨率地震勘探中，最好应采用其它方法压制随机干扰波。

二、叠　加　法

在浅层地震反射波法中，常采用垂直叠加法、相关叠加法和水平多次叠加法压制干扰波。

1．垂直叠加法

垂直叠加法是在地面同一点（或相距很近的不同点）上重复激发，在同一排列上重复接收，利用浅层地震仪具有的垂直叠加处理功能，把同一点上重复激发、同一排列上重复接收到的信号依次叠加在一起，达到增强有效波的目的。

若在t_1、t_2时刻激发后，检波器接收到的波形的相似程度用相关系数$R(l\Delta t)$表示，与（1—58）类似，用

$$\rho(l\Delta t)=\frac{R(l\Delta t)}{R(0)} \tag{1—65}$$

表示标准化的相关系数，当$\rho(l\Delta t)$接近于零时，称为两者统计独

立。若在t_1、t_2时刻激发后，接收到的波全部为干扰噪声，当$\rho(l\Delta t)\to 0$时，称干扰噪声为随机干扰噪声。

在浅层地震勘探中，经m次激发后，接收到的归一化地震波振幅为

$$A=\frac{1}{m}\sum_{i=1}^{m}s_i+\frac{1}{m}\sum_{i=1}^{m}n_i$$

其中s_i和n_i分别为第i次激发后有效波和干扰波的振幅。一般说来，对于随机干扰波，经相邻两次激发后记录到的干扰噪声是不相似的，经m次垂直叠加后，随机干扰波的振幅增强了$\sqrt{m}$倍。

因有效反射波是有规律的（相干干扰波也是有规律的）。经相邻两次激发后，产生的反射波波形相似程度高，相关系数$\rho(l\Delta t)\to 1$，经m次垂直叠加后，有规律的反射波（包括相干干扰波）的振幅增强了m倍。

可以证明，如果每次激发后，记录到的随机干扰波相互统计独立，并设有效波的到达时间是有规律的，则垂直叠加的统计效应有最大值G_{max}

$$G_{max}=\sqrt{m} \qquad (1—66)$$

其中m为垂直叠加次数。

理论和实验表明，在背景随机干扰较严重的情况下，常常需要把垂直叠加次数增加到几百次乃至上千次，才能达到压制随机干扰波的目的。采用通常的垂直叠加法，往往要花费很长时间，为了解决这个问题，可采用与垂直叠加法稍有区别的相关叠加方法。

2．相关叠加法

相关叠加法与垂直叠加法的根本区别在于前者可使相邻两次激发的时间间隔小于记录长度，而后者则必须使相邻两次激发的时间间隔大于或等于记录长度。相关叠加法可使相邻两次激发之间的时间间隔大大缩短，有效地提高了工作效率。

当地震波通过地层传播时，高频成分被吸收严重，且能量随着传播距离而衰减，因此通常把地层看作为一个等效大地滤波器$h(t)$。在常规地震勘探中，设$s(t)$为震源激发产生的地震脉冲，则地震记录$f(t)$可表示为

$$f(t)=s(t)*h(t) \qquad (1—67)$$

在相关叠加方法中，若震源不断地随机激发，产生随机时间序列$y(t)$，震源每次激发产生的地震脉冲为$s(t)$，则震源产生的激发信号为$s(t)*y(t)$，检波器接收到的信号是$s(t)*y(t)$与等效大地滤波器$h(t)$的褶积，即$s(t)*y(t)*h(t)$。

为获得与常规地震方法相似的记录及增强反射信号，必须将信号$s(t)*y(t)*h(t)$与随机编码时间序列$y(t)$进行互相关运算，形成地震记录$f(t)$，

$$\begin{aligned} f(t)&=s(t)*y(t)*h(t)*y(-t) \\ &=s(t)*h(t)*y(t)*y(-t) \end{aligned} \qquad (1—68)$$

若记$\mathrm{ACF}y(t)=y(t)*y(-t)$ (1—69)

则式(1—68) 可写成

$$f(t)=s(t)*h(t)*\mathrm{ACF}y(t) \qquad (1—70)$$

式（1—69）的离散形式为

$$\mathrm{ACF}y(\tau)=\sum_{i=1}^{m} y_i y_{i+\tau} \qquad (\tau=0,\pm1,\pm2\cdots) \qquad (1—71)$$

其中m是编码时间序列脉冲的个数，也就是垂直激发次数。

若时间序列y_i为幅值等于1的等幅脉冲序列，现在讨论式（1—71）的两种极端情况。

（1）若y_i为完全随机的脉冲序列，在相关时移$\tau>0$范围内，是由$\frac{m(m-1)}{2}$个幅值为1的脉冲组成，它形成相关噪声；在$\tau=0$处，有脉冲幅度为m的自相关函数极大值。通过相关叠加处理，它使得反射信号幅度增强了m倍，并产生信噪比为m:1的相关噪声。

（2）若y_i为等间隔的规则脉冲序列，则在$\tau=0$处，有脉冲

幅度为m的相关函数极大值，在$\tau=k$处，自相关函数的幅值为$m-k(k=1,2\cdots m-1)$，显然形成的相关噪声很大，其均值为$\frac{m}{2}$。通过相关叠加处理，产生信噪比为2:1的相关噪声。若相关噪声大于外界干扰噪声，则通过相关叠加处理，达不到提高地震记录信噪比的目的。

在实际工作中，希望震源激发产生的时间序列$y(t)$是完全随机的，即产生信噪比为m:1的相关噪声。若取m值很大，可将由m个随机脉冲编码震源产生的地震记录形式（1—70）看为单次激发产生的地震记录形式（1—67）。通过选择合适的相关叠加次数及震源激发速率，就可使相关叠加产生的相关噪声小于环境噪声，从而实现在干扰背景较严重的地区开展浅层勘探。

若在有大量运输车辆的地区（如道路边上或机场附近）开展浅层地震反射调查，常会遇到很强幅度的噪声，强幅度的噪声参与记录的相关叠加处理，无疑会恶化地震记录的质量。消除这种强振幅噪声的一种方法就是设计一个门限滤波器，使得当地震信号振幅小于某一给定的门限值时，门限滤波器使地震信号通过，反之，则阻止信号通过。

采用这种方法消除强振幅噪声的关键在于设计噪声门限值，若门限值太小，则会抑制强振幅的有效信号；若门限值太大，则起不到压制强振幅干扰信号的作用。通常，门限值要通过试验而定。

3．水平叠加法

在干扰背景较严重、地震地质条件较复杂的条件下，广泛采用水平叠加法。在这种条件下，采用单次覆盖方法很难获得可供解释的地震反射资料，水平叠加法（亦称多次覆盖方法）能够有效地压制多次波和随机干扰等噪声。

（1）多次波的叠加特性

设地下地层界面为d和P，在O点激发地震波，D点接收。在到达接收点D的波中，有较深界面P上的R点来的一次反射

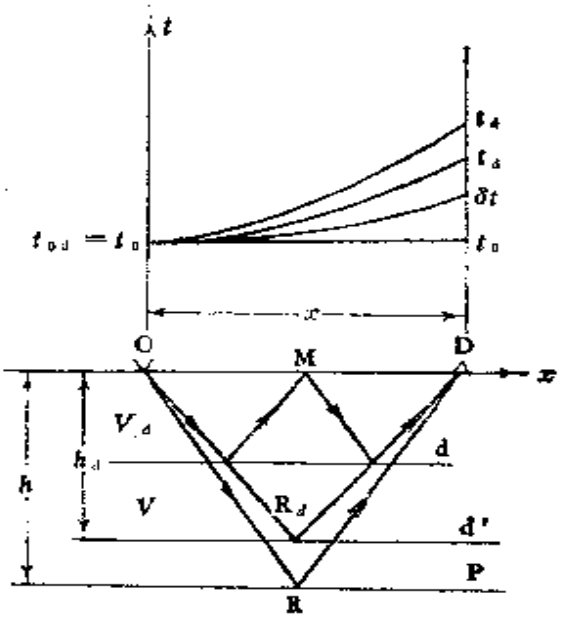


图 1—18　多次波剩余时差示意图

波，有较浅的d界面来的二次反射波，如图1—18所示。d界面来的二次反射波的路径相当于由等效界面d′上的R_d反射点来的一次反射波。由图1—18所示的参数可得一次反射波的旅行时间为

$$t=\frac{1}{V}\sqrt{x^2+4h^2}$$

$$=t_0\sqrt{1+\frac{x^2}{V^2t_0^2}}$$

当$\frac{x^2}{V^2t_0^2}\ll 1$时，对上式用二项式展开，忽略掉高次项，可得

$$t\approx t_0+\frac{x^2}{2t_0V^2} \qquad (1—72)$$

同样，多次反射波的时距曲线是

$$t_d\approx t_{0d}+\frac{x^2}{2t_{0d}V_d^2} \qquad (1—73)$$

其中V_d为多次波的速度，假定$t_{0d}=t_0$。

式（1—72）和（1—73）两式相减，则可求得多次波的剩余时差δt_d。

$$\delta t_d=\frac{x^2}{2t_0}\left(\frac{1}{V_d^2}-\frac{1}{V^2}\right)=qx^2 \qquad (1—74)$$

其中$\frac{1}{2t_0}\left(\frac{1}{V_d^2}-\frac{1}{V^2}\right)=q$，$q$称为多次波剩余时差系数。剩余时差$\delta t_d$随着炮检距$x$的平方而增大。

若把同一共深度点道集内炮检距分别为$x_1,x_2\cdots,x_n$的n个叠加道的地震信号相加。对于一次反射波$f(t)$来说，经动校正后（减

去正常时差），正常时差被消除，叠加后输出为

$$F(t)=\sum_{k=1}^{n}f(t)=nf(t) \qquad (1—75)$$

设$f(t)$的频谱为$g(i\omega)$，$F(t)$的频谱为$G(i\omega)$，对式(1—75)做傅里叶变换得

$$G(i\omega)=ng(i\omega) \qquad (1—76)$$

对于多次波，因动校正速度过高，经动校正后，各道的剩余时差分别为 δt_{d_1}，δt_{d_2}，$\cdots\delta t_{d_n}$，则叠加后的输出为

$$F_d(t)=\sum_{k=1}^{n}f(t-\delta t_{d_k})$$

对应的频谱为

$$G_d(i\omega)=g(i\omega)\sum_{k=1}^{n}\exp(-i\omega\delta t_{d_k}) \qquad (1—77)$$

叠加后的频谱与经正常时差校正后一次波的频谱的区别在于前者增加了一个因子$\sum_{k=1}^{n}\exp(-i\omega\delta t_{d_k})$。令$K(i\omega)=\sum_{k=1}^{n}\exp(-i\omega\delta t_{d_k})$，称 $K(i\omega)$为叠加特性函数。$K(i\omega)$的模就是叠加的振幅特性

$$K(\omega)=|K(i\omega)|=\sqrt{\left(\sum_{k=1}^{n}\cos\omega\delta t_{d_k}\right)^2+\left(\sum_{k=1}^{n}\sin\omega\delta t_{d_k}\right)^2}$$

把多次波的脚标去掉，上式可推广到任何类型的波

$$K(\omega)=\sqrt{\left(\sum_{k=1}^{n}\cos\omega\delta t_k\right)^2+\left(\sum_{k=1}^{n}\sin\omega\delta t_k\right)^2} \qquad (1—78)$$

对于有效反射波，$\delta t_k=0$，$K(\omega)=n$，叠加后输出信号增强了n倍。凡是不符合式（1—29)规律的任何其它形式的波，包括绕射波、折射波和外界相干干扰波，如果仍按式（1—33)进行动校正（在实际工作中正是这样做的，不管什么波都当作水平界面均匀

介质一次反射波进行动校正），则共深度点道集内各道的波的旅行时不一定都能校正为共中心点的垂直反射时间 t_0，而可能还存在一个时差，即 $\delta t_k \neq 0$，$K(\omega) < n$，即叠加后干扰波相对受到压制。

为了表示叠加后多次波相对于一次波的压制程度，用叠加后多次波与一次波振幅之比 $p(\omega)$ 来衡量叠加结果，即

$$p(\omega) = \frac{K(\omega)}{n}$$

考虑到

$$\omega \delta t_k = 2\pi f \delta t_k = 2\pi f q x_k^2$$

而

$$x_k = x_1 + (k-1)2d = \left[\frac{x_1}{\Delta x} + (k-1)\frac{2d}{\Delta x}\right]\Delta x$$

$$= [\mu + (k-1)2\nu]\Delta x$$

其中 $\mu = \frac{x_1}{\Delta x}$ 为偏移距道数，$\nu = \frac{d}{\Delta x}$ 为炮点距道数，则

$$p(f) = \frac{1}{n}\sqrt{\left\{\sum_{k=1}^{n}\cos 2\pi[\mu + (k-1)2\nu]^2 \times q\Delta x^2 f\right\}^2 + \left\{\sum_{k=1}^{n}\sin 2\pi[\mu + (k-1)2\nu]^2 \times q\Delta x^2 f\right\}^2} \quad (1-79)$$

式（1—79）称为水平叠加的频率特性。

按照相位特性的定义，由叠加特性函数 $K(i\omega)$ 可求得水平叠加的相位特性

$$\phi(\omega) = \mathrm{tg}^{-1}\frac{-\sum_{k=1}^{n}\sin\omega\delta t_k}{\sum_{k=1}^{n}\cos\omega\delta t_k}$$

或用叠加参量表示

$$\phi(\omega)=\mathrm{tg}^{-1}\frac{-\sum_{k=1}^{n}\sin\{2\pi[\mu+(k-1)2\nu]^2\times\alpha\}}{\sum_{k=1}^{n}\cos\{2\pi[\mu+(k-1)2\nu]^2\times\alpha\}} \qquad (1-80)$$

其中$\alpha=q\Delta x^2 f$称为叠加参量，也就是当接收距等于一个道距时的叠加参量。由式（1—80）可见，叠加后的相位与α、n、μ、ν等参数有关。对一次反射波而言，因$\delta t_k=0$，叠加后相位移为零，即信号的相位与共中心点M处信号的相位一致。

分析（1—74）式可知，多次波剩余时差δt_n随着炮检距x的平方增大，为了更好地采用水平多次叠加方法压制多次波，就需要采用较大的炮检距，以获得更大的多次波剩余时差。在浅层高分辨率地震反射勘探中，采用的道距小，排列长度短，多次波剩余时差小，因此采用水平叠加法压制多次波的效果较差。对于其它的规则干扰波，若它们与一次波的剩余时差较大，采用水平多次叠加法能够起到较好的压制作用，提高记录的信噪比。

（2）不规则干扰波的叠加效应

由于背景不规则干扰波在各叠加道上是随机的，所以把同一共深度点道集内各记录道经动校正后叠加在一起时，各道的不规则波总是要互相抵消一部分，相对有规律的反射波来说，不规则干扰波受到压制。

若有n个地震记录道（同一共深度点道集）叠加在一起，经水平叠加后，随机干扰波的振幅可近似地认为增大了$\sqrt{n}$倍，而一次反射波的振幅增大了n倍，因此叠加后随机干扰波相对于一次反射波来说被压制了

$$\frac{n}{\sqrt{n}}=\sqrt{n} \qquad (1-81)$$

倍，或叠加后反射波相对随机干扰波增强了$\sqrt{n}$倍。

综合分析组合方法和不同的叠加方法，可以得出以下结论：在浅层高分辨率地震反射勘探中，采用垂直叠加法压制随机干扰

好于组合法，而采用组合法能够有效地压制传播视速度较低的规则干扰波，水平叠加法对于压制规则干扰波和随机干扰波都具有较好的效果。当探测的地下地层产状较平缓时，采用组合法压制规则干扰波比水平叠加法对高频成分抑制得更严重，即与不同的叠加方法相比，组合法具有更严重的低频响应。为获得高频反射信号，一般不采用组合接收，特别是不采用长组合基距接收。在干扰背景较强的条件下，为获得较高信噪比的地震记录，需综合使用组合接收、相关叠加和水平多次叠加等方法技术。

三、频率滤波

在浅层地震反射勘探中，接收到的地震记录$f(t)$由反射信号$s(t)$和各种噪声$n(t)$组成，即

$$f(t)=s(t)+n(t)$$

相应的频谱为

$$F(i\omega)=S(i\omega)+N(i\omega) \qquad (1-82)$$

其中$F(i\omega)$、$S(i\omega)$和$N(i\omega)$分别为$f(t)$、$s(t)$和$n(t)$的频谱。

从式（1—82)可以看出，无论地震噪声是随机干扰噪声还是相干干扰噪声，无论是地震激发源产生的噪声还是外界背景噪声，只要有效波和干扰波的频谱能够相互分离，都可采用频率滤波消除干扰波，突出有效波。如干扰波的频谱以中、低频为主时，通过选用地震仪器的低切滤波器和检波器的自然频率就能够达到衰减干扰波的目的。

第五节　地震记录的分辨率

地震记录所反映的各种地质体的清晰度及地层的细节都取决于地震记录的分辨率。所谓“分辨率”就是区分两个以上岩性单元的能力。地震记录的分辨率又分为纵向分辨率和横向分辨率。

一、纵向分辨率

纵向分辨率是指用地震记录沿垂直方向能够分辨最薄地层的

厚度。通常有两种含义，一种是从地震记录上能够正确地识别薄地层顶、底界面反射波，从而根据地震记录，对薄地层进行构造填图；一种是从地震记录上能够确定薄地层的反射波，从而确定地下薄层的存在。在不加说明的条件下，这里讨论的分辨率均指前者。

M. Schoenberger[35]对最小相位信号和零相位信号的分辨率进行了比较，发现对于相同的振幅谱，零相位子波的长度小于最小相位子波的长度，且零相位子波比对应的最小相位子波具有更小的旁瓣值。他得出结论，与最小相位子波相比，零相位子波具有更高的分辨率；另外形成的零相位子波能够较准确地确定反射界面的空间位置。在数据处理中，通过子波处理，能够把最小相位子波转换成零相位子波。因此，在下面主要讨论零相位子波的分辨率。

瑞利从光学角度出发，把一束光通过一个窄矩形缝隙所形成的衍射图中的波峰到波谷的间距$\frac{b}{2}$，即衍射图中央极大值与相邻极小值的间距定义为临界分辨力（在这里，把分辨力定义为分辨率的倒数），如图1—19所示。也就是说，假如我们把一束光通过

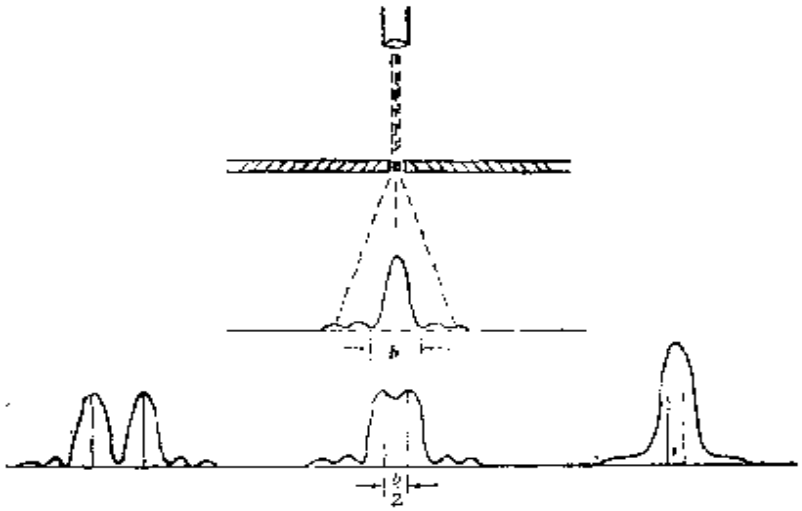


图 1—19

的一个窄矩形缝隙看作一个点源的话，则当两个点源之间的距离大于或等于$\frac{b}{2}$时，就说这两个点源是能分辨的；反之，则说这两个点源是不能分辨的。从瑞利对分辨力的定义，就可以把分辨力极限与子波(即衍射图)的一次导数联系起来，如对于瑞克子波$k(t)$

$$k(t)=(1-2\pi^2 f_r^2 t^2)\exp(-\pi^2 f_p^2 t^2) \qquad (1-83)$$

其中f_p为子波频谱中的峰值频率，即在傅里叶振幅谱中具有最大值的频率成分。

对$k(t)$求导一次，并令其为零，即$k'(t)=0$，求得子波$k(t)$的三个极值点为

$t_1=0$，$k''(t_1)<0$，故在t_1处，$k(t)$取极大值；

$t_2=\frac{1}{2.6f_p}$，$k''(t_2)>0$，故在t_2处，$k(t)$取极小值；

$t_3=-\frac{1}{2.6f_p}$，$k''(t_3)>0$，故在t_3处，$k(t)$取极小值。

根据瑞利对临界分辨力的定义，可求得子波$k(t)$的临界分辨力为

$$\frac{b}{2}=t_2-t_1=\frac{1}{2.6f_p}$$

若把主频f定义为与主瓣相邻的两个旁瓣之间间距的倒数，即

$$f=\frac{1}{b}=1.3f_p$$

则

$$\frac{b}{2}=\frac{1}{2f} \qquad (1-84)$$

在地震勘探中，若把图1—19所示的衍射图看作为薄地层产生的反射波，并考虑到单程反射时间，对(1—84)式两边乘以速度之半，则对应的临界分辨层厚度为

$$\Delta Z_b=\frac{b}{2}\cdot\frac{V}{2}=\frac{1}{2f}\cdot\frac{V}{2}=\frac{\lambda}{4} \qquad (1-85)$$

其中 $\lambda=\frac{V}{f}$为主波长。

瑞克研究了以时间反射序列为函数的复合反射波。研究结果表明，随着对应于反射序列时间间距的减小，复合反射波中央极大值呈现出两个渐渐变小的极值（反射时间序列为同极性双脉冲情况），最后复合成为一个主极值。瑞克把临界分辨力厚度定义为：在复合反射波中央极大值处，具有曲率为零，即"平顶"的间距，如图1—20所示。数学上，可通过对子波求导两次，并令其为零，求出瑞克临界分辨力。如对于瑞克子波，令

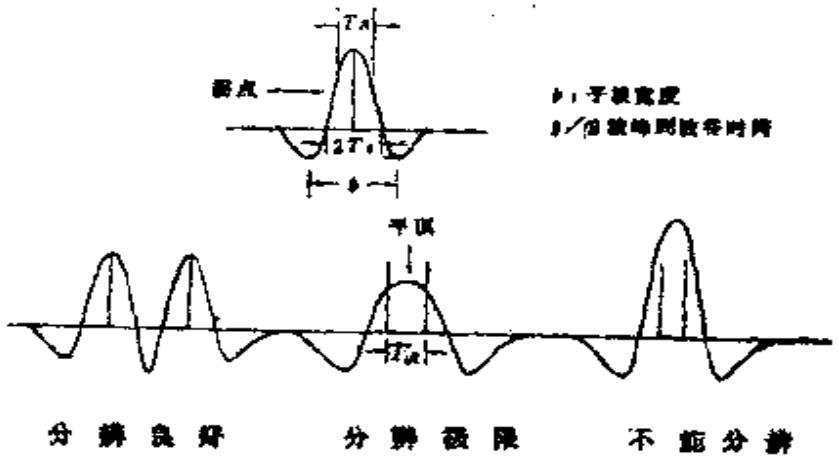


图 1—20 瑞克分辨力的概念

$h''(t)=0$ 求得子波 $h(t)$ 的四个拐点为：$t_1=\frac{1}{6.0f_p}$，

$t_2=-\frac{1}{6.0f_p}$，$t_3=\frac{1}{1.9f_p}$，$t_4=-\frac{1}{1.9f_p}$，从相邻两个拐点 t_1、t_2 的值可求得瑞克子波的临界时间分辨力极限为

$$T_R=t_1-t_2=\frac{1}{3.0f_p}$$

或

$$T_R=\frac{1}{2.31f}$$

对应的临界分辨层厚度为

$$\Delta Z_R = \frac{\lambda}{4.62} \qquad (1-86)$$

目前，讨论比较多的另外一个零相位子波是振幅谱为矩形的辛克子波，其数学表达式为

$$w(t) = \frac{2f_u \sin 2\pi f_u t}{2\pi f_u t} - \frac{2f_l \sin 2\pi f_l t}{2\pi f_l t} \qquad (1-87)$$

其中f_u和f_l分别为高端和低端频率。对于频带宽度大于两个倍频程的辛克子波，用类似求瑞克子波$\frac{b}{2}$、T_R的方法，可求出两个描述瑞利和瑞克分辨准则的简单方程

$$\frac{b}{2} \approx \frac{1}{1.4f_u} \qquad (瑞利)$$

$$T_R \approx \frac{1}{1.5f_u} \qquad (瑞克)$$

为了与瑞克子波的分辨率作比较，也用主频f表示辛克子波的$\frac{b}{2}$和T_R值，由上式可得

$$f = \frac{1}{b} = 0.7f_u \quad 或 \quad f_u = 1.43f$$

对应于瑞利和瑞克分辨准则的临界分辨层厚度，ΔZ_b和ΔZ_R分别为

$$\Delta Z_b = \frac{V}{4f} = \frac{\lambda}{4} \qquad (1-88a)$$

$$\Delta Z_R = \frac{V}{4.3f} = \frac{\lambda}{4.3} \qquad (1-88b)$$

从式（1—88)可知，它所假设的前提条件是要求子波至少为两个倍频程，这样使分辨率与频带宽度有了一定的关系。在相同倍频程频带宽度的条件下，提高高端频率可提高分辨率。

M. B. Widess则是从薄层的概念出发研究分辨力的。对于图1—21a所示的一个地层模型，模型中间夹层的速度为上、下无限

大围岩介质速度的两倍，设垂直入射波为R_i，则夹层上、下界面反射波分别为R_1和R_2，一次层间多次波为R_3，若入射波R_i的振幅为A_i，在图1—21c中表示了R_1、R_2和R_3，由于一次层间多次波R_3振幅很弱，因此可以想象多次层间反射波振幅则更弱，可忽略不计。通过合成R_1、R_2和R_3，可得出不同地层厚度下的合成记录道，如图1—21d所示。

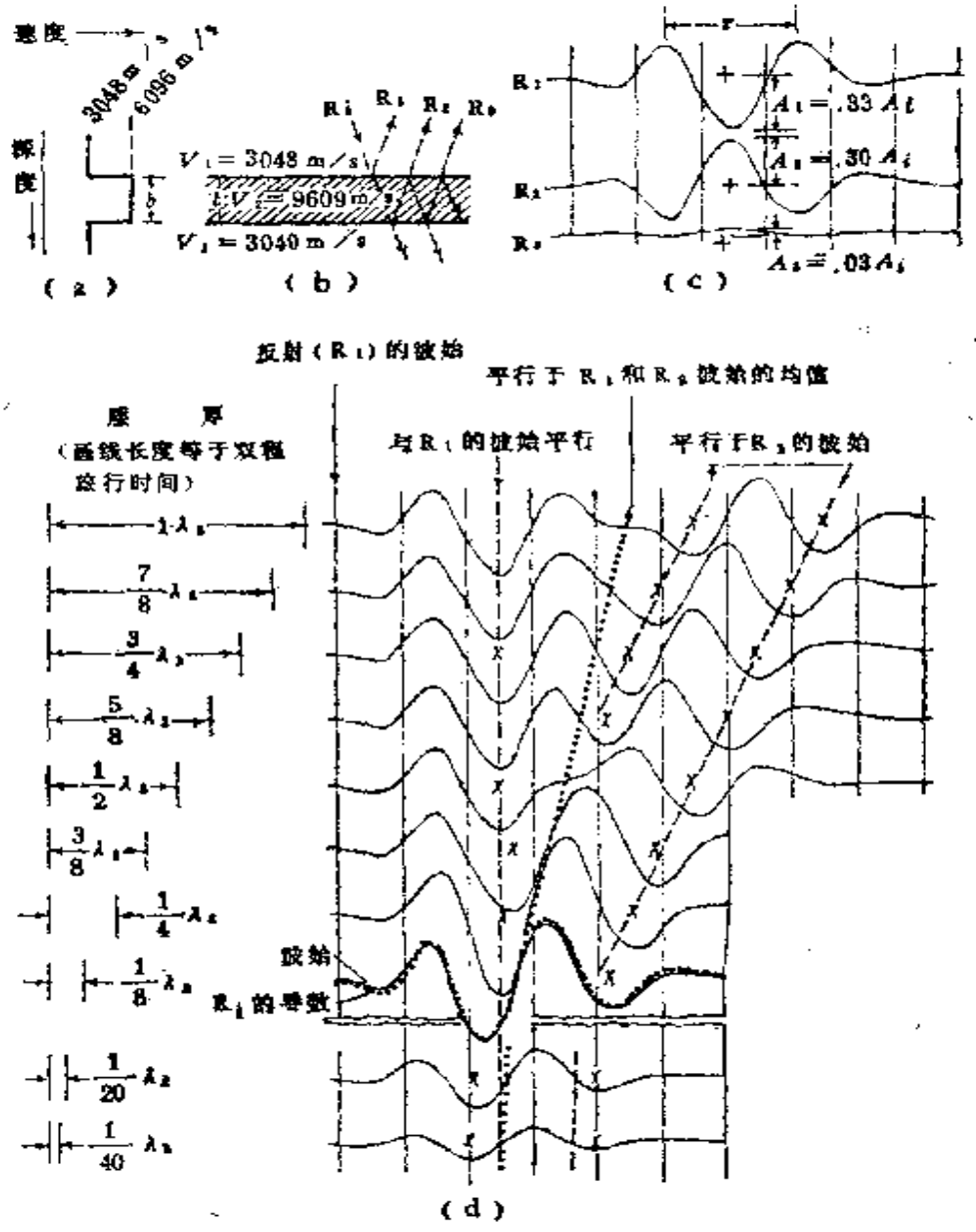


图 1—21　层厚度对反射波的影响

τ为反射波主周期，λ-层内的波长（$\lambda_2 = V_b\tau$），记时线距为0.5τ

从图1—21可以看出，当波通过厚度为$\frac{\lambda}{4}$的地层时（对应的双程旅行时为$\frac{\tau}{2}$），根据地震波形，能够划分夹层顶底界面的反射波；而当层厚度小于$\frac{\lambda}{4}$时，仅从地震波形很难识别夹层顶底界面反射波。

从图1—21还可以看到，当夹层厚度等于$\frac{\lambda}{8}$时，夹层反射波的特征与入射子波R_1的时间导数的特征相一致（在图1—21中，入射子波的时间导数用点虚线表示）。根据反射波的特征，M.B.Widess把夹层厚度小于$\frac{\lambda}{8}$的层厚度定义为所谓的“薄层”。对于一种频率来说，夹层是薄的，对于另一比较高的频率来说，夹层就不一定是薄的。若已知入射波，通过求入射波的时间导数，用求得的入射波时间导数去拟合地震记录，可分辨厚度为$\frac{\lambda}{8}$的夹层，层厚度小于$\frac{\lambda}{8}$的薄层就不能分辨。M. B. Widess从理论上把夹层厚度为$\frac{\lambda}{8}$的地层定义为薄层分辨力极限，或叫做临界分辨力厚度。

若把图1—21c中子波R_1的中间部分近似地作为正弦波处理，其正弦波的最大振幅A就是R_1的主极大值和极小值振幅的均值，把R_1和$-R_2$的极小值对应的时间均值作为参考零时，则R_1和$-R_2$中间部分波函数方程式为

$$R_1 \doteq -A\cos\left(t+\frac{b}{V_b}\right)2\pi/\tau \qquad (1—89)$$

$$-R_2 \doteq -A\cos\left(t-\frac{b}{V_b}\right)2\pi/\tau \qquad (1—90)$$

其中t是与t_0有关的时间，τ是子波的主周期，V_b为波在夹层中的传播速度，把式（1—89）和（1—90）展开，取其差得

$$R_d = R_t - (-R_2) \approx (2A\sin 2\pi b/(\tau V_b))\sin 2\pi t/\tau$$

若记$A_d = 2A\sin 2\pi b/(\tau V_b)$为夹层反射波$R_d$的最大振幅，则

$$R_d \approx A_d \sin 2\pi t/\tau$$

在薄层情况下，有

$$\sin 2\pi b/(\tau V_b) \approx 2\pi b/(\tau V_b)$$

因此

$$A_d = 4\pi Ab/(\tau V_b)$$

因为 $\lambda_b = \tau V_b$，所以有

$$A_d = 4\pi Ab/\lambda_b$$

假若夹层反射波振幅A_d与夹层顶界面反射波R_1的振幅A的比值为1，则能够探测的薄层厚度为

$$b = \frac{\lambda}{4\pi} = \frac{\lambda}{12.56} \qquad (1—91)$$

原则上，通过测定复合反射波振幅的变化就能够分辨厚度为$\lambda/12$的薄层。实际上，为分辨厚度为$\lambda/12$的薄层，必须用一个已知的零相位子波相对于薄层反射波进行振幅标定处理。由于地震波在实际地层介质中传播时，受球面扩散、地层吸收、地震噪声和波的相互干涉叠加的影响，因此使用振幅信息分辨厚度为$\lambda/12$的地层是困难的。

图1—22表示了使用25Hz瑞克子波与不同厚度的两种地层模型进行褶积后得到的合成记录。图1—22a所示的合成记录为地层反射系数序列是同极性的情况，图1—22b所示的合成记录为地层反射系数序列是反极性的情况。根据图1—22表示的合成记录，我们分别能够得到如图1—23和图1—24所示的那样一套标定曲线。垂直比例尺左边为实际的岩层厚度（以毫秒为单位），右边为单程层厚；水平比例尺有两种，图下面标的是视厚度（对于图1—22a所示的情况，视厚度为相邻极大值的间隔，对于图1—22b所示的情况，视厚度为极大值与相邻极小值的间隔），图上面为测定的复合子波的极大值到相邻极小值的最大绝对振幅，可用任何比例单位。从图1—23和图1—24看出，假如实际的岩层厚度与视厚度值是

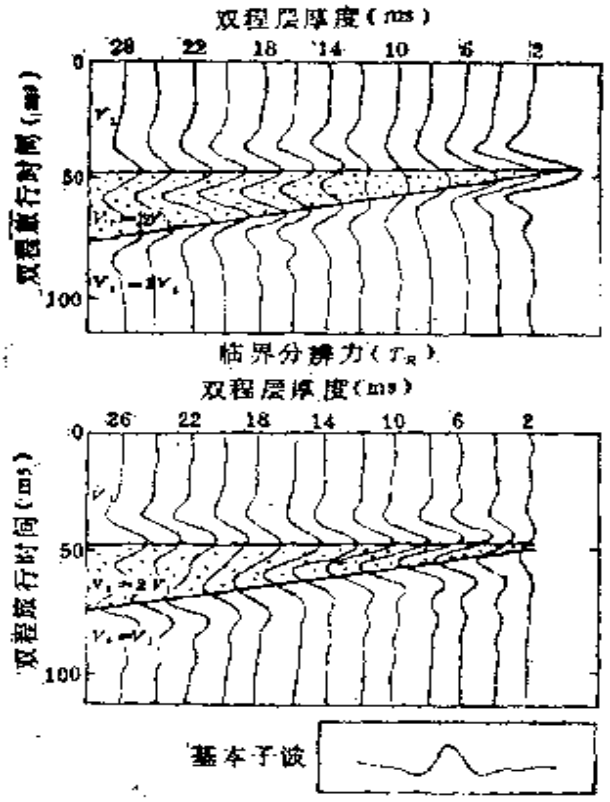


图 1—22 楔形地层模型的合成记录
(a)同极性情况；(b)反极性情况

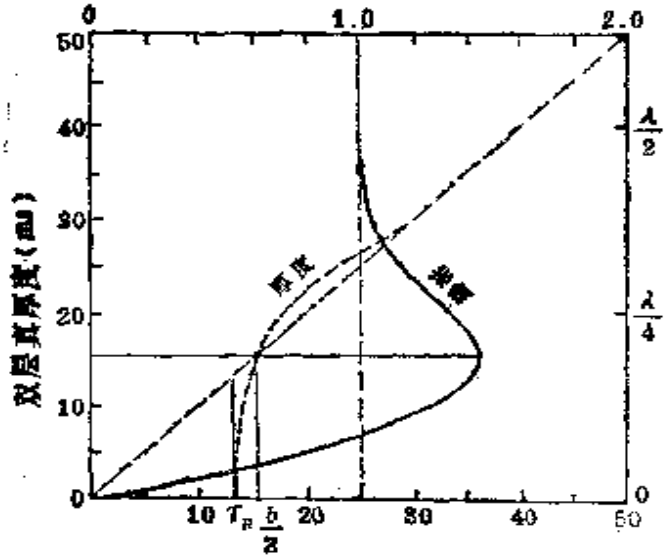


图 1—24 图1—22b的分辨力标定曲线

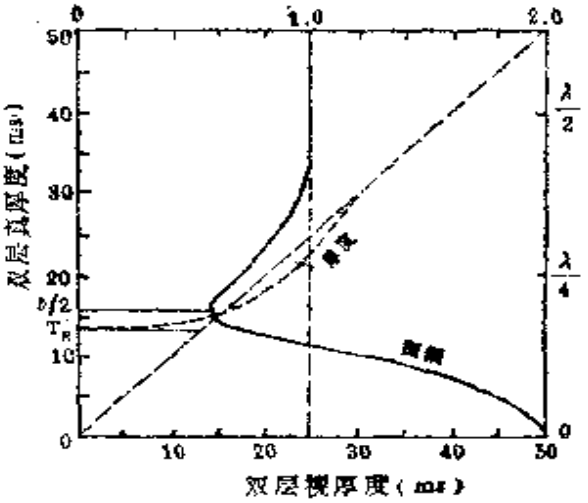


图 1—23 图1—22a的分辨力标定曲线

一样的，则时间分辨力的标定曲线为对角线（虚线表示），当地层较厚时，时间分辨力的标定曲线遵循这条点划线，这意味着通过测定地震记录的视厚度可确定夹层的真厚度。

分析图1—22a和图1—23可以得出，当地层夹层厚度较薄时，对应于夹层顶、底界面的两个反射波的极大值复合成为一个极大值，根据合成记录，无法确定视厚度；从反射波的相对振幅曲线看出，夹层反射波振幅随着夹层厚度的变薄而减小，到接近

临界分辨力T_R处，也就是反射波振幅在调谐厚度$\frac{b}{2}$（根据瑞利分辨原则，把分辨力标定曲线图上视厚度精确等于真厚度的地层厚度定义为调谐厚度$\frac{b}{2}$，如图1—23所示，调谐厚度能够通过使褶积子波的一次导数等于零确定）处降到最小。在调谐厚度$\frac{b}{2}$以下，反射波振幅则随着夹层厚度的变薄而增大，夹层厚度的信息只反映在波的振幅之中。从图1—23可以看出，调谐厚度与临界分辨力都近似对应于视厚度约等于真厚度的时间分辨力的标定曲线上，即夹层为$T'/2.3$的厚度，其中$T'=T'_P/1.3$为反射波主周期。

分析图1—22b和图1—24得出，反射波振幅随着夹层厚度的减小，振幅明显增加，最大振幅出现在调谐厚度$b/2$处，其相应位置接近视厚度变为常量处；在$b/2$以下，振幅随着夹层厚度的减小呈非线性减小，而视厚度近似不变。因此，对于比调谐厚度更薄的地层，使用视厚度不能准确确定地层的真厚度。在这种情况下，要确定地层的真厚度，需使用反射波的振幅信息。从图1—24也可以看出，调谐厚度与临界分辨力都近似对应于夹层为$T'/2.3$的实际厚度，实际地层厚度为$\lambda/4.6$。

从以上分析可以看出，当实际地层厚度等于或大于$\lambda/4$时，根据地震记录的波形特征，能够分辨地层的存在和较确切地确定地层的空间位置。若实际地层厚度小于$\lambda/4$时，要确定地层的厚度需利用波的振幅信息。

通过从不同角度对地震记录纵向分辨率的综合分析，可得出以下结论：当夹层厚度大于或等于$\lambda/4$时，能够从地震记录的波形特征分辨夹层顶、底界面的存在，不需利用其它任何波形特征和标定处理；当夹层厚度小于$\lambda/4$时，仅从地震波形特征很难分辨夹层顶、底界面的存在。要分辨夹层厚度小于$\lambda/4$和大于$\lambda/12$之间的地层厚度，就需要使用波的振幅特征及其一些其它的标定处理。由于实际地震记录波形是复杂的，影响因素是多方面的，

因此，即使进行了特殊的标定处理，也很难分辨夹层的厚度；但这种研究在理论上仍具有十分重要的意义。

从图1—22所示的合成记录可以看到，反射系数序列无论是同极性，还是反极性情况，薄层都能形成具有一定振幅的复合反射波。在较好的地震地质条件下，根据地震资料，结合地质钻井资料，能够圈定出薄层的分布范围。另一方面，若地震记录的信噪比较高，对于反射界面在垂向上发生 $\lambda/8$ 的地层错动（对应于反射波组发生半个相位的错动），还是能够清晰分辨出来的。有经验的地球物理学家也许能够分辨地震时间剖面上更小的断层。

以上讨论了记录纵向分辨率与子波主频之间的关系，即纵向分辨率与地震信号波长之间的关系，似乎是信号主频越高，分辨率越高，记录的分辨率与地震信号的频带宽度关系不大。从下面的讨论可以看出，以上关于记录分辨率的讨论是不全面的。

实际上，对于某一单频调谐波，纵向分辨率不依赖于单频调谐波的频率，这是因为我们期望的高分辨率地震波形应是一个尖脉冲，而尖脉冲的频带应是无限宽的，而频带宽度为零的单高频调谐波并非我们所期望的高分辨波形——尖脉冲。

在用辛克子波讨论记录纵向分辨率中，所得式(1—88)的假设前提条件是要求子波至少为两个倍频程频带宽度，使得分辨率与频带宽度有了一定的关系，但没能把分辨率与频带宽度有机地联系起来，即当辛克子波的高端频率 f_u 一定时（主频也相应确定），拓宽频带对改善分辨率也不起作用。根据尖脉冲的频带为无限宽的概念，显然拓宽信号频带能够改善记录的纵向分辨率。

综上所述，可以得出纵向分辨率不仅与子波主频有关，而且还与子波频带宽度有关。关于分辨率与记录频带之间的关系将在第六节进行详细讨论。

二、横向分辨率

在用于地质解释的地震时间剖面中，有水平叠加时间剖面和偏移时间剖面。偏移处理可使反射波归位于正确位置，绕射波收

敛于一点，因而偏移时间剖面的横向分辨率高于水平叠加时间剖面的横向分辨率。然而，在实际地震资料解释中，水平叠加时间剖面仍较常用。为此，我们将分别讨论水平叠加时间剖面和偏移时间剖面的横向分辨率。

从物理地震学的观点看一个反射波，反射波则是界面上众多点源发出的绕射波叠加的结果，因而要涉及到一个面，但主要能量集中于界面的法线方向，振幅分布在一个条带上，主要能量分布的条带称为第一菲涅尔带。

若把地表震源发出的波看作为球面波，则在反射界面与波前接触点之间的那部分，即波前与反射界面相切处周围的$\lambda/4$区，也就是在这部分界面上质点在同一方向上运动的最大区域定义为第一菲涅尔带，如图1—25所示。由第一菲涅尔带的外边界的点到达在震源位置处的检波器的能量，由于其双程旅行时间比垂直入射到反射界面的反射波的双程旅行时间晚半个周期，因而产生相消干涉。第一菲涅尔带反射的全部能量到达时差都在二分之一周期范围内，因而产生相长干涉。

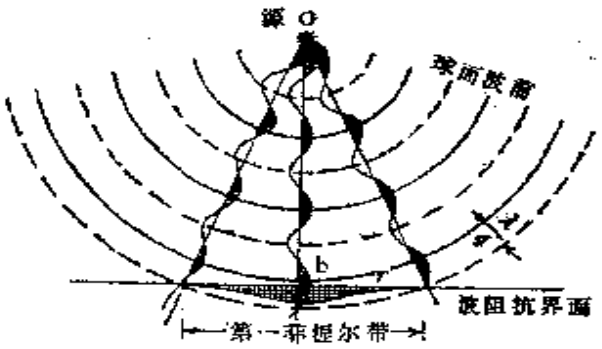


图 1—25 球面波动遇到平面反射层的情况

从图1—25所示的简单几何关系，可求得第一菲涅尔带半径r，若界面R之上的介质为均匀的，平均速度为V，波的主频为f_c，则第一菲涅尔带半径r为

$$r=\sqrt{OC^2-OB^2}=\sqrt{\left(\frac{Vt}{2}\right)^2-\left(\frac{Vt}{2}-\frac{\lambda}{4}\right)^2} \qquad (1—92)$$

其中$\lambda=V/f_c$为主波长，t为双程旅行时，化简式（1—92），得

$$r=\frac{V}{2}\sqrt{\frac{t}{f_c}-\frac{1}{4f_c^2}} \qquad (1—93)$$

在浅层高分辨率地震勘探中，反射波主频较高，$\frac{1}{4f_c^2} \ll \frac{t}{f_c}$，

在忽略不计$\frac{1}{4f_c^2}$项时，式(1—93)成为

$$r = \frac{V}{2}\sqrt{\frac{t}{f_c}} \qquad (1—94)$$

从(1—94)式可以看出，第一菲涅尔带半径随着频率f_c的增大而减小，随着探测深度的加深而增大。因此，要提高地震记录的横向分辨率，主要在于提高反射波的频率。横向分辨率随着深度的增加而变低，一个深部的地质特征必须有较大的延伸面积才能与浅层较小的地质体产生同样的地震效应。在地震记录信噪比较高的情况下，若地下地质体的尺度大于或等于第一菲涅尔带，才能够在水平叠加时间剖面上分辨该地质体的存在，反之，则不能。

偏移是一种地震波场向下延拓的方式，即在每个反射点深度上计算波场。从物理地震学观点，至少在理论上菲涅尔带可收敛为一个点。这样，偏移时间剖面上的横向分辨率似乎仅受空间采样率的限制。

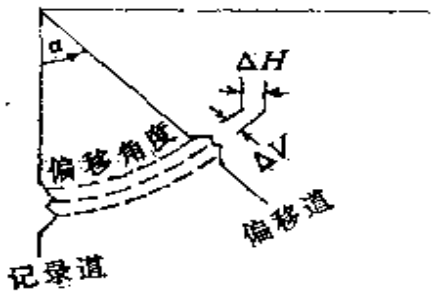


图 1—26 纵、横向分辨力的关系

图 1—26 表明了地震记录的横向分辨力与纵向分辨力的关系。从中可以看出，横向分辨力是纵向分辨力的水平分量

$$\Delta H = \frac{\Delta V}{\sin\alpha} \qquad (1—95)$$

其中ΔH和ΔV分别为横向分辨力和纵向分辨力，α为偏移角度。偏移时间剖面的横向分辨力主要与纵向分辨力和偏移角度有关。

理论上，从偏移时间剖面上可分辨地下尺度大于一个CDP间距（半个道间距）的地下地质体；实际上，由于偏移处理效果除受到偏移计算方法和所使用的波动方程的精度限制外，还受到

偏移速度、二维假设、信噪比和所使用的零炮检距资料等因素影响，因而偏移时间剖面很难具有理论上的分辨率，但波动方程偏移处理大大提高了地震记录的横向分辨率。

第六节　影响分辨率的主要因素

影响地震记录分辨率的主要因素有以下几方面：反射波的主频和频带宽度，信噪比，子波形态，穿透深度和时间空间采样率等，下面就这几方面分别进行讨论。

一、主频和频带宽度

以上对地震记录分辨率的讨论可以看到，无论是地震记录的纵向分辨率或横向分辨率都与反射波主频成正比。常规地震记录上反射波的频率范围约为15—50Hz，如地震波的平均速度为2500m/s，则在较好的地震地质条件下，能够分辨的层厚度约为12—42m（按可分辨的层厚度为$\frac{\lambda}{4}$计算）。若把反射波的频率范围提高到150—500Hz，在相同的地震地质条件下，能够分辨的层厚度将比常规地震勘探提高一个数量级。因此说，高分辨率地震反射调查的关键在于提高反射波的频率。实际上，只有在比较宽的频带宽度条件下，提高反射波的频率才能达到提高地震记录分辨率的目的。

图1—27是不同频率响应和对应的脉冲响应。从中可以看出，当频带较窄时，中心频率较低时，对应的脉冲响应主瓣较宽，旁瓣振幅较大（图1—27a）。当频带宽度不变，中心频率较高时，对应的脉冲响应主瓣较窄，旁瓣振幅值比图1—27a所示的情况还大，且尾部振幅衰减慢（图1—27b）。我们希望获得主瓣窄，旁瓣振幅小，尾部振幅衰减快的脉冲响应。显然，图1—27a、b所示的两种频率响应都是不利的。为了获取有利于高分辨率地震勘探的地震脉冲响应，就需要加宽频率响应的频带宽度，提高频率响应的中

心频率。图1—27c所示的频率响应是把图1—27b所示的频率响应的频带宽度加大一倍，中心频率保持不变的情况，对应的脉冲响应主瓣较窄，旁瓣振幅值小，且尾部振幅衰减快，具有较好的分辨率。

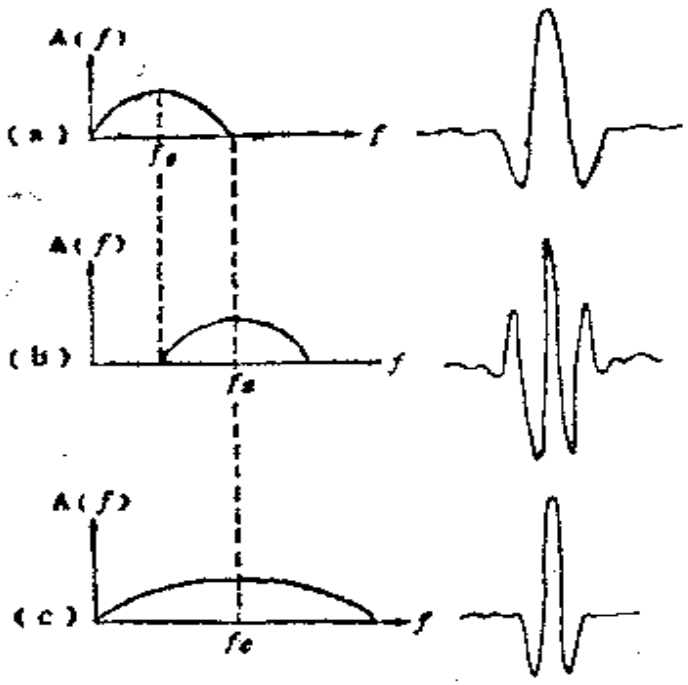


图 1—27　不同频率响应和对应的脉冲响应

以上我们直观地看到了分辨率与地震子波频带宽度之间的关系，为了从实质上认识这一问题，下面从理论上讨论分辨率与频带宽度之间的关系。

M. B. Widess把地震记录的分辨率p_a定义为

$$p_a=\frac{\left[\int_{-\infty}^{\infty}A(f)\cos\theta(f)\,\mathrm{d}f\right]^2}{\int_{-\infty}^{\infty}A^2(f)\,\mathrm{d}f} \qquad (1—96)$$

其中$A(f)$和$\theta(f)$分别为子波的振幅谱和相位谱，以时域中子波振幅最大点作为时间零点计算相位谱。

若记$a_m=\int_{-\infty}^{\infty}A(f)\cos\theta(f)\,\mathrm{d}f$为子波的最大振幅，

$E=\int_{-\infty}^{\infty}A^2(f)\,\mathrm{d}f$为子波的总能量，则

$$p_a=\frac{a_m^2}{E} \qquad (1—97)$$

在相同振幅谱条件下，零相位子波具有最好的分辨率。对于零相位子波，有 $\theta(f)=0$，$A(f)=A(-f)$，因此，若 $A(f)$ 有截频 f_c，$f_c\leqslant\frac{1}{2\Delta}$，当 $|f|\geqslant f_c$ 时，恒有 $A(f)=0$，其中 Δ 为时间采样间隔。在上述条件下，式(1—96) 可以写成如下形式

$$p_a=2\frac{\left[\int_0^{f_c}A(f)\mathrm{d}f\right]^2}{\int_0^{f_c}A^2(f)\mathrm{d}f} \qquad (1—98)$$

当子波振幅谱是白噪时，即子波是一个零相位的尖脉冲，在 $(-f_c,f_c)$ 的频谱范围内，都有 $A(f)\doteq1$，这时分辨率可定义如下

$$p_a=2\cdot\Delta f \qquad (1—99)$$

其中 Δf 为子波的频带宽度，当子波为单频调谐波时，$\Delta f=f_1-f_1=0$，此时 $p_a=0$，即单频波的分辨率为零，无论单频波的频率有多高。

图1—28表明具有 5—35Hz 频带宽度的子波与相同频带宽度的120—150Hz 子波的分辨率相同。由于子波的持续时间是频带宽度的函数，当子波中心频率升高时，虽然子波周期短了，但子波延续时间却与低频的子波延续时间相同，因而分辨率不能借此提高。高频成分缩短了子波周期，而低频成分降低了子波旁瓣值。要提高地震记录的分辨率，在提高地震反射波主频的同时，应采取宽频带记录。

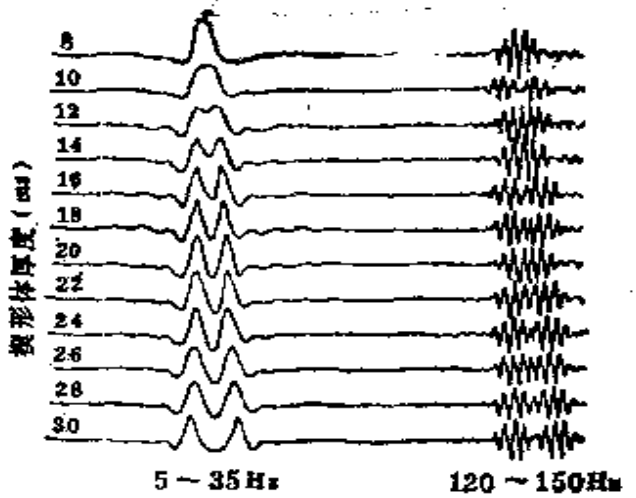


图 1—28　相同频带宽度的子波具有相同的分辨率示意图

综合以上分析，可以得出如下结论：地震记录的分辨率不仅与地震波的主频有关，而且还与记录的频带宽度有关。在数据采集和处理中，影响地震波的主频和频带宽度的因素很多，其主要因素有：震源频谱，大地滤波作用，观测接收记录方法（包括组合检波，检波器的固有频率，水平及垂直叠加次数，记录仪器的通频带等），数据处理方法和选取的处理参数等，这些问题将在以后章节分别进行讨论。

二、信　噪　比

地震记录的信噪比影响地震记录的分辨率是显而易见的。在信噪比很低的情况下，即使反射波主频再高，频带再宽，也无法分辨地下地质构造。为了把分辨率与地震记录的信噪比联系起来，在这里我们把反射系数时间系列作为随机分布的脉冲处理。由于信号 $s(t)$ 是子波 $a(t)$ 和反射系数时间系列的褶积，因此信号 $s(t)$ 的功率谱 $S^2(f)$ 一定与子波 $a(t)$ 的振幅谱平方 $A^2(f)$ 成比例。设 k 为一比例系数，则

$$A(f)=kS(f) \tag{1—100}$$

把式（1—100）代入式（1—96）得

$$p_a=\frac{a_m^2}{E}=\frac{\left[\int_{-\infty}^{\infty}S(f)\cos\theta(f)\,\mathrm{d}f\right]^2}{\int_{-\infty}^{\infty}S^2(f)\,\mathrm{d}f} \tag{1—101}$$

在有噪声存在的条件下，分辨率 p_n 为

$$p_n=\frac{\left[\int_{-\infty}^{\infty}S(f)\cos\theta(f)\,\mathrm{d}f\right]^2}{\int_{-\infty}^{\infty}\left[S^2(f)+N^2(f)\right]\mathrm{d}f} \tag{1—102}$$

其中 $N^2(f)$ 是噪音功率谱。

设 $$S_r^2=\int_{-\infty}^{\infty}S^2(f)\mathrm{d}f$$

$$n_r^2=\int_{-\infty}^{\infty}N^2(f)\mathrm{d}f$$

$$a_m=\int_{-\infty}^{\infty}S(f)\cos\theta(f)\mathrm{d}f$$

则式（1—102）可写成以下形式

$$p_n=\frac{a_m^2}{S_r^2+n_r^2}=\frac{a_m{}^2}{E(1+\frac{1}{r^2})} \qquad (1—103)$$

其中 $r^2=\dfrac{S_r^2}{n_r^2}=\dfrac{\int_{-\infty}^{\infty}S^2(f)\mathrm{d}f}{\int_{-\infty}^{\infty}N^2(f)\mathrm{d}f}$——为信号与噪声的功率谱比。比较（1—101）式和（1—103）式，可得出

$$p_n=qp_a \qquad (1—104)$$

其中 $q=\dfrac{1}{1+\frac{1}{r^2}}$——为信号纯洁度，反映噪音对信号的破坏程度。当信噪比 r 趋于零时，即无信号时，信号纯洁度为零，p_n趋于零；当无噪音时，r 趋于无穷大，信号纯洁度为 1，就是无噪音时的分辨率。显然，地震记录的分辨率随着地震记录的信噪比降低而降低。根据信号纯洁度 q 和信噪比 r 之间的关系，可得出不同信噪比值 r 对应的 q 值，见表1—2。

表 1—2

r	0	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{2}$	1	2	4	8	16	∞
q	0	0.0154	0.0588	0.2	0.5	0.8	0.9412	0.9846	0.9961	1

从表 2 可以看出，当信噪比等于 1 时，分辨率为无噪音时分辨率的50％，当信噪比在 2 以上时，为无噪音时分辨率的80％以上，信噪比再提高，分辨率虽接近无噪音时的分辨率，但提高的幅度不大。因此，保持信噪比在 2 到 4 之间是比较合适的。信噪比值低于 1 是不能接受的。

在有噪声的情况下，参考式（1—99），可写出零相位信号的分辨率与信号频带宽度Δf和信号纯洁度之间的关系为

$$p_n = 2q(\Delta f) \qquad (1—105)$$

在实际工作中，获取高信噪比的地震记录不仅与所调查地区的地震地质条件有关，而且还与所采用的方法技术有关。一般情况下，提高地震记录的信噪比常常是以降低分辨率为代价的，因此提高信噪比和提高分辨率常常是矛盾的。

以上讨论的地震记录信噪比对时间分辨率的影响也可用时间分辨率与振幅分辨率之间的关系来描述。所谓振幅分辨率，就是有效波振幅超过干扰水平的程度，在地震记录道上发现信号的可能性决定于记录的振幅分辨率。为了在记录上可靠地识别地震脉冲，它的振幅至少要超过干扰波的均方强度1.5—2倍。在强干扰条件下开展浅层地震勘探，振幅分辨率的概念显得更加重要。

由于大多数情况下，有效波与干扰波的频谱是重叠的，经频率滤波后，信号的主要能量集中在原始信噪比最有利的频率范围内，但在滤除干扰波的过程中，有效波的频带宽度也相应变窄，使得有效波的延续时间加长，导致时间分辨率降低。从前面的讨论可知，为了提高时间分辨率，必须缩短有效波脉冲的长度，亦即扩宽它的频谱，在扩宽有效波频谱的同时，也带来了强大的干扰噪声，因此降低了振幅分辨率。显然，如果有效波振幅没有充分超过干扰背景，记录的时间分辨率也就失去意义。

在抗干扰条件下，开展浅层地震勘探，首要的问题就是如何正确、合理地解决振幅分辨率和时间分辨率之间的矛盾，解决的办法只能采用折衷的办法，即在保证充分的振幅分辨率条件下，达到记录的最大时间分辨率。

针对不同的干扰背景和测区的地震地质条件，解决振幅分辨率和时间分辨率之间的矛盾，可分为以下三种情况

（1）信号比干扰弱得多。在这种不利的条件下，为了在记录上发现有效波，要力求记录有较大的振幅分辨率。在数据采集和处理中，应以提高地震记录的信噪比为主攻方向，兼顾地震记录的分辨率，允许适当降低记录的时间分辨率。在强干扰条件下，开展浅层地震勘探就属于这种情况。

（2）信号与干扰相当。在这种情况下，不仅能发现有效波，而且可估计有效波的振幅。这时，应在不严重降低记录时间分辨率的前提下，提高记录的振幅分辨率。在一般干扰水平条件下，开展浅层地震勘探属于此情况。

（3）信号比干扰强很多。在此条件下，不难发现有效信号，甚至于不用担心记录的振幅分辨率。这时，为达到提高记录时间分辨率的目的，甚至牺牲一些记录的信噪比，也要设法提高最终记录的频带宽度与上限频率。在外界干扰背景很小，地震地质条件很好的条件下，开展浅层地震勘探属于这种情况。

三、子波形态

珂佛德对零相位子波的纵向分辨率进行了大量研究，表明零相位子波的纵向分辨率受三方面因素控制：子波的主瓣宽度，旁瓣与主瓣比值和尾部振荡的振幅。主瓣宽度越窄，旁瓣与主瓣比值越小，尾部振荡的振幅衰减越快，该子波的分辨能力就越高。

为了研究子波主瓣宽度、旁瓣与主瓣比值和尾部振荡振幅这三方面因素对分辨率的影响，可对式（1—97）稍加改写为

$$p_a=\frac{a_m^2}{E}=\frac{a_m^2}{2E_m}\cdot\frac{2E_m}{E} \qquad (1—106)$$

其中a_m为子波最大振幅，E为子波总能量，E_m为子波主瓣所含能量。若记$I_w=\frac{2E_m}{E}$为波形指标，$I_t=\frac{2E_m}{a_m^2}$为时间指标，则

$$p_a=I_t^{-1}I_w \qquad (1—107)$$

时间指标I_t一般略小于信号子波的主瓣宽度W。例如，对于瑞克子波，$4I_t=0.94W$；对于矩形谱子波，若频带宽为二个倍频程，则$I_t=0.96W$；对于无限大倍频程谱的条件下，$I_t=0.90W$；对于单频信号子波的情况，$I_t=W$。波形指标I_w反映子波主瓣值与旁瓣幅值及尾部振荡振幅的综合比值。当$I_w=0$时，子波主瓣所包含的子波能量百分比小到可以忽略的程度，相当于正弦波振荡情况，此时分辨率为零。当$I_w=2$时，子波主瓣所含能量与子波总能量相等，可以认为子波所有能量都在主瓣之内，旁瓣和尾部振荡振幅几乎为零，即子波为尖脉冲的形式，此时分辨率p_a达最大值。式（1—107）表明了子波主瓣宽度，旁瓣与主瓣比值和尾部振荡振幅与分辨率之间的关系。

图1—29所示的是对于相同振幅谱，零相位子波和最小相位子波分辨薄层的结果。从中可以看出，对于相同的振幅谱，零相位子波比最小相位子波具有更好的分辨率。在数据处理中，通过子波处理，能够把最小相位子波转换为零相位子波。

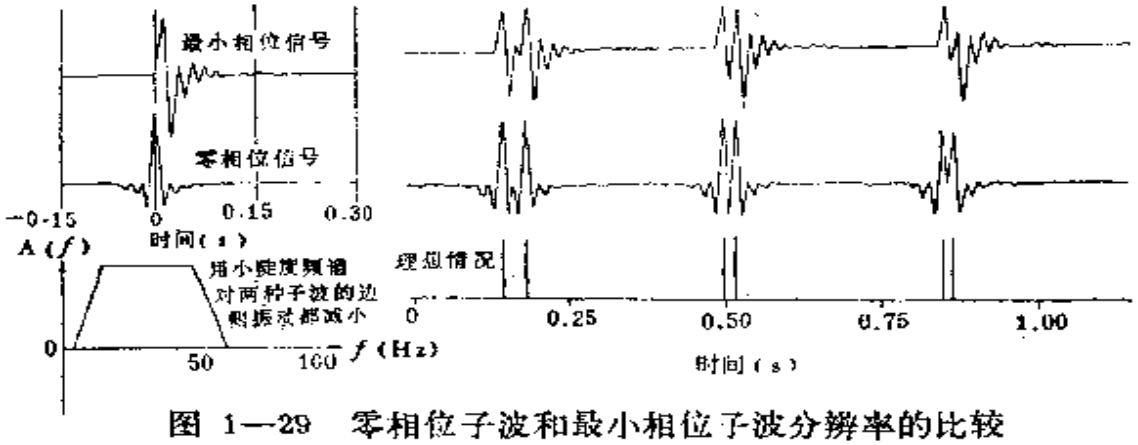


图 1—29　零相位子波和最小相位子波分辨率的比较

借助以上分析，可以得出，对于具有相同振幅谱的最大相位子波、混合相位子波和最小相位子波也具有不同的分辨率。

珂佛德对于具有相同频带宽度的矩形振幅谱和等腰三角形振幅谱的零相位子波进行了比较，发现与矩形谱对应的子波具有较低的旁瓣振幅值，但尾部振幅衰减慢。如图1—30所示，这是因为矩形谱的陡度太大引起的。与三角形振幅谱对应的子波，因其振

幅谱的陡度小，因此子波尾部振幅衰减快，但旁瓣振幅值较大。由于这两种振幅谱具有相同的中心频率f_0，因而对应的子波主瓣宽度基本一致。

若把等腰三角形的频谱改为峰值频率偏向低频方向的不等腰三角形振幅谱，并把其对应的零相位子波与等腰三角形振幅谱对应的零相位子波相比较，可以看出不等腰三角形振幅谱对应的零相位子波的旁瓣振幅减小了，但中央主瓣的宽度却增大了，如图1—31所示。若把等腰三角形的频谱改为峰值频率偏向高频方向的不等腰三角形的振幅谱，并把其对应的零相位子波与等腰三角形振幅谱对应的零相位子波相比较，可以看出，由于高频成分幅值增加，低频成分幅值减小，使峰值频率提高，因此子波主瓣宽度减小，但旁瓣与主瓣比值增大，尾部振幅衰减慢，如图1—32所示。

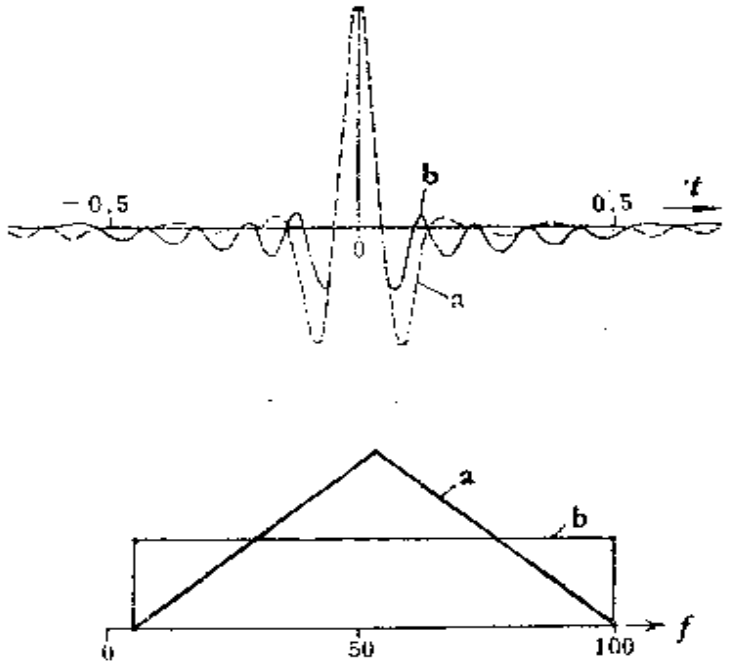


图 1—30　矩形谱与等腰三角形谱的零相位子波比较

图1—33比较了具有相同频带宽度（$2\Delta F$）的矩形谱和余弦形谱所对应的零相位子波波形。从中可以看出，矩形谱对应的子波主瓣宽度较窄（$1/\Delta F$），但旁瓣振幅大，且尾部振幅衰减慢；余弦形谱对应的子波主瓣较宽（$3/(2\Delta F)$），但旁瓣振幅小，尾部振幅衰减快，这是因为余弦形谱两侧的陡度比矩形谱平缓造成的。

通过以上讨论，可以看出，在相同的频带宽度内，不同的频谱对应于不同的零相位子波波形，子波的主瓣宽度、旁瓣振幅与

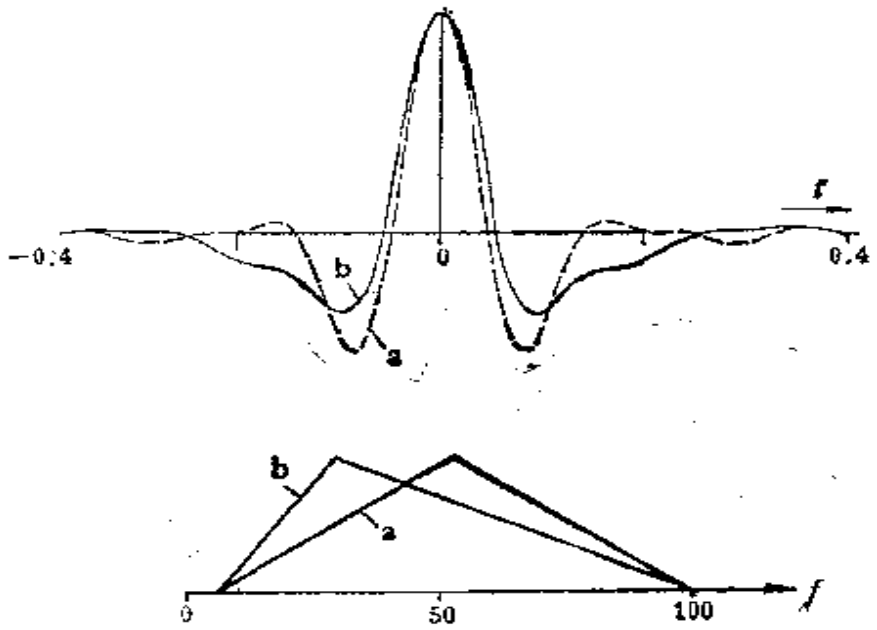


图 1—31　等腰三角形谱与不等腰三角形谱的零相位子波比较

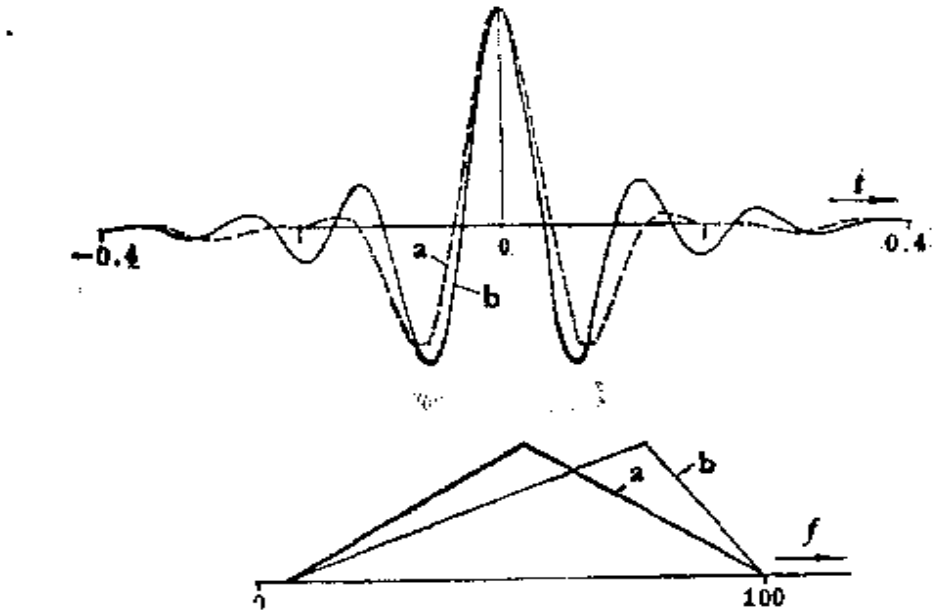


图 1—32　相同频宽、不同形状的三角形谱对应的零相位子波比较

尾部振幅影响了地震记录的时间分辨率。我们希望的高分辨率子波应具有主瓣宽度窄，旁瓣与主瓣振幅比值小和尾部振幅衰减快等特征；但是，改善影响时间分辨率的这三方面因素的任何一方面都必然导致其它两方面变坏。因此，只能根据要求解决地质问

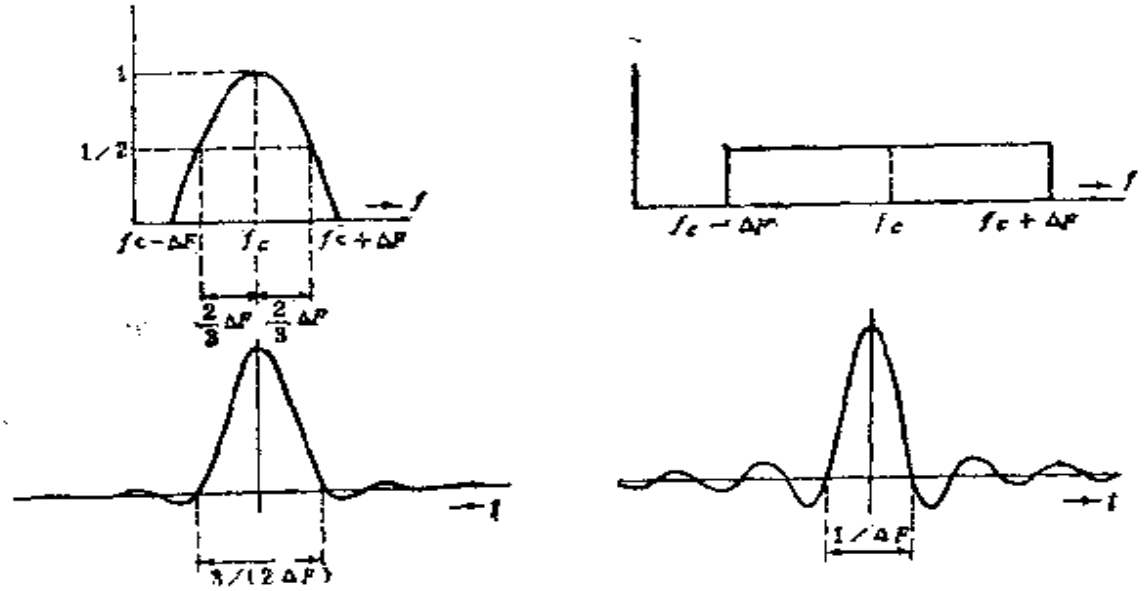


图 1—33　余弦形和矩形谱及对应的零相位子波的比较

题的具体情况在这三个因素中折衷选择最佳的频谱。如在强反射波附近要观测弱反射波，那么最好选择尾部振幅较低的子波（如选取余弦形频谱）；如果为了分辨靠得很近、振幅差不多一样大的两个反射波，那么最好选择主瓣宽度较窄的子波（如选取矩形频谱）。

以上讨论了具有相同频带宽度，不同形状的频谱对时间分辨率的影响。进一步的研究表明，展宽矩形谱频带，减小矩形频谱的陡度，能够获得有利于浅层高分辨率地震反射勘探的地震子波。

四、采　样　率

采样率包括时间采样率和空间采样率，无论是在时间域进行采样，或是在空间域进行采样，采样间隔均要满足采样定理，才能不出现假频。

设时间采样间隔为Δt，则能够记录到的不出现假频的最高频率（即尼奎斯特频率）为$\frac{1}{2\Delta t}$。目前大多数地震仪器上设计的去假频滤波器的频率约为尼奎斯特频率的二分之一，对于高分辨率

数字地震仪 DFS-V 来说，不同的采样间隔与对应的尼奎斯特频率和去假频滤波器的频率如表1—3所示。显然，如果有效波的频率上限较高，如350Hz，而采用的采样率较低，如 1ms，则高于256Hz的高频有效信号在记录过程中将被抑制。

表 1—3

Δt (ms)	尼奎斯特频率 (Hz)	去假频滤波器频率 (Hz)
2	250	128
1	500	256
$\frac{1}{2}$	1000	512
$\frac{1}{4}$	2000	1024

对于一个较高的有效波频率上限，增加采样率，只不过是扩大了频谱的范围。如果信号中不存在这些较高的频率，则谱上部的高频部分将是空缺的。任意信号的采样率只要高得足以限定最高频率存在就行了，更高的频率采样将造成一种浪费，甚至可能会带来一些噪声。

由于记录的时间分辨率不仅与采样率有关，而且还与频带宽度有关；因此在提高采样率的同时，要注意增加频带宽度，只有这样，才能达到提高记录时间分辨率的目的。目前使用的大多数数字地震仪的去假频滤波器的设计都考虑到了这个问题。如果单纯减小采样间隔，而不增加频带宽度，就达不到高分辨率地震勘探的目的。在数据处理中，为了提高地震记录的信噪比，常把频带选择得很窄，高截频也较低，而在处理中却采用很高的采样率，认为采用高采样率就可以提高记录的分辨率，实际上，这是一种浪费。当然，采用高采样率还有其它好处，如提高叠加效果等，因此我们要认真地选取采样率。

空间采样率一般指道间距Δx，在理想的偏移时间剖面上，地震记录的横向分辨率决定于采用的道间距。道间距越小，横向分

辨率就越高，勘探费用也越大。一般情况下，由于地震时间剖面的偏移效果受到偏移速度、二维假设、信噪比和计算方法等影响，得到的偏移时间剖面并不十分理想，其横向分辨率也不完全由道间距决定，但减小道间距有助于提高记录的横向分辨率。

在水平叠加时间剖面上，地震记录的横向分辨率依赖于第一菲涅尔带的大小。为了对反射层更好地进行采样，Δx 应小于第一菲涅尔带的半径，也就是在一个第一菲涅尔带内至少要包含4个CDP点。

在浅层高分辨率地震反射勘探中，一般采用单个高频检波器接收，记录中相干干扰波较严重。在处理时，常采用二维滤波压制干扰波，这时，空间采样率还要满足采样定理，即

$$\Delta x \leqslant \frac{1}{2k_{\mathrm{H}}} \tag{1—108}$$

此处，k_{H}为最大波数，且

$$k_{\mathrm{H}} = f_{\mathrm{H}}/V_{\mathrm{L}}$$

其中V_{L}为最低视速度。Δx不满足条件（式（1—108））就会发生波数折叠现象。

五、穿透深度

从前面的讨论可知，地震记录的纵向分辨率与反射波的频率有关。当地震波通过地层传播时，地层对高频成分吸收更严重，由式（1—6）

$$A(r) = A_0 e^{-\alpha r}$$

其中 $\alpha = \frac{\pi f}{QV}$ 为吸收系数，r 为传播路径，品质因子Q是岩石的一种物理性质。几种常见岩石的Q值如图1—34所示。从图1—34可以看出，第四系软地层的Q值较低，而灰岩等地层的Q值较高，地层胶结越好，速度越高，其Q值就越大。

在浅层地震勘探中，探测的地层常为第四系地层，对应的地层的Q值小于20。图1—35表示了地震波在不同旅行时间$\left(t = \frac{r}{V}\right)$

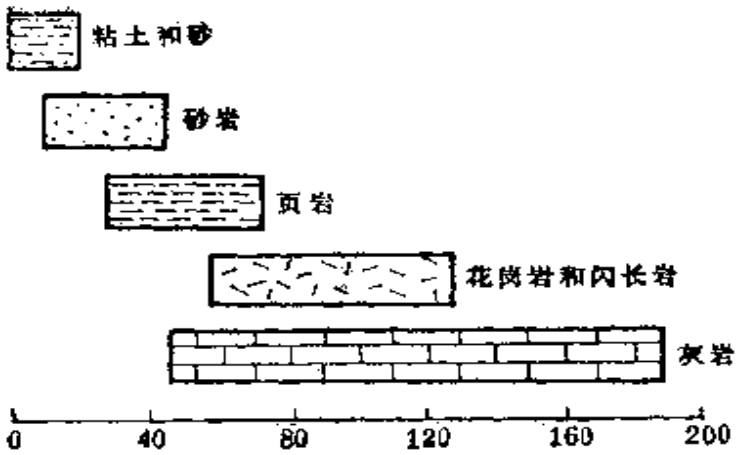


图 1—34　几种主要岩石的Q值范围（据M. R. Hewitt）

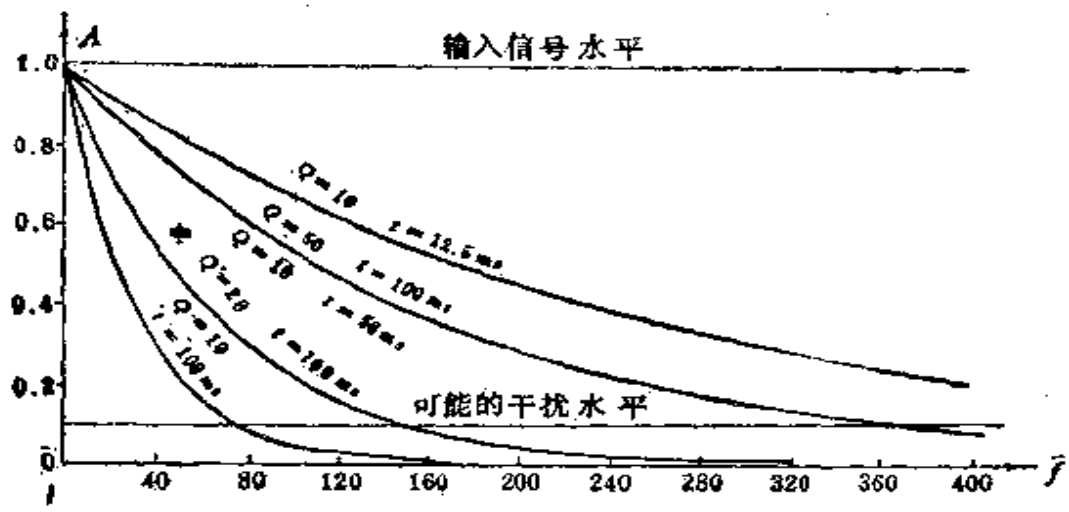


图 1—35　振幅衰减曲线

的振幅随着频率增高而衰减的曲线。从中可以看出，对于相同的旅行时间，Q值越小，振幅随频率的衰减就越严重；但对于相同的Q值，旅行时间越长，振幅随频率的衰减就越严重。如当$Q=10$，$t=12.5$ms时，当$f=600$Hz时，地震波振幅才衰减到可能的干扰水平以下；但当$Q=10, t=50$ms时，当$f=147$Hz时，地震波振幅就已衰减到可能的干扰水平以下。值得指出的是，对于不同的工作环境，干扰噪声具有不同的幅值，在强干扰条件下，设可能的干扰波均值为0.2，当$Q=10$，$t=50$ms时，地震波振幅

在约103Hz处就已衰减到可能的干扰水平以下了。显然，在强干扰条件下，高频反射信号的穿透深度更小，获得的高频反射信号也较弱。

在浅层地震勘探中，若地表为已胶结成岩的地层，这时的 Q 值较高，地震波振幅随频率衰减较慢。因此，能够在较深层获得具有一定幅值的高频地震波。如图1—35 所示，若取 $Q=50$，$t=100$ms，则地震波振幅在约365Hz处仍高于可能的干扰水平。

对式（1—6)进行简单的计算，可得到地震波通过大地传播距离为 r 时的损耗

$$\text{分贝损耗}=27.3fQ^{-1}t \qquad (1—109)$$

地震波通过大地传播时的损耗与传播距离 $r(r=Vt)$ 和频率 f 成正比，这种损耗的图形是一条直线，如图1—36所示。图1—36是表示地震波的高频成分随着传播距离而衰减的另一种表示形式。由于地震波通过地层传播时的振幅分贝损耗，对于高频地震波来说，随着穿透深度的增加，高频地震波的振幅衰减更严重。这样，可得出地震记录的分辨率随着穿透深度的增加而降低这一结论。

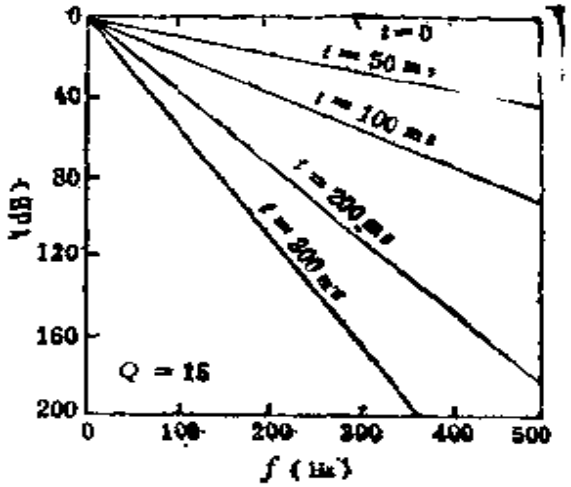


图 1—36　常Q介质的振幅损耗与旅行时关系

从分辨率和子波频带宽度之间的关系可以看出，当子波的高端频率一定时，拓宽子波的频带宽度，即子波向低频端扩展，既可提高记录的纵向分辨率，也可加大穿透深度。

理想情况下，欲提高记录的纵向分辨率，必须取得“二高一

宽”的地震信息，即要求记录的信噪比要高，信号频带的高频端要高，信号频带要宽。这些要求在实际工作中往往不能同时满足，提高记录的信噪比往往降低了记录的分辨率，而提高记录的分辨率又往往降低了记录的信噪比，这只能根据地震勘探的任务来取舍。在提高记录分辨率的同时，提高记录的信噪比这一课题值得我们从地震勘探的原理、方法、处理和解释的全过程来研究和探讨。

第二章　抗干扰高分辨率浅层地震仪

20世纪70年代开始发展起来的叠加式浅层地震仪（通常称为增强型浅震仪）为浅层地震调查做出了贡献。随着社会的发展，需要在城市、工矿等地震地质条件复杂、干扰强的工区开展高分辨率的浅层地震调查工作，常用的浅层地震仪的技术性能还满足不了要求。本章对常用浅层地震仪和我们改制的浅层地震仪进行介绍，希望对研制高分辨率浅层地震仪有所帮助。

第一节　常用浅层地震仪介绍

常用浅层地震仪种类很多，按其叠加方式可分为二类。一是模拟叠加增强型浅层地震仪，二是数字叠加增强型浅层地震仪。在下面分别简要地介绍这两类仪器。

一、模拟叠加式浅层地震仪

模拟叠加式地震仪的增强单元采用模拟和数字相结合的方式进行叠加运算。DZQ12-1、ES-1210F、MCSEIS-1500……等型号的浅层地震仪器都属于模拟叠加增强型浅层地震仪。它们的叠加原理及工作流程如图 2 — 1 所示。

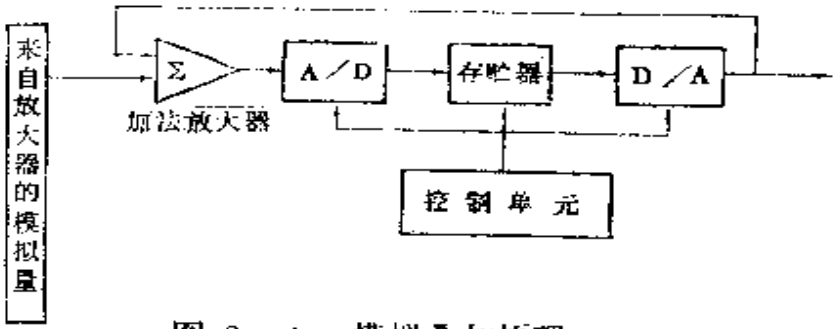


图 2— 1　模拟叠加原理

来自放大器的模拟信号通过加法放大器处理后进行A/D转换，将转换后的数字量存入存贮器中。当下一次地震信号到来时，存贮器里已存有的数据经D/A转换器转换成模拟信号，并被送到加法放大器与下一个地震模拟信号进行模拟相加运算。相加后的模拟量再由A/D转换器转换成数字量，并再次存入存贮器内。按此方法，将多次激发获得的地震数据进行相加运算，即可得到多次叠加后的增强地震数据。该地震数据不但比单次激发得到的地震数据能量大，而且对无规则干扰信号有一定的压制能力，从而可以提高地震数据的信噪比。由于这类仪器的动态范围较小，过多的叠加次数易使较强的有效信号失真，因此这类仪器的抗干扰能力还满足不了在强干扰区进行地震调查的要求。

现以MCSEIE-1500为例，对模拟叠加增强型浅层地震仪的各组成部分的结构和原理做一些介绍。

MCSEIE-1500型仪器分为A系列和B系列。1500A型仪器是最早利用软盘进行多种数字处理的浅层地震仪。由于它实现了微机控制，使仪器的功能得到加强。整机由若干个独立单元组成积木式结构。拥有12个地震道的A系列仪器是由信号增强单元(1197A)；显示单元（1216A）和磁盘处理单元（5744）等部件构成。A系列仪器的放大器装在信号增强箱内。它有0—30dB的（AGC）控制电路和12位A/D转换器。24道B系列仪器是由信号增强单元（1197B）、显示单元（1216A）和磁盘处理单元（5744）等部分构成。B系列仪器的放大器分为TR-7型和TR-8型两种。其中TR-7型的参数选择比TR-8型参数选择灵活。由于在该系列仪器中未采用（AGC）控制电路，使仪器的动态范围较小，因此仅选用八位A/D转换器进行模数转换，造成记录精度降低。为此，近年日本OYO公司在MCSEIE-1500型系统基础上又开发研制了MCSEIE-1600系统。它不但精度提高了，而且可将地震道扩展到96道。

1.信号增强单元

信号增强单元在程序控制电路控制下，将由检波器接收来的

模拟地震信息进行放大、滤波、采样、叠加、A/D转换等处理，然后再将处理后的数字量信号存入存贮器中，并为显示和打印提供地震数据。

具有上述功能的 MCSEIE-1500 A 仪器的信号增强单元的结构原理如图 2 — 2 所示。

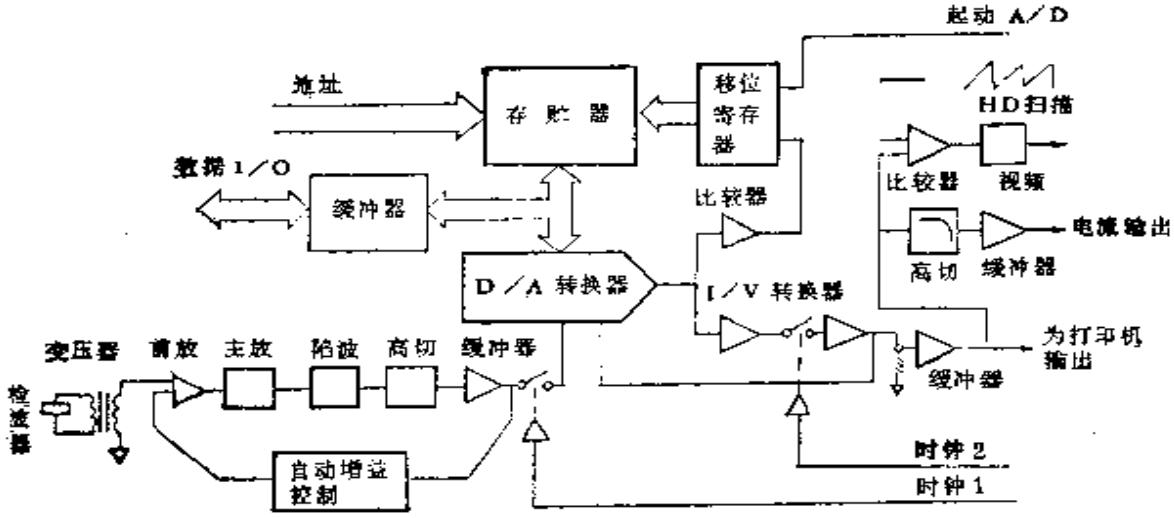


图 2— 2　增强单元结构原理

a. 放大器

放大器的输入电路由两部分组成。抑制共模干扰的输入变压器和检查检波器通断的测试电路。经输入电路来的模拟地震有效波信号，由具有固定增益的前置放大器放大后，再由手动换挡增益可调的（60dB）主放大器进行适量放大，使电平达到一定值。为了使有用信号在放大过程中不饱和，在放大线路中采用压控型（AGC）控制电路使其对信号进行0—30dB自动增益控制。在有工频电干扰时，利用频率稳定，陡度大的双 T 有源陷波器进行50 Hz(或60Hz)陷波。通过选择高切滤波器的参数压制高频干扰，从而使地震记录信噪比提高。

采样保持电路按照预置的采样率，对经放大滤波后的地震信号进行采样和保持。然后再将模拟子样信号送入A/D转换器进行模数转换。在对子样进行A/D转换过程中，利用已知码对数字子

样进行逐位（12位）试码比较，确定子样留舍。通过12次试码比较可使移位寄存器上的数码等于子样数码，并存入存贮器中。

当进行第二次激发和接收时，存贮器处在读状态，并读出第一次激发产生的信号子样数据，由D/A转换器进行数模转换并送入采样保持电路保存。然后，在采样保持电路中，将其与第二次激发产生的信号的对应模拟量子样相加。相加后的模拟量再经A/D转换器转换成数字叠加量，并经由移位寄存器送入存贮器保存。如此循环，直到完成预定的叠加次数为止。这就是模拟叠加增强型浅层地震仪的叠加过程和流程。

b．控制部件

控制部件由A/D转换器、D/A转换器、CRT显示器和打印机控制电路组成，整机用微处理机控制。如图2—3所示。

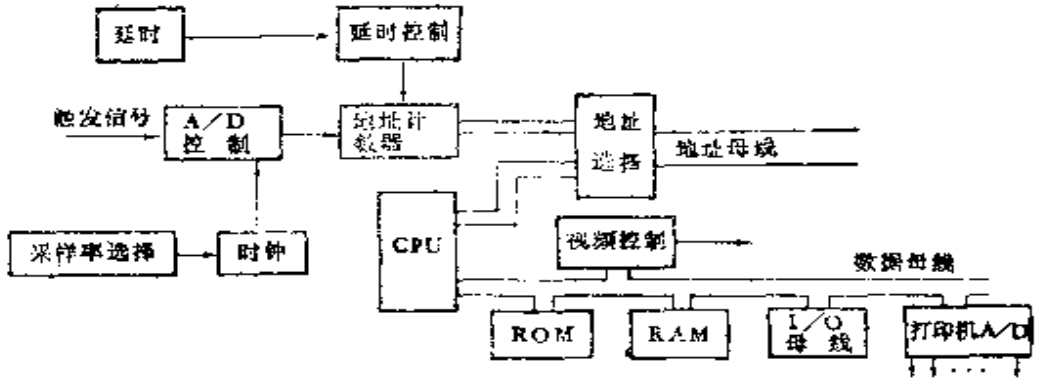


图 2—3　控制部件原理图

A/D和D/A控制部分：利用该部分产生的取样信号和存贮器地址时钟，来控制A/D和D/A转换器同步地进行数模和模数转换。

在CRT控制部件中，由该部件产生的CRT同步信号的水平同步周期为64μs，垂直同步周期为 16.4ms。CRT 同步信号与家用电视机的同步信号完全一样。因此，一个由256个水平扫描线组成的数据画面，每16.4ms 被写一次。在 CRT 上能显示的数据与水平扫描线数相等，即 256 个字。由于各道放大器部件的存贮字为1024 个，所以一次可显示的数据为全部字数的 1 / 4 。CRT 的显示方法（压缩法）是将1024个字的数据，每 4 个字取一个样，

并将1024个字压缩成256个字，然后再将256个字进行D/A转换，将转换后的模拟信号显示在CRT上。所谓扩大法就是将一个字的数据作为一条水平扫描线进行处理的方法。该处理方法可以使CRT扩大显示。由于在存贮器地址控制中采用可向上、向下记数值的计数器，因此可使CRT所显示的数据进行右移位或左移位。

利用CRT的时钟，以一定程序，对每个放大器对应存贮器内的数据进行D/A 转换。经数模转换后的视频有效信号由 CRT 进

表 2—I　信号增强单元指标

名称		指标	
		1197　A	1197　B
道数		12	24
输入阻抗		600Ω	100kΩ
频率范围	接入高切滤波器	5—70Hz(12dB/oct)	无
	不接入高切滤波器	5—1000Hz(12dB/oct)	5—1000Hz
A/D位数		12位	8位
存贮器容量		12位×1024字×12道	8位×1024字×24道
AGC(衰减)		0—30dB	(无)
陷波器	频率	50Hz、50Hz	
	衰减量	－55dB	
测试	检波器	发光二极管显示	无
	漏电	表头指示	
记录长度(ms)		50；100；200；500；1000；2000；5000	同左
触发延迟(ms)		0—9990(每阶10ms)	同左
触发源		撞击开关，检波器、爆炸等	同左
电话电路		手调	手调
模拟输出(D/A转换时间)(ms)		1024	1024
输入增益		50—50000	1
输出增益		0—100%	0—100%
电源		直流12V、3A(最大值)	同左

行实时显示。为使CRT显示的若干有效波在显示时互不干扰，应利用放大器增益调节旋钮对有效波振幅进行0—100%范围的调整。为使打印出的有效波振幅与CRT显示的有效波振幅一致。经D/A变换后的模拟量再进行高速A/D转换，并按照特定规格输送给打印机进行记录。

增强单元的主要技术指标如表2—1所示。

2.显示单元

显示单元由频带宽为16MHz5.5in（1in=2.54cm）显示器和快速高分辨电火花打印机（记录纸宽216mm）组成，如图2—4所示。

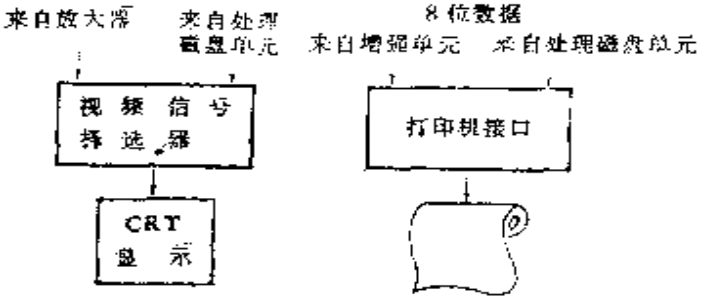


图2—4　显示单元原理图

在CRT对有效波显示时，打印机按照预选的方式（波形轨迹或面积）进行波形记录。打印机和CRT显示器不仅对有效波进行记录和显示，而且还可以对记录参数（如记录范围、延迟时间等）进行记录和显示。当工作需要时，也可以对来自磁盘处理单元的数据进行打印和显示。

该单元的数据是按非GP-IB标准数据格式进行传输。由于数据的传输是采用了Ceptronics标准的八位并行形式，因此将空下来的脚用于有效波视频信号传送。该种应用方式称为OYO-IB标准。显示单元的主要技术指标如表2—2所示。

3．磁盘处理单元

磁盘处理单元由双面双密度的磁盘控制器、数据输入输出接口、数字带通滤波器和外部I/O接口等部件组成，如图2—5所示。

记录在磁盘上的信号数据，可以按照预选处理程序对数据进

表 2—2　显示单元指标

名称			指标	
CRT显示	尺寸		5.5	in
	光栅		P-31	(绿色)
	视频放大器		16	MHz
	水平激励信号		15.625—15.75	kHz
	垂直激励信号		53—60	Hz
打印机	方法		电敏	
	点密度		5.7	点/mm
	点容量		24×1120	点/行
	打印机速度		3	行/s
	记录纸		21.6cm×40m	
一般的指标	电源12V	静态	1	A
		最大值	3	
	尺寸		34×33×31	cm
	重量		11	kg

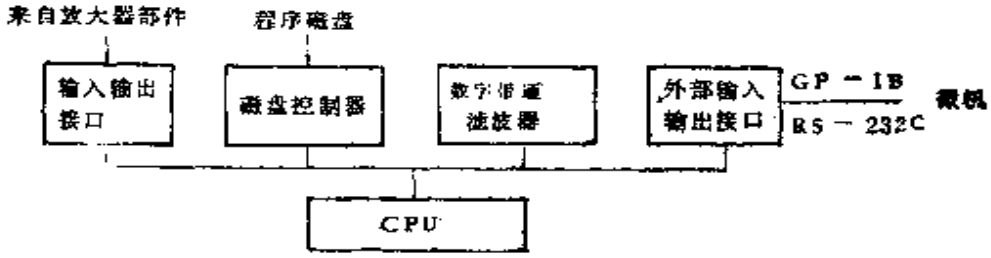


图 2—5　磁盘处理单元工作原理

行各种处理。经处理后的数据可再次送入增强单元保存。并由CRT显示器和打印机显示和打印出来。

若磁盘记录格式与选用的计算机处理格式一致时，计算机利用磁盘的并行数据GB-IB接口和串行数据RS-232c接口可以直接读取数据（RS-232c接口传输速率从1200到9600波特共分4档）。

具有 24dB/oct 滚降特性的巴特沃斯带通模拟滤波器的截止频率可由健盘直接控制，该滤波器电路与常规模拟滤波器相似。由于滤波方法特殊，滤波效果较好。该滤波器所采用的特殊滤波

程序如图 2 — 6 所示。

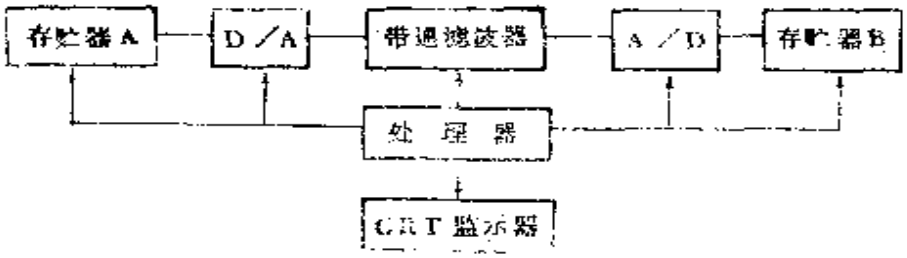


图 2— 6　模拟滤波原理

表 2—3

名称		指标
磁盘部分	磁盘尺寸	5.25 in
	记录方式	MFM
	格式标准	IBM(双面双密度)
	记录容量	327.68 千字节/磁盘
	12个文件	12位12道数据 8 位24道数据
	磁道数	40 磁道/面
	区数	16 区/磁道
	区长数	256 字节/区
控制部分	接口	GP-IB(IEEE-488) RS-232c OYO-接口总线
	数据	12位12道数据
	选择	8 位24道数据
	文件号	3 位数
	液晶显示	80个字符
一般的指标	电源	12V 3A
	尺寸	34×31×33cm
	重量	11kg

磁盘记录格式（容量/扇、段数/磁道、磁道数/面、记录方式等）分为两种，即硬段格式和软段格式。而 8 inIBM软段格式的软盘最受人们的欢迎。为此，MCSEIE-1500系统采用了国际标

准化组织（ISO）提出的与 8 in IBM 相符合的格式作为磁盘记录格式。磁盘处理单元的技术指标如表 2 — 3 所示。

将记录有汇编语言程序的软盘插入磁盘处理单元，读出软盘上的程序转存入磁盘单元存贮器内，然后用记录地震信号数据的磁盘取代程序软盘，即可进行地震信号数据处理。目前已开发出来的数据处理软件包有：a.利用快速傅氏变换作波形频谱分析和反傅氏变换的快速傅氏软件，用PDS-01表示；b．执行模拟带通滤波处理的模拟滤波处理软件，用 PDS-02 表示；c．执行波形的叠加、平均和混波处理的波形处理软件，用PDS-03表示；d．用于两道数据在同一时刻描绘出波形幅度差和相位特性轨迹的轨迹处理软件，用PDS-04表示；e．用于线性增益控制的波形增益控制处理软件，用PDS-05表示；f．为了增强叠加次数，使地震数据采集系统的波形处理库执行16位字的叠加、读取和输出的16位波形叠加处理软件，用PDS-06表示；g．通过调节时标读取初至波到达时间的读初至软件，用PDS-07表示；h．简单折射波法处理软件，用PDS-08表示；i．可以手控波形移位的简单动校正处理软件，用PDS-09表示。

综上所述，模拟叠加式浅层地震仪有以下特点。

（1）由于仪器部分数字化和使用计算机控制，使得操作简单，且轻便、易携带。

（2）通过延迟电路，使采集数据开始时间延迟，可消除前期无用信号。

（3）仪器未采用浮点放大，使仪器的动态范围小、灵敏度低。

（4）仪器采用的模拟叠加方式限制了该种仪器的叠加次数的增加，使抗干扰能力较差。由于地震数据在进行模拟叠加运算时，受保持电容充放电指数变化的影响，致使叠加精度降低。

二、数字叠加式浅层地震仪

数字叠加式地震仪的增强单元采用数字相加的方法进行叠加

运算。Geopro8012A、Geopro8024、TERRALOC-MK11……等仪器均属于这种类型。一般的数字叠加式地震仪基本上都实现了全数字化。全数字化就是利用微机控制仪器来完成数据采集和信息处理。在这类仪器中微机处理是中心，而地震信号采集系统则属于外围设备。通过对计算机操作就可以实现对地震仪的操作。这样可以大量减少地震仪的参数选择旋钮和开关，也使地震仪的稳定性和可靠性大大提高。根据仪器的功能，编制相应的操作程序，并固化在只读（ROM）存贮器中。操作时，通过键盘调用相应程序，就可完成仪器某种功能的操作。

该类型地震仪的数字叠加原理及流程如图 2 — 7 所示。

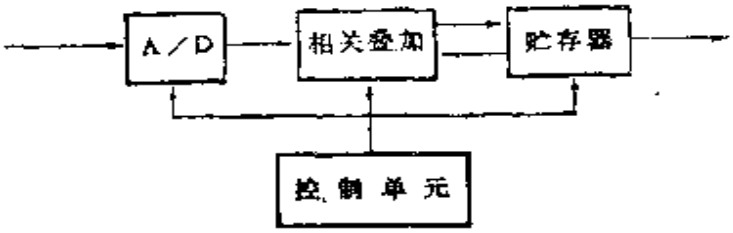


图 2— 7　数字叠加原理及流程图

来自放大器的模拟信号经A/D转换后的数字信号和存贮器已有（前一次）的数字信号相加，再送回存贮器，等待与再次激发产生的数据信号相加。若使每次激发产生的地震信号依次进行相加，就可得到多次叠加的数据。数字叠加式的加法运算是由容易扩大容量的数字存贮器完成的，故数字叠加式仪器的叠加次数大于模拟叠加式仪器的叠加次数。

下面以Geopro8012A为例，对数字叠加式地震仪的工作原理及流程做一简要介绍。

Geopro8012A地震仪器是 12 道记录的全数字化浅层地震仪。该仪器设有预检存贮器，在叠加运算时可以通过监视预检存贮器已存入的地震信息来检查地震信号的质量。若质量不好时，可用波形相减的方法，将不需要的地震记录从增强了的数据中清除掉，从而保证了记录的质量。该仪器的增强单元由于采用了非饱

和增强型（浮点相加），可防止信号溢出。仪器中的程序增益控制和数字滤波电路可以通过人机对话来预置或修改采集参数，因此操作人员通过对该机键盘操作，就可以完成对地震数据的采集和处理工作。该仪器装备了RS-232c串行接口和IEEE-488并行

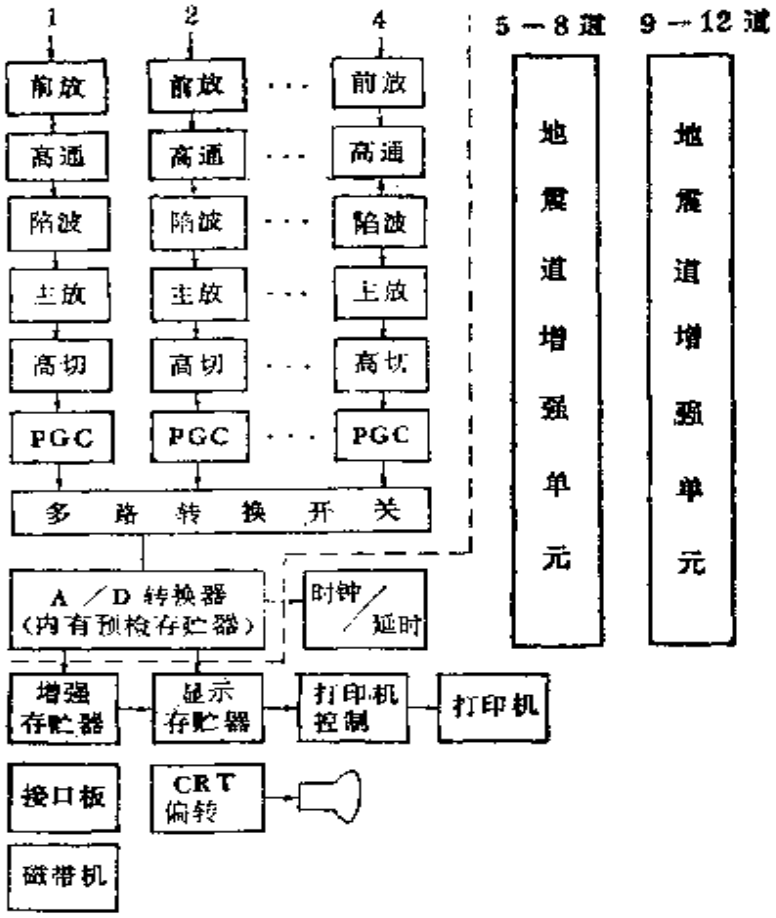


图 2—8　Geopro 8012A系统工作原理图

接口，这为利用标准盒式磁带进行记录创造了可行条件。Geopro8012地震仪工作原理及流程如图 2 — 8 所示。

用震源（锤击、爆炸等）激发时产生的触发信号来启动仪器。经过事先预置的时间延迟后，地震信号由检波器送入地震仪主机，然后由地震仪的增强单元对地震信号进行放大、滤波和A/D转换，并将处理后的数字信号存入预检存贮器。当存满959个子样时，该次记录结束。地震数据转存入增强存贮器中，再与

增强存贮器中已有数据相加。这样一次一次地循环下去，即可实现信号的叠加运算，直至达到所要求的叠加次数为止。

1.延时部件

该部分由触发电路、延时电路、选择采样间隔的定时逻辑电路和选择程序增益时间间隔的逻辑电路组成。时钟延时功能是通过CPU预置板的七个预置端口来实现的。经过预置延迟时间延迟后，由时钟延时板发出非屏蔽中断请求信号$\overline{NMI}$，启动周期扫描触发器，产生起始采集数据信号，然后使CPU进入非屏蔽中断服务周期，准备进行信息叠加处理。

2.放大滤波部件

整机有三块放大滤波板，每块板有4个完全相同的放大滤波通道。该种仪器的前置放大器可对输送信号进行12dB和18dB的信号放大。操作人员可根据地震信号的强弱，选择合适挡位对信号进行固定增益放大。每块放大滤波板有三种滤波器。a．低切滤波器，用来压制低频干扰波；b．高切滤波器，用来压制高频干扰波；c．陷波器用来压制50Hz(60Hz)工频干扰。为了使幅度大小不一的信号经主放大器放大后的信号电平在A/D转换的转换电平范围内。该仪器中设置了增益可在12dB至102dB范围内调节的主放大器。主放大器可根据地震信号的强弱让其通过程序增益控制电路，同时对每个地震道（12道）进行5次（每级6dB）的连续调整。

3.DMA通道部件

由高速中小规模的集成电路构成的DMA通道是由12位的A/D转换器（实际上只用8位）、预检存贮器的相应读/写逻辑和定时逻辑等电路构成。当$\overline{NMI}$信号释放地址计数器为数据送入预检存贮器作好准备时，在SAMPLE脉冲作用下，使采样触发器置位，则使道计数器记数。同时它亦启动4道共用A/D转换器，使之对经过多路转换的地震信号子样进行模数转换。与此同时，周期触发器置“1”，使写信号$\overline{WE}$有效，将数据存入预检存贮器内。再一次修改预检存贮器地址，将多路转换开关按照预置的采

样间隔对下一道地震模拟信号进行采样。并将经过A/D转换器转换后的数字量子样信号存入预检存贮器不同地址存贮单元中。对4个道地震信号依次采样一次后，使采样触发器复位，待下一个$\overline{\text{SAMPLE}}$脉冲到来后，再开始下一次循环。当4道的模拟地震信号全部转换成子样并存入预检存贮器后，使扫描周期触发器复位。由CPU完成对预检存贮器进行读/写操作。

4.叠加运算部件

在微处理机的程序控制下，预检存贮器内的8位数据首先与16位增强存贮器的高字节相加，同时由数据溢出程序检验数据是否溢出。若出现溢出，则应将该地震信号的所有数据除2（即右移一位），并使阶码寄存器加1，以作校正溢出状态用。在每次相加之前，来自预检存贮器的数据都应根据已增强的浮点信号的阶码先行预检，然后再重复上面的叠加过程。在一道子样数据全部完成叠加之后，则它们立即被显示在CRT上，供监视用。再重新调用叠加程序对下一道的全部子样进行叠加运算，直到12道信号的子样数据全部叠加完毕为止。

5.显示与记录部件

9inCRT可显示叠加前和叠加后的信号及采集参数。CRT显示器是由控制板和显示存贮器板构成。由于该显示部件具有时钟频率为10MHz，行频为15.6kHz和帧频为60Hz的技术参数，因此显示器可以显示出512×244个象素。接口电路具有可编程序，通过可编程序选择地震信息在屏幕上显示的分辨率。这用来决定每道信号在屏幕上的显示位置，控制屏幕消隐和动态地存贮ASCII码字符及地震信号。仪器参数采用符号和数字混合编制形式，共分为两个"页面"，在荧光屏上交替显示。当仪器可以接通时，立即自动显示增强存贮器的内容。利用键盘命令，可使波形在水平和垂直两个方向上扩展和压缩。波迹的左端显示噪音背景。可以用两条独立的标线分别测量信号同相轴的波至和某一波形在任意两点间的时差。波形显示需要经过两个步骤：a. 调用波形传送子程序，将地震信号由增强存贮器的高字节位（或由预检存贮

器）传送到缓冲存贮器；b. 调用波形显示子程序，连续或间隔地把每道中480个子样数据传送到显示存贮器里。与此同时，还要将视频信号送至CRT扫描板，最后显示在CRT荧光屏上。

该仪器由五根针组成脉冲式打印机，每根针由一个电磁线圈控制通断。它可将在荧光屏上显示的内容拷贝在压敏纸上，以便能使监视记录长期保存。

地震信号可在盒式数字磁带机上记录。IEEE-488并行接口可用于主机和盒式磁带机的信息交换控制。既可将增强信号记录在磁带上，又可将磁带上的数据读出并存入主机内存，供回放监视或进行数字处理。

在仪器中，输入信号的采集、增强、显示、记录以及处理操作都是在程序控制下执行的。仪器中的两片Z-80CPU芯片为程序的执行和辅助设备的控制提供保证，这是因为在主机内装有固化在EPROM中的程序达24k字节和114k随机存贮字节。该仪器还备有与微处理机通讯的键盘扫描板、CRT控制板、打印机控制板以及串行和并行接口板等部件。为输入信号的采集、增强、显示、记录以及处理等技术环节的操作提供了必要的程序控制及物质条件。

综上所述，数字叠加式浅层地震仪具有以下特点。

（1） 由于整机实现了全部数字化，操作由微机控制，因此仪器具有操作简单、重量轻、体积小的优点。

（2） 通过预检装置对地震数据的检测，可将不合格的地震数据清除掉，从而提高了地震资料质量。

（3） 通过延时电路，使地震仪开始采集数据时间后移。这有利于较深部地震数据的获得，并可消除前期强信号的不利影响。

（4） 采用非浮点放大，使仪器的动态范围小，灵敏度低。

（5） 采用位数较小的A/D转换器（8位或12位），仪器的数字分辨率降低。

（6） 由于数字叠加和模拟叠加两种仪器均不能进行重叠观

表 2—4 各类浅层地震仪的技术指标

型号		生产厂家	道数	增益(最大值)	A/D位数	低切截频	高切截频	采样率	动态范围
MCSEIS-1500A		日本OYO公司	12	固定 94dB	12	5Hz	70Hz 1000Hz	50μs 100μs 200μs 500μs 1ms,2ms	66dB AGC30dB
MCSEIS-1500B 系列	TR7	日本OYO公司	24	固定 94dB	8	6—48Hz	60—1000Hz	50μs—1ms	42dB
	TR8	日本OYO公司	24	固定 90dB	8	5Hz	200Hz 700Hz	50μs—1ms	42dB
MCSEIS-1600		日本OYO公司	24—96	固定 90dB	12 (8)	12Hz 24Hz 48Hz	70Hz 140Hz 280Hz	10μs—5ms	66dB (42dB)
ES-1210F		美国EG&G公司	12	固定 96dB	10	30—300Hz 通频带内可调	30—300Hz 通频带内可调	5μs—2ms	54dB
DZQ12-1		重庆地质仪器厂	12	固定 96dB	10	30—300Hz 通频带内可调	30—300Hz 通频带内可调	5μs—2ms	54dB
Geopro-8012A		美国Bison公司	12	固定 102dB	8	7—75Hz	100—1000Hz	最小为50μs	42dB PGC 30dB
Geopro-8024		美国Bison公司	24	固定 102dB	8	7—75Hz	100—1000Hz	最小为50μs	42dB PGC 30dB

续表

型号		生产厂家	道数	增益(最大值)	A/D位数	低切截频	高切截频	采样率	动态范围
ES-2415F		美国EG&G公司	24	固定102dB	8	10—290Hz	10—990Hz	1/8—4ms	42dB AGC 80dB
Bison series 9000	9012	美国Bison公司	12	浮点130dB	16	4—1020Hz	125,250,500,1000,2000(Hz)	50μs—2ms	大于130dB
	9024	美国Bison公司	24	浮点130dB	16	4—1020Hz	同上	同上	大于130dB
	9048	美国Bison公司	48	浮点130dB	16	4—1020Hz	同上	同上	大于130dB
TERRALOC-MK11		瑞典Atlas公司	24	固定126dB	8	62Hz	无	24μs—5ms	42dB
ES-2401		美国EG&G公司	24	浮点150dB	15	25,35,50(Hz)等	250,500,1000Hz等	50μs—2ms	114dB
ES-2420		美国EG&G公司	24至512	浮点100dB	15	5—320Hz	45—1440Hz	1/4,1/2,1,2,4ms	大于100dB
DSS-10A		美国Geosawce公司	24	浮点138dB	15	6—96Hz	31—500Hz	1/2.1,2ms	126dB
DHR-2400		美国I/O公司	24	固定122dB	12	90Hz 等	300Hz 等	1/4,1/2,1,2,4ms	66dB

测，因此其叠加次数都较低，抗干扰能力不强。数字叠加式仪器可通过扩展存贮器容量，使叠加次数大于模拟叠加式仪器。

三、几种常用浅层地震仪的主要技术性能介绍

研制和制造浅层地震仪的厂家较多，采用的设计方案也不同，因此现有浅层地震仪的结构、原理和地震数据记录格式都不太一样。为了使广大读者了解各型号仪器的主要技术特点，现将常用型号仪器的主要技术指标和功能列成下表（表2—4），供读者参考。

由上表可知，目前常用的浅层地震仪的技术性能和结构满足不了在干扰严重的环境中开展软地层地质调查的要求。归纳起来存在以下几方面的问题。

1．由于仪器的滤波系统不完善，不能进行重叠观测，使大部分浅层地震仪的抗干扰能力较差。

2．在设计仪器时，由于过多地追求轻便和简单，在仪器中未采用浮点放大，仪器的动态范围小，灵敏度过低，满足不了当前在新领域开展高分辨地震调查的要求。

3．由于记录格式不正规、不统一，给地震资料处理带来不便，效率变低。

研制一种抗干扰能力强、分辨率高的新型浅层地震仪是促进浅层地震调查技术向高层次发展的一项重要工作。

第二节　提高地震仪抗干扰能力的方法

地震仪是用来采集地震数据的专用设备，其采集到的数据质量将直接影响着勘探效果。如何使采集到的地震有效波满足地质解释的要求，是每个地震工作者所必须考虑的问题之一。

由于浅层工程地震调查往往是在干扰非常严重的环境中开展的，收录在地震记录上的电、磁、震等干扰波能量非常强，识别有效地震波困难。见图2—9，干扰波振幅、相位、频率随机变化。

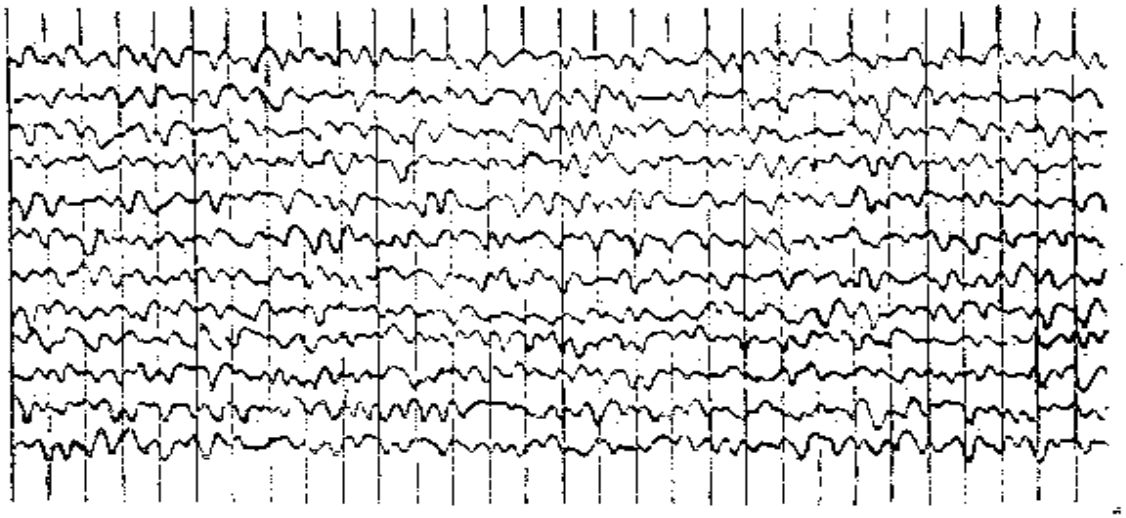


图 2—9　地震记录上的干扰波

干扰波按其特征参数的变化规律分为规则干扰波和无规则干扰波。规则干扰波特征参数的变化规律在一定范围内至少能在几个记录道上可追踪，如声波、面波、工频电磁辐射波、虚反射波、多次反射波、反射折射波、交混回响和鸣震波等等。无规则干扰波表现为杂乱无章的振动，频谱很宽，无一定的视速度，如各种随机震动波、高频干扰波，低频干扰波等等。如果在野外数据观测方式、数据采样系统、压制干扰功能、资料处理等方面综合采取措施，可以使干扰波得到一定程度的压制。

在不同观测点不同时间内用同一种方法采集到的地震有效波虽然不尽相同，但是具有一定人为可控性和客观规律性。在同一激发和接收条件下，在同一个观测点上可以得到基本相似的地震记录，见图 2 —10。

从有效波和干扰波产生的机制和特征参数的变化规律（详见第三章）来看，它们之间的差异主要表现在以下几个方面。

a。有效波和干扰波在传播方向上具有不同的变化规律，也就是在视速度上存在差异；

b。有效波和干扰波在频谱上存在有差异；

c。有效波和干扰波在幅值上存在有差异；



图 2—10 相同条件下两次记录的有效波

d。有效波和干扰波的产生机制不同。

在同一物理点上，利用同一观测系统进行定点随机多次激发和多次重叠接收的施工方法采集地震信息，可使多个含有相同地质意义的规则地震有效波保持一致，并使干扰信号随机性更大；从而可在采集数据过程中利用有效地震信号和干扰信号的特征参数的差异，用相应技术措施压制干扰波、突出有效波。利用相位差

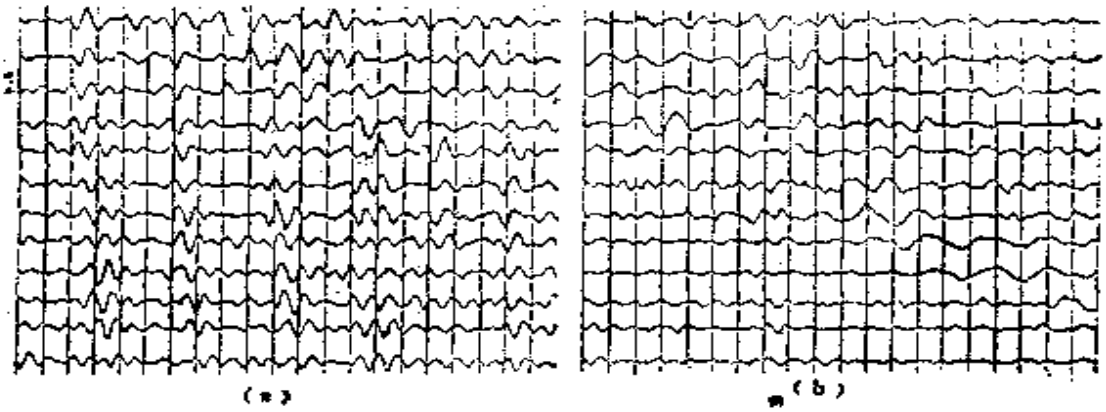


图 2—11 地震有效波与干扰波的记录面貌
(a) 有效波；(b) 干扰波

异压制干扰波法称为相位叠加法，利用频率差异压制干扰波的方法称为频率滤波法，利用振幅差异压制干扰波的方法称为振幅门槛法。

如果地震仪具有上述压制干扰波、突出有效波的功能，将会大大改善地震记录的面貌，如图 2 —11所示。

一、相位叠加法

当一个波动信号是正弦波时，可用下式表示

$$A = a\sin(\omega t + \varphi)$$

其中瞬时值A由振幅a和$\sin(\omega t + \varphi)$确定，$\omega t + \varphi$称为相位角。

两个振幅值相等的正弦波相加，会出现两种极端情况。一种是相位角相同时，其合成量的振幅值等于未加前振幅的两倍。另一种情况是当两个波的相位差为180°时，其合成量的振幅值等于零。如图 2 —12所示。

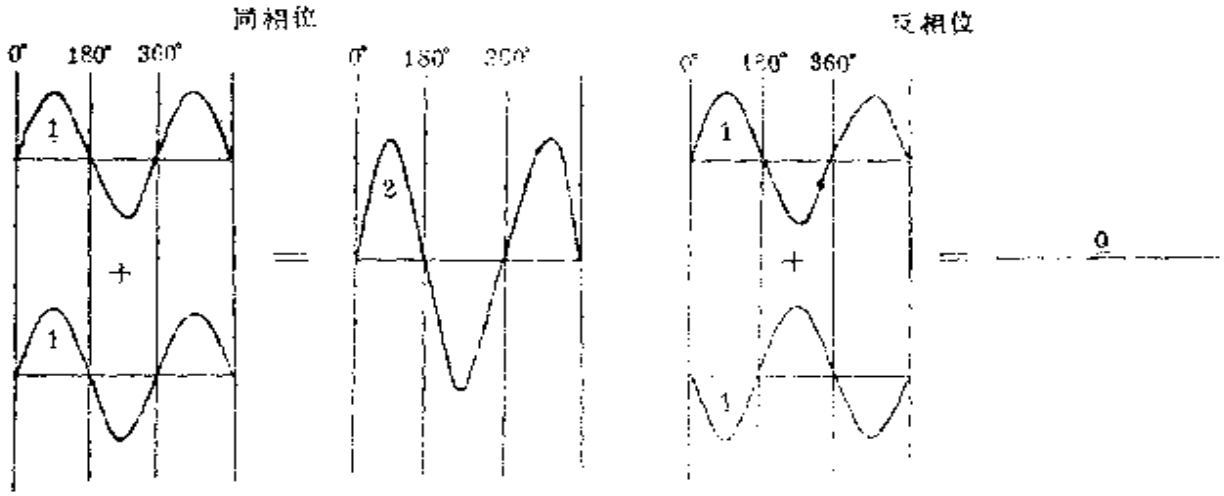


图 2 —12 同相位和反相位叠加

1.地震有效波叠加特点

由上述讨论可知，若干叠加波的形态越一致，则叠加波的总振幅越强。如果使被叠加的若干个地震有效波也保持一致，则利用相位叠加法可以提高地震勘探抗干扰能力。

采集数据时，观测系统参数确定后，则待测地质体相对于激

发和接收点的相对位置恒定不变，反映某一个地质体的地震波旅行途径和旅行时间不变。在无干扰影响条件下，固定激发点和接收点上进行多次激发观测而得到的多个具有相同地质意义有效波的参数应一致。利用激发源的随机起震时间与随机产生的有效波之间的相关关系，对这些有效波进行移位校正，使含有相同地质意义的有效波的初至时间一致。再对这些特征参数完全一致的有效波进行相位相关叠加运算，可使有效波强度增大。

2.随机干扰波的叠加特点

在记录地震有效波信号时，随机干扰信号也被收录下来。在对若干个相同有效波进行叠加运算时，随机干扰信号也被叠加运算。因为随机干扰波的相位(φ)、频率(f)和振幅(A)随时间而变，如果定点多次接收的随机干扰波的振幅用$r(t)$表示(t与φ相关)，当对振动图形以一定的间隔取振幅值进行统计运算时，将振幅值做横坐标，落入该间隔内的随机干扰个数（用百分比表示）做纵坐标，就可得到随机干扰波的统计曲线，也就是$r(t)$的密度函数。由于干扰波的随机振幅可看成是由许多微小独立因素作用的总结果，根据概率论密度函数$\phi(r)$应服从密度正态分布。

$$\phi(r)=\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}}e^{-\frac{(r-\bar{r})^2}{2\sigma}}$$

分布函数$p(r)$为

$$p(r)=\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}}\int_{-\infty}^{r}e^{-\frac{(\xi-\bar{r})^2}{2\sigma^2}}d\xi$$

式中$\bar{r}$是不规则干扰的平均振幅，σ为均方根值。方差D和$\bar{r}$分别为

$$D=\sigma^2=\sum_{i=1}^{n}(r_i-\bar{r})^2=M(r-\bar{r})^2$$

$$\bar{r}=\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}r_i=Mr_i$$

符号M称为数学期望，表示随机变量的最可能值，它等于随机变量的平均值。概率密度曲线上峰值的横坐标就是平均值$\bar{r}$。如图

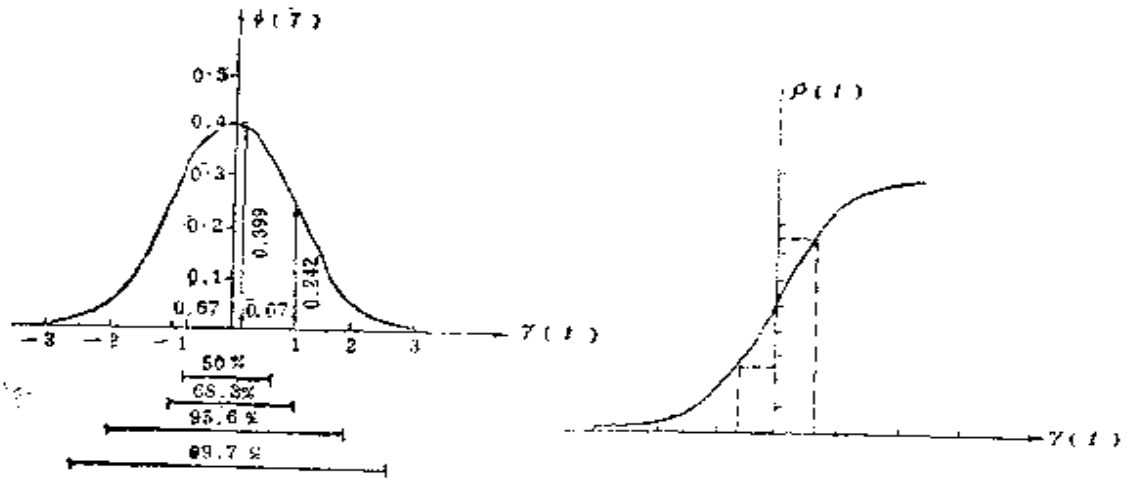


图 2—13 分布函数曲线图

2—13所示。

相位叠加法是对若干个不同时刻接收到的相同记录位置的地震波进行相加统计运算。类似第一章第四节的讨论可知，若用$\rho(l\Delta\varphi)$表示标准化的相关系数

$$\rho(l\Delta\varphi)=\frac{R(l\Delta\varphi)}{R(0)}$$

其中$R(l\Delta\varphi)$和$R(0)$分别表示两记录波形的互相关和自相关，l为以相位差$\Delta\varphi$为单位的相位系数。

如果参与叠加的随机干扰波互相统计独立，即$\rho(l\Delta\varphi)\to 0$，而每次激发产生的有效波相位差$\Delta\varphi\to 0$，也就是$\rho(l\Delta\varphi)\to 1$，则可求得相位叠加统计效应的最大值$G_{max}$为

$$G_{max}=\frac{n}{\sqrt{n}}=\sqrt{n}$$

由上式可知，为使叠加统计效应最佳（压制干扰能力强），则参与叠加的记录数量应多（n大）。

3.模拟、数字叠加与相位相关叠加的区别

目前，常用的模拟和数字叠加式增强型浅层数字地震仪仅能在每次激发和接收后再进行下一次的激发和接收。若要实现对较

多数量的记录进行叠加运算是比较困难的。假如每一次激发和接收的周期按10s钟计算，那么叠加500次就需要5000s，约一个半小时。一个工作日（9h）仅能观测6个物理点，这样的工作速度无法满足地震勘探的要求。为了提高工效，往往在每一个物理点上仅能进行二十几次的叠加。这样少的叠加次数在强干扰区不会得到合格的地震记录。为此，我们采用高速（每秒激发十次）随机可控震源为激发源，再与具有相位相关叠加处理功能的地震仪配合使用，即可得到满意的、高信噪比的地震记录。假如震源每秒钟可激发十次，那么在同一个物理点上完成600次叠加运算的激发仅需要1min，那么一个工作日可以完成几百个物理点的地震测量工作。相位相关叠加观测方法可以解决叠加次数多而使工效降低这一问题，也可以满足在强干扰区开展高分辨地震调查工作需要提高地震记录信噪比的要求。

另外，当记录长度大于0.1s时，每秒激发十次的观测方法必然在每次地震记录上出现第一次激发产生的深层有效波与下几次激发产生的浅层有效波重叠现象。利用起震信号与之相对应的地震有效波相关关系进行相位相关叠加运算的地震观测方法，可以消除深浅层信号重叠现象，并使快速激发得到的地震记录与常规地震一次激发产生的地震记录基本一致。

通过上述分析可知，简单的模拟叠加和数字叠加地震仪在强干扰区进行地震勘查应用中工作效率低，而且获得的地震记录信噪比也不高。据起震信号与地震有效信号和干扰信号的相关关系发展起来的一点多次激发相位相关叠加地震仪越来越引起人们的重视。

二、频率滤波法

频率滤波法是利用有效波与干扰波的频率和波形差异来消除无用信号，增强有用信号，从而提高地震记录的信噪比的一种方法。在地震仪中设计一种具有一定频率范围的滤波器，波形一致的有效波无衰减通过，超过滤波器通频带的波形和不规则的复合

干扰波被衰减。滤波器是抗干扰高分辨地震仪经常需要变换参数的重要部件，地震勘探的技术人员应该掌握滤波器的设计和计算。

1.滤波器的种类和特点

理想的滤波器应具有这样的性能，既要能通过而又不改变其输入频谱的有用部分，并且要完全抑制频谱的无用部分。理想滤波器是极难得到的，实际运用中的滤波器只能近似理想滤波器。

如果$x(t)$是输入，理想输出应是

$$y(t)=kx(t-t_0)$$

t_0是延迟时间，k是一个增益系数。对此表示式求傅里叶变换可得

$$Y(f)=kX(f)e^{-j2\pi ft_0}$$

当延迟时间t_0很小时，若$x(t)$的各个频率分量只在某一频带之内，则理想滤波器在此频带内应具有恒定的振幅特性和线性的相移特性。任何一个滤波器若不满足这些条件，则输入信号就会失真。由于滤波器频率响应幅度特性不均匀，将会产生振幅失真；滤波器相位特性偏离线性时，将会产生相位失真。这两类失真对地震信号的解释和分析都将带来影响。

因为实际应用的模拟滤波器是由一般的线性元件（电阻、电容和电感）组成，当给定了一个可实现的零点极点分布图时，使之转换成硬件结构。为此，我们先制定出为数不多的标准电路，如图2—14所示。然后将这些标准电路进行级联或组合，就可以构成各种滤波器，并且具有所需要的零点和极点分布。通过调整标准电路中的各个器件参数，便可使滤波器的各零点和极点处于合适的位置上。在对组成滤波器的各滤波节进行设计时，首先应合理假设源阻抗为零，负载阻抗为无限大。在该假设条件下，通过提高每对相邻滤波节中的后节阻抗值，使后一节阻抗比前一节阻抗高一个数量级或更高，就可以达到上述目的。这种方法只适用于三节的级联电路。通常的做法是在节与节之间使用隔离放大器，将级联的各节隔开。对要求更高的应用来讲，无源滤波电路有许多严重缺点。问题之一就是当用实际的无源电路构成滤波器

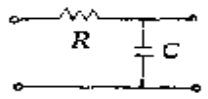
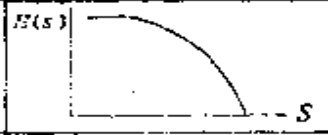
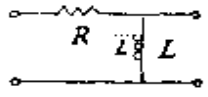
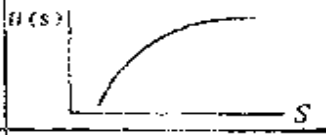
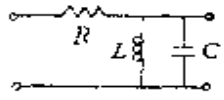
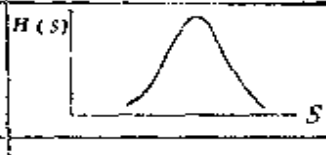
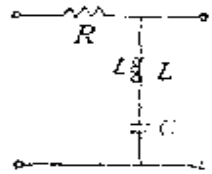
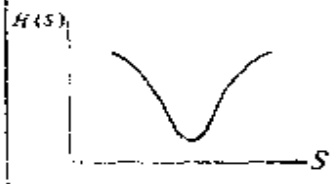
项目 / 类型	标准电路	传输函数	特性曲线
低通		$H(s)=\frac{1}{1+RC(s)}$ 复变量 $s=\sigma+j\omega$	
高通		$H(s)=\frac{L(s)}{R+L(s)}$ 复变量 $s=\sigma+j\omega$	
带通		$H(s)=\frac{\frac{L}{R}(s)}{LC(s)+\frac{L}{R}(s)+1}$ 复变量 $s=\sigma+j\omega$	
带阻		$H(s)=\frac{LC(s)+1}{LC(s)+RC(s)+1}$ 复变量 $s=\sigma+j\omega$	

图 2—14 标准电路特性

时，其极点和零点的许可分布范围受到很大的限制。另外电感器件的体积庞大，在集成电路中不易实现，而且往往取用的电感元件的特性与理想特性相差甚远，因而在一般情况下都不希望使用电感器件。

在设计地震仪滤波器时，经常采用有源电路。在有源电路中，用一个高增益的运算放大器加上一些电阻和电容构成反馈结构形式。设计一个有源滤波器，使其传输函数的极点和零点在复平面内具有任意的位置是很容易做到的。因此有源电路构成的滤波器较之用无源电路的滤波器优点更多，轻便、便宜、可靠、简单等等。技术性能要求高、应用环境恶劣的地震仪常常选用有源滤波器。

在地震仪设计和使用中，经常会遇到设计一个理想滤波器的问题。信号通过滤波器，使某一定频率范围的信号保留，而使其它频率的成分滤掉，这就是人们常说的带通、带阻滤波器。由于工区的地震地质条件不同，所以地震仪中取用的带通滤波器应具

有滤波参数可任意选定的特点。由低通和高通滤波器组合成的带通滤波器应具有：a．通频带传输系数任意可调；b．高低截止频率分开；c．频带范围灵活可变；d．输入阻抗高；e．输出阻抗低；f．不需要阻抗匹配；g．输出和输入之间有较好的隔离；h．可以独立设计等特点。人们常常利用一个高通滤波器和一个低通滤波器串联而构成一个带通滤波器；利用一个高通滤波器和一个低通滤波器并联构成一个带阻滤波器。通过更换高、低通滤波器的电子元件，改变高、低截止频率，使滤波器的带宽达到要求值。由高、低通滤波器组成带通、带阻滤波器的原理如图 2—15 所示。

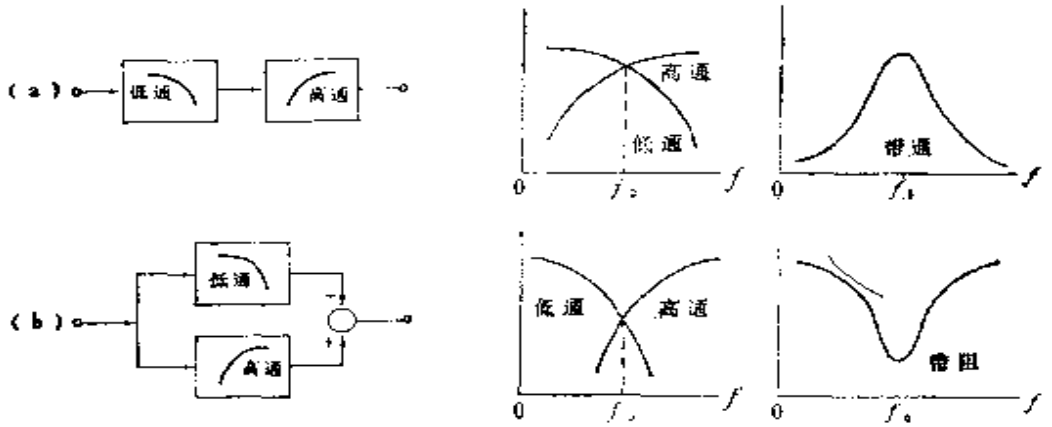


图 2—15 由高通滤波器和低通滤波器组成的（a）带通和（b）带阻滤波器原理

有源高、低通滤波器具有独特优点，因此在新型高性能地震仪中被广泛采用。对于地震仪的设计者和使用者来说，掌握高、低通有源滤波器的设计是必要的。

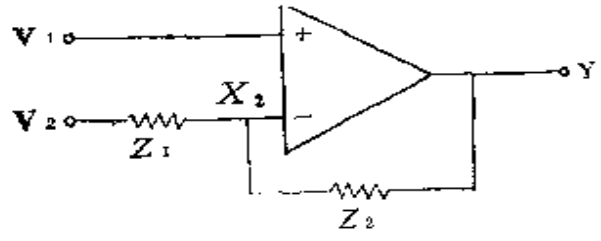


图 2—16 具有负反馈作用的运算放大器

2．有源滤波器的设计

一种具有负反馈作用的运算放大器的简单电路，如图 2—16所示。设该放大器的输入阻抗无限大，输出阻抗等于零，可使放大器的开环增益$G \geqslant 1$。

若把固定的失调除外（可忽略），其输入电压$V_1-X_2\approx 0$。根据这点可以很容易地求出此电路的输入和输出的关系。因为电路工作于线性状态，其输出的绝对值$|Y|$不能超过某一极限值$|Y_{max}|$。此极限值由电源电压所定（典型值约5 V），这意味着$|V_1-X_2|\leqslant|Y_{max}|/G$，因而对于典型的$G$值的$|V_1-X_2|$是微伏量级。

所以，我们假定$V_1=X_2$，V_2为阻抗的信号源，则有

$$X_2=(Z_1Y+Z_2V_2)/(Z_1+Z_2)=V_1$$

解上方程可得

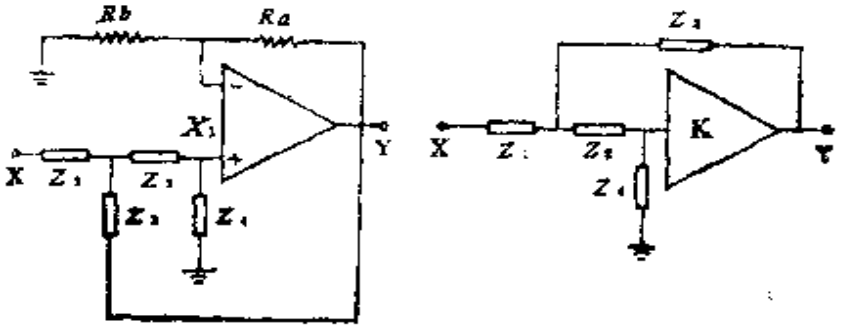
$$Y=\frac{Z_1+Z_2}{Z_1}V_1-\frac{Z_2}{Z_1}V_2$$

显而易见，这个输出只决定于无源阻抗Z_1和Z_2之比，而完全与环路增益G无关。故当开环增益变化很大时，对此电路几乎无影响。

由上式可知，如图2—17所示的典型通用有源滤波器的同相输入端X_1至输出端Y的增益为

$$Y/X_1=K=(R_a+R_b)/R_b$$

设$V_2=0$，$Z_1=R_b$，$Z_2=R_a$，从而可以得出等效电路，如图2—17（b）所示。



（a）　　（b）

图 2—17　有源滤波器电路

容易求出此电路的传输函数

$H(s)=Y/X$

$$=KZ_3Z_4/[Z_1Z_2+Z_3(Z_1+Z_2+Z_4)+Z_1Z_4(1-K)]$$

如果对典型有源滤波器的线性元件作适当的更换和调整，则可派生出低通、高通……等形式的滤波器。

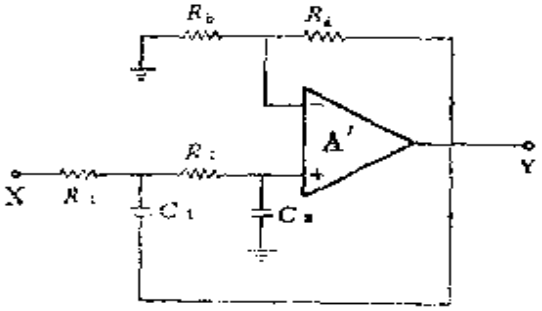


图 2—18 二阶低通滤波器

a．有源低通滤波器

若使图 2—17（b）中的Z_1和Z_2为电阻，Z_3和Z_4为电容，则这通用有源滤波器变成了低通滤波器，如图 2—18所示。

该低通滤波器特性参数为

通带增益 $A_{f\infty}=A'$

自然频率 $\omega_0=1/\sqrt{R_1R_2C_1C_2}$

阻尼系数 $\xi=\frac{1}{2}\left[\sqrt{R_2C_2/R_1C_1}+\sqrt{R_1C_2/R_2C_1}-(A'-1)\times\sqrt{R_1C_1/R_2C_2}\right]$

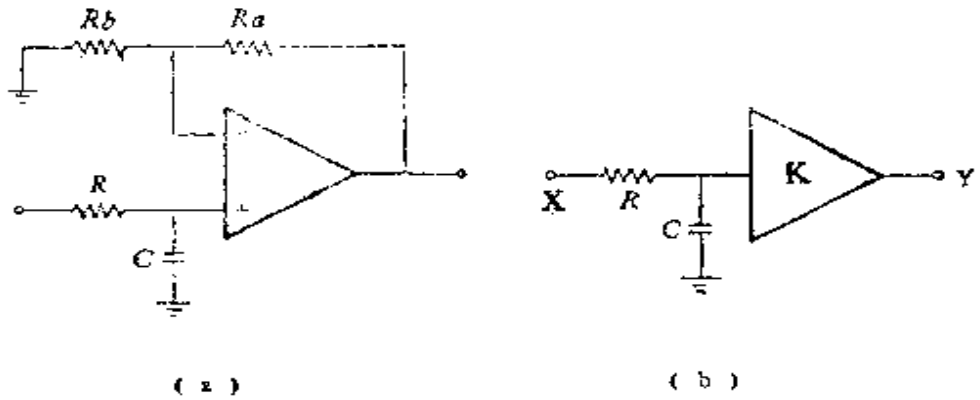
若$Z_1=Z_2=R$及$Z_3=Z_4=1/C$时，令$\omega_0=1/RC$则得

$$H(s)=K\omega_0^2/(s^2+s\omega_0(3-K)+\omega_0^2)$$

其中复变量$s=\sigma+j\omega$

由上式可以看出，若$1<K<5$，则此传输函数具有两个复数极点；若$K=3$，则为纯虚数极点（当$K=3$时，电路在$\omega=\omega_0$处振荡）。对于二节（$n=2$）巴特沃斯响应，当$3-K=\sqrt{2}$时，$K=1.586$。任何偶数阶的巴特沃斯滤波器，都可以由几节RC乘积相同的滤波节级联而成。如果将$K=2.235$的滤波节与另一个$K=1.152$的滤波节级联，即可构成一个四阶滤波器。奇数阶滤波器中的典型一阶滤波器如图 2—19所示。五阶的巴特沃斯滤波器如图 2—20所示。若截止频率$\omega_0=1/RC$，设$R=1000\Omega$，则$C=1000/\omega_0(\mu F)$。

这种设计方法的特点是滤波器的增益不等于 1 。若使增益为



（a）　　（b）

图 2—19　一阶低通滤波器

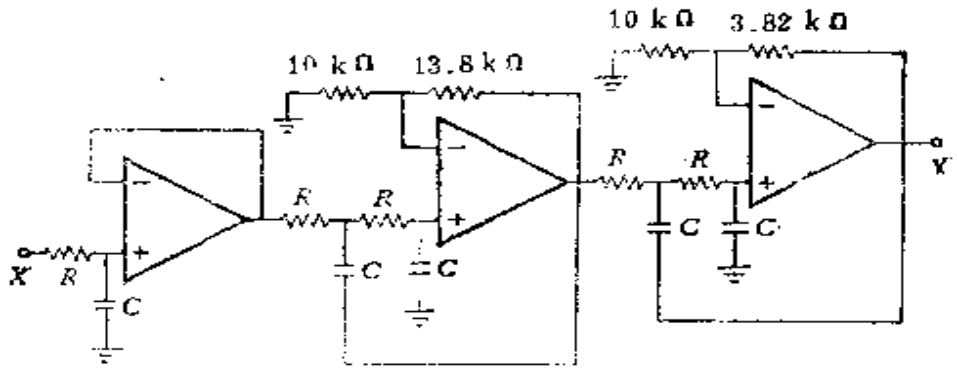


图 2—20　五阶的巴特沃斯低通滤波器

1 时，则可将运算放大器输出端直接接到各自的反相输入端，并去掉R_b。这样就可使全部运算放大器的增益均等于 1。这样，采用两个不同的电容器或两个不同的电阻器就能调节滤波器的参数。若两个电阻相等而电容器为C_1和C_2时，则 $\omega_0^2=1/R^2C_1C_2$。$H(s)$ 式中的分母多项式$s^2+s\omega_0\ (3-K)\ +\omega^2{}_0$变为$s^2+2\sqrt{C_2/C_1}\ \omega_0 s+\omega_0{}^2$。由此看来，适当地调整$C_2/C_1$比值，就能使上式中的中间项的系数具有任意正值。

b．有源高通滤波器

对低通滤波器计算方法进行简单的变换，就可以得到高通滤波器计算方法。利用 $j\omega/\omega_0\rightarrow\omega_0/j\omega$变换，即可将二阶巴特沃斯低通滤波器的传输函数变换成高通的传输函数。

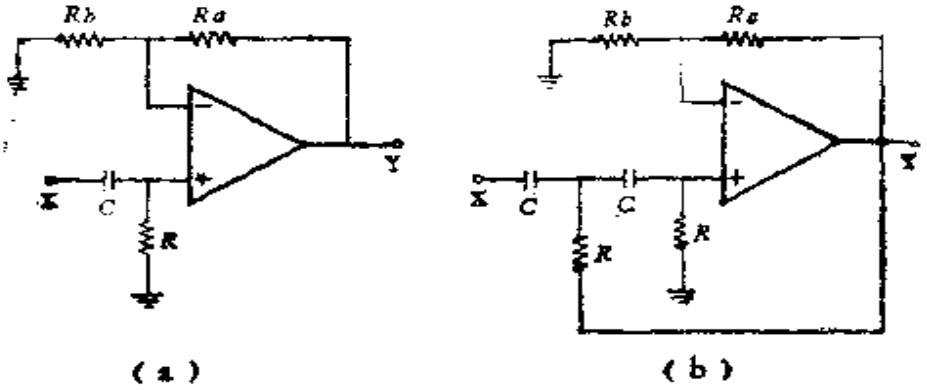
二阶巴特沃斯低通滤波器的传输函数为

$$H(j\omega)=1/(1+j\sqrt{2}(\omega/\omega_0)-(\omega/\omega_0)^2)$$

变换后的高通滤波器的传输函数为

$$H(j\omega)=-(\omega/\omega_0)^2/(1+j\sqrt{2}(\omega/\omega_0)-(\omega/\omega_0)^2)$$

因此，只要将同相支路中的R及C互换，就能使图 2—19和图 2—18的一阶和二阶典型低通滤波器变换成典型的高通滤波器，如图 2—21所示。



(a)　　(b)

图　2—21　有源高通滤波器

(a)一阶；(b)二阶

该二阶高通滤波器的特性参数为

传输函数

$$H(s)=A's^2/[s^2+[1/R_2C_1+1/R_1C_2+1/R_1C_1(1-A')]s+1/R_1R_2C_1C_2]$$

通带增益　$A_{f\infty}=A'$

自然频率　$\omega_0=1/\sqrt{R_1R_2C_1C_2}$

阻尼系数　$\xi=\frac{1}{2}\left[\sqrt{R_1C_1/R_2C_2}+\sqrt{R_1C_2/R_2C_1}-(A'-1)\sqrt{R_2C_2/R_1C_1}\right]$

c．有源带通滤波器

利用$\omega\longrightarrow(\omega^2-\omega_c^2)/\omega$变换，即可将低通传输函数

$$H(j\omega)=1/[j(\omega/\omega_0)+1]$$

转换成二阶带通滤波器

$$H(j\omega)=j(\omega/\omega_c)(\omega_0/\omega_c)/[1+j(\omega/\omega_c)(\omega_0/\omega_c)-(\omega/\omega_c)^2]$$

当$Q=\omega_c/\omega_0$很大时，$\omega\approx\omega_c$，3dB的带宽就是$|\omega-\omega_c|\leqslant\omega_0/2$的频带间隔。则有源带通滤波器的电路原理如图2—22所示。

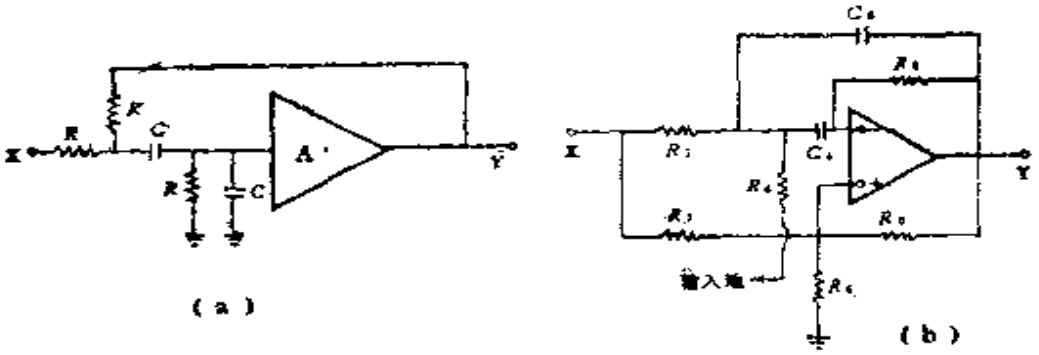


图 2—22 单级放大器双二阶带通滤波器

若使图2—22(a)带通滤波的所有电阻值相等，所有电容值也相等，则其特征参数为

电路传输函数

$$H(s)=\frac{A_f}{RC}s/[s^2+s(s-A')/RC+2/R^2C^2]$$

通带增益 $A_{f_0}=A'/(s-A')$

中心频率 $\omega_0=\sqrt{2}/RC$

d。有源带阻滤波器

利用$j\omega/\omega_0\longrightarrow\omega\omega_0/[j(\omega^2-\omega_c)]$变换，即可将一阶低通传输函数

$$H(j\omega)=1/[j(\omega/\omega_0)+1]$$

转换成二阶带阻滤波器

$$H(j\omega)=[1-(\omega^2/\omega_c^2)]/[1-(\omega^2/\omega_c^2)+j(\omega\omega_0/\omega_c^2)]$$

当$\omega=\pm\omega_c$时，上式为0。其滤波特性不象带阻滤波而更象带阻单频滤波，故有时称具有这类传输函数的滤波器为陷波滤波器。在地震仪中常用来消除50Hz(60Hz)的工频干扰。

图2—22中的两种单级运算放大器的二阶带通滤波器，都可以用来构成带阻滤波器。若使带通滤波器的输出与输入信号在加法器中（反相输入式）相加或在减法器中（同相输入式）相减，

通过选择电路中的电阻值，使阻带中心频率的总增益为零，即构成带阻滤波器，其电路结构如图 2 —23所示。

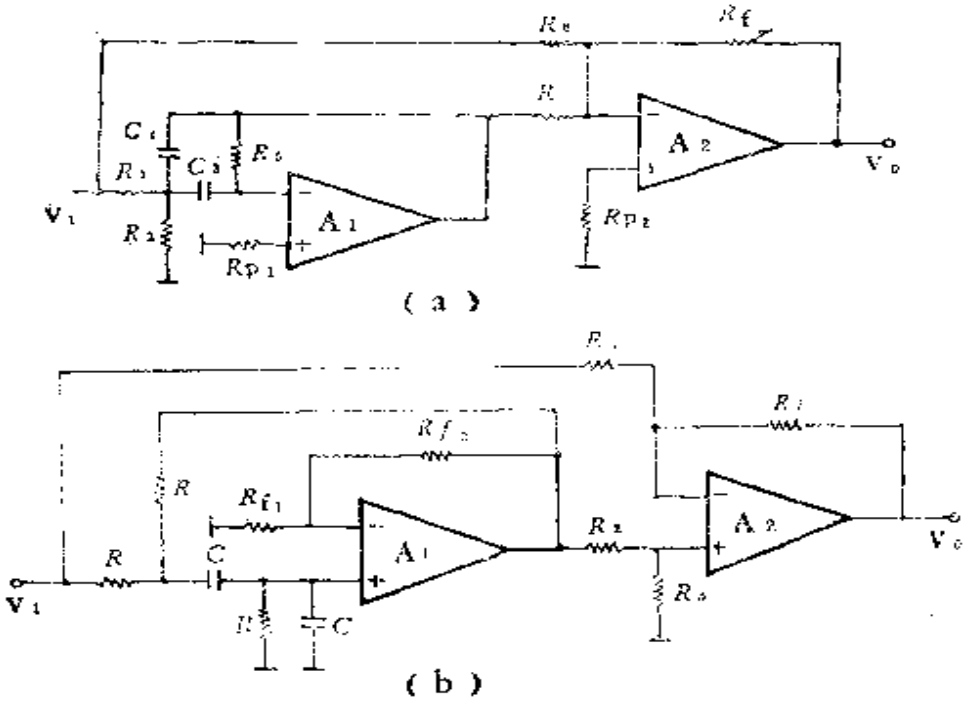


图 2 —23 带阻滤波器

(a) 反向输入式带通滤波器与加法器构成带阻滤波器；(b)同相输入式带通滤波器与减法器构成带阻滤波器

虽然有源滤波器在很大的参数范围内都可正常工作，但应该着重指出的是，若要使各个选用的电阻R的阻值小于运算放大器的输入阻抗、大于其输出阻抗，通常较满意的电阻值约为1000Ω。此外，若放大器的开环增益不很大时，则滤波器的性能就与所推出的表示式不一致。因为增益随着频率降低，故对于这些电路总是存在一个最高可用频率。一般来讲，典型截止频率上限值为20kHz。不过它对于更高的频率也能使用。设计滤波器最简单的方法就是利用标准化图表或曲线图进行计算（图表或曲线图可在一些手册中查到）。

3.有源高通、低通滤波器的应用实例

a. 有源高通滤波器的低截止频率计算

在浅层高分辨率地震勘探中，高通滤波器低截止频率的选择

是十分重要的。实际中，有些仪器低截止频率的档位较少，而且频率普遍较低，有的仪器甚至不能选择低截止频率，难以满足压制低频干扰的技术要求。为解决这些问题，须必对高通滤波器进行改进。

① DFS-V高通滤波器

DFS-V数字地震仪的有源高通滤波器是由三节RC电路和运算放大器组成的。其实际应用线路，如图 2 —24所示。

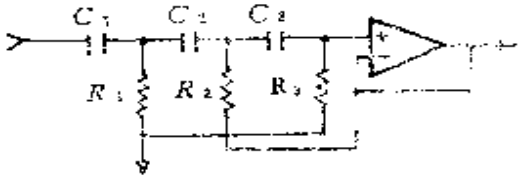


图 2 —24 DFS-V高通滤波器

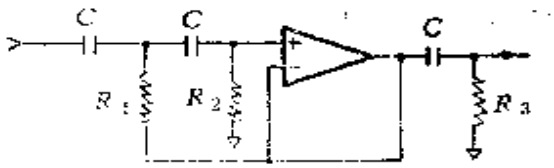


图 2 —25 TERRALOC-MK11高通滤波器

当低截止频率为f_0时的电阻值为R_0，若将低截止频率提高到f_0'时，那么提高后的f'_0所对应的电阻值为$R'=Rf_0/f_0'$。当f_0确定后，可以分别计算出R_1、R_2、R_3新的阻值。用新的阻值代替原来的阻值，即可提高仪器的低截止频率。例如，当仪器的低截止频率为8Hz时，R_1、R_2和R_3的阻值分别为 8.236kΩ，7.56kΩ 和63.22kΩ；如果将低截止频率提高到80Hz时，则 R_1、R_2 和 R_3的阻值分别为823.6Ω，756Ω和6.322kΩ。

②TERRALOC-MK11高通滤波器

TERRALOC-MK11仪器的高通滤波器的实际应用 线路如图 2 —25所示。

为了改变高通滤波器的低截止频率，必须替换原电路中的电容值或电阻值。在低截止频率f_0为60Hz时，电容器C的电容值为470nF，而当f_0'分别为130Hz、200Hz和300Hz时，则电 容值应分别为220nF、150nF和100nF，只要更换电 容器 即可 实现。当f_0为60Hz时，R_1、R_2和R_3则分别为5.62kΩ、11kΩ和7.15kΩ。如不改变电容值，只改变电阻值时，则可以通过并联不同阻值的电阻

来提高低截止频率。例如，若将低截止频率提高到200Hz，则需要给R_1，R_2和R_3再分别并联2.16kΩ，5.1kΩ和3.3kΩ的电阻。利用并联电阻的方法比较简单，可不必改变原电阻，只须在背面分别并联上电阻即可。

b。有源低通滤波器的高截止频率计算

在设计低通滤波器时，一方面要满足采样定理的要求，保证不产生假频现象；另一方面要考虑压制高频干扰。另外，还要保证有足够宽的通频带，以便接收有效的高频信号，提高地震勘探的分辨率。一般小型仪器的采样率比较高，低通滤波器的截止频率亦可相应高一些。但是，由于某些仪器高截止频率的档位较少，难以灵活选择，满足不了实际工作的需要，必须加以改进。

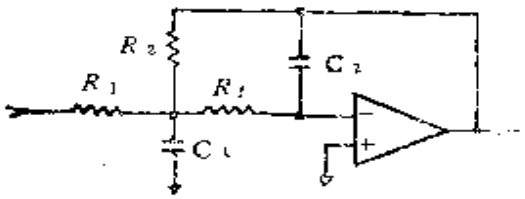


图 2—26 MCSEIS-1500B有源低通滤波器

① MCSEIS-1500B仪器的低通滤波器计算

MCSEIS-1500B仪器的TR-7放大器部分的低通滤波器是一个具有多反馈环的有源RC低通滤波器，如图2—26所示。

上述低通滤波器的高截止频率f_0为

$$f_0 = 1/2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}$$

从上式可知，如果要使f_0提高几倍，则C_1和C_2需要相应减小几倍，或者使R_1和R_2减小几倍。根据所需要的f_0值，计算出要更换的电阻值或电容值，可达到改变f_0的目的。

例如，当$R_1=R_2=R$，$C_1=C_2=C$时，高截止频率$f_0=1/2\pi RC$。

若$R=100k\Omega$ $f_0=250Hz$则$C=6370nF$。当$f_0=500Hz$时，则$C=3185nF$。反之，当$C=6370nF$，$f_0=500Hz$时，则$R=50k\Omega$。

三、振幅门槛法

以上介绍的两种方法对某些大能量突发性的干扰波的压制尚

不尽完美。利用门槛限幅法，对振幅超出某一定值的信号进行充零压制，这虽然对某一次观测来讲要牺牲一部分有用的地震信息，但是对一个物理点的近千次重复观测是微不足道的。因此，采用振幅门槛充零法，压制个别强干扰是可取的。

限幅器的功能是当输入信号进入限幅区后，输出信号不再跟随输入信号变，而是保持在一个固定值上。在限幅区内，振幅门槛法的传输系数应等于零。

1.模拟门槛限幅法

经过放大后的待测模拟信号经过一个幅度鉴别器与预置的标准门槛值进行比较，当输入信号大于预置门槛值时，使鉴别器输出一个控制信号，将开关断开，从而阻止模拟信号进入A/D转换器进行模数转换和记录。如图 2 —27所示

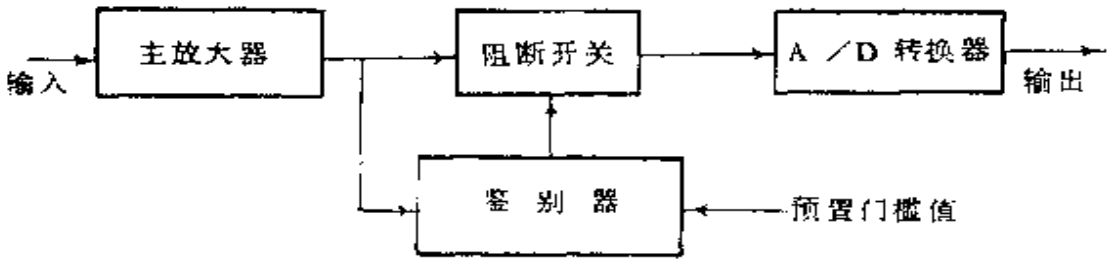


图 2 —27 模拟门槛限幅器原理图

2.数字门槛限幅法

为了提高限幅器的鉴别精度，适应地震信息数字处理需要，应先将输入的模拟信号转换成输入数字信号，然后按照地址发生器产生的地址将输入数字量信号存入移位存贮器中，再利用数字电路实现门槛限幅。

数字比较器利用预置存贮器已存入的人为门槛数字量与移位存贮器中的输入信号数字量进行比较，当输入信号数字量大于或等于预置门槛数字量时，复位触发器输出充零信号将移位存贮器存有的数据充零；反之移位存贮器内的数据有效并参于叠加运算。数字门槛限幅原理如图 2 —28所示。

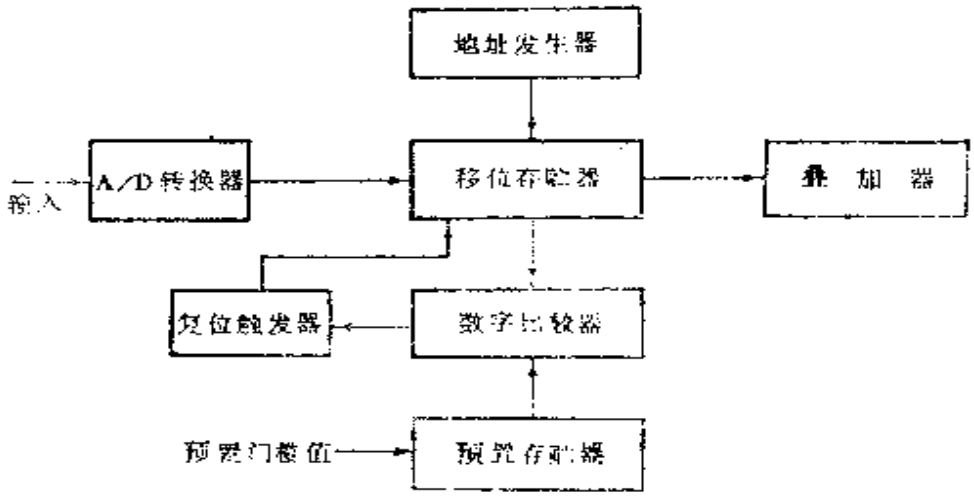


图 2—28 数字门槛限幅原理图

第三节 提高地震仪分辨能力的方法

所谓地震勘探分辨率就是它对地质体几何尺寸的辨别能力。浅层地震调查的重点是查清地层内的精细结构，如详细划分地层、查清地层内几何尺寸较小的隐伏物体，确定小断距的断层等。由于第四系的松软地层相互之间的波阻抗差异小，而与坚硬基岩接触面的波阻抗差异又很大，由此产生的地震有效波的振幅强弱变化很悬殊。只有将强弱差别很大的地震信号真实地记录下来，才能为详细划分地层提供客观信息。为此，地震仪应有足够的动态范围。从理论上来讲，仪器的动态范围越大，对提高地震勘探的分辨率越有利；但是，这给地震仪的设计和制造带来许多困难。按地震勘探程序的常规要求，地震仪的动态范围起码应能满足技术人员（人的视分辨率为 60 dB）在监视野外记录时识别记录有效波。实践证明，在地震勘探中，有效波振幅范围应具有100dB，至少不应小于80dB。

目前是据有效波的波长来分辨地质体的几何尺寸，如何真实记录到浅层地震勘探的高频有效波，则主要取决于采样间隔和滤

波系统的技术性能。

一、地震仪的动态范围

在地震勘探中，数据采集系统对地震信号强弱的变化如实采集与地震资料对地质构造的识别有直接关系。所谓地震仪的动态范围是指处理含有大的振幅差异的有效波和干扰信号的能力，而动态分辨率则是鉴别有用信号和干扰信号的比率。

模数转换器是在固定电压范围内工作的，如八位模数转换器能接收的最大信号幅值是在±5V之间。对于2^8，有256个不同的可能值，所能记录的最小信号是一个一位数，即40mV。而该量级的小信号采用15位模数转换器可以有8位数的分辨率。要想得到足够的动态分辨率应选用多位数的模数转换器。

由检波器接收到的地震有效信号，大约在零点几微伏至几百毫伏之间变化，由此可见，在对信号进行模数转换时，弱信号可能会产生漏转换；同时低转换位数会使动态分辨率降低。为了提高地震勘探的分辨率，在检波器和模数转换器之间应设置放大器，使弱信号得到足够的放大。以往所采用的主放大器通常为手动换档式放大器，其增益不能随信号的强弱自动跟踪变化，只能手动改变固定增益。在对瞬时变化的有效波信号放大时，会出现放大倍数过高或过低。假如增益过高，则放大后的有效波被削顶，会使有效波畸变；而增益过低，会使放大后弱的有效波漏转换。如果采用能自动跟踪有效波信号强弱变化的三位四进制增益码浮点放大器作为地震仪的主放大器，就可利用专门电路给每一个大小不等的信号选择一个适当增益阶码（2^{2n}），使放大后的信号尾数电压值在A/D转换器满标至1/8满标之间，使大小信号均得到最佳放大。放大后的信号至少应占A/D转换器前四位中的一位，这样可提高地震观测分辨率。由于三位四进制增益码和14位转换尾数的动态范围均可达到84 dB，所以可获得的理论记录范围为168 dB。除此之外，瞬时浮点放大器的增益变化速度要极快（10μs—23ms内可变化84dB），这样既可对每一个信号的瞬时

值能进行精确放大，又可使按顺序进来的信号彼此之间互不影响。这样，不仅使某些弱信号不漏记，还可使某些强信号不削顶。这样才能保持原信号的频谱，真实记录地震有效信号，达到高精度的目的。

根据浮点数字计算机数字计算原理，浮点放大器的输入和输出量之间的变换关系可用下式表示

$$V_0(t_i)=2^{2n}V_1(t_i)$$

或

$$V_1(t_i)=2^{-2n}V_0(t_i)$$

其中增益阶码 $n=1,2,\cdots\cdots7$，$V_1(t_i)$、$V_0(t_i)$ 为主放大器在 t_i 时刻的信号瞬时输入和输出值。$V_1(t_i)$信号的尾数可用A/D转换器数字尾数d表示，增益阶码n可对幅度大小不同的信号浮动改变，故而称该类放大器为浮点放大器。由于放大器增益总是大于或等于1，所以 n 总是正值。如果以p代替$2n$增益阶码，则这种方式可用下式表示

$$N=2^p\cdot d$$

其中N为放大信号的数字量，p为放大信号的增益阶码，d为放大信号经A/D转换后的尾数值。地震仪主放大器的输出信号采用该种表达形式，有利于地震仪数字自动化和计算机化的实现。

由此看来，高性能的浮点放大器和模数转换器是实现高分辨地震勘探的保证。浮点放大器和模数转换器的设计技术指标是根据地震信号特征及地震勘探分辨率的要求来确定的。两个部件之间的工作程序与要实现的技术指标有互相依存关系。因此，在设计浮点放大器和模数转换器时往往要统一考虑二者。

下面对浮点放大器和模数转换器的设计技术要求及关键电路计算方法作简单介绍，供从事该项工作的技术人员参考。

1.浮点放大器设计中的几个技术问题

瞬时增益控制的浮点放大器是一个精确的电子系统。实践证明，设计适用于地震勘探要求的浮点放大器时，必须充分考虑下面几个技术问题。

a. 摆率

摆率就是子样的幅值随时间变化的变化率，可用 $\Delta=\frac{dV}{dt}$ 表示。因为地震信号子样的瞬时值在增益判定后仍在变化，甚至可能使某些放大信号的输出电压大于A/D转换器满标值的89%，或小于满标值的 18%，致使浮点放大器的放大精度及 A/D 转换器的转换精度下降。因此，在设计浮点放大器时，必须充分考虑地震信号子样电压变化的特点。

如果浮点放大器配置的A/D转换器满标峰值电压为8.192V。若使增益台阶为4:1的理想浮点放大器的输出电平保持在 A/D 转换器满标值的 25%至 100%之间，则浮点放大器在进行增益调整时，摆过零点的响应特征如图2—29所示。

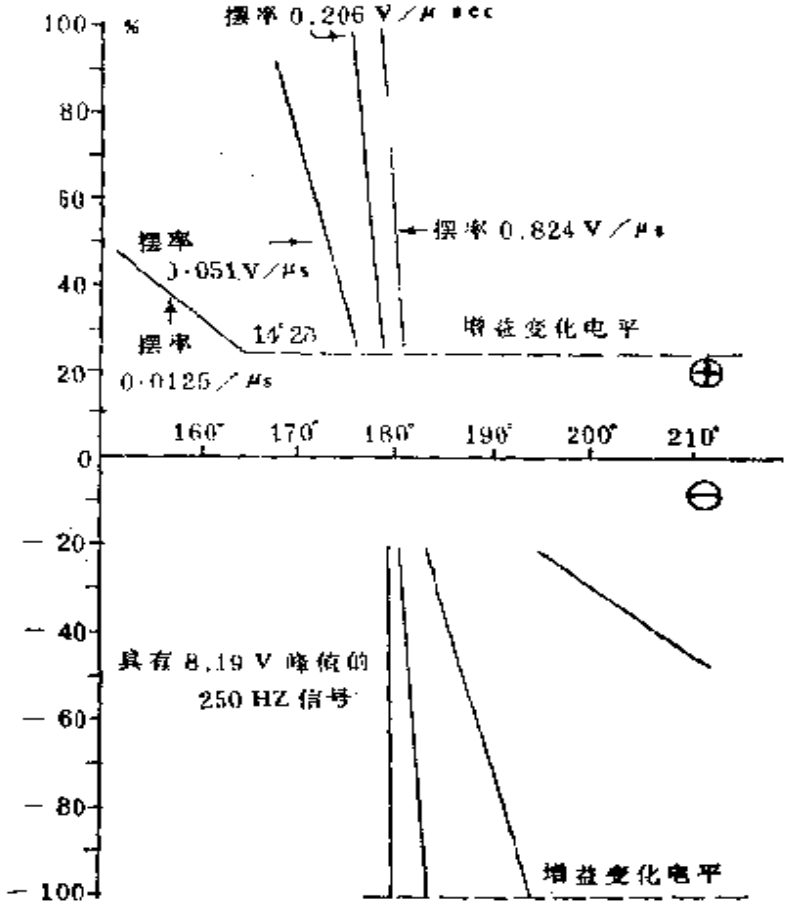


图 2—29 理想浮点放大器过零点的响应特性

该图表示250Hz正弦波信号通过零点区域的响应情况。当子

样电压快速摆向零点时，必须经过25%满标电平。当摆率为0.012V/μs时，理想浮点放大器就要增加一个增益台阶，使信号电平和摆率都增加四倍。不言而喻，信号电平将达到100%，其摆率将达到0.05V/μs。如果该信号幅度下降到25%满标电平值，而摆率增加到0.051V/μs时，浮点放大器再增加一个台阶，信号电平摆率又增加四倍。如此继续下去使浮点放大器的增益台阶增加到最大值，则最大摆率为210.8V/μs。然后，使该信号摆过零点进入负值区。在负满标时，增益台阶减小一个，使信号电平和摆率减小四倍。此过程一直进行到使浮点放大器的增益减小到最小值为止（信号电平达到25%满标值）。图中的增益电平就是A/D转换器完成采样时所对应的增益。信号通过零点时的最大摆率为210.8V/μs，处于满标值25%的条件下的增益电平所对应的摆率如表2—5所示。

表 2—5

增益gain	摆率slewrate (V/μs)
000	0.0125
001	0.051
010	0.206
011	0.824
100	3.29
101	13.2
110	52.7
111	210.8

高增益并不意味着就是高摆率，浮点放大器的输出摆率等于输入信号摆率乘以增益。例如，若对正峰值500μV的250Hz正弦信号进行最大增益放大时，它的输出摆率可与进行最小增益放大峰值为8.192V的输出摆率相同。在表中列出的最大摆率已超过210V/μs，但实际上实现如此高的摆率放大装置是不客观的。因此，要采取以下两种技术措施，解决由于信号摆率过大而产生的技术问题。其一是在放大器前面设置采样——保持电路，将瞬时

变化较大的地震信号转化为较恒定的信号，使浮点放大器输入端有一个稳定的输入电平，从而减少设计和研制浮点放大器调整增益的技术难度。其二，在浮点放大器中设置可以检测信号电平和摆率的预测放大器，利用检测出的信号电平和摆率来控制浮点放大器增益的变化。采用该方法可以使浮点放大器避免出现过载和摆率过高的现象。这样的做法不但可以减少设计和研制放大器的技术难度，而且也可以使浮点放大器的精度稳定。当地震数据采集系统采用1ms采样间隔时，对于250Hz信号的每一个周期可采四个样，只有每个周期的16%周期内的幅值才低于满标值的25%，故而仅有一个子样偶然落入该范围内，使之出现一个增益电平。仅在一个周期的0.019%的范围内，子样幅度才需要高增益电平。由此看来，出现高增益调节的几率很少。同时，实际地震勘探信号幅度常为几毫伏，其频率也小于250Hz。因此，在浮点放大器前设置采样保持电路和在浮点放大器中设置预测放大器是解决由于信号摆率过高而造成技术问题的一种较好的方案。

b．带宽

在许多数据道同时工作的情况下，浮点放大器必须分时工作，因此浮点放大器应有较高的工作速度，其工作频率也必须很宽。

在A/D转换器采样之后，多路转换开关将下一道转接到放大器输入端，并开始调节该道的增益。同时还要启动A/D转换器对模拟信号进行数字转换。对于具有N道的装置来讲，浮点放大器和A/D转换器要重复进行$N+1$次处理。由此看来，浮点放大器不仅要求有较高的处理速度，而且还应具有很宽的工作频带。根据现实技术条件和对地震信号处理技术的要求，通常处理一个字的时间至少应为30μs，而使浮点放大器稳定和A/D转换器对信号采样的时间至少应为10μs。那么，增益调定时间仅有20μs可以利用。如果预测放大器一次增益调定需要进行八次增益判定，那么每次判定时间应为2.5μs左右。如果转换成浮点放大器的频带宽度约为3MHz左右，当增益调定后，浮点放大器应有6.5μs的

稳定时间。那么稳定电路的频带宽度至少应为 100 kHz。为达到此目的，在放大器和A/D转换器之间应该设置有限制的滤波器，以保证100kHz带宽的实现。

如果在浮点放大器中利用采样保持技术，可以增加增益判定和放大器的稳定时间，从而也可以减少带宽，但是要使浮点放大器满足地震信号数据采集技术要求，必须在浮点放大器中增设附加电路，以便获得较高的处理速度和一定的带宽。

c。噪音

放大系统产生的噪音与带宽平方成正比。因此，宽带放大器产生的噪音比窄带放大器产生的噪音大。同时，放大器的频带越宽，引入高频噪音的几率也越大。虽然在采样过程中，由于假频作用可以使高于 1/2 采样频率的折叠频率变低，并使宽频带的噪音折叠成窄频带的噪音，而噪音电压rms值并不变。

噪音均方根值 rms 等于整个采样间隔内所有子样平方值之和除以子样总数所得商值的方根，而rms噪音电平是由许多已知噪音源组成。假如某一噪音源大于其它噪音源时，该噪音源将起支配作用。如果对所有噪音源的 rms 值进行平方，然后再相加计算平方和，再对该平方和取开方，求出其根。从求出的结果不难看出，大噪音源rms值将起主要作用。设三个噪音源的rms值分别为$A=8$，$B=2$，$C=1$。三个rms值的平方分别为$A^2=64$，$B^2=4$，$C^2=1$。则A、B、C的平方和为 $W=A^2+B^2+C^2=69$，其平方根值为$\sqrt{69}=8.307(\mu V)$。由此可知，A、B、C 的平方和的平方根值仅比最大噪音源 $A=8$ 大 $0.307\mu V$ (3.8%)。如果前置放大器采用高增益放大器，则前置放大器等效噪音就是主要的噪音。因此，为了使浮点放大器输入端有较高的信噪比，前置放大器的增益应该高。同时为了降低浮点放大器的噪音，在研制浮点放大器时应尽量选用阻抗源和低噪音的器件。一个典型地震勘探仪器系统模拟部件应包括：前置放大器、滤波器、多路转换开关、浮点放大器和A/D转换器等。这些部件均为噪音源。如欲使整个系统的噪音降低，可采用以下措施。

可根据已知信号源的阻抗来设计前置放大器的各项参数，使之获得最佳噪音值。比如，当信号源阻抗为2kΩ，频带为8—128Hz时，前置放大器的等效输入噪音低于0.085μV，但是，如果采用高增益的前置放大器，又可使前置放大器输出噪音远远大于其它电路的噪音。

滤波器通常是由可以自由选择参数的体积小，畸变小的高切（低通），低切（高通）和带阻的有源滤波器组成。虽然低阻抗的滤波器噪音低，但需要较大的驱动功率，而且往往需选用大电容值的电容器。这样会使滤波器体积大，造价高。高阻抗的滤波器虽然可采用体积较小电容值低的电容，但是要选用高阻值的电阻器，致使滤波器的噪音加大。更复杂的技术问题是，由于地震有效信号的频率变化，使高、低切滤波器的截止频率也要经常变换而引起噪音变化。对于8—128 Hz的频带来讲，rms值可低于9μV。因此，在设计滤波器时必须对噪音、功耗、体积、造价作综合考虑。

多路转换开关也是该系统的一个噪音源。如果在研制时选用优质低噪音的器件，可使多路转换开关产生的噪音很小，因此可以不予考虑。

对于90dB的A/D转换器来讲，其噪音rms值应低于满标值的90dB，约等于177μV。当浮点放大器的增益最小时，A/D转换器的噪音比其它噪音源大数倍，当浮点放大器的增益为最大时，浮点放大器的噪音比A/D转换器的噪音要大许多倍。因此，讨论和分析处于高增益状态下的浮点放大器噪音对于设计浮点放大器参数是很重要的。若增益是320倍的前置放大器输入噪音是0.085μV，则前置放大器的输出噪音等于27.2μV。当滤波器噪音为9μV，浮点放大器的噪音为7μV时，该系统的总有效噪音$V_{总}$应等于

$$V_{总}=\sqrt{27.2^2+9^2+7^2}=29.5\mu V$$

该系统的总噪音除以前置放大器增益，我们可计算出等效噪音的$V_{等}$值

$$V_{等}=\frac{29.5}{320}=0.092\mu V$$

由于滤波器和浮点放大器噪音的存在，使该系统的有效噪音电平由 0.085 μV增加到0.092 μV，即增加 0.007 μV，相当增加0.69dB。由此可见，高增益的前置放大器可以使浮点放大器和滤波器的噪音对该系统总有效噪音的影响因素减小。由于半导体器件的电源一般不超过 ±15V，因此高增益前置放大器的输入和输出信号幅值比例不会太大。尤其是在输入信号很强时，前置放大器增益不可能很大，有时甚至很低。因此，讨论小增益前置放大器噪音具有实际意义。若20倍增益的前置放大器的输入噪音为0.085μV，则其输出噪音为

$$V_{出}=0.085\times 20=1.7\mu V$$

则系统的总等效噪音为

$$V_{总}=\frac{\sqrt{1.7^2+9^2+7^2}}{20}=0.58\mu V$$

不难看出，滤波器和浮点放大器的噪音对整个系统的噪音影响达到不可忽略的程度。如果在浮点放大器中，采用具有跟踪和保持功能的预测放大器，则可使频带二分之一处的噪音减小 3dB，使 7 μV的噪音减小到 4.95 μV。如果选用增益为 320 倍的前置放大器，则该系统的总等效噪音等于

$$V_{总}=\frac{\sqrt{27.2^2+9^2+4.95^2}}{320}=0.091\mu V$$

将该运算结果与0.092μV比较可以得出，如果在采用高增益前置放大器的浮点放大器中，增设预测放大器，其总等效噪音仅减小 0.001 μV。因此增设预测放大器对减小该系统总等效噪音影响不大。但是，如果在增益为20倍的前置放大器的浮点放大器中增设预测放大器，可使该系统的总等效噪音等于

$$V_{总}=\frac{\sqrt{1.7^2+9^2+4.95^2}}{20}=0.52\mu V$$

该运算结果与0.58μV比较可知，在浮点放大器中增设预测电路，

可使具有低增益前置放大器系统的总等效噪音减少 0.06 μV，相当于 0.85dB。由此可见，在具有低增益前置放大器 的浮点放大器中采用预测放大器，对于减少系统总等效噪音是一种有效技术措施。

d. 动态范围

目前在多数地震仪系统中常采用15位的A/D转换器，用它来实现地震数据的数字化。由于地震信号的振幅值具有一定的变化范围，因此A/D转换器的动态范围是否能满足地震信号变化的要求是设计地震仪时要考虑的技术问题。通常A/D转换器的动态范围被定义为满标峰值与数据占有最小位数之比。目前广泛应用的15位A/D转换器的动态范围约等于 32768:1，即90.3dB，这样的动态范围远满足不了地震信号振幅动态变化要求。故而，采用能使增益跟踪地震信号强弱变化的浮点放大器是最适宜的一种理想放大器。通常的做法是设计一种能跟踪地震信号振幅变化的电路，以保证瞬时地自动改变浮点放大器的增益，从而使放大后的地震信号尾数电平能落在A/D转换器满标值的 25%—100% 范围内。这样，可使具有一定动态范围的地震信号均能被真实地记录下来，从而可以提高地震勘探的分辨率。

由于有效地震信号的大小与噪音大小的比例关系会直接影响对地震信号的观测，因此，实际确定动态范围的办法是由输入信号与等效输入噪音之比来确定。该比值就是地震勘探仪器对系统的动态范围的最低要求。

实践证明，地震仪的最大输入信号与等效输入噪音之比约为 526000:1，即 115dB，为了能够不失真地记录地震有效信号，地震仪的动态范围必须大于115dB。

2.浮点放大器关键电路设计

根据地震有效信号的特点及地震勘探对记录有效波的技术要求，浮点放大器随输入信号的振幅（E）和摆率（Δ）值的变化而改变增益阶码，使放大后的信号尾数电平在A/D转换器的转换电平范围内。该种放大方式是通过瞬时多次调节增益阶码来实现对

信号的最佳放大。为了使放大器不过载，放大器的起始增益应从最小开始，每次仅能调节一个增益的阶码。增益调整可以增加也可以减小，直至使输入信号尾数电平达到A/D转换器所要求的电平范围内为止。

如果被设计的浮点放大器可进行八次增益调节。在第八次增益判定及有过大的噪音脉冲干扰时，均会产生增益增加，使A/D转换器转换电平超标而破坏了正常的数据。反之，过低的增益调整也会产生非标准化的数据。因此在增益最小位置时不能再减小，在增益最大位置时亦不能再增加，并在放大器中增设滤波和消除漂移电路，用来消除外界的干扰信号，以保证放大器具有高的放大精度。浮点放大器必须具有以下技术功能。

①对每个瞬时变化地震子样都能自动选择一个适当的增益码（2^{2n}），使每个子样得到不失真的最佳放大。

②能够快速跟踪输入子样幅度变化，计算出输入信号幅度（E）和摆率（Δ），为增益逻辑控制器提供增益调节信息。

由上述分析可见，利用常规的模拟放大器与数字程序控制相结合的设计方案可以设计出高精度、高速度、高线性、高稳定度及大动态范围的浮点放大器。这种放大器完全可以满足地震勘探对有效波放大的技术要求。该浮点放大器的技术关键是如何随地震有效波信号的振幅变化特点而快速变化增益。因此，该种电路设计的重点是如何从瞬时变化的输入信号中获得高精度的增益调整控制信息。下面将对该技术问题进行讨论。

对顺序输入子样信号进行放大时，为避免出现串音、延时和畸变，模拟放大器应采用直藕放大器。为了消除直藕放大器的漂移影响，应在每级放大器中增设漂移采样和保持电路。该电路在输入信号放大时间内，取用一定的时间间隔进行漂移采样和保持，并将获得的漂移值反馈到放大器的反向输入端与输入信号进行相减运算，称为调零。然后再对输入信号减去漂移的差值进行放大。其原理框图如图2—30所示。

采样放大器利用每次扫描给定的时间间隔对直藕放大器进行

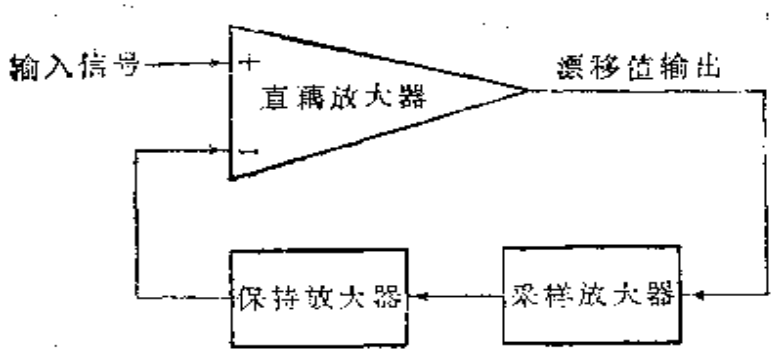


图 2—30　直藕放大器去零漂移原理框图

调零。在第一次扫描开始的时候，直藕放大器的输入端接地使输入信号为零，放大器在这段极短时间（1/μs）内的输出值即为漂移值。该漂移值经采样、保持、放大后，再送入该级放大器的反相输入端与输入信号进行相减，上述过程重复几次，可将漂移电压降到10/μV以下或等于零。

浮点放大器的每级直藕放大器都配置一个由输入信号大小来改变衰减系数的衰减器，从而使浮点放大器输出由增益码（由衰减系数定）和尾数两个量来确定。通过改变衰减器衰减系数，可使大小不一的输入信号得到最佳的放大；而且也容易使放大后的尾数电平满足A/D转换器对转换电平范围的要求。该衰减器是由场效应管组成的开关电路和由精密电阻组成的衰减网络构成。当输入信号的幅度变化时，由增益逻辑电路产生的控制指令改变衰减器的衰减系数，从而也就改变了放大器的增益。

增益比较器是为增益逻辑控制电路提供瞬时控制信息的核心部件。

增益比较器的采样保持电路不但要对放大器输出信号进行采样，而且要从中计算出输出信号的摆率Δ 值。为了使计算出的瞬时Δ 值准确可靠，该采样电路要比A/D转换器采样电路的采样速度快，采样精度高，因此经常采用如图2—31所示的电路。

在采样开关（s_2）接通后的1.29/μs时间内，增益比较器的输入信号（E）经增益为 0.5 的采样放大器 A_1放大后，对保持采样

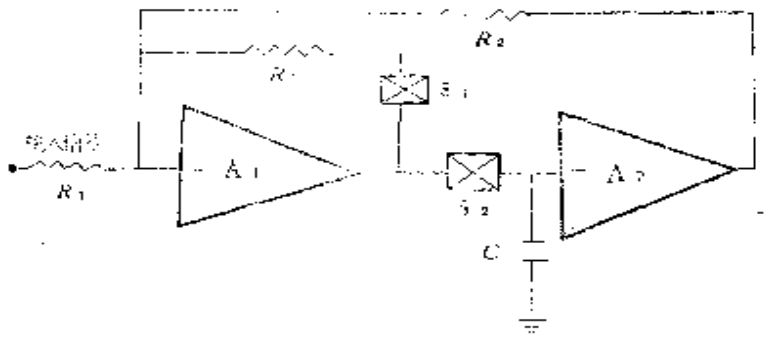


图 2—31　E和$E+\Delta T$计算电路

电容C充电。保持电容C贮存的样品$\frac{1}{2}E$称为现时子样。然后将采样开关（s_2）断开，而摆率开关（s_1）接通 1.29/μs，并使采样放大器增益变为$\frac{R_3}{R_1}=5$。经保持放大器 A_2（$K=1$）放大后的现时子样$\frac{1}{2}E$在叠加点A与输入信号叠加，其差值即为1.29/μs时间内的输入信号的变化量。该变化量除以 1.29/μs 便可得每微秒的变化率 Δ，该Δ值即称为输入信号的摆率。从摆率开关 s_1 断开和采样开关 s_2 接通开始，到A/D转换器完成采样止所占用的时间称为预测时间，以T来表示。将 $\Delta\cdot T$ 称为输入信号的变化值，而$\frac{1}{2}E+\Delta T$ 则称为预测值。增益比较器利用 $\frac{1}{2}E+\Delta\cdot T$的电压值与标准电压比较的结果进行增益判定。

下面以A_3、A_4预测值比较器和 A_5、A_6 现时值比较器组成的增益减小比较器为例，对如何来实现增益减小判定的技术数据作如下计算。

由E和 $E+\Delta\cdot T$电路计算出的 $\Delta\cdot T$、$\frac{1}{2}E$和±15V 标准电压分别通过一定阻值的 电阻 $R_1=4.99\ \text{k}\Omega$，$R_2=9.09\ \text{k}\Omega$ 和 $R_3=40.2\text{k}\Omega$，在过零比较器B和C点叠加，其叠加结果V_B和V_C分别送入运算放大器A_3和A_4的反相输入端（A_3和A_4的同相端接地）。如

图2—32所示。

当$V_B \geqslant 0$时，A_3翻转，A_3输出为高电平。因为流入B点和流出B点的电流总和应为零，则可以列出以下算式：

$$\frac{V_B + 6.4\Delta}{4.99} + \frac{V_B + \frac{1}{2}E}{9.09} + \frac{V_B + 15}{40.2} = 0$$

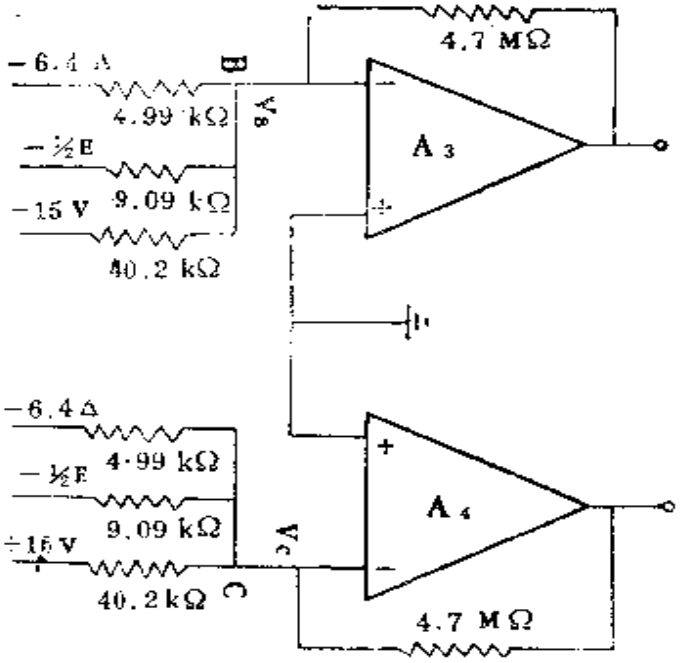


图 2—32　增益减小预测值比较器

则

$$V_B\left(\frac{1}{4.99} + \frac{1}{9.09} + \frac{1}{40.2}\right) = \frac{-6.4\Delta}{4.99} + \frac{-\frac{1}{2}E}{9.09} + \frac{-15}{40.2}$$

当$V_B \geqslant 0$时A_3翻转则

$$\frac{-6.4}{4.99} - \frac{\frac{1}{2}E}{9.09} - \frac{15}{40.2} \geqslant 0$$

经计算得出A_3比较器（标准电压为－15V）的预测值

$$E + 23.32\Delta \leqslant -6.78\text{V}$$

若$T = 23.32\mu\text{s}$，则

$$E + \Delta \cdot T \leqslant -6.78\text{V}$$

这时 A_3 输出高电平，由该高电平控制的逻辑组合电路使增益减小一个台阶。

利用同样的方法可以计算出图2—33中的 A_4 比较器（标准电

压为＋15V）的预测值

$$E+23.32\cdot\Delta\geqslant 6.78V$$

由上述计算可知，当预测值的绝对值大于或等于6.78V时，A_5和A_4比较器总会有一个产生翻转输出的增益控制信号，使放大器的增益减小一个台阶。用同样的计算方法，可计算出由A_5、A_6组成的现时值比较器（如图2—33所示），以满足增益减小所需的技术参数。

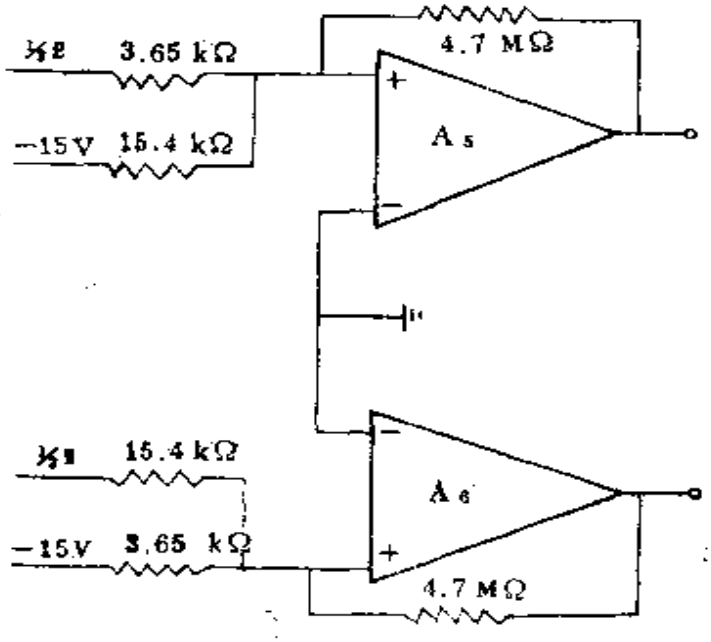


图 2—33　增益减小现时值比较器

当$E\geqslant 7.11V$时，A_5比较器输出一个信号，使增益减小一个台阶。$E\leqslant -7.11V$时，A_6比较器输出一个信号使增益减小一个台阶。综上分析，产生增益减小的条件可用下式表示：

$$G\downarrow=[|E+\Delta\cdot T|\geqslant 6.78]+[|E|\geqslant 7.11]$$

当预测值或现时值中的任何一个满足上述条件时，均可使增益减小比较器输出一个控制逻辑信号，从而使主放大器增益减小。由上述讨论可知，预测比较器和现时值比较器输出信号之间的关系为“或”关系，可用下图2—34中的阴影部分表示。

通过上述讨论可知，利用具有＋15V标准电压和－15V标准电

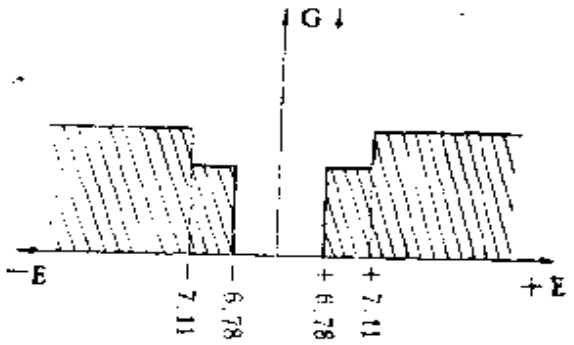


图 2—34　增益减小逻辑关系图

压的A_3和A_4、A_5和A_6比较器，可以计算出输入信号的正负预测值和现时值。由于该增益减小比较器的逻辑电路采用了正或逻辑电路，因此只能对正信号进行逻辑运算。对 −15 V 标准电压的A_3、A_4比较器来讲，由于输出的逻辑控制信号为负值，因此在逻辑电路前要加一个反相电路，使正或逻辑电路的输入信号变为正信号，以保证正负预测值和现时值均能满足逻辑电路输出一个增益减小控制信号。增益减小比较器原理框图如图2—35所示。

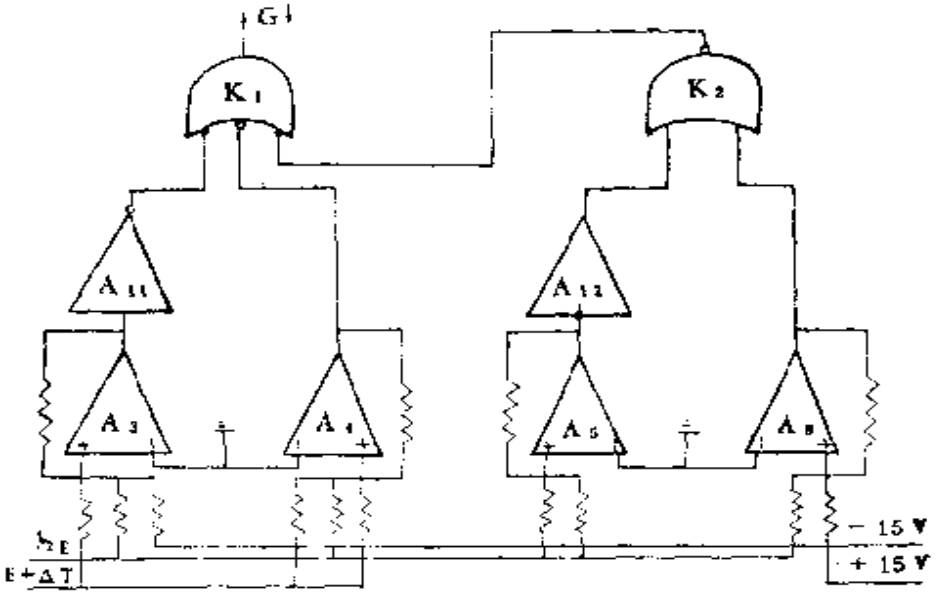


图 2—35　增益减小比较器原理框图

利用控制增益减小的原理，也可以推导出由输入信号预测值和现时值控制增益增加的数学关系式：

$$G\uparrow=[|E+\Delta T|<1.33]\cdot[|E|<1.46]$$

由增益增加数学关系式可以看出，预测值和现时值产生增益增加的逻辑关系是“与”逻辑关系。如图 2 —36所示。

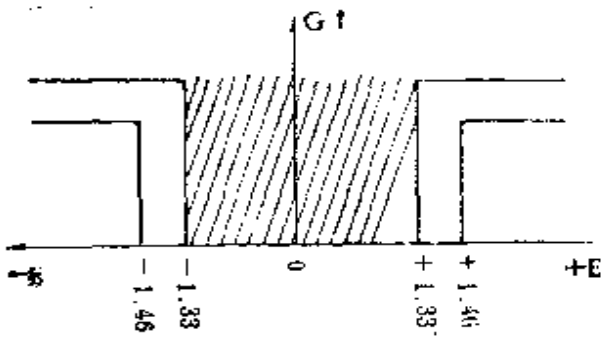


图 2—36　增益增加逻辑关系图

增益增加电路与增益减小电路的结构形式非常一致，只是所用器件参数不同而已。由于增益增加逻辑关系为“与”关系，因此在逻辑电路中应用的器件是“与”门电路，如图 2 —37所示。

根据上述讨论和分析可知，主放大器增益值的大小由预测值和现时值的绝对值大小来确定，实际应用电路将按照下列数学关系式来控制浮点放大器的增益增加或减小。

①增益减小条件

$$|E+\Delta\cdot T|>6.78 \qquad |E|>7.11$$

②增益不变条件

$$1.33<|E+\Delta\cdot T|<6.78 \qquad 1.46<|E|<7.11$$

③增益增加条件

$$|E+\Delta\cdot T|<1.33 \qquad |E|<1.46$$

能够实现上面三项技术要求的即时值与现时值的增益增加和减小的控制器实用电路如图 2 —37所示。

3.模数转换器关键电路设计

多数高精度的A/D转换器为逐次逼近式，这些A/D转换器的核心部件是由精密电阻构成的梯型衰减器。衰减器的各级输出分别为满标值的$\frac{1}{2}$、$\frac{1}{4}$、$\frac{1}{8}$等等。通过选择衰减器的衰减值，使梯型衰减器输出的标准电压值等于输入的待转换电压值。因此，衰减器各级所代表的数字量总和，即为输入模拟量的数字表示量。

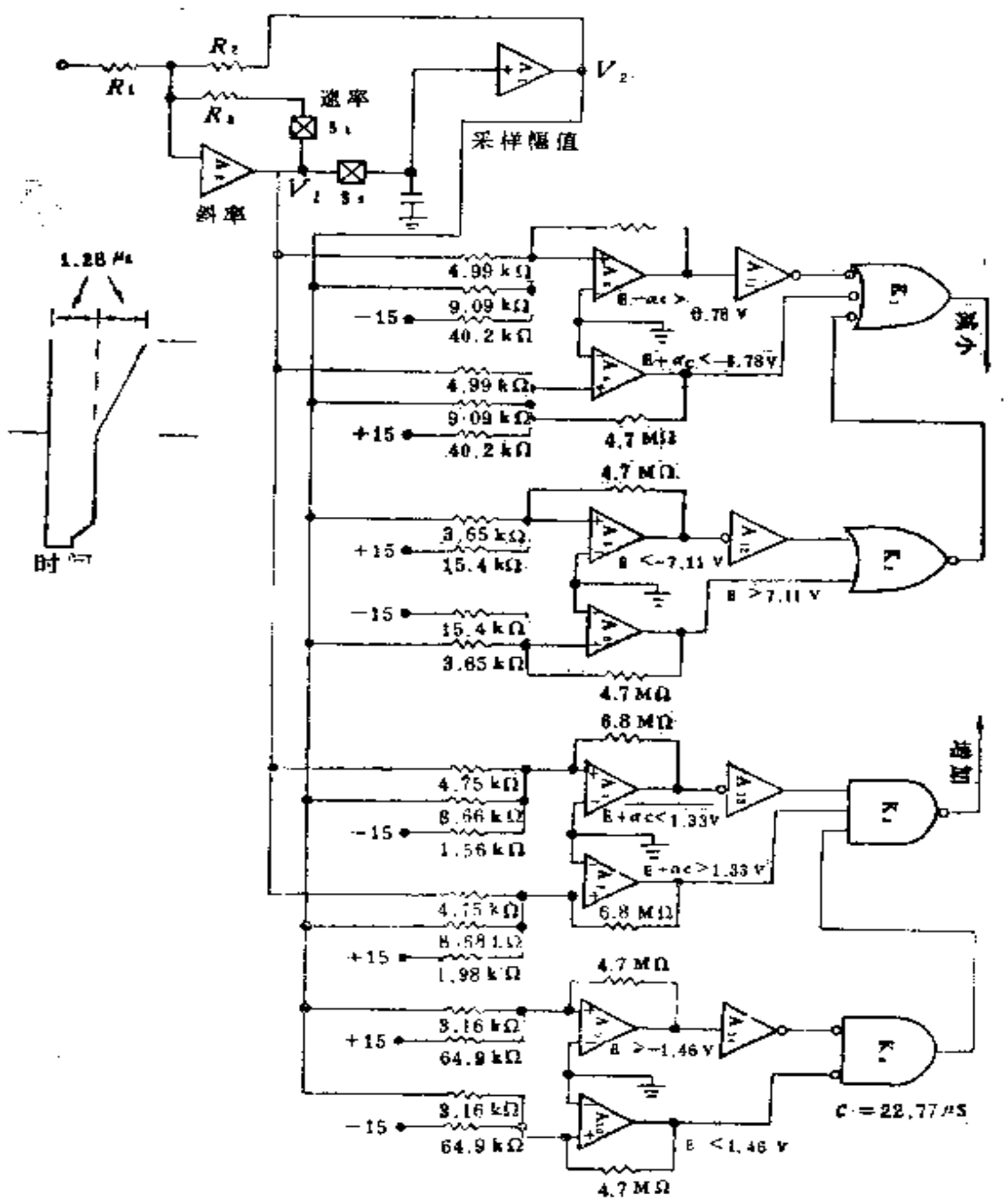


图 2—37　增益控制器实用电路

A/D转换器电路的简化框图如图 2 —38所示。

不同衰减系数衰减级的选通由电子开关控制，而电子开关又

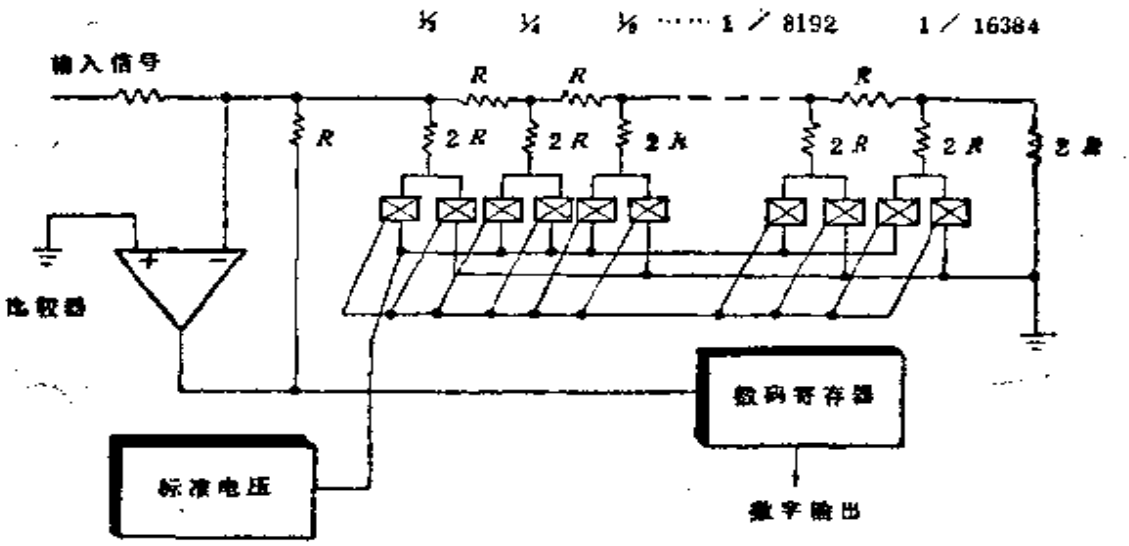


图 2—38 A/D转换器原理框图

由数字寄存器的触发器控制，因此，衰减器输出的标准总电压可用数字寄存器的数字量表示。这就是该类型A/D转换器实现模数转换的基本原理。工作开始时，触发器应处于使梯形网络输出的总电压等于二分之一标准电压的最有效位置。梯型网络输出的电压与输入的待转换电压在比较器中进行比较。若梯形网络衰减器输出电压大于输入电压时，则触发器复位（反之触发器不复位），然后让另一个触发器导通，使衰减器梯型网络总输出为1/4标准电压，并使其与输入的待转换电压比较，当衰减器的输出大于输入电压时，触发器又复位（反之则不复位）。如此重复进行下去，一直进行到使衰减器的输出等于或接近输入待转换电压为止。此刻，衰减器输出电压就等于输入待转换电压加上或者减去1/2最低有效位。那么，数字寄存器的有效触发器位置的数字和即为该输入待转换电压的总数字量。

在衰减器输出电压与输入电压进行比较的瞬间，由于输入电压的变化（摆动）会导致触发器错误复位，从而降低模数转换器的转换精度。虽然在进行比较前采用1—2μs的稳定措施，但是仍不能满足要求，因此必须在A/D转换进行前，设法使输入电压保持恒定不变。通常的做法是在A/D转换器前设置采样-保持电路。

如图 2 —39所示，待转换电压值恒定不变。

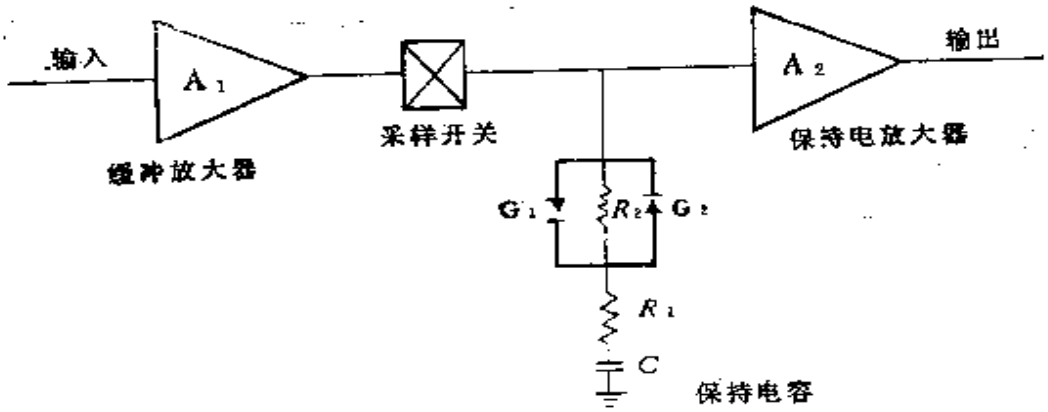


图 2—39 采样-保持电路

由上图可知，采样-保持电路是由低输出阻抗的缓冲放大器（A_1）、采样开关(s)、保持电容(C)、二极管（G_1 G_2)、电阻（R_1 R_2）、保持放大器(A_2)等组成。对该电路进行设计时，应保证在开关接通后的5—10μs内使电容器C充电到信号电平。在采样开关断开的20—25μs内，电容器C上的电平应维持不变。只有这样才能保证转换精度在±0.003%内，从而达到90dB动态范围的要求。最不利的情况是，在采样开关断开的20—25μs内，如果保持电容器 C 上存有负满标电压，而A_1级放大器的输出又为正满标电压时，由于断点之间电位差大会导致断点之间的绝缘度降低。但是，若使保持电容器C的电压不波动，则应使断点之间的断开电阻值很大。当采样开关（s）转为接通状态时，为使A_1放大器工作正常，保持电容器C的起始充电电流不大于A_1放大器可能提供的最大电流。为此，与保持电容器C串联的电阻(R)的阻值要足够大。另一方面，为让保持电容器C上的电平在进行A/D转换时稳定，应使保持电容的恢复时间小于采样开关(s)接通时间的1/10。为达到此目的，不但要求A_1放大器稳定，而且也应使采样开关的闭合电阻与保持电容C的串联电阻R足够小。对采样开关（s）的开路和闭路电阻值的要求，可以通过选用采样开关来实现。若要使保持电路的时间常数满足各种状态的不同要

求，应将保持电容C的串联电阻R分为两个具有不同阻值的电阻R_1和R_2，然后再在R_2电阻上并联两个反向二极管G_1和G_2。当有强信号（正或负）作用于G_1和G_2的两端时，必有一个二极管导通，将电阻R_2旁路，从而使保持电路的串联电阻减小。由于该保持电路时间常数的减小，加速了强信号对保持电容C的充电速度。为了减小并联二极管G_1和G_2伏安特性曲线的非线性区的影响，所并联二极管两端的维持电压应大于0.3V。因此，电容器上的电压摆率不能超过0.17V/μs。这样，也就限制了浮点放大器的最大信号摆率不超过0.17V/μs。

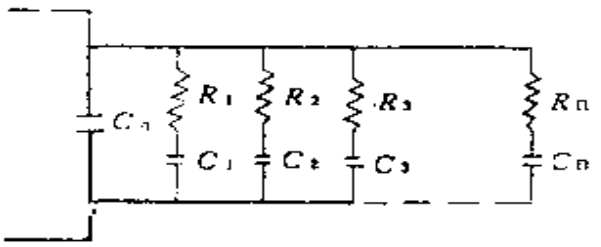


图 2—40　充电-保持电容器模型

在设计中，除考虑上述技术问题外，还应考虑保持电容的影响。根据DOW电容器模型，将充电保持电容器C分解为图2—40所示的形式。

其中，C_0为理想电容器，它与几个电阻和电容串联的回路（R_1C_1，R_2C_2……R_nC_n）并联，n越大，则模型精度越高。由于R_nC_n时间常数的影响，当采样开关闭合时，电容C_1，C_2……C_n不能充电到饱和状态。当采样开关断开时，由于电荷重新分配，则由于C_0上电压的微弱变化而影响动态范围。目前生产的电子器件能达到动态范围的最高水平为90dB。

采样保持电容也可以设在浮点放大器的前面，从而使信号保持常量，而不需要预测放大器。由于漏电和电荷重新分配的影响，会导致保持电容上的电压发生变化。在放大器进行增益调整时，这些变化可能导致误判定（尤其是在高增益时），从而使保持电路的输出值对浮点放大器的放大精度产生干扰。如前所述，从理论上来讲，地震仪的动态范围应大于115dB。这样才能使某些有用弱输入信号满标，即为562000:1。该比值为A/D转换器动态范围32768:1的17.1倍，即24.6dB以上。如果在浮点放大器中

仅采用一个跟踪采样保持电路，很难实现动态范围的要求，若在每道都采用一个跟踪采样保持电路，则可使地震仪的动态范围增加，如图 2 —41所示。

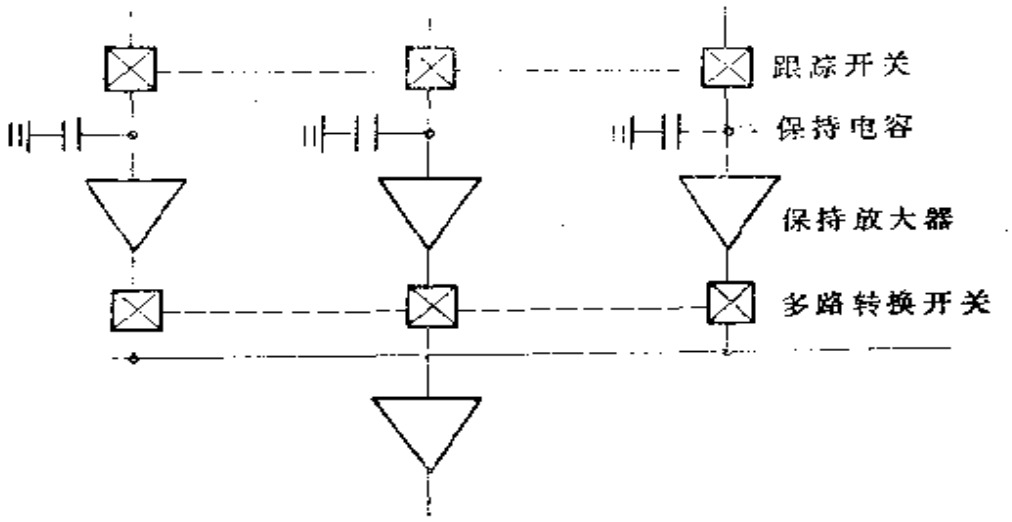


图 2—41　每道跟踪保持电路简化图

每道跟踪采样保持电路的跟踪开关，在逻辑电路控制下，能在大部分时间处于接通状态。当多路转换开关接通时，则跟踪开关断开，这样可以使保持电容C有较长的充电时间，保证电容C的电压在526000：1 范围内变化，保持电容器C在最大电压(8.19V)到最小电压（14.6μV）之间都可得到满意的响应。

4.浮点放大器典型线路简介

目前，地震仪中常用的浮点放大器分为三种。七阶预测浮点放大器，三次比较式瞬时浮点放大器和游标型瞬时浮点放大器。

a。七阶预测瞬时浮点放大器

七阶预测瞬时浮点放大器是由缓冲放大器、三个24dB衰减增益放大器、增益比较器、增益逻辑控制器、计时器等功能部件组成，其工作原理框图如图 2 —42所示。

增益控制利用比较器的预置参考电平（A/D转换器的满标电压）与浮点放大器放大后的输出电平进行比较，根据比较结果来控制各级放大部件的衰减器通断，从而可以使浮点放大器按照输入

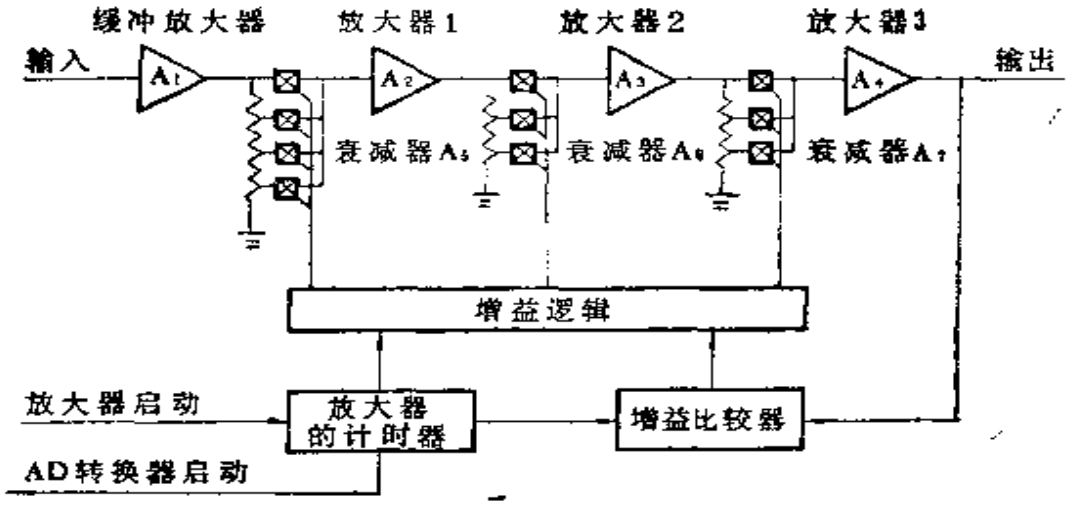


图 2—42　七阶预测型瞬时浮点放大器原理框图

信号的强弱来改变放大器的增益。通过该过程的不断调整，使被放大的信号增益达到最佳值（处理时间为23.17μs）。当衰减器A_5，A_6，A_7在2^0档时，该放大器的最大增益为

$$G_{max}=12617\times 2^0\times 2^0\times 2^0=12617$$

当衰减器A_5在2^{-6}位置，A_6在2^{-4}位置，A_7在2^{-4}位置时，该放大器的最小增益为

$$G_{min}=12617\times 2^{-6}\times 2^{-4}\times 2^{-4}=0.77007$$

由此可见，该放大器最大增益可达84dB，若每档变化12dB，则可分成七档。衰减器的档位就是增益码，该码用二进制表示。这样，由一系列增益码和A/D转换后的尾数组成的地震数据就被记录下来，该记录将为地震资料处理提供可靠的数据。

b，三次比较瞬时浮点极大器

该浮点放大器是由七个增益部件、比较器和逻辑控制器组成，如图2—43所示。

该放大器的七个12dB增益放大部件通过开关接入总线。当某些开关接通时，被接通的若干放大部件增益的乘积就是该浮点放大器的总增益（84dB）。

通过比较器的比较结果，再由逻辑控制电路来确定接入的串

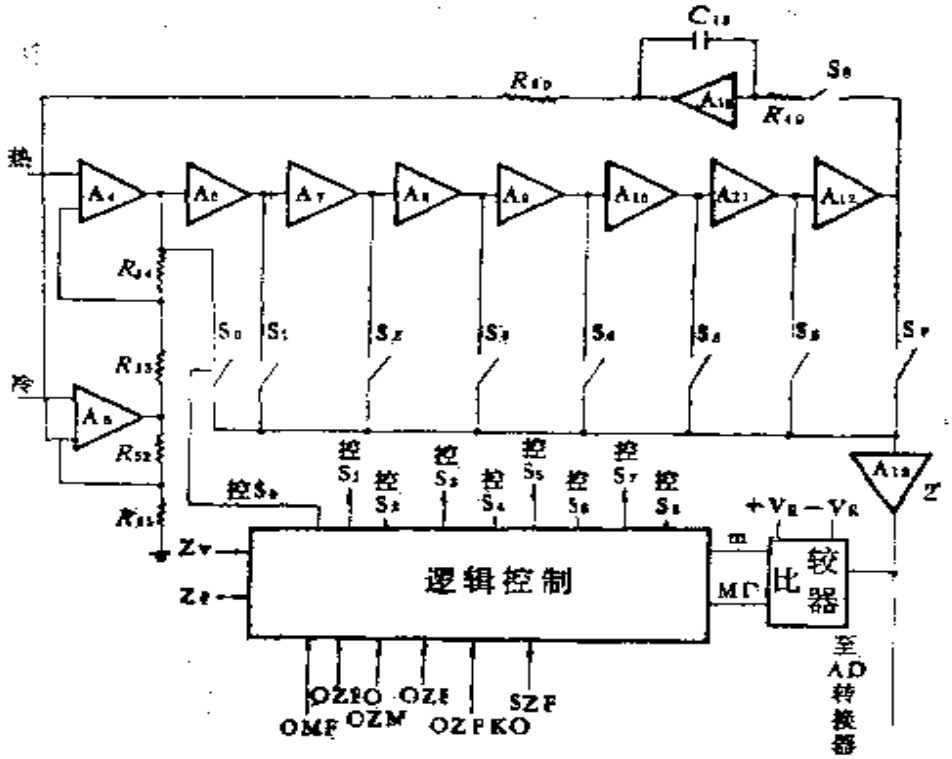


图 2—43　三次比较瞬时浮点放大器工作原理框图

联放大器个数（增益码），从而达到调整浮点放大器放大量的目的。对于每一个输入信号，只要比较三次即可以确定最佳增益（在规定值之内）。利用浮点放大器的增益码和输出尾数电压值可以恢复输入信号原貌。

c。游标瞬时浮点放大器

该浮点放大器由输入匹配电路、主放大电路、游标放大电路、比较级电路、增益控制逻辑电路等部分组成，其工作原理如图 2—44所示。

各组成部件技术特点如下。

①输入匹配电路：由差分放大器组成，其增益$K=1$；②主放大电路：由三级放大倍数为 2^4(24dB) 的基本放大电路组成；③游标放大电路：由$K=1$的匹配电路、电阻网络、$K=2^3$放大电路、校零电路和开关电路K_5、K_6、K_7、K_8构成；④比较器的参

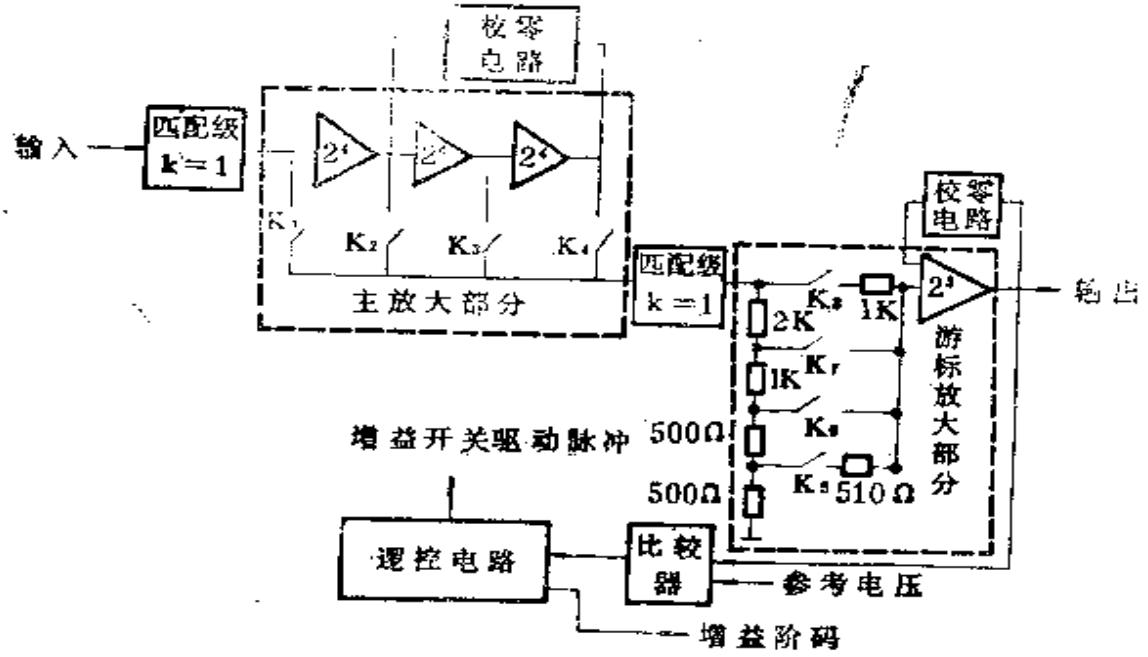


图 2—44 游标瞬时浮点放大器原理框图

考电压为±8.192V。输出逻辑为“0”“1”，其中“0”表示增益增加，“1”表示增益减小；⑤增益控制电路按预定增益控制程序对每一个子样进行四次比较和四次增益调节。

由于该浮点放大器的两组增益开关 K_{1-4}和K_{5-8} 在同一时刻只能有一个导通，共有16种组合状态，因此总增益为2^0到2^{15}（0—90dB）。

5.A/D转换器的典型线路简介

A/D转换器的种类很多（压控、数字逐级比较……等）。由于逐级比较型A/D转换器具有转换精度高，备有输出接口，价格便宜，结构简单，应用方便等特点，所以数字地震仪多用逐级比较型A/D转换器。其结构原理如图 2—45所示。

通过变换标准电压值使其与待转换子样电压值相等，那么代表最终标准电压的数字量即为待转换模拟量的数字值。

技术特点：①带零漂的满标数字值的最大输出为16位，一般为15位；②标准电压的变形T网络的高八位开关采用分立式，低八

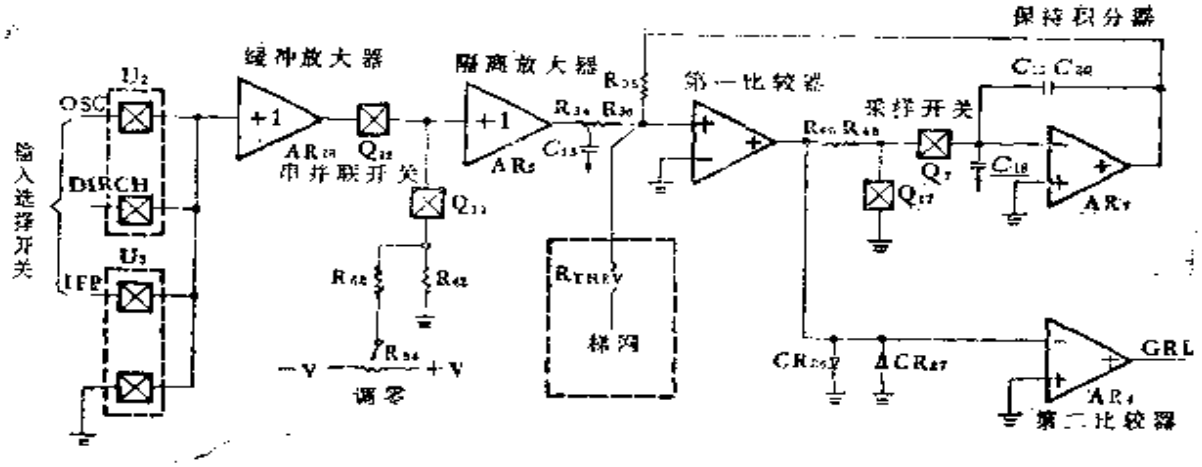


图 2—45　逐级比较型A/D转换器结构原理图

位的采用集成电路的电子开关；③采用两个比较器，一个用来比较标准电压和输入信号电压，另一个用来产生逻辑电平以控制标准电压的更换；④采样保持电路和A/D转换器合为一体；⑤A/D转换器输出为反码制，通过变换开关可以得到补码输出；⑥A/D转换器子样处理周期为31.25μs；⑦对大、中、小码进行试码的时间不相等。

结构及部件性能：①由DG-200CMOS单刀双掷开关组成的选择器，用来选择A/D转换器的输入信号。②串、并联开关，用来控制A/D转换器对子样的跟踪时间。当串联开关接通时，并联开关断开。对每个子样的接通时间为5.46μs。③由正向跟踪器组成的隔离放大器，向第一比较器提供输入待转换模拟信号，并向R_{34}和R_{35}精密电阻提供恒定的低输出阻抗。④由射极跟随器和宽带差分放大器组成的第一比较器，用来完成A/D转换器输入信号的跟踪采样。在采样开关断开时间内，完成输入信号与T网络标准电压的比较运算，并使积分器的积分值保持不变。⑤由差分放大器和附属电路组成的第二比较器，用来对第一比较器的输出反相，并产生逻辑电平。⑥由对称的变形二进制T网络和集成电路四芯电流开关组成的开关T型网络，用来提供将二进制数码转换成T网络的标准电压V_T。⑦由钟源、节拍器、21位移位寄存器、

码寄存器和加法器组成的控制逻辑，用来产生预定程序时钟信号，由该时钟信号来控制和启动A/D转换器的各个开关和各个触发器，从而实现各种程序控制。

二、采样间隔设计

为确保地震仪能真实地记录高、低频的有效信号，仪器应具有一定宽度的通频带和高频特性。由于采样间隔的大小是影响该项技术指标的主要因素，因此如何设计和选用采样间隔是仪器设计者和使用者必须考虑的问题。

1.采样间隔与有效波频率关系

由尼奎斯特理论可知，采样频率$F_s \geqslant 2f$。（f。为信号频率）有效波每一个周期至少应采两个子样才能使波形不畸变。由于实际获得的地震信号是不规则的多谐复合波，为了不损失地震信号的高频成分，在一个有效波周期内采样越多，则地震信号恢复得越逼真，资料解释亦越准确。现有的浅层地震仪的采样间隔最高已达到10μs，其采样频率可达100 kHz。对于 100Hz 的有效地震信号来讲，每个周期可采1000个子样，在恢复地震有效波原貌时具有较高的保真度。高的采样频率将会使地震仪通频带变宽，对提高地震仪整机信噪比不利。这样，在有效波离散和恢复处理过程中既要考虑不出现假频，又要使地震仪的频带不过宽。

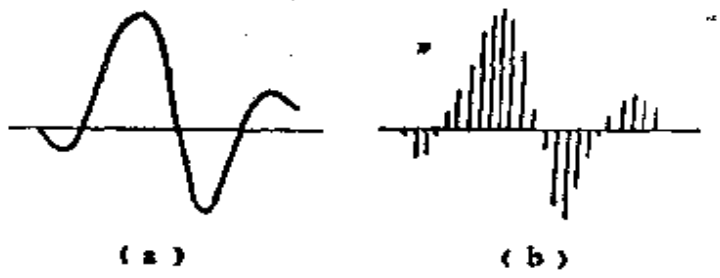


图 2—46
(a)连续信号及;(b)离散化

为使地震模拟信号转换成数字信号，首先应对模拟信号进行离散化，如图 2 —46所示。

当离散信号进行恢复时，往往产生非原频率的信号，则称此信号为假频信号。若在离散过程中通过设计合理的采样间隔，则

可以不出现假频。

被采样的实际模拟波形是由许多单一频率的波形复合而成，为使高频模拟信号不出现假频，则采样频率$f_{采}$与复合波的最高频率成分$f_{高}$存在以下关系

$$f_{高} \leqslant f_{采}/2$$

当离散化子样通过高截止频率为$f_{采}/2$的理想矩形低通滤波器时，即可将子样信号恢复成原来波形形态。

例如，如果利用采样间隔$\Delta T=2$ms的采样频率来对最高频率分别为 500Hz、375Hz、250 Hz、125Hz 的模拟信号进行离散化，则500Hz 的信号变成直线，375Hz 的信号 变成 125Hz（低频），0—125Hz的信号均可恢复成原来的波形，如图 2—47所示。

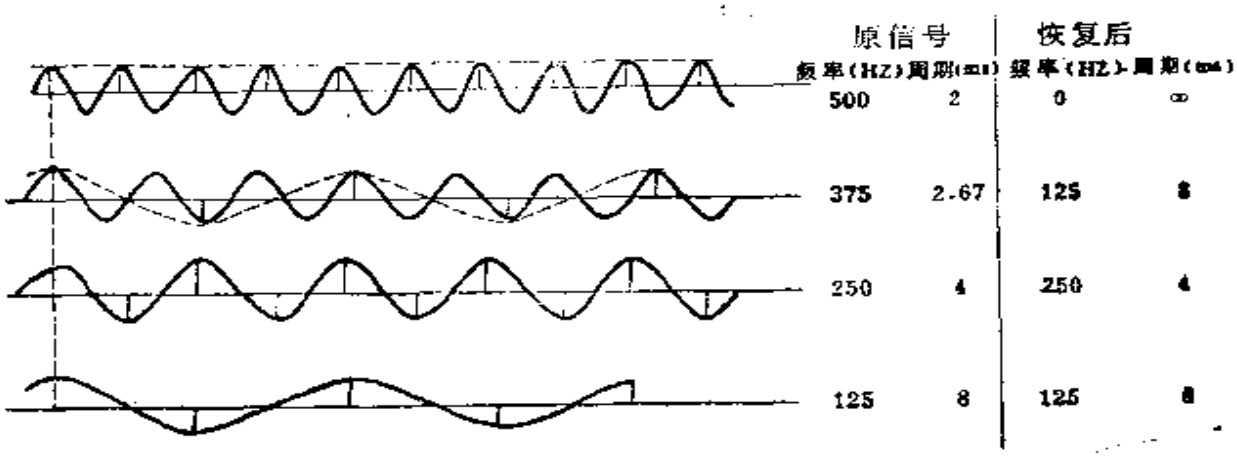


图 2—47 对125、250、375、500Hz波形采样及恢复波形

在进行地震仪采样间隔设计时，应根据以往的资料计算出有效波最高频率，然后按下式计算采样间隔

$$\Delta T = 1/f_{采} \leqslant 1/2f_{高}$$

利用该采样间隔对地震有效波进行离散和恢复就不会出现假频。采样间隔ΔT必须小于被采样模拟信号最高频率周期的一半，反之将出现假频，使地震有效波不能恢复原貌。

2.采样间隔与分辨率的关系

采样频率的1/2频率一般称为折叠频率。当被离散的信号频

率低于采样折叠频率$f_{折}$时，不出现假频；而其高于采样频率的折叠频率时则出现假频。有用信号、采样折叠频率与假频之间的关系如图 2 —48所示。

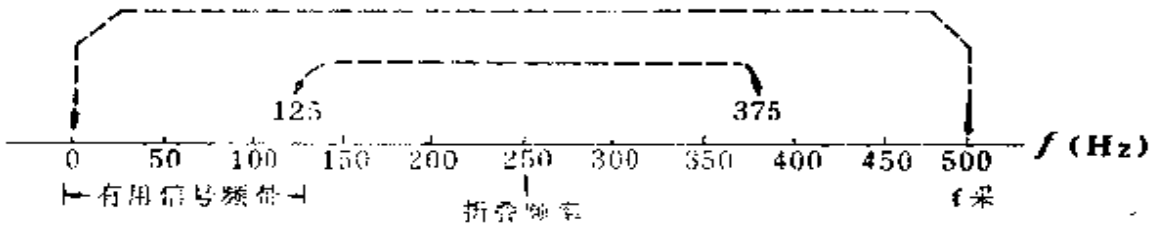


图 2—48　被采样频率、采样频率、折叠频率、假频关系图

高分辨浅层地震勘探的折叠频率高于常规地震勘探的折叠频率，从而使浅层地震仪滤波系统的高截止频率变高，使仪器的通频带变宽，这些都使记录到的信号包含了更多的噪声，给提高分辨率带来不利影响。

实践证明，为了压制干扰信号，突出有效地震信号，高切（低通）滤波器的高截止频率应比低切（高通）滤波器的低截止频率大四倍较为合适。为了记录高频有效信号，过高地追求小的采样间隔必然导致低截止频率提高，从而使某些低于低截止频率的有效地震信号被滤掉，影响了地层的详细划分及某些构造的确定；而且过高的高截止频率（一般为采样的1/4）也将会使一些高频干扰信号进入仪器，干扰有效地震信号使仪器的分辨能力降低，给地震解释带来困难。

为适应浅层地震有效波频率的变化，浅层地震仪的通频带应灵活可调。实践证明，高、低切滤波器的截止频率范围应能在几周至一百周左右灵活选择，高截止频率范围应能在几十周至一千周左右灵活选择。根据不同的地震地质条件和环境特点，选用相应的高低频特性的通频带，使有效地震信号能真实地记录下来，又能压制干扰信号。采用多级组合型大陡度矩形滤波器是必要的。

为了防止假频混入有用地震波频带内，而改变有用地震信号

的频谱，在地震仪的采样电路前面设置低通去假频滤波器是必要的。为了使衰减3dB的假频不通过低通滤波器，低通滤波器的高截止频率应低于$f_{折}/2=f_{采}/4$。利用每倍频程衰减70dB大陡度的矩形滤波器，可使频率为$f_{折}$处的振幅衰减1/3000左右，$f_{折}$至$f_{采}$之间的振幅衰减72—144dB，具体电路如图2—49所示。

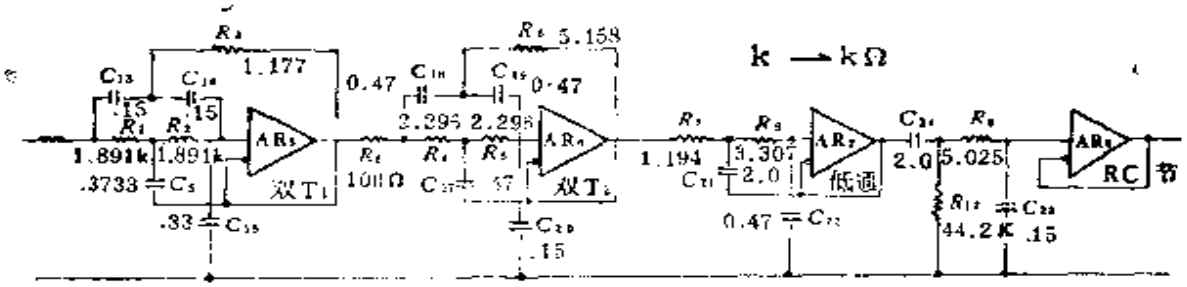


图 2—49　DFS-V型仪器高截止滤波器

该电路是由二级参差调谐双T带阻有源滤波器（AR_5，AR_6）、一级低通有源滤波器（AR_7）和二级无源滤波器（$C_{24}R_{17}$，$C_{23}R_9$）以及隔离级AR_8组成。

AR_5带阻滤波器电路具有深负反馈功能，因此使滤波的凹口频率变得很窄，其频率为$f_{采}/2$左右。AR_6带阻滤波器与AR_5相似，只是陷波凹口频率比AR_5高30%，当信号频率高于AR_5凹口频率时，AR_5的输出随频率增高而加大，而AR_6级则反之。因此，AR_5和AR_6综合滤波效应使在$f_{采}/4$至$f_{采}/2$之间的信号可衰减70dB以上。高于第二级凹口频率的信号受第三级低通滤波器压制。C_{15}、C_{20}用来消除阻带内波纹变化。由C_{24}、R_{17}和R_9、C_{23}组成的二级无源滤波器用来减弱低频噪声和零源，AR_8起阻抗匹配作用。滤波器的结构变得很复杂。

为了获得合理的仪器分辨力，对采样间隔值的大小和滤波器功能要综合考虑，力求合理。

3.采样间隔与勘探深度的关系

目前常用的轻便型浅层地震仪受数字电路的数字容量限制，只能处理一定数量的子样（通常为1千个）。因此，过小的采样间隔必然使记录长度缩短，致使勘探深度变浅。在设计采样间隔

时一定要考虑地震调查任务对分辨率及勘探深度的要求。见表2—6。

表 2—6

采 样 率	采样频率	最大高截止频率	记录长度
10μs	100kHz	25kHz	10ms
25μs	40kHz	10kHz	25ms
50μs	20kHz	5kHz	50ms
100μs	10kHz	2.5kHz	100ms
200μs	5kHz	1.25Hz	200ms
500μs	2kHz	500Hz	500ms
1000μs	1kHz	250Hz	1s
2000μs	500Hz	125Hz	2s
5000μs	200Hz	50Hz	5s

第四节 相位相关叠加地震仪

一、相位相关叠加原理及实现方法

利用相位相关方法将若干个起始相位不一致，而波的特征参数和形态相同的地震有效波对应相加，可以增强有效波，基本该种思路研制成的地震仪称为相位相关叠加地震仪。

1．相位相关叠加压制干扰的原理

Minisosie工作方法，实质上为相位相关叠加处理方法，简称相关叠加。其原理与可控震源工作原理相似。可控震源激发的信号是一个频率连续变化的等幅正弦信号（升频或降频）；相关叠加工作方法向地下发射的是一组随机的等幅脉冲信号，接收到的信号要经过相关后才能得到和爆炸震源一次激发相似的记录。两种地震勘探方法的区别如图 2 —50所示。

根据式（1 —70），可知由相关叠加形成的地震记录$f(t)$为

$$f(t)=s(t)*h(t)*\mathrm{ACFY}(t)$$

其中$\mathrm{ACFY}(t)$为 夯 源 激 发产生的随机单 位脉冲时 间序列$Y(t)$

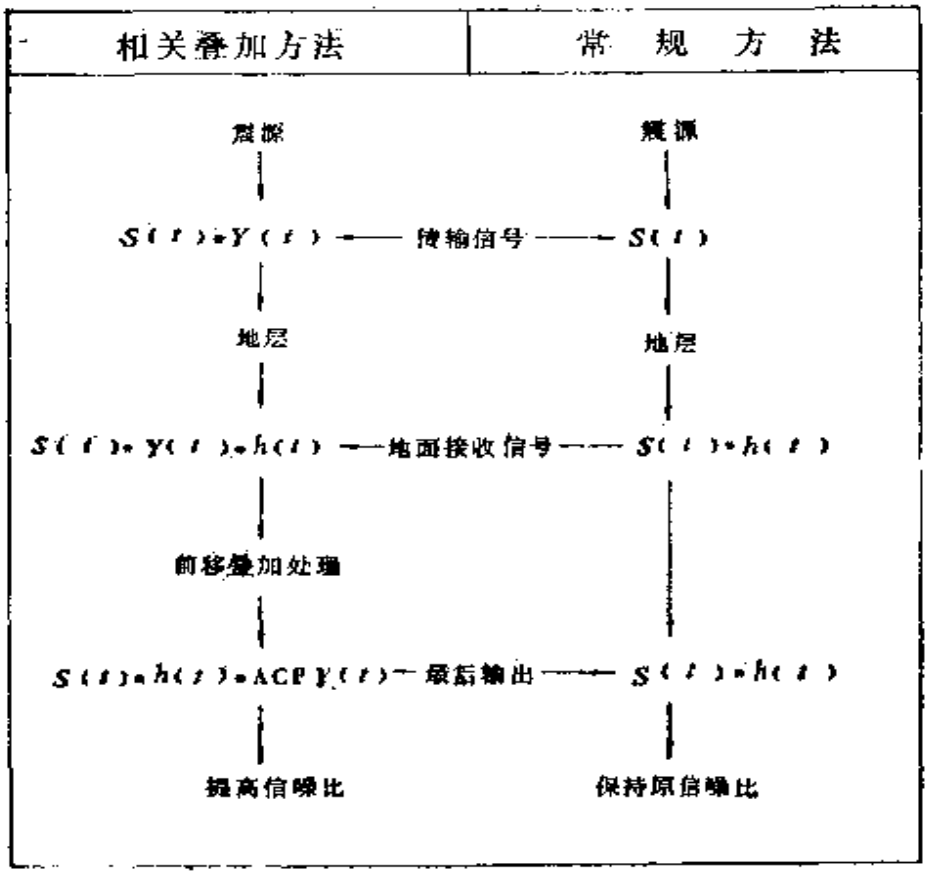


图 2—50 相关叠加处理方法与常规方法的比较

的自相关，$s(t)$为地震响应脉冲序列。$h(t)$为等效大地滤波器，它与地层反射系数$R(t)$和地层的吸收、衰减等因素有关。

为便于理解，这里对$Y(t)$的随机单位脉冲时间序列的自相关过程作如下理论推导。

我们知道，傅里叶变换对可用下式表示

$$F(\omega)=\int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t}\mathrm{d}t \qquad (2—1)$$

$$f(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} F(\omega)e^{j\omega t}\mathrm{d}\omega \qquad (2—2)$$

自相关函数用下式表示

$$L(\tau)=\int_{-\infty}^{\infty} f(t)f(t-\tau)\mathrm{d}t \qquad (2-3)$$

$$L(\omega)=F(\omega)\cdot F(-\omega) \qquad (2-4)$$

δ函数定义

$$\delta(t-\tau)=\int_{0}^{\infty} \begin{matrix} t=\tau \\ t\neq\tau \end{matrix} \qquad (2-5)$$

或

$$\int_{-\infty}^{\infty}\delta(t-\tau)f(t)\mathrm{d}t=f(\tau) \qquad (2-6)$$

在地震勘探中近似把δ函数看为单位脉冲。

$$\delta(\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}\delta(t)e^{-j\omega t}\mathrm{d}t=e^{-j\omega t}\big|_{t=0}=1 \qquad (2-7)$$

将（2—7）式代入（2—2）式

$$\delta(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}e^{j\omega t}\mathrm{d}\omega \qquad (2-8)$$

由（2—8）式可得

$$\int_{-\infty}^{\infty}\cos\omega t_i e^{j\omega t}\mathrm{d}\omega=\frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty}(e^{j\omega t_i}+e^{-j\omega t_i})e^{j\omega t}\mathrm{d}\omega$$

$$=\frac{2\pi}{2}\delta(t+t_i)+\frac{2\pi}{2}\delta(t-t_i) \qquad (2-9)$$

已知随机单位时间序列

$$Y(t)=\sum_{i=1}^{n-1}\delta(t-t_i)+\delta(t) \qquad (2-10)$$

求出$Y(t)$的自相关函数为ACF$Y(t)=L(\tau)$，其求解步骤为

a. 求$Y(t)$的傅氏变换$Y(\omega)$

b. 求$L(\tau)$的傅氏变换$L(\omega)=Y(\omega)\cdot Y(-\omega)$

c. 求$L(\omega)$的傅氏反变换便可得到$L(\tau)$

$$Y(\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}\sum_{i=1}^{n-1}\delta(t-t_i)e^{-j\omega t}dt+\int_{-\infty}^{\infty}\delta(t)e^{-j\omega t}dt$$

$$=\sum_{i=1}^{n-1}\int_{-\infty}^{\infty}\delta(t-t_i)e^{-j\omega t}dt+1$$

$$=\sum_{i=1}^{n-1}e^{-j\omega t_i}+1$$

由（2—4）式可得

$$L(\omega)=Y(\omega)\cdot Y(-\omega)=\left(1+\sum_{i=1}^{n-1}e^{-j\omega t_i}\right)\left(1+\sum_{k=1}^{n-1}e^{j\omega t_k}\right)$$

$$=(1+e^{-j\omega t_1}+e^{-j\omega t_2}+\cdots+e^{-j\omega t_{n-1}})(1+e^{j\omega t_1}+e^{j\omega t_2}+\cdots+e^{j\omega t_{n-1}})$$

$$=n+\sum_{k=1}^{n-1}(e^{j\omega t_k}+e^{-j\omega t_k})+\sum_{k=1}^{n-2}\sum_{i=k+1}^{n-1}[e^{j\omega(t_k-t_i)}+e^{-j\omega(t_k-t_i)}]$$

$$=n+2\sum_{k=1}^{n-1}\cos\omega t_k+2\sum_{k=1}^{n-2}\sum_{i=k+1}^{n-1}\cos\omega(t_k-t_i)$$

将$L(\omega)$代入（2—2）式得

$$L(\tau)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}L(\omega)e^{j\omega\tau}d\omega$$

$$=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}n\cdot e^{j\omega\tau}\,d\omega+\frac{2}{2\pi}\sum_{k=1}^{n-1}\int_{-\infty}^{+\infty}\cos\omega t_k\cdot e^{j\omega\tau}d\omega$$

$$+\frac{2}{2\pi}\sum_{k=1}^{n-2}\sum_{i=k+1}^{n-1}\int_{-\infty}^{+\infty}\cos\omega(t_k-t_i)e^{j\omega\tau}d\omega$$

将（2—8）、（2—9）式代入上式可得

$$L(\tau)=n\delta(\tau)+\sum_{k=1}^{n-1}\delta(\tau+t_k)+\sum_{k=1}^{n-1}\delta(\tau-\tau_k)$$

$$+\sum_{k=1}^{n-2}\sum_{i=k+1}^{n-1}\delta[\tau+(t_k-t_i)]+$$

$$+\sum_{k=1}^{n-2}\sum_{i=k+1}^{n-1}\delta[\tau-(t_k-t_i)]$$

分析上式不难看出，$L(\tau)$是对$\tau=0$时间轴对称的，为了便于分析，只写出其$\tau\geqslant 0$部分

$$L^{+}(\tau)=n\delta(\tau)+\sum_{k=1}^{n-1}\delta(\tau-t_k)$$

$$+\sum_{k=1}^{n-2}\sum_{i=k+1}^{n-1}\delta[\tau-(t_k-t_i)] \qquad (2—11)$$

$L(\tau)$的性质

a。对$\tau=0$的时间轴对称

b。由δ函数性质可知

$$L(\tau)=\begin{cases} n & \text{当}\tau=0 \\ 1 & \text{当}\tau=\pm t_k \quad k=1,2,\cdots,(n-1) \\ & \quad \tau=\pm(t_k-t_i) \quad k=1,2,\cdots(n-2), \\ & \qquad i=(k+1),\cdots(n-1) \\ 0 & \text{当}\tau\text{为其它值时} \end{cases}$$

c。$L(\tau)$的脉冲个数

参考（2—11）式右边

$L^{+}(\tau)$ 第一项的项数为1

第二项的项数为$n-1$

第三项的项数为$(n-2)+(n-3)+(n-4)+\cdots+1$

$$=\frac{n-2+1}{2}(n-2)=\frac{1}{2}(n-1)(n-2)$$

$L^{+}(\tau)$的项数共有

$$1+(n-1)+\frac{1}{2}(n-1)(n-2)=1+\frac{n}{2}(n-1)$$

所以，$L(\tau)$共有 $1+2\cdot\frac{n}{2}(n-1)=1+n(n-1)$项

为便于理解，举一例计算。

设随机单位脉冲时间序列函数为$Y(t)$

$$Y(t)=\delta(t)+\delta(t-1.4)+\delta(t-2.2)+\delta(t-6.0)+\delta(t-8.0)$$

如图 2—51所示



图 2—51 $Y(t)$图示值法

将$t_1=1.4$，$t_2=2.2$，$t_3=6.0$，$t_4=8.0$代入

$$\begin{aligned}L(\tau)&=5\delta(\tau)+\delta(\tau-1.4)+\delta(\tau-2.2)+\delta(\tau-6.0)\\&\quad+\delta(\tau-8.0)+\delta(\tau-8.0+6.0)+\delta(\tau-8.0+2.2)\\&\quad+\delta(\tau-8.0+1.4)+\delta(\tau-6.0+2.2)\\&\quad+\delta(\tau-6.0+1.4)+\delta(\tau-2.2+1.4)\\&=5\delta(\tau)+\delta(\tau-1.4)+\delta(\tau-2.2)+\delta(\tau-6.0)\\&\quad+\delta(\tau-8.0)+\delta(\tau-2.0)+\delta(\tau-5.8)+\delta(\tau-6.6)\\&\quad+\delta(\tau-3.8)+\delta(\tau-4.6)+\delta(\tau-0.8)\end{aligned}$$

$L(\tau)=\mathrm{ACF}Y(t)$图示如下图 2—52所示

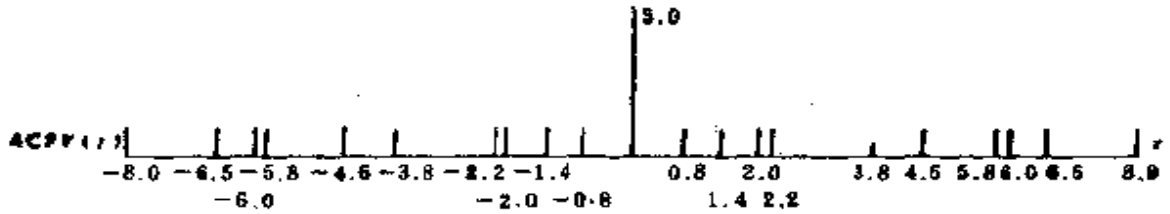


图 2—52 $Y(t)$自相关结果$L(\tau)$的图示

由上述理论推导可以看出$Y(t)$随机单位脉冲时间序列自相关的过程及结果。其可用图 2—53表示。

当$t=0$时，自相关函数等于n(n为$Y(t)$序列单位脉冲数)。在$\tau<0$的范围内，因二个序列不完全相似，则产生相关噪声，相关序列中每个脉冲依次产生$n-1$，$n-2$，$n-3$，……，$n-(n-2)$，

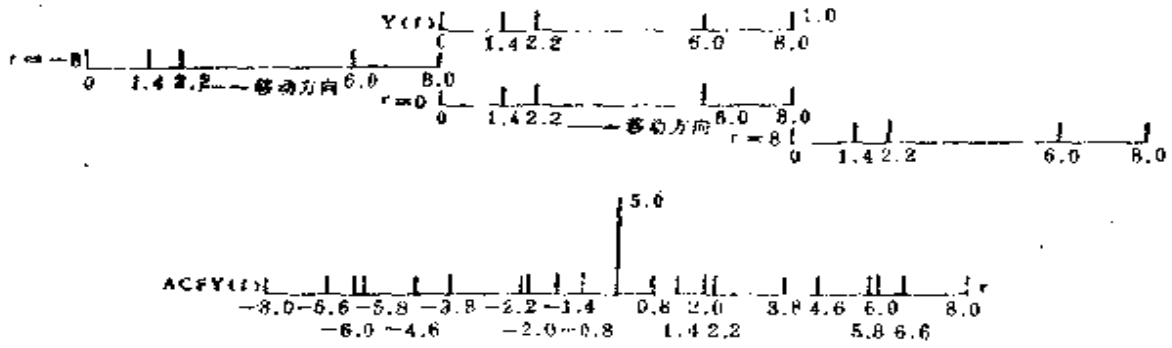


图 2—53 $Y(t)$自相关及自相关函数图示

$n-(n-1)$个幅度值为 1 的相关噪声，其总数为：

$$\frac{n-1+1}{2}(n-1)=\frac{n}{2}(n-1)$$

同理，在$\tau>0$的范围内，相关噪声的个数也为$\frac{n}{2}(n-1)$，故$ACFY(t)$具有一个振幅为n的中央脉冲和$n(n-1)$个振幅为 1 的相关噪声脉冲。分布在中央脉冲两侧的相关噪声通常称为边叶脉冲。

随着$Y(t)$序列中脉冲数的增加，中央脉冲幅度值也增加。同样，边叶脉冲的个数也相应增加，但其幅度仍为 1 。因此，相关噪声就相对地得到了压制。另一方面，$Y(t)$序列脉冲个数的增加，相当于可控震源中垂直叠加次数的增加，对随机干扰也起到了压制的作用。因此，若增加$Y(t)$序列的脉冲个数，相关叠加处理方法就可以得到满意的信噪比，这是一种可行的地震勘探方法。

2.相关叠加的运算处理方法

由于$Y(t)$序列的幅度相同，所以相关（乘、加运算）可以被看成序列依次前移（对于幅值相等的单位脉冲来讲，每次移动间隔刚好等于两个相邻脉冲的时差）后相加。图 2—54 就是以图 2—53的$Y(t)$序列为例做前移叠加的，可以看出两个$ACFY(t)$完全一致。

由图 2—54可知，经时移后的每个$Y(t)$序列和$s(t)$及$R(t)$褶

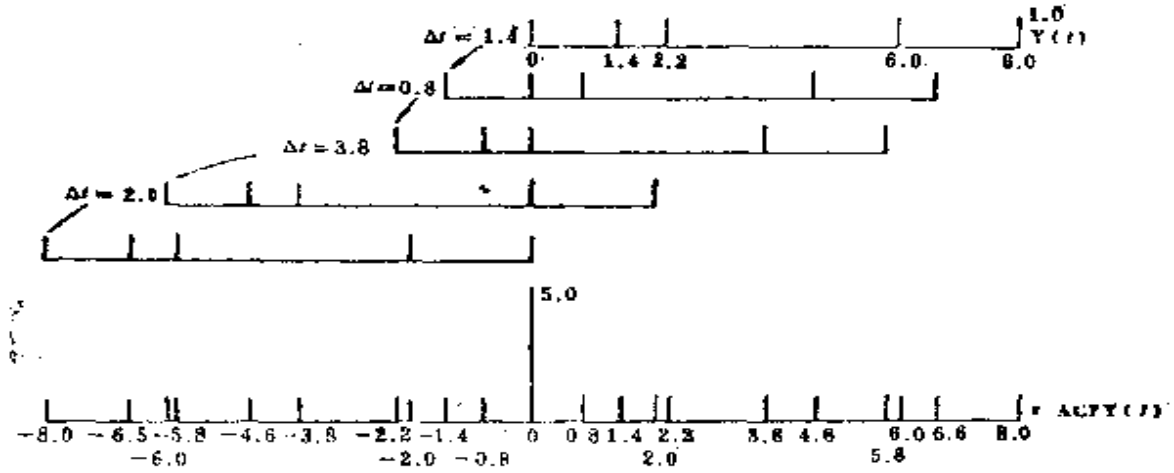


图 2—54 叠加法实现$Y(t)$自相关图示

积得到的波形（虚记录）与地面接收到的信号完全一致，它们所不同的是产生了与$Y(t)$原始序列中两相邻脉冲间隔相对应的时移。研究$\tau>0$范围内的$Y(t)$序列脉冲可知，这个范围内每个时移后的$Y(t)$序列的记录与$F(t)$的某相应部分完全相同。若将这些时移信号段进行叠加（称作前移叠加），可以得出各新序列对应于$\tau=0$的脉冲所产生的反射波，经叠加后其能量增加了n倍；而由其它脉冲产生的反射波则保持原振幅值。因$Y(t)$为随机序列，所以这些未经相关处理的反射波无相同性，称它们为前移叠加噪声。下面对前移叠加过程进行进一步的说明。

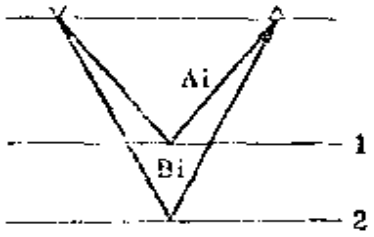


图 2—55 地层模型

假设有一个两层反射的模型，如图2—55所示。第一层反射时间为410ms，第二层反射时间为690ms。在这个范围内，因为包括了由对应$\tau=0$的各脉冲所产生的反射，故参加叠加的各段记录只需取1s长。其中A_i表示某一撞击脉冲第一层反射回来的信息，其下标i表示对应的撞击脉冲序号。B_i则表示第二层反射面的反射信息。我们可以看到，每个记录在时间410ms和690ms都

有反射信息A和B。因$Y(t)$序列是随机的，所以将n个记录曲线相加，就增强了与大地等效滤波的反射系数$R(t)$相关的反射信息，而与$R(t)$不相关的反射信息则被作为噪声压制，这样就得到一道在爆炸震源方法中常见的地震道。如果我们用$Y(t)$的自相关与未经截断的原始记录进行褶积，即可得到最下面一道显示两个反射信号的记录，而利用前移叠加的方法也可得到同样结果如图2—56所示。

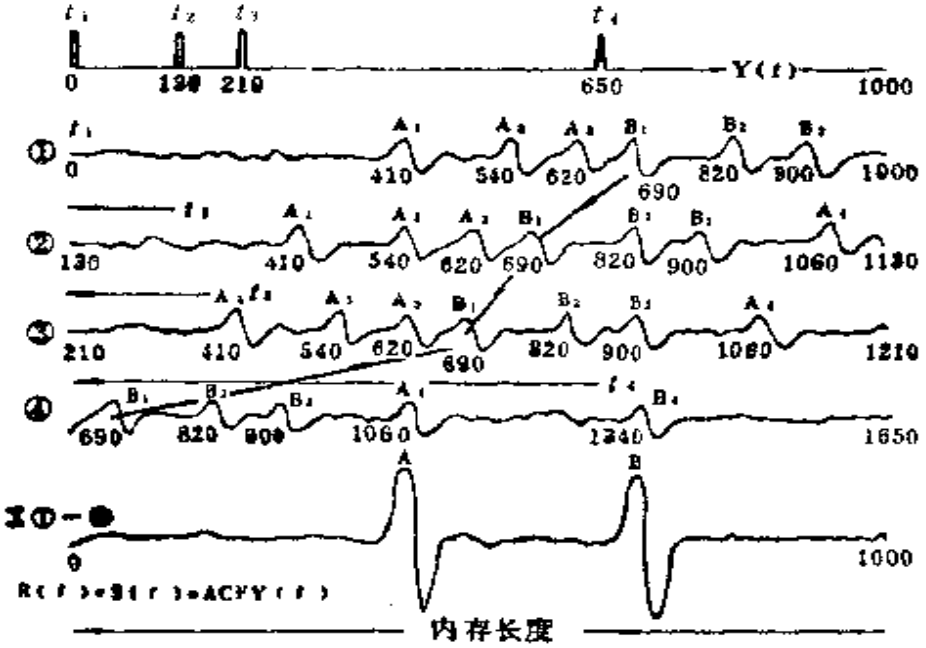


图 2—56 前移自相关叠加处理示意图

图2—57表示某一记录道相关过程是如何在仪器的相关叠加处理机（计算部件）中实现的。

当第一个撞击脉冲发出后，记录仪器开始记录。第一个反射采样信息存入某一内存区的第一个单元，然后按信息到达的先后依次存入后面的内存单元，直到装满所给定的每个接收道的内存容量（即仪器所允许的最大记录长度）。在这一过程中，当开始接收到由第二个撞击脉冲产生的反射信息后，信息不仅要依次存入规定的内存，还要前移相当于第一个撞击脉冲与第二个撞击脉冲的间隔时间Δt_1，同时与已记入内存的对应值相加。当开始接

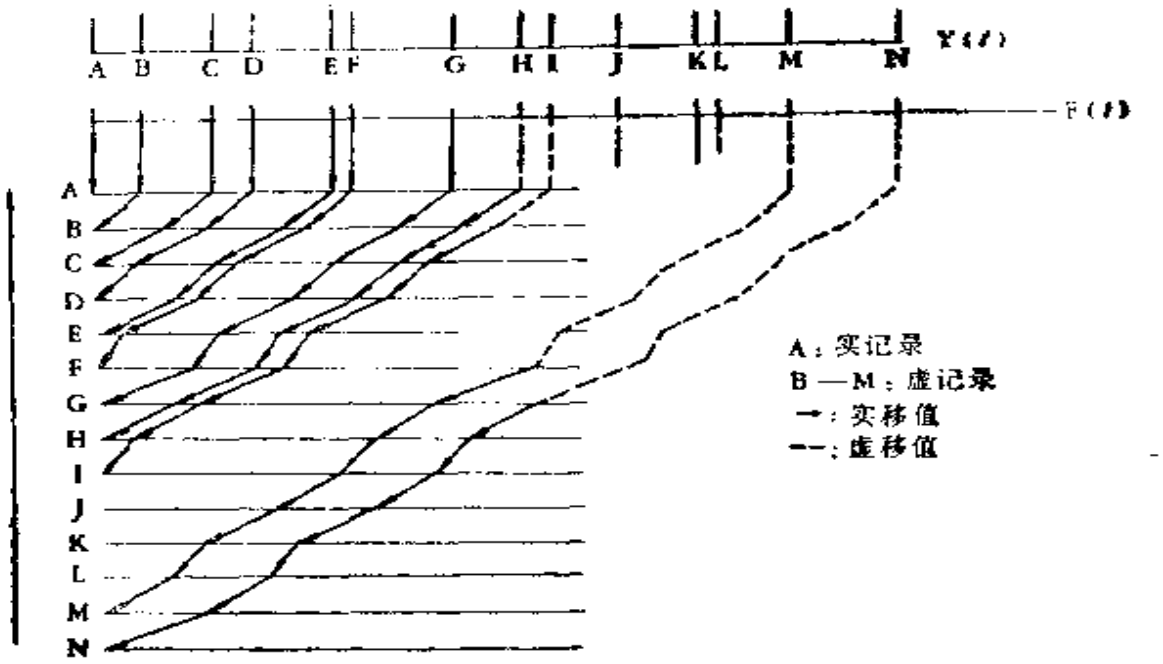


图 2—57 相关叠加处理器前移叠加示意图

收到第三个脉冲产生的反射信息时，信息陆续存入规定的存贮器之后，还应前移相当于第一个撞击脉冲与第三个撞击脉冲的间隔时间Δt_2，再与已记入内存的对应值(第一次与第二次 相加的值)相加。由此可知，随着撞击脉冲的增加，所采集到的某一样值向前移动并与原内存值相加，叠加次数也将相应增加，直到当某一撞击脉冲与第一个撞击脉冲的时差大于仪器所允许的记录长度为止。经过这样的处理，最后在相应的内存区就可得到相关后的叠加地震记录。

上述过程是在数据采集过程中实时完成的，当数据采集工作结束时也完成了数据的前移叠加处理。

用打夯机作震源时，激发能量比较弱，要获得足够强的反射波振幅及高的信噪比，就需要多次激发。为了得到一张理想的记录，常常要振动2000次以上。这样，如果记录后再作相关处理，那么其记录长度就非常长。如震源振动速率为10次/s，那么振动1500次就需要150s。若层位反射时间为1s，那么实际记 录长度将

为151s，这需要极大的内存，实际上是难以实现的。前移叠加的实时处理巧妙地代替了正常的相关叠加，这不仅大大地节省了内存，而且激发次数也可以增到很大。

二、MSP多源处理器的功能

多源处理器是具有相关叠加功能的部件，它主要由浮点加法放大器(FPA)、程序控制器(PC)、存贮控制器(MC)、主存贮器(MEM)、中央处理器(CPU)、接口(CI_1)和接口(I_2)组成。现将各器件相互关系及其功能叙述如下。

1.浮点加法放大器

浮点加法放大器由野外数据接口、线接收器、串并行转换器和归一化读写存贮器（RAM）组成。

以DFS-V为例。首先将DFS-V按照顺序接收的子样数据1，24，2，23，……12,13归一为1，2，3，4，5……24顺序道的子样数据，然后由浮点加法放大器进行野外数据和存贮数据的相加。

2.程序控制器

由噪音编辑器、MEM主存贮器、地址发生器和中断控制器组成。

PC主要产生存取或控制MSP主存贮器的地址（保证Minisosie方法也能在相关叠加方式下工作），它接收FPA中的DFS-V野外数据，并根据设置的噪音门槛消除强噪音，控制MSP进行Minisosie方法的相关叠加处理，并计算出每个数据的峰值。

3.存贮器控制器

主要由总线判别器、主存贮器的纵横向地址选择发生器、奇偶校验发生器组成。

它可实现利用MSP主存贮器的地址线控制任何存贮板的存取，为MSP的主存贮器提供所有的计时控制信号和清零信号，产生奇偶位，并校验存贮器的奇偶错误。

4.主存贮器

由最多为 8 个存贮器板共2M字节组成(可 根据需要选取存贮器板的数量）。每块板为256k字节，每个字节25位，其中19位为尾数， 1 位为符号位， 4 位为增益位， 1 位为奇偶校验位（最高有效位）。

5.中央处理器

由用户接口、奇偶错 误计数 器、参 数 校 验 器和 传输 器组成。

用来控制和读取MSP前面显示及键盘输入。从I_2 板上读取可选的跨接点，为PC板、FPA板提供线路连接及操作参数。

6.接口CI_1

由除N电路、野外数据/部分选择器、2的反码改为 1 的反码装置、SEG-B格式编排器计时字产生器、并串行 转换 器、头段/数据多路编排器、头段奇偶位检验器、差分线驱动器组成。

CI_1板用来监视控制有线爆炸、无线爆炸和来自 DFS-V的 时断信号，实现MSP存贮器中的地震数据被程序控制器记录的叠加次数除的运算,并将MSP中未格式化的数据符号转换成DFS-V的SEG-B格式数据。

7.接口I_2

由磁带机状态传输器、磁带机指令传输器、线路连接及跨接点、发光二极管传输错误显示器组成。

I_2产生野外系统的计算机传输命令到DFS-V，并接 收DFS-V传输状态信息,为MSP的存贮器产生Minisosie的相机监视地址。通过选择不同的跨接连接点使MSP与DFS-V匹配，通 过功 能开关制定MSP操作方式。

上述各功能部件按一定逻辑关系组成了多源处理器,如图2—58所示。一般来讲，多源处理器是在野外露天条件下进行工作。因此，除各部件的技术性能必须达到设计指标 外，还应 具 有 防震、防潮、温度系数小等特点。

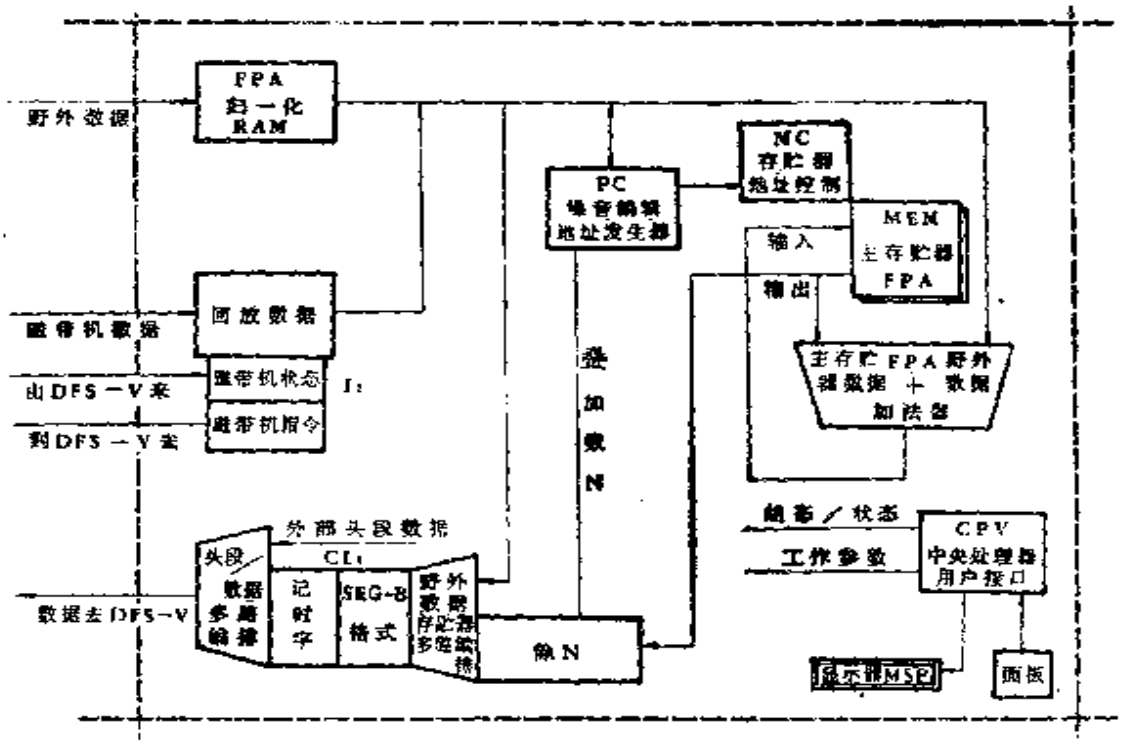


图 2—58　MSP多源处理器工作原理框图

三、高分辨率DFS-V数字地震仪的特点

DFS-V高分辨数字磁带地震仪是地震勘探工作的常规设备，性能完善可靠，应用较广。下面仅就高分辨DFS-V的主要技术特点作如下介绍。

高分辨DFS-V数字磁带地震仪分辨率高（采样率可从1/4ms到4ms，可按档次任意选用）；浮点放大，动态范围适中（达120dB），滤波系统完善可调（设有可调高、低切滤波器）；灵敏度高（增益可达132dB）；记录格式规范（采用标准的SEG-B或SEG-C格式）；具有数据、指令双向传输口（CFS野外计算机接口）且可以用于配置各种数据处理的部件等特点。其工作原理见方框图2—59。我们选用了高分辨率DFS-V数字磁带地震仪做母机，配之以相应的可抗干扰的数字相关处理器装置，使之成为具有抗干扰能力强及高分辨DFS-V数字磁带地震仪全部技术特点的新型浅层地震仪。改制成功的相位相关浅层地震仪DFSV-Minisosic系统具有较强的抗干扰能力、高的分辨率，是一种适用的浅层地震仪。

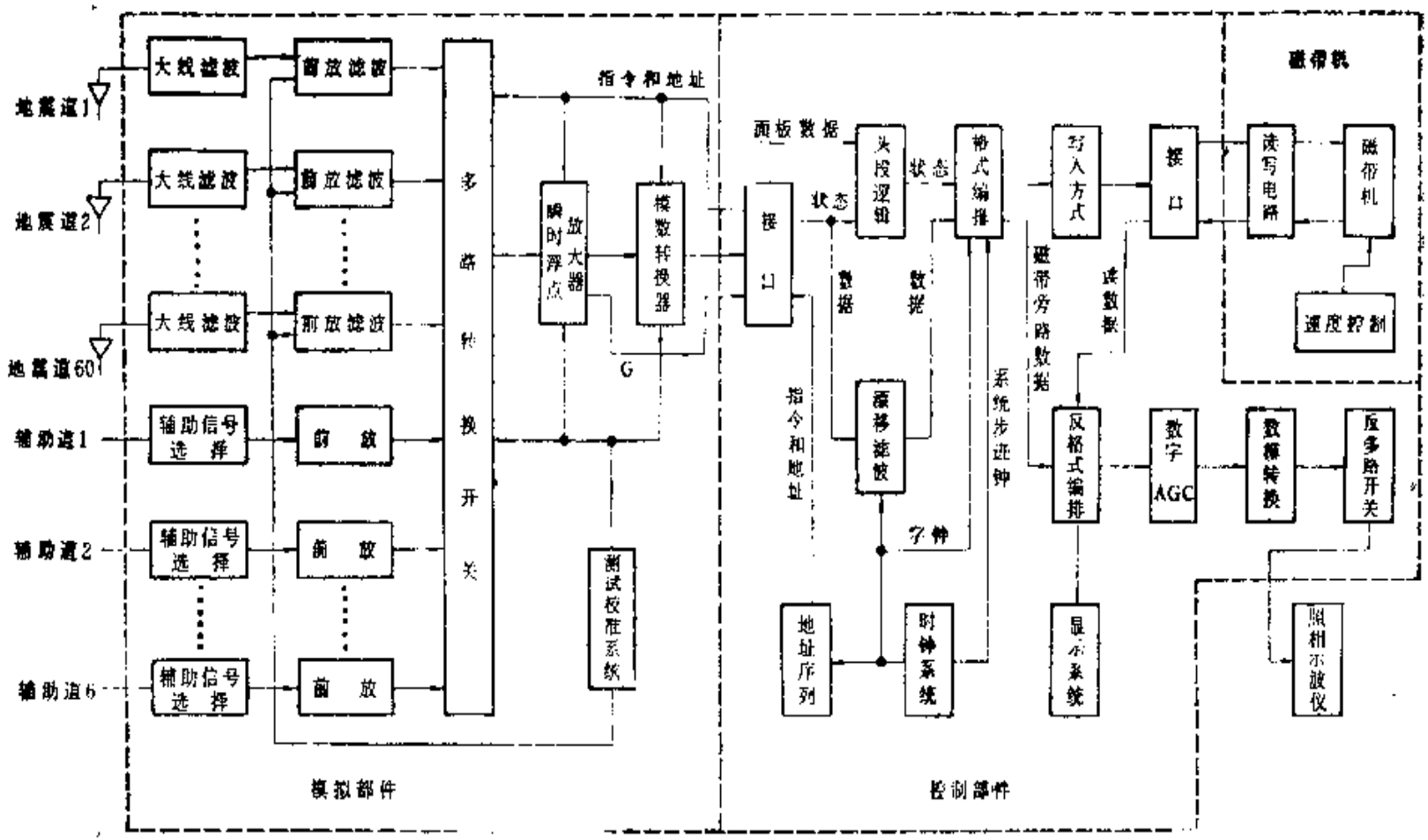


图 2—59 DFS-V数字地震仪原理框图

第五节　DFSV-Minisosie系统的组成及原理

根据对高分辨DFS-V数字地震仪及MSP多源处理器的功能讨论可知，如果在具有高分辨率、高灵敏度、大动态范围等性能的DFS-V数字地震仪上增设具有相位相关叠加处理功能的MSP多源处理器，则可提高地震仪的抗干扰能力。

一、DFSV-Minisosie数字地震仪的组成

若将各自独立的仪器DFS-V和MSP联机，构成一种统一工作的相位相关叠加地震数据采集系统，则应对两种仪器做某些技术改造。DFS-V和MSP在完成各自承担的处理环节时，应及时得到所需要并合乎技术条件的数据和同步指令。通过对DFS-V和MSP的原理和结构研究可知，只要对DFS-V数字地震仪控制箱体中某些部件的器件进行一些改制和更换，即可使两种设备为对方提供合乎技术要求的处理信息和指令。

DFS-V数字地震仪通过野外计算机接口CFS为MSP提供以下信息。

（1）为MSP提供经漂移滤波后的交替采样串行野外地震数据（DFSDATA），与此同时还应向MSP提供同步指令（DFSDTAYNC）和时钟(DFSDTCLK)。

（2）为MSP提供磁带机状态信息，磁带机状态（CFSTX-PSTA），磁带机同步信号（STASYNC）和状态时钟（STACLK）。

（3）为MSP提供磁带机记录回放信息，磁带记录回放地震数据（CFSDTA）的奇位字节(REPDTA1)、偶位字节（REPDTA2）、状态和奇偶字节（REPDTA3）、以及回放同步信号（CFSDTASYNC）和回放时钟信号（CFSDTACLK）。

MSP多源处理器通过信息传递输出口为DFS-V数字地震仪提供以下信息。

（1）为DFS-V提供相关处理后的SEG-B格式串行野外地震数据（CFSDTA），与此同时还应向MSP提供同步信号（CFSDTASYNC）和同步时钟信号（CFSDTACLK）。

（2）为DFS-V磁带机（处于等待状态）提供磁带机控制指令信号（CFSTXPCMD），与此同时还应向DFS-V提供系统同步信号（CFSTXPSYNC）和系统同步时钟信号（CFSTXPCLK）。

（3）为DFS-V磁带机记录头段提供地震数据叠加次数（number of stacks），噪音编辑信息（noise edit），随机震源系数（rsfactor），存贮器奇偶错（Memory parity）和数据反向（WVDATA）等信息。

为使提供的地震信息在传递过程中不畸变，并满足DFS-V和MSP对信息电参数的技术要求，DFS-V和MSP的联机部件必须具有兼容性。为此，要对DFS-V数字地震仪控制箱体的某些部件如野外数据板（ED）、磁带机运动板（TM）、运动时序板（MS）、格式逻辑板（FL）、地址时序板（AS）和程序控制插件等部件进行改制。由于不同年代出厂的DFS-V数字地震仪选用器件的技术性能不相同，因此对这些部件改制程度及应更换器件的规格也不一致。现将DFS-V控制箱体应改制部件的图号和装配号列入表2—7中，以供选用DFS-V为改制母机的读者设

表 2—7

名称 \ 符号	图纸符号	装配符号	改制部件符号
TM	P	W	A ← O，A ← V
FL	U	AD	A ← T，A ← AC
MS	T	AA	A ← S，A ← AA
ED	W	AG	A ← V，A ← AF
ED	AC	AL	A ← AB，A ← AK
AS	T	Y	A ← S，A ← X

计改制方案提供参考。

当某一个年代出厂的DFS-V数字地震仪被选定为改制母机时，首先应查清该仪器应改制部件的英文字母图号和装配号，然后按英文字母表先后排列顺序与表2—7中列出的相应部件的英文字母图号和装配号进行逐项比较，凡是在表中所列出英文字母图号和装配号前面的部件均应进行改制。如果用户选用的改装母机为其它型号的数字地震仪，如ES-2420，DSS10A，ES-2401等其改制方案应另行拟定。

经过改制后的DFS-V数字地震仪的接口部件应具有与MSP联机的兼容性，并使DFS-V和MSP在完成地震数据采集工作时得到合乎技术要求的各种信息。利用DFS-V数字地震仪野外计算机接口，通过信息总线与MSP多源处理器输出口相接，即可构成DFSV-Minisosie系统数字地震仪，如图2—60所示。

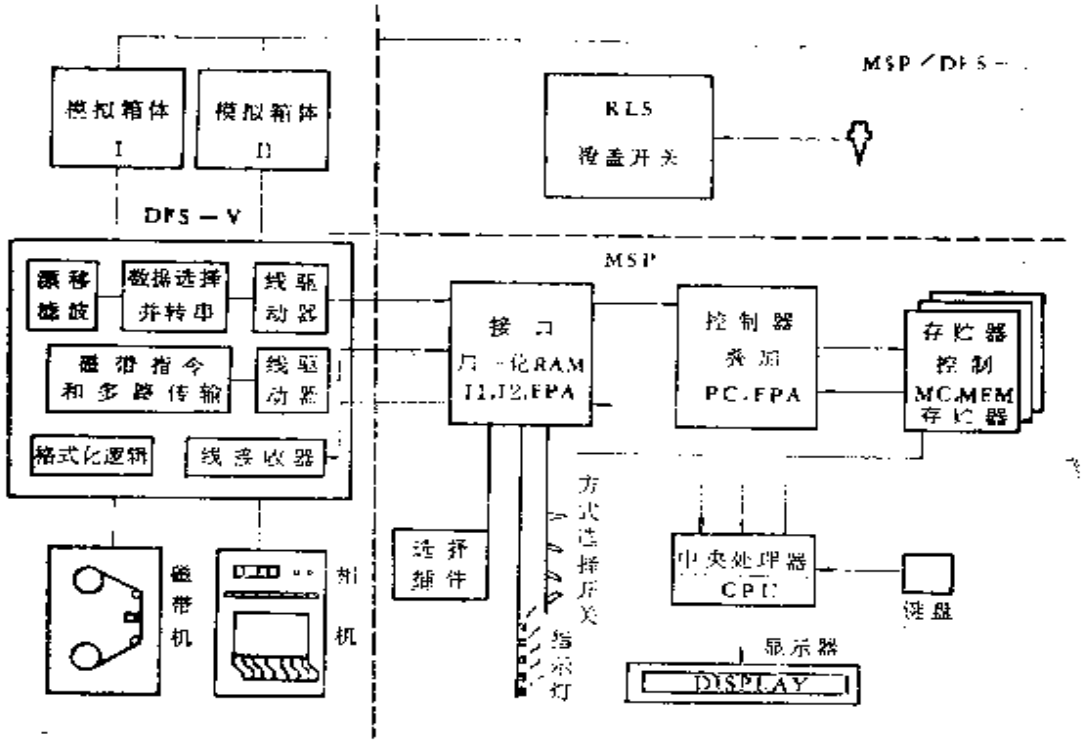
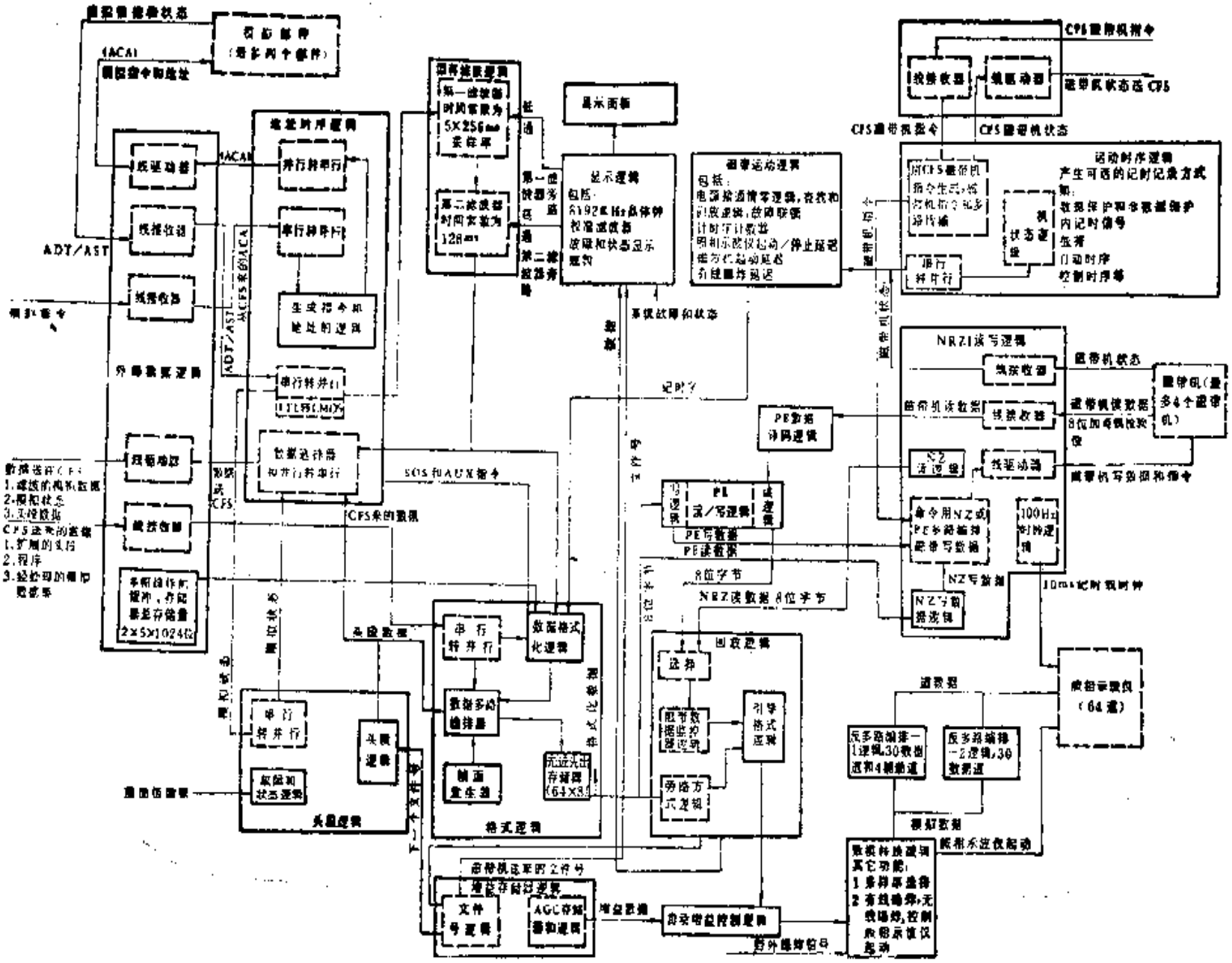


图 2—60 DFSV-Minisosie系统结构框图

二、DFSV-Minisosie系统数字地震仪工作原理

具有相位相关处理功能的DFSV-Minisosie系统在强干扰区


显示面板
显示逻辑
运动时序逻辑
NRZI读写逻辑
PE数据译码逻辑
数据选择器和并行转串行
串行转并行
数据格式化逻辑
数据多路选择器
帧逻辑
格式逻辑
回放逻辑
头部逻辑
线驱动器
线接收器
并行转串行
串行转并行
生成指令和地址的逻辑
显示逻辑
包括：
6192kHz晶体钟
校准滤波器
故障和状态显示
程序
运动时序逻辑
产生可选的记时记录方式
如：
数据保护和伺服锁存
内记时信号
压带
自动时序
控制时序等
NRZI读写逻辑
磁带机状态
磁带机读数据
磁带机写数据和指令
PE数据译码逻辑
PE读/写逻辑
PE写数据
PE读数据
NRZ写数据
NRZ读数据 8位字节
8位字节
100Hz时钟逻辑
10ms记时视时钟
NRZ写数据选择
单个用NRZ或PE多磁道排列磁带写数据
磁带机(最多4个磁带机)
8位加奇偶校验位
磁带机写数据和指令
回放逻辑
选择
磁带数据监视逻辑
旁路方式逻辑
引导格式逻辑
元位头出存储器(64×8)
数据和状态逻辑
帧逻辑
串行转并行
数据多路选择器
数据格式化逻辑
格式逻辑
头部逻辑
数据选择器
(64通)
反多路编排一1逻辑,30数据通和4辅助通
反多路编排一2逻辑,30数据通
数据
磁带机状态送CPS
CPS磁带机指令
CPS磁带机状态
磁带机状态
磁带机指令
CPS来的ACA
ACA
ADT/AST
CPS来的数据
SOS和AUX指令
数据
记时字
基模故障和状态
增益数据
前置增益控制逻辑
外部增益码
磁带机读来的2个字节
下一个文件号
文件号逻辑
AGC存储器和逻辑
增益存储器逻辑
数据
CPS
数据和状态
数据和状态逻辑
数据和状态
数据处理逻辑
其它功能：
1 多样率选择
2 有线编辑，无线编辑，控制数据显示仪起动
数据
磁带机状态
磁带机指令
磁带机状态送CPS
CPS磁带机指令
CPS磁带机状态
磁带机状态
磁带机指令
磁带机写数据和指令
磁带机读数据
磁带机写数据和指令
磁带机读数据
磁带机写数据和指令
磁带机状态
磁带机指令
磁带机状态
磁带机指令
磁带机状态
磁带机

进行地震数据采集时，应选用可实现一点多次激发的快速随机震源（WACKER、汽枪、电火花等）激发。利用震源的辅助装置，以有线或无线方式将每次激发的起震信号传送给MSS同步器。将MSS整形处理后的规格化起震信号送入MSP，并参与野外地震数据相位相关叠加运算（利用零时TB信号计算移位值）。

反射波被检波器接收，并以电信号方式送入DFS-V模拟箱体。在模拟箱体中按照常规处理程序对地震信号进行放大、滤波、采样、模数转换等处理，经模拟箱体处理后的地震数据，以一定编排形式传送到控制箱体，经控制箱体漂移滤波处理后的地震数据再以串行方式由CFS接口送入MSP多源处理器。控制箱体结构及处理流程如图2—61所示。

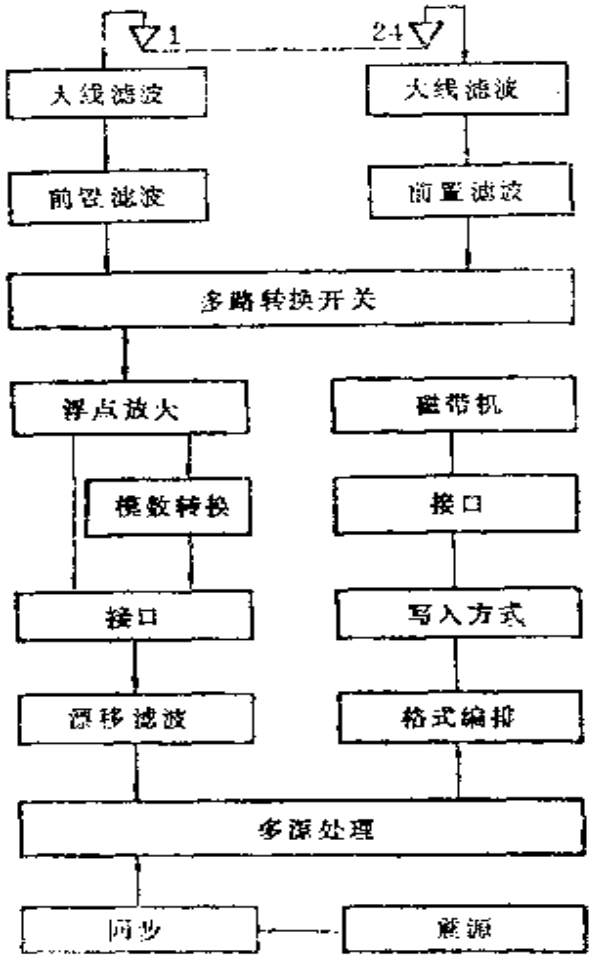


图 2—62 DFSV-Minisosie系统工作流程

MSP利用随机震源的起震信号和地质体的反射信号的相关关系，进行消除干扰的相关叠加处理，然后将消除干扰后的地震数据以及由MSP产生与DFS-V同步的信号(TB′)经CFS接口返回DFS-V控制箱体。控制箱体在完成应完成而尚未完成的处理程序后，地震数据以常规地震单炮记录的SEG-B或SEG-C格式记入磁带。该系统的工作流程如图2—62所示。

DFSV-Minisosie系统是由两种功能不同且各自独立的仪器组合而成，系统具有常规地震仪所不

具备的抗强干扰能力，其结构和原理方面与常规地震仪有较大区别。为了使读者较深入地理解和掌握该系统的主要工作原理，现将其重点叙述如下。

1.DFS-V地震数据编排

为了使MSP得到的地震数据达到相关处理的技术要求，DFS-V完成地震信息处理的部件应具有以下功能。覆盖开关应按照预先设计的收录地震数据方案，将检波器接收来的多个地震数据依次送入DFS-V模拟箱体。地震信号在经过大线滤波器滤除被大线接收来的外界射频干扰后，进入前置放大器。前置放大器将按照预置的固定增益（2^4、2^6、2^8）对地震信号进行放大。之后，由低截止滤波器（35Hz—120Hz）、高截止滤波器（64Hz、128Hz、256Hz、512Hz、1024Hz）和陷波器（50Hz、60Hz）按照预置截止频率滤除部分无用干扰信号。

经滤波后的地震有效信号，按照预置的采样间隔（1/4ms、1/2ms、1ms、2ms……）在地震信号上取一系列离散振幅值，用来表示该信号的形态。代表这些样点的振幅值由多路转换器完成一定格式的多路编排，然后在控制指令控制下浮点放大器对每个样点信号分别进行放大。DFS-V的瞬时浮点放大器以4：1台阶调整每个样点信号的增益，使放大后的样点信号的尾数幅值出现在A/D转换器的转换范围内的最佳位置，力求使每个样点信号在进行A/D转换时，得到最佳转换分辨率。

经过A/D转换后的地震子样数据（子样浮点放大的增益码和尾数幅值的A/D转换数），以串行格式送入DFS-V的控制箱体，并由地址时序逻辑板将串行数据转换成并行数据，传送给漂移滤波器。从每个子样数据中减去已存入漂移滤波器的浮点放大器和A/D转换器的直流漂移值。漂移滤波处理后的并行地震数据再经数字选择器转换成串行数据，由线性驱动器经CFS接口送入MSP。

2．MSP数据编排

为使从DFS-V传送来的地震数据在MSP中进行相关处理时

具有一定的分辨能力，MSP在对DFS-V地震数据进行重新编排时，采取了如下技术措施。

MSP的每块存贮板含有256k的25位字长的动态RAM，在多源处理器内共可安置八块同样的存贮板，其贮存总容量可扩展到2048k。为使以1或2的补码构成的15位DFS-V的地震尾数数据在被转换成高分辨率浮点运算格式时具备条件，应在15位的DFS-V数据后面加上五个零，以获得20位宽的地震尾数数据。按照同样理由，也可以在具有3位宽的增益字的高有效位(MSB前面再增加1位，并置以1。从而使增益码变成4^{*}的4位字宽)即可达到65536的输入动态范围。由4位增益字1个奇偶位和2^{*}_{0}位尾数组成的25位的一个子样数据块，以2的补码形式存入存贮板，如表2—8所示。

表 2—8

DFS-V	数据	增益3位+符号1位+尾数14位
	格式	GGG S DD……D
MSP	数据	增益4位+符号1位+尾数14位+5位零
	格式	GGG S DD……D00000

利用MSP对新编排方式的地震数据进行相关叠加运算，可以用16进制3FFF表示地震数据的满标电压值，即8191.5mV（等于A/D转换器满标值）。该满标地震数据换算成MSP地震运算数据，可用16进制7FFE0表示。实践证明，如果在MSP相关叠加运算的最终结果中减去后5位中的数值，即可得到DFS-V要求格式的地震数据（满标值等于524256），这为DFS-V记录相关处理后的地震数据提供了可能。

3.噪音门槛处理

MSP的浮点加法放大器（FPA）将DFS-V交替采样的所有道地震数据（1，24，2，23；……12，13）写入FPA的RAM

存贮器内，在下一个扫描时间内再将存入RAM内的交替数据按（1、2、3……24）顺序读出，然后将该顺序的地震数据送入具有噪音编辑功能的处理控制板（PC）的A和B空存贮器内，并在A、B存贮器中保存一个完整的扫描时间。在保存时间内将该数据与根据噪音调查结果人为置入的噪音门槛值进行比较，使超过噪音门槛值的所有地震数据充零（即清除）。对地震数据进行充零的处理过程要延续100ms，然后在存贮控制器（MC）控制下将不超过噪音门槛值的地震数据送入FPA的加法器，参与加法运算。用噪音门槛清除噪音的波形示意如图2—63所示。

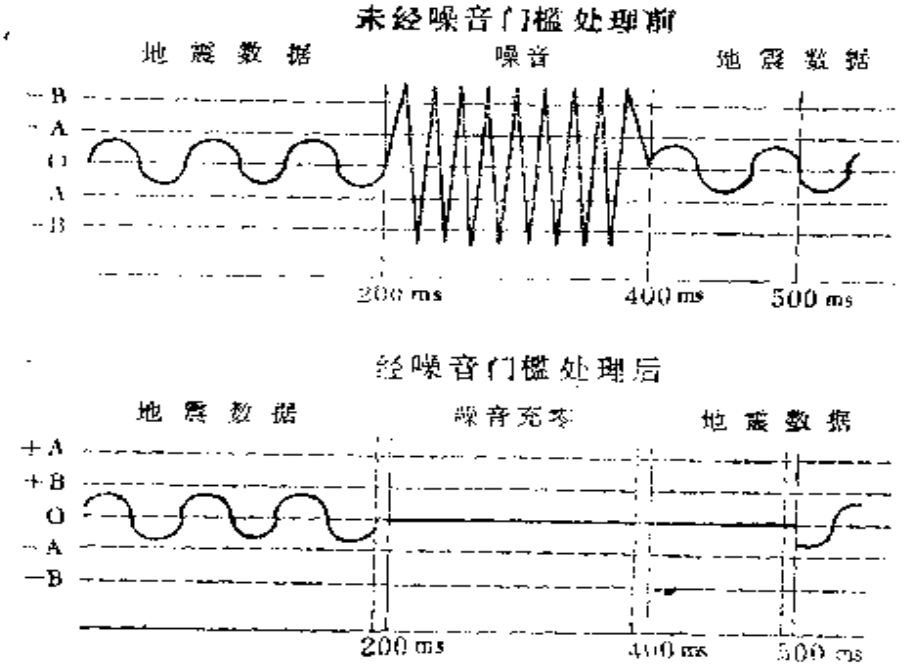


图 2—63 噪音门槛消除噪音示意图

消除噪音后的数据送入FPA的主存贮器和加法器进行增益调节和加运算。

4.增益调节

在浮点加法放大器中进行相关处理时，首先要对下一个经门槛处理的野外地震数据增益码与MEM中已存有的中间地震数据的增益码进行相减运算。若两个增益码的差值为零，则不进行增

益调节。如果两个增益码差值不为零，则应进行增益调节。增益调节方法是，当中间数据的增益值比参与减运算的野外数据增益值大时，则将MEM存贮器中已存有的中间地震数据向右移位；反之则将参与减法运算的野外地震数据向右移位。移动的位数应等于增益码相差值的两倍。参与相减运算的两个地震数据的增益码相等后，再进行相加运算。如果相加后的地震数据出现溢出，应使地震数据向右移两位，使增益值减 1 （防止浮点加法器溢出，加4^6即为65536）。

5.规格化

地震数据的规格化分两步进行，第一步是对地震数据进行增益调节计算，用来确定地震数据应移位的位数，用$FPLAP_3$部件产生的三位码表示规格化的地震数据向左移位的位数。第二步是计算一个新的增益码，用来确定规格化后的地震数据的可应用范围。

6.加运算

对于每两个左移位数，必须给增益码加 1 （增益码最大为15）。由$FPLAP_3$进行计算产生一个三位码，用来代表将要发生的左移位的位数，然后把这个码加到增益码上计算出最后的增益值（存入MEM存贮器内）。在程序控制器（PC）的控制下，浮点加法放大器对RAM内的地震数据和MEM中运算的中间地震数据（先进来并已进行过某些相加后的中间地震数据）进行相加运算。由PC控制器中的地址发生器提供地址，将相加后的地震数据再存入MEM已空出来的存贮单元中。这就是对地震数据进行相关叠加运算过程中的一个子相加运算过程。这样的子运算过程按照设计程序一直进行到满足预置的叠加次数要求为止。最后将一点多次激发所得到的地震数据全部叠加完，并将最终结果输送给CI_1部件的除N电路。

该叠加过程是依据随机震源的起震信号（TB）和由震源激发产生的反映地质现象的反射地震数据之间的相关关系对地震数据进行叠加运算，因此在叠加之前对两种信号进行的各种处理过

程中均不能产生畸变，否则将会对地震数据的相关叠加效果产生不利影响。

7.除N运算

按照预置叠加次数进行相关叠加运算后的最终地震数据，存入MEM主存贮器，然后再由主存贮器送入CI_1接口部件中的除N电路。与此同时，由噪音编辑地址发生器（PC）将预置的叠加次数送入CI_1部件中的除N电路。除N电路对相加后的地震数据进行除N运算处理，获得与一般常规地震勘探的单炮地震数据相似的相关地震数据。除N运算的结果将使边叶噪声值减小，获得的地震数据的质量优于常规地震所获得的地震数据。

经除N运算处理后的相关地震数据经CI_1接口部件的存贮多路编排器、SEG-B格式转换器和头段/数据多路编排器等部件进行各种处理后，连同MSP产生的同步信号（TB′）、计时字以及与相关处理有关的头段参数一起通过DFS-V的CFS接口送入DFS-V控制箱体。

8.记带

由连续4个地震道的4个子样数据编排成10个8位字节，构成一个SEG-B格式数据块。该数据块的前两个字节共记4个子样的增益码。第一个字节从0位到3位记第一个子样的增益码；从第4位到7位记第二个子样的增益码。第二个字节的第0位到第3位记第三个子样的增益码，第四位到第七位记第四个子样的增益码。其余8个字节中的每两个字节记一个子样地震信号的尾数，由此可用第三到第十个字节记录4个子样的地震尾数。由上述编排格式组成的若干个数据块构成的常规单炮地震数据，经CFS接口的线驱动器送入格式辑逻板，在格式逻辑板的串并转换器、数据格式化逻辑、数据多路编排器和先进先出存贮器等程序部件控制下，当第一、二个子样的增益字到齐后，由先进先出数据线送出第一个字节，当第三个和第四个子样增益码到齐后，由先进先出数据线再送出第二个字节。4个子样尾数组成8个8位字节，紧跟第一、二个字节由先进先出输出线传送给相位编码PE

读/写逻辑进入不归零编码NZ读/写逻辑，并完成相应记录方式的编排。数据被编成 8 位加奇偶校验位的并行字，再编成 8 位加奇偶校验位的磁通方向字，然后在每个数据字上加四个指令位，组成记带数据块。该数据和指令以串行方式，连同时钟信号和同步信号，转换成代表写入磁带磁通方向的 1 或 0，经线驱动器传递给磁带机记带。

第三章　野外工作方法

在浅层高分辨率地震反射勘探中，最基本的工作就是数据采集。野外采集到的原始数据质量的好坏决定了数据处理和资料解释成果图件的质量。采集到的原始数据质量的好坏不仅与测区的地震地质条件有关，而且还与野外采用的工作方法技术和仪器设备等因素有关，在干扰背景较强的条件下开展浅层高分辨率地震勘探更是如此。

在浅层地震反射勘探中，地震地质条件主要指地表附近和浅部的地质条件及影响因素，主要有以下几个问题。

1.表层疏松风化层的影响

地表附近的岩石和土层，由于长期受到风化剥蚀，变得比较疏松。地震波在其中的传播速度比下伏的未风化岩石和土层的速度要低得多。这类疏松层常称之为"低速带"或"风化层"。当地震波通过低速带时，高频成分吸收衰减严重，严重地影响了记录的时间分辨率，这对于浅层高分辨率地震反射勘探是极为不利的。

表层风化层的存在，使得记录到的风化层以下地层界面的反射波产生"偏移"和时间上的"滞后"，风化层的横向不均匀性也影响了浅层高分辨率地震反射资料的质量，为此需要测定风化层的速度和厚度，进行校正，即通常所说的"低降速带校正"。

2.潜水面的影响

测区潜水面的深度对获得高质量的浅层高分辨率地震资料影响很大。一般说来，潜水面是一个良好的纵波速度界面。潜水面以下地层速度较高，对高频地震波的吸收衰减较轻；潜水面以上地层的速度较低，对地震波的高频成分吸收衰减严重。浅层地震反射勘探一般都是在地表激发和地表接收，因此潜水面的深度直接影响了地震波高频成分的衰减程度。当然，若在潜水面以下的

含水带中激发和接收，能够有效地避开潜水面以上低速层对地震波高频成分的吸收作用，获得频谱成分丰富和信噪比较高的地震波。

由于潜水面是一个良好的纵波波阻抗界面，在地表激发和接收时，在地震时间剖面上潜水面能够形成一个很好的反射界面。在资料解释过程中，要注意把潜水面形成的反射波和地层界面反射波区分开来。

3.表层的不均匀性

浅层地震反射波法调查的地层结构纵、横向上一般都有较大的不均匀性，如尖灭带、层位滑动、薄互层、人工堆积、溶洞、透镜体和小断层等，这些不均匀性都将影响地震波的能量和到达时间。在某些情况下，这些不均匀因素中的一些因素恰是浅层地震勘探要研究的对象；而在某些情况下，一些因素则是地震勘探的干扰因素，它们的存在给追踪和识别有效反射波带来了困难。

除此之外，在第四系沉积地层内部，有的地层界面波阻抗差异明显，有的地层界面波阻抗差异微弱，且地层的横向变化较大，所有这些因素都给详细划分第四系沉积地层带来了困难。

浅层地震勘探调查的目的层较浅，需要采用较短的排列长度接收，而短排列接收时，震源干扰波对地震反射波影响较大。在城市等地区开展浅层地震反射波法调查时，还不可避免地受到各种各样的外界振动干扰、工业电干扰和其它类型的噪声干扰，这些干扰因素严重降低了地震记录的信噪比和分辨率。

综上所述，可以看出，浅层高分辨率地震勘探与常规的油气、煤田勘探相比，有其自己的特点，在工作中应采用适合于自身特点的工作方法，特别是在强干扰背景条件下开展浅层反射波法调查时更需要采用有效的野外数据采集方法和技术。

第一节　测线布置和观测系统

浅层地震勘探在解决的不同地质问题中，地震测线布置和采

用的地震观测系统是不相同的。在布置地震测线和设计地震观测系统之前，首先需要了解测区前期地质工作和地球物理勘探的工作程度，以便更好地布置地震测线。

一、地震测线布置

浅层高分辨率地震反射勘探的测线应根据工作任务，探测对象、前期地质和物探工作程度、地质构造和地形、地物等条件来布置。广泛收集有关地质、地球物理勘探资料，尤其是收集有关钻井及测井资料是十分重要的。在正确分析评价前期工作的基础上，设计地震测线。测线的布置可参考下列原则。

（1）测线最好为直线。如果测线为弯线，则在资料处理中往往把一个共反射面元内反射的地震记录道进行叠加处理，当地下界面倾斜或地质构造比较复杂时，这种叠加处理不利于提高记录的分辨率。

（2）测线尽量垂直于岩层或构造的走向。便于最大限度地控制构造形态，利于地震资料的分析与解释。

（3）测线要尽可能与其它物探测线或钻探勘探线相一致。便于综合分析解释物探资料和地质资料。若测区有已知钻孔，测线

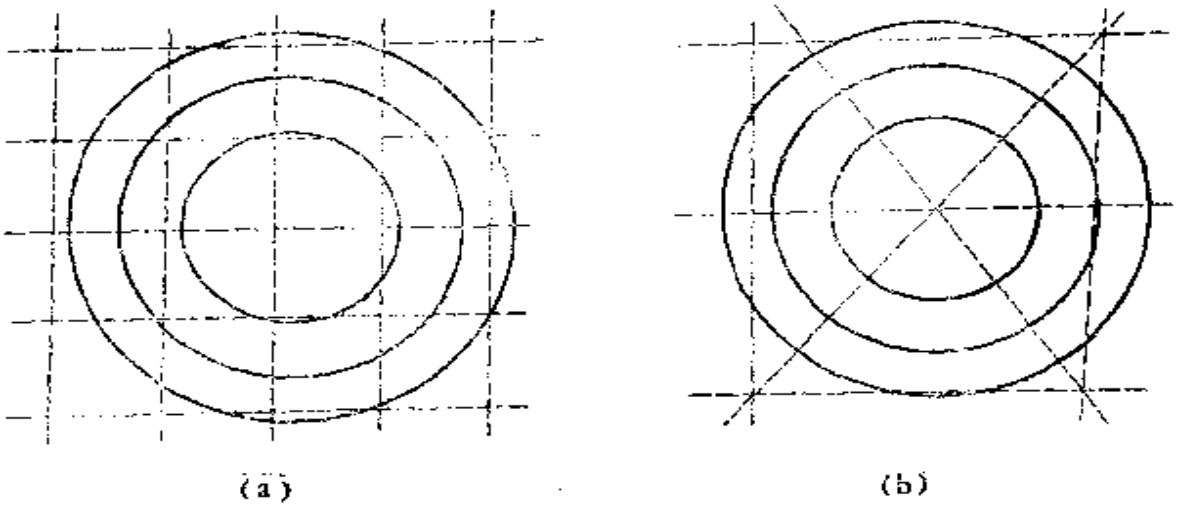


图 3—1　探测一个圆形地质构造。图中实线为构造等值线，虚线为设计的地震测线

要尽可能通过已知钻孔；若测区没有已知钻孔，可想法使测区地震测线与邻区最近的已知钻孔连接起来。

（4）测线疏密程度应根据地质任务，探测对象等因素确定。一般情况下，要布置适量的联络测线与主测线相连接，以检测不同测线上反射波的对比闭合精度。

除此之外，地震测线的布置还应考虑地形、地物等因素，力求以最少的工作量来解决地质问题。图3—1a和图3—1b分别表示了为探测一个地下圆形地质构造设计的两种形式的地震测线。显然，由于图3—1b所示的地震测线的主测线垂直于构造布置，因此图3—1b的布线方式好于图3—1a。

二、地震观测系统

在浅层地震反射波法勘探中，常用的有以下几种观测系统。间隔连续观测系统，延长时距曲线观测系统和多次覆盖观测系统。最近还发展起来了两种有效的简便浅层地震反射方法技术。

1.几种常用的观测系统

（1）间隔连续观测系统

当反射波相对振幅较大时，可采用一次覆盖简单观测系统。图3—2表示了一种单次覆盖简单观测系统中的一种，即间隔连续观测系统。在O_1点激发，O_2O_3地段接收，探测的反射界面是R_1R_2段，然后在O_3点激发，O_1O_2地段接收，探测的反射界面是R_2R_3段。O_1和O_3点是互换点，通过互换点可连续追踪反射界面，O_1O_3地段排列接收完之后，再移至O_2O_4段，同样分别在O_2和O_4点激发，O_3O_4段和O_2O_3段接收，完成探测R_3R_4和R_4R_5反射界面，依次工作，可追踪整个反射界面。

在地震测线上，把激发点至最近接收点的距离称之为偏移距，图3—2表示的偏移距等于炮间距。根据具体问题，也可采用更大的偏移距。若偏移距为零，则该观测系统就是简单连续观测系统。若震源附近干扰波不妨碍记录时，可采用简单连续观测系统。

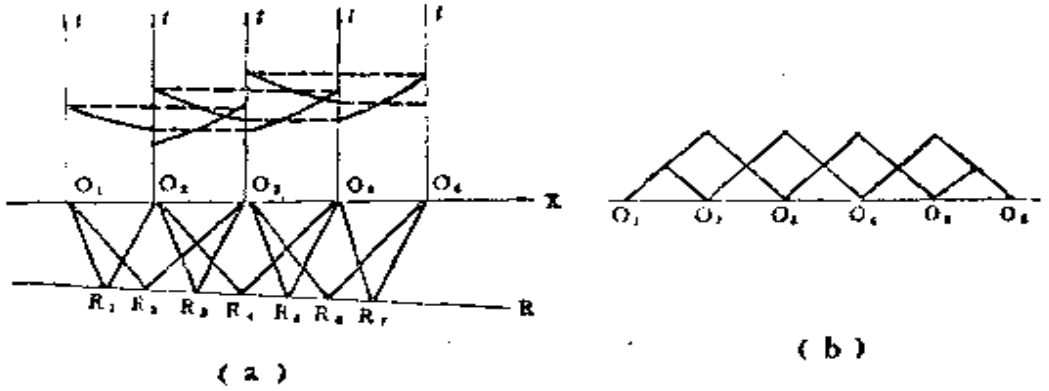


图 3—2　间隔连续观测系统

a.时距平面图；b.综合平面图

采用间隔连续观测系统，可避开激发点附近强大的声波和地滚波的干扰。因为地滚波和声波的速度低，在远离激发点处接收地震波时，反射波比它们到达的时间早得多，记录上它们已影响不到有效波了。若偏移距过大，采用间隔连续观测系统将降低地震记录的分辨率，还会出现浅层折射波干扰等问题。

（2）延长时距曲线观测系统

当在测线上遇到河流、居民点等地面障碍物时，不能铺设检波器和电缆，这时需要采用专门的延长时距曲线观测系统才能连续研究反射界面，该系统的时距平面图如图 3 — 3 所示。

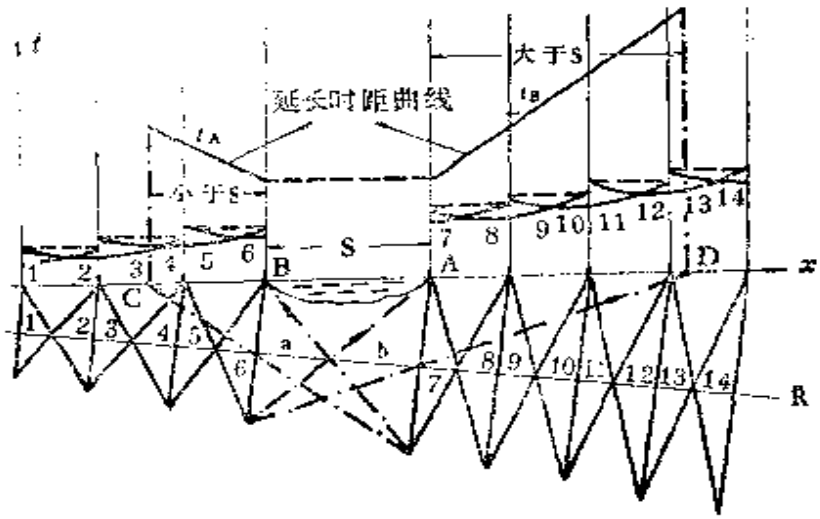


图 3 — 3　延长时距曲线观测系统时距平面图

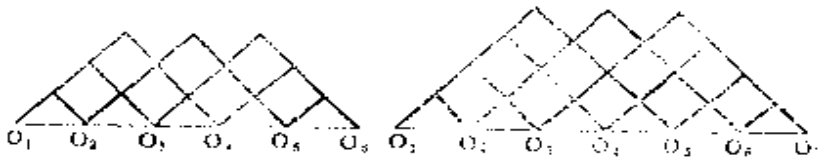
设AB之间有一条河流通过，为获得AB下面的反射界面，可在A点激发，在BC段接收，得到时距曲线t_A及对应的反射界面段a；同样，在B点激发，AD段接收，可得到时距曲线t_B及对应的反射界面段b。该系统不能使障碍物两侧的简单连续观测系统互换对比，且当障碍物过宽时，该系统也就无效了。对于浅层反射波来说，当障碍物较宽时，由于浅层折射波的干扰，往往不能有效地追踪地下反射界面。

（3）多次覆盖观测系统

在地震地质条件比较复杂时，采用单次覆盖观测系统研究地下反射界面通常是不可靠的，特别是在外界干扰背景较严重的情况下，采用单次覆盖观测系统无法探测地下地质构造。这时，需要采用多次覆盖观测系统，它是利用多重独立的观测系统多次连续研究同一反射界面，从而达到提高地震记录信噪比和勘探精度的目的。

多次覆盖观测系统是目前浅层高分辨率地震反射波法广泛采用的一种观测系统，它是由简单连续与间隔连续观测系统或不同的间隔系统组合起来的观测系统，如图3—4所示。

图3—4a所示的是零偏移距的情况，图3—4b为非零偏移距情



（a） （b）

图 3—4 多次覆盖观测系统示意图
a，零偏移距；b，非零偏移距

况，偏移距等于炮间距。图3—4a、b都是中间激发，炮点两边接收的多次覆盖观测系统。

在浅层高分辨率地震反射波法调查中，有时为准确求取速度和详细研究深、浅部很不相同的地层界面时，常采用非对称多次覆盖观测系统。利用该观测系统一边的长排列接收可保证较深目

的层的速度分析，采用另一边的短接收排列可补偿由于远炮点记录道的切除而引起较浅目的层地下覆盖次数的减少。在浅层地震勘探中，为了施工方便，更多采用的观测系统是单边排列接收的多次覆盖观测系统，如图3—5所示。图中所示的偏移距为两个炮

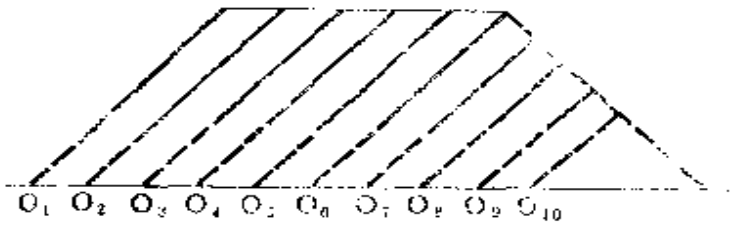


图 3—5　单边激发的多次覆盖观测系统

间距，对于不同的偏移距、不同的覆盖次数和不同的接收方式，可建立起相应的多次覆盖观测系统。关于多次覆盖观测系统的具体问题将在第三节专门介绍。

2.两种有效的浅层地震反射方法技术

由于浅层地震反射勘探探测的目的层较浅，需要采用较短的排列长度接收，在这种情况下各种干扰波对有效波的干扰严重。为了以较低的成本获取有效的浅层反射信号，目前开展的浅层高分辨率地震反射波法调查中广泛采用"最佳时窗"技术和最佳偏移距技术。

（1）"最佳时窗"技术

在浅层高分辨率地震反射勘探中，由于采用检波器组合接收压制地滚波和声波的方法技术严重地衰减了记录中的高频成分，为获取高频有效反射波，一般不采用检波器组合接收。在远炮点处接收，界面反射波和浅层折射波重叠在一起而发生干涉，影响了浅层反射波的追踪。为了有效地避开地滚波、声波、直达波和折射波对有效反射波的干扰，可以把接收地段选择在既不受地滚波、声波和直达波的影响，也不受折射波影响的地段接收，这种最佳接收地段称为"最佳时窗"。在最佳时窗内进行地震反射波法调查，称为最佳时窗技术，最佳时窗一般要通过试验选取。

图 3 — 6 表示了一个覆盖层厚度为 90m、波速为1600m/s，基岩界面为水平界面、波速为 5000m/s 的地质模型和其对应的时距曲线图。在图 3 —6b上，标出了最佳时窗位置。图 3 — 7 表示了与图 3 — 6 所示地质模型相应的反射波振幅和相位响应曲线。从图3—7a所示的基岩反射波振幅随炮检距的变化可以看出，在最佳时窗地段反射波相对振幅发生了较大变化，而从图3—7b 所示的反射波相位随炮检距的变化可以看出，在最佳接收地段反射波相位基本变化不大，因此在最佳时窗内接收，不会发生错误地追踪界面反射波。在更大的炮检距处接收，解释人员就可能

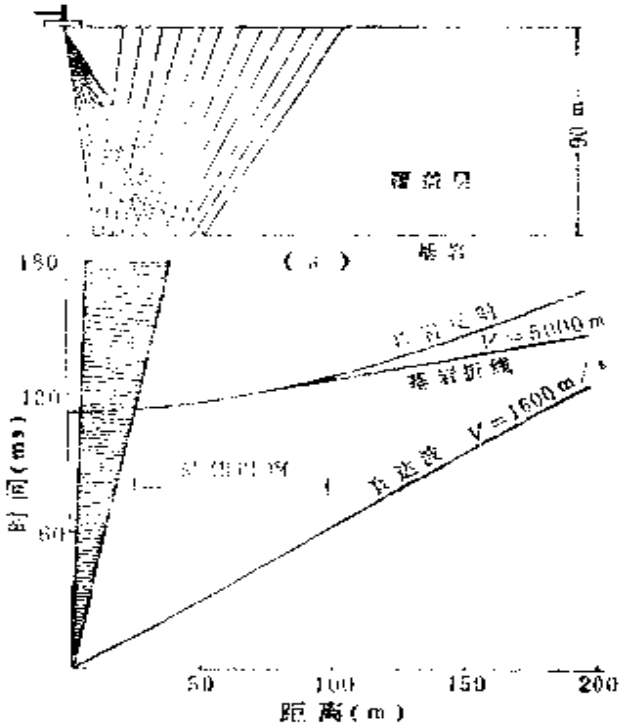


图 3— 6　最佳时窗的选取

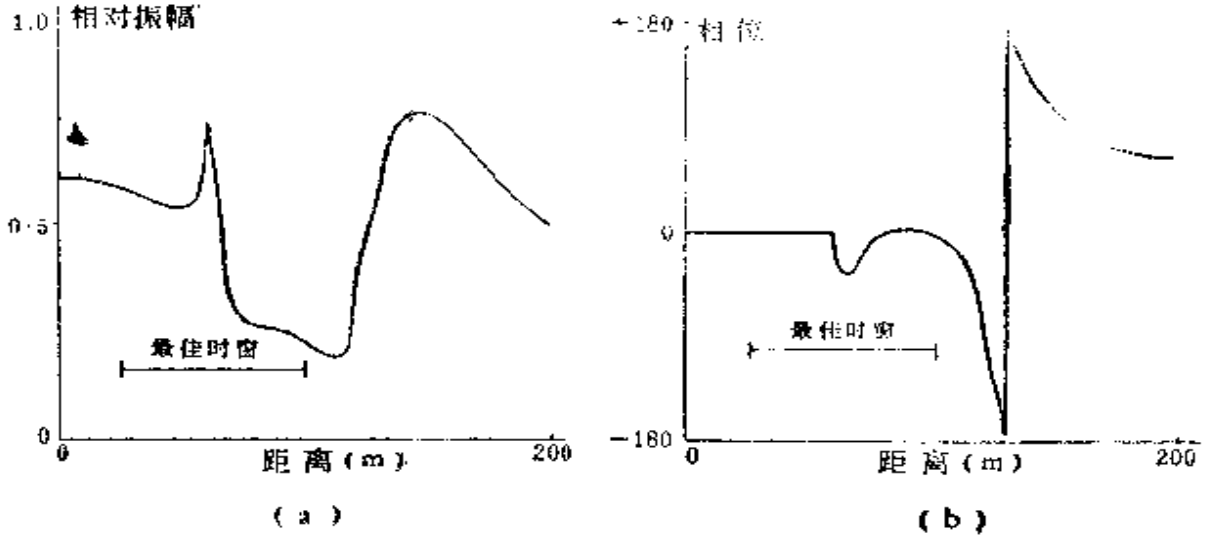


图 3— 7

a.相对振幅曲线，b.相位曲线

把反射波的初至错读半个或半个以上的周期。

由上面的讨论可知，设计最佳时窗技术的关键在于选取接收排列的两个端点，近炮点一端受地滚波的限制，远炮点一端受反射波的振幅和相位变化的控制。如果界面两侧介质的波速相差较小，根据经验，最大炮检距不应大于界面埋深的1.5倍；如果界面两侧地层波速相差较大，在大约等于目的层深度处接收，反射波将出现相位畸变，但在这种情况下干涉条带却受到了限制，一般不会引起重大问题（详见第一章第二节的讨论）。

图 3 — 8 是同一激发点不同地段接收到的多张12道地震记录拼成的浅层反射记录。反射目的层是古生代的灰岩，上部是冰碛物覆盖层，采用3m道间距，3m偏移距和 100Hz 的高频检波器接收。为保持振幅有同样幅度，绘图时采用了自动增益控制。分析图 3 — 8 可以看出，目的层反射波在近炮点受到强大的地滚波和高频声波的干扰，远炮点目的层反射波相位发生了变化。因此，最佳时窗的近炮点一端不得小于30—36m，远炮点一端可选取为70m，最好不要超过100m。

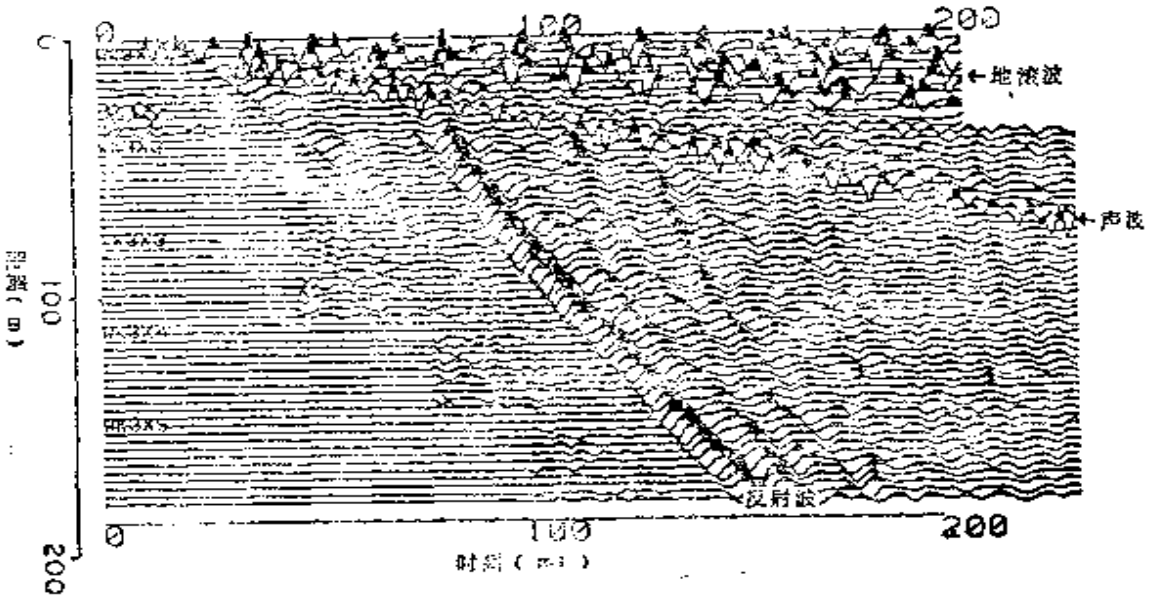


图 3— 8　同一激发点、不同的接收地段、多张12道地震记录拼成的浅层反射记录（据J.A亨特等）

在地震地质条件较好，且无外界干扰背景的条件下，采用单次覆盖的最佳时窗技术能够取得可供地质解释的地震反射时间剖面；若地震地质条件较差，或具有一定强度的外界干扰噪声时，采用单次覆盖的最佳时窗技术很难获取高信噪比的地震反射时间剖面。

值得指出的是，最佳时窗技术在探测比较单一的目的层时（如基岩界面）效果较好，若要求探测的目的层深浅相差较大就很难选取最佳时窗，甚至不可能选择最佳时窗。因为若选取的时窗对浅层反射波较合适时，对较深层的反射波就不合适了，反之也一样。因此，当地震地质条件比较复杂，或外界干扰背景较大，或要求探测的深度范围较大时，应采用水平多次叠加的方法技术。

（2）最佳偏移距技术

所谓最佳偏移距技术就是每个记录道都采用相同的偏移距记录，且在该偏移距处接收到的反射波应具有较好的信噪比和分辨率。使用最佳偏移距技术能更好地分辨覆盖层内的浅层反射波，且数据处理更简单和更省时间，但野外数据采集效率较低。

为了选取最佳偏移距，需要使用多道地震仪在一定的接收排列长度上进行试验，根据试验结果确定地下界面反射波，并选取反射层位比较丰富、受震源干扰波影响较小的地震记录道所对应的炮检距为最佳偏移距。在正式记录过程中，每次激发，在最佳偏移距处采用单个记录道接收。在仪器记录之后，炮点和接收点同时向前移动一个道间距，重复上述过程，可获得一条最佳偏移距地震反射时间剖面。图 3 — 9 表示了接收最佳偏移距记录的观测方法和反射波射线路径。在每个物理点的激发过程中，同其它方法一样，为获得高信噪比的地震记录可采用一点多次激发的信号增强技术和模拟带通滤波技术。

最佳偏移距方法需要一台具有在记录其它地震道期间在存贮器里保持单个地震道能力的地震仪。目前使用的大多数地震仪都具有这种道锁定特性。使用单道地震仪能够采集最佳偏移距数

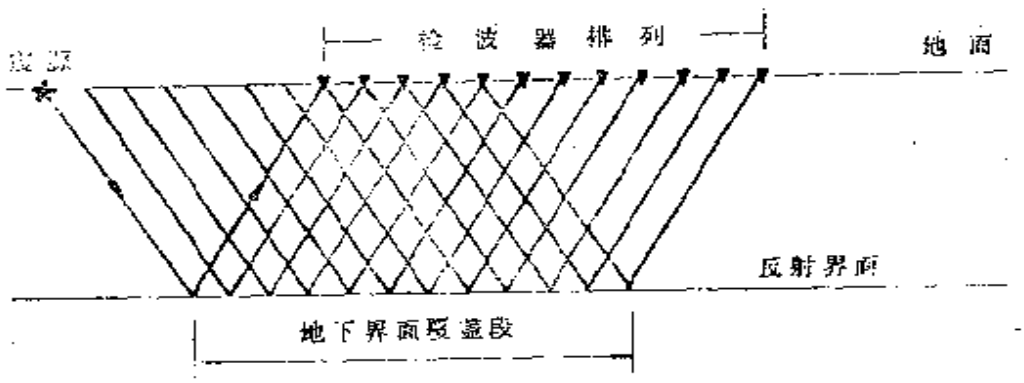


图 3—9　最佳偏移距技术的观测方法和反射波射线路径

据，但使用多道地震仪则更有效。这是因为在单道地震仪上每次仅能观察一道，这容易使操作员混淆目的反射层时间位置，而使用多道地震仪允许操作员通过观察某一地震道上的特定脉冲与地震记录上其它波的关系，不断地证实在某记录道上的特定脉冲是不是有效反射波。例如，声波在最佳偏移距记录上也产生一个平直波组，而在多道记录上根据声波的低速特征就能直接识别声波。

对于每一个接收排列，除了获得最佳偏移距记录外，还要获得浅层折射记录，以便求取表层速度信息，估算潜水面的深度。此外，为了获得地震波的速度，在获得最佳偏移距剖面后，操作员要根据最佳偏移距剖面上反映的地下地层形态，选取地层相对平缓的地方进行多道扩展排列接收。

最佳偏移距技术不需要为进行最终显示进行动校正处理，因此避开了动校正对浅层反射波的拉伸、畸变影响，反射信号原有特征被全部保留，记录分辨率不会因动校正而受到影响，当然也不存在水平多次叠加降低分辨率问题。因而，该方法技术十分适合于外界干扰背景小，地震地质条件好，地下地层界面起伏较严重情况下的浅层地震反射勘探。在地层波阻抗差异不太明显的条件下，采用该方法技术，可利用宽角反射波振幅强的特征。由于每个记录道都采用相同的偏移距记录，所以不必考虑因不同炮检

距记录而发生反射波相位畸变的问题。

最佳偏移距技术在无外界干扰背景条件下能够有效地调查浅层地质构造，但当外界干扰背景较强时，采用该方法技术很难获得可供地质解释的地震资料；若目的层较深，需采用能量较大的震源，最佳偏移距技术的勘探成本剧增。因此该方法技术不再适用，需要采用适合于在外界干扰背景较强条件下开展浅层地震反射调查的方法技术。

第二节　地震波的激发和接收

地震波的激发和接收是浅层高分辨率地震反射勘探的重要环节。野外采集到的地震记录质量的好坏不仅与测区地震地质条件和采用的仪器设备有关，而且还与地震波的激发和接收有关。

一、地震波的激发

震源激发产生的信号频谱对地震反射波的频谱的影响是显然的，震源激发不出高频成分，就接收不到有效的高频信号。震源激发出的地震波的品质除与激发点周围介质的地质条件有关外，更重要的是取决于震源能否提供给人们期望的频率及能量。针对不同的地质问题和外界干扰背景，在浅层地震反射勘探中应采用不同的震源，下面就与浅层高分辨率地震反射勘探中有关的激发地震波问题作一些讨论。

1.几种常用的浅层地震勘探震源简介

（1）炸药

在地震反射勘探中，炸药是最普通的一种震源。由于炸药激发产生的地震波频谱宽，能量强，高频成分丰富，因此在高分辨率地震勘探中炸药仍不失为一种有效的震源。夏普从理论上研究了爆炸时产生的尖锐压力脉冲与炸药量的关系，认为增加药量可提高压力脉冲振幅，减少药量可使脉冲频谱向高频端移动。炸药激发产生的地震波主频f与药量Q的关系为

$$\frac{1}{f}=kQ^{\frac{1}{3}} \qquad (3-1)$$

其中，k是常数。从式（3—1）可以看出，药量越大，激发产生的频率就越低。图3—10表示的是采用5lb和20lb(1lb=0.454 kg）炸药在相同炮点和激发深度处，仅相隔几分钟激发，同一接收排列接收到的信号频谱。从中可以看出，采用5 lb炸药激发时峰值频率为36Hz，而采用20lb炸药激发时峰值频率降低到31Hz，且高频成分的信号振幅更弱。由此可得出，为激发高

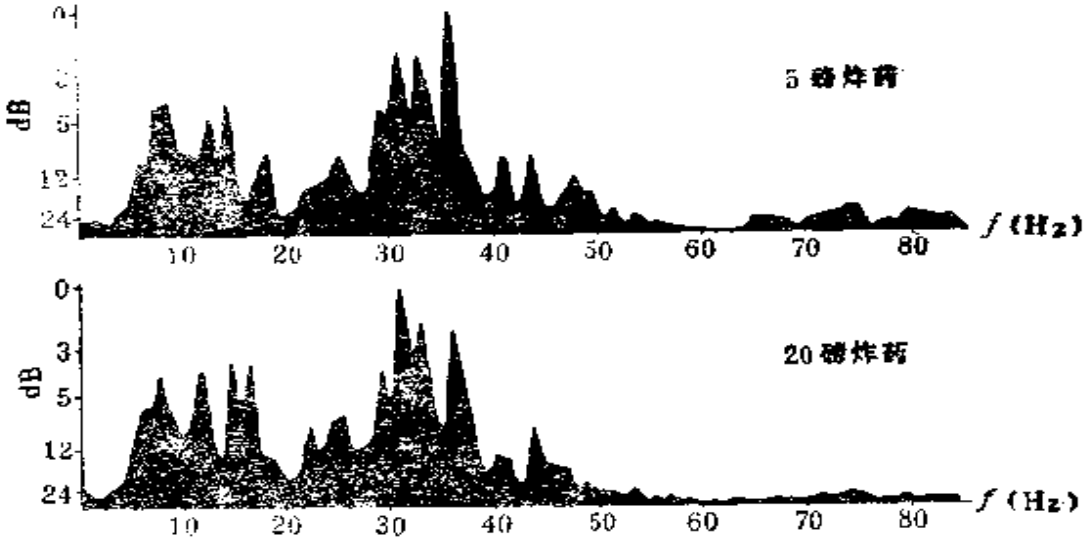


图 3—10　药量对频率成分的影响

频地震波，需采用小药量激发。浅层调查的目的层较浅，常采用几十克到几百克的小药量或雷管激发。图3—11和图3—12分别表示了采用一个雷管和采用一个雷管加0.5g助爆剂炸药激发，在同样爆炸深度和距震源10m处得到的信号频谱。采用一个雷管激发，信号的能量在100—200Hz频带内相当强，在高达400Hz处仍有一定强度的能量。当采用一个雷管加上0.5g高能炸药激发时，其主峰频率与图3—11所示的振幅谱主峰频率相当，但高频端的衰减却明显增加，致使高于140Hz的能量在线性比例尺图上几乎看不出来。

当炸药在井中激发时，地下会形成一个洞，该洞的大小取决于使用的炸药量，影响到每次激发产生地震波的重复性。若炸药量不超过几克，一直利用注满水的洞，有可能获得重复性较好的信号。

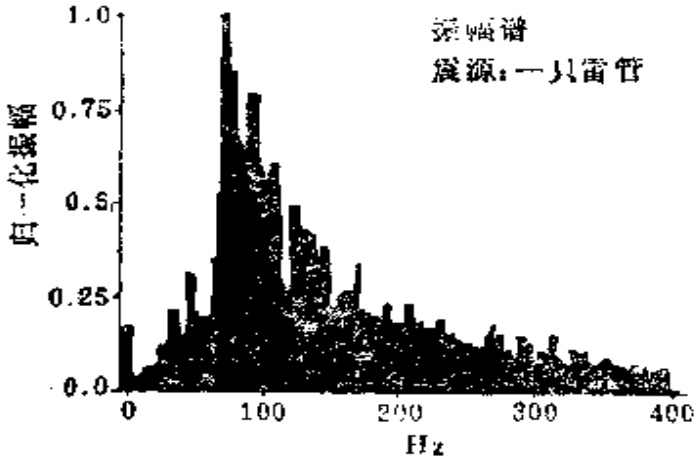


图 3—11　一只雷管激发产生信号的振幅谱

（2）锤击震源

锤击是目前浅层地震勘探采用的最为广泛的一种简便激发方式，它特别适合于在建筑物比较密集的地区开展工作。

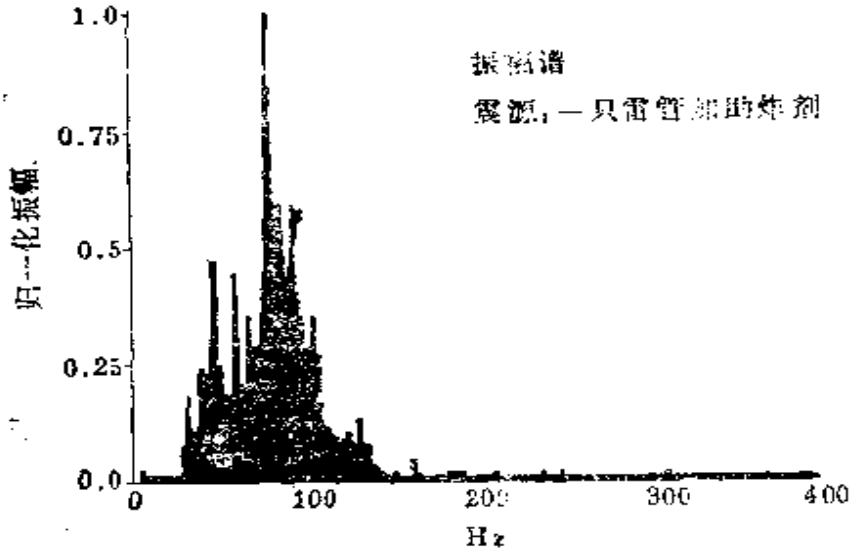


图 3—12　一只雷管加助爆剂激发产生的信号振幅谱

采用大锤锤击置于地面的铝合金板时的机械震动能的耦合转换效率比直接锤击地面时的要高。测区地表结构对锤击震源的激发效果影响较大，如在干燥松软的地面锤击效果较差，而在潮湿牢实的地面锤击效果较好。当锤击铝合金属板时，常伴随有较强的声波干扰；若锤击化学板（如聚胺脂塑料），则能减弱声波。图

3—13表示的是采用24lb大锤锤击地面进行四次垂直叠加获得的地震波频谱，从图3—13可以看出锤击震源波谱的主要能量低于120Hz，高于120Hz的能量较弱。实践表明，假如锤击人每次都以相同的方式锤击激发板，锤击震源具有较好的重复性。在几次锤击之后，地面就会出现一个凹坑，这时非垂直敲击激发板产生的地震波与刚开始时垂直敲击激发板产生的地震波有所差异，波的重复性变差。

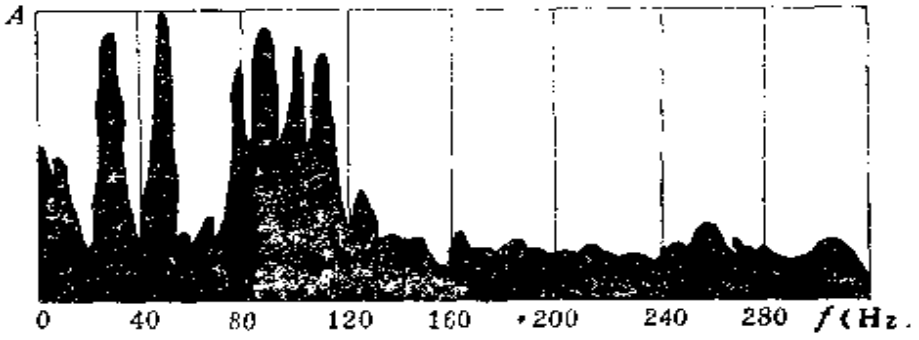


图 3—13 锤击震源的波谱

（3）电火花

电火花震源是一种利用电容器储存高压电能，在一瞬间通过水介质释放出来，在水中产生压力波再作用于大地而形成地震波的新型人工震源。电火花震源相对炸药而言安全可靠，对附近的建筑物和工程设施无破坏作用，无环境污染，激发震源的频带较宽，高频成分丰富，且重复性好，能量可调。它是浅层高分辨率地震反射勘探的一种较理想的震源。

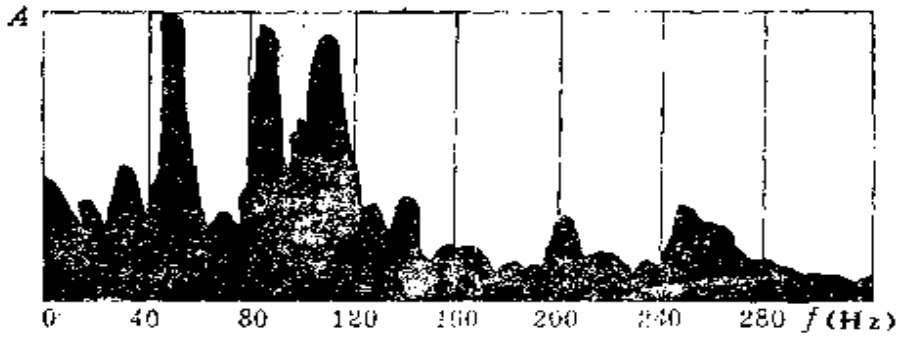


图 3—14 电火花震源的波谱

图 3 —14表示了使用功率为10000J的电火花震源，进行两次增强获得信号的频谱。从图 3 —14可以看出，能量分布范围与图 3 —13类似。

（4）来复枪

来复枪震源是近几年才开始投入浅层地震反射勘探实际应用的。它是使用来复枪把子弹射入浅孔（充水的或潮湿的孔）中，利用子弹爆炸而激发地震波。由于来复枪是垂直向下把子弹射入孔中的，起到了定向发射的作用，有利于激发能量向下传播。

来复枪震源激发地震波的能量与来复枪的口径（或子弹重量、大小）有关。图3—15a表示的是在美国新泽西州使用30.06型来复枪，把重180gr（约12g，1gr＝0.064799g）子弹射入潮湿浅孔中，在距激发点60和135m之间范围内接收浅层反射波的平均频谱，图 3 —15b 表示在相同位置和接收因素下，使用50口径来复枪把重 750gr（约49g） 子弹射入潮湿孔中获得的浅层反射波的平均频谱。从图 3 —15可以看出，地震反射波的高频能量衰减缓慢，且反射波的高频成分丰富，这有利于开展浅层高分辨率地震反射勘探。比较图3—15a 和3 —15b 可以看出， 使用50口径的来复枪激发地震波获得的反射波振幅强，表明50口径来复枪比 30.06 型来复枪具有更大的激发能量。

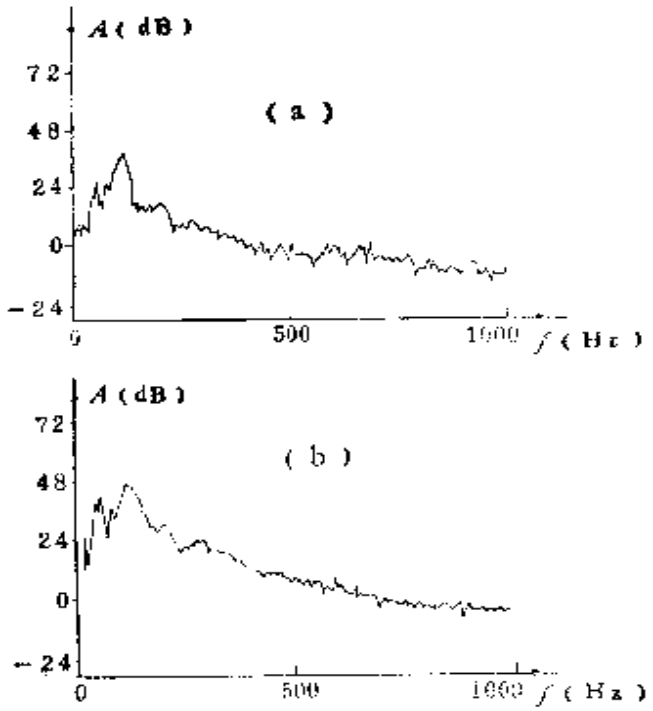


图 3—15　30.06型来复枪激发(a)和50口径来复枪激发(b)所得反射波的频谱

由于来复枪震源激发的频谱成分丰富，操作简便且安全可靠，有很好的重复性，它是浅层和超浅层高分辨率地震反射勘探的一种很有前途的震源。

在浅层地震勘探中，Buffalo枪是另外一种高频理想震源，这种枪的爆破筒在地下爆炸。

（5）夯源

夯源是与Mini-Sosie数据采集方法技术配套使用的震源。在外界干扰背景较强的条件下，使用该震源并与Mini-Sosie相关处理器配合，就能够更好地开展抗干扰浅层地震反射波法调查。

图3—16为小型夯源的频谱。从图3—16可知，在70和140Hz处有两个振幅极大值。就频谱而言，它的频带宽度不如电火花等震源，但它与Mini-Sosie相关处理器配套使用，具有较强的抗干扰能力。该震源还具有体积小，重量轻，携带方便，易于操作和施工效率高等特点。

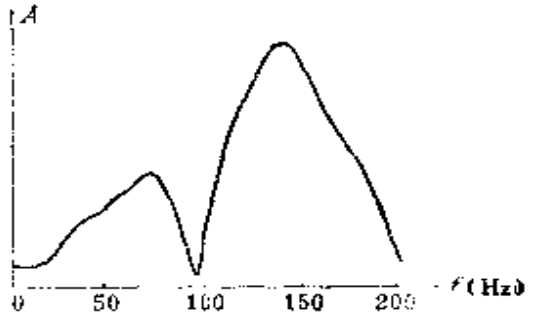


图 3—16 小型夯源（GVR151型）频谱

夯源激发的能量由地表条件，夯击速率和操作员的熟练程度决定，在潮湿坚实的地表激发，有利于激发出高频地震波。

以上仅就浅层地震反射勘探中常用的几种震源进行了简要介绍。浅层地震反射勘探所需要的震源能量不仅与地表地质条件、潜水面深度、地下岩性、检波器频率特性和灵敏度、叠加次数、仪器动态范围和噪声有关，而且还与目的层深度和要求的理想分辨率有关。经验表明，来复枪对浅于15m的目的反射层有效；目的层深度在15—45m时使用锤击、雷管等效果较好，在土壤地基上激发，锤击震源的勘探深度一般在100m以内；目的层深度为45—900m时，可使用夯源、电火花和高能炸药等震源。

2.震源特性对分辨率的影响

在浅层高分辨率地震勘探中，我们希望获得频带较宽、波形较尖锐的地震波形。如果激发的地震波本身频带较窄，缺少高频成分，则我们在数据采集和数据处理中，无论花费多大的工夫也不能获得有效的高分辨率地震反射资料。因此，激发的脉冲形状如何是浅层高分辨率地震勘探的基本问题。

对于一个在时间域内延续时间无限小的尖脉冲$\delta(t)$

$$\delta(t)=\begin{cases}\infty & t=0\\ 0 & t\neq 0\end{cases} \qquad (3-2)$$

其频谱是白噪化的，即频谱具有无限宽的频带。如图3—17所示，理想的情况是获取图3—17所示的地震脉冲。实际上，震源的频带是有限的，激发的地震波形绝非为一个尖脉冲。为了获得

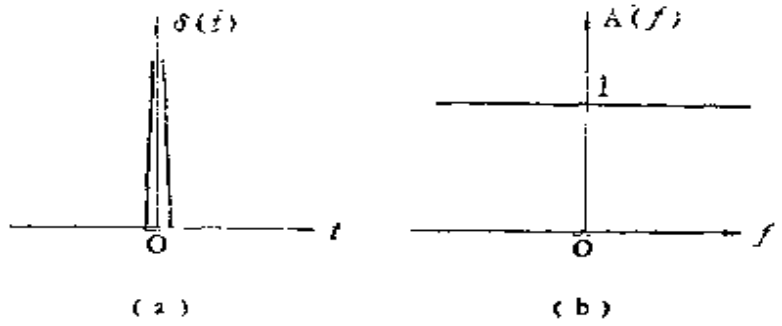


图 3—17
a.$\delta(t)$脉冲；b.$\delta(t)$脉冲振幅谱

高分辨率地震资料，需要采用频带宽、高频成分丰富的震源。

震源激发产生的地震波高频成分除与源本身所具有的波谱特征有关外，还与激发介质有关。选取良好的激发条件对获取高频地震波也是十分重要的。

若采用炸药做震源，最好把炸药放在潜水面以下激发，这样可避开地表低速风化带对高频成分的严重吸收衰减作用；另外，炸药放在井中激发，也必须考虑爆炸能量与岩石介质的几何耦合与阻抗耦合，好的耦合关系才能获得好的激发效果。炸药震源上部覆盖物的压力也影响了地震波的能量，压力越大，向下传递的地震波能量就越强。在钾盐、煤田高分辨率地震勘探中，由于勘

探目的层较深，常使用炸药震源。在工程水文地质调查中，由于目的层较浅，炸药震源已不适用，大都采用非爆炸震源，如锤击、电火花、夯源和落锤等。这些震源大都在地表激发，为获得较高的激发频率，应尽量选择在含有粘土的地表介质激发，潮湿、坚实的介质有利于激发高频成分，而疏松干燥的厚砂层和淤泥对高频地震波吸收衰减严重，要避免在此介质中激发地震波。

3.小能量激发多次垂直叠加的方法

高分辨率地震子波应具有较宽的频带、较高的频率和较短的延续时间。理论和试验表明，地震子波的主频和频带宽度与震源的激发能量有关，激发能量越大，激发产生的信号频谱中主频就越低；反之，激发能量小，激发产生的信号频谱中主频高。因此，浅层高分辨率地震反射勘探通常采用小能量激发、多次垂直叠加，用以提高记录信噪比和分辨率。该方法技术的优点可归纳为以下几点。

（1）小能量激发产生的高频成分丰富，通过多次垂直叠加，仍能记录到高信噪比的记录，如图3—18所示。

（2）与大能量激发相比，小能量激发产生的地滚波、声波较

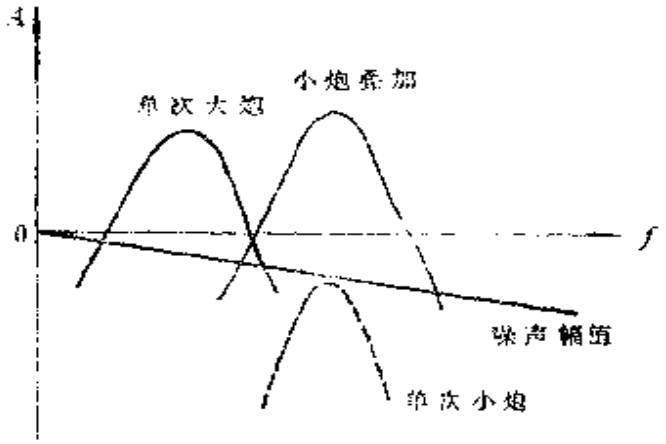


图 3—18　小能量叠加功能示意图

弱，有助于采用适当的方法技术压制震源干扰波。

（3）波动方程（1—1）式成立的前提是小形变和小位移。在浅层地震反射勘探中，目的层较浅，采用的炮检距较小，若大

能量激发，检波器附近的介质位移幅度大，波动方程（1—1）式成立的前提已不复存在。因此，在后来的数据处理中，据式（1—1）所做的各种处理结果将不可靠。

目前，浅层地震反射勘探中采用的锤击、气枪、电火花、来复枪和适合于Mini-Sosie方法技术的夯源等震源都属于小能量多次激发、垂直叠加增强记录信噪比和分辨率的方法技术。

二、地震波的接收

地震记录质量的好坏与检波器能否不失真地接收反映客观地质构造的地震有效信号紧密相关，要求检波器应具有一定的灵敏度，使之将能量较弱的地震信号转换成具有一定输出幅度的电信号；在浅层高分辨率地震勘探中，还要求检波器具有比较好的高频响应和检波器与大地具有良好的耦合关系。

1.检波器的频率特性

在高分辨率地震勘探中，我们总是希望尽可能获得宽高频地震信号，这就需要采用自然频率高的检波器进行接收。高频检波器的高频响应好，低频响应差。利用高频检波器频率响应曲线的左半支对低频压制强烈，利用检波器响应曲线的非线性部分相

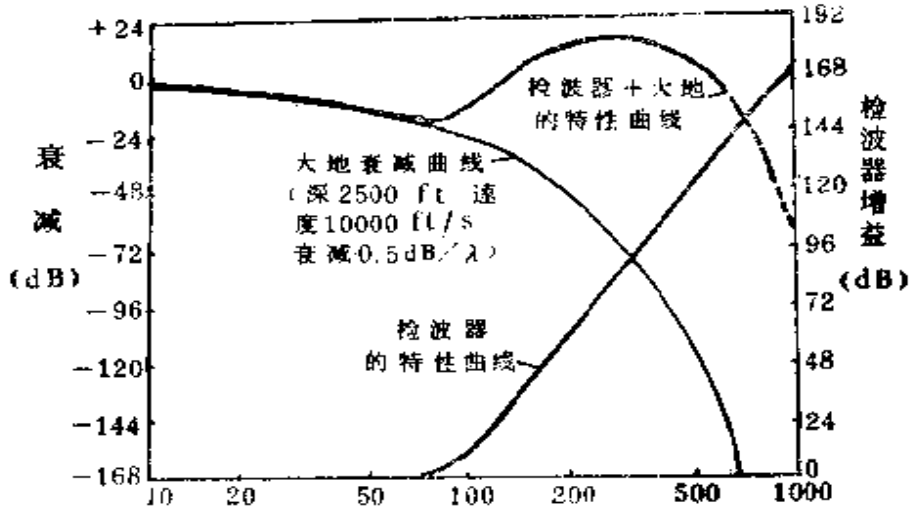


图 3—19　大地衰减和检波器特性曲线

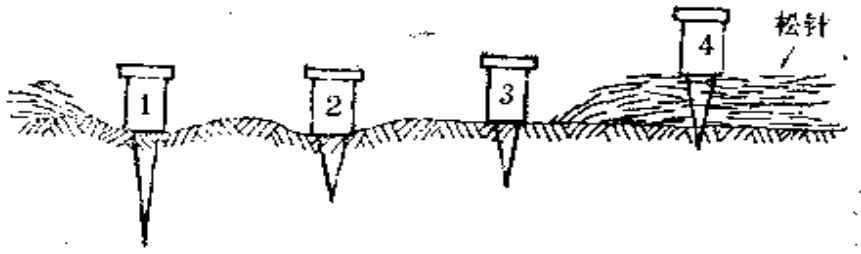
对补偿由大地滤波作用而造成的高频信号衰减严重和低频信号振幅相对强等问题，使检波器对高、低频信号的输出基本均一，如图3—19所示。由于高频检波器对低频强振幅信号进行了衰减，从而避免了地震勘探仪器前置放大器处于饱和状态。

采用高频检波器还有助于扩展记录信号的宽高频。事实上，由于检波器的种类不同以及在实际工作中检波器与地面耦合情况不一样，存在着寄生噪音的频带。在寄生噪音频带内，地震信号严重失真，发生畸变。低频检波器的寄生噪音频限相对于高频检波器要低一些，如某100Hz检波器的寄生噪音频限接近 650Hz，而10Hz检波器的寄生噪音频限可能只有300Hz，甚至更低。当检波器的寄生噪音频限较低时，就有可能与高频信号的频谱相重叠，因此检波器的寄生噪音频限限制了可使用的信号频带的上限。采用高频检波器接收既可压制低频干扰，又可拓宽记录宽高频，有助于提高地震记录的分辨率。

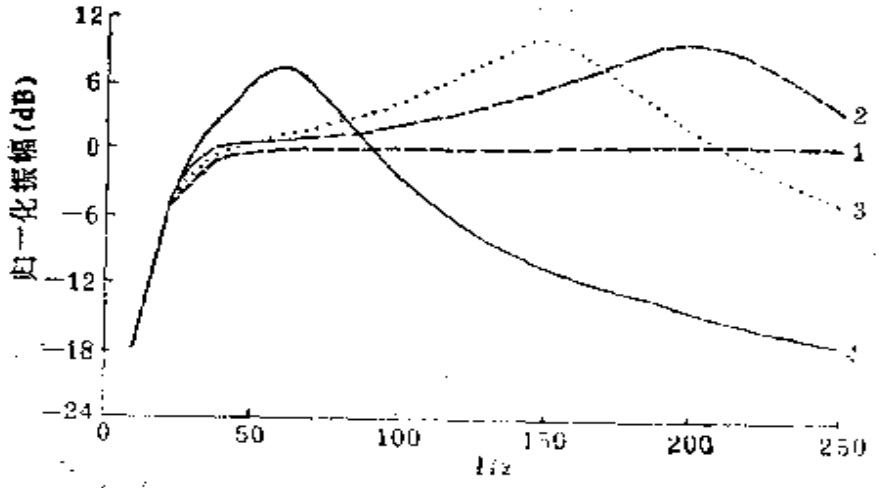
2.检波器与大地耦合

理论和试验表明，地震波频率越高，检波器外壳随地面振动的一致性就越差，其高频输出畸变就越严重。事实上，检波器与地面耦合构成了检波器-地面振动系统，并存在一个谐振频率，这就是寄生谐振频率。大量的实践表明，检波器与地面耦合较好时，其谐振频率高，谐振频率对高频有效信号影响不大，且检波器具有较好的阻尼系数；当检波器与大地耦合较差时，其寄生谐振频率降低，有可能影响高频有效信号，且检波器阻尼系数较低。检波器与大地的固有耦合系统的特性取决于检波器的重量、检波器与大地的有效接触面积、地面振动幅度以及地面的弹性模量。

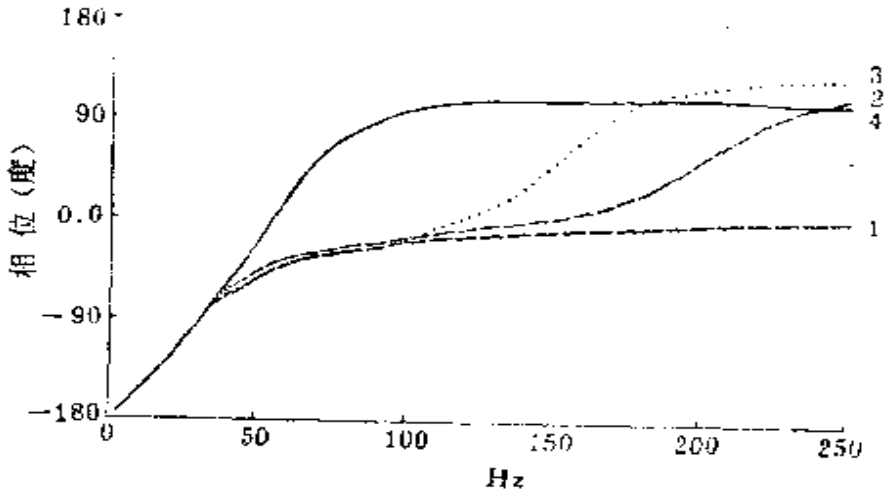
图3—20表示了检波器埋置质量不同和尾锥长度不同的效果。分析图3—20可知，对牢固埋置的长尾锥检波器而言，检波器的地面耦合固有频率保持在尽可能高的程度，有希望超过数据通频带。检波器的自然固有频率与检波器地面耦合响应的固有频率间的响应是平坦的。检波器埋置不好，会使检波器输出响应发生畸变。



（a）



（b）



（c）

图 3—20　a.检波器和不同的大地耦合条件，b.不同耦合条件下的检波器频率响应；c.不同耦合条件下的检波器频率与相位关系

（1）最好耦合，0.14m长的尾锥埋置在挖过的地表里；（2）好的耦合，0.03m长的尾锥埋置在挖过的地表里；（3）较好的耦合，0.03m长的尾锥埋置在粗扫过的地表里；（4）坏的耦合，0.03m长的尾锥埋置在没做任何处理的地里

检波器埋置不好造成的相位变化或畸变同振幅衰减一样有害，畸变使响应子波变长，变得复杂。主要反射界面子波特征的变化可能被错误地解释成地层岩性的变化。要得到有效的检波器地面耦合响应需要一个重量轻，尾锥长的检波器。

在野外数据采集中，当我们已选用了某一类型的检波器时，为减小检波器的高频畸变，我们能够采取的措施就是把检波器埋直、埋深在潮湿、致密的土壤或岩石中。

在浅层高分辨率地震反射调查中，通常采用每道单个检波器接收，因此更应重视检波器与大地耦合问题。

第三节　高分辨率多次覆盖方法

在浅层高分辨率地震反射勘探中，由于各种各样的干扰严重，为提高地震记录的信噪比，常采用多次覆盖方法技术。

一、基本原理简述

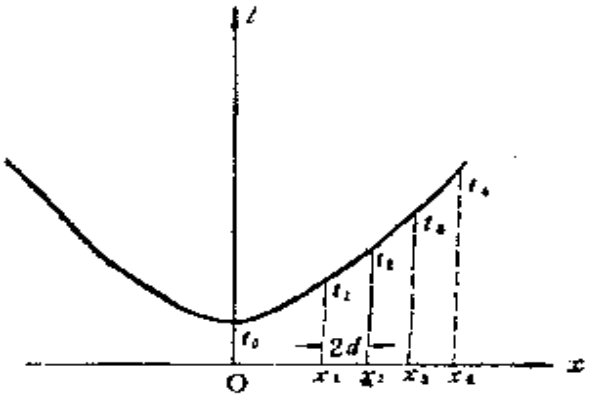
所谓多次覆盖是指在不同激发点、不同接收点接收来自地下界面相同反射点的多个地震记录道进行叠加。图3—21表示了水平界面情况下共反射点多次覆盖原理示意图。在测线上不同位置的O_1、O_2、O_3…等处激发，在一系列对应点S_1、S_2、S_3…等处接收来自地下界面R上同一点A的反射波，A点称为公共反射点或共深度点，S_1、S_2和S_3等处接收到的地震记录道叫做共反射点（或共深度点）叠加道，其相应的旅行时间为t_1、t_2、t_3……。我们把共深度点叠加道的集合叫做共深度点道集。

根据图3—21所示的简单几何关系，可求得共深度点叠加道集内反射波时距曲线方程为

$$t_k=\frac{1}{V}\sqrt{4h^2+x_k^2} \qquad (3—3)$$

其中x_k为炮检距，h为界面埋深。显然，式（3—3）与共炮点反射波时距曲线方程（1—29）是类似的，都为双曲线形状，不同的

是共炮点反射波时距曲线反映地下一段界面，而共深度点反射波时距曲线仅反映地下界面上的一个点。当$x_k=0$时，$t_0=\frac{2h}{V}$是共中心点M处的法线旅行时，而不是激发点的法线旅行时。



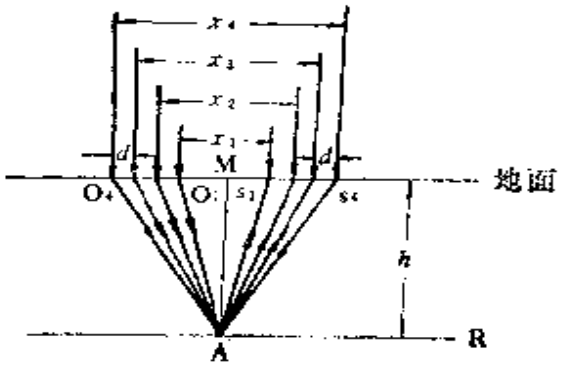


图 3—21　水平界面的共反射点时距曲线

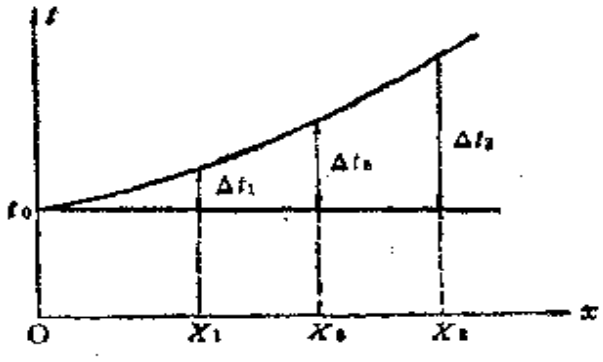


图 3—22　动校正示意图

从式（3—3）可知，尽管反映的是界面上同一点A的反射，但不同的炮检距x_k却对应于不同的反射时间t_k。通过动校正处理，能够消除不同炮检距的影响，即把在不同炮检距处接收到的反射波旅行时减去正常时差Δt_i，使共深度点道集内所有各记录道上的反射波时间都等于共深度点处的法线旅行时，如图3—22所示。由于共深度点道集内各记录道反射波都是地下同一界面反射点形成的，因此这些反射波具有相同的波形特征，经动校正（即正常时差校正）之后，把共深度点道集内所有的地震记录道叠加起来，就能起到提高记录信噪比的作用。在第一章第四节里，曾对采用多次覆盖方法技术压制多次波和衰减随机噪声等问题进行了较详细的讨论，在此不再赘述。

使用多次覆盖方法能够压制多次波和各种随机干扰，提高记录的信噪比，但由于多次覆盖方法相当于一个低通滤波器，对地震波的高频成分具有一定程度的抑制作用。在高分辨率地震反射勘探中，要慎重选取各叠加参数。

二、基本工作方法

针对不同的地质问题和地震地质条件，在浅层高分辨率地震反射勘探中，应选取相应的叠加参量和记录因素。

1.小道距、小偏移距、短排列接收

设$n=6$，$\nu=2$，$q=15.6\times10^{-3}$，$\Delta x=10$m 时，则根据（1—79）式分别计算的$\mu=0$和$\mu=12$的叠加频率特性曲线如图3—23所示。当$\mu=0$时，通放带的边界频率$f_1=592$Hz，当 $\mu=12$时，$f_1=272$Hz。可见，偏移距的大小对叠加频率特性曲线的通放带的边界频率有较大影响，通放带的边界频率随着偏移距的增大而减小。若仅考虑到记录的分辨率、保护记录中的高频有效反射波，而不考虑其它影响因素的话，我们应使用零偏移距记录。然而，零偏移距记录常受到震源干扰波的严重干扰。

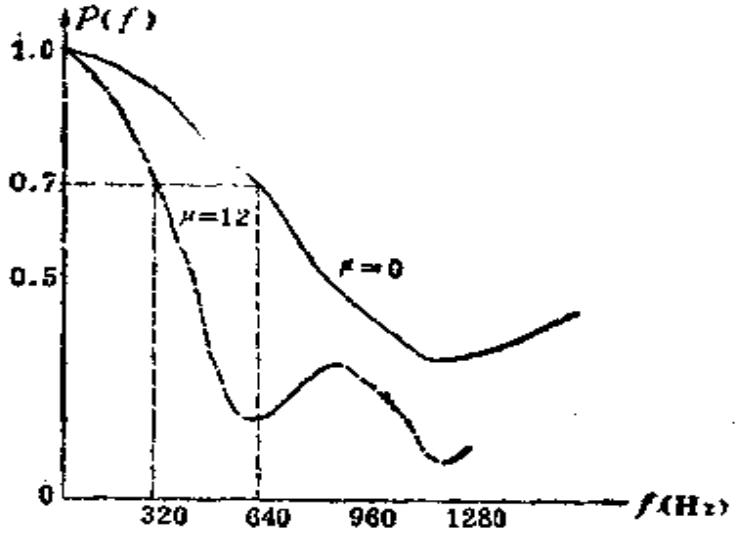


图 3—23　偏移距对叠加频率特性的影响

图3—24表示了不同道间距Δx对水平多次叠加频率特性的影

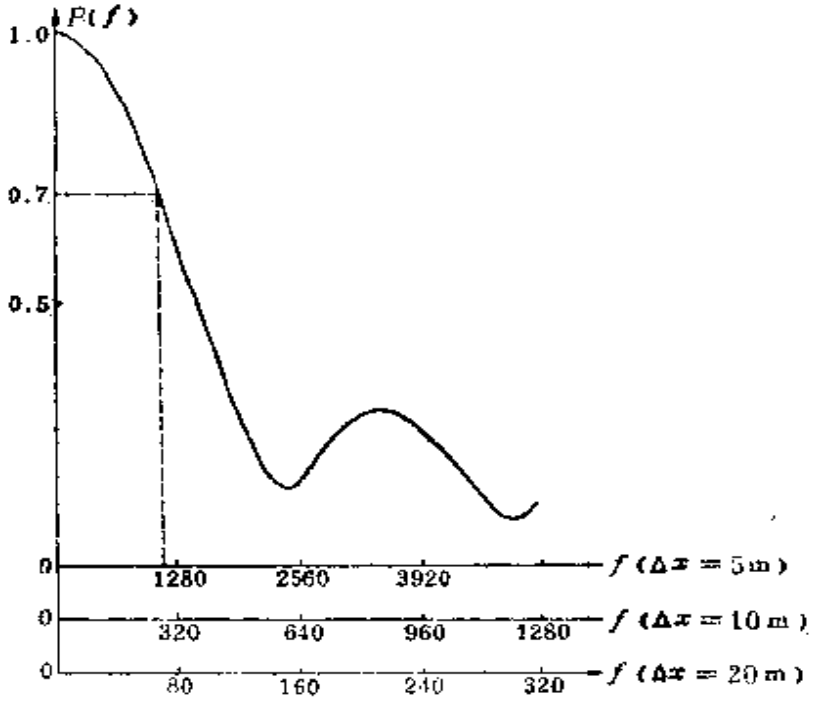


图 3—24 叠加频率特性曲线
($n=6$ $\nu=2$ $\mu=12$ $q=15.6\times10^{-9}$)

响。分析图3—24可知，道间距越小，通频带的边界频率就越高。一般情况下，当采用5—10m的道间距时，水平多次叠加的频率特性对地震记录中的高频成分影响不大。

小道间距，小偏移距和短排列接收除有助于提高记录的频率外，还有助于分辨较薄的地层。图3—25表示了一个简单的地层模型和对应的时距关系图。从中可以看出，当炮检距较小时，夹层顶底界面的反射波能够相互分开。在这种情况下，不但能够较好地确定薄层的存在和有效地探测夹层的厚度，而且也有助于确定夹层的速度。当炮检距较大时，夹层顶底界面的反射波复合叠加在一起，要分辨夹层或确定其夹层速度就变得很困难。

一般情况下，在高分辨率地震反射波法的数据采集中，采用的最大炮检距应约等于主要目的层的深度，其目的是为了使动校正拉伸小于15%。从式(1—33)可知，动校正拉伸随着炮检距的增加而加大。图3—26表示的是主频为60Hz，速度为1500m/s，t_0

时间为500ms，采用 5 m道间距，24 道接收的地震反射波动校正理论模型分析结果。从中可以看出，动校正拉伸结果使原来记录

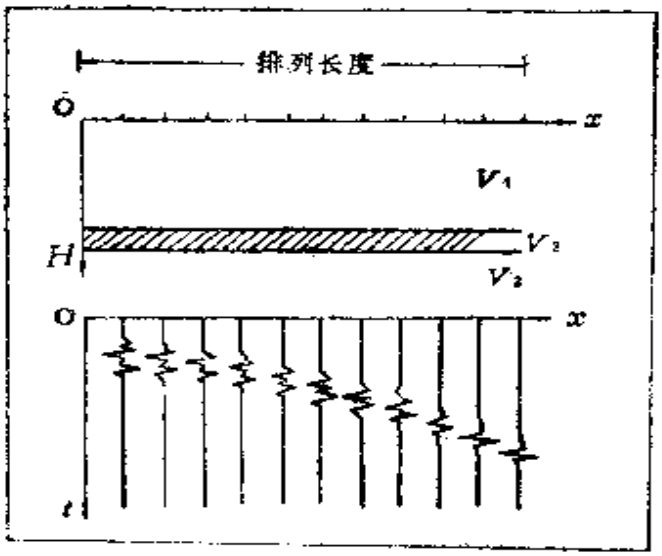


图 3—25　简单地层模型和时距关系图

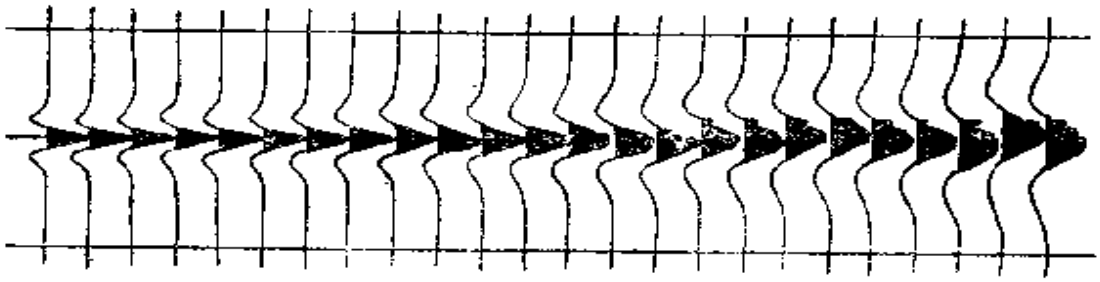


图 3—26　动校正拉伸畸变随炮检距变化模型分析

到的原始波形变宽，严重影响了地震记录的分辨率。因此，在数据处理中，凡动校正拉伸超过15%的地震道均被切除，以减小动校正拉伸畸变对分辨率和叠加效果的影响。经切除动校正拉伸引起的畸变记录道后，目的层反射波的叠加次数将降低。

最大炮检距太大引起的另一个问题是在远炮检距处接收到的反射波常发生相位畸变（见第一章第二节的讨论），不利于波的识别和对比，同样也会引起上述问题。另外，由于在远炮检距处接收到的目的层反射波的出射角α_i大，这时若把目的层以上多层水平层状介质的速度做为均方根速度考虑，并用式(1—45）进行

速度分析，求取的均方根速度误差较大。

最大炮检距太小也不行，否则对速度分析和采用多次水平叠加技术压制多次波都不利；另一方面，也降低了施工效率。

偏移距的大小直接影响了有意义的浅层反射波的覆盖次数，如果偏移距太大，就不能保证有参考作用的最浅层反射波达到最低要求的覆盖次数。一般说来，为获得更浅的地层反射波，偏移距应尽可能小，但偏移距太小时检波器接收到的地震波受震源干扰波干扰严重。

为防止出现空间假频，道间距Δx应满足采样定理，即

$$\Delta x \leqslant \frac{\lambda_{min}}{2}$$

若地层最大倾角为φ，则

$$\Delta x \leqslant \frac{V}{2f_{max}\sin\varphi} \qquad (3—4)$$

其中λ_{min}为最短波长，V为地层速度，f_{max}为反射波的最高频率成分，φ为地层倾角。若$f_{max}=360\text{Hz}$，$V=950\text{m/s}$，$\varphi=15°$，则$\Delta x \leqslant 5\text{m}$。

据(3—4)式计算的道间距Δx与炮检距无关。实际上，选取的道间距与最小视波长有关，而视波长与视速度V_a有关。由(1—34)式可求得倾斜界面情况下的反射波视速度V_a为

$$V_a = \frac{dx}{dt} = \frac{\sqrt{x^2+4H^2+4Hx\sin\varphi}}{x+2H\sin\varphi}\cdot V$$

此时，道间距Δx应满足

$$\Delta x \leqslant \frac{\lambda_{amin}}{2} = \frac{\sqrt{x^2+4H^2+4Hx\sin\varphi}}{2f(x+2H\sin\varphi)}\cdot V \qquad (3—5)$$

若地层倾角为15°，地层速度为950m/s，接收到的最高反射波频率为360Hz，则对于不同的界面埋深，可求得不同炮检距情况下所对应的空间采样率Δx如表3—1所示。在表3—1中，x为正值，表示上倾放炮下倾接收；x为负值，表示下倾放炮，上倾方向接收。

表 3—1 覆不同炮检距处所对应的空间采样率

x		−60	−30	0	30	60	90	120	150
Δx	$H=120$	144	9.6	5.1	3.5	2.8	2.4	2.1	2.0
	$H=160$	18	7.8	5.1	3.8	3.1	2.7	2.4	2.2
	$H=200$	11.8	7.1	5.1	4.0	3.4	3.0	2.6	2.4

比较(3—4)和(3—5)两式可以看出，式(3—4) 是式(3—5)取$x=0$时的特殊情况。从表3—1 可以看出，在上倾方向接收，采用较大的道间距也能满足空间采样率；而在下倾方向接收，需采用较小的空间采样率才能保证不出现空间假频。一般情况下，都采用上倾方向接收，因此，采用式 (3—4) 计算的道间距可满足空间采样率的要求。若采用下倾方向接收，在选择道间距时，应照顾到远记录道，使之接收到的反射波不出现假频。

根据第一章第五节的讨论可知，采用小道间距接收有助于提高地震记录的横向分辨率。

2.合适的覆盖次数

在高分辨率地震反射调查中，采用多次覆盖方法提高记录的信噪比好于采用组合接收方法。这是因为尽管多次覆盖相当于一个低通滤波器，对提高纵向分辨率不利，但它的频率特性对高频成分的压制作用不象组合接收对高频成分压制得那么厉害。从多次覆盖和组合接收提高记录信噪比的方法本身也可清楚地看到这个问题。多次覆盖的实现方法是对属于同一共深度点道集内的记录道进行动校正后叠加在一起的，共深度点道集内各道之间几乎不存在时差，界面反射波能够达到同相叠加，叠加后不会使地震波的高频成分损失太大。组合方法是对一组检波器接收到的地下一段界面上不同反射点产生的反射波叠加在一起的，由于一组检波器在不同位置接收到的反射波到达时刻不同，即相邻检波器接收到的反射波之间存在有时差，经叠加后反射波的波形将发生变

化，即衰减了地震波的高频成分。组合内相邻检波器接收到的反射波的时差大小决定了组合接收的频率特性。在目前开展的浅层高分辨率地震反射勘探中，常采用叠加方法提高记录的信噪比，而不采用组合方法。

图3—27表示了覆盖次数分别为$n=6$和$n=12$的频率特性。从中可以看出，覆盖次数从6提高到12，通放带的边界频率变化不大，叠加频率特性曲线很接近。与$n=6$的叠加频率特性曲线相比，$n=12$的频率特性曲线通放带的边界频率稍低一点。由于提高覆盖次数能够有效地提高记录的信噪比，提高对多次波的压制能力，且对地震波的高频成分影响不大，因此在浅层高分辨率地震反射调查中，高覆盖次数水平叠加技术是必要的。当地层倾角较大或界面起伏较严重时，应慎重选用覆盖次数，一般应选取稍低一些的覆盖次数，地震记录的信噪比靠激发和接收地震波等方法提高。

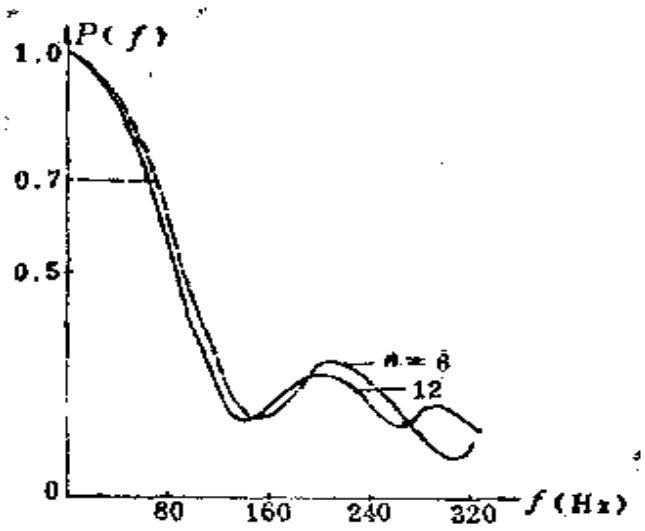


图 3—27　覆盖次数对叠加频率特性的影响

($\mu=12$，$\Delta x=20$，$q=15.6\times10^{-9}$)

覆盖次数虽对频率特性影响不大，但对勘探成本却影响较大。因此，在数据采集中要全面考虑记录的信噪比和勘探费用，在满足具有较高记录信噪比的条件下，应尽可能采用较低的覆盖次数。

3.高采样率、宽频带记录

采用的时间采样率必须满足采样定理

$$\Delta t\leqslant\frac{1}{2f_{max}} \qquad (3—6)$$

即在每个最短周期内，最少要采两个样值。实际上，为保证不畸

变地记录有效信号，每个最短周期内至少要采4个样值。在浅层高分辨率地震勘探中，若最高频率为400Hz，则Δt应小于0.625ms，采用0.5ms的采样率可保证500Hz的高频信号不出现假频。为保证不失真地记录高频反射信号，必须采用高采样率。

采用高采样率的另外一个原因是它可提高叠加精度。考察动、静校正对一个具有宽频带特征反射波的影响。设采样率为1ms，反射波主频为250Hz，周期为4ms，随机地增加或减少一个采样值的偏差在水平叠加处理中将使反射波产生随机的$\frac{\pi}{2}$相位移。若把采样率提高到0.25ms，则由于这种偏差引起的相位移仅为$\frac{\pi}{8}$，允许主频为250Hz的反射波相对不受影响地通过。

由于大多数地震仪通频带的上限与采样率有关，采用高采样率也展宽了仪器的通频带。

值得指出的是，地震波从激发到接收，直到被仪器记录下来，波形已受到很大程度的低频改造，如果对这种过程不做深入的分析研究，盲目地单一去提高采样率，不仅增加了勘探费用，而且也可能增大高频干扰。

在采用地表激发和地表接收的浅层高分辨率地震勘探中，由于表层低速层的吸收作用，使得记录到的高频反射信号弱，记录频谱中的高、低频能量很不平衡，总的信噪比较低。为了提高地震记录的信噪比和改善记录频谱中高、低频能量极不平衡的状况，在实际工作中常需要采用较高低截频的低切滤波器。图3—28是采用了一个陡度为18dB/oct的90Hz低切滤波器记录到的地震波频谱。从中可以看出，尽管采用了比较高的低截频低切滤波器，但频谱中的低频能量仍较强；另一方面，由于采用了90Hz低切滤波器，高频能量得到了相对增强。

浅层地震勘探大都在地表激发和接收，获取的地震波低频能量强，高频能量弱。若仪器的动态范围不够大，且使用的低切滤波器的低截频又较低，这时仪器的动态范围大部分被强振幅的低频信号所占用，振幅很弱的高频信号就可能记录不下来，这对高

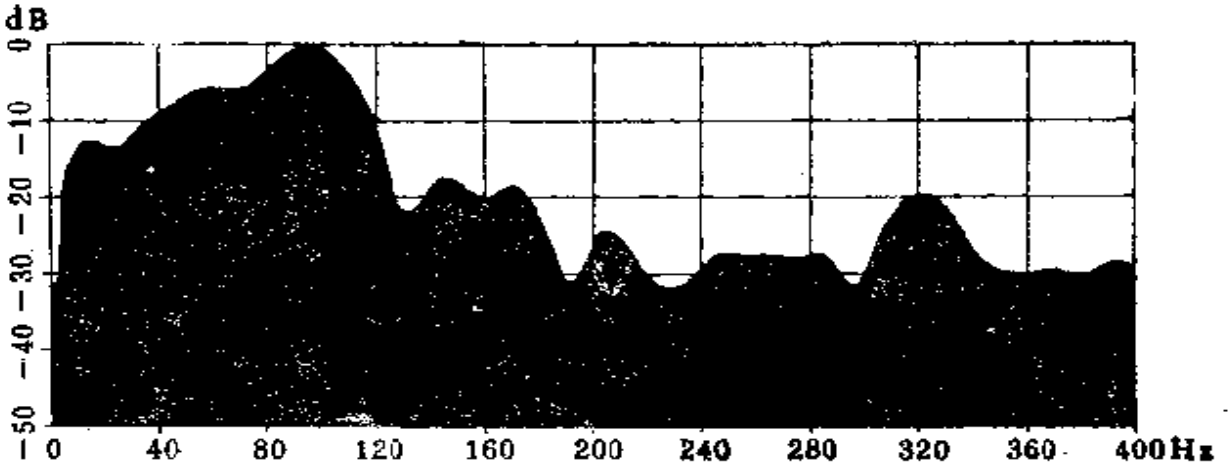


图 3—28　采用陡度为18dB/oct的90Hz低切滤波器记录的地震波频谱

分辨率地震勘探是极为不利的。在模数转换前，采用较高低截频的低切滤波器进行低切滤波，有助于克服地震仪器动态范围小的限制。在数据采集中，我们希望采用动态范围大的地震仪器，以便能同时记录振幅强的低频信号和振幅弱的高频信号。在以后的数据处理中，采用适当的处理技术就能够突出弱振幅的高频信号，从而达到高分辨率地震勘探的目的。

4.施工特点

水平多次叠加方法不要求排列互相连接，只要采用的道间距能保证波的相位对比，且每个共反射点能够得到规定覆盖次数的反射即可。图3—29表示了多次覆盖的工作方法。图中表示了采用12道接收，6次覆盖的观测方法及地下反射点的覆盖情况。在激发点1激发，1到12道的接收排列接收之后，激发点和整个排列都向前移动一个道间距，依次下去就完成了水平多次覆盖观测。在图3—29中最下边的一排数字表示地下反射点的覆盖次数。显然，在测线两端地下反射点的覆盖次数不能达到满覆盖次数，因此记录的信噪比一般较低，在设计测线长度时，必须考虑到这个问题。

综上所述，可得出炮间距与叠加次数的关系。设炮点移动的道数为ν，覆盖次数为n，仪器记录道数为N，则

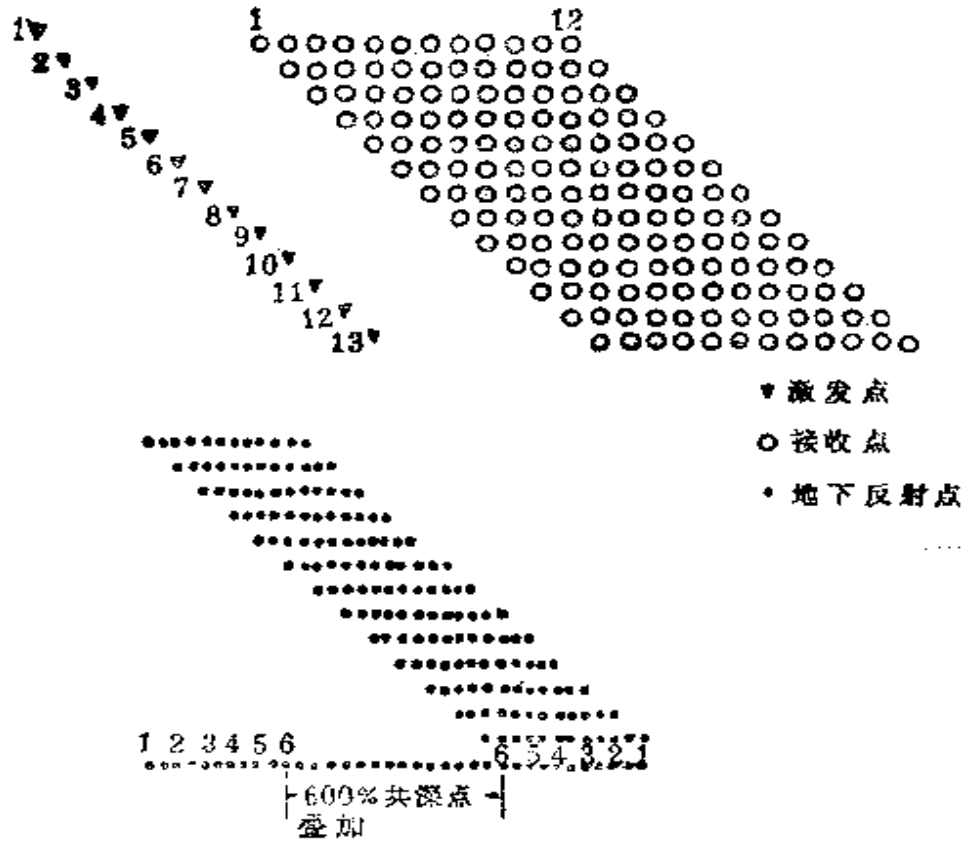


图 3—29　多次覆盖观测系统

$$\nu=\frac{Ns}{2n} \qquad (3—7)$$

其中s是常数，单边放炮为 1，双边放炮为 2。

在浅层地震反射勘探中，为施工方便，常采用单边放炮。若勘探目的层较浅，仪器记录道数又较多，为提高工作效率，也可采用双边排列接收。

三、影响叠加效果的因素

浅层高分辨率地震反射勘探获取的反射波频率高，周期短。经校正后，共深度点道集内同一界面反射波的很小剩余时差都会影响到水平叠加效果。一般情况下，影响叠加效果的一些因素可归结为表层静校正量，地层倾斜和动校正速度的精度等。

1.表层静校正量

浅层工程地震勘探涉及到的测区地表大都进行过改造，表层波速在横向上变化较大，尽管地震勘探测线经过的地表是平坦的，但表层静校正量的横向变化依然存在。为获得高质量的地震资料，必须进行表层不均匀性静校正。

当然，若地表起伏不平，校正高程变化对记录的影响是必不可少的。重要的问题是我们往往忽略了地表平坦而表层横向不均匀性对地震波同相叠加的影响。

2.地层倾斜

为说明地层倾斜对叠加效果的影响，首先需讨论一下倾斜界面的共中心点反射波时距曲线方程。

设倾斜界面以上的地层为均匀介质，地震波在其中的传播速度为V，如图3—30所示。R是反射界面，倾角为φ，O和S分别为激发点和接收点，O*和S*分别为O和S的镜象。根据图3—30所示的几何关系可得：

$$t=\frac{O^*S}{V}=\frac{\sqrt{O^*S''^2+(2h_0)^2}}{V}$$

即

$$t=\sqrt{\frac{4h_0^2}{V^2}+\frac{x^2\cos^2\varphi}{V^2}}$$

令 $V_\varphi=\dfrac{V}{\cos\varphi}$ 及 $t_{OM}=\dfrac{2h_0}{V}$，则

$$t=\sqrt{t_{OM}^2+\frac{x^2}{V_\varphi^2}} \qquad (3—8)$$

其中t_{OM}是炮检中点M处的回声反射时间，V_φ为等效速度。对于以M点为中心的道集，各道的炮检距x_K与反射时间t_K的关系都遵守公式（3—8），因而可写出共中心点反射波时距曲线方程为

$$t_K=\sqrt{t_{OM}^2+\frac{x_K^2}{V_\varphi^2}} \qquad (3—9)$$

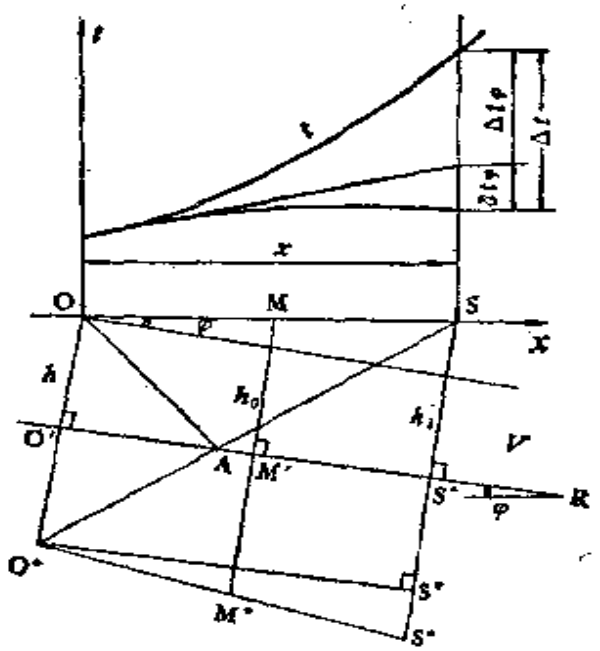


图 3—30 倾斜界面共中心点的几何关系和剩余时差系数曲线

在倾斜界面条件下，共中心点道集所记录的已不是共反射点的波，所以我们不称其为共反射点道集而称之为共中心点道集。但是，式（3—9）却与共反射点时距曲线方程有相似的形式。

因此，准确的倾斜界面动校正公式为

$$\Delta t_\varphi = t - t_{OM} \doteq \frac{x^2\cos^2\varphi}{2V^2 t_{OM}} \qquad (3—10)$$

如用水平界面的正常时差公式（1—33）进行动校正，就有剩余时差δt_φ

$$\delta t_\varphi = \Delta t_\varphi - \Delta t = \frac{x^2\cos^2\varphi}{2V^2 t_{OM}} - \frac{x^2}{2V^2 t_0} \qquad (3—11)$$

因 $h_0 = h + \frac{x}{2}\sin\varphi$， $t_{OM} = \frac{2h_0}{V} = \frac{2h}{V} + \frac{x}{V}\sin\varphi$， $t_0 = \frac{2h}{V}$

故：

$$\delta t_\varphi = \frac{x^2\cos^2\varphi}{2V^2 t_0\left(1 + \frac{x\sin\varphi}{2h}\right)} - \frac{x^2}{2V^2 t_0} \qquad (3—12)$$

当$\frac{x}{2h} \ll 1$时，$\frac{x\sin\varphi}{2h} \to 0$，这时，式（3—12）可写成

$$\delta t_\varphi \doteq -\Delta t\sin^2\varphi \qquad (3—13)$$

δt_φ总是负值，说明倾斜层的真正动校正量总是小于水平层的动校正量Δt，如图3—30所示。若用水平层的动校正公式（1—33）对倾斜层的一次反射波进行动校正，校正总是过量。

在地层倾角较大时，由于倾斜剩余时差的存在，不能进行同

相叠加，使得多次覆盖的效果变差。

3.动校正速度的精度

当动校正速度误差较大时，不能把共深度点道集内的界面反射波正确地校正到共中心点处的t_0时间，导致叠加后有效波不能增强n倍。设地层的真速度为V，采用的动校正速度为V_{NMO}，则由速度误差引起的剩余时差为

$$\delta t_d = \frac{x^2}{2t_0}\left(\frac{1}{V^2} - \frac{1}{V_{NMO}^2}\right) \qquad (3—14)$$

采用不准确的动校正速度有两种情况，一是动校正速度V_{NMO}小于地层速度V，这时$\delta t_d < 0$，表明动校正量过大；二是动校正速度大于地层速度，这时$\delta t_d > 0$，表示动校正量过小。无论是动校正量过大或过小，都不能使共深度点道集内的界面反射波进行同相叠加，从而降低了水平多次叠加的效果。

在高分辨率地震反射勘探中，求取准确的动校正速度和表层静校正量十分重要。为说明这个问题，我们不妨考虑2ms的剩余时差。当一次反射波的主频为30Hz时，2ms的剩余时差对主频为30Hz的反射波的叠加效果影响不大；但对于在高分辨率地震反射勘探中获取的主频为120Hz的高频反射波，2ms的剩余时差将产生$\frac{\pi}{2}$的相位移，显然经叠加后地震记录的信噪比和分辨率将受到严重影响。

第四节　抗干扰技术

在常规的煤田、油气地震勘探中，由于地震测线远离工厂、城市和居民区，在放炮前实行警戒，外界干扰背景往往较小，并且煤田、油气勘探探测的深度一般较深，采用的炮检距较大，震源干扰波对有效反射波影响较小。在浅层地震反射勘探中，干扰背景往往较严重，这主要是因为浅层地震勘探大都是探测几百米深度范围内的地质构造，采用的偏移距和排列长度较短，因此浅

层地震勘探受震源干扰波影响严重；且在解决的工程地质、水文地质和工程病害等地质问题时大多数都涉及到人口居住比较密集、交通运输比较繁忙地区，在这些地区开展浅层地震勘探有时很难实行警戒。为了扩大浅层地震勘探的应用范围，就需要在背景干扰较强的条件下开展浅层地震勘探工作，解决这类地区中的地质问题。

一、各种干扰波的来源和特征

1.震源干扰波

震源干扰波指的是在地震震源激发后，震源本身产生的非有效波，它主要包括以下几种类型。

（1）声波。声波是在空气中传播的弹性波，其特点是传播速度较稳定（约340m/s），频率较高，延续时间较短，且在地震记录上，一般为1—3个波峰的窄条带直线同相轴，如图3—8所示。

在浅层地震反射勘探中，大多数采用地面激发和地面接收，偏移距较小，排列长度较短，因此声波干扰比较严重，对连续振动的地面敲击震源更是如此。若在数据采集中，采用炸药震源，把炸药放在一定深度的井中激发，可减弱声波干扰。

（2）地滚波。地滚波又称瑞利面波，是浅层地震反射勘探中的一种主要干扰波。地滚波沿地表传播，其振幅随着传播距离 r 的平方根而衰减，因此要比体波按 $\frac{1}{r}$ 的球面扩散衰减要慢得多。在远离震源处，地滚波振幅有可能强于体波。与有效反射波相比，地滚波的频率一般较低，速度也较低，其时距曲线为直线，如图3—8所示。

在地震记录上，地滚波随着传播距离的增大，振动延续时间也增长，形成“扫帚状”，即发生频散。地滚波能量的强弱与激发岩性、激发深度以及表层地震地质条件有关。在有淤泥和原砂土地区，由于该地层对有效波的能量强烈吸收，有效波能量减弱，

地滚波能量相对增强；在疏松的低速岩层中激发或所用炸药量过大，都会造成激发频率降低，使地滚波能量相对加强；爆炸井深时面波减弱，井浅时面波增强。在煤田、钾盐高分辨率地震勘探中，常采用把炸药放在井中潜水面以下和采用小药量激发的工作方法，减弱地滚波的能量。在浅层工程地震勘探中，一般采用地面激发和接收的工作方法，因此地滚波能量相对较强，选取较好的激发介质和采用小能量激发有助于减弱地滚波的干扰。

（3）绕射波。当在地层介质中传播的地震波碰到断层或直立地层的棱角、地层尖灭点、不整合面上的起伏点和地下管道等时，常引起地震波绕射（狭义的），产生绕射波。

设地下有一断层绕射点D，其坐标为（d, H），如图3—31所示。如果测线通过D的正上方，从激发点O_1出发的波到达D后形成绕射波。在S点接收到的绕射波旅行时间为

$$t_D=\frac{\sqrt{d^2+H^2}+\sqrt{(x-d)^2+H^2}}{V} \qquad (3—15)$$

这是与反射波时距曲线相类似的双曲线，其极小点在绕射点D的正上方，因为这条绕射线的射线路径最短。

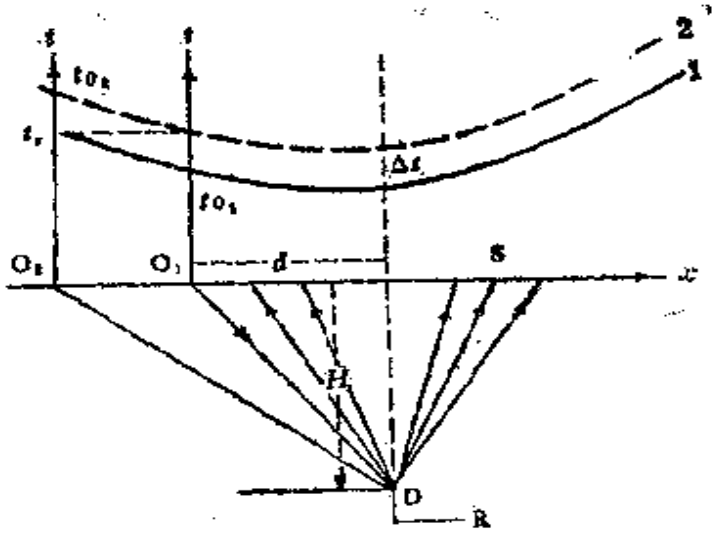


图 3—31　断层棱点绕射波时距曲线

如果把激发点从O_1移到O_2，接收地段不变，则所得到的绕射波时距曲线相互平行，这是因为DS路径不变，只是入射路径O_2D和O_1D不同，两者相差一个固定的传播时间Δt，而且t_{01}与t_{02}和互换时间t_t之间有下列关系

$$t_{01}+t_{02}=2t_t \qquad (3—16)$$

根据这些特点可区分绕射波和反射波。

除此之外，震源干扰波还有多次波（见第一章第三节）、直达波、侧面波和随机干扰波等。若开展浅层地震反射勘探，浅层折射波也是一种干扰波。这些干扰波在地震记录上比较容易识别。若接收排列布置在炮点附近，浅层折射波对有效波的干扰不大；在远炮点记录道上，浅层折射波代替直达波作为初至波首先到达。在地表条件或地质条件比较复杂的地区进行地震勘探工作时，还会出现侧面干扰波。

2.外界干扰波

（1）随机干扰波。随机干扰波指没有一定规律、无一定视速度、杂乱无章的振动，它的频谱很宽，因而不能利用随机干扰和有效波之间在频谱上的差异或传播方向上（即视速度）的差异来压制随机干扰。在浅层地震勘探中，随机干扰的来源大致可分为三类：第一类是地面的微震和其它外界干扰，如风吹草动和一些人为因素引起的无规则的振动，这类噪声在地震震源激发前就存在；第二类是仪器在接收时或处理过程中的噪音；第三类是地震震源激发后产生的不规则干扰。在这三类随机干扰波中，第一类对记录的信噪比影响最严重，它是浅层地震反射勘探中的一大干扰。

随机干扰表面上看起来是不规则的，但实际上仍有规律可循，它遵循统计规律。在抗干扰地震勘探技术中，利用随机干扰遵循的统计规律，采用组合检波、多次水平叠加和垂直叠加的方法技术压制随机干扰波。

（2）相干干扰波。相干干扰波指外界产生的具有一定规律性的干扰波，相干干扰在地震记录上表现为有规律的振动，具有一定的视速度，如同地滚波、声波等干扰波在记录上具有一定的视速度一样。

一般情况下，相干干扰的视频率与反射波的视频率相近或低于反射波的视频率。其视速度由干扰源与接收排列的相对位置而定。当干扰源位于接收排列中部时，其视速度很大；当干扰源

与地震勘探震源处于相同方向时，其视速度为正，反之视速度为负。

在城市工程地震勘探中，尤其是在大型厂矿附近，相干干扰波尤其严重，如厂矿企业内机器有规律地连续振动，江河波浪冲击河岸等产生的相干干扰波。在整个记录过程中，相干干扰波自始至终对记录都有很大影响，图3—32表示了地震记录上的相干干扰波，从中可以看出，图3—32中的许多波组几乎都有相同的视速度，且出现的间隔也很有规律性，因为它是由测线附近的机器振动引起的。

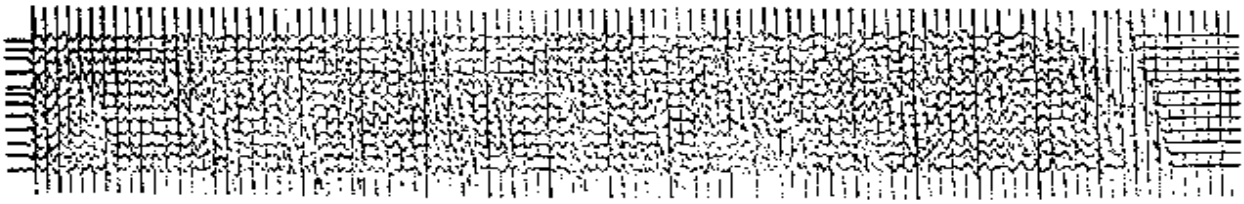


图 3—32　相干干扰波记录

不同类型机器振动等干扰源产生的相干噪音的频谱以及视速度虽不同，波形特征各异，但由于这些干扰波大都是沿地表传播到接收排列的，因此当干扰源离接收排列较近时，能量较强，当干扰源离接收排列较远时，能量较弱。无论这些干扰波在地震记录上表现为强振幅或弱振幅，它们在记录上呈固定的时间间隔出现，且能量不随着记录时间的增加而减弱。当接收排列发生变化时，由于干扰源相对于接收排列的位置发生了变化，因而在记录上相干干扰波的视速度和振幅也将发生相应变化。

（3）工业电干扰。在城市开展浅层工程地震反射调查中，工业电干扰比较严重，特别是当地震测线通过高压输电线路时，检波器电缆会感应50Hz的电压，形成工业电干扰。

工业电干扰的特点是在整个共炮点记录上或其中某几道的记录上出现 50Hz 的正弦波。干扰波振幅的大小受输电线路输送的电压、输电线的粗细、输电线与检波器之间的距离等条件制约，有时其强度可超过地震反射波许多倍。

（4）其它问题。在城市工程地震反射勘探中，除遇到上述各种各样的干扰波外，还会遇到地下管道和地面接收耦合等问题。

小型地下管道对高频地震波产生绕射波，大型地下管道则对高频地震信号产生屏蔽作用。当地震测线通过坚硬的柏油沥青路面或水泥地等坚硬地面时，还要遇到牢固埋置检波器的困难。

二、干扰波调查

为了了解各种干扰波的分布特征，以便采取一系列压制干扰波的方法技术，在数据采集之前，开展干扰波调查是必要的。

1.震源干扰波调查

通过干扰波调查可确定反射波同相轴和噪声的分布特征及其

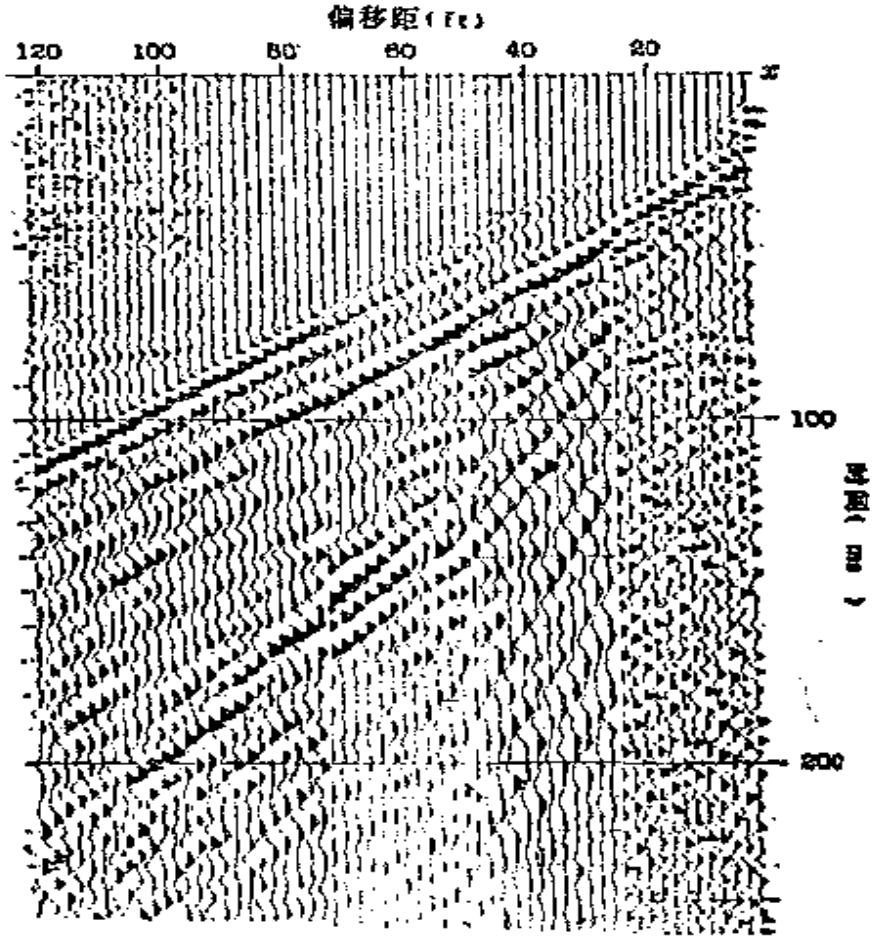


图 3—33　震源干扰波调查记录（据R.W.科乃普等）

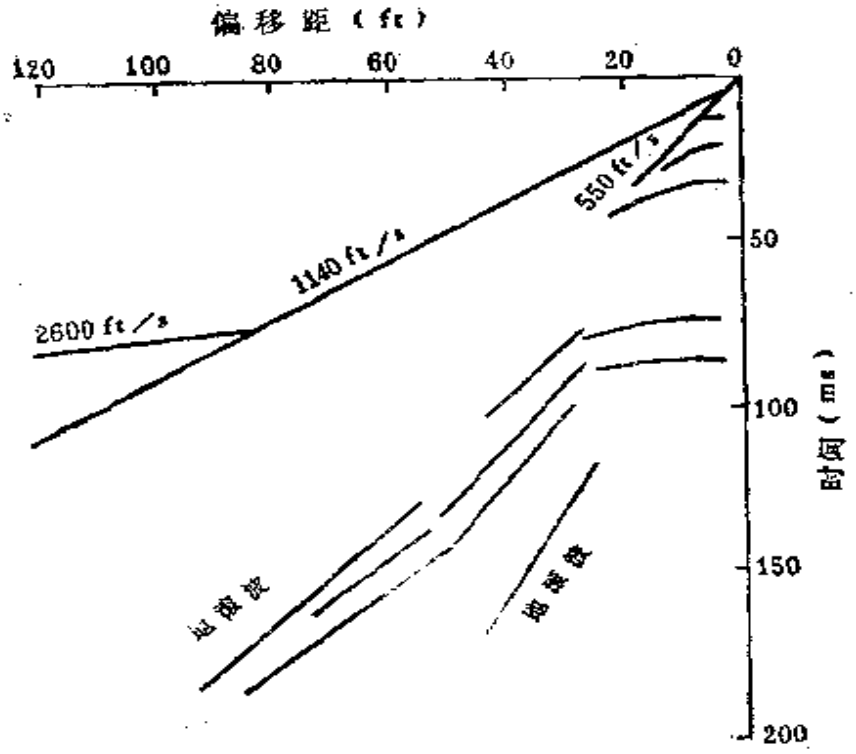


图 3—34　图3—33的解释结果

真实振幅，并可对震源或检波器接收排列的有效性做出评价，进而提出对排列的要求。接收排列要设计成具有使我们能够容易地判断信号及噪声的特征，采用的道间距一般为1—3m。

干扰波调查的一种方法就是以小道间距埋置检波器，在零偏移距（或很小的偏移距）处激发，随后或是移动检波器排列或是移动激发震源，移动距离应等于检波点数乘以道间距，以保持干扰波同相轴的连续性。在浅层地震勘探中，由于采用的震源简便，通常是移动震源，使震源逐渐远离接收排列激发，而保持接收排列不动来实现干扰波调查。干扰波调查采用的最大炮检距应等于或大于生产时接收排列的长度。

图3—33是震源干扰波调查的一个实例。采用的震源为30.06的来复枪，检波器为单个的100Hz检波器，道间距为2ft，1ft=0.3048m，最小偏移距是4ft，近炮点的12道采用了220Hz的低切

滤波器，其余各记录道使用了110Hz低切滤波器。图3—33中约80ms处出现的是基岩反射波。图上地滚波、初至折射波、直达波和反射波都很明显。图3—34是图3—33的解释结果，经解释得知有直达波、两个初至折射波，波速分别为550ft/s，1140ft/s和2600ft/s以及多组反射波和地滚波。

2.外界干扰波调查

外界干扰波调查的目的在于了解非地震勘探震源干扰波的特征。通常采用的方法是在地震震源不激发的条件下，采用生产接收排列方式用单个检波器记录外界背景噪声。若要了解地震测线侧面方向的噪声特征，也可将接收排列布置成L形，即沿垂直于地震测线的方向布置另一条接收排列。由于是在地震震源没有激发的条件下记录的，所以记录到的信号应是仪器噪声和外界干扰噪声所引起的，仪器噪声相对于外界干扰噪声来说幅度很小。分析外界干扰波调查结果，可了解外界干扰源的方向性，强度及分布特征和频率等。

实际上，在野外数据采集过程中，可随时调查外界干扰波。当我们在相同的条件下重复两次相同的记录时，记录上唯一的变化就是背景噪声，据此可测试信号与背景噪声的比值。

3.其它问题

仪器噪声受外界环境的温度和湿度变化、仪器调试和仪器本身性能的影响。根据仪器的月检和日检结果，能够检查仪器噪声。有时仪器噪声可能略高于其指标，经反复调试仍不尽人意，但在一般情况下与背景噪声相比，仪器噪声对记录的信噪比影响较小，略高于仪器指标的仪器噪声幅值是能够接受的。

若采用Mini-Sosie数据采集技术，由于它压制背景噪声采用了相关叠加处理的方法，而在相关叠加处理中产生了相关噪声。相关噪声对记录的信噪比影响很大。通过检查仪器辅助道上记录的夯源发射时间序列的自相关函数可检查仪器相关噪声。

在浅层地震反射勘探中，由于地下不均匀体的存在而产生散射，使得记录质量变坏。调查记录质量变坏的原因是否为散射噪

声引起的方法就是检查相邻几个记录的质量，若相邻几个记录都表明了相同的低信噪比，而其它记录的信噪比较高，则意味着差的记录质量可能是由于地下不均匀体产生的散射噪声引起的。加长震源和检波器组合基距可提供更离散的射线路径，从而改善记录的质量。

三、抗干扰浅层地震勘探技术

针对不同的干扰背景和使用的地震仪器以及要求解决的地质问题，需采用相应的方法技术。一般说来，在强干扰条件下开展浅层地震反射勘探需采用动态范围大、灵敏度高和具有抗干扰性能的地震数据采集系统。如果采用的浅层地震仪的动态范围较小，灵敏度低，且不具有抗干扰性能，则需要选取外界干扰背景较平静的时刻，开展浅层地震反射勘探。在有些无法避开外界干扰的地区，采用这类地震仪器开展浅层地震反射勘探，很难取得可供地质解释的地震资料。以下的讨论主要是针对适合于在具有干扰背景条件下开展浅层地震勘探的数字地震仪器而言的，对于一般的浅层地震仪也具有一定意义。

1.叠加法

（1）相关（或垂直）叠加法

相关叠加法不同于一般的垂直叠加法。一般的垂直叠加处理在每个记录长度内，只接收一个TB信号（爆炸信号），即当震源产生第一个TB信号时，仪器开始记录，然后关闭TB电路，其锁闭时间等于记录长度。相关叠加处理器在每个记录长度内，可以连续地接收几个TB信号，把连续接收到的几个TB信号进行相关处理，大大节省了工作时间，提高了工作效率。相关叠加处理器可把叠加次数提高到几百次，乃至上千次，因此可提高记录信噪比。

在采用相关叠加法开展正常生产记录之前，需通过背景噪声调查，选取背景噪声门限值。地震仪器的噪声门限值应调节到略高于最大有效信号的幅值，以便在适时处理前，消除具有强振

幅的外界干扰野值参与相关叠加处理。

背景噪声调查不同于外界干扰波调查，它是采用正常生产接收排列和仪器记录，在不加任何仪器噪声门限值和震源激发的条件下开展背景噪声调查。通过求取地震波平均振幅值，选取仪器噪声门限值。由于近炮点记录道和远炮点记录道接收到的地震波幅度强弱不一样，因此近炮点和远炮点记录道应设置不同的噪声门限值。在数据采集期间，由于背景噪声在不断变化，因此要注意适时调整仪器的噪声门限值，以获取较好的勘探效果。

在数据采集中，激发方源尽可能随机敲击，可减小相关叠加处理中的相关噪声。

目前使用的增强型浅层地震仪中，都配有一般的叠加处理器，当地震仪器的动态范围较大时，为获得较高信噪比的地震记录可把垂直叠加次数提高到几十次。若采用的地震仪器的动态范围较小，在正常的记录因素下增加垂直叠加次数往往使浅层强振幅的地震波发生溢出，使信号发生畸变。为避免这种现象发生，需合理调整仪器的放大器增益。

选取相对平静的时刻激发、接收地震波，有利于最大限度地利用选取的垂直叠加次数。

（2）水平叠加法

水平叠加法压制干扰的方法技术在第三节已介绍，这里不再重复。

2.组合法

（1）线性组合

由式（1—56）可知组合的方向特性为

$$\phi(n, f, V_a, \Delta x)=\frac{1}{n}\frac{\sin n\pi f\Delta x/V_a}{\sin\pi f\Delta x/V_a} \qquad (3—17)$$

对于某一确定的组合接收方式来说，由于n和组内距Δx一定，ϕ仅是f和V_a的函数，对于不同的视速度，图3—35给出了组合基距为5m，12个检波器元素组成的组合排列的方向特性曲线。从该

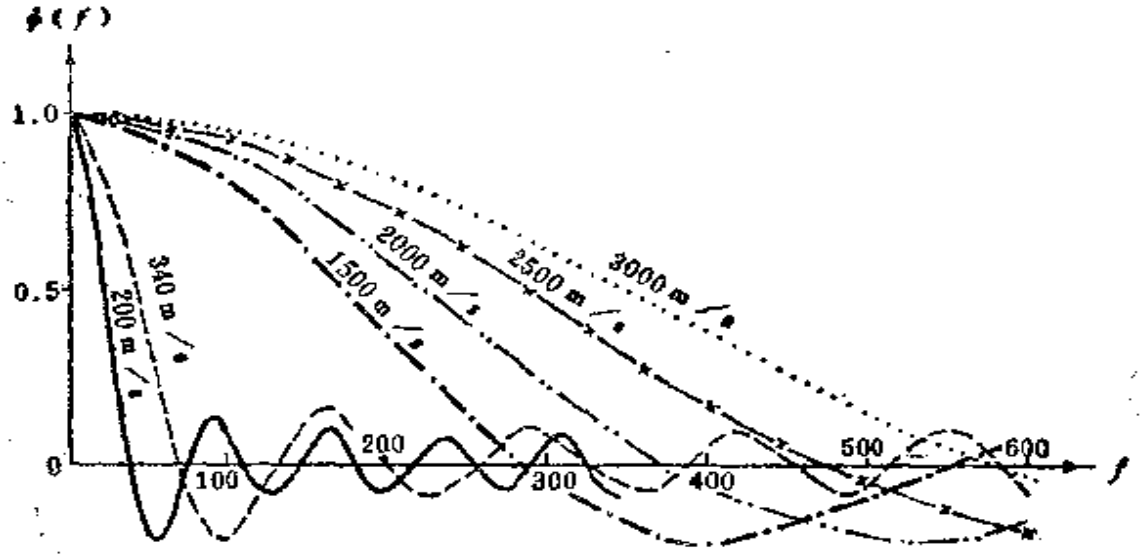


图 3—35 组合的速度滤波特性

方向特性曲线可以看出，组合接收对不同的视速度具有不同的响应，在这个意义上说组合相当于一个视速度滤波器。

由于声波、地滚波和沿测线方向传播的规则干扰波等噪声的视速度较低，组合内相邻接收元素之间的时差较大，组合对该低视速度干扰波的高频成分压制严重，经组合接收后声波和地滚波等低速干扰波的能量主要集中在约50Hz以下，配合使用高频检波器接收和有效的低切滤波器，就能够压制低视速度的干扰波。

相对于低视速度的干扰波而言，有效波的视速度较高，经组合接收后有效波得到了增强。从图3—35可以看出，有效波的视速度越高，组合接收对高频成分的抑制作用就越小。因此，在数据采集时，我们应尽可能提高有效波的视速度，减小有效波到达组合内相邻接收元素之间的时差。提高有效波的视速度可从以下两方面考虑。

①近炮点接收

根据式（1—32）可得

$$V_s=\frac{V}{\sin\alpha} \qquad (3—18)$$

其中α是地震波的出射角，V_s和V分别为视速度和地层的真速度。

式（3—18）表明地震波视速度V_s随着出射角增大而减小，随着出射角减小而增大。在零炮检距处接收，出射角为零，视速度为无限大。

②上倾方向接收

当地层倾斜时，下倾方向激发，上倾方向接收有利于减小反射波到达组合内相邻接收元素之间的时差，提高有效波的视速度。

图3—36表示了上倾方向接收和下倾方向接收倾斜反射界面的射线。设在O点激发，在O点两侧相同炮检距x处接收，上倾方向接收反射波的时距曲线方程为

$$t_u=\frac{1}{V}\sqrt{x^2+4h^2-4hx\sin\varphi}$$

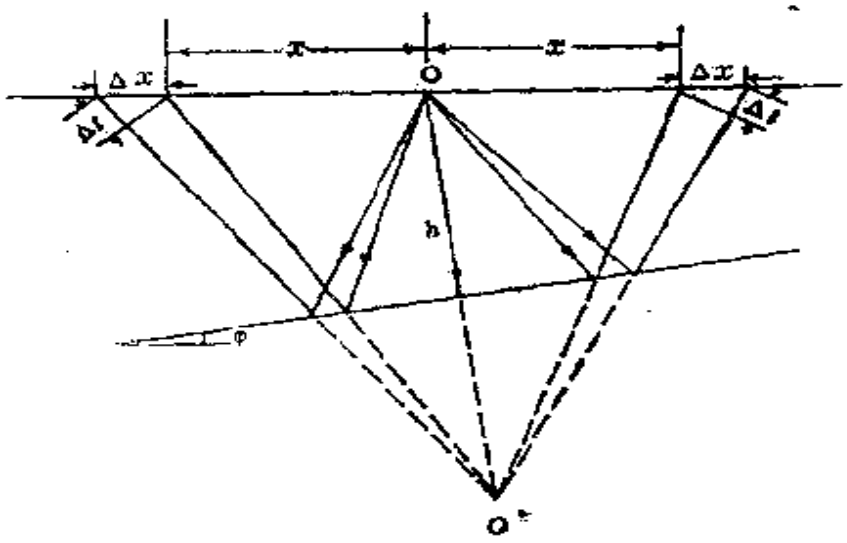


图 3—36 倾斜反射界面的射线

从而求得组合内相邻接收元素之间的时差Δt_u为

$$\Delta t_u=t_u(x+\Delta x)-t_u(x)$$

$$\doteq\frac{\Delta x^2+2x\Delta x-4h\Delta x\sin\varphi}{4hV}$$

下倾方向接收反射波的时距曲线方程为

$$t_d=\frac{1}{V}\sqrt{x^2+4h^2+4hx\sin\varphi}$$

从而可得组合内相邻接收元素之间的时差Δt_d为

$$\Delta t_d = t_d(x+\Delta x) - t_d(x)$$

$$\doteq \frac{\Delta x^2 + 2x\Delta x + 4h\Delta x \sin\varphi}{4hV}$$

比较Δt_u和Δt_d，显然$\Delta t_d > \Delta t_u$，而视速度$V_a = \frac{\Delta x}{\Delta t}$，因此上倾方向接收地震波的视速度大于下倾方向接收地震波的视速度。

一旦确定了采用组合方法压制相干干扰波，就需要对组合进行设计。组合设计的任务是在保持信号不变的同时，使噪声得到最大的衰减。在许多情况下，这是不可能实现的，因此必须选择折中的办法。一般总是宁可让部分噪音通过，也不使信号得到更大程度的衰减。

对于线性组合，从式（1—56）可知组合方向特性的第一个零点出现在$\lambda_a = n\Delta x$处，而组合基距$L=(n-1)\Delta x$，从压制规则干扰波的角度出发，λ_a应选取规则干扰波的最大视波长λ_{amax}，于是有

$$L \doteq \lambda_{amax}(\text{干扰}) = \frac{V_{amax}}{f_{min}} \qquad (3—19)$$

其中V_{amax}和f_{min}为干扰波的最高视速度和最低频率。

如果组合接收使有效信号衰减未超过3dB，根据经验，组合长度L应当等于或小于0.44最小波长信号的波长

$$L \leqslant 0.44\lambda_{amin}(\text{有效}) \qquad (3—20)$$

若组合基距L已选取，根据组合内检波器数目n，可求取组内检波器间距Δx。

当有效波的最小视波长λ_{amin}和规则干扰波的最大视波长λ_{amax}相差不很大时，选取组合基距L很难同时满足式（3—19）和（3—20）。这时若外界干扰不十分严重，为了不使组合对有效信号产生较大的衰减，获取宽高频反射波，常采用短组合基距接收。短组合基距接收虽不能有效地压制规则干扰波，但却对干扰波的能量进行了不同程度地衰减，这有利于在后来的数据处理中

采用数字处理方法进一步压制该干扰波。

在外界干扰很严重的情况下，为了获取较高信噪比的地震记录，常采用能够压制规则干扰波的组合基距接收。这种情况下，低视速度的有效波也有可能受到衰减，特别是高频能量。即使如此，若获取的记录信噪比仍较低，为更有效地压制规则干扰波，提高记录的信噪比，常采用双向组合方法，即联合使用组合接收和组合激发的工作方法。

设组合激发和组合接收的频率响应分别为 $A_0(f)$和$A_s(f)$，则双向组合的频率响应为

$$A(f)=A_0(f)\cdot A_s(f)$$

图 3 —37表示了使用双向组合和检波器组合接收的比较，从中可以看出使用双向组合地震记录的信噪比有了明显提高。

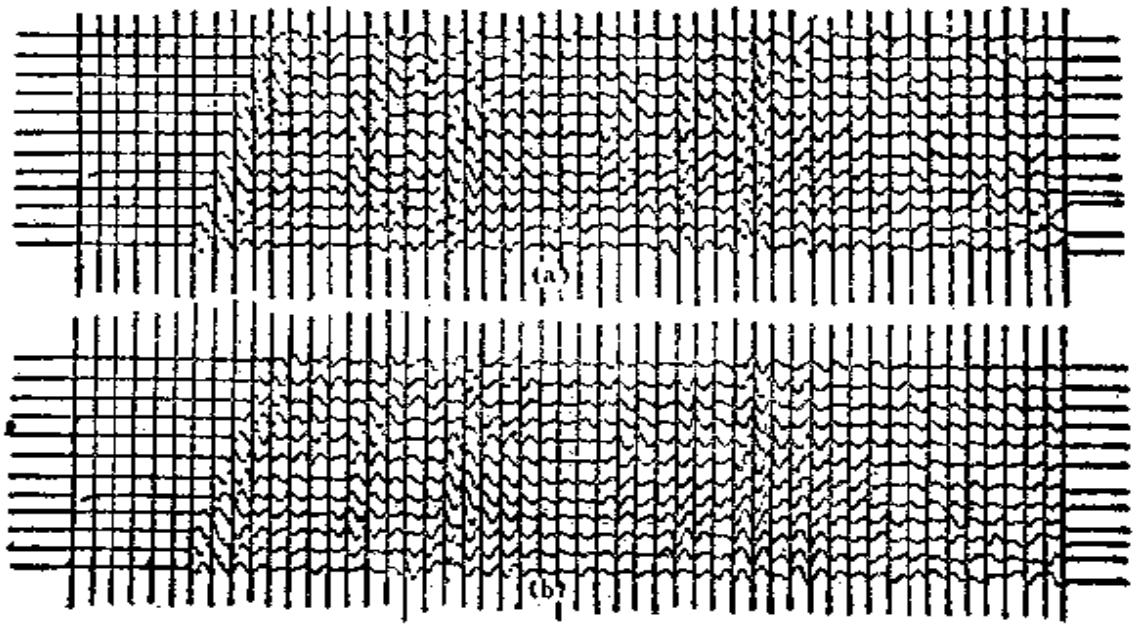


图 3—37　检波器组合(a)与双向组合(b)的比较

线性组合接收（或激发）虽对低视速度的规则干扰波有较好的压制作用，但对高频有效信号也有一定的抑制作用。从式（1 —57）可知，组合接收对高频信号的抑制作用取决于组

合内相邻接收元素接收到的反射波的时差大小。若采用12个检波器等间距线性组合接收，对于不同的Δt，可得出组合的频率特性曲线如图 3 —38所示。

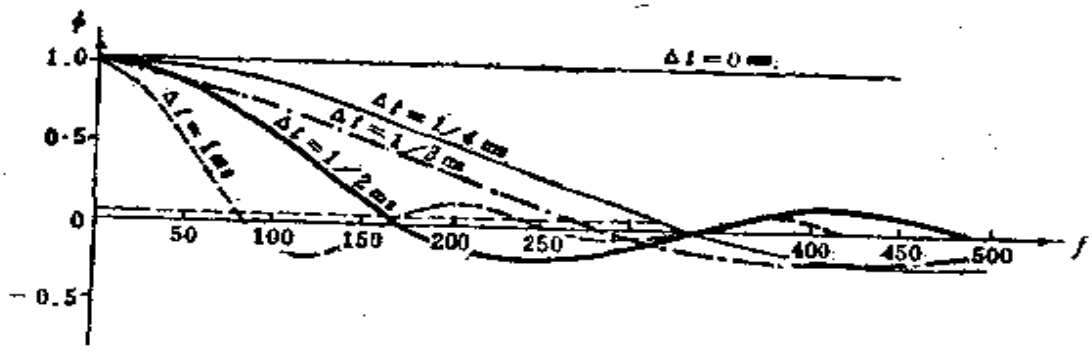


图 3—38　频率特性曲线

从图 3 —38所示的频率特性曲线可见，只有当$\Delta t=0$ 时，组合没有频率滤波作用，随着Δt的增大，频率特性曲线的通频带变窄。总的趋势是低通的，对高频成分起抑制作用，组合后波形产生畸变。

从式（1 —57）可知，组合的频率特性曲线与 Δt 和n有关。当$n=6$和$n=12$ 时，对应于$\Delta t=1$，$\frac{1}{2}$，$\frac{1}{4}$和$\frac{1}{8}$ms 时的高截止频率f_1如表 3 — 2 所示。由表 3 —2 可以看到，时差Δt越大或n越大，组合的高截止频率就越低。

表 3—2　组合的高截止频率数值表

f_1(Hz) \ Δt(ms)，n	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{8}$
6	118	236	472	944
12	80	160	320	640

由于组合接收不利于提高记录的分辨率，因此在一般情况下不采用组合方法压制震源干扰波，而采用选取最佳接收窗口的方

法避开震源干扰波，但对于外界规则干扰波，必须采用组合方法提高记录的信噪比。

（2）面积组合

当外界干扰波沿非测线方向传播时，地震排列接收到的干扰波视速度可能很大，使得采取能够压制外界规则干扰波的组合基距对于有效波也有较大的压制。在这种情况下，若地质勘探任务允许，最好改变测线方向，使规则干扰波沿测线方向传播，这时接收排列接收到的干扰波的视速度较低，能够采用线性组合压制外界规则干扰波。若地质任务不允许改变测线方向，或测区干扰源分布比较分散时，为压制规则干扰波需采用面积组合方法。面积组合方法有多种形式，在实际应用中可根据具体情况灵活运用。

面积组合的方向和频率特性是线性组合的方向和频率特性的叠加。采用合适的面积组合能够压制从不同方向传播到检波器的规则干扰波。

3.频率滤波

在浅层地震勘探中，频率滤波是衰减干扰波的一种有效方法。

分析外界噪声与有效波的频谱，当背景噪声的频谱成分以低频为主，可采用高频检波器接收和选取较高低截频的低切滤波器衰减随机干扰。若选取的低切滤波器的低截频较高时，对记录的分辨率（要求宽频带子波）是不利的。试验表明，外界随机干扰波的频谱成分往往以中、低频为主（100Hz以下），这就给采用高频检波器接收和选取较高低截频的低切滤波器压制背景随机干扰提供了条件。

当有效波和规则干扰波的频谱存在有差异时，采用频率滤波技术衰减规则干扰波，有助于采用组合和叠加等方法进一步压制规则干扰波。

4.其它方法技术

（1）缩短干扰影响半径

当交通运输车辆通过沿公路铺设的接收排列时，会产生很强幅度的振动干扰。若放大器输出电平高于噪声抑制门限，则被短路一时间间隔（如100ms）。缩短排列长度，可减小过往车辆对接收排列的影响，增加整个排列的相对平静时刻。相对于交通运输车辆的干扰源来说，缩短排列长度相当于缩短了干扰影响半径，对有效地利用预先设置的叠加次数，提高记录信噪比十分有利。

当接收排列较长时，远炮点记录道接收到的地震信号能量相对变弱，背景噪声相对变强。缩短排列长度，还有助于相对提高远炮点记录道接收到的地震反射波振幅。

（2）衰减声波干扰的一些方法

声波属于一种规则干扰波，采用组合方法能够有效地衰减它。

由于声波是通过空气传播的，因此在干扰声源或检波器位置处放置一块隔声板，可阻挡部分声波朝着接收排列传播。若在测区地表面挖坑较容易，可采用挖浅坑埋置检波器的方法，有效地避开声波对检波器的干扰，但要注意各道检波器埋置条件的一致性。

（3）合理布置地震测线

当测区工业电干扰严重时，可利用浅层地震仪器上具有的陷波功能，压制50Hz工业交流电干扰。除此之外，还可通过合理布置地震勘探线，使测线垂直或斜交穿过高压输电线路，以减弱50Hz工业交流电对地震排列的影响。

在开展浅层地震勘探前，需详细地了解地下管道的铺设情况，力求使地震测线避开或垂直穿过地下管道。

对于地表为水泥地、柏油路面等不易插置检波器而又不能毁坏地面的情况，可采用熟石膏固定检波器或把检波器的尾锥去掉，用双面胶把检波器粘到地面上固定检波器，使得检波器与地面藕合得更好。

在背景干扰较强、地表条件较复杂的条件下，可综合采用上

述方法技术，获取较高信噪比的地震记录。

四、抗干扰与分辨率的关系

抗干扰浅层地震反射方法技术提高了记录的信噪比，压制了背景噪声。另一方面，采用的组合接收（或激发）、垂直叠加（包括相关叠加）和水平多次叠加等抗干扰地震勘探技术都具有低通滤波特性；采用的频率滤波（包括高切、低切滤波、陷切）和高频检波器接收缩小了地震信号的频带宽度，所有这些方法对高分辨率地震反射勘探都是十分不利的。因此可以说，在强干扰背景条件下，提高地震记录的信噪比是以降低记录的分辨率为代价的，似乎提高记录的信噪比和分辨率是矛盾的。

在第一章第六节曾对带有地震噪声的地震记录分辨率p_n进行了讨论，提出该记录的分辨率p_n与信噪比r和没有噪声记录分辨率p_s之间的关系为

$$p_n=\frac{1}{1+\frac{1}{r^2}}p_s \qquad (1—104)$$

分析（1—104）式可知，实际地震记录的分辨率随着信噪比的提高而得到改善，随着记录信噪比的降低而恶化。因此，获得高分辨率地震记录的前提是地震记录要具有必要的信噪比。

在干扰背景较强的条件下，如果不采取相应的措施，压制地震噪声和背景噪声，获取较高信噪比的地震记录，而只注重强调获取宽高频反射波，其结果是获取的反射波频率再高，频带再宽也是没用的，因为我们不能在强干扰背景中提取很弱幅度的有效信息，因此也就不能利用地震勘探解决地质问题。在强干扰背景条件下，只有采用相应的方法技术，获取较高信噪比的地震记录，才能获得可供地质解释的地震资料。当然，在保证记录具有一定信噪比的条件下，尽可能获得宽高频的地震反射信号是我们所期望的。

第五节　资料的初步解释

在数据采集期间，正确识别浅层反射波和对地震资料进行初步分析解释是十分必要的，这样可以保证在室内资料处理后能够圆满地完成地质任务。

一、浅层反射波的识别

浅层反射波的到达时间与直达波、浅层折射波的到达时差相差较小，且受地滚波、声波的干扰。一般说来，识别浅层反射波难于识别中、深层反射波。

图3—39表示了一张浅层地震反射共炮点记录。可以看出，在单界面情况下，反射波比直达波和初至折射波都后到达，它不象初至折射波容易识别。反射波在各记录道上都具有相似的波形特征。由于浅层地震反射勘探采用的接收排列长度较短，若地下界面产状平缓，且地层的层速度在较短的接收地段内变化不大，因而地下界面反射波的时距曲线在t^2-x^2坐标系中呈直线分布，这一点是识别浅层反射波的一个重要标志。

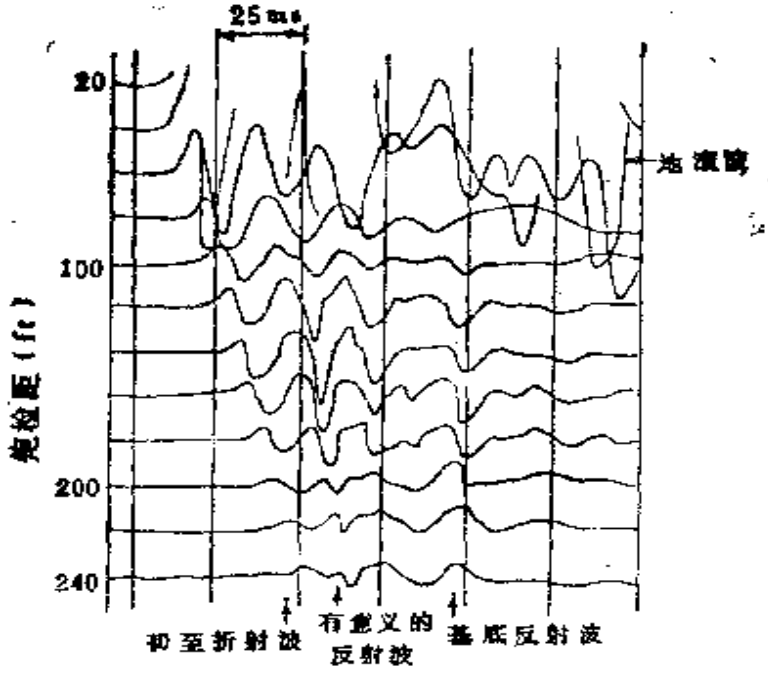


图 3—39　浅层地震记录

一般情况下，地层的平均速度随着深度的增加而增加，而浅

层不同深度界面反射波时距曲线的形状应随着到达时间的增加而趋于平缓。

综上所述，识别浅层反射波的标志可概括有以下几点：

（1）波形特征的相似性

（2）各道正常时差特征

（3）不同深度界面反射波时距曲线的斜率

（4）波形强度的变化和振幅的突出度

需要指出的是，在试验过程中应多次重复激发，多次重复记录，才能正确可靠地识别浅层有效反射波。在外界干扰背景较强的条件下，要注意区分有效波和外界干扰源产生的相干干扰波。

在图3—39所示的浅层地震记录中，反射信号非常清楚，初至折射波和面波都很容易识别，且浅层折射波与反射波之间没有发生相互干涉，初至折射波比面波和反射波具有较低的幅度。

以上讨论的浅层反射波的识别方法都是定性的方法，下面介绍一种识别浅层反射波的计算方法——相关系数法。

对于单一水平界面的反射波时距曲线为

$$t=\frac{1}{V}\sqrt{x^2+4H^2} \qquad (1—29)$$

在t^2-x^2坐标系中，反射波时距曲线为一直线

即

$$t^2=a+bx^2$$

其中 $a=\frac{4H^2}{V^2}=t_0^2$，$b=\frac{1}{V^2}$。

在所获得的浅层地震记录上，选取一组具有同相性好、规律性强并具有一定动力学特征的一组波，拾取对应于各道所选波组的初至时间，得到数组(t_i, x_i)，其中$i=1,2,\cdots n$，n为数组个数，t、x分别为相应道的初至时间和炮检距。把(t_i, x_i)的值展到t^2-x^2图上，并用最小二乘法对t_i、x_i值进行最佳拟合，得到一拟合曲线，$f(\bar{t}, \bar{x})=\bar{t}^2-b\bar{x}^2-a=0$，其中$\bar{t}^2=\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}t_i^2$，$\bar{x}^2=$

$\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}x_i^2$。设所选取的波组满足直线方程 $f(t_i, x_i)=t_i^2-bx_i^2-a=0$，为使$f(\bar{t}, \bar{x})$最佳地拟合$f(t_i, x_i)$，需使$f(\bar{t}, \bar{x})$和$f(t_i, x_i)$之间的误差能量$Q$为最小，即

$$Q=\sum_{i=1}^{n}[f(t_i, x_i)-f(\bar{t}, \bar{x})]^2$$

$$=\sum_{i=1}^{n}[(t_i^2-\bar{t}^2)-b(x_i^2-\bar{x}^2)]^2=\min \qquad (3—21)$$

令$\frac{\partial\theta}{\partial b}=0$，得



$$b=\frac{\sum_{i=1}^{n}(t_i^2-\bar{t}^2)(x_i^2-\bar{x}^2)}{\sum_{i=1}^{n}(x_i^2-\bar{x}^2)^2}$$

把b代入（3—21）式得

$$Q=\sum_{i=1}^{n}(t_i^2-\bar{t}^2)^2-\frac{\left[\sum_{i=1}^{n}(t_i^2-\bar{t}^2)(x_i^2-\bar{x}^2)\right]^2}{\sum_{i=1}^{n}(x_i^2-\bar{x}^2)^2}$$

由此可得相对误差能量

$$\frac{Q}{\sum_{i=1}^{n}(t_i^2-\bar{t}^2)^2}=1-\rho_{tx}^2$$

其中

$$\rho_{tx}=\frac{\sum_{i=1}^{n}(t_i^2-\bar{t}^2)(x_i^2-\bar{x}^2)}{\sqrt{\sum_{i=1}^{n}(t_i^2-\bar{t}^2)^2\sum_{i=1}^{n}(x_i^2-\bar{x}^2)^2}} \qquad (3—22)$$

根据许瓦兹不等式

$$\left|\sum_{i=1}^{n}(t_i^2-\bar{t}^2)(x_i^2-\bar{x}^2)\right| \leqslant \sqrt{\sum_{i=1}^{n}(t_i^2-\bar{t}^2)^2 \sum_{i=1}^{n}(x_i^2-\bar{x}^2)^2}$$

可得$|\rho_{tx}| \leqslant 1$，当$\rho_{tx} \to 1$时，相对误差能量为零，说明$f(\bar{t}, \bar{x})$最佳地拟合$f(t_i, x_i)$；当$\rho_{tx} \to 0$时，相对误差能量最大，说明$f(\bar{t}, \bar{x})$与$f(t_i, x_i)$完全不相似。

采用相关系数法识别所选波组是否为浅层反射波，可事先给定临界相关系数$\rho_0(\rho_0>0)$。当使用(3—22)式计算得到的$\rho_{tx}>\rho_0$，且$\rho_{tx} \to 1$时，则说明t_i^2、x_i^2之间的线性相关程度高，所选波组为反射波。这就是相关系数法识别浅层反射波的基本原理。

二、地震波速度的野外测定

在浅层高分辨率地震反射勘探中，由于采用的排列短，道间距小，使用地震反射资料进行速度分析，很难准确求取地震波速度。因此，在野外测定地震波速度对于正确解释地震资料是很有意义的。

1.地震测井

地震测井就是在井口附近激发，把检波器放在井中不同深度z处进行接收，求取地层速度的一种工作方法。设在距井口为x处的O点激发，接收点为S，深度为z，如图3—40所示。通过地震测井可求得射线平均速度V_{ra}

$$V_{ra}=\frac{z-h}{t_{OS}\cos\theta}=\frac{\sqrt{x^2+(z-h)^2}}{t_{OS}} \qquad (3—23)$$

式中h为激发点的深度。在浅层工程地震测井中，由于测井深度较浅，常采用地表激发的方法技术，这时$h=0$，因此

$$V_{ra}=\frac{z}{t_{OS}\cos\theta}=\frac{\sqrt{x^2+z^2}}{t_{OS}} \qquad (3—24)$$

当地下介质由多层水平层状介质组成时，地震波通过地下传

播遇到地层界面将发生透射，其波的传播路径遵循斯奈尔定理。

设接收点位于第n层界面处，参考图1—15，可得出多层水平层状介质条件下的射线平均速度V_{ra}

$$V_{ra}=\frac{\sum_{i=1}^{n} l_i}{\sum_{i=1}^{n} t_i}=\frac{\sum_{i=1}^{n}\frac{h_i}{\sqrt{1-p^2V_i^2}}}{\sum_{i=1}^{n}\frac{h_i}{V_i\sqrt{1-p^2V_i^2}}} \qquad (3—25)$$

其中l_i和t_i分别为波在第i层介质中的传播路径和旅行时间，h_i为第i层介质地层的厚度，p为射线参数。

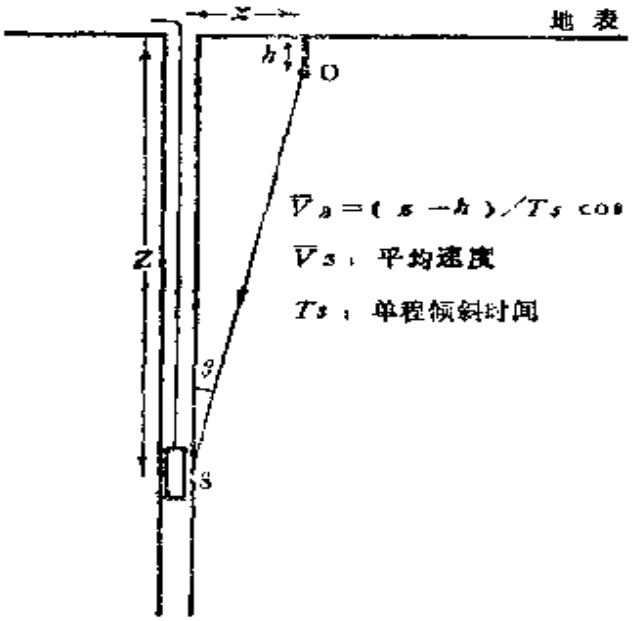


图 3—40 地震测井示意图

在一组水平层状介质中，某层以上介质的平均速度就是地震波垂直穿过该层以上各层的总厚度与总的传播时间之比，对n层水平层状介质来说，其平均速度V_{av}为

$$V_{av}=\frac{\sum_{i=1}^{n} h_i}{\sum_{i=1}^{n} h_i/V_i} \qquad (3—26)$$

分析式（3—25）和（3—26）可知，当$x=0$，即$p=0$时，这时射线平均速度等于地层的平均速度。也就是说，只有在井口附近激发的条件下，采用地震测井求得的速度才是地层的平均速度。随着远离井口，p值增大，而式（3—25）中分子随p值增大而增大的速度快于分母。因此，射线平均速度V_{ra}大于或等于地层平均速度。

图3—41表示了地下介质为水平层状介质条件下，由地震测井求得的射线平均速度和由均方根速度求得的地层平均速度的对比结果。显然，由地震测井求得的射线平均速度大于由均方根速度求得的平均速度。有关从均方根速度求取平均速度的计算方法，将在第四章进行讨论。

在地震测井中，为使初至波起跳清晰，需采用全通频带仪器记录因素。

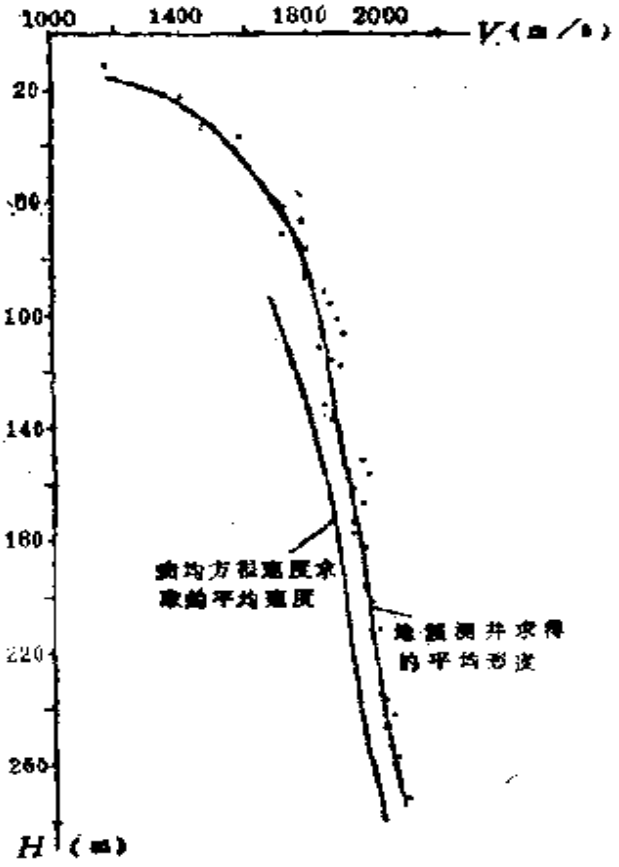


图 3—41 射线平均速度与平均速度的对比结果

2.声波测井

地震测井所用的测点距和激发信号的波长都比较大，可划分的地层厚度较大，而声波测井可获得详细的地下地层的速度信息。

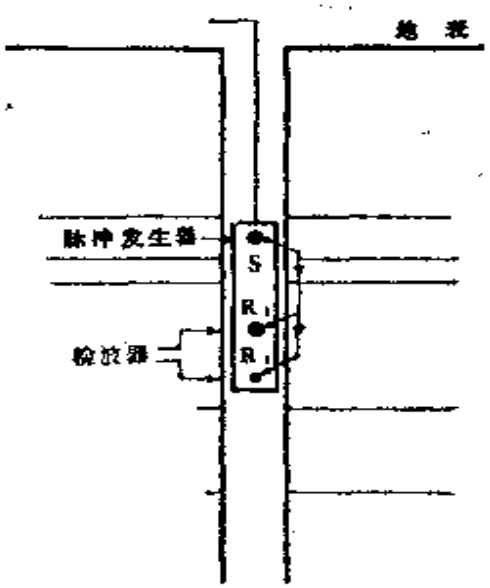


图 3—42 声波测井仪示意图

声波测井的探头由震源S和检波器R组成，震源一般采用磁致伸缩振子，每秒产生15—20次频率为10—30kHz的脉冲，经井水传递压缩波至孔壁，然后以折射P波的形式在孔壁地层中传播，再经井水以压缩波的形式传递给检波器。图3—42表示了声

波测井仪示意图。

由脉冲发生器S发射的脉冲经过泥浆传到井壁，如果入射角等于临界角，则通过井壁滑行，经泥浆传播到检波器R_1、R_2的传播时间为

$$t_1=\frac{2a}{V_{泥}}+\frac{SR_1}{V_{层}} \tag{3—27}$$

$$t_2=\frac{2a}{V_{泥}}+\frac{SR_2}{V_{层}} \tag{3—28}$$

其中a是波以临界角入射时在泥浆中传播的路径，$V_{泥}$和$V_{层}$分别为泥浆和地层的速度。地面仪器记录的是两个接收器之间的时差Δt，即

$$\Delta t=t_2-t_1=\frac{SR_2-SR_1}{V_{层}}=\frac{R_1R_2}{V_{层}}$$

若使$R_1R_2=1$ m（地面记录仪器把R_1R_2换算成1 m），则通过求取时差Δt的倒数就可求取地层的速度

$$V_{层}=\frac{1}{\Delta t} \tag{3—29}$$

有时，为准确求取$V_{层}$，在测井探头中装有两个震源和两对接收器，通过求取两者速度的平均值，做为地层的层速度。

对声波测井曲线进行解释后，可获取地层的层速度。根据式（3—26）可求取地层的平均速度。一般声波测井仪都具有累计时间道，可以直接累计T_H值，因此

$$V_{av}=\frac{\sum_{i=1}^{n}h_i}{\sum_{i=1}^{n}t_i}=\frac{H}{T_H} \tag{3—30}$$

声波测井的最新发展表明，由于频散关系，声速比地震波速度要高，此外由于井壁塌落、泥浆侵入地层和各种噪声影响等都将使声波测井结果有偏差，对于工程勘探涉及到的测孔周围介质大多都是松软地层，因此这种偏差更严重，声测井结果要用地震

测井标定。

近来，由日本OYO公司发展起来了一种新颖的井中激发、井中接收的速度测量装置——悬浮式PS测井系统。测井探头由震源和两个相距1m的三分量检波器组成。悬浮式PS测井系统使不发生体积形变的刚体（电磁锤）在钻孔水中沿与孔轴垂直的方向作瞬时运动，给水施加正负压力，推拉两侧井壁，直接产生剪切波。同时，悬浮式PS测井系统的检波器在井水中的视密度被看成与井水一样，这就可以通过检测井水的运动来检测井壁的运动。测定S波速度时，震源分别从正负两个方向激发，测定时可根据波形相位的反转识别S波。

PS波测井系统可同时测得地层的P和S波速度，这对工程地基勘察很有用。利用P、S波速度，可求取地层的动力学参数。使用PS波测井系统求取地层平均速度的方法与声波测井大同小异，不同的是声波测井测得连续的时差曲线，而PS波测井是以间断形式进行测量的。

3.浅层折射调查

在测区有钻孔的条件下，可以采用测井方法求取地层速度。在实际工作中，有很多地区没有钻孔。在这种情况下，应采用浅层折射调查或扩展排列接收方法求取地层速度。

图3—43表示了两层水平介质情况下的折射波、直达波和反射波的时距曲线和对应的地层模型。

从直达波时距曲线的斜率可求得表层速度V_1。根据图3—43所示的简单几何关系，可求得折射波时距曲线方程为

$$t=\frac{2z_1\cos i_c}{V_1}+\frac{x}{V_2} \qquad (3—31)$$

其中 $i_c=\sin^{-1}\frac{V_1}{V_2}$ 为临界入射角，z_1为第二层顶界面的埋深，V_1和V_2分别为第一层和第二层的层速度。

设$x=0$，则可求得折射波时距曲线的延长线与时间轴的交点T_{i2}，由式（3—31）可得

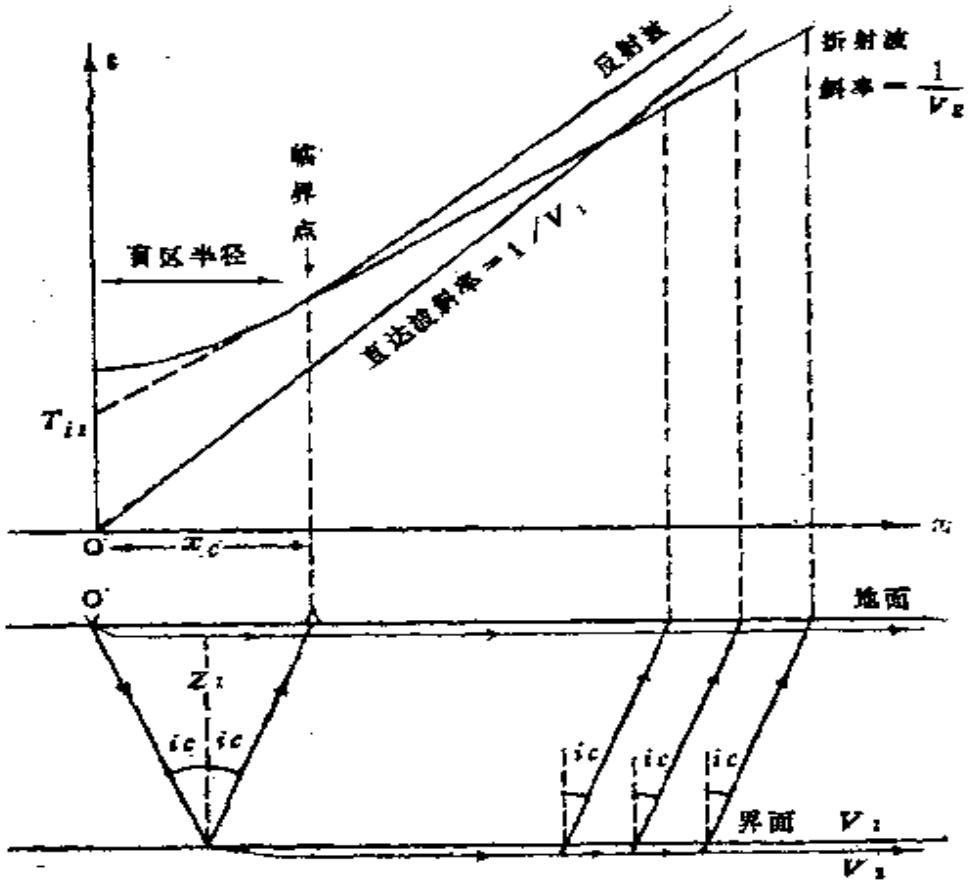


图 3—43 两层水平层状介质地层和对应的时距曲线

$$T_{i2}=\frac{2z_1\cos i_c}{V_1} \tag{3—32}$$

因此

$$z_1=\frac{T_{i2}V_1}{2\cos i_c}=\frac{T_{i2}V_1}{2\sqrt{1-(V_1/V_2)^2}} \tag{3—33}$$

从折射波时距曲线的斜率可求得第二层介质的速度。

图 3—44表示了三层水平介质情况下的地层模型和相应的折射波时距曲线。第一层的速度由直达波时距曲线的斜率求出，第二、三层的速度可由折射波时距曲线的斜率求取。第三层折射波旅行时为

$$t=\frac{x}{V_3}+\frac{2z_2\cos i_{23}}{V_2}+\frac{2z_1\cos i_{13}}{V_1} \tag{3—34}$$

当$x=0$时，可求得截距时间T_{i3}

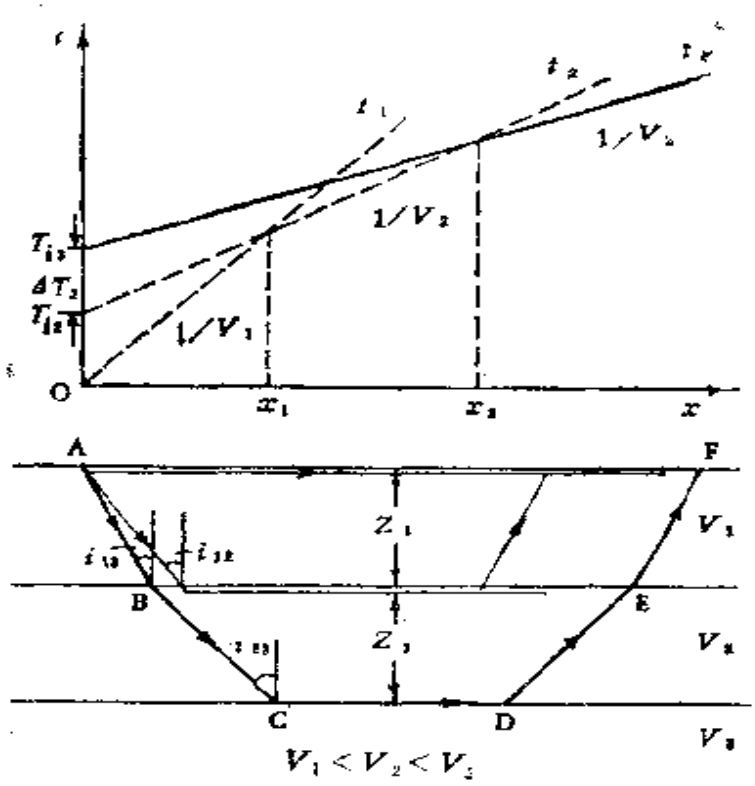


图 3—44　三层水平层状介质和相应的折射波时距曲线

$$T_{i3}=\frac{2z_2\cos i_{23}}{V_2}+\frac{2z_1\cos i_{13}}{V_1} \qquad (3—35)$$

从而可求取第二层的厚度z_2

$$z_2=\frac{\left[T_{i3}-\frac{2z_1}{V_1}\cos i_{13}\right]V_2}{2\cos i_{23}}$$

$$=\frac{\left[T_{i3}-\frac{2z_1}{V_1}\sqrt{1-(V_1/V_3)^2}\right]V_2}{2\sqrt{1-(V_2/V_3)^2}} \qquad (3—36)$$

根据式（3—33）和（3—36）可求取第三层顶界面的埋深z

$$z=z_1+z_2$$

对于n层水平层状介质，根据式（3—34）可以类推第n层折射波的旅行时为

$$t=\frac{x}{V_n}+\sum_{k=1}^{n-1}\frac{2z_k\cos i_{k,n}}{V_k} \tag{3—37}$$

当$x=0$时，可求取第n层折射波时距曲线的截距时间T_{in}

$$T_{in}=\sum_{k=1}^{n-1}\frac{2z_k\cos i_{k,n}}{V_k} \tag{3—38}$$

第$n-1$层的层厚度为

$$z_{n-1}=\frac{\left[T_{in}-\sum_{k=1}^{n-2}\frac{2z_k\cos i_{k,n}}{V_k}\right]}{2\cos i_{n-1,n}}V_{n-1} \tag{3—39}$$

其中$\cos i_{k,n}=\sqrt{1-(V_k/V_n)^2}$，$V_k$可以从折射波时距曲线的斜率求取（$k=2$，$3\cdots n$），$V_1$从直达波时距曲线的斜率求取。

在实际工作中，当n值较大时，采用（3—39）式求取地层的厚度十分复杂。为简便起见，可使用下式计算地层的近似厚度

$$z_{n-1}=\frac{\Delta T_{n-1}\cdot V_{n-1}}{2\sqrt{1-(V_{n-1}/V_n)^2}} \tag{3—40}$$

其中$\Delta T_{n-1}=T_{in}-T_{in-1}$，图3—44上标出了$\Delta T_2$的意义。当水平层之间的速度差异较大时，使用式（3—40）计算的层厚度才具有较高的精度。分析式（3—40）和（3—39）可知，使用式（3—40）计算的地层厚度大于实际的地层厚度。在实际工作中，最好的方法是在批量工作前，分别使用式(3—39)和(3—40)计算地层厚度，以达到在某种特定情况下了解其误差究竟有多大，以便进行补偿或校正。

我们知道，浅层折射波法需要在临界距离以外观测接收，对于图3—43所示的两层水平层状介质情况，盲区半径x_c为

$$x_c=\frac{2z}{\sqrt{(V_2/V_1)^2-1}} \tag{3—41}$$

作为经验准则，浅层折射波法只能在比折射层深度大一倍以上的炮检距处观测接收。

图3—45表示了倾斜地层构造及其相应的折射波时距曲线

图。设下倾方向接收时地震波的旅行时为t_{2D}，临界角为i_{12}，则

$$t_{2D}=\frac{x}{V_1}\sin(i_{12}+\alpha)+\frac{2z_D\cos i_{12}}{V_1} \qquad (3—42)$$

上倾方向接收时地震波的旅行时为

$$t_{2u}=\frac{x}{V_1}\sin(i_{12}-\alpha)+\frac{2z_1\cos i_{12}}{V_1} \qquad (3—43)$$

其中α为地层倾角，z_D和z_u分别是在激发点O_2和O_1处的界面R的法线深度，如图 3 —45所示。

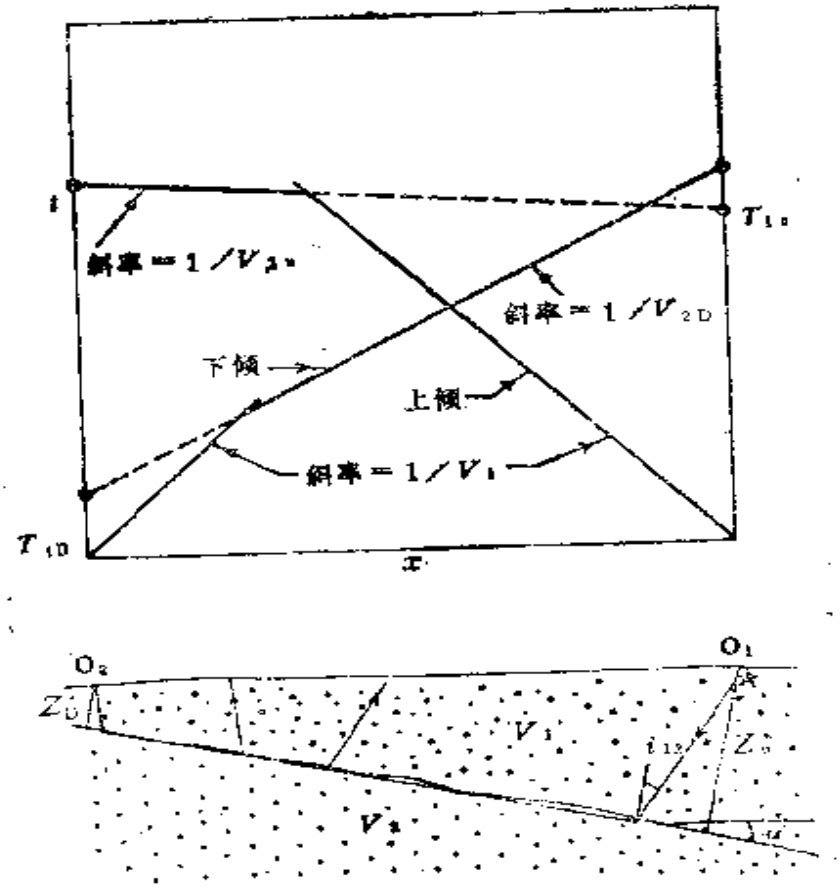


图 3—45　倾斜地层和折射波时距曲线

设下倾方向接收时，其视速度为V_{2D}，

$$\frac{1}{V_{2D}}=\frac{dt_{2D}}{dx}=\frac{\sin(i_{12}+\alpha)}{V_1}=\frac{\sin(i_{12}+\alpha)}{V_2\sin i_{12}} \qquad (3—44)$$

$\because$ $\quad i_{12}+\alpha>i_{12}$

$\therefore$ $V_{2D}<V_2$

同理，可求得

$$\frac{1}{V_{2u}}=\frac{\sin(i_{12}-\alpha)}{V_1\sin i_{12}} \tag{3—45}$$

$$V_{2u}>V_2$$

从式（3—44）和（3—45）求得

$$\left.\begin{aligned}V_{2D}&=V_1/\sin(i_{12}+\alpha)\\V_{2u}&=V_1/\sin(i_{12}-\alpha)\end{aligned}\right\} \tag{3—46}$$

因此 有

$$\left.\begin{aligned}i_{12}&=\frac{1}{2}\left[\sin^{-1}\left(\frac{V_1}{V_{2D}}\right)+\sin^{-1}\left(\frac{V_1}{V_{2u}}\right)\right]\\\alpha&=\frac{1}{2}\left[\sin^{-1}\left(\frac{V_1}{V_{2D}}\right)-\sin^{-1}\left(\frac{V_1}{V_{2u}}\right)\right]\end{aligned}\right\} \tag{3—47}$$

第二层介质V_2的真值不是V_{2u}和V_{2D}的算术平均，采用下式可求取V_2的准确值。

$$V_2=\frac{2V_{2u}V_{2D}}{V_{2u}+V_{2D}}\cos\alpha \tag{3—48}$$

设T_{iD}和T_{iu}分别为t_{2D}和t_{2u}的截距时间，则

$$\left.\begin{aligned}T_{iD}&=\frac{2z_0\cos i_{12}}{V_1}\\T_{iu}&=\frac{2z_u\cos i_{12}}{V_1}\end{aligned}\right\} \tag{3—49}$$

因此，

$$\left.\begin{aligned}z_D&=\frac{V_1T_{iD}}{2\cos i_{12}}\\z_u&=\frac{V_1T_{iu}}{2\cos i_{12}}\end{aligned}\right\} \tag{3—50}$$

在浅层折射调查中，为使初至折射波起跳清晰，仪器记录因素应选用全通频带。在干扰背景较强的条件下，用浅层折射方法求取地层速度受到了限制。

4.扩展排列

由于在浅层地震反射调查中，采用的道间距小，排列短，相邻记录道的时差较小，反射波时距曲线的形式不明显，因此使用t^2-x^2方法很难准确求取地层速度。从式（1—33）可以看出，正常时差随着炮检距增大而增大，当相邻记录道接收到的界面反射波的时差较大时，采用t^2-x^2方法就能够较准确地求取地层速度。扩展排列地震反射波法就是设计一个较长的接收排列，使该排列接收到的反射波既要有足够大的正常时差，又要使反射波不发生相互干涉。

图 3—46 表示了一个扩展排列地震反射记录。记录关于激发

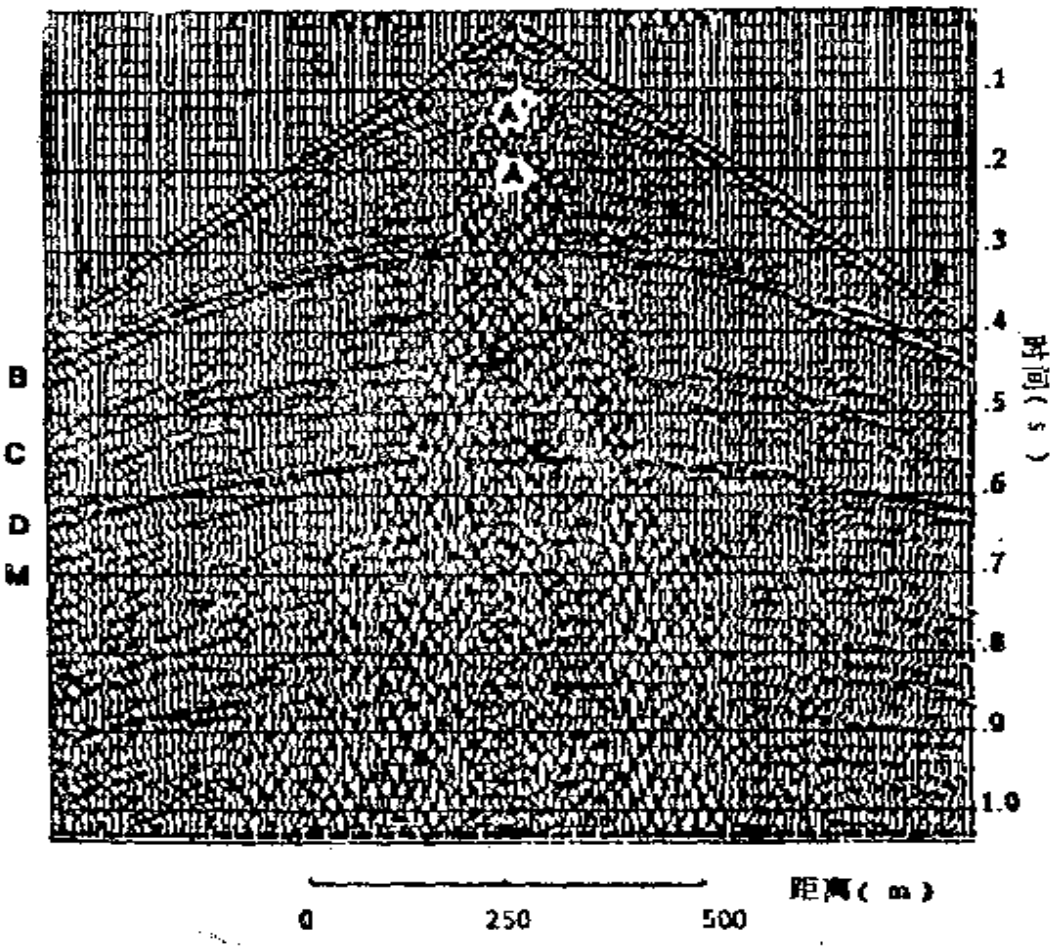


图 3—46 扩展排列记录（据P. E. Geissler）

点对称，采用了10m道间距，最大炮检距为600m。图中用字母标出了不同界面的反射波，M波为B反射波的多次波，X指出水平层A的折射波成为初至波的交叉距离。

根据t^2--x^2方法对图3—46所示的扩展排列记录进行了速度计算，并使用Dix公式求取层速度，其层速度范围从近表层的1550m/s到B反射层以下的2040m/s，后一个速度值与井孔测量和折射测量求得的速度值相一致。

三、野外地震资料的初步解释

对野外地震反射资料进行初步解释主要包括两方面的内容，即计算目的层的深度和初步绘制反射界面的构造形态。

1.计算目的层的深度

获取一张共炮点记录后，首要的问题就是我们获取的反射波是否达到了勘探深度要求，这个问题很重要。使用由上述方法求得的速度，并对有效波进行消除正常时差的处理，就可大致计算反射层的深度H

$$H=\frac{1}{2}V_{av}t_0 \qquad (3—51)$$

当发现获取的反射波满足不了勘探深度要求时，要及时改变观测接收方法，如加大激发能量或加长接收排列等。

在一些情况下，有时需要根据野外获得的地震记录准确地计算反射层的深度。而式（3—51）中的速度V和t_0时间决定了计算反射层深度H的精度。当我们没有地层的速度资料时，就不能求取正常时差Δt，因而也就不能正确求取t_0值。下面就根据地震记录如何较准确地求取地层速度V和t_0作一点介绍。

在讨论采用相关系数法识别浅层反射波法中，仅考虑了单一水平界面的地质模型，此时的反射波时距曲线为

$$t^2=t_0^2+\frac{x^2}{V^2} \qquad (1—31)$$

对于多层水平界面情况下，反射波时距曲线为

$$t^2=t_0^2+\frac{x^2}{V_\sigma^2} \tag{1—45}$$

比较（1—31）和（1—45）式可得，若用单一水平界面以上地层的速度V代替均方根速度V_σ，多界面情况下反射波的时距曲线可近似看作为单一水平界面的反射波时距曲线。均方根速度V_σ（$V_\sigma\doteq V$）可由b求得，即：

$$V_\sigma=b^{-\frac{1}{2}}=\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n}(x_i^2-\bar{x}^2)^2}{\sum_{i=1}^{n}(t_i^2-\bar{t}^2)(x_i^2-\bar{x}^2)}} \tag{3—52}$$

而t_0可由参数a求得，即

$$t_0=a^{\frac{1}{2}}=\sqrt{\bar{t}^2-b\bar{x}^2}$$

$$=\sqrt{\frac{1}{n}\left(\sum_{i=1}^{n}t_i^2-\frac{\sum_{i=1}^{n}(t_i^2-\bar{t}^2)(x_i^2-\bar{x}^2)}{\sum_{i=1}^{n}(x_i^2-\bar{x}^2)^2}\sum_{i=1}^{n}x_i^2\right)} \tag{3—53}$$

根据t_0和V_σ可求得反射界面的法向埋深H

$$H=\frac{1}{2}V_{av}t_0\doteq\frac{1}{2}V_\sigma t_0$$

$$=\frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{n}\left(\frac{\sum_{i=1}^{n}(x_i^2-\bar{x}^2)^2}{\sum_{i=1}^{n}(t_i^2-\bar{t}^2)(x_i^2-\bar{x}^2)}\cdot\sum_{i=1}^{n}t_i^2-\sum_{i=1}^{n}x_i^2\right)} \tag{3—54}$$

这里，假设地层的平均速度V_{av}与地层的均方根速度V_σ近似相等。一般情况下，均方根速度略大于平均速度。理论上，应从均方根速度求取平均速度后，代入（3—51）式求取地层的埋

深。试验表明，在浅层地震勘探中，使用（3—54）式求得的界面法向埋深H具有较高的精度。

2.绘制反射界面的构造形态

在数据采集过程中，根据地震道波形特征绘制地下反射界面的构造形态不但可为使用部门提供初步的地质信息，而且也为后期数据处理提供了必要的参考资料。

此外，在数据处理前，还要做好地震记录班报、监视记录、观测系统等资料的整理和编录工作。

第四章　数据处理

数据处理是地震反射勘探的主要环节。要获得最终用于地质解释的高分辨率地震反射时间剖面，首先要求在野外采集到高信噪比、高分辨率的原始地震资料，其次是要求采用有利于提高记录信噪比和分辨率的数据处理技术和采用合理的计算方法及处理参数。

在前几章，我们对浅层地震反射记录的特点进行了讨论，归纳起来，大致有如下几点。

（1）浅层地震勘探大多数都在地表激发和接收，为保护记录中的高频成分和接收浅层反射波，常采用单个检波器（或短组合基距）和较小偏移距接收的工作方法，记录中的震源干扰波（相干干扰波和随机干扰波）较严重，且高频信号衰减严重。

（2）浅层地震勘探大都在干扰背景比较严重的地区开展工作，记录中的外界背景干扰严重。

（3）探测的地层大多为第四系松软地层。由于这些地层未胶结成岩（纵波速度受地层含水饱和度影响较大），有些层与层之间的波阻抗差异明显，有些差异较小。波阻抗差异较小的界面产生的弱反射信号易被强背景噪声掩盖，因此获取的记录信噪比往往较低。

（4）探测的目的层深度浅，探测的地质异常体尺度小，要求划分的地层详细。第四系地层在沉积过程中，沉积条件复杂，薄层、夹层和互层等地质现象很多，各个不同地层界面产生的反射波相互干涉叠加形成复合波。为了探测较小的地质体和划分较薄的地层要求地震记录具有较高的分辨率和信噪比。

针对浅层高分辨率反射地震勘探上述特点，在数据处理中，需要采取高分辨率数据处理技术，尽可能保护和恢复记录中的高

频成分，最大限度地提高记录的信噪比和分辨率。

一般说来，地震反射资料的数据处理可大致分为四个阶段，即预处理阶段、参数分析处理阶段、常规处理阶段和解释处理阶段等，其处理流程如图4—1所示。具体详细的数据处理流程应根据实际地震记录和要求解决的具体地质问题而定，尽管如此，图4—1

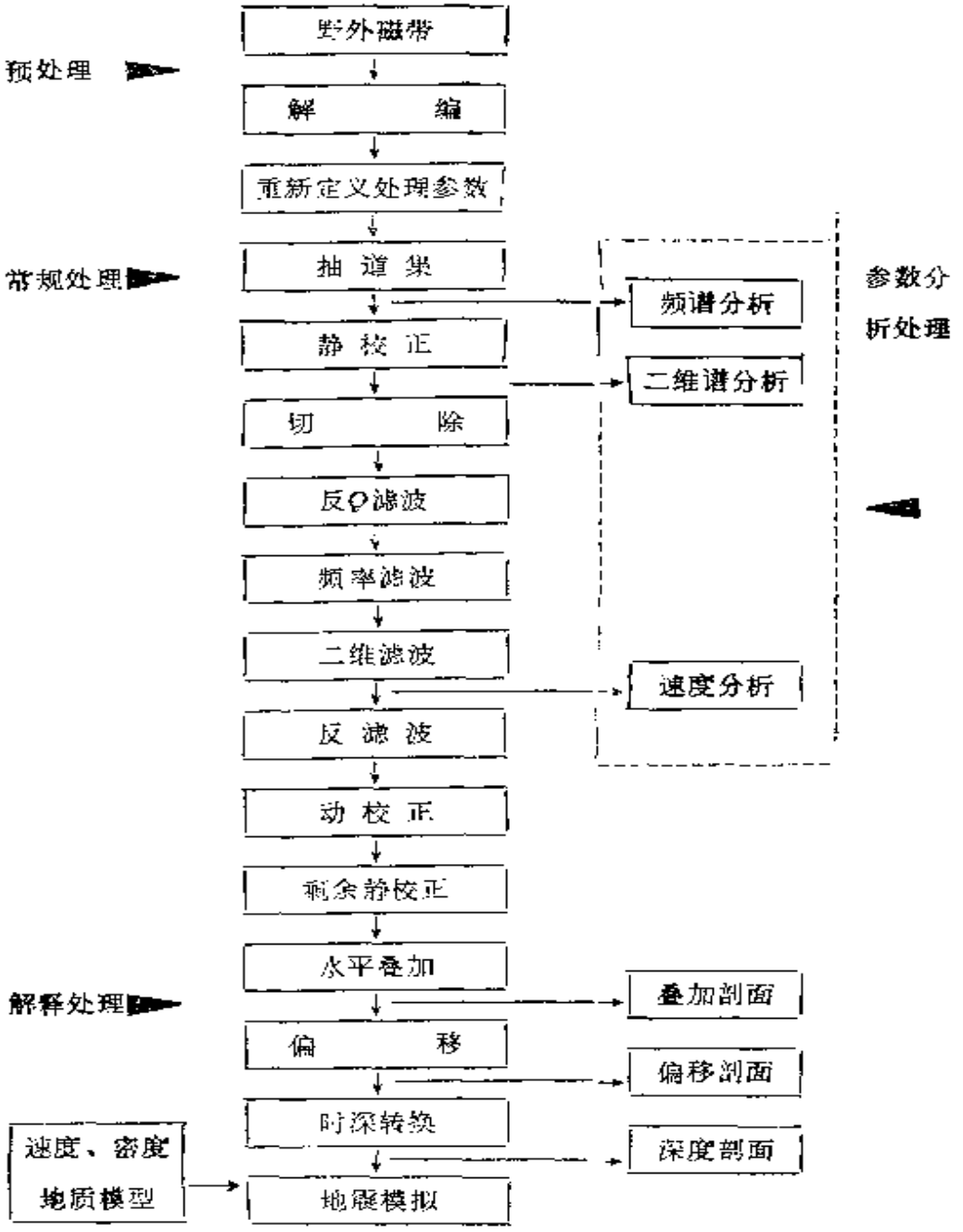


图 4—1　数据处理流程图

所示的处理流程在浅层高分辨率地震资料处理中仍具有较普遍的意义。

第一节　预　处　理

预处理就是在对原始记录处理之前，将原始记录进行初步加工，使之满足一定的计算机结构和处理方法技术的要求。在浅层高分辨率地震反射资料的数据处理中，预处理通常包括以下几点内容。

一、解　　编

在野外数据采集中，记录到磁带上的地震数据是按时序排列的，即依次记下每道的第一个采样值，各道记完后再依次记下每道的第二个采样值，如此依次记录下去。磁带上的数据排列可用如下矩阵表示

$$\begin{bmatrix} A_1^1 & A_2^1 & A_3^1 \cdots A_N^1 \\ A_1^2 & A_2^2 & A_3^2 \cdots A_N^2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \quad \vdots \\ A_1^l & A_2^l & A_3^l \cdots A_N^l \end{bmatrix}$$

其中下标N表示记录道数，上标l为每道记录的采样点数。在浅层地震勘探中，记录道数N通常为12或24，采样点数$l=\frac{L}{\Delta t}$，L为记录长度，Δt为采样间隔。在数据处理中，时序排列的形式很不方便，必须转换为道序排列才便于处理，即按下列矩阵形式排列

$$\begin{bmatrix} A_1^1 & A_1^2 & A_1^3 \cdots A_1^l \\ A_2^1 & A_2^2 & A_2^3 \cdots A_2^l \\ \vdots & \vdots & \vdots \quad \vdots \\ A_N^1 & A_N^2 & A_N^3 \quad A_N^l \end{bmatrix}$$

显然，该矩阵是时序排列矩阵的转置矩阵。这种处理叫做数据解编。

二、重新定义处理参数

在浅层地震记录的数据处理中，重新定义处理参数包括记录格式的转换和采样率、道间距等参数的重新定义。

目前在工程地震勘探中，使用地震仪器的记录格式很多，这些记录格式与处理软件所要求的记录格式不一定一致，计算机不能对这些不一致的记录格式的地震资料进行处理。为使记录格式一致，必须对野外记录数据的格式进行转换。

野外记录数据有可能不满足处理软件的另外一个问题就是采样率问题。如果野外数据采集时采用0.5、0.25和 0.125ms 等采样率，有些处理软件不能处理如此高采样率的地震资料。为了既不损失原始数据的信息，同时又能为计算机所接受，常采用等效处理的方法。等效处理就是把采样率修改成处理软件能够接受的采样率，而相应改变其它参数的处理方法。

据式（1—31）有

$$t_k=\sqrt{t_0^2+\frac{x_k^2}{V^2}} \qquad (1—31)$$

对式（1—31），稍做运算可得

$$x_k^2=(t_k^2-t_0^2)V^2$$

设数据处理采用的采样率为$\Delta t'=a\Delta t$，Δt为原始数据 的采样率，炮检距为x_k'，并设修改采样率后，叠加速度V不变，则上式为

$$\begin{aligned}x_k'^2&=(a^2t_k^2-a^2t_0^2)V^2\\&=a^2(t_k^2-t_0^2)V^2=a^2x^2{}_k\end{aligned} \qquad (4—1)$$

即当把采样率拉伸a倍，记录长度和炮检距也相应拉伸a倍时，对应的叠加速度不变。

据式（1—31）有

$$V=\sqrt{\frac{x_k^2}{\Delta t_k^2+2\Delta t_k t_0}}$$

其中 $\Delta t_k=t_k-t_0$为正常时差。

若设采样率拉伸a倍，且炮检距不变时，对应的叠加速度为V'，则

$$V'=\sqrt{\frac{x_k^2}{(a\Delta t_k^2)+2a\Delta t_k\cdot at_0}}$$

$$=\sqrt{\frac{x_k^2}{\Delta t_k^2+2\Delta t_k\cdot t_0}}\cdot\frac{1}{a}$$

$$=\frac{1}{a}V \qquad (4—2)$$

式（4—2）表明当采样率拉伸a倍，炮检距不变时，则相应的叠加速度为原来的$\frac{1}{a}$倍。

据频谱的时间尺度展缩定理可知，若波形$x(t)$的频谱为$X(f)$，则波形$x(at)$的频谱$X_a(f)$为

$$X_a(f)=\int_{-\infty}^{\infty}x(at)e^{-i2\pi ft}dt=\frac{1}{a}X\left(\frac{f}{a}\right) \qquad (4—3)$$

即当记录波形拉伸a倍后，频谱宽度压缩为原来的$\frac{1}{a}$倍，且主频向低频方向移动到原来的$\frac{1}{a}$处，其振幅也要压缩$\frac{1}{a}$倍。

三、编　　辑

在工程地震数据采集中，一般来讲施工现场复杂，外界干扰背景严重。在整个记录中免不了有一些不正常的记录道和共炮点记录，这些记录常具有很低的信噪比，它们参与叠加处理将会使处理效果变坏。因此，在正式数据处理前，需把这些不正常的共炮点记录或记录道进行编辑处理。在浅层高分辨率地震资料处理中，通常对这些记录进行充零处理。若用相邻的共炮点记录或记录道代替这些不正常的记录道，或取相邻道的算术平均值代替，将产生地震记录的横向混波问题，影响记录的横向分辨率。在地质构造比较复杂的情况下，由此产生的横向混波问题对记录的横

向分辨率影响更大。

由于在强干扰条件下获得的浅层地震记录的信噪比较低，反射波频率高，因此编辑不正常的记录道对提高数据处理的质量尤其重要。

四、抽 道 集

抽道集就是把属于同一共深度点的记录道选出，按共深度点号次序排在一起。在抽道集处理后，磁带上记录的次序是把以炮号为次序的记录改变成以共深度点号为次序的记录。

第二节 参数分析处理

为寻找在常规处理或其它处理中采用的最佳处理参数，应做好参数分析处理。在参数分析处理中，要选取有代表性的记录，尽可能多做一些试验，特别是处理新工区的地震资料更应如此。

一、频 谱 分 析

频谱分析的目的在于了解有效波和干扰波的频谱分布范围，以便选取合适的频率滤波器，压制干扰波，突出有效波，提高记录的信噪比。

根据离散傅里叶变换理论可知，若给出时间序列$f(n\Delta)$，其中Δ为时间采样间隔，$n=0,1,\cdots N-1$，$N\Delta=T$为频谱分析的时窗长度，则时间序列$f(n\Delta)$的离散傅里叶变换为

$$F(md)=\sum_{n=0}^{N-1} f(n\Delta)\,e^{-inm\frac{2\pi}{N}} \qquad (4—4)$$

其中，m为整数，$m=0,1,\cdots N-1$，$d=\frac{1}{N\Delta}$为基频。反过来，若已知时间序列$f(n\Delta)$的傅里叶变换$F(md)$，也可求得$f(n\Delta)$，即

$$f(n\Delta)=\frac{1}{N}\sum_{m=0}^{N-1}F(md)e^{inm\frac{2\pi}{N}} \qquad (4—5)$$

式(4—4)和(4—5) 组成了离散傅里叶变换对，从式(4—4)可知$F(md)$的实部$\mathrm{Re}[F(md)]$和虚部$\mathrm{Im}[F(md)]$分别为

$$\mathrm{Re}[F(md)]=\sum_{n=0}^{N-1}f(n\Delta)\cos\left(\frac{2\pi mn}{N}\right)$$

$$\mathrm{Im}[F(md)]=\sum_{n=0}^{N-1}f(n\Delta)\sin\left(\frac{2\pi mn}{N}\right)$$

则振幅谱$|F(md)|$和相位谱$\phi(md)$分别为

$$|F(md)|=\sqrt{\{\mathrm{Re}[F(md)]\}^2+\{\mathrm{Im}[F(md)]\}^2} \qquad (4—6)$$

$$\phi(md)=\mathrm{arctg}\frac{\mathrm{Im}[F(md)]}{\mathrm{Re}[F(md)]} \qquad (4—7)$$

在频谱分析中，选取的时窗长度 $T=N\Delta$ 决定了频谱离散值点的疏密，适当地增大时窗长度N，可使求得频谱的离散值点加密（即基频 d 小），提高频谱分析的精度。时窗长度N过短（即基频d 大），会降低频谱的分辨率。在某些频谱分析程序中，谱离散样值N常取为定值，当时窗长度T 取定时，则基频 d 和谱分析采样间隔Δ也就相应确定了。

为减小选取时窗端点截断因素影响，在频谱分析时，应在时窗两侧取一斜坡值。当地震资料反映的薄层较多、层间距较小时，为了对某一波组进行频谱分析，斜坡值应取短些。否则，将不可避免地把相邻层的振动取入分析时窗，以致歪曲有分析价值的细节。

为了更好地了解信号和噪声的频谱分布范围，可分别选取信号和随机噪声时窗，分析有效波和干扰波的频谱成分。在从浅至深不同时间处，选取时窗进行频谱分析，可分析浅层和中深层信号的频谱。

由于种种原因，一个频谱提供的数据不十分有把握，这时就

需要多做几个频谱，最后得到一个统计平均值用在滤波处理上。

实际地震波受到各种干扰波干扰，还受到各种地质条件、激发条件和接收条件等影响，受这些因素影响，地震波的频谱特征也有所差别。概括起来，地震波的频谱有如下特征。

（1）地滚波频谱的峰值偏低，这与有效波有较显著的差别；声波频谱峰值偏高，与有效波的频谱范围有较宽的重叠。

（2）由于低、降速带对高频成分的吸收作用，反射波的频率随着低、降速带厚度的增加而降低。当低速带较薄或表层速度较高时，获得的反射波频率较高。

（3）浅层记录中的外界相干干扰波和多次波与有效波的频谱差别不大。

（4）高速薄层反射波频率偏高。

（5）微震噪声频带较宽。

（6）横波比纵波频谱低，且频带窄。

由此可知有效波与地滚波、微震等干扰波在频谱上存在有明显差异，利用这种差异采用频率滤波能够压制干扰波；有些干扰波与有效波的频谱重叠部分较宽，如声波、多次波等，采用频率滤波不能有效地压制这类干扰波。因此，频率滤波压制干扰波的能力是有限的。

二、二维谱分析

在干扰波与有效波频谱重叠部分较大的情况下，频率滤波无法压制相干干扰波。为压制这类干扰波，常采用二维滤波技术。为了更好地选取合适的二维滤波器的最佳处理参数需进行二维谱分析。

对于二维函数$f(t, x)$，其对应的二维傅里叶变换为

$$F(f, k)=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} f(t, x)e^{-i2\pi(ft+kx)}\mathrm{d}t\mathrm{d}x \quad (4-8)$$

其反变换为

$$f(t,x)=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}F(f,k)e^{i2\pi(ft+kx)}\mathrm{d}f\mathrm{d}k \quad (4-9)$$

其中 $k=\frac{1}{\lambda}=\frac{f}{V}$为波数。式（4—8）和（4—9）构成了二维傅里叶变换对。

对于离散地震信号$f(m\Delta_1, n\Delta_2)$，与式（4—8）、（4—9）相应的二维离散傅里叶变换对为

$$F(kd_1, ld_2)$$

$$=\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{n=0}^{N-1} f(m\Delta_1, n\Delta_2)\, e^{-i2\pi\left(\frac{mk}{M}+\frac{nl}{N}\right)} \quad (4-10)$$

$$f(m\Delta_1, n\Delta_2)$$

$$=\frac{1}{MN}\sum_{k=0}^{M-1}\sum_{l=0}^{N-1} F(kd_1, ld_2)\, e^{i2\pi\left(\frac{mk}{M}+\frac{nl}{N}\right)} \quad (4-11)$$

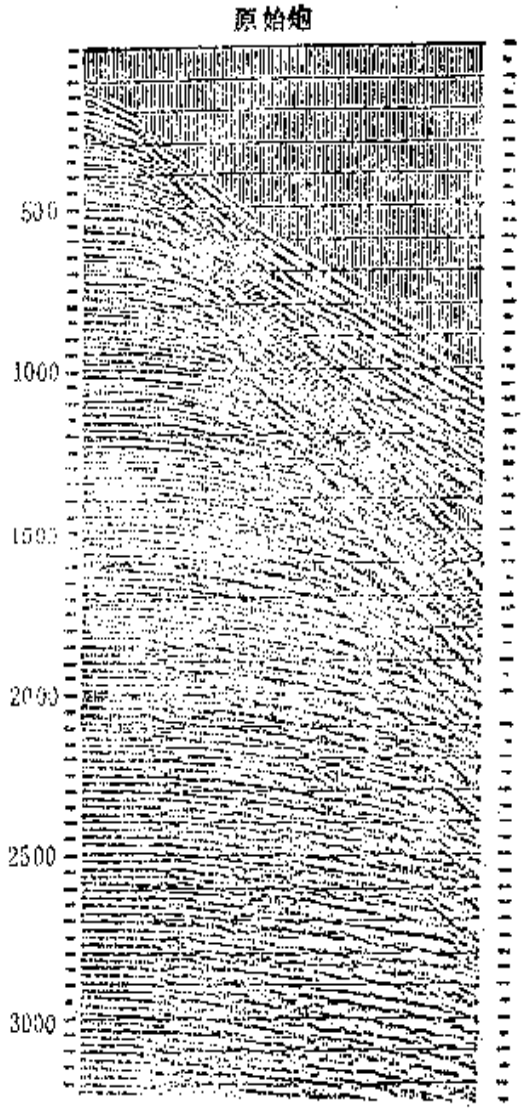
其中，$m, k=0,1,2\cdots M-1$, $n, l=0,1,2\cdots N-1$, Δ_1和Δ_2分别为时间和空间采样间隔，d_1和d_2分别表示基频和基波数。

图4—2表示了地震记录$f(t, x)$和对应的二维谱分析结果。从图4—2a所示的共炮点记录上可以看出低速干扰波严重，且频率与有效波无明显差异，干扰波的视速度约为 1500m/s。在二维谱所示的f-k平面上，通过原点直线的斜率就是视速度，图4—2b所示二维谱上干扰波的视速度约 1500m/s，有效波在二维谱上的能量团也较明显。

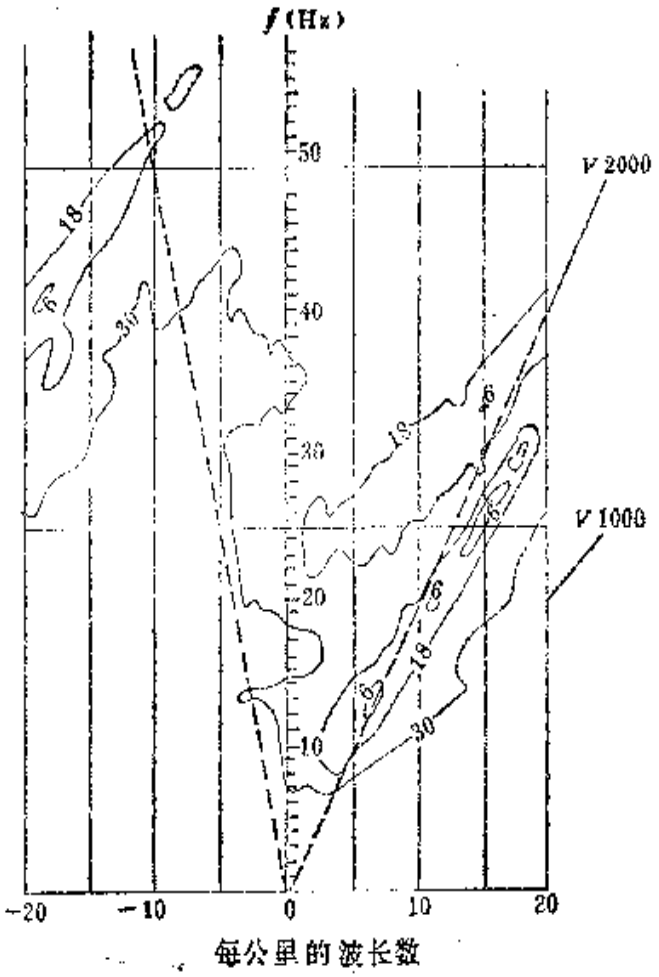
在二维谱分析中，采用的空间采样率Δ_2，即道间距 Δx 必须满足空间采样定理

$$\Delta x\leqslant\frac{1}{2k_x} \quad (4-12)$$

否则将出现空间假频。在图4—2b 所示的二维谱左侧，可看到干扰假频。干扰假频不能使二维滤波有效地衰减干扰波，一种消除干扰假频的方法就是选取合适的二维滤波器，使干扰假频出现在选取的滤波器通放带之外，如图 4—2b所示。有关消除空间假频



a.共炮点记录



b.二维谱

图 4—2

的一些其它方法将在二维滤波中进行讨论。

三、速度分析

速度参数在浅层地震反射资料的数据处理和解释中至关重要。叠加速度质量的好坏直接影响了地震时间剖面的质量，而平均速度的精度影响了最终解释的精度。在地震资料速度分析中，普遍采用速度谱分析和速度扫描等方法技术。

1.基本原理

（1）速度谱

设在一个共深度点道集内有 N 个记录道，其炮检距分别为 x_1，x_2，$\cdots x_N$，各个记录道对应的正常时差校正值分别为 Δt_1、Δt_2、$\cdots$，Δt_N，任意炮检距为 x_i 的第 i 个记录道的正常时差为

$$\Delta t_i=\sqrt{t_0^2-x_i^2/V_s^2}-t_0 \qquad (4-13)$$

根据式（4—13），可求得叠加速度 V_s 为

$$V_s=\frac{x_i}{\sqrt{2t_0\Delta t_i+\Delta t_i^2}} \qquad (4-14)$$

即对于给定的炮检距 x_i 和 t_0 时间，速度 V_s 是正常时差 Δt_i 的函数，Δt_i 越大，V_s 就越小，Δt_i 越小，V_s 就越大。

由于同一共深度点道集内各记录道的炮检距 x_i 不同，同一界面反射波在各记录道上的到达时间也不相同。为了求取地震波的叠加速度，可选取一系列试验速度 V_k 分别代入（3—3）式中计算某 t_0 时刻不同炮检距 x_i 处的反射波到达时间 t_{x_i}，按这些时间取记录振幅进行叠加，得到相应的平均振幅 $\bar{A}(V_k)$

$$\bar{A}(V_k)=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}x_{i,j+r_i} \qquad (4-15)$$

其中，N 为共深度点道集内的道数，$x_{i,j+r_i}$ 表示第 i 道中第 $j+r_i$ 个样值，地震记录抽样值的标号如图4—3所示，显然 r_i 可表示为

$$r_i=\frac{1}{\Delta t}\sqrt{t_0^2+x_i^2/V_k^2}$$

其中 Δt 为采样间隔。

当试验速度V_k与地震反射波的叠加速度V_n相一致时，平均振幅$\bar{A}(V_k)$最大；当试验速度V_k大于或小于界面反射波速度时，由于各记录道上的反射波不能同相叠加，因此平均振幅值较小，如图4—4所示。根据这个道理，就可求取不同t_0时间处反射波的叠加速度。

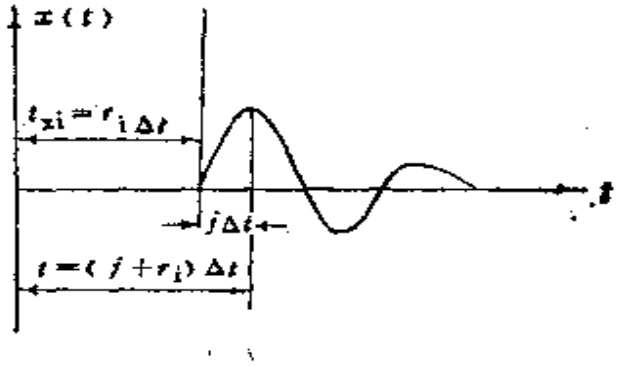


图 4—3 记录抽样值的标号

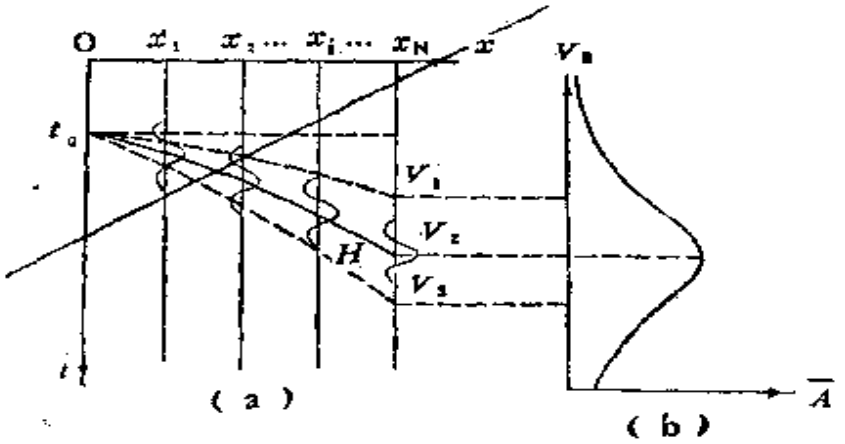


图 4—4 叠加速度谱示意图

（2）速度扫描

速度扫描是确定叠加速度的最简单直观的方法。其方法是用一组试验速度对CDP道集记录（或共炮点记录）进行速度扫描，即用同一个试验速度对整张记录上的所有波组进行恒速动校正，当给定的试验速度对某一波组合适时，反射波同相轴变成平直或接近平直；当给定的试验速度过高时，经校正后的反射波同相轴向上弯曲，即校正不足；当试验速度过低时，校正后的反射波同相轴向下弯曲，即校正过量，如图4—5所示。根据速度扫描后反射波同相轴是否被拉平求取不同t_0时间处反射波的叠加速度。

另一种速度扫描的方法是用一组试验速度对一组共反射点记

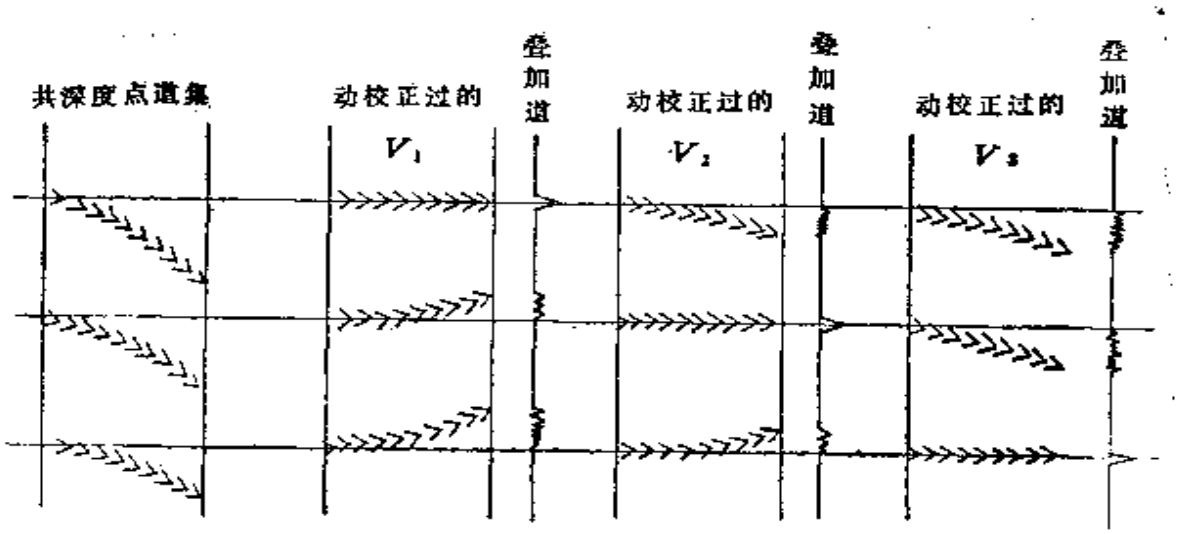


图 4—5　速度扫描原理

录进行扫描叠加，即对共反射点记录进行恒速动校正叠加。选取叠加能量较强、连续性较好的反射波组所对应的扫描速度做为要求的叠加速度。

2.影响速度分析精度的因素

在浅层地震反射勘探中，影响速度分析精度的因素主要有以下几点。

（1）最大炮检距

当最大炮检距$x \ll t_0 V$时，动校正量NMO（即正常时差Δt）与炮检距x，双程垂直反射时间t_0和均方根速度V_σ之间的关系由式（1—33）给出，即

$$\mathrm{NMO} \doteq \frac{x^2}{2V_\sigma^2 t_0}$$

若采用的动校正速度$V_{\sigma 1}$不合适，设存在有速度误差ΔV，即$V_{\sigma 1} = V_\sigma + \Delta V$，则这种情况下的动校正量为

$$\mathrm{NMO}_1 \doteq \frac{x_2}{2V_{\sigma 1}^2 t_0}$$

经动校正后，剩余动校正量ΔNMO为

$$\Delta\mathrm{NMO} = \mathrm{NMO} - \mathrm{NMO}_1 \doteq \frac{x^2 \Delta V}{V_\sigma^3 t_0}$$

或

$$\frac{\Delta V}{V_\sigma}=-\frac{t_0}{x^2}\Delta\mathrm{NMO}\cdot V_\sigma^2 \qquad (4-16)$$

即速度误差$\frac{\Delta V}{V_\sigma}$与最大炮检距$x$的平方成反比。由于浅层地震勘探采用的最大炮检距较小，因此，求取的速度误差较大，这是在浅层地震勘探中不易准确求取地震波速度的重要原因。

（2）较低的信噪比记录

在浅层地震勘探中，为获得高频反射波，常采用单个高频检波器接收，记录中的震源干扰波较严重，此外，浅层地震勘探大都是在外界干扰背景较严重的地区开展工作，在获取的记录中，背景干扰也较严重。较低信噪比的记录给准确求取地震波的速度带来了麻烦。

（3）表层不均匀性

高分辨率地震勘探获取的反射波频率高，表层不均匀体在横向上的变化影响了波的到达时间。由表层不均匀体引起的地震波的时间超前或滞后势必影响了地震波的同相叠加，从而影响了求取地震波速度的精度。

3.提高速度分析精度的一些措施

在速度分析中准确地求取地震波速度是浅层地震勘探技术能否在干扰背景较强和复杂地质条件下成功应用的关键。针对以上讨论的影响速度分析精度的几个问题，我们认为在速度分析中，采用下述方法有助于提高速度分析的精度。

（1）在速度分析前，提高记录的信噪比

只有使用高信噪比地震资料才能获得高质量的速度分析资料。在速度分析前，要采用频率滤波或二维滤波处理，衰减震源干扰波和背景噪声，采用静校正处理消除地面高程和表层低降速层以及不均匀体的影响。有时即使做了以上这些处理，记录信噪比仍不够高，因此在做速度谱分析时，常把相邻几个共反射点的地震道拼成道数较多的一个新道集。这样做，既解决了浅层地震

反射资料覆盖次数往往较低的问题，又减弱了道集中个别质量差的地震道对整体的影响，统计效果好，对记录中的随机干扰有较大的压制。图4—6是采用上述方法处理后的叠加速度谱，从图上可以看到，500ms 以上的速度谱能量团集中，求取的叠加速度可靠。

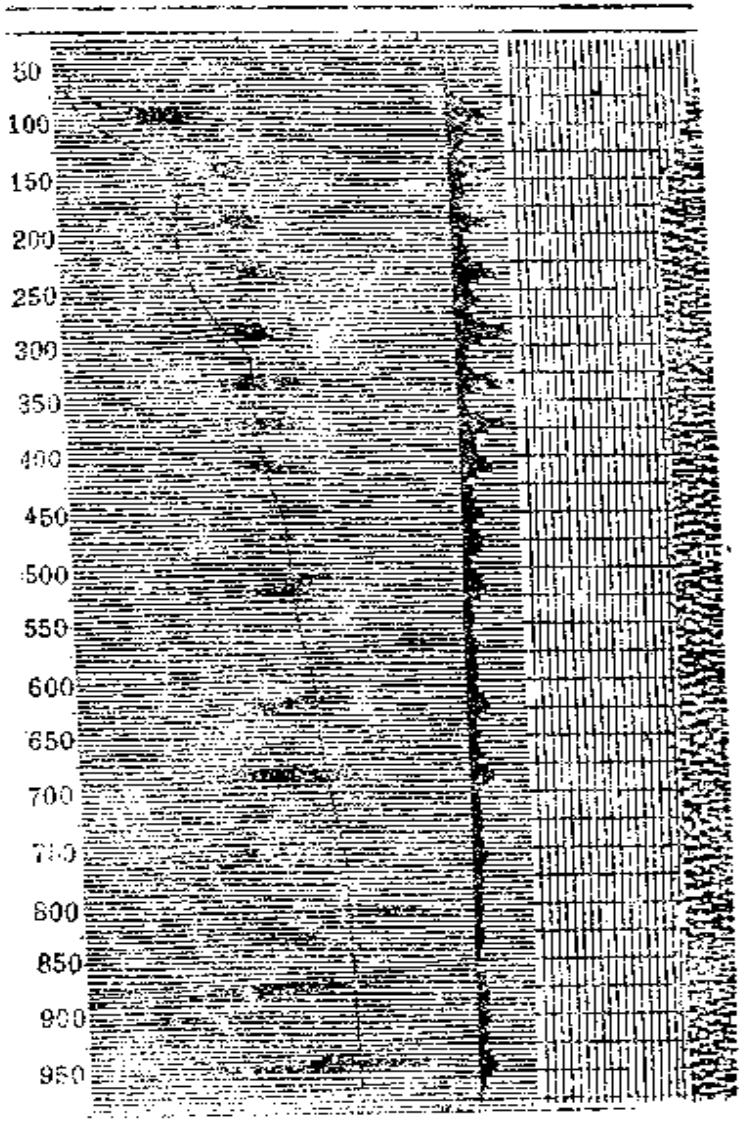


图 4—6　高分辨率叠加速度谱

在表层条件比较复杂，记录信噪比又较低时，有时需对记录进行剩余静校正处理后再进行速度谱分析。其方法是从速度分析得到的一组速度对记录进行正常时差校正、自动剩余静校正等处理，根据自动剩余静校正量再对记录进行静校正和速度分析，反复做这一过程，可改善速度谱的质量，如图4—7所示。

速度分析与动、静校正需要进行循环迭代处理，这是因为速度不准时，在动校正处理后产生正的或负的剩余动校正量，在动校正后进行剩余静校正量的求取时，剩余动校正量影响准确求取剩余静校正量，而剩余静校正量的存在，又影响了速度分析的精度。二者相互影响，相互作用，采用图4—7所示的循环迭代处理，常可求得较准

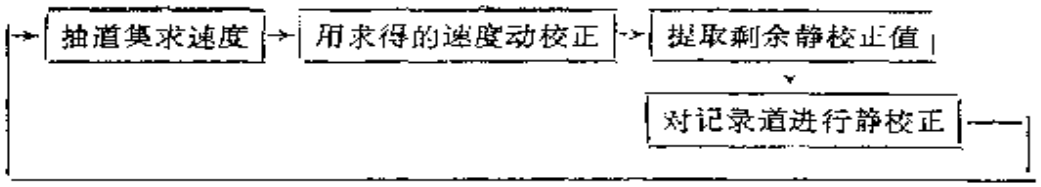


图 4—7　动、静校正与速度分析的迭代处理

确的速度。

一般情况下，当记录信噪比较低时，在速度分析前，不做反滤波处理，因为反滤波处理降低了记录的信噪比，不利于获取高质量的速度谱。若记录的信噪比很高，且记录上反射波相互干涉严重时，为确定每个相距较近的界面反射波速度，在速度分析前可采用反滤波处理压缩每个波组的延续相位。

（2）采用较小的速度增量

从图 4—4可以看出，采用较小的速度增量ΔV，有利于准确求取地层速度。

在一些速度谱分析程序中，通常要求给定一条参考速度曲线，程序使用式（4—13）计算炮检距为一定值x时该参考速度曲线所对应的参考时差曲线，即Δt—t_0曲线，以参考时差曲线为基础，在不同t_0时刻的Δt上增加或减小一个时差间隔DDT，就可得到另外相应的Δt—t_0曲线。

对于同一t_0值来说，时差间隔越大，对应于该时差间隔的扫描速度偏离于参考速度就越远，即ΔV就越大。如取 $t_0=0.2$s，$x=240$m，$V=1700$m/s，当 DDT＝±16ms 时，扫描速度分别为 1433.7m/s 和 2159.4m/s，其速度增量分别为 −266.3m/s 和 459.36m/s；而当DDT＝±8ms时，扫描速度分别为 1552m/s和 1893m/s，其速度增量分别为−148m/s 和 193m/s，显然采用较小的时差间隔DDT就相当于采用了较小的速度增量。图4—8 表示DDT分别为16ms和4ms（实际上为8ms和2ms）时的速度谱，可见DDT＝4ms的速度谱能量团集中，极大值位置清楚，具有较高的可信度。

（3）采用较小的速度谱线间隔

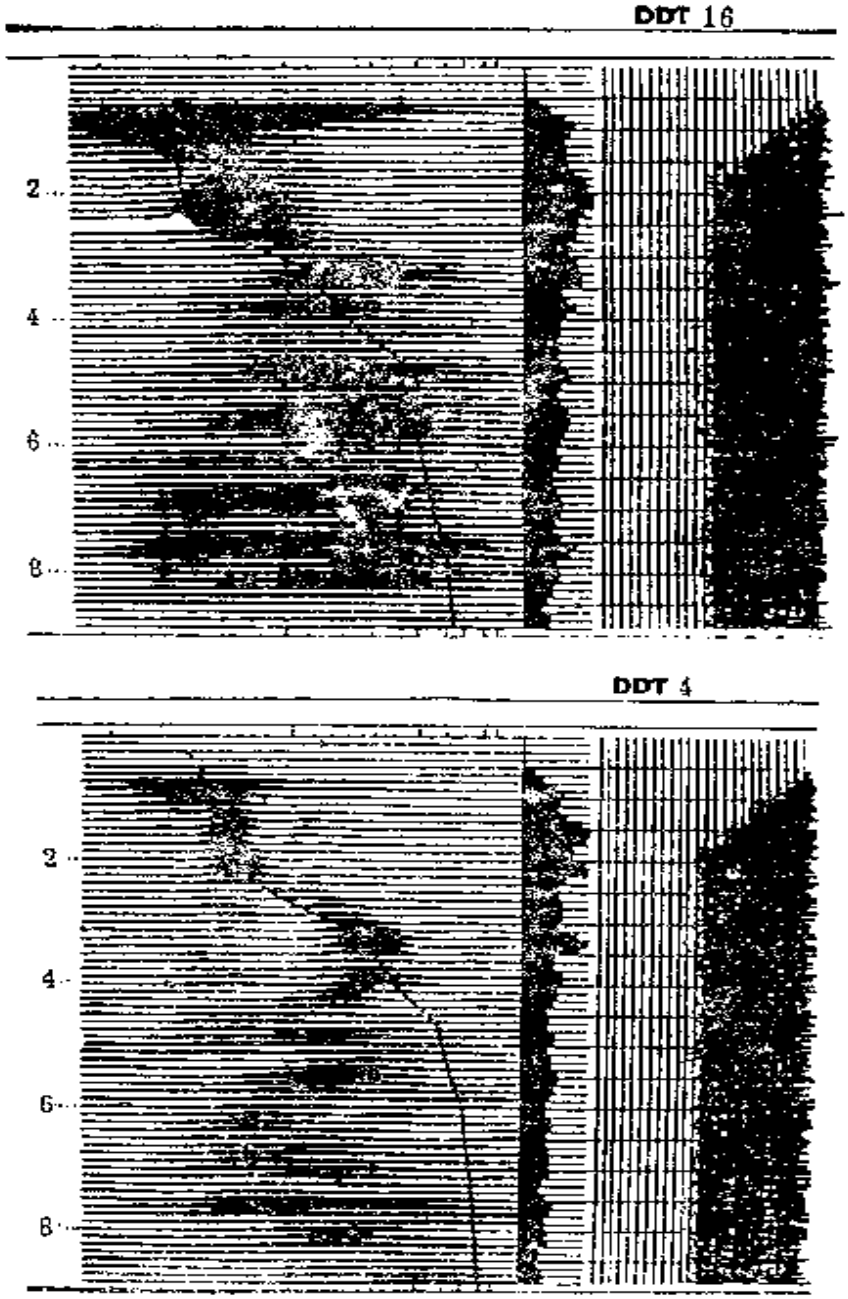


图 4—8　速度时差间隔对速度谱的影响

若记录中反射波组丰富，且出现有波的相互干涉时，为求出复波的速度谱，可采用较小的速度谱线间隔。试验表明，当输出的速度谱线间隔较大时，复波做为一个能量团出现，当减小输出的谱线间隔时，该复波有可能呈现两个分离明显的能量团。这对于求取高分辨率地震资料的速度谱是十分有用的。

（4）采用速度谱与速度扫描相结合的方法

在地震记录信噪比较高的条件下，速度谱具有较高的可信度，若记录信噪比较低，速度谱分析效果较差。速度扫描方法虽具有叠加效果直观、适用于信噪比不高的资料等特点，但该方法确定速度的精度不够。为求取浅层地震资料的叠加速度，常采用速度谱和速度扫描相结合的方法。

为获取高质量的速度谱，常采用较小的速度增量，但采用较小的速度增量必然引起较小的速度扫描范围。为不使有效速度落在扫描速度范围以外，就需要给出较合适的参考速度曲线，采用速度扫描的方法，有助于选取合适的参考速度曲线。

近来发展起来了一种速度谱和速度扫描综合分析的方法技术，其特点是程序使用给定的一簇扇形速度函数（最多为9条参考速度曲线）分别对一定数目的CDP道集进行动校正和形成输入CDP道集的叠加，并自动拾取叠加速度。程序通过显示动校正前的输入CDP道集的中心道集和每一速度函数动校正后的道集、叠加道集以及自动拾取的速度，准确地确定叠加速度。该方法具有叠加效果直观，求取速度准确等特点。图4—9表示了使用该方法

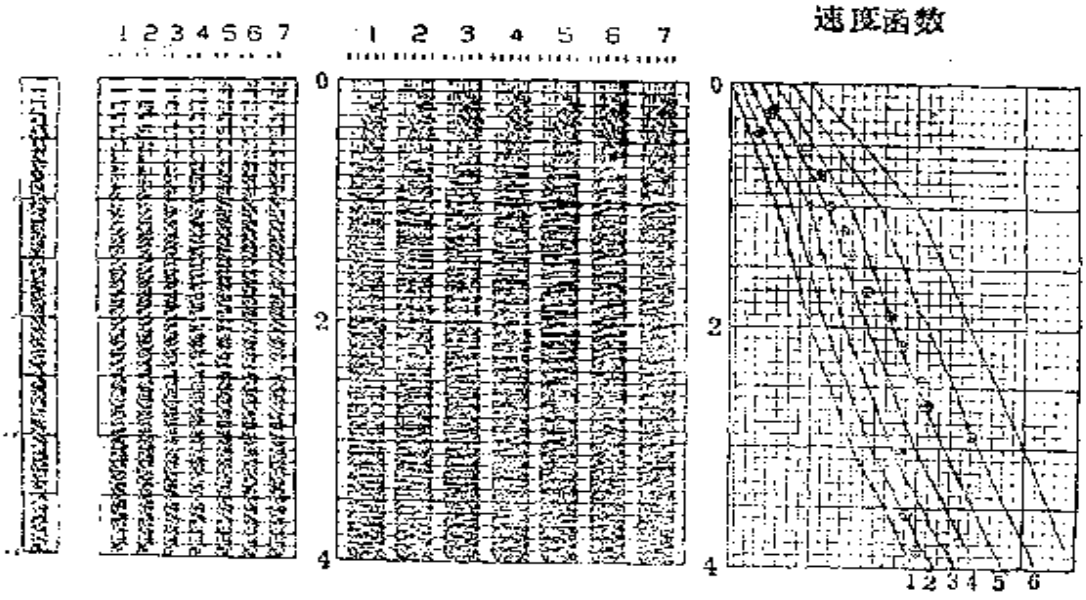


图 4—9 速度分析实例

技术进行速度分析的一个实例。

4.几种速度之间的关系

在第一、三章中曾对地震波的不同速度概念进行了讨论。这里，首先对浅层地震勘探中常用的几种速度概念进行归纳总结，然后给出不同速度之间的相互关系。

（1）平均速度

一组水平层状介质中某一层以上介质的平均速度就是地震波垂直穿过该层以上各层的总厚度与总的传播时间之比。n层水平层状介质的平均速度是

$$V_{av}=\sum_{i=1}^{n}h_i\Big/\sum_{i=1}^{n}t_i \qquad (4—17)$$

式中h_i和t_i分别为第i水平层的厚度和波在第i层介质中沿界面法线方向的传播时间。

（2）均方根速度

在水平层状介质情况下，当地震波的入射角α_i较小时，由式（1—46）给出的均方根速度为

$$V_o=\left\{\frac{\sum_{i=1}^{n}t_iV_i^2}{\sum_{i=1}^{n}t_i}\right\}^{1/2}=\left\{\frac{2\sum_{i=1}^{n}t_iV_i^2}{t_{0,n}}\right\}^{1/2} \qquad (4—18)$$

其中，V_i为波在第i层介质中的传播速度，$t_{0,n}$为波传播到第n层底界面的双程传播时间，t_i的意义同式（4—17）。

（3）等效速度

在均匀介质覆盖在倾斜界面情况下的共中心点时距曲线方程由式(3—8)给出，即

$$t^2=t_{0M}^2+x^2/V_\varphi^2$$

其中，$V_\varphi=V/\cos\varphi$为倾斜界面均匀介质情况下的等效速度，φ为地层倾角。

（4）叠加速度V_s

用速度谱或速度分析的方法求得的速度称为叠加速度。

（5）层速度

层速度就是地震波在某一速度介质层中的传播速度。设地层厚度为h_i，地震波在该层中的传播时间为t_i，则层速度V_i为

$$V_i = h_i / t_i \tag{4—19}$$

（6）射线平均速度

当地震波在非均匀介质中传播时，波沿不同的射线路径有不同的传播速度，我们把地震波沿射线路径传播的速度叫做射线速度。由于在沿射线的每一个点上，速度也可能不一样，为简单起见，引入了射线平均速度的概念，即把地震波沿某一条射线传播的总路程长度除以所需时间叫做这条射线的平均速度。根据这个定义，参看图1—15，可以得出射线平均速度为

$$V_{ra}(p, t) = \sum_{i=1}^{n} \frac{h_i}{\sqrt{1 - p^2 V_i^2}} \Big/ \sum_{i=1}^{n} \frac{h_i}{V_i \sqrt{1 - p^2 V_i^2}} \tag{4—20}$$

其中p为射线参数。

以上对常用的几种速度概念进行了归纳总结。下面给出几种常用速度之间的关系。

（1）叠加速度均方根速度

对于多层水平层状介质，叠加速度就是均方根速度。即当$\varphi = 0$时，$V_s = V_\sigma$。当界面倾斜时，叠加速度就是等效速度$V_\varphi = V_\sigma / \cos\varphi$，它比均方根速度$V_\sigma$大，若从叠加速度求取均方根速度，需做倾角校正，即

$$V_\sigma = V_s \cdot \cos\varphi \tag{4—21}$$

（2）均方根速度与层速度

从式（4—18）得第一层至第n层的均方根速度$V_{\sigma,n}$为

$$V_{\sigma,n}^2 = \frac{2 \sum_{i=1}^{n} t_i V_i^2}{t_{0,n}} \tag{4—22}$$

同理，第一层至第$n-1$层的均方根速度$V_{\sigma,n-1}$为

$$V_{\sigma,n-1}^2=\frac{2\sum_{i=1}^{n-1}t_iV_i^2}{t_{0,n-1}} \qquad (4—23)$$

式（4—22）减去式（4—23）得

$$V_{\sigma,n}^2t_{0,n}-V_{\sigma,n-1}^2t_{0,n-1}=2V_n^2\cdot t_n$$

因 $t_n=\frac{t_{0,n}-t_{0,n-1}}{2}$ 所以

$$V_n=\left\{\frac{V_{\sigma,n}^2t_{0,n}-V_{\sigma,n-1}^2t_{0,n-1}}{t_{0,n}-t_{0,n-1}}\right\}^{1/2} \qquad (4—24)$$

这就是利用均方根速度求层速度的Dix公式。

（3）层速度与平均速度

由式（4—17）可得层速度V_i与平均速度V_{av}之间的关系为

$$V_{av}=\frac{\sum_{i=1}^{n}V_i(t_{0,i}-t_{0,i-1})}{t_{0,n}} \qquad (4—25)$$

从式(4—19）还可求得利用平均速度V_{av}求取层速度V_n的关系式

$$V_n=\frac{h_n}{t_n}=\frac{V_{av}(n)t_{0,n}-V_{av}(n-1)t_{0,n-1}}{t_{0,n}-t_{0,n-1}} \qquad (4—26)$$

（4）均方根速度与平均速度

把式（4—24）代入式（4—25），可求得均方根速度与平均速度之间的关系式为

$$V_{av}=\frac{\sum_{i=1}^{n}\sqrt{(t_{0,i}V_{\sigma,i}^2-t_{0,i-1}V_{\sigma,i-1}^2)(t_{0,i}-t_{0,i-1})}}{t_{0,n}} \qquad (4—27)$$

第三节 常规处理

常规处理是整个数据处理工作的中心环节。在该处理阶段，

通过选取合理的处理方法技术及其处理流程，把在参数分析处理阶段确定出来的最佳处理参数用于地震资料的处理，提高地震记录的信噪比和分辨率。

一、反 Q 滤 波

由于实际地层并非是一种理想的完全弹性介质，地震波在通过大地传播的过程中部分能量被吸收、耗散，其明显特征是高频成分衰减较快，地震波的优势频率向低频方向移动，其振幅随时间的增加而衰减。反Q 滤波旨在研究如何补偿由于大地滤波作用所造成的振幅和频率的衰减。它通过校正子波相位的拉伸效应，补偿地震波的高频衰减和振幅损失，达到提高弱反射波的能量，改善同相轴连续性和提高地震记录的分辨率。

1.方法原理

在不考虑信号相位的条件下，由式（1—6）和（1—9）可得

$$A(t)=A_0(t)e^{-\frac{\pi t}{Q}t} \qquad (4—28)$$

由式（4—28）可见，当Q 值为常数时，大地吸收效应是一种逐点时变的选频衰减的低通滤波。

Futterman（1962）提出的模型不但考虑了地层的吸收效应，而且也考虑了信号相位随频率的变化，较好地描述了大地对地震波的衰减过程，即地震波在传播过程中呈负指数形式衰减，而且是最小相位的。在反Q滤波处理中，常采用Futterman 衰减模型。

Futterman衰减模型把整个大地滤波过程吸收因子的频谱$S(f)$描述为

$$S(f)=\exp\left[-\frac{\pi t}{Q}(f+iH(f))\right] \qquad (4—29)$$

其中f为地震波频率，t为地震波传播时间，Q 为大地品质因子，它和岩石特性有关。$H(f)$为f的希尔伯特变换，是与相位有关的函数。式(4—29）表明地震波的衰减呈负指数形式，并且是最

小相位的，其衰减量的大小与频率f、时间t及品质因子Q有关，f和t越大，衰减越大，Q越小，衰减越大。

为补偿地震波振幅和频率的损失，需要设计一个反吸收因子，即反Q滤波因子$IQ(t)$，使得其频谱$IQ(f)$与吸收因子频谱$S(f)$满足关系式

$$IQ(f)\cdot S(f)=1 \qquad (4—30)$$

因此

$$IQ(f)=\frac{1}{S(f)}=\exp\left[\frac{\pi t}{Q}(f+iH(f))\right] \qquad (4—31)$$

方程（4—31）就是反Q滤波补偿因子的数学模型。设$Y(f)$为经反Q滤波补偿处理后的地震记录频谱，$X(f)$为实际地震记录的频谱，如不考虑噪声和其它影响，而且衰减和补偿又都是较理想的，那么

$$Y(f)=X(f)\cdot IQ(f) \qquad (4—32)$$

求得$Y(f)$后，通过傅里叶反变换可求出经过补偿后的地震记录

$$y(t)=\int Y(f)e^{i2\pi ft}\mathrm{d}f$$

反Q滤波处理恢复了被大地吸收作用而衰减了的地震信号的振幅和高频成分，有效波得到了较好压缩。在这一点上，其功能类似于反滤波，但又不同于反滤波，因为反Q滤波是均匀时变的，算法也不受噪声干扰，所以滤波后的脉冲能量得到加强。从另一方面来说，反Q滤波的数学形式类似于指数增益。若在反Q滤波因子$IQ(f)$中不考虑相位一项，则增益函数的形式为

$$G(f,t)=27.3Q^{-1}tf(\mathrm{dB}) \qquad (4—33)$$

实际上，式(4—33）就是表示振幅分贝损耗的方程式(1—109)。

2.参数选取及应用

反Q滤波的关键是求准大地品质因子Q。在实际资料处理中，常采用Q扫描法和谱分析法求取大地品质因子Q。

（1）Q扫描法

所谓Q扫描法就是选用不同的Q值，对信噪比高和深浅层反射齐全的一段试验剖面进行反Q滤波，比较不同Q值对剖面不同部位具有的不同增益补偿作用，通过逐一对比和分析，可以选定一组时变的t、Q值。Q扫描法是一种定性分析方法，这种方法十分类似于常速扫描法。

（2）谱分析法

谱分析法能够对Q值进行定量的估算。首先对地震道分时窗计算其振幅谱，然后用最小二乘法对振幅谱的衰减趋势拟合一条直线，如图4—10所示，可以看到振幅谱的斜率正比于$1/Q$。

若用dB（分贝）表示振幅分贝损耗，则式(1—109)可写成如下形式

$$\mathrm{dB}=-27.3Q^{-1}tf$$

或

$$Q=27.3t/sp \qquad (4—34)$$

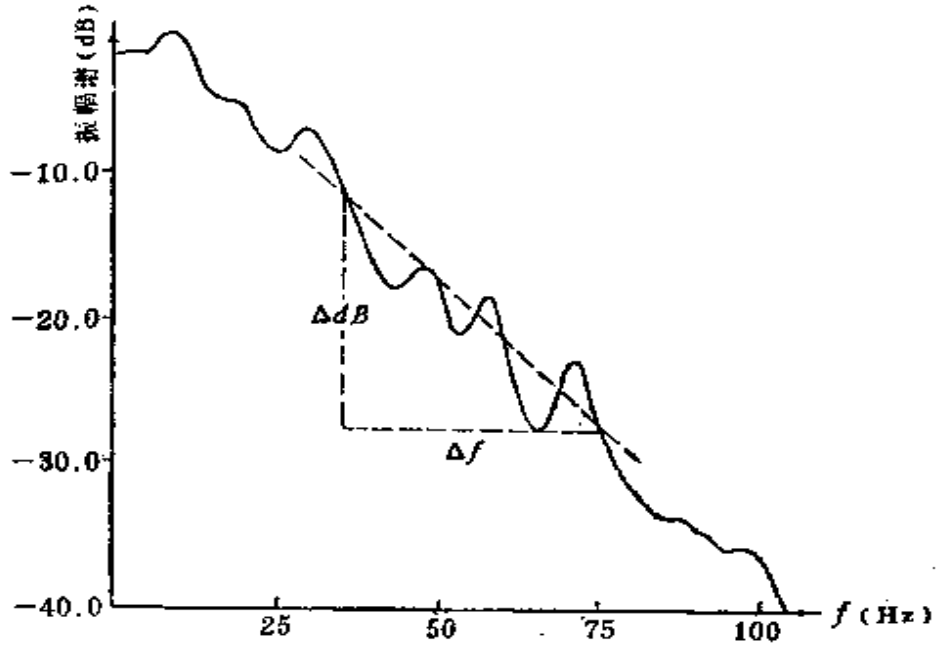


图 4—10　由频谱斜率计算Q值

其中$sp=-\dfrac{\Delta\mathrm{dB}}{\Delta f}$为记录振幅谱的斜率。

对于每一个振幅谱，都可求出一个对应于该谱中心时间 t 的 Q 值，于是通过改变谱的计算时间和时间增量，就可得到一组 Q 值。

根据 Q 扫描法或谱分析法，选取一组时变的 t、Q 值后，就可在不同的时窗内采用相应的 Q 值进行反 Q 滤波处理。试验表明，在不同时刻选取不同的 Q 值进行反 Q 滤波处理的地震时间剖面信噪比高，且补偿均匀。

考虑在反 Q 滤波补偿处理后，噪声的频率会很高，因此在反 Q 滤波后，一般要进行一次时变滤波处理，但不要进行增益处理，否则会削弱 Q 的补偿作用。

二、频率滤波

频率滤波又叫一维滤波，它是根据有效波和干扰波在频率上的差异压制干扰波、突出有效波。浅层地震勘探使用的震源大都是在地表激发，低频干扰严重，地表低降速风化层对反射波的高频成分吸收严重。在数据采集期间，为了更好地保留地震记录的动力学特征，常采用宽频带记录，尽管如此，记录到的有效高频能量仍较弱，低频能量较强。

1.常用的频率滤波方法

在浅层地震勘探中，获取的反射波频率成分往往较高，干扰波的频率成分一般较低，常采用带通滤波或高通滤波处理。

（1）高通滤波器

若记录频谱中的低频干扰波与高频有效波的频谱能够相互分离时，常采用高通滤波器压制干扰波。理想的高通滤波器的频率响应如图4—11所示。

$$H_1(f)=\begin{cases}1 & f>|f_1| \\ 0 & \text{其它}\end{cases} \qquad (4—35)$$

理想低通滤波器的频率响应为

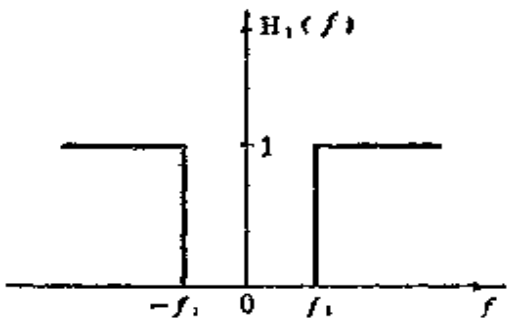


图 4—11 高通滤波器的频率响应

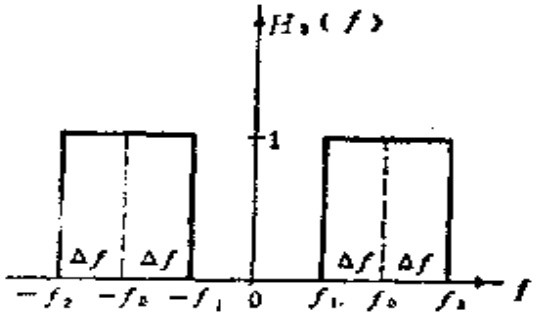


图 4—12 带通滤波器的频率响应

$$H_2(f)=\begin{cases}1 & f<|f_1|\\ 0 & \text{其它}\end{cases} \qquad (4—36)$$

其相应的滤波因子$h_2(t)$为

$$h_2(t)=\frac{\sin 2\pi f_1 t}{\pi t} \qquad (4—37)$$

高通滤波因子 $h_1(t)$ 可由白噪频谱减去低通滤波器的频率响应求得，即

$$h_1(t)=\delta(t)-\frac{\sin 2\pi f_1 t}{\pi t} \qquad (4—38)$$

在高分辨率地震资料处理中，一般不采用低通滤波器处理。

（2）带通滤波器

若地震记录频谱中的干扰波能量分别出现在频谱的两端，而有效波的能量位于频谱中间时，可采用带通滤波器压制干扰波。理想带通滤波器的频率响应如图4—12所示。

$$H_3(f)=\begin{cases}1 & |f_1|<f<|f_2|\\ 0 & \text{其它}\end{cases} \qquad (4—39)$$

通过对上式求傅里叶反变换，可求得带通滤波器的滤波因子$h_3(t)$为

$$h_3(t)=\frac{2}{\pi t}\cos 2\pi f_0 t \sin 2\pi \Delta f t \qquad (4—40)$$

其中$f_0=\frac{1}{2}(f_1+f_2)$ 是带通滤波器的中心频率，$\Delta f=\frac{1}{2}(f_2-f_1)$ 是带宽之半。

2.最佳滤波器的选择

若有效波和干扰波的频谱成分能够完全分离，则通过频谱分析选择最佳滤波器是很容易的。浅层地震资料中的有效波与干扰波的频谱在多数情况下是不能完全分离，甚至是重叠的，这时就需要做一系列滤波分析试验，选择最佳滤波器。

滤波分析试验要根据频谱分析结果选取试验频率范围，选取有代表性的共炮点记录（或CDP道集记录，一段叠加时间剖面等）。通过一系列高通或带通滤波器试验，并比较试验结果，选取最佳滤波器。在选取最佳滤波器的过程中，比较常用的一种方法是先固定高截频，改变低截频，比较各滤波器对资料进行滤波处理的结果，从而选出滤波器的低截频。如试验分析采用的滤波器带宽可选为40—320Hz，60—320Hz，80—320 Hz，100—320 Hz，120—320Hz和140—320Hz等。通过试验分析，选取滤波器的低截频，然后再把低截频固定，改变滤波器的高截频进行试验，如选用下列滤波带宽进行试验，80—200Hz，80—240Hz，80—280Hz，80—320Hz，80—360Hz 等，从中选取最佳滤波器的高截频。根据选取的低截频和高截频确定最佳滤波器。

另一种选择最佳滤波器的方法是使用具有相同带宽的滤波器进行试验，如80—320Hz，90—360Hz，100—400Hz，110—440 Hz等，从中选取滤波效果最好的滤波器。

选择最佳高通滤波器的方法就是不断改变高通滤波器的低截频，直到取得较好的滤波效果。

无论使用什么样的滤波器分析试验，其分析解释标准都是相同的，即输出时间剖面应具有较高的信噪比和较好的分辨率。

在第一章中曾经指出，地震记录的时间分辨率与反射波频带宽度和频带中心频率成正比。当地震波的频带为无限宽时，地震

波的脉冲响应为尖脉冲，地震记录具有理想的分辨率。为提高记录的分辨率，需采用宽频带处理，但宽频带处理也包含进来了很多噪声，使得记录信噪比降低，甚至无法分辨有效信号，反而降低了记录的分辨率。因此，选取滤波器的频带宽度不仅影响了记录的信噪比，而且也影响了记录的分辨率。实践表明，当记录信噪比较高时，为获得高分辨率的地震资料，需要采用两个以上倍频程带宽的滤波器。对于在强干扰条件下获取的地震反射资料，由于记录信噪比较低，为提高记录的信噪比，应适当减小滤波器的频带宽度，选取的滤波器的频带宽度一般不低于1.5个倍频程。

3.镶边滤波器

在频率滤波中，理想滤波器的滤波因子应为无穷序列，而在数字处理中进行褶积运算时只能取有限个值，这就是数字滤波的有限性，它导致出现数字滤波的吉布斯现象和截断误差。

为防止出现吉布斯现象和减小截断误差，通常的方法是对理想频率响应曲线的不连续点处镶上连续变化的函数$g(f)$，形成镶边滤波器，从而避免理想滤波器频谱中出现的突跳现象，改造成为一条连续甚至光滑的曲线。

镶边带通滤波器的频谱$H(f)$如图4—13所示。这里有四个频率参数，f_1和f_4分别称为低截频和高截频f_2和f_3分别称为低通频率和高通频率。区间$[f_2, f_3]$称为通频带，在这个范围内，频谱值为1；区间$[f_1, f_2]$和$[f_3, f_4]$称为过渡带，在这个范围内频谱值连续地由零过渡到1。$[f_1, f_4]$区间以外称为压制带，在这些范围内，频谱值为零。镶边带通滤波器的频谱为

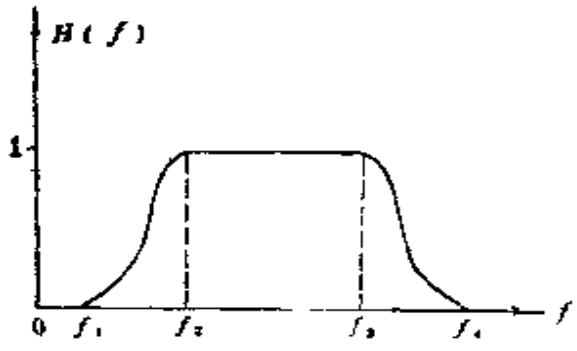


图 4—13　镶边带通滤波器的频率响应

$$H(f)=\begin{cases}1 & f_2\leqslant|f|\leqslant f_3\\ g_1(f) & f_1\leqslant|f|\leqslant f_2\\ g_2(f) & f_3\leqslant|f|\leqslant f_4\\ 0 & \text{其它}\end{cases}\tag{4—41}$$

其中$g_1(f)$和$g_2(f)$为镶边函数。

目前，在数据处理中，常采用线性镶边滤波器，其频谱为

$$H(f)=\begin{cases}1 & f_2\leqslant|f|\leqslant f_3\\ \dfrac{|f|-f_1}{f_2-f_1} & f_1<|f|<f_2\\ \dfrac{|f|-f_4}{f_3-f_4} & f_3<|f|<f_4\\ 0 & \text{其它}\end{cases}\tag{4—42}$$

若采用余弦镶边，其滤波器的频谱为

$$H(f)=\begin{cases}1 & f_2\leqslant|f|\leqslant f_3\\ \dfrac{1}{2}\left(1+\cos\dfrac{|f|-f_2}{f_1-f_2}\pi\right) & f_1<|f|<f_2\\ \dfrac{1}{2}\left(1+\cos\dfrac{|f|-f_3}{f_4-f_3}\pi\right) & f_3<|f|<f_4\\ 0 & \text{其它}\end{cases}\tag{4—43}$$

类似地，可构造镶边高通、低通滤波器。

显然，线性镶边滤波器的频谱是连续函数，但不是一阶光滑函数。余弦镶边滤波器的频谱不但是连续函数，而且也是一阶光滑函数。

以上讨论的构造镶边滤波器的方法是直接镶边法，在实际应用中还经常采用褶积镶边法构造镶边滤波器，褶积镶边法的优点是方法灵活，而且可以比较容易地求出镶边理想滤波器的时间函数。

设理想低通滤波器$H_2(f)$为

$$H_2(f)=\begin{cases}1 & |f|\leqslant\alpha\\ 0 & |f|>\alpha\end{cases}\tag{4—44}$$

拟采用的褶积因子频谱$Q(f)$为

$$Q(f)=\begin{cases}Q(f) & |f|\leqslant\delta\\ 0 & |f|>\delta\end{cases} \tag{4—45}$$

其中要求

$$\begin{cases}Q(f)\geqslant 0,\ Q(-f)=Q(f)\\ \int_{-\infty}^{\infty}Q(f)\mathrm{d}f=\int_{-\delta}^{\delta}Q(f)\mathrm{d}f=1\\ Q(f)\text{在区间}[-\delta,\ \delta]\text{上连续}\end{cases} \tag{4—46}$$

参数α和δ要求满足

$$\alpha\geqslant\delta>0 \tag{4—47}$$

把理想低通滤波器频谱$H_2(f)$与褶积因子频谱$Q(f)$进行褶积，可得到褶积镶边低通滤波器频谱$\tilde{H}_2(f)$，即

$$\begin{aligned}\tilde{H}_2(f)=H_2(f)*Q(f)&=\int_{-\delta}^{\delta}Q(\mu)H_2(f-\mu)\mathrm{d}\mu\\ &=\int_{-\delta}^{\delta}Q(\lambda)H_2(f+\lambda)\mathrm{d}\lambda\end{aligned} \tag{4—48}$$

化简（4—48）式，可得

$$\tilde{H}_2(f)=\begin{cases}1 & |f|\leqslant\alpha-\delta\\ \int_{-\delta}^{\alpha-|f|}Q(\lambda)\mathrm{d}\lambda & \alpha-\delta<|f|<\alpha+\delta\\ 0 & |f|\geqslant\alpha+\delta\end{cases} \tag{4—49}$$

若令

$$\begin{cases}f_1=\alpha-\delta\\ f_2=\alpha+\delta\end{cases} \tag{4—50}$$

则由此可得

$$\begin{cases}\alpha=\dfrac{f_1+f_2}{2}\\ \delta=\dfrac{f_2-f_1}{2}\end{cases} \tag{4—51}$$

对褶积镶边低通滤波器而言，称f_1为高通频率，f_2为低截频率，2δ为过渡带，α为半值点（因$\tilde{H}_2(\alpha)=\int_{-\delta}^{0}Q(\lambda)\mathrm{d}\lambda=\frac{1}{2}$），给定了$f_1$、$f_2$或$\alpha$、$\delta$以后，低通滤波器的通放带、过渡带和压制带也就确定了。

根据（4—37）式，可知$H_2(f)$对应的连续时间函数$h_2(t)$为

$$h_2(t)=\frac{\sin 2\pi\alpha t}{\pi t} \qquad (4—52)$$

设$Q(f)$对应的连续时间函数为$q(t)$，$\tilde{H}_2(f)$对应的连续时间函数为$\tilde{h}_2(t)$，则根据褶积定理得

$$\tilde{h}_2(t)=h_2(t)\cdot q(t)=\frac{\sin 2\pi\alpha t}{\pi t}\cdot q(t) \qquad (4—53)$$

当褶积因子频谱$Q(f)$为

$$Q(f)=\begin{cases}\frac{1}{\delta}\left(1-\frac{|f|}{\delta}\right) & |f|\leqslant\delta\\ 0 & |f|>\delta\end{cases} \qquad (4—54)$$

时，可构成三角波褶积镶边低通滤波器。

在（4—49）式表示的积分中，当$\alpha-|f|\geqslant 0$时，有

$$\int_{-\delta}^{\alpha-|f|}Q(\lambda)\mathrm{d}\lambda=\int_{-\delta}^{0}Q(\lambda)\mathrm{d}\lambda+\int_{0}^{\alpha-|f|}\frac{1}{\delta}\left(1-\frac{\lambda}{\delta}\right)\mathrm{d}\lambda$$

$$=1-\frac{(\alpha-|f_1|-\delta)^2}{2\delta^2}$$

当$\alpha-|f|<0$时，有

$$\int_{-\delta}^{\alpha-|f|}Q(\lambda)\mathrm{d}\lambda=\frac{1}{\delta}\int_{-\delta}^{\alpha-|f|}\left(1-\frac{-\lambda}{\delta}\right)\mathrm{d}\lambda$$

$$=\frac{(\alpha-|f|+\delta)^2}{2\delta^2}$$

根据式（4—49），并考虑到$\alpha-|f|<0$和$\alpha-\delta<|f|<\alpha+\delta$合在一起是$\alpha<|f|<\alpha+\delta$；而$\alpha-|f|\geqslant 0$和$\alpha-\delta<|f|<\alpha+\delta$

合在一起是$\alpha-\delta<|f|\leqslant\alpha$，可得三角波褶积镶边低通滤波器的频谱$\tilde{H}_2(f)$为

$$\tilde{H}_2(f,\ f_1,\ f_2)=\begin{cases}1 & |f|\leqslant\alpha-\delta\\ 1-\dfrac{(\alpha-|f|-\delta)^2}{2\delta^2} & \alpha-\delta<|f|\leqslant\alpha\\ \dfrac{(\alpha-|f|+\delta)^2}{2\delta^2} & \alpha<|f|\leqslant\alpha+\delta\\ 0 & |f|\geqslant\alpha+\delta\end{cases}\tag{4—55}$$

根据三角波频谱和时间函数的对应关系，可容易地求出三角波频谱$Q(f)$的时间函数$q(t)$为

$$q(t)=\frac{\sin^2\pi\delta t}{\pi^2\delta^2t^2}\tag{4—56}$$

由式(4—53)可得到三角波褶积镶边低通滤波器的连续时间函数$\tilde{h}_2(t,\ f_1,\ f_2)$为

$$\tilde{h}_2(t,\ f_1,\ f_2)=4\frac{\sin\pi(f_1+f_2)t}{\pi t}\cdot\frac{\sin^2\frac{1}{2}\pi(f_2-f_1)t}{(\pi(f_2-f_1)t)^2}\tag{4—57}$$

为方便读者，下面给出另外两个褶积镶边低通滤波器，其镶边滤波器的频谱$\tilde{H}_2(f,\ f_1,\ f_2)$和对应的连续时间函数$\tilde{h}_2(t,\ f_1,\ f_2)$可类似上述方法求出。

（1）当褶积因子频谱$Q(f)$为

$$Q(f)=\begin{cases}\dfrac{1}{2\delta} & |f|\leqslant\delta\\ 0 & |f|>\delta\end{cases}\tag{4—58}$$

可构成方波褶积镶边低通滤波器，其频谱$\tilde{H}_2(f,\ f_1,\ f_2)$为：

$$\tilde{H}_2(f,\ f_1,\ f_2)=\begin{cases}1 & |f|\leqslant f_1\\ \dfrac{f_2-|f|}{f_2-f_1} & f_1<|f|<f_2\\ 0 & |f|\geqslant f_2\end{cases}\tag{4—59}$$

这是线性镶边低通滤波器频谱〔参看式（4—42）〕。$\tilde{H}_2(f, f_1, f_2)$对应的连续时间函数$\tilde{h}_2(t, f_1, f_2)$为

$$\tilde{h}_2(t, f_1, f_2)=\frac{\sin\pi(f_1+f_2)t}{\pi t}\cdot\frac{\sin\pi(f_2-f_1)t}{\pi(f_2-f_1)t} \quad (4—60)$$

（2）当褶积因子频谱$Q(f)$为

$$Q(f)=\begin{cases}\dfrac{\pi}{4\delta}\cos\dfrac{\pi f}{2\delta} & |f|\leqslant\delta\\ 0 & |f|>\delta\end{cases} \quad (4—61)$$

可构成半余弦褶积镶边低通滤波器，其频谱$\tilde{H}_2(f, f_1, f_2)$为

$$\tilde{H}_2(f, f_1, f_2)=\begin{cases}1 & |f|\leqslant f_1\\ \dfrac{1}{2}\left(1+\cos\dfrac{|f|-f_1}{f_2-f_1}\pi\right) & f_1<|f|<f_2\\ 0 & |f|\geqslant f_2\end{cases} \quad (4—62)$$

这是余弦镶边低通滤波器频谱〔参看式(4—43)〕。$\tilde{H}_2(f, f_1, f_2)$对应的连续时间函数$\tilde{h}_2(t, f_1, f_2)$为

$$\tilde{h}_2(t, f_1, f_2)=\frac{\sin\pi(f_1+f_2)t}{\pi t}\cdot\frac{\cos\pi(f_2-f_1)t}{1-4(f_2-f_1)^2t^2} \quad (4—63)$$

根据褶积镶边低通滤波器，可以容易地构造出褶积镶边带通、高通和带阻滤波器。

设褶积镶边带通滤波器的频谱为$\tilde{H}_3(f, f_1, f_2, f_3, f_4)$，其对应的时间函数为$\tilde{h}_3(t, f_1, f_2, f_3, f_4)$，则镶边带通滤波器的频谱（或时间函数）可通过两个镶边低通滤波器的频谱（或时间函数）相减得到，即

$$\tilde{H}_3(f, f_1, f_2, f_3, f_4)=\tilde{H}_2(f, f_3, f_4)-\tilde{H}_2(f, f_1, f_2) \quad (4—64)$$

$$\tilde{h}_3(t, f_1, f_2, f_3, f_4)=\tilde{h}_2(t, f_3, f_4)-\tilde{h}_2(t, f_1, f_2) \quad (4—65)$$

类似地，可以构造出镶边高通滤波器的频谱$\tilde{H}_1(f, f_1, f_2)$和相应的连续时间函数$\tilde{h}_1(t, f_1, f_2)$为

$$\tilde{H}_1(f, f_1, f_2)=1-\tilde{H}_2(f, f_1, f_2) \quad (4—66)$$

$$\tilde{h}_1(f, f_1, f_2)=\delta(t)-\tilde{h}_2(t, f_1, f_2) \quad (4—67)$$

图4—12和图4—13所示的滤波器的频谱差异反映在时间函数

上就是理想滤波器时间函数衰减得比较慢，而镶边理想滤波器时间函数衰减得比较快。时间函数衰减得快，在做截尾处理时，所受的损失就比较小，即截尾时间函数的频谱接近原来的频谱。原则上，频谱越光滑，时间函数衰减越快。

选取合适的滤波因子长度和镶边滤波器的斜坡值可防止出现吉布斯现象，减小截断误差；但滤波因子长度过长又影响工作效率，斜坡宽度过宽，也影响了频率滤波处理对干扰波的压制能力，斜坡宽度太小，吉布斯现象和截断误差仍较严重。对于滤波因子长度为80ms，频率带通滤波器B（60,80,220,240）的滤波因子和频率响应如图4—14所示。

从图4—14可以看出，当滤波因子长度为80ms，滤波器的两侧斜坡带宽为20Hz时，较好地避免了产生吉布斯现象和减小了截断误差。滤波因子长度与优势中心频率有关，优势中心频率越高，采用的滤波因子长度就应越短。在浅层高分辨率地震勘探中获

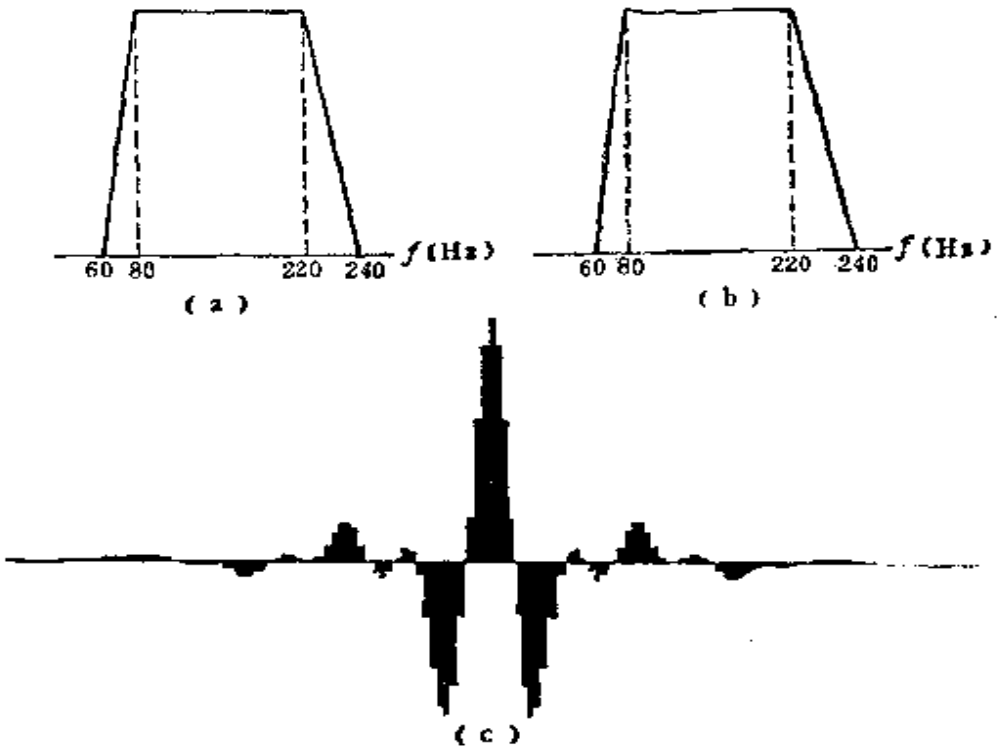


图 4—14

a.理想频率响应；b.实际频率响应；c.滤波因子

取的反射波主频高，因此应采用较短的滤波因子长度，从图 4—14c可以看出，选取30—40ms 长的滤波因子是经济合理的，且不会带来较大的截断误差。

选取的滤波器的斜坡值与地震波的频率成分有关，要根据地震波的频率成分，并综合考虑滤波器的算子长度而选取。

4.频率滤波的应用

在高分辨率煤田和钾盐等矿床地震勘探中，由于地震反射波传播的路径和地层结构的不同，使得浅、中深层反射波的频率成分差别较大。对同一地震道记录来说，地震波的频谱从浅到深向低频方向移动。显然，在这种条件下为了提供用于解释的高质量地震时间剖面，需使用滤波特性随时间而变化的滤波器对地震记录进行滤波处理。

根据记录上地震波的特征，可把地震道划成不同的时窗。针对每个时窗设计相应的滤波器，并把该滤波器用于对应的时窗，在相邻的滤波器之间直接用数学内插方法使滤波器沿地震记录道平滑变化。

对于浅层地震反射资料来说，由于记录长度短，地震波传播的路径和岩石类型变化不大，反射波的频谱特征也变化不大，因此一般采用时不变频率滤波器。

由于频率滤波是一种线性运算，可用于处理过程中的每一作业中，如在叠加前后，共炮点记录和 CDP 记录道集，偏移前后等，因此频率滤波是一种灵活处理技术，被广泛用于提高记录的信噪比和分辨率。经验表明，在处理完一个作业后（如水平叠加），最好使用宽频带记带，对于记带的处理结果再进行各种滤波处理显示，以防止在记带之前使用不合适的频率滤波处理而使该作业处理作废。

三、二 维 滤 波

二维滤波又叫速度滤波，实质上是一种倾角滤波。在高分辨率地震反射资料处理中，它被广泛用于提高记录的信噪比。

图4—15表示的是在某地工程地质调查时得到的经频率滤波后的地震记录。从中可知，若有效波与干扰波的频谱重叠范围较宽，经频率滤波后，记录中的声波和地滚波的幅度虽有所衰减，但仍未能消除。在这种情况下，采用二维滤波压制低速干扰波是必要的。

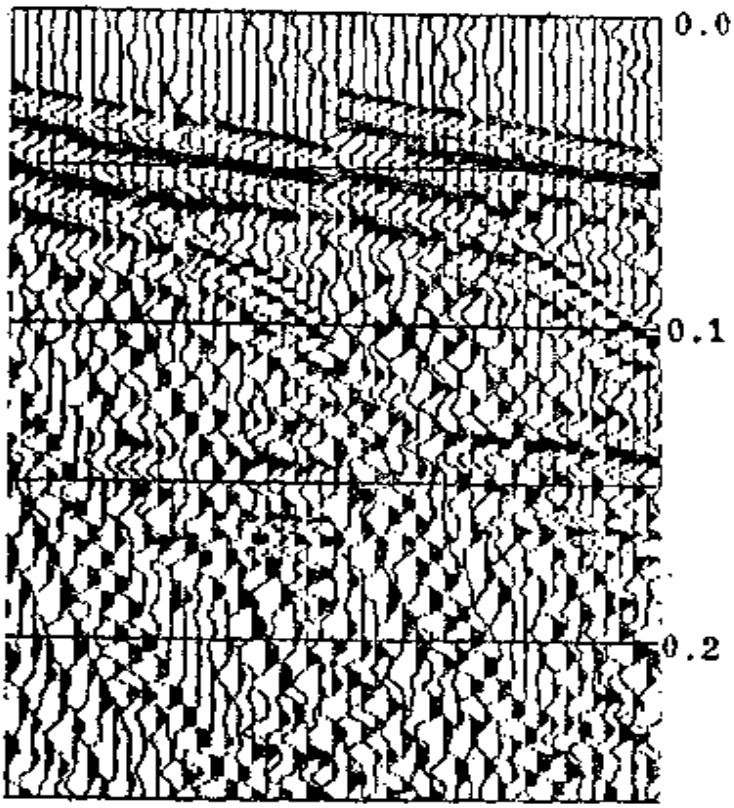


图 4—15　经频率滤波后的共炮点记录

1．二维滤波原理

二维滤波就是根据有效波和干扰波在频率和视速度上的差异，在时间 t 和空间 x 两个变量方向上对地震道进行滤波，压制干扰波，突出有效波的一种方法技术。其实现过程是根据记录的二维谱特征，确定频率和波数的响应函数，再由 f-k响应函数$H(f, k)$ 的二维反傅里叶变换求出对应的二维滤波因子 $h(t, x)$，然后把接收到的地震记录作为输入信息 $f(t, x)$ 与二维滤波因子$h(t, x)$进行二维褶积运算，得到二维滤波后的输出信息 $\hat{f}(t, x)$。二维褶积运算为

$$\hat{f}(t, x)=h(t, x) * f(t, x)$$

$$=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, \xi) f(t-\tau, x-\xi)\mathrm{d}\tau\mathrm{d}\xi \quad (4—68)$$

其中 $$h(t,\ x)=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}H(f,\ k)\ e^{i2\pi(ft+kx)}\,\mathrm{d}f\mathrm{d}k \quad (4—69)$$

在 f--k 域，二维滤波输出的频波谱则是输入的频波谱和滤波器的频波响应相乘，即

$$\hat{F}(f,\ k)=H(f,\ k)\cdot F(f,\ k) \quad (4—70)$$

其中 $\hat{F}(f,\ k)$、$H(f,\ k)$和 $F(f,\ k)$ 分别是 $\hat{f}(t,\ x)$，$h(t,\ x)$ 和 $f(t,\ x)$ 的频波谱。

由于地震排列长度和观测的有限离散性以及地震记录道的离散采样，对式（4—68）进行离散化后的二维数字滤波公式为：

$$\hat{f}(n\Delta t,\ m\Delta x)=\Delta\tau\Delta\xi\sum_{i=-N}^{N-1}\sum_{j=-M}^{M-1}h(i\Delta\tau,\ j\Delta\xi)f(n\Delta t-i\Delta\tau,\ m\Delta x-j\Delta\xi) \quad (4—71)$$

其中，Δt、Δx分别表示时间和空间的采样间隔，$\Delta\tau$，$\Delta\xi$ 分别表示滤波因子在时间和空间的采样间隔。在实际处理中，采样间隔事先已确定，它是已知常数，因此式（4—71）可简化表示为

$$\hat{f}(n,\ m)=\sum_{i=-N}^{N}\sum_{j=-M}^{M}h(i,\ j)f(n-i,\ m-j) \quad (4—72)$$

从式（4—68）和（4—70）可知，二维滤波也是线性滤波。在二维滤波中，为压制低速、低频干扰波，常采用如图4—16所示的带通扇形滤波器，其频波响应为

$$H(f,\ k)=\begin{cases}1 & |f/k|\geqslant V,\ f_1\leqslant|f|\leqslant f_2\\ 0 & \text{其它}\end{cases} \quad (4—73)$$

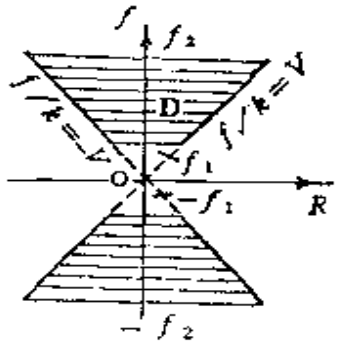


图 4—16 带通扇形滤波器

由（4—69）式可求得相应的滤波因子为

$$h(t,x)=\int_{-f_2}^{f_2}\int_{-\frac{|f|}{V}}^{\frac{|f|}{V}}e^{i2\pi(ft+kx)}\mathrm{d}f\,\mathrm{d}k$$

$$-\int_{-f_1}^{f_1}\int_{-\frac{|f|}{V}}^{\frac{|f|}{V}}e^{i2\pi(ft+kx)}\mathrm{d}f\,\mathrm{d}k$$

经过简单运算，可求得$h(t, x)$为

$$h(t,x)=-\frac{1}{2\pi^2 x}\left\{\frac{\cos 2\pi f_1\left(t+\frac{x}{V}\right)-\cos 2\pi f_2\left(t+\frac{x}{V}\right)}{t+\frac{x}{V}}\right.$$

$$\left.+\frac{\cos 2\pi f_1\left(t-\frac{x}{V}\right)-\cos 2\pi f_2\left(t-\frac{x}{V}\right)}{t-\frac{x}{V}}\right\}\qquad(4-74)$$

2．空间假频

在二维滤波中，为不出现空间假频，采用的道间距Δx必须满足空间采样定理，即

$$\Delta x\leqslant\frac{1}{2k_{\max}}$$

或

$$\Delta x\leqslant\frac{V_{\min}}{2f_{\max}}\qquad(4-75)$$

其中，$V_{\min}$和$f_{\max}$分别表示为地震波的最低速度和最高频率。

在浅层地震勘探中，探测的地层速度一般较低，且由于探测的目的层浅、非组合接收、地震波的高频成分丰富，为满足空间采样定理就需要采用较小的道间距。实际工作中采用的道间距往往偏大，这就很容易出现空间假频。为避免在二维滤波处理中出现空间假频，而又不因为在数据采集时采用太小的道间距而增加勘探成本，通常在数据处理中采用下述处理方法是有益的，即宽

频滤波→动校正→二维滤波→反动校正。

对共炮点或CDP道集进行动校正处理后，有效波的同相轴被校平，正常时差为零，视速度为无穷大，而低速度干扰波以正常的有效波速度进行动校正后，因校正有效波的速度对低速度的干扰波显得过高，因此低速干扰波经动校正后仍存在有剩余时差，即经动校正后干扰波的速度仍是有限的，但比动校正前却增大了。根据式(4—75)可知，采用上述处理方法有助于使道间距 Δx 满足空间采样定理。

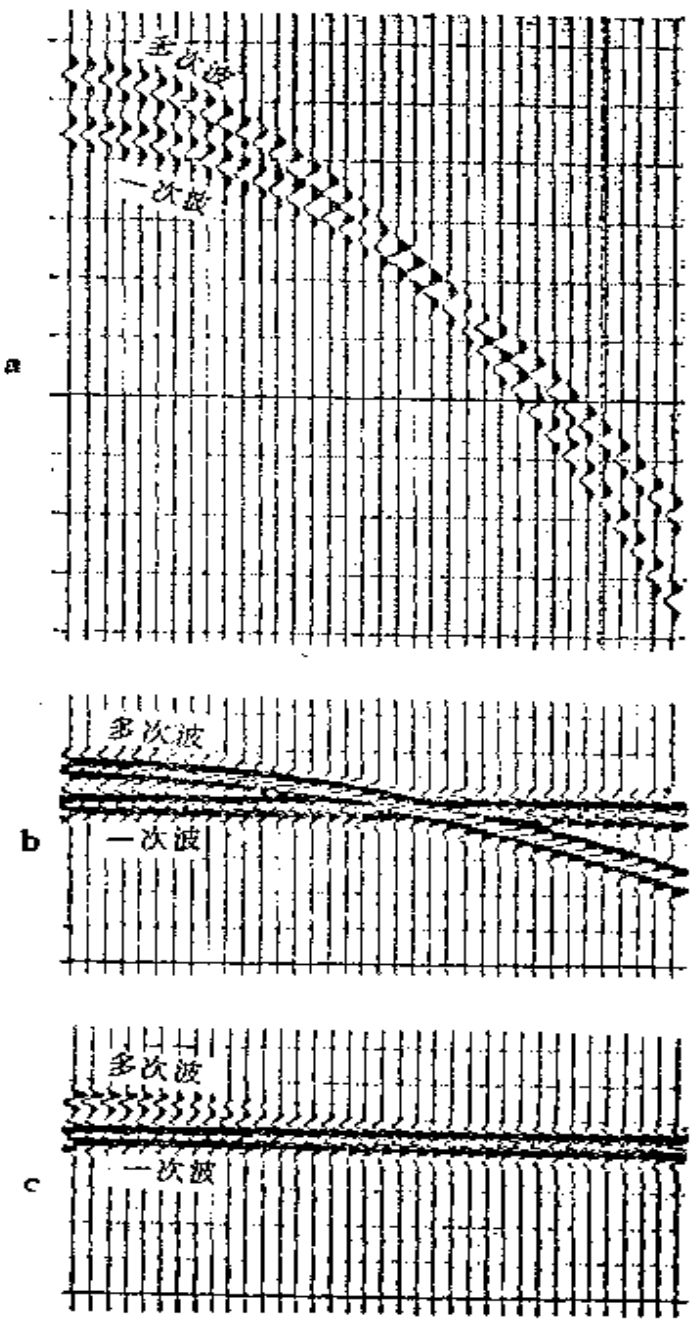


图 4—17 一次波和多次波干涉的地震模型道集（据Songbush, R. L）
a.动校前；b.动校后，二维滤波前；c.二维滤波后

经二维滤波后，再使用相同的速度进行反动校正处理，把动校正后的道集记录恢复到动校正前的道集记录。由于动校正和反动校正速度是相同的，一般情况下选取的动校正速度合适与否不会对记录本身有较大影响。

采用上述处理方法还可有效地压制多

次波。图4—17表示了经动校正和二维滤波处理后，有效地压制多次波的模型实例。由于多次波速度低，经动校正后有效波的速度为无穷大，而多次波的速度仍是有限的（图 4—17b），二维滤波能够有效地压制波速为有限的多次波，接收排列越长，采用这种方法压制多次波的效果就越好（图4—17c）。

上述处理方法适用条件比较苛刻，当有效波与干扰波速度差异较小时，为了滤除干扰，视速度滤波门就要开得很小，这时由于在频率-波数域中取值范围过于窄小，对波形的改造作用太大，甚至会出现假波组，造成水平叠加时间剖面严重失真。另外一种消除多次波（或其它低速干扰波）的处理方法是采用多次波速度进行动校正，将多次波校直，这时有效波处于负速度区间，而具有比多次波速度更低速度的干扰波则处于正速度区间，只要采用二维滤波将水平波组及正视速度波组滤除，即达到了消除多次波等低速干扰波的目的。

3．数据采集与处理相结合的二次压制方法

在浅层地震勘探中，一般采用地表激发、接收和短排列非组合激发和接收的工作方法，记录中的干扰波十分严重，其幅值常常为有效波的几倍至十几倍。由于目前使用的大多数浅层地震仪的动态范围较小，因此强振幅干扰波往往使动态范围较小的地震仪器的放大器处于饱和状态，很难记录到弱振幅的高频反射波。在这种情况下，仅靠二维滤波处理很难达到压制干扰波、突出有效波和高分辨率地震反射勘探的目的。试验表明，即使采用动态范围较大的记录仪器，弱振幅的高频反射波能被记录下来，但由于干扰波振幅很强，记录信噪比低，仅靠采用二维滤波处理压制强振幅的干扰波也是困难的。

为了获得高分辨率、高信噪比的地震资料，经过反复试验，认为采用野外数据采集和室内数据处理相结合的二次压制低速强振幅干扰波的方法是有效的。即在野外数据采集时，为了不严重地衰减高频信号，同时又能在一定程度上达到衰减干扰波的目的，采用短组合基距接收，使其接收到的记录具有较高的信噪比，然

后在数据处理时，再采用二维滤波技术进一步压制干扰波。

实际上，由于表层低降速带对高频反射波的严重吸收和大地滤波作用，地震波的波形已受到很大程度的低频改造，采用短组合基距接收不会严重地衰减有意义的高频反射波，但却在一定程度上衰减了低速干扰波，能够记录到较高信噪比的记录，有利于采用二维滤波压制这些低速干扰波。

在二次压制低速强能量干扰波的方法技术中，野外数据采集时采用多大的组合基距接收要视具体地震地质条件和要求解决的地质问题而定。原则上，若表层地震地质条件较差，地滚波干扰严重，且大地滤波作用严重，记录中的高频成分已受到很大衰减，这时可采用较长的组合基距接收。反之，若表层地震地质条件较好，地下地层的吸收系数较小，记录到的地震波信噪比高，地滚波能量弱，可采用较短的组合基距或非组合接收。

由于二维滤波是多道滤波，二维滤波使用的滤波道数既影响

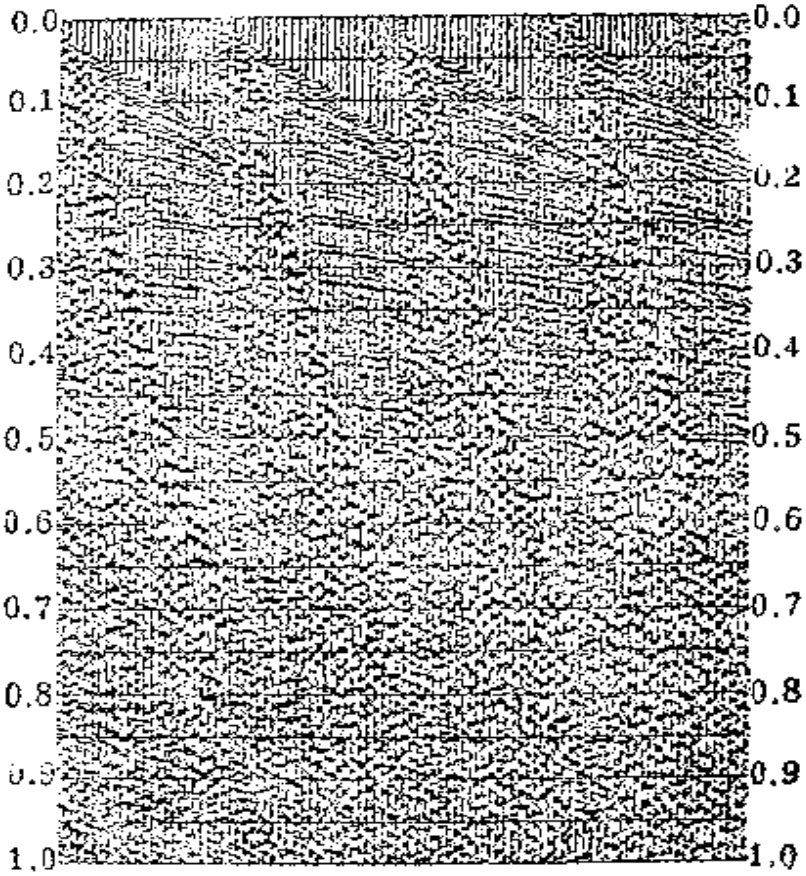


图 4—18a

a.共炮点记录

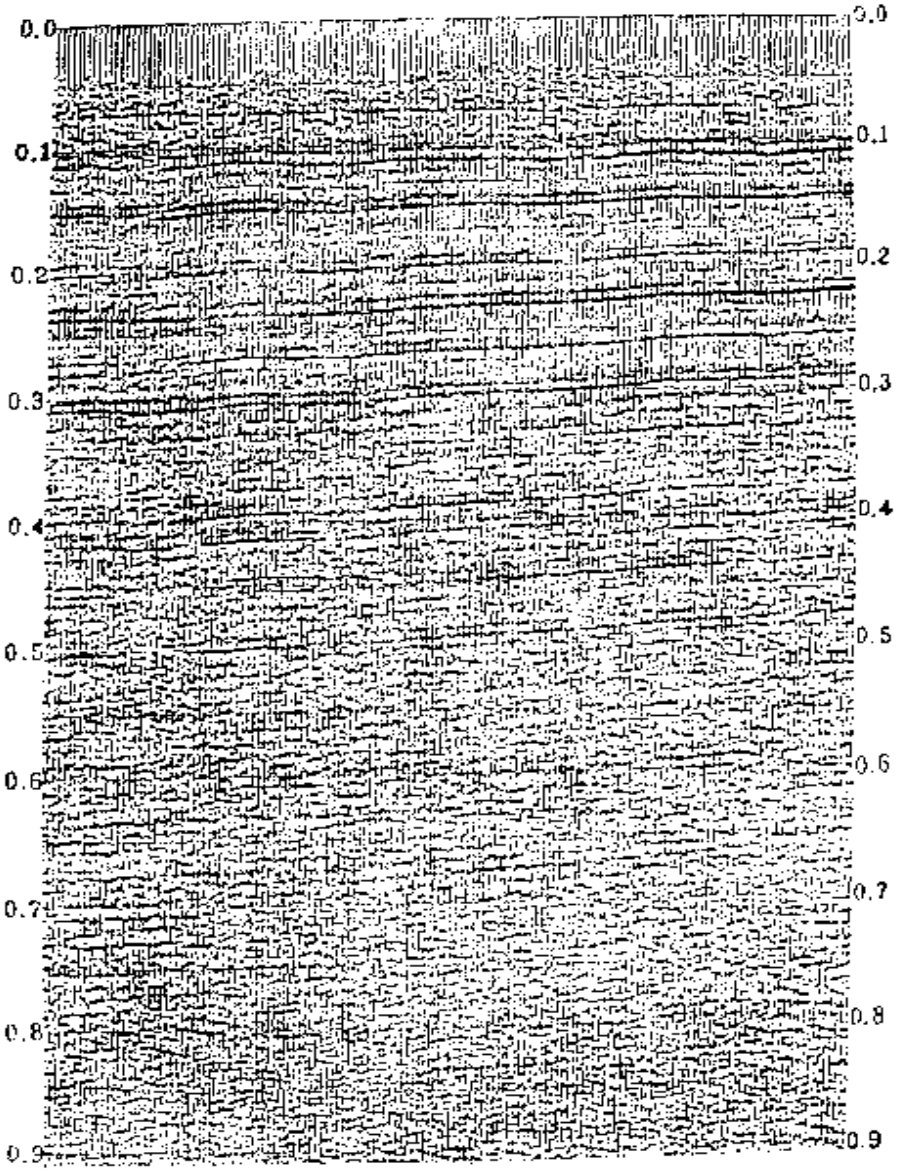


图 4—18b

b．高分辨率地震时间剖面

了滤除干扰波的能力，也影响了地震记录的横向分辨率。试验表明，记录中的干扰波振幅越强，为消除该干扰波所使用的滤波道数就应越多，滤波道数越多，产生的横向混波问题就越严重，而横向混波问题严重影响了记录的横向分辨率，即由于横向混波问题容易模糊掉一些小断层和局部范围内地层岩性的横向变化，甚至在记录中出现一些假波组，如对这些问题不加注意，就可能引

起解释上的错误。

减小二维滤波产生的横向混波现象就是要尽量减少所使用的滤波道数，但当干扰波振幅较强时，使用较少的滤波道数不能有效地压制干扰波。在数据采集时采用短组合基距接收，相对地衰减低速干扰波，有助于在二维滤波中采用较少的滤波道数压制干扰波。图 4—18b 表示了采用二次压制地滚波方法所得到的高分辨率地震时间剖面。在数据采集中，尽管采用了地表激发和接收的工作方法，震源干扰波能量较强，但由于采用了短组合基距接收，记录中的地滚波已得到一定程度的衰减，但并未完全被压制（见图4—18a），地滚波的剩余部分能量能够在数据处理中采用二维滤波有效地进行压制。经二维滤波、水平叠加等处理的时间剖面如图 4—18 b 所示。从中可以看出，时间剖面信噪比高，反射波主频达170—200Hz，由于共炮点记录中地滚波剩余能量较弱，因此在二维滤波处理中采用较少的滤波道数就能有效地压制地滚波，其横向混波问题不明显，图4—18b所示的地震时间剖面也反映出来了较好的横向分辨率。

4．二维滤波的应用

由于二维滤波是一种线性运算，二维滤波可以在叠加前做，也可以在叠加后做。

（1）叠前二维滤波的方法

叠前二维滤波主要是指在共炮点记录上做，也可以在CDP道集或其它道集上做。其处理步骤为

A、根据显示的道集记录，初步估算有效波和干扰波的视速度差异。

B、在干扰波较典型的记录上做二维谱，结合道集记录分析解释，获取有效波和干扰波的频率、波数和视速度的范围及其差异。

C、确定合适的滤波参数，在道集记录上进行二维滤波试验，在取得较好的效果后再在整条剖面上进行叠前二维滤波处理。

理论和试验表明，叠前二维滤波的效果好于叠后二维滤波，这是因为规则干扰波经水平叠加后会在一定程度上得到加强，而叠前二维滤波压制了相干干扰波，有利于提高叠加剖面的质量。

另外，当记录中低速干扰波比较严重时，使得我们无法得到可靠的叠加速度。叠前二维滤波消除了记录中的干扰波，采用二维滤波后的记录进行速度分析提高了速度分析精度。

（2）叠后二维滤波的方法

叠后二维滤波是在叠加道上进行的，其处理步骤为

A、从叠加时间剖面上估计干扰波的视速度范围。

B、选择干扰波比较典型的一段记录剖面进行二维 谱分析，结合叠加剖面分析，确定适合的二维滤波器。

C、用所确定的二维滤波器对剖面做二维滤波处理。

在原始记录中地滚波干扰不太严重时，可采用叠后二维滤波处理压制叠加剖面中的倾斜相干干扰波和片蓆状干扰。若原始记录中低速干扰波比较严重，叠后二维滤波往往得不到较好的处理效果，这时需在叠加前对原始记录进行二维滤波处理。根据原始记录和叠加剖面的质量，在叠加前后，分别使用二维滤波，可更好地压制干扰波。

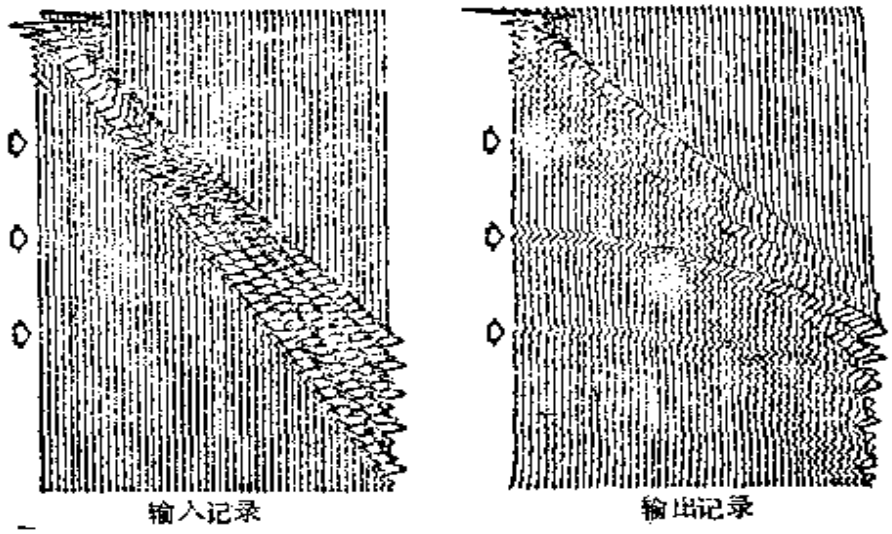


图 4—19 f-k 滤波对野外记录的应用

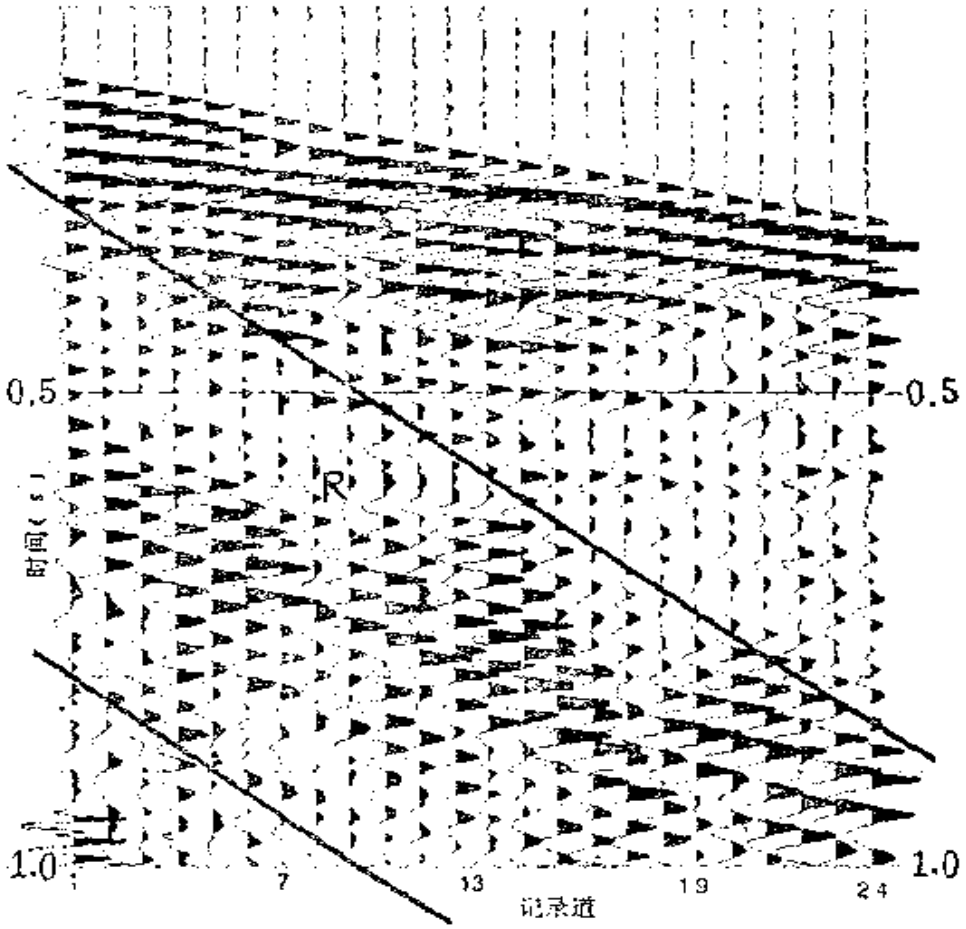


图 4—20　共炮点记录（据G. B. 史密斯）

二维滤波可以在t-x域做，也可以在f-k域做，即f-k滤波。试验结果表明，f-k滤波的横向混波作用较小，且运算时间比在t-x域进行二维滤波节省n倍(n为水平叠加次数)。图4—19表示了f-k滤波对共炮点记录的处理效果。对比f-k滤波前后的记录可以看出，经f-k滤波后，记录中的低速干扰波得到了很大衰减，反射波振幅已提高到了噪声水平之上。

在共炮点记录上，震源干扰波仅出现在某个(t, x)区域R内，如图4—20所示。显然，对图4—20所示的记录不做f-k滤波处理而直接进行水平叠加处理，叠加时间剖面将受到地滚波的严重干扰。图4—21是对图4—20所示记录的整体进行叠前f-k滤波后的

叠加时间剖面，从中可以看出，该剖面虽具有较高的信噪比，但横向混波问题比较严重。为了使叠加剖面具有较高的信噪比和减弱横向混波作用对剖面的影响，一种方法就是对图4—20所示的共炮点记录上的（t, x）区域R进行二维滤波处理，消除该区域R内

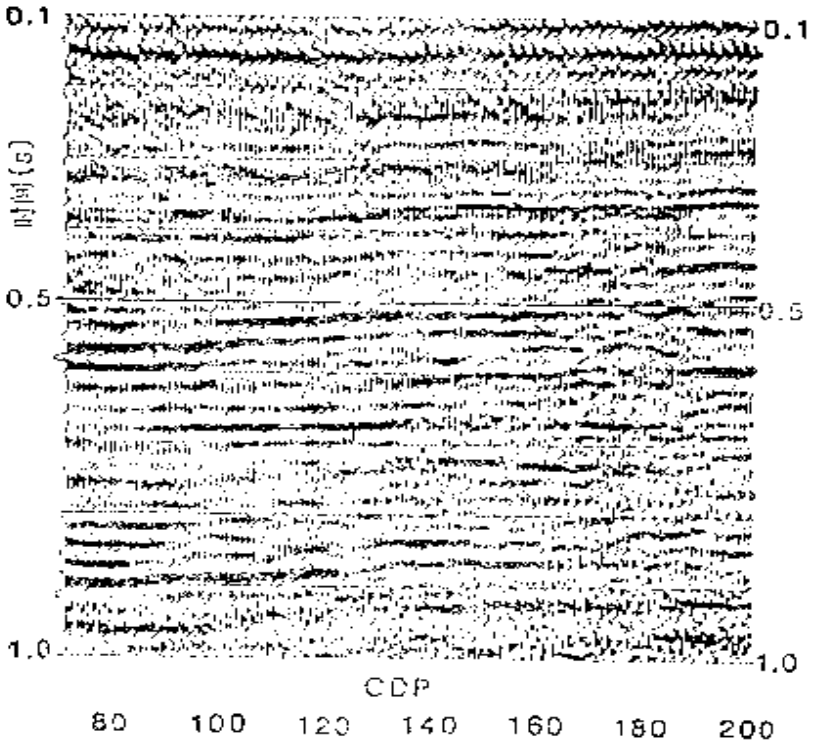


图 4—21　对图4—20所示的整个记录f-k滤波后的叠加剖面
（据G. B史密斯）

的低速干扰波，而对R区域以外的部分不做二维滤波处理，为保持记录剖面的连续性，在区域R的边界做斜坡处理。经对R区域进行叠前f-k滤波后的叠加时间剖面如图4—22所示。

比较图4—21和图4—22可知，在图4—21所示的剖面上，横向混波问题较严重，而图4—22所示剖面的横向混波问题较轻，特别是在0.5s以上，但两者反映的记录信噪比却变化不大。

5．几种其它的倾角滤波技术简介

在高分辨率地震勘探中，为有效地压制相干干扰波，已发展起来了几种有效的倾角滤波技术。下面简介一下能够有效地压制

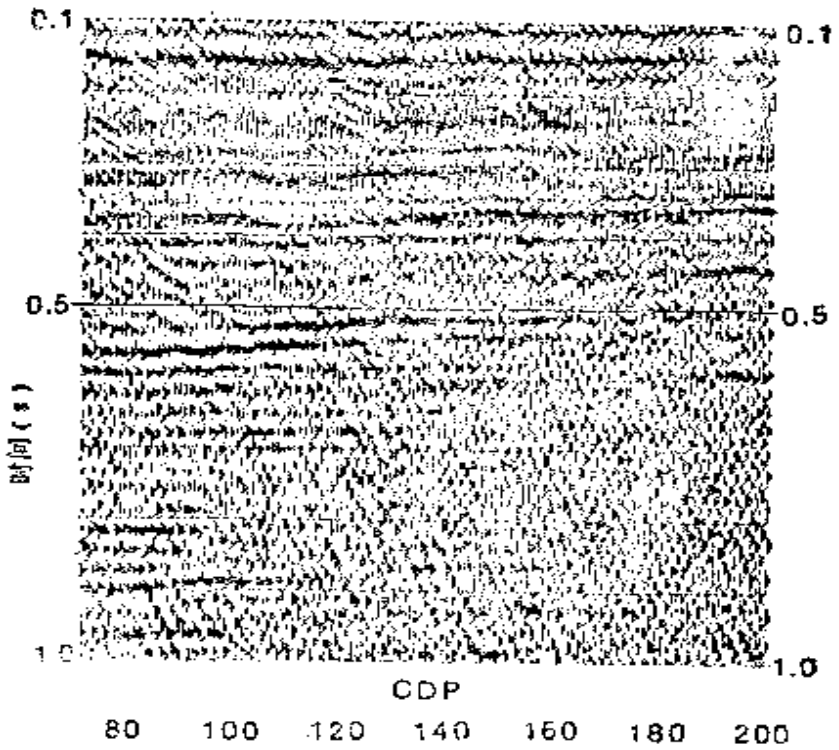


图 4—22　对图4—20所示记录的R区域进行f-k滤波的叠加剖面（据C. B. 史密斯）

干扰波的τ-p 变换和线性调频匹配滤波处理技术。

（1）τ-p变换

当一平面波在某一速度为 V 的均匀介质中传播时，传播方向与铅垂线成夹角 i，则在传播时间间隔为 ΔT，传播距离为 $\Delta T \cdot V$ 时（见图4—23），旅行时 ΔT 可表示成两个分量

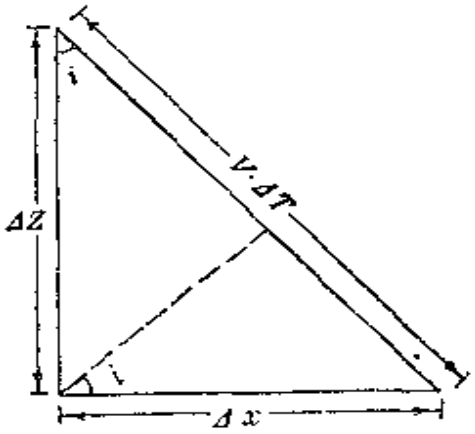


图 4—23

$$\Delta T = p\Delta x + q\Delta z \qquad (4—76)$$

其中 $p = \frac{\sin i}{V}$，$q = \frac{\cos i}{V}$，速度也可用波的慢度 u 表示

$$u = \frac{1}{V} = (p^2 + q^2)^{\frac{1}{2}} \qquad (4—77)$$

对于水平层状介质，它的总旅行时间为所有层的总和，据图1—15所示的水平层状介质模型和射线传播路径，并注意到式（4—76），可得到反射波时距曲线为

$$T = 2\sum_{i=1}^{n} p_i x_i + 2\sum_{i=1}^{n} q_i z_i = px + 2\sum_{i=1}^{n} q_i z_i \qquad (4—78)$$

据斯奈尔定律$p_i = \frac{\sin i_i}{V_i} = p$为一常数，故$T$的水平分量总和$2\sum_{i=1}^{n} p_i x_i$可用$px$代替之。式(4—78）代表一条与时距曲线相切于点（T, X）的直线，其直线的斜率为p，截距时间为τ

$$\tau = 2\sum_{i=1}^{n} q_i z_i \qquad (4—79)$$

因此

$$\tau = T - px \qquad (4—80)$$

并有

$$p = \frac{\mathrm{d}T}{\mathrm{d}x} \qquad (4—81)$$

式（4—80）和（4—81）构成了τ-p正变换。而

$$T = \tau + px \qquad (4—82)$$

$$x = -\frac{\mathrm{d}\tau}{\mathrm{d}p} \qquad (4—83)$$

构成了τ-p反变换。

因$q_i = (u_i^2 - p^2)^{1/2}$，据式（4—79），可求得一个单层截距时间增量$\Delta\tau_i$为

$$\Delta\tau_i = 2q_i z_i = 2z_i(u_i^2 - p^2)^{1/2}$$

化简上式，得

$$\frac{\Delta\tau_i^2}{(2z_i/V_i)^2} + \frac{p^2}{(1/V_i)^2} = 1 \qquad (4—84)$$

显然，在τ-p平面上，式（4—84）表示一个椭圆，椭圆的长轴为$2z_i/V_i = \Delta z_i(0)$，短轴为$1/V_i$，在多层水平层状介质中，τ为各层

$\Delta\tau_i$之总和，相当于椭圆的累加。

图 4—24 表示了这种层状介质的倾斜叠加转换的合成记录的例子。图4—24a表示了三层介质的旅行时距曲线，介质的速度为

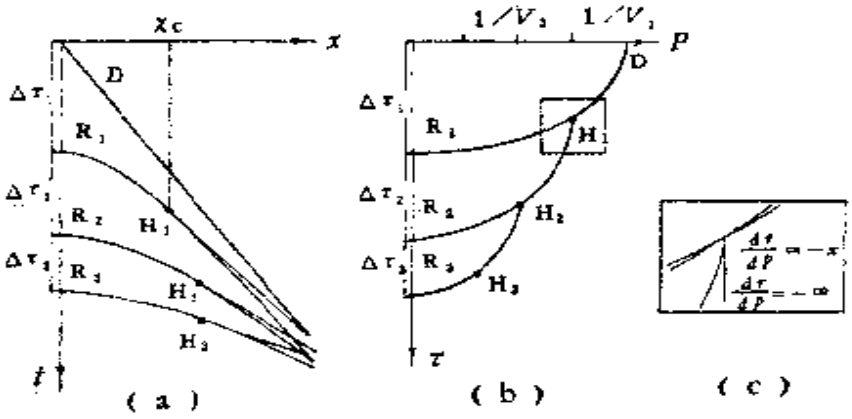


图 4—24　三层介质的时距曲线和对应的τ-p变换

V_i，各层双程截距时间为$\Delta\tau_i$，R_i、H_i和D分别代表反射波、折射波和直达波，x_c为第一层介质折射波的临界距离。图4—24b为图4—24a的τ-p变换。在τ-p域中，当$p=0$时，其截距时间$\Delta\tau_i$与在t-x域中反射波时距曲线的截距时间完全相同。反射波时距曲线可分为临界点以内和临界点以外两部分。图4—24c表示于方块内，着重说明第一层折射临界点H_1，反射波R_1在该点处的斜率为$-x_c$，而反射波R_2在该点处的斜率为无穷大，这是因为R_2的时距曲线是以H_1折射波时距曲线为渐近线的。

由于折射波、直达波、地滚波和声波在 t-x 域中为直线，在这些波时距曲线的任何点上，直线的斜率p为一定值（不同的波，具有不同的p值），故在τ-p域中集中于一点，而反射波在 τ-p 域平面上表示为一个椭圆，如图4—24所示。利用式（4—80）和（4—81），把地震波时距曲线从t-x域变换到τ-p域，根据地震波时距曲线在τ-p平面上的特点，切除时距曲线为直线型相干干扰波的点后，然后再利用式（4—82）和（4—83），把它反变换到t-x域，就达到了压制干扰波的目的。

（2）线性调频匹配滤波[41]

由于地滚波是由调频调幅信号组成的，使用线性调频匹配滤波能够有效地消除地滚波。线性调频匹配滤波是一维滤波，避免了使用多道滤波消除地滚波而出现的横向混波问题，有效地提高了记录的分辨率。

在匹配滤波中，令$\nu(t)$代表波列，其匹配滤波的脉冲响应为

$$h(t)=k\nu(T-t) \tag{4—85}$$

相应的传输函数为

$$H(i\omega)=ke^{-i\omega T}V^*(i\omega) \tag{4—86}$$

其中$V^*(i\omega)$是$\nu(t)$博里叶变换的共轭复数，k为一常数。

线性调频波列$\nu(t)$可表示为

$$\nu(t)=\begin{cases}\cos\left(\omega_c t+\dfrac{\Delta\omega}{2T}t^2\right) & -\dfrac{T}{2}\leqslant t\leqslant\dfrac{T}{2}\\ 0 & \text{其它}\end{cases} \tag{4—87}$$

其中T是调频波列的长度，ω_c是载波的圆频率，$\Delta\omega$是调频带宽。根据式（4—85），可写出$\nu(t)$的线性调频匹配滤波器的脉冲响应

$$h(t)=\begin{cases}\dfrac{2\sqrt{D}}{T}\cos\left(\omega_c t-\dfrac{\Delta\omega}{2T}t^2\right) & -\dfrac{T}{2}\leqslant t\leqslant\dfrac{T}{2}\\ 0 & \text{其它}\end{cases} \tag{4—88}$$

这里取$k=\dfrac{2\sqrt{D}}{T}$，$D=\dfrac{\Delta\omega\cdot T}{2\pi}=\Delta f\cdot T$为压缩因子，简化起见，忽略了时间延迟$T$。把$h(t)$应用于$\nu(t)$，匹配滤波器的输出$u(t)$为

$$u(t)=\sqrt{D}\frac{\sin\pi D\dfrac{t}{T}\left(1+\dfrac{|t|}{T}\right)}{\pi D\dfrac{t}{T}}\cos\omega_c t \tag{4—89}$$

这是一个调幅信号，它不包含$\nu(t)$的频率调制。

对于物理可实现性来说，考虑延迟时间T，利用式(4—86)可得到与调频信号$\nu(t)$相匹配的线性调频匹配滤波器的传输函数为

$$H(i\omega)=\begin{cases}\exp\left\{i\left[\pi D\left(\dfrac{\omega_c-\omega}{\Delta\omega}\right)^2-\omega T'-\phi_0\right]\right\} & \omega_c-\dfrac{\Delta\omega}{2}\leqslant\omega\leqslant\omega_c+\dfrac{\Delta\omega}{2}\\ 0 & \text{其它}\end{cases}\qquad(4-90)$$

其中ϕ_0为初始相位。相位角和群延迟分别为

$$\phi(\omega)=\pi D\left(\frac{\omega_c-\omega}{\Delta\omega}\right)^2-\omega T'-\phi_0\qquad(4-91)$$

$$t_{gr}(\omega)=\frac{-\partial\phi(\omega)}{\partial\omega}=T'+T\left(\frac{\omega_c-\omega}{\Delta\omega}\right)\qquad(4-92)$$

相位角$\phi(\omega)$和群延迟随频率的变化分别表示在图4—25a、b中。

从式(4—92)可以看出，调频信号的所有谱分量均在相同时间T'到达滤波器的输出端，因此其输出不再发散。通常若线性调频匹配滤波器与频带为$\Delta\omega$的线性调频地滚波相匹配，则滤波器输出就相当于输入被因子D压缩并延迟T'后的结果。选择适当的T'值，经压缩的调频信号可移到数据窗外。由于线性调频匹配滤波器仅匹配数据中的线性调频信号，故随机噪声和反射信号不受影响。因此，在线性调频匹配滤波后，线性发散波列将被消除，而任何非线性发散部分将保留在数据中。

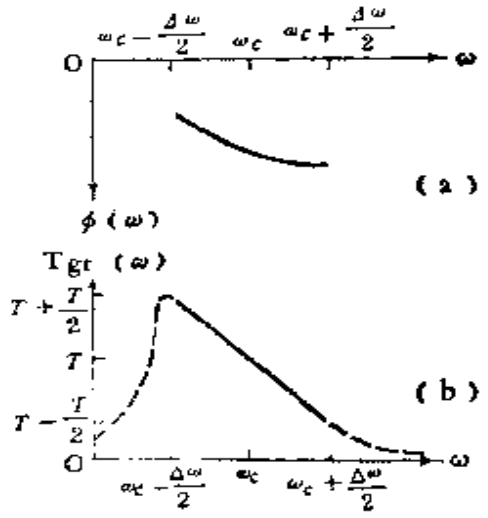


图 4—25

a.线性调频匹配滤波器的相位谱；b.线性调频匹配滤波器的群延迟

图4—26表示了采用线性调频匹配滤波压制地滚波的一个例子。图4—26的左面是一个含有地滚波的野外记录。图4—26的右面是经滤波后的地震记录（顶部）和噪声记录（底

部)。从图4—26可以看出，经线性调频匹配滤波后，地滚波受到了极大压制，记录的信噪比得到了明显改善。

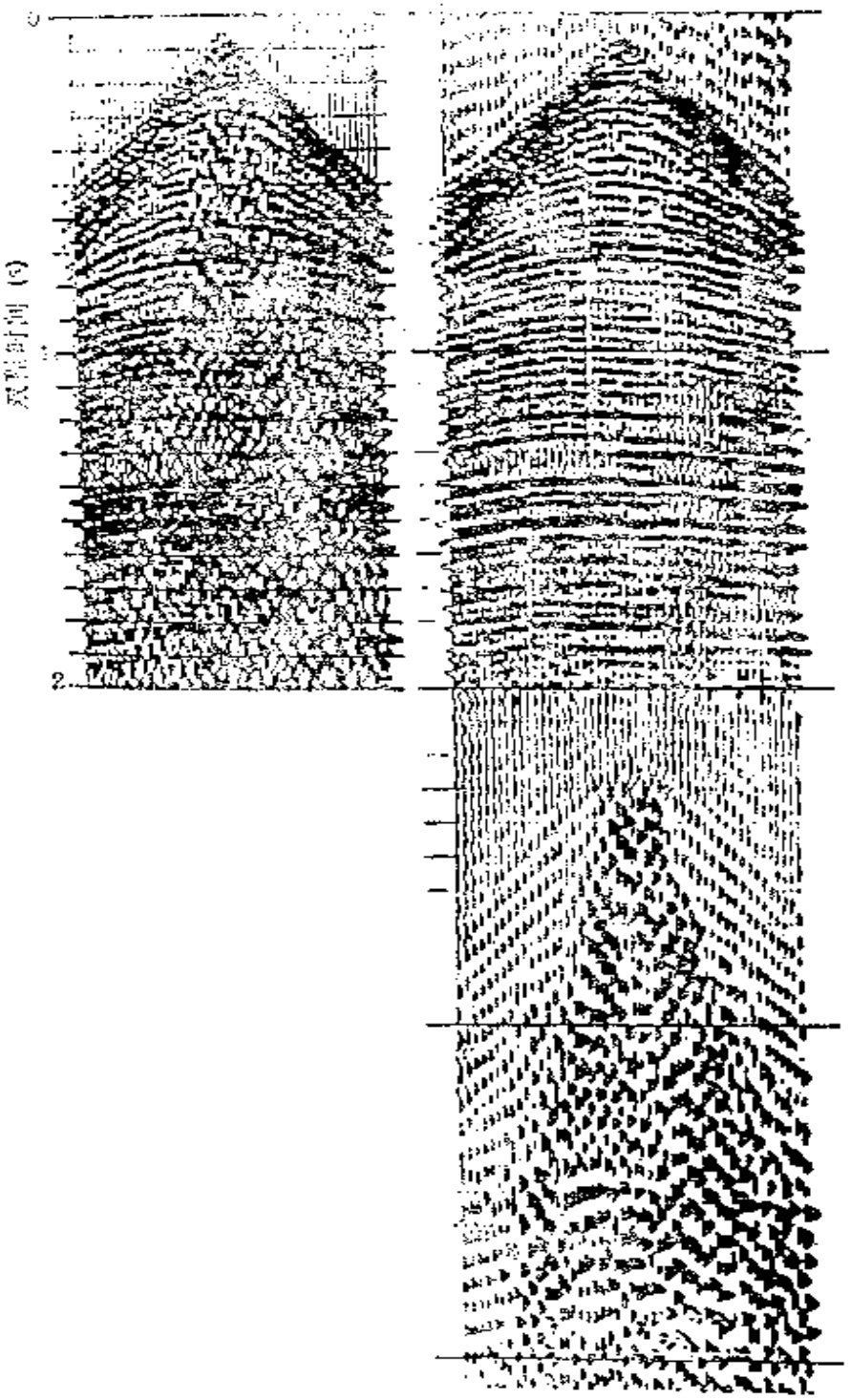


图 4—26　线性调频匹配滤波压制地滚波的实例

四、反 滤 波

在第一章中曾指出，地层对地震波的高频成分有严重的吸收作用，即所谓的大地滤波作用。其结果使得地震脉冲的延续时间加长，从而使得相距较近的地下界面形成的反射波复合叠加在一起，降低了地震记录的分辨率，给识别和解释地震波带来了困难。在浅层地震勘探中，由于要求划分的地层厚度较薄，因此这种现象尤为突出。反滤波处理把频带较窄，以中低频成分为主的分辨率较低的地震子波处理成为频带较宽、分辨率较高的脉冲波，因此反滤波已成为浅层高分辨率地震资料处理中不可缺少的一部分。

1．脉冲反滤波

（1）脉冲反滤波的基本原理

设地震子波为$b(t)$，反射系数序列为$R(t)$，地震噪声为$n(t)$，则地震记录$x(t)$为

$$x(t)=R(t)*b(t)+n(t) \tag{4—93}$$

为了提高地震记录的分辨率，消除地震子波对记录的影响，就需要设计一个反滤波器$a(t)$，$a(t)=[a(0),\ a(1),\ a(2)\cdots a(m)]$，使地震子波$b(t)$变成尖脉冲$\delta(t)$，$\delta(t)=[1,\ 0,\ 0,\ \cdots 0]$，反滤波器$a(t)$的输出$y(t)$为

$$y(t)=x(t)*a(t)=\sum_{\tau=0}^{m}a(\tau)x(t-\tau) \tag{4—94}$$

而期望输出的一系列尖脉冲$z(t)$为

$$z(t)=\delta(t)*R(t)=\sum_{k=0}^{m}\delta(k)R(t-k) \tag{4—95}$$

实际输出$y(t)$与期望输出$z(t)$的误差能量为

$$Q=\sum_{t=0}^{m+n}[y(t)-z(t)]^2$$

为选取最合适的反滤波因子$a(t)$，令

$$\frac{\partial Q}{\partial a_1}=0$$

则可得到

$$\sum_{\tau=0}^{m} r_{xx}(\tau-l)a(\tau)=r_{zx}(l)\quad(l=0,\ 1,\cdots m)\qquad(4—96)$$

其中 $r_{xx}(\tau-l)=\sum_{t=0}^{m+n}x(t-\tau)x(t-l)$ 为时间延迟$\tau-l$的地震记录自相关，$r_{zx}(l)=\sum_{t=0}^{m+n}z(t)x(t-l)$为时间延迟为 l 的地震记录与期望输出的互相关。

若反射系数序列是随机的，其频谱是白噪化的，它满足

$$\begin{cases} E[R(t)]=0 \\ E[R(l)R(t)]=\begin{cases}1 & t=l\\ 0 & t\neq l\end{cases}\end{cases}\qquad(4—97)$$

随机噪声$n(t)$和反射系数$R(t)$不相关，即满足

$$E[n(t)R(l)]=\begin{cases}1 & t=l\\ 0 & t\neq l\end{cases}\qquad(4—98)$$

在上述假设条件下，地震记录$x(t)$的自相关函数可表示为地震子波$b(t)$的自相关函数和噪声$n(t)$的自相关函数之和

$$r_{xx}(l)=E[x(t)\cdot x(t-l)]$$

$$=E\left[\sum_{\lambda=0}^{n}b(\lambda)R(t-\lambda)+n(t)\right]\left[\sum_{k=0}^{n}b(k)R(t-l-k)+n(t-l)\right]$$

化简上式得到

$$r_{xx}(l)=r_{bb}(l)+r_{nn}(l)\qquad(4—99)$$

其中 $r_{bb}(l)=\sum_{k=0}^{n}b(k)b(k-l)$、$r_{nn}(l)=E[n(t)n(t-l)]$分别表示地震子波$b(t)$和噪声$n(t)$的自相关函数。

若假设噪声$n(t)$是白噪声，即

$$r_{nn}(l)=\begin{cases} e & l=0 \\ 0 & l\neq 0 \end{cases}$$

因而，式（4—99）又可写成下面形式

$$r_{xx}(l)=\begin{cases} r_{bb}(0)+e & l=0 \\ r_{bb}(l) & l\neq 0 \end{cases} \qquad (4—100)$$

地震记录$x(t)$与期望输出$z(t)$的互相关函数为

$$r_{zx}(j)=E[z(t)x(t-j)]$$

$$=E\left[\sum_{\lambda=0}^{m}\delta(\lambda)R(t-\lambda)\right]\left[\sum_{k=0}^{n}b(k)R(t-k-j)+n(t-j)\right]$$

简化上式得

$$r_{zx}(j)=\sum_{\lambda=0}^{m}\delta(\lambda)b(\lambda-j)$$

$$=\begin{cases} b(0) & j=0 \\ 0 & j\neq 0 \end{cases} \qquad (4—101)$$

把式（4—100）、（4—101）代入式（4—96）得

$$\begin{bmatrix} r_{bb}(0)+e & r_{bb}(1) & \cdots\cdots & r_{bb}(m) \\ r_{bb}(1) & r_{bb}(0)+e & \cdots & r_{bb}(m-1) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ r_{bb}(m) & r_{bb}(m-1) & \cdots & r_{bb}(0)+e \end{bmatrix}\begin{bmatrix} a(0) \\ a(1) \\ \vdots \\ a(m) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} b(0) \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

（4—102）

式（4—102）就是著名的托布尼兹矩阵方程，解该方程，可得到期望输出为尖脉冲$\delta(t)$的反滤波因子$a(t)$。

求出反滤波因子$a(t)$之后，对记录$x(t)$进行反滤波，就可得到高分辨率地震记录$y(t)$。在脉冲反滤波中，通常假设地震子波$b(t)$是最小相位的。

图4—27表示了脉冲反滤波前后地震记录的功率谱和自相关函数，使用的反滤波因子长度为50ms，求取的反滤波因子表示在

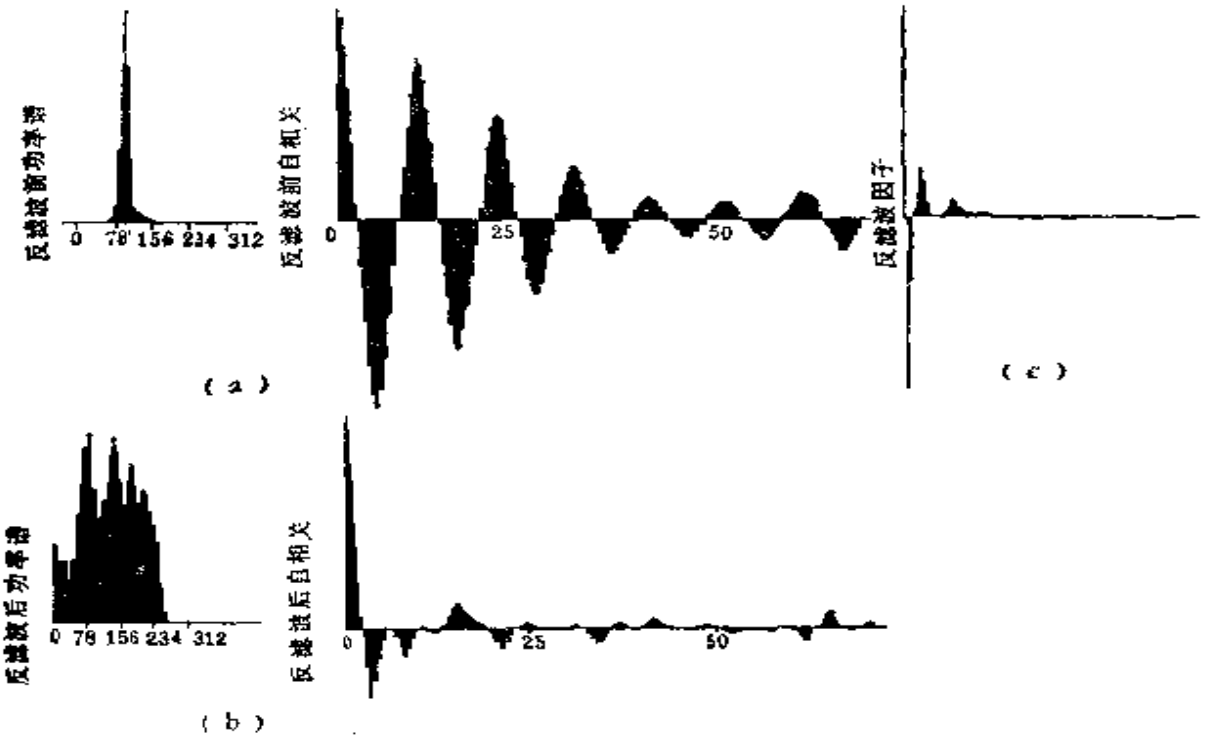


图 4—27 反滤波前(a)和反滤波后(b)的功率谱和自相关函数，(c)为反滤波因子

图4—27c中。比较反滤波前后的记录功率谱可以看出，反滤波前的功率谱频带较窄，大约在100Hz处出现一极大值，自相关函数的旁瓣振幅较大，尾部振幅衰减慢，延续时间长，主瓣较宽，分辨率低。反滤波后的功率谱频带宽，大约在80—240Hz频带范围内具有相同的振幅，对应的自相关函数的主瓣窄，旁瓣振幅小，且尾部振幅衰减快，这表明经反滤波后，记录的分辨率得到了提高。

（2）反滤波的信噪比和分辨率

从式(4—93) 可知，地震记录不但包含了有效信号，也包含了噪声。随机噪声的存在要影响反滤波的应用效果。

图4—28表示了反滤波中的信号和噪声因素。图4—28a表示了输入道，它由相干波（一次反射波和多次反射波）和随机噪声组成，图中所示的随机噪声是任意选择的，其谱是白化的，如图4—28b所示。

脉冲反滤波不能区分信号和噪声，它只考虑总的振幅谱，经反滤波之后总的振幅谱是平的，如图4—28c所示。反滤波处理既提高了弱有效信号的振幅谱，也提高了该频带范围内的随机噪声的振幅谱，因此经脉冲反滤波后其频谱的噪声成分在高频和低频部位表现出较大的振幅，如图4—28d所示。这就是脉冲反滤波的输出常常出现噪声或"尖峰"的原因。

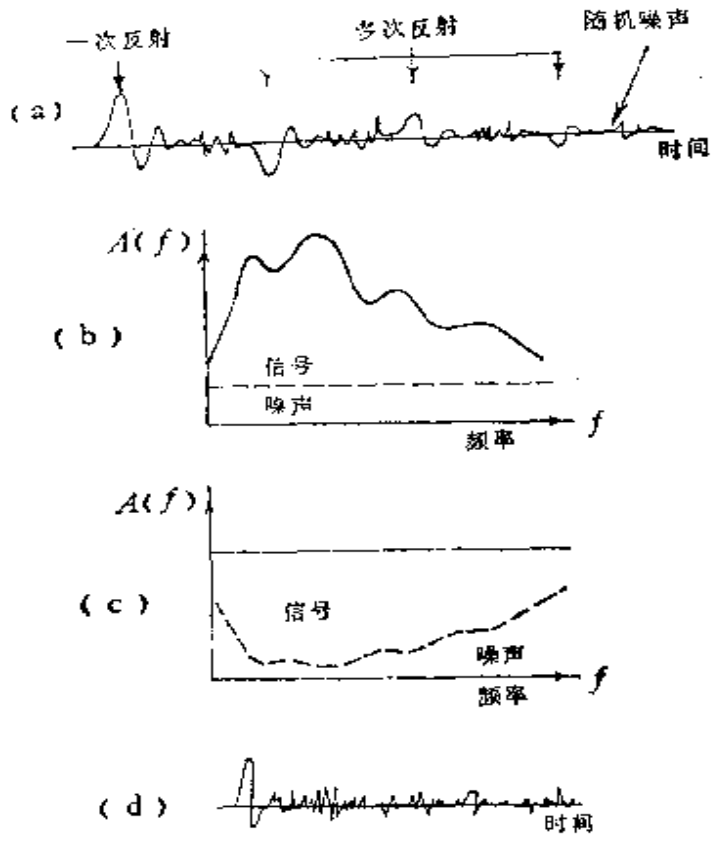


图 4—28 反滤波中的信号和噪声因素
a.输入道；b.反滤波前；c.反滤波后；d.输出道

在使用式（4—102）计算反滤波因子时，一般从地震记录$x(t)$求取地震子波$b(t)$的自相关$r_{bb}(t)$。当记录中随机噪声干扰严重时，从记录$x(t)$求取的地震子波自相关$r_{bb}(t)$与真实地震子波的自相关相差较大，因此采用式（4—102）求取的反滤波因子$a(t)$是不可靠的，继而把反滤波因子$a(t)$作用于地震记录$x(t)$往往不能取得较好的反滤波效果。也就是说，对信噪比较低的地震记录进行脉冲反滤波处理后，其记录的信噪比大大降低。

通常，在反滤波处理之前，根据记录频谱分析结果，选取宽频带滤波器对记录$x(t)$进行频率带通滤波，滤除信噪比很低频率范围的噪声有助于准确地求取反滤波因子，提高反滤波处理的效果。理论上这种处理不利于使反滤波把地震子波压缩为理想的尖脉冲；实际上若记录本身的信噪比较低，即使反滤波的输出接近

于期望输出，也不能使反滤波后的记录达到最佳的分辨率（见式（1—104））。因此，在反滤波处理中，在提高记录分辨率的同时，要兼顾提高记录的信噪比，使反滤波处理达到较好的效果。

（3）最佳反滤波器的选取

在脉冲反滤波之前，一般需要进行反复试验以选取最佳反滤波器。试验可在共炮点记录或其它道集上做，也可在选取的一段水平叠加时间剖面上做。在试验中，依次选用不同的反滤波器对其做反滤波试验，对比试验结果从中选取最佳的反滤波器。选取最佳反滤波器的原则包括反射波的连续性，反射波组的相位压缩程度和记录的信噪比。选取反滤波器主要包括正确合理地选取反滤波因子长度，时窗长度和白噪声系数等。

A、反滤波因子长度

反滤波因子长度的合适与否是决定反滤波效果好坏的主要因素。一般说来，因子长度越长，求取的反滤波因子精度高，相位压缩程度高，有利于分辨薄层；但计算工作量大，且经反滤波处理后记录信噪比降低较严重。因子长度过长有可能使效果变差，其原因就是由于反滤波算子的偏置现象造成的。从式(4—94) 可以看出，当算子长度τ过大时，$x(t-\tau)$将进入其它时窗区，其效果相当于时窗界限选择错误。短的因子长度带来了较大的截断误差，不利于反射波相位的压缩。图4—27c表示了从主频为 100Hz 的反射资料中求取的反滤波因子，该因子的长度为 50ms。为了节省计算工作量，分析图4—27c 可以看出，选取约 30ms 长的反滤波因子是合适的。

反滤波因子长度随着反射波的频率而变化，在常规的地震资料处理中，反滤波因子长度约 100—300ms，而在高分辨率地震资料的数据处理中，反滤波因子长度约 15—40ms。反射波的主频越高，选取的反滤波因子就应越短，通常选用2—3个反射波周期长度做为反滤波因子长度。

B、时窗选取

一般情况下，脉冲反滤波因子是根据地震道上某一时窗内的

地震波形，采用式（4—102）计算得到的，并把计算得到的反滤波因子用于某一给定的时窗或整个地震道。通常把计算反滤波因子的时窗称为计算时窗，把应用反滤波因子的时窗称为应用时窗。

计算时窗应选取在记录信噪比高、反射波复合程度较低的部位，计算时窗长度通常不小于3倍长的算子长度，通常取5—6倍长的算子长度。

在浅层地震勘探中，由于子波形态变化不大，常把计算得到的反滤波因子作用于整个记录道进行反滤波处理。在煤田、钾盐和浅层油气高分辨率地震勘探中，由于子波形态是时变的，通常把地震道分成几个时窗，在每个时窗内求取反滤波因子，并把求得的反滤波因子作用于应用时窗，对地震记录进行反滤波处理。

应用时窗长度一般应大于计算时窗长度，并跨过计算时窗，选取应用时窗也应根据波形形态选取。在各应用时窗之间，要有一个合适的过渡带，否则在记录的过渡区将会造成畸变。在相邻应用时窗之间，反滤波进行内插处理。

C、白噪系数

一般情况下，计算得到的反滤波因子是不稳定的。可能有多种原因，某个频率成分为零振幅是其中之一。这是因为由于地震子波$b(t)$与反滤波因子$a(t)$的褶积为一尖脉冲$\delta(t)$，即

$$b(t) * a(t) = \delta(t) \qquad (4—103)$$

其对应的频率域关系为

$$B(\omega) \cdot A(\omega) = 1$$

或：

$$A(\omega) = \frac{1}{B(\omega)} \qquad (4—104)$$

可见当$B(\omega)$有零值时，反滤波因子$a(t)$就不稳定了。

为了解决反滤波因子不稳定或收敛慢的问题，在记录谱上简单地增加一些白噪声就可以了。这相当于在频率域内对记录的所有频率成分都加上一个不大的常数，而在时间域内相当于在道的

自相关函数的零延迟值上加上一个不大的值e（见式(4—102)）。白噪系数e的大小与记录的信噪比有关，当信噪比较高时其白噪系数e应取小些，当信噪比较低时白噪系数e值应取大些。白噪系数e值选得越大，则反滤波后的频谱保留原始谱的特点越多，分辨率不高，反之白噪系数选得越小，越能发挥反滤波的作用，分辨能力就越高。

在反滤波试验过程中，可根据以上所述的参数选取原则，选取不同的参数进行反复试验，以达到选择最佳反滤波器的目的。

在设计反滤波器之前，滤除强振幅的噪声是必要的，因为这些干扰波的振幅大，低频振幅常常很强，没有我们试图做反滤波的信号特征。

（4）反滤波的应用

反滤波因子选取的合适与否对反滤波处理效果影响很大，因此在反滤波处理前，应尽可能在不降低分辨率（即不严重衰减有效高频成分）的前提下，提高记录的信噪比，如对记录进行宽频带频率滤波或二维滤波处理等。为提高记录信噪比而进行的窄频带带通滤波处理是不能接受的。这是因为反滤波处理只恢复那些被减弱的频率，如果由于窄频带频率滤波滤除了有意义的频率成分，那么用反滤波方法恢复那些已丢失了的频率成分是毫无效果的。

因为动校正处理引起了波形拉伸畸变，其结果导致谱特征的变化，所以在动校正之前进行叠前反滤波处理有利于获得一个有代表性的反滤波因子。

由于水平叠加是一种线性运算，因此反滤波也可在叠加后做。水平叠加处理一方面压制了随机噪声，提高了记录剖面的信噪比，有利于求取反滤波因子；另一方面，水平叠加也衰减了弱振幅的有效高频信息，不利于使用反滤波处理恢复这些高频信息，特别是在动校正速度不准确、不能完全同相叠加地震反射波的情况下，叠加处理对高频信息衰减更严重。

同叠前反滤波一样，记录本身必须具有较宽的频带。若对叠

加剖面进行了窄频带滤波，叠加剖面上的弱高频信息被衰减了，则经反滤波处理后这种被衰减了的弱高频信息也不能成为有价值的信息。因此，在水平叠加处理后，应保持叠加剖面具有较宽的频带，并对该宽频带时间剖面进行反滤波处理。

图4—29表示了叠后反滤波前后的处理效果比较。从中可以看出，反滤波处理提高了记录分辨率。经反滤波处理后，反射波同相轴连片现象得到了改善，不同地层界面的反射波相互分开了。

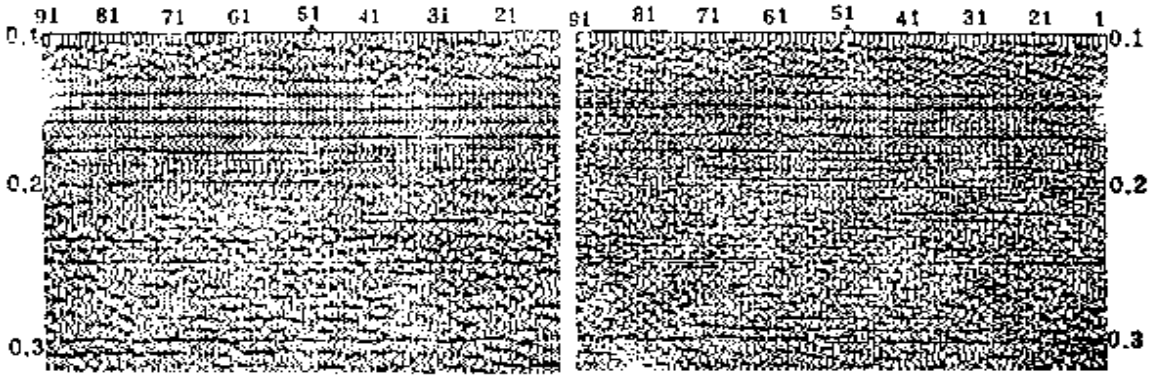


图 4—29　反滤波前(a)、后(b)处理效果的比较

一般说来，叠前反滤波处理的费用为叠后反滤波处理费用的n倍，当记录信噪比不太高时，叠后反滤波处理能够起到较好的作用。当记录信噪比较高时，叠前反滤波处理的效果通常好于叠后反滤波的效果。在某些情况下，叠前、叠后分别采用反滤波处理，可更好地提高记录的分辨率。

在脉冲反滤波处理中，时常出现反滤波效果不佳的情况。究其原因可能有以下几点：

A、记录本身的信噪比太低，求取的反滤波因子不可靠。

B、反滤波模型的假设有缺陷。脉冲反滤波假设地层信号谱和由此而得到的反滤波输出谱应该是完全的白噪谱，而实际情况下这是很难满足的。

若地震记录中多次波比较发育，可采用预测反滤波处理消除多次波。有关预测反滤波技术可参考其它文献。[2][6]

2．子波处理

在第一章第五节曾指出，零相位地震子波与其它相位子波比较，具有最好的分辨率。子波处理能够利用已知子波设计一个零相位整形滤波因子，把子波整形为与原子波具有相同振幅谱的零相位子波，其目的是为了消除或缓和子波的褶积作用，将复杂的地震波形变为零相位对称波形，使反射波能更好地与地质界面相对应。为进一步提高记录的分辨率，还希望在地震道的有效带宽范围内使子波尖锐化。

作为子波处理的基础资料，要求子波处理以前的各种处理采用宽高频技术，处理的每一步尽量保持记录的宽高频成分。如果在处理中压制了某些频率分量，利用子波处理再欲恢复这些频率将是困难的。

子波处理包括子波估算，设计整形滤波因子和整形滤波处理

（1）子波估算

准确求取地震子波是做好子波处理的关键。在子波处理中，估算子波的方法很多，下面仅对几种常用的估算子波的方法进行讨论。

①利用地震记录和测井资料求取子波

如果井中地层为均匀水平层状介质，并能从声波测井和密度测井资料得到井中的波阻抗曲线，在经过简单计算得到反射系数序列$R(t)$和从井旁地震记录选取记录$x(t)$以后，就可以用最小平方原理估算地震子波$b(t)$。

为求取地震子波$b(t)$，需使反射系数序列$R(t)$与估算子波$b(t)$褶积得到的估算地震记录$x'(t)=R(t)*b(t)$与实际地震记录$x(t)$之间的误差能量总和Q达到最小，即

$$Q=\sum_t[x'(t)-x(t)]^2=\min \qquad (4-105)$$

欲使Q最小，令$\frac{\partial Q}{\partial b_j}=0$，得

$$\sum_{\tau=-m}^{m} r_{RR}(\tau-l)b(\tau)=r_{xR}(l) \qquad (4-106)$$

其中 $r_{RR}(\tau-l)=\sum_t R(t-l)R(t-\tau)$ 为测井反射系数的自相关，$r_{XR}(l)=\sum_t x(t)R(t-l)$ 为测井反射系数与非旁地震道的互相关，$l=-m$，$-m+1$，…0，1，…$m-1$，m。

解（4—106）方程组，可求得地震子波$b(t)$。这种方法求得的子波不仅与记录信噪比和测井资料质量有关，而且还直接与测井资料深度-时间转换误差有关。当这种对井误差引起非旁地震道与反射系数二者非系统的错动时，求取的子波是多相位的。因此，需分层进行校正对井时间偏差。

②用多道自相关统计平均求取子波

设$r_{x_ix_i}(\tau)$表示第i个记录道x_i的自相关，则N个记录道自相关的统计平均$r_{bb}(t)$为

$$r_{bb}(t)=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} r_{x_ix_i}(t) \qquad (4—107)$$

其中$r_{x_ix_i}(\tau)=\sum_t x_i(t)x_i(t+\tau)$，记录$x_i$自相关$r_{x_ix_i}(\tau)$的中心部分（$\tau=0$附近）代表了子波的自相关。各记录道自相关的中心部分应具有很高的相似程度，距中心部分较远处反映了由于短计算时窗所引起的残余信息及各种干扰波所产生的影响，彼此不相关，经N个记录道的自相关函数叠加后，这些不相关的干扰信息被大幅度压制。

图4—30为不同情况下单道自相关和多道自相关平均的比较。从中可以看出，倾斜地层和低信噪比地震记录的单道自相关，相邻道之间的波形有显著差异，而信噪比高的地震记录的相邻道自相关比较接近。因此，使用多道自相关平均，可降低地层、噪声和计算时窗等因素的影响，有利于实现准确的子波自相关。

由子波自相关函数$r_{bb}(t)$确定最小相位子波的方法有多项式求根法、最小平方法和计算子波实倒谱等方法。下面主要对使用最小平方法提取最小相位子波讨论如下。

设$b(t)$为物理可实现信号，即$0<\sum_{t=0}^{\infty} b^2(t)<+\infty$，$b(t)$可

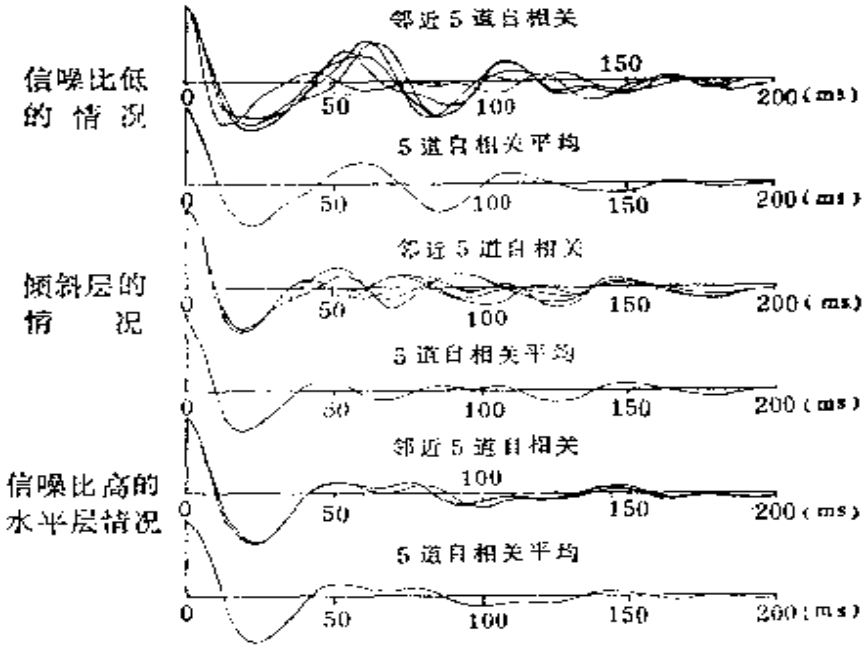


图 4—30 单道自相关和多道自相关平均的对比情况

以分解为一个纯相位信号$g(t)$与最小相位信号$b_0(t)$的褶积[5]，即

$$b(t)=g(t)*b_0(t) \qquad (4—108)$$

由于$g(t)$为纯相位信号，故$|G(f)|=1$，$r_{gg}(t)=g(t)*g(-t)=\delta(t)$，由（4—108）可知

$$r_{bb}(t)=b(t)*b(-t)=g(t)*b_0(t)*g(-t)*b_0(-t)$$

$$=r_{b_0b_0}(t) \qquad (4—109)$$

$$b_0(t)=b(t)*g(-t) \qquad (4—110)$$

设$a_0(t)$是$b_0(t)$的反滤波因子，即$b_0(t)*a_0(t)=\delta(t)$，故

$$b(t)*a_0(t)=g(t)*b_0(t)*a_0(t)=g(t) \qquad (4—111)$$

由（4—110）和（4—111）式求得

$$b_0(t)=b(t)*b(-t)*a_0(-t)=r_{bb}(t)*a_0(-t) \qquad (4—112)$$

设$a_0(t)=\lambda a(t)$，因$a_0(t)$是最小平方反滤波因子，故$a(t)$也是最小平方反滤波因子，两者之间仅差一比例因子λ。由于$a(t)$是最小相位信号$b_0(t)$的反滤波因子，故可采用适合于最小相位信号的最小平方滤波方程（4—102）求得

令

$$\tilde{b}_0(t)=r_{bb}(t)*a(-t) \qquad (4—113)$$

则由（4—112）式可得

$$b_0(t)=\lambda\tilde{b}_0(t) \qquad (4—114)$$

其中 $\lambda=\left\{\frac{r_{bb}(0)}{\sum_t(\tilde{b}_0(t))^2}\right\}^{1/2}$。通过（4—114）式可求得最小相位子波$b_0(t)$。

③利用统计平均法求子波

在地震记录道上选取信噪比高，波形简单的反射时窗段，用多道统计平均方法求取子波。在选取反射段时，最好选择来自两个厚地层分界面的强反射波，不应有薄层的调谐影响。

用于统计子波的地震资料，在处理中应尽量保持宽高频，频率带通滤波应选取宽高频滤波门。滤波门窄了，延续相位多，不利于子波统计。

（2）子波处理方法

子波处理是以地震道的褶积模型（4—93）为基础的。子波处理的方法很多，下面重点对多道自适应子波处理的方法讨论如下。

设地震记录为$x(t)$，双边整形反滤波因子为$a(t)$，零相位期望输出为$d(t)$，$a(t)$与$x(t)$的褶积为子波处理结果$y(t)=x(t)*a(t)$。根据最小平方原理，可求得双边反滤波因子$a(t)$，即

$$Q=\sum_t[x(t)*a(t)-d(t)]^2=\min$$

最小化后可导出$2m+1$个未知数，$2m+1$个线性方程组

$$\sum_{\tau=-m}^{m}r_{xx}(\tau-l)a(\tau)=r_{dx}(l) \qquad (4—115)$$

其中 $r_{xx}(\tau-l)=\sum_t x(t-\tau)x(t-l)$为地震记录$x(t)$的自相关，$r_{dx}(l)=\sum_t x(t-l)d(t)$为地震记录$x(t)$与期望输出$d(t)$的互相关，$l=-m,-m+1,\cdots,0,1,\cdots m-1,m$。

根据假设条件（4—97）和（4—98）式，方程（4—115）可写成如下形式：

$$\sum_{\tau=-m}^{m} r_{xx}(\tau-l)a(\tau)=r_{db}(l) \qquad (4—116)$$

上式的频率域表示形式为

$$R_{xx}(f)\cdot A(f)=R_{db}(f) \qquad (4—117)$$

求得

$$A(f)=\frac{R_{db}(f)}{R_{xx}(f)}=\frac{B^*(f)}{|B(f)|^2+R_{nn}(f)}\cdot D(f) \qquad (4—118)$$

其中$B^*(f)$是子波$b(t)$傅里叶变换的复共轭，$R_{nn}(f)$是地震噪声的自相关谱，$A(f)$、$B(f)$、$D(f)$、$R_{xx}(f)$和$R_{db}(f)$分别是$a(t)$、$b(t)$、$d(t)$、$r_{xx}(t)$和$r_{db}(t)$的傅里叶变换。

从式（4—118）可知，双边反滤波算子$a(t)$对于地震噪声是自适应的。

在记录长度或计算时窗长度有限的情况下，对于地震道的假设条件（4—97）和（4—98）式是不严格成立的，为了更好地满足对地震道的假设条件，使用（4—107）式求取多道地震记录$x_i(t)$的自相关代替单个地震道记录$x(t)$的自相关。利用多道自相关平均值设计整形滤波算子，可降低由计算时窗引起的算子估算方差，改善剖面的连续性。

在使用（4—116）式求得双边整形反滤波因子$a(t)$后，与记录$x(t)$进行褶积处理，就完成了子波处理。由于反滤波因子$a(t)$是双边的，所以子波处理结果显然是零相位的对称波形。

五、水平叠加

水平叠加时间剖面质量的好坏与共深度点道集内地震反射波能否同相叠加有关，为使同一共深度点道集内的反射波进行同相叠加，在水平叠加处理前，必须进行静校正和动校正等处理。

1.野外静校正

几何地震学的理论都是假设地面为水平面、表层介质均匀。实际情况并非如此。地形起伏不平、低降速带厚度及速度变化剧烈都会严重影响地震叠加剖面的质量。在高分辨率地震勘探中，由于获取的反射波频率高，周期短，这些地表因素的变化和不均匀性对反射波的同相叠加影响更大。野外静校正就是要消除其表层因素的影响，从而改善地震剖面的叠加质量。

在计算静校正值时要选定一个平面作为基准面，将所有的激发点和接收点都校正到这个基准面上，并用低降速层以下的地层速度代替低、降速层的速度，把由于低、降速带引起的时间延迟校正掉。

在计算静校正量时，通常假设地震波在表层低速带中的传播射线路径是垂直的。由于这种假设很接近于实际情况，因此这种假设引入的误差很小。总的静校正量Δt由炮点校正值Δt_s和检波点校正值Δt_r组成，如图4—31所示。

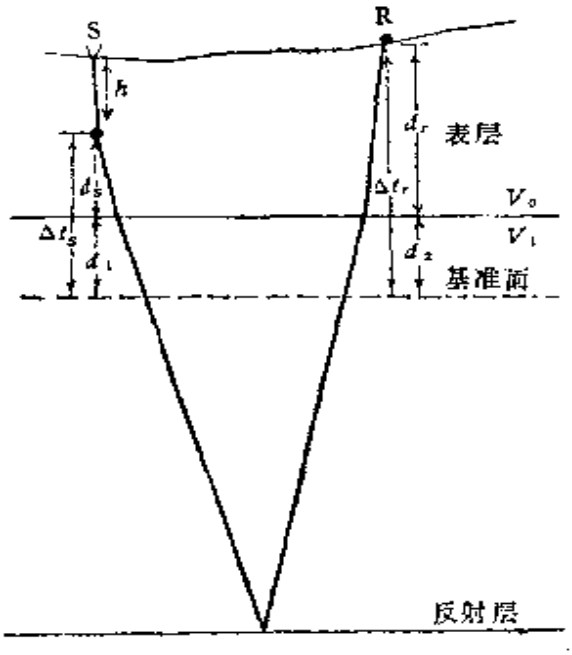


图 4—31　静校正示意图

$$\Delta t = \Delta t_s + \Delta t_r \qquad (4—119)$$

根据图4—31所示的简单几何关系，可以很容易地求出炮点和接收点静校正量

$$\Delta t_s = -\left(\frac{d_s}{V_0} + \frac{d_1}{V_1}\right) \qquad (4—120)$$

$$\Delta t_r = -\left(\frac{d_r}{V_0} + \frac{d_2}{V_1}\right) \qquad (4—121)$$

当炮井深度穿过风化层时，这时炮点静校正量为

$$\Delta t_s = -\frac{d_1'}{V_1} \qquad (4—122)$$

其中d_i'为炮井井底到基准面的垂直距离。

对于非爆炸地面震源，炮点深度h等于零。浅层地震勘探大都采用地面激发震源。

在野外静校正处理时，首先对共深度点道集进行选排，找出每一道的炮点和检波点的位置，求出相应的炮点和检波点的静校正量之和，然后从记录道中减去（或加上）相应的静校正量，从而实现野外静校正处理。

2.动校正、切除

由式（3—3）可知，共深度点反射波时距曲线方程为

$$t_i=\sqrt{t_0^2+\frac{x_i^2}{V^2}}$$

由此可求得记录道的动校正量Δt_i为

$$\Delta t_i=\sqrt{t_0^2+\frac{x_i^2}{V^2}}-t_0 \qquad (4—123)$$

通过计算每道中的动校正量值Δt_i，并从每道t_i时间处减去Δt_i值，就实现了动校正处理。

一般情况下，由于深层的速度大于浅层的速度，因此对于同一记录道而言，浅层波组的动校正量大于深层波组的动校正量。在浅层地震勘探中，由动校正引起的浅层波组拉伸现象比较严重，尤其是在远炮点接收点上。一种认为可以减小有效波波形拉伸的方法就是对有效波组进行整体搬家处理。

从式（4—123）可知，合适的动校正量取决于动校正速度函数V，当动校正量合适时，能够把同一共深度点道集内反射波旅行时间校正为双程垂直旅行时间，即剩余动校正量为零。图4—32表示了静校正和动校正处理对一个CDP道集的影响。

在动校正处理后，显示未经水平叠加的共深度点道集，有利于研究动校正速度是否合适。若采用的动校正速度合适，在CDP道集内的反射波同相轴经动校正处理后，各道之间的时差为零，因此可达到同相叠加，反之若动校正速度不合适，经动校

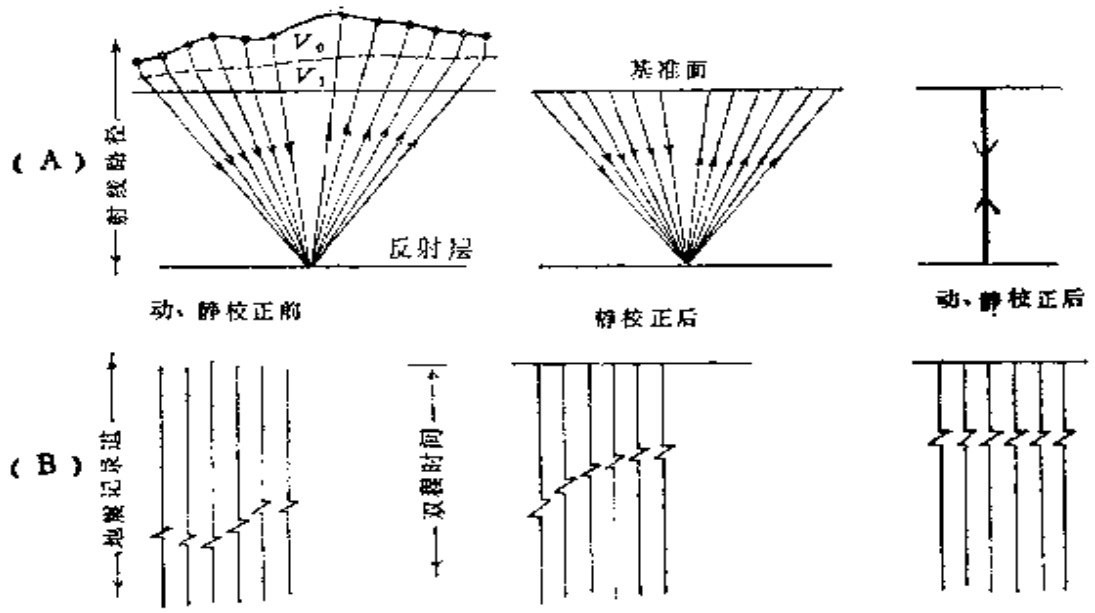


图 4—32 静校正、动校正对一个CDP道集的影响
(A)射线图； (B)反射记录

正处理后CDP道集内的各道之间仍存在有时差，这时需重新调整动校正速度。

在水平叠加处理前，还需要切除各种干扰波，提高记录的信噪比。

在浅层高分辨率地震资料处理中，切除主要有以下几种作用：（1）切除强振幅的初至波。这些初至波一般是浅层折射波和直达波等干扰波。（2）切除因动校正处理而引起的波形畸变部分，动校正拉伸畸变部分通常在动校正程序内切除。（3）切除浅层宽角反射波，因为浅层宽角反射波常发生相位畸变。（4）当震源干扰波振幅强且采用二维滤波滤除该干扰波困难时，有时采用内切除的方法，切除震源干扰波，以防止强振幅的相干干扰波参与水平叠加处理。

切除处理会使切除后的记录道不连续而增加高频成分。为消除这种影响，在切除处理时，通常要乘上一个斜坡函数。图4—33表示了一个切除函数。在切除函数中所指的时间就是第一个非零采样点的时间E_1，振幅为100%的第一个采样点位于在时间E_1+

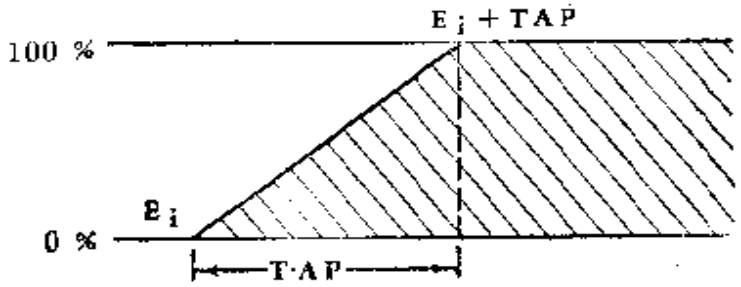


图 4—33 切除函数示意图

TAP处，即切除时间加上斜坡长度 TAP。这种切除处理不但消除了因切除所引起的记录道不连续，而且还保护了与初至波相距较近的浅层反射波。

3.剩余静校正

由于野外测得的静校正值不一定准确，特别是低降速带的厚度和速度往往测不准确以及在计算静校正量中，地震波在表层传播时射线路径是垂直的假设等因素使得野外静校正不能完全消除表层因素的影响，即经野外静校正处理后还存在有剩余静校正量。另外，动校正处理采用的速度不准确，也会产生剩余动校正量。这些剩余校正量对频率高、周期短的高分辨率资料的叠加质量影响很大。在动、静校正处理后，进行自动剩余静校正处理是必要的。

在剩余静校正分析处理时，应注意剩余静校正分析时窗的选取和静校正量值对剩余静校正处理的影响。

（1）时窗的选取

静校正处理对于每个记录道的校正值从浅到深都是相同的，不随着记录时间而变化，这一点不同于动校正。剩余静校正值通常是在一指定时窗内计算的，并把计算得到的剩余静校正值对整个记录道进行校正。为了使计算的剩余静校正值能真正反映记录道中的剩余时差，需要把分析时窗选取在反射波组能量强、连续性好、波形稳定、倾角小和反射波主频较高的层段上，程序在选取的分析时窗内进行互相关运算求取剩余静校正量。

剩余静校正分析时窗可通过预叠加或显示单道集剖面选取。分析时窗可以人工选取，也可由计算机自动拾取。一般情况下大都采用人工选取。

（2）静校正量对剩余静校正处理的影响

在确定分析时窗后，求取剩余静校正量之前，需建立模型道。一种形成模型道的方法就是先把属于同一个共深度点道集的分析时窗内的波形按样点顺序对应相加，然后再把N个共深度点道集内的叠加波形再相加起来。参考叠加波形$F(t)$为

$$F(t)=\sum_{j=1}^{N} f_j(t) \qquad (4—124)$$

其中，$f_j(t)=\sum_{i=1}^{n} x_i(t)$，$n$为共深度点叠加次数，$x_i(t)$为第$j$个共深度点道集内各记录道分析时窗内的波形，$f_j(t)$为第$j$个共深度点道集记录的叠加波形。

由于模型道是把大量的记录道叠加起来形成的，故使随机噪声和剩余静校正量在叠加中受到压制，其统计平均值通常趋于零。

对反射波来说，在选定的反射时窗内，单个记录道的反射波形和模型道的波形都是来自同一个反射界面的反射信息或叠加信息，它们的波形之间具有一定的相似性。因此，在互相关运算中可用互相关函数极大值的位置求出两相似波形的时差，此时差就是记录道的剩余静校正量。

设分析时窗内模型道波形为$F(t)$，记录道波形为$x(t)$，互相关函数为$\phi_{xF}(\tau)$

$$\phi_{xF}(\tau)=\sum_{i=1}^{N} x(i\Delta t+\tau\Delta t)F(i\Delta t) \qquad (4—125)$$

其中，$\tau=0,\ \pm1,\ \pm2,\ \cdots\pm T$，$T$为最大时移的绝对值。$N$为两波形相关运算时窗长度。

习惯上把第一个函数$x(t)$相对于第二个函数$F(t)$向右移时的

时移称为正值。需要指出的是，当两波形间的相对时差小于反射波的半个周期时，采用互相关方法能够有效地计算剩余静校正量，如图4—34所示。从图4—34a中，可准确地确定剩余静校正量为－2。当两波形间的相对时差大于反射波的半个周期时，采用互相关方法就不能有效地计算剩余静校正量，如图4—34b所

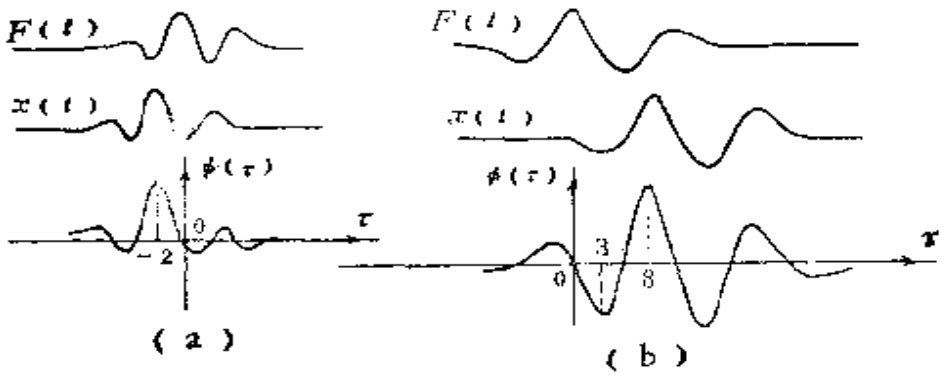


图 4—34　互相关方法计算两波形间时差

示。根据图4—34b确定的剩余时差为＋3，而不是真正的剩余静校正量＋8。

在高分辨率地震勘探中，由于获取的反射波频率高，周期短，不太大的剩余时差都可能引起采用互相关方法求取错误的剩余静校正量。因此，野外静校正和精确的动校正在高频地震资料的数据处理中显得更加重要。

因为记录道剩余静校正量包括炮点和接收点分量，在求出各记录道相对模型道的时差后，还要应用统计原理从时差中分离出炮点和接收点的剩余静校正值，供剩余静校正处理时使用。

图4—35表示的是在地表非常平坦的条件下，自动剩余静校正处理前后的叠加时间剖面。从中可以看出，自动剩余静校正处理提高了地震时间剖面的信噪比。

在记录信噪比较低的情况下，需迭代进行静校正处理，其处理流程框图如图4—7所示。剩余静校正与速度分析之所以要进行迭代处理，是因为它们之间有内在的联系。剩余静校正能提高速度分析的质量，而准确的速度又能改善剩余静校正量的求取，

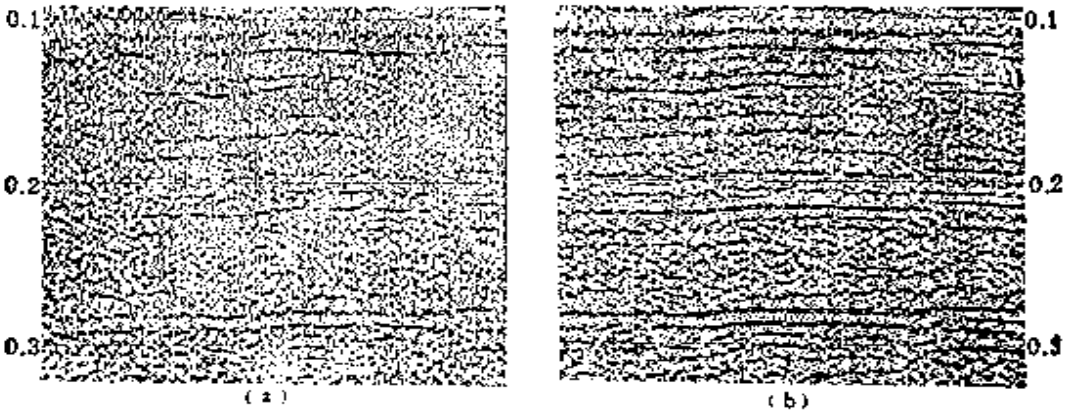


图 4—35　自动剩余静校正前(a)、后(b)的叠加时间剖面

迭代处理的最终目的是为了达到最好的叠加效果。

自动剩余静校正处理虽提高了记录的信噪比，但另一方面由于该处理具有低通滤波特性，容易模糊掉一些有意义的较小地质构造，如落差较小的断层等，这对于高分辨率地震勘探是不利的。因此，在高分辨率地震反射资料的数据处理中，要注意自动剩余静校正处理对有意义的小地质构造的影响。在某些情况下，分析对比剩余静校正处理前后的叠加时间剖面，可确认一些有意义的较小地质构造是否被自动剩余静校正处理模糊掉了。当然，在记录时间剖面信噪比较低的情况下，既使有一些幅度较小的地质构造也不能被可靠地识别出来。因此，在高分辨率地震勘探中，获得高信噪比的地震记录是必要的。

4.水平叠加

在对各记录道进行动静校正处理之后，CDP道集内各记录道上的有效波时差已被消除，而无规律的随机干扰仍无规律，多次波经动校正处理后仍存在有剩余时差。采用水平叠加处理能够消除随机噪声和衰减多次波，有效地提高记录的信噪比。

设有n个属于同一共深度点道集的记录道x_i，经过动静校正后的水平叠加记录道$x_{\Sigma i}$为

$$x_{\Sigma i}=\frac{1}{n}\sum_{j=1}^{n}x_{i,j} \qquad (4—126)$$

其中，i表示抽样序号，j表示CDP道集内记录道的序号，$x_{i,j}$表示经动、静校正后的第j道第i个地震波振幅离散值，n是CDP道集内的记录道数。

水平叠加效果的好坏与动校正、静校正和不正常道的剔除等因素有关，特别是动校正处理与有效波能否同相叠加关系密切，而动校正精度与速度密切相关。图4—36表示了动校正速度对水平叠加的影响。显然，只有采用最佳速度进行动校正，使剩余动校正时差为零，才能使叠加道的幅度最大。过高或过低的动校正速度都不能使CDP道集内的反射波进行同相叠加。采用的速度精度越低，其叠加效果就越差。若进行了最佳的动校正和静校正处理，叠加后记录的信噪比将改善$\sqrt{n}$倍（n为叠加次数）。

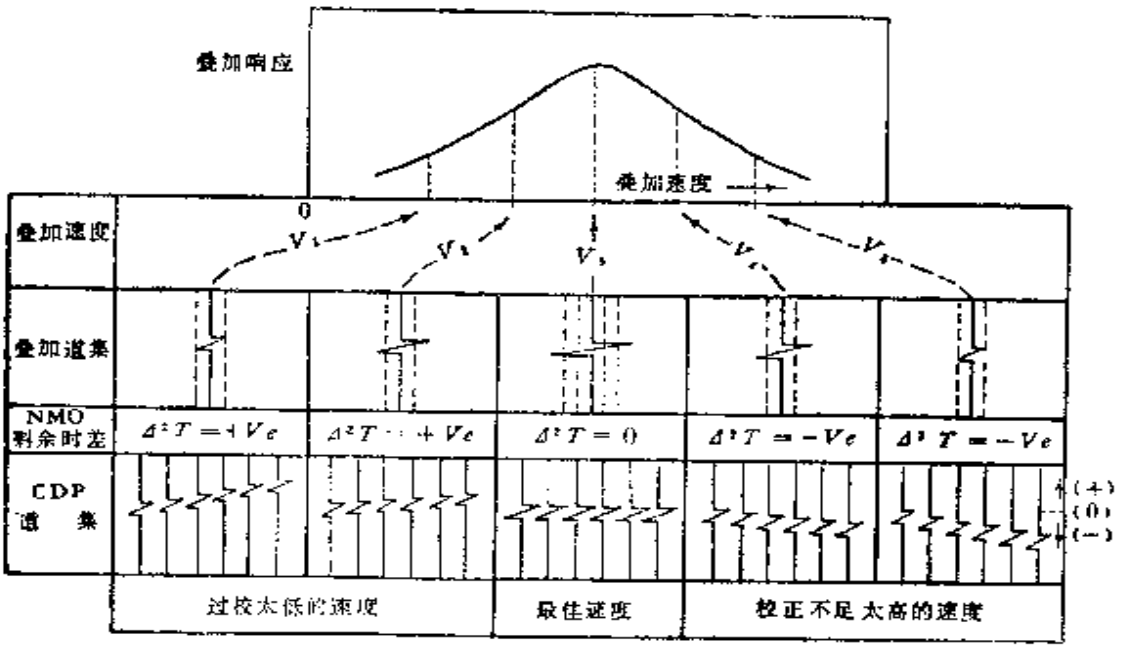


图 4—36　动校正速度对叠加效果的影响

尽管我们在水平叠加前做了剩余静校正，但记录剖面中仍残留着较小的剩余静校正量，使得水平叠加过程会损失一定的高频信息。为提高地震记录的分辨率，叠后应进一步对高频进行恢复，但要特别注意信噪比问题。

第四节　解 释 处 理

所谓解释处理就是为了消除叠加时间剖面上的某些模糊特征和进行正确地质解释而做的一些数据处理，包括偏移、时深转换和地震模拟处理等。

一、偏　　移

经过共中心点水平叠加的时间剖面近似相当于自激自收（即零炮检距）的时间剖面。在这种剖面上，各个地震道代表了地面接收点接收到的沿反射界面法线传播的地震波，并把它们垂直地显示在地面接收点的正下方。这种显示方式，对于水平反射界面来说，地质界面上反射点位置与水平叠加时间剖面上显示的反射点位置都在接收点的正下方，两者位置是一致的，没有发生偏移问题。但当界面倾斜时，接收点所接收到的反射点信息还是被显示在接收点的正下方，而实际地质剖面上的反射点并不在接收点的正下方，也就是说地质剖面和叠加剖面上反射点的位置是不一致的，空间位置发生了偏移。反射界面的倾角也发生了变化，如图4—37所示。

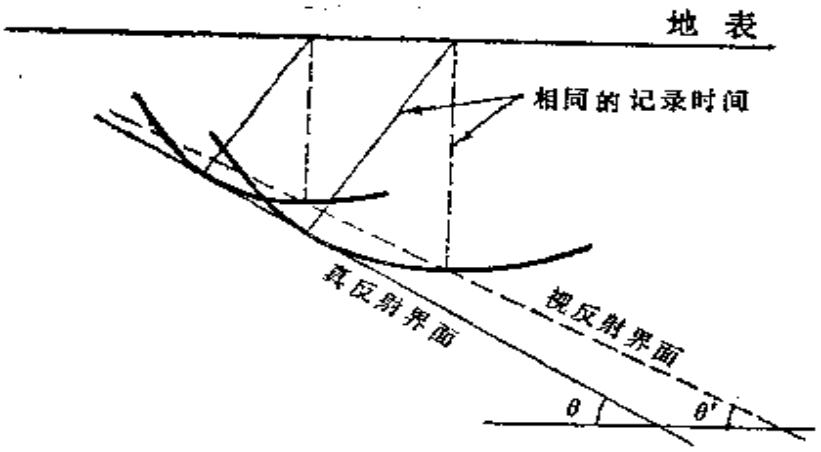


图 4—37　在非偏移剖面上地质构造的畸变

此外，还存在有断点和尖灭点引起的绕射波，凹陷形成的回

转波或能量汇聚现象，背斜产生的能量发散以及复杂地质构造引起的能量干涉现象等。这些现象严重降低了记录剖面的横向分辨率，给正确解释地质构造带来了困难。

为了将时间剖面上的同相轴从最初不正确的共中心点位置校正到正确的位置，就需要对叠加时间剖面进行偏移处理。现代偏移方法不仅能够校正反射界面的位置，而且还具有瓦解干涉波、收敛绕射波、校正不正确的波振幅和改善时间剖面横向分辨率等功能。

1.偏移实现方法和应用

随着计算机硬件的进步以及计算方法技术的不断完善，目前采用最多的偏移处理是波动方程偏移。波动方程偏移的过程可以认为是类似于把各个叠加道反向地从各个位于每一检波器的位置上的一个点源又重新辐射到地下的过程。当波到达它们地下的开始位置时，所得到的像表示所有散射和反射界面的真实位置和结构。若把波场向下延拓到达它们地下的开始位置时的时刻定义为$t=0$，则取$t=0$时刻的延拓波场就是我们所要的偏移结果。

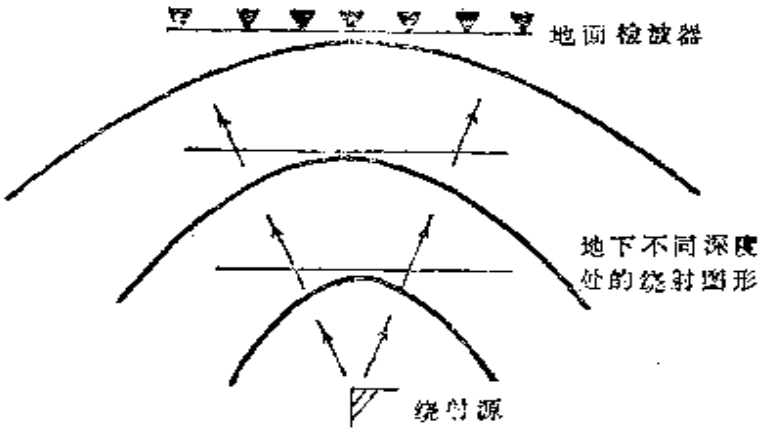
图4—38a表示产生一个向上传播波场的点绕射体，但其速度只有正常情况下与地质剖面有关的速度的一半。在地面上检波器记录到一个其顶点时间与绕射源深度成比例的绕射响应。图4—38b表示检波器深度逐渐加深时的响应图形，随着深度的增加，响应图形逐渐缩小，直到检波器最终与震源处于相同深度位置为止。

在二维偏移中，要求解的标量波动方程为

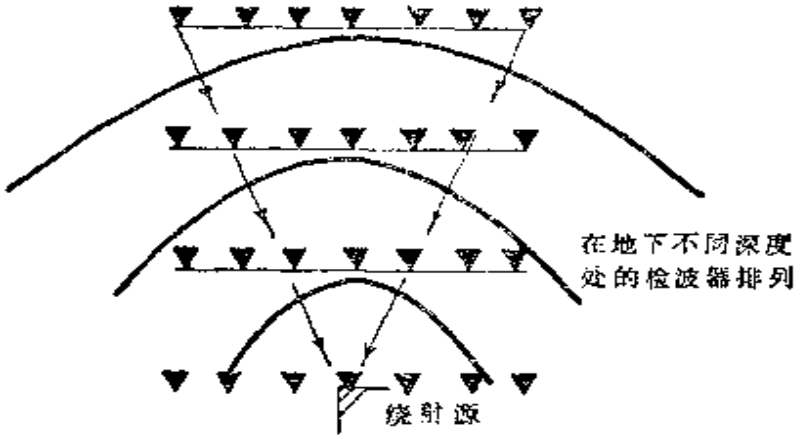
$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 u}{\partial z^2}=\frac{1}{V^2}\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} \qquad (4—127)$$

由于水平叠加剖面上的时间是双程旅行时，而波动方程是按单程时间计算的，进行半速代换后，式（4—127）为

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 u}{\partial z^2}=\frac{4}{V^2}\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} \qquad (4—128)$$



（a）向地面追踪波场



（b）向震源追踪波场

图 4—38　波动方程偏移

因在波场延拓时只处理记录到的上行波（自地下界面返回到地面的波动），在一定的情况下，采用坐标变换法可把式（4—128）简化为仅适合上行波的形式

$$\begin{cases} x' = x \\ \tau = \dfrac{z}{V/2} \\ t' = t + \dfrac{z}{V/2} \end{cases} \tag{4—129}$$

这里第二式是把方程中的深度坐标变换为时间坐标，第三式就是上行波的坐标变换。

设上行波变换后，原坐标系（x, z, t）中的波场$u(x, z, t)$用$\hat{u}(x', \tau, t')$表示，由于坐标变换不改变实际波场，故

$$u(x, z, t) = \hat{u}(x', \tau, t')$$

由复合函数微分法可求得与式（4—128）相对应的变换后的上行波波动方程为

$$\frac{\partial^2 \hat{u}}{\partial x'^2} + \frac{4}{V^2} \frac{\partial^2 \hat{u}}{\partial \tau^2} + \frac{8}{V^2} \frac{\partial^2 \hat{u}}{\partial \tau \partial t'} = 0 \qquad (4—130)$$

为书写方便，以u、x和t分别代替式（4—130）中的$\hat{u}$、x'和t'，则式（4—130）可简写成

$$\frac{V^2}{8} u_{xx} + \frac{1}{2} u_{\tau\tau} + u_{\tau t} = 0$$

可以证明，当上行的平面波的传播方向与垂直方向之间的夹角较小时，$u_{\tau\tau}$可忽略不计，因此，可得上行波的近似方程为

$$\frac{V^2}{8} u_{xx} + u_{\tau t} = 0 \qquad (4—131)$$

方程式（4—131）适用于地层倾角小于15°的波动方程偏移。

分别对式（4—130）求t和z的偏导数，略去对z的三次微商，可求得有限差分法波动方程偏移的45°近似方程

$$\frac{\partial^3 u}{\partial z \partial t^2} - \frac{V^2}{16} \frac{\partial^3 u}{\partial x^2 \partial z} + \frac{V}{4} \frac{\partial^3 u}{\partial x^2 \partial t} = 0 \qquad (4—132)$$

为求解方程式（4—131）或（4—132），还必须给出定解条件，已知初始条件和边界条件是：

（1）记录最大时间以外的波场为零，即

$$u|_{t \leq 0} = u|_{t > t_{max}} = 0$$

（2）测线两端外侧的波场为零，即

$$u|_{x < x_{min}} = u|_{x > x_{min}} = 0$$

（3）地面观测到的地震记录是给定的边界条件，即$\tau = 0$时的波场值$u(x, 0, t)$为已知。

（4）当$t = \tau$时的波场函数$u(x, \tau, \tau)$所组成的剖面就是偏移后的输出剖面。

根据给定的定解条件，采用有限差分法，求解式（4—131）或（4—132），就可实现波动方程偏移处理。有限差分法波动方程偏移是求解波动方程的一种近似数值解法。在空间和时间差分间隔（空间差分间隔Δx——道间距的一半，时间差分间隔Δt——采样间隔）和延拓步长$\Delta\tau$满足一定条件下，所求得的波动方程近似解收敛于真解。一般说来，网格剖分越细，精度越高，但计算工作量也越大。比较式（4—131）和（4—132）可以看出，波动方程的近似程度与省略去的对z的微商阶数有关。波动方程的近似程度越高，适用的偏移倾角就越大，偏移处理效果就越好。

在有限差分法波动方程偏移中，影响偏移效果的主要因素有偏移速度和延拓步长。延拓步长$\Delta\tau$的大小直接影响着纵向分辨率、频散误差、计算误差和计算速度等。高分辨率地震反射波频率高，周期短，一般应采用较短的步长，提高差分网格剖分的精细度，从而提高偏移处理的效果。理论上，偏移速度应选取地下地层的真实速度，由于地下地质构造是未知的，因此不可能事先知道地层的速度结构。在实际处理中，常采用不断修改偏移速度的方法，以改善偏移剖面的质量。

有限差分法波动方程偏移方法简单，产生的偏移噪声低，形式上能适应纵、横向上的速度变化。其缺点是受地层的倾角限制，对资料的质量要求较高，对不均匀的地震信息和所谓的野值反应灵敏。

在波动方程偏移中，除广泛采用有限差分法外，克希霍夫积分法和f-k偏移方法也得到了较好的应用。

克希霍夫积分法偏移利用了波动方程克希霍夫积分形式的解，按物理地震学波传播的规律对水平叠加时间剖面进行偏移。它把分散在地表各地震道上同属于一个绕射点的信息聚集到一起置于地下相应的物理绕射点上。该偏移方法能适应任意倾角的反射界面，对剖分网格要求较灵活；缺点是费时，难以处理横向速度变化的情况，偏移噪声大，划弧现象严重，偏移孔径选取的合

适与否会大大影响偏移剖面的质量。

图 4 —39表示了有限差分法和克希霍夫积分法偏移处理效果的比较。与有限差分法相比，克希霍夫积分法偏移噪声大，划弧现象严重。与叠加剖面（图4—39a）比较，两种偏移方法的处理结果的横向分辨率显然都提高了。

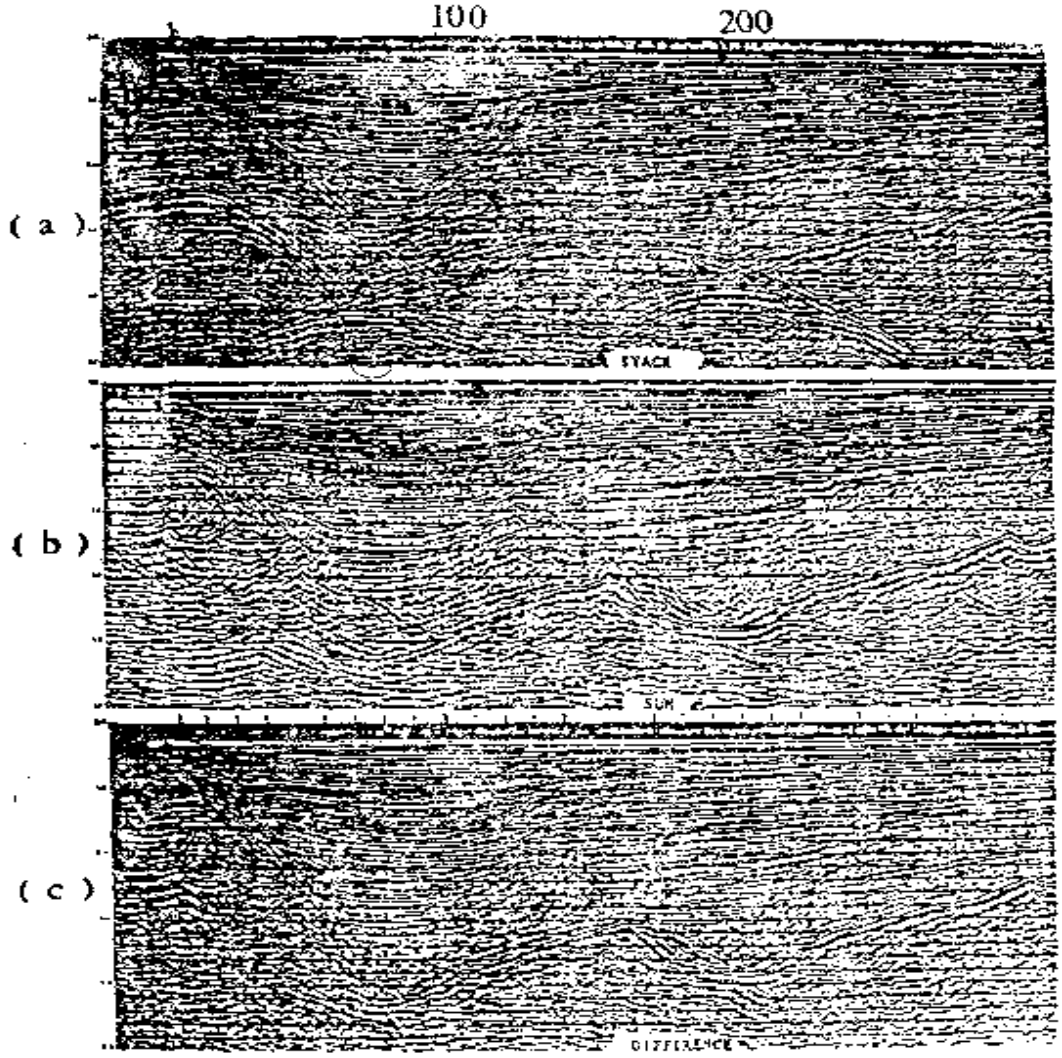


图 4—39　积分法和有限差分法偏移结果的比较
（据Reilly and Greene, 1976）

f–k偏移是利用傅里叶变换将t–x域中的波动方程变换到f–k域，使之在f–k域对地震资料进行偏移后，再反变换到t–x域，从而得到最终偏移剖面。该方法的优点为耗时少，计算效率高，无

地层倾角限制，精度高，计算稳定性好。其缺点是难以适应横向速度变化，且对偏移速度误差较敏感。

2.存在问题

在波动方程偏移处理中，偏移处理效果除与所采用波动方程的近似程度、计算方法和适用条件等因素有关外，还与所使用的偏移速度有关。若采用的方法合适，偏移速度正确，偏移处理能够达到提高地震记录横向分辨率的目的。反之，则不能。

在浅层地震资料的数据处理中，由于不易准确求取地震波的速度，因此浅层地震反射资料的偏移效果主要受偏移速度的限制。如何准确地求取地层的速度是取得较理想偏移效果的关键。

在二维地震勘探中，常常会记录到侧面反射波，侧反射本身反映了勘探测线侧面的地质信息。从勘探角度来说，它反映了真实的地下地质情况，是有用的信息；但在二维地震勘探中它被视为干扰波。由于侧反射和正常的反射波特征相同，是相干波，因此采用二维偏移处理不能使侧反射波在三维空间得到正确的归位，这是二维偏移处理失败的一种情况。

偏移处理失败的另外一个因素与水平叠加时间剖面的质量和记录的时间分辨率有关。从式（1—95）可知，偏移剖面的横向分辨率与时间分辨率有关，若对叠加时间剖面进行了窄频带滤波，降低了记录剖面的时间分辨率，对这种低分辨率的时间剖面进行偏移处理，不会达到理想的横向分辨率。叠加剖面的信噪比也影响了偏移处理效果。

二、时深转换

若偏移时间剖面上的反射波已归位到正确位置，绕射波已收敛到一点，偏移剖面上反映的地质构造特征基本上反映了真实的地质构造。因此，对偏移剖面进行时深转换是获取真实可靠地质解释的重要依据，特别是在地层倾角较大，地质构造比较复杂的情况下更是如此。

时深转换处理的一个重要因素是转换速度。速度的变化对于深度的转换是很敏感的。使用的转换速度应尽可能接近于地层的速度。当沿着地震测线对某一个特定界面用某种方法求取地层速度时，一般说来是相当分散。在时深转换前，需要将这些数据加以平滑处理。

时深转换通常是由某一地质单元的层速度V_i乘以地震波在该地质单元的单程旅行时间t_i，得到该地质单元的厚度，然后对全部地质单元的厚度求和，即

$$h_n = \sum_{i=1}^{n} t_i V_i \qquad (4—133)$$

其中h_n是到第n层地层底界面的深度。

若均方根速度或平均速度是有效的，使用式（4—24）或（4—26）可求取层速度V_i。

在时深转换处理中，使用式（4—133）把时间剖面转换成深度剖面。

在实际解释工作中，有时使用平均速度V_{av}对某一反射界面进行深度转换。

三、地震模拟

地震模拟处理即正演模拟，它是根据已知的测井资料或地质资料，按照可能的地层岩性组合假设地层厚度、密度和速度，建立一种地震模型，并做出相应的理论地震记录道。把这种理论地震记录道与实际的地震时间剖面记录道相比较，并不断调整模型的有关地层厚度、密度和速度等参数，直至理论记录道与实际记录波形特征呈现最佳拟合为止。这时经过调整的地层岩性剖面模型就被认为是地层岩性解释的结果。

进行理论地震记录计算的基本假设是地质剖面是由许多薄层组成的，每一薄层都具有相同的波阻抗，穿过成层介质传播的入射波的能量在每个波阻抗界面处发生部分反射，其反射波的振幅和相位与波阻抗界面的反射系数有关。此外，由于实际地震记录

还受到大地滤波特性和收录系统的响应特性的影响，因此地震记录$f(t)$应是地震子波$s(t)$与反射系数$R(t)$、大地滤波因子$h(t)$和收录系统响应特性$e(t)$的褶积，即

$$f(t)=s(t)*R(t)*h(t)*e(t) \qquad (4—134)$$

若在数据处理中，大地滤波因素和仪器收录系统的响应特性$e(t)$已得到了相应补偿，则地震记录道$f(t)$为

$$f(t)=s(t)*R(t) \qquad (4—135)$$

根据式（4—135）就可计算理论反射波形，即合成地震记录。其中反射系数能够从速度和密度测井资料求得，即

$$R=\frac{\rho_2V_2-\rho_1V_1}{\rho_2V_2+\rho_1V_1} \qquad (4—136)$$

上式也可近似表示为

$$R\doteq\frac{\Delta(\rho V)}{2(\rho V)}=\frac{1}{2}\Delta\ln(\rho V) \qquad (4—137)$$

实际上，地层的密度随着深度的变化较小，因此在没有密度测井资料时，把密度ρ作为常数参考不会严重地影响反射系数，这时

$$R\doteq\frac{V_2-V_1}{V_2+V_1} \qquad (4—138)$$

速度信息可由速度测井资料或叠加速度函数求得。

在最小平方反滤波处理后，原始反射脉冲波形已被压缩成指定的对称型波形。因此，为方便理论记录道与实际时间剖面记录道的拟合，理论地震记录的子波应选择零相位对称子波。在实际地震模拟处理中，通常选取雷克子波作为地震子波。

使用式（4—135）的褶积处理只考虑了各个界面的一次反射的最简单情况，而没有考虑界面间的相互影响。实际上，在理论地震记录合成处理中，还应考虑波在各个界面的透射现象和出现的多次反射波。在这种情况下，理论地震记录的合成变得比较复杂，但采用装备有快速输入、输出数据的终端设备、人机联作的计算机，使地质模型的合成地震记录与实测地震记录达到最佳

的拟合。

把合成地震记录与野外实测记录对比是进行自动解释、研究地层剖面岩性变化的重要手段。综合应用声波测井和合成地震记录资料就能更好地连结地震反射层的地质层位，使地震资料的地质解释更为可靠。

在地质构造比较复杂的情况下，为正确合理地对地震剖面进行地质解释，需要进行二维（或三维）地震模拟处理。象一维地震模拟处理那样，通过反复地改变地质模型的速度分布、模型结构和几何形状等参数，反复进行计算，获得不同的二维合成地震记录，直到获得的二维合成记录剖面与实际地震剖面一致时为止。

地震模拟处理在高分辨率地震资料的解释中显得尤为重要，借助它可研究薄地层的分布和较小地质构造等问题，提高解释的可信度。

第五节　其它处理技术

在浅层高分辨率地震反射勘探中，除广泛采用多次覆盖的方法技术外，最佳偏移距技术也得到了较好应用。P波地震勘探应用十分普遍，SH波浅层地震勘探也在迅速的发展。下面就最佳偏移距地震反射资料和SH波浅层地震反射资料的数据处理简述如下。

一、最佳偏移距地震资料的处理

最佳偏移距地震资料的数据处理比较简单，图4—40表示了最佳偏移距资料的数据处理流程图。由于该资料不需进行动校正和叠加等处理，因此其处理主要是修饰性处理。实际上，在野外数据采集的当天，就可很容易地得到一条初始剖面。

处理过程的第一步就是对最佳偏移距记录进行静校正。静校正处理类似于第三节讨论的野外静校正。通常采用的一种最简单

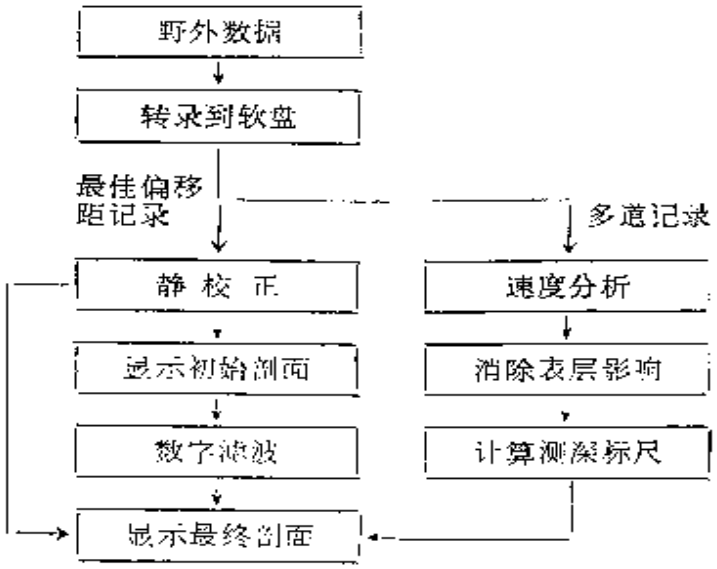


图 4—40　最佳偏移距资料的数据处理流程图

的方法是利用每一记录道上的初至折射波进行静校正，这是因为在大多数情况下，每一道的初至波就是潜水面顶界面产生的折射波，把初至折射波校齐，就能消除潜水面以上低速层变化的影响。

为了使道与道之间的振幅规一化和增强弱反射，常对静校正后的记录进行自动增益控制处理。若为增强目的层反射波的振幅，对静校正后的记录需进行线性增益衰减处理。频率带通滤波处理改善和规格化了记录的频谱。经过上述简单处理，就可得到一条高信噪比、高分辨率的最佳偏移距时间剖面。

在获得最佳偏移距时间剖面后，还必须确定一个速度-深度函数，使用该函数计算对应于剖面双程旅行时的测深标尺。接收与分析最佳偏移距记录同时获取的多道地震记录上的反射波，就可估算地表和反射层之间的平均速度。建议对剖面内可能的许多反射波估算平均速度——深度函数。平均速度也必须消去表层低速层的影响。

把计算得到的测深标尺标在经处理得到的最佳偏移距剖面上，就完成了最佳偏移距资料的数据处理。

图 4—41表示了一条经处理后的最佳偏移距地震反射时间剖

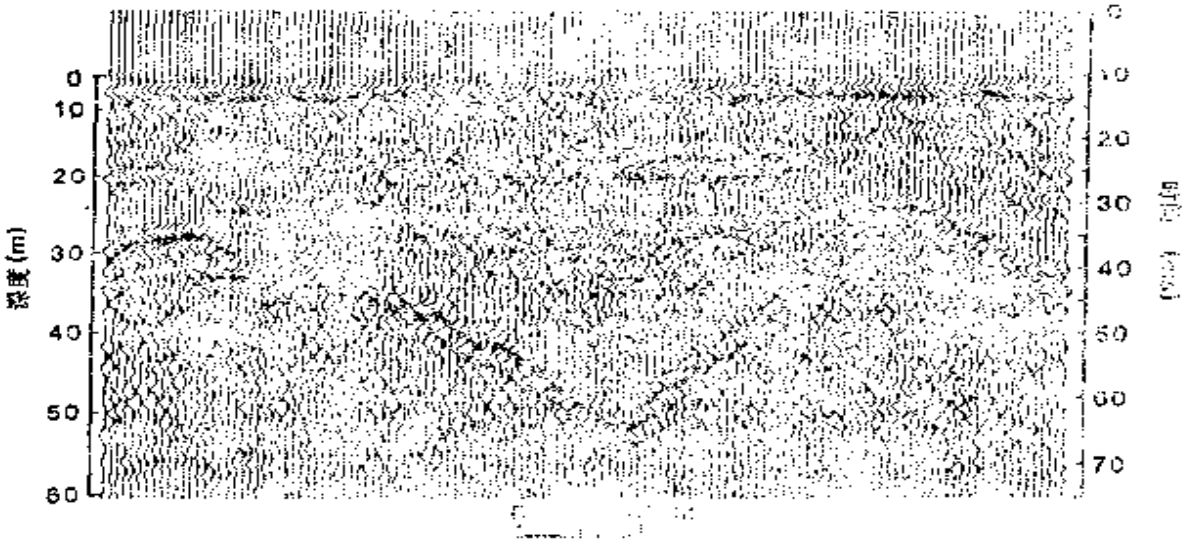


图 4—41　最佳偏移距地震反射时间剖面

面，在图的右侧标出了测时标尺，在图的左侧标出了测深标尺。由于剖面上的记录道为非炮检距记录（炮检距为21m），因此最佳偏移距剖面上标定的测深标尺不是线性的，特别是在近地表。

二、SH波地震资料的数据处理

由于SH波的波速较P波波速低5至20倍，且SH波速度不受地层内含水量的影响，因此利用SH波进行工程地震勘探是提高分辨率的重要途径。在野外数据采集中，分别使用横波震源和横波检波器激发和接收SH波。为获得较高信噪比的SH波地震时间剖面，常采用多次覆盖等方法技术。

浅层SH波地震资料的处理遵循浅层P波反射资料处理的一般方法。图4—42表示了一般数据处理流程图。用于P波处理的一些标准处理程序也同样适用于SH波。在处理SH波地震反射资料时，需注意以下几个问题。

1.速度分析

由于软土地层的SH波速度比P波速度低得多，因此若用P波速度谱处理模块处理SH波地震资料时，其速度谱分析处理模块

无法计算如此低的速度值，为此需要对采集参数重新定义，以便能够使用P波速度谱处理模块分析SH波地震资料的速度。

从式（1—31）可写出SH反射波时距曲线方程为

$$t=\sqrt{t_0^2-\frac{x^2}{V^2}}$$

据此式可以看出，若把炮检距x增大n倍，而保持记录时间t不变，就等价于把速度V增大n倍。采用改变参数后的地震记录就可使用P波速度谱模块分析SH波地震资料的速度了。当然，研制适合于SH波地震资料速度分析程序能够从根本上解决问题。

由于SH波速度不受地层含水饱和度的影响，SH波速度的变化真实地反映了地层岩性的变化。在工程地震勘探中，为了更好

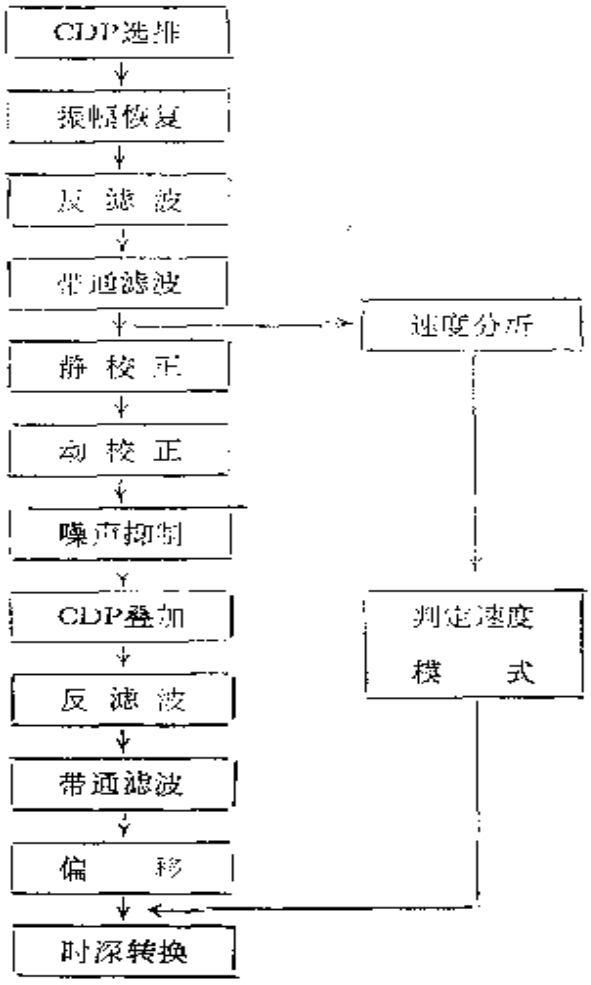


图 4—42 SH波资料处理流程（据大友秀夫等）

地了解松散沉积地层的结构、持力层的分布、地层尖灭和地质构造等地质现象，有时需制作拟层速度剖面。

2.速度逆转

在SH波工程地震勘探中，常遇到上覆盖层为硬土层，下伏层为软土层的情况，这时上覆层SH波速度比下伏介质层的SH波速度高，出现所谓的速度逆转。速度逆转使得适合于正常情况下的动校正程序已不再适用。为此，必须修改正常时差校正程序，使修改后的程序适用于速度逆转条件下的正常时差校正。

3.表层不均匀层对SH波速度的影响

图 4—43是松软地表中S波速度特征模型，它说明不同的表层对反射波旅行时的影响是很不相同的。模型 1 为自然地面，其S波速度是160m/s，其上由一层50cm厚、S波速度为 50m/s的极疏松地层覆盖着。在模型 2 中，S波速度为160m/s的地层一直延续到地表面。在模型 3 中，50cm厚的路基的S波速度为500m/s，在其下面的地层S波速度为160m/s。

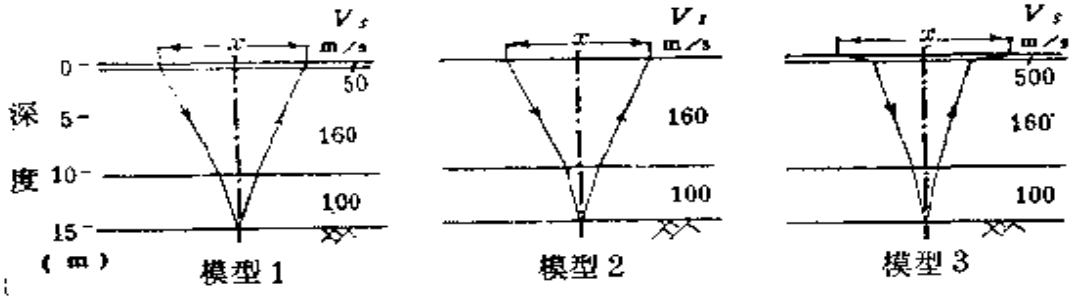


图 4—43 松软地面的S波速度模型

每一种模型，在速度为160m/s地层的下面都有一层厚度为 5 m的低速层(100m/s)。计算速度为100m/s地层底的反射波旅行时并画在t^2-x^2平面中（图 4—44）。模型Ⅰ和模型Ⅱ的反射相位连线为一条双曲线（$t^2=t_0^2+x^2/V_s^2$），模型Ⅲ的t^2-x^2曲线为一弯曲线，而不是一条直线。在这种情况下，正确的速度V_s是由零炮检距旅行时T_0处时距曲线的正切得到。如果把叠加速度当作均方根速度，则地面速度估算过高，利用由该叠加速度换算的层

速度进行时深转换，则必然带来较大的误差。因此，在进行速度分析时，需依据 PS 测井资料，求取正确的地层速度分布。

由于 SH 波的振幅和速度受表层不均匀层的影响特别大，横波静校正量变化比纵波剧烈，因此，SH 波静校正处理须格外细心和谨慎。

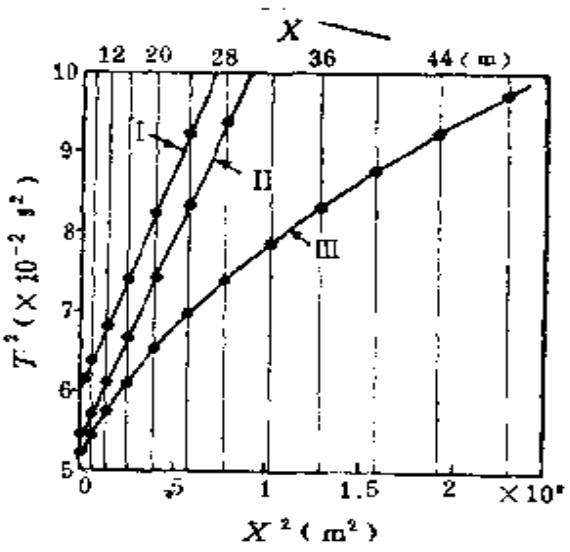


图 4—44 根据图4—41中速度为100m/s 的地层底面的反射波计算出的旅行时

4.压制拉夫波

在高速屏蔽层的地表激发和接收时，不产生拉夫波。在表层 SH波速度较低的地区激发和接收时，常产生很强的拉夫面波。同瑞利面波一样，拉夫面波的速度较低，具有明显的波散特征。利用拉夫波与 SH 波速度之间的差异，采用速度滤波和τ-p 变换等处理技术能够压制强振幅拉夫波，突出弱振幅的SH波。

5.其它处理参数

由于SH反射波的频率较低，大约比纵波频率低 1 —2 倍，其主频约30—70Hz。在采用高分辨率数据处理技术处理SH波地震资料时，要注意选取滤波参数、滤波因子长度、反滤波因子长度和偏移延拓步长等处理参数。

三、倾角时差(DMO)校正处理技术

在常规的地震资料处理中，用波动方程偏移技术对水平叠加时间剖面进行反演，得到偏移后的地震剖面效果较好，但也存在不少问题。1．只有在界面水平的情况下共中心点道集(CMP)才是真正的共反射点道集。当地质界面倾斜，特别是当地下存在断

层等复杂构造时，水平叠加会降低横向分辨率。2．由于其中心点叠加有倾角滤波作用，如果道集内存在两个来自不同倾角的界面，t_0又比较接近的反射波，则共中心点叠加只能加强其中一个，压制另一个，使速度谱上出现两个连在一起的能量团，给解释地震资料带来困难。3．对水平叠加剖面做偏移时，还没有好的办法选取偏移速度。

为解决上述问题，一些学者提出了不同的方法，想通过不同的途径来解决这些问题。虽然这些方法不尽相同，但实质上都是倾角时差校正，简称DMO(dip moveout)。

在f-k域应用傅里叶变换的DMO方法是目前应用较多的一种方法。其基本原理是在叠加前把常规的动校正分解成两步，即首先按叠加速度作近似动校正（ANMO），然后在f-k域实现倾角时差校正（DMO），最后实现经过倾角校正后的叠加和偏移。由于DMO能在陡倾角情况下实现共中心点叠加，因而有效地提高了记录的横向分辨率和信噪比，改善了记录剖面的品质。

1．DMO的基本原理

考虑一个常速的具有单一倾角反射层的地震模型，如图4—45所示。从激发点O到接收点S的反射波旅行时t可通过分析$\triangle O'OS$和使用余弦定理得到，即

$$V^2t^2=(\overline{OO'})^2+(\overline{OS})^2-2(\overline{OO'})(\overline{OS})\cos\left(\frac{\pi}{2}+\theta\right)$$

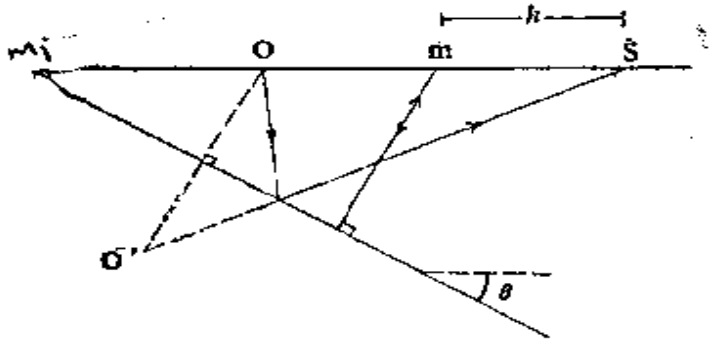


图 4—45 单一倾斜地层的反射模型

其中V是常速，θ是反射地层的倾角。注意$\overline{OO'}=2(Om_i)\sin\theta$，这

里m_i表示反射界面与地表面的相交点（m_i在图4—45中未画出），经简单的运算就可得到以炮检中点m和半偏移距h表示的旅行时t

$$t=\frac{2}{V}[(m-m_i)^2\sin^2\theta+h^2\cos^2\theta]^{1/2} \qquad (4—139)$$

若把零偏移距旅行时定义为t_0，则

$$t_0=\frac{2}{V}(m-m_i)\sin\theta \qquad (4—140)$$

因此，方程（4—139）可写成

$$t=\left(t_0^2+\frac{4h^2\cos^2\theta}{V^2}\right)^{1/2} \qquad (4—141)$$

方程（4—141）就是熟知的时差校正方程。用$V/\cos\theta$代替真速度V，可进行时差校正。若用偏移距x代替偏移距$2h$，则方程（4—141）就是方程（3—8）。

利用方程（4—141）可补偿以不同偏移距接收的地震记录的旅行时间差异。若用$p(t, m, h)$表示作为时间t、炮检中点m和半偏移距h函数接收的地震记录，方程（4—141）给出了作下面变换的可能。

$$p_0(t_0, m, h)=p(\sqrt{t_0^2+4h^2\cos^2\theta/V^2}, m, h) \qquad (4—142)$$

若仅考虑在不同偏移距处记录到的反射波之间旅行时的差异（而忽略掉激发和接收的方向特性及反射系数随入射角变化等因素），由（4—142）式定义的$p_0(t_0, m, h)$代表了从非零偏移距记录$p(t, m, h)$所计算出的零偏移距记录。换句话说，$p_0(t_0, m, h)$中的反射发生的时刻与真正的零偏移距记录$p(t_0, m, h=0)$中的反射发生的时刻相一致。方程（4—142）所定义的变换称为倾角校正NMO。

倾角校正NMO可分两步实现。为得到这两步过程，可把方程（4—141）重写为

$$t=\left(t_0^2+\frac{4h^2}{V^2}-\frac{4h^2\sin^2\theta}{V^2}\right)^{1/2} \qquad (4—143)$$

然后，由下式定义动校正时间t_n（未经倾角校正的）

$$t=\left(t_n^2+\frac{4h^2}{V^2}\right)^{1/2} \qquad (4-144)$$

因方程（4—143）和（4—144）是等价的，对比两式则有

$$t_n=\left(t_0^2-\frac{4h^2\sin^2\theta}{V^2}\right)^{1/2} \qquad (4-145)$$

方程(4—144)和(4—145) 意味着倾角校正NMO可分两步实现。用方程（4—144）定义常规NMO为

$$\text{NMO} \qquad p_n(t_n, m, h)=p(\sqrt{t_0^2+4h^2/V^2}, m, h) \qquad (4-146)$$

用方程（4—145）定义倾角时差(DMO)为

$$\text{DMO} \quad p_0(t_0, m, h)=p_n(\sqrt{t_0^2-4h^2\sin^2\theta/V^2}, m, h) \qquad (4-147)$$

把NMO看作是从记录时间t到NMO时间t_n的变换，而DMO则是从NMO时间t_n到零偏移距时间t_0的变换。

在代数上，把倾角校正NMO分解成NMO和DMO当然是能成立的。通过方程（4—146）和（4—147）计算出的$p_0(t_0, m, h)$等于通过方程（4—142）计算出的$p_0(t_0, m, h)$。实际中要用两步过程代替一步的原因涉及到速度V的估计。

对于图4—45所示的地震模型，其零偏移距剖面如图4—46所示。由方程（4—140）可得单一倾斜地层反射波的斜率为

$$\frac{\Delta t_0}{\Delta m}=\frac{2\sin\theta}{V}$$

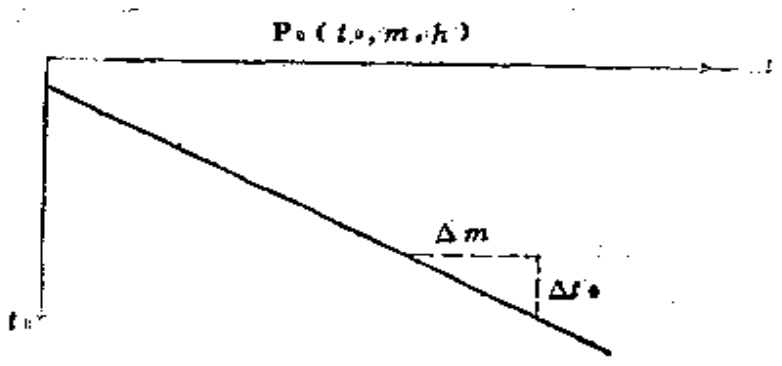


图 4—46 图4—45地震模型的零偏移距剖面

因而，方程（4—147）的DMO变换可表示为

$$\text{DMO}\quad p_0(t_0, m, h) = p_0(\sqrt{t_0^2-(\Delta t_0/\Delta m)^2h^2}, m, h) \tag{4—148}$$

注意方程（4—148）的DMO不需要知道速度V和地层倾角θ，这些参数一般是未知的。实际上，由于方程（4—148）所需的参数$\Delta t_0/\Delta m$必须在零偏移距时间剖面上来测量，而实际又不记录零偏移距剖面，若使用方程（4—146）、（4—147）计算零偏移距剖面，就必须知道零偏移距剖面上反射波的斜率$\Delta t_0/\Delta m$参数，这显然是矛盾的。另外，在零偏移距剖面中比较复杂地质构造部位的一个点上，有可能存在一个以上的斜率。即使能够在某点上估测出两种截然不同的斜率，在使用方程（4—142）或（4—146）、（4—148）进行倾角校正之后的常规叠加处理也一定是以削弱一个斜率的反射波为代价来增强另一个斜率的反射波的。因此作为一个应用DMO的实用方法，方程（4—148）不是很有用的。

方程（4—148）意味着对于每一个不同的零偏移距剖面上的反射波斜率$\Delta t_0/\Delta m$采用不同的DMO校正。二维傅里叶变换(对t_0和m）提供了在其中进行倾角处理的很有用的域，因为在（t_0, m)域中具有特定斜率的所有波在（ω_0, k）域中都被转换成单一的径向线，该径向线由下式给出

$$-\frac{k}{\omega_0}=\frac{\Delta t_0}{\Delta m}=\frac{2\sin\theta}{V} \tag{4—149}$$

这里$p_0(t_0, m, h)$的二维傅里叶变换$p_0(\omega_0, k, h)$为

$$p_0(\omega_0, k, h)=\int \mathrm{d}t_0 e^{i\omega_0 t_0}\int \mathrm{d}m e^{-ikm}p_0(t_0, m, h)$$

该傅里叶变换可根据使用下面的改变积分变量的NMO校正数据来表示，由方程（4—145）可得

$$t_0=\left[t_n^2+\frac{4h^2\sin^2\theta}{V^2}\right]^{1/2}=\left[t_n^2+\left(\frac{\Delta t_0}{\Delta m}\right)^2h^2\right]^{1/2}$$

定义

$$A=\frac{\mathrm{d}t_n}{\mathrm{d}t_0}=\frac{t_0}{t_n}=\left[1+\left(\frac{\Delta t_0}{\Delta m}\right)^2\frac{h^2}{t_n^2}\right]^{1/2}$$

并使用方程（4—148）来代替 $p_0(\sqrt{t_n^2+(\Delta t_0/\Delta m)^2h^2},\ m,\ h)=p_n(t_n,\ m,\ h)$，该傅里叶变换成为

$$p_0(\omega_0,\ k,\ h)=\int \mathrm{d}t_n A^{-1}\,e^{j\omega_0 t_n A}\int \mathrm{d}m e^{-ikm}p_n(t_n,\ m,\ h)$$

（4—150a）

使用这个积分变换，它依赖于（通过A）未知的零偏移距时间剖面上反射波的斜率$\Delta t_0/\Delta m$，看起来比用较简单的方程（4—148）更难实行；但方程(4—149）意味着未知的斜率$\Delta t_0/\Delta m$可以被转换为比率k/ω_0，这就启发我们重新定义A为

$$A=A(t_n,\ \omega_0,\ h,\ k)=\left(1+\frac{k^2}{\omega_0^2}\frac{h^2}{t_n^2}\right)^{1/2}\quad(4—150b)$$

最后，对傅里叶变换$p_0(\omega_0,\ h,\ h)$求逆，可获得需要的零偏移距剖面$p_0(t_0,\ m,\ h)$，即

$$p_0(t_0,\ m,\ h)=\frac{1}{4\pi^2}\int \mathrm{d}\omega_0 e^{-j\omega_0 t_0}\int \mathrm{d}k e^{ikm}p_0(\omega_0,\ k,h)\quad(4—150c)$$

方程（4—150）提供了一种应用DMO校正的方法，它不仅对零偏移距剖面上的一个斜率，而且可对每一个斜率 $\Delta t_0/\Delta m=k/\omega_0$ 来应用。正如所预料的，在零偏移距（$h/t_n\to 0$）和零斜率（$k/\omega_0\to 0$）的极限情况下，$A\to 1$，这时方程（4—150a）和（4—150c）构成了一对二维傅里叶变换对，$p_n(t_n,\ m,\ h)=p_0(t_0,\ m,\ h)$，显然DMO没有什么意义。DMO校正对于大偏移距（$h/t_n\to\infty$）和陡斜率（$k/\omega_0\to\infty$）的时间较早的反射是最有意义的。

根据方程（4—150）计算出的$p_0(t_0,\ m,\ h)$仅在某种意义上被解释为零偏移距剖面，即它们的反射时间与真正的零偏移距剖面$p(t_0,\ m,\ h=0)$上的反射时间相同。这是因为仅就反射到达时间而论，用k/ω_0代替$\Delta t_0/\Delta m$是有效的。

2．实现及处理方法

图 4—47表示了方程（4—150）的最直接的实现。方程（4—150a）类似二维傅里叶变换，但又不是二维傅里叶变换。为便于理解和计算，方程（4—150a）又可写成如下形式。

$$p_0(\omega_0, k, h) = \int \mathrm{d}t_n A^{-1} e^{i\omega_0 t_n A} p_n(t_n, k, h) \qquad (4—151)$$

其中，$$p_n(t_n, k, h) = \int \mathrm{d}m e^{-ikm} p_n(t_n, m, h) \qquad (4—152)$$

事实上，对m的变换（4—152）式是一维傅里叶变换，可用快速傅氏变换（FFT）方法加以实现。对t_n的变换（4—151）不是傅氏变换（$A=1$除外），它只能通过对每一ω_0和k在所有t_n上进行数值积分来实现，没有类似于FFT的快速算法完成此变换。仅对$k/\omega_0 \leqslant 2/V$计算$p_0(\omega_0, k, h)$可节省一些计算费用。当速度边界较低时，对于$k/\omega_0 > 2/V$（意即$\sin\theta > 1$）的零偏移距的损耗波不需计算。

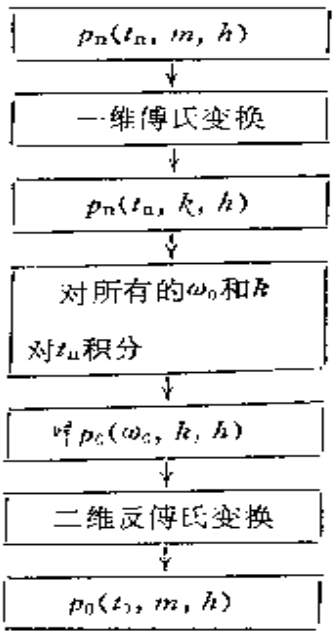


图 4—47 方程（4—150）的一种简单的实现过程

因方程（4—150）中的h仅是作为一个恒定参数出现的，该参数未参与任何变换处理，因此在地震记录被DMO处理之前应先分成若干恒定的偏移距剖面，DMO自然被分别应用到每一个恒定的偏移距剖面上去，或者说DMO是在共偏移距剖面上进行的。

方程（4—150）等式右面积分表达式中的地震记录$p_n(t_n, m, h)$是经NMO校正后的地震记录，因此在进行DMO处理前，需先进行NMO校正处理，而NMO校正处理需要事先知道动校速度参数。一般情况下，动校正速度可从速度分析求得。理论和试验

表明，当DMO校正无意义时，由速度分析求得的速度对于特定的t_n和m来说等于均方根速度，反之当DMO校正有意义时，动校正速度不能由经NMO校正后的CMP道集$p_n(t_n, m, h)$求得，而应由经NMO和DMO校正后的地震记录$p_0(t_0, m, h)$求得。因此，为估算对DMO校正是有意义的速度，必须对许多不同速度进行NMO和DMO校正处理。由于DMO比NMO处理昂贵的多，因而人们希望首先进行不依赖于速度的DMO校正处理，然后用许多试验速度进行常规的速度分析，继而进行NMO和叠加处理。在处理过程中，NMO必须先于DMO处理，NMO和DMO在处理过程中的顺序一般不能交换。

一种减小假设NMO和DMO在处理过程中可交换顺序而由此产生的误差的实际方法就是首先根据真速度V的初始估计值V_a，进行近似NMO（ANMO）处理，在ANMO处理后，进行DMO校正处理，最后进行剩余NMO（RNMO）校正处理。从概念上，可把RNMO认为是使用V_a进行反NMO，然后再使用真速度V进行NMO校正处理。理论上，这似乎与先进行NMO校正、再进行DMO校正的正确处理是矛盾的，但只要RNMO校正量是小的，在处理顺序中NMO与DMO交换处理顺序不会引起较大的误差，或者说在速度分析和RNMO处理前，应用DMO校正处理也是相当精确的。

概括起来，合乎实际的DMO处理过程如下：

（1）根据常规的速度分析，获得速度的初始估算值。

（2）使用由（1）确定的速度，对每一CMP道集进行NMO校正处理。

（3）把地震数据选排成共偏移距剖面，对每个共偏移距剖面记录进行DMO校正处理，然后把数据重新选排成CMP道集。

（4）使用由（1）确定的速度对CMP道集进行反动校正处理，并进行速度分析。

（5）使用由（4）估算的与时间和CDP点有关的速度函数，进行动校正和水平叠加处理。

（6）使用偏移处理技术，对经CMP叠加后的时间剖面进行偏移。

3.应用效果

为了说明DMO处理的效果，图 4 —48和图 4 —49分别表示了使用DMO和不使用DMO处理所获得的地震时间剖面，其它处理技术是完全相同的。

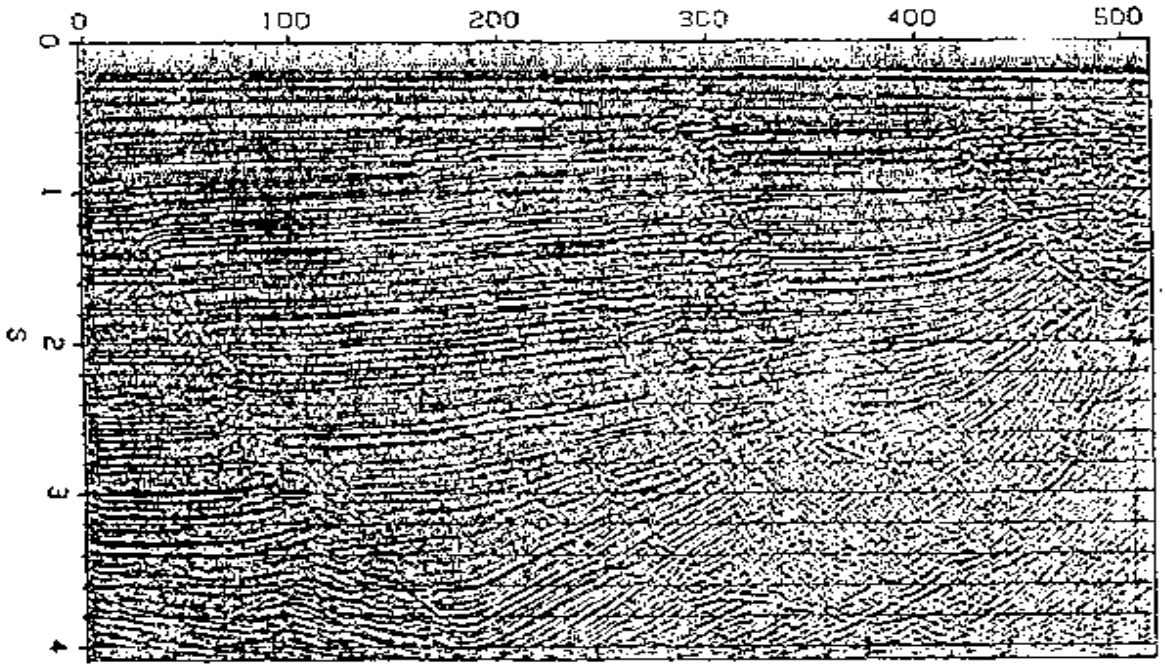


图 4—48　经DMO和NMO校正后的CMP叠加偏移剖面
注意到断面形成的陡倾斜反射波，由于在处理过程中采用了DMO校正处理，所以CMP叠加没有滤除这些反射波

在陡的倾斜断面附近，图 4 —48和图 4 —49所示的这两个时间剖面之间的差异是很明显的。在采用DMO处理后的时间剖面上，断面反射波是可见的；而在未采用DMO处理的时间剖面上（图 4 —49），这些断面波却被衰减了。

就象人们期望的那样，在图 4 —48中，在似乎是水平反射层的不连续点处，断层平面的陡倾角成象都能较好地连成倾斜同相轴，形成断面波。在偏移的CMP叠加剖面中，断面波和不连续的水平反射波都有助于解释断层。

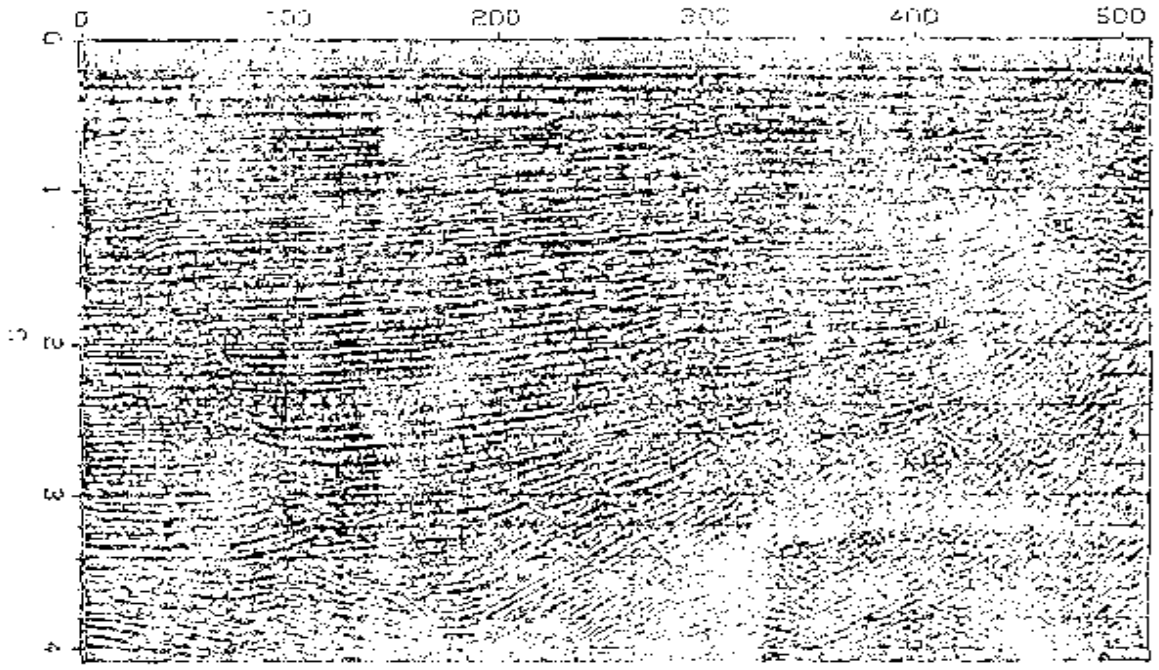


图 4—49　经NMO校正后的CMP叠加偏移剖面

由于在处理过程中，没有应用DMO，在图 4—48上看到的陡倾斜断面波在该剖面图上没有反映出来，CMP叠加衰减了这些反射波

为着重指出采用DMO和不采用DMO处理之间的差异，从图 4—48减去图 4—49后形成的剖面如图 4—50所示。从图 4—50可以看出，最有意义的差异是陡倾斜波组，DMO处理对水平反射波组没有什么作用，这正是我们所预料的。

DMO校正处理除了增强叠加剖面中的陡倾斜地层反射波外，还有助于叠前其它处理，特别是速度估计。

在一些文献中，有人把DMO校正叫做叠前偏移。实际上，该方法与常规的叠前偏移比较，具有成本低，对速度精度要求不高，并能获得高质量水平叠加剖面的优点，对经过NMO、DMO和水平叠加后的时间剖面进行偏移处理，可有效地提高陡倾斜地层的处理效果，提高地震记录的横向分辨率。

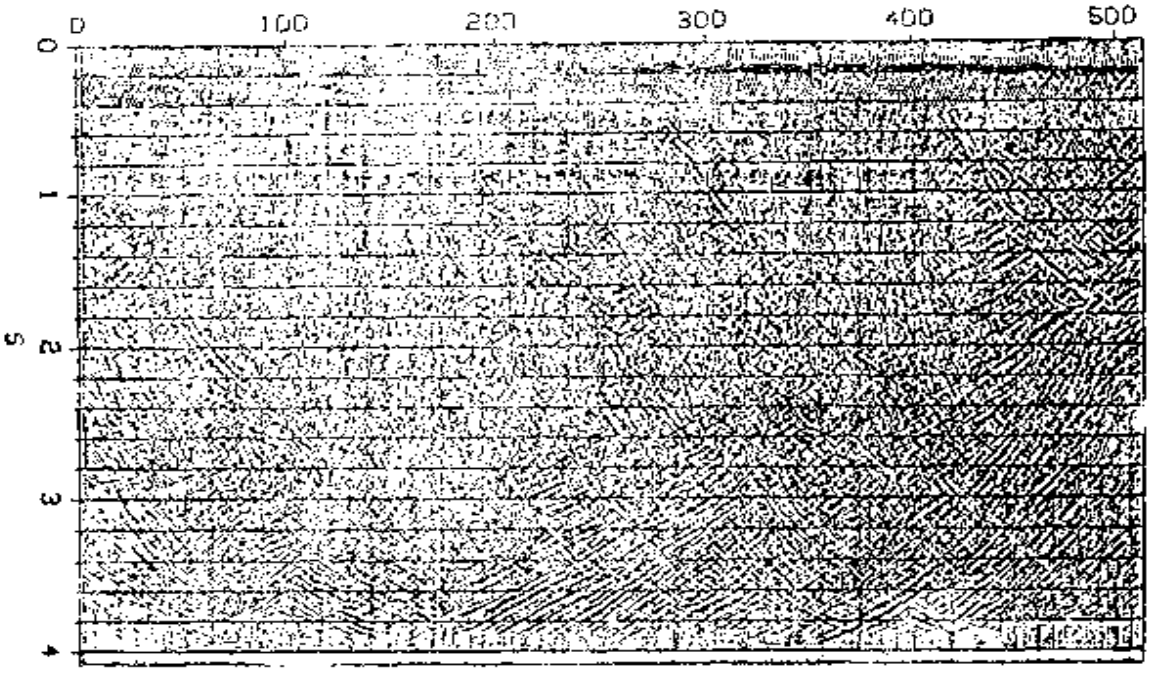


图 4—50　从图4—48减去图4—49的结果，即在处理过程中采用或不采用DMO处理的差异

很清楚，DMO没有影响水平反射波组。最有意义的差异位于在断层平面附近和盐接触位置，这常常是勘探者感兴趣的地方。图 4—48图4—49和图4—50都是用相同的增益显示的

第五章　应用实例

近几年来，我们把抗干扰高分辨率浅层地震勘探技术应用于工程、水文、钾盐、煤田、工程病害等方面的地质调查中，取得了较好的地质效果。下面通过几个具体实例介绍该方法在不同地震地质条件下的应用及效果。

例一、上海市过江隧道超浅层地震反射调查

上海市延安东路过江隧道是上海市的重大建设项目。1985年10月，在2号井的开挖过程中遇到地层塌陷而造成人身伤亡事故。受上海市航海学会和海洋湖沼学会的委托，我们承担了陆家嘴2号井至黄浦江边的地质调查任务，主要解决以下几个问题：

（1）对埋深30m以上的地层进行分层；

（2）探测埋深30m以上的透镜体；

（3）探测具有一定规模的地下障碍物。

一、工区环境

见图5—1。工区东南100m处为陆家嘴码头，是浦东、浦西来往的交通要道之一，大型轮渡往返频繁。西南10m开外，就是苏州河，黄浦江的汇集转弯处，水流较急，来往船只不断，掀起的波浪不断冲击江岸。东北方距测线仅10m处为2号井，在我们调查过程中2号井正在加固井壁，安装设备的敲击声和电焊机产生的高辐射能量电磁波连续不断。西北方为居民区。

此外，施工场地仅有70m×50m，起重机、挖土机、运输车辆和工作人员的不停流动，也给地震勘探工作带来不利一面。

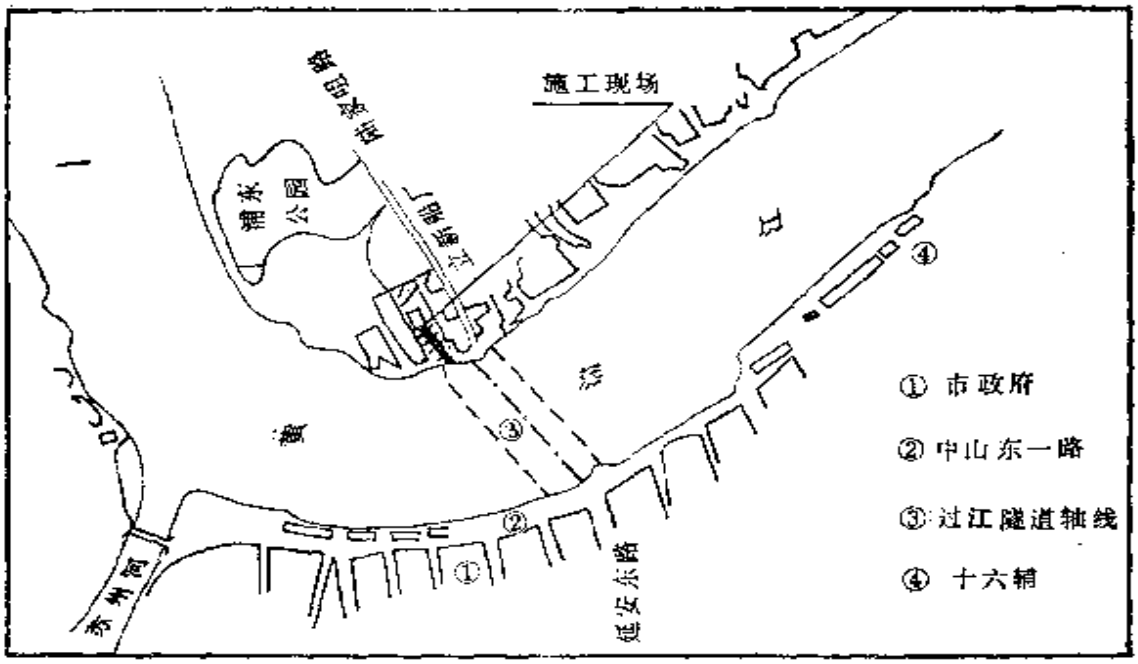


图 5—1　调查区平面位置图

二、浅层地震地质条件

调查地段的第四系地层为海陆交互沉积，地层厚度变化较大，地层形态复杂，沉积物质相互浸透造成地层岩性变化不大，相邻地层之间密度、速度差异较小，因而地层界面的波阻抗差异较小，不利于在强干扰背景中接收这些地层界面产生的弱反射信号。

工区表层为近期填土，沿测线厚度变化较大。据钻探资料可知，在约17m深度处为灰色砂土与灰色亚粘土的分界面，在约24m深度处为灰色粘土与灰色亚粘土分界面。这些地层沿测线是否连续，是否存在妨碍开挖隧道的地下障碍物在调查工作前并不清楚。工区土层潮湿、含水量大，有利于地震波传播。由于物质迁移，使得地层界面物性差异不明显，不利于地震勘探工作的开展。地面废弃的碎石和方砖很多，不利于激发和接收。地下暗藏的废弃物可能形成虚震源，将会干扰有效地震波。

三、地震数据采集方法

根据工区的环境及浅层地震地质条件，为解决所提出的三个地质问题，在工区有限的范围内设计了三条地震测线，如图 5 — 2 所示。地震数据采集设备选用我们改装的具有相位相关叠加功能的抗干扰能力强、灵敏度高、动态范围大，高分辨率的DFSV-Minisosic 地震数据采集系统。为了最大限度的提高地震记录的横向分辨率，减小反射波在动校正时的波形拉伸，采用了小道间距、小偏移距、短排列接收的共反射点水平叠加技术。通过试验和噪音调查，采用了单边激发，24道接收，12次水平叠加的观测方式。观测系统设计为最小炮检距5m，最大炮检距 16.5m，每串12 个 40Hz 的检波器放在一起接收。在每个物理点上激发1000次，通过相关叠加获得一张共炮点记录。

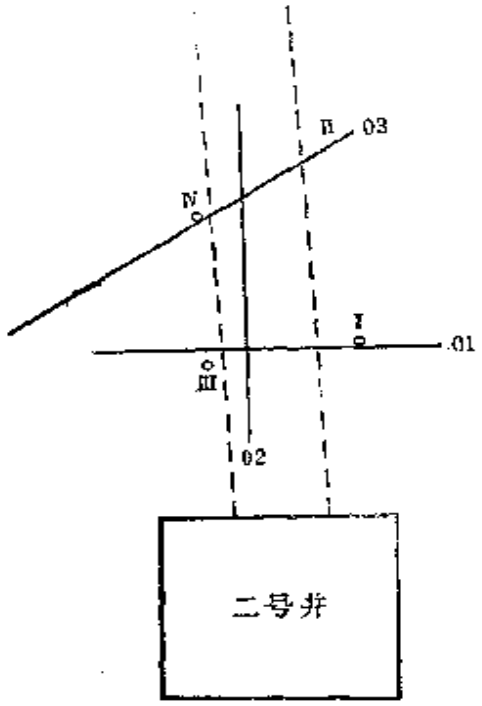


图 5— 2　测线布置

根据噪音调查结果，设置一定的噪音门限值，用来消除大于该值的干扰信号。由于震源（Wacker）激发出的低频成分丰富，经大地滤波后，低频信号的能量要比高频信号能量强得多，为了使记录设备能较好地采集弱振幅的高频信号，采用低截频为90Hz的低切滤波器衰减低频信号。除此之外，我们采用的高切滤波频率为512Hz，采样间隔为0.5ms，记录长度250ms。

野外获得的共炮点记录如图 5 — 3 所示。从图中可以看出，尽管干扰背景很大，仍可以看到有效反射波。尽管在数据采集中

运用了较高低截频的低切滤波器，但记录中低频成分的干扰波在近炮点记录道上仍很严重，我们认为这是由于偏移距过小，震源

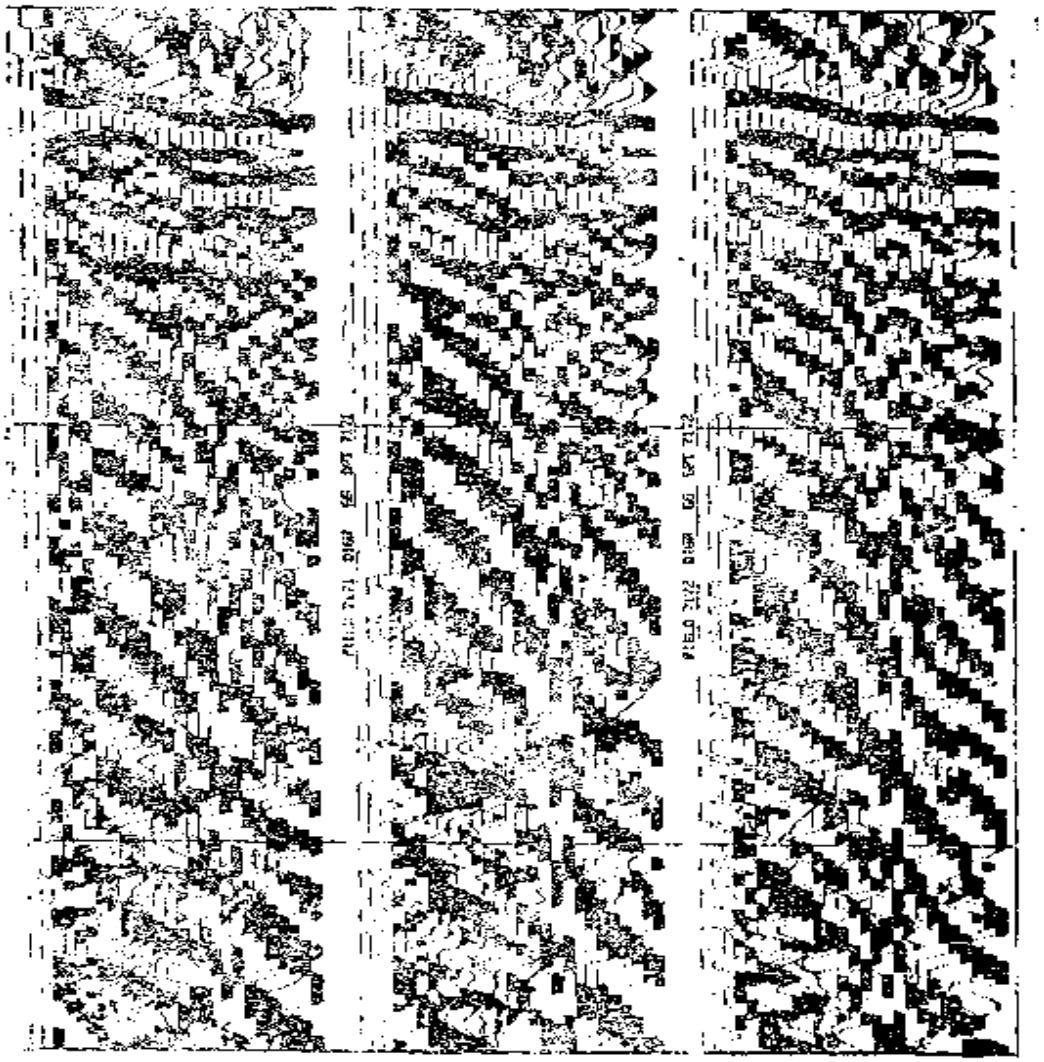


图 5—3　共炮点原始记录

敲击时，使附近地面发生震动而引起的。记录中还存在低频视速度的干扰波和地滚波。若采用震源、检波器组合方法，很容易压制地滚波和低视速度干扰波，但组合距可能为所用道距的十几倍，不利于寻找和分辨较小的地质构造。

四、数据处理及解释

资料处理是利用具有处理浅层地震资料能力的 TEMPUS 计算机系统进行的。野外获得的记录信噪比较低。根据有效波和干扰波视频率和视速度上的差异，采用一维滤波及二维滤波方法，有效地压制了干扰波，地震资料的信噪比得到了明显改善，经数据处理后的记录如图 5 — 4 所示。

由于数据采集时采用的道间距较小，使得相邻记录道时差也

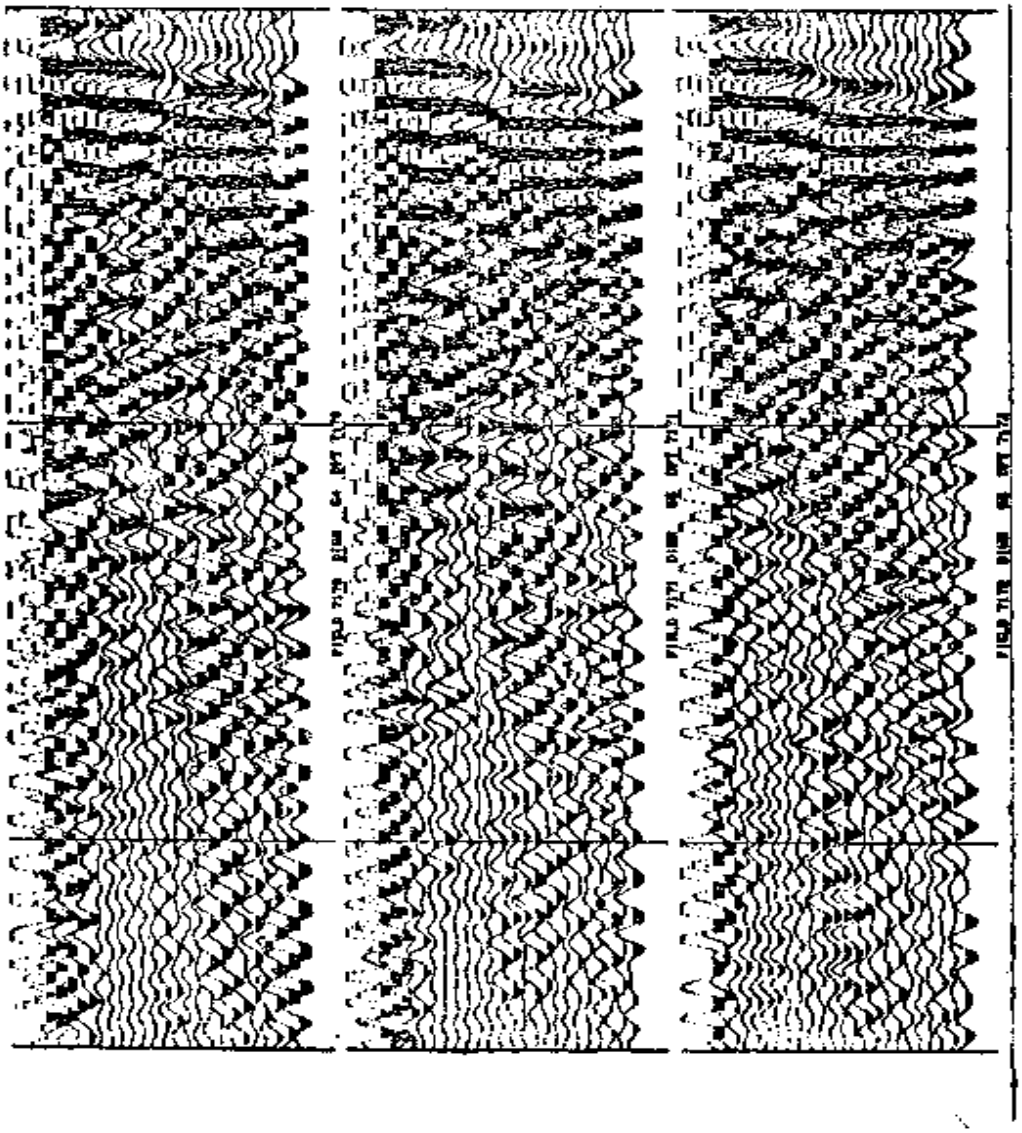


图 5— 4　处理后的记录

很小。为准确地求取叠加速度，我们首先对测线上的某段CDP记录道集进行速度扫描，确定速度分布的大概范围，并以此做为制做速度谱的参考速度。

在常规处理中，切除处理一般有两个目的。（1）切除由动校正引起的波形拉伸；（2）切除非反射初至波和畸变了的宽角反射波。在处理中，主要切除了极浅层反射信号前的干扰信号和畸变了的浅层宽角反射波。因此，在叠加时间剖面上浅层界面的相对变化仍很清楚，只不过因受到波形拉伸而使反射波视频率变低而已，如图5—5所示。

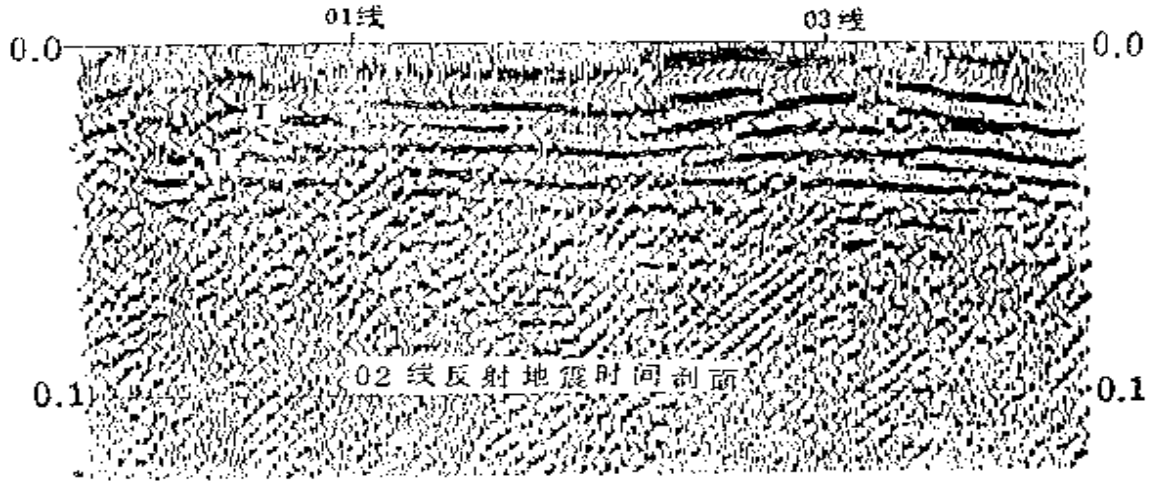


图 5—5　02线叠加剖面

经过反褶积，自动剩余静校正和水平叠加处理后的02线（沿隧道轴线）和03线（与隧道轴线交叉）时间剖面分别如图5—5及图5—6所示。从图5—5可以看出，形成最浅的一组反射波深度约为5m左右，个别地段还要浅些。

从图5—5和图5—6中可以看出，尽管采集到的资料信噪比较低，但由于在处理过程中提高了信噪比和分辨率，因而使得最终处理出来的时间剖面信噪比较高，地层的连续性可追踪，构造形态十分明显。

从图5—5和图5—6中还可以看出，02、03线叠加剖面都反映有3个波组T_0、T_1、T_2。T_0反射波信噪比低、能量弱，是由于

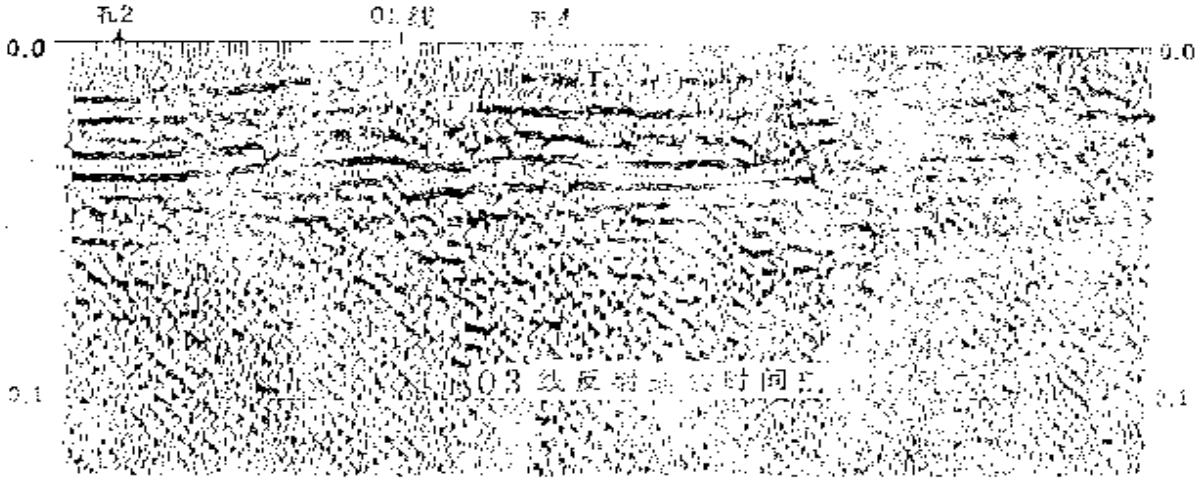


图 5— 6　03 线叠加剖面

反射界面波阻抗差异小、形成的反射信号弱和因远道切除降低T_0反射波叠加次数引起的。该界面深度大约5m，通过PS 波速度测井证实埋深为 4.9m 处有一个速度突变界面如表 5 — 1 所示。

表 5—1

PS 波 测 井 结 果	
深　　度(m)	P 波　速　度 (m/s)
2.1	1250
2.8	909
4.6	1250
4.9	1667
6.1	1667
7.1	1667
7.0	1429
8.0	1429
9.0	1429

在03线孔 4 附近T_0反射波对应于灰色粉砂和灰色亚砂土地层之间的界面反射波，其界面埋深约为 7m。如图5— 6 和图 5 — 7 所示。

T_1第一相位反射波为灰色亚砂土内部的界面反射波，反映了亚砂土内部的不均匀性。T_1的第二相位为灰色亚砂土与灰色粘土

界面形成的反射波，其深度约为17m左右，见地质柱状图5—7。T_2反射波为灰色粘土和灰色亚粘土之间界面的反射波，其界面埋深大约为24m。

序号	土层名称	分层深度(m)	土层厚度(m)	柱状图
1	杂填土	1.3	1.3	
2	灰黄色亚砂土	2.0	0.7	
3	灰色粉砂	7.0	5.0	
4	灰色亚砂土	17.7	10.7	
5	灰色粘土	20.5	2.8	

图5—7　03线4号孔地质柱状图

通过浅层地震调查，对01、02和03测线的交点在时间剖面上进行闭合，闭合后时差均在允许精度范围内。T_2波几何形态变化不大。我们对T_2波构绘了t_0等值线图（图5—8），用该图推断该测区地质构造可得出以下几点结论：

1．在02、03测线交点处，朝二号井方向，距2号井55m处，发现了一个直径约13m、埋深约7—18m的异物，呈透镜状，见图5—5和图5—6。经打钻验证为一灰色亚砂土层内部的土质颗粒和含水量发生明显变化的砂层透镜体。

2．由01、03地震叠加时间剖面上的T_1、T_2反射波组发现，在隧道左侧，有一地层错动，该错动为正向错动，落差约为2m。经打钻验证，证实了该地层错动的存在，其落差约为2—2.5m，与地震解释结果基本一致。

3．在02线靠近2号井一端，T_1反射波下倾且信噪比低，它反映了由于开挖2号井引起周围地层下沉的现象。

4．该测区地层较平，略有倾斜。据调查报告隧道公司采取相应的施工措施，过江隧道顺利地通过了这一异常地段。

综上所述，我们认为在强干扰条件下，采用合适的地震仪器及方法技术解决工程地质调查中的问题是可行的，可为工程地质提供可靠的资料。

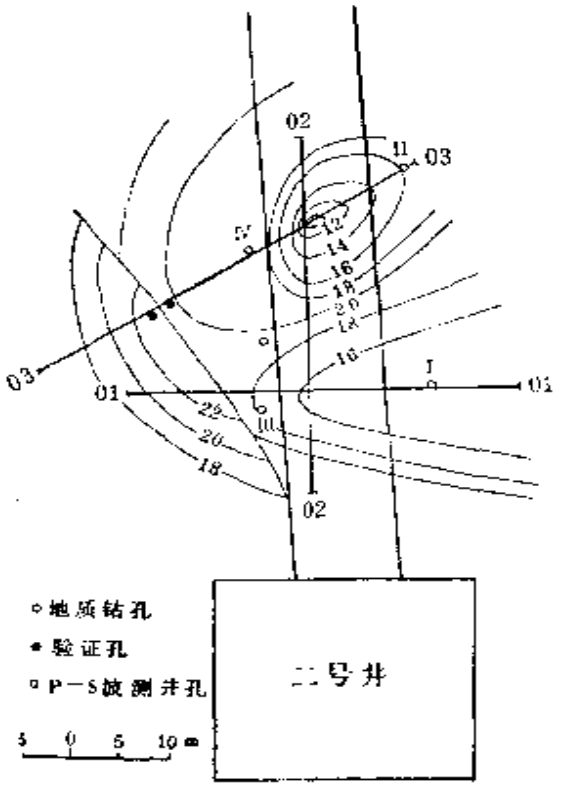


图 5—8　测线布置及t_0等值线

例二、在工程地质调查中的应用

一般采用浅层地震反射方法技术解决工程地质以下几个问题。1．对浅于50m或30m的地层进行详细分层，确定工程持力层的深度、厚度和起伏状况；2．调查地层的横向分布状况；3．查清不利于工程建设的地下各种障碍物等。在这里我们介绍我们在SH和WT测区进行的浅层地震反射方法技术调查的情况。

一、测区的地质概况

SH测区表层为暗浜填土，地层潮湿。表层地震地质条件较好，有利于地震波的激发和接收。浅部地层主要由粘土、亚粘土、粉砂和粘土夹粉砂等松软未胶结地层组成，其地质剖面如图

5—9所示。该区地层受不同沉积环境、不同沉积条件和相互沉积作用的影响，地层在纵向上变化较大，在横向上也有较大变化。这些主要表现在地层的尖灭，岩性的横向变化和地层厚度的变化等方面。由于地层在横向上变化较大，即使打较密的钻孔也很难准确控制地层的横向变化。图5—9所示，地质剖面上部地层厚度薄，形态更加复杂。

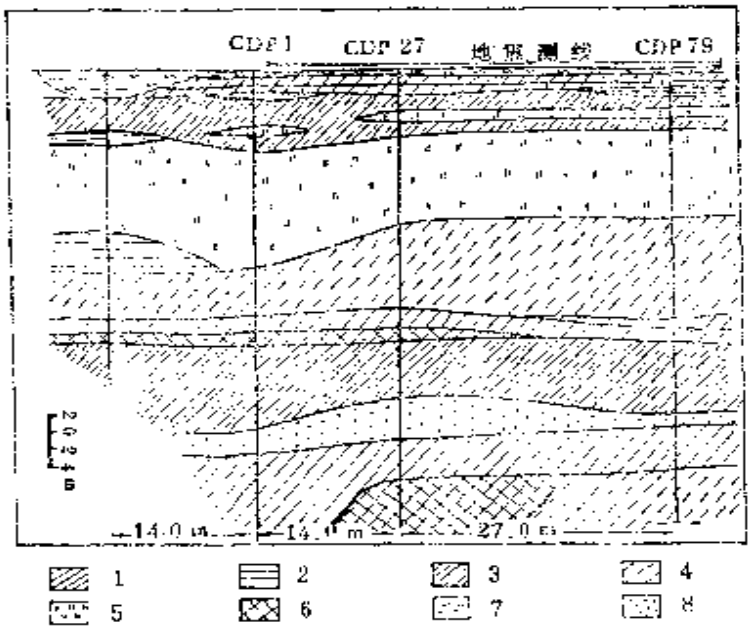


图 5—9　SH 测区地质剖面图

1．粘土；2．淤泥质亚粘土；3．亚砂土；4．粘土夹粉砂；5．淤泥质粘土；6．亚粘土；7．暗浜填土；8．粉砂

地层为疏松未胶结的软地层，密度和速度差异较小，因此不同地层界面的反射系数较小，形成的反射信号较弱。

WT 测区表层为耕土，由于天气干旱，表层介质疏松，严重影响了地震波的激发和接收。该测区潜水面约 7 — 8 m。

图 5 —10表示了WT 测区的浅层地质剖面图。从中可知，剖面中的地层主要由亚砂土、亚粘土、砂土和亚粘土夹砂等软地层组成，各地层间界面的波阻抗差异较小。由于地层厚度较薄，相邻地层界面产生的反射波易复合叠加在一起，形成复合反射波，给详细分辨地下地层带来了困难。图 5 —10反映的地层岩性在横向

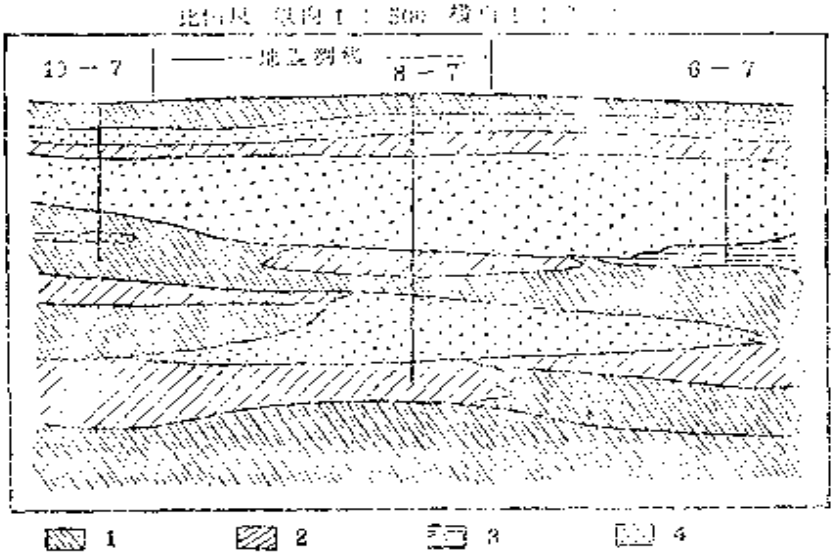


图 5 —10　WT测区地质剖面图

1.亚砂土；2.亚粘土；3.亚粘土夹砂；4.砂土

上也变化较大，地层界面起伏较大。

SH 测区和 WT 测区分别处于市区和正在规划施工建设的地区，两测区都有程度不同的背景噪声干扰。

根据两测区的浅层地质概况及其地震地质条件，为详细地调查该测区的地质构造和进行地层分层，需要获得高信噪比，高分辨率的地震反射资料。

二、方法技术

通过试验，SH测区地滚波和声波的速度分别为120m/s和340m/s,若取干扰波频率为120Hz，则采用组合基距 $L\geqslant 1.5\frac{V}{f}$，即$L\geqslant 4$m才能压制声波干扰。

由于要求探测的目的层较浅，为不使反射信号发生相位畸变，若采用 1 m道间距，则组合基距为 4 倍的道间距才能压制声波干扰。显然，这种混波作用严重影响了地震记录的分辨率，在工程地质调查中是不能接受的。

为了提高浅层地震记录的分辨率和信噪比，通过试验，在

SH测区和WT测区分别采用10m和12m 偏移距， 1 m 道间距，24道接收，12次覆盖，单点激发和接收的野外工作方法。采用DFSV-Minisosie 系统采集数据和采用12个/串 40Hz 检波器埋置在一起接收信号。在WT测区，对单个100Hz检波器和40Hz的串检波器接收地震波也进行了对比试验研究。

采用的震源为可随机夯击的夯源BS60Y。为提高施工效率，增加夯源敲击的随机性，我们同时采用了 2 个夯源，在每个物理点进行1000—2000次的相关叠加，形成一张共炮点记录。仪器记录因素分别为：记录长度 250ms，采样率 0.5ms，仪器通频带为90—512Hz。在SH测区得到的共炮点记录如图 5 —11所示。

从图 5 —11可以看到浅层反射信号十分明显，但由于地层界面之间的厚度较薄，不同界面产生的反射波复合在一起不易分辨。从图 5 —11中还可看到声波和地滚波严重地干扰了有效波，100ms 以下的有效波几乎被干扰波所掩盖。因此，提高地震记录

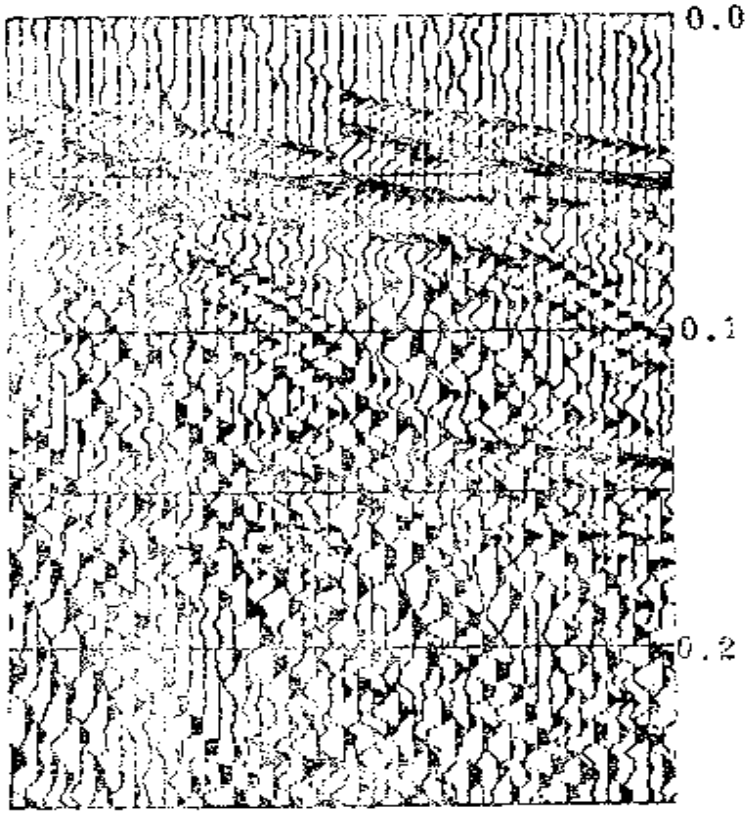


图 5—11　在SH测区获得的共炮点记录

的信噪比和分辨率是数据处理技术面临的关键。

针对浅层地震调查的特殊性和浅层地震记录的特点，在资料处理中需要最大限度地改善资料的品质，使之达到工程地质调查的目的。

该数据处理是在Cyber 720 计算机上进行的。由于Cyber720机上的处理模块可定义的最小采样率为 1 ms，为了既不损失原始资料的分辨率，同时又能为计算机接受，我们采用了等效处理方法，即把道间距和记录长度分别拉长 1 倍。这时，采样间隔从0.5ms变为 1 ms，每道中的样点数保持不变，可以证明等效处理不改变速度，仅使频率降低 1 倍。

在处理过程中，对如何准确求取叠加速度进行了试验研究，还分别重点对二维滤波、反滤波和偏移进行了试验研究，取得了较好的处理效果。见图 5 —12和图 5 —13所示。



图 5—12　SH地震时间剖面图

三、资料分析解释

图 5 — 9 是与图 5 —12对应的部分地质剖面图，在图 5 — 9 上标出了地震测线的起始位置。综合分析地震时间剖面和地质剖面可以得知，图 5 —12地震时间剖面中所示的最浅一组反射波T_1可解释为灰色淤泥质粘土顶界面形成的反射波，其埋深约 7 m。T_1反射波波形特征明显，横向连续性好。在约 CDP60—CDP75之间，T_1反射波能量变强，T_1波的第二个相位以及T_2反射波的波形特征发生明显变化，它反映了地层岩性在横向上的变化。当采

用较高的频率滤波时，T_2反射波在该处连续性变好。

T_2反射波为灰色粘土夹粉砂地层内部反射界面形成的反射波。T_2反射波上边的一个弱相位对应于灰色淤泥质粘土和灰色粘土夹粉砂地层之间的界面，其界面埋深约16m。当提高频率带通滤波器的低截频时，如采用B（120,130,280,320）滤波器处理，该弱相位变为强相位。

T_3反射波为暗绿色粘土顶界面形成的反射波，受T_2反射波的干涉，其波形特征有所变化，对应T_3反射界面的深度约26m。工程地质上把暗绿色粘土层做为该测区工程建筑的持力层。

T_4反射波为灰色粘土与青灰色粉砂地层之间界面形成的反射波，其界面埋深约40m。由于受低视速度干扰波的严重干扰，T_4反射波信噪比低，横向连续性差。

对应T_5反射波的界面深度约73m，剖面左半部分信噪比高，波组连续性好，而剖面右半部分信噪比低，连续性差。在水平叠加时间剖面上还分布有干涉条带，经偏移处理后，该干涉条带自动分解了，地层的真实产状被显现出来了。

在CDP125和135之间，T_1和T_2反射波发生相位错动，这反映了地层的错动。由于下伏的T_3和T_4反射波相位连续性好，我们认为该地层错动是在地层沉积过程中形成的。

图5—13a和5—13b分别是在WT测区采用40Hz和100Hz检波器接收地震信号所得到的叠加时间剖面。这两条时间剖面是采用相同的处理方法得到的。分析图5—13a和5—13b可以看出，用40Hz串检波器接收得到的时间剖面信噪比高，分辨率较低，而采用100Hz单个检波器接收得到的时间剖面信噪比较低，但分辨率高。由于两条时间剖面是在相同的地震测线上取得的，因此两条时间剖面反映的地层形态及其波组特征的变化是基本相同的。

图5—10是与图5—13相对应的地质剖面图，在图5—10上标出了地震测线的位置。对应于图5—10地质剖面图8—7孔的位置，图5—13中所示的T_1反射波为砂层体顶板形成的反射波，

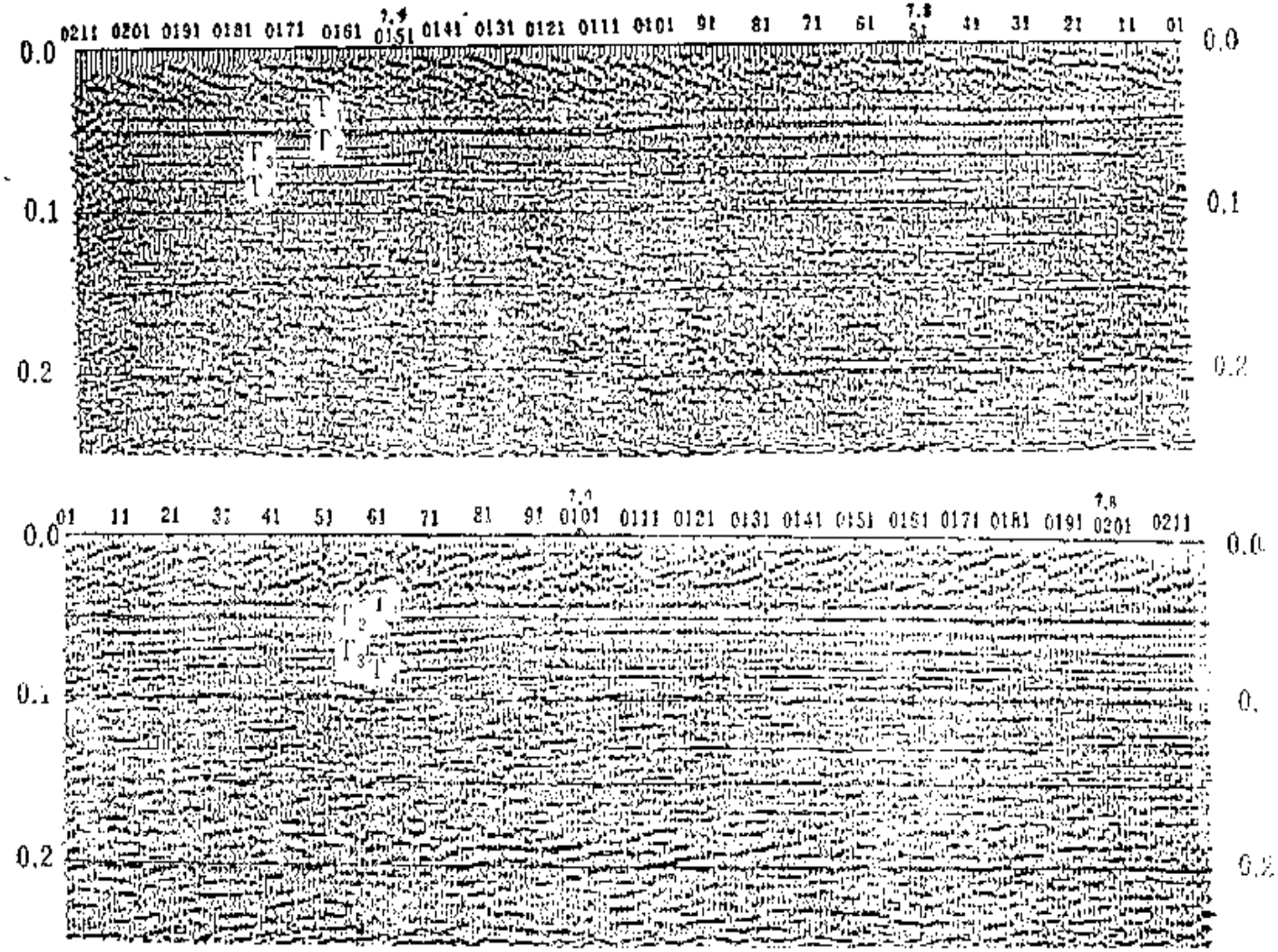


图 5—13

a.40Hz叠加时间剖面图；b.100Hz叠加时间剖面图

顶板埋深约18m，T_2反射波为该砂层体底板形成的反射波，T_2反射波受到了T_1反射波的干涉。在剖面（图5—13a）右端，T_2反射波发生上倾反映砂层体变薄，直至最后尖灭；在CDP111（图5—13a）处，T_1反射波信噪比低，推断为地层的岩性从砂层变为亚砂层（如图5—10所示）。从CDP111向大号CDP方向，T_1和T_2波组下移，反映了亚粘土与亚砂土之间的界面深度大于亚砂土与砂层之间的界面深度。

在t_0=65ms和t_0=75ms处，还存在有两组反射波T_3和T_4，其界面埋深均大于30m。在图5—10所示的地质剖面上没有表示出该深度的地层岩性。

四、几点认识

通过浅层地震反射方法技术在工程地质调查中的试验研究，我们初步得出以下几点认识：

1．浅层地震反射调查可为工程地质解决一些钻探手段不易解决的地质问题，如局部地区的岩性变化等。

2．浅层地震反射调查可较详细地进行分层，较好地探测具有一定规模的地下障碍物和地质构造。如发现了较小的地层错动等。

3．浅层地震反射调查配合少量的钻探能更快更好地进行工程地质调查，为大型工程建设提供可靠的资料。

例三、在工程病害方面的应用

我们采用抗干扰地震反射方法技术，在FS炼油一厂成功地进行了工程病害方面的研究，取得了令人满意的效果。

一、地质概况及地球物理特征

1.地质概况

测区位于FS市露天煤矿北沿，处于浑河发震断裂带上。从

露天矿和钻孔揭示的北帮断层主要有F_1和F_{1A}两大断层(见图5—20)，这两条断层对测区的地基稳定性起到了重要作用。F_{1A}断层在F_1以北200m左右，与F_1断层在平面上大致平行分布。两断层走向近东西，倾角较大。

在F_1断层以南，出露了老第三系及第四系。老第三系地层由一套沼泽相沉积的煤页岩和一套油页岩地层组成。在老第三系地层之上为第四系地层，二者为不整合接触。第四系地层主要以砂砾石层和砂层为主，中间夹杂着亚粘土、细砂等地层。

在F_1断层以北，F_{1A}断层以南为白垩系地层和第四系地层。钻孔资料揭示白垩系地层由泥岩、砂岩组和碎裂玄武岩组等组成。砂泥互层岩组在横向上变化较大，产状也有较大变化，大体为西倾东缓。破碎玄武岩岩组呈透镜状，沿F_1断层北侧展布。覆盖在白垩系地层之上的是第四系地层。

在F_{1A}断层以北为太古界鞍山群花岗片麻岩等变质岩系，上部为第四系地层。从钻孔资料分析，该变质岩系破碎程度高，且在变质岩系内，还分布有燕山期的岩浆岩。

此外，露天矿北沿的褶皱构造也十分发育。

2.地球物理特征

由于测区位于断裂带上，地面观测的资料表明F_1和F_{1A}断层已经活化，地面下沉，工厂的炼油装置和建筑物不同程度的损坏都说明了这一点。断层周围的地层破碎程度高，固结度差，对地震信号衰减严重。在太古界鞍山群地层内，夹杂着一些厚度较薄的岩浆岩体，岩浆岩体在横向上变化较大，破碎程度高。

除此之外，工业废水及降雨通过冲积含水层向下渗透，使得沿坡岩体中的断层裂缝及破碎岩层中充满了水。由于岩层的纵波速度与水的填充与否影响很大，同一岩性地层中由于潜水面的存在，也会形成一个比较好的反射界面。

工厂南面为露天矿坑，北面为铁路交通要道，东面为发电厂，西面为水泥厂。测区情况更为复杂，不利因素主要有以下几方面：

（1） 震动干扰大。横贯测区东西为一繁忙铁路运输线，火车不断来回倒挂油罐，车辆不断往返，产生的干扰无法避免。炼油所采用的裂化、催化、冷却等大型设备产生的振动连续不断。无论对国内或国外开展的抗干扰地震勘探技术来说，解决这类地区的地质问题都是一个技术难题。

（2） 地下管道复杂。地下各种管道多而复杂，建筑物密集．难以选择一条合适的地震测线避开地下管道。管道对地震信号起屏蔽作用，地震波向下传播遇到管道时产生绕射和散射。

（3） 地表条件复杂。测区内各种设备多，测区面积小。地表大部分已经过改造，使得激发和接收地震信号变得更加困难。根据测区情况，6 线只能选择在露天大坑边沿，该地段由于以前曾多次出现大型滑坡，填土较厚，对地震信号衰减比较严重。

（4） 电磁干扰强。地下和地上电缆和管道都产生了强大的电磁干扰，这些电磁干扰对检波器接收地震信号影响很大。

在这种极强的干扰背景和复杂的地震地质条件下，常规方法难以奏效，我们采用了独特的地震反射勘探技术。

二、 数据采集方法

针对测区情况及所要解决的地质问题，我们采用了 DFSV-Minisosic数据采集系统，震源为机械夯源WACKER BS-60Y。由于该系统动态范围大，在数据采集时即使干扰信号高于有效信号幅度很多也不致于使仪器放大器处于饱和状态，在强干扰背景下也能记录到十分微弱的有效信号。多源处理器对采集到的信息进行相关叠加处理，可增强有效信号，衰减干扰信号。

为提高记录信噪比，经过反复试验，采取了以下措施：

1．组合接收。由于地表面的各种震源（包括地震勘探的激发源和各种机械震动等干扰源）产生的沿地表传播的干扰波振幅强，对有效信号影响大，利用组合接收的方向特性能够衰减规则干扰波，提高记录的信噪比。

当干扰源与接收排列在同一方向时，设组合的方向特性为 K，

若干扰源与接收排列之间的夹角为 φ 时，则组合的方向特性近似为 $K\cos\varphi$。采用线性组合能够衰减沿接收排列传播的干扰，为衰减来自不同方向的背景噪声，需采用面积组合的方法，如图 5—14所示。从图 5—14可以看出，线性组合不能有效地压制侧面干

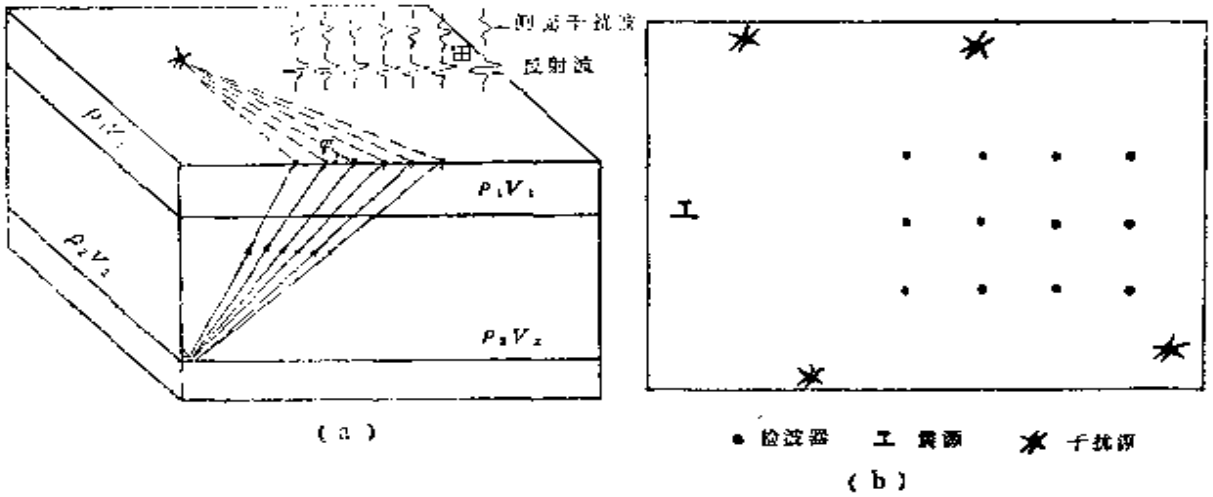


图 5—14
(a)线性组合；(b)面积组合

扰，而面积组合能够压制侧面干扰。受测区场地限制，这次无法进行面积组合接收。据现有的条件下，我们设计了长组合基距接收的方法技术，以衰减来自不同方向的干扰。

2．选取了小道距、小偏移距、短排列接收的工作方法。

3．提高垂直和水平叠加次数。采用了每道12个检波器组合接收，每个激发点夯击1000次和12次水平叠加的方法技术，相当于对地下同一共深度点反射的信号进行了144000次叠加处理，采用DFSV-Minisosie数据采集系统可实现这么多的叠加次数。

4．提高测线首末端有效CDP点的覆盖次数。受测区地面条件的限制，多数测线较短，而要求解决的地质问题有的就在测线端点。为了提高测线首末端有效CDP点的水平叠加次数，采用了在测线首端空道和在测线末端甩道的工作方法。

5．选择好测线位置，使测线垂直穿过地下管道或地面上动

力电线。

图 5 —15是野外数据采集的一个场面。

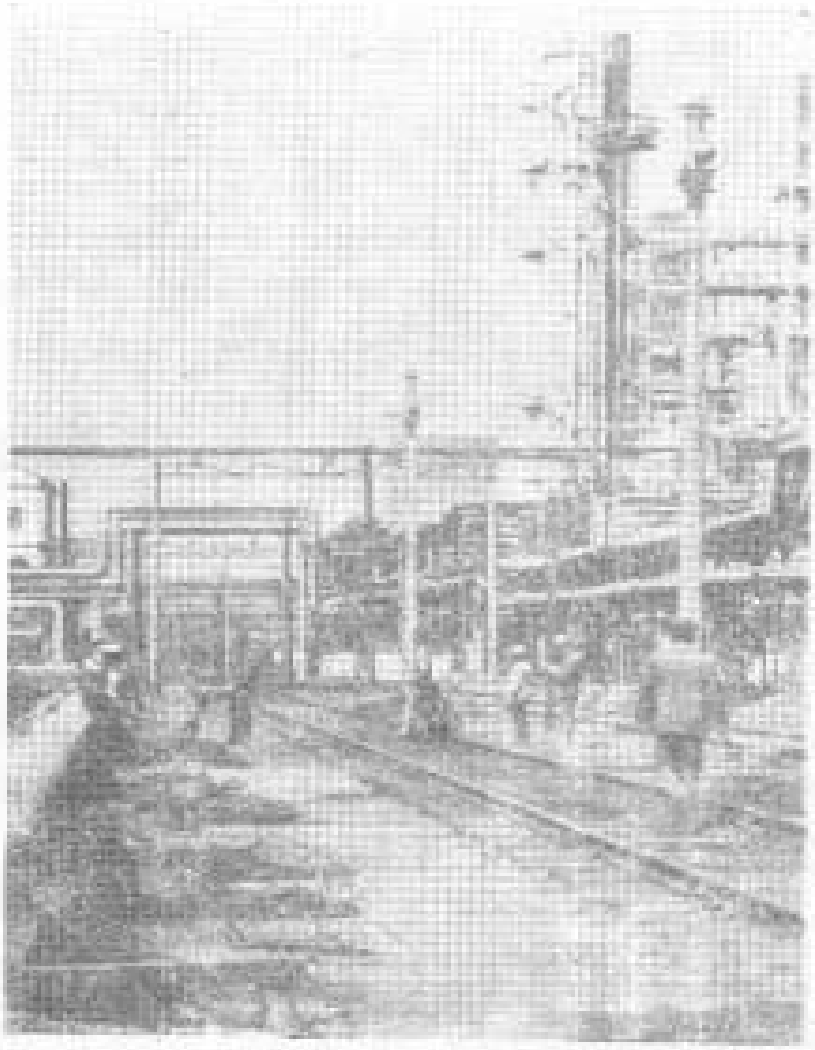


图 5—15　野外数据采集的一个场面

三、成果解释

数据处理中采取了一系列提高记录信噪比的处理方法技术，经处理后的地震时间剖面如图5—16、5—17和5—18a所示。根据图 5 —16、5 —17和 5 —18所示的地震时间剖面，可做如下解释。

1．已知断层F_1和F_{1A}在地震反射时间剖面上反映清楚，与实际情况相一致。

从图 5 —16、 5 —17和 5 —18a可以看出，F_{1A}断层在地震时间剖面上断点清楚，特征明显。F_{1A} 断层上盘为太古界鞍山群花岗片麻岩类地层，下盘为白垩系地层。该断层断距很大，据地震时间剖面，不能测得断层落差。从地震时间剖面看出，较深层界面反射能量较弱，主要原因有：（1）由于地质界面受到构造活动影响，地层固结度差，地层界面波阻抗系数较小，对有效波衰

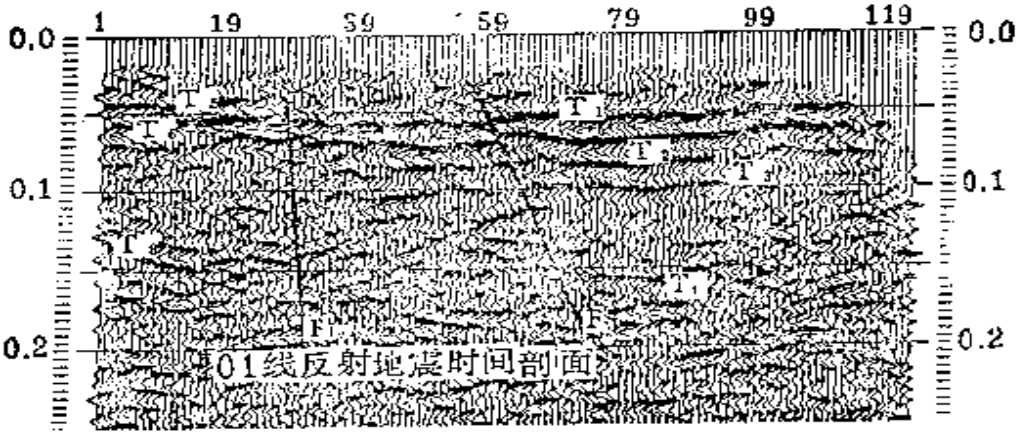


图 5—16　1线地震反射时间剖面

减严重。（2）干扰背景强，较深层界面产生的弱信号被强干扰背景掩没了。若较深层反射信号的信噪比太低，即使采用了合适的方法技术，也难以从强干扰背景中提取很弱幅度的有效信号。

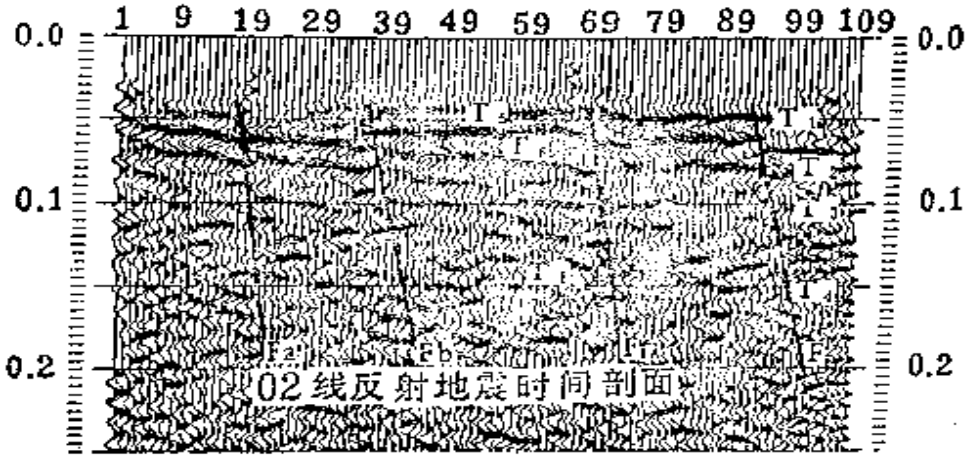
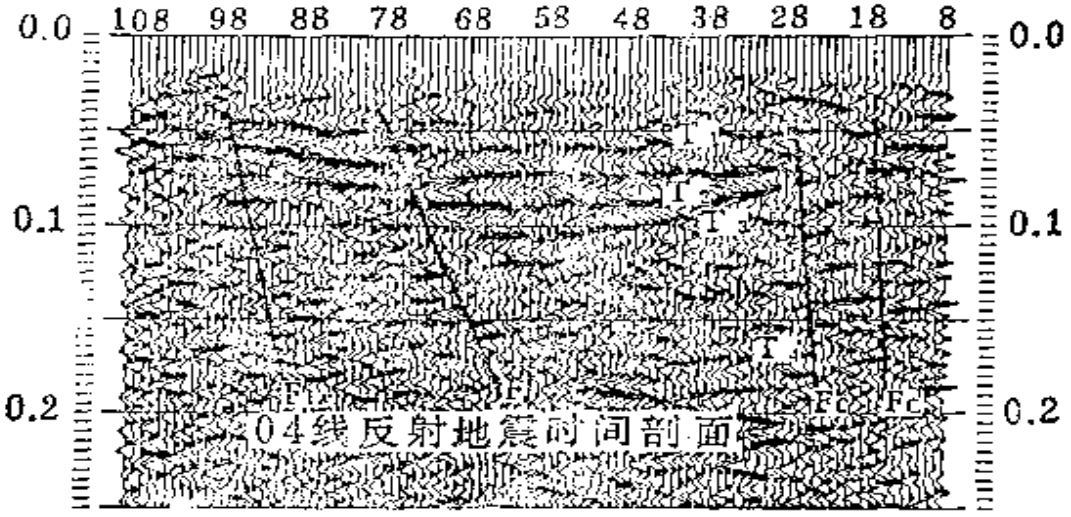
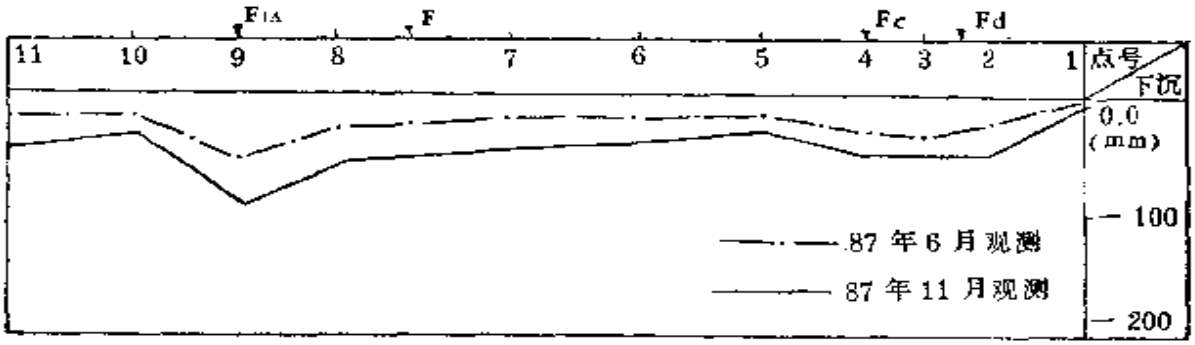


图 5—17　2 线地震反射时间剖面

在 F_{1A} 断层的上盘，从钻探资料分析，在太古界地层内，有一些地层物性差异，浅层反射信号受地层吸收衰减较小，采用一



(a)



(b)

图 5—18　4 线地震时间剖面(a)和对应的地层下沉曲线(b)

些处理技术后，提取出来一些有效信号，如 T_1、T_2、T_3 波。

地震时间剖面上反映的 F_{1A} 断层特征明显，且与地表出现的裂缝（F_{1A} 断层在近期活动而产生的裂缝）相一致。

自1984年以来，由于 F_1 断层的活动，在露天矿北沿曾出现过多次滑坡。图 5—19所示地震时间剖面上的 F_1 断层与滑坡地段相一致，在滑坡地段地震时间剖面上反映的地层下沉。图 5—19所示地震时间剖面相应的勘探线位于露天矿坑边缘，受地层滑坡影响，又填土较厚，固结程度较低，影响能量下传，较深层反射信

号信噪比低，但能较好地反映地质构造形态。

2．查出了几条隐伏断层。从图5—16、5—17和5—18a所示的地震时间剖面上，可看到F断层的存在，F断层的断点清楚，

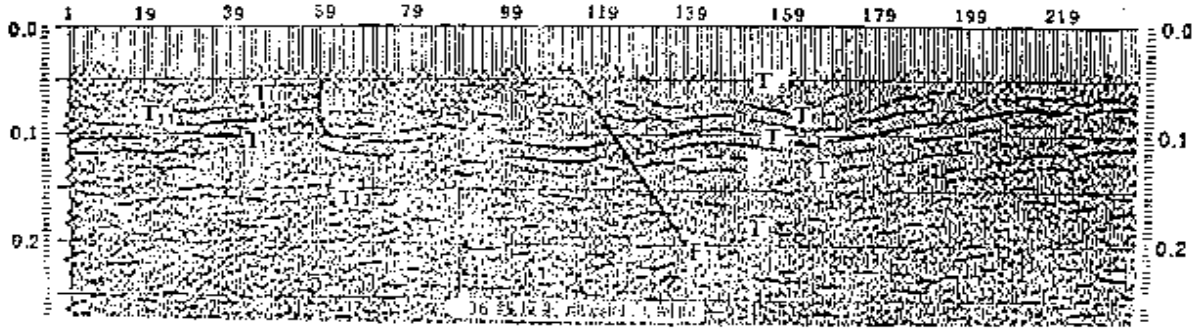


图 5—19　6线地震时间剖面

为太古界鞍山群地层内的一条隐伏断层，该断层落差约10m。

从图5—17剖面图上可看到F_a、F_b小断层，该断层位于白垩系地层内。从图5—18a还可看到F_c、F_d小断层，这些小断层位于太古界鞍山群地层内。

3．从地层下沉曲线分析地震时间剖面上反映的断层特性。

图5—18b是与图5—18a地震反射时间剖面相对应的地面下沉曲线。在F_{1A}、F_c和F_d处出现地层下沉，在F_{1A}处地层下沉幅度较大，说明断层F_{1A}已活化，在断层F处没有出现地层下沉，

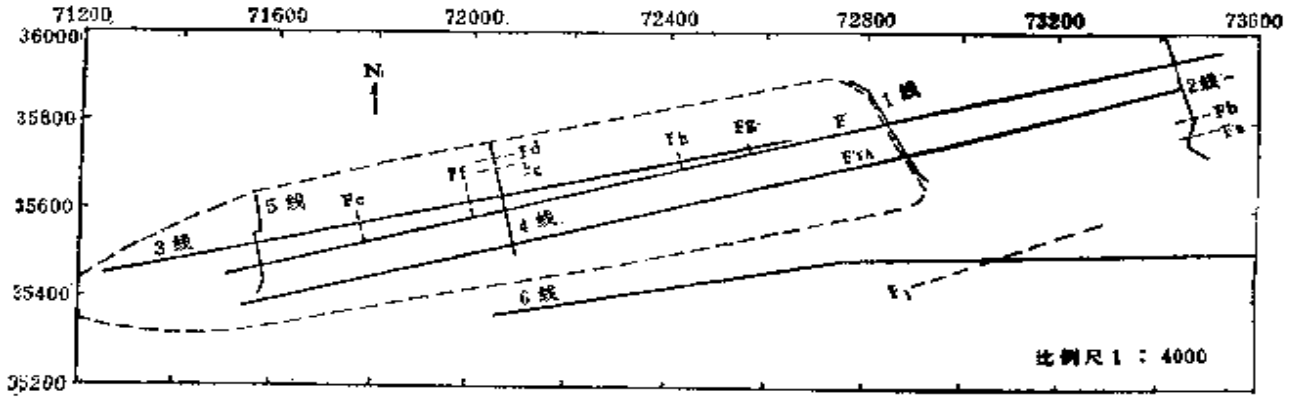


图 5—20　地质构造平面图

说明断层F目前还没活动。断层F_{1A}在近期内发生活动，有可能是破碎带支撑力减弱和地下水变化引起的。

根据地震反射调查结果，可做出如图5—20所示的地质构造平面图。图5—20反映的断层走向和位置与实际情况吻合得较好，从而证实了用地震反射方法在强干扰条件下解决地质问题的可靠性。

例四、探测煤田陷落柱

探明煤田陷落柱是一个十分重要的问题。1984年，开滦煤矿范各庄矿由于隐伏陷落柱出水，造成巨大损失。目前还没有一种行之有效的探测煤田陷落柱的方法技术。1988年3月，我们采用高分辨率地震反射技术在范各庄矿已知陷落柱上进行了试验研究，取得了较好的试验效果。

一、可行性分析

从工程地质意义上说，煤田陷落柱可看成溶洞问题。从地震勘探角度看，探测陷落柱问题可看成为探测地层在横向上的不连续段。理论上，根据地震时间剖面上反射波组的中断或消失，能够探测煤田陷落柱。问题是地震反射方法能够探测到多大规模的陷落柱？陷落柱在地震时间剖面上表现为什么样的特征？这些问题都涉及到地震记录的横向分辨率。

在水平叠加时间剖面上，地震记录的横向分辨率取决于第一菲涅尔带的大小，据式（1—94）可知，第一菲涅尔带半径为

$$r=\frac{V}{2}\sqrt{\frac{t}{f_c}}$$

其中V为平均速度，f_c为反射波主频，t为反射波的双程旅行时。由此可见，横向分辨率随着深度的增加而降低，随着频率的提高而得到改善。

由于横向分辨率的限制，在断层以及岩性变化棱点上，反射

波不会突然消失，而是反射波振幅由强变弱。在地层断点处，反射波振幅降到一半左右，然后进入绕射部分，振幅逐渐消失。图5—21表示了半无限大水平反射界面上观测到的反射波振幅变化。如果两个半无限大的水平反射界面相隔一距离拼在一起，就大致形成了煤田陷落柱在地层横向上的不连续段的情况。由于分辨率的限制，陷落柱两侧地层产生的反射波有一个延伸范围。若煤田陷落柱太小，就不能从地震记录上分辨该陷落柱的存在，也就是在地下陷落柱对应的地面位置上仍能观测到地层界面反射波。

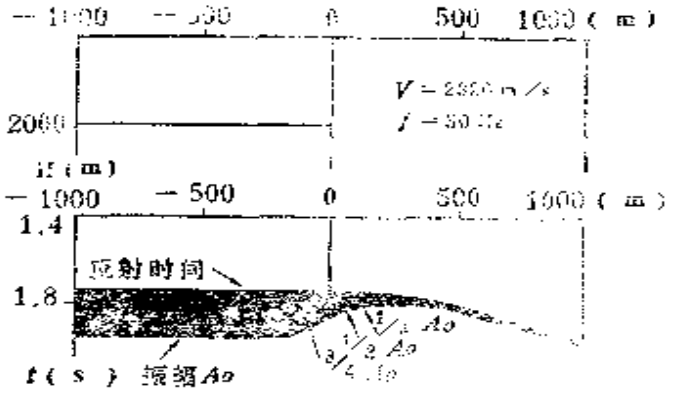


图 5—21 半无限延伸水平反射界面上观测到的反射波振幅变化

地震偏移处理能够使断层断点或地层岩性变化棱点产生的绕射波收敛，反射波的振幅带归位，提高记录的横向分辨率。在该意义上，至少从理论上能够说，只要采用的道间距较小，就能够探测尺度较小的煤田陷落柱。实际上这是不可能的，因为偏移处理常受以下诸因素制约：1．二维假设；2．二维偏移处理中的理论假设与实际情况不一致；3．偏移速度的精度；4．偏移使用的波动方程的近似程度和计算方法。

综上所述，在水平叠加时间剖面上地震记录的横向分辨率由第一菲涅尔带大小决定。地震偏移时间剖面改善了记录的横向分辨率，一般情况下横向分辨率不完全由空间采样率决定，但采用较小的道间距（即空间采样率）有利于探测地下水平尺度较小的煤田陷落柱。采用地震反射方法能否探测到陷落柱，关键问题在于要求探测的陷落柱的水平尺度、埋深、接收到的反射波频率和采用的空间采样率。为探测水平几何尺度较小的陷落柱，需要采用高分辨率地震反射方法。

二、测区概况

该区第四系地层厚度约75m，主要由含砾中砂、粗砂、亚粘土和粉砂等地层组成。二叠系地层与第四系地层呈不整合接触。二叠系地层厚度约400m，下二叠统大苗庄组为含煤地层，二叠系地层主要由粗砂岩、中粒砂岩、粉砂岩、细砂岩、粘土岩和煤层组成。石炭系地层与二叠系地层整合接触，上石炭统赵各庄组为含煤地层，该区石炭系地层厚约230m，主要由粗、中、细粉砂岩夹有薄层灰岩和煤层组成。底部为奥陶系灰岩，奥陶系灰岩顶板埋深约730m。地质学家认为，煤田陷落柱的形成与奥陶系灰岩有关，推测奥陶系灰岩中的水充填到陷落柱内。弄清陷落柱与奥陶灰岩的相互关系是十分重要的。

形成陷落柱过程中，周围地层不断受到蚀变，发生下沉或变得疏松。一方面由于地层产状发生变化，在地震时间剖面上易于识别陷落柱的存在；另一方面，由于陷落柱周围地层疏松，充填物成分复杂，围岩与陷落柱之间的岩性界面物性差异不明显，不能在地震时间剖面上准确地确定陷落柱的边界。

试验测线位于一条交通要道路边上，过往行人及其各种车辆很多，对相距不足 2 m 远的地震接收排列影响很大，给试验研究带来了极为不利的一面。

为保证试验工作的顺利进行，测线附近地面下坑道中连续振动的大功率风泵、水泵和相距几千米处的洗煤厂停止了工作。相距约 400m 处的地下大功率风泵仍在工作。此外，测线旁边路沟内的哗哗流水声及煤矿内各种各样的振动信号也带来了干扰。

三、方法技术

针对要求解决的地质问题，在试验中采用了 DFSV-Minisosie 地震数据采集系统，震源采用可连续振动的WACKER BS 100Y机械震源。

试验前，由于对要求探测陷落柱的具体情况并不很清楚，为

提高横向分辨率和兼顾浅层反射信号，经反复试验后，采用了5m道间距，60m偏移距，单边排列接收，12次覆盖的共深度点反射技术。仪器记录因素选用0.5ms采样间隔，1 s记录长度，60—512Hz的记录通频带。

在数据采集期间，为在极高的干扰噪声背景中获取高信噪比的地震资料，采取了以下技术措施：

1．采用大功率的振动夯源WACKER BS100Y进行激发，提高了中深层反射信号的信噪比。

2．适当减小道间距，缩短排列长度，以缩短干扰影响半径。

3．提高共炮点记录的垂直叠加次数（采用800—1000次）和共深度点叠加次数（12次）。

4．选择好噪声抑制门限电平，将门限值调节到略高于最大有效信号峰值。

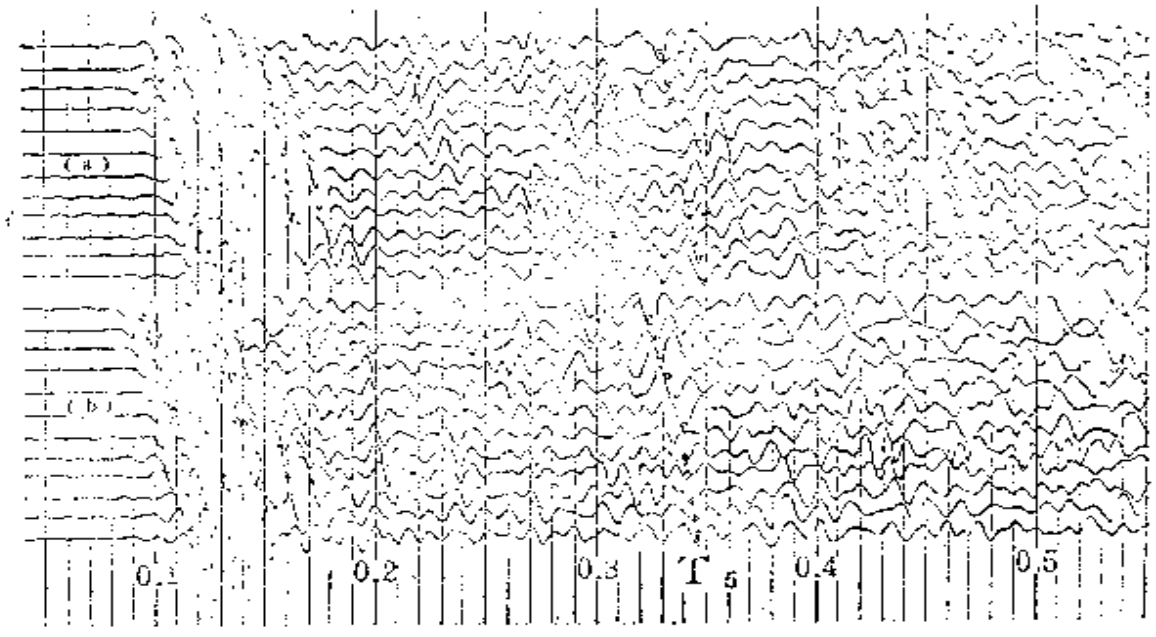


图 5—22　在非陷落柱对应的地面位置获得的共炮点记录(a)和在陷落柱对应的地面位置获得的共炮点记录(b)

采用上述方法，获得的共炮点记录如图5—22所示。图5—

22a和 5—22b 分别是在非陷落柱和陷落柱对应的地面位置处获得的共炮点记录（两者相距105m）。从图 5 —22可以看出，浅层反射波和煤系地层反射波信噪比较高。在图5—22b上，由于陷落柱的存在，一组地层反射波T_5的波组特征发生明显变化，表现为视速度突然降低，振幅变强，初步分析是由于陷落柱侧面形成的反射波干涉叠加的结果。在图 5 —22a上，没有出现类似的反射波组，说明采用地震反射方法，能够观测到陷落柱的存在。

为了提高地震记录的信噪比和分辨率，更有效地了解陷落柱的几何形态，在数据处理中重点进行了以下处理：

1．采用数字滤波处理，消除震源干扰波和外界背景噪声。地震反射方法探测煤田陷落柱主要涉及到地震记录的横向分辨率，因此数字滤波处理要尽可能不降低记录的横向分辨率。在二维滤波处理中，试验采用不同方法技术消除相干干扰波，减轻二维滤波产生横向混波的问题。

2．采用速度扫描和速度谱综合分析的方法求取地震波的速度。为提高速度分析的质量，在速度分析处理前，对记录进行了一系列提高信噪比的处理。

3．采用偏移处理提高记录的横向分辨率。当探测煤田陷落柱的几何尺度较小时，偏移可使地震时间剖面上反映的陷落柱边缘更清楚。由于得到的地震时间剖面是二维时间剖面，地震水平叠加时间剖面上的一些干扰波为陷落柱侧面产生的侧反射波，侧反射波是在三维空间形成的相干干扰波，二维偏移处理不可能使在三维空间形成的侧反射波归位。侧反射波在地震时间剖面上的存在，严重降低了记录的横向分辨率。为消除侧反射波，就需要开展三维地震勘探，进行三维地震偏移。

四、地 质 解 释

图 5 —23所示的地震时间剖面上反映出来了丰富的界面反射波。为了正确地认识所探测陷落柱的几何形态，对陷落柱附近的几组主要反射波进行了解释（为清楚起见，每个波组采用不同

的解释记号）。经对地震资料解释后，图5—23所示的界面反射波（T_1—T_7）与测线附近的钻孔地质资料所表示的地层岩性界面吻合得很好。

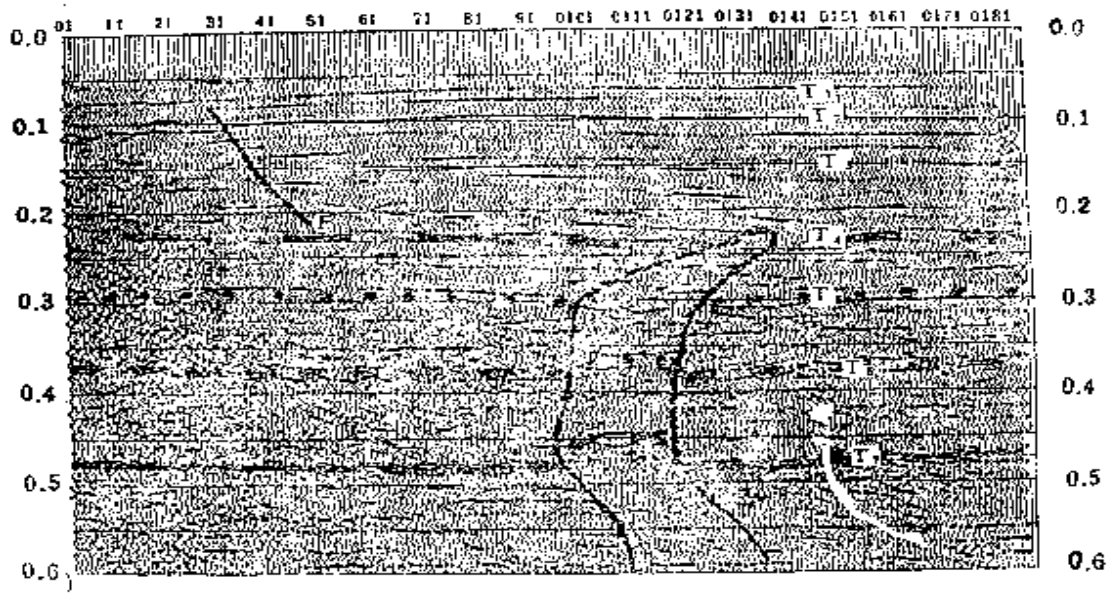


图 5—23　地震时间剖面

图5—23所示的浅层反射波信噪比高，而深层反射波信噪比低，这主要是深层弱反射信号被强背景噪声干扰的结果。尽管如此，深层反射波所表示的地层形态却是十分清楚的。T_6为煤系地层反射波，T_7为奥陶系灰岩顶板产生的反射波，埋藏深度约710m。在小号CDP点（左侧）处，深层反射波T_6、T_7信噪比低，而在大号CDP点处，T_6、T_7反射波信噪比高，这主要是由于小号CDP点距煤矿洗煤厂更近，受干扰严重的结果。在大号CDP点处，煤矿生产产生的干扰相对弱些。

在图5—23所示地震时间剖面上CDP32附近，T_2、T_3反射波发生明显的错断。这反映了一个小断层。从地震时间剖面上推断，该小断层与要求探测的陷落柱没有直接关系。

在CDP110附近，T_5、T_6、T_7反射波均发生明显断开，且T_4、T_5波组分别从剖面两端朝着CDP110附近发生明显的向下倾斜，尤其是T_5波组更明显。上述现象解释为煤田陷落柱，经证

实，从地震时间剖面上确定的陷落柱位置与地质上已探测的陷落柱位置是完全一致的。T_4波组在陷落柱位置处，虽没有发生明显断开，但反射波形发生了变化，反射波振幅变弱，推测在该深度处陷落柱水平尺度较小。在图5—22b所示的共炮点记录上，大约300ms处(近炮点记录道)，T_5反射波波形在陷落柱位置发生明显的变化，主要表现在正常地层界面反射波T_5突然被视速度低、振幅强的异常波断开后，T_5反射波消失了。经过分析研究，认为该异常波是由于陷落柱周围地层产生的侧反射干涉叠加的结果。理论研究表明，侧反射干涉叠加后增强是由于陷落柱的水平尺度小于第一菲涅尔带而引起的，从后来了解到的地质情况也证实了这一点。

根据已获得的地震资料并结合地质解释，推测该煤田陷落柱是奥陶系灰岩溶解、形成一定规模的溶洞后，奥陶系灰岩上覆地层沉陷形成的。

试验研究表明，在强干扰条件下采用高分辨率地震反射方法探测煤田陷落柱是切实可行的。值得指出的是，该方法对于探测地下各种喀斯特溶洞及其岩溶坑也是适用的。

例五、在活断层研究中的应用

一、活断层标准和浅层地震勘探要求

通常把自第四纪以来仍在活动的断层称活断层，也有人把自新生代以来仍在活动的断层定义为活断层。在实际工作中，针对某些具体要求，又有若干有关活断层的具体定义。我们把地球内部（非重力作用造成的第四系内部沉积物错动）已错断了基岩，并已延伸到第四系内部沉积物中的断裂定义为活动断裂，如图5—24所示。

根据该定义，对那些具有升降变化的断层，在经地震反射勘查找出第四系内部沉积物标准反射后，便可确定是否为活动断

层。根据对该地区地质情况的了解或经 C^{14} 同位素年龄测定，便可确定该断层活动的时代。对升降变化很小的蠕变断层，则可由断层破碎带在标准层上的反映来确定，一般比具有升降变化的断层更难确认。

采用浅层反射波法地震勘探研究活断层，要求所取得的资料能对第四系内部沉积物进行比较详细的分层。地层纵、横向上较大的差异使得产生的反射波存在有较大的纵、横向差异。为了既保证把相对微弱的地层反射信息记录在磁带上，又不致于使较强的反射信息产生畸变，要求野外数据采集仪器具有较大的动态范围。

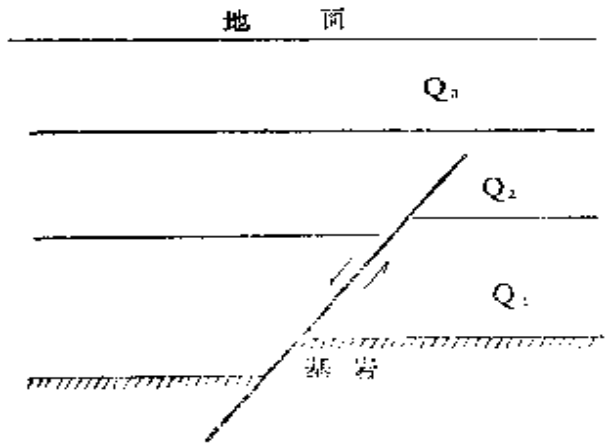


图 5—24　活断层示意图

地球内部断裂延伸到第四系内部沉积物后，其位移一般都比较小，为能在成果剖面上准确地分辨出这种小断层，并确定其断层落差，要求资料具有较高的分辨率和信噪比。为了保证断层两侧地层产生的反射波组能进行可靠的对比追踪，测线的布置应有一定的长度。

在工作中，为获得对研究活断层有用的地震反射资料，应当细心地选择好激发点和接收点位置，保持检波器与地面处于良好的耦合状态，采用高分辨率的数据采集和处理方法等。

二、应 用 实 例

图5—25为我国长江中下游地区某城市在进行地震危险性分析及烈度复核工作时，在一北东向断裂带上所做的一段浅层地震调查的成果剖面。图5—26为该断裂带的重力异常反映（比例尺1:35万）。测区基岩为泥岩、砂岩组成的白垩纪红层，其反射波

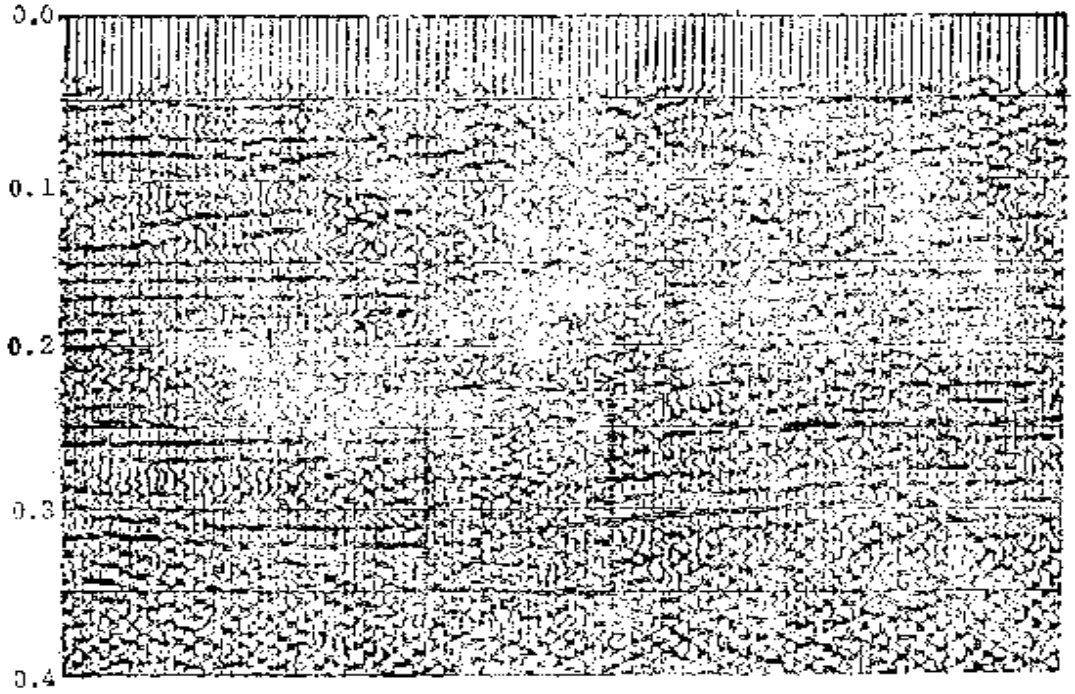


图 5—25　活断层调查实例

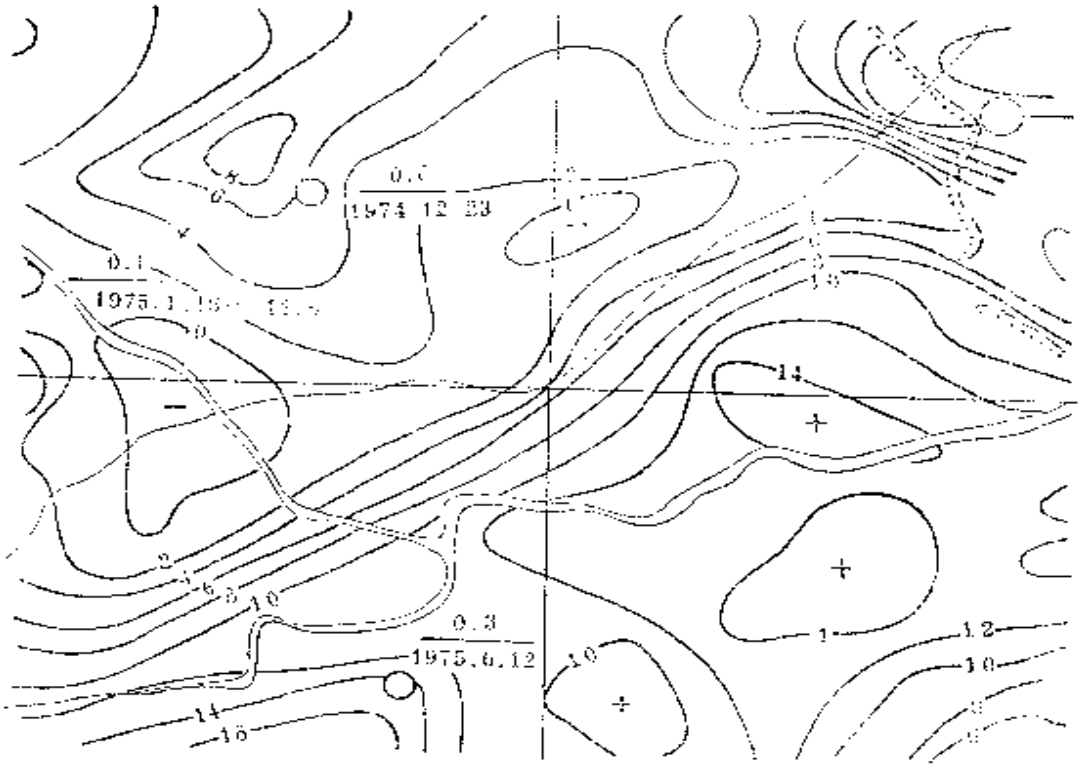


图 5—26　断裂带重力异常图

能量较强，出现在地震时间剖面上约300ms处(深约250m)。由图5—25可知，断裂视破碎带宽约为60m，基岩断距约30m，该断层已延到第四系内部。在深度约190m处，断距约为10m，在165m深度处，断距约为5m，再往上逐渐消失，不能分辨。按照文中提出的标准，该断层为一活断层。结合该地区地质资料进行分析认为，该断层至少在Q_2时代仍在活动。

图5—27为该地区北西向某一断裂带上的一段地震时间剖面。基岩是经过强烈风化的古生代灰岩，埋深为300m，地震时间剖面上约为360ms处的反射波为基岩反射波。从图上可以看出基岩反射波强而乱。由图5—27还可看出，有两条性质相同的陡倾逆断层，其断距仅3—5m，在地震时间剖面上有约半个相位的落差，

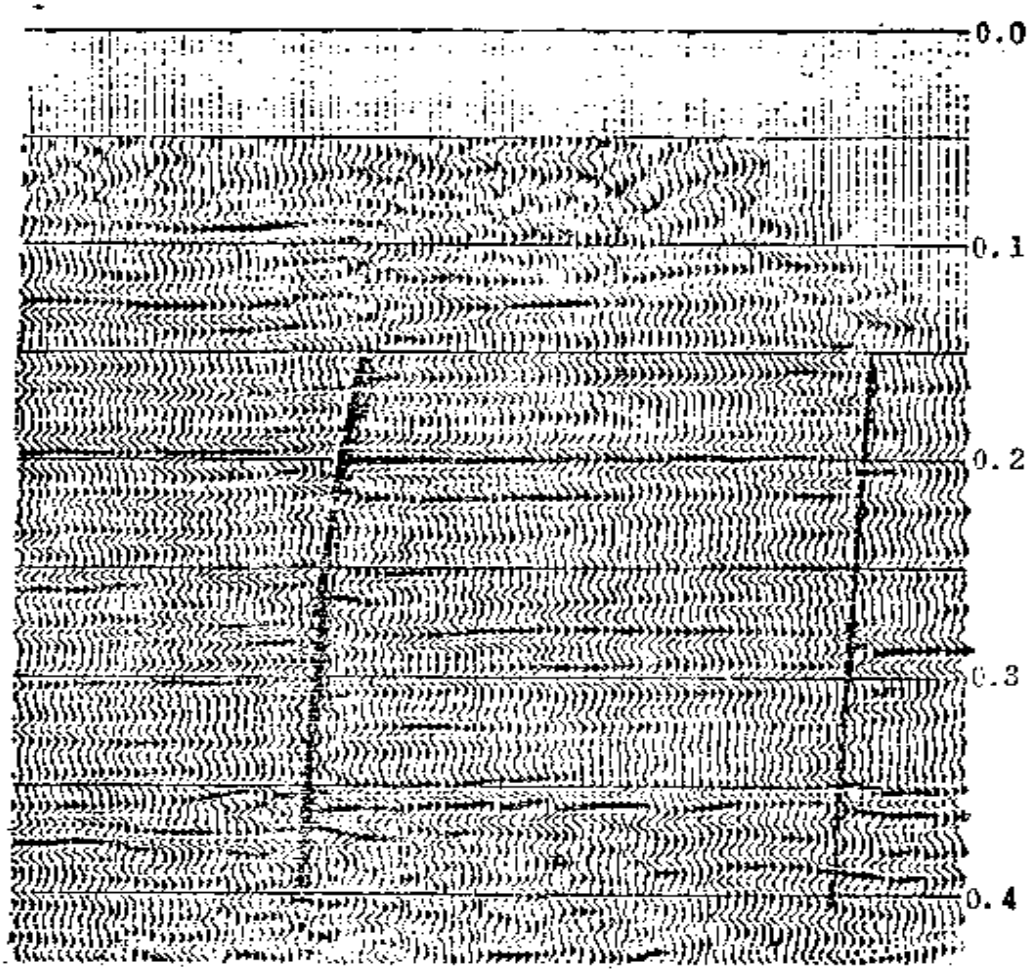


图 5—27　活断层调查实例

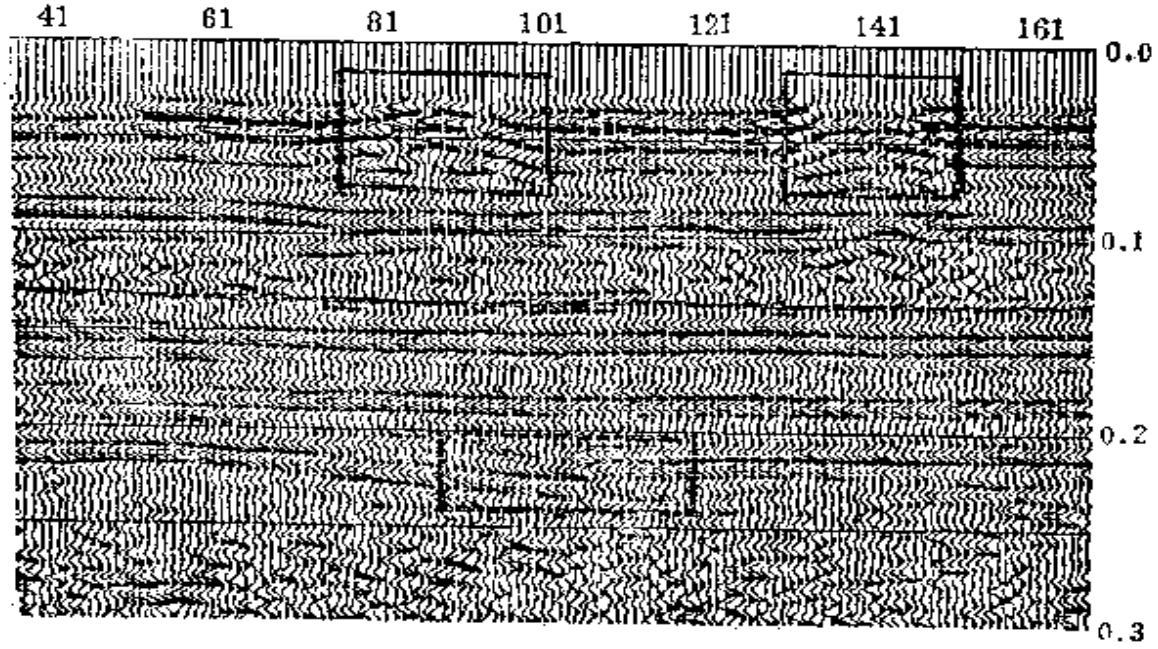


图 5—28　某地区一地震剖面



图 5—29　航磁异常图

但断点清晰可辨，断层延入第四系内部沉积物约 170m 深度处，活动时代大约到Q_2时代。

从这两个实例中，我们可以得出这样结论，即在长江中下游地区，自第四纪以来，新构造运动仍然存在。

图5—28是在某地进行地震危险性分析的一段地震时间剖面。图5—29为该地 1:35 万航磁异常图。该基岩为侏罗纪火山岩，埋深约 150m，在地震时间剖面上出现的时间为 210ms。该地地势平坦，波阻抗连续性好，获得资料信噪比较高。由地震时间剖面图可知，断裂仅到基岩面。第四系内部沉积物地层反射波组连续性好，也没有发现由蠕变引起的凌乱带。因此，按文中活断层标准，该断层可能为一休眠断层。此外，在剖面上 50ms 处有两个透镜体存在，是第四系内部沉积物横向变化的反映，可能与砂土液化有关。

采用高分辨率勘探手段，通过细致的工作和对各种资料的综合分析（必要时还可开展地面槽探），完全有可能为活断层的研究提供可靠的依据。在目前采用其它方法对活断层研究进展不大的情况下，浅层反射波法不失为一有实效手段。

例六、在钾盐勘查中的应用

一、概　　述

钾盐是我国的紧缺矿种之一，用地震反射方法探测第四系地层内部的钾盐矿床在我国还是第一次。在青海柴达木盆地一里沟地区开展的高分辨率钾盐地震反射勘探主要是解决地表至 2000m 深度范围内的详细构造及其含盐层系的分布等问题。

一里沟地区位于小的沉积盆地内，第四系厚度约为 2000m，岩层平缓（一般在5°以下）。在沉积盆地边缘，地层倾角较大。地表广泛分布含盐砂土，溶洞发育，缺水，寸草不生。起伏较大、硬而脆的盐壳给地震勘探的激发和接收带来了很大的困难。在第

四系地层内部，虽然盐层和碎屑层的密度和地震波速度相差较大，它们之间能够形成明显的波阻抗界面，但由于盐层之间的厚度较小（相对于常规地震勘探中的反射波波长来说），薄层、互层、夹层等现象严重，和邻盐层之间形成的反射波易形成复合反射波，相互干涉叠加在一起，给采用地震反射方法详细划分含盐地层的内部结构带来了困难。为解决所提出的地质问题，我们采用了高分辨率地震反射方法技术。

在一里沟地区，我们在开展地震勘探的同时，还对一个800m深的钻孔进行了地震测井。

二、数据采集

地质任务要求探测从地表至2000m深度范围的地质构造和地层分布情况，这使得采用一种数据采集技术很难解决上述问题。采用小道距、小偏移距、短排列接收，可获得较好的浅层反射波，但深层反射波易受地滚波、声波的干扰，且小药量激发也很难获得深层反射波。采用大道距、长偏移距、长排列接收，对获取深层反射波固然有利，但对获取浅层反射波却是不利的，主要表现：①降低了浅层反射波的叠加次数；②远炮点记录道上易出现浅层折射波，上述两点往往决定了浅层效果不佳。为获取深层反射波，常常采用大药量激发，因此直达波振幅强，延续相位多，浅层反射波很容易被直达波所淹没。大药量激发获取的浅层反射波频率低，不利于分辨较薄的地层和较小的地质构造。针对存在的问题和地质任务的要求，我们采用了两套工作方法，即在探测地表至500m深度范围内的地层时，采用适合于浅层地震反射调查的高分辨率观测方法技术；在探测300m至2000m深度范围内的地层时，采用了相应的中深层高分辨率地震反射方法技术。

为了了解有效波与干扰波的分布范围及其施工参数，选择合适的压制干扰波、突出有效波、提高地震记录信噪比和分辨率的数据采集技术，我们首先进行了噪声调查和最佳参数试验。当使

用WACKER夯源，90Hz的仪器低切滤波器接收时，地滚波的视波长约为5—7m；而采用500g的炸药震源在地面放炮，60Hz的仪器低切滤波器接收时，地滚波的视波长约为6—15m。采用地面放炮，记录中的声波干扰相当严重。而采用WACKER夯源激发，则声波干扰较小。

为消除声波和地滚波的干扰，通常采用压制或避开的方法。在该区由于缺水，表层盐壳中溶洞发育，采用井下放炮和接收避开地滚波的方法显然是不可取的。因此，只能依靠采用组合检波的方法衰减声波和地滚波的干扰。

由组合的频率特性

$$\phi(n,\ \Delta t,\ f)=\frac{1}{n}\ \frac{\sin n\pi f\Delta t}{\sin\pi f\Delta t} \qquad (5-1)$$

可知组合接收相当于一个低通滤波器，对反射波的高频成分有很大的压制作用。我们选用了12个检波器进行线性组合，当相邻两个检波器之间的时差Δt分别为1、1/2、1/3、1/4ms时，计算出的频率特性曲线如图5—30所示。

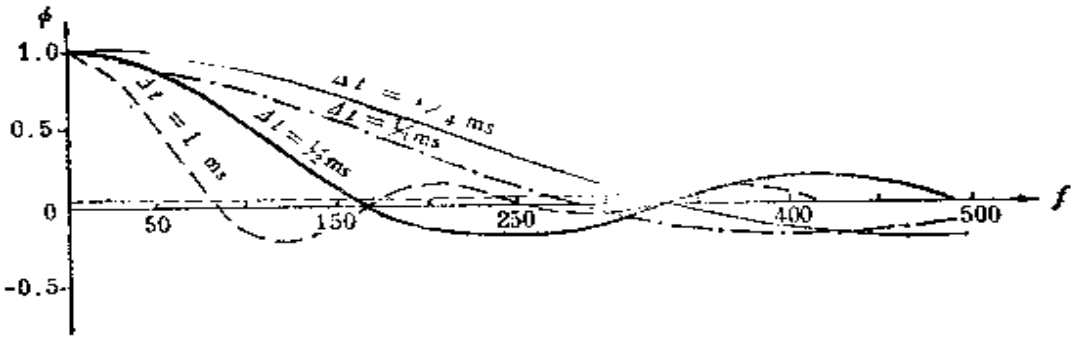


图 5—30　频率特性曲线

从图5—30可以看出，对应于$\Delta t=1$，1/2，1/3，1/4ms时的组合高截止频率分别为80Hz、160Hz、265Hz和320Hz。由此可知，组合长度越长，组合的高截止频率就越低。

为获取高频反射波，我们应采用较短的组合长度压制地滚波及声波的干扰。从干扰波调查结果来看，WACKER夯源激发产

生的地滚波视波长短，且能量有限，采用较短的组合长度容易衰减地滚波的干扰；地面坑炮激发产生的地滚波视波长长，且能量强，为衰减地滚波的干扰需要采用较长的组合基距接收。因此，在浅层调查中，我们选用了 WACKER 夯源和 DFSV-Minisosie 数据采集系统，而在中深层调查中，选用了炸药震源和 DFS-V 数据采集系统。

由于$V_a=\frac{\Delta x}{\Delta t}$，$\lambda_a=\frac{V_a}{f}$，所以根据（5—1）式可得出组合的方向特性公式

$$\phi(n,\ \Delta x,\ \lambda_a)=\frac{\sin n\pi\Delta x\cdot\lambda_a^{-1}}{n\sin\pi\Delta x\cdot\lambda_a^{-1}} \qquad (5-2)$$

当采用12个检波器线性组合接收，组合基距分别为5、8、10、12m时，得到的组合检波的特性曲线如图5—31所示。

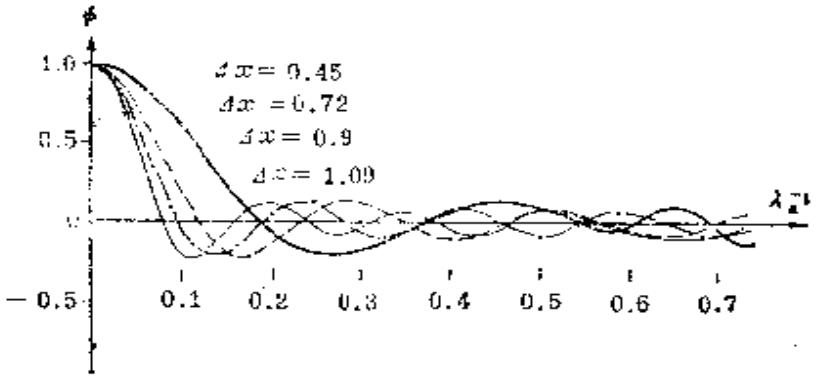


图 5—31　组合检波特性曲线

从图5—31可以看出，当采用 5 m组合基距时，基本上能够较好地压制视波长为5—7m的地滚波。当采用大于 8 m 的组合基距时，该视波长的地滚波全部落入压制带，但视波长约15m的浅层有效反射波也受到了不同程度的衰减，且组合的高截频也相应降低了。为了达到兼顾反射波的高频成分和衰减强振幅地滚波的双重目的，我们采用了“二次压制”的方法。即在数据采集过程中，采用 5 m的组合基距接收，衰减地滚波。在数据处理过程中，再用二维滤波技术进一步衰减地滚波。采用“二次压制”的方法，一

是相对地提高了反射波的接收频率，二是能够在数据处理过程中，更好地消除地滚波、突出反射波，从而达到提高地震记录信噪比和分辨率的双重目的。

在中深层地震反射调查中，基于以上分析为衰减视波长为6—15m的地滚波，采用了12m的组合基距接收。

通过实际计算，我们分别选择10m和20m的道间距能够满足在浅层和中深层地震反射调查中不出现空间假频。

在浅层地震调查中，我们重点进行了不同震源（WACKER夯源和120kg车装吊锤震源）激发、不同偏移距和不同仪器记录因素的试验。通过反复试验，选取了10m道间距、20m偏移距、24道接收，6次覆盖的单边排列的工作方法。震源选用了WACKER夯源，夯击次数为500次，记录因素分别为：记录长度1s，采样间隔0.5ms，仪器通频带为90—512Hz。

在中深层地震调查中，我们重点进行了坑炮激发，浅孔激发，组合激发以及不同药量激发，不同记录因素的试验。通过反复试验，进行分析比较，选取了20m道间距、60m偏移距、56道接收，7次覆盖的单边排列的工作方法。震源为2—3kg的炸药在1.1—1.3m深的单个浅孔内激发。记录因素分别为：记录长度2s，采样间隔1ms，仪器通频带为60—256Hz。

在该工区，为使检波器与地面耦合得更好，均采用钢钎打眼埋置检波器。

三、数据处理

针对钾盐地震资料的特点和地质任务的要求，在数据处理中重点研究了提高地震记录信噪比和分辨率的处理方法。下面重点就反褶积和二维滤波的处理效果及其速度资料的分析与研究作一介绍。

图5—32和图5—33分别表示了一里沟地区浅层和中深层地震记录的频谱分析结果。从图5—32可以看出，浅层地震反射波的频率在60Hz和240Hz之间，主要能量集中在80Hz和140Hz之间，高

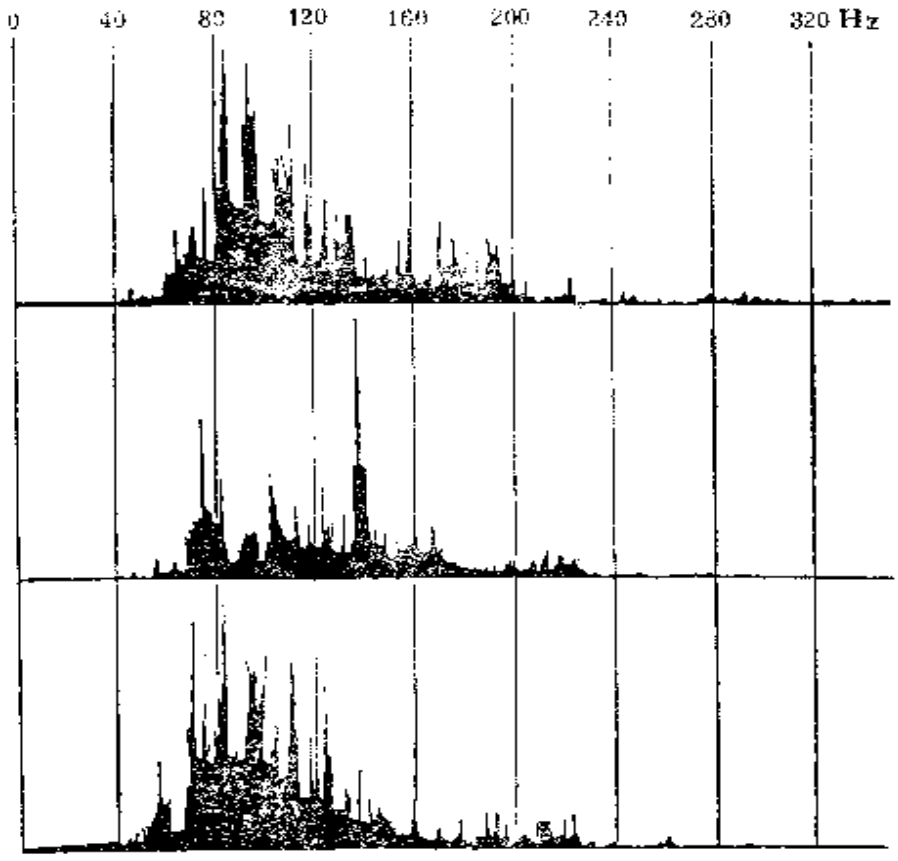


图 5—32　浅层频谱分析结果

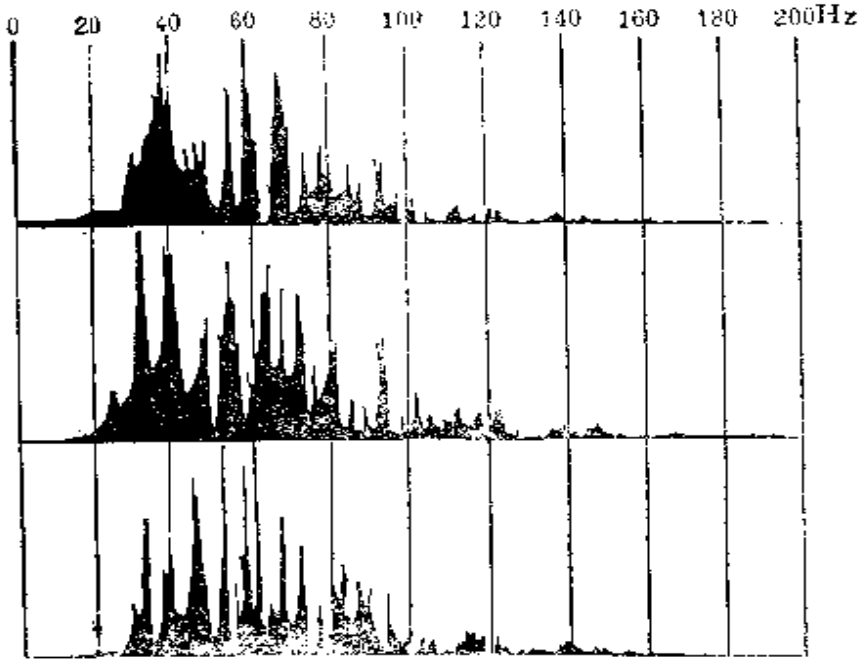


图 5—33　中深层频谱分析结果

于240Hz的反射波能量很弱。从图5—33可以看到中深层地震反射波的频率在30Hz和120Hz之间，主要能量集中在40Hz和80Hz之间，高于120Hz的反射波能量很弱。为达到提高反射波主频及其信噪比的目的，我们首先采用反褶积处理，使处理后的地震记录的高低频反射波频谱具有相等的幅值。然后，再利用频率滤波技术突出高频反射波。为了不降低分辨率，频率带通滤波器要具有一定的频带宽度。通过处理后的地震记录的反射波主频约为180Hz(如图5—37)。对于中深层地震反射资料，亦采取了类似处理，处理后的反射波主频约为80Hz（如图5—38)，其分辨率比处理前明显提高。

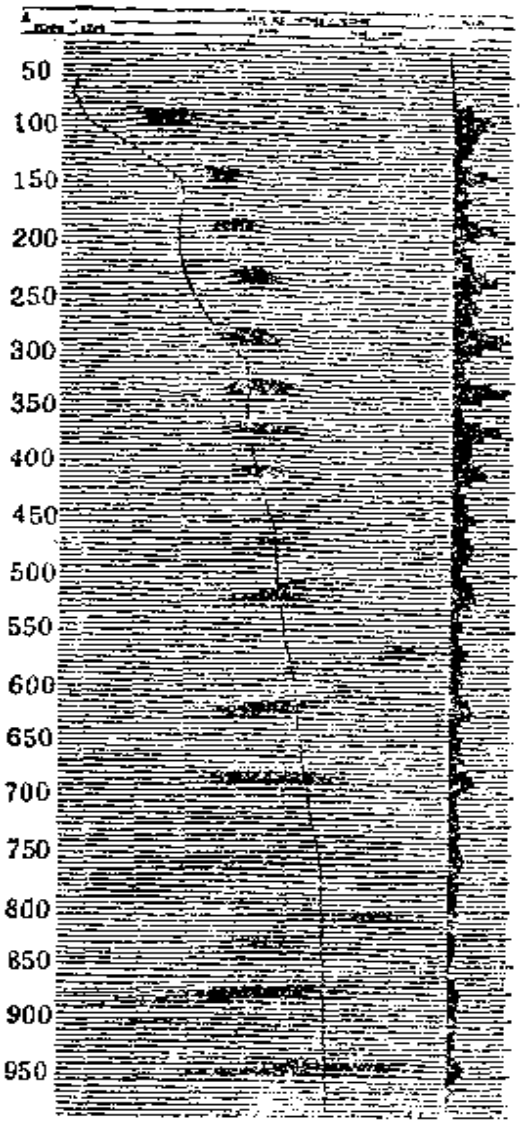


图 5—34　速度谱

图5—34为与图5—37相对应的速度谱。从图5—34可以看出，一里沟地区速度谱能量团集中，质量高，具有很大的可靠性，叠加速度随着深度的增加而增加。由此说明，在地震时间剖面中，多次波并不很发育。

为提高反射波的接收频率，在数据采集时一般都采用了较短的组合基距接收。因此，在获得的地震记录中，地滚波、声波还不同程度地存在，二维滤波处理可有效地压制地震记录中的低速

干扰波，突出有效波。二维滤波处理通常是在叠加前进行，当地震记录中的地滚波、声波振幅较强时，叠加前二维滤波处理有时往往消除不干净，叠加处理后的地震时间剖面信噪比较低。因此叠加后再进行二维滤波处理，结果是令人满意的。图 5—35 表示叠后二维滤波压制干扰波、提高信噪比的比较。

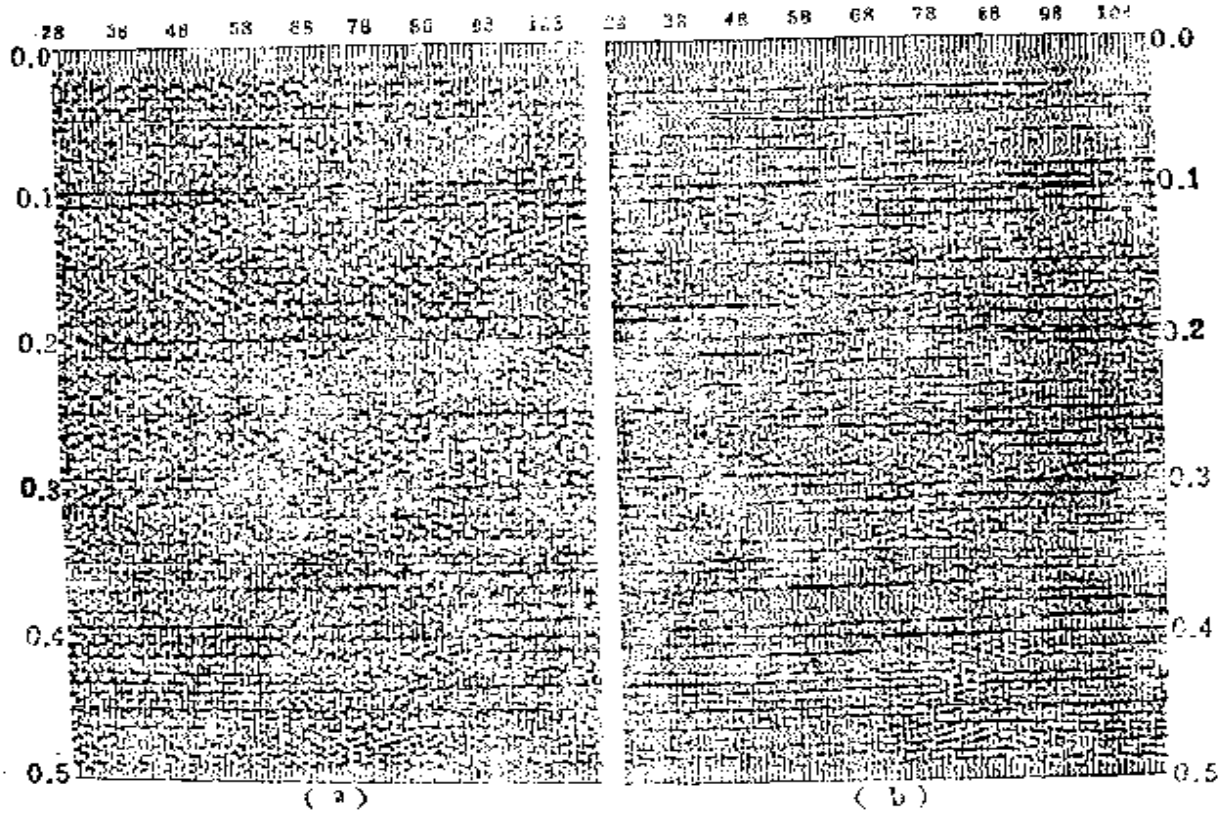


图 5—35　叠加后二维滤波的比较

a. 二维滤波前；b. 二维滤波后

在一里沟地区所处的沉积盆地中部，地层平缓，而盆地边缘地层的倾角较大。在地层倾角大于 15° 的情况下，常规的时间域波动方程偏移受到一定限制，处理效果质量较差。为此，采用不受地层倾角限制的频率-波数域的波动方程偏移处理，可改善偏移处理效果。

四、资料解释

图5—36为一个楔型地层模型的合成地震记录。可以看出，当

地层厚度较大时（如大于一个波长），地层顶底界面产生的反射波能够相互分开。随着地层厚度的逐渐减小，地层顶底界面形成的反射波复合叠加在一起，形成复合反射波，这时，很难清楚地分辨地层顶底界面产生的反射波。当地层厚度逐渐变薄到某一厚度时，复合反射波的振幅最大。在较理想的条件下，当岩层厚度为$\lambda/25$时，也能形成可识别的反射波。

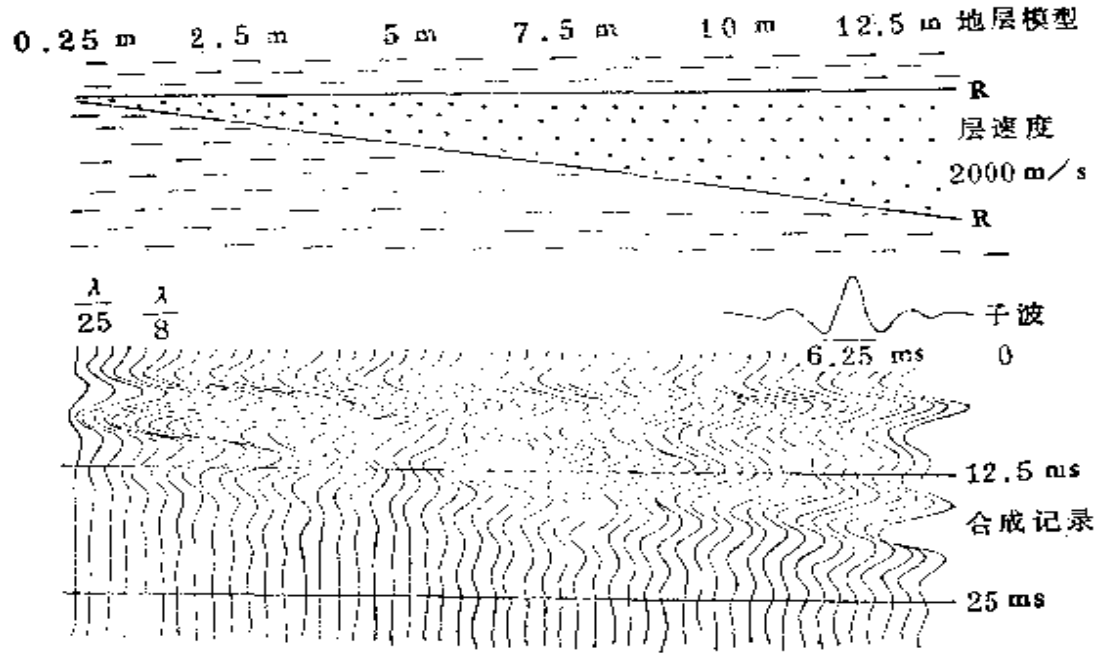


图 5—36　楔型地层模型的合成地震记录

图5—37为在一里沟地区获取的浅层高分辨率地震时间剖面图。由于采用了高分辨率地震反射方法技术，尽管表层地震地质条件十分复杂，但仍获得了高信噪比、高分辨率的时间剖面。剖面中的反射波主频高达180Hz，对地层划分得十分详细，在理想条件下，能够清楚地分辨出220m深度处0.55m厚的薄盐层，如T_5反射波。通过对图中反射波组与地质柱状图中地层的对应关系分析可知，地质柱状图中所示的每一个盐层和石膏层几乎都有相应的反射波组相对应。

图5—38为在一里沟地区获得的中、深层地震时间剖面图，其

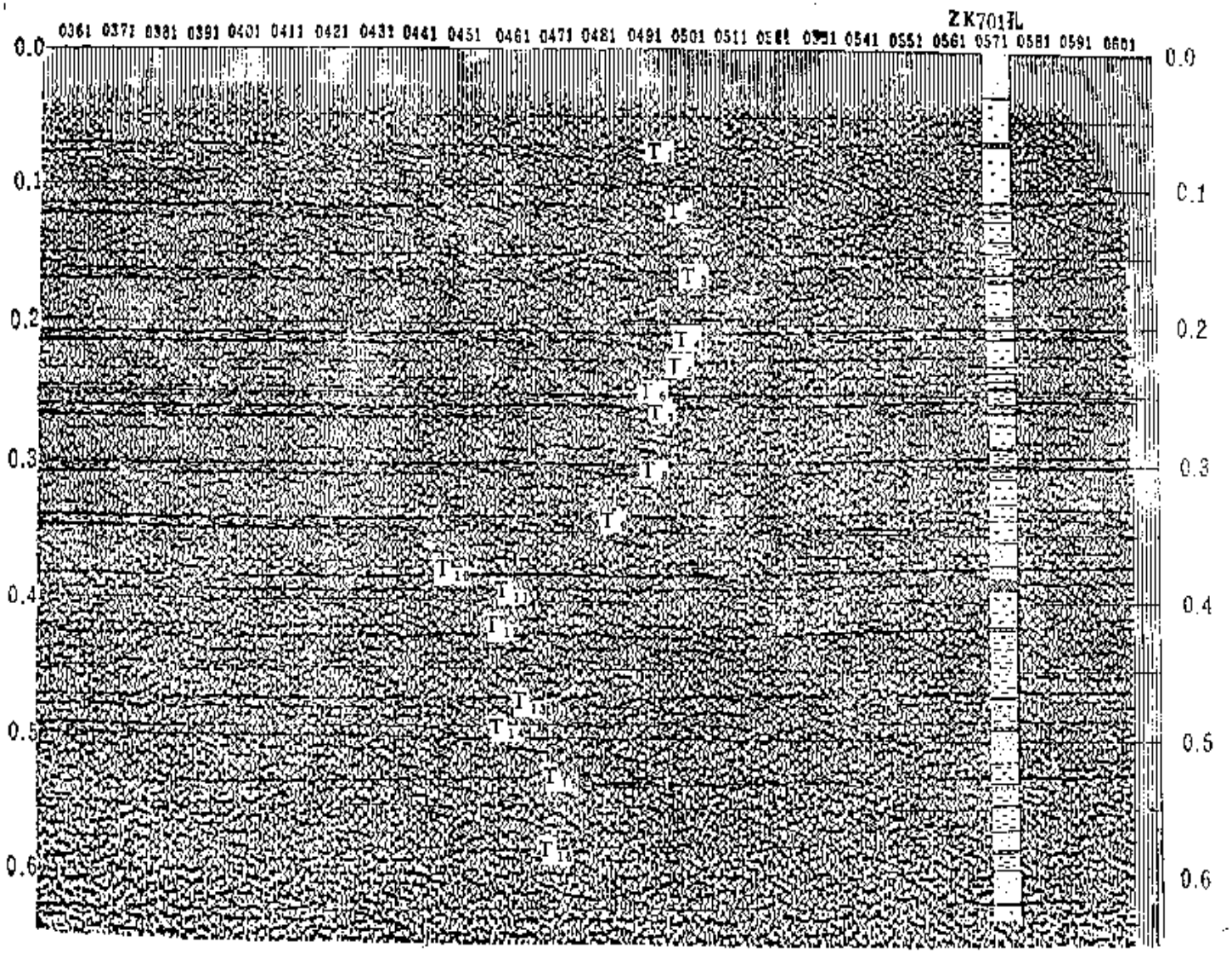


图 5—37　浅层时间剖面

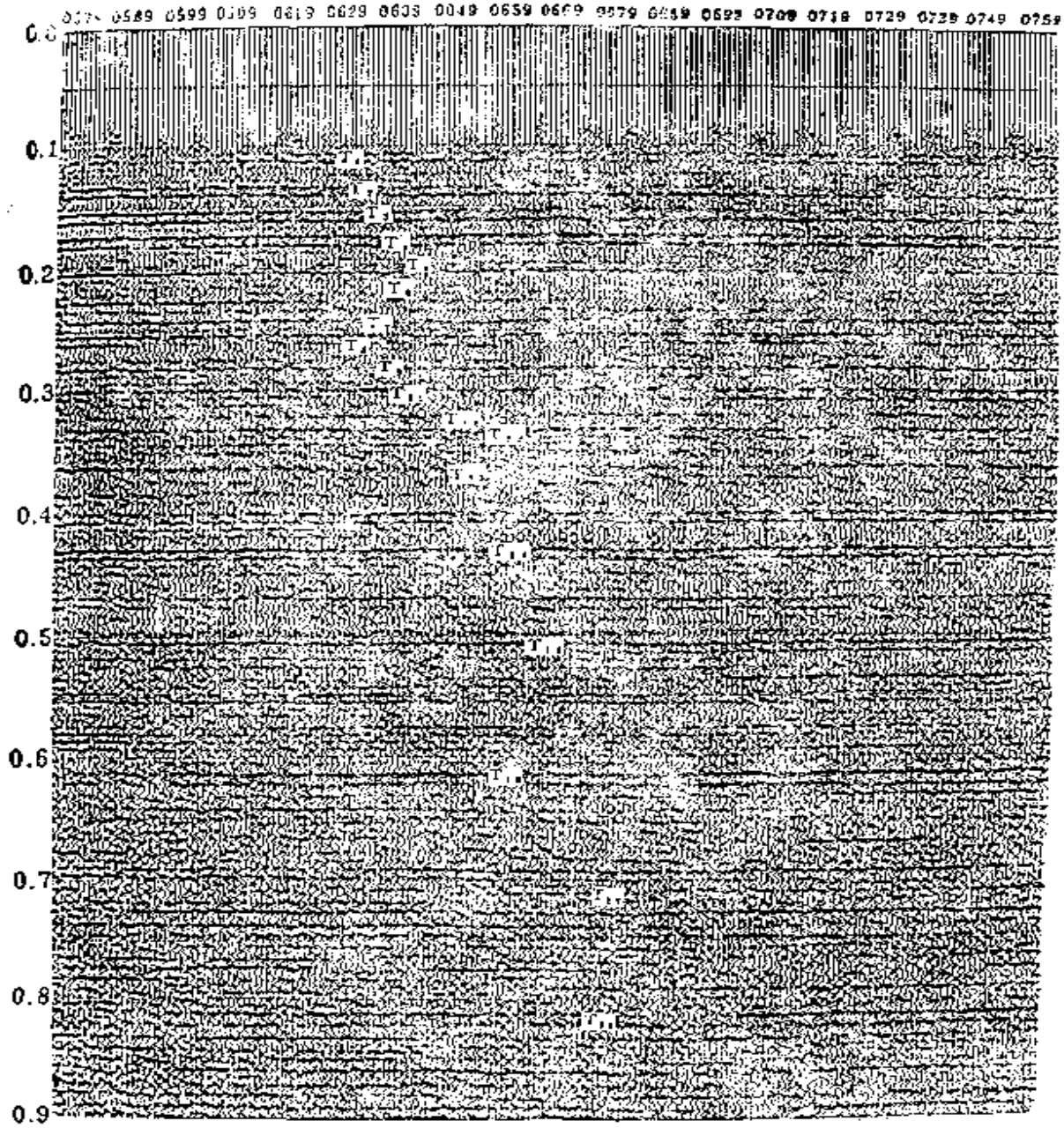


图 5—38　中、深层时间剖面

反射波主频约为80Hz。与图5—37相比，其分辨率较低，但与该区获取的石油地震资料相比，反射波主频要高出50Hz。因此，图5—38所示的地震时间剖面对地层划分的比较详细。由于一·里沟地区浅、中深层地震勘探测线完全重合。在同一桩号位置上，两条

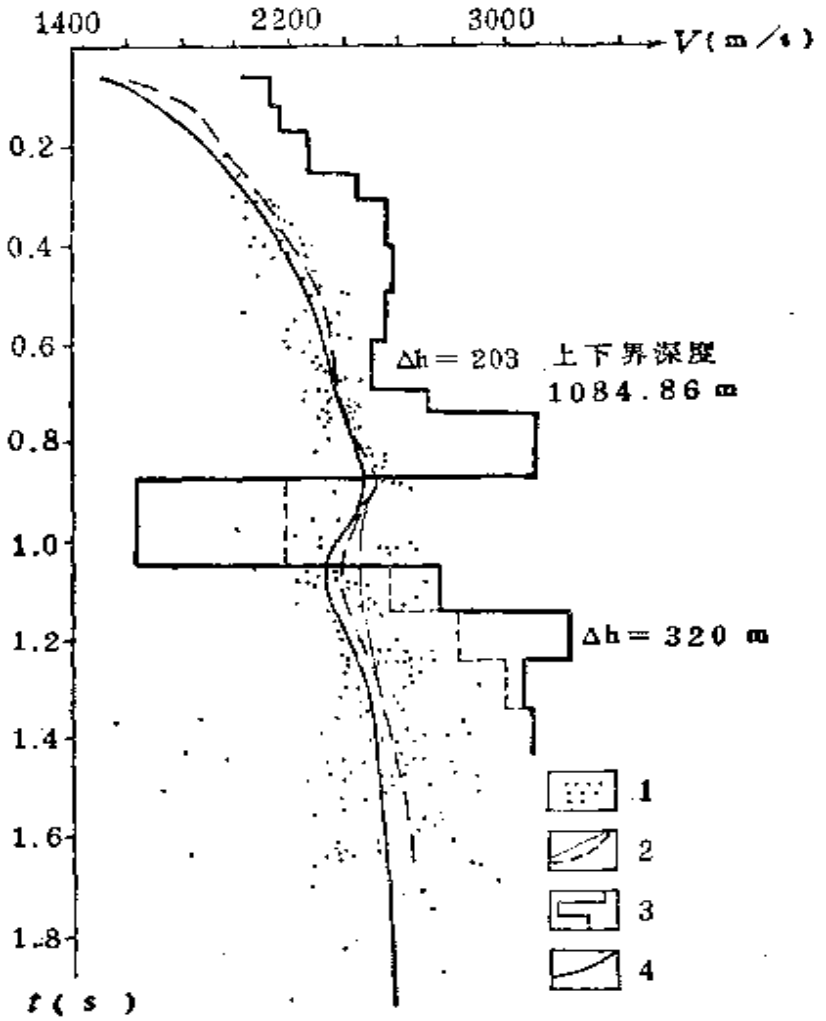


图 5—39 速度曲线

测线反射波组的对比关系如表5—2所示。在中深层地震时间剖面上，T_{11}反射波组为无色中粒石盐和灰绿色粘土粉砂之间界面所形成，T_{12}由褐灰色粘土粉砂与中粗粒石盐互层形成。T_{11}和T_{12}反射波对应的界面深度分别为735m和788m。

此外，在中深层地震时间剖面下部还分布有多组反射波，因缺乏深层地质资料，还不能对这些反射波进行确切的地质解释。在这些反射波中，T_{14}和T_{18}反射波组振幅强，横向连续性好，对应的层速度较高（见图5—39），推断其为含盐层系或层速度较高的其它地层。

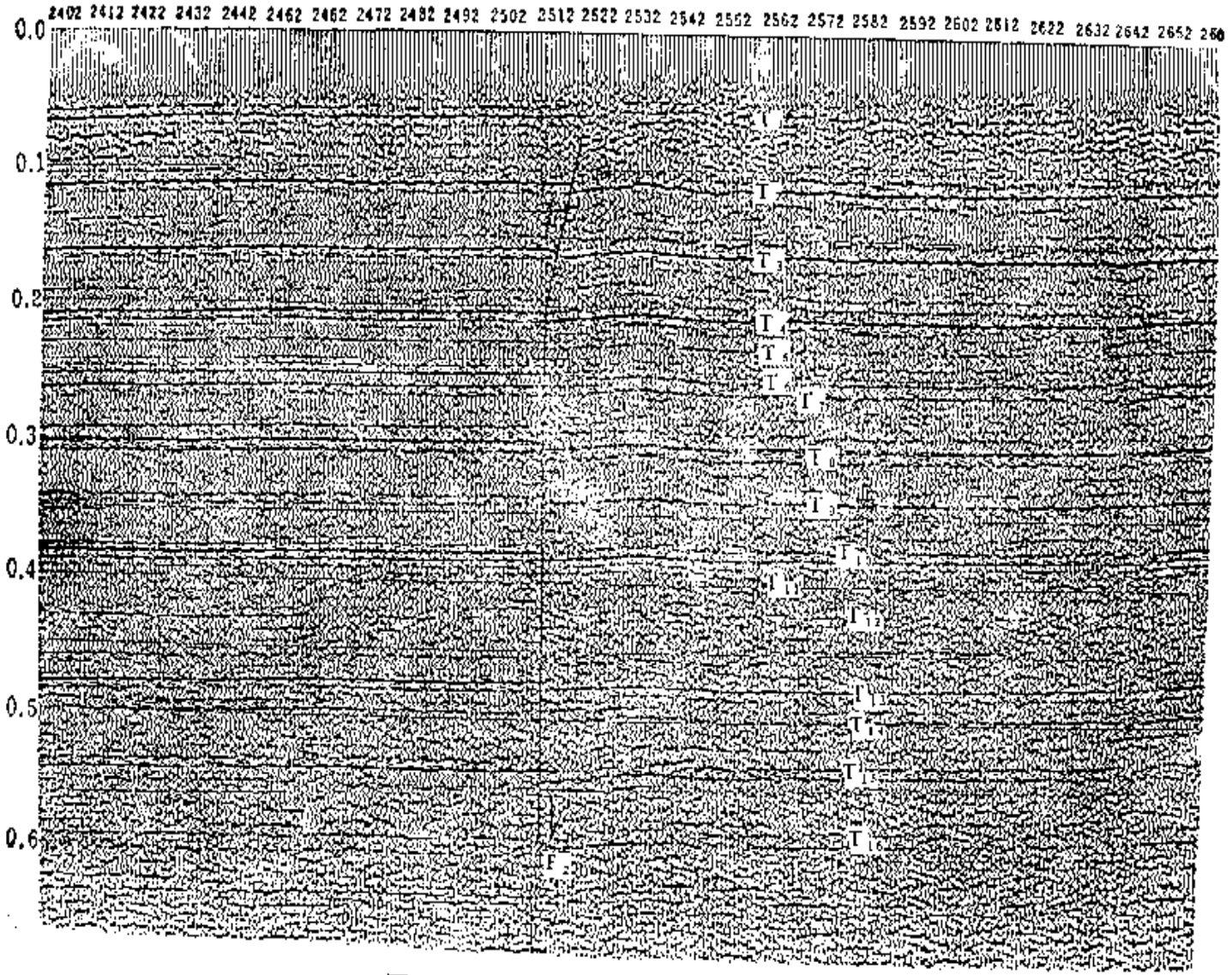


图 5—40　小断层在时间剖面上的反映

表 5—2　浅、中深层两条测线反射波组的对比关系

浅层地震时间剖面		中深层地震时间剖面	
波组名称	时间（双程）	波组名称	时间（双程）
T_4	211ms		
T_5	233ms	T_1	215ms
T_6	253ms		
T_7	265ms	T_2	281ms
T_8	314ms	T_3	307ms
T_9	347ms	T_4	345ms
T_{10}	389ms		
T_{11}	400ms	T_5	390ms
T_{12}	427ms	T_6	450ms
T_{13}	484ms	T_7	482ms
T_{14}	505ms	T_8	520ms
T_{15}	540ms	T_9	560ms
T_{16}	595ms	T_{10}	595ms

图5—40为小断层F_2在时间剖面上的反映。F_2断层落差约为5m，F_2几乎把时间剖面中的所有波组都断开了，且断点十分清楚，表明了高分辨率钾盐地震勘探在勘查详细地质构造中的可靠性。

五、结　　论

通过高分辨率地震反射方法技术在一里沟地区的应用研究，我们可得出以下几点结论。

1．为获得质量较好的浅层反射波和中深层反射波，需要采用适合于浅层（地表至500m）和中深层（300m至2000m）的两套观测系统和技术措施，以解决地质任务要求与野外数据采集工作方法之间的矛盾。

2．为解决提高反射波频率与压制地滚波二者之间的矛盾，合理地采用"二次压制地滚波"的方法在高分辨率地震反射调查中是必要的。

3．处理流程要完善，参数选择要合理。

4．在地质解释过程中，结合波组的运动学和动力学特征，对勘探地区的地震信息进行地质推断，是采用高分辨率地震反射方法技术间接寻找钾盐的一种尝试。

这次获取的反射波的信噪比和分辨率都较高，在浅层地震反射时间剖面上，反射波视主频高达180Hz，能够清晰地分辨0.55m厚的薄盐层，5m落差的小断层在地震时间剖面中反映得很清楚。

我们认为，高分辨地震勘探在解决钾盐勘探问题上具有良好的应用前景。

例七、在水文地质调查中的应用

浅层地震勘探大多数用来调查地质构造，进行基岩填图，探测岩溶坑或喀斯特溶洞和查明危险性大的地带等地质问题。虽然也有采用浅层地震反射方法进行水文地质调查的，但还远比不上在其它几方面应用得那样广泛。这里我们首先阐述问题的可行性，然后结合几个勘探实例，探讨浅层地震反射方法应用于水文地质调查所存在的问题。

一、可　行　性

采用浅层地震反射方法技术解决水文地质问题包括寻找基岩地下水和调查第四系承压含水层等问题。

浅层地震反射方法寻找基岩地下水主要是根据地震资料确定地下基岩的岩性、构造、风化等情况，从而推断基岩地下水富集的有利地段，达到寻找基岩地下水的目的。基岩地下水包括风化裂隙水、断层破碎带裂隙水、单斜和向斜承压水及其岩溶水等，这些基岩地下水都与构造有关。采用地震方法，能够可靠地探测基岩风化裂隙层的厚度、风化裂隙的分布、断层破碎带的埋深、产状、层位和单斜、向斜构造以及地下溶洞的埋深、尺度、发育程度等，为寻找基岩地下水提供重要的资料。

浅层地震方法调查第四系地层承压含水层主要是根据地震资料确定地下承压含水层的厚度和横向分布。由于第四系地层未胶结成岩，各个地层之间界面的物性差异较小，且地层厚度往往较薄，因此采用浅层地震方法详细地划分第四系地层内部结构比较困难。

未胶结成岩的地层是由泥砂组成的。根据泥砂颗粒的粗细和泥砂成分的比例，可把地层分为粘土层、淤泥层、粉砂层、细砂层、粗砂层和含砾砂层等。在松散地层中，地层的充水量对P波速度值有很大影响，其中在松散的未胶结的沉积层（砂、砾石、卵石、碎土及它们的混合物中），速度在一个很大的湿度范围内基本保持不变，但当含水量达到饱和时速度就迅速增大。对于粘土和粘性土层则不同，纵波速度对湿度变化反应灵敏，随着湿度的变化，速度值也明显改变。

水文地质上把地层分为含水层和隔水层。含水层一般由含砂砾石层和不同粗细颗粒的砂层组成，隔水层主要由粘土层和粘性土层等地层组成。由于地层速度受地层含水饱和度影响严重，一般情况下含水层和隔水层之间的地层界面往往是一个较好的波阻抗差界面。含水地层达到完全饱和时，第四系承压含水地层和隔水地层之间界面的波阻抗差异明显，这就为采用浅层地震反射方法技术探测地下承压含水层的分布提供了物理前提。表5—3表示了第四系未胶结成岩地层的速度。值得指出的是，表5—3表示的速度在不同地区是不尽相同的。另外，在不同的深度，地层的压实作用不一样，既使相同岩性的地层，地层的速度也有较大变化。

地下潜水面是一个很好的波阻抗差界面，采用浅层地震方法能够较好地探测地下潜水面的深度和横向分布。

探测第四系承压含水层的另外一个问题就是地震记录的分辨率问题。在有利的条件下，根据地震记录可分辨的夹层厚度为

$$d = \frac{\lambda}{4} = \frac{V}{4f}$$

表 5—3

序 号	地 层 名 称	速度（m/s）
1	潮湿的土壤或粉质土层	300—400
2	砾石、碎石层或干砂层	468—915
3	粘土层	400—610
4	半固结的砂质粘土层	380—655
5	砂砾层	600—790
6	胶结砂层	850—980
7	砂粘土层	980—1160
8	胶结砂粘土层	1160—1280
9	水饱和的砂层	1400—1830
10	湿密集粘土（取决于深度）层	914—1800

常规地震勘探方法获得的反射波频率较低，且第四系地层厚度一般较薄，不同地层之间界面产生的反射波常常叠加在一起，给分辨不同承压含水层的存在和了解各个承压含水层在横向上的分布带来了困难。采用高分辨率地震反射方法能够分辨和探测常规地震勘探不易分辨的承压含水层。

近几年，浅层地震仪的性能不断完善，为获得有用的水文地质调查的地震反射资料提供了必要的手段。

二、实 例 分 析

1．在上海某地进行的水文地质调查

试验地区为软土覆盖，潜水面很浅，激发接收条件良好。地质钻孔柱状图如图5—41所示。由于试验测线位于一条主要交通道路路边上，来往的车辆很多，干扰背景十分严重。为此，采用了DFSV-Minisosie数据采集系统，震源为可随机振动的夯源WACKER BS60Y。采用了3m道间距，12m偏移距，0.5s记录长度，90—512Hz宽的记录频带，短组合基距接收和激发的工作方法。为了提高地震记录的信噪比，采用了每个物理点夯击1500次和12次水平叠加的工作方法。在该试验区，获得的共炮点

记录如图5—42所示。从图5—42可以看出，由于干扰背景严重，记录信噪比较低，但有效波仍能隐约可见。经处理后的地震时间剖面如图5—43所示。

序号	土层名称	分层深度（m）	土层厚度（m）	柱状图 1：2500
1	种植土	3	3	
2	灰色亚砂土	42	39	
3	灰色粘土	51	9	
4	灰色粉砂	66	15	
5	灰色粘土	71	5	
6	灰白色粗中砂	93	22	
7	灰色粘土	102	9	
8	灰白细中砂	131	32	
9	灰白细砂	152	18	
10	黄色粘土	171	19	
11	黄色粘土灰绿石	186	15	
12	灰白色中砂	213	27	

图 5—41　地质柱状图

图5—43所示的时间剖面上反映出来了四个承压含水层反射波。根据测区水文地质情况，并结合图5—41所示的地质柱状图进行对比解释后，可得出主要几组反射波的地质意义为：T_2为第一承压含水层顶板形成的反射波，该层为上更新统上部含水层，顶板埋深51m，厚15m，为灰色粉砂地层。

T_3为第二承压含水层底板形成的反射波，该层为上更新统中部含水层，该区为灰白色粗中砂地层，底板埋深93m，含水层厚22m，10in（1in＝0.0254m）井单位涌水量一般都在20t/h·m，大者可达40t/h·m以上，地层含水量很高，与下伏灰色粘土隔水层之间的界面是一个很好的反射界面，T_3反射波为该界面产生的。在整条时间剖面上，T_3反射波都具有很好的连续性，且能量强，是一很好的地震标志层。第二承压含水层顶板5m厚的灰色粘土层把第一承压含水层和第二承压含水层分开。第二承压含水层底板9m厚的灰色粘土层把第二、第三承压含水层分开。第三承压含水层为灰色细中砂和灰白细砂地层组成，为上更新统下

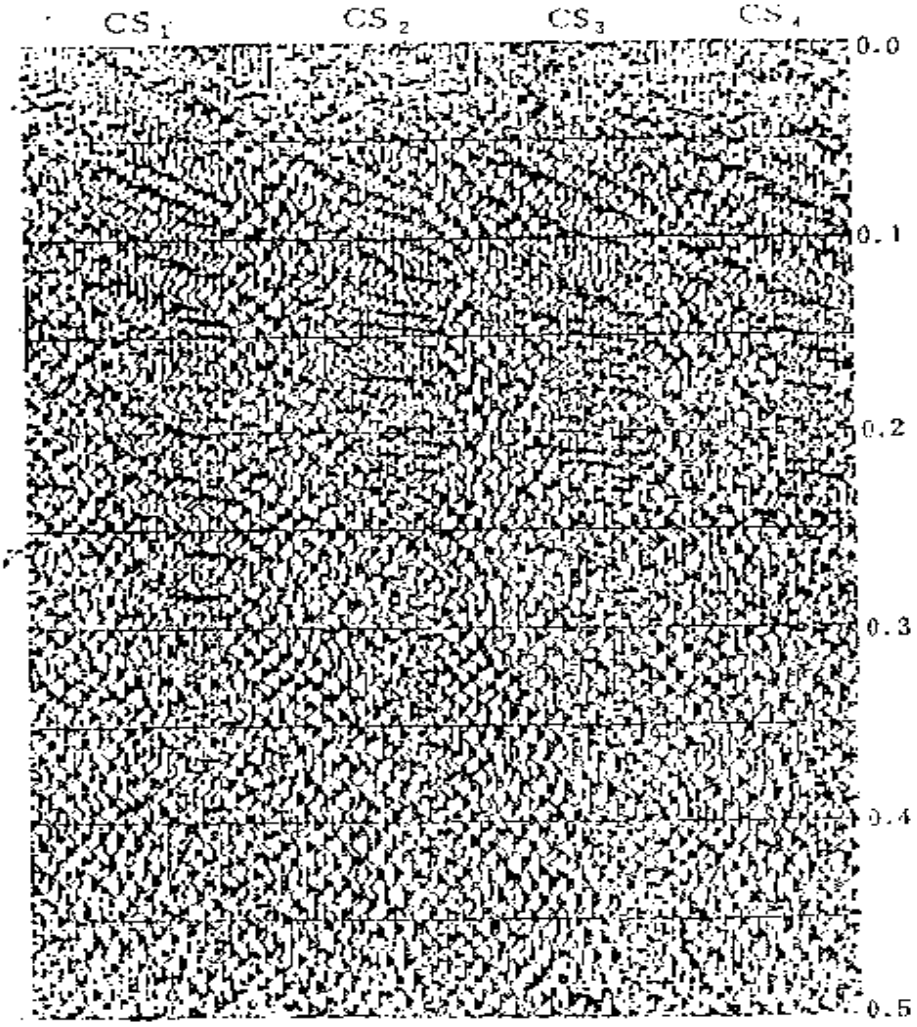


图 5—42 共炮点记录

在每个物理点接收记录期间，约通过测线排列25辆卡车

部的含水层，底板埋深152m，含水层厚50m。第三承压含水层底板形成的反射波T_4的几何形态相对稳定，横向连续性好，剖面右半部分能量变弱，反映了该层岩性在横向上的不均匀性。

第四承压含水层为古河道含水层，顶板埋深186m，为灰色中砂等组成，T_6反射波为灰白色中砂地层反射波。值得指出的是，古河道含水层在地质上表现出3—4次沉积旋回，在古河道中心部位，粗颗粒砂较多，含水层厚度可达70m，而边缘部位一般为细砂沉积物，含水层变薄。由于地震测线太短，从地震时间剖

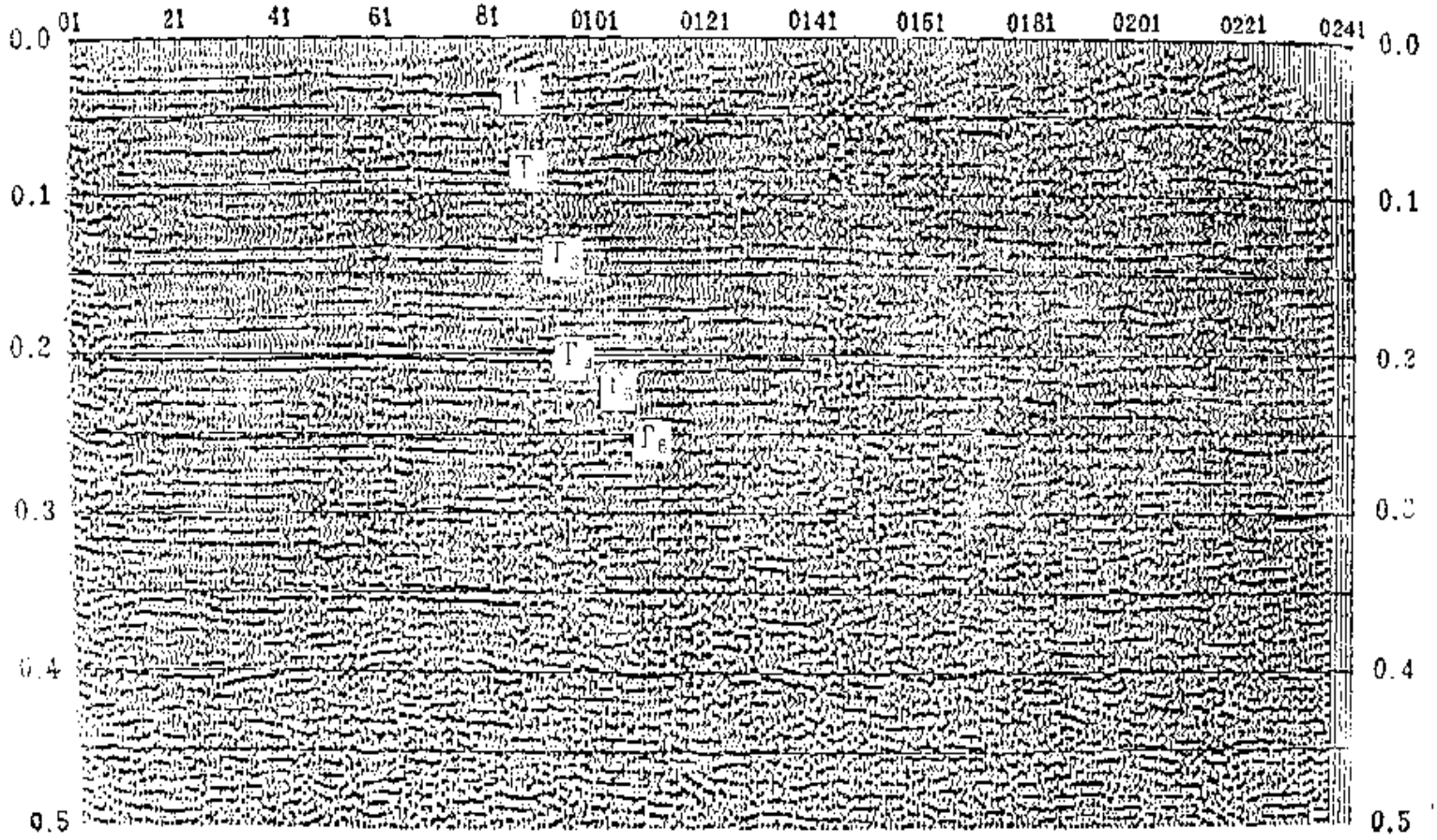

01
21
41
61
81
0101
0121
0141
0161
0181
0201
0221
0241
0.0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5

图 5—43　地震时间剖面

面上反映不出来古河道的形态。从T_6反射波的波组特征，可以看出，受古河道多次冲积的影响，该含水层具有明显的横向不均匀性。

在图5—43所示的地震时间剖面上，还反映有灰色亚砂土地层内形成的反射波T_1和黄色粘土与含姜石粘土之间界面形成的反射波T_5，这些界面反射波和各承压含水层反射波一起，对第四系地层划分的比较详细。

2．对含水层填图[13]

为了对用于灌溉的深含水层进行填图，J. A亨特等人在英国哥伦比亚维沃那恩附近进行了浅层地震反射调查，获得的最佳偏移距剖面如图5—44所示。

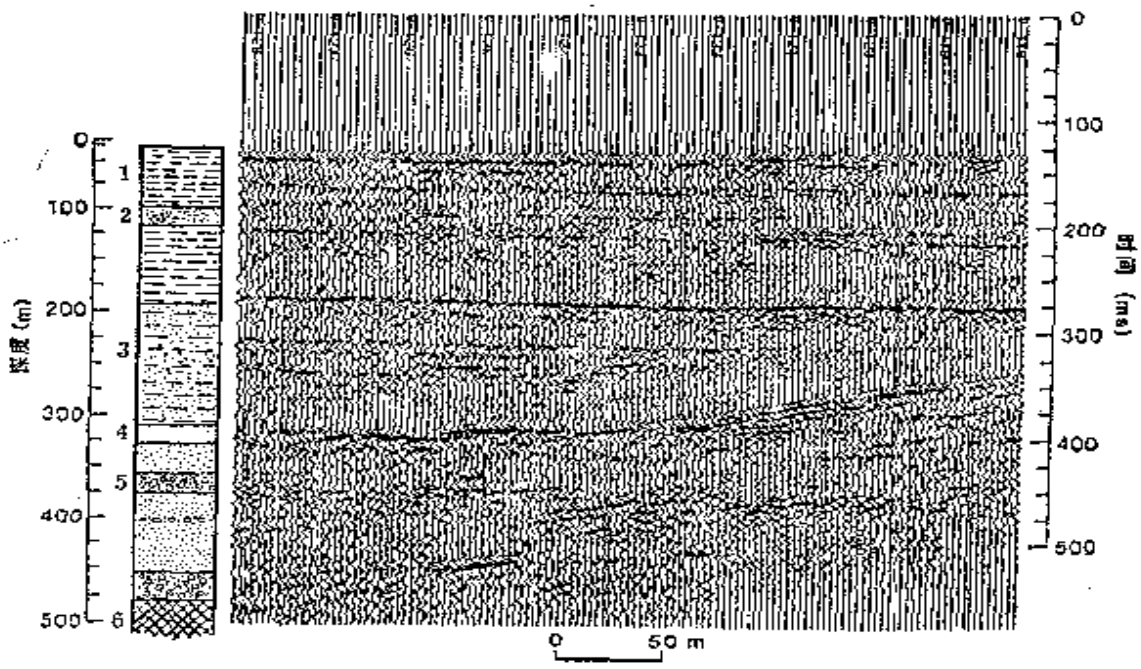


图 5—44　最佳偏移距剖面

1.粉砂；2.砂；3.砂质粉砂；4.砾石；5.冰碛物；6.基岩

测区潜水面深约5m，激发点位于潜水面以上压实的干硬粉砂地层中。当在激发孔中加入水时，可改善记录质量，但在一些记录上仍能观测到声波。在数据采集时，为使记录道避开噪声干扰，采用了150m最佳偏移距，3m道间距，使用了50Hz检波器和

中心频率为100Hz的模拟带通滤波器以及一台12道工程地震仪收录地震信号，获取的反射波主频为80—100Hz。

图5—44所示的地震剖面表明厚于200m的相对平坦的前冰川湖泊沉积覆盖在一不整合界面上，该不整合面对应于粗粒砂和砾石含水层的顶部。根据离该剖面左侧100m处的钻孔，对该资料进行了地层解释，暂时把砂砾层解释为第四系地层，尽管也存在有解释为第三系老地层的可能性。在含水沉积层下面的基岩和含水层段内的层面清晰度比较差大概是由于不整合界面的强波阻抗差和剖面下部存在有绕射波的缘故。

此外，文献〔23〕介绍了采用浅层高分辨率地震反射方法成功地跟踪了在含水层的抽水试验过程中地下水面的降落现象。文献〔14〕介绍了采用浅层地震反射方法探测到了断层破碎带，在断层破碎带上布置钻孔，取得了满足需求的水质和水量，解决了工厂的生活用水问题。

三、存在问题

浅层地震反射方法能够有效地解决某些水文地质问题，如调查第四系承压含水层的分布范围，监视地下水位变化和寻找基岩地下水等，但是浅层地震方法应用于水文地质调查还存在一些问题。

1．在现有的技术水平下，仅根据地震波的波形特征无法直接寻找基岩地下水或第四系承压含水层。用地震观测方法远不能区分透水性差的饱和水土层与潮湿的未饱和水土层。

2．尽管采用了高分辨率地震反射方法，但是获得的反射波频率仍不够高。根据所获得的地震资料往往分不开较薄的同一地层顶底界面的反射波，甚至几个较薄地层界面反射波也会干涉叠加在一起，给采用地震方法确定含水层的厚度带来了困难。

为了使浅层地震方法更好地解决水文地质问题，应注重研究进一步提高记录分辨率的方法技术，使得获取的反射波频率足以能够划分水文地质上有意义的厚度较薄的地层。此外，还要注重

研究地下地层含水量（或饱和度）对地震波动力学特征的影响，研究地震地层学在水文地质调查中的应用。根据地震波的动力学特征和地震地层学的研究成果，确定采用地震方法探测的地质构造是否为基岩地下水富集带，确定与第四系承压含水层有关的反射波等问题。

例八、在煤田勘探中的应用

煤炭工业的发展迫切需要采用高分辨率地震方法解决煤田中较复杂的地质构造问题，煤层的连续性问题以及煤层赋存情况等一系列直接与采煤有关的地质问题。我们于1982年在江苏某煤田开展了高分辨率地震勘探方法技术的试验研究，采用新颖的观测方法，获得了主频在100Hz以上的煤系地层反射波，第四系底界面反射波主频在120Hz以上，能清楚地分辨深度在400—600m、垂直落差小于10m的断层，能较好地了解煤层的赋存情况。

一、试验区概况及地球物理特征

试验区位于华北石炭二叠系煤盆地南缘，为北东向复背斜构造的全隐蔽煤田。该区已用DZ-701型模拟地震仪完成了地震精查任务和钻探详查工作，地质情况已知程度较高。

试验区近地表为粘土粉砂，低速风化层厚度约1—3m，其速度为400—800m/s，潜水面距地表2—3m，地形平坦，地面高程不大于2m。试验资料表明，激发层位选择在潜水面以下风化层底部含水粘土层中效果较好。由于表层为松散粘土粉砂，对高频地震波的激发和接收十分不利。

模拟地震勘探表明，第四系地层的平均波速为1700m/s，石炭-二叠系地层的平均速度约为3600m/s，侏罗-白垩系地层的平均速度约为2500m/s。第四系与下伏成岩地层的不整合侵蚀面为一良好的波阻抗界面，煤层与围岩地层的波阻抗差异较大。在模拟地震时间剖面上，第四系底界面反射波T_Q和煤系地层反射波

T_{P_1}可连续追踪，奥陶系灰岩顶界面反射波 T_0 局部可见，获得的反射波主频约50Hz。

该区主要可采B煤层的平均厚度约 5 m，其顶、底板多为灰岩、砂岩及泥岩，与煤层之间具有较大的波阻抗差异，能产生较强的反射波。由于B煤厚度较薄，要将煤系地层复合反射波 T_{P_1} 分开，而获得B煤层反射波，就必须提高地震记录的分辨率。

二、地震方法技术

在剖面试验之前，首先进行了四个点试验。根据点试验结果，确定了如图5—45所示的高分辨率地震反射观测方法。

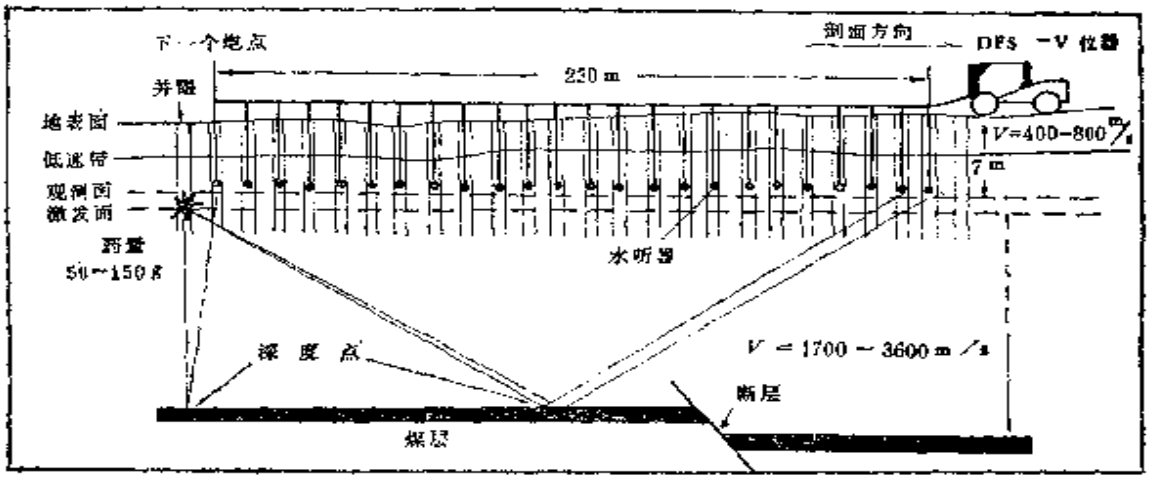


图 5—45 高分辨率地震反射观测方法示意图

剖面试验采用高爆速炸药震源，药量为 150g，沉放在约 8m 深度的潜水面以下的粘土层中激发。大药量激发，激发产生的弹性波能量超过了激发点周围介质的弹性限度，因此产生了有限的高频信号。炸药量太小，产生的反射波能量太弱，不利于提高地震记录的信噪比。剖面试验还采用了单个 100Hz YH-WG 水听器沉放在风化层以下约 7m深的充水井孔中接收。为了简化静校正，还注意到了各道水听器沉放深度的一致性。

采用风化层以下激发和接收及其小药量激发的方法，不仅可使激发频谱宽、高频成分丰富，震源产生的地滚波、声波较弱，

而且也有效地避开了风化层对高频信号的吸收作用，震源产生的弱干扰波对沉放在风化层以下的水听器也影响较小。采用非组合激发和接收的工作方法，能够不抑制地接收高频反射波，有利于高分辨率煤田地震勘探。

为提高地震记录的信噪比，采用了单边放炮、多次覆盖的观测系统，其叠加参数$n=12$，$\mu=1,\nu=1$，$\Delta x=10\text{m}$，$L=240\text{m}$，$N=24$。记录仪器为DFS-V高分辨率数字地震仪，采用的记录因素分别为：0.5ms采样率，27—512Hz的频带宽度，1 s记录长度，前放增益为2^8。

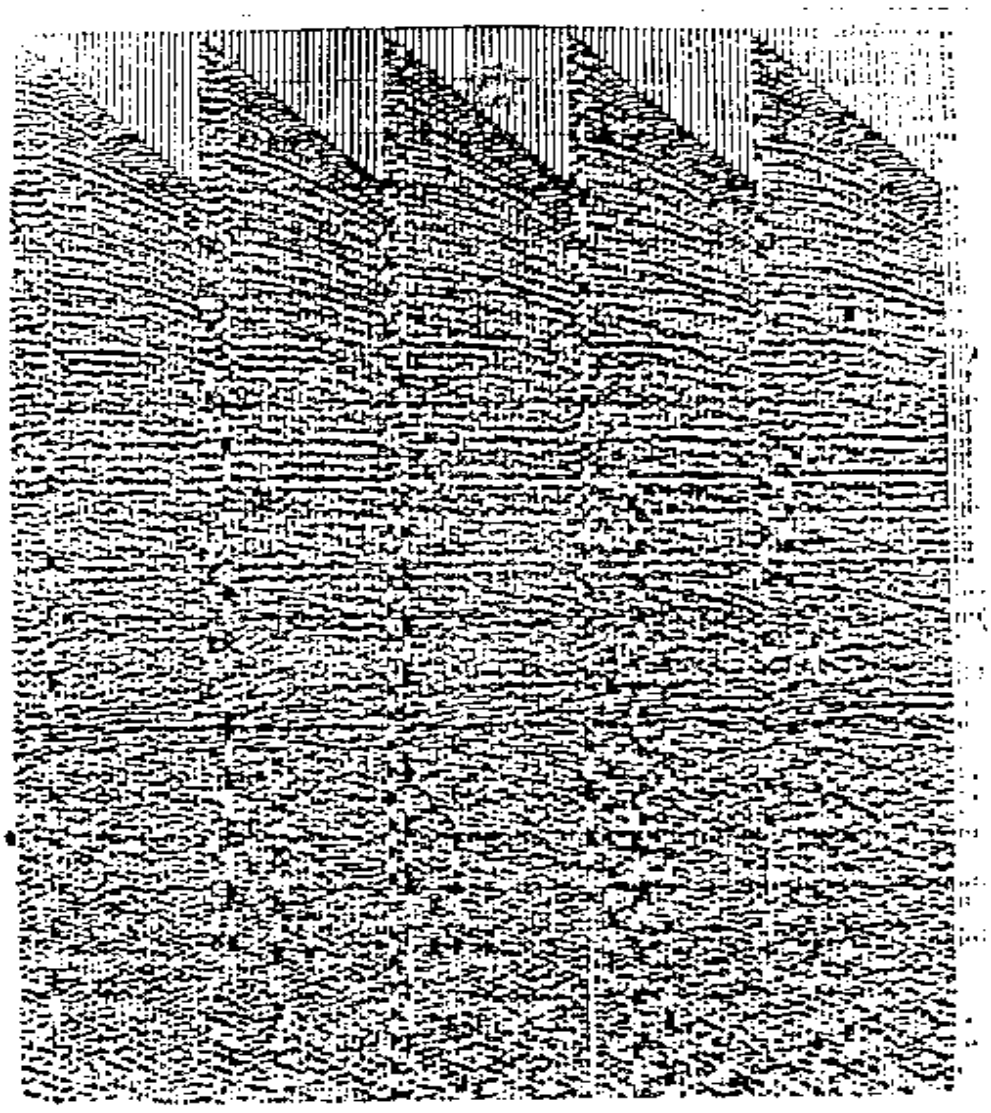


图 5—46　L₅线的共炮点记录

为了对比井下接收和地面接收的试验效果，在G_1地震测线上，分别进行了地面接收和井下接收的对比试验。除了地面接收采用单个100Hz SSJ-100型高频检波器埋置在约30cm深的浅坑中接收，井下采用单个100Hz YH-WG型高频水听器在井中约7m深的风化层以下接收外，其它接收、记录因素都与上述方法相同。

采用井下激发、井下接收的数据采集技术获得的共炮点记录如图5—46所示。从图5—46可以看出，震源干扰波较弱，反射波频率高，地震记录的信噪比和分辨率均较高，获得了可靠的原始资料。

该试验获得的全部资料都是在Cyber-720机上处理的。由于Cyber-720机上的地震处理软件尚不能处理0.5ms采样的地震数据。为不损失采集到的数据样点值，又能为计算机所接受，采用

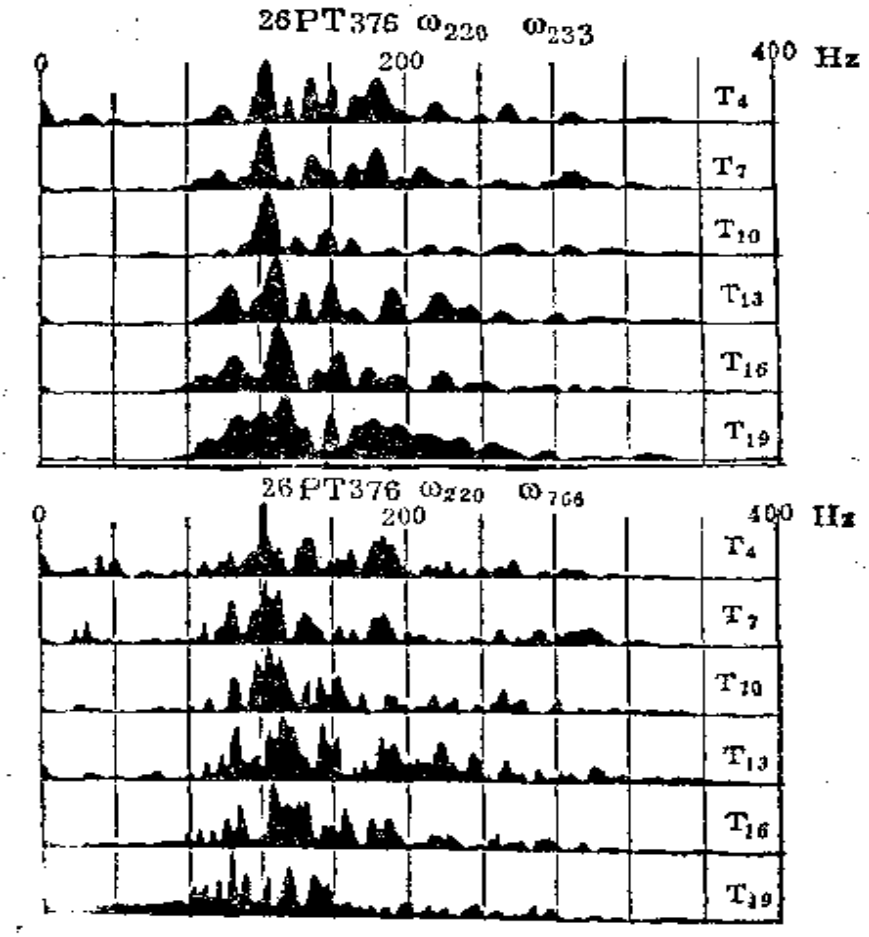


图 5—47 频谱分析图

了等效处理方法（见第四章第一节）。

图 5—47 表示了井下激发和接收所得到的地震记录频谱分析结果。从中可以看出，在220—233ms 时窗内，有效反射波的主频高于120Hz。

在数据处理中，主要进行了准确求取速度和提高地震记录纵、横向分辨率的试验研究。为更好地了解小地质构造及其煤层的赋存情况，还进行了相对保持振幅、瞬时振幅、瞬时相位、瞬时频率和层速度剖面的试验研究（文中没有表示）。这些试验研究都为更好地解释测区的煤层赋存情况及其地质构造提供了很有价值的参考依据。

三、资料分析和地质解释

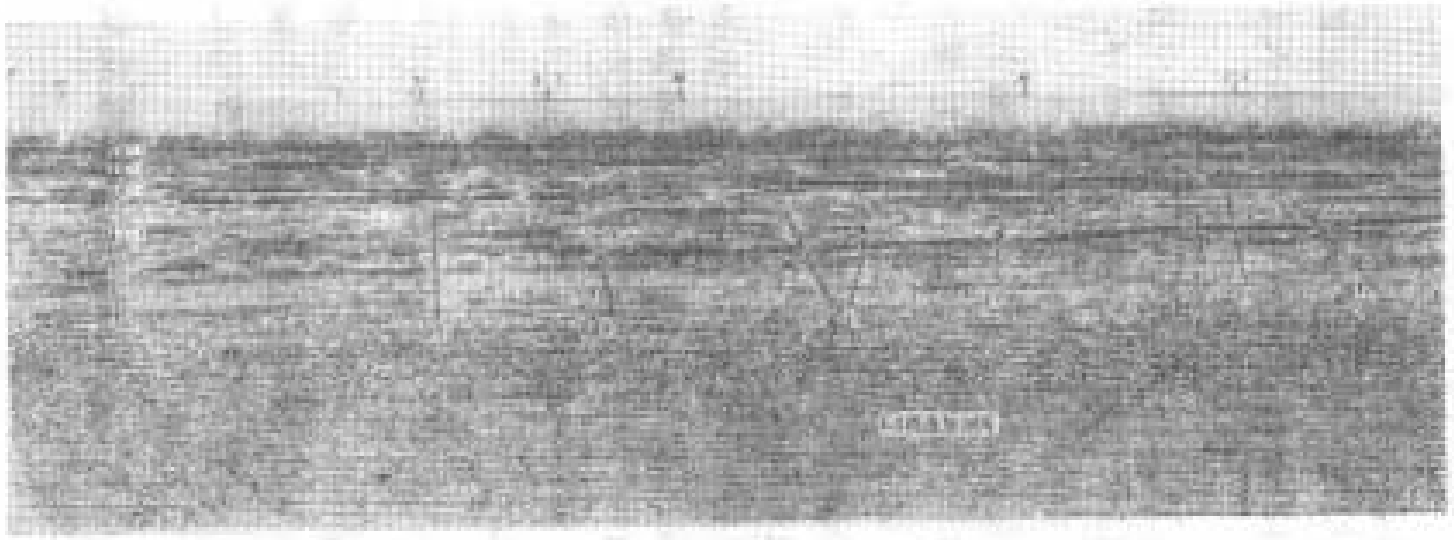
比较高分辨率地震试验剖面（图5—48a）和中频模拟地震时间剖面（图5—48b）。可以看出，虽然两者所反映的构造形态是一致的，但前者可以连续追踪对比的反射波组多，频率高，信噪比高，能够清楚地反映一些小地质构造及煤层的赋存情况。后者仅能对控制第四系厚度、B煤赋存深度和落差大于30m 以上的断层提供一些信息，而对小断层和小幅度的地质构造及其有意义的地质现象无法提供更多的地质信息。经对图5—48所示的地震剖面进行分析解释后，可以看出，试验地震剖面更真实、详细地揭示了地下地质构造和结构。

（一）丰富的地层层次

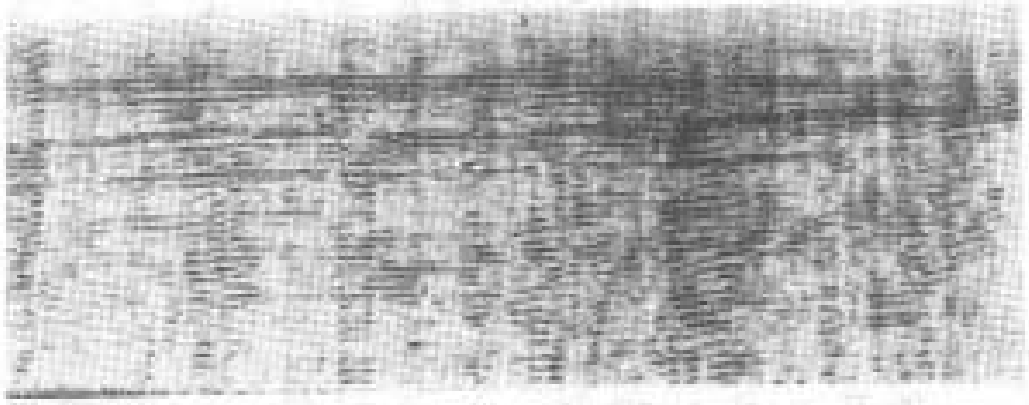
试验剖面不仅获得了一系列对应于各主要地质界面的反射波，而且还获得了第四系内部丰富的浅层反射波，这是原模拟地震剖面所无法比拟的。下面就一些主要反射波组的特点及地质属性简述如下：

1．T_Q波为第四系底界面反射波，其特点为反射能量强，连续性好，产状平缓，主频在120Hz 以上。由于第四系底界面的不光滑性或砾石的存在，影响了T_Q波的品质。

在T_Q波之上，浅层反射波丰富，T_{Q1}波在80—100ms（约60—



(a)



(b)

图 5—48

(a)高分辨率地震试验剖面 (b)中新模拟地震时间剖面

80m深度），其主频高达160—190Hz。T_{Q1}、T_{Q2}和T_{Q3}等浅层反射波清楚地反映了第四系内部地层的构造特征和沉积关系。经与钻孔地质资料相对比，这些浅层反射波与第四系承压含水层有关，可为井田的开发和矿山设计提供宝贵的水文地质资料。

2．T_{J-K}波为侏罗-白垩系地层与下伏地层不整合面产生的反射波，其特点为能量较弱，分段连续，产状倾斜，尖灭于CDP301附近。

3．T_{s_3}波为二叠系下石盒子组底部和山两组顶部之间分界砂岩的反射波。T_{s_3}波沿地震剖面能量变化较大，连续性尚好，产状倾斜，尖灭于CDP533附近。

4．T_{P1}波为可采B、C煤层的复合反射波。在试验剖面上，该波组能量强，波形特征明显，横向连续性有变化，主频在100Hz以上。试验剖面把模拟地震剖面上的T_{P1}波分离为与B、C煤层对应的T_{P1}波和与石炭系第四灰岩地层对应的T_{L4}波。T_{P1}波的产状向大号CDP方向倾斜，尖灭于CDP573附近。

5．T_{L4}和T_{L12}波分别为第四灰岩和第十二灰岩地层产生的反射波。T_{L4}波的反射能量较强，连续性较好。据钻孔地质资料可知，第四灰岩地层的厚度为7—8m，与上覆地层的波阻抗差异较大，能够形成良好的反射界面。但在中频模拟地震时间剖面上，主频仅50Hz，若视速度为3600m/s，则视波长λ为72m，第四灰岩的厚度约为$\frac{\lambda}{9}-\frac{\lambda}{10}$。第四灰岩与B、C煤层的间距约40—70m，最厚者也不足一个波长。因而，在中频地震剖面上，T_{P1}波与T_{L4}波复合在一起，形成复合波。在试验剖面上，T_{L4}波的主频高达100Hz以上，视波长约为36m，第四灰岩地层与B、C煤层的间距约为1—2个波长，因此能够把T_{L4}波和T_{P1}波分辨开。

6．T_0波为奥陶系灰岩顶界面产生的反射波。T_0波反射能量在横向上变化较大，且连续性也较差。

（二）可靠的小断层

与图5—48b相比较，图5—48a清楚地反映了地质构造的细

节，发现了更多的小断层。由于反射波组丰富，确定断点可依据各波组终断相互印证，能够可靠地推断解释深度在400—600m、落差小于10m的断层，分辨小断层的能力达$\lambda/4$—$\lambda/8$。如图5—48a中的F_3、F_4和F_7断层的落差均小于10m，其中F_7断层（见图5—49）已由钻孔5—1地质资料证实落差约6—7m。为验证地震试验资料与解释的可靠性，曾提供验证图5—48a中的F_3断层，在资料处理期间已完工的5—2号钻孔，在孔深450m见正断层，C煤断

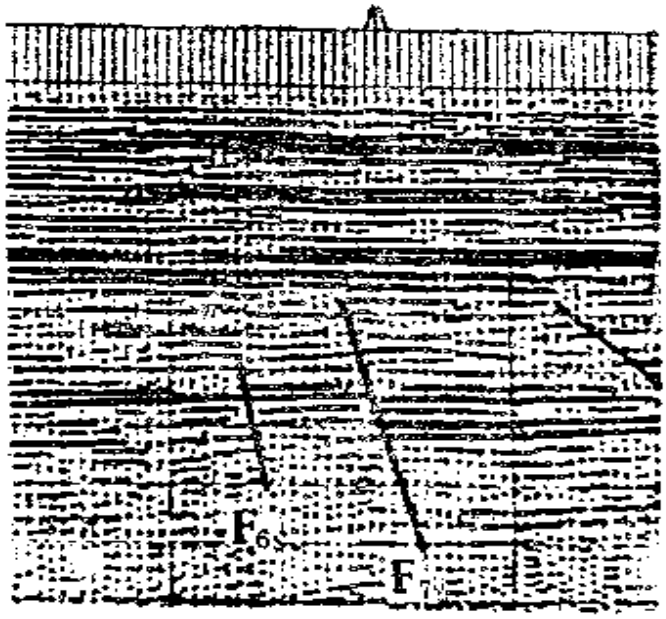


图 5—49 F_7断层

层，推断断距16—20m，与地震资料F_3断层落差约10m的解释相附较好。5—2号孔钻孔平面位置仅与设计的验证孔位向测线小号CDP偏离10m。图5—48a中的F_1和F_2等断层落差约5m，能够明显地看到波组的错断现象。

在图5—48b上，由于分辨率和信噪比较低，反射层次少，断层上下盘反射波的特征不明显，对断层的解释可能有误。如在图5—48b中的49和5—1孔之间，解释有两条断层，而在图5—48a所示的地震剖面上，这两条断层不可能存在。

（三）丰富的地质现象

图5—48a上反映了一系列非常有意义的地质现象，可为进行

地质解释和了解煤层分布提供有价值的信息。

1．地层尖灭

在图5—48a所示的试验剖面上，不但大倾角地层尖灭（在CDP521和561处）有明显的反映，而小倾角地层尖灭（在CDP301、241和141等处）也有较清晰的反映。

2．煤层煤质的变化和缺失

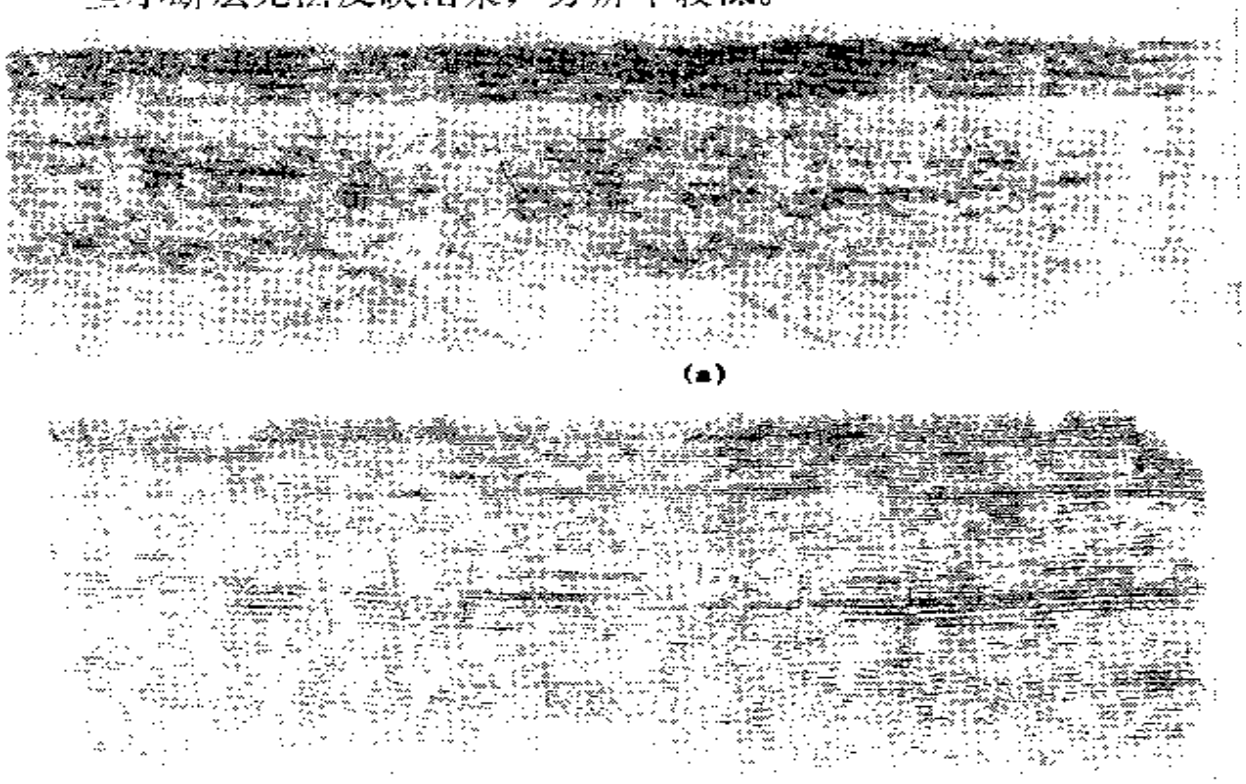
在图5—48a所示的剖面上，从F_{10}向大号CDP方向，T_{P1}波振幅强，波形稳定，两个强相位能量相近，反射波同相轴光滑，此段由48孔揭露B层煤赋存好，一般厚度在5m左右。从F_{10}向小号CDP方向，T_{P1}波品质变差，T_{P1}波第一相位明显变坏，由钻孔地质资料揭露，从F_{10}向小号CDP方向，B煤遭火侵吞食或焦化。此段的T_{P1}波主要是C层煤的响应。从T_{P1}波的波形特征推断，B层煤火侵边界约在F_{10}断层处。

在图5—48a上，T_{P1}波从CDP18向小号CDP方向和在CDP68—CDP173及其在CDP414—CDP472之间，T_{P1}波的能量很弱，甚至T_{P1}波消失，解释为这几段地层不赋存C层煤，分布在这几个区间上的钻孔资料均揭示C层煤缺失。在CDP18—CDP68之间，T_{P1}波能量较弱，波形品质差，解释为此段地层赋存有较薄的C层煤。在CDP173—CDP414之间，由于C煤的存在使得T_{P1}波能量增强，连续性好，波形特征稳定，尤其是T_{P1}波的第二相位。从中可以看出，在B煤层遭受火侵后，C煤层的存在与否在试验剖面上得到了清晰反映。

（四）地面与井下接收试验的分析

图5—50表示了地面接收和井下接收所获得的对比试验剖面。图5—50所示的对比试验剖面采用的观测系统、记录仪器、记录因素和数据处理方法都是相同的。比较图5—50a和5—50b可以看出，两者反映的构造形态是一致的。由于风化层对地震波能量的衰减和对高频成分的吸收作用，使得地面接收到的地震波能量和高频成分明显下降。在图5—50b上，T_a波的视主频约90Hz，T_{P1}波的视主频仅60—70Hz。而在图5—50a上，T_Q波的视主频高达120Hz，T_{P1}波的视主频在100Hz以上，新生界内部地层的反射

波频率在160Hz以上。图5—50b所示的地震时间剖面由于频率较低，反映的地质构造细节不如井下接收的地震剖面(图5—50a)，一些小断层无法反映出来，分辨率较低。



(a)

(b)

图 5—50

(a)井下接收的地震时间剖面，(b)地面接收的地震时间剖面

四、结　　论

在煤田高分辨率地震勘探中，采用潜水面以下激发和接收的工作方法有利于接收高频地震波。为了不畸变地记录这些高频地震波和改善地震记录的分辨率，提高解决小地质构造的能力，必须采用高分辨率宽频带数字地震仪和较高的时-空采样率。

试验表明，在煤田勘探中高分辨率煤田地震勘探技术能够可靠地解决一些落差较小的断层及小幅度构造，追索煤层的连续性、煤层煤质的变化及其煤层缺失等地质问题。随着煤田高分辨率地震勘探方法技术的发展和日益完善，该方法技术在煤田精查勘探及其它应用领域中将得到更加广泛的应用。

结 束 语

经过几年的试验研究，浅层高分辨率地震反射方法技术已发展成为一种较成熟的方法技术，但在利用该方法技术解决煤田、钾盐、浅层油气和水文工程中地质问题时，还存在以下几个问题。

（1）尽管采用了一些适合于高分辨率的方法技术，获取的反射波频率对于地质人员要求解决的较细致的地质构造来说仍显得较低。

（2）浅层地震反射勘探不利于准确地求取地层速度，从而影响了地震时间剖面的质量和地震解释的精度。

（3）地形复杂条件下的浅层高分辨率地震勘探有待研究。

在地形起伏较大，低、降速带分布较复杂的地区，不利于准确求取静校正值，而较大的剩余静校正值不但对频率高、周期短的高频反射信号的同相叠加影响很大，而且有可能在时间剖面中产生假地质构造现象。

（4）目前的浅层高分辨率地震勘探大多都是用于地质构造勘探，在直接用于岩性解释方面还存在许多问题。地质人员除对地震时间剖面上反映的地质构造感兴趣外，更感兴趣的是直接从地震时间剖面上进行地层岩性解释。目前开展的横波地震勘探虽能获得一些这方面的信息，但还很不全面。

（5）适合于处理浅层高分辨率地震反射资料的程序和方法技术有待完善和进一步研究。

目前，许多处理程序为使最终显示的记录波形光滑，通常在程序中增加了一些光滑滤波。光滑滤波具有较严重的低通频率特性，损失了记录的分辨率，有意义的小地质现象有可能被光滑掉。

以上分析了在浅层高分辨率地震勘探中所存在的一些主要问题。纵观国内外浅层高分辨率地震反射方法技术的发展和微机在处理浅层地震资料中的广泛应用，可以预测该方法技术有可能向着以下几方面发展。

（1）浅层地震仪将完善抗干扰性能，使之能在强干扰背景下更好地开展浅层地震调查工作。

（2）研究适合于在地表地震地质条件比较复杂的地区开展高分辨率地震勘探的方法技术。此外，在城市工程地震调查中，由于城市工程地震勘探场地狭小，采用常规水平叠加技术的观测方法受到了限制，为适应在特殊的工作环境下，更有效地开展浅层地震勘探，需要研究特殊的观测方法和数据处理技术。

（3）开发深穿透能力的高频震源。目前使用的震源虽具有频带宽，激发产生的高频成分丰富，但穿透深度较浅。因此，开发深穿透能力的高频震源对于扩大和加速浅层高分辨率地震反射技术的应用有着重要意义。

（4）研究层析技术在地震勘探中的应用。目前，正在发展的地震层析技术是地球物理勘探中最有前途的一种方法技术，它能提供详细的地下地质构造，具有很高的分辨率和可信度。研究层析技术在地震勘探中的应用能够更好地解决详细的地质问题。

（5）多参数、多方法地震勘探技术的综合利用，提高浅层地震勘探解决小地质构造的能力和加速开发地层岩性解释。

由于地层的吸收、衰减作用和接收记录仪器设备的频率特性对高频反射信号的抑制作用，在高分辨率地震勘探中获取更高频率的反射波是困难的。为了可靠、准确、全面地了解地下地质构造及其岩性变化，需要综合研究地震纵横波联合勘探问题，综合研究利用反射波法、折射波法、VSP方法和跨孔透视等方法获得的资料以及综合研究地震波的速度、频率、相位及其波形特征的变化与地层岩性之间的相互关系。在不远的将来，地震地层学在煤田、钾盐、浅层油气和工程水文地质等方面的研究和应用地震地层学解决这些领域中的地质问题将受到重视。

随着浅层高分辨率地震反射技术的进一步发展和人们对该方法技术解决地质问题能力的不断认识，能够在更广阔的领域里，以较低的勘探成本和较短的周期解决煤田、钾盐和水文工程地质调查中许多问题。

参加第五章几个实例研究工作的主要人员有：王庆海、徐明才、刘永东、高景华、程大祥、戴呈祥、崔占荣、刘振权等同志。王广科等同志对本书的编写做了一些有益的工作。图件由黄裕芳、白秀荣、王晟男同志清绘。在此，一并向对本书的编写和出版给予帮助的单位和同志表示衷心的感谢。

附录一 故障检测和修理

国内外许多厂家生产了种类繁多的浅层地震仪，但其基本原理大同小异。为了便于用户保养和维修，我们以DFSV-Miniso-^{SIC}数据采集系统为主体，介绍浅层地震仪经常出现的故障及检修方法，为用户使用其它型号的浅层地震仪在检修与维护上提供一些参考。

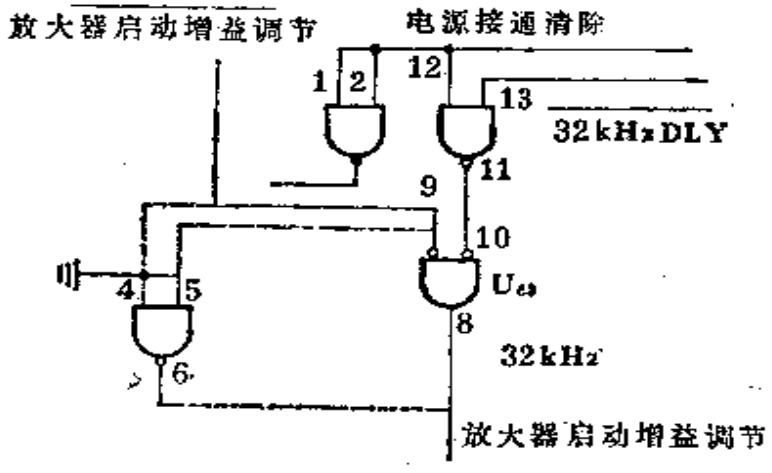
一、模拟部分

故障一

故障现象：某模拟箱体不工作，在照相示波仪上各个信号道均拉直杠，显示屏显示C-2和S-2。

故障分析：由于仅一个箱体的各道都不工作，故问题发生在这个箱体的公共部分。

故障检修：①输入正弦波大信号进行检查，显示屏上无数据显示；②重插模拟箱体J_{103}插头无作用；③改变主放大器增益开关位置，仍无数据显示；④直接给A/D转换器输入正弦波信号也无



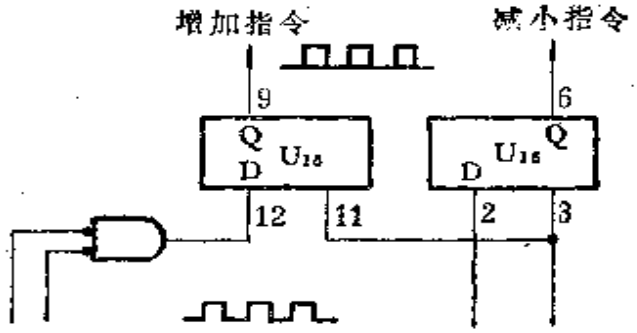
附图 1—1 U_{63}组件接线图

数据显示；⑤检查电源电压，均正常；⑥输入正弦波信号，检测主放大器输出测试孔波形，发现无输出电压。至此估计问题发生在逻辑控制部分，于是检测AL板板边测试孔的波形，发现输入的指令和时钟信号都正常，但TP_5测试点无主放器启动指令，故问题出现在译码部分。再把AL板插到延伸板上，发现U_{63}的与非门损坏，第8脚无输出。U_{63}组件是SN74L00双输入与非门，有四个门，其中一个是备用的。将4脚和5脚到地的连线断开，然后将9脚连到4脚，10脚连到5脚，8脚连到6脚。改线后恢复正常（如附图1—1所示）。

故障二

故障现象：同故障一。

故障检修：在检测AL板板边测试孔波形时，发现TP_1测试点没有64Hz的同步信号。通过检查，发现U_{34}的SN75107线接收器损坏。这个组件上有两个线接收器，其中一个是备用的，将连线改接后仍不正常。更换此件后恢复正常。



附图 1—2 U_{15}组件接线图

故障三

故障现象：作日检时，发现主放大器增益为浮点时增益台阶无变化，输出波形与固定增益波形类似。

故障分析：由于浮点控制不起作用，问题可能发生在主放大器的逻辑控制部分，也可能发生在AL板的译码器部分，也可能在AD板的逻辑控制部分。

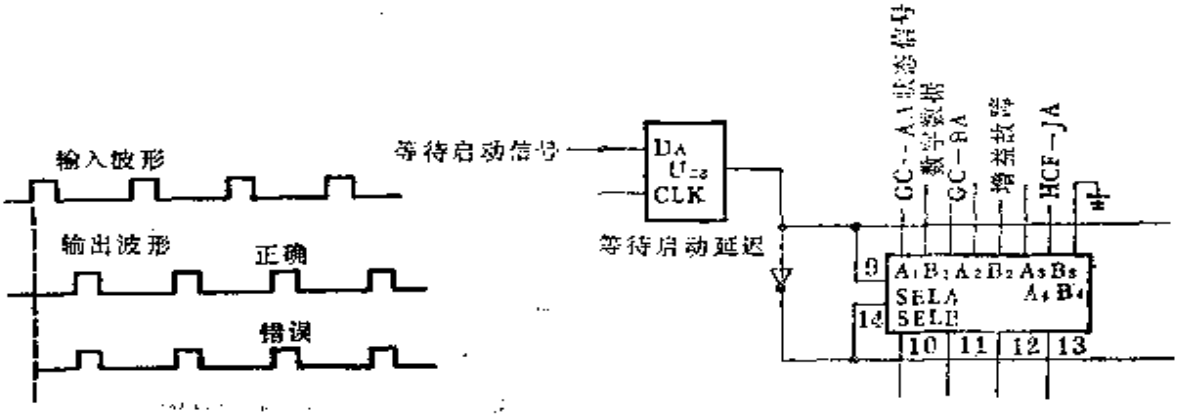
故障检修：用手动增益逐级检查，从显示屏和相机监视，信号正常。检查AL板板边测试孔的波形，未发现异常。检查A板的增益逻辑线路，发现U_{15}的SN74LS74D触发器第12脚有输入信号，但第9脚没有输出信号，故增益不能增加。更换此件后恢复正常，如附图1—2所示。

故障四

故障现象：第一模拟箱体的监视记录畸变，显示屏显示S-2。

故障分析：故障仅发生在第一箱体内。由于显示屏显示S-2，故问题可能属于传输通路的问题。

故障检修：①输入正弦波大信号时，在监视记录上出现毛刺。②用高精度稳压电源直接给AD板输入直流信号，从数字毫伏表上观察，读数不正常。据此问题就可能发生在AD板或AL板上。③监视AL板输出数据不正常。④把AL板插到延伸板上，监视数据信号发现输入数据正常，但数据选择器输出信号不正常。



附图 1—3 U_{28}组件接线及输入输出波形

检查控制信号，发现IST、SOS DELAYED信号不正常。给脉冲信号加了很大的噪音信号，但U_{28}的输入信号正常。故确定此组件损坏。更换该组件后恢复正常，如附图1—3所示。

故障五

故障现象：作日检时，第二模拟箱体各道都没有信号输出。

故障分析：根据现象可知，问题是发生在第二箱体的公共部分。

故障检修：①输入正弦波信号，改变主放增益，不能解决问题。②直接给A/D转换器输入信号，显示屏也无数据显示。③检测主放大器输出，波形正常。④检修AL板板边测试孔，波形也正常。通过上述检查，估计是线驱动器有问题，经过仔细检查，

发现U_{25}的线驱动器 SN75110 损坏，更换此组件后，仪器恢复正常。

故障六

故障现象：某箱体日检记录波形畸变，在第二个台阶时无输出波形。

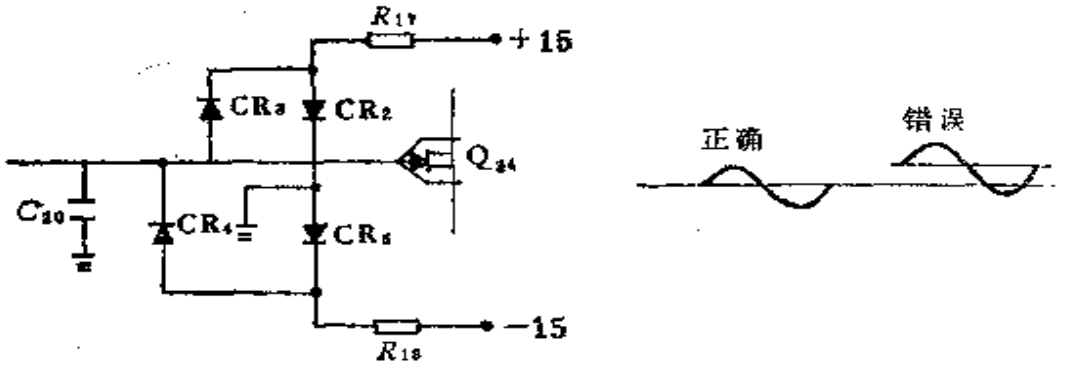
故障分析：由于只是一个箱体的主放大器增益在第二个台阶时无输出信号，故问题可能发生在主放的衰减器或逻辑控制中。

故障检修：用手动增益检测第二个台阶时，主放大器无输出电压。检修增益逻辑控制和衰减器驱动线路都正常，细查后发现A_5级衰减器的场效应管Q_5损坏，更换此元件后，工作恢复正常。

故障七

故障现象：某箱体日检记录的各道波形都抬高。

故障分析：从A板板边TP_1检测主放输出，发现不正常。把A板插到延伸板上，向前逐级检查，发现A_1级放大器输入端的限幅二级管CR_4被击穿，因而相当于在输入端加上了+0.6V左右的偏置电压（图5—4）。更换CR_4后，故障排除。如附图 1—4所示。



附图 1—4　主放A_1级输入端限电路

故障八

故障现象：日检记录不合格，波形严重失真。

故障分析：因为是第一箱体所有道工作不正常，故可断定是公共道有问题。问题可能发生在A板、AD板或AL板。

故障检修：①输入不同幅度的正弦波信号进行检测，发现在输入零信号时，A/D转换器的2^9码灯亮，小信号灯也亮。故判定是A/D转换器有问题。②在A/D板上检查与2^9码有关的线路，发现U_{14}数据寄存器的第6脚总是高电平，这是由于U_{14}的D触发器损坏所致，更换组件后工作恢复正常。

故障九

故障现象：日检不合格，主放增益的台阶精度超限。

故障分析：由于主放大器增益台阶精度不合格，问题可能发生在A板、AD板。

故障检修：①输入不同电平的信号，改变主放大器增益，用数字毫伏表监视，发现读数不正常。②检查各级电路零点都正常。③对换A板后仍有问题，对换AD板后，在另一箱体出现了类似的现象，故问题出在AD板。④用标准稳压电源检测A/D转换器，发现数据寄存器的16mV位正常，但是U_8与非门的第3脚总是高电平，更换此元件后工作恢复正常。

故障十

故障现象：第一箱体不工作，各道均拉直杠。

故障分析：因为故障为各道所共有，故可判定是公共通道有问题。

故障检修：①改变输入信号电平和频率以及主放大器增益，故障依然存在。②直接把振荡器输出信号加到A/D转换器输入端，仍然无效。③检测主放大器输出端电压波形均正常。④检测AL板板边测试孔波形，除TP_7以外都正常，怀疑AL板有问题。⑤把AL板插到延伸板上，检测数据寄存器和并串转换器都有输出数据，但是U_{62}的D触发器无输出信号，更换此元件后，工作恢复正常。

故障十一

故障现象：作日检时第二箱体无输出信号，显示屏显示G-

1，2-1，H-1，N-1，C-2，T-1。

故障检修：从显示屏的显示来看，第二箱体存在多种问题，发现该箱体电源指示灯也不亮。打开前面板，发现断路器跳闸。关断电压，合上断路器，用万用表检测电源输入端，无短路现象。估计是在开机时，由于电容充电电流较大，断路器跳闸所致。重新开机后，工作仍不正常，通过检查，发现AS板松动，重插AS板后恢复正常。

故障十二

故障现象：第一箱体无输出信号。

故障检修：①打开前面板，看到断路器未跳闸。这样有两种可能：a.电源输出插尖松动；b.电源可能损坏。②关机后，检查电源插尖，果然松动，重新插好电源插头，工作恢复正常。

故障十三

故障现象：第一箱体不工作，显示屏显示T-2和C-2。

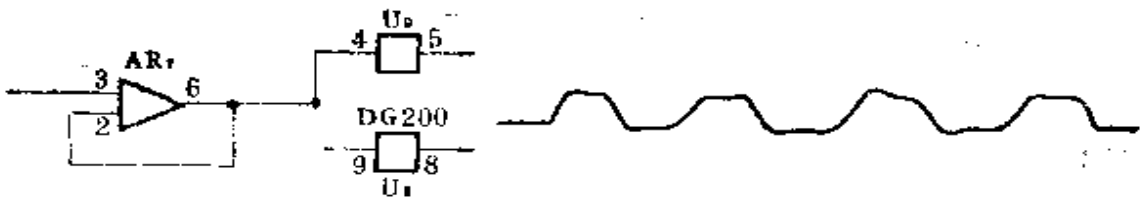
故障检修：T-2表示模拟箱体传输线终端连接不合适。C-2表示模拟箱体向控制箱体的传输有问题，因此怀疑连接插头接触不良，重新插接后，工作恢复正常。

故障十四

故障现象：作日检动态范围检查时，正弦波大信号的波形变小且畸变，如附图1—5所示。

故障分析：由于两个模拟箱体都存在问题，可能是OC板或控制箱体、磁带机或相机有问题。在检测脉冲滤波时工作正常，所以问题出在OC板的可能性大。

故障检修：①用调校振荡器的方法检测振荡器输出电压，输



附图 1—5 OC板输出波形畸变示意图

出电压幅度较小（小于5.000mV）。②对调OC板后故障消除，证实是OC板的问题。③检查OC板的输出波形，不正常。检查A_{16}区AR_2的输出波形，也不正常，但输入波形是正常的。因此问题就可能发生在A_{16}区的AR_2、A_{11}区的U_3或A_{12}区的U_9上。④把U_3的DG-200开关更换后，振荡器输出电压恢复正常，这可能是由于DG-200开关漏电所致。

故障十五

故障现象：早晨作日检时，各道不工作，显示0-1，M-1。

故障分析：显示0-1，表明零漂电压超限。这可能是零漂太大，或是由于在信号通道上串入了较高的直流电压。由于刚作月检，故零漂不会太大，所以后一种情况的可能性较大。

故障检修：①给AD板直接输入信号，未起作用，估计问题就发生在AD板上。②更换AD板后恢复正常。中午时换回原来的AD板，工作也正常了。第二天早上开机后，又不正常了，这时仪器车内的温度是6℃。将车内加温至15℃左右时，仪器又恢复正常。这说明AD板中可能有的原件性能不好，易受温度影响。估计可能是输入限幅器或梯网的开关管特性不好。

故障十六

故障现象：月检A/D转换器精度不合格，128mV以下数据的误差较大。

故障分析：可能是由于集成电路电流开关电路匹配不好所致。

故障检修：调节R_{173}电位器。在调节R_{173}电位器和校准正负参考电压源之后，误差减小。

故障十七

故障现象：主放大器增益台阶精度不合格。

故障检修：主放大器增益台阶精度与主放大器的衰减器、A/D转换器和测试信号的衰减有关。调节不佳，对台阶精度影响也很大。检查各级零点，果然零漂电压很大，重新调零后，主放大器增益台阶精度合格。

故障十八

故障现象：月检噪音一项严重超标，比原来大三、四倍。

故障分析与检修：大线滤波器性能不好时，对噪音不可能有这么大的影响；各放大级也不会有这么大的影响；稳定性、接地、调校等方面的影响也不会影响太大。由于在仪器的输入端有等效电阻，外界干扰也不会太大。如果仪器输入端不接等效电阻时，输入端开路，噪音必然很大。据以上分析，很可能是未接等效电阻的缘故。接好等效电阻，重新录带，噪音指标合格。

故障十九

故障现象：月检不合格，某道串音。

故障分析：由于是个别道的问题，因此毛病也发生在独立信号道上。可能是LF板、FM板或道开关有问题。引起串音的原因一般有：①多路转换开关组件夹不断；②LF板或FM板的插头不干净；③线间干扰。

故障检修：①对换FM板，无作用。②对换LF板后，在相应道上出现相同的问题。③经检查发现相邻道的共模滤波器线圈的铁芯裂开，经修整后，串音消除。

故障二十

故障现象：日检记录不合格，某模拟箱体第四道不正常。

故障分析：可能是FM板，LF板或道开关有问题。

故障检修：①分别拨动道开关，前放大器增益开关、陷波器开关等，当把低切旁路时，故障消失，故问题只在低切滤波器。②更换该道低切插件后，日检记录合格。

故障二十一

故障现象：某箱体第六道不工作。

故障检修：（1）对换FM板后，故障又发生在相应的道上。（2）把该FM板插到延伸板上进行检测，发现高截滤波器有输入信号，但无输出信号，更换该插件后，第六道工作正常。

故障二十二

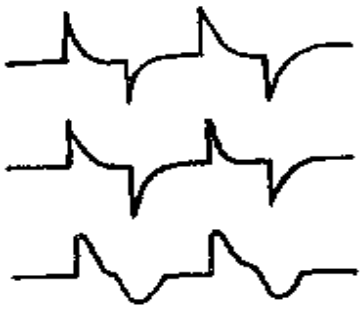
故障现象：作日检时，某一道的噪音大。

故障分析：在一般情况下，是由于组件本身噪音大造成的，如滤波器和多路转换开关等。

故障检修：（1）对换LF板后故障无变化。（2）对换FM板后，在相应道的噪音也大。（3）把FM板插到延伸板上，经检查是低噪音放大管Q_1损坏，更换此管后，工作正常。

故障二十三

故障现象：某道脉冲滤波特性不好，如附图1—6所示。



附图 1—6 脉冲滤波波形

故障分析：当把低切滤波器旁路时，恢复正常，但将低切插件更换后问题依然存在，检查电阻和电容都未见异常。估计是运算放大器AR_4或场效应管Q_2性能不稳定所致。

故障二十四

故障现象：作日检时，某道信号大约减小了$\frac{1}{2}$。

故障分析：可能属于前放增益选择开关的问题，如接触不良或损坏。

故障检修：（1）第一种情况，反复拨动前置放大器增益开关后即可恢复正常。（2）第二种情况，需把开关拆开，用无水酒精清洗。

故障二十五

故障现象：某道相位一致性差。

故障检修：由于仅一个箱体有问题，可能是FM板的滤波网络有问题。将低切滤波器旁路后恢复正常。经检查，是低切插件性能变差，更换此插件，工作恢复正常。

故障二十六

故障现象：某一道陷波特性差，且调不好。

故障检修：可能是陷波器T形网络的电位器或电阻有问题。

由于在调节时，输出幅度有变化，但调不好，可能是电阻值变化较大，导致电位器不能补偿。将电位器R_7换成1kΩ电位器后，即调好了。

故障二十七

故障现象：在调节某道零点时，调到一定程度后就调不动了。

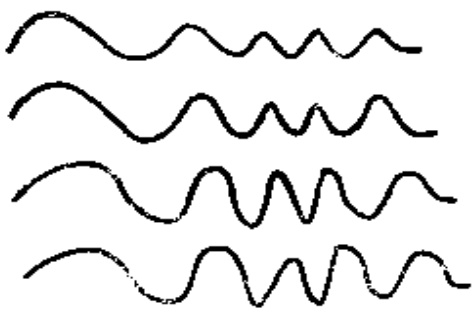
故障检修：该现象可能是零点漂移太大引起的。检查AR_{11}运算放大器，发现零点漂移较大。将电位器R_{13}调到中间位置后，再调节R_{36}电位器，使零漂电压接近于零，再调节R_{13}电位器时就起作用了。

故障二十八

故障现象：A/D转换器的码灯全亮，工作不正常。

故障分析：使A/D转换器超标的原因是输入信号太大，可能是在信号通道上串入了较高的电压。

故障检修：①直接给A/D转换器输入信号，工作正常。②改变测试信号电平和主放大器增益，故障仍然存在。③对换AD板和A板不起作用。④将FM板对换后，问题则转到另一箱体了。经仔细检查，发现是该FM板的DG-200型串联开关损坏，更换此组件后工作恢复正常。



附图 1—7　监视记录波形

故障二十九

故障现象：日检记录第五、六道串音指标不合格。

故障检修：可能是公用的DG-200型开关性能变差，组件夹未断开所引起。检查开关前的线路未发现异常。故判定是U_3的多路转换开关性能变差，更换该组件后故障消除。

故障三十

故障现象：第一箱体的第三、四道监视记录波形畸变，如附图1—7所示。

故障检修：由于仅一个箱体的两道波形畸变，故问题发生在非公共部分，即在FM板或LF板上。两道同时产生畸变现象的可能性较小，估计可能是相邻两道串音引起的，多路转换开关和大限幅滤波器发生问题的可能性较大。对调FM 板后又在相应道上发生了同样的问题。估计是U_4的多路转换开关坏了。断开第三道的输入信号后仍然有输出信号，更换多路转换开关组件后恢复正常。

故障三十一

故障现象：在作指数振荡器信号测试时，有几道的信号小，并在显示屏上显示 AGC。在改变主放大器开关、AGC 开关和低切滤波器开关中任意一个开关的工作位置或者减小起始增益时故障就消失了。

故障分析：旁路低切滤波器后故障消失，这可能是低切滤波器有问题；用固定增益2^0时故障消失。估计是用去浮点增益方式工作时增益大所致。用去浮点方式工作也可以说明这一点，它与增益或幅度有关。又因仅是一部分道工作不正常，故属于振幅不一致所造成。

故障检修：振幅一致性是在不加低切的情况下调节的，在加上低切后振幅一致性要差些。对换低切插件后，在相应的道上又产生相同的问题。这表示AGC是由于个别道振幅大，使第一乘法器产生溢出所造成的。更换振幅一致性差的低切插件即可。

故障三十二

故障现象：日检时发现在用AGC方式作测试记录时，后半部分有类似背景干扰的信号。

故障检修：可能是有较小的干扰信号存在。在用AGC逻辑控制时增益调整到高数值，这样就将干扰信号显示出来了。由于两个箱体都存在相同的问题，这就可能是公共部分的问题。经检查发现大线和检波器都接上了，因此背景干扰信号串到了仪器中，断开大线和检波器的输入插头后故障现象消除。

故障三十三

故障现象：第二模拟箱体的1—6道不工作。

故障分析与检修：由于这六道相邻，因此可能发生在FM 板上。对调FM 板后，在相应道上又发生以上现象。估计可能是板地址信号有问题。检查地址信号时，发现 u_1 的第六脚总是高电平，因而使u_6的串联开关总是处于断开状态。更换u_1的与非门后，故障消除。

故障三十四

故障现象：作日检时，发现第一箱体第12道信号较小。

故障分析：可能是放大倍数不够或者有损坏的元件。

故障检修：①检查前置放大器增益开关，未见异常。②对换FM板和LF板均无效，这样问题就可能发生在道开关上。③检查第十二道的开关，电阻很大，改接备用的开关后，恢复正常。

故障三十五

故障现象：开机后，显示屏显示L-2、N-2、H-2、G-2等。

故障检修：从显示屏上显示来看，可能是第二箱体的 FM板有问题。打开面板，将插在不用的FM板槽内的一块备用 FM 板取下，仪器工作正常。

故障三十六

故障现象：某两道串音。

故障检修：①对换FM板和LF板都无效。②检查道开关，未发现异常。③去掉输入端电阻插头后故障消失。经仔细检查，发现插头内有两个电阻相碰，将两个电阻拨开后，故障消除。

故障三十七

故障现象：ZF板上第五、六两道串音。

故障排除：经测量串音电压为400mV，判断是其模滤波器组件已损坏，更换后正常。

二、控 制 部 分

故障三十八

故障现象：磁带机正、反转找不到文件号。

故障分析：属于回放系统问题。

故障检修：①做带旁路记录，工作正常。②回放旧数据带不正常。③用示波器检测RD 板测试点，发现输入信号正常，而输出数据不正常。进一步检查数据通道，发现13C 位置的双D 触发器损坏。更换此元件后工作恢复正常。

故障三十九

故障现象：磁带机运转正常，但相机纸上无信号。显示屏显示R-1，R-2、R-3。

故障分析与排除：问题可能发生在回放系统的RD，PE或NZ板上。检测RD 板发现输入数据正常，输出数据不正常。经查，1J位置的D触发器损坏。更换该元件后工作恢复正常。

故障四十

故障现象：在放炮记录时，显示屏显示 EOF，即缺失文件终了标志。

故障分析：根据显示屏显示，问题可能发生在PE板或MS板上。

故障检修：更换PE板后恢复正常。收工后检测原PE板时，它又恢复正常，这说明该PE板性能不稳定。

故障四十一

故障现象：启动磁带机后它正转到尾（或反转到头），但手按STOP开关可停机。

故障分析：问题可能发生在TM板上。

故障检修：检查10KI的 SYSSTPCMD-2 信号，发现在带头带尾停机时都有脉冲产生，手动停机时也产生脉冲信号。检查10K2、3、4 端在停机时都有电位变化，而10K5 无变化，进一一步检查 6A1、2、8，6A1、2 无电位变化，可以初步判定它们的公用部分有问题。进一步跟踪检查，发现它们都与 TL、TW信号有关系。检查TW，无信号，12A15，无1kHz信号，8G 无输出信号，8G11无电位变化。经详细检测，发现12J位置的与非门损坏。更换12J与非门后工作恢复正常。

故障四十二

故障现象：启动仪器后磁带机不停机。

故障分析：可能缺失磁带机停止指令。

故障检修：检查MS板8E4的信号，没有脉冲信号。经查是8C位置的SCL4013D触发器损坏，更换后恢复正常。

故障四十三

故障现象：带旁路工作正常，但记带时磁带机不动，显示屏却显示REC, RUN。

故障分析：由于有 REC、RUN 显示，说明数据记录指令已形成。磁带机未动作，可能是磁带机启动指令不正常。

故障检修：测量MS板10J_{11}脚，发现TXPSTRTENBL 为低电平，则不正常。进一步测量发现4J_{15}为低电平，再查发现是由于DA板EDIT开关损坏所致。正常记录时此开关 应接低电平，而当时此开关是悬空的。重改线后工作恢复正常。

故障四十四

故障现象：在放炮记录时，两个箱体都无记录波形，作带旁路测试也一样。

故障分析：问题可能发生在控制箱体的带旁路系统或相机部分。

故障排除：①回放数据带，工作正常。判定问题发生在格式编排及其以前的线路中。②更换 AS 板后恢复正常。③用示波器在仪器中检测AS板板边波形，发现TP_{10} 未 装数据脉冲信号。经仔细检测，发现6A位置的反向器损坏，更换此件后 故 障消失。

故障四十五

故障现象：在野外工作时，相机的各道记录均拉直杠。

故障检修：①作带旁路记录时工作正常，但用旧带回放时不正常，故属于非带旁路系统的回放部分问题。②更换PE 板后工作正常。检测PE板的读线路，发现1E、2E读数据寄存器有输入信号，但无输出信号。经查，5D位置的与非门损坏。

故障四十六

故障现象：两个箱体都无数据输出。

故障分析与检修：由于两个箱体都无输出数据，故问题发生在公共通道上。回放数据带，工作正常；作带旁路日检记录时不工作。用示波器检测ED板板边测试点，发现 TP_6 无脉冲信号。经详查发现SD或非门12脚为高电平，是由于8G 位置的与非门损坏所致。改接13E备用与非门即可。

故障四十七

故障现象：电源工作正常，但主机不工作。

故障分析：因为主机不工作，则可能是总控制信号有问题。

故障排除：检查电源电压都正常；测试 DL 板测试点，发现第 5 和第10个测试孔无输出信号，估计时钟系统有问题，进一步检查发现2J位置的反向器7416损坏，更换后故障消失。

故障四十八

故障现象：两个箱体月检记录严重失真。

故障分析：由于各道波形都失真，问题发生在控制箱体带旁路通道上。

故障排除：①回放已知带波形正常。②记"全 1"不正常故问题发生在FL板上。③检测FL板FIFO 存贮器输出端，发现写数据第 6 位无输出信号。结果是3B 位置的反向器 损 坏，更换后故障消失。

故障四十九

故障现象：两个箱体都无数据输出，作带旁路记录亦如此。

故障排除：回放已知带工作正常，记全"1"不正常；用示波器检测FL板测试点，发现 TP_1 无输出。4B和4C 组件输入钟信号缺失。原来是3C位置的反向器 CD4049损坏。更换此件后故障消失。

故障五十

故障现象：在放炮记录时两个箱体都无记录波形，但显示屏

上有数据显示。

故障分析：由于显示屏上有信号显示，所以问题是发生在反格式编排以后的线路中。

故障排除：用示波器监视控制箱体前面板上的DA 测试点，发现无输出信号。说明问题发生在DA 板或者以前的线路中。检测RP板测试点，发现TP_{17}无信号。12A 位置的或非门损坏，因而无先进先出存贮器的读钟。

故障五十一

故障现象：监视记录上无文件号，而显示屏上有文件号显示。

故障分析：文件号产生于GM板，分别送到DL 板和HL板，由于记录时显示屏上显示文件号，则问题可能出在HL 板。

故障排除：用示波器监视HL 板测试点，波形正常。检测板插头第43脚有数据输入，监视 5E 移位寄存器的第 2 脚无信号。可能是此组件损坏，更换后恢复正常。

故障五十二

故障现象：日检记录正常，但在记带时磁带机不转动，监视记录无信号。

故障分析：由于作带旁路正常，故问题发生在非带旁路部分。可能磁带机指令形成电路有问题。

故障排除：①回放已知带，磁带机不转动。②利用磁带机本机启动时运转正常。③检查NZ板板脚，发现无数据输出，是由于1A位置的SN15109线驱动器损坏所致。

障故五十三

故障现象：在放炮记录时两个箱体的监视记录都无信号，但显示屏上有显示。

故障分析：由于显示屏有数据显示，故问题发生在反格式编排电路之后。

故障排除：①检测控制箱体面板上DA 测试点，无信号。②检测AG板边测试点波形，发现 TP_8 的乘法器移位钟不存在。进

一步检测发现6G位置的或非门损坏，数据无法进入第2乘法器，更换此件后工作恢复正常。

故障五十四

故障现象：刚开机时发现文件号不对，重置文件号后工作正常。

故障分析与排除：由于在工作时文件号正确，而在停机后出现问题（即记不住），可能是向文件号存贮器提供电源的电池有问题。经检查发现电池电压不足，更换电池后工作恢复正常。

故障五十五

故障现象：在工作时监视记录无波形，显示屏也无数据显示。

故障分析：由于两个箱体都无数据输出，并且显示屏也无反应，故问题发生在RP板及其以前的线路上。

故障排除：作带旁路记录时都无反映，但回放旧带时工作正常。用示波器检测0F板测试点，发现TP_9无输出信号。进一步检测，发现6A位置的反向器损坏，无时钟信号，因而数据送不出。改用5L位置的备用反向器后恢复正常。

故障五十六

故障现象：记录波形失真，两个箱体监视记录有毛刺。

故障分析与排除：由于两个箱体的监视记录都有毛刺现象，所以问题可能发生在控制箱体或磁带机部分。作带旁路记录，波形正常，则问题发生在FL板以后，RP之前。检查NZ板边测试点波形，未见异常。检查RD板发现TP_{21}无输出，而TP_{23}有输入数据。经进一步检查，发现11A位置的D触发器损坏，数据无法送出。更换此元件恢复正常。

故障五十七

故障现象：在记录时相机不启动，但本机可以启动。

故障分析与排除：该故障属于遥控启动指令问题。启动仪器，检测DA板的第10脚和第13脚，发现继电器不吸合。三极管Q_T损坏，更换后故障消失。

故障五十八

故障现象：在放炮记录时监视记录上无信号，作带旁路记录亦如此。

故障分析与检修：用示波器监视控制箱体面板上DA测视点，波形正常，故问题发生在数模转换之后。检查DA板第43脚无输出信号。运放AR_{10}也无输出，但AR_{10}有输入信号。更换AR_{10}运放组件后故障消失。

故障五十九

故障现象：两个箱体的相同道不工作。

故障分析：问题可能发生在DM板或检流计上。

故障排除：在DM板上检查该道输出脚，无信号。进一步检查发现，高切插件损坏，更换高切插件后故障消失。

三、磁带机部分

故障六十

故障现象：在记带时，磁带机不动，正转和反转不动。

故障分析与排除：可能是控制箱体TM板或MS板有问题，或者是磁带机有问题。检查TM板和MS板均正常。打开磁带机盖子，发现SI极上的发光二极管发光不正常。经详细检查，发现8B位置的寄存器损坏，更换后工作恢复正常。

故障六十一

故障现象：显示屏显示奇偶错过多。

故障分析与排除：由于记录波形无畸变，电路存在问题的可能性较小，可能是读写扭曲严重。用示波器检查，果然扭曲很大。重新校正后恢复正常。当磁带质量不好或者磁带机不清洁时也会产生奇偶错。

故障六十二

磁带机不运转，经检查发现MC板松动，拔出该板用酒精清洗后重新插接，工作恢复正常。

故障六十三

故障现象：在开机时，磁带机不正转，不能重绕，文件保护灯不亮。

故障分析：在开机时，文件保护灯应该亮。而现在该灯不亮，且又不转动，则问题可能发生在ML板或电源部分。

故障检修：用仪器表头检查磁带机各组电源，均正常；用示波器检查ML板第26脚，为低电平，则不正常；检查U_{27}第6脚，为低电平，亦不正常。检查发现，U_6的第15脚为高电平，而第14脚为低电平，说明U_6有问题。更换U_6后故障消失。

故障六十四

故障现象：记录波形严重失真，但带旁路时监视记录很好。

故障分析：由于带旁路时监视记录很好，故问题发生在FL板之后及AG板之前，包括磁带机部分。

故障检修：用记"全1"方式检查控制箱体，写数据正常，但读数据不正常，则问题在磁带机部分，检查SI板工作正常；检查W板各道波形，发现第5位电流输出波形不正常。进一步检查，发现5D的或门损坏。更换后工作恢复正常。

故障六十五

故障现象：记录波形全部失真。

故障分析：由于两个箱体记录全部失真，故问题发生在控制箱体或磁带机。

故障检修：检测控制箱体，记录系统正常，但读数据不正常；检测磁带机，写入数据正常，但GB板的第8轨的波形不正常，估计是该道运放组件损坏，将其更换后故障消失。

四、电源部分

故障六十六

故障现象：各个箱体的电源都无输出电压，电源指示灯也不亮。

故障分析：可能是电瓶连线不好，或者是控制箱体电源有问

题，或是插板位置不对。

故障排除：①检查电瓶连线都正常；②检查控制箱体电源输入线路也正常；③由于控制箱体面板上的电源指示灯不亮，可能是辅助电源的三极管Q_2损坏，使得无辅助电源输出，因而控制箱体电源不能工作，也不能启动其它箱体里的电源。更换Q_2三极管后恢复正常。此故障是这样引起的：仪器车充电器的稳压调节器损坏，输出电压很高。平时连接电瓶，使电压嵌位在12V左右，可是在修车时将电瓶连线断开了，因此仪器车充电器的高电压直接加到仪器上，致使电源烧坏。若无保护线路，很可能会将仪器烧坏。因此必须重视电瓶、充电器和仪器电源的维修和使用技术。

故障六十七

故障现象：第一模拟箱体电源指示灯不亮，各道不工作。

故障分析与排除：由于仅一个箱体不工作，故属于该箱体电源的问题。产生问题的原因可能是：①电瓶电压未传输到仪器上；②断路器跳闸；③从控制箱体电源送来的控制信号不正常；④该箱体电源损坏。经检查发现电源断路器跳闸，无短路现象，合闸后恢复正常。

故障六十八

故障现象：某箱体电源无电压输出，但电源指示灯亮。

故障分析与排除：由于电源指示灯亮，故电瓶电压和控制信号都正常，用模拟箱体面板仪表检测电压组，都无输出电压。估计是辅助电源不正常，或者是三相钟发生器有故障。经详查三相钟电路的U_1双移位寄存器损坏，更换后故障消失。

故障六十九

故障现象：线性稳压电源+A、+B、+C都无电压输出。

故障分析与排除：由于线性稳压电源+A、+B和+C都无电压，问题可能发生在+18V开关稳压电源中。经详细检查，发现+18V稳压电源也没有电压输出。由于启动电路中的二极管CR损坏，封锁了U_1的与非门。更换CR_1二极管后故障消失。

故障七十

故障现象：某箱体＋A线性稳压电源无输出电压。

故障分析与排除：由于其它电源都正常，故问题就发生在＋A线性稳压电源电路中。通过检测发现调节器Q_1损坏，更换此元件后故障消失。

故障七十一

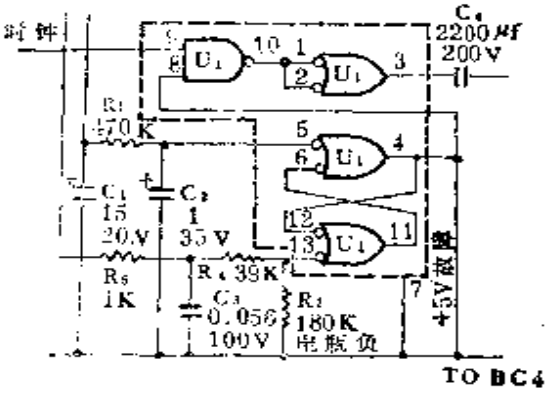
故障现象：在记带时磁带机不运转，机内风扇也不转动。

故障分析与排除：由于磁带机的风扇也不转动，则问题可能发生在磁带机电源部分。经详查发现输入滤波电容器损坏，电压加不上。在该电容上极板的两条脚上跨接连线后故障消失。

故障七十二

故障现象：模拟箱体的电源无＋5V电压。

故障排除：推断为－5V开关稳压器或＋5V 电源变压器内元器件有损坏。经仔细检查，＋5V电源变压器A_1A_1级中的电容C_1已损坏。发现＋5V开关稳压器A_3A_{12}级中的U_1第9脚有时钟信号，但U_1的第3脚无时钟信号。查证U_1已损坏，更换上两个元件后，＋5V电源电压正常如附图1—8。



附图 1—8　U_1组件接线图

五、覆盖开关部分

故障七十三

故障现象：在野外记录时，发现56与57两道记录波形一致。

故障分析与排除：产生问题的原因推断为①两道的电缆接头有短路现象。②覆盖开关内56与57两道部件中有短路。③仪器内多路转换前这两道有短路。经检查发现是覆盖开关的内部56、57道锯形开关接触环有一细小钢丝相搭连，排除后工作正常。

六、相机部分

故障七十四

故障现象：相机不出纸和墨水。

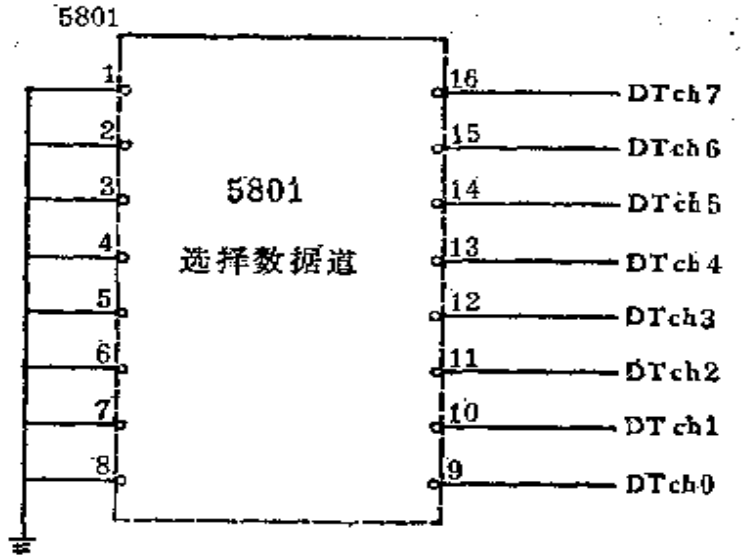
故障排除：经检查为滚动齿轮脱落造成，装上后纸可以回放出，但不出墨水。发现抽水泵的抽水齿轮被堵塞，清除后工作正常。

七、多源处理器部分

故障七十五

故障现象：接通电源后，显示出的主要故障，是数据未传输到相机上。

故障分析与排除：在内部工作方式条件下，检查发现MSP是16个数据道。DFS-V现场应用道为24道。故是二者之间不匹配造成的故障。因此，经分析I_2板上数据道的编排选择不合适，如附图1—9所示。将MSP也选择为24道，5801中4和13脚、5和12脚应处于断路状态。去掉与5801的4、5、12、13脚相连的插



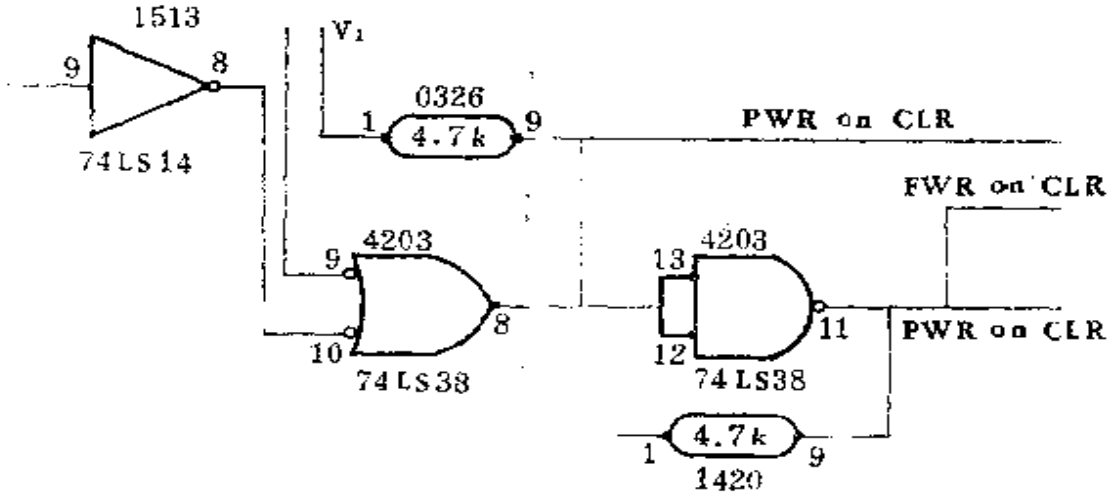
附图 1—9　数据道编排选择插脚

件。用万用表测4和13脚之间为断路状态，工作正常。5和12脚之间有150Ω电阻，工作不正常。因此，推断认为是5和12脚之间有150Ω阻值的联接关系。经检查发现是一极小具有150Ω的毛毛线将5、12间接通所致。经清洗后仪器完全恢复正常。

故障七十六

故障现象：在自动叠加方式工作时，叠加一次就停止，荧光屏一直显示process。

故障分析与排除：用示波器观察I_2板上无POWER ON CLR信号。测出4203位置的74LS38的8脚是低电平，9、10两脚正常。换去4203位置的74LS38插件后，仍出现上述现象。可能是因有短路现象将电压钳位在低电平上所致。去掉与4203的74LS38相连的全部插件后，查证4203的8与9脚断路，是正确的。11与12脚之间正向电阻为300Ω，也正确。反向电阻为2kΩ，则不正确（应当是5kΩ）。进一步检查0326的1、9脚相通，造成0326



附图 1—10　4023位置74LS38插件线路

为1、9、10脚通过1426的3脚及68Ω电阻到地，从而与4203的11、12脚构成回路，造成反向电阻变小。估计是受潮或有细小的毛毛刺所造成。对I_2板进行清理和净化后，该现象消失，仪器恢复正常工作，如附图1—10所示。

由于多源处理器（MSP）的印刷板均由大规模集成电路构成。电路之间连接方式以分子缠绕压缩接触。在维修或更换器件时，要严格遵守操作程序，不可随便拆动。

（1）检查仪器需拆动印刷板时，应在无电源状态下轻拿轻放。

（2）在挪动印刷板时，不应与印刷板连线裸露部分直接接触。

（3）由于仪器各线路板为多层结构，未采取绝缘措施，因此，在使用、保管时应注意防潮、防尘。

附录二 沉积地层与工程建筑的关系

在工程建设中，常碰到土地基结构及力学特性是否适应于建筑技术要求的问题。沉积土的形成史及结构是影响土地基力学特性的根本因素，下面按沉积类型分述如下。

一、残 积 土

它是岩石经风化破碎后，残留在原地的一种堆积物。它的分布主要受地形控制，颗粒常呈棱角状，未经分选作用，无层理，土孔隙占总体积的百分数比较大。其厚度与沉积环境有关，其强度较低，具有不均匀压缩性。作为建筑物地基时应慎重考虑，施工时更应考虑边坡的稳定性，防止由于不均匀沉降而造成倒塌。

二、坡 积 土

在地形高差较大的地区，风化碎屑物由雨水，雪水及自身重力作用而形成山坡堆积物，可分为山地坡积土和山麓平原坡积土两类。

由于受地表地形影响及下伏倾斜岩层的影响，常会发生移动而造成滑坡。一般来讲，在近期堆积的坡积土结构松散，在水的作用下易崩解。坡积的黄土比洪积的黄土湿陷性要高。因此，在坡积土上搞工程时应考虑稳定性问题，以免造成施工事故。

三、洪 积 土

由于山区暴雨和短、急、大的洪水作用，在山前形成的堆积物。一般分选性差，有不规则的交错层理、小透镜体、小尖灭体及夹层。因洪积土孔隙度多，渗水性大，故靠近山前的强度较高，压缩性小。远离高处时，其强度、压缩性变坏，对建筑工程施工及

地基稳定性均不利。

（1）近山区地带：上层为粗粒的碎土，土质均匀，地势较高，地下水位低，地基承载力高，是良好的天然地基。

（2）离山区较远的前沿地带，土层虽由粉土，粘土颗粒组成，但在形成过程中受到周期性干燥影响，土粒可溶性盐类胶结而较坚硬，承载力较高，也是较好的天然地基。

（3）中间过渡地带：由于受到前沿地带粗颗粒土的影响，在此地带常有地下水溢出，有时还形成沼泽地，故土质稀软，承载力低，对工程建设不利。

四、冲　积　土

由近代河流形成的沉积物，形成于宽广的河谷中或冲积平原上，具有明显的分选性，层理清晰，常形成尖灭现象及砂和粘性土的交错层理，存在砾石层。冲积土可分为二大类：

（1）平原河谷冲积物

由于河流分选作用，水平层理构造比较均匀，上游颗粒粗，下游颗粒细，冲积物在形成时受地形影响，可分成几种类型。具体可划分为河床、河漫滩、阶地和阶地陡坎等四类型，现将各类型的特点分叙如下：

①河床。由于水下沉积的砂砾均在中密度以上，所以强度较高而压缩性较小，是较好的地基。在边坡处存在着不稳定因素，所以在施工时必须考虑边坡稳定性问题。

②河漫滩。上层为泛滥沉积物（粒略细）局部常夹有沉积物、淤泥、泥炭之类。形状多呈透镜体，尖灭体等形式。由于沉积年代短、土层分布复杂，常含对工程建筑不利的软土，要选作地基时，应详细查清内部地质情况。

③阶地。由于形成的时间较长，土层因受压、干燥及脱水作用，其结构强度较高，是良好的地基。

④阶地陡坎。因为阶地坡积物都是粘土，所以要注意地表水的冲刷和滑坡等不良地质现象的发生。

（2）三角洲冲积物

在河流入海或入湖处，沉积了大量的细微颗粒，而形成了水系密布的三角洲地段。

随着河流流速的减慢，河水中的大、中颗粒及携带物相继沉入河底。细颗粒的粉砂、粘粒、胶体物质在江河入海或入湖处沉下来，形成一套淤泥质粘土、亚粘土或淤泥的河口三角洲。凡注入海或盐河、盐湖的河流，由于受盐分的影响，所形成的淤泥质粘土、亚粘土或淤泥，均具絮凝状结构，孔隙度大，在饱含水的情况下，压缩性大，强度低，干燥后，盐分堆积于孔隙中，其强度有所提高。

在河口三角洲上进行工程建筑时，要注意查明被掩盖的暗浜、暗沟的分布及土层倾斜度，透镜体和尖灭体等问题，以防建筑物产生不均匀沉降。

五、大陆静水沉积物

由于水的流动的减慢或静止，使水中悬浮物沉积下来而形成。根据沉积环境不同，可分为湖泊和沼泽相两种类型。它们共同的特点均为沉积物中有细粒物质和有机物质，形成了特殊性质的淤泥和泥炭，使得含水量大，压缩性大，强度低，对工程建筑不利。

六、风成沉积

由于风的吹扬作用而形成的沉积物。其主要包括松散的砂粒和砂土，典型的黄土亦于风积物的一种。其特点是在水平方向有极为明显的分选性，同一地点的沉积物质、颗粒大小十分近似。

七、冰川沉积物

由冰川或冰水作用所形成的沉积物，一般又分为冰碛、冰湖及冰水沉积三种类型。冰积物主要堆积在冰川近底部分，颗粒常以砾石为主，夹有砂和粘土，而为上复冰层巨大压力压实，具有较高的强度，是工程建筑物良好的地基。冰湖与冰水沉积物，分

别是在冰川湖泊或融化后的冰川水所形成的堆积物。冰湖沉积的带状粘性土具有明显的层理。

八、海相沉积物

由河水带入海洋的物质和海洋破坏后的物质在搬运过程中，随着流速逐渐降低而沉积下来。其主要特征是：常含有海底生物，经化学作用，产生大量石灰质、泥灰质及砂质等胶结成分的土。其性质受历史年代和距海岸线远近的控制。按照沉积物的来源不同，分为机械的、化学的和生物的三种；按离海岸线远近的不同，又可分为海岸带（滨海）沉积物，浅海带沉积物，次深海带沉积物和深海带沉积物四种类型。

（1）海岸带沉积物。主要由粗碎屑及砂组成，它们是海岸岩石被破坏后的碎屑物质。其特点是砂磨圆度好，纯洁而均匀，结构较紧密，其胶结物多为钙质、铁质及硅质，在河流入海口处常有淤泥深积，成条带分布，能延伸几公里。

由于海岸沉积物在垂直方向和水平方向变化大，因此利用钻探进行调查时，钻孔要密，而利用可连续追踪的地震勘探，才是最好的方法。

（2）浅海带沉积物。由较小的碎屑沉积（如砂、粘土、淤泥等）以及生物化学沉积物（硅质沉积物、钙质沉积物）组成，也常有化石出现。其特点是颗粒细小，分布均匀，磨圆度好，层理正常，较海岸带砂土疏松，容易发生流砂现象，砂土分布范围大，厚度从几米到几十米不等。

浅海带粘土、淤泥的特征是：粒度成分均匀，具有微层理结构，可呈各种稠度状态。其承载力变化较大，一般近代的粘土质沉积物密度小，含水量高，压缩性大，强度低，而古老的粘土质沉积密度大，含水量低，压缩性小，承载力极高（达5—10kg/cm²）。

（3）次海带和深海带沉积物。主要由浮游生物的遗体、火山灰、大陆灰尘的混合物组成，极少有粗碎物质出现，沉积物主要是一些软泥。

参 考 文 献

1.程佩生，《信号数字处理的数学原理》，石油工业出版社，1981年。

2.何樵登，《地震勘探原理和方法》，地质出版社，1986年。

3.DFS-V数字地震仪编写组，《DFS-V数字地震仪》，地质出版社，1980年。

4.K.H.沃斯特著，吴荣祥、许云译，《反射地震学》（能源勘探的工具），石油工业出版社，1983年。

5.陆基孟等，《地震勘探原理》，石油工业出版社，1984年。

6.牟永光，《地震勘探资料数字处理方法》，石油工业出版社，1981年。

7.纳比尔，A.摩根著，陈俊生译，《实用地震资料处理》，石油工业出版社，1985年。

8.王振东，《浅层地震勘探应用技术》，地质出版社，1988年。

9.谢源清，《模拟集成电路应用》，人民邮电出版社，1984年。

10.B.II.尼基金著，刘统良译，《工程地震勘探原理》，地震出版社，1987年。

11.郑君里、杨为理、应启珩，《信号与系统》，高等教育出版社，1983年。

12.J.A.亨特等，徐明才译，“多道工程地震仪用于反射基岩填图的最佳野外技术”，《物化探译丛》，第一期，1986年。

13.J.A.亨特等，高景华译，“浅层地震反射方法在地下水和工程研究中的应用”，《物化探译丛》，第一期，1991年。

14.何文能，“地震法在寻找基岩地下水方面的应用”，《工程勘察》，第三期，1989年。

15.高景华、王庆海、徐明才，“浅层地震勘探的回顾和展望”，《国外地质勘探技术》，第五期，1989年。

16.高景华、王庆海、徐明才，“抗干扰浅层地震反射方法技术”，《勘探科学技术》，第三期，1990年。

17.刘永东、王庆海、程大祥，“对浅层地震勘探仪器讨论”，《地球物理地球化学勘查研究所所刊》，第三期，1988年。

18.刘雯林，“子波处理方法的研究”，《石油地球物理勘探》，第二期，1985年。

19.钱绍湖，“地震勘探中的分辨率问题”，《石油物探技术》，第三期，1987年。

20.L.R.德纳姆等，“什么是水平分辨力？”，《石油物探译丛》，谭帆译，第六期，1981年。

21.S.E.浦尔兰等，徐明才译，“覆盖层-基岩反射的地震模型研究”，《物化探译丛》，第三期，1987年。

22.王庆海、刘永东等，“MSP+DFS-V地震勘探系统及应用”，《国外地质勘探技

术》，第十二期，1987年。

23.谢超凡，"美国浅层地震反射技术的某些应用情况"，《工程地质水文地质》，第三期，1988年。

24.徐明才，"提高浅层地震勘探的分辨率"，《国外地质勘探技术》，第十二期，1989年。

25.赵伯芳、崔希俊，"处理高分辨率地震资料的一种方法"，《石油物探》，第三期，1982年。

26.赵建勋，"反Q滤波的应用"，《石油地球物理勘探》，第四期，1986年。

27.Zilkowski, A等，曾锦荣译，"一种简单的煤田高分辨率地震剖面法"，《国外地质勘探技术》，第五期，1983年。

28.Hamid, N. Al-Sadi, «Seismic Exploration Technique and Processing», 1980.

29.Maurice G. Barbier, «The Mini-Sosie Method», 1983.

30.Dave. Hale, "Dip-moveout by Fourier transform," «Geophysics», Vol. 49 No. 6, 1984.

31.J. B. Diebold and P. L. Stoffa, "The traveltime equation, Tau-P mapping and inversion of common midpoint data", «Geophysics», Vol. 46, p 238—254, 1981.

32.L. R. Denham "Extending the resolution of seismic reflection exploration", «Journal of the Canadian Society of Exploration Geophysics» Vol. 17 No. 1, 1981.

33.M. B. Widess, "How thin is a thin bed?", «Geophysics» Vol. 38 No. 6, 1973.

34.M. B. Widess, "Quantifying resolving power of seismic systems", «Geophysics», Vol. 47 No. 8, 1982.

35.M. Schoenberger, "Resolution Comparison of Minimum-phase and zero-phase signals", «Geophysics», Vol. 39 No. 6, 1974.

36.N. de Voogd and H. den Rooijen, "Thin-layer response and spectral bandwidth", «Geophysics», Vol. 48 No. 1, 1983.

37.O. Koefoed, "Aspects of vertical seismic resolution", «Geophysical Prospecting», Vol, 29 p 21—30, 1981.

38.O. Koefoed, "On the effect of posson's ratios of rock strata on the reflection coefficients of plane waves", «Geophysical prospecting», Vol. 3 No. 4, 1955.

39.Ralph. W. Knapp and Don. W Steeples, "High-resolution Common-depth-point reflection profiling: Field acquisition parameter design",

«Geophysics», Vol. 51 No. 2, 1986.

40. R. S. Kallweit and L. C Wood, "The limits of resolution of zero-phase wavelets", «Geophysics», Vol. 47 No. 7, 1982.

41. Ruhi Saatcilar and Nezihi Canitez, "A method of ground-roll elimination", «Geophysics», Vol. 53 No. 7, 1988.