

反濾波与相关分析

安达地质学校

反 濾 波

根据連續速度測井曲綫和脉冲子波的波形，可以作出合成記錄。合成記錄与地面上地震觀測的結果是能够对比的。那么，我們要問：是否可以根据地面觀測的地震記錄，得到速度測井曲綫，用以代替測井工作呢？

在理想情況下，若地震記錄与合成記錄 $P(t)$ 相同，則上述問題就是如何选择一个濾波器。用合成記錄 $P(t)$ 为輸入，使其輸出为反射系数曲綫 $r(t)$ 如图 1。

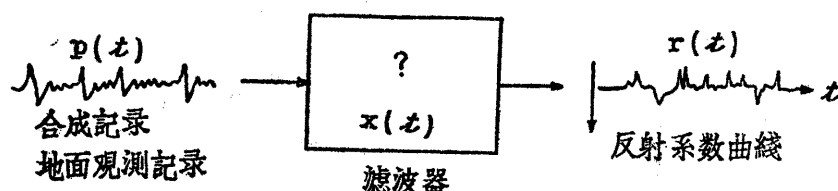


图 1 反濾波

若所需要选用的濾波器，它的单位脉冲响应是 $x(t)$ ，則因 $P(t) = r(t) * b(t)$ ， $q(t)$ 是脉冲子波，故我們有下列关系：

$$P(t) * x(t) = r(t) * b(t) * x(t) = r(t)$$

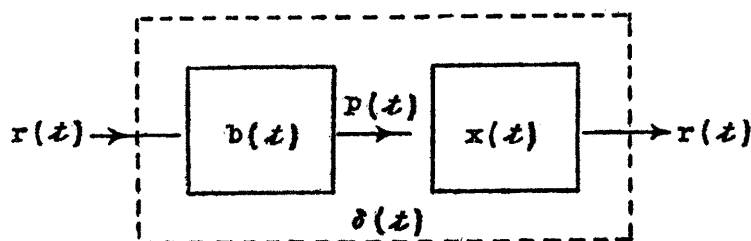


图 2 $b(t) * x(t) = \delta(t)$ 时，輸出等于輸入

从上式不难看出，所需要选择的濾波器 $x(t)$ ，应滿足若以反射系数曲綫 $r(t)$ 作为輸入， $b(t) * x(t)$ 作为濾波器的单位脉冲响应，其輸出应等于輸入 $r(t)$ ，如图 2。換句話說， $x(t)$ 的作用是消除或“反掉”濾波器 $b(t)$ 的影响，使輸出与輸入相同。故称为“反濾波”或“反折积”。

根据单位脉冲响应的定义和互换关系可知，若 $b(t) * x(t)$ 等于单位脉冲，那末輸出 $r(t)$ 将与輸入相同。因此，我們有下列关系

$$b(t) * x(t) = \delta(t) \quad (1)$$

从上式可以看出，若以子波波形 $b(t)$ 作为输入，而输出为单位脉冲 $\delta(t)$ ，这时滤波器的脉冲响应 $x(t)$ ，就是所需要的反滤波装置如图 3。

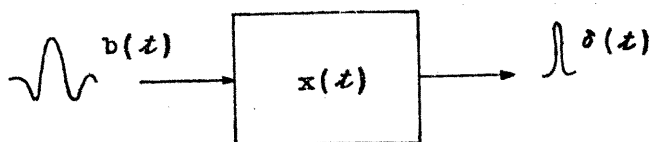


图 3 反滤波的调节

(1) 式为一折积分：

$$\delta(t) = \int_0^t b(t) x(t - \tau) d\tau \quad (2)$$

在已知 $b(t)$ 时， $x(t)$ 可以用数学方法求出。但一般常用实验方法，以 $b(t)$ 为延迟滤波器输入，不断调节滤波器的特性，使其输出为一尖锐的脉冲时为止， $x(t)$ 调选好之后，就以地面观测记录作为输入，其输出即为近于反射系数 $r(t)$ 的记录如图 1。

上面我們是用脉冲响应的观点来讨论反滤波的，如果用频率特性的角度来看 (1) 式的关系将更简单。

设子波 $b(t)$ 的频谱为 $g(\omega)$ ，滤波器的频率特性为 $G(\omega)$ 单位脉冲的频谱应为 1，在知道子波频谱 $g(\omega)$ 时，可知有下列关系。

$$\begin{array}{c} g(\omega) \longrightarrow \boxed{G(\omega)} \longrightarrow 1 \\ b(t) \qquad \qquad \qquad X(t) \qquad \qquad \delta(t) \\ g(\omega) G(\omega) = 1 \\ \text{或} \quad G(\omega) = \frac{1}{g(\omega)} \end{array} \quad (3)$$

利用上式可以求出所需反滤波器的频谱。但因一般情况计算烦杂，故常不如直接用调节方便。

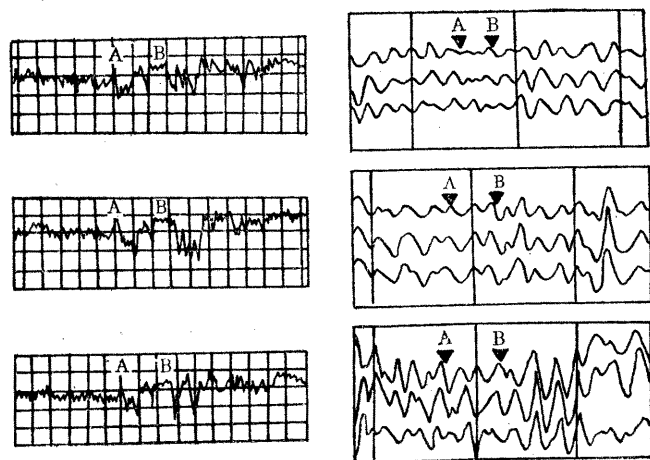


图 4、反折积分滤波记录 (右) 与相应的速度测井曲线 (左) 的比较

反滤波方法中，由于地面观测中有很多干扰很难全部消除，例如微震，面波干扰，多次反射等。因此地面观测的记录与合成记录 $P(t)$ 不完全相同，经过反滤波后的记录与反射系数曲线有相当大的差别。近来很多人在研究消除干扰和研究子波特点，以及选用反滤波器技术，试图得到更好的结果。

虽然反滤波方法还存在不少问题，但利用反滤波可以得到分辨能力比一般记录好的结果，用来区分薄层反

射，减少记录上的干涉，还是有效的。

图4为相距2公里的三口井，左边为速度测井曲线，右边为根据反射记录作出的反滤波记录。

压制海上震鸣干扰的反滤波方法

在海上进行地震勘探中，常出现一种强烈的震鸣干扰，又有人称为交混回响，或称为重振干扰。

产生这种干扰的原因是：海水和空气是个平的强反射面，反射系数近于负1，而海底又是个强反射面。在海水中爆炸时，波在这两个强反射面之间多次反射，结果在地震记录上产生一串能量很强的近于正弦曲线的干扰，它将深层反射来的有效波全部掩盖了。

重振干扰的频率，有下列经验公式。

$$f = (2n-1) \frac{V}{4H}, n=1, 2, 3 \dots \quad (4)$$

这里，H为海水深度，V为海水中波的传播速度，f为频率，n为振型数。n等于1时称为基振型，n为2时，称为二次振型等等。

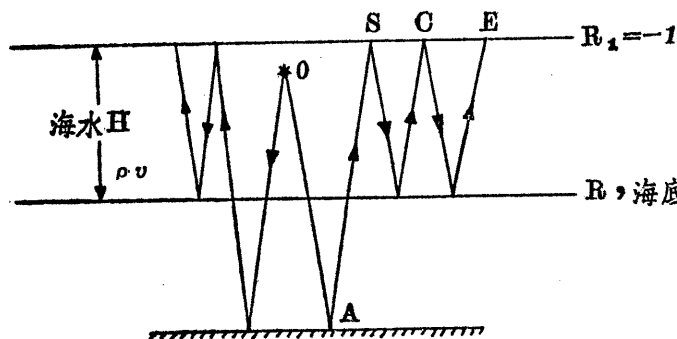


图5 海上震鸣干扰

在记录上出现的振型，与接收仪器的频率特性有关。这种干扰很难用普通的滤波方法消除。因为改变滤波器的频带后，一种振型的干扰消失了，但另一种振型的干扰又在记录上出现，频带宽时，常在一张记录上出现好几种振型。

海水可以看作是一个滤波器，如图5，若从爆炸点O出

发的地震波，经反射后至海面上接收点S的波OAS为一单位脉冲 $\delta(t)$ ，那么，通过海水与海底面一次多次反射的波OASC，到达的时间应滞后 Δt ， Δt 为 $\frac{2H}{V}$ ，海面的反射系数 $R_1 = -1$ ，海底的反射系数为R，那么一次多次反射波应为 $R_1 R \delta(t - \Delta t)$ ，等于 $-R \delta(t - \Delta t)$ ，同样二次反射的波应为 $R_1^2 R^2 \delta(t - 2\Delta t)$

等于 $R^2 \delta(t - 2\Delta t)$ ，第n次反射的波为 $R_1^n R^n \delta(t - n\Delta t)$ ，等于 $(-1)^n R^n \delta(t - n\Delta t)$ 。因此，

在海面上接收点的总合振动应是

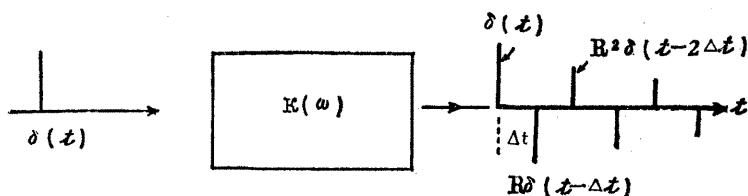


图6 海水滤波器

$$K(t) = \sum (-1)^n R^n \delta(t - n\Delta t) \quad (5)$$

(5) 式就是海水滤波器的单位脉冲响应, 如图 6 中, 当海水多次反射不存在时, 反射波信号是单位脉冲 $\delta(t)$, 存在多次反射震鸣时, 信号为 (5) 式, 因此, 海水的作用为一滤波器, 它的单位脉冲响应就是 (5) 式。

可以证明, 对应于脉冲响应 (5) 式的频率特性是:

$$K(\omega) = \frac{1}{1 + R e^{-j\omega \Delta t}} \quad (6)$$

要压制海上震鸣干扰, 需要用一反滤波器 $X(\omega)$, 其频率特性为海水滤波器 $K(\omega)$ 的倒数:

$$X(\omega) K(\omega) = 1 \quad (7)$$

即为

$$X(\omega) = \frac{1}{K(\omega)} = 1 + R e^{-j\omega \Delta t} \quad (8)$$

对应于上式的脉冲响应是:

$$G(t) = \delta(t) + R \delta(t - \Delta t) \quad (9)$$

如图 7

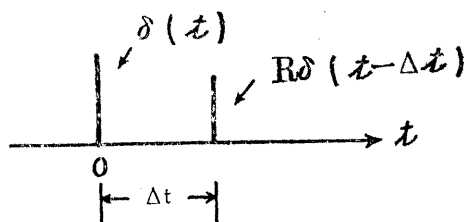


图 7

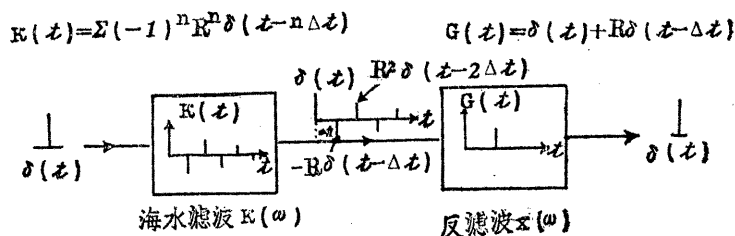


图 8

根据一些地区海上地震工作的经验, 常需考虑二级震鸣的反滤波, 二级震鸣的频率特性 $K_2(\omega)$ 是一级震鸣的平方

$$K_2(\omega) = K^2(\omega) = \frac{1}{(1 + R e^{-j\omega \Delta t})^2} \quad (10)$$

它对应的反滤波频率特性 $X_2(\omega)$ 为

$$X_2(\omega) = \frac{1}{K_2(\omega)} = (1 + R e^{-j\omega \Delta t})^2 \quad (11)$$

上式的单位脉冲响应为 (图 8) :

$$G_2(t) = \delta(t) + 2R \delta(t - \Delta t) + R^2 \delta(t - 2\Delta t) \quad (12)$$

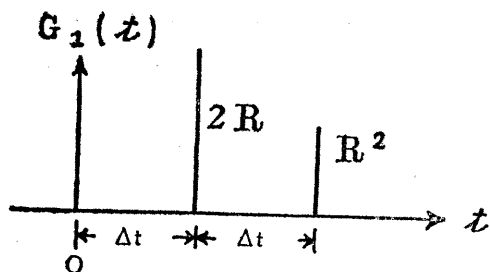


图9 二級震鳴反滤波

由观测得到, 但海底反射系数 R 常不易准确观测, R 在硬底时为正, 在软底时为负。因此, 在工作中需要不断调整单位脉冲响应, 才能得到理想的结果。

用反滤波压制虚反射方法

延迟时间滤波器可以作为不同形式的回输电路, 得到很多不同形式的滤波特性。但目前在地震勘探中似乎还没有引起足够的重视, 应用还不太多。这里我们以压制虚反射问题作为例子, 说明其原理。

在陆上工作中, 低速带底面是个良好的反射面, 如图 10, 除主反射波 OAS 外, 还有虚反射 $OBGS$ 。设主反射波为单位脉冲 $\delta(t)$, 那末虚反射到达接收点的时间应滞后 Δt_1 , Δt_1 应为 $\frac{2\Delta h}{V}$, 其中 Δh 为爆炸点至低速带底面的深度差, V 为速度,

低速带底面的反射系数为 R_1 , 那么, 虚反射应为:

$$R_1 \delta(t - \Delta t_1) \quad (13)$$

因此, 总和接收到的波应是:

$$\delta(t) + R_1 \delta(t - \Delta t_1) \quad (14)$$

不存在虚反射时, 接收到的波为 $\delta(t)$, 存在虚反射时, 接收到的总和振动是 $\delta(t) + R_1 \delta(t - \Delta t_1)$, 因此, 可以将虚反射看作一种特殊的滤波器, 这种滤波器的单位脉冲响应就是输入一单位脉冲时输出的波形, 也就是说 (14) 式即为虚反射滤波的单位脉冲响应如图 11。

近似的問題在海上工作中是检波器深度的滤波作用。海上工作一般用压力检波器接收地震波, 在海面上压力为零, 因此, 这种检波器需要放置在离海面一定深度, 例如 3 至 4 米, 才能接收地震波, 如图 12, 设主反射 OAS 为 $\delta(t)$, 则经过海

平面反射再回至接收点的波应滞后 Δt_1 , $\Delta t_1 = \frac{2\Delta h}{V}$, Δh 为检波器深度, V 为海水中波的传播速度, 海面的反射系数为 R_1 , 则总和振动应是:

$$\delta(t) + R_1 \delta(t - \Delta t_1) \quad (15)$$

图 9 为 (12) 式的图形, 这种反滤波很容易用延迟时间滤波器来实现。

海水深度 H 是变化的, 因此, $\Delta t = \frac{2H}{V}$ 也发生变化, 另外海底的反射系数 R 也是变化的, 故反滤波的单位脉冲响应需要随时改变 Δt 和 R , 在有些地区, 甚至每一张记录要改变一次, 才能得到好的结果, 其中海水深度 H 可

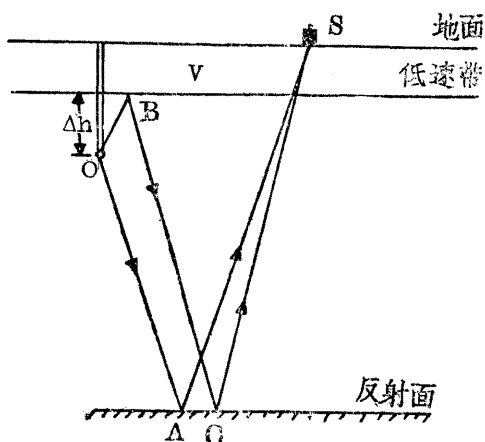


图 10 虚反射

上式与(14)式相同,但海水与空气的反射系数为负1,故(15)式为:

$$\delta(t) - \delta(t - \Delta t_1) \quad (16)$$

(16)式就是海上检波器深度滤波作用的单位脉冲响应。这是(14)式的一种特殊情况。

(14)和(16)是用单位脉冲响应来表示滤波器的特性的,这特性也可以用频率特性来表示,对应于(14)、(15)式的频率特性是:

$$G(\omega) = 1 + R_1 e^{-j\omega \Delta t_1} \quad (17)$$

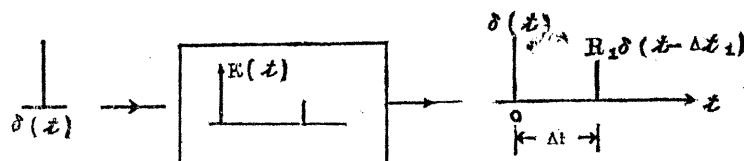


图11 虚反射滤波器

压制虚反射所需要的反滤波器,其频率特性 $X(\omega)$ 应是 $G(\omega)$ 的倒数

$$X(\omega) = \frac{1}{G(\omega)} = \frac{1}{1 + R_1 e^{-j\omega \Delta t_1}} \quad (18)$$

为了实现上述反滤波 $X(\omega)$,一般都需用回输延迟滤波电路。

在图13中,设输入的波形为 $E_{入}(t)$,它的频谱是 $g_{入}(\omega)$,输出的频谱为 $g_{出}(\omega)$,输出的讯号经滤波器 $C(\omega)$ 回输至输入端,故在放大器 $K(\omega)$ 的总输入讯号频谱是

$$g_{入}(\omega) + C(\omega) g_{出}(\omega) \quad (19)$$

上述讯号经 $K(\omega)$ 放大后等于输出讯号,故有

$$[g_{入}(\omega) + C(\omega) g_{出}(\omega)] K(\omega) = g_{出}(\omega) \quad (20)$$

由上式可得

$$\frac{g_{出}(\omega)}{g_{入}(\omega)} = \frac{K(\omega)}{1 - K(\omega) C(\omega)} \quad (21)$$

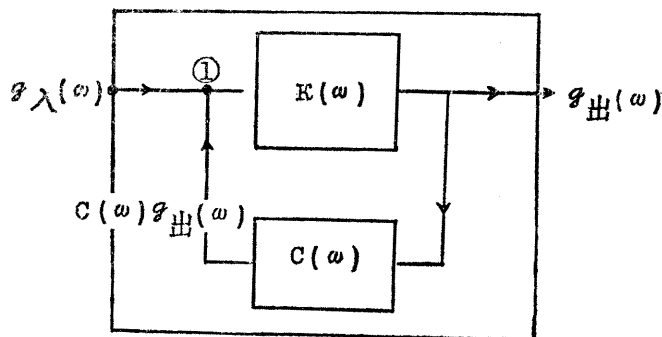


图13
回输电路

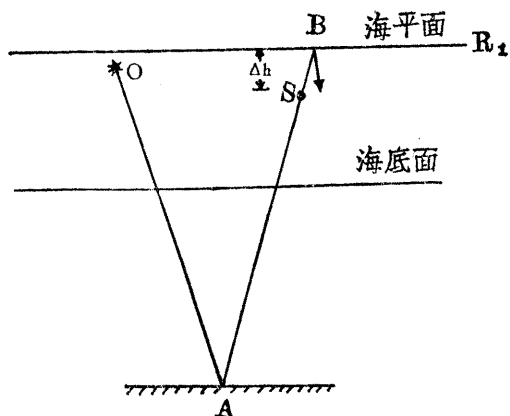


图12 海上检波器深度的滤波作用

如果将整个回輸电路看作一新的滤波器，如图13的外方框所示，那么，这滤波器的频率特性就是 (21) 式。

比較所需反滤波(18)式与(21)式可知，若令 $K(\omega)$ 为1， $C(\omega)$ 为 $-R_1 e^{-j\omega \Delta t_1}$ ，就可以得到 (18) 式所需要的滤波特性，而 $-R_1 e^{-j\omega \Delta t_1}$ 对应的单位脉冲响应是 $-R_1 \delta(t - \Delta t_1)$ ，如图14。 $K(\omega)$ 为1，即放大系数为1，因此，所需的电路如图15。利用延迟滤波器，可以很容易联接成这种电路，用以压制虚反射和海上检波器深度滤波作用引起的干扰。

在回輸的延迟滤波器中， $\Delta t_1 = \frac{2\Delta h}{V}$ ，可以

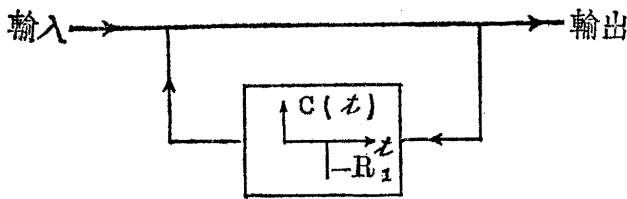


图15 虚反射的反滤波电路

从观测结果量出来，在消除海上检波器深度滤波作用中， R_1 为负1，故15电路为图16所示。

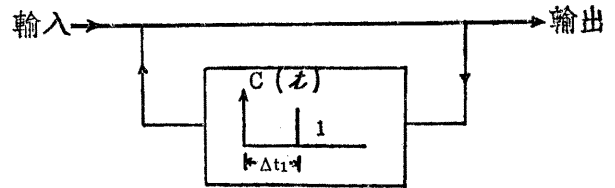


图16

有时为了稳定电路，还需附加运算放大器，这里不再叙述。

地震记录的相关分析

在接收地震波时，除了有效波外，还接收到干扰波，干扰波中有一种随机杂乱干扰，这种干扰的规律需要用统计方法来描述，而相关函数是统计规律的一种重要描述方法。

如图17为一讯号 $f(t)$ ，我们将时间轴划分为间隔为 Δt 的等分，而各点的讯号值可以表示成 $f_k = f(k\Delta t)$ 。

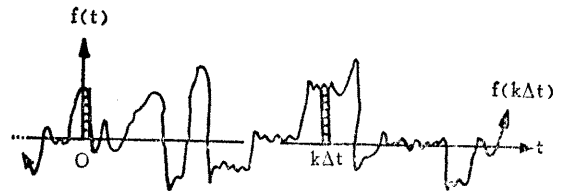


图17 随机讯号

相距时间间隔为 $i\Delta t$ 的自相关函数定义为：

$$\begin{aligned} R(i\Delta t) &= \frac{1}{N} (f_0 f_{1+i} + f_1 f_{2+i} + f_2 f_{3+i} + \dots) \\ &= \frac{1}{N} \sum f(k + \Delta t) f(k + i\Delta t) \end{aligned} \quad (22)$$

上式表示間隔为 $i\Delta t$ 的訊号值两两相乘，然后相加起来取平均值。其中 n 为两两相乘項的項数， $R(i\Delta t)$ 称为時間間隔为 $i\Delta t$ 自相关函数值。

如图18，上下两图的訊号完全相同，都是 $f(t)$ ，如果我們將座标軸移动 $i\Delta t$ ，那末，工图中的 f_0 ，与Ⅱ图中的 f_{0+i} 对应，工图中的 f_p 与Ⅱ图中的 f_{p+i} 对应，同样，工图中的 f_k 与Ⅱ图中的 f_{k+i} 对应，将各对应值两两相乘，相加起来再取平均值，就可以得到自相关函数值 $R(i\Delta t)$ 。

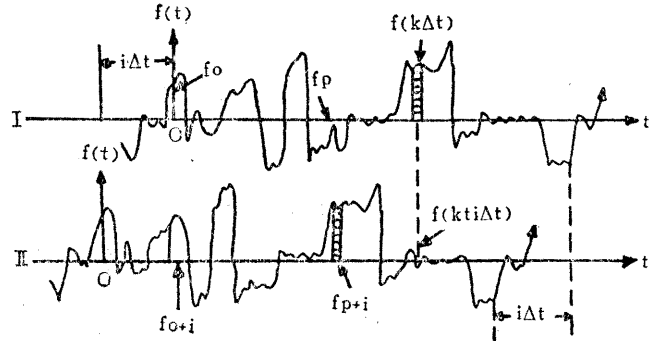


图 18

自相关函数值是随時間間隔 $i\Delta t$ 而变化的，当 i 等于零时，(22) 式变成：

$$R(0) = \frac{1}{N} (f_0^2 + f_1^2 + \dots) = \frac{1}{N} \sum f_k^2 \quad (23)$$

可以看出，不論 f_k 的符号是正或是負，平方以后， f^2 均为正值，將它們相加平均后，其数值比較大，但 i 不为零。例如 $i\Delta t$ 比較大，对于随机干扰， f_k 与 f_{k+i} 的正負符号可能相同，也可能不同， f_k 与 f_{k+i} 的符号相同时，例如全为正，或者全是負，相乘以后为正值，符号不同时，相乘后为負值，将这些相乘的数值相加以后，正負可以抵消，因而自相关函数值 $R(i\Delta t)$ 比較小。因此，可以用自相关函数来表示一个波形前后間的相似程度或对比程度， R 大时，对比程度大， R 小时，对比程度小，不相关时， R 等于零。

从18图可以看出， $i\Delta t$ 是時間移动的数值，設这数值为 $\tau = i\Delta t$ ，令 $k\Delta t = t$ ，当 Δt 很小时，(22) 式可以写成下列积分形式

$$R(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) f(t + \tau) dt \quad (24)$$

上式的含义是随机訊号 $f(t)$ 和經過延时为 τ 的同一訊号相乘，然后在整个時間域內进行平均。由于它度量了随机訊号本身前后的相关性，所以称为自相关函数。自相关函数 R 是延时 τ 的函数。

为了描述一个随机訊号 $f_1(t)$ 与另一随机訊号 $f_2(t)$ 之間的相依关系，可以定义互相关函数为

$$R_{12}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T f_1(t) f_2(t + \tau) dt \quad (25)$$

上式的含义是随机訊号 $f_1(t)$ 和經過延时为 τ 的另一个訊号 $f_2(t)$ 相乘，然后在整个時間域內进行平均。它是度量两个訊号 $f_1(t)$ 和 $f_2(t)$ 的相关性的，所以称为互相关函数。

自相关函数可以認為是互相关函数的一种特殊情况，在 (25) 式中令

$f_2(t) = f_1(t) = f(t)$ ，就得到(24)式。

对于平稳随机信号，相关函数有下列基本性质：

1、当延时 τ 足够大时， R 趋于零

$$[R(\tau)]_{\tau \rightarrow \infty} = 0 \quad (26)$$

2、 τ 为零时， R 最大，并等于随机信号的平方平均值——均方。

$$R(0) = \frac{1}{N} \sum f_k^2 = \overline{f^2} \quad (27)$$

3、 $R(t)$ 为偶函数，即

$$R(\tau) = R(-\tau) \quad (28)$$

$$\text{或 } R(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T f(t)f(t+\tau)dt = R(-\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T f(t)f(t-\tau)dt$$

4、互相关函数亦为偶函数

$$R_{12}(\tau) = R_{12}(-\tau) \quad (29)$$

5、两个相互独立，没有相互影响的信号 $f_1(t)$ 和 $f_2(t)$ 它们之间的互相关函数 $R_{12}(\tau) = 0$ ，即完全不相关。

6、自相关函数 $R(\tau)$ 为时间 τ 的函数，它的频谱是信号的功率谱。

上述这些性质都是对平稳随机信号而言的，对于周期性的确定信号，自相关函数也是周期性的，图19为几个典型的自相关函数图形。

一种相关仪如图20，在磁鼓上记录有信号 $f_1(t)$ 和 $f_2(t)$ ，先将 $f_2(t)$ 延迟时 τ ，再和未延时的信号 $f_1(t)$ 相乘，最后把乘积值在 T 时间内进行积分，或通过时间常数为 T 的低通滤波器，以达到求平均的目的。当求互相关函数时，仅需将 $f_2(t)$ 换成 $f_1(t)$ ，为了加快计算，常用数字计算机作上述运算，其程序与图20大致相同，但需先将信号转换成离散信号，再用计算机作运算处理。

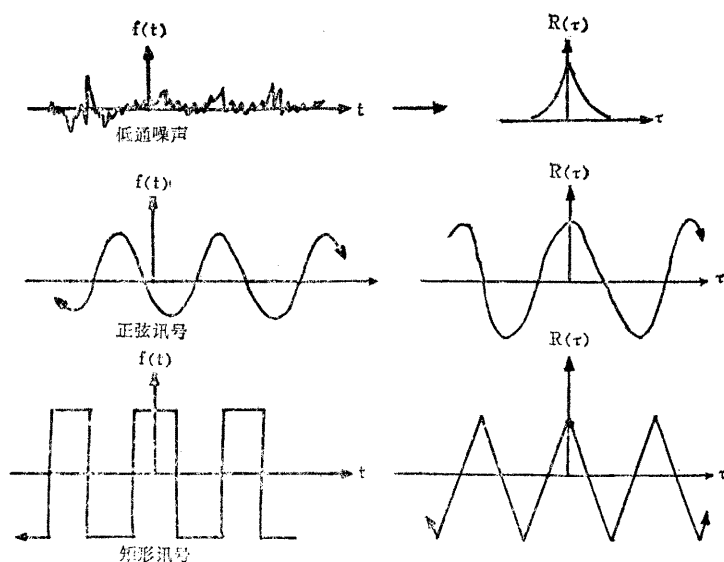


图19 几个典型的自相关函数图形

利用互相关分析，可以从干扰严重的记录上区分出有效波，如图21地震记录由有效波 $S(t)$ 和干扰 $N(t)$ 所合成，图中 $f_1(t)$ 曲线。从清楚的记录上选择一个近似的有效波形 $f_2(t)$ 作为标准波，移动标准波，并求出每一点的互相关函数值 $R_{12}(0)$ ，每点的计算时间范围为标准波持续时间 T ，然后对时间座标画出相关值曲线 R_{12} ， R_{12} 的峰值处表示记录 $f_1(t)$ 上隐藏着有效波信号。

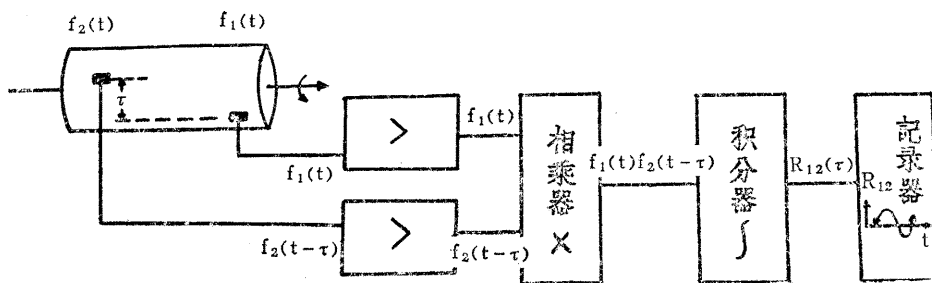


图 2 0 相关仪方框图

振 动 法

相关分析地震记录可以使强干扰背景上的有效波区分出来，也就是说有强的抗干扰性。另外，还可以压缩信号的宽度，使经过相关分析的有效波信号持续时间小，用以提高分辨能力。振动地震勘探法就是利用这两个基本特点，利用振动锤发出连续可控信号代替炸药爆炸激发地震波的勘探方法。

振动锤一般用液压伺服移动器，它产生振动的形状是可以由信号控制的，发出信号的持续时间长达数秒钟，图 2 2 为一典型的振动信号，它是一种视周期随时间变化的等幅信号，这种信号的优点是它的自相关函数

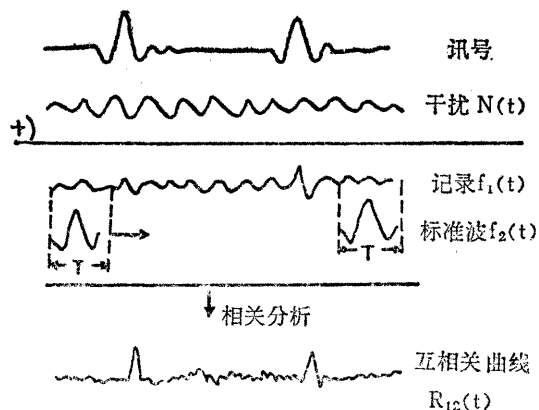


图21 互相关分析地震记录



图 2 2 典型的振动信号和其自相关曲线

数 $R(\tau)$ 持续时间很短，以便经相关分析后压缩持续时间。

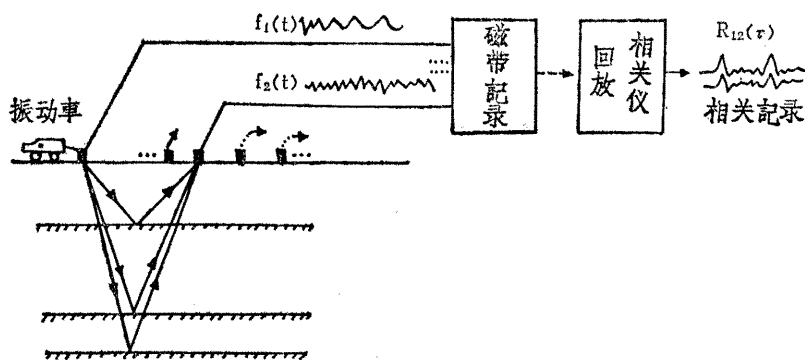


图23 振动地震法

图23是振动法的示意图，检波器接收的信号 $f_2(t)$ 和振动车发出的信号 $f_1(t)$ 录在磁带记录上，回放时通过相关仪，作出各道的互相关函数曲线 $R(t)$ ，其它数据整理与一般磁带仪相同。

振动法的主要优点是可以連續发出訊号，作振动組合，用以加强有效波的能量，它不消耗破坏岩石的功率，在人口集中的城市，干扰强的地区也可以工作。但与落重法相似，有面波干扰，需用組合或远排列接收来克服。

多道相关分析

上面討論的相关分析中，是对单独道訊号进行处理的。地震勘探中一般需采用多道接收，才能在强的干扰背景上识别有效波。因此，自然提出了多道相关分析的問題。

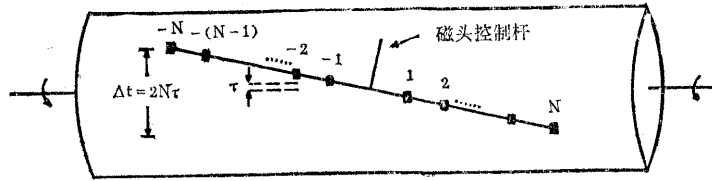


图24 Δt 磁鼓扫描器

如图24，磁鼓上记录有中間爆炸，两边接收的记录 $f_n(t)$ ， n 为 $\pm 1, \pm 2, \dots, \pm n$ ，在磁鼓附加一个磁头控制桿，使相邻道磁头移动時間 τ ，那末， $2n\tau$ 道共移动時間 Δt 为 $2N\tau$ ，磁头控制桿是可以調节的，用它可以調节总移动時間 Δt 。

因为移动了磁头，回放时各道訊号有不同的延迟時間，而回放訊号应为：

$$f_n(t + N\tau) \quad N = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N$$

将回放訊号相加起来，并对不同的移动時間 τ 分別作成总和记录，不难得到与方向調节接收法 (PH II) 相近的結果。

在多道相关分析中，需要求出各道延迟時間后相乘 $f_i(t + i\tau)f_j(t + j\tau)$ 以后的平均值 $\overline{f_i(t + i\tau)f_j(t + j\tau)}$

$$\text{因} \quad (x \pm y)^2 = x^2 + y^2 \pm 2xy$$

$$\text{故有} \quad xy = \frac{1}{2} \left((x+y)^2 - (x^2 + y^2) \right)$$

因此，为了求出 $f_i f_j$ 的平均值，可先求出 $f_n(t + N\tau)$ 相加以后平方的平均值 $\overline{R}(\tau)$ ，再減去 $f_n(t + N\tau)$ 平方后相加的平均值 $\overline{P}(\tau)$ ，然后相減得 $\overline{R}(\tau) - \overline{P}(\tau)$ ，就可以得到 $f_i f_j$ 的平均值。

各道訊号相加以后平方的平均值为：

$$\overline{R}(\tau) = \frac{1}{T_2 - T_1} \int_{T_1}^{T_2} [\sum f_n(t + N\tau)]^2 dt \quad (30)$$

这里的計算時間为 $T_2 - T_1$ ，即由 T_1 时刻开始至 T_2 时刻为止。

$$\text{平方后的平均值是} \quad \overline{P}(\tau) = \frac{1}{T_2 - T_1} \int_{T_1}^{T_2} [\sum f_n(t + N\tau)]^2 dt \quad (31)$$

$$\text{二者相減为} \quad \overline{R}(\tau) - \overline{P}(\tau) = \frac{2}{T_2 - T_1} \int_{T_1}^{T_2} [\sum f_i(t + i\tau)f_j(t + j\tau)] dt \quad (32)$$

为了便于比較，可用平均功率 $\overline{P}(t)$ 除以上式得

$$C(\tau) = k \frac{\overline{R}(\tau) - \overline{P}(\tau)}{\overline{P}(\tau)} \approx \frac{\overline{R}(\tau) - \overline{P}(\tau)}{(2N - 1)\overline{P}(\tau)} \quad (33)$$

上式就是所需的最后结果，其中常数K为 $\frac{1}{2N-1}$ ，是与相加的项数有关的常数，

$c(t)$ 称为多道相关仪，它随磁头延迟时间 τ 而变化。

图25是多道相关仪的方框原理图。

多道相关仪主要有下列功用：

1、区分近于同时到达的同相轴，如图26中，存在视速度近于相同的两个同相轴，用相关仪可以区分开来。

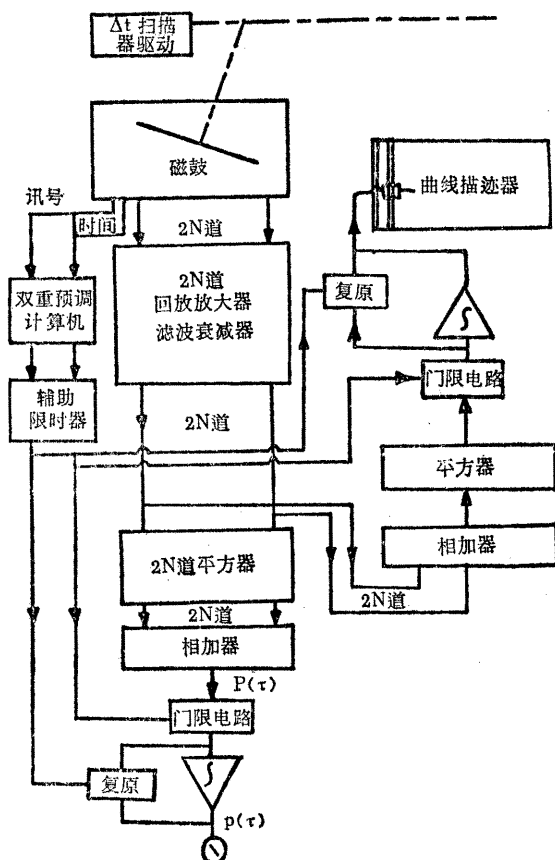


图25 多道相关仪方框图

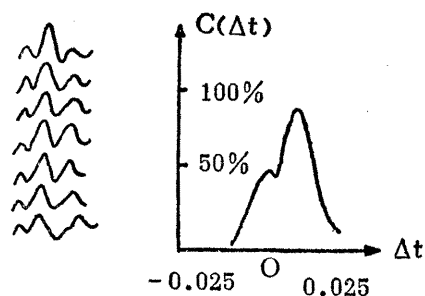


图26 区分同相轴

2、对反射波进行分级。多道相关函数 $C(t)$ 大，表示反射同相轴越可靠，一般用下表分级，作为分级标准。

级 别	$C(t)$
1 级	$> 20\%$
2 级	15 — 20%
3 级	10 — 15%
4 级	5 — 10%

3、研究干扰和异常波，作出综合地震讯号分级剖面。

4、作视速度滤波，或称为扇形滤波。得到与调节方向接收法（PH II）相同的結果。