

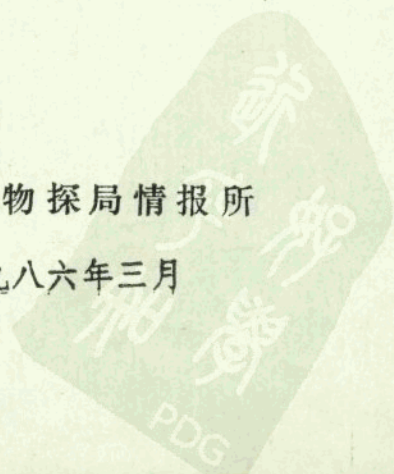
石油物探专题情报成果集

(第三集)

老

石油部物探局情报所

一九八六年三月



石油物探专题情报成果集

(第三集)

石油部物探局情报所

一九八六年三月

石油物探专题情报成果集

石油部物探局情报所编

清河印刷厂排版印刷

内部发行 每册收工本费 1.00

目 录

高分辨率地震勘探方法.....	陈祖钧 (1)
一、决定地震勘探分辨率的因素.....	(1)
§ 1 分辨率与基本子波.....	(1)
§ 2 零相位子波.....	(3)
§ 3 不同频谱的零相位子波.....	(4)
§ 4 不同情况要用不同的子波.....	(6)
§ 5 零相位子波的分辨力.....	(6)
§ 6 地震波的分辨力和分辨率.....	(7)
§ 7 分辨率的时间指标和波形指标.....	(7)
§ 8 有噪音时的地震波的分辨率.....	(8)
二、野外资料的采集.....	(9)
§ 1 大地对地震波的衰减.....	(9)
§ 2 对大地衰减的补偿.....	(10)
§ 3 努力提高信噪比的同时要保护高频成分.....	(14)
三、小结.....	(21)
提高横波地震勘探的分辨率与信噪比.....	张淑敏 (23)
前言.....	(23)
井下与地面试验——确定采集参数.....	(23)
在资料处理工作中压制干扰.....	(30)
提高地震波的能量与分辨率.....	(39)
几个典型地区选择的野外采集参数所获得的效果.....	(42)
VSP应用实例选编.....	孙忠勤 (48)
怀俄明州、Powder河盆地 Leo 砂岩透镜体的探测.....	(48)
怀俄明州、Powder河盆地 Madison 孔隙性灰岩层的确定.....	(56)
美国西部逆掩断裂带的 VSP测量.....	(63)
偏斜井孔中的垂直地震剖面.....	(78)
陆相三角洲的基本特征与勘探.....	金福锦 (88)
陆相盆地中的砂质沉积.....	(88)
陆相三角洲的基本特征.....	(92)
陆相三角洲的基本类型.....	(100)
与三角洲有关的同生构造及圈闭.....	(107)
三角洲的勘探.....	(110)
河道砂岩体的勘探.....	李松寿 (115)

高分辨率地震勘探方法

陈祖钧

引言

勘探深度小于1000米的工程地震及煤田地震勘探与勘探深度达3000—4000米的油气地震勘探所使用的频率范围有很大差别，前者的频带可达到40—400Hz，而目前一般油气地震勘探的频带为10—40Hz。这个差别主要是由于地震波在传播过程中高频成分衰减所造成的。随着油气勘探的深入发展，对地震勘探提出了更多的要求，例如查明小断层，确定小范围的地层变化，圈定储集层的边界，了解岩性特性等，也就是提高地震方法解决石油地质问题细节的能力，使其在隐闭油藏的搜索和复杂油田的开发中发挥更大作用。本文将讨论影响地震勘探分辨率提高的因素，然后讨论在野外资料采集方面注意保护高频，争取在勘探深度为3000—5000米时，频带宽度能扩展到10—80Hz。

一、决定地震勘探分辨率的因素

分辨率与基本子波

分辨力是指区分两个靠近物体的能力，分辨距离越小，则分辨力越好。地震工作常用时间增量来定义分辨力，我们把分辨力的倒数定义为分辨率。图1是已知基本子波分别与同极性双脉冲和反极性双脉冲相褶积的结果，说明地震资料分辨双脉冲的能力。

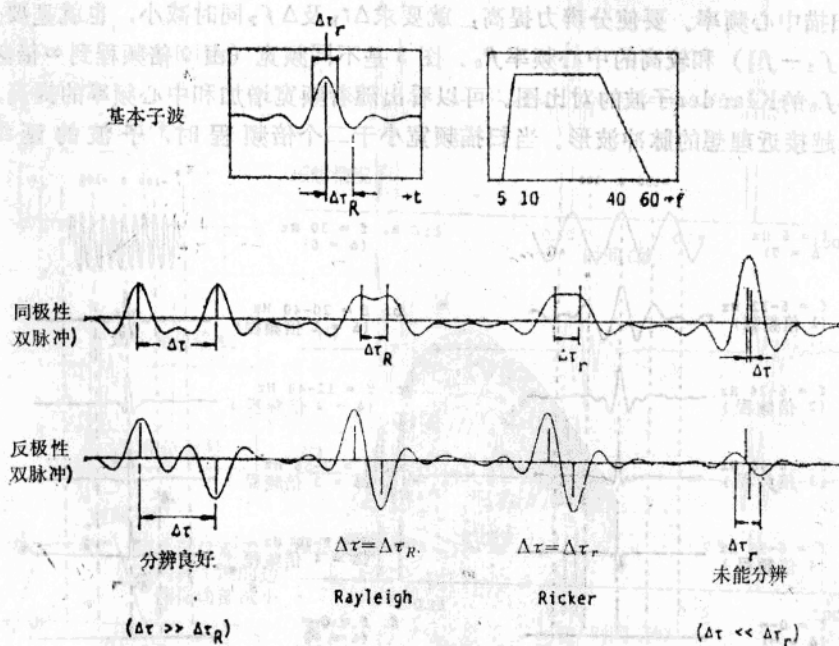


图1 说明基本子波对分辨两个靠近脉冲的能力的影响

图中

$\Delta\tau_k$ = 基本子波主峰值两侧转折点间的时差。

$\Delta\tau_R$ = 基本子波峰到谷的时差。

$\Delta\tau$ = 双脉冲之间的时差。

当两个靠近的脉冲之间的时差 $\Delta\tau$ 比基本子波波峰到波谷的时差 $\Delta\tau_R$ 大得多的时候，两个脉冲能很好的分辨开。当 $\Delta\tau = \Delta\tau_R$ 时，是Rayleigh准则的分辨极限；当 $\Delta\tau = \Delta\tau_k$ 时，就是Ricker准则的分辨极限，此时会出现曲率为零的平点。当 $\Delta\tau < \Delta\tau_k$ 时就不能分辨了。可以看出与基本子波特性有关的 $\Delta\tau_k$ 值对分辨力起关键作用， $\Delta\tau_k$ 反映了基本子波的尖锐程度。

可控震源扫描信号自相关后得出零相位的Klauder子波，其特性参数可用 Δt_k 及 Δt_p 表示。 Δt_k 是子波长度，即零时间点两侧第二个零振幅点之间的时差。当频宽大于二个倍频程时，有

$$\Delta t_k = \frac{2}{f_2 - f_1} \text{ 秒}$$

式中 f_1 是最低扫描频率， f_2 是最高扫描频率。可以看出频带越宽，则Klauder子波长度越短，对提高分辨力越有利。 Δt_p 是主波峰宽度，即零时间两侧第一个零振幅点之间的时差，其理论值为

$$\Delta t_p = \frac{1}{2f_0}$$

式中 f_0 是扫描中心频率。要使分辨力提高，就要求 Δt_k 及 Δt_p 同时减小，也就是要保持足够的频宽 $(f_2 - f_1)$ 和较高的中心频率 f_0 。图3是不同频宽（由0倍频程到 ∞ 倍频程），不同中心频率 f_0 的Klauder子波的对比图。可以看出随着频宽增加和中心频率的提高，Klauder子波就越来越接近理想的脉冲波形。当扫描频宽小于二个倍频程时，子波的延续长度和

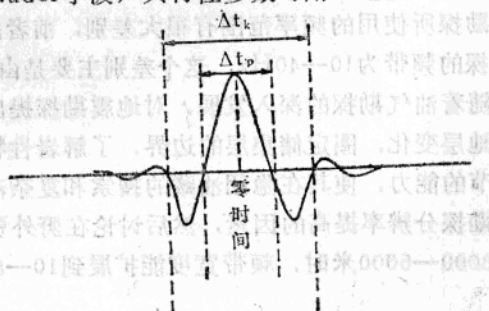


图2 Klauder子波

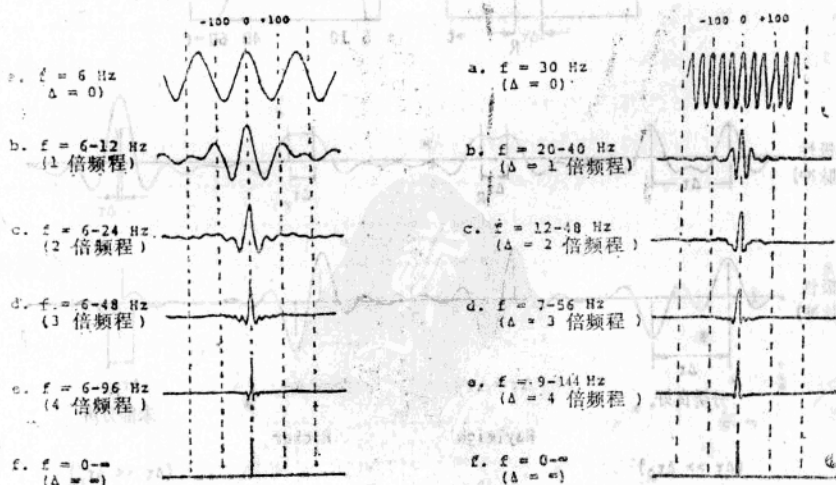


图3 扫描频宽与分辨力的关系

边峰值的幅度都很大,即使中心频率 f_0 高,对分辨力也是很不利。当频宽大于二个倍频程后,子波的长度和边峰值都显著减小。因此,尽量地扩展扫描信号的宽度,就相应地提高了分辨力。

零相位子波

在所有相同振幅谱的子波中,零相位子波是能量最集中的,它在最短时间间隔内集中了绝大部分能量,因而具有最好的分辨力。图4是零相位子波与最小相位子波的分辨力对比图,影响子波分辨力的三个因素是:

- (1) 主波峰的宽度,指主波峰两侧第一零振幅点间的时差,越窄分辨力越好。
- (2) 边峰比值,指边峰的振幅值与主波峰振幅值的比值,越小越有利于分辨力。
- (3) 边侧振荡的振幅,边峰以外的振荡波形的振幅,越小越有利于分辨力。

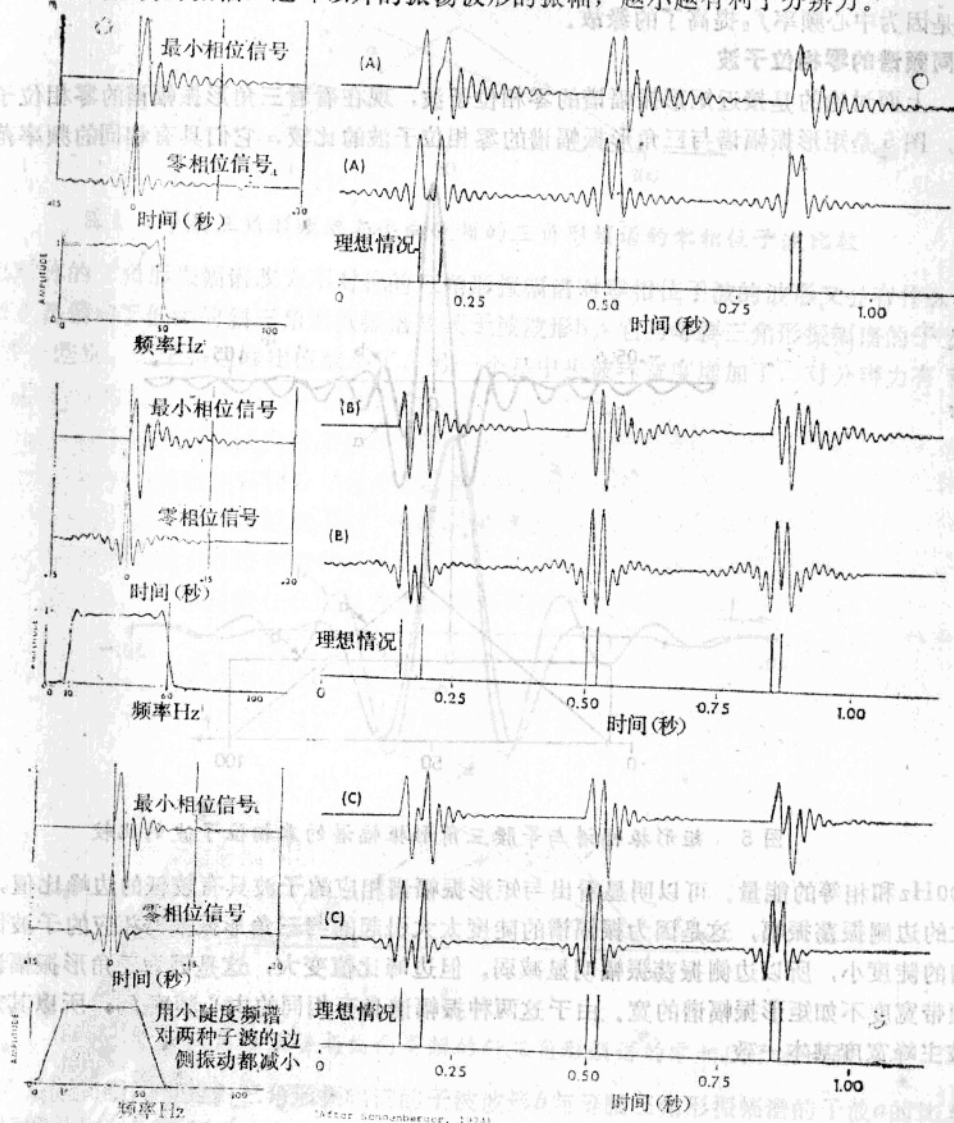


图4 零相位子波和最小相位子波分辨力的对比

从图4A最小相位子波与零相位子波的对比,可以看出零相位子波的主波峰宽度,边峰比值,边侧振荡振幅这三方面都优于最小相位子波。图4A,4B,4C的左端分别显示了陡度不同频宽为50Hz中心频率 f_0 不同的三个振幅谱及与其相应的最小相位子波和零相位子波,说明频谱陡度及 f_0 对子波波形的影响。图4A的振幅谱是0—50Hz大陡度频谱,其子波的特点是边峰比值低,这是因为低频成份丰富的缘故。图4B的振幅谱是大陡度10—60Hz的频谱,其子波的特点是边峰比值大,边侧振荡的延续振幅及延续长度都大,这对分辨率是不利的。从图4B右端的分辨率对比图来看,最小相位子波对时间间隔15ms的二个脉冲就分辨不清了,而零相位子波却能清晰地分辨出这二个靠近的脉冲。图4C是10—60Hz小陡度频谱,与其相应的零相位子波的边峰比值和边侧振荡振幅都是最小的,这说明采用小陡度的频谱可以压低边峰比值和边侧振荡振幅,有利于提高分辨力。图4B,4C的子波主峰宽度比图4A的要窄,这是因为中心频率 f_0 提高了的缘故。

不同频谱的零相位子波

上面讨论的是接近矩形振幅谱的零相位子波,现在看看三角形振幅谱的零相位子波的情况。图5是矩形振幅谱与三角形振幅谱的零相位子波的比较,它们具有相同的频率范围5—

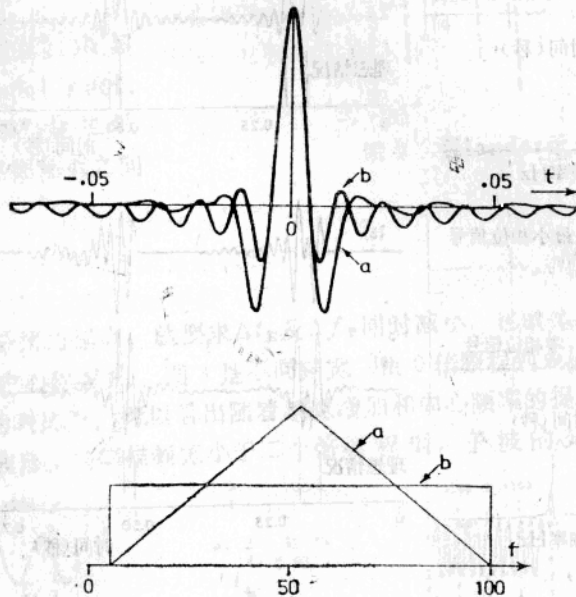


图5 矩形振幅谱与等腰三角形振幅谱的零相位子波的比较

100Hz和相等的能量。可以明显看出与矩形振幅谱相应的子波具有较低的边峰比值,但有较大的边侧振荡振幅,这是因为振幅谱的陡度太大引起的与三角形振幅谱相应的子波因其振幅谱的陡度小,所以边侧振荡振幅明显减弱,但边峰比值变大,这是因为三角形振幅谱的实际频带宽度不如矩形振幅谱的宽。由于这两种振幅谱具有相同的中心频率 f_0 ,所以其对应的子波主峰宽度基本一致。

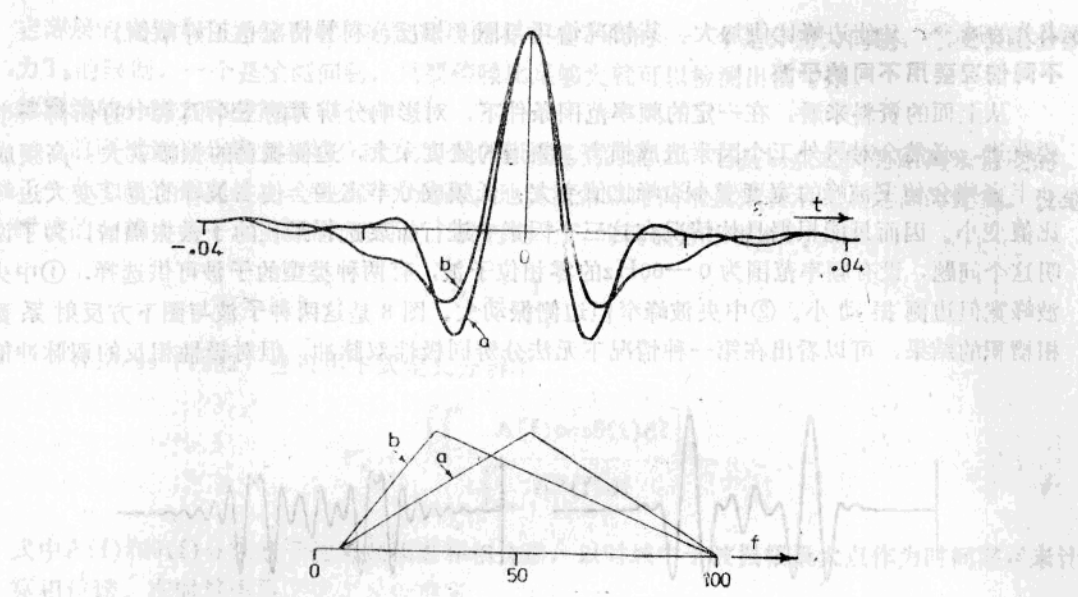


图6 等腰三角形频谱与偏向低频的三角形频谱的零相位子波比较

把对称的三角形振幅谱改为不对称的三角形振幅谱对零相位子波的波形又会有什么影响呢？图6是偏向于低频的斜三角形振幅谱及其子波波形b。它与等腰三角形振幅谱的子波波形a有两个差别，一个是边峰比值减小了，另一个是中央波峰宽度增加了，对分辨力有利又有弊。

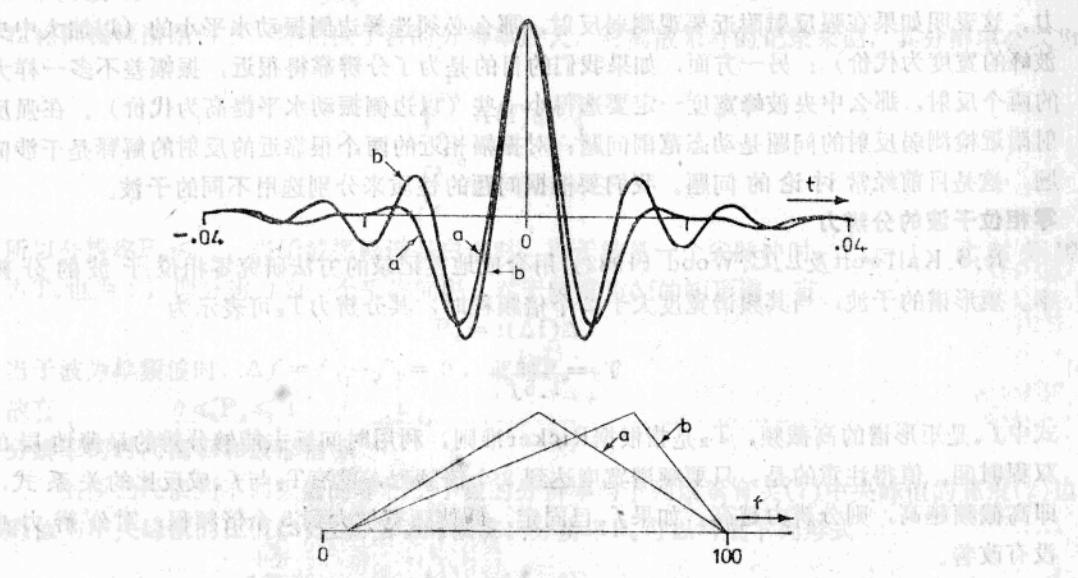


图7 等腰三角形频谱与偏向高频的斜三角形频谱的零相位子波比较

图7是偏向于高频的斜三角形振幅谱的子波波形b与等腰三角形振幅谱的子波a的比较。由于高频成分增加，低频成分减少，使中心频率 f_0 提高，因此主波峰的宽度变小；但低频

成分的减少,又使边峰比值加大。其情况恰巧与图6相反,利弊情况也正好颠倒。

不同情况要用不同的子波

从上面的资料来看,在一定的频率范围条件下,对影响分辨力的三个因素中的任何一个要改进,必然会对另外二个因素造成损害。频谱的陡度太大,边侧振荡的振幅就大;高频成分丰富些会使主波峰的宽度变小边峰比值变大;低频成分丰富些会使主波峰的宽度变大边峰比值变小。因而只能根据具体情况在这三个因素中进行折衷选择最佳的子波振幅谱,为了说明这个问题,设有频率范围为0—60Hz的零相位子波,有两种类型的子波可供选择,①中央波峰宽但边侧振动小。②中央波峰窄但边侧振动大。图8是这两种子波与图下方反射系数相褶积的结果,可以看出在第一种情况下无法分辨同极性双脉冲,但对极性相反的双脉冲能

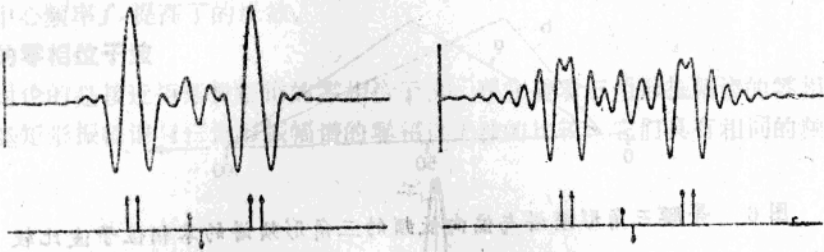


图8 说明中央波峰宽度及边侧振动大小对分辨力的影响。左侧为中央波峰宽,但边侧振动小;右侧为中央波峰窄,但边侧振动大。

够分辨,第二种情况是以丧失对极性相反的双脉冲的分辨力为代价,换来对同极性的分辨力。这表明如果在强反射附近要观测弱反射,那么必须选择边侧振动水平小的(以加大中央波峰的宽度为代价);另一方面,如果我们的目的是为了分辨靠得很近,振幅差不多一样大的两个反射,那么中央波峰宽度一定要选得小一些(以边侧振动水平提高为代价)。在强反射附近检测弱反射的问题是动态范围问题;对振幅相近的两个很靠近的反射的解释是干涉问题,这是目前经常讨论的问题。我们要根据问题的性质来分别选用不同的子波。

零相位子波的分辨力

R.S.Kallweit及L.C.Wood(1982)用合成地震记录的方法研究零相位子波的分辨力。矩形谱的子波,当其频谱宽度大于2个倍频程时,其分辨力 T_R 可表示为

$$T_R = \frac{1}{1.5f_u}$$

式中 f_u 是矩形谱的高截频, T_R 是指根据Ricker准则,利用时间标志能够分辨的最薄地层的双程时间。值得注意的是:只要频谱宽度达到2个倍频程,就有 T_R 与 f_u 成反比的关系式,即高截频越高,则分辨力越高;如果 f_u 已固定,即使频宽加大到5个倍频程,对分辨力也没有改善。

对于厚度小于 T_R 的薄层,如果其顶界和底界反射的复合波的振幅没有受到其他任何因素的干扰,那么利用对复合波振幅进行标定就可以研究厚度更薄的地层。当地层厚度只有地震波长的四十分之一时,其复合波的振幅仍为顶界(或底界)反射振幅的30%左右。这是一个相当可观的数字,对于强反射而言,即使振幅减到30%,在记录上仍然是能够辨认的。确

定薄层的底界和顶界的反射与确定薄层的存在是不同的；一个是分辨力问题，它受极限分辨力 T_R 的限制，一个是检测问题，只要信噪比足够大就可以检测出信号来。

地震波的分辨力和分辨率

前面讨论的分辨力是指分辨开二个点的地震波的能力，它是以点之间的距离来量度的。二个点之间的距离越小，则分辨力越高。地震波常以时间增量来表示二点之间的距离，设地震波的分辨力为 T_r ，其因次是时间。我们定义 T_r 的倒数为分辨率 P_r ，即

$$P_r = \frac{1}{T_r}$$

Widess (1982) 建议用下式定义分辨率

$$P_r = \frac{\left[\int_{-\infty}^{\infty} A(f) \cos \theta(f) df \right]^2}{\int_{-\infty}^{\infty} A^2(f) df}$$

式中 $A(f)$ 和 $\theta(f)$ 分别是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来计算相位谱。在时域中用下式定义分辨率

$$P_r = \frac{a_m^2}{E}$$

式中 a_m = 子波的最大振幅 = $\int_{-\infty}^{\infty} A(f) \cos \theta(f) df$

E = 子波的总能量 = $\int_{-\infty}^{\infty} A^2(f) df$

在相同振幅谱条件下，零相位子波的分辨率最大，对离散采样的记录来说，其分辨率公式为

$$P_r = \frac{\left[\int_0^{2\Delta} A(f) df \right]^2}{\int_0^{2\Delta} A^2(f) df} \cdot 2\Delta$$

所以分辨率 $P_r \leq 1$ ，当子波振幅谱是白谱时，即子波是一个尖脉冲时， $P_r = 1$ 。此时分辨力 T_r 也为1，即分辨力为一个采样间隔。对于频宽为 Δf 的矩形谱，有

$$P_r = 2(\Delta f) \Delta$$

当子波为单频波时， $\Delta f = f_1 - f_2 = 0$ ，此时 $P_r = 0$

故有 $0 \leq P_r \leq 1$

分辨率的时间指标和波形指标

前面已经谈到不同频谱的零相位子波的分辨率与下列因素有关(1)中央峰值的宽度(2)边峰值与中央峰值的比值(3)边侧振动的幅度。分辨率 P_r 可以写成下列形式

$$P_r = \frac{a_m^2}{E} = \frac{a_m^2}{2E_m} \cdot \frac{2E_m}{E}$$

式中 a_m 为子波最大振幅， E 为子波总能量， E_m 为子波的主波峰所含能量。

$$P_r = I_1^{-1} I_2$$

其中 $I_t = \frac{2E_m}{a_m^2}$ 是时间指标，因次是时间。

$I_w = \frac{2E_m}{E}$ 是波形指标，是无因次的。时间指标 I_t 一般略小于信号子波的主峰宽度 W 。波形指标 I_w 反映主波峰值与边峰值及边侧振幅值的综合比值，从零变到 2， $I_w = 0$ 是子波主峰所包含的子波能量百分比小到可以忽略的程度， $I_w = 2$ 是子波所有能量都在主峰之内。

有噪音时的地震波的分辨率

前面是在无噪音条件下定义分辨率 P_s ，当有噪音时，分辨率为 P

$$P_s = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} S(f) \cos \theta(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} [S^2(f) + N^2(f)] df}$$

$S^2(f)$ 是信号功率谱， $N^2(f)$ 是噪声功率谱，从上式可得出

$$P_s = \frac{a_m^2}{E \left(1 + \frac{1}{r^2} \right)}$$

式中

$$r^2 = \frac{S_s^2}{N_s^2} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} S^2(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} N^2(f) df}$$

对有噪音条件下的分辨率 P_s 可分解如下

$$P_s = \frac{a_m^2}{2E_m} \cdot \frac{2E_m}{E} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{r^2}} = I_t^{-1} I_w q$$

其中 I_t ， I_w 如前述， q 按下式规定

$$q = \frac{1}{1 + \frac{1}{r^2}}$$

量 q 叫做信号纯洁度，反映噪音对信号的破坏程度。当无信号时，信号纯洁度为零；当无噪音时，信号纯洁度为 1， q 值由零变到 1。 P_s 与 P 有以下关系

$$P_s = qP$$

根据 q 与 r 的关系式，可列出下表

r	0,	$\frac{1}{8}$,	$\frac{1}{4}$,	$\frac{1}{2}$,	1,	2,	4,	8,	8
q	0,	0.015,	0.059,	0.20,	0.5,	0.8,	0.941,	0.985,	1

从上表可以看出当信噪比等于 1 时分辨率为无噪音时的分辨率的 50%，当信噪比在 2 以上时，为无噪音时的分辨率的 80% 以上，信噪谱比再提高，分辨率虽然更接近无噪音的分辨率，但提高的程度不大。因此维持信噪比为 2 到 4 之间是比较恰当的，信噪谱比低于 1 显然是不行的，因为此时 q 值小于 0.5。

对频宽为 Δf 的矩形谱, 采样间隔为 Δ , 分辨率公式为

$$P_s = 2q(\Delta f)\Delta$$

为了获得最大的分辨率, 频宽应为 $\left(0 - \frac{1}{2\Delta}\right)$, 此时 $P_s = q = \frac{1}{1 + \frac{1}{r^2}}$, 分辨率直接与

信噪谱比有关。用反褶积可以展宽频谱, 但不能改变每一频率成分的信噪比, 如果把低信噪比频段的绝对振幅提高, 就必然会增加整个频谱内的噪音成分, 从而降低总的信噪谱比值 r , 因而 q 值减小, 也就是分辨率减小。所以我们在资料采集中要努力增加优势信噪比带宽,

力争在信噪比大于2的条件下尽量把频带宽度扩展到0到 $\frac{1}{2\Delta}$ 。事实上, 为了压制面波我们要采用低截滤波, 而高频成分又在传播路程中受到严重衰减, 尤其是对传播路程长的深层反射, 提高高频端的频率成分就越发困难。从 $P_s = 2q(\Delta f)\Delta$ 式子看来, 决定分辨率的三个因素是 q , Δf 及 Δ 。其中 q 与信噪比有关, Δ 是时间采样率, 如果单纯减小采样率, 而不增加频宽的话, 就达不到增加分辨率的目的。

二、野外资料的采集

提高分辨率必须从野外工作开始, 因为只有在采集的原始资料中具有较宽的频带, 较高的信噪比, 才有可能获得高分辨率的成果资料。高分辨率地震勘探在采集中要抓住两点, 一是尽力扩展信号频带宽度, 一是努力提高信噪比。这两点当然是相互联系的, 所以总的来说就要扩展优势信噪比带宽。下面我们从两个方面来谈, (1)大地对高频成分的衰减及补偿办法, 从这里可以看到高分辨率地震勘探的客观限制条件及进一步努力所要付出的代价。(2)提高信噪比与保护高频, 也就是如何考虑高分辨率野外采集参数。当然, 根据不同的地质任务对测网的布置也有相应的要求, 但这个问题不准备在这里讨论。

大地对地震波的衰减

地震波随时间增大而衰减, 这是由于波前发散和吸收而引起的。因波前发散引起的衰减与频率无关, 而吸收引起的衰减与频率有关。

由波前发散引起的衰减可用下式估算

$$\text{发散衰减(分贝)} = -20 \log \frac{v_0}{T v^2}$$

式中 v_0 为近地表的速度, T 为双程反射时间, v 为均方根速度。

由吸收引起的衰减如下

$$\text{吸收衰减(分贝)} = -27.3 Q^{-1} f T$$

式中 Q 是地层的品质因数, f 是频率, T 是双程反射时间。 Q 值的定义是弹性波在一个周期内全部能量 W , 与同一周期内所散失的能量 ΔW 的比值

$$Q = 2\pi \frac{W}{\Delta W}$$

松软的地层 Q 值小, 即散失的能量大, 致密的地层 Q 值大, 即散失的能量相对讲较小。砂岩的 Q 值范围为 30 ± 20 , 泥岩的 Q 值范围为 50 ± 25 , 灰岩的 Q 值为 120 ± 70 , 松软表层土的 Q 值

小于20。为了讨论砂泥岩剖面的一般情况，我们假设砂泥岩剖面的平均Q值为50，对不同频率，不同双程反射时间，其吸收衰减为 $db = -0.546fT$ ，可列出下表

f \ db \ T	1 秒	2	3	4
10Hz	5.46	10.92	16.38	21.84
40	21.84	43.68	65.52	87.36
80	43.68	87.36	131.04	174.72

一般地震记录的频率大致为10—40Hz，如果目的层在1.0秒到4.0秒之间，那么高频比低频多衰减的分贝数为81.9分贝。如果把频宽扩大到10至80Hz，那么吸收衰减的动态范围就达169.08分贝，超过了动态范围为84分贝的采集系统。如果目的层深度范围减小到1.0秒至2.0秒之间，即使频宽是10—80Hz，吸收衰减的动态范围也只有81.9分贝，这也可能是为什么现在已发表的高分辨率勘探的例子中，其反射时间多小于2秒的原因。从这里可看出要获得3.0秒或4.0秒的高频资料，首先是要加大采集系统的动态范围，这才可能将受到大地吸收而严重衰减的高频成分记录下来。前面已谈到Q值的变化范围很大，对每个具体工区应先设法了解地层的平均Q值，以便决定采集系统实际需要的动态范围的大小。

对大地衰减的补偿

对于波前发散衰减可以用补偿因子 $M(t)$ 进行补偿。

$$M(t) = \frac{TV^2}{V_0}$$

式中 V 为均方根速度， T 为双程反射时间， V_0 为近地表的速度。

对吸收衰减的补偿主要是对原始记录中的高、低频成分进行补偿，使原始资料的优势信噪比带宽能够加大，这只有通过控制震源来实现。

(1) 井中放炮的频谱一般是比较宽的，其功率谱总的形态是在0—80Hz为钟形，其峰值在20—40Hz之间，在40—80Hz之间平均以0.6db/Hz衰减。总的来看20—40Hz频率成份的功率值要比100Hz左右的要大20—30分贝，这说明高频成份先天不足。但井中激发的频谱与激发炸药量有关。爆炸激发的脉冲波形的振幅及其持续时间均与炸药量 M 的三次方根成正比，即与 $M^{\frac{1}{3}}$ 成正比，减少炸药量就可以压缩脉冲波形的长度，其频谱向高频移动。井中放炮的主频是随着炸药量的降低而增加的，利用这个性质，我们可以在井中用小药量（零点几公斤）爆炸，为了增加能量可以在不同深度爆炸后迭加或采用多井组合爆炸，这样可以达到既有丰富的高频成分，又有一定的穿透能力这一目的。为了扩大频带宽度，可采用不同药量，即大炸药量和小炸药量分别在井中爆炸，然后迭加在一起。这些办法是很费时间因而也是昂贵的。在煤田勘探中有用上述方法的报导。

(2) 对于可控震源来说用分段扫描或非线性扫描都可对大地吸收造成的高频损失进行补偿，只要已知地震波到达目的层范围内的衰减规律，就利用相反的规律模拟出一个扫描信号来补偿大地的吸收作用，但实际上受扫描时间不能无限加长的限制，所以只能对高频成分进行有限度的补偿。

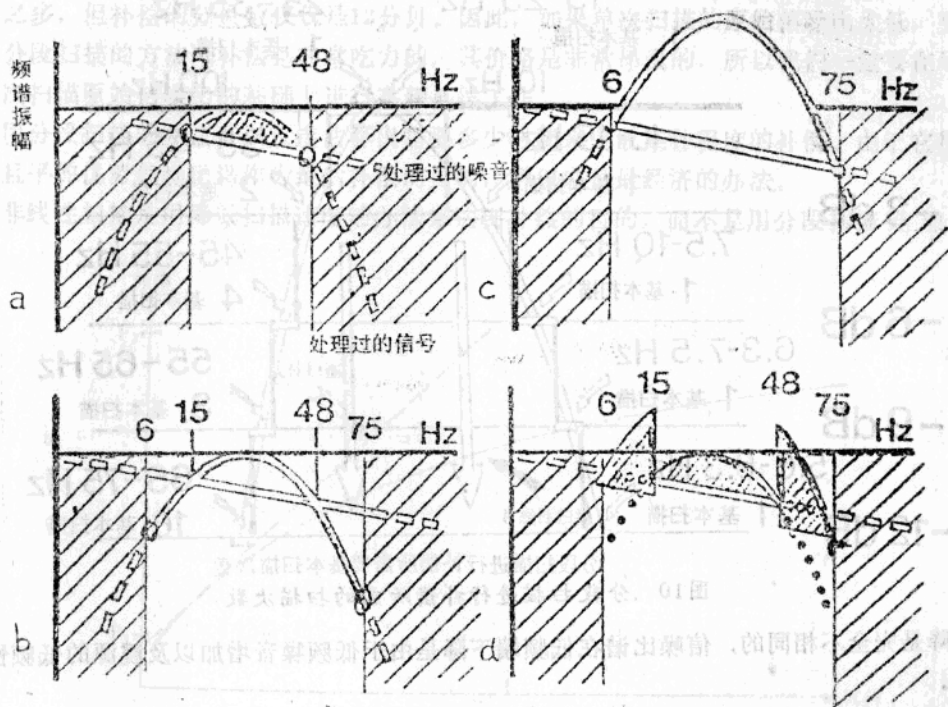
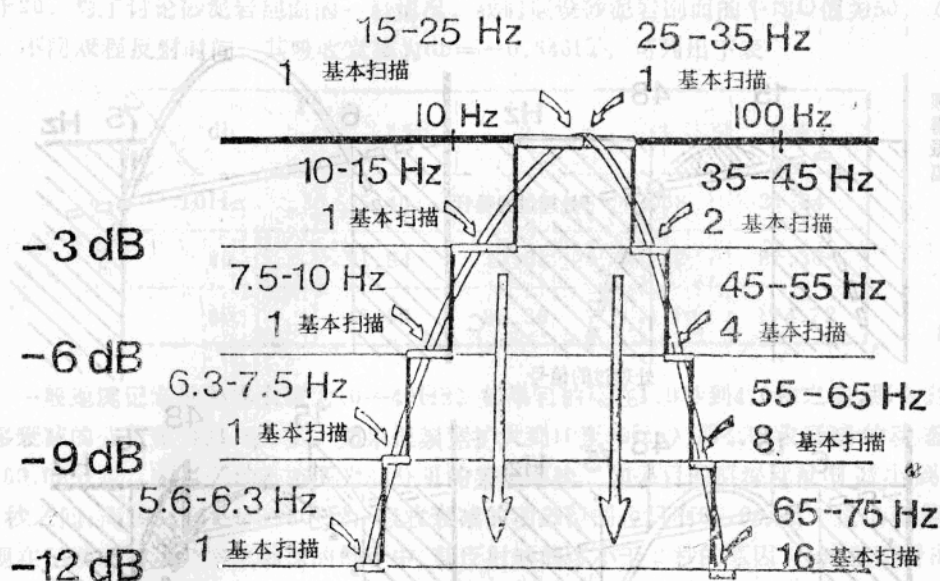


图9 a、处理后的信号频谱及噪音频谱，b、扩展了信号频谱但信噪比不够，c、整个提高信号频谱能量来扩展优势信噪比带宽，d、宽而平的优势信噪比带宽

假定在常规的可控震源方法中，扫描频率为15—48Hz，我们对每个点用T秒的扫描时间，通过野外组合，相关，迭加及其他各种处理后得到图9a中信号频谱及噪音频谱，只在15到48Hz频段内获得了优势信噪比。为了扩展频带宽度到6—75Hz，同时又要保持在15—48Hz频段内已获得的优势信噪比，那么至少要保持原来T秒的扫描时间，同时还要增加扩展频带宽度而额外增加的T秒扫描时间，整个扫描时间为2T秒。但由于扩展的低频端6—15Hz及高频端48—75Hz的信噪比都小于1（见图9b），所以实际上优势信噪比带宽并没有扩展，我们没有得到任何好处。我们可以用大量增加扫描次数的办法提高整个信号谱的能量来达到扩展优势信噪比带宽的目的（见图9c），那么在优势信噪比带宽的中央部分的信噪比就会高得超过了实际需要的程度，而造成很大浪费。比较合理而且经济的办法是获得宽而平的优势信噪比带宽，也就是采用图9d的办法，即分段扫描的办法来对信噪比不够的频带进行补偿。

现在我們再看图10，它是某一目的层的信噪比谱，其垂直座标是分贝，横座标是频率。零分贝代表一个可以接受的信噪比，它随着具体不同情况和不同要求而有所变化。我们的目的是补偿信噪比谱的高频及低频成分，补偿到我们能够做到的程度，然后用反滤波再补偿信号谱来获得好的信号频宽。设信噪比的峰值在25Hz，这可以代表一般典型的情况。又设高频端的损失为0.3db/Hz，也就是每10Hz，能量损失为-3db（相当于1秒时平均Q值为91，T秒时的平均Q值为91T，这个Q值显然取得太大了）。低频信噪比下降的机制与高频信噪



分段扫描进行补偿所需要基本扫描次数
图10 分段扫描进行补偿所需的扫描次数

比下降是完全不相同的，信噪比谱在低频端下降是由于低频噪音增加以及震源的低频性能造成的。

先考虑补偿高频部分，峰值取在25Hz。为了说明问题方便，故将信噪比谱的光滑曲线变为阶状曲线，每阶下降3分贝，将高频部分每段分为10Hz，即25—35，35—45，45—55，55—65，65—75共5段。25—35Hz频段的信噪比是可以接受的，35—45Hz段要提高3db，45—55Hz段要提高6db。对随机干扰而言，有 $\sqrt{N}$ 关系，即二次扫描比一次扫描可以提高信噪比3分贝。设25—35每次基本扫描为30秒，那么对35—45Hz要60秒，因为它的信噪比是负3分贝。按此推理，45—55Hz要扫描 4×30 秒，55—65Hz要扫描 8×30 秒，65—75Hz要扫描 16×30 秒。所花的时间是按几何级数增加的。

对低频的补偿是把频段分为倍频程的一半，此时补偿不是靠增加扫描次数，而是用减小带宽，每次扫描时间仍为30秒，以达到各小频段内每一Hz的实际扫描时间成倍增长的目的。低频部分的具体划分是15—25Hz，10—15Hz，7.5—10Hz，6.3—7.5Hz，5.6—6.3Hz。各频段的宽度分别为10，5，2.5，1.25，0.625Hz。

从图10可以看出对于高频端25—75Hz采用分段扫描方法进行补偿，总共要用31次扫描，对低频端5.6—25Hz用分段扫描法进行补偿总共5次扫描。设每次扫描为30次秒（也可以是3个10秒的扫描相加）。我们可以得到以下时间概念。

方 法	频 宽	扫 描 总 时 间
正规方法	10—45Hz	$4 \times 30 \text{秒} = 2 \text{分钟}$
分段扫描高频补偿	25—75Hz	$31 \times 30 \text{秒} = 15.5 \text{分钟}$
分段扫描低频补偿	5.6—25Hz	$5 \times 30 \text{秒} = 2.5 \text{分钟}$
分段扫描高低频补偿	5.6—75Hz	$36 \times 30 \text{秒} = 18 \text{分钟}$