

混 响 谱 分 析

J. Johnsen

(挪威防卫研究中心)

一、引 言

夏季，由于向下的折射，固定在船身上的声纳系统的检测距离将大大减小。无论提高发射功率或引进种种繁复的信号处理方法都不能使之得到有效的改善，但是把换能器从船身的深度移到100米或更深的深度，则检测距离能够增大。

要增大可能达到的检测距离必须考虑环境对检测方法的影响，象挪威沿海这样狭窄而局部浅的海区混响起主要的作用，因而必须选择信号处理方法，使在这些条件下的检测性能最佳。经验指出，在混响限制情况下，介质引起的信号频率畸变小于信号时间特性的畸变，所以在信号处理中应该利用频谱分析。

对主动声纳频率分辨力的限制主要是由于使用了相当短的脉冲（50—100毫秒）。如果增加脉冲长度，频率分辨力也能相应提高，但是由于体积和表面散射体的无规运动，介质本身最终会成为进一步提高频率分辨力的限制因素。

挪威防卫研究所研制了一种实验用的主动拖曳声纳，这种实验用的深水声纳系统的主要目的是：

- a) 在沿海各种条件下确定声纳换能器的最佳深度。
- b) 确定介质和系统参数对混响频谱的影响，发展最佳多卜勒检测设备。
- c) 研究混响对于目标信号的空间相关特性。
- d) 使用各种调频、调相信号和相应的检测方法，以期建立检测能力的判据。

本文涉及到混响研究，在讨论了介质和混响研究所用的方法以后简明地描述了声纳系统和数据处理设备，最后给出至今测量到的少量结果。

二、系 统 描 述

1. 声纳系统

深水声纳系统〔1,2〕工作频率的范围是7—8千赫，发射阵、接收阵、前置放大器和基阵位置探测元件被排列在拖曳着的“鱼”形载体上，其最大深度可达600米，通过拖曳电缆使信号在拖曳体和固定在船上的接收机、发射机之间传递。一开始就设计把深水声纳安装在考察船“H. U. Sverdrup”上。

声纳系统包括发射机、接收机、数据记录设备和初始分析设备,它的方框图如图1所示。发射波束垂直开角是 16° , 水平开角 28° , 用机械装置可使波束在垂直平面($-90^\circ - +20^\circ$)内改变方向, 用电子方式可使波束在水平平面($-42^\circ - +42^\circ$)内改变方向。数字信号发生器能产生CM脉冲(连续波脉冲), 线性FM脉冲(线性调频脉冲)和PRN脉冲(伪随机噪声脉冲), 脉冲长度的选择范围是1毫秒到10秒, 信号发生器在扫描速率、脉冲重复频率、相位调制速率等方面的选择范围也很大。

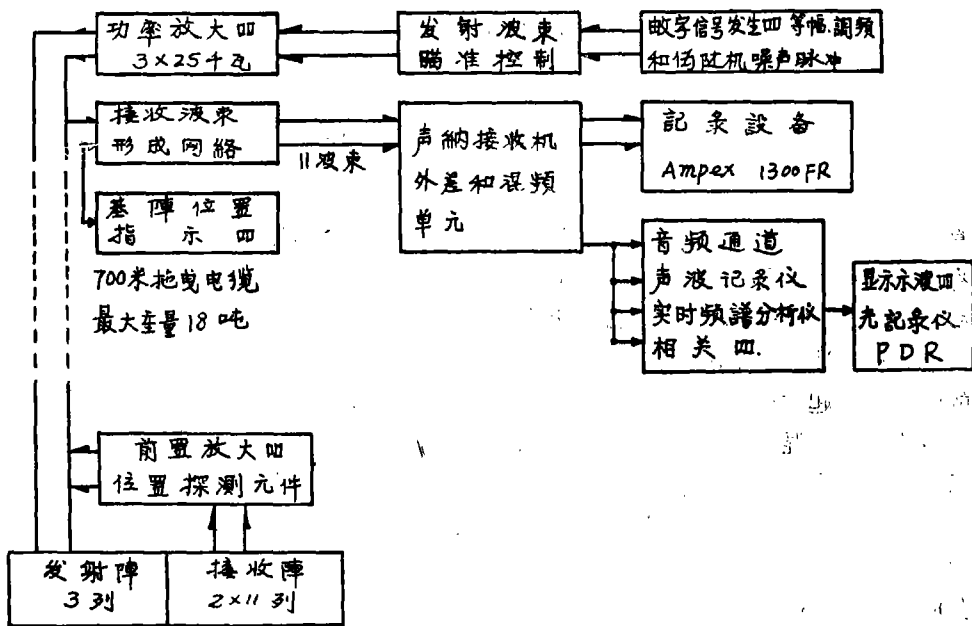


图 1. 深水声纳系统方框图

接收阵由排列在两个平行平面上的22根基元组成，基阵形成的11个波束可在水平平面内覆盖 $\pm 45^\circ$ 的一个扇面，中心波束的宽度是 $7^\circ \times 6^\circ$ 。用机械方法可使基阵在 -90° 到 $+20^\circ$ 的倾角内改变方向。声纳信号被记录在七通道的模拟磁带录音机上。4比特的实时频谱分析仪、极性相关器、可调音频通道、声级记录仪、声纳作用距离记录仪、显示示波器和光学记录仪等

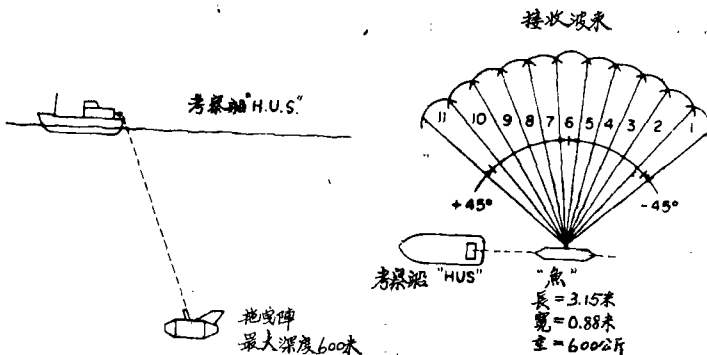


图 2. 混响实验的几何布设

是海上实验时进行初始分析和监视的主要部件。深度、路径的偏差,载体的前后、左右倾角由基阵位置指示器进行监视。

使用深水声纳系统进行了一系列的海上实验,混响实验的几何布设如图 2 所示。

2. 数据处理设备

挪威海军防卫中心设计的计算设备实时数字频谱分析仪和相关器对记录下的声纳信号进行数据处理〔3〕,数字信号分析仪有下列几种工作方式:

- (a) 频谱分析仪;
- (b) 普通互相关器;
- (c) “同相”和“正交”输入的互相关器;
- (d) 具有储存参考的相关器;
- (e) 内建参考信号(伪随机噪声和线性调频信号)的相关器。

分析仪输入信号量化的容量是 8 比特,基本规格是:

频谱分析: 最大输入带宽: $0-1000/k$ 赫

$k=1, 2, \dots, 10, 20, \dots, 100$

频率分辨率 $1/k$ 赫

互相关: 最大输入带宽: $0-1000/k$ 赫

延迟扫描: $\pm k/8$ 秒

延迟步幅: $k/2$ 毫秒

参考相关: 最大 WT 乘积: 1000

最大输入带宽: $0-1000/k$ 赫

信号分析仪的方框图如图 3 所示,在频谱分析情况下,分析仪对不同频率计算积分:

$$\begin{aligned} P(f) &= \left| \int_T x(t) \exp(-j2\pi ft) dt \right|^2 \\ &= \left[\int_T x(t) \cos(2\pi ft) dt \right]^2 + \left[\int_T x(t) \sin(2\pi ft) dt \right]^2 \end{aligned}$$

的数字化形式,也就是计算:

$$P_n = \left(\sum_{i=1}^N x(i\Delta t) \cos(2\pi f_n i\Delta t) \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^N x(i\Delta t) \sin(2\pi f_n i\Delta t) \right)^2$$

Δt 是抽样间隔, $f_n = n(1/T)$, 这里 $n=0, 1, 2, \dots$

这些表式与付里叶系数 c_k 平方的数字计算公式有极大关系,但是 $x(t)$ 通常不是周期函数,因此,更恰当的是把这些表式与滤波过程联系起来。这种观点认为信号通过一组成对的窄带滤波器,每对滤波器是正交的,具有盒形时间窗函数,正交滤波器的输出被平方并相加,相应的频率响应函数是 $(\sin x/x)^2$,中心频率是 f_n ,第一个零点的频率是 $f_n \pm 1/T$,滤波过程如图 4 所示。

主要通过选择不同的乘法器输入来获得不同的工作方式。对于连续频谱分析,输入信号取自动态时间压缩器和正弦/余弦发生器。动态时间压缩器储存 T 秒的输入信号,并且不断以新的抽样来更新。每一循环要 1 毫秒时间,在 1 毫秒内能计算出某一频率的 P_n 。在下一循环中由于正弦/余弦发生器输出信号频率不同了,因而能计算出这改变后新的频率的 P_n 。

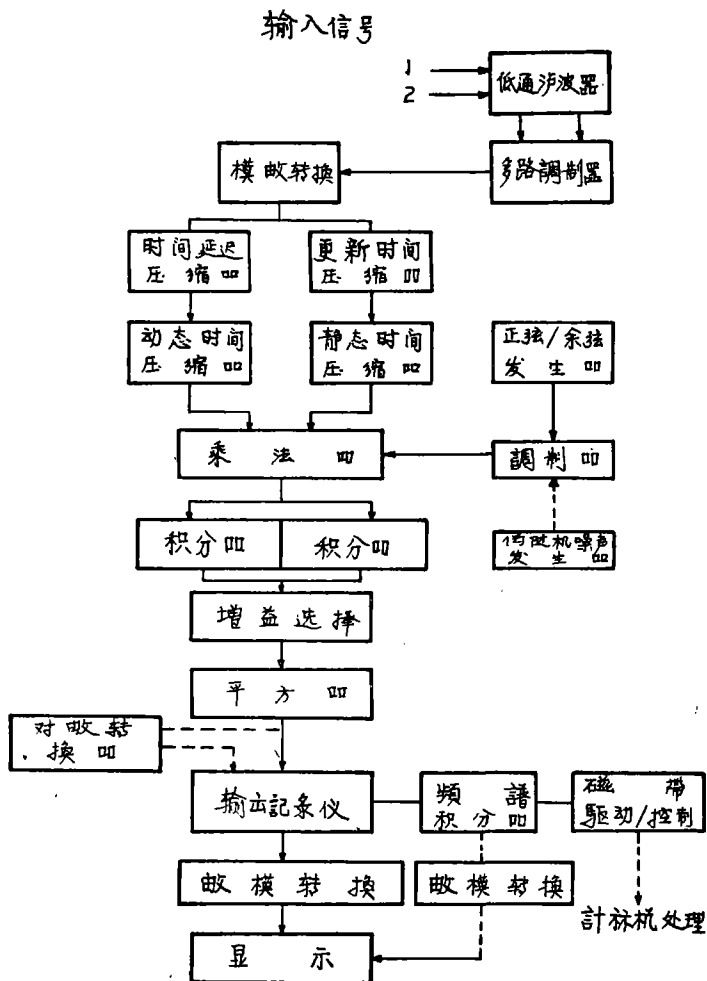


图 3. 数字实时信号分析仪方框图

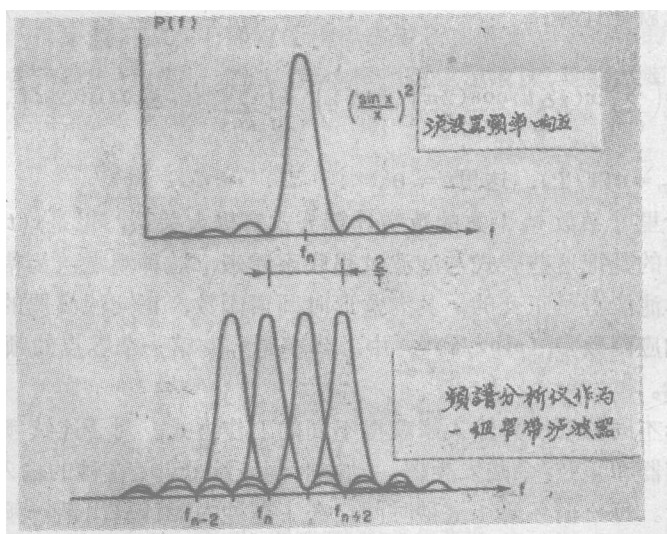


图 4. 作频谱分析用的滤波器函数

如果更换时间压缩器中所有信息需 1 秒, 那末在新的频率扫描开始以前能计算出 1000 个不同频率的 P_n 。

频谱分析的几个参数是可变的, 最重要的是抽样频率, 滤波器带宽和被分析频带的上、下频率限。

在分析仪输出储存器中储存的 10 比特数目可被传输到频谱积分器, 积分器接受选定数目的频率扫描宽度, 它最多能对 99 个扫描进行积分, 最大积分值 (溢出之前) 是 18 比特, 积分器输出可在显示示波器上显示或输入到 9 通道数字磁带驱动和控制部件上。

三、混 响 研 究

众所周知声信号从海上一点传到另一点会出现起伏, 这使接收到的信号变坏。在回声测距中, 接收信号由目标反射信号和到达接收机的反向散射、反向反射信号所组成。混响通常分为三类: 体积不均匀性引起的反向散射—体积混响; 海底反向散射—海底混响; 表面反向散射—海面混响。

由于多路径和目标延伸, 发射到目标再反向反射回接收阵的声信号能量在时间上会扩展; 目标引起一次扩展, 介质引起二次扩展。由于声线路径的不稳定性和目标的运动, 信号在频率上也会扩展; 信号在时变介质中传播会受到二次扩展, 目标运动会引起一次扩展。发射和接收阵的运动同样会引起信号在时间和频率上的扩展。

混响可看成是在介质中无数独立的反射点或散射体上的反射。从这些无限数目的反射点上反向散射回来的能量是由无限个散射信号合成的, 每个散射信号是初始信号的一种复制, 只不过具有不同的时延和频移罢了。

因为在水下声介质中传播的信号通常遇到时间和频率上的扩展, 所以介质可看作为一个线性时变滤波器, 由于很难详细知道介质随时间的变化, 所以必须把滤波器函数看作是随机函数, 同时必须用平均值来描写作为传输通道的介质的特性。

若把声信道视为随机线性时变滤波器, 我们就能定义并得到一组系统函数〔4〕。

时变频率响应 $H(f, t)$ 被解释为随时间变化的幅度和相位响应。

$H(f, t)$ 的付里叶反变换同时是绝对时间 t 和延迟时间 τ 的函数, 它被称为时变脉冲响应 $h(\tau, t)$ (即在 t 时刻由于 τ (秒) 以前输入一个 δ 脉冲而得到的滤波器输出)。

把脉冲响应对 t 进行付里叶变换, 得到一个称为扩展函数的系统函数:

$$s(\tau, \phi) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) \exp(-j2\pi\phi t) dt$$

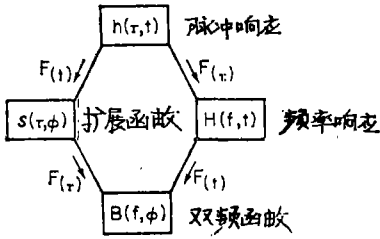
这函数给出了脉冲响应的时变谱。经过不同时延和频移的输入信号以 $s(\tau, \phi)$ 加权, 再相加便是滤波器输出信号, 这样, 扩展函数确定了信号在介质中将遇到的时间和频率上的扩展。

把 $H(f, t)$ 对 t 进行付里叶变换可以得到另一种系统函数, 就是双频函数:

$$B(f, \phi) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f, t) \exp(-j2\pi\phi t) dt$$

$B(f, \phi)$ 给出频率响应的变化谱, 这意味着在频率 f 上的输出不单依赖于同一频率的输入,

而且还依赖于由 $B(f, \phi)$ 所确定的围绕 f 的一个频带。



通过付里叶变换可把这些系统函数相互联系起来，这可用众所周知的图 5 来说明。

信号所固有的距离与多卜勒联合分辨力特性可用二维相关函数来描写：

$$\chi(\tau, \phi) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)x^*(t-\tau)\exp(j2\pi\phi t)dt$$

图 5. 线性时变滤波器的系统函数

这函数可以被解释为 $x(t)$ 与经过时延和频移（距离和多卜勒）后的 $x(t)$ 之间的相关值（ $x(t)$ 是输入信号的复包络）。 $\chi(\tau, \phi)$ 称为模糊函数。

必须把介质的系统函数看作为具有二个变量的随机函数，系统函数的自相关函数是它恰当的平均描述。由于涉及到四维相关函数是不很方便的，所以常常引进使之简化的假设。例如，假设任一时延和频移的扩展函数 $s(\tau, \phi)$ 与任何其它时延和频移组合的函数值 $s(\tau', \phi')$ 不相关，则自相关函数可表示为：

$$R_s(\tau, \phi) = \overline{|s(\tau, \phi)|^2}$$

这里横线表示系综平均。 $R_s(\tau, \phi)$ 称为散射函数，可看成是功率密度函数，它确定了输入信号功率在介质中将遇到的平均时延和多卜勒扩展。

由于不相关的假设，功率的贡献可以直接相加。匹配滤波接收机的时延和多卜勒频移分别为 τ_0, ϕ_0 时，总的平均平方输出为：

$$P(\tau_0, \phi_0) = \iint_{-\infty}^{\infty} |\chi(\tau_0 - \tau, \phi_0 - \phi)|^2 R_s(\tau, \phi) d\tau d\phi$$

为了设计最佳主动声纳系统，使信号和信号处理方法与在其中进行检测的介质特性相匹配，必须知道介质的散射函数。当几何位置和条件变化时，散射函数也要变化。例如，在海面混响为主的情况下，散射函数随海况的变化而变化，这对信号处理是很重要的。

利用具有“理想”模糊函数的信号可以测量散射函数，这种模糊函数在 $\tau-\phi$ 平面上为一单峰（图钉状模糊函数）。但是理想的“探测”信号几乎都要求相当复杂的信号处理设备，如果假设散射函数可写为延迟剖面和多卜勒剖面的乘积，则较简单的测量是可行的：

$$R_s(\tau, \phi) = R_r(\tau) \cdot R_\phi(\phi)$$

散射函数的延迟剖面 $R_r(\tau)$ 可用短 CW 脉冲来测量，它的模糊函数具有高的距离分辨力和低的多卜勒分辨力。散射函数的多卜勒剖面 $R_\phi(\phi)$ ，可用长的 CW 脉冲来测量，它的模糊函数具有高的多卜勒分辨力和低的距离分辨力。

由于反射场是随时间变化的，所以散射函数定义为统计平均值，必须进行大量的测量来获得估计值，即必须累计一个接一个的测量。

用深水声纳系统进行的首次实验之一是测量挪威沿海某些环境条件下散射函数的多卜勒剖面。一种方法是测量每个混响脉冲（Ping）在频率域上的能量分布，并且对大量这样积累的混响谱作统计分析，利用长 CW 脉冲和窄带频谱分析可得到散射函数的多卜勒剖面。

散射函数的多卜勒剖面确定了在 $\tau-\phi$ 平面上很难或不可能进行目标多卜勒检测的那个区域。应该把混响区分成三类——体积、海面、海底混响，其中海面混响对等效散射函数的贡

献最大。

实验表明使用长CW脉冲获得的混响谱有很大的变化，它不仅是不同混响贡献的函数，而且也是许多环境参数如海况、风向、实验的几何条件等等的函数。混响谱的变化用迅速变化的多卜勒频移和多卜勒扩展来表示。实验中还观察到二重或者多重的谱。由于这些变化，混响谱必须作为一种时-频能量分布来寻求。

为了寻求混响的时-频能量分布，以箱图 (bin diagram) 的形式把混响谱分割开进行测量。每个箱是与使用信号的时间、频率分辨率单元相匹配的。本实验使用的频谱分析仪的工作方式为每L毫秒给出一个谱值，这里L是扫描的谱线数目。当使用1秒的脉冲时把 n_i 个这样的谱值相加，给出对信号分辨单元（1赫×1秒）有意义的新的能量值。这积分过程可在上面描述过的谱积分器上进行或者把记录在数字磁带上的谱值送入计算机计算。

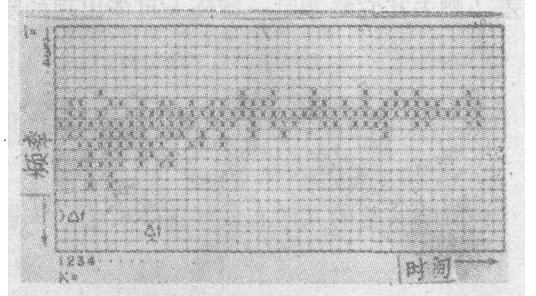


图6. 频谱分析仪输出的单个混响脉冲的时-频阵

实时频谱分析仪的输出，能象征性地用图6所示的时-频阵来表示，平行于频率刻度的每条线代表一个频率扫描，包括L个频率数目。在一个混响脉冲过程中频谱分析仪对每个频率的功率分量计算K次，计算K次扫描后给出的总数是L·K。

对每一频率沿时间轴积分，可以得到每个混响脉冲的混响能量分布：

$$X_1 = \sum_{i=1}^K x_i$$

这个求和给出了每个混响脉冲能量按频率的分布。必须分析N个这样的混响脉冲，才能给出混响能量分布的有意义的平均值。平均值和方差可按下列公式计算：

$$\bar{X}_1 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_1, \quad \sigma_1^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_1^2 - \bar{X}_1^2$$

如果要得到平均的混响时-频能量分布，必须对N个时-频阵按下式进行计算：

$$\bar{X}_{kl} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_{kl}$$

分析仪每个分辨单元输出的方差可按式计算：

$$\sigma_{kl}^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_{kl}^2 - \bar{X}_{kl}^2$$

利用位于频谱分析仪输出端的积分器，可对1到99之间任何频率扫描数目进行积分，积分所得的混响谱可显示在存储示波器上或专为混响分析设计的光学记录仪上，也可数字化地记录在9通道磁带上（随后将用数字输入/输出通道直接读出积分器输出，送入NORD 1计算机设备）。

至今所处理的数据的扫描频率数是32或64，使用普通型的频谱分析仪给出1赫的分辨率，每条频率线之间的时间宽度是32或64毫秒（ $\Delta f = 1$ 赫， $\Delta t = 32/64$ 毫秒）。

由于如前所说的输出数据的变化，所以对若干数目的频率扫描沿时间轴进行积分，这里给出的是使用了1秒的CW脉冲的数据。积分器对8个扫描数进行积分，使用的脉冲重复率为8秒，每个混响脉冲在磁带上最多可储存14个被积频率扫描（扫描宽度=64赫）。

在由Kjeller制造的NDRE计算机(CDC 3600/CDC Cyber 32)上进行的数据处理,以后将在船上的计算机设备上进行现场处理,已编排了若干统计程序。

最感兴趣的结果之一是通过下面程序得到的:从磁带上读出每一个被积的频率扫描;找出最大的频率值把每个扫描归一化;计算许多个混响脉冲平均的能量按频率的分布。按程序还计算以各种分贝级定义的谱宽度和谱宽的标准偏差。谱宽度是很难定义的,因为能量的频率分布可能包含几个峰。因此最方便的是寻找最宽的谱峰,计算该峰的平均宽度和标准偏差,删去其它峰和时一频阵上可能出现的噪声/目标信号。

四、混响研究的若干结果

混响实验的几何布设如图2所示,阵被拖曳在各种深度上,实验区主要是离挪威东南海岸30海里的地方,波束向上倾斜10。

或20°。实验时声线路径的实例如图7所示,阵载体以2—3节的低速被拖曳,在每次走航中“鱼”似乎是非常稳定的。下面提到的数据是记录在中心波束通道上的,中心波束指向考察船“H. U. Sverdrup”的右侧,与航线成90°角。载体运动对混响谱的影响应该是非常小的。

如同从声线路径可以预期到的那样,观察到的混响谱是相当复杂的,

很难把各种混响贡献(体积、海面、海底混响)区分开来,但是仔细地观察混响谱随时间(整个混响脉冲过程)的变化,发现可以把发射脉冲结束后2秒以内的表面混响贡献区分出来。概括地说混响有如下所述特征:

- (a) 接收到的谱比发射谱宽;
- (b) 海面混响有多卜勒频移,它的谱比体积、海底混响的谱宽。

最近其它一些人进行了海面混响多卜勒频移的研究。波浪方向相对于波束方向和多卜勒频移之间的对应关系[5]与Y. Igarashi和R. Stern所观察到的一样。由于海面混响引起谱形状的畸变,严格的多卜勒频移是很难测量的。海面混响的另一个特点是谱形状的不对称性,例如把记录的数据与两种波浪条件相比较,逆着波浪和顺着波浪的情况不仅使谱增宽,而且分别使高频端和低频端的能量向外延伸。船作圆周运动时所观察到的若干多卜勒频移现象如图8所示。

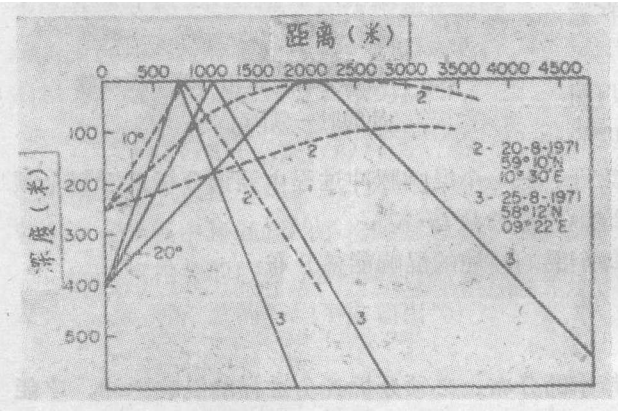


图7. 混响实验中典型的声线路径

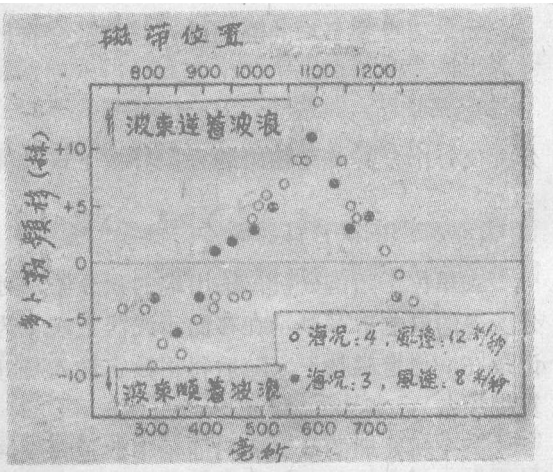


图8. 当船以20分钟作一圆周运动时海面混响的多卜勒频移

图 9、图10给出了典型的频谱分析后的混响脉冲，发射脉冲的长度是 1 秒，没有使用幅度调制，即信号的多卜勒分辨力是 1 赫。图 9 给出了在频谱分析仪输出显示上可以看到的混响谱，频率分辨力是 1 赫，频率扫描长度是 64 赫。发射脉冲没有被观察到，这是由于时变增益控制信号在发射期间和此后预先确定的一段时间内抑制了输入信号。图上给出的是两个经频谱分析后的混响脉冲，垂直的栅条对应于 1 节速度（8 千赫时为 5.6 赫）。图上还给出以 4 节相对速度接近的目标。此图证明从一个脉冲到另一个脉冲所观察到的混响谱有很大的变化。

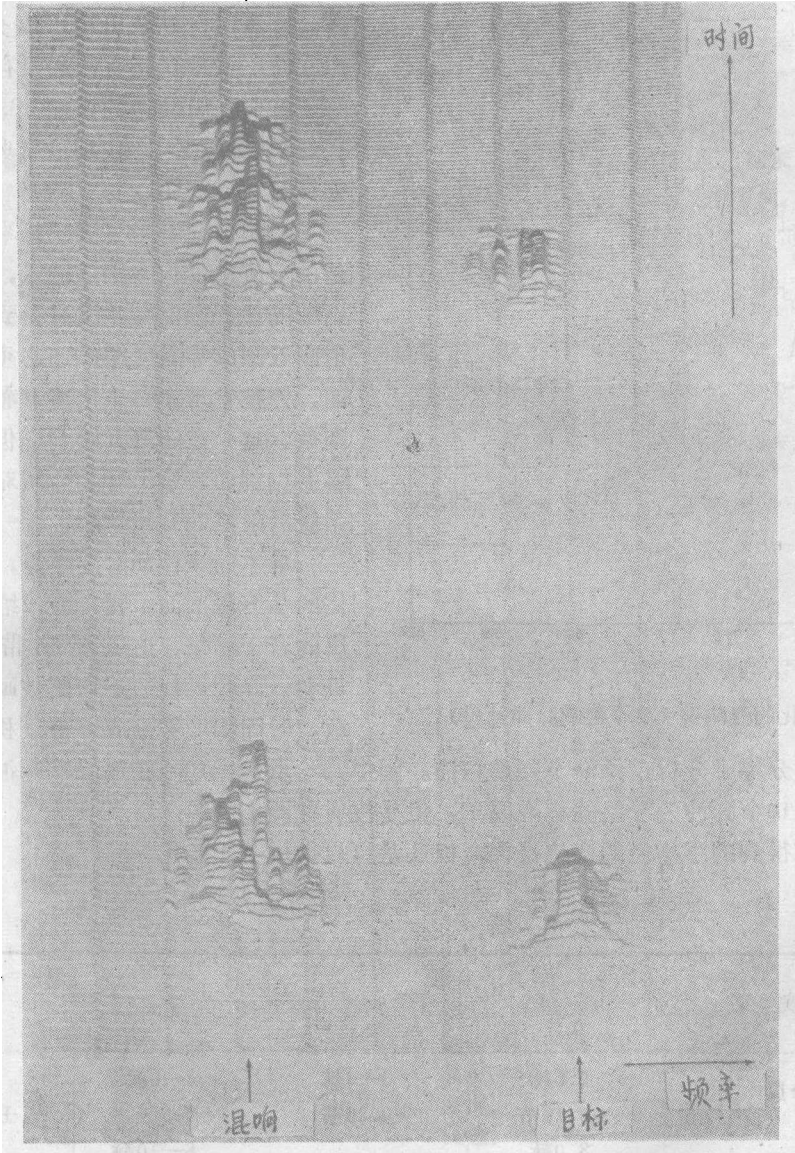


图 9．显示在光学记录仪上的经过频谱分析的两个相继混响脉冲

图10是计算机画出的经频谱分析后的混响脉冲。混响的时—频分布沿时间轴被分成段，每段包括 8 个扫描，对每段的 8 个扫描进行积分，并把结果归一化。此图清楚地证明了海面混响谱的复杂性，它至少在整个混响脉冲过程的前 5 段里起主要作用。在前 2 段里可以观察到二重和多重的谱。谱的二个主峰近似相隔 4 赫，最大的峰位于零多卜勒处（500 赫 相应于

8千赫中心频率)，第二个峰相应于0.75节的波速。测量时基阵顶着风，海况是1—2级记录下的风速是6米/秒。

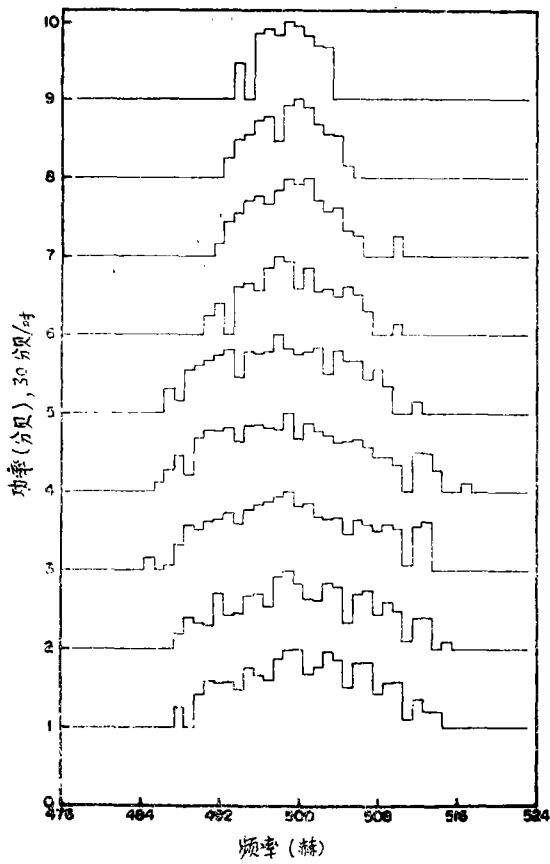


图10. 归一化的混响谱（单个混响脉冲过程）

几个部分，每部分等于分析仪的8个频率扫描。图中每一点代表10个相继混响脉冲的平均带宽值。还计算了10个脉冲为一组的标准偏差，但是没有在图上画出。

虽然计算得到的平均值的变化很大，但还是可以得出若干结论。

图9所示的典型数据，是前面所讨论的研究混响带宽的基础。有两种混响带宽的定义被使用。A类带宽定义为整个混响谱上一6分贝点之间的频率差，忽略谱中可能出现的零点或多个峰，此外还计算了-3分贝，-9分贝和-12分贝的带宽点。对B类带宽而言，如果存在着多个峰，就要找出最宽的谱峰，这样得到的带宽通常比A类窄，特别是当典型海面混响存在时更是这样。

混响带宽表示了混响频率的展宽，但是由于使用了归一化的技术，真正的散射函数的多卜勒剖面并没有得到。为了把散射函数画成等高线图，还必须测量延迟剖面，并把它用作归一化多卜勒剖面的加权函数。这一点还没有做到，但是归一化的多卜勒剖面将给出有关介质对多卜勒检测系统的限制的有用信息。

对不同条件如海况等等，测量了归一化的多卜勒剖面。图11，12给出至今计算出的若干结果，这里混响带宽（-3分贝和-6分贝）的平均值被画成时间的函数。时间刻度被分成等价于积分区间的几个

表 1

带 宽 类 型	海 况			
	0	1	2	4
A—3分贝	2.0赫 ±0.18节	3—4赫 ±0.36节	4—6赫 ±0.5节	7—10赫 ±0.9节
A—6分贝	3.0赫 ±0.27节		8—10赫 ±0.9节	14—16赫 ±1.7节
B—3分贝	2.0赫 ±0.18节	2.0赫 ±0.18节		2.5—3赫 ±0.27节
B—6分贝	5.0赫 ±0.45节			4.5—5.5赫 ±0.5节

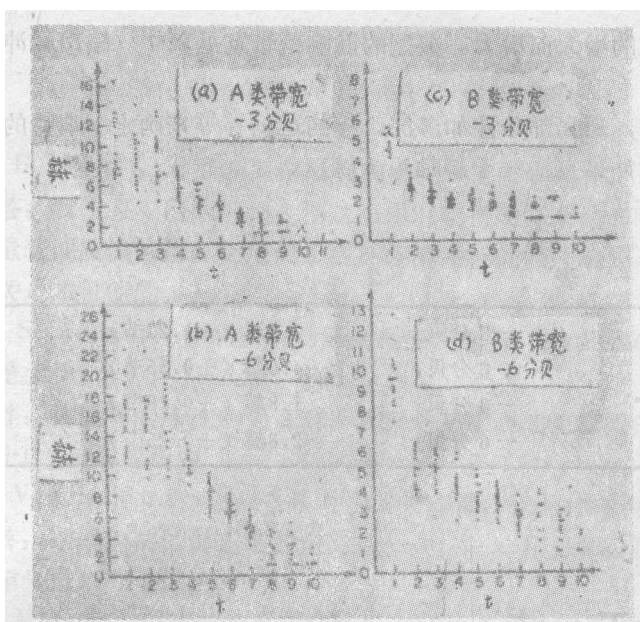
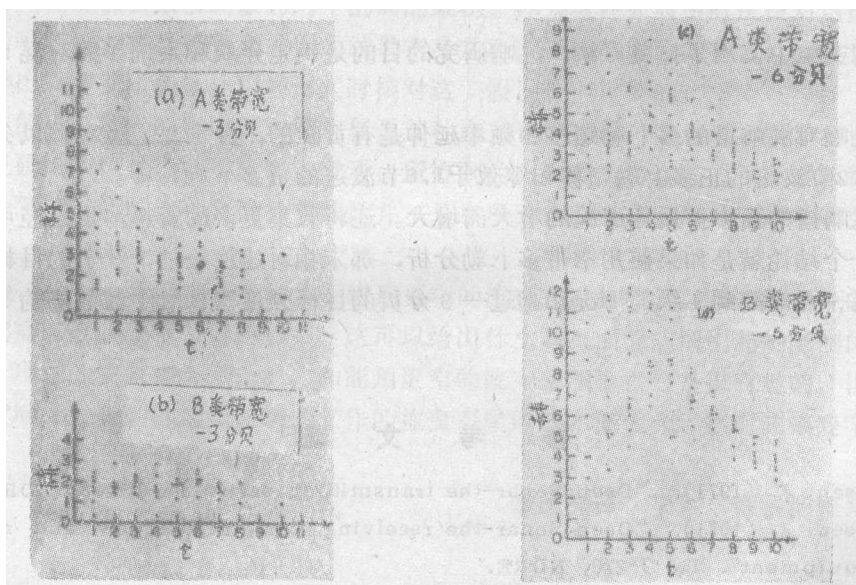


图11. 十个脉冲为一组的混响带宽平均值

时间: 1971. 8. 5.
 信号: 1秒CW, 8秒伪随机噪声
 阵倾角: $+20^\circ$
 深度: 500米
 海况: 4
 风速: 12米/秒
 位置: 北纬 $58^\circ 22'$, 东经 $09^\circ 13'$
 波束编号: 5
 阵深度: 170米
 相对波浪方向: $+10^\circ$
 相对风向: $+30^\circ$



时间: 1971. 8. 20.
 信号: 1秒CW, 16秒伪随机噪声
 阵倾角: 10°
 深度: 440米
 海况: 1
 风速: 5米/秒
 位置: 北纬 $59^\circ 07'$, 东经 $10^\circ 42'$
 波束编号: 3, 5, 7, 9
 阵深度: 240米
 相对波浪方向: $+90^\circ$
 相对风向: $+120^\circ$

时间: 1971: 8. 3.
 信号: 1秒CW, 16秒伪随机噪声
 阵倾角: $+20^\circ$
 深度: 630米
 海况: 1—2
 风速: 6米/秒
 位置: 北纬 $58^\circ 12'$, 东经 $09^\circ 22'$
 波束编号: 5
 阵深度: 480米
 相对波浪方向: -20°
 相对风向: -10°

图12. 十个脉冲为一组的混响带宽平均值

海面混响的频率扩展随海况的增大而增大。典型的混响谱带宽见表 1（输出脉冲带宽：8 千赫时为 1 赫）。

体积、海底混响的频率扩展，由局部条件如海流、阵的运动等等来确定。典型的 体 积/海底混响的带宽见表 2（输出脉冲带宽： 8 千赫时为 1 赫）。

表 2

带宽类型	A:	— 3 分贝:	2.5赫 (±0.22节)
		— 6 分贝:	4.0赫 (±0.35节)
带宽类型	B:	— 3 分贝:	1.8赫 (±0.16节)
		— 6 分贝:	2.8赫 (±0.25节)

五、结 论

在混响实验中使用了拖曳声纳，混响研究的目的是确定介质和系统参数对混 响 谱 的 影 响。

海面混响对混响谱的多卜勒频移和频率延伸是有贡献的，分别在逆风和顺风条件下观察到等效于2.2节波速的正多卜勒频移和等效于1.8节波速的负多卜勒频移。

海面混响谱的频率扩展随海况的增大而增大。还将收集更多的资料，但已经可以得出少数结论。一个结论就是如果使用窄带多卜勒分析，那末相对速度超过 1.5 节的目标可以被检测出来。这一点对高到 4 级的海况和超过— 6 分贝的目标强度（相对于散射场的等效强度）是正确的。

参 考 文 献

1. Johnsen, J. (1971). "Deep Sonar-the transmitting part". TN-U-268, NDRE.
2. Johnsen, J. (1971). "Deep Sonar-the receiving part, registration and monitoring equipment". TN U-270, NDRE.
3. Sostrand, K. A. (1970). "Description of a digital real time cross correlator and spectrum analyzer". IR U-247, NDRE.
4. Ellinthorpe, A. W. and Nuttal, A. H. (1965). "Theoretical and empirical results on the characterization of undersea acoustic channels". IEEE 1st Annual Commun Conv, June 1965.
5. Igarashi, Y. and Stern, R. (1971). "Observation of Wind-wave generated doppler shifts in surface reverberation". JASA 49, №3, p. 802.

討 論

p. H. Moose: 对混响谱中出现的多峰你能解释吗?

回答: 我没有专门的解释, 但是海面混响谱的复杂性必须用不规则海面来解释。我们曾设想测量表面波浪的谱, 但是由于现在波浪浮标的低频响应, 要测量混响谱和表面波浪谱之间的相关是不可能的。

R. S. Thomas: 你以多大的速度拖曳换能器, 由于换能器的有限波束宽度所引起的频率扩展是多少?

回答: 拖曳阵的速度约为 2 节, 数据是从中心波束获得的。由波束运动所引起的频率扩散将在 ± 0.6 赫的范围内。

C. Van Schooneveld: 这是对主波束而言, 但是你不使用旁瓣。

回答: 这里给出的混响带宽定义在 -3 , -6 和 -9 分贝处。中心波束旁瓣的贡献应该比主瓣信号低 12 分贝以上。

H. Mermoz: 应强调的事实是散射函数的适用范围是以扩展函数的某些假设的统计性质为条件的, 你还假设散射函数为两个剖面的乘积, 你知道在介质中直接核对这些假设的有效性的意义吗, 或者你是否想到过你的结果本身是取决于这些假设的有效性的。当有可能由散射函数导出时变通道的最佳信号形式时核对这一假设是很重要的。

回答: 的确, 所作的假设要求混响属于某种广义平稳过程, 这点对多路径环境条件下的过程是不正确的。但是, 从实际观点来看, 所得到的海面混响带宽描述了散射函数对多卜勒检测系统的限制。检验这种假设的有效性并不是本项工作的课题, 当然做这种研究确是很有趣的。

R. R. Rojas: 我很想知道你是否想用更窄的波束来进行测量。看来你所说的带宽与系统的波束宽度之间一定有密切的联系, 这可以给出什么是海面混响所引起的限制的概念。

回答: 现在的波束宽度是 $\pm 3^\circ$, 如能用更窄的波束来测量当然是很有趣的, 但是这要求基阵的尺度增大。我们知道实验用或工作的拖曳声纳的阵不能太大, 这对波束变窄是一个限制。

(金国亮译 丁东 恽宗杨校)