

## ABSTRACT

This thesis revolves to detect the target echo technology to launch the research. Because the reverberation is the main background disturbance for detection the target on the bottom, multianalysis reverberation disturbance and its characteristic, and aimed at the reverberation's the non-stability and strongly colored, proposed one method which do not need the priori knowledge to detect the target echo under the reverberation background—a order best detection method, to partition pre-white copy-correlation detection method.

Using GLR (Generalized Likelihood Ratio) to count the statistic distance, namely the generalized likelihood ratio statistics distance, is reasonable partition to the reverberation data, after partitioning, the neighboring two sections of reverberation data may be partial steady. Establishes the AR model to each section of reverberations data, calculates the AR model's the parameter using the Levinson algorithm, calculates the power spectrum of this section of reverberations data, thus structure pre-whited FIR numeral filter, to white the preceding section of reverberations data and transmitting signal white processing, namely estimated the  $k$ th section's power spectrum, then according to the  $k$ th section's power spectrum structure acts whited filter to whited processe to the  $k+1$  section and the transmitting signal. After whited processing, whited transmitting signal and the whited reverberation data segment make copy-correlation processing, if this section of data has the target echo, then possibly appears the correlation peak. At last count this section of data average power, makes normalized processing to this section of data. Repeat above processing steps, until the last section of reverberations data.

On the basis of this method and detection principle, and according to actual situation, joining bandpass filter, beam forming pretreatment method and so on, integrate detection system for detection the target echo on the bottom, and use the software method to realize it.

For confirming this method, make lake experiment in October ,04. Then use this

detection system to carry on postpositioned processing to experimental data. And comparing the pre-white copy-correlation detection processing result with the beam forming result, as well as comparing this method processing result with direct copy-correlation processing result after beam forming, the comparison result powerfully supports the partitioned pre-whited copy-correlation detection method validity and its good performance.

**Keywords:** target echo; partition; pre-whited; copy-correlation

# 哈尔滨工程大学 学位论文原创性声明

本人郑重声明：本论文的所有工作，是在导师的指导下，由作者本人独立完成的。有关观点、方法、数据和文献的引用已在文中指出，并与参考文献相对应。除文中已注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经公开发表的作品成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

作者（签字）： 朱平

日期：      年 月 日

## 第 1 章 绪论

### 1.1 引言

水下兵器中水雷的性价比最高且作战时使用方便,它被广泛的装备于各国海军。水雷以对港口、航道、航线的布雷封锁,阻止船舶进出港口和登陆作战、切断航线为目的,在屡次战争中长盛不衰。即使在现代战争中,水雷的作用依然不可忽视,例如美国对伊拉克的作战中,武备处于劣势的伊拉克海军使用 Menta 沉底水雷迫使美国庞大的航空母舰作战群后退几百海里。因此,各国海军愈来愈重视反水雷,尤其是沉底水雷和掩埋雷。

### 1.2 探测沉底目标的研究概况

我国从六十年代开始就有不少单位相继展开了探测和识别水雷目标的工作并且取得了不少成绩,但是,反水雷的研究还是相对落后,即使是国外同行对反水雷的研究也比水雷的研制相对落后。到了八十年代,我国又开始了对沉底水雷的探测与识别的研究,积累了一定的经验,有了一定的技术储备。然而,探测水雷,特别是探测沉底水雷,仍是水声工作者面临的艰巨任务。

探测沉底目标具有与探测其它水下目标不同的特点,主要表现在:

- (1) 目标反射强度小
- (2) 目标静止不动,无法用多普勒效应进行探测
- (3) 目标体积小,形状多样化
- (4) 海底混响干扰强

因此,在探测沉底水雷时将面临很多困难,如海底地质未知、要求作用距离远、信噪(混)比低,尤其是主动声纳工作在浅海水域,混响干扰更为严重,大大增加了探测的难度,对整个探测系统提出了更高的要求。这就要求制作低频宽带窄波束大功率的换能器基阵,更先进的空、时信号处理方法,

和更佳的波形设计，来增大作用距离，有效的抑制混响干扰提高信混比。

早期的水声信号处理系统主要是由放大、变频、滤波和检波各部分组成，四十年代开始研究相关处理，五十年代出现了极性相关器的时间压缩技术，六十年代开始出现谱分析、相关匹配滤波和多波束形成等技术。随着信号处理算法和计算机技术的发展，数字信号处理承担了水声信号处理的全部任务。

在现代的信号处理技术中，波束形成已构成信号处理的一部分。波束形成器的作用是进行空间滤波，获取抗噪声和抗混响的空间增益，并测定目标方位。本论文也把波束形成作为目标回波检测系统的必要组成部分。

由于混响是目标检测的主要背景干扰，所以选择声纳信号应以抗混响为出发点。通过分析信号的模糊度函数可知宽带信号探测静止或低速目标具有抗混响效果，因此，线性调频信号是本检测方法首选的信号形式。

随着声纳技术的提高和信号处理理论的快速发展，以及建立了混响数学统计模型，探测沉底物体的手段和信号处理方法均得到了发展，如参量声纳技术（参量声纳就是利用高强度声波在水中的非线性传播特性，在波束重叠区域互作用产生一低频差频声波，优点是波束窄、海底混响小、频带宽、有较高的空间分辨力）旁扫多波束声纳技术，还有合成孔径声纳技术。合成孔径声纳在较远的距离，如大于 1km 处具有很高的分辨能力（10cm），且在方位向具有恒等向分辨力，因此对海底精确描绘，其性能大大优于旁扫声纳。最近有文献报道，猎雷声纳有向旁视+参量+合成孔径声纳技术方向发展，取得了一些令人瞩目的成果。在信号处理方面，多种信号分析处理方法各显其能，匹配检测理论的扩展应用，提出了一种次最佳检测器，并将接收信号分成小段，段与段之间认为是局部平稳的，每小段利用自回归模型对混响时间序列进行建模，然后利用估计的 AR 系数构造白化滤波器，对混响进行预白化处理，并将白化后的数据用于匹配滤波检测器检测。时频分析滤波，提出了一种时频空联合探测方法，它利用合成孔径声纳数据，先作匹配滤波，再做时频滤波，时频滤波是该方法的核心，巧妙的完成了声特性提取功能。空间处理是一种非相干合成孔径处理，这种方法的检测能力优于合成孔径声纳技术。利用改进的时间反转法使声能在有界面的情况下聚焦，提出了一种改进的时间反转法即换元接收的时间反转法，这时界面反射波和目标反射波相干叠加的相干峰将消失，因此它可以实现在有界面时目标是否存在的鉴别。有

学者还研究了水下波导中声波时间反转自适应聚焦问题，分别在半无界流体介质和置于半无界刚性介质之上的流体层中开展了时间反转法的理论和实验研究工作。理论上采用射线近似方法分析了时间反转的声场特性，实验上采用实验模拟实验。理论和实验证明，聚焦增益可以提高 12dB 以上。跳频编码信号等在探测沉底物体的效果也是很好的。最近几年，关于水中混响的混沌属性分析的研究，初步证明了混响也具有混沌的属性，可以预见混沌检测在抗混响研究中将发挥巨大的作用，即用非线性动力学的理论和方法分析实验水池混响、湖水混响以及海洋混响的时间序列，分析结果表明混响可在低至 4 维的动力学空间中展现不自交的动力学轨道，相近轨道按指数规律扩展或敛聚，其最大 Lyapunov 指数是正的且小于 0.3。该结果为混响的非线性动力学建模和基于混沌的非线性处理奠定基础。还有学者采用 5 种不同的底质的湖底混响数据探讨了高频混响具有的混沌特性，该结果有助于提高混响背景下信号检测性能。

### 1.3 混响及混响信号特性

#### 1.3.1 混响

海洋本身及其界面包含着许多不同类型的不均匀性，其尺度小至灰尘那么大的粒子，它使深海成为蓝色，大至海水中的鱼群，和海底上的峰谷与海底山脉。这些不均匀性形成介质物理上的不连续性，因而就阻挡照射到它上面的一部分声能，并把这部分声能再辐射出去。这种声的再辐射称作散射，而来自所有散射体的散射成分的总和称为混响。混响声听起来像一阵长的、慢慢变弱的、颤动的声响，它紧跟在主动式声纳的发射脉冲之后。海中产生混响的散射体有三种不同的类别。一种散射体存在于海水本身或体积之中，它引起体积混响。海洋中海洋生物和非生物体以及海水本身的不均匀结构就是产生体积混响的散射体的一些实例。海面混响是由位于海面上或海面附近的散射体产生的，而海底混响是在海底上或海底附近的散射体所引起的。后面两种混响，由于散射体的分布是二维的，也叫作界面混响。探测沉底物体

时，海底混响是主要的背景干扰。

海底是一种有效的反射体和散射体，它能把投射到海底的声波能量，重新分配到海底上面的海洋中。由文献[6]可知，海底混响的等效平面波的混响级的表达式为：

$$RL_s = 10 \log \left( \frac{I_0}{r^4} s_s \int b(\theta, \varphi) b'(\theta, \varphi) dA \right) \quad (1-1)$$

其中， $dA$  是海底的散射面元， $b(\theta, \varphi)$  和  $b'(\theta, \varphi)$  是换能器的发射和接收指向性函数， $I_0$  为单位距离处的轴向强度， $s_s$  为单位面元一米处的反向散射强度， $r$  是距换能器的距离。可得<sup>[6]</sup>

$$dA = \frac{c\tau}{2} r d\varphi \quad (1-2)$$

式中， $d\varphi$  是  $dA$  对环心所张的平面角，则混响级为

$$RL_s = 10 \log \left( \frac{I_0}{r^4} s_s \frac{c\tau}{2} r \int_0^{2\pi} b(\theta, \varphi) b'(\theta, \varphi) d\varphi \right) \quad (1-3)$$

当换能器的声轴于散射界面之间的夹角大时很难解析的计算这个积分。在一般的通常的声纳中，当声轴对散射面稍有偏斜时，散射面差不多相应于换能器指向性图  $\theta = 0$  的平面，则

$$RL_s = 10 \log \left( \frac{I_0}{r^4} s_s \frac{c\tau}{2} r \int_0^{2\pi} b(0, \varphi) b'(0, \varphi) d\varphi \right) \quad (1-4)$$

所以等价的理想指向性图的平面角为

$$\int_0^{2\pi} b(0, \varphi) b'(0, \varphi) d\varphi = \int_0^{\Phi} 1 \times 1 d\varphi = \Phi \quad (1-5)$$

因而

$$RL_s = 10 \log \left( \frac{I_0}{r^4} s_s \frac{c\tau}{2} r \Phi \right) \quad (1-6)$$

或

$$RL_s = SL - 40 \log r + S_s + 10 \log A \quad (1-7)$$

$$A = \frac{c\tau}{2} \Phi r$$

面积  $A$  等于处在理想束宽  $\Phi$  内散射强度为  $S_s$  的海底面积。图 1.1 中图示了一个向下的换能器接收混响面积为  $A$  的海底混响，换能器下方的  $P$  点是圆环的中心，在任意时刻只有宽度为  $\Phi r$ 、长度为  $\frac{c\tau}{2}$  的那部分  $A$  产生混响回波。 $S_s$  随入射声束与海底界面之间的夹角  $\theta$  而变。

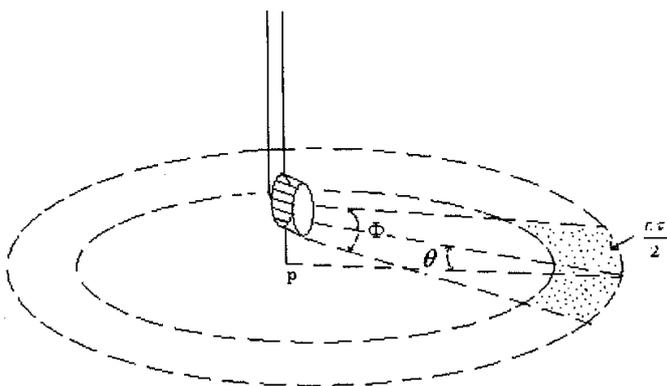


图 1.1 接收海底混响示意图

由式 (1-6) 式 (1-7) 可知，发射信号的脉宽越小、基阵束宽越窄、指向性越尖，则接收到的混响干扰就越小，信混比就越高，然而增加发射信号强度并不能提高信混比。提高信混比的物理途径只能是基阵的孔径要大，通频带要宽，发射信号是窄脉冲。另外，当海底地形或海底底质的不同时产生的混响强度也有所不同，且随着入射角度和频率的变化，混响的强度也随之变化，这些在文献[6]中均有详细。

### 1.3.2 混响信号特性分析<sup>[15]</sup>

#### 1. 混响的概率密度分布

一般的混响过程  $R(t)$  的离散模型可表示为:

$$R(t) = \sum_{i=1}^N f_i(t) \quad (1-8)$$

其中  $N$  是  $t$  时刻接收点接收的散射信号个数,  $f_i(t)$  是描述第  $i$  个散射元信号形成的一个函数,  $f_i(t)$  可表示为:

$$f_i(t) = \alpha_i \cdot \varphi(t_i) c(t - t_i, \varepsilon_i) \quad (1-9)$$

其中  $\alpha_i$  是表示第  $i$  个散射体散射性质的随机变量,  $\varphi(t_i)$  是描述信号在海水介质中传播时衰减情况的一个确定函数,  $c(t)$  是描述发射信号的一个函数,  $\varepsilon_i$  是元散射信号的形状所确定的随机变量, 一般情况  $\varepsilon_i$  可忽略。

把发射信号设为:

$$c(t) = a(t) \cdot \cos[\omega_0 t + \phi(t)] \quad (1-10)$$

把式(1-9)、(1-10)代入式(1-8):

$$R(t) = \sum_{i=1}^N \alpha_i \varphi(t_i) a(t - t_i) \cdot \cos[\omega_0(t - t_i) + \phi(t - t_i)] \quad (1-11)$$

其中  $\alpha_i$  作为表示第  $i$  个散射体散射性质的随机变量, 完全可以认为是相互独立的, 由中心极限定理, 可得出结论: 任一时刻的  $R(t)$  值应该服从高斯分布。而混响作为声纳主动工作方式下特有的现象, 应该属于“窄带信号处理”范畴, 联系随机信号分析理论, 可以得到如下结论<sup>[15]</sup>: 混响信号的包络应该服从瑞利分布, 相位服从均匀分布。

(1)、经典理论认为<sup>[15]</sup>, 混响瞬时值  $R(t)$  满足高斯分布规律:

$$f(R) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_R} \exp\left(-\frac{\mu_R^2}{2\sigma_R^2}\right) \quad R \in \mathbb{R} \quad (1-12)$$

式中： $\sigma_R^2$  混响信号瞬时值方差

$\mu_R$  混响信号瞬时值均值

(2)、经典理论认为<sup>[15]</sup>，混响信号的包络满足瑞利分布，在此将混响信号表示为准正弦信号：

$$R(t) = E(t) \cos[2\pi ft + \varphi(t)] \quad (1-13)$$

式中： $\varphi(t)$  混响信号的瞬时相位

$E(t)$  混响信号的包络

则混响信号包络分布的理论公式为：

$$f(E) = \frac{E}{\sigma_E^2} \exp\left(-\frac{E^2}{2\sigma_E^2}\right) \quad E \geq 0 \quad (1-14)$$

式中： $\sigma_E^2$  混响信号包络的方差

(3)、经典理论认为<sup>[15]</sup>，混响信号的瞬时相位满足均匀分布：

$$f(\varphi) = \frac{1}{2\pi} \quad -\pi \leq \varphi \leq \pi \quad (1-15)$$

## 2. 混响的相关特性

水声信道可以看作一声源与接收水听器之间的滤波器，它是一个时变、空变的复杂的随机滤波器，大量的海上测量表明，水下声信道可以看作“缓慢时变、空变的相干多途信道”。混响信道同样作为随机空变信道，研究其时间、空间的相关性，对于波形选择、混响信道特性分析、基阵设计、基阵的信混比增益都有重要的意义。

对于窄带随机信号，其相关特性主要表现在信号的包络变化上，一般以信号包络随时间起伏的快慢来表征信号的相关性。混响信号作为声纳主动工作方式下的特有现象，在发射信号为 CW 和窄带 LFM 脉冲的条件下，混响也可认为属于“窄带随机信号”范畴。

文献[15]给出了混响信号包络自相关函数的统一定义：

$$R_a(\tau) = \frac{\langle a(t)a(t+\tau) \rangle - \langle a(t) \rangle^2}{\langle a^2(t) \rangle - \langle a(t) \rangle^2} \quad (1-16)$$

式中： $a(t)$  混响信号包络

其中 $\langle \cdot \rangle$ 表示随机过程的统计平均，在各态历经条件下，用时间平均来代替统计平均。文献[15]给出了就混响信号包络自相关函数的详细理论推导与论述，就其结论性的东西总结一下：

(1)、对于发射正弦填充信号所引起的混响，其相关特性可以按发射信号包络的形状单值地确定。设发射的正弦填充信号为：

$$s(t) = a(t) \sin[\omega_0 t + \varphi(t)] \quad (1-17)$$

则其包络自相关函数为：

$$R_a(\tau) \approx \frac{1}{T} \left[ \int_{-\infty}^{+\infty} a(t)a(t+\tau)dt \right] \cos \omega_0 \tau \quad (1-18)$$

式中： $T$  发射信号脉冲宽度，ms 量级。

对于不同的包络形式有不同的时频分辨率，即 $\Delta f \cdot \Delta t \geq 1/4\pi$ ，因此相应信号的有效时宽就取决于相应的包络形状，等于 $T = k/\Delta f$ ，其中 $k$ 是不同形式包络所对应的时频宽度积常数。对于矩形包络的正弦填充信号，时频积为 $\Delta f \cdot \Delta t = 1$ ，所以有结论：矩形包络的正弦填充信号的自相关时间半径等于信号带宽的倒数，即信号的脉宽，即：

$$R_a(\tau) \approx (1 - |\tau|/T)^2 \quad |\tau| \leq T \quad (1-19)$$

(2)、对于发射线性调频脉冲信号时，混响信号包络自相关函数的一般表示式：

$$R_a(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} a(t)a(t+\tau) \cos\left[(\Delta\omega_M/2t_M)(2t\tau + \tau^2)\right] dt \quad (1-20)$$

其中 $\Delta\omega_M, t_M$ 分别表示频偏和频率变化速度的参量。当满足时频宽度的乘积远大于1的条件时，即 $\Delta\omega \cdot T \gg 1$ ，其中 $\Delta\omega, T$ 分别表示信号的带宽（即频偏）和脉宽。有结论：

$$R_a(\tau) \approx \frac{\sin(\Delta\omega_M \tau/2)}{\Delta\omega_M \tau/2} \quad (1-21)$$

可以证明，这时相应的混响包络的相关时间为：

$$\tau \approx k/\Delta\omega \quad (1-22)$$

其中 $k$ 是与调频律和包络形式有关常数。特别有当 $\Delta\omega \cdot T > 5$ 时，混响包络的

相关区间或混响信号相关函数的包络的区间为：

$$\tau \approx \pi / \Delta\omega_M \quad \text{或} \quad \tau \approx 1 / \Delta\omega_M \quad (1-23)$$

结论：混响瞬时值的自相关函数与信号自相关函数很接近；混响包络的时间相关半径与发射信号的带宽成反比。

## 1.4 论文工作内容介绍

本文以在浅海混浊水域探测沉底目标为背景，围绕沉底目标回波检测技术展开研究，研究内容具有很强的工程实用性。由于混响是检测沉底目标时的主要背景干扰，基于混响特性的分析，针对混响干扰的非平稳特性、强有色特性，提出一种次最佳的检测沉底目标回波的检测方法——分段预白化拷贝相关检测方法<sup>[1][2][4]</sup>。该方法通过分段预白化处理，使混响干扰转化为局部平稳的白噪声，然后与白化后的发射信号作拷贝相关，最后通过归一化及平方包络检波来检测目标回波。

本论文共由六章组成。第1章绪论主要介绍探测沉底目标的研究概况以及探测沉底目标的主要干扰——混响及其特性。第2章信号的广义似然比分段，讨论了采用GLR分段技术，把接收数据合理分段，使相邻两段是局部平稳的，即相邻两段的统计特性非常相似。第3章主要讨论了分段预白化处理方法，涉及到AR模型谱估计和构造FIR白化滤波器等。第4章推导了最佳检测器，最后将分段预白化处理方法和最佳检测器，以及波束形成和带通滤波等预处理方法，集成为沉底目标回波检测系统。第5章采用该检测方法处理松花湖实验数据，将处理结果与其它检测方法比较，验证了该方法的有效性及其良好的性能。根据对该检测方法及实验数据处理结果进行分析，总结出它优点和不足以及提出以后的研究重点和方向。

## 第 2 章 信号的广义似然比分段

本文提出的目标回波检测方法的主要思路是，将接收信号根据一定的分段原则分成若干段，使相邻两个信号段是局部平稳的，估计第  $k$  段数据的功率谱，进而利用该功率构造白化滤波器去白化第  $k+1$  段的信号，把问题转化为在白噪声中的信号检测问题，由此可见分段预白化处理的关键前提是如何合理的分段。本章将讨论如何将接收信号合理分成若干段，这里“合理”的意思是相邻两段信号是局部平稳的。下面介绍广义似然比（GLR, Generalized Likelihood Ratio）分段技术。

### 2.1 GLR 统计距离

GLR 分段技术是基于线性预测理论的一种计算两段信号的统计距离的测量技术，即对两段信号（检验信号和参考信号）建立 AR 模型进而估计 AR 模型的参数，再利用估计出来的 AR 模型的参数和信号的自协方差计算这两段信号的统计距离，来定量的判断这两段信号的统计特征的相似性。GLR 距离的定义如下<sup>[5]</sup>：

$$d_{GLR} = 2N \ln \sigma_p^2 - N(\ln \sigma_R^2 + \ln \sigma_S^2) \quad (2-1)$$

其中， $N$  是数据长度， $\sigma_R$ 、 $\sigma_S$  是参考信号方差和检验信号方差， $\sigma_p$  是联合方差。详细推导如下：

设有两离散时间序列  $x_R$ （参考信号）、 $x_S$ （校验信号），长度均为  $N$ 。两者相互独立，则对应它们的自回归模型为：

$$\sum_{i=0}^p a_{Ri} x_R(k-i) = \sigma_R u_R(k) \quad (2-2)$$

$$\sum_{j=0}^p a_{Sj} x_S(k-j) = \sigma_S u_S(k) \quad (2-3)$$

$a_R$  和  $a_S$  是 AR 模型的参数向量， $p$  是 AR 模型的阶数， $u_R$ 、 $u_S$  是正态分布

的随即过程。  $x_S$  和  $x_R$  的协方差矩阵分别为：

$$C_R = \begin{bmatrix} c_{R00} & c_{R01} & c_{R02} & \cdots & c_{R0p} \\ c_{R10} & c_{R11} & c_{R12} & \cdots & c_{R1p} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ c_{Rp0} & c_{Rp1} & c_{Rp2} & \cdots & c_{Rpp} \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

$$C_S = \begin{bmatrix} c_{S00} & c_{S01} & c_{S02} & \cdots & c_{S0p} \\ c_{S10} & c_{S11} & c_{S12} & \cdots & c_{S1p} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ c_{Sp0} & c_{Sp1} & c_{Sp2} & \cdots & c_{Spp} \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

$$\text{其中, } c_{Rij} = \frac{1}{N-p} \sum_{k=p+1}^N x_R(k-i)x_R(k-j) \quad i, j = 0, 1, 2, \dots, p \quad (2-6)$$

$$c_{Sij} = \frac{1}{N-p} \sum_{k=p+1}^N x_S(k-i)x_S(k-j) \quad i, j = 0, 1, 2, \dots, p \quad (2-7)$$

$x_S$  和  $x_R$  的联合似然函数为：

$$l = (\sigma_R \sqrt{2\pi})^{-N'} (\sigma_S \sqrt{2\pi})^{-N'} \exp\left(-\frac{N'}{2\sigma_R^2} a_R^T c_R a_R - \frac{N'}{2\sigma_S^2} a_S^T c_S a_S\right) \quad (2-8)$$

其中  $N' = N - p$ ，记  $l_1$  为任意参数设定时的最大似然度，则  $l_1$  可用下式确定：

$$l_1 = (\sigma_R \sqrt{2\pi})^{-N'} (\sigma_S \sqrt{2\pi})^{-N'} \exp(-N') \quad (2-9)$$

设  $l_0$  为两段自回归信号完全相同时，即  $a_R = a_S$ ， $\sigma_R = \sigma_S$  时的最大似然度，

则  $l_0$  可用下式确定：

$$l_0 = (\sigma_p \sqrt{2\pi})^{-2N'} \exp(-N) \quad (2-10)$$

其中  $\sigma_p^2 = a^T c_p a$ ,  $c_p$  为联合的协方差矩阵, 有下面公式给出:

$$c_p = (N' c_R + N' c_S) / (2N) \quad (2-11)$$

最大似然比由下式给出:

$$\lambda = \frac{l_0}{l_1} = \sigma_p^{-2N'} - \sigma_R^{N'} \sigma_S^{N'} \quad (2-12)$$

定义两段信号 (参考信号和检验信号) 的统计距离测度为:

$$d = -2 \ln \lambda \quad (2-13)$$

把式 (2-12) 代入 (2-13) 得:

$$d = 2N' \ln \sigma_p^2 - (N' \ln \sigma_R^2 + N' \ln \sigma_S^2) \quad (2-14)$$

式 (2-14) 就是 GLR 统计距离的计算公式。当  $d=0$  时表示两个信号完全相同,  $d$  值很小时表示两个信号的统计特性相似, 反之  $d$  值很大时表示两个信号的统计特性差异很大。

## 2.2 GLR 统计距离的计算<sup>[5]</sup>

由定义和推导过程可知, 要想得到两段信号的统计距离  $d$  值必须先求得  $\sigma_S$ 、 $\sigma_R$  的估计值, 而要想估计  $\sigma_S$ 、 $\sigma_R$  则需要知道两段信号的协方差  $C_R$ 、 $C_S$  以及 AR 模型的参数向量  $a_R$  和  $a_S$  以及阶数  $p$ 。协方差  $C_R$ 、 $C_S$  可由式 (2-6)、式 (2-7)、式 (2-4)、式 (2-5) 求得。由文献 [5] 知,  $p$  值的大小对计算结果影响不大, 因此为了节省计算时间和减小计算量可以适当取  $p$  值小一些 (如  $p=2$ )。AR 模型的参数向量  $a_R$  和  $a_S$  由下面的方法求得<sup>[5]</sup>:

$$\text{AR 模型为:} \quad \sum_{i=0}^p a_i x(k-i) = \sigma u(k) \quad (2-15)$$

$$\text{设} \quad \beta = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ a_p \end{bmatrix}, \quad \alpha = \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ a_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ \beta \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

$$C \text{ 为 } x(k) \text{ 的协方差矩阵, 即 } C = \begin{bmatrix} c_{00} & c_{01} & c_{02} & \cdots & c_{0p} \\ c_{10} & c_{11} & c_{12} & \cdots & c_{1p} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ c_{p0} & c_{p1} & c_{p2} & \cdots & c_{pp} \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

$$\text{其中, } c_{ij} = \frac{1}{N-p} \sum_{k=p+1}^N x(k-i)x(k-j) \quad i, j = 0, 1, 2, \dots, p \quad (2-18)$$

$$C = \left[ \begin{array}{c|ccc} c_{00} & c_{01} & \cdots & c_{0p} \\ \hline d & & D & \end{array} \right], \text{ 即 } d = \begin{bmatrix} c_{10} \\ c_{20} \\ \vdots \\ c_{p0} \end{bmatrix}, \quad D = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & \cdots & c_{1p} \\ c_{21} & c_{22} & \cdots & c_{2p} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ c_{p1} & c_{p2} & \cdots & c_{pp} \end{bmatrix}$$

由于在矩阵论中早已证明下式成立:

$$\beta = -D^{-1}d \quad (2-19)$$

整理得计算统计距离  $d_{GLR}$  的算法如下:

1. 分别求出参考信号和校验信号的协方差矩阵  $C_R$ 、 $C_S$ 。
2. 分别取子矩阵  $d_R$ 、 $d_S$ 、 $D_R$ 、 $D_S$  求得  $\beta_R = -D_R^{-1}d_R$  和  $\beta_S = -D_S^{-1}d_S$ ,

$$\text{从而得到 AR 参数向量 } \alpha_R = \begin{bmatrix} 1 \\ \beta_R \end{bmatrix}, \quad \alpha_S = \begin{bmatrix} 1 \\ \beta_S \end{bmatrix}。$$

3. 计算  $\sigma_R^2 = \alpha_R^T C_R \alpha_R$ ,  $\sigma_S^2 = \alpha_S^T C_S \alpha_S$ 。
4. 由  $C_p = (N' C_R + N' C_S) / 2N'$  可计算联合协方差矩阵, 得到  $\sigma_p^2 = \alpha_R^T C_p \alpha_R$ , 其中  $\alpha_R$  为参考信号的 AR 模型参数。
5. 计算 GLR 的统计距离,  $d_{GLR} = 2N' \ln \sigma_p^2 - N(\ln \sigma_R^2 + \ln \sigma_S^2)$ 。

### 2.3 GLR 分段

对实际混响信号数据 (长度 100ms) 分段, 分段长度等于发射信号的长度 (2.5ms), 计算出每相邻两段的统计距离  $d_{GLR}$ 。

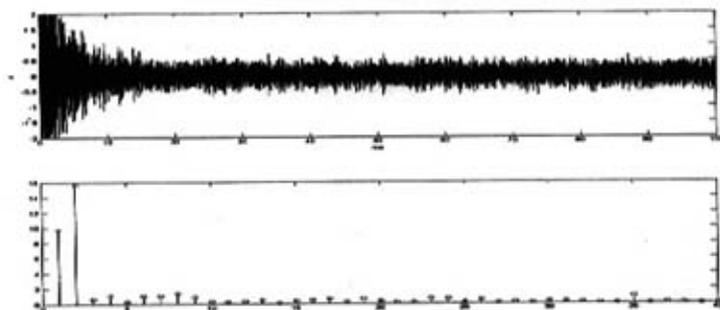


图 2.1 对混响信号数据分段，并计算分段后相邻两段的 GLR 统计距离。由上图可知，GLR 分段后，混响干扰数据共分成了 40 段，前三段信号的统计距离很大，说明他们的统计特性差异很大，而后面的各段之间的  $d_{GLR}$  值均小于 2，所以相邻两段之间基本符合准平稳化假设，即可以认为相邻两段之间是平稳的。如果 GLR 分段后每两段之间的  $d_{GLR}$  值都很大，则需要改变检验窗或参考窗的长度，直到每两段之间的  $d_{GLR}$  值小于设定的门限值（不一定每个  $d_{GLR}$  值都小于门限值，只要他们的平均值  $d = \frac{1}{N-1} \sum_i d_{GLR_i}$  小于门限值就可以了）。但要注意，改变窗的长度时还要考虑回波信号的完整性，即不要把回波信号分到两段里，例如我们可以采用 1/2 重叠分段。由于分段与预白化处理关系紧密，所以本文中采用 GLR 分段技术对混响信号分段的具体方法将在下一章中详细讨论。

## 2.4 本章小结

采用 GLR 分段技术，合理的对混响数据进行分段局部平稳化，即分段后相邻两段数据可认为是平稳的，为构造白化滤波器铺平了道路。

## 第 3 章 预白化处理

前一章对混响信号进行了 GLR 分段处理, 相邻两段混响信号之间是局部平稳的, 从而就可以对每段信号建模, 利用 AR 模型谱估计方法估计出第  $k$  段信号的谱, 进而构造白化滤波器对第  $k+1$  段信号进行预白化处理, 把有色背景噪声转化为白噪声, 最后与白化后的发射信号作互相关处理, 达到目标回波检测的目的。所以预白化处理是本检测方法的关键。本章分 2 部分: 一采用 AR 模型谱估计方法估计功率谱, 二构造白化滤波器进行预白化处理。

### 3.1 AR 模型谱估计

#### 3.1.1 AR 模型谱估计

由文献[9][17]可知, AR 模型为

$$x(n) = -\sum_{k=0}^p a_k x(n-k) + u(n) \quad (3-1)$$

则 AR 功率谱为

$$S_x(\omega) = \frac{\sigma^2}{|A(e^{j\omega})|^2} \quad (3-2)$$

令  $z = e^{j\omega}$ , 并将式 (3-2) 写成

$$S_x(z) = \frac{\sigma^2}{A(z)A(z^{-1})} = \frac{|B(z)|^2}{|A(z)|^2} \sigma^2 \quad (3-3)$$

注意到,  $A(z)A(z^{-1}) = \sum_{i=0}^p \sum_{j=0}^p a_i a_j z^{-i+j} = |1 + \sum_{i=1}^p a_i z^{-i}|^2$ , (其中  $a_0 = 1$ )。

这样 AR 谱可由下式构成

$$S_x(z) = \frac{\sigma^2}{|1 + \sum_{i=1}^p a_i z^{-i}|^2} \Big|_{z=e^{j\omega}} \quad (3-4)$$

显然，只要将自回归参数  $a_i (i=1,2,\dots,p)$  求出可得到 AR 信号模型的功率谱。

为求得 AR 信号模型的参数  $a_i (i=1,2,\dots,p)$ ，可用  $x^*(n-m)$  乘式 (3-1) 两边，并取数学期望值，得

$$R_x(m) = -\sum_{k=1}^p a_k R_x(m-k) \quad (3-5)$$

取  $m=1,\dots,p$  将式(3-4)写成矩阵形式，得

$$\begin{bmatrix} R_x(0) & R_x(-1) & \cdots & R_x(-p+1) \\ R_x(1) & R_x(0) & \cdots & R_x(-p+2) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ R_x(p-1) & R_x(-p-2) & \cdots & R_x(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_p \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} R_x(1) \\ R_x(2) \\ \vdots \\ R_x(p) \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

式 (3-6) 叫做尤拉-沃克 (Yule-Walk) 方程，是仅与 AR 参数有关的线性方程组。实际应用中，真实自相关函数是不知道的，只能由有限个采样数据序列  $x(n)$  来估计。如果用自相关函数的估计值来代替上面方程中的自相关函数求解上式可得 AR 参数估值  $\hat{a}_k, k=1,2,\dots,p$ 。

### 3.1.2 AR 模型参数的计算

AR 模型谱估计的核心问题是求解尤拉-沃克方程中的各参数。求解参数  $a_k$  是很困难的，因为这要进行矩阵求逆运算，当矩阵维数比较大时，其运算很麻烦，并且阶数每增加一阶，矩阵增加一维，需要全部重新计算。莱文森 (Levinson) 递推算法对尤拉-沃克方程提供了一种高效算法。下面详细介绍莱文森递推算法<sup>[8] [9]</sup>。

莱文森递推算法可递推求解尤拉-沃克方程中的各参数，即  $M$  阶的参数可由  $M-1$  阶递推求得。在介绍算法前，先简要介绍一下预测滤波器和预测误

差滤波器。

AR 模型谱估计实际上是参数模型的辨识问题。这个问题和线性预测理论紧密相连。所谓预测是由随即序列  $x(n)$  过去和现在的  $M$  个值来预测下一个取样值  $x(n+1)$ 。此时预测的估值可表示为

$$\hat{x}(n+1) = -\sum_{k=1}^M a_k^{(M)} x(n+1-k) \quad (3-7)$$

必须合理的选择系数  $a_k^{(M)}$  的值，是预测均方误差达到最小值。系数  $a_k^{(M)}$  确定了一个  $M$  阶 FIR 数字滤波器，称为数字预测滤波器，如图 3.1 所示。可知误差为

$$e(n) = x(n) - \hat{x}(n) = \sum_{k=1}^M a_k^{(M)} x(n-k) \quad (3-8)$$

式中  $a_0^{(M)} = 1$ 。使预测均方误差达到最小，即令误差功率  $P$  为最小

$$P = E[e(n)^2] = E[(x(n) - \hat{x}(n))^2] \quad (3-9)$$

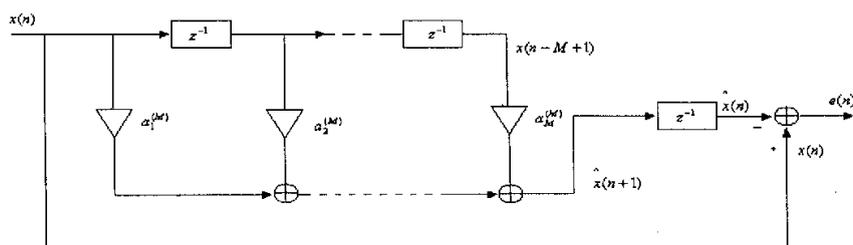


图 3.1 数字预测误差滤波器

根据正交原理，估值均方误差达到最小的条件是误差与输入数据列  $x(n-m)$  正交，即满足

$$E[e(n)x(n-m)] = E[(x(n) - \hat{x}(n))x(n-m)] = 0 \quad m = 1, 2, \dots, M$$

或写作

$$R_x = -\sum_{k=1}^M a_k^{(M)} R(m-k) \quad m=1,2,\dots,M$$

将上式写成矩阵的形式

$$\begin{bmatrix} R_x(0) & R_x(1) & \cdots & R_x(M-1) \\ R_x(1) & R_x(0) & \cdots & R_x(M-2) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ R_x(M-1) & R_x(M-2) & \cdots & R_x(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -a_1^{(M)} \\ -a_2^{(M)} \\ \vdots \\ -a_M^{(M)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_x(1) \\ R_x(2) \\ \vdots \\ R_x(M) \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

最小预测误差功率为

$$\begin{aligned} P_{\min}^{(M)} &= \sigma_p^2 = E[|e(n)|^2] = E[e(n)(x(n) + \sum_{k=1}^M a_k^{(M)} R(n-k))^*] \\ &= E[e(n)x^*(n)] = E[(x(n) + \sum_{k=1}^M a_k^{(M)} R(n-k))x^*(n)] \\ &= R_x(0) + a_1^{(M)} R_x(1) + a_2^{(M)} R_x(2) + \cdots + a_M^{(M)} R_x(M) \end{aligned} \quad (3-11)$$

这里  $P_{\min}^{(M)}$  的上标  $M$  是  $M$  阶预测误差滤波器的最小预测误差功率。将方程

(3-10) 左边移到右边，合并整理后得

$$\begin{bmatrix} R_x(1) & R_x(1) & \cdots & R_x(M) \\ R_x(2) & R_x(0) & \cdots & R_x(M-1) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ R_x(M) & R_x(M-1) & \cdots & R_x(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ -a_1^{(M)} \\ \vdots \\ -a_M^{(M)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

把式 (3-11) 代入，即添一行，得出

$$\begin{bmatrix} R_x(0) & R_x(1) & R_x(2) & \cdots & R_x(M) \\ R_x(1) & R_x(0) & R_x(1) & \cdots & R_x(M-1) \\ R_x(2) & R_x(1) & R_x(0) & \cdots & R_x(M-2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ R_x(M) & R_x(M-1) & R_x(M-2) & \cdots & R_x(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_1^{(M)} \\ a_2^{(M)} \\ \vdots \\ a_M^{(M)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{\min}^{(M)} \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-13)$$

或写成

$$\sum_{k=0}^M a_k^{(M)} R_x(m-k) = \begin{cases} P_{\min}^{(M)} & m=0 \\ 0 & m=1,2,\dots,M \end{cases} \quad (3-14)$$

式中  $a_0^{(M)} = 1$ 。式 (3-13) 或式 (3-14) 是预测误差滤波器方程式。

下面根据预测误差滤波器的概念来详细讨论莱文森递推算法。对于  $M-1$  阶的预测误差滤波器可以用  $M$  个方程来表示

$$\sum_{k=0}^{M-1} a_k^{(M-1)} R_x(m-k) = \begin{cases} P_{\min}^{(M-1)} & m=0 \\ 0 & m=1,2,\dots,M-1 \end{cases} \quad (3-15)$$

上式的矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} R_x(0) & R_x(-1) & R_x(-2) & \cdots & R_x(1-M) \\ R_x(1) & R_x(0) & R_x(-1) & \cdots & R_x(2-M) \\ R_x(2) & R_x(1) & R_x(0) & \cdots & R_x(3-M) \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ R_x(M-1) & R_x(M-2) & R_x(M-3) & \cdots & R_x(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_1^{(M-1)} \\ a_2^{(M-1)} \\ \vdots \\ a_{M-1}^{(M-1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{\min}^{(M-1)} \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-16)$$

此式通常称为前向预测误差滤波器方程。

为得出递推算法，对式 (3-16) 进行如下三次运算。

- (1) 在式 (3-15) 两边取复共轭，并注意到  $P_{\min}^{(M-1)}$  是正实数，且

$$R_x^*(m) = R_x(-m)。$$

- (2) 用  $M-1-k$  代替原式中的  $k$ ，则得到

$$R_x(m-(M-1-k)) = R_x(k-(M-1-m))$$

- (3) 用  $m$  代替  $M-1-m$ ，于是上式变成

$$R_x(k-(M-1-k)) = R_x(k-m) = R_x(m-k)$$

这表明经过两次代换后，自相关函数仍等于原值不变。在此情况下，由式 (3-15) 得到

$$\sum_{k=0}^{M-1} a_{M-1-k}^{(M-1)} R_x(m-k) = \begin{cases} P_{\min}^{(M-1)} & m=M-1 \\ 0 & m=M-2, M-3, \dots, 0 \end{cases} \quad (3-17)$$

将上式写成矩阵形式

$$\begin{bmatrix} R_x(0) & R_x(-1) & \cdots & R_x(1-M) \\ R_x(1) & R_x(0) & \cdots & R_x(2-M) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ R_x(M-1) & R_x(M-2) & \cdots & R_x(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -a_{M-1}^{*(M-1)} \\ -a_{M-2}^{*(M-1)} \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ P_{\min}^{(M-1)} \end{bmatrix} \quad (3-18)$$

此式通常称为后向预测误差滤波器方程。由式 (3-16) 和式 (3-18) 可见，

两相关矩阵是相同的。因此可将式 (3-16) 和式 (3-18) 进行组合得到高一阶的 ( $M$ ) 阶的方程组, 其形式如下

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} R_x(0) & R_x(-1) & \cdots & R_x(1-M) & R_x(-M) \\ R_x(1) & R_x(0) & \cdots & R_x(2-M) & R_x(1-M) \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ R_x(M-1) & R_x(M-2) & \cdots & R_x(0) & R_x(-1) \\ R_x(M) & R_x(M-1) & \cdots & R_x(1) & R_x(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_1^{(M-1)} \\ \vdots \\ a_{M-1}^{(M-1)} \\ 0 \end{bmatrix} + \rho_M \begin{bmatrix} 0 \\ a_{M-1}^{*(M-1)} \\ \vdots \\ a_1^{*(M-1)} \\ 1 \end{bmatrix} \\
 & = \begin{bmatrix} P_{\min}^{(M-1)} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \Delta M \end{bmatrix} + \rho_M \begin{bmatrix} \Delta M^* \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ P_{\min}^{(M-1)} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3-19}$$

由式中明显可见

$$\Delta M = R_x(M) + a_1^{M-1} R_x(M-1) + \cdots + a_{M-1}^{(M-1)} R_x(1)$$

$$\Delta M^* = R_x(-1) a_{M-1}^{*(M-1)} + \cdots + a_1^{(M-1)} R_x(1-M) + R_x(-M)$$

另一方面相应的  $M$  阶预测误差滤波器方程为下面的形式

$$\begin{bmatrix} R_x(0) & R_x(-1) & R_x(-2) & \cdots & R_x(-M) \\ R_x(1) & R_x(0) & R_x(-1) & \cdots & R_x(1-M) \\ R_x(2) & R_x(1) & R_x(0) & \cdots & R_x(2-M) \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ R_x(M) & R_x(M-1) & R_x(M-2) & \cdots & R_x(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_1^{(M)} \\ a_2^{(M)} \\ \vdots \\ a_M^{(M)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{\min}^{(M)} \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3-20}$$

比较式 (3-19) 式和式 (3-20) 可把  $M$  阶预测误差滤波器的系数用 ( $M-1$ ) 阶滤波器的系数来表示

$$a_m^{(M)} = a_m^{(M-1)} + \rho_M a_{M-m}^{*(M-1)} \quad m = 0, 1, 2, \cdots, M \tag{3-21}$$

$$P_{\min}^{(M)} = P_{\min}^{(M-1)} + \rho_M \Delta M^* \tag{3-22}$$

$$\Delta M + \rho_M P_{\min}^{(M-1)} = 0 \tag{3-23}$$

和

$$a_m^{(M)} = \begin{cases} 1 & m = 0 \\ \rho_M & m = M \\ 0 & m > M \end{cases}$$

式 (3-21) 称为莱文森递推公式。如果求出了  $\rho_M$  值后, 便可利用式 (3-21) 从  $M-1$  阶预测误差滤波器的自回归参数递推求出  $M$  阶预测误差滤波器的参数。

由式 (3-23) 可导出  $P_M > 0$  的解, 对该式两边取复共轭得  $\Delta M^* = -\rho_M P_{\min}^{(M-1)}$ , 把这一关系代入式 (3-22) 可得预测误差功率的如下递推公式

$$P_{\min}^{(M)} = P_{\min}^{(M-1)}(1 - |\rho_M|^2) \quad (3-24)$$

为了保证  $P_{\min}^{(M)} > 0$ , 必须使  $|\rho_M| \leq 1$ 。在此条件下, 由式 (3-24) 可知  $P_{\min}^{(M)} \leq P_{\min}^{(M-1)}$ , 说明随着预测误差滤波器阶数的增高, 预测误差功率将随之减小或保持不变。参数  $\rho_M$  称为反射系数, 其物理意义为相当于功率传输到终端不匹配的电阻的二端网络所引起的功率反射程度,  $\rho_M$  有时也称为局部相关系数。可以证明  $|\rho_M| < 1$  也是使系统函数为  $A(z)$  的预测误差滤波器稳定的充要条件。

式 (3-21) 和式 (3-24) 是确定预测误差滤波器全部参数的两个有用的递推公式, 显而易见的, 在上面的递推公式中, 如果输入随机信号序列是复值序列时, 则预测误差滤波器系数也是复值序列。莱文森递推算法是从  $m = 0$  的零阶预测误差滤波器开始的, 然后每递推运算一步, 就给  $m$  值增加 1, 依次递推, 直算到规定的  $M$  值为止。现将用莱文森递推公式求解尤拉-沃克方程的步骤总结如下:

- (1) 估计时间序列  $x(n)$  (假设均值为零) 的自相关函数

$$R_x(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-|m|} x(n)x(n+|m|) \quad m = 1, 2, \dots, M$$

式中当  $n > N$  时,  $x(n) = 0$ 。

- (2) 求系数  $\rho_M$  和  $a_m^{(M)}$  据式 (3-23) 从第  $M-1$  阶计算结果, 递推出  $\rho_M$ ,

再根据莱文森递推公式式 (3-21) 由  $M-1$  次递推结果, 求出全部  $M$  阶系数。

- (3) 确定  $P_{\min}^{(M)}$  可据式 (3-20) 第一行计算, 或据 (3-22) 式递推加以计算。根据莱文森递推算法, 在递推计算系数  $a_m^{(M)}$  及  $P_{\min}^{(M)}$  时, 由

$$\text{式 (3-20) 取 } R_x(0) = P_{\min}^0 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x^2(n)$$

- (4) 把最终递推的结果误差功率  $P_{\min}^{(M)}$ , AR 模型参数  $a_m^{(M)}$  代入式 (3-4) 中得到 AR 模型功率谱  $S_x(e^{j\omega})$ 。

### 3.1.3 AR 模型谱估计阶数的确定

前面讨论了 AR 模型谱估计的公式以及谱估计的计算, 即 AR 模型参数的计算, 但是还没有说明 AR 模型的阶数是如何确定的。由于被测信号的极点未知, 因此模型的阶数不是先验的。阶数  $M$  估计的太小, 对给定记录长度  $N$  的序列不能给出足够的分辨率。阶数  $M$  估计的太大时, 会产生极具震荡的结果, 这是所得的谱估计具有虚假的细节。在低噪声时, AR 模型的阶数过分大, 将会发生谱分裂现象。因此, 为了消除谱线分裂, 提高谱估计的分辨率, 必须正确选择模型的阶数。

70 年代以前, 阶数  $M$  的确定包含主观推测的因素, 1969 年 Akaike 提出了最终预测误差(PE)定阶准则。1974 年他又提出信息论准则(AIC)。1976 年 Parzen 提出自回归传递函数准则(CAT)后, 阶数判决才有了客观标准, 避免了主观推测因素。

试验结果表明, 当信噪比较高时, 上述三种方法确定的阶数  $M$  基本一致, 可以给出交佳的  $M$  值。但信噪比较低时, 三种方法的结果不同, 他们给出的  $M$  值一般偏低, 其中以最终预测误差(PE)定阶准则较为准确。

因此, 本文采用最终预测误差(PE)定阶准则<sup>[8]</sup>来确定 AR 模型的阶数。在零均值的情况下, Akaike 给出一个使  $FPE(M)$  取最小的估值公式如下

$$FPE(M) = \frac{N+M+1}{N-M-1} P^{(M)} \quad (3-25)$$

式中  $M$  为 AR 模型的阶数,  $N$  为信号的取样点数,  $P^{(M)}$  为预测误差功率。  $P^{(M)}$  随  $M$  增大而减小, 而  $(N+M+1)/(N-M-1)$  随着  $M$  的增大而增大, 故  $FPE(M)$  将在某个  $M = M_{opt}$  处达到最小值, 此  $M_{opt}$  就作为  $FPE(M)$  准则所得到的 AR 模型的最佳阶数。如果在模型估值之前, 未取掉过程的均值, 则

$$FPE(M) = \frac{N+M}{N-M} P^{(M)} \quad (3-26)$$

总结: 通过这一节的讨论, 把分段后的数据进行 AR 建模, 然后对建模后的数据进行 AR 模型功率谱估计。AR 模型谱计的关键是求解尤拉沃克方程得到 AR 模型的参数, 介绍了莱文森递推算法, 该算法可以很快捷的求解 AR 模型参数。最后, 采用最终预测误差(PE)定阶准则确定 AR 模型阶数。

## 3.2 预白化滤波器设计及实现

### 3.2.1 FIR 数字滤波器<sup>[8]</sup>

在设计白化滤波器之前, 简要介绍一下 FIR 数字滤波器。滤波器可分为模拟滤波器和数字滤波器。数字滤波器在实现上又可分为有限冲激响应滤波器 (FIR 滤波器) 和无限冲激响应滤波器 (IIR 滤波器)。IIR 滤波器的最大优点是可取得非常好的通带与阻带的衰减, 还可以得到准确地通带与阻带边缘频率, 而且滤波时需要的计算量少。缺点是不具有线性相位, 且存在稳定性问题。

FIR 滤波器的数学描述是

$$y(n) = \sum_{i=0}^p a_i x(n-i) \quad (\text{其中 } a_0 = 1)$$

FIR 滤波器的结构如图 3.2 所示

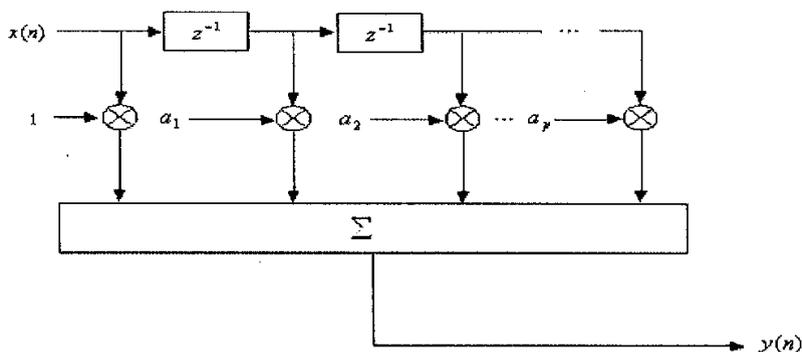


图 3.2 FIR 滤波器的结构

因为在分段白化滤波时白化滤波器是时变的，FIR 滤波器的最大优点是线性相位且不存在稳定性问题，所以在本论文中采用 FIR 滤波器作为白化滤波器。

### 3.2.2 预白化滤波器设计

若使色噪声转化为白噪声，只需乘上其功率谱有理分式的倒数即可，如要使功率谱为  $P(\omega) = \frac{\sigma^2}{S(\omega)}$ （其中  $\sigma^2$  为常数）的色噪声转化为白噪声

$P_0(\omega) = \sigma^2$ ，只需使  $P_0(\omega) = P(\omega)S(\omega) = \frac{\sigma^2}{S(\omega)}S(\omega) = \sigma^2$ ，也就是使该段信号

（噪声）通过一线性系统，该线性系统的传递函数  $H(\omega)$  满足

$S(\omega) = H(\omega)H^*(\omega)$  的条件。因此，由式 (3-4) 式可知

$$S_x(z) = \frac{\sigma^2}{|1 + \sum_{i=1}^p a_i z^{-i}|^2} \Big|_{z=e^{j\omega}} = \frac{\sigma^2}{(1 + \sum_{i=1}^p a_i z^{-i})(1 + \sum_{i=1}^p a_i z^{-i})^*} \quad (3-27)$$

则，白化滤波器的系统函数为

$$H(z) = \left(1 + \sum_{i=1}^p a_i z^{-i}\right) \Big|_{z=e^{j\omega}} \quad (3-28)$$

时域上用差分方程表示为

$$y(n) = \sum_{i=0}^p a_i x(n-i) \quad (\text{其中 } a_0 = 1) \quad (3-29)$$

该系统是一个 FIR 系统或 FIR 滤波器，在这里系统和滤波器的含意是等效的。由式 (3-28) 或式 (3-29) 可知，该白化滤波器（FIR 滤波器）的抽头系数正好是 AR 模型谱估计的参数，阶数也是谱估计中最终预测误差(PE)定阶准则确定的。由于 FIR 滤波器是全零点系统，因此 FIR 滤波器理论上是永远稳定的稳定。

### 3.2.3 预白化滤波器的实现

根据实际情况，考虑到目标回波的完整性，实际分段长度为发射信号长度的 2 倍且考虑 1/2 重叠，如图 3.3 所示意。平均 GLR 距离  $d_{GLR} < 0.2$ ，可见分段合理。

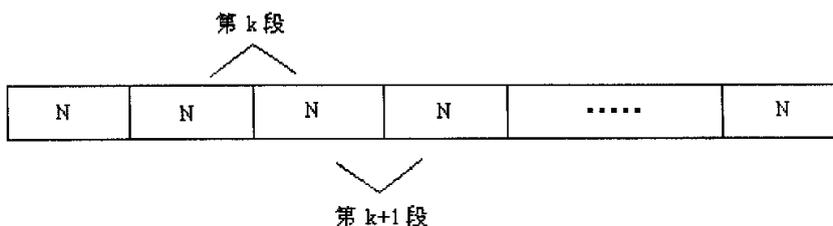


图 3.3 分段长度为发射信号长度的 2 倍且 1/2 重叠分段示意图

预白化滤波器的工作过程是，对第  $k$  段数据建立 AR 模型，计算功率谱得到模型参数  $a_k$  和阶数  $p$ ，构造预白化滤波器，对第  $k+1$  段数据进行预白化处理，把色噪声转化为白噪声。整个预白化滤波过程框图如图 3.4 所示。

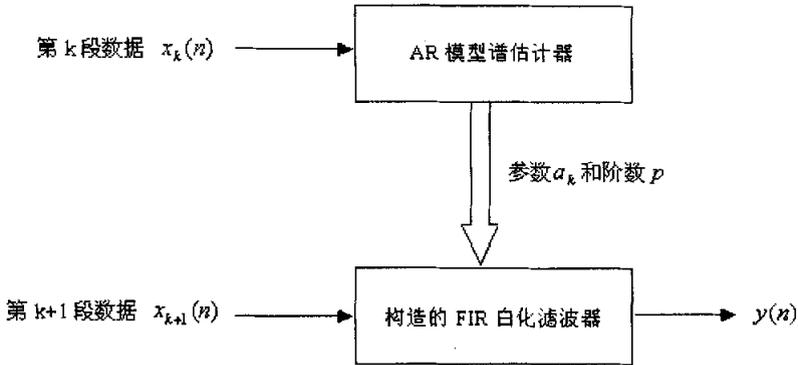


图 3.4 预白化处理过程框图

### 3.2.4 预白化处理

前面已经讨论了预白化处理的目、原理和实现方法。现在通过实实验证该分段预白化方法的可行性和有效性。取湖试试验中采集的混响数据的一段（3 倍发射信号的长度,7500 个数据点）如图 3.5，将其分成 2 段，分段长度为发射信号长度的 2 倍且考虑 1/2 重叠。采用分段白化处理方法用根据第一段信号的功率谱构造的白化滤波器对第二段信号进行白化处理。比较白化前后信号的功率谱如图 3.6、图 3.7 所示。可见，利用相邻段的谱特征构造白化滤波器进行白化处理是可行并且是有效的。这种预白化的方法的优点是无需知道混响干扰的先验知识，可即时的构造白化滤波器进行预白化处理。

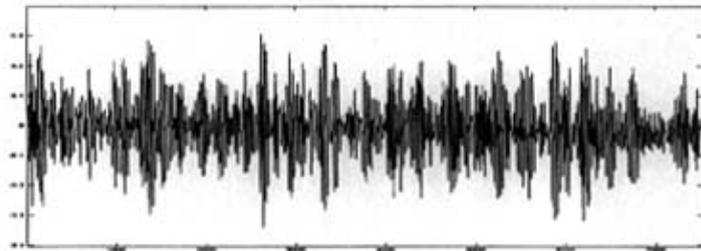


图 3.5 一段湖试试验中采集的混响数据

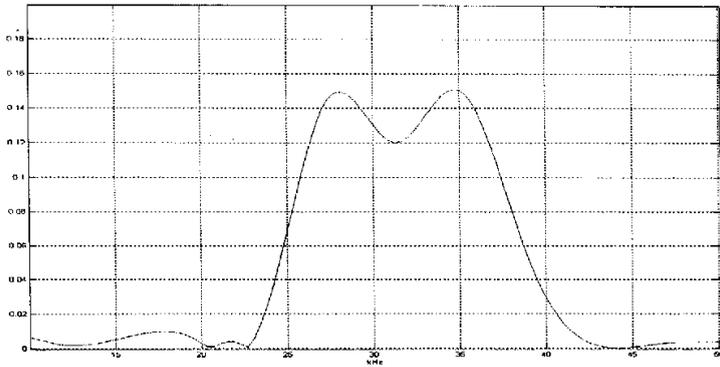


图 3.6 白化前第二段信号的功率谱

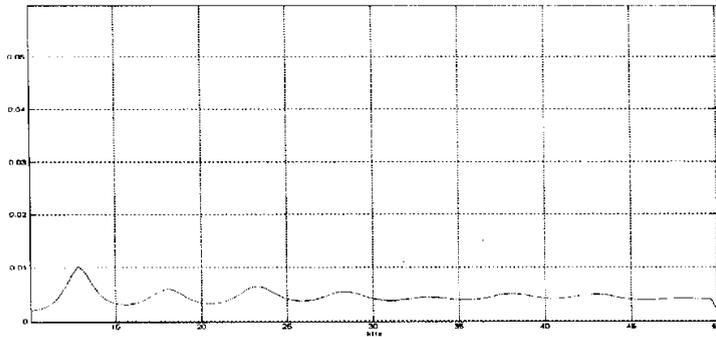


图 3.7 白化后第二段信号的功率谱

### 3.3 本章小结

本章主要讨论了分段预白化滤波的工作原理，即先估计第  $k$  段功率谱，然后根据第  $k$  段功率谱构造白化滤波器对  $k+1$  段进行白化处理。详细讨论了如何利用 AR 模型谱估计去估计样本点有限数据的功率谱，并采用 Levinson 算法计算 AR 模型参数，采用最终预测误差(PE)定阶准则确定 AR 模型阶数。构造预白化 FIR 数字滤波器。总结得到分段白化滤波处理框图。最后，采用该白化滤波器对一段实测混响数据进行处理，验证了分段预白化滤波的有效性和可行性。

## 第 4 章 目标回波检测

### 4.1 最佳目标回波检测器的设计

由于是检测每段信号中是否有目标回波，因此属于二元假设问题，所以设没有目标回波时的假设为  $H_0$ ，有目标回波时的假设为  $H_1$ ，即

$$\begin{aligned} H_0: x(t) &= b(t) + n(t) \\ H_1: x(t) &= s(t) + b(t) + n(t) \end{aligned} \quad (4-1)$$

其中， $x(t)$  是分段后的数据段， $s(t)$  是目标回波， $b(t)$  混响干扰， $n(t)$  背景噪声。经过预白化处理后，有

$$\begin{aligned} H_0: x'(t) &= n'(t) \\ H_1: x'(t) &= s'(t) + n'(t) \end{aligned} \quad (4-2)$$

其中， $x'(t)$  是白化后的数据段， $s'(t)$  是白化后的发射信号， $n'(t)$  是白化处理后得到的白噪声，在这里认为  $n'(t)$  是高斯分布的随机过程。

采用 Neyman-Pearson(NP) 准则，即固定虚警概率  $p_{FA}$ ，使检测概率  $P_D$  最大。设

$$L(x) = \frac{p(x; H_1)}{p(x; H_0)} \quad (4-3)$$

其中  $x = [x(0), x(1), \dots, x(N-1)]$ ，数据长度为  $N$ 。由于

$$p(x; H_1) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{\frac{N}{2}}} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{n=0}^{N-1} (x'(n) - s'(n))^2\right] \quad (4-4)$$

$$p(x; H_0) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{\frac{N}{2}}} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{n=0}^{N-1} x'^2(n)\right] \quad (4-5)$$

有

$$L(x) = \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \left(\sum_{n=0}^{N-1} (x'(n) - s'(n))^2 - \sum_{n=0}^{N-1} x'^2(n)\right)\right] > \gamma \quad (4-6)$$

两边取对数，得

$$l(x') = L(x') = -\frac{1}{2\sigma^2} \left( \sum_{n=0}^{N-1} (x'(n) - s'(n))^2 - \sum_{n=0}^{N-1} x'^2(n) \right) > \ln \gamma \quad (4-7)$$

如果

$$\frac{1}{\sigma^2} \sum_{n=0}^{N-1} x'(n)s'(n) - \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{n=0}^{N-1} s'^2(n) > \ln \gamma \quad (4-8)$$

就判  $H_1$  成立。由于  $s'(n)$  是已知的，即白化后的发射信号，可以将能量项合并到门限中，得

$$T(x') = \sum_{n=0}^{N-1} x'(n)s'(n) > \sigma^2 \ln \gamma + \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{N-1} s'^2(n) \quad (4-9)$$

令  $\gamma' = \sigma^2 \ln \gamma + \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{N-1} s'^2(n)$ ，则

$$T(x') = \sum_{n=0}^{N-1} x'(n)s'(n) > \gamma' \quad (4-10)$$

式 (4-10) 就是最佳检测器，它是由一个检验统计量  $T(x')$  (数据的函数) 和门限  $\gamma'$  组成，且门限  $\gamma'$  的选择满足  $P_{FA}$ 。由式 (4-10) 可知，检测统计量根据信号的值对数据样本加权，大的信号样本采用较大的加权，甚至负的信号样本也是采用同样的方法进行加权，因为通过  $x(n)$  乘以  $s(n)$  后，负的样本对和式产生正的贡献。由于是把预白化处理得到的数据和白化后的发射信号进行相关运算，所以式 (4-10) 所确定的最佳检测器实际上是拷贝相关器。该检测器如图 4.1 所示。

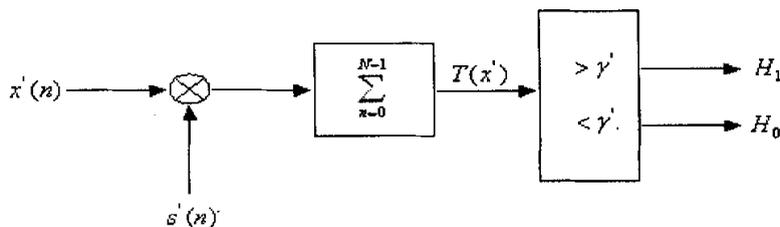


图 4.1 拷贝相关器

以上最佳检测器的得出，是在已知确定信号的假设下得到的。在探测沉

底物体时实际的目标回波的幅度是未知的，由文献[10]可知， $T^2(x')$ 是幅度未知时的最佳统计量。另外，考虑到每段混响信号的功率是不同的（总的趋势是衰减的），所以在通过检测器判决之前要进行归一化处理。归一化处理的方法是计算出该段信号 $x_k'(n)$ 的平均功率 $\sigma^2$ 的均方根，然后用该段信号 $x_k(n)$ 与白化后的发射信号 $s'(n)$ 的相关函数值比上 $\sigma$ 。实际应用于沉底目标回波检测的检测器如图 4.2 所示。

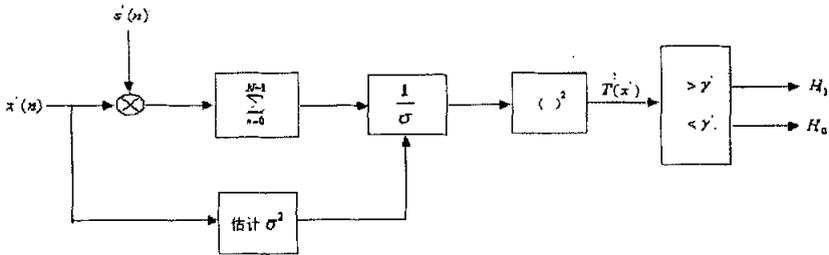


图 4.2 实际应用的检测器

## 4.2 沉底目标回波检测系统

根据实际实验情况和要求，利用软件手段把分段预白化拷贝相关检测器以及带通滤波和波束形成等预处理方法形成沉底目标回波检测系统。该系统的组成框图如图 4.3 所示。

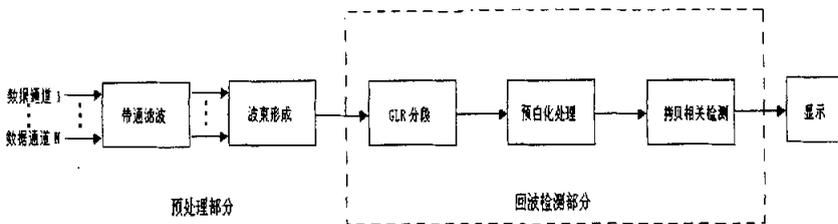


图 4.3 沉底目标回波检测系统组成框图

如图 4.3 所示，该系统有 3 部分组成，即预处理部分、回波检测部分和显

示。预处理是把采集到的各路数据通过带通滤波，滤除通带外的噪声进一步提高信噪比。通过波束形成后形成各个角度的波束，波束形成相当于空间滤波处理，是从空间滤波角度抑制干扰从而提高信噪比和信混比。最后，把波束形成后的数据送入回波检测部分，这部分的原理及实现已经在前面的章节中详细介绍过，这里不再赘述，该部分具体的处理流程图如图 4.4 所示。系统的最后部分是把信号处理和检测的结果通过形象的图像显示出来。

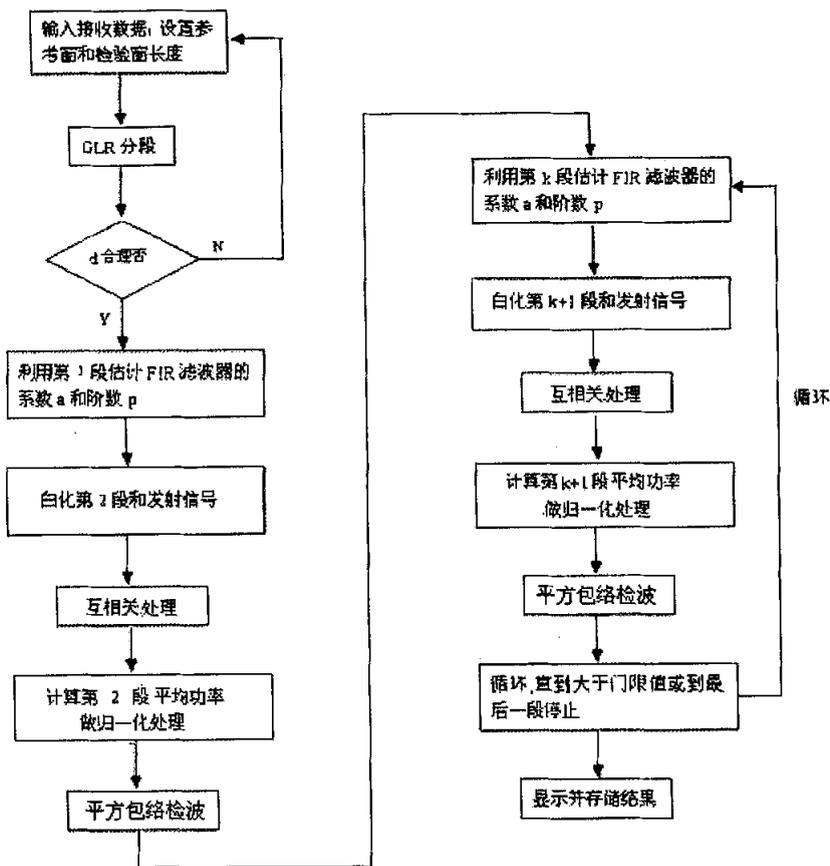


图 4.4 沉底目标回波检测处理流程图

## 4.3 仿真验证

### 4.3.1 混响仿真方法介绍

该混响仿真不考虑海面的散射和多途效应。假设收发换能器合置，发射换能器和接收换能器的束宽均为  $10^\circ$ ，发射 LMF 信号，信号的起止频率、脉宽均可调整。

根据设定的海底散射系数相关半径，把对混响有贡献的海底区域划分成若干个小单元面，分割方法如图 4.5 所示：

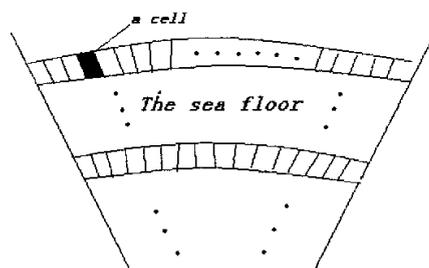


图 4.5 对混响有贡献的海底区域的划分

其中，每个小单元都近似为一小扇形，并且面积约为海底散射系数相关半径的平方。每个小单元面的散射系数的模 $|R|$ 是服从正态分布的随机变量，相位也是随机的，服从  $0\sim 2\pi$  的均匀分布。由于本仿真中海底散射系数的相关半径均小于  $c\tau/2$ ，所以不必考虑超出混响的贡献范围。应用空时转换的方法<sup>[16]</sup>把不同距离上各个散射单元的反向散射波进行叠加，并且考虑到了传播损失和散射波的强度随着入射角的变化而变化等因素。混响仿真结果如图 4.6 所示。

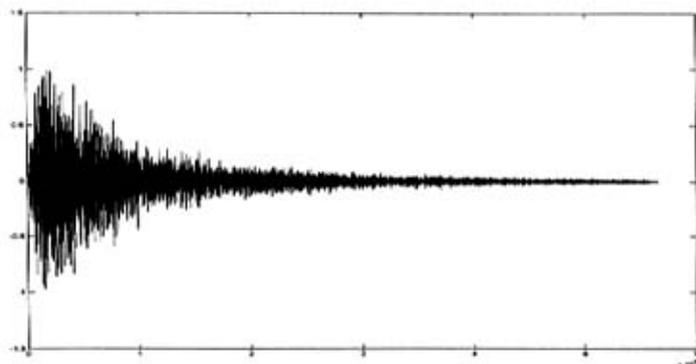


图 4.6 一个仿真混响样本

#### 4.3.2 分段预白化拷贝相关检测方法的仿真验证

仿真的混响干扰中加入模拟的目标回波信号, 对其进行分段预白化拷贝相关处理。信号加在 35000 点, 信号长度 2000 点, 频率 20k-40kHz 的 LMF, 仿真混响数据  $z_7$  是 20kHz-40kHz 的 LMF 产生的。混响干扰中加入模拟的目标回波信号的波形如图 4.7, 检测方法的结果如图 4.8 所示。

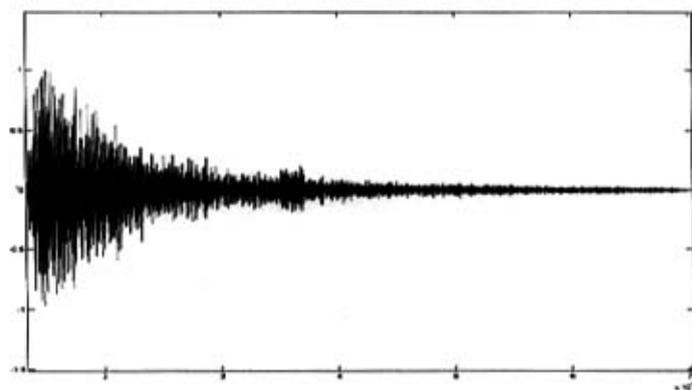


图 4.7 混响干扰中加入模拟的目标回波信号的波形

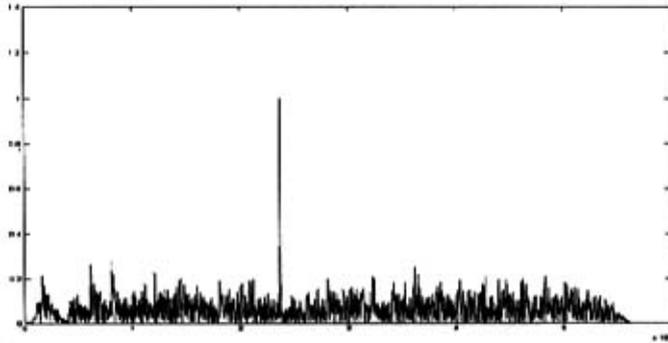


图 4.8 检测方法的结果

由图 4.8 可知,分段预白化拷贝相关处理能有效的抑制混响提高信混比利于检测。另外处理前的信混比 (Signal-Reverberation-Ratio)  $SRR=4.36\text{dB}$ , 分段预白化拷贝相关处理后的信混比  $SRR=7.26\text{dB}$ , 可见处理后的增益提高了, 因此, 该方法在仿真试验中是有效的, 并且效果是显著的。将在下一章中用真实的实验数据进一步验证该检测方法的有效性, 以及其性能的优越。

#### 4.4 本章小结

本章推导出了最佳检测器及其实现结构, 综合前两章的内容并根据实际情况, 加入了带通滤波和波束形成等预处理方法, 集成了沉底目标检测系统, 利用软件手段将其实现。最后, 通过计算机仿真验证该沉底目标检测检测方法是有效的。

## 第 5 章 实验研究

### 5.1 实验概述

为了得到探测沉底目标的第一手数据资料, 2004 年 10 月在松花湖进行了实验测量, 目的是采集实际的混响和目标回波数据, 验证本文提出的沉底目标回波检测方法。

湖试实验布放如图 5.1 所示。湖底是砂石底质(沙质比较细), 湖底地势如图 5.2 所示, 横轴为距离, 纵轴为深度。实验船锚在岸边。发射阵与接收阵合置, 发射阵由 2 行 8 列共 16 个阵元组成, 接收阵是由 16 个阵元组成的线列阵(两阵元中心间隔 0.058m), 外加一个标准水听器(B&K8104), 如图 5.3。基阵位于水下 1.1m, 并且基阵稍向下倾斜。目标物体是一长 1.25m 氧气瓶(如图 5.4), 以随机姿态沉入湖底, 氧气瓶前端上系有一缆绳, 缆绳另一端系一浮球以标定目标的位置, 用激光测距仪测量浮球距基阵的水平距离。发射信号是 20—40kHz、脉宽 2.5ms 的 LMF 信号。发射系统由惠普信号源、脉冲调制器、功率放大器及发射阵组成。接收系统由接收阵、放大器、16 通道数据采集器组成, 采集器的采样频率为 1MHz。整个发射、接收系统如图 5.5 所示。

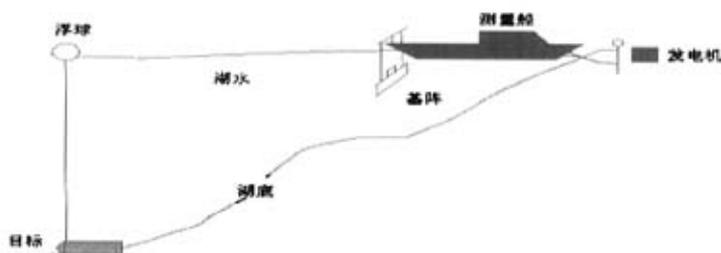


图 5.1 湖试实验布放示意图

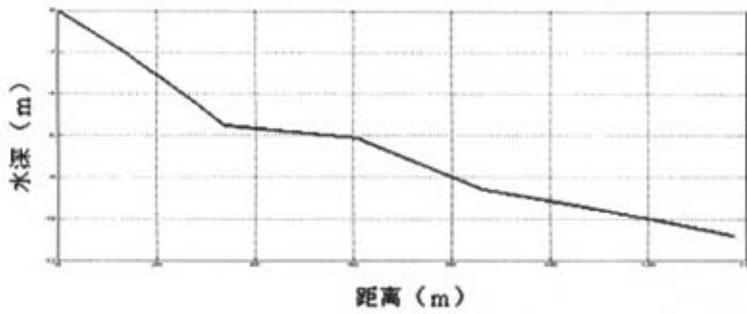


图 5.2 湖底地势图



图 5.3 换能器阵和标准水听器



图 5.4 模拟水雷目标

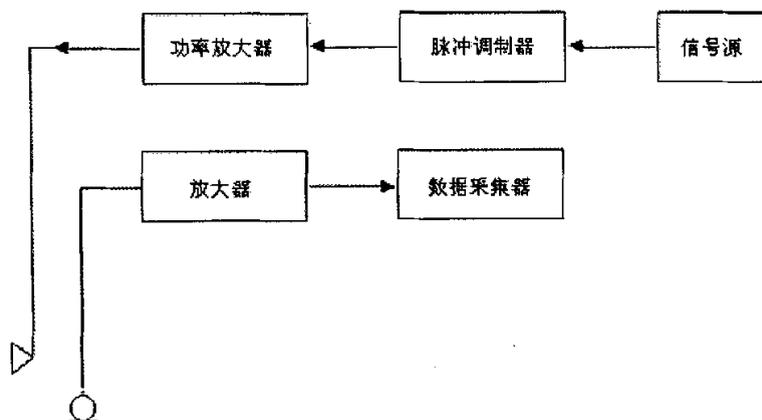


图 5.5 发射、接收系统示意图

在湖上试验之前，在实验室中对换能器阵的各项参数指标进行了测量，发射阵幅频响应如图 5.6，换能器阵的指向性图案如图 5.7，接收阵各阵元幅频响应如图 5.8，标准水听器(B&K8104)灵敏度如图 5.9。

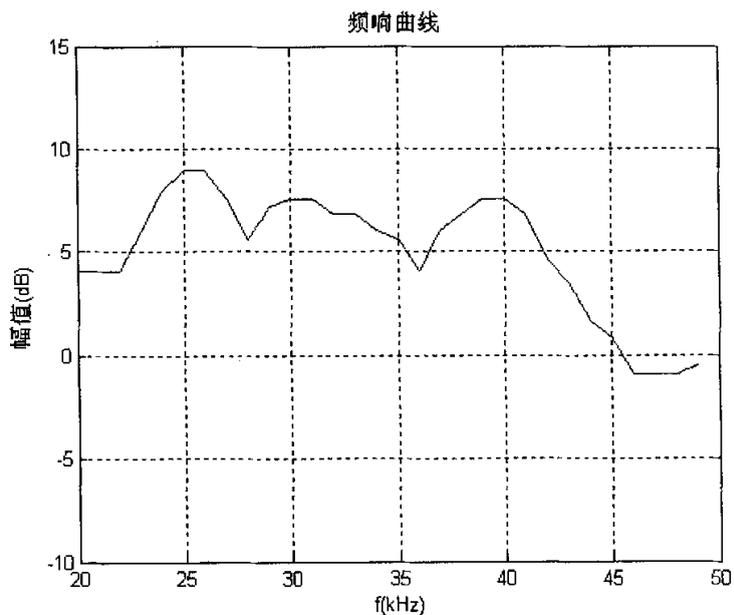


图 5.6 发射阵幅频响应

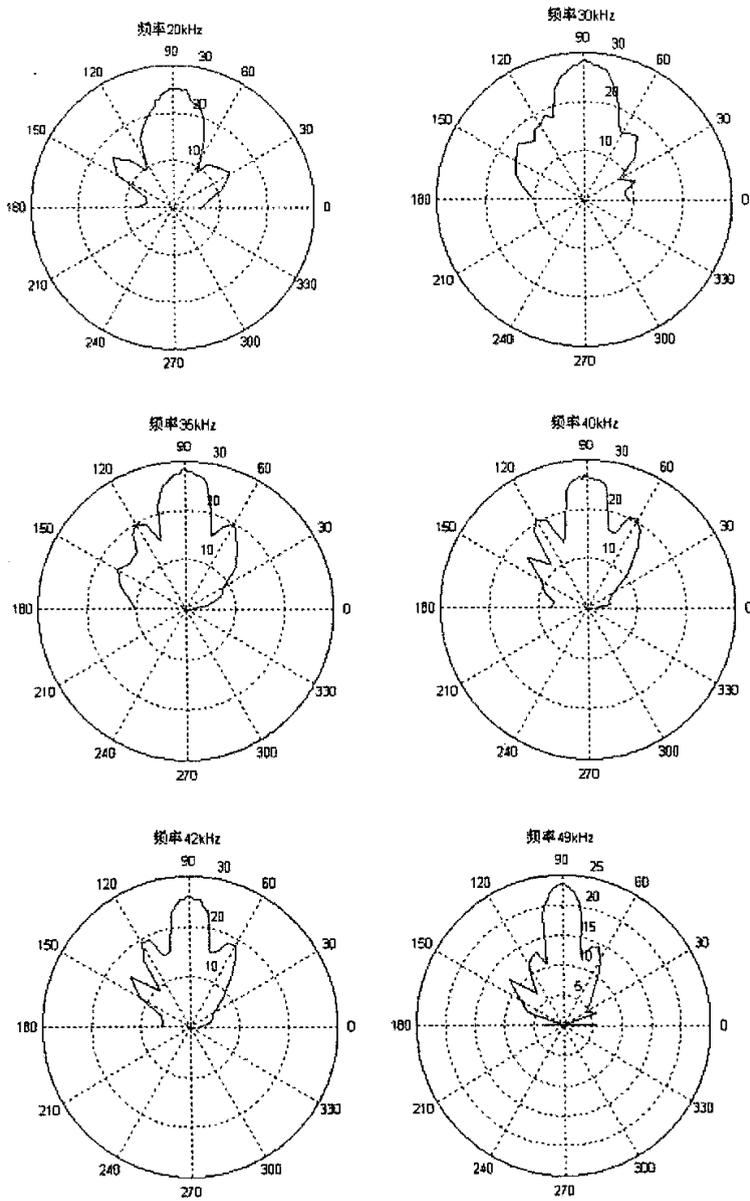


图 5.7(a) 发射基阵垂直指向性图

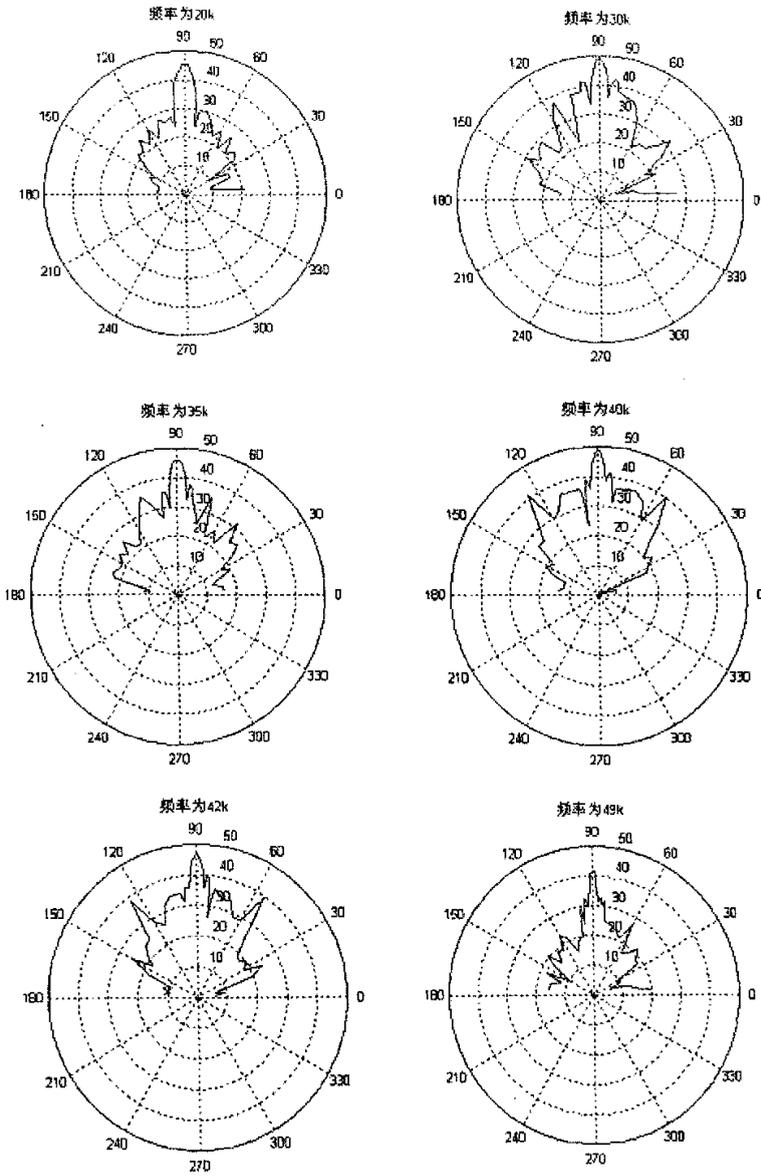
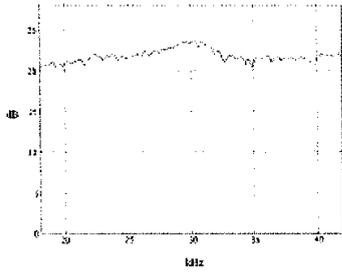
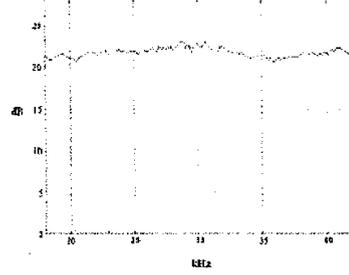


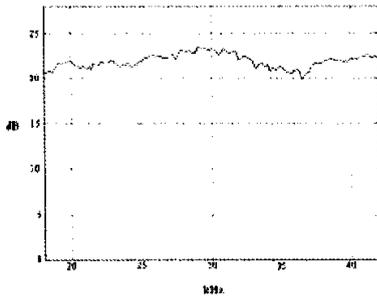
图 5.7(b) 发射基阵水平指向性图



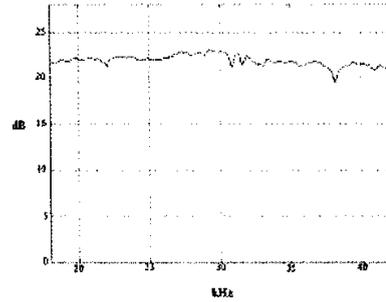
阵元 1



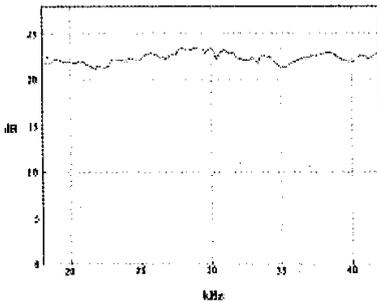
阵元 2



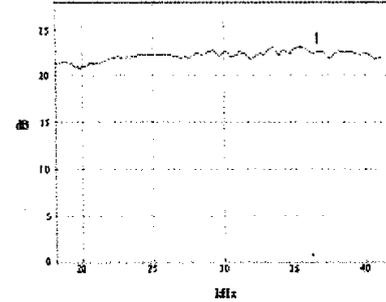
阵元 3



阵元 4

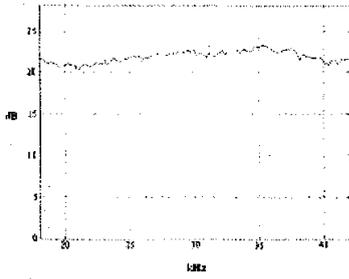


阵元 5

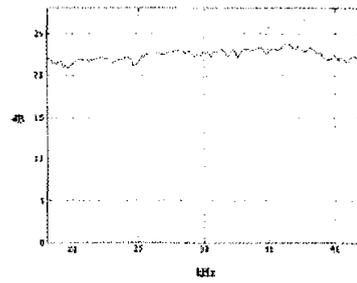


阵元 6

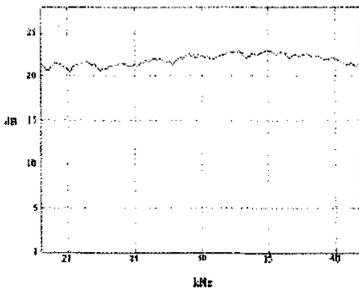
接收基阵阵元幅频响应 (1#至 6#阵元)



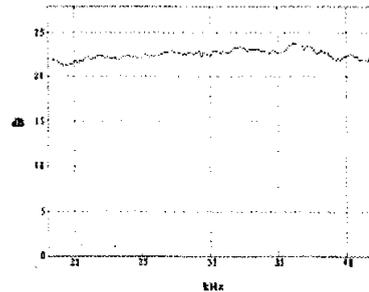
阵元 7



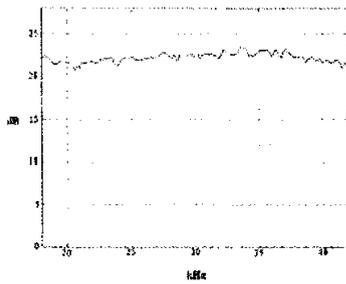
阵元 8



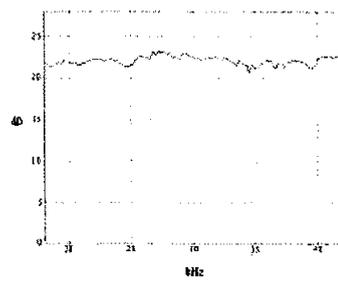
阵元 9



阵元 10

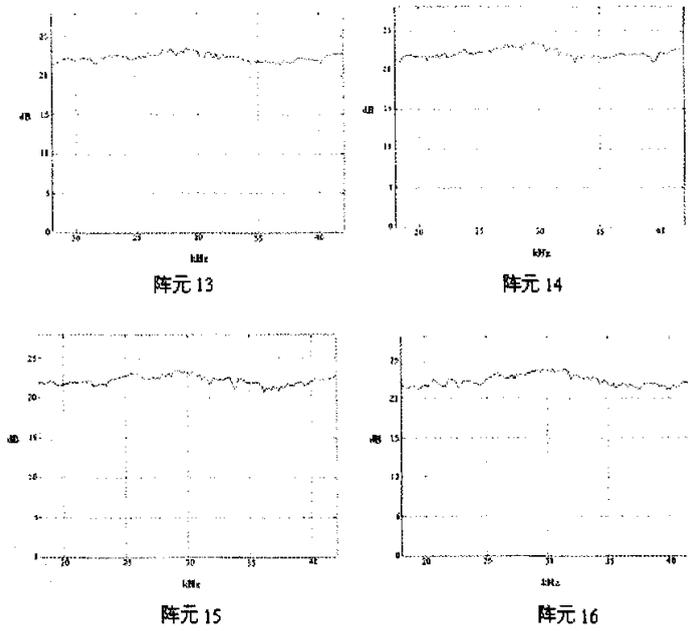


阵元 11



阵元 12

接收基阵阵元幅频响应 (7#至 12#阵元)



接收基阵阵元幅频响应 (13#至 16#阵元)

图 5.8 接收阵各阵元幅频响应

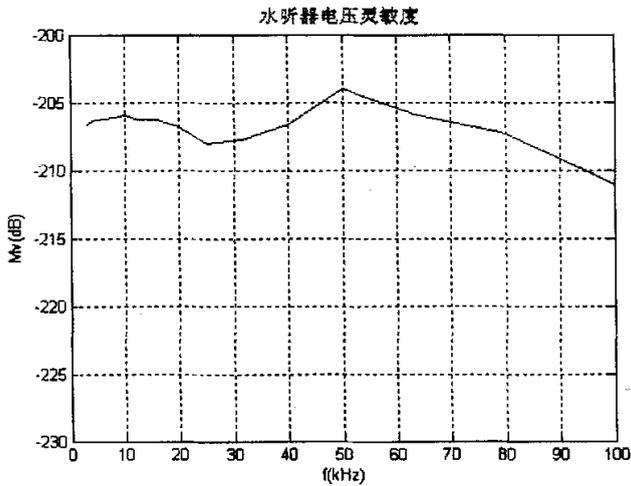


图 5.9 标准水听器(B&K8104)灵敏度(0dB-1v/ $\mu\text{Pa}$ )

## 5.2 实验数据的处理和结果

实际测量中，随机调整了 3 次目标的姿态，共测到 3 组实验数据，每组实验数据个记录了若干样本。

对每组实验数据进行波束形成，即空间滤波处理以提高信混比。对可能出现回波的角度上，分别利用直接拷贝相关方法和分段预白化拷贝相关方法进行处理，比较不同方法处理后的结果。结果显示，分段预白化拷贝相关检测方法不但有效，而且其性能要优于直接拷贝相关检测方法，甚至在波束形成后采用直接拷贝相关的方法不能检测到回波的情况下，采用分段预白化拷贝相关检测方法仍能检测到目标回波。

第一组实验数据的处理：浮球距离基阵 32m（由激光测距仪测得）。波束形成（右  $2^\circ$ ）结果、直接拷贝相关处理结果和分段预白化拷贝相关处理结果如图 5.10 所示。定义目标回波的平均功率比上目标回波附近混响的平均功率的 10 倍对数值为信混比（SRR），则波束形成后  $SRR=2.0\text{dB}$ ，直接互相关处理后  $SRR=4.2\text{dB}$ ，分段预白化归一化互相关处理后  $SRR=5.2\text{dB}$ 。可见通过分段预白化拷贝相关处理后的信噪比明显的提高了。

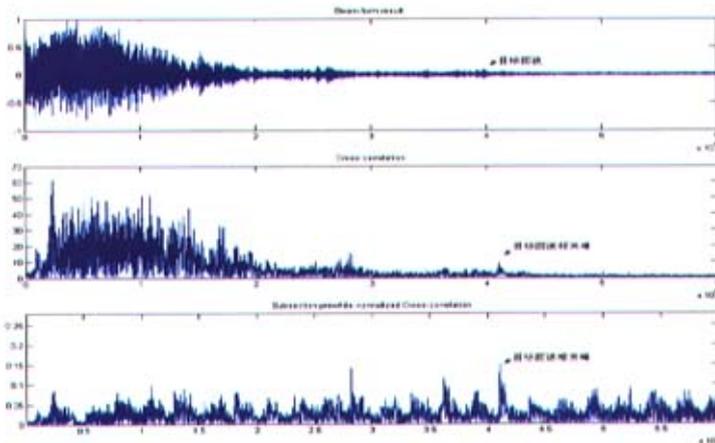


图 5.10 第一组实验数据的处理结果比较图

第二组实验数据的处理：记录完第一组数据后，调整目标姿态，浮球距离基阵 34m（由激光测距仪测得）。波束形成（右 2°）结果、直接拷贝相关处理结果和分段预白化拷贝相关处理结果如图 5.11 所示。波束形成后 SRR=2.2dB，直接拷贝相关处理后 SRR=4.5dB，分段预白化拷贝相关处理后 SRR=5.8dB。

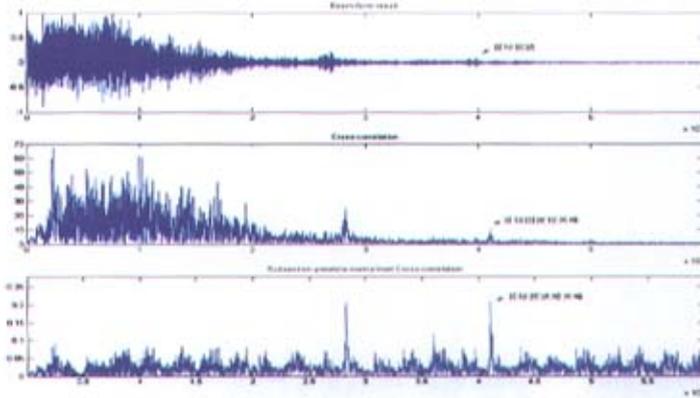


图 5.11 第二组实验数据的处理结果比较图

第三组实验数据的处理：记录完第二组数据后，调整目标姿态，浮球距离基阵 34m（由激光测距仪测得）。波束形成（右 2°）结果、直接拷贝相关处理结果和分段预白化拷贝相关处理结果如图 5.12 所示。可见波束形成后没有检测到目标回波，直接拷贝相关处理的结果也很不理想，而通过分段预白化拷贝相关处理后很好的检测到了目标回波。

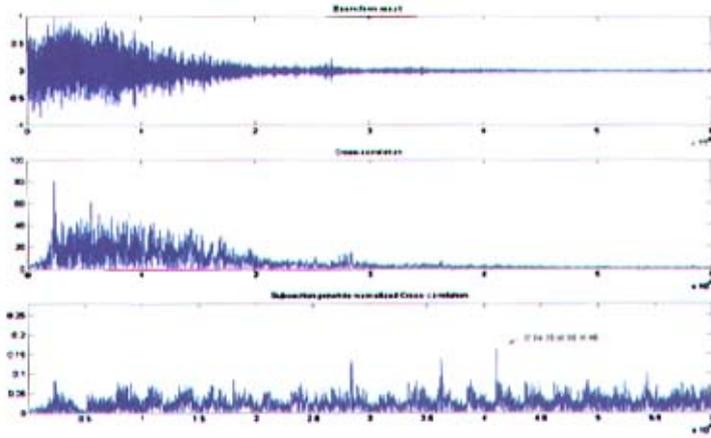


图 5.12 第三组实验数据的处理结果比较图

三组实验数据波束形成(-6° 到+6° )后的伪彩图及分段预白化拷贝相关处理后的伪彩图对比如下:

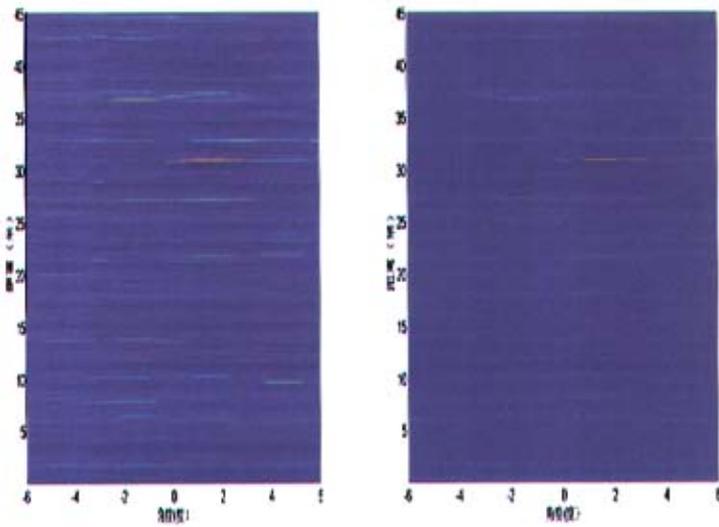


图 5.13 第一组实验数据波束形成结果和分段预白化拷贝相关处理结果比较图

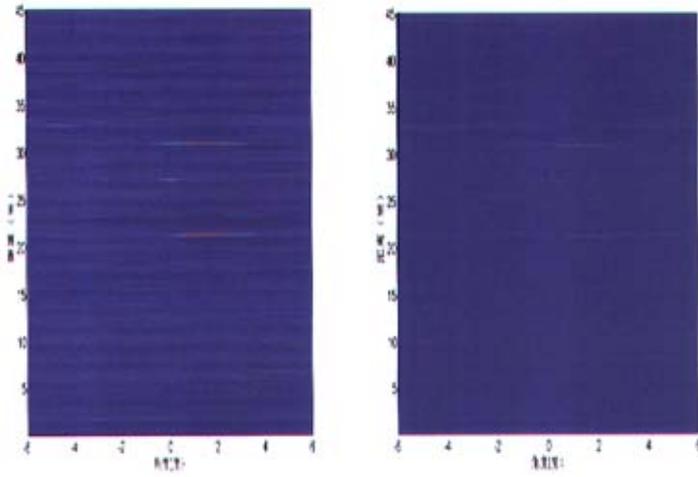


图 5.14 第二组实验数据波束形成结果和分段预白化拷贝相关处理结果比较图

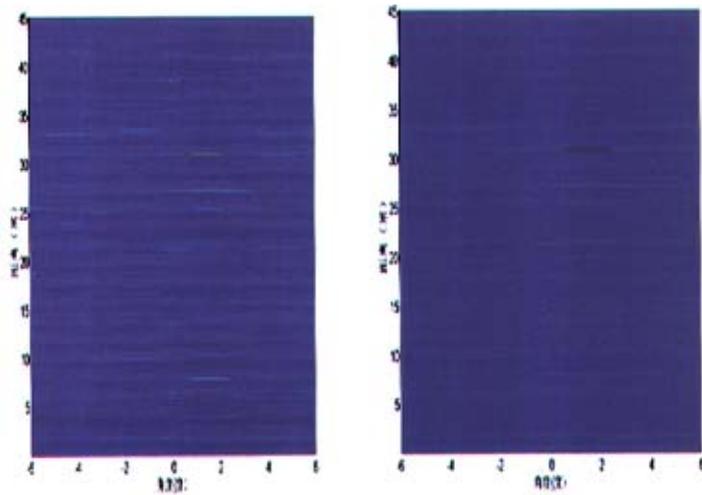


图 5.15 第三组实验数据波束形成结果和分段预白化拷贝相关处理结果比较图

### 5.3 本章小结

精心设计湖上试验以及实验前的充分准备,湖试取得了比较可靠的实验数据。对湖试实验数据进行波束形成、分段预白化拷贝相关处理等空域、时域的后置信号处理,然后与直接拷贝相关处理结果进行比较,以及对分段预白化拷贝相关处理前后结果的比较,有力的支持了分段预白化拷贝相关检测方法的有效性及其良好的性能。

## 结 论

探测沉底目标面临很多困难，如作用距离要远、信噪（混）比低，尤其是主动声纳工作在浅海水域，混响干扰更为严重，大大增加了探测的难度。

本论文详细分析了混响干扰及混响信号的特性，并针对混响信号的非平稳特性、强有色的特性，提出了一种无需先验知识的检测沉底目标回波的次最佳检测方法——分段预白化拷贝相关检测方法。该方法通过分段预白化处理，使混响干扰转化为白噪声，再通过与白化后的发射信号作拷贝相关来检测目标回波。

该方法的优点：

1. 无需混响信号的先验知识
2. 在拷贝相关的基础上引入分段预白化思想，使得检测性能大大提高
3. 处理方法简单实用

通过计算机仿真实验和对湖试实验数据的处理，结果充分验证了该方法的有效性。

任何理论和方法都有它的局限性，该方法也有它的不足之处，如分段后相邻两段并非严格平稳。但是，相信随着研究的深入，该方法更能显示出它的优越性并得到广泛的应用。

## 参考文献

- [1] V.Carmilet,P.Amblard.“Detection of phase or frequency-modulated signals in reverberation noise”.J.A.S.A.1999,105(6): 3374-3389P
- [2] S.Kay and S.Sa.“Improved active sonar detection using autoregressive prewhiteners”.J.A.S.A.1990,87: 1603-1611P
- [3] Pierre.“Theoretical Model of ReverberationNoise”.J.A.S.A.1962 (36): 259-265P
- [4] 赵航芳, 宫先仪. 混响背景下的信号检测. 哈尔滨工程大学学报. 2004, Vol. 25: 34-37 页
- [5] 吴国清. 自适应分段技术在回波分析中的应用. 应用声学. 1985, Vol14: 23-31 页
- [6] Robert J.Urick.Principles of underwater sound.Mcgreaw-Hill Book company. 1983: 215-220P
- [7] V.Carmillet and G.Jourdain.Detection in reverberatiopn.In proceedings of Oceans'96 MTS/IEEE, Fort Lauderdale.1996, Vol.3: 1335-1340P
- [8] 胡广书. 数字信号处理理论、算法及实现. 清华大学出版社: 218-221 页
- [9] 张贤达. 现代信号处理. 北京: 清华大学出版社, 1995: 65-111 页
- [10] Steven M.kay.Fundamentals of statistical.New York, 2003: 528-530P
- [11] 刘伯胜, 雷家翌. 水声学原理. 哈尔滨工程大学出版社, 2002: 187-190P
- [12] David Middleton.“A Statistical Theory of Reverberation and Similar First-order Scatered Fields”.IEEE Transactions on Information Theory, 1967Vol.IT-3,No.3,July : 372-392P
- [13] Brian R.La Cour.“Statistical Characterization of Active Sonar Reverberation Using Extreme Value Theory”. IEEE Journal of Oceanic Engineering.2004Vol.29,No.2: 310-316P
- [14] Bjarne Stage, benoit Zerr.“Detection of Objects on the Sea Bottom Using Bacscattering Characteristics Dependent on the Observation Point” .IEEE Journal of Oceanic Engineering .1997, Vol.22,No.1: 40-46P

- [15] B. B. 奥里雪夫斯基. 海洋混响统计特性. 科学出版社, 1977: 100-152 页
- [16] 徐新盛, 张燕, 李海森, 杨士莪. “海底混响仿真研究”. 声学学报. 1998, Vol.23: 141-148 页
- [17] 肖国有, 屠庆平. 声信号处理及其应用. 西北工业大学出版社, 1994: 169-173 页
- [18] 王燕麟. 基于匹配滤波器的 LFM 信号高阶谱检测. 声学与电子工程. 1997, Vol. 4, 1-8 页
- [19] 陶秀云. 国外猎雷声纳技术进展趋势. 声学与电子工程 1999, Vol. 4:42-48 页
- [20] 王宏. Matlab 6.5 及其在信号处理中的应用. 清华大学出版社, 2004

## 攻读硕士学位期间发表的论文和取得的科研成果

- [1] Zhu Guang-ping and Sun Hui. "A Method of Detection of underwater target on the bottom". Proceedings of The 4<sup>th</sup> International Symposium on Acoustic Engineering and Technology (ISAET 2005).2005 Harbin China.

## 致 谢

本论文的研究工作是在导师孙辉教授的悉心指导下完成的。两年来孙辉教授在学习和生活上给予我无数的帮助和爱护，他开拓的治学思路，严谨的治学态度，诲人不倦的师者风范给我留下了深刻的印象，并成为我终生效仿的榜样。在此论文完成之际，谨表达对恩师最深切的谢意和最崇高的敬意。

在本人学习和完成论文期间，还得到了丁士圻教授、刘伯胜教授、朴胜春教授以及刘亚静、张明辉、赵理、李然、宋磊、陈文剑等同学的大力支持和帮助，在此一并表示深深的谢意！

最后，感谢含辛茹苦抚养我成人的父母，他们的不断鼓励和忘我奉献是我不断前进的动力！感谢所有关心和帮助过我的老师和同学们，谢谢大家赋予我这段宝贵的经历。在今后的学习和工作中，我会不遗余力地付出所学，加倍努力。

## 附 录

分段、白化、互相关及归一化处理程序

```
function AAA(choose,theta)
%对松花湖数据波束形成后进行分段、白化、互相关及归一化处理程序
%theta 为波束形成的方向角(-6 到+6)
close all;
if choose==1
%theta=1;%手动输入角度(-6 到+6)
load d6;%读取波束形成后的数据(来源 d60c1-d60c15)
th=7+theta;
data0=D(th,)-theta;%读取该角度波束形成后的数据
elseif choose==2
load d8;%读取波束形成后的数据(来源 d80c1-d80c15)
th=7+theta;
data0=D(th,)-theta;%读取该角度波束形成后的数据
elseif choose==3
load k15;%读取波束形成后的数据(来源 k150c1-k150c15)
th=7+theta;
data0=D(th,)-theta;%读取该角度波束形成后的数据
elseif choose==4
load j1;%读取波束形成后的数据(来源 j10c1-j10c15)
th=7+theta;
data0=D(th,)-theta;%读取该角度波束形成后的数据
elseif choose==5
load j5;%读取波束形成后的数据(来源 j50c1-j50c15)
th=7+theta;
data0=D(th,)-theta;%读取该角度波束形成后的数据
end
N=2.5*1024;%分段后每段长度
fs=1000000;%采样频率
t=1/fs:1/fs:0.0025*1.024;%参考信号的时间采样点
s0=chirp(t,20000,0.0005,40000);%产生参考信号

L=length(data0);%原始信号的长度
m1=1:L;
L_s0=length(s0);%参考信号的长度
```

```

m2=1:L_s0;

a0=ARcs(data0(1:N));
y0=filter(a0,1,data0(1:N));
s=filter(a0,1,s0);
duan_first=xcorr(y0,s);
yisu0=dot(duan_first,duan_first);duan_first=duan_first./sqrt(yisu0);
B=duan_first;
DS0=L/N;
DS=round(DS0)-3;
W=hamming(2*N);W=W';%设置 hamming 窗
for n=1:DS
    x1=data0(1+(n-1)*N:(n+1)*N);
    x2=data0(n*N+1:(n+2)*N);    x1=W.*x1;
    a=ARcs(x1);
    y=filter(a,1,x2);
    s=filter(a,1,s0);
    sn=xcorr(y,s);
    L1=length(y);
    L2=length(s);
    snn=sn((L1-L2+1):end);
    snnn=snn(N:end);
    yisu=dot(snn,snn);
    snnn=snnn/sqrt(yisu);    O=length(snnn);
    o=1:O;
    [w,v]=sigshift(snnn,o,(n+1)*N);
    E=length(B);
    e=1:E;
    [B,e]=sigadd(w,v,B,e);
end
subplot(311),plot([1:60000]*1000./fs,data0(1:60000));xlabel('t(ms)');ylabel('v');title('波束形成结果');
A=xcorr(data0,s0);
L_=length(s0);

s1=data0(1:60000);
s2=A((L-L_):(L-L_+59999));

```

```

s3=B(1:60000);
% s3=s3/max(s3);
% E1_p=dot(s1(35000:45000),s1(35000:45000));E1_p=E1_p/10000;
% E2_p=dot(s2(35000:45000),s2(35000:45000));E2_p=E2_p/10000;
% E3_p=dot(s3(35000:45000),s3(35000:45000));E3_p=E3_p/10000;
% E_sig_p=dot(s1(39000:41500),s1(39000:41500));E_sig_p=E_sig_p/2500;
%
E_zxcor_p=dot(s2(40790:41290),s2(40790:41290));E_zxcor_p=E_zxcor_p/500;
%
E_fbxcor_p=dot(s3(40790:41290),s3(40790:41290));E_fbxcor_p=E_fbxcor_p/500;
%
% disp('各种方法的处理后的信噪比:');
% SNR1_p=10*log10(E_sig_p/E1_p)
% SNR2_p=10*log10(E_zxcor_p/E2_p)
% SNR3_p=10*log10(E_fbxcor_p/E3_p)

baoluo1=abs(hilbert(s2));subplot(312),plot([1:length(baoluo1)]*1000./fs,baoluo1);xlabel('t (ms)');title('拷贝相关处理结果');
baoluo2=abs(hilbert(s3));subplot(313),plot([1:length(baoluo2)]*1000./fs,baoluo2);xlabel('t (ms)');axis([1 60 0 0.28]);
title('分段预白化拷贝相关处理结果');

```