

基于凸集投影的水声信道辨识算法

蔡 平¹, 王晋晋¹, 范 军²

(1. 哈尔滨工程大学水声技术重点实验室, 哈尔滨 150001; 2. 上海交通大学船舶海洋与建筑工程学院水声工程研究所, 上海 200240)

摘要: 研究了使用凸集投影方法进行水声信道辨识的可行性, 给出了凸集投影常用的凸集约束的条件, 并推导了在复数域中的凸集约束的表达式。计算机仿真和实验结果证明, 在较高信噪比的情况下, 使用凸集投影方法可以正确估计水声信道中的多途幅度衰减和相位变化, 其分辨率优于传统最大似然估计器-匹配滤波器, 可作为研究水声信道的有力工具。

关键词: 水声多途信道; 凸集投影; 信道辨识

中图分类号: TB566

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2012)-03-0252-06

DOI 编码: 10.3969/j.issn1000-3630.2012.03.004

Underwater acoustic channel identification based on projection onto convex sets

CAI Ping¹, WANG Jin-jin¹, FAN Jun²

(1. Science and Technology on Underwater Acoustic Technology, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China;

2. Institute of Underwater Acoustic Engineering, School of Naval Architecture, Ocean and Civil Engineering, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200040, China)

Abstract: The feasibility of applying the projection onto convex sets to identifying the underwater acoustic channel is discussed. Then several useful constraints as convex sets are given in complex field. And the corresponding projection operators are obtained. Simulation and experimental results show that, when signal to noise ratio is high enough, the amplitude attenuation and phase change of the underwater acoustic channel can be estimated by using this method. The resolution is clearly higher than the match filter which is the classical maximum likelihood estimator. This method can be used for studying the property of the underwater acoustic channel.

Key words: underwater acoustic multipath channel; projection onto convex sets; channel identification

0 引言

水声信道是强烈的相干多途信道, 众多学者都致力于模拟和测量水声信道^[1-6], 以改进传统信号处理方法在水声信道中的性能。

信道辨识是利用实际测量数据来反推信道特性的方法, 也是研究水声信道特性的有效工具。在高频条件下, 通常使用射线模型来模拟水声信道, 此时, 水声信道的冲激响应可以理解为由不同途径传播至接收点信号的叠加, 如何估计出这些不同途径的传播时间与幅度衰减就成为水声信道辨识的核心问题。最经典的估计传播时延与幅度的方法是最大似然估计器-匹配滤波器^[7], 但匹配滤波器的分辨率受到信号带宽的限制。为了突破这种限制, 许多学者研究了多种高分辨的信道辨识算法。

高分辨的谱估计算法, 例如 MUSIC^[8], MODE^[9,10]等可用于时延估计, 这些算法的缺点是不能直接得到多途幅度的估计值, 并且需要已知多途的数目, 这在实际应用中非常困难。非线性最小二乘法^[11]也可用于高分辨的时延估计, 由于目标函数剧烈震荡, 通常情况下难以得到其全局最优点。自适应滤波器^[12]也被用于信道时延估计中, 其优点是能够适应信道的变化, 当信道的多途扩展较长, 采样率过高时, 自适应滤波器的阶数很大, 导致收敛速度较慢。进化算法也被用于估计水声信道中^[13,14], 它可以解决非线性优化问题, 缺点是算法的寻优过程较为复杂。

曾文俊等人将用于图像重构领域内的凸集投影方法(Projection Onto Convex Sets, POCS)用于水声信道辨识中^[15], 这一算法充分利用了水声信道冲激响应的稀疏特性, 在辨识大时延扩展的水声多途信道时具有较高分辨率。本文在其基础上, 将凸集投影方法扩展到复数域, 获得信道冲激响应中的相位信息, 用于研究不同途径的幅度衰减与相位变

收稿日期: 2010-05-04; 修回日期: 2010-08-20

作者简介: 蔡平(1952-), 男, 山东乳山人, 研究员, 博士生导师, 研究方向为水声信号处理。

通讯作者: 王晋晋, Email: wangjinjin@hrbeu.edu.cn

化。首先介绍了信道辨识的基本理论, 分析了凸集投影方法的原理, 然后给出了实用的凸集约束和相应的数学表达式, 最后进行了计算机仿真和湖上试验来检验凸集投影方法的实用性。

1 水声信道辨识的基本理论

水声信道是复杂的相干多途信道, 如果用线性时不变系统来描述水声信道, 当发射信号为 $s(t)$ 时, 接收信号 $r(t)$ 可以表示为发射信号与信道冲激响应 $h(t)$ 的卷积形式, 即

$$r(t) = s(t) * h(t) + v(t) \quad (1)$$

其中 $*$ 表示卷积运算, $v(t)$ 为噪声。信道辨识的目的就是在已知 $s(t)$ 和 $r(t)$ 的条件下求解冲激响应 $h(t)$ 。

在射线模型中, 信道的冲激响应可以认为是由一系列本征声线确定的, 这时冲激响应为

$$h(t) = \sum_{i=1}^M A_i \delta(t - \tau_i) \quad (2)$$

其中: M 是本征声线的个数; A_i 和 τ_i 分别是第 i 个本征声线对应的衰减因子和传播时延。如果考虑界面反射带来的相位变化, 这时 A_i 就变为一个复数, 即 $A_i = a_i \exp\{j\theta_i\}$, 其中 a_i 为幅度衰减, θ_i 为相位变化, j 是虚数单位。由于接收信号都是实数, 为了正确表示信道对发射信号的相移, 将发射信号写为解析信号的形式, 这时式(1)变为:

$$r(t) = \Re[s(t) * h(t)] + v(t) \quad (3)$$

其中 $\Re[\cdot]$ 表示取实部。利用复共轭算子 $*$, 也可以将式(3)表示为:

$$r(t) = \frac{1}{2} s(t) * h(t) + \frac{1}{2} s^*(t) * h^*(t) + v(t) \quad (4)$$

将式(4)表示为离散采样形式:

$$r(n) = \frac{1}{2} s(n) * h(n) + \frac{1}{2} s^*(n) * h^*(n) + v(n) \quad (5)$$

如果构造循环矩阵 Θ_s :

$$\Theta_s = \begin{bmatrix} s(0) & s(N-1) & \cdots & s(1) \\ s(1) & s(0) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & s(N-1) \\ s(N-1) & s(N-2) & \cdots & s(0) \end{bmatrix}$$

其中 $s(0), \dots, s(N-1)$ 是发射信号 $s(t)$ 的 N 个离散采样点。同时将 $r(n)$ 、 $h(n)$ 和 $v(n)$ 表示为列向量的形式, 即

$$\mathbf{r} = [r(0) \ \cdots \ r(N-1)]^T$$

$$\mathbf{h} = [h(0) \ \cdots \ h(N-1)]^T$$

$$\mathbf{v} = [v(0) \ \cdots \ v(N-1)]^T$$

则式(5)可以表示为矩阵形式:

$$\mathbf{r} = \frac{1}{2} \Theta_s \mathbf{h} + \frac{1}{2} \Theta_s^* \mathbf{h}^* + \mathbf{v} \quad (6)$$

注意式(5)中的线性卷积变成了圆周卷积的形式, 为了避免计算错误, 假定所有的采样点都已经进行了补零处理。

信道辨识的目的就是在已知向量 \mathbf{r} 和矩阵 Θ_s 的情况下求解向量 \mathbf{h} 的估计值 $\hat{\mathbf{h}}$ 。

2 复数域上的凸集投影

凸集投影是一种寻找优化问题可行性解的迭代方法, 这一可行性解由一些约束条件确定。这些约束条件根据已知的信号和噪声的特性计算得到。对每个约束条件, 构建一个封闭的凸集合, 集合中的所有元素都满足给定约束条件。优化问题的解是每个约束凸集中的元素, 这些凸集的交集构成了优化问题的可行性解的集合。最优解就是可行性解集合中的一点。

对于给定的凸集 C_i , 定义一个投影算子 P_i 来修正凸集中元素的位置, 令其满足所有的凸集约束。凸集投影的迭代过程可以表示为:

$$\mathbf{h}_{q+1} = P_1 P_2 \cdots P_q \mathbf{h}_q, \quad q=0, 1, \dots \quad (7)$$

经过 m 步迭代后得到信道的估计值 $\hat{\mathbf{h}}$ 满足

$$\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{h}_m \in C_1 \cap C_2 \cap \cdots \cap C_m \quad (8)$$

这一算法的关键就是如何确定合适的凸集 C_i 和对应的投影算子 P_i 。下面利用信号和噪声的先验知识来推导实用的凸集和投影算子。

2.1 残差的方差约束 C_v

给定集合 C_v :

$$\left\| \mathbf{r} - \frac{1}{2} \Theta_s \mathbf{h} - \frac{1}{2} \Theta_s^* \mathbf{h}^* \right\|_2^2 \leq \delta_v \quad (9)$$

其中: $\|\cdot\|_2$ 表示向量的 ℓ_2 范数, δ_v 由噪声的统计特性确定。

这一约束保证解的平方误差在给定的门限值以内。在最优解的条件下, 式(9)的左边即是噪声的 ℓ_2 范数平方 $\|\mathbf{v}\|_2^2$ 。为了推导式(9)右端的门限值 δ_v , 假定噪声是均值为零, 方差为 σ_v^2 的高斯白噪声, 则 $\|\mathbf{v}\|_2^2$ 服从自由度为 N 的 χ^2 分布。当 N 较大时, 其近似为均值为 $N\sigma_v^2$ 、方差为 $2N\sigma_v^4$ 的正态分布。 $\|\mathbf{v}\|_2^2$ 对应于置信级为 95% 的区间是 $[0, \delta_v]$, 其中 δ_v 值为

$$\delta_v = (1.96\sqrt{2N} + N)\sigma_v^2 \quad (10)$$

对这一约束条件使用拉格朗日条件极值法, 引入拉格朗日因子 λ , 可以得出投影算子为

$$P_v \mathbf{h}_q = \mathbf{h}_q + \left(\frac{1}{\lambda} \mathbf{I} + \frac{1}{2} \Theta_s^H \Theta_s \right)^{-1} \Theta_s^H \mathbf{r} \quad (11)$$

为了减小运算量,应当避免式(11)中的矩阵求逆运算,利用频域表达式可以简化投影算子 P_v 。

定义离散傅里叶变换和反变换的表达式为

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \exp\{-j2\pi kn/N\} \quad (12)$$

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \exp\{j2\pi kn/N\} \quad (13)$$

根据循环矩阵的性质, Θ_s 可以表示为

$$\Theta_s = \mathbf{F}^H \mathbf{A}_s \mathbf{F} \quad (14)$$

其中:上标^H表示矩阵的复共轭转置;矩阵 \mathbf{A}_s 是由发射信号向量 \mathbf{s} 的傅里叶变换 \mathbf{S} 所构成的对角阵,即 $\mathbf{A}_s = \text{diag}\{\mathbf{S}\}$ 。矩阵 \mathbf{F} 的第 k 行,第 n 列的元素为

$$F(k, n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\{-j2\pi kn/N\} \quad (15)$$

由式(15),将式(12)、(13)表示为

$$\mathbf{X} = \sqrt{N} \mathbf{F} \mathbf{x} = \text{DFT}\{\mathbf{x}\} \quad (16)$$

$$\mathbf{x} = \frac{1}{\sqrt{N}} \mathbf{F}^H \mathbf{X} = \text{IDFT}\{\mathbf{X}\} \quad (17)$$

其中 $\text{DFT}\{\}$ 和 $\text{IDFT}\{\}$ 是傅里叶变换和反变换算子。根据式(16)、(17)将投影算子 P_v 变形为

$$P_v \mathbf{h}_q = \mathbf{h}_q + \text{IDFT}\left[\mathbf{S}^* \times \mathbf{R} \div \left(\frac{1}{2} |\mathbf{S}|^2 + \frac{1}{\lambda} \mathbf{I}\right)\right] \quad (18)$$

其中 \mathbf{S} 和 \mathbf{R} 分别是发射信号向量 \mathbf{s} 和接收信号向量 \mathbf{r} 的傅里叶变换,运算符 \times 和 \div 分别表示向量的点乘和点除, $|\cdot|^2$ 表示对向量的元素取模后再平方。 λ 满足方程:

$$\sum_{k=0}^{N-1} \frac{|R(k)|^2}{N \left\{ \frac{\lambda}{2} [|S(k)|^2 + |S_*(k)|^2] + 1 \right\}^2} = \delta_v \quad (19)$$

其中, $S_*(k) = \text{DFT}\{s^*(n)\}$ 。式(19)的求解可以利用牛顿法:

令函数

$$f(\lambda) = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{|R(k)|^2}{N \left\{ \frac{\lambda}{2} [|S(k)|^2 + |S_*(k)|^2] + 1 \right\}^2} = \delta_v \quad (20)$$

根据牛顿法的迭代公式有

$$\lambda_{q+1} = \lambda_q - \frac{f(\lambda_q)}{f'(\lambda_q)}, \quad q=0, 1, \dots \quad (21)$$

由一阶 KKT 条件,可以得到拉格朗日因子 λ 是一个小的正数,因此选取迭代的初值为 $\lambda_0 = 0$, 经过几次迭代就可收敛。

2.2 冲激响应的 ℓ_1 范数约束

水声信道是大时延扩展的稀疏信道,对应的冲激响应 \mathbf{h} 仅有有限个非零点,将向量 \mathbf{h} 表示为模向量和符号向量点积的形式,即

$$\mathbf{h} = |\mathbf{h}| \times \text{sgn}\{\mathbf{h}\} \quad (22)$$

其中 $\text{sgn}\{\cdot\}$ 为复数域上的符号函数:

$$\text{sgn}\{x\} = \begin{cases} \frac{x}{|x|} & |x| \neq 0 \\ 0 & |x| = 0 \end{cases} \quad (23)$$

如果令向量 $\mathbf{y} = \mathbf{h}$, 信道稀疏性约束即是说其 ℓ_0 范数 $\|\mathbf{y}\|_0$ 有上界。由于 ℓ_0 范数并不是凸集,可以使用 ℓ_1 范数来代替,即令

$$\|\mathbf{y}\|_1 \leq \zeta \quad (24)$$

其中 ζ 为 ℓ_1 范数的上界。这一约束保证了约束的集合是凸的,又能够保证冲激响应 \mathbf{h} 的稀疏特性。

文献[16]中给出了这个约束问题的解:

$$P_{\ell} y_q(n) = \text{sgn}\{y_q(n)\} \max(|y_q(n)| - \mu, 0) \quad (25)$$

$$\text{即 } P_{\ell} h_q(n) = \text{sgn}\{h_q(n)\} \max(|h_q(n)| - \mu, 0) \quad (26)$$

其中 μ 是拉格朗日因子,是方程(27)的解:

$$\sum_{n=0}^{N-1} \max(|h_q(n)| - \mu, 0) - \zeta = 0 \quad (27)$$

使用二分法可以得到式(27)的解。

2.3 冲激响应的上界约束

信道冲激响应的幅值是有界的,可以直接定义幅度约束的投影算子为

$$P_b h_q(n) = \begin{cases} h_q(n) & a_l \leq |h_q(n)| \leq a_u \\ a_l \text{sgn}\{h_q(n)\} & |h_q(n)| < a_l \\ a_u \text{sgn}\{h_q(n)\} & |h_q(n)| > a_u \end{cases} \quad (28)$$

上限 a_u 和下限 a_l 可以根据实际接收信号的幅度来确定。这一约束条件保证了幅度估计的结果与实际的接收信号相适应。

2.4 残差的功率谱约束

为了更进一步利用噪声 \mathbf{v} 的频域特性,还可以定义残差的频谱满足如下约束:

$$\left| R(k) - \frac{1}{2} S(k) H(k) - \frac{1}{2} S_*(k) H_*(k) \right|^2 \leq \delta_p \quad (29)$$

在最优解的条件下,式(29)左边即是对应于频率 k 处噪声频谱的模平方 $|V(k)|^2$ 。

如果噪声 $\mathbf{v}(n)$ 是高斯白噪声,可以证明当 $0 < k < N/2$ 时,其傅里叶变换 $V(k)$ 的实部和虚部分别是独立的均值为零,方差为 $N\sigma^2/2$ 的高斯随机过程。进一步得到 $2|V(k)|^2/(N\sigma^2)$ 服从自由度为 2 的 χ^2 分布。 $|V(k)|^2$ 的 95% 置信区间为 $[0, \delta_p]$, 其中

$$\delta_p = 5.991 \frac{N\sigma^2}{2} \quad (30)$$

对这一约束应用条件极值法,可得投影算子为

$$P_p H_q(k) = \frac{2}{S(k)} \left[R(k) - \sqrt{\delta_p} \frac{R(k) - \frac{1}{2} S(k) H_q(k)}{\left| R(k) - \frac{1}{2} S(k) H_q(k) \right|} \right] \quad (31)$$

这一约束条件利用了噪声的频域特性, 最大限度地保证了残差与噪声具有相同的频谱特性, 可以进一步加快收敛过程。

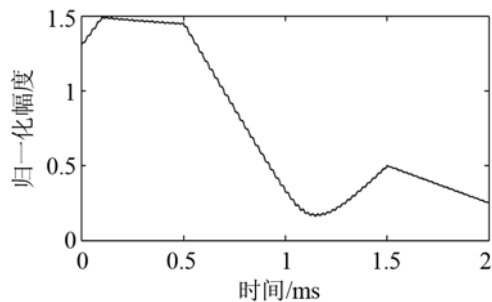
同时使用上面定义的四种投影算子对冲激响应的初值交替进行投影运算, 经过迭代后即可得到信道冲激响应的辨识结果。

3 计算机仿真结果

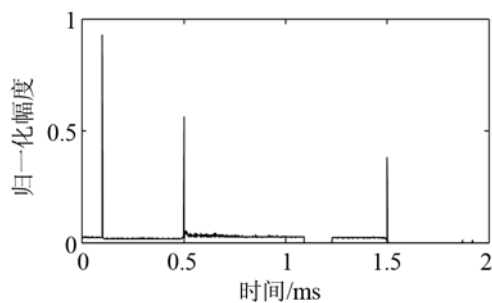
假定仿真信道存在三个主要的多途, 其时延分别是 0.1 ms, 0.5 ms, 1.5 ms, 对应的幅度衰减为 1, 0.9, 0.5, 相位变化是 0°, 30°, 180°。

发射信号是脉宽为 1 ms, 频率为 20 kHz 的单频 CW 脉冲。接收信号分别含有噪声功率为 -20 dB, -10 dB, 0 dB 的加性高斯白噪声, 信号采样率为 800 kHz, 同时使用匹配滤波器和 POCS 算法进行处理。图 1 是噪声功率为 -20 dB 信道辨识结果, 从图中可看出, 由于 CW 脉冲的时间分辨率约为脉冲宽度 1 ms, 传统的匹配滤波不能正确分辨多途 1 和多途 2。如果要提高其分辨率, 必须使用更短脉冲宽度的 CW 信号或线性调频脉冲, 这无疑对发射系统和换能器的带宽提出了要求。而 POCS 算法由于不受信号脉冲宽度的限制, 可正确辨识三个多途。

表 1 是不同噪声功率下的信道辨识结果, 从表中可见, 在多途时延差大于 1 ms 时(多途 3), 匹配滤波器的幅度和相位估计误差要优于 POCS 算法。



(a) 匹配滤波器处理结果



(b) 使用 POCS 算法处理结果

图 1 仿真信道辨识结果

Fig.1 Identification results of a simulated channel with (a) Matched filter and (b) POCS

但在多途时延差小于 1 ms 时, 由于匹配滤波器的分辨率限制, 多途 1 和多途 2 的估计结果互相影响, 不能得到正确的幅度和相移参数。而 POCS 算法并不受发射信号脉宽的限制, 在一定信噪比条件下, 仍能得到这多途 1 和多途 2 的幅度和相移估计值。

计算机仿真结果表明: 在多途时延差大于 CW 信号脉宽时, 匹配滤波器的信道辨识结果要优于 POCS 算法; 但多途时延差小于 CW 信号脉宽时, POCS 算法的辨识结果要优于匹配滤波器。

表 1 信道辨识结果对比

Table 1 Comparison of the identification results between match filter and POCS

噪声功率	估计方法	估计值	时延/ms	幅度	相移/°	
-20dB	真实值	多途 1	0.1	1	0	
		多途 2	0.5	0.9	30	
		多途 3	1.5	0.5	180	
	匹配滤波	多途 1	0.1	1.49	10.3	
		多途 2				
		多途 3	1.5	0.49	180.1	
	POCS	多途 1	0.1	0.92	0.2	
		多途 2	0.5	0.57	23.4	
		多途 3	1.5	0.38	186.4	
-10dB	匹配滤波	多途 1	0.1	1.46	11.4	
		多途 2				
		多途 3	1.5	0.51	181	
	POCS	多途 1	0.1	0.73	2.1	
		多途 2	0.5	0.45	14.2	
		多途 3	1.5	0.24	191.1	
	0dB	匹配滤波	多途 1	0.12	1.45	10
			多途 2			
			多途 3	1.49	0.57	180.3
POCS		多途 1	0.1	0.41	2.2	
		多途 2	0.5	0.26	12.1	
		多途 3	1.5	0.17	188.1	

4 实验结果

为了进一步检验 POCS 算法在实际信道中的辨识性能, 对 2009 年 10 月某水库的实验数据进行了处理。

实验环境如图 2 所示。声源位于母船上, 水下 8.4 m 处, 接收水听器 and 采集设备放置于子船上, 水听器位于水下 8.4 m 处, 与声源的水平距离为 130 m。声源发射频率为 20 kHz, 脉冲宽度为 1.5 ms 的 CW 脉冲, 水听器接收信号经放大滤波后记录到采集设备中, 母船和子船使用无线电同步, 用于计算

接收信号的时延。

使用匹配滤波器和 POCS 算法对采集数据进行信道辨识, 图 3 是其中一组接收信号的时域波形及处理结果。

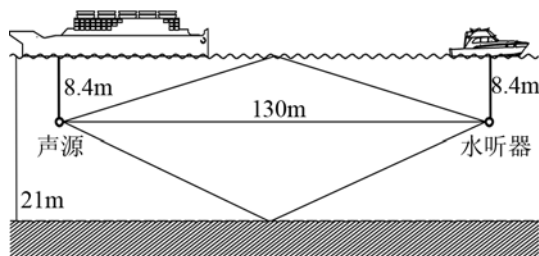
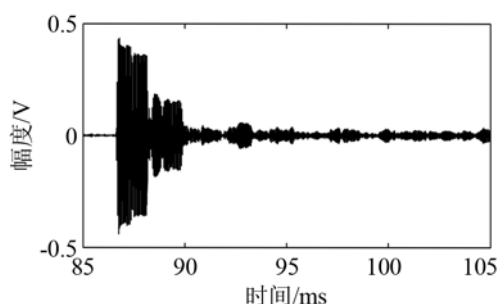
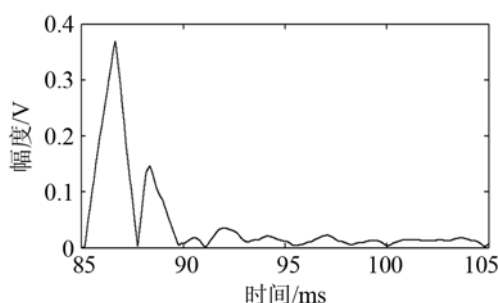


图 2 实验环境示意图

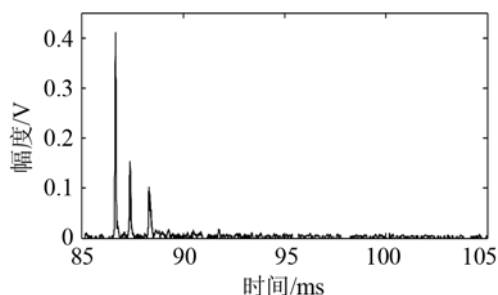
Fig.2 Illustration of experimental environment



(a) 接收信号时域波形



(b) 匹配滤波器处理结果



(c) POCS 算法处理结果

图 3 接收信号及信道辨识结果

Fig.3 Received signal and identification results

由水听器和声源的距离可以估算出直达波, 水面反射波和水底反射波的到达时刻, 分别为 86.67 ms, 87.39 ms, 88.28 ms。从图 3(b)中可以看出, 由于匹配滤波器的分辨率限制, 不能分辨直达波与水面反射波。而图 3(c)中的 POCS 算法处理结果则清

晰地显示出了三个多途, 对应的到达时刻分别为 86.66 ms, 87.39 ms, 88.31 ms, 幅度分别为 0.41, 0.15, 0.11, 对应的相移分别是 6.9° , 170.4° , 100.6° 。幅度和相移的估计结果可以用于研究水底和水面的反射特性。

实验数据的处理结果说明, 在实际环境中, 使用 POCS 算法也能够正确分辨直达波, 水面反射和水底反射, 并能够提供相应的幅度和相移估计结果, 其分辨率优于传统的匹配滤波器。

5 结论

本文分析了凸集投影算法基本原理, 给出了复数域上 4 种常用的凸集约束集合, 并使用凸集投影算法估计水声信道中每个途径的对应的传播时延, 幅度衰减和相位变化。数值仿真和湖上试验处理结果表明: 在较高信噪比条件下, 凸集投影算法可以正确辨识水声多途信道, 其分辨率优于传统匹配滤波器, 能够获得多个途径到达信号的幅度和相移信息, 对进一步研究水声信道传播特性以及声信号在界面上的反射特性具有重要的意义。

参 考 文 献

- [1] 宫在晓, 张仁和, 李秀林, 等. 浅海脉冲声传播及信道匹配实验研究[J]. 声学学报, 2005, 30(2): 108-114.
GONG Zaixiao, ZHANG Renhe, LI Xiulin, et al. Experimental research on sound pulse propagation and channel match in shallow water[J]. Acta Acustica, 2005, 30(2): 108-114.
- [2] 童峰, 许肖梅, 方世良. 基于有效抽头和进化规划算法的自适应水声信道估计[J]. 声学技术, 2007, 26(2): 301-306.
TONG Feng, XU Xiaomei, FANG Shiliang. Estimation of underwater acoustic channels based on active taps and evolutionary programming[J]. Technical Acoustics, 2007, 26(2): 301-306.
- [3] 魏莉, 许芳, 孙海信. 水声信道的研究与仿真[J]. 声学技术, 2008, 27(1): 25-29.
WEI Li, XU Fang, SUN Haixin. Research and simulation on underwater acoustic communication channel[J]. Technical Acoustics, 2008, 27(1): 25-29.
- [4] 邓红超, 刘云涛, 蔡惠智. 瑞利分布时变水声信道仿真与实验[J]. 声学技术, 2009, 28(2): 109-112.
DENG Hongchao, LIU Yuntao, CAI Huizhi. Time-varying UWA channel with Rayleigh distribution[J]. Technical Acoustics, 2009, 28(2): 109-112.
- [5] 赵春梅, 徐江, 宋俊. 利用射线模型快速预报海洋信道对包络谱的影响[J]. 声学技术, 2010, 29(3): 258-263.
ZHAO Chunmei, XU Jiang, SONG Jun. Fast forecasting of ocean channel's effects on demon spectrum with ray model[J]. Technical Acoustics, 2010, 29(3): 258-263.
- [6] 李轩, 王磊, 孙长瑜. 浅海中低频水声信道仿真研究[J]. 声学技术, 2010, 29(6): 565-568.
LI Xuan, WANG Lei, SUN Changyu. Low-mid frequency random underwater channel simulation in shallow water environment[J]. Technical Acoustics, 2010, 29(6): 565-568.
- [7] Ehrenberg J E, Ewart T E, Morris R D. Signal processing tech-

- niques for resolving individual pulses in a multipath signal[J]. J. Acoust. Soc. Am (S0001-4966), 1978, **63**(6): 1861-1865.
- [8] Schmidt R O. Multiple emitter location and signal parameter estimation[J]. IEEE Trans Antennas and Propagation (S0018-926X), 1986, **34**(3): 276-280.
- [9] WU R, LI J, LIU Z. Super resolution time delay estimation via MODE-WRELAX[J]. IEEE Trans Aerospace and Electronic Systems (S0018-9251), 1999, **35**(1): 294-307.
- [10] 陈韶华, 相敬林, 罗建. 水声信道多径时延估计的高分辨率方法研究[J]. 系统仿真学报, 2005, **17**(11): 2821-2824.
CHEN Shaohua, XIANG Jinglin, LUO Jian. High Resolution Method for Underwater Multipath Time Delay Estimation[J]. Journal of System Simulation, 2005, **17**(11): 2821-2824.
- [11] Vaccaro R J, Ramalingam C S, Tufts D W. Least-squares time-delay estimation for transient signals in a multipath environment[J]. J. Acoust. Soc. Am (S0001-4966), 1992, **92**(1): 210-218.
- [12] 陈华伟, 赵俊渭, 郭业才, 等. 一种维纳加权频域自适应时延估计算法[J]. 声学学报, 2003, **28**(6): 514-517.
CHEN Huawei, ZHAO Junwei, GUO Yecai, et al. A Wiener weighting algorithm of adaptive time delay estimation in frequency domain[J]. Acta Acustica, 2003, **28**(6): 514-517.
- [13] 童峰, 许肖梅, 方世良. 一种单频水声信号多径时延估计算法[J]. 声学学报, 2008, **33**(1): 62-68.
TONG Feng, XU Xiaomei, FANG Shiliang. Multipath time-delay estimation of underwater acoustic sinusoidal signals[J]. Acta Acustica, 2008, **33**(1): 62-68.
- [14] 陈东升, 李霞, 方世良, 等. 基于多径参数模型和混合优化的时变水声信道跟踪[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2010, **40**(3): 459-463.
CHEN Dongsheng, LI Xia, FANG Shiliang, et al. Tracking of time-varying underwater acoustic channels based on multipath parameter model and hybrid optimization[J]. Journal of Southeast University (Natural Science Edition), 2010, **40**(3): 459-463.
- [15] ZENG W J, JIANG X, LI X L, et al. Deconvolution of sparse underwater acoustic multipath channel with a large time-delay spread[J]. J. Acoust. Soc. Am (S0001-4966), 2010, **127**(2): 909-919.
- [16] LIU J, YE J. New York, USA: Efficient Euclidean projections in linear time[C]// New York, USA: International Conference on Machine Learning, 2009. 657-664.

· 简 讯 ·

上海声学学会工业超声专业委员会赴昆山参观访问

2012年5月29日, 上海声学学会工业超声专业委员会一行近30人到国内最大的超声压电陶瓷生产厂商之一——昆山日盛电子有限公司进行参观访问。

来自中国科学院声学研究所东海研究站、同济大学声学研究所、中船重工集团公司第726研究所、上海理工大学和上海必能信超声设备有限公司等单位的专业委员会委员、专家、代表和昆山日盛电子有限公司进行了广泛的交流和热烈讨论。

昆山日盛电子有限公司总经理姚斌介绍了的企业文化、发展历程和技术产品等情况, 并带领与会代表参观了陶瓷生产线和相关实验室。一流的设备、精湛的工艺、有序的管理、强大的企业凝聚力给代表们留下了深刻的印象。

交流过程中, 上海声学学会名誉理事长钱梦麟教授、学会办公室阎玉舜教授、工业超声专业委员会周红生主任以及必能信超声亚洲区技术总监周云贵高工等专家, 分别就压电材料的发展趋势、技术难题攻克和企业发展方向等问题提出了建设性的意见。最后, 昆山日盛电子有限公司郑重向上海声学学会提出团体会员的入会申请, 得到了在座代表们的大力支持, 本次交流会圆满结束。

