

被动合成孔径声呐阵列目标远程定位

黄勇 李宇 刘纪元

(中国科学院声学研究所 北京 100080)

摘要 该文讨论了被动合成孔径声呐远程定位问题。首先得到了合成孔径声呐阵列接收的声场方程,利用简正波滤波新方法,通过短线阵的水平移动,实现远程目标方位、深度及距离的定位。数值仿真结果表明,通过阵列的移动,可以合成大的孔径,提高目标的方位、距离估计精度。对合成孔径声呐阵列,利用简正波滤波方法可以有效地实现对目标方位、深度及距离的估计。

关键词 被动合成孔径声呐, 远程定位, 简正波滤波

中图分类号: U666.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)03-0526-06

Long Distance Source Localization with Passive Synthetic Aperture Sonar

Huang Yong Li Yu Liu Ji-yuan

(Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)

Abstract In this paper, a new technique about long distance source localization with passive synthetic aperture sonar array is presented. At first, a sound field receiving equation for synthetic aperture sonar is derived. Then, this new method is described in detail that obtains a long distant passive azimuth, range and depth source localization by the normal-mode filter and the large synthetic aperture through horizontal moving of a short line array. The simulated results indicate that the estimation of accuracy in azimuth and range source localization is improved by this method. In addition, it is certificated that the passive synthetic aperture sonar array can realize effectively long distant source localization by normal-mode filtering method.

Key words Passive synthetic aperture sonar, Long distance location, Normal-mode filtering

1 引言

浅海中被动声源定位是一个困难的问题。水下声道中的声场可以用信道的简正波的和来表示。简正波参数依赖于信道的特征和声源的参数。传统的声源定位是由传播模型计算的声场与接收的声场进行匹配,这个方法称为匹配场方法(MFP)。研究目标远程定位问题主要集中在基于垂直阵的匹配场(VAMFP)或匹配模(VAMMP)方法。

近年来,水平阵的匹配模(HAMMP)和匹配场(HAMFP)定位的研究正在引起人们的关注,也有一些成功的检测和定位的试验报道^[1,2]。研究表明,水平阵在50倍波长的范围以内,随着接收阵尺度的增大可以大幅度降低背景噪声对位置估计精度的影响。即水平阵的空间尺度越长,定位精度越高,但是要使水平阵的尺度增大,必将增大系统成本,往往实现

起来也非常困难。而被动合成孔径的方法,利用小尺度的拖曳线阵,通过匀速直线运动,持续接收运动中的声场信号,将时间采样累积转化成空间采样累积,实现合成孔径的目标远程定位的目的。目前还没有见到用被动合成孔径声呐阵列进行远程目标定位的相关报道。

这里,首先针对合成孔径声呐工作环境特征,具体给出了目标和声呐移动时的声场信号的简正波公式;得到了合成孔径声呐阵列接收的声场信号的简正波方程。随后,在目标方位已知的情况下,采用简正波滤波方法对目标的深度和距离进行估计;在目标方位未知时,给出了目标方位、深度及距离的联合估计方法。最后,对文中的方法进行了数值仿真,同时给出了误差分析曲线。

2 数学描述

对于浅海信道,设其参数为深度 h ,密度 ρ 和声速 $c(z)$,

海底的密度 ρ_1 及声速 $c_1(z)$ 为常数。在远场, 深度 z_s 处的点声源其角频率为 Ω 。声源不动, 接收声呐按与目标连线呈 β 角做匀速直线运动, 如图 1 所示。

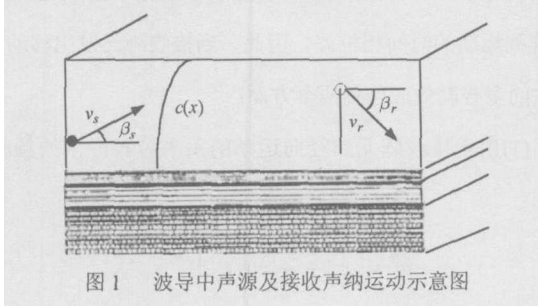


图 1 波导中声源及接收声呐运动示意图

波动方程为

$$\nabla^2 \psi(r, z, t) - \frac{1}{c} \frac{\partial^2 \psi(r, z, t)}{\partial t^2} = -\delta(r - v_s t) \delta(z - z_s) \exp(-j\Omega t) \quad (1)$$

这里 ψ 为声场的势函数。对上式进行 Fourier 变换得到 Helmholtz 方程:

$$(\nabla^2 + k_\omega^2) \psi(r, z, \omega) = -\delta(z - z_s) \int \delta(r - v_s t) \exp(j(\omega - \Omega)t) dt \quad (2)$$

这里 $k_\omega = \omega/c$ 为在 ω 时的介质波数。

利用二维 Fourier 变换可以得到深度分离的波动方程:

$$\begin{aligned} \frac{d^2 \psi(k_r, z; \omega)}{dz^2} + (k_\omega^2 - k_r^2) \psi(k_r, z; \omega) \\ = -\frac{\delta(z - z_s)}{2\pi} \delta(\omega - \Omega - k_r \cdot v_s) \end{aligned} \quad (3)$$

这里 $k_r = |k_r|$ 。式(3)是标准的深度分离方程, 有如下解:

$$\psi(k_r, z; \omega) = \delta(\omega - \Omega) G(k_r, z; \omega) \quad (4)$$

这里 $G(k_r, z; \omega)$ 为与深度有关的 Green 函数。

时间域的解就是上式的逆 Fourier 变换, 得

$$\begin{aligned} \psi(r, z, t) = \frac{1}{2\pi} \int d^2 k_r G(k_r, z; \Omega + k_r \cdot v_s) \\ \cdot \exp(-[(\Omega + k_r \cdot v_s)t - k_r \cdot r]) \end{aligned} \quad (5)$$

上式对任意的 r 均成立。当接收换能器以速度 v_r 运动时, 这时距离 $r = r_0 + v_r t$, r_0 为 $t=0$ 时的接收换能器的位置。代入式(5)得

$$\begin{aligned} \psi(r_0 + v_r t, z, t) = \frac{1}{2\pi} \int d^2 k_r G(k_r, z; \Omega + k_r \cdot v_s) \\ \cdot \exp[(\Omega + k_r \cdot (v_s - v_r))t - k_r \cdot r_0] \end{aligned} \quad (6)$$

由于激励是有限带宽的, 并考虑到目标与接收阵元间的距离比换能器阵在这一时段的位移要大得多, 可以认为阵元移动的夹角 β_r 及目标移动的夹角 β_s 是不变的。这样就可以利用 Hankel 变换将 2D 的 Fourier 积分变为水平波数域的积分, 即

$$\begin{aligned} \psi(r_0 + v_r t, z, \omega) \\ \equiv \int dk_r k_r H_0^{(1)}(k_r r_0) S(\Omega_k) G(k_r, z; \omega + k_r v_r \cos \beta_r) \end{aligned} \quad (7)$$

这里

$$\Omega_k = \omega + k_r (v_r \cos \beta_r + v_s \cos \beta_s) \quad (8)$$

下面可以将上述问题直接转化为简正波形式。简正波的 Green 函数定义为^[3]

$$G(k_r, z; \omega) = \frac{1}{2\pi \rho(z_s)} \sum \frac{\psi_m(z) \psi_m(z_s)}{k_r^2 - k_m^2} \quad (9)$$

这里 k_m 为式(3)的特征值, ψ_m 为相应的特征向量。将上式代入式(7)中的积分核中, 就得到声场的解。只是将波数 k_m 换成在 Doppler 频移后频率 $\omega + k_r v_r \cos \beta_r$ 时的波数 k_m^* , 当 $v_r/c \ll 1$ 时,

$$k_m^* = k_m \left(1 + v_r \cos \beta_r \frac{dk_m}{d\omega} \right) = k_m \left(1 + \frac{v_r}{v_{mg}} \cos \beta_r \right) \quad (10)$$

这里 v_{mg} 为第 m 号简正波数在角频率 ω 时的群速度。

这样, 波数域积分方程就变为简正波的和的形式:

$$\begin{aligned} \psi(r_0 + v_r t, z, \omega) \approx \frac{i}{4\rho(z_s)} \sum_n S(\Omega_n) \psi_n(z) \psi_n(z_s) \\ H_0^{(1)} \left[k_n r_0 \left(1 + \frac{v_r}{v_{ng}} \cos \beta_r \right) \right] \end{aligned} \quad (11)$$

可简化为

$$\begin{aligned} \psi(r_0 + v_r t, z, \omega) \approx \frac{i}{\rho(z_s) \sqrt{8\pi}} \exp(-i\pi/4) \\ \cdot \sum_n S(\Omega_n^*) \psi_n(z) \psi_n(z_s) \frac{\exp\left(i \int_0^{r_0} k_n(r) dr\right)}{\sqrt{\int_0^{r_0} k_n(r) dr}} \end{aligned} \quad (12)$$

最后简化为

$$\begin{aligned} p = \exp \left[-j \left(\omega t - \frac{\pi}{4} \right) \right] \sum_{m=1}^M a_m^2 \left(\frac{2\pi}{k_m r_q} \right)^{1/2} \sin(\gamma_m z_s) \sin(\gamma_m z) \\ \cdot \exp \left[j \left(k_m r_q(t) + \frac{\pi}{4} \right) \right] \\ = \sum_{m=1}^M \left[a_m^2 \left(\frac{2\pi}{k_m r_q} \right)^{1/2} \sin(\gamma_m z_s) \sin(\gamma_m z) \right. \\ \cdot \exp \left[-jk_m r_0 \left(1 + \frac{v}{v_{ng}} \cos \beta_r \right) \right] \exp \left[-j\omega \left(1 + \frac{v}{v_{mp}} \cos \beta_r \right) t \right] \left. \right] \end{aligned} \quad (13)$$

3 目标定位的简正波滤波方法

考虑在点声源的速度一致的浅海信道中的 $2Q+1$ 个阵元的线性水听器阵列, 阵元是一致无指向性的。问题的几何图

如图2所示。这里为了问题描述的简化,假定目标是固定的,对于目标移动的问题,须要估计目标的移动速度和角度,实现起来比较困难。

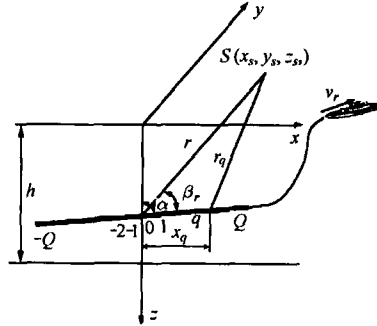


图2 拖曳阵的远程目标定位

阵列在 xz 平面内,与 z 轴的夹角 α (通常为 90° , 即水平拖动), 阵元的坐标为 $(x_q(t), 0, z_q(t))$, $q = -Q, -Q+1, \dots, 0, \dots, Q-1, Q$, 假设拖曳阵列为匀速直线运动有

$$x_0(t) = x_0 + v_r t, \quad z_0(t) = z_0 \quad (14)$$

目标在 (x_s, y_s, z_s) , β_α 表示目标的方位角, 有关 β_α 的估计见下节。

用 r_q 表示水平阵元 q 与信号源的距离, 有

$$r_q(t) = (r^2(t) + x_q(t) - 2r(t)x_q(t)\cos\beta_r)^{1/2} \quad (15)$$

这里 $r(t) = r_0(t) \approx r_0 + v_r t$ 为中心阵元到目标的水平距离。

若 $r(t) \gg (x_Q(t) - x_{-Q}(t))$, 我们可以得到如下近似:

$$r_q(t) = r(t) - x_q(t)\cos\beta_r \quad (16)$$

若阵元以距离 d 均匀布置, 有

$$x_q(t) = qd\sin\alpha + x_0(t), \quad z_q = qd\cos\alpha + z_0 \quad (17)$$

假设阵列在匀速层, 在 q 个阵元上接收的声压为

$$\begin{aligned} p_q = & \exp\left[-j\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right)\right] \sum_{m=1}^M a_m^2 \left(\frac{2\pi}{k_m r_q}\right)^{1/2} \sin(\gamma_m z_s) \sin(\gamma_m z_q) \\ & \cdot \exp\left[j\left(k_m r_q(t) + \frac{\pi}{4}\right)\right] \\ = & \sum_{m=1}^M \left\{ \left[a_m^2 \left(\frac{2\pi}{k_m r_q}\right)^{1/2} \sin(\gamma_m z_s) \sin(\gamma_m z_q) \right. \right. \\ & \cdot \exp\left[-jk_m r_0 \left(1 + \frac{v_r}{v_{ng}} \cos\beta_r\right)\right] \exp\left[j\left(k_m qd \sin\alpha \cos\beta_r\right)\right] \\ & \left. \left. \cdot \exp\left[-j\omega \left(1 + \frac{v_r}{v_{mp}} \cos\beta_r\right)t\right] \right\} \right. \quad (18) \end{aligned}$$

这里 $v_{mp} = \omega/k_m$ 为相速度, $v_{ng} = dk_m/d\omega$ 为简正波群速度, a_m 为第 m 号简正波的归一化常数。(18)式可以看出有3个指数项:(1)中心阵元距离偏移;(2)阵列阵元间空间位置差异;(3)阵列运动的时间相位差。因此,当接收阵元发生移动时,产生的多普勒效应包括两个方面:

(1)由于接收阵元的径向运动的距离拉长产生的频率偏移:

$$\omega^* = \omega \left(1 + \frac{v_r}{v_{mp}} \cos\beta_r\right) \quad (19a)$$

(2)由于频率偏移产生的波数(本征值)偏移:

$$k_m^* = k_m \left(1 + \frac{v_r}{v_{ng}} \cos\beta_r\right) \quad (19b)$$

阵列的输出,是通过对阵元的输出的加权和得到的,即

$$R = \sum_{q=-Q}^Q w_q p_q \quad (20)$$

利用近似关系式(16)可将式(18)简化为

将式(18)代入式(20),得

$$\begin{aligned} R = & \sum_{q=-Q}^Q w_q \sum_{m=1}^M \left\{ a_m^2 \left(\frac{2\pi}{k_m r_q}\right)^{1/2} \sin(\gamma_m z_s) \sin(\gamma_m z_q) \right. \\ & \cdot \exp\left[-jk_m r_0 \left(1 + \frac{v_r}{v_{mg}} \cos\beta_r\right)\right] \exp\left[j\left(k_m qd \sin\alpha \cos\beta_r\right)\right] \\ & \left. \cdot \exp\left[-j\omega \left(1 + \frac{v_r}{v_{mp}} \cos\beta_r\right)t\right] \right\} \quad (21) \end{aligned}$$

上式交换求和顺序得到

$$R = \sum_{m=1}^M g_m A_m \quad (22)$$

这里

$$\begin{aligned} A_m = & a_m \left(\frac{2\pi}{k_m r_q}\right)^{1/2} \sin(\gamma_m z_s) \exp\left[j\left(\omega \left(1 + \frac{v_r}{v_{mp}} \cos\beta_r\right)t\right)\right] \\ & \cdot \exp\left[jk_m r_0 \left(1 + \frac{v_r}{v_{mg}} \cos\beta_r\right)\right] \quad (23) \end{aligned}$$

为第 m 号简正波的复幅度, 而

$$g_m = \sum_{q=-Q}^Q a_m w_q \sin(\gamma_m z_q) \exp\left[-jk_m qd \sin\alpha \cos\beta_r\right] \quad (24)$$

为阵列对第 m 号简正波的增益。

所谓简正波滤波就是选择一特定简正波 n , 而其它的号数的简正波均被滤掉^[4]。即寻找一组权系数 $W_n = \{w_{-Q}, w_{-Q+1}, \dots, w_Q\}$, 满足

$$g_m = 0, \quad m \neq n \quad (25)$$

在速度均匀的水下信道, 每个简正波是由两个准平面波相对于水平面对称传播干涉的结果。所以, 只要在组成第 m 号简正波的两个准平面波的方向上响应为零, 则第 m 号简正波就被过滤掉了。现在我们要寻找一组权系数 U_m , 使得在第 m 号简正波的两个准平面波方向上响应为零。为了能滤出第 n 号简正波, 滤掉其它所有号的简正波, 就是要设计一个阵在组成其它简正波的准平面波方向上的响应为零。如果在浅海中有 M 号简正波, 那么能滤出第 n 号简正波的一组权系数 W_n 可以由 $M-1$ 组权系数 $U_m (m \neq n)$ 的卷积得到:

$$W_n = U_1 * U_2 * \dots * U_{n-1} * U_{n+1} * \dots * U_M \quad (26)$$

这里 $*$ 代表卷积。

对于一个等间距的水平阵, 水听器之间的间隔为 d , 深度位于 z_0 , 我们有

$$x_q(t) = qd + x_0(t), \quad z_q = z_0 \quad (27)$$

则从式(24)可以得到 m 号简正波的增益因子为

$$g_m = a_m w_q \sin(\gamma_m(z_0)) \sum_{q=-Q}^Q \exp[-jk_m qd \cos \beta_r] \quad (28)$$

可以看到, 增益因子与阵所放的深度有关, 当 $\sin(\gamma_m(z_0)) = 0$ 时, 即阵位于 m 号简正波的节点处, 增益因子为零。

此时, 组成第 m 号简正波的两个平面波相对于阵轴方向角为 θ_{m1} 和 θ_{m2} , 对于水平阵而言, θ_{m1} 和 θ_{m2} 应是相等的, 为

$$\theta_{m1} = \theta_{m2} = \theta_m = \cos^{-1} \left[\left(\frac{k_m}{k} \right) \cos \beta_r \right] \quad (29)$$

于是只要阵在 θ_m 方向上的响应为零, 则第 m 号简正波就被滤掉。

考虑对第 m 号简正波的响应, 从式(31)可以看到, 只要权系数符合下面条件:

$$\begin{aligned} w_{p+1}/w_p &= -\exp(jk_m d \cos \beta_r) \\ w_q &= 0, \quad q \neq p, \quad q \neq p+1 \end{aligned} \quad (30)$$

此时 $g_m = 0$, 所以第 m 号简正波可以通过下面一组权系数

$$U_m = \{1, -\exp(jk_m d \cos \beta_r)\}, \quad m=1, \dots, n-1, n+1, \dots, M \quad (31)$$

滤掉。把式(31)代入式(26)就可以得到能滤出第 n 号简正波的一组权系数 W_n , 既然 U_m 含有两个元素, 那么 W_n 就含有 M 个元素。

现在假定 $W_{nq} (n=1, \dots, M; q=1, \dots, Q)$ 是滤出 n 号简正波的第 q 个权系数, 而 g_{nm} 是滤出 n 号简正波 m 号简正波的

增益因子, 由方程(28)得

$$g_{nm} = \sum_{q=1}^Q a_m W_{nq} \sin[\gamma_m z_0] \exp(-jk_m qd \cos \beta_r) \quad (32)$$

此时, 第 n 号简正波的过滤输出为

$$R_n = \sum_{m=1}^M g_{nm} A_m \quad (33)$$

这时, 简正波的过滤输出为

$$R_n = g_{nn} A_n = \sum_{q=-Q}^Q W_{nq} p_q \quad (34)$$

这样就能得到第 n 号简正波的幅度为

$$A_n = g_{nn}^{-1} \sum_{q=-Q}^Q W_{nq} p_q \quad (35)$$

假定由试验过滤所得简正波幅度 $A_n, n=1, \dots, M$, 通过简正波模型计算的简正波幅度为 $\tilde{A}_n(\tilde{r}_s, \tilde{z}_s), n=1, \dots, M$, 由简正波匹配(NMM), 又称模匹配(MMP), 得到模糊度函数为

$$C_{MFP}(\tilde{r}_s, \tilde{z}_s) = A^* W \tilde{A}(\tilde{r}, \tilde{z}) / \sqrt{\tilde{A}^*(\tilde{r}, \tilde{z}) W \tilde{A}(\tilde{r}, \tilde{z})} \quad (36)$$

其中 A 和 $\tilde{A}$ 分别由过滤的简正波幅度向量 $A_n, n=1, \dots, M$, 和计算的简正波幅度向量 $\tilde{A}_n(\tilde{r}_s, \tilde{z}_s), n=1, \dots, M$ 合成的向量。 W 为某权矩阵。模糊度函数的最大值就是估计的声源的位置。

4 目标方位未知时的远程定位

上节介绍的是目标方位角 β_r 已知时, 远程定位的 MMP 方法。而实际情况目标与基阵的夹角往往是未知的。因此要研究目标方位角与目标的距离及深度的联合估计问题。

下面给出目标方位与目标距离、深度联合估计算法。

(1)对给定的目标方位角 $\tilde{\beta}$, 按式(31)得到一组权系数 $U_m(\tilde{\beta}), m=1, \dots, M$, 再按式(26)得到简正波的滤波系数矩阵 W 。

(2)现在假定 $W_{nq}(\tilde{\beta})(n=1, \dots, M; q=1, \dots, Q)$ 是滤出 n 号简正波的第 q 个权系数, 由方程(32)得到滤出 n 号简正波 m 号简正波的增益因子 $g_{nm}(\tilde{\beta})$ 。这样, 代入式(35)就能得到第 n 号简正波的幅度 $A_n(\tilde{\beta}), n=1, \dots, M$ 。

(3)假定目标的距离、深度分别为 $(\tilde{r}_s, \tilde{z}_s)$, 通过简正波模型式(23)得到简正波幅度 $\tilde{A}_n(\tilde{\beta}, \tilde{r}_s, \tilde{z}_s), n=1, \dots, M$ 。

(4)代入式(36), 得到关于目标方位、深度及距离估计的模糊度函数 $C_{MFP}(\tilde{\beta}, \tilde{r}_s, \tilde{z}_s)$ 。

(5)最终确定的目标参数 (β^0, r_s^0, z_s^0) 满足

$$(\beta^0, r_s^0, z_s^0) = \max_{(\tilde{\beta}, \tilde{r}_s, \tilde{z}_s)} C_{\text{MFP}}(\tilde{\beta}, \tilde{r}_s, \tilde{z}_s) \quad (37)$$

5 数值仿真

试验参数为: 水深 $h=28\text{m}$, 信号源深度 $z_s=10\text{m}$, 源与阵中间水听器之间的距离 $r=5000\text{m}$, 声源的方位角 $\beta_s=10^\circ$, 源频率 $f=300\text{Hz}$, 水中声速 $c=1500\text{m/s}$, 海底声速 $c_1=2000\text{m/s}$, 水的密度 $\rho=1000\text{kg/m}^3$, 海底密度 $\rho_1=1100\text{kg/m}^3$, 相邻水听器之间的间隔 $d=10\text{m}$, 阵的深度 $z_0=10\text{m}$. 对上述参数, 有 7 号简正波可以传播, 它们对应的平面波与水平面的夹角分别为 $\pm 4.8904^\circ$, $\pm 9.8146^\circ$, $\pm 14.8082^\circ$, $\pm 19.9104^\circ$, $\pm 25.1659^\circ$, $\pm 30.6247^\circ$, $\pm 36.3282^\circ$.

5.1 单个目标参数的估计

接收阵的阵元数要大于等于回波信号的简正波数, 这里将合成孔径声呐阵取位 8 个阵元阵。所谓单个目标参数估计, 就是认为目标的 3 个参数: 距离、方位及深度中的某两个参数已知, 来估计另外一个参数。

图 3 给出了目标方位和距离已知时, 合成孔径声呐目标深度估计结果(与移动速度无关)。图 4 给出了目标深度和距离已知时, 合成孔径声呐不同移动速度下目标方位估计结果。从中可以看出基阵运动速度越大, 特征函数的旁瓣越小或消失(基阵静止时旁瓣为 0.165, 而基阵以 8m/s 速度移动时没有旁瓣了)。因此, 基阵的移动可以提高目标方位估计的精度。

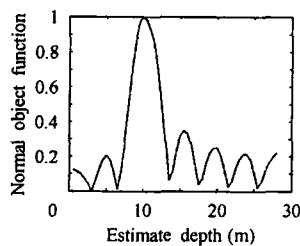


图 3 合成孔径声呐目标源深度估计结果

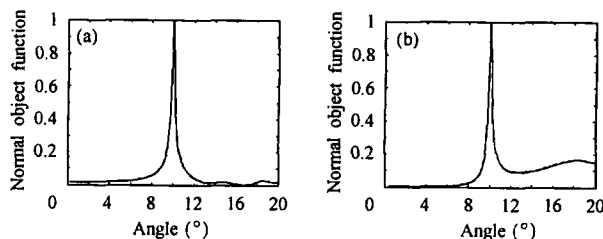


图 4 合成孔径声呐目标源方位估计结果

(a) 拖曳阵速度 8m/s

(b) 拖曳阵速度 1m/s

图 5 给出了目标方位和深度已知时, 基阵以 8m/s 速度移动和静止时的目标距离估计结果。从中可以看出基阵运动速度越大, 特征函数的旁瓣越小(基阵静止时旁瓣为 0.875,

而基阵以 8m/s 速度移动时旁瓣为 0.512)。因此, 基阵的移动可以提高目标距离估计的精度。

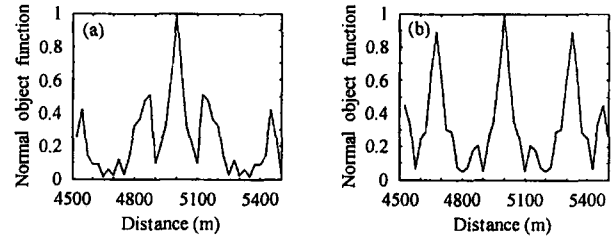


图 5 合成孔径声呐目标距离估计结果

(a) 拖曳阵速度 8m/s (b) (a) 拖曳阵静止

5.2 目标参数联合估计

对于目标方位、深度及距离的联合估计问题, 仿真结果表明, 估计结果和真值是一致的, 只是结果无法用图形来表示。我们将其分解为二维图表示: 图 6 为深度和距离的联合估计, 图 7 为方位与深度的联合估计, 图 8 为方位与距离的联合估计, 基阵以速度 8m/s 移动。因此, 简正波滤波方法可以较好地处理拖曳声呐阵对目标方位、深度及距离的联合估计问题。

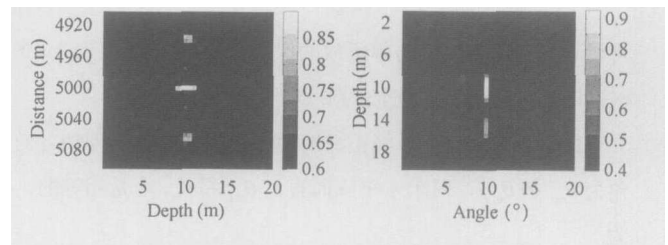


图 6 合成孔径声呐目标

深度和距离联合估计

图 7 合成孔径声呐目标

深度和方位联合估计

5.3 有噪声时目标参数的估计

对于系统有观测噪声的情况下目标参数估计, 利用 Monte Carlo 方法进行了数值仿真。通过给定信噪比情况下, 计算给定深度与估计深度之间偏差的概率, 确定了有噪声的情况下, 深度估计误差在 1m 以内的检测概率曲线, 如图 9 所示。

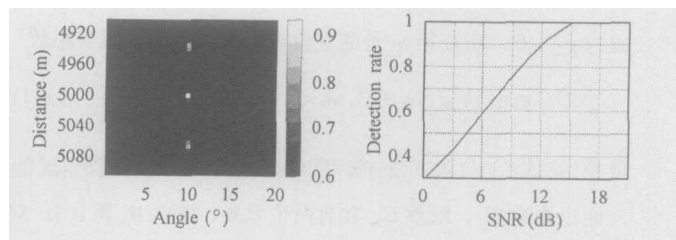


图 8 合成孔径声呐目标

方位和距离联合估计

图 9 信噪比与检测概率

关系曲线

判决函数:

$$\begin{cases} H_1: |d - d_0| \leq 1 \\ H_0: |d - d_0| > 1 \end{cases} \quad (38)$$

d 为估计深度, d_0 为给定深度。

检验概率:

$$P_d = \frac{S(H_1)}{S(H_1) + S(H_0)} \quad (39)$$

$S(H_0), S(H_1)$ 为给定信噪比下, 式(38)判为 H_0, H_1 的数目。

6 结束语

本文深入研究了被动合成孔径声呐(拖曳声呐)目标远程定位问题。给出了目标和基阵同时运动时的声场方程。利用简正波滤波方法解决了合成孔径声呐(拖曳声呐)的目标定位问题。数值仿真试验表明: 基阵的移动可以提高目标方位及距离估计的精度。同时还表明, 简正波滤波方法可以较好地处理拖曳声呐阵对目标方位、深度及距离的联合估计问题。

参 考 文 献

- [1] Booth N O, Abawi A T, Schey P W *et al.*. Detectability of low-level broad-band signals using adaptive matched-field processing with vertical aperture arrays. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2000, 25(3): 296 – 312.
- [2] Fawcett J A, Maranda B H. A hybrid target motion analysis/matched-field processing localization method. *J. Acoust. Soc. Am.*, 1993, 94(3): 1363 – 1371.
- [3] Schmidt H, Kuperman W A. Spectral and modal representations of the Doppler-shifted field in ocean waveguides. *J. Acoust. Soc. Am.*, 1994, 96(1): 386 – 395.
- [4] Harish M, Chouhan, Anand G V. A new technique of acoustic mode filtering in shallow sea. *J. Acoust. Soc. Am.*, 1991, 89(2): 735 – 744.
- 黄 勇: 男, 1965 年生, 副研究员, 博士, 研究方向为阵列信号处理、水下潜器姿态及运动估计、高分辨谱估计、系统辨识、近场水声反演等。
- 李 宇: 男, 1977 年生, 博士生, 研究方向为主被动声纳信号处理、阵列信号处理、空时自适应信号处理等。
- 刘纪元: 男, 1963 年生, 研究员, 博士, 研究方向为合成孔径声纳成像算法。