

# 低信噪比条件下多基阵检测融合系统建模与性能分析

徐振华, 黄建国, 张玲玲, 张群飞

(西北工业大学航海学院, 陕西 西安 710072)

**摘要:** 针对水下目标探测中的分布式检测融合问题, 提出了一种低信噪比条件下的多基阵检测融合系统模型。基于水声信道估计和似然比检测原理, 研究并比较了 NP(Neyman-Pearson) 准则下局部基阵判决采用二相相移键控(binary phase shift keying, BPSK) 和二进制启闭键控(on-off keying, OOK) 两种调制方式时的检测融合性能。理论分析和仿真实验表明: 在低信噪比条件下, 与单基阵探测系统相比, 利用本文提出的多基阵检测融合模型建立探测系统能够有效提高对未知目标的检测概率, 模型的提出对于水下分布式目标探测系统的建立具有较高的理论参考价值。

**关键词:** 检测融合; 低信噪比; 似然比检测; NP 准则

**中图分类号:** TN 92

**文献标志码:** A

**DOI:** 10.3969/j.issn.1001-506X.2011.11.14

## System modeling and performance analysis for detection fusion of multiple arrays under low SNR

XU Zhen-hua, HUANG Jian-guo, ZHANG Ling-ling, ZHANG Qun-fei

(College of Marine, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

**Abstract:** For solving the distributed detection fusion problem of underwater target detection, when the acoustic channel signal-to-noise ratio (SNR) is low, a new system model for the multi-array detection fusion system is proposed. Based on the estimation of acoustic channel and the principle of likelihood ratio test, the performance of detection fusion is studied and compared based on the principle of NP when the binary phase shift keying (BPSK) and on-off keying (OOK) modes are used by the local arrays. Both the theory analysis and simulation indicate that under low SNR condition, the probing system established by the proposed model could improve the detection performance effectively, the proposed model has high theoretical reference value to the establishment of the underwater target detection system.

**Keywords:** detection fusion; low signal-to-noise (SNR); likelihood ratio test (LRT); Neyman-Pearson (NP) principle

## 0 引言

由于军事系统需求的牵引, 分布式多传感器检测融合系统在过去几十年受到国内外很多研究者的重视。这些研究主要围绕三个方面展开。第一方面在融合规则确定的条件下, 对多部传感器的判决规则进行最优化<sup>[1-2]</sup>; 第二方面是在给定多部传感器判决规则的情况下, 对融合中心的融合规则进行优化<sup>[3-6]</sup>; 第三方面为全局最优化, 即同时对融合中心的融合规则及各部传感器的判决规则进行最优化<sup>[7-8]</sup>。上述这些研究工作都是假定分布式探测系统中局部传感器与融合中心间信息传输是零误差的, 即不考虑信道噪声、信道带宽以及信道衰落等因素对系统性能的影响。近年来, 随着无线传感器网络技术的发展, 国内外很多学者

在传统分布式检测融合系统研究的基础上, 研究了信道因素对于分布式探测系统的性能影响。这些研究将信道状态信息(channel state information, CSI)考虑进局部传感器判决准则以及融合中心融合准则的设计中, 在 CSI 完全已知、部分已知或者未知的情况下, 分别给出了信道带宽、信道衰落等因素影响下的分布式检测融合结果<sup>[9-11, 13-15]</sup>。

在水下目标探测的背景下, 本文研究低信噪比条件下多基阵检测融合系统建模问题。

## 1 水下多基阵分布式检测融合模型

如图 1 所示, 水下多基阵分布式检测融合系统由  $N$  个独立的局部传感器和一个融合中心组成。每一个局部基阵都能够根据观测数据对目标的有无独立地作出检测判决,

收稿日期: 2010-11-14; 修回日期: 2011-04-27。

基金项目: 国家自然科学基金(60972152)资助课题

作者简介: 徐振华(1985-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为信号处理、信息融合。E-mail: xzh985@163.com

判决结果经过调制通过含有噪声的水声衰落信道传到融合中心,融合中心对各局部基阵传输来的局部检测判决按照一定的融合准则进行融合处理,最终得到检测融合结果。

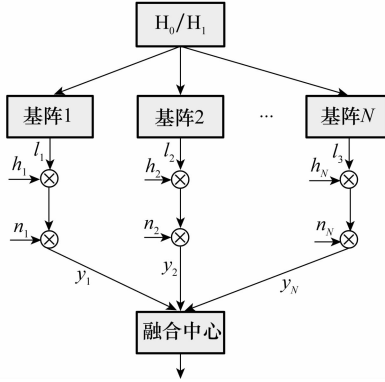


图 1 水下分布式检测融合系统

图 1 中,  $H_1$  表示目标出现,  $H_0$  表示没有目标;假设目标出现的概率未知;  $u_i$  表示第  $i$  个基阵的判决,  $u_i = 1$  表示判断目标出现,  $u_i = 0$  表示判断没有目标;在  $H_0/H_1$  条件下,假设各个局部基阵的观测是条件独立的;第  $k$  个局部基阵的检测概率和虚警概率分别用  $P_{d_k}$  和  $P_{f_k}$  表示。局部基阵与融合中心间的  $N$  个信道建模为独立同分布的平坦慢衰落瑞利信道,即认为 CSI 至少在局部基阵向融合中心传送两次局部判决的时间间隔内(称为一个发送周期)是恒定不变的。在传输周期的第一阶段,第  $i(i=1,2,\dots,N)$  个局部基阵首先向融合中心发送训练字符  $s_i$ ,则融合中心接收到的第  $i$  路训练字符信息为

$$y_{i,t} = s_i h_i + n_{i,t} \quad (1)$$

为了表述上的简洁性,令  $s_i = \sqrt{B}$ ,信道衰落系数  $h_i = A_i e^{j\theta_i}$  为复高斯随机变量,建模为  $h_i \sim CN(0,1)$ ,  $A_i$  为信道衰落幅度增益,其服从瑞利分布,  $\theta_i$  为信道相位,其服从均匀分布,即  $\theta_i \sim [-\pi, \pi)$ 。在传输周期的第二阶段,第  $i(i=1,2,\dots,N)$  个局部基阵向融合中心发送局部判决信息,局部判决信息经过调制后通过水声衰落信道到达融合中心,融合中心接收到的第  $i$  路判决信息表示为

$$y_{i,d} = l_i h_i + n_{i,d} \quad (2)$$

式中,信道噪声  $n_{i,t}$ ,  $n_{i,d}$  均为零均值、方差为  $\sigma_n^2$  的独立同分布复高斯随机变量,即  $n_{i,t}, n_{i,d} \sim CN(0, \sigma_n^2)$ ,假定信道衰落系数与信道噪声互相独立。当采用二相相移键控(binary phase shift keying, BPSK)调制时,  $l_i \in \{\pm\sqrt{B}\}$ ,其中取正值对应着  $u_i = 1$ ,取负值对应着  $u_i = 0$ ;当采用启闭键控(on-off keying, OOK)调制时,  $l_i \in \{+\sqrt{B}, 0\}$ ,取正值对应着  $u_i = 1$ ,取零值对应着  $u_i = 0$ 。

## 2 水声信道估计

融合中心采用非相关接收方式,利用训练字符  $y_{i,t}(i=1,2,\dots,N)$  估计信道衰落系数  $h_i$ ,其最小均方误差(minimum mean square error, MMSE)估计  $\hat{h}_i$  为<sup>[12]</sup>

$$\hat{h}_i = E(h_i | y_{i,t}) = \frac{\sqrt{B}}{B + \sigma_n^2} y_{i,t} \quad (3)$$

信道衰落系数估计偏差为

$$\tilde{h}_i = h_i - \hat{h}_i \quad (4)$$

将此误差建模为零均值复高斯随机变量,则其方差为<sup>[12]</sup>

$$\sigma_{\tilde{h}}^2 = \left( \frac{B}{\sigma_n^2} + 1 \right)^{-1} \quad (5)$$

由式(1)易知信道衰落系数  $h_i$  的 MMSE 估计与其线性最小均方误差估计(linear minimum mean square error, LMMSE)等价。令  $\varphi_i = e^{j\theta_i}$ ,基于训练字符  $y_{i,t}(i=1,2,\dots,N)$ ,其 LMMSE 表达式为

$$\hat{\varphi}_i = \frac{\sqrt{\frac{\pi}{4} B}}{B + \sigma_n^2} y_{i,t} \quad (6)$$

## 3 多基阵检测融合系统建模与性能分析

### 3.1 基于 BPSK 调制方式的多基阵检测融合系统

水下分布式检测融合系统见图 1,各基阵对于目标的有无作出独立判决,局部判决信息经过 BPSK 调制后通过水声衰落信道到达融合中心,  $l_i \in \{\pm\sqrt{B}\}$ ,由式(4)可知:

$$h_i = \tilde{h}_i + \hat{h}_i \quad (7)$$

将式(7)代入式(2),则融合中心接收到的第  $i$  路判决信息  $y_{i,d}$  可用下式表示:

$$y_{i,d} = l_i \tilde{h}_i + \omega_{i,d} \quad (8)$$

式中,等效噪声  $\omega_{i,d} = l_i \tilde{h}_i + n_{i,d}$ ,与判决信息  $l_i$  是不相关的。从式(8)可以看出等效噪声由信道估计误差和信道加性高斯白噪声两部分组成,由于  $\tilde{h}_i$  和  $n_{i,d}$  不相关,所以等效噪声  $\omega_{i,d}$  为一零均值复高斯随机变量,其方差为

$$\sigma_{\omega}^2 = B\sigma_{\tilde{h}}^2 + \sigma_n^2 \quad (9)$$

将式(5)代入上式,进一步得到

$$\sigma_{\omega}^2 = \frac{B\sigma_n^2}{B + \sigma_n^2} + \sigma_n^2 \quad (10)$$

由于  $\hat{h}_i$  和  $l_i$  对于融合中心来说是已知的,所以  $y_{i,d}$  为一均值为  $l_i \hat{h}_i$ 、方差为  $\sigma_{\omega}^2$  的复高斯随机变量,即

$$y_{i,d} \sim CN(l_i \hat{h}_i, \sigma_{\omega}^2) \quad (11)$$

采用 BPSK 对局部判决信息  $u_i$  进行调制,对于  $H_0/H_1$  假设,融合中心对应的似然比检测(likelihood ratio test, LRT)函数为

$$\Lambda_{\text{BPSK-LRT}} = \prod_{i=1}^N \frac{f(y_{i,d} | H_1)}{f(y_{i,d} | H_0)} = \prod_{i=1}^N \frac{P_{d,i} f(y_{i,d} | l_i = \sqrt{B}) + (1 - P_{d,i}) f(y_{i,d} | l_i = -\sqrt{B})}{P_{f,i} f(y_{i,d} | l_i = \sqrt{B}) + (1 - P_{f,i}) f(y_{i,d} | l_i = -\sqrt{B})} = \prod_{i=1}^N \frac{P_{d,i} e^{-\frac{|y_{i,d} - \hat{h}_i \sqrt{B}|^2}{\sigma_{\omega}^2}} + (1 - P_{d,i}) e^{-\frac{|y_{i,d} + \hat{h}_i \sqrt{B}|^2}{\sigma_{\omega}^2}}}{P_{f,i} e^{-\frac{|y_{i,d} - \hat{h}_i \sqrt{B}|^2}{\sigma_{\omega}^2}} + (1 - P_{f,i}) e^{-\frac{|y_{i,d} + \hat{h}_i \sqrt{B}|^2}{\sigma_{\omega}^2}}} = \prod_{i=1}^N \frac{P_{d,i} + (1 - P_{d,i}) e^{\frac{\sqrt{B} \text{Re}(y_{i,d} \hat{h}_i^*)}{\sigma_{\omega}^2}}}{P_{f,i} + (1 - P_{f,i}) e^{\frac{\sqrt{B} \text{Re}(y_{i,d} \hat{h}_i^*)}{\sigma_{\omega}^2}}} \quad (12)$$

式中,  $f(\cdot)$  为概率密度函数,  $\text{Re}(\cdot)$  为取实部。定义水声信道信噪比  $\text{SNR} = B/\sigma_w^2$ , 考虑低信噪比时情形, 当  $\sigma_n^2 \rightarrow \infty$  时, 由式(10)知  $\sigma_w^2 \rightarrow \infty$ , 对式(12)两边取自然对数, 又当  $x \rightarrow 0$  由数学近似等式  $e^{-x} \approx 1-x$  和  $\ln(1+x) \approx x$  成立, 所以融合中心对应的对数似然比函数可简化为

$$\Lambda_1 = \sum_{i=1}^N P_i \text{Re}(y_{i,d} \hat{h}_i^*) \quad (13)$$

式中,  $P_i = P_{d,i} - P_{f,i}$ 。由于  $\hat{h}_i$  对于融合中心来说已知, 由式(11)易知  $\Lambda_1$  也服从高斯分布。假定融合中心的检测门限为  $T_1$ , 则融合检测的虚警概率  $P_{F\text{-BPSK}}$  可表示为

$$P_{F\text{-BPSK}} = P(\Lambda_1 > T_1 | H_0) = Q\left(\frac{T_1 - \mu_{\Lambda_1|H_0}}{\sigma_{\Lambda_1|H_0}}\right) \quad (14)$$

式中,  $Q(t) = \int_t^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} dx$  为正态分布概率分布函数, 检测融合中心以  $y_{i,d}$  为观测量, 并采用 NP (Neyman-Pearson) 准则进行判决, 融合中心虚警概率  $P_{F\text{-BPSK}} = \delta$  给定, 则融合系统检测概率可表示为

$$P_{D\text{-BPSK}} = P(\Lambda_1 > T_1 | H_1) = Q\left(\frac{Q^{-1}(\delta)\sigma_{\Lambda_1|H_0} + \mu_{\Lambda_1|H_0} - \mu_{\Lambda_1|H_1}}{\sigma_{\Lambda_1|H_1}}\right) \quad (15)$$

式中,  $Q^{-1}(\cdot)$  为正态分布概率分布函数  $Q(\cdot)$  的逆函数。显然, 为了计算上述检测概率, 需要计算  $\sigma_{\lambda_i|H_k}$ ,  $\mu_{\lambda_i|H_k}$  ( $k=0, 1$ ), 令  $\lambda_i = \text{Re}(y_{i,d} \hat{h}_i^*)$ , 由式(11)易知,  $\lambda_i$  独立同分布, 所以有下式成立:

$$\mu_{\lambda_i|H_k} = \sum_{i=1}^N P_i E(\lambda_i | H_k) \quad (16)$$

$$\sigma_{\lambda_i|H_k}^2 = \sum_{i=1}^N P_i^2 \sigma_{\lambda_i|H_k}^2 \quad (17)$$

式中,  $E(\lambda_i | H_k)$  为条件期望;  $\sigma_{\lambda_i|H_k}^2$  为条件方差。经过数学推导, 在  $H_0$  条件下, 数学期望  $E(\lambda_i | H_0)$  可表示为

$$E(\lambda_i | H_0) = |\hat{h}_i|^2 (2P_{f,i} - 1)\sqrt{B} \quad (18)$$

为了求得条件方差, 首先计算  $E(\lambda_i^2 | H_0)$ , 即

$$E(\lambda_i^2 | H_0) = B |\hat{h}_i|^4 + E((\text{Re}(\omega_{i,d} \hat{h}_i^*))^2) \quad (19)$$

因为  $\text{Re}(\omega_{i,d} \hat{h}_i^*)$  是一个零均值高斯随机变量, 且其方差为  $0.5\sigma_w^2 |\hat{h}_i|^2$ , 所以式(19)可进一步写为

$$E(\lambda_i^2 | H_0) = B |\hat{h}_i|^4 + \frac{\sigma_w^2 |\hat{h}_i|^2}{2} \quad (20)$$

所以得到  $\sigma_{\lambda_i|H_0}^2$  如下:

$$\sigma_{\lambda_i|H_0}^2 = 4B |\hat{h}_i|^4 P_{f,i} (1 - P_{f,i}) + 0.5\sigma_w^2 |\hat{h}_i|^2 \quad (21)$$

$E(\lambda_i | H_1)$  和  $\sigma_{\lambda_i|H_1}^2$  的计算只需将式(18)和式(21)中的  $P_{f,i}$  相应地换成  $P_{d,i}$  即可。将上述式子代入式(15)中得到融合中心检测概率的表达式

$$P_{D\text{-BPSK}} = Q\left(\frac{Q^{-1}(\delta)\sqrt{\sum_{i=1}^N P_i^2 \sigma_{\lambda_i|H_0}^2} - 2\sqrt{B} \sum_{i=1}^N P_i |\hat{h}_i|^2}{\sqrt{\sum_{i=1}^N P_i^2 \sigma_{\lambda_i|H_1}^2}}\right) \quad (22)$$

### 3.2 基于 OOK 调制方式的多基阵检测融合系统

水下分布式检测融合系统仍见图 1, 各基阵对于目标的有无作出独立判决, 局部判决信息经过 OOK 调制后通过水声衰落信道到达融合中心,  $l_i \in \{+\sqrt{B}, 0\}$  ( $i=1, 2, \dots, N$ ), 水声信道衰落系数  $h_i$  表达式仍由式(7)给出, 此时融合中心接收到的序列  $y_{i,d}$  ( $i=1, 2, \dots, N$ ) 由下式给出:

$$y_{i,d} = \begin{cases} n_{i,d}, & l_i = 0 \\ \sqrt{B} \hat{h}_i + \omega_{i,d}, & l_i = \sqrt{B} \end{cases} \quad (23)$$

式中,  $\omega_{i,d} = \sqrt{B} \tilde{h}_i + n_{i,d}$  为零均值复高斯噪声, 其方差由式(10)给出。采用 OOK 对局部判决信息  $u_i$  进行调制, 对于  $H_0/H_1$  假设, 融合中心对应的似然比检测函数为

$$\Lambda_{\text{OOK-LRT}} = \prod_{i=1}^N \frac{f(y_{i,d} | H_1)}{f(y_{i,d} | H_0)} = \prod_{i=1}^N \frac{P_{d,i} f(y_{i,d} | l_i = \sqrt{B}) + (1 - P_{d,i}) f(y_{i,d} | l_i = 0)}{P_{f,i} f(y_{i,d} | l_i = \sqrt{B}) + (1 - P_{f,i}) f(y_{i,d} | l_i = 0)} = \prod_{i=1}^N \frac{\frac{P_{d,i}}{\sigma_w^2} e^{-\frac{|y_{i,d} - \hat{h}_i \sqrt{B}|^2}{\sigma_w^2}} + \frac{(1 - P_{d,i})}{\sigma_n^2} e^{-\frac{|y_{i,d}|^2}{\sigma_n^2}}}{\frac{P_{f,i}}{\sigma_w^2} e^{-\frac{|y_{i,d} - \tilde{h}_i \sqrt{B}|^2}{\sigma_w^2}} + \frac{(1 - P_{f,i})}{\sigma_n^2} e^{-\frac{|y_{i,d}|^2}{\sigma_n^2}}} \quad (24)$$

对式(24)取对数得到对数似然比如下:

$$\Lambda_2 = \sum_{i=1}^N \ln \left[ \frac{P_{d,i} + (1 - P_{d,i}) \frac{\sigma_w^2}{\sigma_n^2} e^{-\left(\frac{|y_{i,d}|^2}{\sigma_n^2} - \frac{|y_{i,d} - \hat{h}_i \sqrt{B}|^2}{\sigma_w^2}\right)}}{P_{f,i} + (1 - P_{f,i}) \frac{\sigma_w^2}{\sigma_n^2} e^{-\left(\frac{|y_{i,d}|^2}{\sigma_n^2} - \frac{|y_{i,d} - \tilde{h}_i \sqrt{B}|^2}{\sigma_w^2}\right)}} \right] \quad (25)$$

考虑低信噪比时情形, 当  $\sigma_n^2 \rightarrow \infty$  时, 式(25)中的分子可简化如下:

$$P_{d,i} + (1 - P_{d,i}) \frac{\sigma_w^2}{\sigma_n^2} e^{-\left(\frac{|y_{i,d}|^2}{\sigma_n^2} - \frac{|y_{i,d} - \hat{h}_i \sqrt{B}|^2}{\sigma_w^2}\right)} \approx P_{d,i} + (1 - P_{d,i}) \frac{\sigma_w^2}{\sigma_n^2} \left(1 - \frac{|y_{i,d}|^2}{\sigma_n^2} + \frac{|y_{i,d} - \hat{h}_i \sqrt{B}|^2}{\sigma_w^2}\right) \approx 1 + (1 - P_{d,i}) \left(\frac{B |\hat{h}_i|^2}{\sigma_w^2} - \frac{2\sqrt{B} \text{Re}(y_{i,d} \hat{h}_i^*)}{\sigma_w^2}\right) \quad (26)$$

同理, 式(25)中的分母也可作类似简化, 则式(25)最终可简化为

$$\Lambda_2 \approx \sum_{i=1}^N (P_{d,i} - P_{f,i}) \left(\frac{2\sqrt{B} \text{Re}(y_{i,d} \hat{h}_i^*)}{\sigma_w^2} - \frac{B |\hat{h}_i|^2}{\sigma_n^2}\right) \quad (27)$$

式(27)即为采用 OOK 调制方式时低信噪比条件下检测融合似然比函数。采用第 3.1 节的推导方法, 可得

$$P_{D\text{-OOK}} = P(\Lambda_2 > T_2 | H_1) = Q\left(\frac{Q^{-1}(\delta)\sigma_{\Lambda_2|H_0} + \mu_{\Lambda_2|H_0} - \mu_{\Lambda_2|H_1}}{\sigma_{\Lambda_2|H_1}}\right) \quad (28)$$

式中,  $\mu_{\Lambda_2|H_k}$  和  $\sigma_{\Lambda_2|H_k}$  ( $k=0, 1$ ) 计算如下:

$$\mu_{\Lambda_2|H_k} = \sum_{i=1}^N P_i E(\lambda_i | H_k) \quad (29)$$

$$\sigma_{\Lambda_2|H_k}^2 = \sum_{i=1}^N P_i^2 \sigma_{\lambda_i|H_k}^2 \quad (30)$$

$$E(\lambda_i | H_0) = \sqrt{BP_{f,i}} |\hat{h}_i|^2 \quad (31)$$

$$E(\lambda_i | H_1) = \sqrt{BP_{d,i}} |\hat{h}_i|^2 \quad (32)$$

$$\sigma_{\lambda_i | H_k}^2 = E(\lambda_i^2 | H_k) - E^2(\lambda_i | H_k) \quad (33)$$

$$E(\lambda_i^2 | H_0) = (\sigma_{\omega | H_0}^2 |\hat{h}_i|^2) / 2 + BP_{f,i} |\hat{h}_i|^4 \quad (34)$$

$$\sigma_{\omega | H_0}^2 = (1 - P_{f,i})\sigma_n^2 + P_{f,i}(\sigma_n^2 + B\sigma_h^2) \quad (35)$$

$$E(\lambda_i^2 | H_1) = (\sigma_{\omega | H_1}^2 |\hat{h}_i|^2) / 2 + BP_{d,i} |\hat{h}_i|^4 \quad (36)$$

$$\sigma_{\omega | H_1}^2 = (1 - P_{d,i})\sigma_n^2 + P_{d,i}(\sigma_n^2 + B\sigma_h^2) \quad (37)$$

式中,  $\lambda_i$  的定义同第 3.1 节, 区别仅在于  $y_{i,d}$  的取值不同。另外, 从第 3.1 节和第 3.2 节计算式的推导可以看出,  $P_{D-BPSK}$  和  $P_{D-OOK}$  与信道衰落系数相位无关, 大大简化了检测融合概率的计算。

## 4 仿真实验以及分析

### 4.1 仿真实验

为了对本文提出的多基阵检测融合模型进行性能评估, 进行如下仿真实验: 假设某水下多基阵检测融合系统由  $N$  个基阵和一个融合中心组成。为了方便, 假定各基阵为同质探测声纳, 即局部检测概率和虚警概率相同, 假定  $P_{d,i} = 0.5$ ,  $P_{f,i} = 0.05$ , 其中  $i = 1, 2, \dots, N$ , 水声信道信噪比计算式为  $SNR = B/\sigma_n^2$ , 令  $B = 1$ , 信道衰落系数由其所服从的概率分布随机产生, 真实值分别为

$$\begin{aligned} h_1 &= 0.052e^{-j2.96}, h_2 = 0.62e^{-j1.25} \\ h_3 &= 0.83e^{j2.16}, h_4 = 0.76e^{-j2.4} \\ h_5 &= 0.98e^{-j2.43}, h_6 = 1.12e^{j0.84} \\ h_7 &= 1.15e^{-j0.75}, h_8 = 1.16e^{-j1.46} \\ h_9 &= 1.38e^{j2.82}, h_{10} = 1.42e^{-j2.6} \end{aligned}$$

仿真过程中  $N$  取值为 6、8、10, 信道衰落系数分别对应  $h_1 \sim h_6$ 、 $h_1 \sim h_8$ 、 $h_1 \sim h_{10}$ , 考虑信道估计误差, 估计偏差方差由式(5)给出。仿真结果如图 2~图 6 所示。

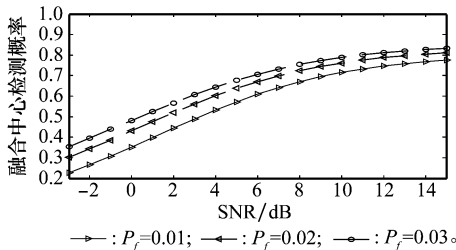


图 2 不同虚警概率信噪比与检测概率间的关系(BPSK, 基阵数目为 6)

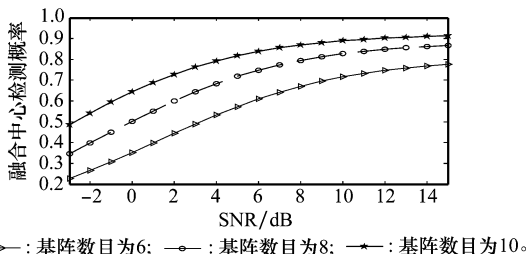


图 3 基阵数目变化时信噪比与检测概率间的关系(BPSK, 虚警概率为 0.01)

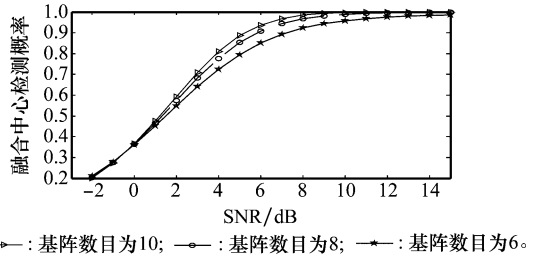


图 4 基阵数目变化时信噪比与检测概率间的关系(OOK, 虚警概率为 0.01)

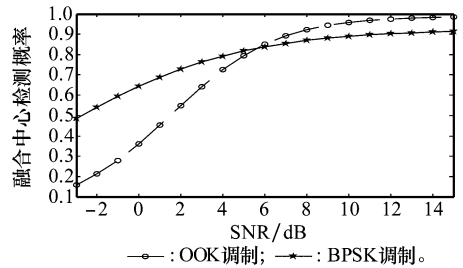


图 5 不同调制方式下信噪比与检测概率间的关系(虚警概率为 0.01, 基阵数目为 10)

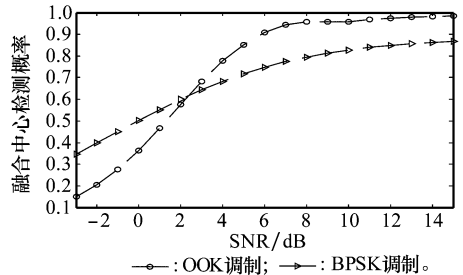


图 6 不同调制方式下信噪比与检测概率间的关系(虚警概率为 0.01, 基阵数目为 8)

### 4.2 仿真结果分析

从第 4.1 节仿真结果可以看出, 相比单基阵检测性能, 在低信噪比条件下, 利用本文提出的多基阵检测融合模型建立探测系统能在降低系统虚警率的前提下有效提高水下目标探测的检测概率。图 2 表明, 融合系统利用 BPSK 调制方式, 在基阵数目为 6, 系统虚警率  $P_f = 0.03$ ,  $SNR > 2$  dB 时, 系统检测概率大于 0.5, 此时系统性能即好于单基阵检测性能; 图 3 表明, 基阵数目为 10,  $P_f = 0.01$ , 当  $SNR > -3$  dB 时, 系统性能即好于单基阵检测性能; 当融合系统利用 OOK 调制方式, 分析图 4~图 6 同样可知, 在低信噪比条件下, 多基阵融合系统检测性能优于单基阵检测性能。随着信噪比的增加, 基于 OOK 和 BPSK 两种调制方式的多基阵检测融合系统的检测概率都会显著增加; 从仿真图 2 可以看出, 检测融合中心虚警率越小, 随着信噪比的增加, 系统检测概率增加得相对缓慢, 这与常规的检测理论是吻合的; 从仿真图 3~图 6 可以看出, 随着基阵数目的增加, 融合系统对局部基阵判决采用 OOK 和 BPSK 两种调制

方式都可以提高系统的检测概率,在较低信噪比时,采用 BPSK 调制方式的检测融合概率大于采用 OOK 调制方式的检测概率;但是随着信噪比的增加,系统采用 OOK 调制方式可以显著提高检测融合概率,对系统检测融合改善效果好于采用 BPSK 调制方式;从仿真图 5 和图 6 可以看出,OOK 调制方式对信噪比较敏感,在系统虚警概率为 0.01,基阵数目为 10 时,SNR>6 dB 时,采用 OOK 调制方式在提高检测融合效果方面好于 BPSK 方式;在系统虚警概率为 0.01,基阵数目为 8 时,SNR>2.5 dB 时,采用 OOK 调制方式在提高检测融合效果方面好于 BPSK 方式,这说明提高信噪比可以显著改善 OOK 调制方式的检测融合效果。

## 5 结 论

本文提出了一种低信噪比条件下的水下多基阵检测融合模型。基于水声信道估计和似然比检测,在  $H_0/H_1$  二元假设条件下,对局部基阵判决分别采用 BPSK 和 OOK 两种调制方式,分析了 NP 准则下似然比融合系统的检测性能。理论分析和仿真结果表明:水下多基阵检测融合系统相比单基阵检测能够显著提高目标检测概率;BPSK 和 OOK 两种调制方式相比,在低信噪比条件下,采用 BPSK 调制方式的检测融合概率大于采用 OOK 调制方式的检测概率;而 OOK 调制方式对信噪比较敏感,随着信道信噪比变大,采用 OOK 调制方式在系统检测性能提高方面优于 BPSK 调制方式。本文提出的检测融合模型对于水下分布式目标探测系统的建立具有较高的理论参考价值。

## 参考文献:

- [1] Blum R S. Locally optimum distributed detection of dependent random signals based on ranks[J]. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1996, 42(3): 990 - 994.
- [2] Alhakeem S, Varshney P K. Decentralized Bayesian detection with feedback[J]. *IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics*, 1996, 26(4): 503 - 513.
- [3] Mirjalily G, Luo Z Q, Davison T N, et al. Blind adaptive decision fusion for distributed detection[J]. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 2003, 39(1): 34 - 52.
- [4] Chen B, Jiang R, Varshney P K. Channel aware decision fusion in wireless sensor networks[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2004, 52(12): 3454 - 3458.
- [5] Niu R, Chen B, Varshney P K. Fusion of decisions transmitted over Rayleigh fading channels in wireless sensor networks[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2006, 54(3): 1018 - 1027.
- [6] Niu R, Varshney P K. Performance evaluation of decision fusion in wireless sensor networks[C] // *Proc. of the 40th Annual Conference on Information Sciences and Systems*, 2006: 69 - 74.
- [7] Thomopoulos S C A, Viswanathan R, Bougoulis D C. Globally optimum computable distributed decision fusion[C] // *Proc. of the IEEE 26th Conference on Decision and Control*, 1987: 1846 - 1847.
- [8] Masazade E, Rajagopalan R, Varshney P K, et al. Evaluation of local decision thresholds for distributed detection in wireless sensor networks using multiobjective optimization[C] // *Proc. of the 42nd Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, 2008: 232 - 236.
- [9] Fabeck G, Mathar R. Chernoff information based optimization of sensor networks for distributed detection[C] // *Proc. of the IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology*, 2009: 606 - 611.
- [10] Quan Z, Ma W K, Cui S, et al. Optimal linear fusion for distributed spectrum sensing via semidefinite programming[C] // *Proc. of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, Signal Processing*, 2009: 3629 - 3632.
- [11] Quan Z, Cui S, Sayed A H. Optimal linear cooperation for spectrum sensing in cognitive radio networks[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2008, 2(1): 28 - 40.
- [12] Kay S M. *Fundamentals of statistical signal processing I: estimation theory*[M]. London: Prentice-Hall, 1993: 36 - 40.
- [13] Liu K, Sayeed A M. Type-based decentralized detection in wireless sensor networks[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2007, 55(5): 1899 - 1910.
- [14] Mergen G, Naware V, Tong L. Asymptotic detection performance of type-based multiple access over multiaccess fading channels[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2007, 55(3): 1081 - 1092.
- [15] Varae H, Mirjalily G, Tadaion A A. Performance analysis of a general tree structure for target detection in wireless sensor networks[C] // *Proc. of the International Conference on Future Computer and Communication*, 2009: 232 - 236.