

多基地空时码探测信号设计及时反相关检测技术*

生雪莉¹⁾²⁾³⁾ 芦嘉^{1)2)†} 凌青³⁾ 徐江³⁾ 董伟佳¹⁾²⁾

1)(哈尔滨工程大学, 水声技术重点实验室, 哈尔滨 150001)

2)(哈尔滨工程大学水声工程学院, 哈尔滨 150001)

3)(复杂舰船系统仿真重点实验室, 北京 100161)

(2013年10月11日收到; 2013年12月1日收到修改稿)

为实现浅海复杂环境下的多基地声纳多源目标回波分辨, 本文设计了一种适用于多入多出垂直阵信道环境下的空时码探测信号, 并针对倾斜垂直阵的多途子信道差异问题, 提出了信号的时反相关检测技术. 空时码探测信号采用伪随机信号调制, 具有良好的正交性, 能在抗子信道严重衰落的同时, 分辨多源目标回波. 垂直阵受水流冲击, 呈倾斜状态时, 其多途子信道不一致性会导致各子信道传递信号无法在接收端聚焦, 使阵列增益受损, 同时导致时延测量能力下降和信号判决错误率上升, 为此本文设计了信道训练信号用以估计多途子信道环境, 通过虚拟时间反转镜获得子信道不一致条件下的最佳匹配检测信号, 实现对接收信号的时反相关检测. 仿真结果表明, 本文所设计的探测信号和检测方法, 能够克服复杂的信道条件和多途子信道不一致性引起的检测问题, 满足多基地声纳探测需求, 实现多源目标回波分辨.

关键词: 空时码探测信号, 时反相关检测, 多途子信道差异, 多源目标回波分辨

PACS: 43.60.Bf, 43.60.Tj

DOI: 10.7498/aps.63.054303

1 引言

多基地声纳^[1]联合工作时, 来自不同发射基地、经历不同信道的直达波、目标回波以及混响会在接收端相互串扰. 目前对多基地声纳的直达波抑制^[2-5]和混响研究^[6,7]已有较多的成果. 而受限于目标出现位置的随机性, 声纳可用频带窄以及多源目标回波(来自多个发射基地的目标回波)反射源相同等因素, 在时域、频域、空域上均无法实现多源目标回波分辨, 对此, 目前少有研究成果发表. 同时, 我国近海多为浅海, 多途信道传播环境较深海更为复杂和恶劣, 多基地声纳目标回波容易遇到严重的信道衰落. 浅海声场垂直相关半径远小于水平相关半径^[8], 本文将空时码应用在多输入多输出的垂直阵系统中, 能够抗子信道衰落, 获得空间分集增益. 通过采用扩频信号调制空时码则可以获得信

号间的正交性, 实现多源目标回波分辨.

然而垂直阵(包括发射端与接收端)在阵列倾斜、失配时会极大削弱信号处理性能^[9], 此时, 多途子信道差异会导致各子信道中最大途径(后文称为主途径)信号到达时延不同, 无法形成聚焦, 损失了阵列处理增益, 同时由于时间扩展降低了时延分辨精度. 时间反转镜的时间压缩和空间聚焦特性^[10-12]有助于解决多途子信道差异带来的检测问题. 对此, 本文提出了时反相关检测技术, 能够自适应获得任意失配阵型下的最佳匹配检测信号, 实现对多源目标回波的有效检测.

2 多基地声纳空时码探测信号设计

2.1 空时码探测信号设计

多基地声纳系统是基于合作方式对目标进行探测, 在异步体制下, 要求探测信号^[13]携带发射时

* 海洋工程国家重点实验室(上海交通大学)(批准号: 1211)和水声技术重点实验室(批准号: 9140C200801210C2001)资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: lujia0507@163.com

刻、发射地址等信息,此外,接收基地需要在多源目标回波混叠时分辨出各个目标回波来源并解读携带的信息,因此希望各发射基地具有与其他发射基地相互独立且正交的信号或信号集合.垂直阵各子信道间相关性差,可以抗子信道衰落,因此探测信号设计应考虑这一特性,充分发挥垂直阵的空间分集优势.

针对上述需求,本文选用空时码作为探测信号形式,并采用伪随机信号对其进行调制.空时码是一种多天线系统通信信号,能协调好垂直阵各个阵元,使不同阵元在不同时刻传送不同的信号,它在遭遇某一子信道严重衰落时,仍可以完成通信使命,能充分利垂直阵的空间分集优势.采用伪随机信号作为调制信号,可调制探测信号带宽,同时降低探测信号间的互相关性,使各发射基地具有独立正交的信号集合.

下面以两发一收的多基地声纳系统为例,简述多基地声纳空时码信号设计方法.假设发射基地A和发射基地B各有 $M = 4$ 个阵元,接收基地有 $N = 1$ 个阵元.

构造 4×4 的满秩准正交空时码^[14,15]

$$\mathbf{X}(x_1, x_2, x_3, x_4) = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ x_3 & x_4 & x_1 & x_2 \\ -x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}, \quad (1)$$

$x_j \in \varphi_j$ ($j = 1, 2, 3, 4$), φ 为空时码星座集.

根据系统带宽,采用扩频技术生成16条7阶的M序列^[16,17],等分给4个星座集,使每个星座集拥有彼此相互独立且正交的伪随机信号组合.用星座集将空时码矩阵调制成空时码信号.

根据空时码发射-接收方程,接收信号可表示为

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{\rho}{M}} \mathbf{X} \mathbf{H} + \mathbf{W}, \quad (2)$$

(2)式中, ρ 为接收端信噪比; $\mathbf{X} = (x_{tm})_{T \times M}$, x_{tm} ($t = 1, 2, \dots, T$; $m = 1, 2, \dots, M$)为第 m 个阵元在 t 时刻发送的伪随机信号; $\mathbf{H} = (h_{mn})_{M \times N}$, h_{mn} ($1 \leq m \leq M, 1 \leq n \leq N$)为从第 m 个发射阵元到第 n 个接收阵元的信道增益系数; $\mathbf{W} = (w_{tn})_{T \times N}$, w_{tn} 表示在 t 时刻第 n 个接收阵元上的噪声信号.

忽略噪声与复杂信道环境,理想接收信号 $\mathbf{Y} = \mathbf{X} \mathbf{H}$, $\mathbf{H} = [1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$.

根据多基地声纳允许的不同发射基地发射信号间的最大互相关系数 r ,为两个发射基地分配两组相互独立且彼此正交的空时码组

$$\mathbf{Y}_A = \{\mathbf{Y}_{A1}, \dots, \mathbf{Y}_{Ak}\}; \quad \mathbf{Y}_B = \{\mathbf{Y}_{B1}, \dots, \mathbf{Y}_{Bk}\}.$$

依据上述要求有 $\langle \mathbf{Y}_{Ai}, \mathbf{Y}_{Bj} \rangle < r$, $1 \leq i, j \leq k$, 本例中 $r = 0.3$, $k = 6$. \mathbf{Y}_{Ai} , \mathbf{Y}_{Bj} 分别作为两个发射基地的信号码本.

2.2 信道训练信号设计

多基地声纳接收信号是多个发射阵元发射信号在接收端的叠加,无法利用其进行子信道估计.设计信道训练信号如下.

为发射基地A, B分别分配相互正交的高斯白噪声信号 x_A , x_B , 噪声信号 x_A , x_B 与前文所用的伪随机信号均互相正交,则发射基地A的信道训练信号为

$$\mathbf{X}_{A_loc} = x_A \mathbf{E} = \begin{bmatrix} x_A & 0 & 0 & 0 \\ 0 & x_A & 0 & 0 \\ 0 & 0 & x_A & 0 \\ 0 & 0 & 0 & x_A \end{bmatrix}. \quad (3)$$

其理想接收信号

$$\mathbf{Y}_{A_loc} = [x_A \ x_A \ x_A \ x_A]^T.$$

采用同样方法构造发射基地B的信道训练信号.本文中各发射基地的信道训练信号相互独立且正交,除用于子信道估计外,还可以用于辨别信号发射基地地址,即传递发射信号的地址信息;同时,信道训练信号还用于信号同步,即测量信号到达时延.

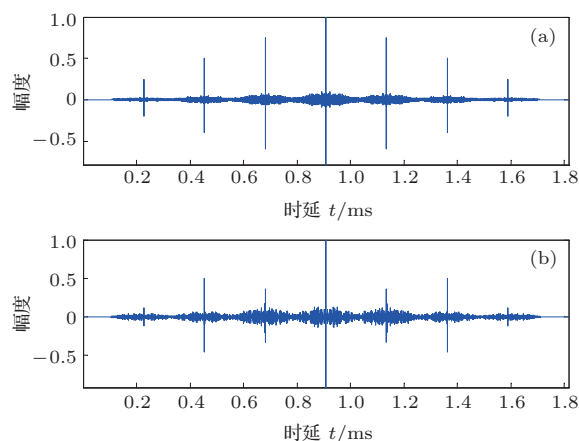


图1 信号自相关结果 (a) 信道训练信号自相关结果; (b) 空时码探测信号自相关结果

图1为 Y_{A_loc} , Y_A 的时域自相关结果, 由于信号自身结构, 其自相关结果是多峰的, Y_{A_loc} , Y_A 的主峰3 dB宽度均优于0.4 ms.

3 多基地声纳空时码时反相关检测

3.1 多途子信道差异对检测能力影响分析

垂直阵(包括发射端与接收端)布放于实际浅海环境中, 受水流冲击影响, 往往成倾斜状态. 阵元间的垂直距离主要决定了子信道间的多途结构差异, 水平距离则对信道主途径到达时延影响较大.

采用常规拷贝相关检测空时码探测信号, 实际是系统对各子信道到达的主途径(实际接收到的最大途径)信号进行检测. 垂直阵倾斜时, 多途子信道差异对其的影响主要表现在: 1) 接收阵元接收到不同子信道主途径信号到达时延不同, 导致各子信道信号相关峰在时域上不能聚焦; 2) 不同子信道多途结构不同, 各子信道信号合成的接收信号多途结构会更加复杂.

简化仿真条件: 假定垂直阵倾斜时成直线状, 阵元间垂直距离为5 m, 倾角为 8° , 并假定垂直阵倾斜方向与信号波达方向同向, 即阵元间的水平距离等于子信道间的水平距离差(类比于水平阵的端向收到信号). 发射阵有4个阵元, 布放深度为3 m到18 m, 接收阵有1个阵元, 深度10 m. 图2为根据射线声学理论, 浅海典型正声速梯度分布下, 水深200 m, 水平距离距离分别为8000.0000 m, 8000.6959 m, 8001.3917 m, 8002.0876 m的四个子信道的多途冲激响应函数, 信道扩展长度小于70 ms. 其中各多途途径幅度为相对幅度, 参考值为 5×10^{-5} .

信道间的互相关性可以用同一信号经过两个信道后的接收信号间的互相关性来考量. 表1为四个子信道间的互相关系数. 根据表1, 任意子信道间互相关系数小于0.5, 即垂直阵子信道间互不相关[8].

表1 垂直阵子信道间互相关性

子信道	1	2	3	4
1	1.0000	0.2529	0.3446	-0.3129
2	0.2529	1.0000	-0.2436	-0.2484
3	0.3446	-0.2436	1.0000	-0.4730
4	-0.3129	-0.2484	-0.4730	1.0000

令发射阵各阵元同时发射信号 x_A , 图3中(a)到(d)分别为用 x_A 对沿子信道1至子信道4到达信号的相关检测结果(实际情况下, 此时接收端不能单独获得某一子信道的接收信号), 图3(e)为接收阵接收信号(即四个子信道接收信号的和)的检测结果. 图中子信道2的信号遭到了严重衰落, 已经无法辨别主峰. 子信道1, 3, 4由于信道结构不同, 相关峰位置出现不同并. 图3(e)中, 四个子信道的相关峰无法实现精确聚焦, 其相关峰的时延分辨精度被展宽, 测量的到达时延也将是合成到达时延. 在极端条件下, 当倾角为 15° 时, 图4中,

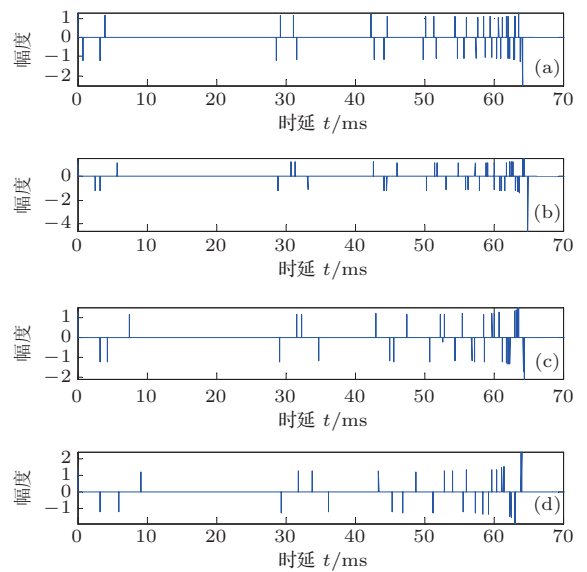


图2 垂直阵多途子信道函数 (a) 子信道1; (b) 子信道2; (c) 子信道3; (d) 子信道4

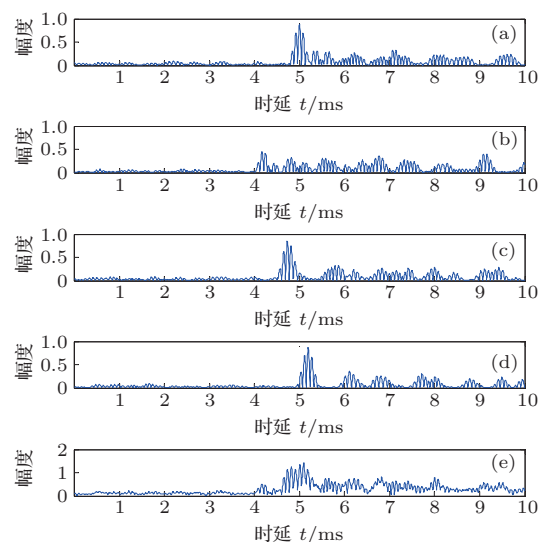


图3 倾角 8° 时, 常规相关检测结果 (a) 子信道1; (b) 子信道2; (c) 子信道3; (d) 子信道4; (e) 实际接收信号

各子信道相关峰已经完全无法实现聚焦, 图4(e)中, 出现了四个相关峰, 时延估计能力进一步下降. 从图3, 图4中可以看出, 由于各子信道主途径不能实现聚焦, 接收端无法充分获得聚焦增益. 现有的单模发射^[18,19]、时反聚焦发射^[20]等垂直阵发射技术, 有助于实现发射阵信号在目标位置处的聚焦, 但受限技术自身应用条件或是目标出现位置的随机性, 仍难以实现在多基地声纳探测中的有效应用, 故本文只讨论了常规的垂直阵发射方法下的检测问题.

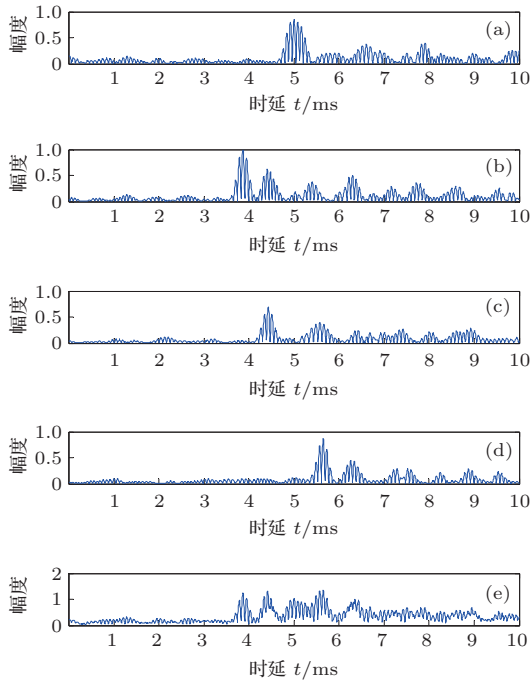


图4 倾角 15° 时, 常规相关检测结果 (a) 子信道1; (b) 子信道2; (c) 子信道3; (d) 子信道4; (e) 实际接收信号

本文力图通过时反相关检测技术, 实现阵元级的各子信道主相关峰聚焦, 这是本文着力解决的问题, 而非获得某一多途子信道多个途径的时间聚焦增益, 尽管时反相关检测也同时具有这样的能力.

3.2 多阵元系统子信道多途环境估计

在水声环境中, 除幅度衰落外, 信道的多途影响也是普遍存在的. 水声信道具有时变特性, 然而实验表明, 在较短的观察或处理时间内, 缓慢时变信道可以被看作为时不变系统. 下面给出一种缓慢时变信道条件下, 针对空时码作为探测信号的多阵元系统子信道多途响应估计方法.

多途信道下, 多阵元系统空时码发射-接收方程不再适用矩阵乘法表示, 定义矩阵运算:

$$\begin{aligned} & \mathbf{X}_{T \times M} \otimes \mathbf{H}_{M \times N} \\ &= \begin{bmatrix} x_{11} & \cdots & x_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{T1} & \cdots & x_{TM} \end{bmatrix} \otimes \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} y_{11} & \cdots & y_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{T1} & \cdots & y_{TN} \end{bmatrix} = \mathbf{Y}_{T \times N}, \end{aligned} \quad (4)$$

式中, $y_{tn} = \sum_{i=1}^M (x_{ti} * h_{in})$, “*”表示卷积运算.

对于 $M = 4, N = 1$ 的多阵元系统, 根据空时码发射-接收方程

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_{A_loc} &= \mathbf{X}_{A_loc} \otimes \mathbf{H} + \mathbf{W} \\ &= \begin{bmatrix} x_A * h_{11} + w_{11} \\ x_A * h_{21} + w_{21} \\ x_A * h_{31} + w_{31} \\ x_A * h_{41} + w_{41} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (5)$$

$h_{11}, h_{21}, h_{31}, h_{41}$ 为子信道的多途冲激响应函数.

经过子信道 h_{11} 得到的接收信号 $y_{11}(t)$ 可表示为

$$\begin{aligned} y_{11}(t) &= x_A(t) * h_{11}(t) + w_{11}(t) \\ &= \sum a_j x_A(t - \tau_j) + w_{11}(t). \end{aligned} \quad (6)$$

将接收信号分别通过对 x_A, x_B 的拷贝相关检测器, 当接收信号中含有 x_A 时, 可以被 x_A 的拷贝相关器检测到, 其输出为

$$\begin{aligned} r(\tau) &= \int y_{11}(t) x_A(t - \tau) dt \\ &= \int \left\{ \sum a_j x_A(t - \tau_j) \right\} x_A(t - \tau) dt \\ &\quad + w'_{11}(t) \\ &= \sum a_j \chi(\tau - \tau_j, 0) + w'_{11}(t), \end{aligned} \quad (7)$$

(7) 式中, $\chi(\tau, 0)$ 为伪随机信号 X_A 的零多普勒模糊度函数, 由于伪随机信号模糊度函数的主峰非常尖锐, 拷贝相关器输出是多峰的, 可以分辨信号沿各途径到达的时延差. 利用门限对各相关峰筛选保留, 得到多途信道的冲激响应函数^[10,12,21,22]. 同理可以对子信道 h_{21}, h_{31}, h_{41} 进行估计. 由于 x_A 与 x_B 互相关性极弱, 当接收信号同时含有来自发射基地A, 发射基地B的目标回波时, 仍能对信道做出有效估计. 记 $\mathbf{H}' = [h'_{11}, h'_{21}, h'_{31}, h'_{41}]^T$, \mathbf{H}' 为四个子信道冲激响应估计值. 对于缓慢时变信道, 可

以认为在一帧发射信号周期内, 信道是不变的, 故 \mathbf{H}' 可用于对一帧发射信号内的后续信号的处理.

本文采用一个信道训练信号 + 若干空时码探测信号作为一帧发射信号的结构. 接收端利用每一帧信号中的信道训练信号对多途子信道环境进行实时估计.

垂直阵阵形易受海流影响, 是时变的, 垂直阵阵形时变会导致子信道多途结构变化和影响阵列处理效果. 然而在较短的观测时间内, 海流的流向和流速通常是慢变的, 变化量较小, 垂直阵阵形可以维持相对的稳定. 通过预先的信号参数调整(用以减小单个信道训练信号或空时码探测信号的脉宽)和减小一帧信号携带的空时码探测信号个数, 可以减小一帧发射信号时长, 以此保证在一帧信号中, 阵形“时不变”或者阵形时变带来的影响较小.

3.3 多基地声纳空时码时反相关检测

经典的声纳信号检测或时延差估计, 是利用本地拷贝信号对接收信号做相关处理, 其原理可以表示为

$$\begin{aligned} r(t) &= (x(t) * h(t) + n(t)) * x(-t) \\ &= (x(t) * x(-t)) * h(-t) \\ &\quad + n(t) * x(-t). \end{aligned} \quad (8)$$

采用空时码作为探测信号的多阵元系统各阵元接收信号是不同信号经过不同子信道的线性叠加, 接收端第 n 个阵元, 在 t 时刻的接收信号为

$$y_{tn}(t) = \sum_{m=1}^M (x_{tm}(t) * h_{mn}(t)) + w_{tn}(t). \quad (9)$$

由于各子信道 h_{mn} 不同, 接收端不能简单的采用 $\sum_{m=1}^M x_{tm}(t)$ 作为拷贝信号进行常规的相关检测处理, 同时也无法对从各子信道到达的接收信号分别做时间反转镜处理.

但是我们仍能利用估计的多阵元系统各子信道冲激响应函数和本地拷贝信号, 通过虚拟时间反

转镜估计出接收端的期望时反接收信号, 该时反信号是真实接收信号的最佳匹配检测信号

$$\mathbf{Y}'(-t) = \mathbf{X}(-t) \otimes \mathbf{H}'(-t). \quad (10)$$

根据上式可得到发射基地 A, B 的信道训练信号和空时码探测信号各自在接收端的期望时反接收信号:

$$\mathbf{Y}'_{A_loc}, \mathbf{Y}'_A = \{\mathbf{Y}'_{A1}, \mathbf{Y}'_{A2}, \dots, \mathbf{Y}'_{Ak}\};$$

$$\mathbf{Y}'_{B_loc}, \mathbf{Y}'_B = \{\mathbf{Y}'_{B1}, \mathbf{Y}'_{B2}, \dots, \mathbf{Y}'_{Bk}\}.$$

利用 $\mathbf{Y}'_{A_loc}, \mathbf{Y}'_{B_loc}$ 检测多源目标回波信号中的信道训练信号, 分辨回波信号的发射地址, 并估计信号到达时延, 进行时间同步; 利用 $\mathbf{Y}'_A, \mathbf{Y}'_B$ 对多源回波信号中的空时码探测信号进行处理, 获得其携带的发射时间等信息. 一帧信号中, 可能含有多个空时码探测信号, 利用其估计时延, 可以进一步提高信号时延测量精度.

定义接收信号矩阵相关运算

$$S = \langle \mathbf{Y}(t) | \mathbf{Y}'_A(t) \rangle. \quad (11)$$

展开有

$$\begin{aligned} S &= \sum_{i=1}^N (y_{ti}(t) * y'_{ti}(-t)) \\ &= \sum_{i=1}^N \left(\left(\sum_{i=1}^M (x_{ti}(t) * h_{in}(t)) + w_{tn}(t) \right) \right. \\ &\quad \left. * \sum_{i=1}^M (x_{ti}(-t) * h'_{in}(-t)) \right) \\ &= \sum_{i=1}^N \left(\sum_{i=1}^M (x_{ti}(t) * h_{in}(t)) \right. \\ &\quad \left. * \sum_{i=1}^M (x_{ti}(-t) * h'_{in}(-t)) \right. \\ &\quad \left. + w_{tn}(t) * \sum_{i=1}^M (x_{ti}(-t) * h'_{in}(-t)) \right). \end{aligned} \quad (12)$$

多基地声纳空时码时反相关检测处理流程如图 5 所示.

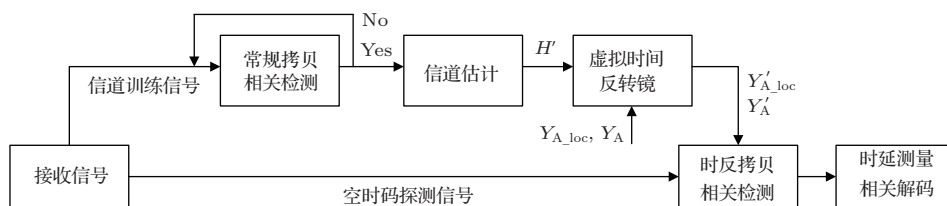


图 5 多基地声纳空时码时反相关检测处理流程图

4 结果分析

发射基地 A 由垂直阵各阵元发射探测信号, 经单程信道到达目标处, 经目标散射后沿单程信道到达接收阵元. 多基地声纳探测模式下, 对于大尺度, 空间结构复杂的散射体, 其目标散射特性除受入射角、分置角影响外, 当存在多途效应时, 其对经历不同子信道的多途信号响应也不会完全相同. 接收信号可以表示为

$$\begin{aligned} s_r = & s_1 * h_{1_TL1} * h_{1_TS} * h_{1_TL2} \\ & + s_2 * h_{2_TL1} * h_{2_TS} * h_{2_TL2} \\ & + s_3 * h_{3_TL1} * h_{3_TS} * h_{3_TL2} \\ & + s_4 * h_{4_TL1} * h_{4_TS} * h_{4_TL2} \end{aligned} \quad (13)$$

式中, $s_i, i = 1, 2, 3, 4$ 表示号阵元的发射信号, h_{i_TL1} 表示 i 号阵元信号到达目标经历的信道, h_{i_TS} 表示目标对来自 i 号阵元多途信号的响应, h_{i_TL2} 表示 i 号阵元信号从目标到达接收阵元经历的信道响应. h_{i_TS}, h_{i_TL2} 会增加信道复杂程度, 并加剧子信道差异, 为简化仿真条件, 不考虑 h_{i_TS}, h_{i_TL2} 的影响, 并只用 h_{i_TL1} 作为仿真子信道. 事实上, 信噪比一定时, 信道越复杂, 子信道间差异越显著, 时反相关检测的相对效果越好.

考察时反相关检测方法的信道估计能力和对各子信道主途径信号的聚焦能力. 仿真条件同 3.1 节, 垂直阵倾角为 8° , 其中, 发射阵 2 号阵元到接收阵元的子信道遭到了较为严重的衰落.

图 6 显示了 $\text{SNR} = 0 \text{ dB}$, -5 dB 时真实子信道与估计子信道对比图. 对比可以看出, 估计的信道基本包含实际信道的各个主要途径, 但是随着信噪比降低, 信道估计能力下降, 引入的干扰增加.

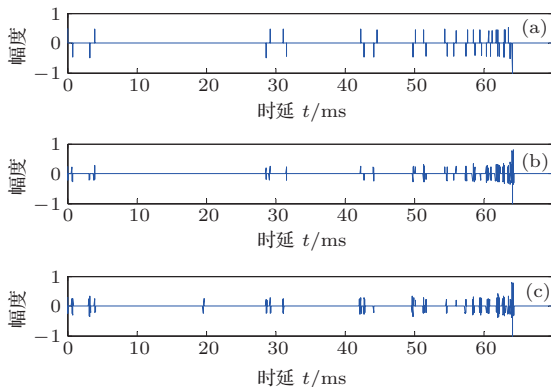


图 6 真实信道与估计信道对比图 (a) 真实信道; (b) $\text{SNR} = 0 \text{ dB}$ 时的估计信道; (c) $\text{SNR} = -5 \text{ dB}$ 时的估计信道

对照图 3, 进行时反相关检测的对照仿真实验. 图 7(a), (b) 为分别用各子信道的期望时反接收信号对沿该子信道到达的多途信号进行检测的结果, 图 7(e) 为对接收阵元实际接收信号采用总的时反期望时反接收信号的检测结果. 对比图 3 可以看出, 时反相关检测方法实现了子信道信号主峰的准确聚焦, 没有损失阵列增益, 同时, 主相关峰的时延分辨率没有展宽. 对于大倾角的极端情况, 时反相关检测同样有很好的检测效果.

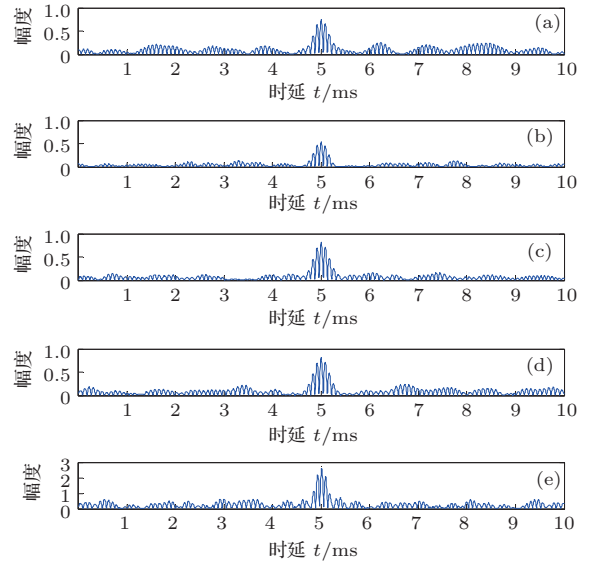


图 7 倾角 8° 时, 时反相关检测结果 (a) 子信道 1; (b) 子信道 2; (c) 子信道 3; (d) 子信道 4; (e) 实际接收信号

多基地声纳联合工作时, 接收端在检测来自某发射基地的目标回波时, 除遭受多途子信道差异带来的检测难题外, 还可能受到来自其他发射基地的目标回波干扰. 考查两发一收型三基地声纳中, 接收端对目标回波的检测与判决能力. 发射基地 A (代表发射基地 A 的发射阵) 到接收基地的仿真条件同 3.1 节, 发射基地 B 距接收基地 10 km. 发射基地 A 与发射基地 B 的信道训练信号和空时码探测信号相互正交. 来自发射基地 A 的目标回波 (回波 A) 为接收端的期望检测信号, 回波 B 为非期望检测信号, 即干扰.

图 8 为信道训练信号在 $\text{SNR} = 0 \text{ dB}$, $\text{SIR} = 0 \text{ dB}$, -5 dB 干扰下的真实信道和估计信道对比图. 随着干扰强度增加, 仍能估计出信道的主要途径, 但也不可避免的引入了一些“虚假”途径.

图 9 为在 $\text{SNR} = 0 \text{ dB}$, $\text{SIR} = 0 \text{ dB}$ 下, 信道训练信号直接采用本地拷贝信号的常规拷贝相关检测结果和采用期望时反接收信号的时反相关检

测结果. 与图 1 对比, 常规相关检测结果含有多个幅度相近的相关峰, 无法分辨出主峰位置 (该图中幅度最大的相关峰并非真实的主峰), 这时信号无法实现准确同步; 时反相关检测结果主峰尖锐且惟一, 易于辨认, 同时降低了其他相关峰的相对高度, 易于估计信号到达时延, 实现信号同步.

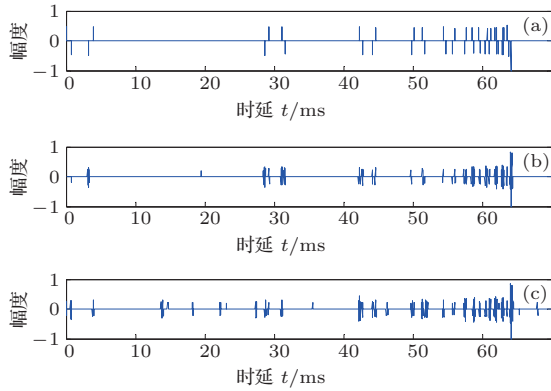


图 8 真实信道与估计信道对比图 (a) 真实信道; (b) $\text{SIR} = 0$ dB 时的估计信道; (c) $\text{SIR} = -5$ dB 时的估计信道

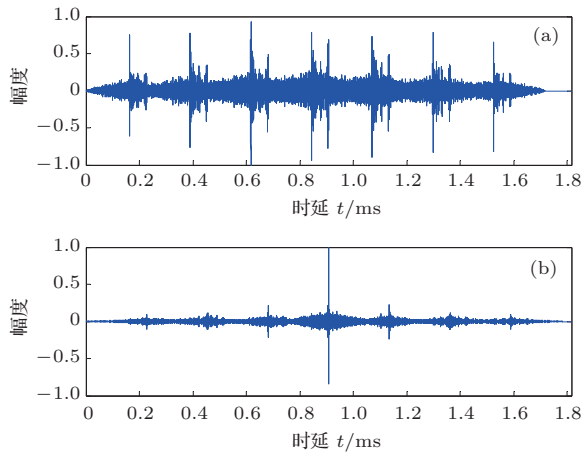


图 9 信道训练信号检测结果对比图 (a) 常规拷贝相关检测结果; (b) 时反相关检测结果

图 10 为空时码探测信号采用两种方法的检测结果. 前者由于四个主途径相关峰不能准确聚焦, 其主峰对应时延是四个主途径相关峰对应时延的合成, 主峰宽度被展宽, 系统时延测量能力下降, 同时多途其他途径信号也形成了强度不弱于主峰的伪峰, 容易发生主峰误判情况; 后者将四个主途径相关峰准确聚焦, 同时也聚焦了多途子信道其他途径信号能量, 相较于前者, 获得了阵列增益和多途信道时间聚焦增益, 主峰尖锐, 时延分辨力高. 由于后者引入了估计信道, 二者主峰位置会有所不同.

比较回波 A 在不同干扰条件和不同检测方法

下的信息判决错误率. 表 2 为 $\text{SNR} = 0$ dB 时不同信干比下的检测结果. 常规检测在 $\text{SIR} = 0$ dB 时已有较高错误率, 在 $\text{SIR} = -10$ dB 时已完全失效. 在训练信号被回波 B 干扰时, 时反相关检测在 $\text{SIR} = -10$ dB 时开始判决出错, 而当训练信号不被干扰时, 通过利用多途信道的时间聚焦增益, 在 $\text{SIR} = -18$ dB 以内均有很好的检测结果. 表 3 为 $\text{SNR} = -10$ dB 时不同信干比下的检测结果. 比较表 1, 表 2, 无论训练信号是否受回波 B 干扰, 时反相关检测方法均优于常规相关检测方法, 但随着信道训练信号受干扰程度增加, 信道估计能力减弱, 时反相关检测能力下降. 时反相关检测方法对空时码探测信号的受干扰程度不敏感, 但是对接收到的信道训练信号受干扰程度较为敏感, 检测结果与训练信号估计信道的效果成正相关. 仿真中, 子信道 2 有较为严重的衰落, 检测结果也证明了空时码探测信号的抗子信道衰落能力.

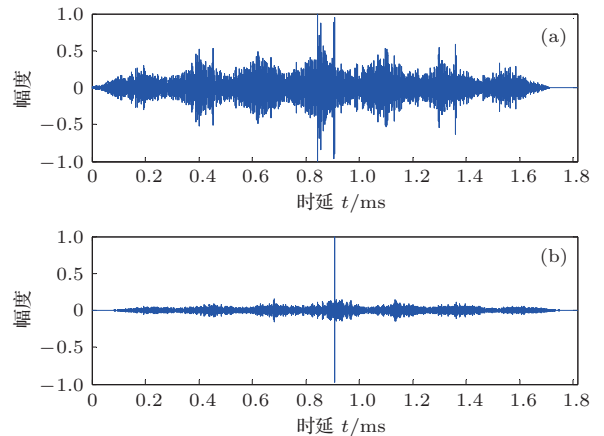


图 10 空时码探测信号检测结果对比图 (a) 常规拷贝相关检测结果; (b) 时反相关检测结果

表 2 信干比对空时码判决错误率影响, $\text{SNR} = 0$ dB

方法与条件	判决错误率/%			
	0 dB	-5 dB	-10 dB	-18 dB
常规拷贝相关	8.40	51.53	82.57	83.33
时反相关训练信号被干扰	0.00	0.00	0.12	83.00
时反相关训练信号不被干扰	0.00	0.00	0.00	0.27

表 3 信干比对空时码判决错误率影响, $\text{SNR} = -10$ dB

方法与条件	判决错误率/%			
	0 dB	-5 dB	-9 dB	-13 dB
常规拷贝相关	28.05	56.47	79.03	83.72
时反相关训练信号被干扰	0.00	0.00	2.22	30.05
时反相关训练信号不被干扰	0.00	0.00	0.00	0.50

5 结 论

本文为多基地声纳设计了空时码探测信号,用以解决复杂信道环境中,低信干比下的多源目标回波分辨问题,并针对多途条件下,倾斜垂直阵子信道差异带来的检测问题,提出了时反相关检测方法.

根据仿真结果,空时码探测信号在遭遇子信道衰落时仍能完成探测使命,具有一定的抗子信道衰落能力,适用于浅海复杂信道环境.时反相关检测方法实现了子信道主途径相关峰的聚焦,相较于常规相关检测,避免了由于倾斜垂直阵导致的多途子信道主相关峰时延分辨精度被扩展和阵列增益的损失,同时还聚焦多途能量,提高了处理增益.空时码探测信号判决结果表明,当信道能被较好的估计时,时反相关检测方法对强相干干扰具有良好的抑制能力,但该方法对信道估计质量较为敏感,检测效果与信道估计质量成正相关.综上,空时码探测信号及时反相关检测方法能够满足多基地声纳在浅海复杂环境中,并存在强相干干扰时,对多源目标回波分辨能力的需求,同时克服由于阵型失配引起的各种检测问题.

时反相关检测方法,虽不需估计阵型状态,但是对一帧信号处理周期内的阵型变化的敏感程度还需要进一步研究.

参考文献

- [1] Zhao B Q, Che Y G 2009 *Tech. Acoust.* **28** 1 (in Chinese) [赵宝庆, 车永刚 2009 声学技术 **28** 1]
- [2] Gao J, Hou W M, Liu Y T, Cai H Z 2008 *Tech. Acoust.* **27** 418 (in Chinese) [高洁, 侯卫民, 刘云涛, 蔡惠智 2008 声学技术 **27** 418]
- [3] Zou J W, Sun D J 2012 *Acta Armamentarii* **31** 364 (in Chinese) [邹吉武, 孙大军 2010 兵工学报 **31** 364]
- [4] Zou J W 2011 *Ph. D. Dissertation* (Harbin: Harbin Engineering University) (in Chinese) [邹吉武 2011 博士学位论文 (哈尔滨: 哈尔滨工程大学)]
- [5] Yao Y, Zhang M M, Yuan J 2012 *Tech. Acoust.* **31** 310 (in Chinese) [姚瑶, 张明敏, 袁骏 2012 声学技术 **31** 310]
- [6] Hui J, Wang Z J, Hui J Y, He W X 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 5491 (in Chinese) [惠娟, 王自娟, 惠俊英, 何文翔 2009 物理学报 **58** 5491]
- [7] Gao B, Yang S E, Piao S C 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 054305 (in Chinese) [高博, 杨士莪, 朴胜春 2012 物理学报 **61** 054305]
- [8] Hui J Y, Sheng X L 2011 *Marine Navigation Systems* (Vol. 1) (Harbin: Harbin Engineering University Press) p60 (in Chinese) [惠俊英, 生雪莉 2011 水下声信道 (第1版) (哈尔滨: 哈尔滨工程大学出版社) 第60页]
- [9] Zhang T W, Yang K D, Ma Y L, Li X G 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 3295 (in Chinese) [张同伟, 杨坤德, 马远良, 黎学刚 2010 物理学报 **59** 3295]
- [10] Yin J W, Hui J Y, Guo L X 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 1735 (in Chinese) [殷敬伟, 惠俊英, 郭龙祥 2008 物理学报 **57** 1735]
- [11] Ying Y Z, Ma L, Guo S M 2011 *Chin. Phys. B* **20** 054301
- [12] Liu S Z, Qiao G, Yin Y L 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 144303 (in Chinese) [刘淞佐, 乔钢, 尹艳玲 2013 物理学报 **62** 144303]
- [13] Wang C, Yu Y J, Li X F, Liang G Q 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 6319 (in Chinese) [王驰, 于瀛洁, 李醒飞, 梁光强 2010 物理学报 **59** 6319]
- [14] Wang H Q, Chen Y, Zhao Z J 2011 *Space Time Code Technology In 多天线 Systems* (Vol. 1) (Beijing: 科学出版社 Press) p35 (in Chinese) [王海泉, 陈颖, 赵知劲 2011 多天线系统中的空时码技术 (第1版) (北京: 科学出版社) 第35页]
- [15] Tirkkonen O, Boariu A, Hottinen A 2000 *IEEE 6th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, Parsippany, NJ, USA, September 6–8, 2000, p429
- [16] Yin J W, Hui J Y, Wang Y L, Hui J 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 5915 (in Chinese) [殷敬伟, 惠俊英, 王逸林, 惠娟 2007 物理学报 **56** 5915]
- [17] Yu Y, Zhou F, Qiao G 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 234301 (in Chinese) [于洋, 周峰, 乔钢 2012 物理学报 **61** 234301]
- [18] Chen J Y, Wu G Q, Ma L 2006 *Acta Acustica* **31** 316 (in Chinese) [陈剑云, 吴国清, 马力 2006 声学学报 **31** 316]
- [19] Peng D Y, Zeng J, Li H F, Liu H J, Zhao W Y, Gao T F 2009 *Acta Acustica* **34** 396 (in Chinese) [彭大勇, 曾娟, 李海峰, 刘海军, 赵文耀, 高天赋 2009 声学学报 **34** 396]
- [20] Zhao H F, Yan L M, Zou L N 2008 *Tech. Acoust* **27** 64 (in Chinese) [赵航芳, 阎丽明, 邹丽娜 2008 声学技术 **27** 64]
- [21] Yin J W 2007 *Ph. D. Dissertation* (Harbin: Harbin Engineering University) (in Chinese) [殷敬伟 2007 博士学位论文 (哈尔滨: 哈尔滨工程大学)]
- [22] Lu J, Su L B, Yin J W, Zhang X 2012 *3rd International Symposium on Artificial Intelligence*, JSAI-ISAI 2011, Takamatsu, Japan, December 1, 2011–November 2, 2012, p97

Design of multistatic sonar space-time code detection signal and time reversal copy-correlation detection technology*

Sheng Xue-Li¹⁾²⁾³⁾ Lu Jia¹⁾²⁾[†] Ling Qing³⁾ Xu Jiang³⁾ Dong Wei-Jia¹⁾²⁾

1) (Science and Technology on Underwater Acoustic Laboratory, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

2) (College of Underwater Acoustic Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

3) (Science and Technology on Complex Ship Systems Simulation Laboratory, Beijing 100161, China)

(Received 11 October 2013; revised manuscript received 1 December 2013)

Abstract

A space-time code (STC) detection signal is designed for multistatic sonar to distinguish the multiple access echoes in the shallow water, and a time reversal (TR) copy-correlation detection method is presented for solving the problem of multi-path sub-channel differences when the vertical array is oblique. STC detection signal has a good orthogonality through modulating with pseudo-random signals, can distinguish multiple access target echoes while combating with sub-channel attenuation. The vertical array affected by current is oblique, its multi-path sub-channel differences causing signals from different sub-channels can not focus on the receiving end, so the array gain decreases. Meanwhile, it causes resolution to decline and the error rate of signal judgment to rise. Channel training signal is designed to estimate the sub-channel multipath environment, and the best matched detection signal for sub-channel differences is got through virtual time reversal mirror (VTRM) with the estimated channels and the received signal being detected by TR copy-correlation. Simulation results of tristatic sonar (two transmitters and one receiver) show that the STC detection signal and TR copy-correlation can meet the requirements of multistatic sonar detection and distinguish the multiple access echoes in low SIR and complex channel environment. The best matched detection signal is got through VTRM (virtual time reversal mirror) with the estimated channels, and the received signal is detected by TR copy-correlation. Simulation results of tristatic sonar (two transmitters and one receiver) show that the STC detection signal and TR copy-correlation can meet the requirements of multistatic sonar detection and distinguish the multiple access echoes in low SIR environment.

Keywords: STC detection signal, TR copy-correlation detection, multi-path sub-channel differences, distinguishing the multiple access echoes

PACS: 43.60.Bf, 43.60.Tj

DOI: 10.7498/aps.63.054303

* Project supported by State key Laboratory of Ocean Engineering (Shanghai Jiao Tong University), China (Grant No.1211), and the Science and Technology on Underwater Acoustic Laboratory, China (Grant No. 9140C200801210C2001).

[†] Corresponding author. E-mail: lujia0507@163.com