

声矢量阵宽带目标波束域变换广义似然比检测算法

梁国龙 陶凯 王晋晋 范展

Broadband target beam-space transformation in generalized likelihood ratio test using acoustic vector sensor array

Liang Guo-Long Tao Kai Wang Jin-Jin Fan Zhan

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 64, 094303 (2015) DOI: 10.7498/aps.64.094303

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.094303>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2015/V64/I9>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

一种高效的自适应波束域变换方法及应用研究

An efficient adaptive beam-space transformation technique and its application in array processing

物理学报.2015, 64(9): 094304 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.094304>

基于信号子空间重构的鲁棒子区域 Frost 波束形成

Robust sub-regional Frost beamforming based on the signal subspace reconstruction

物理学报.2015, 64(5): 054303 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.054303>

强多途环境下水听器阵列位置近场有源校正方法

A geometric calibration method of hydrophone array with known sources in near field under strong multi-path

物理学报.2015, 64(2): 024304 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.024304>

基于赛利斯模型和分数阶微分的兰姆波信号消噪

Noise suppression for Lamb wave signals by Tsallis mode and fractional-order differential

物理学报.2014, 63(18): 184301 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.184301>

用信号处理技术及传播理论还原雷声频谱

Thunder acoustic spectrum obtained by using digital signal processing and propagation effects

物理学报.2013, 62(8): 084303 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.084303>

声矢量阵宽带目标波束域变换广义似然比 检测算法*

梁国龙 陶凯 王晋晋[†] 范展

(哈尔滨工程大学水声技术重点实验室, 哈尔滨 150001)

(哈尔滨工程大学水声工程学院, 哈尔滨 150001)

(2014年7月30日收到; 2014年11月4日收到修改稿)

为了解决水下声矢量信号处理中的宽带目标被动探测问题, 提出了一种波束域的检测算法. 该算法借鉴人眼对空间谱的检测原理, 对波束域数据进行广义似然比检测. 首先结合干扰抑制问题和矢量环境噪声场特性, 探讨了波束域变换矩阵的设计准则, 并推导了解析解的形式; 然后在假定已知不含目标波束个数的情况下, 构建了波束域的概率密度模型, 并对模型中的未知参量进行最大似然估计, 进而给出了广义似然比检测器的形式; 最后应用信息论准则, 给出了不含目标波束个数的估计方法. 理论分析与仿真实验表明, 该算法在强目标干扰, 以及背景噪声功率谱起伏、时变等环境下, 始终具有更好的系统增益和恒虚警率特性. 湖上试验的结果进一步验证了算法的有效性.

关键词: 阵列信号处理, 信号检测, 声矢量传感器, 恒虚警率

PACS: 43.60.+d, 42.60.Jf, 43.50.+y

DOI: 10.7498/aps.64.094303

1 引言

被动声纳系统利用水下目标的辐射噪声实现探测、识别、定位、导航和通信等功能, 在大多数应用场合采用声阵列, 以获得空间增益和空间分辨力. 声矢量传感器是一种新型传感器, 由声压和质点振速传感器复合而成, 以之组成的声矢量阵较之传统的声压阵能获得更多的声场信息, 因而获得了广泛的关注^[1-4].

对被动目标的探测通常依赖于波束形成技术, 如在各向同性噪声场中对窄带单目标的最佳检测系统即是CBF(Conventional Beam Forming)检测器; 而在多目标环境下, MVDR(Minimum Variance Distortionless Response)检测器能够有效抑制波束旁瓣引入的多目标干扰^[5], 因而具有更好的

检测效果. 近年来, 针对空间增益、稳健性、旁瓣级、主瓣宽度、主瓣响应等指标进行综合优化的波束设计也取得了较多的研究成果^[6-12]. 由于水下目标的辐射噪声是宽带信号, 应用上述波束形成方法需要通过傅里叶变换将阵列信号分解为多个频率子带, 然后将各个子带的波束输出功率进行平均或求和从而得到最终的检测统计量^[13,14]. 但当噪声功率谱起伏、时变时, 这种检测方法会存在如下两个问题: 一方面由于噪声功率谱的起伏, 具有高信噪比的频段可能会被淹没; 另一方面由于判决门限受噪声功率谱变化的影响, 不具有恒虚警率性质. Kelly于1986年提出了广义似然比检验原理^[15], Robey等通过分步设计法对GLRT检测器加以简化, 提出了自适应匹配滤波器(AMF)^[16], 该检测器可以看作阵列信号经空域处理后对噪声功率谱的归一化加权输出, 因而具有CFAR性

* 国家自然科学基金(批准号: 51279043, 61201411, 51209059)和水声技术重点实验室基金(批准号: 9140C200203110C2003)资助的课题.

[†] 通信作者. E-mail: wangjinjin@hrbeu.edu.cn

质, 之后更多复杂环境下的检测方法也相继被提出^[17-20]. 实现这类检测器的前提条件是需要一组不包含目标信号的辅助数据, 但在被动探测问题中无法实时获得这样的辅助数据, 因此其实际应用受到限制. 文献^[21]提出基于频段能量归一化的自适应波束形成方法(FENMVDR)^[21], 避免了对辅助数据的需求, 但该算法仅适用于空间中不存在强目标干扰的环境.

针对上述问题, 本文根据声矢量阵的应用环境, 提出了一种波束域变换广义似然比检测算法, 该算法借鉴人眼对空间谱的检测过程, 在波束域应用GLRT原理, 无需额外获得辅助数据, 并且在噪声功率谱起伏、时变, 以及强目标干扰等复杂的条件下, 都具有良好的检测性能及恒虚警率性质.

2 声矢量阵信号模型

2.1 声矢量信号理论模型

假设远场平面波来自方向 \mathbf{u} , 如图 1 所示, 则在时刻 t , 声场中点 \mathbf{r} 处的声压为

$$p(\mathbf{r}, t) = p_u(t + \mathbf{u}^T \mathbf{r}/c), \quad (1)$$

式中, $p_u(t)$ 是参考位置 O 处的声压信号, c 是声速,

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} \cos \theta \cos \varphi & \sin \theta \cos \varphi & \sin \varphi \end{bmatrix}^T$$

是远场平面波的波达方向向量, θ 和 φ 分别是 \mathbf{u} 对应的水平方位角和俯仰角.

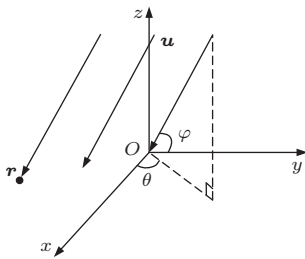


图1 远场平面波波达方向示意图

Fig. 1. The schematic diagram of far filed plane wave's DOA.

根据尤拉方程, \mathbf{r} 处的质点振速为

$$\begin{aligned} \mathbf{v}(\mathbf{r}, t) &= v_u(t + \mathbf{u}^T \mathbf{r}/c) \\ &= -\mathbf{u} p_u(t + \mathbf{u}^T \mathbf{r}/c)/\rho c. \end{aligned} \quad (2)$$

声矢量传感器可以分为二维和三维传感器, 为简化分析仅讨论二维矢量传感器模型. 二维矢量传

感器空间共点拾取声场中的声压分量和质点振速的水平分量

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(\mathbf{r}, t) &= [p(\mathbf{r}, t) - \rho c \bar{\mathbf{v}}(\mathbf{r}, t)]^T \\ &= [\mathbf{1} \bar{\mathbf{u}}^T]^T p_u(t + \mathbf{u}^T \mathbf{r}/c), \end{aligned} \quad (3)$$

式中, ρ 为介质密度, $\bar{\mathbf{v}}(\mathbf{r}, t)$ 和 $\bar{\mathbf{u}}$ 分别是 $\mathbf{v}(\mathbf{r}, t)$ 和 \mathbf{u} 在 xOy 平面的投影.

2.2 声矢量阵宽带信号模型

宽带信号处理通常采用快速傅里叶变换(FFT)将接收信号变换到频域后进行描述. 假设阵列由 M 个声矢量传感器组成, 阵元坐标为 $\{\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_M\}$. K 个相互独立的宽带平面波入射到基阵上, 入射方向向量为 $\{\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_K\}$, 在 $f_L - f_H$ 内将信号划分为 J 个互不重叠的频率子带, 由(3)式可得声矢量阵宽带频域模型为

$$\mathbf{X}(f_j) = \sum_{k=1}^K \mathbf{a}(f_j, \mathbf{u}_k) \mathbf{S}_k(f_j) + \mathbf{N}(f_j), \quad (4)$$

式中, $\mathbf{X}(f_j)$ 是 $3M \times L$ 维的频域观测数据矩阵, L 为快拍数; $\mathbf{a}(f_j, \mathbf{u}_k)$ 是声矢量阵对 \mathbf{u}_k 方向的 $3M \times 1$ 维导向矢量

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(f_j, \mathbf{u}_k) &= [\mathbf{1} \bar{\mathbf{u}}_k^T]^T \otimes [e^{i2\pi f_j \mathbf{u}_k^T \mathbf{r}_1/c}, e^{i2\pi f_j \mathbf{u}_k^T \mathbf{r}_2/c}, \dots, \\ &\quad e^{i2\pi f_j \mathbf{u}_k^T \mathbf{r}_M/c}]^T, \end{aligned} \quad (5)$$

其中, \otimes 是 Kronecker 积, i 表示复数单位; $\mathbf{S}_k(f_j)$ 是第 k 个信号 $p_{\mathbf{u}_k}(t)$ 在频率 f_j 上的 $1 \times L$ 维频域信号向量; $\mathbf{N}(f_j)$ 是 $3M \times L$ 维频域噪声向量, 通常认为各拍噪声向量相互独立且服从零均值复高斯分布

$$[\mathbf{N}(f_j)]_l \sim CN(\mathbf{0}, \sigma_j^2 \mathbf{R}_{n,j}), \quad (6)$$

式中, $[\cdot]_l$ 表示矩阵的第 l 列, σ_j^2 是频率 f_j 上的噪声功率, $\mathbf{R}_{n,j}$ 是 $3M \times 3M$ 维声矢量阵噪声相关系数矩阵. 在三维球形各向同性噪声场中, 声压与振速的空间相关性可以通过球贝塞尔函数进行描述^[2], 当阵元间距大于声压与振速的噪声相关半径时, 近似有

$$\mathbf{R}_{n,j} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1/3 & 0 \\ 0 & 0 & 1/3 \end{bmatrix} \otimes \mathbf{I}_M, \quad (7)$$

式中, \mathbf{I}_M 是 M 维的单位矩阵.

3 宽带目标波束域广义似然比检测

对于被动声纳系统, 由于目标方位未知, 观察员需要对观测扇面进行波束扫描, 获得观测场的空间能量谱信息后进行检测判决. 这种人眼对空间谱的检测原理可以总结为, 为了确定某方向目标的有无, 需要将该方向的波束输出与其附近方向的波束输出加以参考对比, 综合利用多个而非单个波束的输出. 根据这一原理, 如图 2 所示, 本文通过设计波束域变换矩阵代替波束形成器, 实现对信号的波束域采样, 提出了一种新的广义似然比检测算法, 该算法可简记为 ABST-GLRT (Adaptive Beam Space Transformation Generalized Likelihood Ratio Test).

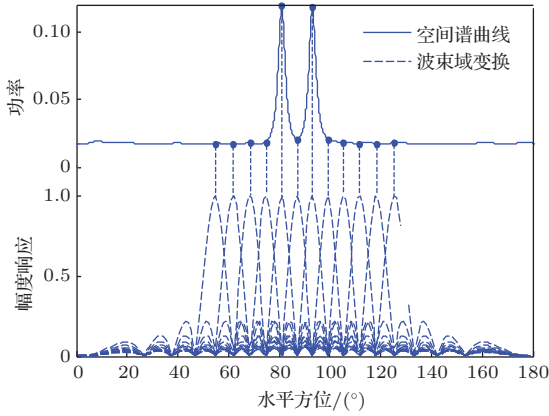


图 2 波束域采样示意图

Fig. 2. The schematic diagram of beam space sampling.

3.1 声矢量阵波束域变换

在各频带上设计波束域变换矩阵 \mathbf{G}_j , 将阵元域的输出数据变换到波束域

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}(f_j) &= \mathbf{G}_j^H \mathbf{X}(f_j) \\ &= \sum_{k=1}^K \mathbf{G}_j^H \mathbf{a}(f_j, \mathbf{u}_k) \mathbf{S}_k(f_j) + \mathbf{G}_j^H \mathbf{N}(f_j), \end{aligned} \quad (8)$$

波束域变换矩阵 \mathbf{G}_j 由一组波束形成权向量构成, 包含 1 个主波束方向权向量和 M' 个辅助波束方向权向量. 针对实际需求, 期望波束域的输出满足如下约束:

1) 约束方向输出无失真

$$[\mathbf{G}_j]_m^H \mathbf{a}(f_j, \mathbf{u}_m) = 1, \quad m = 0, 1, \dots, M', \quad (9)$$

式中, \mathbf{u}_0 是主波束方向向量, $\{\mathbf{u}_m\}_{m=1}^{M'}$ 是 M' 个辅助波束方向向量.

2) 各波束输出噪声相互独立且功率相等

$$\mathbf{G}_j^H \mathbf{R}_{n,j} \mathbf{G}_j = \mathbf{I}_M, \quad (10)$$

式中 \mathbf{I}_M 是 M 维的单位矩阵.

3) 最小化波束域的输出功率

$$\min_{\mathbf{G}_j} \text{tr}\{\mathbf{G}_j^H \mathbf{R}_{x,j} \mathbf{G}_j\}, \quad (11)$$

式中 $\mathbf{R}_{x,j}$ 是频率 f_j 上的采样协方差矩阵, 通常采用下式进行估计

$$\hat{\mathbf{R}}_{x,j} = \frac{1}{L} \mathbf{X}(f_j) \mathbf{X}^H(f_j), \quad (12)$$

综合上述要求, 将波束域变换矩阵的设计表述为如下优化问题:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{G}_j} \quad & \text{tr}\{\mathbf{G}_j^H \hat{\mathbf{R}}_{x,j} \mathbf{G}_j\}, \\ \text{s.t.} \quad & [\mathbf{G}_j]_m^H \mathbf{a}(f_j, \mathbf{u}_m) = 1, \quad m = 0, 1, \dots, M' - 1, \\ & \mathbf{G}_j^H \mathbf{R}_{n,j} \mathbf{G}_j = \mathbf{I}_M. \end{aligned} \quad (13)$$

由于 (10) 式的约束, 上述优化问题是非凸的, 难以得到全局最优解 [22], 通过对 \mathbf{G}_j 逐列求解, 将 (13) 式转化为如下 $M' + 1$ 个优化问题, 可以得到局部最优解

$$\begin{aligned} \min_{[\bar{\mathbf{G}}_j]_m} \quad & [\bar{\mathbf{G}}_j]_m^H \hat{\mathbf{R}}_{x,j} [\bar{\mathbf{G}}_j]_m, \\ \text{s.t.} \quad & [\bar{\mathbf{G}}_j]_m^H \mathbf{a}_v(f_j, \mathbf{u}_m) = 1, \\ & [\bar{\mathbf{G}}_j]_m^H \mathbf{R}_{n,j} [\bar{\mathbf{G}}_j]_m' = 0, \\ & \forall m' \in \{0, 1, \dots, m-1\}, \\ & [\bar{\mathbf{G}}_j]_m^H \mathbf{R}_{n,j} [\bar{\mathbf{G}}_j]_m = \xi, \\ & \forall m \in \{1, 2, \dots, M'\}, \end{aligned} \quad (14)$$

式中, ξ 是对波束域噪声功率的约束, 对比 (13) 式和 (14) 式可知, $[\bar{\mathbf{G}}_j]_m$ 和 $[\mathbf{G}_j]_m$ 仅相差一个归一化因子 ξ . 令矩阵 $\mathbf{Y}_{m,j} = [\mathbf{a}_v(f_j, \mathbf{u}_m), \mathbf{R}_{n,j} [\bar{\mathbf{G}}_j]_0, \dots, \mathbf{R}_{n,j} [\bar{\mathbf{G}}_j]_{m-1}]$, 向量 $\mathbf{C}_m = [1, \mathbf{0}_{1 \times m}]$, 可得该优化问题的解 (推导过程见附录 A)

$$\begin{aligned} [\bar{\mathbf{G}}_j]_m^H &= (\hat{\mathbf{R}}_{x,j} + \lambda \mathbf{R}_{n,j})^{-1} \mathbf{Y}_{m,j} (\mathbf{Y}_{m,j}^H \\ &\quad \times (\hat{\mathbf{R}}_{x,j} + \lambda \mathbf{R}_{n,j})^{-1} \mathbf{Y}_{m,j})^{-1} \mathbf{C}_m, \end{aligned} \quad (15)$$

式中, λ 为一非负常数, 通过下式确定

$$\begin{aligned} & \|(\mathbf{R}_{n,j}^{1/2} (\hat{\mathbf{R}}_{x,j} + \lambda \mathbf{R}_{n,j})^{-1} \mathbf{Y}_{m,j} \\ & \quad \times (\mathbf{Y}_{m,j}^H (\hat{\mathbf{R}}_{x,j} + \lambda \mathbf{R}_{n,j})^{-1} \mathbf{Y}_{m,j})^{-1} \mathbf{C}_m)\| \\ & = \xi, \end{aligned} \quad (16)$$

进一步可得(13)式的解为

$$[\mathbf{G}_j]_m^H = [\bar{\mathbf{G}}_j]_m / ([\bar{\mathbf{G}}_j]_m^H \mathbf{R}_{n,j} [\bar{\mathbf{G}}_j]_m)^{1/2}. \quad (17)$$

值得注意的是, 辅助波束权向量的求解相较于主波束权向量额外引入了正交性约束, 因此除了主波束方向 \mathbf{u}_0 能获得最佳的空间增益, 辅助波束方向 $\{\mathbf{u}_m\}_{m=1}^{M'}$ 上的空间增益均可能有所下降. 为了获得最佳的处理效果, 在其他方向上需要重新设计波束域变换矩阵. 较之传统的波束形成方法, 本文算法在各处理频点上对每一个预成的波束方向都需要设计 $M \times (M' + 1)$ 维的波束域变换矩阵代替 $M \times 1$ 维的波束形成权向量.

3.2 宽带波束域广义似然比检测

在频点 f_j 上, 第 m 个波束内目标的有无可以表述为二元假设检验问题:

$$\begin{aligned} H_0^m : \mathbf{Y}_m(f_j) &\sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}_{1 \times L}, \sigma_j^2 \otimes \mathbf{I}_L), \\ H_1^m : \mathbf{Y}_m(f_j) &\sim \mathcal{CN}(\mathbf{B}_m(f_j), \sigma_j^2 \otimes \mathbf{I}_L), \end{aligned} \quad (18)$$

式中,

$$\mathbf{B}_m(f_j) = \sum_{k=1}^K [\mathbf{G}_j]_m^H \mathbf{a}(f_j, \mathbf{u}_k) \mathbf{S}_k(f_j),$$

\mathbf{I}_L 是 L 维的单位矩阵.

假设辅助波束空间内共有 $D_j (D_j < M')$ 个波束不包含目标信号, Δ_j 是不包含目标的波束集合, 则所有不含目标的辅助波束的联合概率密度函数 (PDF) 为

$$\begin{aligned} f(\mathbf{Y}_\Delta) &= \prod_{j=1}^J \frac{1}{(\pi\sigma_j^2)^{D_j L}} \\ &\times \exp \left\{ - \sum_{m_j \in \Delta_j} \frac{\|\mathbf{Y}_m(f_j)\|^2}{\sigma_j^2} \right\}, \end{aligned} \quad (19)$$

式中, $\|\cdot\|^2$ 表示向量的 2 范数, $\mathbf{Y}_\Delta = \{\mathbf{Y}_{m_j}(f_j) | \forall m_j \in \Delta_j, j = 1, 2, \dots, J\}$, 通过最大似然估计 (Maximum-Likelihood Estimation, MLE) 可得

$$\begin{aligned} \hat{\sigma}_j^2 &= \frac{1}{D_j L} \sum_{m_j \in \Delta_j} \|\mathbf{Y}_i(f_j)\|^2, \\ j &= 1, 2, \dots, J, \end{aligned} \quad (20)$$

为了确定对 Δ_j 的估计, 进一步考虑所有辅助波束的 PDF

$$f(\mathbf{Y}_1, \dots, \mathbf{Y}_{M'})$$

$$\begin{aligned} &= \prod_{j=1}^J \frac{1}{(\pi\sigma_j^2)^{M' L}} \exp \left\{ - \sum_{m_j \in \Delta_j} \frac{\|\mathbf{Y}_{m_j}(f_j)\|^2}{\sigma_j^2} \right. \\ &\quad \left. - \sum_{n_j \in \{1, \dots, M'\} - \Delta_j} \frac{\|\mathbf{Y}_{n_j}(f_j) - \mathbf{B}_{n_j}(f_j)\|^2}{\sigma_j^2} \right\}, \end{aligned} \quad (21)$$

式中, $\mathbf{Y}_m = \{\mathbf{Y}_m(f_1), \dots, \mathbf{Y}_m(f_J)\}$. 将上式取对数, 并对 $\mathbf{B}_{n_j}(f_j)$ 最大化

$$\begin{aligned} &\max_{\mathbf{B}_{n_j}(f_j)} \ln f(\mathbf{Y}_1, \dots, \mathbf{Y}_{M'}) \\ &= -M' L \sum_{j=1}^J \ln(\pi\hat{\sigma}_j^2) - JD_j L, \end{aligned} \quad (22)$$

显然, 进一步令(22)式对 Δ_j 最大化, 只需令 $\hat{\sigma}_j^2$ 达到最小, 故 Δ_j 应取为输出功率最小的 D_j 个辅助波束的集合, 其数学表达式记为

$$\begin{aligned} \hat{\Delta}_j &= \left\{ \delta \mid \|\mathbf{Y}_\delta(f_j)\|^2 \leq Z_{D+1}(f_j), 1 \leq \delta \leq M' \right\}, \end{aligned} \quad (23)$$

式中, $\mathbf{Z}(f_j) = [Z_1(f_j), \dots, Z_{M'}(f_j)]$ 是对 $\{\|\mathbf{Y}_m(f_j)\|^2 | 1 \leq m \leq M'\}$ 的升序排列.

二元假设检验下, 主波束的 PDF 为

$$\begin{aligned} &f(\mathbf{Y}_0 | H_1) \\ &= \prod_{j=1}^J \frac{1}{(\pi\sigma_j^2)^L} \exp \left\{ - \frac{1}{\sigma_j^2} \|\mathbf{Y}_0(f_j) - \mathbf{B}_0(f_j)\|^2 \right\}, \\ &f(\mathbf{Y}_0 | H_0) \\ &= \prod_{j=1}^J \frac{1}{(\pi\sigma_j^2)^L} \exp \left\{ - \frac{1}{\sigma_j^2} \|\mathbf{Y}_0(f_j)\|^2 \right\}, \end{aligned} \quad (24)$$

则波束域的对数似然比函数为

$$\begin{aligned} \ln \Lambda &= \ln \frac{f(\mathbf{Y}_0; H_1)}{f(\mathbf{Y}_0; H_0)} \\ &= \sum_{j=1}^J \frac{1}{\sigma_j^2} \{ \|\mathbf{Y}_0(f_j)\|^2 \\ &\quad - \|\mathbf{Y}_0(f_j) - \mathbf{B}_0(f_j)\|^2 \}, \end{aligned} \quad (25)$$

根据 GLRT 原理, 令上式对 $\mathbf{B}_0(f_j)$ 最大化后, 即得到波束域的检测器形式,

$$\begin{aligned} &\mathcal{T}_{\text{ABST-GLRT}} \\ &= \max_{\mathbf{B}_0(f_j)} \ln \Lambda \\ &= \sum_{j=1}^J \frac{D_j \|\mathbf{Y}_0(f_j)\|^2}{\sum_{m \in \hat{\Delta}_j} \|\mathbf{Y}_m(f_j)\|^2} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \eta. \end{aligned} \quad (26)$$

3.3 检测性能分析

3.3.1 输出信噪比

系统的输出信噪比定义为

$$(\text{SNR})_{\mathcal{T}} = 10 \lg \frac{E(\mathcal{T} | H_1) - E(\mathcal{T} | H_0)}{\sqrt{\text{Var}(\mathcal{T} | H_0)}}, \quad (27)$$

式中, $E(\cdot)$ 和 $\text{Var}(\cdot)$ 分别表示期望和方差. 对于波束形成检测器, 其检测统计量即是波束的输出功率

$$\mathcal{T}_{\text{BF}} = \sum_{j=1}^J \|\mathbf{Y}_0(f_j)\|^2. \quad (28)$$

根据波束形成的基本原理和高斯分布的特性, 波束输出 $\mathbf{Y}_0(f_j)$ 近似服从复高斯分布^[23], 则 $\|\mathbf{Y}_0(f_j)\|^2$ 服从自由度为 $2L$ 的中心化 χ^2 分布, 在不同假设下

$$\begin{aligned} H_1: \frac{\|\mathbf{Y}_0(f_j)\|^2}{g_j \bar{S}_j^2 + \sigma_j^2} &\sim \chi_{2L}^2, \\ H_0: \frac{\|\mathbf{Y}_0(f_j)\|^2}{\sigma_j^2} &\sim \chi_{2L}^2, \end{aligned} \quad (29)$$

式中, g_j 是波束形成器的空间增益, \bar{S}_j^2 是信号功率, 其输出信噪比为

$$(\text{SNR})_{\mathcal{T}_{\text{BF}}} = 5 \lg L + 10 \lg \sum_{j=1}^J \frac{g_j \bar{S}_j^2}{\sqrt{J} \sigma_j^2}, \quad (30)$$

式中, $\sigma^2 = \sqrt{\frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \sigma_j^4}$. 对于本文的 ABST-GLRT 检测器, 由于 (10) 式的约束有

$$\begin{aligned} H_1: \frac{\sigma_j^2}{g_j \bar{S}_j^2 + \sigma_j^2} \frac{D_j \|\mathbf{Y}_0(f_j)\|^2}{\sum_{m \in \Delta_j} \|\mathbf{Y}_m(f_j)\|^2} &\sim F_{2L, 2D_j L}, \\ H_0: \frac{D_j \|\mathbf{Y}_0(f_j)\|^2}{\sum_{m \in \Delta_j} \|\mathbf{Y}_m(f_j)\|^2} &\sim F_{2L, 2D_j L}, \end{aligned} \quad (31)$$

其输出信噪比为

$$\begin{aligned} &(\text{SNR})_{\mathcal{T}_{\text{ABST-GLRT}}} \\ &= 5 \lg L + 10 \lg \sum_{j=1}^J \frac{g_j \bar{S}_j^2}{\sigma_j^2} \frac{D_j L}{D_j L - 1} \\ &\quad - 5 \lg \sum_{j=1}^J \frac{(D_j L)^2 (D_j L + L - 1)}{(D_j L - 1)^2 (D_j L - 2)}, \end{aligned} \quad (32)$$

考虑到 $D_j L \gg 2$, 则上式可以近似简化为

$$\begin{aligned} &(\text{SNR})_{\mathcal{T}_{\text{ABST-GLRT}}} \\ &\approx 5 \lg L + 10 \lg \sum_{j=1}^J \frac{g_j \bar{S}_j^2}{\sqrt{J} \sigma_j^2} - 5 \lg \sum_{j=1}^J \frac{1 + D_j}{J D_j}. \end{aligned} \quad (33)$$

不妨令 $h(D_j) = 1 + 1/D_j$, 显然该函数在 $D_j \geq 1$ 时单调递减, 若令 D_{\min}, D_{\max} 分别是 $\{D_1, \dots, D_J\}$ 的最小值和最大值, 则在闭区间 $[D_{\min}, D_{\max}]$ 内必存在一点 \bar{D} (\bar{D} 不一定是整数), 满足

$$h(\bar{D}) = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J h(D_j),$$

故 (33) 式可进一步简化为

$$\begin{aligned} &(\text{SNR})_{\mathcal{T}_{\text{ABST-GLRT}}} \\ &\approx 5 \lg L + 10 \lg \sum_{j=1}^J \frac{g_j \bar{S}_j^2}{\sqrt{J} \sigma_j^2} - 5 \lg \left(1 + \frac{1}{\bar{D}} \right). \end{aligned} \quad (34)$$

对比 (30) 式和 (34) 式, 等式右边的第一项是检测器的时域增益, 二者相同; 第二项则包含了空域增益和频域增益, 可以看出二者的差别仅在分母上的噪声项 σ^2 和 σ_j^2 , σ^2 是各频带上噪声功率的均方根值, \mathcal{T}_{BF} 的输出信噪比与频带内波束输出信号的总功率与噪声的功率的均方根 σ^2 的比值有关, 因此当噪声功率谱起伏时, 不能突出信噪比较好的频带, 而 $\mathcal{T}_{\text{ABST-GLRT}}$ 的输出信噪比直接与各频带上波束的输出信噪比 $g_j \bar{S}_j^2 / \sigma_j^2$ 有关, 因此能获得更高的处理增益; (34) 式的第三项 $-5 \lg h(\bar{D})$ 是对 $\mathcal{T}_{\text{ABST-GLRT}}$ 的负增益, 表 1 列出了 \bar{D} 不同取值时的结果, 该项随着 \bar{D} 的增大而逐渐趋于零, 当 $\bar{D} \geq 2$ 时可近似忽略, 因此辅助波束的个数 M' 不必过多, 通常在 3—6 之间即可, 更多的辅助波束对性能的提高并不明显, 却会导致计算量的增加.

3.3.2 恒虚警门限的计算

观察 (26) 式, $\mathcal{T}_{\text{ABST-GLRT}}$ 可以视作 J 个独立分布的随机变量之和, 根据中心极限定理, 当 J 足够大时, H_0 假设下 $\mathcal{T}_{\text{ABST-GLRT}}$ 近似服从正态分布

表 1 不同 \bar{D} 值对输出信噪比的影响
Table 1. The output SNR via the value of \bar{D} .

\bar{D}	1	2	3	4	5	6	7	8
$-5 \lg h(\bar{D})/\text{dB}$	-1.50	-0.88	-0.62	-0.48	-0.39	-0.33	-0.29	-0.25

$$\lim_{J \rightarrow \infty} \mathcal{T}_{\text{ABST-GLRT}} \sim \mathcal{N}\left(J, \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{j=1}^J \frac{D_j + 1}{D_j}}\right), \quad (35)$$

可以看出, H_0 假设下 $\mathcal{T}_{\text{ABST-GLRT}}$ 的概率密度函数仅与 J , L 和 D_j 有关, 因而对于背景噪声功率谱起伏、时变及强目标干扰环境具有恒虚警率性质, 恒虚警门限为

$$\eta = Q^{-1}(P_f) \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{j=1}^J \frac{D_j + 1}{D_j}} + J, \quad (36)$$

式中, $Q(\cdot)$ 是标准正态概率密度函数的右尾概率, $Q^{-1}(\cdot)$ 是 $Q(\cdot)$ 的逆函数.

3.4 D_j 的预估计方法

为了方便建立波束域概率密度模型, 前文假设已知辅助波束中不含目标信号波束的个数 D_j . 当 D_j 未知时, 为了分析采用不同取值的 \tilde{D}_j 代替 D_j 对检测器性能的影响, 考虑如下 V 个 \tilde{D}_j , 从小到大记为 $0 < \tilde{D}_{j,1} < \dots < \tilde{D}_{j,v} = D_j < \dots < \tilde{D}_{j,V} \leq M'$, 则对于每一次的观测都必然有: $\hat{\sigma}_{j,1}^2 \geq \dots \geq \hat{\sigma}_{j,v}^2 = \hat{\sigma}_j^2 \geq \dots \geq \hat{\sigma}_{j,V}^2$, 不同取值下检测器的虚警概率之间的关系为

$$\begin{aligned} P(\mathcal{T}_{\text{ABST-GLRT}}^1 > \eta) &\leq \dots \\ &\leq P(\mathcal{T}_{\text{ABST-GLRT}}^v > \eta) \\ &= P_f \leq \dots \leq P(\mathcal{T}_{\text{ABST-GLRT}}^V > \eta), \end{aligned} \quad (37)$$

结合上式可进行如下分析: 当 $\tilde{D}_j = D_j$, 与理论模型符合, $\hat{\Delta}_j$ 是所有不含目标波束的集合, 检测器的实际虚警率即是 P_f ; 当 $\tilde{D}_j < D_j$, $\hat{\Delta}_j$ 是所有不含目标波束中输出功率最小的 \tilde{D}_j 个波束的集合,

检测器的实际虚警率高于 P_f , 并且随着 \tilde{D}_j 的减小而增大; 当 $\tilde{D}_j > D_j$, $\hat{\Delta}_j$ 是所有不含目标的波束以及 $\tilde{D}_j - D_j$ 个包含目标的波束的集合, 由于目标信号的混入, 检测器的实际虚警率低于 P_f , 对应的检测概率随着混入目标信号功率的增大而减小. 可见, \tilde{D}_j 的取值过小或者过大都会导致检测性能的下降, 因此对 D_j 进行准确预估是非常必要的, 既不应过小以确保剔除含有目标 (尤其是强目标) 的波束, 又不宜过大以避免虚警率升高.

为了对 D_j 进行预估, 考虑采用信源数估计方法, 最小描述长度 (MDL) 准则是一种常用的信源数估计方法, 该准则依据协方差矩阵特征值给出信源数的估计. 但与之不同的是, 对 D_j 的预估需要对辅助波束中包含目标的波束个数而非信源数进行估计, 因此本文将辅助波束的输出功率代替协方差矩阵的特征值, 然后借鉴 MDL 准则获得对 D_j 的估计. 将这种方法称之为 BPMDL, 其实现过程如下:

$$\begin{aligned} \text{BPMDL}(D_j) &= LD_j \ln \left(\frac{\sum_{m=M'-D_j+1}^{M'} \|\mathbf{Y}_m(f_j)\|^2 / D_j}{\prod_{m=M'-D_j+1}^{M'} \|\mathbf{Y}_m(f_j)\|^{2/D_j}} \right) \\ &\quad + \frac{1}{2}(M'^2 - D_j^2) \ln L, \end{aligned} \quad (38)$$

对于 $D_j \in \{1, \dots, M'\}$, 使得上式最大时, 即是不含目标信号的辅助波束个数.

将本文算法总结如下:

- 1) 将阵列的接收数据通过 FFT 变换到频域, 由 (15) 式和 (17) 式计算各频带上的波束域变换矩阵, 并对阵元域数据进行波束域变换;

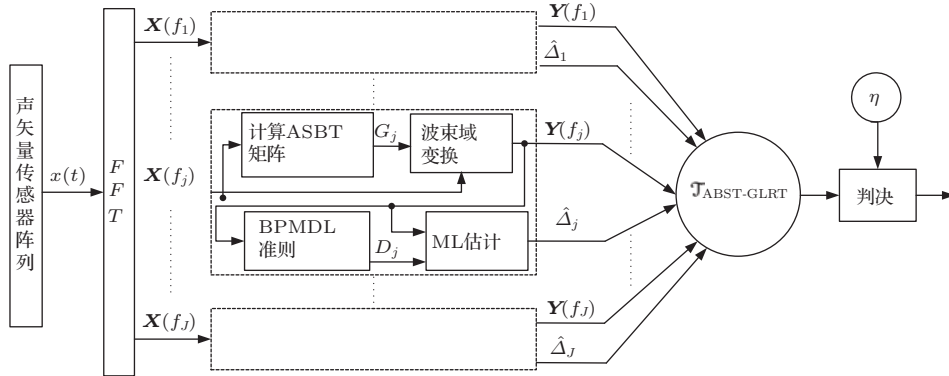


图3 ABST-GLRT 算法实现结构框图

Fig. 3. The realization diagram of ABST-GLRT algorithm.

2) 根据 BPMDL 准则计算辅助波束中不含目标波束的个数, 再由 (23) 式估计不含目标的辅助波束的集合;

3) 由 (26) 式和 (36) 式检测主波束内目标的有无.

其实现框图如图 3 所示.

4 仿真实验

为了便于分析, 设定俯仰角为 0° , 仅考虑目标的水平方位角. 10 元均匀声矢量水平线阵, 阵元间距 0.5 m, 系统的工作频带为 1—4 kHz, 通过 FFT 将信号变换到频域, 频率间隔 100 Hz, 快拍数为 1000 拍. 基阵接收到的目标信号、干扰信号以及背景噪声相互独立, 其归一化功率谱如图 4 所示, 以之构造如下 4 组实验: a. 空间中仅有目标信号, 背景噪声为噪声 1; b. 在实验 a 的基础上, 背景噪声变化为噪声 2; c. 在实验 a 的基础上, 出现干扰信号; d. 在实验 a 的基础上, 背景噪声变化为噪声 2, 并出现干扰信号. 实验中, 干扰信号位于 70° , 干噪比

为 30 dB, 目标信号位于 90° , 实验 a 和 c 时信噪比为 -37 dB, 实验 b 和 d 时为 -35 dB. 在上述实验环境下分别考察 CBF 检测器、MVDR 检测器、AMF 检测器 (所需辅助数据取自噪声 1), FENMVDR 检测器、ABST-GLRT 检测器的检测性能和恒虚警率性质.

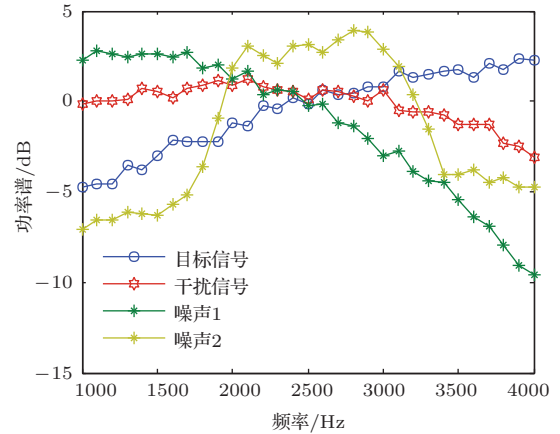


图 4 (网刊彩色) 仿真实验中各信号的归一化功率谱结构
Fig. 4. (color online) The normalized power spectrum of the signals in the simulation experiment.

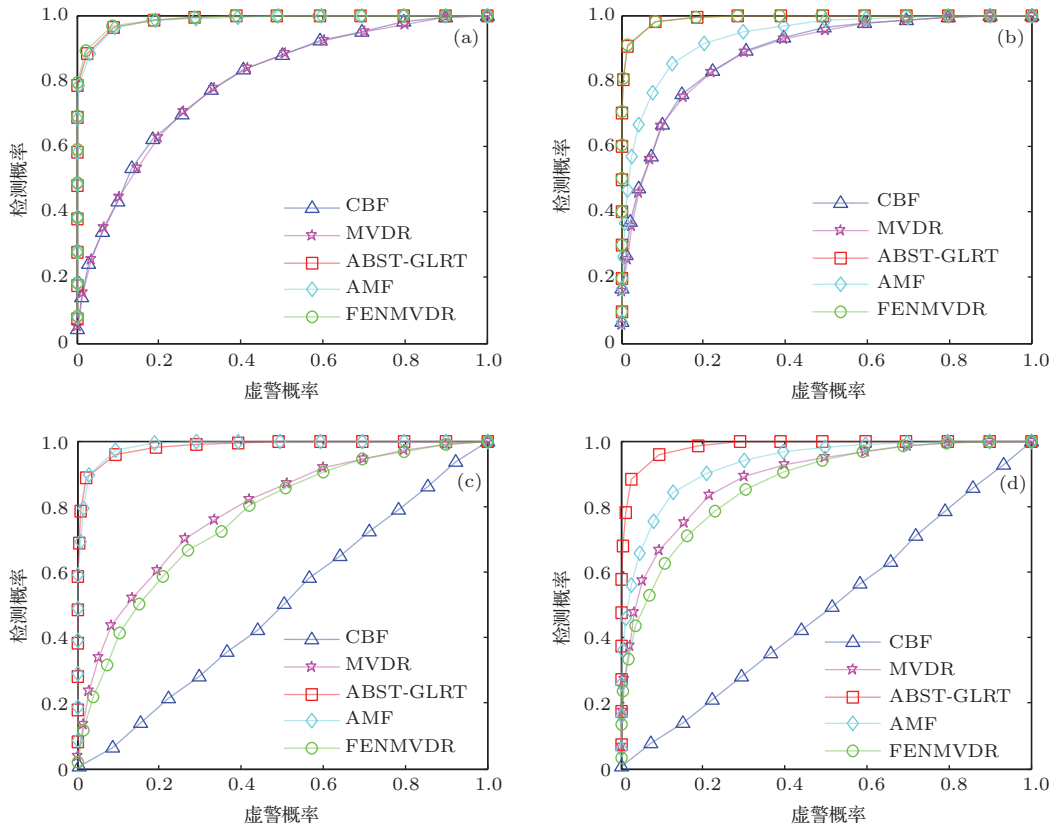


图 5 (网刊彩色) 不同实验环境下检测器的 ROC 曲线 (a) 噪声 1; (b) 噪声 2; (c) 噪声 1+干扰信号; (d) 噪声 2+干扰信号

Fig. 5. (color online) The ROC curves of the detectors under the different experiment conditions. (a) Noise 1; (b) noise 2; (c) noise 1+interference; (d) noise 2+interference.

图 5 给出了不同实验环境下各检测器的 ROC 曲线, 仿真结果为 1000 次蒙特卡洛实验的均值. 在实验 a 中, 空间中不存在干扰信号, CBF 检测器和 MVDR 检测器的检测性能基本一致, 但由于噪声功率谱存在起伏, AMF 检测器、FENMVDR 检测器和 ABST-GLRT 检测器均对噪声功率谱进行了有效的估计, 因此具有更好的检测性能, 并且这三种检测器的性能接近一致; 在实验 b 中, 噪声的功率谱结构变化为噪声 2, AMF 检测器的辅助数据无法获得对噪声功率谱的有效估计, 检测性能下降; 在实验 c 中, 噪声的功率谱结构不变, 但空间中出现了强干扰信号, CBF 检测器缺乏对强干扰信号的抑制能力, 其检测性能大幅下降, FENMVDR 检测器通过计算阵元域数据的输出功率获得对噪声功率谱的估计, 由于强目标干扰的混入, 无法获得对噪声功率谱的有效估计, 其检测性能下降; 在实验 d 中, 噪声的功率谱结构发生变化, 同时空间中还出现了强干扰信号, 由于以上分析的原因, CBF 检测器、AMF 检测器、FENMVDR 检测器性能均出现下降, ABST-GLRT 检测器依然是最优的. 可见, 在噪声功率谱起伏的环境下, 相比于常规的波束形成 (包括 MVDR, CBF) 检测器, AMF 检测器、FENMVDR 检测器和 ABST-GLRT 检测器都能获得更优秀的检测性能, 但 AMF 检测器仅在噪声功率谱稳定的情况下能获得最优的性能, FENMVDR 检测器仅在空间中不存在强目标干扰时才能获得

最优的性能, 而本文的 ABST-GLRT 检测器在噪声功率谱起伏、时变及强目标干扰环境下都具有最优的性能.

通过表 2 和表 3 的仿真结果考察检测器的恒虚警率性质. 表 2 给出了 4 组实验环境下令各检测器虚警率达到 0.01 所需的门限值, 该门限值由仿真实验测量获得, 记为门限测量值; 表 3 给出了 4 组实验环境下, 各检测器的恒虚警门限仿真得到的实际虚警概率, 该门限值通过各检测器的恒虚警理论计算公式获得, 记为门限理论值. AMF 检测器在实验 a 和 c 中门限理论值和门限测量值相符合, 能够达到恒虚警要求; 但在实验 b 和 d 中, 由于背景噪声功率谱的变化, 检测器的对噪声功率谱估计错误, 导致门限测量值远高于理论值, 恒虚警率特性失效. FENMVDR 检测器在实验 a 和 b 中门限理论值和门限测量值相符合, 能够达到恒虚警要求; 但在实验 c 和 d 中, 由于空间中出现了强目标干扰, 检测器对噪声功率谱估计错误, 导致门限测量值远低于理论值, 恒虚警率特性失效. ABST-GLRT 检测器上述 4 组实验环境下, 门限测量值与理论值均相符合, 虚警率符合要求. 可见, FENMVDR 检测器对功率谱起伏、时变的噪声环境具有恒虚警率性质, 但在出现强目标干扰时, 恒虚警率特性失效; AMF 检测器对背景噪声功率谱起伏及强目标干扰环境具有恒虚警率性质, 但当背景噪声功率谱时变时,

表 2 恒虚警门限测量值与虚警概率

Table 2. The measured value of CFAR threshold via false alarm probability.

检测算法	门限测量值/虚警概率			
	实验 a	实验 b	实验 c	实验 d
AMF	31.50/0.010	50.19/0.010	31.53/0.010	50.47/0.010
FENMVDR	31.39/0.010	31.43/0.010	0.022/0.010	0.023/0.010
ABST-GLRT	31.45/0.010	31.46/0.010	31.35/0.010	31.48/0.010

表 3 恒虚警门限理论值与虚警概率

Table 3. The theoretical value of CFAR threshold via false alarm probability.

检测算法	门限理论值/虚警概率			
	实验 a	实验 b	实验 c	实验 d
AMF	31.50/0.010	31.50/1.000	31.50/0.014	31.50/1.000
FENMVDR	31.42/0.008	31.42/0.012	31.42/0.000	31.42/0.000
ABST-GLRT	31.46/0.009	31.46/0.010	31.47/0.009	31.47/0.013

恒虚警率特性失效; 本文的 ABST-GLRT 检测器对背景噪声功率谱起伏、时变及强目标干扰环境均具有恒虚警率性质, 在复杂的水声环境下, 将具有更加稳定的性能.

5 湖试数据处理结果

于浙江杭州千岛湖构建一套声矢量阵被动目标探测系统, 并进行了拉距试验. 由 4 只二维矢量传感器构成的水平均匀线阵, 阵元间距为 0.5 m, 入水深度 11 m, 如图 6 所示. 试验过程中, 实验船(目标 A) 位于法线方向附近, 距离基阵约 1400 m, 信噪比约为 -8.7 dB, 另有两艘小船(目标 C 和目标 B) 先后自近处(约 100—200 m) 驶过, 信噪比约为 10.2 dB 和 7.6 dB. 系统的处理频带为 1.5—5.5 k Hz, 采样频率为 20 kHz, 分析数据长度为 250 s, 通过 FFT 将信号变换到频域, 频率间隔为 100 Hz.

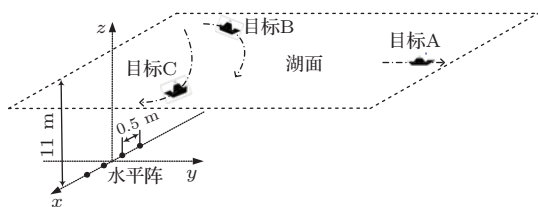


图 6 湖上试验条件示意图

Fig. 6. The schematic diagram of the working condition in lake experiment.

图 7 是 CBF, MVDR 和 ABST-GLRT 3 种检测器的空间谱历程图. 在 0—200 s 区间内, 目标 C、目标 B 先后自近处驶过, CBF 检测器缺乏对强干扰的抑制能力, 空间谱历程非常混乱, 无法观测到任何目标; MVDR 检测器具有强干扰抑制能力, 但由于散射和混响的原因, 目标 C 与目标 B 不仅表现为空间点源强干扰, 还导致背景噪声的功率谱发生变化, 因此 MVDR 检测器的旁瓣级也随之起伏变化, 其空间谱历程上能勉强看到目标 C 和目标 B, 而无法观测到远距离的弱目标 A; ABST-GLRT 检测器不仅能够抑制强干扰信号, 而且在噪声功率谱起伏、变化的环境下具有稳定的旁瓣级, 其空间谱历程上能够清晰地看到三个目标的轨迹. 图 8 (a) 是在 $t = 84$ s 时的切片, 此时目标 C 驶过, 约位于 98° 方向, 目标 A 约位于 79° 方向, CBF 检测器的空间谱切片上有较多的伪峰, 无法确定任何目标; MVDR 检测器的旁瓣较为平坦, 但仅能观

测到目标 C; ABST-GLRT 检测器具有更低的旁瓣级, 能同时观测到目标 C 和目标 A. 在 200—250 s 区间内, 两个强干扰目标均已远离, CBF, MVDR 和 ABST-GLRT 3 种检测器的空间谱历程图上均能清晰地观测到目标 A, 但由图 8 (b) 所示 $t = 220$ s 时的切片可以看出, ABST-GLRT 的性能依然优于 CBF 检测器和 MVDR 检测器.

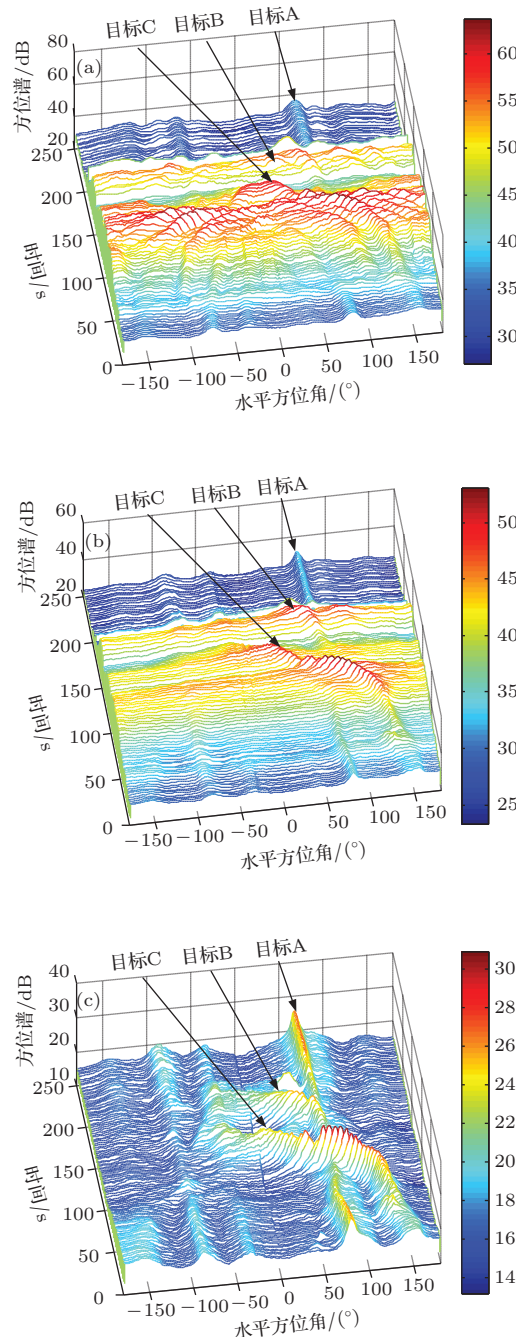


图 7 空间谱历程 (a) CBF; (b) MVDR 2; (c) ABST-GLRT

Fig. 7. Spatial spectrum course diagram. (a) CBF; (b) MVDR 2; (c) ABST-GLRT.

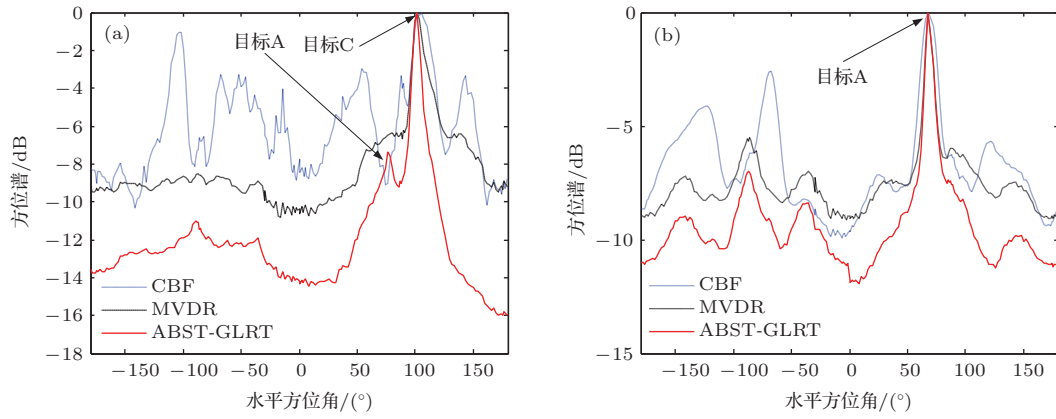


图8 (网刊彩色) 归一化空间谱历程切片 (a) $t = 84$ s; (b) $t = 220$ s

Fig. 8. (color online) The normalized spatial spectrum splice. (a) $t = 84$ s; (b) $t = 220$ s.

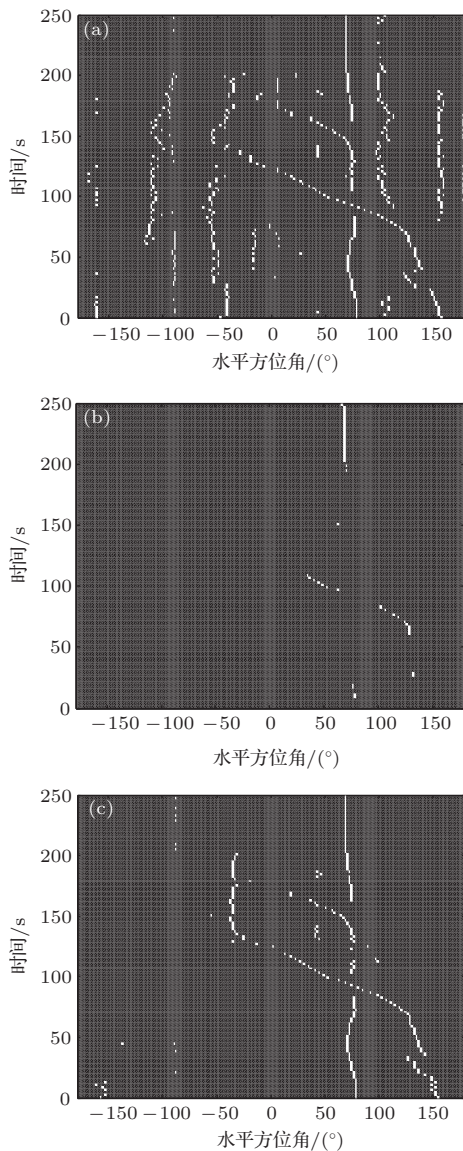


图9 方位历程图 (a) AMF; (b) FENMVDR; (c) ABST-GLRT

Fig. 9. DOA course diagram. (a) AMF; (b) FENMVDR; (c) ABST-GLRT.

对AMF, FENMVDR和ABST-GLRT三种检测器进行门限判决, 为了方便显示, 判决后对有目标的区域进行峰值搜索, 得到方位历程图如图9所示. 在0—200 s区间内, 目标C、目标B的存在导致同时出现了强干扰信号以及背景噪声功率谱的变化, AMF检测器受背景噪声变化的影响, 检测结果中出现了大量的虚警目标, 其方位历程图中无法判断目标的轨迹; FENMVDR检测器受强干扰信号影响, 出现了严重的漏检现象; ABST-GLRT检测器则不受上述环境的影响, 能清晰地获得3个目标的轨迹. 在200—250 s区间内, 随着强干扰目标B和C的远离, 3种检测器均能清晰显示弱目标A的轨迹. 湖试结果与仿真实验的结论相符合.

6 结 论

提出了一种基于声矢量阵的水下宽带目标被动检测算法. 该算法借鉴人眼对空间谱的检测原理, 通过设计波束域变换矩阵, 在不同频率子带上实现接收数据的波束域采样; 探讨了波束域数据的概率密度模型, 进一步应用广义似然比检验原理推导出了检测器的形式. 理论分析与仿真实验表明, 与CBF, MVDR, AMF, FENMVDR等检测方法相比, 在空间中存在强目标干扰, 以及背景噪声功率谱起伏、时变等复杂条件下, 该算法始终具有最优的检测性能和稳定的恒虚警率性质, 在水下远程弱目标被动探测问题中, 具有非常好的工程应用前景. 湖上试验数据的处理结果验证了算法的有效性.

附录 A

为了方便书写,下文的推导中省略波束序号和频率序号的下标,并令 $w = [\hat{\mathbf{G}}_j]_m$, 则将 (14) 式整理为

$$\min_w w^H \hat{\mathbf{R}}_x w, \text{ s.t. } w^H \boldsymbol{\Upsilon} = \mathbf{C}^T, w^H \mathbf{R}_n w = \xi. \quad (\text{A1})$$

定义拉格朗日函数

$$F_1(w, \lambda, \mu) \triangleq w^H \hat{\mathbf{R}}_x w + \lambda(w^H \mathbf{R}_n w - \xi) - 2\text{Re}(\mu^T w^H \boldsymbol{\Upsilon} - \mu^T \mathbf{C}), \quad (\text{A2})$$

式中, λ 是非负实数, \mathbf{u} 是 $(m+1) \times 1$ 维实数向量, 函数 $\text{Re}(\cdot)$ 表示取实部. F_1 对 w^H 取偏导, 并令导数为 0, 解得

$$w = (\hat{\mathbf{R}}_x + \lambda \mathbf{R}_n)^{-1} \boldsymbol{\Upsilon} \mu. \quad (\text{A3})$$

(A3) 式代入 (A2) 式, 有

$$F_2(\lambda, \mu) = -\mu^T \boldsymbol{\Upsilon}^H (\hat{\mathbf{R}}_x + \lambda \mathbf{R}_n)^{-1} \boldsymbol{\Upsilon} \mu + 2\mu^T \mathbf{C} - \lambda \xi \quad (\text{A4})$$

F_2 对 \mathbf{u} 取偏导, 并令导数为 0, 解得

$$\mu = (\boldsymbol{\Upsilon}^H (\hat{\mathbf{R}}_x + \lambda \mathbf{R}_n)^{-1} \boldsymbol{\Upsilon})^{-1} \mathbf{C}. \quad (\text{A5})$$

不妨令 $\mathbf{U} = \boldsymbol{\Upsilon}^H (\hat{\mathbf{R}}_x + \lambda \mathbf{R}_n)^{-1} \boldsymbol{\Upsilon}$, 则有

$$F_3(\lambda) = \mathbf{C}^T \mathbf{U}^{-1} \mathbf{C} - \lambda \xi. \quad (\text{A6})$$

F_3 对 λ 取偏导, 并令导数为 0,

$$\frac{\partial F_3(\lambda)}{\partial \lambda} = -\text{tr} \left\{ \mathbf{U}^{-1} \mathbf{C} \mathbf{C}^T \mathbf{U}^{-1} \frac{\partial \mathbf{U}}{\partial \lambda} \right\} - \xi = 0. \quad (\text{A7})$$

考虑矩阵 \mathbf{U} 中各元素 $[\mathbf{U}]_{p,q}$ 对 λ 取偏导,

$$\begin{aligned} & \frac{\partial [\mathbf{U}]_{q,q'}}{\partial \lambda} \\ &= \frac{\partial \text{tr} \{ [\boldsymbol{\Upsilon}]_q^H (\hat{\mathbf{R}}_x + \lambda \mathbf{R}_n)^{-1} [\boldsymbol{\Upsilon}]_q' \}}{\partial \lambda} \\ &= -\text{tr} \left\{ (\hat{\mathbf{R}}_x + \lambda \mathbf{R}_n)^{-1} [\boldsymbol{\Upsilon}]_q [\boldsymbol{\Upsilon}]_q'^H \right. \\ & \quad \left. \times (\hat{\mathbf{R}}_x + \lambda \mathbf{R}_n)^{-1} \frac{\partial (\hat{\mathbf{R}}_x + \lambda \mathbf{R}_n)}{\partial \lambda} \right\} \\ &= -[\boldsymbol{\Upsilon}]_q^H (\hat{\mathbf{R}}_x + \lambda \mathbf{R}_n)^{-1} \mathbf{R}_n (\hat{\mathbf{R}}_x + \lambda \mathbf{R}_n)^{-1} [\boldsymbol{\Upsilon}]_q'. \quad (\text{A8}) \end{aligned}$$

将 (A8) 式代入 (A7) 式可得

$$\begin{aligned} \frac{\partial F_3(\lambda)}{\partial \lambda} &= \text{tr} \{ \mathbf{U}^{-1} \mathbf{C} \mathbf{C}^T \mathbf{U}^{-1} \boldsymbol{\Upsilon}^H (\hat{\mathbf{R}}_x + \lambda \mathbf{R}_n)^{-1} \\ & \quad \times \mathbf{R}_n (\hat{\mathbf{R}}_x + \lambda \mathbf{R}_n)^{-1} \boldsymbol{\Upsilon} \} - \xi = 0. \quad (\text{A9}) \end{aligned}$$

化简后, λ 即为下式的解, 可通过数值计算方法进行求解

$$\begin{aligned} & \left\| \mathbf{R}_n^{1/2} (\hat{\mathbf{R}}_x + \lambda \mathbf{R}_n)^{-1} \boldsymbol{\Upsilon} (\boldsymbol{\Upsilon}^H (\hat{\mathbf{R}}_x + \lambda \mathbf{R}_n)^{-1} \boldsymbol{\Upsilon})^{-1} \mathbf{C} \right\|^2 \\ &= \xi. \quad (\text{A10}) \end{aligned}$$

参考文献

- [1] Nehorai A, Yang D S, Paldi E 1994 *IEEE Trans. Signal Process.* **42** 2481
- [2] Hawkes M, Nehorai A 2001 *IEEE J. Oceanic Eng.* **26** 337
- [3] Lin W S, Liang G L, Fu J, Zang G P 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 144301 (in Chinese) [林旺生, 梁国龙, 付进, 张光普 2013 物理学报 **62** 144301]
- [4] Lin W S, Liang G L, Fu J, Zang G P 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 034306 (in Chinese) [林旺生, 梁国龙, 付进, 张光普 2014 物理学报 **63** 034306]
- [5] Harry L V T, (translated by Tang J) 2008 *Optimum Array Processing* (Beijing: Tsinghua University Press) pp323–326 (in Chinese) [Harry L V T 著 (汤俊译) 2008 最优阵列处理技术 (北京: 清华大学出版社) 第 323—326 页]
- [6] Yan S F, Hou C H, Ma X C, Ma Y L 2007 *J. Acoust. Soc. Am* **121** 46
- [7] Liao B, Tsui K M, Chan S C 2011 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **59** 3477
- [8] Sun H H, Yan S F, Svensson U P 2011 *IEEE Trans. Audio Speech Lang. Process.* **19** 1045
- [9] Yu Z L, Ser W, Er M H, Gu Z H, Li Y Q 2009 *IEEE Trans. Signal Process.* **57** 2615
- [10] Xiao X, Xu L, Li Q W 2013 *Chin. Phys. B* **22** 094101
- [11] Zhang B X, Liu D D, Shi F F, He F D 2013 *Chin. Phys. B* **22** 014302
- [12] Wang Y, Wu W F, Fan Z, Liang G L 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 154303 (in Chinese) [王燕, 吴文峰, 范展, 梁国龙 2014 物理学报 **63** 154303]
- [13] You H, Huang J G, Shi W T 2009 *Acta Acoustic* **32** 527 (in Chinese) [游鸿, 黄建国, 史文涛 2009 声学学报 **32** 527]
- [14] Zhou W, Hui J Y 2010 *Acta Armamentarii* **31** 1188 (in Chinese) [周伟, 惠俊英 2010 兵工学报 **31** 1188]
- [15] Kelly E J 1986 *IEEE Trans. on Aerosp. Electron. Syst.* **22** 115
- [16] Robey F C, Fuhrmann D R, Kelly E J, Nitzberg R 1992 *IEEE Trans. on Aerosp. Electron. Syst.* **28** 208
- [17] Conte E, Maio A De, Ricci G 2001 *IEEE Trans. Signal Process.* **49** 1336
- [18] Shuai X, Kong L, Yang J 2010 *Signal Processing* **90** 16
- [19] Bandiera F, Besson O, Ricci G 2010 *IEEE Trans. Signal Process.* **58** 5391
- [20] Shang X Q, Song H J 2012 *Journal of Electronic & Information Technology* **34** 128 (in Chinese) [尚秀芹, 宋红军, 陈倩, 闫贺 2012 电子与信息学报 **34** 128]
- [21] Ma Q M, Wang X Y 2008 *Acta Armamentarii* **29** 153 (in Chinese) [马启明, 王宣银, 杜栓平 2008 兵工学报 **29** 153]
- [22] Hassanien A, Vorobyov S A 2009 *IEEE Signal Process. Lett.* **16** 22
- [23] Richmond C D 1996 *IEEE Trans. Signal Process.* **44** 305

Broadband target beam-space transformation in generalized likelihood ratio test using acoustic vector sensor array*

Liang Guo-Long Tao Kai Wang Jin-Jin[†] Fan Zhan

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

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

(Received 30 July 2014; revised manuscript received 4 November 2014)

Abstract

Aiming at the problem of passive detection of broadband sources in underwater acoustic vector signal processing, a novel detection algorithm based on beam-space transformation is proposed. The principle of spatial spectrum detection with human eyes is employed for reference, and the generalized likelihood ratio test (GLRT) is applied to the beam-space. First, the design criterion of beam-space transformation matrix is studied for the comprehensive consideration of the environment of multiple targets and the characteristic of vector ambient noise field, so that the analytical solution is obtained. Second, assuming that the number of beams not containing the target signal is given, the probability density function (PDF) model of beam-space data is constructed, and the new GLR test is made by calculating the maximum likelihood estimate of the unknown variables in PDF. Finally, the information of theoretical criterion is adopted in order to estimate the number of beams not containing target signals. The processing gain and the threshold value of this test statistics are also discussed, and the specific implement is explained in detail. Theoretical analysis and simulation results show that under the complex conditions of strong target interference and ambient noise with undulated and time-variant power spectrum, the proposed algorithm can give the processing result with higher gain and detection threshold at constant false alarm rate (CFAR); the results of lake experiment further prove the favorable and robust detection performance.

Keywords: array signal processing, signal detection, acoustic vector sensor, constant false alarm rate

PACS: 43.60.+d, 42.60.Jf, 43.50.+y

DOI: 10.7498/aps.64.094303

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 51279043, 61201411, 51209059), and the Science and Technology Foundation of State Key Laboratory of Underwater Acoustic Technology Laboratory, China (Grant No. 9140C200203110C2003).

[†] Corresponding author. E-mail: wangjinjin@hrbeu.edu.cn