

# 一种空-频联合最优滤波的被动宽带检测方法

蒋小勇<sup>①</sup> 周胜增<sup>\*①②</sup> 杜选民<sup>①②</sup>

<sup>①</sup>(上海船舶电子设备研究所 上海 201108)

<sup>②</sup>(水声对抗技术重点实验室 上海 201108)

**摘要:** 常规宽带能量检测在多目标、强干扰环境下输出信噪比(SNR)降低, 检测性能大幅度下降。针对此问题, 该文提出一种将子阵导向最小方差(STMV)宽带空域自适应波束形成与频域Eckart滤波结合的空-频联合最优滤波宽带检测方法。该方法首先通过子阵导向最小方差波束形成进行空间自适应处理, 利用自适应波束形成的干扰抑制能力在空域实现最优滤波; 然后通过最大似然估计实时估计信号和噪声的功率谱, 构造Eckart滤波对自适应波束形成的输出分配不同权重进行加权滤波, 从而实现频域信噪比最大化。所提方法通过空-频联合最优滤波, 降低空域旁瓣干扰和频带内噪声的影响, 使得输出信噪比最大, 从而有效地改善目标宽带检测能力, 提高被动声呐的宽带检测性能。仿真和试验数据处理结果验证了该方法的有效性。

**关键词:** 被动声呐; 常规宽带能量检测; 子阵导向最小方差波束形成; Eckart滤波

中图分类号: TN929.3; TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2021)03-0865-08

DOI: 10.11999/JEIT200672

## A Passive Broadband Detection Method Based on Space-frequency Joint Optimal Filtering

JIANG Xiaoyong<sup>①</sup> ZHOU Shengzeng<sup>①②</sup> DU Xuanmin<sup>①②</sup>

<sup>①</sup>(Shanghai Marine Electronic Equipment Research Institute, Shanghai 201108, China)

<sup>②</sup>(Science and Technology on Underwater Acoustics Antagonizing Laboratory, Shanghai 201108, China)

**Abstract:** The output Signal-to-Noise Ratio(SNR) of conventional broadband energy detection is reduced in multi-target and strong interference environment, and the detection performance is great reduced. In order to solve the problem, a broadband detection method based on space-frequency joint optimal filtering which combines subarray STEered Minimum Variance(STMV) broadband adaptive beamforming with Eckart filtering is proposed. Firstly, the spatial adaptive processing is carried out by subarray STMV beamforming, and the optimal filtering is realized in spatial domain by using the interference suppression ability of adaptive beamforming. Then, the power spectrum of signal and noise is estimated by maximum likelihood estimation, and Eckart filter is constructed to assign different weights to the output of adaptive beamforming to maximize the output SNR in frequency domain. The influence of spatial sidelobe interference and noise in the frequency band are reduced to make the output SNR maximum by the proposed method. The broadband detection ability of the target can be effectively improved and the broadband detection performance of passive sonar is also improved. The simulation and experimental data processing results verify the effectiveness of the method.

**Key words:** Passive sonar; Conventional broadband energy detection; Subarray STEered Minimum Variance (STMV) beamforming; Eckart filter

### 1 引言

被动声呐信号处理中, 目标检测方法可以分为两大类: 宽带检测和窄带检测。宽带能量检测作为被动声呐处理中宽带信号检测的经典处理方法, 是

非相关噪声场中单一目标的最优检测器, 理论上能达到最佳的最小检测级。当面临多目标、强干扰等复杂环境时, 这种检测器的性能迅速降低。因此, 宽带检测器需要选取合适的预白化滤波器来提高输出信噪比。宽带能量检测采用的是矩形滤波器, 对处理频段内信号和噪声的频率成分赋予同等权重, 使噪声的等效带宽变小, 输出信噪比降低。Suojoki

等人<sup>[1]</sup>采用一种修改联合滤波(Modified Combination Filtering, MCF)的非线性滤波方法,将图像处理思想应用于声呐后置处理,不仅能够提高方位分辨力,还能提高宽带信号的检测能力,从而有利于远程运动目标的检测。Zarnich等人<sup>[2]</sup>指出子带峰值能量检测(Subband Peak Energy Detection, SPED)的检测性能优于常规能量检测。文献<sup>[3]</sup>借鉴子带峰值能量检测思想提出了波束域峰值能量检测,通过对波束域宽带峰值能量检测处理,提高波束输出空间分辨率,改善被动声呐的显示效果。文献<sup>[4]</sup>在子带峰值能量检测基础上进行时间累积,利用隐马尔可夫模型对累积的峰值进行提取和筛选,提高目标检测能力,降低SPED峰值挑选虚警。Eckart滤波器<sup>[5]</sup>理论上被看作一种最优宽带检测器,它利用空时的自适应加权,给处理频带内信号和噪声的频率成分分配不同权值,实现带内噪声抑制,使得输出信噪比最大。然而,实际声呐系统中实现Eckart滤波器需事先知道信号和噪声功率谱。针对信号功率谱未知且难以估计,Mehta等人<sup>[6]</sup>假定观察频带内的信号功率谱恒定,采用一种修改的Eckart滤波方法实时估计噪声功率谱,从接收的目标辐射噪声谱中分离出目标的宽带谱特征。王聪等人<sup>[7]</sup>通过对不同子带在宽带频谱中的能量贡献进行着色得到彩色输出结果,增加强目标附近的弱目标探测能力。

导向最小方差<sup>[8,9]</sup>(STeered Minimum Variance, STMV)宽带自适应波束形成具有高分辨率、抗干扰和快速收敛等优点,广泛用于声呐宽带检测中。但在实际应用时导向矢量存在误差,STMV性能急剧下降。稳健Capon波束形成<sup>[10,11]</sup>(Robust Capon Beamforming, RCB)通过椭球或球形不确定集对导向矢量的误差进行约束,搜索最优导向矢量来使阵列功率输出最大化,在一定程度上解决了导向矢量误差的问题。毛卫宁等人<sup>[12]</sup>通过干扰区域空间谱积分重构干扰协方差矩阵,利用信号子空间投影估计期望信号导向向量,降低计算量,提高自适应波束形成稳健性。文献<sup>[13]</sup>在稳健STMV波束形成基础上提出稳健的子带子阵级STMV波束形成,该算法结合空域子阵和频域子带划分,对多子带不确定集进行约束,改善方位分辨力,降低计算复杂度,提高目标输出信干噪比。文献<sup>[14]</sup>提出少快拍数据的宽带干扰鲁棒性抑制算法,通过导向互谱密度矩阵划分信号子空间,利用投影算法修正各频点的导引向量,抑制宽带干扰目标旁瓣,提高被动声呐对弱目标检测与跟踪性能。文献<sup>[15]</sup>将稳健STMV与分裂子阵相位差检测相结合,提高了强干

扰背景下弱目标的检测能力。文献<sup>[16]</sup>采用2阶锥规划对波束旁瓣优化设计,重构协方差矩阵,降低强干扰旁瓣,提高波束形成器稳健性。Knabe<sup>[17]</sup>给出一种可提供时域波形的自适应波束形成方法,进而在自适应波束形成后完成宽带噪声解调(Detection of Envelope Modulation On Noise, DEMON)、低频分析和记录(LOW Frequency And Recording, LOFAR)、听音等检测方法,进一步提高被动检测性能。

本文提出了一种将子阵导向最小方差(SubArray STeered Minimum Variance, SASTMV)宽带自适应波束形成与Eckart滤波相结合的空-频联合最优滤波的宽带信号处理方法,利用子阵导向最小方差进行空间自适应处理,采用最大似然估计实时估计信号和噪声功率谱,构造Eckart滤波对不同频率成分的波束输出分配不同权值,实现带内噪声抑制,可以有效地提高目标输出信噪比,从而提高被动声呐的宽带检测性能。

## 2 宽带信号检测

### 2.1 宽带最优检测器

考虑由 $M$ 个阵元组成等间隔均匀线阵,对于 $N$ 个观测时刻,若信号 $v_i(n)$ 和噪声 $g_i(n)$ 为高斯平稳随机信号,则第 $i$ 个阵元观测序列 $x_i(t)$ 表示为

$$x_i(n) = v_i(n) + g_i(n) \quad (1)$$

其中,  $i = 1, 2, \dots, M, n = 1, 2, \dots, N$ 。

为了便于分析,通过快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)将式(1)观察时域序列转换为频域表示,则观测序列表示为

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} X_1(0), X_1(1), \dots, X_1(N/2-1) \\ \vdots \\ X_M(0), X_M(1), \dots, X_M(N/2-1) \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中,  $\mathbf{X}$ 维数为 $M \times N/2$ 。以上述相同方式,信号和噪声分别用向量表示为 $\mathbf{V}, \mathbf{G}$ ,则信号和噪声互功率谱密度矩阵为 $R_v = E\{\mathbf{V}\mathbf{V}^H\}$ ,  $R_n = E\{\mathbf{G}\mathbf{G}^H\}$ ,矩阵维数均为 $MN/2 \times MN/2$ 。

假定 $H_0$ 为仅有背景噪声,  $H_1$ 为信号和背景噪声同时存在,则宽带信号检测问题可用2元假设检验来表示,具体可写为

$$\left. \begin{aligned} H_1 : \mathbf{X} = \mathbf{V} + \mathbf{G} \\ H_0 : \mathbf{X} = \mathbf{G} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

若信号 $\mathbf{V}$ 和噪声 $\mathbf{G}$ 均服从多元复高斯分布,则宽带信号检测就是高斯噪声背景下高斯信号的最佳检测的问题。当仅有噪声存在时,概率密度为

$$P(\mathbf{x}|H_0) = \frac{1}{\pi^{N/2} |\mathbf{R}_n|} \exp(-\mathbf{X}^H \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{X}) \quad (4)$$

当信号和噪声同时存在时, 概率密度为

$$P(\mathbf{x}|H_1) = \frac{1}{\pi^{N/2} |\mathbf{R}_v + \mathbf{R}_n|} \cdot \exp\left(-\mathbf{X}^H(\mathbf{R}_v + \mathbf{R}_n)^{-1}\mathbf{X}\right) \quad (5)$$

根据最大似然比准则, 可得到似然比为

$$\Lambda(\mathbf{x}) = \frac{P(\mathbf{x}|H_1)}{P(\mathbf{x}|H_0)} = \frac{|\mathbf{R}_n|}{|\mathbf{R}_v + \mathbf{R}_n|} \cdot \exp\left(\mathbf{X}^H(\mathbf{R}_n^{-1} - (\mathbf{R}_v + \mathbf{R}_n)^{-1})\mathbf{X}\right) \quad (6)$$

通过对式(6)两边取对数和化简, 最佳检测器的检测统计量可表示为

$$\lambda_T = \sum_{k=0}^{N/2-1} \mathbf{X}^H(k) \mathbf{R}_n^{-1}(k) \mathbf{R}_v(k) \cdot [\mathbf{R}_v(k) + \mathbf{R}_n(k)]^{-1} \mathbf{X}(k) \quad (7)$$

若均匀线列阵相邻阵元间距为 $d$ , 假设平面波入射, 入射信号为 $s(n)$ , 入射方向为 $\theta$ , 则第 $i$ 个阵元接收信号为

$$v_i(n) = s(n - \tau_i(\theta)) \quad (8)$$

其中,  $\tau_i(\theta) = (i-1)d \cos(\theta)/c$ 为第 $i$ 个阵元相对参考阵元延时。若入射信号表示为 $S(k)$ , 则线阵接收信号在频域表示为

$$\mathbf{V}(k) = \mathbf{a}(k)S(k) \quad (9)$$

其中,  $\mathbf{a}(k)$ 为阵列导向矢量, 可以表示为

$$\mathbf{a}(k) = [e^{-j2\pi f_k \tau_1(\theta)}, e^{-j2\pi f_k \tau_2(\theta)}, \dots, e^{-j2\pi f_k \tau_M(\theta)}]^T \quad (10)$$

于是, 第 $k$ 个频点信号空间相关矩阵为

$$\mathbf{R}_v(k) = E\{\mathbf{V}(k)\mathbf{V}^H(k)\} = \mathbf{R}_s(k)\mathbf{a}(k)\mathbf{a}^H(k) \quad (11)$$

将式(11)代入式(7)中, 通过化简, 检测统计量可写为

$$\lambda_T = \sum_{k=0}^{N/2-1} \frac{\mathbf{R}_s^H(k) |\mathbf{a}^H(k) \mathbf{R}_n^{-1}(k) \mathbf{X}(k)|^2}{1 + \mathbf{R}_s(k) \mathbf{a}^H(k) \mathbf{R}_n^{-1}(k) \mathbf{a}(k)} \quad (12)$$

为了便于理解, 将式(12)的检测统计量改写为

$$\lambda_T = \sum_{k=0}^{N/2-1} |\mathbf{F}(k) \mathbf{a}^H(k) \mathbf{R}_n^{-1}(k) \mathbf{X}(k)|^2 \quad (13)$$

其中,  $\mathbf{F}(k)$ 表示后置滤波, 本文定义该滤波为

$$\mathbf{F}^2(k) = \frac{\mathbf{R}_s(k)/\mathbf{R}_n^2(k)}{1 + \mathbf{R}_s(k) \mathbf{a}(k) \mathbf{R}_n^{-1}(k) \mathbf{a}^H(k)/\mathbf{R}_n(k)} \quad (14)$$

式中,  $\mathbf{R}_s(k)$ 和 $\mathbf{R}_n(k)$ 分别为信号和噪声的功率谱密度,  $\mathbf{R}_n^{-1}(k)$ 为归一化噪声空间相关矩阵。

根据式(14)可知, 该式分子为Eckart滤波精确表达式。因此, 最优后置滤波 $\mathbf{F}(k)$ 可以看作一种归一化的Eckart滤波, 其归一化因子为式(14)分

母。图1给出了被动声呐基于Eckart滤波的宽带检测框图。

## 2.2 信号和噪声谱估计

Eckart滤波使宽带检测器输出信噪比最大。声呐系统要实现Eckart滤波, 通常需要信号和噪声谱的先验信息, 实际上信号和噪声谱是未知的, 因此需要估计信号和噪声功率谱。本文采用一种最大似然估计方法, 实时估计信号和噪声功率谱, 利用估计的信号和噪声功率谱计算Eckart滤波的权值。

将 $\mathbf{F}(k)$ 代入式(5)并化简, 则 $H_1$ 假设条件下似然函数可表示为

$$P(\mathbf{x}|\alpha) = \frac{\exp(-\mathbf{X}^H \mathbf{X} / \mathbf{R}_n + \mathbf{F}^2 \mathbf{X}^H \mathbf{a} \mathbf{a}^H \mathbf{X})}{\pi^{MN/2} |\mathbf{R}_s \mathbf{a} \mathbf{a}^H + \mathbf{R}_n \mathbf{I}|} \quad (15)$$

其中,  $\alpha$ 为最大似然估计参数, 可以为信号入射角、信号功率或噪声功率等。通过对上式两边取对数, 并进行化简可得

$$\begin{aligned} \ln P(\mathbf{x}|\alpha) = & \ln \prod_{k=0}^{N/2-1} \frac{1}{(\pi \mathbf{R}_n)^M (1 + M \mathbf{R}_s \mathbf{R}_n)} \\ & - \sum_{k=0}^{N/2-1} \mathbf{X}^H \mathbf{X} / \mathbf{R}_n \\ & + \sum_{k=0}^{N/2-1} \mathbf{F}^2 \mathbf{X}^H \mathbf{a} \mathbf{a}^H \mathbf{X} \end{aligned} \quad (16)$$

若参数 $\alpha$ 为信号功率谱, 式(16)第1项和第3项与信号功率谱相关, 则对式(16)求导有

$$\begin{aligned} & \frac{\partial \ln P(\mathbf{x}|\mathbf{R}_s)}{\partial \mathbf{R}_s} \\ & = \frac{M^2 N}{2 \mathbf{R}_n^2 (1 + M \mathbf{R}_s / \mathbf{R}_n)^2} \\ & \cdot \left( -\mathbf{R}_s + \frac{2}{M^2 N} \sum_{k=0}^{N/2-1} \mathbf{F}^2 \mathbf{X}^H \mathbf{a} \mathbf{a}^H \mathbf{X} - \frac{\mathbf{R}_n}{M} \right) \end{aligned} \quad (17)$$

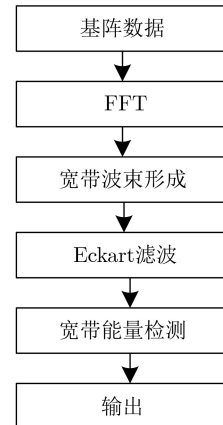


图1 基于Eckart滤波的宽带检测框图

令式(17)右边等于0, 信号功率谱密度最大似然估计可求解为

$$\hat{P}_s(k) = \frac{2}{M^2 N} \sum_{k=0}^{N/2-1} |\mathbf{X}^H(k)\mathbf{a}(k)|^2 - \frac{\mathbf{R}_n(k)}{M} \quad (18)$$

若参数 $\alpha$ 为噪声功率谱, 则对式(18)求导有

$$\begin{aligned} \frac{\partial \ln \mathbf{P}(\mathbf{x}|\mathbf{R}_n)}{\partial \mathbf{R}_n} &= \frac{-MN(\mathbf{R}_n + (M-1)\mathbf{R}_s)}{2\mathbf{R}_n^2(1 + M\mathbf{R}_s/\mathbf{R}_n)^2} \\ &+ \frac{1}{\mathbf{R}_n^2} \sum_{k=0}^{N/2-1} \mathbf{X}(k)\mathbf{X}(k) \\ &- \frac{\mathbf{R}_s(2\mathbf{R}_n + M\mathbf{R}_s)}{2\mathbf{R}_n^2(\mathbf{R}_n + M\mathbf{R}_s)^2} \\ &\cdot \sum_{k=0}^{N/2-1} \mathbf{X}^H(k)\mathbf{a}(k)\mathbf{a}^H(k)\mathbf{X}(k) \quad (19) \end{aligned}$$

同理, 令式(19)右边等于0, 将式(18)代入并化简, 则噪声功率谱密度最大似然估计为

$$\hat{P}_n(k) = \frac{2}{MN} \sum_{k=0}^{N/2-1} \mathbf{X}(k)\mathbf{X}(k) - \hat{\mathbf{R}}_s(k) \quad (20)$$

假设信号和噪声功率谱估计分别表示为 $\hat{P}_s(k)$ 和 $\hat{P}_n(k)$ 。 $\mathbf{P}(\theta, k)$ 为波束域输出功率在观察时间 $T_C$ 内平均。根据式(18)可知, 对于每个频点, 信号功率谱估计可以重新写为

$$\hat{P}_s(k) = \frac{1}{M^2} \mathbf{P}(\theta, k) - \frac{\mathbf{P}_n(k)}{M} \quad (21)$$

通常噪声功率是未知的, 在计算时需事先假定 $\mathbf{P}_n(k)$ 初始值为0。

假定 $\gamma_i(k)$ 为阵元域各阵元输入功率平均。阵元域输入功率利用观察时间 $T_C$ 内各快拍数据进行指数平均, 可用式(22)表示为

$$\gamma_i(k) = \alpha \left( \frac{\mathbf{X}^H(k)\mathbf{X}(k)}{M} \right) + (1 - \alpha)\gamma_{i-1}(k) \quad (22)$$

其中,  $\alpha$ 为比例因子, 根据使用当前值和历史值权重来确定, 一般取值0.9左右。

根据式(20), 对于每个频点的噪声功率谱估计可以重新写为

$$\hat{P}_n(k) = \gamma^{T_C}(k) - \hat{P}_s(k) \quad (23)$$

从式(23)可知, 噪声功率谱估计利用信号功率谱信息进行估计。为了获得更准确的信号和噪声功率谱估计, 对于输入 $\gamma(k)$ 和 $\mathbf{P}(\theta, k)$ , 需要对式(21)和式(23)进行迭代, 直到相邻两次信号和噪声功率最小均方差小于某一阈值时, 迭代结束。

根据式(21)和式(23)估计的信号和噪声功率谱, Eckart滤波系数进一步可表示为

$$\mathbf{W}_{\text{Eckart}}(k) = \frac{\mathbf{P}_s(k)/\mathbf{P}_n^2(k)}{1 + \mathbf{P}_s(k)\mathbf{a}(k)\mathbf{R}^{-1}(k)\mathbf{a}^H(k)/\mathbf{P}_n(k)} \quad (24)$$

其中,  $\mathbf{R}$ 为输入数据空间相关矩阵。

### 3 子阵STMV波束形成

STMV自适应波束形成实现的关键在于空间协方差矩阵的估计和协方差矩阵求逆。本节通过对STMV自适应波束形成进行降维处理, 采用子阵STMV自适应波束形成, 降低协方差矩阵估计的自由度, 实现运算量降低, 提高算法稳健性。

将上述的均匀线列阵各阵元输出信号作FFT, 得到各阵元在频率 $f_k$ 的频域数据向量 $\mathbf{X}(k)$ , 则预处理后的频域数据向量 $\mathbf{Y}(\theta, k)$ 可表示为

$$\mathbf{Y}(\theta, k) = \mathbf{T}(\theta, k)\mathbf{X}(k) \quad (25)$$

其中,  $\mathbf{T}(\theta, k)$ 为对角导向矩阵, 其对角元素与阵列导向矢量 $\mathbf{a}(k)$ 一致, 可表示为

$$\mathbf{T}(\theta, k) = \text{diag}[\exp(j2\pi f_k \tau_1(\theta)), \exp(j2\pi f_k \tau_2(\theta)), \dots, \exp(j2\pi f_k \tau_M(\theta))] \quad (26)$$

导向协方差矩阵(STeered Covariance Matrix, STCM)用公式表示为

$$\mathbf{R}_{\text{STCM}}(\theta, \Delta f) = \sum_{k=l}^K \mathbf{T}(\theta, k)\mathbf{R}(f_k)\mathbf{T}^H(\theta, k) \quad (27)$$

其中,  $\mathbf{R}(f_k)$ 为频率 $f_k$ 的互谱密度矩阵,  $\Delta f$ 为处理的频带范围,  $k = l, l+1, \dots, K$ 为相应频率下标。

子阵STMV是将全阵划分为 $Na$ 个子阵, 通过子阵选择矩阵 $\mathbf{H}$ 重新构建子阵的空间协方差矩阵, 使得导向协方差矩阵的维数降低, 其维数由原来的 $M \times M$ 维变成 $Na \times Na$ 维。其中子阵选择矩阵为 $M \times Na$ 维矩阵, 其元素由1和0组成, 且每一列中的元素1代表了该子阵所选择的基元。经过子阵选择矩阵后归一化频域波束输出为

$$\mathbf{U}(k) = \mathbf{\Gamma}\mathbf{H}^T\mathbf{Y}(\theta, k) \quad (28)$$

其中,  $\mathbf{\Gamma}$ 为子阵归一化矩阵, 可表示为

$$\mathbf{\Gamma} = \text{diag} \left( \frac{1}{N_1}, \frac{1}{N_2}, \dots, \frac{1}{N_s} \right) \quad (29)$$

其中,  $N_s$ 为每个子阵包含的基元个数。于是, 子阵的空间协方差矩阵可表示为

$$\mathbf{R}_{\text{SA}}(\theta, \Delta f) = \sum_{k=l}^K \mathbf{U}(k)\mathbf{U}^H(k) \quad (30)$$

其中,  $\mathbf{R}_{\text{SA}}(\theta, \Delta f)$ 的维数为 $Na \times Na$ 维。子阵STMV自适应波束形成的权向量为

$$\mathbf{W}_{\text{SA}}(\theta, k) = \frac{\mathbf{R}_{\text{SA}}^{-1}(\theta, \Delta f)\mathbf{1}_{Na}}{\mathbf{1}_{Na}^H \mathbf{R}_{\text{SA}}^{-1}(\theta, \Delta f)\mathbf{1}_{Na}} \quad (31)$$

其中， $\mathbf{1}_{Na}$ 为 $Na$ 维单位向量。子阵STMV波束输出为

$$\mathbf{B}(\theta, f_k) = \mathbf{W}_{SA}^H(\theta, k)\mathbf{U}(k) \quad (32)$$

因此，子阵STMV的输出功率为

$$P_{SASTMV}(\theta, k) = \frac{1}{\mathbf{1}_{Na}^H \mathbf{R}_{SA}^{-1}(\theta, \Delta f) \mathbf{1}_{Na}} \quad (33)$$

经过子阵STMV处理后，根据所估计信号和噪声谱，将式(33)代入式(24)，Eckart滤波权系数为

$$\mathbf{W}_{Eckart}(k) = \frac{\mathbf{P}_s(k)/\mathbf{P}_n^2(k)}{1 + M^2 \mathbf{P}_s(k)/(\mathbf{P}_{SASTMV}(\theta, k)\mathbf{P}_n(k))} \quad (34)$$

子阵STMV波束的Eckart滤波输出为

$$\mathbf{E}(\theta, f_k) = \mathbf{W}_{Eckart}(k)\mathbf{B}(\theta, f_k) \quad (35)$$

图2给出基于Eckart滤波的宽带检测流程图。它是对接收信号进行频率子阵STMV波束形成，利用估计的信号和噪声功率谱实时计算Eckart滤波权值，根据计算权值对波束输出进行Eckart滤波。

### 4 计算机仿真及试验数据处理

#### 4.1 仿真计算

假设均匀线列阵由96个水听器组成，按半波长布阵，将全阵划分8个子阵，每个子阵包含12个基元。设定两个目标信号，其中一个为宽带信号，带宽为1000 Hz，其入射方位为95°，另一个为单频信号，中心频率为1000 Hz，其入射方位100°，背景噪声为海洋环境噪声，信噪比分别为-15 dB，-25 dB。

图3和图4给出了常规CBF和STMV宽带能量检测结果，STMV输出的目标方位分辨力略优于常规CBF输出。对比图4和图5，SASTMV检测性能与STMV的检测性能相当，但因对子阵进行划分其计算量较STMV小。图5和图6给出了SASTMV宽带

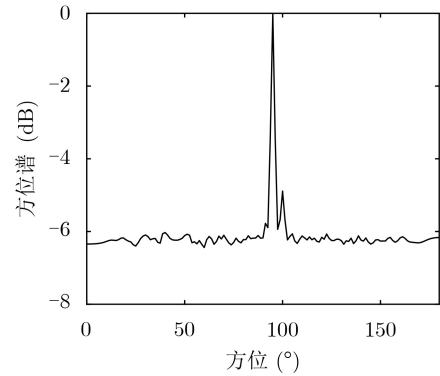


图3 常规CBF输出

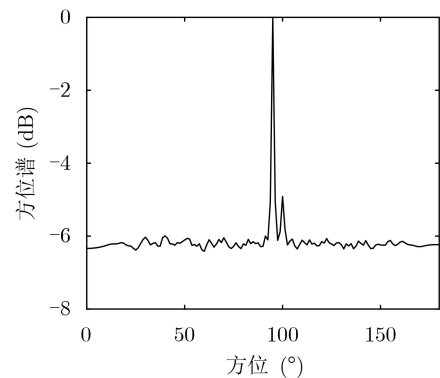


图4 STMV输出

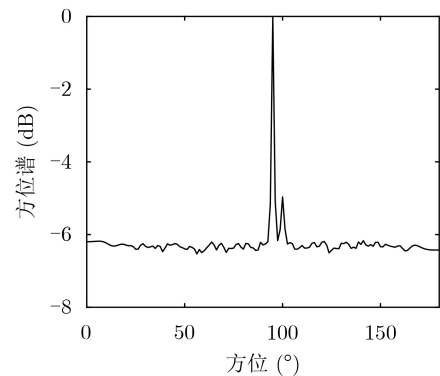


图5 SASTMV输出

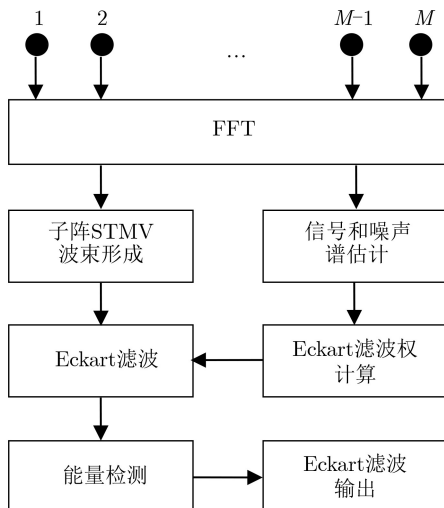


图2 基于Eckart滤波的宽带检测流程图

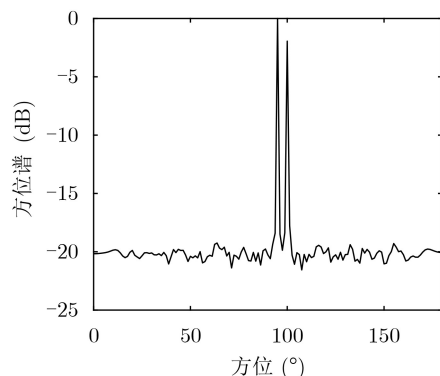


图6 基于Eckart滤波SASTMV输出

能量检测仿真结果,其中图5是未使用Eckart滤波的宽带能量检测结果,而图6是使用Eckart滤波的宽带能量检测结果。常规宽带能量检测采用矩形滤波,对SASTMV波束输出的不同频率成分信号和噪声赋予相同权值1,使得图5中低信噪比目标2输出峰值较小。基于Eckart滤波宽带能量检测利用Eckart滤波对SASTMV波束输出不同频率成分分配不同权值,抑制处理频带内的噪声,使得图6中低信噪比目标2输出峰值较大。

图7给出Eckart滤波权的频率方位图。从图7可以看出,Eckart滤波最大响应仅在信号存在方位上( $95^\circ$ 和 $100^\circ$ ),即Eckart滤波给目标所在方位的信号分配较大的权重,给其他方位的带内噪声分配较小的权重。在给定某方位上,不同频率的Eckart滤波响应取决于该方位上信号功率谱和噪声功率谱。

#### 4.2 试验数据处理

海上试验采用96基元均匀线列阵,按半波长布阵。将96元线列阵划分为8个子阵,每个子阵包含12个基元。数据重叠50%,每个快拍处理数据段长度为4096个采样点,积分时间为2 s。

图8和图9给出了常规宽带能量检测和STMV宽带能量检测的海试数据处理结果。对比可以观察到STMV宽带能量检测在目标方位分辨力上优于常规宽带能量检测,且能抑制干扰目标的旁瓣。

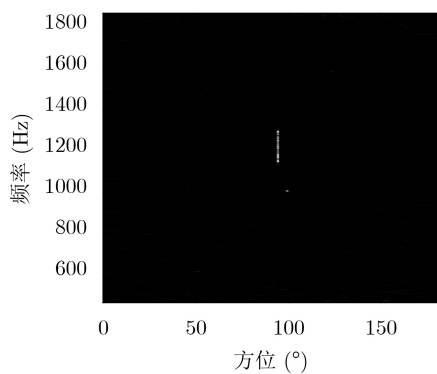


图7 Eckart滤波权

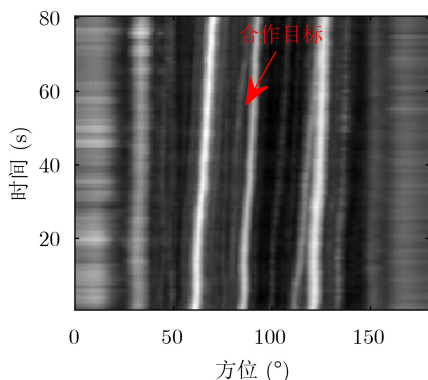


图8 常规宽带能量检测

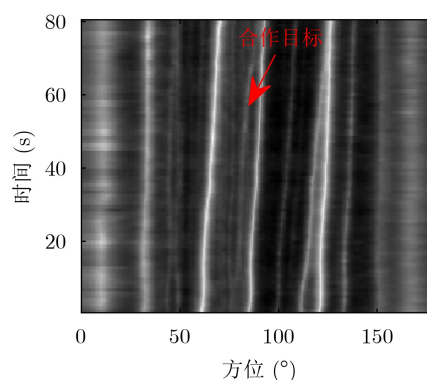


图9 STMV宽带能量检测

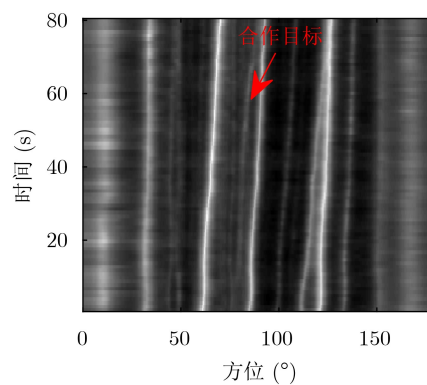


图10 SASTMV宽带能量检测

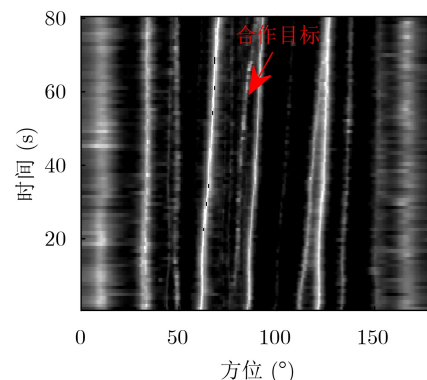


图11 基于Eckart滤波SASTMV宽带能量检测

图10和图11给出了SASTMV宽带能量检测和基于Eckart滤波SASTMV宽带能量检测的海试数据处理结果。对比图9和图10可以发现,SASTMV宽带能量检测性能与STMV宽带能量检测相当,但划分子阵处理降低计算量,且冗余少量阵元故障。从图10可以看出,合作目标附近存在强干扰目标。由于受强干扰目标旁瓣的影响,合作目标输出信噪比较低,在整个历程上观察到合作目标的轨迹比较弱,淹没在强干扰目标旁瓣中,不利于操作员发现目标。而Eckart滤波采用一种自适应空时加权,给带内信号和噪声分配不同比重权值,从而实现带内噪声抑制,从图11可以看出,时间方位历程图显示

的合作目标轨迹更加清晰,强干扰目标的旁瓣被抑制,减少其旁瓣对合作目标的影响。

图12给出图8—图11中第60 s观察时刻宽带检测输出。对比图中4种宽带检测方法输出结果,可以发现采用基于Eckart滤波的SASTMV宽带能量检测输出目标波峰峰值明显高于常规能量检测、STMV宽带能量检测和SASTMV宽带能量检测输出。SASTMV宽带能量检测结合Eckart滤波进行空域-频域联合处理,给波束输出的信号或噪声分配不同权重,实现带内噪声抑制,提高目标输出信噪比,从而提高声呐检测性能。图13给出合作目标在观察时间内输出信噪比变化。

从图13可以看出,就合作目标而言,所提出方法的输出信噪比明显高于CBF, STMV和SASTMV的输出信噪比,在观察时间内上述4种方法对合作目标平均输出信噪比分别为-6.5 dB, -4.8 dB, -5.2 dB和5.8 dB。结合图8—图11时间方位历程图可知,合作目标轨迹在某些观察时刻比较微弱,导致这些观察时刻其输出信噪比较低。为了更加直观地比较不同算法的复杂度,采用上述4种算法处理同一批试验数据,统计观察时间2 s内方位谱输出所需的计算时间。计算机硬件采用Intel i5-7500CPU,主频3.4 Hz,内存4.0 GB。计算软件采用MATLAB2014a版

本。如表1所示,CBF, STMV, SASTMV, 本文算法4种算法所需计算时间分别为0.54 s, 2.02 s, 0.85 s, 0.91 s。对比可以看出在采用子阵处理技术后,SASTMV算法计算时间得到大幅度降低,约为STMV算法处理时间的1/2,本文算法的计算时间与SASTMV算法差不多。

表1 4种算法性能比较

	CBF	STMV	SASTMV	本文算法
合作目标平均输出信噪比(dB)	-6.5	-4.8	-5.2	5.8
计算时间(s)	0.54	2.02	0.85	0.91

## 5 结论

Eckart滤波使宽带检测器输出信噪比达到最大,但需要事先知道信号和噪声功率谱。本文利用子阵导向最小方差进行空间自适应处理,采用最大似然估计信号和噪声功率,构造Eckart滤波对不同频率成分的波束输出分配不同权值,提出了一种将子阵导向最小方差与Eckart滤波相结合的空-频联合最优滤波宽带检测方法。通过计算机仿真和试验数据的处理,比较了CBF, STMV, SASTMV和所提算法的检测性能,表明本文所提算法可以提高目标输出信噪比,降低干扰目标旁瓣影响,有效地提高被动声呐的宽带检测性能。本文所提宽带检测算法性能稳定、计算量小,适合在被动声呐信号处理中进行工程应用。

## 参考文献

- [1] SUOJOKI T, TABUS I, and MERTSALMI P. A novel target detection method for passive broadband system[C]. The Seventh European Conference on Underwater Acoustics, Delft, Netherland, 2004: 999-1006.
  - [2] ZARNICH B E. A fresh look at broadband passive sonar processing[C]. The Adaptive Sensor Array Processing Workshop, Lexington, USA, 1999: 99-104.
  - [3] 杨晨辉, 马远良, 杨益新. 峰值能量检测及其在被动声呐显示中的应用[J]. 应用声学, 2003, 22(5): 31-35. doi: 10.3969/j.issn.1000-310X.2003.05.008.
  - [4] 权恒恒, 徐晓男, 杜栓平. 基于隐马尔科夫模型的SPED弱目标检测算法[J]. 声学及电子工程, 2016(1): 1-4, 9.
- QUAN Hengheng, XU Xiaonan, and DU Shuanping. Weak target detection algorithm for SPED based on Hidden Markov model[J]. *Acoustics and Electronics Engineering*, 2016(1): 1-4, 9.

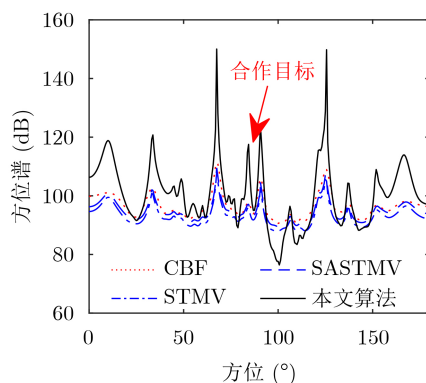


图12 宽带能量检测输出( $t=60$  s)

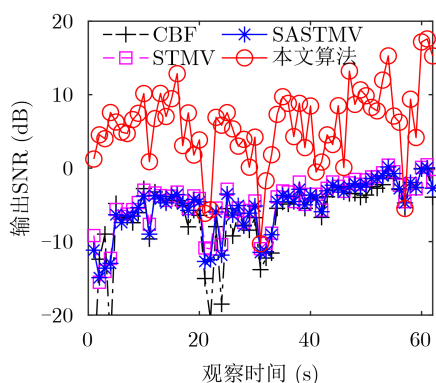


图13 合作目标输出信噪比

- [5] 郑兆宁, 向大威. 水声信号被动检测与参数估计理论[M]. 北京: 科学出版社, 1983.  
ZHENG Zhaoning and XIANG Dawei. Parametric Estimation Theory and Passive Detection of Underwater Acoustic Signal[M]. Beijing: Science Press, 1983.
- [6] MEHTA S K, FAY J, and MACIEJEWSKI P. A modified Eckart post-beamformer filter for improved detection using broadband features[C]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing Conference Proceedings, Atlanta, USA, 1996, 6: 3045–3048. doi: [10.1109/ICASSP.1996.550518](https://doi.org/10.1109/ICASSP.1996.550518).
- [7] 王聪, 刘雄厚, 范文涛, 等. 基于着色处理的被动声纳宽带能量检测方法[C]. 中国声学学会水声学会2019年学术会议论文集, 南京, 中国, 2019: 516–518.  
WANG Cong, LIU Xionghou, FAN Wentao, *et al.* Passive sonar broadband energy detection based on coloring[C]. Underwater Acoustics Society of China Academic Conference 2019, Nanjing, China, 2019: 516–518.
- [8] KROLIK J and SWINGLER D. Multiple broad-band source location using steered covariance matrices[J]. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1989, 37(10): 1481–1494. doi: [10.1109/29.35386](https://doi.org/10.1109/29.35386).
- [9] KIM J S and LEE J H. MVDR method using subband decomposition for high frequency resolution in passive sonar system[C]. Undersea Defence Technology, Cheju, Korea, 2002.
- [10] LI Jian, STOICA P, and WANG Zhisong. Doubly constrained robust capon beamformer[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52(9): 2407–2423. doi: [10.1109/TSP.2004.831998](https://doi.org/10.1109/TSP.2004.831998).
- [11] SOMASUNDARAM S D. Wideband robust capon beamforming for passive sonar[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2013, 38(2): 308–322. doi: [10.1109/JOE.2012.2223560](https://doi.org/10.1109/JOE.2012.2223560).
- [12] 毛卫宁, 钱进. 一种低复杂度的稳健自适应波束形成[J]. 应用声学, 2019, 38(4): 540–544. doi: [10.11684/j.issn.1000-310X.2019.04.010](https://doi.org/10.11684/j.issn.1000-310X.2019.04.010).  
MAO Weining and QIAN Jin. A low-complexity robust adaptive beamformer[J]. *Journal of Applied Acoustics*, 2019, 38(4): 540–544. doi: [10.11684/j.issn.1000-310X.2019.04.010](https://doi.org/10.11684/j.issn.1000-310X.2019.04.010).
- [13] 周胜增, 杜选民. 稳健的子带子阵级导向最小方差波束形成算法[J]. 声学学报, 2019, 44(4): 707–714. doi: [10.15949/j.cnki.0371-0025.2019.04.031](https://doi.org/10.15949/j.cnki.0371-0025.2019.04.031).  
ZHOU Shengzeng and DU Xuanmin. A robust subband subarray steered minimum variance beamforming algorithm[J]. *Acta Acustica*, 2019, 44(4): 707–714. doi: [10.15949/j.cnki.0371-0025.2019.04.031](https://doi.org/10.15949/j.cnki.0371-0025.2019.04.031).
- [14] 王昊, 徐晓男, 马启明. 一种利用少快拍数据的宽带干扰鲁棒性抑制算法[J]. 电子与信息学报, 2019, 41(4): 851–857. doi: [10.11999/JEIT180505](https://doi.org/10.11999/JEIT180505).  
WANG Hao, XU Xiaonan, and MA Qiming. A robust broadband interference suppression algorithm based on few snapshots[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2019, 41(4): 851–857. doi: [10.11999/JEIT180505](https://doi.org/10.11999/JEIT180505).
- [15] 李涛, 蒋小勇, 周胜增. 基于宽带稳健STMV波束形成的相关检测方法[J]. 声学技术, 2019, 38(5): 600–603. doi: [10.16300/j.cnki.1000-3630.2019.05.020](https://doi.org/10.16300/j.cnki.1000-3630.2019.05.020).  
LI Tao, JIANG Xiaoyong, and ZHOU Shengzeng. Correlation detection based on wideband robust STMV beamforming[J]. *Technical Acoustics*, 2019, 38(5): 600–603. doi: [10.16300/j.cnki.1000-3630.2019.05.020](https://doi.org/10.16300/j.cnki.1000-3630.2019.05.020).
- [16] 刘倩, 朱安珏. 基于二阶锥规划的稳健低旁瓣自适应波束形成[J]. 声学技术, 2020, 39(3): 379–384. doi: [10.16300/j.cnki.1000-3630.2020.03.021](https://doi.org/10.16300/j.cnki.1000-3630.2020.03.021).  
LIU Qian and ZHU Anjue. Second-order cone programming based robust low sidelobe adaptive beamforming[J]. *Technical Acoustics*, 2020, 39(3): 379–384. doi: [10.16300/j.cnki.1000-3630.2020.03.021](https://doi.org/10.16300/j.cnki.1000-3630.2020.03.021).
- [17] KNABE D S. Time-domain beam signals for adaptive beamforming[C]. Undersea Defence Technology, Stockholm, Sweden, 2019.
- 蒋小勇: 男, 1981年生, 高级工程师, 研究方向为水声信号处理.  
周胜增: 男, 1981年生, 研究员, 硕士生导师, 研究方向为声呐技术、水声信号处理.  
杜选民: 男, 1970年生, 研究员, 博士生导师, 研究方向为水声对抗技术、声呐技术.

责任编辑: 余蓉