

# 一种频域-波数域峰值筛选的无源声呐宽带检测方法\*

宁江波<sup>1,2,3</sup> 李 宇<sup>1,2</sup> 吴永胜<sup>4</sup> 迟 骋<sup>1,2</sup> 李子高<sup>1,2</sup> 李淑秋<sup>1,2†</sup>

(1 中国科学院 声学研究所 北京 100190)

(2 中国科学院 先进水下信息技术重点实验室 北京 100190)

(3 中国科学院大学 北京 100049)

(4 中国人民解放军 92682 部队 湛江 524000)

2022 年 3 月 18 日收到

2022 年 8 月 2 日定稿

**摘要** 在水声信号处理中,传统的无源声呐宽带目标检测在多目标、强干扰的复杂环境中输出信噪比低,使得检测性能急剧下降。针对此问题,提出一种基于均匀线列阵在频域-波数域上宽带信号能量分布特性进行目标检测的方法。该方法首先将阵列信号转换到频域-波数域,利用不同频率下波数主瓣、旁瓣宽度特征以及空间分布特征,设计针对主瓣的判别与分配方法,实现对同一目标不同频率下波数谱主瓣判别,使用主瓣能量累积、主瓣数目累积的方式来形成方位谱,从而进行目标检测。理论分析和仿真结果表明,所提方法只利用对目标检测有突出贡献的波数主瓣,降低了旁瓣的影响,有效提高了无源宽带水声目标的检测能力。海上试验数据处理结果表明,目标输出信噪比相比子带峰值能量检测算法可提高 5.58 dB,较传统能量检测可提高 8.73 dB,计算时间相比传统能量检测降低 46%,验证了所提方法的有效性与实时性。

**关键词** 无源声呐, 宽带目标检测, 频域-波数域, 峰值筛选

**PACS 数** 43.30, 43.60

## A method for passive sonar broadband target detection based on peak filtering in frequency-wavenumber domain

NING Jiangbo<sup>1,2,3</sup> LI Yu<sup>1,2</sup> WU Yongsheng<sup>4</sup> CHI Cheng<sup>1,2</sup> LI Zigao<sup>1,2</sup> LI Shuqiu<sup>1,2†</sup>

(1 *Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences* Beijing 100190)

(2 *Key Laboratory of Science and Technology on Advanced Underwater Acoustic Signal Processing, Chinese Academy of Sciences* Beijing 100190)

(3 *University of Chinese Academy of Sciences* Beijing 100049)

(4 *Unit 92682 PLA* Zhanjiang 524000)

Received Mar. 18, 2022

Revised Aug. 2, 2022

**Abstract** Traditional detection of broadband targets in passive sonars has low output signal-to-noise ratio and poor performance in a complex situation with multiple targets and strong interferences. To solve this problem, a target detection method is proposed based on the characteristics of the energy distribution of broadband signals in the frequency-wavenumber domain by using uniform linear array. The proposed method converts the array signal into the frequency-wavenumber domain and uses the characteristics of the width and the spatial distribution of the main lobes and the side lobes to discriminate the main lobes in the wavenumber domain. After discriminating the main lobes of the same target at different frequencies, the accumulation of main lobe energy and the number of main lobes are used as the azimuth spectra for target detection. The theoretical analysis and simulations show the proposed method only utilizes the main lobes which have prominent contributions to target detection, thereby reducing the influence of the side lobes dramatically and improving the detection performance significantly. The results of trial data processing show that the output signal-

\* 青年科学基金项目 (62001469) 资助

† 通讯作者: 李淑秋, [lsq@mail.ioa.ac.cn](mailto:lsq@mail.ioa.ac.cn)

to-noise ratio of the proposed method can be increased by 5.58 dB compared to SPED and 8.73 dB compared to CED. In addition, the computing time is decreased by 46% compared to CED, which validates the superiority of the proposed method.

**Keywords** Passive sonar, Broadband target detection, Frequency-wavenumber domain, Peak filtering

## 引言

目标检测是无源声呐进行水下探测的重要手段,是后续跟踪、识别的基础,在整个水下探测过程中处于关键的一步。无源声呐目标检测可分为窄带检测与宽带检测,其中窄带检测适用于辐射稳定线谱的目标<sup>[1-6]</sup>,由于海洋环境复杂,窄带检测可能导致稳定性差的问题,而宽带检测利用足够多的带宽,可以得到更加稳定的检测结果<sup>[7]</sup>。

在均匀线列阵无源声呐宽带目标检测方面,传统的方法是基于常规波束形成(CBF),在频域-方位(FRAZ)域的频率维进行无差别求和进行目标检测,称为传统能量检测(CED)。由于CED易于实现且对基阵阵形误差、基元的幅相误差、导向矢量失配等宽容性较大,具有非常强的可靠性和稳健性,在无源声呐探测工程中获得了广泛应用。但CED的空间分辨率受限于阵列孔径,且旁瓣较高,目标探测能力有限。Bono等在CED的基础上提出了子带能量检测算法<sup>[8-9]</sup>,利用阵列信号的“空间一致性”,在FRAZ上进行子带峰值能量检测(SPED),得到了比CED更好的宽带目标检测结果。杨晨辉等<sup>[10]</sup>以SPED为基础提出波束域宽带能量峰值检测(BPED),将多个子带合成一个子带波束,再进行峰值能量检测,改善了声呐的显示效果。SPED是一种宽带处理,对多信号或杂波等干扰的鲁棒性比CED更强大,国外的一些先进装备上已使用了SPED算法<sup>[11]</sup>,但SPED子带分配权重与接收信号的提取极值电平无关,且对方位谱峰值进行无差别的累加,增大了虚警,降低了目标检测性能。

研究人员对SPED进行了一系列改进,文献<sup>[12-13]</sup>在FRAZ上利用背景噪声水平、峰值连续性去除噪声峰值,再结合SPED以降低虚警,但未考虑噪声峰值与目标信号峰值的特征差异性。Zhao等<sup>[14]</sup>提出结合SPED与解卷积的方法来降低虚警和提高空间分辨率,但处理大带宽信号实时性差。楼万翔等<sup>[15]</sup>提出结合SPED与Eckart滤波器进行目标检测的方法,另外,自适应波束形成方法与SPED和Eckart滤波器相结合的宽带目标检测也有相关研究<sup>[16-18]</sup>。但是自适应波束形成在宽带处理中有稳健性差、计算

量大的问题。Eckart滤波器理论上被看作是一种最优宽带检测器,但通常需要已知目标信号与噪声的功率谱,这在实际应用中难以准确得到。导向最小方差(STMV)宽带空域自适应波束形成在水下无源宽带检测中具有干扰抑制能力强、方位分辨力高的特点,利用宽带频率相干性相比于传统的MVDR算法减少了运算时间,但依旧存在鲁棒性差的缺点<sup>[19-21]</sup>。基于能量的目标检测,在强干扰下会使目标检测能力变弱<sup>[11]</sup>,Zhang等<sup>[22]</sup>提出了一种扩展带子带峰值累积检测(E-SPAD)方法,虽然子带峰值能够根据“空间一致性”得到较好的方位谱值输出,但是峰值也可能是由旁瓣和噪声产生,导致虚警率增高。在均匀线列阵的频域-波数(FRWA)域处理上,Li等<sup>[23]</sup>通过借鉴直线检测原理,利用条件波数谱密度实现了邻近目标的高分辨检测。王聪等<sup>[24]</sup>利用背景、干扰、目标的频谱能量在各子带上的差异,通过颜色合成理论来进行宽带融合检测,使得在视觉显示上容易感知弱目标,但难以进行处理增益的量化。

针对无源声呐在强干扰、多目标复杂海洋环境下旁瓣导致宽带目标检测能力下降的问题,本文提出了一种在频域-波数域上进行宽带目标检测的方法。该方法利用不同频率下波数主瓣、旁瓣宽度特征以及空间分布特征,判别波数主瓣,使用主瓣能量累积、主瓣数目累积来进行目标检测。由于消除了旁瓣的影响,只利用有突出贡献的波数主瓣进行目标检测,该方法提高了输出信噪比,增强了无源声呐对宽带目标的检测能力。

## 1 宽带目标信号检测

### 1.1 FRWA 变换原理

远场平面波下,一个基元间距为 $d$ 的 $N$ 元均匀线列阵,如图1所示,定义入射信号方位为信号方向与基阵法线的夹角,假设入射信号方位为 $\theta_s$ ,第 $n$ 号阵元上接收到的信号为

$$x_n(t) = \exp(j2\pi f(t + nd \sin \theta_s / c)), \quad (1)$$

其中, $n = 0, \dots, N-1$ 是阵元序号, $f$ 为信号频率, $c$ 为声速,对 $x_n(t)$ 以 $f_s$ 为采样频率进行采样得 $x_n(i)$ 。

每个阵元上的信号序列快拍采样长度为 $K$ ,通

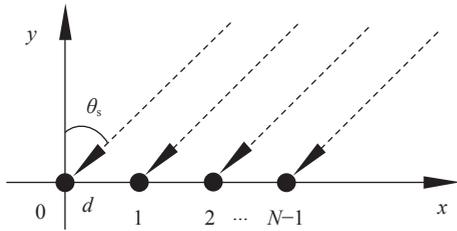


图1 均匀线列阵远场信号接收模型

过  $K$  点离散傅里叶变换计算频域信号, 得到:

$$X_n(k) = \sum_{i=0}^{K-1} x_n(i) e^{-j2\pi \frac{ik}{K}}, \quad (2)$$

其中,  $k = 1, 2, \dots, K$  对应于带频点序号, 对应频率为

$$f_k = \frac{k}{K} f_s. \quad (3)$$

在频率  $f_k$ 、扫描方位  $\theta$  处的常规波束形成频域波束输出为

$$B(k, \theta) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n(k) e^{(-j2\pi n f_k \frac{d}{c} \sin \theta)}. \quad (4)$$

将式 (4) 用  $N$  点空域傅里叶变换来表示, 可得:

$$B_m(k) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n(k) e^{(-j\frac{2\pi}{N} mn)}, \quad -\frac{N}{2} \leq m < \frac{N}{2}, \quad (5)$$

其中,  $m$  为整数, 比较式 (4) 和式 (5) 可得扫描方位  $\theta$  与  $m$  的对应关系式:

$$\theta = \arcsin\left(\frac{cm}{f_k Nd}\right). \quad (6)$$

根据式 (6), 有

$$\sin \theta = \frac{2m f_d}{N f_k}, \quad (7)$$

其中,  $f_d = c/(2d)$  为阵列设计频率, 根据式 (7) 可以得到任意频点  $f_k$  下  $m$  与方位  $\theta$  的对应关系。保持  $\theta$  不变, 有

$$m = \frac{N \sin \theta}{2 f_d} \cdot f_k. \quad (8)$$

根据式 (8), 同一方位的波束输出在一条过原点的直线上, 该直线斜率为  $N \sin \theta / (2 f_d)$ , 只与目标方位以及阵列设计有关。为了推导波数与  $m$  的关系, 由  $\theta$  方向入射频率为  $f$  的平面波信号, 可得沿阵列的水平波数为

$$\bar{\kappa} = \frac{2\pi f}{c} \sin \theta. \quad (9)$$

利用阵元间距  $d$  对其“归一化”至  $[-\pi, \pi]$ , 得:

$$\kappa = d\bar{\kappa} = \pi \left(\frac{f}{f_d}\right) \sin \theta. \quad (10)$$

结合式 (7) 和式 (10), 在  $f$ - $\kappa$  平面上, 波束输出  $B_m$  对应的归一化水平波数为

$$\kappa = 2\pi \frac{m}{N}. \quad (11)$$

因此, 在阵列设计频率处的波数谱上获得的  $N$  个波数位置等间隔分布。在频域波数平面上, 容易证明<sup>[25]</sup> 以波数主瓣左右两个零点位置差定义的主瓣宽度为  $4\pi/N$ , 旁瓣的宽度为  $2\pi/N$ ; 主、旁瓣宽度是确定的常数, 只与均匀线列阵的阵元个数  $N$  有关, 与频率无关, 且旁瓣宽度始终是主瓣宽度的一半。

观察式 (7), 由于  $\sin \theta_m \in [-1, 1]$ , 且  $m$  为整数, 当  $f_k = f_d$  时, 可以形成  $N$  个空间波束; 但是当频率  $f_k < f_d$  时, 其形成的空间波束会变少, 如当  $f_k = f_d/2$  时, 可形成  $N/2$  个空间波束。在波数域上, 若信号频率小于阵列设计频率, 波束输出对应的波数为  $[-\pi, \pi]$  的子集, 即信号频率  $f_k$  越低, 通过式 (5)、式 (7)、式 (11) 所得到的能对应上方位  $\theta$  的有效波数越少。为了使在波数轴上的采样点足够多, 可采用对  $X_n$  补零的方式对波数轴进行加密<sup>[26]</sup>。设补零系数为  $D$ , 此时阵列频域信号为

$$\widehat{X}_n(k) = \begin{cases} X_n(k), & 0 \leq n \leq N-1, \\ 0, & N \leq n \leq ND-1. \end{cases} \quad (12)$$

$\widehat{X}_n(k)$  在空域上进行  $ND$  点傅里叶变换, 有

$$B_{m'}(k) = \sum_{n=0}^{ND-1} \widehat{X}_n(k) e^{-j\frac{2\pi}{ND} m'n}. \quad (13)$$

波束输出  $B_{m'}(k)$  对应的波数为

$$\kappa_{m'} = \frac{2\pi m'}{ND}, \quad m' \in M, \quad (14)$$

其中,  $M = \{m' \in \mathbf{Z} | -ND/2 \leq m' < ND/2\}$  表示  $m'$  的取值集合,  $\mathbf{Z}$  表示整数集合。通过补零系数  $D$ , 在频率  $f_k$  下波数  $\kappa_{m'}$  对应的角度由式 (7) 变为

$$\theta = \arcsin(g_k m'), \quad (15)$$

其中,  $g_k = c/(f_k Nd)$ , 由于  $\sin \theta \in [-1, 1]$ , 因此与  $\theta$  相对应的有效波数集合为  $K_k = \{\kappa | \kappa = 2\pi m' / (ND), m' \in M, -1/g_k \leq m' < 1/g_k\}$ 。补零系数使得波数取值呈倍数增加, 尽可能保证更多的方位与波数相对应, 并且补零操作不影响波数谱的主瓣与旁瓣的宽度。

## 1.2 波数主瓣判别方法

在频域-波数域中, 主瓣宽度是旁瓣宽度的两倍, 且主瓣宽度只与阵元个数有关, 在所有频域子带上均满足, 可根据该性质设计主瓣判别方法。将式 (13) 得到的在频率  $f_k$  下的波数谱记为  $W_k(\kappa)$ 。首先, 在波数谱上进行峰值检测, 得到波数谱峰值所在波数集

合  $\mathbf{P}_k = [\kappa_1, \kappa_2, \dots, \kappa_p]$ ,  $P$  为峰值个数。由于主瓣峰值必然大于主瓣所在波数区域范围的其他波束值, 因此主瓣峰值需满足:

$$W_k(\kappa_p) = \max_{\kappa_p - \Delta\kappa/2 < \kappa \leq \kappa_p + \Delta\kappa/2} W_k(\kappa), \quad (16)$$

其中,  $p = 1, 2, \dots, P$ ,  $\Delta\kappa = 4\pi/N$  为主瓣宽度。若峰值波数  $\kappa_p$  不满足式 (16), 则直接将其舍弃。当峰值波数  $\kappa_p$  满足式 (16) 时, 在波数谱  $W_k(\kappa)$  上以  $\kappa_p$  为中心分别向左和向右得到两个最近谷值波数位置  $\kappa_l$  与  $\kappa_r$ , 进一步判断是否满足:

$$|\kappa_r - \kappa_l| \geq (1 + \sigma)\Delta\kappa, \quad (17)$$

其中,  $\sigma$  为宽容系数, 即  $\kappa_p$  两侧谷点的波数差值大于  $(1 + \sigma)$  倍主瓣宽度。由于噪声与干扰的影响, 实际主瓣宽度会在理论值  $4\pi/N$  附近, 设计宽容系数  $\sigma$  ( $\sigma > -0.5$ ), 当主瓣宽度在一定波动范围内仍可被判别为主瓣, 能够提高复杂环境下的适应能力。图 2(a) 为某一频点波数谱, 对于  $\kappa_p$  处的峰值, 显然在  $\Delta\kappa$  范围内是最大值, 并在合理的宽容系数取值下能被判别为主瓣, 而旁瓣则被舍弃。图 2(b) 为某方位宽带目标的频域波数谱, 当所有频域子带的主瓣一一判别后, 主瓣峰值波数位置分布于图 2(b) 所示的直线上。此外, 为了避免在判别过程中波数谱边缘峰值的谷点缺失问题, 可利用波数谱存在周期性的特点, 采用左右延拓的方式进行处理。

### 1.3 波数主瓣分配方法

从式 (14) 和式 (15) 可看出,  $\sin\theta$  和  $\theta$  与波数的关系如图 3 所示。同一频率下, 图 3(a) 所示方位在  $\sin\theta$  域上等间隔分布, 其对应的波数值也是等间隔的。图 3(b) 所示方位在  $\theta$  域上等间隔分布, 那么  $\sin\theta$  的值

不等间隔, 其与  $\sin(x)$  函数的斜率有关, 对应的波数值也不再等间隔, 呈现出一种有效波数在阵列端射方向密集、正横方向稀疏的分布。此外, 从图 3 还可知处理频率越低, 相邻方位所对应的波数间隔越小。因此当对扫描方位进行不同的划分时, 波数主瓣属于哪个方位是需要讨论的问题。下面对不同频率下波数主瓣的归属分配进行设计, 划分属于各方位的有效波数区间。

不失一般性, 设整个方位扫描区间被划分为  $H$  个方位, 在频点  $f_k$  上有效波数集合为  $K_k$ 。设属于方位  $\theta_{k,h}$  ( $h = 1, 2, \dots, H$ ) 的波数集为  $\bar{k}_{k,h}$ , 即当主瓣峰值对应的波数出现在  $\bar{k}_{k,h}$  中时, 该主瓣分配给方位  $\theta_{k,h}$  的目标。对于不同方位所属的波数集, 在设计分配过程中, 任意两个方位的波数集不重叠, 且所有方位所属波数集的合集为  $K_k$ , 有

$$\begin{aligned} \bar{k}_{k,i} \cap \bar{k}_{k,j} &= \emptyset, \quad i, j = 1, 2, \dots, H, \quad i \neq j, \\ \bigcup_{h=1}^H \bar{k}_{k,h} &= K_k. \end{aligned} \quad (18)$$

为了保证给各方位分配的波数集合能有效对应真实方位,  $\bar{k}_{k,h}$  还需满足:

$$\bar{k}_{\text{md}} = \arg \min_{\bar{k} \in \bar{k}_{k,h}} (\bar{k} - \pi f_k \sin \theta_{k,h} / f_d), \quad (19)$$

其中,  $\bar{k}_{\text{md}}$  为波数集  $\bar{k}_{k,h}$  的中位数。此外, 同一频率下相邻方位的波数集元素个数接近。经由上述主瓣分配方法, 可保证各频率下波数主瓣的正确分配。此外, 主瓣分配设计只与阵列参数、方位谱划分、处理频带以及声速有关, 在上述相关参数已知的情况下, 可提前设计好, 有利于实际应用。

综上所述, 本文提出的宽带目标检测流程如图 4

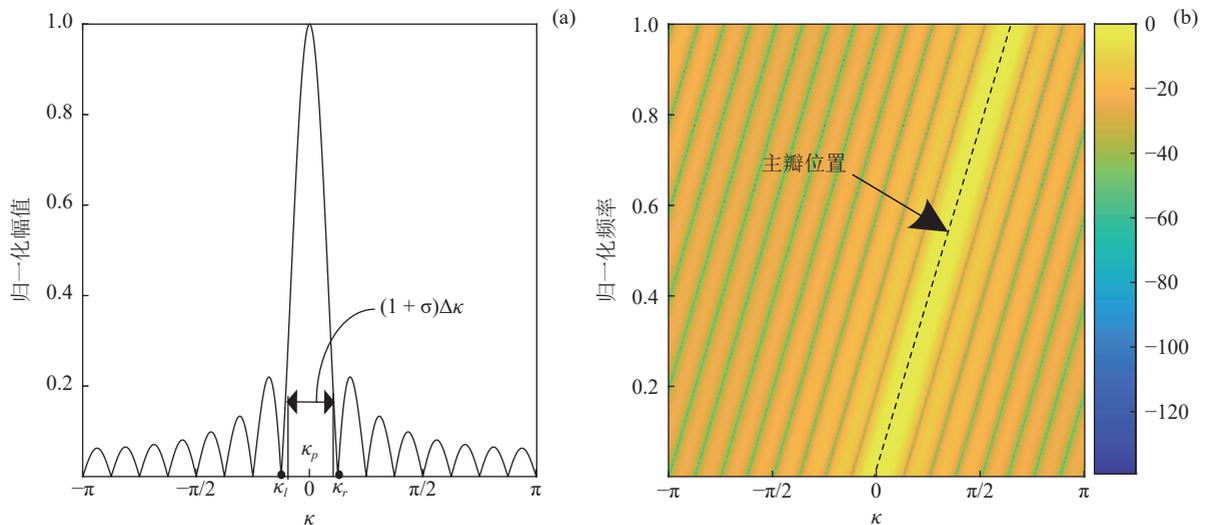


图 2 主瓣判别示意图 (a) 单频点主瓣判别; (b) 主瓣位置分布

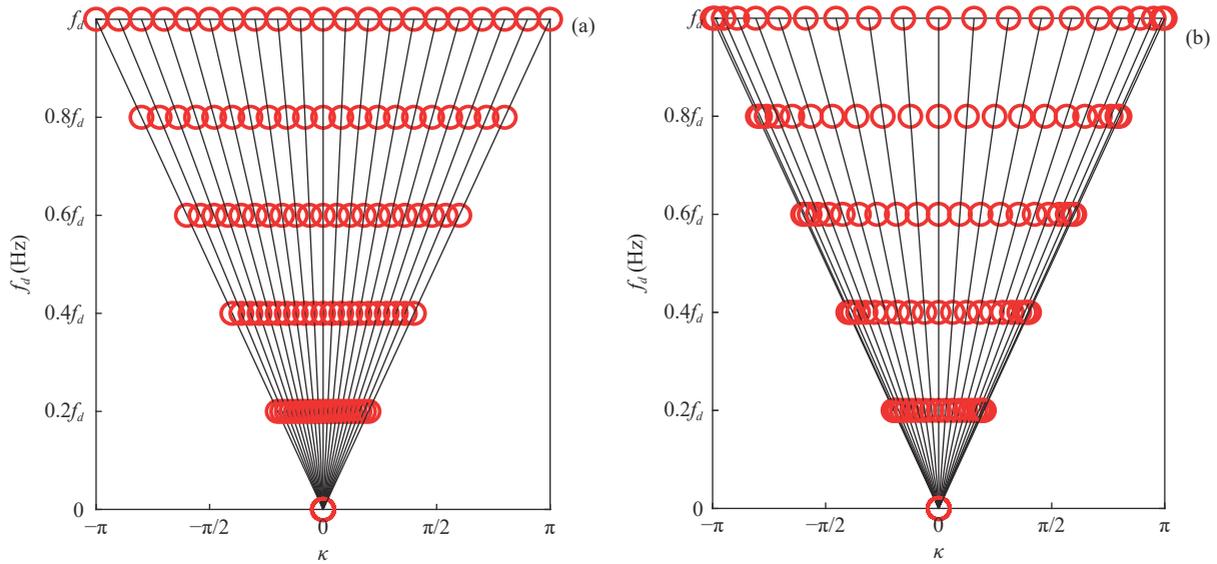


图3  $\sin\theta$ 和 $\theta$ 分别与波数的关系示意 (a)扫描方位在 $\sin\theta$ 域等间隔;(b)扫描方位在 $\theta$ 域等间隔

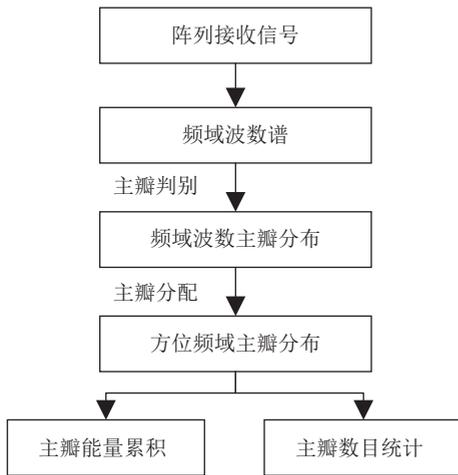


图4 宽带目标检测流程

所示,频域波数谱经过主瓣判别以及主瓣分配后,可得到各方位目标所包含的主瓣分布,即方位频域主瓣分布。基于此,本文的宽带目标检测有如下3种方位谱生成方式。

(1) 将各方位子带所包含主瓣的能量进行累加,从而获得宽带信号的方位能量谱估计,称之为子带空间能量检测 (SSED)。SSED方法只对波数谱上检测为主瓣的能量进行累加,减少了旁瓣能量带来的影响,因此提高了探测过程中的检测能力。

(2) 将各方位所包含的主瓣数目进行统计,并将统计值作为方位谱,称为子带空间计数检测 (SSCD)。主瓣数目可以看作是该方位目标信号“有效带宽”的特征信息,表明该目标在处理频段内所占的带宽。理想情况下,当目标信号在所有频点上均能形成波数主瓣时可以达到最大谱值,即处理频带的子带个

数,但当某方位没有波数主瓣时,谱值最小为0。通过只对目标波数主瓣成分进行统计,SSCD能够减少旁瓣的影响,增强目标检测能力。此外,对于超宽带处理中存在栅瓣的情况,由于栅瓣与主瓣宽度性质相同,主瓣数目统计中会包含栅瓣,但不同于传统能量累加中栅瓣带来的虚警,SSCD只会在主瓣数目上增加“1”,因此能弱化栅瓣的影响,可以在超宽带信号处理中得到应用。由于栅瓣问题不是本文重点,后续将不再讨论。

(3) 分析SSED与SSCD的检测形式,当目标信号能量很弱但带宽很大时,目标被强干扰所淹没,SSED难以检测到目标的存在,但其“有效带宽”谱值可能很大,SSCD可能探测到目标。另一方面,当目标信号很强但带宽很窄时,SSCD对带宽比较敏感难以探测到目标,但是SSED可能探测到目标。因此,无论是SSED还是SSCD,都存在着各自的优点与缺点,在大能量目标中更适合SSED检测,在大带宽目标中则SSCD更具优势。为了结合SSCD和SSED各自的优点,可利用如下公式:

$$B_{SSECD}(\theta) = \frac{B_{SSED}(\theta) \cdot B_{SSCD}(\theta)}{K}, \quad (20)$$

其中,  $B_{SSED}(\theta)$ 与 $B_{SSCD}(\theta)$ 分别表示SSED与SSCD所得方位谱,“ $\cdot$ ”表示相乘,两者相互加权得到第3种方式SSECD方法,其意义在于对宽带主瓣能量谱采用归一化“有效带宽”进行加权,当“有效带宽”小而能量强时或者当“有效带宽”大且能量弱时,采用SSECD方法能更好地适应不同的目标信号进行目标检测。

## 2 仿真分析

### 2.1 $\sigma$ 宽容系数分析

宽容系数 $\sigma$ 是为了对波数主瓣进行判别,下面通过对单目标在不同信噪比环境下的主瓣宽度进行仿真分析。均匀线列阵按半波长布阵,阵元数目为48,构造目标信号为宽带高斯噪声信号,添加宽带高斯背景噪声。设置4个不同的目标方位,分别为 $0^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $70^\circ$ 。按照不同方位目标构造阵列数据,信噪比从 $-20$  dB到 $30$  dB每隔 $0.5$  dB进行取值,每个信噪比下蒙特卡洛仿真1000次。将阵列信号转化到FRWA域,统计主瓣宽度和理论主瓣宽度差值的方差与均值,结果如图5所示。首先,不同方位目标的主瓣宽度在不同信噪比下的分布表现一致,表明了主瓣宽度与方位无关。图5(a)表明当信噪比越低时,受噪声的影响导致波数主瓣的宽度起伏越大。图5(b)中纵坐标左侧为均值分析,表明低信噪比下统计出的实际主瓣宽度比理论主瓣宽度小,当信噪比逐渐上升时,统计的主瓣宽度会逐渐大于理论宽度,在约 $-9.3$  dB时到达最高峰,之后随着信噪比的提高,主瓣宽度会逐渐逼近理论宽度,其方差的波动逐渐逼近于0。若将主瓣宽度均值统计值作为式(17)中的 $|k_r - k_l|$ ,当 $|k_r - k_l| = (4\pi/N)(1 + \sigma)$ 时,不同信噪比下的 $\sigma$ 取值如图5(b)右侧纵坐标所示,在判别波数主瓣过程中可依据不同信噪比环境选取 $\sigma$ 值。

下面在不同信噪比下分析 $\sigma$ 值对目标检测的影响,设置宽容系数 $\sigma$ 从 $-0.30$ 到 $0.05$ 每隔 $0.05$ 取一次值,信噪比分别为 $-15$  dB和 $5$  dB,目标方位为 $30^\circ$ 。在不同信噪比不同 $\sigma$ 下蒙特卡洛仿真100次,SSCD

与SSED平均结果如图6所示。当信噪比为 $-15$  dB时,图6(a)和图6(b)结果表明 $\sigma$ 为 $-0.05$ 附近时,旁瓣值最低,说明在该 $\sigma$ 下,主瓣判别性能最优,这与图5(b)中的 $\sigma$ 值一致。信噪比为 $5$  dB时结果如图6(c)和图6(d)所示,旁瓣最低时 $\sigma$ 为 $0$ ,这与图5(b)中的 $\sigma$ 取值相吻合,进一步验证了不同信噪比环境下 $\sigma$ 取值的正确性。另一方面,从图6中分析可知,当信噪比较低时, $\sigma$ 取值太小会导致旁瓣抑制能力下降,当信噪比较高时, $\sigma$ 取值太小或者太高都不利于旁瓣的抑制,因而在实际中 $\sigma$ 取值需要适当。

### 2.2 FRWA 主瓣判别分配仿真

仿真参数如下,阵列参数同2.1节,处理带宽 $2\sim 4$  kHz,采样率为 $20$  kHz,单帧处理长度为 $4096$ 点,目标方位为 $40^\circ$ ,目标信号为宽带高斯白噪声,带内信噪比为 $20$  dB。补零系数为 $20$ ,宽容系数 $\sigma = -0.1$ ,结果如图7所示。图7(a)是均匀线列阵信号变换到FRWA域,其主瓣经过判别后再变换到方位频域的主瓣能量分布图,与图7(b)中传统的FRAZ域相对比,大部分旁瓣被去除,而目标方位分配的主瓣得以保留。SSED与CED两种能量累积方法的归一化方位功率谱如图7(c)所示,SSED相比于CED在目标峰值宽度上更窄且旁瓣更低,在旁瓣衰减上得到了 $14$  dB的增益,表明本文方法更有利于目标检测。

### 2.3 强干扰环境下仿真

阵列参数以及信号处理参数同2.2节,目标信号和干扰信号均为宽带高斯噪声,目标带内信噪比为 $-5$  dB,目标信号与干扰信号仿真参数如表1所示。选择SPED、E-SPAD作为对比方法,SPED是在FRAZ上对所有子带峰值能量进行累加;而E-SPAD是在

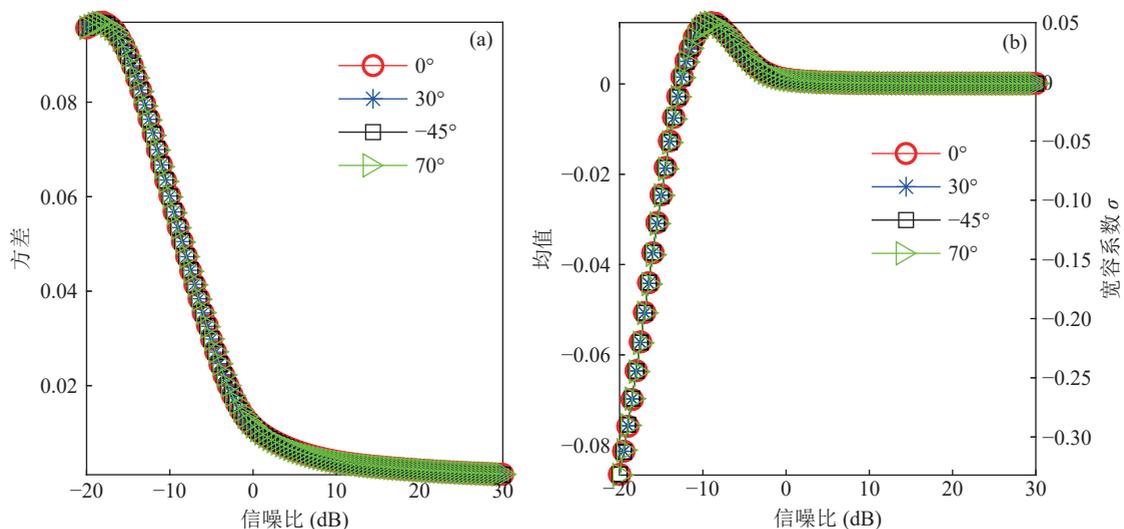


图5 不同信噪比下宽容系数分析 (a) 方差分析; (b) 均值分析与取值

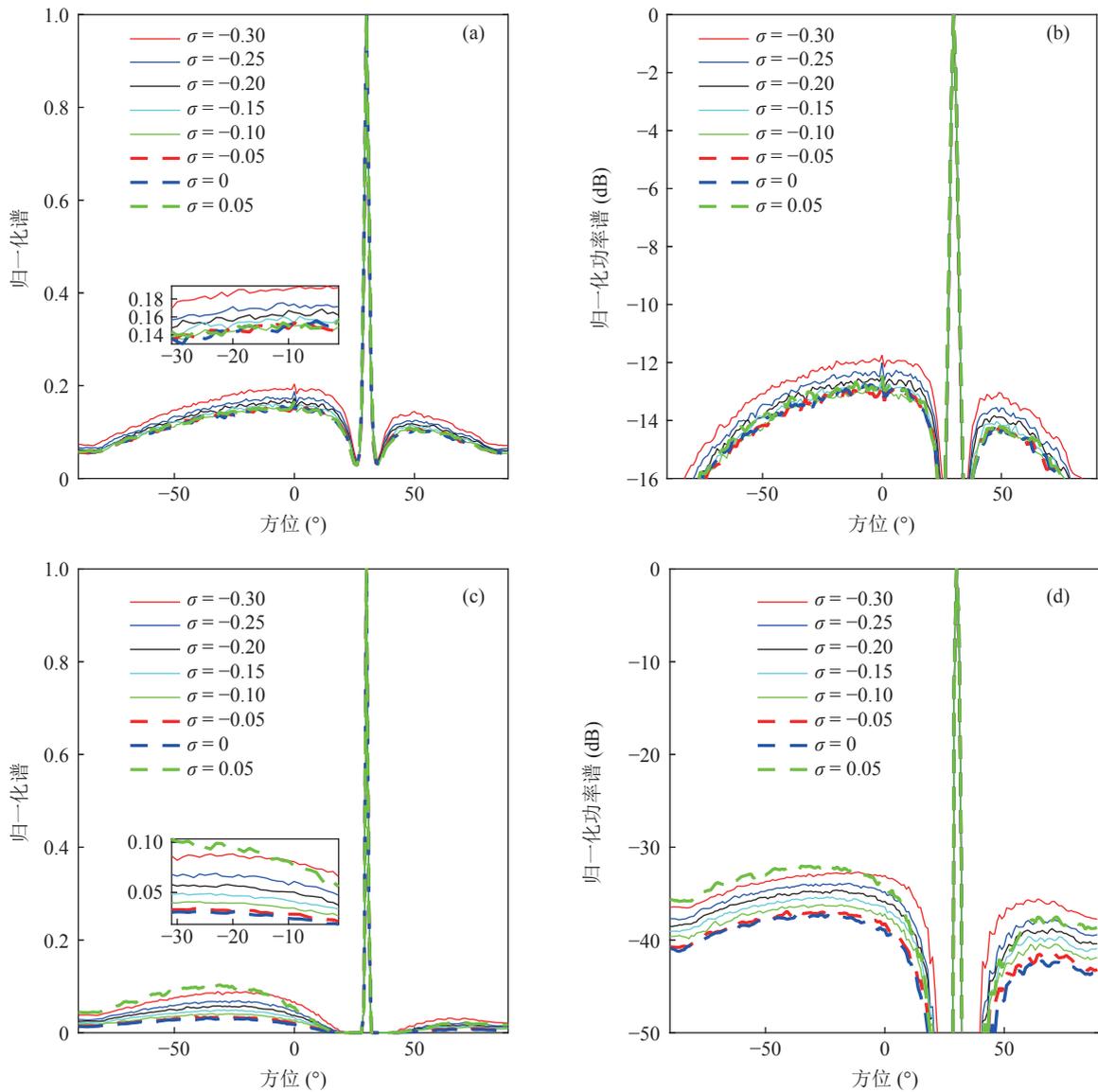


图 6 不同信噪比下宽容系数对检测的影响分析 (a) -15 dB 下 SSCE; (b) -15 dB 下 SSE; (c) 5 dB 下 SSCE; (d) 5 dB 下 SSE

表 1 干扰信号仿真参数

目标/干扰	目标	干扰1	干扰2
中心频率 (Hz)	3000	2400	3000
带宽 (Hz)	2000	600	10
方位 (°)	30	20	40
信干比 (dB)	—	-28	-38

FRAZ 上沿频率轴对各方位上的峰值点进行计数, 与 SSCE 中“有效带宽”的概念相似。方位谱对比结果如图 8 所示, 图 8(a) 为与能量有关的检测方法对比, 由于目标信号能量淹没在强干扰的旁瓣中, SPED, CED 已难以辨识目标的存在, 只有 2 个强干扰形成明显的可认为是目标的峰值, 其中 SPED 出现了许多因旁瓣导致的假目标, 带来虚警, 降低了探测能力。对于本文提出的 SSE, 由于主瓣判别过程中

去除了大量旁瓣, 因此强干扰信号未完全掩盖目标信号, 凸显了目标方位。图 8(b) 为 SSCE 与 E-SPAD 的对比, 后者由于在频率轴对旁瓣峰值和主瓣峰值的无差别累加, 导致方位谱背景噪声较高, 并且谱峰值很多, 在目标与干扰 1 之间出现了非常明显的虚警。而本文提出的 SSCE, 方位谱背景噪声低, 未出现明显虚警的峰值目标, 且由于目标的信号带宽最大, 因而在目标方位形成了最大谱值。然而, 图 8(b) 未出现出干扰 2 的谱峰, 其原因在于, 虽然该干扰能量很强, 但是带宽很窄, 导致 SSCE 统计到的“有效带宽”小, 从而难以检测到。图 8(a) 中也给出了 SSECD 方位谱, 相比于 SSE 有着更低的背景, 同时增强目标峰值, 相比于 SSCE 能够对大能量、小“有效带宽”目标实现有效地检测, 因此, SSECD 得到更均衡的检测结果。

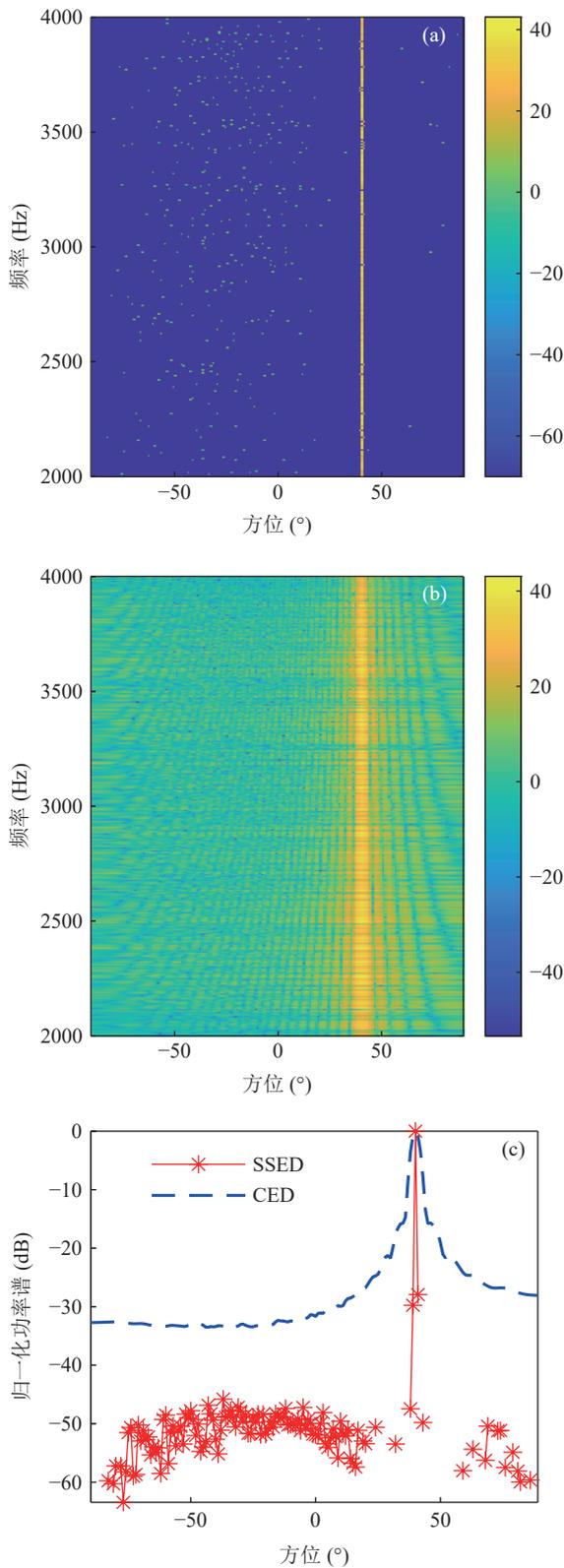


图 7 频域方位主瓣分布与传统的频域方位谱对比 (a) 方位频域主瓣能量分布图; (b) 传统 FRAZ; (c) 方位谱对比

### 3 海上试验数据处理

2020 年 12 月在某海域进行海试, 环境中海况约为 3 级, 海底深度约为 60 m。无人平台搭载均匀线

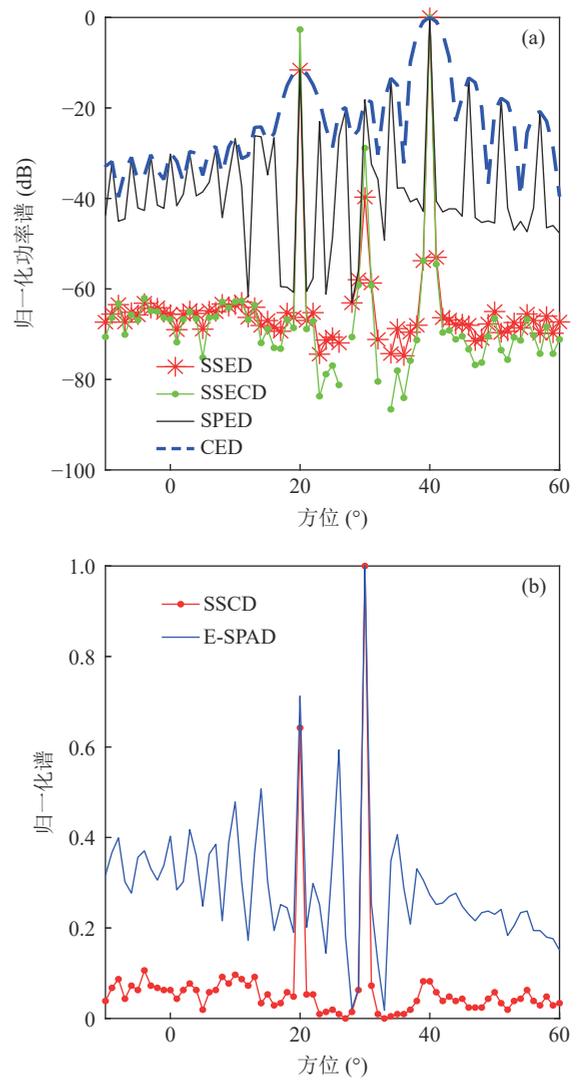


图 8 强干扰环境下不同检测方法的方位谱对比 (a) 与能量相关的检测方法对比; (b) SSED 与 E-SPAD 对比

列阵, 阵列参数同上节仿真参数, 处理带宽 2~4 kHz, 采样率为 20 kHz, 单帧处理长度为 4096 点。补零系数  $D$  为 20, 宽容系数  $\sigma$  取 -0.1。试验海域内存在大量非合作目标, 试验目标为一个发射模拟舰船辐射噪声的合作声源。图 9(a) 显示了无人平台航行轨迹与合作声源的相对位置, 无人平台航行于水下 8 m 处, 速度恒为 4 kn, 箭头所示为其初始航行方向, 无人平台航迹与合作声源距离最近为 8.53 km, 图 9(b) 是结合无人平台实时航向角和经纬度计算得到的合作声源相对于无人平台的实际方位历程。

海上试验处理结果如图 10 所示, 在复杂的海洋探测环境下, 合作声源的方位附近存在多个强干扰。由于干扰旁瓣以及海洋环境噪声影响, 图 10(a) 的 CED 结果中合作声源的方位轨迹非常微弱, 且方位历程图背景噪声很高。SSED 与 SPED 结果中, 合作声源都有较清晰的方位轨迹, 但 SPED 背景噪声较

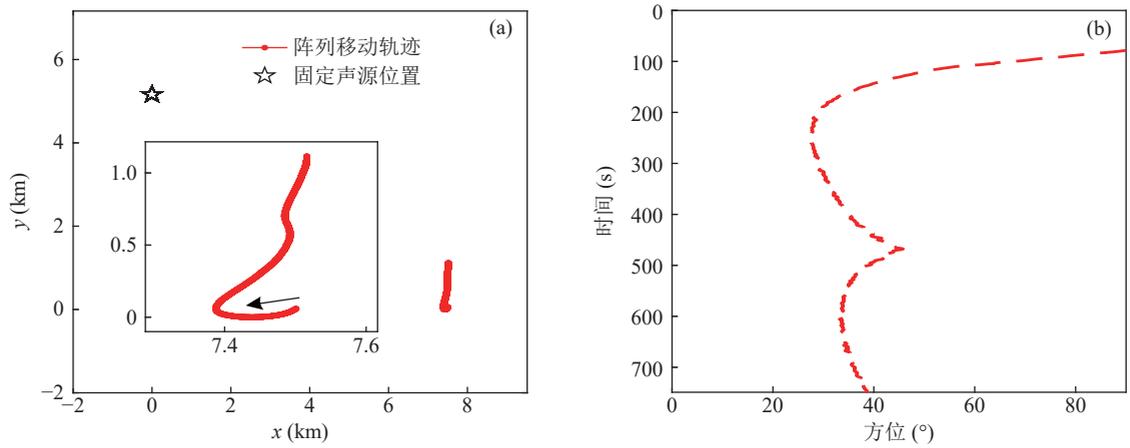


图9 水下无人平台与合作声源示意图 (a) 海上试验相对位置; (b) 合作声源理论方位历程图

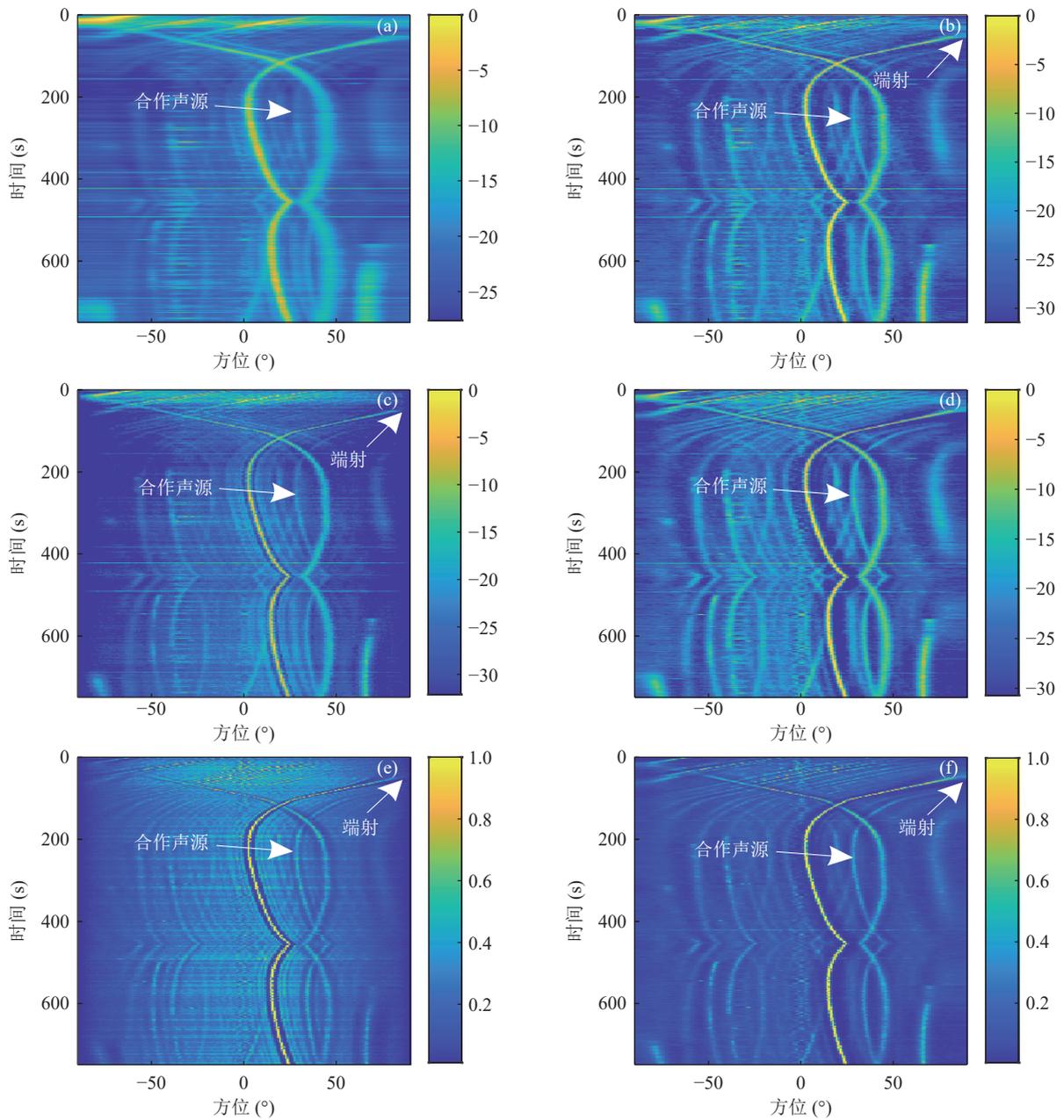


图10 不同方法方位历程图对比 (a) CED; (b) SSED; (c) SPED; (d) SSECD; (e) E-SPAD; (f) SSCD

高,且阵列端射方向形成的峰值少导致端射处目标轨迹断裂严重。SSED 由于去除了大量旁瓣,背景噪声更低,且在端射方向上也能进行主瓣判别,因而端射处目标轨迹的连续性更好。SSECD 结果如图 10(d) 所示,相比于 SSED 合作声源的轨迹更清晰,表明了利用“有效带宽”对主瓣能量谱进行加权是有效的。SSCD 的方位历程图在背景上较为干净,合作声源的轨迹非常清晰,对于运动目标在端射处有着很好的方位轨迹连续性。而作为对比的 E-SPAD 虽然也凸显了合作声源轨迹,但由于旁瓣峰值和噪声峰值的无差别统计,导致方位历程图背景噪声较高,在阵列端射方向目标轨迹也出现了明显的断裂。因此,从图 10 的方位历程图对比结果分析可知,本文提出的方法通过波数谱主瓣判别,削弱了强干扰和噪声对目标探测的影响,因而更有利于目标探测。

如图 11 所示是第 20 秒的单帧方位谱切片的一

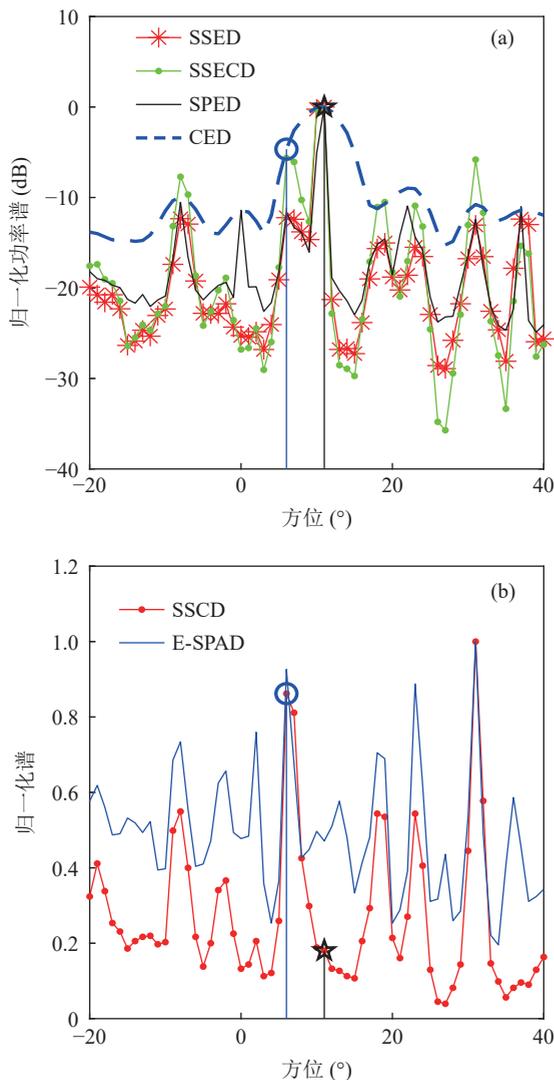


图 11 单帧方位谱对比 (a) 与能量相关的检测方法对比; (b) SSCD 与 E-SPAD 对比

部分。在“☆”标注的 11°方位,SSCD 的方位谱上没有显示任何的峰值,而 SSED 在该点上达到了整帧方位谱的最大峰值,说明该方位的目标能量很强,但是“有效带宽”小。图中“○”标注的 6°方位,CED 得不到任何的峰值,SSED 的峰值不明显,但是在 SSCD 中却达到了一个很大的峰值,说明该目标的能量比较弱,但是具有较大的“有效带宽”谱值。图中 SSECD 能够在目标“有效带宽”和能量之间得到一个平衡,对于两个方位上的目标都能形成有效的峰值,获得更均衡的检测结果。对于 SPED 和 E-SPAD,两者都形成了虚假峰值,方位谱背景噪声较高,影响了目标探测能力。

图 12(a) 是合作声源的输出信噪比对比,选择 551~633 s 这一段观察时间,在该时间内这 4 种方法的合作声源目标平均输出信噪比分别为 7.51 dB, 10.26 dB, 4.68 dB, 1.53 dB, 表明本文提出的 SSED 以

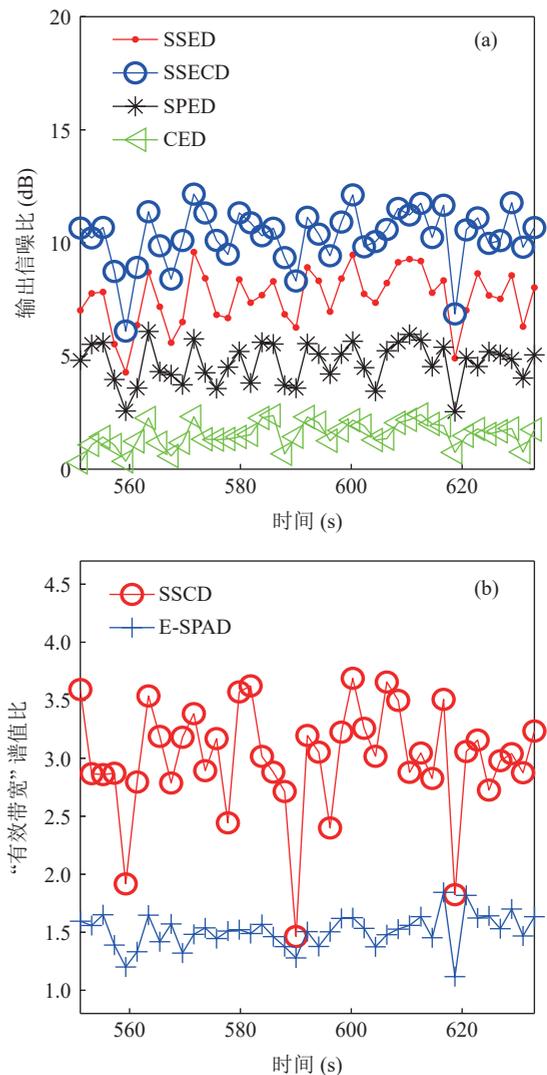


图 12 合作声源输出信噪比或“有效带宽”谱值比 (a) 与能量相关的检测方法对比; (b) SSCD 与 E-SPAD 对比

及 SSECD 输出信噪比更高,其中 SSECD 较 SPED 提高了 5.58 dB,较 CED 提高了 8.73 dB。SSCD 与 E-SPAD 由于是带宽上的概念,可采用目标所在方位的“有效带宽”谱值与背景噪声平均“有效带宽”谱值之比来量化性能,如图 12(b)所示,两者平均“有效带宽”谱值之比分别为 2.99 和 1.51,SSCD 是 E-SPAD 约 2 倍,表明前者检测效果会更好。为了比较各算法的计算复杂度,通过处理同一批试验数据,统计各方法处理单帧数据的平均计算时间。计算机硬件 CPU 采用

Intel i7-6700,主频为 3.4 GHz,内存为 8 GB,各方法计算时间如表 2 所示。由于 SPED 与 E-SPAD 算法步骤大体相同,因而计算时间一致,本文所提 3 种方法也是如此。从结果来看,SPED 与 E-SPAD 算法建立在 FRAZ 基础之上,计算时间相比 CED 稍长。本文方法由于采用了时域、空域的快速傅里叶变换处理,计算时间为 79.6 ms,相比于 CED 运算时间减少了 46%。表明所提方法在获得更好检测性能的同时也极大地提高了实时运算效率。

表 2 算法性能比较

	CED	SPED	E-SPAD	SSED	SSCD	SSECD
合作目标平均输出信噪比 (dB)	1.53	4.68	—	7.51	—	10.26
合作目标“有效带宽”谱值之比	—	—	1.51	—	2.99	—
计算时间 (ms)	148.8	164.2		79.6		

## 4 结论

针对无源声呐在强干扰、多目标复杂海洋环境下旁瓣导致宽带目标检测能力下降的问题,本文提出一种在频域-波数域上进行检测的方法。利用不同频率下波数主瓣、旁瓣宽度特征以及空间分布特征,对波数主瓣进行判别筛选,得到使用主瓣能量累积、主瓣数目累积的目标方位谱,实现了多目标、强干扰环境下宽带目标检测。通过仿真和水下无人平台声呐基阵的海试数据处理,比较了本文所提方法、CED、SPED 和 E-SPAD 的实际检测性能,表明本文所提方法能够有效地在多目标、强干扰复杂环境下,降低干扰和噪声的影响,提升对水声宽带目标的检测能力。本文所提方法稳定且实时性好,适合于强干扰背景环境下的无源声呐宽带信号处理的实际工程应用。

## 参 考 文 献

- 李启虎,李敏,杨秀庭.水下目标辐射噪声中单频信号分量的检测:理论分析.《声学学报》,2008;33(3):193—196
- 李启虎,李敏,杨秀庭.水下目标辐射噪声中单频信号分量的检测:数值仿真.《声学学报》,2008;33(4):289—293
- 陈新华,鲍习中,李启虎,等.水下声信号未知频率的目标检测方法研究.《兵工学报》,2012;33(4):471—475
- Jin S L, Chi C, Li Y, et al. A supervised learning detection method with pre-processing of sparsity-based adaptive line enhancer.《Chinese Journal of Acoustics》,2021;40(4):496—510
- 王逸林,马世龙,邹男,等.时空域联合的水下未知线谱目标检测方法.《电子与信息学报》,2019;41(7):1682—1689
- 马凯,蔡显明,王易川,等.基于噪声抑制门的两级自适应线谱增强算法.《电子与信息学报》,2021;43(3):773—780
- 嵇江浩,王玲,许可,等.用于被动声纳宽带目标检测的多听器互相关方法.《信号处理》,2021;37(9):1691—1700
- Bono M, Shapo B, Mccarty P, et al. Subband energy detection in passive array processing. ADA405484, 2000: 25—30
- Zarnich R E. A fresh look at broadband passive sonar processing. Adaptive Sensor Array Processing Workshop, Office of Naval Research, USA, 1999: 99—104
- 杨晨辉,马远良,杨益新.峰值能量检测及其在被动声纳显示中的应用.《应用声学》,2003;22(5):31—35
- 李兰瑞,李鹏,刘天宇,等.水声信号检测与识别技术研究现状.《通信技术》,2020;53(12):2904—2907
- Wang Q C, Wang L J. An improved subband peak energy detection method. IEEE/OES China Ocean Acoustics, Harbin, China, 2016: 1—5
- Lou W X, Fu Q R, Feng K. An improved method of sub-band peak energy detection.《J. Phys. Conf. Ser.》,2022;2258(1):012066
- Zhao A B, Wang K R, Hui J, et al. Spatial spectral enhancement of broadband signals in a towed array using deconvolved subband peak energy detection.《Remote Sens.》,2022;14(13):3008—3024
- 楼万翔,傅仁琦,侯觉.一种基于子频段的弱目标检测方法.《舰船科学技术》,2021;43(19):149—152
- Hamid U, Wyne S, Ali S. On high angular resolution processing for multiple targets detection in passive underwater sensor array systems. 2021 OES China Ocean Acoustics, IEEE, Harbin, China, 2021: 873—878
- Jomon G, Jojish J V, Santhanakrishnan T. MVDR beamformer with subband peak energy detector for detection and tracking of fast moving underwater targets using towed array sonars.《Acta Acust. united Acust.》,2019;105(1):220—225
- 范文涛,唐波,李朋伟,等.一种波束谱特征加权的水下弱目标检测方法.《信号处理》,2022;38(1):195—201
- 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.《声学学报》,2019;44(4):707—714
- 蒋小勇,周胜增,杜选民.一种空-频联合最优滤波的被动宽带检测方法.《电子与信息学报》,2021;43(3):865—872
- Somasundaram S D, Butt N R, Jakobsson A, et al. Low-complex-

- ity uncertainty-set-based robust adaptive beamforming for passive sonar. *IEEE J. Ocean. Eng.*, 2015(99): 1—17
- 22 Zhang K Y, Wang W, Wang X L. A method to improve cross-azimuth detection of weak targets under strong interference. 2021 OES China Ocean Acoustics, IEEE, Harbin, China, 2021: 861—865
- 23 Li X M, Huang H N, Li Y, *et al.* A broadband high resolution direction of arrival estimation algorithm based on conditional wavenumber spectral density. *Chinese Journal of Acoustics*, 2020; **39**(4): 482—497
- 24 王聪, 刘雄厚, 孙超, 等. 基于频率着色的被动声呐宽带能量检测方法. *哈尔滨工程大学学报*, 2021; **42**(4): 456—462
- 25 van Trees H L. Optimum array processing: Part IV of detection, estimation, and modulation theory. John Wiley & Sons, 2004
- 26 Weber M, Heisler R. A frequency-domain beamforming algorithm for wideband, coherent signal processing. *J. Acoust. Soc. Am*, 1984; **76**(4): 1132—1144

## 附录

此节证明频域-波数域主瓣与旁瓣的宽度。

第  $n$  阵元的接收信号表示为式 (1), 联立式 (2)、式 (4)、式 (5), 可得:

$$B_{m_s}(k) = \frac{\text{sinc}(m - m_s)}{\text{sinc}((m - m_s)/N)}, \quad (\text{A1})$$

其中,  $m_s = fNd \sin \theta_s / c$ ,  $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x) / (\pi x)$ ,  $x$  为中间变量, 令式 (A1) 等于 0, 得:

$$\pi(m - m_s) = \nu\pi, \quad \nu = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (\text{A2})$$

当  $\nu = \pm 1$  时,  $m$  的取值表示主瓣两侧的零点位置, 结合式 (11), 得:

$$\begin{cases} m_{\nu=1} = 1 + m_s, \\ m_{\nu=-1} = -1 + m_s, \\ \Delta_m = m_{\nu=1} - m_{\nu=-1}, \\ \Delta_m = 2\pi \frac{\Delta_m}{N} = \frac{4\pi}{N}, \end{cases} \quad (\text{A3})$$

其中,  $\Delta_m$  为主瓣宽度。对于旁瓣宽度, 不妨取  $\nu = 1, 2$ , 同理可得:

$$\begin{cases} m_{\nu=1} = 1 + m_s, \\ m_{\nu=2} = 2 + m_s, \\ \Delta_s = m_{\nu=2} - m_{\nu=1}, \\ \Delta_s = 2\pi \frac{\Delta_s}{N} = \frac{2\pi}{N}, \end{cases} \quad (\text{A4})$$

其中,  $\Delta_s$  为旁瓣宽度。

综上可证, 在均匀线列阵频域-波数域上, 波数主瓣宽度为  $4\pi/N$ , 旁瓣宽度为  $2\pi/N$ , 旁瓣宽度为主瓣宽度的一半。