

密级:_____



中国科学院大学
University of Chinese Academy of Sciences

博士学位论文

水声干扰抑制方法及其在目标定位中的应用研究

作者姓名: _____ 任岁玲 _____

指导教师: _____ 郭良浩 研究员 _____

_____ 葛凤翔 副教授 _____

学位类别: _____ 工学博士 _____

学科专业: _____ 信号与信息处理 _____

研 究 所: _____ 中国科学院声学研究所 _____

2014 年 5 月

Underwater Interference Suppression Methods and Their
Applications in Source Localization

By

Suiling Ren

A Thesis Submitted to

The University of Chinese Academy of Sciences

In partial fulfillment of the requirement

For the degree of

Doctor of Philosophy

Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences

May, 2014

中国科学院声学研究所
学位论文原创性声明和使用授权说明

原创性声明

本人郑重声明：本论文的所有工作，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品或成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本声明的法律结果由本人承担。

论文作者签名：何少玲
日期：2014年6月3日

学位论文使用授权说明

本人完全了解中国科学院大学关于收集、保存、使用学位论文的规定，即：

- 按照中国科学院大学要求提交学位论文的印刷本和电子版本；
- 中国科学院大学与中国科学院声学研究所所有权保存学位论文的印刷本和电子版，并提供目录检索与阅览服务；
- 中国科学院大学与中国科学院声学研究所可以采用影印、缩印、数字化或其它复制手段保存论文；

（保密论文在解密后遵守此规定）

论文作者签名：何少玲 导师签名：郭长浩

日期：2014年6月3日

摘 要

海洋环境的时-空多变性，水声传播的复杂性，尤其是强干扰和高背景噪声的存在，使得水下目标被动探测变得更为困难。因此有效的水下探测系统不但要适应海洋环境的复杂性，还需要具有较强的干扰和噪声抑制能力。

匹配场定位融合了海洋声传播特性和水声信号处理技术，在水下目标探测与定位中具有广泛的应用前景；同时，基于阵列信号处理的干扰抑制方法也被广泛拓展应用于水下多目标分辨与定位中。因此，本论文针对强干扰环境下的被动目标定位问题，在充分研究已有匹配场定位方法及相关干扰抑制方法的基础上，提出了一种有效的干扰抑制方法，并将其与声场匹配定位方法相结合，给出了一种适用范围更宽、精度更高的被动目标探测（测向、测距）方法。论文的主要研究工作和成果如下：

1、重点研究了子空间理论，提出了一种基于特征分析的自适应干扰抑制（Eigenanalysis-based Adaptive Interference Suppression, EAAIS）方法，并进行了海试数据验证。EAAIS 方法首先假设一个所关心的目标方向范围，然后根据互谱密度矩阵（CSDM）单个特征向量的空间方位谱，构造可靠稳健的判决因子和判决门限，去除目标方向范围外所有干扰对应的特征子空间，最终实现干扰和噪声抑制，提高信噪比和信干比，为后续应用提供高质量的目标信号。仿真分析和实验研究表明，相比于其它空域滤波和子空间类干扰抑制方法，EAAIS 方法先验信息要求较少，对目标方位变化具有一定宽容性，具有稳健可靠的干扰抑制能力，可以为后续应用提供高信噪比和信干比的目标特征信号。

2、研究分析了常用的匹配定位方法，并将 EAAIS 方法作为预处理，应用于水平阵匹配定位中。结果表明，多个强干扰环境下，由于 EAAIS 方法提高了目标信号的信干比和信噪比，使得常规基于声压域匹配定位方法的定位精度明显提高。

3、深入研究了基于声场干涉结构的水平阵匹配测距方法，分析了目标信号的方位估计值、信干比、信噪比对声场干涉结构的信噪比和准确度的影响；然后将 EAAIS 方法与之相结合，给出了一种基于 EAAIS 方法的水平阵被动测距方法。首先将 EAAIS 方法与 CBF 方法相结合，为拷贝场和测量场提供更精确的目标方

向；其次利用 EAAIS 方法干扰抑制后得到的高信噪比和信干比的 CSDM，获得更高信噪比和更准确的实测声场时间-频率干涉结构；然后进行相关匹配，实现被动距离估计。实验研究表明，EAAIS 方法提供了更精确的目标方位，提高了目标信号的信干比和信噪比，拓宽了声场匹配定位的适用范围（多个强干扰环境下），增强了水声目标的探测能力。

关键词：特征分解，干扰抑制，干涉结构，匹配定位

ABSTRACT

It is generally difficult for a passive sonar system to localize a weak source due to the complexity and variability of the ocean environment, especially in the presence of strong interferences. Therefore, an effective passive localization method should be adaptive to the complexity of the sound propagation and also has the ability of interference suppression.

Matched-field processing (MFP) is widely used for source localization since it successfully combines the sound propagation model and underwater signal processing. On the other hand, the interference suppression methods based on array signal processing are also used for underwater target identification and localization. Consequently, the thesis mainly addresses the effective interference suppression methods to improve the signal-to-noise ratio (SNR) and signal-to-interference ratio (SIR), which are applied in the MFP methods to obtain more accurate source localization in the presence of strong interferences. The main contents and innovations of the thesis are presented as follows:

1. Considering the orthogonality of the subspace theory, an eigenanalysis-based adaptive interference suppression (EAAIS) method is proposed. Assuming the target of interest (TOI) is in a known bearing sector, we first define a contribution ratio for each eigenvector of the cross-spectral density matrix (CSDM). The eigenvectors not dominated by the TOI are then adaptively identified and removed for interference suppression. The remaining eigenvectors are then used to reconstruct the CSDM for subsequent applications. In comparison with other interference suppression methods, the proposed method has following characteristics: 1). The accurate bearing of the TOI and the number of the sources (e.g., interferences and TOI) are not required to be known *a priori*. 2). It only assumes that the TOI is in a known bearing sector, and thus is robust to *mismatch*. 3). A contribution ratio (CR) with a fixed threshold value is presented to identify the eigenvectors not dominated by the TOI, which is very important for practical applications. 4). It can be combined with conventional beamforming (CBF) for more accurate director of arrival (DOA) estimation. The results of simulation and experimental data demonstrate the effectiveness of the EAAIS method.

2. Considering the robustness of conventional matched-field processing (CMFP),

EAAIS method is combined with CMFP for localizing the TOI under the stronger interference background in shallow water. Numerical simulation results obviously show that the EAAIS method could effectively improve the SNR and SIR of the TOI and decrease the localization errors.

3. For further applications, the horizontal beam intensity striation is firstly studied for source range estimation. It is obvious that the TOI bearing, SNR, and SIR are very important for beam intensity striation. Therein, the new passive source range estimation is generated by matching the beam intensity striation which is based on the EAAIS method. Firstly, the EAAIS method combined with CBF is used to obtain the more accurate TOI bearing estimates. Secondly, the reconstructed CSDM is used to improve the precision and definition of the replica and measurement beam intensity striations. Finally, the acoustic source range estimation is achieved by matching the beam intensity striation, where it dose not need to estimate the waveguide invariant parameter. The effectiveness of the proposed TOI localization algorithm is demonstrated using several experimental data sets.

Key words: eigen-decomposition, interference suppression, beam intensity striation, source localization

目 录

摘 要.....	I
ABSTRACT.....	III
目 录.....	V
图表目录.....	VII
第一章 引言	1
1.1 研究背景及意义.....	1
1.2 研究现状.....	2
1.2.1 干扰抑制方法.....	2
1.2.2 声场匹配定位方法.....	4
1.3 面临的问题及研究目的.....	6
1.4 论文研究内容.....	7
1.4.1 干扰抑制方法.....	7
1.4.2 匹配场定位方法.....	8
1.4.3 论文结构安排.....	9
第二章 基于特征分析的自适应干扰抑制研究	11
2.1 基本数据模型.....	11
2.2 常用方位估计方法.....	14
2.2.1 波束形成类方位估计方法.....	15
2.2.2 子空间类方位估计方法.....	16
2.3 基于特征分析的自适应干扰抑制方法.....	18
2.4 性能仿真分析.....	22
2.4.1 目标方向存在偏差的情况.....	23
2.4.2 目标可能的方向范围内存在干扰的情况.....	24
2.4.3 多信源不同信干比情况下的正确定位概率.....	26
2.4.4 多信源不同相干系数情况下的正确定位概率.....	29
2.4.5 干扰抑制过程能量损失讨论.....	30

2.5 实验研究.....	33
2.5.1 实验介绍.....	33
2.5.2 实验结果.....	35
2.6 小结.....	38
第三章 干扰抑制方法在匹配场定位中的应用研究.....	39
3.1 常用匹配场定位方法.....	39
3.1.1 常规匹配场定位方法.....	40
3.1.2 自适应匹配场定位方法.....	41
3.2 EAAIS方法在常用匹配定位中的应用.....	42
3.2.1 基于EAAIS方法的匹配场定位原理.....	43
3.2.2 性能仿真分析.....	45
3.3 小结.....	48
第四章 干扰抑制方法在水平阵匹配测距中的应用研究.....	51
4.1 基于声场干涉结构的水平阵匹配测距方法.....	51
4.1.1 声场干涉结构理论.....	51
4.1.2 基于声场干涉结构的匹配测距原理.....	54
4.1.3 实验研究及性能分析.....	55
4.2 EAAIS方法在声场干涉结构匹配测距中的应用.....	58
4.2.1 基于EAAIS方法的匹配测距原理.....	58
4.2.2 实验研究及性能分析.....	60
4.3 小结.....	64
第五章 总结与展望.....	65
5.1 全文总结.....	65
5.2 工作展望.....	66
5.2.1 本论文进一步的完善工作.....	66
5.2.2 水声干扰抑制方法在目标定位中的应用展望.....	67
参考文献.....	69
博士期间工作简介.....	75
致 谢.....	77

图表目录

图 2.1 平面波入射与均匀线阵。	11
图 2.2 频域方位估计基本原理。	14
图 2.3 常用几种方位估计方法。	15
图 2.4 真实目标方向 105° 、干扰方向 30° 和 100° 时，三种方法的归一化空间功率谱估计结果对比。ECA方法精确已知目标方向 $\tilde{\phi}_{\text{TOI}} = 105^\circ$ ，EAAIS方法假设目标方向范围为 $\Phi_T = [103^\circ, 107^\circ]$ 。	24
图 2.5 真实目标方向 105° 、干扰方向 30° 和 100° 时，三种方法的归一化空间功率谱估计结果对比。ECA方法已知目标方向有偏差 $\tilde{\phi}_{\text{TOI}} = 106^\circ$ ，EAAIS方法假设目标方向范围为 $\Phi_T = [103^\circ, 107^\circ]$ 。	24
图 2.6 真实目标方向 105° 、干扰方向 30° 和 103° 时，三种方法的归一化空间功率谱估计结果比较。ECA方法已知目标方向有偏差 $\tilde{\phi}_{\text{TOI}} = 106^\circ$ ，(a) EAAIS方法中 $\Phi_T = [103^\circ, 107^\circ]$ ；(b) EAAIS方法更新方向范围 $\Phi_{T_updated} = [104^\circ, 107^\circ]$ 。	26
图 2.7 真实目标方向 105° 、干扰方向 30° 和 100° 时，三种方法的归一化空间功率谱估计结果比较。 $\text{SIR}_1 = -10\text{dB}$ 和 $\text{SIR}_2 = -3\text{dB}$ ，ECA方法精确已知目标方向 $\tilde{\phi}_{\text{TOI}} = 105^\circ$ ，EAAIS方法假设目标方向范围为 $\Phi_T = [103^\circ, 107^\circ]$ 。	28
图 2.8 不同方法的正确定位概率与信干比的关系。一个干扰位于 100° ，一个目标信号位于 105° ， $\text{SNR} = -5\text{dB}$ 。	28
图 2.9 空间平滑前后EAAIS-CBF方法空间谱对比。 100° 干扰与 105° 的目标信号相干系数等于1，其它仿真条件与图 2.4 相同。	29
图 2.10 不同方法正确定位概率与信源相干系数对比。一个干扰位于 100° ，一个目标信号位于 105° ， $\text{SNR} = -5\text{dB}$ ， $\text{SIR} = -25\text{dB}$ 。	30
图 2.11 不同信干比情况下，EAAIS方法干扰抑制后，目标信号的能量损失。目标信号 $\phi_{\text{TOI}} = 30^\circ$ ，干扰信号 $\phi_i = 35^\circ$ ， $\text{SNR} = -5\text{dB}$ 。	31

- 图 2. 12 目标信号与干扰信号不同角度差情况下, EAAIS方法干扰抑制后, 目标信号的能量损失。目标信号位于 $\phi_{\text{TOI}} = 30^\circ$, $\text{SNR} = -5\text{dB}$; 干扰角度变化范围 $\phi_1 = [34^\circ, 180^\circ]$ 。(a) $\text{SIR} = -1\text{dB}$; (b) $\text{SIR} = -15\text{dB}$ 。32
- 图 2. 13 CBF方法和EAAIS-CBF方法不同信干比情况下未归一化功率谱输出。目标信号位于 $\phi_{\text{TOI}} = 30^\circ$, $\text{SNR} = -5\text{dB}$; 干扰位于 $\phi_1 = 34^\circ$; EAAIS方法方向范围 $\Phi_T = [28^\circ, 32^\circ]$ 。(a) $\text{SIR} = -1\text{dB}$; (b) $\text{SIR} = -15\text{dB}$ 。33
- 图 2. 14 实验期间水中声速垂直剖面。34
- 图 2. 15 水下接收阵位置分布。34
- 图 2. 16 未经干扰抑制的CBF空间功率谱。阵元数 $M=43$, 频域快拍数 $K=6$, 宽带处理频段 $\omega \in [200\text{Hz}, 300\text{Hz}]$, 频点数 $L=104$, 声速 $c_0 = 1493\text{m/s}$ 。35
- 图 2. 17 (a) EAAIS-CBF方法的空间谱; (b) ECA-CBF方法的空间谱。黑色虚线所示为GPS测量得到的目标信号方位。阵元数 $M=43$, 频域快拍数 $K=6$, 宽带处理频段 $\omega \in [200\text{Hz}, 300\text{Hz}]$, 频点数 $L=104$, 声速 $c_0 = 1493\text{m/s}$ 。36
- 图 2. 18 CBF, ECA-CBF, EAAIS-CBF三种方法不同时间的归一化空间谱; (a) 具有较强干扰的第 14min; (b) 干扰较多且强度不同的第 28min。阵元数 $M=43$, 频域快拍数 $K=6$, 宽带处理频段 $\omega \in [200\text{Hz}, 300\text{Hz}]$, 频点数 $L=104$, 声速 $c_0 = 1493\text{m/s}$ 。38
- 图 3. 1 匹配场定位基本原理39
- 图 3. 2 EAAIS方法在声场匹配定位中的应用原理图。42
- 图 3. 3 基于EAAIS方法的CMFP定位流程图。44
- 图 3. 4 浅海环境参数模型。45
- 图 3. 5 多个声源的方向, 距离和深度随时间的变化。实线表示目标信号, 虚线表示第一个干扰信号, 点化线表示第二个干扰信号。46
- 图 3. 6 CBF方法和EAAIS-CBF方法归一化的空间谱。 $\text{SNR} = -5\text{dB}$, $\text{SIR}_1 = \text{SIR}_2 = -15\text{dB}$ 。46
- 图 3. 7 干扰抑制前后CMFP定位的模糊度图。(a) CMFP方法定位的模糊度图; (b) EAAIS-CMFP方法定位的模糊度图。白色三角符号表示目标真实位

置, 加号表示测量得到的位置。.....	47
图 3. 8 CMFP方法和EAAIS-CMFP方法的定位结果。(a) CMFP方法的定位结果; (b) EAAIS-CMFP方法的定位结果。.....	48
图 4. 1 Pekeris波导中单个阵元的声场干涉结构。海深 100m, 海水声速 1500m/s, 海底声速 1800m/s, 海底密度 1.8g/cm^3 , 声源深度 3m, 单个阵元接收深度 100m。距离为 1km ~ 10km, 间隔 20m; 频率为 50Hz ~ 500Hz, 间隔为 1Hz。.....	52
图 4. 2 实验测量得到的强干扰环境下单个阵元的声场干涉结构图。时间累积样本约为 6s, 频率间带宽 50Hz ~ 500Hz, 间隔约为 1Hz。.....	55
图 4. 3 实验测量得到的强干扰环境下水平阵列CBF波束形成后目标信号的声场干涉结构图。(a) 利用CBF方法估计的目标方位获得的目标信号声场干涉结构; (b) 利用EAAIS-CBF方法估计的目标方位获得的目标信号声场干涉结构。.....	56
图 4. 4 基于目标声源声场干涉结构的被动匹配测距结果。(a) 图 4. 3(a)干涉结构对应的测距结果; (b) 图 4. 3(b)干涉结构对应的测距结果。.....	57
图 4. 5 基于EAAIS方法的匹配测距流程。.....	60
图 4. 6 EAAIS-CBF方法获得的水平阵列输出的声场干涉结构图。目标信号的方位由EAAIS-CBF方位估计方法提供。.....	61
图 4. 7 CBF和EAAIS-CBF方法在时间段 20min ~ 40min, 频率 200Hz ~ 300Hz 的声场干涉结构对比。(a) CBF方法, 对应图 4. 3(b); (b) EAAIS-CBF方法, 对应图 4. 6。.....	62
图 4. 8 基于图 4. 6 目标声场干涉结构的被动匹配测距结果。.....	63
图 4. 9 误差累计分布图。.....	63

第一章 引言

1.1 研究背景及意义

由于声波是海水介质中唯一有效远距离信息传递的载体,水声信号处理技术已成为海洋资源调查、海洋环境监测、保障海洋安全的重要手段。同时,国民经济和国家安全需要水声信号处理技术提供更先进的手段,以便解决日益增长的迫切需求。因此,水声信号处理技术在水声系统中受到广泛的关注^{[1]-[6]}。

然而,海洋环境具有时-空多变性^[6]:如海表面风浪、潮汐随时间的变化;海底地形、底质结构随空间的变化;中间海水层的各种不同时间尺度和空间尺度的变化,这种边界和空间环境的变化使得水声传播更复杂,很多先进的信号处理技术在水声应用中难以达到最佳效果。另外在军事应用方面,随着各种机械工程的发展,新型安静型潜艇的噪声级甚至已经降到了海洋环境噪声级的水平^[3],直接影响了被动检测的距离。同时,浅海低频声呐系统中的背景噪声和干扰严重,水听器阵列接收数据中真实的目标信号往往被掩盖在强干扰和背景噪声中,使得水下目标被动探测变得更为困难。因此,融合水声物理和海洋环境,具有干扰抑制能力,能够实现水下弱目标探测和被动定位的水下探测方法是水声信号处理技术的发展方向之一。

匹配场处理方法,由于充分考虑了实际海洋波导环境下的声传播特点,成为现代海洋活动中水下目标被动定位探测的一种主要手段。另一方面,基于阵列信号处理的水声干扰抑制方法,通过时空二维处理,从复杂环境下的接收信号中有效地检测及提取目标信号的特征参数,在通信、雷达、导航、声纳、地震、生物医学工程等科技领域中具有极为广泛的应用。在复杂多信源强干扰环境下,有效的水声干扰抑制方法,可以提高目标信号的信干比(目标信号与干扰的功率比值)和信噪比(目标信号与背景噪声的功率比值),为声场匹配定位提供高质量的接收数据。因此,本论文所进行的水声干扰抑制方法、声场匹配定位方法及其两者有效结合的研究,是目前水声界研究的热点之一,对如何改进声纳系统定位性能,实现目标识别和连续跟踪具有至关重要的意义。

1.2 研究现状

1.2.1 干扰抑制方法

基于阵列信号处理的干扰抑制方法都属于空域信号处理的范畴。空域信号处理是在 60 年代从时域信号处理扩展而来的^[7]，将时域采样变成空间采样，将频率转换为空间频率。时域信号处理的一些方法可以移植到空域上来，如阵列空间采样的阵元加权函数的傅里叶变换就是该阵列在此加权情况下的空间方向图，与时域信号处理中的傅里叶变换求频率响应类似。但是，当空间存在多个信源，且频率带宽相同内，空域信号处理必须考虑多个信源之间的相关性；而且对于宽带信号，需要进行空-时二维处理。因此，作为空域信号处理手段的阵列信号处理有了快速发展。

方位估计是阵列信号处理的主要研究内容之一^[8]，常用的有波束形成类方法、子空间类方法等。但对于多个强干扰环境下的目标方位估计，常用的方位估计方法不但需要较高分辨率，而且必须具有干扰抑制能力，以获得有效的方位估计结果。因此，干扰抑制方法近年来受到了广泛关注，尤其是具有较高阵列处理增益、分辨率、干扰抑制能力的自适应干扰抑制方法，其中一些方法已经逐渐应用到水声环境中^{[9]-[12]}。

空域滤波是一类典型的自适应干扰抑制方法，包括波束形成类和矩阵空域滤波类方法。典型的波束形成类方法如Capon^[13]提出的最小方差无失真（Minimum Variance Distortionless Response, MVDR）波束形成器，对期望信号进行无失真约束，同时使得总的输出功率最小。该方法具有较好的方位分辨率和较强的干扰抑制能力，但其需要精确已知期望信号，且对环境的失配或声源的运动较为敏感，Cox等人^[14]提出了基于白噪声增益二次不等式约束的自适应波束形成方法，提高了基阵波束形成器对基阵误差的稳健性。针对声源运动问题，Mailloux^[15]，Zatman^[16]等人提出了不同的自适应零陷展宽波束形成方法，并将其归结为协方差矩阵锥变化（Covariance Matrix Tapers）问题^{[17]-[19]}。自适应零陷展宽波束形成方法，通过假想干扰附近存在方位扩展的多个干扰源，使得自适应波束形成在多个假想干扰源附近自动形成零陷，展宽了零陷，保证了处理时段内干扰始终处于较宽的零陷内。Song等人^[20]针对采样次数不足问题提出了对角加载自适应零陷

加宽干扰抑制方法, 增强了稳健性。Kim等人^[21]又结合海洋波导环境中的实际应用, 基于时间反转和匹配场处理, 提出了自适应零陷加宽干扰抑制方法, 并进行了海试数据验证。矩阵空域滤波器由于其输出数据属于阵元域, 比波束形成器更适合作为空域预处理器, 方便后续基于阵元域的定位应用。Vaccaro等人^{[22]-[25]}提出了一种矩阵空域滤波的干扰抑制方法, 对感兴趣的空间设定通带或阻带, 采用凸优化方法实现干扰抑制。鄢社锋等^[10]的专著较为详细地介绍了空域滤波方法在干扰抑制和目标方位估计中的应用。此类空域滤波方法能够有效地抑制或滤除干扰, 但往往都需要已知干扰的准确位置或矩阵滤波器的优化参数等先验信息。

另一类基于子空间的自适应干扰抑制方法, 通过阵列接收数据的互谱密度矩阵 (Cross Spectral Density Matrix, CSDM, 也称为协方差矩阵: Covariance Matrix) 的特征分析, 自适应地进行干扰抑制。基于奇异值分解的PCI^{[26]-[28]} (Principal Component Inverse) 方法和DMR^{[29]-[31]} (Dominant Mode Rejection) 方法都是针对CSDM的信号子空间进行分析, 根据一些先验信息, 通过对不同的主特征向量进行不同的加权来抑制干扰信号。PCI方法需要预先已知干扰子空间的维数, DMR方法认为强干扰情况下较大特征值所对应的特征向量都属于干扰子空间。对比基于CSDM逆运算类的方法^[13], PCI和DMR方法利用的空间维数较少, 降低了数据长度的要求, 实时性较好^{[32],[33]}。随后, Cox等人^[34]和Kogon^[35]针对环境失配情况下多目标分辨及自身抑制的问题, 通过分析特征值的大小和特征向量的方向信息提高DMR自适应波束形成的稳健性。Zurk等人^[36]在已知干扰位置的基础上, 结合文献[31]给出的方法, 提出了一种混合判别方法以获得更准确的干扰子空间。实际应用中, 尤其是在信噪比较低或声源运动的情况下, 每个特征向量是由各个信源共同作用的, 干扰子空间和目标子空间可能会存在交叉或叠加, 很难准确地划分。Harrison^[37]为此提出了一种特征联合 (Eigencomponent Association, ECA) 的自适应干扰抑制技术, 根据文献[35]的单个特征向量波束形成思想, 在已知目标方向的前提下, 通过构造目标方向与干扰方向功率比为判决因子, 来自适应地判别当前特征向量是否属于干扰子空间。此方法能有效地抑制距离目标较近的干扰, 但要求目标方向准确已知, 且判决门限依赖于信干比和信噪比, 没有给出明确的取值方法。

1.2.2 声场匹配定位方法

在水声学研究中,声源位置、海洋环境参数与接收声场信号是水声被动声源定位所关心的三个要素。当海洋环境参数已知时,对接收信号进行适当处理,即可以得到声源的位置信息。匹配场处理(Matched Field Processing, MFP)中的定位方法正是利用已知的海洋环境参数,采用适当的声场模型计算接收信号,然后与实际测量得到的声信号进行相关“匹配”,实现水下目标声源定位,称为声场匹配定位。此类方法在处理接收信号时,最大限度地利用了水声信道模型、基阵设计以及窄带和宽带等相关处理技术,相对于传统自由信道的处理技术,能够更好地获得水声目标的信息,具有一定军事和民用意义^{[38]-[41]}。近年来,国内外对匹配场定位进行了大量的理论研究和海上实验,取得了不少进展。本节分别介绍了垂直阵和水平阵的匹配定位理论及实验研究发展。

1972年, Hinich^[43]在Clay^[42]得出的声场结构与阵列接收的相互关系上,提出了最大似然准则下垂直阵的被动声源匹配定位,并阐述了匹配场定位中的几个重要概念:用于深度估计的最大似然方程,用于误差分析的克拉美罗界等。随后,他又将此方法推广到声源距离的估计上^[44],匹配定位的理论逐渐受到关注。同时, Carter^[45]也提出利用自由空间模型,基于波前曲率进行被动测距,并推导了参数估计的克拉美罗界。到1976年, Bucker^[46]使用实际的环境模型,引入模糊度表面的概念,构造了一个称为检测因子(DF)的估计器,本质上就是现在所说的“常规MFP”,被公认为是将MFP表示成现在使用形式的第一人。同时Bucker也指出了匹配场存在模型失配的问题。至此,匹配场声源定位理论基本形成,随后受到了广泛关注。1981年, Klemm^[47]研究用最大熵(ME)波束形成方法得到了超过常规MFP方法的定位性能,同时也指出了模型误差会引起定位误差。此后,高分辨率的匹配场定位算法受到关注。如Fizell^[48]和Baggeroer等人^[49]提出的利用高分辨率波束形成方法改进匹配场定位的性能。典型代表是Capon^[50]提出的最小方差无失真响应(MVDR)匹配场定位。1993年, Baggeroer等人^[51]就宽/窄带匹配处理, 常规/自适应匹配场处理, 以及对应的实验研究发表了一篇综述。同期, Sullivan等人^[52]就匹配场处理中的几个关键问题进行了分析综述:空时结构, 弱信号的匹配场处理, 以及失配分析。Tolstoy^[53]于同年也编写了第一本匹配场处理专著。近20年来,基于这些常规MFP或是自适应、高分辨MFP方法,国内也出

现了很多新的匹配场声压域的定位方法。如杨坤德等人^{[54]-[56]}在稳健线性、自适应匹配场定位方面展开的理论研究和实验研究；孙超、鄢社锋等人^{[57],[58]}提出的利用空域矩阵滤波方法进行匹配场噪声抑制，提高定位性能；邹士新等人^{[59],[60]}提出的基于子空间约束和旁瓣抑制的匹配场定位方法；黄益旺等人^[41]对浅海远距离匹配场声源定位作的相关研究。

与声压域匹配定位类似，基于模式域的匹配定位算法也相继出现。Shang^{[61]-[63]}在模式分解的基础上，提出了使用垂直阵本征函数的特性进行深度估计以及利用模态相位特性进行距离估计的方法，为随后的匹配模定位提供了参考。Yang^{[64],[65]}随后也提出了基于模式滤波的匹配模定位方法，并分析了不同的模态阶数对定位结果的影响。Wilson等人^[66]基于此也提出了一种匹配模定位方法，并分析了阵长，阵间距与模式分解的关系，进而分析了环境失配，模式误差对定位精度的影响。此类模式域定位的方法都要求环境参数精确已知，接收信号信噪比较高，属于理想情况下的定位方法。

匹配场定位理论发展的同时，研究人员也进行了大量的实验研究。Fizell和Wales^[67]在1985年发布了最早的匹配场定位演示实验。此次实验成功定位了260km远的具有较高信噪比的低频声源，定位精度与卫星导航系统相当。此次实验取得的结果使得匹配场定位研究从理论逐渐走向应用。同时，Bucker^[68]也成功地完成了一次浅海匹配场定位实验。1987年，Yang^[64]也用实验成功验证了基于模式分解的匹配模定位方法。随后，Tran等人^[69]也成功地在东北太平洋进行了一次较低信噪比的匹配场定位实验。此外，浅海的相关定位实验也得到了一些具有意义的实验结果。典型的如Westwood^[70]的宽带匹配场定位实验研究。此次实验建立了基于声线理论的频间相干宽带匹配场被动定位方法。国内的研究人员在匹配场定位的实验研究中也取得了一些突出的成果。典型的如张仁和等人^[71]在东中国海进行了爆炸声源的定位实验，并分析了海深对宽带非相干匹配场定位方法的影响^{[72],[73]}，随后又进行了浅海脉冲声传播与信道匹配关系的实验研究^[74]。

匹配场处理前期的研究都集中在垂直阵上，垂直阵可以尽可能地采样声场的垂直结构特性，但其很大的缺点就是阵列容易倾斜，引起的失配会极大削弱MFP定位性能。因此，水平阵的匹配定位引起了广泛关注。Bogart和Yang^[75]理论分析了水平阵的有效垂直孔径，相对于垂直阵，其对端射方向上的入射信源具有更好的定位效果。Tollefsen等人^[76]又实验证明了水平阵匹配定位方法。国内也有一些

研究,如不同深度的水平阵定位精度分析^{[77],[78]}等。

近两年,随着信号处理技术的发展,国内外很多研究人员将匹配场处理与先进的信号处理方法相融合,提出了很多新的匹配场定位方法。根据水面信源和水下信源由不同阶数的简正波所主导的思想,文献[79]提出了一种自适应水面干扰抑制的匹配模声源定位方法。文献[80]利用稀疏表示,将匹配场定位无法解决的多信源、强干扰和噪声问题转换为稀疏问题的求解,具有较高的分辨率和更好的宽容性。文献[81]将新兴起的压缩感知方法与匹配场处理相结合,有效降低了传统方法的计算代价。文献[82]基于波导不变量理论,不需要波导环境的信息,利用单水听器接收数据声压场的相关性对运动声源进行测距。相对于传统只用声压定位的匹配场方法,文献[83]将矢量传感器各个方向上的声能流匹配场定位结果相乘,得到了更高的定位精度。文献[84]提出了一种新的迭代搜索技术(相位下降搜索Phase Descent Search)用于相位匹配搜索,适用于处理频点较多的情况,相对于模拟退火算法具有更低的计算复杂度。

1.3 面临问题及研究目的

基于阵列信号处的干扰抑制方法中,空域滤波类方法根据目标信号或干扰的时空特性(频率、方位、位置等),通过频域滤波、自适应零陷或是矩阵滤波实现干扰抑制;子空间类方法,通过互谱密度矩阵特征向量和特征值的分析,根据某些先验信息(干扰子空间的维数,干扰位置等),去除由干扰信号作用的干扰子空间进行干扰抑制。而实际复杂多变的水声环境应用中,一方面干扰源较多且运动状态不确定,往往很难预知一些较为精确的先验信息(信源个数,干扰子空间维数等);另一方面信噪比较低或干扰源能量变化较大,直接影响了子空间方法中干扰子空间的准确度。因此,水声干扰抑制方法需要适应水声信道的时变特点,具有更低的信噪比门限,以便达到较好的干扰抑制效果,为后续应用提供高质量的目标信号。

声场匹配定位方面,传统的匹配场定位方法对环境参数的准确度要求较高,海深、海底参数、声速剖面等参数的失配都会影响阵元域^{[85],[86]}和模式域^[87]的匹配场定位结果。但在浅海匹配场处理中,由于受到海底、海面以及各种海洋不均匀性的影响,期望信号都是由来自不同传播路径的、经过复杂未知畸变的多路信

号叠加而成的（即多途效应），且准确的环境参数难以获得，失配情况经常发生。因此，实用的匹配场定位方法需要对环境信息的失配具有一定的宽容性。近些年，波导不变量理论由于其较少的依赖环境信息而被用来进行声源定位。如Thode等人^[88]根据波导不变量理论利用CMFP旁瓣结构进行声源定位；Cockrell等人^[89]提出的基于声强二维离散傅里叶变换（2D-DFT）的定位方法等。此类定位方法需要提前预估宽带连续信源的波导不变量^[90]。而后，Chun等人^{[91],[92]}提出了基于三阵元干涉结构匹配（IPM）的几何定位方法，虽然避免了波导不变量的估计，但要求阵元间距达到公里量级。

综上所述，实际的浅海复杂多途环境中，信源较多、干扰未知等不确定因素是水声目标定位所面临的主要问题。水声目标定位方法不但需要具有宽容性的声场匹配处理方法，还需要有效的水声干扰抑制方法，才能在实际应用中得到更精确的定位结果。

本文针对强干扰环境中弱目标的检测和定位问题进行研究，致力于提出一种实用有效的干扰抑制方法并将其成功应用于声源定位实验中，提高声纳系统的目标探测能力。

1.4 论文研究内容

本论文的研究内容主要分为两方面：干扰抑制方法和声场匹配定位方法。干扰抑制方法为预处理：为声场匹配定位提供具有更高信噪比和信干比的目标信号；目标声源的准确定位是目的：干扰抑制之后，结合有效的匹配定位方法，最终得到更准确的目标定位结果。这两方面的具体研究内容介绍如下。

1.4.1 干扰抑制方法

首先系统地研究和分析了常用的方位估计方法和干扰抑制方法：如常规波束形成（CBF）、自适应波束形成（MVDR）、用于高分辨率方位估计的 MUSIC 方法、具有干扰抑制能力的特征联合干扰抑制（ECA）方法等；然后针对现有方法需要较多的先验信息或是不稳定的干扰抑制能力，提出了一种改进的基于特征分析的自适应干扰抑制方法（Eigenanalysis-based Adaptive Interference Suppression, EAAIS），更适合实际应用。EAAIS 方法根据目标信号可能的角度范围，通过构

造稳健可靠的判决因子和判决门限，对接收数据的互谱密度矩阵（CSDM）进行特征分析，自适应地估计并去除非目标信号子空间，提高接收数据的信干比和信噪比。本论文提出的 EAAIS 方法具有如下的创新特点：

- 1). 不要求预知干扰的位置，个数等有关干扰的先验信息。
- 2). 允许目标方向在一定范围内，能够自适应地跟踪目标方向的变化并抑制其它方向的干扰，提高目标信号的输出信噪比和信干比，具有更宽的适用条件。
- 3). 构造的判决因子能够更为稳健可靠地实现自适应干扰抑制，对应判决门限的选择更为简便可行。
- 4). 不要求干扰和目标信号的强度差别较大。
- 5). 不需要确切已知信源的数目。

1.4.2 匹配场定位方法

从水声物理角度考虑，声场的波动方程为二阶偏微分方程，仅在某些特定的边界条件下有解析形式的解。根据使用的特定几何假设及解的表达式，波动方程有多种不同类型的数值解。一般常用的有射线理论、简正波模型、多途展开、快速场及抛物方程方法，不同数值解对应不同的信道模型。结合信道传播特点，选择合适的声场模型，利用合适的匹配场定位方法即可以估计出更准确的目标位置。本文主要研究基于简正波模型的低频声场匹配场定位方法。

首先系统的研究了声压域的匹配场定位方法，如典型的线性匹配场（Conventional MFP, CMFP）定位方法、稳健性的对角加载 MVDR（Diagonal Loading MVDR, DL-MVDR）匹配场定位方法。然后，将 EAAIS 方法重构后具有更高信噪比和信干比的 CSDM 应用于匹配定位中，即 EAAIS-CMAP 定位方法，提高匹配定位的精度。另一方面，理论研究和实验分析了基于声场干涉结构的水平阵声场匹配定位方法，然后将本论文将提出的 EAAIS 干扰抑制方法与其相结合，给出了基于 EAAIS 的水平阵被动测距方法，可以实现强干扰环境下弱目标的有效测距。本论文所提出的基于 EAAIS 方法的水声定位方法具有如下的创新特点：

- 1). EAAIS 方法明显提高了目标信号的信噪比和信干比，使得定位精度更高，

扩展了常规匹配场定位方法的适用范围。

- 2). EAAIS 方法获得的更准确的目标方向和互谱密度矩阵, 使得水平阵输出的声场干涉条纹信噪比更高, 提高了后续测距的精度, 拓宽了基于声场干涉结构匹配测距的适用范围。
- 3). 尝试利用干扰抑制后水平阵输出的声场干涉结构进行声场匹配测距, 无需估计波导不变量。

1.4.3 论文结构安排

本论文通过研究已有匹配场定位和干扰抑制理论的基础上, 探索更适合实际应用的具有干扰抑制能力的匹配场定位方法。同时, 对其进行实验数据验证分析。全文共分为五章, 各章节具体内容安排如下:

第一章 引言。首先介绍了论文选题的背景和意义, 其次综述了水声目标定位中干扰抑制方法和匹配定位方法的历史与发展, 并指出了其所面临的问题, 给出了论文的研究目的。最后给出了论文的研究内容和组织结构。

第二章 基于特征分析的自适应干扰抑制方法研究。首先介绍了论文所涉及的阵列信号处理的基本数据模型; 其次结合子空间方法和波束形成思想, 提出了一种新的干扰抑制方法, 并进行了数值仿真分析和实验研究。

第三章 干扰抑制方法在匹配场定位中的应用研究。简单介绍了常用匹配场定位方法的优缺点, 然后将本论文提出的干扰抑制方法与其相结合, 提高其在多干扰环境下的定位能力, 并进行了数值分析。

第四章 干扰抑制方法在水平阵匹配测距中的应用研究。首先介绍了基于声场干涉结构的水平阵匹配测距方法, 然后将文中提出的干扰抑制方法与其相结合, 提高水平阵声场干涉结构的信噪比和准确度, 获得多个强干扰环境下可靠的目标测距结果, 最后进行了实验研究。

第五章 总结与展望。给出了整个论文的主要研究内容和结论, 并提出了存在的问题和有待进一步研究的内容。

第二章 基于特征分析的自适应干扰抑制研究

本章首先介绍了阵列信号处理基本的基阵模型和数据模型；其次介绍了常用的波束形成类和子空间类方位估计方法；然后结合子空间理论和波束形成思想，介绍了本论文提出的基于特征分析的自适应干扰抑制方法，并进行了仿真分析和实验验证。

2.1 基本数据模型

传感器基阵是由多个传感器按照需要的方式排列组成的。根据不同空间维度的布放，可以分为立体阵（三维空间）、平面阵（二维空间）和线阵（一维），线阵和平面阵可以认为是体积阵的特例。实际中经常关心的是某一个声源与一维线阵组成的平面内（或近似在同一平面）的阵列信号处理问题，而且阵列信号处理的很多算法都是针对线阵展开的。本论文的研究以均匀线阵为例，但其应用并不局限于线阵。

图 2.1 所示为一个位于一维平面内由 M 个各向同性阵元组成的均匀线阵，阵元等间隔的分布在一条直线上，阵元间距为 Δ 。此处有两个重要假设：其一，假设组成基阵的各阵元各向同性，具有相同的灵敏度，且工作频段内频率响应平坦。其二，假设接收阵列位于远场中的第 d 个点信源发射的波前，传播介质均匀且各向同性，则信号在介质中可以认为是沿直线的平面波传播，其入射角为 ϕ_d 。为了简单推导起见，本论文中所应用的阵列及数据模型都满足上面两种假设。

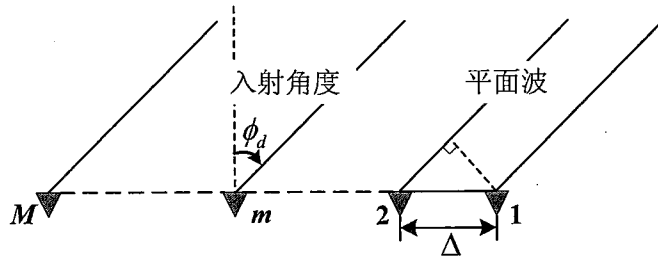


图 2.1 平面波入射与均匀线阵。

考虑到实际水声应用中经常用到的是低频宽带信号，因此，本论文所用到的和推导得到的理论都是针对宽带信号，窄带信号可以认为是宽带信号的一个特殊

情况，推导可参考文献 [9][10]。

图 2.1 所示的 M 元均匀线阵中，由于各阵元位置不同，每个信号源到达各个阵元具有不同的时延。以频域实现为例， D ($D \leq M$) 个信源从不同方向入射，第 k 组采样，第 m 个阵元接收数据中频率分量 ω_l 对应的接收数据为：

$$x_m(\omega_l, k) = \sum_{d=0}^{D-1} s_d(\omega_l, k) e^{-j\omega_l \tau_m(\phi_d)} + n_m(\omega_l, k), \quad m=1, 2, \dots, M., \quad (2.1)$$

其中， $\tau_m(\phi_d) = (m-1)\Delta \sin \phi_d / c$ 表示第 d 个信源到达第 m 个阵元的时延； c 表示声速； $s_d(\omega_l, k)$ 表示第 k 组采样，第 d 个信源的频域表示； $n_m(\omega_l, k)$ 表示第 m 个阵元噪声的频域表示。常用的噪声模型有空间白噪声，空间相关噪声，平面波干扰噪声等。本论文的理论算法研究中，噪声都假设为各向同性互不相干的白噪声。

由阵列各阵元接收数据构成的、对应第 k 组采样，频率分量为 ω_l 的整个阵的接收数据向量为：

$$\mathbf{x}(\omega_l, k) = \mathbf{A}(\omega_l, \phi) \mathbf{s}(\omega_l, k) + \mathbf{n}(\omega_l, k), \quad (2.2)$$

其中， $\mathbf{x}(\omega_l, k) = [x_1(\omega_l, k) \ x_2(\omega_l, k) \ \dots \ x_M(\omega_l, k)]^T$ 为 M 个阵元接收数据的向量表示， D 个信源的频域向量为 $\mathbf{s}(\omega_l, k) = [s_0(\omega_l, k) \ s_1(\omega_l, k) \ \dots \ s_{D-1}(\omega_l, k)]^T$ ，噪声的频率向量为 $\mathbf{n}(\omega_l, k) = [n_1(\omega_l, k) \ n_2(\omega_l, k) \ \dots \ n_M(\omega_l, k)]^T$ 。上标 T 表示矩阵或向量的转置。基阵的阵列流形矩阵为

$$\mathbf{A}(\omega_l, \phi) = [\mathbf{a}(\omega_l, \phi_0) \ \mathbf{a}(\omega_l, \phi_1) \ \dots \ \mathbf{a}(\omega_l, \phi_{D-1})], \quad (2.3)$$

其中， $\mathbf{a}(\omega_l, \phi_d)$ 为基阵的响应向量或称为阵列流形向量。均匀线阵的阵列流形向量表示为：

$$\mathbf{a}(\omega_l, \phi_d) = [1 \ e^{-j\omega_l \Delta \sin \phi_d / c} \ \dots \ e^{-j\omega_l (M-1) \Delta \sin \phi_d / c}]^T, \quad d=0, 1, 2, \dots, D-1. \quad (2.4)$$

很容易得到：

$$\mathbf{a}(\omega_l, \phi_d) \mathbf{a}^H(\omega_l, \phi_d) = \|\mathbf{a}(\omega_l, \phi_d)\|^2 = M, \quad d=0, 1, 2, \dots, D-1. \quad (2.5)$$

对于一般线阵，由于其阵列流形向量中的正弦函数具有周期性，当搜索角度横跨两个周期时，会引起基阵响应的多值问题，称为线阵镜像或基阵模糊。因此为了避免正弦信号周期性引起的镜像现象，一般线阵对应的空域检测方位为 $[-\pi/2, \pi/2]$ 。

类似于时域采样，空间上一个固定间距的传感器基阵只能有效提供满足此空

间采样频率的信号。均匀线阵是在一维空间的均匀采样，阵元间距 Δ 代表空间的采样间隔，而其倒数 $1/\Delta$ 即代表空间采样频率。与时域采样频率需要满足奈奎斯特定理类似，空间采样频率也需要满足特定的准则来避免空域泄漏。经推导得^[9]，当阵元间距与信号波长满足

$$\Delta \leq \frac{\lambda}{2}, \quad (2.6)$$

时，在 $[-\pi/2, \pi/2]$ 的检测范围内不会出现栅瓣，避免模糊。考虑到阵元个数一定时，孔径的大小与阵间距的成正比，因此通常令阵元间距

$$\Delta = \frac{\lambda}{2}. \quad (2.7)$$

同时，阵元间距等于半波长的整数倍时，各阵元上的噪声是互不相关的^[94]。在实际应用中，对于阵间距固定的阵列，需要选择接收信号合适的频率进行处理，即满足式(2.7)，才不会出现栅瓣或镜像引起的方位模糊现象。

假设信号和噪声之间互不相关，频率分量为 ω_l 的基阵接收数据的互谱密度矩阵（CSDM） $\mathbf{R}_x(\omega_l)$ 可以表示为（对应式(2.2)的接收数据）：

$$\mathbf{R}_x(\omega_l) = E[\mathbf{x}(\omega_l, k) \mathbf{x}^H(\omega_l, k)] = \mathbf{A}(\omega_l, \phi) \mathbf{R}_s(\omega_l) \mathbf{A}^H(\omega_l, \phi) + \mathbf{R}_n(\omega_l), \quad (2.8)$$

其中，上表 $\mathbf{H}$ 代表矩阵的共轭转置， $E[\bullet]$ 表示求统计平均值， $\mathbf{R}_s(\omega_l)$ 和 $\mathbf{R}_n(\omega_l)$ 分别为信源信号和理想白噪声的CSDM，分别表示为：

$$\mathbf{R}_s(\omega_l) = E[\mathbf{s}(\omega_l, k) \mathbf{s}^H(\omega_l, k)], \quad (2.9)$$

$$\mathbf{R}_n(\omega_l) = E[\mathbf{n}(\omega_l, k) \mathbf{n}^H(\omega_l, k)] = \delta_n^2 \mathbf{I}, \quad (2.10)$$

其中， δ_n^2 为单个阵元白噪声的功率， $\mathbf{I}$ 为单位矩阵。

实际中，由于有限的时域和空域采样，无法依据式(2.8)的集总平均计算基阵理想的CSDM，得到的只能是在有限次时间采样下的CSDM估计值。由 K 组采样数据得到CSDM的最大似然估计^[93]为：

$$\mathbf{R}_x(\omega_l) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{x}(\omega_l, k) \mathbf{x}^H(\omega_l, k), \quad (2.11)$$

其中， K 称为频域快拍数，代表将整个观测时间 T 内的时域接收信号等分成 K 份，然后对每一份（第 k 份）进行傅里叶变换，得到每个频率具有 K 次快拍的频域数据模型^[10]。 K 越大，式(2.11)越接近于式(2.8)。

2.2 常用方位估计方法

目标信号的方位估计是阵列信号处理的主要内容之一,通过对基阵各阵元的接收信号进行处理获得信号目标信号的波达角 (Direction-of-Arrival, DOA), 即 DOA估计。图 2.2 所示为基于波束形成的常规频域方位估计的基本原理。可以看到, DOA估计是波束形成的一种应用。对基阵每个阵元的接收数据进行加权求和, 得到信号在某个方位上的功率输出, 即为基阵的空间功率谱。频间非相干处理的宽带空间功率谱估计公式表达为:

$$B(\phi) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L B(\omega_l, \phi) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{w}^H(\omega_l, \phi) \mathbf{R}_x(\omega_l) \mathbf{w}(\omega_l, \phi), \quad (2.12)$$

其中, L 为频点数; $\mathbf{w}(\omega_l, \phi) = [w_1(\omega_l, \phi) \ w_2(\omega_l, \phi) \ \cdots \ w_M(\omega_l, \phi)]^T$ 为加权向量, 是频率 ω_l 和方位为 ϕ 的函数; CSDM $\mathbf{R}_x(\omega_l)$ 实际应用中可以由式 (2.11) 估计得到。式 (2.12) 的空间功率谱表示某一方位 ϕ 上的功率大小, 只有一个信源时, 空间功率谱最大值所对应的方位即为被测信源的方位。

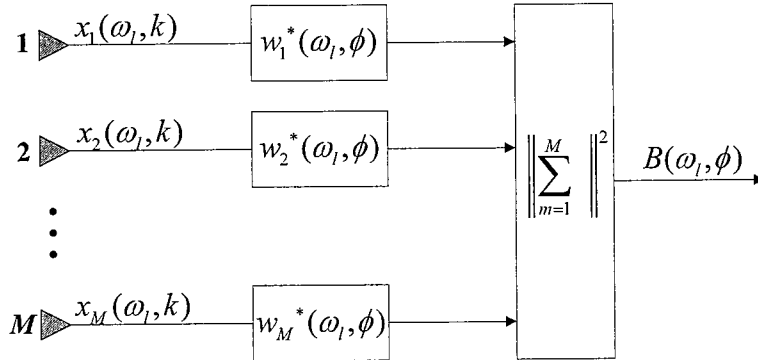


图 2.2 频域方位估计基本原理。

方位估计中较为重要的几个性能参数有: 主瓣宽度 (分辨率), 阵增益 (输出信噪比), 稳健性, 估计精度等。常用的方位估计方法, 根据方位分辨能力以及权值是否与接收数据有关, 分类如图 2.3 所示。为了方便与后续提出的方法对比, 先简单介绍一下常规波束形成 (Conventional Beamforming, CBF) 方位估计方法, 最小方差无失真 (Minimum Variance Distortionless Response, MVDR) 方法, 高分辨率子空间类方法中的 MUSIC (Multiple Signal Classification) 方法。

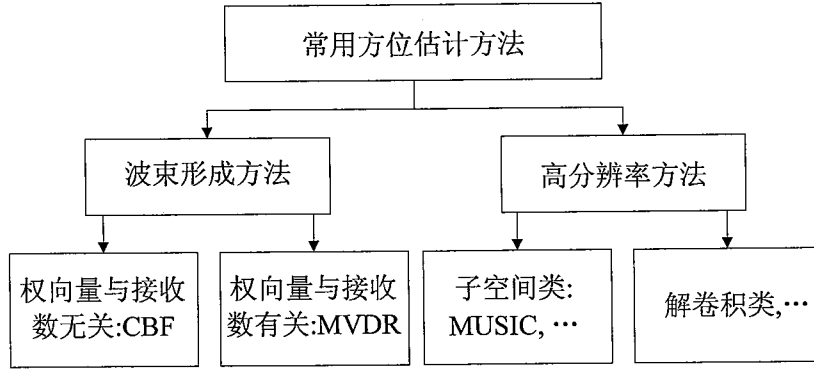


图 2.3 常用几种方位估计方法。

2.2.1 波束形成类方位估计方法

基于波束形成的常规方位估计方法，都是利用CSDM进行目标方位估计的一类方法。根据其方位估计过程中式 (2.12)所选择的权值是否依赖CSDM，可以分为常规波束形成方法和自适应波束形成方法。

常规波束形成法 (Conventional Beamforming, CBF)，基于平面波传播特点，即不同阵元上接收到的是具有不同时延的同一个信号，然后通过各阵元延时相干累加，实现目标信源同相累加，附加白噪声非相干抵消，最终得到具有更高信噪比的输出功率，更有效地进行目标检测。因此，CBF 的权向量为：

$$\mathbf{w}(\omega_l, \phi) = \mathbf{a}(\omega_l, \phi). \quad (2.13)$$

即等于阵列流形向量 (式 (2.4))。用于空域滤波时，权向量的方位等于目标方位及 $\phi = \phi_s$ ；方位估计时，权向量的方位是在整个搜索空间进行扫描，均匀线阵中 $\phi \in [0^\circ, 180^\circ]$ 。将式 (2.13)代入式 (2.12)，得到频间非相干处理的宽带CBF空间功率谱：

$$B_{\text{CBF}}(\phi) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{a}^H(\omega_l, \phi) \mathbf{R}_x(\omega_l) \mathbf{a}(\omega_l, \phi). \quad (2.14)$$

空间功率谱 $B_{\text{CBF}}(\phi)$ 最大值所对应的方位即为目标信源方位估计值。

均匀线阵中，根据CBF方位谱中-3dB功率点，其主瓣宽度^[9]为：

$$\Delta\phi_{-3\text{dB}} = 2\arcsin(0.44 \frac{\lambda}{M\Delta}) \approx 0.89 \frac{\lambda}{M\Delta}. \quad (2.15)$$

处理增益为：

$$Gain = \frac{\|\mathbf{a}^H(\omega_l, \phi_s)\mathbf{a}(\omega_l, \phi_s)\|^2}{\|\mathbf{a}^H(\omega_l, \phi_s)\|^2} = M. \quad (2.16)$$

CBF 方法运算量相对较小, 阵列权向量由阵列自身尺寸和排列决定, 不依赖于阵列互谱密度矩阵, 稳健性较好, 其本质上是一种线性空间谱估计, 具有线性谱估计的一切优点。多信源情况下, 其空间分辨率不可能突破瑞利限 (Rayleigh Limitation), 且没有干扰抑制能力。

最小方差无失真响应 (Minimum Variance Distortionless Response, MVDR) 是一种理论上最优的自适应波束形成方法^[13]。其主要思想就是寻找一个最佳权值, 使得期望方位上的信号无失真通过, 同时约束基阵的总功率输出达到最小, 从而降低了旁瓣高度, 提高了分辨率。MVDR的目标函数和约束准则为:

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H(\omega_l, \phi) \mathbf{R}_x(\omega_l) \mathbf{w}(\omega_l, \phi), \quad \text{sub. to } \mathbf{w}^H(\omega_l, \phi_s) \mathbf{a}(\omega_l, \phi_s) = 1. \quad (2.17)$$

理想情况下, MVDR目标函数中的CSDM为噪声的互谱密度矩阵, 而实际应用中, 基阵同一时刻的接收的数据包含目标信号和噪声等多种信号, 无法获得纯噪声的CSDM, 所以只能用基阵接收数据的CSDM $\mathbf{R}_x(\omega_l)$ 来代替。用Lagrange乘法求解式 (2.17)的约束优化问题, 得到MVDR的最优化权值:

$$\mathbf{w}(\omega_l, \phi) = \frac{\mathbf{R}_x^{-1}(\omega_l) \mathbf{a}(\omega_l, \phi)}{\mathbf{a}^H(\omega_l, \phi) \mathbf{R}_x^{-1}(\omega_l) \mathbf{a}(\omega_l, \phi)}. \quad (2.18)$$

可以看到MVDR的权值与接收数据的互谱密度 $\mathbf{R}_x(\omega_l)$ 有关, 信源的信噪比, 多个信源的相关系数等, 都会影响其性能。将式 (2.18)代入式得到MVDR方法的频间非相干处理的宽带空间功率谱:

$$B_{\text{MVDR}}(\phi) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \frac{1}{\mathbf{a}^H(\omega_l, \phi) \mathbf{R}_x^{-1}(\omega_l) \mathbf{a}(\omega_l, \phi)}. \quad (2.19)$$

MVDR方法与CBF方法最大的不同在于所用的权值与接收数据的CSDM有关, 所以具有自适应能力; 且式 (2.19)给出的方位谱使用了CSDM的所有值, 峰值同样代表了信源的输出功率。当背景噪声为白噪声, MVDR的输出信噪比与CBF相等, 且分辨率更高。

2.2.2 子空间类方位估计方法

子空间类 (Subspace) 方法, 又称特征结构类 (Eigenstructure) 方法, 利用

基阵接收数据CSDM的特征分解，依据不同的准则选取特征向量和特征值，采用正交性原理，估计信号的方位。子空间类方法实现有效估计的前提是得到较为准确的信号子空间和噪声子空间，而准确得到这两个子空间要求各信源之间互不相关，且各阵元白噪声互不相关具有相同的功率。满足此条件时，式 (2.8)的具有 D 个信源的接收数据的CSDM为：

$$\mathbf{R}_x(\omega_l) = \mathbf{A}(\omega_l, \phi) \mathbf{R}_s(\omega_l) \mathbf{A}^H(\omega_l, \phi) + \delta_n^2 \mathbf{I}. \quad (2.20)$$

然后对其进行特征分解，将特征值由大到小排列，即：

$$\mathbf{R}_x(\omega_l) = \sum_{m=1}^M \lambda_m(\omega_l) \mathbf{v}_m(\omega_l) \mathbf{v}_m^H(\omega_l) = \mathbf{V}(\omega_l) \boldsymbol{\Sigma}_s \mathbf{V}^H(\omega_l) + \delta_n^2 \mathbf{I}, \quad (2.21)$$

其中， $\mathbf{V}(\omega_l) = [\mathbf{v}_1(\omega_l) \ \mathbf{v}_2(\omega_l) \ \cdots \ \mathbf{v}_M(\omega_l)]$ 为特征向量矩阵。假设第 d 个信源的功率为 δ_d^2 ，则 $\boldsymbol{\Sigma}_s$ 表示由信源主要作用的特征值，为：

$$\boldsymbol{\Sigma}_s = \text{diag}\{\lambda_m(\omega_l)\} - \text{diag}\{\delta_n^2\} = \begin{bmatrix} \text{diag}\{\delta_d^2\} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad (2.22)$$

$$d = 0, 1, 2, \dots, D-1. \quad m = 1, 2, \dots, M.$$

如果信源功率 $\delta_d^2, d \in [0, D-1]$ 明显大于噪声功率 δ_n^2 ，则前 D 个特征值明显大于后面 $M-D$ 个特征值，将前 D 个特征值称为主特征值，与其对应的特征向量称为主特征向量。因此，CSDM 的特征空间对应被分为两个子空间：

$$\mathbf{V}(\omega_l) = [\mathbf{V}_s(\omega_l) \ \mathbf{V}_n(\omega_l)]. \quad (2.23)$$

如果多个信源都是被测目标信源，则对应的主特征向量 $\mathbf{V}_s(\omega_l)$ 张成的子空间 $\text{Span}\{\mathbf{V}_s(\omega_l)\}$ 称为信号子空间，其余 $M-D$ 个特征向量 $\mathbf{V}_n(\omega_l)$ 张成的子空间 $\text{Span}\{\mathbf{V}_n(\omega_l)\}$ 称为噪声子空间。

矩阵论知识^[95]已经证明信号子空间，噪声子空间， D 个信源阵列流形向量张成的子空间 $\text{Span}\{\mathbf{A}(\omega_l, \phi)\}$ 有如下的关系：

$$\begin{aligned} \text{Span}\{\mathbf{V}_s(\omega_l)\} &\perp \text{Span}\{\mathbf{V}_n(\omega_l)\}, \\ \text{Span}\{\mathbf{V}_s(\omega_l)\} &= \text{Span}\{\mathbf{A}(\omega_l, \phi)\}, \\ \text{Span}\{\mathbf{V}_n(\omega_l)\} &\perp \text{Span}\{\mathbf{A}(\omega_l, \phi)\}. \end{aligned} \quad (2.24)$$

式 (2.24)所给出的就是子空间类高分辨率方位估计方法所用到的正交性原理：信号子空间和噪声子空间之间的正交性，信号的阵列流形向量和噪声子空间之间的正交性。

MUSIC (Multiple Signal Classification) 方法^[96]是典型的一种子空间类方位估计方法, 利用阵列流形向量与噪声子空间的正交性求解多信源的方位, 其频间非相干的空间方位谱为:

$$B_{\text{MU}}(\phi) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \frac{1}{\mathbf{a}^H(\omega_l, \phi) \mathbf{V}_n(\omega_l) \mathbf{V}_n^H(\omega_l) \mathbf{a}(\omega_l, \phi)}. \quad (2.25)$$

当扫描向量 $\mathbf{a}(\omega_l, \phi)$ 的角度等于信源的角度时, 即 $\phi = \phi_d$, 依据正交性, 有:

$$\mathbf{a}^H(\omega_l, \phi_d) \mathbf{V}_n(\omega_l) = 0, \quad d = 0, 1, 2, \dots, D-1. \quad (2.26)$$

则方位谱 $B_{\text{MU}}(\omega_l, \phi_d), d \in \{0, 1, 2, \dots, D-1\}$ 在信源方位上出现极大值, 从而实现多信源高分辨率的方位估计。

MUSIC 方法空间方位谱的谱峰尖锐, 分辨率高且背景平坦稳定。其缺点是: 需要较为准确的信源数目; 搜索过程中使用了所有的噪声子空间的特征向量, 运算量较大; 信噪比门限要求较高, 对于相干信源无法分辨。

考虑到运算量的问题, 另外的子空间类方法如Min-Norm (最小范数)^[97]方法和ESPRIT (子空间旋转)^[98]方法, 都不同程度的降低了运算量。Min-Norm方法利用一个与信号子空间正交的向量来估计方位谱, 这个向量可以由信号子空间产生也可以由噪声子空间产生。主要思想与MUSIC方法类似, 但其最终搜索过程花费的时间较少, 提高了运算速度。缺点是方位谱中可能出现伪峰, 信噪比门限同样要求较高。ESPRIT方法利用了具有平移不变结构的基阵中信号子空间的旋转不变性, 可以直接给出目标的方位估计结果, 不需要全空间搜索, 从而在运算量上相比于MUSIC优化了很多。但由于其对基阵的特殊要求, 实际应用中并不如MUSIC方法通用。

总的来说, 在水声信号处理中需要根据应用场合和要求, 考虑各种方位估计方法的优缺点, 选择某一情况下最适合的方法。常用方位估计方法主要目的是准确获得多信源情况下每个信源的方位估计结果, 而强干扰多信源情况下, 人们往往希望获得更纯净的目标信号参数 (方位、位置、波形等)。

2.3 基于特征分析的自适应干扰抑制方法

实际应用中, 所关心的弱目标信号往往被掩盖在强干扰中而无法获得, 从而要求方位估计方法不但需要具有较高的分辨率, 也需要具有一定的干扰抑制能

力。因此,结合子空间思想和波束形成理论,本论文提出了一种基于特征分析的自适应干扰抑制(Eigenanalysis-based Adaptive Interference Suppression, EAAIS)方法。

对于阵元数目 M 、阵元间隔 Δ 的水平均匀线阵, D 个信源从不同方向入射,其中一个为感兴趣的目标(TOI)信号(ϕ_0), $D-1$ 个干扰($\phi_d, d=1,2,\dots,D-1$)。以频域实现为例,由 K 组采样数据估计得到单独一帧的CSDM如式(2.11)所示,考虑实际中的实时处理,对应第 t 帧接收数据的CSDM可以表示为

$$\mathbf{R}_x(\omega_l, t) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{x}(\omega_l, k) \mathbf{x}^H(\omega_l, k). \quad (2.27)$$

对CSDM $\mathbf{R}_x(\omega_l, t)$ 进行特征分解:

$$\mathbf{R}_x(\omega_l, t) = \sum_{m=1}^M \lambda_m(\omega_l, t) \mathbf{v}_m(\omega_l, t) \mathbf{v}_m^H(\omega_l, t), \quad (2.28)$$

其中 $\lambda_m(\omega_l, t)$ 和 $\mathbf{v}_m(\omega_l, t)$ 分别表示 $\mathbf{R}_x(\omega_l, t)$ 的第 m 个特征值及其对应的特征向量。相应地,第 m 个特征向量的CBF空间功率谱估计为:

$$BV_m(\omega_l, \phi, t) = \mathbf{a}^H(\omega_l, \phi) \mathbf{v}_m(\omega_l, t) \mathbf{v}_m^H(\omega_l, t) \mathbf{a}(\omega_l, \phi), \quad m=1,2,\dots,M. \quad (2.29)$$

其中, $\mathbf{a}(\omega_l, \phi) = [1 \quad e^{j\omega_l \Delta \sin \phi / c_0} \quad \dots \quad e^{j\omega_l (M-1) \Delta \sin \phi / c_0}]^T$ 为阵列流形向量,即CBF权值; c_0 为接收阵所处位置的水中声速。理论上讲, $BV_m(\omega_l, \phi, t)$ 代表了方向 ϕ 上的信源对第 m 个特征向量的贡献。如果 $BV_m(\omega_l, \phi, t)$ 最大值所对应的角度为 ϕ_d ,则表示当前特征向量由第 d 个信源主导,即不同方向的信源对每个特征向量的贡献可以直观地由式(2.29)体现。因此,通过判断每个特征向量的主导信源是否属于感兴趣的目标信源,即可以区分得到目标信号子空间和非目标信号子空间,从而达到抑制接收数据中的干扰和噪声,提高输出信噪比和信干比的目的。

在实际应用中,目标的真实方向一般无法预先准确知道,但往往可以依据一些先验信息来确定目标的方向大概落在某个角度范围内。假定目标的方向范围为 Φ_T ,且在此方向范围内没有干扰,即目标方向 $\phi_0 = \phi_{\text{TOI}} \in \Phi_T$, $D-1$ 个干扰源的方向 $\phi_d = \phi_{I_d} \notin \Phi_T, d=1,2,\dots,D-1$ 。构造如下判决因子:

$$CR_m = \frac{\max_{\phi \in \Phi_T} BV_m(\omega_l, \phi, t)}{\max_{\phi \in [0^\circ, 180^\circ]} BV_m(\omega_l, \phi, t)}, \quad m=1,2,\dots,M. \quad (2.30)$$

其中 CR_m 表示第 m 个特征向量空间功率谱估计中目标方向范围内的最大值与所

有角度范围内最大值的比值，即 TOI 对当前特征向量的贡献与其它方向信号贡献值的比值。

式 (2.30) 的判决因子有如下的特点：

- 1). 由于 $\Phi_T \subset [0^\circ, 180^\circ]$ ，因此有 $\max_{\phi \in \Phi_T} BV_m(\omega_l, \phi, t) \leq \max_{\phi \in [0^\circ, 180^\circ]} BV_m(\omega_l, \phi, t)$ ，即 $CR_m \leq 1$ 。
- 2). 如果第 m 个特征向量是由目标信号主导，则 $BV_m(\omega_l, \phi, t)$ 最大值所对应的角度属于 Φ_T ，从而 $CR_m = 1$ 。将对应的特征向量划入非干扰子空间 $\mathbf{v}_m(\omega_l, t) \in \tilde{\mathbf{U}}_T(\omega_l, t)$ ， $\tilde{\mathbf{U}}_T(\omega_l, t)$ 表示由非干扰信号主导的特征向量的集合。
- 3). 如果第 m 个特征向量是由位于 Φ_T 之外的干扰信号主导，则 $CR_m < 1$ 。将对应的特征向量划入非目标信号子空间 $\mathbf{v}_m(\omega_l, t) \in \tilde{\mathbf{U}}_I(\omega_l, t)$ ， $\tilde{\mathbf{U}}_I(\omega_l, t)$ 表示由非目标信号主导的特征向量的集合。
- 4). 如果第 m 个特征向量是由噪声信号主导，即 $\mathbf{v}_m(\omega_l, t)$ 属于噪声子空间，由于非理想情况下噪声信号的随机性，按照式 (2.29) 得到的空间谱估计的峰值有可能刚好落在 Φ_T 之内，也有可能在 Φ_T 之外，从而 $CR_m = 1$ 和 $CR_m < 1$ 随机存在，噪声子空间的特征向量被随机划入 $\tilde{\mathbf{U}}_T(\omega_l, t)$ 和 $\tilde{\mathbf{U}}_I(\omega_l, t)$ 中。

由此可以很容易地确定判决门限为 1，通过式 (2.30) 的判决因子将 CSDM 所有的特征向量分离得到非目标信号子空间 $\tilde{\mathbf{U}}_I(\omega_l, t)$ 和非干扰信号子空间 $\tilde{\mathbf{U}}_T(\omega_l, t)$ ：

$$\begin{cases} CR_m < 1 \Rightarrow \mathbf{v}_m(\omega_l, t) \in \tilde{\mathbf{U}}_I(\omega_l, t) \\ CR_m = 1 \Rightarrow \mathbf{v}_m(\omega_l, t) \in \tilde{\mathbf{U}}_T(\omega_l, t) \end{cases}, \quad m = 1, 2, \dots, M. \quad (2.31)$$

进一步利用正交投影方法将得到的非目标信号子空间 $\tilde{\mathbf{U}}_I(\omega_l, t)$ 从 CSDM $\mathbf{R}_x(\omega_l, t)$ 中去除，得到重构后的 CSDM $\bar{\mathbf{R}}_x(\omega_l, t)$ 为：

$$\bar{\mathbf{R}}_x(\omega_l, t) = \mathbf{P}_\perp(\omega_l, t) \mathbf{R}_x(\omega_l, t) \mathbf{P}_\perp^H(\omega_l, t), \quad (2.32)$$

其中 $\mathbf{P}_\perp(\omega_l, t) = \mathbf{I} - \tilde{\mathbf{U}}_I(\omega_l, t) \tilde{\mathbf{U}}_I^H(\omega_l, t)$ 为正交投影矩阵， $\mathbf{I}$ 为单位矩阵。理论上，当各个信源之间相互独立正交时，每个信源主导的特征向量之间不存在能量泄漏，EAAIS 方法通过式 (2.29)-(2.32) 可以完全去除噪声和目标角度范围外的干扰，且不会损失目标信号的能量。

将重构后的 $\bar{\mathbf{R}}_x(\omega_l, t)$ 进一步应用于方位估计中，可以得到更可靠的目标方位参数。宽带非相干 CBF 方法和结合 EAAIS 的 CBF (EAAIS-CBF) 方法的空间功率谱估计分别为：

$$B(\phi, t) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{a}^H(\omega_l, \phi) \mathbf{R}_x(\omega_l, t) \mathbf{a}(\omega_l, \phi), \quad (2.33)$$

$$\bar{B}(\phi, t) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{a}^H(\omega_l, \phi) \bar{\mathbf{R}}_x(\omega_l, t) \mathbf{a}(\omega_l, \phi). \quad (2.34)$$

$B(\phi, t)$ 和 $\bar{B}(\phi, t)$ 最大值所对应的角度分别对应 CBF 方法和 EAAIS-CBF 方法估计得到的目标信号的角度，即：

$$\hat{\phi}_{0_CBF}(t) = \arg \max_{\phi} B(\phi, t), \quad (2.35)$$

$$\hat{\phi}_{0_ECBF}(t) = \arg \max_{\phi} \bar{B}(\phi, t), \quad (2.36)$$

其中 $\hat{\phi}_{0_CBF}(t) = \hat{\phi}_{TOI_CBF}(t)$, $\hat{\phi}_{0_ECBF}(t) = \hat{\phi}_{TOI_ECBF}(t)$ 。由于重构后的 CSDM $\bar{\mathbf{R}}_x(\omega_l, t)$ 具有更高的信噪比和信干比，从而在强干扰环境中可以提供更精确的方位估计结果，为被动定位提供了数据质量更高的物理基础保障。

EAAIS方法根据目标信号可能的角度范围，最大限度地抑制其它角度上的干扰和噪声。实际应用中，由于有限的阵列孔径和空间采样数据、以及受信噪比和信干比等因素的影响，难以保证采样所得目标信号和干扰信号完全相互独立，从而使得目标信号和干扰对每一个特征向量都有贡献，保留由目标信号主导的特征向量同时，也保留了部分干扰，因此，在实际应用中难以得到最佳的干扰抑制效果。即便如此，我们还可以通过递归处理不断精确先验信息来得到更接近理论性能极限的次最佳效果。与传统的特征联合干扰抑制^[37](ECA)方法相比，EAAIS方法具有以下的处理效果。

从式 (2.30)和式 (2.31)的判决因子和判决准则可以看到，EAAIS方法在分析和判断非目标信号子空间时，没有要求干扰的位置及个数，仅假设可能的目标方向范围。而实际应用中，人们确定感兴趣的目标方向往往比确定干扰的方向和个数更容易，所以，EAAIS方法相对于典型的利用干扰位置以及个数抑制干扰的空域滤波算法^{[20],[21],[24]}更简单易行。同时，相对于需要预先已知较为准确目标方向的ECA方法，EAAIS方法将目标方向设置为一个范围，该范围的大小主要影响算法运算量的大小，并不会影响到范围之外干扰的抑制性能，同时还提高了适应目

标真实方向在一定范围内缓慢变化的能力，更符合实际应用情况。

相对于已有的子空间类干扰抑制方法^{[31],[37]}，从式 (2.30)判决因子的构造到式 (2.31)判决门限的选择可以看到，无论当前特征向量中干扰的贡献有多大，只要其空间功率谱主瓣对应的方向在目标方向范围之外，则可以判定该特征向量属于非目标信号子空间，所以EAAIS方法的判决准则属于全局判断，理论上对干扰和目标信号的强度差别没有要求。另一方面，EAAIS方法中判决因子 CR_m 表示目标方向范围内的信号对该特征向量的贡献与所有方向范围内的信号对该特征向量的贡献之比，有 $CR_m \leq 1$ 。只要 $CR_m < 1$ ，即可表示当前特征向量中贡献最大的不是目标信号，由此可以非常简单地将EAAIS方法的判决门限设置为1。而ECA方法的判决因子代表目标信号与对比范围内干扰对当前特征向量贡献的比值，取值范围为 $(0, +\infty)$ ，判决门限不仅依赖于信干比，而且还受到背景噪声的影响，往往不能给出明确的取值。

另外，假如某个特征向量的主要贡献既不是来自目标信号，也不是来自干扰，而是来自背景噪声，考虑到非理想情况下背景噪声的随机性，按照式 (2.29)得到的空间谱估计的峰值可能刚好落在 Φ_T 之内，使得 $CR_m = 1$ ，从而将该特征向量划入 $\tilde{U}_T(\omega_i, t)$ 而保留。从子空间方法的原理和后面的仿真结果可以看出，这仅仅只会导致空间功率谱估计的处理增益不会达到最佳状态，但并不会影响对干扰的判断和抑制。EAAIS方法这样处理的突出优势是不需要估计总的信源（目标信号和干扰）数目，在实际应用中简便易行。当然，我们也可以通过预估的信源数目，将属于噪声子空间中的特征向量提前去除，最大限度的抑制噪声，提高信噪比。

2.4 性能仿真分析

本小节将通过实际应用中通常可能发生的典型情况进行仿真分析，来比较经EAAIS方法干扰抑制后的CBF空间功率谱输出（EAAIS-CBF）和ECA方法的CBF空间功率谱输出（ECA-CBF）的性能。

仿真过程中假设接收阵列为48阵元的均匀直线阵；频间非相干宽带处理的频率为200Hz ~ 300Hz，共14个频点，采样频率为2000Hz；声速1500m/s，阵元间隔为接收信号最高频率的半波长（即5m）。线阵首部方向为0°，尾部方向为180°，方向估计中的搜索角度间隔为0.1°。仿真处理中，FFT样本数为256，

频域采样次数为 148，即每次方向估计要求的样本时长约为 $256 \times 148 / 2000 \approx 18.944\text{s}$ ，以确保CSDM非奇异。同时，为了对比目标、干扰以及背景噪声相互之间的强度差，仿真中的信干比表示目标信号与干扰的功率比值，信噪比表示目标信号与背景噪声的功率比值，干噪比表示干扰与背景噪声的功率比值。ECA方法的参数设置与文献 [37]一致。

2.4.1 目标方向存在偏差的情况

假设在阵列接收信号期间有三个信源，仿真中每个信源都采用宽带白噪声形式（和背景噪声有相同的带宽）；其中一个为目标信号，方向为 $\phi_{\text{ToI}} = 105^\circ$ ，信噪比 $\text{SNR} = -5\text{dB}$ ；其它两个为干扰信号，方向分别为 $\phi_{i_1} = 30^\circ$ 和 $\phi_{i_2} = 100^\circ$ ，信干比分别为 $\text{SIR}_1 = -20\text{dB}$ 和 $\text{SIR}_2 = -25\text{dB}$ 。实际应用中，目标信号的真实方向一般无法预先已知。仿真中首先假设ECA方法处于理想情况下，预先已知目标信号的方向与真实值相同（即 $\tilde{\phi}_{\text{ToI}} = 105^\circ$ ）；EAAIS方法仍然按非理想情况处理，假定目标方向范围为 $\Phi_T = [103^\circ, 107^\circ]$ ，两种干扰抑制方法归一化空间功率谱估计的结果如图 2.4 所示。可以看到，由于干扰强度较大，CBF方向估计中的目标信号已经被完全掩盖在其第二个干扰（邻近干扰）的旁瓣中；EAAIS方法对不同于目标信号方向上的干扰进行了有效抑制，不仅提高了输出信噪比，而且获得了准确的目标信号方向。ECA方法理想情况下与本论文提出的EAAIS方法性能一致。考虑输出信噪比，图 2.4 中EAAIS方法的输出信噪比差不多在 25dB 以上，与单个接收单元接收信噪比 -5dB 相比，扣除常规波束形成约 $10 \log 48 = 17\text{dB}$ 的空间处理增益，EAAIS方法在本次仿真条件下还有 13dB 左右的处理增益。

如果ECA方法处于非理想情况下，已知的目标信号方向与真实方向有偏差即 $\tilde{\phi}_{\text{ToI}} = 106^\circ$ ，如图 2.5 的仿真结果所示。可以看到，ECA方法已经完全失效，干扰和背景噪声都没有被有效抑制。而EAAIS方法由于对目标方向偏差具有一定的宽容性，不仅对干扰进行了有效抑制，而且提高了输出信噪比。

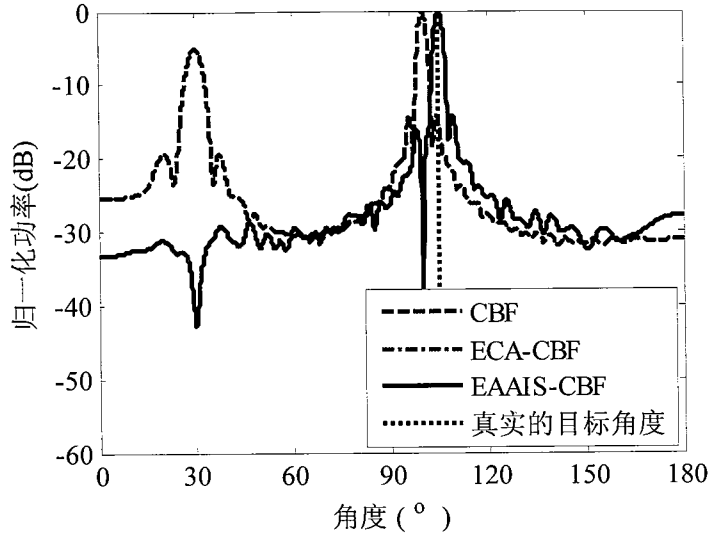


图 2.4 真实目标方向 105° 、干扰方向 30° 和 100° 时，三种方法的归一化空间功率谱估计结果对比。ECA 方法精确已知目标方向 $\tilde{\phi}_{\text{ToI}}=105^\circ$ ，EAAIS 方法假设目标方向范围为 $\Phi_T=[103^\circ, 107^\circ]$ 。

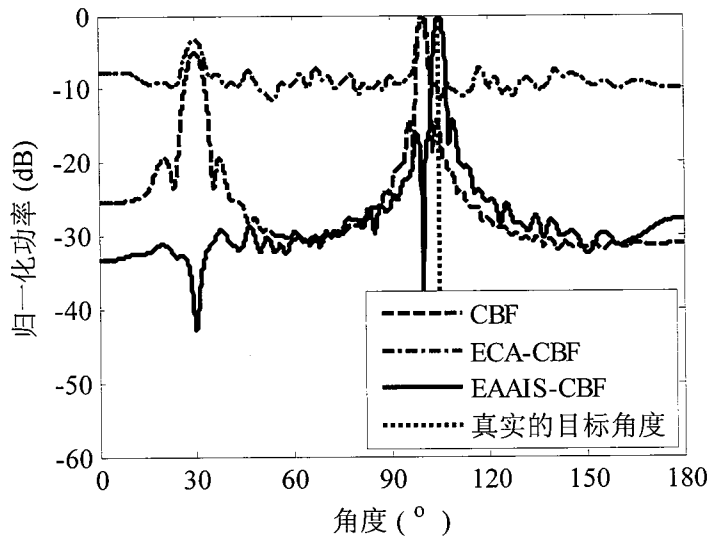


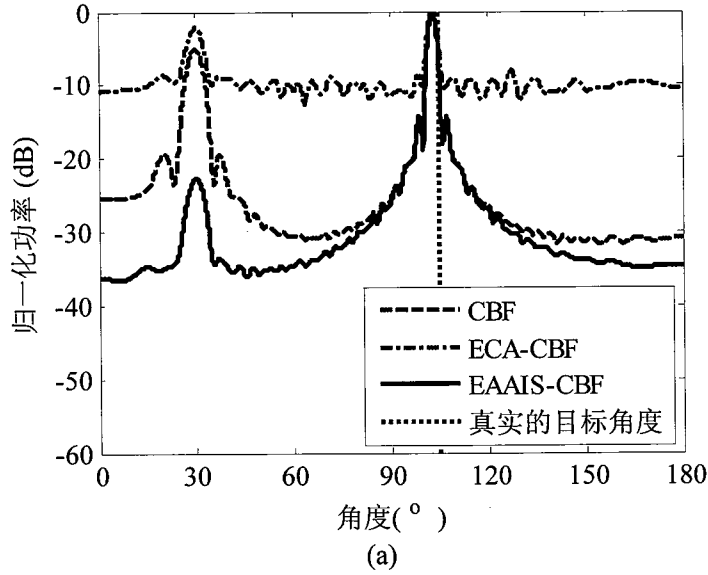
图 2.5 真实目标方向 105° 、干扰方向 30° 和 100° 时，三种方法的归一化空间功率谱估计结果对比。ECA 方法已知目标方向有偏差 $\tilde{\phi}_{\text{ToI}}=106^\circ$ ，EAAIS 方法假设目标方向范围为 $\Phi_T=[103^\circ, 107^\circ]$ 。

因此，相对于 ECA 干扰抑制法，EAAIS 方法可以自适应地抑制目标方向范围外的干扰。同时，假设目标方向为一个范围，不但降低了对先验信息的要求，且使得其对目标方向变化具有一定的宽容性，具有更宽的适用范围。

2.4.2 目标可能的方向范围内存在干扰的情况

实际应用中，在没有任何先验信息的时候，我们所关心的方向范围内可能包

含了干扰信号。假设第二个干扰信号位于 $\phi_{I_2} = 103^\circ$ ，其它参数与图 2.5 相同，三种方法的空间谱估计结果如图 2.6(a)所示。可以看到，由于第二个干扰距离目标信号较近，目标信号被掩盖在 103° 干扰的主瓣中，常规方法无法准确分辨目标信号。ECA方法在目标信号有偏差的情况下完全失效。EAAIS方法由于选定的方向范围 $\Phi_T = [103^\circ, 107^\circ]$ 包含强干扰信号也无法有效抑制干扰获得目标信号的方向。这种情况下，我们反而可以很容易地估计出干扰信号的方向，从而将其从之前的方向范围 Φ_T 去除，进一步调整所关心的方向范围为 $\Phi_{T_updated}$ 以估计目标信号。由于EAAIS方法利用特征分析进行干扰抑制，去除角度的宽度可以小于CBF估计中-3dB的主瓣宽度^[102]，因此EAAIS方法具有较高的分辨率。依据图 2.6(a)所估计的干扰信号的方向，更新方向范围为 $\Phi_{T_updated} = [104^\circ, 107^\circ]$ ，即有 $\phi_{TOI} \in \Phi_{T_updated}$ ， $\phi_{I_2} \notin \Phi_{T_updated}$ ，然后重复式 (2.30)-(2.32)，(2.34)和 (2.36)的处理过程，最终空间谱估计结果如图 2.6(b)所示。可以看到，更新方向范围后，EAAIS方法有效抑制了强干扰，准确地估计了弱目标信号的方向。



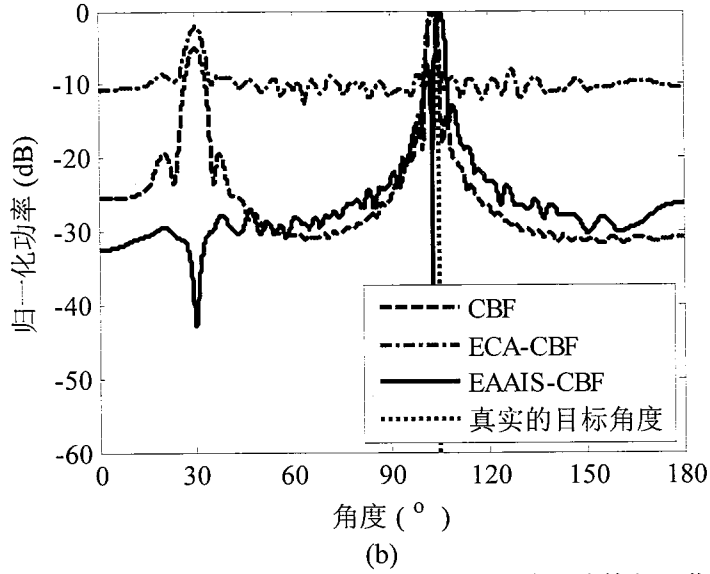


图 2.6 真实目标方向 105° 、干扰方向 30° 和 103° 时, 三种方法的归一化空间功率谱估计结果比较。ECA 方法已知目标方向有偏差 $\tilde{\phi}_{\text{Tot}} = 106^\circ$, (a) EAAIS 方法中 $\Phi_T = [103^\circ, 107^\circ]$; (b) EAAIS 方法更新方向范围 $\Phi_{T_updated} = [104^\circ, 107^\circ]$ 。

因此, EAAIS 方法在合适的方向范围内可以有效抑制干扰, 并获得较为精确的目标信号方向。目标方向范围的选择可以分为两种情况: 其一, 假设目标信号在某个方向范围内, 即对感兴趣的方向范围内的信号进行处理; 其二, 当目标信号较多时, 需要对全方向范围的所有角度处理。第一种情况中, 方向范围容易确定, 处理过程如式 (2.30)-(2.32), (2.34) 和 (2.36) 所示。第二种情况下, 可以对全方向范围内的角度首先进行划分, 例如每 5° 为一个感兴趣的方向范围 Φ_T , 然后对每一个 Φ_T 利用 EAAIS 方法进行干扰抑制, 获得更精确的多目标信源估计。如果某个 Φ_T 中包含干扰信号时, 可以利用图 2.6(b) 所示更新 Φ_T 的处理方法进行干扰抑制。

另一方面, 与常规的利用加窗波束形成进行旁瓣抑制^[103]的方法相比, EAAIS 方法的适用范围更广。加窗波束形成可以尽可能的降低旁瓣, 但是同时会使主瓣宽度加宽, 而且对于主瓣内的干扰无法抑制。实际应用中, 可以根据不同的需求, 选择不同的方法, 也可以将 EAAIS 方法与加窗波束形成相结合, 获得更好的干扰抑制效果。

2.4.3 多信源不同信干比情况下的正确定位概率

本小节仿真验证在多个干扰且强度不同的情况下, EAAIS 方法的干扰抑制能

力和对目标信号正确估计的能力。假设位于 $\phi_{i_1} = 30^\circ$ 和 $\phi_{i_2} = 100^\circ$ 的两个干扰的信干比分别为 $SIR_1 = -10\text{dB}$ 和 $SIR_2 = -3\text{dB}$ ，其它仿真参数与图 2.4 一致。两种干扰抑制方法在多个干扰且不同信干比环境中的归一化空间功率谱估计结果如图 2.7 所示。可以看到，CBF方法在多个干扰且强度较大的情况下，无法有效估计目标信号的方向；ECA方法如前文所述，只考虑抑制距离目标较近的干扰，其判决因子只在所有干扰与目标信号强度差别很大时才能抑制距离目标较远的干扰，因此在第二个干扰与目标能量相近时，ECA方法即使准确预知目标信号的方向，也没有完全有效地抑制全部干扰，不适用于多个干扰且强度不同的情况；而EAAIS方法对两个不同位置、不同强度的干扰都进行了有效抑制，可以准确地估计出目标信号的方向。因此，无论干扰与目标信号强度差别小还是大，EAAIS方法都能通过其判决因子保留由目标方向范围内贡献最大的特征向量，使得空间功率谱中目标方向范围内的值最大而准确地获得目标信号的方向。

图 2.8 所示为不同方法的正确定位概率（Probability of Correct Localization, PCL）与信干比的关系。仅考虑一个强干扰，且与目标信号完全不相干的情况，目标信号依然位于 $\phi_{\text{TOI}} = 105^\circ$ ，干扰信号位于 $\phi_i = 100^\circ$ ；信干比从 -35dB 至 10dB 。其它的仿真条件与图 2.4 相同。与PCL对应的是错误定位概率（Probability of Wrong Localization, PWL），即有 $PWL = 1 - PCL$ 。仿真中，依据EAAIS-CBF方法的均方根误差（Root Mean Square Error, RMS）和真实的目标方向，设置正确定位的方向范围为真值附近三倍的RMS范围，即 $[104.5^\circ, 105.5^\circ]$ ，远小于EAAIS方法所假设的目标方向范围 $\Phi_T = [103^\circ, 107^\circ]$ ；且每个信干比的PCL都是 100 次独立统计的结果。可以看到，在信干比小于 0dB 时，未经干扰抑制的CBF方法由于目标信号完全被干扰掩盖而无法正确获得目标方向。EAAIS-CBF方法在信干比较低（ $SIR = -35\text{dB}$ ）和目标信号与干扰能量相等（ $SIR = 0\text{dB}$ ）时，PCL都约等于 1，基本不受信干比的影响，稳定性较好。ECA-CBF方法在准确已知目标方向的前提下，与EAAIS-CBF方法性能一致，可以有效抑制干扰，提供较高的PCL；反之，不能有效抑制干扰，具有较高的PWL。

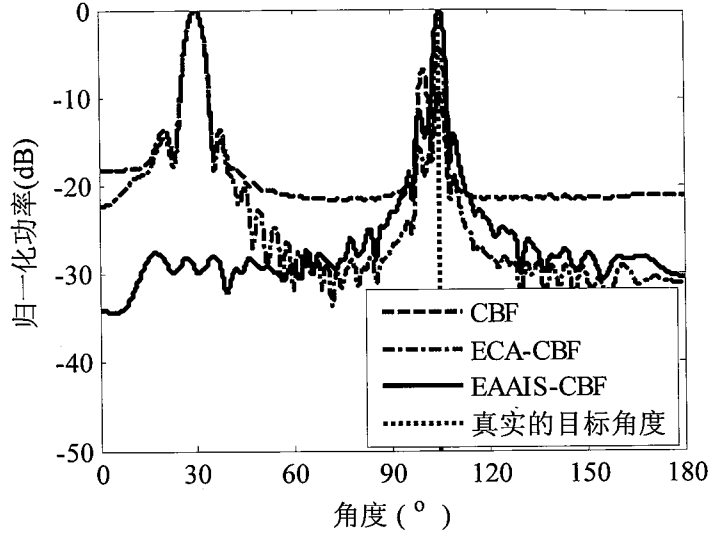


图 2.7 真实目标方向 105° 、干扰方向 30° 和 100° 时, 三种方法的归一化空间功率谱估计结果比较。 $SIR_1 = -10\text{dB}$ 和 $SIR_2 = -3\text{dB}$, ECA 方法精确已知目标方向 $\tilde{\phi}_{\text{TOI}} = 105^\circ$, EAAIS 方法假设目标方向范围为 $\Phi_T = [103^\circ, 107^\circ]$ 。

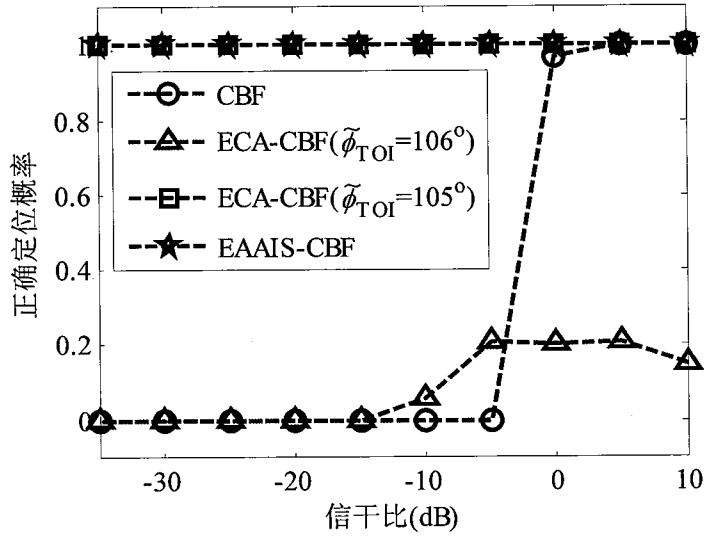


图 2.8 不同方法的正确定位概率与信干比的关系。一个干扰位于 100° , 一个目标信号位于 105° , $SNR = -5\text{dB}$ 。

因此, EAAIS 方法基于特征分析进行干扰抑制, 对信干比不敏感, 具有更稳健、可靠的自适应干扰抑制能力, 尤其适用于多个干扰且信干比不同的情况。另外, 与 CBF 结合进行目标信号的方位估计时, 估计精度与常规的子空间方法如 MUSIC 方法一致^[103]。

2.4.4 多信源不同相干系数情况下的正确定位概率

EAAIS方法基于CSDM的特征分析进行抑制干扰，本质上属于子空间类方法，因此，信源之间的相干性尤其是干扰与目标信号相干性会影响干扰抑制效果。由于上述仿真中的三个信源都是宽带白噪声信号，故采用部分数据重叠来构造具有一定相干性的两个信源。仿真条件与图 2.4 相同，不同之处在于第二个干扰 $\phi_{i_2} = 100^\circ$ 与目标信号 $\phi_{\text{ToI}} = 105^\circ$ 完全相干，空间平滑前后EAAIS-CBF的空间谱估计结果如图 2.9 所示。可以看到，未经空间平滑的EAAIS-CBF方法虽然抑制了干扰，但同时目标信号也没有保留。主要是因为当干扰与目标信号完全相干（相关系数为 1）时，信号子空间的维数减少，干扰的强度又较大，不存在目标信号主导的特征向量，所以EAAIS方法在去除由干扰信号主导的特征向量的同时也将目标信号去除了。因此，当干扰与目标信号相干系数较大时，需要先进行去相干处理，然后再进行干扰抑制。由图 2.9 实线所示的经过空间平滑后^[101]的EAAIS-CBF方法估计结果可以看到，去相干后，EAAIS方法仍可对干扰进行有效抑制，估计得到可靠的目标信号方向。

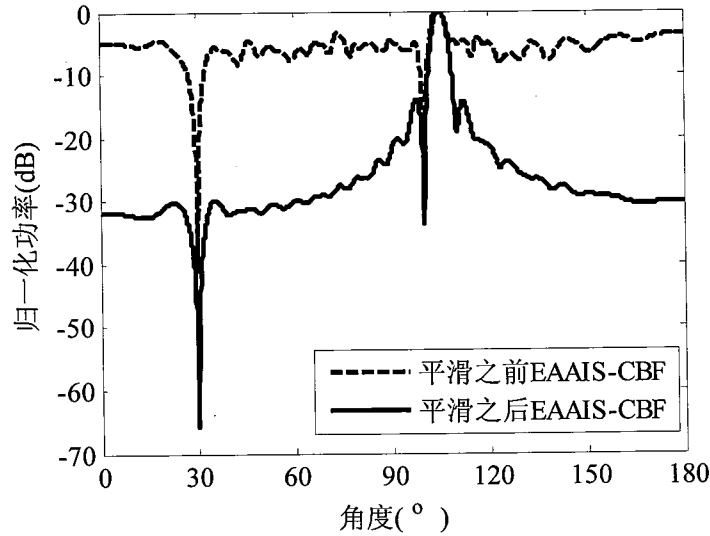


图 2.9 空间平滑前后EAAIS-CBF方法空间谱对比。100° 干扰与 105° 的目标信号相干系数等于 1，其它仿真条件与图 2.4 相同。

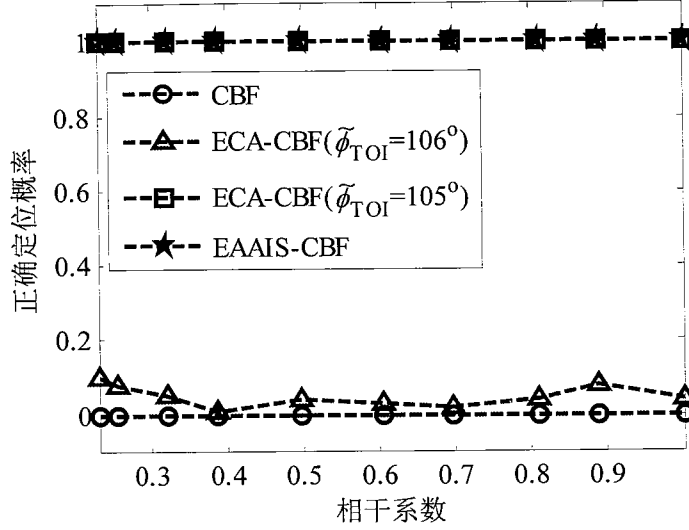


图 2.10 不同方法正确定位概率与信源相干系数对比。一个干扰位于 100° ，一个目标信号位于 105° ， $SNR=-5dB$ ， $SIR=-25dB$ 。

图 2.10 所示为两个信源情况下， $\phi_{TOI}=105^\circ$ 的目标信号和 $\phi_I=100^\circ$ 干扰不同相干系数下不同方法的 PCL，其中信干比为 $-25dB$ ，PCL 的定义与图 2.8 相同，当相干系数大于等于 0.8 时，采用空间平滑算法进行预处理，然后再进行干扰抑制和目标信号估计。每个相干系数的 PCL 都是 100 次独立统计的结果。可以看到，由于信干比较小，CBF 算法无法得到有效的目标方向估计， $PCL=0$ 。EAAIS-CBF 的 PCL 较为稳定，空间平滑后也能准确的估计目标信号。与图 2.8 的结果类似，ECA-CBF 方法的有效性依赖于目标方向是否准确已知。

因此，相对于 ECA 方法，EAAIS 方法对先验信息的要求较少，在干扰与目标信号相干系数较小时可以有效地抑制干扰，估计目标；在干扰与目标信号相干系数较大时，可以通过空间平滑去相干来获得稳定、可靠的目标信号方向估计，维持较高的 PCL。

2.4.5 干扰抑制过程能量损失讨论

理想情况下，每个信源之间互不相干，EAAIS 方法可以完全抑制干扰。而实际应用中，目标信号与干扰总是存在一定相干性，且由于有限的时域和空域采样，每个主特征向量可能由多个信源共同作用，尤其是在目标信号与干扰能量差很小时。因此，EAAIS 方法实际中不能完全地抑制干扰，保留目标信号的同时也保留了此特征向量中泄漏的部分干扰，同样，在抑制干扰的同时也会抑制此特

征向量中泄露的部分目标信号，从而引起目标信号干扰抑制后的能量损失。

图 2. 11 所示为EAAIS干扰抑制后不同信干比情况下目标信号的能量损失。目标信号位于 $\phi_{\text{ToI}} = 30^\circ$ ，信噪比为 $\text{SNR} = -5\text{dB}$ ；干扰位于 $\phi_i = 35^\circ$ ，信干比变化范围为 $-35\text{dB} \sim 10\text{dB}$ ； $\Phi_T = [28^\circ, 32^\circ]$ ；其它仿真条件与图 2. 4 相同。输入目标信号能量（dB表示）加上阵增益（dB表示），然后减去干扰抑制后输出的空间谱中目标方向的能量（即干扰抑制后目标信号和此方向上噪声的能量，dB表示），即得到干扰抑制后目标信号的能量损失。可以看到，当信干比等于 0dB 时，目标信号的能量损失最大。图中所较高信干比和较低信干比所出现的负能量损失，主要是由主特征向量中各项同性白噪声在目标方向的贡献引起的。

图 2. 12(a)和图 2. 12(b)分别给出了信干比 -1dB 和 -15dB 情况下，目标信号能量损失与目标信号和干扰的角度差的关系。目标信号位于 $\phi_{\text{ToI}} = 30^\circ$ ，信噪比 $\text{SNR} = -5\text{dB}$ ；干扰角度变化范围 $[34^\circ, 180^\circ]$ 。可以看到，当目标信号能量与干扰能量相差较小（ $\text{SIR} = -1\text{dB}$ ），且距离较近（角度差 4° ）时，干扰抑制后目标信号的能量损失较大，如图 2. 12(a)所示。反之，如图 2. 12(b)和图 2. 11 所示，当信干比较小，即使两者距离较近，目标信号能量损失很小，可以忽略。

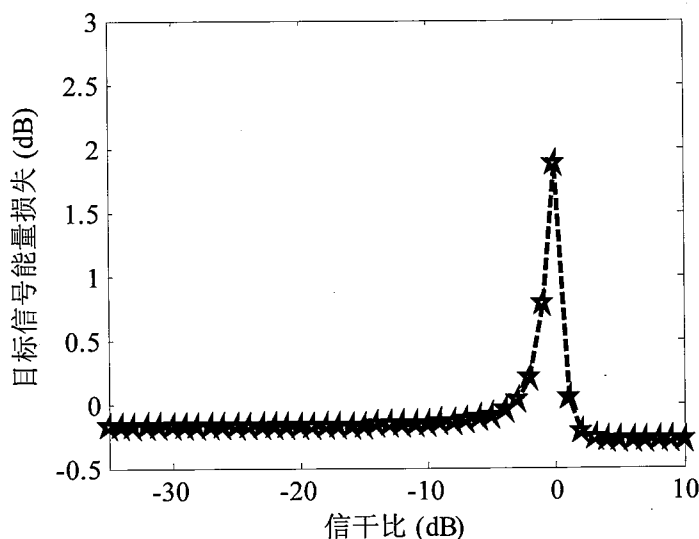


图 2. 11 不同信干比情况下，EAAIS 方法干扰抑制后，目标信号的能量损失。目标信号 $\phi_{\text{ToI}} = 30^\circ$ ，干扰信号 $\phi_i = 35^\circ$ ， $\text{SNR} = -5\text{dB}$ 。

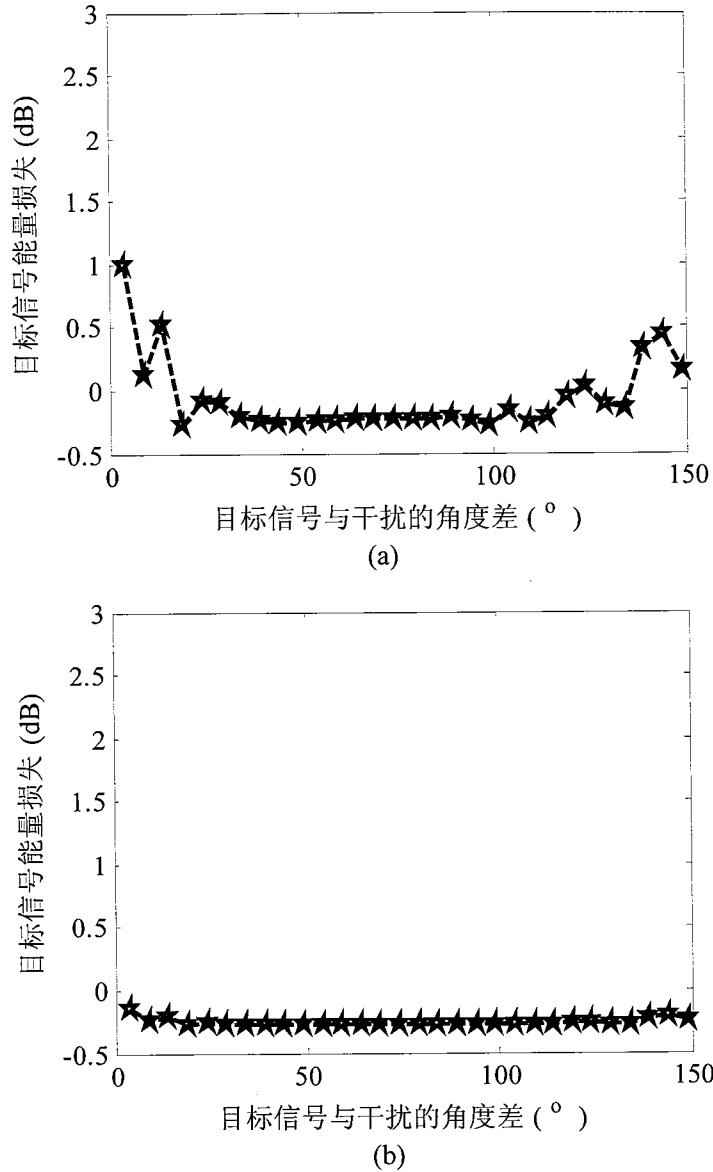


图 2.12 目标信号与干扰信号不同角度差情况下, EAAIS 方法干扰抑制后, 目标信号的能量损失。目标信号位于 $\phi_{\text{ToI}} = 30^\circ$, $\text{SNR} = -5\text{dB}$; 干扰角度变化范围 $\phi_i = [34^\circ, 180^\circ]$ 。(a) $\text{SIR} = -1\text{dB}$; (b) $\text{SIR} = -15\text{dB}$ 。

干扰抑制前后CBF方法和EAAIS-CBF方法未归一化空间功率谱输出如图 2.13 所示, 目标信号位于 $\phi_{\text{ToI}} = 30^\circ$, 信噪比 $\text{SNR} = -5\text{dB}$; 干扰位于 $\phi_i = 34^\circ$, 对应图 2.12 的两种信干比情况, 图 2.13(a)信干比为 -1dB , 图 2.13(b)信干比为 -15dB 。可以看到, 虽然单个阵元输入信干比接近于 0dB 时目标能量有损失, 但同时干扰也被有效抑制而使得输出信干比提高了。

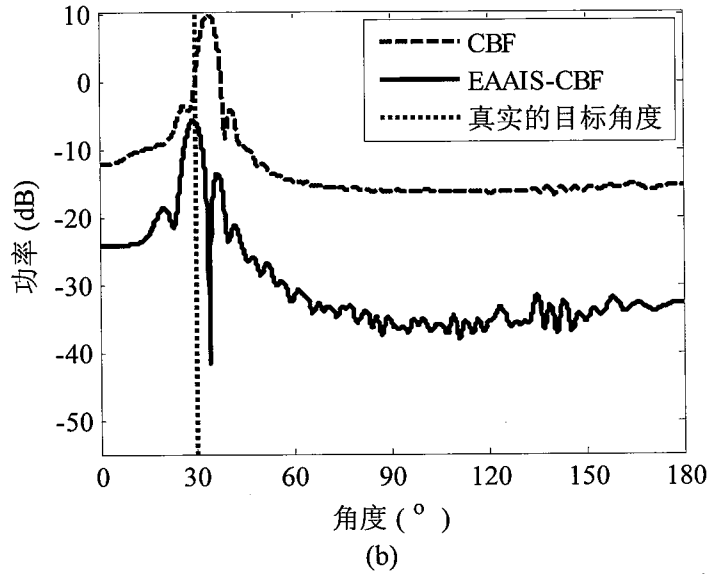
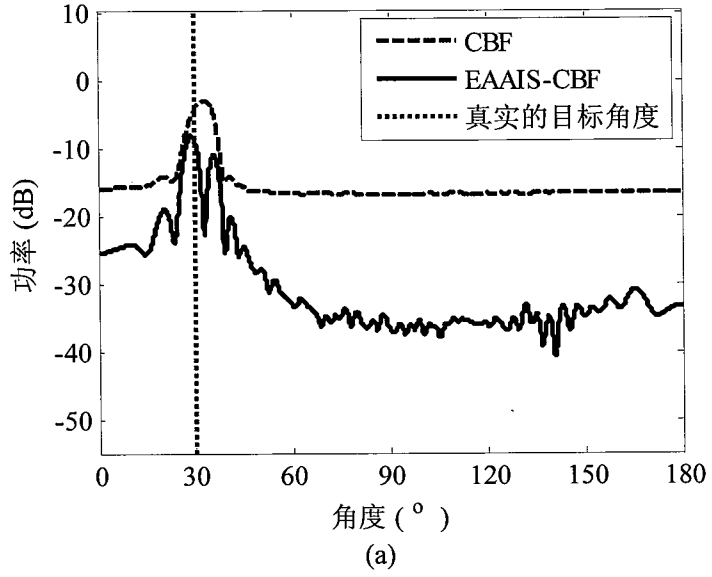


图 2.13 CBF 方法和 EAAIS-CBF 方法不同信干比情况下未归一化功率谱输出。目标信号位于 $\phi_{\text{Tot}} = 30^\circ$, $\text{SNR} = -5\text{dB}$; 干扰位于 $\phi_i = 34^\circ$; EAAIS 方法方向范围 $\Phi_T = [28^\circ, 32^\circ]$ 。(a) $\text{SIR} = -1\text{dB}$; (b) $\text{SIR} = -15\text{dB}$ 。

2.5 实验研究

本小节通过一次海试数据的处理和分析,来验证本文提出的 EAAIS 干扰抑制方法在实际水下目标空间功率谱估计中的应用效果。

2.5.1 实验介绍

2005 年 6 月,中国科学院声学研究所声场声信息国家重点实验室在青岛海

域进行了一次海底水平阵声学测量实验。实验海区水深约 30m，水中声速剖面如图 2.14 所示，在深度 3m~9m 之间存在一个温跃层，为典型的夏季浅海水文条件。海底水平接收阵及其各个阵元的位置分布如图 2.15 所示，有效阵元数 43 个，阵元间距为 1.5m 左右。接收处海底为泥沙底质，配合实验的目标为一艘小型水面船只。

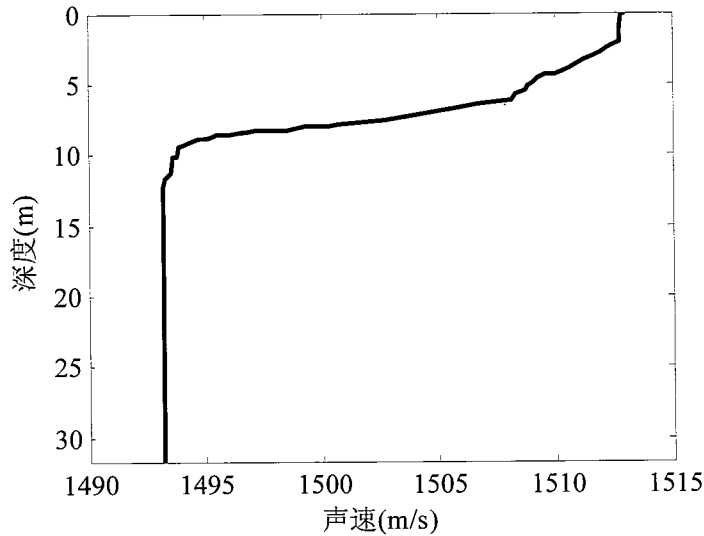


图 2.14 实验期间水中声速垂直剖面。

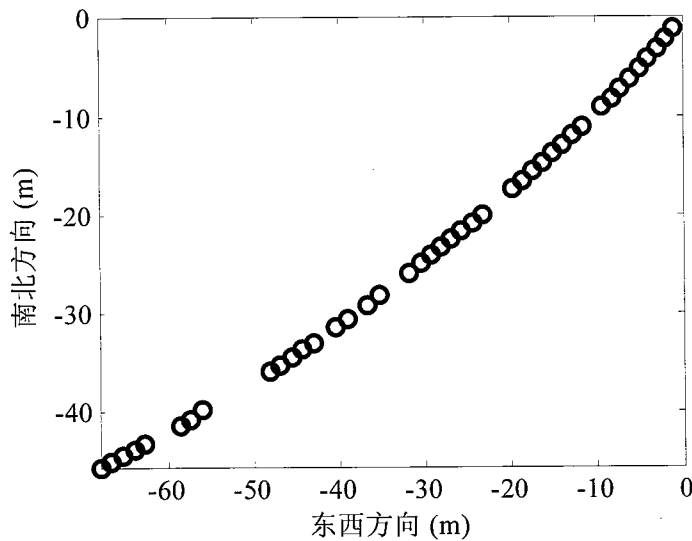


图 2.15 水下接收阵位置分布。

数据处理的频率范围为 200 Hz~300Hz，共 104 个频点，采样频率为 4000Hz，为了确保特征分解后信号子空间的维数尽量准确，且实时性较好，设置频域采样次数即频域快拍为 6，FFT 点数为 4096，则一次处理的数据长度约为 $6 \times 4096 / 4000 \approx 6.14s$ ，对于数据长度约为 40min 的接收数据，总的帧数约

为 400；接收点声速为 1493.0m/s，360 度全方位搜索的角度间隔为 1° ，方位角的正北方向为 0° 。

未经干扰抑制的CBF空间谱估计结果如图 2.16 所示。起始时刻出现的较强信号为目标信号，如图中黑色箭头所示，其它方向上的信源都为干扰。可以看到，起始时刻目标距离接收阵较近，能量较强，且周围没有强干扰，但旁瓣较高；随后，在 $250^\circ \sim 300^\circ$ 方位出现了一个能量大于目标信号的强干扰，影响了目标信号方位的准确估计。当目标远离接收阵时，接收到的目标信号的能量较小，且受到了 $250^\circ \sim 360^\circ$ 方位的两个能量较大的干扰的严重影响。由图 2.15 可知，阵列流形近似于直线阵，因此，图 2.16 的空间谱中， 50° 和 230° 左右的位置呈现出了两个明显的镜像信源现象。

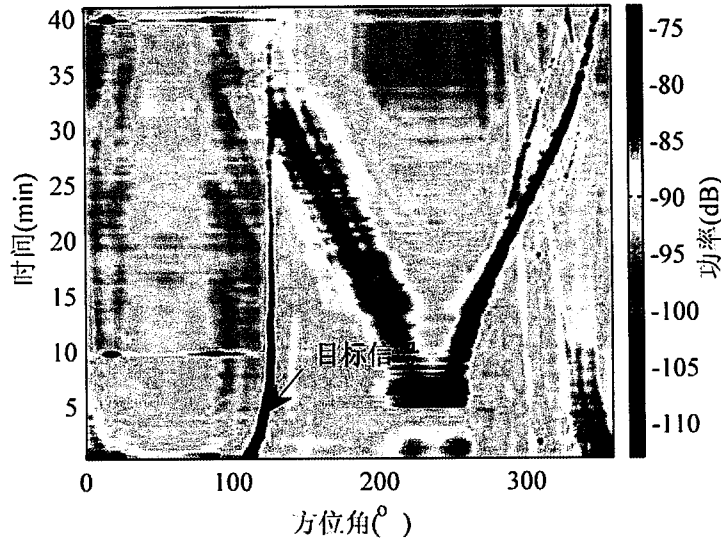


图 2.16 未经干扰抑制的 CBF 空间功率谱。阵元数 $M=43$ ，频域快拍数 $K=6$ ，宽带处理频段 $\omega \in [200\text{Hz}, 300\text{Hz}]$ ，频点数 $L=104$ ，声速 $c_0=1493\text{m/s}$ 。

2.5.2 实验结果

EAAIS方法干扰抑制过程中，第一帧（第一次处理）的目标方位范围 $\Phi_T(1)$ 由第一个时间点的预测值或先验信息给出，为 $\Phi_T(1)=[108^\circ, 112^\circ]$ ；后续每一帧的目标信号方位范围 $\Phi_T(t)$ 由前一帧EAAIS-CBF方位估计结果 $\hat{\phi}_{0_ECBF}(t-1)$ 得到，即 $\Phi_T(t)=[(\hat{\phi}_{0_ECBF}(t-1)-\Delta\phi), (\hat{\phi}_{0_ECBF}(t-1)+\Delta\phi)]$ ，自适应地跟踪目标和抑制干扰；其中， $\Delta\phi=2^\circ$ 。然后利用式 (2.30)-(2.32)，(2.34)，(2.36)进行干扰抑制和目

标信号的方位估计。同样，对于ECA方法，假定目标方位 $\hat{\phi}_0(t)$ 为前一次EAAIS-CBF的估计结果，即 $\hat{\phi}_0(t) = \hat{\phi}_{0_ECBF}(t-1)$ ，其它条件与文献 [37]一致。对图 2.16 中分别利用EAAIS-CBF方法和ECA-CBF方法进行干扰抑制后的空间谱估计结果如图 2.17 所示，图中黑色虚线所示为GPS测量得到的目标信号方位。

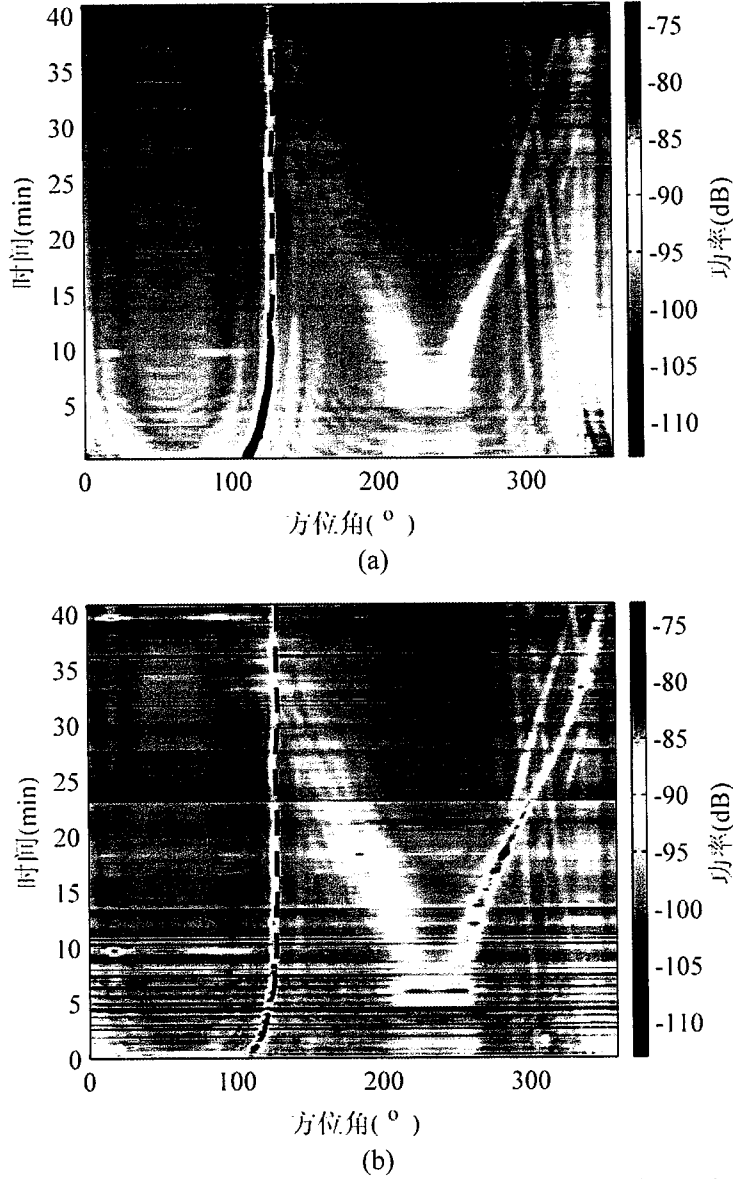


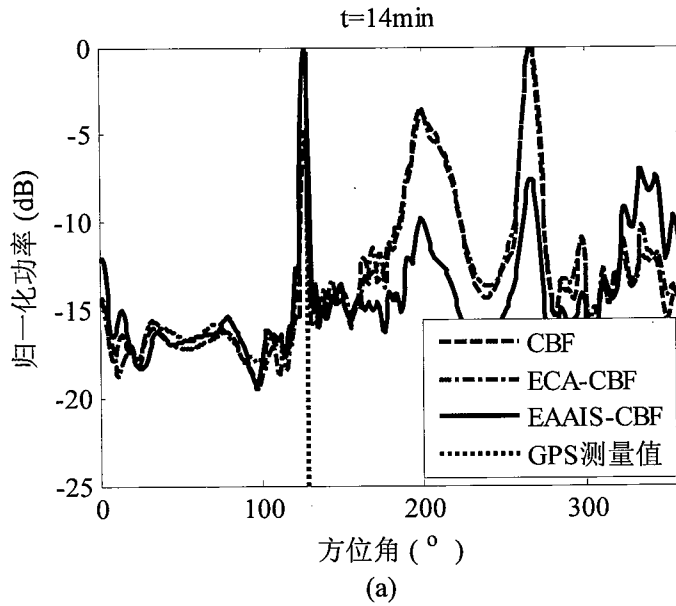
图 2.17 (a) EAAIS-CBF 方法的空间谱；(b) ECA-CBF 方法的空间谱。黑色虚线所示为 GPS 测量得到的目标信号方位。阵元数 $M=43$ ，频域快拍数 $K=6$ ，宽带处理频段 $\omega \in [200\text{Hz}, 300\text{Hz}]$ ，频点数 $L=104$ ，声速 $c_0=1493\text{m/s}$ 。

从图 2.16 可以看到，随着目标的远离以及强干扰的出现，CBF方法无法得到可靠的目标方位。对比图 2.17(a)和图 2.17(b)，可以看到，在近距离目标信号较强的起始时间段，ECA方法由于对目标方位变化的宽容性较差，没有给出连续可靠的目标方位；当出现较强的干扰时，ECA方法只能抑制部分干扰，而且旁

瓣较高。EAAIS干扰抑制方法可以适应目标方位的变化,使得其准确地跟踪了起始时间段方位变化的目标信号,同时对较高的旁瓣进行了有效抑制,提高了输出信噪比;随着目标信号强度的减弱以及较强干扰的出现,EAAIS方法自适应地抑制了目标方位范围外的干扰,降低了旁瓣,且对目标进行了准确跟踪。当多个强干扰出现时,如图 2.16 中 25min 左右 280° 方位上的第二个较强干扰,CBF方法已经难以分辨目标信号。EAAIS方法仍然有效地抑制了两个干扰,目标信号的方位估计值与GPS测量值符合较好;而ECA方法对干扰抑制的效果不稳定。

图 2.18 给出了CBF, EAAIS-CBF和ECA-CBF三种方法不同时间的归一化空间方位谱结果:具有较强干扰的第 14min,如图 2.18(a)所示;干扰较多且强度不同的第 28min,如图 2.18(b)所示。可以更清晰直观地看到,EAAIS-CBF方法具有更高的输出信干比和信噪比增益。

对比图 2.16 和图 2.17 干扰抑制前后目标信号的功率,可以看到,干扰抑制后目标信号的功率稍低一些,主要是因为目标信号与干扰不完全正交,非干扰子空间与非目标信号子空间之间有能量泄漏,从而在抑制干扰的同时,目标信号的能量也被减少了一些,但这并不影响对目标方位的有效估计。图 2.17 和图 2.18 两种不同方式的实验处理结果表明,EAAIS干扰抑制方法在多个强干扰的实际水声环境中,可以稳定、自适应地抑制干扰,提高目标信号的信干比和信噪比,为获得可靠的目标方位估计和提高后续跟踪定位性能提供了一种有效的技术途径。



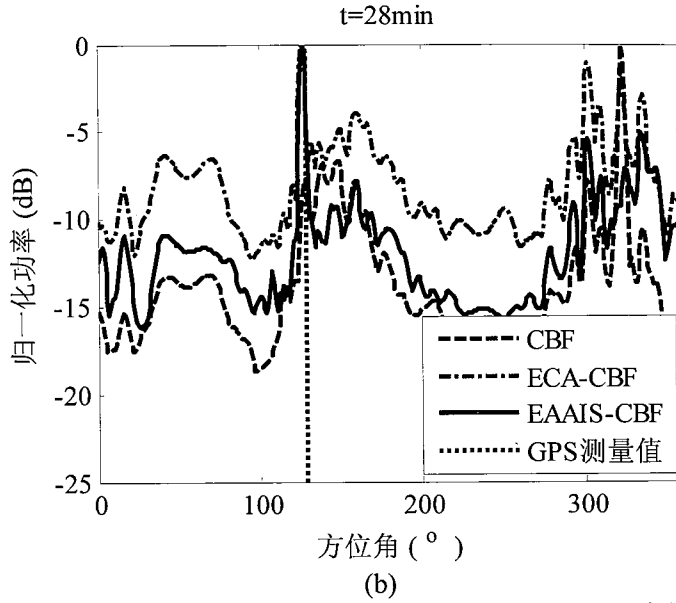


图 2.18 CBF, ECA-CBF, EAAIS-CBF 三种方法不同时间的归一化空间谱; (a) 具有较强干扰的第 14min; (b) 干扰较多且强度不同的第 28min。阵元数 $M=43$, 频域快拍数 $K=6$, 宽带处理频段 $\omega \in [200\text{Hz}, 300\text{Hz}]$, 频点数 $L=104$, 声速 $c_0=1493\text{m/s}$ 。

2.6 小结

本章在充分学习研究已有子空间类方法基础上, 提出了一种基于特征分析的自适应干扰抑制 (EAAIS) 方法, 并将其应用于方位估计中, 进行了仿真分析和实验研究。EAAIS 方法首先预判目标信号的方向为一个范围, 或者对感兴趣的目标方向范围, 通过对接收数据 CSDM 的特征分析, 判断并去除由非目标信号 (目标方向范围之外的信号) 主导的特征向量, 即非目标信号子空间, 从而可以自适应地抑制干扰, 提高输出信干比和处理增益。EAAIS 方法需要的先验信息较少, 不要预估信源个数和干扰位置, 具有可靠的判决门限。数值仿真和海试数据处理分析表明, 相比于现有文献中提出的干扰抑制方法, EAAIS 方法具有更稳健、可靠的干扰抑制能力和更宽的应用范围。

由于实际应用中, 目标信号与干扰不完全正交, EAAIS 方法干扰抑制后可能会存在目标信号能量的损失, 当能量损失较大时, 是否会对后续应用产生影响, 需要进一步理论和实验研究。

第三章 干扰抑制方法在匹配场定位中的应用研究

本章首先介绍了基于声压域的常规匹配场定位和自适应匹配场定位方法；其次介绍了 EAAIS 方法与常用的匹配定位方法相结合在多个强干扰环境下的匹配定位原理，并仿真分析了其性能。

3.1 常用匹配场定位方法

声场匹配定位，也称匹配场定位，即利用匹配场处理方法对目标声源进行定位。在第二章所介绍的基阵信号处理模型都只考虑了自由均匀空间中的空域信号处理，即平面波波束形成，其本质是利用匹配滤波原理进行远场或近场测向。而当信号在波导中传播时，需要考虑传播介质的传播规律，从而将低维平面波波束形成推广为基于三维传播特性的匹配场处理（Matched-Field Processing, MFP）。波束形成中的方位估计对应匹配场处理中的匹配场定位。其基本原理如图 3.1 所示。基阵从真实的海洋环境中通过空间和时间采样得到接收信号，形成接收数据的 CSDM；另一方面，利用已知或校准得到的基阵位置和海洋环境信息（海底参数，声速剖面等），选择合适的声场模型，假设声源在某一位置 $[r, z]$ ，计算理论接收数据，称为拷贝向量（场），如式 (3.4) 所示；然后将拷贝向量与实际测量得到的接收数据利用某种匹配算法进行匹配相关，得到搜索范围内不同位置不同相关系数的模糊度图，如式 (3.1) 所示；模糊度表面最大值所对应位置即为声源位置。

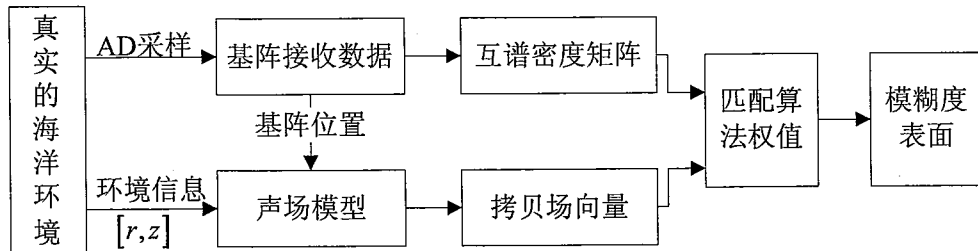


图 3.1 匹配场定位基本原理

利用式 (2.27) 接收数据的 CSDM $R_x(\omega_l, t)$ ，第 l 帧宽带非相干匹配场定位的距离 (r) 深度 (z) 模糊度函数为：

$$P(r, z, t) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{W}^H(\omega_l, r, z) \mathbf{R}_x(\omega_l, t) \mathbf{W}(\omega_l, r, z), \quad (3.1)$$

其中, $\mathbf{W}(\omega_l, r, z)$ 为匹配场定位方法的权值, 一般由拷贝场向量获得。被动声源定位中, 声源距离 $\hat{r}(t)$ 和深度 $\hat{z}(t)$ 的估计值通过搜索式 (3.1) 最大值来获得, 即:

$$[\hat{r}(t), \hat{z}(t)] = \arg \max_{r, z} P(r, z, t). \quad (3.2)$$

暂且忽略背景噪声, 对单位强度的点声源, 由简正波模型所表示的第 m 个阵元的接收声压为:

$$p_m(\omega_l, r, z) = \sum_n A_n(\omega_l, r, z, z_m) e^{j[k_n(\omega_l) r + \frac{\pi}{4}]}, \quad m = 1, 2, \dots, M. \quad (3.3)$$

其中, $A_n(\omega_l, r, z, z_m)$ 和 $k_n(\omega_l)$ 为第 n 号简正波的幅度和水平波数; z_m 表示垂直阵第 m 个阵元的深度。则 M 个阵元组成的整个阵列的接收数据即拷贝场向量为:

$$\mathbf{P}(\omega_l, r, z) = [p_1(\omega_l, r, z) \quad \dots \quad p_m(\omega_l, r, z) \quad \dots \quad p_M(\omega_l, r, z)]^T. \quad (3.4)$$

根据常用阵型的不同, 可分为垂直阵匹配定位和水平阵匹配定位。根据匹配的物理量不同, 可以分为声压匹配定位和声场距离频率干涉结构即声强度匹配定位。与波束形成类似, 根据匹配处理过程中权值是否与接收数据有关, 也可以分为常规匹配场定位 (Conventional MFP, CMFP) 和自适应匹配场定位 (Adaptive MFP, AMFP)。本章主要研究水平阵的常规和自适应匹配场定位方法。

3.1.1 常规匹配场定位方法

常规匹配场定位 (CMFP) 也称为 Bartlett 线性匹配场定位, 其权值通过拷贝场向量直接归一化得到:

$$\mathbf{W}_c(\omega_l, r, z) = \frac{\mathbf{V}(\omega_l, r, z)}{\|\mathbf{V}(\omega_l, r, z)\|^2}. \quad (3.5)$$

其中, $\mathbf{V}(\omega_l, r, z)$ 为拷贝场向量, 通过理想声压的归一化获得:

$$\mathbf{V}(\omega_l, r, z) = \frac{\mathbf{P}(\omega_l, r, z)}{\sqrt{\|\mathbf{P}(\omega_l, r, z)\|^2 / M}}. \quad (3.6)$$

将 (3.5) 代入式 (3.1), 即得到 CMFP 定位方法的模糊度表面:

$$P_c(r, z, t) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{W}_c^H(\omega_l, r, z) \mathbf{R}_x(\omega_l, t) \mathbf{W}_c(\omega_l, r, z). \quad (3.7)$$

式 (3.7)最大值所对应的距离和深度即为CMFP方法的定位结果，即：

$$[\hat{r}_c(t), \hat{z}_c(t)] = \arg \max_{r, z} P_c(r, z, t). \quad (3.8)$$

单个信源非相干噪声情况下，完全匹配时CMFP处理的输出阵增益^[40]为 $10\log M$ 。

CMFP 定位方法的权值与阵列接收数据无关，即对输入信噪比，环境参数等信息的敏感性较弱，稳健性较好。但多信源情况下，其线性处理引起的较高旁瓣，使得弱目标信号很容易被掩盖，与平面波方位估计中的 CBF 方法类似，分辨率较低。

3.1.2 自适应匹配场定位方法

自适应匹配场（AMFP）定位方法将自适应阵列信号处理分辨率高，旁瓣低的优点应用到匹配场处理中。常用的如对角加载的MVDR^[14]（DL-MVDR）匹配定位方法，其权向量为：

$$W_A(\omega_l, r, z) = \frac{(R_x(\omega_l, t) + \sigma_d^2 I)^{-1} V(\omega_l, r, z)}{V^H(\omega_l, r, z)(R_x(\omega_l, t) + \sigma_d^2 I)^{-1} V(\omega_l, r, z)}, \quad (3.9)$$

其中， σ_d^2 为对角加载量，选取与白噪声的功率有关，无穷小和无穷大分别对应 MVDR方法和CMFP方法的权值。同样，将式 (3.9)代入式 (3.1)得到DL-MVDR匹配定位的模糊度表面：

$$P_A(r, z, t) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L W_A^H(\omega_l, r, z) R_x(\omega_l, t) W_A(\omega_l, r, z). \quad (3.10)$$

式 (3.10)最大值所对应的距离和深度即为DL-MVDR方法的定位结果，即：

$$[\hat{r}_A(t), \hat{z}_A(t)] = \arg \max_{r, z} P_A(r, z, t). \quad (3.11)$$

单个信源均匀非相干噪声场时，MVDR 方法与 CMFP 方法具有相同的阵增益。当各阵元上的非相干噪声不均匀时，MVDR 方法使得每个阵元的加权自适应变化，从而具有较高的处理增益。DL-MVDR 由于增加了背景白噪声约束，其处理增益较低一些，但是具有较好的稳健性。

3.2 EAAIS方法在常用匹配定位中的应用

考虑理想情况下（信源非相干，完全采样，互不相干的高斯白噪声），接收数据的 CSDM 可以写成：

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_x(\omega_l, t) = & \delta_0^2 \mathbf{V}(\omega_l, r_0, z_0) \mathbf{V}^H(\omega_l, r_0, z_0) \\ & + \sum_{d=1}^{D-1} \delta_d^2 \mathbf{V}(\omega_l, r_d, z_d) \mathbf{V}^H(\omega_l, r_d, z_d) + \delta_n^2 \mathbf{I}, \end{aligned} \quad (3.12)$$

其中， δ_0^2 表示接收阵上目标信号的平均能量， $\mathbf{V}(\omega_l, r_0, z_0)$ 表示目标信号的空间位置向量（与阵列流形向量类似），由拷贝场向量 $\mathbf{V}(\omega_l, r, z)$ 获得；下标为 d 的变量表示干扰源对应的平均能量和空间位置向量； δ_n^2 为均匀独立非相干噪声的平均能量。可以看到，当干扰能量较强时，式 (3.12) 所示的 CSDM 由干扰源主导，匹配场定位模糊度表面式 (3.1) 最大值所对应的位置即为干扰的位置，从而目标信号的位置被掩盖而无法获得。

因此，针对实际被动声纳系统中，多个强干扰使得常用匹配定位方法无法获得可靠的目标定位结果问题，考虑将有效的水声干扰抑制方法作为预处理，提高信干比和信噪比，提高定位精度。如果干扰源与合作目标不在同一方位上，我们可以在匹配定位之前，首先利用 EAAIS 方法对不同于目标方位上的干扰源进行抑制，提高目标信号的信噪比和信干比，然后进行匹配定位，得到合作目标较为准确的位置，即将 EAAIS 方法与匹配定位方法相结合，提高目标定位的精度。其基本原理如图 3.2 所示。

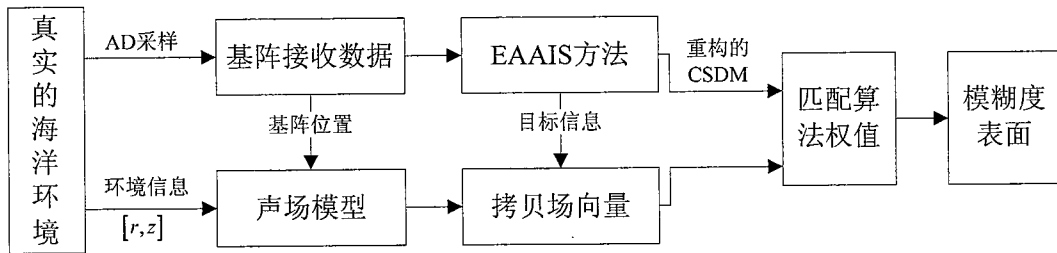


图 3.2 EAAIS 方法在声场匹配定位中的应用原理图。

EAAIS 方法干扰抑制后，由式 (2.32) 可以获得具有较高信干比和信噪比的重构 CSDM $\bar{\mathbf{R}}_x(\omega_l, t)$ ，从而式 (3.1) 匹配场定位模糊度函数中与 CSDM 有关的参数需要重新修正。

3.2.1 基于EAAIS方法的匹配场定位原理

对CMFP方法, 由于其权值式 (3.5) 与CSDM无关, 经EAAIS方法干扰抑制后, EAAIS-CMFP方法声场匹配定位的模糊度表面 $\bar{P}_C(r, z, t)$ 为:

$$\bar{P}_C(r, z, t) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{W}_C^H(\omega_l, r, z) \bar{\mathbf{R}}_x(\omega_l, t) \mathbf{W}_C(\omega_l, r, z), \quad (3.13)$$

其中, $\bar{\mathbf{R}}_x(\omega_l, t)$ 由式 (2.32) 获得, 权值 $\mathbf{W}_C(\omega_l, r, z)$ 依然由式 (3.5) 获得。则EAAIS-CMFP定位方法的距离和深度估计结果为:

$$[\hat{r}_{EC}(t), \hat{z}_{EC}(t)] = \arg \max_{r, z} \bar{P}_C(r, z, t). \quad (3.14)$$

对 DL-MVDR 匹配定位方法, 其权值与互谱密度有关, 从而经 EAAIS 方法干扰抑制后, EAAIS 方法和 DL-MVDR 方法相结合的声场匹配定位的模糊度表面 $\bar{P}_M(r, z, t)$ 为:

$$\bar{P}_A(r, z, t) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \bar{\mathbf{W}}_A^H(\omega_l, r, z) \bar{\mathbf{R}}_x(\omega_l, t) \bar{\mathbf{W}}_A(\omega_l, r, z), \quad (3.15)$$

其中, $\bar{\mathbf{W}}_A(\omega_l, r, z)$ 为EAAIS方法修正后DL-MVDR匹配定位方法的权值, 即式 (3.9) 变为:

$$\bar{\mathbf{W}}_A(\omega_l, r, z) = \frac{(\bar{\mathbf{R}}_x(\omega_l, t) + \bar{\sigma}_d^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{V}(\omega_l, r, z)}{\mathbf{V}^H(\omega_l, r, z) (\bar{\mathbf{R}}_x(\omega_l, t) + \bar{\sigma}_d^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{V}(\omega_l, r, z)}. \quad (3.16)$$

其中, $\bar{\sigma}_d^2$ 表示干扰抑制后的对角加载量。由于对角加载量与白噪声的能量有关, 而EAAIS干扰抑制后, 噪声也会被部分抑制, 从而EAAIS方法前后 (式 (3.9) 和式 (3.16)) 的对角加载量不同。结合EAAIS方法的DL-MVDR定位方法的距离和深度估计结果为:

$$[\hat{r}_{EA}(t), \hat{z}_{EA}(t)] = \arg \max_{r, z} \bar{P}_A(r, z, t). \quad (3.17)$$

干扰抑制后, 接收数据的CSDM中, 干扰的能量明显减少, 式 (3.12) 变为:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{R}}_x(\omega_l, t) &= \bar{\delta}_0^2 \mathbf{V}(\omega_l, r_0, z_0) \mathbf{V}^H(\omega_l, r_0, z_0) \\ &\quad + \sum_{d=1}^{D-1} \bar{\delta}_d^2 \mathbf{V}(\omega_l, r_d, z_d) \mathbf{V}^H(\omega_l, r_d, z_d) + \bar{\delta}_n^2 \mathbf{I}, \end{aligned} \quad (3.18)$$

其中, $\bar{\delta}_0^2$, $\bar{\delta}_d^2$ 和 $\bar{\delta}_n^2$ 分别表示干扰抑制后目标信号, 干扰和噪声的平均能量。

根据第二章EAAIS方法的讨论, 干扰抑制后有:

$$\begin{aligned}\bar{\delta}_0^2 &\gg \bar{\delta}_d^2, \\ \bar{\delta}_0^2 &\gg \bar{\delta}_n^2.\end{aligned}\quad (3.19)$$

从而, 式 (3.13)或式 (3.15)最大值所对应的位置为目标信号的位置。而实际应用中, 由于多个信源具有一定的相关性, 干扰抑制后虽然不能保证每次目标信号能量远大于干扰和噪声, 但是会使得信干比大于零, 即目标信号的能量大于干扰, 从而提高了最终定位的精度。

基于EAAIS方法的CMFP定位方法的流程如图 3.3 所示。首先对测量的接收数据利用EAAIS方法进行干扰抑制, 得到具有更高信噪比和信干比的目标信号的CSDM (式 (2.32)); 其次计算拷贝场向量, 构造CMFP的权值 (式 (3.5)); 然后进行匹配场处理获得干扰抑制后EAAIS-CMFP定位的模糊度表面 (式 (3.13)), 最大值所对应的距离和深度即为定位结果 (式 (3.14))。

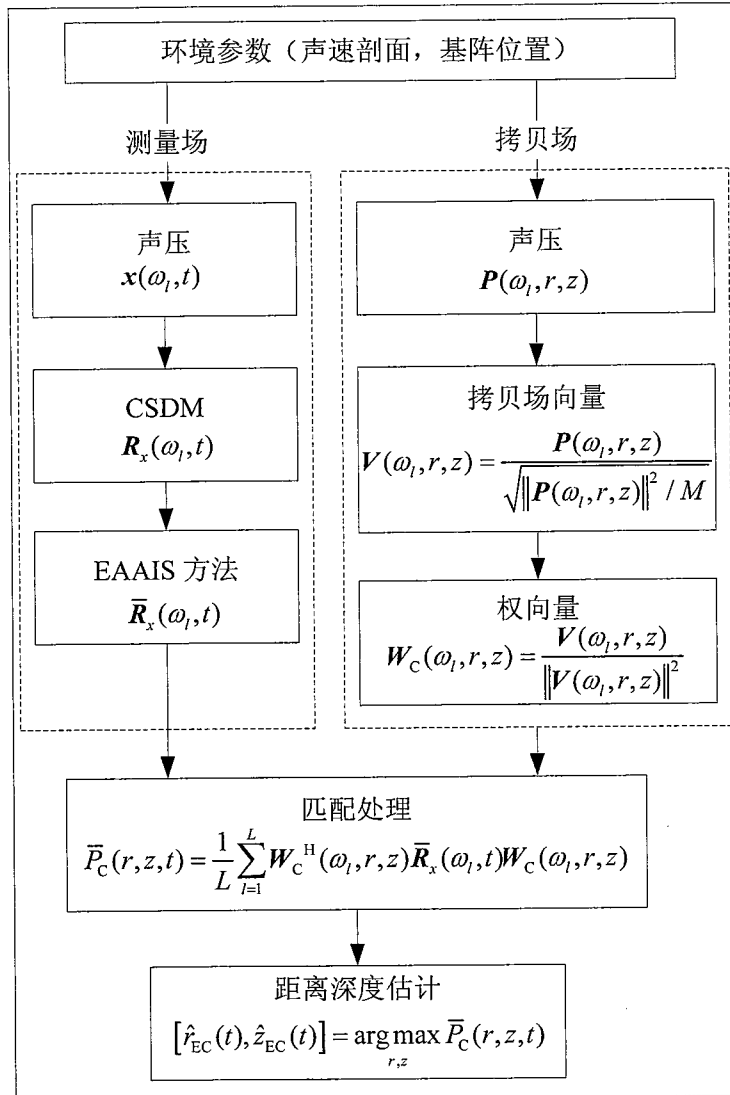


图 3.3 基于 EAAIS 方法的 CMFP 定位流程图。

3.2.2 性能仿真分析

本节通过一次仿真来分析EAAIS干扰抑制方法与常用的CMFP定位方法相结合的EAAIS-CMFP定位方法在多个强干扰情况下匹配定位的有效性。仿真针对典型浅海负梯度声速剖面环境，采用水平不变海底模型，如图 3.4 所示，海深为 170m。接收阵为放置于海底的 48 阵元水平阵，阵元间距为 5m。假设实验环境中三个点声源，其中一个为目标声源，其它都为干扰。图 3.5 所示为三个信源在工作时间段内（约 25min 时长）的方向、距离和深度的变化。实线代表目标信号，位于 120° 方向，其它都表示干扰信号，分别在较近的 125° 和较远的 150° 方向上。仿真过程中，假设整个时间段内目标信号的信噪比为 -5dB ，两个干扰的信干比相同，都为 -15dB 。处理频段为 $50\text{Hz} \sim 150\text{Hz}$ ，共 101 个频点，频域处理快拍数 $K=58$ 。

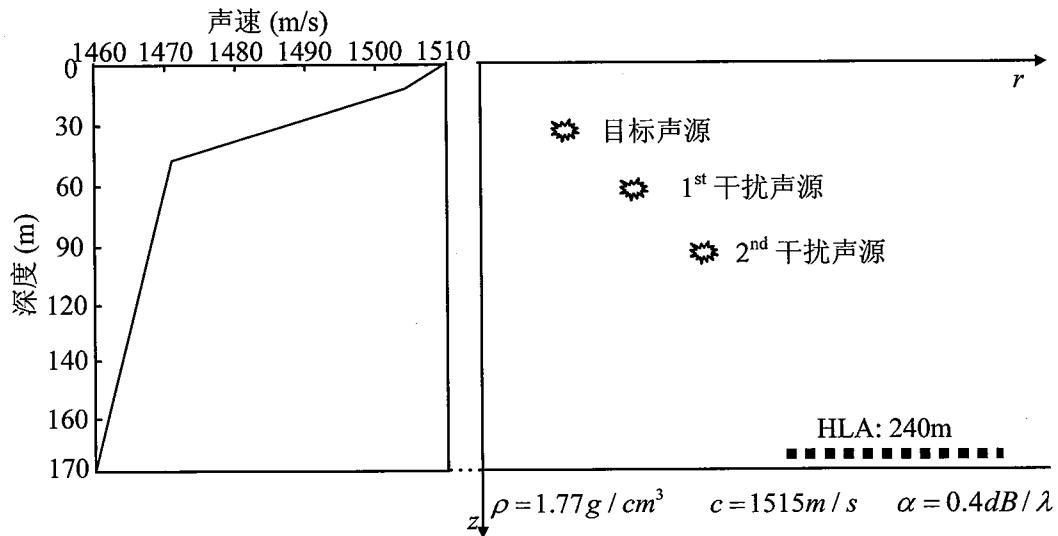


图 3.4 浅海环境参数模型。

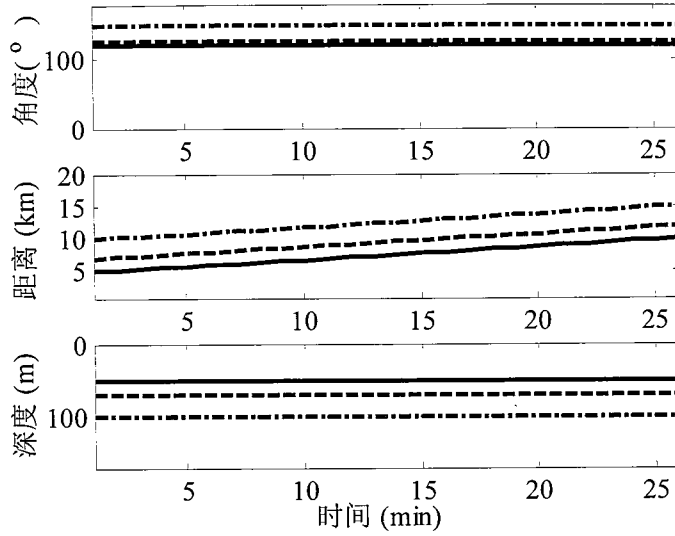


图 3.5 多个声源的方向, 距离和深度随时间的变化。实线表示目标信号, 虚线表示第一个干扰信号, 点化线表示第二个干扰信号。

CBF方法和EAAIS-CBF方法的方向估计结果如图 3.6 所示。干扰抑制时, EAAIS方法选择目标信号可能的方向范围 $\Phi_T = [118^\circ, 122^\circ]$ 。可以看到, CBF方法估计结果中, 目标信号被完全掩盖在邻近强干扰的旁瓣中而无法准确获得。而干扰抑制后, EAAIS-CBF方法有效抑制了两个干扰并获得了目标信号的方位, 同时提高了处理增益。

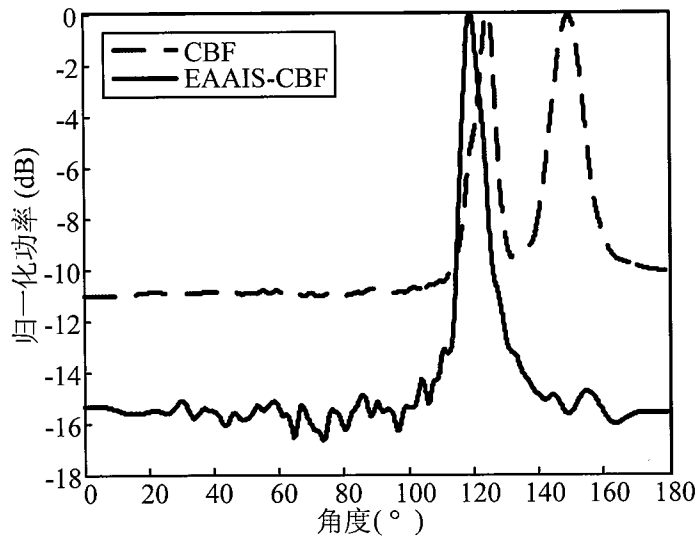


图 3.6 CBF 方法和 EAAIS-CBF 方法归一化的空间谱。SNR=-5dB, $SIR_1=SIR_2=-15dB$ 。

CMFP方法和EAAIS-CMFP方法定位的归一化模糊度表面如图 3.7 所示。对比可以看到, 干扰抑制前, 由于信干比较低, 目标信号被完全掩盖在干扰中, 如图 3.7(a)所示, CMFP方法无法获得有效的目标位置。而经过EAAIS方法干扰抑

制之后，旁瓣明显降低，且获得了可靠的目标位置。因此，EAAIS方法可以有效抑制干扰，提高信噪比和信干比，使得CMFP方法的定位精度更高。

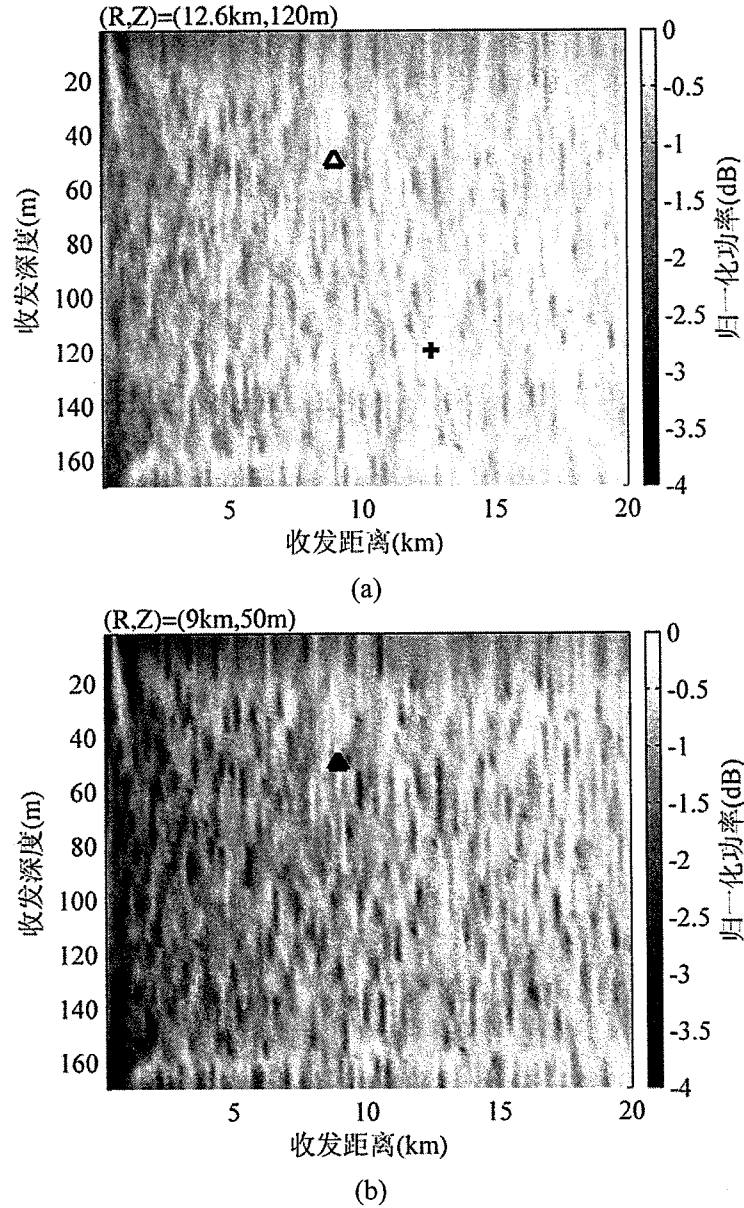


图 3.7 干扰抑制前后 CMFP 定位的模糊度图。(a) CMFP 方法定位的模糊度图；(b) EAAIS-CMFP 方法定位的模糊度图。三角符号表示目标真实位置，加号表示测量得到的位置。

CMFP (式 (3.1)) 方法和EAAIS-CMFP (式 (3.13)) 方法在整个时间段内的定位结果如图 3.8 所示。采用Kraken模型^[107]计算拷贝场，水平接收阵位于海底，根据EAAIS-CBF方法估计的方位设置声源的角度为 120° ，距离搜索范围为 1km ~ 20km，深度搜索范围为 2m ~ 170m，搜索步长为 $0.2\text{km} \times 2\text{m}$ (距离 $\times$ 深度)。对比干扰抑制前后的匹配定位结果，可以看到，CMFP定位方法由于多个强干扰的存在，整个时间段内都无法获得目标信号准确的位置信息。经EAAIS方法干扰抑

制后, 提高了目标信号的信噪比和信干比 (图 3. 6), 使得EAAIS-CMFP方法具有较高的定位精度, 可以获得有效的目标运动轨迹。

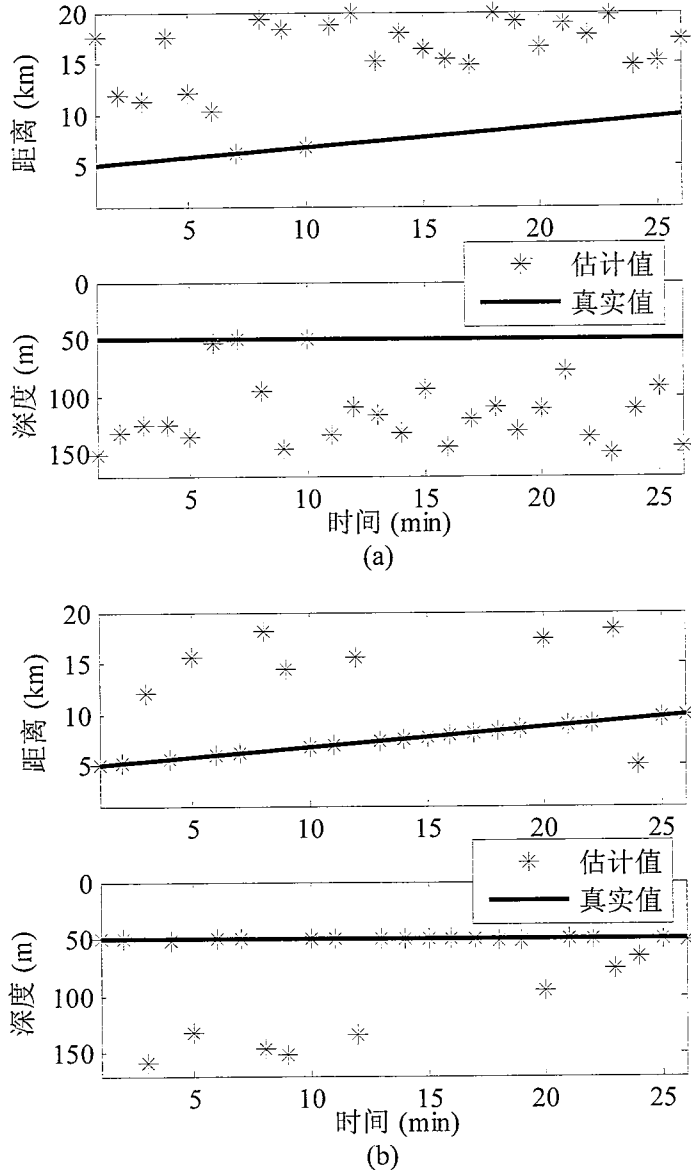


图 3. 8 CMFP 方法和 EAAIS-CMFP 方法的定位结果。(a) CMFP 方法的定位结果; (b) EAAIS-CMFP 方法的定位结果。

以上的仿真分析表明, EAAIS 方法作为常规匹配场定位方法的预处理, 其重构后的 $\text{CSDM} \bar{\mathbf{R}}_x(\omega_l, t)$ 具有较高的信干比和信噪比, 从而极大地改善了多信源强干扰环境下目标信号的定位精度, 实现了较好的目标跟踪效果。

3.3 小结

本章分别介绍了干扰抑制前后基于声压域的声场匹配定位方法, 并对其进行

了理论和仿真分析。常用的基于声压（幅度和相位）的匹配定位方法如 CMFP, DL-MVDR 方法, CMFP 方法对环境失配的宽容性好, 但旁瓣较高, 不适合弱目标信号定位; DL-MVDR 方法分辨率高, 旁瓣低, 对角加载量的大小决定了其旁瓣的高度和环境失配的敏感性, 低信噪比情况下退化为 CMFP 方法。

多个强干扰环境下, 常用的 CMFP 匹配定位方法无法给出可靠的目标位置, 将 EAAIS 方法作为预处理, 为后续匹配场处理提供了更为精确的互谱密度矩阵, 从而提高了定位精度。水平阵对声场垂直结构采样较少, 直接利用声压进行匹配定位的精度受信噪比影响较大。因此, 当信噪比较低时, 常规基于声压域的水平阵匹配定位方法的误差较大, 考虑利用水平阵波束形成后输出的声场干涉结构进行匹配测距。

第四章 干扰抑制方法在水平阵匹配测距中的应用研究

常规的基于声压的幅度和相位匹配定位方法，当目标信噪比或信干比较低时，目标信号声压的幅度相位信息会被干扰和噪声掩盖而无法获得准确的定位结果。尤其是对于水平阵，位于波导中某一深度，对声场的垂直结构采样较少，利用常规声压（幅度和相位）匹配定位方法很难实现较好的弱目标信号定位结果。因此，对于水平阵，可以利用波束形成后不同声源所特有的、具有较高信噪比的声场距离-频率干涉结构即声强进行匹配测距。

本章首先介绍了一种基于声场干涉结构的水平阵匹配定位方法，并进行了理论和实验研究；其次针对多个强干扰环境下，介绍了 EAAIS 方法与声场干涉结构相结合的基于 EAAIS 方法的水平阵匹配测距原理；最后进行了实验研究分析。

4.1 基于声场干涉结构的水平阵匹配测距方法

依据简正波理论^[104]，海洋波导中声波以简正波叠加的形式传播，不同号简正波将发生干涉，使得声场具有稳定的频率-空间干涉结构，表现为声强距离-频率图上明暗相间的干涉条纹，即声场干涉结构。本节首先简单介绍了声场干涉结构的特点，其次给出了利用水平阵声场干涉结构的匹配测距方法。

4.1.1 声场干涉结构理论

根据简正波模型，暂且忽略背景噪声，假设声源为单位强度的点声源，则海洋波导环境中水平阵第 m 个阵元的接收声压为：

$$p_m(\omega_l, r) = \sum_n A_n(\omega_l, r + r_m, z, z_0) e^{j[k_n(\omega_l)(r+r_m) + \frac{\pi}{4}]}, \quad m=1, 2, \dots, M. \quad (4.1)$$

其中， $A_n(\omega_l, r + r_m, z, z_0)$ 和 $k_n(\omega_l)$ 为第 n 号简正波的幅度和水平波数； r 表示声源与接收阵第一个阵元的距离； $r_m = (m-1)\Delta \sin \phi_d$ 为水平阵第 m 个阵元到第一个阵元的声程差； z 为水平阵的接收深度； z_0 为目标声源深度，且假设声源在同一深度随着距离运动。由式 (4.1) 可得第 m 个阵元的声强 $I_m(\omega_l, r) = |p_m(\omega_l, r)|^2$ 为：

$$I_m(\omega_l, r) = \sum_n A_n^2 + \sum_{n1} \sum_{n1 \neq n2} A_{n1} A_{n2}^* e^{j[k_{n1}(\omega_l) - k_{n2}(\omega_l)](r+r_m)}, \quad m=1,2,\dots,M. \quad (4.2)$$

方便起见, $A_n(\omega_l, r+r_m, z, z_0)$ 用缩写 A_n 代替。式 (4.2) 第二项表示各号简正波的相互干涉结构, 如图 4.1 所示的 Pekeris 波导中单个阵元的声强随距离-频率周期性变化的声场干涉结构。

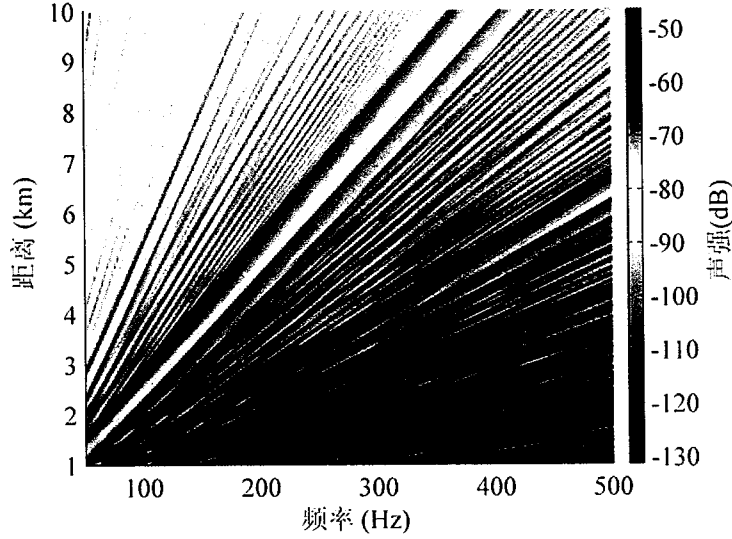


图 4.1 Pekeris 波导中单个阵元的声场干涉结构。海深 100m, 海水声速 1500m/s, 海底声速 1800m/s, 海底密度 1.8g/cm³, 声源深度 3m, 单个阵元接收深度 100m。距离为 1km ~ 10km, 间隔 20m; 频率为 50Hz ~ 500Hz, 间隔为 1Hz。

对于水平线阵, 根据平面波波束形成理论, 其 CBF 波束形成后的声强结构可以表示为:

$$B(\omega_l, r) = \left| \mathbf{w}^H(\omega_l, \phi_0(t)) \mathbf{P}(\omega_l, r) \right|^2 = \mathbf{w}^H(\omega_l, \phi_0(t)) \mathbf{R}(\omega_l, r) \mathbf{w}(\omega_l, \phi_0(t)), \quad (4.3)$$

其中 $\mathbf{w}(\omega_l, \phi_0(t)) = \frac{1}{M} [1 \quad \dots \quad e^{j\omega_l(m-1)\Delta \sin \phi_0(t)/c_0} \quad \dots \quad e^{j\omega_l(M-1)\Delta \sin \phi_0(t)/c_0}]^T$ 为 CBF 在目标

方向 $\phi_0(t)$ 上的权向量; 目标方向 $\phi_0(t)$ 可以预先已知或估计得到。

$\mathbf{P}(\omega_l, r) = [p_1(\omega_l, r) \quad \dots \quad p_m(\omega_l, r) \quad \dots \quad p_M(\omega_l, r)]^T$ 为整个阵列接收声压的向量表示, $\mathbf{R}(\omega_l, r) = \mathbf{P}(\omega_l, r) \mathbf{P}^H(\omega_l, r)$ 为 CSDM。Yang^[106] 已经证明整个水平阵列波束形成后的声场干涉结构与单个阵元的相同。

对于考虑背景噪声的 第二章式 (2.1) 平面波的基阵接收数据模型, 同样条件下, 与式 (2.1) 对应, 三维波导空间基于简正波声传播模型的水平阵第 m 个阵元的接收数据为:

$$x_m(\omega_l, k) = \sum_{d=0}^{D-1} s_d(\omega_l) H_m(\omega_l, r_d(k)) + n_m(\omega_l, k), \quad m=1, 2, \dots, M. \quad (4.4)$$

其中, $s_0(\omega_l)$ 和 $s_d(\omega_l), d=1, 2, \dots, D-1$ 分别表示目标信号和第 d 个干扰信号的谱; $H_m(\omega_l, r_d(k)), d=0, 1, 2, \dots, D-1$ 表示第 d 个声源与第 m 个阵元的水声信道传输函数。 $H_m(\omega_l, r_d(k))$ 利用简正波模型可以表示为:

$$H_m(\omega_l, r_d(k)) = \sum_n A_n(\omega_l, r_d(k) + r_m, z, z_d) e^{j[k_n(\omega_l)(r_d(k) + r_m) + \frac{\pi}{4}]}, \quad (4.5)$$

$$m=1, 2, \dots, M. \quad d=0, 1, 2, \dots, D-1.$$

其中, $A_n(\omega_l, r_d(k) + r_m, z, z_d)$ 和 $k_n(\omega_l)$ 为第 n 号简正波的幅度和水平波数; $r_d(k)$ 为第 d 个信源到接收阵第一个阵元的距离; $r_m = (m-1)\Delta \sin \phi_d$ 为水平阵第 m 个阵元到第一个阵元的声程差; z 为整个水平阵的布放深度; ϕ_d 和 z_d 分别为第 d 个声源的方向和深度。整个阵列的接收数据与互谱密度的表达与式 (2.27) 相同。

同样, 与式 (4.2) 对应, 假设所有声源 (目标和干扰) 之间互不相干, 第 t 帧第 m 个阵元的实际接收声强为:

$$\begin{aligned} IX_m(\omega_l, t) &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |x_m(\omega_l, k)|^2 \\ &= |s_0(\omega_l)|^2 |H_m(\omega_l, r_0(t))|^2 \\ &\quad + \sum_{d=1}^{D-1} |s_d(\omega_l)|^2 |H_m(\omega_l, r_d(t))|^2 + |n_m(\omega_l, t)|^2, \end{aligned} \quad (4.6)$$

$$m=1, 2, \dots, M.$$

其中 $|H_m(\omega_l, r_d(t))|^2 = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |H_m(\omega_l, r_d(k))|^2$, $|n_m(\omega_l, t)|^2 = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |n_m(\omega_l, k)|^2$ 。实际测量得到的声场干涉结构是时间-频率的函数, 不同时刻对应不同的距离。式 (4.6) 中三项分别表示目标信号、干扰以及噪声对声场干涉结构的影响。当干扰或噪声能量大于目标信号能量时, 目标信号的声场干涉结构可能会被完全掩盖 (图 4.2)。经 CBF 波束形成后, 阵列输出的声强结构为:

$$X(\omega_l, t) = \mathbf{w}^H(\omega_l, \phi_0(t)) \mathbf{R}_x(\omega_l, t) \mathbf{w}(\omega_l, \phi_0(t)), \quad t \in [t_{start}, t_{end}], \quad (4.7)$$

其中, $t \in [t_{start}, t_{end}]$ 表示目标存在的时间范围。相对于单个阵元的声场干涉结构 (式 (4.6)), 在准确已知目标信号方向 $\phi_0(t)$ 的前提下, 阵列波束形成后, 由于空间处理增益的作用, 目标声场干涉结构 (式 (4.7)) 的信噪比和信干比得到了显著的提高^[106], 如图 4.3(b) 所示。

4.1.2 基于声场干涉结构的匹配测距原理

与常规匹配场处理类似, 将式 (4.3) 作为拷贝场, 式 (4.7) 为实际接收场, 构造如下的匹配测距函数:

$$P(t, r) = \frac{\sum_{l=1}^L X(\omega_l, t) B(\omega_l, r)}{\sqrt{\sum_{l=1}^L |X(\omega_l, t)|^2 \sum_{l=1}^L |B(\omega_l, r)|^2}}, \quad t \in [t_{start}, t_{end}], r \in [r_{min}, r_{max}], \quad (4.8)$$

其中 $r \in [r_{min}, r_{max}]$ 表示距离搜索范围。 $P(t, r)$ 表示第 t 帧接收数据的声强频谱结构与距离为 r 处拷贝场声强频谱结构的相关系数, 与 Bunker^[46] 提出的 MFP 的检测因子的思想一致。式 (4.8) 的分母表示归一化。假设目标声源的频谱在一个有限的窄带频率内变化较小, 即 $s_0(\omega_l) \approx s_0$ $l=1, 2, \dots, L$ 。当信噪比和信干比较高时可以忽略干扰和噪声对目标信源的影响, 即式 (4.6) 单个阵元的声强变为:

$$IX_m(\omega_l, t) \approx |s_0|^2 |H_m(\omega_l, r_0(t))|^2, \quad m=1, 2, \dots, M. \quad (4.9)$$

同时, 当 $r = r_0(t)$ 时, 拷贝场单个阵元的接收声压式 (4.1) 等于目标信号的传输函数, 即:

$$\begin{aligned} p_m(\omega_l, r_0(t)) &= \sum_n A_n(\omega_l, r_0(t) + r_m, z_0) e^{j[k_n(\omega_l)(r_0(t) + r_m) + \frac{\pi}{4}]} \\ &= H_m(\omega_l, r_0(t)), \quad m=1, 2, \dots, M. \end{aligned} \quad (4.10)$$

则当第 t 帧对应的目标距离为 $r_0(t)$, 且 $r = r_0(t)$ 时, 可以很容易得到波束形成后接收数据的声强为:

$$X(\omega_l, t) \approx |s_0|^2 B(\omega_l, r_0(t)). \quad (4.11)$$

从而, 式 (4.8) 的相关系数在目标距离处 $r_0(t)$ 为:

$$P(t, r_0(t)) \approx \frac{\sum_{l=1}^L |s_0|^2 (B(\omega_l, r_0(t)))^2}{\sqrt{\sum_{l=1}^L |s_0|^2 |B(\omega_l, r_0(t))|^2 \sum_{l=1}^L |B(\omega_l, r_0(t))|^2}} = 1, \quad t \in [t_{start}, t_{end}], r \in [r_{min}, r_{max}]. \quad (4.12)$$

反之, $r \neq r_0(t)$ 时, $P(t, r_0(t)) < 1$ 。实际应用中, 信噪比和信干比不可能为无穷大, 因此, 每一帧相关系数的最大值所对应的距离即为目标声源的距离估计值, 即

$$\hat{r}(t) = \arg \max_r P(t, r), \quad t \in [t_{start}, t_{end}], r \in [r_{min}, r_{max}]. \quad (4.13)$$

4.1.3 实验研究及性能分析

本节通过一次海试数据的处理来分析基于声场干涉结构定位的有效性以及所面临的问题。所用实验数据与第二章中 2.5 实验研究相同。

实测数据单个阵元的时间-频率声场干涉结构（式 (4.6)）如图 4.2 所示。数据处理过程中，时间累积样本约为 6s，即式 (2.27) 中 $K=6$ ；频率带宽为 50Hz ~ 500Hz，间隔约为 1Hz。低频段 50Hz ~ 80Hz 由于只有 1 号简正波，所以不存在干涉条纹。观察 80Hz 之后的干涉结构可以看到，干涉条纹较为模糊且不同时间段差别较大，无法明确获得目标信号的声场干涉结构。主要是因为单个阵元无指向性而环境中又存在多个强干扰，所观察到的是所有干扰和目标信号混合的干涉条纹。

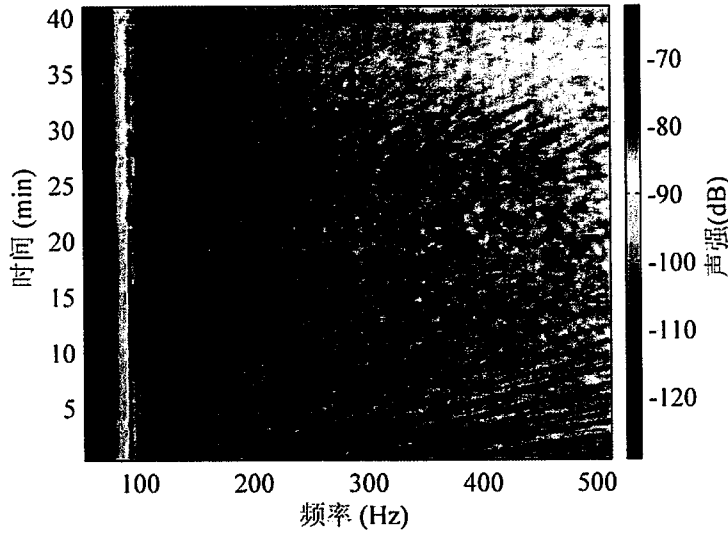


图 4.2 实验测量得到的强干扰环境下单个阵元的声场干涉结构图。时间累积样本约为 6s，频率间带宽 50Hz ~ 500Hz，间隔约为 1Hz。

利用不同的目标信号方位估计值，经 CBF 方法波束形成后水平阵列输出的声场干涉结构如图 4.3 所示。图 4.3(a) 和图 4.3(b) 所用的目标方位分别由 CBF 方法（式 (2.35)） $\hat{\phi}_{0_CBF}(t)$ 和先验信息得到 $\phi_0(t)$ 。考虑到 EAAIS-CBF 方法（式 (2.36)）估计得到的目标信号方位（如图 2.17(a) 所示）与 GPS 测量值符合很好，则令 $\phi_0(t) = \hat{\phi}_{0_ECBF}(t)$ 。对比图 4.2 单个阵元的声场干涉结构，可以看到，波束形成后声场干涉结构的背景更低，信噪比更高，条纹更清晰。但是对比图 4.3(a) 和图

4. 3(b)可以看到, 由于强干扰的存在, 式 (2.35)所估计得到的目标信号方位不准确, 从而导致干涉条纹不规则, 10min之后的声场的干涉结构都被强干扰所主导。而EAAIS-CBF方法在干扰抑制后, 可以提供较为准确的目标方位 (图 2.17(a)), 使得阵列输出的声场干涉结构更准确; 但随着目标声源远离接收阵列、信噪比降低且强干扰的出现, 干涉条纹开始变模糊 (30min之后)。因此, 目标信号方位估计的准确性影响水平阵列输出的声场干涉结构的准确性; 同时, 邻近方位上强干扰的旁瓣也会使得目标信号的声场干涉结构模糊。

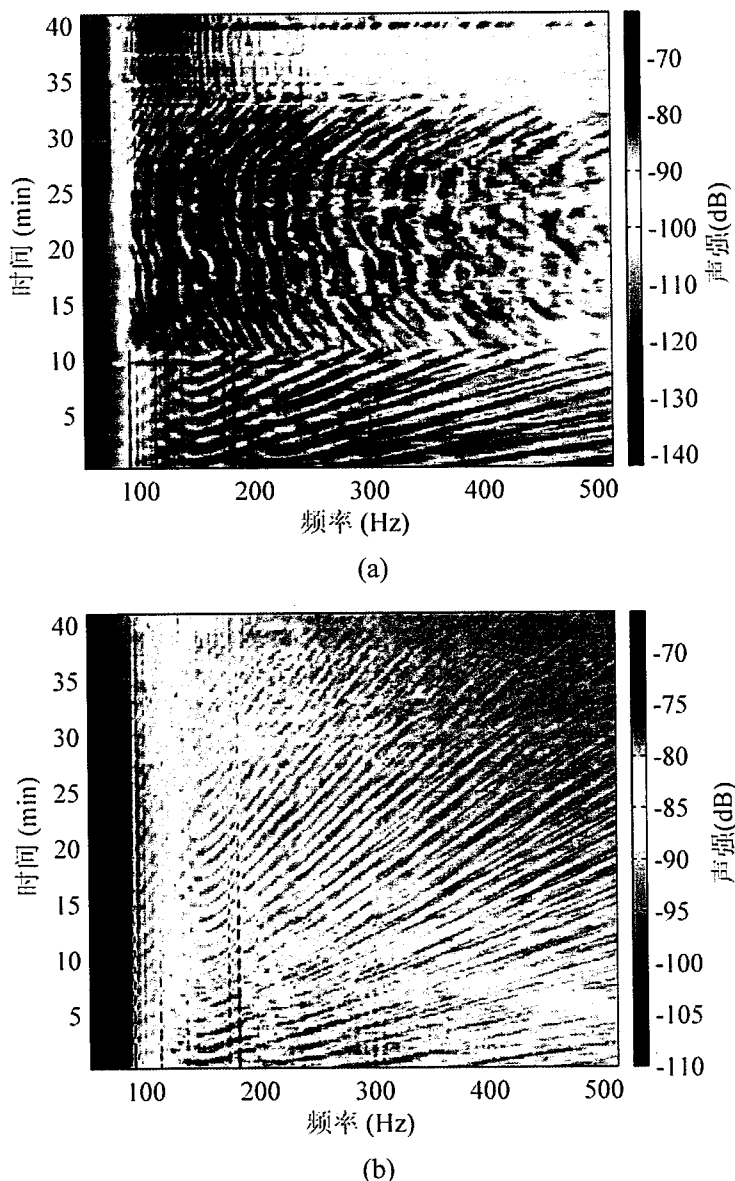


图 4.3 实验测量得到的强干扰环境下水平阵列 CBF 波束形成后目标信号的声场干涉结构图。(a) 利用 CBF 方法估计的目标方位获得的目标信号声场干涉结构; (b) 利用 EAAIS-CBF 方法估计的目标方位获得的目标信号声场干涉结构。

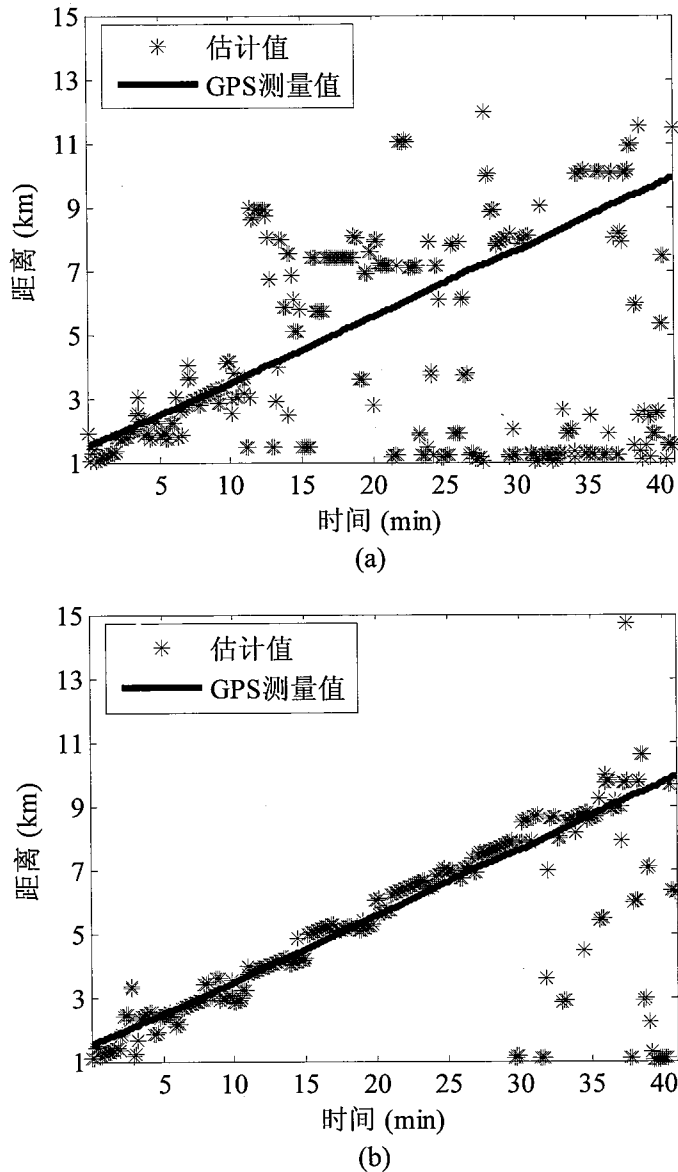


图 4.4 基于目标声源声场干涉结构的被动匹配测距结果。(a) 图 4.3(a)干涉结构对应的测距结果；(b) 图 4.3(b)干涉结构对应的测距结果。

基于图 4.3 两种时间-频率声场干涉结构的匹配测距结果如图 4.4 所示。采用 Kraken 模型^[107]计算拷贝场。由于本次实验的目标信号属于水面船只辐射噪声，仿真分析得到声源深度在 1m~4m 时工作频段内的接收声场垂直相关大于 0.95，因此，为提高计算效率，可选择目标声源深度为 3 米。海底参数采用其它信号和方法反演得到的结果^[108]，假设海底水平不变，平均海深为 27m。处理过程中，频率带宽为 200Hz~300Hz，间隔为 1Hz；搜索距离范围为 1km~15km，间隔为 0.02km。可以看到，不准确的目标声场干涉结构（图 4.3(a)）无法给出可靠的距离估计结果，如图 4.4(a)所示。而当干涉结构较为准确时，如图 4.4(b)所示，可以得到有效的目标信号的距离估计结果。但是，30min 之后，信干比和信噪比

的减小导致目标信号干涉结构变模糊,无法获得有效的测距结果。因此,基于声场干涉结构匹配测距的精度依赖于目标信号干涉结构的信噪比和准确度。

4.2 EAAIS方法在声场干涉结构匹配测距中的应用

水平接收阵列声场干涉结构的准确度和清晰度与目标信号的信干比、信噪比以及方位有关。式 (4.8)所示基于声场干涉结构的匹配测距方法,其前提为目标信号的信噪比和信干比足够大,否则,相关系数最大值(即式 (4.12)成立时)对应的距离有可能为干扰的距离。同时,水平阵在精确预知目标方位前提下,通过波束形成可以提高目标信号干涉条纹的信噪比。但是,当邻近方位上的干扰较强时,其在目标方位上的旁瓣依然会使得目标信号的干涉结构发生改变或模糊(如图 4.3(b)中 30min之后的干涉结构),也会影响最终的测距精度(如图 4.4(b)中 30min之后的测距结果)。因此,我们将EAAIS方法应用于声场干涉结构的匹配测距中,提高目标信号的信干比和信噪比,提高条纹的信噪比,增强条纹的准确度,进而提高匹配测距的精度,即基于EAAIS方法的匹配测距方法。

4.2.1 基于EAAIS方法的匹配测距原理

利用 EAAIS 方法干扰抑制后获得的更精确的目标方位 $\hat{\phi}_{0_ECBF}(t)$ 和具有更高信干比和信噪比的 CSDM $\bar{R}_x(\omega_l, t)$, 水平阵列输出的目标信号声强为 (EAAIS-CBF):

$$\bar{X}(\omega_l, t) = \mathbf{w}^H(\omega_l, \hat{\phi}_{0_ECBF}(t)) \bar{R}_x(\omega_l, t) \mathbf{w}(\omega_l, \hat{\phi}_{0_ECBF}(t)), \quad t \in [t_{start}, t_{end}], \quad (4.14)$$

其中, $\mathbf{w}(\omega_l, \hat{\phi}_{0_ECBF}(t)) = \frac{1}{M} \begin{bmatrix} 1 & \dots & e^{j\omega_l(m-1)\Delta \sin \hat{\phi}_{0_ECBF}(t)/c_0} & \dots & e^{j\omega_l(M-1)\Delta \sin \hat{\phi}_{0_ECBF}(t)/c_0} \end{bmatrix}^T$,

$\hat{\phi}_{0_ECBF}(t)$ 和 $\bar{R}_x(\omega_l, t)$ 分别由式 (2.36) 和式 (2.32) 获得。替换式 (4.8) 中的 $X(\omega_l, t)$, 基于EAAIS方法的匹配测距函数为

$$\bar{P}(t, r) = \frac{\sum_{l=1}^L \bar{X}(\omega_l, t) B(\omega_l, r)}{\sqrt{\sum_{l=1}^L |\bar{X}(\omega_l, t)|^2 \sum_{l=1}^L |B(\omega_l, r)|^2}}, \quad t \in [t_{start}, t_{end}], r \in [r_{min}, r_{max}]. \quad (4.15)$$

目标声源的距离估计值为

$$\hat{r}_{\text{ECBF}}(t) = \arg \max_r \bar{P}(t, r), \quad t \in [t_{\text{start}}, t_{\text{end}}], r \in [r_{\text{min}}, r_{\text{max}}]. \quad (4.16)$$

如第二章 2.4.5 干扰抑制过程能量损失讨论, 非理想情况下互谱密度矩阵的各个子空间会存在能量泄漏, 基于子空间分析的EAAIS方法可能会引起目标信号能量的损失。但由于EAAIS方法保留的子空间是由目标信号主导的, 所以即使损失了泄漏在干扰成分中的少许目标信号能量, 但依然提高了信干比和信噪比。

经EAAIS方法干扰抑制后, 由于信干比和信噪比的提高, 进而减少了干扰和噪声对目标信号的影响。类似式 (4.9) 较高信干比和信噪比的近似, 当 $r = r_0(t)$ 时, 干扰抑制后水平阵的声强式 (4.14) 有:

$$\bar{X}(\omega_l, t) \approx |\bar{s}_0|^2 B(\omega_l, r_0(t)), \quad (4.17)$$

其中, $\bar{s}_0$ 为EAAIS方法预处理后目标信号的功率谱。则式 (4.15) 的匹配测距相关系数在目标信号距离 $r_0(t)$ 为:

$$\bar{P}(t, r_0(t)) \approx \frac{\sum_{l=1}^L |\bar{s}_0|^2 (B(\omega_l, r_0(t)))^2}{\sqrt{\sum_{l=1}^L |\bar{s}_0|^2 B(\omega_l, r_0(t))} \sqrt{\sum_{l=1}^L |B(\omega_l, r_0(t))|^2}} = 1, \quad t \in [t_{\text{start}}, t_{\text{end}}], r \in [r_{\text{min}}, r_{\text{max}}]. \quad (4.18)$$

式 (4.8) 和式 (4.18) 都可以看到, 目标信号的能量由匹配测距函数的分母归一化了, 从而在信噪比较高情况下, 目标信号的能量损失对测距结果的影响不大。

另外, 当信噪比很低时, 通过EAAIS方法即使提高了信噪比, 保证了目标信号能量较大, 但此时较小的残留噪声依然会使得式 (4.15) 的匹配测距函数具有较差的相关性, 且在目标信号真实距离附近具有较高的旁瓣。因而, 当目标信号的能量很低时, EAAIS方法只能尽量提高信噪比, 以尽可能地减少测距误差, 提高作用距离。

基于EAAIS方法的匹配测距流程如图 4.5 所示。首先对测量数据利用EAAIS方法进行干扰抑制, 获得高信噪比的目标信号的声场干涉结构 (式 (4.14)), 同时也为拷贝场计算干涉结构提供了更精确的目标信号的方位; 然后通过预先已知或反演得到的环境参数 (声速剖面, 声源深度, 海底参数等) 和EAAIS方法提供的目标方位, 计算拷贝场波束形成后的声场干涉结构 (式 (4.3)); 最后, 将测量场获得的某一帧 (时刻) 的声强 (干涉结构) 与距离搜索范围内拷贝场获得的某

一距离处的声强进行相关匹配（式 (4.15)），匹配函数最大值所对应的距离即为目标距离的估计值（式 (4.16)）。

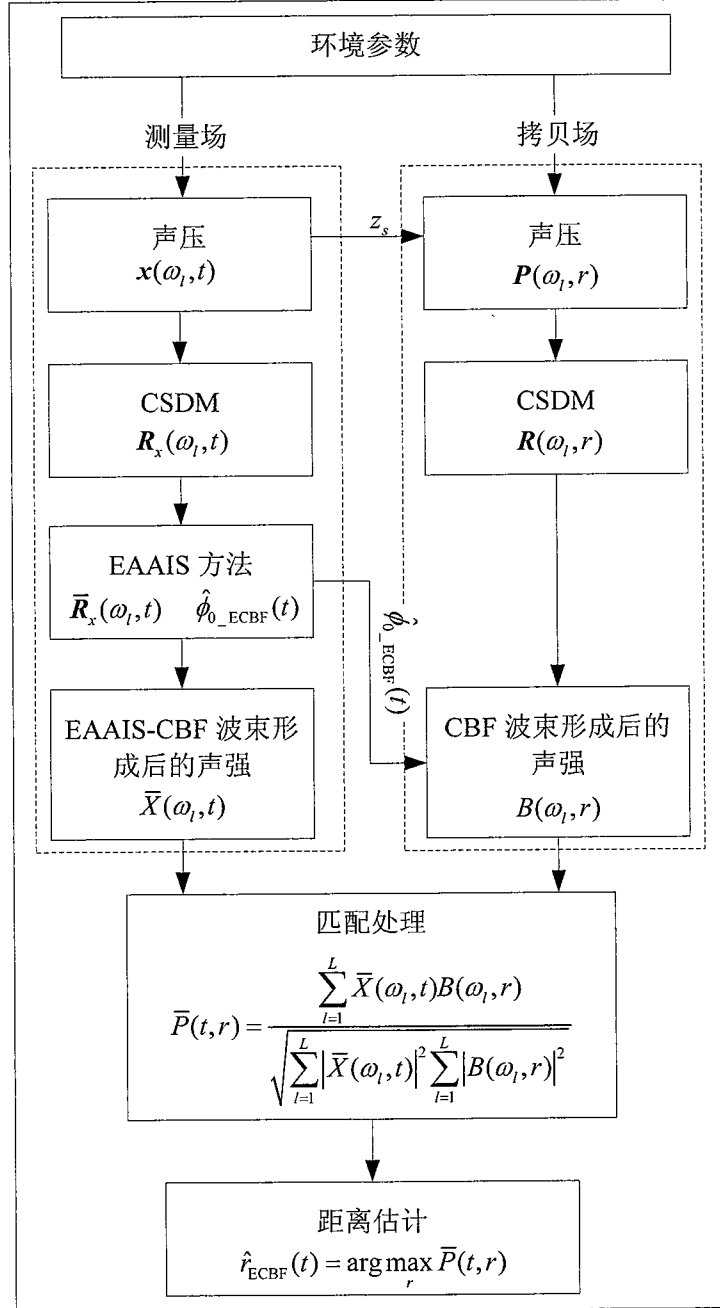


图 4.5 基于 EAAIS 方法的匹配测距流程。

4.2.2 实验研究及性能分析

本节通过一次海试实验数据来研究基于EAAIS方法的水平阵被动匹配测距的有效性。实验环境和介绍如本论文 第二章 2.5.1 实验介绍。

图 4.6 所示为EAAIS方法干扰抑制后（式 (4.14)）的声场干涉结构图，处理

过程中频段和时间样本的选择与图 4.3 相同。可以看到，EAAIS方法由于对目标角度范围以外的干扰进行了有效抑制，使得整个时间段内的声场干涉结构都具有较高的信噪比，背景更低，条纹更清晰，为后续的声场匹配测距提供了高质量的目标信号。为了更明显地对比干扰抑制前后的干涉条纹，图 4.7 将干扰抑制前图 4.3(b)和干扰抑制后图 4.6 中部分干涉结构单独进行对比。图 4.7 所示的频段为 200Hz~300Hz，即为后续匹配测距所应用的频带；时间段为干扰抑制前条纹较为模糊的 20min~40min。可以明显看到，30min后的时间段，图 4.7(a)中利用未经干扰抑制的互谱密度矩阵 $\mathbf{R}_x(\omega_l, t)$ 获得的干涉条纹背景较高，而图 4.7(b)所示的利用EAAIS-CBF方法（互谱密度矩阵为 $\bar{\mathbf{R}}_x(\omega_l, t)$ ）获得的声场干涉结构信噪比更高，且从随后图 4.8 的测距结果可以看出来。

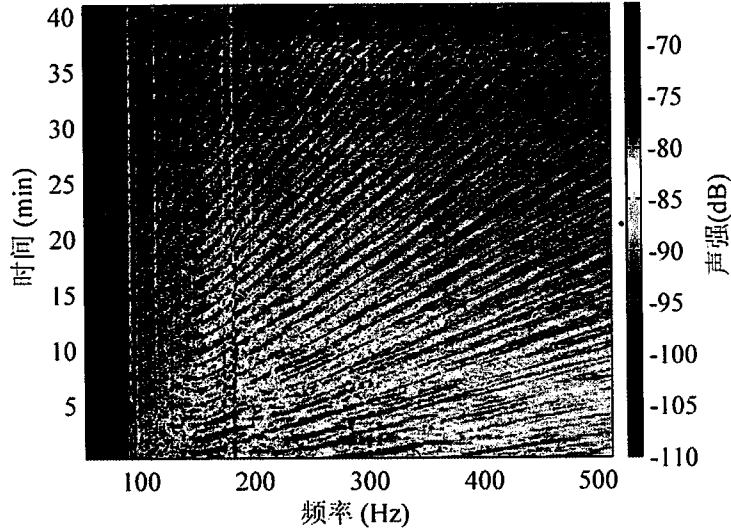


图 4.6 EAAIS-CBF 方法获得的水平阵列输出的声场干涉结构图。目标信号的方位由 EAAIS-CBF 方位估计方法提供。

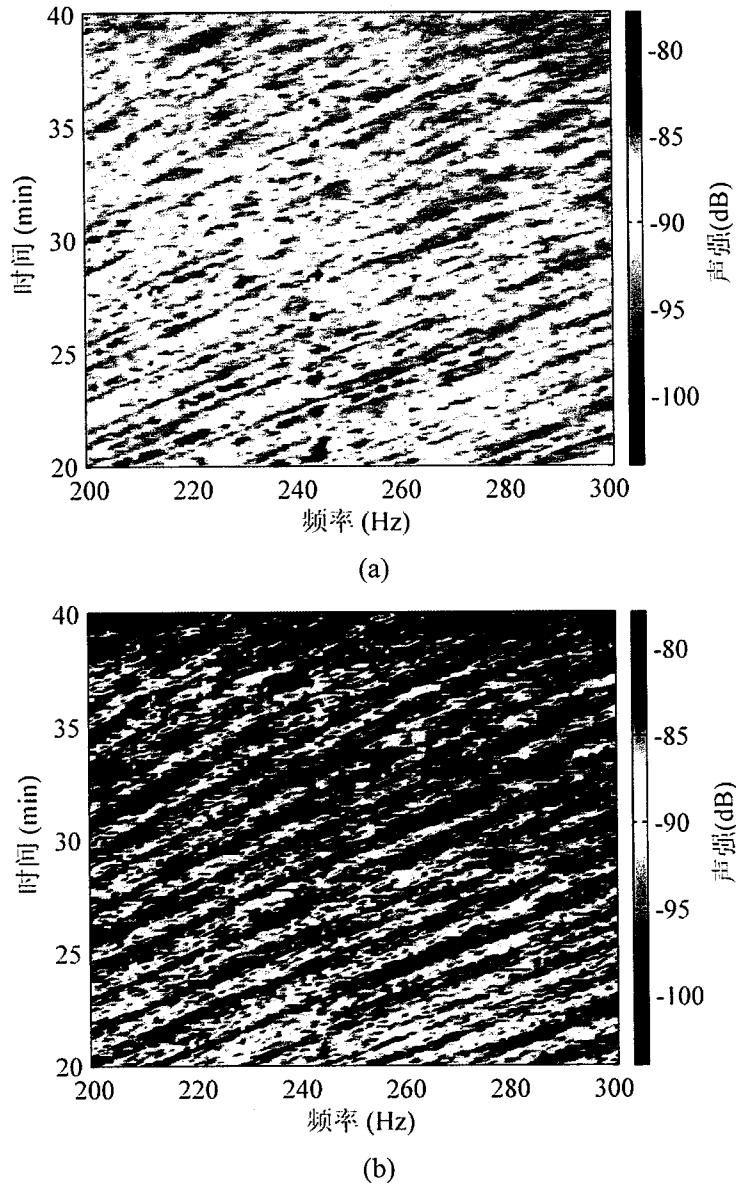


图 4.7 CBF和EAAIS-CBF方法在时间段 20min ~ 40min, 频率 200Hz ~ 300Hz的声场干涉结构对比。(a) CBF方法, 对应图 4.3(b); (b) EAAIS-CBF方法, 对应图 4.6。

基于图 4.6 EAAIS方法干扰抑制后声场干涉结构的匹配测距结果如图 4.8 所示, 处理过程和参数与图 4.4 相同。如前面所讨论, 相比于原始的 $R_x(\omega_l, t)$, 重构的 $\bar{R}_x(\omega_l, t)$ (式 (2.32)) 具有较高的信噪比和信干比, 从而对比图 4.4 干扰抑制前的匹配测距结果, 可以看到, 经过EAAIS方法干扰抑制后, 测距误差明显减小, 尤其是在 30min以后目标远离接收阵且强干扰出现的时间段。如论文 4.2.1 基于EAAIS方法的匹配测距原理中信噪比对于干扰抑制和定位性能影响的讨论, 图 4.8 中 30min后误差较大的估计值, 可能是由于信噪比太低或环境参数失配等引起的。

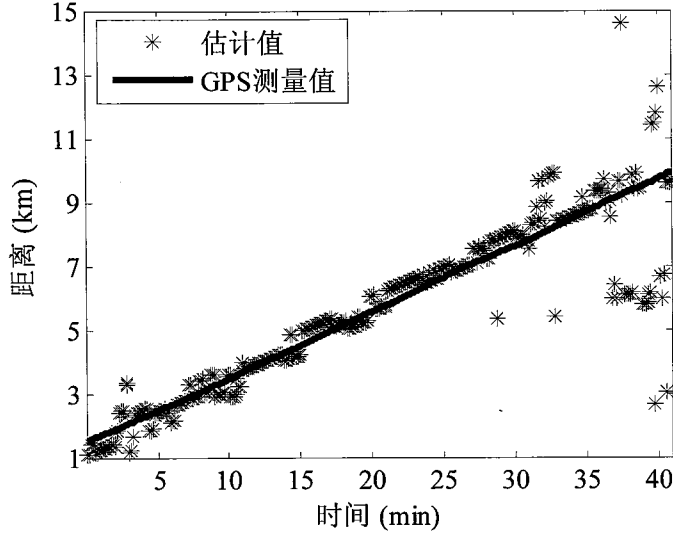


图 4.8 基于图 4.6 目标声场干涉结构的被动匹配测距结果。

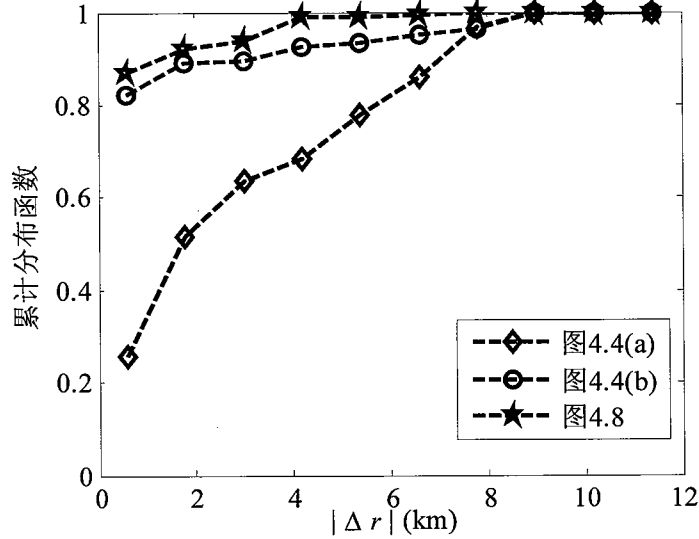


图 4.9 误差累计分布图。

不同方法测距误差的累计分布函数 (Cumulative Distribution Function, CDF) 如图 4.9 所示, 分别对应图 4.4(a), 图 4.4(b)和图 4.8 的测距结果。测距误差的 CDF $F_{X_r}(|\Delta r|)$ 表示如下:

$$F_{X_r}(|\Delta r|) = P(X_r \leq |\Delta r|), \quad (4.19)$$

其中, Δr 表示测距的误差; $P(X_r \leq |\Delta r|)$ 表示估计误差 X_r 小于等于 $|\Delta r|$ 的累计分布概率, $|\Delta r|$ 为误差 Δr 的绝对值。图 4.9 的误差统计结果可以看到, 准确的目标方位估计结果和互谱密度矩阵是水平阵声场干涉结构匹配测距的关键。基于

EAAIS方法的匹配测距，可以提供较为精确目标方位 $\hat{\phi}_{0_ECBF}(t)$ 和具有更高信干比、信噪比的互谱密度矩阵 $\bar{\mathbf{R}}_x(\omega_l, t)$ ，因此具有更好的测距结果。

4.3 小结

本章分别介绍了干扰抑制前后基于声场干涉结构的水平阵匹配测距方法，并用仿真分析和实验研究论证了干扰抑制方法在匹配测距应用中的可行性和有效性。

基于声场干涉结构的水平阵匹配测距方法，利用水平阵波束形成后具有更高信噪比的声场干涉结构进行匹配测距，可以获得较为可靠的目标距离估计结果。其测距精度主要依赖于目标信号的方位、信噪比和信干比：较为准确的方位、较高的信噪比和信干比使得目标信源的声场干涉结构具有较高的准确度和信噪比，最终获得有效的目标距离估计结果。

基于 EAAIS 方法的水平阵匹配测距，首先利用 EAAIS 方法进行干扰抑制，尤其是对距离目标信号较近、能量较高、对目标信号声场干涉结构影响较大的干扰进行抑制，以获得具有更高信噪比和信干比的目标信号和更精确的目标方向；然后利用重构后的互谱密度矩阵 $\bar{\mathbf{R}}_x(\omega_l, t)$ 和更精确的目标方向 $\hat{\phi}_{0_ECBF}(t)$ 进行水平阵波束形成，获得更高信噪比的目标信号声场干涉结构；最后基于此干涉结构进行匹配测距，获得了更有效的距离估计结果。

实验研究表明，基于 EAAIS 方法的水平阵匹配测距，拓宽了水平阵匹配测距的适用范围，提高了实际多干扰环境下水声目标的探测能力。

第五章 总结与展望

5.1 全文总结

本论文针对强干扰环境下的目标定位问题进行了深入研究。在充分学习和研究已有阵列信号处理方法的基础上,提出了一种基于特征分析的自适应干扰抑制(Eigenanalysis-based Adaptive Interference Suppression, EAAIS)方法。并结合已有的声场匹配定位方法,研究了 EAAIS 方法在强干扰环境下的声场匹配定位中的有效性和可行性,给出了基于 EAAIS 方法的水平阵被动匹配测距原理和流程。论文的主要研究内容与结论总结如下:

1、在系统地分析总结已有干扰抑制方法和匹配定位方法优缺点的基础上,明确给出了论文的研究背景、目的和意义。并结合实际需求,给出了论文具体的研究内容以及最终创新性的研究成果。

2、深入研究和分析了常用方位估计方法的性能。首先给出了论文所用到的阵列信号处理的数据模型和方位估计的性能评价参数。其次分析了常规方位估计中的 CBF 和 MVDR 方法: CBF 方法可以提供稳健精确的方位估计结果,但是多目标情况下分辨率差,强干扰环境下无法实现有效估计; MVDR 方法无失配情况下具有最优的方位估计结果,可以通过空域滤波进行干扰抑制,但实际应用中失配的影响使得其性能无法达到最佳,甚至会低于 CBF 方法。最后研究了子空间类方位估计方法:基于不同空间的正交性,可以突破瑞利限获得高分辨率的方位估计结果,但其要求较为准确的信源数目和较高的信噪比。

3、考虑到互谱密度矩阵每个特征向量所对应物理意义,及子空间处理的高分辨率优点,论文提出了基于子空间分析的 EAAIS 干扰抑制方法。首先对互谱密度矩阵的每个特征向量进行波束形成,得到表征每个特征向量方向分布的空间谱,空间谱最大值所对应的角度即为主导当前特征向量的信源的方向。从而, EAAIS 方法通过构造可靠的判决因子和判决门限,去除了所关心方向范围外的信源对应的特征向量,获得了该方向范围内具有更高信干比和信噪比的目标信号的互谱密度矩阵。仿真分析和实验研究表明, EAAIS 方法相对于已有的干扰抑

制方法,对目标方位变化具有一定宽容性,具有稳健可靠的判决因子和判决门限,多干扰不同信干比和相关系数情况下具有更稳健的干扰抑制能力。但当目标信号能量与干扰信号能量基本相等时,由于特征分解本身所引起的信源能量在各个特征向量之间的相互泄漏,使得 EAAIS 方法会造成目标信号能量一定程度的损失。实际应用中,需要根据要求权衡考虑利弊。

4、研究了 EAAIS 方法在常规水平阵匹配场定位中的应用。将 EAAIS 方法作为预处理,获得具有更高信干比和信噪比的目标特征信号,然后进行匹配定位,估计目标信号的位置。避免了常规匹配场定位方法因分辨率低或干扰太强而无法有效估计目标信号位置的问题,拓宽了匹配场定位的适用范围。

5、介绍了基于声场距离-频率干涉结构的水平阵匹配被动测距方法,并将 EAAIS 方法与之结合,给出了基于 EAAIS 的水平阵被动测距方法。水平阵声场干涉结构的准确度和信噪比与目标信源的角度、信干比和信噪比有关,因此,首先利用 EAAIS 方法提供的较为精确的目标信号方向 $\hat{\phi}_{0_ECBF}(t)$ 和互谱密度矩阵 $\bar{R}_x(\omega_l, t)$, 获得更准确的目标声场干涉结构,然后基于距离-频率干涉结构的唯一性进行匹配测距,实现更准确的目标距离估计。由于目标声源的能量在干涉结构的匹配过程被归一化了,所以 EAAIS 方法可能引起的目标信号能量损失对最终测距的影响很小。实验研究表明, EAAIS 方法有效地降低了目标信号声场干涉结构的背景噪声,拓宽了基于声场干涉结构匹配测距方法的适用范围,提高了水声目标的探测能力。

6、论文仅将 EAAIS 方法应用于常规匹配场定位和基于声场距离-频率干涉结构的匹配测距中,然而, EAAIS 方法所提供的重构互谱密度矩阵 $\bar{R}_x(\omega_l, t)$ 和目标方位 $\hat{\phi}_{0_ECBF}(t)$ 具有通用性,可以应用到其它需要利用目标方位和互谱密度矩阵的定位跟踪算法中。

5.2 工作展望

5.2.1 本论文进一步的完善工作

本论文提出的 EAAIS 方法能有效地抑制干扰,提高目标信号的信干比和信噪比,为后续目标定位提供高质量的接收数据,减少定位误差。部分的实验数据

验证了该方法在声场匹配定位的有效验证,但为了更普适地将 EAAIS 方法与声场匹配定位方法相结合而应用于实际工程中,如下问题还需要进一步研究:

1、基于 EAAIS 方法的声场匹配定位的有效性和适用性还有待利用更多海区的实验数据或资料进行验证和检验。

2、深入研究 EAAIS 方法由于特征分解所带来的能量损失对后续应用的影响。实际应用中的声场匹配定位方法可能会需要目标信号的能量,因而,可以考虑利用稀疏分解等其它方法代替特征分解,避免能量损失。

5.2.2 水声干扰抑制方法在目标定位中的应用展望

定位距离更远精度更高一直是水声被动定位系统的目标。然而,海洋环境的时空复杂多变性,一些水声被动定位方法在实际工程中的普适性并不是很好。干扰抑制方法作为水声被动定位方法的前期处理,主要作用是获得具有更高信噪比和信干比的高质量目标信号。因此,有效的水声干扰抑制方法有望提高水声被动定位系统的作用距离。结合本论文的研究内容,个人认为水声被动定位方法在理论和实际应用中还需要对以下问题进行全面研究:

1、如何尽可能地增强目标信号的能量,以使得作用距离更远。干扰和噪声抑制是常用的手段之一,但在目标能量很低时,很多方法性能严重下降。因此,结合物理信道特点进行低信噪比情况下目标信号的提取需要深入研究。本论文的 EAAIS 方法属于干扰抑制提高信噪比类方法,应用平面波理论在空间方向上进行干扰抑制,并没有考虑物理传播损失。

2、需要实时关注信号处理技术的发展趋势,更新水声信号处理的方向。信号处理技术近年来发展较为迅速,如压缩感知、稀疏分解等理论在干扰抑制、信息恢复中的应用。水声信号处理可以参考这些前沿技术,结合水声信道特点,将其应用于水声干扰抑制中,为被动定位系统提供高质量的接收数据和有效的定位方法。