

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2007275

基于波束形成的均匀方阵虚拟基元定位方法*

梁涛^{1,2,3}, 杨波^{1,2}, 朱敏^{1,2}, 潘锋⁴

(1. 中国科学院声学研究所 北京 100190; 2. 北京海洋声学装备工程技术研究中心 北京 100190;
3. 中国科学院大学 北京 100049; 4. 中国科学院信息工程研究所 北京 100093)

摘要:针对传统四基元超短基线定位(USBL)系统接收信号受噪声干扰严重,定位结果可能存在相位模糊,且可靠性低的问题,提出了一种基于平面阵列波束形成的虚拟基元定位方法,将均匀方阵对称分割为4个子阵,通过子阵波束形成分别投影成虚拟基元,构成四基元十字阵;之后进行四基元十字阵波达方向(DOA)估计计算来波方向;得到的结果和之前结果偏差较大舍弃,否则作为下一 ping 数据到来的参考基准方向,形成反馈环路,提高定位准确度。算法整体复杂度明显小于传统的特征分解定位算法。仿真实验显示,定位性能明显好于传统四基元定位算法。使用海试数据对算法进行了可行性分析,结果表明算法能够通过增加接收信号的信噪比有效地提高定位算法的精度。

关键词:超短基线;波束形成;虚拟基元;波达方向

中图分类号: TH766 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.40

A virtual element location method for uniform square array based on beamforming

Liang Tao^{1,2,3}, Yang Bo^{1,2}, Zhu Min^{1,2}, Pan Feng⁴

(1. Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China; 2. Beijing Engineering Technology Research Center of Ocean Acoustic Equipment, Beijing 100190, China; 3. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China; 4. Institute of Information Engineering, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100093, China)

Abstract: The received signal of traditional four elements ultra-short baseline positioning system is affected by noise seriously. The location result may have phase ambiguity and low reliability. To address this issue, a virtual element location method is proposed, which is based on flat array beamforming. Firstly, the method divides the uniform square array into four sub-arrays symmetrically. By sub-array beamforming, virtual elements are projected to form a four-element cross array respectively. Then, the direction of arrival estimation method of four-element cross array is implemented to calculate the target direction. The achieved result that has a large deviation from the previous results is discarded. Otherwise, it is used as the reference direction of the next ping data to form a feedback loop and improve the positioning accuracy. The complexity of the algorithm is significantly lower than that of traditional eigen decomposition positioning algorithm. The simulation shows the positioning performance is obviously better than the traditional four-element positioning algorithm. Using the sea trial data to analyze the feasibility of the algorithm, it can be seen from the result that the algorithm can effectively improve the accuracy by increasing the SNR of the received signal.

Keywords: ultra-short baseline; beamforming; virtual array; direction of arrival

0 引言

随着科学技术的进步,走进海洋、探索海洋已成为各

海洋强国的重要战略。水声定位技术是海洋工程的关键技术,在海洋探测、海洋油气开发、海洋矿产资源勘察、载人无人潜水器深潜、海底光缆管线路维护等方面都起到了举足轻重的作用。按照接收基阵的尺寸或应答器基阵

收稿日期:2020-12-21 Received Date: 2020-12-21

* 基金项目:国家重点研发计划(2016YFC0300605)、中国科学院基础前沿科学研究计划从0到1原始创新项目(ZDBS-LY-7015)资助

的基线长度来分类,水声定位技术可以分为长基线、短基线和超短基线水声定位技术 3 种。由于超短基线相较于前两者拥有系统集成度高、操作简便容易、安装方便且测距精度高等优点,因此超短基线定位系统的研究成为水声定位系统研究的主要方向。

超短基线定位技术的基本原理是利用声呐基元接收信号之间的相位差进行测向,根据阵型特点,主要划分为两类,一类是四基元^[1]或八基元十字阵^[2-3],一类是多基元平面阵。前者算法简单,易实现,但精度不高,易出现相位模糊,且受噪声干扰严重。后者由于是多元平面阵列,定位精度较高,但数字信号处理过程较为复杂,且实现成本较高,但目前使用多元阵列设计实现水声定位系统已经成为主流研究方向。

根据多元阵列接收特性,理想情况下,多元阵列各个基元接收到的信号幅度一致,只在相位上存在偏差。为了解决易受噪声干扰导致信噪比过低的问题,Capon^[4]提出了最小方差无失真波束形成算法(minimum variance distortionless response, MVDR),通过设计波束形成器,最小化波束域中噪声的能量,确保目标方位的无畸变输出。但是由于受阵列孔径的制约,分辨率低,无法达到精确定位的要求。之后 Schmidt 等^[5]和 Roy 等^[6]分别提出了多信号分类(multiple signal classification, MUSIC)算法和基于旋转不变技术的信号参数估计(estimating signal parameter via rotational invariance techniques, ESPRIT)算法,这两种算法通过特征分解得出目标方位。为提高定位精度,针对各种问题人们又提出了一系列相应的改进方法^[7-8],但这两种方法及其改进方法计算过程复杂,且工程实现成本较高。

在传统波达方向(direction of arrival, DOA)估计方法中,会采用稀疏阵列实现大孔径,虚拟基元技术则往往会应用在稀疏阵列中,其目的是为了满足不同空间采用定理,避免栅瓣,保证相邻基元之间的间距小于半个波长。Wang 等^[9]针对稀疏阵列相位模糊的问题,提出采用虚拟基元插值方法进行 DOA 估计并描述了其性能。Zhang 等和 Pal 等^[10-11]在使用虚拟基元的基础之上,采用空间平滑的方法恢复协方差矩阵的秩,最后通过特征分解进行 DOA 估计。Liu 等^[12]则通过虚拟基元使用矩阵重构法重构 Toeplitz 矩阵代替平滑矩阵进行 DOA 估计,盘敏容等^[13]也对类似方法进行了研究。Li 等^[14]针对线阵,将进行虚拟基元插值的新阵列分割成多个子阵,对子阵波束形成,最后通过特征分解得出目标方位。许萌等^[15]在使用虚拟基元提高阵列尺度的基础上,结合压缩感知技术对目标回波信号进行重构,以此提高空间谱估计的分辨率。刘晓宇等^[16]在虚拟基元的嵌套阵中使用谱分解方法,并将传播算子和根 MUSIC 算法结合进行 DOA 估计。占宏成等^[17]将传统的虚拟

基元阵列的“差联合”结构变为“和联合”结构,有效地降低了虚拟阵列的冗余度。以上方法,通过虚拟基元插值,能够保证在稀疏阵列的大孔径的前提下,同时又能满足空间采样定理^[18-20],但是在实现过程中,虚拟基元插值往往会引入不可避免的误差,且虚拟基元技术大都应用在线阵上,关于平面阵列实现虚拟基元 DOA 估计的研究较少,且难以满足实际工程的需要。

本文针对均匀方形阵列提出一种虚拟基元波束形成方法,在使用波束形成的基础之上,确定目标的基准方向,然后将对称阵列分割成四个子阵,通过确定方向的虚拟基元波束形成提高信噪比,最后进行四基元十字阵 DOA 估计,得出的可靠定位结果,结果会作为下一 Ping 信号定位的基准方向,形成反馈环路。该方法有效的提高了定位精度,反馈过程可实现目标的跟踪并提高定位结果的可靠性。

1 理论分析

1.1 均匀方阵模型

超短基线系统的基本目的是对水下目标进行精确定位,系统主要分为水下声信标和水上阵列信号处理单元,工作模式分为应答方式和同步方式,水上阵列通过主动发射和被动接收的方式确定与水下声信标之间的相对距离,并由水上阵列中基元之间的相位差信息确定声信标方位。

本文主要研究均匀方阵的 DOA 估计,假设阵列是 $n \times n$ 维的均匀方阵,阵的中心与坐标原点重合,单个声源在水下远场发射信号,如图 1 所示。

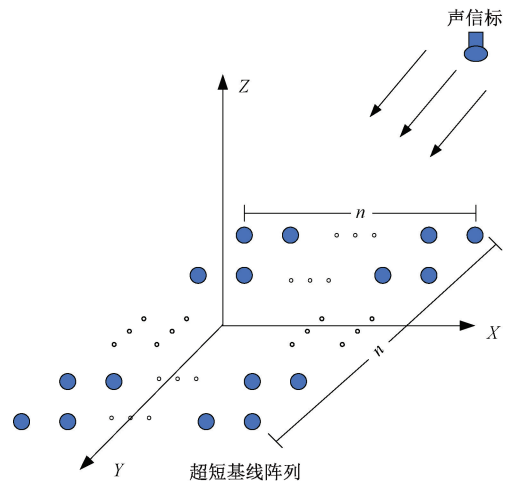


图 1 超短基线定位示意图

Fig. 1 Diagram of USBL positioning

超短基线阵列接收到的信号可以表示为

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{A}\mathbf{S}(t) + \mathbf{N}(t) \quad (1)$$

其中, $S(t)$ 为单声源发射的原始信号; $N(t)$ 为 $n \times n$ 的加性噪声矢量, 服从 $(0, \sigma^2)$ 的高斯分布。方阵的阵列流形是 $n \times n$ 的矩阵, 可以表示为:

$$A = a_y(\theta, \varphi) \otimes a_x(\theta, \varphi) = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \cdots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \cdots & a_{nn} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: \otimes 表示矩阵 kronecker 积, $a_x(\theta, \varphi)$ 和 $a_y(\theta, \varphi)$ 分别是与 X 轴和 Y 轴相对应的导向矢量, θ 和 φ 分别代表目标方向的垂直俯仰角和水平方向角。

当 n 为奇数时,

$$a_x(\theta, \varphi) = [\alpha^{-\frac{n-1}{2}}, \alpha^{-\frac{n-3}{2}}, \dots, 1, \dots, \alpha^{\frac{n-3}{2}}, \alpha^{\frac{n-1}{2}}] \quad (3)$$

$$a_y(\theta, \varphi) = [\beta^{-\frac{n-1}{2}}, \beta^{-\frac{n-3}{2}}, \dots, 1, \dots, \beta^{\frac{n-3}{2}}, \beta^{\frac{n-1}{2}}]^T \quad (4)$$

当 n 为偶数时,

$$a_x(\theta, \varphi) = [\alpha^{-\frac{n}{2}}, \alpha^{-\frac{n-2}{2}}, \dots, \alpha^{-1}, \alpha, \dots, \alpha^{\frac{n-2}{2}}, \alpha^{\frac{n}{2}}] \quad (5)$$

$$a_y(\theta, \varphi) = [\beta^{-\frac{n}{2}}, \beta^{-\frac{n-2}{2}}, \dots, \beta^{-1}, \beta, \dots, \beta^{\frac{n-2}{2}}, \beta^{\frac{n}{2}}]^T \quad (6)$$

其中, $\alpha = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta\sin\varphi}$, $\beta = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta\cos\varphi}$, λ 为信号波长, d 表示阵元间距。

1.2 虚拟基元波束形成

已知超短基线阵列信号均与方阵接收模型, 为简化计算, 现以 3×3 均匀方形阵列为例对算法进行描述, 如图 2 所示。该阵列阵中心与坐标原点重合, 在 X 轴方向和 Y 轴方向上对称, 且该阵列按照正向、逆向旋转 90° 或 180° 均能保持阵列不变。

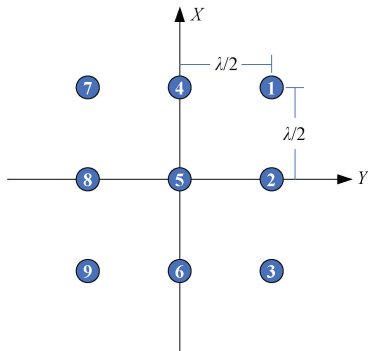


图2 3x3 均匀方形阵

Fig. 2 3 by 3 uniform square array

假设基元之间的间隔为 d , 信号的波长为 λ , 目标相对阵中心的垂直俯仰角为 θ , 水平偏向角为 φ , 阵列的阵列流形 A 可以表示为

$$A = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ a_4 & a_5 & a_6 \\ a_7 & a_8 & a_9 \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta(\sin\varphi+\cos\varphi)} & e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta\sin\varphi} & e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta(\sin\varphi-\cos\varphi)} \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta\cos\varphi} & 1 & e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta\cos\varphi} \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta(\cos\varphi-\sin\varphi)} & e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta\sin\varphi} & e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta(\cos\varphi+\sin\varphi)} \end{bmatrix} \quad (7)$$

由上式可以看出阵列流形矩阵是范德蒙德矩阵, 可以使用诸如 Music 或者 Esprit 算法, 但是为了工程实现简单, 本文提出了一种虚拟基元定位算法。

将阵列按照沿 X 轴方向和 Y 轴方向, 切割为 4 个子阵。以子阵质心作为虚拟基元, 并按照虚拟基元构成四基元十字阵。如图 3 所示进行阵列分割以及虚拟基元设置。

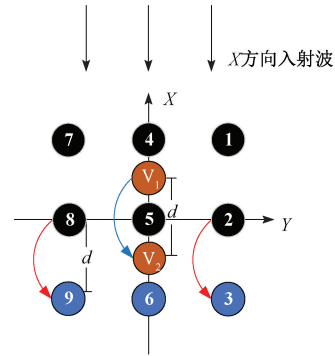


图3 沿 X 方向入射

Fig. 3 Incidence along X direction

假设全方向波束形成后得到的归一化基准方向向量为 $\vec{T\hat{O}}(X, Y, Z)$, 实际基元坐标为 $P_i(x_i, y_i, z_i)$, $i = 1, 2, \dots, 9$, 原点坐标为 $O(0, 0, 0)$, 则实际基元相对原点的相位差 ϕ_i 可以表示为:

$$\phi_i = -kl_i \cdot \frac{\vec{P_i\hat{O}} \cdot \vec{T\hat{O}}}{|\vec{P_i\hat{O}}| \cdot |\vec{T\hat{O}}|} = -k \cdot \frac{x_i X + y_i Y + z_i Z}{\sqrt{X^2 + Y^2 + Z^2}} \quad (8)$$

其中, k 表示波数; l_i 为阵中各基元与原点之间的距离; $\vec{P_i\hat{O}}$ 为坐标系下的基元坐标向量。由于基元坐标中的 z_i 为 0, 进一步化简可以得到:

$$\phi_i = -k \cdot \frac{x_i X + y_i Y}{\sqrt{X^2 + Y^2 + Z^2}} \quad (9)$$

波束方向向量是归一化向量, $\sqrt{X^2 + Y^2 + Z^2}$ 的值为 1。将上式分别按照 X 轴分量和 Y 轴分量划分可以表示为:

$$\phi_{ix} = -kx_i X \quad (10)$$

$$\phi_{iy} = -ky_i Y \quad (11)$$

其中波束方向的归一化坐标中 X 和 Y 是未知量,且保持不变。

又由所述可知,分割后沿 X 方向子阵的阵列流形如式(12),(13)所示,

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta(\sin\varphi+\cos\varphi)} & e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta\cos\varphi} & e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta(\cos\varphi-\sin\varphi)} \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta\sin\varphi} & 1 & e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta\sin\varphi} \end{bmatrix}^T \quad (12)$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta\sin\varphi} & 1 & e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta\sin\varphi} \\ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta(\sin\varphi-\cos\varphi)} & e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta\cos\varphi} & e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta(\sin\varphi+\cos\varphi)} \end{bmatrix}^T \quad (13)$$

子阵阵列流形中对应元素相减可以得到:

$$\Delta\mathbf{A}_x = e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta\cos\varphi} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T \quad (14)$$

同理,沿 Y 轴方向子阵阵列流形中元素对应相减可以得到:

$$\Delta\mathbf{A}_y = e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta\sin\varphi} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

由式(10)可知,沿 X 轴方向,基元相对原点的相位差 ϕ_{ix} 只与基元在 X 轴方向上的距离差 x_i 有关,相邻基元之间间隔为 d ,因此相位差可以表示为 $\Delta\phi_x = -kXd$,沿 Y 轴子阵对应基元的相位差为 $\Delta\phi_y = -kYd$ 。

为避免相位模糊,假设阵列基元之间的间隔 d 等于 $\lambda/2$,则沿 X 轴和 Y 轴子阵对应基元之间的相位差可以分别化简为 $\Delta\phi_x = -\pi X\sin\theta\cos\varphi$,沿 Y 轴子阵对应基元的相位差为 $\Delta\phi_y = -\pi Y\sin\theta\sin\varphi$ 。由于阵列均匀分布且为矩形阵列,对称子阵的质心之间间距,即两子阵虚拟基元 V_1 和 V_2 之间、 V_3 和 V_4 之间间距此时也为半个波长,因此,如图3所示,沿 X 轴方向的虚拟基元 V_1 和 V_2 的相位差为 $\Delta\phi_x = -\pi X\sin\theta\cos\varphi$,如图4所示沿 Y 轴方向的虚拟基元 V_3 和 V_4 之间的相位差为 $\Delta\phi_y = -\pi Y\sin\theta\sin\varphi$ 。

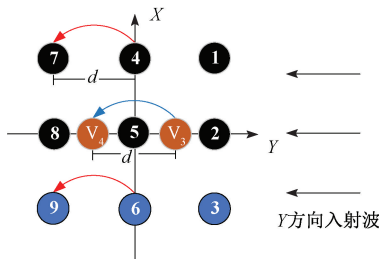


图 4 沿 Y 方向入射

Fig. 4 Incidence along Y direction

经过上述讨论,可以发现分别沿 X 轴和 Y 轴方向的虚拟基元之间的相位差和相对应的子阵基元之间的相位差一致,可以确定进行了以虚拟基元为参考点的波束形

成之后,在提高接收信号信噪比的基础上,各个波束之间也保留实际基元的相位差,即目标声源的方向信息。将 X 轴方向和 Y 轴方向进行合并,至此形成虚拟四基元十字阵,按照四基元十字阵进行 DOA 估计。

1.3 四基元十字阵定位

已知笛卡尔坐标系下,阵列中心为 $O(0,0,0)$,声源坐标 $T(X,Y,Z)$,四基元十字阵的坐标分别为 $V_1(d/2,0,0)$ 、 $V_2(-d/2,0,0)$ 、 $V_3(0,d/2,0)$ 、 $V_4(0,-d/2,0)$,如图5所示。 r_1, r_2, r_3, r_4 分别为信源目标距离原点和4个虚拟基元的距离。 $\tau_{12}, \tau_{13}, \tau_{14}$ 分别表示声源到虚拟基元 V_2, V_3, V_4 与到 V_1 的相对时延。设声源相对于坐标系原点的垂直俯仰角为 θ ,水平方向角为 φ, c 为水声声速。

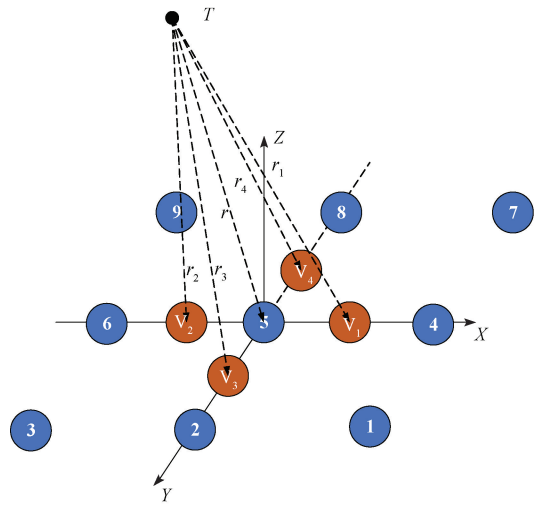


图 5 阵列入射图

Fig. 5 Diagram of array incidence

设定水声信源在远场,则水平方向角和垂直俯仰角的公式可以分别表示为:

$$\tan\varphi = \frac{Y}{X} \approx \frac{(r_4 - r_2) \cdot (r_4 + r_2)}{(r_3 - r_1) \cdot (r_4 + r_2)} = \frac{\tau_{14} - \tau_{12}}{\tau_{13}} \quad (16)$$

$$\sin\theta \approx \frac{c \cdot \sqrt{\tau_{13}^2(1 + \tan^2\varphi)}}{d} \quad (17)$$

根据虚拟基元定位算法,上述两个公式中的 $\tau_{12}, \tau_{13}, \tau_{14}$ 是未知量。其中 d 为两虚拟基元之间的间距,即波长的一半。可以根据两虚拟基元之间的相位差求得到达虚拟基元的时间差,公式如下:

$$\begin{cases} \tau_{13} = \frac{\phi_3 - \phi_1}{2\pi F_c} \\ \tau_{14} = \frac{\phi_4 - \phi_1}{2\pi F_c} \\ \tau_{12} = \frac{\phi_2 - \phi_1}{2\pi F_c} \end{cases} \quad (18)$$

其中, ϕ_i 表示同一时刻各个虚拟基元波束形成后信号的相位, $i = 1, 2, 3, 4$ 。因此, 式(16)和(17)可以化简为

$$\varphi \approx \arctan\left(\frac{\phi_4 - \phi_2}{\phi_3 - \phi_1}\right) \quad (19)$$

$$\theta \approx \arcsin\left(\frac{c \cdot \sqrt{(\phi_3 - \phi_1)^2 \cdot (1 + \tan^2 \varphi)}}{2\pi F_c d}\right) \quad (20)$$

2 实验验证

2.1 实现步骤

1) 进行实际基元的波束形成, 并选取能量最大波束方向作为基准方向;

2) 分割阵列, 设置虚拟基元, 将虚拟基元作为参考基元进行指定方向波束形成;

3) 通过四基元十字阵定位算法计算目标在载体坐标系下的方向;

4) 将该方向信息保存, 并于前一 ping 的定位结果进行对比, 若定位结果差距较大, 则舍弃; 否则, 就作为下一 ping 到来时虚拟波束形成波束方向的参考信息;

5) 将有效的载体坐标系下的定位结果进行姿态融合和大地坐标系转换, 最终得到大地坐标系下的目标方位。

系统流程图如图6所示。

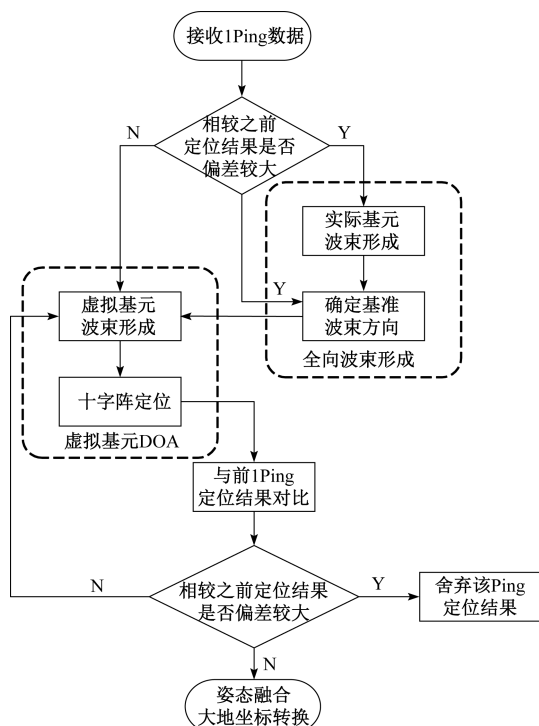


图6 系统流程图

Fig. 6 Flow diagram of the system

2.2 计算复杂度分析

假设 $n \times n$ 的均匀方阵接收 M 个快拍, 将本文提出的算法计算复杂度与经典的特征分解方法 ESPRIT 算法和 MUSIC 算法的计算复杂度分别进行计算。

二维 MUSIC 算法和二维 ESPRIT 算法需要接收信号的协方差矩阵并进行特征分解。二维 ESPRIT 算法在进行特征分解之后对 X 轴和 Y 轴分别进行角度计算。二维 MUSIC 算法计算的过程中则需要构造 $K_1 \times K_2$ ($K_1 \gg n$, $K_2 \gg n$) 的二维空间, 并在空间内搜索。本文提出的算法中第一次波束形成是全向波束形成, 波束数为 W , 设 $W = n^2$ 。则算法的乘法计算总量变为 $Mn^4 + 2Mn^2$, 加法计算总量变为 $n^2M(n^2 + 1) - 4M$ 。根据对表1中结果对比, 虚拟基元定位算法计算复杂度要远小于二维 ESPRIT 算法和二维 MUSIC 算法的计算复杂度。

表1 算法计算复杂度

Table 1 Computation complexity of algorithms

算法	乘法	加法
二维 ESPRIT	$n^6 + n^4M + 3n^4 + 2(n-1)$	$n^6 + (M-2)n^4 + 2(n^2-3) + 2n$
二维 MUSIC	$n^6 + n^4M + 3n^4 + K_1K_2(2n^4 - n^2)$	$n^6 + (M-2)n^4 + 2(n^2-1) + K_1K_2(2n^4 - 3n^2)$
本文算法	$n^2M(2+W)$	$(W+2)n^2M - (W+4)M$

2.3 仿真验证

仿真过程中采用上文所述的 3×3 均匀方形阵列, 基元间隔为 $\lambda/2$, 设来波方向的俯仰角为 10° , 水平方向角为 15° , 信号频率为 10 kHz。

首先进行全向波束形成, 此时的波束形成参考基元在原点上, 如图7所示。 U_x 和 U_y 表示方向余弦, 其中 $U_x = \sin\theta\cos\varphi$, $U_y = \sin\theta\sin\varphi$ 。

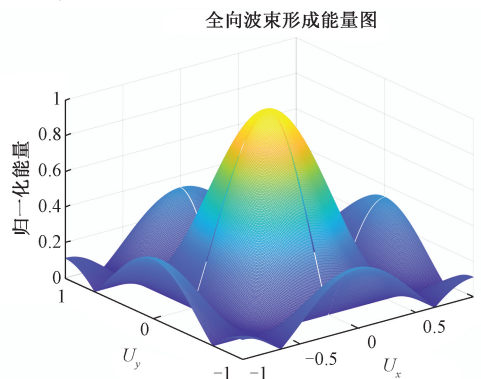


图7 全向波束方向能量

Fig. 7 Omnidirectional beam direction energy

根据波束形成后波束的能量大小选择最大波束, 以

此波束中心的方向信息作为虚拟基元波束形成的方向信息。将阵列按照上文方法,在 X 轴方向和 Y 轴方向分割成 4 个子阵,并确定 4 个虚拟基元,以虚拟基元分别作为参考基元,基准方向为波束方向进行波束形成,如图 8 所示。

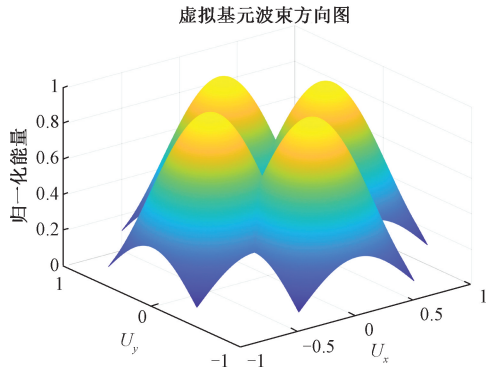


图 8 虚拟基元波束形成能量

Fig. 8 Virtual array beamforming energy

将虚拟基元按照四基元十字阵算法进行计算,仿真得出目标声源的水平方向角和垂直偏向角,如图 9 所示为 5 dB 信噪比下,1 000 次蒙特卡洛仿真得到的结果。

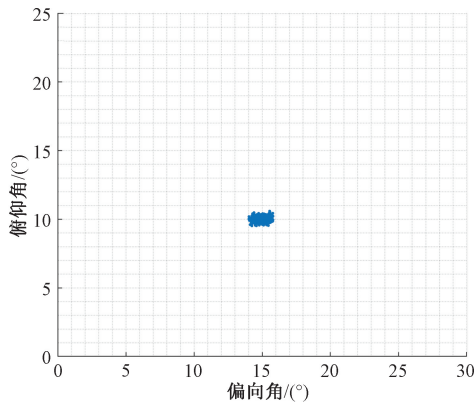


图 9 5 dB 信噪比下算法的角度估计性能

Fig. 9 The angular estimation performance diagram of the algorithm under 5 dB SNR

由于虚拟基元定位算法使用了多元阵,基元信号累和之后提高了接收信号的信噪比,增强了通信的可靠性,同时整个流程中加入了定位结果反馈,能够进一步提高定位性能。图 10 所示为信噪比在 $-10 \sim 25$ dB 情况下, 3×3 方阵虚拟基元定位算法与传统四基元定位算法在快拍数 M 分别为 400 和 800 次的定位结果均方根对比。可以由图中看出,虚拟基元四基元定位算法性能优于普通的四基元定位算法,且在信噪比较低的情况下效果明显。

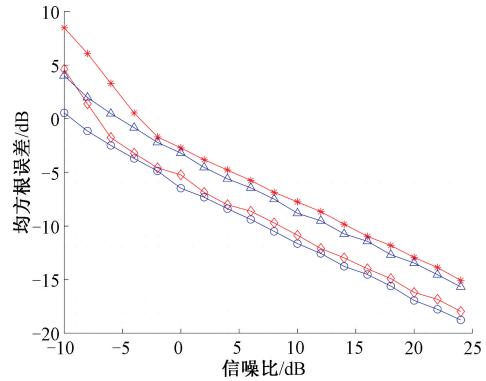


图 10 性能对比图

Fig. 10 Performance comparison

图 11 所示为 3×3 方阵和 4×4 方阵在相同快拍数情况下的性能对比图。由于随着阵元数增加,虚拟阵元上接收信号的信噪比也相应增加, 4×4 方阵虚拟基元定位算法有明显较好的定位性能。

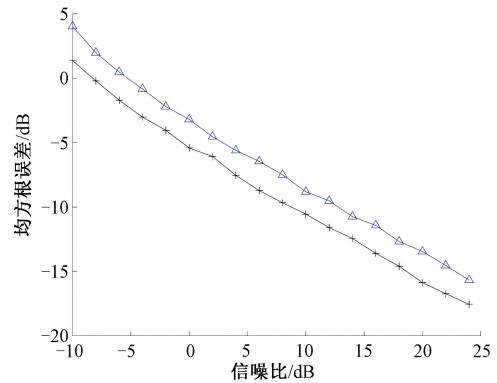


图 11 3×3 方阵和 4×4 方阵算法性能对比

Fig. 11 3×3 and 4×4 square matrix algorithm performance comparison

2.4 实验验证

为验证本文所提算法的有效性,采用 2019 年 11 月至 12 月随“探索一号”科考船在马里亚纳海沟进行科考实验获得的数据对算法进行分析。实验过程中将声源设备绑在可上浮潜标上布放入海,如图 12 和图 13 所示分别为声源设备安装图及潜标布防图。声源设备定时向水面发射声学信号,通过船载多基元平面阵对信号进行采集。

为验证本文算法对接收信号信噪比的提升,将单基元接收到信号的信噪比和多个基元虚拟为一个基元之后信噪比进行对比,如表 2 所示。可以从表中看出采用多基元虚拟之后接收信号信噪比明显增加。

图 14 中给出了船舶实际行驶航迹与采用不同方法获得的定位结果,定位结果 1 是从阵列中选取 4 个对

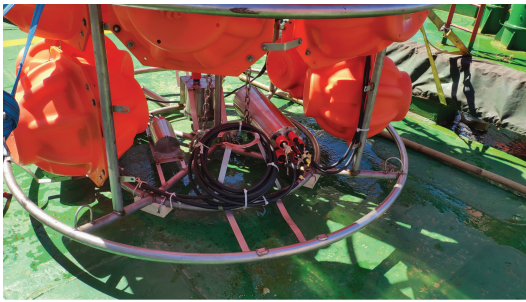


图 12 声源设备

Fig. 12 Sound source equipment

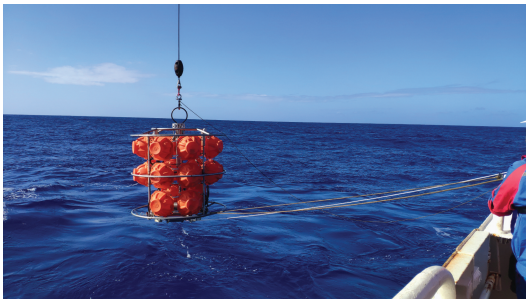


图 13 潜标布放

Fig. 13 Place the submersible buoy

表 2 信噪比对比表

Table 2 Comparison of signal to noise ratio

	信噪比(SNR)/dB
单基元	7.32
三基元虚拟	13.04
四基元虚拟	15.68
五基元虚拟	16.27

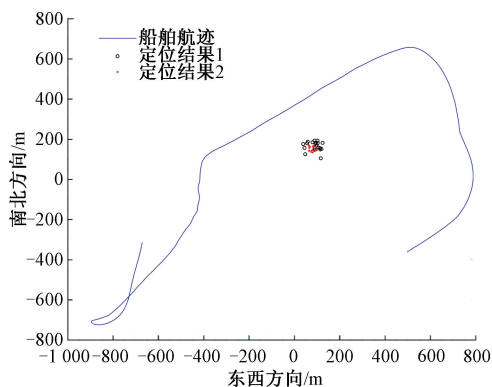


图 14 船舶航迹与定位结果

Fig. 13 Ship track and positioning results

称基元得到的定位结果,定位结果 2 是在四基元接收信号信噪比与 3 个基元虚拟后的信噪比一致的情况下,在

全向波束形成确定大致方向后的定位结果,从图 13 中看出,定位结果 2 更加精确。

3 结 论

本文针对均匀方阵提出了一种基于波束形成的虚拟基元定位方法,该方法首先通过波束形成确定目标大致方向,将阵列分割为四个子阵,通过子阵波束形成投影成虚拟基元,形成四虚拟基元十字阵,最后进行四基元十字阵 DOA 估计,得到的有效定位结果将作为下一 ping 的参考方向,形成反馈环路。算法计算复杂度远小于 ESPRIT 算法和 MUSIC 算法,且经过仿真验证该方法的定位性能好于传统的四基元定位算法,并根据海试实验数据验证了通过本文算法能够提高接收信号信噪比和定位性能。本文方法实现简单,且通过波束形成和定位结果反馈提高了整个水声定位过程中通信的可靠性,为水声定位的工程实现提供了新的思路。

参考文献

- [1] 行鸿彦,杨旭,张金玉. 基于四元传声器阵列的声源全方位定位算法[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(11): 43-50.
XING H Y, YANG X, ZHANG J Y. Sound source omnidirectional location algorithm based on four-element microphone array [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(11): 43-50.
- [2] 路敬祎,叶东,陈刚等. 双五元十字阵被动声定位融合算法及性能分析[J]. 仪器仪表学报, 2016, 37(4): 827-833.
LU J Y, YE D, CHEN G, et al. Passive acoustic locational fusion algorithm and performance analysis of double five element cross array [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2016, 37(4): 827-833.
- [3] 孙建红,张涛,焦琛. 麦克风数量与阵型对声源定位性能的影响[J]. 电子测量与仪器学报, 2019, 33(11): 14-21.
SUN J H, ZHANG T, JIAO CH. Influence of array and the number of microphones on the localization performance of sound source [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33(11): 14-21.
- [4] CAPON J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis [J]. Proceedings of the IEEE, 1969, 57(8): 1408-1418.
- [5] SCHMIDT R. Multiple emitter location and signal parameter estimation [J]. IEEE Transactions on Antennas

- and Propagation, 1986, 34(3): 276-280.
- [6] ROY R, KAILA T. ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1989, 37(7): 984-995.
- [7] VALLET, LOUBATON P, MESTRE P. A statistical comparison between music and G-music[C]. The IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Queensland, Australia, 2015: 2829-2833.
- [8] LI J F, JIANG D F, ZHANG X F. DOA estimation based on combined unitary esprit for coprime MIMO radar[J]. IEEE Communications Letters: A Publication of the IEEE Communications Society, 2017, 21(1): 96-99.
- [9] WANG Y L, CHEN H, WAN S H. An effective DOA method via virtual array transformation[J]. Science in China, Series E. Technological Sciences, 2001, 44(1): 74-82.
- [10] ZHANG Y D, AMIN M G, HIMED B. Sparsity-based DOA estimation using co-prime arrays[C]. 2013 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 2013: 3967-3971.
- [11] PAL P, VAIDYANATHAN P P. Coprime sampling and the music algorithm[C]. 2011 Digital Signal Processing and Signal Processing Education Meeting, Sedona, America, 2011: 289-294.
- [12] LIU C L, VAIDYANATHAN P P. Remarks on the spatial smoothing step in co-array MUSIC [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2015, 22(9): 1438-1442.
- [13] 盘敏容, 蒋留兵, 车俐等. 基于协方差矩阵重构的互质阵列 DOA 估计[J]. 雷达科学与技术, 2020, 18(1): 1-16+13.
- PAN M R, JIANG L B, CHE L, et al. DOA estimation of coprime array based on covariance matrix reconstruction[J]. Radar and Science and Technology, 2020, 18(1): 1-16+13.
- [14] LI Q W, JIANG Y, DIAO X Y. A DOA estimation algorithm of virtual array based on beam forming[C]. 2011 International Conference on Electrical and Control Engineering, 2011: 945-948.
- [15] 许萌, 杨阳, 徐磊等. 基于压缩感知的空间虚拟阵列波束形成技术[J]. 光学与光电技术, 2020, 18(2): 47-54.
- XU M, YANG Y, XU L, et al. Airspace narrow beam azimuth estimation based on compressed sensing[J]. Optics and Optoelectronics Technology, 2020, 18(2): 47-54.
- [16] 刘晓宇, 陈俊丽, 徐略秋. 基于嵌套阵列的一种快速 DOA 估计算法[J]. 电子测量技术, 2019, 42(23): 111-115.
- LIU X Y, CHEN J L, XU LUE Q. Fast DOA estimation algorithm based on nested array [J]. Electronic Measurement Technology, 2019, 42(23): 111-115.
- [17] 占成宏, 胡国平, 周豪, 等. 基于虚拟阵元内插的互质阵列目标 DOD 和 DOA 联合估计算法[J]. 系统工程与电子技术, 2020, 42(7): 1455-1463.
- ZHAN CH H, HU G P, ZHOU H, et al. Joint DOD and DOA estimation algorithm for coprime arrays based on virtual array element interpolation [J]. System Engineering and Electronics, 2020, 42(7): 1455-1463.
- [18] 牟仕林. 非均匀稀疏阵 DOA 估计研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2020.
- MOU SH L. Research on DOA estimation of non-uniform sparse arrays [D]. Chendu: University of Electronic Science and Technology of China, 2020.
- [19] ZHOU C W, GU Y J, FAN X, et al. Direction-of-arrival estimation for coprime array via virtual array interpolation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2018, 66(22): 5956-5971.
- [20] LI S, ZHANG X P. A new approach to construct virtual array with increased degrees of freedom for moving sparse arrays[J]. IEEE Signal Processing Letter, 2020, 27: 805-809.

作者简介



梁涛, 2013 年在郑州大学获得学士学位, 2015 年在北京理工大学获得硕士学位, 目前正在中国科学院声学研究所攻读博士学位, 主要研究方向为水声通信和阵列信号处理。

Email: liangtao@mail.ioa.ac.cn

Liang Tao received his B. Sc. degree from the Zhengzhou University in 2013, and received his M. Sc. degree from Beijing Institute of Technology in 2015. He is currently pursuing his Ph. D. degree at the Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences. His research interests include underwater acoustic communication and array signal processing.



杨波 (通信作者), 2001 年在中国人民解放军空军工程大学获得学士学位, 2005 年在北京理工大学获得硕士学位, 2014 年在中国科学院声学研究所获得博士学位, 现为中国科学院声学研究所研究员, 主要研究方向为水声通信与水下组合导航。

E-mail: yangbo@mail.ioa.ac.cn

Yang Bo (Corresponding author) received his B. Sc. degree from the Air Force Engineering University in 2001, received his M. Sc. degree from Beijing Institute of Technology in 2005, and received his Ph. D. degree from the Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences in 2014. He is currently a researcher at the Institute of Acoustics, Chinese Academy of Science. His research interests include underwater acoustic communication and underwater integrated navigation.



朱敏, 1994 年在中国科学技术大学获得学士学位, 2001 年和 2006 年在中国科学院大学分别获得硕士学位和博士学位, 现为中国科学院声学研究所教授。他是第二批“万人工程”第二批领军人才。主要研究方向为水下通信与网络, 水下多普勒测速, 水下探测及载人潜水器声学系统。

E-mail: zhumin@mail.ioa.ac.cn

Zhu Min received his B. Sc. degree from the University of Science and Technology of China in 1994, and received his M. Sc. and Ph. D. degrees both from the University of Chinese Academy of Sciences in 2001 and 2006, respectively. He is currently a professor at the Institute of Acoustics, Chinese Academy of Science. He is one of the second batches of leading scientists for the Ten-Thousand Talents Project. His research interests include underwater acoustic communication and networks, acoustic Doppler velocimetry technology, underwater acoustic detection, and acoustic systems of underwater human occupied vehicles.



潘锋, 1985 年于北京联合大学获得学士学位。现为中国科学院信息工程研究所研究员。主要从事海洋声学通信和探测相关的工作。

Email: Panfeng@mail.ioa.ac.cn

Pan Feng received his B. S. degree from Beijing Union University in 1985. He is a researcher at the Institute of Information Engineering, Chinese Academy of Science. His research interests include underwater acoustic communication and detection.