

任意阵列形状的欠定多目标方位估计

刘亚萍, 罗建, 聂宜召, 赵亚磊, 张海涛
(西北工业大学航海学院, 陕西西安 710072)

摘要 随着人类社会对海洋认识和探索的深入,对水下监测和探测设备提出了更高的要求,探测阵列模型和阵列信号处理算法决定了监测和探测设备的复杂度。针对特定水下多目标定位平台的复杂环境,建立了一种任意空间阵列数学模型,介绍了四阶累积量算法,分析了阵列信号处理中四阶累积量的阵列扩展特性。基于四阶累积量的 MUSIC 算法的空间谱分析,建立了任意阵列形状的欠自由度多目标方位估计的理论基础。计算机仿真结果表明了算法的正确性和有效性。

关键词 空间任意阵列;四阶累积量;MUSIC;欠定

中图分类号 TE52 **文献标识码** A

Underdetermined Multi-objective Orientation Estimation for Arbitrary Array Shapes

LIU Yaping, LUO Jian, NIE Yizhao, ZHAO Yalei, ZHANG Haitao

(Navigation College of Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract With the deepening of human society's understanding and exploration of the ocean, higher requirements for underwater monitoring and detection equipment are put forward. Detection array model and array signal processing algorithm determine the complexity of monitoring and detection equipment. Aiming at the complex environment of specific underwater multi-target positioning platform, this paper establishes an arbitrary spatial array mathematical model, introduces the fourth-order cumulant algorithm, and analyzes the array expansion characteristics of the fourth-order cumulant, the theoretical basis of DOA estimation for multi-target with less degrees of freedom in arbitrary array shape is established. Computer simulation results show that the algorithm is correct and effective.

Key words spatial arbitrary array; fourth-order cumulant; MUSIC; underdetermined

0 引言

阵列信号处理是现代信号处理的一个重要分支,在近 40 多年来得到迅速发展,其应用涉及雷达、通信、声呐、地震勘探、射电天文以及生物医学工程等众多军事及民用领域^[1]。信号的来波方向估计是阵列信号处理的一个重要研究方向,定位技术更是广泛应用在航空、航天、航海、交通、勘测、导航等领域^[2-4]。空间谱估计是阵列信号处理技术中的重要研究内容之一^[5-7]。实际工程应用中,算

法的硬件平台实现复杂度与阵列模型和阵列信号处理算法具有密切联系,其中阵列模型要由实际应用环境确定。

通常对于固定的阵列形式来说,线阵只能对阵列所在直线为界的半个平面进行空间谱估计,面阵可以在整个平面对目标进行估计,也可以对阵列所在平面为界的半个空间进行估计,只有空间立体阵才可以对整个空间内的目标进行空间谱估计。目前对二维及空间阵列(如圆阵、平面阵、共形阵等)的研究工作已相对比较成熟且取得了丰硕的成

果^[8-9],也拥有了比较成熟的信号处理算法。在现实水下环境中,探测系统受水下环境各种因素的影响,布放的阵列模型往往是由具体平台决定的任意形状,因此本文采用一种任意空间阵列模型进行空间任意目标信号源估计,具有较高的应用灵活性。

高阶分析已经广泛应用到信号处理中的各个领域,四阶累积量因其具有优良的特性,比如其独特的阵列扩展性,能在较少的阵元数情况下估计出更多的目标信号源数,能够实现欠定情况下信号波达方向角估计,即是在较少的阵元情况下估计出相对较多的信号来波方向。在工程应用上其硬件平台实现可较为简化,更符合水下复杂的环境应用。

1 任意空间阵列数学模型

声学定向技术的发展速度非常快,其应用也越来越广泛^[10]。阵列信号处理中由 N 个声传感器阵元组成的阵列,可以得到 $N-1$ 个独立的时延,而要确定整个空间内声信号的空间方向至少需要 4 个空间阵元。

当目标信号源为窄带信号且距离阵列足够远时,即信源位于阵列的远场范围时,可假设阵列接收的波形为平面波。远场窄带信号的包络变化缓慢,可以不考虑阵元接收信号的幅度差异,仅考虑相位差。设空间任意位置的 n 个信源 $T_i(i=1,2,\dots,n)$ 和 m 个传感器 $P_j(j=1,2,\dots,m)$ 组成空间任意阵列模型,其中 $n < m$ 。如图 1 所示, $T_1, T_2 \dots T_i$ 表示空间内信源; P_1, P_2, P_M 表示空间中的阵元。以参考阵元 P_1 为坐标原点建立坐标系,不妨设传感器 P_j 的位置坐标为 (x_j, y_j, z_j) , 信源 T_i 波达方向的方位角(在 XOY 平面的投影与坐标原点的连线与 X 轴正方向的夹角)为 φ_i , 俯仰角(与 Z 轴的夹角)为 θ_i 。

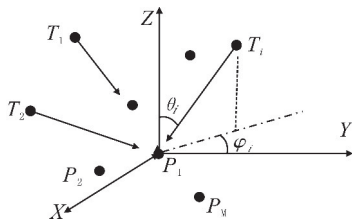


图 1 空间阵列数学模型

Fig. 1 Mathematical model of space array

对应的传感器位置矢量为 $\mathbf{p}_j = [x_j, y_j, z_j]$ ($j=1, 2, \dots, m$), 信源 T_i 的单位方向矢量为

$$\mathbf{u}_i = [\sin\theta_i \cdot \cos\varphi_i, \sin\theta_i \cdot \sin\varphi_i, \cos\theta_i] \quad (1)$$

第 j 个传感器接收到来自第 i 个信号源的信号为

$$P_{ij} = P_{i1}(t) \cdot \exp(-j\omega\tau_{ij}) \quad (2)$$

式中: τ_{ij} 为相对于参考阵元 S_1 接收信号的时延; $P_{i1}(t)$ 为参考阵元 P_1 接收到来自第 i 个信号源的信号。由图 1 的几何关系可知:

$$\tau_{ij} = -\frac{\mathbf{u}_i \mathbf{p}_j^T}{c} = -\frac{1}{c}(x_j \sin\theta_i \cdot \cos\varphi_i + y_j \sin\theta_i \cdot \sin\varphi_i + z_j \cos\theta_i) \quad (3)$$

式中 c 为信源波速。设第 j 个传感器接收到的环境噪声为 $n_j(t)$, 则第 j 个传感器接收到的信号为

$$x_j(t) = \sum_{i=1}^n \exp(-j\omega_i \tau_{ij}) * P_{i1}(t) + n_j(t) \quad (4)$$

若定义:

$$\begin{aligned} \alpha_i(\theta_i, \varphi_i) &= \exp(-j\omega_i \tau_{ij}) \\ \boldsymbol{\alpha}(\theta_i, \varphi_i) &= [\alpha_1(\theta_i, \varphi_i), \dots, \alpha_m(\theta_i, \varphi_i)]^T \\ \mathbf{A} &= [\mathbf{a}(\theta_1, \varphi_1), \mathbf{a}(\theta_2, \varphi_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_i, \varphi_i)] \\ \mathbf{P}(t) &= [P_1(t), P_2(t), \dots, P_n(t)] \\ \mathbf{N}(t) &= [n_1(t), n_2(t), \dots, n_m(t)] \\ \mathbf{X}(t) &= [x_1(t), x_2(t), \dots, x_m(t)] \end{aligned} \quad (5)$$

则式(4)可表示为矢量形式:

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{P}(t) + \mathbf{N}(t) \quad (6)$$

式中: \mathbf{A} 为信源的方位流型矩阵; $\mathbf{a}(\theta_i, \varphi_i)$ 为信源的方向矢量。式(6)即为空间中任意阵列对多个信源相应的数学模型。

2 四阶累积量算法

常用的高阶累积量有三阶累积量和四阶累积量。但三阶累积量很小且不具有对称性,对于对称分布的随机过程其三阶累积量为 0, 所以阵列信号处理领域常采用四阶累积量。四阶累积量在阵列信号处理领域具有不可替代的优良特性^[11-12]。

零均值的复平稳随机序列 $\{x(n), n = \pm 1, \pm 2, \pm \infty\}$ 的四阶累积量定义为

$$\begin{aligned}
& C_{4,x}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = \\
& E\{x(n)x^*(n+\tau_1)x(n+\tau_2)x^*(n+\tau_3)\} - \\
& E\{x(n)x^*(n+\tau_1)\}E\{x(n+\tau_2)x^*(n+\tau_3)\} - \\
& E\{x(n)x^*(n+\tau_2)\}E\{x^*(n+\tau_1)x^*(n+\tau_3)\} - \\
& E\{x(n)x^*(n+\tau_3)\}E\{x^*(n+\tau_1)x(n+\tau_2)\} \quad (7)
\end{aligned}$$

当 $x(n)$ 对称分布时, 可知式(7)中的第 3 项的值为 0。

设 M 个随机序列 $x_k(n)$, $k=1, 2, \dots, M$; $n=\pm 1, \pm 2, \pm \infty$ 均为零均值复随机序列, 则 M 维复向量序列 $x(n)=[x_1(n), x_2(n), \dots, x_M(n)]^T$ 的四阶累积量定义为

$$\begin{aligned}
& cum_x(\tau_1, \tau_2, \tau_3; k_1, k_2, k_3, k_4) = \\
& E\{x_{k_1}(n)x_{k_2}^*(n+\tau_1)x_{k_3}(n+\tau_2)x_{k_4}^*(n+\tau_3)\} - \\
& E\{x_{k_1}(n)x_{k_2}^*(n+\tau_1)\}E\{x_{k_3}(n+\tau_2)x_{k_4}^*(n+\tau_3)\} - \\
& E\{x_{k_1}(n)x_{k_3}(n+\tau_2)\}E\{x_{k_2}^*(n+\tau_1)x_{k_4}^*(n+\tau_3)\} - \\
& E\{x_{k_1}(n)x_{k_4}^*(n+\tau_3)\}E\{x_{k_2}^*(n+\tau_1)x_{k_3}(n+\tau_2)\} \quad (8)
\end{aligned}$$

式中 $k_1, k_2, k_3, k_4 \in \{1, 2, \dots, M\}$ 。

令 $\tau_1=\tau_2=\tau_3=0$, 则有:

$$\begin{aligned}
& cum_x(k_1, k_2, k_3, k_4) = \\
& E\{x_{k_1}(n)x_{k_2}^*(n)x_{k_3}(n)x_{k_4}^*(n)\} - \\
& E\{x_{k_1}(n)x_{k_2}^*(n)\}E\{x_{k_3}(n)x_{k_4}^*(n)\} - \\
& E\{x_{k_1}(n)x_{k_3}(n)\}E\{x_{k_2}^*(n)x_{k_4}^*(n)\} - \\
& E\{x_{k_1}(n)x_{k_4}^*(n)\}E\{x_{k_2}^*(n)x_{k_3}(n)\} \quad (9)
\end{aligned}$$

3 四阶累积量的阵列扩展性

正定义叫超定, 是指待估计信号源数小于阵元数。欠定就是阵元数小于信号源数。一般情况下当信号源数大于阵元数时, 会严重影响 DOA 估计性能。在欠定情况下, 估计目标方位一般从 2 方面着手: 1) 所使用的算法性能; 2) 阵列形状。由于本文研究的是任意阵列形状, 所以着重分析四阶累积量算法性能。四阶累积量对阵列的扩展是基于四阶累积量的阵列信号处理算法的一个重要特点。设空间 N 个独立非高斯远场窄带信号入射到 M 个全向阵元组成的阵列上, 空间信号相互独立, 信号与噪声也统计独立, 噪声服从高斯分布。由式(6)知阵列输出信号写成向量形式为

$$X(t) = A \cdot S(t) + N(t) \quad (10)$$

式中: $X(t)=[x_1(t), x_2(t), \dots, x_m(t)]$ 为阵列输出向量; $S(t)=[s_1(t), s_2(t), \dots, s_n(t)]$ 为空间信号向量; $N(t)=[n_1(t), n_2(t), \dots, n_m(t)]$ 为噪声向量; $A=[a(\theta_1, \varphi_1), a(\theta_2, \varphi_2), \dots, a(\theta_m, \varphi_m)]$ 为空间导引向量; $s_m(t)$ 为第 m 个空间信号; $x_m(t)$ 和 $n_m(t)$ 为第 m 个阵列输出及噪声。

定义阵列接收数据的四阶累积量:

$$\begin{aligned}
& C_{4,x}(k_1, k_2, k_3, k_4) = cum\{x_{k_1}, x_{k_2}, x_{k_3}, x_{k_4}\} = \\
& E\{x_{k_1}x_{k_2}x_{k_3}x_{k_4}\} - E\{x_{k_1}x_{k_3}\}E\{x_{k_2}x_{k_4}\} - \\
& E\{x_{k_1}x_{k_4}\}E\{x_{k_2}x_{k_3}\} - E\{x_{k_1}x_{k_2}\}E\{x_{k_3}x_{k_4}\} \quad (11)
\end{aligned}$$

式中 $k_1, k_2, k_3, k_4 \in (1, M)$ 。随着 k_1, k_2, k_3, k_4 的变化, 我们将得到 M^4 个元素为了便于操作, 可以将这 M^4 个元素放入如下一个 $M^2 \times M^2$ 的矩阵 R_4 中:

$$\begin{aligned}
& R_4((k_1-1)M+k_3, (k_2-1)M+k_4) = \\
& C_{4,x}(k_1, k_2, k_3, k_4) \quad (12)
\end{aligned}$$

可以证明, 当信号相互独立时, 对于式(12)定义的四阶累积量, 可以得到:

$$\begin{aligned}
& R_4((k_1-1)M+k_3, (k_2-1)M+k_4) = \\
& C_{4,x}(k_1, k_2, k_3, k_4) = \\
& E\{(X \otimes X^*)(X \otimes X^*)^H\} - \\
& E\{(X \otimes X^*)\}E\{(X \otimes X^*)^H\} - \\
& E\{(XX^H)\} \otimes E\{(XX^H)^*\} = \\
& B(\theta, \varphi)C_s B^H(\theta, \varphi) \quad (13)
\end{aligned}$$

式中 \otimes 表示 konecker 积, 又叫直积或张量积。向量 $a \in C^n$, 向量 $b \in C^m$ 。则:

$$a \otimes b = \begin{bmatrix} a_1 b \\ a_2 b \\ a_3 b \\ \vdots \\ a_n b \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
& B(\theta, \varphi) = [b(\theta_1, \varphi_1)b(\theta_2, \varphi_2) \cdots b(\theta_N, \varphi_N)] = \\
& [a(\theta_1, \varphi_1) \otimes a^*(\theta_1, \varphi_1) \cdots a(\theta_N, \varphi_N) \otimes a^*(\theta_N, \varphi_N)] \\
& C_s = E\{(S \otimes S^*)(S \otimes S^*)^H\} - \\
& E\{(S \otimes S^*)\}E\{(S \otimes S^*)^H\} - \\
& E\{(SS^H)\} \otimes E\{(SS^H)^*\} \quad (14)
\end{aligned}$$

式(14)说明, 对于原真实阵元所对应的阵列导向矢量, 阵列扩展后的阵列导向矢量为

$$b(\theta, \varphi) = a(\theta, \varphi) \otimes a^*(\theta, \varphi) \quad (15)$$

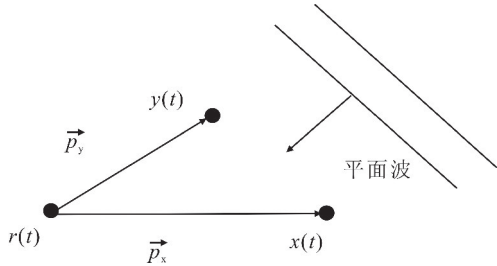


图 2 空间阵元位置

Fig. 2 Location of space arrays

假设空间存在 3 个真实阵元,以原点处的阵元为参考点,如图 2 所示。由阵列信号的数学模型可知,如果参考阵元接收空间某一个静态信号的数据为

$$r(t) = s(t) \quad (16)$$

则有:

$$x(t) = s(t) \exp(-j\mathbf{u} \cdot \mathbf{p}_x) \quad (17)$$

$$y(t) = s(t) \exp(-j\mathbf{u} \cdot \mathbf{p}_y) \quad (18)$$

式中: \mathbf{u} 为信号传播矢量; \mathbf{p}_x 为 x 阵元与参考阵元的位置矢量; \mathbf{p}_y 为 y 阵元与参考阵元的位置矢量。针对图 2 所假设的空间阵列,式(13)所描述的阵列扩展后的阵列导向矢量可写成:

$$\begin{aligned} \mathbf{b}(\theta, \varphi) &= \mathbf{a}(\theta, \varphi) \otimes \mathbf{a}^*(\theta, \varphi) = [1 \exp(-j\mathbf{u} \cdot \vec{\mathbf{p}}_x) \\ &\exp(-j\mathbf{u} \cdot \vec{\mathbf{p}}_y)]^T \otimes [1 \exp(j\mathbf{u} \cdot \vec{\mathbf{p}}_x) \exp(j\mathbf{u} \cdot \vec{\mathbf{p}}_y)]^T = \\ &[1 \exp(j\mathbf{u} \cdot \vec{\mathbf{p}}_x) \exp(j\mathbf{u} \cdot \vec{\mathbf{p}}_y) \exp(-j\mathbf{u} \cdot \vec{\mathbf{p}}_x) 1 \exp(-j\mathbf{u} \cdot \vec{\mathbf{p}}_x - \\ &\vec{\mathbf{p}}_y) \exp(-j\mathbf{u} \cdot \vec{\mathbf{p}}_y) \exp(-j\mathbf{u} \cdot \vec{\mathbf{p}}_y - \vec{\mathbf{p}}_x) 1] \quad (19) \end{aligned}$$

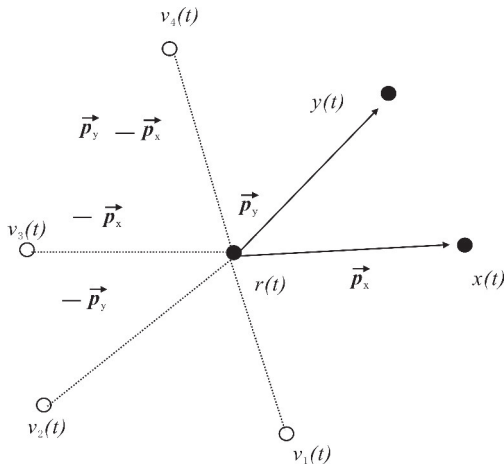


图 3 阵列扩展特性

Fig. 3 Features of array extension

从式(19)可以清楚地看出式中的第 4、6、7、8 项中的阵元是扩展出来的(即为虚拟阵元),而其

它 5 项对应的阵元与真实阵元的位置重合,且扩展出来的位置如图 3 所示。图中●表示真实阵元,○表示虚拟阵元。从图 3 中可以清楚地看出图 2 中的 3 个实际阵元采用四阶累积量后得到的扩展阵列共有 7 个阵元,其中 4 个阵元为虚拟阵元。需要说明的是,上述的分析都是基于式(10)定义的四阶累积量矩阵推导出来的。得出四阶累积量可以从 2 个方面实现阵列扩展:1) 展宽阵列的有效孔径,使得测向性能得到提高;2) 增加有效的阵元数目,这是突破传统信号处理算法对入射信号数限制的根本。如果采用不同的方法构造四阶累积量矩阵,将会得到不同的分析结果。

4 基于四阶累积量的 MUSIC 算法

由四阶累积量的定义及信号数据模型可知,当采用如下累积量定义:

$$C_{4x}(k_1, k_2, k_3, k_4) = \text{cum}\{x_{k_1}, x_{k_2}, x_{k_3}^*, x_{k_4}^*\} \quad (20)$$

且构成矩阵的第 $(k_1 - 1)M + k_3$ 行及第 $(k_2 - 1)M + k_4$ 列的值为 $C_{4x}(k_1, k_2, k_3, k_4)$ 时,有:

$$R_4((k_1 - 1)M + k_3, (k_2 - 1)M + k_4) = B(\theta, \varphi) C_s B^H(\theta, \varphi) \quad (21)$$

且

$$\begin{aligned} B(\theta, \varphi) &= [\mathbf{b}(\theta_1, \varphi_1) \mathbf{b}(\theta_2, \varphi_2) \cdots \mathbf{b}(\theta_N, \varphi_N)] = \\ &[\mathbf{a}(\theta_1, \varphi_1) \otimes \mathbf{a}^*(\theta_1, \varphi_1) \cdots \\ &\mathbf{a}(\theta_N, \varphi_N) \otimes \mathbf{a}^*(\theta_N, \varphi_N)] \quad (22) \end{aligned}$$

假设空间中有 N 个独立的信号源,那么阵列接收到的数据矢量 \mathbf{X} 的秩为 N ,那么 $\mathbf{X} \otimes \mathbf{X}^*$ 和 $\mathbf{X} \otimes \mathbf{X}$ 的秩为 N^2 。

如式(20)所示,可以直接将 MUSIC 方法推广到四阶累积量的阵列信号处理。如果信号源之间互相独立,即可以对组成的协方差矩阵进行特征分解,从而获得大特征值对应的信号子空间和小特征值的噪声子空间。利用 2 个子空间的正交性,得到基于四阶累积量的 MUSIC 功率谱函数

$$P(\theta, \varphi) = \frac{1}{\|b^H(\theta, \varphi) E_N\|^2} \quad (23)$$

由以上的描述过程我们不难看出,基于四阶累积量的 MUSIC 方法与传统的 MUSIC 方法相比较,有下列优越性:1) 能够完全抑制高斯噪声;2) 基于

累积量进行处理,阵列孔径扩大了一倍,提高了角度估计的分辨率和精度,增加了能估计信源的个数,在阵元数目一定的情况下能估计较多的目标信号源。在一定应用场景中,尤其是水下目标估计工程中,各种复杂的环境因素要求阵元数目一定。该算法有较好的工程应用前景。

5 实验仿真

针对阵列信号的四阶累积量所具有的阵列扩展特性,基于四阶累积量方位估计方法,可估计多于二阶统计量估计方法的信号源数。采用如图 4 所示的空间四元坐标轴阵,针对基于二阶统计量估计方法无法估计的 4 个独立的空间信号源进行仿真实验,信源方向分别为 $(30^\circ, 150^\circ)$ 、 $(30^\circ, -150^\circ)$ 、 $(120^\circ, 150^\circ)$ 、 $(120^\circ, -150^\circ)$ 。实验中快拍数为 512,信噪比为 15 dB。采用四阶累积量 MUSIC 方位估计方法,实验结果如图 5 所示。

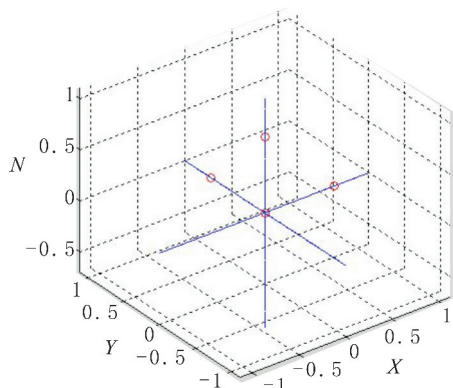


图 4 空间四元阵列结构图

Fig. 4 Structure of spatial quaternary array

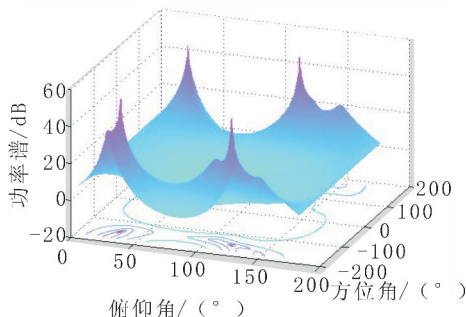


图 5 基于四阶累积量的空间谱图

Fig. 5 Spatial spectrum based on fourth-order cumulant

从实验结果可以看出,传统方法存在对信源数

不能大于阵元数的条件限制。基于四阶累积量的 MUSIC 欠自由度方位估计方法适用于空间任意结构阵列,且能实现对数量大于等于阵元数的空间任意方向目标的方位估计,验证了结论的正确性。

6 结束语

本文介绍了一种任意阵元数的空间阵列数学模型,基于四阶累积量的 MUSIC 算法,分析了四阶累积量算法在阵列信号处理领域中的优良特性。把四阶累积量应用于阵列信号处理中,能够实现阵列扩展,且增加了虚拟阵元,扩展了阵列孔径,从而使较之于基于协方差的算法能分辨的空间信源数目更多,测向性能得到提高,弥补了传统算法能分辨的信号源数目不能多于阵元数、对硬件复杂度和性能要求较高的缺点。任意阵列模型具有较高的灵活性,适用于水下任意环境的目标探测,能够很灵活地利用较少的阵元数去估计更多的目标信号源,使硬件结构得到简化,节约能源,在工程应用中具有很高的应用价值。通过对基于四阶累积量的 MUSIC 估计算法进行数值仿真,验证了该算法的可行性。

参考文献

- [1] 黄昌九. 基于四阶累积量的阵列信号参数估计[D]. 成都:西南交通大学,2006.
- [2] 何轲,相敬林,韩鹏,等. 空间任意阵的 MUSIC 算法性能研究[J]. 计算机测量与控制,2010,18(3):688-690.
- [3] 刘庆华,伊晓东. 基于分布式任意阵列的宽带信源定位方法研究[J]. 电子技术应用,2016,42(1):82-86,90.
- [4] 殷晴青,何培宇. 相干语音信号的两阵元 DOA 估计新算法[J]. 信号处理,2013,29(9):1169-1175.
- [5] 宁强,方向,潘俊,等. 圆形传感器阵列多运动声源二维波达方向估计[J]. 解放军理工大学学报:自然科学版,2013,14(3):283-287.
- [6] 王永良. 空间谱估计理论与算法[M]. 北京:清华大学出版社,2004.
- [7] HARRY L, VAN T. Optimal Array Processing[M]. New York:Wiley InterScience, 2002.
- [8] HAJIAN M, COMAN C. Comparison of circular, uni-

- form and non-uniform Y-shaped array antenna for DOA estimation using music algorithm [C]// IEEE Wireless Technology Conference Proceedings. US: IEEE, 2006.
- [9] YUAN Q W, CHEN Q, SAWAYA K. Accurate DOA estimation using array antenna with arbitrary geometry [J], IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2005, 53(4): 1352-1357.
- [10] 闫石,何轲,赵延安.一种基于四元立体阵的声定向方法[J].电声技术,2007,31(7):16-19.
- [11] 何轲,王海燕,申晓红,等.一种基于四阶累积量的声定向方法[J].国外电子测量技术,2011,30(2):9-13.
- [12] 战金龙,胡国平.一种新的二维 MUSIC 算法的研究 [J].通信学报,2004,25(4):69-74.

(上接第 34 页)

- [6] INGLEBY B, HUDDLESTON M. Quality control of ocean temperature and salinity profiles—historical and real-time data [J]. Journal of Marine Systems, 2007, 65 (1): 158-175.
- [7] MILLERO F J, LEE K, ROCHE M. Distribution of alkalinity in the surface waters of the major oceans [J]. Marine Chemistry, 2015, 60: 111-130.
- [8] BHASKAR T U, RAVICHANDRAN M, DEVENDER R. An operational objective analysis system at INCOIS for generation of Argo value added products, Technical Report No. INCOIS/MOG-TR-2/07 [R]. India: INCOIS, 2007.
- [9] HOSODA S, OHIRA T, NAKAMURA T. A monthly mean dataset of global oceanic temperature and salinity derived from Argo float observations [R]. Japan: JAMSTEC Rep. Res. Dev., 2008, 8: 47-59.
- [10] ROEMMICH D, GILSON J. The 2004-2008 mean and annual cycle of temperature, salinity, and steric height in the global ocean from Argo program [J]. Progr. Oceanogr., 2009, 82: 81-100.
- [11] GAILLARD F, AUTRET E, THIERRY V, et al. Quality control of large Argo data sets [J]. J. Atmos. Oceanic Technology, 2009, 26: 337-351.
- [12] GOOD S A, MARTIN M J, RAYNER N A. EN4: quality controlled ocean temperature and salinity profiles and monthly objective analyses with uncertainty estimates [J]. J. Geophys. Res., 2013, 118: 6704-6716.
- [13] Fousiva T S, PAREKH A, GNANASEELAN C. Interannual variability of upper ocean stratification in Bay of Bengal: observational and modeling aspects [J]. Theoretical & Applied Climatology, 2016, 126 (1-2): 285-301.
- [14] ROEMMICH D, CHURCH J, GILSON J, et al. Unabated planetary warming and its ocean structure since 2006 [J]. Nature Climate Change, 2015, 2 (3): 240-245.
- [15] ARMOUR K C, MARSHALL J, SCOTT J R, et al. Southern ocean warming delayed by circumpolar upwelling and equatorward transport [J]. Nature Geoscience, 2016, 9 (7): 549-554.
- [16] 李宏,许建平,刘增宏,等.利用逐步订正法构建 Argo 网格资料集的研究 [J].海洋通报,2012,31(5):46-58.
- [17] 李宏,许建平,刘增宏,等.全球海洋 Argo 网格资料集及其验证 [J].海洋通报,2013,32(6):615-625.
- [18] LI H, XU F, ZHOU W, et al. Development of a global gridded Argo data set with Barnes successive Corrections [J]. J. Geophys. Res. Oceans, 2017, 122: doi 10.1002/2016JC012285.
- [19] Chu P C, Fan C W. Maximum angle method for determining mixed layer depth from sea glider data [J]. J. Oceanogr., 2011, 67: 219-230.
- [20] CRESSMAN G P. An operational objective analysis system [J]. MonWea. Rev., 1959, 87: 367-372.
- [21] BARNES S L. Mesoscale objective analysis using weighted time series observations, NOAA Tech. Memo. ERL NSSL-62 [R]. Norman: National Severe Storms Laboratory, 1973.
- [22] MCPHADEN M J, ANTONIO J, ROBERT C, et al. The Tropical Ocean-Global Atmosphere observing system: A decade of progress [J]. J. Geophys. Res., 1998, 103: 14169-14240.