DOI：10.13382/j.jemi.B2307067

基于最优四基阵的被动式声源定位估计*

单泽彪[1,2]　郭靖豪[1]　刘小松[1]　孙煜旗[1]　白　昱[1]
（1.长春理工大学电子信息工程学院　长春　130022；2.长春气象仪器研究所　长春　130102）

摘　要：针对现有被动式声源定位算法测量精度低、适用范围小等问题，提出了一种基于最优四基阵的被动式声源定位估计方法。该方法通过构建最优四基阵阵列结构以实现多阵元点共用，旨在使用较少的阵元总量实现对目标声源的融合定位估计，从而提高定位精度。并就该阵列模型确定空间目标定位方程组，将求解位置坐标问题转换为求解阵元点之间时延差值问题。进而采用二次分数低阶协方差算法求解脉冲噪声环境下的相应阵元间时延差值，即求得阵元信号的自分数低阶协方差和两阵元间信号的互分数低阶协方差之后，再次计算二者的互分数低阶协方差，以期更大程度上抑制脉冲噪声的影响，提高时延差值估计精度；最终将求得的时延估计信息带回定位方程组已实现对空间声源的定位估计。通过数值仿真和实测实验验证了所提方法的可行性及阵列结构的优越性。在实测实验中对声源定位估计误差仅为 0.085 1 m，表明所提方法能较高精度的实现脉冲噪声环境下的声源定位，拓展了被动式声源定位算法的应用场景，具有一定的实际应用价值。

关键词：被动式声源定位；脉冲噪声；最优四基阵；到达时差估计
中图分类号：TN911　　**文献标识码**：A　　**国家标准学科分类代码**：510.4

Passive sound source localization estimation based on optimal four-base array

Shan Zebiao[1,2]　Guo Jinghao[1]　Liu Xiaosong[1]　Sun Yuqi[1]　Bai Yu[1]
（1. School of Electronic and Information Engineering, Changchun University of Science and Technology, Changchun 130022, China;
2. Changchun Meteorological Instrument Research Institute, Changchun 130102, China）

Abstract: Addressing the challenges of low measurement accuracy and restricted applicability range in existing passive sound source localization algorithms, this paper proposes a passive sound source localization estimation method based on an optimal quadruple-array. This method constructs an optimal quadruple-array structure to enable multi-element point sharing, aiming to achieve fusion localization estimation of the target sound source with a reduced total number of elements, thereby enhancing localization accuracy. Spatial target localization equations are derived from the array model, transforming the problem of solving position coordinates into that of determining time delay differences between array elements. Subsequently, a second-order fractional low-order covariance algorithm is employed to resolve the corresponding time delay differences between array elements in an impulse noise environment. After obtaining the self-fractional low-order covariance of array signals and the mutual-fractional low-order covariance between two array elements, the mutual-fractional low-order covariance of both is recalculated to further mitigate the impact of impulse noise and improve time delay estimation accuracy. Finally, the obtained time delay estimation information is incorporated back into the localization equation set to achieve localization estimation of spatial sound sources. The feasibility of the proposed method and the superiority of the array structure are validated through numerical simulations and field experiments. In the field experiments, the estimation error of sound source localization is only 0.085 1 meters, demonstrating the method's capability to achieve high accuracy in sound source localization under impulse noise environments. This work extends the application scenarios of passive sound source localization algorithms and holds practical application value.

Keywords: passive sound source localization; impulse noise; optimal four-base array; time difference of arrival estimation

收稿日期：2023-11-22　　Received Date: 2023-11-22

*基金项目：吉林省自然科学基金项目（YDZJ202301ZYTS412）、吉林省教育厅科学技术项目（JJKH20240938KJ）、吉林省教育厅产业化培育项目（JJKH20240940CY）资助

0 引　言

声源定位是一种通过获取声源发射的声波信号进而对声源进行定位的技术[1]。声源定位技术主要有主动式和被动式两类,其中主动式声源定位技术通过发送信号并接收目标的反射信号来获取目标信息,但其隐蔽性较差,系统安全性也较低[2]。而被动式声源定位仅使用接收设备,通过接收发出的声波信号并结合相关的定位技术来实现声源定位。由于被动式声源定位技术具有较强的隐蔽性和较低的研制成本,已逐渐成为声源定位技术中主要的研究方向[3-4]。

被动式声源定位方法主要分为 3 类:基于最大输出功率的可控波束形成方法、基于高分辨率谱估计的定位方法以及基于达到时间差(time difference of arrival, TDOA)的定位方法[5]。其中 TDOA 方法的原理是基于传声器阵列在空间布置位置不同,导致传声器阵元接收到的信号之间存在达到时间差,获得该时间差值,即可获得声源的空间位置。因此,研究能够获得高精度时延差值的时间延迟测量方法,是构建整个 TDOA 声源定位系统的关键环节,也是实现高精度定位的决定性因素。时间延迟估计算法主要有自适应滤波、基于互相关和高阶统计量的时延估计、基于分数低阶统计量的时延估计[6]、基于相关熵的时延估计、压缩感知时延估计[7]以及采用多重信号分类(multiple signal classification, MUSIC)算法、基于旋转不变技术的信号参数估计(estimating signal parameter via rotational invariance techniques, ESPRIT)算法等多径时延估计方法[8]。通常情况下假设背景环境噪声为高斯分布噪声,如文献[9]在声发射定位领域中假设背景噪声是高斯白噪声,采用广义相关法对声波信号的传播时间进行测量。并且为了进一步提高测量的精度,文献[10-12]在相关法的基础上采用二次相关时延估计算法在风速风向测量领域进行了研究。二次相关是在基本相关法的基础上再次对互相关函数和自相关函数进行互相关处理,进一步对噪声进行了抑制,提高了时延估计的精度。

尽管基于高斯假定的时间延迟估计理论和方法得到了广泛的重视和应用,但在声学环境中所遇到的信号和噪声,往往是非高斯分布的,且伴有显著的尖峰脉冲特性,这类具有脉冲冲击特性的噪声一般称为 Alpha 稳定分布噪声。该类噪声干扰情况下包括二次相关的相关方法或高阶累积量[13]等时延估计方法无法有效的工作、会出现显著的退化,甚至会导出错误的结果。因此,分数低阶统计量和相关熵类方法成为脉冲噪声背景下时间延迟估计的两类重要方法[14]。其中分数低阶统计量方法是处理脉冲噪声背景下时间延迟估计最早且应用最为广泛的一类方法,它具有多种形式,如分数低阶矩、共变和分数低阶相关即分数低阶协方差等方法[12]。其中分数低阶协方差方法比分数低阶矩和共变类方法具有更加优越的性能以及应用过程中更大的灵活性和广泛性,因此成为了分数低级统计量类方法中进行时延估计应用最广的方法。

与此同时在 TDOA 声源定位系统中,为精确确定空间目标的位置,首先需要按照一定的空间关系布置多个接收器,形成接收器阵列。典型的阵列结构有均匀线阵、圆形阵列等[15]。其次对接收到的目标信号进行到达时间差估计,将之代入根据阵列几何结构推导的定位方程组,以此求出目标声源的位置估计值。接收器数量越多,定位越准确,但也将增加系统复杂度,导致定位响应时间延长。因此,在设计传声器阵列结构时,需要综合考虑空间布局、传感器数量等多方面因素,以平衡定位准确性和响应速度[16]。

针对上述问题,本文提出了一种基于最优四基阵阵列结构的被动式声源定位方法。通过构建最优四基阵传声器阵列结构,并采用二次分数低阶协方差算法计算脉冲噪声背景下的各阵元之间的时延差值,从而实现对目标声源的高精度定位估计。其中最优四基阵通过多阵元点共用以实现减少总阵元点数,从而可用较少的阵元总数量实现较高的测量精度。经过仿真分析及实测实验验证了所提方法的有效性。

1 最优四基阵模型及空间声源定位

1.1 最优四基阵阵列模型

如图 1 所示是一种相较于正四面体阵列等模型更为简单高效的空间四元基阵模型[17]。此阵列结构构成简单、布置方便,可以实现对于空间目标的定位测量。

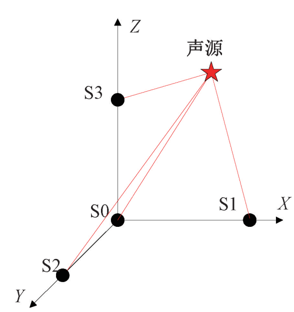

图 1　空间四元基阵

Fig. 1　Optimal spatial quadruple-element array

但由于噪声等环境因素的干扰,单独使用空间四元基阵进行目标测量可能会产生较大的测量误差。为提高

测量精度,设计了一种如图 2 所示的多基阵混合阵列模型[18]。该模型采用 4 个四元基阵进行联合估计,以提高整体测量精度。同时,由于基阵之间存在共用阵元点,减少了阵元总数,降低了计算复杂度。

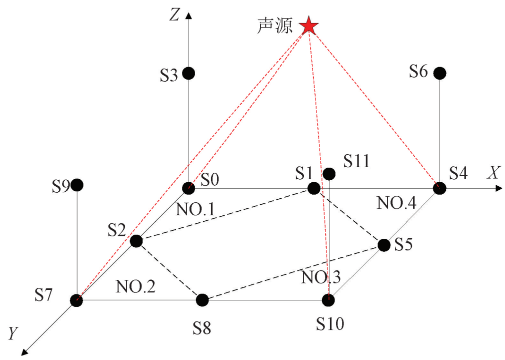

图 2　多基阵混合阵列模型

Fig. 2　Hybrid array model with multiple sub-arrays

为进一步提高整个阵列系统的定位性能,本文在前述多基阵混合阵列模型的基础上进行了优化和改进,提出了一种如图 3 所示的最优四基阵阵列模型,该阵列结构进一步提高了阵元之间的共用程度,使得除基阵原点外的每一个点都能实现共用效果,从而在最小阵元数下实现最佳测量效果。所提出的阵列模型仍采用四基阵阵列结构,但阵元数量减少至 10 个。相比之前的多基阵混合阵列模型,最优四基阵阵列模型使用更少的阵元构建完备的四基阵,使整体阵列结构更简洁,阵元复用率更高。

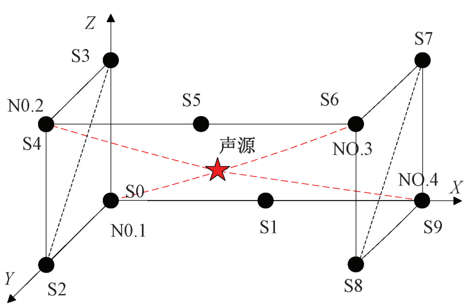

图 3　最优四基阵阵列模型

Fig. 3　Optimal four-base array model

1.2　空间定位方法

以图 3 中的 NO. 1 基阵为例。首先将 S0 作为坐标原点,然后假定声源位置为(x,y,z),4 个传声器阵元的坐标分别为 S0(0,0,0)、S1(D,0,0)、S2(0,D,0)、S3(0,0,D)。其中 D 为阵元间距。由此可以确定其定位方程组,如式(1)所示。

$$\begin{cases} r_0^2 = x^2 + y^2 + z^2 \\ (r_0 + c\tau_1)^2 = (x - D)^2 + y^2 + z^2 \\ (r_0 + c\tau_2)^2 = x^2 + (y - D)^2 + z^2 \\ (r_0 + c\tau_3)^2 = x^2 + y^2 + (z - D)^2 \end{cases} \tag{1}$$

式中:r_0 表示声源到坐标原点的距离。τ_i $(i = 1,2,3)$ 表示声源到达阵元 S1～S3 相较到达参考阵元 S0 的时延差值,c 表示实际声波传播速率。

将式(1)进行变形,可得到过渡方程组为:

$$\begin{cases} D \times x = \dfrac{D^2 - (c\tau_1)^2}{2} - r_0 c\tau_1 \\ D \times y = \dfrac{D^2 - (c\tau_2)^2}{2} - r_0 c\tau_2 \\ D \times z = \dfrac{D^2 - (c\tau_3)^2}{2} - r_0 c\tau_3 \end{cases} \tag{2}$$

再将式(2)转换为矩阵方程如式(3)所示。

$$\boldsymbol{AX} = \boldsymbol{H}/2 - r_0 c\boldsymbol{\Delta} \tag{3}$$

式中:$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} D & 0 & 0 \\ 0 & D & 0 \\ 0 & 0 & D \end{bmatrix}$,$\boldsymbol{X} = [x \quad y \quad z]^{\mathrm{T}}$,$\boldsymbol{\Delta} = [\tau_1 \quad \tau_2 \quad \tau_3]^{\mathrm{T}}$,$\boldsymbol{H} = [D^2 - (c\tau_1)^2 \quad D^2 - (c\tau_2)^2 \quad D^2 - (c\tau_3)^2]^{\mathrm{T}}$。

由式(3)可求得声源估计坐标值为:

$$\boldsymbol{X} = \boldsymbol{A}^{-1}(\boldsymbol{H} - r_0 c\boldsymbol{\Delta}) \tag{4}$$

又因为:

$$r_0^2 = x^2 + y^2 + z^2 = \boldsymbol{X}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{X} \tag{5}$$

将式(4)代入式(5)中,可以将式(5)改写为:

$$r_0^2 = (\boldsymbol{A}^{-1}(\boldsymbol{H} - r_0 c\boldsymbol{\Delta}))^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{A}^{-1}(\boldsymbol{H} - r_0 c\boldsymbol{\Delta})) \tag{6}$$

将式(6)展开为:

$$r_0[c^2\boldsymbol{\Delta}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{A}^{-1})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{\Delta} - 1] - 2r_0 c\boldsymbol{\Delta}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{A}^{-1})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{H} + \boldsymbol{H}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{A}^{-1})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{H} = 0 \tag{7}$$

最后将式(4)中各矢量代入式(7),得到一个关于 r_0 的一元二次方程,如式(8)所示。

$$4r_0^2[(c^2\tau_1^2 + c^2\tau_2^2 + c^2\tau_3^2) - D^2] - 4r_0[D^2(c\tau_1 + c\tau_2 + c\tau_3) + (c^3\tau_1^3 + c^3\tau_2^3 + c^3\tau_3^3)] + (c^4\tau_1^4 + c^4\tau_2^4 + c^4\tau_3^4) - 2D^2(c^2\tau_1^2 + c^2\tau_2^2 + c^2\tau_3^2) + 3D^4 = 0 \tag{8}$$

对式(8)进行求解,即可得到距离 r_0 值。

假定声源在球坐标面的坐标为(r_0,φ,θ),则声源目标在球面坐标下的表达式为:

$$\begin{cases} x = r_0\sin\theta\cos\varphi \\ y = r_0\sin\theta\sin\varphi \\ z = r_0\cos\theta \end{cases} \tag{9}$$

将式(9)结合式(4)和(8),可得目标声源的定位坐标,如式(10)所示。

$$\begin{cases} x = (D^2 - 2cr_0\tau_1 - c^2\tau_1^2)/2D \\ y = (D^2 - 2cr_0\tau_2 - c^2\tau_2^2)/2D \\ z = (D^2 - 2cr_0\tau_3 - c^2\tau_3^2)/2D \end{cases} \tag{10}$$

由式(10)可知，若要求得声源的位置信息，只需要确定时延差值 τ_i 即可。

2 改进时延估计算法描述与分析

2.1 接收信号模型

假设两个阵元接收到的信号分别表示为：

$$x_1(n) = A_1 s(n) + v_1(n) \tag{11}$$

$$x_2(n) = A_2 s(n-\tau) + v_2(n) \tag{12}$$

式中：$A_i(i=1,2)$ 表示衰减因子，$s(n)$ 和 $s(n-\tau)$ 分别表示接收声波信号，τ 表示相对时延，$v_1(n)$ 和 $v_2(n)$ 表示加性 Alpha 稳定分布噪声，其冲击特性的强弱用特征指数 α 予以表征。

2.2 传统时延估计算法

广义互相关(generalized cross correlation，GCC)方法是一种简单有效的时延估计算法，其基本思想是利用两个信号之间的相关性来估计它们之间的时延[19]。时延估计式为：

$$\hat{D} = \arg\{\max_k [R_{x_1x_2}(k)]\} \tag{13}$$

式中：$R_{x_1x_2}(k) = \mathrm{E}[x_1(n)x_2(n+k)]$。

在 GCC 方法中，为了提高时延估计精度，需要对接收信号的互功率谱密度进行加权滤波处理。此时的广义互相关函数写作：

$$R_{y_1y_2}^{(G)}(k) = \mathrm{F}^{-1}[G_{y_1y_2}(\omega)] = \mathrm{F}^{-1}[H(\omega)G_{x_1x_2}(\omega)] \tag{14}$$

式中：$H(\omega)$ 为加权函数，$G_{x_1x_2}(\omega)$ 为互功率谱密度，此时时延估计值可改写为：

$$\hat{D} = \arg\{\max_k [R_{x_1x_2}^{G}(k)]\} \tag{15}$$

PHAT(phase transform)算法是一种广泛应用的基于广义互相关理论的时间延迟估计方法。在 PHAT 方法中，其加权函数可表示为：

$$H(\omega) = \frac{1}{|G_{x_1x_2}(\omega)|} \tag{16}$$

但 GCC 方法在环境噪声为脉冲噪声时，会存在着性能下降甚至失效的问题，为使 PHAT 时延估计算法能在脉冲噪声背景下适用，即需要采用分数低阶协方差谱代替互功率谱。

2.3 λ 修正的时延估计算法

分数低阶协方差的定义为：

$$R_{xx}^{(d)}(k) = \mathrm{E}[(x(n))^{\langle A\rangle}(x(n+k))^{\langle B\rangle}] \tag{17}$$

当 $0 \leqslant A < \alpha/2$ 且 $0 \leqslant B < \alpha/2$ 时，$R_{xx}^{(d)}(k)$ 的 Fourier 变换存在。通过对分数阶协方差的低阶项进行 Fourier 变换，可以得到一种新的分数阶谱—分数低阶协方差谱。其表示为：

$$\phi_{xx}^{d}(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} R_{xx}^{(d)}(k)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}kw} \tag{18}$$

将式(18)结合 PHAT 方法，可以得到新的分数阶谱为：

$$R_{y_1y_2}^{(d)}(k) = \mathrm{F}^{-1}[H(\omega)\phi_{x_1x_2}^{d}(\omega)] \tag{19}$$

由式(19)可知，PHAT 算法只利用了互功率谱函数的相位信息。为提高性能，文献[20]在式(19)的基础上，提出增加一个经验常数 λ，以保留幅值信息，得到 λ 修正的分数低阶协方差函数为：

$$R_{y_1y_2}^{(d)}(k) = \mathrm{F}^{-1}\left[\frac{\phi_{x_1x_2}^{d}(\omega)}{|\phi_{x_1x_2}^{d}(\omega)|^{\lambda}}\right] \tag{20}$$

其中，λ 使 PHAT 算法能够保留部分幅值信息，从而弥补了 PHAT 算法仅利用相位的不足。λ 的值可根据环境噪声强弱而设定。当信噪比较高时，该常数取值较大，如 $\lambda = 0.7$，以期对幅值信息进行抑制，进一步增强相位信息的主导作用；而当信噪比较低时，该常数取值较小，如 $\lambda = 0.1$，以保留更多的信号幅值信息，从而提高信号的可检测性。在本文仿真分析部分设置 $\lambda = 0.3$，可较好的保留部分幅值信息，以兼顾不同信噪比环境下的需求，实现平滑的幅值调节作用。

2.4 二次分数低阶协方差时延估计算法

二次分数低阶协方差时延估计算法的具体流程如图 4 所示。

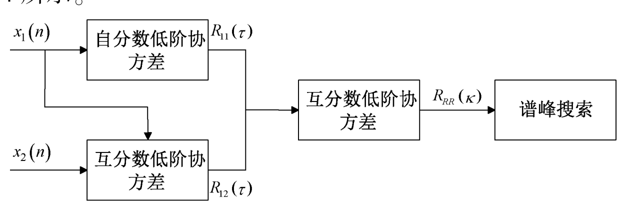

图 4　二次分数低阶协方差时延估计流程

Fig. 4　Flowchart for second-order fractional lower-order covariance time delay

本文目标是被动式声源定位，故二次分数低阶协方差算法在其中应用的基本思路为：先对阵列原点接收信号 $x_1(n)$ 及相关阵元信号 $x_2(n)$ 进行自分数低阶协方差运算和互分数低阶协方差运算，最后再对以上求得的两函数进行互分数低阶协方差运算，从而得到二次分数低阶协方差。二次分数低阶协方差时延估计算法旨在更大程度上抑制脉冲噪声的干扰，以便对时延差值信号进行更精确的估计。

对阵列原点接收信号 $x_1(n)$ 进行分数低阶协方差运算，得：

$$R_{11}(\tau)=\mathrm{E}[(x_1(n))^{\langle A\rangle}(x_1(n+\tau))^{\langle B\rangle}]$$
$$0\leqslant A<\alpha/2,0\leqslant B<\alpha/2 \tag{21}$$

同时对 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 进行互分数低阶协方差运算,得:

$$R_{12}(\tau)=\mathrm{E}[(x_1(n))^{\langle A\rangle}(x_2(n+\tau))^{\langle B\rangle}]$$
$$0\leqslant A<\alpha/2,0\leqslant B<\alpha/2 \tag{22}$$

观察式(21)和(22)可知,自分数低阶协方差函数 $R_{11}(\tau)$ 和互分数低阶协方差函数 $R_{12}(\tau)$ 均是时延 τ 的函数,可将其看作新的函数,故可再次对其进行分数低阶协方差运算,得二次分数低阶协方差函数为:

$$R_{RR}(\kappa)=\mathrm{E}[(R_{11}(\tau))^{\langle A\rangle}(R_{12}(\tau+\kappa))^{\langle B\rangle}]$$
$$0\leqslant A<\alpha/2,0\leqslant B<\alpha/2 \tag{23}$$

根据维纳-辛钦定理,相关函数和功率谱密度函数之间存在傅里叶变换的对偶关系。对 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 求分数低阶协方差并进行离散傅里叶变换,变换后分别表示为:

$$X_1^{(d)}(\omega)=\sum_{k=-\infty}^{\infty}R_{x_1x_1}^{(d)}(k)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}kw}$$
$$X_2^{(d)}(\omega)=\sum_{k=-\infty}^{\infty}R_{x_2x_2}^{(d)}(k)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}kw} \tag{24}$$

由功率谱密度函数定义得,阵列原点接收信号 $x_1(n)$ 的自功率谱密度函数以及 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 的互功率谱密度函数分别为:

$$\phi_{x_1x_1}^{(d)}(\omega)=X_1^{(d)}(\omega)X_1^{(d)}\times(\omega)$$
$$\phi_{x_1x_2}^{(d)}(\omega)=X_1^{(d)}(\omega)X_2^{(d)}\times(\omega) \tag{25}$$

由式(25)可得二次分数低阶协方差函数对应的功率谱密度函数为:

$$\phi_{\mathrm{RR}}^{(d)}(\omega)=\phi_{x_1x_1}^{(d)}(\omega)\phi_{x_1x_2}^{(d)}(\omega) \tag{26}$$

将式(26)代入替换式(20)中的分数低阶协方差谱。即可得到二次分数低阶协方差的改进时延估计式,如式(27)所示。

$$R_{y_1y_2}^{(d)}(k)=\mathrm{F}^{-1}\left[\frac{\phi_{\mathrm{RR}}^{d}(\omega)}{|\phi_{\mathrm{RR}}^{d}(\omega)|^{\lambda}}\right] \tag{27}$$

此时,时延估计的最终表达式为:

$$\hat{T}=\arg\{\max_k[R_{y_1y_2}^{(d)}(k)]\} \tag{28}$$

二次分数低阶协方差算法的计算复杂度分析。假设两路信号分别为 $x(n)$ 和 $y(n)$,信号长度为 N,分数阶阶次为 p。

1)分数幂变换。对两路信号分别进行幂变换,$x_p(n)=(|x(n)|)^p\cdot\mathrm{sign}(x(n))$,$y_p(n)=(|y(n)|)^p\cdot\mathrm{sign}(y(n))$。该过程为二次分数低阶协方差的信号预处理,且 p 的取值存在小于 $\alpha/2$ 限制,故该过程的计算复杂度为 $O(N)$。

2)快速傅里叶变换(fast Fourier transform,FFT)。对经过分数幂变换的信号计算子分数低阶协方差 $\phi_{x_1x_1}^{(d)}(\omega)=X_1^{(d)}(\omega)X_1^{(d)}\times(\omega)$ 和互分数低阶协方差 $\phi_{x_1y_1}^{(d)}(\omega)=X_1^{(d)}(\omega)Y_1^{(d)}\times(\omega)$,协方差计算涉及到 FFT 操作,其计算复杂度为 $2O(N\log N)$。

3)二次分数低阶协方差计算。将 2)中的自分数低阶协方差与互分数低阶协方差函数进行进一步互分数低阶协方差计算 $\phi_{\mathrm{RR}}^{(d)}(\omega)=\phi_{x_1x_1}^{(d)}(\omega)\phi_{x_1y_1}^{(d)}(\omega)$,该过程中存在 λ 的加权运算,故该过程的计算复杂度为 $O(N^2\log N)$。

4)逆傅里叶变换。将 3)所得结果通过逆傅里叶变换转换回时域,以进行最终的谱峰搜索操作。该过程的计算复杂度与 FFT 相同,为 $O(N\log N)$。

5)谱峰搜索。谱峰搜索通过遍历比较临近值来搜索最大波峰,故其计算复杂度为 $O(N)$。

通过上述分析可知,二次分数低阶协方差算法进行了多次的变换以及乘法运算,其总计算复杂度为 $O(N^2\log N)+2O(N)+3O(N\log N)$。

3 实验验证与分析

实验 1 不同阵列结构的定位效果对比验证实验。假设目标声源的空间坐标为(20 m, 25 m, 30 m),阵元间距 $D=3$ m,脉冲噪声特征指数 $\alpha=1.4$。对比计算不同信噪比−10~20 dB 下的空间四元基阵、最优四基阵、混合多基阵及单侧布置的混合多基阵阵列的定位估计均方根误差如图 5 所示。

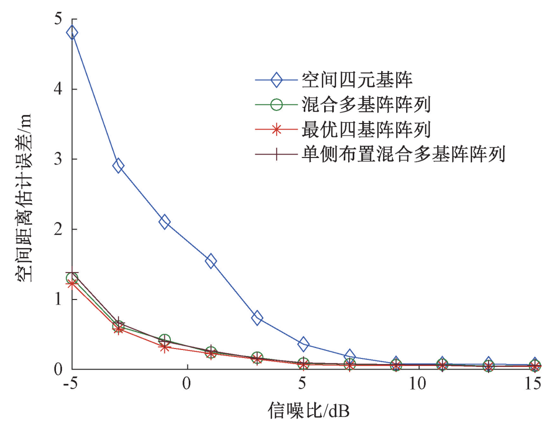

图 5 不同阵列模型定位估计均方根误差

Fig. 5 RMSE of localization estimates for different array models

由图 5 可知,多基阵阵列结构的定位精度明显高于单基阵,尤其在低信噪比环境下表现尤为优良。而另外 3 种多基阵阵列结构均可实现较高精度的声源定位,由于它们均采用了 4 个基阵联合测量,故其定位估计精度

基本相近，其差别主要在于阵列结构的空间复杂度以及总阵元点个数。本文所设计的最优四基阵阵列结构具有更简单的结构和更少的阵元数。进一步说明，在保证较高定位精度的前提下，最优四基阵列结构设计更优越，资源利用效率更高。

实验 2 最优四基阵阵列声源定位可行性验证实验。假设目标声源的空间坐标为(20 m, 25 m, 30 m)，脉冲噪声特征指数 $\alpha = 1.4$，分数低阶矩阶次为 $A = B = 0.4\alpha$，广义信噪比为 0 dB，最优四基阵声源定位效果如图 6 所示。由图 6 可知通过构建的最优四基阵阵列并将 4 个基阵的定位结果融合，可显著提升定位效果，减小估计结果的波动，提高定位精度。该实验验证了所设计阵列结构以及提出的融合定位方法的可行性。

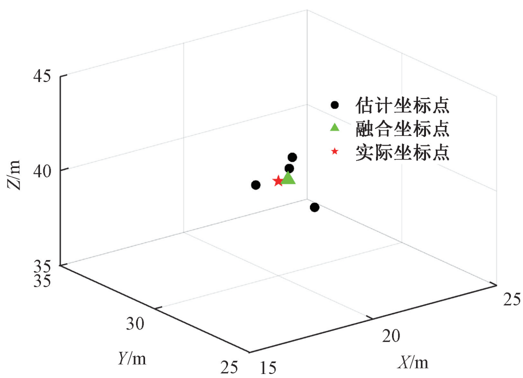

图 6　定位估计融合效果

Fig. 6　Localization estimation fusion effect

实验 3 不同信噪比条件下不同算法的定位效果对比实验。假设目标声源的空间坐标为(20 m, 25 m, 30 m)，阵元间距 $D = 3$ m，脉冲噪声特征指数 $\alpha = 1.4$，分数低阶矩阶次为 $A = B = 0.4\alpha$。在不同信噪比条件下进行定位估计并计算不同算法的定位估计均方根误差如图 7 所示。

由图 7 可知采用本文所提出的时延估计算法的最优四基阵阵列和混合多基阵阵列的声源定位效果基本一致，但相较于常规分数低阶协方差算法和 λ 修正算法具有更小的均方根误差。尤其是在较低信噪比条件，依然能够保持较高的定位估计精度。随着信噪比的提高，算法的定位参数估计性能也得到提升。通过此实验可知所提最优四基阵阵列定位方法可以较好的实现声源的空间定位，且在低信噪比下定位效果依然较好。

实验 4 不同特征指数条件下不同算法的定位效果对比实验。实验条件如同实验 3，广义信噪比为 5 dB。在不同脉冲噪声特征指数条件下进行定位估计并计算不同算法的定位估计均方根误差如图 8 所示。

不同特征指数表征脉冲噪声不同的冲击特性，特征指数越低，冲击特性越强烈。由图 8 可知，在不同特征指

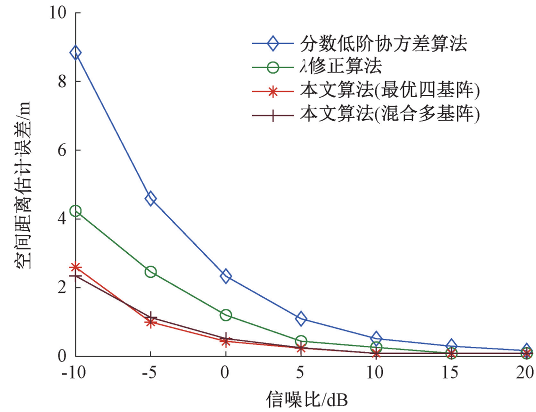

图 7　不同信噪比下各算法定位估计均方根误差

Fig. 7　RMSE of localization estimates for various algorithms at different GSNR

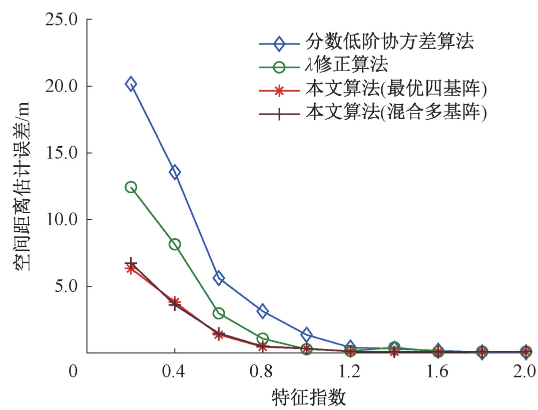

图 8　不同特征指数下各算法定位估计均方根误差

Fig. 8　RMSE of localization estimates for various algorithms at different feature indices

数条件下采用本文所提出的时延估计算法的最优四基阵阵列和混合多基阵阵列的声源定位效果基本一致，但与其他算法相比具有更小的均方根误差，表明所提算法具有更强的抗冲击特性能力。尤其是当特征指数值较低时，即脉冲噪声的冲击特性愈加显著时，本文所提算法的优势愈加明显。当特征指数 $\alpha = 2$ 时，脉冲噪声退化为高斯噪声，由图可知此时所提算法仍然是有效的，且具有较高的估计精度。

实验 8 实测验证。设计并搭建了最优四基阵阵列结构的空间声源定位测量系统，予以验证本文所提出的被动式声源定位方法的有效性。其中单个阵元即麦克风间距设置为 1 m，空间声源即扬声器放置在(1.2 m, 0.3 m, 0.7 m)处。对各传声器进行同步数据采集，并利用所提方法对其进行处理。每组基阵单独测定以及融合后的声源定位结果如表 1 所示。

表1 声源实测定位结果

Table 1 Actual positioning measurement results

基阵	坐标轴	时延差值/μs	声源位置/m	融合声源位置/m
NO. 1	X 轴	1 916	1. 216 1,	1. 176 3, 0. 329 1, 0. 728 6
	Y 轴	383	0. 284 1,	
	Z 轴	465	0. 779 2	
NO. 2	X 轴	1 876	1. 145 6,	
	Y 轴	468	0. 344 9,	
	Z 轴	395	0. 696 8	
NO. 3	X 轴	959	1. 235 6,	
	Y 轴	619	0. 349 5,	
	Z 轴	482	0. 671 3	
NO. 4	X 轴	919	1. 107 8,	
	Y 轴	536	0. 337 8,	
	Z 轴	617	0. 766 9	

由表1测试结果可知各单基阵均能实现声源的定位,各基阵的定位结果分别为(1. 216 1 m, 0. 284 1 m, 0. 779 2 m), (1. 145 6 m, 0. 344 9 m, 0. 696 8 m), (1. 235 6 m, 0. 349 5 m, 0. 671 3 m), (1. 107 8 m, 0. 337 8 m, 0. 766 9 m),进而通过4个基阵测量结果融合得到最终的声源坐标为(1. 176 3 m, 0. 329 1 m, 0. 728 6 m),经计算空间距离误差为0. 085 1 m,定位精度得到了有效提高。由上述分析可知本文所提方法可以较好的实现声源的空间定位,具有一定的实际应用价值。

4 结 论

为提高Alpha稳定分布噪声环境下被动式声源定位精度,提出一种基于最优四基阵阵列的声源定位方法。该方法利用二次分数低阶协方差算法估计声波达到各阵元的时延差值,再将到达时差代入由最优四基阵阵列构成的定位方程组求解声源位置。相比现有时延估计方法,二次分数低阶协方差算法在低信噪比或低特征指数条件下有效提高了时延估计的精度。通过设计的最优四基阵阵列在仅使用10个阵元个数的情况下可以实现与使用12个阵元的混合多基阵阵列相近的定位效果。最后经实测实验对所提方法进行了有效性验证,在实验室环境下空间声源定位误差为0. 085 1 m,表明所提方法在实际测试中具有较高的定位精度。

参考文献

[1] 李蜀丰, 徐永绍, 刘秉政, 等. 基于改进MUSIC的声源定位方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(8): 212-219.
LI SH F, XU Y SH, LIU B ZH, et al. Based on the sound positioning method of improving MUSIC [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2021, 35 (8): 212-219.

[2] PENG Y, CHEN K, HE J, et al. Research on positioning accuracy of passive acoustic positioning system based on feature matching in air[C]. Journal of Physics: Conference Series. IOP Publishing, 2021, 1952(4):1-7.

[3] YANG X, WANG J, NIE W, et al. Passive localization of moving target with channel state information [J]. Journal of Sensors, 2021: 1-9.

[4] NIU G, GAO J, DU T. Passive localization algorithm for remote multitarget localization information [J]. IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2020, 15(8): 1183-1187.

[5] ZHAO X, ZHOU L, TONG Y, et al. Robust sound source localization using convolutional neural network based on microphone array[J]. Intelligent Automation And Soft Computing, 2021, 30(1): 361-371.

[6] 刘小松, 徐再祥, 单泽彪, 等. 基于二次分数低阶协方差的时延估计方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2024, 38(2): 112-119.
LIU X S, XU Z X, SHAN Z B, et al. Time delay estimation method based on second-order fraction low-order covariance [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(2): 112-119.

[7] LI Y M, WANG R D, HU Y L, et al. Defensive compressive time delay estimation using information bottleneck[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2021, 28: 1968-1972.

[8] SUN M, WANG Y D, BASTARD C L, et al. Signal subspace smoothing technique for time delay estimation using MUSIC algorithm[J]. Sensors, 2017, 17(12): 1-12.

[9] 金中薇, 姜明顺, 隋青美, 等. 基于广义互相关时延估计算法的声发射定位技术[J]. 传感技术学报, 2013, 26(11): 1513-1518.
JIN ZH W, JIANG M SH, SUI Q M, et al. Acoustic emission localization technique based on generalized cross correlation time difference estimation algorithm [J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2013, 26(11): 1513-1518.

[10] 单泽彪, 于渤力, 徐再祥, 等. 基于二次相关的超声波风速风向测量方法[J]. 仪器仪表学报, 2023, 44(4): 322-329.
SHAN Z B, YU B L, XU Z X, et al. Ultrasonic wind speed and direction measurement method based on quadratic correlation [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2023, 44(4): 322-329.

[11] 单泽彪, 韩明轩, 谢世娟, 等. 基于二次相关的双阵元接收阵列超声波风矢量测量[J]. 电子测量与仪器

学报，2023，37(8)：113-119.
SHAN Z B，HAN M H，XIE SH J，et al. Quadratic correlation-based ultrasonic wind vector measurement of dual-array receiver arrays[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation，2023，37 (8)：113-119.

[12] 单泽彪，解晓冉，刘小松，等. 互射式三阵元超声波传感器的二次相关测风方法[J]. 电子学报，2023，51(9)：2428-2436.
SHAN Z B，XIE X R，LIU X S，et al. Wind measurement with three mutually transmitting ultrasonic sensors based on quadratic correlation method[J]. Acta Electronica Sinica，2023，51(9)：2428-2436.

[13] 单泽彪，鲁胜麟，刘小松，等. 基于高阶累积量的阵列式超声波传感器风速风向测量[J]. 仪器仪表学报，2021，42(6)：279-286.
SHAN Z B，LU SH L，LIU X S，et al. Wind speed and direction measurement of array ultrasonic sensors based on high-order cumulant[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument，2021，42(6)：279-286.

[14] 邱天爽. 相关熵与循环相关熵信号处理研究进展[J]. 电子与信息学报，2020，42(1)：105-118.
QIU T SH. Development in signal processing based on correntropy and cyclic correntropy[J]. Journal of Electronics and Information Technology，2020，42(1)：105-118.

[15] QU J，QU Y，YANG S. The error analysis of an underwater acoustic short baseline array detection and location system[C]. IOP Conference Series：Earth and Environmental Science. IOP Publishing，2019，369(1)：1-12.

[16] BOULEY S，VANWYNSBERGHE C，MAGUERESSE L T，et al. Microphone array positioning technique with Euclidean distance geometry[J]. Applied Acoustics，2020，167:1-33.

[17] 黄国信，高勇. 四元传声器阵列定向算法及其结构优化[J]. 声学技术，2009 (1)：78-81.
HUANG G X，GAO Y. A directional algorithm of four-element acoustic array and optimization filter in complex sea clutter background [J] Technical Acoustics，2009 (1)：78-81.

[18] KAN Y，WANG P，SHENG W，et al. A new joint localization model using multiple microphone arrays for passive acoustic source localization system[C]. 2016 9th International Symposium on Computational Intelligence and Design (ISCID). IEEE，2016，2：157-160.

[19] 单泽彪，刘小松，鲁胜麟，等. 基于双阵元超声波接收阵列的风矢量测量[J]. 仪器仪表学报，2021，42(2)：228-234.
SHAN Z B，LIU X S，LU SH L，et al. Wind vector measurement based on double array ultrasonic reception array [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument 2021，42(2)：228-234.

[20] 黄健，严胜刚. 分数低阶协方差谱用于改进的时延估计方法[J]. 应用声学,2017,36(5):424-428.
HUANG J，YAN SH G. An improved time delay estimation algorithm based on fractional lower order covariance spectrum[J]. Journal of Applied Acoustics，2017,36 (5)：424-428.

作者简介

单泽彪，2016 年于吉林大学获得博士学位，现为长春理工大学讲师、硕士生导师，长春气象仪器研究所博士后，主要研究方向为弱信号检测、阵列信号处理以及压缩感知技术。
E-mail：zbshan@ 126. com

Shan Zebiao received his Ph. D. degree from Jilin University in 2016. Now he is a lecturer and master supervisor at Changchun University of Science and Technology，and a post Ph. D. candidate at Changchun Institute of Meteorological Instruments. His main research interests include weak signal detection，array signal processing and compressed sensing technology.

郭靖豪，2021 年于长春理工大学获得学士学位，现为长春理工大学硕士研究生，主要研究方向为微弱信号检测与处理、被动式声源定位估计。
E-mail：ttz5500@ 163. com

Guo Jinghao received his B. Sc. degree from Changchun University of Science and Technology in 2021. Now he is a M. Sc. candidate at Changchun University of Science and Technology. His main research interests include weak signal detection and processing，passive sound source localization estimation.

刘小松(通信作者)，2016 年于吉林大学获得博士学位，2022 年博士后出站，现为长春理工大学讲师、硕士生导师，主要研究方向为信息感知与先进控制技术、复杂系统建模、仿真与控制。
E-mail：liuxs@ cust. edu. cn

Liu Xiaosong (Corresponding author) received a Ph. D. degree from Jilin University in 2016，then worked as a postdoctoral fellow until 2022. Now she is a lecturer and master supervisor at Changchun University of Science and Technology. Her main research interests include information perception and advanced control technology，modeling，simulation and control of complex systems.