

均匀圆阵下单个近场源信号四维参数估计快速算法

吴云韬^{1,2}, 张彦斌^{1,2}, 曹 辉^{1,2}, 汪 海^{1,2}

(1. 武汉工程大学计算机科学与工程学院, 湖北 武汉 430074;

2. 武汉工程大学智能机器人湖北省重点实验室, 湖北 武汉 430074)

摘 要:针对近场源三维参数估计效率低下及信号源的载波频率估计较少的情况,提出了一种基于均匀圆阵(UCA)的近场源四维参数估计快速算法,利用UCA的中心对称结构构造出两个相关序列,其中一个为利用错位相乘构造的相关序列,使之含有信号源的方位角、俯仰角以及载波的频率信息,而另外一个构造的相关序列则含有信号源的距离参数,这样两个相关序列的相位就包含信号的4-D参数信息.首先对利用错位相乘构造的相关序列利用最小二乘方法给出方位角、俯仰角和频率的估计,然后再利用另一个序列估计出距离参数.仿真结果表明该算法和3-D MUSIC算法性能相当,但由于所提算法无需三维搜索和特征分解,因而计算更加简单利于工程实时实现.

关键词:近场源定位;最小二乘;重信号分类算法;均匀圆阵

中图分类号:TP911.7

文献标识码:A

doi:10.3969/j.issn.1674-2869.2013.03.016

0 引言

利用空间位置分散的阵元组成的阵列来进行空间信号源定位在雷达、声纳和无线通信等方面有着重要的应用.而用均匀圆阵(Uniform Circle Array,以下简称:UCA)估计信号源位置相对于其它阵列结构有着360°的全方位角覆盖范围、几乎不变的方向图和额外的俯仰角信息等优点^[1-2].近年来,文献[1-4]研究了基于圆阵的近场源无源定位问题.文献[2]中首先利用三维多重信号分类算法(3-Dimensions Multiple Signal Classification Method,以下简称:3-D MUSIC)来联合估计出近场源的方位角、俯仰角和距离^[2],但基于MUSIC的方法由于需要3-D搜索计算因而计算复杂度高而难以工程实时实现.通过在UCA阵的中心增加一个阵元,Bea^[3]等最近提出了一种计算量比较小的基于最小二乘(Least Square,LS)的近场源定位算法,但是这种方法只适用于非圆信号源.笔者提出了一种基于最小二乘的快速信源定位算法,该算法首先给出方位角、俯仰角和频率的估计,然后再估计出距离参数.和文献[3]不同的是,该方法无需利用UCA中心的参考阵元,且信号源无需非圆特性假设.该算法的核心思想是利用UCA的中心

对称结构构造出两个相关序列,且该相关序列的相位上包含信号的位置信息,然后利用构造的相关序列的相位信息估计出信号源的4-D参数.值得注意的是所提算法可以认为是远场定位方法的一个推广.仿真结果表明提出的算法和单个信号源的4-D MUSIC算法在性能上相当,但在计算复杂度上所提算法因不需要三维搜索和特征分解而具有显著优势.

1 提出的方法

假定中心对称均匀圆阵的半径为 R ,且放置 M (2的倍数)个阵元,所有的阵元分布在 xy 平面上,且UCA的中心为相位参考点.假设窄带近场信号源在球面坐标系统上的位置参数为 (θ, ϕ, r) : $\theta \in [0, 2\pi)$ 是信号的方位角,表示从 x 轴的正方向按逆时针方向所旋转的角度; $\phi \in [0, \pi/2)$ 是信号的俯仰角,表示从 z 轴的正方向按从上往下所旋转的角度;距离 r 是信号离UCA中心的距离,设 ω_0 是信号载波的频率,则第 k 个阵元上的接收数据可以写成^[2]:

$$x_k(n) = s(n)e^{j\omega_0 n} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(r - r_k(\theta, \phi, r))} + w_k(n), \\ k=1, 2, 3, \dots, M, n=1, 2, 3, \dots, N \quad (1)$$

式(1)中: $s(n)$ 为零均值的复窄带信号,其功率为

收稿日期:2012-11-12

基金项目:国家自然科学基金(61172150);湖北省高等学校优秀中青年科技创新团队计划项目联合资助(T201206)

作者简介:吴云韬(1973-),男,湖北恩施人,教授,硕士研究生导师.研究方向:阵列信号处理、自适应信号处理、无线传感器网络中的定位技术等.

$E[|s(n)|^2] = \sigma_s^2$, $E[\cdot]$ 为期望运算符; 噪声 $\{w_k(n)\}$ 是各态历经、零均值、空域和时域上的复白高斯过程, 且和信号源相互独立; N 为快拍数; λ 是信号的波长; $r_k(\theta, \phi, r)$ 是信号源和第 k 个阵元间的距离, 它可以写成如下的形式:

$$r_k(\theta, \phi, r) = \sqrt{r^2 + R^2 - 2rR\zeta_k(\theta, \phi)}, \quad k=1, 2, 3, \dots, M \quad (2)$$

这里,

$$\zeta_k(\theta, \phi) = \cos(\gamma_k - \theta) \sin \phi \quad (3)$$

$\gamma_k = 2\pi(k-1)/M$ 为第 k 个阵元的方位角. 我们的任务是在获得 $\{x_k(n)\}$ 后估计 θ, ϕ, r, w_0 .

当 r 足够大时, 根据泰勒展开, 式(2)可以近似为:

$$r_k(\theta, \phi, r) \approx r - R\zeta_k(\theta, \phi) + \frac{R^2}{2r}(1 - \zeta_k^2(\theta, \phi)) \quad (4)$$

把式(4)带入到式(1)中, 有

$$x_k(n) = s(n)e^{jw_0 n} e^{j\frac{2\pi R}{\lambda}[\zeta_k(\theta, \phi) - \frac{R}{2r}(1 - \zeta_k^2(\theta, \phi))]} + w_k(n) \quad (5)$$

在阵列配置的中心对称性和阵元数为偶数的假设下, 可以得到 $\gamma_{M/2+k} = \gamma_k + \pi$, 并由此可以得到:

$$a_k(\theta, \phi) = a_{k+M/2}^*(\theta, \phi), \quad k=1, 2, 3, \dots, M/2 \quad (6)$$

式(6)中: $a_k(\theta, \phi)$ 为第 k 个阵元对信号源的复响应. $(\cdot)^*$ 为复共轭算子. 同时有关系式 $\gamma_{M/4+k} = \gamma_k + \pi/2$, 由此可以得到:

$$\xi_{k+M/4}(\theta, \phi, r) = -\sin(\gamma_k - \theta) \sin \phi, \quad k=1, 2, 3, \dots, 3M/4 \quad (7)$$

根据式(6)和式(7), 利用 $\{x_k(n)\}$ 构造两个相关序列且:

$$p(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_k(n)x_{k+M/2}^*(n), \quad k=1, 2, 3, \dots, M/2 \quad (8)$$

和

$$q(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_k(n)x_{k+M/4}^*(n), \quad k=1, 2, 3, \dots, 3M/4 \quad (9)$$

当 N 和信噪比都足够大时, 且当各态历经条件成立时, $x_k(n) \approx x_k(n+1)$, $p(k)$ 可以近似表示为^[1],

$$\begin{aligned} p(k) &\approx E\{x_k(n+1)x_{k+M/2}^*(n)\} = \\ &\sigma_s^2 a_k(\theta, \phi) a_{k+M/2}^* = \\ &a_k(\theta, \phi) \sigma_s^2 e^{jw_0} e^{j\frac{4\pi R}{\lambda} \cos(\theta - \gamma_k) \sin \phi}, \\ &k=1, 2, 3, \dots, M/2 \end{aligned} \quad (10)$$

同样的, 式(9)可以如下近似:

$$\begin{aligned} q(k) &\approx E\{x_k(n)x_{k+M/4}^*(n)\} = \\ &\sigma_s^2 a_k(\theta, \phi) a_{k+M/4}^* = \\ &\sigma_s^2 e^{j\frac{2\pi R}{\lambda} [\sqrt{2} \cos(\gamma_k - \theta - \pi/4) \sin \phi + \frac{R}{2r} \cos(2\theta - 2\gamma_k) \sin^2 \phi]}, \end{aligned}$$

$$k=1, 2, 3, \dots, 3M/4 \quad (11)$$

1.1 信号源角度和载波频率的估计

首先从式(10)中估计出 θ, ϕ 和 w_0 , 然后从式(11)中估计出 r . 令 w_k 为 $p(k)$ 的相角, 从式(10)中可以得到

$$\begin{aligned} w_k &\approx w_0 + \frac{4\pi R}{\lambda} \cos(\theta - \gamma_k) \sin \phi + 2\pi m_k, \\ k &= 1, 2, 3, \dots, M/2 \end{aligned} \quad (12)$$

式(12)中 m_k 为整数. 假设式(12)中的相位模糊问题已经通过选择适当的 m_k 得到解决^[5-6], 这样就可以得到唯一的角度估计. 不失一般性, 假设 $m_k=0$, 于是式(12)可以写成

$$w_k \approx \frac{4\pi R}{\lambda} [\cos \gamma_k \sin \gamma_k w_0] \begin{bmatrix} \sin \phi \cos \theta \\ \sin \phi \sin \theta \\ 1 \end{bmatrix}, \quad k=1, 2, 3, \dots, M/2 \quad (13)$$

写成矩阵形式:

$$w \approx A b \quad (14)$$

这里

$$\begin{aligned} w &= [\omega_1 \quad \omega_2 \quad \dots \quad \omega_{M/2}]^T \\ b &= \frac{4\pi R}{\lambda} [\sin \phi \cos \theta \quad \sin \phi \sin \theta \quad 1]^T \\ A &= \begin{bmatrix} \cos \gamma_1 & \sin \gamma_1 & w_0 \\ \cos \gamma_2 & \sin \gamma_2 & w_0 \\ \dots & \dots & \dots \\ \cos \gamma_{M/2} & \sin \gamma_{M/2} & w_0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

这里, $(\cdot)^T$ 为转置算子. 于是 b 的最小二乘估计, 写成 \hat{b} , 为

$$\hat{b} = [\hat{b}_1 \quad \hat{b}_2 \quad \hat{b}_3]^T = (A^T A)^{-1} A^T w \quad (15)$$

对 θ, ϕ, w_0 的估计, 写成 $\hat{\theta}, \hat{\phi}, \hat{w}_0$, 可以由 \hat{b} 给出:

$$\hat{\theta} = \arctan(\hat{b}_2 / \hat{b}_1) \quad (16)$$

$$\hat{\phi} = \arcsin(\lambda \sqrt{\hat{b}_1^2 + \hat{b}_2^2} / 4\pi R) \quad (17)$$

$$\hat{w}_0 = \hat{b}_3 \quad (18)$$

需要指出的是, 上述估计步骤和文献[4, 6-7]是一样的.

1.2 信号源距离的估计

利用前面估计的角度结果, 笔者将给出距离的估计, 设 u_k 为 q_k 的相位, 可以从式(11)中得到如下关系:

$$\begin{aligned} u_k &\approx \frac{2\pi R}{\lambda} [\sqrt{2} \cos(\gamma_k - \hat{\theta} - \pi/4) \sin \hat{\phi} + \\ &\frac{R}{2r} \cos(2\hat{\theta} - 2\gamma_k) \sin^2 \hat{\phi}], \quad k=1, 2, 3, \dots, 3M/4 \end{aligned} \quad (19)$$

将式(19)表示成矩阵形式有,

$$u \approx d + \frac{R}{2r} v \quad (20)$$

这里,

$$\begin{aligned} \mathbf{u} &= [u_1 \quad u_2 \quad \cdots \quad u_{3M/4}] \\ \mathbf{v} &= \sin^2 \hat{\phi} [\cos(2\hat{\theta} - 2\gamma_1) \quad \cos(2\hat{\theta} - 2\gamma_2) \\ &\quad \cdots \quad \cos(2\hat{\theta} - 2\gamma_{3M/4})] \end{aligned} \quad (21)$$

$$\mathbf{d} = \sin \hat{\phi} [\sqrt{2} \cos(\hat{\theta} - \gamma_1 - \pi/4) \quad \sqrt{2} \cos(\hat{\theta} - \gamma_2 - \pi/4) \quad \cdots \quad \sqrt{2} \cos(\hat{\theta} - \gamma_{3M/4} - \pi/4)]$$

利用式(20)得到 r 的最小二乘估计 \hat{r} , 即

$$\hat{r} = \frac{2}{R} \mathbf{v} (\mathbf{u} - \mathbf{d})^T ((\mathbf{u} - \mathbf{d})(\mathbf{u} - \mathbf{d})^T)^{-1} \quad (22)$$

2 仿真结果

笔者将所提算法和 3-D MUSIC^[2] 的性能在 MATLAB 环境下进行比较, 入射信号为单个窄带近场信号, 噪声为加性高斯白噪声. 设定仿真参数 $M=8, R=\lambda=1$, 信号参数为 $(\theta, \phi, r, w_0) = (70, 10, 1.5R, 0.2)$, 快拍数 $N=200$. 用均方差来评价算法的估计性能, 性能结果为 300 次独立运行的均值. 图 1~图 4 给出了所提算法 proposed 和传统的基于 MUSIC 方法的参数估计性能比较, 图中均方误差越小越好. 由图 1~图 4 可以看出, 两种方法的估计性能大致相当, 但在计算复杂度方面, 比较 300 次独立运算的总时间即单个信噪比 (Signal to Noise Ratio, 以下简称: SNR), 所提算法只要 0.224 6 s, 而 3-D MUSIC 方法却要 349.825 4 s, 表明本文算法具有显著优势.

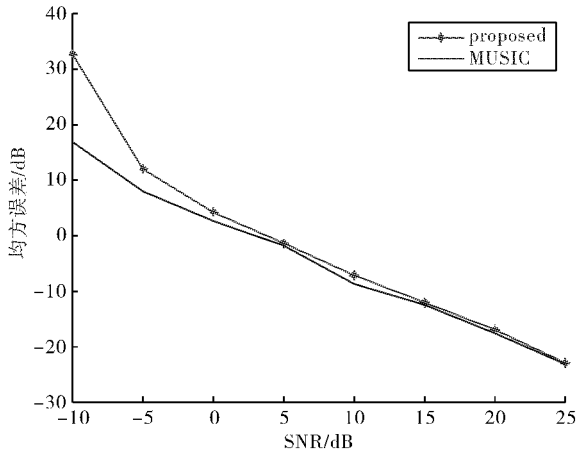


图 1 θ 的均方误差随着 SNR 的变化曲线
Fig. 1 Mean square error of θ versus SNR

3 结 语

本文针对 UCA 阵列结构, 提出了一种对单个近场源信号进行定位的快速算法, 并给出了信号的方位角、俯仰角、距离和载波频率参数的闭式解. 仿真结果表明, 所提算法在性能上和 3-D MUSIC 相近, 但具有更低的计算复杂度而利于工

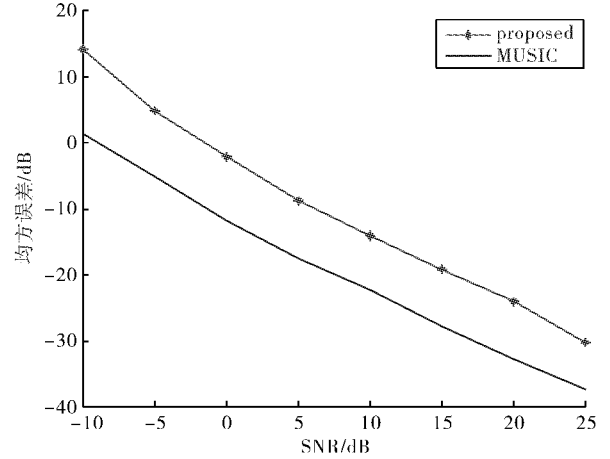


图 2 ϕ 的均方误差随着 SNR 的变化曲线

Fig. 2 Mean square error of ϕ versus SNR

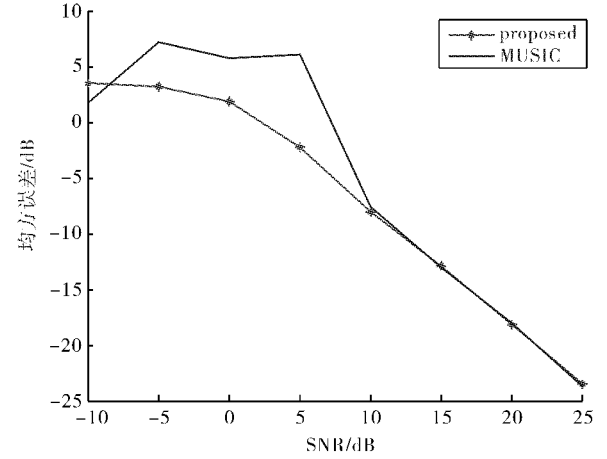


图 3 r 的均方误差随着 SNR 的变化曲线

Fig. 3 Mean square error of r versus SNR

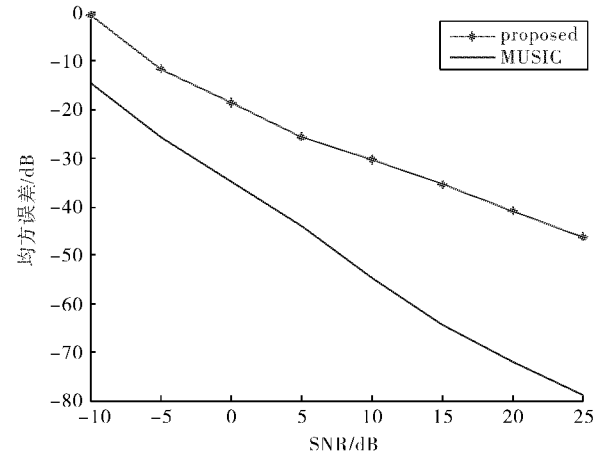


图 4 w_0 的均方误差随着 SNR 的变化曲线

Fig. 4 Mean square error of w_0 versus SNR

程实时应用. 该方法只能处理单个近场信号源, 而无法解决存在多个信号源情况下的定位问题, 推广到多个信号源是笔者需要进一步探讨的问题.

致谢

本工作得到国家自然科学基金委员会和湖北

省高等学校优秀中青年科技创新团队计划项目(T201206)提供的联合资助,武汉工程大学计算机学院、智能机器人湖北省重点实验室提供了有利的实验条件,在此致以衷心的感谢!

参考文献:

- [1] Wu Y T, So H C. Simple and Accurate Two-Dimensional Angle Estimation for a Single Source with Uniform Circular Array[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2008, 7: 78-80.
- [2] Lee J H, Park D H, Park G T, et al. Algebraic path-following algorithm for localizing 3-D near-field sources in uniform circular array[J]. Electronics Letters, 2003, 39(17):1283-1285.
- [3] Bae E H, Lee K K. Closed-form 3-D localization for single source in uniform circular array with a center sensor[J]. IEICE Transactions on Communications, 2009, E92/B(3): 1053-1056.
- [4] Wu Y T, W H, Huang L T, et al. Fast Algorithm for Three-Dimensional Single Near-Field Source Localization with Uniform Circular Array[C]// 2011 IEEE CIE International Conference on Radar Processing, Chengdu, China. October 24-27. Piscataway, NJ, United States: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, 2011, 1: 350-352.
- [5] Zoltowski M D, Mathews C P. Real-time frequency and 2-D angle estimation with sub-Nyquist spatio-temporal sampling[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(10): 2781-2794.
- [6] Sundaram K R, Mallik R K, Murthy U M S. Modulo conversion method for estimating the direction of arrival[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2000, 36(4): 1391-1396.
- [7] 汪海. 高分辨率的 DOA 估计算法研究及其系统实现[D]. 武汉: 武汉工程大学, 2012.

Fast algorithm for four-dimensional parameter estimation of single near-field source with uniform circular array

WU Yun-tao^{1,2}, ZHANG Yan-bin^{1,2}, CAO Hui^{1,2}, WANG Hai^{1,2}

(1. Computer Science of Wuhan Institute of Technology, Wuhan 430074, China;

2. Key Lab of Intelligent Robot in Hubei Province, Wuhan Institute of Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: A least squares (LS) algorithm for 4-D parameter estimation was proposed based on a single near-field source impinging on a uniform circular array (UCA). By exploiting the centro-symmetric of the UCA, two correlation sequences were devised. The first one, which contained the azimuth & elevation angles, and the carrier frequency information of the source, was constructed via dislocation multiplying method. The second one, which contained range parameter, was directly obtained by the symmetric structure. The azimuth & elevation angles and frequency parameters were estimated by the first sequence, and then the unknown range was given from the estimated parameters by the second one. Simulation results indicate that the proposed method has a less the same estimation performance compared with the conventional 3-D MUSIC method, but its computation is more effective.

Key words: near-field source localization; least square; multiple signal classification method; uniform circular array

本文编辑: 苗 变