

基于旋转均匀圆阵的单近场源 参数估计解模糊算法

陈 鑫, 刘 振, 魏玺章

(国防科学技术大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073)

摘 要: 基于阵列的信源定位在无线通信、雷达、声纳等领域运用广泛. 针对均匀圆阵下单个高频近场源参数估计存在相位模糊的情况, 本文提出利用旋转使同一阵元形成虚拟短基线的解模糊算法. 首先, 为了对旋转前后两组观测数据进行配准, 在圆阵中心设置参考阵元并利用其初始相位差对其他阵元数据进行相位补偿; 随后, 在通过复共轭积计算各阵元旋转前后无模糊相位差的基础上, 使用最小二乘法反演出近场源的方位、俯仰和距离; 进一步地, 利用反演得到的无模糊近场源参数消除旋转前最长基线阵元间接收信号的相位差模糊, 得到长基线下的精确参数; 最后, 利用仿真实验验证了本文算法在高频单近场源下的解模糊性能.

关键词: 近场源; 旋转; 均匀圆阵; 参数估计; 相位模糊

中图分类号: TP911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2017)03-0584-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.03.012

Ambiguity Resolving in Parameter Estimation of a Single Near-Field Source via Rotating Uniform Circular Array

CHEN Xin, LIU Zhen, WEI Xi-zhang

(School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: Source localization with an array is an important topic for wireless communication, radar, sonar, etc. In order to resolve the phase ambiguity in parameter estimation of a single high frequency near-field source with uniform circular array (UCA), a rotation-based algorithm is introduced to make the same sensor form virtual short base-line. First, a reference sensor is set at the center of UCA and its initial phase difference is utilized to compensate the measurements of other sensors, which are received before and after rotating UCA. Then, based on the phase difference of each sensor computed by correlation, the azimuth angle, elevation angle and range of the source can be estimated by least squares. Further, by using the obtained source parameters without ambiguity to eliminate the phase difference ambiguity of sensors with the longest base line before rotation, we can acquire more precise source parameters. Finally, the efficiency and performance of the method for a single high frequency source is verified by several simulations.

Key words: near-field source; rotation; uniform circular array; parameters estimation; phase ambiguity

1 引言

信号源定位在移动通信、电子侦察、天文学、海洋学等现代军事和民用活动中都具有广泛的应用前景^[1]. 目前, 无源定位的对象主要包括远场源和近场源. 在基于麦克风阵列的声源定位、被动声纳、雷达探测等场景中, 近场情况比较常见^[2]. 基于阵列天线的近场源参数估计结构主要有线阵、圆阵、十字阵, 均匀圆阵相对于其他阵列结构具有 360° 的全方位角覆盖、几乎不变的方向图以及额外的俯仰角信息等优点, 引起了国内外相关

学者的广泛研究^[3,4].

文献[5]采用一种改进的三维 MUSIC (3-Dimensions Multiple Single Classification Method) 算法, 虽然其定位精度较高, 但计算复杂度较大. 文献[6]通过均匀圆阵相邻阵元接收信号相位差, 推导出其与方位角和俯仰角的关系, 进而给出二维参数估计的闭式解, 但该算法没有考虑对距离参数的估计, 且鲁棒性不强. 文献[7]利用均匀圆阵结构的特殊性, 通过两对相关序列的复共轭积结合最小二乘算法分别得到角度和距离的估计. 尽管该算法相对 MUSIC 算法计算量显著减小且精

度较高,但限制了阵元个数.文献[8]相对文献[7]算法提出一种通过相邻阵元序列复共轭结合最小二乘算法的三维联合参数估计算法.该算法只需一组相关序列,计算复杂度小,定位精度高.

尽管上述算法都能有效估计近场源参数,但大都没有考虑当圆阵半径大于 $1/4$ 波长时导致阵元间相位差存在模糊的情况.当前,基于圆阵下的解模糊算法相对较少.文献[9]提出了一种基于 MUSIC 算法的旋转圆阵解模糊算法并仿真验证了该算法的有效性.

文献[8]算法利用相邻阵元相位差进行参数反演,在阵列半径固定下,对于高频近场源参数估计,相邻阵元间基线长度往往会导致相位差模糊.针对这一问题,结合文献[9]中旋转解模糊思想,本文提出一种根据近场源频率将阵列围绕阵列中心进行旋转使同一阵元形成虚拟短基线的旋转解模糊算法.该算法有两个优点:第一,在阵列固定前提下能够更广泛地覆盖无模糊精确估计的近场源频率范围;第二,在近场源频率已知情况下能够确定无模糊相位差的最优旋转角度.

2 信号模型

假定旋转前后近场源的位置参数不变,信号模型如图 1 所示.设均匀圆阵的半径为 R ,圆阵中心处设置一个阵元作为相位参考点,其余 M 个阵元按中心对称结构均匀地分布在圆阵上;窄带近场源的方位角是从 x 轴按逆时针旋转的角度 $\phi \in [-\pi, \pi]$;俯仰角是从 z 轴按顺时针方向旋转的角度 $\theta \in [0, \pi/2]$;近场源到阵元中心的距离为 r ,频率为 f_0 ; ϕ_1 是从 x 轴按逆时针方向旋转的角度.

图 1(a) 中第 k 个阵元在第 n 个采样点采集到的数据可以表示为

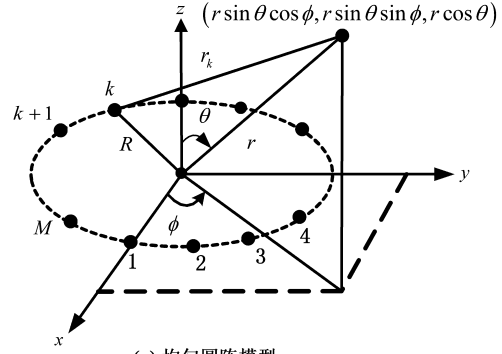
$$x_k(n) = s(n) \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} (r - r_k(\phi, \theta, r))\right) + w_k(n) \quad (1)$$

其中 $k=0, \dots, M; n=1, \dots, N, s(n)$ 为零均值的复窄带信号,其功率为 $E[|s(n)|^2] = \sigma_s^2$; 噪声 $w_k(n)$ 是零均值复白高斯过程,它的功率为 $E[|w_k(n)|^2] = \sigma_n^2$, 且和近场源相互独立; $n=1, \dots, N, N$ 为快拍数; λ 是近场源的波长; $r_k(\phi, \theta, r)$ 是近场源和第 k 个阵元间的距离,它可以写成如下的形式

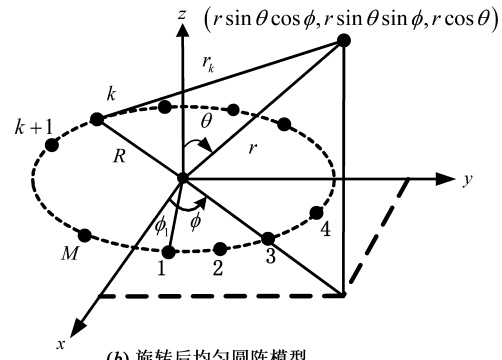
$$r_k(\phi, \theta, r) = \begin{cases} r, & k=0 \\ \sqrt{r^2 + R^2 - 2rR\zeta_k(\phi, \theta)}, & k=1, \dots, M \end{cases} \quad (2)$$

其中 $\zeta_k(\phi, \theta) = \cos(\gamma_k - \phi) \sin\theta, \gamma_k = 2\pi(k-1)/M$ 为 x 轴沿逆时针方向到第 k 个阵元的方位角.由二阶泰勒展开可以对 $r_k(\phi, \theta, r)$ 作近似估计得到

$$r_k(\phi, \theta, r) \approx r - R\zeta_k(\phi, \theta) + \frac{R^2}{2r}(1 - \zeta_k^2(\phi, \theta)) \quad (3)$$



(a) 均匀圆阵模型



(b) 旋转后均匀圆阵模型

图1 信号模型

将式(2)和式(3)代入式(1)得到

$$x_k(n) = \begin{cases} s(n) + w(n), & k=0 \\ s(n) \exp\left(j \frac{2\pi R}{\lambda} \left(\zeta_k(\phi, \theta) - \frac{R}{2r}(1 - \zeta_k^2(\phi, \theta))\right)\right) + w_k(n), & k=1, \dots, M \end{cases} \quad (4)$$

同理可得图 1(b) 中第 k 个阵元在 n 个采样点采集到的数据可以表示为

$$x'_k(n) = \begin{cases} s'(n) + w'(n), & k=0 \\ s'(n) \exp\left(j \frac{2\pi R}{\lambda} \left(\zeta'_k(\phi, \theta) - \frac{R}{2r}(1 - \zeta'^2_k(\phi, \theta))\right)\right) + w'(n), & k=1, \dots, M \end{cases} \quad (5)$$

其中 $\zeta'_k(\phi, \theta) = \cos(\gamma'_k - \phi) \sin\theta, \gamma'_k = 2\pi(k-1)/M - \phi_1$.

3 算法描述

3.1 相位补偿

首先,当天线阵接收完一组数据之后,以阵元中心为轴,在 xy 平面按逆时针方向旋转一个角度 ϕ_1 ,天线阵接收等时间长度的第二组数据.由于同一天线阵元两组接收数据在不同时刻下采集,数据间存在一个初始相位差,因此,需要对数据进行相位配准.本文利用中心阵元旋转

前后位置不变,通过计算其两组接收数据的复共轭积得到初始相位差来对其他阵元进行相位补偿^[10].

假定 ϑ 表示同一阵元两组数据的初始相位差,通过计算可以得到

$$\vartheta = \arg(x_0(n)x'_0(n)^*) \quad (6)$$

其中 $(\cdot)^*$ 表示复共轭.

将第二组阵元接收数据进行相位补偿后得到

$$\hat{x}'_k(n) = x'_k(n) \cdot \exp(-j\vartheta) \quad (7)$$

经过相位补偿后的同一阵元的两组接收数据间不存在初始相位差,可用于后续基于阵元接收数据相位差的参数反演计算.

3.2 相位差与解模糊最大旋转角计算

为了估计近场源方位角、俯仰角、距离参数信息,通过观察接收数据相位部分的特点,本文利用同一阵元接收数据的复共轭积得到

$$\begin{aligned} R_p &= E\{x_p(n)\hat{x}'_p(n)^*\} \\ &= \sigma_s^2 \exp\left\{j \frac{2\pi R}{\lambda} (\psi_p(\phi, \theta, r) - \psi'_p(\phi, \theta, r))\right\} + \sigma_n^2 \end{aligned} \quad (8)$$

其中 $\psi_p(\phi, \theta, r) = \zeta_p(\phi, \theta) - \frac{R}{2r}(1 - \zeta_p^2(\phi, \theta))$, $p = 1, 2, \dots, M, n = 1, 2, \dots, N$.

因为采样点有限,实际中利用相同采样点下接收数据复共轭积求平均来计算 R_p 的值

$$\hat{R}_p = (1/N) \sum_{n=1}^N x'_p(n)\hat{x}'_p(n)^* \quad (9)$$

计算 $\hat{R}_p$ 的相位可以得到

$$\begin{aligned} u_p &= \arg(\hat{R}_p) \\ &= \frac{2\pi R}{\lambda} \{\psi_p(\phi, \theta, r) - \psi'_p(\phi, \theta, r)\} \end{aligned} \quad (10)$$

为保证不会出现相位差模糊,相位差 u_p 需要满足 $u_p \in (-\pi, \pi)$. u_p 经过和差化积可以化简为

$$u_p = \frac{2\pi R}{\lambda} \left(2\sin\xi_p \sin \frac{\phi_1}{2} \sin\theta + \frac{R}{2r} \sin(2\xi_p) \sin\phi_1 \sin^2\theta \right) \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} \cos(\gamma_1) - \cos(\gamma'_1) & \sin(\gamma_1) - \sin(\gamma'_1) & \cos(2\gamma_1) - \cos(2\gamma'_1) & \sin(2\gamma_1) - \sin(2\gamma'_1) \\ \cos(\gamma_2) - \cos(\gamma'_2) & \sin(\gamma_2) - \sin(\gamma'_2) & \cos(2\gamma_2) - \cos(2\gamma'_2) & \sin(2\gamma_2) - \sin(2\gamma'_2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(\gamma_M) - \cos(\gamma'_M) & \sin(\gamma_M) - \sin(\gamma'_M) & \cos(2\gamma_M) - \cos(2\gamma'_M) & \sin(2\gamma_M) - \sin(2\gamma'_M) \end{bmatrix} \\ \mathbf{b} &= \frac{2\pi R}{\lambda} \begin{bmatrix} \cos(\phi) \sin(\theta) \\ \sin(\phi) \sin(\theta) \\ (\frac{R}{4r}) \cos(2\phi) \sin^2(\theta) \\ (\frac{R}{4r}) \sin(2\phi) \sin^2(\theta) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (19)$$

通过观察矩阵 $\mathbf{A}$ 和 $\mathbf{b}$ 可以发现, $\mathbf{A}$ 中元素与近场

其中 $\xi_p = \gamma_p - \phi + \frac{\phi_1}{2}$; $p = 1, 2, \dots, M$.

式中二阶泰勒展开近似省去了三阶及其以上的高阶项,考虑模型近似,在非涅耳区内取 r/R 足够大. 由此可得式(11)中

$$\frac{R}{2r} \sin(2\xi_p) \sin\phi_1 \sin^2\theta \ll 2\sin\xi_p \sin \frac{\phi_1}{2} \sin\theta \quad (12)$$

故式(11)还可以简化近似为

$$u_p \approx \frac{4\pi R}{\lambda} \sin\xi_p \sin\theta \sin \frac{\phi_1}{2} \quad (13)$$

将式(13)代入到 $|u_p| \leq \pi$ 中可得

$$\phi_1 \leq 2\arcsin \frac{c}{4Rf} \quad (14)$$

其中 c 是光速, f 是近场源的频率.

$$\phi_{1\max} = 2\arcsin \frac{c}{4Rf} \quad (15)$$

解模糊最大旋转角度(以下简称 SAMRA)与近场源的频率和阵列半径相关,通过阵列半径以及估计得到近场源频率可以求出 SAMRA.

3.3 近场源参数反演估计

通过观察式可以发现, u_p 可以表示成

$$\begin{aligned} u_p &= \frac{2\pi R}{\lambda} \\ &\begin{bmatrix} \cos(\gamma_p) - \cos(\gamma'_p) \\ \sin(\gamma_p) - \sin(\gamma'_p) \\ \cos(2\gamma_p) - \cos(2\gamma'_p) \\ \sin(2\gamma_p) - \sin(2\gamma'_p) \end{bmatrix}^T \times \begin{bmatrix} \cos(\phi) \sin(\theta) \\ \sin(\phi) \sin(\theta) \\ (R/4r) \cos(2\phi) \sin^2(\theta) \\ (R/4r) \sin(2\phi) \sin^2(\theta) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (16)$$

其中 $(\cdot)^T$ 代表转置运算,同时 u_p 还可以表示成矩阵相乘的形式

$$\mathbf{u} = \mathbf{A}\mathbf{b} \quad (17)$$

其中

$$\mathbf{u} = [u_1 \quad u_2 \quad \dots \quad u_M]^T \quad (18)$$

源参数无关, $\mathbf{b}$ 中包含了近场源方位角、俯仰角和距离等参数信息. 采用最小二乘法可以得到 $\mathbf{b}$ 的估计

$$\hat{\mathbf{b}} = [\hat{b}_1 \quad \hat{b}_2 \quad \hat{b}_3 \quad \hat{b}_4]^T = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{u} \quad (21)$$

通过数学计算可以从 $\hat{\mathbf{b}}$ 中计算出方位角、俯仰角、距离等参数信息

$$\hat{\phi} = \arg(\hat{b}_1 + j\hat{b}_2) \quad (22)$$

$$\hat{\theta} = \arcsin(\lambda \sqrt{\hat{b}_1^2 + \hat{b}_2^2} / 2\pi R) \quad (23)$$

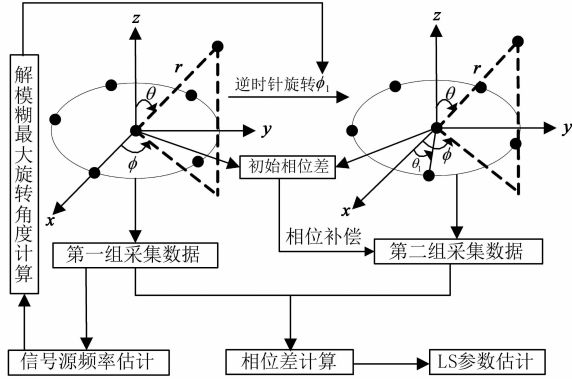


图2 旋转短基线参数估计流程图

$$\hat{r} = \frac{\lambda}{8\pi} \frac{\hat{b}_1^2 + \hat{b}_2^2}{\sqrt{\hat{b}_3^2 + \hat{b}_4^2}} \quad (24)$$

3.4 相位差解模糊

通过式(22)~(24)可以计算得到估计的近场源参

$$A' = \begin{bmatrix} \cos(\gamma_1) - \cos(\gamma_{1+l}) & \sin(\gamma_1) - \sin(\gamma_{1+l}) \\ \cos(\gamma_2) - \cos(\gamma_{2+l}) & \sin(\gamma_2) - \sin(\gamma_{2+l}) \\ \vdots & \vdots \\ \cos(\gamma_{M-l}) - \cos(\gamma_M) & \sin(\gamma_{M-l}) - \sin(\gamma_M) \end{bmatrix}$$

代入到式(21)中得到

$$b' = (A'^T A')^{-1} A'^T v'' \quad (28)$$

最后,将式(28)得到的 b' 代入式(22)~(24)中可得到新的近场源估计参数 $(\hat{\phi}', \hat{\theta}', \hat{r}')$ 。因为 $l \neq M/2$ ^[8],故取 $l = \text{ceil}(M/2) - 1$, $\text{ceil}(\cdot)$ 代表取上整数。

由于阵元间最长基线比旋转产生的虚拟短基线长度更大,利用旋转得到的近场源参数解最长基线相位差模糊,可得到估计精度更高的近场源参数。

3.5 算法计算复杂度比较

算法的计算复杂度是评价算法性能优劣的一个重要指标,表1中给出了几种代表性算法的主要计算复杂度。本文旋转解模糊算法在式(9)中需要 MN 次乘法和 $M(N-1)$ 次加法来得到接收数据的复共轭积,LS参数估计中需要 $O(M)$ 量级的计算复杂度。相位差解模糊算法中在旋转解模糊算法基础上,额外需要一次 $O(M)$ 量级的LS参数估计。文献[8]中算法需要 $(M-1)N$ 次乘法和 $(M-1)(N-1)$ 次加法估计得到接收数据的复共轭积,在LS参数估计中还需要 $O(M)$ 量级的计算复杂度。3-D MUSIC算法需要 M^2N 次乘法和 $M^2(N-1)$ 次加法来计算协方差矩阵, $O(M^2)$ 量级的计算复杂度来得到协方差矩阵的参数分解,谱峰搜索中还需要额外的计算量。对比不同算法的计算复杂度可知,本文采用的算法在计算复杂度上与文献[8]算法相当,明显优于3-D MUSIC算法。

数。虽然旋转产生的虚拟短基线能够解模糊,但估计的精度不高,为进一步提高参数估计的精度,本文提出利用旋转阵列估计得到的无模糊近场源参数对旋转前阵元间接收数据相位差解模糊的算法。阵元间最长基线在无模糊条件下具有最佳的估计性能,对出现的高频近场源下的相位差模糊,利用旋转反演得到近场源参数能够有效解模糊。因此,本文利用阵元间最长基线参数估计的性能优势,进一步提高近场源参数估计精度。

将式(22)~(24)估计得到的近场源参数带入式(10)可以得到最长基线阵元间无模糊相位差

$$v_p = \frac{2\pi R}{\lambda} \{ \psi_p(\hat{\phi}, \hat{\theta}, \hat{r}) - \psi_{p+l}(\hat{\phi}, \hat{\theta}, \hat{r}) \} \quad (25)$$

其中 $p = 1, 2, \dots, M-l$, l 代表最长基线阵元间隔。

利用 v_p 对旋转前最长阵元接收数据相位差 v'_p 进行解模糊得到

$$v''_p = v'_p + 2\pi \text{round}((v_p - v'_p)/2\pi) \quad (26)$$

其中 $\text{round}(\cdot)$ 表示四舍五入。将 v'' 和矩阵

$$\begin{bmatrix} \cos(2\gamma_1) - \cos(2\gamma_{1+l}) & \sin(2\gamma_1) - \sin(2\gamma_{1+l}) \\ \cos(2\gamma_2) - \cos(2\gamma_{2+l}) & \sin(2\gamma_2) - \sin(2\gamma_{2+l}) \\ \vdots & \vdots \\ \cos(2\gamma_{M-l}) - \cos(2\gamma_M) & \sin(2\gamma_{M-l}) - \sin(2\gamma_M) \end{bmatrix} \quad (27)$$

表1 参数估计算法计算复杂度对比

参数估计算法	计算复杂度
旋转解模糊算法	$MN + M(N-1) + O(M)$
相位差解模糊算法	$(3M/2 + 1)N + (3M/2 + 1)(N-1) + 2 * O(M)$
文献[8]算法	$(M-1)N + (M-1)(N-1) + O(M)$
3-D MUSIC 算法	$M^2N + M^2(N-1) + O(M^2)$

4 仿真实验

本文采用 MATLAB 软件进行仿真实验,通过固定参数下旋转短基线参数估计的直方图分布验证了基于旋转均匀圆阵形成虚拟短基线解模糊的有效性;另外,分别利用固定阵列半径和固定近场源频率,仿真分析不同旋转角度参数估计准确率,验证了 SAMRA 与近场源频率和阵列半径的关系;最后,将旋转短基线参数估计与文献[8]算法和相位差解模糊算法分别在低频和高频近场源下参数估计的均方根误差(RMSE)进行性能比较,进一步验证本文算法的有效性。

4.1 旋转短基线参数估计

这一节主要分析旋转短基线参数估计的有效性以及验证 SAMRA 推导式。

4.1.1 参数估计直方图分布

表2给出了实验参数信息。实验中假定入射的近场源为窄带近场源,圆阵中心布置一个阵元,其余阵元按中心对称结构均匀分布在圆阵上,圆阵半径、阵元位

置以及旋转角度均假定为精确值,300 次蒙特卡洛仿真实验对近场源参数估计的直方图如图 3 所示. 从图 3 (a)方位角估计的直方图中可以看出,方位角的估计准确度较高,在真值上的估计次数最多,误差范围在 0.1° 以内;从图 3 (b)给出的俯仰角估计的直方图中可知,估计值偏离真值较大,这主要是由于在实验条件下近场模型的菲涅耳近似误差引起,误差范围在 0.8° 以内;图 3 (c)是对距离估计的直方图,估计值在真值附近波动,误差范围在 0.2m 以内. 从图 3 直方图分布的总体来看,旋转短基线法能够对近场源参数进行有效估计.

表 2 估计检测实验参数信息

信源频率	1GHz	阵列半径	0.6m
中频	250MHz	阵元数	12
采样频率	625MHz	近场源方位角	120°
采样时间	$2\mu\text{s}$	近场源俯仰角	50°
快拍数	8192	近场源距离	4.5m
SNR	10dB	旋转角度	10°

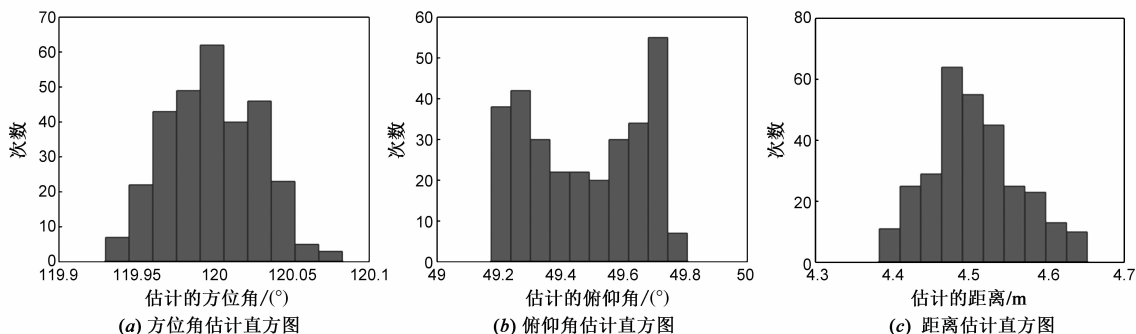


图3 旋转短基线参数估计直方图

4.1.2 旋转角度性能分析

首先,假定估计的近场源的频率范围从 900MHz 到 1.5GHz,近场源的角度参数 $\phi \in (-\pi, \pi)$, $\theta \in (0, 4\pi/9)$,其余参数同表 2 中参数. 估计误差范围为 $(0.1^\circ, 0.8^\circ, 0.2\text{m})$,估计误差的绝对值落在范围内记为一次有效估计,随机噪声下 300 次蒙特卡洛仿真实验有效估计次数的百分比作为参数估计的准确率. 图 4 (a)给出了不同近场源频率对应不同旋转角度的参数估计准确率及由式得到的理论 SAMRA 曲线,图右侧的颜色条对应不同大小的参数估计准确率. 从图 4 (a)中可以看出,参数估计准确率随旋转角度的增大先增大后减小,峰值落在理论 SAMRA 曲线上. 其次,假定估计

的近场源频率为 1.5GHz,阵列半径范围从 0.5m 到 1.5m,近场源距离 $r = 10\text{m}$. 图 4 (b)给出了不同阵列半径对应不同旋转角度的参数估计准确率及由式(15)得到的理论 SAMRA 曲线且可以得出与图 4 (a)中相同的结论.

综上所述,实验验证了式(15)推导出的 SAMRA 求解式,同时 SAMRA 也是性能最优旋转角度.

4.2 相位差解模糊参数估计

这一节采用 RMSE 对相位差解模糊算法与文献 [8]算法和旋转短基线算法分别在低频和高频近场源下进行性能比较.

实验中假定近场源参数同表 2 中参数,相位差解

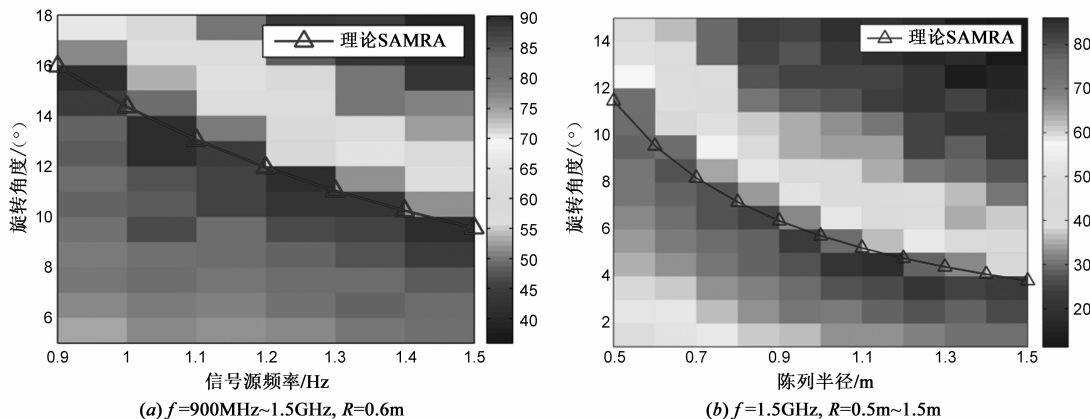


图4 不同条件下对应不同旋转角度的参数估计准确率

模糊算法中取最长基线阵元间隔 $l=5$ 。从图 5 中可以看出,当近场源频率为 500MHz 时,文献[8]中相邻阵元基线长度大于旋转产生的虚拟短基线长度,且不会产生相位模糊,故参数估计的性能优于旋转短基线算法^[11];本文相位差解模糊算法能够有效利用最长阵元基线的优势,参数估计性能能够得到进一步提升。当近场源频率为 1.5GHz 时,文献[8]中相邻阵元基线长度已经出现相位模糊,参数估计的 RMSE 已无意义,故未给出相应曲线;利用旋转短基线算法产生的虚拟短基线能有效解模糊,但由于基线长度较短,参数估计性能相对较差;而相位差解模糊算法利用长基线参数估计性能优势,在有效解模糊后可以得到估计精度更高的近场源参数。

综上可知,无论近场源频率是否导致相位模糊,本文提出的相位差解模糊算法都具有较好的参数估计性能。

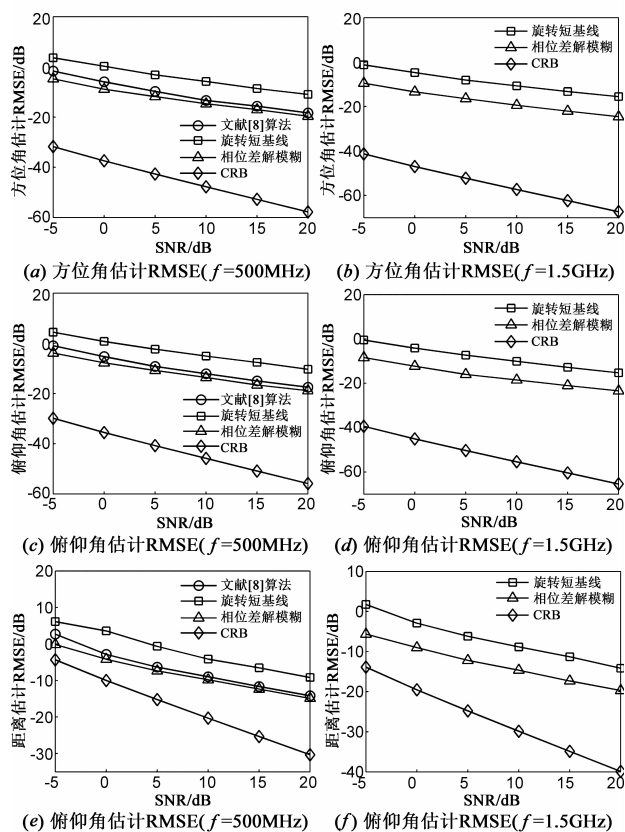


图5 近场源参数估计RMSE比较

5 结论

本文基于均匀圆阵提出一种利用旋转形成虚拟短基线的近场源参数估计解模糊算法,有效解决了高频近场源估计中存在的相位差模糊问题;其次,通过理论分析得出了近场源频率和阵列半径相关的 SAMRA 的

推导式,仿真验证这一结论的同时还发现 SAMRA 也是估计性能最优旋转角度,利用这一结论可以自适应地根据不同的阵列半径和估计得到的近场源频率确定最优旋转角度,得到无相位差模糊的估计参数;另外,通过对旋转前最长基线阵元间接收数据相位差解模糊,进一步提高了近场源参数估计精度。综上所述,本文算法有效估计的近场源频率范围较广,对近场源参数估计精度较高。后续研究中,还将重点分析多近场源下的参数估计解模糊算法。

参考文献

- [1] 吴林晟,周希朗,高为,等. 一种基于改进遗传算法的只测向无源定位技术[J]. 电子与信息学报,2006,28(12): 2252-2255.
Wu Lin-sheng, Zhou Xi-lang, Gao Wei, et al. A bearing-only passive location method based on improved genetic algorithm[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2006, 28(12): 2252-2255. (in Chinese)
- [2] M N El Korso, R Boyer, S Marcos, et al. Conditional and Unconditional Cramér-Rao Bounds for near-field source Localization[J]. IEEE Trans Signal Process, 2010, 58(5): 2901-2907.
- [3] 王波,王树勋. 一种基于二阶统计量的近场源三维参数估计方法[J]. 电子与信息学报,2006,28(1): 45-49.
Wang Bo, Wang Shu-xun. A three-dimensional parameter estimation method of near field sources based on second statistics[J]. Journal of Electronics & Information, 2006, 28(1): 45-49. (in Chinese)
- [4] 吴云韬,张彦斌,曹辉,等. 均匀圆阵下单个近场源信号四维参数估计快速算法[J]. 武汉工程大学学报,2013, 35(3): 75-78.
Wu Yun-tao, Zhang Yan-bin, Cao Hui, et al. Fast algorithm for four-dimensional parameter estimation of signal near-field source with uniform circular array[J]. Journal of Wuhan Institute of Technology, 2013, 35(3): 75-78. (in Chinese)
- [5] Lee J H, Park D H, Park G T, et al. Algebraic path-following algorithm for localising 3-D near-field sources in uniform circular array[J]. Electronics Letters, 2003, 37(17): 1283-1285.
- [6] 王伟,马跃华,李欣. 基于相位差的均匀圆阵 DOA 估计新方法[J]. 系统工程与电子技术,2012,34(10): 1994-1998.
Wang Wei, Ma Yue-hua, Li Xin. New method of DOA estimation for UCA based on phase difference[J]. Systems Engineer and Electronics, 2012, 34(10): 1994-1998. (in Chinese)
- [7] Wu Y T, Wang H, Huang L T, et al. Fast algorithm for

three-dimensional single near-field source localization with uniform circular array [A]. Proceedings of IEEE CIE International Conference on Radar [C]. Chengdu, China; IEEE, 2011. 350 – 352.

- [8] Tae-Jin J, Lee K K. Closed-form algorithm for 3-D single-source localization with uniform circular array [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2014, 13 (5): 1096 – 1099.
- [9] Lin M G, Liu P G, Liu J B. Rotary way to resolve ambiguity for planar array [A]. Proceedings of IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing [C]. Guilin, China; IEEE, 2014. 170 – 174.
- [10] 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, E – 92B (3): 1053 – 1056.
- [11] 贾高伟, 常文革. 分布式雷达空间目标定位系统性能分析 [J]. 雷达科学与技术, 2010, 3 (8): 199 – 208.
Jia Gao-wei, Chang Wen-ge. Analysis of target location for distributed ultra-wideband radar [J]. Radar Science and Technology, 2010, 3 (8): 199 – 208. (in Chinese)

作者简介



陈 鑫 男, 1992 年 2 月出生于重庆南岸. 2014 年 7 月毕业于国防科技大学信息工程专业获学士学位. 现为国防科技大学电子科学与工程学院硕士研究生. 主要研究方向为阵列信号处理、无源定位等.
E-mail: nudtex@163.com



刘 振 男, 1983 年 7 月出生于江苏泰兴, 2013 年 6 月毕业于国防科技大学信息与通信工程专业获博士学位. 现为国防科技大学电子科学与工程学院讲师. 主要研究方向为雷达波形设计、雷达抗干扰、无源定位等.
E-mail: zhen_liu@nudt.edu.cn



魏玺章 男, 1976 年 4 月出生于河北吴桥, 2002 年 12 月毕业于国防科技大学信息与通信工程专业获博士学位. 现为国防科技大学电子科学与工程学院研究员、博士生导师. 主要研究方向为雷达目标识别、雷达电子对抗等.
E-mail: liweier@nudt.edu.cn