

基于旋转干涉仪的近场源参数估计算法

马菁涛* 陶海红 谢坚 杨杰

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

摘要: 该文基于旋转干涉仪提出了一种新的近场源参数估计算法。该算法利用单个长基线干涉仪的旋转和相位积分实现相位解模糊,有效解决了单基线干涉仪在近场源情况中存在的无模糊视角范围和测角精度之间的矛盾。该算法只需两个接收天线即可得到近场源俯仰角、方位角和距离参数的闭式解,无需构造高阶累积量矩阵和多维搜索,同时也降低了多基线组合对通道一致性的要求。相比于传统的双长基线干涉仪方法,该文算法具有更高的参数估计精度和解模糊能力,具有结构简单、易于工程实现的优点。计算机仿真实验表明了所提算法的有效性和正确性。

关键词: 近场源; 旋转干涉仪; 2维角估计; 距离估计; 相位解模糊

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2015)03-0287-08

DOI: 10.12000/JR14146

引用格式: 马菁涛,陶海红,谢坚,等. 基于旋转干涉仪的近场源参数估计算法[J]. 雷达学报, 2015, 4(3): 287-294. DOI: 10.12000/JR14146.

Reference format: Ma Jing-tao, Tao Hai-hong, Xie Jian, *et al.*. Rotating interferometer-based algorithm for parameter estimation of near-field source[J]. *Journal of Radars*, 2015, 4(3): 287-294. DOI: 10.12000/JR14146.

Rotating Interferometer-based Algorithm for Parameter Estimation of Near-field Source

Ma Jing-tao Tao Hai-hong Xie Jian Yang Jie

(National Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: This paper proposes a novel rotating interferometer-based algorithm for parameter estimation of near-field source. The algorithm exploits the rotation of a single long baseline interferometer and the integration operation of the phase to unwrap the phase ambiguity. Thus the contradiction between the maximal unambiguous angle and the direction finding accuracy in the single baseline interferometer can be efficiently eliminated in the near-field source scenario. The algorithm can obtain the closed form solutions of the elevation and azimuth angles as well as range estimations for near-field source with two receiving sensors. It avoids the construction of high-order cumulant matrices and multi-dimension search. Simultaneously, it alleviates the requirement for multi-baseline channel consistency. Compared with the conventional double long baselines interferometer method, the proposed algorithm achieves higher parameter estimation accuracy and better performance in ambiguity resolution. Moreover, the proposed algorithm enjoys a simple structure, which is easy to be implemented in engineering application. Simulation results demonstrate the effectiveness and validity of the proposed algorithm.

Key words: Near-field source; Rotating interferometer; Two-dimensional angle estimation; Range estimation; Unwrap phase ambiguity

1 引言

空间信号源的参数估计是阵列信号领域的重要

研究问题之一。根据信号源与阵列之间的距离近,可以将其分为远场信号源和近场信号源。当距离 $r > 2D^2/\lambda$ (D 为阵列孔径, λ 为信号源波长),认为信号源为远场,到达阵列的信号以平面波的方式给出,对于信源的定位其距离和波达方向估计是独立的。反之,当 $0.62(D^3/\lambda)^{1/2} < r < 2D^2/\lambda$ 时,来

2014-12-01收到, 2015-03-23改回; 2015-04-21网络优先出版
国家自然科学基金(60971108), 航空基金(2012***009)和西安电子科技大学基本科研业务费(BDY061428)资助课题
*通信作者: 马菁涛 jtma@stu.xidian.edu.cn

波信号通过阵列只能以球面波的形式来表示, 信号位置的确定需要联合估计距离和波达方向^[1,2], 二者是耦合在一起的。

阵列信号处理中, 传统高精度的波达方向(DOA)估计方法都是假设信号源为远场^[2], 对近场情况则不适用。近年来, 许多定位近场源的测向方法被相继提出。文献[3]提出了一种2维MUSIC (MUltiple SIgnal Classification)的定位方法, 需要同时搜索估计距离和到达角两个参数, 计算量非常大。为了避免多维搜索, 文献[4]和文献[5]提出了基于高阶累积量的定位方法, 但由于需要构造高阶累积量矩阵, 运算复杂度同样很高。文献[6]利用2阶累积量, 给出了载波频率、距离和角度的3维估计, 计算量明显减少, 但是在工程应用及硬件实现上仍然有很大的困难。文献[7]利用垂直阵列的特点, 将多维参数估计问题转化为1维估计, 减小了运算量, 但是仅适用于非圆信号。文献[8]利用双基线组合解模糊, 也可以用于近场源DOA估计, 运算速度快, 但是需要距离信息先验已知。文献[9,10]利用旋转长基线干涉仪在不同转角下测量的相位差序列进行DOA估计, 降低了系统复杂性, 但是并未考虑近场情况。

基于此, 本文提出了一种在工程上易于实现的旋转干涉仪算法来估计近场源的2维角及距离, 通过干涉仪基线的旋转实现相位解模糊, 只需两个接收通道即可实现快速、无模糊定位^[11], 并扩展到近场模型。该方法不需要高阶统计量, 也不需要1维或2维搜索, 从而有效减小了运算复杂度。

本文的各部分内容安排如下: 第1节是引言, 介绍了近场源参数估计的研究背景及现状。第2节介绍了近场源模型并提出了近场模糊问题。第3节介绍了旋转干涉仪解模糊原理, 并提出近场源3维参数估计算法。第4节给出仿真结果和性能分析。最后, 第5节得出结论。

2 问题模型

2.1 近场源信号模型

近场源阵列结构示意图如图1, 假设只有1个信号源, 阵元间距为 d , 以阵元0作为相位参考中心, 则阵元1接收到的信号可以表示为^[3,12]:

$$\mathbf{X}_1(t) = \mathbf{S}(t) e^{j\tau_1} + \mathbf{n}_1(t) \quad (1)$$

这里 $\mathbf{S}(t)$ 表示信号源的包络, $\mathbf{n}_1(t)$ 为阵元1上的加性高斯噪声, τ_1 为阵元1相对于参考阵元引起的传播相位差, 可以表示为:

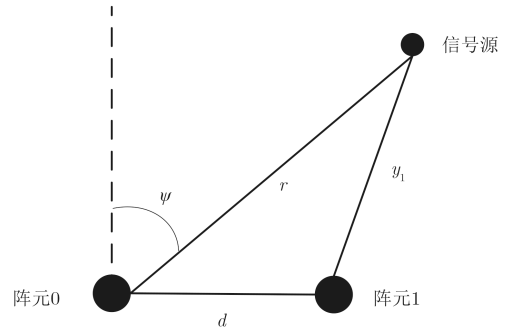


图 1 阵列结构示意图

Fig. 1 Structure of array

$$\begin{aligned} \tau_1 &= 2\pi f \Delta t = 2\pi f \frac{y_1 - r}{c} \\ &= \frac{2\pi}{\lambda} (\sqrt{r^2 + d^2 - 2rd\sin\psi} - r) \\ &= \frac{2\pi r}{\lambda} \left(\sqrt{1 + \frac{d^2}{r^2} - \frac{2d\sin\psi}{r}} - 1 \right) \end{aligned} \quad (2)$$

其中, f 为电磁波频率, Δt 为到达两阵元的时延, y_1 为信号源到阵元1的距离, r 为到达参考阵元0的距离, c 为光速, λ 为电磁波的波长, d 为阵元间距, ψ 表示信号到达参考阵元的空间锥角。

对式(2)采用2阶泰勒级数展开, 如式(3):

$$\sqrt{1+x} \approx \left(1 + \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8} + \frac{x^3}{16} + \dots \right), \quad |x| < 1 \quad (3)$$

并结合Fresnel近似忽略高阶项, 可得到式(4):

$$\begin{aligned} \tau_1 &= \frac{2\pi r}{\lambda} \left(1 + \frac{1}{2} \left(\frac{d^2}{r^2} - \frac{2d\sin\psi}{r} \right) \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{8} \left(\frac{d^2}{r^2} - \frac{2d\sin\psi}{r} \right)^2 + \dots - 1 \right) \\ &\approx -2\pi \frac{d}{\lambda} \sin\psi + \pi \frac{d^2}{\lambda r} \cos^2\psi \end{aligned} \quad (4)$$

2.2 近场源测向模糊问题

在近场源情况下, 由于干涉仪两阵元的接收数据进行比相即可获得相位差, 即相位差

$$\phi = \text{angle}(\mathbf{X}_1(t)/\mathbf{X}_0(t))$$

其中 $\mathbf{X}_1(t)$ 和 $\mathbf{X}_0(t)$ 分别为阵元1和阵元0的接收数据。从式(4)可得两阵元的真实相位差为:

$$\phi = -2\pi \frac{d\sin\psi}{\lambda} + \pi \frac{d^2}{\lambda r} \cos^2\psi = \phi_1 + \phi_2 \quad (5)$$

其中, $\phi_1 = -2\pi \frac{d\sin\psi}{\lambda}$, $\phi_2 = \pi \frac{d^2}{\lambda r} \cos^2\psi$ 。

令 $n = \sin\psi$, 则相位差可表示为 $\phi = -2\pi \frac{d}{\lambda} n + \pi \frac{d^2}{\lambda r} (1 - n^2)$, 进而可得 ϕ 与 n 的关系图, 如图2所示。由图2可知, $n = -1$ 时, 相位差取最大值 $\phi_{\max} = 2\pi d/\lambda$; $n = 1$ 时, 相位差取最小值 $\phi_{\min} = -2\pi d/\lambda$ 。

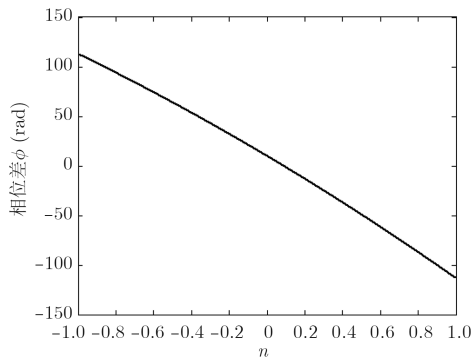


图2 近场源相位差与n的关系图

Fig. 2 Relationship between phase difference and n

当 $|\phi| \leq \pi$ ，即 $-\pi \leq \phi \leq \pi$ ，则不会出现模糊。由 $\phi_{\min} = -2\pi d/\lambda \geq -\pi$ 和 $\phi_{\max} = 2\pi d/\lambda \leq \pi$ ，可以得出无模糊的阵元间距为 $d \leq \lambda/2$ 。

在工程实现中，天线后端的相位差检测设备(鉴相器)通常以 2π 为模，只能检测到 $(-\pi, \pi)$ 范围内的相位值。当干涉仪的阵元间距 $d > \lambda/2$ 时，相位差 ϕ 可能大于 π 。此时，鉴相器只能测得相位差的主值，而非真实相位差。因而会出现相位多值模糊，造成角度测量的多值性。

3 用于近场源的旋转干涉仪参数估计算法

由2.2节可知，对于单个长基线，存在相位差测量的多值模糊问题。但通过基线的旋转可以解决这些问题^[9,10]。利用旋转长基线干涉仪(Rotated Long Baseline Interferometer, RLBI)在不同转角下测量的相位差序列进行参数估计，与传统多通道干涉仪和阵列测向相比，RLBI系统只需单个长基线，系统复杂性和通道一致性要求大为减低^[13]。通过天线绕z轴的旋转(如图3)，鉴相器的相位差积分后按余弦规律变化，进而通过判断极值，实现近场源参数估计。

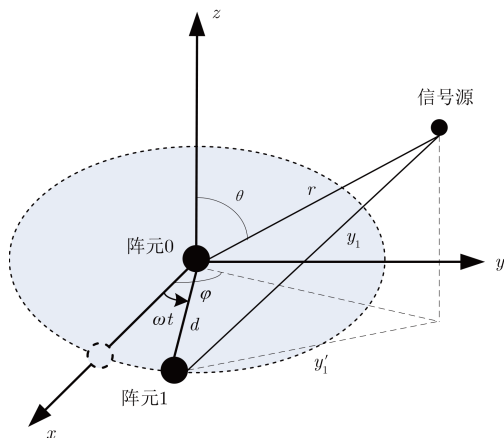


图3 天线旋转时的阵列模型

Fig. 3 Array model of rotating interferometer

3.1 解模糊算法

设基线长度为 d ，其旋转角速度为 ω 。入射信号的俯仰角为 $\theta \in [0, \pi/2)$ ，表示和z轴正方向的夹角；方位角为 $\varphi \in [0, 2\pi)$ ，表示从x轴正方向按逆时针方向旋转的角度。信号到达参考阵元的距离为 r ，到达阵元1的距离为 y_1 。以图3为参考，干涉仪绕z轴按逆时针方向旋转，初始时刻位于x轴。则在旋转过程中，两天线间的相位差随之变化。

由余弦定理可得， y_1 在xoy平面投影 y_1' 为：

$$y_1' = \sqrt{d^2 + (r \sin \theta)^2 - 2dr \sin \theta \cos(\varphi - \omega t)} \quad (6)$$

再由勾股定理可得：

$$\begin{aligned} y_1 &= \sqrt{y_1'^2 + (r \cos \theta)^2} \\ &= \sqrt{d^2 + (r \sin \theta)^2 - 2dr \sin \theta \cos(\varphi - \omega t) + (r \cos \theta)^2} \\ &= \sqrt{d^2 + r^2 - 2dr \sin \theta \cos(\varphi - \omega t)} \end{aligned} \quad (7)$$

所以有：

$$\begin{aligned} \tau_1 &= \frac{2\pi}{\lambda} \left(\sqrt{r^2 + d^2 - 2dr \sin \theta \cos(\varphi - \omega t)} - r \right) \\ &= \frac{2\pi r}{\lambda} \left(\sqrt{1 + \frac{d^2}{r^2} - \frac{2d \sin \theta \cos(\varphi - \omega t)}{r}} - 1 \right) \end{aligned} \quad (8)$$

对式(8)采用2阶泰勒级数展开，如式(3)，并结合Fresnel近似忽略高阶项，可得到式(9)：

$$\begin{aligned} \tau_1 &= \frac{2\pi r}{\lambda} \left(1 + \frac{1}{2} \left(\frac{d^2}{r^2} - \frac{2d \sin \theta \cos(\varphi - \omega t)}{r} \right) \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{8} \left(\frac{d^2}{r^2} - \frac{2d \sin \theta \cos(\varphi - \omega t)}{r} \right)^2 + \dots - 1 \right) \\ &\approx -2\pi \frac{d \sin \theta}{\lambda} \cos(\varphi - \omega t) \\ &\quad + \pi \frac{d^2}{\lambda r} (1 - \sin^2 \theta \cos^2(\varphi - \omega t)) \\ &= \phi_1 \cos(\varphi - \omega t) + \phi_2 + \pi \frac{d^2}{\lambda r} \sin^2 \theta \sin^2(\varphi - \omega t) \end{aligned} \quad (9)$$

其中， λ 为电磁波的波长， (θ, φ, r) 表示信号源到达中心参考阵元的俯仰角、方位角和距离。

当 θ 一定时，天线的旋转可以使相位差 $\phi(t)$ 按照近似余弦规律变化，如图4中实线所示。但是通过数字鉴相器后相位差被限定在 $(-\pi, \pi)$ 范围内，故鉴相器得到的相位差变化曲线存在跳变现象，如图4中虚线所示。所以，鉴相器的输出并非完整的相位差，从而不能直接根据鉴相器的输出得到 ϕ_1 和 ϕ_2 ，需采用数字积分器^[9]对鉴相器的输出进行积分。

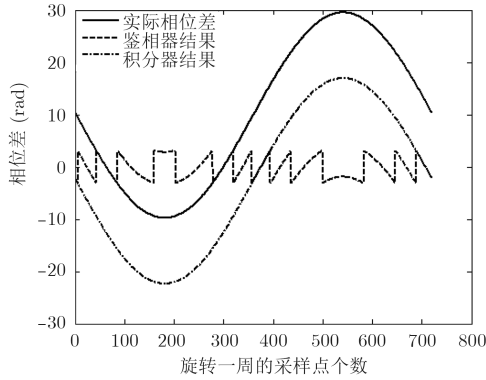


图4 旋转一周过程中的相位差变化曲线

Fig. 4 Phase difference curve in one rotation

图4中点划线是数字积分器的输出，记为 $X(t)$ 。由图4可知，通过积分成功消除了相位跳变现象，恢复出完整的相位差变化曲线。然而由于积分器的起始值(初始时刻值)为鉴相器的输出，所以积分结果 $X(t)$ 虽然形状与实际曲线 $\phi(t)$ 相同，但是相对于实际曲线存在一个整体的偏移量 Δ 。

图4中横坐标表示天线以角速度 ω 旋转一周过程中的空间采样点，即空间快拍。纵坐标为不同空间采样点处对应的相位差。

3.2 近场源参数估计

由式(9)可知，在基线旋转过程中，当 $\cos(\varphi - \omega t) = 1$ 时，瞬时相位为：

$$\phi(t) = -2\pi \frac{d \sin \theta}{\lambda} + \pi \frac{d^2}{\lambda r} \cos^2 \theta = \phi_1 + \phi_2 = \phi_{\min} \quad (10)$$

当 $\cos(\varphi - \omega t) = -1$ 时，瞬时相位为：

$$\phi(t) = 2\pi \frac{d \sin \theta}{\lambda} + \pi \frac{d^2}{\lambda r} \cos^2 \theta = -\phi_1 + \phi_2 = \phi_{\max} \quad (11)$$

由实际相位差曲线的极大值 ϕ_{\max} 和极小值 ϕ_{\min} 就可以确定 ϕ_1 和 ϕ_2 的值。它们之间满足式(12)关系式：

$$\left. \begin{aligned} \phi_{\max} &= -\phi_1 + \phi_2 \\ \phi_{\min} &= \phi_1 + \phi_2 \end{aligned} \right\} \quad (12a)$$

$$\left. \begin{aligned} \phi_1 &= -\frac{1}{2}(\phi_{\max} - \phi_{\min}) \\ \phi_2 &= \frac{1}{2}(\phi_{\max} + \phi_{\min}) \end{aligned} \right\} \quad (12b)$$

确定了 ϕ_1 和 ϕ_2 后，就可以根据式(13)求出 θ 和 r 。

$$\left. \begin{aligned} \phi_1 &= \frac{-2\pi d \sin \theta}{\lambda} \\ \phi_2 &= \frac{\pi d^2 \cos^2 \theta}{\lambda r} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

由式(13)可得：

$$\sin \theta = \frac{\phi_1 \lambda}{-2\pi d} \quad (14a)$$

$$\begin{aligned} r &= \frac{\pi d^2 \cos^2 \theta}{\phi_2 \lambda} \\ &= \frac{\pi d^2}{\phi_2 \lambda} \left(1 - \frac{\phi_1^2 \lambda^2}{4\pi^2 d^2} \right) \end{aligned} \quad (14b)$$

进而得到 θ 和 r 估计的闭式解：

$$\left. \begin{aligned} \theta &= \arcsin \left(\frac{\phi_1 \lambda}{-2\pi d} \right) \\ r &= \frac{\pi d^2}{\phi_2 \lambda} \left(1 - \frac{\phi_1^2 \lambda^2}{4\pi^2 d^2} \right) \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

在完成以上估计的基础上，求解下式所示方程可以得到方位角 φ 的估计：

$$\phi(0) = \phi_1 \cos \varphi + \phi_2 + \pi \frac{d^2}{\lambda r} \sin^2 \theta (1 - \cos^2 \varphi) \quad (16)$$

由于鉴相器的初始时刻相位差 φ_0 可能存在模糊，所以积分结果 $X(t)$ 与实际曲线 $\phi(t)$ 之间存在一个整体的偏移量 $\Delta = 2\pi n$ ，其中 n 为整数，表示初始时刻鉴相结果的模糊倍数。即：

$$X(t) + \Delta = \phi(t) \quad (17)$$

由于 $\phi_1 = -(1/2)(\phi_{\max} - \phi_{\min})$ ，仅仅和实际相位差极大值与极小值的差值有关，所以由积分结果的极大值与极小值的差值即可以得到 ϕ_1 的估计

$$\phi_1 = -\frac{1}{2}(X_{\max} - X_{\min}) \quad (18)$$

进而由式(15)得出俯仰角 θ 的估计。

然而由于 $\phi_2 = (1/2)(\phi_{\max} + \phi_{\min})$ ，应该由实际相位差曲线的极大值和极小值计算。此时就需要对积分结果 $X(t)$ 进行修正，以得到实际的相位差曲线。

在式(17)中 Δ 为常量，所以 $X(t)$ 和 $\phi(t)$ 的导数是相等的，即有：

$$X''(t) = \phi''(t) \quad (19)$$

对 $\phi(t)$ 求2阶导数，得

$$\begin{aligned} \phi''(t) &= -\phi_1 \omega^2 \cos(\varphi - \omega t) \\ &\quad + 2\omega^2 \pi \frac{d^2}{\lambda r} \sin^2 \theta \cos[2(\varphi - \omega t)] \\ &= \frac{2\pi d \sin \theta}{\lambda} \omega^2 \cos(\varphi - \omega t) \\ &\quad + 2\omega^2 \pi \frac{d^2}{\lambda r} \sin^2 \theta \cdot [2\cos^2(\varphi - \omega t) - 1] \end{aligned} \quad (20)$$

以 $\cos(\varphi - \omega t)$ 为 X 轴， $\sin \theta$ 为 Y 轴，作出相位差2阶导数的图如图5所示。

由图5可知，该曲面关于 $Y = -X + 1$ (即 $\sin \theta = -\cos(\varphi - \omega t) + 1$)这条线对称。一般情况下，对于 $\sin \theta > 0$ ，最大值分布右半平面，即 $\cos(\varphi - \omega t) = 1$ 时，相位差2阶导数取最大值 $\phi''(t)_{\max} = ((2\pi d \sin \theta / \lambda) \cdot \omega^2) + (2\omega^2 \pi \cdot (d^2 / (\lambda r)) \cdot \sin^2 \theta)$ ；对于 $\sin \theta < 0$ ，

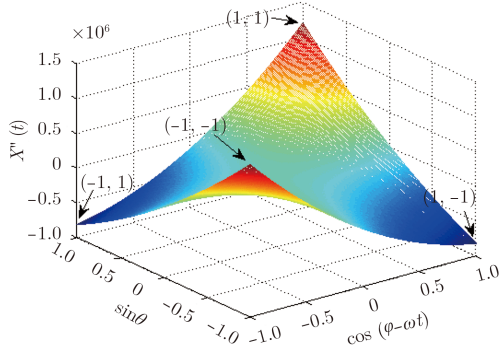


图5 相位差变化曲线的2阶导数

Fig. 5 Second derivative of phase difference curve

$\cos(\varphi - \omega t) = -1$ 时, 相位差2阶导数取最大值

$$\phi''(t)_{\max} = -\frac{2\pi d \sin \theta}{\lambda} \omega^2 + 2\omega^2 \pi \frac{d^2}{\lambda r} \sin^2 \theta.$$

由式(20)中 $\phi''(t)$ 的表达式也可看出, 一般情况下, 对于给定的 $\sin \theta > 0$, $\cos(\varphi - \omega t) = 1$ 时, $\phi''(t)$ 的第1项和第2项均为最大, 故相位差2阶导数取最大值 $\phi''(t)_{\max} = \frac{2\pi d \sin \theta}{\lambda} \omega^2 + 2\omega^2 \pi \frac{d^2}{\lambda r} \sin^2 \theta$; 对于给定的 $\sin \theta < 0$, $\cos(\varphi - \omega t) = -1$ 时, $\phi''(t)$ 的第1项和第2项均为最大, 故相位差2阶导数取最大值 $\phi''(t)_{\max} = -\frac{2\pi d \sin \theta}{\lambda} \omega^2 + 2\omega^2 \pi \frac{d^2}{\lambda r} \sin^2 \theta$.

综上所述:

$$\phi''(t)_{\max} = \frac{2\pi d |\sin \theta|}{\lambda} \omega^2 + 2\omega^2 \pi \frac{d^2}{\lambda r} \sin^2 \theta \quad (21)$$

特别地, 当 $\cos(\varphi - \omega t) = 1$, $\sin \theta = 1$ 或者 $\cos(\varphi - \omega t) = -1$, $\sin \theta = -1$ 时, 相位差2阶导数取全局最大值 $\phi''(t)_{\text{gmax}} = \frac{2\pi d}{\lambda} \omega^2 + \frac{2\pi \omega^2 d^2}{\lambda r}$; 当 $\cos(\varphi - \omega t) = -1$, $\sin \theta = 1$ 或者 $\cos(\varphi - \omega t) = 1$, $\sin \theta = -1$ 时, 相位差2阶导数取全局最小值 $\phi''(t)_{\text{gmin}} = -\frac{2\pi d}{\lambda} \omega^2 + \frac{2\pi \omega^2 d^2}{\lambda r}$.

由式(19)可得:

$$\begin{aligned} X''(t)_{\max} &= \phi''(t)_{\max} \\ &= \frac{2\pi d |\sin \theta|}{\lambda} \omega^2 + 2\omega^2 \pi \frac{d^2}{\lambda r} \sin^2 \theta \end{aligned} \quad (22)$$

则目标距离 r 如式(23)所示:

$$r = \frac{2\pi \omega^2 d^2 \sin^2 \theta}{\lambda X''(t)_{\max} - 2\pi d |\sin \theta| \omega^2} \quad (23)$$

因为 θ 和 r 已经由前面估计得到, 故可以获得 ϕ_2 的估计, 即实际曲线值的中点(中点的含义为最大值和最小值的均值):

$$\phi_2 = \frac{1}{2} (\phi_{\max} + \phi_{\min}) = \frac{\pi d^2 \cos^2 \theta}{\lambda r} \quad (24)$$

积分结果的中点为:

$$\phi_{2\text{mod}} = \frac{1}{2} (X_{\max} + X_{\min}) \quad (25)$$

所以整体的修正量 Δ 可由实际曲线值的中点 ϕ_2 和积分结果值的中点 $\phi_{2\text{mod}}$ 的差值来度量。即:

$$\Delta = \phi(t) - X(t) = \phi_2 - \phi_{2\text{mod}} \quad (26)$$

则修正后的积分结果为:

$$X_{\text{up}}(t) = X(t) + \Delta = \hat{\phi}(t) \quad (27)$$

$X_{\text{up}}(t)$ 为相位差变化曲线 $\phi(t)$ 的估计。进而由 $\phi(t)$ 的初值以及 ϕ_1 和 ϕ_2 来估计方位角 φ :

$$\phi(0) = \phi_1 \cos \varphi + \phi_2 + \pi \frac{d^2}{\lambda r} \sin^2 \theta \sin^2 \varphi \quad (28)$$

式(28)中仅方位角 φ 未知, 因此通过求解式(29)所示的2次方程:

$$\phi(0) = \phi_1 \cos \varphi + \phi_2 + \pi \frac{d^2}{\lambda r} \sin^2 \theta (1 - \cos^2 \varphi) \quad (29)$$

根据式(29)即可以获得 φ 。

3.3 算法步骤

综上所述, 基于旋转干涉仪的近场源参数估计算法步骤总结如下:

步骤1 通过干涉仪的旋转获得不同转角下的有模糊的相位差序列(即鉴相器输出);

步骤2 利用数字积分方法恢复出完整的相位差序列 $X(t)$;

步骤3 由积分结果的极大值和极小值之差可以确定 ϕ_1 的值, 如式(18)所示, 进而由式(15)可得俯仰角 θ 的估计;

步骤4 对积分结果 $X(t)$ 求2阶导数, 即可由式(23)求得 r ;

步骤5 利用获得的 θ 和 r , 根据式(24)得到 ϕ_2 , 即实际相位差曲线的中点, 并由式(25)获得积分结果的中点 $\phi_{2\text{mod}}$;

步骤6 由式(26)获得实际曲线和积分结果的偏移量 Δ , 进而由式(27)得到修正后积分结果, 即实际相位差曲线的估计;

步骤7 由实际相位差曲线的初值, 求解式(29)所示的方程, 即得方位角 φ , 完成近场源的俯仰角、方位角和距离估计。

4 仿真实验和性能分析

本节通过仿真实验对旋转干涉仪的近场参数估计性能进行分析, 并将其参数估计性能与双长基线干涉仪方法和基于均匀圆阵方法^[14]进行比较。其中, 双长基线干涉仪的阵列模型如图6所示。

根据3.3节本文算法步骤可知, 本文算法对俯仰角、方位角以及距离参数的估计精度依赖于相位差序列 $X(t)$ 的估计精度。在不同的SNR条件下, $X(t)$ 的估计精度不同, 由于误差传递效应, 导致后续的俯仰角、方位角以及距离参数估计精度也会不同。下面通过仿真实验给出相位差误差随输入信噪比的变化关系。

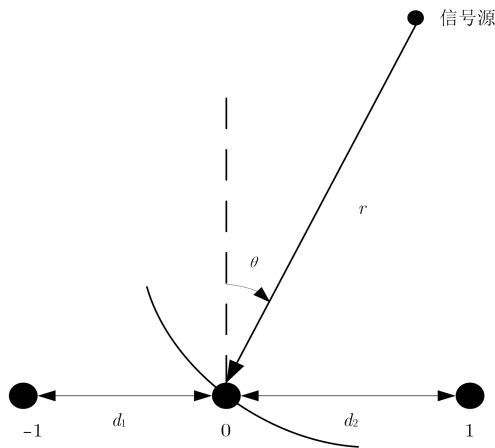


图6 双长基线干涉仪阵列模型
Fig. 6 Array model of DLBI

仿真实验1 入射信号频率为3 GHz，中心波长 $\lambda=0.1$ m，入射俯仰角 θ 为 10° ，方位角 φ 为 40° ，距离 r 为10 m。旋转干涉仪由2个阵元组成，基线的长度 $d = 18\lambda$ ，干涉仪旋转频率 $f_r = 15$ Hz，旋转一周的采样点数为720个。快拍数为200，蒙特卡洛实验次数为100。

由图7可知，随着SNR增大，相位差误差逐渐减小。当SNR高于30 dB时，相位差误差保持在较小的恒定水平，从而有利于提高后续的俯仰角、方位角以及距离参数估计精度。

下面通过仿真实验给出本文算法对俯仰角、方位角以及距离参数的估计精度。

参数设置：入射信号频率为3 GHz，中心波长 $\lambda=0.1$ m，入射俯仰角 θ 为 10° ，方位角 φ 为 40° 。旋转长基线干涉仪由2个阵元组成，基线的长度 $d = 18\lambda$ ，基线旋转频率 $f_r = 15$ Hz，旋转一周的采样点数为720个。双长基线干涉仪由3个阵元组成，两基线长度分别为 $d_1 = 8\lambda$ ， $d_2 = 10\lambda$ 。两种干涉仪具

有相同的菲涅尔区[4.7 m, 64.8 m]，入射近场源与阵列之间的距离设定为10 m。

仿真实验2 200次Monte-Carlo实验，SNR取值区间为[25, 45] dB，间隔为2 dB。分析俯仰测向、方位测向以及测距均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE)随信噪比的变化关系。

由图8可知，随着信噪比增大，俯仰、方位测向和测距的均方根误差逐渐减小。由图8(a)可知，当SNR<30 dB时，双长基线干涉仪法性能较差。当在上述SNR设定范围内，旋转干涉仪的俯仰测向RMSE小于双长基线干涉仪方法和基于均匀圆阵的方法。由图8(b)可知，旋转干涉仪的方位测向RMSE在 0.02° 以下，小于基于均匀圆阵的方法。由图8(c)可知，旋转干涉仪的测距RMSE在0.1 m以下，大于基于均匀圆阵的方法。

值得注意的是，双长基线干涉仪方法需要距离已知，且只能对1维角度进行估计；而基于均匀圆阵的方法没有考虑模糊问题；而本文方法不需要距离信息先验已知，能对近场源的3维参数进行估计，且能实现解模糊，所以具有一定优势。

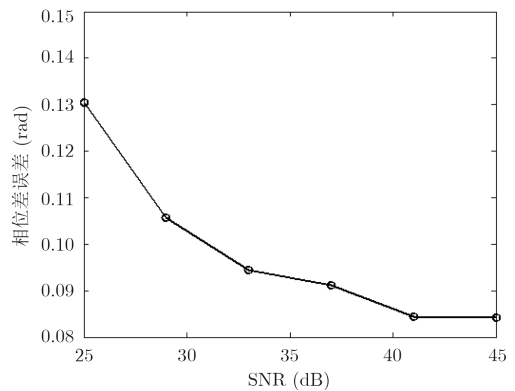


图7 相位差误差随SNR变化关系图
Fig. 7 Relationship of phase error versus SNR

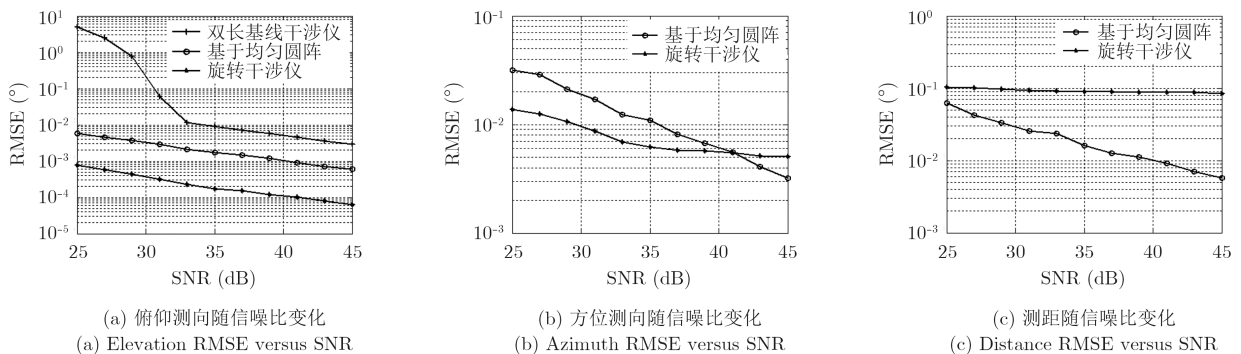


图8 俯仰、方位测向以及测距均方根误差随信噪比变化关系图
Fig. 8 Elevation, azimuth and distance measurements RMSE versus SNR

仿真实验3 100次Monte-Carlo实验, SNR=35 dB, 快拍数取值范围为[200, 1000], 间隔为100。分析俯仰测向、方位测向以及测距均方根误差随快拍数变化关系。

由图9可知, 随着快拍数增加, 俯仰、方位测向和测距的均方根误差逐渐减小。由图9(a)可知, 当快拍数大于200时, 旋转干涉仪方法对应的俯仰测向RMSE小于 0.001° , 且小于双长基线干涉仪方法和基于均匀圆阵的方法对应的俯仰测向误差。由图9(b)可知, 旋转干涉仪的方位测向RMSE在 0.01° 左右, 小于基于均匀圆阵的方法。由图9(c)可

知, 旋转干涉仪的测距RMSE在0.1 m以下, 大于基于均匀圆阵的方法。

设定测向误差在 $\pm 1^\circ$ 内视为正确解模糊, 通过统计在给定的Monte-Carlo实验次数(Mt)中正确解模糊次数(CUA), 即可得正确解模糊概率。定义正确解模糊概率P为:

$$P = \frac{CUA}{Mt} \times 100\% \quad (30)$$

仿真实验4 100次Monte-Carlo实验, SNR取值范围为[0, 30] dB, 间隔为3 dB。分析正确解模糊概率随信噪比变化。

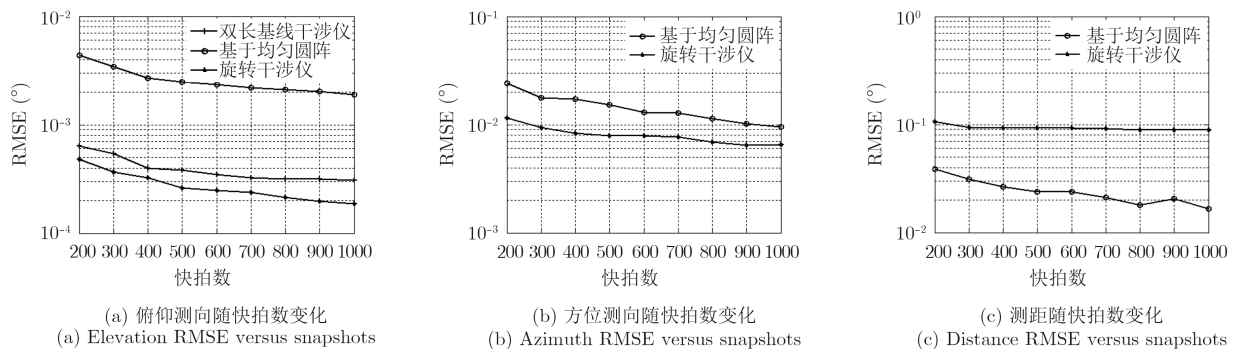


图9 俯仰、方位测向以及测距均方根误差随快拍数变化

Fig. 9 Elevation, azimuth and distance measurements RMSE versus snapshots

性能分析: 由图10可知, 当 $SNR \geq 6$ dB时, 旋转干涉仪方法即可达到100%的正确解模糊概率; 而双长基线干涉仪方法当 $SNR \geq 27$ dB时才能达到100%的正确解模糊概率。可以看出, 在低信噪比条件下, 相比于双长基线干涉仪方法, 旋转干涉仪方法具有显著的解模糊优势。

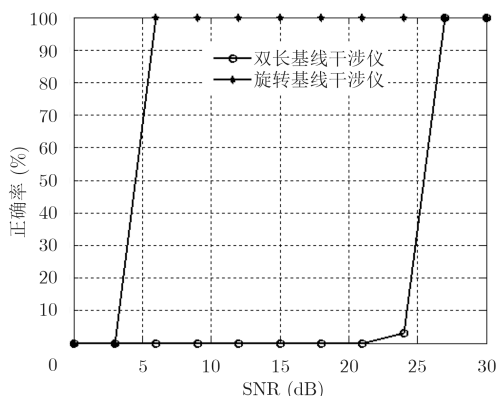


图10 正确解模糊概率随信噪比变化

Fig. 10 Correctly solving ambiguity probability versus SNR

5 结束语

本文针对单个长基线干涉仪的阵列结构, 提出

一种对近场源信号进行3维参数估计的旋转干涉仪算法, 可以给出俯仰角、方位角和距离估计的闭式解。仿真结果表明, 所提算法在参数估计精度以及解模糊能力上均优于双长基线干涉仪方法和基于均匀圆阵方法, 而且具有更简单的系统结构, 因而利于工程应用。该算法只能处理单个近场信号源, 无法解决存在多个信号源情况下的参数估计问题, 推广到多个信号源是需要进一步探讨的问题。此外, 本文所提近场源参数估计方法主要采用个别特征点处的相位差进行估计, 而没有利用其它点的信息, 因此在低SNR条件下的稳定性可能较差。如何充分利用相位差的全部信息以提高低SNR下的参数估计精度以及稳定性是我们下一步研究的方向。

参考文献

- [1] Jiang Jia-jia, Duan Fa-jie, Chen Jin, *et al.* Mixed near-field and far-field sources localization using the uniform linear sensor array[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2013, 13(8): 3136-3143.
- [2] Kim J H, Yang I S, Kim K M, *et al.* Passive ranging sonar based on multi-beam towed array[C]. *OCEANS 2000 MTS/IEEE Conference and Exhibition, Providence, RI, 2000*, 3: 1495-1499.

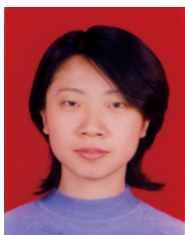
- [3] Huang Y D and Barkat M. Near-field multiple sources localization by passive sensor array[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1991, 39(7): 968–975.
- [4] 陈建峰, 张贤达, 吴云韬. 近场源距离、频率及到达角联合估计算法[J]. 电子学报, 2004, 32(5): 803–806.
Chen Jian-feng, Zhang Xian-da, and Wu Yun-tao. An algorithm for jointly estimating range, DOA and frequency of near field source[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2004, 32(5): 803–806.
- [5] 黄家才, 石要武, 陶建武. 一种新的近场源距离及到达角联合估计算法[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(11): 2738–2742.
Huang Jia-cai, Shi Yao-wu, and Tao Jian-wu. A new method for range and DOA estimation of near-field sources[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(11): 2738–2742.
- [6] 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 and Wang Shu-xun. A three-dimensional parameter estimation method of near field sources based on second statistics[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2006, 28(1): 45–49.
- [7] 王凌, 李国林, 谢鑫, 等. 非圆信号二维DOA和初始相位联合估计方法[J]. 雷达学报, 2012, 1(1): 43–49.
Wang Ling, Li Guo-lin, Xie Xin, et al. Joint 2-D DOA and noncircularity phase estimation method[J]. *Journal of Radars*, 2012, 1(1): 43–49.
- [8] 曹菲, 刘庆云. 双基线干涉仪解模糊能力分析[J]. 航天电子对抗, 2013, 29(3): 24–25.
Cao Fei and Liu Qing-yun. Analysis on ability of dual-baseline interferometer to resolve angular ambiguities[J]. *Aerospace Electronic Warfare*, 2013, 29(3): 24–25.
- [9] 司伟建, 程伟. 旋转干涉仪解模糊方法研究及实现[J]. 弹箭与制导学报, 2010, 30(3): 199–202.
Si Wei-jian and Cheng Wei. Study on solving ambiguity method of rolling interferometer and implementation[J]. *Journal of Projectiles, Rockets, Missiles and Guidance*, 2010, 30(3): 199–202.
- [10] 刘鲁涛, 司锡才. 开环旋转相位干涉仪DOA算法分析[J]. 解放军理工大学学报, 2011, 12(5): 419–424.
Liu Lu-tao and Si Xi-cai. Analysis of DOA algorithm by open loop method of rotating phase interferometer system[J]. *Journal of PLA University of Science and Technology (Natural Science Edition)*, 2011, 12(5): 419–424.
- [11] 李腾, 郭福成, 姜文利. 基于旋转干涉仪模糊相位差的多假设NLS定位算法[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(4): 956–961.
Li Teng, Guo Fu-cheng, and Jiang Wen-li. Multiple hypothesis NLS location algorithm based on ambiguous phase difference measured by a rotating interferometer[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(4): 956–961.
- [12] Krim H and Viberg M. Two decades of array processing research: the parametric approach[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 1996, 13(4): 67–94.
- [13] 张敏, 郭福成, 李腾, 等. 旋转长基线干涉仪测向方法及性能分析[J]. 电子学报, 2013, 41(12): 2422–2429.
Zhang Min, Guo Fu-cheng, Li Teng, et al. A direction finding method and analysis based on the rotated long baseline interferometer[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2013, 41(12): 2422–2429.
- [14] Wu Yun-tao, Wang Hai, Huang Long-ting, et al. Fast algorithm for three-dimensional single near-field source localization with uniform circular array[C]. *IEEE CIE International Conference*, Chengdu, 2011: 350–352.

作者简介



马菁涛(1990–), 女, 2013年于西安电子科技大学获工学学士学位, 现为西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室硕士研究生, 主要研究方向为阵列信号处理。

E-mail: jtma@stu.xidian.edu.cn



陶海红(1976–), 女, 西安电子科技大学教授, 博士生导师, 主要研究领域为雷达信号处理与检测、高速实时信号处理、阵列信号处理。

E-mail: hhtao@xidian.edu.cn

谢 坚(1986–), 男, 西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室博士研究生, 主要研究方向为雷达信号处理、阵列信号处理。

E-mail: xiejian1986@gmail.com

杨 杰(1989–), 男, 西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室博士研究生, 主要研究方向为MIMO雷达信号处理。

E-mail: yangjie_xidian@126.com