

联合到达时间估计的长基线测向 相位解模糊算法研究

狄 慧, 刘 渝, 杨 健, 胡 彦, 王旭东

(南京航空航天大学电子信息工程学院, 江苏南京 210016)

摘 要: 基线长度是影响测向精度的重要因素. 长基线测向精度高, 但基线长度大于半波长时会出现相位模糊. 现有的相位解模糊算法大多限制了基线长度. 本文在多基线比值法解模糊的基础上结合到达时间估计, 提出了一种减小了基线长度限制条件的相位解模糊算法来实现长基线窄带信号测向. 仿真结果表明, 本算法解模糊概率不受基线长度影响, 并且针对不同入射角的信号解模糊能力相同, 在适当信噪比条件下能通过设置基线长度达到较高的测向精度.

关键词: 测向; 相位干涉仪; 相位解模糊; 到达时间

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2013)03-0496-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.03.013

Long Baseline Direction Finding Unwrapping Phase Ambiguity Algorithm with TOA Estimation

DI Hui, LIU Yu, YANG Jian, HU Yan, WANG Xu-dong

(College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, Jiangsu 210016, China)

Abstract: Baseline length is a significant factor in direction finding. The longer the baseline is, the higher the accuracy is. When baseline length is more than half-wavelength, phase difference between two arrays will be ambiguity. Most existing unwrapping phase ambiguity algorithms limit baseline length. Combined with time of arrival (TOA) estimation, a kind of long baseline unwrapping phase ambiguity algorithm is presented to realize direction finding of narrowband signal, which reduces the restrictive conditions of baseline length. The simulation results show that the probability of unwrapping phase ambiguity is insensitive to baseline length and incident angle. High accuracy can be achieved in direction finding by setting baseline length under the appropriate signal to noise ratio (SNR).

Key words: direction finding; interferometers; unwrapping phase ambiguity; time of arrival (TOA)

1 引言

相位干涉仪在测向领域应用广泛^[1~5], 通常采用长基线提高测向精度. 当基线长度大于半波长时, 相位干涉仪鉴相输出值会出现 2π 模糊, 相位解模糊成为相位干涉仪测向的重要步骤. 大量文献研究了干涉仪鉴相相位解模糊算法. 文献[6,7]提出了利用长短基线组合进行相位解模糊的算法. 由于短基线相位干涉仪测向精度有限, 在利用它对长基线干涉仪进行解模糊处理时可能得到错误的模糊数. 文献[8~12]提出了基于余数定理的相位解模糊算法. 文献[8]提出了基线距离为互质数比的双基线测向系统, 为了提高解模糊范围需要较大的互质数比, 则会降低系统容差. 在此基础上文献[11]提出了基线距离

为互质数比且所有基线长度半波长倍数比的最大公约数为1的多基线测向系统, 采用最小均方误差准则进行二维整数搜索, 以得到正确的相位模糊数. 文献[12]进行多次一维整数搜索, 计算量相对较小. 该多基线测向系统在相同容差和阵元数条件下能增大天线孔径, 提高测向精度, 但基线长度仍受互质数比和系统容差限制. 继续增加基线长度可以进一步提高测向精度, 但基线长度增加使阵元间相位差变大, 导致不能正确解相位模糊. 本文针对这种情况, 在文献[11,12]的基础上结合到达时间估计算法, 利用信号到达各阵元间时差对各阵元接收信号进行相位校正, 缩小相位模糊范围之后鉴相. 阵元间的相位差减小到可以利用比值法正确解相位模糊的范围之内, 进而可以突破比值法基线长度设置的限制, 扩大基线长

度,实现长基线测向.测向精度大幅提高.

2 多基线比值法相位解模糊原理

2.1 相位解模糊概念

当辐射源处于远场位置时,可以把来波当成平面波.如图 1 所示,设入射信号的波长为 λ ,入射方向与天线视轴的夹角为 θ ,基线长度为 L ,则由入射信号程差引起的相位差:

$$\phi = 2\pi L \sin \theta / \lambda \quad (1)$$

测量 ϕ 就能得到信号波达角的估计值:

$$\hat{\theta} = \arcsin[\phi \lambda / (2\pi L)] \quad (2)$$

其估计方差:

$$\text{var}(\hat{\theta}) = [\lambda / (2\pi L \cos \theta)]^2 \sigma_{\phi}^2 \quad (3)$$

σ_{ϕ}^2 是鉴相方差.在鉴相方差相同的条件下,波达角估计方差与基线长度的平方成反比,通常采用长基线提高估计精度.而相位干涉仪的鉴相输出值只能在主值范围 $(-\pi, \pi]$ 内,当基线长度 L 大于半波长时,输出的鉴相值 φ 可能存在 2π 模糊,即

$$\varphi = \phi \bmod(2\pi), \phi = \varphi + 2\pi m \quad (4)$$

m 为整数,是基线的相位模糊数,求解 m 的过程则称为相位解模糊.

2.2 多基线比值法相位解模糊原理

要实现相位解模糊,需构造天线阵列并提出相应的相位解模糊方法.文献[11]提供的一维多基线系统具有较好的测向性能,结构如图 2 所示.图中 $N+1$ 个两两相邻的接收阵元构成 N 个相位干涉仪,组成一个相位干涉仪阵列.干涉仪基线长度分别为 L_1, L_2, \dots, L_N ,且都为最高接收频率半波长 $\frac{\lambda_0}{2}$ 的整数倍,即 $L_n = P_n \lambda_0 / 2, n = 1, 2, \dots, N, P_n$ 为正整数,要求各基线半波长倍数的最大公约数 $\text{GCD}(P_1, P_2, \dots, P_N) = 1$.相邻基线长度的比值都为 $p/q (p, q$ 为互素的正整数),基线长度之比为 $L_1 : L_2 : \dots : L_N = P_1 : P_2 : \dots : P_N = p^{N-1} : p^{N-2} q : \dots : q^{N-1}$.

双基线测向系统的相位模糊数 (m_n, m_{n+1}) 分别在 $(-P_n/2, P_n/2], (-P_{n+1}/2, P_{n+1}/2]$ 范围内满足方程:

$$(\varphi_n + 2\pi m_n) / (\varphi_{n+1} + 2\pi m_{n+1}) = L_n / L_{n+1} = p/q, \quad n = 1, 2, \dots, N-1 \quad (5)$$

解出方程(5)在 $(-P_n/2, P_n/2], (-P_{n+1}/2, P_{n+1}/2]$ 上的所有解,得到双基线测向系统的相位模糊数集合.扩展到多基线系统,则是利用相邻的双基线系统求出公共的相位模糊数子集,当 $\text{GCD}(P_1, P_2, \dots, P_N) = 1$ 时,

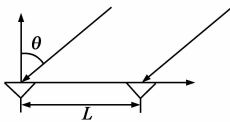


图1 测向原理示意图

所有模糊数的子集只有一组解,从而实现相位解模糊的过程. $N+1$ 个阵元组成的相位干涉仪阵列正确解模糊条件如下:

$$\max(\text{abs}(\Delta\varphi_1), \text{abs}(\Delta\varphi_2), \dots, \text{abs}(\Delta\varphi_N)) < \pi / (p + q) \quad (6)$$

式中 $\Delta\varphi_k (k = 1, 2, \dots, N)$ 是鉴相误差.

在相同条件下,由式(3)可知波达角估计方差与基线长度平方成反比,增大基线长度是提高测向精度的有效手段.应用比值法解模糊时基线长度是由互质数比 p, q 和基线组数来确定的,要满足式(6)解模糊条件, p, q 受鉴相精度限制取值不能过大,而基线组数受系统复杂程度限制.在这两个因素限制下,基线长度难以增加,则测向精度难以提高.该系统各基线的正确解模糊相位范围分别为 $[-2\pi L_n / \lambda, 2\pi L_n / \lambda]$, 即 $[-\pi p^{N-1-n} q^n, \pi p^{N-1-n} q^n], n = 0, 1, \dots, N-1$.如增大各基线的长度,势必会增大各基线天线阵元之间的相位差,可能会超出上述的相位范围,于是不能得到正确的相位模糊数.如果能把各基线阵元间的接收信号相位差按各基线长度等比例均衡减小,使剩余相位差落在相应的正确解模糊相位范围内.然后进行鉴相,并在此相位范围内得到剩余相位的模糊数,最后补偿上减掉的相位差.这么处理可以得到长基线阵元间的正确相位差值,实现长基线测向.

3 引入到达时间估计校正相位差的长基线相位解模糊算法

3.1 长基线相位解模糊原理

在多基线比值法相位解模糊方法的基线设置基础上,将各基线长度扩大整数 k 倍,则各基线半波长倍数整数比的最大公约数为 k .若直接应用比值法解模糊将会得出 k 组解,不能正确解相位模糊.考虑在各基线鉴相步骤之前先估计信号到达时间,并根据基线长度做最小二乘法直线拟合,利用拟合过的到达时间作差分获得符合基线长度比例的时差来等比例校正一部分相位差,使剩余相位差减小至原基线长度时每个双基线系统的解模糊相位范围内,从而实现相位解模糊.

在图 3 中, $x_n, n = 0, 1, \dots, N$ 为各阵元接收信号, $t_n, n = 0, 1, \dots, N$ 为各基线信号到达时间, $\tau_n, n = 1, 2, \dots, N$ 为相邻基线信号到达时间差,用文献[13]提出的 Haar 小波到达时间估计方法分别测量各个阵元信号到达时间估计值 $\hat{t}_n, n = 0, 1, \dots, N$,再作差分得到相邻基线信号到达时间差估计值 $\hat{\tau}_n = \hat{t}_n - \hat{t}_{n-1}, n = 1, \dots, N$,利用时差校正一部分相

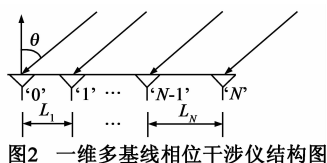


图2 一维多基线相位干涉仪结构图

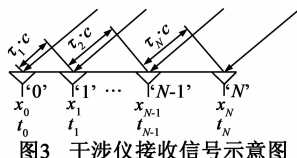


图3 干涉仪接收信号示意图

位后鉴相获得相邻基线的相位差:

$$\varphi_n = \angle(x_{n+1} \cdot \exp(j2\pi f_r \hat{\tau}_{n+1}) \cdot x_n^*), n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (7)$$

式中 f_r 为信号频率, 文中认为已知或已测得. 以双基线测向系统相位模糊数 (m_n, m_{n+1}) 的求解为例, 相邻基线组相位差满足下列方程:

$$\frac{2\pi f_r \hat{\tau}_n + \varphi_n + 2\pi m_n}{2\pi f_r \hat{\tau}_{n+1} + \varphi_{n+1} + 2\pi m_{n+1}} = \frac{kL_n}{kL_{n+1}} = \frac{p}{q}, \quad n = 1, 2, \dots, N-1 \quad (8)$$

将式(8)写成如下形式:

$$2\pi f_r \hat{\tau}_n q - 2\pi f_r \hat{\tau}_{n+1} p = (\varphi_{n+1} + 2\pi m_{n+1})p - (\varphi_n + 2\pi m_n)q \quad (9)$$

从式(9)可以看出, 当 $2\pi f_r \hat{\tau}_n q - 2\pi f_r \hat{\tau}_{n+1} p = 0$, 即 $\hat{\tau}_n / \hat{\tau}_{n+1} = p/q$ 时, 相邻基线组相位差满足下列方程:

$$\frac{\varphi_n + 2\pi m_n}{\varphi_{n+1} + 2\pi m_{n+1}} = \frac{p}{q} \quad (10)$$

此时方程的形式和原基线设置长度时的方程式(5)完全相同. 即当相邻时差估计值比值等于相邻基线长度比值时, 适用多基线比值法相位解模糊方法^[11,12]进行解模糊. 由于到达时间估计值是随机变量, 上述直接做差

分获得的时差 $\hat{\tau}_n, n = 1, 2, \dots, N$ 无法满足该比例关系. 要满足上述比例关系, 可以对 $N+1$ 个到达时间估计值 $\hat{t}_n, n = 0, 1, \dots, N$ 作最小二乘法直线拟合, 如图 4 所示.

设到达时间与所有阵元到第 0 个阵元之间距离 l_n 的线性关系为:

$$t_n = a_1 l_n + a_0, n = 0, 1, \dots, N \quad (11)$$

转换为矩阵形式为:

$$\mathbf{T} = \mathbf{L}\mathbf{A} \quad (12)$$

式(12)中:

$$\mathbf{T} = \begin{pmatrix} t_0 \\ t_1 \\ \vdots \\ t_N \end{pmatrix}, \mathbf{L} = \begin{pmatrix} 1 & l_0 \\ 1 & l_1 \\ 1 & l_2 \\ \vdots & \vdots \\ 1 & l_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & kL_1 \\ 1 & k(L_1 + L_2) \\ \vdots & \vdots \\ 1 & k(L_1 + L_2 + \dots + L_N) \end{pmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{pmatrix} a_0 \\ a_1 \end{pmatrix}$$

根据最小二乘原理:

$$\hat{\mathbf{A}} = (\mathbf{L}^T \mathbf{L})^{-1} \mathbf{L}^T \hat{\mathbf{T}} \quad (13)$$

则经最小二乘法拟合过的到达时间为:

$$t'_n = \hat{a}_1 l_n + \hat{a}_0, n = 0, 1, \dots, N \quad (14)$$

对拟合过的到达时间做差分运算得时差估计值:

$$\begin{aligned} \tau'_n &= t'_n - t'_{n-1} \\ &= \hat{a}_1 l_n + \hat{a}_0 - (\hat{a}_1 l_{n-1} + \hat{a}_0) \\ &= \hat{a}_1 kL_n, n = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (15)$$

得出符合基线长度比例关系的时差估计值后即可按照多基线比值法相位解模糊算法得出一组双基线系统的模糊数. 对 $N-1$ 组双基线系统进行解模糊处理, 确定相位模糊数 (m_n, m_{n+1}) 的 $\text{GCD}(P_n, P_{n+1})$ 种组合, 记为 (m_n^n, m_{n+1}^n), $n = 1, 2, \dots, N-1$. 从相位模糊数组组合中找出同时满足 $m_{n+1}^n = m_{n+1}^{n+1}$, $n = 1, 2, \dots, N-2$ 的一组模糊解 m_1, m_2, \dots, m_N , 就是各相位干涉仪鉴相输出的剩余相位差模糊数. 真实的相位差为:

$$\phi_n = 2\pi f_r \hat{\tau}'_n + \varphi_n + 2\pi m_n, n = 1, 2, \dots, N \quad (16)$$

从而得到波达角的估计值:

$$\hat{\theta} = \arcsin\left[\frac{\lambda(\phi_1 + \phi_2 + \dots + \phi_N)}{2\pi k(L_1 + L_2 + \dots + L_N)}\right] \quad (17)$$

3.2 长基线相位解模糊条件

下面讨论基线设置扩大 k 倍后的解模糊条件. 基线长度为原长时相邻基线相位差为:

$$\phi_n = \frac{2\pi L_n \sin\theta}{\lambda} \quad (18)$$

基线长度扩大 k 倍后, 经时差估计校正相位后剩余的相位差为:

$$\phi'_n = \frac{2\pi kL_n \sin\theta}{\lambda} - 2\pi f_r \hat{\tau}'_n \quad (19)$$

要能正确解模糊, 即有且只有一组模糊数解, 则经时差估计校正后剩余的相位差必须在基线长度为原比值法设置长度时的相位差范围内, 必须满足 $|\phi'_n| \leq \max(\phi_n)$ 条件, 即:

$$\left| \frac{2\pi kL_n \sin\theta}{\lambda} - 2\pi f_r \hat{\tau}'_n \right| \leq \frac{2\pi L_n}{\lambda} \quad (20)$$

又有 $\tau_n = \frac{kL_n \sin\theta}{c}$, τ_n 为第 n 组基线的时差真值, 代入(20)式, 即拟合后时差估计误差 $\Delta\tau_n$ 要满足:

$$|\Delta\tau_n| = |\tau_n - \hat{\tau}'_n| \leq \frac{L_n}{c} \quad (21)$$

各阵元的信号到达时间估计是相互独立的, 设方差为 σ^2 . 根据上一小节论述, 经拟合后时差估计的精度与到达时间估计精度的关系为^[14]:

$$\begin{aligned} D(\tau'_n) &= D(\hat{a}_1 kL_n) = (kL_n)^2 D(\hat{a}_1) \\ &= \frac{(kL_n)^2 \sigma^2}{\sum_{n=0}^N L_n^2 - \frac{1}{N+1} (\sum_{n=0}^N L_n)^2} \end{aligned} \quad (22)$$

则有 $|\Delta\tau_1| : |\Delta\tau_2| : \dots : |\Delta\tau_N| = L_1 : L_2 : \dots : L_N$, 即当 $|\Delta\tau_1| = |\tau_1 - \hat{\tau}'_1| \leq \frac{L_1}{c}$ 成立时, 其它双基线系统的时差误差均满足式(21). 因此, 基线长度扩大 k 倍后, N 根基线组成的相位干涉仪阵列正确解模糊的条件为

$$|\Delta\tau_1| \leq \frac{L_1}{c} = \frac{\lambda p^{N-1}}{2c} \tag{23}$$

当满足式(23)条件时能采用比值法正确解模糊,可见此时解模糊概率与基线长度扩大倍数 k 和入射角 θ 无关,仅与直线拟合后时差估计精度和 p^{N-1} 有关.直线拟合后时差估计精度越高解模糊概率越高,时差估计精度与到达时间估计采用的算法有关; p 受鉴相误差及硬件条件限制,控制在一定范围内; N 是基线组数,基线组数越多,解模糊概率越高,相应的系统复杂度也越高.

4 算法步骤

综合以上论述,联合时差估计的长基线比值法解模糊测向算法步骤如下:

- (1)估计每个阵元信号到达时间 $\hat{t}_n, n = 0, 1, \cdots, N$;
- (2)对 \hat{t}_n 按照基线长度进行直线拟合得到 $\hat{t}_n', n = 0, 1, \cdots, N$;
- (3)对 $\hat{t}_n', n = 0, 1, \cdots, N$ 做差分得到拟合后的时差估计值 $\tau_n', n = 1, 2, \cdots, N$,根据该时差估计值对接收信号相位进行相位校正;
- (4)对相邻阵元相位校正的信号进行鉴相运算得相位差 $\varphi_n, n = 1, 2 \cdots N$,对每一个双基线系统进行解模糊处理,确定相位模糊数 m_n, m_{n+1} 的 $\text{GCD}(P_n, P_{n+1})$ 种组合,记为 $(m_n^n, m_{n+1}^n), n = 1, 2, \cdots, N - 1$.
- (5)从相位模糊数组合中找出同时满足 $m_{n+1}^n = m_{n+1}^{n+1}, n = 1, 2, \cdots, N - 2$ 的一组模糊解 m_1, m_2, \cdots, m_N ,那么 m_1, m_2, \cdots, m_N 就是各相位干涉仪鉴相输出的真实相位模糊数.
- (6)求无模糊的相位差 $\hat{\phi}_n = 2\pi f_s \hat{\tau}_n' + \varphi_n + 2\pi m_n, n = 1, 2, \cdots, N$,从而得到波达角的估计值

$$\hat{\theta} = \arcsin\left[\frac{\lambda(\hat{\phi}_1 + \hat{\phi}_2 + \cdots + \hat{\phi}_N)}{2\pi k(L_1 + L_2 + \cdots + L_N)}\right].$$

5 仿真分析

只考虑干涉仪鉴相误差,不考虑信道相位不均衡造成的误差,对本文算法相位解模糊概率和测向精度在不同条件下进行仿真.如图 1 所示,相位干涉仪由 4 个接收阵元构成,基线长度之比 p/q 均为 4/5,则基线长度分别为 $(L_1, L_2, L_3) = (8\lambda_0, 10\lambda_0, 12.5\lambda_0)$,在该基线长度设置基础上分别扩大 5 倍、10 倍和 20 倍,接收信号为正弦波信号,仿真比较上述情况下的解模糊概率和测向性能.

假设各个相位干涉仪的噪声是独立同分布的高斯白噪声,信号载频 7.12GHz,采样频率 2GHz,信噪比在 $[-2\text{dB}, 10\text{dB}]$ 范围内变化,取脉宽为 $0.5\mu\text{s}$ 的正弦波信号进行 1000 次蒙特卡洛试验.根据文献[12]的仿真结果,在本文设置信噪比条件下,鉴相误差满足式(6).由

于鉴相算法较成熟,本文不再分析其误差.图 5 给出的是信号入射角为 30° ,基线长度为 5 倍原长时,通过 Haar 小波到达时间估计值获得的第一组基线时差估计精度和经过直线拟合之后的第一组基线时差估计精度.根据式(23),在该仿真条件下,时差估计误差必须小于 1.12ns 才能正确解相位模糊.信噪比大于 6dB 时,拟合后时差均方根误差小于 0.37ns .假设时差估计误差服从正态分布,拟合后时差估计误差能以接近 100% 的概率小于 1.12ns .

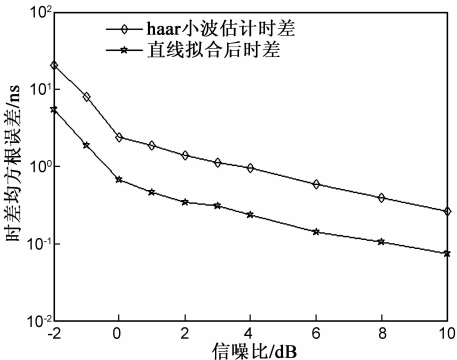


图5 时差估计精度

在上述仿真条件下,时差估计值误差符合式(23)的次数和正确解模糊次数对比如表 1 示.时差估计满足式(23)的次数和图 5 得出的结论一致.比较表 1 中两组数据,正确解模糊次数接近满足式(23)的次数.略有偏差是在临界条件时受噪声影响未能正确解模糊.不满足(23)式条件的试验均未正确解模糊.

信号入射角为 30° 时,不同长度的基线相位解模糊正确率随信噪比变化如图 6 所示.图中可以看出不同长度的基线相位解模糊能力相同,随着信噪比的增加,时差估计精度提高,时差满足条件式(23)的次数增多,相位解模糊能力随之增加.

在信噪比分别为 0dB 和 2dB 条件下,不同长度的基线针对不同的信号入射角度时相位解模糊正确率比较如图 7 所示,当入射角变化时,本算法相位解模糊正确率基本一致,即本文算法解相位模糊能力不受信号入射角度的影响.

表 1 相位解模糊条件验证

信噪比/dB	-2	-1	0	1	2	3	4	6	8	10
满足式(23)条件次数	215	624	895	963	989	995	999	1000	1000	1000
正确解模糊次数	204	595	872	942	972	987	996	995	1000	1000

信号入射角为 30° 时基线长度分别为 5 倍、10 倍和 20 倍原长时正确解相位模糊时测向精度比较如图 8 所示,基线长度设置越大,测向精度越高.要满足远场条

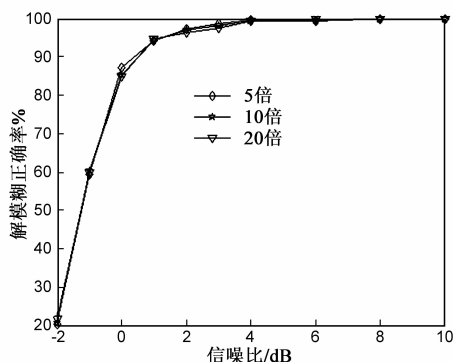


图6 不同长度基线解模糊正确率

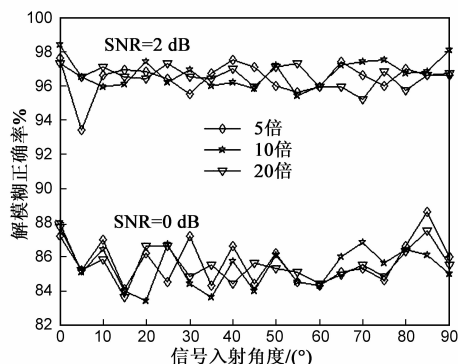


图7 不同入射角度解模糊概率

件,天线尺寸要远远小于目标到天线的距离,因此基线长度也不能无限制增加。

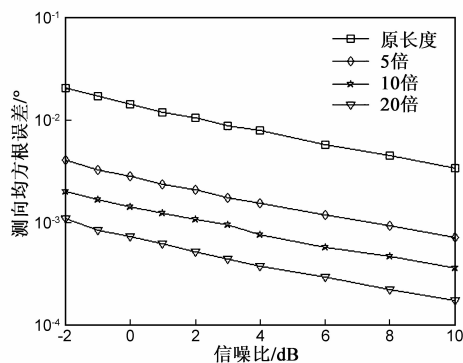


图8 不同长度基线测向精度比较

基线长度为10倍原长时不同入射角条件下正确解相位模糊时测向精度比较如图9所示,验证了本算法测

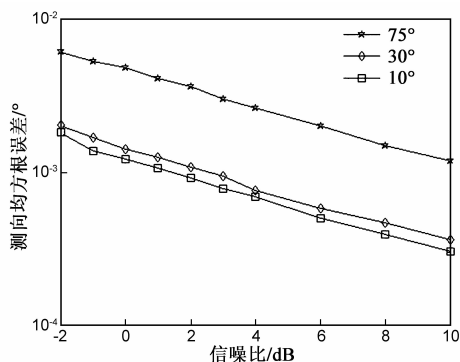


图9 不同入射角信号测向精度比较

向精度符合式(3)中测向精度与信号入射角余弦值成反比的关系。

6 结论

本文研究了利用相位干涉仪对窄带信号进行测向的相关问题.首先介绍了一维多基线比值法相位干涉仪的测向原理,并分析了该算法对基线长度的限制.为提高测向精度,提出一种在长基线情况下的多基线系统相位解模糊方法.利用信号到达各基线相邻阵元的时差来校正一部分相位差,使剩余相位差满足比值法相位解模糊算法的解模糊范围.同时给出了该算法的正确解模糊条件和概率,仿真结果表明该算法减小了基线长度的限制条件,在满足远场条件下尽可能增加基线长度,能大大提高测向精度,具有一定的理论和工程应用价值。

参考文献

- [1] Pardini M, Lombardini F, et al. The hybrid Cramér-Rao bound on broadside DOA estimation of extended sources in presence of array errors[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(4): 1726 - 1730.
- [2] Schmieder L, Mellon D, et al. Signal direction finding for low complexity radar[A]. Proceedings of 2009 International Waveform Diversity and Design Conference[C]. USA: IEEE Press, 2009. 8 - 12.
- [3] Schmieder Lance, Mellon Don, et al. Interference cancellation and signal direction finding with low complexity[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2010, 46(3): 1052 - 1063.
- [4] LIU Ting-ting, XIAO Ling. About the ambiguities in DOA estimation[J]. Chinese Journal of Electronics, 2010, 19(4): 747 - 751.
- [5] 龚享钦, 皇甫堪, 等. 基于相位干涉仪阵列二次相位差的波达角估计算法研究[J]. 电子学报, 2005, 33(3): 444 - 446.
- [6] GONG Xiang-yi, HUANG Fu-kan, et al. A new algorithm for estimation of direction of arrival based on the second-order difference of phase of interferometer array[J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(3): 444 - 446. (in Chinese)
- [7] MacPhie R H, Thinned coincident arrays for the direct measurement of the principal solution in radio astronomy[J]. IEEE Transactions on Antennas Propagation, 2003, 51(4): 788 - 793.
- [8] Macphie, R H, Tae Ho Yoon. On using the compound interferometer to obtain the power pattern of a conventional receiving array[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009, 10(57): 3356 - 3359.
- [9] 林以猛, 刘渝, 等. 宽带信号的数字测向算法研究[J]. 南京航空航天大学学报, 2005, 37(3): 335 - 340.

- LIN Yi-meng, LIU Yu, et al. Algorithm of direction finding for broadband digital signal[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2005, 37(3): 335 – 340. (in Chinese)
- [9] 周亚强, 陈翥, 等. 噪声条件下多基线相位干涉仪解模糊算法[J]. 电子与信息学报, 2005, 27(2): 259 – 261.
Zhou Ya-qiang, Chen Zhu, et al. Algorithm of solving multi-baseline interferometer phase difference ambiguity in noisy circumstance[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2005, 27(2): 259 – 261. (in Chinese)
- [10] 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.
- [11] 龚享铎, 袁俊泉, 等. 基于相位干涉仪阵列多组解模糊的波达角估计算法研究[J]. 电子与信息学报, 2006, 28(1): 55 – 59.
Gong Xiang-yi, Yuan Jun-quan, et al. A multi-pare unwrap ambiguity of interferometer array for estimation of direction of arrival[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2006, 28(1): 55 – 59. (in Chinese)
- [12] 张刚兵, 刘渝, 等. 基线比值法相位解模糊算法[J]. 南京航空航天大学学报, 2008(5): 665 – 669.
Zhang Gang-bing, Liu Yu, et al. Unwrapping phase ambiguity algorithm based on baseline ratio[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2008(5): 665 – 669. (in Chinese)
- [13] 胡国兵, 刘渝, 等. 基于 Haar 小波变换的信号到达时间估计[J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(7): 1615 – 1619.
HU Guo-bing, LIU Yu, et al. Arrival time estimation of signals based on Haar wavelets transform[J]. Systems Engineering and Electronics, 2009, 31(7): 1615 – 1619. (in Chinese)
- [14] 浙江大学数学系高等数学教研组. 概率论与数理统计[M]. 北京: 高等教育出版社, 1979, 113 – 114.

作者简介



狄 慧 女, 1986 年 10 月生于江苏省金坛市. 现为南京航空航天大学电子信息工程学院在读博士研究生. 研究方向为信号处理, 电子侦察.
E-mail: dihui-7@126.com



刘 渝 男, 1945 年 6 月生于重庆市. 1968 年和 1981 年在中国科学技术大学获工学学士和工学硕士学位, 现为南京航空航天大学教授, 博士生导师. 主要研究方向为信号处理, 信号检测与估计, 电子侦察和电子智能化系统.