

# Fast Implementation of Correlative Interferometry for Direction-Finding with One Receiving Channel

Xiaoming Gou<sup>1</sup>, Zhongsen Sun<sup>1</sup>, Huaiyu Tang<sup>1,2</sup>, Zhongyao Shan<sup>1</sup>, Yongqing Li<sup>1</sup>

<sup>1</sup>China Research Institute of Radiowave Propagation, Qingdao Shandong

<sup>2</sup>Xidian University, Xi'an Shaanxi

Email: gouxm@crip.ac.cn

Received: Feb. 12<sup>th</sup>, 2018; accepted: Feb. 21<sup>st</sup>, 2018; published: Feb. 28<sup>th</sup>, 2018

---

## Abstract

The family of radio direction-finding techniques has been widely adopted in fields like radio management, and the correlative interferometry has been the most popular one, due to its high tolerance to various hardware imperfections and its high accuracy. This paper presents a scheme for direction finding with correlative interferometers using one receiving channel, which retrieves the phase difference within three phase shifts, compared with four phase shifts of the original scheme. The resulting measurement time will be shortened by a quarter. Computer simulations have demonstrated the consistency and efficacy of the proposed scheme over the original scheme.

## Keywords

Direction Finding, Correlative Interferometry, Single Receiving Channel, Phase Shifter

---

# 单通道相关干涉仪测向系统的快速实现

苟晓鸣<sup>1</sup>, 孙中森<sup>1</sup>, 唐怀玉<sup>1,2</sup>, 单中尧<sup>1</sup>, 李永庆<sup>1</sup>

<sup>1</sup>中国电波传播研究所, 山东 青岛

<sup>2</sup>西安电子科技大学, 陕西 西安

Email: gouxm@crip.ac.cn

收稿日期: 2018年2月12日; 录用日期: 2018年2月21日; 发布日期: 2018年2月28日

---

## 摘要

无线电测向技术在无线电管理等领域的应用广泛, 其中最为常用的技术方案为相关干涉仪测向技术, 该

技术对各种硬件设备误差具有较高的容忍度，测向精度也很高。针对单通道相关干涉仪测向系统，本文提出了一种实现方案，与经典方案需要四次移相操作来提取相位差相比，该方案仅需三次移相操作，相应的测量时间也节省了约四分之一。计算机仿真验证了本文方法与经典方案在测向结果上的一致性，以及在耗时方面的提升。

## 关键词

测向，相关干涉仪，单通道，移相器

Copyright © 2018 by authors and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

## 1. 引言

无线电测向技术迄今为止已有近百年的发展历程。早期的测向系统主要是利用天线的方向图特性，利用机械旋转天线结构的方式，寻找幅度(能量)最大入射方向，这也是目前手持式测向设备所采用的技术。该技术的主要缺点是受距离的影响比较大，测向精度也收到了天线方向图的限制[1] [2] [3] [4]。沃森瓦特系统也是一种基于幅度测量的测向系统，它利用 Adcock 天线测量一对天线收到的幅度差，主要用于短波测向[4] [5]。多普勒测向机是利用快速的天线单元切换来模拟天线圆盘旋转造成的多普勒频移，成本较低，主要缺点是要求信号为单载波(CW)，不适合现代通信中的带有调制的宽带信号[6]。

在众多测向体制中，相关干涉仪测向技术由于其极高的测向精度、对反射等电波传播效应的高免疫性和宽频段覆盖范围等优势，近年来得到广泛应用[4] [7]。相关干涉仪测向系统设计由于成本和技术参数的不同而多种多样，例如按照接收通道的多少可以划分为单通道系统和多通道系统。与多通道干涉仪测向系统相比，单通道系统需要的只需要一个接收通道，无须进行多通道校准；所付出的代价是需要复杂的器件切换和更长的测量时间[4] [8] [9]。为此，本文着眼于简化单通道系统的器件切换流程，削减测量时间，提高测量效率。

## 2. 相关干涉仪数学原理

假设相关干涉仪测向系统的天线由  $N$  个天线单元构成，如图 1 所示，通常  $N$  可以设置为 5 或者 9。

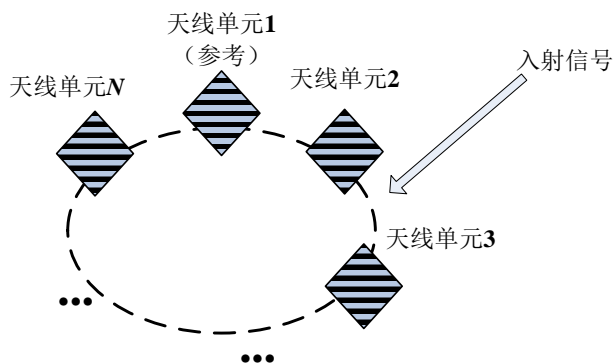


Figure 1. Illustration of the antenna array of a correlative interferometer illuminated by an incident signal

图 1. 相关干涉仪测向系统阵列天线接收入射信号图

对于不同频率和角度的入射信号，两个天线单元之间接收到的信号的相位差是唯一确定的。通过测量记录天线单元接收的信号相位差，与数据库进行匹配，即可确定入射方向。

对于  $N$  个天线单元构成的天线来说，天线单元接收信号的相位差的自由度为  $(N-1)$ ，即如果记天线单元 1 为参考天线单元，天线单元 2, 3, ...,  $N$  共  $(N-1)$  个天线单元接收到的信号与参考天线单元接收到的信号的  $(N-1)$  个相位差分别记为  $\gamma_2, \gamma_3, \dots, \gamma_N$ ，那么任意两个天线单元接收到的信号的相位差都可以用这  $(N-1)$  个相位差的线性组合来表示，例如天线单元 2 和 3 之间的相位差为  $\gamma_2 - \gamma_3$ 。以上说明， $\gamma_2, \gamma_3, \dots, \gamma_N$  蕴含了全部信息量。

按照信道模块的个数划分，相关干涉仪测向系统可以分为单通道系统和多通道系统。多通道系统中含有多个信道模块，可以同时多个天线单元接收到的信号进行测量。成本最为昂贵的系统是为每一个天线单元都配置了信道模块，可以一次性测量  $\gamma_2, \gamma_3, \dots, \gamma_N$ 。由于多个接收通道之间存在随机误差，还需要添加校准源模块。全通道系统的系统框图如图 2 所示。

为了降低成本，多通道系统中更为常见的是双通道系统，一个接收通道接入参考单元，另一个接收通道通过电子开关依次接入天线单元 2, 3, ...,  $N$ ，利用  $(N-1)$  个时隙的 IQ 数据计算出相位差  $\gamma_2, \gamma_3, \dots, \gamma_N$ ，其系统框图如图 3 所示。

成本最低的是单通道相关干涉仪测向系统，只包含有一个接收通道，而且无需配备校准源。经典单通道相关干涉仪测向系统[8] [9]的系统框图如图 4 所示。第一个天线单元作为参考天线单元，其余  $(N-1)$  个天线单元作为选通天线单元顺次接入到天线选择开关，然后在接入移相器选择开关，顺次进行 0 度/90 度/180 度/270 度移相。移相后的信号将与参考天线单元的信号混合，并进入接收机进行接收、数字化后进行信号处理模块。完成一次测向总共需要进行  $(N-1)$  次天线选择开关切换和 4 次移相器选择开关切换，总共需要  $(4N-4)$  个时隙的 IQ 数据。

对于每一对参考天线单元和选通天线单元，0 度/90 度/180 度/270 度移相、混合后的信号功率分别记作  $E_1, E_2, E_3, E_4$ ，按照矢量合成的原理，它们满足如下关系：

$$E_1 = A^2 + B^2 + 2AB \cos \gamma \quad (1)$$

$$E_2 = A^2 + B^2 - 2AB \sin \gamma \quad (2)$$

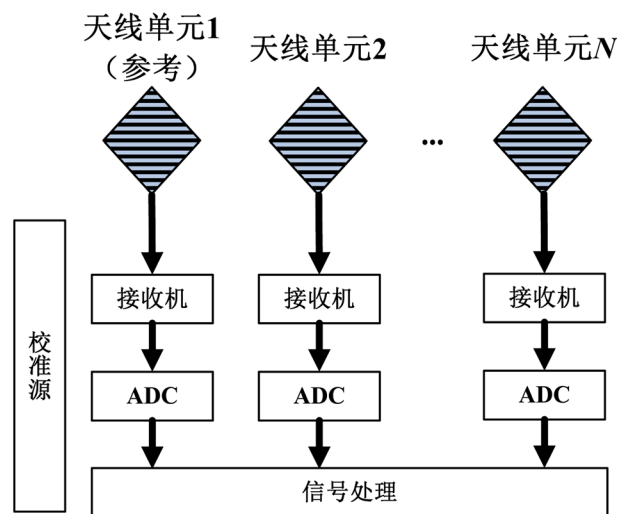


Figure 2. System flowchart of the correlative interferometry with full receiving channels

图 2. 全通道相关干涉仪测向系统的系统框图

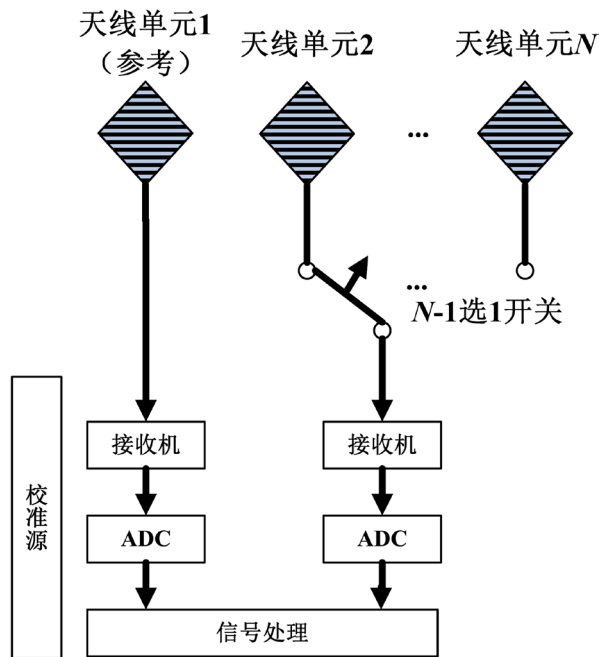


Figure 3. System flowchart of the correlative interferometry with two receiving channels

图 3. 双通道相关干涉仪测向系统的系统框图

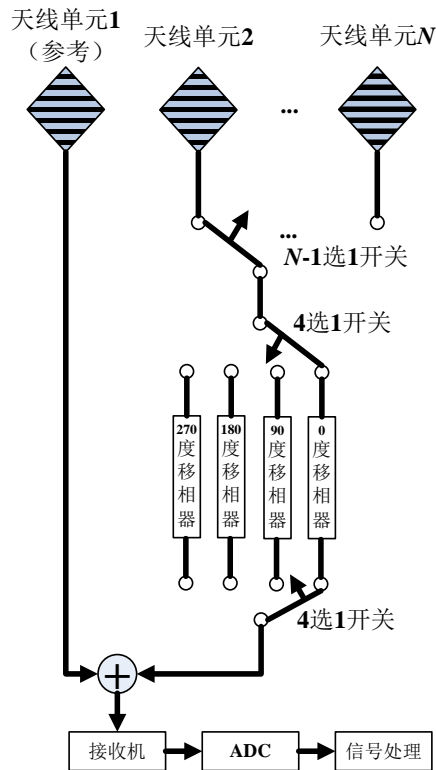


Figure 4. System flowchart of the correlative interferometry with one receiving channel

图 4. 单通道相关干涉仪测向系统的系统框图

$$E_3 = A^2 + B^2 - 2AB \cos \gamma \quad (3)$$

$$E_4 = A^2 + B^2 + 2AB \sin \gamma \quad (4)$$

式中： $A$ 和 $B$ 分别为参考天线单元和选通天线单元测量到的信号的平均幅度； $\gamma$ 为参考天线单元和选通天线单元测量到的信号的相位差。由(1)~(4)可知，

$$\cos \gamma = \frac{E_1 - E_3}{4AB} \quad (5)$$

$$\sin \gamma = \frac{E_4 - E_2}{4AB} \quad (6)$$

利用欧拉公式，复值相位差可以从(5)~(6)导出：

$$e^{j\gamma} = \cos \gamma + j \sin \gamma = \frac{\cos \gamma + j \sin \gamma}{\sqrt{\cos^2 \gamma + \sin^2 \gamma}} = \frac{(E_1 - E_3) + j(E_4 - E_2)}{\sqrt{(E_1 - E_3)^2 + (E_4 - E_2)^2}} \quad (7)$$

式中： $j$ 表示虚部单位。

令参考天线单元和第 $n$ 个选通天线单元之间的复值相位差为 $e^{j\gamma_n}$ ，在完成所有时隙的测向后可以获得 $(N-1) \times 1$ 维的复值相位矢量

$$\mathbf{v} = [e^{j\gamma_2}, e^{j\gamma_3}, \dots, e^{j\gamma_N}]^T \quad (8)$$

式中： $(\cdot)^T$ 表示转置。

经典单通道相关干涉仪测向系统计算复值相位矢量的流程总结如表1所示。

在校准过程中，对于每一个可能的入射方向和频率都进行表1的流程，建立复值相位矢量的数据库。在测向过程中，测量到的复值相位矢量将与数据库进行比对，最为匹配的结果即为入射方向。

### 3. 本文提出的单通道相关干涉仪数学原理

由表1的流程可知，可以从减少内循环次数入手来实现加速。本文借鉴工业输电领域的信号处理思路，提出利用三个移相器(0度/120度/240度)，替换经典单通道相关干涉仪的四个移相器(0度/90度/180度/270度)，系统框图如图5所示。

对于每一对参考天线单元和选通天线单元，0度/120度/240度移相、混合后的信号功率分别记作 $E_1, E_5, E_6$ ，按照矢量合成的原理，它们满足如下关系：

$$E_1 = A^2 + B^2 + 2AB \cos \gamma \quad (9)$$

$$E_5 = A^2 + B^2 + 2AB \cos(\gamma + 2\pi/3) \quad (10)$$

$$E_6 = A^2 + B^2 + 2AB \cos(\gamma + 4\pi/3) \quad (11)$$

由(9)~(11)可知，

$$\cos \gamma = \frac{2E_1 - E_5 - E_6}{6AB} \quad (12)$$

$$\sin \gamma = \frac{E_6 - E_5}{2\sqrt{3}AB} \quad (13)$$

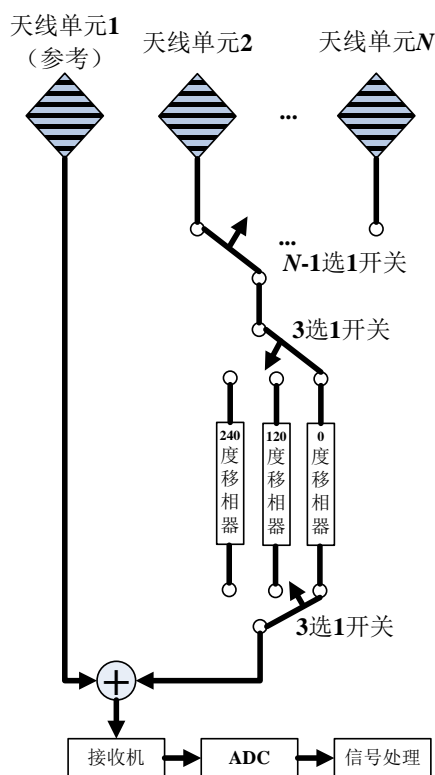
利用欧拉公式，复值相位差可以从(12)~(13)导出：

$$e^{j\gamma} = \cos \gamma + j \sin \gamma = \frac{\cos \gamma + j \sin \gamma}{\sqrt{\cos^2 \gamma + \sin^2 \gamma}} = \frac{(2E_1 - E_5 - E_6) + j\sqrt{3}(E_6 - E_5)}{2\sqrt{E_1^2 + E_5^2 + E_6^2 - E_1E_5 - E_1E_6 - E_5E_6}} \quad (14)$$

**Table 1.** Procedure for complex-valued phase vector calculation within the original one-channel correlative interferometer

**表 1.** 经典单通道相关干涉仪复值相位矢量计算流程

流程项	内容
输入	全部 $(4N-4)$ 个时隙的 IQ 数据
输出	$(N-1) \times 1$ 维的复值相位矢量 $\mathbf{v}$
外循环	选通天线单元从 2 号顺次切换到 $N$ 号
内循环	移相器从 0 度顺次切换到 270 度
步骤 1	计算功率值 $E_1, E_2, E_3, E_4$
步骤 2	利用(7)计算 $e^{j\theta}$



**Figure 5.** System flowchart of the proposed correlative interferometry with one receiving channel

**图 5.** 本文提出的单通道相关干涉仪测向系统的系统框图

在完成所有时隙的测向后可以获得  $(N-1) \times 1$  维的复值相位矢量。本文提出的单通道相关干涉仪测向系统计算复值相位矢量的流程总结如表 2 所示。

其校准和测量过程与经典单通道相关干涉仪相同，不再赘述。通过对比表 1 和表 2 可知，本文提出的单通道相关干涉仪复值相位矢量计算流程的复杂度只相当于经典流程的四分之三。120 度和 240 度移相器可以用 6bit 移相器(理论相移为 118.125 度和 241.875 度)或者 7bit 移相器(理论相移为 120.9375 度和 239.0635 度)来近似。考虑到实际移相器的性能扰动，近似误差通常可以忽略。

### 4. 计算机仿真

本节给出计算机仿真示例验证本文测向流程的有效性。仿真场景为由一个九天线单元阵列天线(天线半径为0.9 m)和单个接收通道等组成的相关干涉仪测向系统,对一个来自于150度方向、信噪比为20 dB、频率为400 MHz的信号进行测向。图6展示了复值相位差测量矢量与数据库之间的相关系数谱图(蓝色虚线),通过寻找谱图的最大值,可以正确估计信号的入射方位(红色实线箭头)。

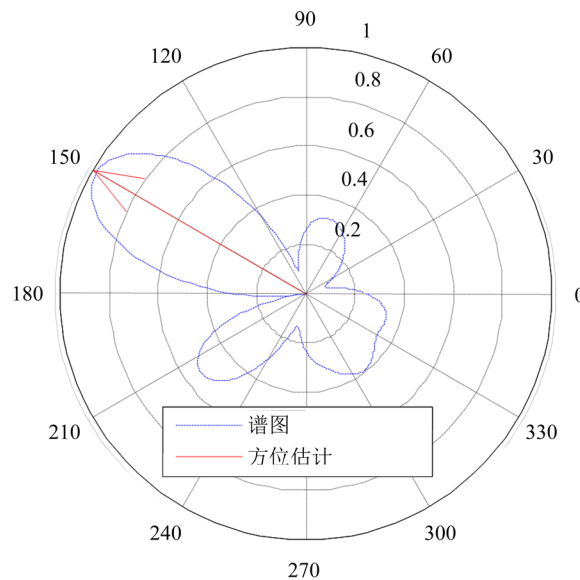
接下来验证本文提出的测向流程与经典单通道相关干涉仪在测向结果上的一致性。仿真假设信号从0°至359°(以1°为步进)入射,信噪比从-5 dB增加至30 dB(以5 dB为步进),每个角度进行3000次独立重复实验,记第*i*<sub>1</sub>个角度、第*i*<sub>2</sub>个信噪比、第*i*<sub>3</sub>次独立重复实验的本文测向流程和经典单通道相关干涉仪的结果 $\hat{\theta}_1(i_1, i_2, i_3)$ 和 $\hat{\theta}_2(i_1, i_2, i_3)$ ,按照如下公式计算两种方法的一致性:

$$\Delta = \sqrt{\frac{\sum_{i_1=1}^{360} \sum_{i_2=1}^8 \sum_{i_3=1}^{3000} [\hat{\theta}_1(i_1, i_2, i_3) - \hat{\theta}_2(i_1, i_2, i_3)]^2}{360 \times 8 \times 3000}} \quad (15)$$

**Table 2.** Procedure for complex-valued phase vector calculation within the proposed one-channel correlative interferometer

**表 2.** 本文提出的单通道相关干涉仪复值相位矢量计算流程

流程项	内容
输入	全部(3 <i>N</i> -3)个时隙的IQ数据
输出	( <i>N</i> -1)×1维的复值相位矢量 <i>v</i>
外循环	选通天线单元从2号顺次切换到 <i>N</i> 号
内循环	移相器从0度顺次切换到240度
步骤1	计算功率值 <i>E</i> <sub>1</sub> , <i>E</i> <sub>2</sub> , <i>E</i> <sub>6</sub>
步骤2	利用(14)计算 <i>e</i> <sup><i>jk</i></sup>



**Figure 6.** Correlation coefficient spectrum of the proposed direction finding scheme

**图 6.** 本文提出的测向流程的相关系数谱图

**Table 3.** Average time consumption ratio and consistency table  
**表 3.** 平均耗时比和一致性统计表

频率	$\Delta$	$T_1/T_2$
100 MHz	$0^\circ$	0.7501
200 MHz	$0^\circ$	0.7499
300 MHz	$0^\circ$	0.7498
400 MHz	$0^\circ$	0.7502
500 MHz	$0^\circ$	0.7500
600 MHz	$0^\circ$	0.7501

记第  $i_1$  个角度、第  $i_2$  个信噪比、第  $i_3$  次独立重复实验的本文测向流程和经典单通道相关干涉仪获取复值相位差矢量所需要的时间(仿真中不包含信道模块时延、后续相关处理的时间等等)为  $t_1(i_1, i_2, i_3)$  和  $t_2(i_1, i_2, i_3)$ , 按照如下公式计算两种方法的平均耗时:

$$T_1 = \frac{\sum_{i_1=1}^{360} \sum_{i_2=1}^8 \sum_{i_3=1}^{3000} t_1(i_1, i_2, i_3)}{360 \times 8 \times 3000} \quad (16)$$

$$T_2 = \frac{\sum_{i_1=1}^{360} \sum_{i_2=1}^8 \sum_{i_3=1}^{3000} t_2(i_1, i_2, i_3)}{360 \times 8 \times 3000} \quad (17)$$

对 100 MHz 至 600 MHz (以 100 MHz 为步进)重复(15)~(17)中的过程, 得到一致性和平均耗时比统计表如表 3 所示。

表 3 表明, 两种方法在测向结果上完全一致, 而本文所提出的测向流程在获取复值相位差矢量上的耗时仅为经典单通道相关干涉仪的 75% 左右。

## 5. 结论

本文提出了一种单通道相关干涉仪测向的快速实现方法, 减少了经典方案中涉及的移相器切换操作, 节省了约 25% 的测量时间, 相关成果可用于频谱监测及相关领域。

## 基金项目

青岛科技专项课题(青科创 14-6-1-8-ZDZX); 国家 863 计划项目(2015AA7124068A); 国家自然科学基金(6133190102)。

## 参考文献 (References)

- [1] 刘丰瑞. 浅论无线电测向技术及其应用[J]. 电子制作, 2016(4x): 32.
- [2] 刘嘉琦, 朱星星. 无线电测向的多种方法对比研究[J]. 信息通信, 2017(11): 15-16.
- [3] 黄谦. 便携式无线电测向装置及其 App 简介[J]. 中国无线电, 2015(5): 52-53.
- [4] ITU (2011) Spectrum Monitoring Handbook. ITU, Geneva.
- [5] 杜政东, 魏平, 尹文禄, 等. 幅相不一致对沃森-瓦特测向的影响及解决方法[J]. 电波科学学报, 2015(5): 959-966.
- [6] 李启刚. 多普勒测向系统关键技术的研究[D]: [硕士学位论文]. 西安: 西安电子科技大学, 2015.
- [7] 郭锋. 一种改进的相关干涉仪测向算法[J]. 中国无线电, 2017(11): 63-64.
- [8] 杜龙先. 单通道相关干涉仪测向原理[J]. 中国无线电管理, 2002(1): 40-42.
- [9] 谭世川, 吴伟佳. 单通道干涉仪测向方法仿真研究[J]. 电子信息对抗技术, 2016(3): 12-15.



**知网检索的两种方式：**

1. 打开知网页面 <http://kns.cnki.net/kns/brief/result.aspx?dbPrefix=WWJD>  
下拉列表框选择：[ISSN]，输入期刊 ISSN：2163-3983，即可查询
2. 打开知网首页 <http://cnki.net/>  
左侧“国际文献总库”进入，输入文章标题，即可查询

投稿请点击：<http://www.hanspub.org/Submission.aspx>

期刊邮箱：[hjwc@hanspub.org](mailto:hjwc@hanspub.org)