

文章编号: 1001 - 893X(2011)09 - 0006 - 04

数字化宽带测向系统中天线阵列基线设计*

姜勤波, 刘志强, 马红光

(第二炮兵工程学院, 西安 710025)

摘要: 为了进一步提高干涉仪的测向精度, 增强对宽带信号的适应能力和扩展系统的工作频率范围, 论述了在工作频率范围和测向精度约束下如何设置天线阵列基线的问题, 得到了系统测向不模糊的条件和测向角的最优线性无偏估计(BLUE)解。仿真实例表明, 该结论正确, 并可以指导数字化宽带测向系统整体设计和优化。

关键词: 宽带测向系统; 干涉仪; 天线阵列基线; 相位差测量; 解模糊

中图分类号: TN97 **文献标识码:** A doi: 10.3969/j.issn.1001-893x.2011.09.002

Design of Baseline of Antenna Array for a Digital Wideband Direction-finding System

JIANG Qin-bo, LIU Zhi-qiang, MA Hong-guang

(The Second Artillery Engineering Institute, Xi'an 710025, China)

Abstract: In order to improve the direction-finding (DF) precision, enhance the ability of measuring the wideband signal and expand the working frequency range, how to design the baseline of the antenna array to keep large working frequency range and good DF precision is discussed. The condition of solving DF ambiguity and the Best Linear Unbiased Estimation (BLUE) solution of the DF angle are obtained. The simulation shows the results is correct and can be used to design and optimize the whole digital wideband DF system.

Key words: wideband direction-finding system; interferometer; antenna array baseline; phase difference measuring; phase difference ambiguity solution

1 引言

在电子对抗领域中辐射源测向是一个基本问题, 而干涉仪测向系统由于精度相对较高和工作频率范围宽因而被广泛使用。但目前使用的干涉仪系统还存在不足, 主要包括: 在被动制导等领域中测向精度仍然不够; 对现代雷达使用的宽带脉压信号适应能力有限; 系统的工作频率范围有待进一步提高。针对上述问题, 本文提出了全数字化方案, 重点讨论数字化相位差测量及误差分析、概率解模糊算法和天线阵列设计与测向精度分析这三个方面的问题。

文献[1-3]论述了概率解模糊模型和快速算法, 其特点是解模糊速度快、解模糊能力强、误解模糊概率低。本文在此基础上主要论述在系统工作频率范围和测向精度约束下如何设置天线阵列基线的问题, 得到了测向不模糊的条件和测向角的最优线性无偏(BLUE)解。

2 天线阵列设计问题的数学描述

设数字化宽带测向系统工作的最短波长为 λ , 最大倍频程为 K , 则系统工作的波长可表示为 λk ($1 < k < K$), 天线的最短距离必须大于 d 。假设天线

* 收稿日期: 2011 - 04 - 20; 修回日期: 2011 - 07 - 27

阵列的个数为 M , 天线的间距为 d_1, d_2, \dots, d_{M-1} , 并把其表示为

$$d_1, d_2, \dots, d_{M-1} = \frac{\lambda}{2}(z_1, z_2, \dots, z_{M-1}) \quad (1)$$

式中, z_1, z_2, \dots, z_{M-1} 为一组递增实数, 且都必须大于 $\frac{2d}{\lambda}$ 。

天线阵列设计的问题可描述为: 在整个工作频段内和规定视场范围内系统没有(概率意义下)测向模糊和系统都达到规定的测向精度, 在这两个条件的约束下, 如何确定天线的个数 M 和如何取 z_1, z_2, \dots, z_{M-1} 。

3 系统可解模糊的条件

数字化宽带测向系统模型为^[4-6]

$$b_i + 2n_i = a_i x + e_i, i = 1, 2, \dots, M-1 \quad (2)$$

式中, b_i 是有模糊的相位差, n_i 是模糊整数, $a_i = \frac{2d_i}{k\lambda} = \frac{z_i}{k}$ 为相对基线长度, $x = \sin\theta$ (θ 为信号入射方向), e_i 为相位差测量误差。计算任意角度 θ 的模糊角度 θ' , 令 $x' = \sin\theta'$, 则 x' 同样满足下式:

$$b_i + 2n_i' = a_i x' + e_i', i = 1, 2, \dots, M-1 \quad (3)$$

式(2)减去式(3)可得:

$$e_i - e_i' + 2(n_i - n_i') = a_i(x - x') \quad (4)$$

令 $y_i = e_i - e_i', \Delta n_i = n_i - n_i', \rho_i = x - x'$, 则式(4)可写为

$$y_i + 2\Delta n_i = \frac{z_i}{k}\rho \quad (5)$$

先假设没有相位差测量误差(即 $y_i = 0$), 则 Δn_i

为满足 $|\Delta n_i| = \frac{z_i}{k} \frac{|\rho|}{2} < \frac{z_i}{k}$ 的所有整数, Δn_{ij} 为 Δn_i 的第 j 个取值。定义每一基线的模糊函数:

$$\rho_{ij} = \frac{2k}{z_i} \Delta n_{ij} \quad (6)$$

则系统的模糊函数^[7]为

$$\rho = \{\rho_1 \cdot \rho_2 \cdot \dots \cdot \rho_{M-1}\} \\ \rho_i = \{\rho_{i1}, \rho_{i2}, \dots, \rho_{ij}, \dots\} \quad (7)$$

当 z_1, z_2, \dots, z_{M-1} 是互质整数时, 可知 $\rho = \{0\}$, 即系统在所有工作频率上都是没有模糊的。

然而, 实际系统必然存在相位测量误差。把相位测量误差分布近似为高斯分布, 并假设在给定置信度 γ 下的相位测量误差置信区间为 $(-E, E)$, 则 $y_i (i = 1, 2, \dots, M-1)$ 在同等置信度 γ 下置信区间

都为 $y = (-\frac{\sqrt{2}}{\pi}E, \frac{\sqrt{2}}{\pi}E)$, 并假设 $\frac{\sqrt{2}}{\pi}E \ll 1$, 则存在相位测量误差情况下的模糊函数可写为

$$\rho_{ij} = \frac{k}{z_i} (2\Delta n_{ij} + y) \quad (8)$$

式中, Δn_{ij} 为满足 $|\Delta n_i| = \frac{z_i}{k} \frac{|\rho|}{2} < \frac{z_i}{k}$ 的所有整数。

比较式(6)和式(8)可以看出, 在没有相位测量误差时, 模糊函数的值域是离散的点; 而存在相位测量误差时, 模糊函数的值域会在离散点的基础上扩展成为区间。把模糊区间看成幅度为 1 的脉冲, 则模糊函数可表示为方波。参数为: 占空比 $\frac{\sqrt{2}}{\pi}E$, 频率 $\frac{z_i}{2k}$, 初始相位 $-\sqrt{2}E$, 时间区间为 $(-2, 2)$, 即:

$$\rho_i = \text{square}(2\pi \frac{z_i}{2k}t - \sqrt{2}E, \frac{\sqrt{2}}{\pi}E), -2 < t < 2 \quad (9)$$

则系统模糊函数为

$$\rho = \prod_{i=1}^{M-1} \rho_i \quad (10)$$

在有相位测量误差情况下, 系统可解模糊的条件为

$$\rho = (-\frac{\sqrt{2}kE}{\pi z_{M-1}}, \frac{\sqrt{2}kE}{\pi z_{M-1}}) \quad (11)$$

系统设计的步骤可简述如下:

(1) 取 $z_1 = K$ 作为初值;

(2) 采用递增搜索的方法获取 z_2 , 条件是系统模糊函数式(10)的积分出现第一个极小值;

(3) 依次类推, 获取以后的 z_i , 终止条件为系统模糊函数满足式(11)。

4 系统精度分析

令各个通道的相位测量值为 $\psi_0, \psi_1, \dots, \psi_{M-1}$, 各个通道的相位测量值误差为 $\Delta\psi_0, \Delta\psi_1, \dots, \Delta\psi_{M-1}$, 则相位差的测量值和相位差的误差可表示为

$$b_i = \frac{\psi_i - \psi_{i-1}}{\pi}$$

$$e_i = \psi_i - \psi_{i-1} - ((\psi_i - \Delta\psi_i) - (\psi_{i-1} - \Delta\psi_{i-1})) = \\ \frac{\Delta\psi_i - \Delta\psi_{i-1}}{\pi}, i = 1, 2, \dots, M-1 \quad (12)$$

重写式(2)可得:

$$b_i + 2n_i = a_i x + \frac{\Delta\psi_i - \Delta\psi_{i-1}}{\pi}, i = 1, 2, \dots, M-1 \quad (13)$$

令

$$\mathbf{y} = (b_1 + 2n_1, b_2 + 2n_2, \dots, b_{M-1} + 2n_{M-1})^T$$

$$\begin{aligned} \mathbf{z} &= (z_1, z_2, \dots, z_{M-1})^T \\ \mathbf{v} &= (\Delta\psi_0, \Delta\psi_1, \dots, \Delta\psi_{M-1})^T \\ \mathbf{a} &= (a_1, a_2, \dots, a_{M-1})^T = \\ &= \left(\frac{z_1}{k}, \frac{z_2}{k}, \dots, \frac{z_{M-1}}{k}\right)^T = \frac{1}{k}\mathbf{z} \end{aligned}$$

把式(13)写为

$$\mathbf{y} = \mathbf{a}\mathbf{x} + \frac{1}{\pi}\mathbf{B}\mathbf{v} \tag{14}$$

其中:

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -1 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}_{M-1, M}$$

假设相位测量误差是独立同分布的,方差为 σ^2 ,则:

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= \left(\frac{1}{\pi}\mathbf{B}\mathbf{v}\right)\left(\frac{1}{\pi}\mathbf{B}\mathbf{v}\right)^T = \\ &= \frac{1}{\pi^2}\mathbf{B}\mathbf{v}\mathbf{v}^T\mathbf{B}^T = \\ &= \frac{1}{\pi^2}\mathbf{B}\sigma^2\mathbf{I}_{M-1}\mathbf{B}^T = \\ &= \frac{\sigma^2}{\pi^2}\mathbf{B}\mathbf{B}^T \end{aligned}$$

根据 Gauss - Markov 定理,可以求得 x 的最优线性无偏估计(BLUE)值 x_{BLUE} 。

$$\begin{aligned} x_{BLUE} &= (\mathbf{a}^T\mathbf{R}^{-1}\mathbf{a})^{-1}\mathbf{a}^T\mathbf{R}^{-1}\mathbf{y} = \\ &= (\mathbf{a}^T(\mathbf{B}\mathbf{B}^T)^{-1}\mathbf{a})^{-1}\mathbf{a}^T(\mathbf{B}\mathbf{B}^T)^{-1}\mathbf{y} \end{aligned} \tag{15}$$

$$\begin{aligned} \text{var}(x_{BLUE}) &= (\mathbf{a}^T\mathbf{R}\mathbf{a})^{-1} = \\ &= \frac{\sigma^2}{\pi^2}\frac{1}{\mathbf{a}^T(\mathbf{B}\mathbf{B}^T)^{-1}\mathbf{a}} = \\ &= \frac{k^2\sigma^2}{\pi^2}\frac{1}{\mathbf{z}^T(\mathbf{B}\mathbf{B}^T)^{-1}\mathbf{z}} \end{aligned} \tag{16}$$

$$\begin{aligned} \theta &= \arcsin(x_{BLUE}) \\ \text{var}(\theta, k) &\approx \frac{1}{1-x_{BLUE}^2}\text{var}(x_{BLUE}) = \\ &= \frac{1}{1-x_{BLUE}^2}\frac{k^2\sigma^2}{\pi^2}\frac{1}{\mathbf{z}^T(\mathbf{B}\mathbf{B}^T)^{-1}\mathbf{z}} \end{aligned} \tag{17}$$

5 设计实例

设计指标为:工作频带宽度 1 ~ 20 GHz, 天线间距大于0.15 m, 视场范围 120°, 在1 GHz时达到测向精度优于 1°, 在20 GHz时达到测向精度优于 0.1°, 相位测量误差的标准差为 10°。

步骤 1: 取置信度 γ 为 99.97%, 相位差测量误

差范围为 $(-42^\circ, 42^\circ)$, $\lambda = 0.015$ m, $K = 20$ 。

步骤 2: 根据第 3 节的系统设计步骤可以设置天线间距和所需要最小天线个数:

$$\begin{aligned} (d_1, d_2, d_3, d_4) &= \frac{0.015}{2}(20, 20.9, 23.9, 25.5) = \\ &= (0.150, 0.157, 0.179, 0.191) \end{aligned}$$

$$(z_1, z_2, z_3, z_4) = (20, 20.9, 23.9, 25.5)$$

步骤 3: 根据式(17)计算可得系统测向精度不够。增加天线个数,其间距 $z_5 < \frac{360 \times z_4}{42} = 218.57$ 。取 $z_5 = 180$, 计算系统测向精度:

$$\text{Std}(60^\circ, 1\text{GHz})_{\max} = 0.58^\circ$$

$$\text{Std}(60^\circ, 20\text{GHz})_{\min} = 0.029^\circ$$

对系统测向精度进行仿真验证。天线间距 $(d_1, d_2, d_3, d_4, d_5) = (0.150, 0.157, 0.179, 0.191, 1.350)$ m, 相位测量误差的标准差为 10°, 工作频段 1 ~ 20 GHz, 视场角为 120°。仿真结果如图 1 所示。

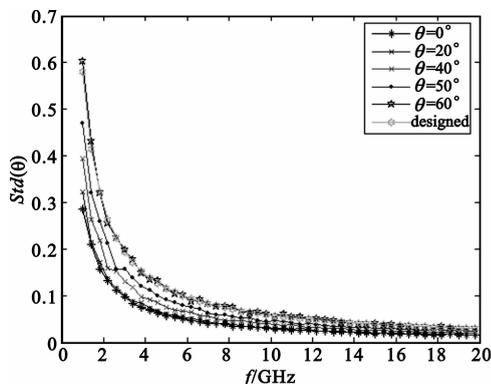


图 1 系统的测向精度仿真结果
Fig. 1 Simulation result of DF precision

图 1 中, θ 表示测向角度为 θ 时的测量角度均方根误差, designed 表示系统设计精度。从仿真结果可以看出, 仿真测向结果和理论设计值相符, 设计满足精度要求。

6 结束语

本文在数字化宽带测向模型的基础上, 得到了系统测向可解模糊的条件和系统测向精度公式, 为系统基线设计提供了理论工具。仿真结果表明, 仿真测向结果与理论设计精度相符, 证明了本文设计的正确性。

参考文献:

[1] 姜勤波, 廖平, 王国华. 数字化宽带测向系统中的概率

- 解模糊算法[J]. 电讯技术, 2011, 51(8): 16 - 19.
- JIANG Qin - bo, LIAO Ping, WANG Guo - hua. An algorithm for solving the phase difference ambiguity in digital wideband direction - finding system[J]. Telecommunication Engineering, 2011, 51(8): 16 - 19. (in Chinese)
- [2] Zoltwski M D, Mathew s 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.
- [3] 周亚强, 陈翥, 皇甫堪, 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, HUANGFU Kan, et al. Algorithm of Solving Multi - baseline Interferometer Phase Difference Ambiguity in Noisy Circumstance[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2005, 27(2): 259 - 261. (in Chinese)
- [4] 邓新蒲, 卢启中, 孙仲康. 数字式相位差测量方法及精度分析[J]. 国防科技大学学报, 2002, 24(5): 70 - 74.
- DENG Xin - pu, LU Qi - zhong, SUN Zhong - kang. Digital Measuring for Phase Difference of Interferometer[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2002, 24(5): 70 - 74. (in Chinese)
- [5] 林以猛, 刘渝, 张映南. 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, ZHANG Ying - nan. Algorithm of Direction Finding for Broadband Digital Signal[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2005, 37(3): 335 - 340. (in Chinese)
- [6] 张勇, 刘渝. 多信号数字测向算法研究[J]. 数据采集与处理, 2002, 17(3): 265 - 270.
- ZHANG Yong, LIU Yu. An Algorithm for Digital Direction Finding with Multiple Signal Processing[J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2002, 17(3): 265 - 270. (in Chinese)
- [7] 王永良, 陈辉, 彭应宁, 等. 空间谱估计理论与算法[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004: 355 - 357.
- WANG Yong - liang, CHEN Hui, PENG Ying - ning, et al. Theory and Algorithm of Space Spectrum Estimation[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004: 355 - 357 (in Chinese)

作者简介:

姜勤波(1976—), 男, 博士, 主要研究方向为信号处理、电子对抗。

JIANG Qin - bo was born in 1976. He is currently working toward the Ph. D. degree. His research interests include signal processing and electronic countermeasure.

Email: jqinbo@163.com

中国期刊协会工业期刊分会成立大会暨 工业和信息化部科技期刊主编工作会议圆满闭幕

9月14日至18日,“中国期刊协会工业期刊分会成立大会暨工业和信息化部科技期刊主编工作会议”在湖北宜昌召开,参会的有中宣部、新闻出版总署、工业和信息化部(以下简称工信部)、中国期刊协会、工业期刊分会发起和筹备单位领导,部属科技期刊负责人,期刊审读员以及会议支持单位代表,本刊副总编赵勇也应邀参加了会议,并在会上接受了领导颁发的期刊获奖证书。

会议听取了工业期刊分会筹备工作汇报,选举产生了分会首届理事会、常务理事会和领导机构,审议并通过了《中国期刊协会工业期刊分会章程》。工信部领导就部属期刊出版体制改革的思路与相关政策进行了解读,工信部科技期刊管理办公室邹勇主任通报了部科技期刊管理工作情况,宣读了2008~2010年度期刊评比结果和期刊审读员聘任文件。随后,出席会议的领导分别向获奖期刊编辑部和审读员颁发了证书和聘书,本刊荣获了“优秀期刊奖”。

在工业期刊高峰论坛上,中国期刊协会石峰会长和工信部电子科学技术情报研究所所长、工业期刊分会会长李颖分别作了《期刊数字化的发展趋势》和《科技期刊业务转型及企业化运作》的专题报告,使与会代表受益匪浅。

此次会议及时传达了国家科技期刊体制改革的最新政策和精神,促进了各期刊编辑出版单位的沟通与交流,必将对部属科技期刊体制改革以及期刊的发展与创新产生积极的推动作用。