

文章编号: 2095-4980(2024)08-0865-07

相位干涉仪测向天线阵基线优化设计方法

赵宏宇, 李廷鹏, 杨晓帆, 郝晓军, 申绪润

(电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室, 河南 洛阳 471003)

摘要: 针对相位干涉仪测向天线阵基线设计问题, 给出了干涉仪虚拟基线构建方法和实基线优化方法。在相位干涉仪的物理约束条件内, 通过合理设计虚拟基线数量和优化实基线比值, 克服了传统设计方法中采用非最优实基线比值导致相位误差较小时实基线较长的缺陷。利用设计方法给出了 0.35~18 GHz 频段内相位干涉仪测向天线阵的基线优化案例, 并对基线设计结果进行解模糊和测角精确度分析验证。仿真实验表明, 本文方法能够在满足测角精确度的前提下, 通过优化实基线比值, 实现任意条件下的测向天线阵基线优化设计。

关键词: 相位干涉仪; 基线优化; 虚拟基线; 基线比

中图分类号: TN820.1⁺5

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2022182

Baseline optimization method of phase interferometer direction finding antenna array

ZHAO Hongyu, LI Tingpeng, YANG Xiaofan, HAO Xiaojun, SHEN Xujian

(State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environment Effect on Electronics&Information System, Luoyang Henan 471003, China)

Abstract: Aiming at the baseline optimization of phase interferometer direction finding antenna array, the construction of virtual baseline and the optimization of real baseline are presented. Within the physical constraints of the phase interferometer, by reasonably designing the number of virtual baseline and optimizing the ratio of real baseline, the shortcoming of long real baseline caused by non-optimal real baseline ratio in traditional method is overcome, the optimal method of the length of direction finding antenna array baseline under any condition is realized. Finally, the presented method is employed to give the baseline optimization in 0.35~18 GHz, the ambiguity resolution and the angle measurement accuracy are analyzed and verified. Simulation experiment shows that, under the condition of satisfying angle measurement accuracy, the proposed algorithm can optimize the baseline of direction finding antenna array under any condition by optimizing the real baseline ratio.

Keywords: phase interferometer; baseline optimization; virtual baseline; the ratio of baseline

辐射源信号的到达方位测算不仅对作战起至关重要的作用, 同时也是信号侦察设备进行信号分选和识别的重要组成部分。现代电子战设备可采用不同的测向技术实现辐射源方位侦察, 比如幅法^[1]、比相法^[2-3]、时差法^[4]等。其中相位干涉仪通过测量信号到达测向天线阵不同基线之间的相位不同, 完成辐射源信号定位。

在相位干涉仪的相关文献中, 多数针对解模糊算法进行研究和改进, 对干涉仪测向天线阵的设计与优化研究较少, 马华山等^[5]针对三基线测向天线阵的基线设计给出了工程经验推导公式, 并结合实际场地测试验证了三基线设计的可行性; 欧鑫等^[6]结合理论分析和机器搜索, 对相位干涉仪的基线数量进行了优化设计, 但在实基线设计过程中, 未充分考虑虚拟基线长度对实基线设计的影响; 蒋学金等^[7]从虚拟基线的设计出发, 推导了实基线的计算方法, 但在利用基线长度比的过程中, 未充分考虑基线总长度的优化设计, 导致在虚拟基线较少时总基线长度过长。

针对相位干涉仪测向天线阵基线设计问题, 本文提出一种干涉仪虚拟基线构建方法和实基线优化方法。首先简要介绍了相位干涉仪的基本原理, 然后以相位干涉仪基线设计的输入参数为基础, 针对干涉仪最小阵元间

收稿日期: 2022-09-22; 修回日期: 2022-12-27

基金项目: 电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室资助项目(CEMEE2022K0203A)

距、最大相位误差、无模糊测角范围和测角精确度等需求，推导了基于基线长度比的虚拟基线和实基线计算方法，并针对输入参数限制，优化设计了基线长度比系数及基线计算方法，同时给出了基于逐次解模糊的测角算法。仿真实验验证了本文所提方法的有效性。

1 测向天线阵基线分析

1.1 测向基本原理

相位干涉仪测向的实质是通过测量空间来波信号在接收天线上形成的相位差，确定来波信号的到达角。如图 1 所示， L_1, L_2 为测向天线阵之间的阵元间距， θ 为入射波到达角，则任意两天线接收到的信号相位差为^[8]：

$$\varphi_i = \frac{2\pi L_j}{\lambda} \sin \theta \tag{1}$$

随着天线阵基线长度的不断增大，两天线接收的相位差可超过一个波长，则式(1)可更改为：

$$2\pi m + \varphi_j = \frac{2\pi L_j}{\lambda} \sin \theta \tag{2}$$

式中： $m = 0, 1, \dots, N$ ， $\varphi_j \in [-\pi, \pi]$ 。

通过测量任意两天线的相位差，可反推出来波方向角度

$$\theta = \arcsin \left(\frac{(2\pi m + \varphi_j)\lambda}{2\pi L_j} \right) \tag{3}$$

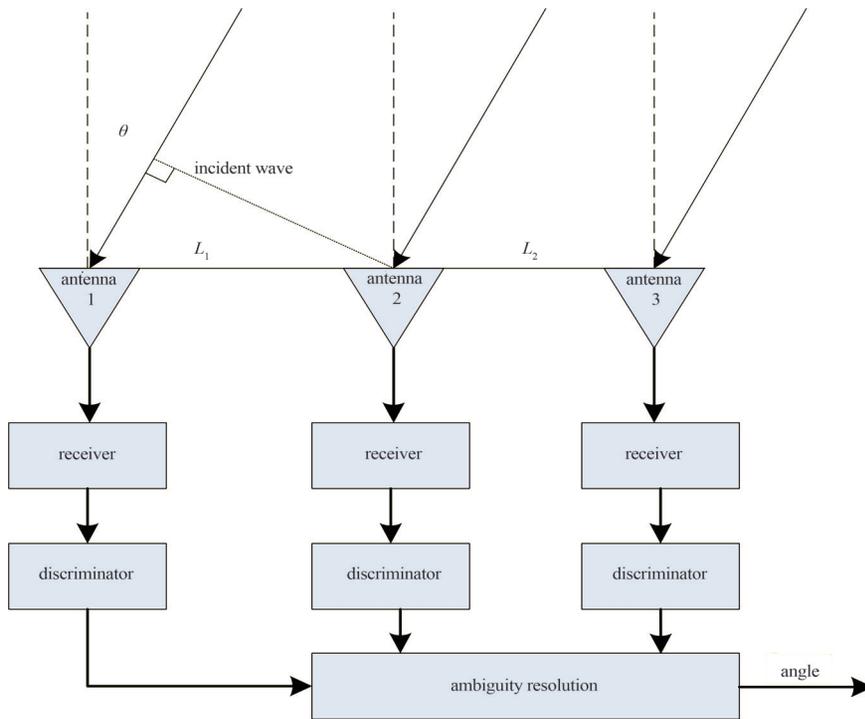


Fig.1 Direction finding principle of phase interferometer
图1 相位干涉仪测向原理

1.2 测向精确度分析

由式(3)可以看出，在不存在模糊时， m 为定值，来波方向 θ 的测量精确度与相位差 φ_j 、工作频率 λ 以及基线长度 L_j 相关。测向系统的频率测量精确度和基线长度一般均为定值，因此测向精确度主要取决于相位差 φ_j 的测量精确度，对式(3)的 θ 求导可得

$$|\sigma_\theta|^2 = \left| \frac{\lambda}{2\pi L_j} \times \frac{1}{\cos \theta} \right|^2 \sigma_\varphi^2 \tag{4}$$

式中： σ_θ 为测角精确度； σ_φ 为最大相位误差。从式(4)可以看出，当工作波长一定时，基线长度 L_j 越大，最大相位误差 σ_φ 越小，则测角精确度 σ_θ 越高。但基线长度的增大，会导致接收信号相位差存在模糊，需确定最长基线 L_j 对应的 m 值才可以解算出来波信号方位角 θ 。

因此，一般选择长基线保证测角精确度，同时合理设计短基线，用于计算 m 值，解除模糊。为确保最短基线时无测角模糊，假设最短基线长度为 D_{\min} ，则

$$D_{\min} \leq \frac{|\pi - \Delta\varphi|}{2\pi \sin \theta} \lambda \tag{5}$$

式中 $\Delta\varphi$ 为最大相位测量误差。若最短基线为2个实基线构成的虚基线，则需将最大相位误差扩大2倍，即 $2\Delta\varphi$ 。

在逐级解模糊过程中，为确保短基线能够解除长基线模糊，则

$$\left| \frac{L_j}{L_{j-1}} \Delta\varphi_{j-1} - \Delta\varphi_j \right| < \pi \tag{6}$$

式中： $L_j (j = 1, 2, \dots, N)$ 为解模糊时的基线长度。

定义 $k_i = L_j / L_{j-1}$ 为基线比，按照实基线与虚基线组合解模糊方式， k_i 的值为：

$$\left\{ \begin{array}{l} 1 \leq k_1 \leq \frac{\pi}{\Delta\varphi} - 1, \text{实基线解实基线模糊} \\ 1 \leq k_2 \leq \frac{\pi}{\Delta\varphi} - 2, \text{实基线解虚基线模糊} \\ 1 \leq k_3 \leq \frac{\pi}{2\Delta\varphi} - \frac{1}{2}, \text{虚基线解虚基线模糊} \\ 1 \leq k_4 \leq \frac{\pi}{2\Delta\varphi} - 1, \text{虚基线解实基线模糊} \end{array} \right. \tag{7}$$

由式(7)可以看出，最大基线比仅取决于最大相位误差。如图2所示，随着最大相位误差的减小，各比例系数急速增大，尤其是实基线解实基线比例系数 k_1 ，若基线长度按此值计算，会导致多基线的天线阵总长度急剧增大；同时，当需要构建虚拟基线时，实基线长度还需考虑虚拟基线比例系数 k_3 和最小虚拟基线长度。

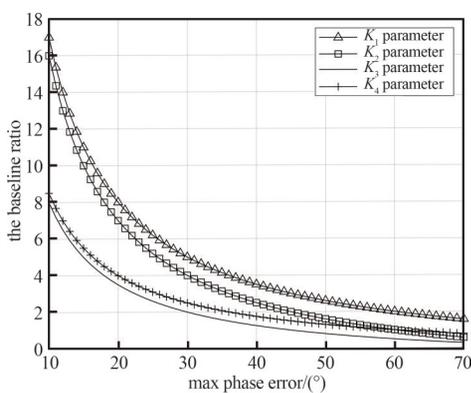


Fig.2 The baseline ratio of phase interferometer
图2 相位干涉仪基线比

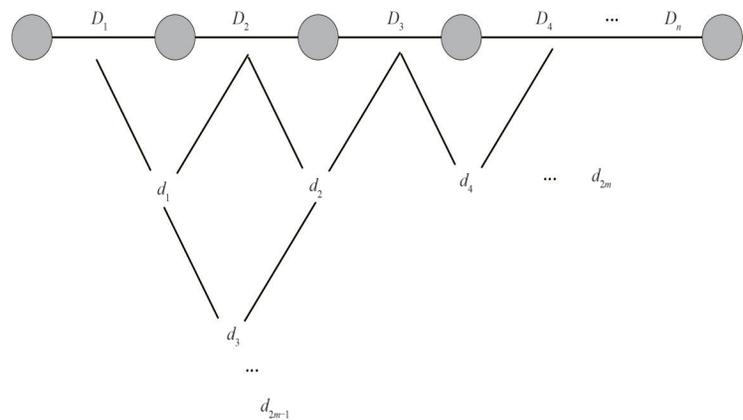


Fig.3 The construction method of virtual baseline
图3 虚拟基线构建方法

1.3 虚基线构建方法

假设相位干涉仪的测向天线阵可表示为 $D_i, i = 1, 2, \dots, n$ ， n 为实基线数量， $D_1 < D_2 < \dots < D_n$ ，实基线总长度 $D = \sum_{i=1}^n D_i$ 。任意2个实基线可通过相减操作实现1个虚拟基线，为保证构建的虚拟基线长度逐渐递增，可实现逐级解模糊。设计实现虚拟基线的方法如图3所示，虽然任意2个虚拟基线也可以进一步构建新的虚拟基线，但此时构建的虚拟基线的最大相位误差会再次翻倍，因此一般仅用实基线构建虚拟基线。假设虚拟基线为 $d_l, l = 1, 2, \dots, m$ ，从图3中可以看出：

$$\begin{aligned} d_1 &= D_2 - D_1 \\ d_2 &= D_3 - D_2 \end{aligned} \quad (8)$$

$$d_i = \begin{cases} D_i - D_1, & i = 2k + 1 \\ D_i - D_{i-1}, & i = 2k \end{cases} \quad (9)$$

其中 $k = 1, 2, \dots, n$ 。则虚拟基线数量 m 和实基线数量 n 满足:

$$m = 2(n - 2) + 1 \quad (10)$$

1.4 基线优化条件

为实现虚拟基线逐级解模糊, 且最长虚拟基线能够解最短实基线模糊, 则需满足以下条件:

$$d_{l+1} = k_3 d_l, \quad l = 1, 2, \dots, m - 1 \quad (11)$$

$$k_3^{m-1} k_4 d_1 \leq D_1 \quad (12)$$

同时最短基线需满足无模糊条件, 如式(5)所示。

其次, 为保证测向精确度, 基线总长度的最小值 $D_{\text{total, min}}$ 需满足在张角范围 $\pm\theta$ 内, 所有测向精确度 σ_θ 均满足指标要求, 即

$$D_{\text{total, min}} \geq \frac{\lambda}{2\pi} \times \frac{\sigma_\theta}{\sigma_\theta} \sqrt{\int_{-\theta}^{\theta} 1/\cos \theta^2 d\theta} \quad (13)$$

2 测向天线阵基线设计与优化方法

相位干涉仪测向天线阵基线设计优化准则为: 在满足系统工作频段、测角精确度、无模糊测角范围以及系统输入信噪比的前提下, 通过合理设计基线长度, 在满足性能要求的前提下, 提升测角精确度和解模糊概率。

2.1 优化设计方法

本文在充分考虑以上输入参数的基础上, 设计相位干涉仪测向天线阵基线优化方法:

1) 计算最小基线长度 D_{min} 和基线总长度最小值 $D_{\text{total, min}}$, D_{min} 需小于最小阵元间距 L_{min} , 实基线总长度需略大于 $D_{\text{total, min}}$ 。

2) 由式(14)计算虚拟基线数量 m 。

$$\begin{cases} m = 0, & D_{\text{min}} > L_{\text{min}} \\ m = \text{fix} \left[\frac{\log(D_1 / (d_1 k_{4, \text{max}}))}{\log k_{3, \text{max}}} \right] + 1, & D_{\text{min}} \leq L_{\text{min}} \end{cases} \quad (14)$$

式中 fix 为向上取整。

3) 利用虚拟基线数量 m 和最小阵元间距 L_{min} 确定 k_3 和 k_4 的合理值。由式(7)可知, 在 $\Delta\varphi$ 较小时, $k_{3, \text{max}}$ 和 $k_{4, \text{max}}$ 较大, 直接用该值进行后续基线长度计算, 会导致基线长度过长或虚拟基线无法实现, 因此设定 $\Delta\varphi_{\text{step}} = 5^\circ$, 在 $\Delta\varphi'$ 约束条件范围 $[-\pi/3, \pi/3]$ 内对 $\Delta\varphi'$ 遍历搜索满足式(12)的 $\Delta\varphi'$ 值, 利用式(15)计算 k'_1 、 k'_3 和 k'_4 值, $k'_i (i = 1, 3, 4)$ 为此时的基线比。

$$\begin{cases} k'_1 = \frac{\pi}{\Delta\varphi'} - 1 \\ k'_3 = \frac{\pi}{2\Delta\varphi'} - \frac{1}{2} \\ k'_4 = \frac{\pi}{2\Delta\varphi'} - 1 \end{cases} \quad (15)$$

4) 计算实基线数量 n 。实基线数量 n 需满足 2 个条件:

a) 满足虚基线数量限制:

$$n_1 \geq \text{fix} \left(\frac{m+1}{2} \right) + 2 \quad (16)$$

b) 总基线长度满足要求。

由于实基线是构建虚拟基线的基础，根据虚拟基线构建条件可得：

$$D_2 = D_1 + d_1 \quad (17)$$

$$D_3 = D_2 + k_3 d_1 = D_1 + (k_3 + 1)d_1 \quad (18)$$

按此推理可得各实基线长度为：

$$D_i' = (k_3 + 1)^{i-2} d_1 + D_1, \quad i = 1, 2, \dots, n_1 \quad (19)$$

超过构建虚拟基线的实基线需按照实基线解模糊的基线比 k_1 来构造，即

$$D_i'' = k_1^{i-n_1-1} D_{i-1}, \quad i = n_1 + 1, n_1 + 2, \dots, n_2 \quad (20)$$

根据式(13)中基线总长度的最小值 $D_{\text{total, min}}$ 约束条件，可求出满足条件的实基线数量 n_2 。

$$\sum D_i' + \sum D_i'' \geq \frac{\lambda}{2\pi} \times \frac{\sigma_\varphi}{\sigma_\theta} \sqrt{\int_{-\theta}^{\theta} 1/\cos \theta^2 d\theta} \quad (21)$$

则实基线数量 $n = \max(n_1, n_2)$ 。

5) 根据实基线数量 n 和虚拟基线数量 m 优化设计测向天线阵基线。为确保在各种条件下，基线设计均处于最优优化结果，根据虚拟基线数量分别进行求解。

a) 当虚拟基线数量 $m = 0$ 时，测向天线阵无虚拟基线，通过合理设计 k_1' 值实现实基线求解。首先利用式(13)计算出基线总长度的最小值 $D_{\text{total, min}}$ ；然后根据 $D_1 = L_{\text{min}}$ ， $D_i = k_1' D_{i-1}, i = 2, 3, \dots, n$ ，计算合适的 k_1' 值，进而求解所有实基线长度。

b) 当虚拟基线数量 $m \neq 0$ ，且 $n - n_1 \leq 1$ 时，通过构建最短实基线和最长虚基线进行求解。首先根据式(15)计算出 k_3' 、 k_4' ，根据式(12)计算出最短实基线 D_1 长度。当 $n \leq n_1$ 时，利用式(19)计算实基线长度；当 $n > n_1$ 时， $D_i = k_1' D_{i-1}, i = n$ 。

c) 当虚拟基线数量 $m \neq 0$ ，且 $n - n_1 > 1$ 时，通过构建最短实基线和选择合理的 k_1' 值进行求解。当 $n \leq n_1$ 时，实基线长度求解方法与步骤 b) 一致，当 $n > n_1$ 时，利用步骤 a) 的方法求解合理的 k_1' 值，利用 $D_i = k_1' D_{i-1}, i = n_1 + 1, n_1 + 2, \dots, n$ 求解。

从上述设计方法可以看出，本文方法能够在最长基线保证测角精确度的前提下，合理设计虚拟基线和实基线的对应关系，通过优化基线长度比，实现任意条件的相位干涉仪测向天线阵优化设计。

2.2 逐基线解模糊方法

在完成基线优化设计后，可采用逐基线解模糊算法对设计的基线测向精确度等技术指标进行验证。逐基线解模糊算法的工作原理是通过较短的基线解算上一级基线，通过计算合理的基线比实现相位干涉仪的解模糊^[9]。

假设天线阵阵元数量为 5，则实基线数量为 4，基线长度分别为 $D_1 < D_2 < D_3 < D_4$ ，基线总长度 $D = \sum_{i=1}^4 D_i$ ，各基线相位差分别为 φ_1 、 φ_2 、 φ_3 、 φ_4 ，令 $\varphi_5 = \sum_{i=1}^4 \varphi_i$ ，则解模糊过程为：

$$k_1 = \text{round} \left[\left(\frac{D_2}{D_1} \varphi_1 - \varphi_2 \right) / 2\pi \right] \quad (22)$$

式中 round 为四舍五入取整。

$$\varphi_2' = \varphi_2 + 2\pi k_1 \quad (23)$$

以此类推，求得

$$k_i = \text{round} \left[\left(\frac{D_{i+1}}{D_i} \varphi_i' - \varphi_{i+1} \right) / 2\pi \right], \quad i = 2, 3, 4 \quad (24)$$

$$\varphi_5' = \varphi_5 + 2\pi k_4 \quad (25)$$

$$\theta_{est} = \arcsin\left(\frac{\lambda\phi'_5}{2\pi D}\right) \quad (26)$$

3 仿真实验

通过仿真实验验证本文所提方法，并对基线设计结果进行解模糊和测角精确度分析。假设系统所需的相位干涉仪输入参数如表1所示，对工作频率范围、最大相位误差、覆盖张角范围、测角精确度以及最小阵元间距进行约束。

首先根据基线优化设计方法进行基线长度求解：

1) 根据式(5)和式(13)，可得最小基线长度 $D_{min} = 9.2 \text{ mm}$ ，总基线长度 $D_{total,min}$ 不能小于 538.7 mm 。

2) 由于 $D_{min} = 9.2 < L_{min} = 80$ ，因此需构建虚拟基线。根据式(7)可得 $k_{3,max} = 3.5$ ， $k_{4,max} = 4$ ，由式(14)可得虚拟基线数量 $m = 2$ 。

3) 最大相位测量误差 $\Delta\phi$ 较小，此时按照 $k_{3,max}$ 和 $k_{4,max}$ 进行后续实基线计算，会导致最短实基线 D_1 远超最小阵元间距，因此，根据基线优化设计中第3步搜索，可得合理的 $\Delta\phi' = 25^\circ$ ，进而计算 $k_1 = 6.2$ ， $k_3 = 2.6$ ， $k_4 = 3.1$ 。

4) 计算实基线数量 n 。由式(16)可得 $n_1 = 3$ ，由式(21)可得 $n_2 = 4$ ，则 $n = \max(n_1, n_2) = 4$ 。

5) 由式(12)可得 $D_1 = 102.3 \text{ mm}$ ，利用式(19)可得实基线 $D_2 = 111.5 \text{ mm}$ ， $D_3 = 135.3 \text{ mm}$ ，由式(20)可得 $D_4 = 189.7 \text{ mm}$ ，总基线长度为 538.8 mm 。

其次，根据逐基线解模糊方法，对不同频率、不同方位角进行 1 000 次蒙特卡洛仿真实验，并进行解模糊计算，验证所设计基线的测角精确度。

由图 4 可知，2~18 GHz 频段，张角覆盖范围内的相位干涉仪测角精确度满足指标要求。

与该频段技术指标类似，本文同样对 0.35~2 GHz 频段内相位干涉仪基线进行优化设计，输入约束条件如表 2 所示。

按照前述基线优化设计方法得到的基线总长度 $D = 6927 \text{ mm}$ ，实基线数量 $n = 6$ ，虚拟基线数量 $m = 4$ ，各基线长度如表 3 所示。表 3 给出了同样输入参数条件下，本文算法和文献[6]的参数设计结果。根据式(13)计算得到两者的最短基线长度一致，均为 6.94 m ，但受限于未优化实基线比值，文献[6]计算得到的最终基线长度为 8.72 m ，已远超本文方法的 6.94 m 。这主要是未充分考虑虚拟基线设计，同时实基线长度优化时采用了最大实基线比值。本文算法在满足基本测角精确度的前提下，充分考虑最小阵元距离和虚拟基线数量，通过合理优化实基线比值，实现了基线长度的最优化求解。

图 5 给出了 0.35~2 GHz 频段内设计的相位干涉仪测角精确度结果，从图中可看出满足技术指标要求。

4 结论

本文详细分析了相位干涉仪的测向原理，并对天线阵的测向精确度和解模糊所需的基线比进行了详细分析，给出了虚拟基线构建方法和基线优化条件，在此基础上设计了测向天线阵基线优化设计方法，在相位干涉仪的约束条件内，通过合理设计虚拟基线长度和基线比值，在满足约束条件的情况下，实现了测向天线阵基线的最

表1 2~18 GHz相位干涉仪输入参数
Table1 Parameter of phase interferometer in 2~18 GHz

parameter	value
frequency/GHz	2~18
max phase error/(°)	20
coverage angle/(°)	±45
angular accuracy/(°)	1
min element spacing/mm	80

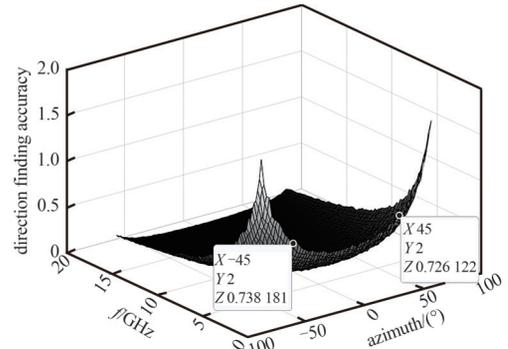


Fig.4 DF accuracy result in 2~18 GHz
图4 2~18 GHz频段测向精确度结果

表2 0.35~2 GHz相位干涉仪输入参数
Table2 Parameters of phase interferometer in 0.35~2 GHz

parameter	value
frequency/GHz	0.35~2.00
max phase error/(°)	45
coverage angle/(°)	±45
angular accuracy/(°)	1
min element spacing/mm	300

表3 0.35~2 GHz基线设计结果

Tabel3 Baseline design result in 0.35~2 GHz

	length/m	the real baseline/m
proposed algorithm	6.94	0.32, 0.37, 0.43, 0.53, 1.43, 3.86
reference[6]	8.72	0.32, 0.40, 2.00, 6.00

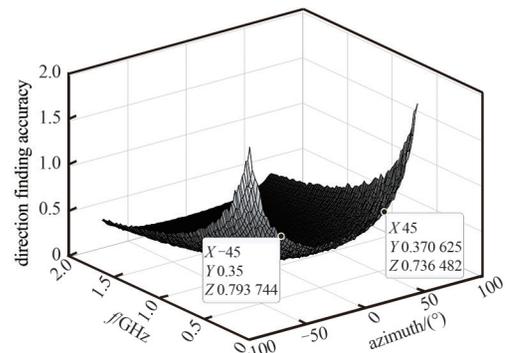


Fig.5 DF accuracy result in 0.35~2 GHz
图5 0.35~2 GHz频段内测向精确度结果

优化设计。理论分析和仿真实验表明, 本文所设计的天线阵基线优化方法能够在满足性能参数的基础上, 实现 0.3~18 GHz 频段内相位干涉仪测向天线阵的优化设计。

参考文献:

- [1] 杨杰,潘晓霞,何之凯. 基于数字多波束形成的比幅测向法[J]. 贵州师范学院学报, 2014,30(6):9-11. (YANG Jie,PAN Xiaoxia,HE Zhikai. A new amplitude comparison direction finding method based on digital multi-beams forming[J]. Journal of Guizhou Normal College, 2014,30(6):9-11.)
- [2] 段国文,顾俊杰. 干涉仪测向天线阵布阵与测向精度关系分析[J]. 电子信息对抗技术, 2019,34(1):57-60. (DUAN Guowen, GU Junjie. The relation of interferometer DF antenna array and DF precision[J]. Electronics Information Warfare Technology. 2019,34(1):57-60.) doi:10.3969/j.issn.1674-2230.2019.01.013.
- [3] 石荣,邓科. 干涉仪相位差测量精度的匹配滤波理论解释[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2021,19(6):996-1002. (SHI Rong,DENG Ke. Match filtering theory interpretation for the measurement accuracy of interferometer phase difference[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2021,19(6):996-1002.) doi:10.11805/TKYDA2020094.
- [4] 王郑力,伍鹏宇. 基于辐射式与注入式的内场时差测向精度测试方法对比分析[J]. 舰船电子对抗, 2021,44(1):12-15, 37. (WANG Zhengli,WU Pengyu. Comparison and analysis of measurement methods for infield TDOA DF accuracy based on radiation and injection methods[J]. Shipboard Electronic Countermeasure. 2021,44(1):12-15,37.) doi:10.16426/j.cnki.jcdzdk.2021.01.003.
- [5] 马华山. 一种三基线相位干涉仪测向天线阵设计与测向算法的工程实现[J]. 电子技术研究, 2011(365):28-32. (MA Huashan. Engineering realization of three-baseline phase interferometer direction finding antenna array design and direction finding algorithm[J]. Research on Telecommunication Technology, 2011(365):28-32.)
- [6] 欧鑫,黄中华,龙晓波. 多基线相位干涉仪设计方法[J]. 电子信息对抗技术, 2021,36(6):105-109. (OU Xin,HUANG Zhonghua, LONG Xiaobo. A design method of multi-baseline phase interferometer[J]. Electronic Information Warfare Technology, 2021,36(6):105-109.) doi:10.3969/j.issn.1674-2230.2021.06.022.
- [7] 蒋学金,高遐,沈扬. 一种多基线相位干涉仪设计方法[J]. 电子信息对抗技术, 2008,23(4):39-45. (JIANG Xuejin,GAO Xia, SHEN Yang. Design of multi-baseline interferometer[J]. Electronic Information Warfare Technology, 2008,23(4):39-45.)
- [8] 李建军. 多基线干涉仪测向的基线设计[J]. 电子对抗, 2005(3):8-11. (LI Jianjun. Baseline design of DF in multi-baseline interferometer[J]. Electronic Warfare, 2005(3):8-11.)
- [9] 秦万治. 相位干涉仪解模糊测向算法优选分析[J]. 电子信息对抗技术, 2019,34(3):17-22. (QIN Wanzhi. Optimization analysis of phase ambiguity resolving method in phase interferometer[J]. Electronic Information Warfare Technology, 2019,34(3): 17-22.) doi:10.3969/j.issn.1674-2230.2019.04.004.

作者简介:

赵宏宇(1986-), 男, 博士, 助理研究员, 主要研究方向为雷达仿真系统设计、复杂电磁环境效应机理分析及电子对抗, email:zhaohongyu_nudt@163.com.

李廷鹏(1987-), 男, 博士, 助理研究员, 主要研究方向为复杂电磁环境效应机理挖掘.

杨晓帆(1985-), 男, 博士, 助理研究员, 主要研究方向为太赫兹波传播、信号处理.

郝晓军(1978-), 男, 博士, 副研究员, 主要研究方向为复杂电磁环境效应、雷达信号处理.

申绪润(1972-), 男, 博士, 研究员, 主要研究方向为雷达与雷达对抗、复杂电磁环境效应.