基于 L1 范数相关干涉仪与 MUSIC 算法的一体化测向方法

何桢[1]　周莉[2]

1(中国科学院国家空间科学中心 北京 101499)
2(中国科学院国家空间科学中心 北京 101499)

摘　要 辐射源测向是空间态势感知的核心技术，高精度与高实时性对电磁战场至关重要。针对传统相关干涉仪俯仰角分辨率低、MUSIC 算法复杂度高且实时性差的问题，本文提出并实现 L1 范数相关干涉仪与 MUSIC 算法融合的一体化测向方法。理论层面，设计基于 L1 范数的改进相关系数，以基本算术运算替代传统非线性相似度计算，在保留俯仰角敏感度的同时降低硬件实现复杂度；架构层面，构建 “干涉仪粗测 —MUSIC 精测” 流程，利用粗测结果约束 MUSIC 算法谱峰搜索至局部邻域。对比 MATLAB 仿真与 FPGA 定点化实现结果表明，核心模块相对误差低于 1.0×10^{-6}，测向时间较全向搜索的 MUSIC 算法缩短 98%。该方案兼顾精度与实时性，为星载电子侦察及态势感知系统研发提供了技术支撑。

关键词 DOA 估计，FPGA，相关干涉仪，MUSIC 算法
中图分类号 TN971.+5

An Integrated Direction-Finding Method Based on L1-Norm Correlation Interferometer and MUSIC Algorithm

He Zhen[1,2]　Zhou Li[1,2]

[1] (National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, Beijing 101499)
[2] (National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, Beijing 101499)

Abstract Direction finding of radiation sources is a fundamental capability for space-based electromagnetic situational awareness, where both angular accuracy and real-time performance are critical under highly dynamic electromagnetic environments. In satellite-borne electronic reconnaissance systems, hardware-efficient implementations with stringent latency constraints are especially required. However, conventional correlative interferometer–based DF methods, although computationally simple, generally suffer from limited elevation-angle resolution, whereas high-resolution DOA estimation algorithms such as MUSIC impose prohibitive computational complexity and poor real-time performance when implemented on resource-constrained hardware platforms.

最新录用

* 基金项目：鸿蒙计划--环月低频射电天文台(GJ110500) 国家级
投稿日期： 2025-10-29
E-mail: 1398426945@qq.com

To address these challenges, this paper proposes an integrated direction-finding approach that combines an L1-norm-based correlative interferometer with the MUSIC algorithm, aiming to achieve a favorable trade-off between accuracy, complexity, and real-time capability. At the algorithmic level, an improved correlation coefficient formulated using the L1 norm is developed. By replacing conventional nonlinear similarity measures with basic arithmetic operations, the proposed formulation preserves sensitivity to elevation angles while significantly reducing the complexity of trigonometric and nonlinear computations, making it well suited for FPGA-based fixed-point implementation. At the system architecture level, a two-stage processing framework of "interferometer-based coarse estimation followed by MUSIC-based fine estimation" is constructed. The coarse DOA estimates provided by the interferometer are exploited as prior information to constrain the MUSIC spatial spectrum search to a limited local angular region, thereby avoiding exhaustive full-space spectral scanning.

The proposed method is evaluated through both MATLAB floating-point simulations and FPGA fixed-point implementations. Quantitative comparisons demonstrate that the relative errors of all core processing modules between FPGA and MATLAB implementations remain below 1.0×10^{-6}, confirming the numerical accuracy of the fixed-point design. Moreover, the integrated DF scheme achieves a reduction of approximately 98% in direction-finding time compared with conventional MUSIC algorithms employing full-angle searches, while maintaining high angular resolution and estimation accuracy.

In conclusion, the proposed L1-norm correlative interferometer–MUSIC integrated direction-finding method effectively balances precision and real-time performance, and significantly reduces hardware implementation complexity. The results indicate that this approach is well suited for high-performance, low-power, spaceborne DF applications, providing a practical and reliable technical solution for next-generation satellite-based electronic reconnaissance and electromagnetic situational awareness systems.

Key words DOA estimation, FPGA, Correlative interferometer, MUSIC algorithm

0. 引言

基于阵列信号的波达方向(Direction of Arrival，DOA)估计是空间辐射源方位探测的关键技术之一，DOA 估计的总体性能取决于阵列构型与算法设计的协同优化[1]。其中，均匀圆阵(Uniform Circular Array，UCA)因几何对称性好、二维测向覆盖完整、互耦效应较低，是空间二维高精度测向的常用阵列方案。

现有 DOA 估计主要包含两类，干涉仪算法和空间谱算法。干涉仪算法通过构建相位差样本库并度量相似性实现测向，具有实现简洁、精度较高、适用性强等优点[3]。时域调制等手段被用于多基线构造与通道复用，进一步缓解多射频通道的一致性约束，如赵自强等提出的基于时间调制的单通道多基线相位干涉仪方案，该方法通过单通道时间调制设计，避免了多射频通道的硬件需求，并消除了传统系统中通道间的幅相不一致性所导致的误差[6]。仿真表明，该方法在 2～8 GHz 频段内测向误差小于 1°，显著优于传统相位干涉测向系统。然而，传统以余弦相似度为核心的相关系数对俯仰角敏感性不足，需要二次测向；引入非线性函数提高对俯仰角敏感度，在硬件上会带来较高的算术复杂度与资源开销。多重信号分类(Multiple Signal Classification，MUSIC)算法是空间谱算法中的典型算法，该算法基于协方差矩阵特征分解并利用信号与噪声子空间正交性获得超分辨性能，在 UCA 的二维角度估计中表现突出[8]。针对传统 MUSIC 算法在复杂矩阵运算及实时性方面的瓶颈，郝英军等采用 Jacobi 算法和 Round-Robin 序列的优化策略，显著提升了矩阵分解与协方差矩阵计算的运算效率，实现了 100 MHz 时钟下单次特征值分解用时 8.87 μs、信源数估计用时 3.13 μs[15]，整体运算精度与实时性能较 DSP 实现方案大幅提升。但基于 FPGA 实现的 MUSIC 需要进行大范围二维空间谱搜索，计算负担较重、实时性受限[15]。

近年来，高性能超大规模的现场可编程门阵列(Field Programmable Gate Array，FPGA)凭借并行计算能力、可重构特性、大规模的逻辑和计算资源，是卫星载荷实现 DOA 估计的重要硬件平台[17]。尽管 FPGA 擅长数据流并行与管线化处理，但大规模非线性函数计算与高维复数线性代数仍会消耗大量的逻辑与时序预算，限制算法的实时性能与能效。因此，面向空间场景，需要开展面向硬件友好的算法架构协同设计。

针对上述问题，本文提出一种基于 L1 范数的改进相关系数算法，并构建“相关干涉仪粗测-MUSIC 精测”的一体化测向方案：在 UCA 阵列下，首先用 L1 范数度量相位差矢量间的差异以替代余弦等非线性运算，在保留方位角与俯仰角敏感度的同时，简化了 FPGA 的实现复杂度；随后以粗测结果为先验约束 MUSIC 的二维谱峰搜索范围，显著降低计算量并提升实时性。所提方法兼顾相关干涉仪的快速响应与 MUSIC 的高分辨优势，在保证测向精度与鲁棒性的同时，降低硬件实现复杂度与资源消耗，具有面向空间应用的工程可行性与推广价值。

最新录用

1. DOA 估计原理

1.1. 相关干涉仪测向原理

八元均匀圆阵具有良好的频带覆盖性能，在成本和性能方面具有明显的优势，是目前测向 UCA 的主流阵列[20]。本文采用八元均匀圆阵进行设计分析，如图 1 所示：

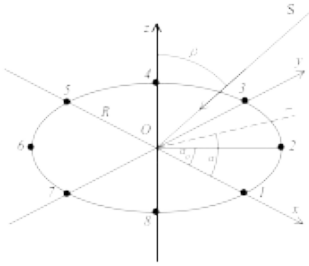


图 1 八元均匀圆阵

Fig .1 8-Element uniform circular array

图 1 中圆阵圆心位于原点，阵元 m(m=1，2，……，8)沿半径为 R 的圆周均匀分布，相邻阵元对应的圆心角为$\alpha_0=\pi/4$。定义来波 S 方位角 α 为来波在 xy 平面内相对 $+x$ 轴的夹角，俯仰角β为来波与$+z$轴的夹角。假设信号满足远场、窄带条件，波长为 λ，光速为 c。

在上述条件下，第 m 个阵元相对于圆心的传播延迟t_0如式*(1)*所示：

$$t_0=\frac{R\sin\beta\cos\left(\alpha-(m-1)\alpha_0\right)}{c} \quad (1)$$

各阵元相对于圆心的相位差φ_n如式*(2)*所示：

$$\varphi_n=\frac{2\pi R\sin\beta\cos\left(\alpha-(m-1)\alpha_0\right)}{\lambda} \quad (2)$$

为提高测向稳定性，克服相位模糊影响，选取对置阵元构成基线组(1,5)、(2,6)、(3,7)、(4,8) 计算相位差并取主值于¿。以φ_{15}为例，如式*(3)*所示：

$$\varphi_{15}=\varphi_1-\varphi_5=\frac{4\pi R\sin\beta\cos(\alpha-0)}{\lambda} \quad (3)$$

得到四维相位差矢量$\vec{\varphi}(\alpha,\beta,\lambda)$，如式*(4)*所示：

$$\vec{\varphi}(\alpha,\beta,\lambda)=\left[\varphi_{15},\varphi_{26},\varphi_{37},\varphi_{48}\right]$$

$$¿\frac{4\pi R\sin\beta}{\lambda}\left[\cos(\alpha-0),\cos\left(\alpha-\frac{\pi}{4}\right),\cos\left(\alpha-\frac{\pi}{2}\right),\cos\left(\alpha-\frac{3\pi}{4}\right)\right] \quad (4)$$

式*(4)*中，$\varphi_{26},\varphi_{37},\varphi_{48}$分别为对置阵元基线组 (2,6)、(3,7)、(4,8)的相位差。由式*(4)*可见，当阵列参数固定时，相位差矢量由来波方向和频率唯一决定。实际测向中通常预先构

最新录用

建样本库矢量 $\varphi'(\alpha',\beta',\lambda)$，并与实测矢量进行相似性匹配以估计 (α,β)。

传统相关干涉仪采用余弦相似度f衡量矢量相似性，如式*(5)*所示：

$$f=\frac{\vec{\varphi}'\cdot\vec{\varphi}}{\left\|\vec{\varphi}'\right\|\times\left\|\vec{\varphi}\right\|} \quad (5)$$

由式*(4)*可见，$\varphi=\kappa(\beta,\lambda)g(\alpha)$，其中$\kappa=4\pi R\sin\beta/\lambda$，

$g(\alpha)=\left[\cos(\alpha-0),\cos\left(\alpha-\frac{\pi}{4}\right),\cos\left(\alpha-\frac{\pi}{2}\right),\cos\left(\alpha-\frac{3\pi}{4}\right)\right]$，$g(\alpha)$为仅与方位角相关的方向向量。式*(5)*在计算余弦相似度f时，f主要反映方向向量$g(\alpha)$的差异，需要二次测向或额外约束才能区分俯仰角，增加了测向时延与实现复杂度。

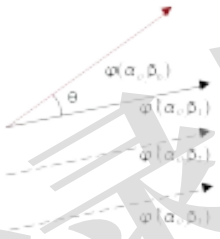


图 2 相位差与入射方向关系

Fig.2 Relationship between phase difference and incident direction

如图2所示，α_0为来波在 xy 平面内相对 $+x$ 轴的夹角，俯仰角β_m为来波与阵元m的$+z$轴的夹角。若直接度量来波与各基线相位差的逐分量一致性f_{sumcos}，如式*(6)*所示：

$$f_{sumcos}=\sum_{i=15,26,37,48}\cos(\varphi¿¿i¿-\varphi_i')¿¿ \quad (6)$$

式*(6)*表明，f_{sumcos}可在一定程度上同时保留方位与俯仰信息[17]。然而，式*(6)*涉及大量非线性三角函数运算；在 FPGA 上无论采用查表还是 CORDIC 实现，均会带来显著的时序延迟与资源消耗，难以体现干涉仪算法的速度优势。

1.2. MUSIC算法测向原理

MUSIC 算法利用阵列接收信号协方差矩阵的特征结构，将信号子空间与噪声子空间进行正交分解，并通过构建空间谱函数来估计信号源的来波方向[19]。

设入射角为 (α,β)，对应的阵列导向矢量记为$a(\alpha,\beta)$。对于 8 元均匀圆阵，$a(\alpha,\beta)$可写为列向量形式，如式*(7)*所示：

最新录用

$$a(\alpha,\beta)=\begin{bmatrix}\exp\left(j2\pi r\sin\beta\cos\left(\alpha-\gamma_0\right)/\lambda\right)\\ \exp\left(j2\pi r\sin\beta\cos\left(\alpha-\gamma_1\right)/\lambda\right)\\ \cdots\\ \exp\left(j2\pi r\sin\beta\cos\left(\alpha-\gamma_7\right)/\lambda\right)\end{bmatrix} \quad (7)$$

式(7)中，$\gamma_m=2\pi(m-1)/8$，r 为圆阵半径，λ为信号波长；α、β 分别表示方位角与俯仰角。在满足常规独立性与白噪声假设下，接收数据的协方差矩阵R如式(8)所示：

$$R=E\{XX^H\}=AE\{SS^H\}A^H+E\{NN^H\}=AR_SA^H+\sigma^2I \quad (8)$$

式(8)中，E为信源协方差矩阵，$A=\{a(\alpha_1,\beta_1),\cdots,a(\alpha_k,\beta_k)\}$为阵列流型矩阵，$N$为噪声矩阵，$\sigma^2$为噪声功率，$R_S=E\{SS^H\}$。对 R 进行特征值分解，将特征值按降序排列并据此划分信号子空间与噪声子空间，如式(9)所示：

$$R=U_S\sum_S U_S{}^H+U_N\sum_N U_N{}^H \quad (9)$$

式(9)中，U_S与U_N分别为对应信号与噪声子空间的特征向量矩阵。基于噪声子空间与导向矢量的正交性，二维空间谱函数$P_{MUSIC}(\alpha,\beta)$如式(10)所示：

$$P_{MUSIC}(\alpha,\beta)=\frac{1}{a^H(\alpha,\beta)U_NU_N{}^Ha(\alpha,\beta)} \quad (10)$$

在实际应用中，$P_{MUSIC}(\alpha,\beta)$在真实来波方向附近出现尖锐峰值，峰值位置对应的α,β即 DOA 估计的方位角与俯仰角。

综上所述，基于方向余弦的传统相关干涉仪算法存在俯仰分辨不足的问题，而基于非线性函数的改进不利于硬件高效实现，影响计算速度。MUSIC 算法测向精度高但计算复杂，且谱峰搜索耗时长影响测向速度，因此需要一种兼顾实时性和高精度的测向算法，提升测向速度和效率。

2. 一体化测向算法

为克服传统相关干涉仪俯仰分辨不足及 MUSIC 算法计算量大的问题，本文提出一种改进的基于相关干涉仪和 MUSIC 的一体化测向方案，采用相关干涉仪粗测，引导 MUSIC 算法进行精测，以平衡测向精度与实时性。该方法采用基于 L1 范数的改进相关系数进行相关干涉仪快速粗测，避免了非线性运算，硬件实现高效，且能一次性输出方位和俯仰的初步估计。其次，利用此粗测结果引导 MUSIC 算法在极小的邻域内进行精测，从而降低

最新录用

MUSIC 谱峰搜索的计算量。

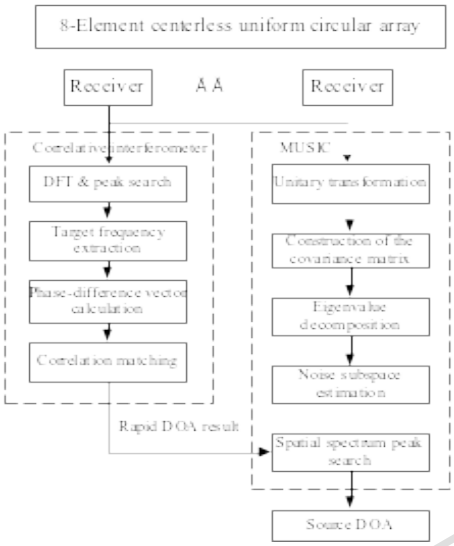


图 3 一体化测向算法流程

Fig.3 Flow of the integrated DOA estimation algorithm

一体化测向算法结合了相关干涉仪的速度优势与 MUSIC 算法的高分辨率能力，显著提升了在资源受限平台上的整体测向效率。一体化测向流程如图 3 所示，首先对接收信号进行信源数估计，根据估计的信源数D，当$D>1$时相关干涉仪不适用，直接启用 MUSIC 算法在全角度空间内进行谱峰搜索，以解算多个信源的波达方向。当$D=1$时，系统启动本文设计的一体化测向流程，即用相关干涉仪快速测向结果引导 MUSIC 精确测向。相关干涉仪测向和 MUSIC 测向并行对接收机的信号进行处理，由于相关干涉仪部分运算复杂度低，相关干涉仪样本库相关匹配模块可先于 MUSIC 测向的空间谱峰搜索模块给出相关干涉仪的粗测结果，随后 MUSIC 测向在粗测结果附近进行谱峰搜索，完成最终的精测。

2.1 基于 L1 范数的改进相关系数

由式*(5)*可见，传统以方向余弦为核心的相关系数在归一化后对俯仰角 β不敏感；而以逐分量余弦函数度量相位差虽可保留 β信息，却会引入大量非线性运算，不利于 FPGA 的高效实现。为同时满足方位角-俯仰角联合估计与易于硬件实现两项要求，本文在相关干涉仪算法框架下引入基于 L1 范数的相似度指标f_{norm}^{L1}，定义如式*(11)*所示：

$$f_{norm}^{L1}=1-\frac{\left\|\vec{\varphi}-\vec{\varphi'}\right\|_{L1}}{\left\|\vec{\varphi'}\right\|_{L1}+\left\|\vec{\varphi}\right\|_{L1}} \quad (11)$$

式*(11)*中，L1 范数定义为：

$$\|X\|_{L1}=\sum_{i=1}^{n}|x_i| \quad (12)$$

在四维相位差矢量场景中，$\|\vec{\varphi}\|_{L1}=\sum_{i=15,26,37,48}|\varphi_i|$, $\left\|\vec{\varphi}-\vec{\varphi'}\right\|_{L1}=\sum_{i=15,26,37,48}\left|\varphi_i-\varphi_i'\right|$，分量差值均取相位主值范围 $(-\pi,\pi]$ 后取绝对值。

由式*(4)*代入，可得式*(13)*、式*(14)*如下：

$$\left\|\vec{\varphi'}\right\|_{L1}+\|\vec{\varphi}\|_{L1}=\frac{4\pi R\sin\beta'}{\lambda}\sum_{i=0}^{3}\left|\cos\left(\alpha'-\frac{i\pi}{4}\right)\right|+\frac{4\pi R\sin\beta}{\lambda}\sum_{i=0}^{3}\left|\cos\left(\alpha-\frac{i\pi}{4}\right)\right| \quad (13)$$

$$\left\|\vec{\varphi}-\vec{\varphi'}\right\|_{L1}=\frac{4\pi R}{\lambda}\sum_{i=0}^{3}\left|\sin\beta\cos\left(\alpha-\frac{i\pi}{4}\right)-\sin\beta'\cos\left(\alpha'-\frac{i\pi}{4}\right)\right| \quad (14)$$

因此相似度指标 f_{norm}^{L1} 推理如式*(15)*所示：

$$f_{norm}^{L1}=1-\frac{\left\|\vec{\varphi}-\vec{\varphi'}\right\|_{L1}}{\left\|\vec{\varphi'}\right\|_{L1}+\|\vec{\varphi}\|_{L1}}$$

$$¿1-\frac{\sum_{i=0}^{3}\left|\sin\beta\cos\left(\alpha-\frac{i\pi}{4}\right)-\sin\beta'\cos\left(\alpha'-\frac{i\pi}{4}\right)\right|}{\sin\beta'\sum_{i=0}^{3}\left|\cos\left(\alpha'-\frac{i\pi}{4}\right)\right|+\sin\beta\sum_{i=0}^{3}\left|\cos\left(\alpha-\frac{i\pi}{4}\right)\right|} \quad (15)$$

由 $\left\|\vec{\varphi'}\right\|_{L1}+\|\vec{\varphi}\|_{L1}\geq\left\|\vec{\varphi}-\vec{\varphi'}\right\|_{L1}$，故 $1\geq f_{norm}^{L1}\geq 0$。当 $\varphi=\varphi'$ 时 $f_{norm}^{L1}=1$。相似度指标 f_{norm}^{L1} 具有如下特性：

同时包含方位角和俯仰角：俯仰角项$\sin\beta$与方向角项$\cos\left(\alpha-\frac{i\pi}{4}\right)$共同出现在分子和分母中，未被归一化抵消，从而对方位角α与俯仰β 均保持敏感，可一次性实现联合估计计算。

对相位差矢量的公共标量因子具有鲁棒性：交换φ与φ'值不影响计算结果；当两矢量整体同尺度变化时比值保持不变，有利于抑制均匀增益误差影响。

硬件友好与稳健性分析：仅由加减、取绝对值与比较运算构成，无三角函数与开方运算；

基于 L1 范数的相似度分布谱特性如图 4 所示，f_{norm}^{L1} 在目标来波方向附近形成明显峰

最新录用

值，可在全空间角度网格上直接用于粗测；其峰值位置作为先验，可显著收缩后续 MUSIC 的二维搜索区域，从而降低整体计算量并提升实时性。

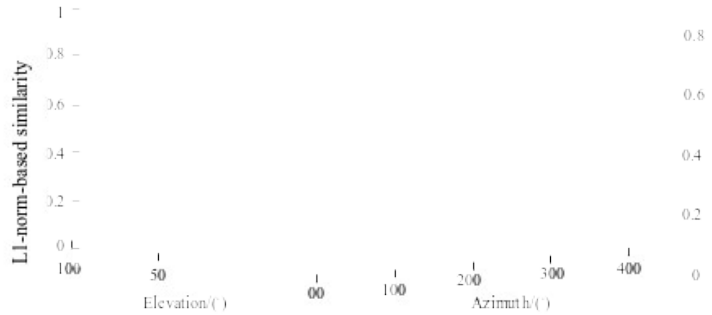


图 4 基于 L1 范数的相似度分布

Fig.4 L1-norm-based similarity distribution

2.2 相关干涉仪粗测实现

相关干涉仪粗测阶段的核心目标为：快速获取目标方位的大致区间，为后续精测阶段提供先验信息。相关干涉仪测向流程整体可划分为频域变换与功率谱估计、目标频率提取、信号相位估计与相位差矢量求解、样本库相关匹配四个模块。

首先是频域变换与功率谱估计模块。在粗测阶段，接收 8 路天线接收的数字信号并行送入 FPGA 上的 FFT IP 核，采用流水线结构完成多通道、256 点数的快速傅里叶变换。该过程充分利用 FPGA 的并行运算能力，输出各通道复数频谱和功率谱，实现对多路阵列数据的实时频域变换与功率谱估计。

目标频率提取模块通过比较功率谱，将结果最大者确定为待测信号所在的频率点，并将待测信号对应的实部和虚部传给信号相位估计与相位差矢量求解模块。

信号相位估计与相位差矢量求解模块根据目标信号的实部和虚部数据，采用 CORDIC IP 核计算出 8 路信号的相位。按照阵列几何结构，对预先选定的 4 对基线求相位差并约束到¿区间内，形成实测相位差矢量 $\varphi_{15,26,37,48}$。

样本库相关匹配模块通过求解样本库中相位差矢量与实测相位差矢量的改进相关系数，将相关系数最大的样本对应的方位作为粗测来波方向。为了降低相关系数与后续的空间谱的求解次数，将方位角 1°～351° 与俯仰角 1°～81° 按 10° 步长离散，构建包含 36 个方位角和 9 个俯仰角、共 324 个样本的相位差矢量库。FPGA 以流水线方式逐一读取库中样本矢量 φ'，与实测矢量 φ 计算基于 L1 范数的相关系数 f_{norm}^{L1}，最终输出最大相关系数对应的

角度对(α_0,β_0)作为粗测阶段的测向结果。

综上所述，基于 L1 范数的粗测算法充分发挥了 FPGA 的并行与流水线优势，在保证一次性联合估计方位角和俯仰角的同时，极大地提升了硬件实现的运算效率与资源利用率。

2.3MUSIC 算法精测优化

现有 MUSIC 算法的 FPGA 实现流程为：基于快拍数据计算信号协方差矩阵，采用 Jacobi 算法迭代消除非对角元素以获取特征值与特征向量，对特征值排序后分离噪声子空间，最后遍历全角度范围求解空间谱并依据谱峰确定来波方向。现有方法已经在部分环节进行优化以减少资源消耗，包括：利用 UCA 阵列流形的中心对称性，通过酉变换将 8×8 复数协方差矩阵R转化为实对称矩阵R_{real}，计算与存储仅需处理上三角 36 个元素，缓存数据量减半；特征值分解在实数域进行，避免了复数运算开销，进一步降低硬件资源消耗。但空间谱峰搜索仍存在显著瓶颈，需覆盖方位角 1°~359°、俯仰角 1°~89° 全空间， 1°步长下需完成 359×89=31951 个角度点的空间谱计算，严重制约实时性。

针对该核心问题，本文提出谱峰搜索优化策略：以干涉仪粗测输出角度(α_0,β_0)为先验信息，将搜索范围限定在$(\alpha_0\pm9°,\beta_0\pm9°)$局部邻域。精测步长保持 1° 不变，搜索点数量从 31951 个锐减至 19×19=361 个，计算量理论上降低 98.8%。该优化无需改变 MUSIC 算法的谱峰搜索核心逻辑，仅通过角度约束缩小搜索范围，在继承 MUSIC 算法高分辨率优势的同时，大幅提升硬件部署效率，有效克服了传统方案实时性差的瓶颈。

最新录用

3. 一体化测向算法的 FPGA 实现

以 8 元均匀圆阵为例，基于 FPGA 硬件平台对本文提出的“干涉仪粗测—MUSIC 精测”的一体化测向方案进行验证。硬件平台选用 ALINX 开发板上搭载的 Xilinx 器件 XCZU47DR，开发工具为 Vivado 2024.2。

FPGA 架构采用共享前端与模块化后端设计，即前端为数据输入与预处理模块，后端由两条并行的处理流组成——改进相关干涉仪粗测与基于子空间分解的 MUSIC 精测流。两条处理流通过控制逻辑协同工作：当信源数估计为单源时，系统优先运行干涉仪粗测获得初测角度并将其作为 MUSIC 的搜索先验；当检测到多源情形时，系统可直接开启 MUSIC 全空间测向。

在数据输入方面，采用 8 路天线的并行同步采样数据作为输入信号源。FPGA 定点流水线处理输入数据的实部与虚部，记为 X_r_1 … X_r_8，X_i_1 … X_i_8，数据位宽 16 位，采用统一的时钟信号实现计算结果的并行输出，使用 256 点快拍数据作为测向样本。

3.1. 基于 FPGA 的相关干涉仪设计

相关干涉仪测向流程分为相位差矢量求解、改进相关系数计算与峰值搜索两个部分，相关干涉仪测向 FPGA 实现的模块划分和部分接口如图 5 所示。

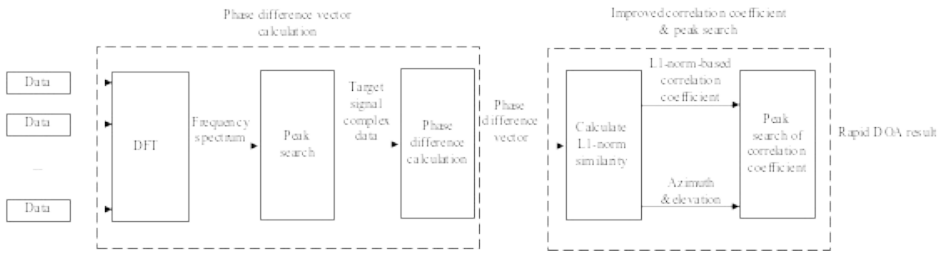


图 5 相关干涉仪测向的 FPGA 实现

Fig.5 FPGA implementation of correlative interferometer direction finding

相位差矢量求解模块(Phase difference vector calculation)：

调用 FPGA 上的 DFT IP 核实现 8 通道离散傅里叶变换，在频域上获取每路通道的复数谱样本。采用谱幅平方比较代替模值以确定目标频点，从而避免开根运算的资源与时延开销；在各通道并行完成幅值比较后，选取全阵列一致的目标频率点并将对应的复数谱值作为相位解算的输入。使用 CORDIC 或等效相位求解单元对选定频点的复数谱值计算相位信息，得到各阵元的相位估计。依据预设的基线对，计算对应的相位差并约束到 ¿，输出四维相位差矢量。这一阶段以流水线方式实现，保证相位计算的低延迟。

改进相关系数计算与峰值搜索模块(Improved correlation coefficient & peak search)：

采用 L1 范数计算实测相位差矢量与样本库中相位差矢量的相关系数，计算过程避免了三角函数与开根运算，便于在 FPGA 上用基本算术与比较单元高效实现。读取 ROM 中存储的样本库并行进行相关系数计算，同时用比较器实时维护当前最大值及其索引。遍历完样本库后，输出最大相关系数对应的样本角度作为粗测结果，并通过有效标志位通知上层控制单元。

本文采用的实现方法通过 L1 范数的相关系数降低了硬件实现的复杂度，便于算法的部署。同时采用了并行化与流水线化部署，降低了整体的测向时延，能够在保证粗测精度的前提下实现快速、低资源消耗的实时测向功能。

3.1.1 相位差矢量计算模块

相位差矢量计算模块负责从多通道天线采样数据中提取实时的相位差信息。该模块在 FPGA 上被设计为一个三级流水线结构，如图 6 和图 7 所示，以最大化数据吞吐率和处理效率。

最新录用

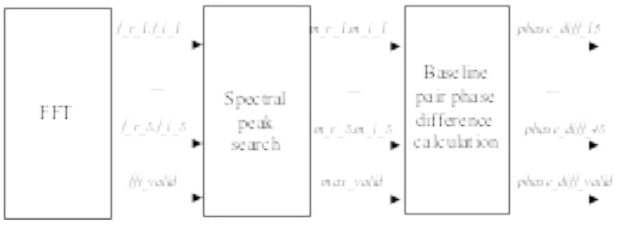


图 6 相位差矢量计算的流水线流程

Fig.6 Pipeline architecture of phase difference vector calculation

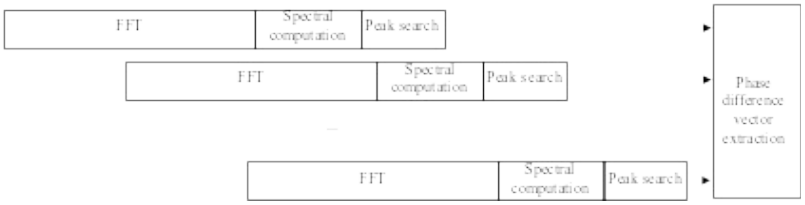


图 7 多通道并行 DFT 流水线架构

Fig.7 Multi-channel parallel FFT pipeline architecture

相位差矢量计算具体实现步骤如下：

流水线的第一个环节为是并行傅里叶变换。此处通过调用 Xilinx 的 FFT IP 核实现，其配置如图 8 所示。IP 核设定为 8 通道并行处理，变换点数为 256。输入信号的每路通道均为复数形式，其实部与虚部分别为 16 位定点数。输出的频谱数据同样为复数，其实部与虚部扩展至 25 位以保证运算过程中的动态范围与精度。8 路天线的 256 点快拍数据被并行送入 IP 核，经过固定的流水线延迟后，开始串行输出各通道的频谱结果。

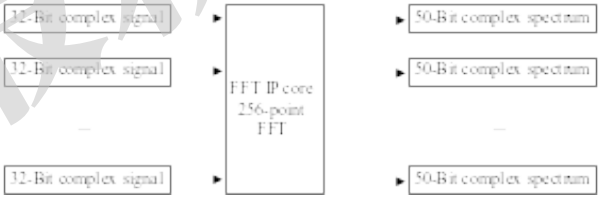


图 8 DFT IP 核的 8 通道并行配置

Fig.8 Eight-channel 256-point DFT IP core configuration

流水线的第二个环节为频谱峰值搜索，其目的是从输出的频谱序列中确定目标信号所在的频率点。为优化硬件资源，该过程通过比较各频率点复数模值的平方，即实部与虚部的平方和来完成，以避免开根运算造成额外开销。考虑到离散傅里叶变换结果的周期性，实际搜索范围仅需覆盖前 128 个频谱点。该模块以流水线方式处理由 FFT 核输出的每一个频谱点，实时比较并更新当前峰值及其索引，直至完成一个通道的搜索。

流水线的最后一个环节是相位求解与相位差计算。在确定信号频率点后，该环节负责解算精确的相位信息。首先，将峰值点对应的复数数据送入 CORDIC IP 核。该 IP 核配置

最新录用

为反正切功能，其定点数格式如图 9 所示，输入采用 1Q30 格式，输出为 2Q29 格式的弧度制相位值，精度可达 2^{-29}。随后，根据预设的基线对(1,5)、(2,6)、(3,7) 及 (4,8)，进行减法运算，得到四个相位差。为处理相位模糊问题，计算结果还需通过逻辑判断约束在 ¿ 的主值区间内，最终构成实测相位差矢量 $\vec{\varphi}$。



图 9 CORDIC IP 核的定点相位计算格式

Fig.9 Fixed-point phase computation format in CORDIC IP core

采用流水线架构进行并行处理可在每个时钟周期完成一个频谱点的峰值搜索与相位计算。若设定 FFT IP 核的计算延迟为t_f，CORDIC IP 核的延迟为t_a，则计算完单通道 256 点快拍数据所需的总时钟周期约为 $t_f+130+t_a$。相较于各阶段需串行等待的非流水线实现方式，该设计显著降低了处理延迟，确保了相位差矢量的快速、实时生成。

3.1.2 改进相关系数计算与峰值搜索模块

该模块在接收到由上一级流水线输出的实测相位差矢量 φ 后，负责将其与预存的样本库进行比对，并依据式 *(11)* 计算基于 L1 范数的改进相关系数，最终通过峰值搜索确定粗测的波达方向。其在 FPGA 上的具体实现流程与数据流向如图 10 所示。

模块从片上只读存储器中串行读取样本库数据。该样本库覆盖了方位角 1°至 351°与俯仰角 1°至 81°的离散格点，步进均为 10°，共包含 $36\times9=324$ 个预先计算的理论相位差矢量 φ' 及其对应的角度信息。

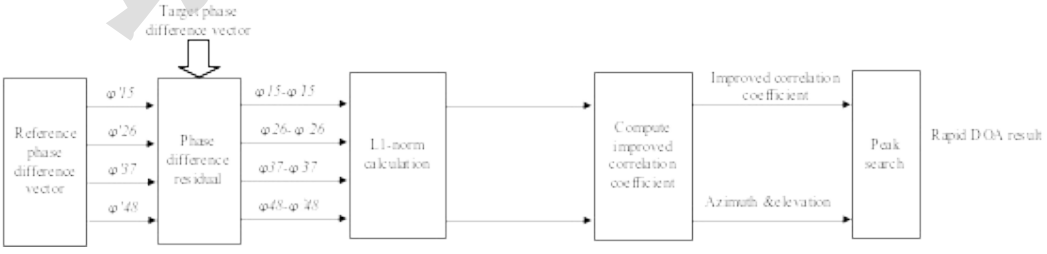


图 10 基于 FPGA 的 L1 范数相似度计算与峰值搜索流程

Fig.10 FPGA-based L1-norm similarity computation and peak search

如图 10 所示，对于每一个从样本库中读出的理论矢量$\vec{\varphi'}$，硬件逻辑执行以下操作：

相位差减法与 L1 范数计算：将实测矢量$\vec{\varphi}$ 与理论矢量$\vec{\varphi'}$的对应分量相减，并对差值取绝对值后求和，得到 $\left\|\vec{\varphi}-\vec{\varphi'}\right\|_{L1}$。同时，分别计算两个矢量的 L1 范数 $\left\|\varphi\right\|_{L1}$与$\left\|\varphi'\right\|_{L1}$

并求和。这些操作相比于求余弦值易于在 FPGA 上高效实现。

相关系数计算：利用上一步得到的分子与分母，根据式*(11)*计算出当前样本点对应的改进相关系数f_{norm}^{L1}。为保证除法结果准确，实际计算中对分子进行了定点数放大处理，将其乘以2^{32}后再进行后续比较。则实际计算的相关系数f_{L1}如式*(16)*所示：

$$f_{L1}=2^{32}-\frac{\left\|\vec{\varphi}-\vec{\varphi}'\right\|_{L1}\times 2^{32}}{\left\|\varphi'\right\|_{L1}+\left\|\varphi\right\|_{L1}} \tag{16}$$

峰值搜索：将计算出的相关系数值与一个寄存器中保存的当前最大值进行实时比较。若当前值更大，则更新最大值寄存器，并同时将该样本对应的角度信息存入另一个寄存器。初始状态下，最大值寄存器被复位为 0。

通过对整个样本空间的顺序迭代搜索，该模块在遍历全部 324 个样本点后，寄存器中保存的角度即为最大相关系数对应的来波方向，作为最终的粗测结果输出。由于 L1 范数的计算过程高度并行且不含复杂的非线性运算，每个样本点的处理可在极少的时钟周期内完成。相较于需要调用 CORDIC IP 核且耗时数十个周期的余弦函数计算，该方法在硬件实现上的时间效率提升了 80% 以上，充分发挥了相关干涉仪算法快速响应的优势。

3.2. 基于 FPGA 的 MUSIC 算法设计

MUSIC 算法的 FPGA 实现流程如图 11 所示。主要部分采用了现有的 MUSIC 算法流程，包括酉变换、协方差矩阵计算、特征值分解、以及子空间分离等模块[20]。

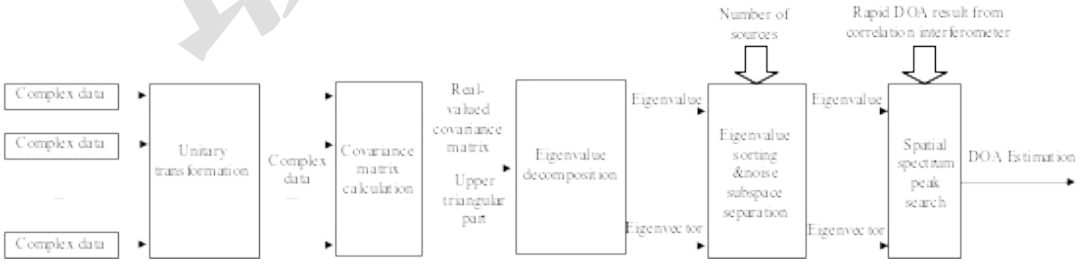


图 11 基于 FPGA 的粗测引导 MUSIC 算法流程

Fig.11 FPGA-based coarse estimation-guided MUSIC algorithm flow

如图 11 所示，谱峰搜索模块利用前级相关干涉仪输出的粗测角度(α_0,β_0)作为引导，将其二维空间谱的搜索范围由全空域约束至$(\alpha_0\pm9°,\beta_0\pm9°)$的局部邻域内。此举使搜索点数量由 359×89 =31951 个骤减至 19×19 =361 个，计算量理论上降低了 98%。

FPGA 设计中，谱峰搜索耗时与搜索点数量成正比。因此，该优化使谱峰搜索环节所需的时钟周期缩减了近两个数量级，从而显著降低了 MUSIC 算法的整体处理延迟，解决

最新录用

了其在硬件平台上计算量大、实时性差的瓶颈问题。

4. 一体化测向算法的仿真分析

为验证本文所提一体化测向算法在FPGA上实现的正确性与高效性，构建了与硬件实现流程完全一致的MATLAB仿真链路，将FPGA计算结果与MATLAB仿真结果进行比对。

4.1. 改进相关干涉仪粗测性能验证

4.1.1 精度验证

仿真场景设置为：向八元均匀圆阵发射一个远场窄带单信号，其真实波达方向为$\alpha=155°,\beta=18°$，信噪比设置为0dB。FPGA时钟频率为100MHz，信号采样频率为100MHz。采集的8路天线共256点快拍复数数据以.coe文件形式初始化片上ROM，作为FPGA和MATLAB的共同输入，以确保对比的公平性。

为验证基于L1范数的相关干涉仪在FPGA定点化实现后的精度，本研究对比了实测相位差矢量φ和改进相关系数f_{norm}^{L1}的计算结果，如表1和表2所示。

表1 FPGA与MATLAB仿真的相位差矢量对比

Table 1 Comparison of phase difference vector between FPGA and MATLAB simulation

参数	FPGA	MATLAB	误差
φ_{15}	-1.78771267086267	-1.78771268465759	0.1379492×10^{-7}
φ_{26}	-0.68549947254359	-0.68549946953876	0.300483×10^{-8}
φ_{37}	0.80776936747133	0.80776937522237	0.775104×10^{-8}
φ_{48}	1.83376188017427	1.833761885662895	$0.5488625e\times10^{-8}$

表2 FPGA与MATLAB仿真的L1范数相关系数计算结果对比

Table 2 Comparison of L1-norm correlation coefficient computation between FPGA and MATLAB simulation

参数	FPGA	MATLAB	误差
f_{norm}^{L1}	0.92143994430080	0.92143994712783	0.2827×10^{-8}

由表1和表2可见，FPGA定点计算与MATLAB浮点计算的相位差最大相对误差仅为0.1379×10^{-7}rad，相关系数的相对误差为0.2827×10^{-8}。图12展示了相关干涉仪粗测模块在FPGA上的时序仿真结果。由图12可见，模块输出的粗测方位角max_azimuth为151°，俯仰角max_pitch为21°，与真实值(155°,18°)相比，方位角误差为4°，俯仰角误差为

最新录用

3°，满足为后续精测提供引导的要求。仿真和实测结果说明本文设计的相位差计算与 L1 范数相关系数计算模块在硬件实现中保持了非常高的精度。

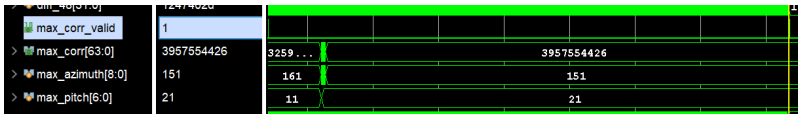


图 12 相关干涉仪粗测模块的仿真结果

Fig.12 Simulation results of rapid DOA estimation module from correlation interferometer

为进一步验证 FPGA 实现 MUSIC 算法的可靠性，在不同条件下进行多次实验验证，信源数量固定为 1，阵元半径波长比固定为 0.5，采样快拍数固定为 256，信源方向随机产生，二维谱峰搜索步进角度为 1°，信噪比范围为-10dB 到 10dB，步进 2dB，在每个信噪比下进行 100 次实验，方位角和俯仰角的测向精度随信噪比的变化实验结果如图 13 所示。

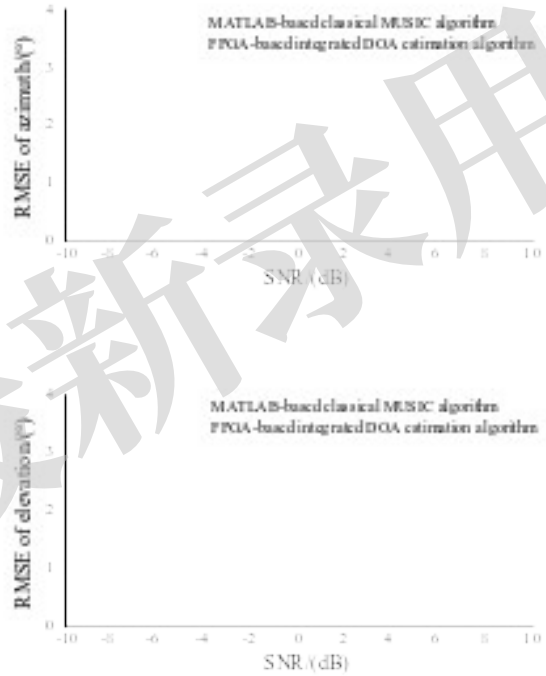


图 13 基于 FPGA 实现的一体化测向算法和基于 MATLAB 实现的经典 MUSIC 算法的测向精度对比

Fig.13 Accuracy comparison between FPGA-based integrated DOA estimation algorithm and MATLAB-based classical MUSIC algorithm

图 13 中，实验结果显示，信噪比(SNR)提升时，FPGA 一体化算法与 MATLAB 经典 MUSIC 算法的均方根误差(RMSE of eleviation)均递减。低信噪比下，FPGA 算法误差略高于 MATLAB 算法但差值不大；信噪比超 0dB 后，两者测向准确度基本一致，验证了 FPGA 一体化算法的可靠性。当信噪比- 10dB 时，该算法仍保持良好性能，方位角、俯仰角均方根误差分别约 3.63°、4.11°；信噪比大于 0dB 时，两角度误差均降至 1° 以内，满

最新录用

足高精度需求。

4.2.2 效率验证

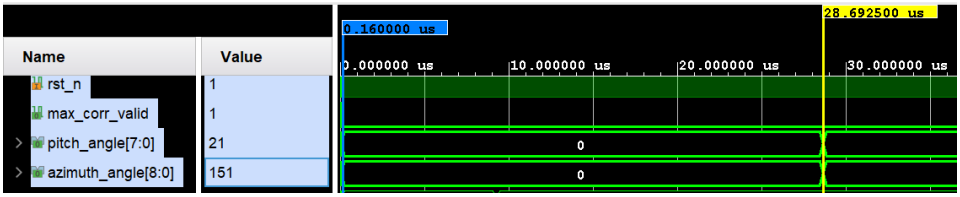


图 14 相关干涉仪粗测模块的 FPGA 时序仿真结果

Fig.14 FPGA timing simulation results of rapid DOA estimation module from correlation interferometer

图 14 展示了相关干涉仪粗测模块在 FPGA 上的时序仿真结果。当 max_corr_valid 信号拉高时，表示粗测完成。图 14 可见在 100MHz 时钟频率下，完成一次包含 324 个样本点遍历的粗测流程耗时小于 29μs，验证了基于 L1 范数的改进相关系数在硬件实现上的高效率。

4.3 MUSIC 精测性能验证

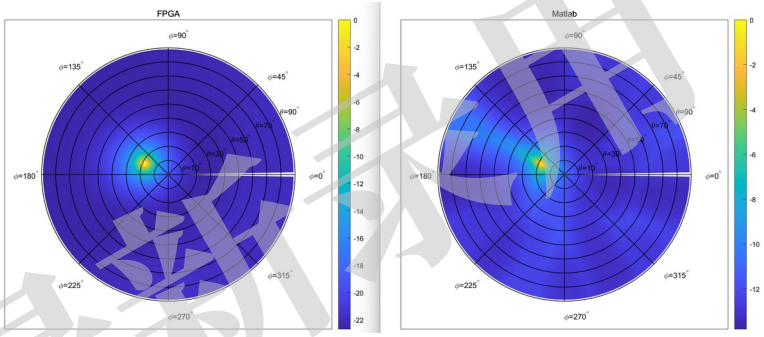


图 15 FPGA 与 MATLAB 的 MUSIC 空间谱对比验证

Fig.15 Validation comparison of MUSIC spatial spectrum between FPGA and MATLAB

图 15 展示了 FPGA 与 MATLAB 输出的最终空间谱。两者均在$(155°,18°)$处形成了清晰、尖锐的谱峰，测向结果完全一致，验证了整个一体化算法流程在 FPGA 上实现的准确性。

图 16 展示了由粗测引导的谱峰搜索时序仿真。该过程仅需遍历 19×19=361 个扫描点。在 100MHz 时钟下，当 add_flag 信号拉高时搜索开始，再拉低时搜索结束，谱峰搜索耗时仅为 3.61μs。经典 MUSIC 算法需要进行全向搜索，如图 17 所示，谱峰搜索部分耗时约 319μs，整体测向流程耗时约 349μs，一体化测向算法相比于经典 MUSIC 算法谱峰搜索效率提升了约 98%，与理论误差估计一致。

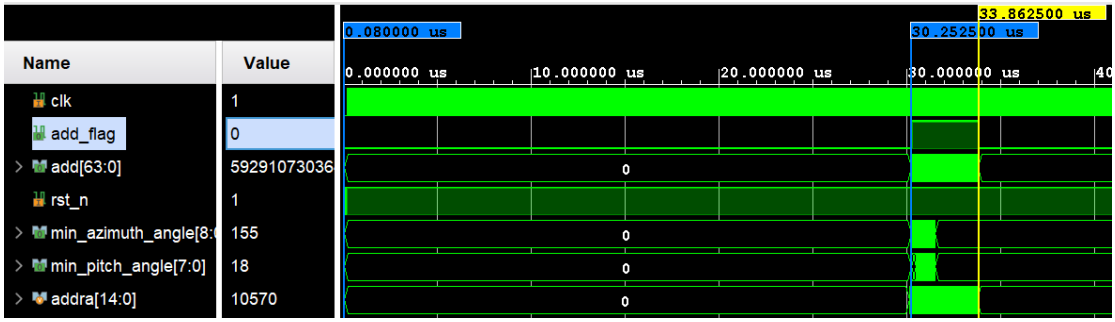


图 16 粗测引导 MUSIC 算法的空间谱搜索时序仿真

Fig.16 Simulation diagram of coarse-guided constrained MUSIC spectral peak search

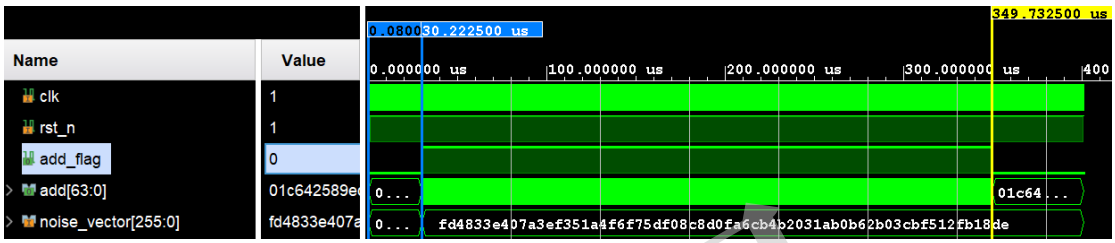


图 17 无引导 MUSIC 算法的空间谱搜索时序仿真

Fig.16 Simulation diagram of unguided full-space MUSIC spectral peak search

4.4 总体性能评估

仿真结果表明，本文提出的 FPGA 一体化测向方案，各核心模块均具有很高的计算精度。一体化测向算法结合了相关干涉仪的速度优势与 MUSIC 算法的高分辨率能力，显著提升了在资源受限平台上的整体测向效率。基于 L1 范数的相关干涉仪将粗测时间压缩至 29μs；粗测引导下的 MUSIC 精测，其谱峰搜索耗时仅为 3.61μs。在 100Mhz 采样频率下，256 点采样的采集时间总共耗时 2.56μs，一体化测向算法从采样完毕到输出测向结果耗时 34μs，整个测向流程总耗时约为 37μs，即处理步长为 37μs。该方案在保证与传统高精度算法同等测向精度的前提下，大幅提升了测向系统的实时性，验证了其在轨应用的工程价值。

5. 总结

面向空间应用中辐射源高精度、高实时性波达方向估计的需求，本文提出并实现了一种基于 L1 范数相关干涉仪与 MUSIC 算法的一体化测向方法。通过 L1 范数改进相关系数，替代传统相关干涉仪中的非线性运算，降低了 FPGA 实复杂度；采用干涉仪粗测引导 MUSIC 精测的一体化处理流程，将谱峰搜索约束在局部邻域内，大幅提升了搜索效率，为开发新一代高性能、低功耗星载电子侦察与态势感知系统提供了技术基础。

该算法后续可在阵列适配和算法优化方向继续进行改进。在阵列适配方面，可进一步

最新录用

探索其在矩形阵、十字阵列等其他构型上的适用性，通过优化阵列流形建模与导向矢量设计，拓宽方法的工程应用场景；在算法优化方面，可引入自适应步长策略，结合信源密度与信噪比动态调整谱峰搜索精度，进一步缩小搜索范围并提高精度。

参考文献

[1] LIANG Baichuan. Monitoring and management of battlefield electromagnetic spectrum[J]. *Aerospace Electronic Warfare*, 2008, 24(4): 38-41 (梁百川. 战场电磁频谱监测与管理[J]. 航天电子对抗, 2008, **24**(4): 38-41)

[2] CHENG Wei. Study on Passive Direction Finding Techniques with High Precision[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2010 (程伟. 被动高精度测向技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2010)

[3] LI Wei. Research on Direction Finding Technology of Elliptical Array Interferometer[D]. Xi'an: Xidian University, 2021 (黎伟. 椭圆阵干涉仪测向技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2021)

[4] XUE Zhaoyi. Based on Multi-Baseline Interferometer Two-Dimensional Direction Finding Algorithm Research and Implementation[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2023 (薛昭艺. 基于多基线干涉仪二维测向算法的研究及实现[D]. 成都: 电子科技大学, 2023)

[5] ZHANG X C, CUI K B, ZHANG X F. An improved direction finding algorithm combining correlation interferometer and generalized ESPRIT algorithm[C]//2023 3rd International Symposium on Computer Technology and Information Science (ISCTIS). Chengdu: IEEE, 2023: 429-432. DOI: 10.1109/ISCTIS58954.2023.10213152

[6] ZHAO Ziqiang, CAO Anjie, YANG Yong, *et al*. Single-channel multiple baseline interferometer DF with time modulation[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2023, **38**(1): 96-102, 129 (赵自强, 曹岸杰, 杨勇, 等. 基于时间调制的单通道多基线相位干涉仪测向[J]. 电波科学学报, 2023, **38**(1): 96-102, 129)

[7] AN Wenqi. Optimal Deployment Method of Short Baseline Direction Finding Based on Time Difference of Arrival[D]. Xi'an: Xidian University, 2022 (安文琦. 基于到达时差测量的短基线测向优化布站方法[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2022)

[8] VEERENDRA D, VILLAGOMEZ-GALINDO M, VALENCIA A B M, *et al*. Unitary root-MUSIC method with Nystrom approximation for 3-D sparse array DOA estimation in sensor networks[J]. *IEEE Sensors Letters*, 2024, **8**(10): 5504004. DOI: 10.1109/LSENS.2024.3451723

[9] AKBAR S, ZAMAN F, ULLAH R, *et al*. Direction of arrival estimation in the presence of imperfect waveforms for multiple targets in MIMO radar[J]. *IEEE Access*, 2024, **12**: 164262-164273. DOI: 10.1109/ACCESS.2024.3491978

[10] ROW J S, LIN C Y, CHUANG C H. Direction of arrival estimation system based on a vertically-polarized circular array with 360° continuous null steering[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2025, **14**(9): 2843-2847. DOI:

最新录用

10.1109/LWC.2025.3581104

[11] MERKOFER J P, REVACH G, SHLEZINGER N, et al. DA-MUSIC: Data-driven DoA estimation via deep augmented MUSIC algorithm[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2024, 73(2): 2771-2785. DOI: 10.1109/TVT.2023.3320360

[12] GUO Y, ZHANG Z, HUANG Y Z. Dual class token vision transformer for direction of arrival estimation in low SNR[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2024, **31**: 76-80. DOI: 10.1109/LSP.2023.3342628

[13] MA J, WANG M, CHEN Y Y, *et al*. Deep convolutional network-assisted multiple direction-of-arrival estimation[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2024, **31**: 576-580. DOI: 10.1109/LSP.2024.3359888

[14] SUNAGAWA R, SHIIBA H, SANO M, *et al*. Optimization effects of rotating transmitarray for direction-of-arrival estimation with a single antenna[J]. *IEICE Communications Express*, 2025, **14**(6): 210-213. DOI: 10.23919/comex.2025SPL0007

[15] HAO Yingjun. FPGA Implementation of Eigenvalue Decomposition and Source Number Estimation in MUSIC Algorithm[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2020 (郝英军. MUSIC 算法中特征值分解及信源数估计的 FPGA 实现[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2020)

[16] YAO Zhicheng, XU Jianuo, YANG Jian, *et al*. An improved interferometer-MUSIC joint direction finding algorithm[J]. *Journal of Ordnance Equipment Engineering*, 2023, **44**(11): 240-247 (姚志成, 许佳诺, 杨剑, 等. 一种改进的干涉仪-MUSIC 联合测向算法[J]. 兵器装备工程学报, 2023, **44**(11): 240-247)

[17] LI J Z, YANG G L, REN X Q, *et al*. Modified esprit and unitary-transformation form for computationally efficient DOA estimation on FPGA[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2025, **74**: 2003209. DOI: 10.1109/TIM.2025.3545700

[18] YI Junkang. Research and Implementation of Uniform Circular Array Direction Finding and Positioning Technology Based on Optimal Baseline Group[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2024. DOI: 10.27005/d.cnki.gdzku.2024.005075 (易骏康. 基于最佳基线组的均匀圆阵测向定位技术的研究及实现[D]. 成都: 电子科技大学, 2024. DOI: 10.27005/d.cnki.gdzku.2024.005075)

[19] SUN Li. Spatial Spectrum Estimation Based on Subspace Fitting Algorithm[D]. Qingdao: China University of Petroleum (East China), 2018. DOI: 10.27644/d.cnki.gsydu.2018.001383 (孙莉. 基于子空间拟合的空间谱估计算法研究[D]. 青岛: 中国石油大学(华东), 2018. DOI: 10.27644/d.cnki.gsydu.2018.001383)

[20] ZHOU Shuang, ZHOU Li. Performance analysis of direction of arrival estimation under different uniform circular arrays[J]. *Journal of Air Force Engineering University*, 2025, **26**(2): 46-54. DOI: 10.3969/j.issn.2097-1915.2025.02.006 (周爽, 周莉. 多种均匀圆阵阵型的波达方向估计性能分析[J]. 空军工程大学学报, 2025, **26**(2): 46-54. DOI: 10.3969/j.issn.2097-1915.2025.02.006)

最新录用

作者简介:何 桢,男,2001 年 5 月出生于山东省烟台市,现为中国科学院大学计算机科学与技术学院硕士生，主要研究方向为星载无线总线技术、星上信息智能处理等。



通信作者:周 莉,女，1986 年 8 月出生于山东省烟台市，现为中国科学院国家空间科学中心副研究员,博士,主要研究方向为航天器综合电子、星上信息智能处理等。

最新录用