中国科学 : 信息科学 2026 年 第 56 卷 第 10 期: 2678–2694
SCIENTIA SINICA Informationis
面向 6G 的通感算可重构无线网络专题 • 论文

夹持天线使能的双站近场感知系统的分辨性能研究

胡杨林[1], 张天魁[1*], 徐小夏[2], 赵嵩[3]

1. 北京邮电大学信息与通信工程学院, 北京 100876, 中国
2. School of Electronic Engineering and Computer Science, Queen Mary University of London, London E1 4NS, UK
3. 中国电信研究院未来技术研究中心, 北京 102209, 中国
* 通信作者. E-mail: zhangtiankui@bupt.edu.cn

收稿日期: 2026–04–30; 修回日期: 2026–08–03; 接受日期: 2026–09–09; 网络出版日期: 2026–10–13

国家自然科学基金 (批准号: 62371068) 资助项目

摘要 夹持天线系统 (pinching-antenna systems, PASS) 通过介质波导与可部署夹持天线形成大范围可重构孔径, 为近场通信感知一体化系统提供了新的硬件形态. 与传统独立阵列接收不同, PASS 接收侧多个激活 PA 的回波分量会在波导内聚合, 并在单射频单元的有限输出维度下进入后续处理, 使激活 PA 数量、各波导的等效信道响应、波导间响应差异和噪声累积之间产生耦合. 本文围绕 PASS 使能的双站近场感知系统的位置分辨性能开展研究. 为探究单波导有限输出条件下的位置分辨性能及其随激活 PA 数量变化的规律, 建立多波导 PASS 近场聚合观测模型, 并以参考位置为基准, 通过推导一维位置参数下的等效 Fisher 信息闭式表达来构造性能指标. 首先, 将位置分辨性能分解为聚合输出信噪比与波导间响应差异的乘积. 由此推导结果表明, 激活 PA 数量对系统分辨性能的影响由等效信道响应强度、波导间响应差异和归一化噪声共同决定. 在此基础上, 构造波导内聚合残差度量, 并给出同波导新增 PA 下系统等效 Fisher 信息的判据, 说明波导内聚合残差本身并不直接决定 PASS 的位置分辨性能. 数值仿真验证了上述理论推导结果, 表明在单波导有限输出条件下, PASS 的位置分辨性能并不随激活 PA 数量增加而单调提升, 而是由聚合输出信噪比与波导间响应差异的共同演化决定. 具体而言, 激活 PA 数量的变化会同时影响等效信道响应强度、波导间响应差异和归一化噪声, 从而使系统分辨性能在不同激活 PA 数量区间呈现不同的变化规律.

关键词 夹持天线系统, 近场感知, 聚合输出, 位置分辨, Fisher 信息

1 引言

面向第六代移动通信 (sixth-generation mobile communication, 6G) 的无线网络正在由单一通信系统向通信感知一体化 (integrated sensing and communication, ISAC) 系统演进. ISAC 通过共享频谱、硬件平台与信号处理链路, 在同一无线基础设施中同时支持信息传输与环境感知, 已成为 6G 网络的重要候选技术之一 [1,2]. 感知信息还可服务于链路管理、资源调度与网络优化 [3,4]. 随着毫米波、太赫兹、大规模阵列和超大孔径技术的发展,

引用格式: 胡杨林, 张天魁, 徐小夏, 等. 夹持天线使能的双站近场感知系统的分辨性能研究. 中国科学: 信息科学, 2026, 56: 2678–2694, doi: 10.1360/SSI-2026-0202
Hu Y L, Zhang T K, Xu X X, et al. Resolvability analysis of pinching-antenna-enabled bistatic near-field sensing systems. Sci Sin Inform, 2026, 56: 2678–2694, doi: 10.1360/SSI-2026-0202

© 2026《中国科学》杂志社

无线感知任务逐步由目标检测和粗粒度定位拓展至精细定位与空间分辨 [5,6], 使近场条件下的位置分辨性能成为 6G ISAC 系统需要研究的重要问题 [7].

为支撑上述能力, 6G 无线系统正在引入流体天线 [8]、可移动天线 [9]、可重构智能表面 [10] 及全息 MIMO [11] 等多种新型可重构天线与电磁调控架构. 夹持天线 (pinching antenna, PA) 正是在这一背景下提出的一类柔性天线架构, 其核心思想是在介质波导上部署可激活的 PA, 并通过 PA 位置和激活状态重构无线信道 [12]. 由于 PA 可沿介质波导灵活部署并形成大范围可重构孔径, 其在毫米波和太赫兹等高频场景下呈现近场传播特征. 夹持天线系统 (pinching-antenna systems, PASS) 作为一种新型柔性天线系统, 为 6G 网络提供了可部署、可重构和可扩展的新型天线架构 [13]. 在接收端, 每根波导的一端连接一个射频单元, 同一波导上多个激活 PA 的接收分量经 PA – 波导耦合并在波导内物理聚合后, 由对应射频单元形成一路数字输出.

当前, 已有研究针对 PASS 在通信传输与组网设计方面开展了积极探索. 在 PASS 使能的通信网络中, 介质波导与可部署 PA 共同提供了区别于固定阵列的空间重构能力. 本领域基础性研究完成了 PASS 建模工作, 研究成果表明沿波导部署的 PA 可通过位置重构改善视距 (line-of-sight, LoS) 链路条件并缓解大尺度路径损耗 [12]. 在此基础上, 相关研究将 PA 与波导之间的耦合、功率模型、离散激活机制和夹持波束成形 (pinching beamforming) 纳入统一优化框架 [14,15], 并进一步揭示了 PA 数量、PA 间距、激活位置与系统增益之间的关系 [16,17]. 随后, PASS 通信研究由单链路信道增强拓展至多用户通信与多波导传输, 涵盖非正交多址接入 (non-orthogonal multiple access, NOMA)、联合波束优化和低复杂度激活等问题 [18,19], 并进一步延伸至物理层安全和隐蔽通信等任务 [20,21]. 上述研究表明, PASS 可通过 PA 位置、激活状态和多波导配置重构空间信道, 并将相应的链路增益扩展到多用户传输、资源配置和安全通信等系统级场景.

除通信链路重构外, 沿波导分布的 PA 在近场条件下具有位置相关的幅相响应, 也为 PASS 用于目标感知与定位提供了结构基础. 在 PASS 近场感知应用方面, 相关研究已从链路建模、架构设计、性能优化和系统权衡等角度展开, 为 PASS 辅助感知系统的性能分析奠定了基础. 典型工作提出了双波导分离式 PASS-ISAC 架构, 其中一根波导用于发射联合通信感知信号, 另一根波导用于接收目标回波, 从而初步验证了 PASS 辅助 ISAC 的系统可行性 [22]. Fisher 信息与克拉美罗下界为感知参数估计精度分析提供了基本工具 [23,24], 相关 PASS 感知研究进一步通过 CRB (Cramér–Rao Bound) 优化分析了多目标感知性能 [25]. 在系统通感性能权衡层面, PASS-ISAC 的速率区域分析刻画了通信速率与感知速率之间的可达边界, 并将 PASS 的可重构结构引入通信感知性能折中分析 [26]. 在应用场景层面, 面向低空无人机 (unmanned aerial vehicle, UAV) 的 PASS-ISAC 研究说明, PA 部署灵活性可用于改善动态覆盖和低空目标感知能力 [27]. 在估计与定位层面, 基于 CRLB (Cramér–Rao Lower Bound) 的 PASS-ISAC 分析和基于接收信号强度 (received signal strength, RSS) 的定位研究表明, PA 配置和空间分布会影响目标估计精度与定位性能 [28,29]. 上述研究已经从 PASS-ISAC 架构设计、感知链路增强、通信感知权衡、低空 UAV 应用和目标定位等角度建立了 PASS 感知分析基础. 然而, 现有研究多从 PASS 的发射侧可重构能力、分离式收发架构或系统级通感性能出发, 主要关注目标照射功率、整体信噪比、通信速率 – 感知速率权衡区域以及定位与估计精度. 对于 PASS 作为接收端时, 多个 PA 回波先在波导内聚合、再由对应射频单元形成一路输出的特殊接收结构, 以及该结构对位置分辨性能的影响机理, 仍缺乏针对性研究.

当 PASS 用作接收端时, 同一波导上的多个激活 PA 分别接收目标回波, 各接收分量经 PA – 波导耦合后沿波导传输, 并在进入对应射频单元前完成物理聚合. 由于每根波导仅形成一路数字输出, 增加激活 PA 数量不会同步增加 PA 级独立数字观测, 却会同时改变该波导的等效信道响应与聚合噪声; 在多波导系统中, 各波导等效信道响应的变化还会进一步影响波导间响应差异. 近场条件下, 目标到不同 PA 的传播距离存在差异, 使各 PA 回波在幅度衰减和相位演化上呈现空间非一致性, 这一现象已在超大规模阵列与近场传播建模研究中得到系统讨论 [30,31]. 相关研究进一步表明, 不同天线位置对应的球面波传播差异会影响近场空间相关性、信道建模与波束聚焦性能 [32,33]. 因此, 仅依据接收能量或整体信噪比难以刻画上述接收结构下的位置分辨性能, 亟需研究波导内物理聚合和单波导有限输出条件下, 激活 PA 数量、各波导等效信道响应、波导间响应差异与噪声累积共同决定位置分辨性能的作用机理.

针对上述问题, 本文以等效 Fisher 信息为性能指标, 以参考位置和给定单位方向为基准引入一维位置参数,

将参考位置附近沿该方向的位置差异转化为聚合观测模型中的局部参数可辨识性问题. 为分离目标散射系数与位置参数对观测的作用, 并获得关于位置分辨机制的一般性结论, 本文将复散射系数作为非关注参数, 通过消元构造位置参数的等效 Fisher 信息. 基于这一思路, 本文建立多波导 PASS 近场聚合观测模型, 并分析激活 PA 数量对近场位置分辨性能的作用机理, 主要贡献如下.

(1) 建立了多波导 PASS 近场聚合观测模型, 刻画同一波导上多个 PA 回波经波导内物理聚合并由对应射频单元形成一路数字输出的接收过程; 在此基础上, 在近场球面波传播条件下构造了一维位置参数化方法. 该方法以参考位置和给定单位方向为基准, 将参考位置附近沿该方向的位置差异转化为多波导聚合观测模型中的位置参数可辨识性问题.

(2) 将复散射系数作为非关注参数, 推导了位置参数的等效 Fisher 信息闭式表达, 并将其分解为聚合输出信噪比与波导间响应差异的乘积结构. 该分解表明, 位置分辨性能由聚合输出信噪比与波导间响应差异共同决定, 接收能量不能单独表征该性能. 在此基础上, 分析了不同激活 PA 数量区间内等效信道响应强度、波导间响应差异和归一化噪声对位置分辨性能演化的相对作用. 同时, 构造波导内聚合残差度量, 并结合新增 PA 净边际分析给出同波导新增 PA 下系统等效 Fisher 信息的变化判据, 说明波导内聚合残差本身并不直接决定系统级性能增减.

(3) 通过数值仿真验证了单波导有限输出条件下的位置分辨性能演化规律. 仿真结果表明, 本文所提感知系统的位置分辨性能并不随激活 PA 数量增加而单调提升, 而是由聚合输出信噪比与波导间响应差异的共同变化决定. 随着激活 PA 数量变化, 等效信道响应强度、波导间响应差异和归一化噪声之间的相互作用会使系统的位置分辨性能呈现先提升后受限的变化特征; 同时, 同波导新增 PA 的结果进一步说明, 波导内聚合残差的增加并不必然导致系统位置分辨性能下降.

余下内容安排如下: 第 2 节建立 PASS 使能的双站近场感知系统模型; 第 3 节给出该感知系统的位置分辨性能指标定义; 第 4 节分析该感知系统的位置分辨性能; 第 5 节给出数值仿真结果与分析; 第 6 节总结全文并展望后续方向.

2　PASS 使能的双站近场感知系统模型

本文构建的 PASS 使能的双站近场感知系统如图 1 所示, 其中包括固定基站发射端、待感知区域和部署在建筑立面上的多波导 PASS 接收端. 基站位于感知区域一侧, 并向待感知区域发射已知探测/通信信号; 目标散射回波经自由空间信道传播至 PASS 接收端. PASS 接收端由多根彼此平行的介质波导构成, 每根波导上布设多个可激活或关闭的夹持天线, 其中激活 PA 参与目标回波接收, 未激活 PA 不产生有效接收分量. 激活 PA 接收到的自由空间回波首先耦合进入对应波导, 随后沿波导内信道传输至馈电端, 并经射频单元进入数字信号处理单元. 因此, 与传统独立阵列接收不同, PASS 接收端的数字观测维度并不等于所有激活 PA 的数量, 而是由各波导对应射频单元的有限输出维度决定.

发射端位置记为 $\mathbf{p}_{\mathrm{tx}}$, 并在整个观测窗口内保持静止. 接收端由 G 根彼此平行的波导组成; 第 g 根波导沿纵向布设 N_g 个 PA, 其横向坐标为 y_g, 第 n 个 PA 的纵向坐标为 $z_{g,n}$. 于是, 第 g 根波导上的第 n 个 PA 位置写为

$$\mathbf{p}_{g,n} = [0,\ y_g,\ z_{g,n}]^{\mathrm{T}}, \qquad g \in \{1,\ldots,G\},\ n \in \{1,\ldots,N_g\}. \tag{1}$$

将波导首末候选 PA 的纵向间距定义为等效孔径 D_{eff}. PASS 中沿波导分布的候选 PA 可形成数米至数十米的等效孔径 [13]; 由于近远场分界距离随孔径平方增大, 在所考虑的目标距离下, D_{eff} 的扩展使不同 PA 到目标的传播距离差不可忽略. 相应地, 球面波相位沿波导孔径呈现的非线性变化难以由参考点处的一阶平面波近似准确表征, 因此采用基于各 PA 实际传播距离的近场球面波模型. 待感知区域记为 $\Omega \subset \mathbb{R}^3$, 在一个相干处理区间 (coherent processing interval, CPI) 内场景保持静止, 传播链路满足 LoS 双站近场条件.

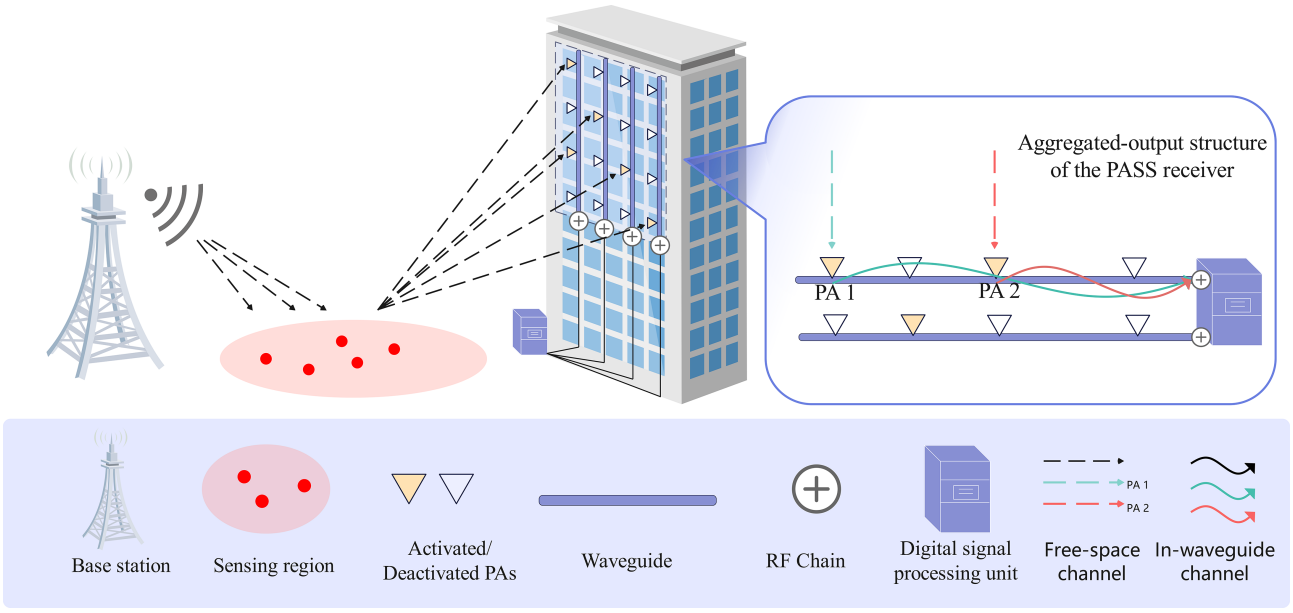

图 1　(网络版彩图) 系统模型与 PASS 接收端的聚合输出结构.

Figure 1　(Color online) System model and aggregated-output structure of the PASS receiver.

2.1　双站近场传播模型

设发射信号为 $s(t)$, 满足 $\mathbb{E}\{|s(t)|^2\}=1$, 则发射端辐射信号写为

$$x(t)=\sqrt{P_t}\,s(t)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_c t}, \tag{2}$$

其中, P_t 为发射功率, f_c 为载频, $k_0=2\pi/\lambda_c$ 为自由空间波数, λ_c 为载波波长. 对任意目标位置 $\mathbf{p}\in\Omega$, 发射端到目标的距离记为 $\mathcal{L}_{\mathrm{Tx}}(\mathbf{p})=\|\mathbf{p}_{\mathrm{tx}}-\mathbf{p}\|_2$, 目标到第 g 根波导上的第 n 个 PA 的距离记为 $\mathcal{L}_{\mathrm{Rx}}(\mathbf{p};g,n)=\|\mathbf{p}-\mathbf{p}_{g,n}\|_2$. 于是, 第 g 根波导上的第 n 个 PA 对应的双站传播路径之和写为

$$R_{g,n}(\mathbf{p})=\mathcal{L}_{\mathrm{Tx}}(\mathbf{p})+\mathcal{L}_{\mathrm{Rx}}(\mathbf{p};g,n). \tag{3}$$

在球面波 LoS 传播下, 定义第 g 根波导上的第 n 个 PA 对应的自由空间双站复信道为

$$h_{g,n}^{\mathrm{fs}}(\mathbf{p})=\frac{\eta}{\mathcal{L}_{\mathrm{Tx}}(\mathbf{p})\,\mathcal{L}_{\mathrm{Rx}}(\mathbf{p};g,n)}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}k_0R_{g,n}(\mathbf{p})}, \tag{4}$$

其中, η 为自由空间传播常数, 并满足 $\sqrt{\eta}=\lambda_c/(4\pi)$. 设第 g 根波导的导波传播常数为 $\beta_{\mathrm{wg},g}$. 若以导波等效折射率 $n_{\mathrm{eff},g}$ 表示波导传播特性, 则有 $\beta_{\mathrm{wg},g}=n_{\mathrm{eff},g}k_0$; 当各波导采用相同介质波导时, 可取 $n_{\mathrm{eff},g}=n_{\mathrm{eff}}$. 第 g 根波导上的第 n 个 PA 的耦合效率为 $\xi_{g,n}\in(0,1]$, 则对应的波导内复信道写为

$$h_{g,n}^{\mathrm{wg}}=\sqrt{\xi_{g,n}}\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\beta_{\mathrm{wg},g}z_{g,n}}. \tag{5}$$

由此, 第 g 根波导上的第 n 个 PA 在目标位置 $\mathbf{p}$ 处对应的总复信道写为

$$h_{g,n}(\mathbf{p})=h_{g,n}^{\mathrm{wg}}\,h_{g,n}^{\mathrm{fs}}(\mathbf{p}). \tag{6}$$

式 (6) 中, $h_{g,n}^{\mathrm{fs}}(\mathbf{p})$ 刻画发射端经目标到第 g 根波导上第 n 个 PA 的自由空间双站传播效应, $h_{g,n}^{\mathrm{wg}}$ 刻画该 PA 在波导内的传输与耦合效应, $h_{g,n}(\mathbf{p})$ 表示二者共同作用下的总复信道. 设目标的等效复散射系数为 $\alpha\in\mathbb{C}$, 其幅度刻画目标散射强弱, 相位刻画散射回波的等效相位; 目标雷达散射截面 (radar cross section, RCS) 可视为包含在该等效复散射系数中. 于是, 第 g 根波导上的第 n 个 PA 所对应的原始接收信号模型可写为

$$y_{g,n}(t;\mathbf{p})=\alpha\,h_{g,n}(\mathbf{p})\,x(t)+\widetilde{v}_{g,n}(t), \tag{7}$$

其中, $\widetilde{v}_{g,n}(t)$ 表示该 PA 分支上的接收噪声.

2.2　多 PA 接收信道响应模型

将观测时第 g 根波导上参与信号接收的多个 PA 集合定义为

$$\mathcal{A}_g^{(K)} \subseteq \{1,\ldots,N_g\}, \quad K_g = |\mathcal{A}_g^{(K)}|, \tag{8}$$

其中, $\mathcal{A}_g^{(K)}$ 表示观测时第 g 根波导上参与波导内聚合的 PA 集合, K_g 为该波导的激活 PA 数量. 如图 1 右侧所示, 对于固定的第 g 根波导, 目标回波首先经自由空间信道分别到达多个激活 PA, 随后各 PA 将接收分量耦合进入同一根波导, 并经波导内信道传输至共同馈电端. 由于这些分量在进入射频单元之前已经完成物理聚合, 受单射频单元输出维度约束, 数字信号处理单元只能获得该波导的有限输出, 而无法分别获得各 PA 的独立接收样本. 未激活 PA 不参与该聚合过程.

经已知发射信号匹配滤波与归一化后, 式 (7) 中的连续时间分支噪声 $\widetilde{v}_{g,n}(t)$ 所对应的等效复基带噪声样本记为 $v_{g,n}$. 与之对应, 噪声包括两部分. 一部分是各激活 PA 分支对应的分支噪声

$$v_{g,n} \sim \mathcal{CN}(0,\sigma_{\mathrm{br}}^2), \tag{9}$$

另一部分是波导输出端噪声

$$w_g \sim \mathcal{CN}(0,\sigma_{\mathrm{out}}^2). \tag{10}$$

本文假设不同 (g,n) 对应的分支噪声样本 $v_{g,n}$ 彼此独立, 所有分支噪声样本与各波导输出端噪声 w_g 相互独立, 且不同波导的输出端噪声彼此独立. 为突出波导内物理聚合对位置分辨性能的影响, 以下省略连续时间信号到离散复基带统计量的其余推导. 发射功率因子可并入等效散射系数 α 中, 故下文采用归一化聚合观测模型. 本文进一步假设 PA 耦合及波导内传输处于线性工作区间, 且已激活 PA 采用单向接收耦合或端口隔离结构, 使自由空间回波经 PA 耦合进入波导后主要沿波导传输至馈电端, 并忽略已耦合信号经其他 PA 再次向自由空间泄漏或发生二次耦合的影响. 同时, 忽略波导内多端口反射、传输衰减及其他高阶耦合效应. 在上述条件下, 第 g 根波导的有限输出可写为所有激活 PA 信号分量、分支噪声以及输出端噪声的叠加, 并记为 $\phi_g^{(K)}$, 即

$$\phi_g^{(K)} = \alpha \sum_{n\in\mathcal{A}_g^{(K)}} h_{g,n}(\mathbf{p}) + \sum_{n\in\mathcal{A}_g^{(K)}} v_{g,n} + w_g. \tag{11}$$

为将后续分析统一到参数化观测模型, 定义第 g 根波导的等效信道响应为

$$b_g^{(K)}(\mathbf{p}) = \sum_{n\in\mathcal{A}_g^{(K)}} h_{g,n}(\mathbf{p}), \qquad \phi_g^{(K)} = \alpha\, b_g^{(K)}(\mathbf{p}) + \widetilde{w}_g^{(K)}. \tag{12}$$

在上述独立性假设下, 第 g 根波导的聚合噪声写为

$$\widetilde{w}_g^{(K)} = \sum_{n\in\mathcal{A}_g^{(K)}} v_{g,n} + w_g \sim \mathcal{CN}(0,\sigma_g^2), \tag{13}$$

其方差为

$$\sigma_g^2 = K_g\sigma_{\mathrm{br}}^2 + \sigma_{\mathrm{out}}^2. \tag{14}$$

式 (14) 表明, 在单波导有限输出条件下, 激活 PA 数量变化一方面改变第 g 根波导的等效信道响应 $b_g^{(K)}(\mathbf{p})$, 另一方面改变该波导有限输出的聚合噪声方差 σ_g^2. 将各单波导有限输出统一写成向量形式后, 对应噪声协方差矩阵为

$$\mathbf{\Sigma}_K = \mathrm{diag}(\sigma_1^2,\ldots,\sigma_G^2), \tag{15}$$

在上述噪声独立性假设下, 协方差矩阵 $\mathbf{\Sigma}_K$ 随激活 PA 数量变化.

3　感知系统的位置分辨性能指标定义

在上述多波导 PASS 接收结构中, 系统实际获得的观测由各单波导有限输出构成. 激活 PA 数量变化会同时改变各波导的等效信道响应、波导内聚合后保留的空间响应差异及噪声统计特性. 为避免直接分析任意两点之间的全局可分性所带来的复杂度, 本文以参考位置和给定方向为基准引入一维位置参数, 将参考位置附近沿该方向的位置差异表示为标量偏移, 从而将局部位置分辨问题转化为聚合观测模型中的参数可辨识性问题. 本文所刻画的是参考位置附近沿给定方向的一维局部位置分辨性能, 不同空间方向可通过选取不同的方向向量分别考察. 下面基于该参数化模型定义相应的位置分辨性能指标.

3.1　位置参数化与聚合观测模型

取参考点 $\mathbf{p}_0 \in \Omega$, 并给定单位方向向量 $\mathbf{d}$, 用于指定参考位置附近所考察的空间位移方向; 进一步引入一维位置参数 u, 记为

$$\mathbf{p}(u) = \mathbf{p}_0 + u\,\mathbf{d}, \qquad u \in \mathbb{R}. \tag{16}$$

在该参数化下, 位置变量在参考位置 $\mathbf{p}_0$ 附近被表示为沿方向 $\mathbf{d}$ 的标量偏移 u. 例如, $\mathbf{d}$ 可分别取为系统坐标系的 x、y 或 z 轴方向, 以考察相应方向上的位置分辨性能. 基于该参数化, 可利用 Fisher 信息刻画参考位置附近沿方向 $\mathbf{d}$ 的位置分辨性能. 将各单波导有限输出按列堆叠, 得到多波导聚合观测向量

$$\mathbf{y}^{(K)}(u) = [\phi_1^{(K)},\ \phi_2^{(K)},\ \ldots,\ \phi_G^{(K)}]^{\mathrm{T}} \in \mathbb{C}^G. \tag{17}$$

相应的多波导等效信道响应向量为

$$\mathbf{b}^{(K)}(u) = [b_g^{(K)}(\mathbf{p}(u))]_g \in \mathbb{C}^G. \tag{18}$$

噪声协方差矩阵满足对角结构

$$\mathbf{\Sigma}_K = \mathrm{diag}(\sigma_g^2) \in \mathbb{R}^{G\times G}. \tag{19}$$

据此, 多波导聚合观测模型可统一写为

$$\mathbf{y}^{(K)}(u) = \alpha\,\mathbf{b}^{(K)}(u) + \widetilde{\mathbf{w}}^{(K)}, \qquad \widetilde{\mathbf{w}}^{(K)} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{\Sigma}_K), \tag{20}$$

其中, $\alpha \in \mathbb{C}$ 沿用前节定义, 表示目标的等效复散射系数. 为后续表述方便, 引入参数向量

$$\boldsymbol{\theta} = (u, \alpha_r, \alpha_i), \qquad \alpha = \alpha_r + \mathrm{j}\alpha_i. \tag{21}$$

至此, 位置差异已被写成一个关于参数 u 的均值参数化复高斯观测模型.

3.2　聚合观测模型的 Fisher 信息

在上述参数化基础上, 所关注的问题可进一步明确为: 在各单波导有限输出构成的多波导聚合观测下, 系统对位置差异的分辨性能如何随激活 PA 数量 K 而变化. 为定量描述这一性能, 需要引入一个与参数 u 直接对应的评价指标, 用以刻画当前多波导聚合观测模型下的位置分辨性能.

在统计估计理论中, Fisher 信息度量了观测数据所携带的关于未知参数的信息量: 其值越大, 表明数据对参数变化的统计敏感性越强, 任何无偏估计所能达到的方差下界就越低. 对于上述位置分辨问题, 位置参数 u 所对应的信息量, 可作为刻画系统位置分辨性能的自然指标. 为此, 本文先将完整参数向量对应的消元前 Fisher 信息矩阵定义为

$$\mathbf{J}'(K;u) = 2\,\mathrm{Re}\left[\left(\frac{\partial \boldsymbol{\mu}^{\mathrm{H}}}{\partial \boldsymbol{\theta}}\right)\Sigma_K^{-1}\left(\frac{\partial \boldsymbol{\mu}}{\partial \boldsymbol{\theta}^{\mathrm{T}}}\right)\right], \tag{22}$$

其中, $\boldsymbol{\mu} = \alpha\mathbf{b}^{(K)}(u)$ 为式 (20) 中观测向量的均值, $\boldsymbol{\theta}$ 为式 (21) 中定义的完整参数向量. 该矩阵对应于位置参数 u 与等效复散射系数共同参与的完整参数模型. 最终用于刻画位置分辨性能的标量指标, 需要在消去非关注参数后得到, 具体在第 4.1 小节等效 Fisher 信息分解部分给出.

4　感知系统的位置分辨性能分析

根据前文所述的位置参数化与聚合观测模型, 位置分辨性能需要围绕位置参数 u 来刻画. 在式 (20) 所对应的观测模型中, 位置参数 u 与目标的等效复散射系数 α 共同决定观测向量的均值. 为分离二者对观测的作用, 并获得关于位置分辨机制的一般性结论, 本文将 (α_r,α_i) 作为非关注参数, 基于完整参数向量 $\boldsymbol{\theta}=(u,\alpha_r,\alpha_i)$ 的 Fisher 信息矩阵, 通过舒尔补构造关于位置参数 u 的等效 Fisher 信息 $J_u(K;u)$, 并在此基础上讨论激活 PA 数量 K 对位置分辨性能的影响.

4.1　等效 Fisher 信息分解

沿位置参数化 $\mathbf{p}(u)=\mathbf{p}_0+u\mathbf{d}$, 将第 (g,n) 个 PA 的总复信道作幅相分解, 记 $h_{g,n}(\mathbf{p}(u))\triangleq c_{g,n}(u)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\psi_{g,n}(u)}$, 其中 $c_{g,n}(u)=|h_{g,n}(\mathbf{p}(u))|$. 于是, 在给定激活 PA 数量 K 时, 第 g 根波导的等效信道响应在位置参数 u 下可写为

$$b_g^{(K)}(u)=\sum_{n\in\mathcal{A}_g^{(K)}}h_{g,n}(\mathbf{p}(u))=\sum_{n\in\mathcal{A}_g^{(K)}}c_{g,n}(u)\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\psi_{g,n}(u)},\qquad \dot{b}_g^{(K)}(u)=\partial_u b_g^{(K)}(u). \tag{23}$$

将所有波导对应的等效信道响应及其导数分别堆叠, 记 $\mathbf{b}^{(K)}(u)=[b_g^{(K)}(u)]_g$ 和 $\partial_u\mathbf{b}^{(K)}(u)=[\dot{b}_g^{(K)}(u)]_g$; 对应的噪声协方差矩阵为 $\Sigma_K=\mathrm{diag}(\sigma_g^2)$, 其中 $\sigma_g^2=K_g\sigma_{\mathrm{br}}^2+\sigma_{\mathrm{out}}^2$, 故 Σ_K 仅由激活 PA 数量决定. 进一步地, 定义第 g 根波导的等效信道响应相对变化率为 $r_g^{(K)}(u)=\dot{b}_g^{(K)}(u)/b_g^{(K)}(u)=\partial_u b_g^{(K)}(u)/b_g^{(K)}(u)$, 相应地, 单个 PA (g,n) 的相对变化率记为 $s_{g,n}(u)=\partial_u c_{g,n}(u)/c_{g,n}(u)-\mathrm{j}\,\partial_u\psi_{g,n}(u)$.

记

$$\tau_g(K;u)=\frac{|b_g^{(K)}(u)|^2}{\sigma_g^2},\qquad W_K^{\Sigma}(u)=\sum_g\tau_g(K;u)=\mathbf{b}^{(K)}(u)^{\mathrm{H}}\Sigma_K^{-1}\mathbf{b}^{(K)}(u), \tag{24}$$

并定义归一化权重 $p_g^{(K)}(u)=\tau_g(K;u)/W_K^{\Sigma}(u)$, 满足 $\sum_g p_g^{(K)}(u)=1$ 且 $p_g^{(K)}(u)\geqslant 0$. 由此, $W_K^{\Sigma}(u)$ 给出聚合输出信噪比, 而 $p_{\Sigma}(K;u)=\{p_g^{(K)}(u)\}$ 给出对应的归一化权重测度. 在这些定义下, $J_u(K;u)$ 可进一步写成一个全局精确分解.

注释1 (等效 Fisher 信息分解)　在前述多波导聚合观测模型下, 消去非关注参数 (α_r,α_i) 后, 参数 u 的等效 Fisher 信息满足

$$J_u(K;u)=2|\alpha|^2\left(\big(\partial_u\mathbf{b}^{(K)}(u)\big)^{\mathrm{H}}\Sigma_K^{-1}\partial_u\mathbf{b}^{(K)}(u)-\frac{\Big|\big(\mathbf{b}^{(K)}(u)\big)^{\mathrm{H}}\Sigma_K^{-1}\partial_u\mathbf{b}^{(K)}(u)\Big|^2}{\big(\mathbf{b}^{(K)}(u)\big)^{\mathrm{H}}\Sigma_K^{-1}\mathbf{b}^{(K)}(u)}\right). \tag{25}$$

进一步地, 有

$$J_u(K;u)=2|\alpha|^2\,W_K^{\Sigma}(u)\ \mathrm{Var}_{p_{\Sigma}(K;u)}\big(r_g^{(K)}(u)\big), \tag{26}$$

其中

$$\mathrm{Var}_{p_{\Sigma}(K;u)}(r)=\sum_g p_g^{(K)}(u)|r_g^{(K)}(u)|^2-\left|\sum_g p_g^{(K)}(u)r_g^{(K)}(u)\right|^2. \tag{27}$$

该分解由均值参数化复高斯模型的 Slepian-Bangs 公式及对非关注参数 (α_r,α_i) 的舒尔补消元得到, 详细推导见附录 A.

式 (25) 中, 第一项给出散射系数固定时位置响应导数对应的信息, 第二项反映位置参数与复散射系数之间的耦合. 若 $\partial_u\mathbf{b}^{(K)}(u)=c(u)\mathbf{b}^{(K)}(u)$, 则式中的两项相等, 因而 $J_u(K;u)=0$. 由式 (26) 可见, 此时各波导的相对变化率相同, 其加权方差为零; 当不同波导的相对变化率存在差异时, 该加权方差项为正. 与此同时, 目标散射强度仍通过 $|\alpha|^2$ 影响等效 Fisher 信息的整体尺度.

式 (26) 表明, 在激活 PA 数量 K 给定时, 系统等效 Fisher 信息由两部分共同决定: 一部分为聚合输出信噪比 $W_K^{\Sigma}(u)$, 另一部分为各波导等效信道响应相对变化率 $r_g^{(K)}(u)$ 在测度 $p_{\Sigma}(K;u)$ 下所体现的波导间响应差异

$\mathrm{Var}_{p_\Sigma(K;u)}(r)$. 前者反映多波导聚合观测的整体信噪水平, 后者对应各单波导有限输出在参数方向上的响应差异. 因而, 激活 PA 数量 K 对位置分辨性能的影响, 可沿这两个因子的联合变化进一步分析.

4.2　等效 Fisher 信息的关键影响因素分析

在参考点 u_0 处, 式 (26) 可写为

$$J_u(K;u_0)=2|\alpha|^2\,W_K^{\Sigma}(u_0)\,V_K(u_0),\qquad V_K(u_0)=\mathrm{Var}_{p_\Sigma(K;u_0)}(r). \tag{28}$$

为刻画激活 PA 数量由 K 增至 $K+1$ 时位置分辨性能的变化规律, 定义等效 Fisher 信息的边际变化因子为

$$\Gamma_J(K;u_0)\triangleq\frac{J_u(K+1;u_0)}{J_u(K;u_0)}=\frac{W_{K+1}^{\Sigma}(u_0)}{W_K^{\Sigma}(u_0)}\cdot\frac{V_{K+1}(u_0)}{V_K(u_0)}. \tag{29}$$

式 (29) 表明, $\Gamma_J(K;u_0)$ 可分解为聚合输出信噪比项的边际变化因子与波导间响应差异项的边际变化因子. 下面分别考察这两个因子的具体形式.

4.2.1　聚合输出信噪比项的边际变化因子

当各波导采用相同激活 PA 数量时, 记 $K_g=K$, 则

$$W_K^{\Sigma}(u_0)=\sum_g\frac{\left|b_g^{(K)}(u_0)\right|^2}{K\sigma_{\mathrm{br}}^2+\sigma_{\mathrm{out}}^2}=\frac{B_K(u_0)}{D_K}, \tag{30}$$

其中, $B_K(u_0)=\sum_g|b_g^{(K)}(u_0)|^2$, $D_K=K\sigma_{\mathrm{br}}^2+\sigma_{\mathrm{out}}^2$. 记聚合输出信噪比项的边际变化因子为

$$\Gamma_W(K;u_0)\triangleq\frac{W_{K+1}^{\Sigma}(u_0)}{W_K^{\Sigma}(u_0)}. \tag{31}$$

因此, $\Gamma_W(K;u_0)$ 可写为

$$\Gamma_W(K;u_0)=\frac{W_{K+1}^{\Sigma}(u_0)}{W_K^{\Sigma}(u_0)}=\frac{B_{K+1}(u_0)}{B_K(u_0)}\cdot\frac{K\sigma_{\mathrm{br}}^2+\sigma_{\mathrm{out}}^2}{(K+1)\sigma_{\mathrm{br}}^2+\sigma_{\mathrm{out}}^2}. \tag{32}$$

由式 (32) 可见, $\Gamma_W(K;u_0)$ 由两个因子共同决定. 第一项 $B_{K+1}(u_0)/B_K(u_0)$ 给出等效信道响应强度的变化; 第二项

$$\frac{D_K}{D_{K+1}}=\frac{K\sigma_{\mathrm{br}}^2+\sigma_{\mathrm{out}}^2}{(K+1)\sigma_{\mathrm{br}}^2+\sigma_{\mathrm{out}}^2}=1-\frac{\sigma_{\mathrm{br}}^2}{(K+1)\sigma_{\mathrm{br}}^2+\sigma_{\mathrm{out}}^2},$$

给出归一化噪声增长带来的折减, 该因子始终小于 1, 但对固定噪声参数而言会随 K 增大而逐渐接近于 1. 因此, 新增 PA 引起的归一化噪声增长在相对意义上对较小的激活 PA 数量区间更敏感, 而当 K 已较大时, 这一增长的相对影响减弱. 进一步地, 对固定 K 而言

$$\frac{\partial}{\partial\sigma_{\mathrm{out}}^2}\left(\frac{K\sigma_{\mathrm{br}}^2+\sigma_{\mathrm{out}}^2}{(K+1)\sigma_{\mathrm{br}}^2+\sigma_{\mathrm{out}}^2}\right)=\frac{\sigma_{\mathrm{br}}^2}{\left((K+1)\sigma_{\mathrm{br}}^2+\sigma_{\mathrm{out}}^2\right)^2}>0. \tag{33}$$

因此, 输出端噪声 σ_{out}^2 越大, 该因子越接近于 1, 聚合输出信噪比项受归一化噪声增长影响的折减越小; 反之, 当输出端噪声较小时, 归一化噪声增长所造成的折减更为明显.

4.2.2　波导间响应差异项的边际变化因子

在参考点 u_0 处, 波导间响应差异定义为

$$V_K(u_0)=\sum_g p_g^{(K)}(u_0)\left|r_g^{(K)}(u_0)\right|^2-\left|\sum_g p_g^{(K)}(u_0)\,r_g^{(K)}(u_0)\right|^2. \tag{34}$$

记波导间响应差异项的边际变化因子为

$$\Gamma_V(K;u_0) \triangleq \frac{V_{K+1}(u_0)}{V_K(u_0)}. \tag{35}$$

因此, $\Gamma_V(K;u_0)$ 可写为

$$\Gamma_V(K;u_0) = \frac{V_{K+1}(u_0)}{V_K(u_0)} = \frac{\sum_g p_g^{(K+1)}(u_0)\left|r_g^{(K+1)}(u_0)\right|^2 - \left|\sum_g p_g^{(K+1)}(u_0)\, r_g^{(K+1)}(u_0)\right|^2}{\sum_g p_g^{(K)}(u_0)\left|r_g^{(K)}(u_0)\right|^2 - \left|\sum_g p_g^{(K)}(u_0)\, r_g^{(K)}(u_0)\right|^2}. \tag{36}$$

式 (36) 表明, $\Gamma_V(K;u_0)$ 同时受到两类更新影响: 一类是归一化权重 $p_g^{(K)}(u_0) \to p_g^{(K+1)}(u_0)$ 所对应的重分配, 另一类是波导响应相对变化率 $r_g^{(K)}(u_0) \to r_g^{(K+1)}(u_0)$ 所对应的几何更新.

对任一波导 g, 若由 K 增加到 $K+1$ 时加入一个 PA $n_\star$, 记其对应的相对变化率为 $s_{g,n_\star}(u_0)$, 则有精确关系

$$\frac{r_g^{(K+1)}(u_0) - s_{g,n_\star}(u_0)}{r_g^{(K)}(u_0) - s_{g,n_\star}(u_0)} = \frac{\sum_{n\in\mathcal{A}_g^{(K)}} c_{g,n}(u_0)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\psi_{g,n}(u_0)}}{\sum_{n\in\mathcal{A}_g^{(K)}} c_{g,n}(u_0)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\psi_{g,n}(u_0)} + c_{g,n_\star}(u_0)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\psi_{g,n_\star}(u_0)}}. \tag{37}$$

进一步取模, 得到

$$\frac{\left|r_g^{(K+1)}(u_0) - s_{g,n_\star}(u_0)\right|}{\left|r_g^{(K)}(u_0) - s_{g,n_\star}(u_0)\right|} = \frac{\left|\sum_{n\in\mathcal{A}_g^{(K)}} c_{g,n}(u_0)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\psi_{g,n}(u_0)}\right|}{\left|\sum_{n\in\mathcal{A}_g^{(K)}} c_{g,n}(u_0)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\psi_{g,n}(u_0)} + c_{g,n_\star}(u_0)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\psi_{g,n_\star}(u_0)}\right|}. \tag{38}$$

式 (38) 给出了新增 PA 后波导响应相对变化率更新的精确相对尺度. 该尺度由已有等效信道响应与新增 PA 响应的相对幅度共同决定. 当 K 较小时, 已有等效信道响应通常仍由较少的已激活 PA 构成, 因此新增 PA 在波导内响应重构中的占比较高, $r_g^{(K)}(u_0)$ 的更新更为显著. 随着 K 增大, 新增 PA 相对于已有等效信道响应的占比下降, 激活 PA 数量递增引起的波导响应相对变化率更新逐渐减弱.

由于 $V_K(u_0)$ 由波导响应相对变化率的波导间响应差异给出, 当 $r_g^{(K)}(u_0)$ 的更新幅度较大时, 波导间响应差异项对新增 PA 更为敏感; 而当波导响应相对变化率的更新逐步减弱后, $\Gamma_V(K;u_0)$ 便更容易靠近于 1. 因此, 在较小的激活 PA 数量区间内, 波导间响应差异项对位置分辨性能变化的影响更为明显.

4.2.3　总体边际变化因子分解

将式 (32) 与 (36) 代回式 (29), 得到

$$\Gamma_J(K;u_0) = \Gamma_W(K;u_0)\Gamma_V(K;u_0) = \frac{B_{K+1}(u_0)}{B_K(u_0)} \cdot \frac{K\sigma_{\mathrm{br}}^2 + \sigma_{\mathrm{out}}^2}{(K+1)\sigma_{\mathrm{br}}^2 + \sigma_{\mathrm{out}}^2} \cdot \frac{V_{K+1}(u_0)}{V_K(u_0)}. \tag{39}$$

综上, $\Gamma_J(K;u_0)$ 由 $\Gamma_W(K;u_0)$ 与 $\Gamma_V(K;u_0)$ 共同决定. 对波导间响应差异项而言, 其边际变化归结为波导响应相对变化率 $r_g^{(K)}(u)$ 的更新. 由于 $r_g^{(K)}(u)$ 由波导等效信道响应 $b_g^{(K)}(u)$ 诱导, 且 $b_g^{(K)}(u)$ 又由同一波导内多个已激活 PA 的信道响应求和形成, 因此波导间响应差异项的边际演化最终仍由波导内聚合结构决定.

4.3　波导内聚合结构分析

固定第 g 根波导, 记其激活集合为 $\mathcal{A}_g^{(K)}$. 波导等效信道响应满足

$$b_g^{(K)}(u) = \sum_{n\in\mathcal{A}_g^{(K)}} c_{g,n}(u)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\psi_{g,n}(u)}. \tag{40}$$

沿用前文中单个 PA 的相对变化率定义 $s_{g,n}(u) = \frac{\partial_u c_{g,n}(u)}{c_{g,n}(u)} - \mathrm{j}\,\partial_u\psi_{g,n}(u)$, 对式 (40) 关于 u 求导, 得

$$\partial_u b_g^{(K)}(u) = \sum_{n\in\mathcal{A}_g^{(K)}} c_{g,n}(u)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\psi_{g,n}(u)}\, s_{g,n}(u). \tag{41}$$

于是, 波导响应相对变化率可写为

$$r_g^{(K)}(u)=\frac{\partial_u b_g^{(K)}(u)}{b_g^{(K)}(u)}=\frac{\sum_{n\in\mathcal{A}_g^{(K)}} c_{g,n}(u)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\psi_{g,n}(u)}\, s_{g,n}(u)}{\sum_{n\in\mathcal{A}_g^{(K)}} c_{g,n}(u)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\psi_{g,n}(u)}}. \tag{42}$$

式 (42) 表明, 在第 g 根波导的有限输出下, $r_g^{(K)}(u)$ 由波导内各 PA 的相对变化率 $\{s_{g,n}(u)\}_{n\in\mathcal{A}_g^{(K)}}$ 共同形成. 因而, 当该波导仅保留一个等效信道响应相对变化率 $r_g^{(K)}(u)$ 时, 波导内未被该表示吸收的差异对应物理聚合产生的结构性残差. 为刻画这一部分残差, 定义波导内聚合残差 $M_g^{(K)}(u)$.

$$M_g^{(K)}(u)=\sum_{n\in\mathcal{A}_g^{(K)}}\left|c_{g,n}(u)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\psi_{g,n}(u)}\right|^2\left|s_{g,n}(u)-r_g^{(K)}(u)\right|^2. \tag{43}$$

由 $\left|\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\psi_{g,n}(u)}\right|=1$, 上式也可写为

$$M_g^{(K)}(u)=\sum_{n\in\mathcal{A}_g^{(K)}} c_{g,n}^2(u)\left|s_{g,n}(u)-r_g^{(K)}(u)\right|^2. \tag{44}$$

式 (43) 和 (44) 表明, $M_g^{(K)}(u)$ 衡量的是波导内各 PA 的相对变化率相对于公共变化模式 $r_g^{(K)}(u)$ 的偏离能量. 该量刻画固定波导内部由物理聚合引入的相对变化率残差.

注释2 (波导内聚合残差的非负性)　由式 (44), 可知 $M_g^{(K)}(u)\geqslant 0$. 该量表示波导内各 PA 的相对变化率相对于 $r_g^{(K)}(u)$ 的残差能量. $K=1$ 时有 $M_g^{(1)}(u)=0$; 当 $K>1$ 时, 若波导内激活 PA 对应的物理结构不完全一致, 则 $M_g^{(K)}(u)$ 一般不为零. 在当前波导内多 PA 设置下, 不同激活 PA 通常对应不同位置与传播路径, 其相对变化率一般不完全相同, 故 $K>1$ 时波导内聚合残差通常非零.

由此, 波导内物理聚合所引入的结构性残差可由 $M_g^{(K)}(u)$ 表征. 该量刻画的是固定波导内部各 PA 的相对变化率经波导内聚合后未被 $r_g^{(K)}(u)$ 吸收的残差. 但 $M_g^{(K)}(u)$ 仅对应波导内聚合残差, 并不直接决定系统等效 Fisher 信息 J_u 在新增 PA 后的净变化. 对系统量而言, 新增一个 PA 之后的净效应仍同时取决于第 g 根波导信噪权重 τ_g、其余波导所构成的背景状态, 以及该波导等效信道响应相对变化率相对于背景的位置变化. 因此, 仅根据波导内聚合残差非零, 仍不足以判断系统性能的增减. 下面固定目标波导, 并将其余波导并入背景, 分析同波导新增 PA 下 J_u 的净边际.

4.4　同波导新增 PA 对 J_u 的影响

波导内聚合残差 $M_g^{(K)}(u)$ 仅刻画固定波导内部的结构性残差, 而总等效 Fisher 信息 J_u 的新增 PA 净变化仍取决于目标波导与其余波导之间的相对关系. 为刻画新增一个 PA 后的净边际, 将目标波导与其余波导分离, 并将后者并入背景项. 固定第 g 根波导, 其余波导保持不变, 定义背景量

$$A_0=\sum_{o\neq g}\tau_o(K;u),\qquad m_0=\frac{\sum_{o\neq g}\tau_o(K;u)\, r_o^{(K)}(u)}{\sum_{o\neq g}\tau_o(K;u)}, \tag{45}$$

以及

$$C_0=\sum_{o\neq g}\tau_o(K;u)\,|r_o^{(K)}(u)-m_0|^2. \tag{46}$$

由式 (26) 按第 g 根波导与其余波导分拆, 得

$$\frac{J_u(K;u)}{2|\alpha|^2}=C_0+\frac{A_0\tau_g(K;u)}{A_0+\tau_g(K;u)}|r_g^{(K)}(u)-m_0|^2. \tag{47}$$

式 (47) 将系统性能写成固定背景项与第 g 根波导贡献之和. 前述波导内聚合结构分析中的 $M_g^{(K)}(u)$ 已经刻画了固定波导内部的聚合残差; 系统等效 Fisher 信息 J_u 在新增 PA 后的净变化仍由第 g 根波导信噪权重 τ_g、背景状态 (A_0,m_0) 以及该波导等效信道响应相对变化率 r_g 相对背景的位置共同决定. 由此, 波导内聚合残差非零本身并不能给出 J_u 净增减的符号.

表 1　主要仿真参数.

Table 1　Main simulation parameters.

Parameter	Symbol	Value	Parameter	Symbol	Value
Transmitter position	$\mathbf{p}_{\mathrm{tx}}$	$[0,0,0]^{\mathrm{T}}$ m	Target reference point	$\mathbf{p}_0$	$[10,20,0]^{\mathrm{T}}$ m
Number of waveguides	G	4	Position-parameter direction	$\mathbf{d}$	$[1,0,0]^{\mathrm{T}}$
Longitudinal range	z	$[0,8]$ m	Carrier frequency	f_c	28 GHz
Waveguide length	L_g	8 m	Carrier wavelength	λ_c	≈ 10.7 mm
Number of candidate PAs	N_g	64	Effective refractive index	n_{eff}	1.4
Transmit power	P_t	23 dBm	Scattering-coefficient power	$\lvert\alpha\rvert^2$	1
Output-noise power	P_{out}	−77 dBm	Branch-noise power	P_{br}	−87 dBm

注释3 (同波导新增 PA 判据)　从 K 到 $K+1$, 仅在第 g 根波导中新增一个 PA, 其余波导保持不变. 则有

$$\frac{\Delta J_u}{2|\alpha|^2}=\frac{A_0\tau_g(K+1;u)}{A_0+\tau_g(K+1;u)}\left|r_g^{(K+1)}(u)-m_0\right|^2-\frac{A_0\tau_g(K;u)}{A_0+\tau_g(K;u)}\left|r_g^{(K)}(u)-m_0\right|^2. \tag{48}$$

并且

$$\Delta J_u>0\iff\frac{\left|r_g^{(K+1)}(u)-m_0\right|^2}{\left|r_g^{(K)}(u)-m_0\right|^2}>\frac{\tau_g(K;u)\big(A_0+\tau_g(K+1;u)\big)}{\tau_g(K+1;u)\big(A_0+\tau_g(K;u)\big)}, \tag{49}$$

$$\Delta J_u<0\iff\frac{\left|r_g^{(K+1)}(u)-m_0\right|^2}{\left|r_g^{(K)}(u)-m_0\right|^2}<\frac{\tau_g(K;u)\big(A_0+\tau_g(K+1;u)\big)}{\tau_g(K+1;u)\big(A_0+\tau_g(K;u)\big)}. \tag{50}$$

上述判据给出同波导新增 PA 下系统等效 Fisher 信息 J_u 的变化条件. 判据由三类量共同决定: 第 g 根波导信噪权重 τ_g 的变化、背景状态 (A_0,m_0), 以及该波导等效信道响应相对变化率 r_g 相对背景均值 m_0 的位置变化. 前述波导内聚合残差 $M_g^{(K)}(u)$ 与这里的净边际效应处于不同层次; 前者刻画固定波导内部的聚合残差, 后者判断系统等效 Fisher 信息在同波导新增 PA 后的净变化. 当 $\tau_g(K;u),\tau_g(K+1;u)\ll A_0$ 时, 式 (49) 右端近似为 $\tau_g(K;u)/\tau_g(K+1;u)$. 此时, 新增 PA 净变化主要受第 g 根波导信噪权重提升与波导响应相对变化率相对背景位置的共同作用支配. 当 $\tau_g(K;u),\tau_g(K+1;u)\gg A_0$ 时, 式 (49) 右端近似为 1. 此时, $|r_g^{(K+1)}(u)-m_0|$ 与 $|r_g^{(K)}(u)-m_0|$ 的比较成为主要影响因素; 波导响应相对变化率向背景均值回缩时, ΔJ_u 更易取负.

以上分析从三个层次揭示了激活 PA 数量 K 对位置分辨性能的作用机制. 首先, 式 (26) 将等效 Fisher 信息 $J_u(K;u)$ 分解为聚合输出信噪比 $W_K^{\Sigma}(u)$ 与波导间响应差异 $\mathrm{Var}_{p_\Sigma}(r)$ 的乘积, 从而将 K 的影响归结为等效信道响应强度变化与波导间响应差异变化两条并行路径. 其次, 式 (42) 和 (43) 进一步表明, 在单波导有限输出条件下, 波导内各 PA 的相对变化率共同形成该波导的等效信道响应相对变化率 $r_g^{(K)}(u)$, 未被该表示吸收的残差构成波导内聚合残差 $M_g^{(K)}(u)$. 最后, 式 (48) 及其正负号判据指出, 波导内聚合残差非零并不直接决定系统性能的增减, 新增 PA 的净效应取决于第 g 根波导信噪权重变化与该波导等效信道响应相对变化率相对背景位置变化的共同作用.

5　数值仿真结果与分析

本节对前述结论进行数值验证, 主要仿真参数设置如表 1 所示. 基于该参数设置, 图 2 考察随等效孔径 D_{eff} 增大时, 球面波精确模型与平面波近似模型所得等效 Fisher 信息的变化规律. 两种模型采用相同的几何结构、激活 PA 数量、噪声参数和距离相关幅度项, 仅相位模型不同: 球面波精确模型采用式 (4) 中由各 PA 实际传播距离确定的球面波相位, 平面波近似模型将其替换为以参考点 $\mathbf{p}_0$ 为展开点的一阶近似. 可以看到, 当等效孔径较小时, 两种传播模型所得等效 Fisher 信息较为接近, 说明小孔径条件下平面波近似仍能较好刻画不同夹持天线

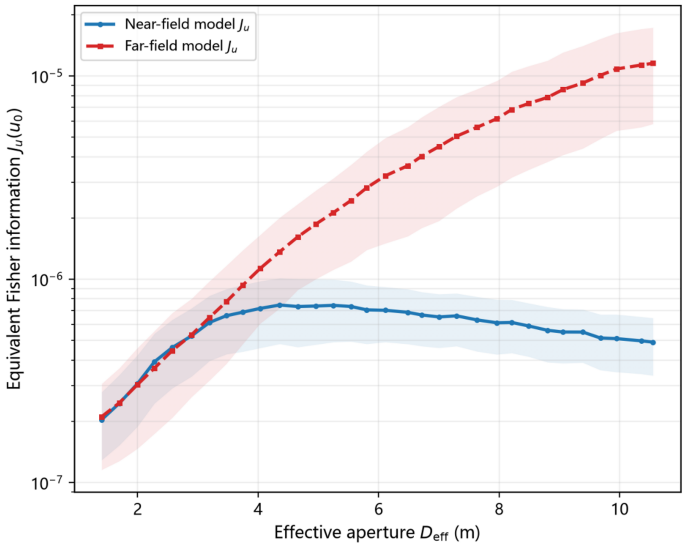

图 2　(网络版彩图) 两种传播模型下等效 Fisher 信息随等效孔径 D_{eff} 的变化.

Figure 2　(Color online) Equivalent Fisher information versus the effective aperture D_{eff} under the near-field and far-field propagation models.

之间的相位差异. 随着 D_{eff} 增大, 两条曲线之间的差距逐渐扩大, 且平面波近似所得等效 Fisher 信息整体高于球面波精确模型结果. 这表明, 在大孔径 PASS 接收结构中, 平面波近似会系统性高估位置分辨性能. 其原因在于, 球面波精确模型下不同夹持天线到目标之间的距离差不仅改变相位, 也会引入与距离相关的幅度变化和非线性相位结构; 这些近场效应使波导内聚合后的等效信道响应逐渐呈现饱和趋势, 从而使等效 Fisher 信息的增长趋于平缓. 相比之下, 平面波近似未能准确反映大孔径条件下的球面波传播差异, 因此会夸大孔径增大所带来的分辨增益. 由此可见, 在以 PASS 为接收端的大孔径双站感知系统中, 采用近场球面波模型对于准确刻画系统的位置分辨性能是必要的.

图 3(a) 采用各波导统一激活数量 K 的设置, 并通过贪心搜索逐步增加激活 PA; 在代表性输出端噪声功率 $P_{\text{out}} = -77$ dBm 下, 图中展示等效信道响应强度 $B_K(u_0)$、归一化噪声 D_K、聚合输出信噪比 $W_K^{\Sigma}(u_0)$、波导间响应差异 $V_K(u_0)$ 与等效 Fisher 信息 $J_u(K;u_0)$ 五层量随 K 从 1 增至 64 的同步演化, 从而将式 (26) 所给乘积分解直接呈现为可观测的数值图景. 等效信道响应强度随激活 PA 数量增加而上升, 在激活 PA 数量较少时增速较快, 随后逐渐放缓并达到峰值; 归一化噪声随激活 PA 数量线性增长, 在激活 PA 数量较少时受输出端噪声主导而增速相对较慢. 聚合输出信噪比作为二者之比, 呈先升后降的倒 U 形态, 在激活 PA 数量约 30~40 达到峰值, 验证了式 (32) 关于归一化噪声增长所导致的折减效应. 波导间响应差异随激活 PA 数量增加整体下降并趋于平稳, 与式 (38) 所揭示的更新尺度变化相一致: 随激活 PA 数量增大, 新增 PA 对应的信道分量相对于所在波导已有等效信道响应的占比持续下降, 该波导等效信道响应相对变化率的更新幅度逐步减弱, 波导间响应差异随之收敛. 等效 Fisher 信息由聚合输出信噪比与波导间响应差异的乘积决定, 在激活 PA 数量较少时两者同时贡献显著而增速较快, 峰值附近两项此消彼长, 激活 PA 数量进一步增大后两者均趋于下降, 等效 Fisher 信息随之回落. 上述结果验证了等效 Fisher 信息随激活 PA 数量变化的理论预测, 并表明在单波导有限输出条件下, 聚合输出信噪比与波导间响应差异会在不同激活 PA 数量区间分别成为影响系统位置分辨性能的主要因素: 激活 PA 数量较少时波导间响应差异是主要影响因素, 激活 PA 数量增大后分支噪声累积引起的聚合输出信噪比衰减成为主要影响因素.

图 3(b) 在不同输出端噪声功率下, 验证了等效 Fisher 信息 $J_u(K;u_0)$ 随激活 PA 数量 K 的演化规律. 随输出端噪声功率降低, 等效 Fisher 信息的整体水平上升, 峰值位置向较小的激活 PA 数量方向前移: $P_{\text{out}} = -97$ dBm 时峰值约出现在 $K \approx 15$, $P_{\text{out}} = -67$ dBm 时则后移至 $K \approx 40$. 这与式 (33) 的解析结论一致: 输出端噪声功率较低时, 分支噪声累积项在归一化噪声中的相对权重更早占主导, 聚合输出信噪比提前越过峰值并进入衰减阶

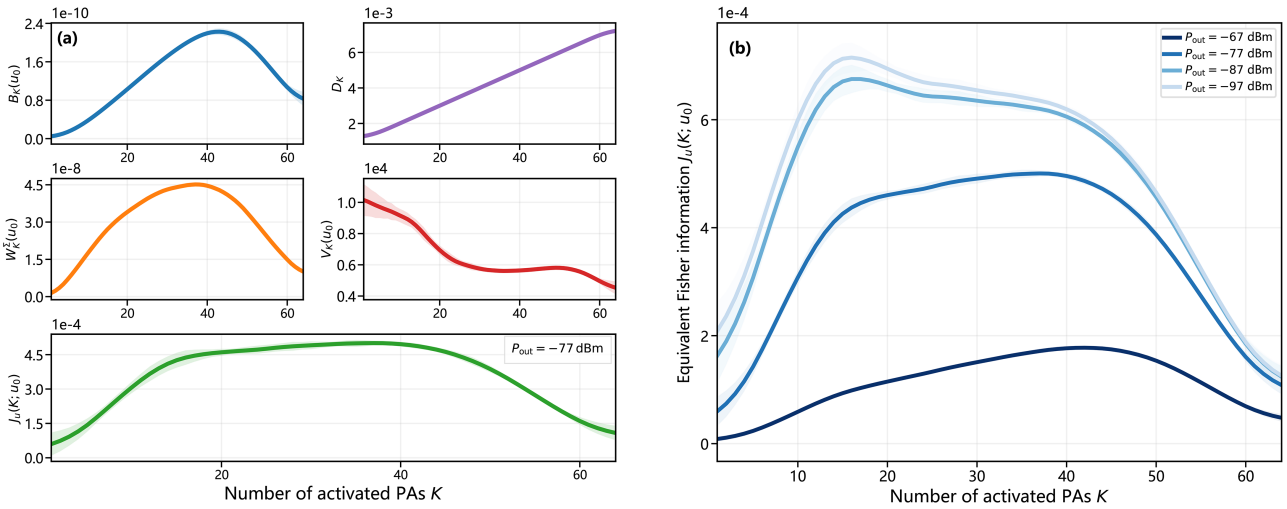

图 3　(网络版彩图) 激活 PA 数量 K 对聚合输出信噪比、波导间响应差异与等效 Fisher 信息的影响. (a) 输出端噪声功率 $P_{\text{out}} = -77$ dBm 下, 等效信道响应强度 $B_K(u_0)$、归一化噪声 D_K、聚合输出信噪比 $W_K^{\Sigma}(u_0)$、波导间响应差异 $V_K(u_0)$ 与等效 Fisher 信息 $J_u(K;u_0)$ 随激活 PA 数量 K 的变化; (b) 固定分支噪声功率 $P_{\text{br}} = -87$ dBm 时, 不同输出端噪声功率下 $J_u(K;u_0)$ 随激活 PA 数量 K 的变化.

Figure 3　(Color online) Effects of the number of activated PAs K on the aggregated-output SNR, inter-waveguide response difference, and equivalent Fisher information. (a) Equivalent channel response strength $B_K(u_0)$, normalized noise D_K, aggregated-output SNR $W_K^{\Sigma}(u_0)$, inter-waveguide response difference $V_K(u_0)$, and equivalent Fisher information $J_u(K;u_0)$ versus K for $P_{\text{out}} = -77$ dBm; (b) $J_u(K;u_0)$ versus K for different output-noise powers with $P_{\text{br}} = -87$ dBm.

段, 进而带动等效 Fisher 信息峰值前移. 降低输出端噪声功率并不改变聚合输出信噪比与波导间响应差异共同决定等效 Fisher 信息的基本机制, 而是通过调制聚合输出信噪比的峰值位置, 改变了两者对位置分辨性能产生主要影响的激活 PA 数量区间. 因此, 分支噪声相对占比较高时, 应采用较少的激活 PA, 以抑制随激活数量增加而累积的分支噪声; 输出端噪声相对占比较高时, 则可采用较多的激活 PA, 以利用波导内聚合增益.

图 4 和 5 均基于随机激活顺序下的 5000 次蒙特卡罗实验. 图 4 上半部分给出目标波导的波导内聚合残差 $M_{g^\star}^{(K)}(u_0)$. 可以看到, 该量在 $K = 1$ 时理论上为零, 数值结果仅表现为机器精度范围内的近零值; 当 $K > 1$ 后, 该量明显偏离零, 说明在该波导的有限输出下, 不同 PA 的相对变化率不能完全由单一公共变化模式 $r_{g^\star}^{(K)}(u_0)$ 表示. 式 (44) 仅保证波导内聚合残差的非负性以及异质 PA 响应下的一般非零性; 图中随 K 增大的趋势对应当前数值构型下的统计现象. 与此形成对照的是图 4 下半部分的系统结果: 尽管 $M_{g^\star}^{(K)}(u_0)$ 持续增大, 等效 Fisher 信息 $J_u(K;u_0)$ 在相同构型下仍呈整体上升趋势. 该对照关系表明, 波导内聚合残差刻画的是固定波导内部的残差, 而 J_u 则是跨波导加权后的系统量, 其变化同时受到等效信道响应强度、背景状态以及波导间响应差异的共同作用. 因此, 波导内聚合残差本身并不直接决定系统分辨性能的增减.

在此基础上, 图 5 进一步从新增 PA 净边际角度给出系统判据的直接验证. 对每一次由 K 增至 $K+1$ 的激活更新, 分别计算判据量与实际增量 ΔJ_u, 可以看到散点几乎完全分布在第一与第三象限, 即判据符号与实际增量符号保持一致. 这一结果说明, 系统性能的增减由目标波导相对背景的位置关系与信噪权重变化共同决定, 波导内聚合残差不能单独表征系统性能变化, 式 (49) 和 (50) 给出了相应判据. 综合两图可以得到统一结论: 随着激活 PA 数量增加, 单波导内部会形成聚合残差, 而系统等效 Fisher 信息则取决于等效信道响应强度与波导间响应差异之间的共同作用; 波导内聚合残差增加与多波导整体可分辨性的提升可以同时存在, 这是单波导有限输出条件下的性能演化特征.

6　总结展望

本文研究了多波导夹持天线系统在单波导有限输出条件下的位置分辨问题. 由于多个 PA 接收分量先在波

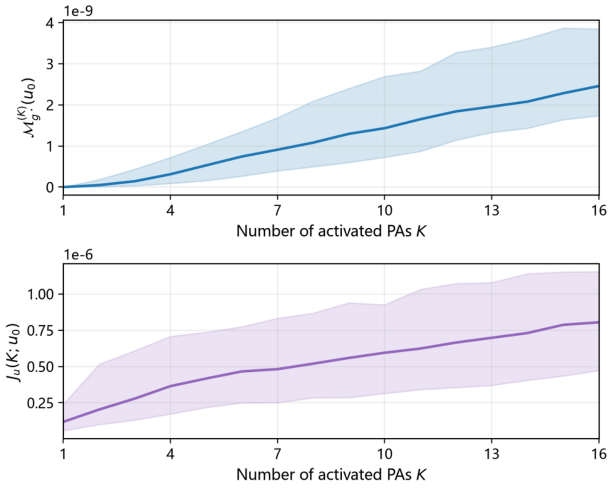

图 4　(网络版彩图) 同波导新增 PA 下波导内聚合残差与系统等效 Fisher 信息随激活 PA 数量 K 的变化.

Figure 4　(Color online) Intra-waveguide aggregation residual and system equivalent Fisher information versus the number of activated PAs K when adding a PA within the same waveguide.

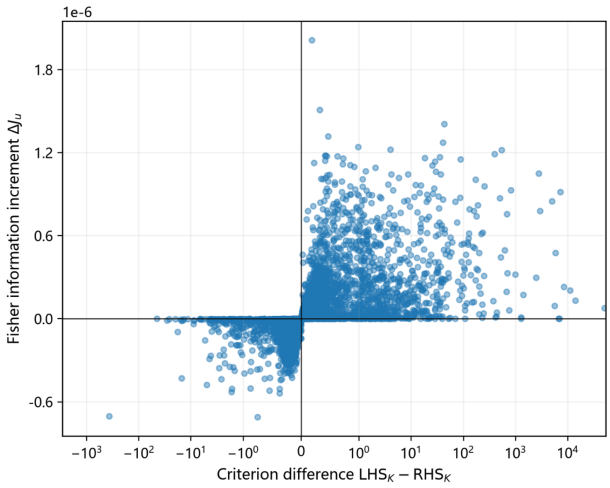

图 5　(网络版彩图) 新增 PA 判据与等效 Fisher 信息增量的符号一致性验证.

Figure 5　(Color online) Validation of sign consistency between the PA-addition criterion and the equivalent Fisher information increment.

导内聚合, 再在单射频单元的有限输出维度下参与感知处理, 激活 PA 数量的增加同时带来各波导等效信道响应变化、波导间响应差异变化和噪声累积. 围绕这一机制, 本文以等效 Fisher 信息刻画位置分辨性能, 并给出了其由聚合输出信噪比与波导间响应差异共同决定的分解形式. 该结果表明, 单波导有限输出条件下的性能变化由等效信道响应强度、波导间响应差异与归一化噪声共同决定, 不能简化为能量累积. 进一步地, 本文表明, 当激活 PA 的相对变化率不完全一致时, 波导内物理聚合会产生波导内聚合残差, 但该残差并不直接决定系统位置分辨性能的增减. 新增 PA 判据表明, 系统性能变化还取决于目标波导相对背景的位置关系及其信噪权重变化. 因此, 波导内聚合残差增加与多波导整体可分辨性提升可以同时存在. 数值结果进一步验证了上述结论: 大孔径条件下平面波近似会系统性高估位置分辨性能; 激活 PA 数量变化会使系统位置分辨性能的主要影响因素由波导间响应差异转向信噪比约束; 输出端噪声水平会移动性能峰值位置, 但不改变等效信道响应强度、波导间响应差异与归一化噪声共同决定性能的基本机制. 后续研究可在本文位置分辨分析基础上进一步面向系统设计展开, 将上述机制转化为激活策略、波导配置与资源分配准则; 同时, 可将模型扩展到多目标、扩展目标和非视距传播环境, 并进一步研究动态场景下方向向量的选取问题, 包括目标速度方向与其他候选方向的位置分辨性能差异, 以及方向选择与具体感知任务之间的关系; 此外, 还可建立局部信息度量与分辨成功概率、检测概率、成像质量等任务级指标之间的联系, 从而形成从物理聚合结构到感知任务性能的完整分析链条.

参考文献

1　Liu F, Cui Y, Masouros C, et al. Integrated sensing and communications: toward dual-functional wireless networks for 6G and beyond. IEEE J Sel Areas Commun, 2022, 40: 1728–1767

2　Liu A, Huang Z, Li M, et al. A survey on fundamental limits of integrated sensing and communication. IEEE Commun Surv Tutorials, 2022, 24: 994–1034

3　Wild T, Braun V, Viswanathan H. Joint design of communication and sensing for beyond 5G and 6G systems. IEEE Access, 2021, 9: 30845–30857

4　Wei Z, Qu H, Wang Y, et al. Integrated sensing and communication signals toward 5G-A and 6G: a survey. IEEE Internet Things J, 2023, 10: 11068–11092

5　Rappaport T S, Xing Y, Kanhere O, et al. Wireless communications and applications above 100 GHz: opportunities and challenges for 6G and beyond. IEEE Access, 2019, 7: 78729–78757

6　Cui M, Wu Z, Lu Y, et al. Near-field MIMO communications for 6G: fundamentals, challenges, potentials, and future directions.

IEEE Commun Mag, 2023, 61: 40–46
7 Zhang J A, Rahman M L, Wu K, et al. Enabling joint communication and radar sensing in mobile networks—a survey. IEEE Commun Surv Tutorials, 2022, 24: 306–345
8 Wong K K, New W K, Hao X, et al. Fluid antenna system—part I: preliminaries. IEEE Commun Lett, 2023, 27: 1919–1923
9 Zhu L, Ma W, Zhang R. Movable antennas for wireless communication: opportunities and challenges. IEEE Commun Mag, 2024, 62: 114–120
10 Wu Q, Zhang S, Zheng B, et al. Intelligent reflecting surface-aided wireless communications: a tutorial. IEEE Trans Commun, 2021, 69: 3313–3351
11 Gong T, Gavriilidis P, Ji R, et al. Holographic MIMO communications: theoretical foundations, enabling technologies, and future directions. IEEE Commun Surv Tutorials, 2024, 26: 196–257
12 Ding Z, Schober R, Vincent Poor H. Flexible-antenna systems: a pinching-antenna perspective. IEEE Trans Commun, 2025, 73: 9236–9253
13 Liu Y, Wang Z, Mu X, et al. Pinching-antenna systems: architecture designs, opportunities, and outlook. IEEE Commun Mag, 2026, 64: 190–196
14 Wang Z, Ouyang C, Mu X, et al. Modeling and beamforming optimization for pinching-antenna systems. IEEE Trans Commun, 2025, 73: 13904–13919
15 Xu X, Mu X, Wang Z, et al. Pinching-antenna systems (PASS): power radiation model and optimal beamforming design. IEEE Trans Commun, 2026, 74: 2160–2175
16 Ouyang C, Wang Z, Liu Y, et al. Array gain for pinching-antenna systems (PASS). IEEE Commun Lett, 2025, 29: 1471–1475
17 Ouyang C, Wang Z, Liu Y, et al. Capacity characterization of pinching-antenna systems. IEEE Trans Wireless Commun, 2026, 25: 10387–10404
18 Wang K, Ding Z, Schober R. Antenna activation for NOMA assisted pinching-antenna systems. IEEE Wireless Commun Lett, 2025, 14: 1526–1530
19 Zhao J, Song H, Mu X, et al. Pinching-antenna systems-enabled multi-user communications: transmission structures and beamforming optimization. IEEE Trans Commun, 2026, 74: 2316–2330
20 Zhu G, Mu X, Guo L, et al. Pinching-antenna systems (PASS)-enabled secure wireless communications. IEEE Trans Commun, 2026, 74: 490–505
21 Jiang H, Wang Z, Liu Y, et al. Pinching antenna system (PASS) enhanced covert communications: against warden via sensing. IEEE J Sel Areas Commun, 2026, 44: 4254–4270
22 Zhang Z, Wang Z, Mu X, et al. Integrated sensing and communications for pinching-antenna systems (PASS). IEEE Commun Lett, 2025, 29: 2929–2933
23 Kay S M. Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume I: Estimation Theory. Englewood Cliffs: Prentice Hall PTR, 1993
24 Van Trees H L. Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part I: Detection, Estimation, and Linear Modulation Theory. Hoboken: John Wiley & Sons, 2004
25 Wang Z, Ouyang C, Liu Y, et al. Wireless sensing via pinching-antenna systems. IEEE Wireless Commun Lett, 2025, 14: 3475–3479
26 Ouyang C, Wang Z, Liu Y, et al. Rate region of ISAC for pinching-antenna systems. IEEE Trans Commun, 2026, 74: 5849–5866
27 Hu Y, Zhang T, Xu X, et al. Pinching antenna-enabled integrated sensing and communication for low-altitude UAV. IEEE Trans Veh Technol, 2026, 75: 11728–11733
28 Ding Z. Pinching-antenna assisted ISAC: a CRLB perspective. npj Wirel Technol, 2025, 1: 4
29 He J, Mu X, Ngo H Q, et al. Pinching-antenna system-assisted localization: a stochastic geometry perspective. IEEE Wireless Commun Lett, 2026, 15: 1737–1741
30 Wang Z, Zhang J, Du H, et al. A tutorial on extremely large-scale MIMO for 6G: fundamentals, signal processing, and applications. IEEE Commun Surv Tutorials, 2024, 26: 1560–1605
31 Ouyang C, Wang Z, Chen Y, et al. A primer on near-field communications for next-generation multiple access. Proc IEEE, 2024, 112: 1527–1565
32 Dong Z, Zeng Y. Near-field spatial correlation for extremely large-scale array communications. IEEE Commun Lett, 2022, 26: 1534–1538
33 Liu Y, Wang Z, Xu J, et al. Near-field communications: a tutorial review. IEEE Open J Commun Soc, 2023, 4: 1999–2049

附录 A　等效 Fisher 信息分解的推导

在式 (20) 的观测模型下, 记参数向量为

$$\boldsymbol{\theta} = (u, \alpha_r, \alpha_i), \qquad \alpha = \alpha_r + \mathrm{j}\alpha_i. \tag{A1}$$

由于 $\widetilde{\mathbf{w}}^{(K)} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \Sigma_K)$, 且 Σ_K 与参数无关, 因此由均值参数化复高斯模型的 Slepian-Bangs 公式可得

$$\mathbf{J}'(K;u) = 2\,\mathrm{Re}\left(\frac{\partial \boldsymbol{\mu}^{\mathrm{H}}}{\partial \boldsymbol{\theta}} \Sigma_K^{-1} \frac{\partial \boldsymbol{\mu}}{\partial \boldsymbol{\theta}^{\mathrm{T}}}\right), \qquad \boldsymbol{\mu}(u) = \alpha\, \mathbf{b}^{(K)}(u). \tag{A2}$$

对均值关于各参数求导, 有 $\partial\boldsymbol{\mu}/\partial u = \alpha\, \partial_u \mathbf{b}^{(K)}(u)$ 、$\partial\boldsymbol{\mu}/\partial \alpha_r = \mathbf{b}^{(K)}(u)$ 以及 $\partial\boldsymbol{\mu}/\partial \alpha_i = j\mathbf{b}^{(K)}(u)$. 于是, 带撇的 Fisher 信息矩阵可写成分块形式

$$\mathbf{J}'(K;u) = \begin{bmatrix} J_{uu} & \mathbf{J}_{u\alpha} \\ \mathbf{J}_{\alpha u} & \mathbf{J}_{\alpha\alpha} \end{bmatrix}, \tag{A3}$$

其中

$$J_{uu} = 2|\alpha|^2 \big(\partial_u \mathbf{b}^{(K)}(u)\big)^{\mathrm{H}} \Sigma_K^{-1} \partial_u \mathbf{b}^{(K)}(u), \tag{A4}$$

$$\mathbf{J}_{u\alpha} = 2\left[\mathrm{Re}\Big(\alpha^* \big(\partial_u \mathbf{b}^{(K)}(u)\big)^{\mathrm{H}} \Sigma_K^{-1} \mathbf{b}^{(K)}(u)\Big) \;\; \mathrm{Re}\Big(j\alpha^* \big(\partial_u \mathbf{b}^{(K)}(u)\big)^{\mathrm{H}} \Sigma_K^{-1} \mathbf{b}^{(K)}(u)\Big)\right], \tag{A5}$$

$$\mathbf{J}_{\alpha\alpha} = 2\begin{bmatrix} \big(\mathbf{b}^{(K)}(u)\big)^{\mathrm{H}} \Sigma_K^{-1} \mathbf{b}^{(K)}(u) & 0 \\ 0 & \big(\mathbf{b}^{(K)}(u)\big)^{\mathrm{H}} \Sigma_K^{-1} \mathbf{b}^{(K)}(u) \end{bmatrix}. \tag{A6}$$

下面对非关注参数 (α_r, α_i) 作舒尔补消元. 由于 $\mathbf{J}_{\alpha\alpha}^{-1} = \frac{1}{2\big(\mathbf{b}^{(K)}(u)\big)^{\mathrm{H}} \Sigma_K^{-1} \mathbf{b}^{(K)}(u)} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$, 故对非关注参数作舒尔补后得到 $J_{uu} - \mathbf{J}_{u\alpha}\mathbf{J}_{\alpha\alpha}^{-1}\mathbf{J}_{\alpha u}$. 再令 $z = \alpha^* \big(\partial_u \mathbf{b}^{(K)}(u)\big)^{\mathrm{H}} \Sigma_K^{-1} \mathbf{b}^{(K)}(u)$, 则有 $\mathbf{J}_{u\alpha}\mathbf{J}_{\alpha\alpha}^{-1}\mathbf{J}_{\alpha u} = \frac{2|z|^2}{\big(\mathbf{b}^{(K)}(u)\big)^{\mathrm{H}} \Sigma_K^{-1} \mathbf{b}^{(K)}(u)} = \frac{2|\alpha|^2 \Big|\big(\mathbf{b}^{(K)}(u)\big)^{\mathrm{H}} \Sigma_K^{-1} \partial_u \mathbf{b}^{(K)}(u)\Big|^2}{\big(\mathbf{b}^{(K)}(u)\big)^{\mathrm{H}} \Sigma_K^{-1} \mathbf{b}^{(K)}(u)}$.

从而

$$J_u(K;u) = 2|\alpha|^2 \left(\big(\partial_u \mathbf{b}^{(K)}(u)\big)^{\mathrm{H}} \Sigma_K^{-1} \partial_u \mathbf{b}^{(K)}(u) - \frac{\Big|\big(\mathbf{b}^{(K)}(u)\big)^{\mathrm{H}} \Sigma_K^{-1} \partial_u \mathbf{b}^{(K)}(u)\Big|^2}{\big(\mathbf{b}^{(K)}(u)\big)^{\mathrm{H}} \Sigma_K^{-1} \mathbf{b}^{(K)}(u)} \right), \tag{A7}$$

即得式 (25). 进一步地, 由 $\dot{b}_g^{(K)}(u) = r_g^{(K)}(u) b_g^{(K)}(u)$, 有

$$\big(\partial_u \mathbf{b}^{(K)}(u)\big)^{\mathrm{H}} \Sigma_K^{-1} \partial_u \mathbf{b}^{(K)}(u) = \sum_g \tau_g(K;u) \Big| r_g^{(K)}(u) \Big|^2. \tag{A8}$$

同时,

$$\begin{aligned} \big(\mathbf{b}^{(K)}(u)\big)^{\mathrm{H}} \Sigma_K^{-1} \partial_u \mathbf{b}^{(K)}(u) &= \sum_g \tau_g(K;u) r_g^{(K)}(u), \\ \big(\mathbf{b}^{(K)}(u)\big)^{\mathrm{H}} \Sigma_K^{-1} \mathbf{b}^{(K)}(u) &= \sum_g \tau_g(K;u). \end{aligned} \tag{A9}$$

将上述三式代入式 (25), 并利用 $p_g^{(K)}(u) = \tau_g(K;u)/W_K^{\Sigma}(u)$, 即可得到式 (26) 与 (27).

Resolvability analysis of pinching-antenna-enabled bistatic near-field sensing systems

Yanglin HU[1], Tiankui ZHANG[1*], Xiaoxia XU[2] & Song ZHAO[3]

1. *School of Information and Communication Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China*
2. *School of Electronic Engineering and Computer Science, Queen Mary University of London, London E1 4NS, UK*
3. *Future Technology Research Center, China Telecom Research Institute, Beijing 102209, China*
* Corresponding author. E-mail: zhangtiankui@bupt.edu.cn

Abstract Pinching-antenna systems (PASS) form a large-scale reconfigurable aperture through dielectric waveguides and deployable pinching antennas, providing a new hardware architecture for near-field integrated sensing and communication systems. Unlike conventional independent antenna-array reception, the echo components received by multiple activated PAs at the PASS receiver are first aggregated within the waveguide and then fed into subsequent processing through limited digital outputs. This introduces coupling among the number of activated PAs, the equivalent channel response, inter-waveguide response difference, and noise accumulation. This paper investigates the position resolvability of a PASS-enabled bistatic near-field sensing system. To characterize the position resolvability under the single-RF-chain multi-PA aggregated-output structure and its variation with the number of activated PAs, a near-field aggregated-output model for multi-waveguide PASS is established. With respect to a reference position, a one-dimensional position parameter is introduced, and a closed-form expression of the equivalent Fisher information for this parameter is derived as the performance metric. First, the position resolvability is decomposed into the product of the aggregated-output signal-to-noise ratio and the inter-waveguide response difference. The derived result shows that the impact of the number of activated PAs on system resolvability is jointly determined by the equivalent channel response strength, the inter-waveguide response difference, and the noise-normalization effect. On this basis, an intra-waveguide aggregation residual metric is constructed, and a criterion for the system equivalent Fisher information when adding a PA within the same waveguide is provided, showing that intra-waveguide aggregation-induced mixing itself does not directly determine the position resolvability of PASS. Numerical simulations validate the above theoretical derivations, showing that under the single-RF-chain multi-PA aggregated-output structure, the position resolvability of PASS does not monotonically improve with the number of activated PAs, but is determined by the joint evolution of the aggregated-output signal-to-noise ratio and the inter-waveguide response difference. Specifically, variations in the number of activated PAs simultaneously affect the equivalent channel response strength, the inter-waveguide response difference, and the noise-normalization effect, leading to different variation patterns of system resolvability across different activated-PA-number ranges.

Keywords pinching-antenna systems, near-field sensing, aggregated output, position resolvability, Fisher information