

高精度低开销无蜂窝通感一体化网络波束成形优化

贺博鑫, 刘娅汐, 霍佳皓, 皇甫伟, 隆克平

(北京科技大学计算机与通信工程学院, 北京 100083)

摘要: 针对在感知精度与资源开销间取得有效平衡这一挑战, 提出一种新型开销-精度均衡的无蜂窝多输入多输出通感一体化系统架构。该架构采用单基站接收策略, 相比传统多收方案可降低资源开销; 创新地融合时延-角度联合定位与最优基站选择策略, 相比传统单收方案可提升定位精度。为实现高速率通信与高精度感知, 建立联合波束成形设计与基站选择优化问题, 并基于相长干扰利用机制重建该问题。分式规划、半正定松弛等数学技巧被用于求解所建复杂非凸优化问题。仿真表明, 所提架构在同等开销下的定位克拉美罗界较传统单收方案降低约 63.27%, 能耗与时延较传统多收方案分别降低约 66.71% 与 72.22%, 实现了资源开销与感知精度间更优的帕累托前沿。

关键词: 通感一体化; 多输入多输出; 感知精度; 资源开销; 波束成形

中图分类号: TP393.0

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2026021

Beamforming optimization in high-precision and low-overhead cell-free integrated communication and sensing network

He Boxin, Liu Yaxi, Huo Jiahao, Huangfu Wei, Long Keping

School of Computer and Communication Engineering, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China

Abstract: To address the challenge of balancing sensing accuracy and resource overhead, a novel cost-accuracy balanced cell-free multiple-input multiple-output (MIMO) integrated sensing and communication (ISAC) system architecture was proposed. In this architecture, a single receiving base station (BS) strategy was adopted, by which resource overhead was reduced compared to traditional multi-receiving schemes. Furthermore, joint delay-angle positioning and an optimal BS selection strategy were innovatively integrated to enhance localization accuracy compared to traditional single-receiving schemes. To achieve high-rate communication and high-precision sensing, an optimization problem for joint beamforming design and BS selection was established, and was subsequently reformulated based on the constructive interference utilization mechanism. Mathematical techniques, such as fractional programming and semidefinite relaxation, were employed to solve the established complex non-convex optimization problem. Simulation results demonstrate that compared to the conventional single-receiving scheme, the positioning Cramér-Rao bound (CRB) is reduced by approximately 63.27% under the same overhead. Compared to the conventional multi-receiving scheme, energy consumption and latency are reduced by approximately 66.71% and 72.22%, respectively. Consequently, the proposed scheme achieves a superior Pareto front between resource overhead and sensing accuracy.

Keywords: integrated sensing and communication, multiple-input multiple-output, sensing accuracy, resource overhead, beamforming

收稿日期: 2025-11-20; 修回日期: 2026-01-15

通信作者: 刘娅汐, liuyaxi@ustb.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(No.62301028)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.62301028)

0 引言

通感一体化 (integrated sensing and communication, ISAC) 作为国际电信联盟-2030 确立的 6G 的六大关键应用场景之一^[1], 旨在实现通信与感知双功能间的硬件与频谱资源高效共享^[2]。ISAC 通过单一系统实现双重功能, 显著提升频谱效率并降低设备成本, 赋能自动驾驶、虚拟现实、数字孪生等多种新兴应用^[3]。为解决 ISAC 中双重功能间的资源分配与干扰管理这一核心挑战, 多输入多输出 (multiple-input multiple-output, MIMO) 技术利用天线阵列拓展空间自由度, 实现对通信间自干扰与通感间互干扰信号的分离与抑制, 显著提升系统频谱效率及系统容量^[4]。因此, 将 MIMO 技术引入 ISAC 系统, 并设计高效的波束成形矩阵, 以同时实现高速率、大容量、高可靠的通信以及高精度、高分辨率、高鲁棒性的感知, 成为当前亟待解决的关键问题^[5-6]。

目前, 已有若干工作研究了 MIMO ISAC 中的波束成形矩阵设计问题。早期研究通常采用单个 ISAC 发射机, 向通信用户和感知目标形成聚焦波束, 并主要利用通信信号直接实现感知功能^[7-12]。然而, 该机制仍存在一定局限性, 即当通信用户与感知目标间的信道相关性较弱时, 感知功能将挤占原有分配给通信的功率资源, 导致通信性能恶化。因此, 为避免通信性能下降并增强感知性能, 文献^[13]引入了专用感知波束成形矩阵/预编码器, 以替代单一通信预编码器。在该机制中, 通信信号专门用于通信, 而感知预编码器对应的信号则仅服务于感知目标。理论上, 该信号与通信用户信道正交, 因此不会对通信用户造成额外感知干扰, 从而避免了通信性能损失。随后, 多项研究沿用了该专用的感知预编码器, 并将该机制推广至新型优化问题、场景与应用中^[4,14-15]。

然而, 现有研究通常采用单蜂窝 MIMO ISAC 架构, 即单个 ISAC 发射机在各自小区内提供通感服务 (发射 ISAC 信号并接收目标回波), 且每个通信用户与感知目标仅由该发射机服务。尽管该蜂窝架构是 5G 的主流标准, 但是该架构仍存在一定局限性。单蜂窝架构源于通信视角, 存在蜂窝边界信号质量差、邻区干扰严重的固有缺陷。此外, 其网络容量难以支持海量通信从 5G 向 6G 演进的需求。从感知视角而言, 单个 ISAC 发射机所获取的目标

信息有限 (仅能获取单个角度与距离信息), 而实现高精度定位通常需要多点测量 (至少两个角度或 3 个距离信息)。因此, 现有单蜂窝 MIMO ISAC 架构仍难以同时满足高速率通信与高精度定位需求^[16]。

为解决上述问题, 无蜂窝 MIMO ISAC 架构被提出。该架构使多个分布式基站 (base station, BS) 同时为单个通信用户或感知目标提供协作的通信与感知服务^[17-18], 从而消除蜂窝边界效应、提升网络容量, 实现海量通信接入与高精度定位^[19]。大多数研究采用“多发多收”架构, 其中多个基站发射 ISAC 信号, 且多个基站接收所有感知回波^[19-26]。根据接收基站是否同时发射信号, 该架构可进一步分为“收发分离”^[20-21]、“收发一体”^[19,22-25]与混合^[26]3 种模式。然而, 现有无蜂窝 MIMO ISAC 架构仍存在一定局限性, 即在提取感知目标信息方面耗能且耗时。每个基站需接收所有回波, 随后将其传输至中央服务器进行信息聚合, 以获取最终结果。在该过程中, 每个基站均需消耗计算与通信资源以执行数据压缩与传输, 中央服务器需消耗计算资源执行融合算法, 从而导致系统高能耗。此外, 数据压缩、传输与融合算法的串行处理模式导致系统高感知时延。因此, 该算法从能耗与时延两个维度造成高资源开销。

为降低能耗与时延, 已有少量研究采用“多发单收”架构替代上述“多发多收”工作。在该模式中, 多个基站同时发射感知信号, 而仅由单个基站 (通常为最近或随机选择) 接收回波^[27-28]。然而, 该模式以牺牲感知精度为代价降低了资源消耗, 因此并不适用于高精度感知场景。综上所述, 现有研究仍难以在感知精度与资源开销 (能耗与时延) 间取得有效平衡。

针对上述挑战, 本文提出一种高精度低开销的无蜂窝 MIMO ISAC 架构, 在几乎不牺牲定位精度的前提下降低能耗与时延开销, 并在资源开销与感知精度间实现了更优的帕累托权衡。与传统的“多收”模式不同, 该架构由单个接收基站负责目标定位, 简化了多基站串行的传输与融合过程, 从而降低了能耗与时延。与传统的“单收”模式不同, 该架构创新地采用时延-角度联合定位并引入雷达接收基站选择策略, 进一步提升了定位精度。本文主要工作如下。

1) 提出了一种新型开销-精度均衡的无蜂窝 MIMO ISAC 架构, 创新地采用了时延-角度联合定位, 而非传统仅依赖时延的定位方法, 从而提升感知精度。此外, 该框架创新地引入了雷达接收基站最优选择策略, 而非传统“单收”模式中的最近/随机选择策略, 有效平衡了感知精度与资源开销。

2) 推导了用于评估时延-角度联合定位精度的感知性能指标克拉美罗界 (Cramér-Rao bound, CRB), 与传统技术仅依赖到达角或时延不同, 该 CRB 融合了所有回波的出射角、到达角与时延信息。建立了一个联合波束成形设计与基站选择优化问题, 旨在最小化推导的 CRB 并最大化通信数据速率。

3) 采用了一种相长干扰利用 (constructive interference utilization, CIU) 机制, 该机制策略性地使用相位旋转将用户间干扰转换为有用信号, 从而使系统逼近其理论极限。基于该机制, 进一步重构了联合波束成形设计与基站选择的优化问题。

4) 采用了多种数学技巧求解建立的两个复杂非凸优化问题: 前者采用了块坐标下降算法、分式规划、舒尔 (Schur) 补与半正定松弛技术, 后者则采用了块坐标下降算法与半正定松弛技术。

5) 仿真结果表明, 所提两种算法在求解两个优化问题方面是有效的。此外, 所提基于时延-角度联合定位的开销-精度均衡架构相较于传统仅基于时延的“单收”架构降低了 CRB, 并实现了资源开销与感知精度间更优的帕累托前沿。

1 系统模型

本节将首先介绍无蜂窝通感一体化系统, 然后引出通信性能与感知性能。

1.1 无蜂窝通感一体化系统

在无蜂窝通感一体化系统中, 多个基站同时接收回波信号并上传至 CPU 处理, 造成过大的前传开销以及时延。本文提出的无蜂窝通感一体化架构如图 1 所示。在该架构中, A 个基站在对 U 个用户进行协同通信服务的同时对一个目标进行协同感知定位。每个基站配备 N 个天线的均匀线性阵列, 每个用户配备单天线。所有基站在相同频段下发送信号以执行下行通信与感知, 并选择其中一个基站作为接收机接收回波进行定位以降低传输开销。为便

于表述, 基站和用户的索引集分别记为 $\mathcal{A} = \{1, \dots, A\}$ 和 $\mathcal{U} = \{1, \dots, U\}$ 。所有基站在同一频段发射下行通信与感知信号, 并选择单个基站接收回波进行定位以降低传输开销。设基站 a ($a \in \mathcal{A}$) 位置 $\mathbf{l}_a = [x_a, y_a]$ 已知, 目标位置 $\mathbf{l} = [x, y]$ 未知待估计, 基站间通过光纤互联实现同步与数据交换。

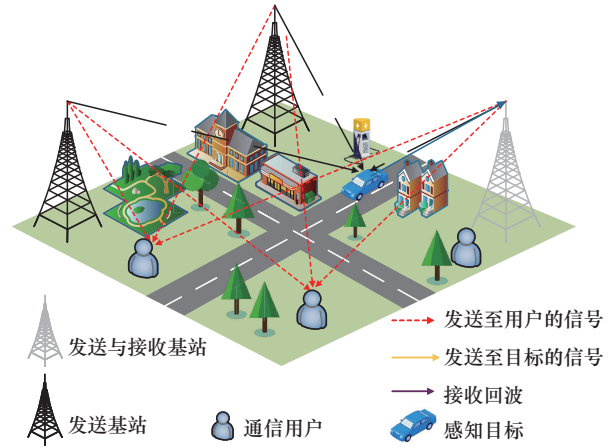


图1 无蜂窝通感一体化架构

1.2 通信性能指标

假设所有基站协作传输相同符号矩阵用于通信, 该符号矩阵同时复用至目标进行感知。将长度为 T 的原始传输通信/感知脉冲符号矩阵记为 $\mathbf{S} = [\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2, \dots, \mathbf{s}_T] \in \mathbb{C}^{U \times T}$, 其中 $\mathbf{s}_t = [s_{t,1}, s_{t,2}, \dots, s_{t,U}] \in \mathbb{C}^{1 \times U}$ 为时隙 t 的符号向量。用户间符号相互正交, 即 $\frac{\mathbf{S}\mathbf{S}^H}{T} = \mathbf{I}_U$ 。

基站采用波束成形技术对符号矩阵进行预处理以形成定向波束。基站 a 的波束成形矩阵为 $\mathbf{P}_a = [\mathbf{p}_{a,1}, \mathbf{p}_{a,2}, \dots, \mathbf{p}_{a,U}] \in \mathbb{C}^{N \times U}$, $a \in \mathcal{A}$, 其中 $\mathbf{p}_{a,u}$ 为基站 a 对用户 u 的波束成形向量。基站 a 的预编码符号矩阵可表示为 $\mathbf{X}_a = \mathbf{P}_a \mathbf{S}$, $a \in \mathcal{A}$ 。

预编码符号矩阵经信道传输至用户, 用户 u 在时隙 t 的接收信号为

$$y_{t,u}^C = \sum_{a=1}^A \mathbf{h}_{a,u}^H \mathbf{P}_a \mathbf{s}_{t,u} + n_u \stackrel{(a)}{=} \mathbf{h}_u^H \mathbf{p}_u \mathbf{s}_{t,u} + \sum_{u' \neq u}^U \mathbf{h}_u^H \mathbf{p}_u \mathbf{s}_{t,u'} + n_u \quad (1)$$

其中, $\mathbf{h}_{a,u}$ 表示基站 a 到用户 u 的瑞利衰落信道, $n_u \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_u^2)$ 为加性白高斯噪声。式(a)成立的条件为 $\mathbf{h}_u = [\mathbf{h}_{1,u}^T, \mathbf{h}_{2,u}^T, \dots, \mathbf{h}_{A,u}^T]^T \in \mathbb{C}^{AN \times 1}$, $\mathbf{p}_u = [\mathbf{p}_{1,u}^T, \mathbf{p}_{2,u}^T, \dots, \mathbf{p}_{A,u}^T]^T \in \mathbb{C}^{AN \times 1}$ 。

用户 u 的信干噪比为

$$\gamma_u = \frac{|\mathbf{h}_u^H \mathbf{p}_u|^2}{\sum_{u' \neq u} |\mathbf{h}_u^H \mathbf{p}_{u'}|^2 + \sigma_u^2} \quad (2)$$

用户 u 的可达通信速率为 $R_u = \text{lb}(1 + \gamma_u)$, 系统和速率为 $R = \sum_{u=1}^U R_u$.

1.3 感知性能指标

不失一般性, 假设感知目标为点状目标且通信信号复用于感知。若选择第 s 个基站作为回波接收站, 则接收信号可建模为

$$\mathbf{Y}_s^{\text{echo}} = \sum_{a=1}^A \Psi_{s,a} \mathbf{D}_a \mathbf{X}[t - \tau_s] + N_R \quad (3)$$

其中, $\mathbf{X}[\tau_s] = [\mathbf{X}_1^T e^{-j2\pi f(t - \tau_{s,1})}, \mathbf{X}_2^T e^{-j2\pi f(t - \tau_{s,2})}, \dots, \mathbf{X}_A^T e^{-j2\pi f(t - \tau_{s,A})}]^T \in \mathbb{C}^{AN \times T}$ 为发射符号矩阵, $N_R \in \mathbb{C}^{N \times T}$ 为加性白高斯噪声 (均值为 $\mathbf{0}$ 、方差为 $\sigma_R^2 \mathbf{I}_N$), $\mathbf{D}_a = \text{blkdiag}(\mathbf{0}_N, \dots, \mathbf{I}_N, \dots, \mathbf{0}_N) \in \mathbb{C}^{AN \times AN}$ 为基站选择矩阵。信道矩阵 $\Psi_{s,a}$ 表示从基站 a 到目标再到基站 s 的信道模型, 即

$$\Psi_{s,a} = \alpha_{s,a} \mathbf{a}(\varphi_s) \tilde{\mathbf{a}}^H(\varphi_a) \quad (4)$$

其中, $\alpha_{s,a}$ 中包含雷达反射截面和路径损耗的复增益, 角度 $\varphi_a = \frac{\arcsin(x_a - x)}{\|\mathbf{l}_a - \mathbf{l}\|_2}$, 转向向量 $\mathbf{a}(\varphi) = [1, e^{-j\pi \sin \varphi}, \dots, e^{-j(N-1)\pi \sin \varphi}]^T$, $\tilde{\mathbf{a}}(\varphi) = [\mathbf{0}_N^T, \dots, \mathbf{a}^T(\varphi), \dots, \mathbf{0}_N^T]^T \in \mathbb{C}^{AN \times 1}$ 。相应地, 从基站 a 到目标再到基站 s 的未知时延参数为

$$\tau_{s,a} = \frac{d_s + d_a}{c} = \frac{\|\mathbf{l}_s - \mathbf{l}\|_2 + \|\mathbf{l}_a - \mathbf{l}\|_2}{c} \quad (5)$$

其中, c 为光速。接收信号中包含基站与目标之间的角度参数 $\varphi_a, a \in \mathcal{A}$ 以及从基站 a 到目标再到基站 s 的时延参数 $\tau_{s,a}, a \in \mathcal{A}$ 。本文基于角度与时延参数联合定位, 共涉及 $2A$ 个参数。

CRB 作为无偏估计均方误差的理论下界, 被广泛用于感知性能的度量。目标位置 $\mathbf{l} = [x, y]$ 的估计需要通过中间变量 $\xi = [\tau_s^T, \phi^T]^T$ 实现。

定理 1 式(3)相应于中间变量的费舍尔信息矩阵 (Fisher information matrix, FIM) 为 $2A \times 2A$ 维的矩阵

$$\mathbf{F}_s(\xi) = \begin{bmatrix} F_{\xi_1 \xi_1} & \cdots & F_{\xi_1 \xi_{2A}} \\ \vdots & & \vdots \\ F_{\xi_{2A} \xi_1} & \cdots & F_{\xi_{2A} \xi_{2A}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中, 每个元素分别为

$$\begin{aligned} F_{\tau_{s,p} \tau_{s,q}} &= \frac{2L}{\sigma_R^2} \text{tr} \left(\tilde{\Psi}_{s,p} \mathbf{R}_{X_{p,q}} \tilde{\Psi}_{s,q}^H \right) \\ F_{\tau_{s,p} \phi_q} &= \frac{2L}{\sigma_R^2} \text{tr} \left(\tilde{\Psi}_{s,p} \mathbf{R}_{X_{p,q}} \tilde{\Psi}_{s,q}^H \right) \\ F_{\phi_p \tau_{s,q}} &= \frac{2L}{\sigma_R^2} \text{tr} \left(\tilde{\Psi}_{s,p} \mathbf{R}_{X_{p,q}} \tilde{\Psi}_{s,q}^H \right) \\ F_{\phi_p \phi_q} &= \frac{2L}{\sigma_R^2} \text{tr} \left(\tilde{\Psi}_{s,p} \mathbf{R}_{X_{p,q}} \tilde{\Psi}_{s,q}^H \right) \end{aligned} \quad (7)$$

其中, $\mathbf{R}_{X_{pq}} = \mathbf{D}_p \mathbf{R}_X \mathbf{D}_q^H$, $\mathbf{R}_X = \frac{1}{L} \mathbf{X} \mathbf{X}^H = \mathbf{P} \mathbf{P}^H$, $\mathbf{P} = [\mathbf{P}_1^T, \dots, \mathbf{P}_A^T]^T$ 。

证明 FIM 中的元素为

$$\frac{F_s[p, q]}{L} = 2 \text{tr} \left(\frac{d\boldsymbol{\mu}_s^H}{d\zeta_p^*} \mathbf{C}_s^{-1} \frac{d\boldsymbol{\mu}_s}{d\zeta_q} \right) \quad (8)$$

根据式(3), 回波信号的均值向量 $\boldsymbol{\mu}_s$ 和协方差矩阵 \mathbf{C}_s 分别为

$$\boldsymbol{\mu}_s = \sum_{a=1}^A \Psi_{s,a} \mathbf{D}_a \mathbf{X}[t - \tau_s], \mathbf{C}_s = \sigma_R^2 \mathbf{I}_N \quad (9)$$

进一步, 将 $\boldsymbol{\mu}_s$ 分别对 $\tau_{s,p}$ 和 ϕ_p 求导得到

$$\begin{aligned} \frac{d\boldsymbol{\mu}_s}{d\phi_p} &= \begin{cases} \underbrace{\alpha_{s,p} \left(\dot{\mathbf{a}}(\varphi_s) \tilde{\mathbf{a}}^H(\varphi_p) + \mathbf{a}(\varphi_s) \dot{\tilde{\mathbf{a}}}^H(\varphi_p) \right)}_{\Psi_{s,p}} \mathbf{D}_p \mathbf{X}[\tau_s], p=s \\ \underbrace{\alpha_{s,p} \mathbf{a}(\varphi_s) \dot{\tilde{\mathbf{a}}}^H(\varphi_p)}_{\Psi_{s,p}} \mathbf{D}_p \mathbf{X}[\tau_s], p \neq s \end{cases} \quad (10) \\ \frac{d\boldsymbol{\mu}_s}{d\tau_{s,p}} &= \underbrace{-j2\pi f \Psi_{s,p}}_{\Psi_{s,p}} \mathbf{D}_p \mathbf{X}[\tau_s] \quad (11) \end{aligned}$$

将式(9)~式(11)联合代入式(8), 可以得到式(7), 证毕。

目标定位的 FIM 可进一步表示为 $\mathbf{F}_s(\mathbf{l}) = \mathbf{J} \mathbf{F}_s(\xi) \mathbf{J}^H$, 其中 \mathbf{J} 为雅可比矩阵, 满足

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \tau_{s,1}}{\partial x}, \dots, \frac{\partial \tau_{s,A}}{\partial x}, \frac{\partial \phi_1}{\partial x}, \dots, \frac{\partial \phi_A}{\partial x} \\ \frac{\partial \tau_{s,1}}{\partial x}, \dots, \frac{\partial \tau_{s,A}}{\partial x}, \frac{\partial \phi_1}{\partial y}, \dots, \frac{\partial \phi_A}{\partial y} \end{bmatrix} \quad (12)$$

其中, 有

$$\frac{\partial \tau_{s,a}}{\partial x} = \frac{x_s - x}{c \|\mathbf{l}_s - \mathbf{l}\|_2} + \frac{x_a - x}{c \|\mathbf{l}_a - \mathbf{l}\|_2}$$

$$\begin{aligned}\frac{\partial \varphi_a}{\partial x} &= \frac{y_a - y}{\|l_a - l\|_2} \\ \frac{\partial \tau_{s,a}}{\partial y} &= \frac{y_s - y}{c\|l_s - l\|_2} + \frac{y_a - y}{c\|l_a - l\|_2} \\ \frac{\partial \varphi_a}{\partial y} &= -\frac{x_a - x}{\|l_a - l\|_2}\end{aligned}\quad (13)$$

最终, 定位CRB为 $\text{CRB}_s = \text{tr}(\mathbf{F}_s^{-1}(\mathbf{I}))$ 。

2 无蜂窝通感一体化系统中联合波束成形与接收机选择

本节首先构建出一个联合波束成形与接收机选择的问题, 以最大化通信和速率以及感知CRB, 其中将用户间干扰当作负面影响进行消除。然后, 利用块坐标下降、半正定规划、Schur补以及分式规划等方案求解问题。最后, 对算法进行总结及分析。

2.1 优化问题

本节建立的优化问题的目标是在消除用户间干扰的前提下, 最大化通信和速率并最小化感知CRB, 同时满足通信/感知服务质量约束及各基站最大发送功率。联合波束成形与接收机选择优化问题表示为

$$\begin{aligned}\max_{\{p_u, a\}} & \frac{wR}{\text{NF}_R^1} - \frac{(1-w) \sum_{s=1}^A a_s \text{CRB}_s}{\text{NF}_{\text{CRB}}^1} \\ \text{s.t. C1:} & \sum_{s=1}^A a_s \text{CRB}_s \leq \text{CRB}_{\text{th}} \\ \text{C2:} & \text{lb}(1 + \gamma_u) \geq R_{\text{th}}, \forall u \in \mathcal{U} \\ \text{C3:} & \sum_{u=1}^U \text{tr}(\mathbf{D}_a \mathbf{p}_u \mathbf{p}_u^H \mathbf{D}_a^H) \leq P_t, \forall a \in \mathcal{A} \\ \text{C4:} & a_s \in \{0, 1\}, \sum_{s=1}^A a_s = 1, \forall s \in \mathcal{A}\end{aligned}\quad (14)$$

其中, 目标函数为通信和速率与感知CRB的加权和形式, $w \in \{0, 1\}$ 为可调权重因子, R 为系统和速率, CRB_s 为基站 s 的定位CRB, 归一化因子 NF_R^1 和 NF_{CRB}^1 可以通过预定义值或分别求解 $w = 1$ 和 $w = 0$ 确定。由于离散选择变量与波束成形向量的强耦合, 该问题是非凸混合整数优化问题, 属于NP难问题。

2.2 解决方案

为解决优化问题式(14), 本节将其分解为基站选择与波束成形两个子问题, 并采用凸松弛、分数规划、半正定规划及Schur补方法求解。

2.2.1 问题重写

通过半正定规划重构问题, 定义 $\mathbf{R}_u = \mathbf{p}_u \mathbf{p}_u^H$, $\mathbf{R}_u \succeq 0$, $\text{rank}\{\mathbf{R}_u\} = 1$, 样本协方差矩阵为 $\mathbf{R}_X = \mathbf{P}\mathbf{P}^H = \sum_{u=1}^U \mathbf{R}_u$, 则优化问题式(14)可重写为

$$\begin{aligned}\max_{\{p_u, a\}} & \frac{wR}{\text{NF}_R^1} - \frac{(1-w) \sum_{s=1}^A a_s \text{CRB}_s}{\text{NF}_{\text{CRB}}^1} \\ \text{s.t. C1, C4, C5:} & \mathbf{R}_u \succeq 0, \text{rank}\{\mathbf{R}_u\} = 1, \forall u \in \mathcal{U} \\ \tilde{\text{C2:}} & \mathbf{h}_u^H \mathbf{R}_u \mathbf{h}_u \geq \tilde{R}_{\text{th}} \left(\sum_{u' \neq u}^U \mathbf{h}_{u'}^H \mathbf{R}_{u'} \mathbf{h}_{u'} + \sigma_u^2 \right), \forall u \in \mathcal{U} \\ \tilde{\text{C3:}} & \sum_{u=1}^U \text{tr}(\mathbf{D}_a \mathbf{R}_u \mathbf{D}_a^H) \leq P_t, \forall a \in \mathcal{A}\end{aligned}\quad (15)$$

因和速率、CRB、变量 \mathbf{a} 与 \mathbf{R}_u 间的强耦合及秩1约束导致非凸性, 问题式(15)仍无法直接求解。本节采用半正定松弛以忽略秩1约束, 则有 $\tilde{\text{C5:}} \mathbf{R}_u \succeq 0, \forall u \in \mathcal{U}$, 并采用块坐标下降法将问题分为接收机选择问题和波束成形优化问题。

2.2.2 接收机选择优化

在给定波束成形向量集 $\{\mathbf{R}_u\}$ 下求解接收基站选择问题, 该选择仅依赖CRB, 与通信性能及发射功率无关。根据式(15), 接收基站选择优化问题表示为

$$\begin{aligned}\min_{\{a\}} & \sum_{s=1}^A a_s \text{CRB}_s \\ \text{s.t. C1, C4}\end{aligned}\quad (16)$$

其中, \mathbf{a} 为离散二进制变量, 导致问题式(16)非凸。不失最优性, 二值变量 $a_s \in \{0, 1\}$ 可等价表示为 $\tilde{\text{C4:}} 0 \leq a_s \leq 1 \& a_s \leq a_s^2, \forall s \in \mathcal{A}$ 。为避免约束 $a_s \leq a_s^2$

不可行, 将其作为惩罚函数 $\Upsilon(\mathbf{a}) = \sum_{s=1}^A (a_s - a_s^2)$ 处理, 且有 $\tilde{\text{C4:}} 0 \leq a_s \leq 1, \forall s \in \mathcal{A}$ 。为凸化该凹函数, 采用连续凸近似

$$\begin{aligned}\Upsilon(\mathbf{a}) & \leq \Upsilon(\mathbf{a}^{(n)}) + \Upsilon'(\mathbf{a}^{(n)})(\mathbf{a} - \mathbf{a}^{(n)}) = \\ & \sum_{s=1}^A (a_s - 2a_s a_s^{(n)} + (a_s^{(n)})^2) = \Upsilon^{(n)}(\mathbf{a})\end{aligned}\quad (17)$$

其中, $\mathbf{a}^{(n)}$ 为第 n 次迭代值。添加惩罚函数后的问题为

$$\begin{aligned}\min_{\{a\}} & \sum_{s=1}^A a_s \text{CRB}_s + \eta \Upsilon^{(n)}(\mathbf{a}) \\ \text{s.t. C1, } & \tilde{\text{C4}}\end{aligned}\quad (18)$$

其中, η 为惩罚因子, 且充分大的 η 使问题式(18)等价于原问题。该问题为凸优化问题, 可直接通过CVX求解器求解。

2.2.3 协作波束成形设计

在固定 \mathbf{a} 下优化波束成形向量 $\mathbf{R}_u, \forall u \in \mathcal{U}$ 。根据优化问题式(15), 相应的波束成形优化问题可以表示为

$$\begin{aligned} \max_{\{\mathbf{R}_u, \delta_x, \delta_y\}} & \frac{wR}{\text{NF}_R^1} - \frac{(1-w) \sum_{s=1}^A a_s \text{CRB}_s}{\text{NF}_{\text{CRB}}^1} \\ \text{s.t.} & \text{C1}, \tilde{\text{C}}2, \tilde{\text{C}}3, \tilde{\text{C}}5 \end{aligned} \quad (19)$$

由于和速率与 CRB 关于 $\mathbf{R}_u, \forall u \in \mathcal{U}$ 非凸, 问题式(19)无法直接求解。采用分数规划将和速率重构为等效凸形式

$$f(\mathbf{R}_u, \boldsymbol{\rho}) = \sum_{u=1}^U \text{lb}(1 + \rho_u) - \rho_u + \frac{(1 + \rho_u) \mathbf{h}_u^H \mathbf{R}_u \mathbf{h}_u}{\sum_{u'=1}^U \mathbf{h}_{u'}^H \mathbf{R}_u \mathbf{h}_{u'} + \sigma_u^2} \quad (20)$$

其中, $\boldsymbol{\rho}$ 为辅助变量集。若 \mathbf{R}_u 固定, 通过求解 $\frac{\partial f}{\partial \rho_u} = 0$ 得到最优值 ρ_u^*

$$\rho_u^* = \frac{\mathbf{h}_u^H \mathbf{R}_u \mathbf{h}_u}{\sum_{u' \neq u} \mathbf{h}_{u'}^H \mathbf{R}_u \mathbf{h}_{u'} + \sigma_u^2} \quad (21)$$

为解决 f 中的非凸分式, 采用二次变换, 并引入辅助变量集 $\boldsymbol{\omega} = \{\omega_1, \dots, \omega_U\}$, f 可以等价

$$\begin{aligned} f_q(\mathbf{R}_u, \boldsymbol{\omega}, \boldsymbol{\rho}) &= \sum_{u=1}^U \text{lb}(1 + \rho_u) - \rho_u + \\ & 2\omega_u \sqrt{(1 + \rho_u) \mathbf{h}_u^H \mathbf{R}_u \mathbf{h}_u} - \omega_u^2 \left(\sum_{u'=1}^U \mathbf{h}_{u'}^H \mathbf{R}_u \mathbf{h}_{u'} + \sigma_u^2 \right) \end{aligned} \quad (22)$$

给定 $\mathbf{R}_u, \boldsymbol{\rho}$, 通过求解 $\frac{\partial f_q}{\partial \omega_u} = 0$ 得到最优 ω_u^*

$$\omega_u^* = \frac{\sqrt{(1 + \rho_u) \mathbf{h}_u^H \mathbf{R}_u \mathbf{h}_u}}{\sum_{u'=1}^U \mathbf{h}_{u'}^H \mathbf{R}_u \mathbf{h}_{u'} + \sigma_u^2} \quad (23)$$

CRB 项 $\sum_{s=1}^A a_s \text{CRB}_s$ 关于 \mathbf{R}_u 非凸, 对于最小化 CRB 非凸问题, 其等价凸形式为

$$\begin{aligned} \min_{\{\mathbf{R}_u, \delta_x, \delta_y\}} & \sum_{s=1}^A a_s (\delta_{s,x} + \delta_{s,y}) \\ \text{s.t. C6:} & \begin{bmatrix} \mathbf{F}_s(\mathbf{I}) & \mathbf{e}_1 \\ \mathbf{e}_1^T & \delta_{s,x} \end{bmatrix} \succeq 0, \begin{bmatrix} \mathbf{F}_s(\mathbf{I}) & \mathbf{e}_2 \\ \mathbf{e}_2^T & \delta_{s,y} \end{bmatrix} \succeq 0, \forall s \in \mathcal{A} \end{aligned} \quad (24)$$

其中, $\boldsymbol{\delta}_x = [\delta_{1,x}, \dots, \delta_{A,x}]^T$ 和 $\boldsymbol{\delta}_y = [\delta_{1,y}, \dots, \delta_{A,y}]^T$ 为辅

助变量集, $\mathbf{e}_1 = [1, 0]^T$, $\mathbf{e}_2 = [0, 1]^T$ 。

证明 由于 $\text{FIM}_{\mathbf{F}_s}(\mathbf{I})$ 正定, 根据 Schur 补性质有 $\delta_{s,x} - \mathbf{e}_1^T \mathbf{F}_s^{-1}(\mathbf{I}) \mathbf{e}_1 \geq 0, \delta_{s,y} - \mathbf{e}_2^T \mathbf{F}_s^{-1}(\mathbf{I}) \mathbf{e}_2 \geq 0, \forall s \in \mathcal{A}$, 即 $\delta_{s,x} + \delta_{s,y} \geq \text{tr}(\mathbf{F}_s^{-1}(\mathbf{I})) = \text{CRB}_s$, 因此可以得到

$$\min_{\delta_x, \delta_y} \sum_{s=1}^A a_s (\delta_{s,x} + \delta_{s,y}) = \sum_{s=1}^A a_s \text{CRB}_s. \text{ 证毕。}$$

综上, 问题式(19)的等效凸形式为

$$\begin{aligned} \max_{\{\mathbf{R}_u, \delta_x, \delta_y\}} & \frac{w f_q}{\text{NF}_R^1} - \frac{(1-w) \sum_{s=1}^A a_s (\delta_{s,x} + \delta_{s,y})}{\text{NF}_{\text{CRB}}^1} \\ \text{s.t. } \tilde{\text{C}}1: & \sum_{s=1}^A a_s (\delta_{s,x} + \delta_{s,y}) \leq \text{CRB}_{\text{th}}, \tilde{\text{C}}2, \tilde{\text{C}}3, \tilde{\text{C}}5, \text{C6} \end{aligned} \quad (25)$$

2.2.4 联合发射波束成形设计与接收机选择算法

联合发射波束成形设计与接收机选择算法如算法 1 所示, 其中 \mathbf{R}_u 和 \mathbf{a} 通过 BCD 迭代求解直至收敛。对于问题式(18), 选择适当的惩罚因子可得到满足二进制约束的最优 \mathbf{a}^* 。对于问题式(24), 文献[12]中的定理 2 证明最优解 $\mathbf{R}_u^*, \forall u \in \mathcal{U}$ 总是满足秩 1 条件。此外, 在蒙特卡罗模拟中这一条件始终满足, 因此秩 1 松弛是紧的。最优波束成形向量可通过 $\mathbf{w}_u = \sqrt{\lambda_1} \mathbf{q}_{u1}$ 求得, 其中, λ_1 是矩阵 \mathbf{R}_u^* 的最大特征值, \mathbf{q}_{u1} 是对应的特征向量。

算法 1 联合发射波束成形设计与接收机选择算法

输入 信道矩阵 $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_U]$, 雷达感知信道

$\{\boldsymbol{\Psi}_{s,a}\}$, 最大迭代次数 N_{iter}

输出 波束成形矩阵 $\{\mathbf{R}_u^*\}$, 接收机选择向量 \mathbf{a}^*

1) 初始化 $\{\mathbf{R}_u^{(0)}, \mathbf{a}^{(0)}\}$, $n = 0$

2) while $n < N_{\text{iter}}$ do

3) $n = n + 1$

4) 给定 $\{\mathbf{R}_u^{(n-1)}, \mathbf{a}^{(n-1)}\}$, 根据问题式(18)更新 $\mathbf{a}^{(n)}$

5) 分别根据式(21)和式(23)更新 $\boldsymbol{\rho}^{(n)}$ 和 $\boldsymbol{\omega}^{(n)}$

6) 给定 $\{\mathbf{R}_u^{(n-1)}, \mathbf{a}^{(n)}\}$, 根据问题式(25)更新 $\{\mathbf{R}_u^{(n)}\}$

7) end while

收敛性分析: 定义第 n 次迭代的解为 $\mathbf{R}_u^{(n)}, \mathbf{a}^{(n)}$, 目标函数为 $f_1(\mathbf{R}_u, \mathbf{a})$, 那么在第 $n + 1$ 次迭代中, 有 $f_1(\mathbf{R}_u^{(n)}, \mathbf{a}^{(n)}) \leq f_1(\mathbf{R}_u^{(n)}, \mathbf{a}^{(n+1)}) \leq f_1(\mathbf{R}_u^{(n+1)}, \mathbf{a}^{(n+1)})$ (26) 不等式(26)表明算法 1 的收敛性。

计算复杂度分析: 在算法 1 中, 所有子问题均采用内点法求解。接收基站选择优化的计算复杂度

为 $\mathcal{O}\left(\log\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)A^{3.5}\right)$, 波束成形优化的计算复杂度为 $\mathcal{O}\left(\log\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)(KA^2N^2 + 2A)^{3.5}\right)$ 。因此, 算法1的总计算复杂度为 $\mathcal{O}\left(N_{\text{iter}}\log\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\left((KA^2N^2 + 2A)^{3.5} + B^{3.5}\right)\right)$, 其中, N_{iter} 为迭代次数, ε 为停止阈值。

3 无蜂窝通感一体化系统中基于 CIU 机制联合波束成形与接收机选择优化

本节阐述基于 CIU 机制的联合波束成形与接收机选择优化问题, 通过波束成形将用户间干扰相位旋转至有用信号相位对齐, 使干扰成为相长性元素。相长干扰波束成形的核心思想是通过波束成形旋转用户间干扰相位, 使其与有用信号相位对齐。

3.1 优化问题

在相长干扰利用的机制下, 发射符号采用单位功率 M-PSK 调制, 即 $s_{t,u} = e^{j\phi_{t,u}}$ 。用户 u 的接收信号可表示为

$$y_{t,u}^c = \mathbf{h}_u^H \sum_{i=1}^U \mathbf{p}_i s_{t,i} + n_{t,u} = \mathbf{h}_u^H \sum_{i=1}^U \mathbf{p}_i e^{j(\phi_{t,i} - \phi_{t,u})} s_{t,i} + n_{t,u} = \tilde{\mathbf{h}}_u^H \sum_{i=1}^U \tilde{\mathbf{p}}_i s_{t,i} + n_{t,u} \quad (27)$$

其中, $\tilde{\mathbf{h}}_u^H = \mathbf{h}_u^H e^{j(-\phi_{t,u})}$, $\tilde{\mathbf{p}}_i = \mathbf{p}_i e^{j\phi_{t,i}}$ 。相长干扰利用机制的实现需满足条件 $\text{Im}\left(\tilde{\mathbf{h}}_u^H \sum_{i=1}^U \tilde{\mathbf{p}}_i\right) = 0, \forall u$, 这表明所有接收信号(目标信号和干扰信号)通过信道和波束成形集中到期望信号上。用户 u 的信噪比

$$\text{为 } \tilde{\gamma}_u = \frac{\left|\tilde{\mathbf{h}}_u^H \sum_{i=1}^U \tilde{\mathbf{p}}_i\right|^2}{\sigma_u^2}, \text{ 系统和速率为 } \tilde{R} = \sum_{i=1}^U \text{lb}(1 + \tilde{\gamma}_u)。$$

详细内容可参考文献[29-30]。

类似于第2节, 基于 CIU 机制的联合波束成形与接收机选择优化问题表述为

$$\begin{aligned} & \max_{\{\tilde{\mathbf{p}}, \mathbf{a}\}} \frac{w\tilde{R}}{\text{NF}_R^{\text{II}}} - \frac{(1-w)\sum_{s=1}^A a_s \text{CRB}_s}{\text{NF}_{\text{CRB}}^{\text{II}}} \\ & \text{s.t. C1, C4} \\ & \text{C7: } \text{lb}(1 + \tilde{\gamma}_u) \geq R_{\text{th}}, \forall u \in \mathcal{U} \\ & \text{C8: } \sum_{u=1}^U \text{tr}(\mathbf{D}_a \tilde{\mathbf{p}} \tilde{\mathbf{p}}^H \mathbf{D}_a^H) \leq P_t, \forall a \in \mathcal{A} \\ & \text{C9: } \text{Im}(\tilde{\mathbf{h}}_u^H \tilde{\mathbf{p}}) = 0, \forall u \in \mathcal{U} \end{aligned} \quad (28)$$

其中, 波束成形向量 $\tilde{\mathbf{p}} = \sum_{i=1}^U \tilde{\mathbf{p}}_i$ 。问题式(28)因变量强耦合而呈非凸性。

3.2 求解方案

首先, 通过半正定规划和半正定松弛重构问题。定义 $\tilde{\mathbf{R}} = \tilde{\mathbf{p}} \tilde{\mathbf{p}}^H$, 满足 $\tilde{\mathbf{R}} \succeq 0, \text{rank}(\tilde{\mathbf{R}}) = 1$ 。信噪比可表示为 $\tilde{\gamma}_u = \frac{\tilde{\mathbf{h}}_u^H \tilde{\mathbf{R}} \tilde{\mathbf{h}}_u}{\sigma_u^2}$ 。

然后, 优化问题可以重构为

$$\begin{aligned} & \max_{\{\tilde{\mathbf{R}}, \mathbf{p}, \mathbf{a}\}} \frac{w\tilde{R}}{\text{NF}_R^{\text{II}}} - \frac{(1-w)\sum_{s=1}^A a_s \text{CRB}_s}{\text{NF}_{\text{CRB}}^{\text{II}}} \\ & \text{s.t. C1, C4, C7, C9} \\ & \tilde{\text{C8:}} \sum_{u=1}^U \text{tr}(\mathbf{D}_a \tilde{\mathbf{R}} \mathbf{D}_a^H) \leq P_t, \forall a \in \mathcal{A} \\ & \text{C10: } \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{R}} & \tilde{\mathbf{p}} \\ \tilde{\mathbf{p}}^H & 1 \end{bmatrix} \succeq 0, \tilde{\mathbf{R}} \succeq 0 \end{aligned} \quad (29)$$

其中, 约束 C10 表明 $\tilde{\mathbf{R}} - \tilde{\mathbf{p}} \tilde{\mathbf{p}}^H \succeq 0$, 所得解为上界。

问题式(29)可进一步分解为接收基站选择优化和基于 CIU 机制的波束成形优化两个子问题。与 2.2.2 节类似, 接收基站选择凸优化子问题可以表示为

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{a}} \sum_{s=1}^A a_s \text{CRB}_s + \eta \gamma^{(n)}(\mathbf{a}) \\ & \text{s.t. C1, C4} \end{aligned} \quad (30)$$

基于 CIU 机制的波束成形凸优化子问题可以表示为

$$\begin{aligned} & \max_{\{\tilde{\mathbf{p}}, \tilde{\mathbf{R}}, \delta_x, \delta_y\}} \frac{w\tilde{R}}{\text{NF}_R^{\text{II}}} - \frac{(1-w)\sum_{s=1}^A a_s (\delta_{sx} + \delta_{sy})}{\text{NF}_{\text{CRB}}^{\text{II}}} \\ & \text{s.t. } \tilde{\text{C1}}, \text{C7}, \tilde{\text{C8}}, \text{C9}, \text{C10} \end{aligned} \quad (31)$$

子问题式(30)和式(31)可通过 CVX 求解。

3.3 基于 CIU 机制的联合波束成形设计与接收机选择算法

基于 CIU 机制的联合波束成形设计与接收机选择算法如算法 2 所示。

算法 2 基于 CIU 机制的联合波束成形设计与接收机选择算法

输入 信道矩阵 $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_U]$, 雷达感知信道 $\{\Psi_{s,a}\}$, 最大迭代次数 N_{iter}

输出 波束成形矩阵 $\tilde{\mathbf{R}}^*, \tilde{\mathbf{p}}^*$, 接收机选择

向量 \mathbf{a}^*

- 1) 初始化 $\tilde{\mathbf{R}}^{(0)}, \tilde{\mathbf{p}}^{(0)}, \mathbf{a}^{(0)}, n = 0$
- 2) while $n < N_{\text{iter}}$ do
- 3) $n = n + 1$
- 4) 给定 $\tilde{\mathbf{R}}^{(n-1)}, \tilde{\mathbf{p}}^{(n-1)}, \mathbf{a}^{(n-1)}$, 求解问题式(30)更新 $\mathbf{a}^{(n)}$
- 5) 给定 $\tilde{\mathbf{R}}^{(n-1)}, \tilde{\mathbf{p}}^{(n-1)}, \mathbf{a}^{(n)}$, 求解问题式(31)更新 $\tilde{\mathbf{R}}^{(n)}, \tilde{\mathbf{p}}^{(n)}$
- 6) end while

收敛性分析: 记第 n 次迭代解为 $\tilde{\mathbf{R}}^{(n)}, \tilde{\mathbf{p}}^{(n)}, \mathbf{a}^{(n)}$, 定义目标函数为 $f_2(\tilde{\mathbf{R}}, \tilde{\mathbf{p}}, \mathbf{a})$, 那么在第 $n + 1$ 次迭代中, 有

$$\begin{aligned} f_2(\tilde{\mathbf{R}}^{(n)}, \tilde{\mathbf{p}}^{(n)}, \mathbf{a}^{(n)}) &\leq f_2(\tilde{\mathbf{R}}^{(n)}, \tilde{\mathbf{p}}^{(n)}, \mathbf{a}^{(n+1)}) \leq \\ f_2(\tilde{\mathbf{R}}^{(n+1)}, \tilde{\mathbf{p}}^{(n+1)}, \mathbf{a}^{(n+1)}) \end{aligned} \quad (32)$$

不等式(32)表明算法2收敛。

计算复杂度分析: 在算法2中, 接收机选择复杂度为 $\mathcal{O}(\log(\frac{1}{\epsilon})A^{3.5})$, 波束成形优化复杂度为 $\mathcal{O}(\log(\frac{1}{\epsilon})(A^2N^2 + AN)^{3.5})$, 因此算法2的总复杂度为 $\mathcal{O}(N_{\text{iter}} \log(\frac{1}{\epsilon})((A^2N^2 + AN)^{3.5} + A^{3.5}))$ 。

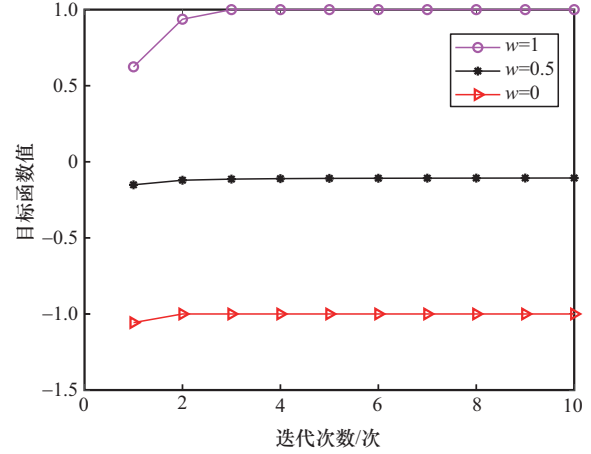
4 仿真分析

本节通过仿真结果首先验证所提两种算法的收敛性与有效性, 其次验证所提时延-角度联合定位架构相较于传统仅时延定位架构的优越性, 最后分析不同系统参数对算法性能的影响, 包括感知权重因子、天线发射功率与用户数目。

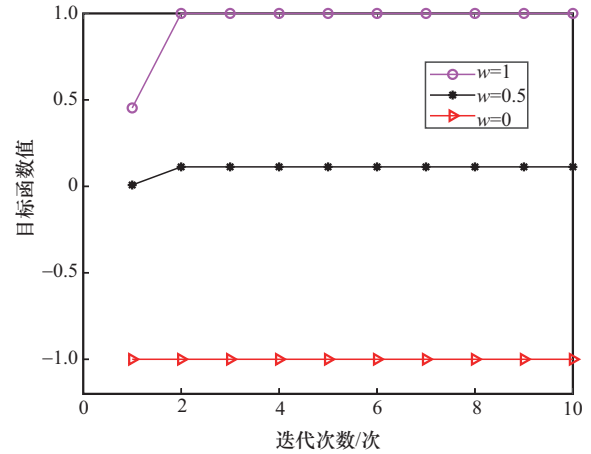
本文假设无蜂窝通感一体化系统中包含 $A = 3$ 个基站、 $U = 4$ 个用户和 1 个感知目标。用户均匀分布在以 $[100, 0]$ m 为圆心、10 m 为半径的圆形区域内, 目标位置为 $[150, 120]$ m。系统参数设置如下: 每个基站天线数 $N = 8$, 最大发射功率 $P_{\text{max}} = 100$ mW, 通信与感知噪声功率 $\sigma_u^2 = \sigma_R^2 = -90$ dBm^[14,31], 通信速率门限 $R_{\text{th}} = 3$ bit/(s·Hz), 感知门限 $\text{CRB}_{\text{th}} = 0.36$ 。

通信信道采用瑞利衰落模型 $\mathbf{h}_{a,u} = \text{PL}(d_{a,u})\hat{\mathbf{h}}_{a,u}, a \in \mathcal{A}, u \in \mathcal{U}$, 其中, $\hat{\mathbf{h}}_{a,u}$ 服从瑞利分布, $d_{a,u}$ 表示基站 a 与用户 u 的欧氏距离。路径损耗模型为 $\text{PL}(d) = C_0 \left(\frac{d}{d_0}\right)^{-2}$, 其中, 参考距离 $d_0 = 1$ m 下的路径损耗为 $C_0 = -50$ dBm^[5,10]。

本文算法在不同权重因子下目标函数值的收敛曲线如图2所示。由图2可以看出, 本文算法1和算法2分别经过4次和2次迭代就能达到收敛。这验证了算法可以有效收敛, 并且不同权重因子的目标函数反映出通信-感知性能的权衡。权重因子越大, 通信性能越好, 反之, 感知性能越好。



(a) 本文算法1



(b) 本文算法2

图2 本文算法在不同权重因子下的目标函数值的收敛曲线

不同架构与算法的资源开销与感知精度对比如图3所示。由图3可知, 相较于传统“多收”架构, 所提架构以更低的资源开销(能耗与时延开销)实现了接近的感知精度。此外, 与基于时延定位的传统“单收”架构相比, 所提架构在同等资源开销的条件下, 获得了更低的感知误差(即更高的感知精度)。因此, 本文所提架构在资源开销与感知精度之间实现了更优的帕累托权衡。本文参数假设比较理想, 定位精度在实际环境中未必可以实现。

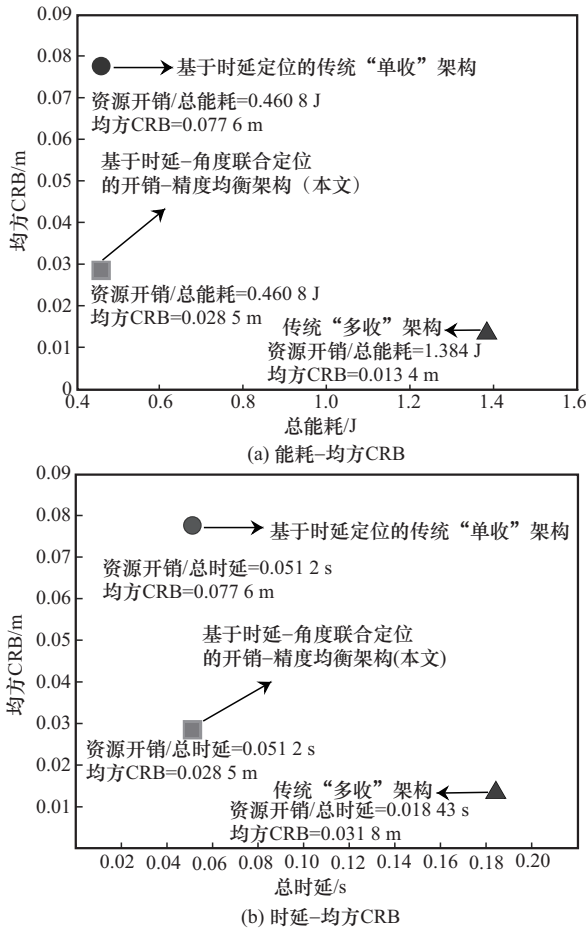


图3 不同架构与算法的资源开销与感知精度对比

为了验证本文所提架构在时延-角度联合定位架构中的优越性,本节对比以下架构与算法。

1) 时延定位架构:仅考虑时延定位的联合接收机选择与波束成形方案。

2) 基于CIU机制的时延定位架构:仅考虑时延定位的联合接收机选择与波束成形方案。

本文算法以及对比算法的帕累托前沿曲线对比如图4所示。由图4可以观察到,本文算法1实现了更优的均方CRB性能,本文算法2实现了更优的和速率性能。这是因为本文算法2将用户间干扰建设性地对齐至有用信号以提升通信性能,但难以弥补回波信号中不同路径时延造成的感知性能损失。在相同的波束成形框架下,本文算法相较于对比算法都显示出更优的帕累托前沿。这是因为相比于仅基于时延定位方法,基于角度和时延的联合定位方法通过增加几何信息,可以提升定位性能。当ISAC系统倾向于定位性能时,选择本文算法1较恰当;反之,选择本文算法2更适合。

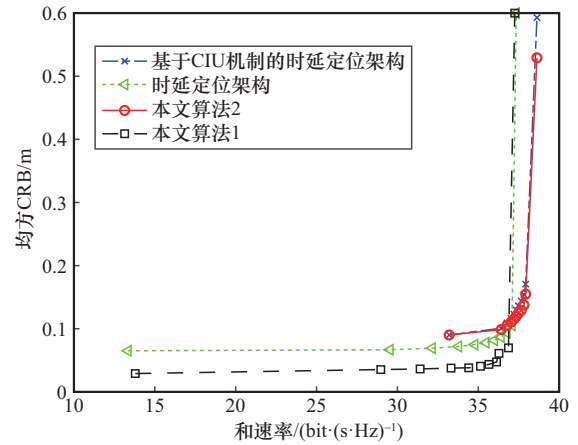


图4 不同架构与算法的通信-感知帕累托前沿曲线对比

本文算法与对比算法在不同权重因子下的和速率与均方CRB性能变化如图5所示。由图5可以观察到,随着权重因子的增加,所有算法的和速率性能提升,而均方CRB性能下降。这是因为权重因子越大,在目标函数中通信性能占比增加;反之,感知性能占比增加。在相同波束成形框架下,本文算法都表现出更优的均方CRB性能,且本文算法与相应对比算法的和速率接近,这表明在相同波束成形框架下,感知对通信性能的影响并不显著。通过选择合适的权重因子,可以实现近似最优的通信性能与感知性能。

为进一步分析本文算法在不同参数下的性能,图6(a)和图6(b)分别展示了不同发送功率和不同用户数目下本文算法的和速率及均方CRB性能。由图6(a)可以观察到,随着发送功率增加,用户接收信号与感知回波中的噪声功率被更好地抑制,使和速率及均方CRB性能都得到提升,并且和速率与均方CRB性能提升的趋势越来越慢。这表明存在投入-收益之间的权衡,在提高发送功率的同时需要权衡其带来的增益是否可观。

由图6(b)可以看出,随着用户数目增加,一方面,本文算法的和速率性能得到提升,且用户越多,算法2与算法1之间的和速率差距越大;另一方面,本文算法的均方CRB性能有所降低。一是因为算法1将用户间干扰视为损害,当用户数目增加时,其更易损失通信性能;算法2创造性地利用了用户间干扰以提升通信性能。二是因为总功率一定时,通信用户越多,需要分配给通信的能量越多,感知性能受到损失。算法1的计算复杂度与用户数目成正比,算法2的计算复杂度则与用户数目

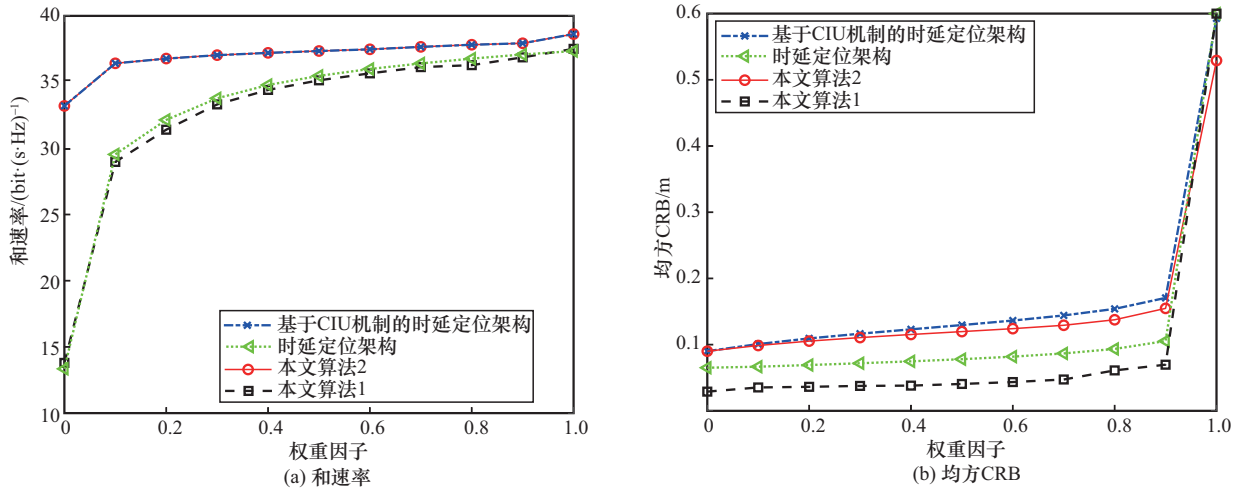


图5 不同权重因子下的和速率与均方CRB性能

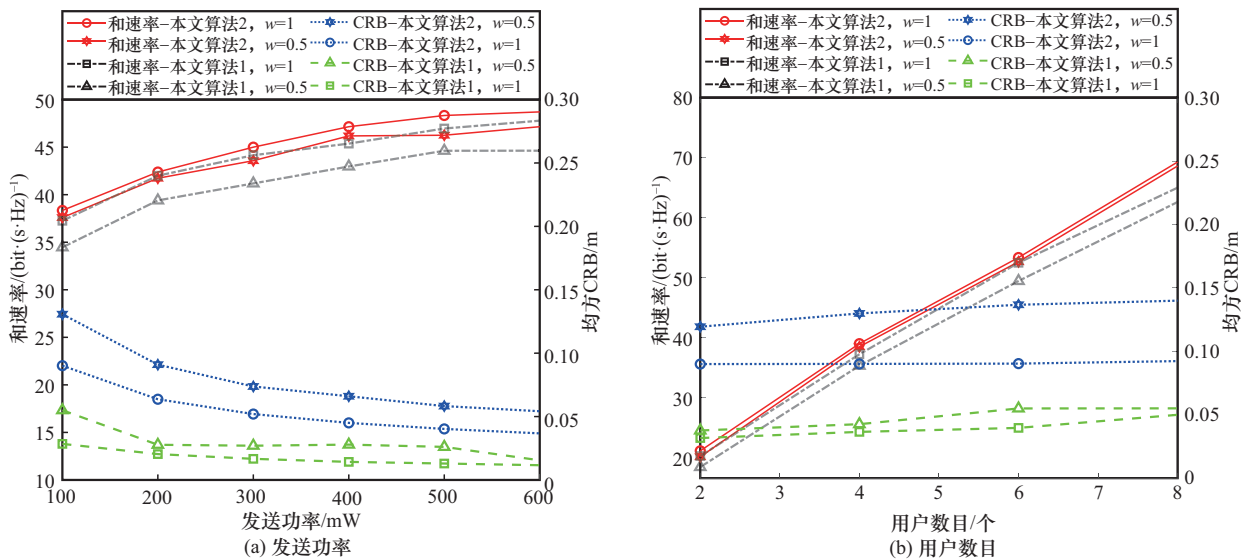


图6 不同参数下的和速率与均方CRB性能

无关，且算法2收敛更快。综上，当用户数目较多时，算法2具有更高的和速率以及更低的计算复杂度；当用户数目较少时，算法1的计算复杂度略高于算法2，和速率与算法2接近，但具有更好的定位性能。

5 结束语

面向无蜂窝多输入多输出通感一体化场景，本文研究了网络中的感知精度与资源开销难以取得有效平衡的问题。首先，设计了一种新型开销-精度均衡的无蜂窝通感一体化架构，创新地采用时延-角度联合定位并引入雷达接收基站选择策略，进一步提升定位精度。随后，推导了时延-角度联合定位的CRB，以同时最小化感知下界，并最大化通

信数据速率，建立了联合波束成形设计与基站选择的优化问题。针对该优化问题，设计了一种融合相长干扰利用、分式规划与半正定松弛等技术的迭代优化方案。最后，仿真实验表明，所提基于时延-角度联合定位的开销-精度均衡架构和算法相较于传统仅基于时延的“单收”架构，实现了资源开销与感知精度间更优的帕累托前沿。在未来的工作中，笔者将研究无蜂窝毫米波大规模多输入多输出系统，从而扩展通信与感知能力的极限。

参考文献:

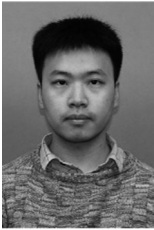
[1] González-Prelcic N, Keskin M F, Kallio O, et al. The integrated sensing and communication revolution for 6G: vision, techniques, and applications[J]. Proceedings of the IEEE, 2024, 112(7): 676-723.

- [2] Zhang H J, Chen B W, Liu X N, et al. Joint radar sensing, location, and communication resources optimization in 6G network[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2024, 42(9): 2369-2379.
- [3] Liu F, Masouros C, Petropulu A P, et al. Joint radar and communication design: applications, state-of-the-art, and the road ahead[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2020, 68(6): 3834-3862.
- [4] Liu Y X, Mao W C, He B X, et al. Radar probing optimization for joint beamforming and UAV trajectory design in UAV-enabled integrated sensing and communication[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2025, 73(6): 4469-4485.
- [5] He B X, Mao W C, Liu Y X, et al. Energy-efficient joint beamforming and trajectory optimization for UAV-enabled integrated sensing and communication[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2025, 73(12): 13426-13440.
- [6] Gu M, Liu Y X, He B X, et al. RIS-assisted joint waveform design for PAPR-aware AAV-enabled integrated sensing and communication[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2025, 74(7): 10480-10494.
- [7] Liu F, Zhou L F, Masouros C, et al. Toward dual-functional radar-communication systems: optimal waveform design[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2018, 66(16): 4264-4279.
- [8] Wang X Y, Fei Z S, Zheng Z, et al. Joint waveform design and passive beamforming for RIS-assisted dual-functional radar-communication system[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(5): 5131-5136.
- [9] Liu R, Li M, Liu Y, et al. Joint transmit waveform and passive beamforming design for RIS-aided DFRC systems[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2022, 16(5): 995-1010.
- [10] Chen L, Wang Z Q, Du Y, et al. Generalized transceiver beamforming for DFRC with MIMO radar and MU-MIMO communication[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2022, 40(6): 1795-1808.
- [11] Liu F, Masouros C, Li A, et al. MU-MIMO communications with MIMO radar: from co-existence to joint transmission[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(4): 2755-2770.
- [12] Liu F, Liu Y F, Li A, et al. Cramér-Rao bound optimization for joint radar-communication beamforming[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2022, 70: 240-253.
- [13] Liu X, Huang T Y, Shlezinger N, et al. Joint transmit beamforming for multiuser MIMO communications and MIMO radar[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2020, 68: 3929-3944.
- [14] Hua H C, Xu J, Han T X. Optimal transmit beamforming for integrated sensing and communication[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(8): 10588-10603.
- [15] Liu X, Huang T Y, Liu Y M. Transmit design for joint MIMO radar and multiuser communications with transmit covariance constraint[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2022, 40(6): 1932-1950.
- [16] 石明利, 李晓辉, 吕思婷. 基于多目标公平感知的通感一体化恒模波形设计[J]. *通信学报*, 2024, 45(10): 31-40.
- Shi M L, Li X H, Lyu S T. ISAC constant modulus waveform design based on multi-target fair sensing[J]. *Journal on Communications*, 2024, 45(10): 31-40.
- [17] Mao W H, Lu Y, Chi C Y, et al. Communication-sensing region for cell-free massive MIMO ISAC systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(9): 12396-12411.
- [18] Zhang J P, Yan S, Peng M G, et al. Coordinated multi-point enabled ISAC under asynchronous errors: performance analysis and waveform-beamforming optimization[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2025, 74(8): 12189-12205.
- [19] Babu N, Masouros C, Papadias C B, et al. Precoding for multi-cell ISAC: from coordinated beamforming to coordinated multipoint and bi-static sensing[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(10): 14637-14651.
- [20] Nasir A A. Joint users' secrecy rate and target's sensing SNR maximization for a secure cell-free ISAC system[J]. *IEEE Communications Letters*, 2024, 28(7): 1549-1553.
- [21] Shakoor S, Le Q N, Hong E K, et al. Integrated sensing and communications for reconfigurable intelligent surface-aided cell-free networks[J]. *IEEE Communications Letters*, 2025, 29(6): 1275-1279.
- [22] Abdelaziz Salem A, Albreem M A, Alnajjar K A, et al. Integrated cooperative sensing and communication for RIS-enabled full-duplex cell-free MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2025, 73(6): 3804-3819.
- [23] Dong Y Y, Yang Z H, Wang H, et al. Joint user pairing and beamforming design for NOMA-aided CFMM-ISAC systems[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2025, 12(6): 6749-6763.
- [24] Adhikary A, Deb Raha A, Qiao Y, et al. Holographic MIMO with integrated sensing and communication for energy-efficient cell-free 6G networks[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2024, 11(19): 30617-30635.
- [25] Li W R, Li M, Zhao M M, et al. Transmit beamforming optimization for cell-free integrated sensing and communication systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2026, 25: 1062-1077.
- [26] Demirhan U, Alkhateeb A. Cell-free ISAC MIMO systems: joint sensing and communication beamforming[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2025, 73(6): 4454-4468.
- [27] Ren Z X, Xu J, Qiu L, et al. Secure cell-free integrated sensing and communication in the presence of information and sensing eavesdroppers[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2024, 42(11): 3217-3231.
- [28] Liu R, Li M, Liu Q. Joint space-time adaptive processing and beamforming design for cell-free ISAC systems[C]//*Proceedings of the ICASSP 2025 - 2025 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*. Piscataway: IEEE Press, 2025: 1-5.
- [29] Masouros C, Zheng G. Exploiting known interference as green signal power for downlink beamforming optimization[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2015, 63(14): 3628-3640.
- [30] Law K L, Masouros C. Symbol error rate minimization precoding for interference exploitation[J]. *IEEE Transactions on Communications*,

2018, 66(11): 5718-5731.

- [31] He B X, Mao W C, Liu Y X, et al. Bistatic-enhancement MIMO ISAC: joint beamforming design in cell-free communication and bistatic radar systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2026, 25: 5935-5951.

[作者简介]



贺博鑫 (1996-), 男, 河南商丘人, 北京科技大学博士生, 主要研究方向为通感一体化、移动边缘计算等。



刘娅汐 (1994-), 女, 山东烟台人, 博士, 北京科技大学副教授, 主要研究方向为通感一体化网络、无线通信网络、移动边缘计算等。



霍佳皓 (1989-), 男, 河北邢台人, 博士, 北京科技大学教授, 主要研究方向为光互联的高容量强度调制/直接检测系统、光接入网络及数字信号处理技术。



皇甫伟 (1975-), 男, 河南开封人, 博士, 北京科技大学教授, 主要研究方向为网络架构、无线通信、人工智能。



隆克平 (1968-), 男, 四川通江人, 博士, 北京科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为新一代网络技术、光互联网关键技术、无线通信技术、人工智能与大数据。