



专题：面向6G的通感算一体化

上行无蜂窝通感一体化系统的导频设计与优化

田卓岩^{1,2}, 王洁^{1,2}, 李佳珉^{1,2}, 朱鹏程^{1,2}, 王东明^{1,2}

(1. 东南大学移动通信全国重点实验室, 江苏 南京 210096;

2. 东南大学信息科学与工程学院, 江苏 南京 210096)

摘要: 针对导频在信道估计与目标定位中的双重作用, 提出了一种面向上行无蜂窝通感一体化 (cell-free integrated sensing and communication, CF-ISAC) 系统的导频结构设计与优化方法。首先, 设计了一种联合长度与功率分配的导频结构; 在此基础上, 构建了同时最大化上行通信速率与感知估计速率的多目标优化问题 (multi-objective optimization problem, MOOP); 进而, 提出一种基于非支配排序遗传算法 II (non-dominated sorting genetic algorithm II, NSGA-II) 的导频优化算法, 以实现通信与感知性能的最优权衡。仿真结果表明, 与随机导频和等功率导频方案相比, 所提方法能够在相同信噪比条件下降低信道估计误差, 并获得分布均衡的通信-感知帕累托前沿 (Pareto front), 验证了该方法在上行 CF-ISAC 系统中的有效性与实用性。

关键词: 无蜂窝系统; 通感一体化; 导频设计; 性能权衡

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2026045

Pilot design and optimization in uplink cell-free integrated sensing and communication systems

Tian Zhuoyan^{1,2}, Wang Jie^{1,2}, Li Jiamin^{1,2}, Zhu Pengcheng^{1,2}, Wang Dongming^{1,2}

1. National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China

2. School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China

Abstract: In response to the dual role of pilot signals in channel estimation and target localization, a pilot structure design and optimization method was proposed for the uplink cell-free integrated sensing and communication (CF-ISAC) system. Firstly, a pilot structure jointly considering length and power allocation was designed. On this basis, a multi-objective optimization problem (MOOP) was formulated to simultaneously maximize the uplink communication rate and the sensing estimation rate. Subsequently, a pilot optimization algorithm based on the non-dominated sorting genetic algorithm II (NSGA-II) was proposed to achieve the optimal trade-off between communication and sensing performance. Simulation results show that, compared with random pilot and equal-power pilot schemes, the proposed method is able to reduce channel estimation error under the same signal-to-noise ratio conditions and achieve a well-

收稿日期: 2025-08-29; 修回日期: 2025-10-21

通信作者: 李佳珉, jiaminli@seu.edu.cn

基金项目: 江苏省重大科技项目 (No. BG2024002)

Foundation Item: Major Science and Technology Project of Jiangsu Province (No. BG2024002)



distributed communication-sensing Pareto front, which verifies the effectiveness and practicality of the method in up-link CF-ISAC systems.

Key words: cell-free system, ISAC, pilot design, performance tradeoff

0 引言

通信感知一体化 (integrated sensing and communication, ISAC) 作为6G移动通信技术的核心使能技术, 在智慧交通、工业物联网、低空经济等新兴领域展现出重要的应用前景^[1]。通过共享硬件收发链路和频谱资源, ISAC系统可复用同一发射信号实现通信与感知功能的协同优化, 从而显著降低硬件成本与频谱开销^[2]。根据感知所利用的通信信号方向, ISAC系统可分为下行感知和上行感知两种方式。在传统架构中, ISAC主要采用下行链路感知, 即基站发射ISAC信号, 在完成下行通信的同时实现对目标的感知。然而, 由于基站全双工能力有限^[3], 需要对硬件架构进行额外改造, 增加了系统部署的复杂度。相比之下, 上行ISAC利用用户设备 (user equipment, UE) 的上行导频信号实现无源感知, 无须对基站侧进行硬件升级, 可复用现有上行训练过程, 从而实现通信与感知的高效协同处理^[4]。此外, 融合多用户的上行导频信号进行协同感知, 能够提供更多视角的观测信息, 显著提升感知信息的维度与精度^[5]。

现有研究大多聚焦于蜂窝网络下的ISAC实现^[6], 而无蜂窝 (cell-free, CF) 架构在ISAC领域展现出巨大潜力。无蜂窝通感一体化 (cell-free integrated sensing and communication, CF-ISAC) 系统通过广泛分布的接入点 (access point, AP) 与中央处理单元 (central processing unit, CPU) 的协同处理, 在通信质量、感知精度及覆盖范围等方面具有显著优势, 为ISAC系统的实际部署提供了全新范式^[7-8]。

在上行CF-ISAC系统中, 有限的时频资源使

导频设计成为影响系统性能的关键因素。一方面, 导频序列的长度决定了信道估计的精度, 进而影响通信性能; 另一方面, 导频信号还需要承载感知功能, 其结构和功率分配对目标检测与参数估计具有显著影响。因此, 如何在通信与感知需求之间取得平衡, 并通过导频优化实现通信速率与感知精度的协同提升, 是当前ISAC研究中的一个重要问题和挑战。已有研究在导频设计方面取得了一定进展, 例如, 文献[9]基于互信息 (mutual information, MI) 准则提出一种新型正交导频信号, 使基站能够同时实现多用户通信与目标检测, 并采用投影梯度下降算法优化导频结构, 从而提升系统的通信与感知性能。文献[10]则研究了以通信为中心的ISAC系统, 通过联合优化导频矩阵、训练时长与波束成形来最大化目标检测概率。文献[11]则设计了一种基于正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 的导频信号, 并提出基于粒子群优化的时频资源分配算法, 通过调整权重参数动态适配通信与测距需求。然而, 上述研究大多聚焦于下行蜂窝ISAC场景, 采用单个基站自发自收的方式进行感知。该方式受限于基站的覆盖范围与观测视角, 感知范围有限, 难以满足广域覆盖或高精度感知需求。相比之下, 上行CF-ISAC系统通过广泛分布的AP协同接收多个用户设备 (user equipment, UE) 的上行信号, 可以实现对目标区域的全覆盖感知。目前, 针对上行CF-ISAC场景下的导频设计与优化仍缺乏系统研究。

综上所述, 本文提出了一种面向上行CF-ISAC系统的导频结构设计方案, 针对导频在信道估计与目标定位中的双重作用, 建立了最大化通信速率与感知估计率的多目标优化问题 (multi-

objective optimization problem, MOOP), 设计基于非支配排序遗传算法 II (non-dominated sorting genetic algorithm II, NSGA-II) 的导频结构优化算法, 通过进化搜索获得通信与感知性能间的帕累托 (Pareto) 最优解集, 实现导频在不同性能需求下的自适应优化。仿真结果表明, 在不同系统参数下, 通信和感知之间存在权衡区域, 且与随机导频及等功率导频结构相比, 本文所提方法能够在相同信噪比条件下显著降低信道估计误差。

1 系统模型

1.1 CF-ISAC 系统模型

上行 CF-ISAC 系统模型如图 1 所示。该系统由 1 个 CPU、 M 个 AP、 K 个 UE 和 T 个待感知目标组成。每个 AP 配备具有 N_t 个阵元的均匀线性阵列 (uniform linear array, ULA) 天线, 各阵元间距为半波长, 所有 UE 配备单天线。系统中 AP 与 UE 在覆盖区域内随机分布, 所有 AP 通过前传链路连接至 CPU 处, 集中处理接收到的上行导频信号, 以实现信道估计与目标定位。

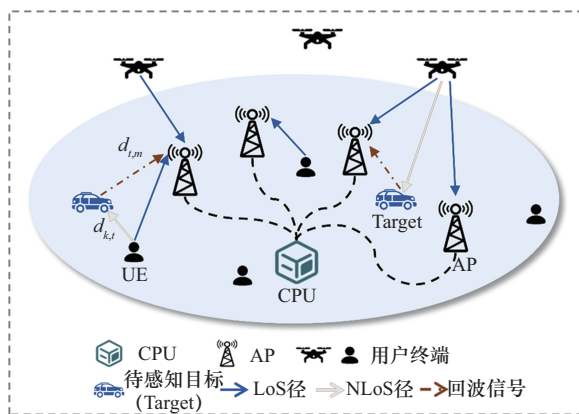


图 1 上行 CF-ISAC 系统模型

1.2 信道模型

本文采用准静态块衰落信道模型, 即在每个相干时间块内, UE 与 AP 之间的信道保持频率平坦且不随时间变化。考虑目标物体的存在, 将

UE 与 AP 间的有效信道建模为由随机散射信道和目标反射的非视距 (non-line-of-sight, NLoS) 路径组成的聚合信道^[12]。第 k 个 UE 到第 m 个 AP 之间的信道可表示为:

$$\mathbf{h}_{k,m} \triangleq \mathbf{h}_{U_k,A_m} + \sum_{t \in \mathcal{T}} \alpha_t \mathbf{h}_{U_k,T_t} \mathbf{h}_{T_t,A_m} \quad (1)$$

其中, UE k 与 AP m 间的随机散射信道为 $\mathbf{h}_{U_k,A_m} = \sqrt{\lambda_{U_k,A_m}} \mathbf{g}_{U_k,A_m}$, $\lambda_{U_k,A_m} \triangleq d_{U_k,A_m}^{-\alpha}$ 表示大尺度衰落系数, d_{U_k,A_m} 为 UE k 与 AP m 的距离, α 为路径损耗因子, $\mathbf{g}_{U_k,A_m} \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{I}_N)$ 为小尺度瑞利衰落向量。

考虑目标 $t \in \mathcal{T}$ 的存在, 其反射系数为 α_t , 由 UE—目标、目标—AP 两段链路构成的复合信道可表示为 $\mathbf{h}_{U_k,T_t} = \sqrt{\lambda_{U_k,T_t}} \mathbf{g}_{U_k,T_t}$, $\mathbf{h}_{T_t,A_m} = \sqrt{\lambda_{T_t,A_m}} \mathbf{g}_{T_t,A_m}$ 。其中, $\lambda_{U_k,T_t} \triangleq d_{U_k,T_t}^{-\alpha}$, $\lambda_{T_t,A_m} \triangleq d_{T_t,A_m}^{-\alpha}$ 分别是 UE k 到目标 t 、目标 t 到 AP m 的大尺度衰落系数; d_{U_k,T_t} 、 d_{T_t,A_m} 分别为对应的链路距离。由于 CPU 仅能粗略估计目标的位置, 距离的估计误差服从高斯分布, 故将该距离建模为高斯随机变量, 即 $d_{U_k,T_t} \sim \mathcal{N}(\bar{d}_{U_k,T_t}, \sigma_{U_k,T_t}^2)$ 、 $d_{T_t,A_m} \sim \mathcal{N}(\bar{d}_{T_t,A_m}, \sigma_{T_t,A_m}^2)$ 。 $\mathbf{g}_{U_k,T_t} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ 和 $\mathbf{g}_{T_t,A_m} \sim \mathcal{CN}(\bar{\mathbf{g}}_{T_t,A_m}, \chi_{T_t,A_m}^2 \mathbf{I}_N)$ 为小尺度衰落, 其中 $\bar{\mathbf{g}}_{T_t,A_m}$ 为目标方向矢量, 具体表示为:

$$\bar{\mathbf{g}}_{T_t,A_m} = \left[1, e^{j2\pi \frac{\mathbf{k}_{t,m}^T \mathbf{p}_{m,1}}{\lambda}}, \dots, e^{j2\pi \frac{\mathbf{k}_{t,m}^T \mathbf{p}_{m,N}}{\lambda}} \right] \in \mathbb{C}^{N \times 1} \quad (2)$$

其中, $\mathbf{k}_{t,m} = [\cos(\theta_{t,m}), \sin(\theta_{t,m})]^T$ 为波矢量, $\theta_{t,m}$ 为目标 t 指向 AP m 的出射角 (direction of departure, DOD), $\mathbf{p}_{m,n} = [x_{m,n}, y_{m,n}]^T$ 为 AP m 第 n 个天线的位置。

1.3 导频矩阵设计

假设本文优化用户的导频序列集合为 $\{X_1, \dots, X_K\}$, 其中, $X_k \in \mathbb{C}^{\tau_p \times 1}$ 是分配给每个用户的导频序列, τ_p 是导频长度。首先, 引入一组相互正交的基向量集合 $\{\phi_1, \dots, \phi_{\tau_p}\}$, 其中, $\phi_{\tau_p} \in \mathbb{C}^{\tau_p}$ 是一个



基向量，第 p 个元素为1，其余元素为0，并构造对应的基矩阵 $\Phi = [\phi_1, \dots, \phi_{\tau_p}] \in \mathbb{C}^{\tau_p \times \tau_p}$ ，其满足 $\Phi^H \Phi = \mathbf{I}_{\tau_p}$ 。假设每个用户的导频序列均由上述基向量构成，则用户 k 的导频可以表示为^[13]：

$$\mathbf{x}_k = \sum_{p=1}^{\tau_p} \sqrt{p_k^p} \phi_{\tau_p}, \quad \forall k \quad (3)$$

其中， p_k^p 表示用户 k 分配给第 p 个基向量的功率。该导频结构允许用户分配给每个导频符号不同的功率，因此用户间的导频序列可以构造任意正交或非正交的导频矩阵。

由此可得，用户 k 的导频功率为 $\|\mathbf{x}_k\|^2 = \sum_{p=1}^{\tau_p} p_k^p$ ，且每个用户的导频发射功率应满足以下约束：

$$\frac{1}{\tau_p} \sum_{p=1}^{\tau_p} p_k^p \leq P_{\max, k} \quad (4)$$

其中， $P_{\max, k}$ 为用户 k 的最大导频发射功率。

进一步，将所有用户的导频功率分配构造如下矩阵形式：

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \sqrt{p_1^1} & \sqrt{p_2^1} & \cdots & \sqrt{p_K^1} \\ \sqrt{p_1^2} & \sqrt{p_2^2} & \cdots & \sqrt{p_K^2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sqrt{p_1^{\tau_p}} & \sqrt{p_2^{\tau_p}} & \cdots & \sqrt{p_K^{\tau_p}} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}_+^{\tau_p \times K} \quad (5)$$

其中，第 k 列对应用户 k 的导频功率分配向量，则所有用户的导频矩阵可统一表示为 $\mathbf{X} = \Phi \mathbf{P}$ 。该导频结构设计框架在保证功率约束的前提下，能够灵活生成不同结构的导频序列，为通信与感知性能优化提供统一的建模基础。该导频设计基于现有通信协议中已标准化的导频结构，不会影响现有的通信协议。

1.4 信道估计

系统工作在时分双工（time division duplex, TDD）模式，每个相干时间块的长度记为 L ，其中导频阶段占据 τ_p 个符号，数据传输阶段占据 τ_d

个符号，两者满足 $L = \tau_p + \tau_d$ 。

在上行导频传输阶段，所有用户同时向AP发送导频序列，并由CPU进行信道估计。第 m 个AP接收到的信号可表示为：

$$\mathbf{Y}_m^p = \sum_{k=1}^K \mathbf{h}_{k,m} \mathbf{x}_k^H + \mathbf{n}_p \quad (6)$$

其中， $\mathbf{h}_{k,m}$ 表示用户 k 至AP m 的信道向量； \mathbf{n}_p 为复加性高斯白噪声向量，其元素独立同分布且满足分布 $\mathcal{CN}(\mathbf{0}, \sigma_p^2)$ 。

与用户 k 的导频序列进行相关处理后得到：

$$\mathbf{y}_m = \mathbf{Y}_m^p \mathbf{x}_k = \sum_{i=1}^K \mathbf{h}_{i,m} \mathbf{x}_i^H \mathbf{x}_k + \mathbf{n}_p \mathbf{x}_k = \sum_{i=1}^K c_{i,k} \mathbf{h}_{i,m} + \mathbf{n}_p \mathbf{x}_k \quad (7)$$

其中， $c_{i,k} \triangleq \mathbf{x}_i^H \mathbf{x}_k = \begin{cases} \sum_{p=1}^{\tau_p} p_k^p, & i=k \\ \sum_{p=1}^{\tau_p} \sqrt{p_i^p p_k^p}, & i \neq k \end{cases}$ ，噪声部

分为 $\mathbf{n}_p \mathbf{x}_k \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \sigma_p^2 \|\mathbf{x}_k\|^2 \mathbf{I}_{N_r}) = \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \sigma_p^2 c_{k,k} \mathbf{I}_{N_r})$ 。

接下来，对用户与AP间的聚合信道进行估计。根据文献[12]的推导过程，用户 k 和AP m 之间信道的自相关矩阵为：

$$\Phi_{k,m} = E\{\mathbf{h}_{k,m} \mathbf{h}_{k,m}^H\} = E\{\mathbf{h}_{U_k, A_m} \mathbf{h}_{U_k, A_m}^H\} + \sum_{t \in \mathcal{T}} \alpha_t^2 E\{|\mathbf{h}_{U_k, T_t}|^2\} E\{\mathbf{h}_{T_t, A_m} \mathbf{h}_{T_t, A_m}^H\} \quad (8)$$

不同用户间的信道相关矩阵为：

$$\Phi_{k,i,m} = E\{\mathbf{h}_{k,m} \mathbf{h}_{i,m}^H\} = E\{\mathbf{h}_{U_k, A_m} \mathbf{h}_{U_i, A_m}^H\} + \sum_{t \in \mathcal{T}} \alpha_t^2 E\{\mathbf{h}_{U_k, T_t} \mathbf{h}_{U_i, T_t}^*\} E\{\mathbf{h}_{T_t, A_m} \mathbf{h}_{T_t, A_m}^H\} \quad (9)$$

采用最小均方误差（minimum mean square error, MMSE）准则对聚合信道进行估计，得到信道的估计表达式为：

$$\hat{\mathbf{h}}_{k,m} = \frac{E\{\mathbf{h}_{k,m} \mathbf{y}_m^H\}}{E\{\mathbf{y}_m \mathbf{y}_m^H\}} \mathbf{y}_m = \mathbf{C}_{k,m} \mathbf{y}_m \quad (10)$$

其中， $E\{\mathbf{y}_m \mathbf{y}_m^H\} = |c_{k,k}|^2 \Phi_{k,m} + \sum_{i \neq k} |c_{i,k}|^2 \Phi_{k,i,m} +$

$\sigma_p^2 c_{k,k} I_{N_r}$ 为观测协方差, $\mathbb{E}\{\mathbf{h}_{k,m} \mathbf{y}_m^H\} = c_{k,k} \Phi_{k,m} =$

$\sum_{p=1}^{\tau_p} p_k^p \Phi_{k,m}$ 为互协方差, 代入后可得 $C_{k,m} = \frac{\mathbb{E}\{\mathbf{h}_{k,m} \mathbf{y}_m^H\}}{\mathbb{E}\{\mathbf{y}_m \mathbf{y}_m^H\}} =$

$$\frac{c_{k,k} \Phi_{k,m}}{|c_{k,k}|^2 \Phi_{k,m} + \sum_{i \neq k}^K |c_{i,k}|^2 \Phi_{i,m} + \sigma_p^2 c_{k,k} I_{N_r}}$$

估计信道的自相关矩阵为:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{R}}_{k,m} &= E\{\hat{\mathbf{h}}_{k,m} \hat{\mathbf{h}}_{k,m}^H\} = \\ C_{k,m} E\{\mathbf{y}_m \mathbf{y}_m^H\} C_{k,m}^H &= C_{k,m} c_{k,k} \Phi_{k,m} \end{aligned} \quad (11)$$

根据线性 LMMSE 特性, 信道估计误差与信道估计呈正交关系, 因此信道估计误差 $\mathbf{e}_{k,m}$ 的自相关矩阵表示为:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\theta}_{k,m} &= E\left[(\mathbf{h}_{k,m} - \hat{\mathbf{h}}_{k,m})(\mathbf{h}_{k,m} - \hat{\mathbf{h}}_{k,m})^H\right] = \\ E\{\mathbf{h}_{k,m} \mathbf{h}_{k,m}^H\} - E\{\hat{\mathbf{h}}_{k,m} \hat{\mathbf{h}}_{k,m}^H\} &= \\ \Phi_{k,m} - C_{k,m} c_{k,k} \Phi_{k,m} \end{aligned} \quad (12)$$

最终, 用户 k 的信道估计均方误差为 $\text{MSE}_k = \sum_{m=1}^M \text{tr}(\boldsymbol{\theta}_{k,m})$ 。

2 问题建模

2.1 通信性能指标

在上行数据传输阶段, 设用户 k 发送的数据信号为 $s_k \sim \mathcal{CN}(0, 1)$, 对应的发射功率为 p_u , 则第 m 个 AP 接收到的上行信号可表示为:

$$\gamma_k = \frac{p_u \mathbb{E}\left\{\left|\sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{h}}_{k,m}^H \hat{\mathbf{h}}_{k,m}\right|^2\right\}}{\sum_{j \neq k}^K p_j \mathbb{E}\left\{\left|\sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{h}}_{k,m}^H \hat{\mathbf{h}}_{j,m}\right|^2\right\} + p_u \mathbb{E}\left\{\left|\sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{h}}_{k,m}^H \boldsymbol{\theta}_{k,m} \hat{\mathbf{h}}_{k,m}\right|^2\right\} + \sigma_u^2 \mathbb{E}\left\{\left|\sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{h}}_{k,m}^H\right|^2\right\}} \quad (15)$$

根据香农公式, 用户 k 的可实现上行通信速率表示为:

$$R_k = \left(1 - \frac{\tau_p}{L}\right) \text{lb}(1 + \gamma_k) \quad (16)$$

2.2 感知性能指标

在 ISAC 系统中, 克拉美罗下界 (Cramér - Rao lower bound, CRLB) 作为无偏参数估计量

$$\mathbf{Y}_m^d = \sum_{k=1}^K \mathbf{h}_{k,m} \sqrt{p_u} s_u + \mathbf{n}_u \quad (13)$$

其中, \mathbf{n}_u 为复加性高斯白噪声向量, 其元素独立同分布且满足分布 $\mathcal{CN}(0, \sigma_u^2)$ 。

在实际系统中, 接收端无法获取完美的信道信息, 而是依赖基于 LMMSE 的信道估计值 $\hat{\mathbf{h}}_{k,m}$, 故可将真实信道分解为 $\mathbf{h}_{k,m} = \hat{\mathbf{h}}_{k,m} + \mathbf{e}_{k,m}$, 其中, $\mathbf{e}_{k,m}$ 为信道估计误差, 并满足 $\mathbf{e}_{k,m} \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{C}_{k,u})$ 。

在 CPU 端, 对来自各 AP 的接收信号进行集中汇聚, 并采用最大比合并 (maximum ratio combining, MRC) 技术接收。用户 k 的检测信号可表示为:

$$r_k = \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{h}}_{k,m}^H \mathbf{Y}_m^d = \mathcal{D}_k + \mathcal{N}_k^{\text{inter-ul}} + \mathcal{N}_k^{\text{error}} + \mathcal{N}_k^{\text{noise}} \quad (14)$$

其中, $\mathcal{D}_k \triangleq \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{h}}_{k,m}^H \hat{\mathbf{h}}_{k,m} \sqrt{p_u} s_u$ 是用户 k 的期望通信信号, $\mathcal{N}_k^{\text{inter-ul}} = \sum_{j \neq k}^K \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{h}}_{k,m}^H \mathbf{h}_{j,m} \sqrt{p_j} s_j$ 表示其他

用户的干扰信号, $\mathcal{N}_k^{\text{error}} = \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{h}}_{k,m}^H \mathbf{e}_{k,m} \sqrt{p_u} s_u$

为信道估计误差, $\mathcal{N}_k^{\text{noise}} = \sum_{m=1}^M \hat{\mathbf{h}}_{k,m}^H \mathbf{n}_u$ 是噪声项。

用户 k 的等效信干噪比 (signal-to-interference-plus-noise ratio, SINR) 可表示为:

的均方误差下界指标, 被广泛用作感知性能评估的度量标准^[14]。本文使用距离误差下界衡量目标定位精度, 将第 k 个用户与第 m 个 AP 间的双静态距离 $d_{k,m}$ 作为估计参数。根据文献[15]的研究, 双静态距离的克拉美罗下界可表示为:

$$E\{(\hat{d}_{k,m} - d_{k,m})(\hat{d}_{k,m} - d_{k,m})^*\} \geq \mathbf{F}_{k,m}^{-1} \quad (17)$$



其中, $\mathbf{F}_{k,m}$ 表示贝叶斯费希尔信息矩阵 (Bayesian Fisher information matrix, FIM)。对于第 t 个目标, 其在第 m 个 AP 处的 FIM 可写为:

$$\mathbf{F}_{k,m,t} = \frac{1}{\sigma_n^2} \left(\frac{d\mathbf{Y}_m^p}{dd_{k,m}} \right)^H \left(\frac{d\mathbf{Y}_m^p}{dd_{k,m}} \right) \quad (18)$$

其中, σ_n^2 为感知噪声功率。

在上行 CF-ISAC 系统中, 第 m 个 AP 接收到的目标回波可建模为 $\mathbf{y}_{m,t} = \sum_{k \in \mathcal{K}} \alpha_t \eta_{k,m,t} \mathbf{x}_k^H \mathbf{q}_{A_m, T_t} \otimes \mathbf{q}_{T_t, U_k} e^{-\frac{j2\pi f d_{k,m}}{c}} + \mathbf{z}$, 其中 $\eta_{k,m,t} = \sqrt{\lambda_{U_k, T_t} \lambda_{T_t, A_m}}$ 表示大尺度衰落, $\mathbf{z} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_n^2 \mathbf{I})$ 表示感知噪声。

在此基础上, 由式 (16) 可进一步推导得出第 m 个 AP 处的 FIM 表达式:

$$\mathbf{F}_{m,t} = \frac{\sum_{k=1}^K \mathbf{x}_k^H \mathbf{x}_k N_r (2\pi \alpha_t \eta_{k,m} f/c)^2}{\sigma_n^2} \quad (19)$$

随后 CPU 获得距离参数的感知 CRLB _{t} = $\frac{\sum_{m=1}^M \mathbf{F}_{k,m,t}}{M}$ 。为统一 CF-ISAC 系统中通信与感知的性能指标, 本文将感知估计速率 (sensing estimation rate, SER) 作为评估感知性能指标。对于目标 t , 其 SER 可通过以下表达式进行计算:

$$R_t = \text{lb} \left(1 + \frac{1}{\text{CRLB}_t} \right) \quad (20)$$

2.3 多目标优化问题构建

由上述分析可知, 导频结构对上行链路通信性能和感知精度有着双重影响, 因此合理优化导频结构对提升 CF-ISAC 系统的整体性能至关重要。本节将构建一个多目标优化问题, 在给定系统约束条件下同时实现通信与感知性能的最大化。具体而言, 第一个优化目标 \mathcal{P}_1 是最大化上行链路通信速率的总和, 第二个优化目标 \mathcal{P}_2 是最大化目标估计的 SER, 用 \mathbf{P} 表示包含优化目标的优化向量, 则优化问题可以构建为:

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{X}} \quad & \mathbf{P} = [\mathcal{P}_1, \mathcal{P}_2] \\ \text{s.t.} \quad & \text{C1: } \frac{1}{\tau_p} \sum_{p=1}^{\tau_p} p_k^p \leq P_{\max,k}, \quad \forall k \\ & \text{C2: } p_k^p \geq 0, \\ & \text{C3: } 0 \leq \tau_p \leq L, \\ & \text{C4: } R_k \geq R_{\min\#} \end{aligned} \quad (21)$$

其中:

$$\mathcal{P}_1: \max_{\mathbf{X}} \sum_{k \in \mathcal{K}} R_k \quad (22)$$

$$\mathcal{P}_2: \max_{\mathbf{X}} \sum_{t \in \mathcal{T}} R_s \quad (23)$$

其中, \mathcal{K} 为所有用户的集合, \mathcal{T} 为所有目标的集合。C1 和 C2 表示用户导频序列总功率约束, C3 表示导频序列长度的约束, C4 表示用户的服务质量门限。

该优化问题能够在保证系统基本约束条件的前提下, 综合考虑通信速率与感知精度两个维度, 进而刻画其性能权衡关系。

3 基于 NSGA-II 的导频结构优化算法

由于通信与感知性能之间存在权衡, 上述多目标优化问题的解集通常呈现为一条 Pareto 前沿。为了有效刻画这种权衡, 并在不同通信-感知需求下获得对应的最优导频结构, 本文引入 NSGA-II 算法对上行 CF-ISAC 系统的导频结构进行优化。

NSGA-II 是一种典型的多目标优化算法^[16], 通过非支配排序机制有效搜索 Pareto 最优解集, 并利用拥挤度距离维持解集的多样性, 从而直观反映通信与感知性能之间的折中关系。具体优化流程如算法 1 所示。首先, 在导频功率约束范围内随机初始化种群, 其中每个个体对应一个导频功率矩阵。随后, 按式 (16) 和式 (20) 计算每个个体对应的通信速率与感知估计速率, 并根据式 (4) 去除不满足功率约束条件的个体。再基于非支配排序对种群进行分层, 并通过拥挤度计算保证 Pareto 解集在目标空间中的分布均匀性。接着, 采用锦标赛选择、模拟二进制交叉和多项

式变异等遗传操作不断迭代更新种群，直至达到最大迭代次数或满足收敛判据，最终得到导频结构的 Pareto 最优解集，并绘制对应的通信-感知 Pareto 前沿曲线，从而为不同性能需求下的导频设计提供直观决策依据。NSGA-II 算法获取所有 Pareto 最优解的计算复杂度为 $\mathcal{O}(N_{\text{obj}}N_{\text{pop}}^2)$ ，其中， $N_{\text{obj}}=2$ 表示目标函数的数量， N_{pop} 为种群规模，仿真中设置为 200，最大迭代次数为 $N_{\text{gen}}=500$ 。

算法 1 基于 NSGA-II 的上行 CF-ISAC 导频结构优化算法

输入 初始化种群 P_0 ，随机生成用户的导频矩阵 $\{P_1, P_2, \dots, P_N\}$ ，每个都满足功率约束

输出 Pareto 最优解集，不同通信-感知权衡下的最优导频结构方案

for $t \leq T_{\text{max}}$ do

 目标函数计算，根据式 (16) 和式 (20) 分别计算通信性能 R_{comm} 和感知性能 R_{sense}

 根据式 (4) 去除不满足功率约束的个体

 基于目标函数值对种群 P_0 进行非支配排序和

拥挤度计算 $d_j^{(m)} = \frac{f_m^{(j+1)} - f_m^{(j-1)}}{f_m^{\text{max}} - f_m^{\text{min}}}$

 基于非支配等级和拥挤距离，使用锦标赛选择法选取父代种群

 以概率 p_c 执行二进制交叉操作，以概率 p_m 执行多项式变异操作，生成子代种群 P_t

 合并父代与子代种群

 计算合并种群的通信性能 R_{comm} 和感知性能 R_{sense}

 根据非支配排序和拥挤距离 $d_j^{(m)}$ 对合并种群进行排序，并选取出下一代种群 P_{t+1}

end for

4 仿真结果与分析

采用 MATLAB 软件进行仿真，分析导频结构对上行 CF-ISAC 系统通信感知性能的影响，并

验证基于 NSGA-II 算法的导频优化方案的有效性。仿真场景设定为半径为 200 m 的圆形覆盖区域，区域内随机分布 4 个 AP、3 个 UE 和 1 个待感知目标。CF-ISAC 系统的仿真参数见表 1。

表 1 CF-ISAC 系统的仿真参数

参数	符号	数值
覆盖区域半径	R	200 m
AP 数量	M	4
UE 数量	K	3
感知目标数量	T	1
路径损耗指数	α	3.7
UE 导频最大功率	$P_{\text{max},k}$	100 mW
反射系数	α_t	1
相干块符号长度	L	200
载波频率	f	3.9 GHz
信号带宽	B	2 MHz
通信噪声功率	σ_p^2	-114 dBm
感知噪声功率	σ_n^2	-114 dBm
AP 天线数	N_r	4

不同导频长度下可实现通信-感知性能 Pareto 边界如图 2 所示，其反映了导频长度对系统通信速率与感知估计率的影响。图 2 表明，随着导频长度的增加，通信速率逐渐下降，这是因为更多导频资源占用了有效数据传输时隙。与此同时，感知估计率则随导频长度增加而显著提升，这可能是因为更丰富的导频资源提高了信道估计精度，进而增强了目标的感知精度。值得注意的是，当固定导频长度时，存在多个感知估计率相近但通信速率不同的离散 Pareto 解，这主要源于在总导频功率约束条件下，通过优化用户内导频符号功率分配与用户间导频功率分配，可以减少多用户间干扰，从而提升通信速率，而感知性能由于导频功率总量相近而变化较小。该结果清晰地揭示了不同导频长度下通信与感知性能之间存在的固有权衡关系，显示了在上行 CF-ISAC 系



统中对导频资源进行合理优化的必要性。

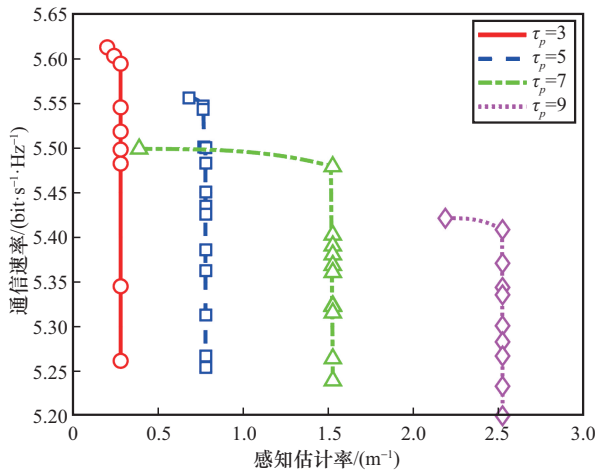


图2 不同导频长度下可实现通信-感知性能 Pareto 边界

不同天线数下可实现通信-感知性能 Pareto 边界如图3所示，其反映了基于 NSGA-II 算法得到的通信速率与感知估计率之间的 Pareto 前沿，也清晰地展现了在不同接收天线数量下系统通信-感知性能的权衡关系。曲线上的每个数据点都对应着一个既能满足通信需求又能实现感知目标的可行导频功率矩阵。仿真结果表明，随着天线数量的增加，Pareto 前沿整体向外扩展，进而在通信与感知两个维度上实现了更优的综合性能。具体而言，当采用更大规模的天线阵列时，系统不仅能显著提升通信速率，还能有效增强感知精度。

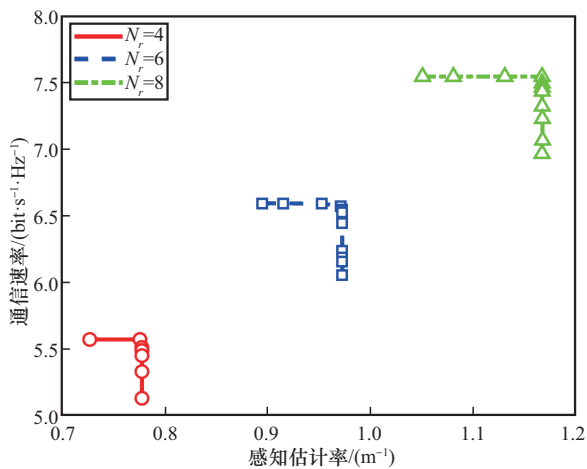


图3 不同天线数下可实现通信-感知性能 Pareto 边界

在用户数 $K=5$ 、导频长度 $\tau_p=3$ 的情况下，对比3种导频功率分配方案的信道估计 MSE 随接收端 SNR 的变化，结果如图4所示。3种导频功率分配方案包括本文所提的 NSGA-II 优化后导频、等功率导频与随机导频。其中，等功率导频分配方案是将每个用户的总导频发射功率平均分给 τ_p 个基向量，功率矩阵每行元素相等，无干扰抑制机制；随机导频分配方案是随机生成导频功率矩阵，模拟实际系统中无优化时的资源分配状态。图4显示，随着 SNR 的增加，3种方案的信道估计 MSE 均呈下降趋势，这是因为 SNR 增加后，噪声对信道估计的干扰逐步减弱。不过，NSGA-II 优化后导频始终优于对比方案，这是因为其通过识别高干扰用户并优化重叠基向量功率，使导频互相关系数降低，减少了多用户间干扰，从而在相同条件下获得更小的信道估计误差，验证了所提算法在导频设计方面的有效性和鲁棒性。

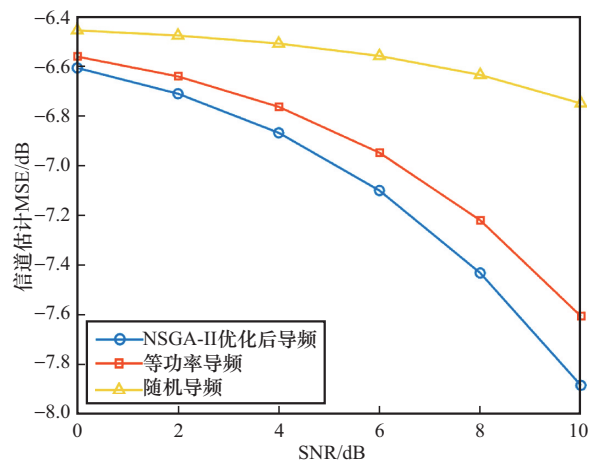


图4 不同 SNR 下的信道估计 MSE 性能对比

5 结束语

为提升上行 CF-ISAC 系统在通信与感知双重任务下的综合性能，本文针对系统中的导频结构设计问题，设计了一种联合导频长度与功率分配的新型导频结构，并提出了一种基于

NSGA-II 算法的导频结构优化方法。通过建立系统模型和性能分析框架,分别推导了通信速率与感知定位精度的数学表达式。在此基础上,将导频结构优化建模为一个多目标优化问题,利用 NSGA-II 算法求得其最优 Pareto 前沿,有效刻画了通信与感知性能之间的最优权衡关系。仿真结果表明,导频长度和天线规模对系统性能具有显著影响。与随机导频、等功率导频方案相比,本文所提出的导频优化方法能够在相同 SNR 条件下显著降低信道估计误差,验证了该方法的有效性与优越性。

参考文献:

- [1] Liu F, Cui Y H, Masouros C, et al. Integrated sensing and communications: toward dual-functional wireless networks for 6G and beyond[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2022, 40(6): 1728-1767.
- [2] Zhang J A, Liu F, Masouros C, et al. An overview of signal processing techniques for joint communication and radar sensing[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2021, 15(6): 1295-1315.
- [3] Liu Z A, Aditya S, Li H Y, et al. Joint transmit and receive beamforming design in full-duplex integrated sensing and communications[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2023, 41(9): 2907-2919.
- [4] Chen X, He X X, Feng Z Y, et al. Joint localization and communication enhancement in uplink integrated sensing and communications system with clock asynchronism[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2024, 42(10): 2659-2673.
- [5] Jiang W J, Ma D Y, Wei Z Q, et al. ISAC-NET: model-driven deep learning for integrated passive sensing and communication[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2024, 72(8): 4692-4707.
- [6] Zhang J A, Wu K, Huang X J, et al. Integration of radar sensing into communications with asynchronous transceivers[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2022, 60(11): 106-112.
- [7] Zeng F, Liu R Y, Sun X Y, et al. Multi-static ISAC based on network-assisted full-duplex cell-free networks: performance analysis and duplex mode optimization[J]. *Science China Information Sciences*, 2025, 68(5): 150303.
- [8] Behdad Z, Demir Ö T, Sung K W, et al. Power allocation for joint communication and sensing in cell-free massive MIMO[C]// *Proceedings of the GLOBECOM 2022 - 2022 IEEE Global Communications Conference*. Piscataway: IEEE Press, 2023: 4081-4086.
- [9] Bazzi A, Chafii M. Mutual information based pilot design for ISAC[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2025, 73(9): 7914-7930.
- [10] Hua M, Wu Q Q, Chen W, et al. Integrated sensing and communication: joint pilot and transmission design[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(11): 16017-16032.
- [11] Zhu W D, Han Y H, Wang L, et al. Pilot optimization for OFDM-based ISAC signal in emergency IoT networks[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2024, 11(18): 29600-29614.
- [12] 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.
- [13] Van Chien T, Björnson E, Larsson E G. Joint pilot design and uplink power allocation in multi-cell massive MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(3): 2000-2015.
- [14] 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.
- [15] Zeng F, Yu J X, Li J M, et al. Integrated sensing and communication for network-assisted full-duplex cell-free distributed massive MIMO systems[J]. *arXiv preprint*, 2023, arXiv: 2311.05101.
- [16] Deb K, Pratap A, Agarwal S, et al. A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: NSGA-II[J]. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 2002, 6(2): 182-197.

[作者简介]



田卓岩 (2001-), 女, 东南大学信息科学与工程学院博士生, 主要研究方向为通感一体化。



王洁（1998-），女，东南大学信息科学与工程学院博士生，主要研究方向为无蜂窝大规模MIMO、通感一体化。



朱鹏程（1978-），男，东南大学信息科学与工程学院教授，主要研究方向为无线通信和移动网络，涵盖5G/6G移动通信系统、大规模MIMO、超可靠低时延通信和毫米波通信等。



李佳珉（1983-），男，东南大学信息科学与工程学院教授，主要研究方向为6G无蜂窝智能无线接入网、海量终端高可靠低时延通信、多站协同通感一体化、6G极致连接（空时互换理论、空时二维编码）、未来移动通信综合试验平台。



王东明（1977-），男，东南大学信息科学与工程学院教授，主要研究方向为无线通信信号处理和大规模分布式MIMO系统（无蜂窝大规模MIMO）等。