

通感一体化干扰管理及性能评估*

庄宏成^{1,2}, 安杰^{1,2}, 林玥彤³

1. 中山大学电子与通信工程学院, 广东 深圳 518107
2. 鹏城实验室宽带通信研究部, 广东 深圳 518055
3. 帝国理工学院, 英国 伦敦 SW72az

摘要: 提出了一种基于用户分组和非正交多址技术的通感一体化干扰管理方法。首先, 通过无线信号感知获得基站覆盖范围内的通信用户和感知目标的分布并以感知目标为基准分组。其次, 同一分组内利用NOMA在功率域完全复用用户, 不同分组采用空域波束的正交性降低波束间干扰。最后, 以通信用户和速率和感知功率加权的目标值最大化为目标函数, 提出一种基于双惩罚项的SCA迭代算法求解最优波束赋形器。结果表明, 与非分组方法相比, GF-NOMA方法的系统性能平均提高了约10%。同时, 评估了通信和感知权重因子、惩罚项以及分组用户分布对GF-NOMA干扰管理的系统性能影响。

关键词: 通感一体化; 波束赋形; 非正交多址技术; 分组; 干扰管理

中图分类号: TN929.5 **文献标志码:** A **文章编号:** 2097-0137(2025)04-0031-11

Interference management approach and performance evaluation for integrated sensing and communication

ZHUANG Hongcheng^{1,2}, AN Jie^{1,2}, LIN Yuetong³

1. School of Electronics and Communication Engineering, Sun Yat-sen University, Shenzhen 518107, China
2. Broadband Communication Research Department, Peng Cheng Laboratory, Shenzhen 518055, China
3. Imperial College London, London SW72az, UK

Abstract: In this paper, a ISAC (integrated sensing and communication) interference management approach based on user-grouping and non-orthogonal multiple access (NOMA) is proposed. Firstly, the distribution of communication users and sensing targets within the coverage of the base station through wireless signal sensing and group them based on the sensing targets is obtained. Secondly, NOMA is used to fully multiplex users in the power domain within the same group, and the orthogonality of spatial beams is used in different groups to reduce inter-group interference. Finally, a dual penalty based SCA iterative algorithm (DP-SCA) is proposed to solve the optimal beamformer with the goal of maximizing the weighted sum of communication users' rates and sensing power. The simulation results show that, compared with non-grouped methods, the GF-NOMA method has an average system performance improvement of about 10%. At the same time, the impact of communication and sensing weight factors, penalty terms, and grouped user distribution on the system performance of the GF-NOMA interference management approach is evaluated.

Key words: ISAC; beamforming design; NOMA; grouping; interference management

* 收稿日期: 2025-02-04

录用日期: 2025-02-28

网络首发日期: 2025-05-21

基金项目: 国家重点研发计划(2021YFA0716600)

作者简介: 庄宏成(1973年生), 男; 研究方向: 移动通信; E-mail: zhuanghch@mail.sysu.edu.cn

全文阅读



ZR20250031

通感一体化 (ISAC, integrated sensing and communication) 已经成为学界的研究热点 (Du et al., 2023)。尽管通感一体化技术在提升系统效率和功能方面展现出巨大的潜力, 但通信和感知共享相同的无线资源导致信号之间的干扰不可避免。未来 6G 网络海量用户的接入愿景以及大规模天线技术的发展, 通感一体化的干扰管理将变得更为复杂 (Liu et al., 2022)。

针对通感一体化系统中的干扰管理问题, 现有的研究提出了多种解决方案。例如, He et al. (2023) 基于 FD-ISAC 系统的感知和通信频分复用的能力, 通过波束成形技术从空域上解决上下行耦合的干扰问题。然而, 波束成形需要同时保证通信链路的可靠性和感知精度的准确性, 这使得干扰管理问题在高动态环境下变得尤为复杂 (Zhang et al., 2023)。Sun et al. (2023) 通过优化功率分配的方式, 降低不同任务之间的干扰, 进而提出基于主要最小化算法解决上下行链路的功率分配, 以最小化通信和感知均方误差的加权和, 利用空间的自由度产生多波束, 服务多个感知和通信用户。随着通感一体化技术的不断演进, 在资源共享的基础上延伸出感知辅助通信、通信辅助感知等协调增益, 提升通信服务质量和感知的精确度 (Meng et al., 2023; Hu et al., 2022)。例如, Qian et al. (2019) 通过优化通信速率和雷达输出信号干扰加噪声比, 联合设计通信码本和雷达接收滤波器。

由于现有的研究将通感一体化系统的干扰管理问题建模成非凸的多目标优化问题, 需要同时优化多项性能指标 (如通信速率、误码率、感知精度等), 传统的优化方法难以在实际应用中找到全局最优解。同时, 一些研究提出了基于半正定松弛 (SDR, semidefinite relaxation)、交替方向乘子法 (ADMM, alternating direction method of multipliers) 等算法的解决方案, 用于降低计算复杂度并提高求解效率。Liu et al. (2018) 提出高效的流形算法求解针对目标函数中惩罚项加入信干噪比约束的加权优化问题。为改善通感一体化系统中的干扰并提升通信效率, Chai et al. (2024) 在接收器处采用部分群连续干扰消除方案, 提升干扰管理性能。在多用户场景中, Liang et al. (2024) 探讨了多输入多输出 (MIMO-ISAC) 系统的鲁棒混合波束成形设计问题。另外, Sun et al. (2024) 提出一种非正交多址技术 (NOMA, non-orthogonal multiple access) 辅

助 ISAC 系统方案, 该方案可以同时共享无线资源上执行传感和通信任务, 在减轻相互干扰的同时显著提高频谱效率。为实现多用户间的资源复用和干扰抑制, Liu et al. (2024) 和 Wang et al. (2022) 提出采用 NOMA 在功率域为感知任务和通信用户分配不同的功率, 利用串行干扰消除技术 (SIC, successive interference cancellation) 对用户进行抑制, 允许用户共享相同的时间/频率资源, 从而提供额外的自由度, 以达到匹配期望的感知波束图的目的。

基于以上讨论, 现有的 NOMA 辅助的通感一体化系统的干扰管理研究中, 采用 NOMA 和 SIC 解码在功率域对所有用户之间进行干扰消除。但是, 当用户密集度较高时, 信道差异不明显, 导致 SIC 解码产生累积误差, 无法满足未来无线场景的海量接入设备的干扰管理 (Zhao et al., 2024; Liu et al., 2020)。因此, 本文提出一种基于 NOMA 和用户分组的通感一体化干扰管理的方法。首先, 基站发射波束扫描以获取双功能基站附近的通信用户和感知目标的分布, 根据用户分布对处于感知目标一定角度范围内的用户进行分组。其次, 由于通信用户和感知目标同处于一个通感一体化波束内, 无法在时频域内避免干扰的产生, 利用 NOMA 在功率域根据信号的强弱采用 SIC 解码缓解干扰, 在感知精度和通信速率之间建立可扩展的权衡。最后, 对不同的分组采用空域的波束正交进行干扰消除, 在满足通信用户和感知目标需求的基础上, 最大化通信吞吐量和感知功率的加权和, 提升通信速率和感知精度。

1 系统模型

本文考虑一个双功能基站覆盖范围内的多用户和多感知目标的通感一体化系统。该系统配备一个具有 N 个天线均匀线阵 (ULA, uniform linear array) 的双功能基站、 K 个单天线用户 $\mathcal{K} = \{1, \dots, K\}$ 和 M 个感知目标 $\mathcal{M} = \{1, \dots, M\}$ 。首先, 采用无线感知信号获取基站附近的通信用户和感知目标的分布, 包括与基站的相对距离及方位角。其次, 以感知目标为中心, 将通信用户和感知目标进行分组, 系统模型如图 1 所示。

为了提升频谱效率, 最大化地降低基站覆盖范围内的通信用户之间、感知目标之间以及通信用户和感知目标之间的干扰, 以通信用户吞吐量和感知目标功率的联合加权和为目标函数, 提出

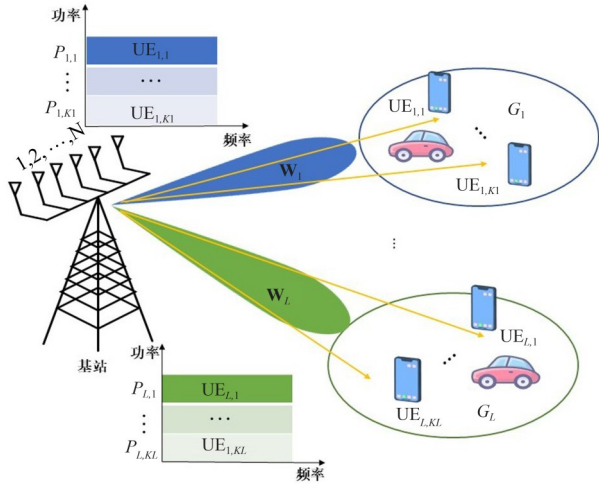


图1 NOMA辅助的ISAC干扰管理系统

Fig. 1 NOMA-assisted ISAC interference coordination system

了一种基于NOMA和用户分组的通感一体化干扰管理方案。本方案在每个组内采用非正交多址接入技术在功率域根据用户信号强度,利用连续干扰消除技术解码,减少组内用户间的干扰;而不同组的用户空域的波束正交避免不同组间用户的干扰。

为了更好地实现干扰管理,对被调度到的感知目标和通信用户分组,方位角在基站预设范围内的为一组,如图2所示。在感知目标方位角 θ_m 一定范围内的通信用户和其他感知目标为一组, K 个用户和 M 个感知目标分为 L 个组,记为 $g = \{G_1, G_2, \dots, G_L\}$ 。基站的波束覆盖感知目标和通信用户集合为

$$G_l = \{m, u; |\theta_u - \theta_m| \leq \theta_w, u \in \mathcal{K} \cup \mathcal{M}, m \in \mathcal{M}\},$$

其中 \mathcal{M} 表示感知目标集合, \mathcal{K} 表示通信目标集合, θ_m 为被调度到的感知目标方位角, θ_w 为分组的方位角阈值, θ_u 为满足被调度到的感知目标方位角阈值的通信用户或感知目标。用波束的主瓣宽度(HPBW)确定用户方位角阈值大小,判断波束对用户的覆盖范围。对于均匀线阵,其HPBW近似表达式为

$$\text{HPBW} \approx \frac{k\lambda}{Nd\cos\theta_0},$$

其中 k 是一个常数(对于ULA, $k \approx 0.886$), λ 是信号波长, N 是阵元数, d 是阵元间距, θ_0 是波束指向方向。由于分组是以感知目标为中心,所以选取 $\theta_w = \frac{1}{2} \text{HPBW}$ 。

基站对通信用户和感知目标的信号采用叠加

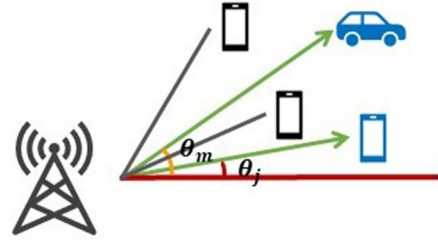


图2 通信用户和感知目标分组

Fig. 2 The grouping of communication users and sensing targets

编码的方式进行编码后,利用双功能基站天线阵列的波束赋形技术进行数据的传输。具体来说,基站向所有用户发送叠加的 $\mathbf{w}_i s_i$ 信号,其中 $\mathbf{w}_i \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 是基站发送信息符号 s_i 给用户 i 的波束赋形器。

基站的发射信号表示为 $\mathbf{x} = \sum_{i \in \{\mathcal{K} \cup \mathcal{M}\}} \mathbf{w}_i s_i$

$\mathbf{E}\{|s_i|^2\} = 1$,当用户 i 为感知目标时,信号 s_i 为已知的感知序列。当感知序列已知时,通信用户在接收端可以解码出感知序列,以消除感知目标与通信用户之间的干扰。因此,用户 k 处的接收信号 y_k 为

$$y_k = \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k s_k + \mathbf{h}_k^H \sum_{i \neq k, i \in \mathcal{K}} \mathbf{w}_i s_i + \mathbf{h}_k^H \sum_{m \in \mathcal{M}} \mathbf{w}_m s_m + \mathbf{h}_k^H \sum_{G_j \neq G_k \in \mathcal{G}} \mathbf{w}_{G_j} s_{G_j} + n_k, \quad (1)$$

其中 $\mathbf{h}_k = \Lambda_k^{-1/2} \hat{\mathbf{h}}_k$, $k \in \mathcal{K}$ 表示基站与用户之间的信道矩阵, $\Lambda_k^{-1/2}$ 表示大尺度衰落, $\hat{\mathbf{h}}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 表示小尺度衰落, n_k 表示方差为 σ_n^2 的圆对称复高斯噪声。用户 k 处的接收信号 y_k 被分为两部分:组内干扰包括用户间干扰和感知干扰,采用NOMA和串行干扰消除技术进行干扰管理;组间干扰包含不同组用户的干扰,采用空域正交波束赋形以消除干扰。

1.1 通信模型

为了提升频谱效率,对每个 G_l 组内采用NOMA对通信用户和感知目标在功率域实现完全复用。不失一般性,NOMA通常利用用户之间信道增益的不均衡性来分配功率。假设用户的索引是关于其信道增益递增的,即 $\Lambda_1^{-1} \leq \Lambda_2^{-1} \leq \dots \leq \Lambda_K^{-1}$,用户1是最弱的用户,而用户 K 是最强的用户。即

$$\frac{|\mathbf{h}_1|^2}{\sigma_n^2} < \frac{|\mathbf{h}_2|^2}{\sigma_n^2} < \dots < \frac{|\mathbf{h}_K|^2}{\sigma_n^2}.$$

NOMA将更多的功率分配给信道增益较差的用户,这意味着分配给用户的功率被排序为 $p_1 >$

$p_2 > \dots > p_K$ 。通过分析公式(1), 可以看出第1项表示第 k 个用户的期望信号, 第2项表示同组内的 $j > k$ 用户对第 k 个用户的干扰, 第3项是同组内感知目标对第 k 个用户的干扰; 第4项是不同组用户的组间干扰; 第5项表示复加高斯白噪声 $n_k \sim \text{CN}(0, \sigma_n^2)$ 。假设在理想情况下, 接收端用户采用SIC解码能够完全消除信道强度小于用户 k 的干扰($j < k$), 接收信号的干扰来自所有强用户的干扰($j > k$)。因此, 当 $k \in \mathcal{K}_l, k \neq K_l$ 时信号 s_k 在 k 处进行SIC完全解码后可达到的速率为

$$R_{k \rightarrow k} = \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i \in \mathcal{K}_l, i > k} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_n^2} \right).$$

采用SIC解码技术, 确定的顺序解码的条件为

$$|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 \geq |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2, \quad k, j \in \mathcal{K}_l.$$

当 $k \in \mathcal{K}_l, k \neq K_l$ 且 $j > k$ 时, 用户 k 的信号符号 s_k 在用户 j 处采用SIC进行完全解码后的可达到速率为

$$R_{k \rightarrow j} = \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_j^H \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i \in \mathcal{K}_l, i > k} |\mathbf{h}_j^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_n^2} \right).$$

在用户 K_l 处, 所有其他用户的干扰通过SIC解码, 其干扰来自于方差为 σ_n^2 的圆对称复高斯噪声。因此, 在用户 K_l 处可达速率 R_{K_l} 为

$$R_{K_l} = \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_{K_l}^H \mathbf{w}_{K_l}|^2}{\sigma_n^2} \right). \quad (2)$$

1.2 感知模型

在NOMA辅助的通感一体化干扰管理系统中, 基站通过接收感知目标反射的回波信号以实现感知探测的目的, 确定感知目标的方向。当天线阵的几何形状确定后, 雷达的发射波束感知方向图由发射协方差矩阵 \mathbf{R} 决定, 基站发射端的协方差矩阵为

$$\mathbf{R} = \text{E}[\mathbf{x}\mathbf{x}^H] = \sum_{i \in \{\mathcal{K}_l \cup \mathcal{M}\}} \mathbf{w}_i \mathbf{w}_i^H. \quad (3)$$

2 性能指标

2.1 通信性能指标

信干噪比(SINR)表示接收到的有用信号的强度与接收到的干扰信号(包括噪声和干扰)的强度的比值, 用于衡量信号的质量和系统的性能。信号 s_k 在用户 j 处和用户 k 处解码时的信干噪比分别为

$$\text{SINR}_{k \rightarrow k} = \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i \in \mathcal{K}_l, i > k} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_n^2},$$

$$\text{SINR}_{k \rightarrow j} = \frac{|\mathbf{h}_j^H \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i \in \mathcal{K}_l, i > k} |\mathbf{h}_j^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_n^2}.$$

$s_k (k \in \mathcal{K}, k \neq K)$ 的总体可达到的速率为

$$R_k = \min \{R_{k \rightarrow k}, \dots, R_{k \rightarrow K}\}.$$

用户信号 s_k 在系统中的可达速率为

$$R_k = \log_2 [1 + \min(\text{SINR}_{k \rightarrow k}, \dots, \text{SINR}_{k \rightarrow K})].$$

2.2 感知性能指标

在目标与基站的距离和角度先验信息下, 为提高感知精度的准确性, 在基站发射功率一定的条件下, 最大化用于感知任务的有效功率。基站接收到方向为 θ_m 的感知目标方向上的有效感知功率为

$$P(\theta_m) = \mathbf{a}^H(\theta_m) \mathbf{R} \mathbf{a}(\theta_m), \quad m \in \mathcal{M},$$

其中 $\mathbf{a}(\theta_m) = [1, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_m}, \dots, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d(N-1) \sin \theta_m}]^T$ 为基

站端使用均匀线阵作为天线时的导向矢量, λ 为载波波长, d 为天线间的间距。在实际应用中, 期望的感知波束图可以根据感知目标的需求设计。

3 问题的界定与求解

3.1 问题的界定

在NOMA辅助的通感一体化干扰协调系统中, 同组内的通信用户和感知目标基于串行干扰消除SIC解码接收信息, 基站基于感知目标回波进行感知, 不同分组间的通信用户和感知目标基于空域的多波束赋形进行干扰管理。以最大化所有分组的通信吞吐量和有效的感知功率的联合加权和为目标, 设计多波束赋形矩阵且同时满足每个通信用户的最小通信速率和感知目标的特定需求。

$$\max_{\mathbf{w}_i} \sum_{G_l \in \mathcal{G}} \left(\rho_c \sum_{k \in \mathcal{K}} R_k + \rho_r \sum_{m \in \mathcal{M}} P(\theta_m) \right), \quad (4)$$

s.t.

$$R_k \geq R_{\min, k}, \quad k \in \mathcal{K}, \quad (4\text{-a})$$

$$R_{k \rightarrow k} \leq R_{k \rightarrow j}, \quad j \geq k \in \mathcal{K}, \quad (4\text{-b})$$

$$|P(\theta_k) - P(\theta_p)| \leq P_{\text{diff}}, \quad k \neq p \in \mathcal{M}, \quad (4\text{-c})$$

$$\frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2}{\sigma_n^2} \geq \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{\sigma_n^2}, \quad i, k \in \mathcal{K}, \quad (4\text{-d})$$

$$\sum_{k \in \mathcal{K}} \|\mathbf{w}_k\|_2^2 + \sum_{m \in \mathcal{M}} \|\mathbf{w}_m\|_2^2 \leq P_{\max}. \quad (4\text{-e})$$

其中 \mathcal{K} 为被调度到的通信用户的集合; \mathcal{M} 为被调度到的感知用户的集合; P_{\max} 表示基站最大的发射功率; P_{diff} 表示不同分组波束之间具有相似的感知功率水平; $R_{\min, k}$ 表示保障正常通信和感知用户速率下限。 $\rho_c \geq 0$ 和 $\rho_r \geq 0$ 是正则化参数, 通过改变它们可以获得通信和雷达感知之间的性能折衷。当通信需求优先级高于感知需求, 或者通信需求大于感知需求, 通过调整通信和感知的联合加权因子来满足需求, 如 $\rho_c = 10, \rho_r = 1$ 。约束(4-a)通过设置通信速率阈值来保证通信质量; 约束(4-b)保证在用户 j 处成功解码用户 k ; 约束(4-c)保证不同组具有相似的功率水平以避免功率分配的失衡; 约束(4-d)保证既定解码顺序下用户速率的公平性; 约束(4-e)保证分配的功率不超过基站的发射功率。

3.2 问题与约束条件松弛

观察式(2)可知, 通信用户速率 R_k 是非凸的, 使得约束条件(4-a)和(4-b)是非凸的, 约束(4-d)协方差矩阵的二次形式是非凸的。因此, 我们需要对非凸的约束条件进行松弛。首先, 定义辅助变量 $\mathbf{W}_k \triangleq \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H$, 且满足 $\mathbf{W}_k \geq 0, \mathbf{W}_k = \mathbf{W}_k^H$ 以及 $\text{rank}(\mathbf{W}_k) = 1$; 同理, 对于感知目标定义 $\mathbf{W}_m \triangleq \mathbf{w}_m \mathbf{w}_m^H$, 且满足 $\mathbf{W}_m \geq 0, \mathbf{W}_m = \mathbf{W}_m^H$ 以及 $\text{rank}(\mathbf{W}_m) = 1$ 。由于优化目标的非凸性, 引入中间变量用户速率 γ_k 以简化问题。公式(4)的优化问题重写为

$$\max_{\gamma_k, \mathbf{W}_k} \sum_{G_i \in \mathcal{G}} \left(\rho_c \sum_{k \in \mathcal{K}} R_k + \rho_r \sum_{m \in \mathcal{M}} P(\theta_m) \right), \quad (5)$$

s.t.

$$R_k \geq \gamma_k, \quad (5-a)$$

$$\gamma_k \geq R_{\min, k}, \quad (5-b)$$

$$R_{k \rightarrow k} \leq R_{k \rightarrow j}, \quad (5-c)$$

$$\mathbf{W}_k \geq 0, \quad \text{rank}(\mathbf{W}_k) = 1, \quad (5-d)$$

$$\mathbf{W}_m \geq 0, \quad \text{rank}(\mathbf{W}_m) = 1, \quad (5-e)$$

$$(4-c) \sim (4-e).$$

引入中间变量用户速率 γ_k , 将约束条件(4-a)转换为(5-a)和(5-b); 利用辅助变量, 将优化问题中求解波束赋形 \mathbf{w}_k 转换为求解 \mathbf{W}_k , 同时约束条件等价于(5-c)和(5-e), 具体证明如下。

推论: $\mathbf{W}_k \triangleq \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H$, 且满足 $\mathbf{W}_k \geq 0, \mathbf{W}_k = \mathbf{W}_k^H$ 以及 $\text{rank}(\mathbf{W}_k) = 1$ 可以得到唯一的 \mathbf{w}_k (除了一个全局相位差, 即 $\mathbf{w}_k e^{j\theta}$)。

证明:

由于 \mathbf{W}_k 是 Hermitian 矩阵且半正定 ($\mathbf{W}_k \geq 0, \mathbf{W}_k = \mathbf{W}_k^H$), 对其进行特征值分解(EVD):

$$\mathbf{W}_k = U \Lambda U^H.$$

由于 \mathbf{W}_k 是秩一 ($\text{rank}(\mathbf{W}_k) = 1$), Λ 中只有一个非0特征值, 设其为 λ_1 , 其对应的特征向量为 u_1 (单位范数, 即 $\|u_1\| = 1$)。因此, Λ 只有第一行第一列是 λ_1 , 其他对角元素都是0, 即

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}.$$

由于 $\mathbf{W}_k = U \Lambda U^H$, 代入 Λ 的形式:

$$\mathbf{W}_k = U \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} U^H.$$

用矩阵乘法展开, 并只保留唯一的非零特征值部分, 即

$$\mathbf{W}_k = \lambda_1 u_1 u_1^H.$$

令 $\mathbf{w}_k = \sqrt{\lambda_1} u_1$, 则

$$\mathbf{W}_k = \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H.$$

因此, 当 \mathbf{W}_k 满足半正定、Hermitian 和秩一约束时, 它必然可以写成一个向量的外积 $\mathbf{W}_k = \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H$ 。

观察公式(5)可知, 优化目标的非凸性在于(5-a)和(5-c)的求解以及秩一约束。对于(5-a)约束的非凸性, 定义 $\mathbf{H}_k \triangleq \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H, k = 1, 2, \dots, K$ 。对于 $j \geq k$ 且 $k \neq K$ 而言, 公式(2)可以表示为

$$\begin{aligned} R_{k \rightarrow j} &= \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_j^H \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i \in \mathcal{K}, i > k} |\mathbf{h}_j^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_n^2} \right) \\ &= \log_2 \left(\sigma_n^2 + \sum_{i \in \mathcal{K}, i \geq k} \text{Tr}(\mathbf{H}_j \mathbf{W}_i) \right) \\ &-\log_2 \left(\sigma_n^2 + \sum_{i \in \mathcal{K}, i > k, \Gamma_{j,k}} \text{Tr}(\mathbf{H}_j \mathbf{W}_i) \right) \geq \gamma_k. \end{aligned} \quad (6)$$

公式(6)的非凸性在 $\Gamma_{j,k}$ 项, 采用SCA对该项进行凸近似。利用 $\Gamma_{j,k}$ 项在点 $(\mathbf{W}_1^n, \dots, \mathbf{W}_K^n)$ 处的一阶泰勒级数展开, 非凸项 $\Gamma_{j,k}$ 表示为

$$\begin{aligned} \Gamma_{j,k} &\geq \hat{\Gamma}_{j,k} \triangleq -\log_2 \left(\sigma_n^2 + \sum_{i \in \mathcal{K}, i > k} \text{Tr}(\mathbf{H}_j \mathbf{W}_i^n) \right) \\ &\frac{\sum_{i \in \mathcal{K}, i > k} \text{Tr}(\mathbf{H}_j (\mathbf{W}_i - \mathbf{W}_i^n))}{\left(\sigma_n^2 + \sum_{i \in \mathcal{K}, i > k} \text{Tr}(\mathbf{H}_j \mathbf{W}_i^n) \right) \ln 2}. \end{aligned}$$

将 $\Gamma_{j,k}$ 项在点 $(\mathbf{W}_1^n, \dots, \mathbf{W}_K^n)$ 处的一阶泰勒级数展开带入式 (6) 中可知, $R_{k \rightarrow j}$ 可以近似为 $\hat{R}_{k \rightarrow j}$, 即

$$R_{k \rightarrow j} \geq \hat{R}_{k \rightarrow j} \triangleq \log_2 \left(\sigma_n^2 + \sum_{i \in \mathcal{K}, i \geq k} \text{Tr}(\mathbf{H}_j \mathbf{W}_i) \right) - \log_2 \left(\sigma_n^2 + \sum_{i \in \mathcal{K}, i > k} \text{Tr}(\mathbf{H}_j \mathbf{W}_i^n) \right) - \frac{\sum_{i \in \mathcal{K}, i > k} \text{Tr}(\mathbf{H}_j (\mathbf{W}_i - \mathbf{W}_i^n))}{\left(\sigma_n^2 + \sum_{i \in \mathcal{K}, i > k} \text{Tr}(\mathbf{H}_j \mathbf{W}_i^n) \right) \ln 2}. \quad (7)$$

根据公式 (7) 可以看出, $\hat{R}_{k \rightarrow j}$ 是 $R_{k \rightarrow j}$ 的最小值。当 $k = K$ 时, 由于用户 K 是最强用户, 可以采用 SIC 解码其他用户序列。因此, 公式 (3) 可以表示为

$$R_K = \log_2 \left(1 + \frac{\text{Tr}(\mathbf{H}_K \mathbf{W}_K)}{\sigma_n^2} \right) \geq \gamma_K. \quad (8)$$

通过 SCA 渐近将约束 (5-a) 和 (5-b) 的可达速率近似为凸约束, 接下来, 将约束 (5-c) 松弛为凸约束。首先将约束 (5-c) 重写为

$$\begin{aligned} & |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2 \left(\sum_{i \in \mathcal{K}, i > k} |\mathbf{h}_j^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_n^2 \right) \\ & \leq |\mathbf{h}_j^H \mathbf{w}_k|^2 \left(\sum_{i \in \mathcal{K}, i > k} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_n^2 \right). \end{aligned} \quad (9)$$

与文献 (Nassar et al., 2024a) 类似, 引入 4 个新的变量 a, b, c, d 采用不等式的形式重新表示公式 (9), 其中 $\beta \triangleq \{a, b, c, d\}$ 表示新变量的集合, 因此公式 (9) 等价于

$$|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2 \leq a, \quad (10)$$

$$\sum_{i \in \mathcal{K}, i > k} |\mathbf{h}_j^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_n^2 \leq b, \quad (11)$$

$$|\mathbf{h}_j^H \mathbf{w}_k|^2 \geq c, \quad (12)$$

$$\sum_{i \in \mathcal{K}, i > k} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2 + \sigma_n^2 \geq d, \quad (13)$$

$$ab \leq cd. \quad (14)$$

等价条件 (10) 和 (11) 是凸的, (12)~(14) 为非凸的。但通过引入辅助变量 $\mathbf{W}_k \triangleq \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H$, 等价条件 (10)~(13) 转变为线性约束。采用文献 (Nassar et al., 2024b) 中的引理 1 将 (14) 近似为

$$\begin{aligned} & (a+b)^2 - 2(a-b)(a^{(n)} - b^{(n)}) \\ & + (a^{(n)} - b^{(n)})^2 + (c-d)^2 - 2(c+d)(c^{(n)} + d^{(n)}) \\ & + (c^{(n)} + d^{(n)})^2 \leq 0, \end{aligned} \quad (15)$$

其中 $a^{(n)}, b^{(n)}, c^{(n)}, d^{(n)}$ 表示 a, b, c, d 第 n 次迭代

所得。综上, 所有非凸的约束条件松弛为凸的, 问题 (8) 可以重写为

$$\max_{\gamma_k, \mathbf{W}_k} \sum_{i \in \mathcal{G}} \left(\rho_c \sum_{k \in \mathcal{K}} R_k + \rho_r \sum_{m \in \mathcal{M}} P(\theta_m) \right), \quad (16)$$

s.t.

$$\hat{R}_{k \rightarrow j} \geq \gamma_k, \quad j \geq k, \quad k \in \mathcal{K}, \quad k \neq K, \quad (16-a)$$

$$R_K \geq \gamma_K, \quad k \in \mathcal{K}, \quad (16-b)$$

$$\gamma_k \geq R_{\min, k}, \quad k \in \mathcal{K}, \quad (16-c)$$

$$\mathbf{W}_k \geq 0, \quad \text{rank}(\mathbf{W}_k) = 1, \quad k \in \mathcal{K}, \quad (16-d)$$

$$\mathbf{W}_m \geq 0, \quad \text{rank}(\mathbf{W}_m) = 1, \quad m \in \mathcal{M}. \quad (16-e)$$

$$(10) \sim (13), (15), (4-c) \sim (4-e).$$

3.3 基于 SCA 的双惩罚项近似算法

本文提出了一种用户分组和完全非正交多址 (GF-NOMA) 干扰协调方法, 利用 NOMA 进行波束赋形从功率域保证用户之间的正交, 使得通信用户信道衰落存在明显的区别, 以减少同组用户之间的干扰。对于 (16-d) 和 (16-e) 的秩一约束的非凸性问题, Chai et al. (2024) 采用半正定松弛算法解决优化问题, 将原始非凸问题松弛为一个凸的半正定规划问题, 通过解决这个半正定规划问题来近似解决原始问题。SDR 算法放松了约束条件, 无法保证求解问题的解一定是原问题的解, 需要使用高斯随机化求解最优解 (Luo et al., 2010)。为确保求解的可靠性, 本文采用连续凸逼近 (SCA, successive convex approximation) 和半正定松弛法对约束条件进行缩放, 提出基于 SCA 的双层惩罚项迭代算法将秩一约束转换为目标函数中的惩罚项, 来解决最大化通信吞吐量和有效感知功率的联合加权优化的问题 (16)。SCA 通过逐步构造凸函数逼近目标函数, 并在每次迭代中通过求解凸优化子问题得到下一个迭代点进行凸近似求解 (Li et al., 2022)。

首先, 对同组的通信用户和不同组的感知用户的秩一约束处理中, 引入与秩一约束等价的约束条件, 并分析等价性成立的条件:

$$\|\mathbf{W}_k\|_* - \|\mathbf{W}_k\|_2 = 0, \quad k \in \mathcal{K}, \quad (17)$$

$$\|\mathbf{W}_m\|_* - \|\mathbf{W}_m\|_2 = 0, \quad m \in \mathcal{M}, \quad (18)$$

其中 $\|\mathbf{W}_k\|_*$ 和 $\|\mathbf{W}_m\|_*$ 表示 \mathbf{W}_k 和 \mathbf{W}_m 的核范数, 是矩阵的所有奇异值的和; $\|\mathbf{W}_k\|_2$ 和 $\|\mathbf{W}_m\|_2$ 表示 \mathbf{W}_k 和

\mathbf{W}_m 的谱范数, 是矩阵的最大奇异值。当且仅当 $\text{rank}(\mathbf{W}_k) = 1$ 和 $\text{rank}(\mathbf{W}_m) = 1$ 时, 等式(17)和(18)成立。以 \mathbf{W}_k 为例, 由于 \mathbf{W}_k 的半正定性, $\|\mathbf{W}_k\|_* - \|\mathbf{W}_k\|_2 > 0$, 等式不成立, 矩阵的奇异值之和大于矩阵的最大奇异值。由于 $\|\mathbf{W}_k\|_2$ 、 $\|\mathbf{W}_m\|_2$ 是凸函数, 则惩罚项中的 $-\|\mathbf{W}_k\|_2$ 、 $-\|\mathbf{W}_m\|_2$ 的非凸性使得目标函数变为非凸的。为解决函数的非凸项, 在点 \mathbf{w}_k^n 、 \mathbf{w}_m^n 处对惩罚项中非凸的部分 $-\|\mathbf{W}_k\|_2$ 、 $-\|\mathbf{W}_m\|_2$ 进行一阶泰勒级数展开, 表示为

$$-\|\mathbf{W}_k\|_2 \leq \mathbf{W}_k^n \triangleq -\|\mathbf{W}_k^n\|_2 - \text{Tr} \left[\mathbf{a}_{\max,k}^n (\mathbf{a}_{\max,k}^n)^H (\mathbf{W}_k - \mathbf{W}_k^n) \right], \quad (19)$$

$$-\|\mathbf{W}_m\|_2 \leq \mathbf{W}_m^n \triangleq -\|\mathbf{W}_m^n\|_2 - \text{Tr} \left[\mathbf{a}_{\max,m}^n (\mathbf{a}_{\max,m}^n)^H (\mathbf{W}_m - \mathbf{W}_m^n) \right], \quad (20)$$

其中 $\mathbf{a}_{\max,k}^n$ 、 $\mathbf{a}_{\max,m}^n$ 表示 \mathbf{w}_k^n 、 \mathbf{w}_m^n 矩阵的最大特征值对应的特征向量。根据通信和感知波束赋形矩阵, 结合式(19)和式(20)得到惩罚项为

$$\Psi = \frac{1}{\mu} \sum_{k \in \mathcal{K}} (\|\mathbf{W}_k\|_* + \mathbf{W}_k^n) + \frac{1}{\mu} \sum_{m \in \mathcal{M}} (\|\mathbf{W}_m\|_* + \mathbf{W}_m^n).$$

为了更精准的求解优化问题, 引入惩罚项, 将秩一约束转换为目标函数中进行求解, 公式(16)的优化问题可以表示为

$$\max_{\gamma_k, \mathbf{W}_k} \sum_{G_r \in \mathcal{G}} \left(\rho_c \sum_{k \in \mathcal{K}} R_k + \rho_r \sum_{m \in \mathcal{M}} P(\theta_m) \right) - \Psi, \quad (21)$$

s.t.

$$\hat{R}_{k \rightarrow j} \geq \gamma_k, \quad j \geq k, \quad k \in \mathcal{K}, \quad k \neq K, \quad (21\text{-a})$$

$$R_K \geq \gamma_K, \quad \gamma_k \geq R_{\min,k}, \quad k \in \mathcal{K}, \quad (21\text{-b})$$

$$(10) \sim (13), (15), (4\text{-c}) \sim (4\text{-e}).$$

利用SCA算法凸近似把公式(4)的优化目标和约束条件全部近似为二次半正定规划的凸问题(21), 通过类似于CVX的工具箱求解(Nassar et al., 2024a)。其中, μ 是正则化参数。当 $1/\mu \rightarrow +\infty$ 时, 对于式(21)的解 \mathbf{W}_k ($k \in \mathcal{K}$) 和 \mathbf{W}_m ($m \in \mathcal{M}$) 是秩一的。在这种情况下, 优化问题的目标函数由惩罚项主导, 无法充分最大化所有分组的通信吞吐量和有效感知功率的联合加权和。为了解决这个问题, 用一个较大的值来初始化 μ , 使得惩罚项足够小, 目标函数在秩一约束的条件下不断变大, 以找到一个好的起始点, 求解后验证 $\|\mathbf{W}_k\|_* - \|\mathbf{W}_k\|_2 \leq 10^{-4}$ 是否满足秩一约束。问题(21)的求解

算法如表1所示, 该算法的复杂度为 $\mathcal{O}(I_o I_n ((K + M + 1)^{6.5} N^{6.5} \log(1/\epsilon)))$, 算法的复杂度来自于基站覆盖范围内通信用户和感知目标的数目, 迭代次数 I_o 和 I_n 以及求解精度 ϵ 。

表1 基于SCA的双惩罚项优化算法

Table 1 SCA-based penalty optimization algorithm

算法 1: 基于SCA的双惩罚项优化算法

- 1: 初始化波束赋形矩阵 $\{\mathbf{W}_k^0\}_{k=1}^K$ 和 $\{\mathbf{W}_m^0\}_{m=1}^M$, 正则化参数 η , 变量集合 β^0 , 迭代指数 $n = 0$;
- 2: 设置通信和感知的权重因子 ρ_c 和 ρ_r , 正则化参数 s , 迭代精度 ϵ 和 ϵ_1 ;
- 3: repeat
- 4: $n \leftarrow 0$
- 5: **While** $f > \epsilon$
- 6: 将给定的 $\{\mathbf{W}_k^n\}_{k=1}^K$, $\{\mathbf{W}_m^n\}_{m=1}^M$ 和 β^n 代入优化问题(20)中;
- 7: 用CVX工具箱求解出符合约束条件的目标函数的解 $\{\mathbf{W}_k^{n+1}\}_{k=1}^K$, $\{\mathbf{W}_m^{n+1}\}_{m=1}^M$ 以及 β^{n+1} ;
- 8: 计算通信和速率和感知功率的联合加权和的目标函数值第 n 次迭代和第 $n + 1$ 次迭代;
- 9: 更新 $\{\mathbf{W}_k^n\}_{k=1}^K \leftarrow \{\mathbf{W}_k^{n+1}\}_{k=1}^K$, $\{\mathbf{W}_m^n\}_{m=1}^M \leftarrow \{\mathbf{W}_m^{n+1}\}_{m=1}^M$, $\beta^n \leftarrow \beta^{n+1}$;
- 10: 更新 $n = n + 1$;
- 11: **End while**
- 12: 计算惩罚项 Ψ ;
- 13: 更新 $\{\mathbf{W}_k^0\}_{k=1}^K \leftarrow \{\mathbf{W}_k^n\}_{k=1}^K$, $\{\mathbf{W}_m^0\}_{m=1}^M \leftarrow \{\mathbf{W}_m^n\}_{m=1}^M$;
- 14: 更新 $\eta \leftarrow s\eta$;
- 15: **Until** 惩罚项 $\Psi \leq \epsilon_1$ 或迭代达到最大次数;
- 16: 输出波束赋形矩阵的协方差矩阵 \mathbf{W}_k 和 \mathbf{W}_m 。

4 仿真结果分析

本节对不同情况下的算法性能和参数设计进行分析, 并与其他方案进行比较。仿真场景如图2所示, 基站发射天线 $N = 8, 16$, 最大发射功率 $P_{\max} = 20$ mW, 为了更好地验证NOMA和SIC对性能的影响, 设置基站同时服务 $K = 2$ 通信用户和 $M = 1$ 感知目标。为了给出分组方案的有效性, 设置基站同时服务 $K = 4$ 通信用户和 $M = 2$ 感知目标, 其中感知方向为 $\theta_m = \{0^\circ, 90^\circ\}$ 。同时, 将通信用户和感知目标按照每组一个感知目标和两个通信用户的标准, 将其分为两组, 组内用户采用NOMA在功率域进行叠加编码, 接收端采用SIC解码减少组内用户间的干扰, 组间采用空域的正

交波束赋形, 消除不同组间的用户干扰, 进一步提升信干噪比。相关参数如表 2 所示。

表 2 主要仿真参数

Table 2 Main parameters of simulation

参数	定义	取值
N	基站发射天线数	8 或 16
P_{\max}	基站的 最大 发射 功率	20 mW
θ_m	感知 目标 方位	$\{0^\circ, 90^\circ\}$
σ_n^2	用户 的 噪声 功率	-110 dBm
$R_{\min, k}$	通信 用户 的 最小 可达 速率	1 bps/Hz
f_c	载波 频率	28 GHz
ε	收敛 误差 精度	10^{-4}
μ	惩罚 因子	10^5
ρ_c	通信 权重 因子	10
ρ_r	感知 权重 因子	1

4.1 通信性能仿真

作为对比方案, Wang et al.(2022)考虑了对用户之间采用部分 NOMA 实现用户间干扰管理的方案, 其中用户 k 处的可达速率为

$$R_k = \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{i \in \mathcal{K}, i > k} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_i|^2 + \mathbf{h}_k^H R_m \mathbf{h}_k + \sigma_n^2} \right).$$

所设计的通信和速率和感知功率联合加权和最大化问题的优化解可以通过 SDR 算法获得。

4.2 仿真结果

相同功率 ($P_{\max} = 40$ mW) 下, 不同天线数目 ($N = 8, 16$) 时, DP-SCA 和 SDR 算法求解波束赋形的收敛性如图 3 所示。其中, GF-NOMA 和 partial-NOMA 表示求解波束赋形问题的不同方案。从图中可以看出, 随着基站发射天线数目的增加, GF-NOMA 和 partial-NOMA 方案的通信和速率与感知功率的联合加权和的目标函数值近似成倍增加, DP-SCA 和 SDR 算法均需要更多的次数才能收敛。这是因为通信和感知共享相同的资源, 天线数目的增加有效地利用空间多样性, 信号增益与感知的灵敏度和分辨率得到提升, 进而提高感知功率和通信速率。同时, 相比 partial-NOMA, 在天线数目相同的情况下, GF-NOMA 具有更高的通信和速率与感知功率的联合加权和的目标函数值。这是因为 GF-NOMA 采用波束间正交以降低组间的干扰, 通信用户速率有所提升, 基站需要分配比 partial-NOMA 较少的功率就可以满足通信用户的

最小可达速率。因此, 通过合理的功率分配, 系统可以在保证用户通信速率的同时, 利用更多功率进一步提升感知性能, 联合加权和的目标函数也会不断的增加。

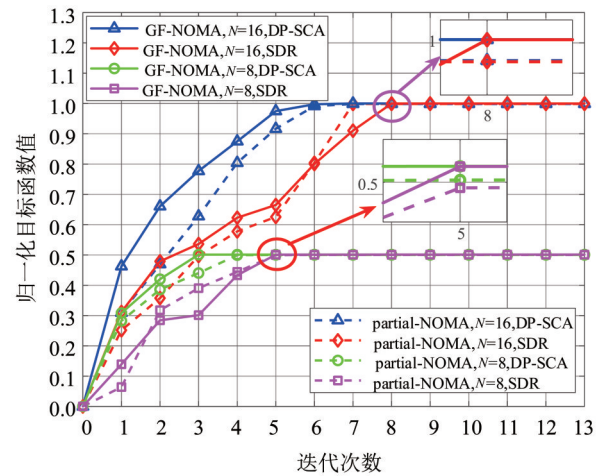


图 3 DP-SCA 和 SDR 算法的收敛性

Fig. 3 Convergence of DP-SCA and SDR algorithm

此外, 当基站发射端天线数目不同时, 无论 GF-NOMA 或 partial-NOMA 方案, DP-SCA 算法都比 SDR 算法需要更少的收敛次数且收敛性能更好。以 GF-NOMA 方案且天线数目 $N = 8$ 为例, DP-SCA 算法通过不断逼近在第 4 次迭代后稳定收敛, 而 SDR 算法在第 5 次迭代后稳定收敛。同理, 在 $N = 16$ 时, DP-SCA 算法在第 6 次迭代后稳定收敛, 而 SDR 算法在第 8 次迭代后稳定收敛。同时, 相比于 SDR 算法, DP-SCA 算法的收敛趋势更加平缓。这是因为 SDR 算法的求解会松弛掉秩一约束的限制, 在全局范围内寻求可解项。放松了秩一约束, 解空间会变大, 导致符合条件的解可能不满足秩一约束, 可能不是最优解。而 DP-SCA 算法采用 SCA 近似方法, 将秩一约束进行松弛处理后作为惩罚项放入目标函数中通过逐步逼近可行解, 求解过程中更为稳定, 所求解更接近最优解。

不同方案在不同通信和感知权重下, 通信和速率、联合加权和的目标函数值如图 4 所示。从图中可以看出, 随着通信和感知权重的不断增加, 不同方案的通信和速率和归一化的联合加权和的目标函数值均不断增加。同时, 随着通信权重占比不断增加, 所有方法的目标函数值均得到提升。综合观察归一化的联合加权和目标函数值以及通信和速率的曲线, 可以看出通信和速率占主导地位。同时, 不同的通信感知权重比下, Full-

NOMA的目标函数值均优于partial-NOMA。这是因为Full-NOMA针对组内所有用户采用NOMA和SIC解码来减少用户间的干扰,而partial-NOMA的干扰来自组内的其他用户和感知用户。此外,DP-SCA算法始终能保持比SDR更高的系统性能。通过比较所提出的Full-NOMA和partial-NOMA,可以发现基于DP-SCA的Full-NOMA的通信总和速率比基于DP-SCA的partial-NOMA平均高出约15%。这是因为Full-NOMA采用了NOMA和SIC解码,保证用户之间的干扰得到很好的缓解,提高了通信总和速率。

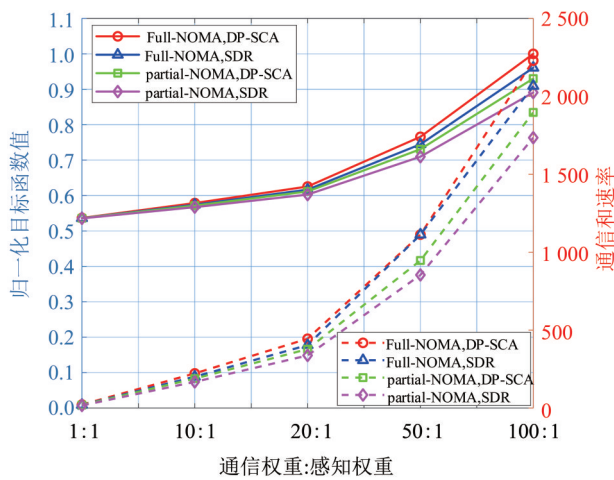


图4 不同方案在不同通感权重下的性能

Fig. 4 Performance of different approach under different communication and sensing weights

图5给出了同一分组内,不同用户分布(与感知目标的方位角差值 $|\theta_u - \theta_m|$)和噪声功率下的GF-NOMA方案性能表现。从图中可以看到,随着噪声功率的不断增强,GF-NOMA方案的通信和速率和感知功率联合加权后的归一化目标函数值不断下降。这是因为噪声功率的增加导致通信和速率变小,基站分配更多的功率用以保障最小通信速率。同时,随着用户方位角差值的不断增加,通信和速率和感知功率联合加权后的归一化目标函数值为下降趋势,且当用户方位角差值大于 6° 时,系统性能损失更为严重。这是因为有限的基站的发射功率下,随着用户方位角差值的不断增加,通信用户接收信号功率下降,导致通信性能下降,因而通信和速率和感知功率的联合加权后的目标函数值变小。

图6给出了不同方案下归一化后的波束方向图,即基站到用户端的天线阵列在不同方向上的辐射。以一个组为例,组内包含两个通信用户和

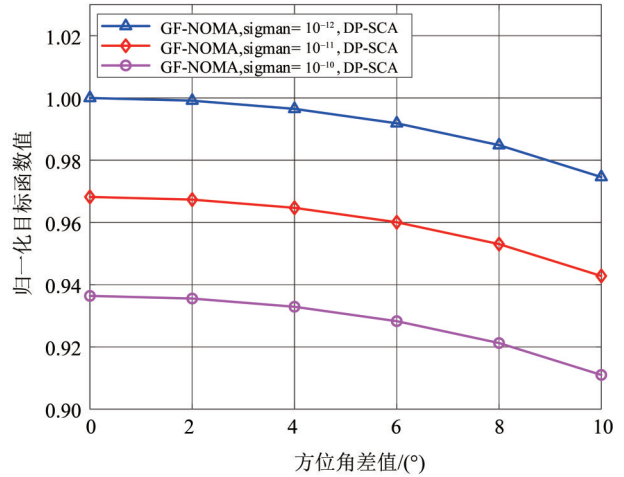


图5 不同方位角差值和噪声功率的GF-NOMA方案系统性能

Fig. 5 Performance of different noise power and azimuth threshold under GF-NOMA method

一个感知用户,感知用户的方位角为 0° ,通信用户在感知用户附近,采用一个波束同时服务通信用户和感知用户。从图中可知,GF-NOMA的方向性比partial-NOMA的方向性更强且增益较高。这是因为partial-NOMA需要三个波束分别服务通信用户和感知目标,而GF-NOMA方案将三个用户视为一个分组,采用较宽的波束覆盖同组用户。可以看到,GF-NOMA主瓣集中在角度接近 0° 处,方向性更强,表明波束赋形更加精准。同种环境下,GF-NOMA具有更强的增益,这是因为GF-NOMA对用户进行分组,通过方位角阈值为集中分布的用户服务,避免了多波束之间的干扰和能量的浪费。同时,GF-NOMA采用NOMA和SIC解码对组内用户间的干扰进行抑制,并通过解码感知序列来减少对其他方向的干扰。

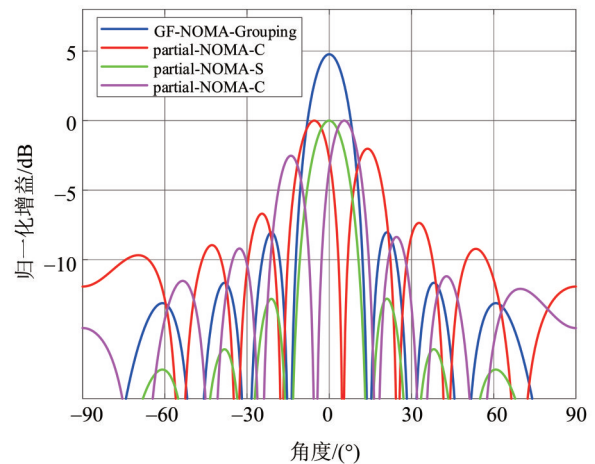


图6 不同方案的归一化波束方向图

Fig. 6 Normalized beamforming of different approaches

图 7 探讨了不同功率下 Grouping 和 non-Grouping 方案的性能。观察可知,随着基站总功率 P_{\max} 的不断增加, Grouping 和 non-Grouping 性能的差距逐渐缩小。这是因为可分配功率变大,更易保障通信质量,受干扰的影响逐渐减小。同时,相比 non-Grouping 方案而言, Grouping 在不同的功率具有更高的通信和速率和感知功率联合加权的目标函数值,系统性能平均提升 10%。这是因为 Grouping 采用分组方式根据用户分布进行分组以提供集中服务,组间采用波束正交来减少不同组间通信用户和感知用户之间的干扰,干扰主要来自同组用户。而在 non-grouping 情况下,相比于 partial-NOMA, Full-NOMA 通信和速率和感知功率联合加权的目标函数值更高,这是因为 Full-NOMA 采用 NOMA 缓解通信用户之间的干扰,感知序列被解码,而 partial-NOMA 采用 NOMA 缓解不同用户之间的干扰,而感知用户无法完全解码。因此, Full-NOMA 和 partial-NOMA 相比 GF-NOMA 目标函数值增加缓慢,分组方案的优势较大。

5 结论

本文提出的基于用户分组和非正交多址技术的通感一体化干扰管理的方法,旨在更好的权衡

参考文献:

- CHAI M, ZHAO S, HAN F, et al, 2024. Beamforming design with partial group successive interference cancellation for ISAC systems[J]. IEEE Internet Things J, 11(18): 29511–29522.
- DU J, TANG Y, WEI X, et al, 2023. An overview of resource allocation in integrated sensing and communication[C]// IEEE/CIC International Conference on Communications. Dalian, China: 1–6.
- HE Z, XU W, SHEN H, et al, 2023. Full-duplex communication for ISAC: Joint beamforming and power optimization [J]. IEEE J Sel Areas Commun, 41 (9) : 2920–2936.
- HU S, YUAN X, NI W, et al, 2022. Trajectory planning of cellular-connected UAV for communication-assisted radar sensing [J]. IEEE Trans Commun, 70 (9) : 6385–6396.
- LIANG H, LIAO B, et al, 2024. ADMM-based outage constrained MIMO-ISAC hybrid beamforming design

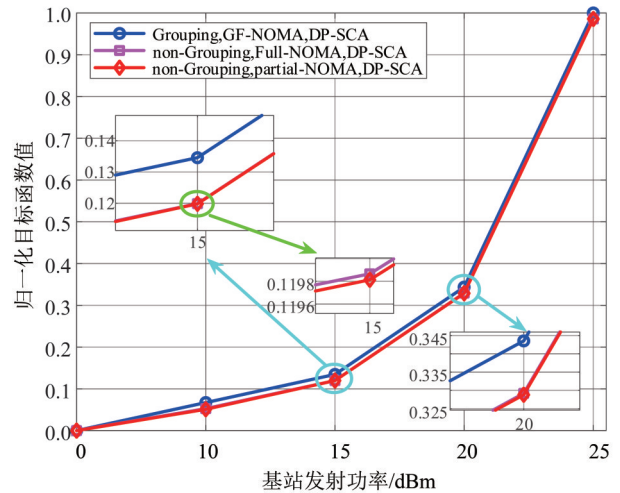


图 7 不同功率下的 Grouping 和 non-Grouping 的性能

Fig. 7 Performance of grouping, non-grouping at different power

ISAC 系统的通信和感知的性能需求,评估通感一体化系统性能的影响因子。首先,将用户以感知目标为基准进行分组,利用多波束的正交性使不同分组间的干扰最小化;其次,研究了同一波束同时服务通信和感知,给出组内服务的参考方案,高效利用资源;最后,评估了感知和通信权重因子、惩罚项、噪声功率以及分组角度阈值对通信和速率和感知功率的联合加权和目标函数值的影响,为自适应的通信和感知问题提供参考方案。

[C]//13rd Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop. Corvallis, OR, USA: 1–4.

- LI D, YANG Z, ZHAO N, et al, 2022. Joint precoding and jamming design for secure transmission in NOMA-ISAC networks [C]//14th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing. Nanjing, China: 764–769.

- LIU F, CUI Y, MASOUIROS C, et al, 2022. Integrated sensing and communications: Toward dual-functional wireless networks for 6G and beyond [J]. J Sel Areas Commun, 40 (6): 1728–1767.

- LIU F, MASOUIROS C, LI A, et al, 2018. MU-MIMO communications with MIMO radar: From co-existence to joint transmission [J]. IEEE Trans Wirel Commun, 17 (4): 2755–2770.

- LIU H, ALSUSA E, AL-DWEIK A, 2024. Efficient receiver design for uplink NOMA-based ISAC systems with interference cancellation [C]//IEEE Wireless Communications

- and Networking Conference. Dubai, United Arab Emirates:1–6.
- LIU X, HUANG T, SHLEZINGER N, et al, 2020. Joint transmit beamforming for multiuser MIMO communications and MIMO radar[J]. *IEEE Trans Signal Proces*, 68: 3929–3944.
- LUO Z Q, MA W K, SO A M C, et al, 2010. Semidefinite relaxation of quadratic optimization problems [J]. *IEEE Signal Process Mag*, 27(3):20–34.
- MENG K, WU Q, CHEN W, et al, 2023. Sensing–assisted communication in vehicular networks with intelligent surface[J]. *IEEE Trans Veh Technol*, 73(1):876–893.
- NASSER A, CELIK A, ELTAWIL A M, 2024a. Joint user–target pairing, power control, and beamforming for NOMA–Aided ISAC networks [J]. *IEEE Trans Cognit Commun Networking*, 11(1): 316–332.
- NASSAR F, SINGH K, PRAKRIYA S, et al, 2024b. Backscatter–Enabled RIS–Assisted NOMA ISAC [C]// *IEEE International Conference on Communications Workshops*. Denver, CO, USA:117–122.
- QIAN J, TIAN F, HUANG N, et al, 2019. Multiobjective optimization for spectral coexistence of radar and communication system [C]// *IEEE Radar Conference*. Boston, MA, USA:1–5.
- SUN L, ZHAO Z, WANG S, et al, 2024. On the study of non–orthogonal multiple access (NOMA) –Assisted integrated sensing and communication (ISAC) [J]. *IEEE Trans Commun*, 72(11): 7278–7293.
- SUN Y, SHEN H, XU W, et al, 2023. Interference–aware integrated uplink communication and downlink sensing [C]// *IEEE Global Communications Conference*. Kuala Lumpur, Malaysia:4570–4575.
- WANG Z, LIU Y, MU X, et al, 2022. NOMA empowered integrated sensing and communication [J]. *IEEE Commun Lett*, 26(3): 677–681.
- ZHANG M, HE H, SONG S, et al, 2023. Resource Allocation for OTFS–Based ISAC Systems [C]// *IEEE International Mediterranean Conference on Communications and Networking*. Dubrovnik, Croatia: 282–287.
- ZHAO B, OUYANG C, ZHANG X, et al, 2024. Downlink and uplink NOMA–ISAC with signal alignment[J]. *IEEE Trans Wireless Commun*, 23(10): 15322–15338.

(责任编辑 王海蓉)