

# 协作速率分割多址接入辅助的多站 通感一体化波束赋形设计

李若光<sup>1</sup>, 王 琰<sup>1</sup>, 陈颖琦<sup>2</sup>, 韩光洁<sup>1\*</sup>

(1. 河海大学信息科学与工程学院, 江苏常州 213200; 2. 暨南大学信息科学技术学院, 广东广州 510632)

**摘 要:** 本文提出了一种协作速率分割多址接入(Coordinated Rate-Splitting Multiple Access, CoRSMA)辅助的多站通信感知一体化(Integrated Sensing And Communication, ISAC)波束优化方案, 以更为灵活地实现定制化的通信和感知业务. 本文建立了各基站(Base Station, BS)公有流和私有流的接收信号模型, 以及感知回波信号模型, 分析波束赋形向量与通信速率和感知信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)之间的关系. 在保证特定区域感知性能的条件下, 以最大化最差情况下用户设备(User Equipment, UE)的通信和速率为优化目标, 对所有BS的波束赋形向量进行联合优化. 为了有效求解所构建的优化问题, 通过引入辅助变量, 并结合连续凸逼近(Successive Convex Approximation, SCA)方法对原始优化问题的非凸目标和约束进行松弛转换, 进一步利用半正定规划(Semi-Definite Programming, SDP)技术得到最优波束赋形. 仿真结果显示, 所提出的CoRSMA-ISAC系统在通信和感知性能上均优于基于空分多址接入(Spatial Division Multiple Access, SDMA)与非正交多址接入(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)辅助的ISAC系统.

**关键词:** 通信感知一体化(ISAC); 速率分割多址接入(RSMA); 多站; 波束赋形优化; 非凸优化; 连续凸逼近(SCA); 半正定规划(SDP)

**基金项目:** 国家自然科学基金(No.62301157); 江苏省自然科学基金(No.BK20230823); 广东省基础与应用基础研究基金(No.2023A1515012892, No.2024B1515020002)

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2025)05-1491-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20250323

## Beamforming Design for Coordinated RSMA Assisted Multi-Static Integrated Sensing and Communication

LI Ruo-guang<sup>1</sup>, WANG Yan<sup>1</sup>, CHEN Ying-yang<sup>2</sup>, HAN Guang-jie<sup>1\*</sup>

(1. College of Information Science and Engineering, Hohai University, Changzhou, Jiangsu 213200, China;

2. College of Information Science and Technology, Jinan University, Guangzhou, Guangdong 510632, China)

**Abstract:** To achieve customized communication and sensing service more flexibly, a beamforming optimization for coordinated rate-splitting multiple access (CoRSMA) assisted multi-static integrated sensing and communication (ISAC) is proposed in the paper. The received signal of common stream, private stream, and sensing echo from each base station (BS) is modeled, and the relationship between the beamforming vector and communication rate/sensing signal-to-noise ratio (SNR) is analyzed. Aiming to maximize the sum communication rate of the worst-case user equipment (UE) under the constraints of sensing performance requirement within a prescribed region, the beamforming vectors of all BSs are jointly optimized. To efficiently solve the formulated problem, the non-convex objective and constraints are relaxed into convex ones by introducing auxiliary variables and applying successive convex approximation (SCA) technique, and then the optimal beamforming vectors can be obtained via semi-definite programming (SDP) technique. Simulation results demonstrate that our proposed CoRSMA-ISAC system outperforms the ISAC system with spatial division multiple access (SDMA) and non-orthogonal multiple access (NOMA) in terms of both communication and sensing performance.

**Key words:** integrated sensing and communication (ISAC); rate-splitting multiple access (RSMA); multi-static; beamforming optimization; non-convex optimization; successive convex approximation (SCA); semi-definite programming (SDP)

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.62301157); Natural Science Foundation of Jiangsu Province (No.BK20230823); Guangdong Basic and Applied Basic Research Foundation (No.2023A1515012892, No.2024B1515020002)

## 1 引言

近年来,通信感知一体化(Integrated Sensing And Communication, ISAC)已被视为第六代移动通信网络(Sixth-Generation, 6G)的关键新型技术,其具体内涵是指把雷达感知功能和无线通信功能融合在同一软硬件平台上,发挥两者功能协同的新型信息处理技术,从而有效提高无线频谱效率和降低设备成本<sup>[1]</sup>. 通信和感知相辅相成,使 6G 网络不再作为单一的比特传输通道,而是实现“万物互联”到“万物智联”的重要手段,在相关应用场景中产生更大的经济效益和社会效益<sup>[2]</sup>.

然而,受限于复杂多变的感知环境和硬件处理能力,当前以单站(monostatic)为主的 ISAC 模式往往不能展现出最佳性能. 首先,单基站(Base Station, BS)仅能使用同一天线阵列进行通信信号和感知回波的发射和接收,无法避免自干扰(self-interference)的问题,从而对通信和感知性能产生影响;其次,单 BS 的覆盖范围有限,仅能获取局部环境信息,对于距离较远或者不在覆盖角度范围以内的目标无法精确定位或识别. 因此,通过多个 BS 进行组网协同,实现多站(multi-static)ISAC,能够克服单站 ISAC 的性能局限性,大幅度提升感知覆盖范围和精度<sup>[3]</sup>. 当前,学术界针对多站 ISAC 已展开研究. 文献[4]总结了基于移动蜂窝网络的多 BS 协作 ISAC 的架构. 特别地,根据感知信号接收方式的不同,多站协同感知的方式可以分为主动感知(active sensing)、被动感知(passive sensing)和主被动感知模式. 文献[5]考虑多站 ISAC 中的覆盖问题,分析多站信号的合并方式,通过对发射和接收波束赋形进行优化,在满足通信用户的服务质量条件下,实现对特定感知区域的“无缝”覆盖. 文献[6]进一步考虑多 BS 之间的同步问题,分别讨论了完全同步和不完全同步情况下多路回波信号的处理流程和相应的波束赋形设计. 文献[7]分析了无蜂窝(cell free)网络化 ISAC 场景中的多接入节点(Access Point, AP)进行目标检测的问题,并以最大化感知信干噪比(Signal-to-Interference plus Noise Ratio, SINR)为目标,设计了功率优化方案.

另一方面,无线资源的短缺以及通信和感知功能在实施过程中产生的复杂干扰关系,将导致 ISAC 技术的性能增益受限. 传统的空分多址接入(Spatial Division Multiple Access, SDMA)技术由于使用同一频率,在多用户场景中用户之间距离较近时存在较为严重的干扰问题,而非正交多址接入(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)技术,虽然能有效提升频谱利用效率,

但是在多用户场景中使用串行干扰消除(Successive Interference Cancellation, SIC)对用户接收信号进行解码,将会导致复杂度的急剧上升<sup>[8]</sup>. 速率分割多址接入(Rate Splitting Multiple Access, RSMA)技术在发射端将用户信息拆分为公有流和私有流<sup>[9]</sup>,并在接收端使用 SIC 对部分干扰进行解码,并将剩余干扰视为噪声. 特别地,公有流能够携带全部用户需要的信息,例如天气情况、灾害警报等,而私有流则携带某一单独用户需要的信息<sup>[9]</sup>. 同时,RSMA 可以根据业务需要,通过调整信息拆分时公有流和私有流的速率分配,从而实现定制化的传输方案. 因此,将 RSMA 与 ISAC 技术结合,有望在应急救援等场景中实现更为灵活的通信感知服务,调整平衡通信和感知对无线资源的竞争.

当前,已有一些工作探索了 RSMA 与 ISAC 结合的可能性,分析了所获得的通信和感知性能. 文献[10]以最小化目标检测的克拉美罗界(Cramér-Rao Bound, CRB)和最大化用户之间的最小公平速率(Minimum Fair Rate, MFR)为目标,设计了一种基于 RSMA 的 ISAC 波形. 文献[11]在 RSMA 辅助的 ISAC 系统中提出了一种公有流和私有流的消息分割规则,并在 RSMA 辅助的 ISAC 系统中优化了发射波束成形,实现最大化加权和速率(Weighted Sum Rate, WSR)和最小化雷达波束图案的均方误差(Mean Square Error, MSE). 文献[12]考虑非完美信道状态信息(Channel State Information, CSI)条件下车辆编队利用 RSMA 进行目标检测,推导出了遍历通信速率和 CRB 的表达式. 另一方面,关于多 BS 协作 RSMA 辅助的通信系统设计已有初步分析,其基本思路是采用基于协作多点传输(Coordinated Multiple Point, CoMP)分层化发射公共消息<sup>[13,14]</sup>. 具体来说,全局公共消息具有更高的优先级,由所有 BS 向所有用户设备(User Equipment, UE)传输,而本地公共消息则由部分 BS 向特定 UE 组传输. 文献[15]探索了多 BS 场景中利用公有流和私有流实现协作定位和通信,并针对加权和速率和平方定位误差下界(Square Positioning Error Bound, SPEB)的多目标优化问题找到相应的帕累托边界. 由此可见,多站协作 RSMA 辅助的 ISAC 系统的研究仍处于初步阶段,且已有工作仅利用携带通信信号的公有流和私有流完成感知任务,未能进一步发掘额外的专用雷达感知信号带来的自由度(Degree of Freedom, DoF). 对于感知信号的接收处理,仅利用基本的通信信号处理方法,未能从雷达系统的角度进行分析.

针对上述分析的局限性,本文充分利用雷达感知

信号带来的 DoF, 引入专用雷达感知信号与携带通信信号的公有流和私有流, 共同完成感知任务, 提升感知性能. 此外, 对于感知信号的接收处理, 除了利用基本的通信信号处理方法外, 考虑回波时延对接收到的各个波形采用匹配滤波方法, 进一步从雷达系统的角度分析, 实现通信和感知的深度融合, 提升通信和感知性能. 综上所述, 本文提出一种协作 RSMA (Coordinated RSMA, CoRSMA) 辅助的多站 ISAC 波束优化方案. 首先, 建立各 BS 公有流、私有流的接收信号和感知回波信号模型, 分析波束赋形向量与通信速率和感知信噪比 (Signal-to-Noise Ratio, SNR) 之间的关系. 其次, 在保证感知性能的前提下, 以系统最差情况用户的通信速率最大化为目标, 对所有 BS 波束赋形向量进行联合优化. 为了有效求解所构建的优化问题, 通过引入辅助变量并结合连续凸逼近 (Successive Convex Approximation, SCA) 方法对原始优化问题的非凸目标和约束进行松弛转换, 进一步利用半正定规划 (Semi-Definite Programming, SDP) 方法得到最优波束赋形.

## 2 系统模型与问题描述

考虑如图 1 所示的协作 RSMA ISAC 系统, 其中包括  $N$  个 ISAC 发射 BS, 集合为  $\mathcal{N} = \{1, 2, \dots, N\}$ . 同时, 为了降低 BS 处理感知信号的复杂度, 系统中存在一个感知回波接收 BS 为 BS-0. 每个 ISAC 发射 BS 为 BS- $n$ ,  $n \in \mathcal{N}$ , 配置  $M_{n,t}$  根发射天线, BS-0 配置  $M_r$  根接收天线. 所有 BS 通过回程链路 (backhaul) 与云端中央处理器 (Central Processing Unit, CPU) 相连接, 并且假设 BS 之间已经实现了完美的同步. 由于 RSMA 技术的使用, 每个 BS- $n$  向其所在小区中的  $K_n$  个单天线 UE 提供下行私有流信息传输服务, 同时向所有小区的 UE 提供公有流传输服务. 因此, UE 总数为  $K = \sum_{n=1}^N K_n$ . 定义 BS- $n$  服务的用户集合为  $\mathcal{K}_n = \{1, 2, \dots, K_n\}$ , 则全部用户集合为  $\mathcal{K} = \mathcal{K}_1 \cup \mathcal{K}_2 \cup \dots \cup \mathcal{K}_N$ . 所有发射 BS 之间进行协作, 形成

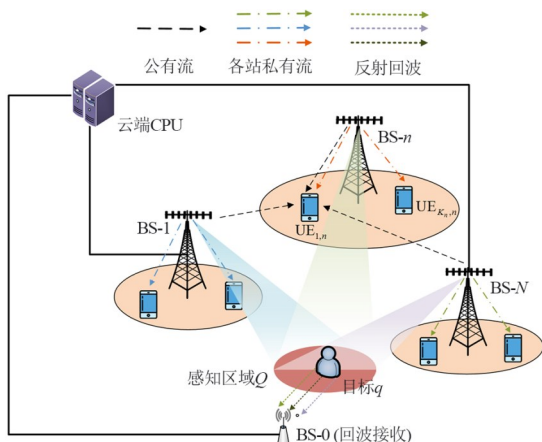


图 1 协作 RSMA ISAC 系统

多站感知系统, 及时发现特定区域  $\mathcal{Q}$  中的潜在目标. 考虑一个二维坐标系, 其中, 发射 BS- $n$  和接收 BS-0 的位置坐标分别为  $\mathbf{o}_n$  和  $\mathbf{o}_0$ , 在特定感知区域  $\mathcal{Q}$  中的任意目标位置坐标为  $\mathbf{q}$ , 第  $k$  ( $k \in \mathcal{K}$ ) 个 UE 的位置坐标为  $\mathbf{p}_k$ .

本文采用协作 RSMA 技术在系统中实现通信和感知两种功能. 具体地, 在第  $t$  时刻中, 对于 BS- $n$  服务的第  $k$  个用户 UE- $(n, k)$  来说, 其接收信号被分割为两部分, 定义为  $\{w_{n,c}, w_{n,k,p}\}$ . 其中,  $w_{n,c}$  为携带公共信息的公有流部分, 例如天气情况、救援通知等, 编码为  $s_c(t)$ ;  $w_{n,k,p}$  为 UE- $(n, k)$  单独需要的私有流部分, 编码为  $s_{n,k,p}(t)$ . 此外, 为了充分发掘发射天线的空间 DoF, 各个 BS 引入专用雷达信号  $s_{n,r}(t)$  以提升感知性能. 因此, ISAC 发射 BS 的 BS- $n$  在时刻  $t$  所需要发射的信号向量为  $\mathbf{s}_n(t) = [s_c(t), s_{n,r}(t), s_{n,1,p}(t), \dots, s_{n,K_n,p}(t)]^T$ . 特别地, 专用雷达信号可以由独立伪随机序列产生, 并且不同 BS 的雷达信号相互正交, 即  $\mathbb{E}(s_{n,r}(t)s_{n',r}^*(t)) = 0, n \neq n'$ , 从而形成正交网络化雷达系统 (Orthogonal Netted Radar System, ONRS)<sup>[16]</sup>, 进一步增加感知 DoF. 同时, 各信号的功率为单位功率, 即  $\mathbb{E}[|s_c(t)|^2] = \mathbb{E}[|s_{n,r}(t)|^2] = \mathbb{E}[|s_{n,k,p}(t)|^2] = 1$ . 进一步, 定义发射波束赋形矩阵  $\mathbf{W}_n = [w_{n,c}, w_{n,r}, w_{n,1,p}, \dots, w_{n,K_n,p}] \in \mathbb{C}^{M_{n,t} \times (K_n+2)}$ . 此时, BS- $n$  的发射信号可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_n(t) &= w_{n,c}s_c(t) + w_{n,r}s_{n,r}(t) + \sum_{k=1}^{K_n} w_{n,k,p}s_{n,k,p}(t) \\ &= \mathbf{W}_n \mathbf{s}_n(t) \end{aligned} \quad (1)$$

有  $\mathbb{E}[\|\mathbf{x}_n(t)\|^2] = \text{tr}(\mathbf{W}_n \mathbf{W}_n^H) \leq P_n$ , 其中  $P_n$  为 BS- $n$  的最大发射功率.

### 2.1 通信模型

在下行通信过程中, UE- $(n, k)$  一方面接收到 BS- $n$  发射的私有流信号, 同时也收到所有 BS 进行协作传输的公有流信号. 由于专用雷达信号  $s_{n,r}(t)$  为确定信号, UE- $(n, k)$  可以在信道估计阶段提前知道其相关信息, 在对接收信号解码前可提前消除<sup>[5]</sup>. 因此, UE- $(n, k)$  处的接收信号可以表示为

$$\begin{aligned} y_{n,k}(t) &= \underbrace{h_{n,k}^H w_{n,k,p} s_{n,k,p}(t)}_{\text{私有流}} + \underbrace{\sum_{n=1}^N h_{n,k}^H w_{n,c} s_c(t)}_{\text{协作公有流}} \\ &+ \underbrace{\sum_{n' \neq n, n'=1}^N \sum_{j=1}^{K-K_n} h_{n',k}^H w_{n',j,p} s_{n',j,p}(t)}_{\text{站间干扰}} \\ &+ \underbrace{\sum_{i \neq k, i=1}^{K_n} h_{n,k}^H w_{n,i,p} s_{n,i,p}(t) + z(t)}_{\text{站内干扰}}, \quad k \in \mathcal{K}_n, n \in \mathcal{N} \end{aligned} \quad (2)$$

其中,  $\mathbf{h}_{n,k}$  为 BS- $n$  与 UE- $(n,k)$  之间的信道系数向量;  $\mathbf{h}_{n',k}$  为 BS- $n'$  ( $n' \neq n$ ) 与 UE- $(n,k)$  之间的信道系数向量;  $z(t) \sim \text{CN}(0, \sigma^2)$  为加性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN). 根据 RSMA 的解码顺序, UE- $(n,k)$  首先对公有流信号  $s_c(t)$  进行解码, 同时将剩余信号当作干扰. 由于公有流信号由所有 BS 进行传输, 因此, 对于 UE- $(n,k)$ , 在解码公有流时的接收 SINR 表示为

$$\gamma_{n,k,c} = \frac{\left| \sum_{n=1}^N \mathbf{h}_{n,k}^H \mathbf{w}_{n,c} \right|^2}{\sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^{K_n} \left| \mathbf{h}_{n,k}^H \mathbf{w}_{n,i,p} \right|^2 + \sigma^2} \quad (3)$$

公有流信号在解码后, 通过使用 SIC 将其从接收信号中去除, 之后对私有流信号解码, 此时的接收 SINR 表示为

$$\gamma_{n,k,p} = \frac{|\mathbf{h}_{n,k}^H \mathbf{w}_{n,k,p}|^2}{\sum_{i \neq k, i=1}^{K_n} |\mathbf{h}_{n,k}^H \mathbf{w}_{n,i,p}|^2 + \sum_{n' \neq n, n'=1}^N \sum_{j=1}^{K_{n'}} |\mathbf{h}_{n',k}^H \mathbf{w}_{n',j,p}|^2 + \sigma^2} \quad (4)$$

因此, 对于 UE- $(n,k)$ , 其公有流和私有流的传输率分别表示为

$$R_{n,k,c} = \log_2(1 + \gamma_{n,k,c}) \quad (5)$$

$$R_{n,k,p} = \log_2(1 + \gamma_{n,k,p}) \quad (6)$$

为保证所有  $K$  个用户全部成功解码公有流信息, 公有流速率必须满足

$$R_c = \min \{R_{1,1,c}, R_{1,2,c}, \dots, R_{1,K_1,c}, R_{2,1,c}, \dots, R_{N,K_N,c}\} \quad (7)$$

公有流速率由所有  $K$  个用户共同分享, 因此有

$$\sum_{n \in \mathcal{N}} \sum_{k \in \mathcal{K}_n} C_{n,k} = R_c \quad (8)$$

其中,  $C_{n,k}$  为分配给 UE- $(n,k)$  的公有流速率. 因此, UE- $(n,k)$  的可达速率可以表示为

$$R_{n,k,\text{tot}} = C_{n,k} + R_{n,k,p} \quad (9)$$

## 2.2 感知模型

$N$  个发射 BS 与 BS-0 之间构成多站感知系统. 特别地, 对于感知特定区域  $\mathcal{Q}$  中的目标位置  $\mathbf{q}$ , BS-0 接收到的各路回波信号可以表示为

$$\mathbf{r}(t, \mathbf{q}) = \sum_{n=1}^N \sqrt{\beta_n(\mathbf{q})\beta_0(\mathbf{q})} \alpha_n \mathbf{a}(\mathbf{q}) \mathbf{b}_n^H(\mathbf{q}) \mathbf{W}_n s_n(t - \tau_n) + z(t) \quad (10)$$

其中,  $\beta_n(\mathbf{q}) = \frac{\beta}{\|\mathbf{q} - \mathbf{o}_n\|^2}$  和  $\beta_0(\mathbf{q}) = \frac{\beta}{\|\mathbf{q} - \mathbf{o}_0\|^2}$  分别为 BS- $n$  与目标位置  $\mathbf{q}$  以及  $\mathbf{q}$  与 BS-0 之间的感知信道功率增益;  $\beta$  为参考距离为 1 m 时的信道功率;  $\mathbf{z}(t) \in \mathbb{C}^{M_r \times 1}$  表示均值为 0、方差为  $\sigma^2 \mathbf{I}_{M_r}$  的 AWGN 向量;  $\alpha_n$  为复值反射系数, 并且  $|\alpha_n|^2$  与目标的雷达散射截面 (Radar Cross Section, RCS) 成正比;  $\tau_n$  为经过目标在位置  $\mathbf{q}$  反射后从 BS- $n$  到

BS-0 的传输时延;  $\mathbf{b}_n(\mathbf{q}) \in \mathbb{C}^{M_{n,t} \times 1}$  和  $\mathbf{a}(\mathbf{q}) \in \mathbb{C}^{M_r \times 1}$  分别为发射和接收导向矢量. 假设各 BS 配置均匀线阵 (Uniform Linear Array, ULA), 则  $\mathbf{b}_n(\mathbf{q})$  和  $\mathbf{a}(\mathbf{q})$  可以表示为

$$\mathbf{b}_n(\mathbf{q}) = \frac{1}{\sqrt{M_{n,t}}} \left[ 1, 2, \dots, e^{-i \frac{2\pi}{\lambda} d(M_{n,t}-1) \sin \phi_n(\mathbf{q})} \right]^T \quad (11)$$

$$\mathbf{a}(\mathbf{q}) = \frac{1}{\sqrt{M_r}} \left[ 1, 2, \dots, e^{-i \frac{2\pi}{\lambda} d(M_r-1) \sin \varphi(\mathbf{q})} \right]^T \quad (12)$$

其中,  $\phi_n(\mathbf{q})$  和  $\varphi(\mathbf{q})$  为发射和接收水平角. 接收信号  $\mathbf{r}(t, \mathbf{q})$  通过对各个波形进行匹配滤波, 则对于 BS- $n$  的叠加匹配滤波输出为

$$\mathbf{Y}_n(\mathbf{q}) = \sqrt{\beta_n(\mathbf{q})\beta_0(\mathbf{q})} \alpha_n \mathbf{a}(\mathbf{q}) \mathbf{b}_n^H(\mathbf{q}) \mathbf{W}_n + \mathbf{Z}_n \quad (13)$$

其中,  $\mathbf{Z}_n$  为叠加噪声矩阵. 进一步, 对  $\mathbf{Y}_n^H(\mathbf{q})$  进行向量化, 可得

$$\mathbf{y}_n(\mathbf{q}) = \text{vec}(\mathbf{Y}_n^H(\mathbf{q})) = \sqrt{\beta_n(\mathbf{q})\beta_0(\mathbf{q})} \alpha_n^* \mathbf{a}^*(\mathbf{q}) \otimes (\mathbf{W}_n^H \mathbf{b}_n(\mathbf{q})) + \tilde{\mathbf{z}}_n \quad (14)$$

其中,  $\tilde{\mathbf{z}}_n$  为  $\mathbf{Z}_n$  的向量化噪声.  $\mathbf{y}_n(\mathbf{q})$  随后通过线性接收波束赋形向量  $\mathbf{u}_n$  进行处理, 相应输出为

$$\begin{aligned} y_n(\mathbf{q}) &= \mathbf{u}_n^H \mathbf{y}_n(\mathbf{q}) \\ &= \sqrt{\beta_n(\mathbf{q})\beta_0(\mathbf{q})} \alpha_n^* \mathbf{u}_n^H \mathbf{a}^*(\mathbf{q}) \otimes (\mathbf{W}_n^H \mathbf{b}_n(\mathbf{q})) + \mathbf{u}_n^H \tilde{\mathbf{z}}_n \end{aligned} \quad (15)$$

特别地, 为了使输出 SNR 最大, 最优接收波束赋形向量为

$$\mathbf{u}_n^{\text{opt}} = \frac{\mathbf{a}^*(\mathbf{q})}{\|\mathbf{a}(\mathbf{q})\|} \otimes \frac{\mathbf{W}_n^H \mathbf{b}_n(\mathbf{q})}{\|\mathbf{W}_n^H \mathbf{b}_n(\mathbf{q})\|} \quad (16)$$

因此, 来自 BS- $n$  对目标位置  $\mathbf{q}$  的最大感知 SNR 为

$$\gamma_{n,s}(\mathbf{q}) = \frac{\beta^2 |\alpha_n|^2 (\mathbf{b}_n^H(\mathbf{q}) \mathbf{W}_n \mathbf{W}_n^H \mathbf{b}_n(\mathbf{q}))}{\|\mathbf{q} - \mathbf{o}_n\|^2 \|\mathbf{q} - \mathbf{o}_0\|^2 \sigma^2} \quad (17)$$

所以, 对于目标位置  $\mathbf{q}$  的总感知 SNR 为

$$\gamma_s(\mathbf{q}) = \sum_{n=1}^N \gamma_{n,s}(\mathbf{q}) \quad (18)$$

## 2.3 问题描述

本文通过对各个 BS 的发射波束赋形进行优化, 在满足感知 SNR 需求、私有流和公有流传输需求的条件下, 最大化最差情况下的 UE 可达速率. 该优化问题可以描述为

$$\max_{\{\mathbf{W}_n\}, \{C_{n,k}\}} \min_k C_{n,k} + R_{n,k,p} \quad (19a)$$

$$\text{s.t.} \sum_{n \in \mathcal{N}} \sum_{k \in \mathcal{K}_n} C_{n,k} \leq R_c, \forall k \in \mathcal{K}_n, \forall n \in \mathcal{N} \quad (19b)$$

$$C_{n,k} \geq 0, \forall k \in \mathcal{K}_n, \forall n \in \mathcal{N} \quad (19c)$$

$$\text{tr}(\mathbf{W}_n \mathbf{W}_n^H) \leq P_n, \forall n \in \mathcal{N} \quad (19d)$$

$$\gamma_s(\mathbf{q}) \geq \gamma^{\text{th}}(\mathbf{q}), \forall \mathbf{q} \in \mathcal{Q} \quad (19e)$$

其中, 式 (19b) 确保公有流被所有 UE 解码; 式 (19c) 表

示每个 UE 均会分配到相应的公有流;式(19d)为各个 BS 的发射功率约束;式(19e)为每个位置  $\mathbf{q}$  的感知约束,  $\gamma^{\text{th}}(\mathbf{q})$  为感知 SNR 阈值. 值得注意的是,  $\gamma^{\text{th}}(\mathbf{q})$  的设定值会随着感知需求的不同进行调整,其大小的变化对优化问题式(19)的求解没有影响.

### 3 优化问题求解

由于优化目标式(19a)以及约束条件式(19b)的存在,优化问题式(19)为 NP-难的非凸优化问题. 为了对式(19)进行有效求解,需要对式(19a)和式(19b)进行转换. 首先,定义  $\mathbf{W}_{n,c} = \mathbf{w}_{n,c} \mathbf{w}_{n,c}^H$ ,  $\mathbf{W}_{n,r} = \mathbf{w}_{n,r} \mathbf{w}_{n,r}^H$ ,  $\mathbf{W}_{n,k,p} = \mathbf{w}_{n,k,p} \mathbf{w}_{n,k,p}^H$ ,  $\mathbf{H}_{n,k} = \mathbf{h}_{n,k} \mathbf{h}_{n,k}^H$  以及  $\mathbf{B}_n(\mathbf{q}) = \mathbf{b}_n(\mathbf{q}) \mathbf{b}_n(\mathbf{q})^H$ , 并引入辅助变量  $\zeta \geq 0$  和  $\{\hat{r}_{n,k,p}\}$ . 定义集合  $\Delta = \{\{\mathbf{W}_{n,c}\}, \{\mathbf{W}_{n,k,p}\}, \{\mathbf{W}_{n,r}\}, \{C_{n,k}\}, \{\hat{r}_{n,k,p}\}, \zeta\}$ , 此时优化问题式(19)将转化为

$$\max_{\Delta} \zeta \quad (20a)$$

$$\text{s. t. } C_{n,k} + \hat{r}_{n,k,p} \geq \zeta, \forall k \in \mathcal{K}_n, \forall n \in \mathcal{N} \quad (20b)$$

$$\sum_{n \in \mathcal{N}} \sum_{k \in \mathcal{K}_n} C_{n,k} \leq R_{n,k,c}, \forall k \in \mathcal{K}_n, \forall n \in \mathcal{N} \quad (20c)$$

$$C_{n,k} \geq 0, \forall k \in \mathcal{K}_n, \forall n \in \mathcal{N} \quad (20d)$$

$$R_{n,k,p} \geq \hat{r}_{n,k,p}, \forall k \in \mathcal{K}_n, \forall n \in \mathcal{N} \quad (20e)$$

$$\mathbf{W}_{n,c} \geq 0, \mathbf{W}_{n,k,p} \geq 0, \mathbf{W}_{n,r} \geq 0, \forall k \in \mathcal{K}_n, \forall n \in \mathcal{N} \quad (20f)$$

$$\text{rank}(\mathbf{W}_{n,c}) = 1, \text{rank}(\mathbf{W}_{n,k,p}) = 1 \quad (20g)$$

$$\text{rank}(\mathbf{W}_{n,r}) = 1, \forall k \in \mathcal{K}_n, \forall n \in \mathcal{N}$$

$$\text{tr}\left(\mathbf{W}_{n,c} + \sum_{k=1}^{K_n} \mathbf{W}_{n,k,p} + \mathbf{W}_{n,r}\right) \leq P_n, \forall k \in \mathcal{K}_n, \forall n \in \mathcal{N} \quad (20h)$$

$$\begin{aligned} & \sum_{n=1}^N \frac{|\alpha_n|^2 \text{tr}\left(\left(\mathbf{W}_{n,c} + \sum_{k=1}^{K_n} \mathbf{W}_{n,k,p} + \mathbf{W}_{n,r}\right) \mathbf{B}_n(\mathbf{q})\right)}{\|\mathbf{q} - \mathbf{o}_n\|^2} \\ & \geq \frac{\gamma^{\text{th}}(\mathbf{q}) \|\mathbf{q} - \mathbf{o}_0\|^2 \sigma^2}{\beta^2}, \forall \mathbf{q} \in \mathcal{Q} \end{aligned} \quad (20i)$$

其中,  $R_{n,k,c}$  和  $R_{n,k,p}$  分别表示为

$$R_{n,k,c} = \log_2 \left( \frac{\sum_{n=1}^N \text{tr}(\mathbf{H}_{n,k} \mathbf{W}_{n,c}) + \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^{K_n} \text{tr}(\mathbf{H}_{n,k} \mathbf{W}_{n,i,p}) + \sigma^2}{\sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^{K_n} \text{tr}(\mathbf{H}_{n,k} \mathbf{W}_{n,i,p}) + \sigma^2} \right) \quad (21)$$

$$R_{n,k,p} = \log_2 \left( \frac{\sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^{K_n} \text{tr}(\mathbf{H}_{n,k} \mathbf{W}_{n,k,p}) + \sigma^2}{\sum_{i \neq k, i=1}^{K_n} \text{tr}(\mathbf{H}_{n,k} \mathbf{W}_{n,i,p}) + \sum_{n' \neq n, n'=1}^N \sum_{j=1}^{K_{n'}} \text{tr}(\mathbf{H}_{n',k} \mathbf{W}_{n',j,p}) + \sigma^2} \right) \quad (22)$$

进一步,对非凸约束式(20b)和式(20c)进行转换.

首先,引入变量  $\{b_{n,k}\}, \{c_{n,k}\}, \{d_{n,k}\}$  和  $\{f_{n,k}\}$ , 分别可得式(21)和式(22)分子上界和分母下界,即

$$\sum_{n=1}^N \text{tr}(\mathbf{H}_{n,k} \mathbf{W}_{n,c}) + \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^{K_n} \text{tr}(\mathbf{H}_{n,k} \mathbf{W}_{n,i,p}) + \sigma^2 \geq e^{b_{n,k}} \quad (23)$$

$$\sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^{K_n} \text{tr}(\mathbf{H}_{n,k} \mathbf{W}_{n,i,p}) + \sigma^2 \leq e^{c_{n,k}} \quad (24)$$

$$\sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^{K_n} \text{tr}(\mathbf{H}_{n,k} \mathbf{W}_{n,i,p}) + \sigma^2 \geq e^{d_{n,k}} \quad (25)$$

$$\sum_{i \neq k, i=1}^{K_n} \text{tr}(\mathbf{H}_{n,k} \mathbf{W}_{n,i,p}) + \sum_{n' \neq n, n'=1}^N \sum_{j=1}^{K_{n'}} \text{tr}(\mathbf{H}_{n',k} \mathbf{W}_{n',j,p}) + \sigma^2 \leq e^{f_{n,k}} \quad (26)$$

根据式(23)~式(26),可得  $R_{n,k,c}$  和  $R_{n,k,p}$  的下界,即

$$R_{n,k,c} \geq \frac{1}{\ln 2} (b_{n,k} - c_{n,k}) \quad (27)$$

$$R_{n,k,p} \geq \frac{1}{\ln 2} (d_{n,k} - f_{n,k}) \quad (28)$$

此时,式(20c)和式(20e)可以转换为

$$\frac{1}{\ln 2} (d_{n,k} - f_{n,k}) \geq \hat{r}_{n,k,p}, \forall k \in \mathcal{K}_n, \forall n \in \mathcal{N} \quad (29)$$

$$\frac{1}{\ln 2} (b_{n,k} - c_{n,k}) \geq \sum_{n \in \mathcal{N}} \sum_{k \in \mathcal{K}_n} C_{n,k}, \forall k \in \mathcal{K}_n, \forall n \in \mathcal{N} \quad (30)$$

由于式(24)和式(26)仍为非凸函数,本文进一步利用 SCA 技术,即利用可导凸函数的一阶泰勒展开作为全局下界,则式(24)和式(26)可以近似为

$$\sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^{K_n} \text{tr}(\mathbf{H}_{n,k} \mathbf{W}_{n,i,p}) + \sigma^2 \leq e^{c_{n,k}^{[\kappa]}} (c_{n,k} - c_{n,k}^{[\kappa]} + 1) \quad (31)$$

$$\begin{aligned} & \sum_{i \neq k, i=1}^{K_n} \text{tr}(\mathbf{H}_{n,k} \mathbf{W}_{n,i,p}) + \sum_{n' \neq n, n'=1}^N \sum_{j=1}^{K_{n'}} \text{tr}(\mathbf{H}_{n',k} \mathbf{W}_{n',j,p}) + \sigma^2 \\ & \leq e^{f_{n,k}^{[\kappa]}} (f_{n,k} - f_{n,k}^{[\kappa]} + 1) \end{aligned} \quad (32)$$

其中,  $c_{n,k}^{[\kappa]}$  和  $f_{n,k}^{[\kappa]}$  为第  $\kappa$  次的局部最优点. 为了简化符号,本文定义集合  $\Omega = \{\{\mathbf{W}_{n,c}\}, \{\mathbf{W}_{n,k,p}\}, \{\mathbf{W}_{n,r}\}, \{C_{n,k}\}, \{b_{n,k}\}, \{c_{n,k}\}, \{d_{n,k}\}, \{f_{n,k}\}, \{\hat{r}_{n,k,p}\}, \zeta\}$ . 进一步,去除秩 1 约束(20g)后,原始优化问题式(19)的松弛问题可以表示为

$$\begin{aligned} & \max_{\zeta} \zeta \\ \text{s.t. } & (20\text{b}), (20\text{d}), (20\text{f}), (20\text{h}), (20\text{i}), (23), (25), \\ & (29), (30), (31), (32) \end{aligned} \quad (33)$$

观察可得问题式(33)为SDP问题,可以通过CVX进行求解.当求解出的 $\{\mathbf{W}_{n,c}\}$ 、 $\{\mathbf{W}_{n,r}\}$ 和 $\{\mathbf{W}_{n,k,p}\}$ 的秩为1时,此时优化问题式(19)的最优解可以通过特征值分解求出.反之,则利用高斯随机化构建秩为1的次优解.求解问题式(19)的算法复杂度为 $O\left(\left(M_{n,t}^2 NK\right)^{3.5} \log_2(1/\epsilon_1)\right)$ ,其中 $\epsilon_1$ 是SCA的精确度<sup>[17]</sup>.算法具体实现过程如算法1所示.

#### 算法1 多站波束赋形优化算法

输入:  $\{\mathbf{W}_{n,c}^{(0)}\}$ 、 $\{\mathbf{W}_{n,k,p}^{(0)}\}$ 、 $\{\mathbf{W}_{n,r}^{(0)}\}$ 、 $\{C_{n,k}^{(0)}\}$

输出:  $\{\mathbf{W}_n^{\text{opt}}\}$

1. 开始
2. 令  $\kappa=0$
3. 重复
4. 求解问题(33),得到此时最优解  $\mathcal{Q}^{(\kappa+1)}$
5. 通过特征值分解得到 $\{\mathbf{w}_{n,c}^{(\kappa+1)}\}$ 、 $\{\mathbf{w}_{n,k,p}^{(\kappa+1)}\}$ 和 $\{\mathbf{w}_{n,r}^{(\kappa+1)}\}$ ,并进一步得到 $\{\mathbf{W}_n^{(\kappa+1)}\}$ ,否则,通过高斯随机化得到秩1解
6. 令  $\kappa=\kappa+1$
7. 直到问题(33)的目标函数收敛
8.  $\{\mathbf{W}_n^{\text{opt}}\} = \{\mathbf{W}_n^{(\kappa)}\}$

## 4 仿真结果分析

本节通过仿真实验验证所提方案的优越性. BS、用户和感知区域的位置关系如图2所示,服务范围为 $400\text{ m} \times 400\text{ m}$ ,其中感知区域的范围为 $60\text{ m} \times 60\text{ m}$ ,发射BS的个数 $N=3$ ,UE的个数 $K=6$ .

在仿真实验中,假设BS- $n$ 与UE- $(n,k)$ 之间的信道

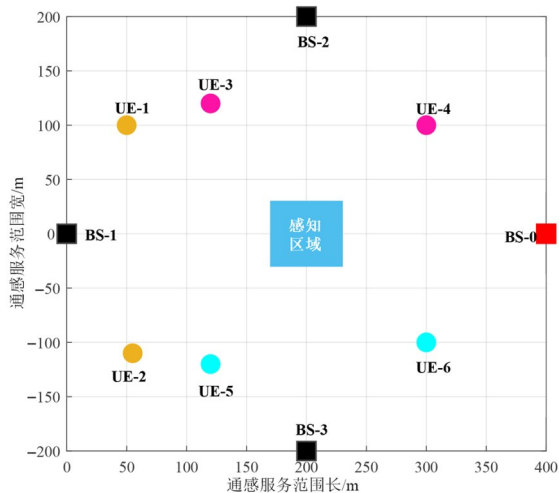


图2 协作RSMA-ISAC系统

系数向量 $\mathbf{h}_{n,k}$ 服从莱斯分布,即

$$\mathbf{h}_{n,k} = \sqrt{\rho} \|\mathbf{o}_n - \mathbf{p}_k\|^{-\zeta} \left( \sqrt{\frac{G}{G+1}} \mathbf{h}_{n,k}^{\text{LoS}} + \sqrt{\frac{1}{G+1}} \mathbf{h}_{n,k}^{\text{NLoS}} \right) \quad (34)$$

其中, $\rho$ 为参考距离为1时的路径损耗; $\mathbf{o}_n$ 和 $\mathbf{p}_k$ 分别为发射BS的BS- $n$ 以及第 $k(k \in \mathcal{K})$ 个用户UE的位置坐标; $\zeta$ 为路径损耗指数; $G$ 为莱斯因子; $\mathbf{h}_{n,k}^{\text{LoS}}$ 和 $\mathbf{h}_{n,k}^{\text{NLoS}}$ 分别为视距路径和非视距路径下的信道系数向量.发射BS的BS- $n$ 与接收BS的BS-0配置天线数为 $M_{n,t}=M_r=16$ .除另有特殊说明外,仿真中使用的无线频率为Sub-6G频段,带宽 $B=1\text{ MHz}$ ,各个BS的最大发射功率为 $25\text{ dBm}$ ,感知信道参考功率 $\beta=-25\text{ dB}$ ,莱斯因子 $G=10\text{ dB}$ ,路径损耗指数 $\zeta=3.2$ ,参考路径损耗 $\rho=-25\text{ dB}$ .假设噪声功率 $\sigma^2=-110\text{ dBm}$ ,复值反射系数 $\alpha=1$ ,感知SNR阈值 $\gamma^{\text{th}}(\mathbf{q})=10\text{ dB}$ .为了显示本文所提CoRSMA-ISAC方案的优越性,在相关实验参数不变的前提下,仿真实验中分别与SDMA和NOMA辅助的ISAC方案做了对比.

(1)SDMA-ISAC. 通过空间划分,各BS仅与服务小区内的用户进行通信,与RSMA相比,式(9)中相应的通信速率表示为

$$R_{n,k,\text{tot}}^{\text{SDMA}} = \log_2 \left( 1 + \frac{|\mathbf{h}_{n,k}^H \mathbf{w}_{n,k,p}|^2}{\sum_{i \neq k, i=1}^{K_n} |\mathbf{h}_{n,k}^H \mathbf{w}_{n,i,p}|^2 + \sum_{n' \neq n, n'=1}^N \sum_{j=1}^{K_{n'}} |\mathbf{h}_{n',k}^H \mathbf{w}_{n',j,p}|^2 + \sigma^2} \right) \quad (35)$$

(2)NOMA-ISAC. BS侧通过叠加编码对服务小区内的不同用户分配不同的功率,使多个用户共享同一通信资源.一般而言,接收端信道增益较小的用户称为弱用户,信道增益大的用户称为强用户.当UE侧进行解码时,使用SIC技术将强用户的信号当成噪声首先解码弱用户.假设信道增益的大小关系为 $\|\mathbf{h}_{n,k_{n-1}+1}\| < \|\mathbf{h}_{n,k_{n-1}+2}\| < \dots < \|\mathbf{h}_{n,k_n}\|$ ,则UE- $(n,k)$ ,  $k \in \{k_{n-1}+1, k_{n-1}+2, \dots, k_n\}$ 的通信速率表示为

$$R_{n,k}^{\text{NOMA}} = \frac{1}{N} \log_2 \left( 1 + \frac{|\mathbf{h}_{n,k}^H \mathbf{w}_{n,k,p}|^2}{\sum_{i=k+1}^{k_n} |\mathbf{h}_{n,i}^H \mathbf{w}_{n,i,p}|^2 + \sigma^2} \right) \quad (36)$$

UE- $(n,k_n)$ ,  $\forall n \in \mathcal{N}$ 的通信速率为

$$R_{n,k_n}^{\text{NOMA}} = \frac{1}{N} \log_2 \left( 1 + \frac{|\mathbf{h}_{n,k_n}^H \mathbf{w}_{n,k_n,p}|^2}{\sigma^2} \right) \quad (37)$$

图3给出了BS在不同发射功率下,算法1的收敛过程.可以看出,最差情况下的UE可达速率在刚开始迭代时快速增加,迭代次数增加至约10次后逐渐收敛,证明了所提出算法的有效性.此外,BS最大发射功率越大,可以获得更大的最差情况下的UE可达速率.

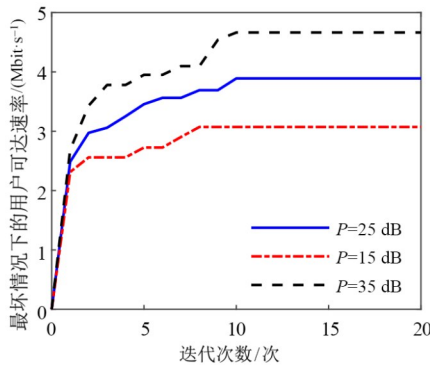


图3 所提算法收敛性

图4给出了所有方案最差情况下的UE可达速率随感知SNR阈值的变化情况。可以看出,本文所提的CoRSMA-ISAC方案和SDMA-ISAC方案随着感知SNR阈值增大,可达速率总体呈现稍下降趋势。这展现了在ISAC系统中通信和感知之间的权衡,当感知需求变大时,系统会分配更多的功率用于感知,从而降低通信速率。然而和上述两种方案相比,NOMA-ISAC最差情况下的UE可达速率几乎不随感知SNR阈值的变化而变化。这是因为NOMA根据不同的信道条件分配给用户不同的功率,信道条件差的用户会分配更高的功率,信道条件好的用户分配的功率相对较低,体现资源分配的公平性,从而使通信速率保持在一定的水平。与SDMA-ISAC和NOMA-ISAC相比,本文所提方案能够获得更高的可达速率。这是因为该方案充分利用公有流和私有流的灵活配置优势,多BS协调共同传输信息,能够有效降低干扰,提升通信性能。

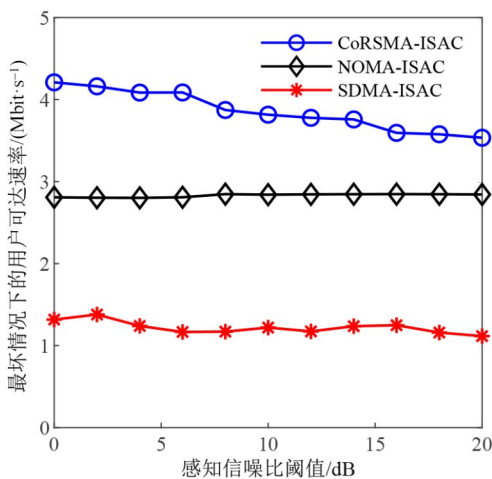


图4 最坏情况下UE可达速率随感知SNR阈值的变化

图5给出了CoRSMA-ISAC方案下BS数分别为3和5的情形下,公有流占比随感知SNR阈值变化的情况。可以看出当感知SNR的阈值增加时,公有流的占比随之增大。这是因为在所提出的CoRSMA-ISAC方案中,

多个BS协同工作向所有用户发射公有流有助于提升系统的感知性能。当BS个数增多时,在相同的感知SNR阈值下,公有流的占比会有所减小。这是因为当BS数增多,用户的选择性更加灵活,可以选择更靠近的BS进行私有流通信,增强通信和感知性能。

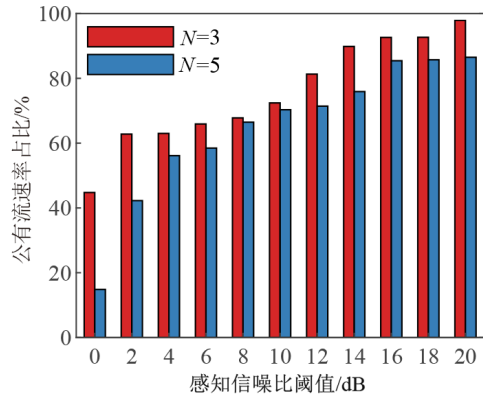
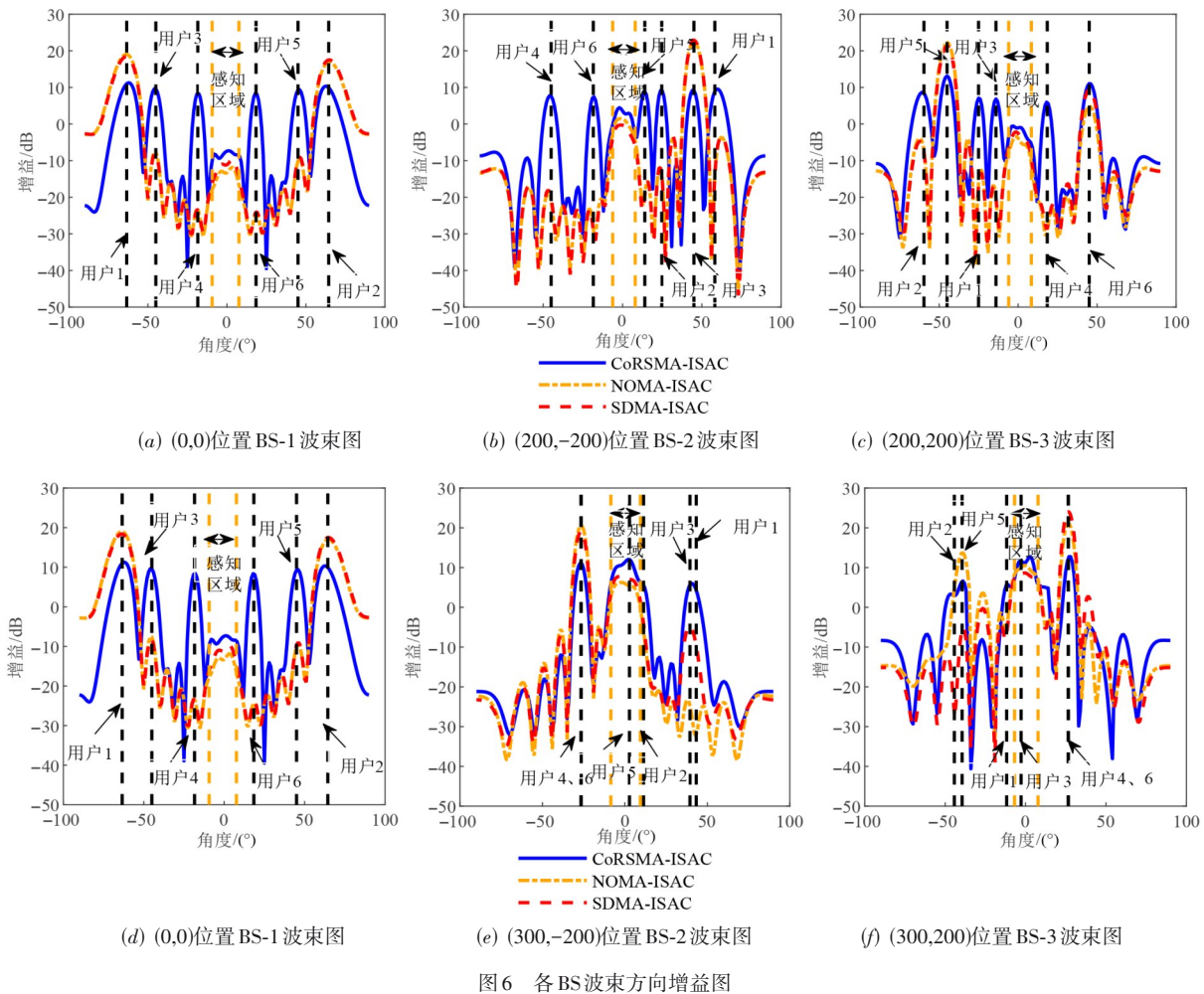


图5 公有流占比随感知SNR阈值的变化

图6给出了所有方案下各BS的波束方向图。从图6可以看出,本文所提方案在每个用户方向以及感知区域内都获得较高的波束方向增益。这是因为每个BS不仅向其服务小区内的用户提供相应的私有流信息,并且向各个用户提供相应的公有流消息。同时,所有BS通过回程链路与云端CPU相连接,各BS之间协同工作进一步增强感知能力,使波束能够在感知区域获得较大的方向增益。然而SDMA-ISAC和NOMA-ISAC仅向其服务小区内的用户提供信息,因此只在服务用户的方向上有较高的波束方向增益,并且与本文所提方案相比,感知区域内的波束方向增益较低。为了不失一般性,将BS-2从(200,-200)的位置移至(300,-200)处,将BS-3从(200,200)处移至(300,200)处,仿真结果如图6(d)~图6(f)所示。可以看出,在每个用户方向以及感知区域内仍然具有较高的波束增益,证明了所提出波束赋形算法的有效性。因此,BS位置的改变不会影响波束优化的结果。

### 5 结论

本文提出了一种CoRSMA-ISAC波束优化方案。该方案在保证感知性能的前提下,以最大化系统最差情况用户的通信速率为目标,对所有BS波束赋形向量进行联合优化。为了有效求解所构建的优化问题,通过引入辅助变量,并结合SCA方法对原始优化问题的非凸目标和约束进行松弛转换,进一步利用SDP技术得到最优波束赋形。仿真结果显示,与SDMA和NOMA辅助的ISAC系统相比,所提出的方案通过充分利用私有流和公有流的灵活配置,实现了通信和感知性能的提升,特别是公有流的多播特性,能够进一步增强感知性能。



## 参考文献

- [1] LIU F, CUI Y H, MASOUIROS 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] IMT2030(6G)推进组. 通信感知一体化技术研究报告推进组. 通信感知一体化技术研究报告[R]. 2021. IMT2030(6G) Promotion Group, Integrated Sensing and Communication Technology Research Report Promotion Group. Research Report on Integrated sensing and communication Technology[R]. 2021. (in Chinese)
- [3] 林祉秋, 张玖鹏, 闫实. 多基站协作通感一体化体系架构及关键技术研究[J]. 移动通信, 2024, 48(6): 52-60. LIN Z Q, ZHANG J P, YAN S. Architecture and key technologies for multi-base station cooperative integrated sensing and communication[J]. Mobile Communications, 2024, 48(6): 52-60. (in Chinese)
- [4] WEI Z Q, JIANG W J, FENG Z Y, et al. Integrated sensing and communication enabled multiple base stations cooperative sensing towards 6G[J]. IEEE Network, 2024, 38(4): 207-215.
- [5] LI R G, XIAO Z Q, ZENG Y. Toward seamless sensing coverage for cellular multi-static integrated sensing and communication[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(6): 5363-5376.
- [6] CHENG G Y, FANG Y, XU J, et al. Optimal coordinated transmit beamforming for networked integrated sensing and communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(8): 8200-8214.
- [7] BEHDAD Z, DEMIR Ö T, SUNG K W, et al. Multi-static target detection and power allocation for integrated sensing and communication in cell-free massive MIMO[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(9): 11580-11596.
- [8] MAO Y J, DIZDAR O, CLERCKX B, et al. Rate-splitting multiple access: Fundamentals, survey, and future research trends[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2022, 24(4): 2073-2126.

- [9] ZHENG G Y, WEN M W, CHEN Y Y, et al. Rate-splitting multiple access in wireless backhaul HetNets: A decentralized spectral efficient approach[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(3): 2413-2427.
- [10] YIN L F, MAO Y J, DIZDAR O, et al. Rate-splitting multiple access for 6G: Part II: Interplay with integrated sensing and communications[J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(10): 2237-2241.
- [11] XU C C, CLERCKX B, CHEN S W, et al. Rate-splitting multiple access for multi-antenna joint radar and communications[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2021, 15(6): 1332-1347.
- [12] HE L, CHEN Y Y, WEN M W, et al. Multi-vehicle collaborative sensing in RSMA-assisted ISAC systems[C]// 2024 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops). Piscataway: IEEE, 2024: 1870-1875.
- [13] NGUYEN T T, LUONG N C, FENG S H, et al. Joint rate allocation and power control for RSMA-based communication and radar coexistence systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(11): 14673-14687.
- [14] CHAI K J, LI L H, LI J L. Rate-splitting multiple access based coordinated multi-point transmission in multi-service network[C]//2020 IEEE International Conference on Advances in Electrical Engineering and Computer Applications (AEECA). Piscataway: IEEE, 2020: 66-70.
- [15] GAO P, LIAN L X, YU J P. Cooperative ISAC with direct localization and rate-splitting multiple access communication: A Pareto optimization framework[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2023, 41(5): 1496-1515.
- [16] DENG H. Orthogonal netted radar systems[J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2012, 27(5): 28-35.
- [17] YIN L F, CLERCKX B. Rate-splitting multiple access for dual-functional radar-communication satellite systems[C]// 2022 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). Piscataway: IEEE, 2022: 1-6.

#### 作者简介



**李若光** 男,1990年12月出生于甘肃省兰州市。现为河海大学信息科学与工程学院副教授,硕士生导师。主要研究方向为通感一体化、信道知识地图、低空物联网。中国电子学会会员编号:E190159643M。  
E-mail: ruoguangli@hhu.edu.cn



**王 琰** 女,2004年10月出生于河南省周口市。现为河海大学信息科学与工程学院本科生。主要研究方向为无人机通感一体化。  
E-mail: 2262310105@hhu.edu.cn



**陈颖场** 女,1990年7月出生于重庆市。现为暨南大学信息科学技术学院副教授,硕士生导师。主要研究方向为新型多址接入、移动边缘智能、低空物联网。  
E-mail: chenyy@jnu.edu.cn



**韩光洁** 男,1972年8月出生于黑龙江省绥化市。现为河海大学信息科学与工程学院院长,教授,博士生导师。主要研究方向为水声通信与组网、水利智能物联网、人工智能、网络与安全等。中国电子学会会员编号:E190157962M。  
E-mail: hanguangjie@gmail.com