



专题：6G 智能超表面

## IRS 辅助的全双工通感一体化波束成形设计

刘期烈<sup>1</sup>, 王龙<sup>1</sup>, 辛雅楠<sup>1</sup>, 方家成<sup>1</sup>, 陈前斌<sup>1</sup>, 陶宇<sup>1,2</sup>

(1. 重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065;

2. 重庆工业职业技术学院电子与物联网工程学院, 重庆 401120)

**摘要:** 为了解决传统通感一体化 (integrated sensing and communication, ISAC) 场景中通信和感知系统收发信号的切换频率差异以及通信易受障碍物阻挡的问题, 将全双工 (full-duplex, FD) 技术和智能反射面 (intelligent reflecting surface, IRS) 引入 ISAC 系统, 研究 ISAC 场景下 IRS 辅助的 FD 波束成形设计。基于 IRS 相移约束、基站接收波束成形约束、基站最大发射功率约束、上行用户最大发射功率约束、雷达感知阈值约束, 建立了上下行用户和速率最大化波束成形优化问题。利用交替优化、连续凸逼近、半正定松弛、变量替换、半正定规划将原非凸优化问题转换成凸优化问题进行求解。仿真结果表明, 在所考虑的通信性能指标下, 所提方案相比对应的半双工和随机 IRS 方案分别提升了 89.02% 和 70.15%。

**关键词:** 智能反射面; 通感一体化; 全双工; 波束成形

**中图分类号:** TN929

**文献标志码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-0801.2024180

## IRS-assisted full-duplex ISAC system beamforming design

LIU Qilie<sup>1</sup>, WANG Long<sup>1</sup>, XIN Yanan<sup>1</sup>, FANG Jiacheng<sup>1</sup>, CHEN Qianbin<sup>1</sup>, TAO Yu<sup>1,2</sup>

1. School of Communications and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

2. School of Electronics and IoT Engineering, Chongqing Industry Polytechnic College, Chongqing 401120, China

**Abstract:** To address the issues of frequency switching differences between communication and sensing systems in traditional integrated sensing and communication (ISAC) scenarios, as well as the susceptibility of communication to obstruction by obstacles, the integration of full-duplex (FD) technology and intelligent reflecting surface (IRS) into the ISAC system was studied. The design of FD beamforming assisted by IRS in the ISAC scenario was investigated. An optimization problem for maximizing the user rates of uplink and downlink beamforming was formulated, considering constraints on IRS phase shift, base station receiving beamforming, the maximum transmission power of the base station, the maximum transmission power of uplink users, and the radar sensing threshold. The original non-convex problem was solved by being transformed into a convex optimization problem through the use of alternating

收稿日期: 2024-05-29; 修回日期: 2024-07-02

通信作者: 方家成, jcfang0910@163.com

基金项目: 重庆市自然科学基金创新发展联合基金项目 (No.2024NSCQ-LZX0169)

**Foundation Item:** Chongqing Natural Science Foundation Innovation and Development Joint Fund Project(No.2024NSCQ-LZX0169)



optimization, continuous convex approximation, semi-definite relaxation, variable substitution, and semi-definite programming. Simulation results show that the proposed scheme resulted in an 89.02% enhancement under the communication performance indicators considered compared to the corresponding half-duplex scheme and a 70.15% improvement over the random IRS scheme.

**Key words:** intelligent reflecting surface, integrated sensing and communication, full-duplex, beamforming

## 0 引言

通感一体化 (integrated sensing and communication, ISAC) 已被公认为 6G 无线网络的关键技术, 因其在通信和传感系统之间共享频谱和硬件资源, 可有效提升系统频谱效率、硬件效率和信息处理效率的潜力而备受工业界和学术界的关注<sup>[1]</sup>。毫米波等高频段是实现 ISAC 的主流频段, 一方面, 其提供的大带宽可同时实现高速率通信和高精度感知, 并可为通信模块和感知模块提供低时延的信息交换和共享; 另一方面, 小型天线也有利于将通信和感知两个功能进行模块化集成<sup>[2]</sup>。但是, 毫米波信号穿透能力弱, 导致 ISAC 系统在障碍物阻挡的情况下通信性能会急剧下降。因此, 如何降低传播环境中障碍物引起的毫米波损耗是当前面临的一项关键技术挑战。

智能反射面 (intelligent reflecting surface, IRS) 被视为 6G 移动通信的核心技术之一。由大量相位和幅度可调的无源反射元件组成的均匀阵列平面, 通过调整反射元件可改变接收信号的反射路径<sup>[3]</sup>。在 IRS 辅助的 ISAC 系统中, 当视距链路堵塞时可以通过 IRS 建立虚拟视距链路进行传输, 还可以解决信号盲区覆盖问题。因此, 将 IRS 引入 ISAC 系统, 可以克服障碍物阻挡引起的传播损耗, 提高系统的通信或感知性能。

基于 ISAC 系统和 IRS 技术的优点, 文献[4]将 IRS 引入 ISAC 场景中, 利用二次变换技术和交替优化设计了频谱最大化资源算法, 结果表明, IRS 能有效克服障碍物阻碍引起的通信性能下降。文献[5]为了解决探测目标处于路径损耗严

重区域而导致的感知性能下降, 将 IRS 部署在基站附近以提高探测能力, 在保证移动用户服务质量的前提下, 通过优化主被动波束成形设计提高雷达接收机的信噪比。与传统无源 IRS 在 ISAC 系统中的应用不同, 文献[6]研究了一种新型分布式半无源 IRS, 提出了基于位置感知、波束成形优化、ISAC 传输协议的新型架构, 并揭示了感知时间与感知/通信性能间的关系。文献[7]在 ISAC 场景中采用了新型有源 IRS 结构, 提出了以雷达信噪比为性能指标的解析表达式, 并且证明了与无源 IRS 相比, 有源 IRS 能够显著提高感知性能。此外, 现有一些文献关注如何利用全双工基站实现 ISAC 系统。文献[8]研究了 FD 基站 (base station, BS) 在进行目标检测的同时与多个上下行用户进行通信, 问题模型在保证通信和感知要求的前提下, 通过优化 FD-BS 下行链路双功能发射信号、上行链路接收波束成形和上行用户发射功率来最小化系统总发射功率。文献[9]提出了一种全新的 ISAC 系统信号传输方案, 利用传统脉冲雷达的等待时间进行通信, 通过抑制 FD-BS 自干扰和增强信号自相关性提高雷达探测概率。

然而, 在当前众多对 ISAC 系统波束成形设计的研究文献中, 传统脉冲雷达的工作方式多采用“先测后听”方式, 但在通信和感知系统中, 发射和接收信号的切换频率往往存在差异, 这导致时间调度和实时协调困难<sup>[10]</sup>。这是因为在 5G NR 规范中, 一个标准无线电帧的持续时间为 10 ms, 而位于雷达 100~1 000 m 的目标, 其回波往返时间仅为 1~10  $\mu$ s 数量级, 远小于通信数

据调度的最小单位 (1时隙=0.5 ms)。

针对这一问题, 全双工 (full-duplex, FD) 模式可以有效地适应上述冲突, 是一个值得考虑的解决方案。目前除少数文献 (如文献[8-9]) 外, 学术界对于FD-ISAC系统的研究并不充分。为了更好地提升FD-ISAC系统的感知和通信性能, 并考虑无线通信易受障碍物阻挡的问题以及ISAC系统因感知功能而牺牲通信速率的影响, 本文将IRS部署到FD-ISAC系统中, 将现有的波束设计拓展到一般情况, 即BS可以重复使用相同时间和频率资源进行目标检测和上下行链路用户通信, 在此基础上, 提出了ISAC场景下IRS辅助的FD波束成形设计, 具体工作如下。

(1) 本文建立了ISAC场景下IRS辅助的FD毫米波通信系统传输模型。考虑了IRS相移约束、基站接收波束成形约束、基站最大发射功率约束、上行用户最大发射功率约束、雷达感知阈值约束, 构建出了上下行用户和速率最大化的非凸优化问题。

(2) 各变量在目标函数和约束中耦合严重无法直接求解, 为了解决该问题, 本文首先采用交替优化方法将问题分为基站接收波束成形向量子问题、下行波束成形向量和雷达探测波束成形向量联合优化子问题、IRS相移矩阵优化子问题和上行用户发射功率优化子问题; 其次, 利用逐次凸逼近 (successive convex approximation, SCA) 处理目标函数凹凸性, 并利用变量替换、半正定松弛将非凸约束转为凸约束; 最后, 利用凸优化工具箱分别求解所得的凸优化问题。

(3) 仿真结果表明, 与传统ISAC方案相比, 优化后的IRS辅助FD-ISAC方案在通信性能速率方面有显著提升。

## 1 系统模型

ISAC场景下IRS辅助的FD毫米波通信系统如图1所示, 该系统由配备了 $M_t$ 根发射天线和 $M_r$

根接收天线的FD-BS、配备了 $N$ 个反射单元的智能反射面、点状雷达目标、 $U$ 个单天线上行用户以及 $D$ 个单天线下行用户组成。分别定义IRS阵元集合为 $\forall n \in \mathcal{N} = \{1, 2, \dots, N\}$ , 上行用户集合为 $\forall u \in \mathcal{U} = \{1, 2, \dots, U\}$ , 下行用户集合为 $\forall d \in \mathcal{D} = \{1, 2, \dots, D\}$ 。

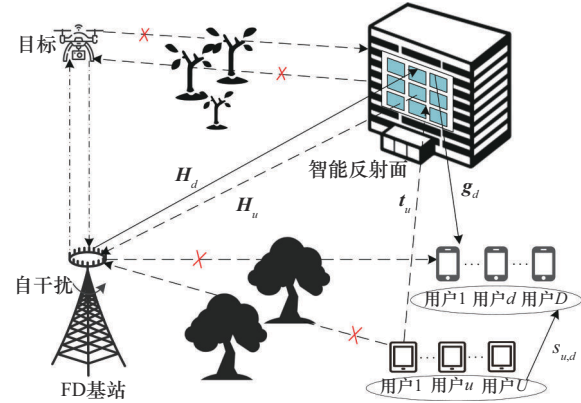


图1 ISAC场景下IRS辅助的FD毫米波通信系统

相比于低频段的通信系统, 毫米波传播更容易受到大气分子的影响, 毫米波通信具有更大的传播损耗, 为了便于说明, 采用传统的Saleh-Valenzuela几何信道模型表示毫米波信道特征<sup>[11]</sup>。若FD-BS的天线阵列采用均匀线性阵列 (uniform linear array, ULA), IRS采用均匀平面阵列 (uniform rectangular array, URA), FD-BS和IRS的阵列响应分别为:

$$\alpha_t(\rho) = \frac{1}{\sqrt{M_t}} [1, e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \rho}, \dots, e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} (M_t-1) \sin \rho}]^T \quad (1)$$

$$\alpha(v, \delta) = \frac{1}{\sqrt{N}} [1, e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} (\cos v \sin \delta + \sin v \sin \delta)}, \dots, e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} ((N_y-1) \cos v \sin \delta + (N_z-1) \sin v \sin \delta)}]^T \quad (2)$$

其中,  $N = N_y \times N_z$ ,  $d$ 为天线间距,  $\lambda$ 为载波波长,  $M_t$ 为FD-BS发射天线数,  $\rho$ 为FD-BS的发射角,  $v$ 为水平发射角,  $\delta$ 为垂直发射角。

故下行链路中FD-BS到IRS的信道矩阵 $\mathbf{H}_d \in \mathbb{C}^{N \times M_t}$ 表示为:



$$\mathbf{H}_d = \sqrt{\frac{M_t N}{L}} (\alpha_0 a(\theta_h, \theta_v) \mathbf{a}_t^H(\vartheta) + \sum_{l=1}^{L-1} \alpha_l a(\theta_{hl}, \theta_{vl}) \mathbf{a}_t^H(\vartheta_l)) \quad (3)$$

其中,  $L$  为 FD-BS 到 IRS 的路径数,  $\alpha_0$  为与视距路径 (line-of-sight, LoS) 相关的复用增益,  $\alpha_l$  为与第  $l$  条非视距路径 (non-line-of-sight, NLoS) 相关的复用增益,  $\theta_h(\theta_{hl})$  和  $\theta_v(\theta_{vl})$  分别为 LoS 路径 (第  $l$  条 NLoS 路径) 的水平到达角和垂直到达角,  $\vartheta$  和  $\vartheta_l$  分别为 FD-BS 的 LoS 路径和第  $l$  条 NLoS 路径的发射角。

IRS 到下行用户  $d$  的信道矩阵  $\mathbf{g}_d \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  为:

$$\mathbf{g}_d = \sqrt{\frac{N}{L_d}} (\varpi_0 \mathbf{a}_t(\theta_{h,0}, \theta_{v,0}) + \sum_{l=1}^{L_d-1} \varpi_l \mathbf{a}_t(\theta_{h,l}, \theta_{v,l})) \quad (4)$$

其中,  $L_d$  为 IRS 到下行用户  $d$  的路径数,  $\varpi_0$  和  $\varpi_l$  分别为 LoS 路径和第  $l$  条 NLoS 路径的复用增益,  $\mathbf{a}(\theta_{h,0}, \theta_{v,0})$  和  $\mathbf{a}(\theta_{h,l}, \theta_{v,l})$  分别为 IRS 发送的 LoS 路径和第  $l$  条 NLoS 路径归一化平面阵列响应,  $\theta_{h,0}(\theta_{h,l})$  和  $\theta_{v,0}(\theta_{v,l})$  分别为 IRS 到下行用户  $d$  的 LoS 路径 (第  $l$  条 NLoS 路径) 水平发射角和垂直发射角。

上行链路中 IRS 到 FD-BS 的信道表示为  $\mathbf{H}_u \in \mathbb{C}^{M_r \times N}$ , 上行用户  $u$  到 IRS 的信道为  $\mathbf{t}_u \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ .  $\mathbf{H}_u$  和  $\mathbf{t}_u$  与式 (3)、式 (4) 类似, 此处不做重复推导。

本文先考虑系统的下行链路传输, 其中, FD-BS 通过多天线波束成形发送窄带 ISAC 信号, 同时用于雷达感知和下行链路用户通信。其表达式为:

$$\mathbf{x}_{BS} = \sum_{d=1}^D \mathbf{f}_d x_d + \mathbf{s}_r \quad (5)$$

其中,  $\mathbf{f}_d \in \mathbb{C}^{M_t \times 1}$  为 FD-BS 发送给下行用户  $d$  的波束成形向量,  $x_d$  为 FD-BS 发送给用户  $d$  的通信符号信号。  $\mathbf{s}_r = \mathbf{f}_r x_r$  用于雷达感知,  $\mathbf{f}_r \in \mathbb{C}^{M_t \times M_t}$  为雷达感知的波束成形向量,  $x_r$  为感知符号信号。故下行用户  $d$  的接收信号可以表示为:

$$y_d = \underbrace{\mathbf{g}_d^H \Phi \mathbf{H}_d \mathbf{f}_d x_d}_{\text{用户 } d \text{ 的接收信号}} + \underbrace{\sum_{j \neq d}^D \mathbf{g}_d^H \Phi \mathbf{H}_d \mathbf{f}_j x_j}_{\text{下行用户间干扰}} + \underbrace{\mathbf{g}_d^H \Phi \mathbf{H}_d \mathbf{f}_r x_r}_{\text{雷达噪声}} + \underbrace{\sum_{u=1}^U S_{u,d} \sqrt{p_u} x_u + n_d}_{\text{共信道干扰}} \quad (6)$$

其中,  $\Phi = \text{diag}(\mathbf{v}^H) \in \mathbb{C}^{N \times N}$  为 IRS 的相移矩阵,  $\mathbf{v} = [\exp^{j\phi_1}, \dots, \exp^{j\phi_n}, \dots, \exp^{j\phi_N}]^H \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ ,  $\phi_n \in [0, 2\pi)$  表示第  $n$  个反射单元的相移,  $S_{u,d}$  为上行用户  $u$  与下行用户  $d$  之间的干扰信道,  $\sqrt{p_u} x_u$  为上行用户  $u$  发送的上行链路信号,  $p_u$ 、 $x_u$  分别为上行用户  $u$  的传输功率和通信符号信号, 上行传输设计可通过调整上行用户的发射功率  $p_u$  来实现, 并且满足  $0 \leq p_u \leq p_{\max}^{\text{user}}$ ,  $n_d \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_d^2)$  为下行用户  $d$  接收到的加性白高斯噪声。

根据式 (6), 下行用户  $d$  的信噪比 (signal-to-interference-plus-noise ratio, SINR) 可表示为  $\text{SINR}_d^{\text{Down}} =$

$$\frac{|\mathbf{g}_d^H \Phi \mathbf{H}_d \mathbf{f}_d|^2}{\sum_{j \neq d}^D |\mathbf{g}_d^H \Phi \mathbf{H}_d \mathbf{f}_j|^2 + |\mathbf{g}_d^H \Phi \mathbf{H}_d \mathbf{f}_r|^2 + \sum_{u=1}^U |S_{u,d}|^2 p_u + \sigma_d^2} \quad (7)$$

对于雷达感知系统, 本文考虑的是空中目标或距离用户较远的远距离目标, 目标回波通过 IRS 反射的传输距离远远大于直接反射的距离。因此, IRS 反射的目标回波信号非常微弱, 对雷达感知信噪比几乎没有影响, 在优化时可以忽略。故 FD-BS 的接收信号可以表示为:

$$\mathbf{y}_{BS} = \underbrace{\sum_{u=1}^U \mathbf{H}_u \Phi \mathbf{t}_u \sqrt{p_u} x_u}_{\text{上行用户传输信号}} + \underbrace{\mathbf{G}_S (\sum_{d=1}^D \mathbf{f}_d x_d + \mathbf{f}_r x_r)}_{\text{基站自干扰}} + \underbrace{\eta A(\beta) \mathbf{f}_r x_r}_{\text{探测目标回波}} + \mathbf{n}_{BS} \quad (8)$$

为了减少 FD-BS 产生的自干扰对 ISAC 系统的影响, 利用自干扰消除 (self-interference cancellation, SIC) 技术降低自干扰功率<sup>[12]</sup>。式 (8)

中,  $\mathbf{G}_S \in \mathbb{C}^{M_r \times M_t}$  为残差自干扰信道,  $\eta$  为复数振幅,  $A(\beta) \triangleq \zeta_r(\beta) \zeta_t^H(\beta)$ ,  $\beta$  为待探测目标的角度,  $\zeta(\beta)$  与式 (1) 类似, 但需要注意 FD-BS 接收天线数和发射天线数。

为了恢复 FD-BS 接收到的信息并提高目标感知性能, 使用线性接收波束成形  $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{M_r \times 1}$  对接收信号  $\mathbf{y}_{BS}$  进行处理<sup>[13]</sup>。处理后的输出为  $\mathbf{w}^H \mathbf{y}_{BS}$ , 由于雷达和通信系统的性能在很大程度上取决于相应的 SINR, 因此采用雷达 SINR 作为感知功能

$$\text{SINR}_r^{\text{up}} = \frac{|\mathbf{w}^H \mathbf{H}_u \Phi \mathbf{t}_u|^2 p_u}{\sum_{j \neq u}^U |\mathbf{w}^H \mathbf{H}_u \Phi \mathbf{t}_j|^2 p_j + \tau \sum_{d=1}^D |\mathbf{w}^H \mathbf{G}_S \mathbf{f}_d|^2 + \tau |\mathbf{w}^H \mathbf{G}_S \mathbf{f}_r|^2 + |\eta \mathbf{w}^H A(\beta) \mathbf{f}_r|^2 + \sigma_{BS}^2} \quad (10)$$

因此, 上下行用户和速率可表示为  $\sum_{u=1}^U \text{lb}(1 + \text{SINR}_u^{\text{up}}) + \sum_{d=1}^D \text{lb}(1 + \text{SINR}_d^{\text{Down}})$ 。

由于考虑了 ISAC 场景下全双工通信系统模型, 系统在确保雷达感知性能的同时, 所提供的用户通信速率也将得到增强<sup>[15]</sup>。因此, 本文在 IRS 反射相移、FD-BS 发射功率、FD-BS 接收波束成形向量、上行用户发射功率、雷达感知阈值约束条件下, 通过优化下行传输波束成形向量  $\mathbf{f}_d$ 、雷达感知波束成形向量  $\mathbf{f}_r$ 、FD-BS 接收波束成形向量  $\mathbf{w}$ 、上行用户发射功率  $p_u$ 、IRS 的相移矩阵  $\Phi$ , 最大化上下行用户和速率。优化问题可表述为:

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{w}, \mathbf{f}_d, \mathbf{f}_r, p_u, \Phi} \quad & \sum_{u=1}^U \text{lb}(1 + \text{SINR}_u^{\text{up}}) + \sum_{d=1}^D \text{lb}(1 + \text{SINR}_d^{\text{Down}}) \\ \text{s.t.} \quad & \text{C1: } |\Phi_n| = 1, n = 1, \dots, N \\ & \text{C2: } \|\mathbf{w}\|_2 = 1 \\ & \text{C3: } \sum_{d=1}^D \|\mathbf{f}_d\|^2 + \|\mathbf{f}_r\|^2 \leq P_{\max}^{\text{BS}} \\ & \text{C4: } 0 \leq p_u \leq P_{\max}^{\text{user}}, u = 1, \dots, U \\ & \text{C5: } \text{SINR}_r \geq r_{\text{th}} \end{aligned} \quad (11)$$

其中, C1 表示 IRS 反射相移具有模 1 约束, C2 表示 FD-BS 接收波束成形向量范数为 1 约束, C3 表

的性能指标<sup>[14]</sup>。雷达感知的 SINR 表示为:

$$\text{SINR}_r = \frac{|\eta \mathbf{w}^H A(\beta) \mathbf{f}_r|^2}{\sum_{j=1}^U |\mathbf{w}^H \mathbf{H}_u \Phi \mathbf{t}_j|^2 p_j + \tau \sum_{d=1}^D |\mathbf{w}^H \mathbf{G}_S \mathbf{f}_d|^2 + \tau |\mathbf{w}^H \mathbf{G}_S \mathbf{f}_r|^2 + \sigma_{BS}^2} \quad (9)$$

其中,  $\tau$  为自干扰系数, 衡量 FD-BS 的自干扰强度。

根据式 (8), 上行用户  $u$  的 SINR 表示为:

示 FD-BS 发射功率约束, C4 表示上行用户发射功率范围限制, C5 表示雷达完成感知的速率约束,  $r_{\text{th}}$  为雷达感知最小速率要求。

## 2 算法设计

优化问题式 (11) 中优化变量在目标函数和约束条件 C5 中高度耦合, 使得优化问题复杂难以处理, 因此, 采用交替优化方法对问题式 (11) 进行解耦, 将优化问题分为 4 个子问题进行迭代求解, 直到目标函数满足收敛要求。

### 2.1 接收波束成形向量 $\mathbf{w}$ 优化子问题

当给定  $\mathbf{f}_d$ 、 $\mathbf{f}_r$ 、 $p_u$ 、 $\Phi$  时, 基站接收波束成形向量  $\mathbf{w}$  优化子问题可表示为:

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{w}} \quad & \sum_{u=1}^U \text{lb}(1 + \text{SINR}_u^{\text{up}}) \\ \text{s.t.} \quad & \text{C1: } \|\mathbf{w}\|_2 = 1 \quad \text{C2: } \text{SINR}_r \geq r_{\text{th}} \end{aligned} \quad (12)$$

对于求解问题式 (12), 由于目标函数的凹凸性难以判断, 并且约束 C2 为非凸约束, 为了解决目标函数的凹凸性问题, 定义  $\mathbf{W} = \mathbf{w} \mathbf{w}^H$ , 且满足  $\mathbf{W} \geq 0$ , 令:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}}_r &= \tau \sum_{d=1}^D \mathbf{G}_S \mathbf{f}_d \mathbf{f}_d^H \mathbf{G}_S^H + \\ & \sum_{j=1}^U \mathbf{H}_u \Phi \mathbf{t}_j \mathbf{t}_j^H \Phi^H \mathbf{H}_u^H p_j + \tau \mathbf{G}_S \mathbf{f}_r \mathbf{f}_r^H \mathbf{G}_S^H, \end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
\mathbf{G}_W &= \tau \sum_{d=1}^D \mathbf{G}_S \mathbf{f}_d \mathbf{f}_d^H \mathbf{G}_S^H + |\eta|^2 \mathbf{A}(\beta) \mathbf{f}_r \mathbf{f}_r^H \mathbf{A}^H(\beta) + \\
&\quad \tau \mathbf{G}_S \mathbf{f}_r \mathbf{f}_r^H \mathbf{G}_S^H, \\
\hat{\mathbf{H}}_{W,u} &= \sum_{j \neq u}^U \mathbf{H}_u \Phi \mathbf{t}_j \mathbf{t}_j^H \Phi^H \mathbf{H}_u^H p_j + \mathbf{G}_W, \\
\mathbf{H}_r &= |\eta|^2 \mathbf{A}(\beta) \mathbf{f}_r \mathbf{f}_r^H \mathbf{A}^H(\beta) \\
\mathbf{H}_W &= \mathbf{G}_W + \sum_{j=1}^U \mathbf{H}_u \Phi \mathbf{t}_j \mathbf{t}_j^H \Phi^H \mathbf{H}_u^H p_j, \\
z_{BS} &= \frac{1}{\sigma_{BS}^2}.
\end{aligned}$$

故上行用户可实现速率可重写为：

$$\sum_{u=1}^U \text{lb}(1 + \text{SINR}_u^{\text{up}}) = \sum_{u=1}^U [\text{lb}(z_{BS} \text{tr}(\mathbf{H}_W \mathbf{W}) + 1) - \text{lb}(z_{BS} \text{tr}(\hat{\mathbf{H}}_{W,u} \mathbf{W}) + 1)] \quad (13)$$

然而，重写后的子问题凹凸性依然无法判断，需要利用SCA对第2项对数函数进行线性表达。具体泰勒展开后可表示为：

$$\begin{aligned}
\text{lb}(z_{BS} \text{tr}(\hat{\mathbf{H}}_{W,u} \mathbf{W}) + 1) &\leq \text{lb}(z_{BS} \text{tr}(\hat{\mathbf{H}}_{W,u} \mathbf{W}^{(l_1)}) + 1) + \\
&\quad \frac{z_{BS} \text{tr}(\hat{\mathbf{H}}_{W,u} (\mathbf{W} - \mathbf{W}^{(l_1)}))}{\ln 2(z_{BS} \text{tr}(\hat{\mathbf{H}}_{W,u} \mathbf{W}^{(l_1)}) + 1)} \quad (14)
\end{aligned}$$

其中， $\mathbf{W}^{(l_1)}$  为  $l_1$  次迭代后得到的值。 $\sum_{u=1}^U \text{lb}(1 + \text{SINR}_u^{\text{up}})$  的下界可以表示为：

$$\begin{aligned}
\sum_{u=1}^U \text{lb}(1 + \text{SINR}_u^{\text{up}}) &\geq \sum_{u=1}^U [\text{lb}(z_{BS} \text{tr}(\mathbf{H}_W \mathbf{W}) + 1) - \\
&\quad \text{lb}(z_{BS} \text{tr}(\hat{\mathbf{H}}_{W,u} \mathbf{W}^{(l_1-1)}) + 1) - \\
&\quad \frac{z_{BS} \text{tr}(\hat{\mathbf{H}}_{W,u} (\mathbf{W} - \mathbf{W}^{(l_1-1)}))}{\ln 2(z_{BS} \text{tr}(\hat{\mathbf{H}}_{W,u} \mathbf{W}^{(l_1-1)}) + 1)}] = R_W \quad (15)
\end{aligned}$$

对于非凸约束C2，可将其转化为：

$$\text{SINR}_r = \frac{z_{BS} \text{tr}(\mathbf{H}_r \mathbf{W})}{z_{BS} \text{tr}(\hat{\mathbf{H}}_r \mathbf{W}) + 1} \quad (16)$$

此时，问题式(12)可重新表述为：

$$\begin{aligned}
&\max_{\mathbf{W}} R_W \\
&\text{s.t. C1: } \mathbf{W} \geq 0 \\
&\quad \text{C2: } \text{rank}(\mathbf{W}) = 1 \\
&\quad \text{C3: } \text{tr}(\mathbf{W}) = 1
\end{aligned}$$

$$\text{C4: } z_{BS} \text{tr}(\mathbf{H}_r \mathbf{W}) \geq r_{th} (z_{BS} \text{tr}(\hat{\mathbf{H}}_r \mathbf{W}) + 1) \quad (17)$$

问题式(17)是一个标准的半定规划(semi-definite programming, SDP)问题，可以直接用CVX工具箱求解。但是当原问题松弛后，无法保证所得到的 $\mathbf{W}^*$ 满足秩为1约束，若不满足则利用高斯随机化获得子问题的近似最优解<sup>[16]</sup>。

## 2.2 下行波束成形向量 $\mathbf{f}_d$ 和雷达探测波束成形向量 $\mathbf{f}_r$ 联合优化子问题

在给定 $p_u$ 、 $\Phi$ 、 $\mathbf{w}$ 的前提下，下行波束成形向量 $\mathbf{f}_d$ 和雷达探测波束成形向量 $\mathbf{f}_r$ 联合优化子问题可表示为：

$$\max_{\mathbf{f}_d, \mathbf{f}_r} \sum_{u=1}^U \text{lb}(1 + \text{SINR}_u^{\text{up}}) + \sum_{d=1}^D \text{lb}(1 + \text{SINR}_d^{\text{Down}})$$

$$\text{s.t. C1: } \sum_d \|\mathbf{f}_d\|^2 + \|\mathbf{f}_r\|^2 \leq P_{\max}^{\text{BS}}$$

$$\text{C2: } \text{SINR}_r \geq r_{th} \quad (19)$$

由于问题式(18)仍然是非凸的，因此，采用半正定松弛方法进行处理。引入 $\mathbf{F}_r = \mathbf{f}_r \mathbf{f}_r^H$ ， $\mathbf{F}_d = \mathbf{f}_d \mathbf{f}_d^H$ ，满足 $\mathbf{F}_r \geq 0$ ， $\mathbf{F}_d \geq 0$ 。采用与问题式(13)相同的处理方法，在 $l_2$ 次SCA迭代处，利用一阶泰勒展开式将上下行可实现速率中的第2项线性表达。故上下行用户可实现速率分别表示为：

$$\begin{aligned}
\sum_{u=1}^U \text{lb}(1 + \text{SINR}_u^{\text{up}}) &= \sum_{u=1}^U [\text{lb}(\sum_{d=1}^D \text{tr}(\mathbf{C}_s \mathbf{F}_d) + \\
&\quad \text{tr}(\dot{\mathbf{C}}_s \mathbf{F}_r) + c_u) - \text{lb}(\sum_{d=1}^D \text{tr}(\mathbf{C}_s \mathbf{F}_d^{(l_2)}) + \\
&\quad \text{tr}(\dot{\mathbf{C}}_s \mathbf{F}_r^{(l_2)}) + \dot{c}_u) - \\
&\quad \frac{\sum_{d=1}^D \text{tr}(\mathbf{C}_s (\mathbf{F}_d - \mathbf{F}_d^{(l_2)})) + \text{tr}(\dot{\mathbf{C}}_s (\mathbf{F}_r - \mathbf{F}_r^{(l_2)}))}{\ln 2(\sum_{d=1}^D \text{tr}(\mathbf{C}_s \mathbf{F}_d^{(l_2)}) + \text{tr}(\dot{\mathbf{C}}_s \mathbf{F}_r^{(l_2)}) + \dot{c}_u)}] = R_{\text{up},2} \quad (19)
\end{aligned}$$

其中， $\dot{\mathbf{C}}_s = \mathbf{C}_s + \mathbf{C}_w$ ， $\mathbf{C}_w = z_{BS} |\eta|^2 \mathbf{A}^H(\beta) \mathbf{w} \mathbf{w}^H \mathbf{A}(\beta)$ ， $\mathbf{C}_s =$

$$z_{BS} \tau \mathbf{G}_S^H \mathbf{w} \mathbf{w}^H \mathbf{G}_S, \dot{c}_u = 1 + z_{BS} \sum_{j \neq u}^U |\mathbf{w}^H \mathbf{H}_u \Phi \mathbf{t}_j|^2 p_j, z_{BS} =$$

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{\sigma_{\text{BS}}^2}, c_u = 1 + z_{\text{BS}} \sum_{j=1}^U \left| \mathbf{w}^H \mathbf{H}_u \Phi \mathbf{t}_j \right|^2 p_j. \\
& \sum_{d=1}^D \text{lb}(1 + \text{SINR}_d^{\text{Down}}) = \sum_{d=1}^D \left[ \text{lb} \left( \sum_{j=1}^D \text{tr}(\mathbf{B}_d \mathbf{F}_j) + \right. \right. \\
& \quad \left. \left. \text{tr}(\mathbf{B}_d \mathbf{F}_r) + b_d \right) - \text{lb} \left( \sum_{j=1}^D \text{tr}(\mathbf{B}_d \mathbf{F}_j^{(l_2)}) + \text{tr}(\mathbf{B}_d \mathbf{F}_r^{(l_2)}) + \right. \right. \\
& \quad \left. \left. b_d \right) - \frac{\sum_{j=1}^D \text{tr}(\mathbf{B}_d (\mathbf{F}_j - \mathbf{F}_j^{(l_2)})) + \text{tr}(\mathbf{B}_d (\mathbf{F}_r - \mathbf{F}_r^{(l_2)}))}{\ln 2 \left( \sum_{j=1}^D \text{tr}(\mathbf{B}_d \mathbf{F}_j^{(l_2)}) + \text{tr}(\mathbf{B}_d \mathbf{F}_r^{(l_2)}) + b_d \right)} \right] \\
& = R_{\text{Down}, 2} \quad (20)
\end{aligned}$$

其中,  $\mathbf{B}_d = z_d \mathbf{H}_d^H \Phi^H \mathbf{g}_d \mathbf{g}_d^H \Phi \mathbf{H}_d$ ,  $b_d = z_d \sum_{u=1}^U |S_{u,d}|^2 p_u + 1$ ,  $\mathbf{F}_d^{(l_2)}$  和  $\mathbf{F}_r^{(l_2)}$  分别为第  $l_2$  次迭代后  $\mathbf{F}_d$  和  $\mathbf{F}_r$  的值。

对于非凸约束 C2, 转换后表示为:

$$\text{SINR}_r = \frac{\text{tr}(\mathbf{C}_w \mathbf{F}_r)}{\sum_{d=1}^D \text{tr}(\mathbf{C}_s \mathbf{F}_d) + \text{tr}(\mathbf{C}_s \mathbf{F}_r) + c_u} \quad (21)$$

此时, 问题式 (18) 可重新表述为:

$$\max_{\mathbf{F}_d, \mathbf{F}_r} R_{\text{up}, 2} + R_{\text{Down}, 2}$$

$$\text{s.t. C1: } \mathbf{F}_r \geq 0, \mathbf{F}_d \geq 0$$

$$\text{C2: } \text{rank}(\mathbf{F}_r) = \text{rank}(\mathbf{F}_d) = 1$$

$$\text{C3: } \sum_{d=1}^D \text{tr}(\mathbf{F}_r) + \text{tr}(\mathbf{F}_d) \leq P_{\text{BS}}^{\max}$$

$$\begin{aligned}
\text{C4: } \text{tr}(\mathbf{C}_w \mathbf{F}_r) & \geq r_{\text{th}} \left( \sum_{d=1}^D \text{tr}(\mathbf{C}_s \mathbf{F}_d) + \right. \\
& \quad \left. \text{tr}(\mathbf{C}_s \mathbf{F}_r) + c_u \right) \quad (22)
\end{aligned}$$

将约束 C2 松弛掉, 得到半正定规划问题, 可以利用 CVX 来解决<sup>[17]</sup>。由于所求得的  $\mathbf{F}_r^*$  和  $\mathbf{F}_d^*$  可能不满足秩 1 约束, 采用高斯随机化来获得其近似最优解, 进而得到  $\mathbf{f}_r^*$  和  $\mathbf{f}_d^*$ 。

### 2.3 IRS 相移矩阵 $\Phi$ 优化子问题

当固定  $\mathbf{w}$ 、 $p_u$ 、 $\mathbf{f}_r$ 、 $\mathbf{f}_d$  时, IRS 相移矩阵  $\Phi$  优化子问题可表示为:

$$\begin{aligned}
& \max_{\Phi} \sum_{u=1}^U \text{lb}(1 + \text{SINR}_u^{\text{up}}) + \sum_{d=1}^D \text{lb}(1 + \text{SINR}_d^{\text{Down}}) \\
& \text{s.t. C1: } |\Phi_n|^2 = 1, n = 1, \dots, N \quad \text{C2: } \text{SINR}_r \geq r_{\text{th}} \quad (23)
\end{aligned}$$

对于问题式 (23), 引入  $\mathbf{V} = \mathbf{v}\mathbf{v}^H$ , 且满足  $\mathbf{V} \geq 0$ 。令:

$$\mathbf{T}_{U,u} = z_{\text{BS}} \text{diag}(\mathbf{w}^H \mathbf{H}_u) \left( \sum_{j=1}^U \mathbf{t}_j \mathbf{t}_j^H p_j \right) \text{diag}(\mathbf{H}_u^H \mathbf{w}),$$

$$\bar{\mathbf{T}}_{U,u} = z_{\text{BS}} \text{diag}(\mathbf{w}^H \mathbf{H}_u) \left( \sum_{j \neq u}^U \mathbf{t}_j \mathbf{t}_j^H p_j \right) \text{diag}(\mathbf{H}_u^H \mathbf{w}),$$

$$X_u = 1 + z_{\text{BS}} \tau \sum_{d=1}^D \left| \mathbf{w}^H \mathbf{G}_S \mathbf{f}_d \right|^2 + z_{\text{BS}} \tau \left| \mathbf{w}^H \mathbf{G}_S \mathbf{f}_r \right|^2 +$$

$$z_{\text{BS}} \left| \eta \mathbf{w}^H \mathbf{A}(\beta) \mathbf{f}_r \right|^2$$

上行用户的可实现速率可表示为:

$$\begin{aligned}
\sum_{u=1}^U \text{lb}(1 + \text{SINR}_u^{\text{up}}) & = \sum_{u=1}^U [\text{lb}(\text{tr}(\mathbf{T}_{U,u} \mathbf{V}) + X_u) \\
& \quad - \text{lb}(\text{tr}(\bar{\mathbf{T}}_{U,u} \mathbf{V}) + X_u)] \quad (24)
\end{aligned}$$

2 个对数函数相对于 IRS 相移矩阵  $\Phi$  都是凹的, 于是利用 SCA 方法线性化第 2 项。近似得到式 (24) 的下界表示为:

$$\begin{aligned}
\sum_{u=1}^U \text{lb}(1 + \text{SINR}_u^{\text{up}}) & \geq \sum_{u=1}^U [\text{lb}(\text{tr}(\mathbf{T}_{U,u} \mathbf{V}) + X_u) \\
& \quad - \text{lb}(\text{tr}(\bar{\mathbf{T}}_{U,u} \mathbf{V}^{(l_3)}) + X_u) - \frac{\text{tr}(\bar{\mathbf{T}}_{U,u} (\mathbf{V} - \mathbf{V}^{(l_3)}))}{\ln 2 \text{tr}(\bar{\mathbf{T}}_{U,u} \mathbf{V}^{(l_3)}) + X_u}] = R_{\text{up}, 3} \quad (25)
\end{aligned}$$

下行用户可实现速率采用与上行用户可实现速率相同的处理方法, 可得如下表达式:

$$\begin{aligned}
\sum_{d=1}^D \text{lb}(1 + \text{SINR}_d^{\text{Down}}) & \geq \sum_{d=1}^D [\text{lb}(\text{tr}(\mathbf{T}_{D,d} \mathbf{V}) + X_d) \\
& \quad - \text{lb}(\text{tr}(\bar{\mathbf{T}}_{D,d} \mathbf{V}^{(l_3)}) + X_d) - \frac{\text{tr}(\bar{\mathbf{T}}_{D,d} (\mathbf{V} - \mathbf{V}^{(l_3)}))}{\ln 2 \text{tr}(\bar{\mathbf{T}}_{D,d} \mathbf{V}^{(l_3)}) + X_d}] = \\
& \quad R_{\text{Down}, 3} \quad (26)
\end{aligned}$$

其中,  $\mathbf{T}_{D,d} = z_d \text{diag}(\mathbf{g}_d^H) \mathbf{H}_d \left( \sum_{j=1}^D \mathbf{f}_j \mathbf{f}_j^H \right) \mathbf{H}_d^H \text{diag}(\mathbf{g}_d) +$

$$z_d \text{diag}(\mathbf{g}_d^H) \mathbf{H}_d \mathbf{f}_r \mathbf{f}_r^H \mathbf{H}_d^H \text{diag}(\mathbf{g}_d), X_d = z_d \sum_{u=1}^U |S_{u,d}|^2 p_u +$$



$$1, \quad \bar{T}_{D,d} = z_d \text{diag}(\mathbf{g}_d^H) \mathbf{H}_d \left( \sum_{j \neq d}^D \mathbf{f}_j \mathbf{f}_j^H \right) \mathbf{H}_d^H \text{diag}(\mathbf{g}_d) + z_d \text{diag}(\mathbf{g}_d^H) \mathbf{H}_d \mathbf{f}_r \mathbf{f}_r^H \mathbf{H}_d^H \text{diag}(\mathbf{g}_d).$$

约束 C2 可转换为:

$$\text{SINR}_r = \frac{z_{\text{BS}} |\eta \mathbf{w}^H \mathbf{A}(\beta) \mathbf{f}_r|^2}{\text{tr}(\mathbf{T}_{U,u} \mathbf{V}) + X_r} \quad (27)$$

$$\text{其中, } X_r = 1 + z_{\text{BS}} \tau \sum_{d=1}^D |\mathbf{w}^H \mathbf{G}_S \mathbf{f}_d|^2 + z_{\text{BS}} \tau |\mathbf{w}^H \mathbf{G}_S \mathbf{f}_r|^2.$$

此时, 问题式 (23) 可重新表述为:

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{V}} \quad & R_{\text{up},3} + R_{\text{Down},3} \\ \text{s.t. C1: } \quad & \mathbf{V} \succeq 0 \\ \text{C2: } \quad & \text{rank}(\mathbf{V}) = 1 \\ \text{C3: } \quad & z_{\text{BS}} |\eta \mathbf{w}^H \mathbf{A}(\beta) \mathbf{f}_r|^2 \geq r_{\text{th}} (\text{tr}(\mathbf{T}_{U,u} \mathbf{V}) + X_r) \end{aligned} \quad (28)$$

问题式 (28) 采用与问题式 (22) 相同的处理方法, 通过 CVX 工具箱解决。

## 2.4 上行用户发射功率 $p_u$ 优化子问题

在给定  $\Phi$ 、 $\mathbf{w}$ 、 $\mathbf{f}_r$ 、 $\mathbf{f}_d$  前提下, 根据优化问题式 (11) 得到如式 (29) 的上行用户发射功率  $p_u$  优化子问题:

$$\begin{aligned} \max_{p_u} \quad & \sum_{u=1}^U \text{lb}(1 + \text{SINR}_u^{\text{up}}) + \sum_{d=1}^D \text{lb}(1 + \text{SINR}_d^{\text{Down}}) \\ \text{s.t. C1: } \quad & 0 \leq p_u \leq P_{\text{max}}^{\text{user}}, u = 1, \dots, U \\ \text{C2: } \quad & \text{SINR}_r \geq r_{\text{th}} \end{aligned} \quad (29)$$

问题式 (29) 难以直接求解, 如果按照传统的 SCA 方法处理式 (29), 需要对每个用户的功率进行泰勒展开, 可行性低且复杂度高。因此, 根据文献[18]中的定理 1, 构造函数辅助求解。

**定理 1** 考虑  $x > 0$ , 构造  $\varphi(e) = -ex + \ln e + 1$ ,

总存在  $-\ln x = \max_{e>0} \varphi(e)$ , 并且最优解为  $e = \frac{1}{x}$ 。设

$$\begin{aligned} \text{置参数 } e = e_u, \quad x = 1 + z_{\text{BS}} \sum_{j \neq u}^U |\mathbf{w}^H \mathbf{H}_u \Phi \mathbf{t}_j|^2 p_j + z_{\text{BS}} \tau \\ \sum_{d=1}^D |\mathbf{w}^H \mathbf{G}_S \mathbf{f}_d|^2 + z_{\text{BS}} \tau |\mathbf{w}^H \mathbf{G}_S \mathbf{f}_r|^2 + z_{\text{BS}} |\eta \mathbf{w}^H \mathbf{A}(\beta) \mathbf{f}_r|^2. \end{aligned}$$

上行用户可实现速率可以重写为:

$$\ln 2 \text{ lb}(1 + \text{SINR}_u^{\text{up}}) = \max_{e_u} \varphi_u(p_u, e_u) \quad (30)$$

其中,  $\varphi_u(p_u, e_u) = 1 + \ln e_u + \ln(1 +$

$$\begin{aligned} z_{\text{BS}} \sum_{j=1}^U |\mathbf{w}^H \mathbf{H}_u \Phi \mathbf{t}_j|^2 p_j + z_{\text{BS}} \tau \sum_{d=1}^D |\mathbf{w}^H \mathbf{G}_S \mathbf{f}_d|^2 + \\ z_{\text{BS}} \tau |\mathbf{w}^H \mathbf{G}_S \mathbf{f}_r|^2 + z_{\text{BS}} |\eta \mathbf{w}^H \mathbf{A}(\beta) \mathbf{f}_r|^2) - \\ e_u (1 + z_{\text{BS}} \sum_{j \neq u}^U |\mathbf{w}^H \mathbf{H}_u \Phi \mathbf{t}_j|^2 p_j + z_{\text{BS}} \tau \sum_{d=1}^D |\mathbf{w}^H \mathbf{G}_S \mathbf{f}_d|^2 + \\ z_{\text{BS}} \tau |\mathbf{w}^H \mathbf{G}_S \mathbf{f}_r|^2 + z_{\text{BS}} |\eta \mathbf{w}^H \mathbf{A}(\beta) \mathbf{f}_r|^2). \end{aligned}$$

与上行用户可实现速率处理方法相似。设置  $x =$

$$\begin{aligned} 1 + z_d \sum_{j \neq d}^D |\mathbf{g}_d^H \Phi \mathbf{H}_d \mathbf{f}_j|^2 + z_d |\mathbf{g}_d^H \Phi \mathbf{H}_d \mathbf{f}_r|^2 + \\ z_d \sum_{u=1}^U |S_{u,d}|^2 p_u \text{ 和 } e = e_d, \text{ 下行用户可实现速率表} \\ \text{示为:} \end{aligned}$$

$$\ln 2 \text{ lb}(1 + \text{SINR}_d^{\text{Down}}) = \max_{e_d} \varphi_d(p_u, e_d) \quad (31)$$

其中,  $\varphi_d(p_u, e_d) = 1 + \ln e_d + \ln(z_d \sum_{u=1}^U |S_{u,d}|^2 p_u +$

$$\begin{aligned} z_d |\mathbf{g}_d^H \Phi \mathbf{H}_d \mathbf{f}_r|^2 + z_d \sum_{j=1}^D |\mathbf{g}_d^H \Phi \mathbf{H}_d \mathbf{f}_j|^2 + 1) - e_d (1 + \\ z_d \sum_{j \neq d}^D |\mathbf{g}_d^H \Phi \mathbf{H}_d \mathbf{f}_j|^2 + z_d |\mathbf{g}_d^H \Phi \mathbf{H}_d \mathbf{f}_r|^2 + z_d \sum_{u=1}^U |S_{u,d}|^2 p_u). \end{aligned}$$

优化子问题式 (29) 可以重新表述为:

$$\begin{aligned} \max_{p_u, e_u, e_d} \quad & \sum_{u=1}^U \varphi_u(p_u, e_u) + \sum_{d=1}^D \max_{e_d} \varphi_d(p_u, e_d) \\ \text{s.t. C1: } \quad & 0 \leq p_u \leq P_{\text{max}}^{\text{user}}, u = 1, \dots, U \\ \text{C2: } \quad & |\eta \mathbf{w}^H \mathbf{A}(\beta) \mathbf{f}_r|^2 \geq r_{\text{th}} \left( \sum_{j=1}^U |\mathbf{w}^H \mathbf{H}_u \Phi \mathbf{t}_j|^2 p_j + \right. \\ & \left. \tau \sum_{d=1}^D |\mathbf{w}^H \mathbf{G}_S \mathbf{f}_d|^2 + \tau |\mathbf{w}^H \mathbf{G}_S \mathbf{f}_r|^2 + \sigma_{\text{BS}}^2 \right) \\ \text{C3: } \quad & e_u \geq 0, e_d \geq 0 \end{aligned} \quad (32)$$

在不损失最优性的情况下, 式 (32) 可将目标函数中的常数 “ln2” 省略, 且问题式 (32) 相对于  $p_u$ 、 $e_d$ 、 $e_u$  是凸的, 可直接采用交替优化求解。

给定上行用户发射功率  $p_u$ ,  $e_u$  和  $e_d$  的最优值可直接表示为:

$$e_u^* = (z_{BS} \sum_{j \neq u}^U \left| \mathbf{w}^H \mathbf{H}_u \Phi \mathbf{t}_j \right|^2 p_j + z_{BS} \tau \sum_{d=1}^D \left| \mathbf{w}^H \mathbf{G}_S \mathbf{f}_d \right|^2 + z_{BS} \tau \left| \mathbf{w}^H \mathbf{G}_S \mathbf{f}_r \right|^2 + z_{BS} \left| \eta \mathbf{w}^H \mathbf{A}(\beta) \mathbf{f}_r \right|^2 + 1)^{-1} \quad (33)$$

$$e_d^* = (z_d \sum_{j \neq d}^D \left| \mathbf{g}_d^H \Phi \mathbf{H}_d \mathbf{f}_j \right|^2 + z_d \left| \mathbf{g}_d^H \Phi \mathbf{H}_d \mathbf{f}_r \right|^2 + z_d \sum_{u=1}^U \left| S_{u,d} \right|^2 p_u + 1)^{-1} \quad (34)$$

给定  $e_u^*$  和  $e_d^*$ , 上行用户发射功率  $p_u$  的最优值可通过式 (35) 求解。

$$\max_{p_u} \sum_{u=1}^U \varphi_u(p_u, e_u^*) + \sum_{d=1}^D \max_{e_d} \varphi_d(p_u, e_d^*) \quad (35)$$

$$\text{s.t. C1: } 0 \leq p_u \leq P_{\max}^{\text{user}}, u = 1, \dots, U$$

$$\text{C2: } \left| \eta \mathbf{w}^H \mathbf{A}(\beta) \mathbf{f}_r \right|^2 \geq r_{\text{th}} \left( \sum_{j=1}^U \left| \mathbf{w}^H \mathbf{H}_u \Phi \mathbf{t}_j \right|^2 p_j + \tau \sum_{d=1}^D \left| \mathbf{w}^H \mathbf{G}_S \mathbf{f}_d \right|^2 + \tau \left| \mathbf{w}^H \mathbf{G}_S \mathbf{f}_r \right|^2 + \sigma_{\text{BS}}^2 \right)$$

通过引入松弛变量  $\psi$ , 问题式 (35) 可以转换为:

$$\max_{p_u} \sum_{u=1}^U \varphi_u(p_u, e_u^*) + \psi \quad (36)$$

$$\text{s.t. C1: } 0 \leq p_u \leq P_{\max}^{\text{user}}, u = 1, \dots, U$$

$$\text{C2: } \left| \eta \mathbf{w}^H \mathbf{A}(\beta) \mathbf{f}_r \right|^2 \geq r_{\text{th}} \left( \sum_{j=1}^U \left| \mathbf{w}^H \mathbf{H}_u \Phi \mathbf{t}_j \right|^2 p_j + \tau \sum_{d=1}^D \left| \mathbf{w}^H \mathbf{G}_S \mathbf{f}_d \right|^2 + \tau \left| \mathbf{w}^H \mathbf{G}_S \mathbf{f}_r \right|^2 + \sigma_{\text{BS}}^2 \right)$$

$$\tau \sum_{d=1}^D \left| \mathbf{w}^H \mathbf{G}_S \mathbf{f}_d \right|^2 + \tau \left| \mathbf{w}^H \mathbf{G}_S \mathbf{f}_r \right|^2 + \sigma_{\text{BS}}^2$$

$$\text{C3: } \sum_{d=1}^D \max_{e_d} \varphi_d(p_u, e_d^*) \leq \psi$$

此时问题式 (36) 是个凸函数, 可以通过凸优化求解器 (如 CVX) 直接求解。具体步骤见算法 1。

#### 算法 1 上行用户发射功率交替优化算法

(1) 输入:  $P_{\max}^{\text{user}}, \sigma_{\text{BS}}, \sigma_d, S_{u,d}, \mathbf{H}_d, \mathbf{f}_d, \mathbf{f}_r, \Phi, \mathbf{g}_d^H, \eta, \tau, \mathbf{G}_S, \mathbf{w}, r_{\text{th}}$ ;

(2) 根据约束 C1 和约束 C2, 初始化  $p_u$ , 初

始化设置迭代次数  $k=0$ ;

(3) 循环;

(4) 给定  $p_u^{(k)}$ , 分别根据式 (33) 和式 (34) 计算出  $e_u^{(k+1)}$  和  $e_d^{(k+1)}$ ;

(5) 给定  $e_u^{(k+1)}$  和  $e_d^{(k+1)}$ , 根据式 (36) 计算出  $p_u^{(k+1)}$ ;

(6) 设置  $k=k+1$ ;

(7) until 优化子问题的目标值达到收敛, 或者  $k$  大于预先设计值;

(8) 输出: 上行用户发射功率  $p_u$ 。

综上所述, 可在交替优化的框架下, 通过迭代求解子问题式 (17)、式 (22)、式 (28)、式 (36) 得到式 (11) 的可行解, 具体过程见算法 2。

#### 算法 2 基于交替优化的上下行可实现和速率最大化算法

初始化迭代次数  $l=0$  以及上行用户发射功率  $p_u^{(0)}$ 、IRS 相移矩阵  $\Phi^{(0)}$  和波束成形向量  $\mathbf{f}_d^{(0)}$ 、 $\mathbf{f}_r^{(0)}$ 、 $\mathbf{w}^{(0)}$ ; 设置收敛精度为  $\varepsilon=10^{-6}$ , 最大迭代次数为  $L$ 。

(1) 循环;

(2) 根据给定的  $p_u^{(l)}$ 、 $\Phi^{(l)}$ 、 $\mathbf{f}_d^{(l)}$ 、 $\mathbf{f}_r^{(l)}$  求解子问题式 (12), 得到基站接收波束成形向量  $\mathbf{w}^{(l+1)}$ ;

(3) 根据给定的  $p_u^{(l)}$ 、 $\Phi^{(l)}$ 、 $\mathbf{w}^{(l+1)}$  求解子问题 (18), 得到下行传输波束成形向量  $\mathbf{f}_d^{(l+1)}$  和雷达探测波束成形向量  $\mathbf{f}_r^{(l+1)}$ ;

(4) 根据给定的  $p_u^{(l)}$ 、 $\mathbf{w}^{(l+1)}$ 、 $\mathbf{f}_d^{(l+1)}$ 、 $\mathbf{f}_r^{(l+1)}$  求解子问题 (23), 得到 IRS 相移矩阵  $\Phi^{(l+1)}$ ;

(5) 根据给定的  $\Phi^{(l+1)}$ 、 $\mathbf{w}^{(l+1)}$ 、 $\mathbf{f}_d^{(l+1)}$ 、 $\mathbf{f}_r^{(l+1)}$ , 通过算法 1 求解子问题 (29), 得到上行用户发射功率  $p_u^{(l+1)}$ ;

(6)  $l \leftarrow l+1$ ;

(7) 直到  $\frac{S_{DU}^{(l)}}{S_{DU}^{(l-1)}} \leq \varepsilon$  或者  $l=L$ ;

(8) 输出  $p_u^{(l)}$ 、 $\Phi^{(l)}$ 、 $\mathbf{f}_d^{(l)}$ 、 $\mathbf{f}_r^{(l)}$ 、 $\mathbf{w}^{(l)}$ 。



## 2.5 算法计算复杂度分析

根据文献[18]的算法可知, 算法2的计算复杂度主要取决于步骤(2)~(5)。其中, 计算步骤(5)的复杂度主要来源于算法1中的步骤(4)和步骤(5), 相较于计算 $p_u$ 的复杂度, 计算 $t_u$ 和 $t_d$ 的复杂度可以忽略不计, 其迭代次数用 $l_4$ 表示, 算法1的复杂度为 $\mathcal{O}(l_4 U^{3.5})$ 。此时子问题1的迭代次数可以用 $l_1$ 表示, 则步骤(2)的复杂度为 $\mathcal{O}(l_1 M_r^{3.5})$ 。子问题2的迭代次数可以用 $l_2$ 表示, 则步骤(3)的复杂度为 $\mathcal{O}(l_2 (D+1) M_t^{3.5})$ 。子问题3的迭代次数可以用 $l_3$ 表示, 则步骤(4)的复杂度为 $\mathcal{O}(l_3 N^{3.5})$ 。故本文算法2的总体复杂度为 $\mathcal{O}(L(l_1 M_r^{3.5} + l_2 (D+1) M_t^{3.5} + l_3 N^{3.5} + l_4 U^{3.5}))$ 。

## 3 仿真分析

本节通过数值仿真验证ISAC场景下IRS辅助的FD毫米波通信系统的有效性。由于毫米波频段存在严重的路径损耗, 将通信场景设置为近距离通信。假设系统中有一个ISAC基站位于 $(0, 0, 10\text{ m})$ 处, IRS位于 $(10\text{ m}, 10\text{ m}, 10\text{ m})$ 处,  $U$ 个上行用户分布于以 $(7\text{ m}, 5\text{ m}, 1\text{ m})$ 为圆心、水平半径为1 m的范围内,  $D$ 个上行用户分布于以 $(7\text{ m}, -5\text{ m}, 1\text{ m})$ 为圆心、水平半径为1 m的范围内。设置路径复用增益服从高斯分布 $\mathcal{CN}(0, 10^{-0.1\kappa})$ ,  $\kappa = \kappa_a + 10\kappa_b \lg \tilde{d} + \kappa_c$ 为自由空间路径损耗,  $\tilde{d}$ 为基站和用户间距离,  $\kappa_a$ 、 $\kappa_b$ 为实际信道测量距离上浮动截距和斜率的最小二乘拟合参数<sup>[19]</sup>。系统仿真参数见表1。

本仿真对比了所提IRS辅助的全双工ISAC方案(表示为“IRS-ISAC-FD”)、IRS辅助的半双工ISAC方案(表示为“IRS-ISAC-HD”)、随机相移IRS辅助的全双工ISAC方案(表示为“随机IRS-ISAC-FD”)、随机相移IRS辅助的半双工ISAC方案(表示为“随机IRS-ISAC-HD”)、纯通信传输方案(表示为“Com-only”)。

表1 系统仿真参数

| 参数                               | 取值      |
|----------------------------------|---------|
| 基站天线数 $M/M_r$                    | 5       |
| 总用户数 $U/D$                       | 2       |
| IRS 元件数量 $N$                     | 16      |
| LoS/NLoS 浮动截距                    | 61.4/72 |
| LoS/NLoS 斜率                      | 2/2.92  |
| LoS/NLoS 的 $\kappa_c/\text{dB}$  | 8.7/5.8 |
| 基站白噪声 $n_{\text{BS}}/\text{dBm}$ | -140    |
| 下行高斯白噪声 $n_d/\text{dBm}$         | -140    |

上下行用户和速率与迭代次数的关系如图2所示。图2展示了本文基于SDR和交替优化算法的收敛特性。从图2可以看出, 和速率随着迭代次数增加并趋于收敛, 说明本文算法具有较好的收敛性。当IRS反射元件数增加时, 上下行用户和速率提高。这是因为IRS反射元件增加, 优化IRS相移会使更多的基站波束形成更大的增益, 从而提高了上下行用户和速率。

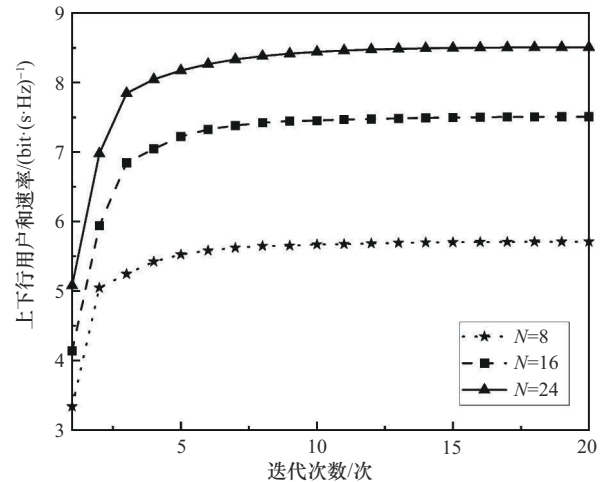


图2 上下行用户和速率与迭代次数的关系

上下行用户和速率与IRS元件数量 $N$ 的关系如图3所示。从图3可以看出, 和速率随着IRS元件数量的增加而提高。其原因在于IRS可以利用更多的空间自由度来获得更高的波束成形增益, 减少用户间干扰对系统性能的影响<sup>[20]</sup>。此外, 当IRS元件数量相同时, 随机相移方案由于不区分系统信道特性的特征, 对所有用户分配相同相

移,导致用户间干扰缓解无效,进而使系统通信性能表现较差。

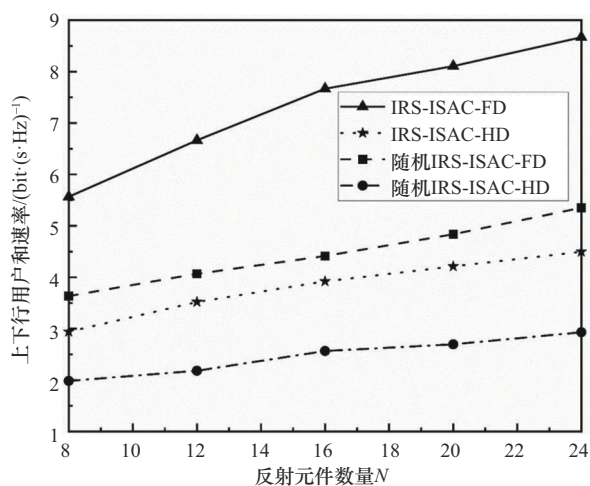


图3 上下行用户和速率与IRS反射元件数量 $N$ 的关系

上下行用户和速率与上行用户最大发射功率的关系如图4所示。从图4可以看出,不同方案的和速率随着上行用户的最大发射功率增加而增加。这是因为随着上行最大发射功率的提高,上行用户的信噪比提高,从而使和速率提高。在相同条件下,所提方案相较于IRS-ISAC-HD方案和随机IRS-ISAC-FD方案分别增加了89.02%和70.15%,但是所提方案相较于IRS-ISAC-HD方案未达到理论值,其原因在于FD方案中,上下行用户间的共信道干扰直接影响到下行用户速率,

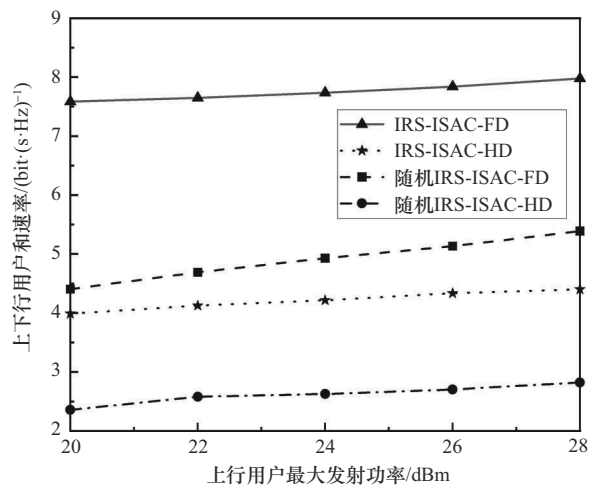


图4 上下行用户和速率与上行用户最大发射功率的关系

导致和速率比理论值偏低。

上下行用户和速率与雷达感知阈值的关系如图5所示。随着雷达感知阈值增加,FD方案和HD方案下的和速率下降。这是因为当雷达感知阈值增加时,ISAC系统需要更多的发射功率来满足雷达传感要求,使得分配到通信的发射功率减少,通信速率降低,间接反映了ISAC系统中通信和雷达感知的权衡<sup>[21]</sup>。相比之下,所提IRS-ISAC-FD方案一直优于其他对比方案,而且可以发现IRS-ISAC-FD方案的和速率大小相较于IRS-ISAC-HD方案、随机IRS-ISAC-FD方案、随机IRS-ISAC-HD方案分别增加了59.17%、88.26%、191.74%。

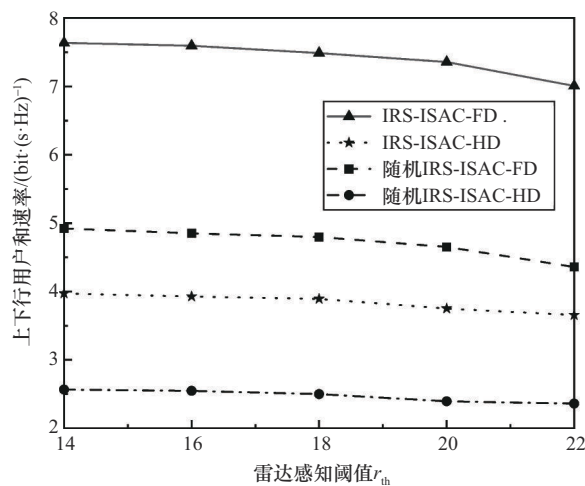


图5 上下行用户和速率与雷达感知阈值的关系

上下行用户和速率与基站自干扰增益的关系如图6所示。纯通信传输方案省略了雷达感知SINR约束,有利于评估集成传感对通信性能的影响<sup>[22]</sup>。从图6可以看出,随着基站自干扰增益增大,除HD方案未下降外,其他2种方案和速率均下降,这是因为HD方案不存在基站自干扰影响。此外,纯通信方案与FD方案相比,FD方案的和速率对自干扰增益影响更敏感,原因在于FD方案中雷达传感和通信都会受到自干扰增益影响,而纯通信方案下只有通信功能受到影响。

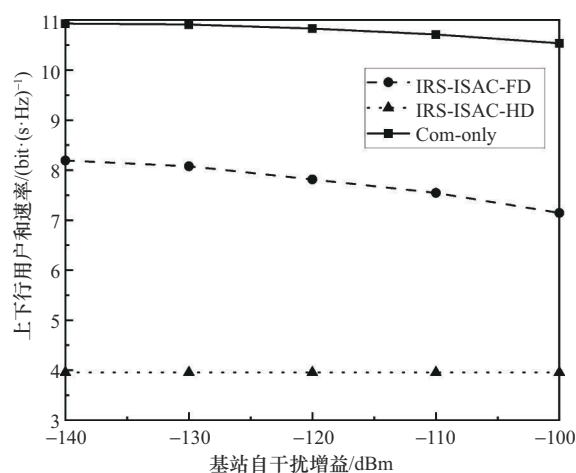


图6 上下行用户和速率与基站自干扰增益的关系

## 4 结束语

本文针对IRS辅助的FD-ISAC系统波束成形设计进行深入研究。考虑IRS相移约束、基站接收波束成形约束、基站最大发射功率约束、上行用户最大发射功率约束、雷达感知阈值约束的条件下，本文建立了上下行用户和速率最大化波束成形问题。针对所提非凸优化问题，通过采用交替优化算法、连续凸逼近、半正定松弛、变量替换方法，将原优化问题转换成凸优化问题，并利用高斯随机技术求得近似最优解。仿真结果表明，相较于随机IRS或基于HD技术的ISAC方案，本文所提方案在多种情况下均能显著提升通信性能。

下个阶段的工作将考虑ISAC系统中存在恶意窃听者的情形，这些场景包括存在敌对空中目标、多个窃听用户或者地面有源干扰、窃听的情况，通过部署IRS以验证其能否在ISAC系统中有效提升信息传输的安全性。

## 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] 胡小玲, 于周源, 钱晓伟, 等. 智能超表面系统的通信感知一体化: 现状、设计与展望[J]. 电信科学, 2022, 38(9): 36-49.  
HU X L, YU Z Y, QIAN X W, et al. Integrated sensing and communication in reconfigurable intelligent surface systems: status, design and outlook[J]. Telecommunications Science, 2022, 38(9): 36-49.

[3] WU Q Q, ZHANG R. Towards smart and reconfigurable environment: intelligent reflecting surface aided wireless network[J]. IEEE Communications Magazine, 2020, 58(1): 106-112.

[4] ZHU Z Y, LI Z, CHU Z, et al. Resource allocation for IRS assisted mmWave integrated sensing and communication systems[C]// Proceedings of the ICC 2022 - IEEE International Conference on Communications. Piscataway: IEEE Press, 2022: 2333-2338.

[5] JIANG Z M, RIHAN M, ZHANG P C, et al. Intelligent reflecting surface aided dual-function radar and communication system[J]. IEEE Systems Journal, 2022, 16(1): 475-486.

[6] HU X L, LIU C X, PENG M G, et al. IRS-based integrated location sensing and communication for mmWave SIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(6): 4132-4145.

[7] YU Z Y, REN H, PAN C H, et al. Active RIS-aided ISAC systems: beamforming design and performance analysis[J]. IEEE Transactions on Communications, 2024, 72(3): 1578-1595.

[8] HE Z Y, XU W, SHEN H, et al. Integrated sensing and full-duplex communication: joint transceiver beamforming and power allocation[C]// Proceedings of the ICASSP 2023 - 2023 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). Piscataway: IEEE Press, 2023: 1-5.

[9] XIAO Z Q, ZENG Y. Waveform design and performance analysis for full-duplex integrated sensing and communication[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2022, 40(6): 1823-1837.

[10] ZHANG J A, RAHMAN M L, WU K, et al. Enabling joint communication and radar sensing in mobile networks—a survey[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2022, 24(1): 306-345.

[11] EL AYACH O, RAJAGOPAL S, ABU-SURRA S, et al. Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(3): 1499-1513.

[12] BAQUERO BARNETO C, RIIHONEN T, TURUNEN M, et al. Full-duplex OFDM radar with LTE and 5G NR waveforms:

- challenges, solutions, and measurements[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2019, 67(10): 4042-4054.
- [13] PRITZKER J, WARD J, ELDAR Y C. Transmit precoding for dual-function radar-communication systems[C]//Proceedings of the 2021 55th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers. Piscataway: IEEE Press, 2021: 1065-1070.
- [14] CUI G L, LI H B, RANGASWAMY M. MIMO radar waveform design with constant modulus and similarity constraints[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(2): 343-353.
- [15] HUA M, WU Q Q, CHEN W, et al. Secure intelligent reflecting surface-aided integrated sensing and communication[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(1): 575-591.
- [16] WU Q Q, ZHANG R. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(11): 5394-5409.
- [17] ADIONEL GUIMARAES D, FARIA FLORIANO G H, SILVESTRE CHAVES L. A tutorial on the CVX system for modeling and solving convex optimization problems[J]. IEEE Latin America Transactions, 2015, 13(5): 1228-1257.
- [18] GUAN X R, WU Q Q, ZHANG R. Intelligent reflecting surface assisted secrecy communication: is artificial noise helpful or not?[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(6): 778-782.
- [19] ZHAO D, LU H C, WANG Y Z, et al. Joint power allocation and user association optimization for IRS-assisted mmWave systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(1): 577-590.
- [20] DESHPANDE R, KATWE M V, SINGH K, et al. Resource allocation design for spectral-efficient URLLC using RIS-aided FD-NOMA system[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2023, 12(7): 1209-1213.
- [21] HE Z Y, XU W, SHEN H, et al. Full-duplex communication for ISAC: joint beamforming and power optimization[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2023, 41(9): 2920-2936.
- [22] NGUYEN D, TRAN L N, PIRINEN P, et al. On the spectral efficiency of full-duplex small cell wireless systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(9): 4896-4910.

## [作者简介]



刘期烈 (1974-), 男, 博士, 重庆邮电大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线传感器网络、智能反射面、卫星通信、车载网络、UWB室内定位、大数据等。



王龙 (1999-), 男, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为智能反射面、无线通信等。



辛雅楠 (1996-), 女, 重庆邮电大学博士生, 主要研究方向为智能反射面、无线通信等。



方家成 (1998-), 男, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为智能反射面、无线通信等。



陈前斌 (1967-), 男, 博士, 重庆邮电大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信与网络。



陶宇 (1996-), 女, 重庆邮电大学博士生, 主要研究方向为可重构智能表面、无线通信等。