

# 城市街道下IRS辅助D2D通信系统波束成形设计

张祖凡<sup>①</sup> 刘建<sup>\*①</sup> 张晨璐<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(重庆邮电大学通信与信息工程学院 重庆 400065)

<sup>②</sup>(维沃移动通信有限公司 深圳 518049)

**摘要:** 针对城市街道场景下蜂窝用户和D2D通信用户共享频谱以及城市街道下无线信道特性, 该文提出一种IRS辅助的联合波束成形设计方法。在D2D链路信号与干扰加噪声比的约束下, 以最大化蜂窝用户容量为目标, 设计了最优的波束成形向量、相移矩阵和D2D链路发射功率。引入松弛变量将非凸且变量耦合的优化问题转换为解耦后的凸优化问题和二分法搜索功率分配, 采用黎曼共轭梯度算法对反射相移矩阵进行优化。仿真结果表明, 所提算法收敛性较好, 且与基准方案相比能有效地提升用户信道容量。

**关键词:** 智能反射面; D2D; 波束成形; 交替优化

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2024)00-0001-12

DOI: 10.11999/JEIT240112

## Beamforming Design for IRS-assisted D2D Communication System Under Urban Streets

ZHANG Zufan<sup>①</sup> LIU Jian<sup>①</sup> ZHANG Chenlu<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(School of Communications and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

<sup>②</sup>(Vivo Mobile Communication CO. LTD., Shenzhen 518049, China)

**Abstract:** Considering the spectrum sharing between cellular users and D2D users, and the wireless channel characteristic of urban streets, an Intelligent Reflecting Surface (IRS)-assisted joint beamforming method is proposed. Under the constraints of signal to interference plus noise ratio for D2D link, the parameter including optimal beamforming vectors and phase-shift matrices and D2D transmitting powers are designed with the objective of maximizing cellular user capacity. The nonconvex coupling variable optimization problem is transformed into the convex decoupling variable optimization problem and binary search power allocation by introducing slack variables, and the reflection phase-shift matrices is also optimized with Riemann conjugate gradient algorithms. Simulation results show that the proposed algorithm has perfect convergence and higher user channel capacity comparing with the baseline schemes.

**Key words:** Intelligent Reflecting Surface (IRS); D2D; Beamforming; Alternating optimization

### 1 引言

6G技术的进一步研究和发展, 6G网络可以满足未来泛在物联网(Internet of things, IoT)的需求。由于6G网络预计将处理许多传感器, 因此对无线电频谱和高数据速率流量有大量需求。设备对

设备(Device-to-Device, D2D)通信技术是一种很有前景的解决方案<sup>[1]</sup>, 作为一种新的通信技术, D2D通信允许设备之间直接通信, 无需通过基站进行数据传输, 相较于传统通信模型, D2D通信具有多方面优势: 用户数据直接在源终端之间传输, 避免了网络中转传输, 产生链路增益; D2D用户之间、D2D与蜂窝之间的资源可以复用, 产生资源复用增益; 通过链路增益和资源复用增益则可提高无线频谱资源的效率, 提高网络吞吐量。同时, D2D通信技术也存在多方面的技术挑战, 包括D2D发射技术、同步技术、无线资源管理、干扰管理、功率控制、通信模式切换等。为了解决上述问题, 学术界已经做了许多研究<sup>[2-4]</sup>。文献[2]提出了一个D2D链

收稿日期: 2024-02-28; 改回日期: 2024-08-23; 网络出版: 2024-08-31

\*通信作者: 刘建 S210131130@stu.cqupt.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(62202077), 重庆市教育委员会科学技术研究计划青年项目(KJQN0202200609)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (62202077), The Youth Project of Science and Technology Research Program of Chongqing Municipal Education Commission, China (KJQN0202200609)

路调度和功率分配的联合非凸问题, 将问题分解为一个D2D链路调度子问题和一个最优功率分配子问题, 设计了一种D2D链路调度算法, 以选择满足信噪比和发射功率约束的最大数量的D2D链路。面对无线信道快速变化时, 算法鲁棒性难以得到保证, 文献[3]考虑车辆环境中高移动性导致的快速信道变化, 根据不同类型链路的不同需求, 即车与基础设施(Vehicle to Infrastructure, V2I)通信链路的高容量和车与车(Vehicle to Vehicle, V2V)通信链路的超可靠性, 在保证每条V2V链路可靠性的同时, 最大限度地提高V2I链路的遍历容量。用户公平性也是资源分配问题的优化目标, 文献[4]在兼顾用户公平性和服务质量需求的同时, 设计两阶段的算法来合理分配蜂窝用户和D2D用户的频谱资源。

智能反射表面(Intelligent Reflecting Surface, IRS)最近引起了学术界的广泛关注, 它由一个可编程的、无源的反射元件阵列组成, 可以调节入射电磁波的相位<sup>[5]</sup>。最近的研究表明, 通过优化IRS单元的相移, 可以在单用户和多用户设置中实现显著的无源能量波束形成增益<sup>[6-8]</sup>。基于上述优点, 有必要分析IRS辅助D2D通信的性能。在IRS辅助D2D通信方面, 近些年来, 许多学者做了研究<sup>[9-13]</sup>。文献[9]研究了IRS辅助D2D通信网络中D2D用户的联合功率控制和IRS的无源波束形成, 以最大限度地提高能源效率。文献中存在的非凸优化问题分为无源波束形成和功率控制两个子问题, 两个子问题采用交替优化迭代求解, 基于拉格朗日对偶变换对IRS的无源波束形成进行解耦求解, 然后利用Dinkelbach方法对功率控制进行优化。文献[10]研究了在Nakagami-m衰落下的IRS辅助D2D通信系统, 分别讨论了叠加模式和底层模式, 提出了两种模式下中断概率新的封闭形式解析表达式。为了降低小区间干扰, 文献[11]提出了基于D2D通信的IRS辅助联合协同多点传输(Joint Processing Coordinated Multipoint, JP-CoMP)下行蜂窝网络的资源分配设计, 共同设计蜂窝用户关联、基站的主动波束形成、IRS的波束形成以及每个D2D发射机的发射功率来最大化系统和速率。以上文献都考虑无线信道环境不变, 针对缓慢变化的大规模衰落信道信息的IRS辅助车载通信资源分配问题, 文献[12]为满足不同的车载通信服务质量(Quality of Service, QoS)要求, 以最大化V2I链路的总容量, 同时保证V2V链路的最小信噪比, 对功率分配、IRS反射系数和频谱分配进行了联合优化。文献[13]进一步研究在多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)技术下, 研究了车联网系统中IRS辅助V2I和V2V通信的波束设计问题。

虽然IRS和D2D通信技术相结合能够提高无线通信系统传输速率, 但是D2D通信是设备间直接相互通信。在这种通信环境中, 天线的高度低于传统通信环境, 研究低高度天线之间的信道模型变得非常重要, 特别是城市环境中街道内屋顶以下的天线高度。搭建无线电波在城市街道中的传播模型方面, 学术界已经做了很多研究工作。文献[14]首次提出了城市街道内传播的路径损耗模型, 通过理论分析分别针对视距区域、拐角衰减区域和非视距区域提出了该模型。并且引入角损耗来解释视距和非视距区域的不同传播模型。文献[15]中在文献[14]的损耗模型基础上进行模型扩展, 增加了街道路口四个拐角损耗。为了克服文献[14]和文献[15]计算量大的问题, 文献[16]通过参数化角距、拐角损耗和衰减系数, 提出了更为简洁的传输模型。拐角损耗在前面文献的模型中都是固定不变的, 但文献[17-20]发现随着到拐角的距离变化而显示出不同的拐角损失, 文献[21]进一步提出拐角损耗是拐角距离的函数, 但所提出的路径损耗模型仅局限于特定环境。文献[22]提出了一种基于几何光学的路径损耗模型, 将街角损耗推广到城市街道场景, 该模型由街道宽度和到街角的距离等几何参数定义, 使得损耗模型能够适应各种环境场景。

虽然上述研究成果可以解决IRS辅助D2D通信系统资源分配问题, 但都未考虑在城市街道特殊的信道衰落模型下, 应该如何设计算法提高无线通信系统性能。现存的IRS辅助D2D通信研究工作的信道模型衰落模型都是基于自由空间传播模型, 而没有考虑城市街道场景下特殊的路径损耗模型。在城市街道中, 无线信道衰落会变得极其复杂, 无线信道会存在多径传播, 阻塞和衰减, 频谱拥塞, 多用户干扰和移动性等特点, 这些特点共同影响着城市街道的无线通信性能和可靠性, 对于无线网络规划、设计和优化提出了挑战。因此, 在城市街道路口特殊的无线信道下, 探讨IRS辅助D2D通信资源分配具有十分重要的现实意义。并且在IRS引入到D2D通信系统中后, 传统的资源分配算法已不再适用, 需要一种新的资源分配算法来解决上述问题。

针对以上所述城市街道场景下的问题, 本文具体研究工作如下。

(1) 在IRS辅助的城市街道通信场景下, 分析街道路口特殊的信道衰落损耗, 建立了蜂窝用户和D2D用户共存的通信链路模型。在同时满足保证D2D链路最低信号与干扰加噪声比, 基站和DS发送功率受限, 以及IRS反射相移约束条件下, 通过联合优化基站波束形成向量、D2D链路反射功率

和IRS反射相移矩阵，提出了蜂窝用户信道容量最大化问题。该优化问题是一个多变量耦合的非凸优化问题，直接求解较为困难。

(2) 针对上述非凸优化问题，提出了一种两阶段交替迭代优化算法。第1阶段，优化波束形成向量时，利用二次规划(Quadratic Programming, QP)方法进行求解，引入松弛变量将原问题变为可处理的凸优化问题，转化为可以直接用优化工具CVX求解的形式；然后再采用二分法搜索D2D链路的发射功率。第2阶段，针对IRS相移矩阵的优化问题，采用黎曼共轭梯度(Riemannian Conjugate Gradient, RCG)算法解决，首先将优化变量的可行集转化为一个可优化的流形集合，然后依次计算优化变量的黎曼梯度和搜索方向，进行投影操作。再将迭代的优化变量投影到约束条件形成的解空间中。最后，提出了求解波束形成向量与发射功率和IRS反射相移矩阵的交替迭代优化算法。

(3) 对基于IRS辅助的城市街道场景下蜂窝用户和D2D用户共存的通信性能进行了仿真。仿真结果验证了所提算法的收敛性和优越性，证明了基于IRS辅助的城市街道场景下蜂窝用户在所提算法下信道容量能够得到显著提升，给出了街道宽度对信道容量的影响以及在城市部署IRS和在郊区部署IRS给无线通信系统带来的信道容量提升差异，并比较分析。

## 2 系统模型及问题描述

考虑一个IRS辅助的城市街道下单小区蜂窝通信和D2D通信并存的场景，如图1所示。该系统由一个蜂窝基站(Base Station, BS)、一个IRS、一个D2D用户对和一个蜂窝用户(Cellular User, CU)组成，其中D2D用户使用分配给蜂窝用户的频谱。D2D用户对与BS同时发射，复用同一时间频段，D2D用户对中发射机和接收机分别用DS和DU表示。

考虑的城市街道场景，信号传输损耗和一般情

况无障碍物空旷自由传播的场景不同<sup>[23]</sup>，下面将详细介绍城市街道路口中特殊的信号传输损耗模型。假设DS和DU分别位于城市街道路口的南边和东边，具体如图2所示。下面推导DS与DU之间的信号传输损耗模型。

在图2所示的十字路口形状分布中，根据文献<sup>[23]</sup>，D2D发射机DS到接收机DU的总体传输损耗 $L$ 分为视距区域损耗 $L_{\text{LoS}}$ ，拐角损耗 $L_{\text{corner}}$ 和非视距区域损耗 $L_{\text{NLoS}}$ 。

$$L = L_{\text{LoS}} + L_{\text{corner}} + L_{\text{NLoS}} \quad (1)$$

式中，拐角区域 $L_{\text{corner}}$ 在城市环境中为20 dB，在住宅环境中为30 dB。 $L_{\text{LoS}}$ 和 $L_{\text{NLoS}}$ 建模为

$$L_{\text{LoS}} = L_s + 6 + 30 \lg \left( \frac{d}{20} \right) \quad (2)$$

$$L_{\text{NLoS}} = 60 \lg \left( \frac{x_1 + x_2}{x_1 + w_1/2 + d_{\text{corner}}} \right) \quad (3)$$

式(2)中， $d$ 为DS和DU之间的3维直线距离，基本传输损耗 $L_s = \left| 20 \lg \left( \frac{\lambda}{40\pi} \right) \right|$ ，其中 $\lambda$ 为电磁波波长。式(3)中， $d_{\text{corner}}$ 为DS到街角的垂直距离。

该系统中，BS向CU发送信号，DS向DU发送信号，但由于D2D通信用户和蜂窝用户CU共用频谱，CU会受到来自DS的干扰，同样DU也会受到来自BS的干扰。由于城市街道障碍物的存在，假设D2D用户对之间的直视链路不存在，基站处于较高的位置，与用户之间存在直视路径。

假设DS, DU, CU各配置一根天线，BS配置 $M$ 根天线，上行链路中 $\mathbf{h}_{\text{br}} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ ,  $\mathbf{h}_{\text{rc}} \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ ，分别定义为基站与IRS之间、IRS与CU之间、基站与CU之间的信道。D2D链路中 $\mathbf{h}_{\text{sr}} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ ,  $\mathbf{h}_{\text{ru}} \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ 分别定义为DS与IRS之间、IRS与DU之间的信道。干扰链路中 $\mathbf{h}_{\text{bu}} \in \mathbb{C}^{1 \times M}$ ,  $\mathbf{h}_{\text{su}} \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$ 分别定义为基站与DU之间、DS与CU之间的信道。由于IRS可控制波束方向，假设基站与IRS、IRS与

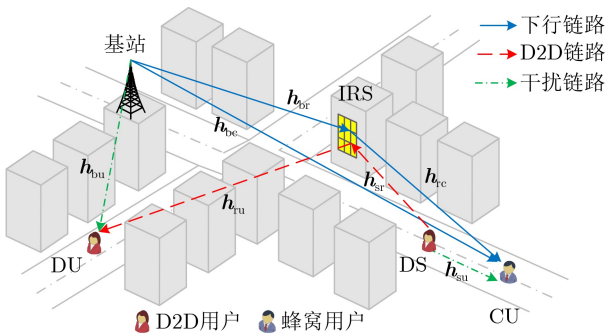


图1 系统模型

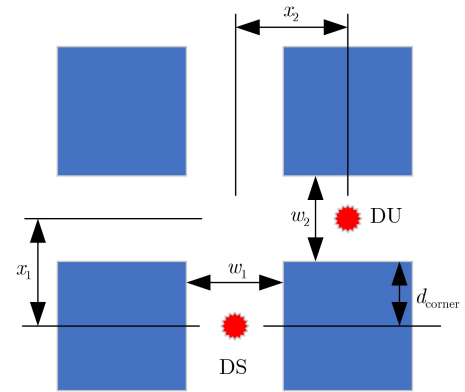


图2 十字路口形状分布

DS、IRS与DU、IRS和CU之间的信道为莱斯信道，其余信道为瑞利信道。莱斯信道可表示为

$$\mathbf{h}_x = L_x \left( \sqrt{\frac{\varepsilon_x}{1 + \varepsilon_x}} \mathbf{h}_x^{\text{LoS}} + \sqrt{\frac{1}{1 + \varepsilon_x}} \mathbf{h}_x^{\text{NLoS}} \right) \quad (4)$$

其中， $x \in \{\text{br,rc,sr,ru}\}$ ， $L_x$ 为收发两端之间的路径损耗，即传输损耗，在这里的城市街道中建模为式(1)。同时，式(5)给出了自由空间损耗模型作为基准比较。

$$L_x = \sqrt{\rho d_x^{-\alpha_x}} \quad (5)$$

其中， $d_x$ 为收发两端距离； $\alpha_x$ 为路径损耗指数； $\rho$ 为参考距离为1 m处的路径损耗， $\varepsilon_x$ 为莱斯衰落因子。

需要说明的是，式(4)中， $\mathbf{h}_x^{\text{NLoS}}$ 为信道的非视距随机散射路径，可用标准复高斯分布刻画； $\mathbf{h}_x^{\text{LoS}}$ 为视距部分路径，可用收发两端天线或相移阵列反应刻画。假设收发端天线、IRS相移阵列按均匀线性阵列分布，则

$$\mathbf{h}_x^{\text{LoS}} = \mathbf{a}_{m_1}^H(\varphi_{\text{AoA},x}) \mathbf{a}_{m_2}(\varphi_{\text{AoD},x}) \quad (6)$$

式(6)中， $\mathbf{a}_m(\varphi) = [1, e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \varphi}, \dots, e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} (m-1) \sin \varphi}]$ ， $m = \{m_1, m_2\}$ ，为接收端和发送端阵列元素或天线个数， $\varphi = \{\varphi_{\text{AoA},x}, \varphi_{\text{AoD},x}\}$ 为单个阵列天线对应的波束到达角(Angle of Arrival, AoA)或离去角(Angle of Departure, AoD)。

瑞利信道可表示为

$$\mathbf{h}_x = \sqrt{L_x} \hat{\mathbf{h}}_x, x \in \{\text{bu, bc, su}\} \quad (7)$$

其中， $\hat{\mathbf{h}}_x$ 为随机散射路径，可用独立复高斯分布描述， $L_x$ 为对应信道 $\mathbf{h}_{\text{bu}}$ 、 $\mathbf{h}_{\text{bc}}$ 和 $\mathbf{h}_{\text{su}}$ 的路径损耗，这里城市街道中同样建模为式(1)。

设基站发送的信号为 $\mathbf{x}_c = \mathbf{w} s_c \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ ，DS发送字符 $s_d \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$ 给DU，满足 $\mathbb{E}[|s_c|^2] = \mathbb{E}[|s_d|^2] = 1$ 且 $s_c s_d^H = 0$ 。 $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 基站波束形成向量。IRS相移矩阵设为 $\Theta = \text{diag}\{\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_N\}$ ， $\phi_n = e^{j\theta_n}$ 表示第 $n$ 个反射单元，其相移为 $\theta_n \in [0, 2\pi]$ ， $n = 1, 2, \dots, N$ ， $N$ 为IRS反射单元数。

CU和DU收到信号分别为

$$\mathbf{y}_c = (\mathbf{h}_{\text{rc}} \Theta \mathbf{h}_{\text{br}} + \mathbf{h}_{\text{bc}}) \mathbf{w} s_c + \sqrt{P_t} \mathbf{h}_{\text{su}} s_d + n_c \quad (8)$$

$$\mathbf{y}_d = \sqrt{P_t} \mathbf{h}_{\text{ru}} \Theta \mathbf{h}_{\text{sr}} s_d + \mathbf{h}_{\text{bu}} \mathbf{w} s_c + n_d \quad (9)$$

其中， $n_c$ ， $n_d$ 分别为CU和DU处的加性高斯白噪声(AWGN)，噪声功率为 $N_0$ 。 $P_t$ 为DS处发射功率。则CU和DU处的接收信干噪比分别为

$$\gamma_c = \frac{|(\mathbf{h}_{\text{rc}} \Theta \mathbf{h}_{\text{br}} + \mathbf{h}_{\text{bc}}) \mathbf{w}|^2}{P_t |\mathbf{h}_{\text{su}}|^2 + N_0} \quad (10)$$

$$\gamma_d = \frac{P_t |\mathbf{h}_{\text{ru}} \Theta \mathbf{h}_{\text{sr}}|^2}{|\mathbf{h}_{\text{bu}} \mathbf{w}|^2 + N_0} \quad (11)$$

这里，在保证D2D链路最低信号与干扰加噪声比(Signal to Interference Plus Noise Ratio, SINR)，基站和DS发送功率受限，以及IRS反射相移模约束条件下最大化CU用户容量为目标，设计基站波束形成向量、D2D链路功率分配和IRS相移矩阵。优化问题如P1所示

$$\text{P1: } \max_{\Theta, \mathbf{w}, P_t} \log_2(1 + \gamma_c) \quad (12)$$

$$\text{s.t. } \gamma_d \geq \gamma^{\text{req}} \quad (12a)$$

$$\|\mathbf{w}\|^2 \leq P \quad (12b)$$

$$P_t \leq P_{\text{max}} \quad (12c)$$

$$|\Theta_{n,n}| = 1, n = 1, 2, \dots, N \quad (12d)$$

其中，式(12a)中， $\gamma^{\text{req}}$ 为保证D2D链路通信的最小SINR需求；(12b)和(12c)分别为基站和DS的发射功率约束，其中 $P$ 和 $P_{\text{max}}$ 分别为基站和DS最大发射功率。式(12d)为IRS反射相移模1约束。

### 3 交替优化算法设计

由于问题P1中有3种优化变量，分别是 $\mathbf{w}$ 、 $P_t$ 和 $\Theta$ ，很难找到全局最优解，则采用近似最优算法。接下来，首先确定IRS相移矩阵 $\Theta$ ，并在第1阶段共同优化基站波束形成向量 $\mathbf{w}$ 和D2D链路发射功率 $P_t$ 。然后，在第1阶段结果的基础上，寻求第2阶段的最优IRS相移矩阵 $\Theta$ 配置。最后交替迭代两阶段优化算法，直至收敛。下面详细介绍具体过程。

#### 子问题1：优化功率分配

首先固定 $\Theta$ ，优化 $\mathbf{w}$ ， $P_t$ ，最大化CU用户容量等价于最大化CU的接收SINR，则求解的优化问题可转化为

$$\text{P1.1: } \max_{\mathbf{w}, P_t} \gamma_c \quad (13)$$

$$\text{s.t. } \gamma_d \geq \gamma^{\text{req}} \quad (13a)$$

$$\|\mathbf{w}\|^2 \leq P \quad (13b)$$

$$P_t \leq P_{\text{max}} \quad (13c)$$

交替优化(Alternating Optimization, AO)算法是一种迭代算法<sup>[24]</sup>，通常用于解决多目标优化问题。AO算法的基本思想是将多目标优化问题分解成多个单目标优化子问题，然后交替地优化这些子问题，直到达到收敛条件为止。这里采用AO算法来交替优化基站波束形成向量 $\mathbf{w}$ 和DS发射功率 $P_t$ 。

步骤1 固定  $P_t$ ，考虑优化  $\mathbf{w}$ 。目标函数和约束条件可转换为如下形式：

$$\text{P1.2: } \max_{\mathbf{w}} \frac{|(\mathbf{h}_{rc}\Theta\mathbf{h}_{br} + \mathbf{h}_{bc})\mathbf{w}|^2}{P_t|h_{su}|^2 + N_0} \quad (14)$$

$$\text{s.t. } \frac{P_t|\mathbf{h}_{ru}\Theta\mathbf{h}_{sr}|^2}{|\mathbf{h}_{bu}\mathbf{w}|^2 + N_0} \geq \gamma^{\text{req}} \quad (14a)$$

$$|\mathbf{w}|^2 \leq P \quad (14b)$$

P1.2是一个非凸问题，不能直接求解。通过适当的变量替换和松弛将其变为凸问题。令  $\mathbf{w} = \sqrt{P}\mathbf{v}$ ，其中  $\|\mathbf{v}\|^2 \leq 1$ 。原问题可以改写为

$$\text{P1.2: } \max_{\mathbf{v}} \frac{|(\mathbf{h}_{rc}\Theta\mathbf{h}_{br} + \mathbf{h}_{bc})\mathbf{v}|^2}{P_t|h_{su}|^2 + N_0} \quad (15)$$

$$\text{s.t. } \frac{P_t|\mathbf{h}_{ru}\Theta\mathbf{h}_{sr}|^2}{|\mathbf{h}_{bu}\mathbf{v}|^2 + N_0} \geq \gamma^{\text{req}} \quad (15a)$$

$$|\mathbf{v}|^2 \leq P \quad (15b)$$

处理不等式约束(15a)，将其改写为凸约束形式。可以将其变换为

$$P_t|\mathbf{h}_{ru}\Theta\mathbf{h}_{sr}|^2 - \gamma^{\text{req}}P|\mathbf{h}_{bu}\mathbf{v}|^2 \geq \gamma^{\text{req}}N_0 \quad (16)$$

同时，目标函数可以改写为

$$\frac{P|(\mathbf{h}_{rc}\Theta\mathbf{h}_{br} + \mathbf{h}_{bc})\mathbf{v}|^2}{P_t|h_{su}|^2 + N_0} \quad (17)$$

综上所述，将原问题转化为一个凸优化问题

$$\text{P1.3: } \max_{\mathbf{v}} |(\mathbf{h}_{rc}\Theta\mathbf{h}_{br} + \mathbf{h}_{bc})\mathbf{v}|^2 \quad (18)$$

$$\text{s.t. } P_t|\mathbf{h}_{ru}\Theta\mathbf{h}_{sr}|^2 - \gamma^{\text{req}}P|\mathbf{h}_{bu}\mathbf{v}|^2 \geq \gamma^{\text{req}}N_0 \quad (18a)$$

$$\|\mathbf{v}\|^2 \leq 1 \quad (18b)$$

P1.3是一个带二次约束的凸优化问题，可直接使用CVX求解。

步骤2 固定  $\mathbf{w}$ ，优化  $P_t$ ，目标函数和约束条件可转换为如下形式

$$\text{P1.4: } \max_{P_t} \frac{|(\mathbf{h}_{rc}\Theta\mathbf{h}_{br} + \mathbf{h}_{bc})\mathbf{w}|^2}{P_t|h_{su}|^2 + N_0} \quad (19)$$

$$\text{s.t. } \frac{P_t|\mathbf{h}_{ru}\Theta\mathbf{h}_{sr}|^2}{|\mathbf{h}_{bu}\mathbf{w}|^2 + N_0} \geq \gamma^{\text{req}} \quad (19a)$$

$$P_t \leq P_{\text{max}} \quad (19b)$$

P1.4是一个单变量函数优化问题，可使用1维搜索算法解决。

1维搜索算法，首先需要确定搜索范围。根据传输功率的约束条件， $P_t$ 的最大值为 $P_{\text{max}}$ 。对于最小信噪比要求的约束条件，可将其转化为

$$P_t \geq \frac{\gamma^{\text{req}}|\mathbf{h}_{bu}\mathbf{w}|^2}{|\mathbf{h}_{ru}\Theta\mathbf{h}_{sr}|^2} - N_0 \quad (20)$$

$P_t$ 搜索范围为

$$\max \left\{ 0, \frac{\gamma^{\text{req}}|\mathbf{h}_{bu}\mathbf{w}|^2}{|\mathbf{h}_{ru}\Theta\mathbf{h}_{sr}|^2} - N_0 \right\} \leq P_t \leq P_{\text{max}} \quad (21)$$

使用二分法对 $P_t$ 进行搜索。具体步骤如算法1所示。

### 子问题2：优化相移矩阵

这一阶段，固定  $\mathbf{w}$ ， $P_t$ ，优化  $\Theta$ ，最大化CU用户容量等价于最大化CU的接收SINR，则求解的优化问题可转化为P2.1

$$\text{P2.1: } \max_{\Theta} \gamma_c \quad (22)$$

$$\text{s.t. } \gamma_d \geq \gamma^{\text{req}} \quad (22a)$$

$$\Theta = \text{diag}(e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_N}), \quad \theta_n \in [0, 2\pi], n = 1, 2, \dots, N \quad (22b)$$

由于单位模约束，P2.1是非凸的，难以最优解。黎曼共轭梯度(Riemannian Conjugate Gradient, RCG)算法广泛应用于IRS辅助无线通信系统中<sup>[25]</sup>，可以得到 $\Theta$ 次优解。为了便于计算，设IRS反射矢量  $\Theta = [e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_N}]^T, \theta_i \in [0, 2\pi], i = 1, 2, \dots, N$ ，则P2.1可转化为

### 算法1 二分法搜索功率算法

给定基站波束形成向量 $\mathbf{w}$ 和反射相移矩阵 $\Theta$ ，初始化功率 $P_t^{(0)}$ ，右边界 $r^{(0)} = P_{\text{max}}$ ，左边界 $l^{(0)} = 0$ ， $i = 0$ 和迭代更新精度 $\varepsilon_1 > 0$ ；

(1) 循环

(2) 计算  $P_{\text{mid}}^{(i)} = \frac{l^{(i)} + r^{(i)}}{2}$ ，其中  $P_{\text{mid}}^{(i)}$  是搜索范围的中间值；

(3) 计算目标函数的值  $\gamma_c(P_{\text{mid}}^{(i)})$ ，如果  $|\gamma_c(P_{\text{mid}}^{(i)}) - \gamma_c(P_{\text{mid}}^{(i-1)})| < \varepsilon_1$ ，则  $P_{\text{mid}}^{(i)}$  是最优解的一部分，搜索结束；

(4) 判断目标函数的值  $\gamma_c(P_{\text{mid}}^{(i)})$  分母是否为0。如果分母为0，说明  $P_t = 0$  是最优解，直接返回目标值为0；

(5) 如果  $\gamma_c(P_{\text{mid}}^{(i)})$  大于目标值，则  $P_{\text{mid}}^{(i)}$  说明可能是最优解的一部分，将  $P_{\text{mid}}^{(i)}$  作为新的右边界，返回步骤2。如果  $\gamma_c(P_{\text{mid}}^{(i)})$  小于目标值，则说明  $P_{\text{mid}}^{(i)}$  不可能是最优解的一部分，将  $P_{\text{mid}}^{(i)}$  作为新的左边界，返回步骤2。

$$\text{P2.1: } \max_{\Theta} \frac{|(\Theta \text{diag}(\mathbf{h}_{\text{rc}})\mathbf{h}_{\text{br}} + \mathbf{h}_{\text{bc}})\mathbf{w}|^2}{P_t |\mathbf{h}_{\text{su}}|^2 + N_0} \quad (23)$$

$$\text{s.t. } \frac{P_t |\Theta \text{diag}(\mathbf{h}_{\text{ru}})\mathbf{h}_{\text{sr}}|^2}{|\mathbf{h}_{\text{bu}}\mathbf{w}|^2 + N_0} \geq \gamma^{\text{req}} \quad (23\text{a})$$

$$\Theta = [e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_N}]^T, \theta_i \in [0, 2\pi), i = 1, 2, \dots, N \quad (23\text{b})$$

其中, 定义目标函数为反射矢量的函数, 即  $\gamma_c = \gamma_c(\Theta) = \left( \frac{|(\Theta \text{diag}(\mathbf{h}_{\text{rc}})\mathbf{h}_{\text{br}} + \mathbf{h}_{\text{bc}})\mathbf{w}|^2}{P_t |\mathbf{h}_{\text{su}}|^2 + N_0} \right)^{-1}$  则  $\Theta$  的其中一个可行集形成黎曼流形  $\mathcal{M} = \{\theta \in \mathbb{C}^{N \times 1} : |\theta_i| = 1, \forall i\}$ , 可用黎曼共轭梯度算法

$$\frac{\partial \gamma_c}{\partial \theta_i} = \frac{\partial}{\partial \theta_i} \left[ \frac{|(\Theta \text{diag}(\mathbf{h}_{\text{rc}})\mathbf{h}_{\text{br}} + \mathbf{h}_{\text{bc}})\mathbf{w}|^2}{P_t |\mathbf{h}_{\text{su}}|^2 + N_0} \right] = \frac{2\text{Re} \left\{ \left( (\Theta \text{diag}(\mathbf{h}_{\text{rc}})\mathbf{h}_{\text{br}} + \mathbf{h}_{\text{bc}})\mathbf{w} \right)^H \frac{\partial \left( (\Theta \text{diag}(\mathbf{h}_{\text{rc}})\mathbf{h}_{\text{br}} + \mathbf{h}_{\text{bc}})\mathbf{w} \right)}{\partial \theta_i} \right\}}{P_t |\mathbf{h}_{\text{su}}|^2 + N_0} \quad (25)$$

需要计算  $\frac{\partial \left( (\Theta \text{diag}(\mathbf{h}_{\text{rc}})\mathbf{h}_{\text{br}} + \mathbf{h}_{\text{bc}})\mathbf{w} \right)}{\partial \theta_i}$ 。根据矩阵求导法则, 有

$$\frac{\partial \left( (\Theta \text{diag}(\mathbf{h}_{\text{rc}})\mathbf{h}_{\text{br}} + \mathbf{h}_{\text{bc}})\mathbf{w} \right)}{\partial \theta_i} = (\mathbf{e}_i \text{diag}(\mathbf{h}_{\text{rc}})\mathbf{h}_{\text{br}})\mathbf{w} + \left( (\Theta \text{diag}(\mathbf{h}_{\text{rc}})\mathbf{h}_{\text{br}} + \mathbf{h}_{\text{bc}})\mathbf{e}_i \right)\mathbf{w} \quad (26)$$

其中,  $\mathbf{e}_i$  为第  $i$  个分量为1, 其余分量为0的单位向量。将上式中的向量转化为矩阵形式, 可得

$$\begin{aligned} \frac{\partial \gamma_c}{\partial \Theta} &= \begin{bmatrix} \frac{\partial \gamma_c}{\partial \theta_1} \\ \frac{\partial \gamma_c}{\partial \theta_2} \\ \vdots \\ \frac{\partial \gamma_c}{\partial \theta_N} \end{bmatrix} \\ &= \frac{2j\text{Re} \left\{ \left[ (\Theta \text{diag}(\mathbf{h}_{\text{rc}})\mathbf{h}_{\text{br}} + \mathbf{h}_{\text{bc}})\mathbf{w} \right]^H \begin{bmatrix} \text{diag}(\mathbf{h}_{\text{rc}})\mathbf{h}_{\text{br}} \\ \text{diag}(\mathbf{h}_{\text{rc}})\mathbf{h}_{\text{br}} \\ \vdots \\ \text{diag}(\mathbf{h}_{\text{rc}})\mathbf{h}_{\text{br}} \end{bmatrix} \right\} + \left[ (\Theta \text{diag}(\mathbf{h}_{\text{rc}})\mathbf{h}_{\text{br}} + \mathbf{h}_{\text{bc}})\mathbf{w} \right]^H \begin{bmatrix} \mathbf{e}_1 \\ \mathbf{e}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{e}_N \end{bmatrix} \mathbf{h}_{\text{bc}}}{P_t |\mathbf{h}_{\text{su}}|^2 + N_0} \end{aligned} \quad (27)$$

将式(24)代入(21)中可得黎曼梯度  $\text{grad} \gamma_c(\Theta)$ 。

(2) 确定搜索方向: 当前的搜索方向  $\eta$  为

$$\eta = -\text{grad} \gamma_c(\Theta) + \beta \mathcal{T}(\bar{\eta}) \quad (28)$$

其中,  $\beta$  为Polak-Ribiere参数, 以实现快速收敛<sup>[26]</sup>,  $\bar{\eta}$  为先前的搜索方向,  $\mathcal{T}(\cdot)$  为传输运算符, 定义为

$$\mathcal{T}(\eta) = \eta - \Re\{\eta \odot \Theta^*\} \odot \Theta \quad (29)$$

(3) 投影操作: 将切向量投影回流形

$$\Theta \leftarrow \frac{(\Theta + \alpha \eta)_n}{|(\Theta + \alpha \eta)_n|} \quad (30)$$

其中,  $\alpha$  为Armijo回溯线搜索步长<sup>[26]</sup>。

最后需要将当前迭代的  $\Theta$  投影到约束条件形成的解空间中, 将约束空间  $\mathcal{C}$  定义为

解决, 但P2.1中另外存在约束条件(20a), 与以往文献的优化  $\Theta$  问题不同, 需在算法迭代过程中用投影法来将每次迭代得到的相移矢量投影到满足约束条件的空间中。

RCG算法在每次迭代中通常有3个关键步骤。

(1) 计算黎曼梯度: 黎曼梯度  $\text{grad} \gamma_c(\Theta)$  是欧氏梯度  $\nabla \gamma_c(\Theta)$  在流形上的正交投影, 即

$$\text{grad} \gamma_c(\Theta) = \nabla \gamma_c(\Theta) - \Re\{\nabla \gamma_c(\Theta) \odot \Theta^*\} \odot \Theta. \quad (24)$$

计算欧氏梯度  $\nabla \gamma_c(\Theta)$ , 先求解其关于每个  $\theta_i$  的偏导数, 然后将偏导数组成向量即可得到欧氏梯度。设  $\gamma_c$  关于  $\theta_i$  的偏导数为  $\frac{\partial \gamma_c}{\partial \theta_i}$ , 则有

$$\mathcal{C} = \{\Theta \in \mathbb{C}^N \mid \gamma_d = \frac{P_t |\Theta \text{diag}(\mathbf{h}_{\text{ru}})\mathbf{h}_{\text{sr}}|^2}{|\mathbf{h}_{\text{bu}}\mathbf{w}|^2 + N_0} \geq \gamma^{\text{req}}\} \quad (31)$$

在黎曼流形上, 投影算子  $\text{Proj}_{\mathcal{C}}(\Theta)$  可定义为

$$\text{Proj}_{\mathcal{C}}(\Theta) = \arg \min_{\tilde{\theta} \in \mathcal{C}} d_{\text{Riem}}^2(\Theta, \tilde{\theta}) \quad (32)$$

其中,  $d_{\text{Riem}}(\Theta, \tilde{\theta})$  是黎曼流形上的距离度量, 表示  $\Theta$  和  $\tilde{\theta}$  之间的距离。在本问题中, 由于优化变量的可行集为流形, 使用Fubini-Study距离<sup>[27]</sup>作为距离度量, 即

$$d_{\text{Riem}}^2(\Theta, \tilde{\theta}) = \frac{2}{N} \left( 1 - \left| \langle \Theta, \tilde{\theta} \rangle \right|^2 \right) \quad (33)$$

其中,  $N$  是优化变量的维度,  $\langle \cdot, \cdot \rangle$  表示内积。因此, 投影算子  $\text{Proj}_{\mathcal{C}}(\Theta)$  可改写为

$$\text{Proj}_{\mathcal{C}}(\Theta) = \arg \min_{\tilde{\Theta} \in \mathcal{C}} \frac{2}{N} \left( 1 - |\langle \Theta, \tilde{\Theta} \rangle|^2 \right) \quad (34)$$

为了求解上述问题，可使用拉格朗日乘子法，将约束条件 $\gamma_d \geq \gamma^{\text{req}}$ 转化为一个惩罚项，投影问题改写为

$$\text{Proj}_{\mathcal{C}}(\Theta) = \arg \min_{\tilde{\Theta} \in \mathcal{C}^N} \frac{2}{N} \left( 1 - |\langle \Theta, \tilde{\Theta} \rangle|^2 \right) + \lambda \left( \frac{P_t |\Theta \text{diag}(\mathbf{h}_{\text{ru}}) \mathbf{h}_{\text{sr}}|^2}{|\mathbf{h}_{\text{bu}} \mathbf{w}|^2 + N_0} - \gamma^{\text{req}} \right) \quad (35)$$

计算 $\text{Proj}_{\mathcal{C}}(\Theta)$ 的偏导，并求解方程组，可得到投影到约束空间后的反射矢量 $\tilde{\Theta}$ 。继续进行RCG迭代优化操作。

关键步骤如上所述，RCG反射系数优化算法在算法2中进行了总结。

采用交替迭代优化算法将上述两阶段的算法交替进行，具体步骤如算法3所示。

需要注意的是，上述主要是讨论一对D2D用户和蜂窝用户的场景，而事实上针对多用户场景存在新问题，即多个D2D用户对链路的信道如何分配。功率分配和波束成形问题处理方法可类推。这里，将给出多用户场景下的信道分配优化方法。

IRS辅助多用户场景图3所示。包含一个 $M$ 根天线的基站、一个含有 $N$ 个反射单元的IRS、 $K$ 个

单天线CU、 $J$ 对单天线D2D用户，其中D2D用户复用分配给蜂窝用户的信道。分别以 $\{\text{DS}_1, \text{DS}_2, \dots, \text{DS}_J\}$ 和 $\{\text{DU}_1, \text{DU}_2, \dots, \text{DU}_J\}$ 表示 $J$ 个D2D发射机和接收机的集合， $\{\text{CU}_1, \text{CU}_2, \dots, \text{CU}_K\}$ 表示的 $K$ 个单天线蜂窝用户集合。从 $\text{DS}_i (1 \leq i \leq Y)$ 到 $\text{DU}_l (1 \leq l \leq Y)$ 和IRS的信道分别用 $h_{l,i} \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$ 和 $\mathbf{f}_i \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 表示；将从 $\text{CU}_k (1 \leq k \leq K)$ 到BS和IRS的信道分别用 $\tilde{\mathbf{h}}_k \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 和 $\tilde{\mathbf{f}}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 表示；IRS到 $\text{DU}_l$ 和BS的信道分别用 $\mathbf{g}_l \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 和 $\tilde{\mathbf{G}} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 表示；将从 $\text{DS}_i$ 到BS和从 $\text{CU}_k$ 到 $\text{DU}_l$ 的干扰信道分别用 $\mathbf{u}_i \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 和 $v_{l,k} \in \mathbb{C}$ 表示。信道衰落模型同样采用第二节中城市街道特殊衰落模型。设 $\text{DS}_i$ 和 $\text{CU}_k$ 发送的信号分别为 $s_i \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ 和 $x_k \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ ，均服从零均值，方差为1的循环对称复高斯分布(Circularly Symmetric Complex Gaussian, CSCG)。IRS相移系数矩阵设为 $\Phi = \text{diag}\{\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_N\}$ ， $\phi_n = e^{j\theta_n}$ 表示第 $n$ 个反射单元，其相移为 $\theta_n \in [0, 2\pi]$ ， $n = 1, 2, \dots, N$ 。用集合 $\mathcal{D} \subseteq \{1, 2, \dots, J\}$ 表示已经占用频谱资源的 $J$ 对D2D用户对。由于D2D用户和CU共享同一频谱资源，CU会遭受来自DS的干扰，而DU也同样会受到CU发送信号的干扰。进一步，第 $n$ 对D2D接收端 $\text{DU}_n$ 与基站端的SINR可分别表示为

### 算法 2 基于迭代的黎曼共轭梯度算法

给定基站波束成形向量 $\mathbf{w}$ ，DS发射功率 $P_t$ 。初始化 $\Theta_0$ ， $\eta_0 = -\text{grad}\gamma_c(\Theta_0)$ ， $i = 0$ 和迭代更新精度 $\varepsilon_2 > 0$ ；

- (1) 循环
- (2) 选择Armijo回溯线搜索步长 $\alpha$ ；
- (3) 根据(27)更新 $\Theta$ ；
- (4) 计算新的 $\gamma_d$ ，如果 $\gamma_d \geq \gamma^{\text{req}}$ ，则保持当前的优化变量不变；否则，将优化变量投影到约束空间 $\mathcal{C}$ 中，即 $\Theta_i = \text{Proj}_{\mathcal{C}}(\Theta_i)$ ；
- (5) 根据(21)更新黎曼梯度；
- (6) 根据(25)更新搜索方向；
- (7)  $i \leftarrow i + 1$ ；
- (8) until  $\|\text{grad}\gamma_c(\theta_i)\|_2 \leq \varepsilon_2$ 。

### 算法 3 问题P1的交替优化算法

初始化 $\mathbf{w}^{(0)}$ ， $P_t^{(0)}$ 和 $\Theta^{(0)}$ 和迭代更新精度 $\varepsilon_3 > 0$ ；

- (1) 循环
- (2) 给定 $\Theta^{(k)}$ ， $P_t^{(k)}$ ，使用CVX工具求解子问题P1.3，更新 $\mathbf{w}^{(k+1)}$ ；
- (3) 给定 $\Theta^{(k)}$ ， $\mathbf{w}^{(k+1)}$ ，基于表1中的算法，更新 $P_t^{(k+1)}$ ；
- (4) 给定 $\mathbf{w}^{(k+1)}$ ， $P_t^{(k+1)}$ ，基于表2中的算法，更新 $\Theta^{k+1}$ ，其中 $\Theta^{(k+1)} = \text{diag}(\Theta^{k+1})$ ；
- (5) 根据迭代结果 $\mathbf{w}^{(k+1)}$ ， $P_t^{(k+1)}$ 和 $\Theta^{(k+1)}$ ，计算CU用户容量 $\gamma_c^{(k+1)}$ ；
- (6) until  $\left| \log_2 \left( \frac{1 + \gamma_c^{(k+1)}}{1 + \gamma_c^{(k)}} \right) \right| < \varepsilon_3$ 。

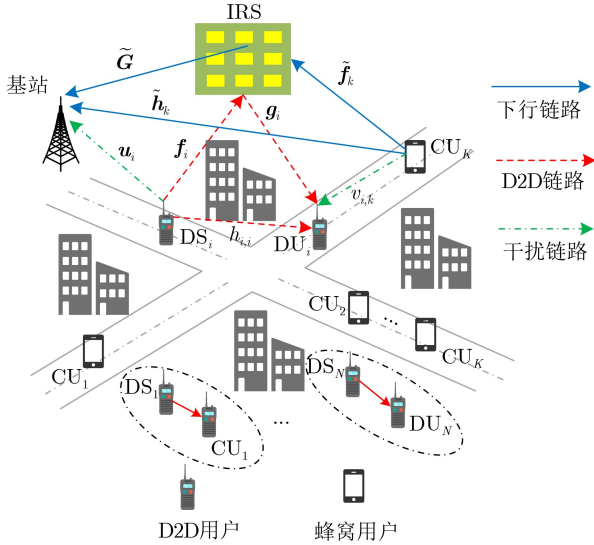


图3 城市街道下IRS辅助多D2D用户对和蜂窝用户通信系统场景

$$\gamma_j^d = \frac{P_j^d |g_j^H \Phi f_j + h_{j,j}|^2}{\sum_{k=1}^K \rho_{k,j} P_k^c |g_j^H \Phi \tilde{f}_k + v_{j,k}|^2 + \sigma^2} \quad (36)$$

$$\gamma_k^c = \frac{P_k^c |w_k (\tilde{G}^H \Phi \tilde{f}_k + \tilde{h}_k)|^2}{\sum_{i=1}^J \rho_{k,i} P_i^d |w_k (\tilde{G}^H \Phi f_i + u_i)|^2 + \sigma^2 \|w_k\|^2} \quad (37)$$

式中,  $P_j^d$ 和 $P_k^c$ 分别为DT发射端和CU的发射功率,  $\rho_{k,j}$ 表示第 $j$ 个D2D用户对与第 $k$ 个蜂窝用户 $CU_k$ 之间信道复用因子, 当 $\rho_{k,j} = 1$ 时, 表示第 $j$ 个D2D用户对复用第 $k$ 个蜂窝用户 $CU_k$ 频谱资源, 当 $\rho_{k,j} = 0$ 时, 则第 $j$ 个D2D用户对不占用第 $k$ 个蜂窝用户 $CU_k$ 频谱资源。  $n_d$ 则表示D2D用户接收端 $DU_j$ 处接收到的加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN), 其功率为 $\sigma^2$ 。  $w_k \in \mathbb{C}^{1 \times M}$ 为基站波束形成向量。为了描述方便, 将频谱资源复用因子向量记为 $\rho = [\rho_{1,1}, \dots, \rho_{1,J}, \rho_{2,1}, \dots, \rho_{K,J}]^T \in \mathbb{C}^{M \times K}$ 。则D2D用户与蜂窝用户信道容量之和可表示为

$$R(\rho) = \sum_{j \in \mathcal{D}} \log_2(1 + \gamma_j^d) + \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \gamma_k^c) \quad (38)$$

那么多用户场景中存在的信道分配问题表示为

$$\begin{aligned} \text{P3: } & \max_{\rho} R(\rho) \\ \text{s.t. } & \text{C1: } \rho_{k,n} \in \{0, 1\} \\ & \text{C2: } \sum_{k=1}^K \rho_{k,n} \leq 1, \sum_{j \in \mathcal{D}} \rho_{k,j} \leq 1. \end{aligned} \quad (39)$$

式中, C1为频谱资源复用因子取值范围限制; C2确保每个D2D链路仅可使用一个CU的频谱资

源, 并且每个CU的频谱资源只能由一个D2D链路使用。这是一个信道最优匹配问题, 针对每个D2D用户对及其潜在的复用目标 $CU_k$ , 首先设立一个权重函数如式(37)。

$$T_{k,n} = \left( \frac{P_j^d |g_j^H \Phi f_j + h_{j,j}|^2}{P_k^c |g_j^H \Phi \tilde{f}_k + v_{j,k}|^2 + \sigma^2} + \frac{P_k^c |w_k (\tilde{G}^H \Phi \tilde{f}_k + \tilde{h}_k)|^2}{P_j^d |w_k (\tilde{G}^H \Phi f_i + u_i)|^2 + \sigma^2 \|w_k\|^2} \right) \quad (40)$$

当系统中存在多个D2D对时, 资源最优分配问题就变成了一个最大权值二部匹配问题, 可表示为

$$\begin{aligned} \text{P3.1 } & \max_{\rho_{k,j}} \sum_{k \in \mathcal{W}, j=1}^J \rho_{k,j} T_{k,j} \\ \text{s.t. } & \text{C1, C2.} \end{aligned} \quad (41)$$

图4解释了一种最大权重的二部图匹配过程, 这里将D2D对集合及其所有可能的复用对象视为二部图的两组顶点。当蜂窝用户作为某D2D对的潜在复用对象时, 这对D2D的顶点通过一条边与该蜂窝用户的顶点相连。这条边的权重, 代表了当该D2D对复用这个蜂窝用户时, 相关D2D链路和蜂窝链路的总传输容量。P3.1是一个加权二部图的最优匹配问题, 由于D2D用户之间的通信必须复用CU的信道资源, 因此所有的顶点都必须有直线相连。对于优化问题P3.1的求解, 可以使用经典的Kuhn-Munkres算法来求解<sup>[28]</sup>。具体来说, 为了降低计算复杂度, 首先检查图的连通性。如果图是连通的, 则对整个图应用Kuhn-Munkres算法; 否则, 则分别对二部图的连通子图执行KM算法, 实现信道资源的分配。

#### 4 计算复杂度分析

在第1阶段中, 对于基站波束形成向量的优化, 由于是一个带有复杂约束的非凸优化问题, 需要借助二次规划方法将其转化为凸优化问题来求解, 通常需要借助迭代方法, 其复杂度通常为 $\mathcal{O}(M^3)$ , 其中 $M$ 为基站波束形成向量 $w$ 的长度。DS发射功率 $P_i$ 的优化使用的1维二分搜索法通过不断地将搜

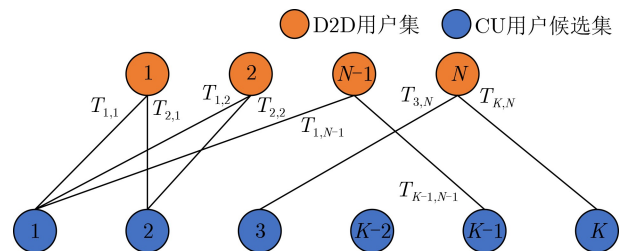


图4 D2D对与复用候选集合二部图



索范围分为两部分，然后选择其中一部分进行进一步搜索，其时间复杂度为 $\mathcal{O}(\log_2 P)$ ，其中 $P$ 是搜索范围的大小。第2阶段算法2使用的黎曼共轭梯度算法时间复杂度文献[19]已给出，即最差的情况下为 $\mathcal{O}(N^{1.5})$ ，相比之下，文献[29]中的半正定松弛(Semi-Definite Relaxation, SDR)方法计算复杂度为 $\mathcal{O}((N+1)^6)$ ，远高于算法2。因此，算法3整体算法时间复杂度为 $\mathcal{O}(K(M^3 + \log_2 P + N^{1.5}))$ ，其中 $K$ 为算法3的迭代次数。

## 5 仿真结果与分析

仿真场景如图3所示，路口中央设置在坐标轴原点。BS和IRS部署在街道上方高度为30 m同一水平线位置，其中BS位于路口中央正上方，BS和IRS的坐标分别为(0,0,30)和(0,100,30)，本文为了使得蜂窝用户信道容量最大化将基站设置在路口中央，其他情况分析与之类似。CU和DS位于宽度为20 m的街道上，其中CU距离路口中央200 m处，DS和CU的坐标分别为(10,160,0)和(10,200,0)。DU则位于另一宽度为20 m街道，距离路口中央60 m处，其坐标为(60,10,0)。其他仿真参数无特殊要求如表1所示。

不同IRS反射单元数下蜂窝用户信道容量与算法迭代次数关系如图6所示。观察发现，随着迭代次数的增加，蜂窝用户信道容量逐渐增加，且增

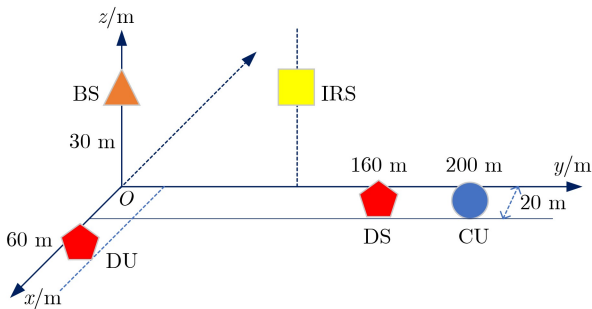


图 5 仿真场景

IRS反射单元数可以明显增加信道容量，而对算法收敛性影响不大。由此可见，现有无线通信网络中部署IRS可带来高效稳定的增益。IRS反射单元数目越少，算法收敛速度越快，反射单元数 $N = 100$ 时，所提算法需要迭代25次才能收敛，当 $N = 20$ 时，所提算法迭代5次就能达到收敛。实际工程中如果对信道容量要求较高，可以适当牺牲较多的计算资源来获得更高的信道容量。

不同算法下蜂窝用户信道容量与IRS反射单元数的关系如图7所示。这里将提出算法与3种基准算法在反射单元数量增加下进行了详细的对比分析，三种基准算法包括：首先，一阶段合并算法，该算法将第1阶段和第2阶段的局部最优解联合起来，形成原问题的全局解；其次，无IRS辅助算法，即在系统中未进行IRS部署；最后，IRS相移随机算法，该算法基于随机生成的IRS相移矩阵。从图7中可以看出，随着IRS反射单元数的增长，所算法能够逐步提升蜂窝用户的信道容量。并且，与其他3种基准算法相比，所提算法在性能提升方面表现得更为突出。无IRS辅助算法和IRS相移随机算法的信道容量大致相同，这表明如果在部署IRS时未进行相移优化，则不会获得性能提升。

不同算法下信道容量与算法迭代次数的关系如图8所示，可以看出，虽然一阶段算法随着算法迭代次数的增加，可以达到与所提算法相差不大的信道容量，但它的算法收敛速度明显要慢于所提算法，所提算法当迭代次数为7时达到收敛，一阶段算法当迭代次数为20才达到收敛。

不同算法下信道容量与街道宽度的关系如图9所示。观察发现，随着街道宽度的增加，无IRS算法和IRS随机相移算法的蜂窝用户信道容量几乎变化不大，而所提算法和一阶段算法的蜂窝用户信道容量明显的增长，在街道宽度小于30 m时，蜂窝信道容量随着街道宽度的增加，变化较小，当街道宽度大于30 m时，蜂窝信道容量开始明显增长，

表 1 仿真参数设置

仿真参数设置	取值	仿真参数设置	取值
拐角损耗 $L_{\text{corner}}$ (dB)	20	IRS单元间隔与电磁波波长相比	0.5
街道宽度 $w_1, w_2$ (m)	20	与IRS相关的路径损耗指数(dB)	2
IRS反射单元数	100	BS到D2D路径损耗指数(dB)	3.5
基站天线数	4	D2D用户之间路径损耗指数(dB)	3
D2D用户和蜂窝用户天线数	1	莱斯衰落因子 $\epsilon_x$ (dB)	3
D2D链路最小SINR需求 $\gamma^{\text{req}}$ (dBm)	1	单位路径损耗(dB)	30
基站最大发射功率 $P$ (dBm)	20	噪声功率谱密度(dBm·Hz <sup>-1</sup> )	-170
D2D链路最大发射功率 $P_{\text{max}}$ (dBm)	5	误差精度	0.001

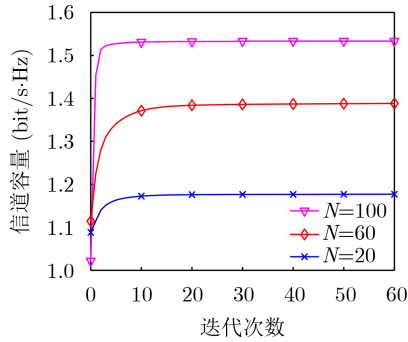


图 6 不同IRS反射单元数下蜂窝用户信道容量与算法迭代次数的关系

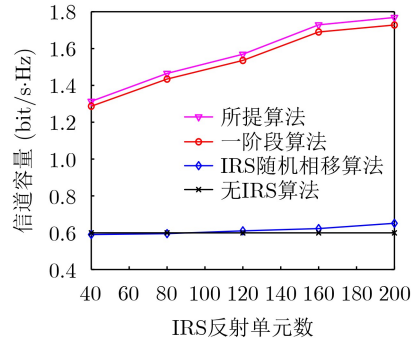


图 7 不同算法下信道容量与IRS反射单元的关系

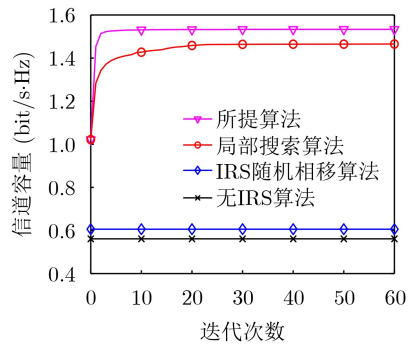


图 8 不同算法下信道容量与算法迭代次数的关系

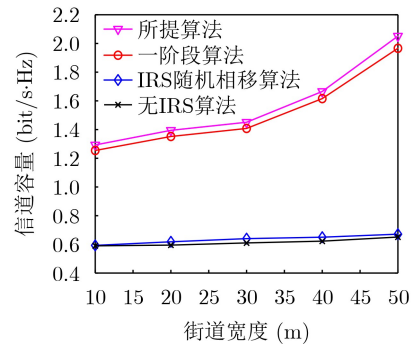


图 9 不同算法下信道容量与街道宽度的关系

这一结论与第3节中式(3)相对应，街道宽度 $w_1$ 增加，非视距区域损耗 $L_{NLoS}$ 降低，总体传输损耗降低，蜂窝用户信噪比升高，信道容量增加。这是由于当街道宽度增加时，入射信号经过反射和散射变少，路径损耗降低，进一步系统信道容量升高。

在街道和郊区部署IRS和无IRS下蜂窝用户信道容量与迭代次数的关系如图10所示，郊区无线信道环境与文献[30]一样。这里假设郊区环境空旷，无障碍物，无线环境中信号传输损耗为自由空间传输损耗，如式(5)所示，模型较为简单，仅与收发两端距离和路径损耗有关。城市街道无线环境中信号传输损耗如第2节式(1)、式(2)和式(3)所示，模型更为复杂。观察发现，在郊区部署IRS与无IRS的情况下，蜂窝用户信道容量从 $0.7 \text{ bit}/(\text{s}\cdot\text{Hz})^{-1}$ 升高到 $2.3 \text{ bit}/(\text{s}\cdot\text{Hz})^{-1}$ ，提升了约7.96 dB，在城市街道部署IRS与无IRS的情况下，蜂窝用户信道容量从 $0.58 \text{ bit}/(\text{s}\cdot\text{Hz})^{-1}$ 升高到 $1.5 \text{ bit}/(\text{s}\cdot\text{Hz})^{-1}$ ，只提升了约3.99 dB，说明了在城市街道下部署IRS带来的性能增益是小于郊区部署IRS。在实际工程中，部署有限的IRS，应该根据处于城市街道还是郊区无线环境合理规划部署位置和数量。

不同信干噪比 $\gamma_c$ 下蜂窝用户CU的中断概率变化如图11所示，这里的中断概率计算参考文献[31]。观察发现，随着CU处的SINR提高，其中断概率逐渐降低。但是在无IRS算法，即传统D2D通信场景

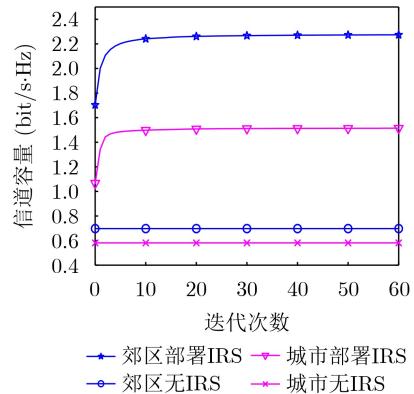


图 10 城市和郊区部署IRS和无IRS下信道容量与迭代次数的关系

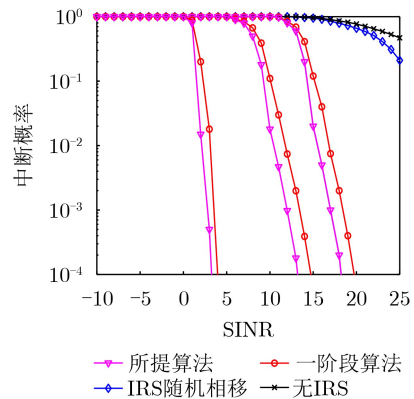


图 11 不同信干噪比下中断概率变化

下, 中断概率随着SINR提高仅有一个较小降幅。在IRS随机相移算法下的中断概率变化趋势基本与无IRS算法相同, 再次说明如果在部署IRS时未进行相移优化, 则不会获得性能提升。进一步发现, 本文所提算法在反射单元数 $N=20, 60$ 和 $100$ 时中断概率均比一阶段算法低, 从中断概率的角度验证了本文所提算法的优越性。

## 5 结束语

本文考虑IRS辅助D2D用户和蜂窝用户共用同一频段的情况下, 针对城市街道十字路口这一复杂无线传播环境, 提出基站波束向量和IRS相移优化算法。在确保D2D用户最小SINR需求得到满足情况下, 来最大化蜂窝用户信道容量。仿真结果表明, 本文所提算法相较于基准算法有更快的收敛速度, 并且能达到更高的信道容量。在城市街道十字路口中, 街道宽度越大, 系统信道容量越高, 在实际工程中, 城市场景下可以针对通信请求量大或者流量较大的地方, 在规划街道建设时, 增加其街道宽度, 以及城市街道还是郊区, 合理规划IRS部署位置。

## 参考文献

- [1] AGIWAL M, ROY A, and SAXENA N. Next generation 5G wireless networks: A comprehensive survey[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2016, 18(3): 1617–1655. doi: [10.1109/COMST.2016.2532458](https://doi.org/10.1109/COMST.2016.2532458).
- [2] ZHANG Lin, XIAO Ming, WU Gang, *et al.* Efficient scheduling and power allocation for D2D-assisted wireless caching networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2016, 64(6): 2438–2452. doi: [10.1109/TCOMM.2016.2552164](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2016.2552164).
- [3] LIANG Le, LI G Y, and XU Wei. Resource allocation for D2D-enabled vehicular communications[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2017, 65(7): 3186–3197. doi: [10.1109/TCOMM.2017.2699194](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2017.2699194).
- [4] 申滨, 孙万平, 张楠, 等. 基于加权二部图及贪婪策略的蜂窝网络D2D通信资源分配[J]. *电子与信息学报*, 2023, 45(3): 1055–1064. doi: [10.11999/JEIT220029](https://doi.org/10.11999/JEIT220029).  
SHEN Bin, SUN Wanping, ZHANG Nan, *et al.* Resource allocation based on weighted bipartite graph and greedy strategy for D2D communication in cellular networks[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2023, 45(3): 1055–1064. doi: [10.11999/JEIT220029](https://doi.org/10.11999/JEIT220029).
- [5] STRINATI E C, ALEXANDROPOULOS G C, WYMEERSCH H, *et al.* Reconfigurable, intelligent, and sustainable wireless environments for 6G smart connectivity[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2021, 59(10): 99–105. doi: [10.1109/MCOM.001.2100070](https://doi.org/10.1109/MCOM.001.2100070).
- [6] NING Boyu, TIAN Zhongbao, MEI Weidong, *et al.* Beamforming technologies for ultra-massive MIMO in terahertz communications[J]. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2023, 4: 614–658. doi: [10.1109/OJCOMS.2023.3245669](https://doi.org/10.1109/OJCOMS.2023.3245669).
- [7] GAO Ying, WU Qingqing, ZHANG Guangchi, *et al.* Beamforming optimization for active intelligent reflecting surface-aided SWIPT[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(1): 362–378. doi: [10.1109/TWC.2022.3193845](https://doi.org/10.1109/TWC.2022.3193845).
- [8] WANG Zhaorui, LIU Liang, ZHANG Shuowen, *et al.* Massive MIMO communication with intelligent reflecting surface[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(4): 2566–2582. doi: [10.1109/TWC.2022.3212537](https://doi.org/10.1109/TWC.2022.3212537).
- [9] JIA Shuaiqi, YUAN Xiaojun, and LIANG Yingchang. Reconfigurable intelligent surfaces for energy efficiency in D2D communication network[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(3): 683–687. doi: [10.1109/LWC.2020.3046358](https://doi.org/10.1109/LWC.2020.3046358).
- [10] NI Yiyang, LIU Yaxuan, WANG Jue, *et al.* Performance analysis for RIS-assisted D2D communication under Nakagami- $m$  fading[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(6): 5865–5879. doi: [10.1109/TVT.2021.3077805](https://doi.org/10.1109/TVT.2021.3077805).
- [11] WANG Wenhao, YANG Lei, MENG Anqi, *et al.* Resource allocation for IRS-aided JP-CoMP downlink cellular networks with underlying D2D communications[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(6): 4295–4309. doi: [10.1109/TWC.2021.3128711](https://doi.org/10.1109/TWC.2021.3128711).
- [12] CHEN Yuanbin, WANG Ying, ZHANG Jiayi, *et al.* Resource allocation for Intelligent reflecting surface aided vehicular communications[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(10): 12321–12326. doi: [10.1109/TVT.2020.3010252](https://doi.org/10.1109/TVT.2020.3010252).
- [13] 张雷, 王玉, 田建杰, 等. 基于IRS辅助的MIMO车联网系统联合波束成形设计[J]. *通信学报*, 2023, 44(2): 59–69. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2023035](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2023035).  
ZHANG Lei, WANG Yu, TIAN Jianjie, *et al.* Joint beam forming design for IRS-aided MIMO Internet of vehicles system[J]. *Journal on Communications*, 2023, 44(2): 59–69. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2023035](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2023035).
- [14] ERCEG V, SCHILLING D L, GHASSEMZADEH S, *et al.* Propagation modeling and measurements in an urban and suburban environment using broadband direct sequence spread spectrum[C]. [1992 Proceedings] Vehicular Technology Society 42nd VTS Conference-Frontiers of Technology, Denver, USA, 1992: 317–320. doi: [10.1109/VETEC.1992.245414](https://doi.org/10.1109/VETEC.1992.245414).
- [15] ERCEG V, RUSTAKO A J, and ROMAN R S. Diffraction around corners and its effects on the microcell coverage area

- in urban and suburban environments at 900 MHz, 2 GHz, and 4 GHz[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 1994, 43(3): 762–766. doi: [10.1109/25.312770](https://doi.org/10.1109/25.312770).
- [16] MASUI H, ISHII M, SAKAWA K, *et al.* Microwave path-loss characteristics in urban LOS and NLOS environments[C]. IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conference, Spring 2001. Proceedings (Cat. No. 01CH37202), Rhodes, Greece, 2001: 395–398. doi: [10.1109/VETECS.2001.944872](https://doi.org/10.1109/VETECS.2001.944872).
- [17] LU J S, BERTONI H L, REMLEY K A, *et al.* Site-specific models of the received power for radio communication in urban street canyons[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2014, 62(4): 2192–2200. doi: [10.1109/TAP.2013.2297164](https://doi.org/10.1109/TAP.2013.2297164).
- [18] MATOLAK D W, ZHANG Qian, and WU Qiong. Path loss in an urban peer-to-peer channel for six public-safety frequency bands[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2013, 2(3): 263–266. doi: [10.1109/WCL.2013.020513.120919](https://doi.org/10.1109/WCL.2013.020513.120919).
- [19] MATOLAK D W, REMLEY K A, GENTILE C, *et al.* Peer-to-peer urban channel characteristics for two public-safety frequency bands[J]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2014, 56(5): 101–115. doi: [10.1109/MAP.2014.6971921](https://doi.org/10.1109/MAP.2014.6971921).
- [20] ZHAO Xiongwen, COULIBALY B M, LIANG Xiaolin, *et al.* Comparisons of channel parameters and models for urban microcells at 2 GHz and 5 GHz [wireless corner][J]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2014, 56(6): 260–276. doi: [10.1109/MAP.2014.7011070](https://doi.org/10.1109/MAP.2014.7011070).
- [21] KIM K W and OH S J. Geometric optics-based propagation prediction model in urban street canyon environments[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2016, 15: 1128–1131. doi: [10.1109/LAWP.2015.2496182](https://doi.org/10.1109/LAWP.2015.2496182).
- [22] WU Qingqing and ZHANG Rui. Towards smart and reconfigurable environment: Intelligent reflecting surface aided wireless network[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2020, 58(1): 106–112. doi: [10.1109/MCOM.001.1900107](https://doi.org/10.1109/MCOM.001.1900107).
- [23] ITU. Propagation data and prediction methods for the planning of short-range outdoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz[R]. Recommendation P. 1411-7, 2013.
- [24] ZHANG Shuowen and ZHANG Rui. Capacity characterization for intelligent reflecting surface aided MIMO communication[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2020, 38(8): 1823–1838. doi: [10.1109/JSAC.2020.3000814](https://doi.org/10.1109/JSAC.2020.3000814).
- [25] LI Renweng, SUN Shu, and TAO Meixia. Ergodic achievable rate maximization of RIS-assisted millimeter-wave MIMO-OFDM communication systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(3): 2171–2184. doi: [10.1109/TWC.2022.3210227](https://doi.org/10.1109/TWC.2022.3210227).
- [26] ABSIL P A, MAHONY R, and SEPULCHRE R. Optimization Algorithms on Matrix Manifolds[M]. Princeton: Princeton University Press, 2008: 231–232. doi: [10.1515/9781400830244](https://doi.org/10.1515/9781400830244).
- [27] GUTIÉRREZ-RUIZ D, GONZALEZ D, CHÁVEZ-CARLOS J, *et al.* Quantum geometric tensor and quantum phase transitions in the Lipkin-Meshkov-Glick model[J]. *Physical Review B*, 2021, 103(17): 174104. doi: [10.1103/PhysRevB.103.174104](https://doi.org/10.1103/PhysRevB.103.174104).
- [28] MUNKRES J. Algorithms for the assignment and transportation problems[J]. *Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics*, 1957, 5(1): 32–38. doi: [10.1137/0105003](https://doi.org/10.1137/0105003).
- [29] YU Xianghao, XU Dongfang, and SCHÖBER R. MISO wireless communication systems via intelligent reflecting surfaces: (Invited paper)[C]. 2019 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC), Changchun, China, 2019: 735–740. doi: [10.1109/ICCCChina.2019.8855810](https://doi.org/10.1109/ICCCChina.2019.8855810).
- [30] SUN Ruijin, CHENG Nan, ZHANG Ran, *et al.* Sum-rate maximization in IRS-assisted wireless-powered multiuser MIMO networks with practical phase shift[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2023, 10(5): 4292–4306. doi: [10.1109/JIOT.2022.3216449](https://doi.org/10.1109/JIOT.2022.3216449).
- [31] KUDATHANTHIRIGE D, GUNASINGHE D, and AMARASURIYA G. Performance analysis of intelligent reflective surfaces for wireless communication[C]. ICC 2020–2020 IEEE International Conference on Communications (ICC), Dublin, Ireland, 2020: 1–6. doi: [10.1109/ICC40277.2020.9148760](https://doi.org/10.1109/ICC40277.2020.9148760).
- 张祖凡: 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线通信、移动社交网络、机器学习等。
- 刘建: 男, 硕士生, 研究方向为智能反射面、无线通信等。
- 张晨璐: 男, 硕士, 研究方向为5G、6G国际标准化研究等。

责任编辑: 马秀强