

基于阵列滑窗和波束路由的智能反射面 辅助太赫兹通信

张祖凡¹, 陆坤江^{1*}, 张晨璐²

(1. 重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065; 2. 维沃移动通信有限公司, 广东东莞 518049)

摘要: 针对智能反射面(Intelligent Reflective Surface, IRS)辅助多用户太赫兹(TeraHertz, THz)通信, 用户间干扰导致系统和速率下降的问题, 提出一种将滑动窗口与 IRS 结合辅助太赫兹通信的方案. 首先, 基于 IRS 形成和活跃用户数相同的阵列滑窗并与活跃用户一一关联. 然后, 通过引入路由理论后数学表示出滑窗与对应辅助活跃用户间的信道和速率, 推导出最优主被动波束形成, 并将波束形成问题等价于图优化问题. 最后, 在用户最小速率和基站总发射功率的约束条件下, 采用交替优化算法, 优化滑窗参数实现系统和速率最大化. 仿真结果表明, 在信道条件相同的情况下, 本文方案的系统和速率相对于常规单 IRS 辅助多用户通信可以提升 5 bps/Hz.

关键词: 智能反射面; 滑动窗口; 太赫兹; 波束形成

基金项目: 国家自然科学基金(No.62202077)

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2024)12-3994-08

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

DOI: 10.12263/DZXB.20230837

Intelligent Reflecting Surface Assisted Terahertz Communications Based on Array Sliding Window and Beam Routing

ZHANG Zu-fan¹, LU Kun-jiang^{1*}, ZHANG Chen-lu²

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

2. Vivo Mobile Communication Co., Ltd., Dongguan, Guangdong 518049, China)

Abstract: Considering the system sum rate decrease resulting from inter-user interference in the intelligent reflective surface (IRS)-assisted multi-user terahertz (THz) communications, a scheme combining sliding window and IRS is proposed to assist THz communications. Firstly, an array sliding window with an equal number of active users is constructed and connected to each active user in a one-to-one manner. Secondly, the mathematical expressions of the channel and rate provided by the sliding window to its corresponding associated active user are defined based on routing theory to derive the optimal active-passive beamforming and reformulate the beamforming problem into an equivalent graph optimization problem. Finally, given the constraints of the minimum user rate and total base station transmission power, alternating optimization algorithm is introduced to optimize sliding window parameters and maximize the system sum rate. Simulation results show that in the same channel scenarios, the system sum rate of our proposed scheme is increased by 5 bps/Hz compared to the conventional single IRS-assisted multi-user communications.

Key words: intelligent reflecting surface; sliding window; terahertz; beamforming

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.62202077)

1 引言

近年来, 太赫兹(TeraHertz, THz)技术因能够为无线通信提供更大信道带宽、更高数据速率和更低传输延

迟, 已成为未来无线通信的关键技术之一. 虽然如此, 但考虑到 THz 通信频段高、波长短等固有特性, 不可避免地存在信号衰减严重和衍射能力较差等主要缺点^[1], 从

而严重限制了 THz 通信传输能力. 智能反射面(Intelligent Reflecting Surface, IRS)由大量的反射阵元构成一个平面阵列^[2], 每个反射阵元不受入射信号的影响并通过调整自身相位和振幅来反射入射信号, 从而重构信道来改变无线通信环境^[3]. 将 IRS 和 THz 结合可以在低成本、低功耗的情况下, 增加信号传输距离, 降低用户间干扰, 提高通信质量. 因此, IRS 辅助 THz 通信已经引起了许多科研人员的广泛关注. 为了实现远距离不间断的无线连接, 引入智能反射面来辅助 THz 通信^[4].

IRS 是一种新颖的低复杂度硬件技术, 现有的大多数工作旨在优化 IRS 反射阵元相位以提高通信系统能力^[5-10]. 文献[5]讨论了联合优化基站(Base Station, BS)主动发射波束和 IRS 被动反射波束, 在用户信噪比的约束下最小化发射功率, 文献[6]中通过优化 IRS 相位达到最大化用户接收信号功率. 文献[7]考虑了一种具有离散相移的 IRS 辅助用户通信方案, 在用户最小信噪比约束的条件下, 最小化 BS 发射功率. 文献[8]提出利用波束训练使得用户高概率检测到最优 IRS 反射波束方向从而达到最大化信噪比. 文献[9]研究了不规则配置给定数目反射阵元的联合拓扑和预编码优化方法优化问题, 研究表明在阵元数目相等的情况下, 不规则阵列的 IRS 可以提高系统容量. 文献[10]中研究了一种 IRS 辅助的安全无线通信系统, 联合设计 BS 的发射波束和 IRS 的反射波束, 最大限度地提高了合法通信链路的保密率.

此外, 引入 IRS 可以改善无线信道提高通信质量, 如何合理部署 IRS 改善信道也成为 IRS 重点研究方向之一^[11-16]. 文献[11]分别研究了单 IRS 和多 IRS 部署, 研究表明将 IRS 部署在靠近基站的位置可实现最高容量, 而对于多 IRS 则需要协作设计相位才能实现最高容量. 文献[12]设计了一种部署多个 IRS 辅助单用户通信的系统, 并引入图论寻找到使用户接收功率最大的 IRS 组. 文献[13]讨论了当用户直接链路被阻碍, 需要寻找到合理的 IRS 位置部署来实现用户不间断通信. 此外, 文献[14]讨论了在相同的总功率约束下, 有源 IRS 和无源 IRS 的优缺点并给出了在功率较低的情况下有源 IRS 优于无源 IRS, 而当反射阵元数目足够大时, 两者相差不大. 文献[15]在文献[12]的基础上提出了一种 IRS 辅助多用户的路由问题, 在码本和发射总功率的约束下, 使用图论中的最短路径算法找到系统的和速率最大的所有 IRS 部署位置. 文献[16]则将 IRS 位置部署和 IRS 最优相移扩展到 THz 通信中, 考虑部署多个 IRS 辅助用户在 THz 频段下通信, 通过深度强化学习优化 IRS 相位和 IRS 部署可提升 THz 通信覆盖范围.

前述研究工作极大地改善提升无线系统通信能力, 但针对实际多用户无线通信系统, 考虑所有活跃用户共同使用一个 IRS 时, 将会造成系统用户间干扰, 使

得每个活跃用户无法得到最优 IRS 反射波束, 从而导致系统和速率下降. 为此, 本文提出了一种将阵列滑窗应用于 IRS 中的无线通信系统, 通过调整滑窗参数抑制用户间干扰实现最大化系统和速率. 本文的主要工作包括: (1) 引入滑窗设计了一种基于 IRS 辅助的多用户通信方式, 提出采用在系统总发射功率和最小用户传输速率的约束下优化对应用户的滑窗参数方法, 降低用户间干扰使得系统和速率最大; (2) 针对滑窗参数优化问题的非凸性, 提出将最优的主被动波束形成通过波束路由转化图论问题, 并进一步设计一种交替优化算法优化滑窗的反射阵元数与位置等参数.

2 系统模型与波束成形设计

2.1 系统模型

基于滑窗路由的 IRS 辅助多用户通信系统模型如图 1 所示. 系统中, BS 天线阵元为 N , IRS 反射阵元为 M , 活跃用户(User Equipment, UE)数为 K . 系统假定 BS-UE 间的视距链路被阻碍, BS-UE 间通信仅能通过特定用户及与其相关联形成的滑窗而形成信号传输链路实现. 不失一般性, BS 采用均匀线性阵列(Uniform Linear Array, ULA), IRS 采用均匀矩形阵列(Uniform Rectangular Arrays, URA), 且 IRS 水平和垂直方向上的阵元分别为 M_1 和 M_2 , 且 $M_1 \times M_2 = M$. 定义 IRS 反射矩阵为 $\Phi = \text{diag}\{\beta_1 e^{j\theta_1}, \beta_2 e^{j\theta_2}, \dots, \beta_M e^{j\theta_M}\}$, 其中 $\beta_n \in [0, 1]$ 表示矩阵幅度, $\theta_n \in [0, 2\pi)$ 表示矩阵相位, 且假定所有反射阵元的幅度 β_n ($1 \leq n \leq M$) 均为 1.

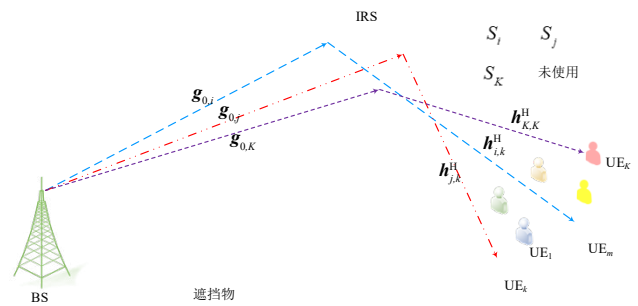


图 1 基于滑窗路由的 IRS 辅助多用户通信系统模型

滑窗形成可以采用基于用户集合和滑窗集合的反射矩阵表示, 用户集合定义为 $\mathcal{K} \triangleq \{1, 2, \dots, K\}$, 滑窗集合定义为 $\mathcal{J} \triangleq \{S_1, S_2, \dots, S_K\}$. 假设 UE_k 关联滑窗 S_j, 滑窗 S_j 对应的反射阵元为 M_j, 反射矩阵为 $\Phi_j = \text{diag}\{e^{j\theta_{j,1}}, e^{j\theta_{j,2}}, \dots, e^{j\theta_{j,M_j}}\}$. M_j 在水平和垂直方向上的反射阵元分别为 M_{j1} 和 M_{j2}, 且 M_{j1} × M_{j2} = M_j. 进一步引入路由设定, 将 BS 定义 0 节点, UE_k 定义为 k 节点, 关联 UE_k 的滑窗 S_j 定义为 j 节点, BS 到 S_j 的信道矩阵定义为 $\mathbf{g}_{0,j} \in \mathbb{C}^{M_j \times N}$, S_j 到 UE_k 的信道矩阵定义为 $\mathbf{h}_{j,k} \in \mathbb{C}^{1 \times M_j}$. 通

常,在THz通信中散射分量的功率远低于视距(Line of Sight, LoS)分量功率,LoS链路的可用信息是先验已知的并可以通过信道估计或其他高效方法^[17]获取。

在忽略散射分量情况下,UE_k与BS间的THz信道可表示为

$$\mathbf{H}_k = \mathbf{h}_{j,k}^H \Phi_j \mathbf{g}_{0,j} \quad (1)$$

引入转向矢量函数 $\mathbf{u}(\zeta, U)$,将ULA的阵列响应表示为

$$\mathbf{u}(\zeta, U) = [1, e^{-j\pi\zeta}, \dots, e^{-j\pi(U-1)\zeta}]^T \in \mathbb{C}^{U \times 1} \quad (2)$$

其中, U 表示ULA的阵元数, ζ 表示为两个阵元之间的相位差。

URA的阵列响应表示为相互正交的两个ULA阵列响应的克罗内克积,因此BS和IRS处的阵列响应 $\mathbf{a}_{\text{BS}}(\theta, N)$ 和 $\mathbf{a}_{\text{IRS}}(\varphi, \phi, M)$ 分别表示为

$$\mathbf{a}_{\text{BS}}(\theta, N) = \mathbf{u}\left(\frac{2d_B}{\lambda} \sin \theta, N\right) \quad (3)$$

$$\mathbf{a}_{\text{IRS}}(\varphi, \phi, M) = \mathbf{u}\left(\frac{2d_I}{\lambda} \sin \phi \cos \varphi, M_1\right) \otimes \mathbf{u}\left(\frac{2d_I}{\lambda} \cos \phi, M_2\right) \quad (4)$$

其中, d_B 和 d_I 分别为BS和IRS阵元间距; λ 为波长; θ 为BS的发送波束角度; φ 和 ϕ 分别表示IRS处的方位角和俯仰角。

进一步地,将BS- S_j 的信道矩阵 $\mathbf{g}_{0,j}$ 和 S_j -UE_k的信道矩阵 $\mathbf{h}_{j,k}$ 表示为阵列响应矢量组合的形式:

$$\mathbf{g}_{0,j} = G_{\text{BS}} \mathbf{g}(f, d_{0,j}) \mathbf{a}_{\text{IRS}}(\varphi_{0,j}, \phi_{0,j}, M_j) \mathbf{a}_{\text{BS}}^H(\theta_{0,j}, N) \quad (5)$$

$$\mathbf{h}_{j,k}^H = G_{\text{UE}} \mathbf{g}(f, d_{j,k}) \mathbf{a}_{\text{IRS}}^H(\varphi_{j,k}, \phi_{j,k}, M_j) \quad (6)$$

其中, G_{BS} 和 G_{UE} 分别表示发射和接收天线增益; $d_{0,j}$ 和 $d_{j,k}$ 分别为BS到 S_j 中心的距离和 S_j 中心到UE_k的距离。此外,为了实现远场辐射,假定 $d_{0,j} \geq d_0$, $d_{j,k} \geq d_0$, d_0 是满足远场辐射的最小距离,且 $d_0 \gg \sqrt{M} \times d_I^2/\lambda$, λ 表示波长^[15], $\mathbf{g}(f, d)$ 是LoS传播信道下路径损耗^[18]:

$$\mathbf{g}(f, d) = \frac{\sqrt{\beta}}{d} e^{-\frac{j2\pi d}{\lambda}} e^{-\frac{1}{2}\tau(f)d} = \frac{\sqrt{\beta}}{d} e^{-\left(\frac{j2\pi d}{\lambda} + \frac{1}{2}\tau(f)d\right)} \quad (7)$$

其中, β 表示1 m处的路径损耗; $\tau(f)$ 表示分子吸收。

将式(5)和式(6)代入式(1),进一步将UE_k与BS信道表示为

$$\mathbf{H}_k = G_{\text{BS}} G_{\text{UE}} \mathbf{g}(f, d_{0,j}) \mathbf{g}(f, d_{j,k}) \mathbf{a}_{\text{IRS}}^H(\varphi_{j,k}, \phi_{j,k}, M_j) \times \Phi_j \mathbf{a}_{\text{IRS}}(\varphi_{0,j}, \phi_{0,j}, M_j) \mathbf{a}_{\text{BS}}^H(\theta_{0,j}, N) \quad (8)$$

2.2 基于滑窗的系统和速率优化问题

为了便于分析,假定UE_m关联的滑窗为 S_n ,其中 $S_n \in \mathcal{J}$, $m \in \mathcal{K}$ 。为了构建与活跃用户数相对应的空间不相交信道,滑窗 S_n 需满足以下条件:

$$\sum_{n=1}^K M_n \leq M \quad (9)$$

$$M_n \cap M_j = 0, \forall n, j \in \mathcal{J}, n \neq j \quad (10)$$

其中,式(9)保证所有滑窗的阵元数总和不大于一IRS的

阵元总数,式(10)保证所有滑窗之间不会重合。

基于上述滑窗条件,UE_k接收信号可以表示为

$$y_k = \mathbf{H}_k \mathbf{w}_k x_k + n \quad (11)$$

其中, x_k 为BS发送信号; $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 为BS的归一化波束形成矢量且 $\|\mathbf{w}_k\|^2 = 1$; $n \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ 表示高斯白噪声。UE_k的接收功率和速率分别表示为 $\gamma_k = P_k |\mathbf{H}_k \mathbf{w}_k|^2$ 和 $R_k = w_k \log_2(1 + \gamma_k/\sigma^2 + \bar{\gamma})$, P_k 为BS发射功率, $\bar{\gamma}$ 为其他用户对UE_k的干扰。

系统和速率优化问题(P1)可表示为

$$(P1) \max_{\mathbf{w}_k, \Phi_j, P_k} R = \sum_{k=1}^K R_k = \sum_{k=1}^K w_k \log_2 \left(1 + \frac{\gamma_k}{\sigma^2 + \bar{\gamma}} \right) \quad (12)$$

$$\text{s.t. (9), (10)}$$

$$\theta_n \in [0, 2\pi) \quad (13)$$

$$R_k \geq R_{\min}, \forall k \in \mathcal{K} \quad (14)$$

$$\sum_{k=1}^K P_k = P \quad (15)$$

其中,式(13)为IRS反射阵元的相位约束;式(14)为用户最小接收速率 R_{\min} 约束;式(15)为基站发射总功率 P 约束。考虑到单位模约束和滑窗路径之间的内在耦合,(P1)问题是非凸优化问题。为此,论文提出利用联合波束形成解除式(13)和式(15)的约束,然后采用交替优化算法解决该问题。

2.3 联合波束形成设计

为了方便起见,假定所有活跃用户平均分配BS总发射功率 P ,且所有用户的权重满足 $|w_k|^2 = 1, \forall k \in \mathcal{K}$ 。UE_k所关联的滑窗 S_j 形成的BS- S_j 链路,其最优主动波束形成可按最大比传输(Maximum Ratio Transmission, MRT)得到,因此BS- S_j 的主动波束形成矢量 \mathbf{w}_k 可以表示为

$$\mathbf{w}_k = \frac{\mathbf{a}_{\text{BS}}(\theta_{0,j}, N)}{\|\mathbf{a}_{\text{BS}}(\theta_{0,j}, N)\|} e^{j\left(\frac{2\pi d_{0,j}}{\lambda}\right)}, k \in \mathcal{K} \quad (16)$$

值得注意的是,当BS阵元数目 N 足够大时,基于MRT的主动波束增益特别高,使得用户间干扰特别低,近似地认为BS到所有滑窗的波束可以完全分离^[19],因此如下表示的成立:

$$\frac{1}{N^2} \left| \mathbf{a}_{\text{BS}}(\theta_{0,j}, N) \right|^4 = \frac{1}{N} \left| \mathbf{a}_{\text{BS}}^H(\theta_{0,j}, N) \mathbf{w}_k \right|^2 = 1, k \in \mathcal{K} \quad (17)$$

$$\frac{1}{N^2} \left| \mathbf{a}_{\text{BS}}^H(\theta_{0,j}, N) \mathbf{a}_{\text{BS}}(\theta_{0,n}, N) \right|^2 = \frac{1}{N} \left| \mathbf{a}_{\text{BS}}^H(\theta_{0,j}, N) \mathbf{w}_m \right|^2 \approx 0, \quad (18)$$

$$k, m \in \mathcal{K}, k \neq k', j, n \in \mathcal{J}, j \neq n$$

如上所述,可以认为BS- S_j 的所有最优主动波束间干扰近似为0,因此BS- S_j 的接收速率达到最大。

通常, S_j -UE_k的被动波束主要与 S_j 的相位、振幅和

阵元数目有关,则生成的被动波束 ξ_j 可表示为

$$\xi_j = \text{diag}(\Phi_j) = [e^{j\theta_{j,1}}, e^{j\theta_{j,2}}, \dots, e^{j\theta_{j,M_j}}]^T \in \mathbb{C}^{M_j \times 1} \quad (19)$$

考虑到滑窗是 URA, ξ_j 分解为水平向量 ξ_{j1} 和垂直向量 ξ_{j2} , 即

$$\begin{aligned} \xi_{j1} &= [e^{j\theta_{j,11}}, e^{j\theta_{j,12}}, \dots, e^{j\theta_{j,1M_{j1}}}]^T \in \mathbb{C}^{M_{j1} \times 1} \\ \xi_{j2} &= [e^{j\theta_{j,12}}, e^{j\theta_{j,13}}, \dots, e^{j\theta_{j,1M_{j2}}}]^T \in \mathbb{C}^{M_{j2} \times 1} \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} c_{0,k}^H \xi_j &= (\mathbf{a}_{\text{IRS}}^H(\varphi_{j,k}, \phi_{j,k}, M_j) \odot \mathbf{a}_{\text{rs}}^T(\varphi_{0,j}, \phi_{0,j}, M_j)) \xi_j \\ &= \left(\left(\mathbf{u}^H \left(\frac{2d_l}{\lambda} \sin \phi_{j,k} \cos \varphi_{j,k}, M_{j1} \right) \otimes \mathbf{u}^H \left(\frac{2d_l}{\lambda} \cos \phi_{j,k}, M_{j2} \right) \right) \right. \\ &\quad \left. \odot \left(\mathbf{u}^T \left(\frac{2d_l}{\lambda} \sin \phi_{0,j} \cos \varphi_{0,j}, M_{j1} \right) \otimes \mathbf{u}^T \left(\frac{2d_l}{\lambda} \cos \phi_{0,j}, M_{j2} \right) \right) \right) \xi_j \\ &= \left(\mathbf{u}^H \left(\frac{2d_l}{\lambda} \alpha_{0,j,k}^1, M_{j1} \right) \xi_{j1} \right) \otimes \left(\mathbf{u}^H \left(\frac{2d_l}{\lambda} \alpha_{0,j,k}^2, M_{j2} \right) \xi_{j2} \right) \end{aligned} \quad (22)$$

其中, $\alpha_{0,j,k}^1 = \sin \phi_{j,k} \cos \varphi_{j,k} - \sin \phi_{0,j} \cos \varphi_{0,j}$, $\alpha_{0,j,k}^2 = \cos \phi_{j,k} - \cos \phi_{0,j}$, 且取值范围都为 $[-4d_l/\lambda, 4d_l/\lambda]$.

由式(22)可得到,被动波束的最优水平和垂直矢量分别为 $\mathbf{u} \left(\frac{2d_l}{\lambda} \alpha_{0,j,k}^1, M_{j1} \right)$ 和 $\mathbf{u} \left(\frac{2d_l}{\lambda} \alpha_{0,j,k}^2, M_{j2} \right)$, 即角度对准. 为此,滑窗中每个反射阵元可表示为

$$[\Phi_j]_e = e^{j(\angle \mathbf{a}_{\text{IRS}}(\varphi_{j,k}, \phi_{j,k}, M_j) - \angle \mathbf{a}_{\text{ms}}(\varphi_{0,j}, \phi_{0,j}, M_{j,k}))} \quad (23)$$

其中, $e \in M_j$ 为滑窗 S_j 中的任意阵元.

$$\begin{aligned} \text{(P2)} \quad \max_{k \in \mathcal{K}, S_j \in \mathcal{J}} \sum_{k=1}^K R_k &= \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{\gamma_k}{\sigma^2} \right) = \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{P_k \left| o_k c_{0,k}^H \xi_j \mathbf{a}_{\text{BS}}^H(\theta_{0,j}, N) \frac{\mathbf{a}_{\text{BS}}^H(\theta_{0,j}, N)}{\|\mathbf{a}_{\text{BS}}^H(\theta_{0,j}, N)\|} e^{j\left(\frac{2\pi d_{0,j}}{\lambda}\right)} \right|^2}{\sigma^2} \right) \\ &= \sum_{k=1}^K \log_2 (1 + v_j M_j^2) \end{aligned} \quad (24)$$

s.t. (9), (10), (14)

这里, $v_j = \frac{NP_k (\beta G_{\text{BS}} G_{\text{IRS}})^2 (d_{0,j} d_{j,k})^{-2} e^{-\tau(f)d_{0,j} + \tau(f)d_{j,k}}}{\sigma^2}$ 对

于问题(P2),由于滑窗约束之间的相互耦合,因此常规方法还是难以解决,下面将其重塑为图优化问题来解决.

构造一个有向加权图 $G=(V, E)$, 其中顶点集合 V 是由系统中的 1 个 BS、 K 个用户和 K 个滑窗组成的 $2K+1$ 个节点,边集合 E 是由 $2K$ 条主被动信号传输链路构成. 因此,点集和边集可以分别表示为

$$V = \{0, 1, \dots, 2K\} \quad (25)$$

$$E = \{(0, j) \cup (j, k) \mid j \in \mathcal{J}, k \in \mathcal{K}\} \quad (26)$$

进一步地,定义每条边的权重,边 $(0, j)$ 的权重定义为 $R_{0,j}$, 边 (j, k) 的权重定义为 $R_{j,k}$, 其中 $R_{0,j} + R_{j,k} = R_k$. 问题(P2)就可以改写为问题(P3), 在图 G 中找到 K 条路径,使得路径权重和最大:

因此,BS-UE_k的信道矩阵改为

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_k &= G_{\text{BS}} G_{\text{UE}} g(f, d_{0,j}) g(f, d_{j,k}) \mathbf{a}_{\text{IRS}}^H(\varphi_{j,k}, \phi_{j,k}, M_j) \\ &\quad \times \Phi_j \mathbf{a}_{\text{IRS}}(\varphi_{0,j}, \phi_{0,j}, M_j) \mathbf{a}_{\text{BS}}^H(\theta_{0,j}, N) \\ &= o_k c_{0,k}^H \xi_j \mathbf{a}_{\text{BS}}^H(\theta_{0,j}, N) \end{aligned} \quad (21)$$

其中, $o_k = G_{\text{BS}} G_{\text{UE}} g(f, d_{0,j}) g(f, d_{j,k})$.

由式(21)可看出,与被动波束相关的是两个滑窗阵列响应的哈达玛积 $c_{0,k}^H$, 将 ξ_j 与 $c_{0,k}^H$ 两者结合得到:

因此,按照上述实现 S_j -UE_k 间的被动波束形成,则用户的接收速率达到最大.

3 滑窗路由优化算法

基于前述联合波束形成设计,针对问题(P1),通过最优主被动波束形成使得式(13)和式(15)约束不存在,考虑到用户间干扰可近似为 0, 即 $\bar{\gamma}=0$, 问题(P1)进一步简化为问题(P2):

$$\text{(P3)} \quad \max_{k \in \mathcal{K}, j \in \mathcal{J}} \sum_{k=1}^K R_{0,j} + R_{j,k} \quad (27)$$

s.t. (9), (10), (14)

对于构造的图 G , 从 BS 到任意用户的信号传输链路对应 G 中从节点 0 经滑窗节点到对应用户节点的链路并自动满足约束条件. 对于问题(P3), 传统的穷举搜索法等能够解决该问题, 但是穷举的复杂度较高. 事实上, 由于滑窗数目和距离是耦合的, 使得问题 (P3) 是一个非凸问题, 采用文献[5]的思想, 通过解耦将非凸问题分解为滑窗反射阵元数目和 BS-滑窗-UE 的距离两个子问题.

为了求解上述两个子问题, 提出一种低复杂度的改进交替优化算法. 具体优化算法描述如下.

3.1 固定滑窗位置优化阵元数目

当固定滑窗位置时 v_j 被固定, 问题(P3)是关于 M_j 的最大优化问题, 则问题(P3)可以表示为

$$\min -\sum_{j=1}^K \log_2(1+v_j M_j^2) \quad (28)$$

$$\text{s.t.} \quad (9)$$

$$M_j \geq \sqrt{\frac{2^{R_{\min}}-1}{v_j}} \quad \forall j \in \mathcal{J} \quad (29)$$

其中,约束条件分别为单个用户最小接收速率约束和 IRS 反射阵元数目约束,且 M_j 为整数.

由式(28)可看出,目标函数是标准的带约束多元函数最小值优化问题,采用 KKT 条件直接求解. 定义拉格朗日函数为

$$L(M, \lambda, \mu) = -\sum_{j=1}^K \log_2(1+v_j M_j^2) + \sum_{j=1}^K \lambda_j \left(\sqrt{\frac{2^{R_{\min}}-1}{v_j}} - M_j \right) + \mu \left(\sum_{j=1}^K M - M_j \right) \quad (30)$$

对变量 $M_j, j \in K$ 求导,使得变量偏导等于 0,检查互补松弛条件,即拉格朗日乘子与约束函数的乘积为 0,保证问题本身的约束和拉格朗日乘子都是非负的,则进一步得到如下表示式:

$$\frac{dL}{dM_j} = \frac{v_j M_j}{(1+v_j M_j^2) \ln(2)} - \lambda_j - \mu = 0 \quad (31)$$

$$\lambda_j \left(\sqrt{\frac{2^{R_{\min}}-1}{v_j}} - M_j \right) = 0, \mu(M - M_j) = 0 \quad (32)$$

$$M_j \geq \sqrt{\frac{2^{R_{\min}}-1}{v_j}}, M \geq \sum_{j=1}^K M_j, \lambda_j \geq 0, \mu \geq 0 \quad (33)$$

通过讨论拉格朗日乘子是否大于 0,对比求得的解与约束条件,若不满足约束条件则舍去,若满足则作为候选解,并将所有满足该问题的解代入计算最小值并输出作为最优滑窗阵元数目组合 $M = \{M_1, M_2, \dots, M_K\}$.

3.2 固定阵元数目优化滑窗位置

事实上,整个 IRS 中相同滑窗阵元数目的组合存在多个 BS-滑窗-UE 的距离,因此需要求得 BS-滑窗-UE 的最优距离 $d_{i,j}$. 滑窗阵元数目被固定后,使得每个滑窗所对应用户的接收速率是独立的,当忽略用户间干扰后,则最大化系统和速率等价于最大化每个用户的接收速率,问题(P3)可表示为

$$\min_{S_j \in \mathcal{J}, k \in \mathcal{K}} \frac{1}{v_j \sigma^2 M_j^2} \quad (34)$$

$$\text{s.t.} \quad \sigma^2 v_j M_j^2 \geq (2^{R_{\min}} - 1) \sigma^2 \quad (35)$$

对式(35)取对数可得:

$$\min_{S_j \in \mathcal{J}, k \in \mathcal{K}} \ln \frac{d_{0,j}}{\sqrt{N\beta}} + \frac{1}{2} \tau(f) d_{0,j} + \ln \frac{d_{j,k}}{\sqrt{\beta} M_j} + \frac{1}{2} \tau(f) d_{k,j} \quad (36)$$

当滑窗阵元数目被固定后,求解问题由和速率变为功率,需要重新给图 G 定义边的权重,这里定义边 $(0,j)$ 的权重为 $\ln d_{0,j}/\sqrt{N\beta} + \tau(f)d_{0,j}/2$,边 (j,k) 的权重为 $\ln d_{j,k}/\sqrt{\beta} M_j + \tau(f)d_{k,j}/2$.

满足条件(1)滑窗与用户一一对应;(2)滑窗阵元数目固定;(3)滑窗相互独立且互不干扰时,则问题(P3)是可以通过在图 G 中找到 K 条路径组合,使得每个目标顶点的路径权重都达到最小的单源多目标最短路径问题. 考虑到滑窗节点只能被使用一次且边权重非负,因此可以采用最小费用最大流算法求解.

给定滑窗阵元组合,首先构造类似前述的有向图,将目标节点(用户)作为汇点,并计算每条边的权重作为该边的费用;创建超级源点,构建超级源点和源点(BS)的边,且设定边容量为 K 、费用为 0;创建超级汇点,构建 K 条超级汇点和汇点的边,且设定边容量为 1、费用为 0. 为了满足中间节点(滑窗)只能与一个汇点关联的约束,源点到中间节点的边、中间节点到汇点的边的容量都设定为 1. 然后,求解从超级源点到超级汇点的最小费用最大流,分析还原出源点到每个汇点的路径,即为 BS 经滑窗到每个用户的信号传输链路. 最后,将该滑窗阵元数目所有的组合按照最小费用最大流算法求解并比较,最终得出最优滑窗位置.

最后,通过对上述两个子问题的交替优化,实现滑窗路由优化如算法 1.

算法 1 交替优化算法

初始化 滑窗 $M_j, d_{0,j}, d_{j,k}$, 其中 $k \in \mathcal{K}, j \in \mathcal{J}$

步骤 1 固定 $d_{0,j}, d_{j,k}$, 优化滑窗阵元数目 M_j

步骤 2 交换变量,固定 M_j , 优化滑窗位置

步骤 3 判断收敛,直至目标函数的相对增量不超过阈值

步骤 4 输出优化问题(P3)结果

4 实验结果与分析

假设基站和 4 个活跃用户以及 IRS 的部署和初始滑窗位置如图 3 所示,且 IRS 尺寸($m \times m$)为 $(M_1 + 1)d_j \times (M_2 + 1)d_j$, BS 与 IRS 中心间距为 50 m, 用户 1 和用户 3 位于 IRS 的左侧且与 IRS 中心的间距分别为 2 m 和 $2\sqrt{5}$ m, 用户 2 和用户 4 位于 IRS 的右侧且与 IRS 中心的间距分别为 2 m 和 $2\sqrt{5}$ m. 基站天线配备 128 个阵元且天线增益为 $G_{\text{BS}} = 4 + 10 \log_{10}(\sqrt{N})$, 单天线用户的接收天线增益为 0 dBi. 载波频率为 0.14 THz, 基站和 IRS 的阵元间距均假定为 $\lambda/2$, 参考距离 1 m 处的 LoS 路径损耗为 $\beta = (\lambda/4\pi)^2$, 用户接收机噪声功率 $\sigma^2 = -100$ dBm, 分子吸收 $t(0.14T) = 1.83 \times 10^{-5}/\text{m}$.

为了进行性能对比,考虑了以下四种基准方案. 方

案一^[5]:两阶段算法,所有用户共用整块 IRS,通过半定松弛优化 IRS 相位,MMSE 优化发射波束. 方案二^[20]:所有用户共用整块 IRS,通过分式规划后交替优化主被动波束形成. 方案三:随机路由方案,方案先给出滑窗组合,然后用户随机选择滑窗辅助通信. 方案四:固定分块路由方案,先将 IRS 按照固定比例分块,用户固定选择对应的块辅助通信.

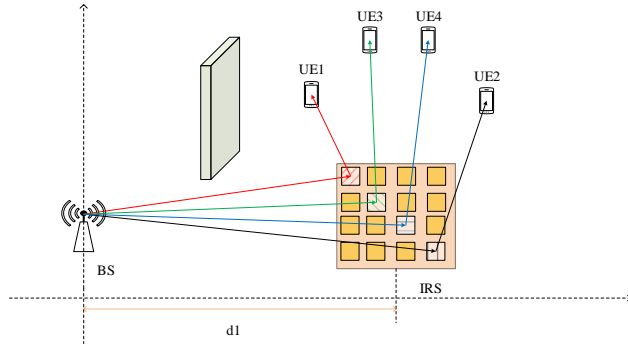


图2 多用户模拟图

4.1 LoS 信道下的和速率性能对比

为了分析方便,表 1 中给出了发射总功率为 $P=30$ dBm,不同 IRS 阵元数时活跃用户 1 和 2 所对应的滑窗路由坐标.

图 3 实验仿真对比了本文提出的方案与方案一和方案二的和速率性能. 由图 3 可以看出,当发射功率较小时,三种方案的和速率相差不大,但随着发射功率的增加则和速率不断增大且性能提升越明显. 与方案一和方案二的所有用户共用整块 IRS 相比,本文方案的和速率提升了 5 bps/Hz 左右,所有用户共用整块 IRS 不能构成空间不相交的信道而使得用户间存在一定干扰,而本文提出滑窗路由可以构成空间不相交信道抵消用户间干扰使得和速率提高. 图 4 实验仿真对比了本文提出的方案与方案三和方案四的和速率性能. 由图 4 可以看出,当 IRS 阵元数较小时,所提出的方案和基准方案三和四差距不大,这因为 IRS 数较小时,IRS 的面积较小,导致滑窗路由带来的增益较小,而随着 IRS 数的增多,IRS 的面积增大,且能够提供更高的滑窗自由度,因此和速率会更大.

4.2 莱斯信道下的和速率性能对比

将滑窗反射等参数扩展到莱斯信道中,并考虑通用的路径损耗模型:

$$L(d) = C_0 \left(\frac{d}{D_0} \right)^{-\alpha} \quad (37)$$

$$H = \sqrt{\frac{\kappa}{1+\kappa}} H^{\text{LoS}} + \sqrt{\frac{1}{1+\kappa}} H^{\text{NLoS}} \quad (38)$$

其中, $C_0 = \beta$ 表示参考距离 $D_0 = 1$ m 处的路径损耗, α 表

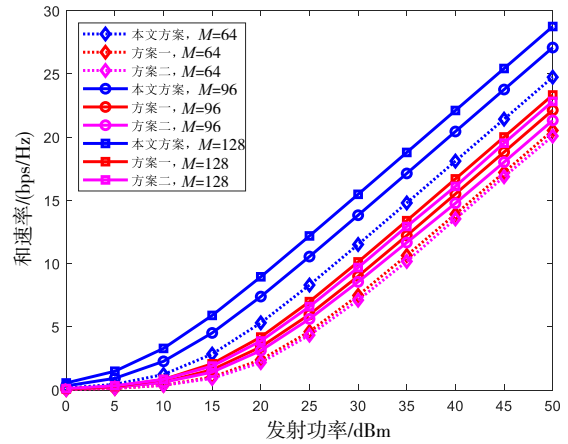


图3 LoS 信道下,发射功率与和速率的关系

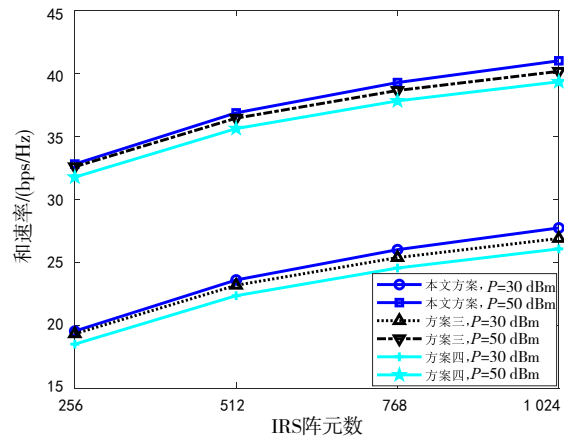


图4 LoS 信道下,IRS 阵元数与和速率的关系

示路径损耗指数. 这设定 BS-IRS 和 IRS-UE 间的路径损耗因子为 2.8,莱斯因子为 $\kappa = 3$ dB.

图 5 实验仿真对比了莱斯信道下本文提出的方案与方案一和方案二的和速率性能. 由图 5 可以看出,当发射功率较低和 IRS 反射阵元数较少时,使用整块 IRS 的和速率大于分块的和速率,这是因为发射功率低时,用户接收功率低且干扰也较低,但使用整个 IRS 的增益却大于使用滑窗的增益. 此外,当发射功率和 IRS 反射阵元数增加时和速率增大,说明提出的方案在莱斯信道下且反射阵元数和发射功率较高的情况下,降低干扰的能力也是大于方案一和方案二. 图 6 实验仿真对比了莱斯信道下本文提出的方案三和方案四的和速率与 IRS 阵元数的关系. 由图 6 可以看出,随着反射阵元数增加,使用滑窗路由的和速率优于方案三和方案四,这与 LoS 信道的效果类似.

图 7 实现仿真了莱斯信道下活跃用户数为 4 个时发射功率与和速率的关系,并在表 2 给出了 $M=1024$ 时总功率为 30 dBm 的滑窗路由坐标.

表 1 用户 1 和 2 对应的滑窗路由坐标

| | M=256 | | M=526 | | M=768 | | M=1 024 | |
|------|------------------|-----|------------------|-----|------------------|-----|------------------|-----|
| | 坐标 | 阵元数 | 坐标 | 阵元数 | 坐标 | 阵元数 | 坐标 | 阵元数 |
| 基站 | (0,0,30) | 128 | (0,0,30) | 128 | (0,0,30) | 128 | (0,0,30) | 128 |
| 滑窗 1 | (40,0.033 6,0) | 128 | (40, 0.067 2,0) | 256 | (40,0.095 5,0) | 384 | (40,0.134 4,0) | 512 |
| 滑窗 2 | (40, -0.033 6,0) | 128 | (40, -0.067 2,0) | 256 | (40, -0.095 5,0) | 384 | (40, -0.134 4,0) | 512 |
| 用户 1 | (41,1,1,1.414) | 1 | (41,1,1,1.414) | 1 | (41,1,1,1.414) | 1 | (41,1,1,1.414) | 1 |
| 用户 2 | (41, -1,1.414) | 1 | (41, -1,1.414) | 1 | (41, -1,1.414) | 1 | (41, -1,1.414) | 1 |

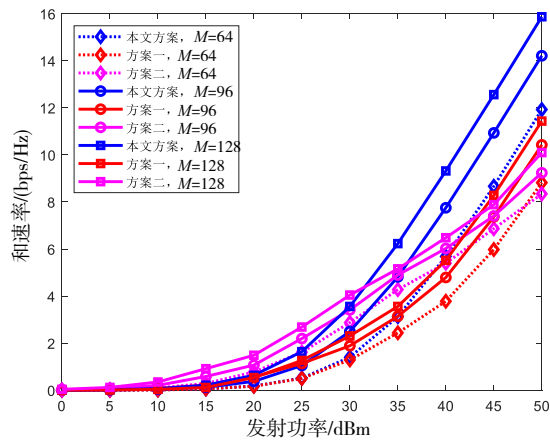


图 5 莱斯信道下发射功率与和速率的关系

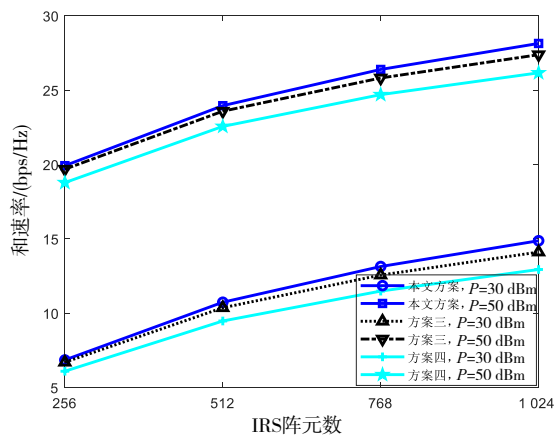


图 6 莱斯信道下 IRS 阵元数与和速率的关系

表 2 P=30 dBm, M=1 024, 4 个用户对应的滑窗路由坐标

| | 坐标 | 阵元数 |
|------|------------------------|-----|
| 基站 | (0,0,30) | 128 |
| 滑窗 1 | (40,0.034 7,0) | 260 |
| 滑窗 2 | (40, -0.034 7,0) | 260 |
| 滑窗 3 | (40,0.102 9,0) | 252 |
| 滑窗 4 | (40, -0.102 9,0) | 252 |
| 用户 1 | (41,1,1.414 2) | 1 |
| 用户 2 | (41, -1,1.414 2) | 1 |
| 用户 3 | (41.414 2, 1.414 2,4) | 1 |
| 用户 4 | (41.414 2, -1.414 2,4) | 1 |

由图 7 可以看出,当 IRS 反射阵元数较小时,使用整块 IRS 辅助 4 个用户的和速率大于使用滑窗路由对应 4 个用户的和速率,这是因为当用户扩展到 4 个用户时,每个用户分得的 IRS 阵元数减少,其获得增益减小且低于对应整块 IRS 增益与用户间干扰之差. 随着 IRS 阵元数增加,提出的方案的和速率大于使用整块 IRS 的和速率,这是因为所提出的方案中构建了 4 条空间不交叉信道使得干扰近似为 0,从而即使用户的接收功率较低,也可以得到较高的和速率.

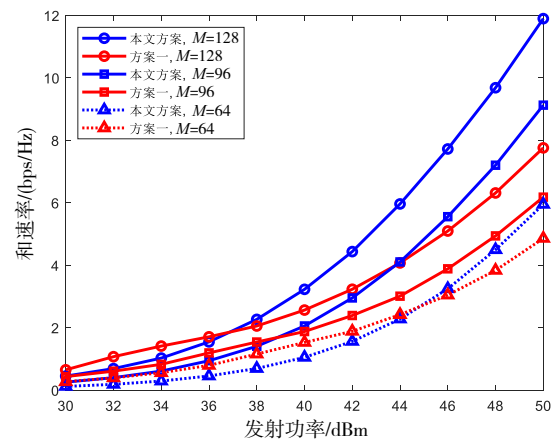


图 7 莱斯信道下 4 个用户发射功率与和速率的关系

5 结论

考虑到 THz 的严重衰减传播和系统多用户间干扰问题,本文研究了一种基于阵列滑窗和波束路由的 IRS 辅助 THz 通信系统. 通过最优主被动波束形成和采用交替优化算法优化对应用户的滑窗路由能有效降低用户间干扰,提升系统和速率. 尽管如此,所提方案仍存在滑窗分配灵活性不够、信道模型分析不够全面以及系统仅考虑单小区等问题,这将成为未来的研究方向.

参考文献

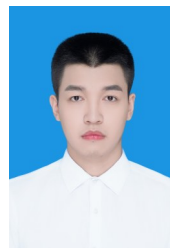
[1] YOU X, WANG C X, HUANG J, et al. Towards 6G wireless communication networks: Vision, enabling technologies, and new paradigm shifts[J]. Science China Information Sciences, 2021, 64: 1-74.

- [2] BASAR E, DI RENZO M, DE ROSNY J, et al. Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces [J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 116753-116773.
- [3] DAI L, WANG B, WANG M, et al. Reconfigurable intelligent surface-based wireless communications: Antenna design, prototyping, and experimental results[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 45913-45923.
- [4] HAN C, BICEN A O, AKYILDIZ I F. Multi-ray channel modeling and wideband characterization for wireless communications in the terahertz band[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 14(5): 2402-2412.
- [5] WU 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.
- [6] WU Q, ZHANG R. Towards smart and reconfigurable environment: Intelligent reflecting surface aided wireless network[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2019, 58(1): 106-112.
- [7] WU Q, ZHANG R. Beamforming optimization for wireless network aided by intelligent reflecting surface with discrete phase shifts[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2019, 68(3): 1838-1851.
- [8] YOU C, ZHENG B, ZHANG R. Fast beam training for IRS-assisted multiuser communications[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(11): 1845-1849.
- [9] SU R, DAI L, TAN J, et al. Capacity enhancement for reconfigurable intelligent surface-aided wireless network: From regular array to irregular array[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(5): 6392-6403.
- [10] CUI M, ZHANG G, ZHANG R. Secure wireless communication via intelligent reflecting surface[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2019, 8(5): 1410-1414.
- [11] KANG Z, YOU C, ZHANG R. IRS-aided wireless relaying: Deployment strategy and capacity scaling[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 11(2): 215-219.
- [12] MEI W, ZHANG R. Cooperative beam routing for multi-IRS aided communication[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 10(2): 426-430.
- [13] LIANG R, FAN J, LUO J, et al. A multi-route cascaded IRSs beamforming scheme for mmWave communication systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(6): 6813-6818.
- [14] ZHI K, PAN C, REN H, et al. Active RIS versus passive RIS: Which is superior with the same power budget?[J]. *IEEE Communications Letters*, 2022, 26(5): 1150-1154.
- [15] MEI W, ZHANG R. Multi-beam multi-hop routing for intelligent reflecting surfaces aided massive MIMO[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 21(3): 1897-1912.
- [16] HUANG C, YANG Z, ALEXANDROPOULOS G C, et al. Multi-hop RIS-empowered terahertz communications: A DRL-based hybrid beamforming design[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2021, 39(6): 1663-1677.
- [17] NING B, CHEN Z, CHEN W, et al. Terahertz multi-user massive MIMO with intelligent reflecting surface: Beam training and hybrid beamforming[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(2): 1376-1393.
- [18] TANG W, CHEN M Z, CHEN X, et al. Wireless communications with reconfigurable intelligent surface: Path loss modeling and experimental measurement[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 20(1): 421-439.
- [19] NGO H Q, LARSSON E G, MARZETTA T L. Aspects of favorable propagation in massive MIMO[C]//2014 22nd European Signal Processing Conference (EUSIPCO). Piscataway: IEEE, 2014: 76-80.
- [20] GUO H, LIANG Y C, CHEN J, et al. Weighted sum-rate maximization for reconfigurable intelligent surface aided wireless networks[J]. *IEEE transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(5): 3064-3076.

作者简介



张祖凡 男,1972年11月出生,湖北石首人。重庆邮电大学教授、博士生导师。主要研究研究方向为无线通信、移动社交网络、机器学习等。
E-mail: zhangzf@cqupt.edu.cn



陆坤江 男,1998年11月出生,重庆人。重庆邮电大学硕士研究生。主要研究方向为无线通信、智能反射面、波束形成。
E-mail: 810384852@qq.com



张晨璐 男,1981年出生,湖北恩施人。Vivo通信研究院深圳研发中心总监。主要研究方向为5G、6G国际标准化研究等。
E-mail: zhangchenlu@vivo.com