

# IRS 多分区辅助太赫兹多子阵列波束成形设计

张祖凡<sup>1</sup>, 唐睿<sup>1,2</sup>

(1. 重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065; 2. 重庆移通学院通信与信息工程学院, 重庆 401520)

**摘要:** 在智能反射表面 (IRS) 辅助太赫兹 (THz) 通信系统中, 为突破信道稀疏性对系统空间多路复用增益的限制, 提出收发端采用宽间隔多子阵列混合波束成形架构, 设计 IRS 多分区辅助 THz 多子阵列的传输方案。首先, 基于频谱效率最大化原则, 构建一个含有多变量耦合和非凸约束的非凸目标函数; 然后, 将优化问题解耦成 2 个易于求解的子问题, 即 IRS 反射系数矩阵设计问题和收发端混合波束成形矩阵设计问题; 最后, 采用黎曼流形优化算法计算 IRS 反射系数矩阵, 并通过数理推导得到混合波束成形矩阵的闭式解。仿真结果表明, 与基准方案相比, 所提方案可以获得更好的频谱效率。

**关键词:** 智能反射表面; 两级空间多路复用; 混合波束成形; 黎曼流形优化

**中图分类号:** TN92

**文献标志码:** A

**DOI:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2023158

## Design of beamforming for IRS multi-partition-aided THz multi-subarray

ZHANG Zufan<sup>1</sup>, TANG Rui<sup>1,2</sup>

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

2. School of Communications and Information Engineering, Chongqing College of Mobile Communication, Chongqing 401520, China

**Abstract:** In the IRS-aided THz communication system, in order to break the channel sparsity limitation on the system spatial multiplexing gain, a hybrid beam forming architecture with wide-spaced multi-subarrays at the transceiver/transmitter side was proposed and the transmission scheme of IRS multi-partition-aided THz multi-subarrays was designed. Firstly, a non-convex objective function with multivariate coupling and non-convex constraints was constructed based on the principle of maximizing spectrum efficiency. Then, the optimization problem was decoupled into two easy-to-solve sub-problems, namely, the reflection coefficient matrix design of IRS and the hybrid beamforming matrix design at the transceiver/receiver. Finally, the Riemannian manifold optimization algorithm was used to calculate the reflection coefficient matrix of IRS, and the closed solution of the hybrid beamforming matrix design at the transceiver/receiver was obtained through mathematical derivation. Simulation results show that compared with the baseline scheme, the proposed scheme can achieve better spectrum efficiency.

**Keywords:** intelligent reflecting surface, two-level spatial multiplexing, hybrid beamforming, Riemannian manifold optimization

收稿日期: 2023-04-18; 修回日期: 2023-08-11

通信作者: 唐睿, 1462354712@qq.com

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62202077); 重庆市教育委员会科学技术研究计划重大基金资助项目 (No.KJZD-M201900601); 重庆市教育委员会科学技术研究计划青年基金资助项目 (No.KJQN0202200609)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No.62202077), The Major Project of Science and Technology Research Program of Chongqing Education Commission of China (No.KJZD-M201900601), The Youth Project of Science and Technology Research Program of Chongqing Municipal Education Commission of China (No.KJQN0202200609)

## 0 引言

新兴的数据密集型应用,如增强现实、全息投影、触觉互联网等,促使流量需求不断增长。太赫兹 (THz, terahertz) 通信因为拥有超大带宽,满足高数据传输速率需求,有望成为下一代无线通信系统<sup>[1]</sup>。但 THz 频段的超高路径损耗限制了 THz 通信距离,为此,常将其与大规模多输入多输出 (MIMO, multiple-input multiple-output) 技术相结合,借助大规模 MIMO 产生的高阵列增益来补偿路径损失,同时支持多个数据流传输,提供多路复用增益,进一步提升系统的频谱效率<sup>[2]</sup>。然而,大规模 MIMO 技术的高硬件成本和高能耗,给网络的实际部署带来了挑战。智能反射表面 (IRS, intelligent reflecting surface) 技术为有效解决网络部署问题提供了转机。具体而言,IRS 是由大量低成本的无源反射元件组成的可重构平面,每个反射元件以可编程的方式独立调整入射电磁波的相移和振幅,从而实现智能配置传播环境,以提升无线通信网络性能<sup>[3]</sup>。因具有造价低、易部署、可主动智能地调控无线传播环境等优点,IRS 被纳入下一代无线通信的关键使能技术<sup>[4]</sup>。

近年来,IRS 在无线通信中的应用被广泛研究。实物设计方面,文献[5]构建了 IRS 的物理和电磁模型,并表明一个含有 256 个反射元件的 IRS 仅需消耗 0.72 W 功率。文献[6]设计了 IRS 辅助无线通信的原型并进行了现场实验,验证了 IRS 提升系统性能的实操性。理论研究方面,有传输协议设计<sup>[7]</sup>、物理层安全<sup>[8-9]</sup>、调制/编码<sup>[10]</sup>等研究。在众多关键技术研究中,如何联合优化 RIS 反射系数和发射端波束成形矩阵,以最大限度获得 IRS 性能增益是一个关键的问题。很多工作采用交替优化 (AO, alternating optimization) 的基本思想求解上述问题,文献[11]通过交替优化发射协方差矩阵或 IRS 反射相移矩阵,得到了 IRS 点对点 MIMO 通信系统的基本容量限制;文献[12]在大型 IRS 辅助下行毫米波 MIMO 系统中,通过最小化混合波束成形与最优全数字波束成形的距离,交替优化收发端的混合波束成形,在此基础上,以最大化系统频谱效率为目标,设计了 IRS 反射波束成形;与文献[12]不同的是,在文献[13]中,收发器混合波束成形中的模拟波束成形、IRS 模拟波束成形都采用低分辨率的相移器,通过交替优化的方式联合优化模拟波束成形和 IRS 反射波束成形,接着利用等效信道奇异值分解

(SVD) 得到数字波束成形,进一步提升了系统的频谱效率。但基于交替优化的算法只能收敛到局部最优解,且存在复杂度较高的问题。文献[14]提出一种基于分数阶编程的联合波束算法,推导联合闭式解,以解决联合优化发射端有源波束成形和 RIS 的无源波束成形计算复杂度高和耗时长的问题。文献[15]首先将有源和无源波束成形矩阵解耦,得到最优有源波束成形解,将 IRS 无源波束成形设计问题推导为一个非凸二次约束二次规划问题,采用低复杂度的连续闭式解 (SCF, successive closed form) 算法求解 IRS 无源波束成形矩阵,并在 IRS 连续相移和离散相移中均能以较低复杂度达到较高频谱效率性能。

然而,现有 IRS 辅助通信系统中,波束成形设计多基于全连接 (FC, fully-connected)<sup>[15]</sup>、部分子连接 (AoSA, array-of-subarray) 或动态子连接 (DAoSA, dynamic array-of-subarray) 架构<sup>[16-17]</sup>,但系统固有的半波长天线阵列架构以及信息传输中的平面波假设,使系统的空间多路复用增益受到可分辨路径数限制,特别是在诸如 THz 通信的高频段通信中,信道具有极高的传播衰减和散射损耗,以及稀疏性<sup>[18]</sup>。在传统架构下,通过改进算法提升系统的频谱效率遇到了瓶颈。因此,新的体系结构的提出是提升 IRS 辅助通信系统空间多路复用增益及系统频谱效率的一大突破口。

受文献[19]中提出的两级空间多路复用启发,本文针对 IRS 辅助的 THz-MIMO 点对点通信系统,联合设计收发端的天线子阵列和 IRS 分组,建立基于克罗内克积的信道模型;在该模型下,以最大化系统的频谱效率为目标,构建了一个非凸优化函数,利用优化函数的限制条件互不耦合的特点,将原问题解耦为 2 个子问题进行求解。不同的是,本文不再考虑传统的平面波假设,而是在收发端不同子阵列之间,以及 IRS 不同组之间考虑球面波传播,优化 IRS 反射波束成形的同时,推导出收发端的混合波束成形矩阵和组合矩阵的闭合式。

## 1 系统模型和问题描述

### 1.1 系统模型

THz 通信中,由于载波波长较短,绕射障碍物能力差,收发端的视线线路 (LoS, line of sight) 极易被阻断。针对 IRS 辅助 THz-MIMO 系统,假设收发端之间的 LoS 被障碍物阻断,需要依赖 IRS 建立有效的通信链路。为了获取更加丰富的空间多路

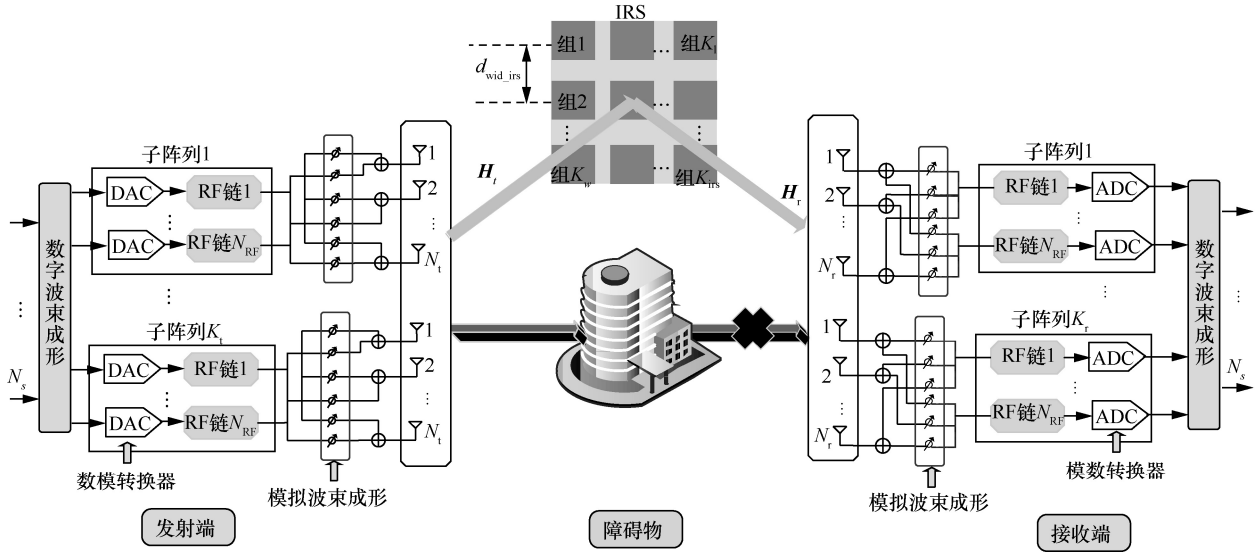


图 1 MSMG-IRS 辅助 WSMS THz-MIMO 混合波束成形系统

复用增益,收发端处采用宽间隔多子阵列 (WSMS, widely-spaced multi-subarray) 混合波束成形结构,并设计对应的宽间隔多分区 IRS (MSMG-IRS, widely-spaced multi-group IRS) 架构。

考虑如图 1 所示的 MSMG-IRS 辅助 WSMS THz-MIMO 混合波束成形系统。该系统由发射端、IRS、接收端三部分组成。设发射端共有  $N_{RF\_t\_tot}$  条射频 (RF, radio frequency) 链和  $N_{t\_tot}$  根天线,将其均匀地分成  $K_t$  个两两间隔为  $d_{wid\_t}$  的子阵列,每个子阵列配置了  $N_{RF\_t}$  条射频链和  $N_t$  根间距为  $d = \frac{\lambda}{2}$  的天线,即  $N_{RF\_t\_tot} = K_t N_{RF\_t}$ 、 $N_{t\_tot} = K_t N_t$ 。类似地,接收端共有  $N_{RF\_r\_tot}$  条 RF 链和  $N_{r\_tot}$  根天线,将其均匀地分成  $K_r$  个两两间隔为  $d_{wid\_r}$  的子阵列,每个子阵列配置了  $N_{RF\_r}$  条射频链和  $N_r$  根间距为  $d = \frac{\lambda}{2}$  天线,即  $N_{RF\_r\_tot} = K_r N_{RF\_r}$ 、 $N_{r\_tot} = K_r N_r$ 。IRS 共有  $N_{irs\_tot}$  个反射元件,均匀地分成  $K_{irs}$  组间隔为  $d_{wid\_irs}$ 、每组包含  $N_{irs}$  个均匀间隔为  $d = \frac{\lambda}{2}$  的反射元件,即  $N_{irs\_tot} = K_{irs} N_{irs}$ 。

发射端发送  $N_s$  条并行数据流,表示为  $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ ,且有  $\mathbb{E}[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = \mathbf{I}_{N_s}$ ,  $\mathbb{E}$  表示期望,  $(\mathbf{A})^H$  表示矩阵的共轭转置,  $\mathbf{I}_{N_s}$  表示  $N_s \times N_s$  的单位矩阵。

其中,传输数据流数、收发端 RF 链数、收发端天线数的关系为  $N_s \leq N_{RF\_t\_tot} \leq N_{t\_tot}$ 、

$1 \leq N_{RF\_t} \leq N_t$ 、 $N_s \leq N_{RF\_r\_tot} \leq N_{r\_tot}$ 、 $1 \leq N_{RF\_r} \leq N_r$ 。发射信号  $\mathbf{s}$  首先经过数字波束成形器  $\mathbf{F}_{BB} \in \mathbb{C}^{N_{RF\_t\_tot} \times N_s}$ ,通过 RF 链路映射到射频域,再经过模拟波束成形器  $\mathbf{F}_{RF} \in \mathbb{C}^{N_{t\_tot} \times N_{RF\_t\_tot}}$  的相移网络,通过发射端天线辐射后得到发送信号为

$$\mathbf{x} = \sqrt{\rho} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \mathbf{s} \quad (1)$$

其中,  $\rho$  表示信号发送功率。由于各个子阵列之间的射频链是相互独立的,因此模拟波束成形矩阵  $\mathbf{F}_{RF}$  是块对角结构,即  $\mathbf{F}_{RF} = \text{diag}(\mathbf{F}_{RF,1}, \mathbf{F}_{RF,2}, \dots, \mathbf{F}_{RF,K_t})$ ,  $\mathbf{F}_{RF,i} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_{RF\_t}}$  表示单个子阵列的模拟波束成形矩阵,且  $\mathbf{F}_{RF,i} = [\boldsymbol{\theta}_{i,1}, \boldsymbol{\theta}_{i,2}, \dots, \boldsymbol{\theta}_{i,N_{RF\_t}}]$ ,  $\boldsymbol{\theta}_{i,n}$  为  $\mathbf{F}_{RF,i}$  的第  $n$  列,  $\boldsymbol{\theta}_{i,n} \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ ,  $n = 1, 2, 3, \dots, N_{RF\_t}$ 。  $\mathbf{F}_{RF}$  中的非零元素均满足恒模约束,即  $|\mathbf{F}_{RF,i}(m,n)| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}$ ,混合波束成形器满足功率约束  $\|\mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}\|_F^2 = N_s$ ,  $\|\cdot\|_F$  表示 Frobenius 范数。

定义发射端与 IRS 之间的信道矩阵为  $\mathbf{H}_t \in \mathbb{C}^{N_{irs\_tot} \times N_{t\_tot}}$ , IRS 与接收端之间的信道为  $\mathbf{H}_r \in \mathbb{C}^{N_{r\_tot} \times N_{irs\_tot}}$ , IRS 上的相移矩阵为  $\boldsymbol{\Phi} \in \mathbb{C}^{N_{irs\_tot} \times N_{irs\_tot}}$ 。发送信号  $\mathbf{x}$  经过信道  $\mathbf{H}_t$  到达 IRS,接着,在现场可编程门阵列 (FPGA) 控制器操控下,IRS 对接收到的信号施加相移  $\boldsymbol{\Phi}$ ,最后 IRS 反射信号经过  $\mathbf{H}_r$  到达接收端。由此,接收端接收到

的信号为

$$\mathbf{r} = \sqrt{\rho} \mathbf{H}_t \Phi \mathbf{H}_t \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2)$$

其中,  $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_{t,\text{tot}} \times 1}$  是信道中的加性白高斯噪声, 且  $\mathbf{n} \sim \text{CN}(0, \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_{t,\text{tot}}})$ 。由于 IRS 上各个元件的反射系数是相互独立的, 因此 IRS 上各组元件的反射系数也是相互独立的, 则 IRS 上的相移矩阵是块对角矩阵,  $\Phi = \text{diag}(\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_{K_{\text{irs}}})$ 。每个 IRS 组的反射系数矩阵  $\Phi_k = \text{diag}[\Phi_{k,1}, \Phi_{k,2}, \dots, \Phi_{k,N_{\text{irs}}}]$ , 各个元件的反射系数为  $\Phi_{k,l} = \gamma_{k,l} e^{j\phi_{k,l}}$ ,  $k=1, 2, \dots, K_{\text{irs}}, l=1, 2, \dots, N_{\text{irs}}$ , 其中,  $\gamma_{k,l}$  和  $\phi_{k,l}$  分别是第  $k$  组 IRS 上第  $l$  个元件的反射幅值和相移, 一般地, 无源 IRS 的幅值  $\gamma_{k,l}=1$ , 反射相移  $\phi_{k,l} \in [0, 2\pi)$ 。接收端天线接收到的信号经过模拟组合器  $\mathbf{W}_{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{N_{t,\text{tot}} \times N_{\text{RF},\text{tot}}}$  和数字组合器  $\mathbf{W}_{\text{BB}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF},\text{tot}} \times N_s}$  后得到的信号为

$$\mathbf{y} = \sqrt{\rho} \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}_t \Phi \mathbf{H}_t \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{s} + \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{n} \quad (3)$$

与发射端的模拟波束成形器类似,  $\mathbf{W}_{\text{RF}}$  也是块对角化的, 且满足恒模约束, 即  $|\mathbf{W}_{\text{RF},i}(m, n)| = \frac{1}{\sqrt{N_r}}$ 。

## 1.2 信道模型

在 MSMG-IRS 辅助 WSMS THz-MIMO 混合波束成形系统中, 结合宽间距多子阵列架构信道模型<sup>[20]</sup>和 IRS 级联信道模型, 发射端与接收端通过 IRS 构建的虚拟 LoS 通信信道可以表示为

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_r \Phi \mathbf{H}_t \quad (4)$$

发射端与 IRS 之间的信道  $\mathbf{H}_t$  和 IRS 与接收端之间的信道  $\mathbf{H}_r$  分别表示为

$$\mathbf{H}_t = \sqrt{\frac{N_{t,\text{tot}} N_{\text{irs,tot}}}{L_t}} \sum_{l_t=1}^{L_t} \left\{ \alpha_{l_t} \mathbf{G}_{l_t}^t \otimes \mathbf{a}_{\text{IRS},l_t}^r(\phi_{\text{IRS}}^{l_t}, \theta_{\text{IRS}}^{l_t}) \mathbf{a}_{t,l_t}(\phi_{l_t}^{l_t}, \theta_{l_t}^{l_t})^H \right\} \quad (5)$$

$$\mathbf{H}_r = \sqrt{\frac{N_{\text{irs,tot}} N_{r,\text{tot}}}{L_r}} \sum_{l_r=1}^{L_r} \left\{ \beta_{l_r} \mathbf{G}_{l_r}^r \otimes \mathbf{a}_{r,l_r}(\phi_r^{l_r}, \theta_r^{l_r}) \mathbf{a}_{\text{IRS},l_r}^t(\phi_{\text{IRS}}^{l_r}, \theta_{\text{IRS}}^{l_r})^H \right\} \quad (6)$$

其中,  $\otimes$  表示克罗内克积;  $\alpha_{l_t}$  和  $\beta_{l_r}$  表示信道的复增益;  $L_t$  和  $L_r$  分别表示发射端与 IRS 之间和 IRS 与接收端之间的传播路径数;  $\mathbf{G}_{l_t}^t$  和  $\mathbf{G}_{l_r}^r$  分别表示球

面波传播下发射端与 IRS 之间的第  $l_t$  条路径上子阵列之间的复相移矩阵和 IRS 与接收端之间的第  $l_r$  条路径上子阵列之间的复相移矩阵, 且有  $\mathbf{G}_{l_t}^t(k_{\text{irs}}, k_t) = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} D_{l_t}^{k_{\text{irs}}, k_t}}$ 、 $\mathbf{G}_{l_r}^r(k_r, k_{\text{irs}}) = e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} D_{l_r}^{k_r, k_{\text{irs}}}}$ , 其中,  $D_{l_t}^{k_{\text{irs}}, k_t}$  表示发射端的第  $k_t$  个子阵列在路径  $l_t$  方向上与 IRS 上第  $k_{\text{irs}}$  组之间的距离,  $D_{l_r}^{k_r, k_{\text{irs}}}$  表示接收端的第  $k_r$  个子阵列在路径  $l_r$  方向上与 IRS 上第  $k_{\text{irs}}$  组之间的距离;  $\phi_{\text{IRS}}^{l_t}(\theta_{\text{IRS}}^{l_t})$  和  $\theta_{\text{IRS}}^{l_t}(\phi_{\text{IRS}}^{l_t})$  分别表示信号到达 (离开) IRS 的第  $l_t$  ( $l_r$ ) 条路径的方位角和俯仰角,  $\mathbf{a}_{\text{IRS},l_t}^r(\phi_{\text{IRS}}^{l_t}, \theta_{\text{IRS}}^{l_t})$  和  $\mathbf{a}_{\text{IRS},l_r}^t(\phi_{\text{IRS}}^{l_r}, \theta_{\text{IRS}}^{l_r})$  表示 IRS 端均匀平面天线阵列 (UPA) 子阵列响应向量;  $\phi_{l_t}^{l_t}(\theta_{l_t}^{l_t})$  和  $\theta_{l_t}^{l_t}(\phi_{l_t}^{l_t})$  信号分别表示经路径  $l_t$  ( $l_r$ ) 条到离开 (到达) 发射端 (接收端) 的方位角和俯仰角,  $\mathbf{a}_{t,l_t}(\phi_{l_t}^{l_t}, \theta_{l_t}^{l_t})$  和  $\mathbf{a}_{r,l_r}(\phi_r^{l_r}, \theta_r^{l_r})$  分别表示发射端和接收端的 UPA 子阵列响应向量;  $L_t$  表示发射端与 IRS 之间的传播路径数,  $L_r$  表示 IRS 与接收端之间的传播路径数。由  $N = N^w \times N^L$  个阵元组成的 UPA 的阵列响应向量为

$$\mathbf{a}(\theta, \phi, N^w, N^L) = \mathbf{a}_{N^w}(\theta) \otimes \mathbf{a}_{N^L}(\theta, \phi) \quad (7)$$

其中,  $\theta \in (0, \pi)$  和  $\phi \in \left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)$  分别表示离开/到达方位角和俯仰角, 且有

$$\mathbf{a}_{N^w}(\theta) = \left[ 1, e^{j\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta}, \dots, e^{j\frac{2\pi d}{\lambda} (N^w-1) \sin \theta} \right]^T \quad (8)$$

$$\mathbf{a}_{N^L}(\theta, \phi) = \left[ 1, e^{j\frac{2\pi d}{\lambda} \cos \theta \sin \phi}, \dots, e^{j\frac{2\pi d}{\lambda} (N^L-1) \cos \theta \sin \phi} \right]^T \quad (9)$$

## 1.3 问题描述

MSMG-IRS 辅助 WSMS THz-MIMO 混合波束成形系统中, 收发端各子阵列之间的间距以及 IRS 的组间距较大, 使整个阵列孔径大于  $\sqrt{\frac{\lambda D}{2}}$  ( $D$  为通信距离), 此时, 近场效应不能忽略, 平面波近似不再适用。因此需要在各子阵列间考虑球面波传播, 这将给系统带来额外的路径内多路复用增益<sup>[19]</sup>, 打破有限的散射路径对多路复用增益带来的限制, 突破现有的 IRS 辅助 THz-MIMO 通信系统中的频谱效率瓶颈。本文旨在通过联合优化 IRS 上的反射系数矩阵、发射端的混合波束成形矩阵、接收端的

混合合并矩阵，实现系统频谱效率最大化。系统频谱效率为

$$\mathbf{R} = \text{lb det} \left( \mathbf{I}_{N_s} + \frac{\rho}{N_s} \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{W}^H \mathbf{H} \mathbf{F} \mathbf{F}^H \mathbf{H}^H \mathbf{W} \right) \quad (10)$$

其中， $\mathbf{W} = \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}}$  为接收端混合组合矩阵， $\mathbf{F} = \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}$  为发射端混合波束成形矩阵， $\mathbf{R}_n = \sigma_n^2 \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}}$  为噪声的协方差矩阵。因此，最大化系统频谱效率的优化问题可以表示为

$$\text{P1: } \boldsymbol{\Phi}^{\text{opt}}, \mathbf{W}_{\text{BB}}^{\text{opt}}, \mathbf{W}_{\text{RF}}^{\text{opt}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}^{\text{opt}}, \mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{opt}} = \arg \max_{\boldsymbol{\Phi}, \mathbf{W}_{\text{BB}}, \mathbf{W}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}} \mathbf{R}$$

$$\begin{aligned} \text{s.t. } & C_1 : \|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_{\text{F}}^2 = N_s \\ & C_2 : |(\mathbf{F}_{\text{RF}})_{i,j}| = |(\mathbf{W}_{\text{RF}})_{i,j}| = 1, \forall i, j \\ & C_3 : \boldsymbol{\Phi} = \text{diag} \left( e^{j\phi_1}, \dots, e^{j\phi_{N_{\text{irs,tot}}}} \right) \\ & C_4 : \phi_i \in [0, 2\pi) \end{aligned} \quad (11)$$

其中， $C_1$  表示发送总功率约束， $C_2$  表示收发端模拟波束成形器的恒模约束， $C_3$  和  $C_4$  分别表示智能反射表面反射的恒模约束和移相范围。

## 2 算法设计

由于式(11)中存在多个优化变量紧密耦合，且所有模拟波束成形单元和 IRS 反射元件均受到单位模的约束，直接求解具有很大的挑战性。为此，本文将原始优化问题解耦为如下 2 个子问题。一个是收发端的混合波束成形矩阵设计问题，另一个是 IRS 反射相移矩阵优化问题。具体而言，首先，假设收发端的混合波束成形矩阵是全数字最优形式，以最大化系统频谱效率为目标，优化 IRS 上的反射系数矩阵。其次，将得到的 IRS 反射系数矩阵代入级联信道矩阵，优化收发端的混合波束成形矩阵。本文假设信道状态信息 (CSI, channel state information) 是完全已知的，重点研究提出的新架构下收发端与 IRS 端的波束成形，关于 CSI 获取详见文献[21]。

### 2.1 基于信道 SVD 分解的混合波束成形器与组合器设计

固定 IRS 上的反射系数矩阵  $\boldsymbol{\Phi}$ ，以最大化系统的频谱效率为目标，优化收发端的混合波束成形矩阵和接收端的合并矩阵。此优化问题可以表示为

$$\begin{aligned} \text{P2: } & \mathbf{W}_{\text{BB}}^{\text{opt}}, \mathbf{W}_{\text{RF}}^{\text{opt}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}^{\text{opt}}, \mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{opt}} = \arg \max_{\mathbf{W}_{\text{BB}}, \mathbf{W}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}} \mathbf{R} \\ \text{s.t. } & C_1, C_2 \end{aligned} \quad (12)$$

首先，将发射端到 IRS 再到用户端的级联信道矩阵  $\mathbf{H} = \mathbf{H}_t \boldsymbol{\Phi} \mathbf{H}_r$  进行 SVD

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{V}^H = [\mathbf{U}_1 \quad \mathbf{U}_2] \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Omega}_1 & 0 \\ 0 & \boldsymbol{\Omega}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1^H \\ \mathbf{V}_2^H \end{bmatrix} \quad (13)$$

其中， $\mathbf{U}$  是  $N_{\text{r,tot}} \times Q$  的酉矩阵， $\boldsymbol{\Sigma}$  是  $Q \times Q$  对角矩阵，对角线元素为级联信道的奇异值， $\mathbf{V}$  是  $N_{\text{t,tot}} \times Q$  的酉矩阵， $\mathbf{U}_1 \in \mathbb{C}^{N_{\text{r,tot}} \times N_s}$ ， $\boldsymbol{\Omega}_1 \in \mathbb{C}^{N_s \times N_s}$ ， $\mathbf{V}_1 \in \mathbb{C}^{N_{\text{t,tot}} \times N_s}$ ， $Q$  是级联信道矩阵  $\mathbf{H}$  的秩。由此得到无约束的最优全数字波束成形矩阵和组合矩阵分别为

$$\mathbf{F}_{\text{opt}} = \mathbf{V}_1 \boldsymbol{\Gamma} \quad (14)$$

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = \mathbf{U}_1 \quad (15)$$

其中， $\boldsymbol{\Gamma}$  是  $N_s \times N_s$  的归一化注水功率分配矩阵， $\boldsymbol{\Gamma} = \text{diag}(p_1, p_2, \dots, p_{N_s})$ ， $p_i = \max \left( \varepsilon - \frac{\sigma_n^2}{\boldsymbol{\Omega}_1^2(i,i)}, 0 \right)$  表示第  $i$  条数据流分配的功率，且  $i = 1, 2, \dots, N_s$ ， $\varepsilon$  是注水高度， $\sum_{i=1}^{N_s} p_i = \rho$ 。

为使过程简洁，在以下求解过程中，忽略了阵列响应向量中的角度信息，且充分利用空间多路复用增益  $N_s = N_{\text{RFt,tot}} = K_t L_t = N_{\text{RFr,tot}} = K_r L_r$ 。级联信道矩阵  $\mathbf{H} = \mathbf{H}_t \boldsymbol{\Phi} \mathbf{H}_r$  中的  $\mathbf{H}_r$ 、 $\mathbf{H}_t$  和  $\boldsymbol{\Phi}$  均可以表示为分块矩阵的形式，即

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_r &= \sum_{l_r=1}^{L_r} \beta_{l_r} \mathbf{G}_{l_r}^r \otimes \mathbf{a}_{r,l_r}(\phi_{r,l_r}^r, \theta_{r,l_r}^r) \mathbf{a}_{\text{IRS},l_r}^r(\phi_{\text{IRS},l_r}^r, \theta_{\text{IRS},l_r}^r)^H = \\ & \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{11}^r & \cdots & \mathbf{H}_{1K_{\text{irs}}}^r \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{K_r,1}^r & \cdots & \mathbf{H}_{K_r,K_{\text{irs}}}^r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_t &= \sum_{l_t=1}^{L_t} \alpha_{l_t} \mathbf{G}_{l_t}^t \otimes \mathbf{a}_{\text{IRS},l_t}^t(\phi_{\text{IRS},l_t}^t, \theta_{\text{IRS},l_t}^t) \mathbf{a}_{t,l_t}^t(\phi_{t,l_t}^t, \theta_{t,l_t}^t)^H = \\ & \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{11}^t & \cdots & \mathbf{H}_{1K_t}^t \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{K_{\text{irs},1}}^t & \cdots & \mathbf{H}_{K_{\text{irs},K_t}}^t \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (17)$$

其中， $\mathbf{H}_{k_{\text{irs}},k_t}^t = \sum_{l_t=1}^{L_t} \beta_{l_t} \mathbf{G}_{l_t}^t(k_t, k_{\text{irs}}) \mathbf{a}_{\text{IRS},l_t}^r(\mathbf{a}_{t,l_t}^t)^H$ ， $\mathbf{H}_{k_r,k_{\text{irs}}}^r = \sum_{l_r=1}^{L_r} \beta_{l_r} \mathbf{G}_{l_r}^r(k_r, k_{\text{irs}}) \mathbf{a}_{r,l_r}^t(\mathbf{a}_{\text{IRS},l_r}^t)^H$ ， $k_t = 1, 2, \dots, K_t$ ， $k_r = 1, 2, \dots, K_r$ ， $k_{\text{irs}} = 1, 2, \dots, K_{\text{irs}}$ 。类似地，有

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \Phi_{K_{\text{irs}}} \end{bmatrix} \quad (18)$$

则级联信道矩阵  $\mathbf{H}$  的分块形式为

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{K_{\text{irs}}} \mathbf{H}_{1i}^r \Phi_i \mathbf{H}_{i1}^t & \cdots & \sum_{i=1}^{K_{\text{irs}}} \mathbf{H}_{1i}^r \Phi_i \mathbf{H}_{iK_1}^t \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{i=1}^{K_{\text{irs}}} \mathbf{H}_{K_i}^r \Phi_i \mathbf{H}_{i1}^t & \cdots & \sum_{i=1}^{K_{\text{irs}}} \mathbf{H}_{K_i}^r \Phi_i \mathbf{H}_{iK_i}^t \end{bmatrix} \quad (19)$$

其中,  $\mathbf{H}$  中的单个块矩阵  $\mathbf{H}_{mn}$  可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{mn} &= \sum_{i=1}^{K_{\text{irs}}} \mathbf{H}_{mi}^r \Phi_i \mathbf{H}_{in}^t = \\ & \left[ \sum_{l_t=1}^{L_t} \beta_{l_t} \mathbf{G}_{l_t}^r(m, 1) \mathbf{a}_{r,l_t} (\mathbf{a}_{\text{IRS},l_t}^t)^H \Phi_1 \times \right. \\ & \quad \left. \sum_{l_t=1}^{L_t} \alpha_{l_t} \mathbf{G}_{l_t}^t(1, n) \mathbf{a}_{\text{IRS},l_t}^r \mathbf{a}_{t,l_t}^H \right] + \\ & \left[ \sum_{l_t=1}^{L_t} \beta_{l_t} \mathbf{G}_{l_t}^r(m, 2) \mathbf{a}_{r,l_t} (\mathbf{a}_{\text{IRS},l_t}^t)^H \Phi_2 \times \right. \\ & \quad \left. \sum_{l_t=1}^{L_t} \alpha_{l_t} \mathbf{G}_{l_t}^t(2, n) \mathbf{a}_{\text{IRS},l_t}^r \mathbf{a}_{t,l_t}^H \right] + \cdots + \\ & \left[ \sum_{l_t=1}^{L_t} \beta_{l_t} \mathbf{G}_{l_t}^r(m, K_{\text{irs}}) \mathbf{a}_{r,l_t} (\mathbf{a}_{\text{IRS},l_t}^t)^H \Phi_{K_{\text{irs}}} \times \right. \\ & \quad \left. \sum_{l_t=1}^{L_t} \alpha_{l_t} \mathbf{G}_{l_t}^t(K_{\text{irs}}, n) \mathbf{a}_{\text{IRS},l_t}^r \mathbf{a}_{t,l_t}^H \right] \end{aligned} \quad (20)$$

即

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{mn} &= \sum_{l_r=1}^{L_r} \sum_{l_t=1}^{L_t} \beta_{l_r} \alpha_{l_t} \times \\ & \sum_{i=1}^{K_{\text{irs}}} \left[ \mathbf{G}_{l_r}^r(m, i) \mathbf{G}_{l_t}^t(i, n) \times \right. \\ & \quad \left. \mathbf{a}_{r,l_r} (\mathbf{a}_{\text{IRS},l_r}^t)^H \Phi_i \mathbf{a}_{\text{IRS},l_t}^r \mathbf{a}_{t,l_t}^H \right] \end{aligned} \quad (21)$$

其中,  $\times$  表示矩阵的叉乘。

$$\text{令 } \mathbf{v}_i = \text{diag}(\Phi_i^H) = \left[ e^{j\phi_{i,1}}, e^{j\phi_{i,2}}, \dots, e^{j\phi_{i,N_{\text{irs}}}} \right]^H, \text{ 式(21)}$$

可以写为

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{mn} &= \sum_{l_r=1}^{L_r} \sum_{l_t=1}^{L_t} \beta_{l_r} \alpha_{l_t} \times \\ & \sum_{i=1}^{K_{\text{irs}}} \left\{ \mathbf{G}_{l_r}^r(m, i) \mathbf{G}_{l_t}^t(i, n) \times \right. \\ & \quad \left. \mathbf{v}_i^H \left[ (\mathbf{a}_{\text{IRS},l_r}^t)^* \circ \mathbf{a}_{\text{IRS},l_t}^r \right] \mathbf{a}_{r,l_r} \mathbf{a}_{t,l_t}^H \right\} \end{aligned} \quad (22)$$

其中,  $\circ$  表示 Hadamard 积。令  $\mathbf{G}_{l_t} = \mathbf{G}_{l_t}^r \mathbf{A}_{l_t} \mathbf{G}_{l_t}^t$ ,  $\mathbf{A}_T = [\mathbf{a}_{t,1}, \mathbf{a}_{t,2}, \dots, \mathbf{a}_{t,L_t}]$ ,  $\mathbf{A}_R = [\mathbf{a}_{r,1}, \mathbf{a}_{r,2}, \dots, \mathbf{a}_{r,L_r}]$ , 其中  $\mathbf{A}_{l_t} = \text{diag} \left\{ \mathbf{v}_1^H \left[ (\mathbf{a}_{\text{IRS},l_t}^t)^* \circ \mathbf{a}_{\text{IRS},l_t}^r \right], \dots, \mathbf{v}_{K_{\text{irs}}}^H \left[ (\mathbf{a}_{\text{IRS},l_t}^t)^* \circ \mathbf{a}_{\text{IRS},l_t}^r \right] \right\}$ , 则级联信道矩阵  $\mathbf{H}$  可以写为

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= \sum_{l_r=1}^{L_r} \sum_{l_t=1}^{L_t} \beta_{l_r} \alpha_{l_t} \mathbf{G}_{l_t} \otimes \mathbf{a}_{r,l_r} (\phi_r^{l_t}, \theta_r^{l_t}) \mathbf{a}_{t,l_t} (\phi_t^{l_t}, \theta_t^{l_t})^H = \\ & \begin{bmatrix} \mathbf{A}_R \mathbf{D}_{11} \mathbf{A}_T^H & \cdots & \mathbf{A}_R \mathbf{D}_{1K_1} \mathbf{A}_T^H \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{A}_R \mathbf{D}_{K_r,1} \mathbf{A}_T^H & \cdots & \mathbf{A}_R \mathbf{D}_{K_r,K_1} \mathbf{A}_T^H \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (23)$$

$$\mathbf{D}_{mn} = \begin{bmatrix} \beta_1 \alpha_1 \mathbf{G}_{11}(m, n) & \cdots & \beta_1 \alpha_{L_t} \mathbf{G}_{1L_t}(m, n) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \beta_{L_r} \alpha_1 \mathbf{G}_{L_r,1}(m, n) & \cdots & \beta_{L_r} \alpha_{L_t} \mathbf{G}_{L_r,L_t}(m, n) \end{bmatrix} \quad (24)$$

通过对级联信道进行解析, 得到

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_R \mathbf{D}_{11} \mathbf{A}_T^H & \cdots & \mathbf{A}_R \mathbf{D}_{1K_1} \mathbf{A}_T^H \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{A}_R \mathbf{D}_{K_r,1} \mathbf{A}_T^H & \cdots & \mathbf{A}_R \mathbf{D}_{K_r,K_1} \mathbf{A}_T^H \end{bmatrix} = \\ & \begin{bmatrix} \mathbf{A}_R \mathbf{D}_{11} & \cdots & \mathbf{A}_R \mathbf{D}_{1K_1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{A}_R \mathbf{D}_{K_r,1} & \cdots & \mathbf{A}_R \mathbf{D}_{K_r,K_1} \end{bmatrix} (\mathbf{I}_{K_t} \otimes \mathbf{A}_T^H) = \\ & \mathbf{B} (\mathbf{I}_{K_t} \otimes \mathbf{A}_T^H) \end{aligned} \quad (25)$$

又因为级联信道矩阵  $\mathbf{H}$  可以通过 SVD 为式(13)的形式, 结合式(13)和式(25)得到

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{\Omega} \mathbf{V}^H = \mathbf{B} (\mathbf{I}_{K_t} \otimes \mathbf{A}_T^H) \quad (26)$$

因此, 级联信道 SVD 得到的右奇异矩阵  $\mathbf{V} = (\mathbf{I}_{K_t} \otimes \mathbf{A}_T) \mathbf{B}^H \mathbf{\Omega}^{-1}$ , 右奇异矩阵的前  $N_s$  列  $\mathbf{V}_{N_s} = (\mathbf{I}_{K_t} \otimes \mathbf{A}_T) \mathbf{B}^H \mathbf{U}_{N_s} \mathbf{\Omega}_{N_s}^{-1}$ , 解得混合波束成形矩阵的闭式解为

$$\mathbf{F}_{\text{opt}} = \mathbf{V}_{N_s} \mathbf{\Gamma} = \underbrace{(\mathbf{I}_{K_t} \otimes \mathbf{A}_T)}_{\mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{opt}}} \underbrace{\mathbf{B}^H \mathbf{U}_{N_s} \mathbf{\Omega}_{N_s}^{-1} \mathbf{\Gamma}}_{\mathbf{F}_{\text{BB}}^{\text{opt}}} \quad (27)$$

类似地, 级联信道矩阵还可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= (\mathbf{I}_{K_r} \otimes \mathbf{A}_R) \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{11} \mathbf{A}_T^H & \cdots & \mathbf{D}_{1K_r} \mathbf{A}_T^H \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{D}_{K_r,1} \mathbf{A}_T^H & \cdots & \mathbf{D}_{K_r,K_r} \mathbf{A}_T^H \end{bmatrix} = \\ & (\mathbf{I}_{K_r} \otimes \mathbf{A}_R) \mathbf{C} \end{aligned} \quad (28)$$

结合式(13)和式(28)得到

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Omega}\mathbf{V}^H = (\mathbf{I}_{K_r} \otimes \mathbf{A}_R)\mathbf{C} \quad (29)$$

级联信道 SVD 得到的左奇异矩阵的前  $N_s$  列  $\mathbf{U}_{N_s} = (\mathbf{I}_{K_r} \otimes \mathbf{A}_R)\mathbf{C}\mathbf{V}_{N_s}\mathbf{\Omega}_{N_s}^{-1}$ , 所以最优合并矩阵的闭式解为

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = \underbrace{(\mathbf{I}_{K_r} \otimes \mathbf{A}_R)\mathbf{C}\mathbf{V}_{N_s}}_{\mathbf{W}_{\text{RF}}^{\text{opt}}} \underbrace{\mathbf{\Omega}_{N_s}^{-1}}_{\mathbf{W}_{\text{BB}}^{\text{opt}}} \quad (30)$$

## 2.2 基于流形优化的 MSMG-IRS 模拟波束成形算法设计

由于  $\mathbf{F}_{\text{opt}}$  和  $\mathbf{W}_{\text{opt}}$  是基于级联信道的 SVD 的等价形式, 因此最优的混合波束成形矩阵、合并矩阵是近似正交的。将  $\mathbf{F}_{\text{opt}}$  和  $\mathbf{W}_{\text{opt}}$  代入式(11)中, 可以得到只含有 IRS 反射系数矩阵优化的问题

$$\text{P3: } \Phi^{\text{opt}} = \arg \max_{\Phi} \text{lb det} \left( \mathbf{I} + \frac{\rho}{N_s \sigma_n^2} \mathbf{\Omega}_1^2 \right) \quad (31)$$

s.t.  $C_3, C_4$

根据 Jensen 不等式, 可以将式(31)写为

$$\begin{aligned} \text{lb det} \left( \mathbf{I} + \frac{\rho}{N_s \sigma_n^2} \mathbf{\Omega}_1^2 \right) &\leq \\ N_s \text{lb} \left( 1 + \frac{\rho}{N_s^2 \sigma_n^2} \text{tr}(\mathbf{\Omega}_1^2) \right) &\leq \\ N_s \text{lb} \left( 1 + \frac{\rho}{N_s^2 \sigma_n^2} \text{tr}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) \right) &\quad (32) \end{aligned}$$

当且仅当  $N_s$  与级联信道的秩相等时, 式(32)中的等号成立, Jensen 不等式可以取到最大值。由此, 通过进一步剖析级联信道矩阵的结构, 简化式(32)中的优化问题。首先, 结合式(26)和式(29), 级联信道矩阵可以被重写为

$$\mathbf{H} = (\mathbf{I}_{K_r} \otimes \mathbf{A}_R) \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{11} & \cdots & \mathbf{D}_{1K_1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{D}_{K_r,1} & \cdots & \mathbf{D}_{K_r,K_1} \end{bmatrix} (\mathbf{I}_{K_t} \otimes \mathbf{A}_T^H) = (\mathbf{I}_{K_r} \otimes \mathbf{A}_R) \mathbf{D} (\mathbf{I}_{K_t} \otimes \mathbf{A}_T^H) \quad (33)$$

当收发端的天线阵列足够大时,  $\mathbf{A}_R$  和  $\mathbf{A}_T$  可认为是标准正交矩阵<sup>[22]</sup>, 2 个矩阵的列向量分别构成各自的正交集。根据克罗内克积的性质  $\text{Rank}(\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}) = \text{Rank}(\mathbf{A})\text{Rank}(\mathbf{B})$ , 得到  $(\mathbf{I}_{K_r} \otimes \mathbf{A}_R)$  和  $(\mathbf{I}_{K_t} \otimes \mathbf{A}_T^H)$  也是标准的正交矩阵。合理地设计 IRS 上的反射系数, 使矩阵  $\mathbf{D}$  的主对角线上的元素

远大于非主对角线上的元素, 则  $(\mathbf{I}_{K_r} \otimes \mathbf{A}_R) \mathbf{D} (\mathbf{I}_{K_t} \otimes \mathbf{A}_T^H)$  可以近似看作级联信道矩阵  $\mathbf{H}$  的 SVD。因此优化问题式(31)可转换为

$$\begin{aligned} \text{P4: } \max_{\mathbf{v}} \sum_{i=1}^{N_s} \text{lb} \left( 1 + \frac{\rho}{N_s \sigma_n^2} |\mathbf{D}(i,i)|^2 \right) \\ \text{s.t. } C_3, C_4 \\ C_5: \mathbf{v} = \text{diag}(\Phi^H) \end{aligned} \quad (34)$$

其中,  $\mathbf{D}(i,i)$  表示  $\mathbf{D}$  第  $i$  行第  $i$  列上的元素。为了便于分析, 令  $K = K_r = K_t = K_{\text{irs}}$ ,  $L = L_t = L_r$ , 即  $N_s = KL$ 。由矩阵  $\mathbf{D}$  的主对角元素组成的新矩阵为

$$\text{Diag}(\mathbf{D}) = \left\{ \begin{array}{ccc} \text{Diag}(\mathbf{D}_{11}) & & \\ & \ddots & \\ & & \text{Diag}(\mathbf{D}_{KK}) \end{array} \right\} \quad (35)$$

$$\text{Diag}(\mathbf{D}_{kk}) = \begin{bmatrix} \beta_1 \alpha_1 \mathbf{G}_{11}(k,k) & & \\ & \ddots & \\ & & \beta_L \alpha_L \mathbf{G}_{LL}(k,k) \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$\mathbf{G}_{ll}(k,k) = \sum_{i=1}^K \mathbf{G}_l^r(k,i) \mathbf{G}_l^t(i,k) \mathbf{v}_i^H \left[ (\mathbf{a}_{\text{IRS},l}^t)^* \circ \mathbf{a}_{\text{IRS},l}^r \right] \quad (37)$$

其中,  $l = 1, \dots, L$ ,  $k = 1, 2, \dots, K$ 。将  $\mathbf{G}_l^r$  按行划分,  $\mathbf{G}_l^t$  按列划分, 则有

$$\mathbf{G}_l^r = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_{l1}^r & \mathbf{g}_{l2}^r & \cdots & \mathbf{g}_{lK}^r \end{bmatrix}^H \quad (38)$$

$$\mathbf{G}_l^t = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_{l1}^t & \mathbf{g}_{l2}^t & \cdots & \mathbf{g}_{lK}^t \end{bmatrix} \quad (39)$$

其中,  $(\mathbf{g}_{lk}^r)^H$  和  $\mathbf{g}_{lk}^t$  分别表示  $\mathbf{G}_l^r$  和  $\mathbf{G}_l^t$  的第  $k$  行和第  $k$  列, 因此有

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_{ll}(k,k) &= \left\{ \left[ (\mathbf{g}_{lk}^r)^H \circ (\mathbf{g}_{lk}^t)^H \right] \otimes \mathbf{1}_{N_{\text{irs}}}^H \right\} \circ \\ &\quad \mathbf{v}^H \left\{ \left[ (\mathbf{a}_{\text{IRS},l}^t)^* \circ \mathbf{a}_{\text{IRS},l}^r \right] \otimes \mathbf{1}_K \right\} \end{aligned} \quad (40)$$

其中,  $\mathbf{1}_{N_{\text{irs}}}^H \in \mathbb{C}^{1 \times N_{\text{irs}}}$  表示元素全为 1 的行向量,  $\mathbf{1}_K \in \mathbb{C}^{K \times 1}$  表示元素全为 1 的列向量。令  $p = \left\lfloor \frac{i}{L} \right\rfloor$ ,

$q = i - \left\lfloor \frac{i-1}{L} \right\rfloor L$ ,  $\lceil x \rceil$  和  $\lfloor x \rfloor$  分别表示对  $x$  向上取整和向下取整。由此得到

$$\begin{aligned} \mathbf{D}(i,i) &= \beta_q \alpha_q \left\{ \left[ (\mathbf{g}_{qp}^r)^H \circ (\mathbf{g}_{qp}^t)^H \right] \otimes \mathbf{1}_{N_{\text{irs}}}^H \right\} \circ \\ &\quad \mathbf{v}^H \left\{ \left[ (\mathbf{a}_{\text{IRS},q}^t)^* \circ \mathbf{a}_{\text{IRS},q}^r \right] \otimes \mathbf{1}_K \right\} \end{aligned} \quad (41)$$

其中,  $\left[ (\mathbf{g}_{qp}^r)^H \circ (\mathbf{g}_{qp}^t)^H \right] \otimes \mathbf{1}_{N_{\text{irs}}}^H$  表示路径内复用增益,

$\mathbf{v}^H \left\{ \left[ (\mathbf{a}_{\text{IRS},q}^t)^* \circ \mathbf{a}_{\text{IRS},q}^r \right] \otimes \mathbf{1}_K \right\}$  表示 IRS 上的被动波束成形增益。

至此, 采用黎曼流形法消除式(34)的非凸单位模约束, P4 转化成无约束优化问题, 进而使用基于黎曼流形的梯度下降算法来求解。令

$$\zeta_{qp} = \frac{\rho}{N_s \sigma_n^2} |\beta_q \alpha_q|^2, \quad \mathbf{g}_{qp} = \left[ (\mathbf{g}_{qp}^r)^H \circ (\mathbf{g}_{qp}^t)^H \right] \otimes \mathbf{1}_{N_{\text{irs}}},$$

$\mathbf{g}_{qp} \in \mathbb{C}^{1 \times N_{\text{irs\_tot}}}$ ,  $\mathbf{a}_{\text{IRS},qq} = \left[ (\mathbf{a}_{\text{IRS},q}^t)^* \circ \mathbf{a}_{\text{IRS},q}^r \right] \otimes \mathbf{1}_K$ ,  
 $\mathbf{a}_{\text{IRS},qq} \in \mathbb{C}^{N_{\text{irs\_tot}} \times 1}$ ,  $\mathbf{A}_{qq} = \mathbf{a}_{\text{IRS},qq} \mathbf{a}_{\text{IRS},qq}^H$ , 则优化问题式(34)可以重新表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{v}^{\text{opt}} = \arg \max_{\mathbf{v}} \sum_{i=1}^{N_s} \text{lb} \left\{ 1 + \zeta_{qp} (\mathbf{g}_{qp} \circ \mathbf{v}^H) \mathbf{A}_{qq} (\mathbf{g}_{qp} \circ \mathbf{v}^H)^H \right\} \\ \text{s.t. } C_3, C_4, C_5 \\ C_6 : p = \left\lfloor \frac{i}{L} \right\rfloor \\ C_7 : q = i - \left\lfloor \frac{i-1}{L} \right\rfloor L \end{aligned} \quad (42)$$

式(42)的搜索空间可以看作  $N_{\text{irs\_tot}}$  个复圆的乘积

$$\begin{aligned} \mathcal{M} = \mathcal{S}^{N_{\text{irs\_tot}}} = \\ \left\{ \mathbf{u} \in \mathbb{C}^{N_{\text{irs\_tot}}} : |u_i| = 1, i = 1, 2, \dots, N_{\text{irs\_tot}} \right\} \end{aligned} \quad (43)$$

其中,  $\mathcal{S} = \{ \mathbf{u} \in \mathbb{C} : \mathbf{u}^H \mathbf{u} = 1 \}$  表示一个复圆。基于式(43)定义的流形空间, 采用梯度下降算法求解目标函数式(34)。定义复圆的切空间为

$$\mathcal{T}_{\mathbf{v}^k} \mathcal{M} = \{ \mathbf{z} \in \mathbb{C}^{N_{\text{irs\_tot}}} : \Re \{ \mathbf{z} \circ (\mathbf{v}^k)^* \} = 0 \} \quad (44)$$

其中,  $\mathcal{T}_{\mathbf{v}^k} \mathcal{M}$  是在点  $\mathbf{v}^k$  的所有切向量组成的集合。采用流形优化的目标函数为

$$f(\mathbf{v}) = - \sum_{p=1}^K \sum_{q=1}^L \text{lb} \left\{ 1 + \left[ \zeta_{qp} (\mathbf{g}_{qp} \circ \mathbf{v}^H) \times \mathbf{A}_{qq} (\mathbf{g}_{qp} \circ \mathbf{v}^H)^H \right] \right\} \quad (45)$$

在黎曼流形中, 目标函数的最快下降方向是与负黎曼梯度相关的方向, 黎曼梯度可以通过欧几里得梯度映射得到。因此, 首先计算目标函数  $f(\mathbf{v})$  在  $\mathbf{v}^k$  处的欧几里得梯度  $\nabla f(\mathbf{v}^k)$

$$\begin{aligned} \nabla f(\mathbf{v}^k) = \\ - \sum_{p=1}^K \sum_{q=1}^L \left[ \frac{1}{\ln 2} \frac{2 \zeta_{qp} (\mathbf{g}_{qp} \circ \mathbf{a}_{\text{IRS},qq}^H) \mathbf{v}^k (\mathbf{a}_{\text{IRS},qq} \circ \mathbf{g}_{qp}^H)}{1 + \zeta_{qp} (\mathbf{g}_{qp} \circ \mathbf{v}^H) \mathbf{A}_{qq} (\mathbf{g}_{qp} \circ \mathbf{v}^H)^H} \right] \end{aligned} \quad (46)$$

接着, 计算  $f(\mathbf{v})$  在  $\mathbf{v}^k$  处的黎曼梯度  $\nabla_{\mathcal{M}} f(\mathbf{v}^k)$

$$\begin{aligned} \nabla_{\mathcal{M}} f(\mathbf{v}^k) = \text{Proj}_{\mathcal{T}_{\mathbf{v}^k} \mathcal{M}} (\nabla f(\mathbf{v}^k)) = \\ \nabla f(\mathbf{v}^k) - \Re \{ \nabla f(\mathbf{v}^k) \circ (\mathbf{v}^k)^* \} \circ (\mathbf{v}^k) \end{aligned} \quad (47)$$

其中,  $\text{Proj}(\cdot)$  表示正交投影算子。然后根据 Armijo 步长  $\mu^k$  更新  $\mathbf{v}^k$

$$\bar{\mathbf{v}}^k = \mathbf{v}^k - \mu^k \nabla_{\mathcal{M}} f(\mathbf{v}^k) \quad (48)$$

由于更新后的  $\bar{\mathbf{v}}^k$  通常不在流形上, 需要将更新的点重新映射回流形, 以便继续使用负黎曼梯度, 进行下一步的更新。 $\bar{\mathbf{v}}^k$  映射到流形上的  $\mathbf{v}^{k+1}$  处表示为

$$\mathbf{v}^{k+1} = R(\bar{\mathbf{v}}^k) = \bar{\mathbf{v}}^k \circ \frac{1}{\bar{\mathbf{v}}^k} \quad (49)$$

### 3 算法复杂度分析

本文算法的复杂度主要由求解收发端混合波束成形矩阵和 IRS 反射系数矩阵两部分构成。根据式(27)可知, 计算发射端的数字波束成形矩阵  $\mathbf{F}_{\text{BB}}$  时, 要计算  $\mathbf{B}$ 、 $\mathbf{U}_{N_s}$ 、 $\mathbf{\Omega}_{N_s}$ 、 $\mathbf{\Gamma}$  和  $\mathbf{B}^H \mathbf{U}_{N_s} \mathbf{\Omega}_{N_s}^{-1} \mathbf{\Gamma}$ 。为简化分析, 令  $N_{\text{t\_tot}} = N_{\text{r\_tot}} = N$ ,  $N_{\text{RFt\_tot}} = N_{\text{RFr\_tot}} = N_{\text{RF}}$ , 则  $\mathbf{B}$  的复杂度为  $O(NN_s L)$ ;  $\mathbf{U}_{N_s}$  和  $\mathbf{\Omega}_{N_s}$  分别由信道矩阵  $\mathbf{H}$  截断 SVD 得到的前  $N_s$  个左奇异向量和前  $N_s$  个奇异值组成, 则其计算复杂度主要由信道矩阵  $\mathbf{H}$  截断 SVD, 为  $O(NN_s^2)$ , 在  $\mathbf{\Omega}_{N_s}$  的基础上求解注水功率分配矩阵  $\mathbf{\Gamma}$  的复杂度为  $O(N_s)$ ;  $\mathbf{B}^H \mathbf{U}_{N_s} \mathbf{\Omega}_{N_s}^{-1} \mathbf{\Gamma}$  的复杂度为  $O(NN_s^2 + N_s^3)$ 。由于在 THz-MIMO 通信系统中, 收发端的天线数量  $N$  远大于传输的数据量  $N_s$  和多路径数量  $L$ , 因此,  $\mathbf{F}_{\text{BB}}$  的计算复杂度可近似为  $O(NN_s(N_s + L))$ 。类似地,  $\mathbf{W}_{\text{BB}}$  的计算复杂度也为  $O(NN_s(N_s + L))$ 。由于  $\mathbf{A}_{\text{r}}$  和  $\mathbf{A}_{\text{r}}$  是已知的,  $\mathbf{F}_{\text{RF}}$  和  $\mathbf{W}_{\text{RF}}$  可以直接获得, 则求解混合波束成形矩阵的计算复杂度为  $O(NN_s(N_s + L))$ 。此外, 在求解 IRS 反射系数矩阵时, 每次迭代的主要计算工作是计算式(46)中的欧几里得梯度, 即每次迭代计算复杂度为  $O(4N_{\text{irs\_tot}})$ 。设最大迭代次数为  $N_{\text{it}}$ , 则求解 IRS 反射系数矩阵的计算复杂度为  $O(4N_{\text{it}} N_{\text{irs\_tot}})$ 。因此, 本文算法的总时间复杂度为  $O(NN_s(N_s + L) + 4N_{\text{it}} N_{\text{irs\_tot}})$ 。文献[11]先利用 AO 算法优化 IRS 反射系数矩阵和发射协方差矩阵, 其计算复杂度为  $O(N^2(N_{\text{irs\_tot}} + N)N_{\text{it1}} + (5N^3 + N^2) N_{\text{irs\_tot}} + N^3 N_{\text{it2}})$ ,

再通过流形优化算法求解混合波束成形矩阵的近似最优解, 计算复杂度为  $O(2NN_{\text{RF}}N_sN_{\text{it3}})$ , 总复杂度为  $O(N^2(N_{\text{irs\_tot}} + N)N_{\text{it1}} + (5N^3 + N^2)N_{\text{irs\_tot}} + N^3N_{\text{it2}} + 2NN_{\text{RF}}N_sN_{\text{it3}})$ , 其中  $N_{\text{it1}}$ 、 $N_{\text{it2}}$  和  $N_{\text{it3}}$  分别表示交替优化求解 IRS 反射系数的内外层迭代次数和流形优化求解混合波束成形矩阵的迭代次数。文献[12]在计算 IRS 反射系数矩阵和混合波束成形矩阵时, 均采用流形优化方案, 因此, 其计算复杂度为  $O(4N_{\text{it}}N_{\text{irs\_tot}} + 2NN_{\text{RF}}N_sN_{\text{it3}})$ 。由于太赫兹信道具有稀疏性,  $L$  通常较小, 且在通信系统中存在  $N_{\text{RF}} \geq N_s$ , 因此与文献[11]相比, 本文算法在计算 IRS 反射系数矩阵和混合波束成形矩阵上均有明显降低; 与文献[12]相比, 本文算法在计算混合波束成形矩阵时有较低的复杂度。综上, 本文方案计算复杂度相对较低。

#### 4 数值仿真与分析

本节将对提出的 MSMG-IRS 辅助 WSMS THz-MIMO 混合波束成形系统的性能进行频谱效率评估。仿真条件如下。在三维笛卡儿坐标系中, 发射端、IRS、接收端的坐标位置分别为 (3,0,10)、(0,100,10)、(5,150,1.8)。为简化仿真环境, 设置发射端、IRS 端、接收端的子阵列数均为 4, 即  $K = K_r = K_t = K_{\text{irs}} = 4$ ; 发射端和接收端每个子阵列为由 2 条 RF 射频链控制的  $4 \times 4$  的 UPA, 每组 IRS 均是  $8 \times 8$  的 UPA, 即  $N_{\text{RF}_1} = N_{\text{RF}_2} = 2$ ,  $N_t = N_r = 16$ ,  $N_{\text{irs}} = 64$ , 则收发端的总天线数为  $N_{\text{t\_tot}} = N_{\text{r\_tot}} = 64$ , 射频链数为  $N_s = N_{\text{RFt\_tot}} = N_{\text{RFr\_tot}} = 8$ , IRS 上的总元件数为  $N_{\text{irs\_tot}} = 256$ 。为了获取丰富的空间多路复用增益, 发射端子阵列之间的距离和 IRS 端子阵列之间的距离应满足  $d_{\text{wid}_t} = \sqrt{\frac{\tau\lambda D_{\text{t\_irs}}}{K}}$  m, 其中,  $\tau$  为整数,  $D_{\text{t\_irs}}$  为发射端到 IRS 端通信距离, 本文设  $\tau=1$ ,  $D_{\text{t\_irs}} = 100.045$  m。IRS 端和发射端之间的距离是相对稳定的, 且根据通信传输的对偶性, IRS 上子阵列之间的间距和发射端的子阵列的间距是相同的<sup>[23]</sup>。设载波中心频率为 0.3 THz, 对应的波长为  $\lambda = 0.001$  m, 有效路径数  $L = L_t = L_r = 2$ <sup>[24]</sup>, 总发射功率  $\rho = 30$  dBm, 噪声功率为  $\sigma_n^2 = -90$  dBm。LoS 复信道增益  $\alpha_i(\beta_i) \sim \text{CN}(0, 10^{-0.1\mathcal{K}(d)})$ , 其中

$\mathcal{K}(d) = \mathcal{K}_a + 10\mathcal{K}_b \lg(d) + \xi$ ,  $\mathcal{K}_a = 61.4$ ,  $\mathcal{K}_b = 2$ ,  $\xi \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\xi^2)$ ,  $\sigma_\xi = 5.8$  dB,  $d$  表示收发端之间的通信距离。NLoS 复信道增益  $\alpha_i(\beta_i) \sim \text{CN}(0, 10^{-0.1\mathcal{K}(d)+\mathcal{K}_\mu})$ , 其中  $\mathcal{K}_\mu = 10$ <sup>[25]</sup>。

图 2 反映了 MSMG-IRS 辅助 WSMS THz-MIMO 混合波束成形系统中, 级联信道矩阵  $\mathbf{H}$  的秩随 IRS 分组排列的变化情况。从图 2 可以发现, 将  $K$  组 IRS 排列成  $T$  行  $C$  列 (即一行有  $C$  个组) 且总分组数  $K$  固定时, 不同的组间排列方式下级联信道的秩不同, 随着单行排列的分组数  $C$  增加,  $\mathbf{H}$  的秩也增加。当  $C=K$  时,  $\mathbf{H}$  的秩有最大值  $KL$ , 即最佳分组排列方式。在后续实验中, 收发端与 IRS 端的阵列分组均采用  $C=K$  的最佳排列方式。

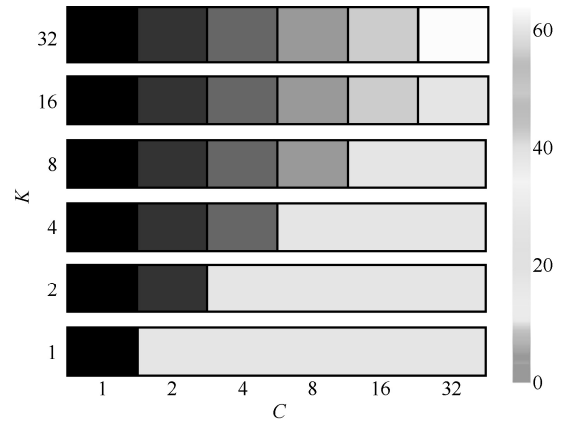


图 2 级联信道矩阵的秩随 IRS 分组排列的变化情况

为了更好地验证本文方案的有效性, 将其与下列方案进行对比。

- 1) 方案 1。基于全数字架构的混合波束成形的方案。在该方案中, 收发端器采用全数字波束成形, IRS 反射系数矩阵的优化采用本文方案。
- 2) 方案 2。基于 T-SVD 算法的方案<sup>[12]</sup>。IRS 端、收发端不分组, 收发端采用全数字波束成形器, 通过 T-SVD 算法优化 IRS 反射系数矩阵。
- 3) 方案 3。随机相位选取方案。其中混合波束成形矩阵采用全数字最优形式, IRS 反射系数矩阵中的元素由随机函数生成。
- 4) 方案 4。无 IRS 辅助的方案。

系统频谱效率随最大发送功率的变化情况如图 3 所示。从图 3 可知, 随着发送功率的增加, 所有方案的系统频谱效率均得到了提升, 其中, 发送功率越大, 本文方案获得的频谱效率性能优势就越明显。虽然本文方案与方案 2 的 IRS 反射

系数矩阵优化均采用了黎曼流形优化方式,但是本文的 IRS 多分区辅助宽间距多子阵列架构除了能利用路径间的多路复用增益外,还可以借助球面波在不同子阵列上产生的相位差,获得类似 LoS MIMO 中的多路复用增益,即路径内复用增益,因此在提升系统的频谱效率方面,本文方案优于方案 2。受益于 IRS 上的被动波束成形增益,与无 IRS 和 IRS 采用随机相位的方案相比,本文方案和方案 2 具有较高的系统频谱效率。此外,在相同架构下,对比方案 1 与本文方案的频谱效率可以发现,2 种方案的性能接近,全数字架构的频谱效率略高,验证了提出的混合波束成形闭式解的有效性。

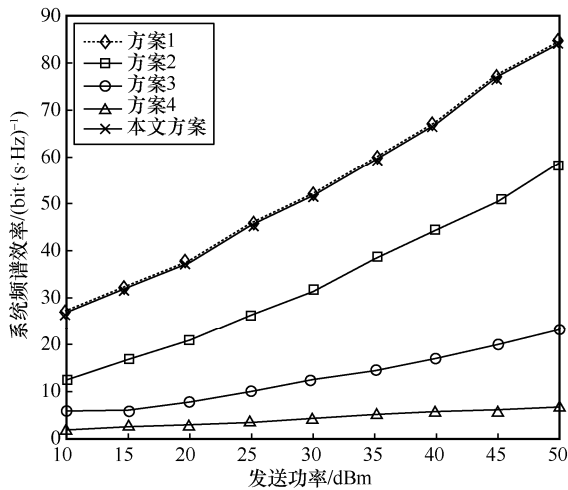


图3 系统频谱效率随最大发送功率的变化情况

系统频谱效率随发射端天线数的变化情况如图 4 所示。从图 4 可知,本文方案的频谱效率优于其他 3 种对比方案。随着天线数的增加,天线的阵列增益增加,系统的信噪比增强,所有方案的系统频谱效率均增加,但本文方案与其他 3 种方案的性能差异逐渐增大。例如,当天线数为 64 时,本文方案比方案 2 的系统频谱效率高 10 bit/(s·Hz);当天线数为 256 时,本文方案则高出 17 bit/(s·Hz)。

发射端功率  $\rho=50$  dBm 时系统频谱效率随 IRS 单元数的变化情况如图 5 所示。从图 5 可知,相较于对比方案,本文方案的频谱效率随着 IRS 反射单元数的增加有明显提升。其原因是被动波束成形增益随着 IRS 单元数的增加而增加。此外,随着 IRS 单元数量的增加,黎曼流形优化的搜索空间增加,得到的次优解更加接近最优形式,由此进一步提升了系统频谱效率。

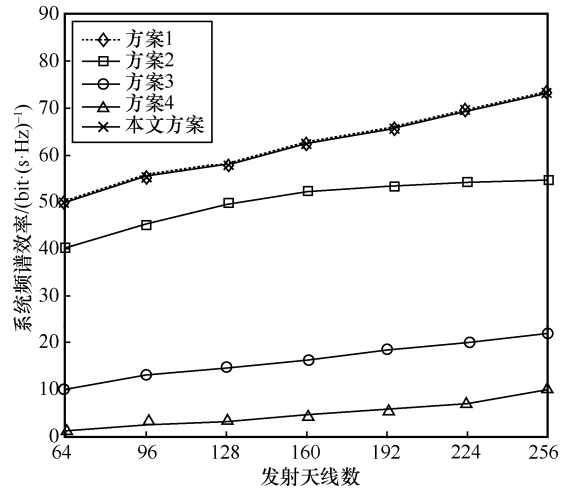
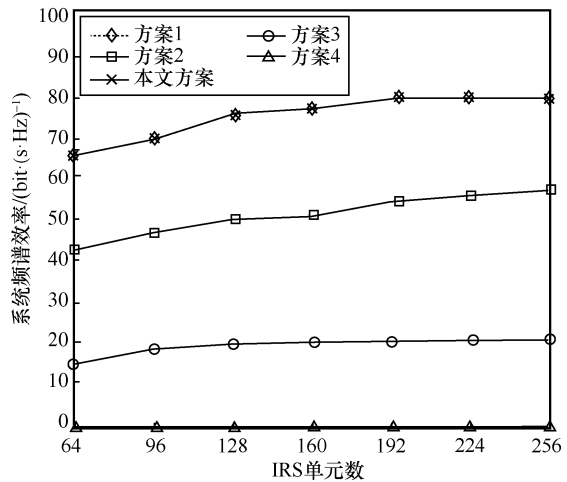


图4 系统频谱效率随发射端天线数的变化情况

图5  $\rho=50$  dBm 时系统频谱效率随 IRS 单元数的变化情况

## 5 结束语

在 IRS 辅助 THZ-MIMO 通信系统中,为提升系统并行传输数据的能力,提高系统频谱效率,本文提出采用 IRS 多分区辅助多子阵列收发端的传输方案。该方案以最大化系统的频谱效率为目标建立了混合波束成形矩阵以及 IRS 反射系数矩阵多变量耦合的非凸优化问题。为使问题可解,通过将原优化问题转化为一组可求解的子问题,然后采用黎曼流形优化算法,计算 IRS 反射系数矩阵,最后通过数理推导,得到混合波束成形矩阵的闭式解。仿真结果表明,MSMG-IRS 辅助 WSMS 架构的引入能有效提升系统频谱效率性能。

## 参考文献:

- [1] TATARIA H, SHAFI M, MOLISCH A F, et al. 6G wireless systems:

- vision, requirements, challenges, insights, and opportunities[J]. Proceedings of the IEEE, 2021, 109(7): 1166-1199.
- [2] SARIEDDEEN H, ALOUINI M S, AL-NAFFOURI T Y. Terahertz-band ultra-massive spatial modulation MIMO[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2019, 37(9): 2040-2052.
- [3] DI-RENZO M, ZAPPONE A, DEBBAH M, et al. Smart radio environments empowered by reconfigurable intelligent surfaces: how it works, state of research, and the road ahead[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(11): 2450-2525.
- [4] CHEN Z, NING B Y, HAN C, et al. Intelligent reflecting surface assisted terahertz communications toward 6G[J]. IEEE Wireless Communications, 2021, 28(6): 110-117.
- [5] TANG W K, CHEN M Z, CHEN X Y, et al. Wireless communications with reconfigurable intelligent surface: path loss modeling and experimental measurement[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(1): 421-439.
- [6] PEI X L, YIN H F, TAN L, et al. RIS-aided wireless communications: prototyping, adaptive beamforming, and indoor/outdoor field trials[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(12): 8627-8640.
- [7] ZHANG L, YAN L, LIN B, et al. Augmenting transmission environments for better communications: tunable reflector assisted mmWave WLANs[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(7): 7416-7428.
- [8] 张祖凡, 张迪. 智能反射表面辅助无线能量传输的保密率最大化算法[J]. 电子与信息学报, 2022, 44(7): 2366-2373.  
ZHANG Z F, ZHANG D. Secrecy rate maximization algorithm for intelligent reflecting surface assisted wireless energy transmission[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2022, 44(7): 2366-2373.
- [9] NING B Y, CHEN Z, CHEN W J, et al. Improving security of THz communication with intelligent reflecting surface[C]//Proceedings of 2019 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps). Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-6.
- [10] LIN S E, CHEN F J, WEN M W, et al. Reconfigurable intelligent surface-aided quadrature reflection modulation for simultaneous passive beamforming and information transfer[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(3): 1469-1481.
- [11] ZHANG S W, ZHANG R. Capacity characterization for intelligent reflecting surface aided MIMO communication[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(8): 1823-1838.
- [12] WANG P L, FANG J, DAI L L, et al. Joint transceiver and large intelligent surface design for massive MIMO mmWave systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(2): 1052-1064.
- [13] ZHU Q, LIU R, LIU Y, et al. Joint design of hybrid and reflection beamforming for RIS-aided mmWave MIMO communications[C]//Proceedings of 2021 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps). Piscataway: IEEE Press, 2022: 1-6.
- [14] MA X Y, GUO S S, ZHANG H X, et al. Joint beamforming and reflecting design in reconfigurable intelligent surface-aided multi-user communication systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(5): 3269-3283.
- [15] 王长江, 傅友华. IRS 辅助毫米波 MIMO 系统波束成形优化的低复杂度方案[J]. 信号处理, 2022, 38(9): 1965-1974.  
WANG C J, FU Y H. A low-complexity scheme for beamforming optimization of IRS-assisted mmWave MIMO system[J]. Journal of Signal Processing, 2022, 38(9): 1965-1974.
- [16] FENG C H, SHEN W Q, AN J P, et al. Joint hybrid and passive RIS-assisted beamforming for mmWave MIMO systems relying on dynamically configured subarrays[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2022, 9(15): 13913-13926.
- [17] YAN L F, HAN C, YUAN J H. A dynamic array-of-subarrays architecture and hybrid precoding algorithms for terahertz wireless communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(9): 2041-2056.
- [18] HAN C, YAN L F, YUAN J H. Hybrid beamforming for terahertz wireless communications: challenges, architectures, and open problems[J]. IEEE Wireless Communications, 2021, 28(4): 198-204.
- [19] SONG X H, RAVE W, BABU N, et al. Two-level spatial multiplexing using hybrid beamforming for millimeter-wave backhaul[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(7): 4830-4844.
- [20] YAN L F, CHEN Y H, HAN C, et al. Joint inter-path and intra-path multiplexing for terahertz widely-spaced multi-subarray hybrid beamforming systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(2): 1391-1406.
- [21] NOH S, LEE J S, LEE G, et al. Channel estimation techniques for RIS-assisted communication: millimeter-wave and sub-THz systems[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2022, 17(2): 64-73.
- [22] CHEN J H. When does asymptotic orthogonality exist for very large arrays?[C]//Proceedings of 2013 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Piscataway: IEEE Press, 2014: 4146-4150.
- [23] WANG X F, LIN Z H, LIN F, et al. Joint hybrid 3D beamforming relying on sensor-based training for reconfigurable intelligent surface aided terahertz-based multiuser massive MIMO systems[J]. IEEE Sensors Journal, 2022, 22(14): 14540-14552.
- [24] LIN C, LI G Y. Adaptive beamforming with resource allocation for distance-aware multi-user indoor terahertz communications[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(8): 2985-2995.
- [25] WAN Z W, GAO Z, GAO F F, et al. Terahertz massive MIMO with holographic reconfigurable intelligent surfaces[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(7): 4732-4750.

## [作者简介]



张祖凡 (1972-), 男, 湖北石首人, 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、移动社交网络、机器学习等。



唐睿 (1996-), 女, 四川广安人, 重庆移通学院讲师, 主要研究方向为无线通信、智能反射表面。