



研究与开发

基于 GSIC 的上行链路毫米波大规模 MIMO-NOMA 系统低功耗传输方法

王晖, 邵其心, 刘镠, 王鸿, 宋荣方

(南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏 南京 210003)

摘要: 非正交多址接入(non-orthogonal multiple access, NOMA)和毫米波大规模多输入多输出(multiple-input multiple-output, MIMO)的结合能够支持未来无线通信网络的巨流量大连接需求。研究了上行链路毫米波大规模 MIMO-NOMA 系统中的功率最小化问题, 提出了基于群体串行干扰消除(group-level successive interference cancellation, GSIC)的混合波束成形毫米波 MIMO-NOMA 上行传输系统新架构。具体来说, 根据信道增益对用户进行群体划分, 不同群体用户由 NOMA 服务, 群体内用户采用空分多址区分。通过给不同群体设计模拟波束成形矩阵, 对数字波束成形和功率控制进行联合优化, 提出了一种并行迭代算法来解决优化问题。仿真结果表明, 所提出的新架构在总功率方面优于传统的基于分簇和用户级串行干扰消除的毫米波大规模 MIMO-NOMA。

关键词: 非正交多址接入; 毫米波; 大规模 MIMO; 混合波束成形

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2023010

Low-power transmission method for uplink millimeter-wave massive MIMO-NOMA system based on GSIC

WANG Hui, TAI Qixin, LIU Liu, WANG Hong, SONG Rongfang

School of Communications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China

Abstract: The combination of non-orthogonal multiple access (NOMA) and millimeter-wave (mmWave) massive multiple-input multiple-output (MIMO) can meet the requirements for huge throughput and massive connectivity in future wireless communication network. The total system power minimization for uplink mmWave massive MIMO-NOMA was studied, and a novel framework for a hybrid beamforming mmWave massive MIMO-NOMA uplink transmission system was proposed based on group-level successive interference cancellation (GSIC). Specifically, users were grouped according to channel gain, intergroup users being served by NOMA and intra group users being served by space division multiple access. By designing analog beamforming matrices for different groups and per-

收稿日期: 2022-07-20; 修回日期: 2023-01-06

通信作者: 宋荣方, songrf@njupt.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62171235); 中国电信产学研合作项目

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.62171235), China Telecom Cooperation Project



forming joint optimization for digital beamforming and power control, a parallel iterative algorithm was proposed to solve the optimization problem. Simulation results show that the proposed method outperforms the conventional mmWave massive MIMO-NOMA based on clustering and user-level SIC in terms of total power consumption.

Key words: NOMA, mmWave, massive MIMO, hybrid beamforming

0 引言

毫米波通信被视为 6G 关键技术之一^[1-2]。毫米波通信是指频率在 30~300 GHz 范围内的电磁波,与传统的 6 GHz 以下频段通信相比,毫米波通信可以提供更大的带宽,因此可以应对未来无线通信系统爆炸性的容量需求。同时毫米波频段拥有更短的波长,而短波长可以使得更多的天线封装在相同空间中,更好地支持多输入多输出(multiple-input multiple-output, MIMO)系统,从而获得更大的空间复用增益和分集增益。传统的 MIMO 系统采用全数字波束成形接收器,这种方案要求每根天线都需要有一个专门的射频(radio frequency, RF)链^[3],而在毫米波大规模 MIMO 系统中使用大量天线会导致所需要的 RF 链数大幅增加,这将造成高昂的硬件成本和巨大的能量消耗^[4]。

为解决这个问题,已经提出了混合波束成形(hybrid beamforming, HBF)技术,其中少量 RF 链与大量天线连接,可以显著减少毫米波大规模 MIMO 系统中的 RF 链数目,且不会明显地引起性能损失^[5-7]。HBF 的思想是将传统的全数字信号处理分解为高维模拟信号处理(通过移相器实现)和低维的数字信号处理(由少量 RF 链完成)。在不损失太多性能的情况下实现了较高的天线阵列增益,降低了功耗。HBF 通常有两种结构,即全连接结构和部分连接结构。全连接结构中每个 RF 链通过移相器和所有天线连接,而部分连接则将每个 RF 链连接到天线的子集。对比两种结构,全连接结构能够获得更高的阵列增益;而部分连接结构可以减少移相器的数量,降低硬件功耗。

为了更好地满足未来无线系统大连接和巨流

量需求,可以在毫米波大规模 MIMO 系统中使用非正交多址接入(non-orthogonal multiple access, NOMA)技术^[7-9]。以上行为例,通过使用 NOMA 技术,多个用户借助于波束内叠加编码在相同的时频资源上传输信号,通过不同的功率分配和串行干扰消除(successive interference cancellation, SIC)技术,在基站端解码多个用户的消息,使得每个波束可以支持多个用户,达到更高的容量要求。文献[10]证明了 NOMA 在频谱效率、用户公平性等方面的性能优于传统的正交多址接入(orthogonal multiple access, OMA)。已有很多文献研究毫米波大规模 MIMO-NOMA,文献[11]研究了上行链路毫米波 MIMO-NOMA 模型,联合用户分簇和功率分配来提高系统的频谱效率和能量效率。文献[12]根据下行链路毫米波 MIMO-NOMA 模型,提出一种簇头选择法,首先为每个波束选择一个信道最强用户作为簇头,设计模拟预编码,并通过用户之间的信道相关性对用户进行分簇,然后,通过为每个波束中的簇头用户设计数字预编码消除簇间干扰。文献[13]研究了波束空间 MIMO 和 NOMA 的结合,分析了波束空间 MIMO-NOMA 在毫米波信道下的速率,提出一种低复杂的迭代优化算法实现动态功率分配。上述研究中,簇内用户间干扰消除是由用户级 SIC 实现的,而数字波束成形用来消除簇间干扰。这种分簇方法存在的问题是,如果同簇用户的信道相关性较小,必然导致同簇用户中部分用户的等效信道增益很小,从而导致功率效率低的问题。笔者在文献[14]中提出了上行链路多用户联合预编码的 MIMO-NOMA 系统,其 NOMA 的实现方式在本质上采用了群体串行干扰消除(group-level successive interference cancellation, GSIC)的概念。

传统的 SIC 将单个用户作为一个实体来进行顺序的信号解调和干扰消除, 而 GSIC 把一群用户作为一个整体 (也可认为把一群用户作为一个虚拟用户), 通过对群体 (虚拟用户) 按信道增益进行排序, 按顺序对群体用户进行解调和干扰消除。群体内的用户可以采用空分多址或者其他 OMA 方式, 而群体间实施 NOMA 传输。文献[14]的仿真结果表明, 相比于传统的 MIMO-NOMA, 新方案系统功耗更小。笔者还将 GSIC 概念应用于智能超表面辅助的 MIMO-NOMA 系统^[15-16], 获得了优越的性能。

本文将 GSIC 概念拓展至 HBF 毫米波大规模 MIMO-NOMA 上行链路系统, 实现发射功率最小化。主要贡献如下。

(1) 针对毫米波大规模 MIMO-NOMA 上行链路, 根据用户信道增益对用户进行群体划分, 群体间采用串行干扰消除, 群体内利用数字波束成形消除用户间干扰, 并且为每个群体的用户分别设计模拟波束成形矩阵。

(2) 由于上行链路功率最小化问题具有非凸性, 很难直接求解, 本文将联合数字波束成形设计和功率优化问题进行两阶段求解, 将问题转化成纯功率分配问题, 并且进一步提出一种并行迭代算法解决功率分配问题。

1 系统模型

1.1 信道模型

毫米波具有较高的路径损耗和较低的穿透能力, 根据毫米波的传播特性, 本文采用了一种广泛的毫米波 MIMO-NOMA 信道模型^[17], 对于第 k 个用户, 用户的信道矢量为:

$$\mathbf{h}_k = \sqrt{\frac{N}{L_k}} \sum_{l=1}^{L_k} \alpha_k^{(l)} \mathbf{a}_{az}(\varphi_k^{(l)}) \otimes \mathbf{a}_{el}(\theta_k^{(l)}) \quad (1)$$

其中, L_k 为第 k 个用户到基站的路径数, $\alpha_k^{(l)}$ 是第 l 条路径的复增益, $\varphi_k^{(l)}$ 和 $\theta_k^{(l)}$ 是第 k 个用户的第 l 条路径的到达角的方位角和仰角, 且服从 $[0, 2\pi]$

的均匀分布, $\mathbf{a}_{az}(\varphi_k^{(l)}) \otimes \mathbf{a}_{el}(\theta_k^{(l)})$ 表示 $N \times 1$ 阵列方向矢量。考虑均匀方阵 (uniform planar array, UPA), 有 N_1 个水平方向元素和 N_2 个垂直方向元素, $N = N_1 \times N_2$, 阵列方向矢量可表示为:

$$\mathbf{a}_{az}(\varphi) = \frac{1}{\sqrt{N_1}} \left[1, e^{j2\pi \frac{d_1 \sin \varphi}{\lambda}}, e^{j2\pi \frac{2d_1 \sin \varphi}{\lambda}}, \dots, e^{j2\pi \frac{(N_1-1)d_1 \sin \varphi}{\lambda}} \right] \quad (2)$$

$$\mathbf{a}_{el}(\theta) = \frac{1}{\sqrt{N_2}} \left[1, e^{j2\pi \frac{d_2 \sin \theta}{\lambda}}, e^{j2\pi \frac{2d_2 \sin \theta}{\lambda}}, \dots, e^{j2\pi \frac{(N_2-1)d_2 \sin \theta}{\lambda}} \right] \quad (3)$$

其中, λ 为信号波长, d_1 为水平天线方向间隔, d_2 为垂直天线方向间隔, 一般取 $d_1 = d_2 = \lambda / 2$ 。

1.2 用户分组和混合波束成形设计

本文研究的场景是基于毫米波大规模 MIMO-NOMA 单小区上行传输系统, 基于 GSIC 的毫米波大规模 MIMO-NOMA 上行链路如图 1 所示。基站处配有 N 根天线和 N_{RF} 条 RF 链路, 同时服务于小区中 K 个单天线用户。根据所提方案, 同一组用户的功率控制和数字波束成形联合优化, 组间干扰通过 GSIC 解决。用户基于信道增益的大小分为 G 组, 每个组的用户数为 U , 组内用户数不大于 RF 链数, 即 $U \leq N_{RF}$, 以确保每组用户可以并行解码。

根据式 (1) 进行用户分组, 计算每个用户的信道增益 $\|\mathbf{h}_k\|_2^2$, 根据信道增益的强弱对用户进行排序 $\|\mathbf{h}_1\|_2^2 > \dots > \|\mathbf{h}_K\|_2^2$, 信道增益强的 U 个用户分入组 1, 次强的 U 个用户分入组 2, 依次类推, 直到每个用户被分到对应的组中。多个用户同时向基站发送消息, 基站处接收到的信号 $\mathbf{z}$ 可以表示为:

$$\mathbf{z} = \sum_{g=1}^G \sum_{u=1}^U \mathbf{h}_{g,u} w_{g,u} s_{g,u} + \mathbf{v} \quad (4)$$

其中, $s_{g,u}$ 是第 g 组用户 u 发出的信号, 且满足 $E\{|s_{g,u}|^2\} = 1$, $w_{g,u}$ 是对应的发射功率, $\mathbf{h}_{g,u} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 表示对应分组后用户的毫米波信道矢量, $\mathbf{v}$ 是服从 $N \times 1$ 的加性复高斯噪声信号。基站对接收信

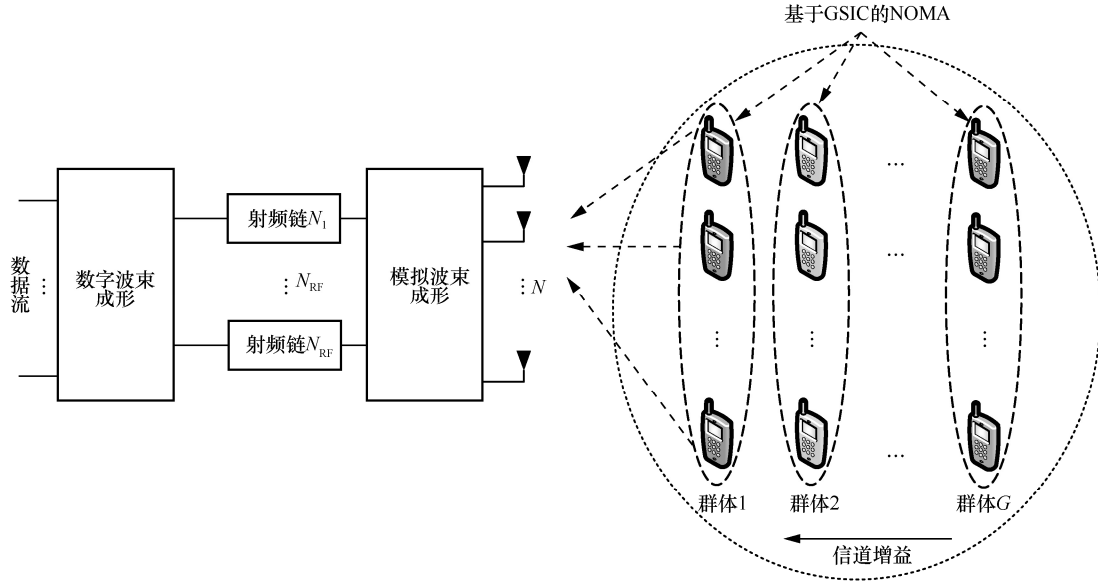


图1 基于GSIC的毫米波大规模MIMO-NOMA上行链路

号进行模拟波束成形和数字波束成形，得到的信号为：

$$\mathbf{y} = \mathbf{F}_{\text{BB}}^{(g)\text{H}} \mathbf{F}_{\text{RF}}^{(g)\text{H}} \mathbf{H}_g \mathbf{W}_g \mathbf{s}_g + \mathbf{i}_g + \mathbf{F}_{\text{BB}}^{(g)\text{H}} \mathbf{F}_{\text{RF}}^{(g)\text{H}} \mathbf{v} \quad (5)$$

其中：

$$\mathbf{H}_g = [\mathbf{h}_{g,1}, \dots, \mathbf{h}_{g,U}] \quad (6)$$

$$\mathbf{W}_g = \text{diag}\{w_{g,1}, \dots, w_{g,U}\} \quad (7)$$

$$\mathbf{s}_g = [s_{g,1}, \dots, s_{g,U}] \quad (8)$$

其中， $\mathbf{H}_g$ 是第 g 组的等效信道矩阵， $\mathbf{W}_g$ 是第 g 组信号的传输功率， $\mathbf{s}_g$ 是第 g 组内用户的发射信号， $\mathbf{F}_{\text{BB}}^{(g)} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times U}$ 是第 g 组中用户的数字波束成形矩阵， $\mathbf{F}_{\text{BB}}^{(g)} = [\mathbf{f}_{g,1}^{\text{BB}}, \dots, \mathbf{f}_{g,U}^{\text{BB}}]$ ， $\mathbf{F}_{\text{RF}}^{(g)} \in \mathbb{C}^{N \times N_{\text{RF}}}$ 是第 g 组的模拟波束成形矩阵。本文考虑全连接和部分连接两种结构，对于全连接结构：

$$\mathbf{F}_{\text{RF}}^{(\text{full})} = [\mathbf{f}_1^{\text{RF}(\text{full})}, \dots, \mathbf{f}_U^{\text{RF}(\text{full})}] \quad (9)$$

矩阵上每个元素 $\mathbf{f}_u^{\text{RF}(\text{full})} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ ，满足 $|\mathbf{f}_u^{\text{RF}(\text{full})}| = 1/\sqrt{N}$ 。对于部分连接结构，模拟波束成形矩阵为：

$$\mathbf{F}_{\text{RF}}^{\text{sub}} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_1^{\text{RF}(\text{sub})} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{f}_2^{\text{RF}(\text{sub})} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{f}_U^{\text{RF}(\text{sub})} \end{bmatrix} \quad (10)$$

每条 RF 链在部分连接结构中连接其中 M 根天线， $M = N / N_{\text{RF}}$ 是一个整数，其中矩阵中每个元素 $\mathbf{f}_u^{\text{RF}(\text{sub})} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ ，满足 $|\mathbf{f}_u^{\text{RF}(\text{sub})}| = 1/\sqrt{M}$ 。组间用户的干扰 $\mathbf{i}_g$ 为：

$$\mathbf{i}_g = \mathbf{F}_{\text{BB}}^{(g)\text{H}} \mathbf{F}_{\text{RF}}^{(g)\text{H}} \sum_{i=g+1}^G \mathbf{H}_i \mathbf{W}_i \mathbf{s}_i \quad (11)$$

2 波束成形设计和问题建模

2.1 模拟波束成形设计

不同于传统基于分簇的毫米波混合波束成形 MIMO-NOMA 系统设计，由于 RF 链路数少于用户数，同簇多个用户共享一个模拟波束成形向量，如果同簇用户信道相关性较小，必然导致设计出的波束成形向量不能完全匹配部分用户信道。而根据本文设计的 GSIC 结构，将用户分为 G 组，组间采用串行干扰消除，组内用户数小于 RF 链路数，因此可以为组内每个用户单独设计模拟波束成形向量，能量效率高。对于模拟波束成形矩阵，通过移相器来改变相位，不能改变其幅度。考虑波束扫描的方法，其中 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 的每个列从预定义离散傅里叶变换 (discrete Fourier transform, DFT) 码本中选出，对于 B bit 相位，全连接结构模拟波束

成形非零元素为 $1/\left(\sqrt{N}e^{\frac{j2\pi n}{2^B}}\right)$ 。其中， $n=0,1,\dots,2^B-1$ ，而部分连接结构模拟波束成形矩阵非零元素为 $1/\left(\sqrt{M}e^{\frac{j2\pi n}{2^B}}\right)$ 。以最大化全连接结构阵列增益 $\left|\mathbf{h}_{g,u}^H \mathbf{f}_{g,u}^{\text{RF(full)}}$ 和部分连接结构阵列增益 $\left|\mathbf{h}_{g,u}^H \mathbf{f}_{g,u}^{\text{RF(sub)}}$ 为目标，全连接结构阵列向量 $\mathbf{f}_{g,u}^{\text{RF(full)}}$ 中每个元素 $\mathbf{f}_{g,u}^{\text{RF(full)}}(i)$ 为：

$$\mathbf{f}_{g,u}^{\text{RF(full)}}(i) = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{\frac{j2\pi \bar{n}}{2^B}} \quad (12)$$

其中， $i=1,2,\dots,N$ 。类似地，部分连接结构阵列向量 $\mathbf{f}_{g,u}^{\text{RF(sub)}}$ 中每个非零元素 $\mathbf{f}_{g,u}^{\text{RF(sub)}}(i)$ 为：

$$\mathbf{f}_{g,u}^{\text{RF(sub)}}(i) = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{\frac{j2\pi \bar{n}}{2^B}} \quad (13)$$

$$\gamma_{g,u} = \frac{\left| \left[\mathbf{F}_{\text{BB}}^{(g)} \right]_{:,u}^H \left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,u} w_{g,u} \right|^2}{\left(\sum_{u=1, u \neq u}^U \left| \left[\mathbf{F}_{\text{BB}}^{(g)} \right]_{:,u}^H \left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,u} w_{g,u} \right|^2 + \left[\mathbf{F}_{\text{BB}}^{(g)} \right]_{:,u}^H \mathbf{Z}_g \left[\mathbf{F}_{\text{BB}}^{(g)} \right]_{:,u} + \delta_v^2 \left[\mathbf{F}_{\text{BB}}^{(g)} \right]_{:,u}^H \left[\mathbf{F}_{\text{BB}}^{(g)} \right]_{:,u} \right)} \quad (14)$$

其中， $\mathbf{Z}_g$ 表示第 g 组的组间干扰协方差矩阵：

$$\mathbf{Z}_g = \sum_{i=g+1}^G \bar{\mathbf{H}}_i \mathbf{W}_i \mathbf{W}_i^H \bar{\mathbf{H}}_i^H \quad (15)$$

对发射功率和数字波束成形矩阵联合设计，使总功率最小化，优化问题如下：

$$\text{Q1:} \quad \min_{\{\mathbf{F}_{\text{BB}}^{(g)}\}, \{w_{g,u}^2\}} \sum_{g=1}^G \sum_{u=1}^U w_{g,u}^2 \quad (16)$$

$$\text{s.t.} \quad \text{lb}(1 + \gamma_{g,u}) \geq R_{g,u}^{(th)} \quad (17)$$

$$w_{g,u}^2 \leq P_{\max} \quad (18)$$

其中， $P_{\max}$ 是第 g 组第 u 个用户的最大发射功率， $R_{g,u}^{(th)}$ 是其最小传输速率，式 (17) 反映了每个用户的服务质量 (quality of service, QoS)，式 (18) 限制了每个用户最大发射功率。很显然，该优化问题是非凸的，直接获得最优解相当困难。本文对问题 Q1 进行转化。

对于数字波束成形矩阵，本文采用最小均方

$$i = (u-1)M, (u-1)M+1, \dots, uM, \quad \bar{n} = \arg \min_{n \in \{0,1,\dots,2^B-1\}} \left| \text{angle}(\mathbf{h}_{g,u}(i)) - \frac{2\pi}{2^B} \right|$$

经过模拟波束成形和用户分组以后，第 g 组用户等效信道可以表示为 $\bar{\mathbf{H}}_g = \mathbf{F}_{\text{RF}}^{(g)H} \mathbf{H}_g$ ， $\bar{\mathbf{H}}_g \in \mathbf{C}^{N_{\text{RF}} \times U}$ 。因此第 g 组数字波束成形矩阵的设计可以等效为传统的 MIMO-NOMA 波束成形矩阵设计问题。为了消除组间用户干扰和优化用户发射功率，将进行功率分配和数字波束成形矩阵联合设计。

2.2 问题建模和数字波束成形设计

根据式 (5) 中解码的信号 $\mathbf{y}$ ，单个用户的信噪比 (signal to interference plus noise ratio, SINR) $\gamma_{g,u}$ 表达式为：

误差 (minimum mean square error, MMSE) 接收机^[14]，对于第 g 组，数字波束成形矩阵为：

$$\mathbf{F}_{\text{BB}}^{(g)} = \left(\bar{\mathbf{H}}_g \mathbf{W}_g \mathbf{W}_g^H \bar{\mathbf{H}}_g^H + \mathbf{Z}_g + \delta_v^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \bar{\mathbf{H}}_g \mathbf{W}_g \quad (19)$$

将式 (19) 的 $\mathbf{F}_{\text{BB}}^{(g)}$ 代入式 (14)，进一步得到 SINR 表达式如下。

$$\gamma_{g,u} = \left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,u}^H \left(\sum_{u=1, u \neq u}^U \left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,u}^H \left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,u} w_{g,u}^2 + \mathbf{Z}_g + \delta_v^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,u} w_{g,u}^2 \quad (20)$$

从而将问题 Q1 转化为：

$$\text{Q2:} \quad \min_{\{w_{g,u}^2\}} \sum_{g=1}^G \sum_{u=1}^U w_{g,u}^2 \quad (21)$$

$$\text{s.t.} \quad \text{lb}(1 + \gamma_{g,u}) \geq R_{g,u}^{(th)} \quad (22)$$

$$w_{g,u}^2 \leq P_{\max} \quad (23)$$



3 功率分配算法

通过数字波束成形的设计, 将联合功率控制和数字波束成形优化问题 Q1 转化为纯功率控制问题 Q2, 然而问题 Q2 依然是非凸的。因此本文提出一种并行迭代算法对每组发射功率进行优化。具体来说, 按照上行 NOMA 系统的解码顺序, 当迭代优化第 g 组发射功率时, 其他组发射功率固定不变。在介绍算法之前, 先证明几个结论。

结论 1 当优化问题 Q2 取得最优解时, 式(22)等号成立, 即 $\gamma_{g,u} = 2^{R_{g,u}^{(th)}} - 1$ 。

证明 利用反证法证明, 假设 $\{\hat{w}_{g,u}^2\}$ 是问题 Q2 的最优解, 并且对于第 g 组中任意用户 n 在不等式 $\ln(1 + \gamma_{g,n}) > R_{g,n}^{(th)}$ 中成立, 将式 (20) 代入式 (22), 得到:

$$\left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,n}^H \left(\sum_{u=1, u \neq n}^U \left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,u}^H \left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,u} \hat{w}_{g,u}^2 + \mathbf{Z}_g + \delta_v^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,n} \hat{w}_{g,n}^2 > 2^{R_{g,n}^{(th)}} - 1 \quad (24)$$

其中, i 和 j 分别表示外部迭代和内部迭代的次数。对于外部迭代, 迭代功率初始值是内部迭代功率的最优解。按照上行 NOMA 系统的解码顺序, 在毫米波大规模 MIMO-NOMA 系统中弱用户组不受其他强用户组的干扰。在设计第 g 组用户的发射功率时, 根据式 (15) 构造干扰矩阵 $\mathbf{Z}_g$, 代入式 (27) 进行功率迭代, 直到功率收敛, 获得最优功率值 $w_{g,u}^{(i)*2}$, 最终代入式 (19), 设计得到数字波束成形矩阵。

结论 2 当初始发射功率可行时, 每个用户的发射功率会随着迭代次数的增加而降低, 最终用户发射功率会收敛到一个稳定点。因此, 将自动满足式 (23) 的约束条件。

由此可以得到用户 n 新的发射功率为:

$$\tilde{w}_{g,n}^2 = \frac{2^{R_{g,n}^{(th)}} - 1}{\left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,n}^H \left(\sum_{u=1, u \neq n}^U \left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,u}^H \left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,u} \hat{w}_{g,u}^2 + \mathbf{Z}_g + \delta_v^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,n}} < \hat{w}_{g,n}^2 \quad (25)$$

进而有一组新的功率分配值 $\{\hat{w}_{1,1}^2, \dots, \hat{w}_{g,n-1}^2, \tilde{w}_{g,n}^2, \hat{w}_{g,n+1}^2, \dots, \hat{w}_{G,U}^2\}$ 也满足式(22)~式(23)的约束条件, 故也是优化问题 Q2 的一组可行解。显然可以得到:

$$\sum_{g=1}^G \sum_{u=1}^U \hat{w}_{g,u}^2 - \hat{w}_{g,n}^2 + \tilde{w}_{g,n}^2 < \sum_{g=1}^G \sum_{u=1}^U \hat{w}_{g,u}^2 \quad (26)$$

这与 $\{\hat{w}_{g,u}^2\}$ 是问题 Q2 的最优解这一假设相矛盾, 因此可以证明结论 1 成立。

根据结论 1, 可以改写式 (22), 提出功率分配算法迭代计算式:

$$w_{g,u}^{[i](j+1)2} = \frac{2^{R_{g,u}^{(th)}} - 1}{\left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,n}^H \left(\sum_{u=1, u \neq n}^U \left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,u}^H \left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,u} w_{g,u}^{[i](j)2} + \mathbf{Z}_g + \delta_v^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,n}} \quad (27)$$

证明 通过发射功率替换 QoS 约束, 由式(22)和式 (23) 得到:

$$\begin{cases} \left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,n}^H \left(\sum_{u=1, u \neq n}^U \left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,u}^H \left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,u} w_{g,u}^{[i](j)2} + \mathbf{Z}_g + \delta_v^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,n} w_{g,u}^{[i](j+1)2} = 2^{R_{g,u}^{(th)}} - 1 \\ < \left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,n}^H \left(\sum_{u=1, u \neq n}^U \left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,u}^H \left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,u} w_{g,u}^{[i](j)2} + \mathbf{Z}_g + \delta_v^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \left[\bar{\mathbf{H}}_g \right]_{:,n} w_{g,u}^{[i](j)2} \end{cases} \quad (28)$$

因此, 式 (28) 证明 $w_{g,u}^{[i](j+1)2} < w_{g,u}^{[i](j)2}$ 。然后, 为了证明其他任何用户的发射功率 $w_{m,n}^2$ 对当前用户 SINR $\gamma_{g,u}$ 的影响, 定义一个新函数为:

$$f_{m,n}(w_{m,n}^2) = [\bar{\mathbf{H}}_g]_{:,n}^H \left(\sum_{u=1, u \neq n}^U [\bar{\mathbf{H}}_g]_{:,u}^H [\bar{\mathbf{H}}_g]_{:,u} w_{g,u}^2 + \mathbf{Z}_g + \delta_v^2 \mathbf{I} \right)^{-1} [\bar{\mathbf{H}}_g]_{:,n} w_{g,u}^2 \quad (29)$$

然后, 引入了一种新的干扰加噪声矩阵:

$$\mathbf{A}_{g,u}^{(m,n)} = \sum_{u'=1, u' \neq u}^U [\bar{\mathbf{H}}_g]_{:,u'}^H [\bar{\mathbf{H}}_g]_{:,u'} w_{g,u'}^2 + \mathbf{Z}_g + \delta_v^2 \mathbf{I} - [\bar{\mathbf{H}}_m]_{:,n}^H [\bar{\mathbf{H}}_m]_{:,n} w_{m,n}^2 \quad (30)$$

将式(30)代入式(29), 根据谢尔曼莫里森公式, 可以得出:

$$\begin{cases} f_{m,n}(w_{m,n}^2) = [\bar{\mathbf{H}}_g]_{:,n}^H \left(\mathbf{A}_{g,u}^{(m,n)} + [\bar{\mathbf{H}}_m]_{:,n}^H [\bar{\mathbf{H}}_m]_{:,n} w_{m,n}^2 \right)^{-1} [\bar{\mathbf{H}}_g]_{:,n} w_{g,u}^2 \\ [\bar{\mathbf{H}}_g]_{:,n} w_{g,u}^2 = [\bar{\mathbf{H}}_g]_{:,n}^H \left(\mathbf{A}_{g,u}^{(m,n)} \right)^{-1} [\bar{\mathbf{H}}_g]_{:,n} w_{g,u}^2 - \\ w_{g,u}^2 \left\{ [\bar{\mathbf{H}}_g]_{:,n}^H \left(\mathbf{A}_{g,u}^{(m,n)} \right)^{-1} [\bar{\mathbf{H}}_m]_{:,n} \right\}^2 \\ \frac{1}{w_{m,n}^2} + [\bar{\mathbf{H}}_g]_{:,n}^H \left(\mathbf{A}_{g,u}^{(m,n)} \right)^{-1} [\bar{\mathbf{H}}_g]_{:,n} \end{cases} \quad (31)$$

因此, 本文证明了 $f_{m,n}(w_{m,n}^2)$ 是单调减函数, 其值随着功率 $w_{m,n}^2$ 的增大而减小。根据结论得出式(32), 可以得到当初初始发射功率可行时, $\dots < w_{g,u}^{[i](j+2)^2} < w_{g,u}^{[i](j+1)^2} < w_{g,u}^{[i](j)^2} < \dots$, 直到迭代收敛, 得到最优功率 $w_{g,u}^{*2} < P_{\max}$ 满足式(23)的约束条件。

$$\begin{cases} [\bar{\mathbf{H}}_g]_{:,n}^H \left(\sum_{u=1, u \neq n}^U [\bar{\mathbf{H}}_g]_{:,u}^H [\bar{\mathbf{H}}_g]_{:,u} w_{g,u}^{[i](j+1)^2} + \mathbf{Z}_g + \delta_v^2 \mathbf{I} \right)^{-1} [\bar{\mathbf{H}}_g]_{:,n} w_{g,u}^{[i](j+1)^2} \geq \\ [\bar{\mathbf{H}}_g]_{:,n}^H \left(\sum_{u=1, u \neq n}^U [\bar{\mathbf{H}}_g]_{:,u}^H [\bar{\mathbf{H}}_g]_{:,u} w_{g,u}^{[i](j)^2} + \mathbf{Z}_g + \delta_v^2 \mathbf{I} \right)^{-1} [\bar{\mathbf{H}}_g]_{:,n} w_{g,u}^{[i](j)^2} \\ [\bar{\mathbf{H}}_g]_{:,n} w_{g,u}^{[i](j+1)^2} = 2^{R_{g,u}^{(th)}} - 1 \end{cases} \quad (32)$$

根据以上证明, 并行迭代算法见算法1。

算法1 并行迭代算法

输入 用户分组后的信道矩阵 $\mathbf{H}$, 模拟波束成形矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$, 迭代精度 η_1 、 η_2

输出 最优功率 $w_{g,u}^{*2}$

初始化各用户发射功率 $w_{g,u}^{[0]2}$, 令 $j=0$ 、 $i=0$

repeat

$i = i + 1$

for 每一组 $g = 1$ to G

根据式(15)构造第 g 组的组间干扰协方差矩阵 $\mathbf{Z}_g$

repeat

for 第 g 组用户 $u = 1$ to U

将 $\mathbf{Z}_g$ 代入式(27), 计算第 g 组中第 u 个用户的发射功率 $w_{g,u}^{[i](j)^2}$

$$\text{until } \sum_{u=1}^U w_{g,u}^{[i](j)^2} - \sum_{u=1}^U w_{g,u}^{[i](j-1)^2} < \eta_1$$

将得到的内部迭代最优值, 作为外部迭代的初始值 $w_{g,u}^{[i]*2} = w_{g,u}^{[i](j)^2}$

$$\text{until } \sum_{g=1}^G \sum_{u=1}^U w_{g,u}^{[i]*2} - \sum_{g=1}^G \sum_{u=1}^U w_{g,u}^{[i-1]*2} < \eta_2$$

4 实验仿真结果

本节仿真评估基于 GSIC 的 HBF 毫米波 MIMO-NOMA 上行链路系统。仿真内容包括全连接和部分连接结构。仿真参数见表1。本文提出的方法与两种传统方法进行比较: (1) 最优 OMA 方案, 不同组采用不同时隙进行时分多址; (2) 传统 SIC-NOMA 方案, 基于分簇和簇内用户级 SIC。

表1 仿真参数

物理意义	数值
基站天线数 N	64
RF 链路数 N_{RF}	4
用户数目 K	8
最小速率 $R_{\min}/(\text{bit} \cdot (\text{s} \cdot \text{Hz})^{-1})$	0.2
用户到基站的路径数 L	3
用户分组数 G	2
噪声功率谱密度 $(\text{dBm} \cdot \text{Hz}^{-1})$	-90
每组用户数 U	4
最大发射功率/dBm	20
精度 η_1 、 η_2	10^{-4}



系统发射功率和用户最小速率要求如图 2 所示, 可以看出, 无论哪种方案系统的总发射功率都随着用户速率要求的增大而增大。此外, 本文提出的 GSIC-NOMA 方案与其他两个方案相比, 系统功耗明显降低。与 OMA 方案相比, GSIC-NOMA 方案可以降低总发射功率约 3 dBm, 并且性能差距随着速率要求增大而有微小提高。与传统的 SIC-NOMA 方案相比, 所提方案可以降低总发射功率约 30 dBm。在这 3 种方案中, 传统的 SIC-NOMA 方案性能最差, 这是因为当用户数量较少时, 同一簇用户信道不具有高度相关性, 并且设计模拟波束成形矩阵时, 基于簇头选择的分簇 SIC-NOMA 方案只对一簇中簇头进行设计, 对于同簇其他用户未进行优化, 造成性能损失。另外, 3 个方案中全连接结构都比部分连接结构所需要总发射功率低, 这是因为全连接每个 RF 链路连接所有的天线, 能够获得更好的阵列增益, 信道增益越高, 系统的整体性能越好。

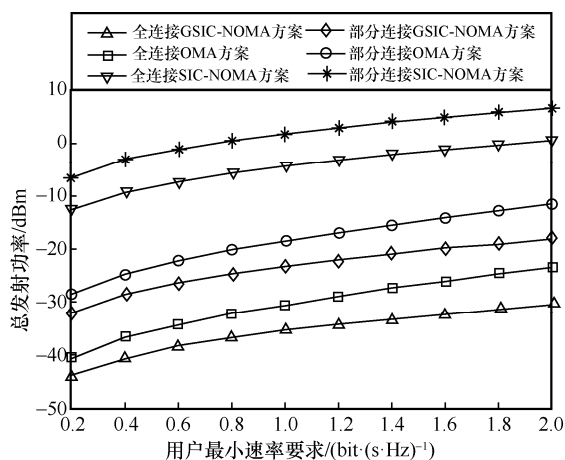


图 2 系统发射功率和用户最小速率要求

系统总发射功率和群体数的关系如图 3 所示, 其中基站天线数为 128, 总用户数为 12, RF 链路数为 6, 每个群体的用户数相等。从图 3 可以看出, 无论是全连接还是部分连接, 在未考虑误差传播的情况下, 采用本文提出的 GSIC-NOMA 方案, 系统总功率均随着组数的增大而减小, 进一步说明了 GSIC-NOMA 方案可以减少系统总功率。

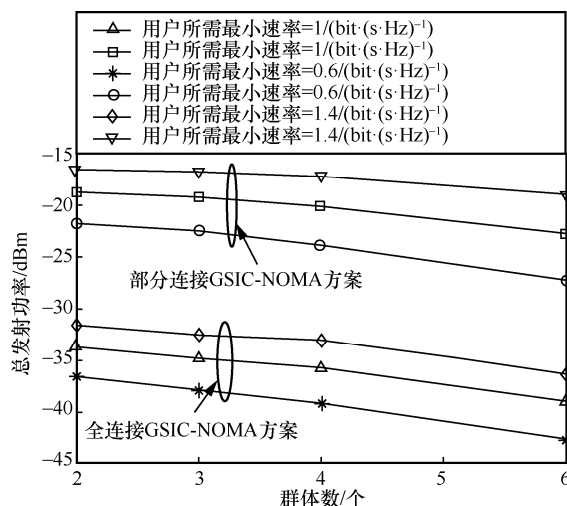


图 3 系统总发射功率和群体数的关系

5 结束语

本文研究采用 HBF 的上行链路毫米波大规模 MIMO-NOMA 系统总功率最小化问题, 提出了基于 GSIC 的新框架。对用户分组, 组内用户采用空分多址传输, 不同组之间采用 NOMA 传输; 为每个群体每个用户设计模拟波束成形矢量, 数字波束成形和功率分配进行联合优化, 并将原问题转化为一个简单功率分配问题, 采用并行迭代算法求解。仿真结果表明, 与已有的多种基准方案相比, 本文提出的 GSIC-NOMA 方案能够有效地降低系统的发射功率。并且随着组数的增加, 系统总的发射功率逐渐减小, 系统的性能更好。

参考文献:

- [1] XIAO M, MUMTAZ S, HUANG Y, et al. Millimeter wave communications for future mobile networks[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(9): 1909-1935.
- [2] HONG W, JIANG Z H, YU C, et al. The role of millimeter-wave technologies in 5G/6G wireless communications[J]. IEEE Journal of Microwaves, 2020, 1(1): 101-122.
- [3] XIE H, GAO F, ZHANG S, et al. A unified transmission strategy for TDD/FDD massive MIMO systems with spatial basis expansion mode[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(4): 3170-3184.
- [4] HEALTH R W, GONZALEZ-PRELCIC N, RANGAN S, et al.

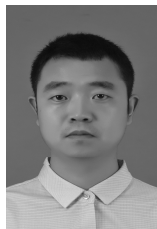
- An overview of signal processing techniques for millimeter wave MIMO systems[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2016, 10(3): 436-453.
- [5] ZHAO L, NG D W K, YUAN J. Multi-user precoding and channel estimation for hybrid millimeter wave systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(7): 1576-1590.
- [6] DING Q, DENG Y, GAO X, et al. Hybrid precoding for mmWave massive MIMO systems with different antenna arrays[J]. China Communications, 2019, 16(10): 45-55.
- [7] ALMASI M A, JIANG L, JAFARKHANI H, et al. Joint beamwidth and power optimization in mmWave hybrid beamforming-NOMA systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 20(4): 2442-2456.
- [8] MARAQA O, RAJASEKARAN A S, AL-AHMADI S, et al. A survey of rate-optimal power domain NOMA with enabling technologies of future wireless networks[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2020, 22(4): 2192-2235.
- [9] 宋荣方, 王鸿. MIMO-NOMA 传输机制研究综述: 存在问题与新方法探索[J]. 南京邮电大学学报(自然科学版), 2022, 42(3): 1-13.
- SONG R F, WANG H. Survey on MIMO-NOMA systems: problems and solutions[J]. Journal of Nanjing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition), 2022, 42(3): 1-13.
- [10] MEN J, GE J, ZHANG C. Performance analysis of nonorthogonal multiple access for relaying networks over nakagami-m fading channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(2): 1200-1208.
- [11] ZHU J, LI Q, LIU Z, et al. Enhanced user grouping and power allocation for hybrid mmWave MIMO-NOMA systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(3): 2034-2050.
- [12] DAI L, WANG B, PENG M, et al. Hybrid precoding-based millimeter-wave massive MIMO-NOMA with simultaneous wireless information and power transfer[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2019, 37(1): 131-141.
- [13] WANG B, DAI L, WANG Z, et al. Spectrum and energy-efficient beamspace MIMO-NOMA for millimeter-wave communications using lens antenna array[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(10): 2370-2382.
- [14] WANG H, ZHANG R, SONG R, et al. A novel power minimization precoding scheme for MIMO-NOMA uplink systems[J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(5): 1106-1109.
- [15] WANG H, LIU C, SHI Z, et al. GSIC for RIS-aided uplink multi-antenna NOMA systems[J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(1): 187-191.

- [16] WANG H, LIU C, SHI Z, et al. Power minimization for uplink RIS-assisted CoMP-NOMA networks with GSIC[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(7): 4559-4573.
- [17] AYACH O E, RAJAGOPAL S, ABU-SURRA S, et al. Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(3): 1499-1513.

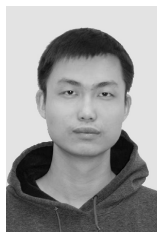
【作者简介】



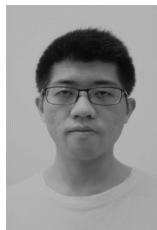
王晖 (1997-), 男, 南京邮电大学通信与信息工程学院硕士生, 主要研究方向为无线通信系统、毫米波大规模 MIMO-NOMA。



邵其心 (1991-), 男, 南京邮电大学通信与信息工程学院博士生, 主要研究方向为面向 6G 的宽带无线传输技术。



刘镠 (2000-), 男, 南京邮电大学通信与信息工程学院硕士生, 主要研究方向为无线通信系统、毫米波大规模 MIMO-NOMA。



王鸿 (1989-), 男, 博士, 南京邮电大学通信与信息工程学院副教授、硕士生导师, 主要研究方向为宽带无线通信理论与技术。



宋荣方 (1964-), 男, 博士, 南京邮电大学通信与信息工程学院教授、博士生导师, 主要研究方向为宽带无线通信理论与技术。