

文章编号: 2095-4980(2022)07-0659-10

基于智能反射表面大规模 MIMO-NOMA 系统频谱效率分析

管 伟, 岳殿武*, 艾志杰, 曹学敏

(大连海事大学 信息科学技术学院, 辽宁 大连 106026)

摘 要: 为了进一步提高频谱效率, 在大规模多输入多输出(MIMO)系统中引入了非正交多址(NOMA), 然而当基站与用户之间的信道较差时, 这很难保证用户的频谱效率。为解决这一问题, 探讨了基于智能反射表面(IRS)的大规模 MIMO-NOMA 系统, 来保证用户的频谱效率。具体地, 首先考虑了 IRS 辅助的大规模 MIMO-NOMA 系统模型。然后根据簇头选择算法, 为每个波束选择一个簇头来设计模拟预编码。之后, 根据等效信道的相关性对用户进行分组, 选择在每个波束中等效信道增益最强的用户来设计数字预编码。最后联合优化基站的功率分配和 IRS 的相移矩阵, 来保证用户频谱效率的公平性, 即最大化最小频谱效率。仿真结果表明, 与没采用 IRS 的大规模 MIMO-NOMA 系统相比, IRS 辅助的大规模 MIMO-NOMA 系统可显著改善最弱用户的频谱效率。

关键词: 大规模 MIMO; 非正交多址; 智能反射表面; 预编码; 最大化最小频谱效率

中图分类号: TN925+.92

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2020394

Spectrum efficiency analysis of massive MIMO-NOMA system based on intelligent reflecting surface

GUAN Wei, YUE Dianwu*, AI Zhijie, CAO Xuemin

(College of Information Science and Technology, Dalian Maritime University, Dalian Liaoning 106026, China)

Abstract: Non-Orthogonal Multiple Access(NOMA) is introduced into massive Multiple Input Multiple Output(MIMO) system in order to further improve the spectrum efficiency. Nevertheless, when the channel between the base station and the user is poor, it is difficult to guarantee the spectrum efficiency of the user. A massive MIMO-NOMA system based on Intelligent Reflecting Surface(IRS) is discussed to deal with this problem. An IRS-assisted massive MIMO-NOMA system model is considered firstly. Then according to the cluster head selection algorithm, a cluster head is selected for each beam to design analog precoding. Users are grouped according to the correlation of equivalent channels, and the user with the strongest equivalent channel gain in each beam is selected to design digital precoding. Finally, the power allocation of the base station and the phase shift matrix of the IRS are jointly optimized to ensure the fairness of the user's spectral efficiency, that is, to maximize the minimum spectral efficiency. The simulation results show that compared with the massive MIMO-NOMA system without IRS, the IRS-assisted massive MIMO-NOMA system can significantly improve the spectrum efficiency of the weakest user.

Keywords: massive MIMO; Non-Orthogonal Multiple Access; Intelligent Reflecting Surface; precoding; maximize the minimum spectral efficiency

大规模多输入多输出(MIMO)是 5G 通信的关键技术之一, 因为它可以实现更高的频谱效率^[1]。在传统的 MIMO 系统中, 每个天线需要一个专门的射频(Radio Frequency, RF)链来实现全数字信号处理^[2]。然而, 在大规模 MIMO 系统中需要使用大量的天线, 将会导致相同数量的 RF 链, 从而造成难以接受的硬件成本和能量消耗^[3]。为了解决这个问题, 人们已经提出了混合预编码(Hybrid Precoding, HP), 以显著减少大规模 MIMO 系统中所需

收稿日期: 2020-08-13; 修回日期: 2020-10-12

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61971081)

*通信作者: 岳殿武 email: dwyue@dlmu.edu.cn

的 RF 链数量, 而不会造成明显的性能损失^[4]。HP 的关键思想是将全数字预编码器分解为高维模拟预编码器和低维数字预编码器。其中模拟电路实现高维模拟预编码器, 以增加天线阵列增益, 少量 RF 链实现低维数字预编码器, 以消除干扰^[5-6]。通常, 采用两种典型的 HP 结构^[3]: a) 全连接结构, 每个 RF 链连接所有的天线; b) 部分连接结构, 每个 RF 链仅连接一部分的天线。一般来说, 全连接的 HP 结构可以实现更高的频谱效率, 而部分连接的 HP 结构可以实现更高的能量效率。

为了进一步提高频谱效率, 在大规模 MIMO 系统中考虑了非正交多址(NOMA)技术^[7]。研究表明, 与传统的正交多址(Orthogonal Multiple Access, OMA)方案相比, NOMA 可以显著提高频谱效率^[8-9]。通过使用 NOMA, 借助波束内叠加编码及连续干扰消除(Successive Interference Cancellation, SIC), 可以在每个波束上支持一个以上的用户, 这与传统的大规模 MIMO 在相同的时频资源上每个波束仅支持一个用户不同。

智能反射表面(IRS)是一种新兴的技术, 在未来的 6G 无线网络中可以实现高效的频谱和能源效率^[10-11]。IRS 由大量低成本的无源元件组成, 每个元件都能够以可调的相移反射入射的信号。在不部署其他的基站或中继的前提下, 通过自适应调整元件的相移, 反射的信号可以与用户从基站直接接收的信号相长或相消地叠加, 以实现增强接收信号功率, 或抑制干扰的作用。此外, 由于 IRS 外形小, 体重轻, 安装在建筑物的墙壁或天花板上比较方便。IRS 在 NOMA 中应用已有学者讨论^[12-13]。其中文献[12]探讨了中继、IRS 在可靠性和复杂性中的权衡。文献[13]联合优化发射波束成形及 IRS 相移矩阵, 最小化基站的传输功率。文献[14-18]在大规模 MIMO-NOMA 系统下做出了相关研究。文献[14]通过联合优化分配功率和功率分割因子, 在保证用户基础接受速率和功率的基础上, 最大化用户可实现的总速率。文献[15]通过优化功率分配, 最大化大规模 MIMO-NOMA 系统的能量效率。文献[16]首次在波束空间 MIMO 下使用 NOMA, 通过功率分配最大化用户可实现总速率。文献[17]将 NOMA 应用于大规模 MIMO 系统下的 HP 预编码结构中, 利用 NOMA 的特点, 设计用户调度, 改善了系统性能。文献[18]通过设计数字预编码, 最大化用户可实现总速率。

在基站与用户直接信道较差时, 上述工作系统性能也会大打折扣。本文在上述工作的基础上, 在大规模 MIMO-NOMA 系统下考虑了 IRS, 通过联合优化基站的功率分配和 IRS 处的相移矩阵, 保证用户公平性的同时, 改善了用户的频谱效率。

1 系统模型

本文考虑一个单小区下行 IRS 辅助的大规模 MIMO-NOMA 系统, 如图 1 所示, BS 配备了 N 个天线和 N_{RF} 个 RF 链以同时支持不同波束的 $K(K \gg N_{\text{RF}})$ 个单天线用户, 其中用户被分为 G 组, 这将在下一节中介绍。IRS 配备了 M 个无源反射元件, 以协助 BS 进行信息传输。此外, 假设基站与部分用户之间的直接信道受阻。

在基于 HP 的大规模 MIMO 系统中, 波束的数量不能超过 RF 链的数量, 并且每个波束最多只能支持一个用户^[5]。因此, 为了完全获得多路复用增益, 本文假设波束的数量 G 等于 RF 链的数量 N_{RF} , 即 $G = N_{\text{RF}}$ 。然后通过使用 NOMA 技术, 每个波束上可以支持多个用户。对于 $g=1, 2, \dots, G$, 令 S_g 表示第 g 个波束支持的用户集合, 其中 $|S_g| \geq 1$, $\sum_{g=1}^G |S_g| = K$ 。并且对于 $i \neq j$, 有 $S_i \cap S_j = \emptyset$ 。因此, 第 g 个波束中第 m 个用户的接收信号为:

$$y_{g,m} = \mathbf{h}_{g,m}^H \mathbf{A} \sum_{i=1}^G \sum_{j=1}^{|S_i|} \mathbf{d}_i \sqrt{p_{i,j}} s_{i,j} + v_{g,m} = \mathbf{h}_{g,m}^H \mathbf{A} \mathbf{d}_g \sqrt{p_{g,m}} s_{g,m} + \mathbf{h}_{g,m}^H \mathbf{A} \mathbf{d}_g \left(\sum_{j=1}^{m-1} \sqrt{p_{g,j}} s_{g,j} + \sum_{j=m+1}^{|S_g|} \sqrt{p_{g,j}} s_{g,j} \right) + \mathbf{h}_{g,m}^H \mathbf{A} \sum_{i \neq g} \sum_{j=1}^{|S_i|} \mathbf{d}_i \sqrt{p_{i,j}} s_{i,j} + v_{g,m} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{h}_{g,m}^H \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ 是基站与第 g 个波束中第 m 个用户之间的复合信道; $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{N \times N_{\text{RF}}}$ 是模拟预编码矩阵; $\mathbf{d}_g \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times 1}$ 是波束 g 的数字预编码矢量, 对于 $g=1, 2, \dots, G$, 有 $\|\mathbf{A} \mathbf{d}_g\|_2 = 1$; $p_{g,m}$ 是第 g 个波束中第 m 个用户的发射功率; $s_{g,m}$ 是期望为 1 的发射信号, 即 $E\{|s_{g,m}|^2\} = 1$; $v_{g,m}$ 是遵循零均值单位方差的复高斯分布的噪声。等式(1)中第一项表示用户 m 所需的信号, 第二项表示波束内的其他用户的干扰, 第三项表示波束间的其他用户的干扰, 最后一项表示噪声。

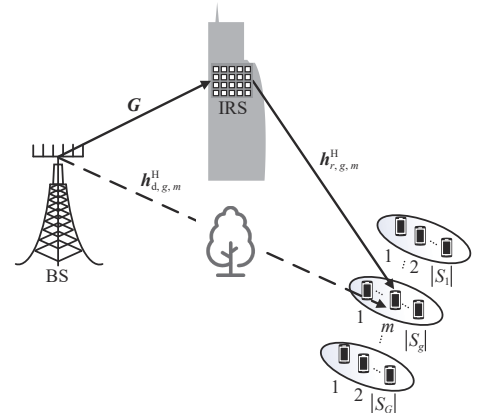


Fig.1 Single-cell downlink IRS-assisted massive MIMO-NOMA system

图1 单小区下行 IRS 辅助的大规模 MIMO-NOMA 系统

$$\mathbf{h}_{g,m}^H = \mathbf{h}_{d,g,m}^H + \mathbf{h}_{r,g,m}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G} \quad (2)$$

式中：上标 H 表示向量的共轭转置； $\mathbf{h}_{d,g,m}^H \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ 是基站与用户之间的信道； $\mathbf{h}_{r,g,m}^H \in \mathbb{C}^{1 \times M}$ 是 IRS 与用户之间的信道； $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 是基站与 IRS 之间的信道； $\boldsymbol{\Theta} = \text{diag}(\mathbf{e}^{j\theta_1}, \mathbf{e}^{j\theta_2}, \dots, \mathbf{e}^{j\theta_M}) \in \mathbb{C}^{M \times M}$ 是 IRS 的对角相移矩阵，对于 $m=1, 2, \dots, M$ ，有 $\theta_m \in [0, 2\pi]$ 。

假定 BS 与用户之间的视距(Line-of-Sight, LoS)分量被阻塞，因此本文建模 BS 与用户之间的信道为瑞利衰落，其中 $\mathbf{h}_{d,g,m}^H$ 的每个元素遵循零均值单位方差的复高斯分布。对于 BS 与 IRS 之间以及 IRS 与用户之间的信道，LoS 分量假定存在。因此，这两个信道均以莱斯衰落建模。

BS 与 IRS 之间的信道表达式为：

$$\mathbf{G} = \sqrt{\frac{K_1}{K_1+1}} \bar{\mathbf{G}} + \sqrt{\frac{1}{K_1+1}} \tilde{\mathbf{G}} \quad (3)$$

式中： K_1 是信道 $\mathbf{G}$ 的莱斯因子； $\bar{\mathbf{G}}$ 是信道的视距 LoS 分量； $\tilde{\mathbf{G}}$ 是信道的非视距(Non-Line-of-Sight, NLoS)分量， $\tilde{\mathbf{G}}$ 的每个元素遵循零均值单位方差的复高斯分布。

相似地，IRS 与用户之间的信道表达式为：

$$\mathbf{h}_{r,g,m}^H = \sqrt{\frac{K_2}{K_2+1}} \bar{\mathbf{h}}_{r,g,m}^H + \sqrt{\frac{1}{K_2+1}} \tilde{\mathbf{h}}_{r,g,m}^H \quad (4)$$

式中： K_2 是信道 $\mathbf{h}_{r,g,m}^H$ 的莱斯因子； $\bar{\mathbf{h}}_{r,g,m}^H$ 是信道的 LoS 分量； $\tilde{\mathbf{h}}_{r,g,m}^H$ 是信道 NLoS 分量， $\tilde{\mathbf{h}}_{r,g,m}^H$ 的每个元素遵循零均值单位方差的复高斯分布。

在本文中，考虑 IRS 是具有 $X \times Y (M=XY)$ 个元件单元的均匀平面阵列，IRS 元件的阵列响应为：

$$\mathbf{a}_M(\phi, \theta) = \left[1, \dots, \mathbf{e}^{j2\pi \frac{d_m}{\lambda} (x \sin \phi \sin \theta + y \cos \theta)}, \dots, \mathbf{e}^{j2\pi \frac{d_m}{\lambda} ((X-1) \sin \phi \sin \theta + (Y-1) \cos \theta)} \right] \quad (5)$$

式中： x, y 是 IRS 水平和竖直方向元素的索引， $0 < x < X$ ， $0 < y < Y$ ； d_m 是 IRS 元件间隔； ϕ, θ 分别是信号到达或离开的方位角和仰角。

考虑的基站是具有 $N \times 1$ 个天线单元的均匀线性阵列，基站天线的阵列响应为：

$$\mathbf{a}_N(\phi) = \left[1, \dots, \mathbf{e}^{j2\pi \frac{d_n}{\lambda} n \sin \phi}, \dots, \mathbf{e}^{j2\pi \frac{d_n}{\lambda} (N-1) \sin \phi} \right] \quad (6)$$

式中： n 是天线元素的索引， $0 < n < N$ ； d_n 是天线间隔； ϕ 是信号离开的方位角。

这样， $\mathbf{G}$ 的 LOS 分量 $\bar{\mathbf{G}}$ 为：

$$\bar{\mathbf{G}} = \mathbf{a}_M^H(\phi_{\text{AoA},1}, \theta_{\text{AoA},1}) \mathbf{a}_N(\phi_{\text{AoD},1}) \quad (7)$$

式中：下标 AoA 表示信号到达的角度；AoD 表示信号离开的角度。相似地， $\bar{\mathbf{h}}_{r,g,m}^H$ 为：

$$\bar{\mathbf{h}}_{r,g,m}^H = \mathbf{a}_M(\phi_{\text{AoD},2}, \theta_{\text{AoD},2}) \quad (8)$$

为了有效地在接收机处执行 SIC，在不失一般性的前提下，假设对于 $g=1, 2, \dots, G$ ，有 $\|\mathbf{h}_{g,1}^H \mathbf{A} \mathbf{d}_g\|_2 \geq \|\mathbf{h}_{g,2}^H \mathbf{A} \mathbf{d}_g\|_2 \geq \dots \geq \|\mathbf{h}_{g,|S_g|}^H \mathbf{A} \mathbf{d}_g\|_2$ 。然后，第 g 个波束中的第 m 个用户可以通过 SIC 来消除第 g 个波束中第 j 个用户(对于所有 $j > m$)的干扰^[8]，这样第 g 个波束中第 m 个用户的接收信号可以改写成：

$$y_{g,m} = \mathbf{h}_{g,m}^H \mathbf{A} \mathbf{d}_g \sqrt{p_{g,m}} s_{g,m} + \mathbf{h}_{g,m}^H \mathbf{A} \mathbf{d}_g \sum_{j=1}^{m-1} \sqrt{p_{g,j}} s_{g,j} + \mathbf{h}_{g,m}^H \mathbf{A} \sum_{i \neq g, j=1}^{|S|} \mathbf{d}_i \sqrt{p_{i,j}} s_{i,j} + v_{g,m} \quad (9)$$

此时，第 g 个波束中第 m 个用户的信干噪比为：

$$\text{SINR}_{g,m} = \frac{\|\mathbf{h}_{g,m}^H \mathbf{A} \mathbf{d}_g\|_2^2 p_{g,m}}{\zeta_{g,m}} \quad (10)$$

式中:

$$\zeta_{g,m} = \left\| \mathbf{h}_{g,m}^H \mathbf{A} \mathbf{d}_g \right\|_2^2 \sum_{j=1}^{2^{m-1}} p_{g,j} + \sum_{i \neq g} \left\| \mathbf{h}_{g,m}^H \mathbf{A} \mathbf{d}_i \right\|_2^2 \sum_{j=1}^{|S_i|} p_{i,j} + \sigma_v^2 \quad (11)$$

第 g 个波束中第 m 个用户的可实现的频谱效率为:

$$R_{g,m} = \log_2(1 + \text{SINR}_{g,m}) \quad (12)$$

用户可实现的总和率为:

$$R_{\text{sum}} = \sum_{g=1}^G \sum_{m=1}^{|S_g|} R_{g,m} \quad (13)$$

由式(12)可知, 通过设计用户分组, 模拟预编码矩阵 $\mathbf{A}$ 、数字预编码 $\{\mathbf{d}_g\}_{g=1}^G$ 、基站分配的功率 $\{p_{g,m}\}_{g=1, m=1}^{G, |S_g|}$ 、IRS 相移矩阵 $\boldsymbol{\Theta}$, 可以改善用户的频谱效率。但是同时获得这些参数的最优解是非常困难的, 因此在下一节中首先设计用户分组和混合预编码, 然后介绍功率分配和相移矩阵的联合优化。

2 混合预编码

大规模 MIMO 系统的两种结构如图 2 所示。由图 2 中可知, 相对于全连接结构的 NN_{RF} 个移相器, 部分连接结构仅需要 N 个移相器。因此, 部分连接结构更易于实现, 并且更节能, 但是也会损失一些性能。

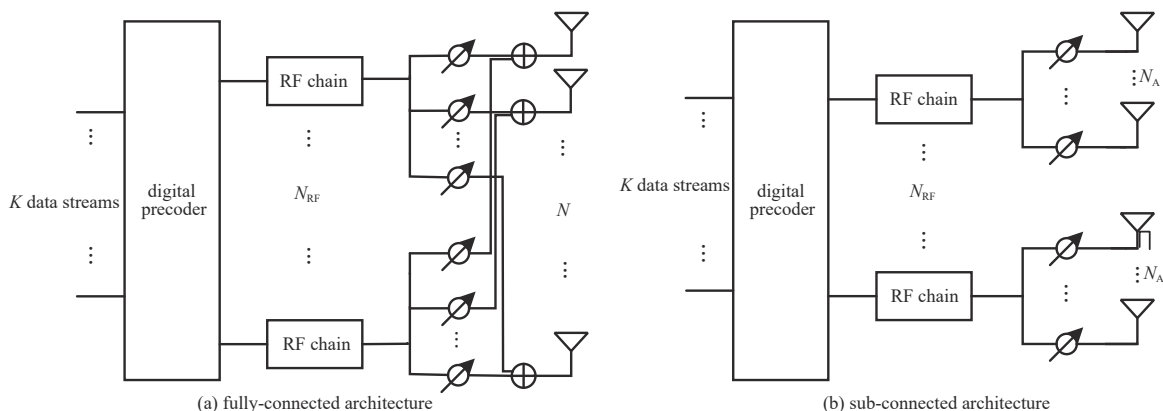


Fig.2 Two architectures of the massive MIMO system model

图 2 大规模 MIMO 系统模型的两结构

2.1 模拟预编码

对于全连接结构, 模拟预编码矩阵 $\mathbf{A}^{(\text{full})}$ 为:

$$\mathbf{A}^{(\text{full})} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{a}}_1^{(\text{full})} & \bar{\mathbf{a}}_2^{(\text{full})} & \cdots & \bar{\mathbf{a}}_{N_{\text{RF}}}^{(\text{full})} \end{bmatrix} \quad (14)$$

对于 $n=1, 2, \dots, N_{\text{RF}}$, $\bar{\mathbf{a}}_n^{(\text{full})} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 的元素具有相同的幅度 $1/\sqrt{N}$, 但相位不同^[4]。对于部分连接结构, 模拟预编码矩阵 $\mathbf{A}^{(\text{sub})}$ 为:

$$\mathbf{A}^{(\text{sub})} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{a}}_1^{(\text{sub})} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \bar{\mathbf{a}}_2^{(\text{sub})} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \bar{\mathbf{a}}_{N_{\text{RF}}}^{(\text{sub})} \end{bmatrix} \quad (15)$$

在不失一般性的前提下, 假设部分连接结构中, 每个 RF 链仅连接 $N_A = N/N_{\text{RF}}$ 根天线。对于 $n=1, 2, \dots, N_{\text{RF}}$, $\bar{\mathbf{a}}_n^{(\text{sub})} \in \mathbb{C}^{N_A \times 1}$ 元素具有相同的幅度 $1/\sqrt{N_A}$ ^[5-6]。

本文考虑的系统, 用户数量 K 大于模拟预编码矢量的数量 N_{RF} 。因此, 首先需要为每个波束选择一个用户

作为簇头。本文使用文献[14]中的簇头选择算法，即最小化所选簇头之间的相关性。

根据簇头选择算法，获得簇头的集合为 Γ ，其中 $\Gamma(g)$ 表示第 g 波束的簇头。接下来，根据簇头设计模拟预编码。具体地，通过最大化阵列增益 $\left| \mathbf{h}_{\Gamma(g)}^H \bar{\mathbf{a}}_g^{(\text{full})} \right|^2$ 和 $\left| \mathbf{h}_{\Gamma(g)}^H \bar{\mathbf{a}}_g^{(\text{sub})} \right|^2$ 来获得模拟预编码矢量。

考虑到 B 比特量化移相器，全连接的模拟预编码矢量 $\bar{\mathbf{a}}_g^{(\text{full})}$ 的第 i 个元素 (其中 $i=1,2,\dots,N$) 表示为：

$$\bar{\mathbf{a}}_g^{(\text{full})}(i) = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j \frac{2\pi \hat{n} i}{2^B}} \quad (16)$$

$$\hat{n} = \arg \min_{n \in \{0,1,\dots,2^B-1\}} \left| \text{angle}(\mathbf{h}_{\Gamma(g)}(i)) - \frac{2\pi n}{2^B} \right| \quad (17)$$

部分连接的模拟预编码矢量 $\bar{\mathbf{a}}_g^{(\text{sub})}$ 的第 i 个元素 (其中 $i=(g-1)M+1, (g-1)M+2, \dots, gM$) 表示为：

$$\bar{\mathbf{a}}_g^{(\text{sub})}(i) = \frac{1}{\sqrt{N_A}} e^{j \frac{2\pi \hat{n} i}{2^B}} \quad (18)$$

式中 $\hat{n}$ 与式(17)中的相同。

2.2 数字预编码

得到模拟预编码后，将第 k 个用户的等效信道矢量表示为：

$$\hat{\mathbf{h}}_k^H = \mathbf{h}_k^H \mathbf{A} \quad (19)$$

式中 $k=1,2,\dots,K$ 。之后，需要对剩余用户进行分组。这要依据式(20)：

$$\hat{g} = \arg \max_{g \in \{1,2,\dots,G\}} \frac{\left| \hat{\mathbf{h}}_m^H \hat{\mathbf{h}}_{\Gamma(g)}(i) \right|}{\left\| \hat{\mathbf{h}}_m \right\|_2 \left\| \hat{\mathbf{h}}_{\Gamma(g)} \right\|_2} \quad (20)$$

具体来说，计算用户 $m(m \notin \Gamma)$ 与各簇头之间的等效信道相关性，分组到相关性最高的波束中。

这样，同一波束中的用户，等效信道具有较高的相关性，而不同波束中的用户，等效信道由于簇头选择算法具有较低的相关性，有利于波束间干扰的消除，从而改善多路复用增益。

接下来，根据每个波束中具有最高等效信道增益的用户，设计数字预编码。简单起见，使用低复杂度的迫零(Zero Forcing, ZF)预编码来消除波束间干扰。

具体来说，假设在第 g 个波束中第 m_g 个用户具有最高的等效信道增益，那么：

$$\bar{\mathbf{H}} = [\hat{\mathbf{h}}_{m_1}, \hat{\mathbf{h}}_{m_2}, \dots, \hat{\mathbf{h}}_{m_G}] \quad (21)$$

数字预编码矩阵为：

$$\bar{\mathbf{D}} = [\bar{\mathbf{d}}_1, \bar{\mathbf{d}}_2, \dots, \bar{\mathbf{d}}_G] = \bar{\mathbf{H}} (\bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}})^{-1} \quad (22)$$

归一化后，第 g 个波束的数字预编码矢量为：

$$\mathbf{d}_g = \frac{\bar{\mathbf{d}}_g}{\left\| \mathbf{A} \bar{\mathbf{d}}_g \right\|_2} \quad (23)$$

最后，根据信道增益重新排序每个波束中的用户，以满足 SIC 的条件：对于 $g=1,2,\dots,G$ ， $\left\| \hat{\mathbf{h}}_{g,1}^H \mathbf{d}_g \right\|_2 \geq \left\| \hat{\mathbf{h}}_{g,2}^H \mathbf{d}_g \right\|_2 \geq \dots \geq \left\| \hat{\mathbf{h}}_{g,|S_g|}^H \mathbf{d}_g \right\|_2$ 。

3 联合优化功率分配和相移矩阵

在本节中，重构一个优化问题来求解分配的功率和相移矩阵，旨在满足用户的公平性。问题为：

$$\left\{ \begin{array}{l} OP_1: \max_{\{p_{g,m}\}, \Theta} \min \{R_{1,1}, R_{1,2}, \dots, R_{G,|S_G|}\} \\ \text{s.t. } C_1: p_{g,m} \geq 0, \forall g, m \\ C_2: \sum_{g=1}^G \sum_{m=1}^{|S_g|} p_{g,m} \leq P_t, \forall g, m \\ C_3: R_{g,m} \geq R_{g,m}^{\min}, \forall g, m \end{array} \right. \quad (24)$$

其中, 约束1表示分配给每个用户的功率必须是大于等于0的, 约束2表示基站分配给用户的总功率小于等于最大传输功率, 约束3表示每个用户的接收速率大于等于最小传输速率。由目标函数和式(12)可知, 问题 OP_1 是非凸二元二次规划问题。接下来可以使用交替优化方法来解决^[19]。

在给定相移矩阵时, 即 $\Theta = \text{diag}(1, 1, \dots, 1)$, OP_1 简化为:

$$\left\{ \begin{array}{l} OP_2: \max_{\{p_{g,m}\}} \min \{R_{1,1}, R_{1,2}, \dots, R_{G,|S_G|}\} \\ \text{s.t. } C_1: p_{g,m} \geq 0, \forall g, m \\ C_2: \sum_{g=1}^G \sum_{m=1}^{|S_g|} p_{g,m} \leq P_t, \forall g, m \\ C_3: R_{g,m} \geq R_{g,m}^{\min}, \forall g, m \end{array} \right. \quad (25)$$

利用松弛变量 α , 定义凸下界, 将非凸目标函数近似为凸目标函数, 即

$$\min \{R_{1,1}, R_{1,2}, \dots, R_{G,|S_G|}\} \geq \alpha \quad (26)$$

OP_2 转化为:

$$\left\{ \begin{array}{l} OP_3: \max_{\{p_{g,m}\}} \alpha \\ \text{s.t. } C_1: p_{g,m} \geq 0, \forall g, m \\ C_2: \sum_{g=1}^G \sum_{m=1}^{|S_g|} p_{g,m} \leq P_t, \forall g, m \\ C_3: R_{g,m} \geq R_{g,m}^{\min}, \forall g, m \\ C_4: R_{g,m} \geq \alpha, \forall g, m \end{array} \right. \quad (27)$$

展开约束4, 可得

$$\|\bar{\mathbf{h}}_{g,m}^H \mathbf{d}_g\|_2 p_{g,m} \geq (2^\alpha - 1) \left(\|\bar{\mathbf{h}}_{g,m}^H \mathbf{d}_g\|_2 \sum_{j=1}^{m-1} p_{g,j} + \sum_{i \neq g} \|\bar{\mathbf{h}}_{g,m}^H \mathbf{d}_i\|_2 \sum_{j=1}^{|S_i|} p_{i,j} + \sigma_v^2 \right), \forall g, m \quad (28)$$

由式(28)可知, 分配功率和松弛变量是耦合的, 因此问题 OP_3 仍是非凸问题。本文通过固定松弛变量, 利用 CVX 工具箱, 求解分配的功率。

具体地, 给定 α 的范围, 即 $\alpha_{\max}$ 和 $\alpha_{\min}$ 后, 令 $\alpha = (\alpha_{\max} + \alpha_{\min})/2$, 带入功率优化问题中, 利用 CVX 工具箱反馈问题是否有解的。若问题是有解的, 令 $\alpha_{\min} = \alpha$, 否则令 $\alpha_{\max} = \alpha$ 。直到 $\alpha_{\max}$ 和 $\alpha_{\min}$ 的差值小于事先设定的阈值 ε_0 。其中当问题有解时, 及时记录当前的松弛变量 α (也是最弱用户的频谱效率) 以及 CVX 工具箱求解的功率, 防止在跳出循环时, 此时的 α 无解导致结果不准确。

在得到用户分配的功率 $\{p_{g,m}\}$ 后, 问题 OP_1 转化为:

$$\left\{ \begin{array}{l} OP_4: \max_{\Theta} \min \{R_{1,1}, R_{1,2}, \dots, R_{G,|S_G|}\} \\ \text{s.t. } C_1: R_{g,m} \geq R_{g,m}^{\min}, \forall g, m \end{array} \right. \quad (29)$$

利用松弛变量, 有:

$$\left\{ \begin{array}{l} OP_5: \max_{\Theta} \alpha \\ \text{s.t. } C_1: R_{g,m} \geq R_{g,m}^{\min}, \forall g, m \\ C_2: R_{g,m} \geq \alpha, \forall g, m \end{array} \right. \quad (30)$$

展开约束2, 可得式(28), 由于:

$$\mathbf{h}_{g,m}^H = \mathbf{h}_{d,g,m}^H + \mathbf{h}_{r,g,m}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G} = \mathbf{h}_{d,g,m}^H + \mathbf{v}^H \text{diag}(\mathbf{h}_{r,g,m}^H) \mathbf{G} \quad (31)$$

$$\mathbf{v} = [\mathbf{e}^{j\theta_1}, \mathbf{e}^{j\theta_2}, \dots, \mathbf{e}^{j\theta_U}]^H \quad (32)$$

可得：

$$\|\bar{\mathbf{h}}_{g,m}^H \mathbf{d}_g\|_2^2 = \|(\mathbf{h}_{d,g,m}^H + \mathbf{h}_{r,g,m}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G}) \mathbf{A} \mathbf{d}_g\|_2^2 = \|(\mathbf{h}_{d,g,m}^H + \mathbf{v}^H \text{diag}(\mathbf{h}_{r,g,m}^H) \mathbf{G}) \mathbf{A} \mathbf{d}_g\|_2^2 = \quad (33)$$

$$\|\mathbf{v}^H \mathbf{a}_{g,m,g} + \mathbf{b}_{g,m,g}\|_2^2 = \mathbf{v}^H \mathbf{a}_{g,m,g} \mathbf{a}_{g,m,g}^H \mathbf{v} + 2\mathbf{v}^H \mathbf{a}_{g,m,g} \mathbf{b}_{g,m,g} + \mathbf{b}_{g,m,g}^2$$

$$\mathbf{a}_{g,m,g} = \text{diag}(\mathbf{h}_{r,g,m}^H) \mathbf{G} \mathbf{A} \mathbf{d}_g \quad (34)$$

$$\mathbf{b}_{g,m,g} = \mathbf{h}_{d,g,m}^H \mathbf{A} \mathbf{d}_g \quad (35)$$

引入变量 t ，可得：

$$\|\bar{\mathbf{h}}_{g,m}^H \mathbf{d}_g\|_2^2 = \tilde{\mathbf{v}}^H \mathbf{R}_{g,m,g} \tilde{\mathbf{v}} + \mathbf{b}_{g,m,g}^2 \quad (36)$$

式中：

$$\mathbf{R}_{g,m,g} = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_{g,m,g} \mathbf{a}_{g,m,g}^H & \mathbf{a}_{g,m,g} \mathbf{b}_{g,m,g} \\ \mathbf{b}_{g,m,g}^H \mathbf{a}_{g,m,g} & 0 \end{bmatrix} \quad (37)$$

$$\tilde{\mathbf{v}} = \begin{bmatrix} \mathbf{v} \\ t \end{bmatrix} \quad (38)$$

通过将向量 $\tilde{\mathbf{v}}$ 提升为秩1的正半定矩阵 $\mathbf{V} = \tilde{\mathbf{v}} \tilde{\mathbf{v}}^H$ ，可以转化成半定规划问题：

$$\begin{cases} OP_6: \max_V \alpha \\ \text{s.t. } C_1: R_{g,m} \geq R_{g,m}^{\min}, \forall g, m \\ C_2: p_{g,m} \left(\text{Tr}(\mathbf{R}_{g,m,g} \mathbf{V}) + \mathbf{b}_{g,m,g}^2 \right) \geq (2^a - 1) \left(\left(\text{Tr}(\mathbf{R}_{g,m,g} \mathbf{V}) + \mathbf{b}_{g,m,g}^2 \right) \sum_{j=1}^{m-1} p_{g,j} \right. \\ \quad \left. + \sum_{i \neq g} \left(\text{Tr}(\mathbf{R}_{g,m,g} \mathbf{V}) + \mathbf{b}_{g,m,g}^2 \right) \sum_{j=1}^{|S_i|} p_{i,j} \right) + \sigma_v^2 \right), \forall g, m \\ C_3: V_{m,m} = 1, \forall m = 1, 2, \dots, M+1 \\ C_4: \mathbf{V} \succeq 0, \text{rank}(\mathbf{V}) = 1 \end{cases} \quad (39)$$

由于问题 OP_6 中存在非凸约束 $\text{rank}(\mathbf{V}) = 1$ ，可以使用正半定松弛技巧^[20]，舍弃这个约束。

这样问题 OP_6 ，转化为：

$$\begin{cases} OP_7: \max_V \alpha \\ \text{s.t. } C_1: R_{g,m} \geq R_{g,m}^{\min}, \forall g, m \\ C_2: p_{g,m} \left(\text{Tr}(\mathbf{R}_{g,m,g} \mathbf{V}) + \mathbf{b}_{g,m,g}^2 \right) \geq (2^a - 1) \left(\left(\text{Tr}(\mathbf{R}_{g,m,g} \mathbf{V}) + \mathbf{b}_{g,m,g}^2 \right) \sum_{j=1}^{m-1} p_{g,j} \right. \\ \quad \left. + \sum_{i \neq g} \left(\text{Tr}(\mathbf{R}_{g,m,g} \mathbf{V}) + \mathbf{b}_{g,m,g}^2 \right) \sum_{j=1}^{|S_i|} p_{i,j} \right) + \sigma_v^2 \right), \forall g, m \\ C_3: V_{m,m} = 1, \forall m = 1, 2, \dots, M+1 \\ C_4: \mathbf{V} \succeq 0 \end{cases} \quad (40)$$

对于问题 OP_7 ，可以使用求解分配功率相同的方法求解 $\mathbf{V}$ 。当 $\mathbf{V}$ 的秩为1时，此时获得的解为最优解。当 $\mathbf{V}$ 的秩不为1时，可以利用高斯化取样，将所获得的解趋向于最优解。即对 $\mathbf{V}$ 进行多次高斯化取样，得到 $\boldsymbol{\Theta}$ 的集合 $\mathcal{D}$ 。分别对集合 $\mathcal{D}$ 中的相移矩阵 $\boldsymbol{\Theta}$ 求解 OP_1 问题，得到最大频谱效率的相移矩阵 $\boldsymbol{\Theta}_0$ ，作为下一次迭代的相移矩阵。从而交替迭代，直到连续两次交替迭代得到的频谱效率之差小于事先设定的阈值 ε 。其中在每次得到相移矩阵 $\boldsymbol{\Theta}_0$ 后，都需要根据信道重新设计预编码。

4 仿真结果

本节通过仿真评估了 IRS 辅助的大规模 MIMO-NOMA 系统的频谱效率，其中包括全连接的 HP 结构和部分连接的 HP 结构。如无特别说明，仿真参数如下：BS 配备了 $N=32$ 个天线和 $N_{\text{RF}}=4$ 个 RF 链，以同时为 $K=6$ 个用户

支持。 K 个用户被分组在 $G=N_{\text{RF}}=4$ 个波束中,每个波束中至少支持一个用户。BS天线间距 $d_a=\lambda/2$,其中 λ 表示波长,IRS元件间距 $d_m=\lambda/8$ 。莱斯因子 $K_1=K_2=2$ 。最大传输功率 P_t 为10 mW。

图3仿真了大规模MIMO-NOMA系统的4种方案中最弱用户的频谱速率随信噪比的变化。可以看出:随着信噪比的增加,最弱用户的频谱速率也相应增加,采用IRS的全连接(部分连接)方案实现的频谱速率是未采用IRS全连接(部分连接)方案的3倍左右。另一方面由于IRS的存在,部分连接方案实现的频谱效率可以比未采用IRS的全连接方案高。

图4仿真了大规模MIMO-NOMA系统的两种方案中最弱用户的频谱速率随IRS元件数的变化。此时信噪比为5 dB。可以看出:随着IRS元件数的增多,最弱用户的频谱效率也相应增加,然而增长速度逐渐缓慢。除此之

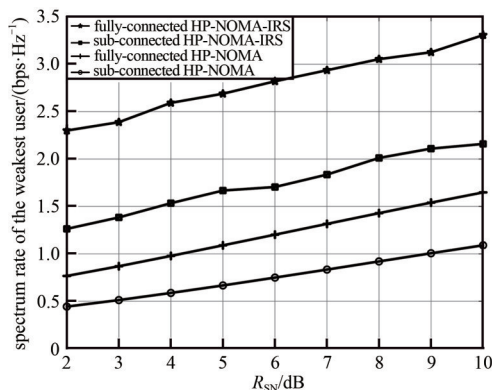


Fig.3 Spectrum rate of the weakest user in the four schemes of massive MIMO-NOMA system varying with the signal-to-noise ratio

图3 大规模MIMO-NOMA系统的4种方案中最弱用户的频谱速率随信噪比的变化

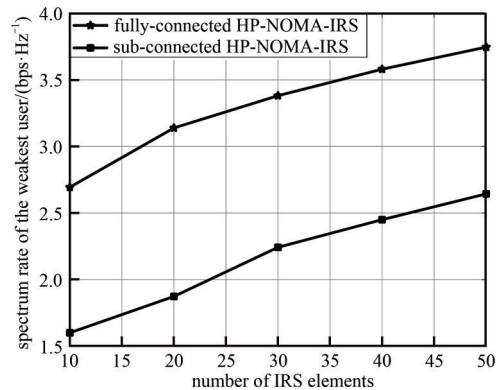


Fig.4 Spectrum rate of the weakest user in the two schemes of massive MIMO-NOMA system varying with the number of IRS elements

图4 大规模MIMO-NOMA系统的两种方案中最弱用户的频谱速率随IRS元件数的变化

外,部分连接方案IRS元件数达到50时,与全连接方案IRS元件数为10接近,可以看出,未来可以使用IRS元件代替RF链,保证频谱效率的同时又能节约能量。

图5仿真了大规模MIMO-NOMA系统的4种方案中最弱用户的频谱速率随用户数的变化。此时信噪比为5 dB,功率为20 mW。可以看出随着用户的增多,最弱用户的频谱效率也相应减小。在用户数较多时,采用IRS的方案仍然可以实现较高的频谱效率。在用户数 $K=12$ 时,采用IRS的全连接方案可以实现接近1 bps/Hz的频谱效率,这也从间接说明了IRS的作用。

图6仿真了大规模MIMO-NOMA系统的4种方案中总速率随信噪比的变化。结合图3可以看出,采用IRS的全连接和部分连接方案的总速率分别约等于最弱用户频谱速率的 $K=6$ 倍。也就是说,用户中频谱效率最高的用

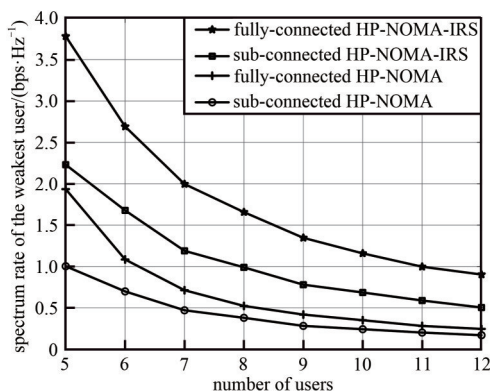


Fig.5 Spectrum rate of the weakest user in the four schemes of massive MIMO-NOMA system varying with the number of users

图5 大规模MIMO-NOMA系统的4种方案中最弱用户的频谱速率随用户数的变化

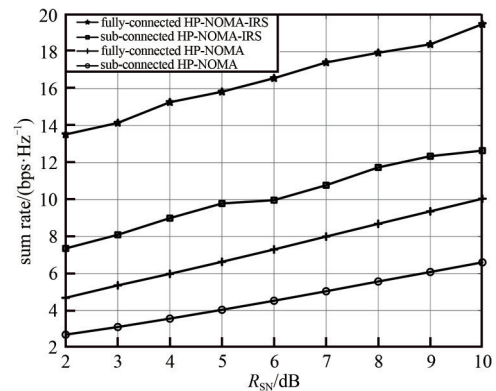


Fig.6 Total rate of the weakest user in the four schemes of massive MIMO-NOMA system varying with the signal-to-noise ratio

图6 大规模MIMO-NOMA系统的4种方案中总速率随信噪比的变化

户约等于频谱效率最低的用户。这也间接表明提出的优化算法在改善频谱速率的同时,也极大地满足了用户的公平性。

图7仿真了不同元件数的 IRS 辅助的大规模 MIMO-NOMA 系统的全连接方案中最弱用户频谱速率随信噪比的变化。与预期一样,不同信噪比下,最弱用户的频谱效率满足不同元件数 M 的增益 $\mathcal{O}(M^2)$ 。

5 结论

本文将 IRS 应用于基于 HP 的大规模 MIMO-NOMA 系统中,设计了用户分组、混合预编码、功率分配和相移矩阵,从而改善频谱效率。具体地,首先通过簇头选择算法为每个波束选择一个用户作为簇头,根据所选择的簇头设计模拟预编码。之后,根据用户等效信道的相关性对用户进行分组。然后,选择在每个波束中具有最强等效信道增益的用户来设计数字预编码。最后,通过交替优化功率分配和相移矩阵,使用户中频谱效率最小的用户最大化。仿真结果表明,与未采用 IRS 的大规模 MIMO-NOMA 系统相比,所提出的 IRS 辅助的大规模 MIMO-NOMA 系统可以获得更高的频谱效率。未来,将考虑有信道估计的大规模 MIMO-NOMA-IRS 系统的频谱效率分析。

参考文献:

- [1] 宋云超,刘陈. 3D 大规模 MIMO 系统中莱斯信道下的传输方案[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2020,18(4):581–585. (SONG Yunchao,LIU Chen. Transmission scheme in 3D massive MIMO under the Rician channel model[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2020,18(4):581–585.)
- [2] RUSEK F,PERSSON D,LAU B K,et al. Scaling up MIMO:opportunities and challenges with very large arrays[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2013,30(1):40–60.
- [3] HEATH R W,GONZÁLEZ 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.
- [4] 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.
- [5] GAO Xinyu,DAI Linglong,HAN Shuangfeng,et al. Energy-efficient hybrid analog and digital precoding for mmwave MIMO systems with large antenna arrays[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2016,34(4):998–1009.
- [6] GAO Xinyu,DAI Linglong,SUN Ying,et al. Machine learning inspired energy-efficient hybrid precoding for mmWave massive MIMO systems[C]// IEEE International Conference on Communications(ICC). Paris,France:IEEE, 2017:1–6.
- [7] DING Zhiguo,ADACHI F,POOR H V. The application of MIMO to non-orthogonal multiple access[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016,15(1):537–552.
- [8] DAI Linglong,WANG Bichai,YUAN Yifei,et al. Non-orthogonal multiple access for 5G: solutions, challenges, opportunities,and future research trends[J]. IEEE Communications Magazine, 2015,53(9):74–81.
- [9] DING Zhiguo,PENG Mugen,POOR H V. Cooperative non-orthogonal multiple access in 5G systems[J]. IEEE Communications Letters, 2015,19(8):1462–1465.
- [10] WU Qingqing,ZHANG Rui. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019,18(11):5394–5409.
- [11] WU Qingqing,ZHANG Rui. Towards smart and reconfigurable environment:intelligent reflecting surface aided wireless network[J]. IEEE Communications Magazine, 2020,58(1):106–112.
- [12] DING Zhiguo,SCHOBER R,POOR H V. On the impact of phase shifting designs on IRS-NOMA[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020,9(10):1596–1600.
- [13] FU Min,ZHOU Yong,SHI Yuanming. Intelligent reflecting surface for downlink non-orthogonal multiple access networks[C]// IEEE Globecom Workshops(GC Wkshps). Hawaii,USA:IEEE, 2019:1–6.
- [14] DAI Linglong,WANG Bichai,PENG Mugen,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, 2019,7(1):131–141.

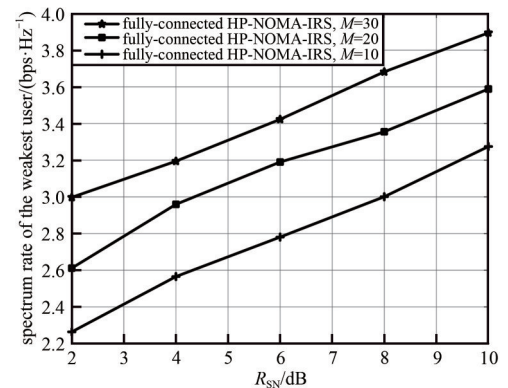


Fig.7 Spectrum rate of the weakest user of the fully-connected scheme of massive MIMO-NOMA system with different number of IRS elements varying with the signal-to-noise ratio

图7 不同元件数的 IRS 辅助的大规模 MIMO-NOMA 系统的全连接方案中最弱用户频谱速率随信噪比的变化

- [15] HAO Wanming, ZENG Ming, CHU Zeng, et al. Energy-efficient power allocation in millimeter wave massive MIMO with non-orthogonal multiple access[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2017,6(6):782–785.
- [16] WANG Bichai, DAI Linglong, WANG Zhaocheng, 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.
- [17] YUAN Wenfang, KALOKIDOU V, ARMOUR S M D, et al. Application of non-orthogonal multiplexing to mmwave multi-user systems[C]// IEEE 85th Vehicular Technology Conference(VTC Spring). Sydney, Australia:IEEE, 2017:1–6.
- [18] ZHAO Yuyan, XU Wei, JIN Shi. An minorization-maximization based hybrid precoding in NOMA-mMIMO[C]// 9th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing(WCSP). Nanjing, China:IEEE, 2017:1–6.
- [19] LI Qiang, HONG Mingyi, WAI Hoi Yo, et al. Transmit solutions for MIMO wiretap channels using alternating optimization[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013,31(9):1714–1727.
- [20] LUO Zhiqian, MA Wing Kin, SO A M, et al. Semidefinite relaxation of quadratic optimization problems[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2010,27(3):20–34.

作者简介:

管 伟(1996–), 男, 在读硕士研究生, 主要研究方向为大规模 MIMO、非正交多址和智能反射表面.
email:879108481@qq.com.

艾志杰(1995–), 女, 在读硕士研究生, 主要研究方向为毫米波通信技术.

岳殿武(1965–), 男, 博士, 教授, 主要研究方向为信息理论与无线通信技术.

曹学敏(1995–), 女, 在读硕士研究生, 主要研究方向为毫米波通信与智能反射表面.

(上接第 658 页)

- [7] 杨钧烽, 肖存英, 胡雄, 等. 中国廊坊(39.4°N, 116.7°E)中间层和低热层潮汐的季节变化[J]. 地球物理学进展, 2017,32(4):1501–1509. (YANG Junfeng, XIAO Cunying, HU Xiong, et al. Seasonal variations of wind tides in mesosphere and lower thermosphere over Langfang, China(39.4°N, 116.7°E)[J]. Progress in Geophysics, 2017,32(4):1501–1509.)
- [8] MANSON A H, MEEK C E, CHSHYOLKOVA T, et al. Longitudinal and latitudinal variations in dynamic characteristics of the MLT(70~95 km):a study involving the CUJO network[J]. Annales Geophysicae, 2004,22(2):347–365.
- [9] 吴金鑫, 黄开明, 张绍东, 等. 上空中间层和低热层中大气周日潮的流星雷达观测研究[J]. 科学技术与工程, 2017,17(17):158–165. (WU Jinxin, HUANG Kaiming, ZHANG Shaodong, et al. Atmospheric diurnal tide in MLT observed by meteor radar at andes[J]. Science Technology and Engineering, 2017,17(17):158–165.)
- [10] 曹原, 焦中生, 张云. 基于中频雷达探测资料的中层大气潮汐[J]. 解放军理工大学学报(自然科学版), 2005,6(1):85–88. (CAO Yuan, JIAO Zhongsheng, ZHANG Yun. Mesospheric tide using sounding data of MF radar[J]. Journal of PLA University of Science and Technology(Natural Science Edition), 2005,6(1):85–88.)
- [11] GUO L, LEHMACHER G. First meteor radar observations of tidal oscillations over Jicamarca(11.95°S, 76.87°W)[J]. Annales Geophysicae, 2009(27):2575–2583.
- [12] DEEPA V, RAMKUMAR G, MARIA A T. Meteor wind radar observations of tidal amplitudes over a low-latitude station Trivandrum(8.5°N, 77°E):interannual variability and the effect of background wind on diurnal tidal amplitudes[J]. Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics, 2008(70):2005–2013.
- [13] JIANG G, XU J Y, FRANKE S J. The 8-hour tide in the mesosphere and lower thermosphere over Maui(20.75°N, 156.43°W)[J]. Annales Geophysicae, 2009(27):1989–1999.

作者简介:

张睿娇(1997–), 女, 在读硕士研究生, 主要研究方向为雷达信号处理、大气波动、电离层扰动 .email: zhangruijiao@whu.edu.cn.

龚晚林(1990–), 男, 博士, 主要研究方向为电离层.

周晓明(1966–), 男, 学士, 工程师, 主要研究方向为电离层.