

基于非完美信道信息的 MIMO NOMA 系统和速率最大化

孙彦景^{1,2}, 刘洋¹, 周家思¹, 曹起³, 李松¹

(1. 中国矿业大学信息与控制工程学院, 江苏 徐州 221116; 2. 西安科技大学通信与信息工程学院, 陕西 西安 710600;
3. 香港中文大学(深圳)理工学院, 广东 深圳 518172)

摘要: 基于非完美信道状态信息, 针对系统发射功率受限和用户速率需求约束下的系统和速率最大化问题, 结合多输入多输出(MIMO)和非正交多址接入(NOMA)技术设计预编码和接收机。限定强用户的每条数据流都需要解码相应的弱用户信号以利用串行干扰技术消除弱用户信号的干扰, 利用半正定规划和一阶泰勒展开将所形成的非凸优化问题转化为 D.C. 问题, 并采用罚函数解决预编码秩为 1 的限制。仿真结果表明, 相比于正交多址接入技术, 所提出的 D.C. 算法可以提高系统和速率。

关键词: 多输入多输出; 非正交多址接入; 预编码设计; D.C. 规划

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2019221

Sum-rate maximization in MIMO NOMA system with imperfect CSI

SUN Yanjing^{1,2}, LIU Yang¹, ZHOU Jiasi¹, CAO Qi³, LI Song¹

1. School of Information and Control Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, China
2. School of Communication and Information Engineering, Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710600, China
3. School of Science and Engineering, Chinese University of Hong Kong (Shenzhen Campus), Shenzhen 518172, China

Abstract: In order to solve the problem of maximizing the sum rate under the constraints of transmission power limitation and users' rates requirements, precoder and receiver were devised by combining multiple-input multiple-output (MIMO) and non-orthogonal multiple access (NOMA) based on imperfect channel state information (CSI). To take advantage of successive interference cancellation (SIC) techniques to eliminate interference from weak user's signal, each data stream of the strong user needed to decode the corresponding weak user's signal. Since the problem formed was non-convex, it was converted into the problem with the difference of two convex functions (D.C.) by using semi-positive definite programming and first-order Taylor expansion, and a penalty function was used to solve the constraint of the rank of the precoding covariance matrix. The simulation results show that compared with the orthogonal multiple access technology, the proposed D.C. algorithm can improve system sum rate.

Key words: multiple-input multiple-output, non-orthogonal multiple access, precoding design, D.C. programming

1 引言

高效的无线接入技术对于实现下一代无线网络的高数据速率和设备大规模连接都具有重要意

义。非正交多址接入(NOMA, non-orthogonal multiple access)技术作为一种新型的多址接入技术^[1], 由于可以显著地提高系统的频谱利用率与系统和速率, 已经引起国内外学者的广泛关注。与传统的

收稿日期: 2019-05-16; 修回日期: 2019-09-27

基金项目: 徐州市科技计划基金资助项目(No.KC18105, No.KC18068); 国家自然科学基金资助项目(No.51734009, No.51804304, No.61771417); 江苏省自然科学基金资助项目(No.BK20180640); 大学生科研训练计划基金资助项目(No.201910290020Z)

Foundation Items: Key Research & Development Project for Science and Technology of Xuzhou of China (No.KC18105, No.KC18068), The National Natural Science Foundation of China (No.51734009, No.51804304, No.61771417), The Natural Science Foundation of Jiangsu Province (No.BK20180640), Student Research Training Program (No.201910290020Z)

正交多址接入 (OMA, orthogonal multiple access) 技术相比, NOMA 可在同一时频资源块上通过功率复用服务多个用户, 并在接收端利用串行干扰消除 (SIC, successive interference cancellation) 技术减少干扰。NOMA 通常根据用户的信道状态条件, 为信道条件较差的用户分配更多的功率, 从而利用用户间信道差异获得性能增益。文献[2]已经证明与 OMA 方案相比, NOMA 辅助的多播和单播方案可以提高系统的频谱利用率。

多输入多输出 (MIMO, multiple-input multiple-output) 技术在不增加频谱带宽的前提下, 可以提供分集增益和空间复用增益以成倍地提高数据传输速率, 因此 NOMA 和 MIMO 的结合可以提升通信系统的能量效率及频谱利用率。文献[3]比较了 MIMO 信道中 NOMA 和 OMA 系统在两用户及多用户场景下的和速率, 仿真分析证明, 在 2 种场景下, MIMO NOMA 的系统性能都明显优于 MIMO OMA。文献[4-6]在下行链路场景中, 对 MIMO NOMA 系统和速率最大化问题进行了研究。文献[4]针对 MIMO NOMA 多中继协作网络, 提出了一种低复杂度的天线选择方案, 以解决遍历和速率最大化问题, 并推导出在高信噪比情况下遍历和速率上下界的闭合形式。文献[5]研究了 MIMO NOMA 系统存在单个窃听器情况下的保密和速率最大化问题, 并提出了基于二阶锥规划的交替优化方案。文献[6]基于完美信道状态信息 (CSI, channel state information), 在系统总功率受限和弱用户服务质量 (QoS, quality of service) 需求的约束下研究了 MIMO NOMA 系统和速率最大化问题, 并提出了在全速率传输情况下的最优脏纸编码算法。

然而, 以上研究均假设 CSI 是完美的。随着发射天线数增加, 在大规模 MIMO 系统存在导频污染的情况下, 由于天线校准误差、信道估计误差以及反馈受限, 获取精确的发射端 CSI 变得尤其困难, 因此这种假设过于理想化, 不能直观反映实际网络的性能。而且 NOMA 系统的编解码与 CSI 质量密切相关, 所以分析具有非完美 CSI 的 NOMA 系统显得尤为重要。

在文献[6]的基础上, 文献[7]基于非完美 CSI, 在瑞利衰落信道中研究了同样的优化问题, 并提出最优和低复杂度次优功率分配算法。文献[8-10]在总功率和用户 QoS 受限的情况下, 研究了 MIMO

NOMA 系统的能量效率最大化问题, 并提出了用户分簇方案和混合波束成形方案。此外, 为了减小接收信号与发送信号之间的欧氏距离, 在接收端可采用最小均方误差 (MMSE, minimum mean squared error) 接收机接收信号。文献[11]研究了 MMSE 波束成形和基于 NOMA 的最大比传输这 2 种传输模式的自适应切换问题, 以最大化加权和速率。

目前在针对 MIMO NOMA 系统和速率的研究中, 在接收端利用 SIC 减少强用户受到的干扰时, 仅考虑强用户解码弱用户的信号的总速率。而在 SISO NOMA 系统中, 在系统总功率和用户 QoS 受限的情况下, 需要对每个用户的解码速率进行限制^[12-13], 那么在 MIMO NOMA 系统中, 为了保证各用户信号的正确解码, 限定强用户的每条数据流都需要正确解码弱用户的信号具有重要意义。在 NOMA 系统中, 发送天线噪声功率与发送信号功率成正比, 弱用户所分配的大功率信号的发送噪声可能会掩盖小功率的有用信号, 因此在系统建模时还需要考虑发送天线噪声。

针对上述问题, 在系统总功率受限和用户 QoS 需求的约束下, 本文基于非完美 CSI 研究了 MIMO NOMA 系统的预编码和接收机设计以最大化系统和速率。在接收端, 将发送天线噪声考虑在内, 通过设计接收机以最小化接收信号与发送信号之间的误差, 限定强用户的每条数据流都可以解码弱用户的信号, 从而可以保证用户信号的每条数据流的正确解码。但由于预编码矩阵和其共轭转置矩阵的耦合导致所形成的优化问题具有非凸性, 本文利用半正定规划和一阶泰勒展开形成 D.C. (difference of two convex functions) 问题, 由于重构优化问题时忽略了预编码协方差矩阵秩为 1 的限制条件, 采用罚函数保证优化问题之间等价。仿真结果表明, 与 OMA 系统相比, 本文提出的 D.C. 算法可以提升系统和速率。

2 系统模型

本文考虑的系统模型如图 1 所示。基站与各用户所配置的天线数分别为 M 和 N , 并假设 $M \geq N$ 。假设用户 1 和用户 2 分别代表强用户和弱用户, 其中, $\mathbf{H}_i \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 表示基站到用户 i ($i \in \{1, 2\}$) 的信道。在发送端, 基站利用预编码矩阵 $\mathbf{V}_i \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 对信号 $\mathbf{s}_i \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 进行预编码, 并将两用户信号叠加后再分

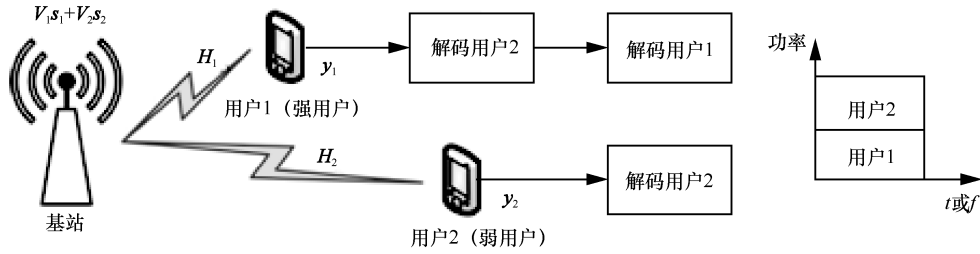


图 1 MIMO NOMA 系统模型

别发送给用户 i 。假设源信号 s_i 的协方差矩阵为单位阵，即 $\text{Cov}(s_i) = \mathbf{I}$ 。

基站发送给用户 i 的信号 x_i ，经过无线信道传输后可表示为

$$u_i = H_i(x_i + x_j + c) + n_i \quad (1)$$

其中， $j \in \{1, 2\}$ 且 $j \neq i$ ； n_i 为加性高斯白噪声； c 为发送天线噪声，其功率与发送信号功率成正比，即

$$c \in \mathbb{C}^M \sim \mathcal{CN}(0, \kappa \text{diag}(\mathbf{Q}_i + \mathbf{Q}_j)), c \perp x \quad (2)$$

其中， $\mathbf{Q}_i = \text{Cov}(x_i) = V_i V_i^H$ ， κ 为比例系数， \perp 表示统计意义上彼此独立，即在任意时刻 c 与 x 的协相关性为 0。由于 NOMA 系统会根据用户信道状态信息给弱用户分配更多功率，那么小功率的有用信号可能会被大功率的发送噪声所掩盖，因此，本文在系统建模时考虑了发送噪声 c 。在接收端，接收机接收的信号为

$$y_i = u_i + e_i \quad (3)$$

其中， e_i 为接收天线噪声，其功率与接收噪声的功率成正比，即

$$e_i \in \mathbb{C}^N \sim \mathcal{CN}(0, \beta \text{diag}(\Phi_i)), e_i \perp u_i \quad (4)$$

其中， β 为比例系数， Φ_i 为 u_i 的协方差矩阵，即 $\Phi_i = H_i(\mathbf{Q}_i + \mathbf{Q}_j)H_i^H + \mathbf{I}$ 。

此外，本文假设发送端无法获得完美 CSI，即存在信道估计误差，其协方差矩阵为单位阵 $\sigma^2 \mathbf{I}$ ，并满足

$$\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{H} - \Delta \mathbf{H}, \Delta \mathbf{H} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I}) \quad (5)$$

3 问题建模

根据 NOMA 技术原理，强用户可利用 SIC 消除弱用户干扰信号，再解码自身信号，因此强用户接收的信号可表示为

$$y_1 = (\bar{\mathbf{H}}_1 + \Delta \mathbf{H}_1)(x_1 + c) + \Delta \mathbf{H}_1 x_2 + e_1 + n_1 = \bar{\mathbf{H}}_1 x_1 + t_1 \quad (6)$$

其中， t_1 为系统总干扰。 t_1 及其协方差矩阵可分别表示为

$$t_1 = \Delta \mathbf{H}_1(x_1 + x_2) + \bar{\mathbf{H}}_1 c + e_1 + n_1 \quad (7)$$

$$\mathbf{Q}_t = \text{Cov}(t_1) = \sigma^2 \text{tr}(\mathbf{Q}_1 + \mathbf{Q}_2) \mathbf{I} + \kappa \bar{\mathbf{H}}_1 \text{diag}(\mathbf{Q}_1 + \mathbf{Q}_2) \bar{\mathbf{H}}_1^H + \beta \text{diag}(\bar{\mathbf{H}}_1(\mathbf{Q}_1 + \mathbf{Q}_2) \bar{\mathbf{H}}_1^H) + \mathbf{I} \quad (8)$$

其中， $\mathbf{Q}_1 = V_1 V_1^H$ ， $\mathbf{Q}_2 = V_2 V_2^H$ 。

在接收端，每条数据流的接收机、接收信号及解码信号可分别表示为 $\mathbf{R}_i = [r_{i,1}^H, r_{i,2}^H, \dots, r_{i,N}^H]^H$ ，

$s_i = [s_{i,1}, s_{i,2}, \dots, s_{i,N}]^H$ ， $\hat{s}_i = [\hat{s}_{i,1}, \hat{s}_{i,2}, \dots, \hat{s}_{i,N}]^H$ ，它们满足 $\hat{s}_{i,n} = r_{i,n}^H y_i$ 。本文以最小均方差为优化目标，考虑如下优化问题

$$\text{P1: } \min_{\mathbf{R}_i} \mathbb{E} \left(\sum_n |\hat{s}_{i,n} - s_{i,n}|^2 \right) \quad (9)$$

将目标函数写成矩阵形式并展开可得

$$f(\mathbf{R}_i) = \mathbb{E} \left(\text{tr} \left((\mathbf{R}_i y_i - s_i)(\mathbf{R}_i y_i - s_i)^H \right) \right) = \mathbb{E} \left(\text{tr} (\mathbf{R}_i y_i y_i^H \mathbf{R}_i^H - \mathbf{R}_i y_i s_i^H - s_i y_i^H \mathbf{R}_i^H + \mathbf{I}) \right) = \text{tr} (\mathbf{R}_i (\mathbf{Q}_1 + \mathbf{H}_{11} \mathbf{H}_{11}^H) \mathbf{R}_i^H - \mathbf{R}_i \mathbf{H}_{11} - \mathbf{H}_{11}^H \mathbf{R}_i^H + \mathbf{I}) \quad (10)$$

其中， $\mathbf{H}_{11} = \bar{\mathbf{H}}_1 V_1$ 。对式(10)求偏导，并令其等于 0，可得 $\mathbf{R}_i = \mathbf{H}_{11}^H (\mathbf{Q}_1 + \mathbf{H}_{11} \mathbf{H}_{11}^H)^{-1}$ 。那么，针对单个符号的单个接收器，即 \mathbf{R}_i 的一行，可表示为

$$r_{i,n}^H = h_{11,n}^H (\mathbf{Q}_1 + \mathbf{H}_{11} \mathbf{H}_{11}^H)^{-1} \quad (11)$$

因此，解码后的第 n 个符号可表示为

$$\hat{s}_{i,n} = r_{i,n}^H y_i = \underbrace{r_{i,n}^H h_{11,n} s_{1,n}}_{\text{有用信号}} + \underbrace{r_{i,n}^H \left(\sum_{k=1, k \neq n}^N h_{11,k} s_{1,k} + t_1 \right)}_{\text{干扰信号}} \quad (12)$$

对于有用信号和干扰信号，其功率分别为

$$p_{1,n} = r_{i,n}^H h_{11,n} s_{1,n} (r_{i,n}^H h_{11,n} s_{1,n})^H = r_{i,n}^H h_{11,n} (r_{i,n}^H h_{11,n})^H = h_{11,n}^H (\mathbf{Q}_1 + \mathbf{H}_{11} \mathbf{H}_{11}^H)^{-1} \cdot h_{11,n} h_{11,n}^H (\mathbf{Q}_1 + \mathbf{H}_{11} \mathbf{H}_{11}^H)^{-1} h_{11,n} \quad (13)$$

$$\begin{aligned}
p_{1,n}' &= \mathbf{r}_{1,n}^H \left(\sum_{k=1, k \neq n}^N \mathbf{h}_{1,k} \mathbf{S}_{1,k} + \mathbf{t}_1 \right) \left(\mathbf{r}_{1,n}^H \left(\sum_{k=1, k \neq n}^N \mathbf{h}_{1,k} \mathbf{S}_{1,k} + \mathbf{t}_1 \right) \right)^H = \\
& \mathbf{r}_{1,n}^H (\boldsymbol{\Omega}_1 + \mathbf{H}_{11} \mathbf{H}_{11}^H - \mathbf{h}_{11,n} \mathbf{h}_{11,n}^H) \mathbf{r}_{1,n} = \\
& \mathbf{r}_{1,n}^H (\boldsymbol{\Omega}_1 + \mathbf{H}_{11} \mathbf{H}_{11}^H) \mathbf{r}_{1,n} - \mathbf{r}_{1,n}^H \mathbf{h}_{11,n} \mathbf{h}_{11,n}^H \mathbf{r}_{1,n} = \\
& \mathbf{h}_{11,n}^H (\boldsymbol{\Omega}_1 + \mathbf{H}_{11} \mathbf{H}_{11}^H)^{-1} \mathbf{h}_{11,n} (1 - \mathbf{h}_{11,n}^H (\boldsymbol{\Omega}_1 + \mathbf{H}_{11} \mathbf{H}_{11}^H)^{-1} \mathbf{h}_{11,n})
\end{aligned} \quad (14)$$

相应的信干噪比为

$$\rho_{1,n} = \frac{p_{1,n}'}{\rho_{1,n}} = \frac{\mathbf{h}_{11,n}^H (\boldsymbol{\Omega}_1 + \mathbf{H}_{11} \mathbf{H}_{11}^H)^{-1} \mathbf{h}_{11,n}}{1 - \mathbf{h}_{11,n}^H (\boldsymbol{\Omega}_1 + \mathbf{H}_{11} \mathbf{H}_{11}^H)^{-1} \mathbf{h}_{11,n}} \quad (15)$$

因此，用户 1 的第 n 路信号的传输速率可用香农定理求出，即

$$\begin{aligned}
r_{1,n} &= \lg(1 + \rho_{1,n}) = \\
& \lg \frac{1}{1 - \mathbf{h}_{11,n}^H (\boldsymbol{\Omega}_1 + \mathbf{H}_{11} \mathbf{H}_{11}^H)^{-1} \mathbf{h}_{11,n}} = \\
& -\lg(1 - \mathbf{h}_{11,n}^H (\boldsymbol{\Omega}_1 + \mathbf{H}_{11} \mathbf{H}_{11}^H)^{-1} \mathbf{h}_{11,n})
\end{aligned} \quad (16)$$

同理可得，用户 1 与用户 2 分别解码用户 2 的第 n 路信号的速率，分别为

$$r_{1 \rightarrow 2,n} = -\lg(1 - \mathbf{h}_{12,n}^H (\boldsymbol{\Omega}_2^* + \mathbf{H}_{12} \mathbf{H}_{12}^H)^{-1} \mathbf{h}_{12,n}) \quad (17)$$

$$r_{2,n} = -\lg(1 - \mathbf{h}_{22,n}^H (\boldsymbol{\Omega}_2 + \mathbf{H}_{22} \mathbf{H}_{22}^H)^{-1} \mathbf{h}_{22,n}) \quad (18)$$

在保证系统总功率和用户 QoS 需求前提下，最大化系统和速率，建立如下优化问题

$$\begin{aligned}
\text{P2: } & \max_{\mathbf{Q}_1, \mathbf{Q}_2} \sum_{n=1}^N r_{1,n} + r_{2,n} \\
\text{s.t. } & \text{C1: } \text{tr}(\mathbf{Q}_1 + \mathbf{Q}_2) \leq p_t \\
& \text{C2: } r_{2,n} \leq r_{1 \rightarrow 2,n}, \forall n \in [1, N] \\
& \text{C3: } \text{Rank}(\mathbf{Q}_1) = \text{Rank}(\mathbf{Q}_2) = 1
\end{aligned} \quad (19)$$

上述限制条件 C2 表示利用 SIC 减少强用户受到的干扰时强用户解码弱用户信号的速率应不小于弱用户解码自己的速率。在单天线 NOMA 中，强用户的信道增益较大，因此可以完全解码弱用户的信号以消除干扰。但在多天线下，设计预编码时，无法保证上述干扰消除条件，因此，需要限定强用户的每条数据流都能够完全解码弱用户的信号。对于限制条件 C3，由于 $\mathbf{Q}_i = \text{Cov}(\mathbf{x}_i) = (\mathbf{V}_i \mathbf{S}_i)(\mathbf{V}_i \mathbf{S}_i)^H = \mathbf{V}_i \mathbf{V}_i^H$ ，根据 $\text{Rank}(\mathbf{AB}) \leq \min(\text{Rank}(\mathbf{A}), \text{Rank}(\mathbf{B}))$ ，因此限定预编码协方差矩阵的秩为 1。

4 D.C.规划

由于问题 P2 以及限制条件 C2 的高非凸性，导致问题 P2 是 NP-hard 问题。本文利用半正定规划^[14]以及一阶泰勒展开形成 D.C.问题。

为保证强用户可以完全解码弱用户的信号，弱用户应以 $r_{1 \rightarrow 2,n}$ 与 $r_{2,n}$ 中的较小速率传输信号。因此，系统和速率等价为

$$r_{\text{sum}} = \sum_{n=1}^N \left\{ r_{1,n} + \min\{r_{1 \rightarrow 2,n}, r_{2,n}\} \right\} \quad (20)$$

通过引入辅助变量 $g_{1,n}$ 和 $g_{2,n}$ ，并假设 $r_{1,n} \geq g_{1,n}$ 和 $\min\{r_{1 \rightarrow 2,n}, r_{2,n}\} \geq g_{2,n}$ ，同时忽略预编码协方差矩阵的秩为 1 时，问题 P2 可重构为

$$\begin{aligned}
\text{P3: } & \max_{\mathbf{Q}_1, \mathbf{Q}_2, g_{1,n}, g_{2,n}} \sum_{n=1}^N g_{1,n} + g_{2,n} \\
\text{s.t. } & \text{C1: } \text{tr}(\mathbf{Q}_1 + \mathbf{Q}_2) \leq p_t \\
& \text{C3: } r_{1,n} \geq g_{1,n}, \forall n \in [1, N] \\
& \text{C4: } r_{1 \rightarrow 2,n} \geq g_{2,n}, \forall n \in [1, N] \\
& \text{C5: } r_{2,n} \geq g_{2,n}, \forall n \in [1, N]
\end{aligned} \quad (21)$$

但仅当最优预编码协方差矩阵的秩为 1 时，才能保证问题 P3 与 P2 等价，本文利用罚函数解决等价问题，原理如下。如果 $\text{Rank}(\mathbf{Q}_1) = \text{Rank}(\mathbf{Q}_2) = 1$ ，那么 \mathbf{Q}_1 和 \mathbf{Q}_2 分别只有一个非 0 特征值，即秩为 1 的约束可转化为

$$\sum_{k=1}^2 [\text{tr}(\mathbf{Q}_k) - \lambda_{\max}(\mathbf{Q}_k)] \leq 0 \quad (22)$$

其中， $\forall k \in \{1, 2\}$ 。由于 $\lambda_{\max}(\mathbf{Q}_k)$ 在厄米特矩阵集合上为凸集，可将式(23)最小化作为优化目标。

$$\text{tr}(\mathbf{Q}_1 + \mathbf{Q}_2) + \zeta \left(\sum_{k=1}^2 [\text{tr}(\mathbf{Q}_k) - \lambda_{\max}(\mathbf{Q}_k)] \right) \quad (23)$$

其中， $\zeta > 0$ 。如果惩罚因子 ζ 足够大，那么 $\text{tr}(\mathbf{Q}_1 + \mathbf{Q}_2)$ 和 $\lambda_{\max}(\mathbf{Q}_1 + \mathbf{Q}_2)$ 差值可最小化。否则，即使 $\sum_{k=1}^2 [\text{tr}(\mathbf{Q}_k) - \lambda_{\max}(\mathbf{Q}_k)]$ 的值很小，系统功耗仍会很大。仿真结果表明，最优预编码协方差矩阵都满足秩为 1 的条件，可以保证问题 P3 与 P2 等价，因此在仿真时省略了罚函数。

因为非凸限制条件，问题 P3 仍不是凸优化问题。将 $r_{1,n}$ 、 $r_{2,n}$ 和 $r_{1 \rightarrow 2,n}$ 的表达式进行统一整理，并表示为

$$r = -\log(1 - \mathbf{h}^H \mathbf{K}^{-1} \mathbf{h}) \quad (24)$$

其中, \mathbf{K} 为 $N \times N$ 的厄米特矩阵, \mathbf{h} 为 $N \times 1$ 的向量。易得式(24)右侧满足 $1 - \mathbf{h}^H \mathbf{K}^{-1} \mathbf{h} = \det(1 - \mathbf{h}^H \mathbf{K}^{-1} \mathbf{h})$, 再根据 $\det(1 + \mathbf{a}^H \mathbf{a}) = \det(I + \mathbf{a} \mathbf{a}^H)$, 其中 \mathbf{a} 为行向量, 可得 $1 - \mathbf{h}^H \mathbf{K}^{-1} \mathbf{h} = \det(I - \mathbf{h} \mathbf{h}^H \mathbf{K}^{-1}) = \frac{\det(\mathbf{K} - \mathbf{h} \mathbf{h}^H)}{\det(\mathbf{K})}$ 。

同时, 代入等式约束, 限制条件 C3 可表示为

$$g_{1,n} \leq \log \det((\mathbf{Q}_1 + \bar{\mathbf{H}}_{11} \mathbf{Q}_1 \bar{\mathbf{H}}_{11}^H)) - \log \det((\mathbf{Q}_1 + \bar{\mathbf{H}}_{11} \mathbf{Q}_1 \bar{\mathbf{H}}_{11}^H) - \bar{\mathbf{H}}_{11} \mathbf{Q}_{1,n} \bar{\mathbf{H}}_{11}^H) \quad (25)$$

其中, $\mathbf{Q}_{1,n} = \mathbf{v}_{1,n} \mathbf{v}_{1,n}^H$, $\mathbf{v}_{1,n}$ 为 V_1 的第一列, 即发送信号 $s_{1,n}$ 相应的预编码矩阵。令 $\mathcal{E}_{1,n} = \log \det((\mathbf{Q}_1 + \bar{\mathbf{H}}_{11} \mathbf{Q}_1 \bar{\mathbf{H}}_{11}^H))$, $\Psi_{1,n} = \log \det((\mathbf{Q}_1 + \bar{\mathbf{H}}_{11} \mathbf{Q}_1 \bar{\mathbf{H}}_{11}^H) - \bar{\mathbf{H}}_{11} \mathbf{Q}_{1,n} \bar{\mathbf{H}}_{11}^H)$, 则式(25)可表示为

$$g_{1,n} \leq \mathcal{E}_{1,n} - \Psi_{1,n} \quad (26)$$

不等式(26)为凹函数-凹函数 ≥ 0 的形式, 即为 D.C.形式。由于被减函数 $\Psi_{1,n}$ 为凹函数, 其二阶偏导小于或等于 0, 一阶泰勒展开式大于或等于原函数, 则当被减函数 $\Psi_{1,n}$ 用其一阶泰勒展开式替代时, 放大了被减函数 $\Psi_{1,n}$, 定义域变为原定义域的子集, 如果仍满足限制条件, 那么可以保证原函数也满足限制条件。

将式(26)中的函数 $\Psi_{1,n}$ 用其一阶泰勒展开式代替, 可得

$$g_{1,n} \leq \mathcal{E}_{1,n} - \Psi_{1,n}^{(k)} - \sum_{i,m} \frac{\partial \Psi_{1,n}^{(k)}}{\partial \mathbf{Q}_{i,m}^{(k)}} (\mathbf{Q}_{i,m} - \mathbf{Q}_{i,m}^{(k)}) \quad \forall n \in [1, N] \quad (27)$$

此时, 式(27)为凹函数-仿射函数 ≥ 0 的形式, 可得到一个凸集, 从而实现了由非凸限制条件 C3 转化为凸集的目标。

同理, 限制条件 C4 与 C5 可转化为 C7 与 C8, 即可得到下述凸优化问题

$$\begin{aligned} \text{P4: } & \max_{\mathbf{Q}_{1,n}, \mathbf{Q}_{2,n}, g_{1,n}, g_{2,n}} \sum_{n=1}^N g_{1,n} + g_{2,n} \\ \text{s.t. } & \text{C1: } \text{tr} \left(\sum_n \mathbf{Q}_{1,n} + \mathbf{Q}_{2,n} \right) \leq P_t, \\ & \text{C6: } g_{1,n} \leq \mathcal{E}_{1,n} - \Psi_{1,n}^{(k)} - \sum_{i,m} \frac{\partial \Psi_{1,n}^{(k)}}{\partial \mathbf{Q}_{i,m}^{(k)}} (\mathbf{Q}_{i,m} - \mathbf{Q}_{i,m}^{(k)}), \end{aligned}$$

$$\forall n \in [1, N]$$

$$\text{C7: } g_{2,n} \leq \mathcal{E}_{2,n} - \Psi_{2,n}^{(k)} - \sum_{i,m} \frac{\partial \Psi_{2,n}^{(k)}}{\partial \mathbf{Q}_{i,m}^{(k)}} (\mathbf{Q}_{i,m} - \mathbf{Q}_{i,m}^{(k)}),$$

$$\forall n \in [1, N]$$

$$\text{C8: } g_{2,n} \leq \mathcal{E}_{2,n} - \Psi_{2,n}^{(k)} - \sum_{i,m} \frac{\partial \Psi_{2,n}^{(k)}}{\partial \mathbf{Q}_{i,m}^{(k)}} (\mathbf{Q}_{i,m} - \mathbf{Q}_{i,m}^{(k)}),$$

$$\forall n \in [1, N]$$

$$(28)$$

其中, $\Psi_{2,n}^* = \log \det((\mathbf{Q}_2^* + \bar{\mathbf{H}}_{12} \mathbf{Q}_2 \bar{\mathbf{H}}_{12}^H) - \bar{\mathbf{H}}_{12} \mathbf{Q}_{2,n} \bar{\mathbf{H}}_{12}^H)$, $\mathcal{E}_{2,n}^* = \log \det((\mathbf{Q}_2^* + \bar{\mathbf{H}}_{12} \mathbf{Q}_2 \bar{\mathbf{H}}_{12}^H))$, $\Psi_{2,n} = \log \det((\mathbf{Q}_2 + \bar{\mathbf{H}}_{22} \mathbf{Q}_2 \bar{\mathbf{H}}_{22}^H) - \bar{\mathbf{H}}_{22} \mathbf{Q}_{2,n} \bar{\mathbf{H}}_{22}^H)$, $\mathcal{E}_{2,n} = \log \det((\mathbf{Q}_2 + \bar{\mathbf{H}}_{22} \mathbf{Q}_2 \bar{\mathbf{H}}_{22}^H))$, $\mathbf{Q}_{i,m}^{(k)}$ 为第 k 次迭代的一阶泰勒展开点, $\Psi_{1,n}^{(k)}$ 、 $\Psi_{2,n}^{(k)}$ 、 $\Psi_{2,n}^{(k)}$ 为第 k 次迭代的中心点。上述凸优化问题可利用传统凸优化理论或 Matlab 的 CVX 工作箱求解, 具体算法如算法 1 所示。当 D.C. 函数收敛时, 由于算法求解的下一个最优解逼近中心点, 此时限制条件中函数 $\Psi_{i,n}$ ($\forall i \in \{1, 2\}$, $\forall n \in [1, N]$) 的一阶泰勒展开式近似等于原函数, 那么可认为问题 P4 与问题 P2 等价, 由于问题 P4 的定义域为问题 P2 的定义域的子集, 那么采用 D.C. 算法求解问题 P4 得到的最优解即为原问题的一个局部最优解。关于 D.C. 算法的收敛性, 文献[15]已经给出相应证明, 此处不再赘述。

算法 1 D.C. 规划 (DCP)

- 1) 设置迭代次数 $k = 0$, 并初始化一个中心点 $\mathbf{Q}_{i,m}^{(0)}$;
- 2) 重复下述迭代过程;
- 3) 在点 $\mathbf{Q}^{(k)}$ 处更新 P4 中限制条件 C6 ~ C8;
- 4) 求解 P4 并得到最优解 $\mathbf{Q}_{i,m}^*$;
- 5) 更新中心点: $\mathbf{Q}_{i,m}^{(k+1)} = \mathbf{Q}_{i,m}^*$;
- 6) 更新迭代次数: $k = k + 1$;
- 7) 直到目标函数收敛。

对于含有 S 个变量的传统内点法^[16-17], 其复杂度为 $O(S^3)$ 。与传统内点法类似, 上述 D.C. 算法的复杂度为 $O((M \times 2N)^{3.5})$, 其中, M 和 N 分别为发送和接收天线数。

5 仿真结果与分析

本文使用 Matlab 软件对所提 D.C. 算法的性能

进行仿真。系统将根据两用户的信道状态 $\text{tr}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)$ 确定用户的强弱。为评估本文所提算法的性能，以 MIMO OMA 系统作为仿真参考对象，图 2 和图 3 中 OMA 曲线与采用等时时分多址技术的系统性能在数值上相等。为确保对比公平性，在 MIMO OMA 系统中也利用凸优化算法设计预编码矩阵及接收机。所有仿真均采用瑞利信道^[15]，发送噪声系数 κ 、接收噪声系数 β 与信道估计误差方差 σ^2 均为 -40 dB，加性高斯白噪声功率 $P_n=0$ dB，基站发送功率 $P_t=25$ dB，收发天线数 M 和 N 分别为 2 或 4。以 3 种天线方案为例，本文所提算法可以扩展应用到其他天线方案。

图 2 仿真了不同 SNR 情况下的系统和速率。由图 2 可知，随着 SNR 的增加，NOMA 与 OMA 的系统速率均随之增加，当采用不同收发天线数时，NOMA 的性能都明显优于 OMA。 $M=2$ 、 $N=2$ 和 $M=4$ 、 $N=2$ 这 2 种天线方案所建立的有效信号链路数都为 2，而 $M=4$ 时性能更优，因为增加的 2 根天线所产生的信道多样性，可有效对抗多径衰落，减小接收端的 SNR 波动，从而使发射分集提供的分集增益可在不增加传输功率和带宽的情况下提升系统和速率。

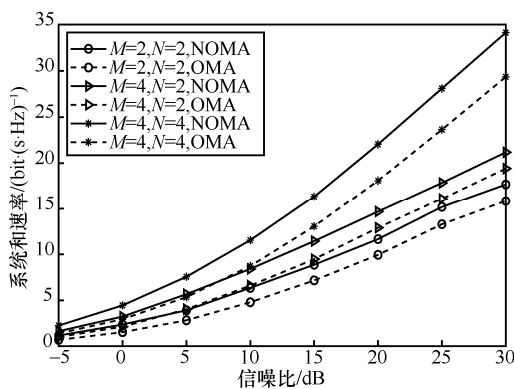


图 2 不同 SNR 情况下的系统和速率比较

图 3 仿真了基站发送天线数量不同时的系统和速率，其中 SNR=25 dB。由图 3 可知，随着发送天线数 M 的增加，系统和速率随之增加，因为发送端通过多条路径发送信号，接收端可接收到同一个数据的多个独立衰落信号，从而提高了接收可靠性。但当发送天线数 M 继续增加时，系统和速率趋于饱和，因为 MIMO NOMA 系统信道容量与较小的接收天线数 N 成正比，即只增加发送天线数 M 时，产生的分集增益可以改善

接收端信噪比，而没有改变信道极限容量。当接收天线数 N 翻倍时，系统和速率有较大改善。与 OMA 系统相比，NOMA 对系统和速率有较明显的提升。

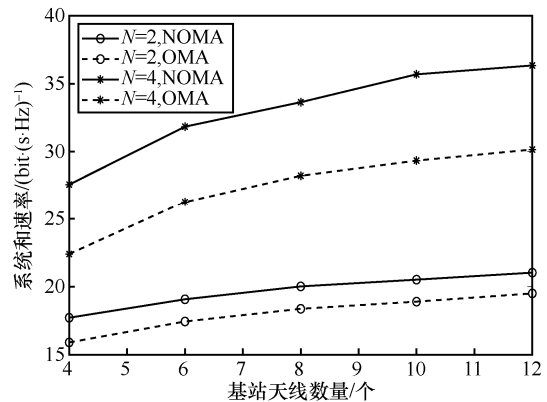


图 3 不同天线数量情况下的系统和速率比较

图 4 仿真了所提 D.C.算法的收敛性。从图 4 中可以看出，所提 D.C.算法收敛性良好，当判决阈值 $\delta=10^{-3}$ 时，系统和速率可在几次迭代内趋于饱和。当收发天线数不同时，系统和速率的收敛速度相似。当 $M=4$ 、 $N=4$ 时，与另 2 种方案相比，所需迭代次数相应增加。此外，当 M 和 N 增加时，系统的和速率性能显著提升，因为在系统总功率受限条件下，只增加发送天线数与同步增加收发端天线数可分别产生分集增益以及空间复用增益。

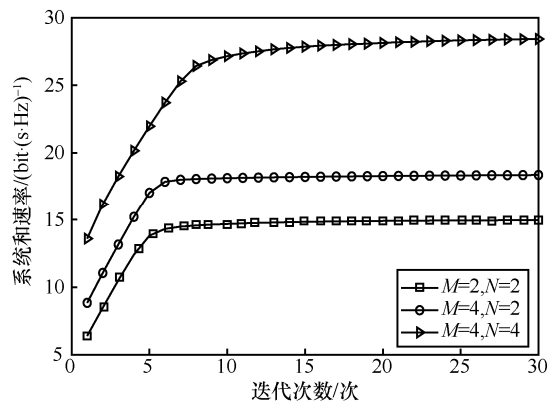


图 4 D.C.算法的收敛性

6 结束语

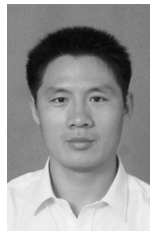
在系统总功率受限和用户 QoS 需求的约束下，本文研究了基于非完美 CSI 的 MIMO NOMA 系统和速率最大化问题。为在强用户信号接收端利用

SIC 消除弱用户信号的干扰, 限制强用户的每条数据流都可以解码相应的弱用户信号。本文所建立的优化问题由于发送信号的预编码矩阵和其共轭转置矩阵的耦合而具有非凸性, 利用半正定规划和一阶泰勒展开形成 D.C. 问题, 由于重构优化问题时忽略了预编码协方差矩阵秩为 1 的限制, 采用罚函数以解决等价问题。仿真结果表明, 本文所提出的 D.C. 算法收敛性良好, 与 OMA 系统相比, 可以较明显地提升系统和速率。

参考文献:

- [1] 张平, 陶运铮, 张治. 5G 若干关键技术评述[J]. 通信学报, 2016, 37(7): 15-29.
ZHANG P, TAO Y Z, ZHANG Z. Survey of several key technologies for 5G[J]. Journal on Communications, 2016, 37(7): 15-29.
- [2] DING Z G, ZHAO Z Y, PENG M G, et al. On the spectral efficiency and security enhancements of NOMA assisted multicast-unicast streaming[J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(7): 3151-3163.
- [3] ZENG M, YADAV A, DOBRE O A, et al. On the sum rate of MIMO-NOMA and MIMO-OMA systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2017, 6(4): 534-537.
- [4] ZHANG J, GE J H, NI Q. Joint relay-and-antenna selection in relay-based MIMO-NOMA networks[C]//2018 IEEE 87th Vehicular Technology Conference (VTC Spring). IEEE, 2018: 1-5.
- [5] TIAN M X, ZHANG Q, ZHAO S, et al. Secrecy sum rate optimization for downlink MIMO non-orthogonal multiple access systems[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2017, 24(8): 1113-1117.
- [6] SUN Q, HAN S F, XU Z K, et al. Sum rate optimization for MIMO non-orthogonal multiple access systems[C]//2015 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). IEEE, 2015: 747-752.
- [7] SUN Q, HAN S F, I C L, et al. On the ergodic capacity of MIMO NOMA systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2015, 4(4): 405-408.
- [8] ZENG M, YADAV A, DOBRE O A, et al. Energy-efficient power allocation for MIMO-NOMA with multiple users in a cluster[J]. IEEE Access, 2018(6): 5170-5181.
- [9] SAYED-AHMED A, ELSABROUTY M, ABD EL-MALEK A H, et al. Energy efficient framework for multiuser downlink MIMO-NOMA systems[C]//2018 14th International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob). 2018: 48-54.
- [10] ZENG M, HAO W M, DOBRE O A, et al. Energy-efficient power allocation in uplink mmWave massive MIMO with NOMA[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(3): 3000-3004.
- [11] ZHAO Z X, CHEN W. An adaptive switching method for sum rate maximization in downlink MISO-NOMA systems[C]//Global Communications Conference. 2017: 1-6.
- [12] YANG Z H, XU W, PAN C H, et al. On the optimality of power allocation for NOMA downlinks with individual QoS constraints[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(7): 1649-1652.
- [13] ZAMANI M R, ESLAMI M, KHORRAMIZADEH M. Optimal sum-rate maximization in a NOMA system with channel estimation error[C]//2018 Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE). 2018: 720-724.
- [14] 郭艳, 朱方军, 李宁. MIMO 认知无线网络中的联合收发波束形成算法研究[J]. 通信学报, 2015, 36(3): 115-123.
GUO Y, ZHU F J, LI N, et al. Joint transceiver beamforming in MIMO cognitive radio network[J]. Journal on Communications, 2015, 36(3): 115-123.
- [15] CAO Q, SUN Y J, SHI W J, et al. Max-min weighted achievable rate for full-duplex MIMO systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019, 8(1): 37-40.
- [16] BOYD S, VANDENBERGHE L. Convex optimization[M]. Beijing: Word Publishing Corporation, 2013.
- [17] CUI J J, DING Z G, FAN P Z. Outage probability constrained MIMO-NOMA designs under imperfect CSI[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(12): 8239-8255.

[作者简介]



孙彦景 (1977-), 男, 山东滕州人, 博士, 中国矿业大学教授、博士生导师, 主要研究方向为嵌入式实时系统、无线传感器网络、信息物理系统。



刘洋 (1995-), 女, 江苏徐州人, 中国矿业大学硕士生, 主要研究方向为 NOMA 无线通信。



周家思 (1993-), 男, 安徽淮北人, 中国矿业大学博士生, 主要研究方向为 MIMO 无线通信、NOMA 无线通信、无线携能传输。

曹起 (1990-), 男, 湖南湘潭人, 博士, 香港中文大学 (深圳) 在站博士后, 主要研究方向为人工智能无线电资源分配、MIMO 无线通信、多用户传输和全双工协作通信。

李松 (1985-), 男, 山东济宁人, 博士, 中国矿业大学副教授, 主要研究方向为全双工通信、信息物理系统、协作通信。