

文章编号: 1007-5321(2024)02-0058-08

DOI: 10.13190/j.jbupt.2023-096

速率分割多址接入系统中的协作中继传输策略与优化

雷维嘉, 张智, 雷宏江, 唐宏

(1. 重庆邮电大学 通信与信息工程学院, 重庆 400065; 2. 重庆邮电大学 移动通信技术重庆市重点实验室, 重庆 400065)

摘要: 针对两用户系统, 提出了一种基于速率分割多址接入的协作中继传输策略。首先设计了系统效益函数, 以更完善的方式评估协作速率分割多址接入系统的能量成本。然后以最大化系统效益为目标, 对预编码矩阵、公共速率分配、发射功率和时间分配进行了联合优化。采用黄金分割搜索法和逐次凸逼近等方法将非凸问题转化为凸问题, 并进行了求解。仿真结果显示, 与基准方案相比, 所提方案能够实现更高的系统效益。

关键词: 速率分割多址接入; 协作中继; 优化

中图分类号: TN925

文献标志码: A

Cooperative Relay Transmission Strategy and Optimization in Rate-Splitting Multiple Access System

LEI Weijia, ZHANG Zhi, LEI Hongjiang, TANG Hong

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

2. Chongqing Key Laboratory of Mobile Communications Technology, Chongqing University of Posts and Telecommunications,
Chongqing 400065, China)

Abstract: A cooperative relay transmission strategy based on rate-splitting multiple access for two-user systems is presented. Firstly, a system efficiency function is designed to evaluate the energy cost of cooperative rate-splitting multiple access systems in a more comprehensive manner. Secondly, to maximize system efficiency, precoding matrices, common rate allocation, transmit power, and time allocation are jointly optimized. Then, We utilize methods such as golden section search and successive convex approximation to transform the non-convex problem into a convex one for solution. The simulation results show that compared with the benchmark scheme, the proposed scheme can achieve higher system efficiency.

Key words: rate splitting multiple access; cooperative relay; optimization

第 6 代移动通信系统的应用需要更有效地利用无线频谱资源和更强大的干扰管理方法, 多址技术是重要的研究内容之一^[1-3]。建立在速率分割 (RS, rate-splitting) 概念上的速率分割多址接入 (RSMA, rate-splitting multiple access) 被认为是一种很有前途的多址接入技术。Rimoldi 等^[4]提出了单输入单输

出信道下速率分割的概念, 证明只要每个用户将数据“分割”为两部分, 高斯多址信道容量区域中的任何点都可以通过单用户编码来实现。Sheng 等^[5]研究了部分信道状态信息 (CSI, channel state information) 条件下多输入单输出 (MISO, multiple-input single-output) 信道下的 RS, 证明了通过 RS 可

收稿日期: 2023-05-04

基金项目: 国家自然科学基金项目 (61971080)

作者简介: 雷维嘉 (1969—), 男, 教授, 硕士生导师, 邮箱: leiweijia@cqupt.edu.cn。

以在不过载情况下实现最佳自由度区域。Hao 等^[6]研究了部分 CSI 条件下的多输入多输出信道的自由度区域的问题,证明了 RS 可以实现最佳自由度。预编码器设计、功率分配和公共速率分配等是近年来 RSMA 领域的主要研究内容。许多学者以不同的优化目标对 RSMA 的预编码器和公共速率分割等进行了研究,例如:最大化加权和速率^[7-8]、最大化最小用户速率^[9-10]和最大化能量效率^[11-12]等。虽然优化的目标函数不同,但这些研究都证明了 RSMA 能够获得比非正交多址接入 (NOMA, non-orthogonal multiple access) 和空分多址接入 (SDMA, space division multiple access) 更好的系统性能。

在 RSMA 中,公共流的速率受到了信道条件最差用户可达速率的限制。为了克服这一限制,在 RSMA 中进行用户间的协作传输能在一定程度上提高系统的性能。Zhang 等^[13]提出了一种两用户三节点中继信道中的协作速率分割 (CRS, cooperative rate-splitting) 策略,并以最大化系统和速率为目标优化预编码矩阵和公共速率分配。为了求解非凸优化问题,设计了一种基于权重最小均方误差的交替优化求解算法。Khisa 等^[14]设计了一个全双工 CRS 方案,并以最大化最小用户速率为目标优化预编码矩阵、公共速率分配,并提出了一种基于逐次凸逼近 (SCA, successive convex approximation) 的算法,具有更低的复杂度。Mao 等^[15]将两用户 CRS 传输策略推广到多用户,对中继用户调度进行了研究。

现有大部分研究以最大化用户速率为目标,未对系统的性能和发送成本进行权衡。笔者针对协作速率分割多址接入 (CRSMA, cooperative rate-splitting multiple access) 系统,考虑了基站和中继用户的发送功率成本,设计了作为性能衡量指标的系统效益函数。以最大化系统效益为优化目标,对预编码矩阵、协作传输时间分配、发送功率等进行了优化。将优化问题分成两层子问题:对于第 1 层子问题采用黄金分割搜索的方式求解;对于第 2 层子问题采用引入松弛变量和 SCA 等方法将其转化为凸问题后再求解。仿真结果表明,相比于基准方案,所设计的传输策略能够实现更大的系统效益。

1 系统模型及问题描述

两用户下行 RSMA 系统模型如图 1 所示。系统由 1 个具有 N_t ($N_t \geq 2$) 根天线的基站 (BS, base station) 和 2 个单天线的用户 U_1 和 U_2 组成。假设 BS

到 U_2 的信道质量比 BS 到 U_1 的信道质量差,为了改善 U_2 的用户服务质量, U_1 在接收发送给他的信号的同时,也作为中继,以非再生解码转发 (NDF, non-regenerative decode-and-forward) 方式转发 BS 发送信息中的公共消息部分给 U_2 。BS 到 U_1 和 U_2 、 U_1 到 U_2 的信道系数记为 h_1, h_2 和 h_{12} 。假设 BS 到用户以及用户之间的 CSI 是已知的。

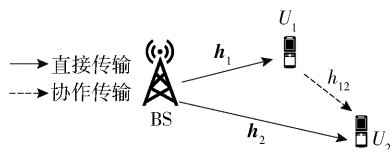


图 1 基于 RSMA 的协作中继传输系统

中继用户采用半双工模式工作,每个传输时隙分为直接传输阶段和协作传输阶段。记 θ ($0 < \theta \leq 1$) 为分配给直接传输阶段的时长比例系数, T 为一个时隙的时长,则两阶段的时长为 θT 和 $(1 - \theta)T$ 。BS 将发送给 U_k 的消息拆分为公共部分 $M_{c,k}$ 和私有部分 $M_{p,k}$, ($k = 1, 2$)。 U_1 和 U_2 的公共部分 $M_{c,1}$ 和 $M_{c,2}$ 组合成公共消息 M_c , 并编码为公共信号 s_c 。私有消息 $M_{p,1}$ 和 $M_{p,2}$ 经过编码后得到私有信号 s_1 和 s_2 。预编码矩阵为 $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_c, \mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2] \in \mathbb{C}^{N_t \times 3}$, 其中 $\mathbf{w}_c \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$, 为公共信号的预编码向量, $\mathbf{w}_1 \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ 和 $\mathbf{w}_2 \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ 为私有信号的预编码向量。发送信号预编码的过程可以用预编码矩阵与信号矢量 $\mathbf{s} = [s_c, s_1, s_2]^T$ 相乘来表示,即 BS 的发送信号为

$$\mathbf{x} = \mathbf{W}\mathbf{s} = \mathbf{w}_c s_c + \mathbf{w}_1 s_1 + \mathbf{w}_2 s_2 \quad (1)$$

假设 s_c, s_1, s_2 相互独立,且平均功率均为 1。在直接传输阶段,BS 发送经过预编码后的信号,发射功率为 $P_t = \text{tr}(\mathbf{W}\mathbf{W}^H)$ 。用户 U_k 接收到的信号表示为

$$y_k^d = \mathbf{h}_k^H \mathbf{x} + n_k, \quad k = 1, 2 \quad (2)$$

其中 $n_k \sim \text{CN}(0, \sigma_k^2)$ 为加性高斯白噪声。 U_k 解码公共信号 s_c 时,将所有私有信号视为噪声,可达速率为

$$R_{c,k}^d = \theta \log \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_c|^2}{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_1|^2 + |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_2|^2 + \sigma_k^2} \right), \quad k = 1, 2 \quad (3)$$

U_k 根据解码的结果重构公共信号 s_c , 通过串行干扰消除的方式消除接收信号中的公共信号,再解码发送给自己的私有信号 s_k , 解码时将另一用户的私有信号视为噪声。在 U_k 处 s_k 的可达速率为

$$R_k^d = \theta \log \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_{\bar{k}}|^2 + \sigma_k^2} \right), \quad k = 1, 2 \quad (4)$$

其中 $k=1$ 时 $\bar{k}=2, k=2$ 时 $\bar{k}=1$ 。

在协作传输阶段, U_1 对公共消息采用不同的码本进行编码, 并以功率 P_r 向 U_2 转发, U_1 的发送信号为

$$x_1^c = \sqrt{P_r} s_c^c \quad (5)$$

用户 U_2 在协作传输阶段的接收信号为

$$y_2^c = h_{1,2} x_1^c + n_2^c = h_{1,2} \sqrt{P_r} s_c^c + n_2^c \quad (6)$$

其中 $n_2^c \sim \text{CN}(0, \sigma_2^2)$, 为加性高斯白噪声。协作传输阶段公共消息的可达速率为

$$R_{c,2}^c = (1 - \theta) \text{lb} \left(1 + \frac{P_r |h_{1,2}|^2}{\sigma_2^2} \right) \quad (7)$$

因为 U_1 的转发方式为 NDF, 所以 U_2 处公共消息总的可达速率为 2 个阶段可达速率之和, 即

$$R_{c,2} = \theta \text{lb} \left(1 + \frac{|h_2^H \mathbf{w}_c|^2}{|h_2^H \mathbf{w}_1|^2 + |h_2^H \mathbf{w}_2|^2 + \sigma_2^2} \right) + (1 - \theta) \text{lb} \left(1 + \frac{P_r |h_{1,2}|^2}{\sigma_2^2} \right) \quad (8)$$

为保证公共消息能被 2 个用户成功解码, s_c 的传输速率应为 U_1 与 U_2 公共消息可达速率的最小值:

$$R_c = \min(R_{c,1}^d, R_{c,2}) \quad (9)$$

记 $R_{a,k}$ 为分配给 U_k 的公共消息速率, 显然有 $R_{a,1} + R_{a,2} \leq R_c$ 。这样, 用户 U_k 总的可达速率为

$$R_k = R_k^d + R_{a,k}, \quad k=1, 2 \quad (10)$$

系统和速率为

$$R_{\text{sum}} = R_1 + R_2 \quad (11)$$

考虑到基站和用户设备供电方式不同, 或者受其他因素的影响, 基站和用户设备单位功率的成本可能不同, 因此在构造优化问题时基站和用户设备的功率成本分别用 2 个变量描述。假设 BS 发送信号的单位功率的成本为 ρ_{BS} , U_1 转发信号的单位功率成本为 ρ_r , 则 2 个阶段系统单位时间的总成本为

$$E = \theta \rho_{\text{BS}} \text{tr}(\mathbf{W} \mathbf{W}^H) + (1 - \theta) \rho_r P_r \quad (12)$$

定义和速率与单位时间总成本之比为系统效益函数:

$$\psi = \frac{R_{\text{sum}}}{E} \quad (13)$$

以最大化系统效益函数为目标, 联合优化直接传输阶段的时长比例系数 θ 、预编码矩阵 \mathbf{W} (包含发送功率)、分配给 2 个用户的公共信号速率 $R_{a,1}, R_{a,2}$ 和中继转发功率 P_r , 优化问题为

$$\max_{\mathbf{W}, \theta, P_r, R_{a,1}, R_{a,2}} \psi = \frac{R_1 + R_2}{\theta \rho_{\text{BS}} \text{tr}(\mathbf{W} \mathbf{W}^H) + (1 - \theta) \rho_r P_r} \quad (14)$$

$$\text{s. t. } \text{tr}(\mathbf{W} \mathbf{W}^H) \leq P_{t, \max} \quad (14a)$$

$$P_r \leq P_{r, \max} \quad (14b)$$

$$R_{a,1} + R_{a,2} \leq R_c \quad (14c)$$

$$0 < \theta \leq 1 \quad (14d)$$

$$R_k^d + R_{a,k} \geq R_{\text{th}}^k, \quad k=1, 2 \quad (14e)$$

式(14a)为对 BS 发射功率的约束, 式(14b)为对中继发射功率的约束, $P_{t, \max}$ 和 $P_{r, \max}$ 分别为 BS 和用户 U_1 的最大发射功率; 式(14c)为对 2 个用户公共信号速率的约束; 式(14d)为对时长比例系数的约束; 式(14e)为对每个用户服务质量的约束, R_{th}^k ($k=1, 2$) 为每个用户的最小速率门限。

2 优化问题转换及求解

优化问题[式(14)]中的目标函数与式(14c)和式(14e)是非凸的, 引入松弛变量 t, u, z , 则优化问题转化为

$$\max_{t, u, z, \mathbf{W}, \theta, P_r, R_{a,1}, R_{a,2}} t \quad (15)$$

$$\text{s. t. } \frac{u^2}{z} \geq t \quad (15a)$$

$$R_1 + R_2 \geq u^2 \quad (15b)$$

$$\theta \rho_{\text{BS}} \text{tr}(\mathbf{W} \mathbf{W}^H) + (1 - \theta) \rho_r P_r \leq z \quad (15c)$$

$$(14a)(14b)(14c)(14d)(14e) \quad (15d)$$

其中: t 为系统效益的下限, u^2 为和速率的下限, z 为系统总成本的上限。

优化问题[式(15)]的目标函数已经是凸函数, 但式(15c)为非凸约束, 且难以转化为凸约束。为了解决该优化问题, 首先需将优化变量 θ 分离出来, 使问题[式(15)]转换为一个两层优化问题: 第 1 层优化 θ , 第 2 层则在 θ 给定的情况下优化其他变量, 使目标函数最大。第 1 层 θ 的优化采用黄金分割搜索法, 在每个 θ 的分割点上求解一次第 2 层的优化问题, 获得该 θ 分割点上目标函数的最大值。通过迭代不断缩小搜索区间, 直至搜索区间的 2 个端点距离小于某个预先设定的值。第 2 层优化问题是在 θ 给定的情况下优化预编码矩阵 \mathbf{W} 、2 个用户公共信号速率 $R_{a,1}, R_{a,2}$ 和中继转发功率 P_r , 优化问题为

$$\max_{t, u, z, \mathbf{W}, P_r, R_{a,1}, R_{a,2}} t \quad (16)$$

$$\text{s. t. } \text{式}(14a)(14b)(14c)(14e)$$

$$(15a)(15b)(15c)$$

式(14c)(14e)(15a)(15b)为非凸约束, 采用引入

松弛变量和 SCA 的方法将这些非凸约束转化为凸约束。

将式(14c)变换为以下形式:

$$\frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_c|^2}{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_1|^2 + |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_2|^2 + \sigma_k^2} \geq \nu_{c,k}, \quad k=1,2 \quad (17a)$$

$$1 + \nu_{c,k} - 2^{\beta_{c,k}} \geq 0, \quad k=1,2 \quad (17b)$$

$$1 + \frac{P_r}{\sigma_2} |h_{1,2}|^2 - 2^{\beta_r} \geq 0 \quad (17c)$$

$$R_{a,1} + R_{a,2} \leq \theta \beta_{c,1} \quad (17d)$$

$$R_{a,1} + R_{a,2} \leq \theta \beta_{c,2} + (1-\theta)\beta_r \quad (17e)$$

其中: $\boldsymbol{\nu}_c = [\nu_{c,1}, \nu_{c,2}]^T$, 而 $\nu_{c,k} (k=1,2)$ 代表用户 U_k 解码公共信号信干噪比的下限; $\boldsymbol{\beta}_c = [\beta_{c,1}, \beta_{c,2}]^T$, 这里 $\beta_{c,k} (k=1,2)$ 为

$$\text{lb} \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_c|^2}{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_1|^2 + |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_2|^2 + \sigma_k^2} \right)$$

的下限, β_r 为 $\text{lb} \left(1 + \frac{P_r}{\sigma_2} |h_{1,2}|^2 \right)$ 的下限。式(17a)

仍为非凸约束, 将其改写为凸差形式:

$$|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_1|^2 + |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_2|^2 + \sigma_k^2 - \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_c|^2}{\nu_{c,k}} \leq 0, \quad k \in \{1,2\} \quad (18)$$

对其中左边第4项在 $(\tilde{\mathbf{w}}_c, \tilde{\nu}_{c,k})$ 处进行一阶泰勒展开, 得到

$$-\frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_c|^2}{\nu_{c,k}} \leq \Omega_1 \quad (19)$$

$$\text{其中 } \Omega_1 = -\frac{2\text{Re}\{\tilde{\mathbf{w}}_c^H \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_c\}}{\tilde{\nu}_{c,k}} + \frac{|\mathbf{h}_k^H \tilde{\mathbf{w}}_c|^2 \nu_{c,k}}{\tilde{\nu}_{c,k}^2}。$$

式(19)中上界的紧密程度与 $(\tilde{\mathbf{w}}_c, \tilde{\nu}_{c,k})$ 的选择有关, 也影响最后优化结果的准确性。为了提高精度, 可以采用迭代更新的方法, 将式(18)的

$-\frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_c|^2}{\nu_{c,k}}$ 用其上界替换, 将其转换为凸约束:

$$|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_1|^2 + |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_2|^2 + \sigma_k^2 + \Omega_1 \leq 0 \quad (20)$$

将松弛变量 $\boldsymbol{\alpha} = [\alpha_1, \alpha_2]^T$ 引入式(14e)和式(15b), 其中 $\alpha_k (k=1,2)$ 为直接传输阶段 U_k 私有消息速率 R_k^d 的下限。式(14e)可转换为

$$\alpha_k + R_{a,k} > R_k^{\text{th}}, \quad k=1,2 \quad (21)$$

式(15b)变为

$$(\alpha_1 + R_{a,1}) + (\alpha_2 + R_{a,2}) \geq u^2 \quad (22a)$$

$$R_k^d \geq \alpha_k, \quad k=1,2 \quad (22b)$$

式(22b)仍为非凸约束。引入松弛变量 $\boldsymbol{\nu} = [\nu_1,$

$\nu_2]^T$ 和 $\boldsymbol{\beta} = [\beta_1, \beta_2]^T$, 其中 $\nu_k (k=1,2)$ 为直接传输阶段用户 U_k 解码私有信号的信干噪比的下限, β_k 为

$\text{lb} \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k^-|^2 + \sigma_k^2} \right)$ 的下限, 将式(22b)转化为

$$\theta \beta_k \geq \alpha_k, \quad k=1,2 \quad (23a)$$

$$1 + \nu_k - 2^{\beta_k} \geq 0, \quad k=1,2 \quad (23b)$$

$$\frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k^-|^2 + \sigma_k^2} \geq \nu_k, \quad k=1,2 \quad (23c)$$

式(23c)仍为非凸约束, 将其改写为凸差形式:

$$|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k^-|^2 + \sigma_k^2 - \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{\nu_k} \leq 0 \quad (24)$$

对式(24)中第3项在 $(\tilde{\mathbf{w}}_k, \tilde{\nu}_k)$ 处进行一阶泰勒展开:

$$-\frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{\nu_k} \leq \Omega_2 \quad (25)$$

其中 $\Omega_2 = -\frac{2\text{Re}\{\tilde{\mathbf{w}}_k^H \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k\}}{\tilde{\nu}_k} + \frac{|\mathbf{h}_k^H \tilde{\mathbf{w}}_k|^2 \nu_k}{\tilde{\nu}_k^2}$ 。将

式(24)转换为凸约束:

$$|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k^-|^2 + \sigma_k^2 + \Omega_2 \leq 0 \quad (26)$$

对于式(15a), 将不等号的左侧在 (\tilde{u}, \tilde{z}) 处进行一阶泰勒近似, 得到

$$\frac{u^2}{z} \geq \frac{2\tilde{u}}{\tilde{z}} u - \left(\frac{\tilde{u}}{\tilde{z}} \right)^2 z \quad (27)$$

利用该下界就可把式(15a)转换为凸约束:

$$\frac{2\tilde{u}}{\tilde{z}} u - \left(\frac{\tilde{u}}{\tilde{z}} \right)^2 z \geq t \quad (28)$$

经上述转换, 第2层优化问题[式(16)]为

$$\begin{aligned} \max \quad & t \\ \text{s.t.} \quad & t, u, z, \mathbf{W}, P_r \\ & R_{a,1}, R_{a,2}, \boldsymbol{\alpha} \\ & \boldsymbol{\beta}, \boldsymbol{\nu}, \boldsymbol{\beta}_c, \boldsymbol{\nu}_c \end{aligned} \quad (29)$$

s.t. 式(14a)(14b)(15c)(17b)(17c)

(17d)(17e)(22a)(23a)(23b)

(20)(21)(26)(28)

凸问题[式(29)]可以通过凸优化问题的求解算法求解, 也可以采用凸优化的求解工具等求解。基于 SCA 第2层问题的求解见算法1, 其中 n 为迭代次数。

算法1 求解第2层问题[式(16)]

输入: 初始化 $n=0, \mathbf{w}_c^{[0]}, \nu_{c,k}^{[0]}, \mathbf{w}_k^{[0]}, \nu_k^{[0]}, u^{[0]}, z^{[0]}$, 最优目标值 $t^{[0]}$ 和收敛公差 τ

1 while

2 $n=n+1$

3 将优化问题[式(29)]中的 $\tilde{\mathbf{w}}_c, \tilde{\nu}_{c,k}, \tilde{\mathbf{w}}_k, \tilde{\nu}_k, \tilde{u}, \tilde{z}$ 置为 $\mathbf{w}_c^{[n-1]}, \nu_{c,k}^{[n-1]}, \mathbf{w}_k^{[n-1]}, \nu_k^{[n-1]}, u^{[n-1]}, z^{[n-1]}$ 求解, 得到最优解 $\mathbf{w}_c^*, \nu_{c,k}^*, \mathbf{w}_k^*, \nu_k^*, z^*, u^*$ 和 t^*

4 更新 $\mathbf{w}_c^{[n]} = \mathbf{w}_c^*, \nu_{c,k}^{[n]} = \nu_{c,k}^*, \mathbf{w}_k^{[n]} = \mathbf{w}_k^*, \nu_k^{[n]} = \nu_k^*, z^{[n]} = z^*, u^{[n]} = u^*, t^{[n]} = t^*$

5 until $\frac{|t^{[n]} - t^{[n-1]}|}{t^{[n-1]}} < \tau$

输出: $\mathbf{w}_c^*, \mathbf{w}_k^*, R_{a,1}^*, R_{a,2}^*, P_r$ 和 t^*

算法 1 中的第 n 次迭代中得到的 $\mathbf{w}_c^{[n]}, \nu_{c,k}^{[n]}, \mathbf{w}_k^{[n]}, \nu_k^{[n]}, u^{[n]}, z^{[n]}$ 为将优化问题[式(29)]中的 $\tilde{\mathbf{w}}_c, \tilde{\nu}_{c,k}, \tilde{\mathbf{w}}_k, \tilde{\nu}_k, \tilde{u}, \tilde{z}$ 置为 $\mathbf{w}_c^{[n-1]}, \nu_{c,k}^{[n-1]}, \mathbf{w}_k^{[n-1]}, \nu_k^{[n-1]}, u^{[n-1]}, z^{[n-1]}$ 时使系统效益最大化的解, 其中 $\mathbf{w}_c^{[n-1]}, \nu_{c,k}^{[n-1]}, \mathbf{w}_k^{[n-1]}, \nu_k^{[n-1]}, u^{[n-1]}, z^{[n-1]}$ 为上一次迭代优化获得的最优解。因此本次迭代优化后得到的 $t^{[n]}$ 一定大于上一次迭代优化得到的 $t^{[n-1]}$, 所以在迭代过程中的目标函数值是随迭代单调递增, 并最终收敛。

算法 1 的计算复杂度与发送天线数和求解二阶凸锥规划问题[式(29)]所采用的算法有关。采用内点法求解时, 求解一次问题[式(29)]的复杂度为 $O(A^2B)$ 。其中 $A = (N_t + 6)K + N_t + 4$ 为优化问题的变量数量, $B = 6K + 8$ 为约束总数, K 为用户数。算法 1 的每次迭代会求解 1 次问题[式(29)], 迭代至收敛所需迭代的次数, 即 $O(\ln(\tau^{-1}))$ 。因此, 算法 1 的总复杂度为 $O(A^2B \ln(\tau^{-1}))$ 。

算法 1 各优化变量的初始值应在优化问题可行域内, 初始化方式并不唯一。其中一种初始化的策略如下。

私有流预编码向量初始化为最大比传输预编码, 即 $\mathbf{w}_k^{[0]} = \sqrt{\frac{P_{t,\max}}{4}} \frac{\mathbf{h}_k}{\|\mathbf{h}_k\|}$; 公共流预编码向量初始化为 $\mathbf{w}_c^{[0]} = \sqrt{\frac{P_{t,\max}}{2}} \mathbf{y}_c$, 其中 \mathbf{y}_c 为信道矩阵 $[\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2]$ 的最大左奇异向量^[13]; ν_k 和 $\nu_{c,k}$ 的初始化为 $\nu_k^{[0]} = \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k^{[0]}|^2}{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k^{[0]}|^2 + \sigma_k^2}, \nu_{c,k}^{[0]} = \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_c^{[0]}|^2}{\sum_{j=1,2} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j^{[0]}|^2 + \sigma_k^2}$; z 按基站和中继最大发射功率情况初始化, 即 $z^{[0]} = \theta \rho_t P_{t,\max} + (1 - \theta) \rho_r P_{r,\max}$; u 则按最小用户速率的要求初始化, 即 $u^{[0]} = \sqrt{R_{th}^1 + R_{th}^2}$ 。

利用黄金分割搜索算法求解第 1 层优化问题的算法总结在算法 2 中。

算法 2 求解最优时隙分配系数 θ

输入: 初始化 $a = 0, b = 1, \theta_1 = b - 0.618(b - a), \theta_2 = a + 0.618(b - a)$, 设置收敛公差 ε

1 调用算法 1 求解 θ_1 和 θ_2 处对应的目标函数值 $t(\theta_1)$ 和 $t(\theta_2)$

2 while

3 If $t(\theta_1) < t(\theta_2)$, 令 $a = \theta_1, \theta_1 = \theta_2, \theta_2 = a + 0.618(b - a), t(\theta_1) = t(\theta_2)$, 调用算法 1, 求 θ_2 对应的目标值 $t(\theta_2)$

4 Else 更新 $b = \theta_2, \theta_2 = \theta_1, \theta_1 = b - 0.618(b - a), t(\theta_2) = t(\theta_1)$, 调用算法 1, 得到 θ_1 对应的目标函数值 $t(\theta_1)$

5 until $b - a \leq \varepsilon$

输出: $\theta = \frac{a+b}{2}$

3 仿真结果与分析

下面通过仿真对所提基于 RSMA 的协作中继方案的性能进行评估。假设 BS 的天线数 $N_t = 4$, 所有信道为瑞利衰落信道, $\mathbf{h}_k = \sqrt{\mu d_k^{-\eta}} \mathbf{g}_k \in \mathbb{C}^{N_t \times 1} (k = 1, 2), h_{1,2} = \sqrt{\mu d_{12}^{-\eta}} g_{12}$, 其中 $\mu = 10^{-4}$, 为距离为 1 m 处的信道增益, d_k 为 BS 与 U_k 之间的距离, d_{12} 为 U_1 与 U_2 之间的距离, $\eta = 3.2$, 为路径损耗指数, \mathbf{g}_k 和 g_{12} 为小尺度衰落系数, 是均值为 0、方差为 1 的复高斯随机变量。噪声方差 $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = 10^{-10}$ W。假设 2 个用户的最小速率门限相等, 即 $R_1^{\text{th}} = R_2^{\text{th}} = R_{\text{th}}$, 算法 1 的收敛误差 $\tau = 0.01$, 算法 2 的收敛误差 $\varepsilon = 0.01$ 。无特殊说明时, 仿真实验中, BS 最大发射功率 $P_{t,\max} = 3$ W, 中继用户最大发射功率 $P_{r,\max} = 10$ mW, BS 到 U_1 的距离 $d_1 = 70$ m, BS 到 U_2 的距离 $d_2 = 105$ m。在无特别指明时 U_1 到 U_2 的距离 $d_{12} = 40$ m, BS 与中继用户单位发送功率的成本 $\rho_{\text{BS}} = \rho_r = 1$ 。图 2 之外的仿真图中给出的结果都是多组随机信道样本下的平均值。

图 2 示出了不同最小速率门限, 随机的信道样本下, 算法 1 在 $\theta = 0.5$ 时的收敛过程。可以看出, 系统效益随迭代的进行逐步提升, 迭代过程能较快收敛。

图 3 示出了在随机一组信道下系统效益随时间分配系数变化的情况。系统效益函数是关于 θ 的单峰函数, 因此选择黄金分割法获得 θ 的最优值是合理的。

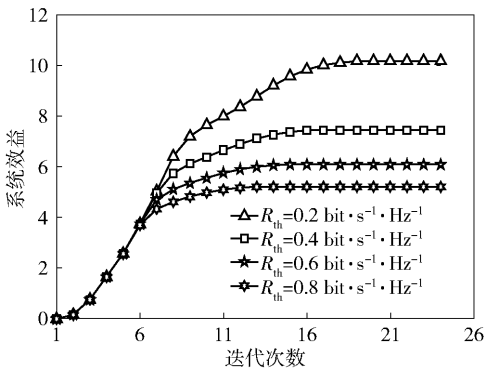


图 2 SCA 算法收敛过程

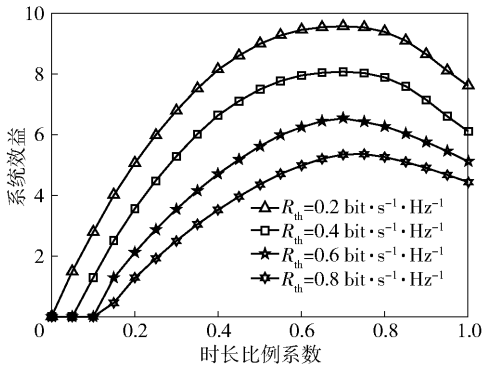


图 3 时间分配系数对系统效益的影响

为了反映所提方案的性能优势,选择以下基准方案进行对比。① 非协作的 RS (NRS, non cooperative rate splitting) 方案:与所提方案的区别是只有直接传输阶段,即直接传输阶段的时长比例系数 θ 为 1。② 协作 NOMA (CNOMA, cooperative NOMA):在直接传输阶段采用 NOMA 的方式,相当于所提方案中公共消息仅由发给较远用户的消息组成,私有消息为发给较近用户的消息,在协作阶段中继用户转发发送给较远用户的消息。③ 非协作 NOMA:与 CNOMA 方案的区别是只有直接传输阶段。

图 4 示出了所提方案与上述 3 种对比方案的系统效益随用户速率门限 R_{th} 变化的情况。仿真结果显示,协作方案的性能优于非协作方案,说明协作带来了性能增益;对比协作 RSMA 和协作 NOMA,前者性能更优,说明通过速率分割也能获得性能增益。协作带来性能增益的原因是在用户间的信道质量优于 BS 到弱用户间信道时,协作能带来性能增益。这是因为相比于 BS 直接传输,通过中继用户协作转发的方式,可以更低的功率实现相同的传输速率。通过速率分割可以灵活地安排非正交传输消息和空

分传输消息的比例,并分别优化公共消息和私有消息的预编码矩阵,能在干扰和资源复用上进行折中,相较于 NOMA 效率更高。4 种方案的系统效益都随着用户最小速率门限的增大而减小,这是因为系统效益函数是关于发送功率的单调递减函数。当用户最小速率门限增大时,最小发送功率增大,导致系统效益降低。

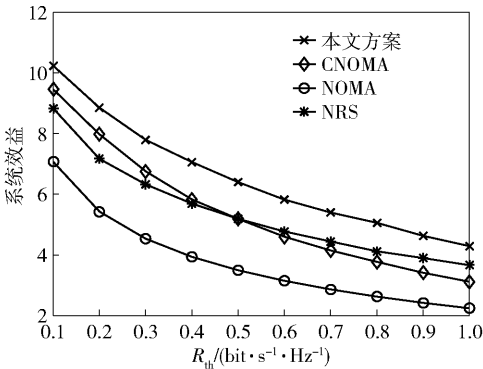


图 4 用户速率门限对系统效益的影响

图 5 示出了系统效益随两用户之间距离 d_{12} 变化的情况,两用户与 BS 的距离不变。可以看出,在 NRS 和 NOMA 方案中系统效益不随用户间距离变化而变化。这是因为仿真中只改变了用户之间的距离,而两用户与 BS 的距离保持不变,而非协作方案没有中继传输,性能与用户间的信道质量无关。随着用户间的距离增加,用户间的信道质量降低,所提方案的系统效益减小,逐渐接近 NRS 方案;而 CNOMA 的系统效益也逐渐减小,接近 NOMA 方案。这是因为用户间信道质量的下降使得获得相同传输速率时所需的转发功率增大,从而导致系统效益下降。该仿真结果表明,协作中继带来的性能增益与用户间的信道质量有关,当两用户间的距离越近,性能增益越大。

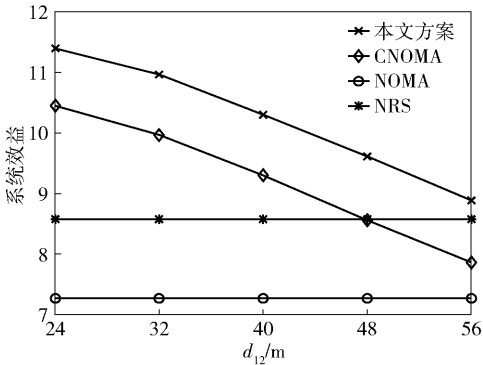


图 5 用户间距离对系统效益的影响

图 6 示出了 BS 发送成本 ρ_{BS} 固定为 1 时,系统效益随着中继转发成本 ρ_r 变化的情况。仿真实验中,用户最小速率门限 $R_{th} = 0.1 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 。可以看出,随着中继转发成本的增加,各协作方案的系统效益逐渐减小并接近各对应的非协作方案, CNOMA 的系统效益逐渐减小并接近 NOMA,说明用所提的协作方案在中继转发成本较低的场景下能增加系统效益。这是因为随着 ρ_r 的增大,中继转发的成本提高,协作传输阶段对系统效益的增益减小,逐渐接近非协作方案。

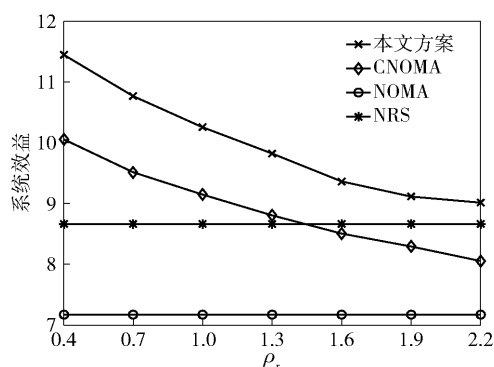


图 6 中继转发成本对系统效益的影响

图 7 示出了 BS 最大发射功率 $P_{t,max} = 3 \text{ W}$ 时,系统效益随中继用户最大发射功率变化的情况。仿真中设置了用户速率门限 $R_{th}, R_{th} = 0.1 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 。从图 7 可以看出,所提方案与 CNOMA 方案的系统效益随着中继最大发射功率的增大而增大,直到中继最大发射功率增大到一定程度时,系统效益不再增大。这是因为当中继最大发射功率较小时,中继转发阶段的传输速率较低,为了保证弱用户的速率满足用户速率门限的要求,BS 的发送功率较大,因此系统效益较低。随着中继最大发射功率的增加,中继转发阶段的传输速率提高,相应地 BS 的功率也降低,系统的效益提高。当中继最大发射功率增大到足够

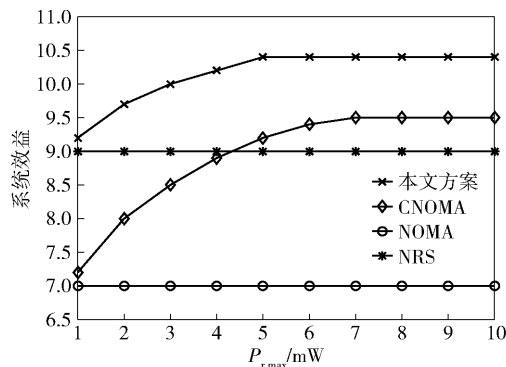


图 7 中继最大发射功率对系统效益的影响

大时,优化后的中继并不需要以最大功率发送,而是以一个较优的功率发送,因此系统效益不再随着中继最大发射功率的增加而增大。

4 结束语

基于 RSMA 的协作中继系统传输策略的优化问题,提出了一个以系统效益函数最大化为目标的系统优化方案。在该系统中,BS 将用户消息拆分为公共消息和私有消息,然后经过预编码发送给用户。强用户作为中继协助 BS 向弱用户发送公共消息。为了使系统效益最大化,对预编码矩阵、BS 和中继的发送功率、时隙分配系数以及公共信号速率分配向量进行联合优化。针对原始的非凸优化问题,将优化问题分成两个子问题。首先,对于内层问题,固定时间分配系数,再求解预编码矩阵、公共速率分配和发射功率。为了解决非凸性,采用松弛变量和逐次凸逼近的方法将非凸子问题转化为凸问题。其次,对于外层问题,采用黄金分割搜索法求解最优的时间分配系数。仿真结果显示,所提 CRSMA 方案能实现比非协作的 NRS 方案、协作 NOMA 和非协作 NOMA 更高的系统效益。

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] XU X, LI B, WANG Y. Exploration of the principle of 6G communication technology and its development prospect [C] // 2022 International Conference on Electronics and Devices, Computational Science (ICEDCS). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2022: 100-103.
- [3] MISHRA A, MAO Y, DIZDAR O, et al. Rate-splitting multiple access for 6G-part I: principles, applications and future works [J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(10): 2232-2236.
- [4] RIMOLDI B, URBANKE R. A rate-splitting approach to the Gaussian multiple-access channel [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1996, 42(2): 364-375.
- [5] SHENG Y, MARI K, DAVID G, et al. Degrees of freedom of time correlated MISO broadcast channel with delayed CSIT [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2013, 59(1): 315-328.
- [6] HAO C, RASSOULI B, CLERCKX B. Achievable DoF regions of MIMO networks with imperfect CSIT [J]. IEEE

- Transactions on Information Theory, 2017, 63 (10): 6587-6606.
- [7] XIA H, MAO Y, CLERCKX B, et al. Weighted sum-rate maximization for rate-splitting multiple access based secure communication[C] // 2022 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2022: 19-24.
- [8] XU Y, MAO Y, DIZDAR O, et al. Rate-splitting multiple access with finite blocklength for short-packet and low-latency downlink communications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71 (11): 12333-12337.
- [9] BYUNGJU L, WONJAE S. Max-min fairness precoder design for rate-splitting multiple access: impact of imperfect channel knowledge[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2023, 72(1): 1355-1359.
- [10] CHEN H, MI D, WANG T, et al. Rate-splitting for multicarrier multigroup multicast: precoder design and error performance[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2021, 67(3): 619-630.
- [11] MATTHIESEN B, MAO Y, POPOVSKI P, et al. Globally optimal beamforming for rate splitting multiple access[C] // 2021 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2021: 4775-4779.
- [12] MATTHIESEN B, MAO Y, DEKORSY A, et al. Globally optimal spectrum and energy-efficient beamforming for rate splitting multiple access[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2022, 70(2): 5025-5040.
- [13] ZHANG J, CLERCKX B, GE J, et al. Cooperative rate-splitting for MISO broadcast channel with user relaying, and performance benefits over cooperative NOMA[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2019, 26(11): 1678-1682.
- [14] KHISA S, ALMEKHLAFI M, ELHATTAB M, et al. Full duplex cooperative rate splitting multiple access for a MISO broadcast channel with two users[J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(8): 1913-1917.
- [15] MAO Y, CLERCKX B, ZHANG J, et al. Max-min fairness of K -user cooperative rate-splitting in MISO broadcast channel with user relaying[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(10): 6362-6376.