

文章编号: 2095-4980(2020)04-0586-09

多用户多中继系统下协作 NOMA 的中断性能

刘 凯, 李新颖, 郝 浩

(兰州交通大学 电子信息工程学院, 甘肃 兰州 730070)

摘 要: 在基于非正交多址接入技术(NOMA)的多用户多中继协作中继网络中, 为优先满足混叠信号中的时延敏感信息的服务质量(QoS)需求, 对功率因子进行了简单分析, 进而找到了关于信道增益的解码限制条件。在给定中继的情况下, 根据解码限制条件建立用户集合, 进而找到可以使高QoS信号速率最大化的用户中继对作为最佳“用户-中继”来传递信号。并且对该“用户-中继”选择方案下的系统中断概率的表达式进行推导并求出了其渐进式。仿真结果验证了推导结果的正确性, 系统的中断概率随着节点数目的增多而降低, 而当信噪比趋于无穷时, 系统的分集增益取决于用户数目和中继数目。且与已有文献进行对比, 本文提出的用户中继匹配方案的中断性能相对较好。

关键词: 非正交多址接入; 协作中继; 功率分配; 用户中继对; 中断概率

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2019007

Outage performance of cooperative NOMA under multiuser and multi-relay system

LIU Kai, LI Xinying, HAO Hao

(School of Electronics and Information Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou Gansu 730070, China)

Abstract: The outage performance of cooperative Non-Orthogonal Multiple Access(NOMA) network adapting Amplify and Forward(AF) is investigated. In the multi-user multi-relay cooperative NOMA network, in order to guarantee the Quality of Service(QoS) requirement of the signal with low latency in the mixed signal, a power allocation scheme is proposed, and then the detection constraint conditions are obtained. Furthermore, for the given relay, the set is built according to the detection constraint conditions, and the user relay pair which can maximize the rate of high QoS signal is selected as the best “user-relay” to transmit the message. The expression equation of the system’s outage probability for the proposed user-relay selective scheme is derived and the asymptotic expression is solved. Simulation results prove the correctness of the derived results, and show that the system’s outage probability decreases with the increasing of the number of the relays. Especially when the Signal-to-noise ratio tends to be infinite, the system’s diversity gain is depended on the number of the relay. In addition, the outage performance of the proposed scheme is better than that in other existing literatures.

Keywords: Non-Orthogonal Multiple Access; cooperative relay; power allocation; use-relay pair; outage probability

近些年, 无线通信的发展使得频谱资源日趋紧张, 非正交多址接入技术(NOMA)作为 5G 技术的核心技术之一, 可以有效地提升频谱的利用资源, 提升频谱的利用效率, 已经引起了广大学者的关注。NOMA 技术采用发射端功率域叠加的方式进行发送信号, 而接收端采用串行干扰消除技术(Serial Interference Cancellation, SIC)进行解调, 因而达到了信道共享的效果进而提升频谱利用率。这是一种通过增加接收端解调复杂度来换取频谱利用率的技术^[1-3]。将 NOMA 应用在协作通信领域可以进一步提升系统的通信质量。文献[4]中作者首次提出了协作 NOMA 的概念, 研究了将 NOMA 技术应用在协作通信中的场景, 并且分析了采用解码转发方式下用户中继的中断性能, 并得出了协作 NOMA 中继网络比传统的正交多址接入网络有更加优越的性能的结论, 引起了广大学者

收稿日期: 2019-01-03; 修回日期: 2019-04-12

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61301179; 61661025; 61661026)

作者简介: 刘 凯(1992-), 男, 在读硕士研究生, 主要研究方向为无线电通信。email:1034009021@qq.com

的兴趣与进一步研究。由于 NOMA 可针对用户组中的远距离低信噪比用户带来性能增益，研究其性能增益与距离的关系具有一定的价值。尤其是文献[5]中，作者在文献[6]的基础上进一步研究了协作 NOMA 系统并求解了最大频谱效率下远近用户的中断性能。文献[7]中考虑用户与目的节点之间的直连和非直连链路的情况，研究了单用户协作 NOMA 网络下的中断性能，并推导了其渐进式。

传统的协作通信网络中存在 2 种转发方式：解码转发(Decode and Forward, DF)和放大转发(AF)^[8]。同样地，文献[9]和文献[10]分别研究了 DF 和 AF 方式下的协作 NOMA 网络的系统容量。一些文献针对不同系统模型、不同转发方式下的协作 NOMA 网络进行了研究。文献[11]研究了单用户多中继协作 NOMA 网络采用 AF 和 DF 转发中继，在 Nakagami-m 衰落下的协作增益。文献[12]研究了采用 DF 时单用户多中继协作 NOMA 网络在瑞利衰落下的系统中断性能。文献[13]研究了采用 DF 的单源多中继协作 NOMA 网络在瑞利衰落下的中继选择方案，不难得出结论，当用户拥有合适的功率分配因子和中继选择方案时都可以获得更好的性能增益。因而合理有效的方式对协作 NOMA 系统进行功率分配和用户中继对的选择是极为重要的。文献[14]研究了 AF 方式、多用户多中继系统模型下，混叠信号中的原信号通过 QoS 需求来进行区分时的用户中继匹配方案，并分析了其系统中断性能，对多用户多中继下的用户中继选择方案有很大参考意义。然而，文献[14]中的应用场景是混叠信号中原信号速率均不高时的场景，显然不是非常典型的 5G 应用场景，其方案中功率因子为固定值，造成了性能增益上的损失。鉴于此，本文提出一种基于解码限制条件的功率分配方案及用户中继对选择策略，并研究其中断性能。

1 系统模型

考虑采用 2 个时隙、AF 转发方式的协作 NOMA 模型，系统模型见图 1，包括 M 个用户 $U_m(1 \leq m \leq M)$ ， N 个中继 $r_n(1 \leq n \leq N)$ ，以及 2 个目的节点 $D_i(i=1,2)$ ，目的节点要与一个用户节点之间进行信息交互。所有节点均采用 NOMA 方式发送并接收信号。与文献[11]不同，虽然对于目的节点 D_i 接收的信号通过 QoS 需求来进行区分，但其对应的时延要求和速率要求却不同：如 D_1 需要紧急情形下的低数据速率传输，如检测到突发状况下的汇报任务；而 D_2 需要的是平时情形下高速数据量的传输任务，如日常情景下的实时视频上传任务。所有的节点都配备单根天线，并且以时分复用方式工作在半双工方式。考虑由于远距离带来的严重的阴影衰落，在用户和目的节点之间忽略直连链路。假设所有的链路之间都是准静态瑞利衰落，并且链路之间是相互独立的。由于 D_1 信息更加重要，对时延更加敏感，因而解调顺序应为先 D_1 后 D_2 。

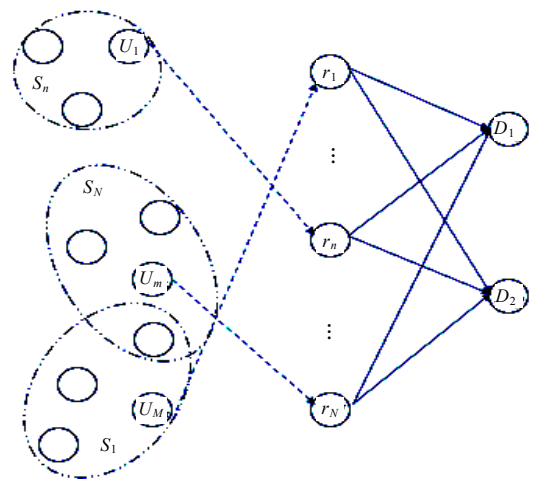


Fig.1 System model
图1 系统模型

该系统模型可见于双向协作小区模型中，也可以推广到人工智能下的工业网、云计算场景中的车辆网反馈系统和实时视频会议场景中。在这些场景中， D_1 接收来自用户节点的指令信息，作为网络的调度中心，因而它的信息处理速度要尽可能地快。 D_2 相当于整个网络的数据存储中心，接收来自用户节点的多媒体会话和采集到的多媒体信息，中继节点充当一个个独立的分布式服务中心，负责转发或上传收到的信息。

在第 1 个时隙，用户节点 U_m 广播混叠信号 $\sum_{i=1}^2 x_{m,i}$ ，其中 $x_{m,i}$ 为用户 U_m 发送给 D_i 的信号，对其监听的中继 r_n 接收到的信号 y_{r_n} 可以表示为：

$$y_{r_n} = h_{m,n} \sum_{i=1}^2 \sqrt{\alpha_{m,i} P_S} x_{m,i} + n_{r_n} \tag{1}$$

式中： $h_{m,n} \sim CN(0, \Omega)$ 为 U_m 和 r_n 之间的瞬时信道衰落系数； $\alpha_{m,i}$ 为叠加信号中 $x_{m,i}$ 的功率分配因子，满足 $\sum_{i=1}^2 \alpha_{m,i} = 1$ ； $n_{r_n} \sim CN(0, 1)$ 是在中继 r_n 上的加性高斯白噪声； P_S 为选定的用户的发射功率。

第 2 个时隙，根据接收到的用户信号的信噪比，中继找到最佳用户 U_m^* 的信号并进行转发，这里采用 AF 转发。其放大因子 β 表示为：

$$\beta = \sqrt{\frac{P_R}{|h_{m,n}|^2 P_S + 1}} \quad (2)$$

式中 P_R 为选定中继的传输功率。

目的节点 D_i 接收到的信号 y_{D_i} 可以表示为:

$$y_{D_i} = h_{n,i} \beta y_{r_n} + n_{D_i} \quad (3)$$

式中: $h_{n,i} \sim CN(0, \Omega)$ 为 $r_n - D_i$ 的信道瞬时衰落因子; $n_{D_i} \sim CN(0, 1)$ 为在目的节点 D_i 上的加性高斯白噪声。

$\rho = 1/P_S$ 为系统信噪比。不难得到 D_1 和 D_2 接收到的信号 $x_{m,1}$ 的信干噪比为:

$$\gamma_{m,n,1} = \frac{\alpha_{m,1} \rho^2 |h_{m,n}|^2 |h_{n,1}|^2}{\alpha_{m,2} \rho^2 |h_{m,n}|^2 |h_{n,1}|^2 + \rho |h_{n,1}|^2 + \rho |h_{m,n}|^2 + 1} \quad (4)$$

$$\gamma_{m,n,1 \rightarrow 2} = \frac{\alpha_{m,1} \rho^2 |h_{m,n}|^2 |h_{n,2}|^2}{\alpha_{m,2} \rho^2 |h_{m,n}|^2 |h_{n,2}|^2 + \rho |h_{n,2}|^2 + \rho |h_{m,n}|^2 + 1} \quad (5)$$

而 D_2 在信噪比 $\gamma_{m,n,1 \rightarrow 2}$ 下使用 SIC 技术, 先对信号 $x_{m,1}$ 进行译码并将其消除掉, 然后再译码属于自己的信息 $x_{m,2}$, 因而信号 $x_{m,2}$ 在 D_2 的信干噪比可表示为:

$$\gamma_{m,n,2} = \frac{\alpha_{m,2} \rho^2 |h_{m,n}|^2 |h_{n,2}|^2}{\rho |h_{n,2}|^2 + \rho |h_{m,n}|^2 + 1} \quad (6)$$

中断概率定义为系统容量小于目标速率的概率^[6], 该系统不发生中断的条件应同时满足 $R_{m,n,1} \geq R_1$ 和 $R_{m,n,2} \geq R_2$, 等价于 $\gamma_{m,n,1} \geq \gamma_1, \gamma_{m,n,1 \rightarrow 2} \geq \gamma_1$ 且 $\gamma_{m,n,2} > \gamma_2$ 。 $R_{m,n,1}$ 和 $R_{m,n,2}$ 分别为 $x_{m,1}$ 和 $x_{m,2}$ 在 D_1 和 D_2 处的实际速率。 R_1 和 R_2 分别为 $x_{m,1}$ 和 $x_{m,2}$ 在 D_1 和 D_2 的目标速率, 满足 $R_1 = \frac{1}{2} \log(1 + \gamma_1)$, $R_2 = \frac{1}{2} \log(1 + \gamma_2)$, γ_1 和 γ_2 为信号 $x_{m,1}$ 和 $x_{m,2}$ 的门限信噪比。

2 功率因子分配

系统中, 中继和用户间的信道衰落增益未知。由于 $x_{m,1}$ 的低时延特性应当被优先处理, 应优先满足 $\gamma_{m,n,1} \geq \gamma_1$ 。且在满足 $\gamma_{m,n,1 \rightarrow 2} \geq \gamma_1$ 的基础上, 为使 $\gamma_{m,n,2}$ 最大化, 基于式(4)和式(5)可以得到 $\alpha_{m,2}$ 的值为:

$$\alpha_{m,2} = \frac{1}{1 + \gamma_1} \left[1 - \frac{\gamma_1}{\rho \delta_n} - \frac{\gamma_1}{\rho |h_{m,n}|^2} - \frac{\gamma_1}{\rho^2 |h_{m,n}|^2 \delta_n} \right]^+ \quad (7)$$

$$\alpha_{m,1} = \frac{\gamma_1}{1 + \gamma_1} \left[1 + \frac{1}{\rho \delta_n} + \frac{1}{\rho |h_{m,n}|^2} + \frac{1}{\rho^2 |h_{m,n}|^2 \delta_n} \right]^- \quad (8)$$

式中: $[x]^+ = \max[0, x]$; $[x]^- = \min[1, x]$; $\delta_n = \min(|h_{n,1}|^2, |h_{n,2}|^2)$ 。

1) $\alpha_{m,1}$ 是关于各链路信道增益及信噪比的表达式, 可以根据瞬时信道增益和当前的信噪比结合信息的 QoS 需求进行功率分配;

2) $\alpha_{m,1}$ 的极小值为 $\frac{\gamma_1}{1 + \gamma_1}$, $\alpha_{m,2}$ 则受限与 $\frac{1}{1 + \gamma_1}$, $\alpha_{m,1}$ 是关于 γ_1 的增函数, 这符合出于 D_1 信息是紧急信息, 需要更加优先处理的设定;

3) $\alpha_{m,2}$ 是关于信噪比 ρ 的增函数, 随着信噪比的增大, $\alpha_{m,2}$ 亦增大, 可以在保障 D_1 信息解调速率的基础上将多余的功率分配给 D_2 的信息;

4) 按照设定的系统模型及场景, 当 D_1 的目标速率相对较小时 ($\gamma_1 < 1$ dB), 该功率分配方案适用性较强。

3 最佳用户—中继选择

为了保证目的节点均可以解码信号 $x_{m,2}$, 令式 $\alpha_{m,2} > 0$, 可以得到如下解码限制条件:

$$|h_{m,n}|^2 > \frac{\gamma_1}{\rho}, \quad \delta_n > \xi(|h_{m,n}|^2) \tag{9}$$

式中

$$\xi(|h_{m,n}|^2) = \frac{\gamma_1(\rho|h_{m,n}|^2 + 1)}{\rho(\rho|h_{m,n}|^2 - \gamma_1)} \tag{10}$$

基于该解码限制条件，在给定中继 r_n 时，其监听的用户集合 S_n 可以表示为：

$$S_n = \left\{ m : m \in [1, M], |h_{m,n}|^2 > \frac{\gamma_1}{\rho}, \delta_n > \xi, (|h_{m,n}|^2) \right\} \tag{11}$$

进一步，当该集合非空时，从该集合中选取可使 $\gamma_{m,n,2}$ 最大的用户作为最佳用户并转发其信号，可以表示为：

$$m_n^* = \arg \max_{m \in S_n} \{ \gamma_{m,n,2} \geq \gamma_2 \} \tag{12}$$

对于用户 U_m 而言，其可能为多个中继集合内的最佳用户，选择能够令信噪比 $\gamma_{m,n,2}$ 最大化的中继作为最佳中继，表示为：

$$n^* = \arg \max_{1 \leq n \leq N} \{ \gamma_{m^*,n,2} \} \tag{13}$$

由于通过 S_n 选择出的“用户—中继”总是可以满足信号 $x_{m,1}$ 在目的节点处的目标速率，因而决定系统整体中断的条件是能否满足 $R_{m,n,2} \geq R_2$ ，而该方案下的功率分配因子 $\alpha_{m,2}$ 可在保证 D_1 信息解调成功的基础上分给 D_2 更多功率，因此在目的节点 D_2 要求的目标速率要求较大时，相对文献[11]的用户中继对选择方案的性能增益损失较小。

4 性能分析

通过这种方法进行选择最佳用户—中继后仍旧发生中断的概率为：

$$P_{m^*n^*}^{\text{out}} = \prod_{n=1}^N P_{m^*n} \tag{14}$$

式中 P_{m^*n} 为对于单个给定中继 r_n 通过该方法进行最佳用户中继选择后发生中断的概率。当所有的中继都不存在最佳用户而发生中断时，整个系统整体发生中断。对于给定中继 r_n 其中断概率为：

$$P_{m^*n}^{\text{out}} = \Pr\{S_n = \emptyset\} + \sum_{l=1}^M \Pr\{\gamma_{m,n,2} < \gamma_2, |S_n| = l\} \tag{15}$$

式中 $\Pr\{S_n = \emptyset\}$ 为对于中继 r_n 而言没有用户满足解码限制条件的概率，而 $\Pr\{\gamma_{m,n,2} < \gamma_2, |S_n| > 0\}$ 是当 S_n 为非空集时，其内部用户无法满足 D_2 信息门限速率的概率。

由于各节点间信道是瑞利衰落的，则信道增益服从参数为 Ω 指数分布的概率分布函数，对于任意两节点 i 和 j 间信道增益 $|h_{i,j}|^2$ 的概率分布函数与概率密度函数分别写为：

$$F_{|h_{i,j}|^2}(x) = 1 - e^{-\frac{1}{\Omega}x} \tag{16}$$

$$f_{|h_{i,j}|^2}(x) = \frac{1}{\Omega} e^{-\frac{1}{\Omega}x} \tag{17}$$

4.1 第一项的计算

首先计算第一步建立的集合 S_n 为空集时的概率

$$\Pr\{S_n = \emptyset\} = (1 - P_0)^M \tag{18}$$

式中 P_0 为在给定中继 r_n 时用户 U_m 满足其解码限制条件的概率。令 $|h_{m,n}|^2 = z$ ，可以将 P_0 表示为：

$$P_0 = \Pr\left\{ |h_{m,n}|^2 > \frac{\gamma_1}{\rho}, |h_{n,1}|^2 > \xi(|h_{m,n}|^2), |h_{n,2}|^2 > \xi(|h_{m,n}|^2) \right\} = \frac{1}{\Omega} \int_{\frac{\gamma_1}{\rho}}^{\infty} \exp\left[-\frac{2}{\Omega} \frac{\gamma_1(\rho z + 1)}{\rho(\rho z - \gamma_1)} - \frac{z}{\Omega} \right] dz \tag{19}$$

进一步，令 $t = z - \frac{\gamma_1}{\rho}$ ，进行积分变换后根据莱斯公式 $\int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{\beta}{4x} - \gamma x\right) dx = \sqrt{\frac{\beta}{\gamma}} K_1(\sqrt{\beta\gamma})$ ，可以将式(19)表示为：

$$P_0 = \exp\left(-\frac{3\gamma_1}{\Omega\rho}\right) \sqrt{\frac{8\gamma_1(1+\gamma_1)}{\rho^2}} K_1\left(\sqrt{\frac{8\gamma_1(1+\gamma_1)}{\rho^2}}\right) \quad (20)$$

4.2 第二项的计算

当集合 S_n 非空时, 若中继收到的用户信号中均没有满足的用户, 亦发生中断, 因而可以得到:

$$\Pr\{\gamma_{m,n,2} < \gamma_2 | S_n = l\} = \Pr\{\gamma_{m,n,2} < \gamma_2 | |S_n| = l\} \Pr\{|S_n| = l\} \quad (21)$$

进一步, 根据条件概率公式可以得到:

$$\Pr\{\gamma_{m,n,2} \geq \gamma_2 | m \in S_n\} = \frac{1}{P_0} \Pr\{\gamma_{m^*,n,2} \geq \gamma_2\} \quad (22)$$

根据式(6)和式(7)可得到选定的 " $U_{m^*} - r_n$ " 满足 $R_{m,n,2} \geq R_2$ 的概率为:

$$\Pr\{\gamma_{m^*,n,2} \geq \gamma_2\} = \Pr\left\{ |h_{n,1}|^2 > \frac{\gamma_1 |h_{n,2}|^2 (\rho |h_{m,n}|^2 + 1)}{\rho |h_{m,n}|^2 (\rho |h_{m,n}|^2 - c_2) - c_1 (\rho |h_{m,n}|^2 + 1)}, |h_{n,2}|^2 > \frac{c_2 (\rho |h_{m,n}|^2 + 1)}{\rho (\rho |h_{m,n}|^2 - c_2)}, |h_{m,n}|^2 > \frac{c_2}{\rho} \right\} \quad (23)$$

式中: $c_1 = \gamma_2(\gamma_1 + 1)$; $c_2 = \gamma_2 + \gamma_2\gamma_1 + \gamma_1$ 。

根据信道增益的概率分布函数进行积分变换, 可以得到:

$$\Pr\{\gamma_{m,n,2} \geq \gamma_2\} = \frac{1}{\Omega^2} \int_{\frac{c_2}{\rho}}^{\infty} \int_{\frac{c_2(\rho z + 1)}{\rho(\rho z - c_2)}}^{\infty} \exp\left(-\frac{\gamma_1 y (\rho z + 1)}{\Omega [\rho y (\rho z - c_2) - c_1 (\rho z + 1)]} - \frac{y}{\Omega}\right) dy \times \exp\left(-\frac{z}{\Omega}\right) dz \quad (24)$$

令 $s = \rho z - c_2$, $t = \frac{\gamma_1 (\rho z + 1)}{\rho y (\rho z - c_2) - c_1 (\rho z + 1)}$, 式(24)可被进一步展为:

$$\begin{aligned} \Pr\{\gamma_{m,n,2} \geq \gamma_2\} &= \frac{1}{\Omega^2} \int_0^{\infty} \int_0^1 \frac{\gamma_1 (s + c_2 + 1)}{\rho^2 s t^2} \times \exp\left[-\left(\frac{1}{\Omega} + \frac{t}{\Omega}\right) \left(\frac{1}{t} + \frac{c_1}{\gamma_1}\right) \frac{\gamma_1 (s + c_2 + 1)}{\rho s} - \frac{s + c_2}{\Omega \rho}\right] dv du = \\ &= \frac{1}{\Omega \rho} \exp\left[-\frac{c_2}{\Omega \rho} - (1 + c_2) \left(\frac{\gamma_1}{\Omega \rho} + \frac{c_1}{\Omega \rho}\right)\right] \underbrace{\frac{1}{\rho \Omega} \int_0^1 \int_0^{\infty} \frac{1}{t^2} \exp\left[-\frac{G(t)}{\rho} - \frac{(1 + c_2)G(t)}{\rho s} - \frac{s}{\Omega \rho}\right] ds dt}_{q_1} + \\ &= \underbrace{\frac{\gamma_1 (c_2 + 1)}{\Omega \rho^2} \exp\left[-\frac{c_2}{\Omega \rho} - (1 + c_2) \left(\frac{\gamma_1}{\Omega \rho} + \frac{c_1}{\Omega \rho}\right)\right]}_{P_1} \underbrace{\int_0^1 \int_0^{\infty} \frac{1}{s t^2 \Omega} \exp\left[-\frac{G(t)}{\rho} - \frac{(1 + c_2)G(t)}{\rho u} - \frac{s}{\Omega \rho}\right] ds dt}_{q_2} \quad (25) \end{aligned}$$

式中 $G(t) = \frac{\gamma_1}{\Omega t} + \frac{c_1 t}{\Omega}$ 。

将式(25)代入式(22)中, 得到:

$$\Pr\{\gamma_{m,n,2} \geq \gamma_2 | m \in S_n\} = \frac{P_1 + P_2}{P_0} \quad (26)$$

进而可以得到:

$$\sum_{l=1}^M \Pr\{\gamma_{m,n,2} < \gamma_2 | |S_n| = l\} \Pr\{|S_n| = l\} = \sum_{l=1}^M \left(1 - \Pr\{\gamma_{m,n,2} \geq \gamma_2 | m \in S_n\}\right)^l \Pr\{|S_n| = l\} = \sum_{l=1}^M \binom{M}{l} (1 - P_0)^{M-l} (P_0 - p_1 - p_2)^l \quad (27)$$

接下来对 p_1 和 p_2 分别进行求解, 主要是对二者中关于变量的积分 q_1 和 q_2 进行求解。其中 q_1 可通过公式

$\int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{\beta}{4x} - \gamma x\right) dx = \sqrt{\frac{\beta}{\gamma}} K_1(\sqrt{\beta\gamma})$ 表示为:

$$q_1 = \int_0^1 \frac{1}{t^2} \exp\left[-\frac{G(t)}{\rho}\right] \sqrt{\frac{4(1+c_2)G(t)}{\Omega \rho^2}} K_1\left[\sqrt{\frac{4(1+c_2)G(t)}{\Omega \rho^2}}\right] dt \quad (28)$$

q_2 可以通过贝塞尔函数积分转换公式 $K_\nu(z) = \frac{1}{2} \left(\frac{z}{2}\right)^\nu \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{z^2}{4t} - t\right) t^{-\nu-1} dt$ 表示为:

$$q_2 = \int_0^1 \int_0^\infty \frac{1}{st^2} \exp\left[-\frac{G(t)}{\rho}\right] \exp\left[-\frac{(1+c_2)G(t)}{\rho s} - \frac{s}{\Omega\rho}\right] ds dt = \int_0^1 \frac{1}{t^2} \exp\left[-\frac{G(t)}{\rho}\right] K_0\left[2\sqrt{\frac{(1+c_2)G(t)}{\Omega\rho^2}}\right] dt \quad (29)$$

式(28)和式(29)分别是关于 q_1 和 q_2 的精确表达式，是关于随机变量 t 的指数积分表达式，虽然很难通过直接计算的方法算出其闭合表达式，但可以通过高斯-切比雪夫求积方法得出其渐进式。

4.3 信噪比趋于无穷大时的渐进值

对 P_s, p_1 和 p_2 在信噪比 ρ 趋于无穷时的表达式进行推导，在这里需要用到如下极限定理：

$$\lim_{x \rightarrow 0} e^{-x} \approx 1 - x \quad (30)$$

$$\lim_{z \rightarrow 0} K_1(z) \approx \frac{1}{z} \quad (31)$$

$$\lim_{z \rightarrow 0} K_0(z) \approx -\ln \frac{z}{2} = \ln \frac{2}{z} \quad (32)$$

当 $\rho \rightarrow \infty$ 时，基于式(30)和式(31)，则 P_o 可以进一步表示为：

$$P_o = \exp\left(-\frac{3\gamma_1}{\Omega\rho}\right) \sqrt{\frac{8\gamma_1(1+\gamma_1)}{\rho^2}} K_1\left(\sqrt{\frac{8\gamma_1(1+\gamma_1)}{\rho^2}}\right) = 1 - \frac{3\gamma_1}{\Omega\rho} \quad (33)$$

当 $\rho \rightarrow \infty$ 时，基于式(31)中和式(32)中 q_1 可被进一步展开为：

$$q_1 = \int_0^1 \frac{1}{t^2} \exp\left[-\frac{G(t)}{\rho}\right] \sqrt{\frac{4(1+c_2)G(t)}{\Omega\rho^2}} K_1\left[\sqrt{\frac{4(1+c_2)G(t)}{\Omega\rho^2}}\right] dt = \int_0^1 \frac{1}{t^2} \exp\left[-\frac{1}{\rho}\left(\frac{\gamma_1}{\Omega v} + \frac{c_1 t}{\Omega}\right)\right] dt \quad (34)$$

令 $w = \frac{1}{t}$ ，则上述积分 q_1 可进一步表示为：

$$\int_0^1 \frac{1}{t^2} \exp\left(-\frac{\gamma_1}{\Omega\rho t} - \frac{c_1 t}{\Omega\rho}\right) dt = \int_0^\infty \exp\left(-\frac{\gamma_1 w}{\Omega\rho} - \frac{c_1}{\Omega\rho w}\right) dw - \int_0^1 \exp\left(-\frac{\gamma_1 w}{\Omega\rho} - \frac{c_1}{\Omega\rho w}\right) dw = \frac{\Omega\rho}{\gamma_1} \sqrt{\frac{4\gamma_1 c_1}{\rho^2 \Omega^2}} K_1\left(\sqrt{\frac{4\gamma_1 c_1}{\rho^2 \Omega^2}}\right) - \underbrace{\int_0^1 \exp\left(-\frac{\gamma_1 w}{\Omega\rho} - \frac{c_1}{\Omega\rho w}\right) dw}_{q'} \quad (35)$$

通过文献[13]中的高斯-Q函数积分法进行运算后可得到积分 q' 的渐进式为：

$$\int_0^1 \exp\left(-\frac{\gamma_1 w}{\Omega\rho} - \frac{c_1}{\Omega\rho w}\right) dw \approx 1 - \frac{\pi}{\rho K} \sum_{i=1}^K \sqrt{1-\phi_i^2} \left[\frac{\gamma_1}{\Omega(1+\phi_i)} + \frac{c_1(1+\phi_i)}{4\Omega} \right] \quad (36)$$

式中： $\phi_i = \cos\left(\frac{2i-1}{K}\pi\right)$ ； K 是高斯-Q函数近似和项，是可以控制该函数近似值精确度的正整数，通常 K 的值越大越精准。

将式(36)和式(35)代入式(25)中， p_1 根据式(30)可被进一步表示为：

$$p_1 \approx 1 - \frac{2c_2 + \gamma_1}{\Omega\rho} \quad (37)$$

当 $\rho \rightarrow \infty$ 时，基于式(30)和式(32)及高斯-Q函数法可以得到 q_2 为：

$$q_2 = \int_0^1 \frac{1}{t^2} \exp\left[-\frac{G(t)}{\rho}\right] K_0\left[2\sqrt{\frac{(1+c_2)G(t)}{\Omega\rho^2}}\right] dt = \int_0^1 \frac{1}{t^2} \left[1 - \frac{G(t)}{\rho}\right] \ln \frac{\Omega\rho^2}{(1+c_2)G(t)} dt \approx \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \sqrt{1-\phi_i^2} \frac{1}{(1+\phi_i)^2} \left[1 - \frac{G\left(\frac{1+\phi_i}{2}\right)}{\rho}\right] \ln \frac{\Omega\rho^2}{(1+c_2)G\left(\frac{1+\phi_i}{2}\right)} \quad (38)$$

将式(38)代入式(25)中，可得 $\rho \rightarrow \infty$ 时， $p_2 \approx 0$ ，至此可以求得

$$P_o - p_1 - p_2 \approx \frac{2c_1}{\Omega\rho} \quad (39)$$

将式(39)代入式(27)可得

$$P_{m'n}^{\text{out}} \stackrel{\rho \rightarrow \infty}{\approx} \left(\frac{3\gamma_1}{\Omega\rho}\right)^M + \sum_{l=1}^M \binom{M}{l} \left(1 - \frac{3\gamma_1}{\Omega\rho}\right)^{M-l} \left(\frac{2c_1}{\Omega\rho}\right)^l \quad (40)$$

对该方案下的分集阶数进行求解，可以得到

$$d = -\lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{\log(P_{m'n}^{\text{out}})}{\rho} \approx MN \quad (41)$$

显然，当信噪比 ρ 趋于无穷时，分集增益取决于用户数目 M 和中继数目 N 。

5 仿真结果与理论分析

本节利用 Matlab 对系统的中断性能进行数值仿真分析。主要从节点数目、目标速率 R_1 和 R_2 三方面对该方案系统中断性能的影响进行仿真分析，并且与文献[11]中的方案进行对比。

图 2 为中断概率在不同中继数目和用户数目下随信噪比 ρ 的变化曲线。在系统参数中，根据系统模型中 D_2 信息比 D_1 信息的目标速率大的特点，设置 $R_1=0.25$ b/s/Hz, $R_2=0.5$ b/s/Hz, 节点数目设为 $(M,N)=(2,2),(2,4),(4,4)$ 。可以观察到，各分组中系统中断概率均随信噪比的增加而减小。图 2 中的理论值和仿真值基本重合，说明之前的性能分析结果正确。在高信噪比区域，理论值与仿真结果均趋于式 (40) 所示的渐近值，验证了渐进式的准确性。并且可以观察到，在相同用户数目(中继数目)下， $N(M)$ 的取值越大，系统中断性能越好，这是由于中继数目 N (用户数目 M) 的增加，意味着端到端的路径数目增加，用户和中继相互组合的数目增多，使得单个中继节点的用户集合 S_n 为空的概率减小，中断性能也随之提升，即协作分集增加。在信噪比趋于无穷时，不同用户中继数目下的中断概率曲线斜率趋于不同的定值，该斜率反映了系统的分集增益，且由式(41)也可以看出系统的分集增益取决于用户中继数目组 (M,N) 。

图 3 为 D_1 不同目标速率 R_1 下系统的中断性能。在系统参数中，令用户与中继数目为 $(M,N)=(4,2)$, $R_2=1$ bit/s/Hz, R_1 分别为 0.1 bit/s/Hz, 0.2 bit/s/Hz, 0.5 bit/s/Hz。可以看到， R_1 低的系统中断概率小。并且观察到，3 条曲线在高信噪比区域的斜率一致，这是由于用户中继数目相同，导致 3 种情形下的分集增益一致，再次验证了之前的结论。还观察到 $R_1=0.5$ bit/s/Hz 的曲线相较于另外 2 组性能恶化较为严重，这是因为目的节点 D_2 的信息由于功率因子受限于 $1/(1+\gamma_1)$ ，而 $\gamma_1 \geq 1$ dB 使得该值较小，对于目标速率较大的目的节点， D_2 极易发生中断。

将本文方案与文献[11]中的功率分配方案进行对比，仿真参数中，令 $(M,N)=(4,8)$, $R_1=0.1$ bit/s/Hz, $R_2=0.5$ bit/s/Hz, 文献[11]中的功率因子 α_{m_2} 分别取值 0.9, 0.75 和 0.5, 结果见图 4。可以观察到，

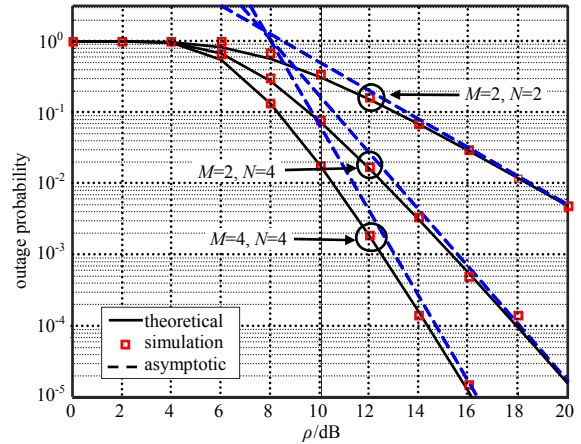


Fig.2 Outage probability versus R_{SN} with number of nodes (M,N)
图 2 中断概率在不同 (M,N) 下随信噪比的变化关系

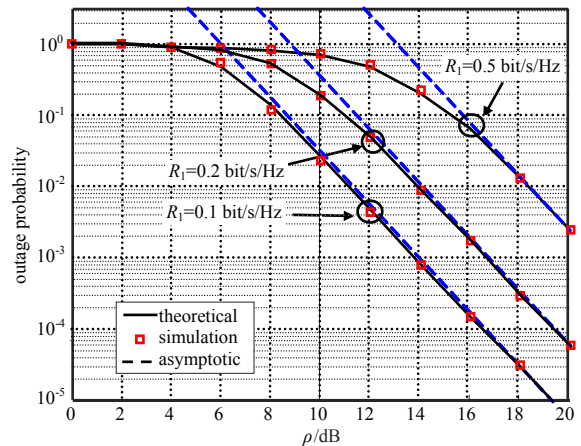


Fig.3 Outage probability versus R_{SN} with R_1
图 3 中断概率在不同 R_1 下随信噪比的变化关系

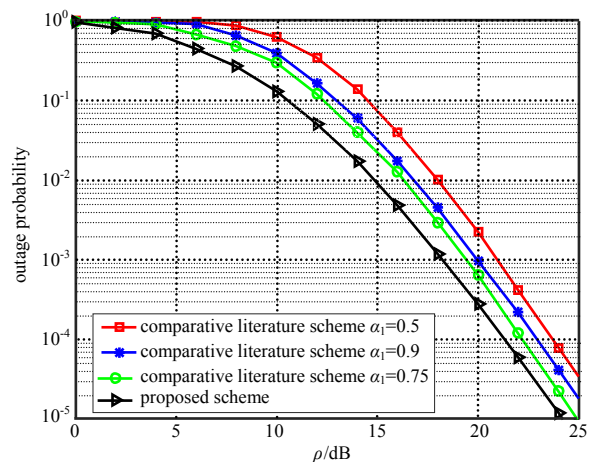


Fig.4 Performance comparison between scheme of this paper and reference
图 4 本文方案与参考文献方案中断性能对比

$\alpha_{m,2}=0.75$ 比 $\alpha_{m,2}=0.5$ 时的中断性能要好,这是由于目的节点 D_2 信息所需速率相对较大,所以功率因子的增大意味着 D_2 接收端信噪比增大,中断性能变好, $\alpha_{m,2}=0.9$ 时中断性能相比 $\alpha_{m,2}=0.75$ 时的中断性能差,这是由于 $\alpha_{m,1}$ 的过度减小使得 D_1 信息的接收信噪比减小,增加了 D_1 处发生中断的概率。本文提出的方案由于采用了自适应的功率分配因子,可以根据链路状态信息及信息的目标速率要求找到最优的功率分配因子,相对于文献[11]用户-中继选择方案中固定值的功率因子要占优势。

图5为中断性能随目标速率 R_2 的变化曲线。仿真中令 $R_1=0.1$ bit/s/Hz,中继数目 $M=4$,用户数目 $N=16$,在低信噪比区域,中断概率随着 D_2 的目标速率的增大而增大,且幅度较为明显;随着系统信噪比的增加, D_2 的目标速率对中断性能的影响减小。这是由于 D_1 的目标速率要求并不高,当其所需的解调信噪比被满足后,自适应的功率分配方案会将多余的功率分配给 D_2 ,使得中断性能得到了进一步的优化。从式(8)也可以看出 $\alpha_{m,2}$ 是关于 ρ 的增函数,信噪比越高,分配给 D_2 的功率越多,由 D_2 中断导致的中断概率减小,例如当信噪比为15 dB时, $\alpha_{m,2}=0.61$,而当信噪比为20 dB时, $\alpha_{m,2}=0.73$,这种可灵活调节的机制使得该方案中断性能较好。

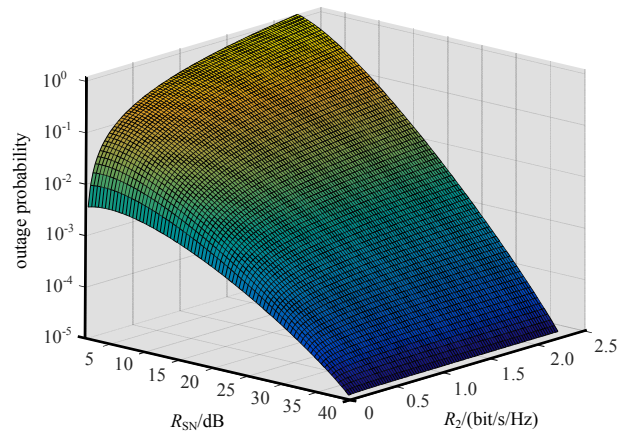


Fig.5 Outage performance versus R_2

图5 中断概率随目标速率 R_2 的变化关系图

6 结论

本文研究了基于NOMA的协作NOMA网络的中断性能。在多用户多中继的协作NOMA网络中,为了满足混合信号时延敏感信息优先解调的要求,提出了一种功率分配方案,进而找到了关于信道增益的解码限制条件。基于此,找出了最佳“用户-中继”的选择方案。对该“用户-中继”选择方案系统中断概率的表达式进行了推导并求出了其渐进式。仿真结果表明,系统的中断概率随着中继数目和用户数目的增多而降低,且当信噪比趋于无穷时,系统的中断概率仅取决于中继数目。当低QoS需求的用户信号的目标速率较大时,本文提出的用户中继配对方案的中断性能比文献[11]中的相对较好,有助于进一步研究非正交多址接入下的协作中继网络的性能。

参考文献:

- [1] 毕奇,梁林,杨姗,等. 面向5G的非正交多址接入技术[J]. 电信科学, 2015(5):2015137-1-2015137-5. (BI Qi, LIANG Lin, YANG Shan, et al. Non-orthogonal multiple access technology for 5G systems[J]. Telecommunications Science, 2015(5):2015137-1-2015137-5.)
- [2] 万蕾晶,陆怡琪,田梦倩,等. 面向5G无线通信系统中若干物理层技术探讨[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2018,16(6):962-969. (WAN Qiangjing, LU Yiqi, TIAN Mengqian, et al. On some physical layer technology in 5G wireless communication system[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2018,16(6):962-969.)
- [3] DING Z, YANG Z, FAN P, et al. On the performance of non-orthogonal multiple access in 5G systems with randomly deployed users[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2014,21(12):1501-1505.
- [4] DING Z, PENG M, POOR H V. Cooperative non-orthogonal multiple access in 5G systems[J]. IEEE Communications Letters, 2015,19(8):1462-1465.
- [5] YUE Xinwei, LIU Yuanwei, KANG Shaoli, et al. Performance analysis of NOMA with fixed gain relaying over Nakagami-m fading channels[J]. IEEE Access, 2017(5):5445-5454.
- [6] KIM J B, LEE L H. Capacity analysis of cooperative relaying systems using non-orthogonal multiple access[J]. IEEE Communications Letters, 2015,19(11):1949-1952.
- [7] LIANG X, WU Y, NG D W K, et al. Outage performance for cooperative NOMA transmission with an AF relay[J]. IEEE Communications Letters, 2017,21(11):1703.03509.
- [8] 黄晓晖,束锋,刘婷婷,等. 两种典型中继处理策略环境下天线选择性能比较[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2017, 15(2):211-214. (HUANG Xiaohui, SHU Feng, LIU Tingting, et al. Performance comparison of antenna selection under two different typical relay strategies[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2017,15(2): 211-214.)

-
- [9] YANG J,FAN P,DUONG T Q,et al. Exact performance of two-way AF relaying in Nakagami-m fading environment[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011,10(3):980–987.
- [10] ZHONG C,RATNARAJAH T,WONG K K. Outage analysis of decode-and-forward cognitive dual-hop systems with the interference constraint in Nakagami-m fading channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011,60(6): 2875–2879.
- [11] DING Z,DAI H,POOR H V. Relay selection for cooperative NOMA[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2016,5(4): 416–419.
- [12] LIU Y,DING Z,ELKASHLAN M,et al. Cooperative non-orthogonal multiple access with simultaneous wireless information and power transfer[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2016,34(4):938–953.
- [13] LEE Sunyoung,DANIEL Benevides D C. Non-orthogonal multiple access schemes with partial relay selection[J]. IET Communication, 2017,11(6):846–854.
- [14] DENG D,FAN L S,LEI X F. Joint user and relay selection for cooperative NOMA networks[J]. IEEE Access, 2017(5): 20221–20227.

(上接第 559 页)

- [8] ACHARYYA A,MALLIK A,BANERJEE D,et al. IMPATT devices based on group III–V compound semiconductors: prospects as potential terahertz radiators[J]. HKIE Transactions, 2014,21(3):135–147.
- [9] WILLIAMS B S. Terahertz quantum-cascade lasers[J]. Nature Photonics, 2007,1(9):517–525.
- [10] PAGE C H. Harmonic generation with ideal rectifiers[J]. Proceedings of the IRE, 1958,46(10):1738–1740.
- [11] CROWE T W,BISHOP W L,PORTERFIELD D W. Opening the terahertz window with integrated diode circuits[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2005,40(10):2104–2110.
- [12] KÖHLER R,TREDICUCCI A,BELTRAM F,et al. Terahertz semiconductor–heterostructure laser[J]. Nature, 2002,417 (6885):156–159.
- [13] MATMON G,PAUL D J,LEVER L. Si/SiGe quantum cascade superlattice designs for terahertz emission[J]. Journal of Applied Physics, 2010,107(5):053109–053115.
- [14] VOINIGESCU S P,TOMKINS A,DACQUAY E. A study of SiGe HBT signal sources in the 220–330-GHz range[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2013,48(9):2011–2021.