



全双工协作多播业务在 NOMA 系统中的应用和性能

汪巧¹, 周彦果², 杨新杰¹, 李有明¹, 石伟¹, 陈波¹

(1. 宁波大学信息科学与工程学院, 浙江 宁波 315211; 2. 中国电子科学研究院, 北京 100041)

摘要: 研究了多播业务在协作非正交多址接入 (non-orthogonal multiple access, NOMA) 系统中的应用及其性能。在一个单播和多播混合业务的场景中, 多播用户组中选择某个信道状态最好的用户作为中继进行解码转发单播用户的信号, 并在中继用户支持全双工的模式下, 分析和推导了单播用户的中断概率和平均可达速率的闭式表达式。蒙特卡洛仿真结果和理论推导高度一致, 表明提出的协作多播应用可以极大改善单播用户的中断性能, 且多播用户的容量性能在中继发射功率不是很高的情况下不会受到影响。

关键词: NOMA; 多播业务; 全双工中继; 中断概率; 平均可达速率

中图分类号: TN925

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2019220

Application and performance of full-duplex cooperative multicast in NOMA system

WANG Qiao¹, ZHOU Yanguo², YANG Xinjie¹, LI Youming¹, SHI Wei¹, CHEN Bo¹

1. Faculty of Electrical Engineering and Computer Science, Ningbo University, Ningbo 315211, China

2. China Electronics Technology Group Corporation, Beijing 100041, China

Abstract: The application of cooperative multicast in a non-orthogonal multiple access (NOMA) system and its performances was studied where a mixed service scenario consisting of a number of the multicast users and one unicast user was employed. In such a system, a cooperative relay path selection strategy was used and a best channel conditioned multicast user was selected as relay user to relay the unicast user's signal. The unicast user outage probability and the relay user's capacity in closed-form were then derived. Mont Carlo simulation results validate the analysis and show that the proposed scheme significantly enhances outage probability for unicast user while maintaining the same ergodic capacity for the relay user.

Key words: NOMA, multicast service, full-duplex relay, outage probability, ergodic throughput

1 引言

随着 5G 移动通信网络的快速发展, 互联网和物联网 (internet of things, IoT) 产生深度融合, 智能终端迅速崛起, 数据业务量将在短期内实现

指数级增长, 给现有通信系统带来巨大挑战^[1]。

面对日益匮乏的频谱资源和大规模连接的智能终端, 传统的多址接入技术已经无法满足下一代蜂窝系统的组网需求, 因此新型多址接入方案引发了业界的广泛讨论。其中, NOMA 是一种关键的

收稿日期: 2019-06-10; 修回日期: 2019-09-22



新型接入方案,它支持不同业务类型和服务质量的多个用户利用叠加编码和串行干扰删除(successive interference cancellation, SIC)技术来完成多路复用以实现同时传输,从而达到高过载传输并有效提高频谱效率^[2-3]。中继协作通信是扩展网络覆盖范围以及提高通信可靠性的有效技术,它可以灵活地结合 NOMA 接入技术以提高网络性能,并且目前已经成为一个研究热点^[4-8]。参考文献[4]中首次提出了协作 NOMA 概念,其中具有最好信道条件的用户被选作协助远端用户通信的中继。根据工作方式的不同,中继又可分为解码转发中继、放大转发中继、NOMA 中继等,参考文献[5]中研究了基于 NOMA 的解码转发中继的中断概率,参考文献[6]中在 NOMA 系统中引入可变增益的放大转发中继机制并观察到中继节点的中断概率有很大的改善。此外,关于 NOMA 的其他方面的研究也引发了广泛讨论,比如参考文献[7]应用随机几何理论评估了 NOMA 的大规模中断性能,参考文献[8]考虑了能量相关问题,在充当中继的 NOMA 用户附近研究了无线携能通信。

虽然协作 NOMA 能够提高弱用户的性能,但目前大多数的研究都假设中继采用半双工模式,给系统带来了额外的时隙开销并导致系统容量下降。支持中继在同一频率同一时隙上发送和接收信号的全双工(full duplex, FD)中继技术是解决该问题的一个可行的方案。尽管全双工会引入自干扰,但其理论系统容量比半双工技术可以提高一倍。最近,研究者广泛探讨了全双工中继技术在 5G 网络中的应用^[9-12]。比如,参考文献[12]研究了基于协作 NOMA 的全双工 D2D(device to device,设备到设备)网络的性能,但其分析仅限于弱用户的中断性能。

另一方面,协作 NOMA 网络也可以考虑不同的业务传输方式,比如,多播是同时为一组用户提供无线服务的提高带宽利用率的有效机制^[13],在一个单播和多播业务混合的场景里,可以考虑

多播用户群作为辅助网络充当信号传输的中继,利用获得的先验信息为主用户提供补偿。这就是多播协作 NOMA 系统,它是目前多播研究的一个最新进展^[14-15]。

基于以上分析,本文提出了一种新颖的多播协作 NOMA 方案,其中定义单播用户为主用户,多播用户为次级用户且充当主用户的辅助网络。为提高主用户的中断性能,从辅助网络中选择某个信道条件最好的次级用户作为全双工中继,进行解码转发主用户信号。与参考文献[16]中的工作不同,为充分体现中继对主用户的辅助作用,本文提出主用户接收机利用最大比合并(maximum ratio combination, MRC)技术联合解码接收信号,以提高主用户的信噪比。同时,本文详细分析了全双工中继用户因自干扰引起的容量性能的影响。

本文的主要贡献总结如下。

- 提出了一种新颖的多播协作 NOMA 系统,合理利用了全双工中继和 MRC 合并技术。
- 克服了引入全双工中继的理论分析难点和复杂度,分析并推导出了主用户的中断概率以及中继用户的平均可达速率的闭式表达式,并利用某些积分公式和泰勒公式展开得到其近似解。
- 详细分析了全双工中继用户的发射功率对其平均可达速率的影响,并发现该影响在低发射功率时基本可以忽略。
- 另外,协作多输入多输出(multiple input and multiple output, MIMO)技术能够有效利用空间资源,提高系统传输速率^[17-21],将 NOMA 与 MIMO 技术相结合也将是一种必然趋势,研究表明 MIMO-NOMA 系统比 MIMO-OMA 系统具有更高的容量。本文中采用的分析方法和工程方面的发现可以推广到 MIMO-NOMA 的研究,具有一定的指导意义。

2 系统分析与建模

考虑一个下行多用户协作 NOMA 系统,如图 1 所示,该模型包括一个基站 (BS)、一个单播主用户 P 和一个作为辅助网络的多播群,其包含 N 个次级用户定义为 D_n , $n \in \{1, 2, \dots, N\}$ 。BS 与主用户 P 之间存在直接连接,但两者之间的距离较远,信道条件较差,需要选择一个次级用户作为中继转发信号,实现基站与主用户的可靠通信。中继采用解码转发 (decode and forward, DF) 协议将消息发送给主用户 P 。本文从辅助网络的次级用户中选择 D_* 为中继,选择方法如式 (1):

$$D_* = \arg \max_{n \in \{1, \dots, N\}} \Omega_n \quad (1)$$

其中, Ω_n 为各次级用户与基站间信道增益的平均功率。简而言之,本文从次级用户中选择与基站之间信道增益最大的用户作为中继节点。

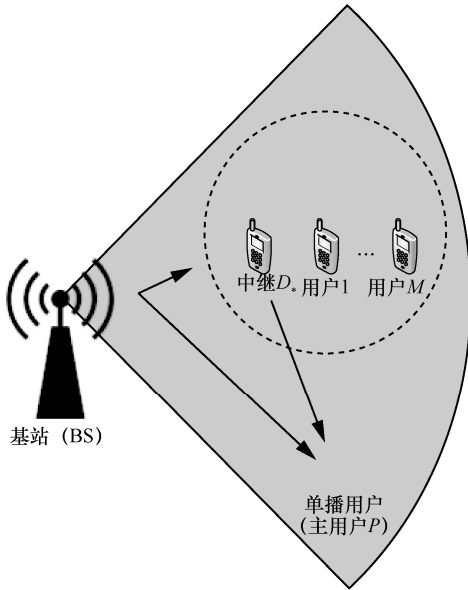


图 1 下行链路协作 NOMA 系统示意图

中继 D_* 工作于全双工通信模式,需配备两套发射天线和接收天线,BS 和 P 是单天线设备。假设该网络里所有无线链路均服从独立同分布的瑞利衰落,且背景噪声均为平均功率为 N_0 的加性高斯白噪声。 h_{BP} 、 h_{BD_*} 、 h_{D_*P} 以及 h_{BD_m} 分别表示 $BS \rightarrow P$ 、 $BS \rightarrow D_*$ 、 $D_* \rightarrow P$ 以及基站到其他次

级用户即 $BS \rightarrow D_m$ 的复信道系数,其中, $m \in M, M = N \setminus \{D_*\}$ 。因此,信道功率增益 $|h_{BP}|^2$ 、 $|h_{BD_*}|^2$ 、 $|h_{D_*P}|^2$ 和 $|h_{BD_m}|^2$ 分别表示平均功率为 Ω_{BP} 、 Ω_{BD_*} 、 Ω_{D_*P} 以及 Ω_{BD_m} 的指数分布随机变量。将因全双工中继引起的剩余环自干扰 (loop self-interference, LI) 建模为系数为 h_{LI} 的瑞利衰落反馈信道, Ω_{LI} 为相应的平均功率。

基站以 NOMA 的方式发射 2 个不同消息的复合信号,分别发送给一个单播主用户和一组多播业务辅助网络中的次级用户。BS 发送的信号消息 S 、中继 D_* 、主用户 P 以及其他次级用户 D_m 接收的信号消息 y_{D_*} 、 y_P 、 y_{D_m} 分别表示为:

$$S = \sqrt{a_1 P_s} x_1 + \sqrt{a_2 P_s} x_2 \quad (2)$$

$$y_{D_*} = h_{BD_*} (\sqrt{a_1 P_s} x_1 + \sqrt{a_2 P_s} x_2) + \lambda h_{LI} \sqrt{P_r} x_{LI} + n_{D_*} \quad (3)$$

$$y_P = h_{BP} (\sqrt{a_1 P_s} x_1 + \sqrt{a_2 P_s} x_2) + h_{D_*P} \sqrt{P_r} x_1 + n_P \quad (4)$$

$$y_{D_m} = h_{BD_m} (\sqrt{a_1 P_s} x_1 + \sqrt{a_2 P_s} x_2) + n_{D_m} \quad (5)$$

其中, P_s 和 P_r 分别是基站 BS 和中继 D_* 处的标准化发射功率, a_1 和 a_2 分别是基站给远端主用户和所有次级用户发送信号的功率分配因子,由 NOMA 的发送原理可知,远端用户的功率分配因子更大,即 $a_1 > a_2$ 且 $a_1 + a_2 = 1$ 。 x_1 和 x_2 分别是发送给主用户 P 和次级用户的信号消息, x_{LI} 表示环路干扰信号。 λ 是半双工/全双工模式之间的切换操作系数, $\lambda = 0$ 表示 D_* 工作于半双工模式, $\lambda = 1$ 表示 D_* 工作于全双工模式。 n_{D_*} 、 n_{D_m} 和 n_P 分别表示从发射端到接收端的加性高斯白噪声。

应用 NOMA 接收原理, D_* 首先解码消息 x_1 , 然后利用串行干扰删除方法删除 x_1 并解码 x_2 [13]。因此, D_* 解码信号 x_1 和 x_2 时的信干噪比 (signal to interference and noise ratio, SINR) 可分别表示为:

$$\gamma_{1,D_*} = \frac{|h_{BD_*}|^2 a_1 \rho_s}{|h_{BD_*}|^2 a_2 \rho_s + 1 + \lambda |h_{LI}|^2 \rho_s} \quad (6)$$



$$\gamma_{2,D_*} = \frac{|h_{BD_*}|^2 a_2 \rho_s}{\lambda |h_{LI}|^2 \rho_s + 1} \quad (7)$$

其中, $\rho_s = P_s / N_0$ 是基站发射信噪比, N_0 为发射端背景噪声。 x_1 和 x_2 是归一化单位功率信号。

$E\{|x_1|^2\} = E\{|x_2|^2\} = 1$, $E\{\cdot\}$ 表示数学期望。

相对应于从 BS 到 P 的直接链路, 从 D_* 到 P 的中继链路对于任何发送信号均具有时延, 但是该时延长度通常小于一个多径的时延, 因此可假设来自直接链路的信号和中继链路的信号可以通过在 P 处应用最大比合并 (maximal ratio combining, MRC) 技术进行信号合并。在 P 处应用 MRC 之后其接收 x_1 时的 SINR 可表示为:

$$\gamma_{1,P}^{\text{MRC}} = \frac{|h_{BP}|^2 a_1 \rho_s}{|h_{BP}|^2 a_2 \rho_s + 1} + |h_{D_*P}|^2 \rho_r \quad (8)$$

其中, $\rho_r = P_r / N_0$ 是中继处发射信噪比。

辅助网络中其他次级用户解码信号 x_1 时的 SINR 为:

$$\gamma_{1,D_m} = \frac{|h_{BD_m}|^2 a_1 \rho_s}{|h_{BD_m}|^2 a_2 \rho_s + 1} \quad (9)$$

解码信号 x_2 时的 SINR 为:

$$\gamma_{2,D_m} = |h_{BD_m}|^2 a_2 \rho_s \quad (10)$$

3 系统性能分析

基于第 2 节的系统建模以及所分析的各个节点解码各信号时的信干噪比, 本节对比分析了中继工作于半双工和全双工两种通信模式时, 用户的中断概率和平均可达速率。

3.1 中断性能

当用户的服务质量由其目标速率决定时, 中断概率是一个非常重要的性能分析指标。下面首先讨论主用户中断概率。为易于表示, 可假设 $\rho_s = \rho_r = \rho$ 。

(1) 中继节点 P 工作于半双工模式

在本文中, 协作多播 NOMA 系统能够正常工

作要求所有次级用户保证 SIC 接收机制工作, 这意味着次级用户组至少需要成功解调信号 x_1 。

在该前提条件下, 主用户需要成功解调利用 MRC 合并后的信号 x_1 。因此, 主用户的中断事件为系统至少存在一个节点未成功解调 x_1 , 且可以表示为:

$$P_P^{\text{HD}} = 1 - P(\gamma_{1,P}^{\text{MRC}} > u_1) P(\gamma_{1,D_*}^{(0)} > u_1) \cdot \prod_{m \in M} P(\gamma_{1,D_m} > u_1) = 1 - J_1 J_2 \prod_{m \in M} J_3 \quad (11)$$

其中, $\gamma_{1,D_*}^{(0)}$ 为式 (6) 中 $\lambda = 0$ 时即中继工作于半双工模式时解码信号 x_1 的 SINR, 且:

$$\begin{aligned} J_1 &= 1 - P(|h_{D_*P}|^2 < \frac{u_1}{\rho} - \frac{|h_{BP}|^2 a_1}{\rho a_2 |h_{BP}|^2 + 1}) = \\ &= 1 - \int_0^{\tau_1} \int_0^{\frac{u_1}{\rho} - \frac{a_1 y}{\rho a_2 y + 1}} f_{|h_{D_*P}|^2}(x) f_{|h_{BP}|^2}(y) dx dy = \\ &= e^{\frac{\tau_1}{\Omega_{BP}}} + \frac{1}{\Omega_{BP}} e^{\frac{-u_1}{\rho \Omega_{D_*P}}} \left(\int_0^{\tau_1} e^{\frac{-y}{\Omega_{BP}} + \frac{a_1 y}{(\rho a_2 y + 1) \Omega_{D_*P}}} dy \right) \stackrel{(a)}{=} e^{\frac{-\tau_1}{\Omega_{BP}}} + \\ &= \frac{1}{\Omega_{BP}} e^{\frac{-u_1}{\rho \Omega_{D_*P}}} \int_0^{\tau_1} e^{\frac{-y}{\Omega_{BP}}} \left(1 + \frac{a_1 y}{(\rho a_2 y + 1) \Omega_{D_*P}} \right) dy \stackrel{(b)}{=} e^{\frac{-\tau_1}{\Omega_{BP}}} + \\ &= \frac{1}{\Omega_{BP}} e^{\frac{-u_1}{\rho \Omega_{D_*P}}} (\Omega_{BP} (1 - e^{\frac{-\tau_1}{\Omega_{BP}}}) + \\ &= \frac{a_1}{\rho^2 a_2^2 \Omega_{D_*P}} \left(\int_0^{\frac{u_1 a_2}{(a_1 - u_1 a_2)}} e^{\frac{-z}{\rho a_2 \Omega_{BP}}} - \frac{e^{\frac{-z}{\rho a_2 \Omega_{BP}}}}{z + 1} dz \right) \stackrel{(b)}{=} e^{\frac{-\tau_1}{\Omega_{BP}}} + \\ &= \frac{1}{\Omega_{BP}} e^{\frac{-u_1}{\rho \Omega_{D_*P}}} (\Omega_{BP} (1 - e^{\frac{-\tau_1}{\Omega_{BP}}}) + \frac{a_1}{\rho^2 a_2^2 \Omega_{D_*P}} \cdot (A - B)) \end{aligned} \quad (12)$$

其中:

$$\begin{aligned} A &= \rho a_2 \Omega_{BP} (1 - e^{\frac{-\tau_1}{\Omega_{BP}}}) \\ B &= e^{\frac{1}{\rho a_2 \Omega_{BP}}} \left(Ei\left(-\frac{1}{\rho a_2 \Omega_{BP}} \left(\frac{u_1 a_2}{(a_1 - u_1 a_2)} + 1 \right) \right) - \right. \\ &= Ei\left(-\frac{1}{\rho a_2 \Omega_{BP}}\right) \end{aligned} \quad (13)$$

$$J_2 = P(\gamma_{1,D_*}^{(0)} > u_1) = e^{\frac{-\tau_1}{\Omega_{BD_*}}}$$

$$J_3 = P(\gamma_{1,D_m} > u_1) = e^{\frac{-\tau_1}{\Omega_{BD_m}}} \quad (14)$$

可以看出, 在半双工情况下由于式(6)中的

$\lambda=1$, J_2 和 J_3 的表现形式是一致的。

- 在实际通信系统中, 发射端背景噪声非常小, 因此可以假设发射信噪比趋近于无穷大, 即式 (12) 中满足条件 $\rho \rightarrow \infty$, 故 $e^x \approx 1+x$ 成立, 式 (12) 中 (a) 得证。

- 运用定理 $\int_0^\mu \frac{e^{-\delta x} dx}{x+\eta} = e^{\delta\eta} (Ei(-\delta(\mu+\eta)) - Ei(-\delta\eta))$ (其中, δ 、 η 、 μ 均为常数) 可推导式 (12) 中 (b) 成立。

B 的表达式中 Ei 为指数积分函数, 且 $Ei(x) = \int_{-\infty}^x \frac{e^u}{u} du, x < 0$. $\tau_1 = \frac{u_1}{\rho(a_1 - u_1 a_2)}$, $u_1 = 2^{2R_1} - 1$, R_1 为主用户消息 x_1 的最小目标速率。当 $a_1 < u_1 a_2$ 时, $P_p^{\text{HD}} = 1$ 恒成立, 没有实现分集增益, 故此解成立的前提条件是 $a_1 > u_1 a_2$ 。

(2) 中继节点 D_* 工作于全双工模式

类似于半双工模式, P 处的中断概率可表示为:

$$P_P^{\text{FD}} = 1 - P(\gamma_{1,P}^{\text{MRC}} > u_2) P(\gamma_{1,D_*}^{(1)} > u_2) \prod_{m \in M} P(\gamma_{1,D_m} > u_2) = 1 - J_4 J_5 \prod_{m \in M} J_6 \quad (15)$$

其中, $\gamma_{1,D_*}^{(1)}$ 为式 (6) 中 $\lambda=1$ 时即中继工作于全双工模式时解码信号 x_1 的 SINR, 且:

$$\begin{aligned} J_4 &= 1 - P\left(|h_{D_*P}|^2 < \frac{u_2}{\rho} - \frac{|h_{BP}|^2 a_1}{\rho a_2 |h_{BP}|^2 + 1}\right) \\ &= 1 - \int_0^{\tau_2} \int_0^{\frac{u_2}{\rho} - \frac{a_1 y}{\rho a_2 y + 1}} f_{|h_{D_*P}|^2}(x) f_{|h_{BP}|^2}(y) dx dy \\ &= e^{\frac{-\tau_2}{\Omega_{BP}}} + \frac{1}{\Omega_{BP}} e^{\frac{-\tau_2}{\rho \Omega_{BP}}} (\Omega_{BP} (1 - e^{\frac{-\tau_2}{\Omega_{BP}}}) + \frac{a_1}{\rho^2 a_2^2 \Omega_{D_*P}} \cdot (A - B)) \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} J_5 &= P(|h_{BD_*}|^2 \geq \tau(|h_{L1}|^2 \rho + 1)) \\ &= \int_0^\infty \int_{\tau(x\rho+1)}^\infty f_{|h_{L1}|^2}(x) f_{|h_{BD_*}|^2}(y) dx dy \\ &= \frac{\Omega_{BD_*}}{\Omega_{BD_*} + \tau \rho \Omega_{L1}} e^{\frac{-\tau_2}{\Omega_{BD_*}}} \end{aligned} \quad (17)$$

$$J_6 = P(\gamma_{1,D_m} > u_2) = e^{\frac{-\tau_2}{\Omega_{BD_m}}} \quad (18)$$

其中, $u_2 = 2^{R_1} - 1$, $\tau_2 = \frac{u_2}{\rho(a_1 - u_2 a_2)}$ 。

3.2 平均可达速率

本部分讨论中继处的平均可达速率, 为突出全双工中继的优势, 对比分析了其与半双工中继的性能。平均可达速率可以定义为 $\bar{R}_x = E(R_x)$ 。

(1) 中继 D_* 工作于半双工模式

$R_{D_*}^{\text{HD}}$ 为半双工模式下中继节点 D_* 处可达速率, 可表示为:

$$R_{D_*}^{\text{HD}} = \frac{1}{2} \text{lb}(1 + \gamma_{2,D_*}^{(0)}) = \frac{1}{2} \text{lb}(1 + |h_{BD_*}|^2 a_2 \rho) \quad (19)$$

其中, $\gamma_{2,D_*}^{(0)}$ 为式 (7) 中 $\lambda=0$ 时即中继工作于半双工模式时解码信号 x_2 的 SINR。

因此, D_* 处的平均可达速率为:

$$\begin{aligned} \bar{R}_{D_*}^{\text{HD}} &= E(R_{D_*}^{\text{HD}}) = \frac{1}{2} \int_0^\infty \text{lb}(1+y) f_Y(y) dy \\ &= \frac{1}{2 \ln 2} \int_0^\infty \frac{1 - F_Y(y)}{1+y} dy \\ \text{令 } Y &= |h_{BD_*}|^2 a_2 \rho, \text{ 则:} \end{aligned} \quad (20)$$

$$F_Y(y) = P(Y \leq y) = P(|h_{BD_*}|^2 \leq \frac{y}{a_2 \rho}) = 1 - e^{-\frac{y}{\rho a_2 \Omega_{BD_*}}} \quad (21)$$

代入式 (20), 可得:

$$\bar{R}_{D_*}^{\text{HD}} = -\frac{1}{2 \ln 2} e^{\frac{1}{\rho a_2 \Omega_{BD_*}}} Ei\left(-\frac{1}{\rho a_2 \Omega_{BD_*}}\right) \quad (22)$$

从该结果可知, 中继工作于半双工模式时, 其平均可达速率随着 $\rho a_2 \Omega_{BD_*}$ 的乘积的增大而增大, 其中, $Ei(-x) \stackrel{x \rightarrow 0}{\approx} e + \ln(x)$ 。

(2) D_* 工作于全双工模式

$R_{D_*}^{\text{FD}}$ 为全双工模式下中继节点 D_* 处可达速率, 可表示为:

$$R_{D_*}^{\text{FD}} = \text{lb}(1 + \gamma_{2,D_*}^{(1)}) = \text{lb}\left(1 + \frac{|h_{BD_*}|^2 a_2 \rho}{|h_{L1}|^2 \rho + 1}\right) \quad (23)$$

其中, $\gamma_{2,D_*}^{(1)}$ 为式 (7) 中 $\lambda=1$ 时即中继工作于全



双工时解码信号 x_2 的 SINR, 则 D_* 处的平均可达速率为:

$$\begin{aligned}\bar{R}_{D_*}^{\text{FD}} &= E(R_{D_*}^{\text{FD}}) = \int_0^\infty \ln(1+x) f_X(x) dx \\ &= \frac{1}{\ln 2} \int_0^\infty \frac{1-F_X(x)}{1+x} dx\end{aligned}\quad (24)$$

$$\text{令 } X = \frac{|h_{\text{BD}_*}|^2 a_2 \rho}{|h_{\text{LI}}|^2 \rho + 1}, \text{ 则:}$$

$$\begin{aligned}F_X(x) &= P(X \leq x) = P\left(\frac{|h_{\text{BD}_*}|^2 a_2 \rho}{|h_{\text{LI}}|^2 \rho + 1} \leq x\right) \\ &= P\left(|h_{\text{BD}_*}|^2 \leq \frac{x(|h_{\text{LI}}|^2 \rho + 1)}{a_2 \rho}\right) = 1 - \frac{a_2 \Omega_{\text{BD}_*}}{a_2 \Omega_{\text{BD}_*} + x \Omega_{\text{LI}}} e^{-\frac{x}{\rho a_2 \Omega_{\text{BD}_*}}}\end{aligned}\quad (25)$$

代入式 (24), 可得:

$$\begin{aligned}\bar{R}_{D_*}^{\text{FD}} &= \frac{1}{\ln 2} \int_0^\infty \frac{a_2 \Omega_{\text{BD}_*}}{(1+x)(a_2 \Omega_{\text{BD}_*} + x \Omega_{\text{LI}})} e^{-\frac{x}{\rho a_2 \Omega_{\text{BD}_*}}} dx \\ &= \frac{a_2 \Omega_{\text{BD}_*}}{\ln 2 (a_2 \Omega_{\text{BD}_*} - \Omega_{\text{LI}})} \left(-e^{-\frac{1}{\rho a_2 \Omega_{\text{BD}_*}}} \text{Ei}\left(-\frac{1}{\rho a_2 \Omega_{\text{BD}_*}}\right) + \right. \\ &\quad \left. e^{\frac{1}{\rho \Omega_{\text{LI}}}} \text{Ei}\left(-\frac{1}{\rho \Omega_{\text{LI}}}\right) \right)\end{aligned}\quad (26)$$

从该理论值可以看出, 中继工作于全双工模式时, 环路自干扰越大, 其平均可达速率越小, 故在设计实际系统时, 应尽可能减小环路自干扰。

4 仿真分析与论证

本节应用蒙特卡洛仿真模拟了主用户的中断概率和中继处平均可达速率随信噪比的变化情况。假设主用户为 P , 从次级用户中选择信道条件最好的用户 D_* 作为中继, 其余次级用户为 D_m , 将主用户最小的目标速率设置为 $R_1 = 1 \text{ bit} / (\text{s} \cdot \text{Hz})$ 。在该模型下, 本文将基站 BS, 主用户 P 和辅助网络的圆点位置分别设定为 $(-100, 0)$ 、 $(0, -100)$ 和 $(0, 0)$, 辅助网络处于半径为 10 (单位: m) 的圆形中, 次级用户数目 $n = 20$, 且在圆内均匀分布。设信道小尺度衰落为瑞利衰落, 且均独立同分布。不

失一般性, 假设各瑞利衰落信道的衰落因子均为 $r = 3$, 信道均值为 $\Omega_{i,j} = d_{i,j}^{-r}$, 其中, $d_{i,j}$ 是节点 i 和 j 之间的归一化距离, 另外 $\Omega_{\text{LI}} = -15 \text{ dB}$ 。

NOMA 的功率分配系数分别为 $a_1 = 0.8$ 和 $a_2 = 0.2$ 。仿真结果在各个场景下与理论分析高度一致, 验证了理论推导的正确性。

随基站发射信噪比的增加主用户中断概率的变化情况如图 2 所示。由图 2 可知, 在相同信噪比条件下, 主用户工作于全双工模式时, 其中断性能明显优于其工作于半双工的情形。这是因为中继工作于全双工模式时, 主用户解码信号的信干噪比的门限小于半双工模式时的要求, 所以主用户能成功解码信号的概率更大。

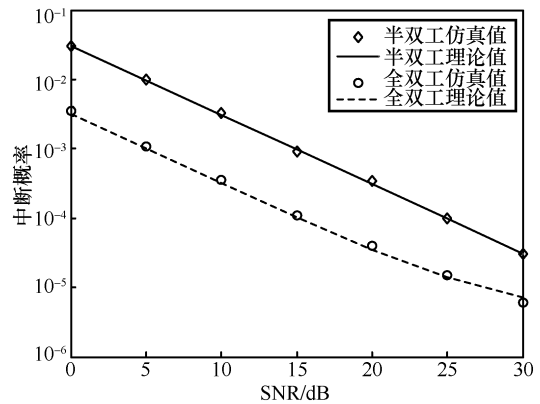


图 2 主用户中断概率随 SNR 变化情况

中继用户的平均可达速率随中继发射信噪比变化的情况如图 3 所示, 包括在无中继情况下 D_* 平均可达速率的理论值 (此时 D_* 作为次级用户, 系统无中继)。由图 3 可知, 中继工作于全双工模式时, 其平均可达速率超过其工作于半双工模式的情形。进一步地, 当信噪比低于 10 dB 时, 全双工模式下的平均可达速率与无中继时的理论值基本一致, 说明在中继发射功率 (对应于发射信噪比) 较低时, 因全双工引入的自干扰对中继用户的平均可达速率的影响可忽略。随着信噪比增加到 15 dB 及以上, 全双工模式中继的平均可达速率逐渐低于半双工的两倍, 如 SNR 为 20 dB 时为

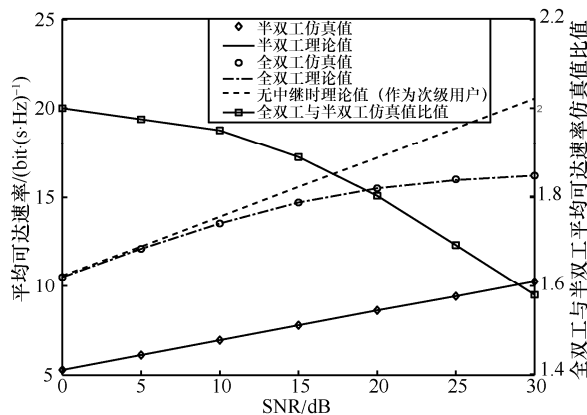


图3 中继用户平均可达速率随 SNR 变化情况

1.8 倍, 因为环路自干扰在干扰中所占的比例逐渐变大。

5 结束语

本文提出了一种新颖的多播业务在协作 NOMA 系统中的应用方式, 并合理使用了全双工中继和 MRC 使系统性能达到最佳。理论分析克服了引入全双工中继的难点和复杂度, 推导出主用户的中断概率以及中继用户的平均可达速率的闭式表达式且得到其近似解。理论和仿真结果均表明主用户的中断概率在中继工作于全双工模式下要远优于半双工模式。另外, 本文发现中继的平均可达速率随其发射功率的增加而增加, 但全双工模式相对于半双工模式的优势会逐步减弱, 这为实际系统的工程设计提供了有用的指导和建议。

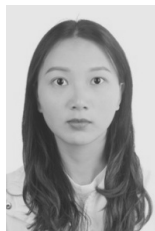
参考文献:

- [1] 林泓池, 孙文彬, 郭继冲, 等. 5G 先进技术研究进展[J]. 电信科学, 2018, 34(8): 34-45.
LIN H C, SUN W B, GUO J C, et al. Research progress of 5G advanced technologies[J]. Telecommunications Science, 2018, 34(8): 34-45.
- [2] SAITO Y, BENJEBBOUR A, KISHIYAMA Y, et al. System-level performance evaluation of downlink non-orthogonal multiple access (NOMA)[C]//IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Sep 8-11, 2013, London, UK. Piscataway: IEEE Press, 2013: 611-615.
- [3] DAI L L, WANG B C, YUAN Y F, et al. Non-orthogonal multiple access for 5G: solutions, challenges, opportunities, and future research trends[J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53(9): 74-81.
- [4] DING Z G, PENG M G, POOR H V. Cooperative non-orthogonal multiple access in 5G systems[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 19(8): 1462-1465.
- [5] KIM J B, LEE I H. Non-orthogonal multiple access in coordinated direct and relay transmission[J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(11): 2037-2040.
- [6] MEN J J, GE J H, ZHANG C S. Performance analysis of non-orthogonal multiple access for relaying networks over nakagami- m fading channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(2): 1200-1208.
- [7] LIU Y W, DING Z G, ELKASHLAN M, et al. Nonorthogonal multiple access in large-scale underlay cognitive radio networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(12): 10152-10157.
- [8] LIU Y W, DING Z G, 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.
- [9] MEN J J, GE J H. Full duplex techniques for 5G networks: self-interference cancellation, protocol design, and relay selection[J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53(5): 128-137.
- [10] ANNAMALAI P, BAPAT J, DAS D. Full-Duplex relaying for D2D communication in millimeter wave-based 5G networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(7): 4417-4431.
- [11] ANNAMALAI P, BAPAT J, DAS D. A novel frequency allocation scheme for in band full duplex systems in 5G networks[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019, 8(2): 364-367.
- [12] ZHANG Z Q, MA Z, XIAO M, et al. Full-duplex device-to-device aided cooperative non-orthogonal multiple access[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(5): 4467-4471.
- [13] HUANG C, ZHANG J S, POOR H V, et al. Delay-energy trade off in multicast scheduling for green cellular systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2016, 34(5): 1235-1249.
- [14] ZHOU Y Q, LIU H, PAN Z G, et al. Energy-efficient two-stage cooperative multicast: effect of user density[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(9): 7297-7307.
- [15] DING Z G, DAI H Y, POOR H V. Relay selection for cooperative NOMA[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2016, 5(4): 416-419.



- [16] LV L, CHEN J, NI Q. Cooperative non-orthogonal multiple access in cognitive radio[J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(10): 2059-2062.
- [17] LI C G, YANG H J, SUN F, et al. Multiuser overhearing for cooperative two-way multiantenna relays[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(5): 3796-3802.
- [18] LI C G, ZHANG S L, LIU P, et al. Overhearing protocol design exploiting intercell interference in cooperative green networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(1): 441-446.
- [19] LI C G, LIU P, ZOU C, et al. Spectral-efficient cellular communications with coexistent one-and two-hop transmissions[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(8): 6765-6772.
- [20] LI C G, SUN F, CIOFFE J M, et al. Energy efficient MIMO relay transmissions via joint power allocations[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2014, 61(7): 531-535.
- [21] LI C G, YANG H J, SUN F, et al. Adaptive overhearing in two-way multi-antenna relay channels[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2016, 23(1): 117-120.

[作者简介]



汪巧(1992-), 女, 宁波大学信息科学与工程学院硕士生, 主要研究方向为非正交多址接入(NOMA)技术。



周彦果(1989-), 女, 中国电子科学研究院工程师, 主要研究方向为 5G 移动通信、协作中继通信等。



杨新杰(1971-), 男, 宁波大学信息科学与工程学院教授、硕士生导师, 主要研究方向为下一代移动通信系统架构、移动物联网接入技术、协作中继网络性能等。



李有明(1963-), 男, 宁波大学信息科学与工程学院教授、博士生导师, 主要研究方向为宽带通信、电力线通信、协作中继、认知无线电等。

石伟(1994-), 女, 宁波大学信息科学与工程学院硕士生, 主要研究方向为非正交多址接入(NOMA)技术。

陈波(1988-), 男, 宁波大学信息科学与工程学院讲师, 主要研究方向为非正交多址接入(NOMA)技术、无人机以及其他 5G 相关技术。