

NOMA 下行链路的 FD 中继系统性能研究

梁赞阳, 李恩玉*, 郑美娟, 王 晔, 区东生

(青岛理工大学 信息与控制工程学院, 青岛 266525)

摘要:非正交多址接入(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)和带内全双工(Full-Duplex, FD)技术都可以有效地提升无线频谱资源的利用率。现有针对 NOMA 下行链路的 FD 中继通信系统的研究,都是采用固定的解码顺序,并没有全面考虑信道的随机性影响,存在着其他解码顺序的可能。采用了自适应的解码策略,对 NOMA-FD 中继系统的下行链路中断性能进行了全面的分析。在分析过程中充分考虑了非理想串行干扰消除技术下的系统精确中断性能,并推导了高信噪比下的近似结果。结果表明,本文采用的解码策略相比同模型的相关文献采用的策略具有较大的中断性能提升。

关键词:非正交多址接入;全双工;协作中继;串行干扰消除;中断概率

中图分类号:TN929.5 **文献标志码:**A **文章编号:**1673-4602(2024)05-0154-09

Performance analysis of the FD relay system for downlink NOMA

LIANG Zanyang, LI Enyu*, ZHENG Meijuan, WANG Ye, OU Dongsheng

(School of Information and Control Engineering, Qingdao University of Technology, Qingdao 266525, China)

Abstract: Both non-orthogonal multiple access (NOMA) and in-band full-duplex (FD) technologies can effectively improve the utilization of wireless spectrum resources. The existing studies on FD relay communication systems for downlink NOMA use a fixed decoding order and do not fully consider the randomness effect of the channel and the possibility of other decoding orders. An adaptive decoding strategy is used and a comprehensive analysis of the outage performance of the downlink NOMA-FD relay system is derived. The exact outage performance of the system under the imperfect successive interference cancellation technique is fully considered in the analysis, and the approximate results under a high signal-to-noise ratio are derived. The results show that the decoding strategy used in this study has a considerable outage performance improvement, compared with the related studies of the same model.

Key words: non-orthogonal multiple access (NOMA); full-duplex (FD); cooperative relay; successive interference cancellation; outage probability

近年来,随着通信设备的大量增加,进一步提高频谱利用率和提升系统的信道容量成为无线通信领域

收稿日期:2023-06-07

基金项目:山东省自然科学基金资助项目(ZR2022MF273);大学生创新创业训练计划项目(202110429240;202110429243;S20210429170;S202110429249)

作者简介:梁赞阳(1997—),女,河南郑州人。硕士,研究方向为协作通信、NOMA及物理层安全等。E-mail:zanyang_liang@163.com。

*通信作者:李恩玉(1981—),男,山东青岛人。博士,副教授,主要从事协作通信、认知无线电、物理层安全及智能反射面等方面的研究。E-mail:lienyu0123@163.com。

的研究热点。非正交多址接入(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)技术因其高频谱效率被认为是未来无线网络的一项关键技术。该技术可以使多用户的信号在功率域非正交叠加并传输在单个资源块上,接收器通过串行干扰消除(Successive Interference Cancellation, SIC)技术检测接收自身信息^[1]。中继协作通信技术在发射端不需要增大发射功率就能有效扩大通信范围,提高信道容量^[2]。传统采用半双工(Half-Duplex, HD)中继通信在一定程度上造成了频谱浪费,而全双工(Full-Duplex, FD)中继可以有效解决这个问题。在文献[3]中研究了 FD 和 HD 的中继系统性能,结果表明 FD 操作具有更高的性能。

在协作 NOMA 系统中,文献[4]证明了一个信道条件良好的用户可以被视作中继,将信号转发给另一个信道条件相对较差的用户。文献[5]提出了一种虚拟 FD 协同 NOMA 框架,由多个 HD 解码中继辅助下行两跳网络进行数据传输。文献[6]提出了一种利用 NOMA 实现设备到设备(Device-to-Device, D2D)的 FD 中继,其中, D2D 系统的发射端既作为 FD 中继向边缘用户传输信息,又同时向 D2D 用户传输信息,从理论上考察了该系统的遍历容量、中断概率和分集阶数。文献[7]研究了 D2D 辅助的协作中继 NOMA 的通信网络,在中继用户转发信息的第 2 时隙,利用中继用户到蜂窝中心用户的 D2D 通信链路传输新的信号。文献[8]在 D2D 辅助的协作中继 NOMA 的通信网络中引入了 2 种新的解码策略,分别是单信号解码方案和最大比组合译码方案。文献[9]分析了 NOMA 协同 HD 多中继选择系统的性能。文献[10]研究了基于认知无线电的 NOMA 网络中次要用户的中断性能,其中近基站用户被用作 FD 解码转发中继,用于将消息传递给远端用户;此外,该文献还研究了中继节点的最优位置,以此最小化系统的中断概率。文献[11]研究了 HD 和 FD 的中继选择对协同 NOMA 性能的影响。文献[12]研究了结合 NOMA 和 FD 技术在 Nakagami-m 衰落信道下的中断性能,以信道条件较好的 NOMA 用户作为中继转发信息。文献[13]研究了 NOMA 技术下选择一个最佳中继作为主动节点来完成源与目的地之间的通信。文献[14]提出了在上行 NOMA 场景下,利用卷积神经网络方法来恢复因多输入多输出通道受损的期望信号。文献[15]提出了一种基于单源最优路径的中继选择策略,从基站广播信号到用户节点,设定信道参数,寻找最佳传输通路。文献[16]分析了具有 FD 协作中继的 NOMA 接入系统的性能,但是在该文献中并没有全面考虑由于信道的随机性,近基站用户存在其他解码的情况,且在分析过程中没有考虑实际 SIC 存在干扰残留的影响。文献[17]研究了非线性能量收集下的 FD 协作 NOMA 模型,分析了精确中断性能和近似逼近结果,讨论了自干扰对系统的性能影响。

综上,在 NOMA-FD 中继下行链路系统研究中,尚无文献充分考虑全部解码情况。针对现有 NOMA-FD 中继通信系统的研究缺陷,本文对 NOMA-FD 中继下行链路进行研究,充分考虑解码情况,采用了自适应解码策略,完成了非理想 SIC 下的系统的精确中断性能分析,并给出了高信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)下的近似结果,最后通过仿真分析验证了该传输系统的优越性。

1 系统模型

NOMA-FD 中继通信系统的下行通信链路模型如图 1 所示。该系统由 1 个基站 b , 1 个 FD 解码转发(Decode-and-Forward, DF)中继 r 和 2 个用户 u_1 和 u_2 组成。其中,中继包含 2 根天线,一根用于接收信号,另一根用于发送信号,其余各节点均为单天线装置。在该系统中,只有用户 u_1 和中继 r 在基站的覆盖范围内,因此,要实现用户 u_2 和基站 b 的通信,必须借助中继 r 。该系统中各信道之间相互独立,且任意发送节点 i 和接收节点 j 之间的信道 h_{ij} 为瑞利衰落信道,满足 $h_{ij} \sim \text{CN}(0, \sigma_{ij}^2)$,其中 $\text{CN}(\cdot)$ 表示复高斯分布, $i \in \{b, r\}$, $j \in \{u_1, u_2, r\}$, 节点 j 接收到的噪声 n_j 均是均值为 0、方差为 N_0 的加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)。

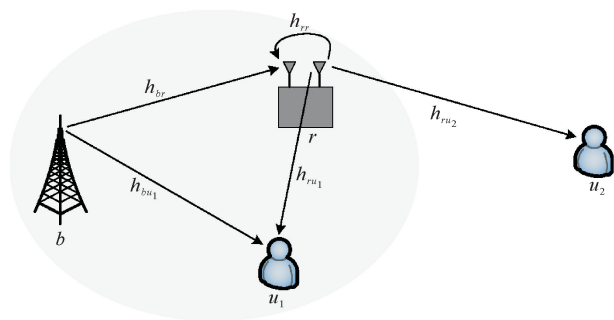


图 1 NOMA-FD 系统的下行链路模型

1.1 传输过程

以第 n 个传输时隙为例, 基站利用 NOMA 技术同时广播发送给用户 u_1 和 u_2 的平均功率归一化的叠加数据 $x_b(n)$, 表示为

$$x_b(n) = \sqrt{\alpha} x_{b_1}(n) + \sqrt{1-\alpha} x_{b_2}(n) \quad (1)$$

式中: $x_{b_1}(n)$ 和 $x_{b_2}(n)$ 分别为基站要发送给 u_1 和 u_2 的数据; α 为功率叠加分配因子。

在本文中, 由于远端用户 u_2 不在基站的覆盖范围内, 其传输需要 FD 中继的协助, 在完成信号的传输过程中会经历严重的信道衰落。根据 NOMA 技术原理, 为了保证远端用户 u_2 的通信质量, 要在发射端为其分配更大的功率系数以抵抗信道衰落的影响, 因此取 $0 < \alpha < 0.5$ 。此时, r 接收的信号可以表示为

$$y_r(n) = \sqrt{P_b} h_{br} x_b(n) + \sqrt{P_r} h_{rr} x_r(n) + n_r(n) \quad (2)$$

式中: P_b 和 P_r 分别为基站 b 和中继 r 发射信号 $x_b(n)$ 和 $x_r(n)$ 的平均功率; h_{rr} 为 FD 中继的自干扰消除后的残留信道, 同样满足 $h_{rr} \sim \text{CN}(0, \sigma_{rr}^2)$; $n_r(n)$ 为节点 r 处的 AWGN。

由于中继采用 DF 转发协议, 在此只转发用户 u_2 的数据, 因此, $x_r(n) = x_{b_2}(n - \tau)$, 其中, τ 为时间延迟。

用户 u_1 接收的信号 $y_{u_1}(n)$ 为

$$y_{u_1}(n) = \sqrt{P_b} h_{bu_1} x_b(n) + \sqrt{P_r} h_{ru_1} x_r(n) + n_{u_1}(n) \quad (3)$$

而用户 u_2 接收到的信号 $y_{u_2}(n)$ 为

$$y_{u_2}(n) = \sqrt{P_r} h_{ru_2} x_{b_2}(n - \tau) + n_{u_2}(n) \quad (4)$$

式中: $n_{u_1}(n)$ 和 $n_{u_2}(n)$ 分别为节点 u_1 和 u_2 处的 AWGN。

1.2 自适应解码及成功条件

1.2.1 用户 u_1 自适应解码及成功条件分析

在一般情况下, 基站的发射功率普遍大于其他移动终端, 但是由于信道路径损耗影响的随机性, 在接收端可能存在基站发射信号能量小于其他终端设备的可能, 因此到达接收端 u_1 处时, 基站发射的信号 x_b 和中继发射的信号 x_r 之间的功率大小不确定, 所以在利用 SIC 技术解码的过程中, 要充分考虑信号能量对解码次序的影响。因为用户 u_1 接收到的信号包含 $\alpha P_b |h_{bu_1}|^2$ 、 $(1-\alpha) P_b |h_{bu_1}|^2$ 和 $P_r |h_{ru_1}|^2$ 3 个部分, 其中可以确定的是 $(1-\alpha) P_b |h_{bu_1}|^2 > \alpha P_b |h_{bu_1}|^2$, 因此在接收端 3 项的大小次序包括 $\alpha P_b |h_{bu_1}|^2 > P_r |h_{ru_1}|^2$, $(1-\alpha) P_b |h_{bu_1}|^2 > P_r |h_{ru_1}|^2 > \alpha P_b |h_{bu_1}|^2$, $P_r |h_{ru_1}|^2 > (1-\alpha) P_b |h_{bu_1}|^2 > \alpha P_b |h_{bu_1}|^2$ 3 种情况。所以, 根据不同的情况, 用户 u_1 利用 SIC 技术解码获取自身信号的过程中包含 3 种解码次序, 分别对应为 $x_{b_2} \rightarrow x_{b_1}$, $x_{b_2} \rightarrow x_r \rightarrow x_{b_1}$, $x_r \rightarrow x_{b_2} \rightarrow x_{b_1}$ 。针对不同情况的解码次序, 接下来对用户 u_1 成功获取自身信号的条件进行详细分析。

情况 1: 在 $\alpha P_b |h_{bu_1}|^2 > P_r |h_{ru_1}|^2$ 时, 解码顺序应为 $x_{b_2} \rightarrow x_{b_1}$ 。成功解码 x_{b_1} , 必须满足的条件为

$$\begin{cases} \frac{(1-\alpha) P_b |h_{bu_1}|^2}{\alpha P_b |h_{bu_1}|^2 + P_r |h_{ru_1}|^2 + N_0} > T \\ \frac{\alpha P_b |h_{bu_1}|^2}{\mu_{b_2} (1-\alpha) P_b |h_{bu_1}|^2 + P_r |h_{ru_1}|^2 + N_0} > T \end{cases} \quad (5)$$

式中: $T = 2^R - 1$, R 为预设的传输速率门限; μ_{b_2} 为非理想 SIC 技术残留因子, 满足 $0 \leq \mu_{b_2} < 1$, $\mu_{b_2} = 0$ 是理想 SIC。

情况 2: $(1-\alpha) P_b |h_{bu_1}|^2 > P_r |h_{ru_1}|^2 > \alpha P_b |h_{bu_1}|^2$ 时, 解码顺序应为 $x_{b_2} \rightarrow x_r \rightarrow x_{b_1}$, 此时成功解码 x_{b_1} , 应同时满足如下 3 个条件:

$$\begin{cases} \frac{(1-\alpha) P_b |h_{bu_1}|^2}{\alpha P_b |h_{bu_1}|^2 + P_r |h_{ru_1}|^2 + N_0} > T \\ \frac{P_r |h_{ru_1}|^2}{\mu_{b_2} (1-\alpha) P_b |h_{bu_1}|^2 + \alpha P_b |h_{bu_1}|^2 + N_0} > T \\ \frac{\alpha P_b |h_{bu_1}|^2}{\mu_{b_2} (1-\alpha) P_b |h_{bu_1}|^2 + \mu_r P_r |h_{ru_1}|^2 + N_0} > T \end{cases} \quad (6)$$

式中: μ_r 为非理想 SIC 的残留因子, 满足 $0 \leq \mu_r < 1$ 。

情况 3: 在 $P_r |h_{ru_1}|^2 > (1-\alpha)P_b |h_{bu_1}|^2$ 时, 解码顺序应为 $x_r \rightarrow x_{b_2} \rightarrow x_{b_1}$, 此时成功解码 x_{b_1} , 应同时满足如下 3 个条件:

$$\begin{cases} \frac{P_r |h_{ru_1}|^2}{P_b |h_{bu_1}|^2 + N_0} > T \\ \frac{(1-\alpha)P_b |h_{bu_1}|^2}{\mu_r P_r |h_{ru_1}|^2 + \alpha P_b |h_{bu_1}|^2 + N_0} > T \\ \frac{\alpha P_b |h_{bu_1}|^2}{\mu_{b_2} (1-\alpha) P_b |h_{bu_1}|^2 + \mu_r P_r |h_{ru_1}|^2 + N_0} > T \end{cases} \quad (7)$$

1.2.2 用户 u_2 自适应解码及成功条件分析

用户 u_2 所需的信号 x_{b_2} 需要经中继转发, 由于中继采用的是 FD 工作模式, 现有针对 FD 的自干扰消除技术并不能完全消除自干扰, 但是可以使自干扰消除残留很小, 一般认为 $P_r |h_{rr}|^2 \ll P_b |h_{br}|^2$ 。用户 u_2 要成功获取信号 x_{b_2} , 中继首先必须要正确解码 x_{b_2} , 然后, 中继 r 将成功解码的信号 x_{b_2} 转发给用户 u_2 , 此时用户 u_2 成功解码信号 x_{b_2} 的条件为

$$\begin{cases} \frac{(1-\alpha)P_b |h_{br}|^2}{\alpha P_b |h_{br}|^2 + P_r |h_{rr}|^2 + N_0} > T \\ \frac{P_r |h_{ru_2}|^2}{N_0} > T \end{cases} \quad (8)$$

2 中断性能分析

在该系统中只要有 1 个用户不能够正确解码自身所需要的数据, 就认为该系统传输中断。上文已经给出了 2 个用户节点的成功解码条件, 由此可以先分析系统成功传输的概率, 再求系统中断概率。

2.1 精确中断性能分析

通过分析不同用户节点的成功解码条件, 可以得出用户 u_1 和用户 u_2 的成功解码条件是相互独立的, 因此可以分别求解他们的成功解码概率, 而系统的成功传输概率为 2 个用户成功传输概率的乘积。

2.1.1 用户 u_1 成功解码的概率

由于用户 u_1 存在 3 种不同的解码情况, 因此用户 u_1 成功解码的概率需要分 3 种情况考虑。

情况 1: 由成功解码条件式(5)可知, 其概率为

$$P_{\text{suc-}u_1}^1 = \Pr\{\theta\gamma_{bu_1} > T\gamma_{ru_1} + T, \lambda\gamma_{bu_1} > T\gamma_{ru_1} + T\} \quad (9)$$

其中, $\Pr\{\cdot\}$ 表示概率计算; $\gamma_{ij} = P_i |h_{ij}|^2 / N_0$, $i \in \{b, r\}$, $j \in \{r, u_1, u_2\}$; 其相应的均值为 $\bar{\gamma}_{ij} = \frac{P_i \sigma_{ij}^2}{N_0}$; $\theta = 1 - \alpha - \alpha T$, $\lambda = \alpha - \mu_{b_2} T + \alpha \mu_{b_2} T$ 。

令 $m = \min\{\theta, \lambda\}$, 在 $m > 0$ 时, 式(9)的计算结果为

$$P_{\text{suc-}u_1}^1 = \Pr\{m\gamma_{bu_1} > T\gamma_{ru_1} + T\} = \int_0^\infty \frac{1}{\gamma_{ru_1}} e^{-\frac{x}{\bar{\gamma}_{ru_1}}} e^{-\frac{T\gamma_{ru_1} + T}{m\bar{\gamma}_{bu_1}}} dx = \frac{m\bar{\gamma}_{bu_1}}{m\bar{\gamma}_{bu_1} + T\bar{\gamma}_{ru_1}} e^{-\frac{T}{m\bar{\gamma}_{bu_1}}} \quad (10)$$

情况 2: 由成功解码条件式(6)可知, 其概率为

$$P_{\text{suc-}u_1}^2 = \Pr\{\theta\gamma_{bu_1} > T\gamma_{ru_1} + T, \beta T\gamma_{bu_1} < \gamma_{ru_1} - T, \lambda\gamma_{bu_1} > \mu_r T\gamma_{ru_1} + T\} \quad (11)$$

其中, $\beta = \alpha + \mu_{b_2} (1 - \alpha)$ 。

当 $m > 0$ 时, 式(11)可以进一步化简为

$$P_{\text{suc-}u_1}^2 = \Pr\left\{\gamma_{bu_1} > \frac{T\gamma_{ru_1} + T}{\theta}, \gamma_{bu_1} < \frac{\gamma_{ru_1} - T}{\beta T}, \gamma_{bu_1} > \frac{\mu_r T\gamma_{ru_1} + T}{\lambda}\right\}$$

$$\begin{aligned}
 &= \Pr \left\{ \underbrace{\frac{T\gamma_{ru_1} + T}{\theta} < \gamma_{bu_1} < \frac{\gamma_{ru_1} - T}{\beta T}, (\theta - \beta T^2) \gamma_{ru_1} > \beta T^2 + \theta T, (\lambda - \theta \mu_r) \gamma_{ru_1} > \theta - \lambda}_{Q_1} \right\} + \\
 &\Pr \left\{ \underbrace{\frac{\mu_r T \gamma_{ru_1} + T}{\lambda} < \gamma_{bu_1} < \frac{\gamma_{ru_1} - T}{\beta T}, (\lambda - \mu_r \beta T^2) \gamma_{ru_1} > \beta T^2 + \lambda T, (\lambda - \theta \mu_r) \gamma_{ru_1} < \theta - \lambda}_{Q_2} \right\} \quad (12)
 \end{aligned}$$

其中,在 Q_1 和 Q_2 的第 3 个条件中,由于不等式左端的系数 $\lambda - \theta \mu_r$ 和右端的 $\theta - \lambda$ 的正负符号无法判断,若要计算式(12)的结果,需要进一步分如下 4 种情况进行讨论。

① $\lambda - \theta \mu_r > 0$ 且 $\theta - \lambda > 0$ 时

$$Q_1 = \begin{cases} \frac{\theta \bar{\gamma}_{bu_1}}{\theta \bar{\gamma}_{bu_1} + T \bar{\gamma}_{ru_1}} e^{\frac{m_{11}}{\bar{\gamma}_{ru_1}} \frac{(m_{11}+1)T}{\theta \bar{\gamma}_{bu_1}}} - \frac{\beta T \bar{\gamma}_{bu_1}}{\beta T \bar{\gamma}_{bu_1} + \bar{\gamma}_{ru_1}} e^{\frac{m_{11}}{\bar{\gamma}_{ru_1}} \frac{m_{11}-T}{\beta T \bar{\gamma}_{bu_1}}}, & \theta > \beta T^2 \\ 0, & \theta \leq \beta T^2 \end{cases} \quad (13)$$

其中, $m_{11} = \max\{m_{10}, m_{12}\}$; $m_{10} = \frac{\beta T^2 + \theta T}{\theta - \beta T^2}$; $m_{12} = \frac{\theta - \lambda}{\lambda - \theta \mu_r}$ 。

$$Q_2 = \begin{cases} \frac{\lambda \bar{\gamma}_{bu_1}}{\lambda \bar{\gamma}_{bu_1} + T \mu_r \bar{\gamma}_{ru_1}} \left(e^{\frac{m_{20}}{\bar{\gamma}_{ru_1}} \frac{m_{20} T \mu_r}{\lambda \bar{\gamma}_{bu_1}}} - e^{\frac{m_{12}}{\bar{\gamma}_{ru_1}} \frac{m_{12} T \mu_r}{\lambda \bar{\gamma}_{bu_1}}} \right) e^{-\frac{T}{\lambda \bar{\gamma}_{bu_1}}} - \\ \frac{\beta T \bar{\gamma}_{bu_1}}{\beta T \bar{\gamma}_{bu_1} + \bar{\gamma}_{ru_1}} \left(e^{\frac{m_{20}}{\bar{\gamma}_{ru_1}} \frac{m_{20}}{\beta T \bar{\gamma}_{bu_1}}} - e^{\frac{m_{12}}{\bar{\gamma}_{ru_1}} \frac{m_{12}}{\beta T \bar{\gamma}_{bu_1}}} \right) e^{\frac{1}{\beta \bar{\gamma}_{bu_1}}}, & \lambda > \mu_r \beta T^2, m_{20} < m_{12} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (14)$$

其中, $m_{20} = \frac{\beta T^2 + \lambda T}{\lambda - \mu_r \beta T^2}$ 。

② $\lambda - \theta \mu_r < 0$ 且 $\theta - \lambda < 0$ 时

$$Q_1 = \begin{cases} \frac{\theta \bar{\gamma}_{bu_1}}{\theta \bar{\gamma}_{bu_1} + T \bar{\gamma}_{ru_1}} \left(e^{\frac{m_{10}}{\bar{\gamma}_{ru_1}} \frac{m_{10} T}{\theta \bar{\gamma}_{bu_1}}} - e^{\frac{m_{12}}{\bar{\gamma}_{ru_1}} \frac{m_{12} T}{\theta \bar{\gamma}_{bu_1}}} \right) e^{-\frac{T}{\theta \bar{\gamma}_{bu_1}}} - \\ \frac{\beta T \bar{\gamma}_{bu_1}}{\beta T \bar{\gamma}_{bu_1} + \bar{\gamma}_{ru_1}} \left(e^{\frac{m_{10}}{\bar{\gamma}_{ru_1}} \frac{m_{10}}{\beta T \bar{\gamma}_{bu_1}}} - e^{\frac{m_{12}}{\bar{\gamma}_{ru_1}} \frac{m_{12}}{\beta T \bar{\gamma}_{bu_1}}} \right) e^{\frac{1}{\beta \bar{\gamma}_{bu_1}}}, & \theta > \beta T^2, m_{10} < m_{12} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (15)$$

$$Q_2 = \begin{cases} \frac{\lambda \bar{\gamma}_{bu_1}}{\lambda \bar{\gamma}_{bu_1} + T \mu_r \bar{\gamma}_{ru_1}} e^{\frac{m_{22}}{\bar{\gamma}_{ru_1}} \frac{(m_{22} \mu_r + 1)T}{\lambda \bar{\gamma}_{bu_1}}} - \frac{\beta T \bar{\gamma}_{bu_1}}{\beta T \bar{\gamma}_{bu_1} + \bar{\gamma}_{ru_1}} e^{\frac{m_{22}}{\bar{\gamma}_{ru_1}} \frac{m_{22}-T}{\beta T \bar{\gamma}_{bu_1}}}, & \lambda > \mu_r \beta T^2 \\ 0, & \lambda \leq \mu_r \beta T^2 \end{cases} \quad (16)$$

其中, $m_{22} = \max\{m_{20}, m_{12}\}$ 。

③ $\lambda - \theta \mu_r > 0$ 且 $\theta - \lambda < 0$ 时

$$Q_1 = \begin{cases} \frac{\theta \bar{\gamma}_{bu_1}}{\theta \bar{\gamma}_{bu_1} + T \bar{\gamma}_{ru_1}} e^{\frac{m_{10}}{\bar{\gamma}_{ru_1}} \frac{(m_{10}+1)T}{\theta \bar{\gamma}_{bu_1}}} - \frac{\beta T \bar{\gamma}_{bu_1}}{\beta T \bar{\gamma}_{bu_1} + \bar{\gamma}_{ru_1}} e^{\frac{m_{10}}{\bar{\gamma}_{ru_1}} \frac{m_{10}-T}{\beta T \bar{\gamma}_{bu_1}}}, & \theta > \beta T^2 \\ 0, & \theta \leq \beta T^2 \end{cases} \quad (17)$$

在这种情况下, $Q_2 = 0$ 。

④ $\lambda - \theta \mu_r < 0$ 且 $\theta - \lambda > 0$ 时

在这种情况下, $Q_1 = 0$ 。

$$Q_2 = \begin{cases} \frac{\lambda \bar{\gamma}_{bu_1}}{\lambda \bar{\gamma}_{bu_1} + T \mu_r \bar{\gamma}_{ru_1}} e^{-\frac{m_{20}}{\bar{\gamma}_{ru_1}} - \frac{(m_{20} \mu_r + 1)T}{\lambda \bar{\gamma}_{bu_1}}} - \frac{\beta T \bar{\gamma}_{bu_1}}{\beta T \bar{\gamma}_{bu_1} + \bar{\gamma}_{ru_1}} e^{-\frac{m_{20}}{\bar{\gamma}_{ru_1}} - \frac{m_{20} - T}{\beta T \bar{\gamma}_{bu_1}}}, & \lambda > \mu_r \beta T^2 \\ 0, & \lambda \leq \mu_r \beta T^2 \end{cases} \quad (18)$$

情况 3:由成功解码条件式(7)可知,其概率为

$$\begin{aligned} P_{\text{suc}_u_1}^3 &= \Pr\{m\gamma_{bu_1} > \mu_r T \gamma_{ru_1} + T, T\gamma_{bu_1} < \gamma_{ru_1} - T\} \\ &= \Pr\left\{\frac{\mu_r T \gamma_{ru_1} + T}{m} < \gamma_{bu_1} < \frac{\gamma_{ru_1} - T}{T}, (m - \mu_r T^2) \gamma_{ru_1} > T^2 + mT\right\} \\ &= \begin{cases} \frac{m \bar{\gamma}_{bu_1}}{m \bar{\gamma}_{bu_1} + \mu_r T \bar{\gamma}_{ru_1}} e^{-\frac{T^2 + mT}{m - \mu_r T^2} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{bu_1}} + \frac{\mu_r T}{m \bar{\gamma}_{bu_1}}\right) - \frac{T}{m \bar{\gamma}_{bu_1}}} - \frac{T \bar{\gamma}_{bu_1}}{T \bar{\gamma}_{bu_1} + \bar{\gamma}_{ru_1}} e^{-\frac{T^2 + mT}{m - \mu_r T^2} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{ru_1}} + \frac{1}{T \bar{\gamma}_{bu_1}}\right) + \frac{1}{\bar{\gamma}_{ru_1}}}, & m > \mu_r T^2 \\ 0, & m \leq \mu_r T^2 \end{cases} \end{aligned} \quad (19)$$

至此,把上述的 3 种情况解码成功的概率求和可得用户 u_1 总的解码成功的概率。

2.1.2 用户 u_2 成功解码的概率

式(8)代表用户 u_2 能成功解码获取自身信息的条件,因此其成功解码的概率为

$$\begin{aligned} P_{\text{suc}_u_2} &= \Pr\left\{\frac{(1-\alpha)\gamma_{br}}{\alpha\gamma_{br} + \gamma_{rr} + 1} > T, \gamma_{ru_2} > T\right\} \\ &= \begin{cases} \Pr\left\{\gamma_{br} > \frac{T\gamma_{rr} + T}{\theta}\right\} \Pr\{\gamma_{ru_2} > T\}, & \theta > 0 \\ 0, & \theta \leq 0 \end{cases} \\ &= \begin{cases} \frac{\theta \bar{\gamma}_{br}}{\theta \bar{\gamma}_{br} + T \bar{\gamma}_{rr}} e^{-\frac{T}{\theta \bar{\gamma}_{br}} - \frac{T}{\bar{\gamma}_{ru_2}}}, & \theta > 0 \\ 0, & \theta \leq 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (20)$$

以上给出了用户 u_1 和用户 u_2 在不同情况下的解码成功概率的精确结果。由于二者的成功传输条件相互独立,因此系统成功传输的概率即为二者成功传输概率表达式的乘积。由此,将上述结果代入式(21)就可以得到系统中断概率 P_{out} 精确闭式结果。

$$P_{\text{out}} = 1 - (P_{\text{suc}_u_1}^1 + P_{\text{suc}_u_1}^2 + P_{\text{suc}_u_1}^3) \times P_{\text{suc}_u_2} \quad (21)$$

2.1.3 吞吐量分析

根据系统的中断概率,可以进一步分析系统吞吐量的闭式结果。FD 中继系统的吞吐量 τ_F 为

$$\tau_F = R \cdot (1 - P_{\text{out}}) \quad (22)$$

式中: P_{out} 为 FD 中继系统的中断概率。

HD 中继系统的吞吐量 τ_H 为

$$\tau_H = \frac{R}{2} \cdot (1 - P_{\text{out}_h}) \quad (23)$$

式中: P_{out_h} 为 HD 中继系统的中断概率。

2.2 高信噪比条件下的近似中断性能分析

根据 $x \rightarrow 0$ 时, $e^x \approx 1 + x$ 的性质,可以推导出在高信噪比(SNR)条件下,保留 SNR 倒数的低次项,忽略高次项,就可得系统中断概率表达式的近似逼近结果,通过整体分析,只保留常数项即可。

当用户 u_1 满足第 1 种解码情况时,用户 u_1 的成功解码概率式(10)可近似表示为

$$P_{\text{suc}_u_1}^1 \approx \begin{cases} \frac{m \bar{\gamma}_{bu_1}}{m \bar{\gamma}_{bu_1} + T \bar{\gamma}_{ru_1}}, & m > 0 \\ 0, & m \leq 0 \end{cases} \quad (24)$$

当用户 u_1 满足第 2 种解码情况时,由于不同条件下表达式不同,在此总结合并给出近似结果为

① $\lambda - \theta\mu_r > 0$ 时

$$P_{\text{suc-}u_1}^2 \approx \begin{cases} \frac{\theta\bar{\gamma}_{bu_1}}{\theta\bar{\gamma}_{bu_1} + T\bar{\gamma}_{ru_1}} - \frac{\beta T\bar{\gamma}_{bu_1}}{\beta T\bar{\gamma}_{bu_1} + \bar{\gamma}_{ru_1}}, & m > 0, \theta > \beta T^2 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (25)$$

② $\lambda - \theta\mu_r < 0$ 时

$$P_{\text{suc-}u_1}^2 \approx \begin{cases} \frac{\lambda\bar{\gamma}_{bu_1}}{\lambda\bar{\gamma}_{bu_1} + T\mu_r\bar{\gamma}_{ru_1}} - \frac{\beta T\bar{\gamma}_{bu_1}}{\beta T\bar{\gamma}_{bu_1} + \bar{\gamma}_{ru_1}}, & m > 0, \lambda > \mu_r\beta T^2 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (26)$$

当用户 u_1 满足第 3 种解码情况时,式(19)可近似表示为

$$P_{\text{suc-}u_1}^3 \approx \begin{cases} \frac{m\bar{\gamma}_{bu_1}}{m\bar{\gamma}_{bu_1} + \mu_r T\bar{\gamma}_{ru_1}} - \frac{T\bar{\gamma}_{bu_1}}{T\bar{\gamma}_{bu_1} + \bar{\gamma}_{ru_1}}, & m > \mu_r T^2 \\ 0, & m \leq \mu_r T^2 \end{cases} \quad (27)$$

近似处理式(20),可得 u_2 能成功解码的近似结果为

$$P_{\text{suc-}u_2} \approx \begin{cases} \frac{\theta\bar{\gamma}_{br}}{\theta\bar{\gamma}_{br} + T\bar{\gamma}_{rr}}, & \theta > 0 \\ 0, & \theta \leq 0 \end{cases} \quad (28)$$

将式(24)~式(28)代入到式(21)中就可完整地得到高 SNR 下,系统中断概率的近似逼近结果,由该结果可以看出在高 SNR 下系统的中断性能与 SNR 无关。

3 仿真结果与分析

在仿真过程中,根据系统传输模型,设置参数 $R = 1 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$,在 α 的可行域内设置 $\alpha = 0.15$, $\mu_{b_2} = \mu_r = \mu = 0.01$ 。为避免信道参数相等可能导致结果不能被准确验证,取不等参数,根据所给系统的信道条件,设置 $\sigma_{bu_1}^2 = 100$ 、 $\sigma_{ru_1}^2 = 1$ 、 $\sigma_{ru_2}^2 = 5$ 、 $\sigma_{br}^2 = 10$ 、 $\sigma_{rr}^2 = 0.02$ 、 $P_b = P_r$ 、 $R_{\text{SN}} = 10 \log_{10} \frac{P_r}{N_0}$,其中 R_{SN} 为信噪比 SNR。

图 2 给出了理想和非理想 SIC 技术下系统的中断性能随 SNR 的变化情况。从图 2 中可以看出,理论推导的精确结果与蒙特卡罗曲线完全重合,且在高 SNR 条件下,中断概率的近似结果和精确结果逼近,由此验证了理论结果推导的准确性。由图 2 还可以看出理想 SIC 系统中断概率优于非理想 SIC 残留因子为 0.01 的情况。文献[16]的系统模型和信号传输过程与本文相似,为了验证本文提出的自适应解码策略的优越性,对文献[16]的系统性能进行了蒙特卡罗仿真。与文献[16]给出的解码过程

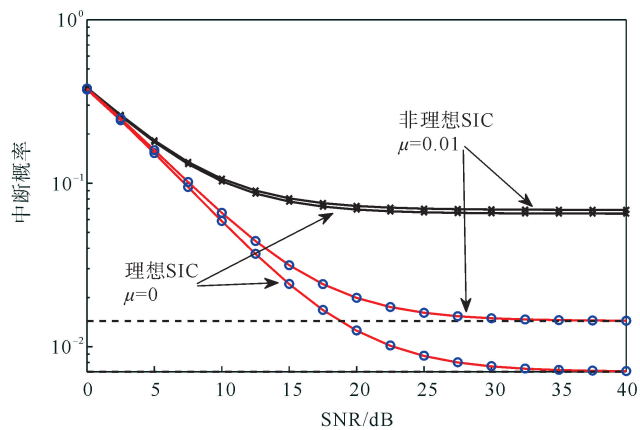


图 2 中断概率随SNR的变化情况

—文献[16]结果; ---近似逼近结果; —本文精确结果; ○蒙特卡罗仿真

相比较,本文采用自适应解码方式的中断性能明显优于文献[16]所采用的解码策略的中断性能。这是因为本文提出的自适应解码策略充分考虑了路径损耗对接收端在利用 SIC 技术解码时对解码次序的影响,

接收节点能够在不同情况下自适应地改变解码次序,得到更为准确的中断结果。另外,可以看出,在高SNR下,中断概率性能取向一个性能底限,此时,系统中断性能不随SNR的变化而变化。

从图3中可以看出,功率分配因子 α 的变化会对系统的中断性能产生影响。从整体上可以看出, α 对中断概率的影响趋势可以概括为:随着 α 的增大,中断概率先减小后增大。而且,不同条件下 α 对中断概率的影响效果也是不一样的,在信噪比SNR为50 dB的理想SIC条件下, α 对中断性能的影响最为剧烈,可以明显得到最佳 α 的取值点。在理想SIC技术下,20 dB时最优的 α 在0.07左右,而50 dB时最优 α 基本趋向于0。非理想SIC技术下,20 dB和50 dB时的最优 α 在0.19附近。

图4给出了系统吞吐量随SNR的变化情况,并与文献[16]和HD中继系统的吞吐量进行了比较。由仿真结果可以看出系统吞吐量随SNR的增大而提高。另外可以看出,本文的FD中继系统的吞吐量明显高于文献[16]和HD中继系统。这一结果与图2对应的二者的中断概率结果一致,在图2中,文献[16]的中断概率高于本文的中断概率,根据吞吐量计算公式(式(22)、式(23)),可以从理论上得到文献[16]的系统吞吐量会低于本文的系统吞吐量。因此,对比文献[16],本文提出的自适应解码策略使得系统中断性能和吞吐量方面都表现出良好的优越性。

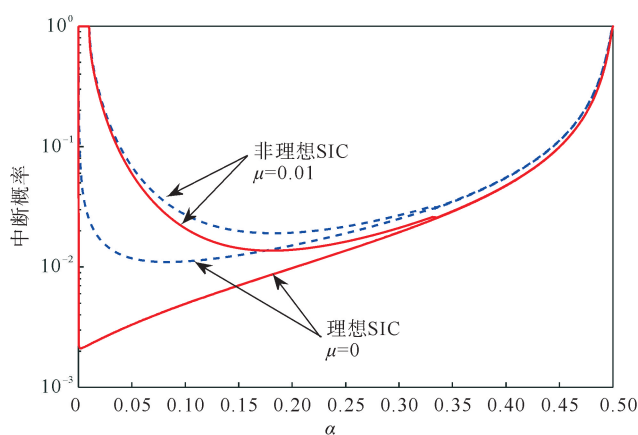


图3 中断概率随功率分配因子的变化情况

--- SNR为20 dB; — SNR为50 dB

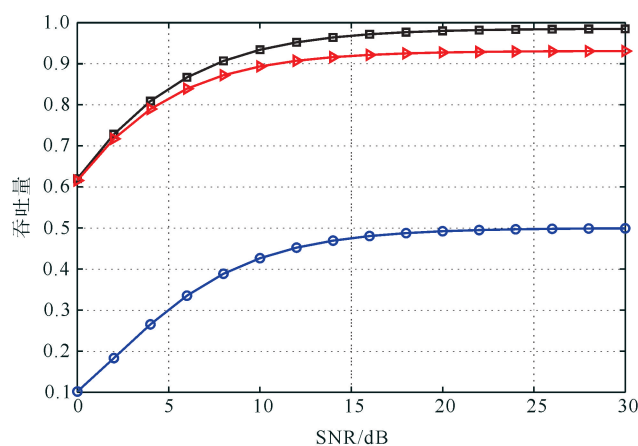


图4 系统吞吐量随SNR的变化情况

—■— 本文FD; —▶— 文献[16]FD; —○— HD

4 结束语

本文对下行传输链路的非正交多址接入的全双工(NOMA-FD)中继系统进行研究,并考虑非理想串行干扰消除(SIC)的影响因素,推导出系统中断性能的精确结果及高信噪比(SNR)条件下的近似结果。最后通过仿真验证了理论推导的正确性,并与其他模型进行了性能比较,验证中断性能和吞吐量方面的性能优势。

参考文献(References):

- [1] CAO Yang, WANG Shuai, JIN Minglu, et al. Power optimization for enhancing secrecy of cooperative user relaying NOMA networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(7): 8008-8012.
- [2] RUI Xianyi, HOU Jia, ZHOU Liulei. On the performance of full-duplex relaying with relay selection[J]. Electronics Letters, 2010, 46(25): 1674-1676.
- [3] JEGANATHAN Anandpushparaj, MITALI Gupta, JAYAKODY Dushantha Nalin K, et al. Outage and throughput performance of half/full-duplex UAV-assisted co-operative relay networks over Weibull fading channel[J]. Wireless Personal Communications, 2021, 120(3): 1-19.
- [4] SHUKLA Mahendra K, NGUYEN Ha H, PANDEY Om Jee. Secrecy performance analysis of two-way relay non-orthogonal multiple access systems[J]. IEEE Access, 2020, 8: 39502-39512.
- [5] KIM Young Bin, YAMAZAKI Kosuke, JUNG Bang Chul. Virtual full-duplex cooperative NOMA: Relay selection and interference can-

- cellation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(12): 5882-5893.
- [6] UDDIN Mohammed Belal, KADER Md Fazlul, SHIN Soo Young. Exploiting NOMA in D2D assisted full-duplex cooperative relaying[J]. *Physical Communication*, 2020, 38: 100914.
- [7] 吴舒婷, 贺玉成, 张良梅, 等. D2D辅助的协作中继 NOMA 系统中 TSRS 策略及其中断性能分析[J]. *信号处理*, 2022, 38(5): 1001-1008.
- WU Shuting, HE Yucheng, ZHANG Liangmei, et al. TSRS strategy and outage performance analysis of D2D aided cooperative relaying NOMA system[J]. *Journal of Signal Processing*, 2022, 38(5): 1001-1008.
- [8] JI Yancheng, DUAN Wei, WEN Miaowen, et al. Spectral efficiency enhanced cooperative device-to-device systems with NOMA[J]. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2021, 22(7): 4040-4050.
- [9] JU Jinjuan, DUAN Wei, SUN Qiang, et al. Performance analysis for cooperative NOMA with opportunistic relay selection[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 131488-131500.
- [10] BISEN Shubham, BABU A V. Outage analysis of underlay cognitive NOMA system with cooperative full duplex relaying[J]. *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, 2019, 30(12): 3701-3722.
- [11] YUE Xinwei, LIU Yuanwei, KANG Shaoli, et al. Spatially random relay selection for full/half-duplex cooperative NOMA networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2018, 66(8): 3294-3308.
- [12] NGUYEN Xuan Xinh, DO Dinh Thuan. System performance of cooperative NOMA system with full-duplex relay over Nakagami-m fading channels[J]. *Mobile Information Systems*, 2019: 1-12.
- [13] HUANG Ronglan, WAN Dehuan, JI Fei, et al. Performance analysis of NOMA-based cooperative networks with relay selection[J]. *China Communications*, 2020, 17(11): 111-119.
- [14] LIN Chuan, CHANG Qing, LI Xianxu. Uplink NOMA signal transmission with convolutional neural networks approach[J]. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2020, 31(5): 890-898.
- [15] 陆音, 汪高瑜, 杨楚瀛, 等. 基于单源最优路径的 NOMA 中继选择与协作传输[J]. *系统工程与电子技术*, 2022, 44(1): 292-298.
- LU Yin, WANG Gaoyu, YANG Chuying, et al. NOMA relay selection and cooperative transmission based on single source optimal path[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2022, 44(1): 292-298.
- [16] ZHONG Caijun, ZHANG Zhaoyang. Non-orthogonal multiple access with cooperative full-duplex relaying[J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(12): 2478-2481.
- [17] MA Long, LI Enyu, YANG Qianqian. On the performance of full-duplex cooperative NOMA with non-linear EH[J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 145968-145976.

(责任编辑 赵金环; 英文校审 程文华)

(上接第 131 页)

- [7] LI D J, TANG L. Adaptive control for a class of chemical reactor systems in discrete-time form[J]. *Neural Computing and Applications*, 2014, 24(7/8): 1807-1814.
- [8] DONG H L, WANG Z D, SHEN B, et al. Variance-constrained H^∞ control for a class of nonlinear stochastic discrete time-varying systems: The event-triggered design[J]. *Automatica*, 2016, 72: 28-36.
- [9] FENG J H, CAO L, MA L N, et al. Model-free adaptive sliding mode control for continuous stirred tank reactor[C]//2018 37th Chinese Control Conference (CCC). Wuhan: [s. n.], 2018: 3035-3040.
- [10] MA L N, ZHAO D Y, SPURGEON S K. Disturbance observer based discrete time sliding mode control for a continuous stirred tank reactor[C]//2018 15th International Workshop on Variable Structure Systems(VSS). Graz: [s. n.], 2018: 372-377.
- [11] WANG Z S, LIU L, LI T S, et al. Minimum-learning-parameters-based adaptive neural fault tolerant control with its application to continuous stirred tank reactor[J]. *IEEE Transactions on Systems Man Cybernetics-Systems*, 2020, 50(4): 1275-1285.
- [12] LIU Y J, TONG S C. Adaptive NN tracking control of uncertain nonlinear discrete-time systems with nonaffine dead-zone input[J]. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2015, 45(3): 497-505.
- [13] 刘家硕, 辛丽平, 孔晓涵. 基于反步法的串级连续搅拌反应釜离散时间模糊自适应控制[J]. *青岛理工大学学报*, 2021, 42(5): 73-81.
- LIU Jiashuo, XIN Liping, KONG Xiaohan. Discrete time fuzzy adaptive control of cascade continuous stirred tank reactors based on backstepping method[J]. *Journal of Qingdao University of Technology*, 2021, 42(5): 73-81.
- [14] 于波. 串级连续搅拌反应釜的模糊自适应命令滤波控制[D]. 青岛: 青岛理工大学, 2019.
- YU Bo. Adaptive fuzzy command filtered control for cascaded continuous stirred tank reactors[D]. Qingdao: Qingdao University of Technology, 2019.

(责任编辑 张晓靖; 英文校审 程文华)