

多用户认知非正交多址接入系统中断性能分析及功率分配算法

申滨* 张楠 蒋慧林 董坤明

(重庆邮电大学通信与信息工程学院 重庆 400065)

摘要: 非正交多址接入(NOMA)是5G网络关键候选技术之一, 其与认知无线电(CR)技术相结合形成系统(CR-NOMA), 能够实现更高的频谱效率及更大的吞吐量。该文将直传与中继协同传输(CDRT)方案引入多用户CR-NOMA系统, 其中CDRT表示次级源(SS)直接与近端次级用户通信, 而仅通过中继(R)与多个远端次级用户通信。在非理想自干扰消除和全双工(FD)中继情况下, 推导了每个NOMA用户中断概率(OP)的精确闭式表达。此外, 在该系统模型下分析SS, R和用户的收益最优化问题, 提出一种基于收益的两阶段迭代功率分配算法。仿真结果显示, 在高信噪比(30 dB)条件下, 与随机功率分配及平均功率分配方案相比, 该文所提算法的用户和速率、SS总收益、R总收益分别可最高提升13%, 56%及26%。蒙特卡罗仿真验证了理论分析与实验结果的一致性。

关键词: 非正交多址接入; 认知无线电; 中断概率; 功率分配

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2023)04-1201-10

DOI: [10.11999/JEIT220278](https://doi.org/10.11999/JEIT220278)

Outage Performance Analysis and Power Allocation Algorithm of Multi-user Cognitive Radio Non-Orthogonal Multiple Access System

SHEN Bin ZHANG Nan JIANG Huilin DONG Kunming

(School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) is one of the key candidate technologies for 5G networks. Combined with Cognitive Radio (CR) technology, the CR-NOMA system achieves higher spectral efficiency and greater throughput quantity. The Coordinated Direct and Relay Transmission (CDRT) technology is introduced into the CR-NOMA system in this paper, where one Secondary Source (SS) communicates directly with one near-end secondary user, and the SS can only communicate with multiple far-end secondary users with the help of one Relay (R) node. With imperfect self-interference cancellation and Full-Duplex (FD) relaying, closed-form expressions for the Outage Probability (OP) of the NOMA users are derived. In addition, the revenue optimization problem of SS, R, and the users is analyzed, and an iterative algorithm of two-step user power allocation is proposed. Simulation results show, under the condition of a high signal-to-noise ratio (30 dB), compared with the average power allocation scheme and the random power allocation scheme, the proposed algorithm increases the user sum rate by up to 13%, the SS total income by 56%, and the R total income by 26%. Monte Carlo simulations verify that the theoretical analysis well matches the experimental results.

Key words: Non-Orthogonal Multiple Access(NOMA); Cognitive Radio(CR); Outage Probability(OP); Power allocation

1 引言

无线数据服务和应用的普及, 导致无线频谱资源

的需求大大增加, 需要更高效地利用有限的频谱资源^[1,2]。非正交多址接入(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)技术通过发送叠加信号, 在接收端利用串行干扰消除(Successive Interference Cancellation, SIC)技术获取自身信号^[3]。尽管相比于正交多址接入(Orthogonal Multiple Access, OMA)技术接收机的实现复杂度更高, 但NOMA技术可以获得更高的频谱效率, 体现了其以接收机复

收稿日期: 2022-03-14; 改回日期: 2022-08-03; 网络出版: 2022-08-04

*通信作者: 申滨 shenbin@cqupt.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(62071078)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (62071078)

杂度换取频谱效率提升的思想。为进一步提高频谱效率,可将认知无线电(Cognitive Radio, CR)技术引入NOMA,使得NOMA用户以次级用户的身份动态性地获得授权频谱接入机会,从而提升系统整体吞吐量。

目前已有较多文献针对CR-NOMA系统进行了研究。文献[4]研究了将全双工(Full Duplex, FD)中继辅助CR网络应用到NOMA系统的性能,并推导了基于FD的用户中断概率(Outage Probability, OP)的闭式表达。文献[5]在Underlay CR-NOMA系统存在非理想SIC的情况下,推导了用户OP的精确闭式表达以及渐近表达式。文献[6]研究了一种解码转发协作的CR-NOMA网络,在非理想信道状态信息条件下推导了两个用户OP的闭式表达式。

以上文献对NOMA与CR、中继技术的结合进行了初步研究,但都仅仅考虑用户通过中继与基站进行通信、基站与用户之间皆无直连链路的场景。此外,大多数文献仅针对两个用户进行分析,考虑多用户场景的文献相对较少。

由于蜂窝小区中处于小区边缘的用户收到的信号一般特别微弱,服务质量可能难以保障。为缓解这种情况,可以通过提高基站发射功率来改善小区边缘用户的通信质量,但是这将导致巨大能量消耗,而中继技术能够很好地解决这一问题^[7],例如FD中继^[8]可以在同一频带内同时发射和接收信号。在直传与中继协同传输(Coordinated Direct and Relay Transmission, CDRT)方案^[9,10]中,小区中心用户与基站间存在直连链路、小区边缘用户只能通过中继与基站进行通信。因此,引入CDRT传输方案到下行NOMA系统(CDRT-NOMA)中,可以进一步节约系统部署成本并提高系统容量。文献[9]首次提出将CDRT方案与NOMA系统结合,并推导了用户中断概率及遍历和容量的闭式表达。文献[11]针对基于CDRT的CR-NOMA系统,在给定功率分配因子配置的情况下,推导了每个用户中断概率的近似和精确闭式表达。文献[12]针对多用户CDRT-NOMA系统,分析了FD和半双工机制对系统性能的影响,并推导了每个用户中断概率的近似和精确闭式表达。文献[13]针对CDRT-NOMA系统,提出了4种中继选择方案来提高用户性能和系统吞吐量,并推导了每个用户中断概率和系统总吞吐量的闭式表达。然而,以上研究大多仅针对两用户系统进行分析,并未研究多用户情况及其对应的功率分配算法。此外,以上研究也未考虑将CDRT方案与CR-NOMA系统结合,以进一步利用额外的频谱机会提升频谱效率。

在分析用户中断性能之外,通过设计合理的功率分配算法可以有效提升系统吞吐量。文献[14]基于贪婪调度单小区下行NOMA系统,提出了用户选择和功率分配方案。文献[15]分析了CR-NOMA网络中次用户的安全通信性能,并在保证主用户通信可靠性的前提下,推导了次用户通信连接中断概率和安全中断概率的闭式表达。文献[16]研究了具有专用放大转发半双工中继和FD中继的协作NOMA系统功率分配问题,并推导功率分配策略的闭式表达。由以上研究发现,近端用户易受到中继(Relay, R)转发信号的干扰,性能降低,因此需要在着重保证近端用户性能的基础上,再考虑远端用户的功率分配。

综上所述,在关于CR-NOMA的大部分现有工作中,虽然对不同场景进行了性能分析,但未考虑现实情况中,同时采用FD中继和CDRT传输方式的情况。此外,考虑到实际情况的复杂性,在实际应用中几乎不可能达到理想的自干扰消除,所以非理想自干扰消除对于系统的影响更值得研究,并且目前对于多用户CR-NOMA系统的研究文献相对较少。基于以上现状,本文研究了FD模式下的多用户CR-NOMA(FD-CR-NOMA)系统,采用CDRT方案,为次级源(Secondary Source, SS)与近端用户和多个远端用户提供通信服务,分析了系统中每个用户的中断性能,并提出了基于收益的两阶段迭代功率分配算法。本文的主要贡献总结如下:

(1) 引入CDRT方案到多用户下行CR-NOMA系统,考虑多个远端和近端用户不同的通信情况,对系统中每个用户的中断性能进行分析。

(2) 考虑非理想自干扰消除和FD中继,推导出每个用户期望信号OP的精确闭式表达,并通过仿真结果验证了分析结果的正确性。

(3) 考虑SS, R和用户的收益最大化,提出基于收益的两阶段迭代功率分配算法。在保证近端用户性能的前提下,经功率分配算法优化后,SS和R的总收益得到提升,且用户和速率增大。

2 FD-CR-NOMA系统

多用户FD-CR-NOMA系统如图1所示,包括1个次级源SS,多个主发射机(Primary Transmitters, PT), N 个主要用户(Primary Destination user, PD)分别表示为 PD_1, PD_2, \dots, PD_N , 1个FD中继R, $M+1$ 个次级用户 D_0, D_1, \dots, D_M 。假设SS和每个次级用户都为单天线, R为双天线(分别用于同时接收信号和发送信号),并且SS和 $D_m(1 \leq m \leq M)$ 之间无直接相连的链路。文中的符号表示如表1所

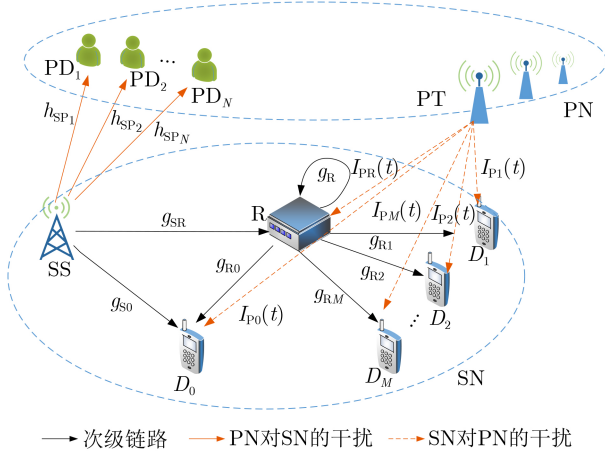


图1 FD-CR-NOMA系统模型

示。以 $h_{SP_n} \sim \text{CN}(0, \sigma_{SP}^2)$ 表示 SS 与 PD_n 之间的信道系数, g_φ 表示 SS, R 与 D_0, D_1, \dots, D_M 之间的信道系数, $\varphi \in \{\text{SR}, \text{R}, \text{R0}, \text{Rm}\}$ 且 $|g_{R1}|^2 \leq \dots \leq |g_{RM}|^2 \leq |g_{S0}|^2$ 为简化分析, 假设不同信道系数之间是独立同分布的, 并均将其建模为 0 均值的圆对称复高斯随机变量。主网络 (Primary Network, PN) 对次级网络 (Secondary Network, SN) 用户的干扰用高斯变量 I_{PS} 表示, 其均值为 0, 方差为 $\tau\sigma^2$, 其中 $\tau \in (0, 1)$ 。假设仅当 PD 未受到来自 SN 的过量干扰时才允许次级通信。因此, SS 的干扰温度限制 (Interference Temperature Constraint, ITC) T_{ITC} 为

$$P_{SS} \leq \min \left(\frac{T_{ITC}}{|h_{SP_1}|^2}, \frac{T_{ITC}}{|h_{SP_2}|^2}, \dots, \frac{T_{ITC}}{|h_{SP_N}|^2}, P_{SS}^m \right) \quad (1)$$

其中, P_{SS}^m 表示 SS 的最大可用发射功率, P_{SS} 是 SS 的发射功率。

若将 SS 与 PD 之间的信道增益最大值表示为 $|h_{SP}^{\max}|^2 = \max(|h_{SP_1}|^2, |h_{SP_2}|^2, \dots, |h_{SP_N}|^2)$, 则式(1)为

$$P_{SS} \leq \min \left(\frac{T_{ITC}}{|h_{SP}^{\max}|^2}, P_{SS}^m \right) \quad (2)$$

在第 t 时隙中, SS 发送给 R 和 D_0 的叠加信号为

$$X_{M+1}(t) = \sqrt{P_{SS}\alpha_0}x_0(t) + \sum_{m=1}^M \sqrt{P_{SS}\alpha_m}x_m(t) \quad (3)$$

其中, $x_0(t)$ 与 $x_m(t)$ 分别是 SS 发送给 D_0 与 D_m 的信号, 且 $E(|x_0(t)|^2) = E(|x_m(t)|^2) = 1$, α_0 和 α_m 分别是 D_0 和 D_m 的功率分配系数, 且满足 $\sum_{m=1}^M \alpha_m = 1$, $\alpha_0 < \alpha_1 < \dots < \alpha_M$ 。

考虑 R 为 FD 中继, 则 R 采用 SIC 技术依次从 $X_{M+1}(t)$ 中解码出每个用户的期望信号 $x_0(t), x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)$, 然后 R 根据新的功率分配因子 $\beta_m (1 \leq m \leq M)$ 重新将 D_m 的期望信号 $x_m(t)$ 编码为

$X_M(t-a) = \sum_{m=1}^M \sqrt{P_R\beta_m}x_m(t-a)$, 再转发给 R, D_0 及 D_m 。这里以 a 表示 R 的处理信号延迟, P_R 表示 R 的发射功率, β_m 是 D_m 的功率分配系数, 满足 $\sum_{m=1}^M \beta_m = 1$, $\beta_1 < \beta_2 < \dots < \beta_M$ 。因此, D_0 处的接收信号为

$$y_0(t) = g_{S0}X_{M+1}(t) + g_{R0}X_M(t-a) + I_{PS} + n_0(t) \quad (4)$$

其中, $g_{S0} \sim \text{CN}(0, \sigma_{S0}^2)$ 表示 SS 与 D_0 之间信道系数, $g_{R0} \sim \text{CN}(0, \sigma_{R0}^2)$ 表示 R 与 D_0 之间信道系数, $n_0(t)$ 表示 D_0 处对应的加性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN)。为简洁起见, 假设所有次级接收节点都受到来自 PN 的干扰 I_{PS} 。

根据 NOMA 信号解码原理, D_0 需采用 SIC 技术先依次解码 D_M, D_{M-1}, \dots, D_1 的期望信号, 然后依次将其消除, 最后解码自己的期望信号 $x_0(t)$ 。因此 D_0 可以使用 SIC 过程中获得的边信息 $x_m(t)$ 消除混叠在 $y_0(t)$ 中的干扰信息 $g_{R0}X_M(t-a)$ 。但是应考虑一种更现实的情况, 即干扰消除不理想, 存在残余干扰。针对 $y_0(t)$ 进行干扰消除后的信号可以表示为

$$y_0^*(t) = g_{S0}X_{M+1}(t) + \hat{f}_{R0}X_M(t-a) + I_{PS} + n_0(t) \quad (5)$$

其中, $\hat{f}_{R0} \sim \text{CN}(0, \xi\sigma_{R0}^2)$ 表示 D_0 处对应的残余干扰信道系数, 参数 ξ 表示残余干扰因子。特别地, $\xi = 0$ 表示理想串行干扰消除效果。为简化分析, 假设所有接收机都受到均值为 0、方差为 σ^2 的 AWGN 影响。

D_0 解码信号 $x_0(t)$ 与 $x_m(t)$ 时对应的信干噪比

表1 公式符号表

| 公式符号 | 符号含义 |
|------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------|
| $h_{SP_n} (1 \leq n \leq N)$ | SS 与 PD 之间的信道系数 |
| h_{SP}^{\max} | SS 与 PD 之间的最优信道系数 |
| $g_\varphi, \varphi \in \{\text{SR}, \text{R}, \text{R0}, \text{Rm}\} (1 \leq m \leq M)$ | 次级节点之间的信道系数 |
| $I_{PS} \sim \text{CN}(0, \tau\sigma^2)$ | PN 对 SN 的干扰 |
| τ | PN 对 SN 的干扰因子 |
| T_{ITC} | 干扰温度限制 |
| M | 远端用户数量 |
| $\alpha_0, \alpha_m (1 \leq m \leq M)$ | SS 处用户功率分配因子 |
| P_{SS}^m | SS 最大发射功率 |
| ρ_{SS} | SS 处对应的发射信噪比 |
| ρ_R | R 处对应的发射信噪比 |
| $\beta_m (1 \leq m \leq M)$ | R 处用户功率分配因子 |
| $\hat{f}_{R0} \sim \text{CN}(0, \xi\sigma_{R0}^2)$ | D_0 处残余干扰信道系数 |
| $\hat{f}_R \sim \text{CN}(0, \eta\sigma_R^2)$ | R 处的残余自干扰信道系数 |
| ξ | D_0 处残余干扰因子 |
| η | R 处残余自干扰因子 |
| $u_0, u_m (1 \leq m \leq M)$ | 用户可达速率门限转换信噪比 |
| $\mathcal{R}_0, \mathcal{R}_m (1 \leq m \leq M)$ | D_0 与 R 处信号实际可达速率 |

(Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR)分别为

$$\gamma_0^m = \frac{|g_{S0}|^2 \alpha_m \rho_{SS}}{|g_{S0}|^2 \rho_{SS} \sum_{i=0}^{m-1} \alpha_i + M \rho_R |\hat{f}_{R0}|^2 + \tau + 1} \quad (6)$$

$$\gamma_0 = \frac{|g_{S0}|^2 \alpha_0 \rho_{SS}}{M \rho_R |\hat{f}_{R0}|^2 + \tau + 1} \quad (7)$$

其中, $\rho_{SS} = P_{SS}/\sigma^2$ 是SS的发射信噪比, $\rho_R = P_R/\sigma^2$ 是R的发射信噪比。

R处的接收信号为

$$y_R(t) = g_{SR} X_{M+1}(t) + g_{R} x_M(t-a) + I_{PS} + n_R(t) \quad (8)$$

其中, $g_{SR} \sim \text{CN}(0, \sigma_{SR}^2)$ 表示SS与 D_0 之间信道系数, $g_R \sim \text{CN}(0, \sigma_R^2)$ 表示R处的自干扰信道系数, $n_R(t)$ 表示R处对应的AWGN, $g_{S0} \sim \text{CN}(0, \sigma_{S0}^2)$ 表示SS与 D_0 之间信道系数。

与 D_0 处同理, R非理想自干扰消除后的信号为

$$y_R^*(t) = g_{SR} X_{M+1}(t) + \hat{f}_R x_M(t-a) + I_{PS} + n_R(t) \quad (9)$$

其中, $\hat{f}_R \sim \text{CN}(0, \eta \sigma_R^2)$ 表示R处的残余自干扰信道系数, 参数 η 表示残余干扰因子。特别地, $\eta = 0$ 表示理想地消除了自干扰。

R解码 D_m 的期望信号 $x_m(t)$ 的SINR为

$$\gamma_R^m = \frac{|g_{SR}|^2 \alpha_m \rho_{SS}}{|g_{SR}|^2 \rho_{SS} \sum_{i=0}^{m-1} \alpha_i + M \rho_R |\hat{f}_R|^2 + \tau + 1} \quad (10)$$

D_m 处的接收信号为

$$y_m(t) = g_{Rm} \sqrt{P_R} x_M(t-a) + I_{PS} + n_m(t) \quad (11)$$

其中, $g_{Rm} \sim \text{CN}(0, \sigma_{Rm}^2)$ 表示R与 D_m 之间的信道系数, $n_m(t)$ 表示 D_m 处的AWGN。

$D_i (1 < i \leq m \leq M)$ 解码信号 $x_m(t)$ 的SINR为

$$\gamma_i^m = \frac{|g_{Rm}|^2 \beta_m \rho_R}{|g_{Rm}|^2 \rho_R \sum_{j=1}^{m-1} \beta_j + \tau + 1} \quad (12)$$

如果 D_1 解码自己的期望信号 $x_1(t)$ 成功, 则 D_1 解码信号 $x_1(t)$ 的信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)为

$$\gamma_1 = \frac{|g_{R1}|^2 \beta_1 \rho_{SS}}{\tau + 1} \quad (13)$$

D_0 与 D_1 的可达速率分别为

$$C_0 = \log_2(1 + \gamma_0) \quad (14)$$

$$C_1 = \log_2(1 + \min(\gamma_0^1, \gamma_R^1, \gamma_1)) \quad (15)$$

D_m 的可达速率为

$$C_m = \log_2(1 + \min(\gamma_0^m, \gamma_R^m, \gamma_i^m)) \quad (16)$$

3 中断概率分析

3.1 $x_0(t)$ 的中断概率

当传输过程中实际可达数据速率低于目标可达速率时, 传输发生中断, 中断概率是衡量时延敏感传输的重要性能指标。假设 r_0 与 $r_m (1 \leq m \leq M)$ 是根据服务质量预设的 D_0 与 D_m 可达速率门限, 同时为了便于计算, 定义 $u_m = 2^{r_m} - 1 (1 \leq m \leq M)$ 及 $u_0 = 2^{r_0} - 1$ 。

D_0 期望信号 $x_0(t)$ 所对应的OP为

$$P_{\text{out}}^{D_0} = 1 - \underbrace{\Pr\left(\gamma_0 > u_0, \rho_{SS}^{\max} < \frac{\rho_T}{|h_{SP}^{\max}|^2}\right)}_{\Delta_1} - \underbrace{\Pr\left(\gamma_0 > u_0, \rho_{SS}^{\max} \geq \frac{\rho_T}{|h_{SP}^{\max}|^2}\right)}_{\Delta_2} \quad (17)$$

其中, $\rho_T = T_{\text{ITC}}/\sigma^2$, $\rho_{SS}^{\max} = P_{SS}^{\text{in}}/\sigma^2$ 。

Δ_1 与 Δ_2 分别为

$$\Delta_1 = \frac{\rho_{SS}^{\max} \alpha_0}{\rho_{SS}^{\max} \alpha_0 + M \eta u_0 \rho_R} e^{-\frac{u_0(\tau+1)}{2\alpha_0 \rho_{SS}^{\max}}} \left(1 - e^{-\frac{\rho_T}{2\rho_{SS}^{\max}}}\right) \quad (18)$$

$$\Delta_2 = E\left(\frac{\rho_T \alpha_0 \rho_{SS}^{\max} + \eta u_0 M \rho_R \rho_T u_0(\tau+1) + \alpha_0 \rho_T}{\eta u_0 M \rho_R \rho_{SS}^{\max}} \frac{2\alpha_0 \rho_T}{2\alpha_0 \rho_T}\right) \times \frac{\rho_T \alpha_0}{\eta u_0 M \rho_R} e^{-\frac{u_0(\tau+1) + \rho_T \alpha_0}{2\alpha_0 \rho_{SS}^{\max}}} \quad (19)$$

其中, $E(x) = e^x Fi(-x)$, $Fi(x) = -\int_{-x}^{\infty} \frac{e^{-t}}{t} dt$ 。

根据式(17)—式(19), D_0 期望信号 $x_0(t)$ 的OP可以表示为

$$P_{\text{out}}^{D_0} = 1 - \Delta_1 - \Delta_2 = 1 - \frac{\rho_{SS}^{\max} \alpha_0}{\rho_{SS}^{\max} \alpha_0 + M \eta u_0 \rho_R} e^{-\frac{u_0(\tau+1)}{2\alpha_0 \rho_{SS}^{\max}}} \left(1 - e^{-\frac{\rho_T}{2\rho_{SS}^{\max}}}\right) - E\left(\frac{\rho_T \alpha_0 \rho_{SS}^{\max} + \eta u_0 M \rho_R \rho_T u_0(\tau+1) + \alpha_0 \rho_T}{\eta u_0 M \rho_R \rho_{SS}^{\max}} \frac{2\alpha_0 \rho_T}{2\alpha_0 \rho_T}\right) \times \frac{\rho_T \alpha_0}{\eta u_0 M \rho_R} e^{-\frac{u_0(\tau+1) + \rho_T \alpha_0}{2\alpha_0 \rho_{SS}^{\max}}} \quad (20)$$

证明 参考附录A。

3.2 $x_m(t)$ 的中断概率

D_m 解码信号中断分为两种情况。第1种情况是R解码其他用户的期望信号失败; 第2种情况是R成功解码其他用户的期望信号, D_m 自己解码信号 $x_m(t)$ 失败。

情况1 当 $u_m < \frac{\alpha_m}{\sum_{i=0}^{m-1} \alpha_i}$ 与 $u_m < \frac{\beta_m}{\sum_{i=0}^{m-1} \beta_i}$

时, D_m 期望信号 $x_m(t)$ 的OP为

$$P_{\text{out}}^{D_m} = 1 - \underbrace{\Pr\left(\gamma_0^m > u_m, \gamma_R^m > u_m, \gamma_i^m > u_m, \rho_{\text{SS}}^{\max} < \frac{\rho_T}{|h_{\text{SP}}^{\max}|^2}\right)}_{\Delta_3} - \underbrace{\Pr\left(\gamma_0^m > u_m, \gamma_R^m > u_m, \gamma_i^m > u_m, \rho_{\text{SS}}^{\max} \geq \frac{\rho_T}{|h_{\text{SP}}^{\max}|^2}\right)}_{\Delta_4} \quad (21)$$

Δ_3 与 Δ_4 分别为

$$\Delta_3 = \frac{(\rho_{\text{SS}}^{\max} k_1)^2}{(\rho_{\text{SS}}^{\max} k_1 + M\eta u_0 \rho_R)(\rho_{\text{SS}}^{\max} k_1 + M\xi u_0 \rho_R)} \times e^{-\frac{u_m(\tau+1)}{2k_1 \rho_{\text{SS}}^{\max}}} \left(1 - e^{-\frac{\rho_T}{2\rho_{\text{SS}}^{\max}}}\right) \prod_{i=1}^m e^{-\frac{u_i(\tau+1)}{2\rho_R(\beta_i - u_i \sum_{j=1}^{m-1} \beta_j)}} \quad (22)$$

$$\Delta_4 = \int_{\frac{\rho_T}{\rho_{\text{SS}}^{\max}}}^{\infty} \frac{(\rho_{\text{SS}}^{\max} k_2)^2}{2(\rho_{\text{SS}}^{\max} k_2 + M\eta u_0 \rho_R z)(\rho_{\text{SS}}^{\max} k_2 + M\xi u_0 \rho_R z)} \times e^{-\frac{u_m(\tau+1)}{k_1 \rho_T} z} dz \times \prod_{i=1}^m e^{-\frac{u_i(\tau+1)}{2\rho_R(\beta_i - u_i \sum_{j=1}^{m-1} \beta_j)}} \quad (23)$$

其中, $k_0 = \rho_{\text{SS}} \sum_{i=0}^{m-1} \alpha_i$, $k_2 = \alpha_m - u_m \sum_{j=0}^{m-1} \alpha_j$, $k_1 = \rho_R \sum_{j=1}^{m-1} \beta_j$ 。

根据式(21)–式(23), D_m 期望信号 $x_m(t)$ 的OP可以表示为

$$P_{\text{out}}^{D_m} = 1 - \Delta_3 - \Delta_4 = 1 - \left(\frac{(\rho_{\text{SS}}^{\max} k_1)^2}{(\rho_{\text{SS}}^{\max} k_1 + M\eta u_0 \rho_R)(\rho_{\text{SS}}^{\max} k_1 + M\xi u_0 \rho_R)} \times e^{-\frac{u_m(\tau+1)}{2k_1 \rho_{\text{SS}}^{\max}}} \left(1 - e^{-\frac{\rho_T}{2\rho_{\text{SS}}^{\max}}}\right) + \sum_{k=0}^n A_k f(z_k^*) \right) \times \prod_{i=1}^m e^{-\frac{u_i(\tau+1)}{2\rho_R(\beta_i - u_i \sum_{j=1}^{m-1} \beta_j)}} \quad (24)$$

证明 参考附录B。

情况2 当 $u_m \geq \frac{\alpha_m}{\sum_{i=0}^{m-1} \alpha_i}$ 或 $u_m \geq \frac{\beta_m}{\sum_{i=0}^{m-1} \beta_i}$

时, D_m 期望信号 $x_m(t)$ 的OP为

$$P_{\text{out}}^{D_m} = 1 \quad (25)$$

最后, 如果 D_1 解码自己期望信号 $x_1(t)$ 成功, D_1 期望信号 $x_1(t)$ 的OP为

$$P_{\text{out}}^{D_1} = 1 - \Delta_3 - \Delta_4 = 1 - \left(\frac{(\rho_{\text{SS}}^{\max} k_1)^2}{(\rho_{\text{SS}}^{\max} k_1 + M\eta u_0 \rho_R)(\rho_{\text{SS}}^{\max} k_1 + M\xi u_0 \rho_R)} \times e^{-\frac{u_m(\tau+1)}{2k_1 \rho_{\text{SS}}^{\max}}} \left(1 - e^{-\frac{\rho_T}{2\rho_{\text{SS}}^{\max}}}\right) + \sum_{k=0}^n A_k f(z_k^*) \right) \times e^{-\frac{u_m(\tau+1)}{2\rho_R(\beta_m - u_m)}} \quad (26)$$

4 多用户功率分配算法

假设SS向第 i ($0 \leq i \leq M$)个次级用户收取单位发射价格的价格为 J_i ($0 \leq i \leq M$), 用户与SS之间的收费关系模拟为主从博弈关系, SS是这个博弈的领导者, 用户作为主从博弈的跟随者, 领导者在博弈中占据了领导作用, 跟随者在领导者之后做出博弈。SS根据传输功率的不同, 向每个用户都收取不同的费用。为了使SS的收益最大化, SS的收益定义为 S_P (收益的物理意义可以对应于实际系统中用户获得服务速率增强时, 向SS付出的额外费用), 其最优化问题如式(27)表示

$$P_1: \max_{\alpha_1, \alpha_m} S_P = J_0 \alpha_0 P_{\text{SS}} + \sum_{m=1}^M J_m \alpha_m P_{\text{SS}} \left. \begin{array}{l} \text{s.t. C1: } \mathcal{R}_0 \geq r_0, \mathcal{R}_m \geq r_m, 1 \leq m \leq M \\ \text{C2: } \alpha_0 + \sum_{m=1}^M \alpha_m \leq 1 \\ \text{C3: } \alpha_0 \geq 0, \alpha_m \geq 0 \end{array} \right\} \quad (27)$$

其中, $\mathcal{R}_0 = \log_2(1 + \gamma_0)$, $\mathcal{R}_m = \log_2(1 + \gamma_m)$ ($1 \leq m \leq M$)。

第1阶段: 为确保PD的服务质量要求, SS的发射功率 P_{SS} 应该满足式(2)。第 i 个次要用户的收益最优化为

$$P_2: \max_{\alpha_1, \alpha_m} S_i = \mathcal{R}_i H_i - J_i \alpha_i P_{\text{SS}} \left. \begin{array}{l} \text{s.t. } \alpha_i \geq 0 \end{array} \right\} \quad (28)$$

其中, S_i ($0 \leq i \leq M$)表示第 i 个用户的收益, H_i ($0 \leq i \leq M$)表示用户单位速率所获得的收益。用户收益由两部分组成, 分别是用户能达到的速率所产生的收益及用户向次级源付费的支出。

首先, 要使SS收益最优, 需要得到第 i 个次级用户收益的最优值。因此, 分别对 S_0 与 S_m ($1 \leq m \leq M$)求关于 α_0 与 α_m 的偏导, 可以得到

$$\frac{\partial S_0}{\partial \alpha_0} = \frac{G_0 P_{\text{SS}} H_0}{(G_0 P_{\text{SS}} \alpha_0 + N_0) \ln 2} - J_0 P_{\text{SS}} = 0 \quad (29a)$$

$$\frac{\partial S_m}{\partial \alpha_m} = \frac{G_m P_{\text{SS}} H_m}{\left(G_m P_{\text{SS}} \left(\alpha_m + \sum_{i=0}^{m-1} \alpha_i\right) + N_m\right) \ln 2} - J_m P_{\text{SS}} = 0 \quad (29b)$$

$$J_0 = \frac{G_0 H_0}{(G_0 P_{\text{SS}} \alpha_0 + N_0) \ln 2} \quad (29c)$$

$$J_m = \frac{G_m H_m}{\left(G_m P_{SS} \left(\alpha_m + \sum_{i=0}^{m-1} \alpha_i \right) + N_m \right) \ln 2} \quad (29d)$$

其中, $G_0 = |g_{S0}|^2$, $G_m = |g_{SR}|^2$, 且 $1 \leq m \leq M$, $N_0 = MP_R |\hat{f}_{R0}|^2 + (\tau + 1)\sigma^2$, $N_m = MP_R |\hat{f}_R|^2 + (\tau + 1)\sigma^2$.

将 J_0 与 J_m 代入到 S_P 中, 系数 $\ln 2$ 不影响求解, 因此去掉 $\ln 2$ 后, 最优化问题 P_1 可以重写为

$$P_3: \max_{\alpha_1, \alpha_m} S_P = \sum_{m=1}^M \frac{G_m H_m \alpha_m P_{SS}}{G_m P_{SS} \left(\alpha_m + \sum_{i=0}^{m-1} \alpha_i \right) + N_m} \left. \begin{array}{l} \\ \\ + \frac{G_0 H_0 \alpha_0 P_{SS}}{G_m P_{SS} \alpha_0 + N_m} \end{array} \right\} \quad (30)$$

s.t. C1, C2, C3

第2阶段: 假设只有两个用户, 求解此时该最优化问题。该最优化问题可以表示为

$$P_4: \max_{\alpha_0, \alpha_1} \left. \begin{array}{l} \frac{G_0 H_0 \alpha_0 P_{SS}}{G_0 P_{SS} \alpha_0 + N_0} + \frac{G_1 H_1 \alpha_1 P_{SS}}{G_1 P_{SS} (\alpha_0 + \alpha_1) + N_1} \\ \text{s.t. } \mathcal{R}_0 \geq r_0, \mathcal{R}_1 \geq r_1, \\ \alpha_0 + \alpha_1 \leq 1, \\ \alpha_0 \geq 0, \alpha_1 \geq 0 \end{array} \right\} \quad (31)$$

转换为最小化优化函数

$$P_5: \min_{\alpha_0, \alpha_1} \left. \begin{array}{l} -\frac{\alpha_0}{\alpha_0 + \Omega_0} - \frac{\alpha_1}{\alpha_0 + \alpha_1 + \Omega_1} \\ \text{s.t. } C4: r_0 - \mathcal{R}_0 \leq 0, r_1 - \mathcal{R}_1 \leq 0 \\ C5: \alpha_0 + \alpha_1 - 1 \leq 0 \\ C6: -\alpha_0 \leq 0, -\alpha_1 \leq 0 \end{array} \right\} \quad (32)$$

其中, $\Omega_0 = \frac{N_0}{G_0 H_0 P_{SS}}$, $\Omega_1 = \frac{N_1}{G_1 H_1 P_{SS}}$ 。

根据约束条件 C4, C5 和 C6 对优化问题 P_5 进行求解。首先, 该问题对应的拉格朗日表达式可以写为

$$L = -\frac{\alpha_0}{\alpha_0 + \Omega_0} - \frac{\alpha_1}{\alpha_0 + \alpha_1 + \Omega_1} - \sum_{i=0}^1 w_i \alpha_i + \nu (\alpha_0 + \alpha_1 - 1) + \sum_{i=0}^1 \lambda_i (u_i - \mathcal{R}_i) \quad (33)$$

其中, λ_i, ν 与 w_i 分别是约束条件 C4, C5 和 C6 对应的拉格朗日乘数。

然后, 基于拉格朗日表达式得到的 KKT 条件

$$\lambda_i (r_i - \mathcal{R}_i) = 0, i = 0, 1 \quad (33a)$$

$$r_i - \mathcal{R}_i \leq 0 \quad (33b)$$

$$\lambda_i \geq 0, i = 0, 1 \quad (33c)$$

$$\nu (\alpha_0 + \alpha_1 - 1) = 0 \quad (33d)$$

$$\nu \geq 0 \quad (33e)$$

$$\alpha_0 + \alpha_1 - 1 \leq 0 \quad (33f)$$

$$\alpha_0 + \alpha_1 - 1 \leq 0 \quad (33g)$$

$$\alpha_i \geq 0, i = 0, 1 \quad (33h)$$

$$w_i \geq 0, i = 0, 1 \quad (33i)$$

$$\frac{\partial L}{\partial \alpha_0} = -\frac{\Omega_0}{(\alpha_0 + \Omega_0)^2} + \frac{\alpha_1}{(\alpha_0 + \alpha_1 + \Omega_1)^2} - \frac{\lambda_0}{\Omega_0} - \frac{\alpha_1 \lambda_1}{(\alpha_0 + \Omega_1)^2} + \nu - w_0 = 0 \quad (33j)$$

$$\frac{\partial L}{\partial \alpha_1} = -\frac{\alpha_0 + \Omega_1}{(\alpha_0 + \alpha_1 + \Omega_1)^2} - \frac{\lambda_1}{\alpha_0 + \Omega_1} + \nu - w_1 = 0 \quad (33k)$$

根据约束 C1 可得, $\alpha_0 > 0$, $\alpha_1 > 0$, 又由约束条件式 (33g) 可得 $w_0 = 0$, $w_1 = 0$ 。同理根据约束条件式 (33j) 与式 (33k) 可得 $\nu > 0$, 所以 $\alpha_0 + \alpha_1 = 1$ 。根据 λ_0, λ_1 的取值不同可以分为如下 4 种情况。

情况 1 当 $\lambda_0 = 0$, $\lambda_1 = 0$ 时, 根据约束条件式 (33j) 与式 (33k) 可得

$$\left. \begin{array}{l} \alpha_0^* = -\Omega_0 + \sqrt{\Omega_0 (1 + \Omega_1)} \\ \alpha_1^* = 1 + \Omega_0 - \sqrt{\Omega_0 (1 + \Omega_1)} \end{array} \right\} \quad (34)$$

如果 α_0^* 与 α_1^* 满足约束条件式 (33b), 则在可行域内, 反之, 当前情况下无解。

情况 2 当 $\lambda_0 = 0$, $\lambda_1 > 0$ 时, 根据约束条件式 (33a)、式 (33j) 与式 (33k) 可得

$$\alpha_0^* = \frac{1 - u_1 \Omega_1}{u_1 + 1}, \alpha_1^* = \frac{u_1 + u_1 \Omega_1}{u_1 + 1} \quad (35)$$

如果 α_0^* 与 α_1^* 满足约束条件式 (33b), 则在可行域内, 反之, 当前情况下无解。

情况 3 当 $\lambda_0 > 0$, $\lambda_1 = 0$ 时, 根据约束条件式 (33a)、式 (33j) 及式 (33k) 可得

$$\alpha_0^* = u_0 \Omega_0, \alpha_1^* = 1 - u_0 \Omega_0 \quad (36)$$

如果 α_0^* 与 α_1^* 满足约束条件式 (33b), 则在可行域内, 反之, 当前情况下无解。

情况 4 当 $\lambda_0 > 0, \lambda_1 > 0$ 时, 根据约束条件式 (33a)、式 (33j) 及式 (33k) 可得

$$\alpha_0^* = \max \left(u_0 \Omega_0, \frac{1 - u_1 \Omega_1}{u_1 + 1} \right), \alpha_1^* = 1 - \alpha_0^* \quad (37)$$

如果 α_0^* 与 α_1^* 满足约束条件式 (33b), 则在可行域内, 反之, 当前情况下无解。

根据以上求最优解的方法, 当有 $M + 1 (M \geq 1)$ 个次级用户时, 首先对第 1 个与第 2 个次级用户按照上述功率分配方式进行分配。第 1 次迭代结束, 将 $\alpha_1^* P_{SS}$ 作为余下 M 个用户的总功率进行分配。同理, 对第 2 个与第 3 个次级用户的最优功率分配因子进行求解, 依次迭代, 对 $M + 1$ 个次级用户的最优功率分配因子求解。最后得到每个用户基于 SS 与

R收益最大化的最优功率分配方案。算法流程如算法1所示。

通过上述基于收益的两阶段功率分配算法, 每一次迭代都是下一次功率分配的初始值, 可以保证每次分配都是最优解。

第(2)步, 通过上述方法继续使得全双工R的收益最大化, 如果是 $M = 1$, R处只有1个用户, 则中继全部功率都分配给第2个用户。如果 $M > 1$, 与第(1)步方法同理, 可以得到 β_1 与 β_2 的最优解 β_1^* , $\beta_2^* = 1 - \beta_1^*$ 。

综上所述, 基于SS与R收益最优, 最终得出每个用户最优的功率分配方案。经过算法1所示算法迭代求解后, 可以得到功率分配系数 α_m 的最优解 $PA^* = [\alpha_0^*, \alpha_1^*, \dots, \beta_{M+1}]$ 。同理, 迭代后计算出功率分配系数 β_m 的最优解 $PB^* = [\beta_1^*, \beta_2^*, \dots, \beta_{M+1}]$ 。

5 仿真与分析

本节给出瑞利衰落信道下基于CDRT的FD-CR-NOMA系统性能的数值分析及仿真结果。考虑情况 $M + 1 = 3$, 即有 D_0, D_1 和 D_2 共3个用户。仿真参数如表2设置。

图2表示在 $P_{SS}^m/\sigma^2 = 10$ dB及不同的 τ 时, 随着 T_{ITC}/σ^2 变化, 用户信号 $x_0(t), x_1(t)$ 及 $x_2(t)$ 对应的OP变化情况。结果显示, 随着 T_{ITC}/σ^2 的递增, 信号 $x_0(t), x_1(t)$ 及 $x_2(t)$ 的中断性能变好。与预期相符, FD-CR-NOMA系统的中断性能在高SNR条件下达到饱和。主要原因是存在自干扰与PN干扰

等, 系统工作在干扰受限的环境中, 因此在高SNR条件下, OP趋近于稳定。同时也可观察到, 随着 τ 的增加, 信号 $x_0(t), x_1(t)$ 及 $x_2(t)$ 的中断性能变差。因为 τ 越大, 主网络对次级网络干扰变强, 所以用户的中断性能变差。

图2还给出了纯CDRT-NOMA系统在 $P_{SS}^m/\sigma^2 = 10$ dB时的中断概率, 通过对比可得知, 高SNR条件下FD-CR-NOMA系统的中断性能近似于纯CDRT-NOMA系统的中断性能。

图3表示在 $T_{ITC}/\sigma^2 = 10$ dB及不同的 τ 时, 随着 P_{SS}^m/σ^2 变化, $x_0(t), x_1(t)$ 及 $x_2(t)$ 的OP变化情况。结果显示, 随着 P_{SS}^m/σ^2 的递增, 信号 $x_0(t), x_1(t)$ 及 $x_2(t)$ 的中断性能变好, SNR到20 dB左右趋近于稳定。同时随着 τ 的增加, 信号 $x_0(t), x_1(t)$ 及 $x_2(t)$ 的中断性能变差。

图4显示了在 $T_{ITC}/\sigma^2 = 10$ dB时, P_{SS}^m/σ^2 的变化对信号 $x_0(t), x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 中断性能的影响。经过所提算法优化后, 信号 $x_0(t)$ 的中断性能相对变好, 信号 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 的中断性能相对变差。这是由于在发射功率相同的情况下, 经所提算法优化后, 信号 $x_0(t)$ 分配的功率增加, 信号 $x_1(t)$ 与 $x_2(t)$ 分配的功率减少。与OMA方案相比, 信号 $x_2(t)$ 的中断性能变

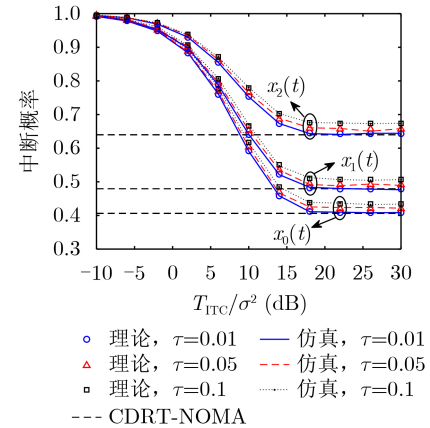


图2 干扰温度限制对信号OP的影响

表2 仿真参数设置

| 仿真参数 | 参数取值 |
|-----------------------------------|----------------------------------------------------------------|
| $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2$ | 0.1, 0.3, 0.6 |
| $r_0 = r_1 = r_2$ | 1 bit/(s·Hz) |
| β_1, β_2 | 0.4, 0.6 |
| P_{SS}^m/σ^2 | -10~40 dB |
| P_R/σ^2 | 10 dB |
| $ g_\varphi ^2, h_{SP_n} ^2$ | 服从 $\frac{1}{2}e^{-\frac{1}{2}x}$ 分布 |
| $ \hat{f}_{R0} ^2, \hat{f}_R ^2$ | 服从 $\frac{1}{2 \times 0.001}e^{-\frac{1}{2 \times 0.001}x}$ 分布 |
| τ | 0.01 |

算法1 两阶段迭代功率分配算法

输入: $\Omega_i, 0 \leq i \leq M + 1, \alpha_0^*, \alpha_1^*$

输出: PA^*

(1) 初始化 $\alpha_0^* = \min(1, \alpha_0^*), \alpha_1^* = \max(0, \alpha_1^*), j = 1$

(2) $P^* = \text{zeros}(1, M - 1), PA^* = [\alpha_0^*, \alpha_1^*, P^*]$

(3) While $j < M + 1$

(4) If $\alpha_j^* = 0$

(5) $P^*(1, j) = \alpha_j$

(6) ElseIf $\alpha_j^* > 0$ 且 $j \leq M + 1$

(7) $\alpha_{\max} = \alpha_j^*$

(8) 通过上述最优优化问题求解, 计算 α_j 的最优解 α_j^*

(9) $\alpha_j^* = \min(1, \alpha_j^*)$

(10) $\alpha_{j+1}^* = \max(0, \alpha_{\max} - \alpha_j^*)$

(11) $P^*(1, j) = \alpha_j^*$

(12) $P^*(1, j + 1) = \alpha_{j+1}^*$

(13) $j = j + 1$

(14) EndIf

(15) EndWhile

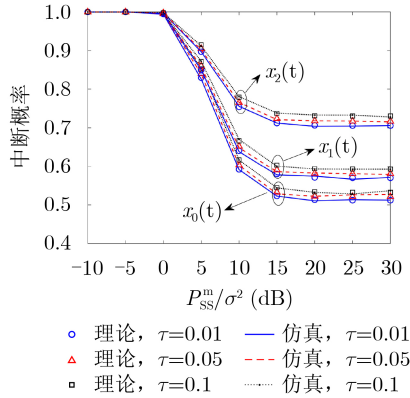


图3 SNR对信号OP的影响

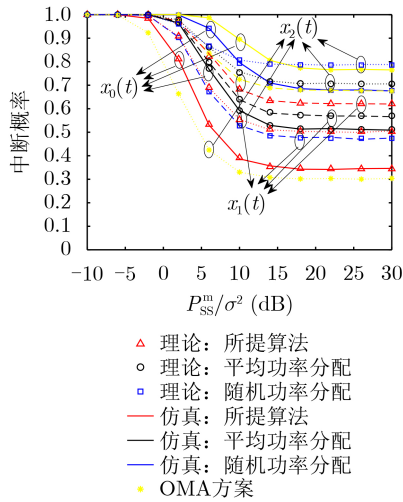


图4 不同方案下OP对比

差, 信号 $x_0(t)$ 与 $x_1(t)$ 的中断性能变好, 这是因为 $x_2(t)$ 的信道条件最差, 采用OMA方案时, 会给信道条件最差的 $x_2(t)$ 分配更多的频谱资源, 所以产生该情况。由图2、图3和图4可见, 数值分析和理论结果相符合。

图5表示在 $T_{ITC}/\sigma^2 = 10$ dB时, P_{SS}^m/σ^2 的变化对SS和R总收益的影响。显而易见, 本文所提算法性能明显优于平均功率分配方案和随机功率分配方案。但是随着SNR增加, 总收益增长速率变缓。因为随着SNR的增加, 需满足干扰温度限制, 才允许次级通信, 且存在自干扰和PN干扰等, 该系统运行在干扰有限的环境中, 所以增长变缓。

图6表示在 $T_{ITC}/\sigma^2 = 10$ dB时, P_{SS}^m/σ^2 的变化对用户和速率的影响。可以看出, 本文所提算法性能明显优于平均功率分配方案、随机功率分配方案和OMA方案。同样地, 随着SNR增加, 用户速率和增长速率变缓。

6 结束语

本文研究了多用户场景下FD-CR-NOMA系

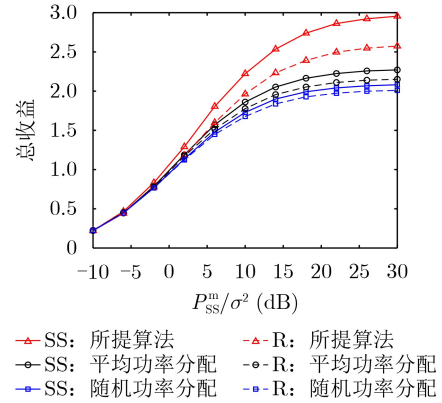


图5 不同功率分配方案下总收益对比

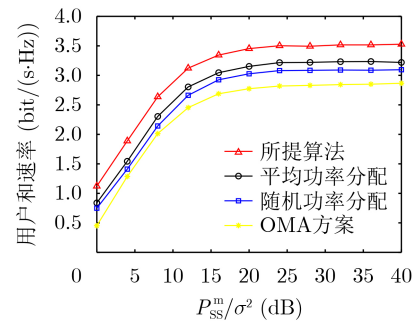


图6 不同方案下用户和速率对比

统, 将CDRT传输方案引入该系统, 进一步提升系统的容量。然后在考虑主网络对次级网络的干扰及非理想自干扰消除情况下, 推导出每个NOMA用户OP的闭式表达。本文还提出了基于收益的两阶段迭代功率分配算法, 对每个用户的功率分配因子进行优化。仿真结果显示, 在高信噪比(30 dB)条件下, 所提算法与平均功率分配方案相比, 用户和速率提高9%, SS总收益提升36%, R总收益提升18%, 与随机功率分配方案相比, 用户和速率提高13%, SS总收益提升56%, R总收益提升26%, 所提算法与OMA方案相比, 用户和速率提高25%。

7 附录

7.1 附录A

证明式(18)和式(19), Δ_1 与 Δ_2 分别可以表示为

$$\begin{aligned} \Delta_1 &= \Pr \left(\frac{|g_{S0}|^2 \alpha_0 \rho_{SS}^{\max}}{M \rho_R |\hat{f}_{R0}|^2 + \tau + 1} > u_0, \rho_{SS}^{\max} < \frac{\rho_T}{|h_{SP}^{\max}|^2} \right) \\ &= \int_0^{\frac{\rho_T}{\rho_{SS}^{\max}}} \int_0^\infty \int_{a_1(w)}^\infty f(x, w, z) dx dw dz \\ &= \frac{\rho_{SS}^{\max} \alpha_0}{\rho_{SS}^{\max} \alpha_0 + M \eta u_0 \rho_R} e^{-\frac{u_0(\tau+1)}{2\alpha_0 \rho_{SS}^{\max}}} \left(1 - e^{-\frac{\rho_T}{2\rho_{SS}^{\max}}} \right) \end{aligned} \quad (38)$$

$$\begin{aligned}
\Delta_2 &= \Pr \left(\frac{|g_{S0}|^2 \alpha_0 \frac{\rho_T}{|h_{SP}^{\max}|^2}}{M \rho_R |\hat{f}_{R0}|^2 + \tau + 1} > u_0, \rho_{SS}^{\max} \geq \frac{\rho_T}{|h_{SP}^{\max}|^2} \right) \\
&= \int_{\frac{\rho_T}{\rho_{SS}^{\max}}}^{\infty} \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} f(x, w, z) dx dw dz \\
&= \int_{\frac{\rho_T}{\rho_{SS}^{\max}}}^{\infty} \frac{\rho_T \alpha_0}{2 \rho_T \alpha_0 + 2 M \eta u_0 \rho_R z} e^{-\frac{\rho_T \alpha_0 + u_0 (\tau + 1)}{2 \rho_T \alpha_0} z} dz \\
&= E \left(\frac{\rho_T \alpha_0 \rho_{SS}^{\max} + \eta u_0 M \rho_R \rho_T u_0 (\tau + 1) + \alpha_0 \rho_T}{\eta u_0 M \rho_R \rho_{SS}^{\max}} \frac{1}{2 \alpha_0 \rho_T} \right) \\
&\quad \times \frac{\rho_T \alpha_0}{\eta u_0 M \rho_R} e^{-\frac{u_0 (\tau + 1) + \rho_T \alpha_0}{2 \alpha_0 \rho_{SS}^{\max}}} \quad (39)
\end{aligned}$$

其中, $a_2(w, z) = \frac{u_0 (\tau + 1) z + M \rho_R w z}{\rho_T \alpha_0}$, $a_1(w) = \frac{u_0 (\tau + 1) + M \rho_R w}{\rho_{SS}^{\max} \alpha_0}$, $f(x, w, z) = e^{-\frac{1}{2}x - \frac{1}{2\eta}w - \frac{1}{2}z}$ 。

7.2 附录B

证明式(22)和式(23), Δ_3 和 Δ_4 分别表示为

$$\begin{aligned}
\Delta_3 &= \Pr \left(\frac{|g_{S0}|^2 \alpha_m \rho_{SS}^{\max}}{|g_{S0}|^2 k_0 + M \rho_R |\hat{f}_{R0}|^2 + \tau + 1} > u_m \right) \\
&\quad \frac{|g_{SR}|^2 \alpha_m \rho_{SS}^{\max}}{|g_{SR}|^2 k_0 + M \rho_R |\hat{f}_{R}|^2 + \tau + 1} > u_m, \\
&\quad \frac{|g_{Rm}|^2 \beta_m \rho_R}{|g_{Rm}|^2 k_1 + \tau + 1} > u_0, \rho_{SS}^{\max} < \frac{\rho_T}{|h_{SP}^{\max}|^2} \\
&= \int_{\frac{\rho_T}{\rho_{SS}^{\max}}}^{\infty} \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} f(x, y, z, w, v) \\
&\quad dx dy dw dv dz \times \prod_{i=1}^m e^{-\frac{u_i (\tau + 1)}{2 \rho_R (\beta_i - u_i \sum_{j=1}^{m-1} \beta_j)}} \\
&= \frac{(\rho_{SS}^{\max} k_1)^2}{(\rho_{SS}^{\max} k_1 + M \eta u_0 \rho_R)(\rho_{SS}^{\max} k_1 + M \xi u_0 \rho_R)} \\
&\quad \times e^{-\frac{u_m (\tau + 1)}{2 k_1 \rho_T}} \left(1 - e^{-\frac{\rho_T}{2 \rho_{SS}^{\max}}} \right) \prod_{i=1}^m e^{-\frac{u_i (\tau + 1)}{2 \rho_R (\beta_i - u_i \sum_{j=1}^{m-1} \beta_j)}} \quad (40)
\end{aligned}$$

其中, $f(x, y, z, w, v) = \frac{1}{32 \eta \xi} e^{-\frac{1}{2}x - \frac{1}{2}y - \frac{1}{2}z - \frac{1}{2\eta}w - \frac{1}{2\xi}v}$,
 $a_3(v) = \frac{u_m (\tau + 1)}{\rho_{SS}^{\max} k_1} + \frac{M \rho_R w}{\rho_{SS}^{\max} k_1}$, $a_4(w) = \frac{u_m (\tau + 1)}{\rho_{SS}^{\max} k_1} + \frac{M \rho_R w}{\rho_{SS}^{\max} k_1}$

$$\begin{aligned}
\Delta_4 &= \Pr \left(\frac{|g_{S0}|^2 \alpha_m \frac{\rho_T}{|h_{SP}^{\max}|^2}}{|g_{S0}|^2 k_0 + M \rho_R |\hat{f}_{R0}|^2 + \tau + 1} > u_m, \right. \\
&\quad \frac{|g_{SR}|^2 \alpha_m \frac{\rho_T}{|h_{SP}^{\max}|^2}}{|g_{SR}|^2 k_0 + M \rho_R |\hat{f}_{R}|^2 + \tau + 1} > u_m, \\
&\quad \left. \frac{|g_{Rm}|^2 \beta_m \rho_R}{|g_{Rm}|^2 k_1 + \tau + 1} > u_0, \rho_{SS}^{\max} \geq \frac{\rho_T}{|h_{SP}^{\max}|^2} \right) \\
&= \int_{\frac{\rho_T}{\rho_{SS}^{\max}}}^{\infty} \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} f(x, y, z, w, v) \\
&\quad dx dy dw dv dz \times \prod_{i=1}^m e^{-\frac{u_i (\tau + 1)}{2 \rho_R (\beta_i - u_i \sum_{j=1}^{m-1} \beta_j)}} \\
&= \int_{\frac{\rho_T}{\rho_{SS}^{\max}}}^{\infty} \frac{(\rho_{SS}^{\max} k_2)^2}{2 (\rho_{SS}^{\max} k_2 + M \eta u_0 \rho_R z) (\rho_{SS}^{\max} k_2 + M \xi u_0 \rho_R z)} \\
&\quad \times e^{-\frac{u_m (\tau + 1)}{k_1 \rho_T} z} dz \times \prod_{i=1}^m e^{-\frac{u_i (\tau + 1)}{2 \rho_R (\beta_i - u_i \sum_{j=1}^{m-1} \beta_j)}} \quad (41)
\end{aligned}$$

其中, $a_5(v, z) = \frac{u_m (\tau + 1) + M \rho_R v}{\rho_{SS}^{\max} k_1} z$, $a_6(w, z) = a_5(w, z)$ 。

由于 Δ_4 无法直接计算出闭式解, 故采用高斯拉盖尔(Gauss-Laguerre)求积公式进行近似计算可得

$$\Delta_4 \approx \prod_{i=1}^m e^{-\frac{u_m (\tau + 1)}{2 \rho_R (\beta_m - u_m \sum_{j=1}^{m-1} \beta_j)}} \sum_{k=0}^N A_k f(z_k^*) \quad (42)$$

$$\begin{aligned}
f(z_k^*) &= \frac{(\rho_{SS}^{\max} k_2)^2}{2 (\rho_{SS}^{\max} k_2 + M \eta u_0 \rho_R z_k) (\rho_{SS}^{\max} k_2 + M \xi u_0 \rho_R z_k)} \\
&\quad \times e^{-\frac{u_m (\tau + 1)}{k_1 \rho_T} z_k} e^{z_k^*} \quad (43)
\end{aligned}$$

其中, $N = 8$ 表示确定近似复杂度和准确度的参数, $A_k = \frac{[(N+1)!]^2}{z_k [L'_{N+1}(z_k)]^2}$ ($k = 0, 1, \dots, N$), $L_{N+1}(z_k) = e^{z_k} \frac{d^{N+1}}{dx^{N+1}} (z_k^{N+1} e^{-z_k})$, $z_k = z_k^* + \frac{\rho_T}{\rho_{SS}^{\max}}$ 。

参考文献

- [1] BOCCARDI F, HEATH R W, LOZANO A, *et al.* Five disruptive technology directions for 5G[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2014, 52(2): 74–80. doi: 10.1109/MCOM.2014.6736746.
- [2] TIMOTHEOU S and KRIKIDIS I. Fairness for non-orthogonal multiple access in 5G systems[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2015, 22(10): 1647–1651. doi: 10.1109/LSP.2015.2417119.
- [3] 3GPP. Study on downlink multiuser superposition transmission (MUST) for LTE (Release 13)[R]. TR36.859, 2015.

- [4] BABU V S, DEEPAN N, and REBEKKA B. Performance analysis of cooperative full duplex NOMA system in cognitive radio networks[C]. 2020 International Conference on Wireless Communications Signal Processing and Networking (WiSPNET), Chennai, India, 2020: 84–87. doi: [10.1109/WiSPNET48689.2020.9198341](https://doi.org/10.1109/WiSPNET48689.2020.9198341).
- [5] IM G and LEE J H. Outage probability for cooperative NOMA systems with imperfect SIC in cognitive radio networks[J]. *IEEE Communications Letters*, 2019, 23(4): 692–695. doi: [10.1109/LCOMM.2019.2903040](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2019.2903040).
- [6] ARZYKULOV S, TSIFTSIS T A, NAURYZBAYEV G, et al. Outage performance of cooperative underlay CR-NOMA with imperfect CSI[J]. *IEEE Communications Letters*, 2019, 23(1): 176–179. doi: [10.1109/LCOMM.2018.2878730](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2018.2878730).
- [7] SUN Fan, DE CARVALHO E, POPOVSKI P, et al. Coordinated direct and relay transmission with linear non-regenerative relay beamforming[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2012, 19(10): 680–683. doi: [10.1109/LSP.2012.2211588](https://doi.org/10.1109/LSP.2012.2211588).
- [8] KADER M F, SHIN S Y, and LEUNG V C M. Full-duplex non-orthogonal multiple access in cooperative relay sharing for 5G systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(7): 5831–5840. doi: [10.1109/TVT.2018.2799939](https://doi.org/10.1109/TVT.2018.2799939).
- [9] KIM J B and LEE I H. Non-orthogonal multiple access in coordinated direct and relay transmission[J]. *IEEE Communications Letters*, 2015, 19(11): 2037–2040. doi: [10.1109/LCOMM.2015.2474856](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2015.2474856).
- [10] ZHONG Caijun and ZHANG Zhaoyang. Non-orthogonal multiple access with cooperative full-duplex relaying[J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(12): 2478–2481. doi: [10.1109/LCOMM.2016.2611500](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2016.2611500).
- [11] DONG Kunming, SHEN Bin, JIANG Huilin, et al. Outage performance analysis of underlay CR-NOMA network with coordinated direct and relay transmissions[C]. The 94th Vehicular Technology Conference (VTC2021-Fall), Norman, USA, 2021: 1–6. doi: [10.1109/VTC2021-Fall52928.2021.9625290](https://doi.org/10.1109/VTC2021-Fall52928.2021.9625290).
- [12] PEI Xinyue, YU Hua, WEN Miaowen, et al. NOMA-based coordinated direct and relay transmission with a half-duplex/full-duplex relay[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2020, 68(11): 6750–6760. doi: [10.1109/TCOMM.2020.3017002](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2020.3017002).
- [13] VU T H, NGUYEN T V, DA COSTA D B, et al. Performance analysis and deep learning design of underlay cognitive NOMA-based CDRT networks with imperfect SIC and co-channel interference[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(12): 8159–8174. doi: [10.1109/TCOMM.2021.3110209](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3110209).
- [14] LEE I H and JUNG H. User selection and power allocation for downlink NOMA systems with quality-based feedback in Rayleigh fading channels[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(11): 1924–1927. doi: [10.1109/LWC.2020.3008174](https://doi.org/10.1109/LWC.2020.3008174).
- [15] 于宝泉, 蔡跃明, 胡健伟. 认知无线电非正交多址接入随机网络物理层安全性能分析[J]. 电子与信息学报, 2020, 42(4): 950–956. doi: [10.11999/JEIT190049](https://doi.org/10.11999/JEIT190049).
YU Baoquan, CAI Yueming, and HU Jianwei. Performance analysis of physical layer security for cognitive radio non-orthogonal multiple access random network[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2020, 42(4): 950–956. doi: [10.11999/JEIT190049](https://doi.org/10.11999/JEIT190049).
- [16] SHEN Zhou, LIU Gang, DING Zhiguo, et al. Optimal power allocations for 5G non-orthogonal multiple access with half/full duplex relaying[C]. 2019 IEEE International Conference on Communications (ICC), Shanghai, China, 2019: 1–7. doi: [10.1109/ICC.2019.8761923](https://doi.org/10.1109/ICC.2019.8761923).

申 滨: 男, 教授, 研究方向为无线通信信号处理.

张 楠: 女, 硕士生, 研究方向为非正交多址接入.

蒋慧林: 女, 硕士, 研究方向为非正交多址接入.

董坤明: 男, 硕士, 研究方向为认知无线电.

责任编辑: 余 蓉