

文章编号:1007-5321(2022)06-0089-06

DOI:10.13190/j.jbupt.2022-003

基于直传和全双工中继的 CR-NOMA 系统 中断性能分析及功率分配

董坤明, 申 滨, 蒋慧林
(重庆邮电大学 通信与信息工程学院, 重庆 400065)

摘要: 针对非正交多址接入(NOMA)系统与认知无线电(CR)技术相结合的 CR-NOMA 系统,将协调直传和中继传输技术引入其中,以提高 CR-NOMA 系统的频谱效率和吞吐量。推导了非理想串行干扰消除和全双工中继情况下 NOMA 系统用户中断概率的精确闭式表达,并获得了在干扰温度限制或次级源发射功率趋近无穷时用户中断概率的渐近表达式。基于用户公平性和中断概率,提出了用户功率分配因子的优化算法。蒙特卡洛仿真实验的结果表明,用户的功率经过所提算法优化后,增加了用户之间的公平性,系统的总数据速率明显增大。

关键词: 非正交多址接入; 认知无线电; 直传和中继协作传输

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

Outage Performance Analysis and Power Allocation of CR-NOMA System on Coordinated Direct and Full Duplex Relay Transmission

DONG Kunming, SHEN Bin, JIANG Huilin

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

Abstract: The combination of non-orthogonal multiple access (NOMA) and cognitive radio (CR) technology results in a CR-NOMA system. In order to achieve higher spectrum efficiency and greater throughput, the technology of coordinated direct and relay transmission can be further introduced into the CR-NOMA system. In the case of non-ideal successive interference cancellation and full-duplex relay, the exact closed expression of NOMA user outage probability (OP) is derived, and the approximate expression of user OP is obtained when the interference temperature is constrained or the transmission power of the secondary source approaches infinity. In addition, based on user fairness and OP performance, a user power allocation factor optimization algorithm is proposed. Monte Carlo simulation verifies the consistency between theoretical analysis and experimental results. With the optimization of the proposed user power optimization algorithm, and compared with the fixed power allocation scheme, the user fairness is enhanced and the system rate is significantly increased.

Key words: non-orthogonal multiple access; cognitive radio; coordinate direct and relay transmission

无线数据服务和应用的普及,使无线频谱资源的需求和使用量增加,因此需要更高效地利用有限

收稿日期: 2022-01-10

基金项目: 国家自然科学基金项目(62071078)

作者简介: 董坤明(1996—),男,硕士生。

通信作者: 申 滨(1978—),男,教授,博士生导师,邮箱: shenbin@cqupt.edu.cn。

的频谱资源。通过非正交多址接入 (NOMA, non-orthogonal multiple access) 系统发送叠加信号, 在接收端利用串行干扰消除 (SIC, successive interference cancellation) 技术获取自身信号, 使频谱效率得到提升。

在蜂窝小区中难以保障处于小区边缘用户的服务质量, 边缘用户收到的信号一般很微弱, 通信质量低下。利用中继技术能够很好地解决这一问题^[1-2]。因此, 可在 NOMA 系统中引入协调直传和中继传输 (CDRT, coordinated direct and relay transmission) 技术, 其典型的应用场景在于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^[2-3]。利用 CDRT-NOMA 系统可有效提高远端用户的性能, 但需要额外增加带宽, 而近用户不需要中继转发信号, 反而增加了成本。将全双工 (FD, full duplex) 技术用于 CDRT-NOMA 系统, 可以在同一频带内同时完成中继发射和接收。此外, 认知无线电 (CR, cognitive radio) 作为提升频谱使用效率的一种新型技术, 允许主要用户 (PD, primary destination user) 和次级用户使用同一授权频谱。因此, 也可将 CR 技术引入 NOMA 系统以提升频谱效率。

目前已有较多学者对下垫式 CR-NOMA 系统进行了研究。Im 等^[4]基于理想 SIC 技术的 NOMA 系统, 推导出每个 CR 用户中断概率 (OP, outage probability) 的精确闭式表达。Arzykulov 等^[5-7]研究了一种解码转发协作的底层 CR-NOMA 系统, 基于非理想信道状态信息推导出 2 个用户的 OP 闭式表达, 针对多用户协作 CR-NOMA 系统, 推导出每个用户 OP 的闭式表达。但是, 研究中只考虑了用户通过中继与基站进行通信和基站与用户之间无直连链路的情况。

功率分配也是 NOMA 系统的重要研究内容^[8-9]。Wang 等^[8]推导出下行 NOMA 系统中 2 个用户的 OP 闭式表达, 并提出基于最大 OP 最小化的功率分配策略。Lee 等^[9]基于信道状态信息反馈的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, 但均未考虑系统的公平性。Gupta 等^[10]则提出了一种基于用户公平性的 NOMA 系统信道分配技术。

综上所述, 虽然学者对 CR-NOMA 系统在不同场景下进行了性能分析, 但未考虑现实情况中同时采用 FD 中继和 CDRT 技术的情况。此外, NOMA

接收机在实际应用中几乎不可能实现完美的 SIC, 因此, 采用 CDRT 技术保证次级源 (SS, secondary source) 直接与近端用户通信, 并且仅通过中继 R 与远端用户通信, 基于系统公平性和用户中断性能对用户的功率分配进行优化。

1 FD-CR-NOMA 系统

基于 CDRT 技术的 FD-CR-NOMA 系统模型如图 1 所示。其中: h_s 和 h_o 分别为 SS, R 与 PD 之间的信道系数; g_φ 为 SS, R, D_1 , D_2 之间的信道系数, $\varphi \in \{c, r, v, w, z\}$, c, r, v, w, z 分别为 SS 与 R, R 与 R, R 与 D_1 , R 与 D_2 , SS 与 D_1 之间的链路。

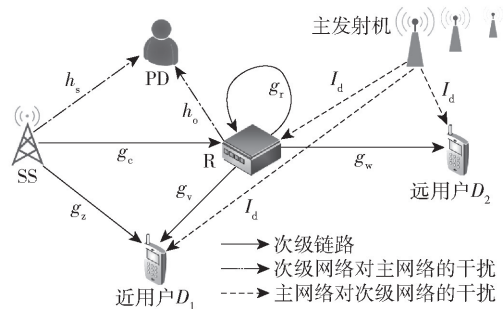


图 1 FD-CR-CDRT-NOMA 系统模型

假设 SS 和次级用户均为单天线, 中继 R 为双天线, 用于同时收发信号; 同信道系数之间为独立同分布, 建模为零均值、圆对称、复高斯随机变量; 所有接收机都受到均值为 0、方差为 σ^2 的加性高斯白噪声 (AWGN, additive white Gaussian noise) 的影响。 I_d 为主网络对次级网络的干扰, 均值为 0, 方差为 $\tau\sigma^2$, $\tau \in (0, 1)$; 仅当 PD 未受到次级网络干扰时才允许次级通信。SS 和 R 的可用功率为

$$P_{SS} \leq \min \left(\frac{T_{ITC}}{|h_s|^2}, P_{SS}^m \right) \quad (1)$$

$$P_R \leq \min \left(\frac{T_{ITC}}{|h_o|^2}, P_R^m \right) \quad (2)$$

其中: P_{SS}^m 为 SS 的最大可用功率, P_R^m 为 R 的最大可用功率, T_{ITC} 为 SS 和 R 的干扰温度限制 (ITC, interference temperature constraint), $h_s \sim \text{CN}(0, \sigma_s^2)$ 为 SS 和 PD 之间的信道系数, $h_o \sim \text{CN}(0, \sigma_o^2)$ 为 R 和 PD 之间的信道系数。

FD 中继在第 $t-1$ 时隙接收到 SS 发送的叠加信号为

$$X(t-1) = \sqrt{P_{SS}}\alpha_1 x_1(t-1) + \sqrt{P_{SS}}\alpha_2 x_2(t-1)$$

其中: α_1 和 α_2 分别为 D_1 和 D_2 的功率分配系数,

$x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 分别为 D_1 和 D_2 的期望信号。在第 t 时隙 R 解码转发给自己和 D_1 , 所以第 t 时隙 D_1 的接收信号为

$$y_1(t) = g_x X(t) + \sqrt{P_R} g_v x_2(t-1) + I_d + n_1(t) \quad (3)$$

其中: $X(t) = \sqrt{P_{SS}\alpha_1}x_1(t) + \sqrt{P_{SS}\alpha_2}x_2(t)$ 为 SS 发送给 D_1 和 D_2 的叠加信号, 满足 $\alpha_1 + \alpha_2 = 1, \alpha_1 < \alpha_2$, $E(|x_1(t)|^2) = E(|x_2(t)|^2) = 1$; SS 和 D_1 之间的信道系数 $g_x \sim \text{CN}(0, \sigma_x^2)$; R 和 D_1 之间的信道系数 $g_v \sim \text{CN}(0, \sigma_v^2)$, $n_1(t)$ 为 D_1 的 AWGN。

根据 NOMA 系统解码原理, D_1 可以解码 D_2 的信号, 因此 $x_2(t-1)$ 属于 D_1 的先验信息。假设利用 SIC 技术可以消除 $x_2(t-1)$ 对中继和 D_1 的干扰, D_1 经 SIC 后的信号^[4]为

$$y_1^{\text{SIC}}(t) = g_x X(t) + I_d + n_1(t) \quad (4)$$

D_1 首先解码 D_2 的信号 $x_2(t)$, 执行 SIC 并消除 $x_2(t)$, 然后解码自己的信号 $x_1(t)$ 。因此, 在 D_1 处解码 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 时对应的信号干扰噪声比 (SINR, signal to interference plus noise ratio) 分别为

$$\gamma_1^{x_1} = \frac{|g_x|^2 \alpha_2 \rho_{SS}}{|g_x|^2 \alpha_1 \rho_{SS} + \tau + 1} \quad (5)$$

$$\gamma_1^{x_2} = \frac{|g_x|^2 \alpha_1 \rho_{SS}}{|f_z|^2 \alpha_2 \rho_{SS} + \tau + 1} \quad (6)$$

其中: 执行 SIC 之后的残余干扰 $f_z \sim \text{CN}(0, \xi \sigma_x^2)$, $0 \leq \xi \leq 1$; $\rho_{SS} = P_{SS}/\sigma^2$ 为 SS 的发送信噪比 (SNR, signal-to-noise ratio)。

同理, 在 R 处接收到的信号为

$$y_R(t) = g_c X(t) + \sqrt{P_R} g_r x_2(t-1) + I_d + n_R(t) \quad (7)$$

其中: SS 与 R 之间的信道系数 $g_c \sim \text{CN}(0, \sigma_c^2)$, FD 模式下 R 的自干扰信道系数 $g_r \sim \text{CN}(0, \sigma_r^2)$, $n_R(t)$ 为 R 处的 AWGN。R 经 SIC 后的信号为

$$y_R^{\text{SIC}}(t) = g_c X(t) + I_d + n_R(t) \quad (8)$$

在 R 处解码 $x_2(t)$ 的 SINR 为

$$\gamma_R^2 = \frac{|g_c|^2 \alpha_2 \rho_{SS}}{|g_c|^2 \alpha_1 \rho_{SS} + \tau + 1} \quad (9)$$

在 D_2 处的接收信号为

$$y_2(t) = g_w \sqrt{P_R} x_2(t-1) + I_d + n_2(t) \quad (10)$$

其中: R 和 D_2 之间的信道系数 $g_w \sim \text{CN}(0, \sigma_w^2)$, $n_2(t)$ 为 D_2 处的 AWGN。

在 D_2 处解码 $x_2(t)$ 的 SNR 为

$$\omega = |g_w|^2 \frac{\rho_R}{\tau + 1} \quad (11)$$

其中 R 的发送 SNR $\rho_R = P_R/\sigma^2$ 。

D_1 和 D_2 对应的数据速率分别为

$$C_1 = \text{lb}(1 + \gamma_1^{x_1}) \quad (12)$$

$$C_2 = \text{lb}(1 + \min(\gamma_1^{x_1}, \gamma_R^2, \omega)) \quad (13)$$

2 OP 的性能分析

2.1 次级用户 D_1 的 OP

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, OP 是衡量时延敏感传输的重要性能指标。假设 η_1 和 η_2 为根据期望服务质量所预设的 D_1 和 D_2 可达速率的门限, 同时为了方便计算, 定义 $u_1 = 2^{\eta_1} - 1$ 和 $u_2 = 2^{\eta_2} - 1$ 。

情况 1 当 $u_2 < \alpha_2/\alpha_1$ 时, D_1 的 OP 为

$$V_{\text{out}}^{D_1} = 1 - Q \left(\underbrace{\gamma_1^{x_1} > u_2, \gamma_1^{x_2} > u_1, \rho_{SS} < \frac{\rho_T}{|h_s|^2}}_{\Delta_1} \right) - \underbrace{Q \left(\gamma_1^{x_1} > u_2, \gamma_1^{x_2} > u_1, \rho_{SS} > \frac{\rho_T}{|h_s|^2} \right)}_{\Delta_2} \quad (14)$$

其中: Q 为概率, $\rho_T = T_{\text{ITC}}/\sigma^2$ 。

定理 1 对于 $\kappa_1 \leq \kappa_2$, Δ_1 和 Δ_2 分别为

$$\Delta_1 = \frac{1}{1 + \xi \alpha_2 \kappa_2} e^{-\frac{\kappa_2(\tau+1)}{2\rho_{SS}}} (1 - e^{-\frac{\rho_T}{2\rho_{SS}}}) \quad (15)$$

$$\Delta_2 = \left(\frac{1}{1 + \xi \alpha_2 \kappa_2} \right) \frac{\rho_T}{\kappa_2(\tau+1) + \rho_T} e^{-\frac{\kappa_2(\tau+1) + \rho_T}{2\rho_{SS}}} \quad (16)$$

其中: $\rho_{SS}^m = \frac{P_{SS}^m}{\sigma^2}$, $\kappa_1 = \frac{u_2}{\alpha_2 - \alpha_1 u_2}$, $\kappa_2 = \frac{u_1}{\alpha_1}$ 。

通过数学推导, D_1 的 OP 为

$$V_{\text{out}}^{D_1} = 1 - \Delta_1 - \Delta_2 = 1 - \frac{1}{1 + \alpha_2 \kappa_2 \xi} e^{-\frac{\kappa_2(\tau+1)}{2\rho_{SS}}} \left(1 - \frac{\kappa_2(\tau+1)}{\rho_T + \kappa_2(\tau+1)} e^{-\frac{\rho_T}{2\rho_{SS}}} \right) \quad (17)$$

定理 2 当 $\kappa_1 > \kappa_2$ 时, Δ_1 和 Δ_2 分别为

$$\Delta_1 = (1 - e^{-\frac{\rho_T}{2\rho_{SS}}}) (1 - e^{-\frac{a_3}{2\xi}}) e^{-\frac{\kappa_1(\tau+1)}{2\rho_{SS}}} + \frac{1}{1 + \xi \alpha_2 \kappa_2} (1 - e^{-\frac{\rho_T}{2\rho_{SS}}}) e^{-\frac{1 + \xi \alpha_2 \kappa_2 a_3}{2\xi} - \frac{\kappa_2(\tau+1)}{2\rho_{SS}^2}} \quad (18)$$

$$\Delta_2 = \frac{\rho_T}{\rho_T + \kappa_1(\tau+1)} e^{-\frac{\rho_T + \kappa_1(\tau+1)}{2\rho_{SS}}} (1 - e^{-\frac{a_3}{2\xi}}) + \frac{\rho_T}{(\rho_T + \kappa_2(\tau+1))(1 + \xi \alpha_2 \kappa_2)} e^{-\frac{\rho_T + \kappa_2(\tau+1)}{2\rho_{SS}}} e^{-\frac{a_3(1 + \xi \alpha_2 \kappa_2)}{2\xi}} \quad (19)$$

其中 $a_3 = \frac{(\kappa_1 - \kappa_2)(\tau + 1)}{\alpha_2 \kappa_2 \rho_{SS}^m}$ 。

再经过数学推导, D_1 的 OP 为

$$V_{out}^{D_1} = 1 - \Delta_1 - \Delta_2 = 1 - \frac{\rho_T}{\rho_T + \kappa_1(\tau + 1)} e^{-\frac{\rho_T + \kappa_1(\tau + 1)}{2\rho_{SS}^m}} \left(1 - \frac{\xi \alpha_2 \kappa_2}{1 + \xi \alpha_2 \kappa_2} e^{-\frac{a_3}{2\xi}} \right) - \frac{\rho_T}{\rho_T + \kappa_1(\tau + 1)} e^{-\frac{\kappa_1(\tau + 1)}{2\rho_{SS}^m}} - \left(\frac{\rho_T}{\rho_T + \kappa_1(\tau + 1)} - \frac{\rho_T}{\rho_T + \kappa_2(\tau + 1)} \right) \frac{1}{1 + \xi \alpha_2 \kappa_2} e^{-\frac{\rho_T + \kappa_1(\tau + 1)}{2\rho_{SS}^m} - \frac{a_3}{2\xi}} \quad (20)$$

情况 2 当 $u_2 \geq \alpha_2/\alpha_1$ 时, D_1 的 OP 为

$$V_{out}^{D_1} = 1 \quad (21)$$

2.2 次级用户 D_2 的 OP

D_2 解码信号分为 2 种情况: ①R 解码 $x_2(t)$ 失败; ②R 成功解码 $x_2(t)$, D_2 解码 $x_2(t)$ 失败。

情况 1 当 $u_2 < \alpha_2/\alpha_1$ 时, D_2 的 OP 为

$$V_{out}^{D_2} = 1 - Q(\gamma_R^2 > u_2, \omega > u_2) = F_{\gamma_R^2}(u_2) + F_{\omega}(u_2) - F_{\gamma_R^2}(u_2)F_{\omega}(u_2) \quad (22)$$

其中 $F_{\gamma_R^2}(u_2)$ 和 $F_{\omega}(u_2)$ 分别为 γ_R^2 和 ω 的累积分布函数。

D_2 的 OP 闭式表达为

$$V_{out}^{D_2} = 1 - \left(e^{-\frac{\kappa_1(\tau + 1)}{2\rho_{SS}^m}} - \frac{\kappa_1(\tau + 1)}{\kappa_1(\tau + 1) + \rho_T} e^{-\frac{\kappa_1(\tau + 1) + \rho_T}{2\rho_{SS}^m}} \right) \times \left(e^{-\frac{u_2(\tau + 1)}{2\rho_R^m}} - \frac{u_2(\tau + 1)}{\rho_T + u_2(\tau + 1)} e^{-\frac{u_2(\tau + 1) + \rho_T}{2\rho_R^m}} \right) \quad (23)$$

情况 2 当 $u_2 \geq \alpha_2/\alpha_1$ 时, D_2 的 OP 为 $V_{out}^{D_2} = 1$ 。

2.3 次级用户 D_1 和 D_2 的 OP 渐近式

当 T_{ITC} 趋近无穷时, D_1 和 D_2 的 OP 渐近式分别为

$$\lim_{T_{ITC} \rightarrow \infty} V_{out}^{D_1} = \begin{cases} 1 - \frac{1}{1 + \alpha_2 \kappa_2 \xi} e^{-\frac{\kappa_2(\tau + 1)}{2\rho_{SS}^m}}, & \kappa_1 \leq \kappa_2 \\ 1 - e^{-\frac{\kappa_1(\tau + 1)}{2\rho_{SS}^m}}, & \kappa_1 > \kappa_2 \end{cases} \quad (24)$$

$$\lim_{T_{ITC} \rightarrow \infty} V_{out}^{D_2} = 1 - e^{-\frac{\kappa_1(\tau + 1)}{2\rho_{SS}^m}} e^{-\frac{u_2(\tau + 1)}{2\rho_R^m}} \quad (25)$$

当 P_{SS}^m 趋近于无穷时, D_1 和 D_2 的 OP 渐近表达式分为以下 2 种情况。

1) 当 $\kappa_1 > \kappa_2$ 时, D_1 的 OP 渐近表达式为

$$\lim_{P_{SS}^m, P_R^m \rightarrow \infty} V_{out}^{D_1} = 1 - \frac{\rho_T}{\rho_T + \kappa_1(\tau + 1)} \left(1 - \frac{\xi \alpha_2 \kappa_2}{1 + \xi \alpha_2 \kappa_2} e^{-\frac{a_3}{2\xi}} \right) -$$

$$\frac{\rho_T}{\rho_T + \kappa_1(\tau + 1)} - \left(\frac{\rho_T}{\rho_T + \kappa_1(\tau + 1)} - \frac{\rho_T}{\rho_T + \kappa_2(\tau + 1)} \right) \times \frac{1}{1 + \xi \alpha_2 \kappa_2} e^{-\frac{a_3}{2\xi}} \quad (26)$$

2) 当 $\kappa_1 \leq \kappa_2$ 时, D_1 和 D_2 的 OP 渐近式分别为

$$\lim_{P_{SS}^m, P_R^m \rightarrow \infty} V_{out}^{D_1} = 1 - \frac{\rho_T^2}{(\kappa_1(\tau + 1) + \rho_T)(u_2(\tau + 1) + \rho_T)} \quad (27)$$

$$\lim_{P_{SS}^m, P_R^m \rightarrow \infty} V_{out}^{D_2} = 1 - e^{-\frac{\kappa_1(\tau + 1)}{2\rho_{SS}^m}} e^{-\frac{u_2(\tau + 1)}{2\rho_R^m}} \quad (28)$$

3 用户功率分配算法

为保证系统公平性指标和用户 OP 满足最低门限, 提出一种系统总数据速率最大化的优化方法。由于系统总数据速率主要由近用户 D_1 决定, 所以实现系统总数据速率最大化的核心思想是为近用户分配尽可能多的功率, 且满足 OP 门限。然而, 考虑到系统的公平性, 需要为远用户 D_2 分配一定的资源并满足 OP 门限, 因此, 系统总数据速率会受系统公平因子 L 和 OP 门限的影响。当基站传输功率固定时, 为 D_2 分配较多的功率能够实现更高的系统公平性, 但系统总数据速率将下降; 反之, 为 D_2 分配较少的功率能够提升系统总数据速率, 但系统的公平性将下降且导致 OP 增大。因此, 系统总数据速率最大化与系统公平性指标及 OP 门限相斥, 需要综合考虑。最优化问题表示为

$$\begin{aligned} \max_{\alpha_1, \alpha_2} C_{\text{sum}} &= C_1 + C_2 \\ \text{s. t. } V_{out}^{D_1} &\leq k_1, V_{out}^{D_2} \leq k_2 \\ L &= L^* \\ \alpha_1 &< \alpha_2, \alpha_1 + \alpha_2 &\leq 1 \end{aligned} \quad (29)$$

其中: C_{sum} 为系统总数据速率, k_1 和 k_2 分别为 D_1 和 D_2 的 OP 门限, L 为系统公平性因子。

可通过公平性因子衡量系统的公平性, 即

$$L = \frac{\left(\sum_{i=1}^2 C_i \right)^2}{2 \sum_{i=1}^2 C_i^2} \quad (30)$$

综上所述, 系统总数据速率与系统公平性和 OP 门限呈负相关, 在实现其最大化的目标时, 需要考虑功率的分配调度以满足系统公平性指标和 OP 门限。由于系统总数据速率为分段函数且目标函数中包含多变量因子, 所以无法直接将 Karush-Kuhn-Tucker 方法应用于此模型, 得到最优功率分配方案。

基于以上原因,在贪婪算法及二分法的基础上提出一种功率分配算法,基本思想是:由于 D_1 为近用户,可为其分配较少的功率,若 $\alpha_1 = x$,则 $x < 0.5$ 。令 α_1 按照确定的步长在 $[0.1, 0.5)$ 递增取值,根据信道条件信息得出 $\alpha_1 < \alpha_2$,并且可得 α_1 满足条件的功率分配矩阵 \mathbf{P}_A ,且 $\alpha_2 + \alpha_1 \leq 1$,则 α_2 对应的搜索区间为 $[\alpha_1, 1 - \alpha_1)$;通过 OP 门限进一步计算 α_2 的搜索区间,两者取交集得出 α_2 的搜索区间 $[a, b]$;然后根据二分搜索法找到满足系统公平指数因子 L^* 情况下的最优传输分配方案;最后利用排序算法得到能够使系统总数据速率最大化的功率分配方案。

4 仿真与分析

下面给出瑞利衰落信道下 D_1 和 D_2 的数值分析和仿真结果。系统参数设置为 $\eta_1 = \eta_2 = 1$, $\alpha_1 = 0.2$, $\alpha_2 = 0.8$, $P_{SS}^m = P_R^m$ 。

在 $T_{ITC}/\sigma^2 = 10$ dB 和不同 τ 时,用户 D_1 和 D_2 的 OP 变化情况如图 2 所示。可见,随着 T_{ITC}/σ^2 的递增, D_1 和 D_2 的中断性能越来越差;随着 τ 的增加, D_1 和 D_2 的中断性能也变差。因为 τ 越大,主网络对次级网络的干扰越强,导致用户的中断性能变差。当 T_{ITC} 趋近于无穷时,仿真曲线趋近于上限,与 2.3 节中的计算结果重合。

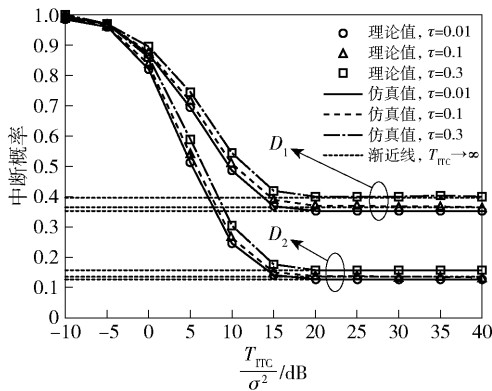


图 2 T_{ITC} 与用户中断概率的关系

在 $P_{SS}^m/\sigma^2 = 10$ dB 时不同的 SIC 残余干扰 ξ 对用户 D_1 和 D_2 中断性能的影响如图 3 所示。可见,随着 ξ 的增加, D_1 的中断性能越来越差, D_2 的中断性能不变。因为 D_2 是弱用户,分配到的功率更多,执行 SIC 时首先解码的就是 D_2 的目标信号 $x_2(t)$,所以不受残余干扰的影响。SS 发射功率 P_{SS}^m 趋近于无穷时,OP 趋近于稳定,仿真曲线与 2.3 节中的计算

结果重合。

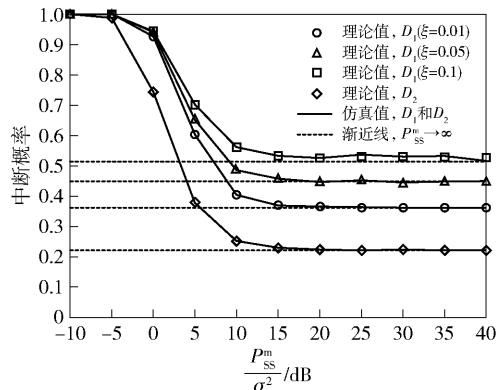


图 3 不同 SIC 残余与用户中断概率的关系

在固定、随机功率分配方案和所提功率分配算法优化后, D_1 和 D_2 的中断性能如图 4 所示。可见,所提功率优化算法的中断性能相对变差。因为在公平性因子影响下, D_1 分配的功率相对增加, D_2 分配的功率相对减少。虽然 D_2 的 OP 相对降低,但是 D_1 和 D_2 之间的公平性在优化后得到较大改善。

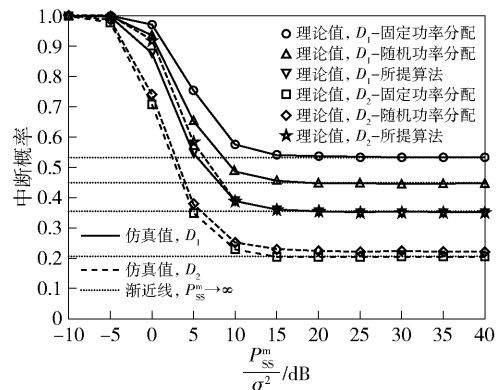


图 4 不同功率分配方案下用户的中断概率

图 5 所示为经过固定、随机功率分配方案和所提功率分配算法优化后的系统总数据速率。可见,

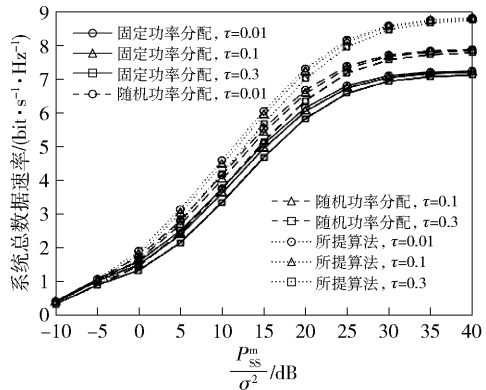


图 5 不同功率分配方案下的系统总数据速率

随着 τ 增加, 3 种方案的系统总数据速率均减少, 但对速率的影响很小。与固定及随机功率分配方案相比, 所提功率分配算法优化后的系统总数据速率明显提升。

5 结束语

针对 FD-CR-NOMA 系统, 考虑到来自主网络的干扰、非理想的 SIC 和引入 CDRT 传输方案, 推导出 2 个 NOMA 用户的 OP 闭式表达, 且分析了 SS 和 R 发射功率或温度干扰限制趋近于无穷时用户 OP 的渐近表达式。还提出了用户公平性及 OP 联合功率分配算法, 对用户进行功率分配优化。仿真结果表明, 所提算法保证了用户之间的公平性, 并且提高了系统总数据速率。

参考文献:

- [1] SUN F, 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.
- [2] 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.
- [3] ZHONG C J, ZHANG Z Y. Non-orthogonal multiple access with cooperative full-duplex relaying [J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(12): 2478-2481.
- [4] IM G, 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.
- [5] ARZYKULOV S, TSIFTSIS T A, NAVPRYZBAYEV G, et al. Outage performance of underlay CR-NOMA networks with detect-and-forward relaying [C] // *GLOBECOM 2018; IEEE Global Communications Conference*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2018: 1-6.
- [6] ARZYKULOV S, TSIFTSIS T A, NAVPRYZBAYEV G, et al. Outage performance of cooperative underlay CR-NOMA with imperfect CSI [J]. *IEEE Communications Letters*, 2019, 23(1): 176-179.
- [7] ARZYKULOV S, NAURYZBAYEV G, TSIFTSIS T A. On the outage of underlay CR-NOMA networks with detect-and-forward relaying [J]. *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, 2019, 5(3): 795-804.
- [8] WANG J L, XIA B, XIAO K X, et al. Performance analysis and power allocation strategy for downlink NOMA systems in large-scale cellular networks [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(3): 3459-3464.
- [9] LEE I H, 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.
- [10] GUPTA P, GHOSH D. User fairness based energy efficient power allocation for downlink cellular NOMA system [C] // *ICCCS 2020; 5th International Conference on Computing, Communication and Security*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2020: 1-5.