

基于自能量回收的全双工用户协作NOMA系统性能分析

李素月¹, 刘军怀¹, 郝鹏昇¹, 闫森¹, 王安红¹, Sami Muhaidat²

(1. 太原科技大学电子信息工程学院, 山西太原 030024; 2. Khalifa 大学, 阿联酋阿布扎比 127788)

摘要: 自干扰的存在是全双工(Full Duplex, FD)用户协作中继系统中的不利因素, 本文研究了基于自能量回收(Self-Energy Recycling, SER)的FD用户协作非正交多址(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)中继系统, 在FD用户中继处考虑了不同的转发协议以及同时的信息和功率传输, 并对NOMA弱用户考虑了不同协议下选择合并和最大比合并两种合并方案, 分别推导了不同方案组合下系统用户的中断概率, 并提供了各用户中断概率的解析表达式. 仿真结果表明提出的基于不同转发协议的SER方案与现有的方案相比, 其中断性能均有所提升, 并验证了蒙特卡洛仿真与推导的解析表达式的一致性. 此外给出了不同参数下的性能仿真对比, 为实际系统中合适的参数和方案选择提供了理论参考.

关键词: 全双工; 非正交多址; 自能量回收; 转发协议; 选择合并; 最大比合并

中图分类号: TN911.1

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2022)02-0326-13

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20210590

Performance Analysis of Self-Energy Recycling Based Full Duplex User Cooperative NOMA Systems

LI Su-yue¹, LIU Jun-huai¹, HAO Peng-sheng¹, YAN Sen¹, WANG An-hong¹, Sami Muhaidat²

(1. School of Electronic and Information Engineering, Taiyuan University of Science and Technology, Taiyuan, Shanxi 030024, China;

2. Khalifa University, Abu Dhabi 127788, The United Arab Emirates)

Abstract: The existence of self-interference signal is an unfavorable factor in full duplex(FD) user cooperative relaying system. This paper investigates the FD user cooperative non-orthogonal multiple access(NOMA) relay system based on self-energy recycling(SER), where different forwarding protocols and simultaneous wireless information and power transfer are taken into consideration for FD user relay, and both selection combining and maximum ratio combining schemes are incorporated for the NOMA weak user. We derive the outage probabilities of system users under several combinations consisting of different protocols and schemes, and also provide the analytical expressions of outage probabilities for respective users. Simulation results show that the outage performance of the proposed SER scheme based on different forwarding protocols is improved compared with the existing schemes, and the consistencies between Monte Carlo simulations and the derived analytical expressions are verified. Additionally, we present the performance comparison under different parameters by intensive simulations, which provides a theoretical reference for the selection in terms of proper parameters and schemes in practical systems.

Key words: full duplex; non-orthogonal multiple access; self-energy recycling; forwarding protocols; selection combining; maximum ratio combining

1 引言

全双工(Full Duplex, FD)是5G无线通信系统的关键技术之一,它能够提高系统吞吐量和中断概率,但是

在FD系统中会不可避免地产生自干扰信号,因此抑制其自干扰是首要任务,而目前的自能量回收技术是一个比较有吸引力的方法^[1].另一方面,由于射频(Radio

Frequency, RF)信号能够同时传输信息和能量,为能量受限节点提供了方便和永久的电源,因此同时的信息和功率传输(Simultaneous Wireless Information and Power Transfer, SWIPT)成为一个非常有吸引力的研究方向,Zeng Y等^[2]首次提出了在中继端采用FD模式实现环路自干扰能量回收(Self-Energy Recycling, SER),从而实现了FD系统中自干扰的抑制.同年文献^[3]研究了基于DF中继SER的无线协作网络及其能量效率的优化问题.之后学者们对SER技术在不同的系统模型中做了大量的研究.

通过调研近几年的文献,SER技术主要从两个方面进行研究.一方面是基于文献^[3]进行的研究,即将整个系统分为两个时隙,第一时隙中信源向中继端发送信号,第二时隙中信源发送专用能量信号给中继提供能量,而后利用收集的专用能量和自干扰能量向目的端转发信号^[4-10].从这些文献可以看出,在不同的研究场景和性能指标(中断性能、保密速率、可实现速率)下,对FD系统SER技术的利用优于单纯的基于功率分割的(Power Splitting-based Relaying, PSR)或基于时间切换的(Time Switching-based Relaying, TSR)能量收集方案.

另一方面,有些文献在中继端把SER技术和能量收集技术相结合进行研究^[11-18].具体地,文献^[11]研究了基于自能量回收的解码转发(Decode-and-Forward, DF)双跳FD无线中继网络的中断概率最小化问题,进而提出了联合的时间和功率分配方案,与具有自干扰的FD方案相比,所研究的FD网络的中断概率明显降低.文献^[12]研究了安全的多用户无线FD通信系统的资源分配问题,通过联合优化能量发射器的能量协方差矩阵以及信息发射器的信息波束赋形和人工噪声协方差矩阵,研究了最坏情况下鲁棒的保密速率最大化问题.文献^[13]研究了一种基于DF协议的FD系统,其中多天线的中继采用TSR协议从信源收集能量并将信息传输到目的地,通过优化中继处的接收和发射波束赋形器以及时间切换参数来使瞬时吞吐量最大化.文献^[14]和^[15]分别研究了基于DF和放大转发(Amplify-and-Forward, AF)的FD自能量回收中继系统的波束赋形,优化中继处的波束赋形矢量和功率分割比使获得的能量达到最大值.文献^[16]研究了一种具有SWIPT及SER功能的新型FD传输结构,联合优化了FD接入点的最佳发射波束赋形矢量、全双工移动站的接收功率分割及发射功率值,结果表明SER可显著降低FD系统的加权总发射功率.文献^[17]考虑了基于DF无线多天线的中继的发射波束赋形器和功率分割因子的联合优化,验证了在发射功率方面的优势.文献^[18]研究一个FD中继辅助的无线网络的能量收集方案可以实现更高

的系统吞吐量.

不过,上述绝大多数文献^[2,3,5~18]均是基于DF或AF中继协议的正交多址(Orthogonal Multiple Access, OMA)系统.非正交多址(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)技术也是5G通信系统的关键技术之一,其优势是可以提高系统的频谱效率和用户连接数.有学者研究了基于专用中继的自能量回收FD NOMA系统的中断性能^[19],以及基于DF、AF和量化映射转发中继协议的NOMA系统的中断性能^[4].不过建造大量专用中继的成本和能耗较高,且不方便移动场景下的协作.鉴于以上研究分析,本文考虑NOMA系统全双工用户协作及其自干扰信号的能量收集,研究不同转发协议对弱用户的中断性能的影响,并推导用户在不同合并方式下近似的闭式中断概率表达式.最后通过大量的仿真对所推导的结果进行验证分析.

2 系统模型

考虑一个基于用户协作和自能量回收的下行链路NOMA系统模型,如图1所示,基站(BS)和 $U1$ 之间存在直接链路,基站向远处的用户 $U1$ 发送信息,附近的全双工用户 $U2$ 可作为中继协助 $U1$ 进行通信,通过收集自干扰信号的能量来提高 $U1$ 的中断性能,其中BS和 $U1$ 都是单天线. $U2$ 工作于FD模式,其发射天线和接收天线各一个,接收天线可被激活进行信息和能量的接收,发射天线同时被激活用于信息传输,可采用DF、AF或混合解码放大转发(Hybrid Decode-and-Amplify Forward, HDAF)协议,且利用PSR协议进行能量收集.在 $U1$ 处采用选择合并(Selection Combining, SC)和最大比合并(Maximum Ratio Combining, MRC)对 $U2$ 转发信号及基站直传信号进行合并. $U2$ 不仅能从BS发射的叠加信号收集能量,也可从自干扰信号 $s(t)$ 回收能量.此外,BS $\rightarrow U1$ 、BS $\rightarrow U2$ 和 $U2\rightarrow U1$ 的信道为独立复高斯衰落,其信道分别表示为 $h_{1s}(t)$ 、 $h_{2s}(t)$ 和 $h_{12}(t)$,均值皆为0,对应的方差为 λ_{1s} 、 λ_{2s} 和 λ_{12} .不失一般性,假设FD自干扰信道 $h_s(t)$ 为复高斯衰落,方差为 λ_s .

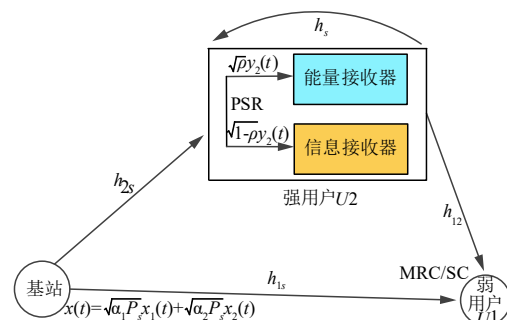


图1 系统模型

基站发射的 NOMA 叠加信号表示为 $x(t) = \sqrt{\alpha_1 P_s} x_{1s}(t) + \sqrt{\alpha_2 P_s} x_{2s}(t)$, 这里 α_1, α_2 为 $U1$ 和 $U2$ 的功率分配系数, 且 $\alpha_1 + \alpha_2 = 1, \alpha_1 > \alpha_2$. $x_{1s}(t)$ 和 $x_{2s}(t)$ 分别为 $U1$ 和 $U2$ 的信息, 假设 $E(|x_{1s}(t)|^2) = E(|x_{2s}(t)|^2) = 1$.

P_s 表示 BS 发射功率. 基站广播叠加信号 $x(t)$ 给 $U1$ 和 $U2$, 则在 $U1$ 和 $U2$ 处的接收信号分别为

$$y_1(t) = h_{1s}(t)x(t) + n_1(t) \quad (1)$$

$$y_2(t) = h_{2s}(t)x(t) + \sqrt{P_r} h_s(t)s(t) + n_2(t) \quad (2)$$

其中, P_r 为 $U2$ 的转发功率, $s(t)$ 为 $U2$ 处 FD 产生的自干扰信号且假设 $E(|s(t)|^2) = 1$, $n_1(t)$ 和 $n_2(t)$ 分别是 $U1$ 和 $U2$ 处的加性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN). 式(1)是直接链路的信号, $U1$ 根据此式解码 x_{1s} 的信干噪比 (Signal Interference-plus-Noise Ratio, SINR) 表示为

$$\gamma_{1,x_{1s}}^{\text{BS}} = \frac{a_1 |h_{1s}(t)|^2}{a_3 |h_{1s}(t)|^2 + 1} \quad (3)$$

其中, $a_1 = \alpha_1 \gamma, a_3 = \alpha_2 \gamma, \gamma = P_s / \sigma^2$ 为传输信噪比 (Signal Noise Ratio, SNR).

在 $U2$ 处采用 PSR 协议, 接收信号被分割成两部分, 一部分 $\sqrt{\rho} y_2(t)$ 是能量信号, 另一部分 $\sqrt{1-\rho} y_2(t)$ 是实际接收的信息信号, 分别表示为

$$y_2^E(t) = \sqrt{\rho} y_2(t) \quad (4)$$

$$y_2^I(t) = \sqrt{\rho'} y_2(t) + n_c(t) \quad (5)$$

其中, $n_c(t)$ 是 RF 信号转化为基带信号过程中的转换噪声, ρ 是功率分割因子, 则 $\rho' = 1 - \rho$ 为信息转发因子. 由式(4)可得收集的功率为 $P_r = \eta \rho P_s |h_{2s}(t)|^2 / (1 - \eta \rho |h_s(t)|^2)$, 这里 η 为能量转换系数, 为保证 P_r 分母大于零, $|h_s(t)|^2 < 1/(\eta \rho)$. 为简化表示, 之后省略时间 t .

根据式(5)和串行干扰消除 (Successive Interference Cancellation, SIC) 原理, $U2$ 首先检测 $U1$ 信息 x_{1s} , 此时 SINR 表示为

$$\gamma_{2,x_{1s}} = \frac{a_1 |h_{2s}|^2 - a_2 |h_{2s}|^2 |h_s|^2}{a_3 |h_{2s}|^2 + a_2 |h_{2s}|^2 |h_s|^2 - a_4 |h_s|^2 + a} \quad (6)$$

其中, 系数 $a = 1 + 1/\rho', a_2 = \alpha_1 \eta \rho \gamma, a_4 = \alpha \eta \rho$. 成功解码 $U1$ 信息并将之从式(5)中减去之后, $U2$ 进一步检测自身的信息 x_{2s} , 可得其 SINR 为

$$\gamma_{2,x_{2s}} = \frac{a_3 |h_{2s}|^2 - a_5 |h_{2s}|^2 |h_s|^2}{a_6 |h_{2s}|^2 |h_s|^2 - a_4 |h_s|^2 + a} \quad (7)$$

其中, $a_5 = \alpha_2 \eta \rho \gamma, a_6 = \eta \rho \gamma, a_7 = \eta \rho$.

2.1 DF 协议

考虑 $U2$ 采用 DF 协议辅助 $U1$ 转发信息, $U2$ 先从接收的叠加信号中解码 $U1$ 的信息 x_{1s} , 然后转发给 $U1$, 则 $U1$ 接收的中继链路的信号为

$$y_1^{\text{DF}} = \sqrt{P_r} h_{12} x_{1s} + n_1^{\text{DF}} \quad (8)$$

其中 n_1^{DF} 为 AWGN. 由式(8)可得 $U1$ 的 SINR 为

$$\gamma_{1,x_{1s}}^{\text{DF}} = \frac{a_6 |h_{2s}|^2 |h_{12}|^2}{1 - a_7 |h_s|^2} \quad (9)$$

2.2 AF 协议

考虑 $U2$ 对 PSR 分割后的接收信号采用 AF 协议转发给 $U1$, $U1$ 接收的转发信号表示为

$$y_1^{\text{AF}} = \sqrt{P_r} \beta h_{12} y_2^I + n_1^{\text{AF}} \quad (10)$$

其中, AF 放大因子 $\beta = \frac{a_8 |h_{2s}|^2}{\sqrt{\gamma |h_{2s}|^2 - a_4 |h_{2s}|^2 + a}}$, 其计算

过程参见文献[20], $a_8 = a_6/\rho', n_1^{\text{AF}}$ 为 AWGN. 则 $U1$ 解码 x_{1s} 的 SINR 表示为

$$\gamma_{1,x_{1s}}^{\text{AF}} = \frac{a_1 |h_{2s}|^6 |h_{12}|^2 - a_2 |h_{2s}|^6 |h_{12}|^2 |h_s|^2}{a_3 |h_{2s}|^6 |h_{12}|^2 + a_2 |h_{2s}|^6 |h_{12}|^2 |h_s|^2 + (a - a_4 |h_s|^2) |h_{2s}|^4 |h_{12}|^2 + b} \quad (11)$$

其中, $b = \frac{1}{\sigma^2 a_6^2} (1 - a_7 |h_s|^2)^2 (\gamma |h_{2s}|^2 - a_4 |h_s|^2 + a)$.

3 $U1$ 的中断概率分析

$U1$ 的中断概率会受到 $U2$ 处采用不同转发协议的影响. 本节中, 针对所提出的系统模型, 分析并推导三种转发协议下 (DF, AF 以及 HDAF) $U1$ 的中断概率解析表达式. 此外, 对于每种转发协议, 分别研究在 $U1$ 处采用 SC 和 MRC 两种合并技术的中断概率. 接下来对不同方案组合进行阐述.

3.1 DF-SC 和 DF-MRC 方案

若 $U2$ 成功解码 x_{1s} 并采用 DF 协议转发, 首先, 考虑在 $U1$ 处采用 SC 来合并来自直接链路和 $U2$ 中继链路的信号 (记为 DF-SC 方案), 那么 $U1$ 在以下两种情况会发生中断事件: (1) $U1$ 和 $U2$ 均解码 x_{1s} 失败; (2) $U2$ 成功解码了 x_{1s} , 但 $U1$ 接收到的直接链路和中继链路的 SINR 均小于其 SINR 阈值. 基于 2.1 节的 SINR 分析, 则 $U1$ 的

中断概率可数学表示为

$$P_{\text{out1}}^{\text{DF,SC}} = \Pr\left\{\gamma_{2,x_{1s}} < \gamma_1, \gamma_{1,x_{1s}}^{\text{BS}} < \gamma_1\right\} + \Pr\left\{\gamma_{2,x_{1s}} \geq \gamma_1, \gamma_{1,x_{1s}}^{\text{BS}} < \gamma_1, \gamma_{1,x_{1s}}^{\text{DF}} < \gamma_1\right\} \quad (12)$$

其中, γ_1 为 $U1$ 的阈值 SINR, 相应阈值速率 $R_1 = \log_2(1 + \gamma_1)$. 式(12)的闭式表达见定理1.

定理1 DF-SC方案下, 推导的 $U1$ 的中断概率表达式近似为

$$P_{\text{out1}}^{\text{DF,SC}} \approx \left(1 - e^{-\frac{1}{\lambda_s a_7} - \varpi}\right) \left(1 - e^{-\frac{\gamma_1}{\lambda_{1s} b_1}}\right) \quad (13)$$

证明 假设所有噪声服从 $\text{CN}(0, \sigma^2)$ 分布, 令 $|h_{1s}|^2 = x, |h_{2s}|^2 = y, |h_{12}|^2 = z$ 和 $|h_s|^2 = v$ 均服从形式如 $f_x(x) = e^{-x/\lambda}$ 的指数分布.

把式(3)、式(6)和式(9)代入式(12)得

$$P_{\text{out1}}^{\text{DF,SC}} = \underbrace{\Pr\left\{(b_1 - b_2 v) y < b_4, b_1 x < \gamma_1\right\}}_{P_1} + \underbrace{\Pr\left\{b_1 x < \gamma_1, (b_1 - b_2 v) y \geq b_4, a_6 y z < \gamma_1(1 - a_7 v)\right\}}_{P_2}$$

其中 $b_1 = a_1 - a_3 \gamma_1, b_2 = a_2(1 + \gamma_1), b_4 = \gamma_1(a - a_4 v)$, 接下来分别求 P_1 和 P_2 . 首先分析 P_1 , 当 $b_1 \leq 0$ 时, $P_1 = 1$; 当 $b_1 > 0$ 时, 分两种情况讨论:

(1) 当 $v \geq b_1/b_2$ 时, 基于概率分布, 积分可得

$$P_1 = \underbrace{\left(1 - e^{-\frac{\gamma_1}{\lambda_{1s} b_1}}\right)}_{Q_4} \underbrace{\left(e^{-\frac{b_1}{\lambda_s b_2} - e^{-\frac{1}{\lambda_s a_7}}}\right)}_{Q_1}$$

(2) 当 $v < b_1/b_2$ 时, 积分可得

$$P_1 = \underbrace{\left(1 - e^{-\frac{\gamma_1}{\lambda_{1s} b_1}}\right)}_{Q_4} \underbrace{\int_0^{b_1} \int_0^{b_1 - b_2 v} \frac{1}{\lambda_{2s} \lambda_s} e^{-\frac{y}{\lambda_{2s}} - \frac{v}{\lambda_s}} dy dv}_{Q_2}$$

接着分析 P_2 , 当 $b_1 \leq 0$ 或 $b_1 > 0$ 且 $v \geq b_1/b_2$ 时,

$P_2 = 0$; 当 $b_1 > 0$ 且 $v < b_1/b_2$ 时,

$$P_2 = \underbrace{\left(1 - e^{-\frac{\gamma_1}{\lambda_{1s} b_1}}\right)}_{Q_4} \underbrace{\int_0^{b_1} \int_{\frac{b_4}{b_1 - b_2 v}}^{+\infty} \frac{1}{\lambda_{2s} \lambda_s} \left(1 - e^{-\frac{\gamma_1(1 - a_7 v)}{\lambda_{12} a_6 y}}\right) e^{-\frac{y}{\lambda_{2s}} - \frac{v}{\lambda_s}} dy dv}_{Q_3}$$

可见, $b_1 > 0$ 时, $P_{\text{out1}}^{\text{DF,SC}} = (Q_1 + Q_2 + Q_3) Q_4$, 且

$$Q_2 + Q_3 = 1 - e^{-\frac{b_1}{b_2 \lambda_s}} - \underbrace{\int_0^{b_1} \int_{\frac{b_4}{b_1 - b_2 v}}^{+\infty} \frac{1}{\lambda_{2s} \lambda_s} e^{-\frac{\gamma_1(1 - a_7 v)}{\lambda_{12} a_6 y} - \frac{y}{\lambda_{2s}} - \frac{v}{\lambda_s}} dy dv}_{\varpi}$$

对 ϖ 利用高斯-切比雪夫求积(Gauss-Chebyshev

Quadrature, GCQ)公式得到近似解为

$$\varpi \approx \frac{b_1 \pi}{2K b_2 \lambda_s} \sum_{k=1}^K \sqrt{1 - t_k^2} q_k K_1(q_k) e^{-\frac{v_k}{\lambda_s}} - \frac{b_1 \pi^2}{4b_2 K_1 K_2 \lambda_s \lambda_{2s}} \times \sum_{k_1=1}^{K_1} \sum_{k_2=1}^{K_2} \sqrt{1 - t_{k_1}^2} \sqrt{1 - t_{k_2}^2} \times \frac{\gamma_1(a - a_4 v_{k_2})}{b_1 - b_2 v_{k_2}} e^{-\frac{v_{k_2}}{\lambda_s} - \frac{y_{k_1}}{\lambda_{2s}} - \frac{\gamma_1(1 - a_7 v_{k_2})}{\lambda_{12} a_6 y_{k_1}}}$$

其中, $q_k = \sqrt{4\gamma_1(1 - a_7 v_k)} / (\lambda_{2s} \lambda_{12} a_6)$,

$$y_{k_1} = \left(\gamma_1(a - a_4 v_{k_2})(t_{k_1} + 1)/2\right) / (b_1 - b_2 v_{k_2}),$$

$$v_{k_2} = (t_{k_2} + 1)b_1 / (2b_2), v_k = (t_k + 1)b_1 / (2b_2),$$

$$t_{k_i} = \cos\left(\frac{(2k_i - 1)\pi}{2K_i}\right), i = 1, 2.$$

t_k 的表达式类似. 证毕

其次, 考虑在 $U1$ 处采用 MRC 来合并来自直接链路和中继链路的信号(记为 DF-MRC 方案), 中断条件类似于 DF-SC, 不同的是第二个条件中 $U1$ 接收到的两个链路的 SINR 之和小于其 SINR 阈值, 则 $U1$ 的中断概率表示为

$$P_{\text{out1}}^{\text{DF,MRC}} = \Pr\left\{\gamma_{2,x_{1s}} < \gamma_1, \gamma_{1,x_{1s}}^{\text{BS}} < \gamma_1\right\} + \Pr\left\{\gamma_{2,x_{1s}} \geq \gamma_1, \gamma_{1,x_{1s}}^{\text{BS}} + \gamma_{1,x_{1s}}^{\text{DF}} < \gamma_1\right\} \quad (14)$$

式中, 当 $b_1 \leq 0$ 时, 可得 $P_{\text{out1}}^{\text{DF,MRC}} = 1$; 当 $b_1 > 0$ 时, 式(14)的结果由定理2给出.

定理2 DF-MRC方案下, 解析的 $U1$ 中断概率表达式为

$$P_{\text{out1}}^{\text{DF,MRC}} \approx \omega - \varepsilon + \varphi \quad (15)$$

证明 把式(3)、式(6)和式(9)代入式(14)得

$$P_{\text{out1}}^{\text{DF,MRC}} = \underbrace{\Pr\left\{(b_1 - b_2 v) y < b_4, b_1 x < \gamma_1\right\}}_{P_1} + \underbrace{\Pr\left\{(b_1 - b_2 v) y > b_4, b_2 v < b_1, w < \gamma_1, a_6 y z < (\gamma_1 - w)(1 - a_7 v)\right\}}_{P_3}$$

其中, P_1 见定理1的证明. 当 $b_1 \leq 0$ 或 $b_1 > 0$ 且 $v \geq b_1/b_2$

时, $P_3 = 0$; 当 $b_1 > 0$ 且 $v < b_1/b_2$ 时,

$$P_3 = \underbrace{\int_0^{\gamma_1} \int_0^{\frac{b_1}{b_2}} \int_{\frac{b_4}{b_1 - b_2 v}}^{+\infty} \frac{1}{\lambda_{2s} \lambda_s} \left(1 - e^{-\frac{(\gamma_1 - w)(1 - a_7 v)}{a_6 y}}\right) e^{-\frac{y}{\lambda_{2s}} - \frac{v}{\lambda_s}} f_W(w) dy dv dw}_{Q_5}$$

这里, $w = \gamma_{1,x_{1s}}^{\text{BS}} = a_1 x / (a_3 x + 1)$, 当 $w \geq a_1/a_3$ 时, 其分布函

数为1; 当 $0 < w < a_1/a_3$ 时, $F_W(w) = 1 - e^{-\frac{w}{\lambda_{1s}(a_1 - a_3 w)}}$, 对应

的概率密度函数为 $f_W(w) = \frac{a_1}{\lambda_{1s}(a_1 - a_3 w)^2} e^{-\frac{w}{\lambda_{1s}(a_1 - a_3 w)}}$.

Q_5 经积分整理可得

$$Q_5 = \left(1 - e^{-\frac{\gamma_1}{\lambda_{1s} b_1}}\right) \left(1 - e^{-\frac{b_1}{\lambda_s b_2}}\right) - Q_2 Q_4 - A,$$

$$A = \frac{1}{\lambda_s} \int_0^{\gamma_1} \int_0^{\frac{b_1}{b_2}} e^{-\frac{v}{\lambda_s}} \mu K_1(\mu) f_W(w) dw dv$$

$$- \underbrace{\int_0^{\gamma_1} \int_0^{\frac{b_1}{b_2}} \int_0^{\frac{b_4}{b_1 - b_2 v}} \frac{1}{\lambda_{2s} \lambda_s} e^{-\frac{y}{\lambda_{2s}} - \frac{v}{\lambda_s} - \frac{(\gamma_1 - w)(1 - a_7 v)}{\lambda_{12} a_6 y}} f_W(w) dy dv dw}_{\varphi}$$

则 ε 和 φ 可以通过 GCQ 公式分别求得近似结果为

$\varepsilon \approx$

$$\frac{b_1 \gamma_1 \pi^2}{4 K_2 K_3 b_2 \lambda_s} \sum_{k_2=1}^{K_2} \sum_{k_3=1}^{K_3} \sqrt{1 - t_{k_2}^2} \sqrt{1 - t_{k_3}^2} e^{-\frac{v_{k_2}}{\lambda_s}} f_W(w_{k_3}) \mu_{k_{2,3}} K_1(\mu_{k_{2,3}})$$

$$\varphi \approx \frac{b_1 \gamma_1 \pi^2}{8 \lambda_{2s} \lambda_s b_2 K_1 K_2 K_3} \sum_{k_1=1}^{K_1} \sum_{k_2=1}^{K_2} \sum_{k_3=1}^{K_3} \sqrt{1 - t_{k_1}^2} \sqrt{1 - t_{k_2}^2} \sqrt{1 - t_{k_3}^2}$$

$$\times f_W(w_{k_3}) \frac{b_{4k_2}^\varphi}{(b_1 - b_2 v_{k_2})} e^{-\frac{y_{k_{1,2}}^\varphi}{\lambda_{2s}} - \frac{v_{k_2}}{\lambda_s} - \frac{(\gamma_1 - w_{k_3})(1 - a_7 v_{k_2})}{\lambda_{12} a_6 y_{k_{1,2}}^\varphi}}$$

其中, $w_{k_3} = \frac{\gamma_1}{2} (1 + t_{k_3})$,

$$\mu_{k_{2,3}} = \sqrt{\frac{4(\gamma_1 - w_{k_3})(1 - a_7 v_{k_2})}{\lambda_{2s} \lambda_{12} a_6}},$$

$$b_{4k_2}^\varphi = \gamma_1 (a - a_4 v_{k_2}),$$

$$y_{k_{1,2}}^\varphi = \frac{b_{4k_2}^\varphi}{2(b_1 - b_2 v_{k_2})} (1 + t_{k_1}).$$

因此, 经合并整理可得

$$P_{\text{out1}}^{\text{DF,MRC}} = P_1 + P_3 \approx \omega - \varepsilon + \varphi \quad (16)$$

其中, $\omega = \left(1 - e^{-\gamma_1/(\lambda_{1s} b_1)}\right) \left(1 - e^{-1/(a_7 \lambda_s)}\right)$. 证毕

3.2 AF-SC 和 AF-MRC 方案

若 U_2 采用 AF 协议转发, 无需解码 U_1 信息, 首先, 考虑 U_1 处采用 SC 来合并来自直接链路和 U_2 中继链路的信号 (记为 AF-SC 方案). U_1 的中断事件将发生在 U_1 接收到的直接链路和中继链路的 SINR 均小于其 SINR 阈值时, 基于 2.2 节的 SINR 分析, 则 U_1 的中断概率表示为

$$P_{\text{out1}}^{\text{AF,SC}} = \Pr \left\{ \gamma_{1,x_{1s}}^{\text{BS}} < \gamma_1, \gamma_{1,x_{1s}}^{\text{AF}} < \gamma_1 \right\} \quad (17)$$

式(17), 当 $b_1 \leq 0$, $P_{\text{out1}}^{\text{AF,SC}} = 1$; 当 $b_1 > 0$ 时, 由定理 3 给出.

定理 3 AF-SC 方案下, 解析的 U_1 中断概率表达式

近似为

$$P_{\text{out1}}^{\text{AF,SC}} \approx \left(1 - e^{-\frac{\gamma_1}{\lambda_{1s} b_1}}\right) \left(1 - e^{-\frac{1}{\lambda_s a_7} - \tau}\right) \quad (18)$$

证明 把式(3)和式(11)代入式(17), 整理可得

$P_{\text{out1}}^{\text{AF,SC}} =$

$$\Pr \left\{ b_1 x < \gamma_1, \left[(b_1 - b_2 v) y - b_4 \right] y^2 z < b_3 (\gamma y + a - a_4 v) \right\}$$

(1) $v \geq b_1/b_2$ 时, $P_{\text{out1}}^{\text{AF,SC}} = Q_1 Q_4$;

(2) $v < b_1/b_2$ 时, 分两种情况:

若 $(b_1 - b_2 v) y \leq b_4$, $P_{\text{out1}}^{\text{AF,SC}} = Q_2 Q_4$

若 $(b_1 - b_2 v) y > b_4$,

$P_{\text{out1}}^{\text{AF,SC}} =$

$$\underbrace{\left(1 - e^{-\frac{\gamma_1}{\lambda_{1s} b_1}}\right)}_{Q_4} \underbrace{\int_0^{\frac{b_1}{b_2}} \int_0^{+\infty} \frac{1}{\lambda_{2s} \lambda_s} \left(1 - e^{-\frac{b_3(\gamma y + a - a_4 v)}{\lambda_{12} [(b_1 - b_2 v) y - b_4] y^2}}\right) e^{-\frac{y}{\lambda_{2s}} - \frac{v}{\lambda_s}} dy dv}_{Q_6}$$

综上所述, 当 $b_1 > 0$ 时可得

$$P_{\text{out1}}^{\text{AF,SC}} = (Q_1 + Q_2 + Q_6) Q_4 = \left(1 - e^{-\frac{\gamma_1}{\lambda_{1s} b_1}}\right) \times$$

$$\left(1 - e^{-\frac{1}{\lambda_s a_7}} - \underbrace{\int_0^{\frac{b_1}{b_2}} \int_0^{+\infty} \frac{1}{\lambda_{2s} \lambda_s} e^{-\frac{y}{\lambda_{2s}} - \frac{v}{\lambda_s} - \frac{b_3(\gamma y + a - a_4 v)}{\lambda_{12} [(b_1 - b_2 v) y - b_4] y^2}} dy dv}_{\tau}\right) \quad (19)$$

其中, τ 经过变形, 利用 GCQ 公式得到近似解为

$$\tau \approx \frac{b_1 \pi^2}{4 \lambda_{2s} \lambda_s b_2 K_1 K_2} \sum_{k_1=1}^{K_1} \sum_{k_2=1}^{K_2} \sqrt{1 - t_{k_1}^2} \sqrt{1 - t_{k_2}^2} \frac{1}{(b_1 - b_2 v_{k_2}) b_{4k_2}^\tau y_{k_{1,2}}^{\tau 2}}$$

$$\times e^{-\frac{1}{\lambda_{2s} (b_1 - b_2 v_{k_2}) y_{k_{1,2}}^\tau} - \frac{v_{k_2}}{\lambda_s} - \left[F_{k_2}^\tau + \frac{d_{k_2}^\tau - F_{k_2}^\tau}{1 - b_{4k_2}^\tau y_{k_{1,2}}^{\tau 2}} \right] y_{k_{1,2}}^{\tau 2}}$$

其中, $b_{3k_2}^\tau = \gamma_1 (1 - a_7 v_{k_2}) / (\sigma^2 a_6^2)$,

$$d_{1k_2}^\tau = b_{3k_2}^\tau \gamma (b_1 - b_2 v_{k_2}) / \lambda_{12},$$

$$d_{2k_2}^\tau = \lambda_{12} (a - a_4 v_{k_2}) d_{1k_2}^\tau / (b_{3k_2}^\tau \gamma^2),$$

$$F_{k_2}^\tau = -d_{2k_2}^\tau / b_{4k_2}^\tau, y_{k_{1,2}}^\tau = (1 + t_{k_1}) / (2b_{4k_2}^\tau). \quad \text{证毕}$$

其次, 考虑 U_1 采用 MRC 合并来自直接链路和 U_2 中继链路的信号 (记为 AF-MRC 方案), 当 U_1 接收到的两个链路的 SINR 之和小于其 SINR 阈值时会发生中断事件. 则 U_1 的中断概率可表示为

$$P_{\text{out1}}^{\text{AF,MRC}} = \Pr \left\{ \gamma_{1,x_{1s}}^{\text{BS}} + \gamma_{1,x_{1s}}^{\text{AF}} < \gamma_1 \right\} \quad (20)$$

式(20)的解析结果由定理 4 给出.

定理 4 AF-MRC 方案下, 解析的 U_1 中断概率表达式

式为

(1) 当 $b_1 \leq 0$ 且 $\gamma_1 < 2a_1/a_3$ 时,

$$P_{\text{out1}}^{\text{AF,MRC}} \approx 1 - e^{-\frac{1}{a_7 \lambda_s}} - \psi$$

(2) 当 $b_1 > 0$ 时,

$$P_{\text{out1}}^{\text{AF,MRC}} \approx \left(1 - e^{-\frac{1}{\lambda_s a_7}}\right) \left(1 - e^{-\frac{\gamma_1}{\lambda_{1s}(a_1 - a_3 \gamma_1)}}\right) - M \quad (21)$$

证明 把式(3)和式(11)代入式(20)整理可得

$$P_{\text{out1}}^{\text{AF,MRC}} =$$

$$\Pr \left\{ \left[(b_5 - b_6 v) y - b_7 \right] y^2 z < b_8 (\gamma y + a - a_4 v) \right\}$$

其中, $b_5 = a_1 - a_3(\gamma_1 - w)$, $b_6 = a_2(1 + \gamma_1 - w)$,

$$b_7 = (a - a_4 v)(\gamma_1 - w), b_8 = \frac{\gamma_1 - w}{\sigma^2 a_6^2} (1 - a_7 v)^2.$$

(1) 当 $b_1 \leq 0$ 且 $\gamma_1 \geq 2a_1/a_3$ 时, $P_{\text{out1}}^{\text{AF,MRC}} = 1$; 当 $b_1 \leq 0$

且 $\gamma_1 < 2a_1/a_3$ 时, 分以下情况分析:

(a) 当 $b_5 \leq 0$ 时,

$$P_{\text{out1}}^{\text{AF,MRC}} = \Pr \left\{ v < \frac{1}{a_7}, w < \gamma_1 - \frac{a_1}{a_3} \right\} = Q_7;$$

(b) 当 $b_5 > 0$ 时, 若 $v \geq b_5/b_6$,

$$P_{\text{out1}}^{\text{AF,MRC}} = \Pr \left\{ \frac{b_5}{b_6} \leq v < \frac{1}{a_7}, \gamma_1 - \frac{a_1}{a_3} < w < \frac{a_1}{a_3} \right\} = Q_8;$$

若 $v < b_5/b_6$ 且 $(b_5 - b_6 v) y \leq b_7$,

$$P_{\text{out1}}^{\text{AF,MRC}} = \Pr \left\{ y \leq \frac{b_7}{b_5 - b_6 v}, v < \frac{b_5}{b_6}, \gamma_1 - \frac{a_1}{a_3} < w < \frac{a_1}{a_3} \right\} = Q_9;$$

若 $v < b_5/b_6$ 且 $(b_5 - b_6 v) y > b_7$,

$$P_{\text{out1}}^{\text{AF,MRC}} = \Pr \left\{ y > \frac{b_7}{b_5 - b_6 v}, v < \frac{b_5}{b_6}, \gamma_1 - \frac{a_1}{a_3} < w < \frac{a_1}{a_3}, \right.$$

$$\left. z < \frac{b_8(\gamma y + a - a_4 v)}{\left[(b_5 - b_6 v) y - b_7 \right] y^2} \right\} = Q_{10}.$$

综上所述, 当 $b_1 \leq 0$ 且 $\gamma_1 < 2a_1/a_3$ 时, 经积分整理得

$$P_{\text{out1}}^{\text{AF,MRC}} = Q_7 + Q_8 + Q_9 + Q_{10}$$

$$= 1 - e^{-\frac{1}{a_7 \lambda_s}} - \int_{\frac{a_1}{a_3}}^{\frac{a_1}{a_3}} \int_0^{\frac{b_5}{b_6}} \int_0^{+\infty} \underbrace{f(y, v) f_W(w)}_{\psi} dy dv dw$$

这里, $f(y, v) = \frac{1}{\lambda_{2s} \lambda_s} e^{-\frac{y}{\lambda_{2s}} - \frac{v}{\lambda_s} - \frac{b_8(\gamma y + a - a_4 v)}{\lambda_{12}[(b_5 - b_6 v) y - b_7] y^2}}$, ψ 经过积

分并利用 GCQ 公式近似为

$$\psi \approx \frac{\pi^3}{4K_1 K_2 K_3 \lambda_{2s} \lambda_s} \left(\frac{a_1}{a_3} - \frac{\gamma_1}{2} \right) \sum_{k_1=1}^{K_1} \sum_{k_2=1}^{K_2} \sum_{k_3=1}^{K_3} \sqrt{1-t_{k_1}^2} \sqrt{1-t_{k_2}^2}$$

$$\times \sqrt{1-t_{k_3}^2} \frac{b_{5k_3}^\psi}{b_{6k_3}^\psi y_{k_{1,2,3}}^\psi} \times f_W(w_{k_3}^\psi) \frac{1}{b_{7k_{2,3}}^\psi (b_{5k_3}^\psi - b_{6k_3}^\psi v_{k_{2,3}}^\psi)}$$

$$\times e^{-\frac{v_{k_{2,3}}^\psi}{\lambda_s} - \frac{1}{\lambda_{2s} (b_{5k_3}^\psi - b_{6k_3}^\psi v_{k_{2,3}}^\psi) y_{k_{1,2,3}}^\psi} - \left(\frac{E_{k_{2,3}}^\psi + \frac{b_{9k_{2,3}}^\psi - E_{k_{2,3}}^\psi}{1 - b_{7k_{2,3}}^\psi y_{k_{1,2,3}}^\psi} \right) y_{k_{1,2,3}}^{\psi^2}}$$
(22)

其中, $w_{k_3}^\psi = a_1 t_{k_3}/a_3 + (1 - t_{k_3}) \gamma_1/2$,

$$b_{5k_3}^\psi = a_1 - a_3(\gamma_1 - w_{k_3}^\psi),$$

$$b_{6k_3}^\psi = a_2(1 + \gamma_1 - w_{k_3}^\psi),$$

$$v_{k_{2,3}}^\psi = b_{5k_3}^\psi (t_{k_2} + 1) / (2b_{6k_3}^\psi),$$

$$b_{7k_{2,3}}^\psi = (a - a_4 v_{k_{2,3}}^\psi) (\gamma_1 - w_{k_3}^\psi),$$

$$b_{8k_{2,3}}^\psi = \frac{\gamma_1 - w_{k_3}^\psi}{\sigma^2 a_6^2} (1 - a_7 v_{k_{2,3}}^\psi)^2,$$

$$b_{9k_{2,3}}^\psi = b_{8k_{2,3}}^\psi \gamma (b_{5k_3}^\psi - b_{6k_3}^\psi v_{k_{2,3}}^\psi) / \lambda_{12},$$

$$y_{k_{1,2,3}}^\psi = (t_{k_1} + 1) / (2b_{7k_{2,3}}^\psi),$$

$$b_{10k_{2,3}}^\psi = \lambda_{12} (a - a_4 v_{k_{2,3}}^\psi) b_{9k_{2,3}}^{\psi^2} / (b_{8k_{2,3}}^\psi \gamma^2),$$

$$E_{k_{2,3}}^\psi = -b_{10k_{2,3}}^\psi / b_{7k_{2,3}}^\psi.$$

(2) 当 $b_1 > 0$ 且 $v \geq b_5/b_6$ 时,

$$P_{\text{out1}}^{\text{AF,MRC}} = \Pr \left\{ \frac{b_5}{b_6} \leq v < \frac{1}{a_7}, w < \gamma_1 \right\} = Q_{11}$$

又当 $b_1 > 0$ 且 $v < b_5/b_6$ 时, 分两种情况:

(a) 若 $(b_5 - b_6 v) y \leq b_7$,

$$P_{\text{out1}}^{\text{AF,MRC}} = \Pr \left\{ v < \frac{b_5}{b_6}, w < \gamma_1, y < \frac{b_7}{b_5 - b_6 v} \right\} = Q_{12}.$$

(b) 若 $(b_5 - b_6 v) y > b_7$,

$$P_{\text{out1}}^{\text{AF,MRC}} = \Pr \left\{ y > \frac{b_7}{b_5 - b_6 v}, v < \frac{b_5}{b_6}, w < \gamma_1, \right.$$

$$\left. z < \frac{b_8(\gamma y + a - a_4 v)}{\left[(b_5 - b_6 v) y - b_7 \right] y^2} \right\} = Q_{13}$$

因此, 当 $b_1 > 0$ 时,

$$P_{\text{out1}}^{\text{AF,MRC}} = Q_{11} + Q_{12} + Q_{13} = \left(1 - e^{-\frac{1}{\lambda_3 a_7}}\right) \left(1 - e^{-\frac{\gamma_1}{\lambda_{1s}(a_1 - a_3 \gamma_1)}}\right) - \underbrace{\int_0^{\gamma_1} \int_0^{\frac{b_3}{b_6}} \int_0^{+\infty} \frac{1}{\lambda_{2s} \lambda_s} f(y, v) f_W(w) dy dv dw}_{M} \quad (23)$$

与 ψ 的求解过程类似, M 的近似解为

$$M \approx \frac{\gamma_1 \pi^3}{8 \lambda_{2s} \lambda_s K_1 K_2 K_3} \sum_{k_1=1}^{K_1} \sum_{k_2=1}^{K_2} \sum_{k_3=1}^{K_3} \sqrt{1-t_{k_1}^2} \sqrt{1-t_{k_2}^2} \times \sqrt{1-t_{k_3}^2} \frac{b_{5k_3}^M}{b_{6k_3}^M \gamma_{k_1,2,3}^M} f_W(w_{k_3}^M) \times \frac{1}{b_{7k_2,3}^M (b_{5k_3}^M - b_{6k_3}^M \gamma_{k_1,2,3}^M)} - \frac{v_{k_2,3}^M}{\lambda_s} - \frac{1}{\lambda_{2s} (b_{5k_3}^M - b_{6k_3}^M \gamma_{k_1,2,3}^M) \gamma_{k_1,2,3}^M} \left(E_{k_2,3}^M + \frac{b_{9k_2,3}^M - E_{k_2,3}^M}{1 - b_{7k_2,3}^M \gamma_{k_1,2,3}^M} \right) \gamma_{k_1,2,3}^M \quad \times e$$

其中, $w_{k_3}^M = w_{k_3}$, 其余符号表示均与(22)中相同. 证毕

$$P_{\text{out1}}^{\text{HDAF,SC}} = \underbrace{\Pr\{b_1 x < \gamma_1, (b_1 - b_2 v) y < b_4, [(b_1 - b_2 v) y - b_4] y^2 z < b_3 (\gamma y + a - a_4 v)\}}_{P_4} + \underbrace{\Pr\{b_1 x < \gamma_1, (b_1 - b_2 v) y \geq b_4, a_6 y z < \gamma_1 (1 - a_7 v)\}}_{P_2}$$

其中, $b_3 = \gamma_1 (1 - a_7 v)^2 / (\sigma^2 a_6^2)$, P_2 的分析结果与定理 1 证明中的 P_2 完全相同, 故略. 接下来分析 P_4 , 当 $b_1 \leq 0$ 时, $P_4 = 1$; 当 $b_1 > 0$ 时, 当 $v \geq b_1/b_2$, 可得 $P_4 = Q_1 Q_4$; 当 $v < b_1/b_2$ 时, 若 $(b_1 - b_2 v) y > b_4$, 则 $P_4 = 0$; 若 $(b_1 - b_2 v) y \leq b_4$, 则 $P_4 = Q_2 Q_4$. 因此, 可得当 $b_1 > 0$ 时,

$$P_{\text{out1}}^{\text{HDAF,SC}} = P_2 + P_4 = (Q_1 + Q_2 + Q_3) Q_4 \quad (25)$$

由定理 1 的证明(25)的表达式同(13). 证毕

考虑 $U1$ 采用 MRC 合并来自直接链路和中继链路的信号(记为 HDAF-MRC 方案), 中断事件发生在 AF 和 DF 模式均失败的情况, 其中断概率为

$$P_{\text{out1}}^{\text{HDAF,MRC}} = \underbrace{\Pr\{(b_1 - b_2 v) y < b_4, [(b_5 - b_6 v) y - b_7] y^2 z < b_8 (\gamma y + a - a_4 v)\}}_{P_5} + \underbrace{\Pr\{(b_1 - b_2 v) y \geq b_4, a_6 y z < (\gamma_1 - w)(1 - a_7 v)\}}_{P_6}$$

首先分析 P_5 . 当 $b_1 \leq 0$ 时, 经分析, 其证明过程和结果与定理 4 相同, 以下着重分析 $b_1 > 0$ 的情况.

(1) 当 $v < b_1/b_2$ 时, (a) 若 $v \geq b_5/b_6$, $P_5 = 0$; (b) 若 $v < b_5/b_6$, 分两种情况:

当 $(b_5 - b_6 v) y \leq b_7$,

3.3 HDAF-SC 和 HDAF-MRC 方案

当 $U2$ 采用 HDAF 协议转发, 具体描述为: 若 $U2$ 能正确解码 $U1$ 的信息, 采用 DF, 否则采用 AF 转发. 首先, 考虑 $U1$ 采用 SC 来合并来自直接链路和中继链路的信号(记为 HDAF-SC 方案). 则 $U1$ 在 HDAF 协议下的中断概率为

$$P_{\text{out1}}^{\text{HDAF,SC}} = \Pr\{\gamma_{1,x_{1s}}^{\text{BS}} < \gamma_1, \gamma_{2,x_{1s}} < \gamma_1, \gamma_{1,x_{1s}}^{\text{AF}} < \gamma_1\} + \Pr\{\gamma_{2,x_{1s}} \geq \gamma_1, \gamma_{1,x_{1s}}^{\text{BS}} < \gamma_1, \gamma_{1,x_{1s}}^{\text{DF}} < \gamma_1\} \quad (24)$$

式中第一项是 AF 模式解码失败的中断概率, 第二项是 DF 模式解码失败的中断概率. 当 $b_1 \leq 0$ 时, $P_{\text{out1}}^{\text{HDAF,SC}} = 1$; 当 $b_1 > 0$ 时, 其分析结果见定理 5.

定理 5 HDAF-SC 方案下, 解析的 $U1$ 中断概率表达式与 DF-SC 方案的式(13)相同, 此略.

证明 把式(3)、式(6)、式(9)和式(11)代入式(24), 经整理得

$$P_{\text{out1}}^{\text{HDAF,MRC}} = \Pr\{\gamma_{2,x_{1s}} < \gamma_1, \gamma_{1,x_{1s}}^{\text{BS}} + \gamma_{1,x_{1s}}^{\text{AF}} < \gamma_1\} + \Pr\{\gamma_{2,x_{1s}} \geq \gamma_1, \gamma_{1,x_{1s}}^{\text{BS}} + \gamma_{1,x_{1s}}^{\text{DF}} < \gamma_1\} \quad (26)$$

式(26)的解析式由定理 6 给出.

定理 6 HDAF-MRC 方案下, 解析的 $U1$ 中断概率表达式归纳为

(1) $P_{\text{out1}}^{\text{HDAF,MRC}}$ 与定理 4 中的(1)相同;

(2) 当 $b_1 > 0$ 时,

$$P_{\text{out1}}^{\text{HDAF,MRC}} \approx \omega - \Pi - \Omega - \varepsilon + \varphi \quad (27)$$

证明 把式(3)、式(6)、式(9)和式(11)代入式(26),

经整理得

$$P_5 = \Pr\left\{y \leq \frac{b_7}{b_5 - b_6 v}, v < \frac{b_1}{b_2}, w < \gamma_1\right\} = Q_{14}.$$

当 $(b_5 - b_6 v) y > b_7$,

$$P_5 = \Pr \left\{ \frac{b_7}{b_5 - b_6 v} < y < \frac{b_4}{b_1 - b_2 v}, v < \frac{b_1}{b_2}, w < \gamma_1, \right. \\ \left. z < \frac{b_8(\gamma y + a - a_4 v)}{\left[(b_5 - b_6 v)y - b_7 \right] y^2} \right\} = Q_{15}$$

(2) 当 $v \geq b_1/b_2$ 时, (a) 若 $v \geq b_5/b_6, P_5 = Q_{11}$; (b) 若 $v < b_5/b_6$ 时, 分两种情况: 当 $(b_5 - b_6 v)y \leq b_7$,

$$P_5 = \Pr \left\{ y \leq \frac{b_7}{b_5 - b_6 v}, \frac{b_1}{b_2} \leq v \leq \frac{b_5}{b_6}, w < \gamma_1 \right\} = Q_{16}.$$

$$P_{\text{out1}}^{\text{HDAF,MRC}} = P_5 + P_6 = Q_{14} + Q_{15} + Q_{11} + Q_{16} + Q_{17} + Q_5$$

$$P_{\text{out1}}^{\text{HDAF,MRC}} = \underbrace{\int_0^{\gamma_1} \int_0^{\frac{1}{a_7}} \frac{1}{\lambda_s} e^{-\frac{y}{\lambda_s}} f_W(w) dv dw}_{\omega} - \underbrace{\int_0^{\gamma_1} \int_0^{\frac{b_1}{b_2}} \int_{\frac{b_7}{b_5 - b_6 v}}^{\frac{b_4}{b_1 - b_2 v}} f(y, v) f_W(w) dy dv dw}_{\Pi}$$

$$- \underbrace{\int_0^{\gamma_1} \int_{\frac{b_1}{b_2}}^{\frac{b_5}{b_6}} \int_{\frac{b_7}{b_5 - b_6 v}}^{+\infty} f(y, v) f_W(w) dy dv dw}_{\Omega} - \underbrace{\int_0^{\gamma_1} \int_0^{\frac{b_1}{b_2}} \int_{\frac{b_4}{b_1 - b_2 v}}^{+\infty} \frac{1}{\lambda_{2s} \lambda_s} e^{-\frac{y}{\lambda_{2s}} - \frac{v}{\lambda_s} - \frac{(\gamma_1 - w)(1 - a_7 v)}{\lambda_{12} a_6 y}} f_W(w) dy dv dw}_{\Lambda}$$

(28)

其中, ω 与定理 2 中相同, 经整理 Ω 的近似解为

$$\Omega \approx \frac{\gamma_1 \pi^3}{8 \lambda_{2s} \lambda_s K_1 K_2 K_3} \sum_{k_1=1}^{K_1} \sum_{k_2=1}^{K_2} \sum_{k_3=1}^{K_3} \sqrt{1 - t_{k_1}^2} \sqrt{1 - t_{k_2}^2} \\ \times \sqrt{1 - t_{k_3}^2} \left(\frac{b_{5k_3}^{\Omega}}{b_{6k_3}^{\Omega}} - \frac{b_1}{b_2} \right) f_W(w_{k_3}^{\Omega}) \times \frac{1}{\left(b_{5k_3}^{\Omega} - b_{6k_3}^{\Omega} v_{k_{2,3}}^{\Omega} \right) b_{7k_{2,3}}^{\Omega} y_{k_{1,2,3}}^{\Omega 2}} \\ \times e^{-\frac{v_{k_{2,3}}^{\Omega}}{\lambda_s} - \frac{1}{\lambda_{2s} \left(b_{5k_3}^{\Omega} - b_{6k_3}^{\Omega} v_{k_{2,3}}^{\Omega} \right) y_{k_{1,2,3}}^{\Omega}} \left[E_{k_{2,3}}^{\Omega} + \frac{b_{9k_{2,3}}^{\Omega} - E_{k_{2,3}}^{\Omega}}{1 - b_{7k_{2,3}}^{\Omega} y_{k_{1,2,3}}^{\Omega}} \right] y_{k_{1,2,3}}^{\Omega 2}}$$

其中, $w_{k_3}^{\Omega} = w_{k_3}^M, v_{k_{2,3}}^{\Omega} = \frac{b_{5k_3}^{\Omega}}{2b_{6k_3}^{\Omega}}(1 + t_{k_2}) + \frac{b_1}{2b_2}(1 - t_{k_2})$, 其余符号表示均与式(22)中的相同.

类似地, 对 Π 应用 GCQ 公式得到近似解为

$$\Pi \approx \frac{b_1 \gamma_1 \pi^3}{8 b_2 \lambda_{2s} \lambda_s K_1 K_2 K_3} \sum_{k_1=1}^{K_1} \sum_{k_2=1}^{K_2} \sum_{k_3=1}^{K_3} \sqrt{1 - t_{k_1}^2} \sqrt{1 - t_{k_2}^2} \sqrt{1 - t_{k_3}^2} \\ \times f_W(w_{k_3}^{\Pi}) \left(\frac{b_{4k_2}^{\Pi}}{b_1 - b_2 v_{k_2}^{\Pi}} - \frac{b_{7k_{2,3}}^{\Pi}}{b_{5k_3}^{\Pi} - b_{6k_3}^{\Pi} v_{k_2}^{\Pi}} \right) \\ \times e^{-\frac{v_{k_2}^{\Pi}}{\lambda_s} - \frac{y_{k_{1,2}}^{\Pi}}{\lambda_{2s}} - \frac{b_{8k_{2,3}}^{\Pi} \left(\gamma_{k_{1,2}}^{\Pi} + a - a_4 v_{k_2}^{\Pi} \right)}{\lambda_{12} \left[\left(b_{5k_3}^{\Pi} - b_{6k_3}^{\Pi} v_{k_2}^{\Pi} \right) y_{k_{1,2}}^{\Pi} - b_{7k_{2,3}}^{\Pi} \right] y_{k_{1,2}}^{\Pi 2}}}$$

其中,

$$y_{k_{1,2}}^{\Pi} = \frac{b_{4k_2}^{\Pi}}{2(b_1 - b_2 v_{k_2}^{\Pi})} (t_{k_1} + 1) + \frac{b_{7k_{2,3}}^{\Pi}}{2(b_{5k_3}^{\Pi} - b_{6k_3}^{\Pi} v_{k_2}^{\Pi})} (1 - t_{k_1}),$$

$v_{k_2}^{\Pi} = v_{k_2}, w_{k_3}^{\Pi} = w_{k_3}^M, b_{4k_2}^{\Pi} = b_{4k_2}^{\phi}$, 其余符号表示与式(22)中相同, 上标都改为 Π 即可.

关于 Λ 的分析见定理 2 的证明. 当 $b_1 \leq 0$ 且 $\gamma_1 \geq$

当 $(b_5 - b_6 v)y > b_7$ 时,

$$P_5 = \Pr \left\{ y > \frac{b_7}{b_5 - b_6 v}, \frac{b_1}{b_2} \leq v \leq \frac{b_5}{b_6}, w < \gamma_1, \right. \\ \left. z < \frac{b_8(\gamma y + a - a_4 v)}{\left[(b_5 - b_6 v)y - b_7 \right] y^2} \right\} = Q_{17}.$$

接下来分析 P_6 . 当 $b_1 \leq 0$ 或 $b_1 > 0$ 且 $v \geq b_1/b_2$ 时,

$P_6 = 0$; 当 $b_1 > 0$ 且 $v < b_1/b_2$ 时, $P_6 = Q_5$.

综上可知, 当 $b_1 > 0$ 时, 可以得出,

当 $2a_1/a_3$ 时, $P_{\text{out1}}^{\text{HDAF,MRC}} = 1$; 若 $\gamma_1 < 2a_1/a_3$,

$$P_{\text{out1}}^{\text{HDAF,MRC}} = P_5 + P_6 = 1 - e^{-\frac{1}{a_7 \lambda_s}} - \psi$$

(29)

其中, ψ 的表达式见定理 4 证明. 证毕

4 U2 的中断概率分析

根据式(6)和式(7)不难理解 U_2 的中断概率与其转发协议无关. 当 U_2 既能成功解码 U_1 的信息同时又能成功解码自己的信息, 将不会发生中断事件, 因此 U_2 的中断概率表示为

$$P_{\text{out2}} = 1 - \Pr \left\{ \gamma_{2,x_{11}} \geq \gamma_1, \gamma_{2,x_{22}} \geq \gamma_2 \right\} \quad (30)$$

式(25)中, 当 $b_1 \leq 0$ 或当 $b_1 > 0$ 且 $b_2 v \geq b_1$ 时, $P_{\text{out2}} = 1$; 当 $b_1 > 0$ 的结果由定理 7 给出.

定理 7 解析的 U_2 中断概率表达式归纳为

(1) $a_3 \gamma_1 > b_1 \gamma_2$ 时,

$$P_{\text{out2}} \approx 1 - \frac{b_1 \pi}{2 \lambda_s b_2 K_2} \sum_{k_2=1}^{K_2} \sqrt{1 - t_{k_2}^2} e^{-\frac{v_{k_2}^{\Pi}}{\lambda_s} - \frac{b_{4k_2}^{\Pi}}{(b_1 - b_2 v_{k_2}^{\Pi}) \lambda_{2s}}} \quad (31)$$

(2) $a_3 \gamma_1 \leq b_1 \gamma_2$ 时,

$$P_{\text{out2}} \approx 1 - \frac{a_3 \pi}{2 K \lambda_s (a_5 + a_6 \gamma_2)} \sum_{k_2=1}^{K_2} \sqrt{1 - t_{k_2}^2} e^{-\frac{v_{k_2}^{\Pi}}{\lambda_s} - \frac{\gamma_2 b_{4k_2}^{\Pi}}{\left[a_3 - (a_5 + a_6 \gamma_2) v_{k_2}^{\Pi} \right] \gamma_1 \lambda_{2s}}} \quad (32)$$

其中, $v_{k_2}^{\Pi} = \frac{a_3}{2(a_5 + a_6 \gamma_2)}(1 + t_{k_2}), b_{4k_2}^{\Pi} = \gamma_1(a - a_4 v_{k_2}^{\Pi})$.

证明 把式(6)和式(7)代入式(30)可得

$$P_{\text{out}2} = 1 - \Pr \left\{ \underbrace{\left(b_1 - b_2 v \right) y \geq b_4, \left[a_3 - \left(a_5 + a_6 \gamma_2 \right) v \right] y \geq \frac{\gamma_2 b_4}{\gamma_1}}_{P_7} \right\} \quad (33)$$

当 $b_1 > 0$ 且 $b_2 v < b_1$ 时, 分以下两种情况讨论:

(1) 当 $(a_5 + a_6 \gamma_2) v \geq a_3$ 时, $P_7 = 0$;

(2) 当 $(a_5 + a_6 \gamma_2) v < a_3$ 时, 定义两个门限:

$$\delta = \frac{b_4}{b_1 - b_2 v} - \frac{\gamma_2 b_4}{\left[a_3 - \left(a_5 + a_6 \gamma_2 \right) v \right] \gamma_1}, \kappa = \frac{b_1}{b_2} - \frac{a_3}{a_5 + a_6 \gamma_2},$$

当 $a_3 \gamma_1 > b_1 \gamma_2$ 时, 即 $\delta > 0, \kappa < 0$,

$$P_7 = \Pr \left\{ y \geq \frac{b_4}{b_1 - b_2 v}, v < \frac{b_1}{b_2} \right\} = Q_{18} \quad (34)$$

当 $a_3 \gamma_1 \leq b_1 \gamma_2$ 时, 即 $\delta \leq 0, \kappa \geq 0$,

$$P_7 = \Pr \left\{ y \geq \frac{\gamma_2 b_4}{\left[a_3 - \left(a_5 + a_6 \gamma_2 \right) v \right] \gamma_1}, v < \frac{a_3}{a_5 + a_6 \gamma_2} \right\} = Q_{19} \quad (35)$$

对 Q_{18} 和 Q_{19} 积分并分别采用 GCQ 公式得到定理

7. 证毕

5 仿真结果与分析

本节对基于 SER 的 $U2$ 全双工协作 NOMA 系统在不同转发协议下 $U1$ 采取不同合并方案的中断性能进行实验验证, 给出中断概率和系统吞吐量的数值结果, 并通过蒙特卡洛仿真验证所推导的解析表达式的正确性. 除非另有说明, 系统参数为: 功率分配系数为 $\alpha_1 = 0.8, \alpha_2 = 0.2$, 功率分割因子和能量转换效率分别为 $\rho = 0.5, \eta = 0.7$. 为方便起见, 各节点的噪声方差均为 $\sigma^2 = 1$, 各信道的方差为 $\lambda_{1s} = 0.1, \lambda_{2s} = 1, \lambda_{12} = 0.5$, $U1$ 和 $U2$ 的阈值速率为 $R_1 = R_2 = 0.1$. 此外, 图例中, “Simulation” 表示蒙特卡洛仿真的结果, 阈值速率单位为每个信道使用的比特. “th.” 和 “appro.” 分别代表理论推导的精确值和近似值, 二者仅有一步区别, “appro.” 表示采用 GCQ 公式后的结果. 仿真中在强用户中继处考虑 DF、AF、HDAF 三种转发协议并在弱用户端考虑 SC 和 MRC 两种合并方法, 其不同组合所构成的方案主要考虑与文献[4]的性能对比.

5.1 中断概率仿真

图2绘制了 $U1$ 在 HDAF 协议下两种方案的中断概率以及 $U2$ 的中断概率, 其中 HDAF-SC 和 HDAF-MRC 的精确理论曲线由式(25)和式(28)产生, $U2$ 的精确理论曲线根据式(33)~(35)绘制. 首先观察到, $U2$ 的中断

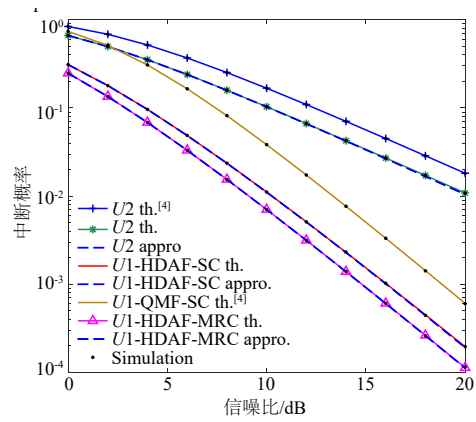


图2 $U2$ 和 HDAF 协议下 $U1$ 的中断概率

性能优于文献[4]中的强用户, 原因在于文献[4]在 $U2$ 处利用能量回收技术只是回收了全双工用户专用能量信号产生的自干扰能量, 收集完能量后再进行信息的传输, 此时 $U2$ 在信息传输阶段处于半双工模式. 而我们的方案将 PSR 协议与自能量回收技术结合, 在 $U2$ 处进行能量收集的同时, 也进行信息传输, 工作于全双工模式. 还可观察到, HDAF 协议的中断性能远远优于文献[4]中的 QMF 协议. 最后我们可以看到 HDAF-MRC 的中断性能要明显优于 HDAF-SC, 如在 SNR=10 dB 时, HDAF-MRC 方案的中断概率比 HDAF-SC 降低了 36.63%. 此外图2中也绘制了由式(31)和式(32)生成的 $U2$ 的近似中断概率曲线, 以及由式(13)和式(27)分别生成的 HDAF-SC 和 HDAF-MRC 的近似中断概率曲线, 显然, 理论、近似和蒙特卡洛仿真完全重合, 从而验证了推导的解析表达式的正确性.

图3绘制了 $U1$ 在 DF-SC、AF-SC、HDAF-SC 三种方案下的中断概率, 其中, DF-SC、HDAF-SC 的精确理论曲线对应于式(25), 而 AF-SC 对应于式(19), AF-SC 方案下的近似结果对应于式(18). 首先, 从图3中可以看出 DF 和 AF 协议下 $U1$ 的中断概率都要优于文献[4], 其次, 我们还可以观察到 HDAF-SC 和 DF-SC

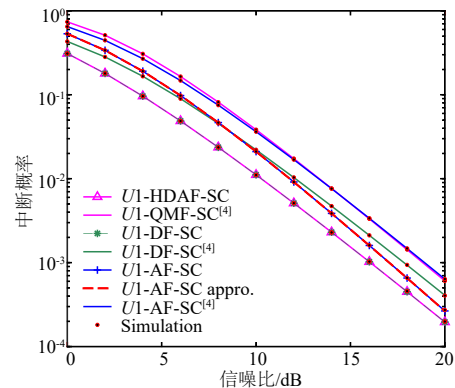


图3 $U1$ 在 SC 方案下采用不同协议的中断概率

是完全重合的,因为定理 5 和定理 1 的理论分析得到的结果是相同的,同时它们的蒙特卡洛仿真也是完全重合的,这进一步验证了推导的正确性. 最后可以得出 DF-SC 和 AF-SC 优于文献 [4] 中 QMF-SC, 如在 SNR=10 dB 时,提出的 HDAF-SC 和 DF-SC 方案的中断概率比文献 [4] 降低了 49.72%, AF-SC 降低了 41.96%.

图 4 绘制了 $U1$ 采用 MRC 分别结合 DF、AF 和 HDAF 协议的中断概率,其精确的理论曲线对应于式 (16)、式 (23) 和式 (28),其近似曲线分别对应于式 (15)、式 (21) 和式 (27). 从图 4 看到在精度要求比较高的情况下, HDAF-MRC 的中断性能最好,因为从定理 2 和定理 6 的表达式可知, HDAF-MRC 方案比 DF-MRC 方案的中断概率降低 $\Pi + \Omega$. 而在精度要求不高的情况下,两方案的中断性能近似相等,由此可见 $\Pi + \Omega$ 的值是非常小,小到在精度要求不高的情况下可以忽略. 从图 4 可以看出理论、近似和蒙特卡洛仿真曲线都是完全重合的,从而验证了推导的正确性.

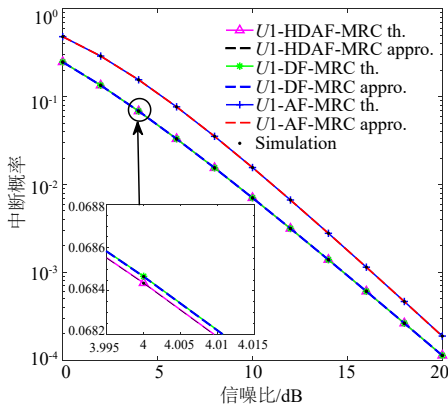


图 4 三种协议下采用 MRC 时不同方案的中断概率

图 5 仿真了 $b_1 \leq 0$ 时 $U1$ 的中断概率,可以观察到除了方案 HDAF-MRC、AF-MRC 和文献 [4] 中的 QMF-SC 之外,其他方案 $U1$ 的中断概率为 1,因而不可行. 对于 HDAF-MRC 和 AF-MRC 方案,其精确的理论曲线根据式 (29) 绘制的. 从图中进一步验证了 HDAF-MRC 和 AF-MRC 方案有相同的中断概率且小于其他方案的中断概率,其原因可从定理 6 和定理 4 证明中得出. 同时也看出这两种方案的中断性能优于 QMF-SC 方案.

图 6 分别绘制了用户 $U1$ 和 $U2$ 在不同阈值速率组合下的中断性能曲线图. 需要说明的是由于图 (b) 中 $U2$ 的中断概率曲线与 (a) 中相同,故 (b) 中不再重复显示. 图 6 (a) 绘制了 $U1$ -DF-SC 和 $U1$ -AF-SC 两种方案以及 $U2$ 在四种阈值速率组合下的性能曲线,图 6 (b) 绘制了 $U1$ 的 HDAF-MRC、DF-MRC 和 AF-MRC 三

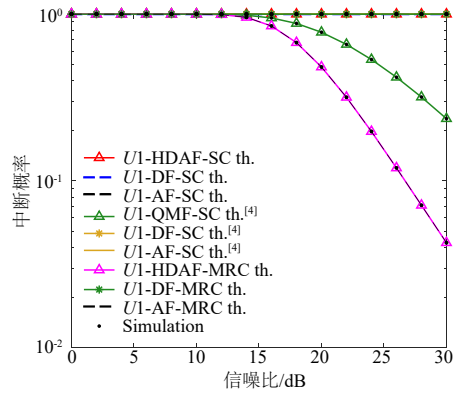
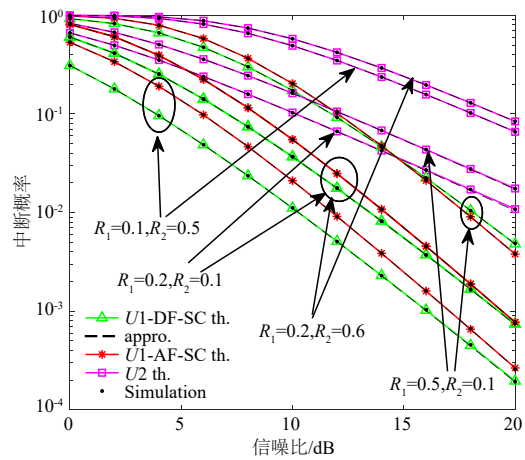
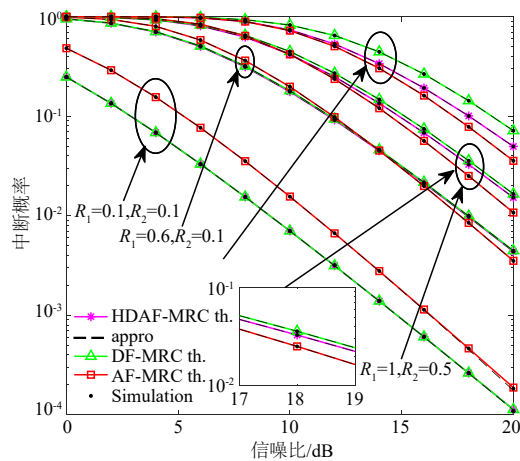


图 5 不同方案的中断概率 ($b_1 \leq 0, R_1 = 2.5$ 和 $R_2 = 0.1$)



(a) SC, $U1$ 和 $U2$



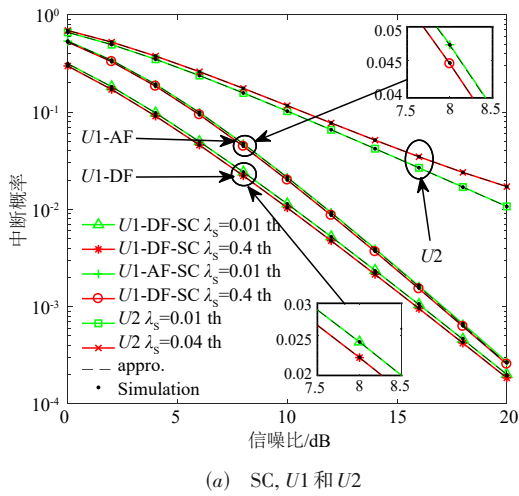
(b) MRC, $U1$

图 6 不同阈值速率下用户的中断性能比较

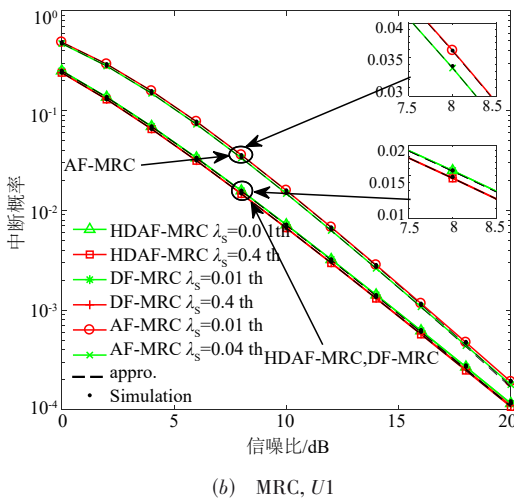
种方案的性能曲线. 首先,在图 6 (a) 中观察到 $U2$ 的中断概率随着 R_2 减小而减小,说明其性能主要受 R_2 的影响,而受 R_1 的影响较小. $U1$ 的中断概率随 R_1 减小而减小,这是因为减少 R_1 会降低解码的门限值. 图 6 (b) 也有类似规律. 不难发现 $U1$ 的中断概率不受 R_2

的影响,这验证了闭式解的合理性.此外,随着阈值速率 R_1 的增大,AF 协议在高信噪比区将会比 DF 和 HDAF 协议获得较好的中断性能,其原因是 DF 协议在高信噪比区不能正确解码 U_1 的信息,因此不能成功转发到 U_1 ,然而叠加信号被 AF 直接放大转发给 U_1 .进一步观察到,HDAF-MRC 和 DF-MRC 方案随着 R_1 的增大而不再重合,前者的中断性能更优,这是因为随着 R_1 的增大,二者中断概率的差值 $(\Pi + \Omega)$ 增大.

在图 7 和图 8 中我们分别绘制了不同 λ_s 和 η 情况下 U_1 采用不同方案的中断性能曲线以及 U_2 的曲线.



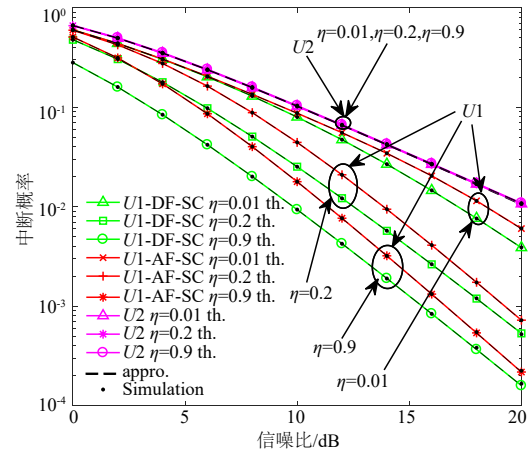
(a) SC, U_1 和 U_2



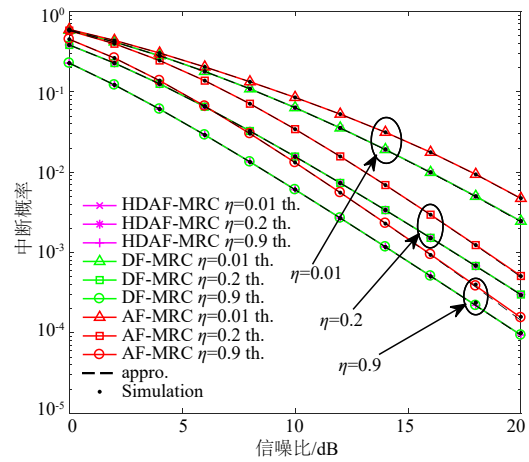
(b) MRC, U_1

图 7 不同 λ_s 值下系统用户的中断概率

首先在图 7(a) 中我们看到 U_2 的中断性能受 λ_s 的影响, λ_s 的值越大, U_2 的中断概率就越大,而在图 8(a) 中 U_2 的中断性能基本不受 η 的影响,这是因为由式 (31) 和式 (32) 可知, U_2 的中断概率随着 λ_s 增大而增大.另外我们还可以看到在这两个图中, U_1 的中断



(a) SC, U_1 和 U_2



(b) MRC, U_1

图 8 不同 η 值下系统用户的中断概率

概率随着 λ_s 和 η 的增大而降低,其原因是 U_2 处的转发功率 P_r 增大,进而提高了转发 x_{1s} 成功的几率.进一步观察到在不同 λ_s 和 η 值下,DF-SC 方案的中断性能优于 AF-SC 方案.图 7(b) 和图 8(b) 显示 U_1 的中断概率随着 λ_s 和 η 的增大而下降.此外,在不同 λ_s 和 η 取值下,方案 HDAF-MRC 和 DF-MRC 的中断概率重合,二者的中断性能优于 AF-MRC 方案.

5.2 系统吞吐量仿真

不同转发协议下,系统吞吐量可统一表示为

$$S_T^i = (1 - P_{out1}^i) R_1 + (1 - P_{out2}) R_2, \quad i = \text{HDAF, DF, AF} \quad (36)$$

图 9 分别绘制了 U_1 在不同 λ_s 和 η 取值下 SC 和 MRC 的系统吞吐量曲线图.首先,在低 SNR 区域,当 λ_s 值固定时,随着 η 的增加,所有方案的系统吞吐量均获得提升,这是因为 U_1 的中断概率随着 η 的增加而减小

(由图 8 可知),进一步由式(36)可解释系统吞吐量增大. 其次,可观察到当 η 值固定时,系统吞吐量随着 λ_s 增加而减小,这是因为 λ_s 增大时, U_2 的中断概率增加,而由式(36)可知系统吞吐量会减小. 而在高 SNR 区域,不同方案的系统吞吐量趋于饱和,这是由于其 U_1 和 U_2 的中断概率逼近于零,故吞吐量仅仅取决于阈值速率 R_1 和 R_2 . 还可以看出 DF-SC 方案的吞吐量高于 AF-SC, HDAF-MRC 和 DF-MRC 方案的系统吞吐量高于 AF-MRC 方案.

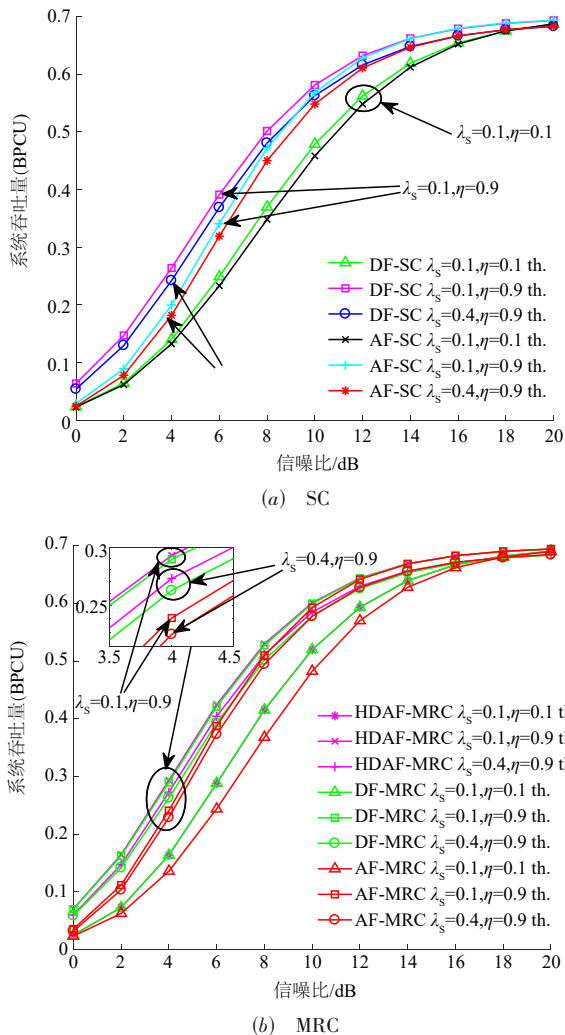


图 9 不同 η 和 λ_s 值下的系统吞吐量, $R_1=0.5$ 和 $R_2=0.2$

6 结论

本文对基于 SER 的 FD 用户协作 NOMA 系统中的中断性能进行了研究,主要推导了 NOMA 弱用户 U_1 在 DF、AF 和 HDAF 协议下分别采用 SC 和 MRC 方案的近似中断概率表达式. 仿真结果显示 SER 的利用提高了

弱用户的中断性能. 与现有方案相比,强弱用户的中断性能均有所提高. 当选取合适的 U_1 的阈值速率时,DF-MRC 和 HDAF-MRC 的中断性能是最优的. 另外, U_2 的中断性能随着 FD 自干扰功率的增大而降低,而其受能量转换效率的影响几乎可以忽略. 系统吞吐量随 U_1 的中断概率降低进一步提升.

参考文献

- [1] HWANG D, NAM S S, YANG J. Multi-antenna beamforming techniques in full-duplex and self-energy recycling systems: Opportunities and challenges[J]. IEEE Communications Magazine, 2017, 55(10): 160-167.
- [2] ZENG Y, ZHANG R. Full-duplex wireless-powered relay with self-energy recycling[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2015, 4(2): 201-204.
- [3] HU S, DING Z, NI Q, et al. Energy efficiency in energy harvesting cooperative networks with self-energy recycling [C]//2015 IEEE 20th International Workshop on Computer Aided Modelling and Design of Communication Links and Networks(CAMAD). Guildford, UK: IEEE, 2015: 59-63.
- [4] WANG Z, YUE X, PENG Z. Full-duplex user relaying for NOMA system with self-energy recycling[J]. IEEE Access, 2018, 6: 67057-67069.
- [5] SU Y, JIANG L, HE C. Decode-and-forward relaying with full duplex wireless information and power transfer[J]. IET Communications, 2017, 11(13): 2110-2115.
- [6] XU S, SONG X, XIE Z, et al. Secrecy transmission for self-energy recycling untrusted relay networks with imperfect channel state information[J]. IEEE Access, 2019, 7: 169724-169733.
- [7] QIAO J, ZHANG H, ZHAO F, et al. Secure transmission and self-energy recycling with partial eavesdropper CSI[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2018, 36(7): 1531-1543.
- [8] HWANG D, HWANG K C, KIM D I, et al. Self-energy recycling for RF powered multi-antenna relay channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(2): 812-824.
- [9] KIM H, KANG J, JEONG S, et al. Secure beamforming and self-energy recycling with full-duplex wireless-powered relay[C]//2016 13th IEEE Annual Consumer Communications & Networking Conference(CCNC). Las Vegas, USA: IEEE, 2016: 662-667.
- [10] HU S, DING Z, NI Q. Beamforming optimisation in energy harvesting cooperative full-duplex networks with self-

- energy recycling protocol[J]. IET Communications, 2016, 10(7): 848-853.
- [11] YANG S, REN Y, LU G, et al. Optimal resource allocation for full-duplex wireless-powered relaying with self-energy recycling[C]//2019 11th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing(WC-SP). Xi'an, China: IEEE, 2019: 1-6.
- [12] WU W, WANG B, ZENG Y, et al. Robust secure beamforming for wireless powered full-duplex systems with self-energy recycling[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(11): 10055-10069.
- [13] MOHAMMADI M, CHALISE B K, SURAWEEA H A, et al. Throughput analysis and optimization of wireless-powered multiple antenna full-duplex relay systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(4): 1769-1785.
- [14] KWON K, HWANG D, NAM S S. Beamformer design for self-energy recycling in full-duplex decode-and-forward relay systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(9): 1417-1421.
- [15] KWON K, HWANG D, SONG H-K, et al. Full-duplex with self-energy recycling in the RF powered multi-antenna relay channels[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2019, 26(10): 1516-1520.
- [16] HU Z, YUAN C, ZHU F, et al. Weighted sum transmit power minimization for full-duplex system with SWIPT and self-energy recycling[J]. IEEE Access, 2016, 4: 4874-4881.
- [17] DEMIR O T, TUNCER T E. Robust optimum and near-optimum beamformers for decode-and-forward full-duplex multi-antenna relay with self-energy recycling[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(3): 1566-1580.
- [18] EL SHAFIE A, AL-DHAHIR N. Secure communications in the presence of a buffer-aided wireless-powered relay with self-energy recycling[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2016, 5(1): 32-35.
- [19] DEEPAN N, REBEKKA B. Outage performance of full duplex cooperative NOMA with energy harvesting over Nakagami-m fading channels[C]//2019 TEQIP III Sponsored International Conference on Microwave Integrated Circuits, Photonics and Wireless Networks(IMICPW). Tiruchirappalli, India: IEEE, 2019: 435-439.
- [20] NASIR A A, ZHOU X, DURRANI S, et al. Relaying protocols for wireless energy harvesting and information processing[J]. IEEE Transactions on Wireless Communica-

tions, 2013, 12(7): 3622-3636.

作者简介



李素月 女, 1980年生于河南扶沟. 2013年毕业于上海交通大学获博士学位. 现为太原科技大学副教授. 主要研究方向为5G、6G无线通信系统关键技术性能分析、大规模MIMO信道估计和信号检测、智能反射面通信技术等.

E-mail: lisuyue@126.com



刘军怀 男, 1990年生于河南驻马店. 2011年毕业于太原科技大学获硕士学位. 现为商丘工学院教师. 主要研究方向是协作通信、NOMA性能分析.

E-mail: 2856580216@qq.com

郝鹏昇 男, 1998年生于山西吕梁. 现为太原科技大学电子信息工程学院硕士研究生. 主要研究方向为大规模MIMO系统性能分析.

E-mail: 714058838@qq.com

闫森 男, 1998年生于山西运城. 现为太原科技大学电子信息工程学院硕士研究生, 主要研究方向为无线通信物理层性能分析.

E-mail: 874109707@qq.com

王安红 女, 1972年生于山西闻喜. 2009年毕业于北京交通大学获博士学位. 现为太原科技大学教授. 主要研究方向为图像视频编码与传输、深度学习、3D点云等.

E-mail: ahwang@tyust.edu.cn

Sami Muhaidat 男, 1972年生. 2006年毕业于加拿大的Waterloo大学获博士学位. 现为Khalifa大学教授. 主要研究方向为无线通信关键技术、协作通信、物联网技术等.

E-mail: muhaidat@ieee.org