

基于自适应功率分裂的协作非正交多址接入无线携能通信网络性能分析

杨正¹, 郑云¹, 余月好¹, 吴怡¹, 董志诚², 邢松³

(1. 福建师范大学光电与信息工程学院, 福建 福州 350117; 2. 西藏大学工学院, 西藏 拉萨 850000;
3. 加州州立大学洛杉矶分校信息系统系, 美国 洛杉矶 CA90032)

摘要: 为了提高无线通信系统的频谱利用率、降低功耗, 针对双向协作非正交多址接入携能网络, 提出了一种自适应功率分裂的无线携能准则。中继利用译码转发协议和用户的距离信息执行串行干扰消除, 检测用户的信息并从发送端收割能量。发送端设计自适应功率分裂准则, 使中继可以成功检测用户的信息, 然后把剩余的能量全部用于能量传输, 进而中继可以收割到最多的能量并将所解码的信息转发给接收端。基于所提的自适应功率分裂准则, 分析网络的全局中断概率、端到端中断概率, 以及高信噪比条件下的分集增益。与基于固定功率分裂的协作三级正交多址接入携能网络相比, 基于自适应功率分裂的协作两级非正交多址接入携能网络可以获得更优的中断性能。

关键词: 自适应功率分裂; 无线携能通信; 非正交多址接入; 中断概率; 分集增益

中图分类号: TN92

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2023004

Performance analysis for cooperative NOMA networks based SWIPT with adaptive power splitting

YANG Zheng¹, ZHENG Yun¹, YU Yuehao¹, WU Yi¹, DONG Zhicheng², XING Song³

1. College of Photonic and Electronic Engineering, Fujian Normal University, Fuzhou 350117, China
2. School of Engineering, Tibet University, Lhasa 850000, China
3. Department of Information Systems, California State University, Los Angeles, CA90032, USA

Abstract: In order to improve the spectrum effectiveness, decrease the power consumption of wireless communication system, for a two-way cooperative non-orthogonal multiple access (NOMA) network with simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT), an adaptive power splitting scheme of SWIPT was proposed. Based on the decode-and-forward protocol and the users' distance information, the successive interference cancellation was carried out at the relay to decode the users' messages and harvest the energy from the sources. An adaptive power splitting scheme was proposed based on users' channel state information, which the relay could successfully decode the users' information and harvest the most energy from the sources. Based on the harvested energy, the relay forwarded the decoded information of the users in the next time slot. According to the proposed adaptive power splitting scheme, the overall outage probability, end-to-end outage probability, and the diversity gain at high signal-to-noise ratio were derived. Compared with three-way cooperative orthogonal multiple access network with fixed power splitting of SWIPT, the proposed adaptive power splitting of SWIPT for two-way cooperative NOMA networks can achieve much better outage performance.

Keywords: adaptive power splitting, SWIPT, NOMA, outage probability, diversity gain

收稿日期: 2022-08-08; 修回日期: 2022-11-02

通信作者: 吴怡, wuyi@fjnu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.U1805262); 福建省自然科学基金资助项目 (No.2022J01169); 福建省中央引导地方科技发展资金资助项目 (No.2021L3010); 福建省科技创新重点基金资助项目 (No.2021G02006)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.U1805262), The Natural Science Foundation of Fujian Province (No.2022J01169), The Local Science and Technology Development of Fujian Province (No.2021L3010), The Key Project of Science and Technology Innovation of Fujian Province (No.2021G02006)

0 引言

随着物联网、移动通信等技术的不断发展,大量物联网设备和无线终端将同时接入无线通信系统,这对传输速率、时延、连接数、能耗等提出更高的要求^[1]。非正交多址接入通过发送端叠加编码的技术,允许多个用户共享相同的频谱资源,接收端根据用户信道的差异执行串行干扰消除检测用户的信号^[2]。与正交多址接入相比,非正交多址接入可以实现大规模、低时延、高速率等接入^[3]。无线携能通信被认为可以解决网络设备能量短缺的问题,并延长无线设备的使用寿命^[4]。无线携能通信通过无线携能接收机收割周围的射频信号并将其转化为能量,为能量受限的网络节点提供稳定持续的能量供应,其中,无线携能通信技术主要分为功率分裂和时间切换 2 个准则^[5]。因此,结合非正交多址接入和无线携能通信技术,可以进一步实现未来无线通信系统的高速率传输和低能量消耗的目标。

另外,协作中继网络通过中继传输技术能够实现空间分集增益以及获得多跳传输的性能以对抗各种信道衰落,从而提高网络传输的可靠性^[6]。传统协作中继网络中,中继利用自身的能量将发送端的信息转发给目的节点,导致能量受限的中继节点无法参与^[7]。针对能量受限的中继节点,可以利用无线携能通信技术帮助中继节点收割能量,进而协助网络完成通信^[8]。文献[9]基于时间切换准则研究三级双向放大转发中继网络端到端的中断性能。文献[10]基于静态功率分裂准则研究三级双向放大转发中继网络的中断性能,其中,功率分裂因子由用户的统计信道信息来确定。为了进一步提高三级双向放大转发中继网络的中断性能,文献[11]根据用户的瞬时信道状态信息设计动态的功率分裂因子。文献[12]和文献[13]分别基于静态和动态功率分裂准则分析三级双向译码转发中继网络端到端的中断概率,其中,无线携能通信考虑线性和非线性能量收割模型。文献[14]考虑基于无线携能传输的三级双向译码转发中继网络,其中中继利用固定功率分裂策略从发送端收割能量,然后分析全局中断概率和端到端中断概率。文献[15]通过最小化三级双向携能网络的中断概率,获得最优的动态功率分裂因子的闭合表达式。

文献[16]将无线携能通信技术运用到协作非正交多址接入网络,其中,小区中心的用户从基站收割能

量协助基站服务小区边缘用户,并分析网络的中断概率和吞吐量。文献[17]考虑基于固定功率分裂协作非正交多址接入携能网络的安全中断性能,其中,小区中心的多个用户从基站收割能量,并帮助基站转发小区边缘用户的信息,用于提高网络的安全性。文献[18]考虑基于功率分裂的协作非正交多址接入携能网络,分别研究固定功率分配的非正交多址接入和认知无线电启发式的非正交多址接入对网络中断性能和分集增益的影响。文献[19]考虑基于时间切换的全双工协作非正交多址接入携能网络,并在非完备串行干扰消除条件下研究网络的中断概率和吞吐量。与协作三级正交多址接入携能网络相比,协作两级非正交多址接入携能网络可以提高频谱利用率并实现大规模连接。

文献[9-15]利用 3 个时隙实现双向协作携能网络信息交互,并利用功率分裂或时间切换准则研究网络的中断概率和吞吐量等,但是频谱利用率比较低。为了进一步提高网络性能,本文考虑将非正交多址接入应用到双向译码转发协作携能网络,利用 2 个时隙完成用户信息的交互,并研究自适应功率分裂准则对网络性能的影响。

本文的主要研究工作如下。

1) 中继根据发送端的距离信息,利用串行干扰消除技术检测用户的信息,考虑以下 3 种情况:①中继可以同时检测远近用户的信息;②中继可以检测近用户的信息,但无法检测远用户的信息;③中继无法检测远近用户的信息。然后发送端根据中继节点的译码情况,利用用户的信道状态信息设计自适应功率分裂准则。

2) 根据建立的协作两级非正交多址接入携能网络自适应功率分裂模型,能量受限的中继节点可以从发送端收割最多的能量,然后将相应的信息转发给用户。基于自适应功率分裂准则,获得全局中断概率的闭合表达式、端到端链路中断概率的近似表达式,以及高信噪比条件下的分集增益。

3) 仿真结果表明,基于自适应功率分裂的协作两级非正交多址接入携能网络可以获得比基于固定功率分裂的三级正交多址接入携能网络更好的中断性能^[14]。与传统的非无线携能相比,基于自适应功率分裂的无线携能准则的中断性能略差,但可以获得相同的分集增益。

1 系统模型

如图 1 所示,考虑基于瞬时无线信息和功率传

输的双向单中继非正交多址接入网络，其中，所有节点都配置单天线，中继采用译码转发协议。用户 U_n 和 U_f 通过中继节点 R 交互信息时，需要 2 个时隙完成信息交互。将图 1 的模型推广到多用户模型，利用混合非正交多址接入服务多组配对用户^[16]，其中，每组配对用户执行非正交多址接入，而不同组的用户利用时分多址接入、频分多址接入或码分多址接入进行服务。为了便于分析，本文考虑一组配对用户执行上行非正交多址接入，具体描述如下。

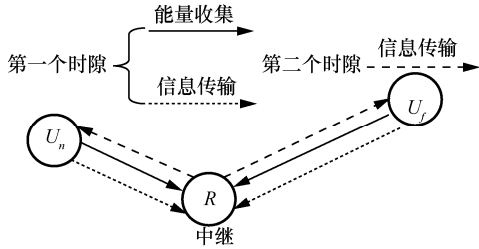


图1 双向协作非正交多址接入携能网络模型

第一个时隙，用户 U_n 和 U_f 同时发送各自的信息 x_n 和 x_f 给中继 R 。因此，中继 R 收到的信息为

$$y_r = \sqrt{(1-\alpha_n)P}h_{nr}x_n + \sqrt{(1-\alpha_f)P}h_{fr}x_f + \omega_r \quad (1)$$

其中， P 表示用户 U_n 和 U_f 的发射功率； α_n 和 α_f 分别表示用户 U_n 和 U_f 的功率分裂因子， $0 \leq \alpha_i \leq 1$ ， $i \in \{n, f\}$ ，且 $\alpha_n + \alpha_f = 1$ ； $h_{nr} \sim \text{CN}(0, d_n^{-\alpha})$ 和 $h_{fr} \sim \text{CN}(0, d_f^{-\alpha})$ 分别表示用户 U_n 和 U_f 到中继 R 的瑞利信道衰落系数； d_n 和 d_f 分别表示用户 U_n 和 U_f 到中继 R 的距离，且 $d_n < d_f$ ，即用户 U_n 比用户 U_f 更靠近中继 R ； α 表示路径损耗系数； ω_r 表示功率为 σ^2 的高斯白噪声。

实际通信网络中，信道变化很快，发送端和接收端获得完备的信道状态信息是比较困难的。然而，实际无线网络中大尺度路径损耗的波动比小尺度多径衰落慢得多。因而，假设网络节点的位置信息已知是比较合理的假设^[14]。

假设中继 R 只知道用户 U_n 和 U_f 的距离信息 d_n 和 d_f ，基于上行非正交多址接入准则，中继 R 首先检测距离比较近的用户 U_n 的信息，然后再检测距离比较远的用户 U_f 的信息。因此，根据式(1)，中继 R 检测用户 U_n 信息的瞬时速率为

$$R_{n,1} = \frac{1}{2} \text{lb} \left(1 + \frac{(1-\alpha_n)P|h_{nr}|^2}{(1-\alpha_f)P|h_{nr}|^2 + \sigma^2} \right) \quad (2)$$

如果中继 R 可以正确检测用户 U_n 的信号，即 $R_{n,1} \geq R_n^*$ ， R_n^* 表示用户 U_n 的目标速率，则用户 U_n 的信号 x_n 可以从中继 R 接收的信号式(1)中移除，然后检测用户 U_f 的信号。因此，当 $R_{n,1} \geq R_n^*$ 时，中继 R 检测用户 U_f 信息的瞬时速率为

$$R_{f,1} = \frac{1}{2} \text{lb} \left(1 + \frac{(1-\alpha_f)P|h_{nr}|^2}{\sigma^2} \right) \quad (3)$$

假设中继 R 可以同时正确检测用户 U_n 和 U_f 的信号，即 $R_{n,1} \geq R_n^*$ 且 $R_{f,1} \geq R_f^*$ ， R_f^* 表示用户 U_f 的目标速率，则功率分裂因子 α_n 和 α_f 分别表示为

$$0 \leq \alpha_n \leq 1 - \frac{\varepsilon_n^*(1-\alpha_f)P|h_{nr}|^2 + \sigma^2\varepsilon_n^*}{P|h_{nr}|^2} \quad (4)$$

$$0 \leq \alpha_f \leq 1 - \frac{\sigma^2\varepsilon_f^*}{P|h_{fr}|^2} \quad (5)$$

其中， $|h_{nr}|^2 \geq \frac{\sigma^2\varepsilon_n^*}{P(1-\varepsilon_n^*(1-\alpha_f))}$ ， $|h_{fr}|^2 \geq \frac{\sigma^2\varepsilon_f^*}{P}$ ，

$$\varepsilon_f^* = 2^{R_f^*} - 1, \quad \varepsilon_n^* = 2^{R_n^*} - 1。$$

为了使中继 R 可以收割最多的能量，令 $R_{n,1} = R_n^*$ ，且 $R_{f,1} = R_f^*$ ，则式(4)和式(5)中的功率分裂因子 α_n 和 α_f 可分别重新表示为

$$\alpha_n = \max \left\{ 0, 1 - \frac{\sigma^2\varepsilon_n^*}{P|h_{nr}|^2} \right\} \quad (6)$$

$$\alpha_f = \max \left\{ 0, 1 - \frac{\sigma^2\varepsilon_f^*}{P|h_{fr}|^2} \right\} \quad (7)$$

其中， $\varepsilon^* = \varepsilon_n^*(1 + \varepsilon_f^*)$ 。

中继 R 根据用户 U_n 和 U_f 的距离执行串行干扰消除，检测用户 U_n 和 U_f 的信息。因此，中继 R 译码用户 U_n 和 U_f 的信息分 3 种情况进行讨论。具体地，根据式(6)和式(7)中 $|h_{nr}|^2$ 和 $|h_{fr}|^2$ 的取值范围，分 3 种情况讨论功率分裂因子 α_n 和 α_f 的取值，具体描述如下。

$$1) |h_{nr}|^2 \geq \frac{\sigma^2\varepsilon_n^*}{P} \text{ 且 } |h_{fr}|^2 \geq \frac{\sigma^2\varepsilon_f^*}{P}$$

在此情况下，中继 R 可以同时准确译出用户 U_n 和 U_f 的信息。同时，式(6)和式(7)中的功率分裂因子 α_n 和 α_f 可分别重新表示为

$$\alpha_n = 1 - \frac{\sigma^2\varepsilon_n^*}{P|h_{nr}|^2}, \quad \alpha_f = 1 - \frac{\sigma^2\varepsilon_f^*}{P|h_{fr}|^2} \quad (8)$$

另外, 根据式(1)和式(8), 中继 R 收割的功率表示为

$$P_{r,1} = \eta(\alpha_n P |h_{nr}|^2 + \alpha_f P |h_{fr}|^2) = \eta(P |h_{nr}|^2 + P |h_{fr}|^2 - \sigma^2 \varepsilon_n^* - \sigma^2 \varepsilon_f^*) \quad (9)$$

其中, η 表示能量收集系数。

第二个时隙, 中继 R 把成功检测的信号 x_n 和 x_f 进行功率域叠加编码, 然后广播给用户 U_n 和 U_f 。

因此, 用户 $U_i, i \in \{n, f\}$ 收到的信息为

$$y_i = (\sqrt{\beta_n P_{r,1}} x_n + \sqrt{\beta_f P_{r,1}} x_f) h_{ri} + \omega_i \quad (10)$$

其中, β_n 和 β_f 表示功率分配因子, 且 $\beta_f \leq \beta_n$, $\beta_f + \beta_n = 1$; $h_{ri} \sim \text{CN}(0, d_i^{-\alpha})$ 表示中继 R 到用户 U_i 的瑞利信道衰落系数; ω_i 表示功率为 σ^2 的高斯白噪声。

由于用户 U_i 已知自己的信息, 因此用户 U_i 可以先从接收信息式(10)中移除自己的信息, 再检测配对用户的信息。因此, 用户 U_n 检测信号 x_f 和用户 U_f 检测信号 x_n 的速率分别表示为

$$R_{n \rightarrow f,1} = \frac{1}{2} \text{lb} \left(1 + \frac{\beta_f P_{r,1} |h_{rn}|^2}{\sigma^2} \right) \quad (11)$$

$$R_{f \rightarrow n,1} = \frac{1}{2} \text{lb} \left(1 + \frac{\beta_n P_{r,1} |h_{fn}|^2}{\sigma^2} \right) \quad (12)$$

$$2) |h_{nr}|^2 \geq \frac{\sigma^2 \varepsilon_n^*}{P} \text{ 且 } |h_{fr}|^2 < \frac{\sigma^2 \varepsilon_f^*}{P}$$

在此情况下, 中继 R 可以准确译出用户 U_n 的信息, 而无法译出用户 U_f 的信息。同时, 从式(7)可以发现, $\alpha_f = 0$, 意味着用户 U_f 将所有的能量用于传输信息 x_f , 中继 R 也无法准确检测用户 U_f 的信息。为了帮助用户 U_n 把信号 x_n 传递给用户 U_f , 用户 U_f 将所有的能量传递给中继 R 用于能量收割, 即 $\alpha_f = 1$ 。因此, 当 $\alpha_f = 1$ 时, 根据式(1), 中继 R 检测用户 U_n 信息的瞬时速率表示为

$$R_{n,2} = \frac{1}{2} \text{lb} \left(1 + \frac{(1 - \alpha_n) P |h_{nr}|^2}{\sigma^2} \right) \quad (13)$$

另外, 式(6)中功率分裂因子 α_n 可重新表示为

$$\alpha_n = 1 - \frac{\sigma^2 \varepsilon_n^*}{P |h_{nr}|^2} \quad (14)$$

当 $\alpha_f = 1$ 且 $|h_{nr}|^2 \geq \frac{\sigma^2 \varepsilon_n^*}{P}$ 时, 根据式(1)和式(14),

中继 R 收割的功率表示为

$$P_{r,2} = \eta(\alpha_n P |h_{nr}|^2 + P |h_{fr}|^2) = \eta(P |h_{nr}|^2 + P |h_{fr}|^2 - \sigma^2 \varepsilon_n^*) \quad (15)$$

第二个时隙, 中继 R 把信号 x_n 转发给用户 U_f 。

因此, 用户 U_f 收到的信息表示为

$$y_f = \sqrt{P_{r,2}} h_{fn} x_n + \omega_f \quad (16)$$

根据式(16), 用户 U_f 检测信号 x_n 的速率表示为

$$R_{f \rightarrow n,2} = \frac{1}{2} \text{lb} \left(1 + \frac{P_{r,2} |h_{fn}|^2}{\sigma^2} \right) \quad (17)$$

$$3) |h_{nr}|^2 < \frac{\sigma^2 \varepsilon_n^*}{P}$$

在此情况下, 中继 R 无法准确译出用户 U_n 和 U_f 的信息, 进而系统发生中断, 中继 R 无法把相关信息转发给用户 U_n 和 U_f 。

综上所述, 基于式(8)的自适应功率分裂因子,

当 $|h_{nr}|^2 \geq \frac{\sigma^2 \varepsilon_n^*}{P}$ 且 $|h_{fr}|^2 \geq \frac{\sigma^2 \varepsilon_f^*}{P}$ 时, 中继 R 可以同时

准确译出用户 U_n 和 U_f 的信息, 然后将相关信息转发给用户 U_n 和 U_f 。基于式(14)的自适应功率分裂因子,

当 $|h_{nr}|^2 \geq \frac{\sigma^2 \varepsilon_n^*}{P}$ 且 $|h_{fr}|^2 < \frac{\sigma^2 \varepsilon_f^*}{P}$ 时, 中继 R 可以

准确译出用户 U_n 的信息, 但无法译出用户 U_f 的信息,

然后将相关信息转发给用户 U_f 。当 $|h_{nr}|^2 < \frac{\sigma^2 \varepsilon_n^*}{P}$

时, 中继 R 无法译出用户 U_n 和 U_f 的信息, 进而系统发生中断, 无法执行第二个时隙的接入。

假设中继 R 把获得的能量全部用于信息转发, 进而根据自适应功率分裂准则分析系统的中断性能。由于中继的传输功率动态变化, 针对系统总的需要能量, 比如在限定发送端和中继满足一定的能量需求条件下研究系统的全局中断概率、端到端中断概率比较困难, 后续笔者将进一步研究系统总的能量限制或最低功率需求对系统性能的影响。

2 中断概率分析

中断概率定义为在无限长信道编码条件下, 用户在衰落信道下所获得的速率小于目标速率的概率^[20]。针对双向单中继非正交多址接入携能网络, 研究自适应功率分裂准则对全局中断概率、用户 U_f 检测用户 U_n 信号的中断概率, 以及用户 U_n 检测用户 U_f 信号的中断概率的影响。

2.1 全局中断概率

全局中断概率定义为只要用户 U_n 无法正确检测用户 U_f 的信号, 或用户 U_f 无法正确检测用户 U_n 的信号, 则整个网络发生中断。全局成功概率定义为中继 R 同时正确译码用户 U_n 和 U_f 的信号, 同时用户 U_n 正确检测用户 U_f 的信号, 用户 U_f 正确检测用户 U_n 的信号。因此, 根据式(2)、式(3)、式(11)和式(12), 全局成功概率定义为

$$\overline{P_{\text{out}}^0} = \Pr\{R_{n,1} \geq R_n^*, R_{f,1} \geq R_f^*, R_{n \rightarrow f,1} \geq R_f^*, R_{f \rightarrow n,1} \geq R_n^*\} \quad (18)$$

因此, 全局中断概率为 $P_{\text{out}}^0 = 1 - \overline{P_{\text{out}}^0}$ 。

考虑频分双工模式, 即上下行信道条件互不相等 ($h_{ri} \neq h_{ri}, i \in \{n, f\}$), 基于式(18), 定理 1 给出基于自适应功率分裂的瞬时无线信息和功率传输的双向单中继非正交多址接入网络的全局中断概率和分集增益。

定理 1 基于自适应功率分裂的瞬时无线信息和功率传输的双向单中继非正交多址接入网络的全局中断概率表示为

$$P_{\text{out}}^0 = 1 - \exp(-a_1 d_n^\alpha - b_1 d_f^\alpha) \left(D_{nf} d_n^{-\alpha} \sqrt{4a_{nf} d_n^\alpha} K_1 \left(\sqrt{4a_{nf} d_n^\alpha} \right) - D_{nf} d_f^{-\alpha} \sqrt{4a_{nf} d_f^\alpha} K_1 \left(\sqrt{4a_{nf} d_f^\alpha} \right) \right) \quad (19)$$

其中, $D_{nf} = \frac{d_n^\alpha d_f^\alpha}{d_f^\alpha - d_n^\alpha}$, $a_1 = \frac{\varepsilon^*}{\rho}$, $b_1 = \frac{\varepsilon_f^*}{\rho}$, $a_f = \frac{\varepsilon_f^*}{\beta_f \eta \rho}$, $a_n = \frac{\varepsilon_n^*}{\beta_n \eta \rho}$, $\rho = \frac{P}{\sigma^2}$, $a_{nf} = a_f d_n^\alpha + a_n d_f^\alpha$, $K_1(\cdot)$ 表示贝塞尔函数^[21]。另外, 全局中断概率 P_{out}^0 的分集增益为 1。

证明 见附录 1。

定理 1 给出了基于自适应功率分裂的双向单中继非正交多址接入携能网络的全局中断概率的闭合表达式, 可以用来评估整个网络的可靠性。另外, 与基于固定功率分裂的瞬时无线信息和功率传输的双向单中继正交多址接入网络相比^[14], 基于自适应功率分裂的瞬时无线信息和功率传输的双向单中继非正交多址接入可以获得相同的分集增益和更低的中断概率。这是因为基于自适应功率分裂准则, 中继可以从发送端收割最多的能量用于信息转发, 而且非正交多址接入可以提高网络的频谱利用率。

2.2 用户 U_f 检测用户 U_n 信号的中断概率

用户 U_f 检测用户 U_n 信号的成功概率包含两部分: ① 中继 R 同时正确检测用户 U_n 和 U_f 的信号, 且用户 U_f 正确检测用户 U_n 的信号; ② 中继 R 正确检测用户 U_n 的信号而无法正确检测 U_f 的信号, 且用户 U_f 正确检测用户 U_n 的信号。因此, 根据式(2)、式(3)、式(12)、式(13)和式(17), 用户 U_f 检测用户 U_n 信号的成功概率表示为

$$\overline{P_{\text{out}}^{f \rightarrow n}} = \Pr\{R_{n,1} \geq R_n^*, R_{f,1} \geq R_f^*, R_{f \rightarrow n,1} \geq R_n^*\} + \Pr\{R_{n,2} \geq R_n^*, R_{f \rightarrow n,2} \geq R_n^*\} \quad (20)$$

基于式(20), 定理 2 给出基于自适应功率分裂的瞬时无线信息和功率传输的双向单中继非正交多址接入网络中用户 U_f 检测用户 U_n 信号的中断概率和分集增益。

定理 2 基于自适应功率分裂的瞬时无线信息和功率传输的双向单中继非正交多址接入网络中用户 U_f 检测用户 U_n 信号的中断概率表示为

$$P_{\text{out}}^{f \rightarrow n} \approx 1 - \exp(-a_1 d_n^\alpha - b_1 d_f^\alpha) \cdot \left(D_{nf} d_n^{-\alpha} \sqrt{4a_n d_n^\alpha d_f^\alpha} K_1 \left(\sqrt{4a_n d_n^\alpha d_f^\alpha} \right) - D_{nf} d_f^{-\alpha} \sqrt{4a_n d_f^{2\alpha}} K_1 \left(\sqrt{4a_n d_f^{2\alpha}} \right) - \left(\frac{b_3 d_f^\alpha T_1}{(d_f^\alpha - d_n^\alpha)(1 - \exp(-d_f^\alpha b_1))} - \exp\left(-d_f^\alpha \left(b_1 + \frac{b_3}{b_1}\right)\right) \right) \frac{1}{1 - \exp(-d_f^\alpha b_1)} + \frac{d_f^{2\alpha} (1 - \exp(-(d_f^\alpha - d_n^\alpha) b_1))}{(d_f^\alpha - d_n^\alpha)(1 - \exp(-d_f^\alpha b_1))} T_2 \right) \exp(-d_n^\alpha b_2) (1 - \exp(-d_f^\alpha b_1)) \quad (21)$$

其中, $T_1 = \frac{\pi b_1}{2N} \sum_{j=1}^N \left| \sin \frac{2j-1}{2N} \pi \right| \left(d_f^\alpha \exp\left(\frac{-d_n^\alpha t_j - d_f^\alpha b_3}{t_j}\right) - d_n^\alpha \exp\left(\frac{-d_f^\alpha t_j - d_f^\alpha b_3}{t_j}\right) \right) \frac{1}{t_j^2}$, $T_2 = \frac{\pi b_3}{2b_1 N} \sum_{j=1}^N \left| \sin \frac{2j-1}{2N} \pi \right| \exp\left(\frac{-d_f^\alpha v_j - d_n^\alpha b_3}{v_j}\right)$, N 表示高斯切比雪夫积分

近似和项, $t_j = \frac{b_1}{2} \left(\cos \frac{2j-1}{2N} \pi + 1 \right)$,
 $v_j = \frac{b_3}{2b_1} \left(\cos \frac{2j-1}{2N} \pi + 1 \right)$, $b_2 = \frac{\varepsilon_n^*}{\rho}$, $b_3 = \frac{\varepsilon_n^*}{\eta\rho}$ 。另外,
 中断概率 $P_{\text{out}}^{f \rightarrow n}$ 的分集增益为 1。

证明 见附录 2。

定理 2 给出了基于自适应功率分裂的双向单中继非正交多址接入携能网络中用户 U_f 检测用户 U_n 信号的中断概率的近似表达式。与基于固定功率分裂的瞬时无线信息和功率传输相比^[14], 基于自适应功率分裂的瞬时无线信息和功率传输准则充分考虑中继 R 无法成功检测用户 U_f 的信号, 将用户 U_f 所有的能量用于功率传输, 进而中继 R 可以获得足够多的能量用于将用户 U_n 的信号转发给用户 U_f 。因此, 与固定功率分裂的瞬时无线信息和功率传输相比^[14], 本文所提自适应功率分裂准则可以获得更好的中断性能。

2.3 用户 U_n 检测用户 U_f 信号的中断概率

用户 U_n 检测用户 U_f 信号的成功概率定义为中继 R 正确检测用户 U_f 的信号, 且用户 U_n 正确检测用户 U_f 的信号。因此, 根据式(2)、式(3)和式(11), 用户 U_n 检测用户 U_f 信号的成功概率表示为

$$\overline{P_{\text{out}}^{n \rightarrow f}} = \Pr \{ R_{n,1} \geq R_n^*, R_{f,1} \geq R_f^*, R_{n \rightarrow f,1} \geq R_f^* \} \quad (22)$$

基于式(22), 定理 3 给出基于自适应功率分裂的瞬时无线信息和功率传输的双向单中继非正交多址接入携能网络中用户 U_n 检测用户 U_f 信号的中断概率和分集增益。

定理 3 基于自适应功率分裂的瞬时无线信息和功率传输的双向单中继非正交多址接入携能网络中用户 U_n 检测用户 U_f 信号的中断概率表示为

$$P_{\text{out}}^{n \rightarrow f} = 1 - \exp \left(-a_1 d_n^\alpha - b_1 d_f^\alpha \right) \cdot \left(D_{n_f} d_n^{-\alpha} \sqrt{4a_f d_n^{2\alpha}} K_1 \left(\sqrt{4a_f d_n^{2\alpha}} \right) - D_{n_f} d_f^{-\alpha} \sqrt{4a_f d_n^\alpha d_f^\alpha} K_1 \left(\sqrt{4a_f d_n^\alpha d_f^\alpha} \right) \right) \quad (23)$$

另外, 中断概率 $P_{\text{out}}^{n \rightarrow f}$ 的分集增益为 1。

证明 基于式(8)和式(9), 式(22)全局成功概率 $\overline{P_{\text{out}}^{n \rightarrow f}}$ 可以进一步表示为

$$\overline{P_{\text{out}}^{n \rightarrow f}} = \Pr \{ |h_{nr}|^2 \geq a_1, |h_{fr}|^2 \geq b_1, (|H|^2 - c_1) |h_{nm}|^2 \geq a_f \} \quad (24)$$

基于式(24), 以及类似定理 1 的证明, 可以获得定理 3 的结论。证毕。

定理 3 给出了基于自适应功率分裂的双向单中继非正交多址接入携能网络中用户 U_n 检测用户 U_f 信号中断概率的闭合表达式。同样地, 定理 3 的中断概率优于基于固定功率分裂的正交多址接入携能网络中用户 U_n 检测用户 U_f 信号的中断概率。

3 仿真分析

本节利用蒙特卡罗仿真来验证理论分析的准确性。系统模型的仿真参数设定如下: 能量收集系数 $\eta = 0.5$, 路径损耗因子 $\alpha = 2.5$, 高斯白噪声功率 $\sigma^2 = -84$ dBm, 高斯切比雪夫积分近似和项 $N = 50$ 。

图 2 比较了上行自适应功率分裂携能协作两级非正交多址接入网络、上下行固定功率分裂携能协作三级正交多址接入网络以及传统非携能协作两级非正交多址接入网络的中断概率。上行自适应功率分裂因子 α_n 和 α_f 基于式(8)和式(14), 距离 $d_n = 10$ m, $d_f = 50$ m, 下行固定功率分配因子 $\beta_f = \beta_n = 0.5$, 分析结果基于定理 1~定理 3。

从图 2 可以看出, 在不同目标速率条件下, 基于自适应功率分裂的协作两级非正交多址接入携能网络与基于固定功率分裂协作三级正交多址接入携能网络的中断概率互相平行^[14], 因而, 这 2 种方案的分集增益相同, 但是前者的中断概率优于后者, 主要原因是自适应功率分裂准则中的中继在正确译码用户的信息之后, 可以从发送端收割最多的能量, 然后广播所译码的信息给所有用户; 与正交多址接入相比, 非正交多址接入可以获得更高的频谱效率。另外, 随着目标速率 R_n^* 和 R_f^* 之间的差距越来越大, 基于自适应功率分裂的协作两级非正交多址接入携能网络与基于固定功率分裂的协作三级正交多址接入携能网络中断概率的差距也随之增大。此外, 与传统非携能协作非正交多址接入相比, 基于自适应功率分裂的协作非正交多址接入携能网络的中断性能较差, 但是分集增益没有损失。这是因为传统非携能技术发送端和中继都采用统一的外围供电, 即发射功率也是 P , 中继可以获得充足的能量, 但成本比较高, 而无线携能收割的能量受用户信道条件的影响。另外, 理论分析结果和蒙特卡罗仿真结果吻合, 表明定理 1~定理 3 理论分析的准确性。

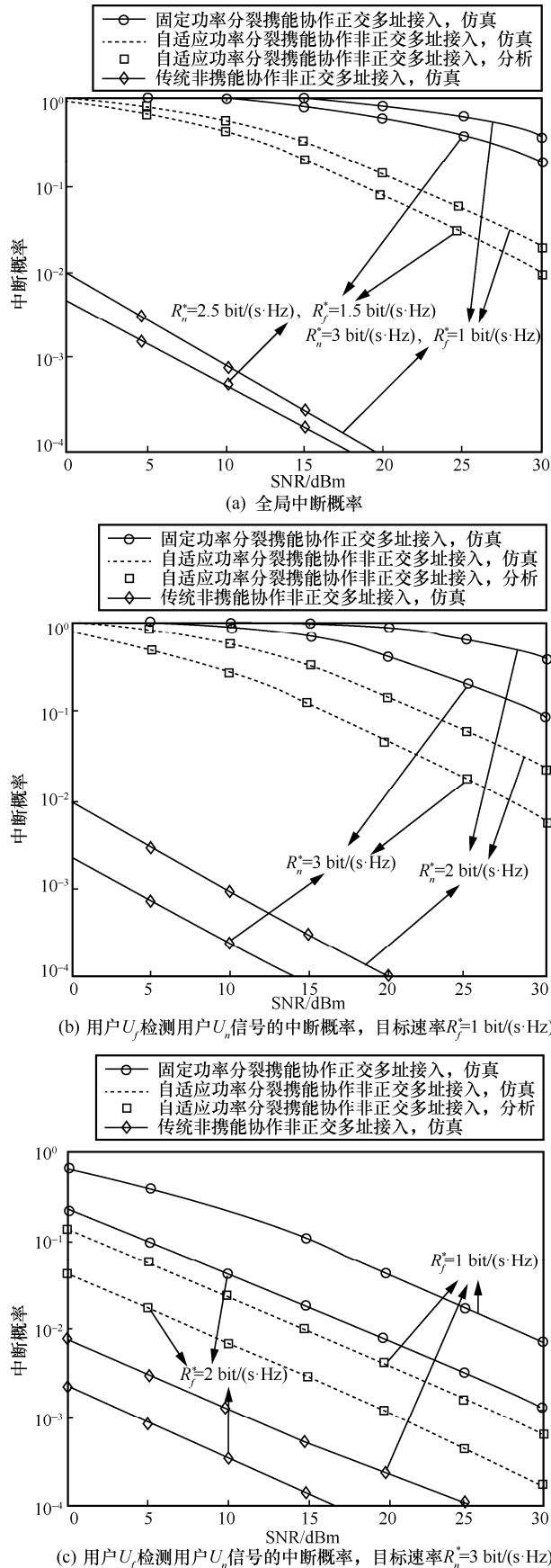


图 2 中断概率

图 3 为不同距离信息对自适应功率分裂携能协作两级非正交多址接入网络和固定功率分裂携能协作三级正交多址接入网络全局中断概率的影响，其中，距离 $d_n = 10 \text{ m}$ ，目标速率 $R_n^* = 2.5 \text{ bit/(s·Hz)}$ 和 $R_f^* = 1.5 \text{ bit/(s·Hz)}$ 。

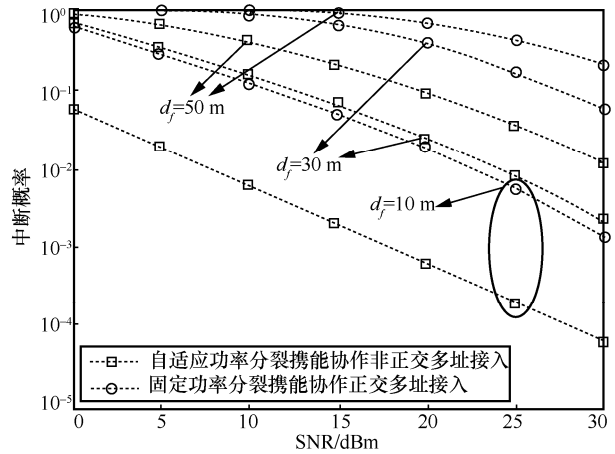


图 3 不同距离信息对全局中断概率的影响

从图 3 可以看出，对于不同的距离信息，自适应功率分裂携能协作两级非正交多址接入网络的全局中断概率总是优于固定功率分裂携能三级协作正交多址接入网络的全局中断概率。

图 4 为信道状态信息对自适应功率分裂携能协作两级非正交多址接入网络中断概率的影响，其中，距离 $d_n = 10 \text{ m}$ ，目标速率 $R_n^* = 5 \text{ bit/(s·Hz)}$ 和 $R_f^* = 1 \text{ bit/(s·Hz)}$ 。

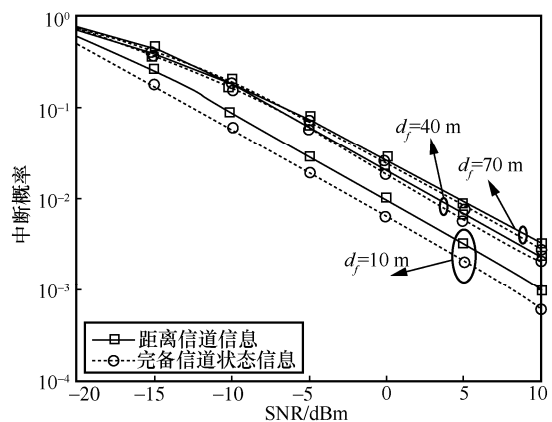


图 4 信道状态信息对中断概率的影响

从图 4 可以看出，基于完备信道状态信息的中断概率总是优于基于距离信道信息的中断概率，但是随着 2 个用户距离的差距不断增大，两者中断概率的间隔不断缩小。产生这个现象的原因是当 2 个

用户的距离信息差距比较大时，信道条件比较好的用户大概率等同于距离基站比较近的用户。

4 结束语

本文考虑自适应功率分裂准则对双向单中继协作非正交多址接入携能网络中断性能和分集增益的影响。中继利用上行非正交多址接入的串行干扰消除准则检测用户的信号，在确保中继可以成功译码用户信号的前提下，设计自适应功率分裂方案，使中继可以从发送端收割最多的能量，进而中继利用收割的能量将发送端的信息转发给目的节点。然后，基于自适应功率分裂准则，研究协作两级非正交多址接入携能网络的全局中断概率、端到端中断概率，以及相应的分集增益。与基于固定功率分裂的三级正交多址接入携能网络相比，基于自适应功率分裂的两级非正交多址接入携能网络可以获得更好的中断性能。为了进一步比较自适应功率分裂的无线携能通信技术与传统非携能通信技术的优势，后续将进一步考虑自适应功率分裂对协作两级非正交多址接入携能网络能效的影响。

附录 1 定理 1 全局中断概率的证明

令 $|H|^2 = |h_{nr}|^2 + |h_{fr}|^2$ ，基于式(8)和式(9)，式(18)的全局成功概率 P_{out}^0 可进一步表示为

$$\overline{P_{\text{out}}^0} = \Pr \left\{ |h_{nr}|^2 \geq a_1, |h_{fr}|^2 \geq b_1, \right. \\ \left. (|H|^2 - c_1) |h_{nr}|^2 \geq a_f, \right. \\ \left. (|H|^2 - c_1) |h_{fr}|^2 \geq a_n \right\} \quad (25)$$

其中， $a_1 = \frac{\varepsilon^*}{\rho}$ ， $b_1 = \frac{\varepsilon_f^*}{\rho}$ ， $c_1 = \frac{\varepsilon^* + \varepsilon_f^*}{\rho}$ ， $a_f = \frac{\varepsilon_f^*}{\beta_f \eta \rho}$ ， $a_n = \frac{\varepsilon_n^*}{\beta_n \eta \rho}$ 。

令 $|G|^2 = \min \left\{ \frac{|h_{nr}|^2}{a_f}, \frac{|h_{fr}|^2}{a_n} \right\}$ ，式(25)的成功概率

$\overline{P_{\text{out}}^0}$ 可进一步表示为

$$\overline{P_{\text{out}}^0} = \Pr \left\{ |G|^2 \geq \frac{1}{|H|^2 - c_1} \mid |h_{nr}|^2 \geq a_1, \right. \\ \left. |h_{fr}|^2 \geq b_1 \right\} \Pr \left\{ |h_{nr}|^2 \geq a_1, |h_{fr}|^2 \geq b_1 \right\} = \\ I_1 I_2 \quad (26)$$

基于限制条件 $|h_{nr}|^2 \geq a_1$ 和随机变量 $|h_{nr}|^2$ 是期望为 $d_n^{-\alpha}$ 的指数分布，随机变量 $|h_{nr}|^2$ 的条件累积分布函数可表示为

$$F_{|h_{nr}|^2}(x | x \geq a_1) = \frac{\Pr \{ a_1 \leq X \leq x \}}{\Pr \{ X \geq a_1 \}} = \\ 1 - \exp(-d_n^\alpha (x - a_1)) \quad (27)$$

类似地，基于限制条件 $|h_{fr}|^2 \geq b_1$ ，随机变量 $|h_{fr}|^2$ 的条件累积分布函数可表示为

$$F_{|h_{fr}|^2}(y | y \geq b_1) = 1 - \exp(-d_f^\alpha (y - b_1)) \quad (28)$$

已知 $|H|^2 = |h_{nr}|^2 + |h_{fr}|^2$ ，则随机变量 $|H|^2$ 的条件互补累积分布函数可以表示为

$$\overline{F}_{|H|^2}(z | |h_{nr}|^2 \geq a_1, |h_{fr}|^2 \geq b_1) = \\ \Pr \{ |h_{fr}|^2 > z - |h_{nr}|^2 > b_1 \} + \\ \Pr \{ |h_{fr}|^2 > b_1, z - |h_{nr}|^2 < b_1 \} = \\ Q_1 + Q_2 \quad (29)$$

根据式(27)和式(28)，式(29)中的 Q_1 可以表示为

$$Q_1 = \int_{a_1}^{z-b_1} \overline{F}_{|h_{nr}|^2}(z-x) f_{|h_{nr}|^2}(x) dx = \\ \int_{a_1}^{z-b_1} \exp(-d_n^\alpha (z-x-b_1)) \cdot \\ d_n^\alpha \exp(-d_n^\alpha (x-a_1)) dx = \\ d_n^\alpha \exp(-d_n^\alpha (z-b_1) + d_n^\alpha a_1) \cdot \\ \int_{a_1}^{z-b_1} \exp((d_f^\alpha - d_n^\alpha)x) dx = \\ \frac{d_n^\alpha \exp(-d_n^\alpha (z-b_1) + d_n^\alpha a_1)}{d_f^\alpha - d_n^\alpha} \cdot \\ \left(\exp((d_f^\alpha - d_n^\alpha)(z-b_1)) - \right. \\ \left. \exp((d_f^\alpha - d_n^\alpha)a_1) \right) \quad (30)$$

根据式(27)，式(29)中的 Q_2 可以表示为

$$Q_2 = \overline{F}_{|h_{nr}|^2}(z-b_1) = \exp(-d_n^\alpha (z-c_1)) \quad (31)$$

把式(30)和式(31)代入式(29)，可得随机变量 $|H|^2$ 的条件互补累积分布函数为

$$\overline{F}_{|H|^2}(z | z \geq c_1) = \frac{d_f^\alpha \exp(-d_n^\alpha z + d_n^\alpha c_1)}{d_f^\alpha - d_n^\alpha} - \\ \frac{d_n^\alpha \exp(-d_n^\alpha z + d_f^\alpha c_1)}{d_f^\alpha - d_n^\alpha} \quad (32)$$

对式(32)随机变量 $|H|^2$ 的条件互补累积分布函数求导, 可得 $|H|^2$ 的条件概率密度函数为

$$\begin{aligned} f_{|H|^2}(z|z \geq c_1) = & D_{nf} \exp(-d_n^\alpha z + d_n^\alpha c_1) - \\ & D_{nf} \exp(-d_f^\alpha z + d_f^\alpha c_1) \end{aligned} \quad (33)$$

其中, $D_{nf} = \frac{d_n^\alpha d_f^\alpha}{d_f^\alpha - d_n^\alpha}$.

由于随机变量 $|h_{nr}|^2$ 和 $|h_{fr}|^2$ 分别是期望为 $d_n^{-\alpha}$ 和 $d_f^{-\alpha}$ 的指数分布, 因此式(26)中随机变量 $|G|^2$ 的互补累积分布函数可表示为

$$\overline{F}_{|G|^2}(v) = \exp(-(a_f d_n^\alpha + a_n d_f^\alpha)v) \quad (34)$$

基于式(33)和式(34), 式(26)中的 I_1 可以表示为

$$\begin{aligned} I_1 = \int_{c_1}^{\infty} \overline{F}_{|G|^2} \left(\frac{1}{z - c_1} \right) f_{|H|^2}(z) dz = & \int_{c_1}^{\infty} \exp\left(-\frac{a_{nf}}{z - c_1}\right) \left(D_{nf} \exp(-d_n^\alpha z + d_n^\alpha c_1) - \right. \\ & \left. D_{nf} \exp(-d_f^\alpha z + d_f^\alpha c_1) \right) dz \end{aligned} \quad (35)$$

其中, $a_{nf} = a_f d_n^\alpha + a_n d_f^\alpha$.

令 $t = z - c_1$, 则式(35)中的 I_1 可以进一步表示为

$$\begin{aligned} I_1 = \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{a_{nf}}{t}\right) \left(D_{nf} \exp(-d_n^\alpha t) - \right. & D_{nf} \exp(-d_f^\alpha t) \Big) dt = \\ & D_{nf} d_n^{-\alpha} \sqrt{4a_{nf} d_n^\alpha} K_1 \left(\sqrt{4a_{nf} d_n^\alpha} \right) - \\ & D_{nf} d_f^{-\alpha} \sqrt{4a_{nf} d_f^\alpha} K_1 \left(\sqrt{4a_{nf} d_f^\alpha} \right) \end{aligned} \quad (36)$$

上述等式基于文献[21]中的公式 3.324.1。

由于随机变量 $|h_{nr}|^2$ 和 $|h_{fr}|^2$ 分别是期望为 $d_n^{-\alpha}$ 和 $d_f^{-\alpha}$ 的指数分布, 因此式(26)中的 I_2 可表示为

$$I_2 = \exp(-a_1 d_n^\alpha - b_1 d_f^\alpha) \quad (37)$$

把式(36)和式(37)代入式(26), 且 $P_{\text{out}}^0 = 1 - \overline{P_{\text{out}}^0}$, 可得中断概率式(19)。定理 1 第一部分的结论证毕。

基于文献[21]中的公式 8.446, 当 $x \rightarrow 0$, 贝塞尔函数 $xK_1(x)$ 的级数展开式近似为

$$\begin{aligned} xK_1(x) = 1 + \sum_{k=0}^{\infty} \frac{x \left(\frac{x}{2}\right)^{2k+1}}{k! \Gamma(k+2)} \left(\ln \frac{x}{2} + C \right) - \\ \frac{1}{2} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{x \left(\frac{x}{2}\right)^{2l+1}}{l!(l+1)!} \left(\sum_{k=1}^l \frac{1}{k} + \sum_{k=1}^{l+1} \frac{1}{k} \right) \approx \\ 1 + \frac{x^2}{2} \ln \frac{x}{2} \end{aligned} \quad (38)$$

当 $x \rightarrow 0$, 指数函数 $\exp(-x)$ 近似为

$$\exp(-x) \approx 1 - x \quad (39)$$

在高信噪比条件下, 即 $\rho \rightarrow \infty$, 有 $a_1 \rightarrow 0$, $b_1 \rightarrow 0$, $a_{nf} \rightarrow 0$, 基于式(38)和式(39), 中断概率 P_{out}^0 近似为

$$\begin{aligned} P_{\text{out}}^0 \approx 1 - D_{nf} d_n^{-\alpha} \left(1 - \frac{a_2}{\rho} \right) \cdot \\ \left(1 + \frac{d_n^\alpha a_3}{\rho} \ln \frac{d_n^\alpha a_3}{\rho} \right) + D_{nf} \cdot \\ d_f^{-\alpha} \left(1 - \frac{a_2}{\rho} \right) \left(1 + \frac{d_f^\alpha a_3}{\rho} \ln \frac{d_f^\alpha a_3}{\rho} \right) \approx \\ \frac{D_{nf} a_3 \ln \rho}{\rho} \end{aligned} \quad (40)$$

其中, $a_2 = \varepsilon_n^* d_n^\alpha + \varepsilon_f^* d_f^\alpha$, $a_3 = \frac{\beta_n d_n^\alpha \varepsilon_n^* + \beta_f d_f^\alpha \varepsilon_n^*}{\eta \beta_n \beta_f}$ 。

基于式(40), 可得全局中断概率 P_{out}^0 的分集增益为 1, 定理 1 第二部分的结论证毕。

附录 2 定理 2 全局中断概率的证明

基于式(8)、式(9)、式(14)和式(15), 式(20)的成功概率 $\overline{P_{\text{out}}^{f \rightarrow n}}$ 可进一步表示为

$$\begin{aligned} \overline{P_{\text{out}}^{f \rightarrow n}} = \Pr \{ |h_{nr}|^2 \geq a_1, |h_{fr}|^2 \geq b_1, \\ (|H|^2 - c_1) |h_{fr}|^2 \geq a_n \} + \\ \Pr \{ |h_{nr}|^2 \geq b_2, |h_{fr}|^2 < b_1, \\ (|H|^2 - b_2) |h_{fr}|^2 \geq b_3 \} = \\ I_3 + I_4 \end{aligned} \quad (41)$$

其中, $b_2 = \frac{\varepsilon_n^*}{\rho}$, $b_3 = \frac{\varepsilon_n^*}{\eta \rho}$ 。

式(41)中的 I_3 的证明过程类似于定理 1, 表示为

$$\begin{aligned}
 I_3 &= 1 - D_{nr} d_n^{-\alpha} \exp(-a_1 d_n^\alpha - b_1 d_f^\alpha) \cdot \\
 &\quad \sqrt{4a_n d_n^\alpha d_f^\alpha} K_1 \left(\sqrt{4a_n d_n^\alpha d_f^\alpha} \right) + D_{nr} d_f^{-\alpha} \cdot \\
 &\quad \exp(-a_1 d_n^\alpha - b_1 d_f^\alpha) \sqrt{4a_n d_f^{2\alpha}} \cdot \\
 &\quad K_1 \left(\sqrt{4a_n d_f^{2\alpha}} \right) \quad (42)
 \end{aligned}$$

类似于式(27)，基于限制条件 $|h_{nr}|^2 \geq b_2$ ，随机变量 $|h_{nr}|^2$ 的条件累积分布函数可表示为

$$F_{|h_{nr}|^2}(x|x \geq b_2) = 1 - \exp(-d_n^\alpha(x - b_2)) \quad (43)$$

基于限制条件 $|h_{fr}|^2 < b_1$ ，随机变量 $|h_{fr}|^2$ 的条件累积分布函数可表示为

$$\begin{aligned}
 F_{|h_{fr}|^2}(y|y < b_1) &= \frac{\Pr\{Y \leq y\}}{\Pr\{Y \leq b_1\}} = \\
 &\quad \frac{1 - \exp(-d_f^\alpha y)}{1 - \exp(-d_f^\alpha b_1)} \quad (44)
 \end{aligned}$$

基于限制条件 $|h_{nr}|^2 \geq b_2$ 、 $|h_{fr}|^2 < b_1$ ，以及式(43)和式(44)，随机变量 $|H|^2 = |h_{nr}|^2 + |h_{fr}|^2$ 的条件累积分布函数可以表示为

$$\begin{aligned}
 &\bar{F}_{|H|^2}(z | |h_{nr}|^2 \geq b_2, |h_{fr}|^2 < b_1) = \\
 &\Pr\{|h_{nr}|^2 \geq z - |h_{fr}|^2, |h_{fr}|^2 < z - b_2 | |h_{nr}|^2 \geq b_2, \\
 &|h_{fr}|^2 < b_1\} (u(z - b_2) - u(z - (b_1 + b_2))) + \\
 &\Pr\{z - b_2 \leq |h_{fr}|^2 < b_1 | |h_{nr}|^2 \geq b_2, |h_{fr}|^2 < b_1\} \cdot \\
 &(u(z - b_2) - u(z - (b_1 + b_2))) + \\
 &\Pr\{|h_{nr}|^2 \geq z - |h_{fr}|^2, |h_{fr}|^2 < b_1 | |h_{nr}|^2 \geq b_2, \\
 &|h_{fr}|^2 < b_1\} u(z - (b_1 + b_2)) = \\
 &(Q_3 + Q_4)(u(z - b_2) - u(z - (b_1 + b_2))) + \\
 &Q_5 u(z - (b_1 + b_2)) \quad (45)
 \end{aligned}$$

其中， $u(t)$ 表示单位阶跃函数。

式(45)中的 Q_3 表示为

$$\begin{aligned}
 Q_3 &= \int_0^{z-b_2} \bar{F}_{|h_{nr}|^2}(z-y) f_{|h_{fr}|^2}(y) dy = \\
 &\int_0^{z-b_2} \exp(-d_n^\alpha(z-y-b_2)) \frac{d_f^\alpha \exp(-d_f^\alpha y)}{1 - \exp(-d_f^\alpha b_1)} dy = \\
 &\frac{d_f^\alpha (\exp(-d_n^\alpha(z-b_2)) - \exp(-d_f^\alpha(z-b_2)))}{(d_f^\alpha - d_n^\alpha)(1 - \exp(-d_f^\alpha b_1))} \quad (46)
 \end{aligned}$$

式(45)中的 Q_4 表示为

$$\begin{aligned}
 Q_4 &= \int_{b_1}^{z-b_2} f_{|h_{fr}|^2}(y) dy = \\
 &\int_{b_1}^{z-b_2} \frac{d_f^\alpha \exp(-d_f^\alpha y)}{1 - \exp(-d_f^\alpha b_1)} dy = \\
 &\frac{\exp(-d_f^\alpha(z-b_2)) - \exp(-d_f^\alpha b_1)}{1 - \exp(-d_f^\alpha b_1)} \quad (47)
 \end{aligned}$$

式(45)中的 Q_5 表示为

$$\begin{aligned}
 Q_5 &= \int_0^{b_1} \bar{F}_{|h_{nr}|^2}(z-y) f_{|h_{fr}|^2}(y) dy = \\
 &\int_0^{b_1} \exp(-d_n^\alpha(z-y-b_2)) \frac{d_f^\alpha \exp(-d_f^\alpha y)}{1 - \exp(-d_f^\alpha b_1)} dy = \\
 &\frac{d_f^\alpha \exp(-d_n^\alpha(z-b_2))}{(d_f^\alpha - d_n^\alpha)(1 - \exp(-d_f^\alpha b_1))} (1 - \exp(-(d_f^\alpha - d_n^\alpha)b_1)) \quad (48)
 \end{aligned}$$

把式(46)~式(48)代入式(45)，可得以下结论。

1) $b_2 \leq z < b_1 + b_2$

$$\begin{aligned}
 \bar{F}_{|H|^2}(z | z \geq b_2) &= \frac{d_f^\alpha \exp(-d_n^\alpha(z-b_2))}{(d_f^\alpha - d_n^\alpha)(1 - \exp(-d_f^\alpha b_1))} - \\
 &\frac{d_n^\alpha \exp(-d_f^\alpha(z-b_2))}{(d_f^\alpha - d_n^\alpha)(1 - \exp(-d_f^\alpha b_1))} - \\
 &\frac{(d_f^\alpha - d_n^\alpha) \exp(-d_f^\alpha b_1)}{(d_f^\alpha - d_n^\alpha)(1 - \exp(-d_f^\alpha b_1))} \quad (49)
 \end{aligned}$$

2) $z \geq b_1 + b_2$

$$\begin{aligned}
 \bar{F}_{|H|^2}(z | z \geq b_2) &= \frac{d_f^\alpha \exp(-d_n^\alpha(z-b_2))}{(d_f^\alpha - d_n^\alpha)(1 - \exp(-d_f^\alpha b_1))} \cdot \\
 &(1 - \exp(-(d_f^\alpha - d_n^\alpha)b_1)) \quad (50)
 \end{aligned}$$

基于式(49)和式(50)，式(41)中的 I_4 可表示为

$$\begin{aligned}
 I_4 &= \Pr\left\{ |H|^2 \geq \frac{b_3}{|h_{fr}|^2} + b_2 | |h_{nr}|^2 \geq b_2, |h_{fr}|^2 < b_1 \right\} \\
 \Pr\{|h_{nr}|^2 \geq b_2, |h_{fr}|^2 < b_1\} &= I_5 I_6 \quad (51)
 \end{aligned}$$

基于式(49), 当 $|h_{rf}|^2 \geq \frac{b_3}{b_1}$ 时, 式(51)中的 I_5 可以表示为

$$I_5 = \frac{d_f^\alpha}{(d_f^\alpha - d_n^\alpha)(1 - \exp(-d_f^\alpha b_1))} \int_{\frac{b_3}{b_1}}^\infty \left(d_f^\alpha \exp\left(\frac{-d_n^\alpha b_3}{v}\right) - d_n^\alpha \exp\left(\frac{-d_f^\alpha b_3}{v}\right) - (d_f^\alpha - d_n^\alpha) \exp(-d_f^\alpha b_1) \right) \exp(-d_f^\alpha v) dv \quad (52)$$

令 $t = \frac{b_3}{v}$, 式(52)的 I_5 可进一步表示为

$$I_5 = \frac{b_3 d_f^\alpha}{(d_f^\alpha - d_n^\alpha)(1 - \exp(-d_f^\alpha b_1))} \int_0^{b_1} \left(d_f^\alpha \exp\left(\frac{-d_n^\alpha t - d_f^\alpha b_3}{t}\right) - d_n^\alpha \exp\left(\frac{-d_f^\alpha t - d_f^\alpha b_3}{t}\right) \right) \frac{1}{t^2} dt - \frac{\exp\left(-d_f^\alpha \left(b_1 + \frac{b_3}{b_1}\right)\right)}{1 - \exp(-d_f^\alpha b_1)} \quad (53)$$

将式(53)中的积分记为 T_1 , 基于高斯切比雪夫积分^[22], T_1 近似为

$$T_1 \approx \frac{\pi b_1}{2N} \sum_{j=1}^N \left| \sin \frac{2j-1}{2N} \pi \right| \left(d_f^\alpha \exp\left(\frac{-d_n^\alpha t_j - d_f^\alpha b_3}{t_j}\right) - d_n^\alpha \exp\left(\frac{-d_f^\alpha t_j - d_f^\alpha b_3}{t_j}\right) \right) \frac{1}{t_j^2} \quad (54)$$

其中, $t_j = \frac{b_1}{2} \left(\cos \frac{2j-1}{2N} \pi + 1 \right)$, N 表示高斯切比雪夫积分近似参数。

基于式(50)和高斯切比雪夫积分, 当 $|h_{rf}|^2 < \frac{b_3}{b_1}$ 时, 式(51)

中的 I_5 可以表示为

$$I_5 = \frac{d_f^{2\alpha} \left(1 - \exp\left(-\left(d_f^\alpha - d_n^\alpha\right) b_1\right)\right)}{\left(d_f^\alpha - d_n^\alpha\right) \left(1 - \exp\left(-d_f^\alpha b_1\right)\right)} \int_0^{\frac{b_3}{b_1}} \exp\left(\frac{-d_n^\alpha b_3}{v - d_f^\alpha v}\right) dv \approx$$

$$\frac{d_f^{2\alpha} \left(1 - \exp\left(-\left(d_f^\alpha - d_n^\alpha\right) b_1\right)\right)}{\left(d_f^\alpha - d_n^\alpha\right) \left(1 - \exp\left(-d_f^\alpha b_1\right)\right)} \frac{\pi b_3}{2b_1 N} \sum_{j=1}^N \left| \sin \frac{2j-1}{2N} \pi \right| \exp\left(-d_f^\alpha v_j - \frac{d_n^\alpha b_3}{v_j}\right) \quad (55)$$

其中, $v_j = \frac{b_3}{2b_1} \left(\cos \frac{2j-1}{2N} \pi + 1 \right)$ 。

由于随机变量 $|h_{nr}|^2$ 和 $|h_{fr}|^2$ 分别是期望为 $d_n^{-\alpha}$ 和 $d_f^{-\alpha}$ 的指数分布, 因此式(51)中的 I_6 可以表示为

$$I_6 = \exp\left(-b_2 d_n^\alpha\right) \left(1 - \exp\left(-b_1 d_f^\alpha\right)\right) \quad (56)$$

把式(42)、式(52)~式(56)代入式(41), 可得式(21), 定理 2 第一部分的结论证毕。

基于式(41)和式(51), 中断概率 $P_{\text{out}}^{f \rightarrow n}$ 的上下界表示为

$$1 - I_3 - I_6 \leq P_{\text{out}}^{f \rightarrow n} \leq 1 - I_3 \quad (57)$$

类似于定理 1 的证明, 在高信噪比条件下, 中断概率 $P_{\text{out}}^{f \rightarrow n}$ 上界的分集增益为 1。另外, 当信噪比 $\rho \rightarrow \infty$ 时, 有 $b_1 \rightarrow 0$, $b_2 \rightarrow 0$ 。因此, 式(56)的 I_6 可近似为

$$I_6 \approx 1 - \frac{1}{\rho} \quad (58)$$

结合 $1 - I_3$ 的结论, 可得中断概率 $P_{\text{out}}^{f \rightarrow n}$ 下界的分集增益为 1。因此, 结合中断概率 $P_{\text{out}}^{f \rightarrow n}$ 上下界分集增益的结论, 可得中断概率 $P_{\text{out}}^{f \rightarrow n}$ 的分集增益为 1, 定理 2 第二部分的结论证毕。

参考文献:

- [1] GUO F X, YU F R, ZHANG H L, et al. Enabling massive IoT toward 6G: a comprehensive survey[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2021, 8(15): 11891-11915.
- [2] DING Z G, LEI X F, KARAGIANNIDIS G K, et al. A survey on non-orthogonal multiple access for 5G networks: research challenges and future trends[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(10): 2181-2195.
- [3] DAI L L, WANG B C, YUAN Y F, et al. Non-orthogonal multiple access for 5G: solutions, challenges, opportunities, and future research trends[J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53(9): 74-81.
- [4] ZHOU X, ZHANG R, HO C K. Wireless information and power transfer: architecture design and rate-energy tradeoff[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(11): 4754-4767.
- [5] YUAN Y, XU Y Q, YANG Z, et al. Energy efficiency optimization in full-duplex user-aided cooperative SWIPT NOMA systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(8): 5753-5767.
- [6] NOSRATINIA A, HUNTER T E, HEDAYAT A. Cooperative communication in wireless networks[J]. IEEE Communications Magazine, 2004, 42(12): 74-80.

2004, 42(10): 74-80.

- [7] 殷勤业, 张莹, 丁乐, 等. 协作分集: 一种新的空域分集技术[J]. 西安交通大学学报, 2005, 39(6): 551-557.
YIN Q Y, ZHANG Y, DING L, et al. Cooperation diversity: a new spatial diversity technique[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2005, 39(6): 551-557.
- [8] 徐勇军, 胡圆, 李国权, 等. 异构携能通信网络顽健资源分配算法[J]. 通信学报, 2019, 40(7): 186-196.
XU Y J, HU Y, LI G Q, et al. Robust resource allocation algorithm for heterogeneous wireless network with SWIPT[J]. Journal on Communications, 2019, 40(7): 186-196.
- [9] LIU Y W, WANG L F, ELKASHLAN M, et al. Two-way relaying networks with wireless power transfer: policies design and throughput analysis[C]//Proceedings of 2014 IEEE Global Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2014: 4030-4035.
- [10] SHAH S T, CHOI K W, HASAN S F, et al. Energy harvesting and information processing in two-way multiplicative relay networks[J]. Electronics Letters, 2016, 52(9): 751-753.
- [11] WANG Z R, LI Y Z, YE Y H, et al. Dynamic power splitting for three-step two-way multiplicative AF relay networks[C]//Proceedings of 2017 IEEE 86th Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-5.
- [12] VAN N T P, HASAN S F, GUI X, et al. Three-step two-way decode and forward relay with energy harvesting[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(4): 857-860.
- [13] SHI L Q, CHENG W C, YE Y H, et al. Heterogeneous power-splitting based two-way DF relaying with non-linear energy harvesting[C]//Proceedings of 2018 IEEE Global Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-7.
- [14] YE Y H, SHI L Q, CHU X L, et al. On the outage performance of SWIPT-based three-step two-way DF relay networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(3): 3016-3021.
- [15] SHI L Q, YE Y H, HU R Q, et al. System outage performance for three-step two-way energy harvesting DF relaying[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(4): 3600-3612.
- [16] LIU Y W, DING Z G, ELKASHLAN M, et al. Cooperative non-orthogonal multiple access with simultaneous wireless information and power transfer[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2016, 34(4): 938-953.
- [17] LEI R X, XU D, AHMAD I. Secrecy outage performance analysis of cooperative NOMA networks with SWIPT[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(7): 1474-1478.
- [18] YANG Z, DING Z G, FAN P Z, et al. The impact of power allocation on cooperative non-orthogonal multiple access networks with SWIPT[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(7): 4332-4343.
- [19] ASWATHI V, A V B. Outage and throughput analysis of full-duplex cooperative NOMA system with energy harvesting[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(11): 11648-11664.
- [20] TSE D N C, VISWANATH P, ZHENG L Z. Diversity-multiplexing tradeoff in multiple-access channels[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2004, 50(9): 1859-1874.
- [21] GRADSHTEYN I S, RYZHIK I M. Table of integrals, series and products[M]. New York: Academic Press, 2000.
- [22] HILDEBRAND F B. Introduction to numerical analysis[M]. 2nd ed. New York: Dover, 1987.

[作者简介]



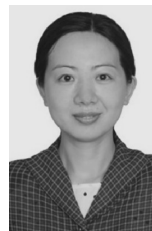
杨正(1985-), 男, 福建莆田人, 博士, 福建师范大学副教授, 主要研究方向为非正交多址接入、智能反射面、物理层安全等。



郑云(1991-), 女, 福建长乐人, 福建师范大学实验师, 主要研究方向为非正交多址接入、可见光通信等。



余月好(1993-), 女, 广东云浮人, 福建师范大学硕士生, 主要研究方向为非正交多址接入、无线携能通信等。



吴怡(1970-), 女, 辽宁葫芦岛人, 博士, 福建师范大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线自组织网、无线视频传输等。



董志诚(1982-), 男, 四川成都人, 西藏大学教授、博士生导师, 主要研究方向为车联网、无线信息采集等。



邢松(1964-), 男, 江苏扬州人, 加州州立大学洛杉矶分校教授, 主要研究方向为互联网统计测量、无线移动通信及语音和图像处理等。