

# SWIPT-NOMA 机会协作系统的优化方案

李陶深<sup>1,2</sup>, 宁倩丽<sup>1</sup>, 王哲<sup>3</sup>

(1. 广西大学计算机与电子信息学院, 广西 南宁 530004; 2. 南宁学院信息工程学院, 广西 南宁 530299;  
3. 广西民族大学人工智能学院, 广西 南宁 530005)

**摘要:** 为提高无线携能通信 (SWIPT) 系统的频谱效率和性能, 引入非正交多址接入 (NOMA) 技术构建 SWIPT-NOMA 机会中继系统模型。针对固定信号功率分配会导致其与系统其他参数无法相互调节, 继而影响系统中断概率和资源利用率等问题, 提出了一种联合信号功率和时间分配方案, 以提高系统中断性能。所提方案在满足信道状态较差节点速率的条件下, 推导出信号功率分配的表达式, 并得出系统中断概率的数学表达式, 最后通过选取合适的时间分配参数来提升中断性能。仿真结果表明, 所提系统模型具有比正交多址接入 (OMA) 系统更好的中断性能, 所提优化方案可有效降低系统的中断概率, 提高系统性能。

**关键词:** 非正交多址接入; 无线携能通信; 机会协作中继; 信号功率; 时间分配; 中断概率

**中图分类号:** TP393

**文献标识码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2020109

## Optimization scheme for the SWIPT-NOMA opportunity cooperative system

LI Taoshen<sup>1,2</sup>, NING Qianli<sup>1</sup>, WANG Zhe<sup>3</sup>

1. School of Computer, Electronics and Information, Guangxi University, Nanning 530004, China  
2. School of Information Engineering, Nanning University, Nanning 530299, China  
3. School of Artificial Intelligent, Guangxi University for Nationalities, Nanning 530005, China

**Abstract:** In order to improve the spectrum efficiency and performance of the simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT) system, the non-orthogonal multiple access (NOMA) technology was introduced to construct the SWIPT-NOMA opportunistic relay system model. The fixed signal power allocation couldn't adjust with other parameters of the system, and then affect the outage probability and resource utilization of the system. Therefore, a joint signal power and time allocation scheme was proposed to improve the system outage performance. In the proposed scheme, the expression of signal power distribution was obtained under the condition of satisfying the quality of service (QoS) rate of the node with poor channel state, and then the relation between the interruption probability and the time distribution of the system was deduced, the time allocation parameter was adjusted to affect the outage probability. The simulation results show that the constructed NOMA system has better outage performance than orthogonal multiple access (OMA) system, and the proposed joint signal power and time allocation outage scheme can effectively reduce the interruption probability of the system and improve the system performance.

**Key words:** NOMA, SWITP, opportunity cooperative relay, signal power, time allocation, outage probability

### 1 引言

能量收集无线网络 (EHWN, energy harvesting

wireless network) 是一种节点带有能量捕获装置的无线网络, 能够捕获各类环境能源并转换为电能, 作为主要或辅助的电源方式给网络中的无线设备

收稿日期: 2020-03-03; 修回日期: 2020-04-28

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61762010)

**Foundation Item:** The National Natural Science Foundation of China (No.61762010)

供电,进行网络通信<sup>[1]</sup>。在无线能量传输技术中,无线携能通信(SWIPT, simultaneous wireless information and power transfer)技术利用射频(RF, radio frequency)信号同时携带能量与信息的特点使节点可以在接收信息的同时收集能量,成为了解决节点能量受限问题的一种有效办法<sup>[2-3]</sup>。

一些研究人员在 SWIPT 通信系统中引入协作中继技术,以进一步提高传输的可靠性和系统的传输性能<sup>[4]</sup>。Ding 等<sup>[5]</sup>研究了基于 SWIPT 的中继时间切换(TS, time switching)系统,提出一种根据信道状态动态调整时间切换比的策略以最大化单个传输时间块内的吞吐效率。Liu 等<sup>[6]</sup>基于两跳 SWIPT 中继系统研究了线性和非线性这 2 种能量收集模型,通过优化功率分配及中继位置来最小化安全中断概率。Chen 等<sup>[7]</sup>研究多输入单输出(MISO, multiple-input single-output)干扰信道中的 SWIPT 系统的稳健性问题,分别以功率最小化、总保密速率最大化和最小保密速率最大化为目标提出稳健性优化问题的解决办法。Tang 等<sup>[8]</sup>考虑了衰落信道,研究了瞬时信道状态变化对系统性能影响的问题。为提高时隙资源利用率,Zhong 等<sup>[9]</sup>针对 SWIPT 双向中继系统,推导出 Nakagami-m 信道下的系统中断概率,对比分析了译码转发(DF, decode and forward)协议和放大转发(AF, amplify and forward)协议下功率分流因子对系统中断概率的影响。Sarajlic 等<sup>[10]</sup>将模型扩展到多对双向中继系统中,针对大规模多对双向系统进行研究,通过遍历总和速率的下限表达式对系统性能进行分析。宁倩丽等<sup>[11]</sup>提出一种基于解码转发策略的机会协作中继系统动态时间分配策略,通过减小系统中断概率来提高无线网络的传输性能和运行可靠度。

随着 5G 通信的发展,无线通信系统的频谱资源愈发紧张,提高系统的频谱效率显得尤为重要。非正交多址接入(NOMA, non-orthogonal multiple access)技术<sup>[12-13]</sup>以其频谱效率优势逐渐受到研究者的青睐。研究表明<sup>[14]</sup>,在没有考虑硬件功耗的情况,与正交多址接入(OMA, orthogonal multiple access)系统相比,NOMA 可实现更好的系统性能和吞吐量。

Liu 等<sup>[15]</sup>首次提出将 NOMA 技术与 SWIPT 技术结合起来,并随机选取 2 个用户节点作为 NOMA 用户对,利用节点间的协作来传输信息,改善了系统的性能。Ding 等<sup>[16]</sup>在文献[15]的基础上研究了

NOMA 用户节点配对问题,得出“一近一远”形式的节点配对方式对提高性能的效果最佳的结论。Ye 等<sup>[17]</sup>研究 NOMA 技术中信号功率分配因子对系统的影响,将用户节点作为中继参与协作传输,以提高系统吞吐量为目的对功率分流因子进行优化调整。Tang 等<sup>[18]</sup>研究基于 SWIPT 的 NOMA 系统中的总安全速率问题,考虑存在信息窃听者的情况下,提出了一种最优功率分配策略,以使系统的安全总速率最大化。Do 等<sup>[19]</sup>研究基于 SWIPT 的中继协作 NOMA 系统中边缘用户的性能提升问题,提出了 3 种协作方案以减小系统的中断概率。但是没有根据通信情况来动态地改变传输时间分配系数,导致系统资源利用率不高。Do 等<sup>[20]</sup>还研究了协作 SWIPT 的非正交多址 NOMA 系统的下行链路用户的总和吞吐量问题,通过梯度下降法来求解最优功率分配因子,以得出最大总和吞吐量。此方案中信号功率分配被固化,且没有考虑时间分配的影响,信号功率分配无法与系统其他参数相互作用以更好地提升系统性能。

研究人员考虑引入中继协作以提升网络效益。Yu 等<sup>[21]</sup>提出基于 NOMA 技术的协作中继网络的最优功率分配策略,使用数值分析方法来求解近似最优解,通过合理控制中继节点的发送功率以渐进实现网络总速率的最大化。在采用 NOMA 技术的 SWIPT 系统中,Wu 等<sup>[22]</sup>研究了全双工协作中继下行链路的发送器设计问题,联合优化功率分配系数、功率分割(PS, power splitting)比、接收器滤波和发送器波束成形,设计了一种低复杂度的次优算法来得到半闭式解。Garcia 等<sup>[23]</sup>采用智能算法以实现基于 NOMA 技术的协作中继的吞吐量最大化,通过粒子群算法实现系统在安全速率约束下的功率分配。但是,文献[23]的研究工作并不能直接应用于基于 NOMA 技术的 SWIPT 系统中继方案设计,因为智能算法在一定程度上会造成系统资源的浪费,增加系统能耗,并不利于 SWIPT 能效的提升。针对具有固定功率分配和动态功率分配的协作 NOMA 技术,Liaqat 等<sup>[24]</sup>提出一种两级中继选择(RS, relay selection)方案,推导了系统性能评估的解析表达式和中断概率的渐近表达式,分析了 SWIPT-OMA 网络的性能增益、SWIPT 对协作 NOMA 网络中断性能的影响等。Tang 等<sup>[25]</sup>提出了一种解决基于 TS 的 SWIPT-NOMA 系统中的联合功率分配和时间切换控制问题的双层算法,利用 Dinkelbach 方法优化功率分配和时间分配,进而优

化系统的能量效率, 但该算法设计相对比较简单。Zhang 等<sup>[26]</sup>研究 SWIPT 下的 NOMA 异构小蜂窝网络的资源优化问题, 通过子信道分配和功率控制的解耦, 提出一种低复杂度的子信道匹配算法; 并针对功率分配问题, 以能量效率最大化为目标, 提出一种基于拉格朗日对偶的功率优化算法, 将原来的非凸非线性能效优化问题转化为一个更易于处理的问题。

从现有研究情况来看, 将 NOMA 技术和中继协作应用于基于 SWIPT 的网络系统中, 能够在一定范围内实现网络系统的增益。然而, 现有的研究工作大多采用固定时间分配系数或固定功率分配系数的形式, 仅能在一定的 SWIPT 场景下实现 NOMA 技术的应用, 未能充分发挥基于 SWIPT 的网络系统性能。本文基于 SWIPT 的工作原理, 分析并建立动态信号功率分配与动态时间分配下的 SWIPT-NOMA 系统模型, 通过模型求解, 提出了一种信号功率与时间分配的联合优化方案。本文的主要贡献如下。

1) 以中断概率为优化目标, 构建动态信号功率分配与时间分配下的 SWIPT-NOMA 机会协作系统数学模型。该模型同时考虑中继端能量与信息接收的功率分配比以及时间分配系数, 以分析这些参数的相互作用对系统中断概率的影响。

2) 建立信号较差用户速率约束下的系统中断概率与资源利用率问题, 以表征在信号功率分配与时间分配联合影响下的系统优化问题。

3) 求解系统优化问题, 提出 SWIPT-NOMA 机会协作系统的信号功率和时间分配联合优化方案。通过仿真实验, 证明本文方案能够有效降低系统的中断概率, 进一步提高 NOMA 中继系统的中断性能, 实现系统性能增益。

## 2 系统模型

本文考虑如图 1 所示的 NOMA 机会中继系统, 该系统包含一个源节点  $S$ 、 $N$  个中继节点  $R_i (i=1, 2, \dots, k, \dots, N)$  和 2 个目的节点  $D_1$  和  $D_2$ 。源节点  $S$  与中继节点  $R$  之间的链路信道因子用  $h_{sr}$  来表示, 中继节点  $R$  至目标节点  $D$  的信道系数用  $h_{rd}$  表示。假设各信道分布符合瑞利衰落, 由于路径阴影衰落影响, 导致  $S$  与目的节点之间的链路不可直达, 需要中继节点的协助来完成叠加信息的传输任务。每个节点配置单一天线, 且采用半双工模式工作。假设电池容量无限大且  $R_i$  没有初始能量, 中继节点利用能量

收集技术从接收的信号中收集能量, 并存储在自身电池中, 然后利用这些能量对信息进行解码转发。

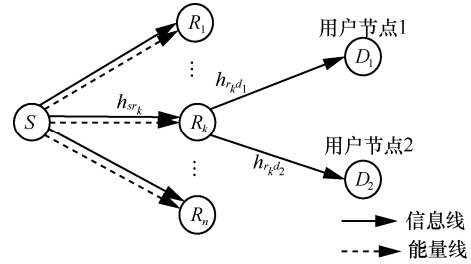


图 1 NOMA 机会中继系统

系统传输时间块结构如图 2 所示, 传输周期为  $T$ , 且将  $T$  分为 2 个阶段(时长分别为  $\theta T$  和  $(1-\theta)T$ )。在阶段 1,  $S$  广播叠加信号  $x_s = \sqrt{P_s \varepsilon_1} x_1 + \sqrt{P_s \varepsilon_2} x_2$  给所有中继节点, 其中,  $P_s$  表示  $S$  的发射功率,  $x_i$  表示  $S$  需要传输给目的节点  $D_j (j=1, 2)$  的信号,  $\varepsilon_m$  表示发送信号  $x_i$  的功率分配因子 ( $m=1, 2, \varepsilon_1 + \varepsilon_2 = 1$ )。  $R_i$  采用功率分流 (PS, power splitting) 方法把接收到的信号分成 2 个部分, 其中,  $\rho_i P_s$  部分用作能量收集,  $(1-\rho_i)P_s$  用作信息接收,  $\rho_i$  表示  $R_i$  的功率分流因子。在阶段 2, 从正确解码的中继节点中选取一个最佳中继节点  $R_k$  来完成信号转发任务。考虑中继节点选取所花费的时间相较于完成传输的时间而言比较短, 可以忽略不计, 因此图 2 中没有表示出来。选取的  $R_k$  把收集的能量完全当作信息并转发出去。

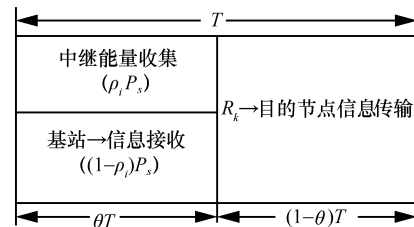


图 2 系统传输时间块结构

在阶段 1,  $R_i$  接收来自  $S$  的叠加信号  $x_s$ , 那么接收的信号表示为

$$y_{ri} = \sqrt{(1-\rho_i)h_{si}}x_s + n_{ri} = \sqrt{(1-\rho_i)h_{si}}(\sqrt{P_s \varepsilon_1}x_1 + \sqrt{P_s \varepsilon_2}x_2) + n_{ri} \quad (1)$$

其中,  $x_s$  表示  $S$  发射的信号;  $h_{si}$  表示  $S$  到  $R_i$  的信道系数,  $h_{si} = g_{si} d_{si}^{-\alpha_{ri}}$ ,  $g_{si}$  表示  $S$  与  $R_i$  之间的瑞利衰减系数,  $d_{si}$  表示中继节点与  $S$  之间的距离,  $\alpha_{ri}$  是路径损耗指数;  $n_{ri} \sim \text{CN}(0, \sigma_{ri}^2)$  表示  $R_i$  产生的加性高斯白噪声;  $\rho_i \in (0, 1)$  表示  $R_i$  的功率划分因子。

$R_i$  收集到的能量为

$$E_{r_i} = \eta \rho_i P_s |h_{si}|^2 \theta T \quad (2)$$

其中,  $\eta \in (0, 1)$  表示能量转换效率系数。

假设源节点对信号  $x_1$  分配的功率大于  $x_2$  的, 即  $\varepsilon_1 > \varepsilon_2$ , 则中继节点利用串行干扰消除 (SIC, serial interference cancellation) 技术先检测信号功率强的信号  $x_1$ , 根据香农公式可知,  $R_i$  探测  $x_1$  的可实现速率为

$$R_{R_i}^{x_1} = \theta \text{lb} \left( 1 + \frac{(1 - \rho_i) |h_{si}|^2 \varepsilon_1 P_{si}}{(1 - \rho_i) |h_{si}|^2 \varepsilon_2 P_{si} + 1} \right) \quad (3)$$

其中,  $P_{si} = \frac{P_s}{\sigma_{ri}^2}$ 。

若成功解码出  $x_1$ , 那么  $R_i$  在探测信号  $x_2$  时可以将  $x_1$  移除, 可得  $R_i$  成功探测出  $x_2$  的可实现速率为

$$R_{R_i}^{x_2} = \theta \text{lb} \left( 1 + (1 - \rho_i) |h_{si}|^2 \varepsilon_2 P_{si} \right) \quad (4)$$

在阶段 2, 先在可以正确解码信息的中继集合  $U$  里选取一个最佳中继节点完成转发任务。本文采用的最佳中继节点选择策略是: 在  $U$  中选取使到  $D_1$  和  $D_2$  的信道系数的最小值最大的中继节点作为最佳中继节点  $R_k$ , 如式(5)所示。

$$R_k = \arg \max_{i \in U} \{ \min \{ |h_{i1}|^2, |h_{i2}|^2 \} \} \quad (5)$$

其中,  $h_{i1}$  表示  $R_i$  到  $D_1$  的信道系数,  $h_{i2}$  表示  $R_i$  到  $D_2$  的信道系数。

$R_k$  把收集的能量用于传输信息给目的节点, 其传输功率  $P_k$  为

$$P_k = \frac{E_{r_i}}{(1 - \theta)T} = \frac{\eta \rho_i P_s |h_{si}|^2 \theta}{(1 - \theta)} \quad (6)$$

$R_k$  成功解码信号后, 利用 NOMA 技术发送叠加信号给  $D_1$  和  $D_2$ 。假设  $x_k$  表示中继节点发送的叠加信号, 即  $x_k = \sqrt{P_k \omega_1} x_1 + \sqrt{P_k \omega_2} x_2$ , 其中,  $\omega_m$  ( $m=1, 2$ ) 表示分配给  $D_1$  和  $D_2$  的信号功率分配因子, 且  $\omega_1 + \omega_2 = 1$ ,  $\omega_1 > \omega_2$ 。可得  $D_1$  和  $D_2$  接收的信号为

$$y_j = (\sqrt{\omega_1 P_k h_{kj}} x_1 + \sqrt{\omega_2 P_k h_{kj}} x_2) + n_j, \quad j=1, 2 \quad (7)$$

其中,  $h_{kj} = g_{kj} d_{kj}^{-\frac{\alpha_{kj}}{2}}$ ,  $h_{kj}$  表示  $R_k$  到  $D_j$  的信道系数,  $g_{kj} \sim \text{CN}(0, 1)$ ,  $g_{kj}$  表示  $R_k$  到  $D_j$  之间的瑞利衰减系数,  $d_{kj}$  表示  $R_k$  与  $D_j$  之间的距离;  $\alpha_{kj}$  表示路径损耗指数;  $n_j$  表示  $R_k$  到  $D_j$  的加性高斯白噪声,  $n_j \sim \text{CN}(0, \sigma_j^2)$ 。

根据 NOMA 技术, 由于  $|h_{k1}|^2 < |h_{k2}|^2$ , 因此  $D_1$  和  $D_2$  都会先解码  $x_1$ 。由于  $D_1$  不需要进行串行干扰

消除, 可以直接解调  $x_1$ , 并将  $x_2$  当作干扰信号, 因此  $D_1$  可实现的速率表示为

$$R_1 = (1 - \theta) \text{lb} \left( 1 + \frac{|h_{k1}|^2 \omega_1 P_k}{|h_{k1}|^2 \omega_2 P_k + \sigma_1^2} \right) = (1 - \theta) \text{lb} \left( 1 + \frac{|h_{k1}|^2 \omega_1 P_{k1}}{|h_{k1}|^2 \omega_2 P_{k1} + 1} \right) \quad (8)$$

其中,  $P_{k1} = \frac{P_k}{\sigma_1^2}$ 。

$D_2$  利用 SIC 技术先解调  $x_1$ , 消除  $x_1$  的干扰后再解调  $x_2$ , 所以  $D_2$  解调信号  $x_1$  的可实现速率如式(9)所示, 解调  $x_2$  的可实现速率如式(10)所示。

$$R_2^{x_1} = (1 - \theta) \text{lb} \left( 1 + \frac{|h_{k2}|^2 \omega_1 P_k}{|h_{k2}|^2 \omega_2 P_k + \sigma_2^2} \right) = (1 - \theta) \text{lb} \left( 1 + \frac{|h_{k2}|^2 \omega_1 P_{k2}}{|h_{k2}|^2 \omega_2 P_{k2} + 1} \right) \quad (9)$$

$$R_2^{x_2} = (1 - \theta) \text{lb} \left( 1 + \frac{|h_{k2}|^2 \omega_2 P_k}{\sigma_2^2} \right) = (1 - \theta) \text{lb} (1 + |h_{k2}|^2 \omega_2 P_{k2}) \quad (10)$$

其中,  $P_{k2} = \frac{P_k}{\sigma_2^2}$ 。

对阶段 1 分析后, 本文建立了接收信号  $y_{ri}$ 、中继节点收集的能量  $E_{r_i}$  及信号可实现速率数学模型。对阶段 2 分析后, 利用选择的最佳中继节点进行信息转发, 本文构建了目的节点解调速率的数学模型。不同于当前的 SWIPT-NOMA 模型, 本文所建立的模型同时考虑了功率分配与时间分配的影响, 在假设不采用固定功率分配或固定时间分配的前提下, 以中断概率为目标, 通过系统地分析建立动态信号功率分配与动态时间分配下的 SWIPT-NOMA 系统模型, 提出一种信号功率与时间分配的联合优化方案。

### 3 联合信号功率和时间分配方案

#### 3.1 中断概率分析

本文以系统的中断概率作为衡量系统性能的一个指标, 因此需对系统的中断概率做分析。系统的中断事件分 2 个阶段来考虑, 具体如下。

在阶段 1 由源节点广播信息到中继节点后, 阶段 2 由选出的中继节点转发信息。由于采用最佳中继节点来完成信息转发任务, 因此需考虑发生中断事件的情况主要有 2 种: 1) 没有选择最佳中继节点,

即 $|U|=\emptyset, n=0$ ; 2)  $|U|=n$ , 此时可以从  $n$  个可正确解码信息的中继节点中选取一个作为最佳中继节点完成信息转发任务。

在阶段 2 如果目的节点对信息的可实现速率没有达到既定的目标信息速率, 则会发生中断。因此, 定义  $R_1^*$  和  $R_2^*$  分别表示  $x_1$  和  $x_2$  的目标信息速率。

假设对于整个系统而言,  $R_k$  收集到足够多的能量用于传输信息, 即  $R_k$  能达到最低速率的要求以正确解码。本文考虑  $x_1$  可实现的数据传输速率需要达到最低速率要求, 即  $R_1^*$ ;  $x_2$  可实现的数据传送速率需要达到最低速率要求, 即  $R_2^*$ , 则有  $R_k^{x_1} = R_1^*$ ,  $R_k^{x_2} = R_2^*$ 。故有

$$\theta \ln \left( 1 + \frac{(1-\rho_k) |h_{sk}|^2 \varepsilon_1 P_{sk}}{(1-\rho_k) |h_{sk}|^2 \varepsilon_2 P_{sk} + 1} \right) = R_1^* \quad (11)$$

$$\theta \ln (1 + (1-\rho_k) |h_{sk}|^2 \varepsilon_2 P_{sk}) = R_2^* \quad (12)$$

其中,  $P_{sk}$  表示源节点  $S$  到中继节点  $R_k$  的传输功率。

通过简单的数学变换, 式(11)和式(12)可进一步表示为

$$\frac{(1-\rho_k) |h_{sk}|^2 \varepsilon_1 P_{sk}}{(1-\rho_k) |h_{sk}|^2 \varepsilon_2 P_{sk} + 1} = 2^{\frac{R_1^*}{\theta}} - 1 \quad (13)$$

$$(1-\rho_k) |h_{sk}|^2 \varepsilon_2 P_{sk} = 2^{\frac{R_2^*}{\theta}} - 1 \quad (14)$$

由式(14)和  $\varepsilon_1=1-\varepsilon_2$ , 可得源节点信号功率分配因子  $\varepsilon_2$  的表达式为

$$\varepsilon_2 = \frac{2^{\frac{R_2^*}{\theta}} - 1}{2^{\frac{R_2^*}{\theta}} 2^{\frac{R_1^*}{\theta}} - 1} = \frac{\phi_2 - 1}{\phi_1 \phi_2 - 1} \quad (15)$$

其中,  $\phi_1 = 2^{\frac{R_1^*}{\theta}} = (1+\gamma_1^*)^{\frac{1}{\theta}}$ ,  $\phi_2 = 2^{\frac{R_2^*}{\theta}} = (1+\gamma_2^*)^{\frac{1}{\theta}}$ ,  $\gamma_1^*$  和  $\gamma_2^*$  分别表示  $x_1$  和  $x_2$  的信噪比。

将  $\varepsilon_2$  代入式(14), 可得功率分流因子  $\rho_k$  为

$$\rho_k = 1 - \frac{2^{\frac{R_2^*}{\theta}} 2^{\frac{R_1^*}{\theta}} - 1}{|h_{sk}|^2 P_{sk}} = 1 - \frac{\phi_1 \phi_2 - 1}{|h_{sk}|^2 P_{sk}} \quad (16)$$

同时可得到最佳中继节点的传输功率为

$$P_k = \max \left\{ 0, \frac{\eta \theta}{(1-\theta)} (P_s |h_{sk}|^2 - (\phi_1 \phi_2 - 1) \sigma_k^2) \right\} \quad (17)$$

$R_k$  转发信息至目的节点时, 发生中断事件有以下几种情况:  $R_k$  转发信息给  $D_1$  后,  $D_1$  解码  $x_1$  时没有达到目标信息速率, 导致中断发生;  $R_k$  转发信息到  $D_2$ , 由于  $D_2$  要进行串行干扰消除, 所以  $D_2$  发生

中断有 2 种可能, 即  $x_1$  没有达到目标信息速率, 或者是  $x_1$  成功解码后, 对  $x_2$  的可实现速率没有达到目标信息速率。在此先求出  $D_1$  和  $D_2$  的链路成功概率, 分别如式(18)和式(19)所示。

$$P_{\text{success}}^1 = \Pr \{ R_1 \geq R_1^*, P_k > 0 \} \quad (18)$$

$$P_{\text{success}}^2 = \Pr \{ R_2^{x_1} \geq R_1^*, R_2^{x_2} \geq R_2^*, P_k > 0 \} \quad (19)$$

根据上述分析, 可以得到  $R_k$  到目的节点的链路中断概率总表达式, 如式(20)所示。

$$P_{\text{out}} = 1 - \Pr \{ R_1 \geq R_1^*, R_2^{x_1} \geq R_1^*, R_2^{x_2} \geq R_2^*, P_k > 0 \} \quad (20)$$

结合式(8)~式(10)所示的速率表达式,  $P_{\text{out}}$  可进一步表示为

$$P_{\text{out}} = 1 - \Pr \{ R_1 \geq R_1^*, R_2^{x_1} \geq R_1^*, R_2^{x_2} \geq R_2^* \} = 1 - \Pr \left\{ |h_{k1}|^2 \geq \frac{K_1}{P_{k1}(\omega_1 - K_1 \omega_2)}, |h_{k2}|^2 \geq \frac{K_2}{P_{k2}(\omega_1 - K_1 \omega_2)} \right\} \quad (21)$$

其中,  $K_1 = 2^{\frac{R_1^*}{\theta}} - 1$ ,  $K_2 = 2^{\frac{R_2^*}{\theta}} - 1$ 。为便于分析, 令  $\Phi_1 = 2^{\frac{R_1^*}{\theta}} - 1 = 2(1+\gamma_1^*)^{\frac{1}{\theta}} - 1$ ,  $\Phi_2 = 2^{\frac{R_2^*}{\theta}} - 1 = (1+\gamma_2^*)^{\frac{1}{\theta}} - 1$ 。假设  $\sigma_{r1}^2 = \sigma_{r2}^2 = \sigma^2$ , 又因为  $|h_{k1}|^2 < |h_{k2}|^2$ , 故式(21)可以简化为

$$P_{\text{out}} = 1 - \Pr \left\{ |h_{k1}|^2 \geq \frac{\Phi_1}{(\omega_1 - \Phi_1 \omega_2) P_k}, |h_{k2}|^2 \geq \frac{\Phi_2}{\omega_2 P_k} \right\} \quad (22)$$

为了分析推导出  $P_{\text{out}}$  最终表达式, 需要结合中继选择准则来做进一步分析。根据之前的分析已知  $R_k = \arg \max_{i \in U} \{ \min \{ |h_{i1}|^2, |h_{i2}|^2 \} \}$ , 由于已经对信道系数  $|h_{k1}|^2$  和  $|h_{k2}|^2$  进行排序, 所以最佳中继选择准则可等效为  $R_k = \arg \max_{i \in U} \{ |h_{i1}|^2 \}$ , 将其代入式(22)可得

$$P_{\text{out}} = 1 - \Pr \left\{ \max_{i \in U} \{ |h_{i1,1}|^2 \} \geq \frac{\Phi_1}{(\omega_1 - \Phi_1 \omega_2) P_k}, \max_{i \in U} \{ |h_{i1,2}|^2 \} \geq \frac{\Phi_2}{\omega_2 P_k} \right\} \quad (23)$$

结合独立同分布事件的概率论理论, 式(23)可转化为

$$\Pr \left\{ \max_{i \in U} \{ |h_{i,1}|^2 \} \geq \frac{\Phi_1}{(\omega_1 - \Phi_1 \omega_2) P_k}, \max_{i \in U} \{ |h_{i,2}|^2 \} \geq \frac{\Phi_2}{\omega_2 P_k} \right\} =$$

$$\left( 1 - \prod_{i \in U} \Pr \left[ \left\{ |h_{i,1}|^2 < \frac{\Phi_1}{(\omega_1 - \Phi_1 \omega_2) P_k} \right\} \right] \right) \left( 1 - \prod_{i \in U} \Pr \left[ \left\{ |h_{i,2}|^2 < \frac{\Phi_2}{\omega_2 P_k} \right\} \right] \right) \quad (24)$$

将式(17)所示的  $P_k$  代入式(24)中, 则式(23)所示的中断概率总表达式  $P_{\text{out}}$  可转化为

$$P_{\text{out}} = 1 - \left( 1 - \prod_{i \in U} \Pr \left[ \left\{ |h_{i,1}|^2 < \frac{\Phi_1}{(\omega_1 - \Phi_1 \omega_2) P_k} \right\} \right] \right) \left( 1 - \prod_{i \in U} \Pr \left[ \left\{ |h_{i,2}|^2 < \frac{\Phi_2}{\omega_2 P_k} \right\} \right] \right) =$$

$$1 - \left( 1 - \prod_{i \in U} \Pr \left[ \left\{ |h_{i,1}|^2 < \frac{\Phi_1}{\frac{\eta\theta}{(1-\theta)\sigma^2} (P_s |h_{si}|^2 - (\phi_1\phi_2 - 1)\sigma_{ri}^2)(\omega_1 - \Phi_1\omega_2)}, |h_{si}|^2 > A_\phi \right\} \right] \right) \left( 1 - \prod_{i \in U} \Pr \left[ \left\{ |h_{i,2}|^2 < \frac{\Phi_2}{\frac{\eta\theta}{(1-\theta)\sigma^2} (P_s |h_{si}|^2 - (\phi_1\phi_2 - 1)\sigma_{ri}^2)\omega_2}, |h_{si}|^2 > A_\phi \right\} \right] \right) \quad (25)$$

其中,  $A_\phi = \frac{(\phi_1\phi_2 - 1)\sigma^2}{P_s}$ .

### 3.2 信号功率分配和时间联合分配方案

通过对式(25)分析可知, 要降低中断概率必须满足条件  $\omega_1 > \Phi_1 \omega_2$ , 否则中断事件一定会发生, 这说明需要慎重选取目的节点的目标信息速率和信号功率分配因子。传统的方法是采取固定的信号功率分配来满足这个条件, 这种方法的优点是简单, 缺点是存在局限性。因为固定信号功率分配无法与系统其他变量相互调节, 会导致资源利用率不高。为了克服这种局限性, 提升系统整体的性能, 本文结合时间分配系数对系统资源分配的影响, 在满足信号较差用户的服务质量 (QoS, quality of service) 速率要求的约束条件下提出一种联合信号功率和时间分配方案。该方案的主要思路是: 不设置固定的信号功率分配, 它会和系统中的时间分配

参数相互调节, 进而使系统的资源得到有效利用, 减少中断概率, 提高系统性能。

由第2节可知,  $D_1$  的信道条件比  $D_2$  的差, 因此满足  $D_1$  的 QoS 速率要求为

$$(1-\theta) \text{lb} \left( 1 + \frac{|h_{k1}|^2 \omega_1 P_{k1}}{|h_{k1}|^2 \omega_2 P_{k1} + 1} \right) \geq R_1^* \quad (26)$$

其中,  $P_{k1} = \frac{P_k}{\sigma_1^2} = \frac{P_k}{\sigma^2}$ 。经过转化可推导出  $D_1$  的信号功率分配因子  $\omega_2$  的表达式为

$$\omega_2 = \max \left\{ 0, \frac{|h_{k1}|^2 P_{k1} - \Phi_1}{|h_{k1}|^2 P_{k1} + \Phi_1 |h_{k1}|^2 P_{k1}} \right\} \quad (27)$$

得到  $\omega_2$  后, 通过分析可知此时  $D_1$  的成功概率可等效为满足  $|h_{k1}|^2 P_{k1} > \Phi_1$ , 那么结合式(17)所示的最佳中继节点传输功率表达式, 可得到  $D_1$  的成功概率表达式  $P_{\text{succ}}^1$  为

$$P_{\text{succ}}^1 = \Pr \left\{ |h_{k1}|^2 \geq \frac{\Phi_1}{\frac{\eta\theta}{(1-\theta)\sigma^2} (P_s |h_{sk}|^2 - (\phi_1\phi_2 - 1)\sigma^2)}, |h_{sk}|^2 \geq \frac{(\phi_1\phi_2 - 1)\sigma^2}{P_s} \right\} \quad (28)$$

同样, 式(17)、式(22)与式(27)相结合后, 可得  $D_2$  的成功概率表达式  $P_{\text{succ}}^2$  为

$$P_{\text{succ}}^2 = \Pr \left\{ (1-\theta) \ln(1 + |h_{k2}|^2 \omega_2 P_{k2}) \geq R_2^*, |h_{k1}|^2 > \frac{\Phi_1}{\frac{\eta\theta}{(1-\theta)\sigma^2} (P_s |h_{sk}|^2 - (\phi_1\phi_2 - 1)\sigma^2)} \right\} =$$

$$\Pr \left\{ |h_{k2}|^2 \geq \frac{\Phi_2 (|h_{k1}|^2 + \Phi_1 |h_{k1}|^2)}{|h_{k1}|^2 P_{k1} - \Phi_1}, |h_{sk}|^2 > A_\phi, |h_{k1}|^2 > \frac{\Phi_1}{\frac{\eta\theta}{(1-\theta)\sigma^2} (P_s |h_{sk}|^2 - (\phi_1\phi_2 - 1)\sigma^2)} \right\} \quad (29)$$

根据前文的分析可知最佳中继选择策略  $R_k = \arg \max_{i \in U} \{|h_{i1}|^2\}$ , 所以  $D_1$  的成功概率  $P_{\text{succ}}^1$  的表达式变化为

$$P_{\text{succ}}^1 = \Pr \left\{ \max_{i \in U} \{|h_{i1}|^2\} \geq \frac{\Phi_1}{\frac{\eta\theta}{(1-\theta)\sigma^2} (P_s |h_{si}|^2 - (\phi_1\phi_2 - 1)\sigma^2)}, |h_{si}|^2 > \frac{(\phi_1\phi_2 - 1)\sigma^2}{P_s} \right\} =$$

$$1 - \prod_{i \in U} \left( \Pr \left\{ |h_{i1}|^2 < \frac{\Phi_1}{\frac{\eta\theta}{(1-\theta)\sigma^2} (P_s |h_{si}|^2 - (\phi_1\phi_2 - 1)\sigma^2)}, |h_{si}|^2 > A_\phi \right\} \right) \quad (30)$$

$D_2$  的成功概率表达式  $P_{\text{succ}}^2$  变化为

$$P_{\text{succ}}^2 = \Pr \left\{ \max_{i \in U} \{|h_{i1,2}|^2\} \geq \frac{\Phi_2 (|h_{i1}|^2 + \Phi_1 |h_{i1}|^2)}{|h_{i1}|^2 P_{i1} - \Phi_1} \right\} =$$

$$1 - \Pr \left\{ \max_{i \in U} \{|h_{i1,2}|^2\} < \frac{\Phi_2 (|h_{i1}|^2 + \Phi_1 |h_{i1}|^2)}{|h_{i1}|^2 P_{i1} - \Phi_1}, |h_{si}|^2 > A_\phi, |h_{i1}|^2 > \frac{\Phi_1}{\frac{\eta\theta}{(1-\theta)\sigma^2} (P_s |h_{si}|^2 - (\phi_1\phi_2 - 1)\sigma^2)} \right\} =$$

$$1 - \prod_{i \in U} \left( \Pr \left\{ |h_{i1,2}|^2 < \frac{\Phi_2 (|h_{i1}|^2 + \Phi_1 |h_{i1}|^2)}{|h_{i1}|^2 \frac{\eta\theta}{(1-\theta)\sigma^2} (P_s |h_{si}|^2 - (\phi_1\phi_2 - 1)\sigma^2) - \Phi_1}, |h_{si}|^2 > A_\phi, \right. \right.$$

$$\left. \frac{\Phi_1}{\frac{\eta\theta}{(1-\theta)\sigma^2} (P_s |h_{si}|^2 - (\phi_1\phi_2 - 1)\sigma^2)} < |h_{i1}|^2 < \frac{\Phi_2 (1 + \Phi_1) + \Phi_1}{\frac{\eta\theta}{(1-\theta)\sigma^2} (P_s |h_{si}|^2 - (\phi_1\phi_2 - 1)\sigma^2)} \right\} \quad (31)$$

又因为信道系数  $|h_{k1}|^2$  的累积密度函数为  $F_{|h_{k1}|^2}(x) = 1 - e^{-d_{k1}^{\alpha_{k1}} x} e^{-d_{k2}^{\alpha_{k2}} x}$  [27], 所以  $D_1$  的成功概率  $P_{\text{succ}}^1$  积分表达式如式(32)所示。

$$P_{\text{succ}}^1 = 1 - \left( 1 - \int_{A_\phi}^{\infty} d_{sk}^{\alpha_{rk}} e^{-d_{sk}^{\alpha_{rk}} z} e^{-\frac{-(d_{k1}^{\alpha_{k1}} + d_{k2}^{\alpha_{k2}})\Phi_1}{\frac{\eta\theta}{(1-\theta)\sigma^2} (P_s z - (\phi_1\phi_2 - 1)\sigma^2)}} dz \right)^n = 1 - \left( 1 - e^{-d_{sk}^{\alpha_{rk}} A_\phi} \sqrt{\frac{4(d_{k1}^{\alpha_{k1}} + d_{k2}^{\alpha_{k2}})d_{sk}^{\alpha_{rk}} \Phi_1}{\frac{\eta\theta}{(1-\theta)\sigma^2} P_s}} K_1 \sqrt{\frac{4(d_{k1}^{\alpha_{k1}} + d_{k2}^{\alpha_{k2}})d_{sk}^{\alpha_{rk}} \Phi_1}{\frac{\eta\theta}{(1-\theta)\sigma^2} P_s}} \right)^n \quad (32)$$

从式(29)中可知,  $P_{\text{succ}}^2$  涉及  $|h_{k1}|^2$  和  $|h_{k2}|^2$  的联合概率, 而信道系数  $|h_{k1}|^2$  和  $|h_{k2}|^2$  的联合概率密度函数可表示为[27]

$$f_{|h_{k1}|^2, |h_{k2}|^2}(x, y) = \sum_{z_1, z_2 \in \{k_1, k_2\}} d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} e^{-d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} x} d_{z_2}^{\alpha_{z_2}} e^{-d_{z_2}^{\alpha_{z_2}} y} = d_{k_1}^{\alpha_{k_1}} e^{-d_{k_1}^{\alpha_{k_1}} x} d_{k_2}^{\alpha_{k_2}} e^{-d_{k_2}^{\alpha_{k_2}} y} + d_{k_2}^{\alpha_{k_2}} e^{-d_{k_2}^{\alpha_{k_2}} x} d_{k_1}^{\alpha_{k_1}} e^{-d_{k_1}^{\alpha_{k_1}} y}, 0 < x < y \quad (33)$$

将式(33)所示的联合概率密度函数与式(31)的  $P_{\text{succ}}^2$  相结合, 经过严谨的数学推导 (具体过程如附录 1 所示), 最佳中继节点至  $D_2$  的成功概率  $P_{\text{succ}}^2$  可表述为

$$P_{\text{succ}}^2 = 1 - \left[ 1 - \sum_{z_1, z_2 \in \{k_1, k_2\}} \frac{d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} d_{z_2}^{\alpha_{z_2}} e^{-\frac{d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} (\phi_1 \phi_2 - 1) \frac{P_s}{\sigma^2}}}}{\frac{\eta \theta P_s}{\sigma^2 (1 - \theta)}} \frac{\Phi_2 (1 + \Phi_1) \pi}{2M} \right] \sum_{m=1}^M \sqrt{1 - \left( \cos \left( \frac{2m-1}{2M} \pi \right) \right)^2} K_0 2 \sqrt{\frac{d_{sk}^{\alpha_{sk}} F_{\bar{s}}}{\eta \theta P_s \sigma^2 (1 - \theta)}} \quad (34)$$

其中,  $M$  是一个累加的上限符号, 表示中继节点数量, 最大值  $N$ 。

最后结合  $P_{\text{succ}}^1$  及  $P_{\text{succ}}^2$ , 可以得到  $P_{\text{out}}$  的表达式, 如式(35)所示。

$$P_{\text{out}} = 1 - P_{\text{succ}}^1 P_{\text{succ}}^2 \quad (35)$$

阶段 1 后, 若没有中继节点可以正确解码出信号, 即无法解调  $x_1$ , 或者是无法解调  $x_2$ , 那么当  $U$  为空集时中断概率可用  $\Pr\{U = \emptyset\}$  表示为

$$\Pr\{U = \emptyset\} = \prod_{i=1}^N (\Pr\{R_{R_i}^{x_1} < R_1^*\} + \Pr\{R_{R_i}^{x_1} \geq R_1^*, R_{R_i}^{x_2} < R_2^*\}) = \prod_{i=1}^N (1 - \Pr\{R_{R_i}^{x_1} \geq R_1^*, R_{R_i}^{x_2} \geq R_2^*\}) \quad (36)$$

结合第 2 节的分析, 可以得到中继节点集为空集时  $\Pr\{U = \emptyset\}$  的表达式为

$$\Pr\{U = \emptyset\} = \prod_{i=1}^N (1 - \Pr\{R_{R_i}^{x_1} \geq R_1^*, R_{R_i}^{x_2} \geq R_2^*\}) = \prod_{i=1}^N \left( 1 - \Pr \left\{ \frac{(1 - \rho_i) |h_{si}|^2 \varepsilon_1 P_{si}}{(1 - \rho_i) |h_{si}|^2 \varepsilon_2 P_{si} + 1} \geq 2^{\frac{R_1^*}{\theta}} - 1, (1 - \rho_i) |h_{si}|^2 \varepsilon_2 P_{si} \geq 2^{\frac{R_2^*}{\theta}} - 1 \right\} \right) = \prod_{i=1}^N \left( 1 - \Pr \left\{ |h_{si}|^2 \geq \frac{(\phi_1 \phi_2 - 1) \sigma^2}{P_s} \right\} \right) = \prod_{i=1}^N (1 - \Pr\{|h_{si}|^2 \geq A_\phi\}) \quad (37)$$

又已知信道系数  $|h_{sk}|^2$  的概率密度函数为  $f_{|h_{sk}|^2}(x) = 1 - e^{-d_{sk}^{\alpha_{sk}} x}$ , 所以代入可得中继节点集为空集时的中断概率  $\Pr\{U = \emptyset\}$  最终表示为

$$\Pr\{U = \emptyset\} = \prod_{i=1}^N (1 - \Pr\{|h_{si}|^2 \geq A_\phi\}) = \left( 1 - (1 - \int_0^{A_\phi} d_{sk}^{\alpha_{sk}} e^{-x d_{sk}^{\alpha_{sk}}} dx) \right)^N = (1 - e^{-A_\phi d_{sk}^{\alpha_{sk}}})^N \quad (38)$$

存在  $n$  个可以正确解码的中继节点时的中断事件发生的概率用  $\Pr\{U = n\}$  表示为

$$\Pr\{U = n\} = \prod_{i \in U} \Pr\{R_{R_i}^{x_1} \geq R_1^*, R_{R_i}^{x_2} \geq R_2^*\} \cdot \prod_{j \in \bar{U}} \left( \Pr\{R_{R_j}^{x_1} < R_1^* + \Pr\{R_{R_j}^{x_1} \geq R_1^*, R_{R_j}^{x_2} < R_2^*\} \right) \quad (39)$$

同理, 可得  $\Pr\{U = n\}$  表示为

$$\Pr\{U = n\} = \left( 1 - \int_0^{A_\phi} d_{sk}^{\alpha_{sk}} e^{-x d_{sk}^{\alpha_{sk}}} dx \right)^n \cdot \left( 1 - (1 - \int_0^{A_\phi} d_{sk}^{\alpha_{sk}} e^{-x d_{sk}^{\alpha_{sk}}} dx) \right)^{N-n} = (e^{-A_\phi d_{sk}^{\alpha_{sk}}})^n (1 - e^{-A_\phi d_{sk}^{\alpha_{sk}}})^{N-n} \quad (40)$$

因此, 由全概率公式可以得出系统的总中断概率  $P_{\text{op}}$  表达式为

$$P_{\text{op}} = \Pr\{U = \emptyset\} + \sum_{n=1}^N \binom{N}{n} \Pr\{U = n\} P_{\text{out}} \quad (41)$$

从前文可知系统的变量约束条件为  $\theta$ , 为了求解时间分配系数和中断概率的关系, 可考虑利用区间迭代算法求解中断概率, 伪代码如算法 1 所示。

#### 算法 1 求解中断概率

输入 中继节点个数, 能量转化效率, 目标速率, 路径损失因子, 节点间的距离, 噪声方差和源节点传输功率。最初迭代次数  $i = 1$ , 最大迭代次数  $\text{MAX} = 1000$ , 初始中断概率集合  $P$  为空集  $\emptyset$ 。

输出 中继概率集合  $P$

- 1) 初始化参数
- 2) 判断  $i$  是否小于或等于  $\text{MAX}$ , 满足条件转至 3)
- 3) 令  $\theta_i = \frac{i}{\text{MAX}}$ , 将其代入式(41)计算得出  $P_{\text{op}}(\theta_i)$
- 4) 将  $P_{\text{op}}(\theta_i)$  添加到  $P$  中,  $i = i + 1$ , 转至 1)
- 5) 结束, 得到  $P = \{P_{\text{op}}(\theta_i)\}$

## 4 OMA 系统下的中断概率分析

为了分析本文所提方案和相应的信号功率与时

间分配的联合优化方法的性能与有效性, 本文将通过仿真实验来分析本文方案应用在 NOMA 系统和 OMA 系统中的中断性能。因此, 本节将分析 OMA 机制下的 SWIPT 机会协作系统的中断概率, 建立相应的中断概率模型, 以便为仿真实验做准备。

在基于时分多址 (TDMA, time division multiple access) 技术的 OMA 系统中, 系统利用中继节点传输信息给 2 个目的节点所花的时间要比 NOMA 技术下所花的时间要多一倍。如果 NOMA 技术下的时间分配为  $\theta$ , 那么 OMA 系统的时间分配则为  $\frac{\theta}{2}$ , 因此可得  $R$  的发射功率为

$$P_{k,i} = \max \left\{ 0, \frac{\eta\theta}{1-\theta} (P_s |h_{sk}|^2 - \phi'_i \sigma^2) \right\}, i=1,2 \quad (42)$$

其中,  $\phi'_1 = 2^{\frac{2R_1^*}{1-\theta}} - 1$ ,  $\phi'_2 = 2^{\frac{2R_2^*}{1-\theta}} - 1$ 。

$$P_{D_1}^{\text{OMA}} = 1 - \int_{\frac{\phi'_1 \sigma^2}{P_s}}^{\infty} \Pr \left\{ |h_{k1}|^2 \geq \frac{\phi'_1 (1-\theta)}{\eta \left( \frac{P_s}{\sigma^2} |h_{sk}|^2 - \phi'_1 \right) \theta}, |h_{sk}|^2 \geq \frac{\phi'_1 \sigma^2}{P_s} \right\} dz = 1 - d_{sk}^{\alpha_{rk}} \int_{\frac{\phi'_1 \sigma^2}{P_s}}^{\infty} \int_{\frac{\phi'_1 (1-\theta)}{\eta \left( \frac{P_s}{\sigma^2} z - \phi'_1 \right) \theta}}^{\infty} (1 - e^{-(d_{k1}^{\alpha_{k1}} + d_{k2}^{\alpha_{k2}})x}) dx e^{-d_{sk}^{\alpha_{rk}} z} dz =$$

$$1 - e^{-\frac{d_{sk}^{\alpha_{rk}} \phi'_1}{P_s}} \sqrt{\frac{4d_{sk}^{\alpha_{rk}} (d_{k1}^{\alpha_{k1}} + d_{k2}^{\alpha_{k2}})(1-\theta)\phi'_1}{\eta\theta P_s}} K_1 \sqrt{\frac{4d_{sk}^{\alpha_{rk}} (d_{k1}^{\alpha_{k1}} + d_{k2}^{\alpha_{k2}})(1-\theta)\phi'_1}{\eta\theta P_s}} \quad (45)$$

目的节点  $D_2$  的中断概率  $P_{D_2}^{\text{OMA}}$  表示为

$$P_{D_2}^{\text{OMA}} = 1 - e^{-\frac{d_{sk}^{\alpha_{rk}} \phi'_2}{P_s}} \left( \sqrt{\frac{4d_{sk}^{\alpha_{rk}} d_{k1}^{\alpha_{k1}} (1-\theta)\phi'_2}{\eta\theta P_s}} K_1 \sqrt{\frac{4d_{sk}^{\alpha_{rk}} d_{k1}^{\alpha_{k1}} (1-\theta)\phi'_2}{\eta\theta P_s}} - \sqrt{\frac{4d_{sk}^{\alpha_{rk}} (d_{k1}^{\alpha_{k1}} + d_{k2}^{\alpha_{k2}})(1-\theta)\phi'_2}{\eta\theta P_s}} \right.$$

$$\left. K_1 \sqrt{\frac{4d_{sk}^{\alpha_{rk}} (d_{k1}^{\alpha_{k1}} + d_{k2}^{\alpha_{k2}})(1-\theta)\phi'_2}{\eta\theta P_s}} + \sqrt{\frac{4d_{sk}^{\alpha_{rk}} d_{k2}^{\alpha_{k2}} (1-\theta)\phi'_2}{\eta\theta P_s}} K_1 \sqrt{\frac{4d_{sk}^{\alpha_{rk}} d_{k2}^{\alpha_{k2}} (1-\theta)\phi'_2}{\eta\theta P_s}} \right) \quad (46)$$

式(46)的证明过程如附录 2 所示。

综上, 可得 OMA 模式下系统总中断概率为  $P_{\text{op}}^{\text{OMA}}$  为

$$P_{\text{op}}^{\text{OMA}} = P_{\text{op},1}^{\text{OMA}} + P_{\text{op},2}^{\text{OMA}} - P_{\text{op},1}^{\text{OMA}} P_{\text{op},2}^{\text{OMA}} \quad (47)$$

## 5 仿真实验与分析

本节首先分析本文所提信号功率与时间分配的联合优化方案(简称“联合优化方案”)应用于 NOMA 系统和 OMA 系统的中断性能和传输功率, 验证其在

于是, 可得中继节点到目的节点  $D_j$  ( $j=1,2$ ) 的链路中断概率表达式为

$$P_{D_j}^{\text{OMA}} = 1 - \Pr \left\{ (1-\theta) \text{lb}(1 + P_{kj} |h_{kj}|^2) \geq R_j^*, P_{kj} > 0 \right\} =$$

$$1 - \Pr \left\{ |h_{kj}|^2 \geq \frac{\phi'_j (1-\theta)}{\eta \left( \frac{P_s}{\sigma^2} |h_{sk}|^2 - \phi'_j \right) \theta}, |h_{sk}|^2 \geq \frac{\phi'_j \sigma^2}{P_s} \right\} \quad (43)$$

源节点到目的节点  $D_j$  的链路中断概率表达式为

$$P_{\text{op},j}^{\text{OMA}} = \Pr \{U=\emptyset\} + \sum_{n=1}^N \binom{N}{n} \Pr \{U=n\} (P_{D_j}^{\text{OMA}})^n =$$

$$\left( 1 - e^{-\frac{\phi'_j \sigma^2 d_{sk}^{\alpha_{rk}}}{P_s}} \right)^N + \sum_{n=1}^N \binom{N}{n} \left( 1 - e^{-\frac{\phi'_j \sigma^2 d_{sk}^{\alpha_{rk}}}{P_s}} \right)^{N-n} \left( e^{-\frac{\phi'_j \sigma^2 d_{sk}^{\alpha_{rk}}}{P_s}} \right)^n (P_{D_j}^{\text{OMA}})^n \quad (44)$$

其中, 目的节点  $D_1$  的中断概率  $P_{D_1}^{\text{OMA}}$  表示为

NOMA 系统下应用的有效性。然后, 针对 SWIPT-NOMA 中继协作系统, 以系统中断概率为优化目标, 将联合优化方案与文献[20]中提出的基于 SWIPT-NOMA 系统的非联合优化方法(下文称之为“功率优化方案”)在 NOMA 技术下进行实验对比, 分析联合优化方案在实现系统增益方面的性能。最后, 通过 2 组不同的实验来分析传输功率等级与时间分配系数对 SWIPT-NOMA 系统中断概率的影响, 以说明选取合适的时间分配系数对提高系统性能的作用。

仿真实验参数设置如表 1 所示。

表 1 仿真实验参数设置

参数名称	参数值
中继节点个数 $N$ /个	3
能量转换效率 $\eta$	0.7
$x_1$ 的目标信息速率 $R_1^*/(\text{bit}\cdot\text{s}^{-1})$	2.1
$x_2$ 的目标信息速率 $R_2^*/(\text{bit}\cdot\text{s}^{-1})$	2.6
S 到 $R_k$ 的距离 $d/m$	1.2
S 到 $R_k$ 的路径损失因子 $\alpha$	1.2
$R_k$ 到 $D_1$ 的距离 $d_{k1}/m$	2.5
$R_k$ 到 $D_1$ 的路径损失因子 $\alpha_{k1}$	3
$R_k$ 到 $D_2$ 的距离 $d_{k2}/m$	1.6
$R_k$ 到 $D_2$ 的路径损失因子 $\alpha_{k2}$	2
噪声方差 $\sigma_{k1}^2, \sigma_{k2}^2, \sigma^2$	-24
传输功率 $P_s/\text{dBm}$	20

联合优化方案在 OMA 系统和 NOMA 系统中不同的中继节点个数对应的中断概率与传输功率的关系如图 3 所示。从图 3 中可以看到，随着传输功率的增大，中断概率呈减小趋势，这是因为传输功率的增加意味着系统中可用资源的增加，会有更多的能量可以用于传输信息，使中断事件发生的概率降低。从不同中继节点个数所对应的曲线可知，当中继节点个数增加时，系统的中断性能有所提高。这是因为多中继节点比单中继节点可以提供更多可能的传输链路，说明多中继节点可以增大传输的可靠性，减少中断事件的发生。在相同的中继节点个数情况对比结果可以看出，NOMA 系统的中断性能优于 OMA 系统。

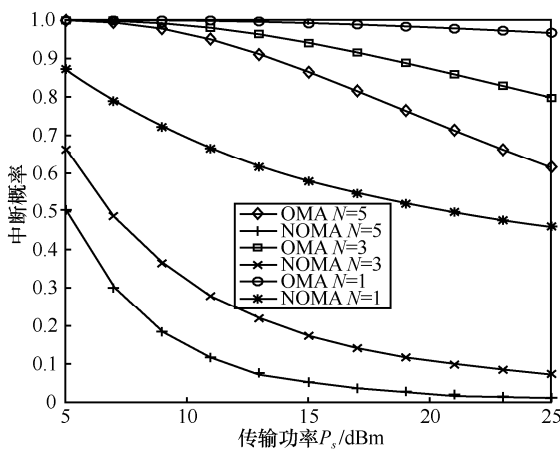


图 3 不同系统中联合优化方案的中断概率与传输功率关系

联合优化方案与功率优化方案的中断概率与

传输功率的对比结果如图 4 所示。功率优化方案推导中断概率时存在  $\omega_1 > \Phi_1 \omega_2$  的限制条件，并且在最终的实验中会固定信号功率系数值。为了便于对比分析，在此次实验中，设置  $\omega_1=0.8, \omega_2=0.2, R_1^*=1.0 \text{ bit/s}, R_2^*=3.5 \text{ bit/s}$ 。从图 4 可以看到，当  $N=3$  时，同等条件下联合优化方案的中断性能优于功率优化方案；当  $N=1$  时，尽管中断概率整体有所增加，但是联合优化方案在中断性能上仍然占优势。其原因在于功率优化方案在系统优化求解后固定了信号功率分配，使其在系统耦合参数发生变化时无法及时调整，从而使系统中断概率增大。联合优化方案没有固定信号功率分配，而是与系统中的时间分配参数相互调节，可以使资源得到有效利用，从而提高了中断性能。

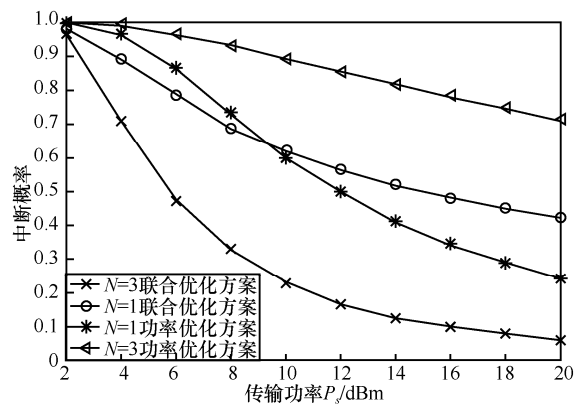


图 4 不同方案的中断概率与传输功率关系

在验证联合优化方案的有效性与性能的基础上，通过不同的传输功率等级与时间分配系数设定，研究两者与 SWIPT-NOMA 系统中中断概率的相互作用。在不同传输功率等条件下，中断概率与时间分配系数  $\theta$  的关系如图 5 所示。从图 5 可以看到中断概率存在一个最低谷，即这种情况下存在一个最佳分配系数使系统中断概率最小。过了这个低谷点后，当发射的传输功率固定时，随着时间分配系数  $\theta$  的增大，中断概率迅速上升。这是因为时间分配系数  $\theta$  的增大，使目标速率随之增大，导致需要消耗的功率也增多，而功率资源是定量的所以中断概率会迅速增大，同时，从实验结果也可以看到时间分配系数等分时中断性能不是最好的。

在  $R_1^*=2.1 \text{ bit/s}, R_2^*=3.4 \text{ bit/s}$  时，NOMA 系统  $N=3$  和  $N=1$  下，时间分配系数  $\theta=0.6$  和  $\theta=0.5$  所对应的中断概率与传输功率关系如图 6 所示。

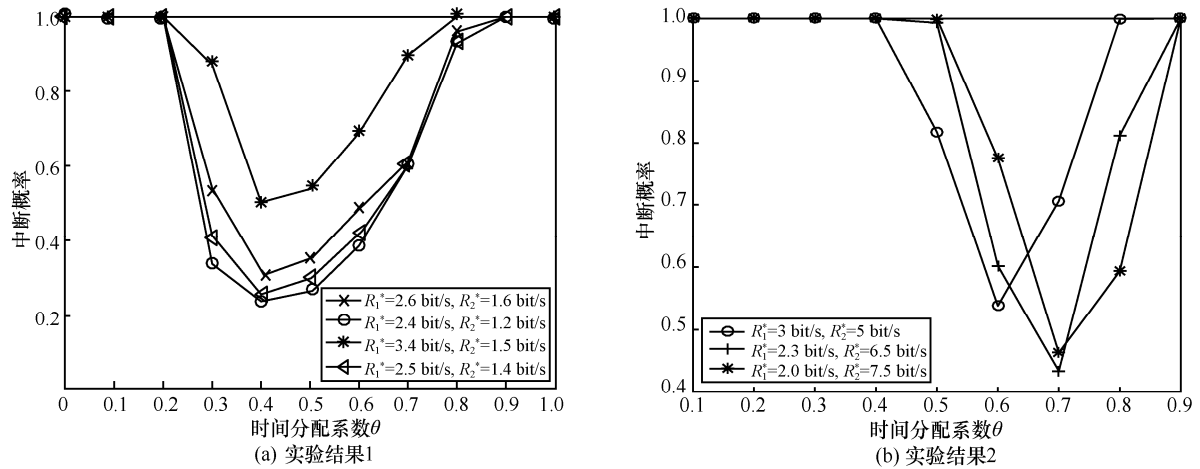


图 5 中断概率与时间分配的关系

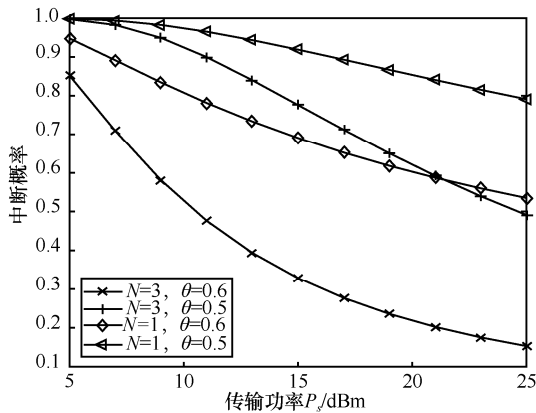


图 6 不同时间分配方式下的中断概率与传输功率关系

从图 6 可以看出, 时间分配系数  $\theta=0.6$  时的系统的中断性能比  $\theta=0.5$  的要好。在相同的时间分配系数下, 相较于单中继节点系统 ( $N=1$ ), 多中继节点系统 ( $N=3$ ) 下的中断概率有所减少。并且当  $\theta=0.6$  时,  $N=3$  与  $N=1$  的系统中断概率的间距大于时间系数  $\theta=0.5$  时的系统中中断概率的间距。实验结果表明, 合理地选取时间分配系数, 求取相应的信号功率分配因子, 可以有效地降低系统的中断概率, 有利于优化系统性能。这是由于较大的传输功率等级能够在一定程度上缓和系统传输过程中因信道状态或系统不确定性导致的传输能效低下, 继而在一定程度上增强了系统的可靠性, 因此, 在系统可靠性与能耗之间一直存在均衡关系, 这也是当前 SWIPT 系统优化的关键研究问题之一。

## 6 结束语

本文针对信号功率分配对系统中断性能的影响进行了深入分析, 考虑到 NOMA 技术可以提高系统

频谱效率和系统性能, 构建 SWIPT-NOMA 机会中继系统模型, 并通过传输阶段的分析, 构建了接收信号  $y_{si}$ 、中继节点收集的能量  $E_{ri}$ 、信号可达速率数学模型, 以及目的节点速率的数学模型。在满足信道状态较差节点 QoS 速率的条件下, 提出了一种联合信号功率分配和时间分配的中断方案。该方案首先对系统的中断概率进行了分析, 在满足信道状态较差节点 QoS 速率要求下得出与时间分配系数有关的信号功率分配因子的表达式, 然后利用二重积分交换和切比雪夫积分法最终推导得到系统的中断概率表达式。研究发现, 中断概率需要满足  $\omega_1 > \Phi_1 \omega_2$ , 需慎重选取节点的目标速率和中继节点的信号功率分配因子。本文方案通过选取合适的时间分配系数, 求取相应的信号功率分配因子, 实现了功率分配和时间分配的联合优化, 通过有效地降低系统的中断概率来提高系统的性能。仿真实验结果表明, 本文方案可有效降低系统中断概率, 并通过选取合适的时间分配系数可以使系统的性能得到进一步提高。

## 附录 1 中继节点至目的节点 $D_2$ 的成功概率 $P_{\text{succ}e}^2$ 的数学推导过程

为了更清晰地给出求解过程, 用  $Q_2$  表示式(31)中表达式  $P_{\text{succ}e}^2$  的求解, 即有

$$Q_2 = \Pr \left\{ |h_{1,2}|^2 < \frac{\Phi_2 (|h_{11}|^2 + \Phi_1 |h_{11}|^2)}{|h_{11}|^2 \frac{\eta\theta}{(1-\theta)\sigma^2} (P_s |h_{s1}|^2 - (\phi_2 - 1)\sigma^2) - \Phi_1} \right.$$

$$\left. |h_{s1}|^2 > A_\phi, \frac{\Phi_1}{\frac{\eta\theta}{(1-\theta)\sigma^2} (P_s |h_{s1}|^2 - (\phi_2 - 1)\sigma^2)} < |h_{11}|^2 < \right.$$

$$\left. \frac{\Phi_2(1+\Phi_1)+\Phi_1}{\frac{\eta\theta}{(1-\theta)\sigma^2}(P_s|h_{si}|^2-(\phi\phi_2-1)\sigma^2)} \right\} = 1 - \sum_{z_1, z_2 \in \{i_1, i_2\}} d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} \int_{A_\phi} \int_{A_\phi} \frac{\frac{\Phi_2(1+\Phi_1)+\Phi_1}{(1-\theta)\sigma^2}(P_s z - (\phi\phi_2-1)\sigma^2)}{\frac{\eta\theta}{(1-\theta)\sigma^2}(P_s z - (\phi\phi_2-1)\sigma^2)} e^{-\frac{d_{z_2}^{\alpha_{z_2}} \Phi_2(x+\Phi_1)x}{(1-\theta)\sigma^2}(P_s z - (\phi\phi_2-1)\sigma^2)x - \Phi_1} \frac{d_{z_2}^{\alpha_{z_2}} \Phi_2(x+\Phi_1)x}{(1-\theta)\sigma^2}(P_s z - (\phi\phi_2-1)\sigma^2)} e^{-d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} x} dx d_{si}^{\alpha_{si}} e^{-d_{si}^{\alpha_{si}} z} dz = 1 - \sum_{z_1, z_2 \in \{i_1, i_2\}} d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} \int_{A_\phi} \int_{A_\phi} \frac{\frac{\Phi_2(1+\Phi_1)+\Phi_1}{(1-\theta)\sigma^2}(P_s z - (\phi\phi_2-1)\sigma^2)}{\frac{\eta\theta}{(1-\theta)\sigma^2}(P_s z - (\phi\phi_2-1)\sigma^2)} e^{-\frac{d_{z_2}^{\alpha_{z_2}} \Phi_2(1+\Phi_1)x}{(1-\theta)\sigma^2}(P_s z - (\phi\phi_2-1)\sigma^2)x - \Phi_1} \frac{d_{z_2}^{\alpha_{z_2}} \Phi_2(1+\Phi_1)x}{(1-\theta)\sigma^2}(P_s z - (\phi\phi_2-1)\sigma^2)} e^{-d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} x} dx d_{si}^{\alpha_{si}} e^{-d_{si}^{\alpha_{si}} z} dz \quad (48)$$

利用换元法令  $t = \frac{P_s}{\sigma^2} z - (\phi\phi_2 - 1)$ ,  $s = \frac{\eta\theta}{(1-\theta)_1} \cdot \left(\frac{P_s}{\sigma^2} z - (\phi\phi_2 - 1)\right)x - \Phi$ , 并结合二重积分交换积分次序的知识, 式(48)所示的  $Q_2$  可以表示为

$$Q_2 = 1 - \sum_{z_1, z_2 \in \{i_1, i_2\}} d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} \int_{A_\phi} \int_{A_\phi} \frac{\frac{\Phi_2(1+\Phi_1)+\Phi_1}{1-\theta} e^{-\frac{d_{z_2}^{\alpha_{z_2}} \Phi_2(1+\Phi_1)x}{s}}}{\frac{\eta\theta}{1-\theta}} \frac{d_{z_2}^{\alpha_{z_2}} \Phi_2(1+\Phi_1)x}{s}}{e^{-d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} x} dx d_{si}^{\alpha_{si}} e^{-d_{si}^{\alpha_{si}} z} dz} = 1 - \sum_{z_1, z_2 \in \{i_1, i_2\}} d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} \int_{A_\phi} \int_{A_\phi} \frac{\frac{\Phi_2(1+\Phi_1)+\Phi_1}{1-\theta} e^{-\frac{d_{z_2}^{\alpha_{z_2}} \Phi_2(1+\Phi_1)+d_{z_1}^{\alpha_{z_1}}(s+\Phi_1)}{s-\theta}}}{\frac{\eta\theta}{1-\theta}} e^{-\frac{s-\theta}{1-\theta}}}{e^{-d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} t + \frac{(\phi\phi_2-1)P_s}{\sigma^2}} \frac{\sigma^2}{P_s} dt} = 1 - \sum_{z_1, z_2 \in \{i_1, i_2\}} \frac{d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} e^{-d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} A_\phi}}{\frac{\eta\theta P_s}{\sigma^2(1-\theta)}} \int_{A_\phi} \int_{A_\phi} \frac{\frac{\Phi_2(1+\Phi_1)+\Phi_1}{1-\theta} e^{-\frac{d_{z_2}^{\alpha_{z_2}} \Phi_2(1+\Phi_1)(s+\Phi_1)+d_{z_1}^{\alpha_{z_1}}(s+\Phi_1)}{s\eta\theta}}}{\frac{\eta\theta}{1-\theta}} \frac{1}{t} ds e^{-\frac{d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} t}{\sigma^2}} dt = 1 - \sum_{z_1, z_2 \in \{i_1, i_2\}} \frac{d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} e^{-d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} A_\phi}}{\frac{\eta\theta P_s}{\sigma^2(1-\theta)}} \int_0^{\Phi_2(1+\Phi_1)} \int_0^{\frac{1}{t}} \frac{d_{z_2}^{\alpha_{z_2}} \Phi_2(1+\Phi_1)(s+\Phi_1)+d_{z_1}^{\alpha_{z_1}}(s+\Phi_1)}{s\eta\theta} \frac{P_s}{\sigma^2} dt ds \quad (49)$$

由贝塞尔积分数学公式  $K_\nu(x) = \frac{1}{2} \left(\frac{x}{2}\right)^\nu \int_0^\infty \frac{\exp\left(-\frac{t-x^2}{4t}\right)}{t^{\nu+1}} dt$ ,

$Q_2$  可重新表示为

$$Q_2 = 1 - \sum_{z_1, z_2 \in \{i_1, i_2\}} \frac{d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} e^{-d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} A_\phi}}{\frac{\eta\theta P_s}{\sigma^2(1-\theta)}} \int_0^{\Phi_2(1+\Phi_1)} K_0 \left( 2 \sqrt{\frac{d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} d_{z_2}^{\alpha_{z_2}} \Phi_2(1+\Phi_1)(s+\Phi_1)+d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} s(s+\Phi_1)}{s\eta\theta P_s}} \right) ds \quad (50)$$

然后结合数学高斯切比雪夫法, 可以得到

$$\int_0^{\Phi_2(1+\Phi_1)} K_0 \left( 2 \sqrt{\frac{d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} d_{z_2}^{\alpha_{z_2}} \Phi_2(1+\Phi_1)(s+\Phi_1)+d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} s(s+\Phi_1)}{s\eta\theta P_s}} \right) ds$$

的积分近似解如式(51)所示。

$$\int_0^{\Phi_2(1+\Phi_1)} K_0 \left( 2 \sqrt{\frac{d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} d_{z_2}^{\alpha_{z_2}} \Phi_2(1+\Phi_1)(s+\Phi_1)+d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} s(s+\Phi_1)}{s\eta\theta P_s}} \right) ds \approx \frac{\Phi_2(1+\Phi_1)}{2} \frac{\pi}{M} \sum_{m=1}^M \sqrt{\left(1 - \cos\left(\frac{2m-1}{2M}\pi\right)\right)^2} K_0 2 \sqrt{\frac{d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} d_{z_2}^{\alpha_{z_2}} \Phi_2(1+\Phi_1)(\bar{s}+\Phi_1)+d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} \bar{s}(\bar{s}+\Phi_1)}{\bar{s}\eta\theta P_s}}{\sigma^2(1-\theta)}} \quad (51)$$

其中,  $\bar{s} = \frac{\Phi_2(1+\Phi_1)}{2} \left(1 + \cos\left(\frac{2m-1}{2M}\pi\right)\right)$ 。

令  $F_{\bar{s}} = \frac{d_{z_2}^{\alpha_{z_2}} \Phi_2(1+\Phi_1)(\bar{s}+\Phi_1)+d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} \bar{s}(\bar{s}+\Phi_1)}{\bar{s}}$ , 由式(51)

的积分近似解可得到  $Q_2$  的最终表示为

$$Q_2 \approx 1 - \left( \sum_{z_1, z_2 \in \{i_1, i_2\}} \frac{d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} e^{-\frac{d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} (\phi\phi_2-1)P_s}{\sigma^2}}}{\frac{\eta\theta P_s}{\sigma^2(1-\theta)}} \frac{\Phi_2(1+\Phi_1)\pi}{2M} \sum_{m=1}^M \sqrt{\left(1 - \cos\left(\frac{2m-1}{2M}\pi\right)\right)^2} K_0 2 \sqrt{\frac{d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} F_{\bar{s}}}{\eta\theta P_s}} \right) \quad (52)$$

将  $Q_2$  代入式(31), 中继节点至节点  $D_2$  的成功概率  $P_{\text{succ}}^2$  为

$$P_{\text{succ}}^2 = 1 - \left( 1 - \sum_{z_1, z_2 \in \{k_1, k_2\}} \frac{d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} e^{-\frac{d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} (\phi\phi_2-1)P_s}{\sigma^2}}}{\frac{\eta\theta P_s}{\sigma^2(1-\theta)}} \frac{\Phi_2(1+\Phi_1)\pi}{2M} \sum_{m=1}^M \sqrt{\left(1 - \cos\left(\frac{2m-1}{2M}\pi\right)\right)^2} K_0 2 \sqrt{\frac{d_{z_1}^{\alpha_{z_1}} F_{\bar{s}}}{\eta\theta P_s}} \right)^n \quad (53)$$

## 附录 2 OMA 系统中的目的节点 $D_2$ 的中断概率 $P_{D_2}^{OMA}$ 表达式的证明

证明 向目的节点  $D_2$  发送信号时, 由于信道系数  $|h_{k2}|^2$  的累积密度函数为  $F_{|h_{k2}|^2}(x) = (1 - e^{-d_{k1}^{\alpha_{k1}}x})(1 - e^{-d_{k2}^{\alpha_{k2}}x})$ , 因此  $D_2$  处的中断概率可表示为

$$P_{D_2}^{OMA} = 1 - \Pr \left\{ |h_{k2}|^2 \geq \frac{\phi_2'(1-\theta)}{\eta \left( \frac{P_s}{\sigma^2} |h_{sk}|^2 - \phi_2' \right) \theta}, |h_{sk}|^2 \geq \frac{\phi_2' \sigma^2}{P_s} \right\} = 1 - d_{sk}^{\alpha_{sk}} \int_{\frac{\phi_2' \sigma^2}{P_s}}^{\infty} \left( e^{-\frac{-d_{k1}^{\alpha_{k1}} \phi_2'(1-\theta)}{\eta \left( \frac{P_s}{\sigma^2} z - \phi_2' \right) \theta}} - e^{-\frac{-(d_{k1}^{\alpha_{k1}} + d_{k2}^{\alpha_{k2}}) \phi_2'(1-\theta)}{\eta \left( \frac{P_s}{\sigma^2} z - \phi_2' \right) \theta}} + e^{-\frac{-d_{k2}^{\alpha_{k2}} \phi_2'(1-\theta)}{\eta \left( \frac{P_s}{\sigma^2} z - \phi_2' \right) \theta}} \right) e^{-d_{sk}^{\alpha_{sk}} z} dz \quad (54)$$

根据  $\int_{x=0}^{\infty} e^{-\frac{M}{4x} - Bx} dx = \sqrt{\frac{M}{B}} \sqrt{MB}$ , 其中  $M$ 、 $B$  表示参数

表达式, 所以式(54)可以变化为

$$P_{D_2}^{OMA} = 1 - e^{-\frac{d_{sk}^{\alpha_{sk}} \phi_2'}{\sigma^2}} \left( \sqrt{\frac{4d_{sk}^{\alpha_{sk}} d_{k1}^{\alpha_{k1}} (1-\theta) \phi_2'}{\eta \theta P_s}} K_1 \sqrt{\frac{4d_{sk}^{\alpha_{sk}} d_{k1}^{\alpha_{k1}} (1-\theta) \phi_2'}{\eta \theta P_s}} - \sqrt{\frac{4d_{sk}^{\alpha_{sk}} (d_{k1}^{\alpha_{k1}} + d_{k2}^{\alpha_{k2}}) (1-\theta) \phi_2'}{\eta \theta P_s}} K_1 \sqrt{\frac{4d_{sk}^{\alpha_{sk}} (d_{k1}^{\alpha_{k1}} + d_{k2}^{\alpha_{k2}}) (1-\theta) \phi_2'}{\eta \theta P_s}} + \sqrt{\frac{4d_{sk}^{\alpha_{sk}} d_{k2}^{\alpha_{k2}} (1-\theta) \phi_2'}{\eta \theta P_s}} K_1 \sqrt{\frac{4d_{sk}^{\alpha_{sk}} d_{k2}^{\alpha_{k2}} (1-\theta) \phi_2'}{\eta \theta P_s}} \right) \quad (55)$$

证毕。

### 参考文献:

[1] 王哲, 李陶深, 叶进, 等. 基于不确定理论的能量收集可靠性建模及规划[J]. 通信学报, 2018, 39(5): 166-176.  
WANG Z, LI T S, YE J, et al. Reliability modeling and planning of energy harvesting based on uncertainty theory[J]. Journal on Communications, 2018, 39(5): 166-176.

[2] LU X, WANG P, NIYATO D, et al. Wireless networks with RF energy harvesting: a contemporary survey[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2014, 17(2): 757-789.

[3] BI S, HO C K, ZHANG R. Wireless powered communication: opportunities and challenges[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 53(4): 117-125.

[4] 王哲, 李陶深, 叶进, 等. 能量收集网络技术研究与发展综述[J]. 广西科学, 2019, 26(3): 253-266, 335.  
WANG Z, LI T S, YE J, et al. Energy harvesting networks: a review of recent advances[J]. Guangxi Sciences, 2019, 26(3): 253-266, 355.

[5] DING H, WANG X, COSTA D B D, et al. Adaptive time-switching based energy harvesting relaying protocols[J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(7): 2821-2837.

[6] LIU X L, LI Z, WANG C. Secure decode-and-forward relay SWIPT systems with power splitting scheme[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(8): 7341-7354.

[7] CHEN D H, HE Y C, LIN X, et al. Both worst-case and chance-constrained robust secure SWIPT in miso interference channels[J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security, 2017, 13(2): 306-317.

[8] TANG L, ZHANG X G, ZHU P C, et al. Wireless information and energy transfer in fading relay channels[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2016, 34(12): 3632-3645.

[9] ZHONG S, HUANG H, LI R. Outage probability of power splitting SWIPT two-way relay networks in Nakagami-m fading[J]. Eurasip Journal on Wireless Communications & Networking, 2018(11): 1-8.

[10] SARAJLIC M, LIU L, RUSEK F, et al. Impact of relay cooperation on the performance of large-scale multipair two-way relay networks[C]// 2018 IEEE Global Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2018:1-6.

[11] 宁倩丽, 李陶深, 王哲. 基于 SWIPT 的协作中继系统动态时间分配策略[J]. 广西大学学报(自然科学版), 2019, 44(3): 696-702.  
NING Q L, LI T S, WANG Z. Dynamic time allocation strategy in SWIPT cooperative relay system[J]. Journal of Guangxi University(Natural Science Edition), 2019, 44(3): 696-702.

[12] 曹雍, 杨震, 冯友宏. 新的 NOMA 功率分配策略[J]. 通信学报, 2017, 38(10):157-165.  
CAO Y, YANG Z, FENG Y H. New NOMA power allocation strategy[J]. Journal on Communications, 2017, 38(10): 157-165.

[13] DING Z, FAN P, POOR H V. Impact of user pairing on 5G non-orthogonal multiple access downlink transmissions[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 65(8): 6010-6023.

[14] HEDAYATI M, KIM I M. On the performance of NOMA in the two-user SWIPT system[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(11): 11258-11263.

[15] LIU Y, DING Z, EIKASHLAN M, et al. Cooperative non-orthogonal multiple access in 5G systems with SWIPT[C]//2015 23rd European Signal Processing Conference, 2015: 1999-2003.

[16] DING Z, PENG M, POOR V. Cooperative non-orthogonal multiple access in 5G systems[J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(8): 1.

[17] YE Y, LI Y, WANG D, et al. Power splitting protocol design for the cooperative NOMA with SWIPT[C]//2017 IEEE Conference on Communications. Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-5.

[18] TANG J, DAI T W, CUI M M, et al. Optimization for maximizing sum secrecy rate in SWIPT-enabled NOMA systems[J]. IEEE Access, 2018(6): 43440-43449.

[19] DO N T, COSTA D B D, DUONG Q, et al. Improving the perfor-

- mance of cell-edge users in MISO-NOMA systems using TAS and SWIPT-based cooperative transmissions[J]. IEEE Transactions on Green Communications & Networking, 2018, 2(1): 49-62.
- [20] DO N T, AN B. Optimal sum-throughput analysis for downlink cooperative SWIPT NOMA systems[C]//2018 2nd International Conference on Recent Advances in Signal Processing, Telecommunications & Computing. Piscataway: IEEE Press, 2018: 85-90.
- [21] YU H, DUAN W, ZHANG G, et al. A near optimal power allocation scheme for cooperative relay networking with NOMA[J]. China Communications, 2019, 16(3): 122-131.
- [22] WU W, YIN X, DENG P, et al. Transceiver design for downlink SWIPT NOMA systems with cooperative full-duplex relaying[J]. IEEE Access, 2019(7): 33464-33472.
- [23] GARCIA C E, CAMANA M R, KOO I, et al. Particle swarm optimization-based power allocation scheme for secrecy sum rate maximization in NOMA with cooperative relaying[C]//The 15th International Conference of Intelligent Computing Theories and Application. Berlin: Springer, 2019: 1-12.
- [24] LIAQAT M, NOORDIN K A, LATEF T A, et al. Relay selection schemes for cooperative NOMA (C-NOMA) with simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT)[J]. Physical Communication, 2019(36): 1-13.
- [25] TANG J, LUO J C, LIU M Q, et al. Energy efficiency optimization for NOMA with SWIPT[J]. IEEE Journal on Selected Topics in Signal Processing, 2019, 13(3): 452-466.
- [26] ZHANG H J, FENG M T, LONG K P, et al. Energy efficient resource management in SWIPT enabled heterogeneous networks with NOMA[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020,

19(2): 835-845.

- [27] GRADSHTEYN I S, RYZHIK I M. Table of integrals, series, and products[M]. New York: Academic Press, 1980.

#### [作者简介]



李陶深 (1957- ), 男, 广西南宁人, 博士, 广西大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线网络、无线携能通信、网络信息安全、大数据处理等。



宁倩丽 (1993- ), 女, 湖南邵东人, 广西大学硕士生, 主要研究方向为无线能量收集网络。



王哲 (1991- ), 男, 河南南阳人, 博士, 广西民族大学讲师, 主要研究方向为能量收集网络、电力装备与智能信息技术。