

# 基于 SWIPT 的吞吐量最优化 NOMA 全双工中继选择策略

李陶深<sup>1,2</sup>, 施安妮<sup>1</sup>, 王哲<sup>3</sup>, 何璐<sup>1</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 530200;  
3. 广西民族大学人工智能学院, 广西 南宁 530005)

**摘 要:** 为了提高 5G 无线通信系统性能, 引入非正交多址接入 (NOMA) 技术构建了全双工物联网 (IoT) 中继系统模型。针对无线携能通信 (SWIPT) 中继系统, 该模型考虑中继节点能够捕获源节点、环路自干扰、空闲能量接入点 (EAP) 的信号能量, 使用 NOMA 技术转发源节点信号与自身信号至不同的目的节点。在该模型基础上, 提出了一种基于功率分配协作的 SWIPT 中继选择策略。该策略基于通信服务质量与源节点发射功率等约束建立问题模型, 通过数学变换将原非线性 0-1 规划问题转换为一对耦合优化问题, 基于内部优化问题的最优解解决最优中继选择的外部优化问题, 利用最优中继选择算法最大化系统吞吐量。仿真结果表明, 所提模型和策略在吞吐量增益方面优于传统的最大最小中继选择方案, 并且 EAP 的考虑能够显著提高系统中断性能。

**关键词:** 非正交多址接入; 无线携能通信; 中继选择; 全双工; 自能量回收; 功率分配协议

**中图分类号:** TP393

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2021061

## Optimal relay selection for full duplex SWIPT-NOMA systems with maximal throughput

LI Taoshen<sup>1,2</sup>, SHI Anni<sup>1</sup>, WANG Zhe<sup>3</sup>, HE Lu<sup>1</sup>

1. School of Computer and Electronic Information, Guangxi University, Nanning 530004, China  
2. School of Information Engineering, Nanning University, Nanning 530200, China  
3. School of Artificial Intelligent, Guangxi University for Nationalities, Nanning 530005, China

**Abstract:** To improve the performance of 5G communication system, a full duplex Internet of things (IoT) relay system model was built by introducing the non-orthogonal multi-access (NOMA) technology. For the relay system of simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT), it was considered that the relay node can harvest the energy of the source node, the self-interference signal of the loop channel and the free energy access point (EAP), and NOMA technology was used to forward the source node signal and its own signal to different destination nodes. Based on the model, a power distribution collaboration SWIPT relay selection strategy was proposed to optimize system throughput. Firstly, the problem model was established based on the constraints of communication quality of service and transmission power of source nodes. And then, the original nonlinear 0-1 programming problem was converted into a pair of coupling optimization problem by mathematical transformation, and the optimal relay selection of outer optimization problem was solved based on the optimal solution of the internal optimization problem. Finally, an optimal relay selection algorithm was used to maximize system throughput. Simulation results show that the proposed model and strategy are superior to the traditional maximum-minimum relay selection schemes in terms of throughput gain, and the consideration of EAP can significantly improve the interrupt performance.

**Keywords:** NOMA, SWIPT, relay selection, full duplex, self-energy recovery, power distribution protocol

收稿日期: 2020-09-26; 修回日期: 2020-11-16

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)

## 1 引言

物联网 (IoT, Internet of things) 是 5G 系统中最重要的部分之一, 它支持大规模通信, 是实现万物互联的关键技术<sup>[1]</sup>。据预测, 到 2025 年, IoT 设备的数量将达到 300 亿<sup>[2-3]</sup>。随着 IoT 设备密度的增加, 大规模无线设备通信将消耗巨大的能量, 如何实现绿色节能通信成为一项新的挑战<sup>[4-5]</sup>。传感器节点是 IoT 中最常见的互联对象, 传感器节点和设备通常由固定容量的电池供电, 因此, 电池容量的大小直接决定了这些设备的使用寿命<sup>[6-7]</sup>。

协作通信技术可以有效解决无线通信中的无线损耗问题, 近年来, 受到学者们的广泛关注<sup>[8-10]</sup>。然而, 在传统的协作通信中, 中继节点需要消耗额外的能量进行辅助数据传输。因此, 许多能量受限的 IoT 节点将不会参与中继, 严重限制协作通信的发展<sup>[11]</sup>。随着无线能量传输技术的发展, 能量捕获 (EH, energy harvesting) 能够有效解决 IoT 节点能量受限的问题, 它依赖环境能源的稳定性, 除去传统的可再生能源 (例如风、水、光等自然能源), 考虑使用具有更高可控性和稳定性的射频 (RF, radio frequency) 信号<sup>[12]</sup>。其中, 对 RF 信号进行能量捕获的技术称为无线携能通信 (SWIPT, simultaneous wireless information and power transfer), 其被认为是解决大规模传感器节点供电问题的关键技术, 能实现能量捕获和信息解码的协作传输<sup>[13]</sup>。在系统中使用 SWIPT 技术符合当前绿色能源的新时代发展理念, 能提高系统中 IoT 节点的使用寿命。

近年来, SWIPT 主要采用了时间切换 (TS, time switching) 和功率分割 (PS, power splitting) 2 种接收机架构, 即 TS-SWIPT 和 PS-SWIPT, 能量捕获和信息解码的过程分别在时域和功率域中分离<sup>[14]</sup>。而协作通信的工作方式分为半双工和全双工 2 种, 前者将一个时段分为 2 个时隙来完成传输; 后者则是在一个时段内同步完成所有工作, 这导致中继存在较强的自干扰, 降低了信息发送效率<sup>[15]</sup>。文献[16-18]分别研究了不同协议下的 SWIPT 在放大转发 (AF, amplify-and-forward) / 解码转发 (DF, decode-and-forward) 中继网络中的应用, 验证了 SWIPT 技术在不同方面给协作通信系统带来的性能增益。近年来, 随着自干扰技术的进步, 针对全双工中继 (FDR, full-duplex relay) 网络的研究也有了新的进展。文献[19]提出了一种自干扰免疫 FDR

方案, 在能量捕获和信息中继中分别采用独立的中继接收天线和发射天线。文献[20-21]分别针对 TS-SWIPT 和 PS-SWIPT 在 AF 全双工中继网络中的应用进行研究。与 TS-SWIPT 相比, PS-SWIPT 减少了所消耗的时隙, 从而提高了信息的传输时间和频谱效率。总体而言, 在合理应用自干扰消除技术后, FDR 网络的有效信息传输时间比半双工网络提高了一倍, 显著提高了系统性能。文献[22]在有效抑制自干扰的情形下, 研究了在全双工解码转发中继网络中以最大化安全速率为目的的功率优化问题。针对全双工系统产生的自干扰, 文献[23]利用能量循环技术, 建立了中继协作的全双工认知多输入多输出系统, 通过 EH 技术对自干扰的能量进行收集, 以获得最大的系统能量效率, 实验结果说明该方案的性能优于对比的自干扰消除方案。现有研究表明, 合理利用自干扰信号, 并对其进行自能量回收, 能够使自干扰信号对全双工系统产生性能增益, 这为全双工中继系统处理自干扰信号提供了一个全新的方向。

未来 5G 通信网络的频谱资源紧张, 而非正交多址接入 (NOMA, non-orthogonal multiple access) 技术作为一项允许多个用户同时访问同一频谱的技术, 能够显著提高频谱效率和用户公平性<sup>[24]</sup>。研究表明<sup>[25-27]</sup>, 在接收端进行连续干扰消除后, 与正交多址接入 (OMA, orthogonal multiple access) 相比, NOMA 能够实现更高的系统吞吐量和更低的中断概率。将 NOMA 技术与协作通信技术相结合, 可以满足未来无线网络的容量需求。文献[28-29]对应用了 NOMA 技术的全双工和半双工协作通信系统进行对比, 阐述了全双工工作模式能获得比半双工工作模式更低的中断概率, 但这 2 个系统均没有考虑与 SWIPT 技术的结合研究, 限制了 IoT 节点的中继应用。文献[30]考虑在 NOMA 上应用 SWIPT, 提出一种新的合作 SWIPT-NOMA 协议。文献[31]针对机会中继系统提出一种新的 SWIPT-NOMA 协议, 提高了系统的频谱效率和性能。文献[32]在 SWIPT-NOMA 中继系统的基础上, 提出一种新的 PS 协议, 研究了近端和远端 NOMA 用户的中断概率。文献[11]计算了 NOMA 中继系统中的最优 TS/PS 因子以最大化系统吞吐量, 考虑 IoT 中继节点发射的 NOMA 复合信号为源节点信号和中继自身信号的结合。文献[33]则考虑了 NOMA 在全双工 DF 中继中的应用, 所考虑系统中的中继节点和源

节点的能量均来自另外一个能量信标节点。但是，上述文献考虑的技术应用情景过于单一，并且没有考虑对自干扰信号的合理利用。

从现有研究进展可看出，将 NOMA 技术与协作通信技术相结合，可在一定范围内实现网络系统的增益。多中继网络中，中继选择 (RS, relay selection) 可显著提高系统性能，因为中继的数量增加了分集顺序，而选择可以降低硬件的复杂性。然而，大多数现有研究主要是在半双工中继网络上进行的，将 NOMA 技术和 SWIPT 技术相结合的研究还很少。另外，现有研究很少考虑对自干扰信号进行能量自回收。因此，NOMA-SWIPT 全双工中继网络中的 RS 还有待研究。本文基于 PS-SWIPT，构建 NOMA 全双工 IoT 中继系统模型，并以系统吞吐量最大化为优化目标，提出一种基于功率分配协作的 SWIPT 中继选择策略，并通过仿真实验说明模型和策略的有效性。本文的主要贡献如下。

1) 基于 SWIPT 技术，构建了一个 NOMA 全双工 IoT 中继系统模型。不同于其他 NOMA 中继协作通信系统，本文模型中所有中继均为 IoT 节点，在转发源节点信息的同时能够发送自身数据给各自的目的节点，这个设置更符合中继为 IoT 节点的场景。

2) 模型额外考虑了空闲能量接入点 (EAP, energy access point)<sup>[34]</sup> 的存在，即 IoT 中继节点不但能从源节点发射的 RF 信号和环路自干扰信号中捕获能量，还能从 EAP 中获取能量，并且，不同于传统的半双工协作通信系统，本文考虑 IoT 中继节点为全双工工作模式，通过传输时间分配机制，信息接收、能量捕获和信息转发等工作均在同一单位时段  $T$  内进行。

3) 基于通信服务质量与信噪比阈值等约束，提出了一种以系统吞吐量最大化为优化目标的最优中继选择策略。该策略通过优化 PS 因子，解决以系统吞吐量最大化为目标的最佳中继选择问题。通过仿真实验，观察关键参数对系统吞吐量和中断概率的影响，验证了所提模型与算法带来的系统性能增益。

## 2 系统模型

本文考虑的是一个基于 PS-SWIPT 的 NOMA 全双工 IoT 中继系统，如图 1 所示。该系统由一

个源节点 S、 $K$  个 IoT 中继节点  $R_i$  ( $i=1,2,\dots,K$ )、2 个目的节点  $D_1$ 、 $D_2$  和一个 EAP 组成。其中，源节点和目的节点配备一根天线，所有 IoT 中继节点配备 2 根天线，分别用于接收和转发信号。由于网络覆盖范围的限制，假设源节点和目的节点之间没有直接链路，只能通过中继节点进行通信。

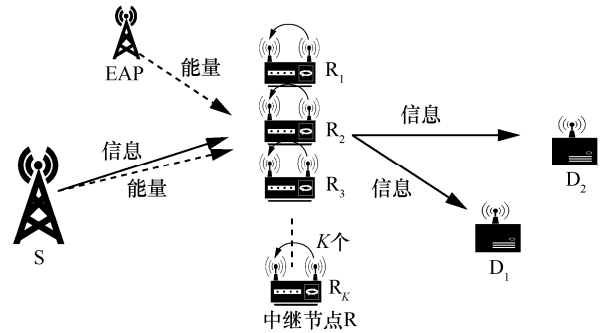


图 1 基于 PS-SWIPT 的 NOMA 全双工 IoT 中继系统

中继节点能量受限，通过捕获源节点的 RF 信号和外部 EAP 能量为自身供电，并且在全双工工作模式下，中继节点还能够对环路信道的自干扰信号自回收能量<sup>[34]</sup>。在本文考虑的系统模型中，中继节点是以全双工的工作模式运行的，接收与发送信号都在同一时段，因此中继节点接收到并发送的信号不只有源节点发射的信号，还有自身发送的自干扰信号。与其他 NOMA 协作通信系统不同，本文设定目的节点  $D_1$  从中继节点预接收源节点发射的信号，目的节点  $D_2$  则预接收中继节点自身的数据信号。这样的设置更加符合中继节点为 IoT 节点的场景。

中继节点架构如图 2 所示，IoT 中继节点接收来自源节点的 RF 信号，根据 PS 协议捕获能量并解码源信号。同时，捕获 EAP 的能量，对环路信道的自干扰信号进行自回收能量，将收集到的所有能量转移到电池进行临时存储并全部用于驱动传输电路，最终将源信号和自身信号根据 NOMA 协议分别发送给目的节点  $D_1$  和  $D_2$ 。

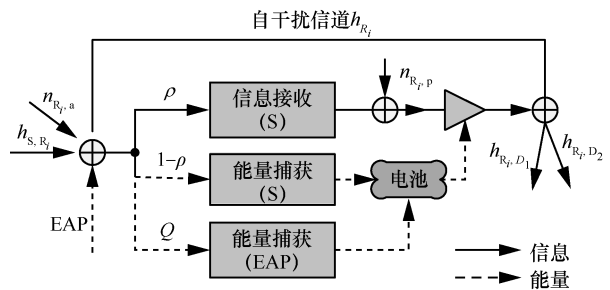


图 2 中继节点架构

图 3 描述了本文所提全双工 IoT 中继系统的传输时间分配, 节点以全双工方式进行工作, 即系统中的 IoT 中继节点的信息接收、能量捕获和信息转发等工作均在同一单位时段  $t$  内进行, 捕获能量的同时能够保持不间断信息流。

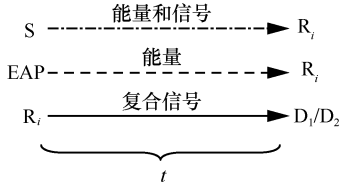


图 3 传输时间分配

假设系统的所有信道均为静态衰落信道, 在同一个时隙内, 信道状态基本不变, 因此系统中的信道状态信息都是已知的。源节点  $S$  与中继节点  $R_i$  之间的信道系数为  $h_{S,R_i}$ , 中继节点  $R_i$  与目的节点  $D_1$  和  $D_2$  之间的信道系数分别为  $h_{R_i,D_1}$  和  $h_{R_i,D_2}$ , 中继节点  $R_i$  的自干扰信道系数为  $h_{R_i} \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$ ,  $P_S$  和  $P_{R_i}$  分别表示源节点发射功率和中继节点  $R_i$  的发射功率,  $Q$  为中继节点  $R_i$  从 EAP 中收集到的能量。

中继节点  $R_i$  接收到的信号为

$$y_{R_i} = \sqrt{P_S} h_{S,R_i} x_S + \sqrt{P_{R_i}} h_{R_i} x_Z + n_{R_i,a} \quad (1)$$

其中,  $x_S \in \mathbb{C}$  为满足  $E\{|x_S|^2\}=1$  的源节点发送信号;  $n_{R_i,a}$  为中继节点处的加性白高斯噪声, 服从独立同分布的复高斯随机变量, 满足  $n_{R_i,a} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{n_{R_i,a}}^2)$ , 即均值为 0, 方差为  $\sigma_{n_{R_i,a}}^2$ ;  $\sqrt{P_{R_i}} h_{R_i} x_Z$  为中继节点的自干扰信号;  $x_Z$  为中继节点发出的复合单位信号, 满足  $E\{|x_Z|^2\}=1$ 。

中继节点根据 NOMA 协议, 将由源节点信号和中继节点自身信号组成的复合信号  $Z$  分别发送到各自的目的节点  $D_1$  和  $D_2$ 。复合信号  $Z$  遵循 NOMA 协议, 可表示为

$$Z = \sqrt{\phi_1 P_{R_i}} x_S + \sqrt{\phi_2 P_{R_i}} x_{R_i} \quad (2)$$

其中,  $\phi_1$  和  $\phi_2$  为 NOMA 协议的功率分配因子, 满足  $\phi_1 + \phi_2 = 1$ ;  $x_{R_i} \in \mathbb{C}$  为满足  $E\{|x_{R_i}|^2\}=1$  的 IoT 中继节点自身信号。

中继节点采用 PS 协议将接收到的信号  $y_{R_i}$  按照功率分配因子  $\rho_i \in (0,1)$  分为两部分:  $\rho_i$  部分用于信息传输,  $1 - \rho_i$  部分用于能量捕获。因此, 接收到的

信息流和能量流表达式分别为

$$y_{R_i}^{ID} = \sqrt{\rho_i} y_{R_i} + n_{R_i,p} \quad (3)$$

$$y_{R_i}^{EH} = \sqrt{1 - \rho_i} y_{R_i} \quad (4)$$

其中,  $n_{R_i,p}$  是由射频信号到基带信号转换引起的处理噪声, 服从  $n_{R_i,p} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{n_{R_i,p}}^2)$ , 即均值为 0, 方差为  $\sigma_{n_{R_i,p}}^2$ 。通过自能量回收技术, 利用其特性消除自干扰后<sup>[35]</sup>, 中继节点的接收信号更新为

$$y_{R_i}^{ID-SIC} = \sqrt{\rho_i} \left( \sqrt{P_S} h_{S,R_i} x_S + n_{R_i,a} \right) + n_{R_i,p} \quad (5)$$

根据式(5), IoT 中继节点  $R_i$  接收到的信噪比可以表示为

$$\gamma_{R_i} = \frac{\rho_i P_S |h_{S,R_i}|^2}{\rho_i \sigma_{n_{R_i,a}}^2 + \sigma_{n_{R_i,p}}^2} \quad (6)$$

由于噪声产生的能量非常少, 在能量捕获表达式中可以忽略噪声因素。中继节点  $R_i$  捕获源 RF 信号的能量, 接收 EAP 的能量补充, 并对自干扰信号进行自能量回收, 最终捕获的总能量为

$$E_{R_i} = \eta(1 - \rho_i) \left( P_S |h_{S,R_i}|^2 + P_{R_i} |h_{R_i}|^2 \right) + \eta Q \quad (7)$$

其中,  $\eta \in (0,1)$  表示能量转换效率, IoT 中继将最终捕获的所有能量用于发射, 即  $P_{R_i} = \frac{E_{R_i}}{T}$ 。假设  $T=1$ , 化简后得到 IoT 中继发射功率表达式为

$$P_{R_i} = \frac{\eta(1 - \rho_i) P_S |h_{S,R_i}|^2 + \eta Q}{1 - \eta(1 - \rho_i) |h_{R_i}|^2} \quad (8)$$

目的节点  $D_1$  和  $D_2$  接收到的信号分别表示为

$$y_{D_1} = h_{R_i,D_1} Z + n_{D_1} \quad (9)$$

$$y_{D_2} = h_{R_i,D_2} Z + n_{D_2} \quad (10)$$

其中,  $n_{D_1}$  和  $n_{D_2}$  分别为目的节点处的加性白高斯噪声, 均值都为 0, 方差分别为  $\sigma_{n_{D_1}}^2$  和  $\sigma_{n_{D_2}}^2$ 。

根据文献[11]并结合式(9), 目的节点  $D_1$  处的信噪比为

$$\gamma_{D_1}^{x_{R_i} \rightarrow x_S} = \frac{\phi_2 P_{R_i} |h_{R_i,D_1}|^2}{\phi_1 P_{R_i} |h_{R_i,D_1}|^2 + \sigma_{n_{D_1}}^2} \quad (11)$$

$$\gamma_{D_1} = \frac{\phi_1 P_{R_i} |h_{R_i,D_1}|^2}{\sigma_{n_{D_1}}^2} \quad (12)$$

$D_1$  预接收源节点发送的信号, 基于 NOMA 原理, 首先,  $D_1$  从复合信号中解码  $x_{R_i}$ , 即  $\gamma_{D_1}^{x_{R_i} \rightarrow x_S}$ ; 成功解码后, 消除信号  $x_{R_i}$ , 可得到  $D_1$  的最终信噪比  $\gamma_{D_1}$ 。

$D_2$  预接收中继节点发送的信号, 根据式(10), 基于 NOMA 原理, 给出目的节点  $D_2$  处的信噪比为

$$\gamma_{D_2} = \frac{\phi_2 P_{R_i} |h_{R_i, D_2}|^2}{\phi_1 P_{R_i} |h_{R_i, D_2}|^2 + \sigma_{n_{D_2}}^2} \quad (13)$$

根据解码转发的协议, 源节点和 IoT 中继节点的吞吐量分别表示为

$$T_{S_i} = \text{lb}(1 + \min(\gamma_{R_i}, \gamma_{D_1})) \quad (14)$$

$$T_{R_i} = \text{lb}(1 + \min(\gamma_{D_1}^{x_{R_i} \rightarrow x_S}, \gamma_{D_2})) \quad (15)$$

系统总吞吐量为

$$T_i = T_{S_i} + T_{R_i} \quad (16)$$

根据图 1 可知, 系统为两跳传输系统, 因此, 只有当源节点到 IoT 中继节点, 或者 IoT 中继节点到目的节点的信噪比不满足信噪比约束时, 才会发生中断。假设吞吐量阈值为  $T_0 = \text{lb}(1 + \gamma_0)$ , 其中,  $\gamma_0$  为信噪比阈值。源节点和 IoT 中继节点处的中断概率可以分别表示为

$$P_{\text{out}_S} = \Pr(\min(\gamma_{R_i}, \gamma_{D_1}) < \gamma_0) = 1 - \lambda_h \int_{x_0}^{\infty} e^{-\frac{\lambda_g}{m\phi_1(ax+b)} - \lambda_h x} dx \quad (17)$$

$$P_{\text{out}_R} = \Pr(\min(\gamma_{D_1}^{x_{R_i} \rightarrow x_S}, \gamma_{D_2}) < \gamma_0) = 1 - \lambda_h \int_0^{\infty} e^{-(\lambda_g + \lambda_2) \frac{F}{(ax+b)} - \lambda_h x} dx \quad (18)$$

中断概率的具体计算步骤如附录 1 所示。

### 3 问题描述与求解

本节在保证通信服务质量和源节点发射功率、最小能量捕获阈值等约束的情况下, 提出一种以吞吐量最大化为目标的最优中继选择策略。通过优化 PS 因子选择最佳中继, 实现能量受限的全双工 IoT 中继系统的吞吐量最大化。

以优化系统吞吐量为目标, 整体优化问题可以表示为

$$\begin{aligned} \text{P1: } & \max_{i \in \mathcal{K}, \rho_i} T_i = T_{S_i} + T_{R_i} \\ \text{s.t. } & C_1: \min(\gamma_{R_i}, \gamma_{D_1}) \geq \gamma_0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_2: & \min(\gamma_{D_1}^{x_{R_i} \rightarrow x_S}, \gamma_{D_2}) \geq \gamma_0 \\ C_3: & E_{R_i} \geq e \\ C_4: & 0 < P_S \leq P_S^* \\ C_5: & 0 < \rho_i < 1 \end{aligned} \quad (19)$$

其中,  $\mathcal{K} = \{1, \dots, K\}$  为  $K$  个中继的索引集合,  $\gamma_0$  为信噪比阈值,  $e$  为捕获能量阈值,  $P_S^*$  为源节点最大发射功率约束。约束  $C_1$  和约束  $C_2$  为保证通信服务质量, 使 2 个节点处的信噪比不小于给定信噪比阈值; 约束  $C_3$  表示中继捕获能量不小于给定最小能量阈值; 约束  $C_4$  保证源发射功率不大于给定源发射功率阈值; 约束  $C_5$  表示功率分配比例范围。

整个优化问题是一个难以计算的非线性 0-1 规划问题, 意味着中继选择以及优化  $\rho_i$  仍然是难以求解的任务。因此, 需要将原问题 P1 重新定义为一对耦合优化问题, 转化为关于  $\rho_i$  的内部优化问题和选择最优中继节点的外部优化问题。

首先, 处理 P1 的内部优化问题, 即优化  $\rho_i$ 。假设中继  $R_i$  是活跃的, 则对于每个 IoT 中继节点, 需要找到各自最优的 PS 因子对应的最大系统吞吐量。内部优化问题 P2 可以表述为

$$\begin{aligned} \text{P2: } & \max_{\rho_i} T_i = T_{S_i} + T_{R_i} \\ \text{s.t. } & C_1 \sim C_5 \end{aligned} \quad (20)$$

显然, 这是一个关于  $\rho_i$  的拟凸问题, 可以通过局部搜索方法 (如梯度下降法或牛顿-拉夫森法<sup>[36]</sup>), 得到最优  $\rho_i^*$  值下的最大系统吞吐量。这些方法已得到了很好的研究, 且适合于求解准凸优化问题, 这里将不对其进行扩展讨论。

得到每个中继节点对应的最优  $\rho_i^*$  值下的最大吞吐量后, 即可进行一维搜索最佳中继节点。所选最佳中继节点的索引可表示为

$$i^* = \arg \max_{i \in \{1, \dots, K\}} T_i(\rho_i^*) \quad (21)$$

作为基准, 传统的最大最小中继选择算法<sup>[37]</sup>表示如下

$$i^* = \arg \max_{i \in \{1, \dots, K\}} \left\{ \min \{h_{S, R_i}, h_{R_i, D_1}, h_{R_i, D_2}\} \right\} \quad (22)$$

根据以上分析, 对于优化问题 P1, 假设第  $i$  个中继是活跃的, 通过求解内部优化问题 P2, 可得到内层优化的最优目标值。然后, 根据内层优化的最优目标值求得外层优化式的最优目标

值, 即获得整体优化问题的最优解。为了对 RS 优化问题进行求解, 本文设计的最优中继选择算法如算法 1 所示。

**算法 1** 最优中继选择算法

**输入** 已知参数  $h_{R_i}, h_{R_i, D_1}, h_{R_i, D_2}$

**输出** 最佳中继索引  $i^*$ , 最优 PS 因子  $\rho^*$ ,

最大吞吐量  $T_{\max}$

1) 初始化参数

$\eta \in (0, 1), P_s \in (0, P_{\max}], \phi_1 = 0.2, \phi_2 = 0.8, T_0 = 1 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}), \sigma_{n_{R_i, a}}^2 = \sigma_{n_{R_i, p}}^2 = \sigma_{n_{D_1}}^2 = \sigma_{n_{D_2}}^2 = 1, T_{\max} = 0,$

$k=8$

2)  $h_i \rightarrow (h_{R_i}, h_{R_i, D_1}, h_{R_i, D_2})$ ;

3) 根据式(6)和式(12), 得出  $\gamma_{R_i}, \gamma_{D_1}$  表达式

4)  $\gamma_{i1} \rightarrow \min(\gamma_{R_i}, \gamma_{D_1})$

$T_{S_i} \rightarrow \text{lb}(1 + \gamma_{i1})$

5) 根据式(11)和式(13), 得出  $\gamma_{D_1}^{x_{R_i} \rightarrow x_S}, \gamma_{D_2}$  的表达式

6)  $\gamma_{2i} \rightarrow \min(\gamma_{D_1}^{x_{R_i} \rightarrow x_S}, \gamma_{D_2})$

$T_{R_i} \rightarrow \text{lb}(1 + \gamma_{2i})$

7)  $T_i \rightarrow T_{S_i} + T_{R_i}$

8) for  $i = 1, 2, 3, \dots, K$

$T_i^* \rightarrow 0$

for  $i = 1, 2, 3, \dots, K$

$\rho_i^* \rightarrow \arg \max_{\rho_i \in (0, 1)} T_i(h_i, Q)$

$T_i^* \rightarrow T_i(\rho_i^*, h_i, Q)$

if  $T_i^* \geq T_{\max}$

$T_{\max} = T_i^*$

$\rho^* \rightarrow \rho_i^*$

$i^* = i$

end if

end for

end for

9) 返回  $i^*, \rho^*$  和  $T_{\max}$

从算法 1 的描述可以看出, 本文所提最优中继选择算法的计算复杂度为  $O(n^2)$ , 相比基于穷举搜索的传统中继选择方案的指数复杂度  $O(n^n)$ , 本文算法大大降低了计算复杂度。已有研究表明<sup>[38]</sup>, 当中继数量  $K$  较大时, 中继选择方案性能的提高对于多中继系统来说显得更加重要, 特别是针对计算能力有限的 EH 中继节点, 降低算法计算复杂度也是当前最直接的方式之一。

## 4 仿真实验结果与性能分析

为了说明本文的系统模型和策略的有效性, 本节将本文提出的方案与传统的最大最小中继选择方案<sup>[37]</sup>进行性能对比分析。参考现有文献的实验方法, 本节给出了本文方案和对比方案的蒙特卡罗法仿真结果, 验证本文所提系统模型和算法的可行性和有效性。仿真实验中, 假设所有可供选择 IoT 中继的自干扰信道增益相同, 并且  $|h_{R_i}|^2 = 0.1$ ; 假设网络中 IoT 中继节点数  $K = 8$ , 能量转化率  $\eta = 0.9$ , NOMA 分配因子  $\phi_1 = 0.2, \phi_2 = 0.8, T_0 = 1 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 。为了方便实验对比, 假设所有噪声方差相等, 并且  $\sigma_{n_{R_i, a}}^2 = \sigma_{n_{R_i, p}}^2 = \sigma_{n_{D_1}}^2 = \sigma_{n_{D_2}}^2 = 1$ ; 假设所有中继的 PS 因子相同, 即  $\rho_i = \rho$ 。实验利用 MATLAB 对瑞利衰落信道  $h_{R_i}, h_{R_i, D_1}, h_{R_i, D_2}$  进行超过  $10^5$  次随机实现, 综合得到仿真结果。根据实验结果可知, 本文的分析 (Sim) 与实验仿真 (Ana) 结果完全吻合。

图 4 给出了 PS 因子  $\rho$  和最大系统吞吐量的关系, 该实验对于寻找一个合适的能量-速率平衡点非常重要。实验中, 能量阈值  $e = 10 \text{ J}$ , EAP 能量值  $Q = 5 \text{ J}$ , 源发射功率  $P_s$  分别为  $5 \text{ dBW}, 7.5 \text{ dBW}, 10 \text{ dBW}$ 。

从图 4 中可以看出, 随着  $\rho$  值的增大, 系统吞吐量先增大后减小。这是因为在现实情况中, 如果  $\rho$  值越大, 则分配给能量捕获的功率就会越小, 使 IoT 中继节点没有捕获到足够的能量进行信息转发, 进而导致系统吞吐量变小。 $P_s$  值越大, 最优值  $\rho^*$  越小, 这是因为足够大的  $P_s$  值使 IoT 中继分配给能量捕获的功率比不需要很大, 就能够捕获足够的能量。从图 4 中还可以看出, 当  $P_s = 7.5 \text{ dBW}$  时, 本文方案的最优 PS 因子  $\rho^*$  为 0.4, 最大系统吞吐量达到  $3.69 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ , 而最大最小中继选择方案中最优 PS 因子  $\rho^*$  为 0.43, 最大系统吞吐量仅为  $2.94 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ , 两者相差  $0.75 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ 。因此, 本文方案的最优系统吞吐量大于最大最小中继选择方案。

图 5 和图 6 分别给出了不同 PS 因子下的源节点和 IoT 中继节点的中断概率。实验中,  $e = 10 \text{ J}$ ,  $Q = 5 \text{ J}$ , 源发射功率  $P_s$  分别为  $4 \text{ dBW}, 6 \text{ dBW}, 8 \text{ dBW}, 10 \text{ dBW}$ 。

从图 5 中可以看出, 当  $\rho = 0$  时, IoT 中继节点

接收源 RF 信号的所有功率用于能量捕获，因此，源节点的中断概率为 1。随着  $\rho$  值的增大，源节点的中断概率随之变小。达到最小中断概率值后， $\rho$  值超过了最佳功率分配系数，中断概率随之变大。 $P_s$  值变化时，源节点的中断概率也随之变化， $P_s$  值越大，源节点中断概率越低。当  $P_s$  分别为 4 dBW 和 10 dBW 时，最小系统中断概率分别为 0.84 和 0.55，相差了 0.29。从图 6 中可看出，随着  $\rho$  值的增大，IoT 中继节点的中断概率随之增大， $P_s$  值对中断概率的影响随之减小。

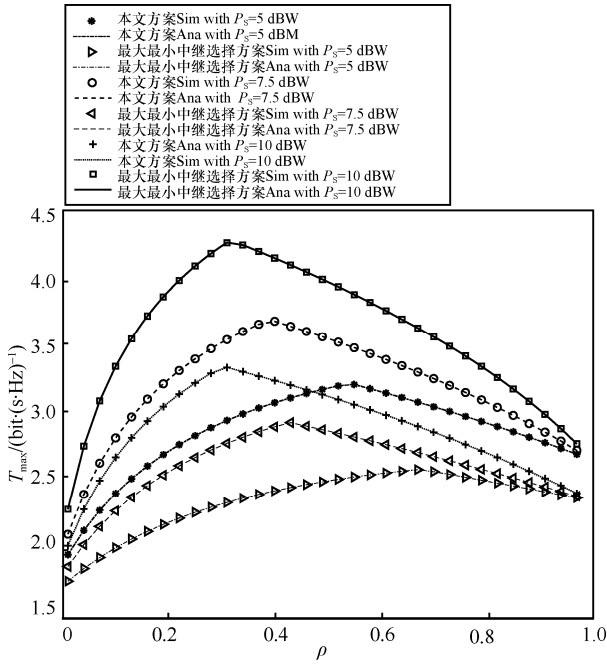


图 4 PS 因子  $\rho$  和最大系统吞吐量关系

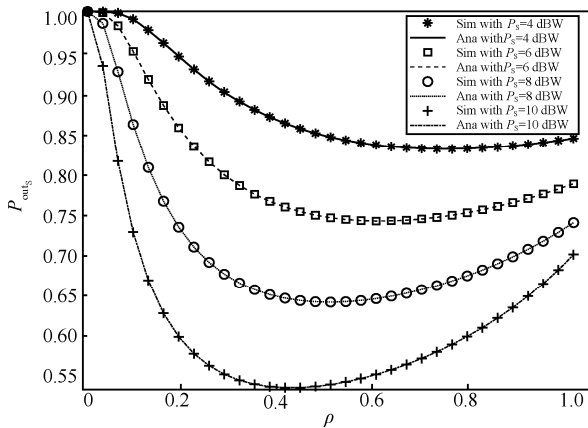


图 5 不同 PS 因子下的源节点中断概率

图 7 给出了源发射功率变化下的最优系统吞吐量。考虑  $e=10\text{ J}$ ，源发射功率  $P_s$  值在  $0\sim 15\text{ dBW}$  区间内变化， $Q$  分别为 2 J、4 J、6 J。如图 7 所示，

随着  $P_s$  值增大，最优系统吞吐量也随之变大。而  $Q$  取值增大，最优系统吞吐量也随之增大，并且当  $P_s$  值较小时，IoT 中继的能量主要来源于 EAP，因此  $Q$  值对系统吞吐量的影响较大。从图 7 中可看出，与最大最小中继选择方案相比，当  $Q=6\text{ J}$ ， $P_s=5\text{ dBW}$  时，2 种方案的最优吞吐量值相差约为  $0.5\text{ bit/(s}\cdot\text{Hz)}$ ，说明了本文方案能达到更大的系统吞吐量。

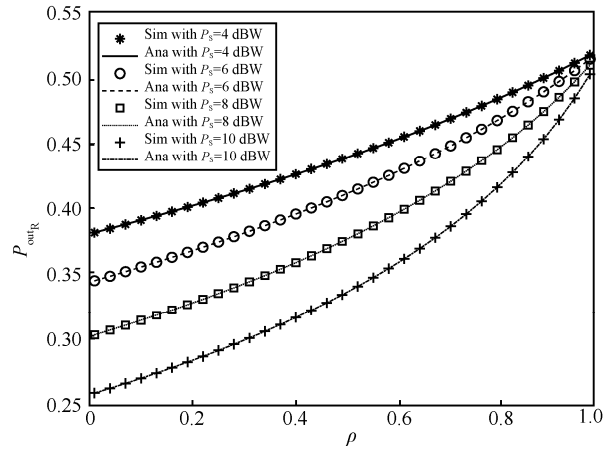


图 6 不同 PS 因子下的 IoT 中继节点中断概率

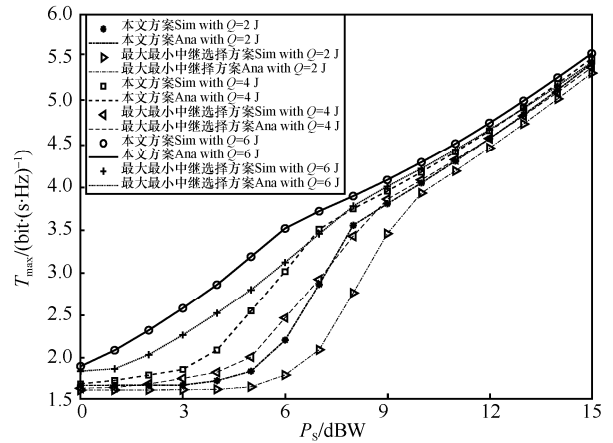


图 7 源发射功率变化下的最优系统吞吐量

图 8 和图 9 分别给出不同源发射功率下的源节点和 IoT 中继节点的中断概率，考虑  $e=10\text{ J}$ ，源发射功率  $P_s$  值在  $0\sim 20\text{ dBW}$  区间变化， $Q$  分别为 4 J、6 J、8 J、10 J。从图 8 和图 9 可以看出，随着  $P_s$  值变大，源节点和 IoT 中继节点的中断概率都变小。 $Q$  值越大，源节点和 IoT 中继节点的中断概率越小。当  $P_s$  值较小时， $Q$  值对 IoT 中继节点的中断影响较大。这是因为当  $P_s$  值很小时，中继的发射功率大部分依赖于 EAP 的能量，当  $P_s$  值变大时，

$Q$  值的影响变小。当  $P_s$  值足够大时, IoT 中继节点的能量捕获主要来自源节点的 RF 信号,  $Q$  值的变化对 IoT 中继节点的中断概率影响变得很小。

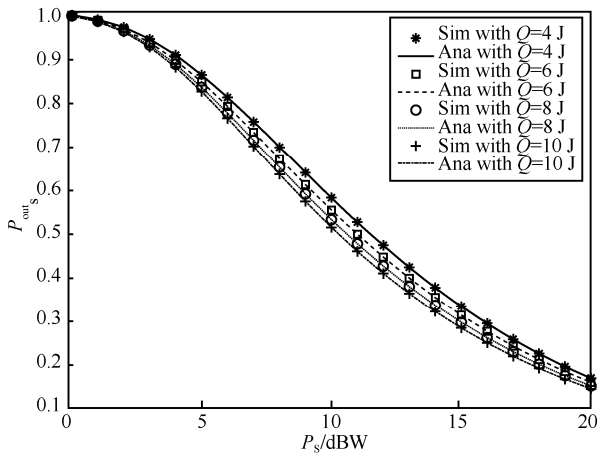


图 8 不同源发射功率下的源节点中断概率

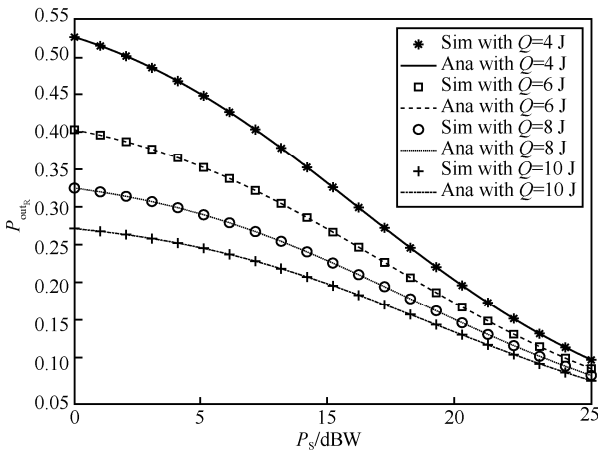


图 9 不同源发射功率下的 IoT 中继节点中断概率

图 10 给出了 EAP 能量  $Q$  对系统吞吐量的影响。考虑  $e=5$  J,  $Q$  值在  $0\sim 15$  J 区间内变化,  $P_s$  分别为 3 dBW、5 dBW、7 dBW。如图 10 所示, 随着  $Q$  值的增大, 系统吞吐量也随之增大, 达到最大系统吞吐量后, 增长曲线逐渐平缓。可以得出结论, EAP 能量  $Q$  的补充对系统吞吐量增益具有很好的效果。从图 10 中可以看出  $P_s$  值大小对系统吞吐量的影响,  $P_s$  越大, 能达到的最大吞吐量越大。当  $P_s$  值等于 7 dBW,  $Q$  为 7 J 时, 本文方案的系统吞吐量比最大最小中继选择方案高约 0.4 bit/(s·Hz), 说明本文方案优于最大最小中继选择方案。

图 11 和图 12 分别给出了不同 EAP 能量值  $Q$  下的源节点和 IoT 中继节点的中断概率, 考虑  $e=10$  J,  $Q$  值在  $0\sim 20$  J 变化,  $P_s$  分别为 4 dBW、6 dBW、8 dBW、10 dBW。

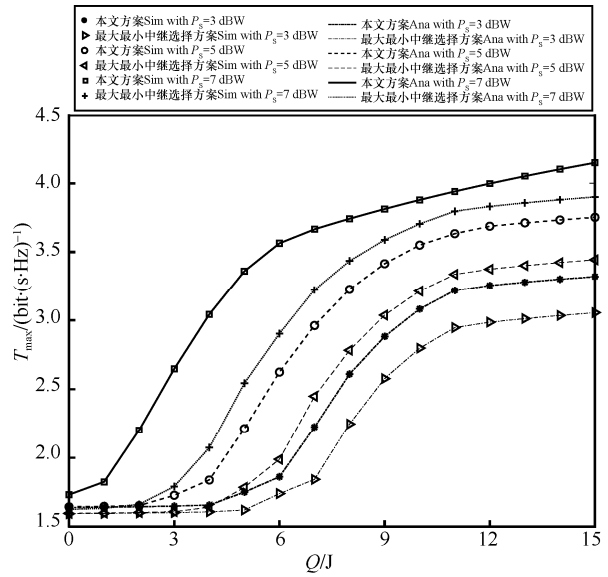


图 10 EAP 能量  $Q$  对系统吞吐量的影响

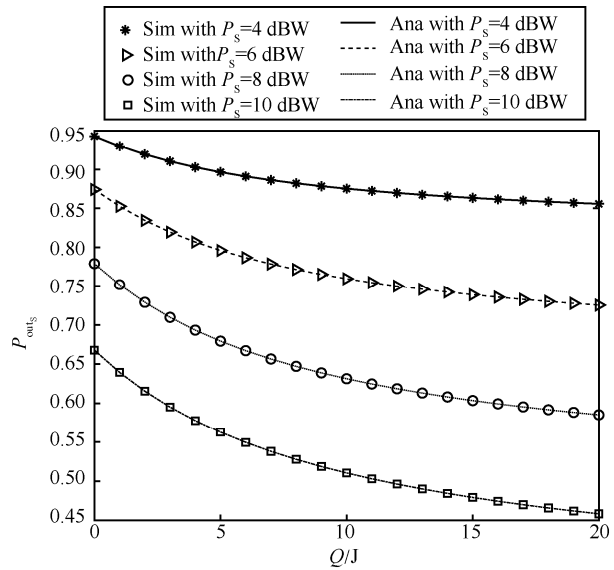


图 11 EAP 能量  $Q$  对源节点中断概率的影响

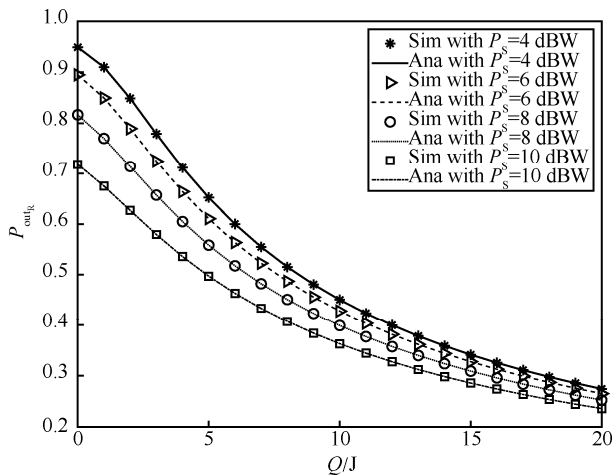


图 12 EAP 能量  $Q$  对 IoT 中继节点中断概率的影响

从图 11 和图 12 可以看出, 随着  $Q$  值变大, 源节点和 IoT 中继节点的中断概率变小。其中,  $Q$  值的变化对 IoT 中继节点的中断概率影响较大。当  $Q$  达到一定的值后, 对源节点中断概率的影响变得很小。实验结果表明, 不同  $P_s$  值情况下,  $P_s$  值越大, 中断概率越小。针对源节点中断概率,  $Q$  值越大,  $P_s$  值对中断概率的影响越大。针对 IoT 中继节点的中断概率, 当  $Q$  值很小时,  $P_s$  值对中断概率的影响相对较大, 而  $Q$  值增大到一定值后,  $P_s$  值的变化对 IoT 中继节点的中断概率影响变得很小。这是因为源节点的中断概率主要依赖于源节点发射功率  $P_s$ , IoT 中继节点在  $Q$  值很小时, 捕获的能量主要依赖于源节点发射的 RF 信号, 而当  $Q$  值很大时, 则主要捕获 EAP 的能量。总而言之, EAP 的设置考虑对降低系统中断概率具有很大的意义。

## 5 结束语

本文基于 PS-SWIPT, 构建了 NOMA 全双工 IoT 中继系统模型。考虑到 IoT 中继节点的能量约束特性, 中继节点能够应用 SWIPT 技术对源节点的 RF 信号进行能量捕获并对环路自干扰信号自回收能量, 此外, 设置了一个 EAP, 给 IoT 中继节点提供额外的能量补充。与其他协作通信系统不同, 本文的模型考虑了 IoT 中继节点的现实性, 通过 NOMA 技术, 中继节点能够同时转发源节点信号和发送自身数据给各自的目的节点, 并且 IoT 中继节点以全双工模式运作, 信息解码、能量捕获和协作传输都在一个时间段内完成, 实现不间断的信息流传输。在保证通信服务质量和源节点发射功率、最小能量捕获阈值等约束情况下构建数学模型, 将原非线性 0-1 规划问题转化为内部优化问题和外部优化问题, 并提出以吞吐量最大为目标的最优中继选择算法。仿真实验表明, 本文提出的最优中继选择方案的性能要优于传统的最大最小中继选择方案, 并且 EAP 的设置能够提高系统的中断性能。应该指出的是, 在现有的中继协作通信系统的研究成果中, 还没有见到利用真实场景进行实验分析的报告。未来的研究工作将考虑利用真实场景对所提出的系统模型和 SWIPT 中继选择策略进行实验分析, 以便能更加准确地验证系统的有效性和性能的优越性。

## 附录 1 源节点和 IoT 中继节点的中断概率表达式推导过程

设

$$\begin{aligned} \sigma_{n_{R_i,a}}^2 &= \sigma_{n_{R_i,p}}^2 = \sigma_{n_{D_1}}^2 = \sigma_{n_{D_2}}^2 = 1 \\ |h_{S,R_i}|^2 &= X; |h_{R_i,D_1}|^2 = Y; |h_{R_i,D_2}|^2 = Z \\ a &= \eta(1 - \rho_i)P_s; b = \eta Q; c = 1 - \eta(1 - \rho_i)|h_{R_i}|^2 \\ m &= \rho_i \sigma_{n_{R_i,a}}^2 + \sigma_{n_{R_i,p}}^2; d = \rho_i P_s; x_0 = \frac{\gamma_0 m}{d}; \gamma_0 = \frac{dx_0}{m} \\ F &= \frac{\gamma_0 c}{(\phi_2 - \phi_1 \gamma_0)}, u(x) = \frac{F}{(ax + b)} \end{aligned}$$

则源节点中断概率为

$$\begin{aligned} P_{\text{outR}_i} &= \Pr(\min(\gamma_{R_i}, \gamma_{D_1}) \leq \gamma_0) = \\ &1 - \Pr\left(\frac{\rho_i P_s |h_{S,R_i}|^2}{\rho_i \sigma_{n_{R_i,a}}^2 + \sigma_{n_{R_i,p}}^2} \geq \gamma_0, \frac{\phi_1 P_{R_i} |h_{R_i,D_1}|^2}{\sigma_{n_{D_1}}^2} \geq \gamma_0\right) = \\ &1 - \Pr\left(\frac{dX}{m} \geq \gamma_0, \frac{\phi_1(ax+b)Y}{c} \geq \gamma_0\right) = \\ &1 - \Pr\left(X \geq \frac{\gamma_0 m}{d}, Y \geq \frac{\gamma_0 c}{\phi_1(ax+b)}\right) = \\ &1 - \Pr\left(X \geq x_0, Y \geq \frac{cdx_0}{m\phi_1(ax+b)}\right) = \\ &1 - \int_{x_0}^{\infty} \left(\int_{\frac{cdx_0}{m\phi_1(ax+b)}}^{\infty} f_Y(y) dy\right) \lambda_h e^{-\lambda_h x} dx = \\ &1 - \int_{x_0}^{\infty} e^{-\lambda_g \frac{cdx_0}{m\phi_1(ax+b)}} \lambda_h e^{-\lambda_h x} dx = \\ &1 - \lambda_h \int_{x_0}^{\infty} e^{-\lambda_g \frac{cdx_0}{m\phi_1(ax+b)} - \lambda_h x} dx \end{aligned}$$

IoT 中继节点中断概率为

$$\begin{aligned} P_{\text{outR}_i} &= \Pr(\min(\gamma_{D_1}^{R_i \rightarrow S}, \gamma_{D_2}) \leq \gamma_0) = \\ &1 - \Pr\left(\frac{\phi_2 P_{R_i} |h_{R_i,D_1}|^2}{\phi_1 P_{R_i} |h_{R_i,D_1}|^2 + \sigma_{n_{D_1}}^2} \geq \gamma_0, \frac{\phi_2 P_{R_i} |h_{R_i,D_2}|^2}{\phi_1 P_{R_i} |h_{R_i,D_2}|^2 + \sigma_{n_{D_2}}^2} \geq \gamma_0\right) = \\ &1 - \Pr\left(Y \geq \frac{\gamma_0 c}{(\phi_2 - \phi_1 \gamma_0)(ax+b)}, Z \geq \frac{\gamma_0 c}{(\phi_2 - \phi_1 \gamma_0)(ax+b)}\right) = \\ &1 - \int_0^{\infty} \Pr(Y \geq u(x)) \Pr(Z \geq u(x)) f_X(x) dx = \\ &1 - \int_0^{\infty} \left(\int_{u(x)}^{\infty} \lambda_g e^{-\lambda_g y} dy\right) \left(\int_{u(x)}^{\infty} \lambda_z e^{-\lambda_z z} dz\right) \lambda_h e^{-\lambda_h x} dx = \\ &1 - \int_0^{\infty} e^{-(\lambda_g + \lambda_z)u(x)} \lambda_h e^{-\lambda_h x} dx = \\ &1 - \int_0^{\infty} e^{-\frac{(\lambda_g + \lambda_z) \gamma_0 c}{(\phi_2 - \phi_1 \gamma_0)(ax+b)}} \lambda_h e^{-\lambda_h x} dx = \\ &1 - \lambda_h \int_0^{\infty} e^{-\frac{(\lambda_g + \lambda_z) F}{(ax+b)} - \lambda_h x} dx \end{aligned}$$

## 参考文献:

- [1] LI S C, XU L D, ZHAO S S, et al. 5G Internet of things: a survey[J]. *Journal of Industrial Information Integration*, 2018, 10: 1-9.
- [2] SISINNI E, SAIFULLAH A, HAN S, et al. Industrial Internet of things: challenges, opportunities, and directions[J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2018, 14(11): 4724-4734.
- [3] ZHANG S Q, WU Q Q, XU S G, et al. Fundamental green tradeoffs: progresses, challenges, and impacts on 5G networks[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2016, 19(1): 33-56.
- [4] SOLTANMOHAMMADI E, GHAVAMI K, NARAGHI-POUR M. A survey of traffic issues in machine-to-machine communications over LTE[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2016, 3(6): 865-884.
- [5] GUO W S, DENG Y S, YILMAZ H B, et al. SMET: simultaneous molecular information and energy transfer[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2017, 25(1): 106-113.
- [6] BI S, HO C K, ZHANG R. Recent advances in joint wireless energy and information transfer[C]//2014 IEEE Information Theory Workshop. Piscataway: IEEE Press, 2014: 341-345.
- [7] YANG T T, ZHENG Z M, LIANG H, et al. Green energy and content-aware data transmissions in maritime wireless communication networks[J]. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2015, 16(2): 751-762.
- [8] LIANG X D, CHEN M, BALASINGHAM I, et al. Cooperative communications with relay selection for wireless networks: design issues and applications[J]. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 2013, 13(8): 745-759.
- [9] RAZEGHI B, HODTANI G A, NIKAZAD T. Multiple criteria relay selection scheme in cooperative communication networks[J]. *Wireless Personal Communications*, 2017, 96(2): 2539-2561.
- [10] 李陶深, 宁倩丽, 王哲. 优化传输性能的机会协作中继系统动态时间分配策略研究[J]. *北京邮电大学学报*, 2018, 42(5): 36-41.  
LI T S, NING Q L, WANG Z. Dynamic time allocation strategy of opportunity cooperative relay system for optimizing transmission performance[J]. *Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications*, 2018, 42(5): 36-41.
- [11] RAUNIYAR A, ENGELSTAD P, STERB O N. RF energy harvesting and information transmission based on NOMA for wireless powered IoT relay systems[J]. *Sensors*, 2018, 18(3254): 1-22.
- [12] 王哲, 李陶深, 叶进, 等. 能量收集网络技术研究与进展[J]. *广西科学*, 2019, 26(3): 253-266.  
WANG Z, LI T S, YE J, et al. Research and development of energy collection network technology[J]. *Guangxi Science*, 2019, 26(3): 253-266.
- [13] ZHANG R, HO C K. MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2013, 12(5): 1989-2001.
- [14] 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.
- [15] NASIR A A, ZHOU X, DURRANI S, et al. Relaying protocols for wireless energy harvesting and information processing[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2013, 12(7): 3622-3636.
- [16] LIU X L, LI Z, WANG C. Secure decode-and-forward relay SWIPT systems with power splitting schemes[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(8): 7341-7354.
- [17] DING Z G, PERLAZA S M, ESNAOLA I, et al. Power allocation strategies in energy harvesting wireless cooperative networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(2): 846-860.
- [18] HU L S, ZHANG C, DING Z G. Dynamic power splitting policies for AF relay networks with wireless energy harvesting[C]//2015 IEEE International Conference on Communication Workshop. Piscataway: IEEE Press, 2015: 2035-2039.
- [19] ZENG Y, ZHANG R. Full-duplex wireless-powered relay with self-energy recycling[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2015, 4(2): 201-204.
- [20] ZHONG C J, SURAWEEERA H A, ZHENG G, et al. Wireless information and power transfer with full duplex relaying[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2014, 62(10): 3447-3461.
- [21] LIU H W, KIM K J, KWAK K S, et al. Power splitting-based SWIPT with decode-and-forward full-duplex relaying[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2016, 15(11): 7561-7577.
- [22] 楚万顺, 张起贵. 基于全双工中继网络的功率分配优化策略[J]. *计算机工程*, 2018, 44(1): 149-153.  
CHU W S, ZHANG Q G. Power allocation optimization strategy based on full-duplex relay network[J]. *Computer Engineering*, 2018, 44(1): 149-153.
- [23] 鲍慧, 李梦辉, 赵伟. 全双工中继协作下认知 MIMO 系统的自干扰收集[J]. *华中科技大学学报: 自然科学版*, 2019, 47(6): 17-22.  
BAO H, LI M H, ZHAO W. Self-interference harvesting analysis for MIMO cognitive radio network with full-duplex relay[J]. *Journal of Huazhong University of Science and Technology (Natural Science Edition)*, 2019, 47(6): 17-22.
- [24] WU Q Q, CHEN W, NG D W K, et al. Spectral and energy-efficient wireless powered IoT networks: NOMA or TDMA?[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(7): 6663-6667.
- [25] DING Z, YANG Z, FAN P, et al. On the performance of non-orthogonal multiple access in 5G systems with randomly deployed users[J]. *IEEE signal processing letters*, 2014, 21(12): 1501-1505.
- [26] KADER M F, SHAHAB M B, SHIN S Y. Non-orthogonal multiple access for a full-duplex cooperative network with virtually paired users[J]. *Computer Communications*, 2018, 120: 1-9.
- [27] WAN D H, WEN M W, JI F, et al. Non-orthogonal multiple access for cooperative communications: challenges, opportunities, and trends[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2018, 25(2): 109-117.
- [28] TREGANCINI A, OLIVO E E B, OSORIO D P M, et al. Performance analysis of full-duplex relay-aided NOMA systems using partial relay selection[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, 69(1): 622-635.
- [29] YUE X W, LIU Y W, KANG S L, et al. Spatially random relay selec-

tion for full/half-duplex cooperative NOMA networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(8): 3294-3308.

- [30] LIU Y W, DING Z G, EIKASHLAN M, et al. Cooperative non-orthogonal multiple access in 5G systems with SWIPT[C]//2015 23rd European signal processing conference. Piscataway: IEEE Press, 2015: 1999-2003.
- [31] 李陶深, 宁倩丽, 王哲. SWIPT-NOMA 机会协作系统的优化方案[J]. 通信学报, 2020, 41(8): 141-154.
- LI T S, NING Q L, WANG Z. Optimization scheme for the SWIPT-NOMA opportunity cooperative system[J]. Journal on Communications, 2020, 41(8): 141-154.
- [32] YE Y H, LI Y Z, WANG D, et al. Power splitting protocol design for the cooperative NOMA with SWIPT[C]//2017 IEEE International Conference on Communications. Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-5.
- [33] NGUYEN B C, HOANG T M, TRAN P T, et al. Outage probability of NOMA system with wireless power transfer at source and full-duplex relay[J]. AEU-International Journal of Electronics and Communications, 2020, 116: 1-9.
- [34] ZHOU Y N, LI T S, WANG Z, et al. Non-time-sharing full-duplex SWIPT relay system with energy access point[C]//International Symposium on Parallel Architectures, Algorithms and Programming. Berlin: Springer, 2019: 83-97.
- [35] HU Z W, YUAN C W, ZHU F C, et al. Weighted sum transmit power minimization for full-duplex system with SWIPT and self-energy recycling[J]. IEEE Access, 2016, 4: 4874-4881.
- [36] CHONG E K P, ZAK S H. An introduction to optimization (fourth edition) [M]. New Jersey: John Wiley & Sons, 2013.
- [37] JING Y D, JAFARKHANI H. Single and multiple relay selection schemes and their achievable diversity orders[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(3): 1414-1423.
- [38] WANG D X, ZHANG R Q, CHENG X, et al. Full-duplex energy-harvesting relay networks: capacity-maximizing relay selection[J]. Journal of Communications & Information Networks, 2018, 3: 79-85.

### [作者简介]



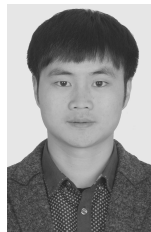
李陶深 (1957- ), 男, 广西南宁人, 博士, 广西大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线网络、云计算与大数据、网络与信息安全。



施安妮 (1996- ), 女, 福建三明人, 广西大学硕士生, 主要研究方向为能量收集无线网络。



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无线网络、边缘计算。



何璐 (1991- ), 男, 江西赣州人, 广西大学硕士生, 主要研究方向为能量收集无线网络。