

DOI: 10.11830/ISSN.1000-5013.201907036



# 直达链路下的多用户分集与 全双工中继系统

徐伟, 赵睿

(华侨大学 厦门市移动多媒体通信重点实验室, 福建 厦门 361021)

**摘要:** 针对多目的地传输网络, 研究基于时间切换协议的全双工协作中继方案. 考虑源和每个目的地之间存在直达链路, 中继采用天线选择技术以实现最小化自干扰, 目的地采用最大比合并技术以实现最大化接收信噪比. 运用高斯-切比雪夫积分和次序统计量, 推导出 4 种目的地选择策略下的延迟受限吞吐量近似闭合表达式. 数值分析和蒙特-卡洛仿真结果表明: 最佳吞吐量取决于协议的时间切换比和源功率分配比; 与其他 3 种策略相比, 最佳目的地选择策略更适用于分布式多用户选择网络; 提高源发送功率或增加目的地个数均能显著提升系统吞吐量性能.

**关键词:** 协作中继; 全双工; 直达链路; 多用户分集; 高斯-切比雪夫积分; 吞吐量

**中图分类号:** TN 929.53 **文献标志码:** A **文章编号:** 1000-5013(2020)01-0103-10

## Multi-User Diversity and Full-Duplex Relay System With Direct Link

XU Wei, ZHAO Rui

(Xiamen Key Laboratory of Mobile Multimedia Communications, Huaqiao University, Xiamen 361021, China)

**Abstract:** According to the multiple destination transmission network, a full-duplex cooperative relay scheme is investigated based on time switching protocol. Consider a direct link between the source and each destination, in the case of that the relay adopts antenna selection technology to minimize self-interference and the destination adopts the maximum ratio combining technology to maximize the received signal-to-noise ratio. The approximate closed expression for delay-limited throughput under four destination selection strategies are derived by using Gauss-Chebyshev quadrature and order statistic. The results of numerical analysis and Monte-Carlo simulations show that the optimal throughput critically depends on time switching and source power splitting coefficients of the protocol. The best destination selection strategy is more suitable for distributed multi-user selection network than the other three strategies. The systematical throughput performance can be significantly improved whether by increasing the source transmit power or increasing the number of destinations.

**Keywords:** cooperative relay; full-duplex; direct link; multi-user diversity; Gauss-Chebyshev quadrature; throughput

射频信号能同时携带信息和能量, 为充分利用射频信号, 学者们对同步无线信息和功率传输 (SWIPT) 进行了广泛地研究<sup>[1-4]</sup>. Nasir 等<sup>[5]</sup>分析放大转发传输系统, 在低信噪比和高传输速率下, 得到

**收稿日期:** 2019-07-15

**通信作者:** 赵睿(1980-), 男, 副教授, 博士, 主要从事无人机通信和信号处理的研究. E-mail: rzhao@hqu.edu.cn.

**基金项目:** 国家自然科学基金资助项目(61401165, 61362018, 61302095); 华侨大学研究生科研创新能力培育计划资助项目(17013082033)

时间切换中继协议在吞吐量方面优于功率分配中继协议的结论. 在此基础上, Nasir 等<sup>[6]</sup>进一步研究解调转发中继系统的吞吐量性能. Zhao 等<sup>[7]</sup>为最大化系统吞吐量求得最佳时间切换因子. Ikhlef 等<sup>[8]</sup>分析多中继网络中的中继选择问题. 相较于无电池中继, 带电池中继在提升系统性能方面具有更大的优势. Song 等<sup>[9]</sup>利用拉格朗日乘法获得最佳发射功率的闭合表达式, 提出的联合最优功率分配和中继选择策略可以在能量采集和全双工信息传输两个阶段中获得源节点的不同发射功率. Do<sup>[10]</sup>提出一种基于混合功率时间分配的中继协议, 分析最佳时间切换和最佳功率分配系数对吞吐量的影响. Ojo 等<sup>[11]</sup>分析系统吞吐量随中继节点采集能量的变化情况, 结果表明, 所提协议优于基于时间切换和基于功率分配的中继协议. Lee 等<sup>[12]</sup>在高信噪比条件下, 推导出系统中断概率和最佳功率分配因子. Mahama 等<sup>[13]</sup>利用最大比合并技术将直达链路信号和中继信号合并, 在延迟受限传输模式下, 针对具有能量采集的中继网络, 推导出中断概率的闭合表达式, 揭示具有直接链路的中继网络的优势. Zhao 等<sup>[14]</sup>研究时间切换中继协议, 分析源传输速率、源到中继的距离和噪声功率对吞吐量的影响, 并与文献[13]进行比较. 综上所述, 相关研究涉及多目的地情境下, 源与每个目的地之间存在直达链路、中继工作在全双工模式下的多用户分集问题. 因此, 本文针对多目的地传输网络, 提出基于时间切换协议的全双工协作中继方案.

# 1 系统模型和信息传输

## 1.1 系统模型的传输结构

系统模型是 1 个协作中继传输网络, 由 1 个源节点(S)、1 个全双工中继节点(R)和  $K$  个目的用户节点( $D_1, \dots, D_k, \dots, D_K$ )构成, 源节点和目的用户节点都是单根天线, 中继节点配备  $N_R$  根天线.

对系统模型做以下 3 点假设.

- 1) 所有信道均为瑞利衰落信道且相互独立, 服从指数分布.
- 2)  $h_{i,j}, d_{i,j}$  分别为节点  $i, j$  之间的信道参数和距离;  $m$  为路径损耗指数;  $\lambda_{i,j}$  为节点  $i, j$  之间的平均信道增益;  $n_i$  为节点  $i$  接收到的均值为 0, 方差为  $N_0$  的加性高斯白噪声 ( $i, j = \{S, R, D_1, \dots, D_K\}$ ).
- 3) 该放大转发协作网络受总功率约束, 即  $P_{S_1} + P_{S_2} = P_S$ ,  $P_S$  表示整个时间块  $T$  内源节点的总发送功率. 设  $P_{S_1} = \beta P_S, P_{S_2} = (1 - \beta) P_S, 0 < \beta < 1, \beta$  为源功率分配比.

系统模型及传输结构示意图, 如图 1, 2 所示. 由图 2 可知:  $T$  被时间切换比  $\alpha$  分为两个不同的时隙. 在第一时隙  $\alpha T$  内,  $S$  利用发送功率  $P_{S_1}$ , 将其归一化能量符号  $x_E$  发送到中继  $R$ , 同时,  $R$  进行能量采集; 在第二时隙  $(1 - \alpha) T$  内,  $S$  利用发送功率  $P_{S_2}$ , 将其归一化信息符号  $x_1$  发送给中继  $R$  和目的节点  $D_k$ , 同时, 中继  $R$  发送信息  $x_R$  到目的地  $D_k$ .

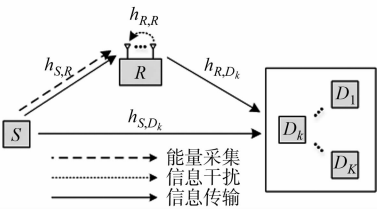


图 1 系统模型  
Fig. 1 System model

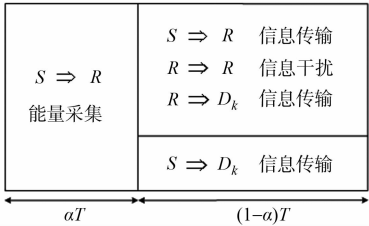


图 2 传输结构示意图  
Fig. 2 Illustration of transmission structure

## 1.2 中继链路传输

在全双工系统中, 自干扰是客观存在的, 且自干扰也可以被抑制到噪声水平<sup>[15-16]</sup>. 为了最小化自干扰, 中继同时选择接收和发送天线, 则有

$$h_{R,R,I^*,J^*} = \arg \min_{1 \leq I \leq N_R, 1 \leq J \leq N_R, I \neq J} h_{R,R,I,J}. \tag{1}$$

式(1)中:  $I$  表示第  $I$  根信息接收天线;  $J$  表示第  $J$  根信息发送天线;  $I^*$  表示自干扰最小时被选中的信息接收天线;  $J^*$  表示自干扰最小时被选中的信息发送天线.

该方法相当于从  $N_R(N_R - 1)/2$  个信道中选择自干扰最小的信道. 当中继天线数  $N_R$  趋于无穷大时, 自干扰信道的信道增益等价于常数  $\epsilon$ , 即

$$|h_{R,R,I^*,J^*}|^2 = \frac{2\lambda_{R,R}}{N_R(N_R-1)} = \varepsilon. \quad (2)$$

在第一时隙  $\alpha T$  内, 中继节点收到的信息  $y_{S,R_1}$  为

$$y_{S,R_1} = \sqrt{\frac{\beta P_S}{d_{S,R}^m}} h_{S,R} x_E + n_R. \quad (3)$$

式(3)中:  $E[|x_E|^2] = 1$ ,  $E[X]$  表示对  $X$  求均值,  $|\cdot|$  为绝对值运算符.

因此, 第一时隙  $\alpha T$  内中继采集的能量  $E_h$  为

$$E_h = \eta \left( \frac{\beta P_S |h_{S,R}|^2}{d_{S,R}^m} \right) \alpha T, \quad 0 < \eta < 1. \quad (4)$$

式(4)中:  $\eta$  为能量采集效率.

因此, 在第二时隙  $(1-\alpha)T$  内, 中继的发送功率  $P_R$  为

$$P_R = \frac{\varphi P_S |h_{S,R}|^2}{d_{S,R}^m}, \quad \varphi = \frac{\eta \beta \alpha}{(1-\alpha)}. \quad (5)$$

在第二时隙  $(1-\alpha)T$  内, 中继接收的信息  $y_{S,R_2}$  为

$$y_{S,R_2} = \sqrt{\frac{(1-\beta)P_S}{d_{S,R}^m}} h_{S,R} x_1 + \sqrt{P_R} h_{R,R} x_R + n_R. \quad (6)$$

式(6)中:  $E[|x_1|^2] = 1$ ;  $E[|x_R|^2] = 1$ ,  $x_R = G y_{S,R_2}$ ,  $G$  为放大转发因子.

中继  $R$  采用放大转发协议, 其放大转发因子  $G$  为

$$G = \sqrt{1 / \left( \frac{(1-\beta)P_S |h_{S,R}|^2}{d_{S,R}^m + P_R |h_{R,R}|^2 + N_0} \right)}. \quad (7)$$

在第二时隙  $(1-\alpha)T$  内,  $S$  通过中继转发信息到已选择的目的地  $D_k$ , 接收的信息  $y_{D_k,1}$  为

$$y_{D_k,1} = \sqrt{\frac{P_R}{d_{R,D_k}^m}} h_{R,D_k} x_R + n_{D_k}. \quad (8)$$

此时, 目的地  $D_k$  的接收信噪比  $\gamma_{D_k,1}$  和累积分布函数  $F_{\gamma_{D_k,1}}(v)$  分别为

$$\gamma_{D_k,1} = \frac{(1-\beta)XY}{\varphi |h_{R,R}|^2 (XY+1) + Y + 1 - \beta}, \quad X = \frac{P_S |h_{S,R}|^2}{d_{S,R}^m N_0}, \quad Y = \frac{\varphi |h_{R,D_k}|^2}{d_{R,D_k}^m}, \quad (9)$$

$$F_{\gamma_{D_k,1}}(v) = \Pr(\gamma_{D_k,1} < v) = \Pr\left(|h_{R,D_k}|^2 < \frac{a}{b |h_{S,R}|^2 - c}\right). \quad (10)$$

式(10)中:  $v$  为自变量;  $a = N_0 d_{S,R}^m d_{R,D_k}^m v ((1-\beta) + \varphi \varepsilon)$ ;  $b = (1-\beta) \varphi P_S - \varphi^2 P_S \varepsilon v$ ;  $c = \varphi N_0 d_{S,R}^m v$ .

已知  $|h_{S,R}|^2$  和  $|h_{R,D_k}|^2$  是两个相互独立且服从指数分布的随机变量, 则式(10)可写为

$$F_{\gamma_{D_k,1}}(v) = \begin{cases} \Pr\left(|h_{R,D_k}|^2 < \frac{a}{b |h_{S,R}|^2 - c}\right), & |h_{S,R}|^2 > \frac{c}{b}, \\ \Pr\left(|h_{R,D_k}|^2 > \frac{a}{b |h_{S,R}|^2 - c}\right) = 1, & |h_{S,R}|^2 < \frac{c}{b}. \end{cases} \quad (11)$$

式(11)中:  $\Pr\left(|h_{R,D_k}|^2 > \frac{a}{b |h_{S,R}|^2 - c}\right) = 1$ , 因为若  $|h_{S,R}|^2 < \frac{c}{b}$ ,  $b |h_{S,R}|^2 - c$  的值为 1 个负数, 且  $|h_{R,D_k}|^2$  大于该负数的概率总是等于 1.

因此, 式(11)可表示为

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{D_k,1}}(v) &= \int_0^{\frac{c}{b}} \Pr\left(|h_{R,D_k}|^2 > \frac{a}{b\xi - c}\right) f_{|h_{S,R}|^2}(\xi) d\xi + \\ &\quad \int_{\frac{c}{b}}^{\infty} \Pr\left(|h_{R,D_k}|^2 < \frac{a}{b\xi - c}\right) f_{|h_{S,R}|^2}(\xi) d\xi = \\ &\quad \int_0^{\frac{c}{b}} f_{|h_{S,R}|^2}(\xi) d\xi + \int_{\frac{c}{b}}^{\infty} \Pr\left(1 - \exp\left(-\frac{a}{(b\xi - c)\lambda_{R,D_k}}\right)\right) f_{|h_{S,R}|^2}(\xi) d\xi. \end{aligned} \quad (12)$$

式(12)中:  $\xi$  为积分变量;  $f_{|h_{S,R}|^2}(\xi)$  为指数分布随机变量  $|h_{S,R}|^2$  的概率密度函数,  $f_{|h_{S,R}|^2}(\xi) = \frac{1}{\lambda_{S,R}} \cdot \exp\left(-\frac{\xi}{\lambda_{S,R}}\right)$ .

将  $f_{|h_{S,R}|^2}(\xi)=\frac{1}{\lambda_{S,R}} \cdot \exp(-\frac{\xi}{\lambda_{S,R}})$ 代入式(12),可得

$$F_{\gamma_{D_k,1}}(v)=1-\frac{1}{\lambda_{S,R}}\int_{\frac{c}{b}}^{\infty}\exp(-\left(\frac{\xi}{\lambda_{S,R}}+\frac{a}{(b\xi-c)\lambda_{R,D_k}}\right))d\xi. \tag{13}$$

定义 1 个新的积分变量  $\delta=b\xi-c$ ,因此,累积分布函数  $F_{\gamma_{D_k,1}}(v)$ 可表示为

$$F_{\gamma_{D_k,1}}(v)=1-\frac{1}{b\lambda_{S,R}} \cdot \exp(-\frac{c}{b\lambda_{S,R}})\int_0^{\infty}\exp(-\left(\frac{\delta}{b\lambda_{S,R}}+\frac{a}{\delta\lambda_{R,D_k}}\right))d\delta. \tag{14}$$

最后,通过文献[17]中的式(3.324.1),使累积分布函数  $F_{\gamma_{D_k,1}}(v)$ 简化为

$$F_{\gamma_{D_k,1}}(v)=\Pr(\gamma_{D_k,1}<v)=1-\exp(\frac{-c}{b\lambda_{S,R}})\cdot\sqrt{\theta}K_1(\sqrt{\theta}). \tag{15}$$

式(15)中: $\theta=\frac{4a}{(b\lambda_{S,R}\lambda_{R,D_k})}$ ;  $K_n(\cdot)$ 为第二类修正的  $n$  阶贝塞尔函数<sup>[17]</sup>.

1.3 直达链路传输

在第二时隙 $(1-\alpha)T$ 内,信源可通过直达链路传输信息到选择的目的地  $D_k$ . 此时,目的地  $D_k$  接收的信息  $y_{D_k,2}$  和对应的信噪比  $\gamma_{D_k,2}$  分别为

$$y_{D_k,2}=\sqrt{\frac{(1-\beta)P_S}{d_{S,D_k}^m}}h_{S,D_k}x_1+n_{D_k}, \quad \gamma_{D_k,2}=\frac{(1-\beta)P_S|h_{S,D_k}|^2}{d_{S,D_k}^mN_0}. \tag{16}$$

1.4 最大比合并传输

当源和目的地之间存在直达链路时,源既可以通过中继放大转发信息到目的地  $D_k$ ,又可以通过直达链路传输信息到目的地  $D_k$ . 目的地  $D_k$  采用最大比合并技术合并两路信息,故随机选择的目的地  $D_k$  接收的信噪比为

$$\gamma_{D_k}=\gamma_{D_k,1}+\gamma_{D_k,2}. \tag{17}$$

2 延迟受限吞吐量分析

在延迟受限传输模式下,假定系统中断概率为  $p_{out}$ ,源节点信息传输速率为  $R_S$ . 由于无线信道是随机衰落的,系统传输可能会中断,故延迟受限吞吐量  $\tau_{DL}$ 可用中断概率进行表示,即

$$\tau_{DL}=(1-p_{out})R_S\frac{t}{T}. \tag{18}$$

式(18)中: $t$ 为信息传输持续时间, $t=(1-\alpha)T$ .

由式(15),(17)可知,随机目的地选择策略下的系统中断概率可表示为

$$\begin{aligned} p_{out} &= \Pr(\gamma_{D_k} < \gamma_{th}) = \Pr(\gamma_{D_k,1} + \gamma_{D_k,2} < \gamma_{th}) = \Pr(\gamma_{D_k,2} < \gamma_{th}, \gamma_{D_k,1} < \gamma_{th} - \gamma_{D_k,2}) = \\ &= \int_0^{\gamma_{th}} F_{\gamma_{D_k,1}}(\gamma_{th} - x) f_{\gamma_{D_k,2}}(x) dx \stackrel{(a)}{=} \int_0^{\gamma_{th}} F_{\gamma_{D_k,1}}(u) f_{\gamma_{D_k,2}}(\gamma_{th} - u) du = \\ &= \int_0^{\gamma_{th}} \frac{1}{(1-\beta)\lambda_{S,D_k}} \cdot \exp\left(-\frac{\gamma_{th}-u}{(1-\beta)\lambda_{S,D_k}}\right) du - \frac{1}{(1-\beta)\lambda_{S,D_k}} \times \\ &\quad \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{(1-\beta)\lambda_{S,D_k}}\right) \int_0^{\gamma_{th}} \exp\left(\frac{u}{(1-\beta)\lambda_{S,D_k}} - \frac{u}{((1-\beta)-\varphi\epsilon u)\lambda_{S,R}}\right) \sqrt{\theta} K_1(\sqrt{\theta}) du = \\ &= 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{(1-\beta)\lambda_{S,D_k}}\right) - \frac{1}{(1-\beta)\lambda_{S,D_k}} \cdot \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{(1-\beta)\lambda_{S,D_k}}\right) G(\gamma_{th}). \end{aligned} \tag{19}$$

式(19)中: $x,u$ 为积分变量; $f_{\gamma_{D_k,2}}(\cdot)$ 表示直达链路传输中目的地  $D_k$  的概率密度函数; $\gamma_{th}=2^{2R_S}-1$ ;

$G(\gamma_{th})=\int_0^{\gamma_{th}}\exp\left(\frac{u}{(1-\beta)\lambda_{S,D_k}}-\frac{u}{((1-\beta)-\varphi\epsilon u)\lambda_{S,R}}\right)\sqrt{\theta}K_1(\sqrt{\theta})du$ ; 等式(a)使用了变量替换,即令  $u=\gamma_{th}-x;\bar{\lambda}_{S,D_k}=\frac{P_S\lambda_{S,D_k}}{(d_{S,D_k}^mN_0)}$ .

由于  $G(\gamma_{th})$ 在数学上难以处理,因此,利用高斯-切比雪夫积分<sup>[18]</sup>获得  $G(\gamma_{th})$ 的近似值,即

$$G(\gamma_{th})\cong\frac{\gamma_{th}}{2}\sum_{n=1}^N\omega_n\sqrt{1-\phi_n^2}\cdot\exp\left(\frac{d_n}{(1-\beta)\lambda_{S,D_k}}-\frac{d_n}{((1-\beta)-\varphi\epsilon d_n)\lambda_{S,R}}\right)\sqrt{\theta}K_1(\sqrt{\theta}). \tag{20}$$

式(20)中:  $N$  为 1 个控制函数近似准确度的参数;  $\bar{\lambda}_{S,R} = \frac{P_S \lambda_{S,R}}{(d_{S,R}^m N_0)}$ ;  $\phi_n = \cos\left(\frac{2n-1}{2N}\pi\right)$ ,  $n \in \mathbf{Z}$ ;  $\omega_n = \frac{\pi}{N}$ ;  $\bar{\theta} = \frac{4N_0 d_{S,R}^m d_{R,D_k}^m d_n((1-\beta) + \varphi\epsilon)}{\varphi P_S \lambda_{S,R} \lambda_{S,D_k}((1-\beta) - \varphi\epsilon d_n)}$ ;  $d_n = \frac{\gamma_{th}}{2}(\phi_n + 1)$ .

虽然式(20)中涉及  $N$ , 但后面的仿真部分证实较小的  $N$  足以产生精确的  $G(\gamma_{th})$ , 故随机目的地选择策略下的中断概率  $p_{out}$  和延迟受限吞吐量  $\tau_{DL}$  可表示为

$$p_{out} = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{(1-\beta)\bar{\lambda}_{S,D_k}}\right) - \frac{1}{(1-\beta)\bar{\lambda}_{S,D_k}} \cdot \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{(1-\beta)\bar{\lambda}_{S,D_k}}\right) G(\gamma_{th}), \quad (21)$$

$$\tau_{DL} = (1-\alpha)(1-p_{out})R_S. \quad (22)$$

最大化延迟受限吞吐量可通过解决以下问题获得, 即

$$\left. \begin{aligned} P_1: & \max(\tau_{DL}), \\ \text{s. t. } & C_1: 0 < \alpha < 1, \quad C_2: 0 < \beta < 1. \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

式(23)中:  $C_1, C_2$  是标准化约束.

由于式(23)涉及贝塞尔函数,  $\alpha$  和  $\beta$  最佳值的闭合表达式难以获得, 但可通过 Matlab 中的仿真进行数值评估得到最佳值. 当  $0 < \alpha < 1, 0 < \beta < 1$  时, 在  $\beta$  (或  $\alpha$ ) 固定时, 经求解可知,  $\tau_{DL}$  对  $\alpha$  (或  $\beta$ ) 的二阶偏导数都小于零, 即  $\tau_{DL}$  是  $\alpha$  (或  $\beta$ ) 的凹函数. 因此, 优化问题 ( $P_1$ ) 相对于  $\alpha$  (或  $\beta$ ) 是凸的,  $\alpha$  和  $\beta$  的最佳值可通过一维穷举搜索获得.

### 3 目的节点选择策略

上文已对随机目的地选择策略下的延迟受限吞吐量进行研究, 考虑系统存在多个目的用户节点, 再提出 3 种目的节点选择策略 (策略 1~3), 并推导出 3 种策略下的系统中断概率和延迟受限吞吐量的近似闭合表达式.

#### 3.1 策略 1

通过直达链路, 源节点  $S$  从  $K$  个目的节点中选择 1 个信道功率增益最大的, 则选择的节点为

$$B = \arg \max_{D_k \in D} \{ |h_{S,D_k}|^2 \}. \quad (24)$$

式(24)中:  $D = \{D_1, \dots, D_K\}$ , 表示  $K$  个目的节点的集合.

假定新定义的变量  $W = \frac{P_S |h_{S,B}|^2}{(d_{S,B}^m N_0)}$ ,  $L = |h_{R,B}|^2$ , 根据目的节点选择策略和次序统计量,  $W, L$  的累积分布函数和概率密度函数分别为

$$F_W(w) = 1 - \sum_{k=0}^{K-1} \binom{K-1}{k} \frac{K(-1)^k}{k+1} \cdot \exp\left(-\frac{(k+1)w}{\bar{\lambda}_{S,D_k}}\right), \quad (25)$$

$$f_W(w) = K \sum_{k=0}^{K-1} \binom{K-1}{k} \frac{(-1)^k}{\bar{\lambda}_{S,D_k}} \cdot \exp\left(-\frac{(k+1)w}{\bar{\lambda}_{S,D_k}}\right), \quad (26)$$

$$F_L(l) = 1 - \exp\left(-\frac{l}{\lambda_{R,D_k}}\right), \quad (27)$$

$$f_L(l) = \frac{1}{\lambda_{R,D_k}} \cdot \exp\left(-\frac{l}{\lambda_{R,D_k}}\right). \quad (28)$$

式(25)~(28)中:  $w, l$  为累积分布函数的自变量.

当源节点  $S$  通过中继链路传输信息到目的节点  $B$  时, 节点  $B$  的接收信噪比  $\gamma_{B,1}$  为

$$\gamma_{B,1} = [\varphi(1-\beta)P_S |h_{S,R}|^2 |h_{R,B}|^2] / [\varphi |h_{R,R}|^2 (\varphi P_S |h_{S,R}|^2 |h_{R,B}|^2 + N_0 d_{S,R}^m d_{R,B}^m) + N_0 d_{S,R}^m \varphi |h_{R,B}|^2 + (1-\beta)N_0 d_{S,R}^m d_{R,B}^m]. \quad (29)$$

仿照式(15)的求解过程, 此时目的节点  $B$  的累计分布函数  $F_{\gamma_{B,1}}(v)$  为

$$F_{\gamma_{B,1}}(v) = \Pr(\gamma_{B,1} < v) = 1 - \exp\left(\frac{-c}{b\lambda_{S,R}}\right) \sqrt{\xi} K_1(\sqrt{\xi}). \quad (30)$$

式(30)中:  $\xi = 4a/(b\lambda_{S,R}\lambda_{R,D_k})$ .

当源节点  $S$  通过直达链路传输信息到目的节点  $B$  时,节点  $B$  的接收信噪比  $\gamma_{B,2}$  为

$$\gamma_{B,2} = \frac{(1-\beta)P_S |h_{S,B}|^2}{d_{S,B}^m N_0}. \quad (31)$$

两路信息在目的节点  $B$  最大比合并后,系统的中断概率为

$$\begin{aligned} p_{\text{out},1} &= \Pr(\gamma_B < \gamma_{\text{th}}) = \Pr(\gamma_{B,1} + \gamma_{B,2} < \gamma_{\text{th}}) = \Pr(\gamma_{B,1} < \gamma_{\text{th}}, \gamma_{B,2} < \gamma_{\text{th}} - \gamma_{B,1}) = \\ &= \int_0^{\gamma_{\text{th}}} F_{\gamma_{B,1}}(\gamma_{\text{th}} - w) f_{\gamma_{B,2}}(w) dw = \int_0^{\gamma_{\text{th}}} F_{\gamma_{B,1}}(u) f_{\gamma_{B,2}}(\gamma_{\text{th}} - u) du = \\ &= \int_0^{\gamma_{\text{th}}} \sum_{k=0}^{K-1} \binom{K-1}{k} \frac{K(-1)^k}{(1-\beta)\bar{\lambda}_{S,D_k}} \cdot \exp\left(-\frac{(k+1)(\gamma_{\text{th}} - u)}{(1-\beta)\bar{\lambda}_{S,D_k}}\right) du - \\ &= \sum_{k=0}^{K-1} \binom{K-1}{k} \frac{K(-1)^k}{(1-\beta)\bar{\lambda}_{S,D_k}} \cdot \exp\left(-\frac{(k+1)\gamma_{\text{th}}}{(1-\beta)\bar{\lambda}_{S,D_k}}\right) \times \\ &= \int_0^{\gamma_{\text{th}}} \exp\left(\frac{(k+1)u}{(1-\beta)\bar{\lambda}_{S,D_k}} - \frac{u}{((1-\beta) - \varphi\epsilon u)\bar{\lambda}_{S,R}}\right) \sqrt{\zeta} K_1(\sqrt{\zeta}) du = \\ &= \left(1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{\text{th}}}{(1-\beta)\bar{\lambda}_{S,D_k}}\right)\right)^K - \\ &= \sum_{k=0}^{K-1} \binom{K-1}{k} \frac{K(-1)^k}{(1-\beta)\bar{\lambda}_{S,D_k}} \cdot \exp\left(-\frac{(k+1)\gamma_{\text{th}}}{(1-\beta)\bar{\lambda}_{S,D_k}}\right) H(\gamma_{\text{th}}). \end{aligned} \quad (32)$$

式(32)中:  $H(\gamma_{\text{th}}) \triangleq \frac{\gamma_{\text{th}}}{2} \sum_{n=1}^N (\omega_n \sqrt{1 - \phi_n^2} \cdot \exp\left(\frac{(k+1)d_n}{(1-\beta)\bar{\lambda}_{S,D_k}} - \frac{d_n}{((1-\beta) - \varphi\epsilon d_n)\bar{\lambda}_{S,R}}\right)) \sqrt{\zeta} K_1(\sqrt{\zeta}), \bar{\zeta} = \frac{4N_0 d_{S,R}^m d_{R,D_k}^m d_n ((1-\beta) + \varphi\epsilon)}{\varphi P_S \lambda_{S,R} \lambda_{R,D_k} ((1-\beta) - \varphi\epsilon d_n)}.$

### 3.2 策略 2

中继节点  $R$  从  $K$  个目的节点中选择 1 个信道功率增益最大的,则选择的节点  $B$  为

$$B = \arg \max_{D_k \in D} \{ |h_{R,D_k}|^2 \}. \quad (33)$$

假定新定义的变量  $Q = |h_{R,B}|^2, \Omega = \frac{P_S |h_{S,B}|^2}{(d_{S,B}^m N_0)}$ , 则  $Q, \Omega$  的累积分布函数和概率密度函数分别为

$$F_Q(q) = 1 - K \sum_{k=0}^{K-1} \binom{K-1}{k} \frac{(-1)^k}{k+1} \cdot \exp\left(-\frac{(k+1)q}{\lambda_{R,D_k}}\right), \quad (34)$$

$$f_Q(q) = K \sum_{k=0}^{K-1} \binom{K-1}{k} \frac{(-1)^k}{\lambda_{R,D_k}} \cdot \exp\left(-\frac{(k+1)q}{\lambda_{R,D_k}}\right), \quad (35)$$

$$F_\Omega(\omega) = 1 - \exp\left(-\frac{\omega}{\lambda_{S,D_k}}\right), \quad (36)$$

$$f_\Omega(\omega) = \frac{1}{\lambda_{S,D_k}} \cdot \exp\left(-\frac{\omega}{\lambda_{S,D_k}}\right). \quad (37)$$

式(34)~(37)中:  $q, \omega$  皆为累积分布函数的自变量.

同理,中继链路和直达链路在目的节点  $B$  处的接收信噪比  $\gamma_{B,1}, \gamma_{B,2}$  分别为

$$\begin{aligned} \gamma_{B,1} &= [\varphi(1-\beta)P_S |h_{S,R}|^2 |h_{R,B}|^2] / [\varphi |h_{S,R}|^2 (\varphi P_S |h_{S,R}|^2 |h_{R,B}|^2 + \\ &= N_0 d_{S,R}^m d_{R,B}^m) + N_0 d_{S,R}^m \varphi |h_{R,B}|^2 + (1-\beta)N_0 d_{S,R}^m d_{R,B}^m], \end{aligned} \quad (38)$$

$$\gamma_{B,2} = \frac{(1-\beta)P_S |h_{S,B}|^2}{d_{S,B}^m N_0}. \quad (39)$$

仿照式(15)的求解过程,通过中继链路传输时目的节点  $B$  处的累积分布函数  $F_{\gamma_{B,1}}(v)$  为

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{B,1}}(v) &= \Pr(\gamma_{B,1} < v) = 1 - \sum_{k=0}^{K-1} \binom{K-1}{k} \frac{K(-1)^k}{(k+1)b\lambda_{S,R}} \cdot \exp\left(-\frac{c}{b\lambda_{S,R}}\right) \times \\ &= \int_{\delta=0}^{\infty} \exp\left(-\left(\frac{\delta}{b\lambda_{S,R}} + \frac{(k+1)a}{\delta\lambda_{R,D_k}}\right)\right) d\delta = \end{aligned}$$

$$1 - \sum_{k=0}^{K-1} \binom{K-1}{k} \frac{K(-1)^k}{(k+1)} \cdot \exp\left(-\frac{c}{b\lambda_{S,R}}\right) \sqrt{\psi} K_1(\sqrt{\psi}). \quad (40)$$

式(40)中:  $\delta$  为积分变量;  $\psi = \frac{4(k+1)a}{(b\lambda_{S,R}\lambda_{R,D_k})}$ .

两路信息在目的节点  $B$  最大比合并后, 系统的中断概率为

$$\begin{aligned} p_{\text{out},2} &= \Pr(\gamma_B < \gamma_{\text{th}}) = \Pr(\gamma_{B,1} + \gamma_{B,2} < \gamma_{\text{th}}) = \Pr(\gamma_{B,2} < \gamma_{\text{th}}, \gamma_{B,1} < \gamma_{\text{th}} - \gamma_{B,2}) = \\ &= \int_0^{\gamma_{\text{th}}} F_{\gamma_{B,1}}(\gamma_{\text{th}} - y) f_{\gamma_{B,2}}(y) dy = \int_0^{\gamma_{\text{th}}} F_{\gamma_{B,1}}(u) f_{\gamma_{B,2}}(\gamma_{\text{th}} - u) du = \\ &= \int_0^{\gamma_{\text{th}}} \frac{1}{(1-\beta)\bar{\lambda}_{S,D_k}} \cdot \exp\left(-\frac{(\gamma_{\text{th}} - u)}{(1-\beta)\bar{\lambda}_{S,D_k}}\right) du - \\ &= \sum_{k=0}^{K-1} \binom{K-1}{k} \frac{K(-1)^k}{(k+1)(1-\beta)\bar{\lambda}_{S,D_k}} \cdot \exp\left(-\frac{\gamma_{\text{th}}}{(1-\beta)\bar{\lambda}_{S,D_k}}\right) \times \\ &= \int_0^{\gamma_{\text{th}}} \exp\left(\frac{u}{(1-\beta)\bar{\lambda}_{S,D_k}} - \frac{u}{((1-\beta) - \varphi\epsilon u)\bar{\lambda}_{S,R}}\right) \sqrt{\psi} K_1(\sqrt{\psi}) du = \\ &= 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{\text{th}}}{(1-\beta)\bar{\lambda}_{S,D_k}}\right) - \sum_{k=0}^{K-1} \binom{K-1}{k} \frac{K(-1)^k}{(k+1)(1-\beta)\bar{\lambda}_{S,D_k}} \times \\ &= \exp\left(-\frac{\gamma_{\text{th}}}{(1-\beta)\bar{\lambda}_{S,D_k}}\right) M(\gamma_{\text{th}}). \end{aligned} \quad (41)$$

式(41)中:  $M(\gamma_{\text{th}}) \cong \frac{\gamma_{\text{th}}}{2} \sum_{n=1}^N \omega_n \sqrt{1 - \phi_n^2} \cdot \exp\left(\frac{d_n}{(1-\beta)\bar{\lambda}_{S,B}} - \frac{d_n}{((1-\beta) - \varphi\epsilon d_n)\bar{\lambda}_{S,R}}\right) \sqrt{\psi} K_1(\sqrt{\psi}), \bar{\psi} = \frac{4 \times (k+1) N_0 d_{S,R}^m d_{R,D_k}^m d_n ((1-\beta) + \varphi\epsilon)}{\varphi P_{S,R} \lambda_{S,D_k} ((1-\beta) - \varphi\epsilon d_n)}$ ;  $y$  为积分变量.

### 3.3 策略 3

联合考虑来自于中继链路和直达链路的信噪比, 选择能使总的接收信噪比最大的目的节点  $B$  为

$$B = \arg \max_{D_k \in D} \{\gamma_{D_k}\}. \quad (42)$$

式(42)可以等价为选择能使中断概率  $p_{\text{out}}$  最小的目的节点, 称该选择策略为最佳目的地选择策略. 因此, 选择的节点  $B$  为

$$B = \arg \min_{D_k \in D} \{p_{\text{out}}\}. \quad (43)$$

当系统存在  $K$  个目的节点时, 由式(21)和次序量统计原理<sup>[19]</sup>可得系统的中断概率, 即

$$p_{\text{out},3} = (p_{\text{out}})^K. \quad (44)$$

3 种策略的延迟受限吞吐量可表示为

$$\tau_g = (1 - \alpha)(1 - p_{\text{out},g})R_S. \quad (45)$$

式(45)中:  $\tau_g \in \{\tau_1, \tau_2, \tau_3\}$ ;  $p_{\text{out},g} \in \{p_{\text{out},1}, p_{\text{out},2}, p_{\text{out},3}\}$ .

## 4 数值分析与仿真

对延迟受限吞吐量进行数值分析和蒙特-卡洛(Monte-Carlo)仿真. 为了使能量采集在短距离实用且有效, 除另有说明外, 系统参数的默认设置: 源传输速率  $R_S = 2 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1}$ , 源发送功率  $P_S = 21 \text{ dB}$ , 能量采集效率  $\eta = 1$ , 路径损耗指数  $m = 2.7$ . 节点位置: 源节点  $(0, 0)$ , 中继节点  $(0.25, 0.25)$ , 目的地  $(3, 0)$ . 中继自干扰信道的平均信道增益为 0.01, 其他信道的平均信道增益均为 1; 各节点接收到的噪声方差  $N_0 = 1 \text{ W}$ ; 中继配备天线数  $N_R = 10$ ; 近似准确度参数  $N = 20$ ; 目的地个数为 1. 为了确保数据的准确性与仿真的便利性, 蒙特-卡洛仿真均执行  $10^5$  次循环.

延迟受限吞吐量  $\tau_{\text{DL}}$  随时间切换比  $\alpha$  和源功率分配比  $\beta$  的变化情况, 分别如图 3, 4 所示. 由图 3, 4 可知: 数值分析结果与蒙特-卡洛仿真完全吻合, 最佳吞吐量(即延迟受限吞吐量最大值)取决于所提协议的时间切换比  $\alpha$  和源功率分配比  $\beta$ .

由图 3 可知: 当  $\alpha$  从 0 增至 0.34 左右时, 最佳吞吐量从 0 增至 0.78; 当  $\alpha$  从最佳时间切换值 0.34

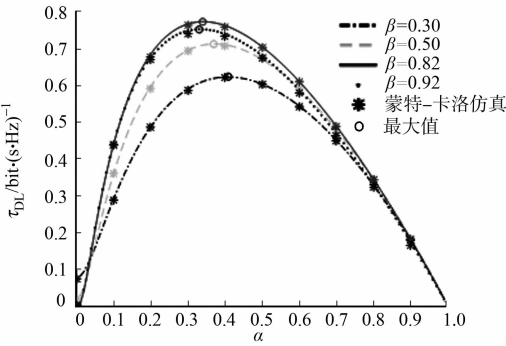


图 3 延迟受限吞吐量随  $\alpha$  的变化情况

Fig. 3 Changes of delayed limited throughput with  $\alpha$

(对应的  $\beta=0.82$ ) 增至 1.00 时,最佳吞吐量开始下降.由图 4 可知:当  $\beta$  为 0.82 时,可获得系统的最佳吞吐量.这是因为当时间切换比较小( $\alpha<0.34$ )时,采集能量较大,延迟受限吞吐量增加;反之,当能量收集时间较长,导致信息处理时间减少,延迟受限吞吐量性能降低.此外,当时间切换比  $\alpha$  近似为 0.34,且源功率分配比  $\beta$  为 0.82 时,可以获得系统的最佳吞吐量.因此,将  $\alpha=0.34, \beta=0.82$  作为最佳吞吐量的近似优化值,并应用于以下仿真.

延迟受限吞吐量随  $P_s$  的变化情况,如图 5 所示.由图 5 可知:当  $P_s=40$  dB 时,文中算法 1( $\alpha=0.34, \beta=0.82$ ) 的延迟受限吞吐量比文中算法 2( $\alpha=0.37, \beta=0.50$ )、文献[13]算法(最佳  $\beta$ )和文献[14]算法(最佳  $\alpha$ )多 0.06, 0.32, 0.69  $\text{bit} \cdot (\text{s} \cdot \text{Hz})^{-1}$ ,故联合优化的最佳  $\alpha$ ( $\alpha=0.34$ )和最佳  $\beta$ ( $\beta=0.82$ )可以显著地提升延迟受限吞吐量.此外,文中算法 2( $\alpha=0.37, \beta=0.50$ )的延迟受限吞吐量大约是文献[14]算法的两倍,体现出全双工技术的优越性.

在模拟环境下,策略 1~3 的延迟受限吞吐量随  $P_s, K$  的变化情况,分别如图 6, 7 所示.

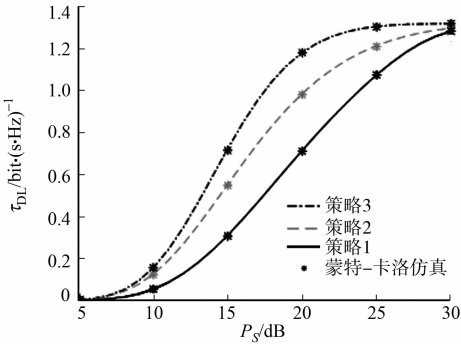


图 6 不同策略下延迟受限吞吐量随  $P_s$  的变化情况

Fig. 6 Changes in delay limited throughput with  $P_s$  under different strategies

由图 6 可知:当  $K=3, P_s=20$  dB 时,策略 3 比策略 2 的延迟受限吞吐量多 0.20  $\text{bit} \cdot (\text{s} \cdot \text{Hz})^{-1}$ ,策略 2 比策略 1 的延迟受限吞吐量多 0.26  $\text{bit} \cdot (\text{s} \cdot \text{Hz})^{-1}$ ,这体现出策略 3 的性能优势.

由图 7 可知:增加目的节点数量  $K$  可改善延迟受限吞吐量的性能,当其他参数固定时,随着  $K$  的增加,延迟受限吞吐量随之增加(式(32), (41), (44), (45));当  $K=4$  时,策略 3 比策略 2 的延迟受限吞吐量多 0.20  $\text{bit} \cdot (\text{s} \cdot \text{Hz})^{-1}$ ,策略 2 比策略 1 的延迟受限吞吐量多 0.28  $\text{bit} \cdot (\text{s} \cdot \text{Hz})^{-1}$ ,再次体现出策略 3 在提升延迟受限吞吐量性能方面的强大优势.

当源功率分配比  $\beta=0.82$  或时间切换比  $\alpha=0.34$  时,随机目的地选择策略、策略 1~3 等 4 种策略

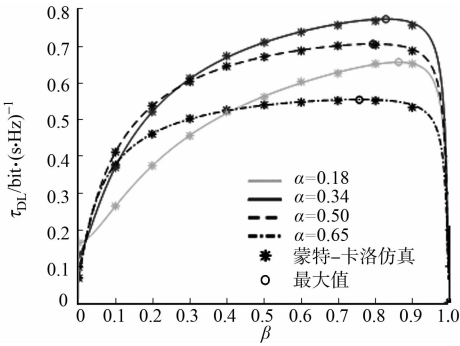


图 4 延迟受限吞吐量随  $\beta$  的变化情况

Fig. 4 Changes of delayed limited throughput with  $\beta$

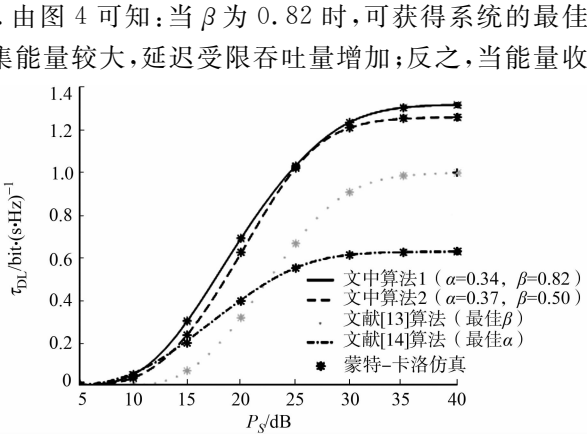


图 5 延迟受限吞吐量随  $P_s$  的变化情况

Fig. 5 Changes of delay limited throughput with  $P_s$

[14]算法的两倍,体现出全双工技术的优越性.

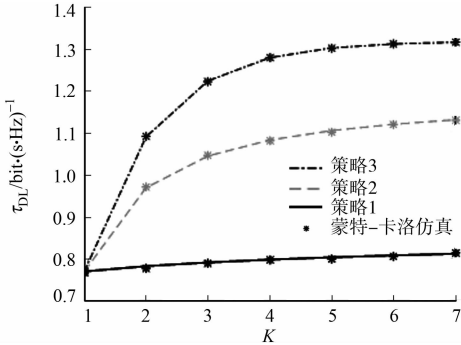


图 7 不同策略下延迟受限吞吐量随  $K$  的变化情况

Fig. 7 Changes in delay limited throughput with  $K$  under different strategies



下的延迟受限吞吐量随  $\alpha, \beta$  的变化情况, 分别如图 8, 9 所示.

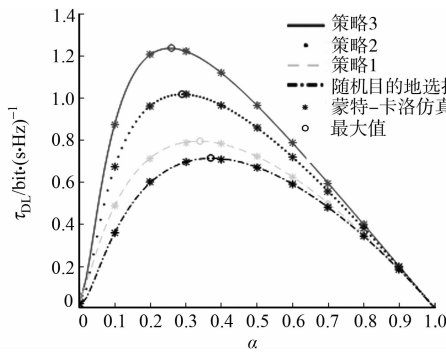


图 8 不同策略下的延迟受限吞吐量随  $\alpha$  的变化情况

Fig. 8 Changes of throughput limited throughput with  $\alpha$  under different strategies

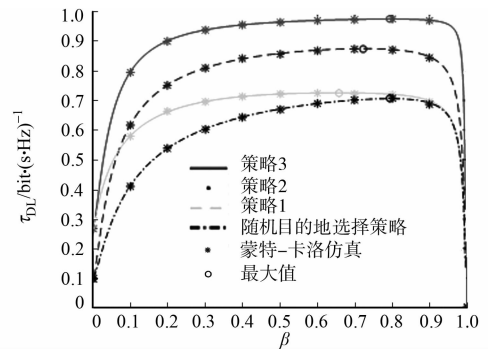


图 9 不同策略下的延迟受限吞吐量随  $\beta$  的变化情况

Fig. 9 Changes of limited throughput throughput with  $\beta$  under different strategies

由图 8 可知: 当  $0 < \alpha < 1$  时, 随着  $\alpha$  的增大, 吞吐量先上升至最大值, 再逐渐下降至 0; 当  $\alpha = 0.2$  时, 与随机目的地选择策略相比, 策略 1~3 的吞吐量分别提高  $0.12, 0.37, 0.61 \text{ bit} \cdot (\text{s} \cdot \text{Hz})^{-1}$ . 由数值分析结果可知: 当  $\beta = 0.82$  时, 随着  $\alpha$  的增大, 能量采集阶段比信息传输阶段的时间逐渐增多, 信息传输效率下降; 当  $\alpha$  超过最佳值时, 吞吐量曲线从最大值开始呈下降趋势.

由图 9 可知: 当  $0 < \beta < 1$  时, 随着  $\beta$  的增大, 吞吐量先上升至最大值, 再逐渐下降至 0; 当  $\beta = 0.2$  时, 与随机目的地选择策略相比, 策略 1~3 的吞吐量分别提高  $0.12, 0.21, 0.35 \text{ bit} \cdot (\text{s} \cdot \text{Hz})^{-1}$ . 由数值分析结果可知: 当  $\alpha = 0.34$  时, 随着  $\beta$  的增大, 第二时隙内中继的发射功率随着第一时隙内中继采集能量的增加而增加, 整个系统的吞吐量显著提高; 当  $\beta$  超过最优值且越来越逼近 1 时, 目的节点  $D_k$  的总接收信噪比  $\gamma_{D_k}$  逐渐趋于 0 (式(17)); 系统吞吐量随之逐渐趋于 0 (式(22), (45)).

## 5 结论

基于时间切换能量采集协议, 研究直达链路下的全双工放大转发协作中继方案. 中继节点采用天线选择技术, 目的节点处应用最大比合并技术; 对于能量采集中继, 在延迟受限传输模式中导出吞吐量的近似闭合表达式. 数值分析和蒙特-卡洛仿真均表明, 相较于文献[13], [14]的算法而言, 随机目的地选择策略在延迟受限吞吐量方面表现出更好的性能, 且吞吐量的最大值取决于所提协议的时间切换比和源功率分配比.

此外, 还对多目的地场景和最佳吞吐量进行研究, 分析 4 种目的地选择策略, 仿真并讨论不同策略下源发送功率  $P_s$ 、时间切换比  $\alpha$ 、源功率分配比  $\beta$  和目的地个数  $K$  对吞吐量的影响. 分析表明, 相较于随机目的地选择策略、策略 1 和策略 2, 策略 3 (最佳目的地选择策略) 更适用于分布式多用户网络.

## 参考文献:

- [1] CHEN Zhuo, XU Peng, DING Zhiguo, *et al.* Cooperative transmission in simultaneous wireless information and power transfer networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(10): 8710-8715. DOI: 10.1109/TVT.2015.2510748.
- [2] ZHANG Chao, CHEN Yawei. Wireless power transfer strategies for cooperativerelay system to maximize information throughput[J]. IEEE Access, 2017, 5: 2573-2582. DOI: 10.1109/ACCESS.2017.2672868.
- [3] LIU Yuan, WANG Xiaodong. Information and energy cooperation in OFDM relaying: Protocols and optimization [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(7): 5088-5098. DOI: 10.1109/TVT.2015.2455232.
- [4] DI Xiaofei, XIONG Ke, FAN Pingyi, *et al.* Simultaneous wireless information and power transfer in cooperative relay networks with rateless codes[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(4): 2981-2996. DOI: 10.1109/TVT.2016.2588441.
- [5] NASIR A A, ZHOU Xiangyun, DURRANI S, *et al.* Relaying protocols for wireless energy harvesting and information processing[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(7): 3622-3636. DOI: 10.1109/TWC.

2013.062413.122042.

- [6] NASIR A A,ZHOU Xiangyun,DURRANI S,*et al.* Throughput and ergodic capacity of wireless energy harvesting based DF relaying network[C]// IEEE International Conference on Communications. Sydney: IEEE Press, 2014: 4066-4071. DOI:10.1109/ICC. 2014. 6883957.
- [7] ZHAO Feng, WEI Lina, CHEN Hongbin. Optimal time allocation for wireless information and power transfer in wireless powered communication systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(3): 1830-1835. DOI:10.1109/TVT. 2015. 2416272.
- [8] IKHLEF A, BOCUS M Z. Outage performance analysis of relay selection in SWIPT systems[C]// IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Doha: IEEE Press, 2016: 1-5. DOI:10.1109/WCNC. 2016. 7565081.
- [9] SONG Xin, XU Siyang. Joint optimal power allocation and relay selection in full-duplex energy harvesting relay networks[C]// IEEE International Conference on Communication Software and Networks. Chengdu: IEEE Press, 2018: 80-84. DOI:10.1109/ICCSN. 2018. 8488216.
- [10] DO D T. Optimal throughput under time power switching based relaying protocol in energy harvesting cooperative networks[J]. Wireless Personal Communications, 2016, 87(2): 551-564. DOI:10.1007/s11277-015-3120-9.
- [11] OJO F K, SALLEH M F M. Throughput analysis of a hybridized power-time splitting based relaying protocol for wireless information and power transfer in cooperative networks[J]. IEEE Access, 2018, 6: 24137-24147. DOI:10.1109/ACCESS. 2018. 2828121.
- [12] LEE H, SONG C, CHOI S H, *et al.* Outage probability analysis and power splitter designs for SWIPT relaying systems with direct link[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(3): 648-651. DOI: 10.1109/LCOMM. 2016. 2627055.
- [13] MAHAMA S, ASIEDU D, LEE K J. Simultaneous wireless information and power transfer for cooperative relay networks with battery[J]. IEEE Access, 2017, 5: 13171-13178. DOI:10.1109/ACCESS. 2017. 2724638.
- [14] ZHAO Nan, HU Fengye, LI Zan, *et al.* Simultaneous wireless information and power transfer strategies in relaying network with direct link to maximize throughput[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(9): 8514-8524. DOI:10.1109/TVT. 2018. 2850747.
- [15] CHEN Gaojie, GONG Yi, XIAO Pei, *et al.* Dual antenna selection in secure cognitive radio networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(20): 7993-8002. DOI:10.1109/TVT. 2015. 2501461.
- [16] ZHAO Rui, TAN Xing, CHEN Donghua, *et al.* Secrecy performance of untrusted relay systems with a full-duplex jamming destination[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(12): 11511-11524. DOI:10.1109/TVT. 2018. 2865968.
- [17] GRADSHTEYN I S, RYZHIK I M. Table of integrals, series, and products[M]. New York: Academic Press, 2007. DOI:10.1115/1.3452897.
- [18] NEUMAIER A. Introduction to numerical analysis[M]. Cambridge: Texts in Applied Mathematics, 1974.
- [19] SHRESTHA A P, KWAK K S. Secure opportunistic scheduling with transmit antenna selection[C]// IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications. London: IEEE Press, 2013: 461-465.

(责任编辑: 钱筠 英文审校: 吴逢铁)