

# Nakagami- $m$ 衰落信道下全双工解码转发中继选择策略研究

王雨榕, 徐友云, 朱磊\*, 许魁, 沈先丽

解放军理工大学通信工程学院, 南京 210007

\* 通信作者. E-mail: lgdxzhulei@sina.com

收稿日期: 2015-08-15; 接受日期: 2015-11-17; 网络出版日期: 2015-12-28

国家自然科学基金重大研究计划 (批准号: 91438115)、国家自然科学基金 (批准号: 61371123, 61301165)、江苏省自然科学基金 (批准号: BK2011002, BK2012055)、中国博士后基金特别资助项目 (批准号: 2015T81079)、中国博士后科学基金 (批准号: 2014M552612) 和江苏省博士后科学基金 (批准号: 1401178C) 资助项目

**摘要** 提出一种全双工解码转发中继选择方案. 不同于传统方案将信源和信宿之间直达链路视为干扰, 该方案利用直达链路改善系统性能. 通过研究中继和信宿节点的接收信干噪比 (signal-to-interference-plus-noise ratio, SINR), 推导了 Nakagami- $m$  信道下中继选择方案的中断概率确切表达式. 为揭示系统参数对中断概率性能的影响, 分析了高信噪比下的渐进中断概率性能. 理论结果表明, 本文提出的中继选择方案的分集度取决于衰落信道成型因子和中继功率伸缩方案. 仿真结果表明, 与传统中继选择方案相比, 本文提出的方案具有更好的中断概率性能和抗自干扰能力.

**关键词** 全双工中继 中继选择 Nakagami- $m$  信道 中断概率 分集

## 1 引言

中继技术作为一种扩大无线网络覆盖, 同时提供空间分集增益的有效手段已经被 IEEE 802.11s, IEEE802.16j 和 LTE-Advanced 等多个无线通信标准采纳. 但是, 中继的引入使得信源到信宿一次传输所需的信道占用翻倍, 降低了中继网络的频谱效率<sup>[1~5]</sup>.

全双工中继 (full-duplex relaying, FDR) 是实现下一代移动通信系统 1000 倍容量提升目标的重要备选技术之一<sup>[6]</sup>. FDR 能够同时同频发送和接收信号, 是一种克服半双工中继 (half-duplex relaying, HDR) 频谱效率损失的潜在方法<sup>[7]</sup>. 然而, 全双工传输在中继处引入了较强的自干扰, 成为 FDR 实际应用中所面临的主要困难. 早期 FDR 研究主要集中在自干扰理想消除假设下进行<sup>[8]</sup>. 但是, 现有自干扰抑制技术 (如模拟自干扰抑制、数字自干扰抑制、空间自干扰抑制) 很难实现自干扰理想消除<sup>[9,10]</sup>. 此外, 残余自干扰 (residual self-interference, RSI) 的功率随中继发送功率的增加而增加, 从而进一步恶化了系统性能. 因而, 在实际 FDR 策略性能分析和设计中, 必须考虑 RSI 的影响.

引用格式: 王雨榕, 徐友云, 朱磊, 等. Nakagami- $m$  衰落信道下全双工解码转发中继选择策略研究. 中国科学: 信息科学, 2016, 46: 111-124, doi: 10.1360/N112015-00188

中断概率是衡量系统性能的一项重要指标. 文献 [8~13] 研究了存在 RSI 情况下 FDR 策略的中断概率性能, 并推导了 Rayleigh 信道下基于放大转发 (amplify-and-forward, AF) 和解码转发 (decode-and-forward, DF) 的 FDR 中断概率闭合表达式. 文献 [10] 提出一种机会全双工/半双工切换机制, 从而进一步提高了 FDR 的中断概率性能. 文献 [11] 推导了 Rayleigh 信道下 FDR 的中断概率闭合表达式, 并分析了 FDR 优于 HDR 的信干比条件. 文献 [12] 首次提出了半双工中继的选择解码转发 (selective decode-and-forward, SDF) 策略, 其主要思想是: 只要信源 - 中继链路不中断, 中继就采用协同传输转发信源信息; 反之, 则采用直达链路直接传输. 文献 [13] 研究了 SDF 策略在全双工中继场景下的中断概率性能. 仿真结果表明, 相比于传统 FDR 策略, SDF 策略能够改善端到端中断概率性能.

中继选择是一种提高中继系统分集度的有效途径. 与分布式空时编码相比, 中继选择具有更低的复杂度. 文献 [14~17] 研究了 HDR 中继选择方案, 其中中继采用 AF 或 DF 策略转发信源信息. 文献 [18] 提出一种 max-min 中继选择准则来改善 HDR 的误码率性能. 为了弥补 HDR 的频谱效率损失, 文献 [19,20] 研究了 FDR 中继选择方案. 然而, 这些方案忽略了信源和信宿之间直达链路信号的影响, 或将直达链路信号视为干扰, 从而难以获得理想的性能增益. 此外, 以上研究均考虑 Rayleigh 信道下中继选择策略的性能. 然而, 在实际的无线环境中, Nakagami- $m$  分布能够更好地匹配各种实际无线衰落环境.

本文提出直达链路增强的 FDR 中继选择 (direct link aware relay selection, DLA-RS) 方案. 不同于传统方案将信源和信宿之间直达链路视为干扰, DLA-RS 利用直达链路改善系统性能. 分析了 Nakagami- $m$  信道下 DLA-RS 的中断概率和分集度性能. 理论和仿真结果表明, DLA-RS 的中断概率性能优于传统 FDR 中继选择策略, 并且对全双工引入的自干扰具有较好的鲁棒性. 本文结构如下: 第 2 节给出系统模型; 第 3 节介绍 DLA-RS 方案并分析其中断概率性能; 第 4 节分析方案分集度性能; 第 5 节给出仿真结果; 第 6 节总结全文.

## 2 系统模型

考虑由一个信源  $S$ 、一个信宿  $D$  和  $K$  个全双工中继组成的中继网络. 信源  $S$  在中继的协助下向信宿  $D$  发送信息, 如图 1 所示. 令  $h_{si}$  和  $h_{id}$  分别表示信源  $S$  到中继  $R_i$  ( $i \in \{1, \dots, K\}$ ) 和  $R_i$  到信宿  $D$  的衰落信道系数. 令  $h_{ii}$  表示中继  $R_i$  处的 RSI 信道. 假设所有信道为平坦衰落并且服从独立的 Nakagami- $m$  分布. 因此,  $|h_j|^2$  ( $j \in \{si, id, sd, ii\}$ ) 服从均值为  $\pi_j$ 、成型因子为  $m_j$  的 Gamma 分布.

假设选择中继  $R_k$  转发信源信息. 在时刻  $t$ , 信源广播单位功率信号  $x(t)$ . 中继  $R_k$  的接收信号可以表示为

$$y_{sk}(t) = \sqrt{E_s} h_{sk} x(t) + \sqrt{E_r} h_{kk} x(t - \tau) + n_k(t), \quad (1)$$

式中  $E_s$  和  $E_r$  分别表示信源和信宿的发送功率.  $n_k(t)$  表示单位方差的加性 Gauss 白噪声 (additive white Gauss noise, AWGN).  $\tau$  表示中继  $R_k$  的解码时延. 根据式 (1), 中继  $R_k$  的接收信干噪比 (signal-to-interference-plus-noise ratio, SINR) 可表示为

$$\Upsilon_{sk} = \frac{E_s |h_{sk}|^2}{E_r |h_{kk}|^2 + 1} \triangleq \frac{\gamma_{sk}}{\gamma_{kk} + 1}, \quad (2)$$

其中  $\gamma_{sk} = E_s |h_{sk}|^2$ ,  $\gamma_{kk} = E_r |h_{kk}|^2$ .

同时,  $R_k$  转发解码后的接收信号  $x(t - \tau)$ , 这里  $\tau$  表示中继的处理时延. 信宿  $D$  收到来自中继

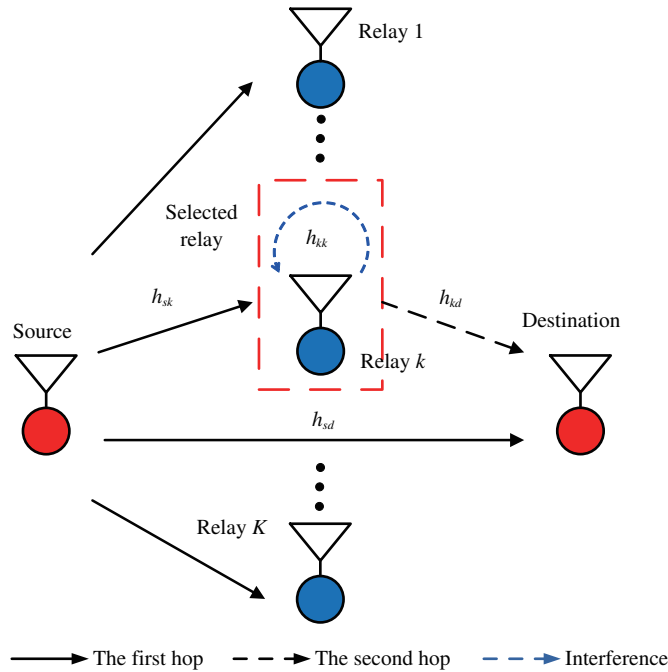


图 1 (网络版彩图) 多中继 FDR 网络示意图  
 Figure 1 (Color online) Relay selection scheme for FDR

$R_k$  和直达链路的叠加信号可以表示为

$$y_{kd}(t) = \sqrt{E_r}h_{kd}x(t - \tau) + \sqrt{E_s}h_{sd}x(t) + n_d(t), \quad (3)$$

式中  $n_d(t)$  表示单位方差的 AGWN. 需要注意的是, 式 (1) 和 (3) 中,  $\sqrt{E_s}h_{sk}x(t)$  和  $\sqrt{E_r}h_{kd}x(t - \tau)$  分别表示中继  $R_k$  和信宿  $D$  的有用接收信号.  $\sqrt{E_r}h_{kk}x(t - \tau)$  代表中继全双工引入的自干扰.  $\sqrt{E_s}h_{sd}x(t)$  代表直达链路对信宿  $D$  的干扰.

假设所有信道在  $L + \tau$  个时隙内保持不变, 信源在连续  $L$  个时隙内发送信号. 因此, 根据文献 [13] 中的结论, 信宿接收信号可以重写为

$$\mathbf{y}_{kd} = \mathbf{H}_k \mathbf{x} + \mathbf{n}_d, \quad (4)$$

式中  $\mathbf{y}_{kd} = (y_{kd}[1], \dots, y_{kd}[L + \tau])^T$ ,  $\mathbf{x} = (x[1], \dots, x[L])^T$ ,  $\mathbf{n}_d = (n_d[1], \dots, n_d[L + \tau])^T$ . 信道矩阵  $\mathbf{H}_k$  可以表示为

$$\mathbf{H}_k = \sqrt{E_s}h_{sd} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_L \\ \mathbf{0}_{\tau \times L} \end{bmatrix} + \sqrt{E_r}h_{kd} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{\tau \times L} \\ \mathbf{I}_L \end{bmatrix}, \quad (5)$$

式 (4) 可以看作是一个虚拟多输入单输出 (multiple-input-single-output, MISO) 信道.

当所有信源 — 中继链路中断, 则切换为直接传输模式 (中继不参与传输), 信源通过直达链路向信宿发送信息. 信宿的接收信号可以表示为

$$y_{0d}(t) = \sqrt{E_s}h_{sd}x(t) + n_d(t). \quad (6)$$

需要注意的是, 式 (6) 同样可以用式 (4) 的向量模型表示 (将式 (4) 中的  $E_r$  置 0 即可). 信宿的接收 SINR 可以表示为

$$\gamma_{sd} = E_s|h_{sd}|^2. \quad (7)$$

为了便于分析, 我们类似地定义  $\gamma_{kd} = E_r |h_{kd}|^2$ .  $\gamma_i$  ( $i \in \{sk, kd, sd, kk\}$ ) 服从均值为  $E_s \pi_{sk}, E_r \pi_{kd}, E_r \pi_{sd}, E_s \pi_{kk}$ , 成型因子为  $m_i$  的 Gamma 分布, 其概率密度函数 (probability density function, PDF) 由下式给出

$$f_{\gamma_i}(x) = \left(\frac{m_i}{\bar{\gamma}_i}\right)^{m_i} \frac{x^{m_i-1}}{\Gamma(m_i)} \exp\left(-\frac{m_i x}{\bar{\gamma}_i}\right), \quad (8)$$

式中,  $\bar{\gamma}_{sk} = E_s \pi_{sk}$ ,  $\bar{\gamma}_{kk} = E_r \pi_{kk}$ ,  $\bar{\gamma}_{kd} = E_r \pi_{kd}$ ,  $\bar{\gamma}_{sd} = E_s \pi_{sd}$ .  $\Gamma(x)$  表示 Gamma 函数, 定义为  $\Gamma(x) = \int_0^\infty t^{x-1} e^{-t} dt, \forall x > 0$  [21, 8.310.1].

### 3 直达链路增强的中继选择方案

#### 3.1 策略描述

定义  $S_{\text{relay}}$  为包含所有中继的集合, 即  $S_{\text{relay}} = \{1, 2, \dots, K\}$ . 在图 1 所示的 DLA-RS 方案中, 信源广播后, 正确解码的中继构成集合  $\mathcal{A} \subseteq S_{\text{relay}}$ , 其定义为

$$\mathcal{A} \triangleq \{k \in S_{\text{relay}} : \log_2(1 + \Upsilon_{sk}) \geq R_T\}, \quad (9)$$

其中  $R_T$  表示目标速率. 本文假设当  $S$ - $R_k$  链路未发生中断, 则  $R_k$  能够正确解码. 因此, 解码所需的接收 SINR 为  $\Upsilon_T = 2^{R_T} - 1$ .

Case 1 ( $\mathcal{A} = \emptyset$ ):  $\mathcal{A} = \emptyset$  代表所有信源 - 中继链路中断, 信宿根据直达链路信号解码信源信息. 此时, 信宿端到端接收 SINR 由式 (7) 给出.

Case 2 ( $\mathcal{A} \neq \emptyset$ ): 信宿利用虚拟 MISO 信道 (4) 的接收信号解码信源信息. 虚拟 MISO 信道的中断概率  $P_{(s,k) \rightarrow d}$  可以表示为

$$P_{(s,k) \rightarrow d} = \Pr \left\{ \frac{1}{L + \tau} \mathcal{I}(\mathbf{x}; \mathbf{y}_{kd}) < \frac{L}{L + \tau} R_T \right\}, \quad (10)$$

其中  $\mathcal{I}(\mathbf{x}; \mathbf{y}_{kd})$  表示  $\mathbf{x}$  与  $\mathbf{y}_{kd}$  之间的互信息. 假设 Gauss 信源,  $\mathcal{I}(\mathbf{x}; \mathbf{y}_{kd})$  可以由下式给出,

$$\mathcal{I}(\mathbf{x}; \mathbf{y}_{kd}) = \log_2 \det \{ \mathbf{I}_L + \mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k \} = \log_2 \prod_{i=1}^L (1 + \lambda_i), \quad (11)$$

式中  $\{\lambda_i\}_{i=1}^L$  代表矩阵  $\mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k$  的特征值. 根据矩阵  $\mathbf{H}_k$  的特殊结构,  $\mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k$  可以分解为  $\mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k = \mu \mathbf{I}_L + \beta (\mathbf{B}_L)^\tau + \beta^* (\mathbf{F}_L)^\tau$ , 其中  $\mu = E_s |h_{sd}|^2 + E_r |h_{kd}|^2$ ,  $\beta = \sqrt{E_s E_r} h_{sd}^* h_{kd}$ .  $\mathbf{B}_L (\mathbf{F}_L)$  表示后向 (前向) 移位矩阵 [22]. 根据文献 [22, pp. 80], 当  $L = m\tau$  ( $m \in \mathbb{Z}^+$ ),  $\mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k$  的特征值可以表示为  $\lambda_{\tau(i-1)+1} = \mu + 2|\beta| \cos \frac{i\tau\pi}{L+\tau}$  ( $i \in \{1, 2, \dots, m\}$ ).

利用以上结论, 式 (11) 可以重写为

$$\begin{aligned} \mathcal{I}(\mathbf{x}; \mathbf{y}_{kd}) &= \log_2 \prod_{i=1}^m \left( 1 + \mu + 2|\beta| \cos \frac{i\tau\pi}{L+\tau} \right)^\tau \\ &= L \log_2(1 + \mu) + \tau \sum_{i=1}^m \log_2 \left( 1 + \frac{2|\beta| \cos \frac{i\tau\pi}{m+1}}{1 + \mu} \right). \end{aligned} \quad (12)$$

为便于数学推导, 首先推导互信息的近似表达式. 具体地, 根据算数几何不等式有  $\mu \geq 2|\beta|$ . 因此,  $2|\beta| \cos \frac{i\tau\pi}{m+1} < 2|\beta| \leq \mu < \mu + 1$ . 利用一阶 Taylor 展开  $\log_2(1 + x) \approx \frac{x}{\ln(2)}$  和性质  $\sum_{i=1}^m \cos \frac{i\pi}{m+1} = 0$ ,

式 (12) 中第 2 项可以忽略. 利用以上结论, MISO 信道的中断概率 (10) 可以近似表示为

$$P_{(s,k) \rightarrow d} \approx \Pr(\gamma_{sd} + \gamma_{kd} < \Upsilon_T) = F_{\gamma_{sd} + \gamma_{kd}}(\Upsilon_T). \quad (13)$$

文献 [13] 中已经验证上式能够很好地近似实际 MISO 信道的中断概率.

根据式 (13),  $\gamma_{sd} + \gamma_{kd}$  可以看作虚拟 MISO 信道的等效接收 SINR (令  $\Upsilon_{(s,k) \rightarrow d} = \gamma_{sd} + \gamma_{kd}$ ). 从最小化中断概率的角度, DLA-RS 方案选择具有最大  $\Upsilon_{(s,k) \rightarrow d}$  的中继转发信源信息. 因此, 令  $R_{k^\#}$  表示最优中继, DLA-RS 方案的中继选择准则可以表示为

$$k^\# = \arg \max_{k \in \mathcal{A}} \Upsilon_{(s,k) \rightarrow d}. \quad (14)$$

### 3.2 中断概率分析

利用全概率公式, DLA-RS 方案的端到端中断概率可以写作

$$\begin{aligned} P^{\text{outage}} &= \sum_{m=0}^K \sum_{\substack{\mathcal{A} \subseteq S_{\text{relay}} \\ |\mathcal{A}|=m}} \Pr\{\text{outage}|\mathcal{A}\} \Pr\{\mathcal{A}\} \\ &= \sum_{m=1}^K \sum_{\substack{\mathcal{A} \subseteq S_{\text{relay}} \\ |\mathcal{A}|=m}} \Pr\{\text{outage}|\mathcal{A}\} \Pr\{\mathcal{A}\} + \Pr\{\text{outage}|\mathcal{A} = \emptyset\} \Pr\{\mathcal{A} = \emptyset\}, \end{aligned} \quad (15)$$

其中, 事件  $\mathcal{A}$  的概率可以表示为

$$\begin{aligned} \Pr\{\mathcal{A}\} &= \prod_{k \in \mathcal{A}} \Pr(\Upsilon_{sk} \geq \Upsilon_T) \prod_{j \notin \mathcal{A}} \Pr(\Upsilon_{sj} < \Upsilon_T) \\ &= \prod_{k \in \mathcal{A}} (1 - F_{\Upsilon_{sk}}(\Upsilon_T)) \prod_{j \notin \mathcal{A}} F_{\Upsilon_{sj}}(\Upsilon_T). \end{aligned} \quad (16)$$

$F_X(x)$  表示随机变量  $X$  的累计分布函数 (cumulative distribution function, CDF).  $F_{\Upsilon_{sk}}(\Upsilon_T)$  的表达式由以下引理给出.

**引理 1**  $\Upsilon_{sk}$  的 CDF 可以表示为

$$\begin{aligned} F_{\Upsilon_{sk}}(\Upsilon_T) &= 1 - \frac{1}{\Gamma(m_{kk})} \left( \frac{m_{kk}}{\bar{\gamma}_{kk}} \right)^{m_{kk}} \sum_{a=0}^{m_{sk}-1} \sum_{b=0}^a \left( \frac{\Gamma(b + m_{kk})}{b!(a-b)!} \right) \\ &\quad \times \left( \frac{m_{sk}}{\bar{\gamma}_{sk}} \Upsilon_T \right)^a \exp\left(-\frac{m_{sk}}{\bar{\gamma}_{sk}} \Upsilon_T\right) \left( \frac{m_{kk}}{\bar{\gamma}_{kk}} + \frac{m_{sk}}{\bar{\gamma}_{sk}} \Upsilon_T \right)^{-b-m_{kk}}. \end{aligned} \quad (17)$$

**证明** 见附录 A.

当  $\mathcal{A} \neq \emptyset$  时, DLA-RS 方案的条件中断概率可以表示为

$$\Pr\{\text{outage}|\mathcal{A}\} \approx \Pr\left\{ \max_{k \in \mathcal{A}} \Upsilon_{(s,k) \rightarrow d} < \Upsilon_T \right\}. \quad (18)$$

注意到给定  $\gamma_{sd}$ , 选择不同中继情况下, 虚拟 MISO 信道的等效接收 SINR 是相互独立的. 因此,  $\Pr\{\text{outage}|\mathcal{A}\}$  可以通过首先计算条件概率  $\Pr\{\text{outage}|\mathcal{A}, \gamma_{sd}\}$ , 然后对  $\gamma_{sd}$  求平均得到, 即

$$\Pr\{\text{outage}|\mathcal{A}\} = \int_0^{\Upsilon_T} \prod_{k \in \mathcal{A}} (\Pr\{\gamma_{kd} < \Upsilon_T - x | \gamma_{sd} = x\}) f_{\gamma_{sd}}(x) dx$$

$$= \int_0^{\Upsilon_T} \prod_{k \in \mathcal{A}} \left( \frac{\gamma(m_{kd}, \frac{m_{kd}}{\bar{\gamma}_{kd}} (\Upsilon_T - x))}{\Gamma(m_{kd})} \right) f_{\gamma_{sd}}(x) dx. \quad (19)$$

上式第 2 步根据文献 [21, 3.381.9] 得到. 式中,  $\gamma(n, x)$  表示下不完全 Gamma 函数 [21]. 条件中断概率  $\Pr\{\text{outage}|\mathcal{A}\}$  的闭合表达式由以下引理给出.

**引理 2** 当  $\mathcal{A} \neq \emptyset$  时, DLA-RS 方案的条件中断概率可以表示为

$$\Pr\{\text{outage}|\mathcal{A}\} \approx \frac{1}{\Gamma(m_{sd})} \left( \widetilde{\sum} \left\langle \prod_{i=1}^{|\mathcal{A}|} B_{n_{k_i} l_{k_i}} \right\rangle \right) \frac{\gamma\left(m_{sd} + \sum_{j=1}^{|\mathcal{A}|} m_{k_j d} + n_{k_j} - l_{k_j}, \frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}} \Upsilon_T\right)}{\left(\frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)^{m_{sd} + \sum_{j=1}^{|\mathcal{A}|} m_{k_j d} + n_{k_j} - l_{k_j}}}, \quad (20)$$

式中  $\widetilde{\sum}$  定义为

$$\widetilde{\sum} \triangleq \sum_{n_{k_1}=0}^{\infty} \sum_{l_{k_1}=0}^{m_{k_1 d} + n_{k_1}} \cdots \sum_{n_{k_{|\mathcal{A}|}}=0}^{\infty} \sum_{l_{k_{|\mathcal{A}|}}=0}^{m_{k_{|\mathcal{A}|} d} + n_{k_{|\mathcal{A}|}}},$$

$B_{n_{k_i} l_{k_i}}$  定义为

$$B_{n_{k_i} l_{k_i}} = \frac{(-1)^{m_{k_i d} + 2n_{k_i} - l_{k_i}} \Upsilon_T^{l_{k_i}} (m_{k_i d} + n_{k_i} - 1)! \left(\frac{m_{k_i d}}{\bar{\gamma}_{k_i d}}\right)^{m_{k_i d} + n_{k_i}}}{\Gamma(m_{k_i d}) n_{k_i}! l_{k_i}! (m_{k_i d} + n_{k_i} - l_{k_i})!}.$$

**证明** 见附录 B.

当  $\mathcal{A} = \emptyset$  时, 若  $S$ - $D$  链路的接收 SINR 小于  $\Upsilon_T$ , 则中断事件发生. 因此  $\Pr\{\text{outage}|\mathcal{A} = \emptyset\}$  可以表示为

$$\begin{aligned} \Pr\{\text{outage}|\mathcal{A} = \emptyset\} &= \Pr(\gamma_{sd} < \Upsilon_T) \\ &= \frac{m_{sd}^{m_{sd}}}{(\bar{\gamma}_{sd})^{m_{sd}} \Gamma(m_{sd})} \int_0^{\Upsilon_T} x^{m_{sd}-1} \exp\left(-\frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}} x\right) dx \\ &= \frac{\gamma\left(m_{sd}, \frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}} \Upsilon_T\right)}{\Gamma(m_{sd})}. \end{aligned} \quad (21)$$

最后, 将式 (16), (20) 和 (21) 代入式 (15), 即可得到 DLA-RS 方案的端到端中断概率闭合表达式.

## 4 渐进分析

为了揭示系统参数, 如信道成型因子、自干扰对中断概率性能的影响, 本节分析 DLA-RS 方案的高信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR) 渐进中断概率性能. 基于渐进分析, 研究 DLA-RS 方案的可达分集度. 我们将中继的发送功率建模为  $E_r = E_s^\alpha$ , 其中  $\alpha \geq 0$  表示中继功率伸缩因子.  $\alpha$  刻画了中继发送功率如何随信源发送功率伸缩变化. 为了简化分析, 假设  $S$ - $R_k$  ( $R_k$ - $D$ ,  $R_k$ - $R_k$ ) 链路的信道具有相同的成型因子和均值, 即  $\forall k \in \{1, \dots, K\}$ , 有  $\{m_{sk}, m_{kd}, m_{kk}\} = \{m_{sr}, m_{rd}, m_{rr}\}$  和  $\{\pi_{sk}, \pi_{kd}, \pi_{kk}\} = \{\pi_{sr}, \pi_{rd}, \pi_{rr}\}$ . 因此,  $\bar{\gamma}_{sk} = \bar{\gamma}_{sr}$ ,  $\bar{\gamma}_{kk} = \bar{\gamma}_{rr}$ ,  $\bar{\gamma}_{kd} = \bar{\gamma}_{rd}$ .

上一节得到的 DLA-RS 方案中断概率表达式包含无穷级数和不完全 Gamma 函数, 不便于进一步分析. 因此, 本节我们利用文献 [23] 中的渐进分析方法推导 DLA-RS 方案的渐进中断概率表达式.

首先考虑  $F_{\Upsilon_{sk}}(\Upsilon_T)$  的渐进表达式. 对式 (17) 利用 Maclaurin 展开并忽略高阶项,  $F_{\Upsilon_{sk}}(\Upsilon_T)$  可以表示为

$$F_{\Upsilon_{sk}}(\Upsilon_T) \approx \frac{(m_{sr} \Upsilon_T)^{m_{sr}}}{\Gamma(m_{rr}) \bar{\gamma}_{sr}^{m_{sr}}} \sum_{n=0}^{m_{sr}} \frac{\Gamma(n + m_{rr}) \bar{\gamma}_{rr}^n}{n! (m_{sr} - n)! m_{rr}^n}. \quad (22)$$

将以上结果代入式 (16), 可以得到  $P(\mathcal{A})$  的渐进表达式为

$$\begin{aligned} \Pr\{\mathcal{A}\} &= \prod_{k \in \mathcal{A}} (1 - F_{sk}(\Upsilon_T)) \prod_{j \notin \mathcal{A}} F_{sj}(\Upsilon_T) \\ &\sim \frac{1}{E_s^{(K-|\mathcal{A}|)(1-\alpha)m_{sr}}}. \end{aligned} \quad (23)$$

此外, 当  $\mathcal{A} \neq \emptyset$  时, 利用  $\gamma(\alpha, x)$  的级数展开, 即  $\gamma(\alpha, x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{\alpha+n}}{n!(\alpha+n)}$  [21,8.354.1], 可以得到  $\Pr\{\text{outage}|\mathcal{A}\}$  的渐进表达式, 即

$$\begin{aligned} \Pr\{\text{outage}|\mathcal{A}\} &\approx \int_0^{\Upsilon_T} \left\{ \prod_{k \in \mathcal{A}} \left( \frac{(\Upsilon_T - x)^{m_{kd}}}{m_{kd} \Gamma(m_{kd})} \left( \frac{m_{kd}}{\bar{\gamma}_{kd}} \right)^{m_{kd}} \right) \right\} f_{\gamma_{sd}}(x) dx \\ &= \int_0^{\Upsilon_T} \left\{ \left( \frac{(\Upsilon_T - x)^{m_{kd}}}{m_{kd} \Gamma(m_{kd})} \left( \frac{m_{kd}}{\bar{\gamma}_{kd}} \right)^{m_{kd}} \right)^{|\mathcal{A}|} \right\} f_{\gamma_{sd}}(x) dx \\ &= \frac{1}{\Gamma(m_{sd})} \left( \frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{m_{sd}} B^{|\mathcal{A}|} \sum_{n=0}^{m_{rd}|\mathcal{A}|} (-1)^n \Upsilon_T^{m_{kd}|\mathcal{A}|-n} \frac{\gamma\left(m_{sd} + n \frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}} \Upsilon_T\right)}{\left(\frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)^{m_{sd}+n}} \\ &\sim \frac{1}{E_s^{m_{sd} + \alpha m_{rd}|\mathcal{A}|}}, \end{aligned} \quad (24)$$

其中,  $B = \frac{1}{m_{kd} \Gamma(m_{kd})} \left( \frac{m_{kd}}{\bar{\gamma}_{kd}} \right)^{m_{kd}}$ . 利用相似的方法, 可以得到  $\Pr\{A = \emptyset\}$  的渐进表达式为

$$\begin{aligned} \Pr\{A = \emptyset\} &= \Pr(\gamma_{sd} < \Upsilon_T) \\ &\approx \frac{\Upsilon_T^{m_{sd}}}{\Gamma(m_{sd}) m_{sd}} \left( \frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{m_{sd}} \\ &\sim \frac{1}{E_s^{m_{sd}}}. \end{aligned} \quad (25)$$

最后, 将式 (23)~(25) 代入式 (15) 并忽略高阶项, 可以得到 DLA-RS 方案中断概率的渐进表达式

$$\begin{aligned} P_{\text{outage}} &\approx \sum_{m=1}^K \sum_{\substack{\mathcal{A} \subseteq S_{\text{relay}} \\ |\mathcal{A}|=m}} \frac{1}{\Gamma(m_{sd})} \left( \frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{m_{sd}} B^{|\mathcal{A}|} \\ &\quad \times \left( \frac{(m_{sr} \Upsilon_T)^{m_{sr}} \Gamma(m_{sr} + m_{rr}) \bar{\gamma}_{rr}^{m_{sr}}}{\Gamma(m_{rr}) n! (m_{sr} - m_{sr})! m_{rr}^{m_{sr}} \bar{\gamma}_{sr}^{m_{sr}}} \right)^{|\mathcal{A}|} \sum_{n=0}^{m_{rd}|\mathcal{A}|} \frac{\Upsilon_T^{m_{sd}+n}}{(m_{sd} + n)} (-1)^n \Upsilon_T^{m_{kd}|\mathcal{A}|-n} \\ &\quad + \frac{\Upsilon_T^{m_{sd}}}{\Gamma(m_{sd}) m_{sd}} \left( \frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{m_{sd}} \left( \frac{(m_{sr} \Upsilon_T)^{m_{sr}} \Gamma(m_{sr} + m_{rr}) \bar{\gamma}_{rr}^{m_{sr}}}{\Gamma(m_{rr}) n! (m_{sr} - m_{sr})! m_{rr}^{m_{sr}} \bar{\gamma}_{sr}^{m_{sr}}} \right)^K \\ &\sim \sum_{m=1}^K \sum_{\substack{\mathcal{A} \subseteq S_{\text{relay}} \\ |\mathcal{A}|=m}} \left( \frac{1}{E_s^{m_{sd} + \alpha m_{rd}|\mathcal{A}| + (K-|\mathcal{A}|)(1-\alpha)m_{sr}}} + \frac{1}{E_s^{K(1-\alpha)m_{sr} + m_{sd}}} \right). \end{aligned} \quad (26)$$

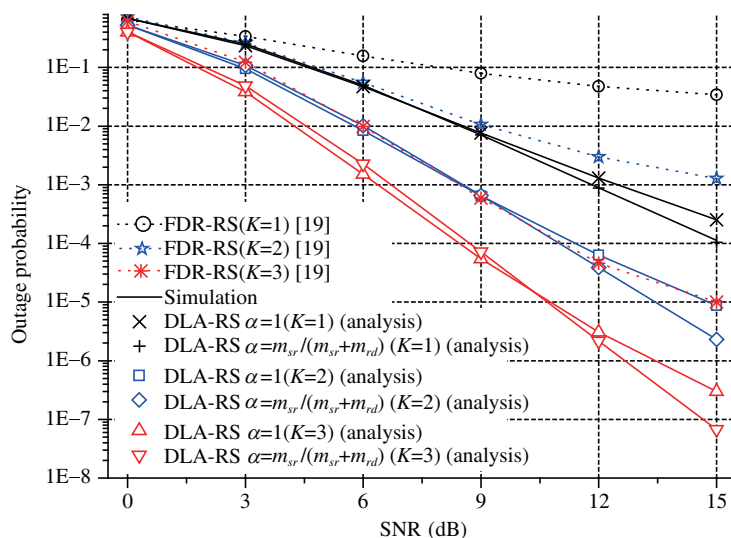


图 2 (网络版彩图) 中断概率随 SNR 变化趋势, 其中  $\pi_{sr} = \pi_{rd} = 1$ ,  $\pi_{sd} = 0.5$ ,  $\pi_{rr} = 0.01$ ,  $R_T = 1 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ ,  $m_{sr} = m_{rd} = m_{sd} = m_{rr} = 2$ , SNR 定义为  $\text{SNR} = E_s$

Figure 2 (Color online) Outage probability vs. SNR for  $\pi_{sr} = \pi_{rd} = 1$ ,  $\pi_{sd} = 0.5$ ,  $\pi_{rr} = 0.01$ ,  $R_T = 1 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ ,  $m_{sr} = m_{rd} = m_{sd} = m_{rr} = 2$ , SNR is defined as  $\text{SNR} = E_s$

由式 (26), DLA-RS 方案的可达分集度为

$$\begin{aligned} & \min \left\{ \min_{|\mathcal{A}|=1, \dots, K} \{m_{sd} + \alpha m_{rd} |\mathcal{A}| + (K - |\mathcal{A}|) (1 - \alpha) m_{sr}\}, K(1 - \alpha) m_{sr} + m_{sd} \right\} \\ & = m_{sd} + K(1 - \alpha) m_{sr} + \min \left\{ \min_{|\mathcal{A}|=1, \dots, K} \{|\mathcal{A}| (\alpha m_{rd} - (1 - \alpha) m_{sr})\}, 0 \right\}. \end{aligned} \quad (27)$$

由式 (27), DLA-RS 方案的可达分集度取决于中继功率伸缩方案和信道成型因子. 因此, 可以通过调整功率伸缩因子  $\alpha$  对分集度进行优化. 可以看到, 当  $\alpha < \frac{m_{sr}}{m_{rd} + m_{sr}}$ , 分集度为  $\alpha$  的增函数; 反之, 当  $\alpha > \frac{m_{sr}}{m_{rd} + m_{sr}}$ , 分集度为  $\alpha$  的减函数. 因此, 当  $\alpha = \frac{m_{sr}}{m_{rd} + m_{sr}}$ , 分集度达到最优, 即  $m_{sd} + K m_{sr} \left(1 - \frac{m_{sr}}{m_{rd} + m_{sr}}\right)$ .

## 5 仿真结果

本节通过计算机仿真验证 DLA-RS 方案的中断概率性能. 根据分集度分析, 考虑两种中继功率伸缩方案, 即 1)  $\alpha = 1$ ; 2)  $\alpha = m_{sr}/(m_{rd} + m_{sr})$  (实现最优分集度). 仿真中考虑两种对比方案, 即 HDR 中继选择方案 (HDR-RS) [17] 和传统 FDR 中继选择方案 (FDR-RS) [19]. 为便于仿真,  $\forall k \in \{1, \dots, K\}$ , 假设  $\{m_{sk}, m_{kd}, m_{kk}\} = \{m_{sr}, m_{rd}, m_{rr}\}$  和  $\{\pi_{sk}, \pi_{kd}, \pi_{kk}\} = \{\pi_{sr}, \pi_{rd}, \pi_{rr}\}$ .

图 2 仿真了不同发送功率条件下 DLA-RS 方案的中断概率性能, 其中 SNR 定义为  $\text{SNR} = E_s$ , 目标速率  $R_T$  设为  $1 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ . 在 HDR-RS 和 FDR-RS 方案中, 中继发送功率为  $E_r = E_s$ . 图 2 表明, 本文推导的中断概率表达式能够很好地匹配实际中断概率性能. 此外, 可以看到 DLA-RS 方案的中断概率性能优于 HDR-RS 方案和 FDR-RS 方案. 在高 SNR 区域, DLA-RS 方案在  $\alpha = m_{sr}/(m_{sr} + m_{rd})$  时具有较好的性能; 反之, 在低 SNR 区域, DLA-RS 方案在  $\alpha = 1$  时具有较好的性能. 这是由于在低 SNR 区域, AWGN 的影响占主导地位, 增加中继发送功率 (增加  $\alpha$ ) 有利于改善系统性能.

图 3 给出不同目标速率条件下的中断概率性能. 可以看出, DLA-RS 的中断概率性能优于 HDR-



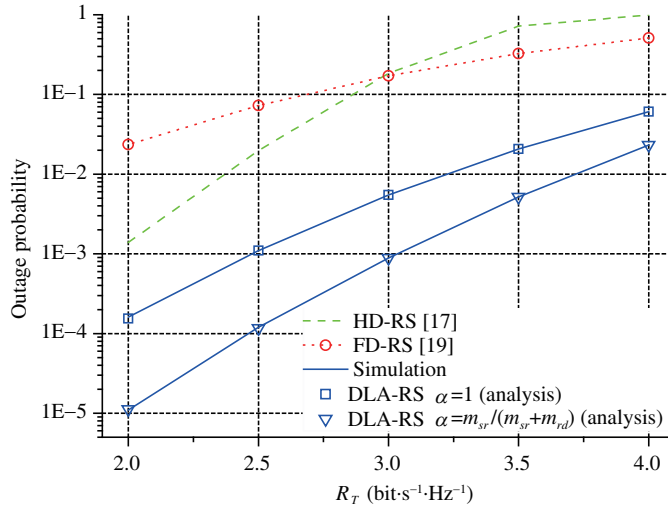


图 3 (网络版彩图) 中断概率随  $R_T$  变化趋势,  $\pi_{sr} = \pi_{rd} = 1$ ,  $\pi_{sd} = 0.5$ ,  $\pi_{rr} = 0.01$ , SNR = 20 dB,  $m_{sr} = m_{rd} = m_{sd} = m_{rr} = 2$

Figure 3 (Color online) Outage probability vs. target rate  $R_T$  for  $\pi_{sr} = \pi_{rd} = 1$ ,  $\pi_{sd} = 0.5$ ,  $\pi_{rr} = 0.01$ , SNR = 20 dB,  $m_{sr} = m_{rd} = m_{sd} = m_{rr} = 2$

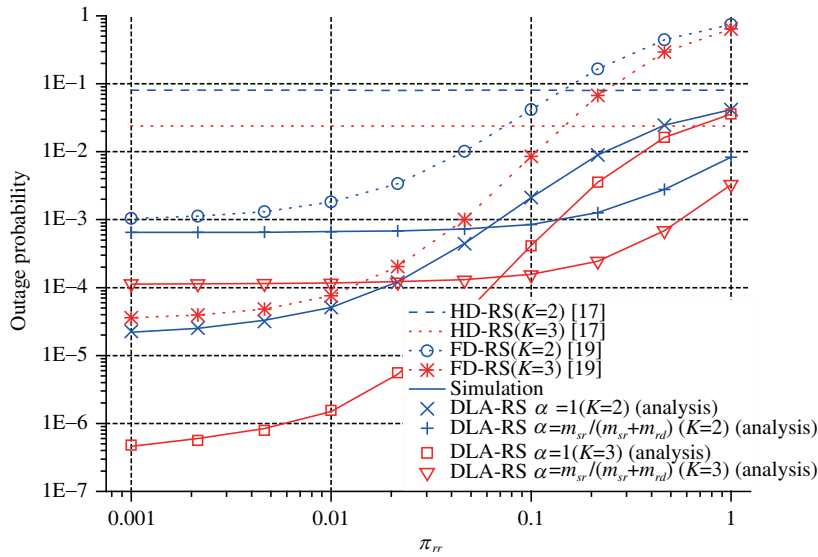


图 4 (网络版彩图) 中断概率随  $\pi_{rr}$  变化趋势, 其中  $\pi_{sr} = \pi_{rd} = 1$ ,  $\pi_{sd} = 0.5$ ,  $R_T = 2 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ , SNR = 15 dB,  $m_{sr} = m_{rd} = m_{sd} = m_{rr} = 2$

Figure 4 (Color online) Outage probability vs.  $\pi_{rr}$  for  $\pi_{sr} = \pi_{rd} = 1$ ,  $\pi_{sd} = 0.5$ ,  $R_T = 2 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ , SNR = 15 dB,  $m_{sr} = m_{rd} = m_{sd} = m_{rr} = 2$

RS 和 FDR-RS. 在整个目标速率区间, 当  $\alpha = m_{sr}/(m_{sr} + m_{rd})$  时, DLA-RS 方案具有较好的中断概率性能. 此外, 图 3 表明, 当目标速率较低时, HDR-RS 优于 FDR-RS. 反之, 当目标速率较高时, 由于 HDR-RS 固有的频谱效率损失, FDR-RS 能够实现更好的中断概率性能.

图 4 给出不同自干扰信道方差条件下的中断概率性能. 与预期一致, FDR-RS 和 DLA-RS 方案的中断概率性能随自干扰信道方差增加而恶化. 但是, 随  $\pi_{rr}$  增加, FDR-RS 方案的性能下降远快于

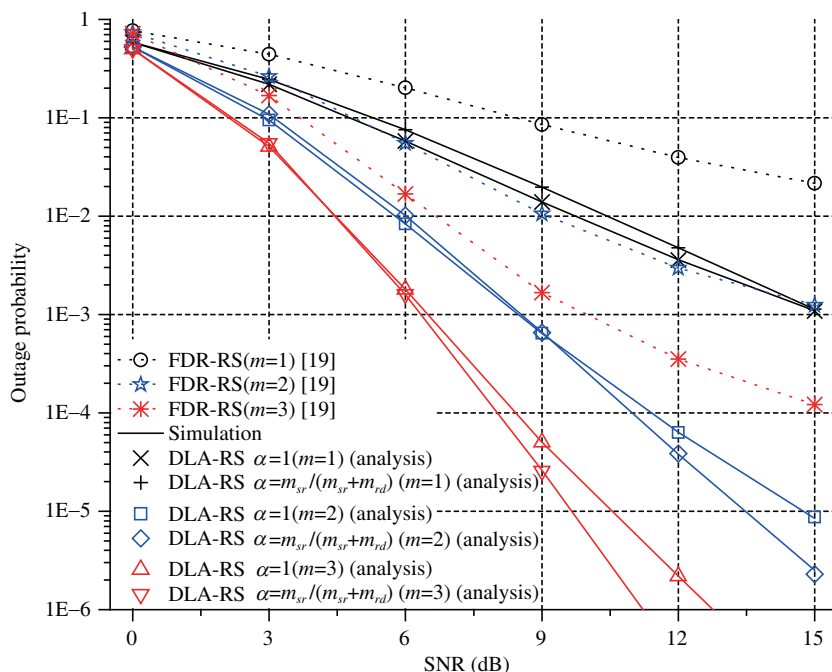


图 5 (网络版彩图) 中断概率随 SNR 变化趋势, 其中  $\pi_{sr} = \pi_{rd} = 1$ ,  $\pi_{sd} = \pi_{rr} = 0.5$ ,  $R_T = 1 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ ,  $m_{sr} = m_{rd} = m_{sd} = m_{rr} = m$ , SNR 定义为  $\text{SNR} = E_s$

Figure 5 (Color online) Outage probability vs. SNR for  $\pi_{sr} = \pi_{rd} = 1$ ,  $\pi_{sd} = \pi_{rr} = 0.5$ ,  $R_T = 1 \text{ bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ ,  $m_{sr} = m_{rd} = m_{sd} = m_{rr} = m$ , SNR is defined as  $\text{SNR} = E_s$

DLA-RS 方案. 特别地, 当  $\alpha = m_{sr}/(m_{sr} + m_{rd})$  时, 自干扰信道方差的变化对 DLA-RS 方案中断概率性能的影响很小. 因此, DLA-RS 方案能够容忍更强的自干扰信道, 从而降低自干扰抑制的难度.

图 5 给出不同信道成型因子条件下的中断概率性能, 其中  $m_{sr} = m_{rd} = m_{sd} = m_{rr} = m = 1, 2, 3$ . 仿真结果表明, 对于不同的  $m$ , DLA-RS 具有最优的中断概率性能. 且随着成型因子  $m$  增加, 所有方案的中断概率性能都得到改善.

## 6 结论

本文提出一种直达链路增强的 FDR 中继选择方案 (DLA-RS 方案). 推导了方案的端到端中断概率闭合表达式并分析了方案的分集度性能. 理论结果表明, DLA-RS 方案的分集度取决于信道成型因子和中继功率伸缩方案. 具体地, 当中继发送功率为  $E_r = E_s^\alpha$  ( $\alpha \geq 0$ ) 时, 设置功率伸缩因子  $\alpha = m_{sr}/(m_{rd} + m_{sr})$  时, DLA-RS 方案达到最优分集度

$$m_{sd} + K m_{sr} \left( 1 - \frac{m_{sr}}{m_{rd} + m_{sr}} \right).$$

此外, 与传统中继选择方案相比, DLA-RS 方案具有更好的中断概率性能和抗自干扰能力.

## 参考文献

- 1 Kim S J, Devroye N, Mitran P, et al. Achievable rate regions and performance comparison of half duplex protocols. IEEE Trans Inf Theory, 2011, 57: 6405-6418

- 2 Maham B, Hjørungnes A, Narasimhan R. Energy-efficient spacetime coded cooperation in outage-restricted multihop wireless networks. *IEEE Trans Commun*, 2011, 59: 3111–3121
- 3 Xia X, Zhang D, Xu K, et al. Interference-limited two-way DF relaying: symbol error rate analysis and comparison. *IEEE Trans Vehicular Tech*, 2014, 63: 3474–3480
- 4 Xia X, Xu K, Ma W, et al. On the design of relay selection strategy for two-way amplify-and-forward mobile relaying. *IET Commu*, 2014, 7: 1948–1957
- 5 Xu Y, Xia X, Xu K, et al. On the hybrid relaying protocol for time division broadcasting. *Trans Emerging Telecommun Tech*, 2015, 26: 893–904
- 6 IMT-2020(5G) 推进组. 5G 无线技术架构白皮书. <http://www.imt-2020.org.cn/zh>. 2015
- 7 Ju H, Oh E, Hong D. Catching resource-devouring worms in next-generation wireless relay systems: two-way relay and full-duplex relay. *IEEE Commun Mag*, 2009, 47: 58–65
- 8 Riihonen T, Werner S, Wichman R, et al. Outage probabilities in infrastructure-based single-frequency relay links. In: *Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC'09)*. Budapest: IEEE, 2009. 1–6
- 9 Riihonen T, Werner S, Hamalainen J. Optimized gain control for single-frequency relaying with loop interference. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2009, 8: 2801–2806
- 10 Riihonen T, Werner S, Wichman R. Hybrid full-duplex/halfduplex relaying with transmit power adaptation. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2011, 10: 3074–3085
- 11 Kwon T, Lim S, Choi S, et al. Optimal duplex mode for DF relay in terms of the outage probability. *IEEE Trans Veh Tech*, 2010, 59: 3628–3634
- 12 Laneman J N, Tse D N, Wornell G W. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior. *IEEE Trans Inf Theory*, 2004, 50: 3062–3080
- 13 Khafagy M, Ismail A, Alouini M. On the outage performance of full-duplex selective decode-and-forward relaying. *IEEE Commun Lett*, 2013, 17: 1180–1183
- 14 Bletsas A, Khisti A, Reed D P, et al. A simple cooperative diversity method based on network path selection. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2006, 24: 659–672
- 15 Jing Y, Jafarkhani H. Single and multiple relay selection schemes and their achievable diversity orders. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2009, 8: 1414–1423
- 16 Fareed M M, Uysal M. On relay selection for decode-and-forward relaying. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2009, 8: 3341–3346
- 17 Bletsas A, Shin H, Win M. Cooperative communications with outage-optimal opportunistic relaying. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2007, 6: 3450–3460
- 18 Song L. Relay selection for two-way relaying with amplify-and-forward protocols. *IEEE Trans Veh Tech*, 2011, 60: 1954–1959
- 19 Krikidis I, Suraweera H, Smith P, et al. Full-duplex relay selection for amplify-and-forward cooperative networks. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2012, 11: 4381–4393
- 20 Cui H, Ma M, Song L, et al. Relay selection for two-way full duplex relay networks with amplify-and-forward protocol. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2014, 13: 3768–3777
- 21 Gradshteyn I S, Ryzhik I M. *Table of Integrals, Series and Products*. 7th ed. Pittsburgh: Academic Press, 2007
- 22 Yueh W C, Cheng S S. Explicit eigenvalues and inverses of several toeplitz matrices. *ANZIAM J*, 2006, 48: 73–97
- 23 Wang Z, Giannakis G B. A simple and general parameterization quantifying performance in fading channels. *IEEE Trans Commun*, 2003, 51: 1389–1398

## 附录 A 引理 1 证明

利用文献 [21, 3.381.8],  $\Upsilon_{sk}$  的条件 CDF 可以表示为

$$\begin{aligned} F_{\Upsilon_{sk}|\gamma_{kk}}(\Upsilon_T) &= \Pr\left(\frac{\gamma_{sk}}{\gamma_{kk}+1} < \Upsilon_T \mid \gamma_{kk}\right) \\ &= 1 - \frac{1}{\Gamma(m_{sk})} \Gamma\left(m_{sk}, \frac{m_{sk}}{\bar{\gamma}_{sk}}(\gamma_{kk}+1)\Upsilon_T\right), \end{aligned} \quad (\text{A1})$$

其中,  $\Gamma(n, x)$  表示上不完全 Gamma 函数 [21].  $\Upsilon_{sk}$  的 CDF 可以通过对  $\gamma_{kk}$  求平均得到, 即

$$\begin{aligned} F_{\Upsilon_{sk}}(\Upsilon_T) &= \int_0^\infty F_{\Upsilon_{sk}|\gamma_{kk}=y}(\Upsilon_T) f_{\gamma_{kk}}(y) dy \\ &= 1 - \frac{1}{\Gamma(m_{sk})\Gamma(m_{kk})} \left(\frac{m_{kk}}{\bar{\gamma}_{kk}}\right)^{m_{kk}} \\ &\quad \times \int_0^\infty \Gamma\left(m_{sk}, \frac{m_{sk}}{\bar{\gamma}_{sk}}\Upsilon_T(y+1)\right) y^{m_{kk}-1} \exp\left(-\frac{m_{kk}}{\bar{\gamma}_{kk}}y\right) dy. \end{aligned} \quad (\text{A2})$$

由于上不完全 Gamma 函数可以表示为如下级数形式, 即  $\Gamma(n, x) = (n-1)!e^{-x} \sum_{m=0}^{n-1} \frac{x^m}{m!}$  [21, 8.352.7], (A2) 可以重写为

$$\begin{aligned} F_{\Upsilon_{sk}}(\Upsilon_T) &= 1 - \frac{1}{\Gamma(m_{kk})} \left(\frac{m_{kk}}{\bar{\gamma}_{kk}}\right)^{m_{kk}} \exp\left(-\frac{m_{sk}}{\bar{\gamma}_{sk}}\Upsilon_T\right) \\ &\quad \times \sum_{a=0}^{m_{sk}-1} \left(\frac{\Upsilon_T^a}{a!} \left(\frac{m_{sk}}{\bar{\gamma}_{sk}}\right)^a \int_0^\infty (y+1)^a \exp\left(-\left(\frac{m_{kk}}{\bar{\gamma}_{kk}} + \frac{m_{sk}}{\bar{\gamma}_{sk}}\Upsilon_T\right)y\right) \times y^{m_{kk}-1} dy\right). \end{aligned} \quad (\text{A3})$$

最后, 对  $(y+1)^a$  应用多项式展开, 即  $(y+1)^a = \sum_{b=0}^a \frac{a!}{b!(a-b)!} y^b$ , 并利用文献 [21, 3.381.4], 可以得到  $\Upsilon_{sk}$  的 CDF 表达式

$$\begin{aligned} F_{\Upsilon_{sk}}(\Upsilon_T) &= 1 - \frac{1}{\Gamma(m_{kk})} \left(\frac{m_{kk}}{\bar{\gamma}_{kk}}\right)^{m_{kk}} \sum_{a=0}^{m_{sk}-1} \sum_{b=0}^a \left(\frac{1}{b!(a-b)!} \left(\frac{m_{sk}}{\bar{\gamma}_{sk}}\Upsilon_T\right)^a\right) \\ &\quad \times \exp\left(-\frac{m_{sk}}{\bar{\gamma}_{sk}}\Upsilon_T\right) \int_0^\infty \exp\left(-\left(\frac{m_{kk}}{\bar{\gamma}_{kk}} + \frac{m_{sk}}{\bar{\gamma}_{sk}}\Upsilon_T\right)y\right) \times y^{b+m_{kk}-1} dy \\ &= 1 - \frac{1}{\Gamma(m_{kk})} \left(\frac{m_{kk}}{\bar{\gamma}_{kk}}\right)^{m_{kk}} \sum_{a=0}^{m_{sk}-1} \sum_{b=0}^a \left(\frac{\Gamma(b+m_{kk})}{b!(a-b)!}\right) \\ &\quad \times \left(\frac{m_{sk}}{\bar{\gamma}_{sk}}\Upsilon_T\right)^a \exp\left(-\frac{m_{sk}}{\bar{\gamma}_{sk}}\Upsilon_T\right) \left(\frac{m_{kk}}{\bar{\gamma}_{kk}} + \frac{m_{sk}}{\bar{\gamma}_{sk}}\Upsilon_T\right)^{-b-m_{kk}}. \end{aligned} \quad (\text{A4})$$

## 附录 B 引理 2 证明

利用下不完全 Gamma 函数级数形式  $\gamma(\alpha, x) = \sum_{n=0}^\infty \frac{(-1)^n x^{\alpha+n}}{n!(\alpha+n)}$  [21, 8.354.1], 可将  $\Pr(\Upsilon_{(s,k) \rightarrow d} < \Upsilon_T | \gamma_{sd})$  作如下展开:

$$\begin{aligned} \Pr(\Upsilon_{(s,k) \rightarrow d} < \Upsilon_T | \gamma_{sd}) &= \frac{\gamma\left(m_{kd}, \frac{m_{kd}}{\bar{\gamma}_{kd}}(\Upsilon_T - \gamma_{sd})\right)}{\Gamma(m_{kd})} \\ &= \sum_{n_k=0}^\infty \frac{(-1)^{n_k} \left(\frac{m_{kd}}{\bar{\gamma}_{kd}}(\Upsilon_T - \gamma_{sd})\right)^{m_{kd}+n_k}}{\Gamma(m_{kd}) n_k! (m_{kd} + n_k)} \\ &= \sum_{n_k=0}^\infty \sum_{l_k=0}^{m_{kd}+n_k} \frac{(-1)^{m_{kd}+2n_k-l_k} \Upsilon_T^{l_k} (m_{kd} + n_k - 1)!}{\Gamma(m_{kd}) n_k! l_k! (m_{kd} + n_k - l_k)!} \left(\frac{m_{kd}}{\bar{\gamma}_{kd}}\right)^{m_{kd}+n_k} \gamma_{sd}^{m_{kd}+n_k-l_k} \\ &= \sum_{n_k=0}^\infty \sum_{l_k=0}^{m_{kd}+n_k} B_{n_k l_k} \gamma_{sd}^{m_{kd}+n_k-l_k}, \end{aligned} \quad (\text{B1})$$

其中

$$B_{n_k l_k} = \frac{(-1)^{m_{kd}+2n_k-l_k} \Upsilon_T^{l_k} (m_{kd} + n_k - 1)!}{\Gamma(m_{kd}) n_k! l_k! (m_{kd} + n_k - l_k)!} \left(\frac{m_{kd}}{\bar{\gamma}_{kd}}\right)^{m_{kd}+n_k}.$$

将式 (B1) 代入式 (19), 条件中断概率  $\Pr\{\text{outage}|\mathcal{A}\}$  可以重写为

$$\begin{aligned}
\Pr\{\text{outage}|\mathcal{A}\} &= \int_0^{\Upsilon_T} \left\{ \prod_{k \in \mathcal{A}} \Pr\{\gamma_{kd} < \Upsilon_T - x | \gamma_{sd} = x\} \right\} f_{\gamma_{sd}}(x) dx \\
&= \int_0^{\Upsilon_T} \left\{ \prod_{k \in \mathcal{A}} \left( \sum_{n_k=0}^{\infty} \sum_{l_k=0}^{m_{kd}+n_k} B_{n_k l_k} x^{m_{kd}+n_k-l_k} \right) \right\} f_{\gamma_{sd}}(x) dx \\
&= \int_0^{\Upsilon_T} \left( \sum_{n_{k_1}=0}^{\infty} \sum_{l_{k_1}=0}^{m_{k_1 d}+n_{k_1}} \cdots \sum_{n_{k_{|\mathcal{A}|}}=0}^{\infty} \sum_{l_{k_{|\mathcal{A}|}}=0}^{m_{k_{|\mathcal{A}|} d}+n_{k_{|\mathcal{A}|}}} \left\langle \prod_{i=1}^{|\mathcal{A}|} B_{n_{k_i} l_{k_i}} x^{m_{k_i d}+n_{k_i}-l_{k_i}} \right\rangle \right) f_{\gamma_{sd}}(x) dx \\
&= \int_0^{\Upsilon_T} \left( \widetilde{\sum} \left\langle \prod_{i=1}^{|\mathcal{A}|} B_{n_{k_i} l_{k_i}} \right\rangle \right) x^{\sum_{j=1}^{|\mathcal{A}|} m_{k_j d}+n_{k_j}-l_{k_j}} f_{\gamma_{sd}}(x) dx. \tag{B2}
\end{aligned}$$

利用文献 [21, 3.381.9] 求解关于  $x$  的积分, 可以得到

$$\begin{aligned}
\Pr\{\text{outage}|\mathcal{A}\} &= \int_0^{\Upsilon_T} \left\{ \prod_{k \in \mathcal{A}} \Pr\{\gamma_{kd} < \Upsilon_T - x | \gamma_{sd} = x\} \right\} f_{\gamma_{sd}}(x) dx \\
&= \frac{1}{\Gamma(m_{sd})} \left( \frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{m_{sd}} \int_0^{\Upsilon_T} \left( \widetilde{\sum} \left\langle \prod_{i=1}^{|\mathcal{A}|} B_{n_{k_i} l_{k_i}} \right\rangle \right) \\
&\quad \times x^{(m_{sd}-1)+\sum_{j=1}^{|\mathcal{A}|} m_{k_j d}+n_{k_j}-l_{k_j}} \exp\left(-\frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}} x\right) dx \\
&= \frac{1}{\Gamma(m_{sd})} \left( \widetilde{\sum} \left\langle \prod_{i=1}^{|\mathcal{A}|} B_{n_{k_i} l_{k_i}} \right\rangle \right) \frac{\gamma\left(m_{sd} + \sum_{j=1}^{|\mathcal{A}|} m_{k_j d} + n_{k_j} - l_{k_j}, \frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}} \Upsilon_T\right)}{\left(\frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)^{\sum_{j=1}^{|\mathcal{A}|} m_{k_j d}+n_{k_j}-l_{k_j}}}. \tag{B3}
\end{aligned}$$

## On the relay selection scheme for full-duplex DF relaying over Nakagami- $m$ fading channels

Yurong WANG, Youyun XU, Lei ZHU\*, Kui XU & Xianli SHEN

College of Communication Engineering, PLA University of Science and Technology, Nanjing 210007, China

\*E-mail: lgdxzhulei@sina.com

**Abstract** This paper studies the relay selection scheme for full-duplex decode-and-forward relaying. In contrast to the traditional scheme, where the signal from a direct link is treated as interference, the proposed scheme exploits the direct link to improve performance. By investigating the signal-to-interference-plus-noise ratios (SINRs) at the relay and the destination, the exact expression of outage probability for the FDR protocol with a proposed relay selection scheme is derived in closed-form over Nakagami- $m$  fading channels. To understand the effect of system parameters, the asymptotic outage performance in the high signal-to-noise ratio regime is analyzed. Theoretical results show that the achievable diversity of the proposed scheme depends on the shape factors of fading channels and the power scaling scheme of the relays. Moreover, simulation results show that the proposed relay selection scheme achieves better outage performance when compared with traditional schemes, and is robust to the residual self-interference caused by the full-duplex operation.

**Keywords** full-duplex relaying, relay selection, Nakagami- $m$ , outage probability, diversity



**Yurong WANG** was born in 1990. She received her B.E. in computer science and technology from Beijing Institute of Technology (BIT), Beijing, in 2013. Currently she is working toward an M.S. in information and communication engineering at PLA University of Science and Technology (PLAUST), Nanjing. Her research interests include full-duplex communication, massive MIMO systems, and broadband wireless communications.



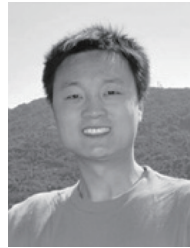
**Youyun XU** was born in 1966. He received his Ph.D. in information and communication engineering from Shanghai Jiao Tong University (SJTU), Shanghai, in 1999. Currently he is a professor at the Institute of Communication Engineering, PLA University of Science and Technology (PLAUST), Nanjing. He is also a part-time professor at the Institute of Wireless Communication Technology of Shanghai Jiao

Tong University (SJTU), China. His research interests focus on new-generation wireless mobile communication systems (IMT advanced and related), advanced channel coding and modulation techniques, multi-user information theory and radio resource management, wireless sensor networks, and cognitive radio networks.



**Lei ZHU** was born in 1973. He received his B.S. in telecommunications and M.S. in communications and electronic system from the Nanjing Institute of Communications Engineering, PLA University of Science and Technology (PLAUST), Nanjing, China, in 1996 and 1999, respectively, and his Ph.D. in communications and information system from the PLA University of Science and Technology (PLAUST),

Nanjing, in 2002. He is currently a professor at the PLA University of Science and Technology. His research interests include signal processing for communications, network management and planning optimization, and modeling and simulation of complex systems.



**Kui XU** was born in 1982. He received his B.S. in wireless communications from the PLA University of Science and Technology (PLAUST), Nanjing, China, in 2004, and his Ph.D. in software-defined radio from the PLA University of Science and Technology, Nanjing, China, in 2009. Currently he is a lecturer in the College of Communications Engineering, PLA University of Science and Technology (PLAUST).

Since December 2013 he has been a postdoctoral fellow at the PLA University of Science and Technology. His research interests include broadband wireless communications, signal processing for communications, network coding, and wireless communication networks.