

非对称信道下解码转发协作网络性能分析^①

郑丽娜^{②***} 郭卫栋^{*} 刘 璐^{***} 刘玉玺^{*} 许宏吉^{***}

(^{*} 山东大学信息科学与工程学院 济南 250100)

(^{**} 东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘 要 针对非对称独立非同分布信道下的协作通信网络,进行了系统性能分析,系统信源-中继链路服从莱斯分布,中继-信宿链路服从瑞利分布。系统采用解码转发(DF)协议,并且从 M 个可用中继节点中选择性能排序位于第 N 优的中继节点转发信号。推导出了信宿端瞬时信噪比(SNR)的概率密度函数(PDF),并基于此函数给出了平均误符号率(SER)和信道容量的表达式。表达式适用于任意的 M 或 N 。仿真结果显示理论性能与实际性能很好吻合,验证了理论分析的正确性,并且表明第二跳参数是决定系统性能的关键。

关键词 选择协作,非对称信道,独立非同分布,解码转发,莱斯衰落

0 引 言

无线网络通过中继协作传输,可以有效利用网络的广播特性实现空间分集,改善通信质量。同时,各单天线用户可转发来自信源的信息,从而获得空域分集增益。此项技术不仅是传统意义下基站和移动用户间的直接通信,而且融合了分集方案与中继传输的技术优势,使传统通信网络实现了多天线与多跳传输的性能增益^[1-3]。

对于解码转发(decode and forward, DF)协议,中继节点在转发过程中不仅需要再次生成原始的二进制信息,而且需要对信息进行编码操作。除了分集增益,通过解码再编码还可获得额外的编码增益,因此 DF 得到广泛应用^[4, 5]。在多中继网络中,中继选择可以在保持系统的分集阶数不变的前提下有效地节省系统占用的频谱资源。然而在实际系统中,由于负载平衡等问题,最佳中继有可能变得不可用,此时会选择性能次优的中继节点,甚至是性能第 N 优的节点。文献[6]研究了瑞利信道下选择性能第 N 优中继节点的协作网络性能,但信源-中继节点链路和中继节点-信宿链路是对称信道。由于场景的

多样性,实际信道通常是非对称的,不同的信道服从不同的分布。在文献[7]中,信源-中继链路服从瑞利分布,中继-信宿链路服从固定增益的加性高斯白噪声分布。莱斯分布用于模拟存在视距(line of sight, LoS)路径和散射路径的场景。LoS 路径可用于仿真微蜂窝网络或者室内广播。即使没有 LoS 路径,莱斯分布比瑞利分布更能与实测数据吻合。目前只有少数协作通信的研究是在莱斯信道环境下^[8, 9],并且以往多中继模型中,同一跳的各条链路大都是独立同分布的,这种假设同样也是不合理的。

本文主要研究基于非对称和独立非同分布信道的 DF 多中继协作网络,从 M 个可用的中继节点中选择性能排序位于第 N 的中继节点转发信号。信源到中继节点的链路服从莱斯分布,中继节点到信宿服从瑞利分布。通过信宿端瞬时信噪比(signal to noise ratio, SNR)的概率密度函数(probability density function, PDF)推导出系统平均误符号率(symbol error rate, SER)和信道容量的表达式。

1 系统模型

本文考虑多中继协作的通信系统模型,包含一

① 高等学校科技创新工程重大项目培育资金(708059),山东省自然科学基金(ZR2011FM027),山东大学自主创新基金(2012TS082, 2012ZD035, 2010JC007),移动通信国家重点实验室开放基金(2010D10)和综合业务网国家重点实验室开放基金(ISN-12-10)资助项目。

② 女,1980 年生,博士;研究方向:无线网络协议及协作通信;联系人,E-mail: zhenglina@sdu.edu.cn
(收稿日期:2012-02-16)

个信源 S、一个信宿 D 及多个中继 $R_i (i = 1, 2, \dots, M)$, 如图 1 所示。中继节点使用 DF 协议, S 与 D 之间没有直达链路。S - R_i 以及 R_i - D 之间的信道

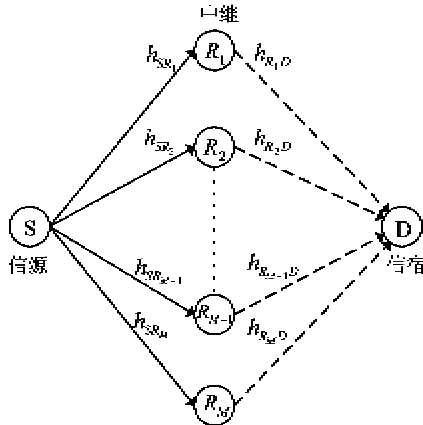


图 1 非对称信道解码转发协作系统模型

衰落系数分别表示为 h_{SR_i} 和 h_{R_iD} , 在 R_i 和 D 端的接收信噪比记作 γ_{SR_i} 和 γ_{R_iD} 。假设所有链路均为平坦的独立慢衰落信道, S - R_i 服从莱斯分布, R_i - D 服从瑞利分布, 并且均值为 0, 方差为 N_0 的加性高斯白噪声存在于各个信道之中。由瑞利分布特性可知, γ_{R_iD} 服从参数为 $1/\bar{\gamma}_{R_iD}$ 指数分布, $\bar{\gamma}_{R_iD} = E(h_{R_iD}^2) P_R / N_0$ 表示 γ_{R_iD} 的均值。 P_R 为 R_i 的发射能量。 $E(\cdot)$ 为数学期望。 γ_{SR_i} 的 PDF 可表示为

$$f_{\gamma_{SR_i}}(\gamma) = \frac{(K_i + 1) \exp(-K_i)}{\bar{\gamma}_{SR_i}} \exp\left[-\frac{(K_i + 1)\gamma}{\bar{\gamma}_{SR_i}}\right] \cdot I_0\left(2\sqrt{\frac{K_i(K_i + 1)\gamma}{\bar{\gamma}_{SR_i}}}\right) \quad (1)$$

其中, K_i 称为莱斯因子, 即 LoS 分量和散射分量的能量比值。 $I_0(\cdot)$ 为第一类零阶修正贝塞尔函数。 $\bar{\gamma}_{SR_i} = E(h_{SR_i}^2) P_S / N_0$ 是 γ_{SR_i} 的均值, P_S 是信源的发射能量。为了简化性能分析的计算, 我们用无穷级数来代替 $I_0(\cdot)$ (文献[10], Eq. (8.447-1)), 由此可得

$$f_{\gamma_{SR_i}}(\gamma) = \sum_{l=0}^{\infty} \frac{\exp(-K_i)}{K_i(l!)^2} \exp\left[-\frac{(K_i + 1)\gamma}{\bar{\gamma}_{SR_i}}\right] \left(\frac{K_i(K_i + 1)}{\bar{\gamma}_{SR_i}}\right)^{l+1} \gamma^l \quad (2)$$

假设系统采用时分复用, 则通信过程分为 2 个时隙。第一个时隙中, S 广播信号序列到所有的中继节点。我们把正确解码信源信号的节点作为一个集合 (ω), 则性能第 N 优的中继 R_b 可以表示为 $b = N \text{th max}_{i: R_i \in \omega} \{\gamma_{R_iD}\}$ 。第二个时隙时, 只有 R_b 转发信

号到信宿。如果 ω 中的元素个数小于 N , 则所有的中继在这个时隙都不转发信号。我们定义所有中继节点组成的集合为 Ω , 则 $\Omega = \{R_1, R_2, \dots, R_M\}$ 。容易看出, ω 是 Ω 的一个子集, 即 $\omega \subseteq \Omega$ 。对于有 M 个元素的集合 Ω 来说, 有 2^M 个子集, 则在这些子集中有 $\binom{M}{N} + \binom{M}{N+1} + \dots + \binom{M}{M}$ 个集合是元素个数不小于 N 的。如果 ω 是这些集合之一, 则第二个时隙会有一个中继转发信号, 否则就不转发。这些集合可以记作 $\omega_j^W, j = 1, 2, \dots, \binom{M}{W}, W = N, N+1, \dots, M$, 表示集合中包含 W 个元素 ($W \geq N$) 的集合有 $\binom{M}{W}$ 个。

2 系统性能分析

2.1 信宿端瞬时信噪比的概率密度函数

假设解码正确的中继集合为 ω_j^W (非空), 根据本文所提出的中继选择规则, 信宿端的信噪比可以记作 $\gamma_{j,W}^N = N \text{th max}_{i: R_i \in \omega_j^W} \{\gamma_{R_iD}\}$ 。为了计算 $\gamma_{j,W}^N$ 的 PDF, 我们假设某个 ω_j^W 中的 W 个元素分别为 $\gamma_1^W, \gamma_2^W, \dots, \gamma_W^W$, 将这些元素按照降序排列。设 $f_q(\gamma)$ 和 $F_q(\gamma)$ 分别表示 $\gamma_q^W (q = 1, 2, \dots, W)$ 的 PDF 和累积概率分布函数 (cumulative distribution function, CDF), 则 ω_j^W 中第 N 大的元素的 PDF 可以表示为^[11]

$$f_{\gamma_{j,W}^N}(\gamma) = \sum_{g=1}^W f_g(\gamma) \sum_{\substack{v_1, v_2, \dots, v_{W-1} \\ \text{满足 B}}} \left(\prod_{t=1}^{W-N} F_{v_t}(\gamma) \prod_{t=W-N+1}^{W-1} (1 - F_{v_t}(\gamma)) \right) \quad (3)$$

条件 B 定义为 $v_1, v_2, \dots, v_{W-1} \in \{1, 2, \dots, W\} - \{g\}$, $v_1 \neq v_2 \neq \dots \neq v_{W-1}, v_1 < v_2 < \dots < v_{W-N}, v_{W-N+1} < v_{W-N} < \dots < v_{W-1}$ 。当 $N = W$ 时, $\prod_{t=1}^{W-N} F_{v_t}(\gamma) = 1$; 当

$N = 1$ 时, $\prod_{t=W-N+1}^{W-1} (1 - F_{v_t}(\gamma)) = 1$ 。

由于所有的中继-信宿链路均服从瑞利分布, 所以 $f_q(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}_q^W} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_q^W}\right), F_q(\gamma) = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_q^W}\right), \bar{\gamma}_q^W$ 为 γ_q^W 的均值。利用 $f_q(\gamma)$ 和 $F_q(\gamma)$, 可以把式(3)中的各部分改写为

$$\prod_{t=W-N+1}^{W-1} (1 - F_{v_t}(\gamma)) = \prod_{t=W-N+1}^{W-1} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{v_t}^W}\right) \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \prod_{i=1}^{W-N} F_{v_i}(\gamma) &= \prod_{i=1}^{W-N} \left(1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_{v_i}}\right)\right) \\ &= 1 + \sum_{k=1}^{W-N} (-1)^k \sum_{1 \leq \lambda_1 \leq \lambda_2 \leq \dots \leq \lambda_{W-N}} \prod_{p=1}^k \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_{v_{\lambda_p}}}\right) \end{aligned} \quad (5)$$

将式(4)和(5)代入式(3), $\gamma_{j,w}^N$ 的 PDF 可以表示为

$$\begin{aligned} f_{\gamma_{j,w}^N}(\gamma) &= \sum_{g=1}^W \frac{1}{\gamma_g^W} \sum_{\substack{v_1, v_2, \dots, v_{W-1} \\ \text{满足B}}} \exp(-\gamma\mu) + \sum_{k=1}^{W-N} (-1)^k \sum_{1 \leq \lambda_1 \leq \lambda_2 \leq \dots \leq \lambda_{W-N}} \exp(-\gamma\eta_k) \end{aligned} \quad (6)$$

$$\text{其中, } \mu = \sum_{i=W-N+1}^{W-1} \frac{1}{\gamma_{v_i}}, \quad \eta_k = \sum_{p=1}^k \frac{1}{\gamma_{v_{\lambda_p}}} + \mu.$$

2.2 正确解码中继集合的概率分析

根据定义和文献[12], 每个正确解码集合 ω_j^W 的概率可以表示为

$$\Pr(\omega_j^W) = \prod_{i: R_i \in \omega_j^W} (1 - \Pr(\mathcal{E}^{S-R_i})) \prod_{i: R_i \notin \omega_j^W} \Pr(\mathcal{E}^{S-R_i}) \quad (7)$$

其中, $\mathcal{E}^{S-R_i}$ 表示 $S-R_i$ 链路发生解码错误。在平坦衰落的信道下, 平均 SER 可以通过对条件错误概率 $P(e | \gamma_{SR_i})$ 求均值得到, 即

$$\Pr(\mathcal{E}^{S-R_i}) = \int_0^\infty P(e | \gamma_{SR_i}) f_{\gamma_{SR_i}}(\gamma) d\gamma \quad (8)$$

在实际系统中, $P(e | \gamma_{SR_i}) = a \times \text{erfc}(\sqrt{b\gamma})$,

$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty \exp(-t^2) dt$, 参数 (a, b) 是由调制方式决定的。将式(2)代入式(8), 可得

$$\Pr(\mathcal{E}^{S-R_i}) = \sum_{l=0}^\infty \frac{a \exp(-K_i)}{K_i (l!)^2} \left(\frac{K_i (K_i + 1)}{\gamma_{SR_i}} \right)^{l+1} \Psi_l(\gamma) \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \Psi_l &= \int_0^\infty \text{erfc}(\sqrt{b\gamma}) \exp\left[-\frac{(K_i + 1)\gamma}{\gamma_{SR_i}}\right] \gamma^l d\gamma \\ &= \frac{\gamma_{SR_i}}{K_i + 1} \left\{ l\psi_{l-1}(\gamma) - \frac{\sqrt{b}}{\sqrt{\pi}} \frac{\Gamma\left(\frac{2l+1}{2}\right)}{\left[\frac{b\gamma_{SR_i}}{\gamma_{SR_i}} + (K_i + 1)\right]^{\frac{2l+1}{2}}} \right\} \end{aligned} \quad (10)$$

当 $l = 0$ 时, 可以得到 Ψ_0 如下:

$$\Psi_0 = \frac{\gamma_{SR_i}}{K_i + 1} \left(1 - \sqrt{\frac{b\gamma_{SR_i}}{b\gamma_{SR_i} + (K_i + 1)}} \right) \quad (11)$$

在误差允许范围内, 通过对无穷级数进行截断, 并使用上述迭代公式, 我们就可以得出 $\Pr(\mathcal{E}^{S-R_i})$ 的表达式。

将 $\Pr(\mathcal{E}^{S-R_i})$ 的表达式代入式(7), 可以得到每一个 ω_j^W 的表达式, 作为一种特殊情况, 当 $\omega_j^W = \emptyset$ 时, 可得到

$$\Pr(\emptyset) = \prod_{i: R_i \in \Omega} \Pr(\mathcal{E}^{S-R_i}) \quad (12)$$

2.3 平均误符号率

根据系统设计, 系统平均误符号率可表示为

$$\begin{aligned} P(e) &= \Pr(\emptyset) + \sum_{W=1}^{N-1} \sum_{j=1}^{\binom{M}{W}} \Pr(\omega_j^W) \\ &\quad + \sum_{W=N}^M \sum_{j=1}^{\binom{M}{W}} \Pr(\omega_j^W) P(e | \omega_j^W) \end{aligned} \quad (13)$$

式中, 第一项与第二项之和表示当 ω_j^W 中元素小于 N 时, 平均误符号率为 1。第三项表示当正确解码集合中的元素个数不小于 N 时, 符号传输发生错误的概率。 $P(e | \omega_j^W)$ 表示当解码正确集合为 ω_j^W 时的条件 SER。与式(8)类似, 我们可以得到 $P(e | \omega_j^W)$ 如下:

$$\begin{aligned} P(e | \omega_j^W) &= \sum_{g=1}^W \frac{1}{\gamma_g^W} \sum_{\substack{v_1, v_2, \dots, v_{W-1} \\ \text{满足B}}} \left(\frac{a}{\mu} \left(1 - \sqrt{\frac{b}{\mu + b}} \right) + \sum_{k=1}^{W-N} (-1)^k \right. \\ &\quad \left. \sum_{1 \leq \lambda_1 \leq \lambda_2 \leq \dots \leq \lambda_{W-N}} \frac{a}{\eta_k} \left(1 - \sqrt{\frac{b}{\eta_k + b}} \right) \right) \end{aligned} \quad (14)$$

将式(7)、(9)、(12)和(14)代入式(13), 即可得出平均误符号率的表达式。

2.4 信道容量

类似上一部分的分析, 我们可以得到平均信道容量的表达式为

$$C = \sum_{W=N}^M \sum_{j=1}^{\binom{M}{W}} \Pr(\omega_j^W) \overline{E}(\log_2(1 + \gamma_{j,w}^W) | \omega_j^W) \quad (15)$$

从上式可见, 式(15)比式(13)缺少两项, 这是因为当正确解码集合元素个数小于 N 时, 系统平均系统容量为 0。 T_1 表示当正确解码集合为 ω_j^W 时的平均信道容量。根据 $\gamma_{j,w}^N$ 的 PDF 和文献[10]中的公式(4.337.1), 我们可以得到

$$\begin{aligned} T_1 &= \sum_{g=1}^W \frac{1}{\gamma_g^W} \sum_{\substack{v_1, v_2, \dots, v_{W-1} \\ \text{满足B}}} \left(\frac{1}{\mu} \exp(\mu) E_1(\mu) \right. \\ &\quad \left. + \sum_{k=1}^{W-N} (-1)^k \sum_{1 \leq \lambda_1 \leq \lambda_2 \leq \dots \leq \lambda_{W-N}} \frac{1}{\eta_k} \exp(\eta_k) E_1(\eta_k) \right) \end{aligned} \quad (16)$$

其中, $E_1(x) = \int_x^\infty t^{-1} \exp(-t) dt$ 为指数积分函数

(文献[13], Eq. (5.1.1))。将式(7)和(16)代入式(15),就可以得到平均信道容量的表达式。

3 仿真结果与性能比较

本部分中,我们对提出的模型进行 Matlab 仿真,以验证理论分析的正确性,并分析参数对系统性能的影响。仿真采用二进制相移键控(binary phase shift keying, BPSK)调制方式($a = 0.5$, $b = 1$);无穷级数取前 20 项($l = 20$);信源和所有中继采用相同的发射能量。

图 2 和图 3 表示 M 和 N 取不同值时 SER 和信道容量。假设所有的 $S-R_i$ 信道独立同分布, $K_i = 1$ dB, 散射分量均值为 0, 方差为 1。所有的 R_i-D 独立非同分布, 参数设置如下: 当 $M = 2$ 时, $E(h_{R_1D}^2) = 2$, $E(h_{R_2D}^2) = 3$; 当 $M = 3$ 时, $E(h_{R_1D}^2) = 2$, $E(h_{R_2D}^2) = 3$, $E(h_{R_3D}^2) = 4$; 当 $M = 4$ 时, $E(h_{R_1D}^2) = 2$, $E(h_{R_2D}^2) = 3$, $E(h_{R_3D}^2) = 4$, $E(h_{R_4D}^2) = 5$ 。从图中

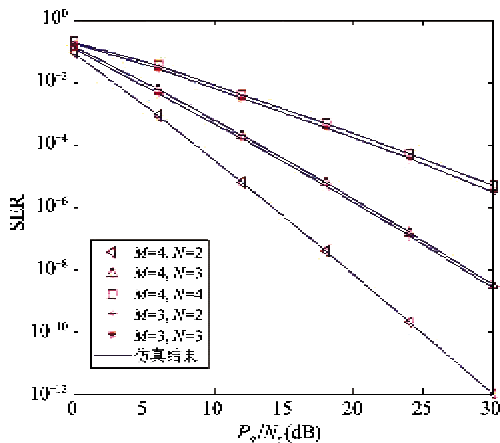


图 2 不同 M 和 N 时的 SER

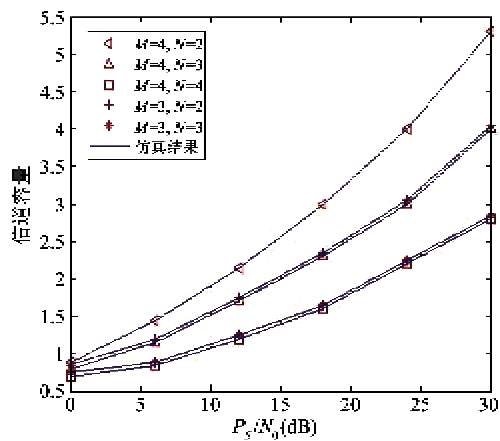


图 3 不同 M 和 N 时的信道容量

可以看出,当取无穷级数前 20 项时,在不同信噪比下,理论值和仿真值吻合得很好,从而验证了理论推导的正确性。并且, SER 的值与 M 的值成反比,与 N 的值成正比;信道容量的值与 M 的值成正比,与 N 的值成反比。从仿真曲线的近似平行性可以看出,在我们所设的参数模型下, M 改变 1 或者 N 改变 1, 信道容量或 SER 改变的值基本相同,即 M 和 N 对 SER 和信道容量的影响几乎一致。通过仿真表明,当 $E(h_{R_iD}^2)$ 取不同的其它值时, M 和 N 对系统性能的影响与本文的参数设置具有类似的趋势。

鉴于仿真值和理论值吻合,我们在后面分析中省略了理论值。图 4 将两种非对称信道和两种对称信道的 SER 进行了比较,参数设置为: $M = 4$, $N = 3$ 。所有的瑞利信道都独立非同分布并且 $E(h_{R_iD}^2) = i$ ($i = 1, 2, \dots, M$)。所有的莱斯信道直射分量的幅度都为 1, 第 i 个信道散射分量的方差为 i 。从图中可以看出,在莱斯信道散射分量和瑞利信道具有相同的方差的情况下,莱斯信道具有更好的性能,因为莱斯信道还存在直射分量。还可以看出,对于 DF 协作来说,第二跳的参数是决定系统性能的关键,这是由 DF 的本质决定的,因为 DF 存在对信宿的信息进行二次生成的过程。

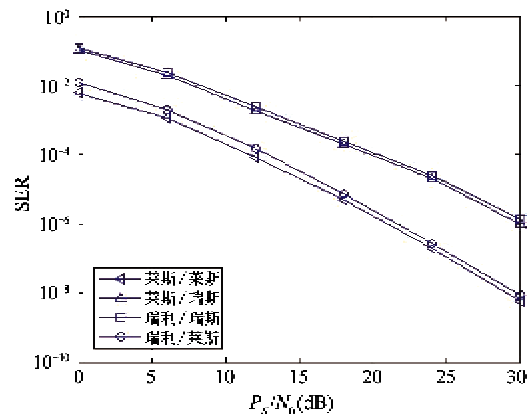


图 4 不同信道下的 SER

4 结论

本文研究了在非对称非同分布信道下 DF 网络的中继选择性能,所选中继节点在性能排序中位于第 N 优的位置。通过分析信宿的瞬时 SNR 的概率密度函数,得出了系统的平均 SER 和信道容量。仿真结果表明,莱斯信道比瑞利信道具有更好的性能,并且第二跳参数比第一跳更能决定系统性能。

参考文献

- [1] Laneman J N, Tse D N C, Wornell G W. Cooperative diversity in wireless networks; efficient protocols and outage behavior. *IEEE Trans Inform Theory*, 2004, 50 (12): 3062-3080
- [2] Shah V, Mehta N B, Yim R. The relay selection and transmission trade-off in cooperative communication systems. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2010, 9 (8): 2505-2515
- [3] 唐伦, 刘通, 陈前斌等. Two-way 中继系统协作节点选择及功率分配策略. 电子与信息学报, 2010, 32 (9): 2077-2082
- [4] Yang T, Yuan J H. Performance of iterative decoding for superposition modulation-based cooperative transmission. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2010, 9 (1): 51-59
- [5] 柯峰, 冯穗力, 胡洁等. DF 协作中继网络基于买者/卖者博弈的中继选择和功率分配策略. 电子与信息学报, 2010, 32 (8): 1920-1925
- [6] Ikki S S, Ahmed M H. On the performance of cooperative-diversity networks with the N th best-relay selection scheme. *IEEE Trans Commun*, 2010, 58 (11): 3062-3069
- [7] Katz M, Shamai S. Relaying protocols for two collocated users. *IEEE Trans Inform Theory*, 2006, 52: 2329-2344
- [8] Suraweera H A, Louie R H Y, Li Y, et al. Two hop amplify-and-forward transmission in mixed Rayleigh and Rician fading channels. *IEEE Commun Lett*, 2009, 13 (4): 227-229
- [9] Xu W, Zhang J, Zhang P. Performance analysis of dual-hop amplify-and-forward relay system in mixed Nakagami-m and Rician fading channels. *Electronics Letters*, 2010, 46 (17): 1231-1232
- [10] Gradshteyn I S, Ryzhik I M. Table of Integrals, Series and Products. edition 5th. San Diego, CA: Academic Press, 1994. 919
- [11] Vaughan R J, Venables W N. Permanent expressions for order statistics densities. *Journal of Royal Statistical Society Series B*, 1972, 34(2): 308-310
- [12] Chen H, Liu J, Zheng L, et al. An improved selection cooperation scheme for decode-and-forward relaying. *IEEE Commun Lett*, 2010, 14 (12): 1143-1145
- [13] Abramowitz M, Stegun I A. Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables. edition 9th. New York: Dover, 1970. 228

Performance analysis of decode and forward cooperative networks over asymmetric fading channels

Zheng Lina^{***}, Guo Weidong^{*}, Liu Ju^{***}, Liu Yuxi^{*}, Xu Hongji^{***}

(^{*} School of Information Science and Engineering, Shandong University, Jinan 250100)

(^{**} National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing, 210096)

Abstract

The selection cooperation performance of a cooperative communication network over asymmetric independent and non-identical distributed fading channels was analyzed, where source-relay channels experience Rician fading and relay-destination channels experience Rayleigh fading. The decode and forward (DF) protocol was adopted and the N th best relay was selected from M available relays. First, the probability density function (PDF) for the instantaneous signal-to-noise ratio (SNR) at the destination was derived. Then, it was used to derive the expressions for channel capacity and the average symbol error rate (SER). The results hold for arbitrary M or N . Finally, the simulations were carried out to verify the correctness of the theoretical analysis. The results show that the parameters of the second hop are critical factors of the system.

Key words: selection cooperation, asymmetric fading channel, independent and non-identical distribution, decode and forward, Rician fading