

# 基于中继放大转发的多天线基站下行传输性能分析

李光平<sup>1,2</sup>, 张广驰<sup>1</sup>, 崔 苗<sup>3</sup>, 冯久超<sup>2</sup>

(1. 广东工业大学信息工程学院, 广东广州 510006; 2. 华南理工大学电子与信息学院, 广东广州 510641;  
3. 中国电子科技集团公司第7研究所, 广东广州 510310)

**摘要:** 研究基站具有多根天线、中继与用户具有单天线的中继放大转发多用户系统, 利用正交空时分组编码和机会主义调度策略同时获得空间分集和多用户分集. 针对自适应增益和固定增益转发策略, 首先导出独立不同分布瑞利衰落系统中断概率和误码率的闭合表达式; 随后根据高信噪比下系统的渐近性能确定系统的分集阶数, 分析空间分集和多用户分集对系统性能的综合影响, 并与单跳多天线基站下行传输系统进行性能比较; 最后利用计算机仿真验证理论分析结果的正确性.

**关键词:** 多天线系统; 无线中继转发系统; 正交空时分组编码; 多用户分集

**中图分类号:** TN911.5      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2013)07-1305-08

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.07.010

## Performance Analysis of Downlink Systems with a Multi-Antenna Base Station Based on Amplify-and-Forward Relaying Strategy

LI Guang-ping<sup>1,2</sup>, ZHANG Guang-chi<sup>1</sup>, CUI Miao<sup>3</sup>, FENG Jiu-chao<sup>2</sup>

(1. Faculty of Information Engineering, Guangdong University of Technology, Guangzhou, Guangdong 510006, China;  
2. School of Electronic and Information Engineering, South China University of Technology, Guangzhou, Guangdong 510641, China;  
3. China Electronics Technology Group Corporation No.7 Research Institution, Guangzhou, Guangdong 510310, China)

**Abstract:** A multiuser Amplify-and-Forward (AF) relay system is considered in which the source is equipped with multiple antennas, while the relay and each of multiple destinations have a single antenna. Orthogonal Space-Time Block Coding (OSTBC) is employed to achieve spatial diversity and opportunistic scheduling is used to obtain multiuser diversity. Closed-form expressions for outage probability and average Symbol Error Rate (SER) in independent but not identically distributed (i. n. i. d.) Rayleigh fading multiuser environments are derived for adaptive-gain and fixed-gain relaying methods. Asymptotic expressions for outage probability and average SER at high SNR are presented and used to determine the diversity order of the two relaying systems. The combined effect of spatial and multiuser diversity is quantified for the proposed system. Monte Carlo simulations demonstrate the accuracy of the analyses presented. Comparisons among the relaying methods and multiuser point-to-point systems are provided along with insights.

**Key words:** multiple-antenna systems; wireless relaying systems; Orthogonal Space-Time Block Code (OSTBC); multiuser diversity

### 1 引言

多天线技术利用空间分集改善了无线通信链路的可靠性. 正交空时分组编码 (OSTBC) 作为一种空间分集策略由于不需要信道的反馈信息及其简单的解码引起了企业界和研究机构广泛的兴趣<sup>[1]</sup>.

尽管多天线系统极大地增加了无线通信链路物理层的性能<sup>[2]</sup>, 无线通信另一个重要问题是如何获得足够

大的网络覆盖. 中继转发技术在无需增加发射端功率的前提下延伸了网络的覆盖范围<sup>[3~5]</sup>. 中继转发通常分为放大转发 (AF) 和解码转发 (DF). 放大转发是一种简单的中继转发策略, 即中继只是放大来自发射端的信号, 然后不做基带信号处理转发给接收端. 解码转发指的是中继解码来自发射端的信号, 然后再重新编码转发给接收端. AF 中继又可根据增益控制方式分为自适应增益和固定增益转发. 由于放大转发简单、易于配置和扩展,

本文采用了放大转发的策略.

文献[6~13]研究了信源利用 OSTBC、中继放大转发多天线系统在不同衰落下的性能.文献[6~13]均只考虑了单用户的情形.文献[14~19]分析了中继转发多用户系统的性能.然而,以上文献或假定了每个结点只有单根天线,或信源没有利用 OSTBC 发射策略.文献[20]分析了信源利用 OSTBC、中继转发多用户多天线系统的性能.然而,文献[20]假定了中继到每个接收端之间的瑞利衰落信道是独立相同分布(i. i. d.)的,由于用户分布在不同的位置,此假定在实际的多用户通信情形下是不现实的.

本文分析了独立不同分布瑞利衰落下中继放大转发多天线基站下行传输的性能.利用 OSTBC 和机会主义调度策略(Opportunistic Scheduling)来分别获得空间分集和多用户分集,本文确定了空间分集和多用户分集对系统的联合影响.具体地,本文做了如下的贡献:(1)推导了自适应和固定增益转发系统中中断概率和误码率的闭合表达式,为衡量系统性能提供有效的理论判据;(2)推导了高信噪比下系统性能的渐近表达式,从而确定了系统的分集阶数;(3)比较了中继转发多用户系统和单跳多用户系统的性能,确定了固定增益转发是中继转发多天线基站下行传输系统中一种低复杂度的方案.

## 2 系统模型

考虑基站有  $M$  根发射天线,中继和  $K$  个用户均只有单根天线的下行链路多用户系统(这种系统也容易应用到当前蜂窝网络下行链路中).假定基站和用户之间相隔较远或存在深衰落,因此基站与用户无法直接通信.为了避免发射和接收电路交叉干扰,采用半双工的信号传输方式,也就是说中继不能在相同的时隙和频率同时发射和接收信号.为了获得空间分集,基站采用了 OSTBC 的发射策略.假定信道在一个符号帧内是不变的,但在帧与帧之间是变化的.在第一个时隙,中继接收到的信号如下:

$$\mathbf{y}_R = \mathbf{h}_{SR}\mathbf{X}_S + \mathbf{n}_R \quad (1)$$

其中  $\mathbf{X}_S$  表示 OSTBC 传输矩阵, $\mathbf{h}_{SR}$  表示从基站到中继的瑞利衰落信道增益向量, $\mathbf{n}_R \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_R^2 \mathbf{I})$  表示中继复高斯噪声向量.在第二个时隙,第  $k$  个用户接收到的信号如下:

$$\mathbf{y}_{D,k} = h_{RD,k}\mathbf{x}_R + \mathbf{n}_{D,k} \quad (2)$$

其中  $h_{RD,k}$  表示从中继到第  $k$  个用户的瑞利衰落信道增益, $\mathbf{n}_{D,k} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_D^2 \mathbf{I})$  表示第  $k$  个用户的复高斯噪声向量, $\mathbf{x}_R = \mathbf{G}\mathbf{y}_R$  表示中继转发的信号向量, $\mathbf{G}$  是中继增益放大因子. $G = \sqrt{P_R/(P_S \|\mathbf{h}_{SR}\|^2/N_S)}$  表示自适应增益转发,其中  $P_S$  和  $P_R$  分别表示基站和中继的功率约束. $G = \sqrt{P_R/(P_S E[\|\mathbf{h}_{SR}\|^2]/N_S)}$  表示固定增益转发,其

中  $E[\cdot]$  表示数学期望.本文同时考虑了自适应增益和固定增益转发.将  $\mathbf{x}_R = \mathbf{G}\mathbf{y}_R$  代入方程式(2)可得:

$$\mathbf{y}_{D,k} = h_{RD,k}\mathbf{G}\mathbf{h}_{SR}\mathbf{X}_S + h_{RD,k}\mathbf{G}\mathbf{n}_R + \mathbf{n}_{D,k}. \quad (3)$$

利用有色噪声下 OSTBC 最大似然检测<sup>[21]</sup>,自适应增益转发系统第  $k$  个用户端到端之间的信噪比如下:

$$\gamma_{A,k} = \frac{1}{R_s} \frac{P_S \|\mathbf{h}_{SR}\|^2 P_R |h_{RD,k}|^2}{N_S \sigma_R^2 \sigma_D^2 + P_R |h_{RD,k}|^2} = \frac{1}{R_s} \frac{\gamma_1 \gamma_{2,k}}{\gamma_1 + \gamma_{2,k}} \quad (4)$$

其中  $\gamma_1 = \frac{P_S \|\mathbf{h}_{SR}\|^2}{N_S \sigma_R^2}$ ,  $\gamma_{2,k} = \frac{P_R |h_{RD,k}|^2}{\sigma_D^2}$ ,  $R_s$  表示 OSTBC 码率.

当系统采用固定增益转发时,第  $k$  个用户端到端之间的信噪比如下:

$$\gamma_{F,k} = \frac{1}{R_s} \frac{P_S \|\mathbf{h}_{SR}\|^2 P_R |h_{RD,k}|^2}{G^2 \sigma_R^2 \sigma_D^2 + P_R |h_{RD,k}|^2} = \frac{1}{R_s C + \gamma_{2,k}} \quad (5)$$

其中  $C = \frac{P_R}{G^2 \sigma_R^2}$  是跟信道衰落方差有关的常数.

为了获得多用户分集,采用机会主义调度策略.用户反馈瞬时信噪比信息给中继,中继选择接收端信噪比最大的用户,然后反馈用户标识给基站.被调度用户的瞬时信噪比如下:

$$\gamma_A = \max_{1 \leq k \leq K} \gamma_{A,k} \quad (6)$$

$$\gamma_F = \max_{1 \leq k \leq K} \gamma_{F,k} \quad (7)$$

其中  $\gamma_A$  表示自适应增益转发系统的信噪比, $\gamma_F$  表示固定增益转发系统的信噪比.由于基站到中继之间的信噪比在一个符号帧内是固定的,上面两个表达式分别等效为<sup>[11]</sup>:

$$\gamma_A = \frac{1}{R_s} \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2} \quad (8)$$

$$\gamma_F = \frac{1}{R_s C + \gamma_2} \quad (9)$$

其中  $\gamma_2 = \max_{1 \leq k \leq K} \gamma_{2,k}$ .

## 3 中断概率和误码率分析

本节分析了自适应增益和固定增益转发多天线下行传输性能,首先利用  $\gamma_1$  和  $\gamma_2$  的统计分布求得  $\gamma_A$  和  $\gamma_F$  的累积分布函数,相应地求得了系统中中断概率的闭合表达式.利用基于累积分布函数的方法,分别推导了自适应和固定增益转发系统误码率的闭合表达式.

**定理 1** 独立不同分布瑞利衰落下自适应增益转发系统接收信噪比的累积分布函数如下:

$$F_{\gamma}^A(\gamma) = 1 + \frac{2}{(M-1)!} \sum_{i=0}^{M-1} \binom{M-1}{i} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^{\binom{K}{k}}$$

$$(-1)^k \left(\frac{MR_S\gamma}{\gamma_1}\right)^{M-\frac{i+1}{2}} \left(\sum_{l=1}^k \frac{R_S\gamma}{\varphi_{k,n,l}}\right)^{\frac{i+1}{2}} \cdot e^{-\left(\frac{MR_S\gamma}{\gamma_1} + \sum_{l=1}^k \frac{R_S\gamma}{\varphi_{k,n,l}}\right)} K_{i+1} \left(2\sqrt{\sum_{l=1}^k \frac{M}{\gamma_1 \varphi_{k,n,l}} R_S\gamma}\right) \quad (10)$$

其中  $K_i(\cdot)$  表示第二类  $i$  阶修正贝塞尔函数<sup>[22]</sup>,  $\varphi_{k,n,l}$  取值如表 1.

表 1  $\varphi_{k,n,l}$  与  $\bar{\gamma}_{RD,k}$  之间关系对应表

$k/n$	$n=1$	$n=2$	...	$n=\binom{K}{k}$
$k=1$	$\varphi_{1,1,1} = \bar{\gamma}_{RD,1}$	$\varphi_{1,2,1} = \bar{\gamma}_{RD,2}$	...	$\varphi_{1,K,1} = \bar{\gamma}_{RD,K}$
$k=2$	$\varphi_{2,1,1} = \bar{\gamma}_{RD,1}$ $\varphi_{2,1,2} = \bar{\gamma}_{RD,2}$	$\varphi_{2,2,1} = \bar{\gamma}_{RD,1}$ $\varphi_{2,2,2} = \bar{\gamma}_{RD,3}$	...	$\varphi_{2,\binom{K}{2},1} = \bar{\gamma}_{RD,K-1}$ $\varphi_{2,\binom{K}{2},2} = \bar{\gamma}_{RD,K}$
...	...	...	...	...
$k=K-1$	$\varphi_{K-1,1,1} = \bar{\gamma}_{RD,1}$ $\varphi_{K-1,1,2} = \bar{\gamma}_{RD,2}$ ...	$\varphi_{K-1,2,1} = \bar{\gamma}_{RD,1}$ $\varphi_{K-1,2,2} = \bar{\gamma}_{RD,3}$ ...	...	$\varphi_{K-1,K,1} = \bar{\gamma}_{RD,2}$ $\varphi_{K-1,K,2} = \bar{\gamma}_{RD,3}$ ...
$k=K$				$\varphi_{K,1,1} = \bar{\gamma}_{RD,1}$ $\varphi_{K,1,2} = \bar{\gamma}_{RD,2}$ ... $\varphi_{K,1,K} = \bar{\gamma}_{RD,K}$

**证明** 假定中继到用户的信道服从独立不同分布瑞利衰落,从多天线基站到中继的信道服从独立同分布瑞利衰落.接收端信噪比的累积分布函数如下:

$$P\left(\frac{1}{R_S} \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2} < \gamma\right) = \int_0^\infty P\left(\frac{x\gamma_2}{x + \gamma_2} < R_S\gamma\right) f_{\gamma_1}(x) dx = \int_0^{R_S\gamma} f_{\gamma_1}(x) dx + \int_{R_S\gamma}^\infty P\left(\gamma_2 < \frac{xR_S\gamma}{x - R_S\gamma}\right) f_{\gamma_1}(x) dx \quad (11)$$

为了求得上式的累积分布函数,首先需要知道  $\gamma_1$  的概率密度函数和  $\gamma_2$  的累积分布函数.由于每跳每一链路服从瑞利分布,因此  $\gamma_1$  的概率密度函数和  $\gamma_2$  的累积分布函数分别表示如下:

$$f_{\gamma_1}(x) = \left(\frac{M}{\gamma_1}\right)^M \frac{x^{M-1}}{(M-1)!} e^{-\frac{Mx}{\gamma_1}} \quad (12)$$

$$F_{\gamma_2}(y) = \prod_{k=1}^K (1 - e^{-\frac{y}{\bar{\gamma}_{RD,k}}}) = 1 + \sum_{k=1}^K (-1)^k \sum_{n=1}^{\binom{K}{k}} e^{-\sum_{l=1}^k \frac{y}{\varphi_{k,n,l}}} \quad (13)$$

其中  $\bar{\gamma}_1$  表示多天线基站到中继每一链路的平均信噪比,  $\bar{\gamma}_{RD,k}$  表示中继到第  $k$  个用户的平均信噪比.代入式(12)和式(13)到方程式(11),

$$F_\gamma^A(\gamma) = 1 + \int_{R_S\gamma}^\infty \sum_{k=1}^K \sum_n^{\binom{K}{k}} (-1)^k e^{-\frac{xR_S\gamma}{x - R_S\gamma} \sum_{l=1}^k \frac{1}{\varphi_{k,n,l}}} \cdot \left(\frac{M}{\gamma_1}\right)^M \frac{x^{M-1}}{(M-1)!} e^{-\frac{Mx}{\gamma_1}} dx \quad (14)$$

令  $\omega = x - R_S\gamma$

$$F_\gamma^A(\gamma) = 1 + \frac{1}{(M-1)!} \left(\frac{M}{\gamma_1}\right)^M \sum_{i=0}^{M-1} \binom{M-1}{i} \cdot \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^{\binom{K}{k}} (-1)^k (R_S\gamma)^{M-1-i} \cdot e^{-\left(\frac{MR_S\gamma}{\gamma_1} + \sum_{l=1}^k \frac{R_S\gamma}{\varphi_{k,n,l}}\right)} \int_0^\infty \omega^i e^{-\left(\frac{M\omega}{\gamma_1} + \sum_{l=1}^k \frac{(R_S\gamma)^2}{\omega\varphi_{k,n,l}}\right)} d\omega \quad (15)$$

应用文献[23, eq. (3.471.9)],经过简化后得到表达式(10).

**定理 2** 独立不同分布瑞利衰落下固定增益转发系统接收信噪比的累积分布函数如下:

$$F_\gamma^F(\gamma) = 1 + \frac{2}{(M-1)!} \sum_{i=0}^{M-1} \binom{M-1}{i} \sum_{k=1}^K \sum_{n=0}^{\binom{K}{k}} (-1)^k \cdot \left(\frac{MR_S\gamma}{\gamma_1}\right)^{M-\frac{i+1}{2}} \left(\sum_{l=1}^k \frac{C}{\varphi_{k,n,l}}\right)^{\frac{i+1}{2}} \cdot e^{-\frac{MR_S\gamma}{\gamma_1}} K_{i+1} \left(2\sqrt{\sum_{l=1}^k \frac{MCR_S\gamma}{\varphi_{k,n,l} \gamma_1}}\right) \quad (16)$$

**证明** 接收端信噪比式(9)的累积分布函数如下:

$$P\left(\frac{1}{R_S} \frac{\gamma_1 \gamma_2}{C + \gamma_2} < \gamma\right) = \int_0^\infty P\left(\frac{x\gamma_2}{C + \gamma_2} < R_S\gamma\right) f_{\gamma_1}(x) dx = \int_0^{R_S\gamma} f_{\gamma_1}(x) dx + \int_{R_S\gamma}^\infty P\left(\gamma_2 < \frac{CR_S\gamma}{x - R_S\gamma}\right) f_{\gamma_1}(x) dx \quad (17)$$

代入式(12)和式(13)到上式,应用文献[23, eq. (3.471.9)],然后经过一定简化后得到式(16).

代入  $\gamma = \gamma_{th}$  到式(10)和式(16),分别得到自适应增益和固定增益转发系统中断概率的闭合表达式,其中  $\gamma_{th}$  是避免系统中断的信噪比值.

平均误码率是衡量通信系统优劣的重要性能指标.条件误码率通常表示为  $P_e(\gamma) = aQ(\sqrt{b\gamma})$ ,其中  $(a, b) = (1, 2)$  表示 BPSK,  $(a, b) = (1, 1)$  表示 BFSK,  $(a, b) = (2(M-1)/M, 6/(M^2-1))$  表示 MPAM.以下基于累积分布函数的方法能够用来计算平均误码率<sup>[24]</sup>.

$$\bar{P}_e = - \int_0^\infty F_\gamma(\gamma) P_e'(\gamma) d\gamma \quad (18)$$

其中  $P_e'(\gamma) = -\frac{a\sqrt{b}}{2\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{b\gamma}{2}} \gamma^{-\frac{1}{2}}$  表示  $P_e(\gamma)$  的导数.代入式(10)到上式得到

$$\begin{aligned} \bar{P}_e^A = & \int_0^\infty \frac{a\sqrt{b}}{2\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{b\gamma}{2}} \gamma^{-\frac{1}{2}} d\gamma \\ & + \frac{a\sqrt{b}}{\sqrt{2\pi}} \frac{1}{(M-1)!} \sum_{i=0}^{M-1} \binom{M-1}{i} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^K (-1)^k \\ & \cdot \left(\frac{MR_S}{\gamma_1}\right)^{M-\frac{i+1}{2}} \left(\sum_{l=1}^k \frac{R_S}{\varphi_{k,n,l}}\right)^{\frac{i+1}{2}} \\ & \cdot \int_0^\infty \gamma^M \gamma^{-\frac{1}{2}} e^{-\frac{MR_S\gamma}{\gamma_1} - \sum_{l=1}^k \frac{R_S\gamma}{\varphi_{k,n,l}} - \frac{b\gamma}{2}} \\ & \cdot K_{i+1} \left(2\sqrt{\sum_{l=1}^k \frac{M}{\gamma_1 \varphi_{k,n,l}}} R_S \gamma\right) d\gamma. \end{aligned} \quad (19)$$

应用文献[23, eq. (3.361.2)]和文献[23, eq. (6.621.3)],得到自适应增益转发系统的平均误码率如下:

$$\begin{aligned} \bar{P}_e^A = & \frac{a}{2} + \frac{a\sqrt{\frac{b}{2}}}{(M-1)!} \sum_{i=0}^{M-1} \binom{M-1}{i} \\ & \cdot \sum_{k=0}^K \sum_{n=1}^K (-1)^k \left(\frac{R_S M}{\gamma_1}\right)^M \left(\sum_{l=1}^k \frac{4R_S}{\varphi_{k,n,l}}\right)^{i+1} \\ & \cdot \left(\frac{R_S M}{\gamma_1} + \sum_{l=1}^k \frac{R_S}{\varphi_{k,n,l}} + \frac{b}{2}\right) \\ & + 2R_S \sqrt{\sum_{l=1}^k \frac{M}{\gamma_1 \varphi_{k,n,l}}} \cdot \Gamma\left(M+i+\frac{3}{2}\right) \Gamma\left(M-i-\frac{1}{2}\right) \\ & \cdot \frac{\Gamma(M+1)}{\Gamma(M+1)} \\ & \cdot F\left(M+i+\frac{3}{2}, i+\frac{3}{2}; M+1, \right. \\ & \left. \frac{R_S M}{\gamma_1} + \sum_{l=1}^k \frac{R_S}{\varphi_{k,n,l}} + \frac{b}{2} - 2R_S \sqrt{\sum_{l=1}^k \frac{M}{\gamma_1 \varphi_{k,n,l}}}\right) \\ & \left. \frac{R_S M}{\gamma_1} + \sum_{l=1}^k \frac{R_S}{\varphi_{k,n,l}} + \frac{b}{2} + 2R_S \sqrt{\sum_{l=1}^k \frac{M}{\gamma_1 \varphi_{k,n,l}}}\right) \end{aligned} \quad (20)$$

其中  $F(\cdot, \cdot; \cdot; \cdot)$  表示超几何分布函数. 代入式(16)到式(18), 应用文献[23, eq. (3.361.2)]和文献[23, eq. (6.643.3)]得到固定增益转发系统的平均误码率如下:

$$\begin{aligned} \bar{P}_e^F = & \frac{a}{2} + \frac{a\sqrt{\frac{b}{2}}}{(M-1)!} \sum_{i=0}^{M-1} \binom{M-1}{i} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^K (-1)^k \\ & \cdot \Gamma\left(M+\frac{1}{2}\right) \Gamma\left(M-i-\frac{1}{2}\right) \left(\frac{R_S M}{\gamma_1}\right)^{M-\frac{i+2}{2}} \\ & \cdot \left(\sum_{l=1}^k \frac{C}{\varphi_{k,n,l}}\right)^{\frac{i}{2}} \left(\frac{2\bar{\gamma}_1}{2R_S M + b\bar{\gamma}_1}\right)^{M-\frac{i+1}{2}} e^{\sum_{l=1}^k \frac{R_S M C}{(2R_S M + b\bar{\gamma}_1)}} \\ & \cdot W_{\frac{i+1}{2}-M, \frac{i+1}{2}} \left(\sum_{l=1}^k \frac{2R_S M C}{\varphi_{k,n,l}(2R_S M + b\bar{\gamma}_1)}\right) \end{aligned} \quad (21)$$

其中  $W_{\lambda, \mu}(\cdot)$  表示 Whittaker 函数<sup>[22]</sup>.

#### 4 高信噪比下系统性能分析

高信噪比下的分析能够找到影响系统性能的因素,

本节推导了系统在高信噪比下的性能,接着分析了系统的分集阶数.

**引理 1** 自适应增益转发系统高信噪比下中断概率的渐近表达式如下:

$$F_\gamma^A(\gamma_{th}) \approx \begin{cases} \frac{1}{M!} \left(\frac{MR_S}{\lambda_1}\right)^M \left(\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}}\right)^M + o(\bar{\gamma}^{-M}), & M < K \\ \frac{R_S^K}{\gamma} \left(\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}}\right)^K + o(\bar{\gamma}^{-K}), & M > K \\ \left(\frac{1}{M!} \left(\frac{MR_S}{\lambda_1}\right)^M + \frac{R_S^M}{\prod_{i=1}^K \lambda_{D_i}}\right) \left(\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}}\right)^M + o(\bar{\gamma}^{-M}), & M = K \end{cases} \quad (22)$$

**证明** 假定基站和中继具有相同的发射信噪比  $\bar{\gamma}$ , 基站到中继信道衰落的方差为  $\lambda_1$ , 中继到第  $k$  个用户信道衰落的方差为  $\lambda_{D_k}$ .  $\varphi_{k,n,l} \equiv \lambda_{k,n,l} \bar{\gamma}, \lambda_{k,n,l}$  和  $\lambda_{D_k}$  之间的关系能够通过表 1 获得.

$$\begin{aligned} K_n(z) = & \frac{1}{2} \sum_{j=0}^{n-1} (-1)^j \frac{(n-1-j)!}{j! \left(\frac{z}{2}\right)^{n-2j}} \\ & + (-1)^{n+1} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{z}{2}\right)^{n+2j}}{j! (n+j)!} \\ & \cdot \left[\ln \frac{z}{2} - \frac{1}{2} \psi(j+1) - \frac{1}{2} \psi(n+j+1)\right] \end{aligned} \quad (23)$$

利用第二类修正贝塞尔函数的麦克劳林级数展开及指数函数的麦克劳林级数展开  $e^{-z} = \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(-1)^j z^j}{j!}$ , 式(10)能表示为:  $F_\gamma^A(\gamma) = B(\gamma) + C(\gamma) + D(\gamma)$ , 其中,

$$\begin{aligned} B(\gamma) = & 1 + \sum_{k=0}^K \sum_{n=1}^K (-1)^k \sum_{i=0}^{M-1} \binom{M-1}{i} \\ & \cdot \frac{\left(\frac{MR_S \gamma}{\lambda_1 \bar{\gamma}}\right)^{M-1-i}}{(M-1-i)!} \sum_{s=0}^{\infty} \frac{(-1)^s \left(\frac{MR_S \gamma}{\lambda_1 \bar{\gamma}}\right)^s}{s!} \\ & \cdot \left(1 + \sum_{t=1}^{\infty} \frac{(-1)^t \left(\sum_{l=1}^k \frac{R_S \gamma}{\gamma \lambda_{k,n,l}}\right)^t}{t!}\right), \\ C(\gamma) = & \sum_{i=1}^{M-1} \binom{M-1}{i} \sum_{j=1}^i (-1)^j \frac{(i-j)!}{(M-1)!} \left(\frac{M}{\lambda_1 \bar{\gamma}}\right)^{M-1-i+j} \\ & \cdot \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^K (-1)^k \left(\sum_{l=1}^k \frac{1}{\lambda_{k,n,l}}\right)^j \\ & \cdot (R_S \gamma)^{M+2j-i-1} \sum_{s=0}^{\infty} \frac{(-1)^s \left(\frac{MR_S \gamma}{\lambda_1 \bar{\gamma}}\right)^s}{s!} \\ & \cdot \sum_{t=0}^{\infty} \frac{(-1)^t \left(\sum_{l=1}^k \frac{R_S \gamma}{\gamma \lambda_{k,n,l}}\right)^t}{t!}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
D(\gamma) &= \frac{2}{(M-1)!} \sum_{i=0}^{M-1} \binom{M-1}{i} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^K \binom{K}{k} (-1)^{i+k} \\
&\cdot \sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{j!(i+j+1)!} \left(\frac{M}{\lambda_1 \gamma}\right)^{M+j} \left(\sum_{l=1}^k \frac{1}{\lambda_{k,n,l} \gamma}\right)^{i+j+1} \\
&\cdot (R_S \gamma)^{M+1+i+2j} \sum_{s=0}^{\infty} \frac{(-1)^s \left(\frac{MR_S \gamma}{\lambda_1 \gamma}\right)^s}{s!} \\
&\cdot \sum_{t=0}^{\infty} \frac{(-1)^t k^t \left(\sum_{l=1}^k \frac{R_S \gamma}{\lambda_{k,n,l} \gamma}\right)^t}{t!}. \quad (24)
\end{aligned}$$

利用等式  $\sum_{i=0}^N \frac{x^i}{i!} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(-1)^j x^j}{j!} = 1 - \frac{1}{(N+1)!} x^{N+1}$ ,

$$\begin{aligned}
&\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^K (-1)^k \left(\sum_{l=1}^k \frac{1}{\lambda_{k,n,l}}\right)^N = 0, N = 1, \dots, K-1 \text{ 和} \\
&\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^K (-1)^k \left(\sum_{l=1}^k \frac{1}{\lambda_{k,n,l}}\right)^K = \frac{(-1)^K K!}{\prod_{i=1}^K \lambda_{Di}} \text{ 得到} \\
B(\gamma) &= \frac{1}{M!} \left(\frac{MR_S}{\lambda_1}\right)^M \left(\frac{\gamma}{\gamma}\right)^M + \frac{R_S^K}{\prod_{i=1}^K \lambda_{Di}} \left(\frac{\gamma}{\gamma}\right)^K + o(\bar{\gamma}^{-\min(M,K)}) \quad (25)
\end{aligned}$$

由于  $C(\gamma)$  和  $D(\gamma)$  中  $1/\bar{\gamma}$  的阶次比  $\min\{M, K\}$  更高, 因此它们可以忽略. 代入  $\gamma = \gamma_{th}$  到式(25)得到自适应增益转发系统中中断概率的渐近表达式(22).

根据文献[25], 中断概率和误码率高信噪比下的渐近表达式可以分别用下两式来表示:

$$P_{\text{out}} = \rho \left(\frac{\gamma_{th}}{\gamma}\right)^{t+1} + o(\bar{\gamma}^{-(t+1)}) \quad (26)$$

$$\bar{P}_e = \frac{2^t \rho \Gamma(t + \frac{3}{2})}{\sqrt{\pi}} (\beta \bar{\gamma})^{-(t+1)} + o(\bar{\gamma}^{-(t+1)}) \quad (27)$$

其中  $\beta$  是取决于具体调制方式的常数. 比较式(26)和式(22), 得到  $t = \min\{M, K\} - 1$ ,

$$\rho = \begin{cases} \frac{1}{M!} \left(\frac{MR_S}{\lambda_1}\right)^M, & M < K \\ \frac{R_S^K}{\prod_{i=1}^K \lambda_{Di}}, & M > K \\ \frac{1}{M!} \left(\frac{MR_S}{\lambda_1}\right)^M + \frac{R_S^K}{\prod_{i=1}^K \lambda_{Di}}, & M = K \end{cases} \quad (28)$$

代入  $t = \min\{M, K\} - 1$  式(28)和式(27), 得到高信噪比下自适应增益转发系统误码率的渐近表达式, 其中系统分集阶数等于  $\min\{M, K\}$ , 即系统的分集阶数等于基站天线数目和用户数目的最小值.

为了分析固定增益转发系统高信噪比下的渐近性

能, 首先要确定表达式(5)的常数  $C$ . 应用  $\gamma_1$  的概率密度函数到  $C = \frac{P_R}{G^2 \sigma_R^2}$  中, 能得到:

$$C = \int_0^{\infty} \left(\frac{M}{\gamma_1}\right)^M \frac{x^M}{(M-1)!} e^{-\frac{Mx}{\gamma_1}} dx = \bar{\gamma}_1 + 1 \quad (29)$$

**引理 2** 固定增益转发系统高信噪比下中断概率的渐近表达式如下:

$$F_{\gamma}^F(\gamma_{th}) = \begin{cases} \frac{1}{(M-1)!} \left(\frac{MR_S}{\lambda_1}\right)^M \left(\frac{1}{M} + \Upsilon\right) \left(\frac{\gamma_{th}}{\gamma}\right)^M + o(\bar{\gamma}^{-M}), & M < K \\ \frac{1}{(M-1)!} \left(\frac{MR_S}{\lambda_1}\right)^M \left(\frac{1}{M} + \Upsilon\right) - \frac{\lambda_1^M}{\prod_{i=1}^K \lambda_{Di}} (\ln \frac{M\gamma_{th}}{\gamma} - \psi(1) - \psi(M+1)) \cdot \left(\frac{\gamma_{th}}{\gamma}\right)^M + o(\bar{\gamma}^{-M}), & M = K \\ \frac{(M-1-K)!}{(M-1)!} \left(\frac{MR_S}{\lambda_1}\right)^K \left(\frac{\gamma_{th}}{\gamma}\right)^K + o(\bar{\gamma}^{-K}), & M > K \end{cases} \quad (30)$$

其中  $\Upsilon = \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^K \sum_{i=0}^{M-1} \frac{(-1)^{i+k}}{(i+1)!} \left(\sum_{l=1}^k \frac{\lambda_1}{\lambda_{k,n,l}}\right)^{i+1} \ln \sum_{l=1}^k \frac{\lambda_1}{\lambda_{k,n,l}}$ ,  $\psi(\cdot)$  表示欧拉 psi 函数.

**证明** 利用先前给定的第二类修正贝塞尔函数麦克劳林级数展开式(23)以及指数函数的麦克劳林级数展开, 式(16)能写成  $F_{\gamma}^F = U(\gamma) + V(\gamma)$ , 其中,

$$\begin{aligned}
U(\gamma) &= 1 + \frac{1}{(M-1)!} \sum_{i=0}^{M-1} \binom{M-1}{i} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^K \binom{K}{k} (-1)^k \\
&\cdot \sum_{j=0}^i (-1)^j \frac{(i-j)!}{j!} \left(\frac{MR_S \gamma}{\lambda_1}\right)^{M-1-i+j} \\
&\cdot \left(\sum_{l=1}^k \frac{\lambda_1 \bar{\gamma} + 1}{\gamma \lambda_{k,n,l}}\right)^j \sum_{t=0}^{\infty} \frac{\left(-\frac{MR_S \gamma}{\lambda_1 \bar{\gamma}}\right)^t}{t!} \quad (31)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
V(\gamma) &= \frac{1}{(M-1)!} \sum_{i=0}^{M-1} \binom{M-1}{i} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^K \sum_{j=0}^{\infty} (-1)^{i+k} \\
&\cdot \frac{1}{j!(i+1+j)!} \left(\frac{MR_S \gamma}{\lambda_1 \bar{\gamma}}\right)^{M+j} \left(\sum_{l=1}^k \frac{\lambda_1 \bar{\gamma} + 1}{\lambda_{k,n,l} \gamma}\right)^{i+j+1} \\
&\cdot \left(\ln \sum_{l=1}^k \frac{M(\lambda_1 \bar{\gamma} + 1) R_S \gamma}{\lambda_1 \bar{\gamma}^2 \varphi_{k,nl}} - \psi(j+1) - \psi(j+i+2)\right) \\
&\cdot \sum_{t=0}^{\infty} \frac{\left(-\frac{MR_S \gamma}{\lambda_1 \bar{\gamma}}\right)^t}{t!} \quad (32)
\end{aligned}$$

利用等式  $\sum_{i=0}^N \frac{x^i}{i!} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(-1)^j x^j}{j!} = 1 - \frac{1}{(N+1)!} x^{N+1}$ ,

$$\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^{\binom{K}{k}} (-1)^k \left( \sum_{l=1}^k \frac{1}{\lambda_{k,n,l}} \right)^N = 0, N=1, \dots, K-1 \text{ 和}$$

$$\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^{\binom{K}{k}} (-1)^k \left( \sum_{l=1}^k \frac{1}{\lambda_{k,n,l}} \right)^K = \frac{(-1)^{KK} K!}{\prod_{i=1}^K \lambda_{Di}}, \text{ 得到}$$

$$U(\gamma) \approx \begin{cases} \frac{1}{M!} \left( \frac{MR_S}{\lambda_1} \right)^M \left( \frac{\gamma}{\gamma} \right)^M + o(\bar{\gamma}^{-M}), & M \leq K \\ \frac{(M-1-k)!}{(M-1)!} \frac{(MR_S)^K}{\prod_{i=1}^K \lambda_{Di}} \left( \frac{\gamma}{\gamma} \right)^K + o(\bar{\gamma}^{-K}), & M > K \end{cases} \quad (33)$$

$$V(\gamma) \approx \begin{cases} \frac{1}{(M-1)!} \left( \frac{MR_S}{\lambda_1} \right)^M \gamma \left( \frac{\gamma_{th}}{\gamma} \right)^M + o(\bar{\gamma}^{-M}), & M < K \\ \frac{1}{(M-1)!} \left( \frac{MR_S}{\lambda_1} \right)^M \cdot \left( \gamma - \frac{\lambda_1^M}{\prod_{i=1}^K \lambda_{Di}} \left( \ln \frac{M\gamma_{th}}{\gamma} - \psi(1) - \psi(M+1) \right) \right) \cdot \left( \frac{\gamma_{th}}{\gamma} \right)^M + o(\bar{\gamma}^{-M}), & M = K \\ o(\bar{\gamma}^{-K}), & M > K, \end{cases} \quad (34)$$

联合式(33)和式(34),代入  $\gamma = \gamma_{th}$  到  $F_\gamma^F = U(\gamma) + V(\gamma)$  得到表达式(30)。

利用类似于推导自适应增益转发系统高信噪比下误码率渐近表达式的方法,得到固定增益转发系统误码率渐近表示为:

$$\bar{P}_e = \frac{2^t B \Gamma(t + \frac{3}{2})}{\sqrt{\pi}} (\beta \bar{\gamma})^{-(t+1)} + o(\bar{\gamma}^{-(t+1)})$$

其中  $t = \min(M, k) - 1$ ,

$$B = \begin{cases} \frac{1}{(M-1)!} \left( \frac{MR_S}{\lambda_1} \right)^M \left( \frac{1}{M} + \gamma \right), & M < K \\ \frac{1}{(M-1)!} \left( \frac{MR_S}{\lambda_1} \right)^M \left( \frac{1}{M} + \gamma - \frac{\lambda_1^M}{\prod_{i=1}^K \lambda_{Di}} \right) \cdot \left( \ln \frac{M\gamma_{th}}{\gamma} - \psi(1) - \psi(M+1) \right), & M = K \\ \frac{(M-1-K)!}{(M-1)!} \frac{(MR_S)^K}{\prod_{i=1}^K \lambda_{Di}}, & M > K \end{cases} \quad (35)$$

系统的分集阶数为  $\min\{M, K\}$ ,即系统分集阶数为基站天线数目和用户数的最小值。

## 5 仿真结果与分析

在计算机仿真中,假定了信噪比门限值为 0dB,基

站和中继具有相同的发射信噪比,采用最高码率和最小解码延迟的 OSTBC<sup>[1]</sup>.信道衰落方差  $\lambda_1, \lambda_{D1}, \dots, \lambda_{DK}$  随机地在(0,1)之间取值.在误码率分析中,采用 BPSK 调制方式。

由图 1 和图 2 可见,导出的自适应增益转发系统中断概率和误码率的闭合表达式与蒙特卡洛仿真结果完全吻合;高信噪比下渐近的结果可以预测理论导出的解析值;系统的分集阶数能通过中断概率和平均误码率曲线的斜率观察到,当基站的天线数目与用户数目相等时,通过仅增加基站天线或用户,系统的分集阶数无法得到提高,这跟第 4 节自适应增益转发系统高信噪比下的理论分析是一致的,即系统的分集阶数是  $\min\{M, K\}$ ,其中  $M$  是空间分集阶数、 $K$  是多用户分集阶数。

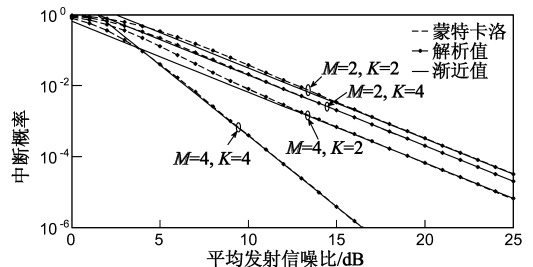


图1 自适应增益转发系统的中断概率

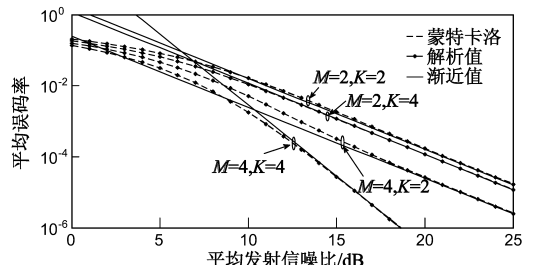


图2 自适应增益转发系统的平均误码率

图 3 和图 4 分别给出了固定增益转发系统的中断概率和误码率蒙特卡洛仿真、解析值和高信噪比下渐近值的比较图.从图 3 和图 4 可观察到,解析值曲线与蒙特卡洛仿真结果完全吻合;高信噪比下渐近的结果可以预测理论导出的解析值;跟固定增益转发系统高信噪比下性能分析结果一致,当  $M = K$  时,系统分集阶数不能通过仅增加基站天线或用户得到改善。

为了评估中继对系统性能的影响,图 5 比较了中继转发的多用户系统(包括自适应增益转发和固定增益转发)和单跳多用户系统的误码率.假定了中继位于基站和用户之间,路径损失因子为 4,基站到中继与中继到用户之间阴影效应的标准差为 8dB(这符合城市蜂窝网络的环境).为了保证两个系统性能比较的公平性,中继转发系统基站和中继的功率和等于单跳多天线基

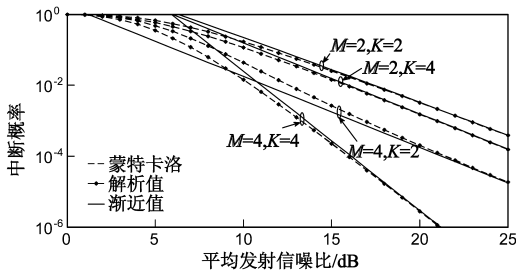


图3 固定增益转发系统的中断概率

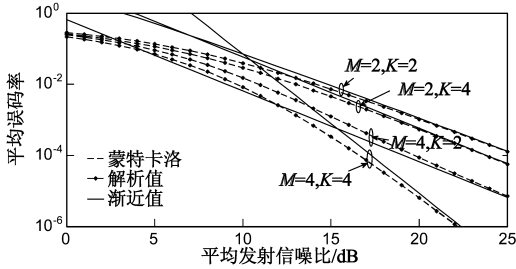


图4 固定增益转发系统的平均误码率

站下行传输系统基站的功率,两个系统采用了相同码率的 OSTBC. 具体地,图 5 假定了基站配置两根天线和 4 个用户的系统(也能延伸到任意天线和用户配置的系统),中继位于基站和用户的中点. 由图 5 可知,在低信噪比区域,中继转发多天线基站下行传输系统转发超过了单跳多天线基站下行传输系统的性能. 随着信噪比的增加,单跳多天线基站下行传输系统的性能明显地改善. 由第 4 节高信噪比下系统性能分析可知,自适应增益转发系统和固定增益转发系统具有相同的分集阶数,图 5 验证了此理论,也可以观察到固定增益转发系统与自适应增益转发系统性能曲线间隙较小,而固定增益转发系统由于无需瞬时信道状态信息(CSI),因此复杂度较低,配置更容易,因此固定增益转发是中继转发多天线基站下行传输中低复杂度的方案.

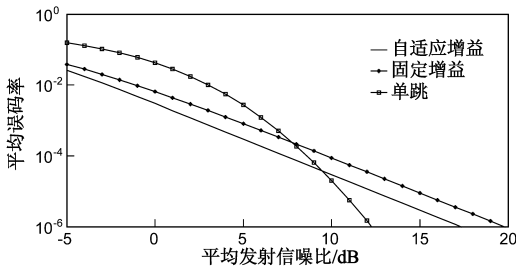


图5 中继转发和单跳多天线基站下行传输系统平均误码率性能比较

## 6 结论

本文推导了独立不同分布瑞利衰落下,自适应增益和固定增益转发多天线基站下行传输性能的闭合表

达式和高信噪比下的渐近表达式. 理论分析和数值仿真表明了固定增益和自适应增益转发系统具有相同的分集阶数,且两种转发方式性能曲线的间隙较小. 另外,相比与单跳多天线基站下行传输系统,中继转发多天线基站下行传输系统在低信噪比区域的优势也被确定.

## 参考文献

- [1] V Tarokh, H Jafarkhani, A R Calderbank. Space-time block coding for wireless communications: performance results[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1999, 17(3): 451 - 460.
- [2] 李光平, 沈峻, 张广驰, 秦家银. 和速率约束下衰落高斯 MIMO 广播信道的和功率优化[J]. 电子学报, 2009, 37(1): 160 - 164.  
Li Guangping, Xian Jun, Zhang Guangchi, Qin Jiayin. Sum power optimization in fading gaussian MIMO broadcast channels under the constraint of sum rate[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(1): 160 - 164. (in Chinese)
- [3] Y Yang, H L Hu, J Xu, G Q Mao. Relay technologies for WiMax and LTE-advanced mobile systems[J]. IEEE Communications Magazine, 2009, 47(10): 100 - 105.
- [4] 张广驰, 秦家银. 放大转发 MIMO 中继系统中的快速天线选择算法[J]. 电子学报, 2010, 38(1): 68 - 73.  
Zhang Guangchi, Qin Jiayin. Fast antenna selection algorithm in amplify-and-forward MIMO relay systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(1): 68 - 73. (in Chinese)
- [5] 赵睿, 李春国, 王海荣, 杨绿溪. Nakagami-m 衰落信道下固定增益中继系统性能分析[J]. 电子学报, 2011, 39(1): 162 - 167.  
Zhao Rui, Li Chunguo, Wang Hairong, Yang Luxi. Performance analysis of fixed gain relaying systems in nakagami-m fading channels[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(1): 162 - 167. (in Chinese)
- [6] I H Lee, D Kim. End-to-end BER analysis for dual-hop OSTBC transmissions over Rayleigh fading channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 2008, 56(3): 347 - 351.
- [7] S P Chen, W B Wang, X Zhang, Z Sun. Performance analysis of OSTBC transmission in amplify-and-forward cooperative relay networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(1): 105 - 113.
- [8] L Cao, L Chen, X Zhang, D Yang. Cooperative diversity with OSTBC transmission and adaptive-gain amplify-and-forward MIMO relaying[A]. IEEE Global Communications Conference [C]. Miami: IEEE Communication Society, 2010. 115 - 119.
- [9] P Dharmawansa, M R McKay, R K Mallik. Analytical performance of amplify-and-forward MIMO relaying with orthogonal space-time block codes[J]. IEEE Transactions on Communica-

- tions, 2010, 58(7): 2147 – 2158.
- [10] G P Li, S D Blostein, J Y Qin. Performance analysis of two-hop OSTBC transmission over rayleigh fading channels[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2010, 2010: 1 – 8.
- [11] T Q Duong, G C Alexandropoulos, H Zepernick, T A Tsiftsis. Orthogonal space-time block codes with CSI-assisted amplify-and-forward relaying in correlated nakagami-m fading channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(3): 882 – 889.
- [12] L K S Jayasinghe, N Rajatheva, P Dharmawansa, M Latva-aho. Dual Hop MIMO OSTBC communication over rayleigh-rician channel [A]. IEEE Vehicular Technology Conference [C]. Yokohama: IEEE Vehicular Technology Society, 2011. 89 – 93.
- [13] T Q Duong, H A Suraweera, T A Tsiftsis, H A Zepernick, A Nallanathan. OSTBC transmission in MIMO aF relay systems with keyhole and spatial correlation effects[A]. IEEE International Conference on Communications[C]. Kyoto: IEEE Communication Society, 2011. 1 – 6.
- [14] J B Kim, D Kim. Comparison of two SNR-based feedback schemes in multiuser dual-hop amplify-and-forward relaying networks[J]. IEEE communications Letters, 2008, 12(8): 557 – 559.
- [15] X Zhang, W B Wang, X D Ji. Multiuser diversity in multiuser two-hop cooperative relay wireless networks; system model and performance analysis [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(2): 1031 – 1036.
- [16] N Yang, M Elkashlan, J H Yuan. Outage probability of multiuser relay networks in nakagami-m fading channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(5): 2120 – 2132.
- [17] X Y Liu, X Zhang, D C Yang. Outage probability analysis of multiuser amplify-and-forward relay network with the source-to-destination links [J]. IEEE Communications Letters, 2011, 15(2): 202 – 204.
- [18] N Yang, M Elkashlan, J Yuan. Impact of opportunistic scheduling on cooperative dual-hop relay networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 59(3): 689 – 694.
- [19] G P Li, S Blostein, G C Zhang, J C Feng. Performance analysis of a two-hop fixed-gain mIMO multiuser relay network with end-to-end antenna selection [J]. ETRI Journal, 2012, 34(2): 264 – 267.
- [20] N S Ferdinand, N Rajatheva. Multi-user scheduling in AF relay Network with antenna correlation [A]. IEEE Vehicular Technology Conference [C]. Yokohama: IEEE Vehicular Technology Society, 2011. 1 – 5.
- [21] E G Larsson, P Stoica. Space-Time Block Coding for Wireless Communications [M]. Melbourne: Cambridge University Press, 2003.
- [22] M Abramowitz, I A Stegun. Handbook of Mathematical Functions; with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables [M]. New York: Dover Publications, 1965.
- [23] I S Gradshteyn, I M Ryzhik, A Jeffrey, D Zwillinger. Table of Integrals, Series, and Products, Sixth Edition [M]. Massachusetts: Academic Press, 2000.
- [24] Y Chen, C Tellambura. Distribution functions of selection combiner output in equally correlated Rayleigh, Rician, and Nakagami-m fading channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2004, 52(11): 1948 – 1956.
- [25] Z D Wang, G B Giannakis. A simple and general parameterization quantifying performance in fading channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(8): 1389 – 1398.

#### 作者简介



李光平 男, 1981 年 5 月生于湖南桂阳. 2009 年中山大学获工学博士学位. 现为广东工业大学信息工程学院讲师. 主要研究方向为无线通信物理层关键技术. E-mail: ligp@gdut.edu.cn



张广驰 男, 1982 年 2 月生于广西南宁, 籍贯广东佛山. 2004 年和 2009 年分别在南京大学和中山大学获理学学士和工学博士学位. 现为广东工业大学信息工程学院副教授. 主要研究方向为新一代宽带无线移动通信技术.