

doi:10.3969/j.issn.1001-2400.2013.02.019

一种基于正交空时块编码的单天线 AF 中继方案

李 川¹, 刘 伟²

(1. 西安邮电大学 计算机学院, 陕西 西安 710121;

2. 西安电子科技大学 综合业务网理论及关键技术国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

摘要: 提出了一种基于正交空时块编码的放大转发中继方案, 该方案适用于中继节点配置单天线、目的节点配置任意数目天线的中继系统, 并且对所提方案在瑞利衰落信道下进行了性能分析, 推导了该方案接收信号信噪比的概率密度函数, 以及不同调制方式下的误符号率。仿真结果验证了性能分析理论结果的正确性。

关键词: 多输入多输出; 正交空时分组码; 中继; 放大转发; 性能分析

中图分类号: TN 911.5 文献标识码: A 文章编号: 1001-2400(2013)02-0117-06

Simple single-antenna amplify-and-forward relaying scheme for orthogonal space-time block codes

LI Chuan¹, LIU Wei²

(1. School of Computer and Technology, Xi'an Univ. of Posts and Telecommunications, Xi'an 710121, China; 2. State Key Lab. of Integrated Service Networks, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

Abstract: A simple amplify-and-forward (AF) relaying scheme based on Orthogonal Space-Time-Codes (OSTBC) is proposed, which applies to the scenario where only one single antenna at the relay and an arbitrary number of antennas at the destination. Also, the analytical performance of the proposed scheme is investigated in the context of Rayleigh fading channels. Specifically, the probability density function (pdf) of the received SNR is characterized and the symbol error rate (SER) of different modulation schemes is derived. Simulation confirms the validity of analytic results.

Key Words: MIMO; orthogonal space-time block codes; relay; amplify-and-forward; performance analysis

多输入多输出(MIMO)系统可以显著提高单用户链路的容量^[1]。贝尔实验室分层空时(V-BLAST)算法可以使得MIMO系统得到复用增益^[2]。Alamouti提出了一种被称为正交空时块编码(OSTBC)的发射分集方式^[3]。这种方式可以使得MIMO系统获得分集增益, 并且在文献[4]中得到进一步推广。

近年来, 中继协助传输技术得到了广泛关注^[5]。在众多中继协议中, 解码转发(DF)和放大转发(AF)两种协议得到了广泛应用。DF协议是指中继首先解码从源端接收到的信号, 然后在转发给目的端之前重新编码。而AF协议是指中继仅对从源端接收到的信号进行放大, 然后转发给目的端。由于AF协议的简单性, 在文中采用AF协议。

性能分析对评价一个中继系统的优劣起着重要作用。文献[6]分析了瑞利衰落信道下, 采用AF协议的多中继系统的性能。文献[7]在Nakagami衰落信道下对中继系统进行了性能分析, 而文献[8]对具有选择分集的AF中继系统进行了性能分析。文献[9-11]针对基于AF中继协议, 并且在中继处对采用固定功率控制的OSTBC传输系统的性能进行了分析。文献[10]只对PSK调制方式进行了性能分析, 文献[11]只对QAM调制方式进行了性能分析。文献[12]的中继端和目的端均只配置单天线, 而文献[13]则要求源端和目的端的

收稿日期: 2012-08-26

网络出版时间: 2012-11-16

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61201137); 西安电子科技大学回国人员创新基金资助项目(64101879)

作者简介: 李 川(1977—), 女, 讲师, 博士, E-mail: lichuan@xupt.edu.cn

网络出版地址: http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1076.TN.20121116.0924.201302.143_004.html

天线个数是相同的. 文献[14]的中继端需要采用多天线.

在这种背景下, 笔者提出了一种基于 OSTBC 的单天线 AF 中继方案. 在这种方案中, 允许接收端配置任意数目的天线. 同时, 在中继处考虑了信道的瞬时状态信息, 而不是采用之前的固定功率控制. 并且, 在瑞利衰落信道下, 针对多种不同的调制方式, 笔者对所提方案进行了性能分析.

1 系统模型

这里采用的 OSTBC 单天线 AF 系统如图 1 所示, 源节点 S 配置有 N_s 根发射天线, 中继节点 R 配置一根接收/发射天线, 接收节点配置 N_d 根接收天线. 传输包含两个时隙: (1) 源节点传输 OSTBC 符号给中继节点. (2) 中继节点按比例放大接收信号, 然后转发给目的节点.

假定源节点 S 到中继节点 R 之间的链路和中继节点到目的节点 D 之间的链路信道系数均服从瑞利衰落. 而且在源节点至中继节点、中继节点至目的节点两个传输时隙内, S-R 和 R-D 两链路信道系数均保持不变. 同时, 假定 S-R 和 R-D 两个链路的瞬时信道状态信息在接收节点均已知, 但在源节点未知; S-R 链路的信道瞬时状态信息在中继节点已知. 在平均功率限制下, 中继节点采用简单的 AF 中继协议进行工作. 以下将根据笔者提出的 OSTBC 单天线 AF 方案, 具体阐述在源节点、中继节点和目的节点处如何操作.

设定每个 OSTBC 块包含 $G \geq 2$ 个数据符号, 将其表示为 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_G]^T$, 则 N_s 根发射天线上传输的 OSTBC 可以表示为^[15]

$$\mathbf{G} = [\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2, \dots, \mathbf{g}_L]^T = \beta \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & \cdots & g_{1N_s} \\ g_{21} & g_{22} & \cdots & g_{2N_s} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ g_{L1} & g_{L2} & \cdots & g_{LN_s} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

其中, g_{ln} , $l = 1, 2, \dots, L$; $n = 1, 2, \dots, N_s$, 表示符号 x_1, x_2, \dots, x_G 及其共轭形式的线性组合, 并且满足 $E[|x_k|^2] = 1$; L 是传输 OSTBC 符号 \mathbf{G} 所需的时隙数. 式(1)中, 引入参数 β 是为了满足传输功率的限制, 它是通过下面公式来确定的^[15]:

$$\text{tr}(E[\mathbf{G}^H \mathbf{G}]) = \mathbf{G}, \quad (2)$$

其中, $\text{tr}(\mathbf{A})$ 表示方阵 \mathbf{A} 的迹.

假设每符号的总传输能量归一化为 1, 其中 $\lambda (0 < \lambda < 1)$ 部分的能量用于传输源节点到中继节点的信号, 剩下的 $(1 - \lambda)$ 部分的能量用于中继节点传输信号给目的节点. 因此当式(1)中的 OSTBC 从源节点进行传输时, 中继节点接收到的对应于第 l 行的信号可以表示为

$$y_n = \mathbf{g}_l^H \mathbf{h}_1 + \mathbf{n}_n, \quad l = 1, 2, \dots, L, \quad (3)$$

其中, $\mathbf{h}_1 = [h_{11}, h_{12}, \dots, h_{1N_s}]^T$, 是 N_s 维信道系数向量, h_{1j} ($j = 1, 2, \dots, N_s$) 为源节点第 j 根发射天线到中继节点的信道增益; \mathbf{n}_n 为高斯白噪声, 均值为 0, 方差为 $\sigma_A^2 = \sigma_r^2 / \lambda$, 其中, $\sigma_r^2 = 1 / \bar{\gamma}_1$, $\bar{\gamma}_1$ 表示 $\lambda = 1$ 时, S-R 链路的平均信噪比(SNR).

对应于源节点发送的第 l ($l = 1, 2, \dots, L$) 行码字, 中继节点接收到的信号为 y_n , 并且其使用每个符号剩余的 $(1 - \lambda)$ 能量, 直接转发该信号给目的节点. 中继节点转发的信号可以表示为

$$x_n = \alpha y_n, \quad l = 1, 2, \dots, L, \quad (4)$$

其中, α 满足

$$\alpha^2 \sum_{l=1}^L E[y_n^* y_n] = G(1 - \lambda). \quad (5)$$

将式(3)代入式(5), 可以得到

$$\alpha = \left[\frac{(1 - \lambda) \mathbf{G}}{\sum_{l=1}^L E[y_n^* y_n]} \right]^{1/2} = \left[\frac{(1 - \lambda) \mathbf{G}}{\mathbf{h}_1^H \left(\sum_{l=1}^L E[\mathbf{g}_l^* \mathbf{g}_l] \right) \mathbf{h}_1 + L \sigma_A^2} \right]^{1/2} = \left[\frac{(1 - \lambda) \mathbf{G}}{\mathbf{G}^H \mathbf{h}_1^2 / N_s + L \sigma_A^2} \right]^{1/2}. \quad (6)$$

则对应于 $\{x_n\}$, 目的节点接收到的信号可以表示为

$$\mathbf{y}_{dl} = \mathbf{h}_2 x_{dl} + \mathbf{n}_{dl} \quad , \quad l=1,2,\cdots,L \quad , \quad (7)$$

其中, \mathbf{n}_{dl} 是 N_s 维高斯白噪声向量, 均值为 0, 协方差矩阵为 $\sigma_d^2 I_{N_s}$, σ_d^2 表示目的节点处噪声的方差; 式(7)中, N_s 维的信道状态信息向量 \mathbf{h}_2 可以表示为

$$\mathbf{h}_2 = [h_{21}, h_{22}, \cdots, h_{2N_s}]^T \quad , \quad (8)$$

其中, h_{2j} ($j=1,2,\cdots,N_d$) 代表中继节点到目的节点第 j 根接收天线之间的信道增益。

假定目的节点已知 S-R 和 R-S 两个链路的信道状态信息。在这种情形下, 使用 \mathbf{h}_2 处理 \mathbf{y}_{dl} , 得到

$$\bar{\mathbf{y}}_{dl} = \mathbf{h}_2^H \mathbf{y}_{dl} = \alpha \|\mathbf{h}_2\|^2 \mathbf{g}_l^T \mathbf{h}_1 + \bar{\mathbf{n}}_{dl} \quad , \quad (9)$$

其中, $\bar{\mathbf{n}}_{dl} = \alpha \|\mathbf{h}_2\|^2 \mathbf{n}_{dl} + \mathbf{h}_2^T \mathbf{n}_{dl}$, 为总的噪声, 均值是 0, 方差为 $\sigma_d^2 = \alpha^2 \|\mathbf{h}_2\|^4 \sigma_A^2 + \|\mathbf{h}_2\|^2 \sigma_d^2$ 。令 $\bar{\mathbf{y}}_d = [\bar{\mathbf{y}}_{d1}, \bar{\mathbf{y}}_{d2}, \cdots, \bar{\mathbf{y}}_{dL}]^T$, 则 $\bar{\mathbf{y}}_d$ 可以被进一步表示为

$$\bar{\mathbf{y}}_d = \alpha \|\mathbf{h}_2\|^2 \mathbf{G} \mathbf{h}_1 + \bar{\mathbf{n}}_d \quad , \quad (10)$$

其中, $\bar{\mathbf{n}}_d$ 是一个 L 维的高斯白噪声向量, 均值为 0, 协方差矩阵为 $\sigma_d^2 I_L$ 。

在式(10)中, $\alpha \|\mathbf{h}_2\|^2$ 是与发射天线相独立的因子, $\mathbf{G} \mathbf{h}_1$ 是当系统配置 N_s 根发射天线、一根接收天线时, 使用一般 OSTBC 方式传输的典型形式^[15]。因此, 接收到的 OSTBC 可以根据文献[3, 15-17]提出的方案进行解码。对于大多数 OSTBC 方案, 式(10)可以被修正为以下形式^[15]:

$$\hat{\mathbf{y}}_d = \alpha \beta \|\mathbf{h}_2\|^2 \mathbf{H}_1 \tilde{\mathbf{x}} + \hat{\mathbf{n}}_d \quad , \quad (11)$$

其中, 根据特定的 OSTBC 码字, $\tilde{\mathbf{x}}$ 可以表示为 $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x}$ 或者 $\tilde{\mathbf{x}} = [\mathbf{x}^T, \mathbf{x}^H]^T$; \mathbf{H}_1 包含元素 $\pm \mathbf{h}_1$ 、 $\pm \mathbf{h}_1^*$ 和 0。根据式(11), 发射信息向量 \mathbf{x} 可以从决策向量 $\hat{\mathbf{y}}_d$ 中检测出来, 即

$$\hat{\mathbf{y}}_d = \mathbf{H}_1^H \hat{\mathbf{y}}_d = \nu \alpha \beta \|\mathbf{h}_2\|^2 \|\mathbf{h}_1\|^2 \tilde{\mathbf{x}} + \hat{\mathbf{n}}_d \quad , \quad (12)$$

其中, ν 是与具体的 OSTBC 码字有关的常量; $\hat{\mathbf{n}}_d = \mathbf{H}_1^H \hat{\mathbf{n}}_d$, 为噪声向量, 其第 i 个元素为 \hat{n}_i , 且 \hat{n}_i 的均值为 0, 方差为 $\nu |\mathbf{h}_1|^2 (\alpha^2 |\mathbf{h}_2|^2 \sigma_A^2 + |\mathbf{h}_2|^2 \sigma_d^2)$ 。

2 性能分析

这里将对提出的 OSTBC 单天线 AF 中继的误符号率在瑞利衰落信道下的性能进行分析。为检测数据符号 x_g ($g=1,2,\cdots,G$) 的接收信噪比 γ 可以表示为

$$\gamma = \frac{\nu \alpha^2 \beta^2 \|\mathbf{h}_2\|^4 \|\mathbf{h}_1\|^4}{\alpha^2 \|\mathbf{h}_2\|^4 \|\mathbf{h}_1\|^2 \sigma_A^2 + \|\mathbf{h}_1\|^2 \|\mathbf{h}_2\|^2 \sigma_d^2} = \nu \beta^2 \frac{1}{1/\gamma_A + 1/\gamma_B + (LN_s/G)(1/(\gamma_A \gamma_B))} \quad , \quad (13)$$

其中, $\sigma_B^2 = \sigma_d^2 / ((1-\lambda)N_s)$, $\gamma_A = \|\mathbf{h}_1\|^2 / \sigma_A$, $\gamma_B = \|\mathbf{h}_2\|^2 / \sigma_B$ 。在高 SNR 的情况下, $(LN_s/G)(1/(\gamma_A \gamma_B))$ 可以被忽略, 接收信噪比 γ 可以近似为

$$\gamma \approx \nu \beta^2 \frac{1}{1/\gamma_A + 1/\gamma_B} = \frac{1}{1/\gamma_1 + 1/\gamma_2} \quad , \quad (14)$$

其中, $\gamma_1 = \mu \gamma_A$, $\gamma_2 = \mu \gamma_B$, $\mu = 1/(\nu \beta^2)$ 。这里采用式(14) 近似的信噪比 γ 。

由于 S-R 信道系数向量 \mathbf{h}_1 的每个元素相互独立, 且均服从瑞利平坦衰落分布, 则 $2 \|\mathbf{h}_1\|^2$ 是自由度为 $2N_s$ 的 χ^2 分布, 其概率密度函数(PDF)为

$$f_{2\|\mathbf{h}_1\|^2}(x, 2N_s) = \frac{1}{2^{N_s} \Gamma(N_s)} x^{N_s-1} \exp\left(-\frac{1}{2}x\right) \quad , \quad (15)$$

其中, $\Gamma(u)$ 是 Gamma 函数, 即 $\Gamma(u) = \int_0^{+\infty} t^{(u-1)} \exp(-t) dt$ 。

因此, γ_1 的概率密度函数可以表示为

$$f_{\gamma_1}(y) = \mu^{N_s} \sigma_A^{2N_s} \frac{1}{\Gamma(N_s)} y^{N_s-1} \exp(-\sigma_A^2 \mu y) \quad . \quad (17)$$

γ_2 的概率密度函数为 $f_{\gamma_2}(y) = \mu^{N_d} \sigma_B^{2N_d} \frac{1}{\Gamma(N_d)} z^{N_d-1} \exp(-\sigma_B^2 \mu z)$ 。

接收信噪比 γ 的概率密度函数为^[7]

$$f_\gamma = \frac{d}{d\gamma} P\left(\frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2} \leq \gamma\right) = \frac{d}{d\gamma} \left[\int_0^\gamma f_{\gamma_2}(x) + \int_\gamma^{+\infty} P\left(\gamma_1 \leq \frac{x\gamma}{(x-\gamma)}\right) f_{\gamma_2}(x) \right] dx \quad . \quad (19)$$

式(19)中,利用了当 $0 \leq x \leq \gamma$ 时, $P(\gamma_1(x-\gamma) \leq x\gamma) = 1$.

通过微分操作,式(18)可以进一步表示为^[7]

$$f_\gamma = f_{\gamma_2}(x) - \lim_{x \rightarrow \gamma^+} P\left(\gamma_1 \leq \frac{x\gamma}{(x-\gamma)}\right) f_{\gamma_2}(x) + \int_{\gamma}^{+\infty} f_{\gamma_1}\left(\frac{x\gamma}{(x-\gamma)}\right) \frac{x^2}{(x-\gamma)^2} f_{\gamma_2}(x) dx . \quad (20)$$

由于 $\lim_{x \rightarrow \gamma^+} P\left(\gamma_1 \leq \frac{x\gamma}{(x-\gamma)}\right) = P(\gamma_1 \leq +\infty) = 1$, 可以进一步得到^[7]

$$f_\gamma = \mu^{N_s+N_d} \sigma_A^{2(N_s)} \sigma_B^{2(N_d)} \frac{1}{\Gamma(N_s)} \frac{1}{\Gamma(N_d)} \gamma^{N_s-1} \int_{\gamma}^{+\infty} \frac{x^{N_s+N_d}}{(x-\gamma)^{N_s+1}} \exp\left[-\left(\sigma_A^2 \mu \frac{x\gamma}{x-\gamma} + \sigma_B^2 \mu x\right)\right] dx . \quad (21)$$

将 $y = x - \gamma$ 代入式(21), 得到^[7]

$$\begin{aligned} f_\gamma = & \mu^{N_s+N_d} \sigma_A^{2(N_s)} \sigma_B^{2(N_d)} \frac{1}{\Gamma(N_s)} \frac{1}{\Gamma(N_d)} \gamma^{N_s-1} \int_0^{+\infty} \frac{(y+\gamma)^{N_s+N_d}}{y^{N_s+1}} \exp\left[-\left(\sigma_A^2 \mu \frac{(y+\gamma)\gamma}{y} + \sigma_B^2 \mu (y+\gamma)\right)\right] dy = \\ & \mu^{N_s+N_d} \sigma_A^{2(N_s)} \sigma_B^{2(N_d)} \frac{1}{\Gamma(N_s)} \frac{1}{\Gamma(N_d)} \gamma^{N_s-1} \exp\left[-(\sigma_A^2 \mu + \sigma_B^2 \mu)\gamma\right] \cdot \\ & \int_0^{+\infty} y^{N_d-1} \left(1 + \frac{\gamma}{y}\right)^{N_s+N_d} \exp\left[-\left(\sigma_A^2 \mu \frac{\gamma^2}{y} + \sigma_B^2 \mu y\right)\right] dy . \end{aligned} \quad (22)$$

通过文献[18]中式(1.110)可以得到: $\left(1 + \frac{\gamma}{y}\right)^{N_s+N_d} = \sum_{k=0}^{N_s+N_d} \binom{N_s+N_d}{k} \gamma^k y^{-k}$, 则式(22)可以进一步表示为

$$\begin{aligned} f_\gamma = & \mu^{N_s} \sigma_A^{2(N_s)} \sigma_B^{2(N_d)} \frac{1}{\Gamma(N_s)} \frac{1}{\Gamma(N_d)} \gamma^{N_s-1} \exp\left[-(\sigma_A^2 \mu + \sigma_B^2 \mu)\gamma\right] \sum_{k=0}^{N_s+N_d} \binom{N_s+N_d}{k} \gamma^k \cdot \\ & \int_0^{+\infty} y^{N_d-1-k} \exp\left[-\left(\sigma_A^2 \mu \frac{\gamma^2}{y} + \sigma_B^2 \mu y\right)\right] dy . \end{aligned} \quad (23)$$

并且,根据文献[18]中式(3.471.9)可得

$$\int_0^{+\infty} y^{N_d-1-k} \exp\left[-\left(\sigma_A^2 \mu \frac{\gamma^2}{y} + \sigma_B^2 \mu y\right)\right] dy = 2\gamma^{N_d-k} \left(\frac{\sigma_A}{\sigma_B}\right)^{N_d-k} K_{|N_d-k|}(2\gamma\sigma_A\sigma_B\mu) , \quad (24)$$

其中, $K_v(x)$ 为修正的贝塞尔函数(参见文献[18]中式(8.432)).

则接收信噪比 γ 的概率密度函数最终可以表示为

$$\begin{aligned} f_\gamma = & 2\mu^{N_s+N_d} \sigma_A^{2(N_s)} \sigma_B^{2(N_d)} \frac{1}{\Gamma(N_s)} \frac{1}{\Gamma(N_d)} \gamma^{N_s+N_d-1} \exp\left[-(\sigma_A^2 \mu + \sigma_B^2 \mu)\gamma\right] \cdot \\ & \sum_{k=0}^{N_s+N_d} \binom{N_s+N_d}{k} \left(\frac{\sigma_A}{\sigma_B}\right)^{N_d-k} K_{|N_d-k|}(2\gamma\sigma_A\sigma_B\mu) . \end{aligned} \quad (25)$$

对于给定的接收信噪比 γ , 相干调制的误码率为^[7]

$$T(a, b, g; \gamma) = a \int_0^{+\infty} \exp(-g\gamma/\sin^2 \theta) d\theta , \quad (26)$$

其中,参数 a, b, g 与具体的调制方式有关^[7]. 因此,对于接收信噪比 γ 的平均 SER 可以最终表示为

$$T(a, b, g) = \int_0^{+\infty} T(a, b, g; \gamma) f_\gamma d\gamma = a \int_0^{+\infty} I(g; \theta) d\theta , \quad (27)$$

其中, $I(g; \theta) = \int_0^{+\infty} \exp(-g\gamma/\sin^2 \theta) f_\gamma d\gamma$. 根据文献[18]中式(6.621.3)得到

$$\begin{aligned} I(g; \theta) = & 2\mu^{N_s+N_d} \sigma_A^{2(N_s)} \sigma_B^{2(N_d)} \frac{1}{\Gamma(N_s)} \frac{1}{\Gamma(N_d)} \sum_{k=0}^{N_s+N_d} \binom{N_s+N_d}{k} \left(\frac{\sigma_A \mu^{1/2}}{\sigma_B}\right)^{N_d-k} \cdot \\ & \frac{\pi^{1/2} (2\tilde{\beta})^v}{(\tilde{\alpha} + \tilde{\beta})^{u+v}} \frac{\Gamma(u+v)\Gamma(u-v)}{\Gamma(u+1/2)} {}_2F_1\left[u+v, v+\frac{1}{2}; u+\frac{1}{2}; \frac{\tilde{\alpha} - \tilde{\beta}}{\tilde{\alpha} + \tilde{\beta}}\right] , \end{aligned} \quad (28)$$

其中, $\tilde{\alpha} = \sigma_A^2 \mu + \sigma_B^2 \mu + \frac{g}{\sin^2 \theta}$, $\tilde{\beta} = 2\sigma_A \sigma_B \mu$, $\mu = N_s + N_d$, $v = |N_d - k|$, ${}_2F_1(a, b; c; z)$ 是超几何函数,其定义式为^[18]

$${}_2F_1(a, b; c; z) = \sum_{i=0}^{+\infty} \frac{(a)_i (b)_i z^i}{(c)_i i!}, \quad (29)$$

其中, $(a)_i = a(a+1)\cdots(a+i-1)$, $(a)_0 = 1$.

最终,得到平均 SER 的表达式为

$$T(a, b, g) = 2a\mu^{N_s + N_d} \sigma_A^{2(N_s)} \sigma_B^{2(N_d)} \frac{1}{\Gamma(N_s)} \frac{1}{\Gamma(N_d)} \sum_{k=0}^{N_s + N_d} N_s + N_d \binom{N_s + N_d}{k} \left(\frac{\sigma_A}{\sigma_B}\right)^{N_d - k} \cdot \frac{\Gamma(u+v)\Gamma(u-v)}{\Gamma(u+1/2)} \int_0^{+\infty} \frac{\pi^{1/2} (2\tilde{\beta})^v}{(\tilde{\alpha} + \tilde{\beta})^{u+v}} {}_2F_1\left(u+v, v + \frac{1}{2}; u + \frac{1}{2}; \frac{\tilde{\alpha} - \tilde{\beta}}{\tilde{\alpha} + \tilde{\beta}}\right) d\theta. \quad (30)$$

3 仿真结果

假定信道系数均值为 0, 方差为 1, 中继节点和目的节点的噪声方差相同, 即 $\sigma_r^2 = \sigma_d^2 = \sigma^2$. 传输信噪比定义为

$$R_{SNR} = 1/\sigma^2. \quad (31)$$

在仿真中, 采用了 Alamouti OSTBC 编码的码字 ∂_2 ^[3], 即

$$\mathbf{G}_2 = \frac{1}{2^{1/2}} \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1 \end{bmatrix}. \quad (32)$$

在研究 SER 性能时, 令功率分配参数 $\lambda = 0.5$, 即源节点和中继节点有相同的传输功率.

图 2 为分别采用 BPSK 和 4QAM 调制, 采用平均功率分配时, 平均 SER 关于传输信噪比的曲线. 从图中可以看出, 理论结果和仿真曲线非常吻合. 而且, 通过增加目的节点接收天线的个数, 系统的 SER 性能均会得到提高, 这主要是接收天线个数的增加带来了更大的接收分集增益.

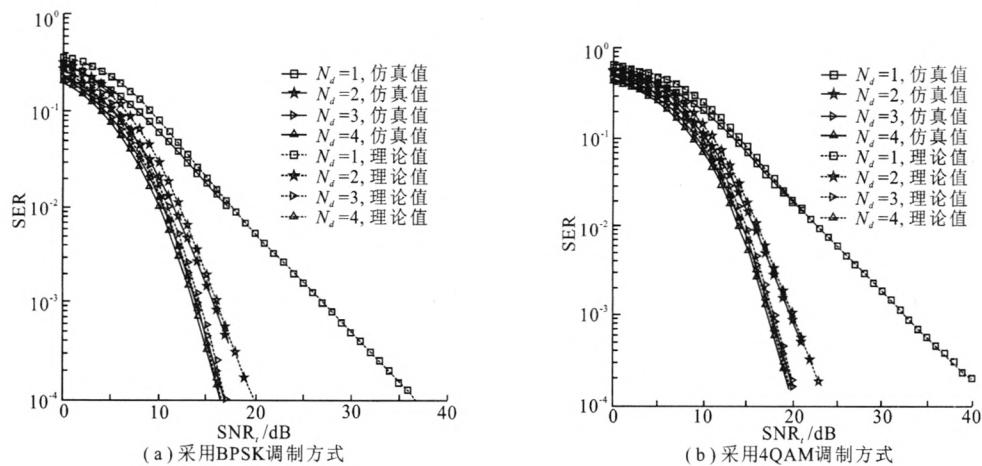


图 2 平均 SER 关于传输信噪比的性能曲线

4 结束语

针对中继节点配置单天线、目的节点配置任意数目天线的中继系统, 提出了一种基于正交空时块编码的放大转发中继方案. 同时分析了该方案在瑞利衰落信道下的性能. 推导了该方案接收信号信噪比的概率密度函数, 以及不同调制方式下的误符号率. 最后通过仿真验证了理论分析结果.

致 谢 本文得到英国 University of Southampton 的 Lie-Liang Yang 教授的悉心指导, 在此表示衷心的感谢.

参考文献:

- [1] Telatar I E. Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels [J]. European Trans on Telecommunication, 1999, 10(5): 585-595.

- [2] Wolniansky P W, Foschini G J, Golden G D, et al. V-BLAST: an Architecture for Realizing Very High Data Rates over the Rich-scattering Wireless Channel [C]//Proc of IEEE International Symposium on Signals, Systems, and Electronics. Pisa: IEEE, 1998: 295-300.
- [3] Alamouti S M. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [4] Tarokh V, Jafarkhani H, Calderbank A R. Space Time Block Codes from Orthogonal Designs [J]. IEEE Trans on Information Theory, 1999, 45(5): 1456-1467.
- [5] Laneman J N, Tse D N, Wornell G W. Cooperative Diversity in Wireless Networks: Efficient Protocols and Outage Behavior [J]. IEEE Trans on Information Theory, 2004, 50(12): 3062-3080.
- [6] Anghel P A, Kaveh M. Exact Symbol Error Probability of a Cooperative Network in a Rayleigh-Fading Environment [J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2004, 3(5): 1416-1421.
- [7] Yang L L, Chen H H. Error Probability of Digital Communications Using Relay Diversity over Nakagami-M Fading Channels [J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2008, 7(5): 1806-1811.
- [8] Tsiftsis T A, Karagiannidis G K, Mathiopoulos P T, et al. Nonregenerative Dual-hop Cooperative Links with Selection Diversity [J]. Eurosim Journal on Wireless Communication and Networking, 2006, 2006(2): 1-8.
- [9] Dharmawansaand P, McKay M R, Mallik R K. Analytical Performance of Amplify-and-forward MIMO Relaying with Orthogonal Space-time Block Codes [J]. IEEE Trans on Communications, 2010, 58(7): 2147-2157.
- [10] Song Y, Shin H, Hong E K. MIMO Cooperative Diversity with Scalar-gain Amplify-and-forward Relaying [J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2009, 57(7): 1932-1938.
- [11] Abdaoui A, Ikki S S, Ahmed M H, et al. On the Performance of a MIMO-relaying Scheme with Space Time Block Codes [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2010, 59(7): 3604-3609.
- [12] Chen S P, Wang W B, Zhang X, et al. Performance Analysis of OSTBC Transmission in Amplify-and-forward Cooperative Relay Networks [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2010, 59(1): 105-113.
- [13] Lee I H, Kim D. End-to-end BER Analysis for Dual-hop OSTBC Transmissions over Rayleigh Fading Channels [J]. IEEE Trans on Communications, 2008, 56(3): 347-351.
- [14] Yang L, Zhang Q T. Performance Analysis of MIMO Relay Wireless Networks with Orthogonal STBC [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2010, 58(7): 3668-3674.
- [15] Yang L L. Multicarrier Communications [M]. New York: John Wiley & Sons, 2009.
- [16] Tarokh V, Seshadri N, Calderbank A R. Space-time Codes FIR High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction [J]. IEEE Trans on Information Theory, 1998, 44(2): 744-765.
- [17] Tarokh V, Jafarkhani H, Calderbank A R. Space-time Block Coding for Wireless Communications: Performance Results [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1999, 17(3): 451-460.
- [18] Gradshteyn I S, Ryzhik I M. Table of Integrals, Series, and Products [M]. 7th Ed. New York: Academic, 2000.

(编辑: 齐淑娟)

(上接第 102 页)

- [4] Li Y, Zeng T, Long T, et al. Range Migration Compensation and Doppler Ambiguity Resolution by Keystone Transform [C]//International Conference on Radar. Shanghai: IEEE Press, 2006: 1466-1469.
- [5] Yuan Sijie, Wu Tao. Application Research of Keystone Transform in Weak High-Speed Target Detection in Low-PRF Narrowband Chirp Radar [C]//IEEE ICSP Proceedings. Beijing: IEEE, 2008: 2452-2456.
- [6] Zhang Shunsheng, Zhang Wei, Wang Yang. Multiple Targets' Detection in terms of Keystone Transform at the low SNR Level [C]//International Conference on Information and Automation. Zhangjiajie: IEEE Press, 2008: 1-4.
- [7] 原浩娟, 高梅国, 姜伟, 等. 基于 Knab 内插核的 Keystone 变换 [J]. 数据采集与处理, 2010, 25(4): 425-429.
Yuan Haojuan, Gao Meiguo, Jiang Wei, et al. Keystone Transform Using Knab Interpolation Kernel [J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2010, 25(4): 425-429.
- [8] Hanssen R, Bamler R. Evaluation of Interpolation Kernels for SAR Interferometry [J]. IEEE Trans on Geoscience and Remote Sensing, 1999, 37(1): 318-321.
- [9] 保铮, 刑孟道, 王彤. 雷达成像技术 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.

(编辑: 郭 华)

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深，让许多工程师望而却步，然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上，我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识，借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养，推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程，化繁为简，直观易学，可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛，让天线设计不再难…



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书，课程从基础讲起，内容由浅入深，理论介绍和实际操作讲解相结合，全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程，可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计，让天线设计不再难…

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程，由经验丰富的专家授课，旨在帮助您从零开始，全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程，边操作边讲解，直观易学；购买套装同时赠送 3 个月在线答疑，帮您解答学习中遇到的问题，让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程，培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合，全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作，同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习，可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试…

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力于专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 **ADS**、**HFSS** 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养, 更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果, 又能免除您舟车劳顿的辛苦, 学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲, 结合实际工程案例, 直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>