

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.07.004

引用格式:徐凌伟,张浩,刘兴,等. JTRAS/OSTBC 系统在莱斯信道下的性能分析[J]. 电讯技术,2014,54(7):881-887. [XU Ling-wei,ZHANG Hao,LIU Xing,et al. Performance Analysis of JTRAS /OSTBC Systems in Rice Fading Channels[J]. Telecommunication Engineering,2014,54(7):881-887.]

JTRAS/OSTBC 系统在莱斯信道下的性能分析*

徐凌伟^{1,**},张浩^{1,2},刘兴¹,王景景³,Gulliver T A²

(1. 中国海洋大学 信息科学与工程学院,山东 青岛 266100;2. 加拿大维多利亚大学 电子与计算机工程学院,维多利亚 V8W 3P6;
3. 青岛科技大学 信息科学与技术学院,山东 青岛 266061)

摘要:在莱斯衰落信道下,研究了使用联合发射/接收天线选择(JTRAS)和正交空时分组码(OSTBC)的多输入多输出(MIMO)系统的平均符号误码率(ASEP)性能。基于标量加性高斯白噪声(AWGN)信道的方法,推导出了分别使用频移键控调制(FSK)和脉冲幅度调制(PAM)的 ASEP 性能的精确定义表达式。数值仿真结果与理论分析结果相吻合,验证了分析结果的正确性。仿真结果表明:随着发射天线或接收天线数的增加,JTRAS/OSTBC 系统的 ASEP 性能得到了很好的改善,当使用 2FSK 调制,信噪比为 8 dB 时,(4,4;2) 系统的误码率是 1×10^{-2} , (6,6;6) 系统的误码率是 2×10^{-4} ;莱斯因子对 JTRAS/OSTBC 系统的 ASEP 性能有显著影响,当使用 2FSK 调制,信噪比为 10 dB 时,在莱斯因子为 0 时,(4,4;4) 系统的误码率是 7×10^{-4} ;在莱斯因子为 4 时,(4,4;4) 系统的误码率是 1.5×10^{-4} ;在莱斯因子为 100 时,(4,4;4) 系统的误码率是 8×10^{-5} 。

关键词:多输入多输出;联合发射/接收天线选择;正交空时分组码;莱斯衰落信道;平均符号误码率
中图分类号:TN925 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2014)07-0881-07

Performance Analysis of JTRAS /OSTBC Systems in Rice Fading Channels

XU Ling-wei¹,ZHANG Hao^{1,2},LIU Xing¹,WANG Jing-jing³,Gulliver T A²

(1. College of Information Science and Engineering, Ocean University of China, Qingdao 266100, China;

2. Department of Electrical and Computer Engineering, University of Victoria, Victoria V8W 3P6, Canada;

3. Department of Information Science and Technology, Qingdao University of Science & Technology, Qingdao 266061, China)

Abstract: The average symbol error probability(ASEP) of multiple-input multiple-output(MIMO) systems in Rice fading channels is analyzed by applying joint transmit/receive antenna selection(JTRAS) and orthogonal space-time block code(OSTBC). Based on the scalar additive white Gaussian noise(AWGN) channel approach, the accurate closed form expressions of ASEP are derived for frequency shift keying modulation(FSK) and pulse amplitude modulation(PAM). The numerical simulations result coincides with theoretical results well and the accuracy of analytical result is verified. Simulation results show that the ASEP performance can be improved with the increase of the number of transmitting antennas or receiving antennas, when SNR=8 dB, the ASEP of(4,4;2) with 2FSK is 1×10^{-2} , (6,6;6) is 2×10^{-4} ; Rice factor has a significant impact on the ASEP performance, when SNR=10 dB, Rice factor is 0, the ASEP of (4,4;4) with 2FSK is 7×10^{-4} , Rice factor is 4, (4,4;4) is 1.5×10^{-4} , Rice factor is 100, (4,4;4) is 8×10^{-5} .

Key words: MIMO; joint transmit /receive antenna selection; orthogonal space-time block code; Rice fading channels; average symbol error probability

* 收稿日期:2014-03-04;修回日期:2014-04-13 Received date:2014-03-04;Revised date:2014-04-13

基金项目:国家自然科学基金资助项目(60902005,61304222);山东省自然科学基金资助项目(ZR2012FQ021);青岛市国际科技合作项目(12-1-4-137-hz)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China(No. 60902005,61304222);The Natural Science Foundation of Shandong Province(ZR2012FQ021);The International Science&Technology Cooperation Program of Qingdao(12-1-4-137-hz)

** 通讯作者:gaomilaojia2009@163.com Corresponding author:gaomilaojia2009@163.com

1 引言

随着高级国际移动通信 (IMT-Advanced) 技术的演进,为了满足不同用户的需求,不断提高服务质量 (Quality of Service, QoS),多输入多输出 (Multiple Input Multiple Output, MIMO) 技术受到了下一代宽带无线移动通信系统的广泛关注。MIMO 技术作为一种无线通信技术,已经成为无线通信领域的研究热点,尤其在信道的测量、信道编码方面有了丰富的学术成果^[1-2]。空时编码 (STBC) 技术就是利用多根发射天线有效地实现了空间分集,尤其是正交空时分组码 (OSTBC) 以较低的译码复杂度获得了完全的分集增益^[3]。然而,典型的 MIMO 系统中发射机和接收机同时使用所有的天线发射和接收,这就要求使用与天线一样多的射频链路,大大增加了系统的硬件成本,而且空时编码、检测译码等信号处理的复杂度也会大幅度提高。发射天线选择 (TAS) 技术由于用相对较少的收发射频链路支持较多的天线,更好地利用收发天线单元,大幅削减硬件成本,并且降低信号处理的复杂度,因此引起人们极大的关注。文献[4]利用 STBC 和 TAS 的优点,提出了 TAS/STBC 方案,选择两根发射天线的系统称为 TAS/Alamouti。文献[5-10]利用矩生成函数 (MGF) 的方法,使用 q 进制相移键控 (PSK) 和 q 进制方根正交幅度调制 (QAM),分别研究了瑞利信道和 Nakagami- m 信道下 TAS/OSTBC 系统的平均符号误码率 (ASEP) 的表达式及其性能上限。但是这种包含了超几何函数的符号错误概率的表达式难以分析,得到封闭的结果十分困难。

目前研究单独的接收或发射天线选择的文献比较多,而对联合收发天线选择 (JTRAS) 的关注却很少。文献[11-12]分别给出了一种联合收发天线选择性算法,与其他天线选择算法相比,计算复杂度大大降低,性能接近。所以,本文将 JTRAS 与 OSTBC 技术进行了合并,得到了 JTRAS/OSTBC 系统。

根据目前掌握的资料,在莱斯信道下,对 JTRAS/OSTBC 系统的 ASEP 性能进行理论推导的文献很少。所以本文基于标量加性高斯白噪声 (AWGN) 信道的方法^[13],在莱斯信道下,分别使用 q 进制 FSK 调制和 PAM 调制方式,推导出了 JTRAS/OSTBC 系统的 ASEP 性能的精确闭合解析式,并对不同系统条件下 ASEP 性能进行数值仿真和分析,验证了分析结果的正确性。本文的分析方法可以避免复杂的积分运算,同时节省了仿真时间。

2 系统模型

考虑一个使用 OSTBC 编码的 MIMO 系统,有 K 根发射天线, U 根接收天线。输入的信息序列首先分别使用 q 进制 FSK/PAM 进行调制,输出的 S 个符号经 OSTBC 编码后在 T 个时隙内由 K 个天线发射出去。每条信道是莱斯信道,相互之间是独立的。

莱斯信道是直射路径 (LoS) 与其他散射路径之和,因此莱斯信道矩阵 \mathbf{H} 可以表示为

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,K} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{U,1} & \cdots & h_{U,K} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{Z}{Z+1}} \mathbf{H}_{\text{LoS}} + \sqrt{\frac{1}{Z+1}} \mathbf{H}_{\text{sc}} \quad (1)$$

其中,元素 h_{ij} 表示发射天线 j 到接收天线 i 的路径增益, \mathbf{H}_{LoS} 为直射路径的信道矩阵; \mathbf{H}_{sc} 为散射路径的信道矩阵,它的各个元素均服从零均值的复高斯分布,且相互独立; Z 为莱斯因子,即 LoS 信号与散射信号的功率之比。

设莱斯信道是非频率选择性衰落信道,多径时延小于 $0.1T$,因此可以不考虑码间干扰的影响,且多普勒频移为 0 Hz,仅考虑多径传播引起的衰落对信号的影响。通常我们假设衰落过程相对于信号的符号速率要慢得多,因此我们可以精确地估计信号的相位,所以只需考虑幅度衰落带来的影响,而不必关心相位的影响^[14]。路径增益 h_{ij} 可以表示为^[14-15]

$$h_{ij} = \sqrt{x_1^2 + (x_2 + A)^2} \quad (2)$$

其中, x_1, x_2 是高斯随机变量 $N(0, \sigma^2)$, A 表示直射路径的电平幅度峰值。

路径增益 h_{ij} 的概率密度函数为^[16]

$$p_{\text{rice}}(h) = \frac{h}{\sigma^2} e^{-(h^2+A^2)/2\sigma^2} I_0\left(\frac{Ah}{\sigma^2}\right) \quad (3)$$

其中, $I_0(x)$ 是第一类零阶修正贝塞尔函数, A^2 和 σ^2 分别表示直射路径功率和散射路径功率。衰落信道的功率由以下条件归一化表示:

$$2\sigma^2 + A^2 = 1 \quad (4)$$

A 和 σ 的值由莱斯因子 Z 决定,即

$$\sigma = \frac{1}{\sqrt{2(Z+1)}} \quad (5)$$

$$A = \sqrt{\frac{Z}{Z+1}} \quad (6)$$

接收信号可以表示为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{W} \quad (7)$$

式中, \mathbf{Y} 是 $U \times T$ 维的接收信号矩阵, \mathbf{X} 是 $K \times T$ 维的发射信号矩阵, \mathbf{W} 是 $U \times T$ 维的复高斯白噪声矩阵,其每一维的方差是 $N_0/2$, N_0 是功率谱密度。

在接收端,在进行最大似然译码前,我们基于标量 AWGN 信道的方法,将式(2)中的矩阵信道转化成标量 AWGN 信道,接收信号可以表示为

$$y_0 = \|\mathbf{H}\|_F^2 \mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (8)$$

其中, $\|\mathbf{H}\|_F^2$ 表示矩阵 \mathbf{H} 的 Frobenius 范数的平方。

考虑 STBC 的编码速率,用 R 表示,接收信号可以表示为

$$y_0 = \frac{1}{R} \|\mathbf{H}\|_F^2 \mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (9)$$

式中, y_0 是 $S \times 1$ 维的接收信号矩阵, \mathbf{x} 是分别经过 q 进制 FSK 和 PAM 调制的 $S \times 1$ 维的发射信号矩阵, \mathbf{w} 是 $S \times 1$ 维的复高斯白噪声矩阵,其每一维的期望是 0,方差是 $1/R \times \|\mathbf{H}\|_F^2 \times N_0/2$, N_0 表示功率谱密度。

因此接收端的信噪比可以用 r_0 表示为

$$r_0 = \frac{E_s}{KRN_0} \|\mathbf{H}\|_F^2 \quad (10)$$

其中, E_s 表示发射端总的传输功率。我们用 h_0 进行以下替换,即

$$h_0 = \frac{1}{R} \|\mathbf{H}\|_F^2 = \sum_{i=1}^U \sum_{j=1}^K \frac{1}{R} \|h_{ij}\|^2 \quad (11)$$

则式(4)、(5)可以表示为

$$y_0 = h_0 \mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (12)$$

$$r_0 = \frac{E_s}{KN_0} h_0 \quad (13)$$

下面我们对 JTRAS/OSTBC 系统进行说明,图 1 是 JTRAS/OSTBC 系统的发射机框图,图 2 是 JTRAS/OSTBC 系统的接收机框图。

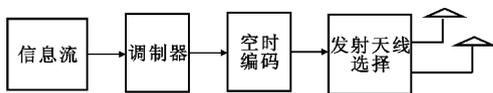


图 1 JTRAS /OSTBC 系统的发射机框图

Fig.1 The transmitter block diagram of JTRAS /OSTBC system



图 2 JTRAS /OSTBC 系统的接收机框图

Fig.2 The receiver block diagram of JTRAS /OSTBC system

联合发射/接收天线选择的准则是使接收端的接收信噪比(SNR)最大,这样可以减小误码率。文献[16]研究了天线选择算法对 MIMO 系统性能的影响,文中接收端的信噪比是与信道矩阵的奇异值有关的,即奇异值越大,相应的接收信号的信噪比也越大。它利用信道矩阵的奇异值分解(SVD)所得到的左奇异和右奇异矢量实现发端和收端的射频天线

选择,且不需要改变系统原有的检测算法。因此我们使用了文献[16]中的方法,进行联合发射/接收天线选择时,首先对信道矩阵进行奇异值分解,然后对奇异值按照从大到小进行排序,最后选择最大的特征值所对应的发射/接收天线。

从 K 根发射天线中选择 N 根天线,从 U 根接收天线中选择 M 根天线,那么经过联合发射/接收天线选择后的信道矩阵用 \mathbf{H}_s 表示,所以

$$h = \frac{1}{R} \|\mathbf{H}_s\|_F^2 = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \frac{1}{R} \|h_{ij}\|^2 \quad (14)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}\mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (15)$$

$$r_s = \frac{E_s}{NN_0} h \quad (16)$$

3 平均误码率分析

在莱斯信道下,我们推导了 JTRAS/OSTBC 系统分别使用 q 进制 FSK 调制和 PAM 调制的 ASEP 性能的精确闭合表达式。

在莱斯信道下, h_{ij} 是一个复高斯变量,其实部的期望是 m_p ,虚部的期望是 m_q ,方差是 σ^2 。所以 h 的分布符合非中心卡方分布,自由度是 $2MN$,其概率密度函数为^[17]

$$p_{\text{rice}}(h) = \frac{R}{(2\sigma^2)^2} \left(\frac{Rh}{\sigma^2}\right)^{(MN-1)/2} e^{-(s+hR)/2\sigma^2} I_{MN-1}(\sqrt{Rh} \frac{s}{\sigma^2}) \quad (17)$$

$$s^2 = MN(m_p^2 + m_q^2) \quad (18)$$

其中, $I_a(x)$ 是第一类 a 阶修正贝塞尔函数。

我们对 $I_a(x)$ 函数进行以下替换:

$$I_a(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(x/2)^{\alpha+2k}}{k! \Gamma(\alpha+k+1)} \quad (19)$$

所以式(17)可以表示为

$$p_{\text{rice}}(h) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(MN\beta)^i e^{-MN\beta} R^{MN+i}}{\Gamma(i+1) \Gamma(MN+i) (2\sigma^2)^{MN+i}} \cdot h^{(MN+i-1)} e^{-hR/2\sigma^2} \quad (20)$$

其中, $\beta = \frac{m_p^2 + m_q^2}{2\sigma^2}$ 。

r_s 的概率密度函数为

$$p_{\text{rice}}(r_s) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(MN\beta)^i e^{-MN\beta}}{\Gamma(i+1) \Gamma(MN+i)} \frac{1}{(r_p)^{MN+i}} r_s^{MN+i-1} e^{-r_s/r_p} \quad (21)$$

其中, r_p 表示为

$$r_p = \frac{E_s}{NRN_0} E[\|h_{ij}\|^2] = \frac{2\sigma^2 E_s}{NRN_0} \quad (22)$$

莱斯信道下的 ASEP 可以表示为

$$P = \int_0^\infty P_q(r_s) p_{rice}(r_s) dr_s \quad (23)$$

其中, $P_q(r_s)$ 表示不同的调制方式在 AWGN 信道下的 SEP 或者比特误码率 (BEP)。

3.1 FSK 调制

q 进制 FSK 在 AWGN 信道下的 SEP 可以表示为^[17]

$$P_{FSK,q}(r_s) = \sum_{n=1}^{q-1} \frac{(-1)^{n+1}}{n+1} \binom{q-1}{n} e^{-r_s \frac{n}{s_{n+1}}} \quad (24)$$

将式(21)、(24)代入式(23)得

$$P_{FSK,q}(r_s) = \sum_{i=0}^\infty \frac{(MN\beta)^i e^{-MN\beta}}{\Gamma(i+1)\Gamma(MN+i)(r_p)^{MN+i}} \times \left(\sum_{n=1}^{q-1} \frac{(-1)^{n+1}}{n+1} \binom{q-1}{n} \int_0^\infty e^{-r_s \frac{n}{s_{n+1}}} r_s^{MN+i-1} e^{-r_s/r_p} dr_s \right) \quad (25)$$

上式中的积分可以表示为

$$\begin{aligned} f(L) &= \int_0^\infty x^{L-1} e^{-x/u} dx = \\ &= - \int_0^\infty x^{L-1} u de^{-x/u} = \\ &= - x^{L-1} u e^{-x/u} \Big|_0^\infty + \int_0^\infty (x^{L-1})' u e^{-x/u} dx = \\ &= u(L-1) \int_0^\infty x^{L-2} e^{-x/u} dx = \\ &= u(L-1) f(L-1) \end{aligned} \quad (26)$$

式(26)中的上标 ' 表示求导运算。重复上述过程, 我们最终得到

$$f(L) = u^{L-1} \Gamma(L) f(1) \quad (27)$$

$$f(1) = \int_0^\infty e^{-x/u} dx = u \quad (28)$$

将式(28)代入式(27)得

$$f(L) = u^L \Gamma(L) \quad (29)$$

其中

$$u = \frac{(n+1)r_p}{(r_p+1)n+1} \quad (30)$$

所以 q 进制 FSK 的 ASEP 的精确闭合表达式为

$$P_{FSK,q}(r_s) = \sum_{i=0}^\infty \frac{(MN\beta)^i e^{-MN\beta}}{\Gamma(i+1)\Gamma(MN+i)(r_p)^{MN+i}} \times \left(\sum_{n=1}^{q-1} \frac{(-1)^{n+1}}{n+1} \binom{q-1}{n} u^{MN+i} \Gamma(MN+i) \right) = \sum_{i=0}^\infty \frac{(MN\beta)^i e^{-MN\beta}}{\Gamma(i+1)(r_p)^{MN+i}} \times \left(\sum_{n=1}^{q-1} \frac{(-1)^{n+1}}{n+1} \binom{q-1}{n} u^{MN+i} \right) =$$

$$\sum_{i=0}^\infty \frac{(MN\beta)^i e^{-MN\beta}}{\Gamma(i+1)} \times \left(\sum_{n=1}^{q-1} \frac{(-1)^{n+1}}{n+1} \binom{q-1}{n} \right) \left(\frac{(n+1)}{(r_p+1)n+1} \right)^{MN+i} \quad (31)$$

3.2 PAM 调制

q 进制 PAM 调制在 AWGN 信道下的 SEP 可以表示为^[18]

$$P_{PAM}(r_s) = 2 \left(1 - \frac{1}{q}\right) Q\left(\sqrt{\frac{6r_s}{q^2-1}}\right) \quad (32)$$

其中, $Q(\cdot)$ 函数表示高斯尾函数。将式(21)和式(32)代入式(23)得 q 进制 PAM 的 ASEP 的精确闭合表达式为

$$P_{PAM,q}(r_s) = \sum_{i=0}^\infty \frac{(MN\beta)^i e^{-MN\beta}}{\Gamma(i+1)\Gamma(MN+i)(r_p)^{MN+i}} \times 2 \left(1 - \frac{1}{q}\right) \times \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{6r_s}{q^2-1}}\right) r_s^{MN+i-1} e^{-r_s/r_p} dr_s \quad (33)$$

上式中的积分可以表示为

$$\begin{aligned} f(L) &= \int_0^\infty Q(\sqrt{bx}) x^{L-1} e^{-x/r_p} dx = \\ &= - \int_0^\infty Q(\sqrt{bx}) x^{L-1} r_p de^{-x/r_p} = \\ &= - Q(\sqrt{bx}) x^{L-1} r_p e^{-x/r_p} \Big|_0^\infty + \\ &= \int_0^\infty (Q(\sqrt{bx}) x^{L-1})' r_p e^{-x/r_p} dx = \\ &= r_p(L-1) \int_0^\infty Q(\sqrt{bx}) x^{L-2} e^{-x/r_p} dx - \\ &= r_p \sqrt{\frac{b}{8\pi}} \int_0^\infty e^{-bx/2} x^{L-\frac{3}{2}} e^{-x/r_p} dx = \\ &= r_p(L-1) f(L-1) - \\ &= \frac{1}{2} (r_p)^L \delta \left(\frac{1-\delta^2}{4}\right)^{L-1} \frac{(2L-2)!}{(L-1)!} \end{aligned} \quad (34)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{br_p}{2+br_p}} \quad (35)$$

式(34)中的上标 ' 表示求导运算。重复上述过程, 我们最终得到

$$f(L) = (r_p)^{L-1} \Gamma(L) f(1) - \frac{1}{2} (r_p)^L \Gamma(L) \cdot \sum_{k=2}^L \delta \left(\frac{1-\delta^2}{4}\right)^{k-1} \frac{(2k-2)!}{(k-1)! (k-1)!} \quad (36)$$

$$f(1) = \int_0^\infty Q(\sqrt{bx}) e^{-x/r_p} dx = \frac{1}{2} r_p (1 - \delta) \quad (37)$$

将式(37)代入式(36)得

$$f(L) = \frac{1}{2} (r_p)^L \Gamma(L) \left[1 - \sum_{k=0}^{L-1} \delta \left(\frac{1-\delta^2}{4} \right)^{k-1} \frac{(2k)!}{(k)! k!} \right] \quad (38)$$

所以 q 进制 PAM 的 ASEP 的精确闭合表达式为

$$P_{\text{PAM},q} = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(MN\beta)^i e^{-MN\beta}}{\Gamma(i+1)} \times \left(1 - \frac{1}{q} \right) \left[1 - \sum_{k=0}^{MN+i-1} \delta \left(\frac{1-\delta^2}{4} \right)^k \frac{(2k)!}{(k)! k!} \right] \quad (39)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{3r_p}{q^2 - 1 + 3r_p}} \quad (40)$$

4 数值仿真

本节将通过数值仿真验证前面 ASEP 分析结果的正确性,并说明 JTRAS/OSTBC 系统的 ASEP 性能受发射天线或接收天线数以及莱斯因子的影响。

图 3 给出了 JTRAS/OSTBC 系统在莱斯信道下使用 2FSK 调制方式 ASEP 性能随总发射信噪比变化的曲线。发射天线数目 K 分别取 4、5、6 根,接收天线数目 U 分别取 4、5、6 根,从 K 中选择 N 根发射天线,从 U 中选择 M 根接收天线,记为 $(K, U; N \times M)$,其中 N 取 2 根发射天线, M 分别取 1、2、3 根接收天线。莱斯因子 $Z=4$ 。由图可见,理论结果与仿真结果得到了很好的拟合,验证了理论分析的正确性。同时,JTRAS/OSTBC 系统的 ASEP 性能随着发射信噪比的增加而不断降低,例如, $(5, 5; 4)$ 系统的误码率在 8 dB 时为 1×10^{-3} ,在 10 dB 时为 3×10^{-4} 。仿真结果显示:随着发射天线数或接收天线数的增加,系统的误码率性能是不断改善的。例如,当 $SNR=8$ dB, $(4, 4; 2)$ 系统的误码率是 1×10^{-2} , $(5, 5; 4)$ 系统的误码率是 1×10^{-3} , $(6, 6; 6)$ 系统的误码率是 2×10^{-4} 。

图 4 给出了 JTRAS/OSTBC 系统在莱斯信道下使用 2FSK 调制方式 ASEP 性能随莱斯因子变化的曲线。发射天线数目 K 取 4 根,接收天线数目 U 取 4 根,从 K 中选择 N 根发射天线,从 U 中选择 M 根接收天线,其中 N 取 2 根发射天线, M 取 2 根接收天线,莱斯因子 Z 分别为 0、4、100。仿真结果显示:莱斯因子对系统的 ASEP 性能有显著影响。随着莱斯因子的增大,系统的 ASEP 性能是不断改善的。例如,当 $SNR=10$ dB 时,在 $Z=0$ 时,误码率是 7×10^{-4} ;在 $Z=4$ 时,误码率是 1.5×10^{-4} ;在 $Z=100$ 时,误码率是 8×10^{-5} 。尤其当 $Z=0$ 时,莱斯信道就变成了瑞利信道,所以我们得到:在相同的条件下,JTRAS/OSTBC 系统在莱斯信道下的 ASEP 性能要优于瑞利信道下的 ASEP 性能。

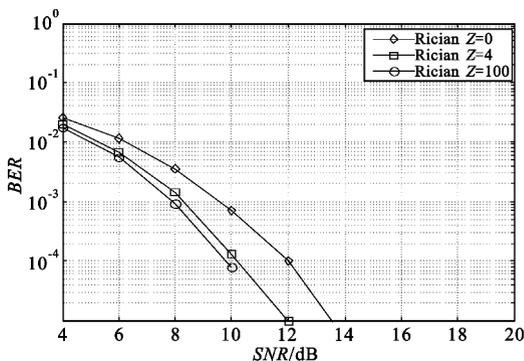


图 4 莱斯因子对使用 2FSK 调制的 JTRAS/OSTBC 系统的 ASEP 性能的影响

Fig. 4 The effect of the Rice factor on ASEP performance of JTRAS/OSTBC system with 2FSK

图 5 给出了 JTRAS/OSTBC 系统在莱斯信道下使用 2PAM 调制方式 ASEP 性能随总发射信噪比变化的曲线。发射天线数目 K 分别取 4、5、6 根,接收天线数目 U 分别取 4、5、6 根,从 K 中选择 N 根发射天线,从 U 中选择 M 根接收天线,记为 $(K, U; N \times M)$,其中 N 取 2 根发射天线, M 分别取 2、3、4 根接收天线。莱斯因子 $Z=4$ 。我们可以看到,理论结果与仿真结果得到了很好的拟合,验证了理论分析的正确性。由图 5 可知,JTRAS/OSTBC 系统的 ASEP 性能随着发射信噪比的增加而不断降低,例如, $(5, 5; 6)$ 系统的误码率在 4 dB 时为 3×10^{-2} ,在 7 dB 时为 5×10^{-3} 。仿真结果显示:随着发射天线数或接收天线数的增加,系统的误码率性能是不断改善的。例如,当 $SNR=6$ dB, $(4, 4; 4)$ 系统的误码率是 4×10^{-2} , $(5, 5; 6)$ 系统的误码率是 1×10^{-2} , $(6, 6; 8)$ 系统的误码率是 4×10^{-3} 。

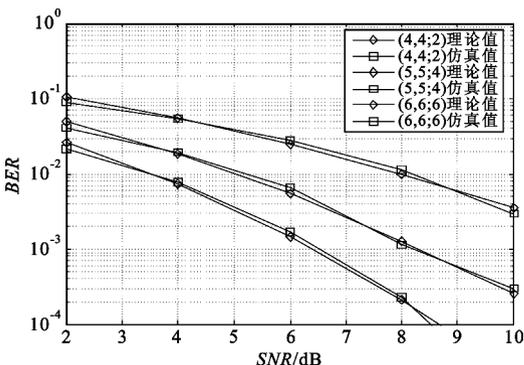


图 3 JTRAS/OSTBC 系统使用 2FSK 调制的 ASEP 性能
Fig. 3 The ASEP performance of JTRAS/OSTBC system with 2FSK

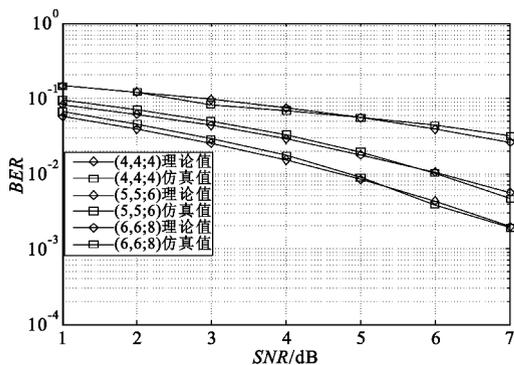


图5 JTRAS/OSTBC 系统使用 2PAM 调制的 ASEP 性能

Fig. 5 The ASEP performance of JTRAS/OSTBC system with 2PAM

图 6 给出了 JTRAS/OSTBC 系统在莱斯信道下使用 2PAM 调制方式 ASEP 性能随莱斯因子变化的曲线。发射天线数目 K 取 4 根,接收天线数目 U 取 4 根,从 K 中选择 N 根发射天线,从 U 中选择 M 根接收天线,其中 N 取 2 根发射天线, M 取 2 根接收天线,莱斯因子 Z 分别为 0、4、100。仿真结果显示:莱斯因子对系统的 ASEP 性能有显著影响。随着莱斯因子的增大,系统的 ASEP 性能是不断改善的。例如,当 $SNR=10$ dB 时,在 $Z=0$ 时,误码率是 3.5×10^{-3} ;在 $Z=4$ 时,误码率是 1.5×10^{-3} ;在 $Z=100$ 时,误码率是 7×10^{-4} 。与图 4 中的 2FSK 调制相比,在相同的信噪比条件下,JTRAS/OSTBC 系统使用 2FSK 调制的 ASEP 性能要优于 2PAM 调制。

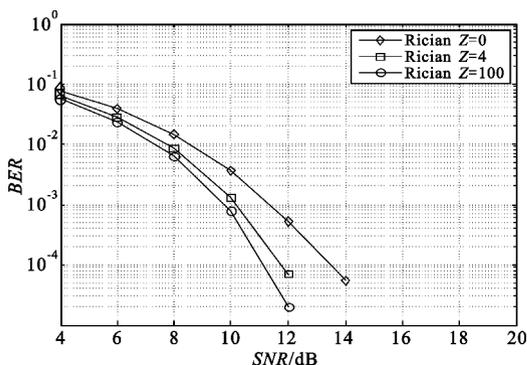


图6 莱斯因子对使用 2PAM 调制的 JTRAS/OSTBC 系统的 ASEP 性能的影响

Fig. 6 The effect of the Rice factor on ASEP performance of JTRAS/OSTBC system with 2PAM

5 结束语

本文在莱斯衰落信道下研究了 JTRAS/OSTBC 系统的平均符号误码率 (ASEP) 性能。基于标量加性高斯白噪声 (AWGN) 信道的方法,推导出了采用

频移键控调制 (FSK) 和脉冲幅度调制 (PAM) 的 JTRAS/OSTBC 系统的 ASEP 性能的精确闭合表达式。然后对不同条件下的 ASEP 性能进行了数值仿真,推导的理论结果与仿真结果得到了很好的拟合,验证了理论分析的正确性。文中的结果为莱斯衰落信道上的 JTRAS/OSTBC 系统的设计提供了一种有效的理论分析工具。本文的研究基于信道是相互独立的条件,在现实应用环境中,信道并不是完全独立的,该条件将会存在偏差,在后续研究中,可以进一步研究相关信道对系统性能的影响。

参考文献:

- [1] Molteni D, Nicoli M, Spagnolini U. Performance of MIMO-OFDMA systems in correlated fading channels and non-stationary interference [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(5): 1480-1494.
- [2] Choi D, Lee D, Lee J H. Resource allocation for CoMP with multiuser MIMO-OFDMA [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(9): 4626-4632.
- [3] 许林. 基于 STBC 和 MRC 的多天线分集算法及其性能分析 [J]. 电讯技术, 2012, 52(12): 1900-1904.
XU Lin. Performance Analysis of Multi-antenna Communication System Based on STBC and MRC [J]. Telecommunication Engineering, 2012, 52(12): 1900-1904. (in Chinese)
- [4] 陶成, 刘留, 邱佳慧, 等. 高速铁路宽带无线接入系统架构与关键技术 [J]. 电信科学, 2010, 26(6): 95-101.
TAO Cheng, LIU Liu, QIU Jia-hui, et al. Architecture and Key Techniques of Broadband Wireless Access Systems for High speed Railway [J]. Telecommunication Science, 2010, 26(6): 95-101. (in Chinese)
- [5] Gore D A, Paulraj A J. MIMO antenna subset selection with space-time coding [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(10): 2580-2588.
- [6] YANG L, QIN J. Performance of Alamouti scheme with transmit antenna selection for M-ary signals [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 11(5): 423-425.
- [7] Kaviani S, T Ellambura C. Closed-form BER analysis for antenna selection using orthogonal space-time block codes [J]. IEEE Communication Letters, 2006, 10(10): 704-706.
- [8] 李光球, 江林超. 发射天线选择空时分组码的误符号率分析 [J]. 电波科学学报, 2010, 25(2): 291-296.
LI Guang-qiu, JIANG Lin-chao. Symbol error probability analysis for transmit antenna selection using orthogonal space-time block codes [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2010, 25(2): 291-296. (in Chinese)

- [9] Coskun A F, Kucur O, Altunbas I. Performance of space-time block codes with transmit antenna selection in Nakagami-m fading channels [C]//Proceedings of 2010 European Wireless Conference. Lucca, Italy, IEEE, 2010: 171-176.
- [10] 吕西午,刘开华,马永涛,等.双发射天线选择正交空时码分集系统性能分析[J].电波科学学报,2012,27(1):117-121.
LV Xi-wu, LIU Kai-hua, MA Yong-tao, et al. Performance analysis of two transmit antenna selection and orthogonal space-time code diversity systems [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2012, 27 (1): 117 - 121. (in Chinese)
- [11] Molisch A F, Win M Z, Winters J H. Reduced complexity transmit/receive diversity systems [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 51 (3): 2729-2738.
- [12] 罗培东. Alamouti 编码方案在联合天线选择下的 BER 精确解 [J]. 微型机与应用, 2009 (13): 45-51.
LUO Pei-dong. Exact BER expression for Alamouti scheme with joint transmit and receive antenna selection [J]. Microcomputer & Its Applications, 2009 (13): 45 - 51. (in Chinese)
- [13] Sandhu S, Paulraj A. Space-time block codes: A capacity perspective [J]. IEEE Communication Letters, 2000, 4 (12): 384-386.
- [14] 于海霞,石艳丽,梁广东. Rice 衰落信道下 MSK 系统仿真研究 [J]. 电子测量技术, 2009, 32 (10): 44-46.
YU Hai-xia, SHI Yan-li, LIANG Guang-dong. Emulation research of MSK system over rice channels [J]. Electronic Measurement Technology, 2009, 32 (10): 44 - 46. (in Chinese)
- [15] 俞丹丽,夏厚培. RS 与卷积级联码在 Rice 信道中的性能分析 [J]. 雷达与对抗, 2012, 32 (2): 36-39.
YU Dan-li, XIA Hou-pei. The performance analysis of cascaded codes of RS and convolution in Rice channel [J]. Radar & Ecm, 2012, 32 (2): 36-39. (in Chinese)
- [16] 徐慧,王文博,汪剑锋,等.一种基于 SVD 的射频收发天线选择算法 [J]. 系统仿真学报, 2008, 20 (14): 3756-3758.
XU Hui, WANG Wen-bo, WANG Jian-feng, et al. SVD-based RF Transceiver Antenna Selection Algorithm [J]. Journal of System Simulation, 2008, 20 (14): 3756 - 3758. (in Chinese)
- [17] Proakis J G. Digital Communications [M]. 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2001.
- [18] 冯穗力,余翔宇,刘梦华,等.数字通信原理 [M]. 北京:电子工业出版社, 2012.
FENG Hui-li, YU Xiang-yu, LIU Meng-hua, et al. Principles of Digital Communications [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2012. (in Chinese)

作者简介:



徐凌伟(1987—),男,山东高密人,2013 年于中国海洋大学获硕士学位,现为中国海洋大学信息科学与工程学院博士研究生,主要研究方向为 60 GHz 无线通信、MIMO 无线通信和信道编码理论;

XU Ling-wei was born in Gaomi, Shandong Province, in 1987. He received the M. S. degree from Ocean University of China in 2013. He is currently working toward the Ph. D. degree. His research interests include 60 GHz wireless communication, MIMO wireless communication and channel coding theory.

Email: gaomilaojia2009@163.com

张浩(1975—),男,江苏人,2004 年于加拿大维多利亚大学获博士学位,现为中国海洋大学信息科学与工程学院教授、博士生导师、加拿大维多利亚大学电子与计算机工程学院副教授,主要研究方向为超宽带无线通信系统、60 GHz 无线通信和 MIMO 无线通信;

ZHANG Hao was born in Jiangsu Province, in 1975. He received the Ph. D. degree in Electrical and Computer Engineering from University of Victoria, Canada in 2004. He is now a professor and the Ph. D. supervisor. His research interests include ultra-wideband radio systems, 60 GHz wireless communication and MIMO wireless communication.

刘兴(1990—),女,山东泰安人,现为中国海洋大学信息科学与工程学院博士研究生,主要研究方向为 UWB 定位;

LIU Xing was born in Tai'an, Shandong Province, in 1990. She is currently working toward the Ph. D. degree. Her research concerns UWB position.

王景景(1975—),女,安徽人,2012 年于中国海洋大学获博士学位,现为青岛科技大学信息科学与技术学院副教授,主要研究方向为 60 GHz 无线通信、60GHz 无线定位、超宽带无线系统和协作通信网络;

WANG Jing-jing was born in Anhui Province, in 1975. She received the Ph. D. degree from Ocean University of China in 2012. She is now an associate professor. Her research interests include 60 GHz wireless communication, 60 GHz wireless position technology, ultra wideband radio systems and cooperative communication networks.

Gulliver T A,男,1989 年于加拿大维多利亚大学获博士学位,现为加拿大维多利亚大学电子与计算机工程学院教授、博士生导师,IEEE 高级会员,加拿大工程院院士,主要研究方向为信息理论与通信理论、代数编码理论、密码学、智能电网技术、超宽带无线通信。

Gulliver T A received the Ph. D. degree in Electrical and Computer Engineering from the University of Victoria, Canada in 1989. He is now a professor and the Ph. D. supervisor in the Department of Electrical and Computer Engineering. In 2002 he became a Fellow of the Engineering Institute of Canada, and in 2012 a Fellow of the Canadian Academy of Engineering. He is also a senior member of IEEE. His research concerns information theory and communication theory, algebraic coding theory, cryptography and smart grid and ultra wideband communication.