

基于 Alamouti 编码方案的多天线系统的 BER 性能研究

庄铭杰^{1,2}, 彭国祥², 郭东辉¹

(1. 厦门大学, 福建 厦门 361000; 2. 集美大学, 福建 厦门 361021)

摘要: 分析了采用 Alamouti 编码方案(ACS)的两发射天线和多接收天线系统($2T_x-mR_x$)的工作原理,介绍了传输符号分离的一般分析方法。在平坦衰落信道中,导出了系统传输 MPSK 调制信号的比特误码率理论式。从理论上证明了采用 ACS 的 $2T_x-mR_x$ 系统与同阶 MRC 接收分集有相同的分集增益。对最大似然(ML)判决估计器给出了易于理解和实现的仿真算法。理论和仿真结果均表明: ACS 与相同的最大比合并(MRC)分集阶数的性能一样。

关键词: 船舶、舰船工程; Alamouti 编码方案; 研究; 比特误码率; 瑞利衰落信道

中图分类号: TN820.17 文献标识码: A

Study of BER Performance of Multiple Antennas System Based on ACS

ZHUANG Ming-jie^{1,2}, PENG Guo-xiang², GUO Dong-hui¹

(1. Xiamen University, Xiamen, 361005, China;

2. Jimei University, Xiamen, 361021, China)

Abstract: The working principles of two transmit antennas and multiple receiving antennas ($2T_x-mR_x$) system, in which the Alamouti coding scheme(ACS) is employed, is analyzed in the paper and the common analysis method of transmission symbols detected in receiver is introduced. In Rayleigh fading channel the system bit error rate (BER) theory expression for MPSK modulation is derived. It is verified theoretically that $2T_x-mR_x$ system using ACS and the equal order number Maximum ratio combining (MRC) receiving diversity have same BER advantages. An understandable and available simulation algorithm for Maximum likelihood (ML) decision detector is given. The theoretical and simulated results show that ACS has the same performance of the equal diversity order MRC for transmission BER.

Key words: Ship, Navy vessel engineering; Alamouti coding scheme; Research; Bit error rate; Rayleigh fading channel

抗无线多径衰落最有效的方法是分集技术,传统的分集主要是指接收分集。近年来,在发射端采用分集的发射分集技术得到了广泛的关注,其中,Alamouti 在文献[1]中提出了一种两发射天线和单接收天线($2T_x-1R_x$)的简单发射分集方案(称为 Alamouti 编码方案,ACS)。由于接收端对接收信号采用最大似然法(ML)进行译码,其计算的复杂度低。另外,该方案并不要求发射机知道信道状态信息(CSI),只要接收端知道 CSI 即可。由于它的简单和实用,能极大地提高系统的传输性能,该方案已列入 3GPP 的标准中。不过文献[1]仅给出一般的 ML 准则和传输相干二相移频键控(CBPSK)的比特误码率(BER)性能的仿真结果,得出该方案与同阶 MRC

的接收分集有相同的分集增益。后来,文献[2~4]应用正交设计理论,将[1]推广到任意多根发射天线,构造了正交空时组码(STBC),并给出了在接收机中利用线性处理的 ML 解码算法的一般原理。但是这些都没有给出关于 STBC 系统性能的理论分析,结果都是以仿真的形式给出。为了弥补这方面的缺陷,在 MPSK 调制情况下,本文将就 ACS 的 $2T_x-mR_x$ 系统的比特误码率(BER)进行理论研究。

1 基于 ACS 的 $2T_x-mR_x$ 系统

1.1 系统模型

图 1 所示的是 2 根发射天线和 m 根接收天线 ($2T_x-mR_x$)的多发射天线与多接收天线(MIMO)系

统,为了能对 ACS 进行研究,这里我们简要地描述所研究的 $2T_x-mR_x$ 通信系统的模型。为此,我们假设到达不同接收天线的信号经历了独立的平坦衰落信道,每个接收天线的接收信号是 2 个发射天线的衰落信号之和加上噪声干扰信号。令 $r_j(l), j = 1, \dots, m$, 表示从第 j 根接收天线的匹配滤波器输出的接收信号, l 表示时刻 lT , T 为一个符号周期。进一步假设所有时间和频率是严格同步和准确的。这样,第 j 根天线的接收信号为

$$r_j(l) = \sum_{n=1}^2 h_{nj}(l) c_n(l) + \eta_j(l), j = 1, \dots, m \quad (1)$$

式中 $h_{nj}(l) = \alpha_{nj}^* \exp(i\theta_{nj})$ 是从第 n 根发射天线到第 j 根接收天线之间建立的复衰落信道的增益模型,其中幅度 α_{nj} 是服从瑞利分布的;而相位 θ_{nj} 是在 $[0, 2\pi]$ 间均匀分布。对于 $n \neq q$ 和 $j \neq k (1 \leq n, q \leq 2, 1 \leq j, k \leq m)$, 我们假设 $h_{nj}(l)$ 和 $h_{qk}(l)$ 是相互独立的,若发射天线间能很好地分隔开(一般大于 $\lambda/2$)或天线间采用不同的极化工作方式均能满足此要求,即 $h_{nj}(l)$ 和 $h_{qk}(l)$ 就可认为是相互独立的;而 $\eta_j(l)$ 是第 j 根接收天线受到的噪声与干扰项,假设它们是零均值,方差为 $N_0/2$ 的高斯白噪声, N_0 是单边高斯功率谱密度。令 $c(l) = [c_1(l), c_2(l)]^T$ 是时刻 lT 从 2 个发射天线发射的 2×1 的符号编码矢量, $h_j(l) = [h_{1j}(l), h_{2j}(l)]^T$ 是对应的从 2 个发射天线到第 j 根接收天线的 2×1 信道增益矢量; $r(l) = [r_1(l), \dots, r_m(l)]^T$ 是 $m \times 1$ 的接收信号矢量;而 $\eta(l) = [\eta_1(l), \dots, \eta_m(l)]^T$ 是接收天线的 $m \times 1$ 加性噪声干扰矢量。定义从 2 个发射天线到 m 个接收天线的 $m \times 2$ 信道矩阵为 $H_l = [h_1(l), \dots, h_m(l)]^T$, 这里上标 T 表示转置。这样,式(1)的矩阵形式为

$$r(l) = H_l c(l) + \eta(l) \quad (2)$$

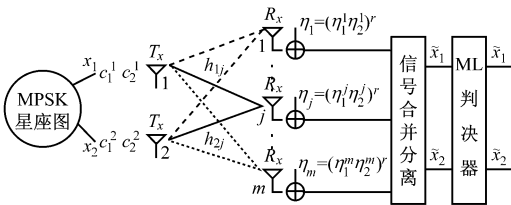


图1 2发射天线分集和 m 接收天线的系统模型

1.2 系统的工作原理和信号分离

图1是将ACS的简单发射分集^[1]扩展到 m 个接收天线的情况,假设在某一符号周期,天线1发射 s_1 , 天线2发射 s_2 ; 而下一个符号周期,天线1发射

$(-s_2^*)$, 天线2发射 (s_1^*) , 这里 $*$ 表示复共轭运算。在2个符号周期内,由于ACS从空间域和时间域内对发送的符号进行正交编码,故ACS又称为正交空时组码(STBC)。假设平坦瑞利衰落信道是准静态的,即到第 j 根接收天线的信道衰落因子 $h_{nj}(t) (n = 1, 2)$ 在2个连续的符号周期内是常数,即

$$\begin{aligned} h_{1j}(t) &= h_{1j}(t+T) = \alpha_{1j} e^{i\theta_{1j}} \\ h_{2j}(t) &= h_{2j}(t+T) = \alpha_{2j} e^{i\theta_{2j}} \end{aligned} \quad (3)$$

式中 T 是符号周期,随机变量(RV) $\theta_{nj} (n = 1, 2)$ 在 $[0, 2\pi]$ 间是均匀分布的;而 $\alpha_{nj} (n = 1, 2)$ 是服从瑞利分布的,其概率密度函数(PDF)为

$$f(\alpha_{nj}) = \frac{\alpha_{nj}}{\sigma^2} e^{-\alpha_{nj}^2/2\sigma^2} \quad (4)$$

式中 σ^2 是高斯方差。令第 j 根接收天线的接收信号为 r_j , 在两连续符号时刻里,第 j 根天线接收的基带信号为

$$\begin{aligned} r_j(t) &= r_{1j} = h_{1j}s_1 + h_{2j}s_2 + \eta_{1j} \\ r_j^*(t+T) &= r_{2j}^* = -h_{1j}^*s_2 + h_{2j}^*s_1 + \eta_{2j}^* \end{aligned} \quad (5)$$

令 $s = [s_1, s_2]^T$, $r_j = [r_{1j}, r_{2j}^*]^T$, $\eta_j = [\eta_{1j}, \eta_{2j}^*]^T$, 式(5)可写成

$$r_j = H_j s + \eta_j, j = 1, 2, \dots, m \quad (6)$$

式中 $H_j = \begin{bmatrix} h_{1j} & h_{2j} \\ h_{2j}^* & -h_{1j}^* \end{bmatrix}$ 称为第 j 根接收天线的 ACS 信道矩阵。显然 H_j 是一个复正交矩阵,即

$$\begin{aligned} H_j^H &= \begin{bmatrix} h_{1j}^* & h_{2j} \\ h_{2j}^* & -h_{1j} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_{1j} & h_{2j} \\ h_{2j}^* & -h_{1j}^* \end{bmatrix} = \\ & (|h_{1j}|^2 + |h_{2j}|^2) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = (\alpha_{1j}^2 + \alpha_{2j}^2) I_{2 \times 2} \end{aligned} \quad (7)$$

式中上标 H 表示共轭转置。进一步令 $r = [r_1, \dots, r_m]^T$ 是 $2m \times 1$ 的 m 个接收天线的接收信号矢量, $\eta = [\eta_1, \dots, \eta_m]^T$ 是 $2m \times 1$ 的 m 个接收天线的接收噪声矢量,而 $H = [H_1, \dots, H_m]^T$ 是 $2m \times 2$ 的系统正交信道矩阵。这样,式(6)写成矩阵形式为

$$r = Hs + \eta \quad (8)$$

采用ACS技术的 $2T_x-mR_x$ 通信系统, m 路接收信号在接收端是作线性处理的,方法是:利用 H_j 的正交性,按文献[3]提供 $2T_x-2R_x$ 的分析方法,先将每一根天线接收的信号分离出来;然后再进行线性组合处理。令第 j 根接收天线的分离信号为 \tilde{r}_j , 即

$$\tilde{r}_j = H_j^H r_j = H_j^H H_j s + H_j^H \eta_j = \varrho_j s + \tilde{\eta}_j \quad (9)$$

式中 $\varrho_j = |h_{1j}|^2 + |h_{2j}|^2 = \alpha_{1j}^2 + \alpha_{2j}^2$, 而

$$\tilde{\eta}_j = H_j^H \eta_j = \begin{bmatrix} h_{1j}^* & h_{2j} \\ h_{2j}^* & -h_{1j} \end{bmatrix} \cdot \eta_j$$

$$\begin{bmatrix} \eta_{1j} \\ * \\ \eta_{2j} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1j}^* \eta_{1j} + h_{2j} \eta_{2j}^* \\ h_{2j}^* \eta_{1j} - h_{1j} \eta_{2j}^* \end{bmatrix}$$

按 $\tilde{r} = \sum_{j=1}^m \tilde{r}_j$ 线性组合处理, 即对分离的 m 个接收信号进行线性相加, 这样只要将 H^H 左乘式(8)可得系统的分离信号为

$$\begin{aligned} \tilde{r} &= H^H r = [H_1^H, \dots, H_m^H] \cdot \begin{bmatrix} r_1 \\ \vdots \\ r_m \end{bmatrix} \\ &= \sum_{j=1}^m [H_j^H H_j s + H_j^H \eta_j] \end{aligned} \quad (10)$$

最后, 将 ρ_j 、 $\tilde{\eta}$ 和 s 代入式(10), 并令 $\tilde{r} = [\tilde{r}_1, \tilde{r}_2]^T$, 我们可得到 $2T_x$ - mR_x 的 ACS 系统分离后的接收信号显式为

$$\begin{aligned} \tilde{r} &= \begin{bmatrix} \tilde{r}_1 \\ \tilde{r}_2 \end{bmatrix} = \sum_{j=1}^m \tilde{r}_j = \\ &\begin{bmatrix} \sum_{j=1}^m [(\alpha_{1j}^2 + \alpha_{2j}^2) s_1 + h_{1j}^* \eta_{1j} + h_{2j} \eta_{2j}^*] \\ \sum_{j=1}^m [(\alpha_{1j}^2 + \alpha_{2j}^2) s_2 + h_{2j}^* \eta_{1j} - h_{1j} \eta_{2j}^*] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

可见, 采用 ACS 技术可以使系统的分集阶增加为 $2m$, 大大地提高了系统的抗衰落的能力。而且由于采用了正交编码矩阵, 使得接收信号的分离变得非常容易。

2 系统传输 MPSK 的比特误码率

2.1 接收信号的统计特性

不失一般性地, 我们以 \tilde{r}_1 来讨论 \tilde{r}_n ($n = 1, 2$) 的统计特性。对于 $n \neq q$ 和 $j \neq k$ ($1 \leq n, q \leq 2, 1 \leq j, k \leq m$), 由于 $\eta_{ij}(l)$ 和 $\eta_{ik}(l)$ 是不相关的和相互独立的, 且均值为零, 方差为 $N_0/2$ 。这样应用式(11), 我们可分别求出 \tilde{r}_1 的均值和方差为

$$\begin{aligned} m\tilde{r}_1 &= E[\tilde{r}_1] = E\left\{ \sum_{j=1}^m [(\alpha_{1j}^2 + \alpha_{2j}^2) s_1 + h_{1j}^* \eta_{1j} + h_{2j} \eta_{2j}^*] \right\} = \\ &\sum_{j=1}^m (\alpha_{1j}^2 + \alpha_{2j}^2) s_1 \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{\tilde{r}_1}^2 &= E[(\tilde{r}_1 - m\tilde{r}_1)^2] = E\left[\left| \sum_{j=1}^m (h_{1j}^* \eta_{1j} + h_{2j} \eta_{2j}^*) \right|^2 \right] \\ &= \sum_{j=1}^m E[|h_{1j}^* \eta_{1j}|^2 + |h_{2j} \eta_{2j}^*|^2] = \frac{N_0}{2} \sum_{j=1}^m (\alpha_{1j}^2 + \alpha_{2j}^2) \end{aligned} \quad (13)$$

同样, 可求得 \tilde{r}_2 的均值以及方差是与 \tilde{r}_1 一样的。假设系统传输 MPSK 调制信号, 星座符号的能量为

E_s , s_1 和 s_2 是从 M 个 MPSK 星座点中等概率地随机选取出来的符号。因此, 由 \tilde{r}_1 或 \tilde{r}_2 求得的 $2T_x$ - mR_x 的 ACS 通信系统的输出信噪比就可以认为是系统传输 MPSK 调制信号时的输出信噪比, 即

$$\gamma_0 = |m\tilde{r}_1|^2 / 2\sigma_{\tilde{r}_1}^2 = \sum_{j=1}^m (\alpha_{1j}^2 + \alpha_{2j}^2) E_s / N_0 \quad (14)$$

其中符号的平均能量 $|s_1|^2 = E_s$ 。

2.2 ACS 系统的误码性能理论闭式

在 AWGN 信道中, 系统传输 MPSK 调制信号的比特误码率(BER) 大小为^[5]

$$P_e(\gamma_s) = \frac{2}{k} Q\left(\sqrt{2\gamma_s} \sin \frac{\pi}{M}\right)$$

式中 $k = \log_2 M$, $\gamma_s = E_s / N_0$ 。应用式(14)的输出 SNR γ_0 代替上式的 γ_s , 我们得到这 $2m$ 个随机变量 α_{nj} ($n = 1, 2, j = 1, \dots, m$) 的条件 BER 为

$$\begin{aligned} P_e(\gamma_b | \alpha_{nj}) &= \frac{2}{k} Q\left(\sqrt{\frac{2 \sum_{n=1}^2 \sum_{j=1}^m \alpha_{nj}^2 E_s}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M}\right) = \\ &\frac{2}{k} Q\left(\sqrt{2K_m \gamma_b \sum_{n=1}^2 \sum_{j=1}^m \alpha_{nj}^2}\right) \end{aligned} \quad (15)$$

式中 $K_m = k \sin^2(\pi/M)$, $E_s = kE_b$, $\gamma_b = E_b / N_0$ 。显然, 要求 ACS 系统的传输比特误码率, 必须对式(15)求统计平均。由于随机变量 α_{nj} ($n = 1, 2, j = 1, \dots, m$) 是服从瑞利分布的, 若令 $x_{nj} = \alpha_{nj}^2$, $\rho^2 = 2\sigma^2$, 和

$$x = \sum_{n=1}^2 \sum_{j=1}^m x_{nj} \quad (16)$$

显然, 随机变量 x_{nj} 是一个自由度为 2 的 χ^2 分布。因此, 随机变量 x 显然是一个自由度为 $4m$ 的 χ^2 分布, 由文献[5]知, 随机变量 x 的概率密度函数为

$$f_X(x) = \frac{x^{2m-1} \exp(-x/\rho^2)}{\rho^{4m} \Gamma(2m)} \quad (17)$$

式中 $\Gamma(\cdot)$ 表示 Gamma 函数。此时, 式(15)的条件 BER 可写为

$$P_e(\gamma_b | x) = \frac{2}{k} Q(\sqrt{2K_m \gamma_b x}) \quad (18)$$

联合式(17)和式(18), 即可得到系统采用 ACS 技术传输 MPSK 调制信号的平均 BER 积分为

$$\begin{aligned} \bar{P}_{e, \text{MPSK}}^{2 \times m}(\gamma_b) &= \frac{2}{k} \int_0^\infty Q(\sqrt{2K_m \gamma_b x}) \times \\ &\frac{x^{2m-1} \exp(-x/\rho^2)}{\rho^{4m} \Gamma(2m)} dx \end{aligned} \quad (19)$$

令上式中的 $x/\rho^2 = t^2/2$, 即 $x = \rho^2 x^2/2$, $dx = \rho^2 t dt$ 和 $\sigma_1 = 1/\sqrt{K_m \rho^2 \gamma_b}$, 代入得

$$\bar{P}_{e, \text{MPSK}}^{2 \times m}(\gamma_b) = \frac{2}{k} \int_0^\infty Q(\sqrt{K_m \gamma_b \rho^2 t^2}) \times$$

$$\frac{(\rho^2/2)^{2m-1} t^{4m-2} \exp(-t^2/2)}{\rho^{4m} \Gamma(2m)} \rho^2 t dt = \frac{1}{(2m-1)! 2^{2m-1} k} \int_0^\infty t^{2 \times 2m-1} e^{-t^2/2} Q\left(\frac{t}{\sigma_1}\right) dt$$

显然要对上式进行积分仍有一定的难度, 这里我们应用文献[6]提供的积分公式

$$\int_0^\infty x^{2n-1} e^{-x^2/2} Q\left(\frac{x}{\beta}\right) dx = \frac{(n-1)!}{2} (1 - (\beta^2 + 1)^{-1/2})^n \times \sum_{k=0}^{n-1} 2^{-k} \binom{n-1+k}{k} (1 + (\beta^2 + 1)^{-1/2})^k \quad (20)$$

应用式(20), 可得系统的平均 BER 为

$$\bar{P}_{e, \text{MPSK}}(\gamma_b) = \frac{1}{2^{2m-1} k} (1 - (\sigma_1^2 + 1)^{-1/2})^{2m} \times \sum_{i=1}^{2m-1} \binom{2m-1+i}{i} 2^{-i} (1 + (\sigma_1^2 + 1)^{-1/2})^i \quad (21)$$

将 $(\sigma_1^2 + 1)^{-1/2} = \frac{\sqrt{K_m \rho^2 \gamma_b}}{\sqrt{1 + K_m \rho^2 \gamma_b}}$ 代入上式, 最后得

$$\bar{P}_{e, \text{MPSK}}(\gamma_b) = \frac{2}{k} \left(\frac{1 - \frac{\sqrt{K_m \rho^2 \gamma_b}}{\sqrt{1 + K_m \rho^2 \gamma_b}}}{2} \right)^{2m} \times \sum_{i=1}^{2m-1} \binom{2m-1+i}{i} \left(\frac{1 + \frac{\sqrt{K_m \rho^2 \gamma_b}}{\sqrt{1 + K_m \rho^2 \gamma_b}}}{2} \right)^i \quad (22)$$

由文献[5]可得

$$\bar{P}_{e, \text{MRC}}^{\text{MRC}} = \frac{2}{k} \left(\frac{1 - \mu_M}{2} \right)^L \sum_{i=0}^{L-1} \left[\binom{L-1+i}{i} \times \left(\frac{1 + \mu_M}{2} \right)^i \right] \quad (23)$$

上式中的 $\mu_M = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_M}{1 + \bar{\gamma}_M}}$, 而 $\bar{\gamma}_M = K_m \bar{\gamma}_c$, K_m 定义同上, $\bar{\gamma}_c = \bar{\alpha}_j^2 E_b / N_0 = \rho^2 \gamma_b$, 所以

$$\mu_M = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_M}{1 + \bar{\gamma}_M}} = \sqrt{\frac{K_m \rho^2 \gamma_b}{1 + K_m \rho^2 \gamma_b}}$$

令分集阶数 $L = 2m$, 并与 μ_M 一起代入式(23)中, 然后, 与式(22)比较, 显然两者是相同的, 这就从理论上证明了采用 ACS 技术的 $2T \times mR \times$ 系统能取得同阶 MRC 接收分集一样的误码性能。

3 最大似然判决准则

图1所示的模型, 我们假设系统在某一时刻 t , 分别从天线1和天线2同时发射 s_a 和 s_b 两符号; 而在下一个符号周期 $t + T$ 时刻, 分别从天线1和天线2同时发射 $-s_b^*$ 和 s_a^* 两符号。这里我们用 \tilde{s}_a 代替式(11)的 \tilde{r}_1 , \tilde{s}_b 代替 \tilde{r}_2 , 重写(11)得

$$\tilde{s}_a = \sum_{j=1}^m (h_{1j}^* r_{1j} + h_{2j} r_{2j}^*) =$$

$$\sum_{j=1}^m [(\alpha_{1j}^2 + \alpha_{2j}^2) s_a + h_{1j}^* \eta_{1j} + h_{2j} \eta_{2j}^*] \quad (24)$$

$$\tilde{s}_b = \sum_{j=1}^m (h_{2j}^* r_{1j} - h_{1j} r_{2j}^*) =$$

$$\sum_{j=1}^m [(\alpha_{1j}^2 + \alpha_{2j}^2) s_b + h_{2j}^* \eta_{1j} - h_{1j} \eta_{2j}^*] \quad (25)$$

假设系统传输 MPSK 的调制信号, 则下标 a 和 b 可以是 $0, 1, \dots, (M-1)$ 共 M 个中任意一个, 即 s_a 或 s_b 符号是从 MPSK 的 M 个星座点中等概率地选取的一个星座点。这样, s_a 和 s_b 两符号星座矢量可表示为

$$s_a = \left(\sqrt{E_s} \cos \frac{2\pi a}{M}, \sqrt{E_s} \sin \frac{2\pi a}{M} \right)^T \quad (26)$$

$$s_b = \left(\sqrt{E_s} \cos \frac{2\pi b}{M}, \sqrt{E_s} \sin \frac{2\pi b}{M} \right)^T \quad (27)$$

令 $\eta_{1j} = (n_{c1j}, n_{s1j})^T$, $\eta_{2j} = (n_{c2j}, n_{s2j})^T$, 并将 h_{1j} 和 h_{2j} 代入式(24)和式(25), 得到矢量形式为

$$\begin{bmatrix} \tilde{s}_a \\ \tilde{s}_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{j=1}^m [(\alpha_{1j}^2 + \alpha_{2j}^2) s_a + \alpha_{1j} e^{-i\theta_{1j}} n_{c1j} + \alpha_{2j} e^{i\theta_{2j}} n_{c2j}^*] \\ \sum_{j=1}^m [(\alpha_{1j}^2 + \alpha_{2j}^2) s_b + \alpha_{1j} e^{-i\theta_{1j}} n_{s1j} + \alpha_{2j} e^{i\theta_{2j}} n_{s2j}^*] \end{bmatrix} \quad (28)$$

和

$$\begin{bmatrix} \tilde{s}_b \\ \tilde{s}_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{j=1}^m [(\alpha_{1j}^2 + \alpha_{2j}^2) s_b + \alpha_{2j} e^{-i\theta_{2j}} n_{c1j} - \alpha_{1j} e^{i\theta_{1j}} n_{c2j}^*] \\ \sum_{j=1}^m [(\alpha_{1j}^2 + \alpha_{2j}^2) s_a + \alpha_{2j} e^{-i\theta_{2j}} n_{s1j} - \alpha_{1j} e^{i\theta_{1j}} n_{s2j}^*] \end{bmatrix} \quad (29)$$

下面就发射符号为 s_a 和 s_b 的情况, 讨论接收端估计它们的 ML 决策准则。

3.1 s_a 的估值

令 $\rho_m = \sum_{l=1}^m \theta_l$, s_a 的接收分离符号 \tilde{s}_a 与 s_l ($l = 0, 1, \dots, M-1$) 之间的 Euclidean 距离平方^[1]

$$d^2(\tilde{s}_a, s_l) = |\tilde{s}_a - \rho_m s_l|^2 + |\tilde{s}_b - \rho_m s_l|^2 = \left| \rho_m (s_a - s_l + \sum_{j=1}^m (\alpha_{1j} e^{-i\theta_{1j}} n_{c1j} + \alpha_{2j} e^{i\theta_{2j}} n_{c2j}^*)) \right|^2 + \left| \rho_m (s_b - s_l + \sum_{j=1}^m (\alpha_{1j} e^{-i\theta_{1j}} n_{s1j} + \alpha_{2j} e^{i\theta_{2j}} n_{s2j}^*)) \right|^2 \quad (30)$$

应用 ML 判决, 当且仅当

$$s_l = \arg \min_{l=0, \dots, M-1} (d^2(\tilde{s}_a, s_l)) \quad (31)$$

即 s_a 的估计值为 $\hat{s}_a = s_l$ 。

3.2 s_b 的估值

同样, 我们可求得 \tilde{s}_b 与 s_l ($l = 0, 1, \dots, M-1$) 之间的 Euclidean 距离平方为

$$d^2(\tilde{s}_b, s_l) = |\tilde{s}_{bx} - \rho_m s_{lx}|^2 + |\tilde{s}_{by} - \rho_m s_{ly}|^2 =$$

$$\left| \rho_m (s_{lx} - s_{lx} + \sum_{j=1}^m (\alpha_{2j} e^{-10^{-2j} n_{c1j}} - \alpha_{1j} e^{i0} n_{c2j}^*)) \right|^2 +$$

$$\left| \rho_m (s_{ly} - s_{ly} + \sum_{j=1}^m (\alpha_{2j} e^{-10^{-2j} n_{s1j}} - \alpha_{1j} e^{i0} n_{s2j}^*)) \right|^2 \quad (32)$$

同样应用 ML 判决, 当且仅当

$$s_l = \arg \min_{l=0, \dots, (M-1)} (d^2(\tilde{s}_b, s_l)) \quad (33)$$

即 s_b 的估计值为 $\hat{s}_b = s_l$ 。

应用式(30)、式(31)、式(32)和式(33), 我们就可以对采用 ACS 技术的 $2T_x - mR_x$ 系统的比特误码性能进行蒙特卡洛仿真。

4 数值与仿真结果

在平坦的瑞利衰落信道中, 假设高斯方差 $\sigma^2 = 0.5$, 图2、图3和图4就接收天线分别为1、2和3根情况, 针对 BPSK/QPSK、8PSK 和 16PSK 调制情况, 分别给出了系统采用 ACS 技术后的传输比特误码性能随比特信噪比 E_b/N_0 变化的曲线。

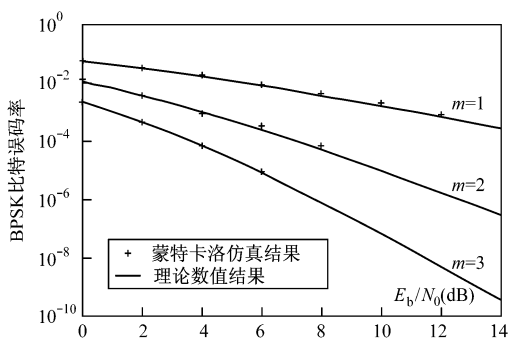


图2 接收天线数为1、2和3传输 BPSK 的性能比较

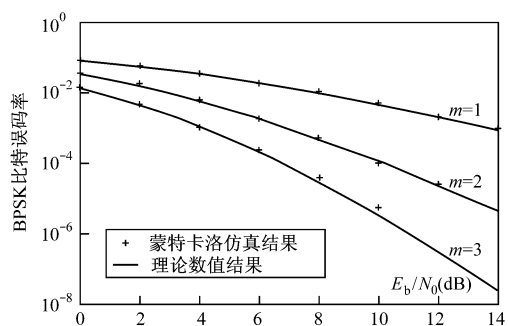


图3 接收天线数为1、2和3传输 8PSK 的性能比较

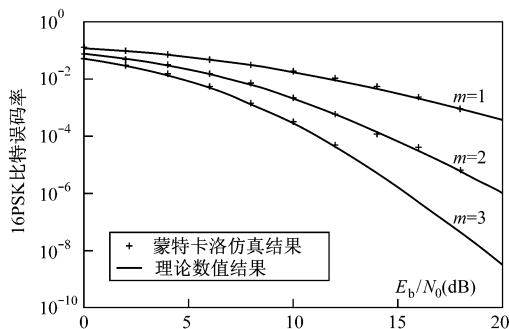


图4 接收天线数为1、2和3传输 16PSK 的性能比较

5 结语

由于简单发射分集的 Alamouti 编码方案具有译码容易和复杂度低的特点, 并能极大地提高系统传输性能, 已被 3GPP 的 WCDMA 和 CDMA2000 标准采纳。针对现有大量关于 ACS 传输系统的文献仅分析系统的工作原理, 对系统的传输比特误码性能仅能给出仿真结果, 而以严密的理论分析给出结果的文献却很难见到。为此, 假设在平坦瑞利衰落信道中, 本文将简单的 $2T_x - 1R_x$ 系统扩展到更一般的 $2T_x - mR_x$ 的 MIMO 系统, 并将系统传输 BPSK 调制放宽至 MPSK 调制。在接收端, 利用 ACS 编码的正交性, 对多天线的接收信号进行线性组合处理, 将发送的信号分离出来, 从而推得系统输出信噪比。本文求解 ACS 通信系统的传输性能的理论表达式的方法和分析步骤, 可直接用于那些关于 ACS 或一般的 STBC 的通信系统中。

参考文献

- [1] Alamouti S M A simple transmitter diversity scheme for wireless communications [J]. IEEE JSAC, 1998, 16(10): 1451-1458.
- [2] Tarokh V, Jafarkhani HJ, and A. R. Calderbank. Space-time block codes from orthogonal designs [J]. IEEE Trans. IT., 1999, 45(7): 1456-1467.
- [3] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank. The Application of Orthogonal Designs to Wireless Communication [A]. in Proc. IEEE Information Theory Workshop [C], Killamey, Ireland, 1998, 46-47.
- [4] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and R. Calderbank. Space-time block coding for wireless communications: performance results [J]. IEEE JSAC., 1999, 17(5): 451-460.
- [5] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed, ser. Electrical and Computer Engineering [M]. New York: McGraw-Hill, 2000.
- [6] Z. Chen, B. Vucetic, J. H. Yuan, and K. L. Lo. Analysis of transmit antenna selection/ maximal-ratio combining in Rayleigh fading channels [A]. Pro. of ICCT 2003 [C], 1532-1536.