

非理想反馈链路下的发送天线选择系统性能分析

陈明 朱近康

(中国科学技术大学个人通信与扩频实验室 合肥 230027)

摘要: 该文提出了一种近似分析的方法,得到了非理想反馈链路下的发送天线选择(Transmit Antenna Selection, TAS)系统的符号差错概率(Symbol Error Probability, SEP)。这种近似的方法适用于采用任意正交空时分组码的TAS系统,并且对于发送端选择两天线的系统还给出了SEP的显式表达式。该文研究表明TAS系统的发送分集度由所选天线子集中最大的矩幅序号决定。蒙特卡罗仿真验证了当信噪比较高时,由该文近似方法得到的系统SEP和理论上的SEP非常吻合。

关键词: 发送天线选择; 正交空时分组码; 非理想反馈; 符号差错概率; 发送分集度

中图分类号: TN914

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)02-0296-05

Performance Analysis of Transmit Antenna Selection with Imperfect Feedback

Chen Ming Zhu Jin-kang

(Dept. of EEIS, USTC, Hefei 230027, China)

Abstract: The performance of Transmit Antenna Selection (TAS) with imperfect feedback is analysed in this paper. An asymptotic method is presented to approach the Symbol Error Probability(SEP) of TAS with imperfect feedback. This method can be applied to arbitrary Orthogonal Space Time Block Code (OSTBC) scheme with TAS, and the generalized formula of SEP is also presented for Alamouti TAS scheme with imperfect feedback. It is concluded that the transmit diversity order is equal to the largest norm-amplitude ordinal number of the antenna within the selected antenna subset. It is validated by Monte-Carlo simulation that the presented asymptotic SEP match well with the theoretical SEP at high SNR.

Key words: Transmit Antenna Selection(TAS); Orthogonal Space Time Block Code (OSTBC); Imperfect feedback; Symbol Error Probability (SEP); Transmit diversity order

1 引言

MIMO系统采用正交空时分组码^[1-3]可以提高通信链路的质量。但是MIMO系统由于采用了多个收发天线,从而增加射频单元个数,使得系统的复杂度和成本大幅增加。在实际系统中,如何降低复杂度和成本的同时又保持MIMO系统的优点成为一个非常有意义的问题。天线选择技术^[4-7]作为一种较好的解决方案被许多研究者提出来。当选择的天线为发送端天线被称为发送天线选择,简称TAS(Transmit Antenna Selection)。

采用正交空时分组码的TAS系统得到很多研究者的关注^[8-11],这些研究中的发送天线选择都是基于接收端的输出信噪比最优。这些研究表明当选择最优的天线子集时,系统的发送分集增益将等同于全天线系统的发送分集增益,只有编码增益会降低。TAS的原理是接收端根据信道信息选择出最优的发送天线子集,再将所选天线子集通过反馈链路来告

知发送端。在理想的反馈情况下,发送端选择的天线子集和接收端反馈的天线子集是一致的。然而实际的系统中,反馈链路存在噪声、干扰或延时,这导致发送端根据反馈链路选择天线子集和接收端反馈的天线子集并不一定一致,造成系统性能的降低。对TAS系统现有的研究文献都是基于理想的反馈,因此对于实际应用中非理想反馈链路的TAS系统性能值得研究。

本文的主要贡献在于:提出一种近似分析的方法,得到了非理想反馈链路下的TAS系统的符号差错概率(Symbol Error Probability, SEP)。这种近似的方法适用于采用任意正交空时分组码的TAS(OSTBC-TAS)系统。对于发送端选择两天线的系统,本文还给出了SEP的显式表达式。本文的研究表明TAS系统的发送分集度是由所选天线子集中最大的矩幅序号决定,其中矩幅序号的定义可以参考正文第2节。本文采用蒙特卡罗仿真验证了当信噪比较高时,由本文近似方法得到的系统SEP和理论上的SEP非常吻合。

本文结构安排如下:第2节介绍系统模型,第3节分析非理想反馈链路下发送天线选择的系统性能,第4节比较理

2005-07-26收到,2006-02-15改回

国家自然科学基金重大项目(60496314)和863国家重大项目(2003AA123310)资助课题

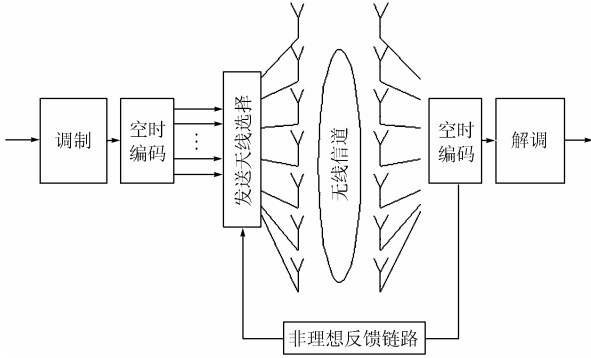


图1 OSTBC-TAS系统模型

论的 SEP 和由本文近似方法得到的 SEP。第5节为结束语。

2 系统模型

采用正交空时码的发送天线选择系统模型如图1所示。发送端从 \$L_t\$ 个可用天线中选择出 \$N\$ 个天线用来发送，接收端有 \$L_r\$ 个接收天线，记为 \$(L_t, N; L_r)\$。发送天线选择的做法是接收端根据信道信息从 \$L_t\$ 个可用的发送天线中选择最优的 \$N\$ 个天线，通过反馈链路告知发送端，发送端根据反馈的信息选择相应的天线子集发送经过空时编码和调制的信息。理想反馈下，发送端选择的 \$N\$ 个天线子集与接收端选择的最优 \$N\$ 个天线子集是一致的。但由于实际系统中反馈链路存在着噪声、干扰或延时，导致发送端选择的 \$N\$ 个天线子集和接收端选择的最优 \$N\$ 个天线子集可能并不匹配，造成系统性能的恶化。

对 \$(L_t, N; L_r)\$ 系统，发送端根据天线的组合共有 \$C_{\text{size}} = \binom{L_t}{N}\$ 种状态，可构成状态集合 \$\{S_1, S_2, \dots, S_{C_{\text{size}}}\}\$。本文中研究中将假定接收端有完整的信道信息。接收端选择的最优天线子集为 \$S_i\$，而发送端根据反馈链路选择了 \$S_j\$，此时 SEP 为

$$P_E = \sum_{i=1}^{C_{\text{size}}} \sum_{j=1}^{C_{\text{size}}} P(S_i = S_{\text{optimal}}) P_{\text{feedback}}(S_j | S_i = S_{\text{optimal}}) \cdot P_E(S_j | S_i = S_{\text{optimal}}) \quad (1)$$

其中 \$P(S_i = S_{\text{optimal}})\$ 为最优选择是 \$S_i\$ 的概率，\$P_{\text{feedback}}(S_j | S_i = S_{\text{optimal}})\$ 为最优选择是 \$S_i\$ 时，发送端根据反馈链路的信息选择 \$S_j\$ 的概率。\$P_E(S_j | S_i = S_{\text{optimal}})\$ 为最优选择是 \$S_i\$，但发送端根据反馈链路的信息选择 \$S_j\$ 时系统的 SEP。根据文献[12]的论述，由于各个天线是独立同分布的，任意的 \$S_i\$ 成为最优选择的概率是相同的，即

$$P(S_i = S_{\text{optimal}}) = \frac{1}{C_{\text{size}}}$$

这样式(1)可以写成

$$P_E = \sum_{i=1}^{C_{\text{size}}} \sum_{j=1}^{C_{\text{size}}} \frac{1}{C_{\text{size}}} P_{\text{feedback}}(S_j | S_i = S_{\text{optimal}}) P_E(S_j | S_i = S_{\text{optimal}}) \quad (2)$$

注意到 \$P_{\text{feedback}}(S_j | S_i = S_{\text{optimal}})\$ 和反馈的差错概率 \$P_{\text{feedback_error}}\$ 有如下关系：

$$P_{\text{feedback_error}} = \sum_{j=1, j \neq i}^{C_{\text{size}}} P_{\text{feedback}}(S_j | S_i = S_{\text{optimal}}) \quad (3)$$

其中

$$P_{\text{feedback}}(S_j | S_i = S_{\text{optimal}}) = \begin{cases} \frac{1}{C_{\text{size}} - 1} P_{\text{feedback_error}}, & j \neq i \\ 1 - P_{\text{feedback_error}}, & j = i \end{cases} \quad (4)$$

因此由式(2)可以得到

$$P_E = \sum_{i=1}^{C_{\text{size}}} \frac{1}{C_{\text{size}}} \left(\sum_{j=1, S_j \neq S_i}^{C_{\text{size}}} \frac{P_{\text{feedback_error}}}{C_{\text{size}} - 1} P_E(S_j | S_i = S_{\text{optimal}}) + (1 - P_{\text{feedback_error}}) P_E(S_i | S_i = S_{\text{optimal}}) \right) \quad (5)$$

这样系统 SEP 可以表示为

$$P_E = \frac{P_{\text{feedback_error}}}{C_{\text{size}} - 1} \sum_{j=1, S_j \neq S_{\text{optimal}}}^{C_{\text{size}}} P_E(S'_j) + (1 - P_{\text{feedback_error}}) \cdot P_E(S_{\text{optimal}}) \quad (6)$$

其中 \$P_E(S_{\text{optimal}})\$ 为选择最优子集时系统的 SEP，\$P_E(S'_j)\$ 为任一种非最优的天线子集时的系统 SEP。如果可以得到 \$P_E(S_{\text{optimal}})\$ 和 \$P_E(S'_j)\$，就可以得到整个系统的 SEP。

假定 \$\mathbf{H}_{L_t \times L_t}\$ 为全天线系统的信道矩阵，\$\mathbf{H}_{L_r \times N}\$ 为天线选择的信道矩阵，\$h_{i,j}\$ 是 \$\mathbf{H}_{L_r \times L_t}\$ 的第 \$i\$ 行 \$j\$ 列的元素。对于 \$(L_t, N; L_r)\$ 系统，即 \$\mathbf{H}_{L_r \times N}\$ 是 \$\mathbf{H}_{L_r \times L_t}\$ 的 \$N\$ 个子列构成。对采用正交空时码[2,3]的 TAS 系统，接收端的输出信噪比为

$$\gamma = \frac{\gamma_0}{N} \|\mathbf{H}_{L_r \times N}\|_F^2 \quad (7)$$

其中 \$\gamma_0 = E_s/N_0\$，为符号能量和噪声的比。所以 SEP 为

$$P_E \leq e^{-d\gamma} = e^{-d \frac{\gamma_0}{N} \|\mathbf{H}_{L_r \times N}\|_F^2} \quad (8)$$

其中 \$d\$ 是由调制方式决定的常数，所以按接收信噪比最大的天线选择就是选择 \$N\$ 个最大 Frobenius 矩的天线。令

$$X_i = \sum_{j=1}^{L_r} |h_{i,j}|^2, \quad 1 \leq i \leq L_t \quad (9)$$

不失一般性，\$X_i\$ 按矩大小升序排列为 \$X_{(l)}\$，定义 \$l\$ 为矩幅序号，则有

$$X_{(1)} \leq X_{(2)} \leq \dots \leq X_{(L_t)} \quad (10)$$

此时，接收端输出信噪比最优的发送天线子集对应的就是 \$\{X_{(L_t-N+1)} \dots X_{(L_t)}\}\$ [8]。

现有的文献[8-10, 13, 14]研究了 TAS 系统的性能，这些都是基于反馈理想无差错的。但在实际系统中由于反馈链路存在噪声、干扰、延时、速率的限制，使得发送端选择的天线子集并不一定是最优的天线子集，从而导致系统性能的

恶化。本文将对这个问题进行研究。

3 非理想反馈链路下 TAS 的系统性能

假定发送端根据反馈链路选择的子集为

$$S_j = \{X_{(i_1)} \cdots X_{(i_N)}\}, \text{ 简写成 } S_j = \{i_1 \cdots i_N\} \\ X_{(i_1)} \leq X_{(i_2)} \leq \cdots \leq X_{(i_N)} \quad (11)$$

其中 i_1, \dots, i_N 分别表示所选的天线的矩幅序号。此时接收端处理后平均的 SNR 为

$$\varepsilon\{\gamma\} = \frac{\gamma_0}{N} \varepsilon\left\{\left\|\mathbf{H}_{L_r \times N}\right\|_F^2\right\} = \frac{\gamma_0}{N} \sum_{p=1}^N \varepsilon\{X_{i_p}\} \quad (12)$$

则此时接收端输出 SNR 为

$$\gamma = \frac{\gamma_0}{N} (X_{i_N} + \cdots + X_{i_1}) \quad (13)$$

令信道矩阵 $\mathbf{H}_{L_r \times N}$ 的范数为

$$Y = X_{i_N} + \cdots + X_{i_1} \quad (14)$$

定义为 γ 与 γ_0 的比值:

$$\beta = \frac{\gamma}{\gamma_0} = \frac{X_{i_N} + \cdots + X_{i_1}}{N} = \frac{Y}{N} \quad (15)$$

根据式(9), X_i 是一个 i.i.d 自由度为 $2L_r$ 的 chi-squared 随机变量, 其概率密度函数(PDF)为

$$p(x) = \frac{x^{L_r-1} e^{-x}}{(L_r-1)!} \quad (16)$$

其累积分布函数(CDF)为

$$P(x) = P(X_i \leq x) = 1 - \sum_{l=0}^{L_r-1} \frac{e^{-x} x^l}{l!} \quad (17)$$

考虑到实际移动终端的尺寸、功耗和成本的限制, 对接收端只有一个天线的情况, 式(16), 式(17)化简为

$$p(x) = e^{-x} \quad (18)$$

$$P(x) = P(X_i \leq x) = 1 - e^{-x} \quad (19)$$

根据文献[15], $\{X_{(i_1)} \cdots X_{(i_N)}\}, 1 \leq i_1 < i_2 < \cdots < i_N < L_t$ 构成的联合概率密度为

$$f_{i_1 i_2 \cdots i_N}(x_1, x_2, \cdots, x_N) = \frac{L_t!}{(i_1-1)!(i_2-i_1-1)! \cdots (L_t-i_N)!} \\ \cdot P^{i_1-1}(x_1) p(x_1) [P(x_2) - P(x_1)]^{i_2-i_1-1} \\ \cdot p(x_2) \cdots [1 - P(x_N)]^{L_t-i_N} p(x_N) \quad (20)$$

结合式(14)可知 Y 的累积概率函数为

$$P_Y(y) = \int_0^y \int_0^{2y-x_1} \cdots \int_0^{y-(x_1+x_2+\cdots+x_{N-1})} f_{i_1 i_2 \cdots i_N} \\ \cdot (x_1, x_2, \cdots, x_N) dx_N \cdots dx_2 dx_1 \\ = C_0 \int_0^y \int_0^{2y-x_1} \cdots \int_0^{y-(x_1+x_2+\cdots+x_{N-1})} P^{i_1-1}(x_1) \\ \cdot p(x_1) [P(x_2) - P(x_1)]^{i_2-i_1-1} p(x_2) \cdots [P(x_N) \\ - P(x_{N-1})]^{i_N-i_{N-1}-1} p(x_N) [1 - P(x_N)]^{L_t-i_N} \\ \cdot dx_N \cdots dx_2 dx_1 \quad (21)$$

$$\text{其中 } C_0 = \frac{L_t!}{(i_1-1)!(i_2-i_1-1)! \cdots (L_t-i_N)!}.$$

将式(18), 式(19)代入式(21)有

$$P_Y(y) = C_0 \int_0^y \int_0^{2y-x_1} \cdots \int_0^{y-(x_1+x_2+\cdots+x_{N-1})} (1 - e^{-x_1})^{i_1-1} \\ \cdot e^{-x_1} [e^{-x_1} - e^{-x_2}]^{i_2-i_1-1} e^{-x_2} \cdots [e^{-x_N}]^{L_t-i_N} e^{-x_N} \\ \cdot dx_N \cdots dx_2 dx_1 \quad (22)$$

$$P_Y(y) = C_0 \int_0^y (1 - e^{-x_1})^{i_1-1} e^{-x_1} \int_0^{2y-x_1} [e^{-x_1} - e^{-x_2}]^{i_2-i_1-1} e^{-x_2} \\ \cdots \int_0^{N-1} e^{-x_{N-2}} [e^{-x_{N-2}} - e^{-x_{N-1}}]^{i_{N-1}-i_{N-2}-1} \\ \cdot e^{-x_{N-1}} \int_0^{y-(x_1+x_2+\cdots+x_{N-1})} [e^{-x_N} - e^{-x_{N-1}}]^{i_N-i_{N-1}-1} \\ \cdot [e^{-x_N}]^{L_t-i_N} e^{-x_N} dx_N \cdots dx_2 dx_1 \quad (23)$$

对式(23)的积分项进行泰勒级数展开, 可得到

$$P_Y(y) = C_0 \int_0^y (x_1 + o(x_1))^{i_1-1} (1 + o(x_1^0)) \int_0^{2y-x_1} [x_2 - x_1 \\ + o(x_1) + o(x_2)]^{i_2-i_1-1} (1 + o(x_1^0)) \\ \cdots \int_0^{N-1} [x_{N-1} - x_{N-2} \\ + o(x_{N-1}) + o(x_{N-2})]^{i_{N-1}-i_{N-2}-1} (1 + o(x_{N-1}^0)) \\ \cdot \int_0^{y-(x_1+x_2+\cdots+x_{N-1})} [x_N - x_{N-1} + o(x_N)] \\ \cdot + o(x_{N-1})]^{i_N-i_{N-1}-1} [1 + o(x_N^0)]^{L_t-i_N+1} \\ \cdot dx_N \cdots dx_2 dx_1 \quad (24)$$

因此式(24)可以写成

$$P_Y(y) = \xi(y) + o(\xi(y)) \\ \xi(y) = C_0 \int_0^y (x_1)^{i_1-1} \int_0^{2y-x_1} [x_2 - x_1]^{i_2-i_1-1} \\ \cdots \int_0^{N-1} [x_{N-1} - x_{N-2}]^{i_{N-1}-i_{N-2}-1} \\ \cdot \int_0^{y-(x_1+x_2+\cdots+x_{N-1})} [x_N - x_{N-1}]^{i_N-i_{N-1}-1} \\ \cdot dx_N \cdots dx_2 dx_1 \quad (25)$$

注意到经过近似后, 式(25)中积分表达式中已经不含 L_t , 这意味着 $P_Y(y)$ 的表达式中 y 的指数中不含 L_t 。根据文献[16]的结论, 可知系统的分集度并不由 L_t 所决定, 也就是说对于发送天线选择系统, 发送分集度并不由系统的总的发送天线数决定, 其中分集度根据文献[1]定义为系统 SEP 和 SNR 的对数关系的斜率。

对于采用任意正交空时码、任意可选天线数的 $(L_t, N; 1)$ 的 TAS 系统和任意 $\{i_1, i_2, \dots, i_N\}$ 的组合, $\xi(y)$ 均可以得到。受篇幅的限制, 本文只给出 $N=2$ 的显式表达式。

当 $N=2$ 时, 此时式(25)中的 $\xi(y)$ 可以写成

$$\xi(y) = C_0 \int_0^{y/2} \int_{x_1}^{y-x_1} x_1^{i_1-1} [x_2 - x_1]^{i_2-i_1-1} dx_2 dx_1 \quad (26)$$

其中 $C_0 = \frac{L_t!}{(i_1-1)!(i_2-i_1-1)!(L_t-i_2)!}$ 。由式(25), 式(26)

可得到

$$P_Y(y) = C_0 \frac{\Gamma(i_2-i_1+1)\Gamma(i_1)}{2^{i_1}(i_2-i_1)\Gamma(i_2+1)} \cdot y^{i_2} + o(y^{i_2}) \quad (27)$$

根据式(15), $\beta = y/2$ 。所以式(27)可以写成

$$p(\beta) = \frac{2^{i_2-i_1} L_t!}{(i_2-1)!(L_t-i_2)!} \beta^{i_2-1} + o(\beta^{i_2-1}) \quad (28)$$

根据文献[16], 如果 β 的 PDF 可以表示为

$$p(\beta) = a\beta^t + o(\beta^t), \quad a > 0 \quad (29)$$

当 SNR 较高时, 系统平均 SEP 可表示为

$$P_E = \frac{2^t a \Gamma(t+3/2)}{\sqrt{\pi}(t+1)} (k\gamma_0)^{-(t+1)} + o(\gamma_0^{-(t+1)}) \quad (30)$$

其中 $\Gamma(x)$ 为伽马函数, k 是由调制方式决定的常数, 如对 BPSK 系统而言, $k=2$, 其他的调制方式 k 的取值可以参考文献[16]。根据式(30), 系统的分集度为 $t+1$ 。

根据式(28), 式(29), 式(30)可知对于可用天线 L_t 的选择天线为 2 的 BPSK 调制 TAS 系统的任意天线组合 $S_i = \{i_1, i_2\}$ 的平均 SEP 为

$$P_E(S_i) = \frac{2^{i_2-1} \Gamma(i_2+1/2)}{i_2 \sqrt{\pi}} 2^{-i_2} \frac{2^{i_2-i_1} L_t!}{(i_2-1)!(L_t-i_2)!} \gamma_0^{-i_2} + o(\gamma_0^{-i_2}) \quad (31)$$

当信噪比较高时,

$$P_E(S_i) \approx \frac{(2i_2-1)!! L_t!}{2^{i_1+1} i_2! (L_t-i_2)!} \gamma_0^{-i_2} \quad (32)$$

其中 $(2i_2-1)!! = 1 \cdot 3 \cdot 5 \cdots (2i_2-1)$ 。由式(31)和文献[16]可知系统的分集度为 i_2 , 因此系统的发送分集度由所选的天线子集中最大的矩幅序号决定。

当 $N=2$ 时, $S_{\text{optimal}} = \{i_1 = L_t-1, i_2 = L_t\}$, $C_{\text{size}} = \frac{L_t * (L_t-1)}{2}$ 。所以此时系统的 SEP 为

$$P_E \approx \frac{2 \cdot P_{\text{feedback_error}}}{L_t \cdot (L_t-1) - 2} \sum_{\substack{j=1, S_j \neq S_{\text{optimal}}, \\ S_{\text{optimal}} = \{i_1=L_t-1, L_t\}}}^{C_{\text{size}}} \frac{(2i_2-1)!! L_t!}{2^{i_1+1} i_2! (L_t-i_2)!} \gamma_0^{-i_2} + (1 - P_{\text{feedback_error}}) \frac{(2L_t-1)!!}{2^{L_t}} \gamma_0^{-L_t} \quad (33)$$

4 仿真和比较

本文仿真中发送采用 Alamouti 码, 调制方式为 BPSK, 接收天线数为 1。反馈差错概率按照 $P_{\text{feedback_error}} = 0.01$ 和 $P_{\text{feedback_error}} = 0.05$ 两种条件分别仿真。发送端可选天线分别为 3, 4, 5, 6。对非理想的反馈链路下的 TAS 的理论的 SEP, 本文根据式(6)由蒙特卡罗方法得到。同时给出由式

(33)的相应的近似 SEP, 将这些结果作图对比。图中带星号的曲线是 $P_{\text{feedback_error}} = 0.05$ 时, 由式(6)给出的理论上的 SEP。带加号的曲线为 $P_{\text{feedback_error}} = 0.05$ 时, 由式(33)给出的近似 SEP。带菱形的曲线为 $P_{\text{feedback_error}} = 0.01$ 由式(6)给出理论上的 SEP。带方块的曲线为 $P_{\text{feedback_error}} = 0.01$ 时, 由式(33)给出的近似 SEP。

图 2 为发送端可选天线数为 3 的仿真结果。根据仿真结果, 当信噪比高于 16dB 时, 由式(33)给出的近似 SEP 与式(6)给出理论 SEP 非常吻合。比如 SNR 为 20dB, 反馈误差为 0.01 时, 由式(33)得到的 SEP 为 0.000003, 由式(6)得出的理论 SEP 为 0.0000030696, 两者仅相差 2.25%。

图 3 为发送可选天线数为 4 的仿真情况, 可以观察到相似的现象, 当信噪比高于 16dB 时, 由式(33)给出的近似 SEP 与式(6)给出理论 SEP 非常吻合。比如当 SNR 为 22dB 时, 反馈差错概率为 0.01, 由式(33)得到的近似 SEP 为 0.00000038, 而由式(6)给出的理论 SEP 为 0.0000003738, 两者相差大约 1.6%。

对于发送可选天线为 5 的仿真情况图 4 和发送可选天线为 6 的仿真情况图 5, 同样仿真的结果表明当信噪比高于 16dB 时, 由式(33)给出的近似 SEP 与式(6)给出理论 SEP 非常吻合, 两者间的相差都小于 3.5%。

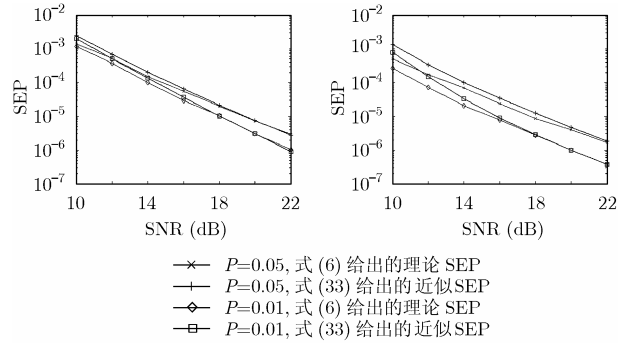


图 2 发送端可选天线数 L_t 为 3 的 TAS 的 SEP

图 3 发送端可选天线数 L_t 为 4 的 TAS 的 SEP

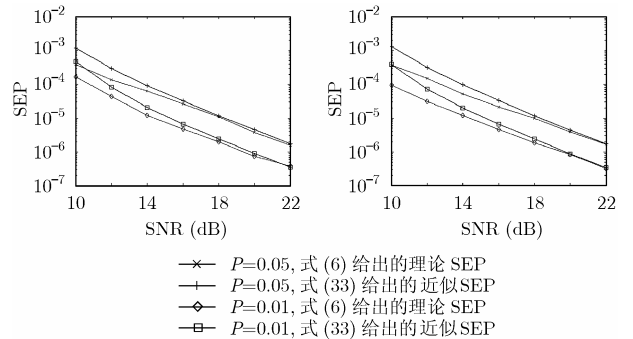


图 4 发送端可选天线数 L_t 为 5 的 TAS 的 SEP

图 5 发送端可选天线数 L_t 为 6 的 TAS 的 SEP

5 结束语

本文提出了一种近似的方法, 得到了非理想信道反馈下

的发送天线选择系统的符号差错概率。这种近似的方法适用于任意正交空时分组码的发送天线选择系统都适用。对于 $(L_t, 2; 1)$ 系统, 本文还给出符号差错概率的显式表达式。本文的分析还表明发送天线选择系统的发送分集度是由所选的天线子集中最大的矩幅序号决定。仿真结果验证了当信噪比较高时, 由本文近似得到的符号差错概率与理论符号差错概率非常吻合, 两者间的差别小于 3.5%。

参 考 文 献

- [1] Tarokh V, Seshadri N, and Calderbank A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 1998, 44(2): 744–765.
- [2] Alamouti S. M. A simple transmit diversity technique for wireless communication. *IEEE J. on Select. Areas Commun.*, 1998, 16(8): 1451–1458.
- [3] Tarokh V, Jafarkhani H, and Calderbank A R. Space time block codes from orthogonal designs. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 1999, 45(5): 1456–1467.
- [4] Molisch A F and Win M Z. MIMO systems with antenna selection. *IEEE Microwave Magazine*, 2004, 5(1): 46–54.
- [5] Molisch A F. MIMO systems with antenna selection: an overview, Radio and Wireless Conference, 2003. RAWCON '03. Proceedings, Boston, USA, 2003: 167–170.
- [6] Molisch A F, Win M Z, and Winters J H. Reduced-complexity transmit/receive-diversity systems. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2003, 51(11): 2729–2738.
- [7] Sanayei S and Nosratinia A. Antenna selection in MIMO systems. *IEEE Commun. Mag.*, 2004, 42(10): 68–73.
- [8] Gore D A and Paulraj A J. MIMO antenna subuset selection with space-time coding. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 50(10): 2580–2588.
- [9] XU K, Luo T, Yin C, and Yue G. Transmit antenna selection for MIMO systems, IEEE 6th CAS Symp. on Emerging Technologies: Mobile and Wireless Comm., Atlanta, Georgia, USA, 2004: 701–704.
- [10] Chen Z, Yuan J, Vucetic B, and Zhou Z. Performance of Alamouti scheme with transmit antenna selection, Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2004. PIMRC 2004. 15th IEEE International Symposium on, Barcelona, Spain, 2004, 2: 1135–1141.
- [11] Chen Z. Asymptotic performance of transmit antenna selection with maximal ratio combining for generalized selection criterion. *IEEE Commun. Lett.*, 2004, 8(4): 247–249.
- [12] Bahceci I M, Duman T, and Altunbasak Y. Antenna selection for multiple-antenna transmission systems: performance analysis and code construction. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2003, 49(10): 2669–2681.
- [13] Sanayei S and Nosratinia A. Asymptotic capacity analysis of transmit antenna selection, Information Theory, 2004. ISIT 2004. Proceedings. International Symposium on, Chicago Downtown Marriott, Chicago, IL USA, 2004: 242–242.
- [14] Chen Z, Vucetic B, Yuan J, and Lo K L. Analysis of transmit antenna selection/ maximal-ratio combining in Rayleigh fading channels, Communication Technology Proceedings, 2003. ICCT 2003. International Conference on, Beijing, China, 2003, 1: 751–754.
- [15] David H A. Order Statistics, New York, USA: John Wiley & Sons, Inc, 1981: 10–11.
- [16] Wang Z and Giannakis G B. A simple and general parameterization quantifying performance in fading channels. *IEEE Trans. on Commun.*, 2003, 51(8): 1389–1398.

陈 明: 男, 1979 年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 系统、天线选择、空时码。

朱近康: 男, 1943 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为移动通信与个人通信、扩频通信、信号处理。