

陈翔, 1980 年出生, 男, 湖南郴州人, 清华大学电子工程系博士生, 主要研究方向为多载波 OFDM 传输和 MIMO 技术。

一种应用于 MIMO 系统的天线选择新算法*

徐 凯, 罗 涛, 尹长川, 乐光新

北京邮电大学电信工程学院

xukai_bupt@hotmail.com

摘 要: 本文提出一种在接收端结合最大比合并的发送天线选择新算法。该算法中, 发送端从 N 个可用天线中选择信道增益最佳的 L 个天线, 而接收端不进行天线选择并进行最大比合并 (MRC)。并对该算法在准静态瑞利衰落信道的成对差错 (PEP) 性能进行了深入地分析。理论分析和仿真试验证明, 尽管发送端天线选择对 MIMO 系统的分级阶数会造成一定程度的损伤, 但同不进行天线选择 ($L:M$) 相比, 应用该算法仍能获得较大的分级增益, 并能明显提高相同频谱效率和相同分集阶数条件下空时码的性能。

关键词: 多人多出 空时分组码 分集 成对差错率

引言

多人多出 (MIMO) 系统数据经过的是矩阵信道而非矢量信道, 这为改善通信系统性能或者提高速率提供了更大的空间。并且, Foschini 等人已经证明当接收天线的数目不小于发送天线数目时, MIMO 系统的信道容量可随发送天线数目的增加而线性增长^{[1][2]}。但是由于 MIMO 系统不可避免地要在发送端和接收端布置多副天线, 因此其射频链路的硬件成本和通信双方为保持信道的非相关性所需空间的局限性 (尤其是移动终端), 以及天线数目的增加导致的空时码编解码的复杂性都在一定程度上限制了 MIMO 系统的快速应用。因此如何才能做到既要保持多天线系统较高的频谱效率和较高的可靠性, 又要降低系统的复杂度和成本, 逐渐成为人们的研究热点。目前, 一种较有前景的技术就是在发送端或者接收端进行天线选择, 用以克服 MIMO 系统的上述缺点^[3-6]。文献[3]是基于信道的二阶统计特性对发送天线和接收天线最优选择, 使信道的协方差矩阵的行列式最大, 以确保系统的平均差错率最小, 但该算法计算复杂, 很难在实际系统中得到应用。而文献[4]只适用于缺秩相关 MIMO 信道的天线选择, 使选择后的子信道统计独立且满秩。文献[5]发送天线的选择是基于接收信噪比最小值的最大化, 但接收信噪比的确定影响了算法的实际应用。文献[6]提出一种可在发送端和接收端都进行天线选择, 该算法基于信道的统计特性, 并给出了中断概率表示式。但该算法也仅仅用于正交空时分组码, 并且信道完全统计特性实际中很难得到。本文提出一种在接收端结合最大比合并的发送天线选择新算法。该算法中, 发送端从 N 个可用天线中选择信道增益最佳的 L 个天线, 而接收端不进行天线选择并进行最大比合并 (MRC)。并对该算法在准静态瑞利衰落信道的成对差错 (PEP) 性能进行了深入地分析。理论分析和仿真试验证明, 尽管发送端天线选择对 MIMO 系统的分级阶数会造成一定程度的损伤, 但同不进行天线选择 ($L:M$) 相比, 应用该算法仍能获得较大的分级增益, 并能明显提高相同频谱效率和相同分集阶数条件下空时码的性能。

1 系统信号模型与天线选择算法

考虑空时编码的 MIMO 系统, 其中发送天线数目为 N 、接收天线数目为 M 。设发送信号经过的无线 MIMO 信道均为平坦衰落。MIMO 系统的信道矩阵可定义为一个 $M \times N$ 矩阵 \mathbf{H} , 其元素 h_{ji} 表示从发

*国家自然科学基金重大研究计划资助项目 (No.90104018); 国家自然科学基金资助项目 (No.60172052)。

送天线 i 到接收天线 j 的信道复值衰落系数, 各个信道衰落系数之间是相互独立的。这里假设每个信道衰落系数都服从均值为零、每维方差为 0.5 的循环对称复高斯分布 $CN(0,1)$, 此时包络服从 Rayleigh 分布。此时信号模型为:

$$Y[K] = \sqrt{\rho/N} H S[K] + n[K] \quad (1)$$

$$H = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{2,1} & \cdots & h_{N,1} \\ h_{1,2} & h_{2,2} & \cdots & h_{N,2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{1,M} & h_{2,M} & \cdots & h_{N,M} \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中, $M \times 1$ 维向量 $Y[K] = [Y_1[K] Y_2[K] \cdots Y_M[K]]^T$ 表示 M 个接收天线输出信号的第 K 个样值, 采样率为符号速率。 $S[K] = [S_1[K] S_2[K] \cdots S_N[K]]^T$ 表示发送符号向量, ρ 表示由 N 个发送天线辐射的总能量。而 $n[K] = [n_1[K] n_2[K] \cdots n_M[K]]^T$ 是 $M \times 1$ 维的接收接收噪声矩阵, 噪声在空间和时间上都是白的, 服从均值为零、每维方差 $N_0/2$ 的循环对称复高斯分布 $CN(0, N_0)$ 。并有

$$h_{i,j} \sim N(0,1) \quad (3)$$

其中, $i=0,1,\dots,M$; $j=0,1,\dots,N$ 。如果在某一时刻, 系统有 $L(L \leq N)$ 个发送天线和 $R(R \leq M)$ 个接收天线被选择并用于发送和接收数据, 而其它天线不用于接收和发送, 则系统可表示为 $(L, N; R, M)$ 系统。而当仅仅对发送端或者仅仅对接收端的天线进行选择时, 可分别用 $(L, N; M)$ 和 $(N; R, M)$ 系统表示。一般来说, 天线选择既可在发送端进行, 也可在接收端进行, 或者收发两端同时进行, 这要视具体情况而定。

本文中, 我们仅考虑在发送端进行天线选择, 即 $(L, N; M)$ 系统, 在接收端进行最大比合并。并对该算法在准静态瑞利衰落信道下的成对差错性能进行了深入地分析。假设从 N 个发送天线中选择 L 个发送天线, 则有 $\binom{N}{L}$ 中可能的选择方式, 但最终选择最优的 L 个天线。天线的选择是在接收端进行的, 通过信道估计, 获得信道准确信息, 选择信道增益最佳的 L 个发送天线, 而后通过反馈链路通知发送端 (如图 1 所示)。因此, 接收信噪比为

$$SNR_i = \sqrt{\rho/N} \sum_{j=1}^M \left(|h_{s_1,j}|^2 + |h_{s_2,j}|^2 + \cdots + |h_{s_L,j}|^2 \right) \quad (4)$$

其中 $L \leq N$, s_1, s_2, \dots, s_L 表示从 N 个发送天线中选择的最优的 L 个发送天线的序列号。

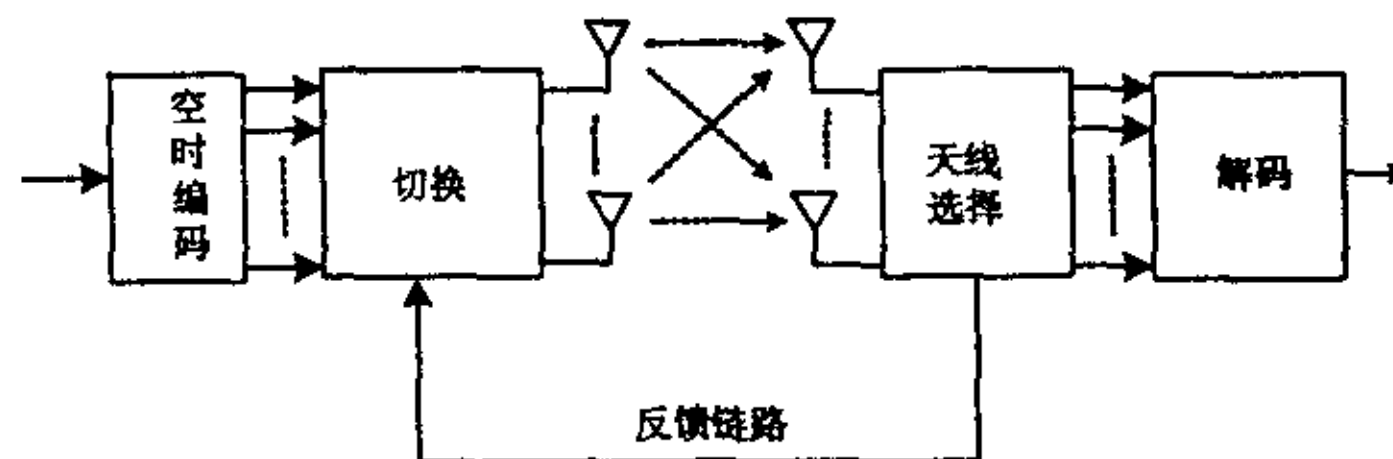


图 1 发送天线选择示意图

2 天线选择算法的成对差错 (PEP) 性能

在本部分我们推到了准静态瑞利衰落信道下天线选择算法的成对差错性能, 通用 MIMO 系统的成对差错性能可参考文献[8][9]的部分内容。在此, 我们按文献[8][9]的思路对天线选择系统的成对差错率的上界进行了详细的分析。在给定信道参数 $h_{i,j}, i=1,2,\dots,N, j=1,2,\dots,M$ 的准静态瑞利衰落信道情况下, 假设发送数据为:

$$\mathbf{c} = c_1^1 c_1^2 \cdots c_1^N c_2^1 c_2^2 \cdots c_2^N \cdots c_L^1 c_L^2 \cdots c_L^N$$

接收端由极大似然解码得到数据为:

$$\mathbf{e} = e_1^1 e_1^2 \cdots e_1^N e_2^1 e_2^2 \cdots e_2^N \cdots e_L^1 e_L^2 \cdots e_L^N$$

的成对差错率率满足^[8]:

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e}) \leq \left(\prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-M} (E_s/4N_0)^{-rM} \quad (5)$$

其中, r 表示矩阵 \mathbf{A} 的秩, 且其特征值为 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_r$, rM 表示系统获得的分集好处, 而 $\left(\prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{1/r}$

则表示系统获得的编码好处。其中 $\mathbf{A} = \mathbf{B}\mathbf{B}^*$, \mathbf{B} 为 \mathbf{c} 和 \mathbf{e} 之间的差阵, 即

$$\mathbf{B}(\mathbf{c}, \mathbf{e}) = \begin{bmatrix} e_1^1 - c_1^1 & e_2^1 - c_2^1 & \cdots & e_L^1 - c_L^1 \\ e_1^2 - c_1^2 & e_2^2 - c_2^2 & \cdots & e_L^2 - c_L^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_1^N - c_1^N & e_2^N - c_2^N & \cdots & e_L^N - c_L^N \end{bmatrix}$$

下面我们分析一下发送天线选择选择后系统的成对差错性能。假设从 N 个发送天线种选择 L 个发送天线, 接收端不进行天线选择并进行最大比合并, 则有

$$d_{\max}^2(\mathbf{c}, \mathbf{e}) = \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^L \sum_{l=1}^L h_{i,j} \bar{h}_{l,j} \sum_{i=1}^L (c_i^j - e_i^j) \overline{(c_i^j - e_i^j)} = \sum_{j=1}^M \Omega_j \mathbf{A} \Omega_j^* = \sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^L \lambda_i |\beta_{i,j}|^2 \quad (6)$$

且满足 $X_1 \geq X_2 \geq X_3 \geq \cdots \geq X_L \geq \cdots \geq X_N$, 其中 $X_i = \sum_{j=1}^M |h_{i,j}|^2, i=1, \dots, N$ 表示第 i 个天线发送的总能量。

如果 $X_i \geq X_j$, 则有 $\Omega_i \mathbf{B} \Omega_i^* \geq \Omega_j \mathbf{B} \Omega_j^*$ 。为不失一般性, 则有 $\Omega_1 \mathbf{B} \Omega_1^* \geq \cdots \geq \Omega_L \mathbf{B} \Omega_L^* \geq \cdots \geq \Omega_N \mathbf{B} \Omega_N^*$, 则成对差错性能^{[8][9]}

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e} | h_{i,j}; X_1 \geq \cdots \geq X_L \geq \cdots \geq X_N) \leq \exp(-d_{\max}^2(\mathbf{c}, \mathbf{e}) E_s / 4N_0) \quad (7)$$

可表示为

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e} | h_{i,j}; \Omega_1 \mathbf{B} \Omega_1^* \geq \cdots \geq \Omega_L \mathbf{B} \Omega_L^* \geq \cdots \geq \Omega_N \mathbf{B} \Omega_N^*) \leq \exp(-d_{\max}^2(\mathbf{c}, \mathbf{e}) E_s / 4N_0) \quad (8)$$

若想直接计算式(8)中的成对差错性能, 需要准确的获得 $\Omega_j \mathbf{B} \Omega_j^*$ 或者 $X_1 \geq \cdots \geq X_L \geq \cdots \geq X_N$ 的 N 阶统计概率密度函数, 但是非常困难。因此考虑把式(6)代入式(8)得到:

$$P(c \rightarrow e | h_{i,j}; \Omega_1 B \Omega_1^* \geq \dots \geq \Omega_N B \Omega_N^*) \leq \prod_{j=1}^M \exp \left(- (E_s / 4N_0) \sum_{i=1}^L \lambda_i |\beta_{i,j}|^2 \right) \quad (9)$$

问题转化为求

$$\prod_{j=1}^M \exp \left(- (E_s / 4N_0) \sum_{i=1}^L \lambda_i |\beta_{i,j}|^2 \right)$$

的数学期望。而对准静态瑞利衰落信道有 $E(h_{i,j})=0$ 且 $|\beta_{i,j}|$ 的概率密度为^[8]

$$p(|\beta_{i,j}|) = 2|\beta_{i,j}| \exp(-|\beta_{i,j}|^2) \quad (10)$$

$$\text{而} \quad E \prod_{j=1}^M \exp \left(- (E_s / 4N_0) \sum_{i=1}^L \lambda_i |\beta_{i,j}|^2 \right) = \prod_{j=1}^M \prod_{i=1}^L E \left(\exp \left(- (E_s / N_0) \lambda_i |\beta_{i,j}|^2 \right) \right) \quad (11)$$

$$\text{得} \quad E \left(\exp \left(- (E_s / N_0) \lambda_i |\beta_{i,j}|^2 \right) \right) = 2 \int_0^\infty e^{-\frac{E_s}{N_0} \lambda_i \omega^2} \omega e^{-\omega^2} d\omega \quad (12)$$

所以有

$$P(c \rightarrow e) \leq \left(\prod_{i=1}^L \frac{1}{1 + \frac{E_s}{N_0} \lambda_i} \right)^M \quad (13)$$

假定发送天线进行选择, 则此时 \mathbf{A} 可用 \mathbf{A}' 表示, 并且用 r' 表示天线选择后矩阵 \mathbf{A}' 秩, 则 \mathbf{A}' 的特征值可表示为 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{r'}$ 。因此, 式 (13) 可表示为

$$P(c \rightarrow e) \leq \left(\prod_{i=1}^{r'} \lambda_i \right)^{-M} (E_s / 4N_0)^{-r'M} \quad (14)$$

比较式 (5) 和式 (14) 可见, 当 r' 与 r 相等时, 发送端进行天线选择后, 系统的分集增益 rM 和编码增益 $\left(\prod_{i=1}^{r'} \lambda_i \right)^{1/r'}$ 仍能保持, 与不进行天线选择相比具有相同的分级增益和编码增益。但在一般情况下, 发送端天线的选择 ($L < N$) 会造成 r 的减小, 即 $r' < r$ 。在这种情况下, 不仅会造成分集增益的减小而且也会导致编码增益下降。但同不进行天线选择的系统相比, 应用该天线选择算法仍能获得较大分集增益, 下面我们将通过计算机仿真来证明上述理论分析的正确性。

3 仿真结果

我们对提出的发送天线选择算法的误符号性能进行了 Monto Carlo 仿真。接收天线数目为 2 且保持不变。图 2 中发送天线的数目由 2 个逐渐增加到 6 个, 选择天线的数目 L 为 2 且保持不变, 因此有 (2;2), (2,3;2), (2,4;2), (2,5;2), (2,6;2) 五种情景, 但 (2;2) 并不进行天线选择。而图 3 中发送天线数目

由 4 个增加到 8 个, 选择天线数目 L 为 4 且保持不变, 因此有 (4;2), (4,5;2), (4,6;2), (4,7;2), (4,8;2) 五种情景, 同样 (4;2) 并不进行天线选择。假定信道是准静态的瑞利平衰落信道, 即在一个空时码符号间隔内信道保持不变。信道的增益为独立同分布高斯随机变量, 每维方差为 $1/2$ 。并且假定接收端已经准确获得信道信息 (CSI) (系统模型如图 1 所示)。数据符号使用 QPSK 调制, 接收端最大比合并后进行极大似然译码。考虑到系统编解码的复杂度, 并不失一般性, 我们在仿真中采用空时分组码, 来考察天线选择对系统分集性能的影响, 因为空时分组码不仅具有极大分集增益, 而且编译码简单。

图 2 给出了 $L = 2; M = 2$ 时系统的误符号性与信噪比的关系曲线, 空时分组码为 G_2 模式^[10]。由图可见, 在不进行天选择的情况下 (2;2), 如果我们想获得 $SER = 10^{-4}$ 的误符号率, 所需的信噪比 E_s/N_0 至少为 14 Db。但是如果采用我们的发送天线选择算法, 如情景 (2,3;2), 要获得同样的误符号性能, 则所需信噪比 E_s/N_0 至少为 11 dB。也就是说, 尽管实际采用的发送天线数目仍为 2, 但采用天线选择算法后, 同不进行天线选择相比仍能获得较大的分集增益。因此 (2,3;2) 选择后的分集增益为 3 dB, 并且分集增益会随着发送天线数目的增加而逐渐增大。由图 2 可见, 选择算法在 (2,3;2), (2,4;2), (2,5;2) 和 (2,6;2) 情景下的分集增益分别为 3 dB, 4 dB, 5 dB 和 5.5 dB。因此, 尽管实际发送天线数目为 2 且保持不变, 但随着发送天线数目的增加, 采用天线选择算法后, 系统仍然保持了多天线系统的较好的分集效果, 但其编译码的复杂性以及射频硬件电路的成本却大大降低。

图 3 给出了 $L = 4; M = 2$ 时系统的误符号性与信噪比的关系曲线, 空时分组码为 G_4 模式^[10]。由图可见, 在不进行天选择的情况下 (4;2), 如果我们想获得 $SER = 10^{-4}$ 的误符号率, 所需的信噪比 E_s/N_0 至少为 8.2 dB。但是如果采用我们的发送天线选择算法, 如情景 (4,5;2), 要获得同样的误符号性能, 则所需信噪比 E_s/N_0 至少为 7 dB。也就是说, 尽管实际采用的发送天线数目仍为 2, 但采用天线选择算法后, 同不进行天线选择相比仍能获得较大的分集增益。因此 (4,5;2) 选择后的分集增益为 1.2 dB, 同样分集增益会随着发送天线数目的增加而逐渐增大。由图 3 可见, 选择算法在 (4,5;2), (4,6;2), (4,7;2) 和 (4,8;2) 情景下的分集增益分别为 1.2 dB, 2 dB, 2.4 dB 和 3 dB。因此, 尽管实际发送天线数目为 4 且保持不变, 但随着发送天线数目的增加, 采用天线选择算法后, 系统仍然保持了多天线系统的较好的分集效果, 但其编译码的复杂性以及射频硬件电路的成本却大大降低。

另一个有趣的现象是系统的误符号率将随着选择天线数目 L 的增加而下降。如图 2 中天线选择情景 (2,5;2), 如果我们想获得 $SER = 10^{-4}$ 的误符号率, 所需的信噪比 E_s/N_0 至少为 9 dB。而在图 3 中天线选择情景 (4,5;2), 如果我们想获得 $SER = 10^{-4}$ 的误符号率, 所需的信噪比 E_s/N_0 至少为 7 dB。因此, 对 $L = 4$ 可获得 2 Db 的分集增益。但是随着 L 的增加, 系统编译码复杂度和射频硬件电路的成本也会随之增加, 因此在实际的 MIMO 系统中应结合实际情况进行折衷。

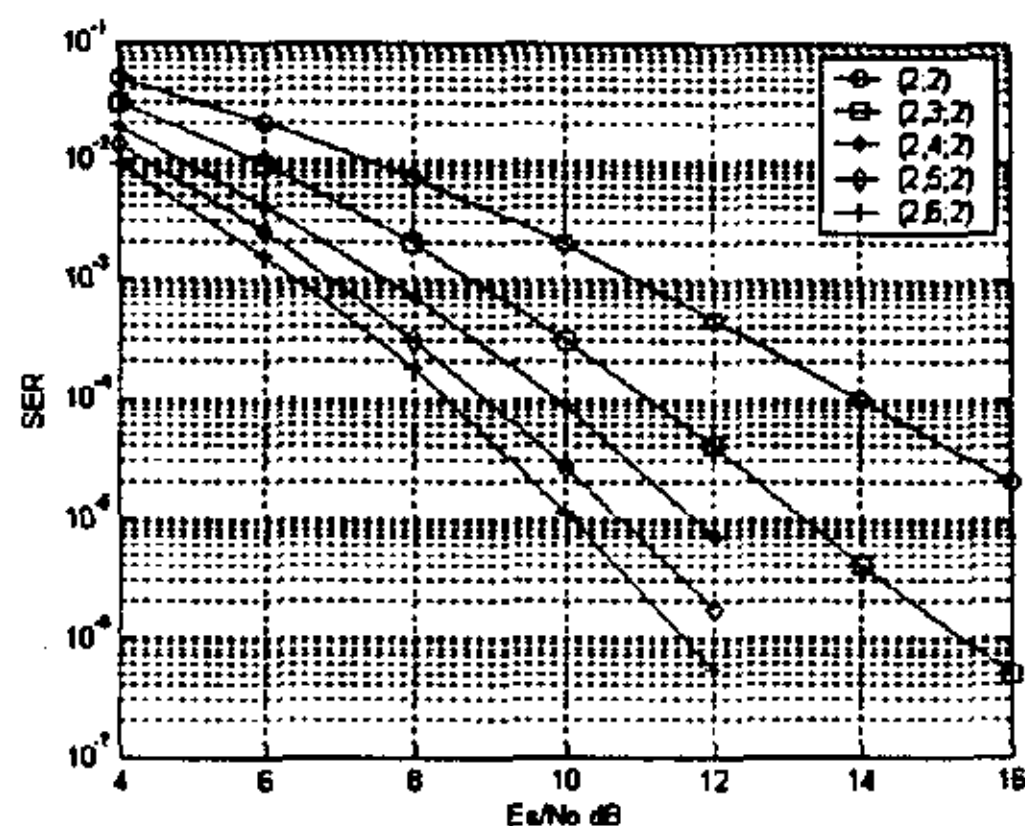


图2 $L=2$; $M=2$ 时系统的误符号性能

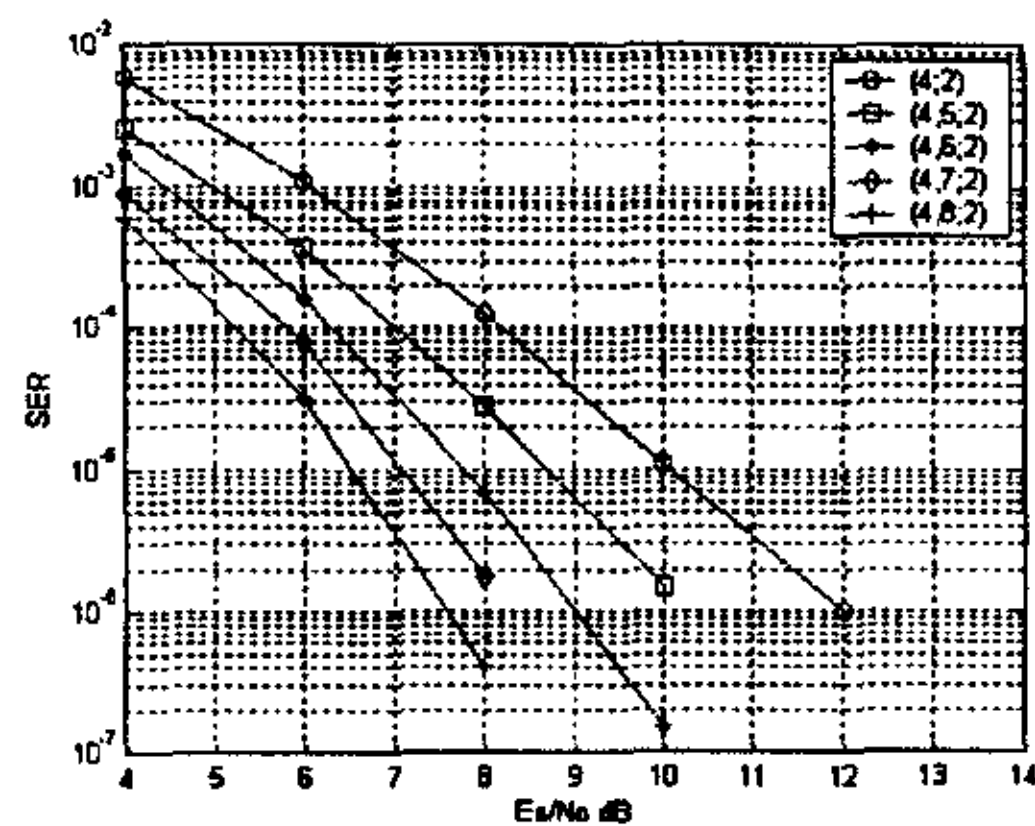


图3 $L=2$; $M=2$ 时系统的误符号性能

4 结束语

本文中我们提出一种接收端进行最大比合并的发送天线选择新算法, 并对该算法的成对差错性能进行了深入的分析。理论分析和计算机仿真试验证明尽管该算法中发送端的天线选择会对系统的分集阶数造成一定的损伤, 当与不进行天线选择情况相比, 仍能获得较高的分集增益。

参考文献

- 1 E Telatar, Capacity of multi-antenna Gaussian channels, AT&T Bell Labs. Internal Tech. Memo, June 1995
- 2 G J Foschini, M J Gans, On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas, Wireless Personal Commun., 1998,6(2):311-335
- 3 D Gore, A Paulraj, Statistical MIMO antenna sub-selection with space-time coding, in Proc. IEEE Int. Conf. Communications, 2002,1(6): 641-645
- 4 D A Gore, R U Nabar, A Paulraj, Selecting an optimal set of transmit antennas for a low rank matrix channel, in Proc. IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech, Signal Processing, 2000,5(5): 2785-2788
- 5 R W Heath, S Sandhu, A Paulraj, Antenna selection for spatial multiplexing systems with linear receivers," IEEE Commun. Lett., 2001, 5(4):142-144
- 6 D A Gore, A Paulraj, MIMO antenna subset selection with space-time coding, IEEE Trans. Signal Processing, 2002, 50(10): 2580-2588
- 7 S Alamouti, A simple transmit diversity technique for wireless communications, IEEE J. Select. Areas Commun.,1998, 16(8):1451-1458
- 8 V Tarokh, N Seshadri, A R Calderbank, Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction, IEEE Trans. Inform. Theory, 1998, 44(2): 744-765
- 9 J C Guey, M P Fitz, M R Bell, W Y Kuo, Signal design for transmitter diversity wireless communication systems over rayleigh fading channels, in Proc. IEEE Vehicular Technology Conf., 1996, 1:136-140
- 10 V Tarokh, H Jafarkhani, A R Calderbank, Space-time block codes from orthogonal designs, IEEE transactions on information theory, 1999,45(5):1456-1467

A New Antenna Selection Algorithm for MIMO Systems

Xu Kai Luo Tao Yin Changchuan Yue Guangxin

Telecommunication Engineering School, BUPT, Beijing, 1000876

xukai_bupt@hotmail.com

Abstract: In this paper we propose a scheme combining transmit antenna selection and maximal-ratio combining (MRC) at the receiver. In this scheme L antennas are chosen for transmission among all available transmit antennas N and maximal-ratio combining is performed at the receiver side. The pairwise error probability (PEP) of the scheme is derived in quasi-static Rayleigh fading channels. The analysis and simulation results show that, after L transmit antennas selection among all N available transmit antennas, though the diversity order is decreased to a certain extent, more diversity again can still be obtained with our scheme compared with the case of no antenna selection.

Keywords: MIMO; STBC; diversity; pairwise error probability

一种新的多用户多速率自适应 MC-DS-CDMA 传输方案*

马欣昕 罗 涛 尹长川 乐光新

北京邮电大学数字通信与信息网络实验室 100876

mymail@vip.sina.com tluo@bupt.edu.cn ccyin@bupt.edu.cn gxyue@bupt.edu.cn

摘 要: 为了支持多媒体业务,要求未来移动通信系统能够支持较大动态范围的高速传输。本文从有效利用网络资源的角度出发,结合 OFDMA 的动态资源分配策略,提出了一种灵活支持多用户多速率业务的改进 MC-DS-CDMA 传输方案——自适应 MC-DS-CDMA 系统。仿真结果表明,自适应 MC-DS-CDMA 系统由于采用了多用户自适应的子载波分配策略,不仅可灵活支持多速率业务,而且能降低系统的发射总功率,进一步改善了系统性能。

关键词: 多速率业务, MC-DS-CDMA, 自适应子载波分配

引言

未来移动通信系统为了支持多媒体业务,要求在较大动态范围内支持高速数据传输。在恶劣的无线移动环境下,单载波 TDMA 和 DS-CDMA 多址方式实现高速率的无线数据传输较困难,因此多载波传输技术成为解决高速无线数据传输问题的关键技术之一。正交频分复用 (OFDM) 技术是多载波传输技术的一种,它通过把高速的数据流串并变换,分配到传输速率相对较低的若干个子载波中进行传输,可以最大限度消除无线信道的多径时延扩展所产生的符号间干扰,从而实现无线高速数据传输。目前,已经提出了多种基于 OFDM 的高速蜂窝多址接入方案: OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) [1]、MC-CDMA (Multicarrier-CDMA) [2] 以及 MC-DS-CDMA (Multicarrier DS-CDMA) [3] 等。对于不同带宽的用户, OFDMA 可通过分配给用户不同数目的子载波来实现,故其特别适合于多业务通信系统[1,4]。但是由于其仍然采用频率复用,与 CDMA 系统相比,系统容量较小。

MC-DS-CDMA 的方案由 V.Dasilva 和 E.S.Sousa[3]提出。MC-DS-CDMA 先进行串并变换,经过串并变换后的信号与相同的扩频码序列相乘,然后再调制到各个子载波上。MC-DS-CDMA 结合了 OFDM 技术与 CDMA 技术,系统容量大大增加[5],对于上行链路,MC-DS-CDMA 不需要用户间的同步,较易

*国家自然科学基金资助项目 (60172052); 国家自然科学基金重大研究项目 (90104018)。

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,一直致力和专注于微波、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>