

结合发射天线重分组和接收天线选择的 双空时发射分集系统的实现方案^{*}

兰鹏^{1,2,3}, 刘琚^{1,2}, 许宏吉¹, 孙丰刚^{1,3}

(1. 山东大学 信息科学与工程学院, 山东 济南 250100; 2. 东南大学 移动通信国家重点实验室, 江苏 南京 210096;
3. 山东农业大学 信息科学与工程学院, 山东 泰安 271018)

摘要: 对线性接收双空时发射分集系统提出一种新的接收天线选择方案, 通信系统在增加较小的实现复杂度的情况下可以有效的改善系统的信道状态, 抑制不同子数据流间的干扰, 降低系统的误码率(BER)。结合发射天线重分组(TAS)方案, 不同子数据流间的干扰可以得到更好的抑制, 系统性能得到进一步的提高。仿真表明, 在增加较少的反馈信息冗余及系统硬件实现复杂度的情况下, 系统的性能得到了很大的改善。

关键词: 双空时发射分集; 空时分组码; 接收天线选择; 发射天线重分组

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A

1 引言

多输入多输出(MIMO)系统通过提供分集增益及空间复用增益使无线通信系统的性能得到了极大的提高^[1~3]。分集被用于抵抗信道的衰落, 空间复用则通过利用信道间不同的衰落状态提高系统的传输速率。然而, 一种增益的最大化总是以牺牲另一增益为代价。目前的研究开始集中于既能提供分集增益又能得到空间复用增益的新方案。双空时发射分集(DSTTD)通信系统是一种在发射端装配有两个空时发射分集(STTD)单元, 接收端为一干扰抑制检测单元组成的无线通信系统^[4]。DSTTD 系统通过空时复用可同时提供分集增益与空间复用增益。

虽然 DSTTD 系统较普通 MIMO 系统的性能有了很大提高^[4], 但是由于两个空时分组编码模块独立编码, 不同编码模块的子数据流间的干扰无法消除, 对系统性能造成严重的影响。天线选择技术可以在系统复杂度增加较小的条件下, 通过一定的判别准则将有限的射频链路分配给最优的天线子集^[7~9]来达到抑制数据子流间的干扰, 改善信道状态, 增强系统性能的目的。结合发射天线重分组(TAS)方案^[4], 在不增加系统复杂度的情况下, 数据子流间的干扰能够得到进一步减小, 通信系统的性能能够得到更大的改善。

基于对线性接收 DSTTD 系统误码率的分析, 本文提出了一种适用于 DSTTD 系统的接收天线选择方案。该方案能够及时针对信道状态的变化调整接收端的天线子集, 以达到减小系统误码率的目的。进一步结合发射天线重分组方案, 在增加较少的反馈信息的情况下, 系统的性能可以得到更大的提高。

2 重构 DSTTD 系统模型

对于配备两发射分集天线的空时通信系统, Alamouti 提出的空时分组码(STBC)方案可以在保持码率为 1 的前提下达到全分集^[5]。但是当发射天线数增加时, STBC 在达到全分集的情况下数据传输速率小于 1。为了增大通信系统的空间复用增益, 提高码速率, 文献[4]提出了 DSTTD 通信方案。DSTTD 是一种装配有四条发射天线的开环 MIMO 系统, 输入的数据流经过串并变换分为两个子数据流, 每个子数据流各由一个 Alamouti 编码模块独立编码后输出, 该方案在获得分集增益的同时达到了

* 收稿日期: 2008-02-03 修订日期: 2008-05-21

基金项目: 国家自然科学基金(60872024); 教育部科技创新工程重大项目培育资金项目(708059); 山东省自然科学基金(Y2007G04)移动通信国家重点实验室开放基金(W200802); 综合业务网国家重点实验室开放基金(ISN-9-03); 国家留学基金委建设高水平大学公派研究生项目

较高的数据传输速率。

结合发射天线重分组与接收天线选择方案的 DSTTD 系统图如图 1 所示, 其中发射天线数 $N_T = 4$, 接收天线数 $N_R \geq 2$, 接收端射频链路数

为 $n_R (\leq N_R)$ 。由于输入的数据流被分解为两个数据子流, 且每个数据子流由独立的正交 STBC 模块编码, 则两个连续码元时间间隔 t_1 和 t_2 内的输出表示为一个大小为 4×2 的矩阵:

$$\mathbf{C} = \{c_{ij}\}_{4 \times 2} = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1 \\ \mathbf{c}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \end{bmatrix}^T \in C^{4 \times 2} \quad (1)$$

其中 $(\cdot)^*$ 表示复数的共轭, $(\cdot)^T$ 表示矩阵的转置, x_i 是能量为 E_s 的 M 阶调制信号。矩阵 \mathbf{C} 中的元素 c_{ij} 的列坐标 j 对应于时间间隔 t_j , j 的取值为 1 或 2。第 i 条发射天线发送的信号为矩阵 \mathbf{C} 中的第 i 行, $i \in \{1, 2, 3, 4\}$ 。信号在信道的传输过程中会受到多径衰落和加性噪声的破坏, 为了保证 DSTTD 编译码方案的正交性, 假定系统的信道状态至少在两个码元时间间隔 t_1 和 t_2 内保持不变。第 j 条发射天线到第 i 条接收天线间的信道衰落系数表示为 h_{ij} , 则第 n 条接收天线在时间间隔 t_j 时接收的信号表示为:

$$r_{ni} = [h_{n1} \ h_{n2} \ h_{n3} \ h_{n4}] \mathbf{W} \mathbf{c}_i + n_{ni} \quad \text{其中 } i=1, 2 \quad (2)$$

上式中 r_{ni} 为第 n 条接收天线在时间间隔 t_i 接收到的信号, n_{ni} 表示方差为 N_0 的加性高斯白噪声, \mathbf{W} 是 4×4 的单位位置换矩阵, \mathbf{c}_i 为编码矩阵 \mathbf{C} 中的第 i 列。结合 (1) 和 (2) 式分析得第 n 条接收天线在时间间隔 t_1 和 t_2 内接收到的信号为:

$$\begin{bmatrix} r_{n1} \\ r_{n2}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{n1} & h_{n2} & h_{n3} & h_{n4} \\ h_{n2}^* & -h_{n1}^* & h_{n4}^* & -h_{n3}^* \end{bmatrix} \mathbf{W} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{n1} \\ n_{n2}^* \end{bmatrix} \quad (3)$$

或表示为矩阵形式:

$$\mathbf{r}_n = \mathbf{H}_n \mathbf{W} \mathbf{x} + \mathbf{n}_n \quad n=1, 2, \dots, N_R \quad (4)$$

由 (4) 式可得 DSTTD 系统接收端所有接收天线在时间间隔 t_1 和 t_2 内接收到的信号为:

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \mathbf{H} \mathbf{W} \mathbf{x} + \mathbf{n} \\ \mathbf{r} &= [r_1^T \ r_2^T \ \dots \ r_{N_R}^T]^T \in C^{2N_R \times 1} \end{aligned} \quad (5)$$

其中:

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= [\mathbf{H}_1^T \ \mathbf{H}_2^T \ \dots \ \mathbf{H}_{N_R}^T]^T \in C^{2N_R \times 4} \\ \mathbf{n} &= [\mathbf{n}_1^T \ \mathbf{n}_2^T \ \dots \ \mathbf{n}_{N_R}^T]^T \in C^{2N_R \times 1} \end{aligned} \quad (6)$$

(6) 中各元素与 (3) 和 (4) 中描述的 $\mathbf{r}_n \in C^{2 \times 1}$, $\mathbf{H}_n \in C^{2 \times 4}$ 以及 $\mathbf{n}_n \in C^{2 \times 1}$ 相同。由 (5) 和 (6) 式可见, DSTTD 系统可等价为 4 条发射天线 $2N_R$ 条接收天线的空间复用 MIMO 系统。当接收端结合天线选择方案时, 选择出的 n_R 条接收天线对应的天线子集为 C_s , 此时 DSTTD 系统接收端解码器在时间间隔 t_1 和 t_2 内接收到的信号表示为:

$$\hat{\mathbf{r}} = \hat{\mathbf{H}} \mathbf{W} \mathbf{x} + \hat{\mathbf{n}} \quad (7)$$

上式中 $\hat{\mathbf{r}} \in C^{2n_R \times 1}$, $\hat{\mathbf{H}} \in C^{2n_R \times 1}$, $\hat{\mathbf{n}} \in C^{2n_R \times 1}$ 分别对应于选择出的接收天线所接收到的信号, 信道矩阵以及噪声。

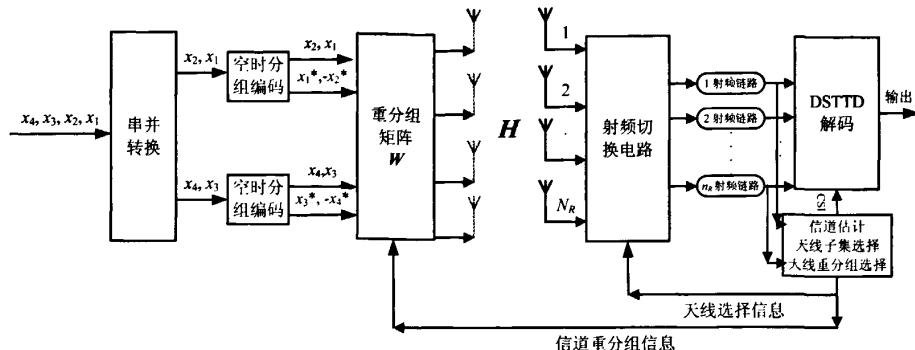


图 1 重构 DSTTD 系统图

3 DSTTD 系统优化重构

DSTTD 系统中，在时间间隔 t_1 和 t_2 内输入的四个子数据流 $\{x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4\}$ 可等价于通过空间复用同时发送，此时对应于四个子数据流的等价子信道为： $\{\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \mathbf{h}_3 \ \mathbf{h}_4\}$ ，由于 Alamouti 空时分组码的正交性可知，对应于同一个编码器的等价子信道间是相互正交的，因此 $\mathbf{h}_1^H \mathbf{h}_2 = \mathbf{h}_3^H \mathbf{h}_4 = 0$ ，然而 DSTTD 系统中由于不同编码器对应的信道是不正交的，因此不同编码器的数据子流间存在着干扰，并且这种干扰将严重影响 DSTTD 系统的性能，所以对 DSTTD 系统进行优化以减小不同数据子流之间的干扰是必要的。

3.1 接收天线选择方案

对正交空时分组码系统，最优的天线选择算法为基于模值的天线选择算法（NBS）^[10]。然而在 DSTTD 系统中，由于不同数据流之间存在干扰会严重影响系统的性能，此时 NBS 算法已经不再适合 DSTTD 系统，因此需要新的天线选择标准。从上面的模型可以看出原系统可以近似等价为空间复用系统，线性接收空间复用系统的性能取决于各发射天线对应的数据子流中 SNR 最小的数据子流^[11]。在 DSTTD 系统的接收端使用迫零（ZF）或最小均方误差（MMSE）线性接收时，第 k 条数据子流的 SNR 表示为：

$$SNR_k = \frac{1}{\left[\left(\mu \mathbf{I}_4 + \frac{\rho}{4} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \right)^{-1} \right]_{k,k}} - \mu \begin{cases} \mu = 0 & ZF \text{接收} \\ \mu = 1 & MMSE \text{接收} \end{cases} \quad (8)$$

上式中 $(\cdot)^H$ 表示矩阵的共轭转置， ρ 为接收信号的平均信噪比。定义 $\lambda(\mathbf{A})$ 为矩阵 \mathbf{A} 的特征值， $\lambda_{\max}(\mathbf{A})$ 、 $\lambda_{\min}(\mathbf{A})$ 分别表示矩阵 \mathbf{A} 的最大及最小特征值，根据瑞利—里兹定理化简可得（8）式的下界为：

$$SNR_{\min} \geq \lambda_{\min} \left(\mu \mathbf{I}_4 + \frac{\rho}{4} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \right) - \mu = \frac{\rho}{4} \lambda_{\min} (\mathbf{H}^H \mathbf{H}) \quad (9)$$

因此 DSTTD 系统接收端使用 ZF 接收或 MMSE 接收时天线选择的目标函数为：选择出接收天线子集 C_s ，使天线子集对应的信道矩阵 $\hat{\mathbf{H}}$ 满足矩阵 $\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}}$ 的最小特征值最大。第 i 条接收天线对应的矩阵 $\hat{\mathbf{H}}_i^H \hat{\mathbf{H}}_i$ 为：

$$\hat{\mathbf{H}}_i^H \hat{\mathbf{H}}_i = \begin{bmatrix} c_i & 0 & a_i & b_i \\ 0 & c_i & -b_i^* & a_i^* \\ a_i^* & -b_i & d_i & 0 \\ b_i^* & a_i & 0 & d_i \end{bmatrix} \quad (10)$$

上式中：

$$\begin{aligned} a_i &= h_{i3} h_{i1}^* + h_{i2} h_{i4}^* & b_i &= h_{i4} h_{i1}^* - h_{i2} h_{i3}^* \\ c_i &= |h_{i1}|^2 + |h_{i2}|^2 & d_i &= |h_{i3}|^2 + |h_{i4}|^2 \end{aligned} \quad (11)$$

则选择的接收天线子集 C_s 对应的矩阵 $\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}}$ 表示为：

$$\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}} = \sum_{i \in C_s} \hat{\mathbf{H}}_i^H \hat{\mathbf{H}}_i = \begin{bmatrix} C_s & 0 & A_s & B_s \\ 0 & C_s & -B_s^* & A_s^* \\ A_s^* & -B_s & D_s & 0 \\ B_s^* & A_s & 0 & D_s \end{bmatrix} \quad (12)$$

其中 $A_s = \sum_{i \in C_s} a_i$ ， $B_s = \sum_{i \in C_s} b_i$ ， $C_s = \sum_{i \in C_s} c_i$ ， $D_s = \sum_{i \in C_s} d_i$ 。矩阵 $\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}}$ 的特征多项式为：

$$|\mathbf{I}_4 - \hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}}| = [(\lambda - C_s)(\lambda - D_s) - |A_s|^2 - |B_s|^2]^4 \quad (13)$$

定义 $T_s = C_s D_s - |A_s|^2 - |B_s|^2$ ，又 $\|\hat{\mathbf{H}}\|_F^2 = C_s + D_s$ ，其中 $\|\cdot\|_F^2$ 表示矩阵的 F 范数，则矩阵 $\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}}$ 的特征值为：

$$\lambda_1 = \lambda_2 = \frac{1}{2} \left[\|\hat{\mathbf{H}}\|_F^2 + \sqrt{\|\hat{\mathbf{H}}\|_F^4 - 4T_s} \right] \quad \lambda_3 = \lambda_4 = \frac{1}{2} \left[\|\hat{\mathbf{H}}\|_F^2 - \sqrt{\|\hat{\mathbf{H}}\|_F^4 - 4T_s} \right] \quad (14)$$

天线选择的目的为选择出天线子集 C_s 满足:

$$C_s = \arg \max_{C_s} \lambda_{\min} \{\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}}\} \quad (15)$$

即

$$C_s = \arg \max_{C_s} \lambda_{\min} \left[\|\hat{\mathbf{H}}\|_F^2 - \sqrt{\|\hat{\mathbf{H}}\|_F^4 - 4T_s} \right] \quad (16)$$

按照 (16) 式进行天线选择时, 每个天线子集最小特征值的计算复杂度为 $24n_R + 10$ 次浮点计算, 与每次进行 SVD 分解求解最小特征值需 $24n_R + 1344$ 次浮点计算相比得到了极大的简化。

3.2 发射天线重分组方案

为了进一步提高 DSTTD 系统的性能, 在原有系统的两个空时分组编码模块和发射天线间添加 TAS 模块。四条发射天线总共有 6 种不同的分组方式 $\{(1,2)(3,4)\}, \{(1,2)(4,3)\}, \{(1,3)(2,4)\}, \{(1,4)(2,3)\}, \{(1,3)(4,2)\}$ 与 $\{(1,4)(3,2)\}$, 因此图 1 中的 \mathbf{W} 包含六个不同的 4×4 的单位位置换矩阵:

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{(1,2)(3,4)} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} & \mathbf{W}_{(1,2)(4,3)} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} & \mathbf{W}_{(1,3)(2,4)} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{W}_{(1,3)(4,2)} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} & \mathbf{W}_{(1,4)(2,3)} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} & \mathbf{W}_{(1,4)(3,2)} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (17)$$

TAS 模块根据信道状态变化选择六种不同的分组方式中的一种分配给四个数据子流。TAS 对 DSTTD 系统的信道起到了一种线性转换的作用。经由 \mathbf{W} 置换, 信道矩阵 \mathbf{H} 变为六种不同的信道矩阵 $\hat{\mathbf{H}}_s = \mathbf{W}^T \hat{\mathbf{H}} = [\hat{\mathbf{h}}_1, \hat{\mathbf{h}}_2, \hat{\mathbf{h}}_3, \hat{\mathbf{h}}_4]$ 。结合 TAS 后, DSTTD 系统的解码器接收到的信号表示为:

$$\hat{\mathbf{r}} = \hat{\mathbf{H}}_s \mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (18)$$

其中 $\hat{\mathbf{r}}$ 表示经过 TAS 后接收端在时间间隔 t_1 和 t_2 内的接收信号。当接收天线子集选定后, 信道矩阵的 \mathbf{F} 范数 $\|\hat{\mathbf{H}}_s\|_F^2$ 始终为恒定值 $\|\hat{\mathbf{H}}_s\|_F^2 = \|\hat{\mathbf{H}}\|_F^2$, 因此结合 TAS 后, 只能通过提高 \hat{T}_s 的值, 进一步增大矩阵 $\hat{\mathbf{H}}_s^H \hat{\mathbf{H}}_s$ 的最小特征值, 从而提高 DSTTD 系统的 BER 性能。通过使用 TAS, 相应于六种重分组模式有六个不同的 \hat{T}_s 取值:

$$\hat{A}_s = \hat{\mathbf{h}}_1^H \hat{\mathbf{h}}_3 + \hat{\mathbf{h}}_4^H \hat{\mathbf{h}}_2, \quad \hat{B}_s = \hat{\mathbf{h}}_1^H \hat{\mathbf{h}}_4 - \hat{\mathbf{h}}_3^H \hat{\mathbf{h}}_2, \quad \hat{C}_s = |\hat{\mathbf{h}}_1|^2 + |\hat{\mathbf{h}}_2|^2, \quad \hat{D}_s = |\hat{\mathbf{h}}_3|^2 + |\hat{\mathbf{h}}_4|^2 \quad (19)$$

最小化系统 BER 的重分组矩阵 \mathbf{W} 可以由下式计算得到:

$$\mathbf{W} = \arg \max_{\mathbf{w}} \left[\hat{C}_s \hat{D}_s - |\hat{A}_s|^2 - |\hat{B}_s|^2 \right] \quad (20)$$

根据上式的判别准则, 每次天线重分组只需要进行 33 次浮点计算, 因此增加的计算复杂度在实际的通信系统中可忽略不计。

对于系统所需的信道反馈冗余, 在频分复用系统中, 假定接收端可知完全的信道状态信息, 根据信道状态的变化, 接收端做出 TAS 模式的判决后反馈给发射端, 由于发射端有六种不同的天线重分组方式, 因此对天线重分组的选择需要 $\lfloor \log_2 6 \rfloor$ 即 3bit 的反馈信息, 由于信道为块衰落, 3bit 的信息冗余对系统性能并不会产生太大的影响。在时分复用系统中, 可用信道互惠原则在发射端

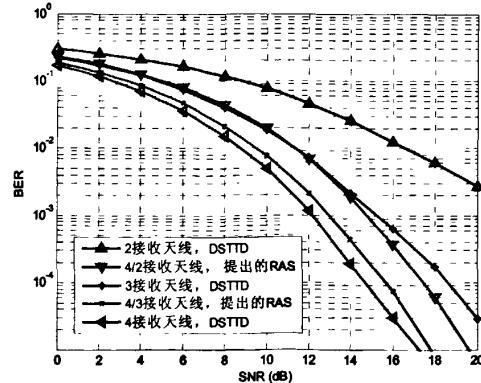


图 2 RAS MMSE 接收时相关信道下 DSTTD 系统的误码率

估计信道状态信息并做出判决，此时无需反馈信息。

4 仿真结果

这一部分，对所提出方案在迫零接收时独立信道及相关信道状态下系统的误码率性能做出分析。DSTTD 系统中发射天线数 $N_T = 4$ ，接收天线数 $2 \leq N_R \leq 4$ 。假定接收天线周围存在丰富的散射环境，因此接收端各天线间是相互独立的。在发射端设定两种条件：第一种假定发射天线间相距半个载波波长，此时发射端的相关矩阵为 Toeplitz ([1, 0.9, 0.81, 0.729]) [6]。第二种假定发射天线间的距离足够远，因此发射天线间相互独立。仿真中发射信号每帧长度为 2000 个 QPSK 调制符号，系统的码元速率为 4bits/sec/Hz。仿真结果中的 m/n 表示 N_R/n_R 。

图 2 是相关信道条件下结合 RAS 方案的 DSTTD 系统信噪比与误码率之间的关系。从图中可以看到，结合 RAS 的 DSTTD 系统 BER 性能较普通 DSTTD 系统性能有了很大的提高。在误码率为 10^{-3} ， $n_R = 2$ 时结合提出的方案的 DSTTD 系统与普通 DSTTD 系统相比可以增加 5dB 的 SNR 增益，在高 SNR 时其系统性能接近于装配有 3 条接收天线的普通 DSTTD 系统。

图 3 描述了独立信道条件下结合 RAS 方案的 DSTTD 系统信噪比与误码率之间的关系。与相关信道相比，独立信道条件下结合 RAS 的 DSTTD 系统 BER 性能的提高更加显著。在误码率为 10^{-3} ， $n_R = 2$ 时结合提出的方案的 DSTTD 系统与普通 DSTTD 系统相比可以增加 7dB 的 SNR 增益，在高 SNR 时其系统性能甚至高于装配有 3 条接收天线的普通 DSTTD 系统。另外 $n_R = 3$ 时结合 RAS 的 DSTTD 系统的性能与 4 条接收天线的普通 DSTTD 系统的性能相近。

图 4 是相关信道下结合 TAS 及 RAS 的 DSTTD 系统与普通 DSTTD 系统的性能曲线。从仿真图中可以看到，结合 TAS 及 RAS 的 DSTTD 系统的 BER 在相同 SNR 时要远小于普通 DSTTD 系统，当 $n_R = 2$ 时结合了 TAS 及 RAS 的系统的性能接近于 3 条接收天线的普通 DSTTD 系统，甚至在高 SNR 时性能比 3 条接收天线的 DSTTD 系统要好的多。

图 5 描述了独立信道下结合 TAS 及 RAS 方案的 DSTTD 系统与普通的 DSTTD 系统 BER 性能的仿真曲线。在 $BER = 10^{-3}$ ， $n_R = 2$ 时提出的方案的性能增益较普通 DSTTD 系统增加了 8dB。同样可见， $n_R = 2$ 时结合 TAS 及 RAS 的 DSTTD 系统的性能在整个 SNR 域内都优于装配有 3 条接收天线的普通 DSTTD 系统，结合 TAS 及 RAS 的 DSTTD 系统的性能在 $n_R = 3$ 时接近于 4 条接收天线的普通 DSTTD 系统，并且在高 SNR 时优于 4 条接收天线的普通 DSTTD 系统。与图 2、图 3 相比，结合了 TAS 方案后的系统性能得到了进一步增强。

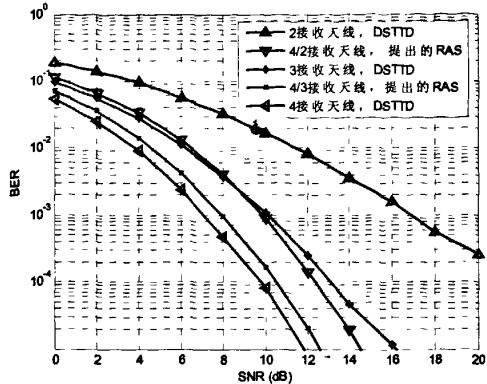


图 3 RAS 迫零接收时独立信道下 DSTTD 系统的误码率

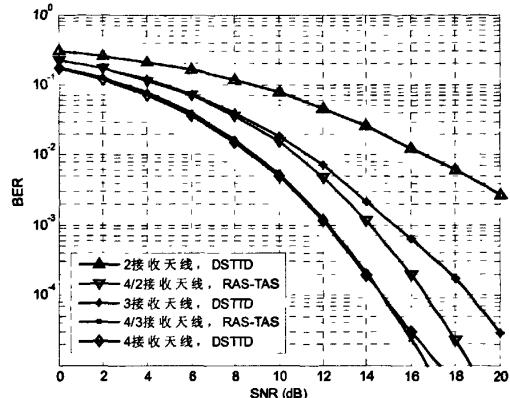


图 4 TAS 结合 RAS MMSE 接收时相关信道下 DSTTD 系统的误码率

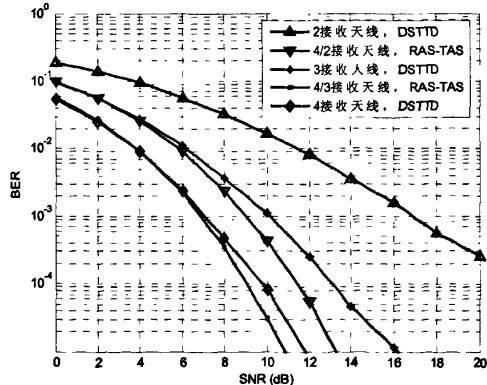


图 5 TAS 结合 RAS 迫零接收时独立信道下 DSTTD 系统的误码率

5 结论

DSTTD 方案提供了一种简单有效的结合发射分集增益与空间复用增益的通信系统结构，基于对 DSTTD 系统误码率的分析，本文提出了一种适用于该通信系统的接收天线选择方案。该方案可以根据信道状态的变化分配射频链路给最优的接收天线子集，从而降低系统误码率。进一步结合了发射天线重分组方案后，在系统硬件复杂度没有增加的情况下系统的性能得到了更大的改善。系统仿真表明，无论在独立信道还是相关信道条件下该方案均能较好的改善系统的通信性能，提高通信系统的可靠性。

参考文献：

- [1] T L Marzetta, B M Hochwald. Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in Rayleigh flat fading [J]. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 1999, 45: 139-157.
- [2] G J Foschini, M J Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas [J]. *Wireless Personal Commun.*, 1998, 6: 311-335.
- [3] E Telatar. Capacity of multi-antenna Gaussian channels [J]. *Eur. Trans. Telecommun.*, 1999, 10: 585-595.
- [4] E N Onggosanusi, A G Dabak, T M Schmidl. High rate space-time block coded scheme: performance and improvement in correlated fading channels [A]. *IEEE Wireless Communications and Networking Conference* [C]. 2002, 1: 194-199.
- [5] S Shim, K Kim, C Lee. An efficient antenna shuffling scheme for a DSTTD systems [J]. *IEEE Commun. Lett.*, 2005, 9: 124-126.
- [6] S M Alamouti. A simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications [J]. *IEEE Journal on Selec. Areas in Comm.*, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [7] A Paulraj, R Nabar, D Gore. Introduction to Space-Time Wireless Communications [M]. Cambridge. UK: Cambridge University Press, 2003.
- [8] Sanaye S, Nosratinia A. Antenna selection in MIMO systems [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2004, 42(10): 68-73.
- [9] A Gorokhov, D Gore, A Paulraj. Receive antenna selection for MIMO spatial multiplexing: theory and algorithms [J]. *IEEE Trans. Signal Processing*, 2003, 51(11): 2796-2807.
- [10] M Gharavi-Alkhansari, A B Gershman. Fast antenna subset selection in MIMO systems [J]. *IEEE Trans. Signal Processing*, 2004, 52(2): 339-347.
- [11] Robert W Heath, Jr Sumeet Sandhu, Arogyaswami Paulraj. Antenna Selection for Spatial Multiplexing Systems with Linear Receivers [J]. *IEEE Commun. Lett.*, 2001, 5(4): 142-144.

作者简介：兰鹏（1981-），男，讲师，主要研究方向为空时信号处理，智能天线，盲信号处理等；刘璐（1965-），男，教授，博士生导师，通信工程系主任，山东大学—美国德州仪器（TI）公司数字信号处理实验室主任，主要研究方向为通信信号处理，盲信号处理，多媒体通信等；许宏吉（1976-），男，讲师，主要研究方向为空时信号处理，智能天线，盲信号处理等；孙丰刚（1982-），男，助教，主要研究方向为空时信号处理，智能天线，预编码等。

The DSTTD systems combined with transmit antenna shuffling and receive antenna selection

LAN Peng^{1,2,3}, LIU Ju^{1,2}, XU Hong-ji¹, SUN Feng-gang^{1,3}

(1. School of Information Science and Engineering, Shandong University, Jinan 250100, China;

2. National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China;

3. School of Information Science and Engineering, Shandong Agricultural University, Tai'an 271018, China)

Abstract: A new receive antenna selection scheme which can improve diversity gains for DSTTD system is proposed. This scheme needs low computational complexity. The performance of the DSTTD system using the proposed scheme is analyzed, and it shows better bit error rate than the conventional method. Still the performance of DSTTD systems can be further improved by using transmit antenna shuffling scheme in which the transmit antennas grouped according to the shuffling pattern information feedback by the receiver. As the results show, with limited information redundancy, the system capability achieves further improvement.

Key words: double space time transmit diversity; space-time block coding; receive antenna selection; transmit antenna shuffling

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>