

大气无线光通信系统中一种正交空时分组码编译方法

徐建武¹ 王红星¹ 胡昊¹ 孙晓明¹ 杨霄²

(¹海军航空工程学院电子工程系, 山东 烟台 264001)
(²海军航空工程学院青岛分院, 山东 青岛 266041)

摘要 为了降低湍流对大气无线光通信的影响,提高无线光通信系统性能,提出了一种 4 发射天线、4 接收天线的无线光多发射多接收系统模型,针对该模型设计了一种正交空时分组码(OSTBC)编译方法,并对该码的平均误比特性能进行了仿真分析。结果表明,该方案具有很大的分集优势,可获得的最大分集度为 16,达到了 4 发 4 收系统所能获得的最大空间分集增益,同时该编码方法与传统的 Alamouti 方案一样能实现最大传输速率。通过对译码算法进行简单修改,OSTBC 编译方法也可以应用在接收天线数目为 1,2 或 3 个的多光束发射和接收系统中。

关键词 光通信;正交空时分组码;多光束发射和接收;平均误比特率

中图分类号 TN929.12 文献标识码 A doi: 10.3788/CJL201239.0105004

Encoding and Decoding Method of Orthogonal Space Time Block Code in Free Space Optical Communication Systems

Xu Jianwu¹ Wang Hongxing¹ Hu Hao¹ Sun Xiaoming¹ Yang Xiao²

¹Department of Electronic Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai, Shandong 264001, China

²Department of Qingdao, Naval Aeronautical and Astronautical University, Qingdao, Shandong 266041, China

Abstract In order to reduce the influence of turbulence and improve the performance of free space optical communication systems, a system model based on the multiple-beam transmission and reception techniques with 4 transmission antennas and 4 reception antennas and orthogonal space time block code (OSTBC) method is proposed. The method's average bit error rate performance is studied. The simulation results show that the scheme possesses superiority on diversity and could achieve the largest space diversity gains with diversity degree is 16. It also can realize full transmits speed, which is similar to the traditional Alamouti scheme. The revised decoding algorithm can be applied in multiple-beam transmission and reception systems with 1, 2 or 3 receiving antennas.

Key words optical communications; orthogonal space time block code; multiple-beam transmission and reception; average bit error rate

OCIS codes 060.2605; 060.4510; 010.1330

1 引 言

大气无线光通信是一种点对点的视距通信方式^[1]。在大气无线光通信系统的信号传输中,大气信道对光通信的影响主要包括^[2,3]:1)大气吸收和散射引起的衰减带来的影响;2)大气湍流导致的大

气闪烁、光束漂移和到达角起伏等效效应。大气湍流对光通信系统的影响很大,在强湍流影响下,光信号受到严重干扰甚至脱靶,可能造成较大的误码率和短时间通信中断,严重影响激光通信的稳定性和可靠性^[4]。

收稿日期: 2011-08-30; 收到修改稿日期: 2011-10-11

基金项目: “泰山学者”建设工程专项经费资助课题。

作者简介: 徐建武(1982—),男,博士研究生,主要从事无线光信道评估和数字调制编码等方面的研究。

E-mail: xujianwu820215@126.com

导师简介: 王红星(1962—),男,教授,博士生导师,主要从事光通信和现代通信新技术等方面的研究。

E-mail: 13371368601@cumail.com.cn

为了克服大气信道对光信号的影响、实现有效的信道补偿,研究人员进行了大量的实验研究和理论探索。主要有自适应光学、大孔径接收、多光束发射^[5]和信道编码^[6]等方法。自适应光学方法可以有效补偿相位起伏引起的光强衰减,但价格高、技术复杂,尤其在实用化和小型化方面有待进一步的研究。大孔径接收方法是利用孔径平滑效应减弱接收光强的起伏,但是大孔径光学器件的加工和制造难度大、体积和质量大,不适用于终端尺寸受限的大气激光通信系统。与前两种方法相比,多光束发射和接收技术具有实现较简单、成本较低和实用性强的优点,因而成为近年来大气激光通信中信道补偿方面的研究热点^[7]。

多光束发射技术中较为经典的方法是 Alamouti 方案^[8],它是一种采用双发射天线、单接收天线实现发射分集的方法。其传输方案简单,容易实现,但是

能获得的分集度不高。本文提出了一种 4 发射天线、4 接收天线的无线光多发多收系统模型,针对该模型设计了一种正交空时分组码(OSTBC)编译方法,并对该码的性能进行了具体分析。该编码方法能够实现最大速率,即每个时隙发送一个符号,同时也能获得最大的分集增益,这对改善无线光通信系统的性能具有积极意义。

2 多发多收系统模型

多发多收模型如图 1 所示。空时编码方式采用空时分组码,在发射端,输入信息比特流经过交织器后,在空时分组码编码器内进行编码,编码后经过 4 个发射天线将信号发射出去。在接收端,由 4 个接收天线接收经过大气信道传输后的发射光信号,经过空时分组码译码器完成译码后进行对数似然比计算,然后再经过解交织后输出。

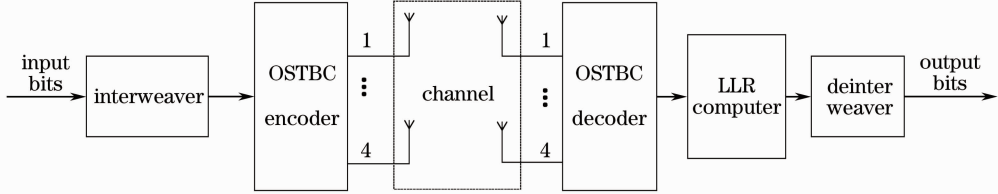


图 1 OSTBC 系统模型

Fig. 1 System model of OSTBC

图 2 为发射天线的分布形状图,4 个发射天线分布在正方形的 4 个顶点位置,具有中心对称性,正方形边长为 L 。接收天线的形状和结构与发射天线一致,这样做的好处在于更易于实现收发天线的对准。

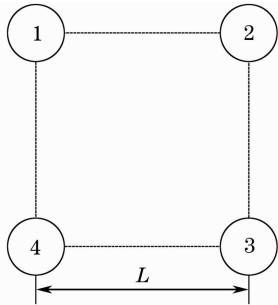


图 2 收发天线结构图

Fig. 2 Structure of transmitting and receiving antennas

3 OSTBC 编译码方法

3.1 编码方法

考虑在 p 个时隙发射 l 个字符的 STBC,其中 $p \geq l$,可定义 STBC 的码率 $R = l/p$ 。对于 2×2 的 STBC G_2 ,其码率等于 1。空时编码方法需要对数

据取复共轭和取负,而在强度调制/直接检测(IM/DD)的大气激光通信中,处理的是实信号,信道传输的光信号只有“开”和“关”两种状态,不存在取复共轭可能。因此对大气无线光信号进行空时编码时,需要对信号的表示方法重新定义。

对于采用开关键控(OOK)调制的光通信系统,假设光信号只有 S_0 和 S_1 两种状态,幅度分别为‘0’和‘1’。设码元周期为 T ,则信号可以表示为

$$S \rightarrow \begin{cases} S_0 = 0 \\ S_1 = 1 \end{cases}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (1)$$

由(1)式可定义 S_i 的反码形式为 $-S_i = 1 - S_i$, $i = 0, 1$,反码意味着当前状态的反转,即“开”状态的反码为“关”状态,反之亦然。因此有 $-S_0 = 1 - S_0$, $-S_1 = 1 - S_1$ 。

针对图 1 中提出的空时编码系统模型,发射和接收都采用 4 个天线。这里构造编码矩阵为

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} -x_1 & -x_2 & x_3 & x_4 \\ x_2 & -x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & -x_1 & x_2 \\ x_4 & x_3 & x_2 & x_1 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

由(2)式可见,矩阵 \mathbf{X} 的列与列之间是正交的,假设待传输的连续 4 个比特数据为 $\{x_1, x_2, x_3, x_4\}$, 则对于每个比特间隔 $i(1 \leq i \leq 4)$, 用 4 个发射天线发射矩阵 \mathbf{X} 中的第 i 行, 即发射矩阵 \mathbf{X} 中的第 (i, j) 个元素表示在第 i 个时隙从第 j 根天线上发射的码字。很显然, 发射矩阵 \mathbf{X} 能在 4 个时隙内传输 4 个比特数据, 因此码率为 1, 能获得最大编码速率。按照线性正交设计的方法, 可以将(2)式等效写成

$$\mathbf{X} = \sum_{i=1}^4 x_i \mathbf{A}_i, \quad (3)$$

式中 \mathbf{A}_i 表示 4×4 矩阵, x_i 为发射符号集合 $\{x_1, x_2, x_3, x_4\}$ 。对比(2)式和(3)式, 可以得到

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{array} \right., \quad (4)$$

且 $\mathbf{A}_i (i=1, 2, 3, 4)$ 满足

$$\mathbf{A}_i^H \mathbf{A}_j = \delta_{ij} \mathbf{A}_i, \quad (5)$$

式中 δ_{ij} 为 delta 函数, 即当 $i = j$ 时 $\delta_{ij} = 1$, 其他情况下 $\delta_{ij} = 0$, \mathbf{A}_i 为对角矩阵, $d_{i,m}$ 为其对角元素, 由 $\mathbf{A}_1 \sim \mathbf{A}_4$ 的值很显然可以看出 $d_{i,1} = d_{i,2} = d_{i,3} = d_{i,4} = d_i = 1$ 。

3.2 译码方法

为了简化译码过程, 假设: 1) 视背景光噪声和检测器噪声为加性高斯白噪声(AWGN); 2) 接收机的信道信息可通过在信息比特流中加入训练序列来获得; 3) 各子信道之间是独立的, 且是平坦衰落的, 一个码元周期 T 内, 信道的衰减特性保持不变; 4) 假设发射天线之间的距离满足 $L \geq \sqrt{\lambda Z}$, 其中 λ 为发射光束波长, Z 为收发端的传输距离。这样可以尽可能减小发射光束之间的相干性。因为在大气无线光通信中, 若光束之间的相干性强, 则会在接收面上出现明暗条纹, 导致接收光强闪烁起伏增大。而接收天线之间的距离则与发射天线一致。

考虑 STBC 编码模型以及编码方法, 则天线 j 在时刻 k 上接收到的信号为^[9~11]

$$y_j(k) = \sqrt{\rho} \sum_{i=1}^4 x_i(k) h_{ij} + n_j(k), \quad (6)$$

式中 $j = 1, 2, 3, 4; k = 1, 2, 3, 4; \rho$ 表示每根接收天线端的平均信噪比, $x_i(k)$ 表示 k 时刻从第 i 根天线上发射出的符号, $n_j(k)$ 表示时刻 k 相应于第 j 根接收天线的噪声, h_{ij} 表示第 i 根发射天线和第 j 根接收天线之间的衰落系数, 归一化后信道增益和噪声项的每个维度方差均为 $1/2$, 且假设在发射端, 每个天线上的平均能量相等。

根据假设 1) 和假设 2), 背景光噪声和接收机噪声可视为加性高斯白噪声, 而且接收机已知信道信息。如果接收机采用最大似然检测方法, 则可以通过求取候选码 $X(x)$ 与接收信号 Y 之间的平方欧式距离 $d(x)$ 最小化来获得最佳的判决, 也就是说当且仅当接收码 Y 与所有可能的发射码 x 之间满足

$$d(Y, x_i) \leq d(Y, x_j), \quad \forall i \neq j \quad (7)$$

时, 判决接收码为 x_i 。

用图 3 来表示收发天线之间的信号走向关系。其中 T1~T4 表示 4 个发射天线, R1~R4 表示 4 个

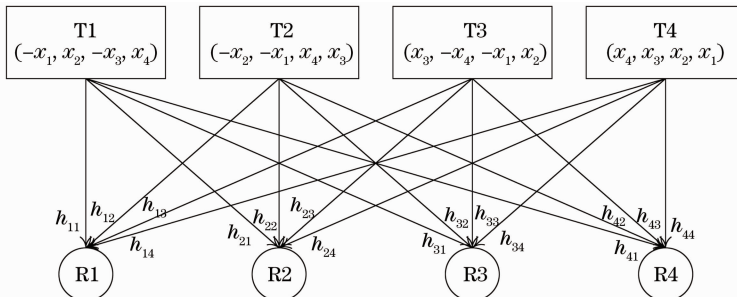


图 3 信号收发模型

Fig. 3 Model of signal transmitting and receiving

接收天线, h_{ij} ($i, j = 1, 2, 3, 4$) 表示第 i 根发射天线和第 j 根接收天线之间的衰落系数, 归一化后, $\bar{h}_{ij} = 1 - h_{ij}$ 发射矩阵按照 3.1 节中的编码方法获得。

对于接收天线 R1~R4, 每个时隙的接收信号可以分别表示为

$$\begin{cases} y_{11} = -h_{11}x_1 - h_{12}x_2 + h_{13}x_3 + h_{14}x_4 + n_{11} \\ y_{12} = h_{11}x_2 - h_{12}x_1 - h_{13}x_4 + h_{14}x_3 + n_{12} \\ y_{13} = -h_{11}x_3 + h_{12}x_4 - h_{13}x_1 + h_{14}x_2 + n_{13} \\ y_{14} = h_{11}x_4 + h_{12}x_3 + h_{13}x_2 + h_{14}x_1 + n_{14} \end{cases}, \quad (8)$$

$$\begin{cases} y_{21} = -h_{21}x_1 - h_{22}x_2 + h_{23}x_3 + h_{24}x_4 + n_{21} \\ y_{22} = h_{21}x_2 - h_{22}x_1 - h_{23}x_4 + h_{24}x_3 + n_{22} \\ y_{23} = -h_{21}x_3 + h_{22}x_4 - h_{23}x_1 + h_{24}x_2 + n_{23} \\ y_{24} = h_{21}x_4 + h_{22}x_3 + h_{23}x_2 + h_{24}x_1 + n_{24} \end{cases}, \quad (9)$$

$$\begin{cases} y_{31} = -h_{31}x_1 - h_{32}x_2 + h_{33}x_3 + h_{34}x_4 + n_{31} \\ y_{32} = h_{31}x_2 - h_{32}x_1 - h_{33}x_4 + h_{34}x_3 + n_{32} \\ y_{33} = -h_{31}x_3 + h_{32}x_4 - h_{33}x_1 + h_{34}x_2 + n_{33} \\ y_{34} = h_{31}x_4 + h_{32}x_3 + h_{33}x_2 + h_{34}x_1 + n_{34} \end{cases}, \quad (10)$$

$$\begin{cases} y_{41} = -h_{41}x_1 - h_{42}x_2 + h_{43}x_3 + h_{44}x_4 + n_{41} \\ y_{42} = h_{41}x_2 - h_{42}x_1 - h_{43}x_4 + h_{44}x_3 + n_{42} \\ y_{43} = -h_{41}x_3 + h_{42}x_4 - h_{43}x_1 + h_{44}x_2 + n_{43} \\ y_{44} = h_{41}x_4 + h_{42}x_3 + h_{43}x_2 + h_{44}x_1 + n_{44} \end{cases}. \quad (11)$$

对 R1~R4 接收天线信号进行最大比合并^[12], 得到每个符号的最佳判决准则为

$$\begin{aligned} \hat{x}_1 = & -\bar{h}_{11}y_{11} - \bar{h}_{12}y_{12} - \bar{h}_{13}y_{13} + \bar{h}_{14}y_{14} - \bar{h}_{21}y_{21} - \\ & \bar{h}_{22}y_{22} - \bar{h}_{23}y_{23} + \bar{h}_{24}y_{24} - \bar{h}_{31}y_{31} - \bar{h}_{32}y_{32} - \\ & \bar{h}_{33}y_{33} + \bar{h}_{34}y_{34} - \bar{h}_{41}y_{41} - \bar{h}_{42}y_{42} - \bar{h}_{43}y_{43} + \\ & \bar{h}_{44}y_{44} = \sum_{i=1}^4 (-\bar{h}_{i1}y_{i1} - \bar{h}_{i2}y_{i2} - \bar{h}_{i3}y_{i3} + \bar{h}_{i4}y_{i4}), \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \hat{x}_2 = & -\bar{h}_{12}y_{11} + \bar{h}_{11}y_{12} + \bar{h}_{14}y_{13} + \bar{h}_{13}y_{14} - \bar{h}_{22}y_{21} + \\ & \bar{h}_{21}y_{22} + \bar{h}_{24}y_{23} + \bar{h}_{23}y_{24} - \bar{h}_{32}y_{31} + \bar{h}_{31}y_{32} + \\ & \bar{h}_{34}y_{33} + \bar{h}_{33}y_{34} - \bar{h}_{42}y_{41} + \bar{h}_{41}y_{42} + \bar{h}_{44}y_{43} + \\ & \bar{h}_{43}y_{44} = \sum_{i=1}^4 (-\bar{h}_{i2}y_{i1} + \bar{h}_{i1}y_{i2} + \bar{h}_{i4}y_{i3} + \bar{h}_{i3}y_{i4}), \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \hat{x}_3 = & \bar{h}_{13}y_{11} + \bar{h}_{14}y_{12} - \bar{h}_{11}y_{13} + \bar{h}_{12}y_{14} + \bar{h}_{23}y_{21} + \\ & \bar{h}_{24}y_{22} - \bar{h}_{21}y_{23} + \bar{h}_{22}y_{24} + \bar{h}_{33}y_{31} + \bar{h}_{34}y_{32} - \\ & \bar{h}_{31}y_{33} + \bar{h}_{32}y_{34} + \bar{h}_{43}y_{41} + \bar{h}_{44}y_{42} - \bar{h}_{41}y_{43} + \end{aligned}$$

$$\bar{h}_{42}y_{44} = \sum_{i=1}^4 (\bar{h}_{i3}y_{i1} + \bar{h}_{i4}y_{i2} - \bar{h}_{i1}y_{i3} + \bar{h}_{i2}y_{i4}), \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \hat{x}_4 = & \bar{h}_{14}y_{11} - \bar{h}_{13}y_{12} + \bar{h}_{12}y_{13} + \bar{h}_{11}y_{14} + \bar{h}_{24}y_{21} - \\ & \bar{h}_{23}y_{22} + \bar{h}_{22}y_{23} + \bar{h}_{21}y_{24} + \bar{h}_{34}y_{31} - \bar{h}_{33}y_{32} + \\ & \bar{h}_{32}y_{33} + \bar{h}_{31}y_{34} + \bar{h}_{44}y_{41} - \bar{h}_{43}y_{42} + \bar{h}_{42}y_{43} + \\ & \bar{h}_{41}y_{44} = \sum_{i=1}^4 (\bar{h}_{i4}y_{i1} - \bar{h}_{i3}y_{i2} + \bar{h}_{i2}y_{i3} + \bar{h}_{i1}y_{i4}), \end{aligned} \quad (15)$$

因此每个时刻的接收符号判决规则为

$$\hat{x}_i = \sum_{j=1}^4 \mathbf{H}_j^H \mathbf{A}_i^H \mathbf{Y}_j, \quad (16)$$

式中 \mathbf{H}_j 和 \mathbf{Y}_j 分别为信道衰落系数矩阵和接收信号矩阵, 将(6)式代入(16)式得到

$$\hat{x}_i = \sum_{j=1}^4 \mathbf{H}_j^H \mathbf{A}_i^H (\sqrt{\rho} \mathbf{X} \mathbf{H}_j + \mathbf{N}_j), \quad (17)$$

式中 \mathbf{N}_j 为噪声矩阵, 利用 \mathbf{A}_i 的线性正交性, 将(5)式代入(17)式可得

$$\hat{x}_i = \sqrt{\rho} x_i \sum_{j=1}^4 \sum_{k=1}^4 d_{k,i} |h_{kj}|^2 + \mathbf{N}_i, \quad (18)$$

式中 $d_{k,i} = d_i = 1$, \mathbf{N}_i 为零均值高斯分布, 令其方差为 ρ_n , 则 $\rho_n = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^4 \sum_{k=1}^4 |h_{kj}|^2$ 。由(18)式可知, 4 发射, 4 接收模型等效成了单发射、单接收模型。

4 性能分析

为了具体分析 OSTBC 编译码方法的性能, 用信道增益取平均的差错概率来评价性能好坏, 即

$$P_b = E_{\rho_n} [P(\rho_n)], \quad (19)$$

式中 E_{ρ_n} 表示取平均, 考虑 OOK 调制, 以信道增益为参数的误码率为

$$P(\rho_n) = Q(\sqrt{\rho_n \rho / 2}), \quad (20)$$

式中 $Q(x) = \int_x^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\lambda}} \exp(-y^2/2) dy$, 因为已经假设所有不同发射天线和接收天线之间的信道是独立的, 所以可得 4 个独立同分布的指数分布随机变量的和服从自由度为 16 的中心卡方分布, 而 ρ_n 的概率密度函数为

$$f(\rho_n) = \frac{1}{7!} \rho_n^7 \exp(-\rho_n), \quad (21)$$

将(20)式和(21)式代入(19)式, 得到对所有信道增益取平均的差错概率为

$$P_b = E_{\rho_n} [P(\rho_n)] = \int_0^{\infty} f(\rho_n) P(\rho_n) d\rho_n =$$

$$\int_0^{\infty} \frac{1}{7!} \rho_n^7 \exp(-\rho_n) Q(\sqrt{\rho_n \rho / 2}) d\rho_n =$$

$$\left[\frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\rho}{\rho+4}} \right) \right]^{16} \sum_{m=0}^{15} C_{15+m}^m \left[\frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{\frac{\rho}{\rho+4}} \right) \right]^m. \quad (22)$$

仿真分析 OSTBC 性能, 将方案与传统的 Alamouti 方案做性能比较, 仿真结果如图 4 所示。由图 4 可见, 4 发射天线、4 接收天线 OSTBC 方案的平均误比特率性能要远远优于传统采用的 2 发射天线、1 接收天线的 Alamouti 方案。传统 Alamouti 方案空时编码方法获得的分集度为 2, OSTBC 方案能获得的分集度为 16。在性能提高的同时, OSTBC 方案与 Alamouti 方案一样, 获得了最大的传输速率, 即每个时隙传输一个信息比特, 而付出的代价则是发射天线和接收天线数目的增加。同时还可以发现采用 2 个接收天线的 Alamouti 方案与传统的采用 1 个接收天线的 Alamouti 方案相比, 当信噪比为 20 dB 时, 平均误比特性能大约有 3 个数量级的提高。而在发射天线数目和接收天线数目总和相等的情况下, 即采用 2 个发射天线、2 个接收天线的 Alamouti 方案平均误比特性能平均要优于采用 4 个发射天线、1 个接收天线的 OSTBC 方案 1 个数量级。

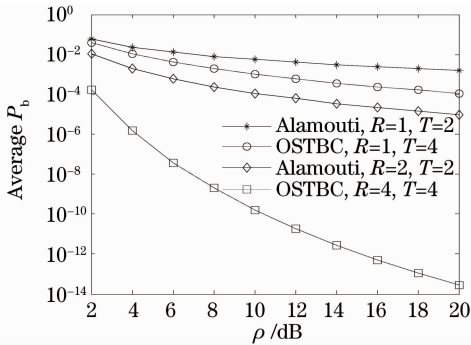


图 4 OSTBC 方案与 Alamouti 方案性能比较

Fig. 4 Performance comparison between OSTBC and Alamouti

OSTBC 编译码方法是针对 4 个发射天线和 4 个接收天线的发射、接收结构而设计的, 可以推广到接收天线采用 1, 2 或 3 个的情形。图 5 是发射天线为 4 个, 接收天线数目分别为 1, 2, 3 和 4 个时, 采用 OSTBC 编译码方案系统的平均误比特率性能仿真结果。由图 5 可见, 系统平均误比特率性能随接收天线数目的增加而不断提高。如当信噪比为 8 dB 时, 接收天线每增加 1 个, 系统平均误比特率性能大约有 2 个数量级的改善。当接收天线数目分别为 1,

2, 3 和 4 时, 能获得的分集度分别为 4, 8, 12 和 16, 同时它们跟 Alamouti 方案一样, 都具有最大的传输速率。

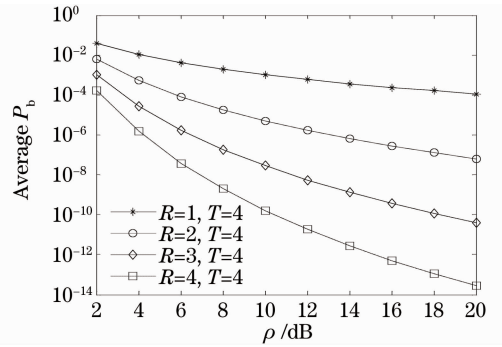


图 5 不同接收天线数目的 OSTBC 方案性能

Fig. 5 Performance of OSTBC with different receive antennas

5 结 论

提出了一种 4 发射天线、4 接收天线的无线光多发射多接收系统模型, 针对该模型设计了一种 OSTBC 编译码方法, 并对该 OSTBC 方案的平均误比特率性能做了仿真分析, 通过传统的 Alamouti 方案对比分析可知: 该 OSTBC 方案可获得的分集增益为传统 Alamouti 方案的 8 倍, 即获得的最大分集度为 16, 达到了 4 发射天线 4 接收天线系统所能获得的最大空间分集增益, 同时该编码方法与传统的 Alamouti 方案一样能实现最大传输速率。此外, 通过对译码算法略做修改, 该 OSTBC 方法也可以应用在接收天线数目为 1, 2 或 3 个的多光束发射和接收系统中。

参 考 文 献

- 1 Su Lei. Wireless optical communication and its application[J]. *Optical Communication Technology*, 2002, **26**(4): 22~25
苏 磊. 无线光通信技术及其应用[J]. *光通信技术*, 2002, **26**(4): 22~25
- 2 A. A. Farid, S. Hranilovic. Outage capacity optimization for free space optical links with pointing errors[J]. *J. Lightwave Technol.*, 2007, **7**(25): 1702~1710
- 3 X. Zhu, J. M. Kahn. Free-space optical communication through atmospheric turbulence channels[J]. *IEEE Trans. Commun.*, 2002, **50**(8): 1293~1300
- 4 T. A. Tsiftsis, H. G. Sandalidis, G. K. Karagianidis *et al.*. FSO links with spatial diversity over strong atmospheric turbulence channels[C]. *ICC 2008 proceedings of IEEE*, 2008, 5379~5384
- 5 T. H. Liew, L. Hanzo. Space-time codes and concatenated channel codes for wireless communications[J]. *Proc. IEEE*, 2002, **90**(2): 187~219
- 6 G. Foschini, M. Gans. On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas[J]. *Wireless Pers. Commun.*, 1998, **3**(6): 311~315

- 7 Ma Dongtang, Wei Jibo, Zhuang Zhaowen. Performance evaluation and channel modeling of multiple-beam propagation for atmospheric laser communication[J]. *Acta Optical Sinica*, 2004, **24**(8): 1020~1024
马东堂, 魏急波, 庄钊文. 大气激光通信中的多光束传输性能分析和信道建模[J]. *光学学报*, 2004, **24**(8): 1020~1024
- 8 S. Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications[J]. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 1998, **10**(16): 1451~1458
- 9 A. Benjebbour, S. Yoshida. Performance improvement of ordered successive detection with imperfect channel estimates for MIMO systems[J]. *IEICE Trans. Commun.*, 2003, **E86-B**(11): 3200~3208
- 10 H. Sandhu, D. Chadha. Power and spectral efficient free space optical link based on MIMO system [C]. Communication Networks and Services Research Conference, 2008. 504~509
- 11 S. M. Navidpour, M. Uysal, M. Kavehrad. BER performance of free-space optical transmission with spatial diversity[J]. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2007, **6**(8): 2813~2819
- 12 Ma Dongtang. Study on Multiple-Beam Transmission and Reception Techniques for Atmospheric Laser Communication [D]. Changsha: National Defence University of Science and Technology, 2004. 13~14
马东堂. 大气激光通信中的多光束发射和接收技术研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学研究生院, 2004. 13~14

栏目编辑: 谢 婧