

多输入多输出空间光通信中的循环空时编码研究

黎明¹ 曹阳² 李书明¹ 杨绍文¹

(¹ 湖北师范学院信息工程系, 湖北 黄石 435002
² 重庆理工大学电子信息与自动化学院, 重庆 400054)

摘要 多输入多输出(MIMO)技术是消除大气闪烁对空间光通信的影响和降低误码率(SER)的有效手段之一。针对 2×2 空间光通信系统,将 Alamouti 空时码与跳时超宽带技术(TH-UWB)结合,提出一种适合脉冲位置调制(PPM)的循环空时编码(RSTC)方法,推导了等增益合并(EGC)最大似然检测(MLD)和相关矩阵检测(CMD)的两种解码算法,最后分析了系统误码性能。在弱湍流和准静态衰落信道条件下仿真,结果表明,无论是在信道信息(CSI)已知还是未知情况下,编码 2×2 系统的误码率高于未编码的。该编码方法获得了空间和时间分集,相关矩阵检测法取得类似于信道最大比值合并(MRC)的效果,但随信道间相关性增加其误码性能下降明显。

关键词 光通信;大气闪烁;多输入多输出;循环空时编码

中图分类号 TN929.12 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/CJL201340.0405004

Study on the Repetition Space-Time Codes for Multiple-Input Multiple-Output Free-Space Optical Systems

Li Ming¹ Cao Yang² Li Shuming¹ Yang Shaowen¹

(¹ Department of Information Engineering, Hubei Normal University, Huangshi, Hubei 435002, China
² School of Electronic Information and Automation, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China)

Abstract The multiple-input-multiple-output (MIMO) technique is one of the effective means to mitigate the effects of atmospheric scintillation and reduce the symbol error rate (SER) for free-space optical communications. Considering the combinatin of Alamouti space-time code and time topping ultra-wide band (TH-UWB) communications, a novel repetition space-time codes (RSTC) method for 2×2 free-space optical communications with pulse position modulation (PPM) is developed. In particular, two decoding methods of equal gain combining (EGC) maximum likelihood detection (MLD) and correlation matrix detection (CMD) are derived. When a quasi-static fading and weak turbulence channel model is considered, simulation is conducted. Simulation results show that whether the channel state information (CSI) is known or unknown, the coding system demonstrates more significant performance of the SER than the uncoding. In other words, transmitting diversity can be achieved while conveying the information only through the time delays of the modulated signals transmitted from the different antennas. CMD has almost the same effect of signal combing with maximal ratio combining (MRC). However, when the channel correlation increases, SER performance of the coding 2×2 system degrades significantly.

Key words optical communications; atmospheric scintillation; multiple-input multiple-output; repetition space-time codes

OCIS codes 010.1330; 040.5160; 010.3310; 060.2605

1 引言

大气湍流会造成空间光通信过程中光束的抖动、

强度起伏以及光束扩展和像点抖动等现象,严重影响通信系统的稳定性和可靠性^[1,2]。多输出多输入

收稿日期: 2012-11-23; **收到修改稿日期**: 2013-01-17

基金项目: 国家自然科学基金(61205106)、重庆市教委科学技术项目(KJ120827)、湖北省教育厅基金项目(CXY2009B032)和湖北省教学研究项目(2012355)资助课题。

作者简介: 黎明(1970—),男,博士,副教授,主要从事空间光通信、信道编码等方面的研究。

E-mail: liming2825@126.com

(MIMO)分集技术应用于空间光通信中,是抑制大气湍流效应和提高通信链路可靠性的有效手段之一。

空时编码技术同时提供信息传输在空域和时域上的冗余备份,实现空域和时域的分集。美国麻省理工学院的 Haas 等^[3]从信息论的角度对大气湍流信道提出了空间光通信的空时编码准则,导出了系统误码率(SER)界限公式,但没有进一步给出适用于大气湍流信道的空时编码方案。采用强度调制/直接检测式(IM/DD)空间光通信的空时编码是将MIMO空间光通信技术与 Alamouti 空时编码结合的正交空时分组码(OSTBC)和循环空时编码(RSTC)。空时编码是最近几年在空间光通信领域的一个新的研究热点。文献[4]借鉴 Alamouti 空时编码理念设计了一种时频码,并介绍其编译码方法。王惠琴等^[5~7]提出空时分组码和分层空时编码方案,研究了译码算法、信道容量和误码性能。文献[8]提出一种基于准正交空时分组编码和空间分集光通信系统的信道模型,分析了系统的信道容量和误码率。文献[9]讨论了相干差分空时码编码方案,并指出相比直接强度检测,超外差式检测能有效提高系统性能。文献[10,11]分别研究了空间光通信的循环空时编码方案、误码性能和信道容量。文献[12,13]比较了正交空时分组码和循环空时码,二者都能达到全分集。采用振幅调制(QAM)或者相位调制(PSK)调制方式,前者比较方便地借鉴了成熟的无线电通信编译码方法,但超外差式接收无疑要增加终端实现复杂度^[12];后者具有较高的编码增益和信道容量^[13]。所以,本文将 Alamouti 空时码与跳时超宽带技术(TH-UWB)结合,提出一种适合脉冲位置调制(PPM)调制的循环空时编码方法,使其具有编译码方法简单,系统误码性能也得到改善。

2 大气信道模型

对一个 $M \times N$ (M 为激光器数目, N 为探测器数目)的 MIMO 系统而言,第 n 个探测器上接收到的信号可表示为^[14]

$$I_n = A s(t) \sum_{m=1}^M h_{nm}(t) + I_b, \quad 1 \leq n \leq N, \quad 1 \leq m \leq M. \quad (1)$$

式中 A 为在无大气闪烁情况下每个探测器接收的信号光强, h_{nm} 表示从第 m 个激光器到第 n 个探测器上的光强增益, $s(t)$ 为传输符号, I_b 为背景光强。假设信道增益期望 $E[h_{nm}(t)] = 1$, 且满足相同概率分布,则^[6~8,14]

$$f_h(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2 x}} \exp\left[-\frac{(\ln x - \mu)^2}{2\sigma^2}\right]. \quad (2)$$

式中 μ 和 σ^2 分别表示 h_{nm} 的均值和方差,根据闪烁指数 κ 定义则有: $\mu = -\sigma^2$ 和 $\kappa = \exp(-4\sigma^2) - 1$ 。在一般通信情况下符号周期 T_s (纳秒级) 远小于光强起伏的相关时间(毫秒级),因此可认为是准静态衰落信道。设在第 j 符号周期内发送符号 q , 第 i 个比特信号 $s_j(i) = \delta(i-q)$; 第 n 个探测器在第 j 符号周期接收电信号 r_{nj} 为^[14]

$$r_{nj}(i) = \sqrt{E_s} \left(\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M h_{nm} \right) s_j(i) + n_{nj}(i). \quad (3)$$

式中 E_s 表示在无大气闪烁情况下探测器在一个符号周期内接收电信号能量,即 $E_s = (\eta A)^2 T_s$, η 为光电转化效率。 $n_{nj} \sim N(0, \sigma_n^2)$ 是第 n 个探测器在第 j 符号周期时的加性噪声。

3 编译码原理

3.1 编码原理

Alamouti 的空时编码适合双发射天线的发射分集方法。考虑某个时刻的待发射符号 x_1 和 x_2 , 它们在两个连续的时隙发射。在第 1 个时隙, x_1 和 x_2 分别从天线 1 和 2 上发射; 在第 2 个时隙, $-x_2^*$ 和 x_1^* 分别从天线 1 和 2 上发射, 其中 $[\cdot]^*$ 号表示共轭。两个发射天线发送的序列 $\mathbf{T}_1 = [x_1 \quad -x_2^*]$ 和 $\mathbf{T}_2 = [x_2 \quad x_1^*]$ 是正交的。在 IM/DD 式的空间光通信中, Q-PPM 是利用脉冲位置来表示信息的一种调制方式, 且有正交性。可以利用其正交性来构建一种正交空时编码。在循环正交编码方案中, 采用不同的循环移位方式来表示符号的复共轭和负数。Q-PPM 调制中传输的信息可以用一个向量 e_q 表示, 则组成的向量空间为

$$\mathbf{E} = \{e_q; q = 1, 2, \dots, Q\}. \quad (4)$$

式中 e_q 是 $Q \times Q$ 单位矩阵 \mathbf{I}_Q 的第 q 列, 显然不同的列向量两两正交。对于 4-PPM 调制则有

$$\mathbf{E} = \{[0 \ 0 \ 0 \ 0]^T; [0 \ 1 \ 0 \ 0]^T; [0 \ 0 \ 1 \ 0]^T; [0 \ 0 \ 0 \ 1]^T\}. \quad (5)$$

对于 Q-PPM 调制的 2×2 (2 发 2 收) 的空时编码可以用如下一个 $2Q \times 2$ 矩阵表示:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & \Omega x_2 \\ x_2 & \Omega^T x_1 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

式中 $x_1, x_2 \in \mathbf{E}$, 表示信息符号的 Q 维矢量, Ω 为如下循环移位矩阵

$$\Omega = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{1 \times (Q-1)} & 1 \\ \mathbf{I}_{(Q-1)^2} & \mathbf{0}_{(Q-1) \times 1} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

式中 $\mathbf{0}_{p \times q}$ 表示 $p \times q$ 的全零矩阵；由(6)和(7)式可知 $\Omega \mathbf{x} \in \mathbf{E}$, $\Omega \mathbf{x}$ 还是 Q-PPM 编码。如 \mathbf{x} 表示的 PPM 调制信息为 q , 则 $\Omega \mathbf{x}$ 表示的调制信息为 q 对 Q 的模, 即将调制信号循环右移一位, $\Omega^T \mathbf{x}$ 将调制信号循环左移一位。

3.2 系统模型

对于一个 MIMO 系统而言, 接收信号可表示为

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{N}, \quad (8)$$

式中 \mathbf{X} 是 $QM \times T$ 编码矩阵, 矩阵中元素 $x_{(m-1)Q+t, t} = 1$ 表示从天线 m 在第 t 时隙的 q 位置发射脉冲。 \mathbf{R} 是 $QM \times T$ 维接收信号矩阵, \mathbf{N} 是 $QM \times T$ 维接收加性噪声矩阵, \mathbf{H} 是 $QM \times QN$ 信道增益矩阵, 可以表示成列向量形式

$$\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1 \cdots \mathbf{H}_m \cdots \mathbf{H}_M]^T, \quad m = 1, 2, \cdots, M. \quad (9)$$

式中 \mathbf{H} 是 $M \times N$ 的矩阵, $\mathbf{H}_m = [h_{m,1} \cdots h_{m,n} \cdots h_{m,N}]$, $h_{m,n}(q, q')$ 表示从发射天线 m 的 q 调制位置发送, 从接收端天线 n 的 q' 调制位置接收之间信道增益。为了保证正确接收, 要求 $h_{m,n}(q, q') = h_{m,n} \delta(q - q')$, 其中 $h_{m,n}$ 表示射天线 m 与接收天线 n 之间信道增益系数, 所以 $h_{m,n} = h_{m,n} \otimes \mathbf{I}_Q$, \otimes 表示 Kronecker 积。

对于一个简单 2×2 的 MIMO 系统而言, (9) 式可以改写为

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_{11} & \mathbf{r}_{12} \\ \mathbf{r}_{21} & \mathbf{r}_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{11} & \mathbf{h}_{21} \\ \mathbf{h}_{12} & \mathbf{h}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 & \Omega \mathbf{x}_2 \\ \mathbf{x}_2 & \Omega^T \mathbf{x}_1 \end{bmatrix} + \mathbf{N}. \quad (10)$$

式中 $\mathbf{r}_{n,j}$ 表示接收天线 n 在第 j 时隙接收信号。根据极大似然判决准则, 则

$$\hat{\mathbf{X}} = \arg \min_{\mathbf{X} \in \mathbf{E}^2} \|\mathbf{R} - \mathbf{H}\mathbf{X}\|^2. \quad (11)$$

仅当 $M \geq N$ 时, 通过上式才能可靠判决。接收端已准确地获得信道增益 \mathbf{H} 情况下, 需要 Q^2 次搜索计算获得 $\hat{\mathbf{X}}$ 。

3.3 等增益合并最大似然检测 (MLD)

接收端不能准确地获得信道增益 \mathbf{H} 情况下, 通过以下盲检测也可以获得估计值 $\hat{\mathbf{X}}$ 。设传输符号序列 $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2$ 分别在 q, q' 时刻发射调制光脉冲 (不妨设 $q \leq q'$), 起矢量分别表示为: $\begin{bmatrix} 0 & \cdots & 1 & \cdots & 0 \end{bmatrix}^T$ 和 $\begin{bmatrix} 0 & \cdots & 1 & \cdots & 0 \end{bmatrix}^T$ 。由(10)式可得接收矢量分别为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{r}_{1,1}^T \\ \mathbf{r}_{2,1}^T \\ \mathbf{r}_{1,2}^T \\ \mathbf{r}_{2,2}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & h_{11} & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & h_{12} & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & h_{21} & \cdots & h_{11} & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & h_{22} & \cdots & h_{12} & \cdots & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix}, \quad (12)$$

式中 n_1, n_2 分别为接收端 1, 2 在时隙 1 的高斯噪声, n_1, n_2 相互独立。 n_3, n_4 为在时隙 2 的高斯噪声。接收端信号进行循环移位, 然后等增益合并而构造新的接收序列来快速估计 q, q' , 构造接收序列为

$$\bar{\mathbf{r}}_1 = \mathbf{r}_{1,1}^T + \mathbf{r}_{2,1}^T + (\mathbf{r}_{1,2}^T + \mathbf{r}_{2,2}^T) \Omega = \left[\cdots \sum_{m=1}^2 \sum_{n=1}^2 h_{m,n} \cdots \sum_{n=1}^2 h_{1,n} \cdots \right] + \bar{\mathbf{n}}, \quad (13)$$

$$\bar{\mathbf{r}}_2 = \mathbf{r}_{1,1}^T + \mathbf{r}_{2,1}^T + (\mathbf{r}_{1,2}^T + \mathbf{r}_{2,2}^T) \Omega^T = \left[\cdots \sum_{n=1}^2 h_{1,n} \sum_{n=1}^2 h_{2,n} \cdots \cdots \right] + \bar{\mathbf{n}}_2. \quad (14)$$

由(13)和(14)式估计 PPM 脉冲调制位置 q, q' 为

$$\hat{x}_1 = \arg \max_q |\bar{\mathbf{r}}_1(q)|, \quad \hat{x}_2 = \arg |\bar{\mathbf{r}}_2(q')|. \quad (15)$$

3.4 相关矩阵检测 (CMD)

对(12)式右边矩阵进行相关计算, 矩阵元素记为 r_{ij} ($i = 1, 2, 3, 4; j = 1, 2, \cdots, Q$), 相关矩阵记为 \mathbf{C} , 其元素 c_{ij} ($1 \leq i, j \leq Q$) 的计算表达式为

$$c_{ij} = r_{1i} r_{3(j-1)} + r_{2i} r_{4(j-1)} + r_{3(i+1)} r_{1j} + r_{4(i+1)} r_{2j}. \quad (16)$$

对(16)式以下 4 种情况讨论

1) 当 $i \neq q; j \neq q'$ 时, 相关计算表达式为

$$c_1 = n_{1i} n_{3(j-1)} + n_{2i} n_{4(j-1)} + n_{3(i+1)} n_{1j} + n_{4(i+1)} n_{2j}, \quad (17)$$

2) 当 $i = q, j \neq q'$ 时, 相关计算表达式为

$$c_2 = h_{11} n_{3(j-1)} + h_{12} n_{4(j-1)} + h_{21} n_{1j} + h_{22} n_{2j} + c_1, \quad (18)$$

3) 当 $j \neq m, j + \Delta j = m'$ 时, 相关计算表达式为

$$c_3 = n_1 h_{11} + n_2 h_{12} + n_{3(G+1)} h_{21} + n_{4(G+1)} h_{22} + c_1, \quad (19)$$

4) 当 $i = q, j = q'$ 时, 相关计算表达式为

$$c_4 = c_2 + c_3 - c_1 + h_{11}^2 + h_{12}^2 + h_{21}^2 + h_{22}^2. \quad (20)$$

由(17)~(20)式可知: 当 $i = q, j = q'$ 时 c_{ij} 最大, 即

$$\hat{x} = \arg \max_{q,q'} c_{ij}. \quad (21)$$

4 性能分析

在发送总功率不变的情况下讨论系统的误码性能, 文献[14]定义在符号周期内信噪比 $\gamma_s = \frac{E_s}{N}$ 。空时编码系统的误码性能一般采用成对误

$$2 \sum_{n=1}^2 \sigma_n^2$$

码率来描述, 在给定的信道增益和符号出现等概率相等的条件下, 错将符号 x 译成 e 的概率为^[12]

$$P_s(x \rightarrow e) = \frac{1}{2} (Q-1) \operatorname{erfc}(\sqrt{\|\mathbf{H}(x \rightarrow e)\|^2 \gamma_s / 2}). \quad (22)$$

式中 $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\pi} \int_0^x \exp(-t^2) dt$ 为高斯误差函数, 与空时编码相关检测法相对应的最小码间距离为

$$\|\mathbf{H}(x \rightarrow e)\|_{\min}^2 = |h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2. \quad (23)$$

式中信道增益 h 满足(2)式对数正态分布, 所以平均符号错误概率的上界为

$$P_s(x \rightarrow e) \leq \frac{1}{2} (Q-1) \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{11}^2} x_{11}} \exp\left[-\frac{(\ln x_{11} - \mu_{11})^2}{2\sigma_{11}^2}\right] \cdots \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{22}^2} x_{22}} \exp\left[-\frac{(\ln x_{22} - \mu_{22})^2}{2\sigma_{22}^2}\right] \times \operatorname{erfc}\left[\sqrt{(x_{11}^2 + x_{12}^2 + x_{21}^2 + x_{22}^2) \gamma_s / 2}\right] dx_{11} \cdots dx_{22}, \quad (24)$$

上式要得到一个完整的解析式比较困难, 采用 Monte Carlo 数值计算方法对新编码方案相关检测算法的误码性能进行仿真。分析条件为: 1) 发射总功率保持不变; 2) 准静态衰落信道。仿真参数: 1) $\kappa = 0.6$; 2) $Q = 16$ 。仿真结果如图 1~3 所示。

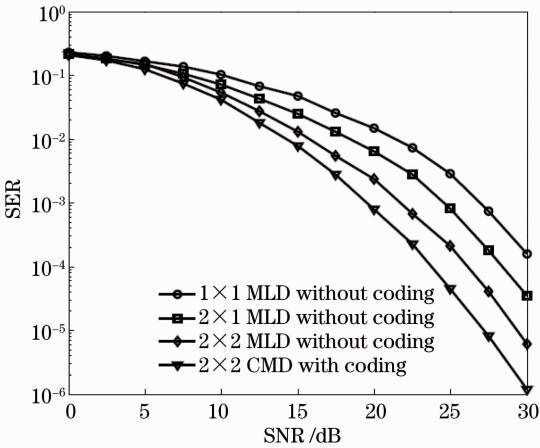


图 1 在信道信息未知情况下系统误码率比较
 Fig. 1 Comparison of SER performance for the RSTC scheme and the uncoding, assuming unknown CSI

图 1 给出了系统在信道独立且信道信息 (CSI) 未知情况下的误码率, 未编码 2×1 和 2×2 系统采用等增益合并 (EGC)。当 $\gamma_s = 30$ dB 时, 未编码 2×1 系统相对于 1×1 系统获取部分发射分集增益, 误码率提高了 6 dB; 未编码 2×2 系统相对于未编

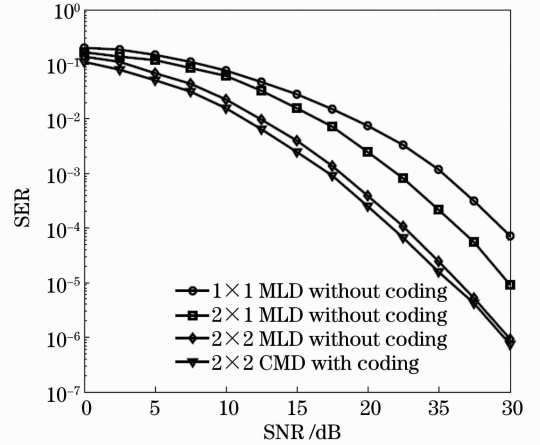


图 2 在信道信息已知情况下系统误码率比较
 Fig. 2 Comparison of SER performance for the RSTC scheme and the uncoding, assuming known CSI

码 2×1 系统获取部分接收分集增益, 误码率提高了 7.5 dB; 编码 2×2 系统相对于未编码 2×2 系统误码率提高了 7 dB, $|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2$ 被深度衰落的风险得以降低, 相当于非等增益合并, 仿真结果表明相关矩阵检测进一步提高了接收分集增益。

图 2 给出了系统在信道独立且信道信息已知情况下的误码率, 未编码 2×1 和 2×2 系统采用最大比值合并。当 $\gamma_s = 30$ dB 时, 未编码 2×1 系统相对于 1×1 系统获取部分发射分集增益, 误码率提高了

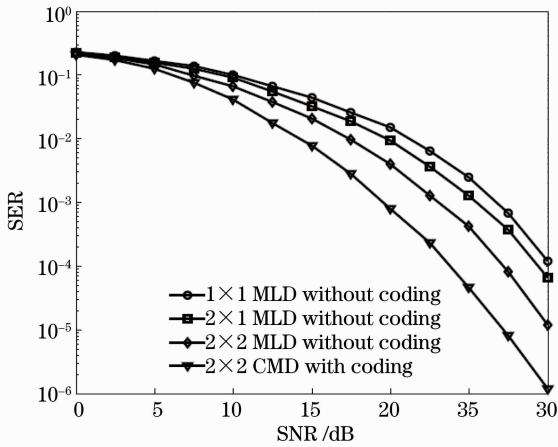


图 3 系统误码率与信道间相关系数关系

Fig. 3 SER performance for the RSTC relative to correlation of channels

8 dB;未编码 2×2 系统相对于未编码 2×1 系统获取部分接收分集增益,误码率提高了 10 dB;编码 2×2 系统误码率略高于未编码 2×2 ,因为编码中体现了时间分集,且相关矩阵检测的噪声功率项 $n_{1i}n_{3(j-1)} + n_{2i}n_{4(j-1)} + n_{3(i+1)}n_{1j} + n_{4(i+1)}n_{2j}$ 随 $|i-j|$ 增加而减小。

图 3 给出了系统在信道间相关情况下的误码率。当信道间相关系数分别 ρ 为 0.3, 0.5, 0.9 时,相应的 2×2 循环正交空时编码系统误码率与信道间互相独立 ($\rho=0$) 时相比分别下降 10 dB, 7 dB, 2.6 dB。当相关性增大,信道同时出现深度衰落的可能性增大,出现误码的可能性增加,系统分集增益下降也明显。

5 结 论

Almaouti 空时码充分利用了空间和时间分集,将其与 Q-PPM 调制技术的正交性相结合,提出了适合 2×2 空间光通信系统的循环正交空时编码方法,并给出相关矩阵检测算法。分析了系统在不同情况下的误码性能,通过仿真进一步证明该方法的有效性。在发射总功率保持不变情况下,无论信道信息已知还是未知,仿真结果表明相关矩阵检测法都能有效地提高接收分集增益,并能实现满速率传输,但信道间相关性对系统误码性能有较明显影响。为了降低解码计算复杂度,减少相关矩阵解码搜索空间,可先采用等增益合并似然检测来初始解码。

参 考 文 献

1 Li Ming, Huang Yong, Ai Yong. Design of fine tracking controller for free space optical communication [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2010, **39**(2): 270~274

黎明,黄勇,艾勇.空间光通信中精跟踪控制器的设计[J]. *红外与激光工程*, 2010, **39**(2): 270~274

2 Li Ming, Huang Yong, Ai Yong. Research on suppression of angle of arrival for free-space optical communication [J]. *China Communications*, 2010, **7**(1): 138~142

黎明,黄勇,艾勇.空间光通信中到达角起伏抑制研究[J]. *中国通信*, 2010, **7**(1): 138~142

3 S. M. Haas, J. H. Shapiro, V. Tarokh *et al.*. Space-time codes for wireless optical channels [C]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2011. 244

4 Zhao Li, Ke Xizheng, Wang Huiqin. A free space optical communication-orthogonal frequency division multiplexing model based on time frequency code [J]. *Chinese J. Lasers*, 2009, **36**(10): 2757~2762

赵黎,柯熙政,王惠琴.基于时频编码的自由空间光通信-正交频分复用系统模型[J]. *中国激光*, 2009, **36**(10): 2757~2762

5 Wang Huiqin, Ke Xizheng. Free space optical communication based on vertical bell labs layered space-time [J]. *Chinese J. Lasers*, 2008, **35**(6): 874~878

王惠琴,柯熙政.基于垂直分层空时编码的自由空间光通信[J]. *中国激光*, 2008, **35**(6): 874~878

6 Wang Huiqin, Ke Xizheng. Hybrid space-time code for free space optical communication [J]. *Acta Optica Sinica*, 2009, **29**(1): 132~137

王惠琴,柯熙政.自由空间光通信中的混合空时编码[J]. *光学学报*, 2009, **29**(1): 132~137

7 Huiqin Wang, Xizheng Ke, Li Zhao. MIMO free space optical communication based on orthogonal space time block code [J]. *Science in China Series F: Information Sciences*, 2009, **52**(8): 1483~1490

8 Xing Xuefeng, Li Hongzuo. Space laser communications based on quasi-orthogonal space-time block coding [J]. *Chinese J. Lasers*, 2012, **39**(5): 0505004

邢雪峰,李洪祚.基于准正交空时分组编码的空间激光通信[J]. *中国激光*, 2012, **39**(5): 0505004

9 Ehsan Bayaki, Robert Schober. Performance and design of coherent and differential space-time coded FSO systems [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2012, **30**(11): 1569~1577

10 C. Abou-Rjeily, W. Fawaz. Space-time codes for MIMO ultra-wideband communications and MIMO free-space optical communications with PPM [J]. *IEEE J. Selected Areas in Communications*, 2008, **26**(6): 938~947

11 C. Abou-Rjeily. A 2×2 shape-preserving ST code for UWB communications with multi-pulse PPM [J]. *IEEE Trans. Wireless Communications*, 2011, **10**(8): 2402~2406

12 E. Bayaki, R. Schober. On space-time coding for free-space optical systems [J]. *IEEE Trans. Communications*, 2010, **58**(1): 58~62

13 M. Safari, M. Uysal. Do we really need OSTBCs for free-space optical communication with direct detection [J]. *IEEE Trans. Wireless Communications*, 2008, **7**(11): 4445~4448

14 N. Letzepis, I. Holland, W. Cowley. The Gaussian free space optical MIMO channel with Q-ary pulse position modulation [J]. *IEEE Trans. Wireless Communications*, 2008, **7**(5): 1744~1753

栏目编辑:王晓琰