

广义无线光空间调制中的低复杂度 OB-MMSE 检测算法

曹明华¹, 宋梨花¹, 王惠琴^{1*}, 王道斌²

¹兰州理工大学计算机与通信学院, 甘肃 兰州 730050;

²兰州理工大学理学院, 甘肃 兰州 730050

摘要 针对传统光空间调制传输速率和激光器利用率较低,且要求激光器数目必须是 2 的整数次幂的问题,通过同时激活多个激光器并结合脉冲位置调制构建了一种适用于无线光通信的广义光空间调制(GOSM)方案。针对最大似然译码(ML)算法复杂度较高的问题,引入排序块最小均方误差(OB-MMSE)信号检测方法,利用平衡因子在综合考虑误码性能和复杂度的情况下,对 OB-MMSE 算法进行改进,并依据 GOSM 信号的特点对其权值进行修正;此外还推导了对数正态湍流信道中阈值的选取公式。最后,采用蒙特卡罗仿真验证了算法的性能,并将所提算法与经典 ML、MMSE 算法的误码性能和计算复杂度进行了对比。结果表明:与 ML 算法相比,所提算法在牺牲较小误码性能的情况下,能有效降低算法的复杂度;与 MMSE 算法相比,虽然所提算法的复杂度略有增大,但它可有效地降低误码率,而且还适用于接收机数目少于发射机数目的系统。

关键词 光通信; 广义光空间调制; 对数正态湍流信道; 信号检测; 排序块最小均方误差算法

中图分类号 TN929.12

文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201939.1206002

Low-Complexity OB-MMSE Detection Algorithm for Generalized Wireless-Optical Spatial Modulation

Cao Minghua¹, Song Lihua¹, Wang Huiqin^{1*}, Wang Daobin²

¹*School of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology,
Lanzhou, Gansu 730050, China;*

²*School of Science, Lanzhou University of Technology, Lanzhou, Gansu 730050, China*

Abstract Traditional optical spatial modulation has low transmission rate and laser utilization and requires the number of lasers to be an integer power of two. To address these problems, we propose a generalized optical spatial modulation (GOSM) scheme suitable for wireless optical communication, which is combined with pulse position modulation and can simultaneously activate multiple lasers. Aiming at the high complexity of the maximum likelihood decoding (ML) algorithm, we propose a signal detection algorithm based on ordered-block minimum mean square error (OB-MMSE). A balance factor is utilized to comprehensively consider the error performance and computational complexity. The proposed OB-MMSE algorithm is improved, and the weight is modified according to the characteristics of the GOSM signal. Moreover, an expression for the threshold selection in the lognormal turbulence channel is derived. Finally, the Monte Carlo simulation is utilized to verify the performance of the proposed solution, and the bit error rate and computational complexity of the proposed OB-MMSE algorithm are compared with those of classical ML and MMSE algorithms. Simulation results demonstrate that the proposed OB-MMSE algorithm can effectively reduce the computational complexity at the expense of a slight bit error rate reduction compared to ML algorithm. Furthermore, the proposed OB-MMSE algorithm can reduce the bit error rate compared to the MMSE algorithm. The proposed solution is applicable to systems with less receivers than transmitters at the cost of a slight increase in the computational complexity.

Key words optical communications; generalized optical spatial modulation; lognormal turbulence channel; signal

收稿日期: 2019-05-08; 修回日期: 2019-07-16; 录用日期: 2019-08-08

基金项目: 国家自然科学基金(61875080, 61861026, 61465007)、甘肃省教育厅高等学校科学研究项目(2017A-011)、兰州理工大学博士基金(03-061616)

* E-mail: whq1222@lut.edu.cn

detection; ordered-block minimum mean square error algorithm

OCIS codes 060.4510; 010.1300; 010.1330

1 引 言

空间调制(SM)^[1-3]是一种特殊的多输入多输出(MIMO)技术。由于该技术每次只激活一个天线来发送信息,因此完全避免了多输入多输出系统的信道间干扰强、同步要求高、接收端译码复杂以及需要多条通信链路等缺点。同时,由于空间调制中天线的序号也携带了部分信息比特,因此可以有效地提高系统的传输速率。虽然空间调制具有上述优点,但由于其每次仅激活一个天线用以发送信息,因而也造成了空间资源的浪费,导致其传输速率受限。另外,传统的空间调制要求其发射天线数必须是2的整数次幂,从而限制了它的应用范围。为了弥补这些缺陷,研究者在射频领域提出了广义空间调制^[4-5](GSM)的概念。GSM是在空间调制的基础上,每次激活少量的多个(大于等于2)天线来发送信息,激活的多个天线可传输相同或不同的信息。因此,GSM技术有效地克服了发射天线数必须是2的整数次幂的限制,同时它还结合了空间调制和空间复用的优势,进一步提高了系统的传输速率和激光器的利用率。

基于射频领域 GSM 技术的这些优势,文献[6]结合脉冲幅度调制(PAM)提出了一种适用于室内可见光通信(VLC)的广义光空间调制(GOSM)技术。与传统的光空间调制(OSM)^[7]相比,GOSM可有效降低 OSM 系统的误比特率,尤其是在强相关信道中这一优势更加明显。在此基础上,文献[8]进一步推导出了最大似然(ML)检测准则下误比特率的性能界。文献[9]结合脉冲位置调制(PPM)提出了一种广义空间脉冲位置调制(GSPPM)技术,同时给出了 VLC 信道下误符号率的性能界。文献[10]提出了一种基于功率自适应的 GOSM 调制算法,并用一致界求出了任意光功率下的误比特率表达式。文献[11]也针对空间调制光多输入多输出系统中的自适应功率分配算法进行了研究,并给出了最优功率分配因子。

文献[6-11]研究了 GOSM 以及影响其性能的功率分配算法。但由于 GOSM 同时包含了激活激光器的位置组合和数字调制符号,接收端需要估计出发送激光器的组合以及所发送的调制符号,因此接收端信号的检测是关键。上述 GOSM 均采用

ML 检测算法,该算法虽然可以获得最优的误码性能,但高的复杂度限制了其在实际中的应用。针对这一问题,文献[12]采用符号搜索树方法研究了 GOSM 调制的译码算法,该方法虽然获得了最优的 GOSM 符号子集,但其复杂性相对较高,因而只适合应用于一些简单的场景。因此,寻找并获得低复杂度的信号检测算法是 GOSM 技术走上实用化的关键。

上述文献较好地研究了室内 VLC 中的 GOSM 技术,而对于室外大气信道而言,由于大气湍流、大气衰减等因素的影响,大气信道具有更强的时变性和随机性。因此,研究适用于大气信道的 GOSM 技术显得非常迫切。为此,本文通过同时激活少量的多个激光器,并结合 L -PPM(L 为 PPM 的调制阶数)调制构建了一种适用于室外无线光通信的 GOSM 方案。同时,针对 ML 算法复杂度较高的问题,引入排序块-最小均方误差(OB-MMSE)^[13]检测方法,在综合考虑误码性能和复杂度的情况下,提出了一种新的 OB-MMSE 算法,并依据 GOSM 调制信号的特点修正了其阈值,降低了检测算法的复杂度。

2 GOSM 系统模型

对于一个有 N_t 个激光器(LD)、 N_r 个探测器(PD)的 GOSM 系统而言,假设每时隙激活激光器的数目为 n_t ,那么从 N_t 个激光器中激活 n_t 个的组合数有 $C_{N_t}^{n_t}$ 种。在本方案中,由于所使用的激光器组合数必须为 2 的整数次幂,因此只需从 $C_{N_t}^{n_t}$ 种组合中选取其中的 $M = 2^{\text{floor}(\text{lb } C_{N_t}^{n_t})}$ 种即可。其中, $\text{floor}(\cdot)$ 表示向下取整运算。设采用 L -PPM 脉冲调制,且每时隙激活的 n_t 个激光器均发送相同的脉冲信息。例如,当 $N_t = 5, n_t = 2, L = 2$ 时,所有可能的激活激光器组合有 $C_5^2 = 10$ 种,可用的激光器组合为 $M = 2^{\text{floor}(\text{lb } C_5^2)} = 8$ 种。GOSM 系统的模型如图 1 所示。

由图 1 可见,系统首先将输入的二进制信息比特流 \mathbf{b} 经串/并(S/P)变换后分成长为 m_1 和 m_2 的两部分, m 为划分的比特块长度,且 $m = m_1 + m_2$ 。最后经并/串变换和解映射得到二进制信息比特流 $\hat{\mathbf{b}}$ 。其中: m_1 比特表示映射为激活激光器的序号, $m_1 = \text{floor}(\text{lb } C_{N_t}^{n_t})$,激光器序号的映射关系可以用

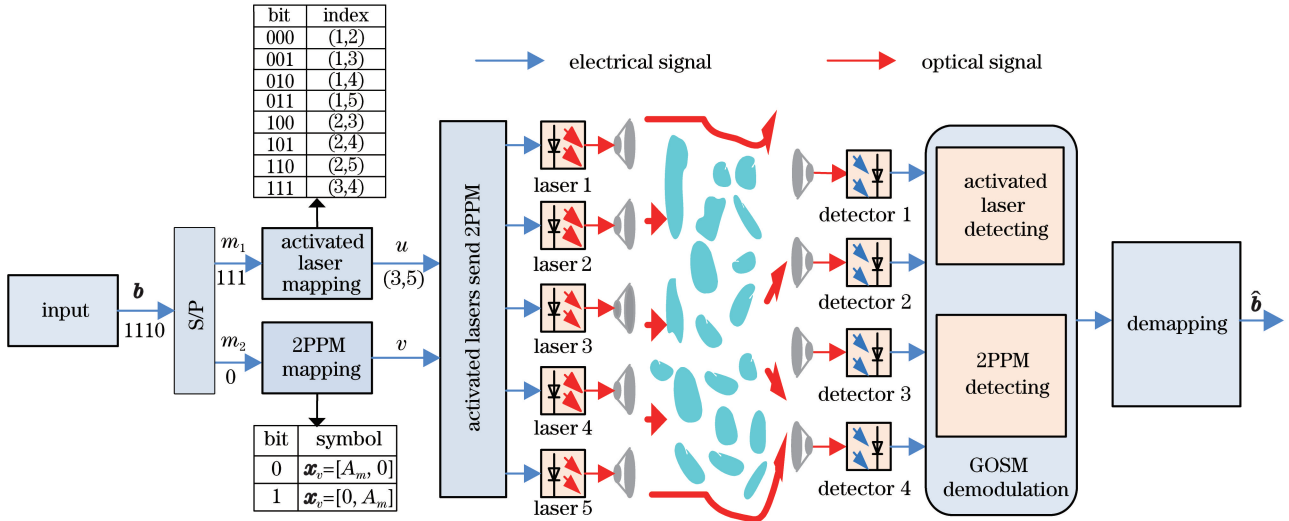


图 1 GOSM 系统模型

Fig. 1 Model of GOSM system

一个 $N_t \times 1$ 维的向量 \mathbf{x}_u 表示,即

$$\mathbf{x}_u = [\dots, 0, \dots, 1, 0, 1, \dots]^T, \quad (1)$$

式中:非零元的位置表示激活激光器的索引号; $[\cdot]^T$ 表示转置运算;下标 u 表示激活激光器的序号。 m_2 比特表示映射为激活激光器上发送的 L -PPM 调制符号, $m_2 = \log_2 L$ 。脉冲位置调制符号的映射关系可以表示为一个 $1 \times L$ 维的向量 \mathbf{x}_v ,即

$$\mathbf{x}_v = [0, \dots, \underset{j_{th}}{A_m}, 0, \dots], \quad (2)$$

式中: j 表示发送光脉冲的位置, $1 \leq j \leq L$; A_m 表示脉冲幅度;下标 v 表示对应的 L -PPM 调制符号。

那么,经比特映射后的调制符号将会由激活的 n_t 个激光器经光学天线后发送出去,则发射信号可表示为

$$\mathbf{x}_{u,v} = \mathbf{x}_u \mathbf{x}_v, \quad (3)$$

由(3)式可见,此时 GOSM 信号 $\mathbf{x}_{u,v}$ 可以看作是一个 $N_t \times L$ 维的矩阵。经湍流信道传输后, GOSM 系统发出的信号由光电探测器接收。则探测器上接收到的信号为

$$\mathbf{y} = \eta \mathbf{H} \mathbf{x}_u \mathbf{x}_v + \mathbf{N} = \eta \mathbf{H} \mathbf{x}_{u,v} + \mathbf{N}, \quad (4)$$

式中: \mathbf{y} 是一个 $N_r \times L$ 维的接收信号矩阵; η 为光电转换效率; \mathbf{N} 是均值为 0、方差为 n_0 的加性高斯白噪声; \mathbf{H} 为 $N_r \times N_t$ 维的信道衰落系数矩阵。光强衰落系数 $h_{i,j}$ 是 \mathbf{H} 的第 i 行、第 j 列元素。假设采用弱湍流信道,其光强衰减系数 $h_{i,j}$ 服从对数正态分布,即

$$f(h_{i,j}) = \frac{1}{(2\pi\sigma_X^2)^{\frac{1}{2}} h_{i,j}} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma_X^2} (\ln h_{i,j} - \mu_X)^2\right], \quad (5)$$

式中: $h_{i,j} = \exp(X)$, 对数振幅 X 是均值为 μ_X 、方差为 σ_X^2 的高斯随机变量。为防止 $h_{i,j}$ 对信号平均功率产生影响,对平均光强进行归一化处理,即设 $E[h_{i,j}] = \exp\left(\mu_X + \frac{1}{2}\sigma_X^2\right) = 1$, 则 $\mu_X = -\frac{1}{2}\sigma_X^2$ 。其中, $E[\cdot]$ 表示取统计均值。在对数正态分布中,光强衰落的大小也可用闪烁指数 $S_{s,l} = \exp(4\sigma_X^2) - 1$ 来表示,其典型值为 $S_{s,l} \in [0.4, 1.0]$ ^[14]。

在接收端,需要从受到信道衰落和噪声干扰的接收信号中估计出原始发送信息。经典方法主要有 ML 算法、线性算法等。ML 检测算法通常采用穷尽搜索的方式来完成信号的检测,因而能获得最优的性能。ML 的检测原理为

$$[\hat{\mathbf{l}}_{ML}, \hat{\mathbf{s}}_{ML}] = \underset{\mathbf{l} \in I, \mathbf{v} \in V}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \eta \mathbf{H} \mathbf{x}_{u,v}\|_F^2, \quad (6)$$

式中: $\hat{\mathbf{l}}_{ML}$ 为(6)式右侧取得最小值时所对应的激活激光器的组合; $\hat{\mathbf{s}}_{ML}$ 为该最小值所对应的位置; \mathbf{l} 为激活激光器的所有组合; I 表示含有 M 组激活激光器组合的集合,且 $\mathbf{l} \in I$; V 表示所有 L -PPM 调制符号的集合, $\mathbf{v} \in V$; $\|\cdot\|_F$ 表示 F-范数。

线性译码算法就是根据已知的信道衰落矩阵 \mathbf{H} 来得到一个满足一定条件的加权矩阵 \mathbf{W} , 从而利用该加权矩阵 \mathbf{W} 和接收信号 \mathbf{y} 得到发送信号的估计值 $\hat{\mathbf{x}}$ 。最后经并/串变换和解映射得到二进制信息比特流 $\hat{\mathbf{b}}$ 。需要指出的是,根据权值的不同,线性检测算法可分为最小均方误差 (MMSE) 算法和迫零 (ZF) 算法。MMSE 和 ZF 的加权矩阵分别为^[15]

$$\begin{cases} \mathbf{W}_{MMSE} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + n_0 \mathbf{E}_n)^{\dagger} \mathbf{H}^H \\ \mathbf{W}_{ZF} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{\dagger} \mathbf{H}^H \end{cases}, \quad (7)$$

式中: n_0 为噪声方差; \mathbf{E}_n 为一个 $N_t \times N_t$ 维的单位矩阵; $(\cdot)^H$ 和 $(\cdot)^\dagger$ 分别表示矩阵的共轭转置和广义逆。得到加权矩阵 \mathbf{W} 后, 再将其与接收信号 \mathbf{y} 相乘并经量化后即可得到发射信号的估计值。具体方法表示为

$$\begin{cases} \mathbf{r} = \mathbf{W}\mathbf{y} \\ \hat{\mathbf{x}} = \mathbf{Q}(\mathbf{r}) \end{cases}, \quad (8)$$

式中: \mathbf{r} 为加权矩阵 \mathbf{W} 与接收信号 \mathbf{y} 相乘得到的结果矢量; $\mathbf{Q}(\cdot)$ 表示星座量化函数, 是指在调制信号集合中找到一个与估计值距离最近的点。

3 适用于 GOSM 系统的 OB-MMSE 算法

ML 作为最优检测算法, 需要对 $M \cdot L = 2^{\lfloor \log_2 C_{N_t}^L \rfloor} \cdot L$ 个所有可能的发射信号组合进行穷尽搜索, 因此算法复杂度受 N_t 、 n_t 和 L 的影响很大, 尤其是当 N_t 、 L 或 n_t 较大时, 算法在实际应用中很难实现。所以, 通常将 ML 作为一个性能界, 用它来衡量其他检测算法的性能。线性算法的复杂度虽然较低, 但误码性能有限, 且仅适用于接收机数目多于发射机数目的特定系统。因此, 寻找误码性能较好、复杂度较低的译码算法是关键。鉴于此, 本文引入 OB-MMSE 准则, 并结合 GOSM 信号的特点对其进行修正, 构建适用于 GOSM 的 OB-MMSE 信号检测算法。同时, 推导出了对数正态信道下 OB-MMSE 算法的阈值, 具体推导过程如下。

1) 计算信道矩阵 \mathbf{H} 每一列 \mathbf{h}_j 的广义逆 $(\mathbf{h}_j)^\dagger$ 与接收向量 \mathbf{y} 的乘积 \mathbf{z}_j , 即

$$\mathbf{z}_j = (\mathbf{h}_j)^\dagger \cdot \mathbf{y}, \quad (9)$$

式中: $(\mathbf{h}_j)^\dagger = \frac{\mathbf{h}_j^T}{\mathbf{h}_j^T \mathbf{h}_j}$, $j = 1, 2, \dots, N_t$ 。由于 \mathbf{y} 是一个 $N_r \times L$ 维的矩阵, 因此, $\mathbf{Z} = [\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2, \dots, \mathbf{z}_{N_t}]^T$ 是一个 $N_t \times L$ 维的矩阵。

为了提高算法的可靠性, 计算 M 组所有可能的激光器组合的权重 ω_k , 并按其权值大小进行可靠性排序。采用 L -PPM 调制扩展了发射信号和接收信号的维度, 导致 \mathbf{Z} 为一个 $N_t \times L$ 维的矩阵。因此, 计算每组激光器组合的权值时不能只进行简单的求和运算。为此, 引入 F-范数来计算每组激光器组合的权值, 即

$$\omega_k = \|\mathbf{z}_{k_1}\|^2 + \|\mathbf{z}_{k_2}\|^2 + \dots + \|\mathbf{z}_{k_{n_t}}\|^2 = \sum_{j=1}^{n_t} \|\mathbf{z}_{k_j}\|_F^2, \quad (10)$$

其中, k 为 M 组所有可能的激光器组合中的一组, $k = 1, 2, \dots, M$, k_j 为第 k 组激光器组合中的第 j 个激活的激光器。

2) 将所得的 M 组权值 $\mathbf{w} = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_M]^T$ 由大到小依次排序, 得到 $[k_1, k_2, \dots, k_M] = \text{argsort}(\mathbf{w})$ 。其中, $\text{argsort}(\cdot)$ 表示按降序排列并返回其位置, k_1, k_2, \dots, k_M 是对应于权重大小的激活激光器的组合。

3) 按照排好后的权值顺序依次采用 MMSE 算法进行信号检测, 即

$$\tilde{\mathbf{s}}_j = \mathbf{Q}\{[(\mathbf{H}_{l_{k_j}})^H \mathbf{H}_{l_{k_j}} + n_0 \mathbf{E}_n]^{-1} (\mathbf{H}_{l_{k_j}})^H \mathbf{y}\}, \quad (11)$$

式中: $\tilde{\mathbf{s}}_j$ 为估计出的第 j 个发送符号; l_{k_j} 为第 k_j 组权重所对应的激活激光器组合; $\mathbf{H}_{l_{k_j}}$ 为第 k_j 组权重所对应的激活激光器组合所对应的 \mathbf{H} 矩阵中的列; 单位矩阵 \mathbf{E}_n 的维度为 $n_t \times n_t$ 。

4) 为了减小采用(11)式计算 M 组激光器组合的复杂度, 引入一个阈值 V_{th} , 并利用该阈值对(11)式所得结果进行可靠性判断, 即

$$\|\mathbf{y} - \mathbf{H}_{l_{k_j}} \tilde{\mathbf{s}}_j\|_F^2 \leq V_{th}. \quad (12)$$

如果(12)式成立, 则 $\hat{l} = l_{k_j}$, $\hat{\mathbf{s}} = \tilde{\mathbf{s}}_j$, \hat{l} 和 $\hat{\mathbf{s}}$ 分别表示估计出的激活激光器映射向量和所发送的脉冲位置映射向量。如果输出不满足(12)式, 则进行下一组激光器组合的判断。若计算次数 $j > M$ 时依然不满足该条件, 则采用 ML 检测来估计激活激光器的序号和脉冲位置, 即

$$\langle \hat{l}, \hat{\mathbf{s}} \rangle = \underset{(l, \mathbf{s}) \in \Omega}{\text{argmin}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}_l \mathbf{s}\|_F^2, \quad (13)$$

式中: \mathbf{H}_l 为激活激光器组合 l 所对应的 \mathbf{H} 矩阵中的列; \mathbf{s} 为发射信号矢量; Ω 表示所有可用的激光器组合 l 和 L -PPM 脉冲位置 \mathbf{s} 共同构成的集合, $\Omega = \{(l_{k_1}, \tilde{\mathbf{s}}_{k_1}), (l_{k_2}, \tilde{\mathbf{s}}_{k_2}), \dots, (l_{k_M}, \tilde{\mathbf{s}}_{k_M})\}$ 。

5) 对上一步的输出结果进行逆映射即可恢复出原始的发射信息比特。

4 阈值 V_{th} 的选取

系统的误码率和复杂度受阈值的影响较大, 通过分析(12)式和(13)式可以发现, 如果阈值选取得较小, 则估计值落在(12)式的概率变小, 采用(13)式进行译码的概率就会变大, 此时译码过程近似为 ML 算法, 误码性能变好, 但复杂度会增加; 相反, 若增大阈值, 则采用(12)式进行符号估计的概率就会变大, 此时译码过程近似为采用 MMSE 算法, 复杂度降低, 但误码性能也会随之劣

化。因此,阈值的选取是一个关键,需要在系统误码率和复杂度之间进行合理折中。文献[13]在OB-MMSE算法中采用固定阈值,获得了近最优的误码率性能,但计算复杂度较大。鉴于此,本文引入平衡因子 α ,用它来平衡误码性能和计算复杂度二者之间的性能,从而构建了一种动态阈值的

OB-MMSE算法。同时,结合对数正态信道模型对传统 OB-MMSE 算法中阈值的设定进行了修正。具体方法如下。

假设 $\mathbf{x}_{u,v} = \mathbf{x}_u \mathbf{x}_v$ 和 $\hat{\mathbf{x}}_{u,v} = \hat{\mathbf{x}}_u \hat{\mathbf{x}}_v$ 分别为实际发送的符号和估计出的符号,那么实际发送符号和估计符号之间的欧氏距离可表示为

$$\begin{cases} \rho = \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_{u,v}\|_{\text{F}}^2 = \|\mathbf{N}\|_{\text{F}}^2, & \mathbf{x}_{u,v} = \hat{\mathbf{x}}_{u,v} \\ \rho_e = \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_{u,v}\|_{\text{F}}^2 = \|\mathbf{H}(\mathbf{x}_{u,v} - \hat{\mathbf{x}}_{u,v}) + \mathbf{N}\|_{\text{F}}^2, & \mathbf{x}_{u,v} \neq \hat{\mathbf{x}}_{u,v} \end{cases}, \quad (14)$$

式中: ρ 为当 $\mathbf{x}_{u,v} = \hat{\mathbf{x}}_{u,v}$ 时实际发送符号与估计符号之间的欧氏距离; ρ_e 为当 $\mathbf{x}_{u,v} \neq \hat{\mathbf{x}}_{u,v}$ 时实际发送符号与估计符号之间的欧氏距离。当 $\mathbf{x}_{u,v} = \hat{\mathbf{x}}_{u,v}$ 时, $\rho/n_0 = \|\mathbf{N}\|_{\text{F}}^2/n_0$ 是 $N_r L$ 个均值为 0、方差为 n_0 的高斯随机变量之和,因此, ρ/n_0 是一个自由度为 $N_r L$ 的中心卡方随机变量,其概率密度函数为

$$f_{\chi^2_{N_r L}}(\rho/n_0) = \begin{cases} \frac{1}{2^{N_r L/2} \Gamma(N_r L/2)} \exp[-\rho/2n_0], & \rho \geq 0 \\ 0, & \rho < 0 \end{cases}, \quad (15)$$

式中: χ^2 为卡方函数; $\Gamma(\cdot)$ 为伽马函数。

当 $\mathbf{x}_{u,v} \neq \hat{\mathbf{x}}_{u,v}$ 时,令 $\boldsymbol{\beta} = \mathbf{H}(\mathbf{x}_{u,v} - \hat{\mathbf{x}}_{u,v}) + \mathbf{N}$ 。由于前文假定每次只激活两个激光器,且它们发送相同的信息,因此, $\boldsymbol{\beta}$ 可进一步化简为 $\boldsymbol{\beta} = \mathbf{H}(\mathbf{x}_u \mathbf{x}_v - \hat{\mathbf{x}}_u \hat{\mathbf{x}}_v) + \mathbf{N} = (\mathbf{h}_{l_1} + \mathbf{h}_{l_2})\mathbf{s} - (\mathbf{h}_{\hat{l}_1} + \mathbf{h}_{\hat{l}_2})\hat{\mathbf{s}} + \mathbf{N}$,其中参数 l 和 \hat{l} 表示实际发送和估计出的权重组合,其下标数字表示激活的激光器数,则 $\mathbf{h}_{l_1}, \mathbf{h}_{l_2}, \mathbf{h}_{\hat{l}_1}, \mathbf{h}_{\hat{l}_2}$ 分别表示 \mathbf{H} 中相应的列向量。因此, ρ_e 可表示为

$$\rho_e = \begin{cases} \|(\mathbf{h}_{l_1} + \mathbf{h}_{l_2})(\mathbf{s} - \hat{\mathbf{s}}) + \mathbf{N}\|_{\text{F}}^2, & l_1 = \hat{l}_1, \quad l_2 = \hat{l}_2 \\ \|\mathbf{h}_{l_1}(\mathbf{s} - \hat{\mathbf{s}}) + \mathbf{h}_{l_2}\mathbf{s} - \mathbf{h}_{\hat{l}_2}\hat{\mathbf{s}} + \mathbf{N}\|_{\text{F}}^2, & l_1 = \hat{l}_1, \quad l_2 \neq \hat{l}_2 \\ \|\mathbf{h}_{l_1}\mathbf{s} - \mathbf{h}_{\hat{l}_1}\hat{\mathbf{s}} + \mathbf{h}_{l_2}(\mathbf{s} - \hat{\mathbf{s}}) + \mathbf{N}\|_{\text{F}}^2, & l_1 \neq \hat{l}_1, \quad l_2 = \hat{l}_2 \\ \|\mathbf{h}_{l_1}\mathbf{s} - \mathbf{h}_{\hat{l}_1}\hat{\mathbf{s}} + \mathbf{h}_{l_2}\mathbf{s} - \mathbf{h}_{\hat{l}_2}\hat{\mathbf{s}} + \mathbf{N}\|_{\text{F}}^2, & l_1 \neq \hat{l}_1, l_2 \neq \hat{l}_2 \end{cases}. \quad (16)$$

设 $h_{i,j}$ 的均值和方差分别为 μ_h 和 σ_h^2 , 则 $E[\boldsymbol{\beta}] = 2(\mathbf{s} - \hat{\mathbf{s}})\mu_h, D[\boldsymbol{\beta}]$ 分别为

$$\begin{cases} D_{l_1=\hat{l}_1, l_2=\hat{l}_2} = 2|\mathbf{s} - \hat{\mathbf{s}}|^2 \sigma_h^2 + n_0 \\ D_{l_1=\hat{l}_1, l_2 \neq \hat{l}_2} = 2|\mathbf{s}^2 + \hat{\mathbf{s}}^2 - \mathbf{s}\hat{\mathbf{s}}|^2 \sigma_h^2 + n_0 \\ D_{l_1 \neq \hat{l}_1, l_2=\hat{l}_2} = 2|\mathbf{s}^2 + \hat{\mathbf{s}}^2 - \mathbf{s}\hat{\mathbf{s}}|^2 \sigma_h^2 + n_0 \\ D_{l_1 \neq \hat{l}_1, l_2 \neq \hat{l}_2} = 2|\mathbf{s}^2 + \hat{\mathbf{s}}^2|^2 \sigma_h^2 + n_0 \end{cases}, \quad (17)$$

式中: $D[\cdot]$ 表示方差运算。由(17)式可见, $\boldsymbol{\beta}$ 中的元素都是对数正态随机变量。因此,利用该特点

即可获得正态随机变量 $\ln(\boldsymbol{\beta})$ 的均值和方差。所以,当 $\mathbf{x}_{u,v} \neq \hat{\mathbf{x}}_{u,v}$ 时, $\boldsymbol{\beta} = \mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x} = \mathbf{H}(\mathbf{x}_{u,v} - \hat{\mathbf{x}}_{u,v}) + \mathbf{N}$ 表示一个均值为 $E[\boldsymbol{\beta}] = 2(\mathbf{s} - \hat{\mathbf{s}})\mu_h$ 、方差为(17)式所示各值的对数正态随机变量。根据正态随机变量与对数正态随机变量之间的关系可知 $\ln(\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x})$ 是一个正态随机变量,那么 $\|\ln(\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x})\|_{\text{F}}^2/D$ 是一个服从非中心卡方分布的随机变量, D 为方差。根据非中心卡方分布的定义,其概率密度函数为

$$f_{\chi^2_{N_r L, \gamma}}[\ln(\rho_e)/n_0] = \begin{cases} \sum_{q=0}^{\infty} \frac{(\gamma/2)^q}{q! \Gamma(N_r L/2 + q)} \frac{[\ln(\rho_e)]^{N_r L + q - 1}}{2^{N_r L + q}} \exp\{-[\gamma + \ln(\rho_e)]/2\}, & \ln(\rho_e) > 0 \\ 0, & \ln(\rho_e) \leq 0 \end{cases}, \quad (18)$$

式中: q 表示求和函数的取值,且 $q \in [0, \infty)$; γ 表示非中心因子, $\gamma = \|2(\mathbf{s} - \hat{\mathbf{s}})\mu_h\|_{\text{F}}^2$ 。

综上所述,当 $\mathbf{x}_{u,v} = \hat{\mathbf{x}}_{u,v}$ 时, $\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_{u,v}\|_{\mathbb{F}}^2/n_0 = \|\mathbf{N}\|_{\mathbb{F}}^2/n_0$ 是一个自由度为 $N_r L$ 的中心卡方随机变量;而当 $\mathbf{x}_{u,v} \neq \hat{\mathbf{x}}_{u,v}$ 时, $\|\ln(\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_{u,v})\|_{\mathbb{F}}^2/D$ 是一个非中心卡方随机变量。因此,阈值可选取为

$$V_{th} = aN_r L n_0, \quad (19)$$

式中: a 为常数; $n = N_r L$ 为自由度。另外,由(14)~(18)式的分析过程可得, ρ/n_0 服从自由度为 $N_r L$ 的中心卡方分布,则

$$P(\rho \leq V_{th}) = \int_0^{V_{th}/n_0} f \chi_{N_r L}^2(x) dx = 1 - \delta, \quad (20)$$

式中: δ 表示一个非常小的数,因此 $1 - \delta$ 是一个接近 1 的常数,可提升译码的准确性。由于 $V_{th}/n_0 = aN_r L n_0/n_0 = aN_r L$,因此, $P(\rho \leq V_{th})$ 只与自由度 n 和系数 a 有关。图 2 给出了不同自由度和 a 时 $P(\rho \leq V_{th})$ 的变化曲线。

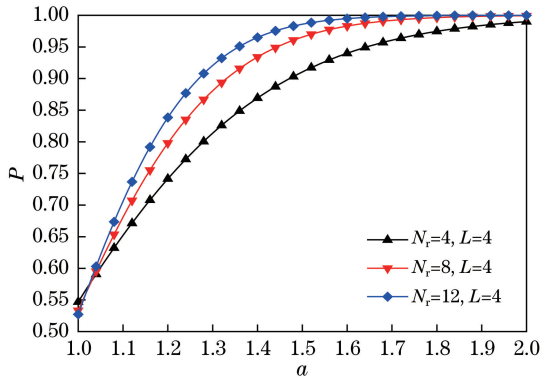


图 2 n 和 a 取不同值时的 $P(\rho \leq V_{th})$

Fig. 2 Variation in $P(\rho \leq V_{th})$ with n and a

由图 2 可得,系数 a 越大时, $1 - \delta$ 越接近 1,说明通过(12)式进行译码时越准确。另外,随着自由度增大, $1 - \delta \geq 0.9$ 所需要的 a 值将减小。例如,为了满足 $1 - \delta \geq 0.9$,当 N_r 和 L 分别为 4 和 4、8 和 4、12 和 4 时, a 的取值范围依次为 $a > 1.4$ 、 $a > 1.3$ 、 $a > 1.2$ 。

5 性能分析

为了更好地描述所提 GOSM 系统的性能,采用蒙特卡罗方法分别对误码率和计算复杂度进行了仿真,结果如图 3~7 所示。仿真条件为:系统总功率不变,接收端已知完整的信道状态信息,闪烁指数 $S_{s,1} = 0.6$,光电转换效率 $\eta = 0.8$,激活激光器数 $n_t = 2$,采用 4-PPM 调制方式。

5.1 误码性能

图 3 给出了 OB-MMSE 算法在 a 取不同值时 GOSM 系统的误码性能。其中,激光器数为 5,探测

器数目为 4, a 分别为 2.0、1.4、1.0、0.8 和 0.5。由图 3 可见:1)随着信噪比(SNR)增大,系统的误码率(BER)逐渐减小。2)随 a 值减小,算法的误码率也逐渐减小。这是因为随着 a 值变小,阈值也相应变小,通过 MMSE 准则得到的估计值落在区间 $d_j = \|\mathbf{y} - \mathbf{H}_{l_k} \hat{\mathbf{s}}_j\|_{\mathbb{F}}^2$ 的概率变小,而通过 ML 算法进行信号检测的概率变大,所以系统的性能越好。3)当 a 值趋于 0 时,该算法近似退化为 ML 算法。可见,阈值的选取非常关键,可根据实际需求在综合考虑误码率和复杂度的基础上,作合理的折中处理。

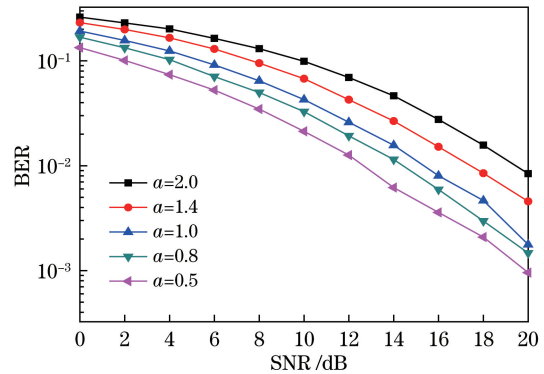


图 3 a 取不同取值时 OB-MMSE 算法的误码性能

Fig. 3 BER of OB-MMSE algorithm with different a

图 4 是 ML、MMSE 和 OB-MMSE 三种算法的误码性能,此时 $N_t = 5$, $N_r = 4$ 。由图 4 可以看出,ML 算法的误码性能最好,OB-MMSE 算法的性能次之,MMSE 算法的性能最差。在 BER 为 10^{-2} 处, $a = 0.8$ 和 $a = 1.0$ 时 OB-MMSE 算法的信噪比相对于 ML 算法而言分别小了约 2 dB 和 3 dB。由于 MMSE 算法只适用于接收机数目大于发射机数目的系统,因而 MMSE 算法的误码率最差,此时还达不到 10^{-2} 。

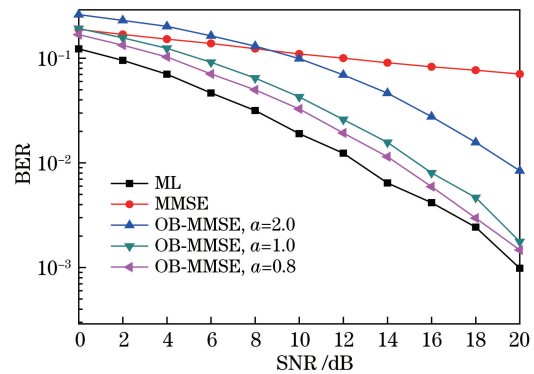


图 4 ML、MMSE 和 OB-MMSE 三种算法的误码性能

Fig. 4 Comparison of BER of ML, MMSE, and OB-MMSE

为了进一步说明三种算法的性能,分析了 10×8 、 10×12 两种不同系统中三种检测算法的误码性

能,结果如图 5 所示,此时, $a=1.4$ 。由图 5 可见,当接收机数目大于发射机数目时,虽然 MMSE 算法的误码性能有了明显提升,但与 OB-MMSE 算法相比,其性能还有一定差距。例如,当 BER 为 10^{-3} 时,OB-MMSE 算法的信噪比较 MMSE 算法约高 8.5 dB。可见,本文所提算法不仅可以获得较好的误码性能,还克服了 MMSE 算法仅适用于接收机数目大于发射机数目的系统的弊端。

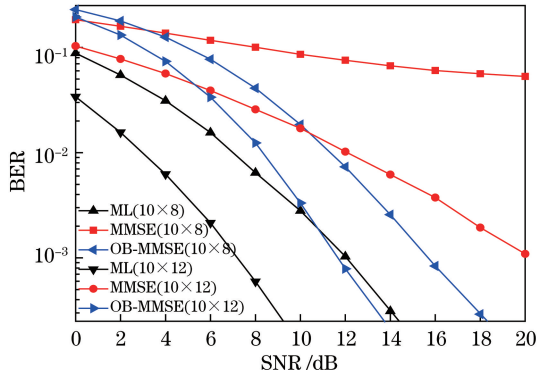


图 5 不同系统中三种算法的误码性能

Fig. 5 BER of three algorithms for different systems

5.2 复杂度分析

为了获得 OB-MMSE 算法的复杂度,本文根据光信号的特点,以一次加法和乘法运算作为一个复杂度的度量,并将所提算法与 ML 算法、MMSE 算法的计算复杂度进行了对比,结果如表 1 所示,其中, γ_0 表示计算(12)式的平均次数。

表 1 各算法复杂度

Table 1 Complexity for each algorithm

Algorithm	Complexity
ML	$ML(2N_t N_r L + 2N_r L - 1)$
MMSE	$\frac{3}{2} N_t^2 N_r - \frac{1}{4} N_t^2 + 2N_t N_r L - \frac{5}{4} N_r N_t + ML(2N_t L - 1)$
OB-MMSE	$\left(\frac{3}{2} N_r n_t^2 - \frac{5}{4} N_r n_t - \frac{1}{4} n_t^2 + 4N_r n_t L + 4N_r L - n_t L + 2N_r + 2n_t LM - n_t M - L - 2 \right) \gamma_0$

为进一步说明所提算法的优势,用相对复杂度 R 来表示其他算法相对于 ML 算法复杂度的降低程度,即

$$R = \frac{C_{ML} - C_{other}}{C_{ML}} \times 100\%, \quad (21)$$

式中: C_{other} 表示其他算法的复杂度; C_{ML} 表示 ML 算法的复杂度。 R 值越大,说明其他算法的复杂大相对于 ML 算法降低的程度越大。

图 6 直观地比较了 MMSE 和 OB-MMSE 算法的相对复杂度随接收机数目变化的情况,可以发现:随着接收机数目增多,两种算法的相对复杂度均增大,但 OB-MMSE 算法的相对复杂度小于 MMSE 算法的相对复杂度,这说明 OB-MMSE 算法的复杂度明显高于 MMSE 算法的复杂度。与 MMSE 算法相比,本文所提的 OB-MMSE 算法的复杂度虽然有所增大,但却换来了误码性能的改善。当 $N_t=5$ 、 $N_r=4$ 时,MMSE 算法的相对复杂度约为 75%,OB-MMSE 算法的相对复杂度为 72.5%,但在该条件下 MMSE 算法的误码率仅为 10^{-1} 左右,而 OB-MMSE 算法的误码率在 $a=1$ 时能够达到 10^{-3} 以下。可见,OB-MMSE 算法在牺牲较少计算复杂度的条件下,极大地改善了系统的误码性能。

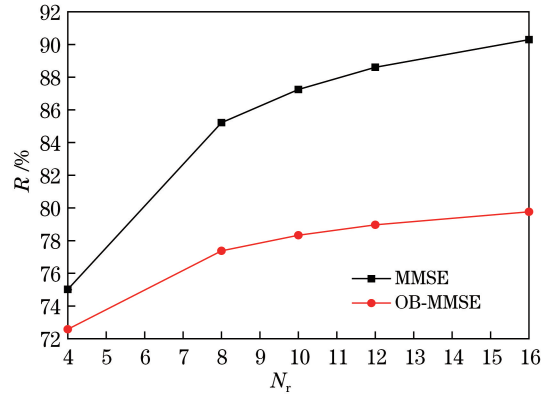


图 6 MMSE 算法和 OB-MMSE 算法的相对复杂度

Fig. 6 Relative complexity of MMSE and OB-MMSE algorithms

为了说明 a 的取值对系统复杂度的影响,图 7 给出了 a 取不同值时 OB-MMSE 算法的相对复杂度。由图 7 可见:1)随着 a 值变小,OB-MMSE 算法的相对复杂度逐渐变小,即 OB-MMSE 算法的复杂度逐渐增大。例如,当 $N_r=16$ 时, $a=2$ 的相对复杂度 $R=80\%$,而当 a 分别取 1.0、0.5 和 0 时,相对复杂度 R 分别降为 78%、70% 和 40%。这是因为,当 a 取值越小时,OB-MMSE 算法退化为 ML 算法的概率越大,所以复杂度增加。这与图 4 所描述的规律相一致。2)当 $a=0$ 时,虽然 OB-MMSE 算法在形式上近似退化为了 ML 算法,但在进行信号检测之前,已经对所有激光器组合进行了可靠性排序,因此(10)式中采用 ML 检测时,其所有可能的发射信号组合实际上只有 M 种,而直接利用 ML 算法时,即采用(4)式时,其所有的发射信号组合有 $M \cdot L$ 种。因此,当 $a=0$ 时,OB-MMSE 译码复杂度仍比常规的 ML 检测低得多。为了在复杂

度和误码性能之间作合理的折中处理,通常可以依据 $1-\delta \geq 0.9$ 选择合适的 a 值。

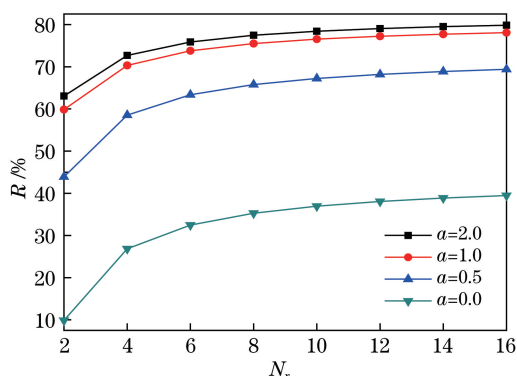


图7 a 取不同值时OB-MMSE算法的相对复杂度

Fig. 7 Relative complexity of OB-MMSE algorithm with different a

6 结 论

将广义空间调制技术引入到大气激光通信中,利用同时激活少量多个激光器发送 L -PPM调制符号构建了GOSM方案。与经典的OSM方案相比,GOSM方案可以同时激活多个激光器来传输信息,因此可以有效提高无线激光通信系统的传输速率。同时,依据GOSM调制信号的特征对OB-MMSE信号检测算法的权值进行修正,在一定程度上解决了接收端采用ML译码算法复杂度高的问题。与经典的MMSE算法相比,OB-MMSE算法在牺牲较小计算复杂度的条件下极大地改善MMSE算法的误码率。同时,本文算法还可适用于接收机数目小于发射机数目的欠定系统,从而进一步提升了无线光通信系统的性能。

参 考 文 献

- [1] Mesleh R Y, Haas H, Sinanovic S, *et al.* Spatial modulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(4): 2228-2241.
- [2] Renzo M, Haas H, Grant P. Spatial modulation for multiple-antenna wireless systems: a survey[J]. IEEE Communications Magazine, 2011, 49(12): 182-191.
- [3] di Renzo M, Haas H, Ghayeb A, *et al.* Spatial modulation for generalized MIMO: challenges, opportunities, and implementation [J]. Proceedings of the IEEE, 2014, 102(1): 56-103.
- [4] Younis A, Serafimovski N, Mesleh R, *et al.* Generalised spatial modulation[C]//2010 Conference Record of the Forty Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, November 7-10, 2010, Pacific Grove, CA, USA. New York: IEEE,

2010: 1498-1502.

- [5] Fu J L, Hou C P, Xiang W, *et al.* Generalised spatial modulation with multiple active transmit antennas[C]//2010 IEEE Globecom Workshops, December 6-10, 2010, Miami, FL, USA. New York: IEEE, 2010: 839-844.
- [6] Qiu L, Jiang M. A generalized spatial modulation for indoor optical wireless communications[C]//2015 Opto-Electronics and Communications Conference (OECC), June 28-July 2, 2015, Shanghai, China. New York: IEEE, 2015: 15650228.
- [7] Mesleh R, Elgala H, Haas H. Optical spatial modulation[J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2011, 3(3): 234-244.
- [8] Alaka S P, Narasimhan T L, Chockalingam A. Generalized spatial modulation in indoor wireless visible light communication[C]//2015 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), December 6-10, 2015, San Diego, CA, USA. New York: IEEE, 2015: 15820546.
- [9] Olanrewaju H G, Thompson J, Popoola W O. Generalized spatial pulse position modulation for optical wireless communications[C]//2016 IEEE 84th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall), September 18-21, 2016, Montreal, QC, Canada. New York: IEEE, 2016: 16759118.
- [10] Zhu Y J, Fu H S, Cai W B. Low complexity adaptive generalized spatial modulation for visible light communication[J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2015, 45(6): 2080-2084.
朱义君,付红双,蔡文炳.可见光通信中低复杂度自适应广义空间调制算法[J].吉林大学学报(工学版),2015,45(6):2080-2084.
- [11] Huang A P, Tao L W. Adaptive power allocation algorithm for wireless optical multiple input multiple output communication system with spatial modulation [J]. Chinese Journal of Lasers, 2017, 44(10): 1006001.
黄爱萍,陶林伟.空间调制无线光多输入多输出通信系统中自适应功率分配算法[J].中国激光,2017,44(10):1006001.
- [12] Curry E, Borah D K, Hinojo J M. Optimal symbol set design for generalized spatial modulations in MIMO VLC systems[C]//2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), December 4-8, 2016, Washington, DC, USA. New York: IEEE, 2016: 16654774.
- [13] Xiao Y, Yang Z F, Dan L L, *et al.* Low-complexity signal detection for generalized spatial modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(3):

- 403-406.
- [14] Wang H Q, Ke X Z. Free space optical communication based on vertical bell labs layered space-time[J]. Chinese Journal of 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.
- [15] Wang H Q, Wang F, Cao M H, *et al.* A joint detection and iterative decoding algorithm of optical concatenated space-time code[J]. Acta Optica Sinica, 2015, 35(8): 0806002.
王惠琴, 王粉, 曹明华, 等. 光级联空时编码中的一种联合检测迭代译码算法[J]. 光学学报, 2015, 35(8): 0806002.