

基于光广义空间调制的 VLC-MIMO 系统研究

赵黎, 王昊*, 张峰

西安工业大学电子信息工程学院, 陕西 西安 710021

摘要 针对传统光空间调制(OSM)传输速率低、发射天线数必须是 2 的整数次幂等缺陷,提出了一种光广义空间调制(OGSM)方案。该方案通过同时激活多根发射天线并结合多相制调制方式来提高传输速率。在此基础上引入基于范数的天线选择算法,在可见光通信(VLC)情形下,通过选取信道范数最大的子信道传输信息,降低了信号间干扰,改善了误码性能。利用分段式界理论推出了多输入多输出(MIMO)信道下的误码率理论上限。结果表明:当误码率达到 10^{-4} 时,采用基于范数的天线选择算法,光广义空间调制系统信噪比提升了 3.1 dB;与 3 根接收天线的方案相比,4 根接收天线的方案信噪比减少了 8.4 dB。当误码率达到 10^{-3} 、激活天线数为 2 根时,正交振幅调制、脉冲振幅调制、正交相移键控与二进制相移键控相比,传输速率按每信道比特数计都增加了 2,信噪比分别增加了 0.7 dB、3.2 dB、5.1 dB。总之,通过增加调制阶数和接收天线数,光广义空间调制系统提升了传输速率,改善了误码性能。

关键词 光通信; 光空间调制; 光广义空间调制; 信道范数; 分段式界理论; 误码率

中图分类号 TN929.1

文献标志码 A

DOI: 10.3788/CJL202249.2306001

1 引言

光多输入多输出(OMIMO)^[1-4]系统通过激活所有天线传输信息来提高信道容量,导致信道间同频干扰强,信息可靠性差。光空间调制(OSM)^[5-7]作为新型 OMIMO 技术,通过每时刻激活一根发射天线,可避免信道间同频干扰的影响,但其存在激活天线数是 2 的整数次幂的缺点,并且同一时刻仅利用一根天线,因而有一定的局限性。

光广义空间调制(OGSM)^[8-9]系统是在 OSM 系统的基础上,通过激活多根天线传输信息,同时所有激活天线可以发射相同或者不同的数据信息,进一步提升了系统的传输性能,受到广泛关注。

在 OGSM 系统中,通过改进检测算法可以提高系统误码性能,但性能提升并不明显。天线选择算法通过选择相关度低的天线组合优化误码性能,从而受到人们关注。文献[10]将空时分组-空间调制(STBC-SM)级联编码引入到 OMIMO 中,改善了误码性能。文献[11]利用脉冲幅度调制构建了 OGSM,有效地改善了 OGSM 的误码性能。文献[12]进一步推导出了 OGSM 系统中最大似然(ML)检测准则下误码率(BER)的性能界。文献[13]提出了基于欧式距离的优化天线选择算法,通过遍历所有天线之间的欧式距离,选取相关度较低的天线,改善了误码性能,但该算法复

杂度高,在实际应用中具有很大的局限性。文献[14]提出基于交叉熵的天线选择算法,从有限解中选择出最优天线,不需要遍历,有效降低了基于欧式距离优化天线选择算法的搜索复杂度,但该算法只适合于空间调制(SM)系统。文献[15]提出了基于相关的快速天线选择算法,通过选择功率较大且相关性越小的行作为接收天线,降低了复杂度,但误码性能较差。

上述工作各有特色,但均有误码性能差或复杂度高的缺陷。因此,在可见光通信(VLC)情形下,本文提出基于 OGSM 的 VLC 多输入多输出(MIMO)系统方案。该方案通过激活多根发射天线,并结合多相制(MPSK)等调制方式来提高传输速率;同时,引入基于范数的天线选择算法^[16],通过选取信道范数最大的子信道来传输信息,不需要遍历所有的天线组合,极大地降低了复杂度。所提出的系统提升了传输速率,改善了误码性能。

2 基本原理

假设一个具有 N_t 根发射天线和 N_r 根接收天线的 OGSM 系统,如图 1 所示,在每个符号时间内,只有 N_a ($1 \leq N_a \leq N_t$) 根天线激活,则激活的天线组合有 $N = C_{N_t}^{N_a}$ 种可能。另一方面 OGSM 系统要求激活天线的组合数必须是 2 的整数次幂,因此实际使用的天线组合数是 $N_c = 2^{\lfloor \log_2 N \rfloor}$,其中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整函数。

收稿日期: 2022-01-17; 修回日期: 2022-03-14; 录用日期: 2022-04-14

基金项目: 国家自然科学基金(12004292)、陕西省科技厅一般项目-工业领域(2022GY-072)、西安市科技计划(2020KJRC0040)

通信作者: *2653835264@qq.com

假设调制阶数为 M , 调制过的符号经激活的天线组合发送出去。

OGSM 系统通过发射天线的符号状态可分为两种: 第一种是同一时刻激活的天线组合发送独立的调制信号, 这种方式可以明显提高系统的传输速率; 第二种是同一时刻激活的天线组合发送相同的调制符号, 这种方式可有效避免同步干扰。

第一种方式的 OGSM 在同一时刻传输的比特数为

$$R_{\text{OGSM}} = \lfloor \log_2 C_{N_t}^{N_a} \rfloor + N_a \log_2 M. \quad (1)$$

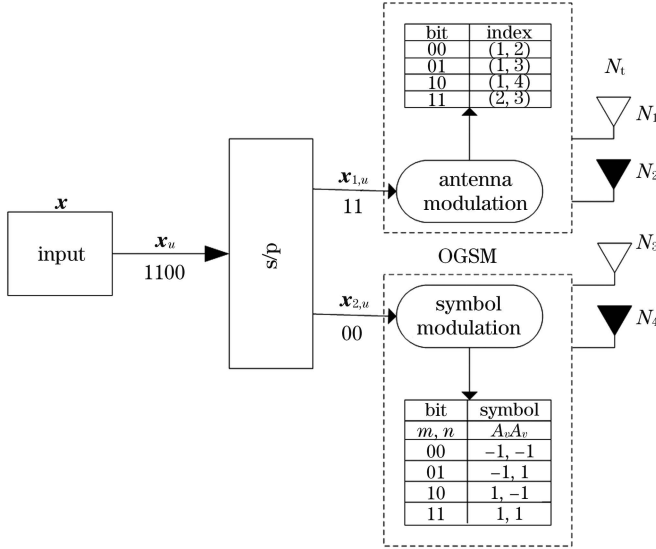


图 1 基于范数天线选择的 OGSM 系统模型

Fig. 1 OGSM system model based on norm antenna selection

2.1 OGSM 调制原理

在 OGSM 系统中, 传输比特由两部分组成, 一部分是调制信号, 另一部分是天线组合映射的比特信号。如图 1 所示, 若此时输入的二进制比特流为

$$\mathbf{x}_u = [0, \dots, 0, \mathbf{A}_u, 0, \dots, 0]^T, \quad (3)$$

经串并转换后分为 $\mathbf{x}_{1,u}$ 和 $\mathbf{x}_{2,u}$ 两部分, 其中 $\mathbf{x}_{1,u}$ 为系统中激活发射天线的索引, 其映射关系可以用一个 $N_t \times 1$ 维的矢量来表示, 即

$$\mathbf{x}_{1,u} = [0 \ \dots \ 0 \ \underset{u}{1} \ 0 \ \dots \ 0]^T, \quad (4)$$

式中: 非零元素的位置表示激活发射天线的索引号 u 。

$\mathbf{x}_{2,u}$ 为 MPSK 调制星座图中的调制符号, 其映射关系可以表示为一个 $1 \times M$ 维的矢量, 即

$$\mathbf{x}_{2,u} = [0 \ \dots \ 0 \ \mathbf{A}_u \ 0 \ \dots \ 0], \quad (5)$$

式中: \mathbf{A}_u 表示第 u 根天线的 MPSK 调制符号。

经星座映射后的调制符号将会由激活的 N_a 根发射天线发送出去, 激活符号具体表现为

$$\mathbf{x}_u = \mathbf{x}_{1,u} \mathbf{x}_{2,u}, \quad \mathbf{x}_u \in \mathbf{C}_{N_t \times M}. \quad (6)$$

经过调制后的符号矢量通过 $N_r \times N_t$ 维的无线信道 \mathbf{H} 传输出去, \mathbf{H} 的每个元素都服从从方差为 1、均值为 0 的复高斯分布, η 为光电转化效率。接收信号模型可以表示为

$$\mathbf{y}_u = \eta \mathbf{H} \mathbf{x}_u + \mathbf{n}, \quad \mathbf{y}_u \in \mathbf{C}_{N_r \times M}. \quad (7)$$

第二种方式的 OGSM 在同一时刻传输的比特数为

$$R_{\text{OGSM}} = \lfloor \log_2 C_{N_t}^{N_a} \rfloor + \log_2 M. \quad (2)$$

如图 1 所示, OGSM 系统将传输比特划分为两部分, 一部分进行信号调制, 另一部分进行天线组合映射。经过调制后的传输比特通过 $N_r \times N_t$ 维的无线信道 \mathbf{H} 传输出去。将得到的传输比特进行最大似然检测, 减少误差, 最后进行解调与解映射得到原始比特。图 1 中, s/p 表示串并转换, A_v 表示第 v 根天线发送的信号符号。

将 \mathbf{H} 写为

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \dots & h_{1,N_t} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \dots & h_{2,N_t} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{N_r,1} & h_{N_r,2} & \dots & h_{N_r,N_t} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

式中: h_{N_r, N_t} 表示信道矩阵的第 N_r 行第 N_t 列; $\mathbf{y}_u \in \mathbf{C}_{N_r \times M}$ 为接收信号矢量; \mathbf{n} 为均值为 0、方差为 δ^2 的复高斯加性白噪声矢量。

在接收端, 激活发射天线的序号组合与调制符号可以通过最大似然检测算法得到, 经解映射得到原始比特信息。最大似然算法的思想是通过激活的天线组合乘以信道矩阵 \mathbf{H} 后得到 $\mathbf{H}\mathbf{x}$, 然后计算 \mathbf{y} 与 $\mathbf{H}\mathbf{x}$ 之间的欧氏距离, 根据欧式距离的最小值来判断激活天线序号和星座符号。最大似然检测算法的公式为

$$(\hat{\mathbf{k}}, \hat{\mathbf{s}}) = \underset{\mathbf{k}, \mathbf{s}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \eta \mathbf{H} \mathbf{x}\|_F^2, \quad (9)$$

式中: $\|\cdot\|_F$ 表示 F 范数; $\hat{\mathbf{k}}$ 表示激活的发射天线索引; $\hat{\mathbf{s}}$ 表示发送的调制符号估计值; \mathbf{k}, \mathbf{s} 表示激活发射天线的索引和发送的调制符号的准确值。

2.2 天线选择

传统 MIMO 系统的天线选择算法有穷举天线算

法、最大化最小欧氏距离算法、随机选择算法、基于范数的天线选择算法等^[17]。其中前二者需要遍历出每一个天线子集,计算复杂度高;随机选择算法的思想是不考虑信道状态,随机选择天线组合,计算复杂度低,但性能差。本文通过基于范数的天线选择算法来选择

天线组合,以提高系统性能。

假设信道状态信息(CSI)已知,且系统的传输速率为 4 bpcu(bpcu 指每信道中传输的比特数),其中发射天线数 $N_t=4$,接收天线数 $N_r=4$,调制阶数 $M=2$,且根据复高斯分布可得信道状态矩阵为

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} -0.7558 + 0.7730i & 0.2299 - 0.8585i & -0.6115 - 0.7700i & -0.0722 - 0.5442i \\ -0.5724 + 0.7843i & -0.5338 - 0.7873i & -0.0212 + 0.0230i & -0.1707 + 0.2626i \\ -2.0819 - 0.6106i & 0.9689 - 0.0048i & -0.1165 + 0.3906i & 0.2257 - 0.1595i \\ 1.0170 + 0.0547i & -1.2102 + 1.0837i & 0.4438 + 0.7782i & 0.2212 + 0.7900i \end{pmatrix} \quad (10)$$

基于范数的天线选择算法的思想是选取信道范数最大的子信道来传输信息,其本质是接收信噪比(SNR, R_{SN})最大。算法如下:

$$\hat{\mathbf{H}}_{N_c} = \operatorname{argmax}_{N_c \in N} \|\mathbf{H}\|_F, \quad (11)$$

式中: N 表示所有可能的天线组合; N_c 表示根据算法选择的实际天线组合。

由式(10)可知,信道矩阵 \mathbf{H} 每列的范数为

$$\|\mathbf{H}\|_F = \{2.8028, 2.2962, 1.3916, 1.0719\} \quad (12)$$

假设 $N_t=4, N_a=2$,则 OGSM 系统中总共有 6 种天线组合,分别为 $N = \{(1, 2), (1, 3), (1, 4), (2, 3), (2, 4), (3, 4)\}$,然而 OGSM 实际天线组合数必须是 2 的整数次幂,因此实际天线组合便是从 6 种任选 4 种。从式(12)中依次选择最大的两列范数对应的天线序号作为实际天线组合,即 $N_c = \{(1, 2), (1, 3), (1, 4), (2, 3)\}$,天线映射表如表 1 所示。

表 1 基于范数天线选择的 OGSM 映射

Table 1 OGSM mapping based on norm antenna selection

Input signal	Antenna mapping bit	Antenna combination	Constellation mapping bit	Constellation modulation	Output signal
$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^T$	(0 0)	(1,2)	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -1 & -1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T$
$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}^T$	(0 0)	(1,2)	$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T$
$\begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}^T$	(0 1)	(1,3)	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -1 & -1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -1 & 0 & -1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}^T$
$\begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}^T$	(0 1)	(1,3)	$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}^T$
$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^T$	(1 0)	(1,4)	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -1 & -1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^T$
$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}^T$	(1 0)	(1,4)	$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^T$
$\begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}^T$	(1 1)	(2,3)	$\begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} -1 & -1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & -1 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{pmatrix}^T$
$\begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}^T$	(1 1)	(2,3)	$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix}^T$

3 误码率分析

以发射天线数 $N_t=4$ 、接收天线数 $N_r=4$ 的 OGSM 系统为例,调制方式采用 MPSK,以分段式理论分析推导 OGSM 系统的 BER 性能。

假设 OGSM 系统符号错误的总比特数为 m_e ,发送的总比特数为 $2^{R_{OGSM}}$,则系统 BER 可以定义为

$$P_b = \frac{m_e}{2^{R_{OGSM}}} \quad (13)$$

将索引位置错误引起的错误比特记为 m_{e0} ,星座

符号引起的错误比特记为 m_{e1} 。由式(3)可知原始比特流信号,则其接收信号恢复为

$$\hat{\mathbf{x}}_u = [0, \dots, 0, \mathbf{A}_u, 0, \dots, 0]^T, \hat{\mathbf{x}}_u \in \mathbf{C}_{2^{R_{OGSM} \times 1}} \quad (14)$$

以 $P(\mathbf{x}_u \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_u | \mathbf{H})$ 表示在已知信道信息 \mathbf{H} 的情况下发射信号为 \mathbf{x}_u ,而接收端恢复为 $\hat{\mathbf{x}}_u$ 的条件概率,则利用并集界理论,上界可以表示为

$$m_e \leq \sum_u \sum_{\hat{u}} P(\mathbf{x}_u \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_u | \mathbf{H}) \frac{1}{2^{R_{OGSM}}} \hat{m}_e(u, \hat{u}), \quad (15)$$

式中: $\hat{m}_e(u, \hat{u})$ 表示 \mathbf{x}_u 与 $\hat{\mathbf{x}}_u$ 之间的汉明距离。

根据 $\mathbf{y}_u = \mathbf{H}_u \mathbf{x}_u + \mathbf{n}_u$, 接收端信号的表达式为

$$\mathbf{y}_u = [\mathbf{n}_1, \dots, \mathbf{H}_u \mathbf{A}_u + \mathbf{n}_u, \dots, \mathbf{n}_{2^{R_{\text{OGSM}}}}]。 \quad (16)$$

当接收端恢复为 $\hat{\mathbf{x}}_u$ 时, 即天线位置索引错误, 此时应满足条件

$$\|\mathbf{y}_u - \mathbf{H}_u \mathbf{x}_u\|_F^2 > \|\mathbf{y}_u - \mathbf{H}_u \hat{\mathbf{x}}_u\|_F^2。 \quad (17)$$

式(17)可化简得

$$2\text{Re}\{(\mathbf{H}_u)^H \mathbf{n}_u\} - 2\text{Re}\{(\mathbf{H}_u)^H \mathbf{n}_u\} > |\mathbf{H}_u \mathbf{A}_u|^2 + |\mathbf{H}_u \mathbf{A}_u|^2, \quad (18)$$

式中: \mathbf{n}_u 表示第 u 根天线的复高斯噪声。

定义 $N = 2\text{Re}\{(\mathbf{H}_u)^H \mathbf{n}_u\} - 2\text{Re}\{(\mathbf{H}_u)^H \mathbf{n}_u\}$, 可知其为零均值高斯随机变量:

$$N \sim N(0, 2|\mathbf{H}_u \mathbf{A}_u|^2 \cdot N_0 + 2|\mathbf{H}_u \mathbf{A}_u|^2 \cdot N_0)。 \quad (19)$$

综合以上公式可得

$$P(\mathbf{x}_u \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_u | \mathbf{H}) = Q\left(\sqrt{\frac{|\mathbf{H}_u \mathbf{A}_u|^2 + |\mathbf{H}_u \mathbf{A}_u|^2}{2N_0}}\right), \quad (20)$$

式中: $Q(x) = \int_x^\infty \exp(-t^2/2) / \sqrt{2\pi} dt$ 。

$P(\mathbf{x}_u \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_u | \mathbf{H})$ 只是条件概率, 将仿真中生成的信道信息代入式(20), 多次仿真后平均即可得到最终的成对出错概率 $P(\mathbf{x}_u \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_u | \mathbf{H})$ 。记 $e(u, \hat{u})$ 为将激活天线索引位置判决为 \hat{u} 时错误的索引比特数, 即两者之间的汉明距离。则有

$$m_{e0} = \frac{1}{2^{R_{\text{OGSM}}}} \sum_{u=1}^{2^{R_{\text{OGSM}}}} \sum_{\hat{u} \neq u=1}^{2^{R_{\text{OGSM}}}} P(\mathbf{x}_u \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_u) e(u, \hat{u})。 \quad (21)$$

星座符号错误由两部分组成, 即索引位置错误时 m_{e10} 和索引位置正确时 m_{e11} 。当索引位置错误时, 意味着星座符号比特需要由非激活天线的数据来恢复, 则会导致 $\log_2 M / 2$ 错误比特。将所有天线索引位置遍历可得到

$$m_{e10} = \frac{1}{2^{R_{\text{OGSM}}}} \sum_{u=1}^{2^{R_{\text{OGSM}}}} \sum_{\hat{u} \neq u=1}^{2^{R_{\text{OGSM}}}} P(\mathbf{x}_u \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_u) \frac{\log_2 M}{2}。 \quad (22)$$

当索引位置正确时, 其概率上界位置可以表示为

$$1 - \sum_{\hat{u} \neq u=1}^{2^{R_{\text{OGSM}}}} P(\mathbf{x}_u \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_u), \quad (23)$$

用 $P(\mathbf{y}_u)$ 表示索引位置正确时对激活天线检测的 BER, 即 MPSK 的 BER, 对于二进制相移键控(BPSK), 其可以表示为 $P(\mathbf{y}_u) = Q(\sqrt{2|\mathbf{H}_u \mathbf{A}_u|^2 / N_0})$, 于是可得到

$$m_{e11} = \frac{1}{2^{R_{\text{OGSM}}}} \sum_{u=1}^{2^{R_{\text{OGSM}}}} \left[1 - \prod_{\hat{u} \neq u=1}^{2^{R_{\text{OGSM}}}} P(\mathbf{x}_u \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_u)\right] \cdot (\log_2 M) P(\mathbf{y}_u)。 \quad (24)$$

由式(21)、式(22)、式(24)可得总的 BER 表达式:

$$P_b = \frac{1}{2^{R_{\text{OGSM}}}} \sum_{u=1}^{2^{R_{\text{OGSM}}}} \sum_{\hat{u} \neq u=1}^{2^{R_{\text{OGSM}}}} P(\mathbf{x}_u \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_u) e(u, \hat{u}) + \frac{1}{2^{R_{\text{OGSM}}}} \sum_{u=1}^{2^{R_{\text{OGSM}}}} \sum_{\hat{u} \neq u=1}^{2^{R_{\text{OGSM}}}} P(\mathbf{x}_u \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_u) \frac{\log_2 M}{2} + \frac{1}{2^{R_{\text{OGSM}}}} \sum_{u=1}^{2^{R_{\text{OGSM}}}} \left[1 - \prod_{\hat{u} \neq u=1}^{2^{R_{\text{OGSM}}}} P(\mathbf{x}_u \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_u)\right] (\log_2 M) P(\mathbf{y}_u)。 \quad (25)$$

4 仿真分析

为了描述 OGSM 系统的性能, 对误码性能进行仿真。仿真条件为: 系统总功率不变, 接收端 CSI 已知, 光电转换效率 $\eta = 1$, 采用 BPSK、正交振幅调制(QAM)、脉冲振幅调制(PAM)、正交相移键控(QPSK)调制方式。

4.1 OGSM 系统性能

图 2 为采用不同天线选择算法的 OGSM 系统的误码率。其中, 激活天线数 $N_a = 2$, 接收天线数 N_r 分别为 2 根、3 根、4 根, 调制方式为 BPSK, 传输速率为 4 bpcu。以 4^*4-2^*2 为例说明图中表示天线组合的形式: 4^*4-2^*2 表示由 4 根发射天线和 4 根接收天线组成信道, 只激活 2 根发射天线并且只用 2 根天线接收。从仿真结果可以看出, 相比于随机选择算法, 基于范数的天线选择算法的 OGSM 系统误码性能更优。当误码率达到 10^{-4} 时, 采用基于范数的天线选择算法, OGSM 系统接收天线数 N_r 为 2 根、3 根、4 根时, 平均误码性能提升了 3.1 dB, 这是因为本文提出的算法充分利用了信道特征来传输信息。

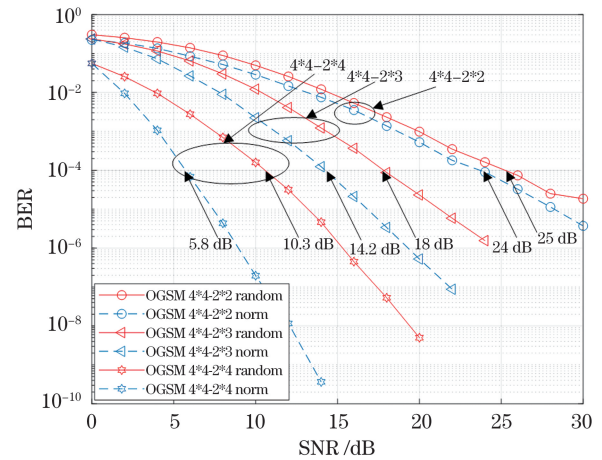


图 2 采用不同天线选择算法的 OGSM 系统的误码率
Fig. 2 BERs of OGSM systems with different antenna selection algorithms

图 3 为基于范数天线选择算法的 OGSM 系统的理论和仿真误码性能。仿真条件为: 调制方式采用 BPSK, 发射端激活天线数 $N_a = 2$, 接收天线数 N_r 分别为 1 根、2 根、3 根、4 根。从仿真结果可以看出: (1) 当信噪比比

较低时,OGSM 系统的理论误码率高于实际误码率,当信噪比较高时,理论误码率与实际误码率基本相同;(2)相同的调制方式下,增加接收天线数,会改善误码性能,当误码率达到 10^{-4} 时,与 3 根接收天线的方案相比,4 根接收天线的方案信噪比降低了 8.4 dB。

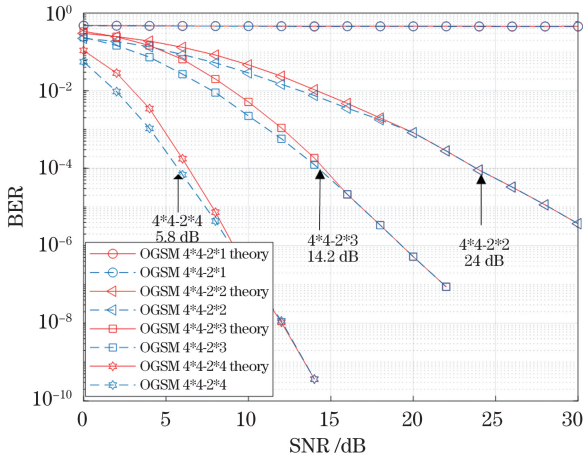


图 3 基于范数天线选择算法的 OGSM 系统的理论误码性能和仿真误码性能
Fig. 3 Theoretical and simulation BER performance of OGSM system based on norm antenna selection algorithm

图 4 为激活相同数量发射天线、采用不同调制方式的 OGSM 系统的误码率。其中,发射端激活天线数 $N_a=2$,接收天线数 $N_r=2$,调制方式为 BPSK、4 阶脉冲振幅调制(4PAM)、QAM、QPSK。从仿真结果可以看出,随着调制阶数的增大,系统的传输速率会提高,但会损坏误码性能,当误码率达到 10^{-3} 时,高阶调制方式 4PAM、QAM、QPSK 相比 BPSK 传输速率都增大了 2 bpcu,信噪比分别增加了 0.7 dB、3.2 dB、5.1 dB。主要原因是发射天线数量相同时,映射关系越复杂,ML 检测算法检测时出错的可能性越大。

4.2 系统频谱效率、传输速率和复杂度

除误码性能外,衡量 OGSM 系统性能的重要指标还有频谱效率、传输速率和复杂度。本文基于 ML 检测算法的穷举次数计算复杂度。OGSM 的检测复杂

表 2 不同调制方式 OGSM 方案的传输速率、频谱效率与 ML 复杂度

Table 2 Transmission rate, spectral efficiency and ML complexity of OGSM schemes with different modulation modes

Modulation	Transmission rate / (bit·s ⁻¹)	Spectral efficiency / (bit·s ⁻¹ ·Hz ⁻¹)	ML complexity
OGSM-BPSK	$\lfloor \log_2 C_{N_t}^{N_a} \rfloor + N_a$	$\lfloor \log_2 (C_{N_t}^{N_a} \cdot 2^{N_a}) \rfloor$	$\lfloor \log_2 C_{N_t}^{N_a} \rfloor \cdot N_a \cdot N_c M^{N_a}$
OGSM-PAM	$\lfloor \log_2 C_{N_t}^{N_a} \rfloor + 2N_a$	$2 \lfloor \log_2 (C_{N_t}^{N_a} \cdot 4^{N_a}) \rfloor$	$2 \lfloor \log_2 C_{N_t}^{N_a} \rfloor \cdot N_a \cdot N_c M^{N_a}$
OGSM-QPSK	$\lfloor \log_2 C_{N_t}^{N_a} \rfloor + 2N_a$	$2 \lfloor \log_2 (C_{N_t}^{N_a} \cdot 4^{N_a}) \rfloor$	$2 \lfloor \log_2 C_{N_t}^{N_a} \rfloor \cdot N_a \cdot N_c M^{N_a}$
OGSM-QAM	$\lfloor \log_2 C_{N_t}^{N_a} \rfloor + 2N_a$	$2 \lfloor \log_2 (C_{N_t}^{N_a} \cdot 4^{N_a}) \rfloor$	$2 \lfloor \log_2 C_{N_t}^{N_a} \rfloor \cdot N_a \cdot N_c M^{N_a}$

5 结 论

针对光空间调制同一时刻仅能激活一根天线的缺点,提出了一种 OGSM 方案。该方案通过将发射天线

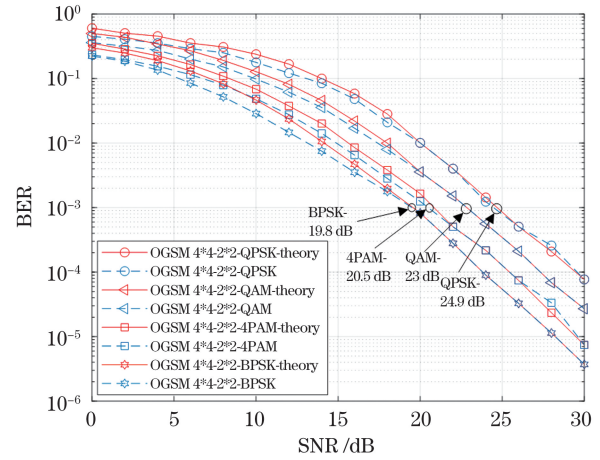


图 4 激活相同数量发射天线、采用不同调制方式的 OGSM 系统的误码性能
Fig. 4 BER performance of OGSM systems with same number of activated transmitting antennas and different modulation methods

度为

$$C_{OGSM} = N_c M^{N_a} \quad (26)$$

根据式(1)可知实际使用的天线组合数比特如下:

$$m = \lfloor \log_2 C_{N_t}^{N_a} \rfloor \quad (27)$$

采用 MPSK 调制方式时,调制比特数

$$m_s = N_a \times \log_2 M \quad (28)$$

因此,OGSM 实际传输速率的组合数有 $\lfloor \log_2 C_{N_t}^{N_a} \rfloor \times N_a \times \log_2 M$ 种情况,即 OGSM 的复杂度可表示为

$$C_{OGSM_ML} = \lfloor \log_2 C_{N_t}^{N_a} \rfloor \times N_a \times \log_2 M \times N_c M^{N_a} \quad (29)$$

类似地可以得出传输速率和频谱效率,如表 2 所示。由表 2 可知,发射端激活天线数 N_a 和调制阶数 M 是影响系统传输速率、频谱效率以及检测算法复杂度的主要因素,其中高阶调制方式 OGSM-PAM、OGSM-QAM、OGSM-QPSK 的传输速率、频谱效率以及算法复杂度相同,而 OGSM-BPSK 的传输速率、频谱效率以及算法复杂度小于高阶调制情况下的值。

从一根变为多根并采用 MPSK 等调制方式,显著提高了系统的传输速率;同时,采用了基于范数的天线选择算法,相比传统的随机天线选择算法,系统误码性能有了明显的提升。仿真结果表明:增加接收天线的数量

会改善误码性能;在激活发射天线数量一定的情况下,通过采用不同的调制方式,例如 BPSK、QPSK、4PAM、QAM,随着调制阶数的增加,系统的传输速率会提高,但将损坏误码性能。

参 考 文 献

- [1] Shibahara K, Mizuno T, Miyamoto Y. MIMO carrier phase recovery for carrier-asynchronous SDM-MIMO reception based on the extended Kalman filter[J]. *Optics Express*, 2021, 29(11): 17111-17124.
- [2] Zhang D, Ye Y, Deng L, et al. 4×4 MIMO fiber-wireless transmission based on an integrated four-channel directly modulated optical transceiver[J]. *Photonics Research*, 2019, 7(12): 1461-1467.
- [3] Amin A A, Shin S Y. Channel capacity analysis of non-orthogonal multiple access with OAM-MIMO system[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(9): 1481-1485.
- [4] 曹阳, 张勋, 彭小峰, 等. 空间光通信中基于多输入多输出的级联码方案研究[J]. *光学学报*, 2018, 38(1): 0106003.
Cao Y, Zhang X, Peng X F, et al. Cascade scheme based on multiple-input multiple-output in spatial optical communication[J]. *Acta Optica Sinica*, 2018, 38(1): 0106003.
- [5] 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.
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.
- [6] 王惠琴, 毛一聪, 黄瑞, 等. 高频谱效率的高维差分光空间调制[J]. *光学学报*, 2022, 42(1): 0106004.
Wang H Q, Mao Y C, Huang R, et al. High dimensional differential optical spatial modulation with high spectrum efficiency[J]. *Acta Optica Sinica*, 2022, 42(1): 0106004.
- [7] 张悦, 王惠琴, 曹明华, 等. 无线光通信中的增强型光空间调制[J]. *光学学报*, 2020, 40(3): 0306001.
Zhang Y, Wang H Q, Cao M H, et al. Enhanced optical spatial modulation in wireless optical communication[J]. *Acta Optica Sinica*, 2020, 40(3): 0306001.
- [8] Kumar C R, Jeyachitra R K. Power efficient generalized spatial modulation MIMO for indoor visible light communications[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2017, 29(11): 921-924.
- [9] 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.
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.
- [10] 赵黎, 朱彤, 霍杰, 等. 可见光 MIMO 通信系统中级联编码的应用[J]. *红外与激光工程*, 2019, 48(3): 0322002.
Zhao L, Zhu T, Huo J, et al. Application of concatenated codes in visible MIMO communication system[J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2019, 48(3): 0322002.
- [11] 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 Press, 2015.
- [12] 杜天一, 高向川, 王忠勇, 等. 室外大规模 MIMO 可见光通信最大似然检测算法[J]. *通信技术*, 2017, 50(6): 1154-1158.
Du T Y, Gao X C, Wang Z Y, et al. Maximum likelihood detection algorithm of outdoor large-scale MIMO visible light communication[J]. *Communications Technology*, 2017, 50(6): 1154-1158.
- [13] Rajashekar R, Yang L L, Hari K V S, et al. Transmit antenna subset selection in generalized spatial modulation systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(2): 1979-1983.
- [14] Gore D A, Heath R W, Paulraj A J. Transmit selection in spatial multiplexing systems [J]. *IEEE Communications Letters*, 2002, 6(11): 491-493.
- [15] Joung J. Machine learning-based antenna selection in wireless communications[J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(11): 2241-2244.
- [16] 王惠琴, 杨顺信, 张悦, 等. 大气激光通信中的完全光广义空间调制[J]. *光学学报*, 2020, 40(13): 1301001.
Wang H Q, Yang S X, Zhang Y, et al. Fully optical generalized spatial modulation in atmospheric laser communication[J]. *Acta Optica Sinica*, 2020, 40(13): 1301001.
- [17] Yang P, Xiao Y, Guan Y L, et al. Transmit antenna selection for multiple-input multiple-output spatial modulation systems [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2016, 64(5): 2035-2048.

Research on VLC-MIMO System Based on Optical Generalized Spatial Modulation

Zhao Li, Wang Hao*, Zhang Feng

School of Electronic Information Engineering, Xi'an Technological University, Xi'an 710021, Shaanxi, China

Abstract

Objective Visible light communication (VLC) needs to take into account both lighting and communication, so multi-light-source distribution is required, and optical multiple input multiple output (OMIMO) technology emerges. The traditional OMIMO system improves the channel capacity by activating all antennas to transmit information, resulting in strong co-channel interference between channels and poor information reliability. Optical spatial modulation (OSM), as a new type of OMIMO technology, activates one transmit antenna at every moment to avoid co-channel interference between channels. At the same time, since the transmitting antenna itself carries some bit information, the transmission rate of the system is improved. However, OSM must meet the requirement that the number of transmit antennas is an integral power of 2, and only one antenna is used at the same time, which limits its application. On the basis of the OSM system, the optical generalized spatial modulation (OGSM) system transmits information by activating multiple antennas. At the same time, all activated antennas can transmit the same or different data information, thereby further improving the

transmission rate. But the antenna selection of OGSM is random, so we propose a VLC multiple input multiple output (MIMO) system scheme based on OGSM. The scheme improves the transmission rate by activating multiple transmitting antennas and combining with modulation methods such as multiple phase shift keying (MPSK) system; at the same time, a norm-based antenna selection algorithm is introduced, which greatly reduces the computation complexity.

Methods In order to analyze the performance of OGSM system, we combine OGSM system with OMIMO system. At the transmitter, the number of activated transmit antennas is used to carry the constellation modulated transmission symbols to construct a constellation mapping table; at the same time, in order to improve the bit error performance, a norm-based antenna selection algorithm is introduced in combination with the channel characteristics. The system selects the sub-channel with the largest channel norm to transmit information in turn, and then selects the optimal antenna combination. At the receiving end, in order to obtain the antenna combination and modulation symbols, the maximum likelihood (ML) detection algorithm is used to obtain the Euclidean distance. The theoretical bit error rate (BER) of the OGSM system is analyzed through the segmented boundary theory. Furthermore, the spectral efficiency, transmission rate and complexity of the OGSM system under different conditions are analyzed (Table 2).

Results and Discussions For reliability, we use a norm-based antenna selection algorithm to improve the bit error performance. When the number of active antennas N_a at the transmitting end is 2, the modulation method is binary phase shift keying (BPSK), and the transmission rate is 4 bpcu, it can be obtained that for the BER of 10^{-4} , using the norm-based antenna selection algorithm, and for 2, 3, and 4 receiving antennas, the average signal-to-noise ratio (SNR) is improved by 3.1 dB (Fig. 2). When the modulation method is BPSK, the number of active antennas N_a at the transmitting end is 2, and the number of receiving antennas N_r is 1 and 2 respectively, for the BER of 10^{-4} , the SNR of 4 receiving antennas scheme is reduced by 8.4 dB in comparison with the 3 receiving antennas scheme (Fig. 3). When the number of active antennas N_a at the transmitting end is 2, the number of receiving antennas N_r is 2, and the modulation methods are BPSK, 4-pulse amplitude modulation (4PAM), quadrature amplitude modulation (QAM), and quadrature phase shift keying (QPSK), for the BER of 10^{-3} , compared with BPSK, the transmission rates of the other three modulation methods are all increased by 2 bpcu, and the SNRs are increased by 0.7 dB, 3.2 dB, and 5.1 dB, respectively (Fig. 4). For effectiveness, with the increase of the modulation order and the number of activated transmit antennas, the transmission rate and spectral efficiency will increase (Table 2).

Conclusions Aiming at the disadvantage that OSM can only activate one antenna at the same time, an OGSM scheme is proposed. This scheme significantly improves the transmission rate of the system by changing the transmitting antenna number from one to multiple and by using modulation methods such as MPSK. At the same time, using the norm-based antenna selection algorithm, the system gets better bit error performance than those using the traditional random antenna selection algorithm. The main conclusions include: by increasing the number of receiving antennas, the bit error performance will be improved; when the number of activated transmitting antennas is constant, by using different modulation methods, such as BPSK, QPSK, 4PAM, and QAM, with the increase of the modulation order, the transmission rate of the system will increase, but the bit error performance will be impaired.

Key words optical communications; optical spatial modulation; optical generalized spatial modulation; channel norm; segmented boundary theory; bit error rate