

基于皮尔逊相关系数选择的完全广义空间调制 可见光通信系统

赵黎, 王小港*, 王宁, 王昊

西安工业大学电子信息工程学院, 陕西 西安 710021

摘要 针对传统天线选择算法在完全广义空间调制(FGSM)系统中运用会出现局限性且误码性能不理想等问题,提出一种基于皮尔逊(Pearson)相关系数的选择算法,其基本原理是根据不同位置的光电探测器与发光二极管组合之间的Pearson系数相关性进行天线选择,能够提升FGSM系统性能及扩大使用范围。结果表明:当误码率为 10^{-3} 时,在发射天线数量为4、调制方式为脉幅调制的情况下,FGSM系统的传输速率相较于广义空间调制增加了1 bpcu(bit per channel use);采用基于Pearson相关系数选择算法后的完全广义空间调制-多输入多输出(FGSM-MIMO)系统相较于随机选择算法所需信噪比改善了5.1 dB,相较于最大范数选择算法改善了0.8 dB。综上所述,在同一时刻发送相同信息的情况下,基于Pearson相关系数选择算法的FGSM-MIMO系统在光空间通信领域具有更好的发展前景。

关键词 光通信; 多输入多输出; 完全广义空间调制; 天线选择算法; 皮尔逊相关系数; 误码率

中图分类号 TN929.1

文献标志码 A

DOI: 10.3788/AOS231379

1 引言

可见光通信^[1](VLC)系统兼顾了多发光二极管(LED)的性能,实现通信与照明的双重功能,因此需要多输入多输出(MIMO)技术进行多天线协同传输从而实现高速率通信。空间调制^[2-3](SM)作为一种新型的MIMO技术,由于其每个时刻仅能激活一根天线,具有局限性。广义空间调制^[4-6](GSM)可激活多根天线,但在同一时刻发送相同信息的情况下其传输速率不理想,而完全广义空间调制(FGSM)技术^[7-8]可激活多根甚至所有天线,使系统发射天线的利用率和传输速率得到了提升,但不同的天线选择也会导致误码性能差异明显。因此,需要在保证可靠性的同时进一步扩大完全广义空间调制-多输入多输出(FGSM-MIMO)系统的使用范围,为此研究者们引入了不同的天线选择算法。

文献[9]中针对大规模MIMO提出一种基于相关性的最佳优先天线选择算法,但其容量性能很低;文献[10]提出基于截断速率的天线选择算法,该算法提升了传输速率,却导致误码性能降低;文献[11]提出基于范数选择的天线选择算法,该算法需已知信道参数,而实际信道是时变的;文献[12]提出一种基于概率分

布学习的发射天线选择计算高效优化算法,但该算法环境依赖性强,具有局限性;文献[13]提出一种联合天线选择和预编码设计(JASPD)算法,以在约束发射功率和要求服务质量(QoS)的情况下实现系统适用范围和传输速率的最大化,降低了复杂度,但也降低了误码性能。

上述文献提出不同的天线选择算法,但其适用范围差或误码性能存在不理想的情况,因此本文提出了基于皮尔逊(Pearson)相关系数^[14]的天线选择算法,其基本原理是利用不同位置光电探测器(PD)端与LED端激活发射天线之间的Pearson系数相关性来选择最优的天线组合,不依赖系统信道特性,从而实现时间域与空间域的复用,改善误码性能。

2 基本原理

假设FGSM-MIMO系统中发射天线的数量为 N_t ,接收天线的数量为 N_r ,如图1所示,每段时间内激活的天线数量为 $N_u(1 \leq N_u \leq N_t)$,则可能激活的天线组合为

$$\sum_{N_u=1}^{N_t} \binom{N_t}{N_u} = 2^{N_t} - 1. \quad (1)$$

收稿日期: 2023-08-08; 修回日期: 2023-09-25; 录用日期: 2023-12-07; 网络首发日期: 2023-12-12

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)、自主无人系统智能化测试与协同控制创新团队、西安市科技计划(2020KJRC0040)、2022年西安工业大学优秀学位论文培育基金(YS202211)、陕西省教育厅科研计划-自然专项(20JK0679)

通信作者: *1252495764@qq.com

从 $2^N - 1$ 种组合中选取其中的 $2^{\lfloor \lg(2^N - 1) \rfloor} = 2^{N_t - 1}$ 种组合, 确保选取的组合数为 2 的整数次幂, 而天线索引携带的信息比特数为 $\lfloor \lg \left[\sum_{N_u=1}^{N_t} \binom{N_t}{N_u} \right] \rfloor$, 其中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 代表向下取整数。若每个 L 阶脉冲振幅调制 (L -PAM) 中的调制符号携带的信息为 $\lg L$ 。则 FGSM 传输速率可表示为

$$R_{\text{FGSM}} = \left\lfloor \lg \left[\sum_{N_u=1}^{N_t} \binom{N_t}{N_u} \right] \right\rfloor + \lg L = \lfloor \lg(2^N - 1) \rfloor + \lg L = N_t - 1 + \lg L. \quad (2)$$

在 FGSM 系统中, 式 (2) 中 $N_t - 1$ 表示与 N_t 成线性比例的天线选择比特, 而 $\lg L$ 表示 L -PAM 星座调制符号。

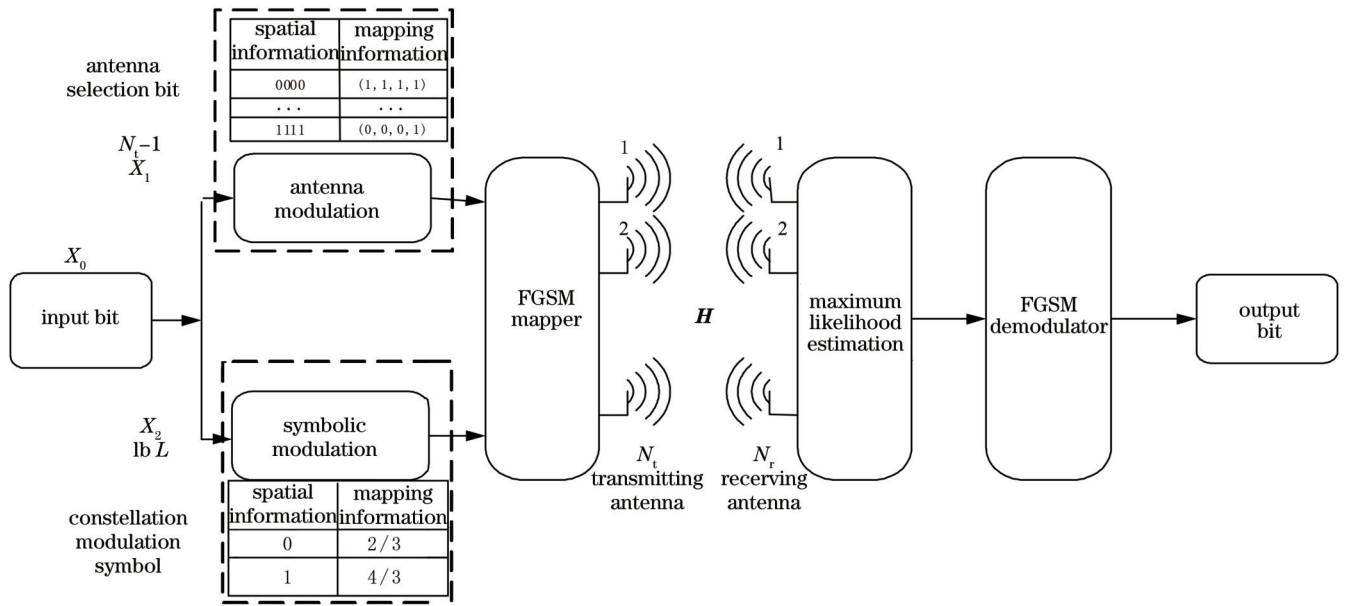


图 1 FGSM 系统模型

Fig. 1 FGSM system model

经过调制后的符号向量经过 $N_r \times N_t$ 维的无线信道 H 传输出去, 并被均值为 0、方差为 δ^2 的高斯白噪声 n_0 破坏, 因此接收信号可表示为

$$Y = \eta Hx + n_0, Y \in C_{N_r \times N_t}. \quad (3)$$

式中: η 为光电转换效率。

由于最大似然检测算法可以将空间域和信号域联合检测, 因此在接收端主要是计算 Y 与激活的天线组合 x 和信道状态矩阵 H 乘积 Hx 之间的欧氏距离, 星座符号与激活天线是根据它们之间的欧氏距离最小值来决定的, 可表示为

$$(\hat{w}, \hat{s}) = \arg \min_{w, s} \|Y - \eta Hx\|_F^2, \quad (4)$$

式中: $\|\cdot\|_F$ 为 F 范数; \hat{w} 与 w 分别为估计与实际激活的发射天线; \hat{s} 与 s 分别为估计与准确调制符号。

2.2 天线选择

天线选择算法应用于 MIMO 技术中可提升系统

2.1 FGSM 调制原理

如图 1 所示, 若此时输入的二进制比特流为 X_0 , 经串并转换可分为 X_1 和 X_2 两部分, 其中 X_1 被映射为激活天线的索引, 天线组合之间的映射关系可以用 $N_t \times 1$ 维的向量 x_c 表示, 即 $x_c = (\dots, 0, \dots, 1, 0, 1, \dots)^T$, 其中非零元素代表激活的天线; X_2 被映射为调制星座图中的某个调制符号, 可表示为 $x_d = 2I_0 l / (L + 1)$, $1 \leq l \leq L$ ^[15], 其中 I_0 为调制符号的平均光强的归一化值, l 为某一调制阶数。在发射端采取功率平均分配的前提下, 每根激活天线的发送功率为总功率的 $1/\sqrt{N_u}$, 此时 FGSM 系统传输的信息可以表示为 $x = x_c x_d / \sqrt{N_u}$, $x \in C_{N_t \times 1}$ 。

的误码性能^[16-17]。其中传统的随机选择算法是天线选择中的下限^[18-19]; 基于范数的天线选择算法具有较高的复杂度, 不适合大规模 MIMO。基于此, 提出一种基于 Pearson 相关系数选择的 FGSM-MIMO 系统。该算法利用不同位置 PD 端与激活发射天线之间 Pearson 系数相关性来选择最优天线组合, 不依赖系统信道特性, 从而实现时间域与空间域的复用, 改善误码性能。基于 Pearson 相关系数选择算法系统框图如图 2 所示。

搭建一个长为 L_0 、宽为 W_0 、高为 H_0 的可见光室内空间信道模型, 如图 3 所示。 α 为 LED 照射到反射点的入射角, β 为次级光源发射角, S_{ip} 为第 i 个 LED 直射到墙壁上的光路, d_{ij} 为第 i 个 LED 直射向第 j 个 PD 的光路, S_{rp} 为次级光源 P 经反射照射到第 j 个 PD 的反射光路, ϕ_i 为光发射角, φ_j 为光入射角。

首先, 根据可见光空间信道模型确定各 LED 的安

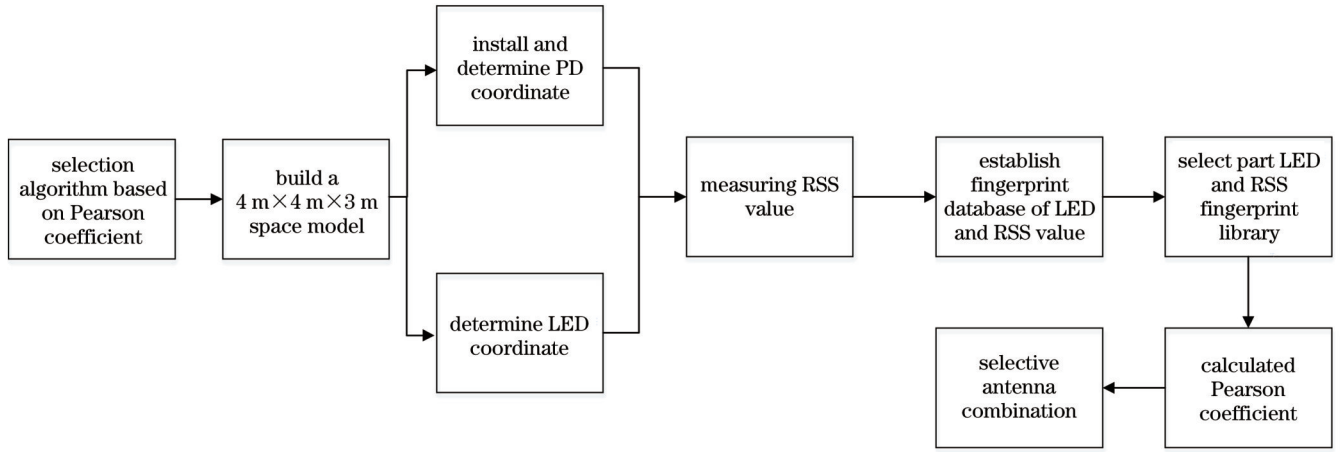


图 2 基于 Pearson 相关系数选择算法的系统框图

Fig. 2 System diagram based on Pearson correlation coefficient selection algorithm

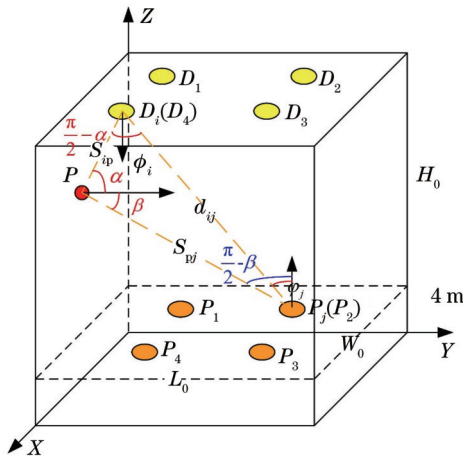


图 3 可见光空间信道模型

Fig. 3 Visible light spatial channel model

装间距,再根据接收端接收到各 LED 的残差平方和 (RSS) 确定定位区域的划分,随后在定位区域中选取若干定位点,在定位点采集接收到的各 LED 的 RSS 和该参考点的实际坐标,并将其存入指纹库中。其中,包括 M 个 LED, 记为 D_{m_1} , $m_1 = 1, 2, \dots, M$ 。具体可表示为

$$D_{m_1} = \{R_{m_1}, (x_{m_1}, y_{m_1}, z_{m_1}) | m_1 = 1, 2, \dots, M\}, \quad (5)$$

式中: R_{m_1} 为第 m_1 个 LED 的中心发光强度; $(x_{m_1}, y_{m_1}, z_{m_1})$ 为第 m_1 个 LED 的坐标。定位区域有 N

个 PD, 记为 P_{n_1} , $n_1 = 1, 2, \dots, N$, 则在 P_{n_1} 处接收到来自 D_{m_1} 的光照度可记为 S_{n_1, m_1} 。因此, 指纹库定义为

$$f_{n_1} = \{S_{n_1}, (x_{n_1}, y_{n_1}, z_{n_1}), t_{n_1} | n_1 = 1, 2, \dots, N\}, \quad (6)$$

式中: $S_{n_1} = [S_{n_1, 1}, S_{n_1, 2}, \dots, S_{n_1, m_1}]$ 为第 n_1 个 PD 接收到的各 LED 的光照度; $(x_{n_1}, y_{n_1}, z_{n_1})$ 为该 PD 的坐标, 单位为 m; t_{n_1} 表示 PD 接收的光照次数。

为了减少定位的数据计算量同时提高定位精度, 室内底面划分为 K 个定位区域, $k \in \{1, 2, \dots, K\}$, 则分区指纹库可定义为

$$f_{n, k} = \{S_{n, k}, (x_{n, k}, y_{n, k}, z_{n, k}), t_{n, k} | n = 1, 2, \dots, N_k\}, \quad (7)$$

式中: $S_{n, k}$ 为第 k 个区域中第 n 个 PD 接受到的光照度; $(x_{n, k}, y_{n, k}, z_{n, k})$ 表示第 k 个区域中第 n 个 PD 的坐标; N_k 为第 k 个区域中 PD 的数量。同时可得分区 LED 位置, 可表示为

$$D_{m, k} = \{R_{m, k}, (x_{m, k}, y_{m, k}, z_{m, k}) | m = 1, 2, \dots, M_k\}, \quad (8)$$

式中: $R_{m, k}$ 表示第 k 个区域中第 m 个 LED 的中心发光强度, 单位为 lx; $(x_{m, k}, y_{m, k}, z_{m, k})$ 表示第 k 个区域中第 m 个 LED 的坐标; M_k 为第 k 个区域中 LED 的数量。

Pearson 相关系数是一种线性相关系数, 定义为两点的协方差 $\text{cov}(\bullet)$ 与标准差 $\sigma(\bullet)$ 乘积的比值, 其系数值介于 -1 到 1 之间, 系数值越大, 相关度越高, 因此可以作为天线组合的选择标准, 算法具体过程为

$$\rho(D_{m, k}, f_{n, k}) = \frac{\text{cov}(R_{m, k}, S_{n, k})}{\sigma(R_{m, k}) \cdot \sigma(S_{n, k})} = \frac{\sum_{m=1}^{M_k} \sum_{n=1}^{N_k} R_{m, k} \cdot S_{n, k}^{(m)} - R_{m, k} \sum_{n=1}^{N_k} \bar{S}_{n, k}}{\sqrt{\sum_{m=1}^{M_k} Z_k(R_{m, k})^2 - R_{m, k}^2} \cdot \sqrt{\sum_{m=1}^{M_k} \sum_{n=1}^{N_k} (S_{n, k}^{(m)})^2 - \sum_{n=1}^{N_k} (\bar{S}_{n, k})^2}}, \quad (9)$$

式中: $\bar{S}_{n, k}$ 为第 k 个分区指纹库中第 n 个 PD 接收到 LED 组合的平均光照度; $S_{n, k}^{(m)}$ 为第 k 个区域中第 n 个 PD 接收到第 m 个 LED 的光照度, 可简化为 $S_n^{(m)}$; Z_k 为第 k 个区域实际选取的 PD 数量。将相似度高的 h 个 LED 作为发射天线组合。

已知第 k 个分区指纹库中有 4 个 LED, 其中心发光强度为 21 lx, 则 LED 信息可以表示为

$$D_{m,k} = \left\{ \{21, (0.5, 0.5, 2)\}, \{21, (0.5, 1, 2)\}, \{21, (1, 0.5, 2)\}, \{21, (1, 1, 2)\} \right\}. \quad (10)$$

假设有 2 个 PD 端, 坐标分别为 (0.6, 0.6, 0) 和 (0.6, 1.2, 0), 则接收端接收光照度有 8 种可能, 分区指纹库端可表示为

$$f_{n,k} = \left\{ \{33.54_1^{(1)}, (0.6, 0.6, 0)\}, \{27.99_1^{(2)}, (0.6, 0.6, 0)\}, \{25.36_1^{(3)}, (0.6, 0.6, 0)\}, \{23.7_1^{(4)}, (0.6, 0.6, 0)\}, \right. \\ \left. \{19.75_2^{(1)}, (0.6, 1.2, 0)\}, \{32.3_2^{(2)}, (0.6, 1.2, 0)\}, \{17.16_2^{(3)}, (0.6, 1.2, 0)\}, \{27.04_2^{(4)}, (0.6, 1.2, 0)\} \right\}. \quad (11)$$

已知有 4 个 LED 和 2 个 PD 接收端, 即在 FGSM-MIMO 系统中, 发射天线数量为 4, 接收天线数量为 2, 假设激活天线数 $N_u = a$, $a = 1, 2, 3, 4$, 则 FGSM-MIMO 系统中总共有 15 种天线组合, 然而 FGSM-MIMO 实际选取的组合数须为 2 的整数次幂, 因此实际天线组合便是从 15 种任选 8 种, 根据式 (5)~(7) 可得 Pearson 系数集合

$$\rho = \left\{ \rho_1 = 0.6640, \rho_2 = 0.7035, \rho_3 = 0.6822, \rho_4 = 0.7041, \rho_{1,2} = 0.9767, \rho_{1,3} = 0.9562, \right. \\ \left. \rho_{1,4} = 0.9757, \rho_{2,3} = 0.9713, \rho_{2,4} = 0.9920, \rho_{3,4} = 0.9756, \rho_{1,2,3} = 0.9793, \rho_{1,2,4} = 0.9825, \right. \\ \left. \rho_{1,3,4} = 0.9733, \rho_{2,3,4} = 0.9811, \rho_{1,2,3,4} = 0.9769 \right\}. \quad (12)$$

根据 (8) 式可知激活的实际天线组合为

$$N_c = \left\{ (1, 2, 3, 4), (1, 2, 3), (1, 2, 4), (2, 3, 4), (3, 4), (2, 4), (1, 2), (1, 4) \right\}. \quad (13)$$

采用 L-PAM 方式, 调制阶数为 2, 则 FGSM-MIMO 系统映射表如表 1 所示。

表 1 基于天线选择的 FGSM-MIMO 映射
Table 1 FGSM-MIMO mapping based on antenna selection

Input bit	Antenna index symbol	PAM maps modulation symbol	Mapped output symbol
(0000)	[1111] ^T	2/3	[1/3, 1/3, 1/3, 1/3] ^T
(0001)	[1111] ^T	4/3	[2/3, 2/3, 2/3, 2/3] ^T
(0010)	[1110] ^T	2/3	[2√3/9, 2√3/9, 2√3/9, 0] ^T
(0011)	[1110] ^T	4/3	[4√3/9, 4√3/9, 4√3/9, 0] ^T
(0100)	[0111] ^T	2/3	[0, 2√3/9, 2√3/9, 2√3/9] ^T
(0101)	[0111] ^T	4/3	[0, 4√3/9, 4√3/9, 4√3/9] ^T
(0110)	[1101] ^T	2/3	[2√3/9, 2√3/9, 0, 2√3/9] ^T
(0111)	[1101] ^T	4/3	[4√3/9, 4√3/9, 0, 4√3/9] ^T
(1000)	[0011] ^T	2/3	[0, 0, √2/3, √2/3] ^T
(1001)	[0011] ^T	4/3	[0, 0, 2√2/3, 2√2/3] ^T
(1010)	[0101] ^T	2/3	[0, √2/3, 0, √2/3] ^T
(1011)	[0101] ^T	4/3	[0, 2√2/3, 0, 2√2/3] ^T
(1100)	[1100] ^T	2/3	[√2/3, √2/3, 0, 0] ^T
(1101)	[1100] ^T	4/3	[2√2/3, 2√2/3, 0, 0] ^T
(1110)	[1001] ^T	2/3	[√2/3, 0, 0, √2/3] ^T
(1111)	[1001] ^T	4/3	[2√2/3, 0, 0, 2√2/3] ^T

3 误码率(BER)分析

在 FGSM 系统中,通过联合界技术获得 FGSM 系统的误码率。 $P(x_i \rightarrow x_j)$ 表示成对比特错误概率, $P(x_i \rightarrow x_j|H)$ 是其条件,发送符号 x_i 被错误检测为符号 x_j 的概率可以表示为

$$P(x_i \rightarrow x_j|H) = P\left(\|Y - \eta Hx_i\|_F^2 > \|Y - \eta Hx_j\|_F^2\right) = P\left[\frac{2}{\eta} Y^T H(x_j - x_i) > \|Hx_j\|_F^2 - \|Hx_i\|_F^2\right], \quad (14)$$

将式(3)代入式(14)可得

$$P(x_i \rightarrow x_j|H) = P\left[\frac{2}{\eta} n^T H(x_j - x_i) > \|H(x_j - x_i)\|_F^2\right] = P\left(D > \|H(x_j - x_i)\|_F^2\right), \quad (15)$$

式中: $D = \frac{2}{\eta} n^T H(x_j - x_i)$ 是服从均值 $E(D) = 0$ 、方差 $\sigma^2(D) = \frac{4\sigma_n^2}{\eta^2} \|H(x_j - x_i)\|_F^2$ 的高斯随机变量,其中 σ_n^2 为样本方差。因此,式(15)可改写为

$$P(x_i \rightarrow x_j|H) = Q\left[\frac{\eta}{2\sigma_n} \|H(x_j - x_i)\|_F\right], \quad (16)$$

式中: $Q(x) = f_{\text{erfc}}(x/\sqrt{2})/2$, f_{erfc} 为互补误差函数。将 $Q(x)$ 代入式(16)可得

$$P(x_i \rightarrow x_j|H) = \frac{1}{2} f_{\text{erfc}}\left[\sqrt{\frac{\eta^2}{8\sigma_n^2} \|H(x_j - x_i)\|_F^2}\right]. \quad (17)$$

那么,当采用最大似然检测算法时,FGSM 系统的理论误码率上限为

$$R_{\text{BER}} \leq \frac{1}{2^{R_{\text{FGSM}}} \times R_{\text{FGSM}}} \sum_{i=1}^{2^{R_{\text{FGSM}}}} \sum_{j=1, j \neq i}^{2^{R_{\text{FGSM}}}} d_{\text{H}}(x_i, x_j) P(x_i \rightarrow x_j|H) = \frac{1}{2^{R_{\text{FGSM}}+1} \times R_{\text{FGSM}}} \sum_{i=1}^{2^{R_{\text{FGSM}}}} \sum_{j=1, i \neq j}^{2^{R_{\text{FGSM}}}} d_{\text{H}}(x_i, x_j) f_{\text{erfc}}\left[\sqrt{\frac{\eta^2}{8\sigma_n^2} \|H(x_j - x_i)\|_F^2}\right], \quad (18)$$

式中: $2^{R_{\text{FGSM}}}$ 代表 FGSM 中所有可能的发送符号集合; $d_{\text{H}}(x_i, x_j)$ 代表 x_i 与 x_j 之间的汉明距离。由式(18)可得,FGSM 系统的误码率与传输速率 R_{FGSM} 、信道状态矩阵 H 等有关。

4 仿真结果分析

为了描述 FGSM 系统的性能,对系统的误码率进行仿真。仿真条件需满足 GSM 与 FGSM 发送相同的符号,调制方式均为 PAM,仿真参数如表 2 所示。

表 2 仿真参数
Table 2 Simulation parameters

System variable information	Value
Number of transmitting antenna	4
Number of receiving antenna	4
Number of active antenna	1, 2, 3, 4
Modulation mode	2-PAM
Transmitted bit /bit	4
Data length	10^8

4.1 FGSM-MIMO 系统性能分析

图 4 为发送相同符号(信噪比, SNR)时 GSM 与 FGSM 系统误码率。其中,在 GSM 系统中激活天线数分别为 2 和 3,在 FGSM 系统发射天线数为 4,调制

阶数均为 2。从仿真结果可以看出,在发送相同符号的前提下,GSM-MIMO 系统的误码率明显优于 FGSM-MIMO 系统的误码率;当误码率达到 10^{-3} 时,FGSM-MIMO 相较于 GSM-MIMO 系统分别损失了 4.3 dB 和 9.3 dB,这是因为传输相同符号下 FGSM-MIMO 的传输速率高于 GSM-MIMO 系统。

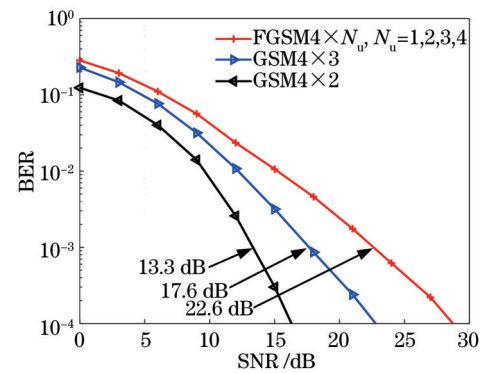


图 4 发送相同符号时 GSM 与 FGSM 系统误码率

Fig. 4 Bit error rate of GSM and FGSM system when sending same symbol

图 5 为不同发射天线数量的比较。当 PAM 的调制阶数均为 2 时,随着天线的数量的增加,FGSM 系统的传输速率也随之提高,但以牺牲误码性能为前提。

由图 5 可知,在低信噪比情况下,FGSM 系统实际仿真可靠性高于理论仿真,在高信噪比的情况下,两者基本重合。当发射天线数量分别设置为 6 和 4 时,将两个 FGSM 系统进行比较,发射天线数量为 6 的 FGSM 系统在误码率为 10^{-3} 量级时损失了 4.8 dB 的信噪比,但传输速率提高了 2 bpcu(bit per channel use)。

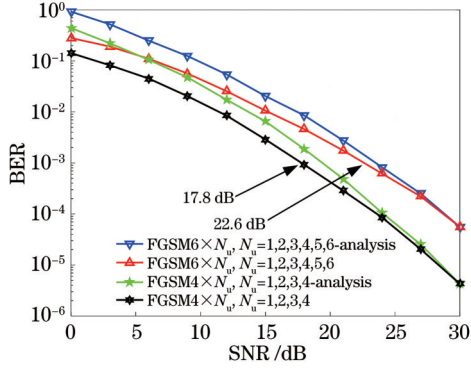


图 5 不同发射天线数量的比较

Fig. 5 Comparison of number of different transmitting antennas

图 6 为采用不同天线选择算法的 FGSM 系统误码率,将发射端的 4 根天线全部激活,并采用 2-PAM 的调制方式,传输速率设置为 4 bpcu。从仿真结果可以看出,基于 Pearson 相关系数选择算法的 FGSM-

MIMO 系统误码率优于随机选择算法和最大范数选择算法;基于 Pearson 相关系数的天线选择算法在误码率为 10^{-4} 的量级下相较于随机选择算法的误码性能提升了 5.1 dB,同时相较于最大范数算法的误码性能提升了 0.8 dB,误码性能的改善是因为所提算法根据 Pearson 系数相关性来选择最优天线组合,不依赖系统信道特性,从而实现时间域与空间域的复用。

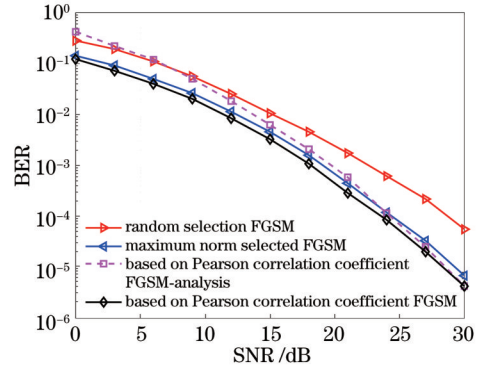


图 6 采用不同天线选择算法的 FGSM 系统误码率

Fig. 6 Bit error rate of FGSM system using different antenna selection algorithms

如图 7 所示,在信噪比为 10 dB 时,不同天线选择算法得到的系统信号眼图,从仿真结果可以看出,相比其他算法,所提算法接收端眼图的打开度逐渐扩大,形

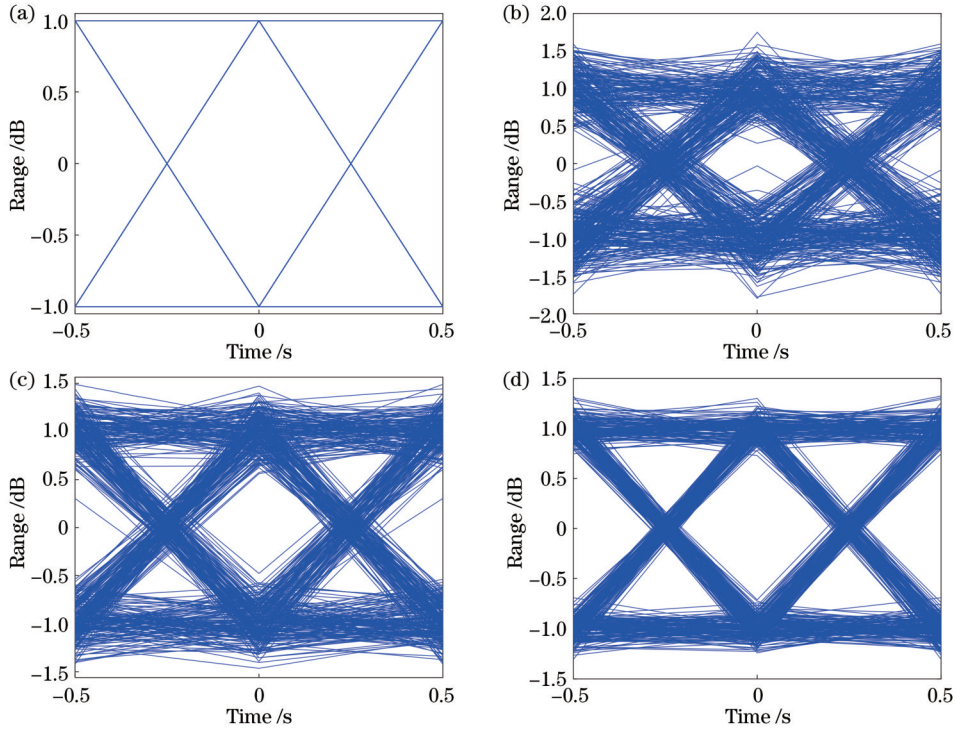


图 7 在信噪比为 10 dB 时,不同天线选择算法得到的系统信号眼图。(a)发送符号信号眼图;(b)随机天线选择算法接收信号眼图;(c)基于范数天线选择算法接收信号眼图;(d)基于 Pearson 相关系数天线选择算法接收信号眼图

Fig. 7 Eye map of system signal obtained by using different antenna selection algorithms at a signal-to-noise ratio of 10 dB. (a) Eye map of sending symbolic signals; (b) eye map of receiving signals based on random antenna selection algorithm; (c) eye map of receiving signals based on norm antenna selection algorithm; (d) eye map of receiving signals based on Pearson correlation coefficient antenna selection algorithm

状逐渐改善,这是由于基于 Pearson 相关系数天线选择算法不依赖系统的信道特性,确保实现信号质量最大化及干扰最小化,使信号的形状更接近理想的方脉冲。

4.2 实验验证

为了进一步验证基于 Pearson 相关系数的天线选择算法在实际应用场景中的可行性,在图 8 所示的实验平台搭建了一个长为 4 m、高为 3 m、宽为 4 m 的长方体空间,在实验平台上,将 4 m × 4 m 的底面以 10 cm 为间隔划分为若干个区域,并在顶部布置 4 个功率为 7 W 的 LED 光源 (RCW),接收平面布置 2 个 PD (LXD33MK),以划分的区域为参考定位点,该光源在该 PD 的多次光照度取均值作为 RSS 数据。

假设 PD 端有 2 个,坐标分别为 (2.1, 2.5, 1.5) 和 (2.1, 2.8, 1.5), LED 有 4 个,坐标分别为 (0.9, 0.9, 3)、(2.7, 0.9, 3)、(0.9, 2.7, 3)、(2.7, 2.7, 3),激活发



图 8 实际实验平台

Fig. 8 Actual experimental platform

射天线数 $N_u = a, a = 1, 2, 3, 4$, 则 FGSM-MIMO 实际天线组合便是从 15 种任选 8 种,结合实际实验平台可得不同 PD 端接收到不同 LED 的光照度有 8 种,结合式 (7),则分区指纹库可以表示为

$$f_{n,k} = \left\{ \left\{ 2.2_1^{(1)}, (2.1, 2.5, 1.5) \right\}, \left\{ 12.5_1^{(2)}, (2.1, 2.5, 1.5) \right\}, \left\{ 4.72_1^{(3)}, (2.1, 2.5, 1.5) \right\}, \right. \\ \left. \left\{ 47.93_1^{(4)}, (2.1, 2.5, 1.5) \right\}, \left\{ 1.2_2^{(1)}, (2.1, 2.8, 1.5) \right\}, \left\{ 13.34_2^{(2)}, (2.1, 2.8, 1.5) \right\}, \right. \\ \left. \left\{ 3.59_2^{(3)}, (2.1, 2.8, 1.5) \right\}, \left\{ 44.98_2^{(4)}, (2.1, 2.8, 1.5) \right\} \right\}. \quad (19)$$

根据式 (9)、(19) 可知 Pearson 系数集合

$$\rho = \left\{ \rho_1 = 0.6529, \rho_2 = 0.7064, \rho_3 = 0.6944, \rho_4 = 0.7063, \rho_{1,2} = 0.7473, \rho_{1,3} = 0.8843, \right. \\ \left. \rho_{1,4} = 0.6813, \rho_{2,3} = 0.8588, \rho_{2,4} = 0.8371, \rho_{3,4} = 0.7191, \rho_{1,2,3} = 0.7629, \rho_{1,2,4} = 0.6986, \right. \\ \left. \rho_{1,3,4} = 0.6121, \rho_{2,3,4} = 0.7271, \rho_{1,2,3,4} = 0.9204 \right\}. \quad (20)$$

由式 (20) 可知,实际激活的天线组合为

$$S = \left\{ (1, 2, 3, 4), (1, 2, 3), (2, 3, 4), (1, 2), (1, 3), (2, 3), (2, 4), (3, 4) \right\}. \quad (21)$$

4.3 系统频谱效率、传输速率

频谱效率和传输速率都是衡量系统性能的重要因素。由表 3 可知,发射天线数 N_t 和调制阶数是影响系统传输速率以及频谱效率的主要因素。当系统确定时,随着发射天线数 N_t 和调制阶数的增加,传输速率和频谱效率得到明显提升。其中 BPSK 为二进制相移键控, QPSK 为正交相移键控。

5 结 论

将可见光通信与空间调制相融合的通信技术仍是如今的研究热点。针对传统空间调制的传输速率低这一缺点,提出了一种 FGSM 与可见光通信相融合的方案,通过激活多根甚至全部天线来传输数据,使传输速率与发射天线数成正比,明显提高了传输速率。同时,采用基于 Pearson 相关系数的天线选择算法后,使 FGSM 系统的误码性能得到了明显的改善且优于其他方案。在提高传输速率的前提下,使得空间利用率也得到了提升,为可见光通信提供了保障。结果表明:在发射天线数量相等且调制方式相同的情况下,相较

表 3 不同调制方式下 GSM-MIMO 和 FGSM-MIMO 方案传输速率与频谱效率

Table 3 Transmission rate and spectral efficiency of GSM-MIMO and FGSM-MIMO schemes under different modulation modes

Modulation mode	Transmission rate / (bit · s ⁻¹)	Spectral efficiency / (bit · s ⁻¹ · Hz ⁻¹)
GSM-BPSK	$\lfloor \lg C_{N_t}^N \rfloor + 1$	$\lfloor \lg C_{N_t}^N \rfloor + 1$
GSM-4-PAM	$\lfloor \lg C_{N_t}^N \rfloor + 2$	$2(\lfloor \lg C_{N_t}^N \rfloor + 2)$
GSM-QPSK	$\lfloor \lg C_{N_t}^N \rfloor + 2$	$2(\lfloor \lg C_{N_t}^N \rfloor + 2)$
FGSM-2-PAM	N_t	N_t
FGSM-4-PAM	$N_t + 1$	$2(N_t + 1)$
FGSM-8-PAM	$N_t + 2$	$3(N_t + 2)$

于 GSM 系统, FGSM 系统的传输速率更高,但会降低误码性能;当增加完全索引天线的数量时,传输速率得到提升,但误码性能会降低。

参 考 文 献

- [1] 贺锋涛, 余婕, 张建磊, 等. 采用改进遗传算法的可见光通信光源布局优化[J]. 中国激光, 2023, 50(13): 1306001.
He F T, Yu J, Zhang J L, et al. Optimization of light source layout in visible light communication using a modified genetic algorithm[J]. Chinese Journal of Lasers, 2023, 50(13): 1306001.
- [2] 王惠琴, 叶归清, 彭清斌, 等. 标记型多层光空间脉冲位置调制[J]. 光学学报, 2022, 42(14): 1406003.
Wang H Q, Ye G Q, Peng Q B, et al. Marked multi-layer optical spatial pulse position modulation[J]. Acta Optica Sinica, 2022, 42(14): 1406003.
- [3] Li Q, Wen M W, Di Renzo M. Single-RF MIMO: from spatial modulation to metasurface-based modulation[J]. IEEE Wireless Communications, 2021, 28(4): 88-95.
- [4] 赵黎, 王昊, 张峰. 基于光广义空间调制的 VLC-MIMO 系统研究[J]. 中国激光, 2022, 49(23): 2306001.
Zhao L, Wang H, Zhang F. Research on VLC-MIMO system based on optical generalized spatial modulation[J]. Chinese Journal of Lasers, 2022, 49(23): 2306001.
- [5] Albinsaid H, Singh K, Biswas S, et al. Block deep neural network-based signal detector for generalized spatial modulation [J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(12): 2775-2779.
- [6] Altun G. Distributed space-time block coding based cooperative generalized spatial modulation[J]. International Journal of Communication Systems, 2022, 35(11): e5183.
- [7] Li G Y, Bai Z Q, Pang K, et al. Design and analysis of fully generalized spatial modulation system based on multiple antenna states[C]//2020 IEEE 20th International Conference on Communication Technology (ICCT), October 28-31, 2020, Nanning, China. New York: IEEE Press, 2020: 893-897.
- [8] Shaalan I, Dawod S, Abuelenin S. Fully generalized spatial modulation utilizing transmit antenna grouping[J]. Port-Said Engineering Research Journal, 2021, 25(1): 49-58.
- [9] Joung J, Sun S M. Two-step transmit antenna selection algorithms for massive MIMO[C]//2016 IEEE International Conference on Communications (ICC), May 22-27, 2016, Kuala Lumpur, Malaysia. New York: IEEE Press, 2016.
- [10] 丁青峰, 奚韬, 杨倩, 等. 有限字符输入下基于截断速率的安全空间调制天线选择算法[J]. 通信学报, 2020, 41(3): 136-144.
Ding Q F, Xi T, Yang Q, et al. Antenna selection algorithm based on cut-off rate for secure spatial modulation with finite alphabet input[J]. Journal on Communications, 2020, 41(3): 136-144.
- [11] Robert R N G, Pitz C A, Batista E L O, et al. An ℓ_0 -norm-constrained adaptive algorithm for joint beamforming and antenna selection[J]. Digital Signal Processing, 2022, 126: 103475.
- [12] Khalid S, Mehmood R, Abbas W B, et al. Probabilistic distribution learning algorithm based transmit antenna selection and precoding for millimeter wave massive MIMO systems[J]. Telecommunication Systems, 2021, 76(3): 449-460.
- [13] Vu T X, Chatzinotas S, Nguyen V D, et al. Machine learning-enabled joint antenna selection and precoding design: from offline complexity to online performance[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(6): 3710-3722.
- [14] Benesty J, Chen J D, Huang Y T. On the importance of the Pearson correlation coefficient in noise reduction[J]. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2008, 16(4): 757-765.
- [15] 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.
- [16] 文豪, 曹阳, 彭小峰, 等. 自由空间光通信中的 MIMO 极化编码方法[J]. 激光与光电子学进展, 2021, 58(19): 1906004.
Wen H, Cao Y, Peng X F, et al. MIMO polarization-coding method in free space optical communication[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2021, 58(19): 1906004.
- [17] 张兢, 李文庆, 曹阳, 等. 自由空间光通信下 SCB-Spinal 码的性能分析[J]. 激光与光电子学进展, 2022, 59(23): 2320003.
Zhang J, Li W Q, Cao Y, et al. Performance analysis of SCB-spinal code in free-space optical communication[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2022, 59(23): 2320003.
- [18] Choi J, Sung J, Prasad N, et al. Base Station antenna selection for low-resolution ADC systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(3): 1951-1965.
- [19] Su J, Xia Y, Li W. Joint threshold antenna selection algorithm for transmissions in massive MIMO systems[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2022, 20(6): 601.

Fully Generalized Space Modulation Visible Light Communications System Based on Pearson Correlation Coefficient Selection

Zhao Li, Wang Xiaogang*, Wang Ning, Wang Hao

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

Abstract

Objective As a new multiple-input multiple-output (MIMO) technique, spatial modulation (SM) is limited because it can only activate one antenna each time. Generalized spatial modulation (GSM) can activate multiple antennas, but the transmission rate is not ideal when the same information is sent at the same time. By activating multiple or even all antennas to transmit information, the fully generalized spatial modulation (FGSM) technology improves the utilization rate and transmission rate of the system's transmitting antennas, but different antenna selections lead to significant performance differences of error codes. To ensure reliability and further improve the application range of FGSM-MIMO systems, researchers have introduced different antenna selection algorithms.

Methods We propose a Pearson coefficient selection algorithm based on the basic principle of antenna selection by the Pearson coefficient between the photodetectors and LED combinations at different locations, thus improving the performance of the FGSM system and enhancing its applicability.

Results and Discussions For GSM, the number of active antennas at the transmitting end is two and three antennas respectively, and there are four transmitting antennas in the FGSM system. The simulation results show that the bit error rate of the GSM-MIMO system is better than that of the FGSM-MIMO system under the premise of sending the same symbol. When the bit error rate is 10^{-3} , FGSM-MIMO loses 4.3 dB and 9.3 dB respectively compared with the GSM-MIMO system, which is because the transmission rate of the FGSM-MIMO system is higher than that of the GSM-MIMO system in transmitting the same symbol (Fig. 4). When the modulation order of the pulse amplitude modulation (PAM) is the same, the transmission rate of the FGSM system increases with the rising number of antennas, but the error performance is sacrificed. According to Fig. 5, the actual simulation reliability of the FGSM system is higher than that of the theoretical simulation under low signal-to-noise ratio (SNR), and the two basically coincide under high SNR. When the number of transmitting antennas is set to 6 and 4 respectively, compared to the two FGSM systems, the FGSM system with 6 transmitting antennas loses 4.8 dB SNR when the bit error rate is on the order of magnitude, but the transmission rate is increased by 2 bpcu (Fig. 5). All four antennas at the transmitting end are activated with the 2-PAM modulation mode adopted, and the transmission rate is 4 bpcu. The simulation results show that the bit error rate of the FGSM-MIMO system based on the Pearson coefficient selection algorithm is better than that of the random selection algorithm and maximum norm selection algorithm. The antenna selection algorithm based on Pearson coefficient has a 5.1 dB improvement over the random selection error rate and a 0.8 dB improvement over the maximum norm error rate at the order of bit error rate. This is because the proposed algorithm selects the optimal antenna combination according to Pearson coefficient correlation without dependence on the system channel characteristics, and thus realizes the multiplexing of time domain and space domain. With the improved antenna selection algorithm, the opening degree and shape of the eye image are gradually expanded and improved, which is realized by the antenna algorithm optimization system to make the signal shape closer to the ideal square pulse (Fig. 7).

Conclusions The communications technology that integrates visible light communications and SM is still a research hotspot nowadays, but the transmission rate of traditional SM is low. A scheme that integrates FGSM and visible light communications is proposed to transmit data by activating multiple or even all antennas, thus addressing the low transmission rate of traditional SM. The transmission rate is proportional to the number of transmitting antennas and is improved. Meanwhile, by adopting the antenna selection algorithm based on the Pearson coefficient, the error performance of the FGSM system has been significantly improved and is better than other schemes. Under the premise of improving the transmission rate, the space utilization rate has also been enhanced, which provides a guarantee for visible light communications. The results show that the transmission rate of the FGSM system is higher than that of the GSM system under the same number of antennas and modulation modes, but the error performance will be lost. Complete indexing of different numbers of antennas will increase the transmission rate and reduce the error performance.

Key words optical communications; multiple input multiple output; fully generalized space modulation; antenna selection algorithm; Pearson correlation coefficient; bit error rate