

doi:10.3969/j.issn.1673-9833.2025.02.004

基于三维正交频分复用的可见光通信系统研究

莫大龙, 文 鸿, 陈青辉, 刘克雄, 叶玮琼

(湖南工业大学 计算机学院, 湖南 株洲 412007)

摘要: 为解决调制带宽受限和频率选择性衰落问题, 提出了一种基于三维正交频分复用 (3D-OFDM) 的可见光通信系统, 通过三维星座映射, 该系统增加了相邻星座点间的最小欧式距离 (MED), 从而降低了系统的误码率。针对接收机的硬判决易受到可见光信道非线性效应和采样频偏干扰的问题, 提出了一种基于 K 均值聚类解调的三维星座解映射方法。结果表明, 在误码率为 $3.8e-3$ 时, 与采用 16QAM 和 8QAM 调制的 2D-OFDM 系统相比, 所提出的 16ary 与 8ary 的 3D-OFDM, 分别能够实现 3 dB 和 5 dB 的信噪比增益; 此外, 所提出的 3D-OFDM 系统在峰均功率比 (PAPR) 方面也有优势, 分别降低了 0.3 dB 和 0.4 dB。所提出的 3D-OFDM 可见光通信系统具有更优的误码性能。

关键词: 可见光通信; 正交频分复用; 三维星座; K 均值聚类

中图分类号: TN929.1

文献标志码: A

文章编号: 1673-9833(2025)02-0022-06

引文格式: 莫大龙, 文 鸿, 陈青辉, 等. 基于三维正交频分复用的可见光通信系统研究 [J]. 湖南工业大学学报, 2025, 39(2): 22-27.

Research on Visible Light Communication System Based on Three-Dimensional Orthogonal Frequency Division Multiplexing

MO Dalong, WEN Hong, CHEN Qinghui, LIU Kexiong, YE Weiqiong

(College of Computing, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412007, China)

Abstract: To address the flaws of limited modulation bandwidth and frequency-selective fading, a visible light communication system, which is based on three-dimensional orthogonal frequency division multiplexing (3D-OFDM), has thus been proposed. On the basis of three-dimensional constellation mapping, the system helps to increase the minimum Euclidean distance (MED) between adjacent constellation points, thereby reducing the bit error rate of the system. A three-dimensional constellation mapping method, which is based on K -means clustering demodulation, is proposed for a solution of hard decision demodulation at the receiver being susceptible to nonlinear effects in visible light channels and sampling frequency offset interference. The results show that at a bit error rate of $3.8e-3$, compared to 2D-OFDM systems modulated with 16QAM and 8QAM, the proposed 16ary and 8ary 3D-OFDM systems achieve signal-to-noise ratio (SNR) gains of 3 dB and 5 dB, respectively. Furthermore, the proposed 3D-OFDM system also exhibits an excellent performance in terms of peak-to-average power ratio (PAPR), with reductions of 0.3 dB and 0.4 dB, respectively. The proposed 3D-OFDM visible light communication (VLC) system is characterized with a better bit error performance.

收稿日期: 2024-07-27

基金项目: 湖南省自然科学基金资助项目 (2023JJ50197); 湖南省教育厅科学研究基金资助重点项目 (22A0418, 23A0444)

作者简介: 莫大龙, 男, 湖南工业大学硕士生, 主要研究方向为可见光通信, E-mail: 2865333589@qq.com

通信作者: 叶玮琼, 男, 湖南工业大学讲师, 博士, 主要研究方向为智能控制, 嵌入式系统, E-mail: yieleo@163.com

Keywords: visible light communication (VLC); orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); three dimensional constellation; K -means clustering

1 研究背景

可见光通信 (visible light communication, VLC) 是一种新兴的无线通信技术, 它利用发光二极管 (light emitting diode, LED) 同时进行照明和无线数据传输^[1]。VLC 具有免授权频谱、环保安全和灵活接入等优势, 可广泛应用于室内无线接入、工业物联网 (industrial internet of things, IIoT) 和 underwater 通信等场景^[2-3]。然而, VLC 系统面临调制带宽受限和多径衰落等问题。正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 通过将高速串行数据转换为低速并行数据, 并在正交子载波上进行调制, 可以克服 VLC 系统的带宽限制, 提高系统抗多径干扰能力并减轻码间干扰 (inter-symbol interference, ISI) 的影响^[4]。

对于 OFDM-VLC 系统, 调制阶数的增加会降低系统的误码性能。其原因在于, 归一化能量条件下, 星座点数的增多会导致星座点之间的最小欧氏距离 (minimum Euclidean distance, MED) 减少, 从而引起接收机的判决偏差^[5]。因此, 增大星座点的 MED 是提高误码性能的有效途径。在传统的二维星座 OFDM 系统中, 既可以通过优化各星座点的位置 (星座整形) 来增加 MED, 也可以通过多层星座调制等方式直接增加 MED^[6-8]。另一种更有吸引力的思路是, 在保持星座点数和平均功率不变的情况下, 将二维星座映射到三维 (3-D) 甚至多维 (M-D) 空间, 从而获得更大的 MED。文献 [9] 提出了一种新型的三维星座映射方案, 与传统的 8QAM 符号映射相比, 其 MED 提高了 50.9%。文献 [10] 在 2×2 MIMO 可

见光通信系统中, 通过将 3D-4QAM 叠加, 得到了一种新颖的奇数阶 32QAM 星座, 该方案能够有效地提高系统传输容量。文献 [11] 提出了一种基于格子编码的多维星座映射 OFDM 系统, 从而提高系统的频谱效率和误码性能。

近年来, 借助于人工神经网络 (artificial neural network, ANN) 和支持向量机 (support vector machine, SVM) 等机器学习算法, OFDM-VLC 系统受到的信道非线性效应和采样频偏被有效克服, 从而提高了系统性能^[12-13]。作为无监督学习的 K 均值聚类算法, 能够解决接收星座点幅度偏移和相位旋转问题, 其更适合三维 OFDM-VLC 系统的接收机信号解调。基于此, 本文提出将 3D-OFDM 应用于可见光通信系统, 以克服高频选择性衰落问题, 并针对高阶的三维调制提出了基于 K 均值聚类算法的三维星座解调方法, 最后进行了仿真实验。

2 3D-OFDM 系统原理

2.1 3D-OFDM 发送端

2.1.1 三维星座符号映射

图 1 是 3D-OFDM 系统原理图。在发送端, 比特序列首先由串行转换为并行。随后, 这些并行比特序列经过三维符号映射器映射为三维星座符号, 形成平均功率归一化的三维符号矩阵。本文中采用 CIC (cube in cube) 作为 3D 星座映射方案。具体来说, 8 星座点 8ary-3D-OFDM 和 16 星座点 16ary-3D-OFDM 的三维映射方式分别如图 2b 和图 2d 所示, 其对应的传统二维星座映射 8QAM 和 16QAM 则分别如图 2a 和图 2c 所示。

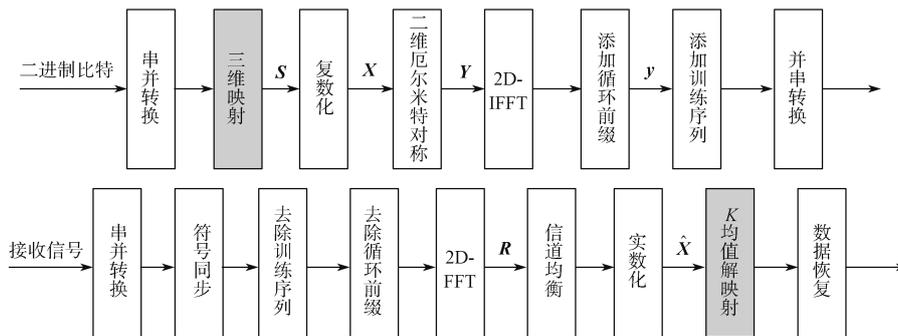


图 1 3D-OFDM 系统原理图

Fig.1 3D-OFDM system schematic diagram

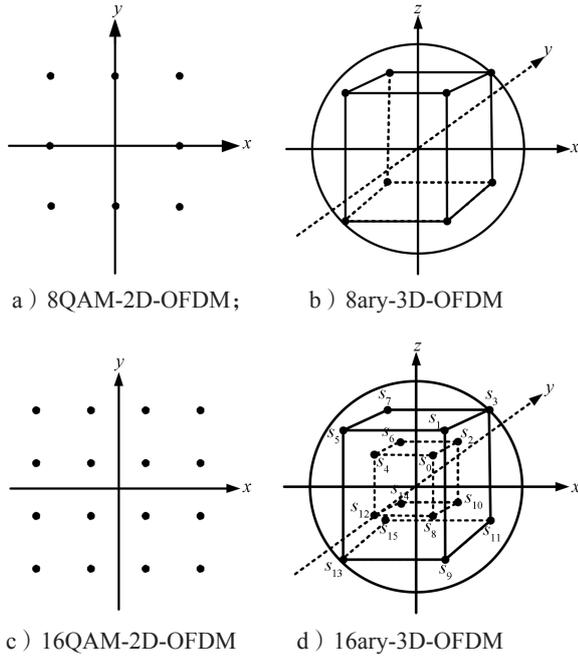


图2 2D-OFDM 和 3D-OFDM 的星座映射

Fig. 2 2D-OFDM and 3D-OFDM constellation mapping

2D-OFDM 和 3D-OFDM 的归一化欧氏距离 (MED) 由式 (1) 计算:

$$MED = \min\{L_2(\mathbf{S}_m - \mathbf{S}_n)\} / \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} L_2(\mathbf{S}_i)}, \quad (1)$$

式中: M 为星座点的个数; \mathbf{S}_i 、 \mathbf{S}_m 、 \mathbf{S}_n 为星座点的坐标, 并且 $m \neq n$; L_2 为第二范数。

由式 (1) 可得, 8ary-3D-OFDM 和 16ary-3D-OFDM 的 MED 值分别为 1.155 和 0.687, 而 8QAM-2D-OFDM 和 16QAM-2D-OFDM 的 MED 值分别为 0.765 和 0.632。相较于传统二维星座映射, 16ary-3D-OFDM 的 MED 提高了约 8.7%, 而 8ary-3D-OFDM 的 MED 提高了约 51%。星座点之间 MED 的增大会提高系统的误码性能, 这在后续的仿真中将得到验证。

2.1.2 2D-IFFT 变换

接下来, 将对三维星座符号进行 OFDM 调制。第 k 个子载波上的调制符号 \mathbf{S}_k 可以表示为

$$\mathbf{S}_k = x_k \hat{x} + y_k \hat{y} + z_k \hat{z}, \quad k \in \{1, 2, \dots, N-2\}. \quad (2)$$

式中: N 为数据子载波个数; \hat{x} 、 \hat{y} 、 \hat{z} 分别为三维星座中 X 轴、 Y 轴、 Z 轴方向上的基向量; x_k 、 y_k 、 z_k 分别为第 k 个调制符号在三维星座中各维度的坐标值。

因此, 3D-OFDM 输入符号的频域表达式可以写成 $(N-2) \times 3$ 维矩阵形式, 表达式如下:

$$\mathbf{S} = (\mathbf{S}_1 \ \mathbf{S}_2 \ \dots \ \mathbf{S}_{N-2})^T = \begin{pmatrix} x_1 & y_1 & z_1 \\ x_2 & y_2 & z_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ x_{N-2} & y_{N-2} & z_{N-2} \end{pmatrix}, \quad (3)$$

由于式 (3) 为实数矩阵, 且不具有共轭对称特性, 其经过 2D-IDFT 变换将生成复数矩阵, 无法在可见光信道传输。因此首先需对该矩阵复数化。复数化的矩阵表示如下:

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} x_1 + j \cdot x_2 & x_3 + j \cdot x_4 & \dots & x_{N-3} + j \cdot x_{N-2} \\ y_1 + j \cdot y_2 & y_3 + j \cdot y_4 & \dots & y_{N-3} + j \cdot y_{N-2} \\ z_1 + j \cdot z_2 & z_3 + j \cdot z_4 & \dots & z_{N-3} + j \cdot z_{N-2} \end{pmatrix}^T, \quad (4)$$

式中 $j = \sqrt{-1}$ 。

值得一提的是, 实数矩阵转换为复数矩阵, 既可以将二维快速傅里叶逆变换 (two-dimensional fast fourier inverse transformation, 2D-IFFT) 的点数减小一半, 也可以将系统的传输效率提高两倍。

随后, 为了确保在执行完 2D-IFFT 之后获得实数符号, 送入 2D-IFFT 的复数矩阵 \mathbf{Y} 必须具有二维厄尔米特对称属性, 因此 \mathbf{Y} 表示为

$$\mathbf{Y} = \begin{pmatrix} 0 & Y_{x,1} & Y_{x,2} & \dots & Y_{x,N/2-1} & 0 & Y_{x,N/2-1}^* & \dots & Y_{x,1}^* & Y_{1,x}^* \\ 0 & Y_{y,1} & Y_{y,2} & \dots & Y_{y,N/2-1} & 0 & Y_{y,N/2-1}^* & \dots & Y_{y,1}^* & Y_{z,1}^* \\ 0 & Y_{z,1} & Y_{z,2} & \dots & Y_{z,N/2-1} & 0 & Y_{z,N/2-1}^* & \dots & Y_{z,1}^* & Y_{y,1}^* \end{pmatrix}^T. \quad (5)$$

式中 $[\cdot]^*$ 为取共轭。

为了能够调制 3D 信号, 需要采用 2D-IFFT。经过 N 点 2D-IFFT 后生成的时域 3D-OFDM 符号为

$$y_{n_1, n_2} = \frac{1}{3N} \sum_{k_2=0}^2 \sum_{k_1=0}^{N-1} Y_{k_2, k_1}^H e^{j2\pi(n_2 k_2 / 3 + n_1 k_1 / N)} = \frac{1}{3N} \sum_{k_2=0}^2 e^{j2\pi n_2 k_2 / 3} \sum_{k_1=0}^{N-1} Y_{k_2, k_1}^H e^{j2\pi n_1 k_1 / N}, \quad (6)$$

式中: $n_1 \in [0, N-1]$ 、 $n_2 \in [0, 2]$ 分别为列和行的索引。

随后, 3D-OFDM 符号矩阵通过并-串转换 $\mathbf{y} = [y_{0,0}, \dots, y_{0,N-1}, y_{1,0}, \dots, y_{1,N-1}, y_{2,0}, \dots, y_{2,N-1}]^T$, 转换成为符号向量。

最后, 对时域 3D-OFDM 信号添加循环前缀 (cyclic prefix, CP) 以缓解 ISI。此外, 还需为 3D-OFDM 添加一个三维训练序列 (training sequence, TS) 以实现接收机的符号同步、信道估计和均衡。

2.2 3D-OFDM 接收端

2.2.1 信道估计与均衡

在接收端, 接收信号依次进行基于 TS 的符号定时同步, 移除 CP, 随后进行 2D-FFT 得到频域符号 \mathbf{R} , 其表示为

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}\mathbf{Y} + \boldsymbol{\eta}. \quad (7)$$

式中: $\mathbf{H} = \text{diag}\{h_1, h_2, \dots, h_{N/2-1}\}$ 为信道频率响应矩阵 (channel frequency response, CFR), 其中 h_k 为第 k 个子载波上 CFR 系数; $\boldsymbol{\eta}$ 为 $(N/2-1) \times 3$ 维频域噪声

矩阵, 其每列为均值为零、方差为 $\sigma^2/3$ 的高斯噪声。

经过信道估计和均衡后, 恢复的信号 \hat{X} 为

$$\hat{X} = X + H^{-1}\eta = X + \tilde{\eta} \quad (8)$$

式中: $\tilde{\eta}$ 为均衡后的频域噪声矩阵, 噪声矩阵

$\tilde{\eta} = [\tilde{\eta}_1, \tilde{\eta}_2, \tilde{\eta}_3]$ 可表示为

$$\tilde{\eta} = H^{-1}\eta =$$

$$\frac{1}{\sqrt{N/2-1}} \begin{pmatrix} \eta_{1,1} & \eta_{1,2} & \eta_{1,3} \\ h_1 & h_1 & h_1 \\ \eta_{2,1} & \eta_{2,2} & \eta_{2,3} \\ h_2 & h_2 & h_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \eta_{N/2-1,1} & \eta_{N/2-1,2} & \eta_{N/2-1,3} \\ h_{N/2-1} & h_{N/2-1} & h_{N/2-1} \end{pmatrix} \circ \quad (9)$$

由于 $\tilde{\eta} \sim \mathcal{N}\mathcal{C}(0, \tilde{\sigma}^2/3)$, $\tilde{\sigma}^2 = \sigma^2/(N/2-1) \cdot \sum_{i=1}^{N/2-1} 1/|h_i|^2$,

因此 3D-OFDM 符号第 l 个子载波上的信噪比 (SNR) 可表示为

$$SNR_l = (N/2-1)/3\sigma^2 \sum_{k=1}^{N/2-1} (1/|h_k|^2) \quad (10)$$

2.2.2 基于 K 均值聚类的三维星座解映射

传统三维星座解映射通常采用硬判决方法。然而该方法无法补偿 VLC 系统非线性及采样频偏带来的星座图旋转失真^[14]。而 K 均值聚类作为一种经典的无监督学习算法, 能够根据接收符号星座的统计特性动态调整聚类中心, 更适用于三维星座解映射。此外, 三维星座解映射的输入为实数三维坐标值, 该坐标值是通过接收端均衡后的复数符号进行实数化处理而获得的。实数化处理即拆分复数的实部和虚部。基于 K 均值聚类算法的解映射过程如下。

步骤一 选择星座映射图中的 K 个数据点作为初始的簇中心, K 为星座点数, 如 16ary-3D-OFDM 中的 K 为 16。

步骤二 选取接收数据集中一定比例的样本, 计算该样本到每个初始中心点的 MED, 并将每个样本归类到最近的簇。样本到每个簇中心的距离计算公式如下:

$$dist(x, c_i) = \sqrt{\sum_{j=1}^d (x_j - c_{ij})^2}, \quad (11)$$

式中: x 为样本点; c_i 为第 i 个簇中心; d 为数据的维度; x_j 、 c_{ij} 分别为 x 和 c_i 在第 j 维度上的值。

步骤三 更新每个簇中心, 新的簇中心是该簇所有样本点的均值, 其计算公式如下:

$$c_i = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n x_k \quad (12)$$

步骤四 重复执行步骤二和步骤三, 直到簇中心

不再发生改变或达到预先设置的最大迭代次数

步骤五 将接收数据集中每个样本归类到最近的簇。

完成 K 均值聚类后的三维星座符号, 依据簇标记映射表还原出比特序列。

3 数值仿真与分析

3.1 参数设置

基于以上的系统理论模型分析与描述, 本文对 3D-OFDM 可见光通信系统进行了数值仿真, 并与 2D-OFDM 进行对比分析。具体仿真参数如表 1, 多径可见光信道响应采用实际测试的 LED 信道响应, 路径数为 20^[15]。此外, 加性噪声为高斯白噪声, 信噪比范围设为 10~25 dB。

表 1 系统参数设置

Table 1 System parameters

参数	取值	参数	取值
3D 调制格式	16ary/8ary	数据子载波个数	112
2D 调制格式	16QAM/8QAM	每一帧的 OFDM 符号数	1000
IFFT/FFT 大小	256	每一帧的训练序列数	1
循环前缀长度	16		

3.2 仿真结果与分析

图 3 为 2D-OFDM 和 3D-OFDM 的 BER (bit error ratio) 曲线图。

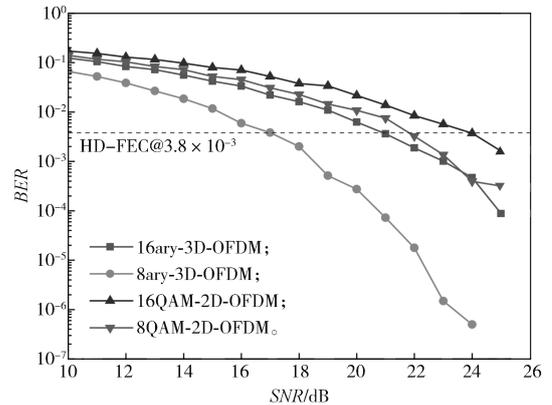


图 3 2D-OFDM 和 3D-OFDM 的 BER 曲线图

Fig. 3 The BER performance of 2D-OFDM and 3D-OFDM

从图 3 中不难看出, 相较于 16QAM-2D-OFDM, 16ary-3D-OFDM 在硬判决-前向纠错门限 (hard decision-forward error correction, HD-FEC) 下获得了 3 dB 的 SNR 增益。而相较于 8QAM-2D-OFDM, 8ary-3D-OFDM 在 HD-FEC 下则获得了 5 dB 的 SNR 增益。这证明了 3D-OFDM 相比于 2D-OFDM, 具有更好的误码性能。尤其是 16ary-3D-OFDM, 在 HD-FEC 处甚至具有优于 8QAM-2D-OFDM 的 BER 性

能。其原因在于三维星座增加了星座点的MED。

图4是2D-OFDM和3D-OFDM的PAPR与经验累积分布函数(complementary cumulative distribution function, CCDF)曲线,不难看出,与16QAM-2D-OFDM相比,16ary-3D-OFDM可降低0.3 dB的PAPR,而8ary-3D-OFDM相比8QAM-2D-OFDM则有0.4 dB的PAPR性能增益。这说明,3D星座调制可以改善OFDM的高PAPR(peak to average power ratio)问题。

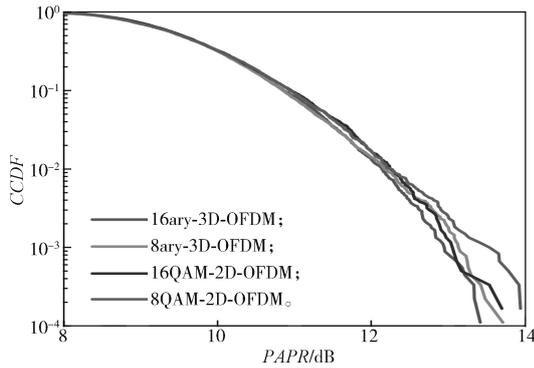


图4 2D-OFDM和3D-OFDM的CCDF与PAPR关系图
Fig. 4 Relationship between CCDF and PAPR for 2D-OFDM and 3D-OFDM

图5给出了信道的平均信噪比为25 dB时,数据子载波索引与SNR估计的分布图。从图5可以观察到,2D-OFDM和3D-OFDM的SNR分布都表现出类低通滤波特性。随着子载波频率的增加,SNR显著衰减,8QAM-2D-OFDM的SNR差值达到了23 dB。这种现象主要是VLC信道的调制带宽受限引起的高频衰落特性造成的。此外,16ary-3D-OFDM和8ary-3D-OFDM的SNR都要略微优于各自对应的2D-OFDM,并且相邻子载波上的SNR分布相对较为平坦。因此,在调制带宽受限的VLC信道下,3D-OFDM的总体SNR分布特性要优于2D-OFDM。

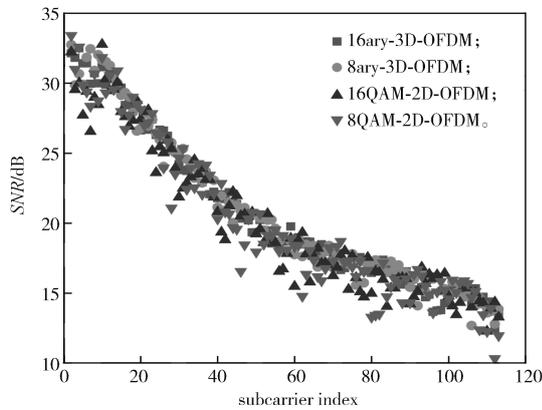
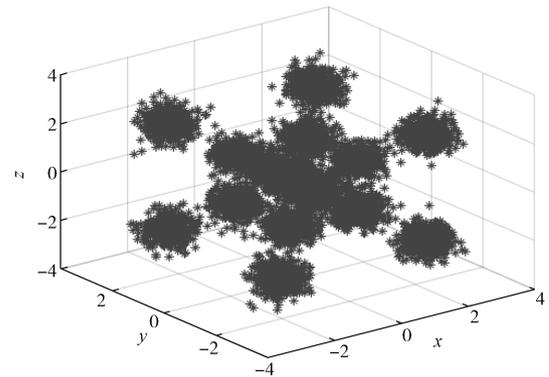


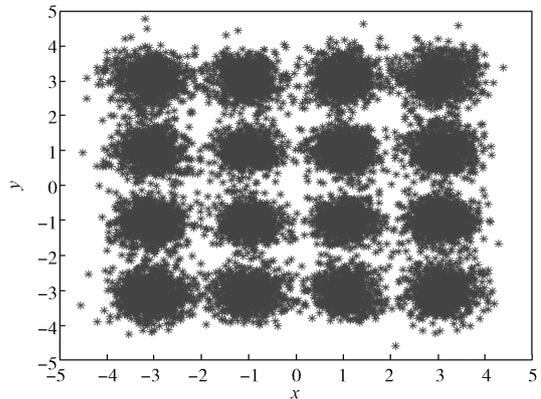
图5 2D-OFDM和3D-OFDM的SNR分布图
Fig. 5 SNR distribution map of 2D-OFDM and 3D-OFDM

图6a~d分别是16ary-3D-OFDM、16QAM-2D-OFDM, 8ary-3D-OFDM和8QAM-2D-OFDM在信

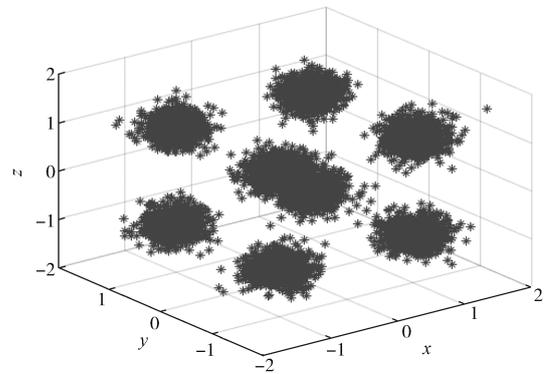
噪比为25 dB时的对应星座图。



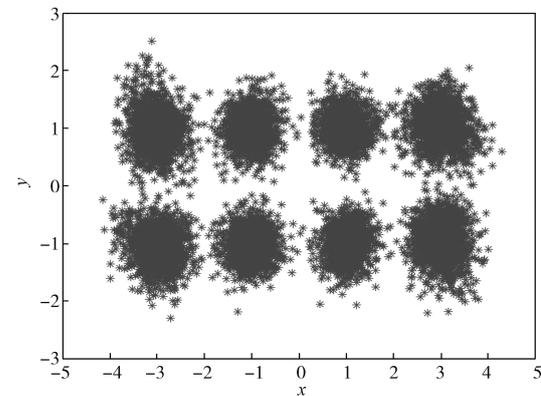
a) 16ary-3D-OFDM



b) 16QAM-2D-OFDM



c) 8ary-3D-OFDM



d) 8QAM-2D-OFDM

图6 2D-OFDM和3D-OFDM的星座图

Fig. 6 2D-OFDM and 3D-OFDM constellation diagram

由图6可以看出,在同等星座点数下,3D星座调制与2D星座调制相比,星座点之间的可区分度更高,收敛性更强。这是由于3D-OFDM有着更高的MED,使得星座点之间拥有更高的噪声容限,从而能够实现更好的接收性能。

4 结语

调制带宽受限和频率选择性衰落是可见光通信系统面临的主要挑战,并且随着调制阶数增加,其对VLC系统的误码率性能影响愈加显著。为克服上述问题,本文将传统二维调制的OFDM-VLC系统扩展到三维星座空间,通过增大星座点的MED提高系统的误码率性能。此外,针对传统三维星座硬判决方法易受到可见光信道非线性效应和采样频偏干扰的问题,本文提出了一种基于 K 均值聚类算法的接收端三维星座解映射方案。仿真结果表明,三维OFDM-VLC系统显著提高了系统的信噪比增益,尤其在低信噪比情况下具有更高的带宽效率。

参考文献:

- [1] CHI N, ZHOU Y J, WEI Y R, et al. Visible Light Communication in 6G: Advances, Challenges, and Prospects[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2020, 15(4): 93-102.
- [2] 迟楠, 陈慧. 高速可见光通信的前沿研究进展[J]. 光电工程, 2020, 47(3): 6-17.
CHI Nan, CHEN Hui. Progress and Prospect of High-Speed Visible Light Communication[J]. Opto-Electronic Engineering, 2020, 47(3): 6-17.
- [3] WANG F B, YANG F, PAN C Y, et al. Joint Illumination and Communication Optimization in Indoor VLC for IoT Applications[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2022, 9(21): 20788-20800.
- [4] BOLCSKEI H. MIMO-OFDM Wireless Systems: Basics, Perspectives, and Challenges[J]. IEEE Wireless Communications, 2006, 13(4): 31-37.
- [5] AYDIN V, HACIOGLU G. Enhanced PAPR Reduction in DCO-OFDM Using Multi-Point Constellations and DPSO Optimization[J]. Neural Computing and Applications, 2024, 36(11): 5747-5756.
- [6] 刘翔, 张教, 朱敏, 等. 光通信中概率整形技术的研究现状和进展[J]. 激光与光电子学进展, 2022, 59(11): 1100004.
- [7] LIU Xiang, ZHANG Jiao, ZHU Min, et al. Research Status and Progress of Probabilistic Shaping Techniques in Optical Communication[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2022, 59(11): 1100004.
- [8] CHEN S D, REN J X, LIU B, et al. Performance Improvement of Non-Orthogonal Multiple Access with a 3D Constellation and a 2D IFFT Modulator[J]. Optics Express, 2023, 31(5): 7425-7439.
- [9] WEN H F, LIU Z L, LUO Q, et al. Designing Enhanced Multidimensional Constellations for Code-Domain NOMA[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(10): 2130-2134.
- [10] CHOI E C, HUH J D, KANG S G. A New Design of OFDM for Ultra-Wideband Systems[C]//2009 Digest of Technical Papers International Conference on Consumer Electronics. Las Vegas: IEEE, 2009: 1-2.
- [11] GUO X Y, CHI N. Superposed 32QAM Constellation Design for 2×2 Spatial Multiplexing MIMO VLC Systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2020, 38(7): 1702-1711.
- [12] AN C, RYU H G. Design and Performance Evaluation of Multidimensional OFDM System[J]. Wireless Personal Communications, 2020, 113(4): 2625-2640.
- [13] NGUYEN T, MHATLI S, GIACOMIDIS E, et al. Fiber Nonlinearity Equalizer Based on Support Vector Classification for Coherent Optical OFDM[J]. IEEE Photonics Journal, 2016, 8(2): 7802009.
- [14] ESTARAN J, RIOS-MUELLER R, MESTRE M A, et al. Artificial Neural Networks for Linear and Non-Linear Impairment Mitigation in High-Baudrate IM/DD Systems[C]//42nd European Conference on Optical Communication. Dusseldorf: VDE, 2016: 1-3.
- [15] MOHD NORDIN J, ABDALMUNAM HAMEED A, SAFAR A, et al. Performance Enhancement of LACO-OFDM BER and PAPR Using a K -Means Algorithm for a VLC System[J]. Applied Optics, 2023, 62(31): 8342-8347.
- [16] WANG L H, REN L Y, WANG X C, et al. Time-Resolution Enhanced Multi-Path OTD Measurement Using an Adaptive Filter Based Incoherent OFDR[J]. Chinese Optics Letters, 2024, 22(1): 013901.

(责任编辑: 申剑)