

激光与光电子学进展

基于高斯混合模型的非线性可见光通信系统解调研究

任亚浩, 李建锋*, 刘晓爽, 康红俊, 刘叶
河北经贸大学信息技术学院, 河北 石家庄 050061

摘要 针对可见光通信中的离散傅里叶扩展正交频分复用系统的非线性效应, 提出一种基于高斯混合模型的聚类解调方法。运用机器学习中的高斯混合模型根据接收信号估计所有星座点的高斯分布参数。然后计算接收信号到每一个星座点高斯分布的概率, 选择概率最大值对应的星座点作为接收信号的判决结果进行解调, 从而可以获得一些信噪比增益。仿真结果表明, 在 LED 非线性信道下, 高斯混合模型聚类解调方法在 16 和 32 阶正交振幅调制下可以分别获得 0.6 dB~2.7 dB 和 0.2 dB~1.7 dB 的信噪比增益。

关键词 光通信; 可见光通信; 离散傅里叶扩展正交频分复用; 机器学习; 高斯混合模型; 解调

中图分类号 TN929.12

文献标志码 A

DOI: 10.3788/LOP221831

Demodulation of Nonlinear Visible Light Communication Based on Gaussian Mixture Model

Ren Yahao, Li Jianfeng*, Liu Xiaoshuang, Kang Hongjun, Liu Ye

Information Technology College, Hebei University of Economics and Business,
Shijiazhuang 050061, Hebei, China

Abstract Gaussian mixture model in machine learning estimates the Gaussian distribution parameters of all constellation points according to the received signal. Therefore, a Gaussian mixture model cluster demodulation method is proposed for the nonlinear discrete Fourier transform spread orthogonal frequency division multiplexing system in visible light communications. The Gaussian distribution probability of each received signal constellation point is calculated, and the corresponding constellation point to the maximum probability is selected as the decision result of the received signal for demodulation so that signal-to-noise (SNR) ratio gain can be obtained. The simulation results show that the Gaussian mixture model cluster demodulation method can obtain 0.6 dB–2.7 dB and 0.2 dB–1.7 dB SNR gain for 16 and 32 quadrature amplitude modulation, respectively, in LED nonlinear channel.

Key words optical communications; visible light communication; discrete Fourier transform spread orthogonal frequency division multiplexing; machine learning; Gaussian mixture model; demodulation

1 引言

可见光通信(VLC)作为商业应用中最有前途的光无线通信之一,具有巨大免授权传输带宽的潜力^[1]。为了高效利用频谱资源,正交频分复用(OFDM)广泛应用于 VLC 系统中^[2]。由于发射端发光二极管(LED)只能传输正实数信号,研究者们提出了多种基于强度调制/直接检测(IM/DD)的 OFDM 技术来应

用到 VLC 中^[3-6]。

在 VLC 系统中,LED 非线性^[7]是产生非线性效应的主要原因。LED 非线性会产生一个受限的线性工作范围,当高峰均比^[8](PAPR)的 OFDM 信号经过 LED 时会超出其线性工作范围并产生非线性效应。为解决该问题,Wang 等^[9]对各种流行的 VLC OFDM 方法的 PAPR 分布进行了系统研究。一种主流的 PAPR 降低方法是削波,通常用在直流偏置光学

收稿日期: 2022-06-15; 修回日期: 2022-07-27; 录用日期: 2022-08-15; 网络首发日期: 2022-08-29

基金项目: 国家自然科学基金(61801165)、河北省“三三三人才工程”资助项目(A202101015)、河北省高等学校科学技术研究项目(ZD2020163, ZD2021044)、河北经贸大学科学研究与发展计划(2022YB07, 2022QN11)、河北经贸大学教学研究(2022JYQ08, 2022JYY26)

通信作者: *lijianfeng555@126.com

OFDM (DCO-OFDM) 或非对称剪切光学 OFDM (ACO-OFDM) 和许多其他改进的 OFDM 技术中^[10-12]。另一种选择是离散傅里叶变换扩展 OFDM (DFT-S-OFDM),这是一种实现低 PAPR 和更好的误码率 (BER) 性能的主动方法^[13]。针对光通信, Tao 等^[14]展示了一种改进的 DFT-S-OFDM 局部载波分配方法,用于 40 km 光纤链路和无线链路上的多用户光纤无线通信-无源光网络系统,并分析了其噪声传播原理^[15]。Shi 等^[16]首次验证了用于 VLC 系统的 Gbit/s DFT-S-OFDM 的可行性。研究证明,DFT-S-OFDM 方法可以提升系统的性能。但是当 VLC 系统中非线性很高时,DFT-S-OFDM 的性能也会变差。同时,复杂的非线性使得系统的数学推导变得比较困难,因此可以通过机器学习的方法来降低非线性干扰。文献[17]系统地研究了机器学习技术在 VLC 方面的发展现状。Ma 等^[18]为了减轻非线性效应,提出了一种 K-means 聚类算法的四阶脉冲振幅调制 (PAM-4) VLC 系统,并证明了该聚类算法补偿非线性效应的有效性。Lu 等^[19]提出了基于聚类算法的感知决策 (CAPD) 来减轻多波段无载波幅度相位调制 (Multi-CAP) VLC 系统中的非线性失真,结果表明,与线性均衡器的情况相比,测量的 BER 得到了有效提高。

Wu 等^[20]通过仿真和实验研究了应用高斯混合模型的水下 PAM-8 VLC 系统中的码间干扰问题。但以上研究基本上是应用于低阶 PAM、Multi-CAP 等调制方式,对高阶调制研究较少。并且上述的一系列工作并没有针对 DFT-S-OFDM 系统的非线性进行研究。

本文提出在 DFT-S-OFDM 系统中使用高斯混合模型^[21]聚类解调的方法,利用高斯混合模型 (GMM) 对 DFT-S-OFDM 系统生成的数据进行聚类来完成接收解调。并且在 LED 非线性信道下,进行了数值仿真和性能分析。

2 基本原理

2.1 DFT-S-OFDM 系统

如图 1 所示,在 DFT-S-OFDM 系统的发射端,长度为 Q 的时域信号序列经过正交振幅调制 (QAM) 后的信号序列为

$$x = [x_0, x_1, x_2, \dots, x_{Q-1}] \quad (1)$$

x_q 为第 q 个时域信号。对时域信号序列进行长度为 Q 的离散傅里叶变换 (DFT) 后,第 s 个频域信号为

$$X_s = \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} x_q \exp\left(-\frac{j2\pi sq}{Q}\right), s=0, 1, \dots, Q-1. \quad (2)$$

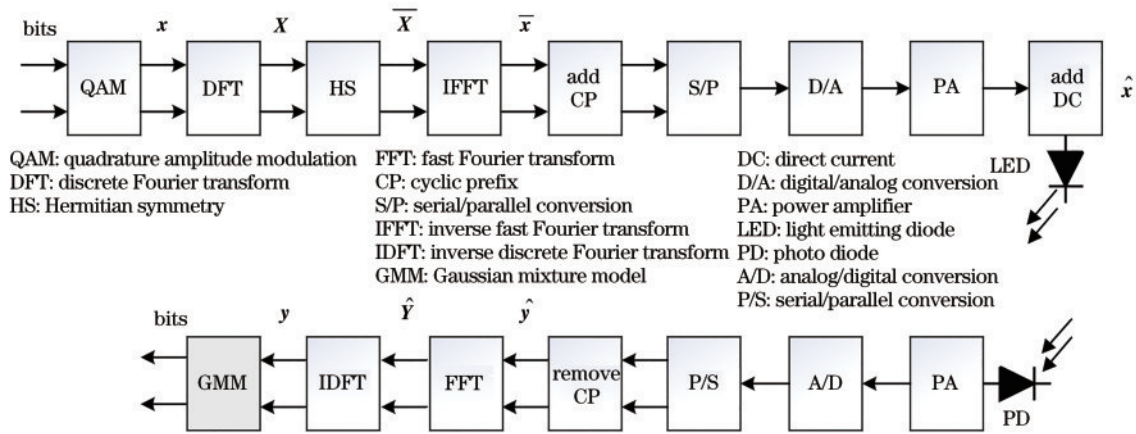


图 1 基于高斯混合模型的 DFT-S-OFDM 系统

Fig. 1 DFT-S-OFDM system based on Gaussian mixture model

为了获得时域正实值信号,频域信号 X_s 经过厄米特对称后映射到长度为 N 的频域子载波上: $\bar{X} = [0, \bar{X}_1, \bar{X}_2, \dots, \bar{X}_{\frac{N}{2}-1}, 0, \bar{X}_{\frac{N}{2}}, \dots, \bar{X}_2^*, \bar{X}_1^*]$ 。再对映射后的频域子载波序列 \bar{X} 进行长度为 N 的快速傅里叶逆变换 (IFFT) 后,第 n 个时域信号为

$$\bar{x}_n = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-1} \bar{X}_k \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right), n=0, 1, \dots, N-1. \quad (3)$$

对时域信号 \bar{x}_n 进行添加循环前缀、串并变换、数模转换、添加直流偏置等操作来驱动 LED 发射光信号,可表示为

$$\hat{x}_n = \bar{x}_n + D, \quad (4)$$

式中: \hat{x}_n 代表发送的第 n 个时域 DFT-S-OFDM 信号。其中, $D = k\sqrt{E\{\bar{x}_n^2\}}$, 设置的直流偏置为 $10\lg(k^2 + 1)$ dB, $E\{\bar{x}_n^2\}$ 是 \bar{x}_n 的平均功率。在 VLC 系统中,LED 的非线性效应是造成信号失真的重要原因。其中,LED 的非线性可以用 Rapps 模型来描述,

$$I_n = \begin{cases} \frac{f(\hat{x}_n)}{\left\{1 + [f(\hat{x}_n)/I_{\max}]\right\}^{1/2a}}, & \hat{x}_n > 0 \\ 0, & \hat{x}_n \leq 0 \end{cases}, \quad (5)$$

式中: I_n 为 LED 的电流; I_{\max} 为最大通过电流; $f(\hat{x}_n) =$

\hat{x}_n/R , R 为归一化之后的阻值, $R=1$; a 为 LED 的非线性因子。那么可以定义非线性系数 β 为

$$\beta = 10 \lg(I_{\max}^2 / \sigma^2), \quad (6)$$

式中: σ^2 是信号 \hat{x}_n 的功率。然后, 非线性信号 I_n 经过加性高斯白噪声信道得到

$$\hat{y}_n = I_n + w_n. \quad (7)$$

式中: w_n 为第 n 个点上的高斯噪声。

如图 1 所示, 在 DFT-S-OFDM 接收端, 对接收信号进行与发射端操作对应的一系列逆操作, 可以得到 DFT-S-OFDM 单载波信号 \mathbf{y} 。由于非线性效应, 接收的信号 \mathbf{y} 会产生非线性失真。图 2 为 $\beta=3$ dB, $E_{b(\text{opt})}/N_0=30$ dB 时, 16QAM DFT-S-OFDM 接收信号星座图。从星座图可以看出, 信号产生了一定程度相位和幅度上的失真。其中欧氏距离越大的星座点, 误差向量幅度 (EVM) 偏移越大。如果采用硬判决, 欧氏距离大的星座点误判概率就会比欧氏距离小的星座点概率高。为了进一步降低 DFT-S-OFDM 系统的误码率, 本文应用基于 GMM 的聚类解调方法, 将信号解调问题看作一个机器学习任务用于 DFT-S-OFDM 系统, 使用 GMM 对接收的信号进行聚类解调代替传统硬判决解调方法从而提升传输性能。

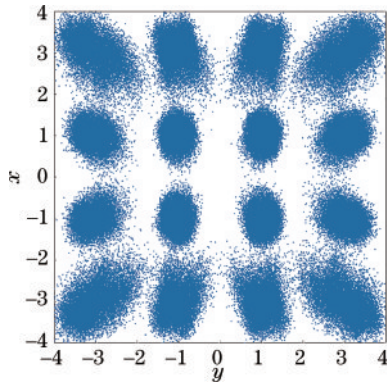


图 2 接收的单载波信号在 $\beta=3$ 、 $E_{b(\text{opt})}/N_0=30$ dB 下的 16QAM 星座图

Fig. 2 16QAM constellation of received single carrier signal with $\beta=3$ and $E_{b(\text{opt})}/N_0=30$ dB

2.2 高斯混合模型聚类原理

在提出的 GMM 中, 每一个星座点对应 GMM 中的一个高斯分布。如图 2 所示, 16QAM DFT-S-OFDM 信号星座图中 16 个星座点对应 GMM 中 16 个高斯分布。其 GMM 为 16 个高斯分布的线性叠加。要完成数据的 GMM 聚类解调, 首先根据接收的单载波信号 \mathbf{y} 来估计每一个星座点的高斯分布参数。然后将单载波信号 \mathbf{y} 代入到估计的高斯分布中, 计算其判决到每一个星座点对应的概率。选择概率最大值的星座点作为信号 \mathbf{y} 的判决结果。

对于长度为 J 的 M -QAM 时域单载波信号 \mathbf{y} , 其星

座点可分为 M 个, 即其 GMM 拥有 M 个高斯分布。 M -QAM 时域单载波信号 \mathbf{y} 的 GMM 中包含三个参数: 各个高斯分布的均值 μ_m 、方差 δ_m 和模型混合系数 α_m 。其中 α_m 代表 GMM 中各个高斯分布所占比例, 满足以下条件:

$$\sum_{m=1}^M \alpha_m = 1, \quad 0 \leq \alpha_m \leq 1. \quad (8)$$

为了估计 GMM 的模型参数, 本文定义了 GMM 的目标函数, 即模型中 M 个高斯分布的线性组合,

$$p(\mathbf{y}|\mu, \delta) = \sum_{m=1}^M \alpha_m G(\mathbf{y}|\mu_m, \delta_m), \quad (9)$$

式中: $G(\mathbf{y}|\mu_m, \delta_m)$ 代表第 m 个星座点的高斯分布。

GMM 聚类解调过程如下。

1) 初始化 GMM 参数 μ_0 、 δ_0 和 α_0 , 并设置阈值 ϵ 。求模型的似然函数并计算其对数, 表示为

$$\ln L(\alpha, \mu, \delta) = \sum_{j=1}^J \ln \sum_{m=1}^M \alpha_m G(y_j|\mu_m, \delta_m), \quad (10)$$

式中: $L(\alpha, \mu, \delta)$ 为模型的似然函数。

2) 定义一个隐式变量 r_{jm} , 它表明第 j 个数据 y_j 是由第 m 个星座点的高斯分布推导出的。可以将数据表示为 $(y_j, r_{j1}, r_{j2}, \dots, r_{jm})$, $j=1, 2, \dots, J$ 。那么式 (10) 可以改写为

$$\ln L(\mathbf{y}, r|\alpha, \mu, \delta) = \sum_{j=1}^J \left(\sum_{m=1}^M r_{jm} \right) \ln \alpha_m + \sum_{j=1}^J r_{jm} \left[-\ln(2\pi) - \frac{1}{2} \ln(\delta_m) - \frac{1}{2} (y_j - \mu_m)^\top (\delta_m)^{-1} (y_j - \mu_m) \right]. \quad (11)$$

本文使用期望最大化算法^[22]来优化式 (11) 并估计 GMM 的参数。

3) 期望步骤。首先定义期望函数, 表示为

$$H(\alpha, \mu, \delta, \alpha^i, \mu^i, \delta^i) = E \left[\ln L(\mathbf{y}, r|\alpha, \mu, \delta) | \mathbf{y}, \alpha^i, \mu^i, \delta^i \right] = \sum_{m=1}^M \left[\sum_{j=1}^J E(r_{jm}) \right] \ln \alpha_m + \sum_{j=1}^J E(r_{jm}) \left[-\ln(2\pi) - \frac{1}{2} \ln(\delta_m) - \frac{1}{2} (y_j - \mu_m)^\top (\delta_m)^{-1} (y_j - \mu_m) \right], \quad (12)$$

式中: 根据隐式变量的条件概率分布可得

$$E(r_{jm}) = E(r_{jm} | y_j, \alpha^i, \mu^i, \delta^i) = \frac{\alpha_m^i G(y_j | \mu_m^i, \delta_m^i)}{\sum_{m=1}^M \alpha_m^i G(y_j | \mu_m^i, \delta_m^i)}. \quad (13)$$

4) 最大化步骤。

$$\alpha^{i+1}, \mu^{i+1}, \delta^{i+1} = \arg \max H(\alpha, \mu, \delta, \alpha^i, \mu^i, \delta^i), \quad (14)$$

对 $H(\alpha, \mu, \delta, \alpha^i, \mu^i, \delta^i)$ 求导数并令其导数为 0, 即可得到 α^{i+1} 、 μ^{i+1} 、 δ^{i+1} 分别表示为

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_m^{i+1} = \frac{\sum_{j=1}^J E(r_{jm}) y_j}{E(r_{jm})} \\ \mu_m^{i+1} = \frac{\sum_{j=1}^J E(r_{jm}) (y_j - \mu_m)^2}{\sum_{j=1}^J E(r_{jm})} \\ \delta_m^{i+1} = \frac{\sum_{j=1}^J E(r_{jm})}{J} \end{array} \right. \quad (15)$$

5) 计算似然函数误差,当误差小于阈值 e 时,代表模型收敛并结束迭代过程,反之,则代表模型不收敛,重复步骤3、4直至模型收敛。

6) 选取概率最大值对应的星座点作为信号的判决结果,即

$$Z = \max r_{jm}, \quad (16)$$

式中: r_{jm} 为信号 y_j 判决为第 m 个星座点的概率。

3 结果和分析

本节对 GMM 聚类解调方法进行了数值仿真,给出了在 LED 非线性信道下的数值结果和分析。DFT-S-OFDM 系统性能使用误码率和比特光信噪($E_{b(\text{opt})}/N_0$)的关系来描述。其中, $E_{b(\text{opt})}$ 表示比特光能量, N_0 为噪声功率谱密度。BER 根据发送和接收的二进制数据进行计算。本文仿真参数设置如表 1 所示,其中 FFT/IFFT 点数应为 2 的整指数,因此本文将设置为 1024。由于频域信号需要遵循厄米特对称和首子载波为零才能在时域产生实数信号,因此 DFT/IDFT 的点数为 511,即能够承载数据的子载波数为 511。LED 调制带宽设定为 100 MHz。在仿真过程中,DFT-S-OFDM 符号长度设定为 400 误码率性能即可达到收敛。调制格式为 16、32 和 64QAM。根据文献[7]中的研究,将 LED 非线性因子 a 设定为 2。本文主要针对的是非线性的研究,所以直流偏置 D 设定为固定值 11 dB。

图 3(a)为 16QAM DFT-S-OFDM 系统在不同非线性系数 β 下,GMM 聚类解调方法与传统硬判决解调方法的性能对比。在 $\beta = 5$ dB 时,GMM 聚类解调性能与传统硬判决解调方法相当;在 $\beta = 4$ dB 时,GMM 聚类解调方法可提升约 0.6 dB 的增益;当 β 降低为 3 dB(β 越低,LED 非线性越大)时,GMM 聚类解调方法的增益可达 2.7 dB。图 3(b)为 $\beta = 5$ dB, $E_{b(\text{opt})}/N_0 = 16.8$ dB 时,16QAM DFT-S-OFDM 在 7% 前向纠错阈值(7% FEC limit)下的星座图。图 3(c)为 $\beta = 4$ dB, $E_{b(\text{opt})}/N_0 = 18$ dB 时,16QAM DFT-S-

表 1 基于 GMM 聚类解调的 DFT-S-OFDM 系统仿真参数
Table 1 Simulation parameters of DFT-S-OFDM system based on GMM cluster demodulation

Simulation parameter	Number
DFT/IDFT points	511
FFT/IFFT points	1024
LED modulation bandwidth /MHz	100
DFT-S-OFDM symbol	400
Modulation format	16/32/64QAM
a (nonlinear factor)	2
D (direct current) /dB	11

OFDM 在 7% FEC limit 下的星座图。图 3(d)为 $\beta = 3$ dB, $E_{b(\text{opt})}/N_0 = 21$ dB 时,16QAM DFT-S-OFDM 在 7% FEC limit 下的星座图。对于 16QAM,随着 β 的降低,GMM 聚类解调方法相较于传统硬判决解调方法的优势更明显。可以看到,与传统硬判决解调方法不同,GMM 聚类解调是根据每一类数据的高斯分布进行的解调,相当于一种软解调方法。

图 4(a)为 32QAM DFT-S-OFDM 系统在不同非线性系数 β 下,GMM 聚类解调方法与传统硬判决解调方法的性能对比。当 $\beta = 5$ dB 时,GMM 聚类解调方法与传统硬判决解调方法性能相当。当 $\beta = 4$ dB 时,GMM 聚类解调方法可以获得 1.7 dB 的性能提升。当非线性系数 β 降低到 3 dB 时,32QAM DFT-S-OFDM 系统非线性失真非常严重,误码率性能严重恶化,达不到设定目标的 7% FEC limit,因此在 $\beta = 3$ dB、7% FEC limit 下 32QAM DFT-S-OFDM 系统测量不到其 SNR 增益。图 4(b)为 64QAM DFT-S-OFDM 系统在不同非线性系数 β 下,GMM 聚类解调方法与传统硬判决解调方法的性能对比。当 $\beta = 5$ dB 时,GMM 聚类解调方法与传统硬判决解调方法性能相当。仅在 $E_{b(\text{opt})}/N_0 = 30$ dB 时,GMM 聚类解调方法可以获得约 0.1 dB 的性能提升。与 16QAM 和 32QAM 相比,64QAM 的非线性失真更严重。当 β 降低到 4 dB 和 3 dB 时,在 7% FEC limit 下 64QAM DFT-S-OFDM 系统测量不到其信噪比(SNR)增益。图 5 为 DFT-S-OFDM 系统在不同调制阶数下的 SNR 增益。在 16QAM、 $\beta = 3$ dB、7% FEC limit 下,系统可以获得约 2.7 dB 的 SNR 增益;在 32QAM、 $\beta = 4$ dB、7% FEC limit 下,系统可以获得约 1.7 dB 的 SNR 增益;在 64QAM、 $\beta = 5$ dB、7% FEC limit 下,系统可以获得约 0.1 dB 的 SNR 增益。随着调制阶数的增加,DFT-S-OFDM 系统的 SNR 增益随之降低。因此,GMM 聚类解调方法适用于 32QAM 及以下调制阶数的非线性 DFT-S-OFDM 系统。

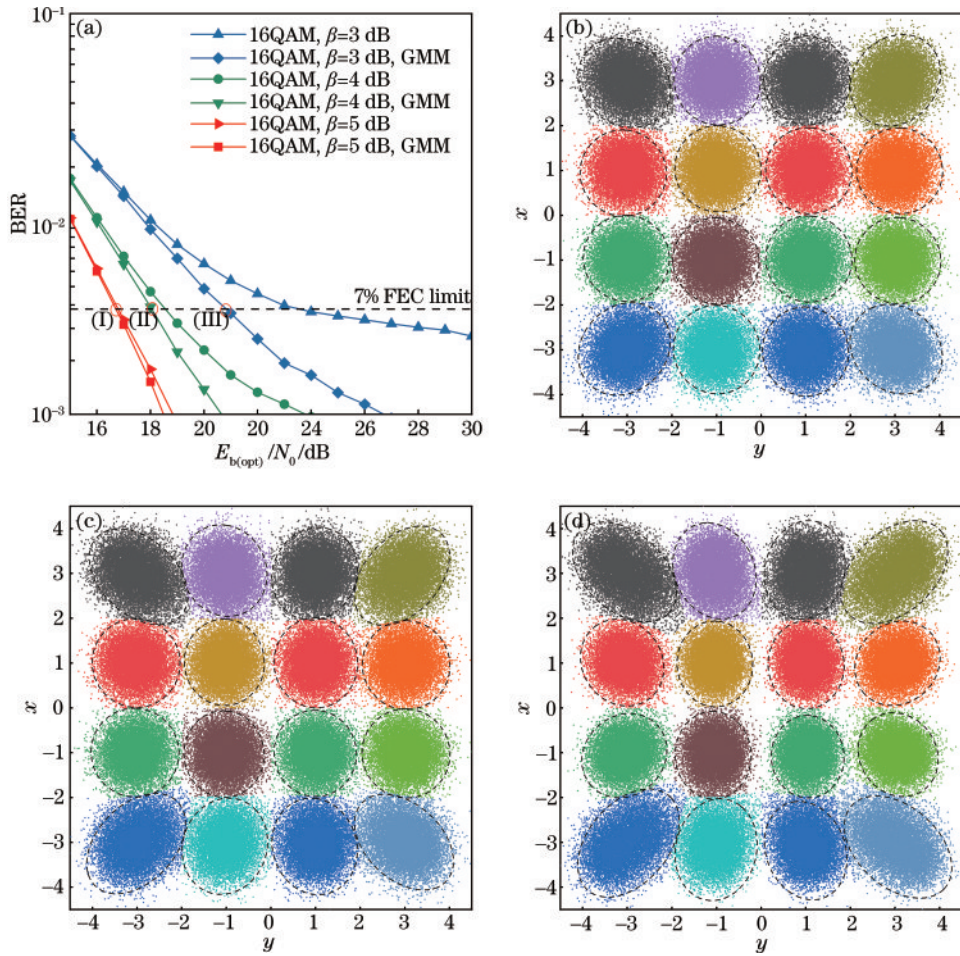


图3 非线性信道下 16QAM DFT-S-OFDM 系统性能。(a) 16QAM DFT-S-OFDM 系统在不同 β 下的 BER 性能; (b) $\beta = 5$ dB, $E_{b(opt)}/N_0 = 16.8$ dB [图 3(a) 位置 I] 时 16QAM GMM 聚类解调星座图; (c) $\beta = 4$ dB, $E_{b(opt)}/N_0 = 18$ dB [图 3(a) 位置 II] 时 16QAM GMM 聚类解调星座图; (d) $\beta = 3$ dB, $E_{b(opt)}/N_0 = 21$ dB [图 3(a) 位置 III] 时 16QAM GMM 聚类解调星座图

Fig. 3 Performance of 16QAM DFT-S-OFDM system in nonlinear channel. (a) BER performance of 16QAM DFT-S-OFDM system with different β values; (b) 16QAM GMM cluster demodulation constellation with $\beta = 5$ dB, $E_{b(opt)}/N_0 = 16.8$ dB at I in Fig. 3(a); (c) 16QAM GMM cluster demodulation constellation with $\beta = 4$ dB, $E_{b(opt)}/N_0 = 18$ dB at II in Fig. 3(a); (d) 16QAM GMM cluster demodulation constellation with $\beta = 3$ dB, $E_{b(opt)}/N_0 = 21$ dB at III in Fig. 3(a)

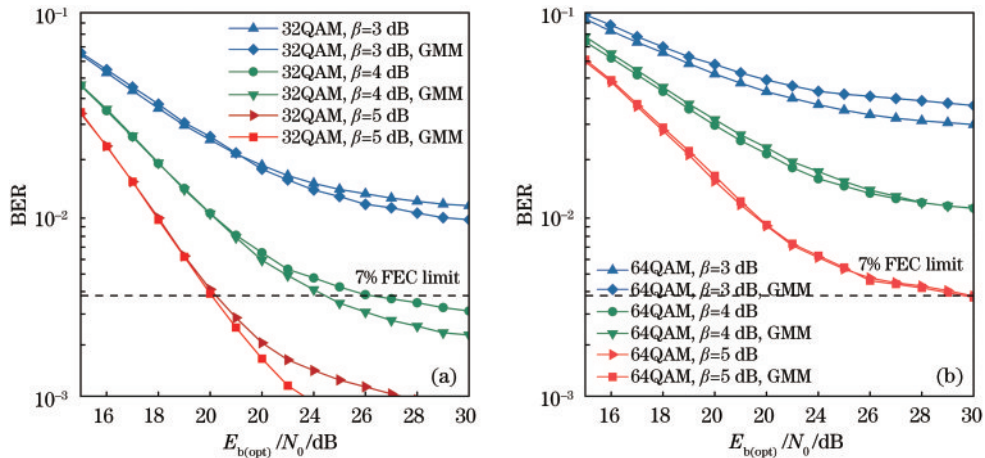


图4 非线性信道下 DFT-S-OFDM 系统性能。(a) 32QAM DFT-S-OFDM 系统在不同 β 值下的 BER 性能; (b) 64QAM DFT-S-OFDM 系统在不同 β 值下的 BER 性能

Fig. 4 Performance of DFT-S-OFDM system in nonlinear channel. (a) BER performance of 32QAM DFT-S-OFDM system with different β values; (b) BER performance of 64QAM DFT-S-OFDM system with different β values

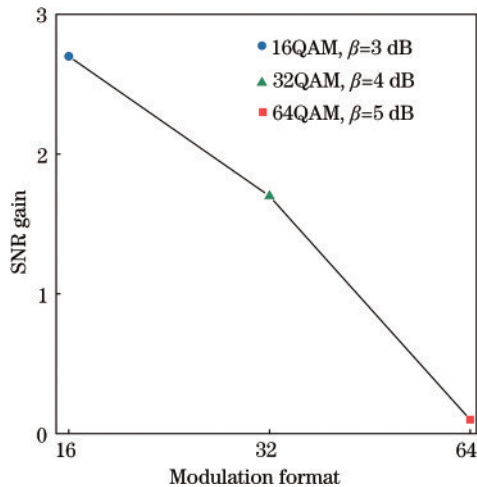


图 5 DFT-S-OFDM 系统在不同调制阶数下的 SNR 增益

Fig. 5 SNR gain of DFT-S-OFDM system under different modulation orders

4 结 论

本文在 DFT-S-OFDM 系统中,使用 GMM 聚类解调方法代替传统硬判决解调方法来提升系统的性能,并且研究了误码率性能与每比特光信噪比之间的关系。从仿真结果可以看出,在 LED 非线性信道下,使用 GMM 聚类解调方法在 16QAM 和 32QAM 下分别可以获得 0.6 dB~2.7 dB 和 0.2 dB~1.7 dB 的信噪比增益。研究结果表明,高斯混合模型聚类解调方法适用于 32QAM 及以下调制阶数的非线性 DFT-S-OFDM 系统。

参 考 文 献

- [1] Komine T, Nakagawa M. Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2004, 50(1): 100-107.
- [2] 贾科军, 杨博然, 陆皓, 等. 可见光通信光正交频分复用系统符号分解技术抑制 LED 非线性失真研究[J]. 中国激光, 2020, 47(4): 0406002.
Jia K J, Yang B R, Lu H, et al. LED nonlinearity mitigation for visible light communication optical-orthogonal frequency division multiplexing system with symbol decomposing techniques[J]. Chinese Journal of Lasers, 2020, 47(4): 0406002.
- [3] 王铠尧, 洪智勇, 曾志强. 可见光通信系统的符号定时偏移估计方法[J]. 光学学报, 2022, 42(7): 0706007.
Wang K Y, Hong Z Y, Zeng Z Q. Symbol timing offset estimation method for visible light communication systems[J]. Acta Optica Sinica, 2022, 42(7): 0706007.
- [4] Armstrong J, Schmidt B J C. Comparison of asymmetrically clipped optical OFDM and DC-biased optical OFDM in AWGN[J]. IEEE Communications Letters, 2008, 12(5): 343-345.
- [5] 贾科军, 魏少博, 蒯莹, 等. 可见光通信预编码光正交

频分复用系统的研究[J]. 光学学报, 2021, 41(17): 1706004.

Jia K J, Wei S B, Lin Y, et al. Research on precoding optical orthogonal frequency division multiplexing system in visible light communication[J]. Acta Optica Sinica, 2021, 41(17): 1706004.

- [6] 刘晓爽, 李建锋, 任亚浩, 等. 无线光通信中 LACO-OFDM 的非迭代检测接收方法[J]. 中国激光, 2022, 49(11): 1106002.
Liu X S, Li J F, Ren Y H, et al. Noniterative detection receiving method for LACO-OFDM in wireless optical communications[J]. Chinese Journal of Lasers, 2022, 49(11): 1106002.
- [7] Elgala H, Mesleh R, Haas H. An LED model for intensity-modulated optical communication systems[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2010, 22(11): 835-837.
- [8] Zafar F, Bakaul M, Parthiban R. Laser-diode-based visible light communication: toward gigabit class communication [J]. IEEE Communications Magazine, 2017, 55(2): 144-151.
- [9] Wang J H, Xu Y, Ling X T, et al. PAPR analysis for OFDM visible light communication[J]. Optics Express, 2016, 24(24): 27457-27474.
- [10] Vučić J, Kottke C, Nerreter S, et al. 513 Mbit/s visible light communications link based on DMT-modulation of a white LED[J]. Journal of Lightwave Technology, 2010, 28(24): 3512-3518.
- [11] Khalid A M, Cossu G, Corsini R, et al. 1-Gb/s transmission over a phosphorescent white LED by using rate-adaptive discrete multitone modulation[J]. IEEE Photonics Journal, 2012, 4(5): 1465-1473.
- [12] Huang X X, Wang Z X, Shi J Y, et al. 1.6 Gbit/s phosphorescent white LED based VLC transmission using a cascaded pre-equalization circuit and a differential outputs PIN receiver[J]. Optics Express, 2015, 23(17): 22034-22042.
- [13] William S, Tang Y, Krongold B S. DFT-spread OFDM for optical communications[C]//Digest of the 9th International Conference on Optical Internet, July 11-14, 2010, Jeju, Republic of Korea. New York: IEEE Press, 2010.
- [14] Tao L, Yu J J, Yang Q, et al. Spectrally efficient localized carrier distribution scheme for multiple-user DFT-S OFDM RoF-PON wireless access systems[J]. Optics Express, 2012, 20(28): 29665-29672.
- [15] Tao L, Yu J J, Fang Y, et al. Analysis of noise spread in optical DFT-S OFDM systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2012, 30(20): 3219-3225.
- [16] Shi M, Wang C, Guo H C, et al. A high-speed visible light communication system based on DFT-S OFDM [C]//2016 IEEE International Conference on Communication Systems, December 14-16, 2016, Shenzhen, China. New York: IEEE Press, 2016.
- [17] Khan F N, Fan Q R, Lu C, et al. An optical communication's perspective on machine learning and its applications[J]. Journal of Lightwave Technology, 2019,

- 37(2): 493-516.
- [18] Ma J, He J, Shi J, et al. Nonlinear compensation based on K -means clustering algorithm for Nyquist PAM-4 VLC system[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2019, 31(12): 935-938.
- [19] Lu X Y, Wang K H, Qiao L, et al. Nonlinear compensation of multi-CAP VLC system employing clustering algorithm based perception decision[J]. IEEE Photonics Journal, 2017, 9(5): 7906509.
- [20] Wu X B, Hu F C, Zou P, et al. Application of Gaussian mixture model to solve inter-symbol interference in PAM8 underwater visible light system communication[J]. IEEE Photonics Journal, 2019, 11(6): 7907810.
- [21] Li H. Statistical learning method[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2012: 175-187.
- [22] Tan P-N, Steinbach M, Karpatne A, et al. Introduction to datamining: the complete version[M]. New York: Pearson, 2011: 11-29.