

一种频谱高效的可见光混合调制方案

任嘉欣, 王旭东*, 吴楠, 辛嘉珺

(大连海事大学 信息科学技术学院, 辽宁 大连 116026)

摘要: 为提高室内可见光通信系统传输性能, 提出一种基于广义空间调制技术(GSM)的无载波幅度相位(CAP)-数字脉冲间隔调制(DPIM)混合方案。该方案基于空-时域联合思想, 在信号域内将 CAP 信号加载到 DPIM 时隙脉冲上构建混合调制信号, 在光空域内通过 GSM 技术同时激活多根天线进行信息传输。推导了可见光高斯信道下 GSM-CAP-DPIM 混合系统的误帧率理论表达式, 仿真验证了解析式的准确性, 探究了不同空时域参数选择对系统误帧性能的影响。实验结果表明: 频谱效率相同时, GSM-CAP-DPIM 混合系统的可靠性优于传统混合调制系统。

关键词: 可见光通信; 广义空间调制; 数字脉冲间隔调制; 无载波幅度相位调制; 误帧率

中图分类号: TN929.12 文献标志码: A 文章编号: 1002-5561(2023)01-0051-07

DOI: 10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2023.01.009

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



Spectral efficient visible-light hybrid modulation scheme

REN Jiaxin, WANG Xudong*, WU Nan, XIN Jiajun

(Information Science Technology College, Dalian Maritime University, Dalian Liaoning 116026, China)

Abstract: In order to improve the transmission performance of indoor visible light communication system, a hybrid scheme of carrierless amplitude and phase(CAP)-digital pulse interval modulation(DPIM) based on generalized spatial modulation(GSM) is proposed. Based on the joint idea of space-time, CAP signals are loaded onto DPIM slot pulses in signal domain to construct mixed modulation signals, and multiple antennas are activated simultaneously through GSM technology in optical domain for information transmission. The theoretical expression of the frame error rate of the GSM-CAP-DPIM hybrid system in visible Gaussian channel is derived. The accuracy of the analytical expression is verified by simulation, and the influence of different space time parameter selection on the system frame error performance is explored. The experimental results show that the reliability of GSM-CAP-DPIM hybrid system is better than that of traditional hybrid modulation system with the same spectral efficiency.

Key words: visible light communication, generalized spatial modulation, digital pulse interval modulation, carrierless amplitude phase modulation, frame error rate

0 引言

随着可见光通信(VLC)技术的不断发展, 寻找频谱高效的短距离传输技术已成为该领域的研究热点^[1]。搭建光无线通信系统时, 由于受频谱资源和人眼安全等规定的限制, 需要对系统不同调制方式的特点进行

选择和权衡。

无载波幅度相位(CAP)调制是一种高数据吞吐量的多阶幅度相位调制, 由于具有较高的频谱效率和较低的实现复杂度得到广泛应用^[2-4]。数字脉冲间隔调制(DPIM)^[5]作为一种改进的脉冲位置调制, 在内置的符号同步脉冲之间插入空时隙进行编码, 其功率效率高, 且不需要符号同步, 简化了系统的复杂度, 因此应用于光无线通信系统中颇具优势。

随着 VLC 技术对传输速率和数据吞吐量的要求越来越高, 研究学者不断地探究频谱高效的传输技术。近年来, 相关研究表明: 基于混合调制思想, 根据系统需求选择将 2 种及以上单一调制方式相结合, 并利用不同调制的优势可进一步提高通信系统的有效性及可靠性^[6-9]。文献[6]提出了一种混合差分相移键

收稿日期: 2022-10-08。

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(批准号: 61371091)资助。

作者简介: 任嘉欣(1998—), 女, 辽宁大连市人, 硕士研究生, 本科就读于沈阳航空航天大学, 期间获得了第六届“大唐杯”全国大学生移动通信应用创新大赛国家二等奖。现就读于大连海事大学信息科学技术学院信息与通信工程专业, 主要从事室内可见光通信调制技术的研究工作。



* 通信作者: 王旭东(1967—), 男, 博士, 教授, 主要研究方向为光无线通信调制技术、可见光无线通信及定位技术、基于人工智能的无线通信物理层设计。

任嘉欣,王旭东,吴楠,等.一种频谱高效的可见光混合调制方案

控-多脉冲位置调制(DPSK-MPPM)技术。与传统的差分二进制相移键控(DBPSK)、差分正交相移键控(DQPSK)和MPPM方案相比,DPSK-MPPM技术有效提高了系统的接收机灵敏度和带宽利用效率。文献[7-9]分别提出了基于CAP-DPIM、无载波幅相-幅度差分脉位调制(CAP-ADPPM)和CAP-MPPM的不同混合调制方案,通过仿真分析验证了在相同频带效率下与单一调制系统相比,混合调制系统的性能得到明显改善。

除在时域推出混合调制技术之外,挖掘VLC系统空域资源成为了研究热点之一。在室内VLC时域混合调制系统中引入空间调制(SM)技术,通过与时域数字调制技术相结合,不仅在空域上避免了码间干扰和信道间干扰,也大大提高了信号域传输效率^[10-14]。文献[10]将脉冲位置调制(PPM)与广义空间移位键控(GSSK)相结合,提出了一种兼顾了能量效率和频谱效率的广义空间PPM方案。文献[11]提出了一种功率有效的光空间调制方案,通过调整接收单元数量可有效改善功率效率。文献[12]基于SM和广义空间调制(GSM)技术思想,提出了光空间调制方案和光GSM方案,改善了系统的误码性能。文献[13]提出了一种用于大规模多输入多输出的VLC系统(MIMO-VLC)信道自适应空间调制算法,根据系统对频谱效率的需求和实际信道间的干扰确定发光二极管(LED)的最佳组合方案,有效平衡了频谱效率和误码性能。文献[14]基于GSM思想,将多脉冲幅度调制和多脉冲位置调制相结合来提高系统功率效率,验证了光无线通信系统引入空域的优势和可行性。

由于目前针对空域-时域联合调制研究多以SM和PPM为主,考虑到GSM在降低误码率方面优于SM和DPIM在频谱效率和功率效率上的优势,研究基于GSM和DPIM的混合调制将更有助于丰富VLC传输技术。因此,本文提出一种基于GSM的无载波幅相-数字脉冲间隔调制(GSM-CAP-DPIM)混合方案。

1 系统结构与信号模型

1.1 系统结构

本文提出的GSM-CAP-DPIM混合系统结构如图1所示。系统发送端配置 N_t 个LED,接收端配置 N_r 个光电检测器,空间域内采用同时激活2根以上天线的GSM,信号域内采用基于二维星座映射 M 进制CAP与 L 进制DPIM进行混合调制,CAP和DPIM信号并行传输,通过直流偏置CAP信号对DPIM信号进行幅度调制,生成受DPIM脉冲时隙控制的混合信号后加载到LED阵列上。

在发送端,输入比特序列经过数据分流形成空间域和信号域2组。在空间域中,假设从 N_t 根天线中同时激活 N_a 根天线($0 < N_a < N_t$),则共有 $\binom{N_t}{N_a}$ 种天线组合数。由于传输采用二进制星座映射方式,因此合法的组合数为 $L_a = 2^{\lfloor \log_2 \binom{N_t}{N_a} \rfloor}$,每组 $m_a = \log_2 \left\lfloor \binom{N_t}{N_a} \right\rfloor$ 比特被送入广GSM模块以比特编码确定激活的LED序号,并将信号域信息加载在被选择的LED上进行调制。在信号域

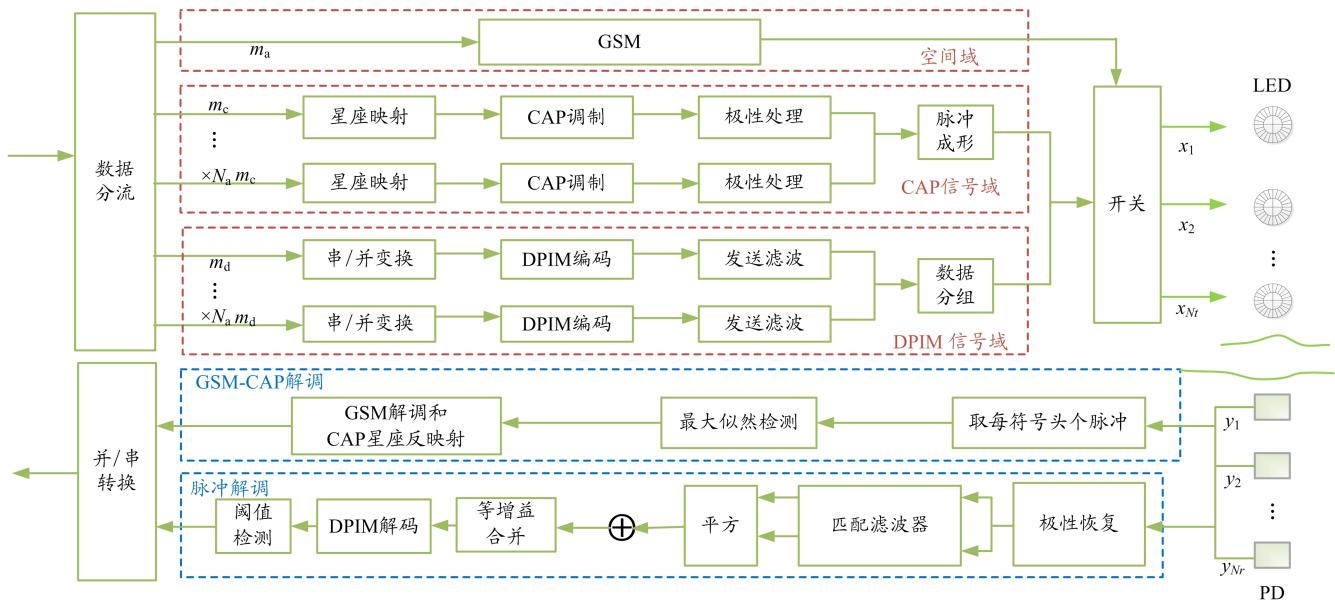


图1 GSM-CAP-DPIM混合系统结构

中, 每个符号周期内将发送端串行输入的 $m_s = \log_2 L + \log_2 M$ 比特分成并行的 2 组, 其中一组 $m_d = \log_2 L$ 比特被送入 DPIM 调制模块以编码映射确定发射脉冲所在的时隙位置, 另一组 $m_c = \log_2 M$ 比特经过二维星座映射分别生成同相分量与正交分量符号序列, 再通过 2 路正交滤波器进行脉冲成形, 合成得到 CAP 信号。GSM-CAP-DPIM 混合系统每符号携带比特数为 $m_h = N_a m_s + m_a$ 。例如: 考虑一个 $N_t = 4, N_a = 2$ 的空域系统, 信号域内采用 4CAP-4DPIM 混合调制, 则系统可以在每个时隙中传输 10 比特信息, 其中前 2 比特表示空间域天线组合, 中间 4 比特依次表示加载在激活天线上的 DPIM 符号, 最后 4 比特依次表示加载在 DPIM 脉冲时隙上的 CAP 符号。

在接收端, 信号解调包含 GSM-CAP 解调和脉冲解调 2 个部分。由于 DPIM 序列的长度不相同, 因此传输的信号矩阵中每行长度也不同, 需将每个符号用 0 补齐再经过可见光信道传输矩阵。考虑到 DPIM 每个符号的第一位为内置的符号同步脉冲, 通过提取 DPIM 的头脉冲“1”时隙位搭载的信号, 并对其做最大似然检测和反映射处理得到 GSM-CAP 信号。因此, 取每符号第一位进行去单极化处理, 之后采用最大似然检测联合解调出被激活 LED 的序号和每个 LED 上对应的 CAP 符号序列。最后, 通过星座反映射和广义空间解调恢复出 GSM 接收比特和 CAP 符号比特。另一部分, 将 DPIM 序列按激活天线数分为 N_a 组, 每组对接收的信号去单极化处理后送入正交的 CAP 匹配滤波器, 将所得输出信号进行平方和运算及求和, 结果作为最终的判决向量。基于判决向量, 再根据信号阈值检测算法获得估计序列, 进而可以完成混合信号中 DPIM 符号的检测。

1.2 信号模型

广义空间混合调制系统比特数据流利用前 m_a 位进行空间映射, 决定将被激活 LED 的索引位置; $m_d \times N_a$ 比特用于 DPIM 的符号映射; 剩余的 $m_c \times N_a$ 比特用于 CAP 的符号映射。

根据系统实现原理, 信号域上采用基于二维星座映射 M 进制 CAP 与 L 进制 DPIM 进行混合调制, 混合信号表达式^[7]为

$$f_h(t) = L_0 P_{\text{avg}} \sum_{n=1}^L \left[f_{\text{cap}}^T(t) + B_{\text{DC}} \right] c_n p(t - nT_{s1} - \tau_n) \quad (1)$$

其中, $f_{\text{cap}}^T(t)$ 为一个时隙间隔 T_{s1} 内的 CAP 信号, L_0 为 L 进制 DPIM 每符号的平均长度 ($L_0 = (L+1)/2$), P_{avg} 为

脉冲信号平均功率, B_{DC} 为直流偏置; $c_n = \{0, 1\}$ 为编码映射后的二进制随机序列值, $p(t)$ 为单位矩形脉冲, τ_n 为一个时隙通过接收机阈值检测的随机抖动。

假设激活天线对应的传输向量 $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_k]$, $s_k (k=1, 2, \dots, N_a)$ 表示从混合调制信号集中选择的发送符号, 其中 $\mathbf{s}$ 的协方差矩阵可表示为 $\mathbf{R}_{ss} = E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H]$, 且必须满足功率约束, 即 $\mathbf{R}_{ss}$ 的迹 $\text{Tr}[\mathbf{R}_{ss}] = E_s$ 。其中, E_s 表示单位时隙持续时间内的平均发射能量, 即每个符号单位时隙平均传输能量是 E_s/N_a 。

假设传输向量可以写成 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_{N_t}]^T$, 式中 $x_i (i=1, 2, \dots, N_t)$ 为第 i 根天线的发射符号。除了激活天线传输信号, 其它天线不传输信号, 即 $\mathbf{x}$ 相应的元素都是 0。

在接收端, 接收到的信号可以表示为 $y = \frac{H}{\sqrt{N_a}} \mathbf{x} +$

$\mathbf{n}$ 。其中, $\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_{N_t}]^T$ 是噪声向量, 服从高斯随机分布; H 为发射天线和接收天线之间 $N_t \times N_r$ 信道矩阵。

2 性能分析

根据图 1 的系统结构可知, GSM-CAP-DPIM 信号解调过程包括两部分: 首先通过接收信号强度基于最大似然准则实现可见光空间域和信号域 CAP 的联合解调, 然后根据 CAP 信号检测结果基于门限阈值检测方法进行 DPIM 符号解调。由于 DPIM 信号检测中时隙检测错误可能会引起数据帧中比特信息量变化, 因此本文通过分析误帧率来更好地评估系统的性能。

2.1 GSM-CAP 误帧率

可见光空间域和信号域 CAP 的联合解调采用最大似然检测算法估计 GSM 天线组合序号和每根天线上 CAP 调制符号, 信号估计向量可由实际接收信号与理想接收信号所有可能性的最小欧式距离表示为

$$[\hat{\mathbf{s}}', \hat{\mathbf{s}}] = \arg \max_{\hat{\mathbf{s}}', \hat{\mathbf{s}}} \Pr(y | H, \mathbf{s}) = \arg \min_{\hat{\mathbf{s}}', \hat{\mathbf{s}}} \left(\sum_{i=1}^{N_t} |y_i - h_i \mathbf{s}|^2 \right) \quad (2)$$

其中, $\hat{\mathbf{s}}$ 为信号估计向量, $\hat{\mathbf{s}}'$ 为任意可能的输出信号向量, h_i 表示信道矩阵 H 中的第 i 行向量, y_i 是 PD 阵列中第 i 个接收数据, $\Pr(y | H, \mathbf{s})$ 是接收信号向量在已知信道矩阵 H 和发送符号 $\mathbf{s}$ 条件下的概率密度函数, 表示为

$$\Pr(y | H, \mathbf{s}) = \frac{1}{\pi^{N_t} \sigma_n^{2N_t}} \exp \left(-\frac{\|y - H\mathbf{s}\|_F^2}{\sigma_n^2} \right) \quad (3)$$

由于 GSM 和 CAP 比特加载是独立进行的,直接通过遍历搜索所有向量组合和信道矩阵来联合估计天线组合序号和传输符号可以得到 GSM-CAP 联合检测的平均误比特率为

$$P_b^{\text{GSM-CAP}} \leq \sum_{i_l=1}^{L_a} \sum_{p=1}^{N_a} \sum_{l=1}^{M^N} \frac{P(a_{i_l(p)} \rightarrow a_{\hat{i}_l(p)} | H) d_H(a_{i_l(p)}, a_{\hat{i}_l(p)})}{(\log_2 L_a + N_a \cdot M) \cdot 2} \quad (4)$$

其中, $d_H(a_{i_l}, a_{\hat{i}_l})$ 表示索引号为 i_l 的 LED 发送的 CAP 符号 a_{i_l} , l 表示与估计信号 $a_{\hat{i}_l}$ 对应比特序列间的汉明距离, $l \in \{1, 2, \dots, M^N\}$ 分母为修正系数, L_a 为天线组合种类数, M 为 CAP 进制数; $P(a_{i_l} \rightarrow a_{\hat{i}_l} | H)$ 是发送符号 a_{i_l} 估计为 $a_{\hat{i}_l}$ 符号时的错误概率, 其表达式为

$$P(a_{i_l} \rightarrow a_{\hat{i}_l} | H) = Q(\sqrt{\kappa}) \quad (5)$$

其中, κ 是不同进制 CAP 调制的星座映射中各点能量归一化的系数, $Q(x)$ 是误差函数, 其表达式为

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt \quad (6)$$

考虑到可见光系统中直流偏置对信号能量造成的影响, κ 的定义如下:

$$\kappa = \frac{E_b \cdot L_0}{4(1+\beta^2)N_0} \sum_{p=1}^{N_a} \sum_{i_l=1}^{L_a} \sum_{l=1}^{M^N} |a_{i_l(p)} h_{i_l(p)} - a_{\hat{i}_l(p)} h_{i_l(p)}|^2 \quad (7)$$

其中, E_b 为 GSM-CAP 调制系统设定比特能量, N_0 为加性高斯白噪声(AWGN)的双边功率谱密度。

若系统信号帧协议规定每帧传输比特数为 F , GSM-CAP 混合调制信号中, CAP 符号传输 m_c 比特, GSM 模块传输 m_a 比特, 则 GSM-CAP 误帧率为

$$P_{\text{FER}}^{\text{GSM-CAP}} = 1 - (1 - P_b^{\text{GSM-CAP}})^{F \cdot (m_c + m_a)} \quad (8)$$

2.2 DPIM 误帧率

若系统信号帧协议规定每帧传输比特数为 F , 则 GSM-CAP-DPIM 混合信号每符号含有 $m_b = m_a + N_a(m_c + m_d)$ 比特, 其中 DPIM 符号传输 m_d 比特, CAP 符号传输 m_c 比特, GSM 模块传输 m_a 比特。当系统采用门限硬判决检测算法时, DPIM 的误帧率可由误时隙公式推导出, 即为

$$P_{\text{FER}}^{\text{DP}} = 1 - (1 - P_{\text{sl}}^{\text{HD}})^{F L_0 N / m_b} \quad (9)$$

其中, $P_{\text{sl}}^{\text{HD}}$ 为 DPIM 误时隙率, 其表达式为

$$P_{\text{sl}}^{\text{HD}} = P(0)P(0 \rightarrow 1) + P(1)P(1 \rightarrow 0) \quad (10)$$

其中, $P(0)$ 和 $P(1)$ 为 2 种脉冲的先验概率, $P(0 \rightarrow 1)$ 和 $P(1 \rightarrow 0)$ 是 2 种脉冲的错判概率。

2.3 GSM-CAP-DPIM 误帧率

GSM-CAP-DPIM 混合调制信号中, 由于信号域 CAP 调制是基于 GSM 的位置进行解调, DPIM 是基于 CAP 信号的平方律检波进行解调, 因此只有当空间域激活 LED 序列号, CAP 信号和 DPIM 信号分别正确解调, 且单个符号所在的空间位置也对应正确的情况下, GSM-CAP-DPIM 混合信号才能被确认正确解调。因此, 针对上述检测算法, 根据式(8)和式(9)可以得到 GSM-CAP-DPIM 误帧率为

$$P_{\text{FER}} = P_{\text{FER}}^{\text{DP}} + (1 - P_{\text{FER}}^{\text{DP}}) \cdot P_{\text{FER}}^{\text{GSM-CAP}} \quad (11)$$

3 仿真分析

仿真环境假设在 5 m×5 m×3 m 的室内房间场景, 以 8 个发射机、4 个接收机的系统为例, 仿真实验环境的三维模型图如图 2 所示。具体仿真条件设计指标及参数如表 1 所示。选取数据样本数为 1000 帧, 每帧 128 bit。其中, 发射阵列和接收阵列平面的垂直距离为 d_0 ; 相邻 LED 间距 d_l 和相邻 PD 间距 d_r 的长度均为 6 cm。为达到实验公平性, 本文设不同调制方案中的传输速率和平均发送功率相同。

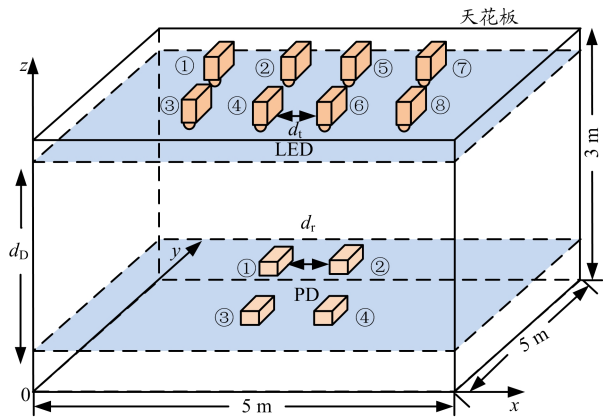


图2 仿真实验环境三维模型图

实验一: GSM-CAP-DPIM 混合系统在不同混合调制参数下的性能比较。

①4发4收且同时激活2个LED的空间域结构(以下简称(4,4,2)方案)。发射端LED坐标分别为(1.8 m, 2.4 m, 3 m)、(2.4 m, 2.4 m, 3 m)、(1.8 m, 1.8 m, 3 m)、(2.4 m, 1.8 m, 3 m), 对比4CAP-8DPIM、4CAP-16DPIM和8CAP-8DPIM混合系统性能。

②8发4收且同时激活2个LED的空间域结构(以下简称(8,4,2)方案)。发射端LED坐标如表1中

表 1 仿真实验设计参数

参数	数值
房间尺寸/m	5×5×3
1~8 发射机位置/m	(1.2, 2.4, 3)、(1.8, 2.4, 3)、 (1.2, 1.8, 3)、(1.8, 1.8, 3)、 (2.4, 2.4, 3)、(3, 2.4, 3)、 (2.4, 1.8, 3)、(3, 1.8, 3)
半功率角/(°)	10
视场角/(°)	45
发射光功率/W	20
收发端平面间距/m	2.15
1~4 接收机位置/m	(1.8, 2.4, 0.85)、(2.4, 2.4, 0.85)、 (1.8, 1.8, 0.85)、(2.4, 1.8, 0.85)
接收端有效面积/cm ²	1

描述,以 4CAP-16DPIM 和 8CAP-16DPIM 混合系统作为样本进行对比。仿真结果(sim)和理论解析性能曲线(the)如图 3 所示。

由图 3 可知,随着 CAP 调制进制数的减小和 DPIM 进制数的增大,混合系统的误码性能越来越好。这是由于减小 CAP 调制进制数,星座点间的欧氏距离增大,抗噪干扰能力变强,因此混合系统的误码性能得到改善;增加 DPIM 的调制阶数,脉冲时隙间隔变大,对于数据帧能量更容易集中在脉冲时隙上,抵抗干扰能力增强,进而误码性能提高。与(4,4,2)方案相比,(8,4,2)方案引入更多的空域资源,在显著提高系统频带利用率的同时会牺牲可靠性。此外,仿真曲线与理论曲线之间吻合良好,验证了理论表达式的正确性。

实验二:在相同频带利用率下,对比激活 LED 个数对 GSM-CAP-DPIM 混合系统性能的影响。

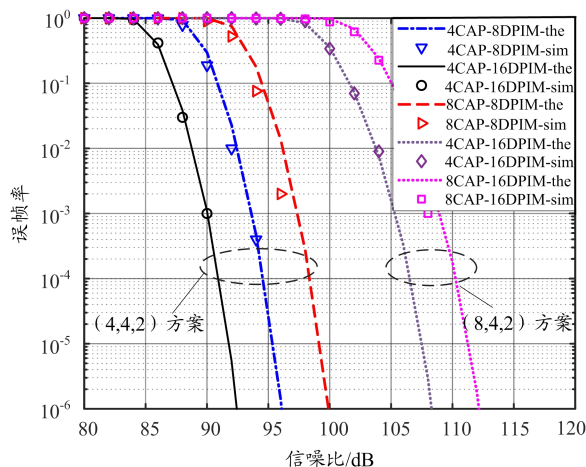


图 3 不同信号域参数下 GSM-CAP-DPIM 混合系统性能对比

固定频带利用率 $\eta=2 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})^{-1}$,对比分析(4,4,2)方案的 8CAP-16DPIM 和(4,4,3)方案的 4CAP-16DPIM 混合系统性能。仿真和理论解析性能曲线如图 4 所示。可以看出,当频带利用率相同、误帧率为 10^{-6} 时,(4,4,3)方案比(4,4,2)方案的误码性能提高了 3 dB,而后者又相对(8,4,2)方案改善约 11 dB。因此,GSM-CAP-DPIM 混合系统可以通过适当选择激活 LED 个数来确保其误码性能。

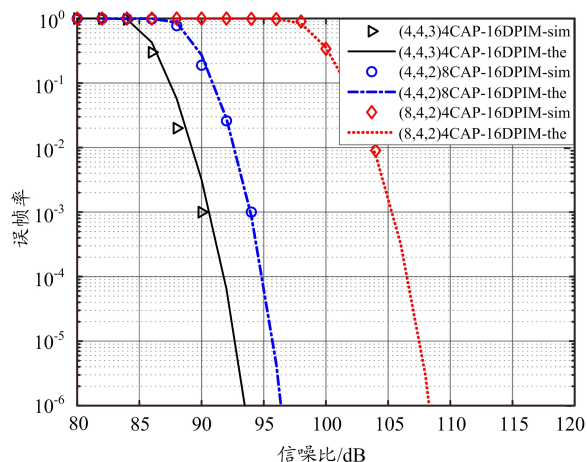


图 4 激活 LED 个数不同对 GSM-CAP-DPIM 系统性能影响对比

实验三:在相同频带利用率下,GSM-CAP-DPIM 混合系统与传统混合调制系统的性能比较。

在固定频带利用率 $\eta=2 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})^{-1}$,对 AWGN 信道下的 GSM-CAP-DPIM 混合系统、传统空间调制上无载波幅相-数字脉冲间隔调制 (SM-CAP-DPIM) 方案、CAP-DPIM 混合方案进行性能对比。分别对(8,4,2)方案选取 4CAP-16DPIM 和(4,4,2)方案选取 8CAP-16DPIM 作为样本;对传统 SM-CAP-DPIM 混合系统分别选取 (2,4,1) 方案的 4CAP-4DPIM 和(4,4,1) 方案 4CAP-8DPIM 作为样本;对传统 CAP-DPIM 混合系统选取 4CAP-2DPIM 和 64CAP-8DPIM 为样本进行对比。解析性能曲线如图 5 所示。可以看出,在频带利用率相同的条件下,GSM-CAP-DPIM 混合系统误码性能显著优于传统 SM-CAP-DPIM 方案、CAP-DPIM 混合方案,在误帧率为 10^{-6} 时,GSM-CAP-DPIM 混合系统改善了 10~15 dB。这是由于 GSM 在很大程度上提升了系统频带利用率,因此该方案在固定频带利用率的条件下能够大幅提升系统误码性能。

实验四:在相同调制进制数下,对比不同收发机个数对 GSM-CAP-DPIM 混合系统性能的影响。

在信号域调制参数相同的条件下,改变空间域参数,针对不同收发机个数对 GSM-CAP-DPIM 混合系

任嘉欣,王旭东,吴楠,等.一种频谱高效的可见光混合调制方案

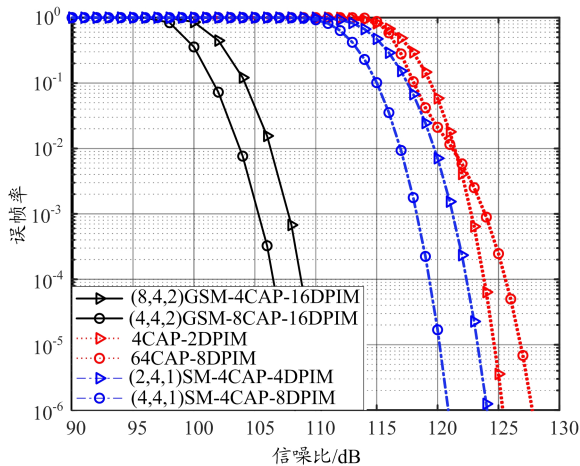


图5 相同频带利用率下,
GSM-CAP-DPIM 混合系统与传统混合调制系统的性能影响

统性能影响进行对比分析。针对固定发射机个数为4,改变接收机个数的情况下:信号域选取4CAP-4DPIM混合调制,对比(4,2,2)方案和(4,3,2)方案的系统性能;信号域选取8CAP-4DPIM混合调制,对比(4,2,3)方案和(4,3,3)方案的系统性能。针对固定2个接收机,改变发射机个数的情况:信号域选取4CAP-4DPIM混合调制,对比(4,2,2)方案和(8,2,2)方案的系统性能。针对固定3个接收机,改变发射机个数的情况:信号域选取4CAP-4DPIM混合调制,对比(4,3,2)方案和(8,3,2)方案的系统性能。解析性能曲线如图6所示。

由图6可知,接收机个数与系统误帧率呈负相关,这是因为增加接收机个数可以使得VLC系统高效利用接收分集增益,进而可以提高信息传输的可靠性。而发射机个数越多,误帧率就越高,系统误码性能就越差,这是由于GSM系统在固定天线激活数的情况下,只有指定数量的LED系统会加载信号域信息。

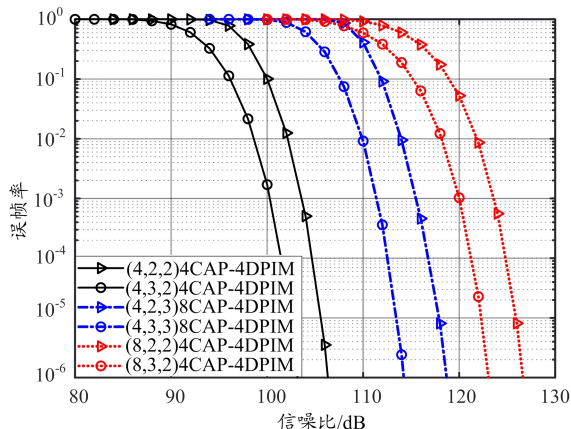


图6 不同收发机个数对 GSM-CAP-DPIM 混合系统性能的影响

实验五:研究重心偏移对 GSM-CAP-DPIM 混合系统性能影响。

本文对接收机摆放位置的重心偏移量对 GSM-CAP-DPIM 混合系统性能的影响进行仿真分析。空间域参数选择(4,4,2)方案,信号域采用4CAP-4DPIM和4CAP-8DPIM方式,分别选取了接收机不偏移、偏移0.1 cm和偏移0.5 cm作为样本进行对比分析。解析性能曲线如图7所示。可以看出,当接收阵列偏移量(dTR)从0 cm增大到0.1 cm时,GSM-CAP-DPIM混合系统的性能逐渐变好,但当偏移量从0.1 cm增加到0.5 cm时性能却逐渐变差。这是由于接收机相对偏移量的增大最初造成可见光信道的相关性减小,进而提高了系统误码性能;但随着相对偏移量的继续增大,接收阵列相对于发射阵列相对距离亦逐渐增大,此时接收光功率起主导作用导致系统误码性能变差。因此,需根据实际情况来设计收发机位置的摆放,以获得最佳的系统性能。

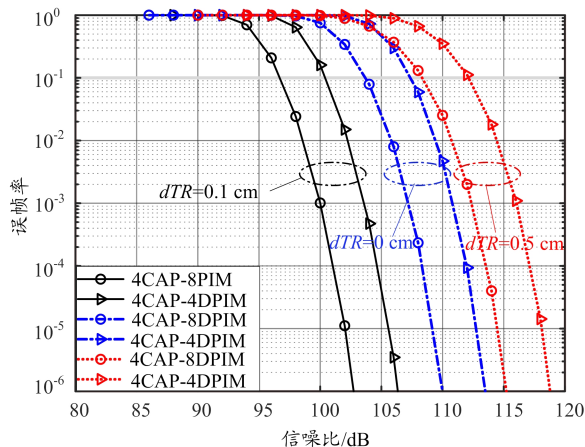


图7 不同接收机相对偏移量对 GSM-CAP-DPIM 混合系统性能影响

4 结束语

针对 VLC 系统传输误码性能改善问题,本文提出了 GSM-CAP-DPIM 混合系统,推导了可见光高斯信道下 GSM-CAP-DPIM 混合系统的误帧率理论表达式,仿真结果验证了其准确性,并对比了空时域不同调制参数选择对混合系统误码性能的影响。仿真实验结果表明:在相同频带利用率下,选取合适调制参数的 GSM-CAP-DPIM 混合方案的误码性能优于传统的混合方案和单一调制方案。本文所提的 GSM-CAP-DPIM 混合调制方案不仅提高了系统的频谱效率,还平衡了信号域中误码性能的损失,为室内 VLC 系统设计提供了更为丰富的选择,以满足不同的通信需求。

参考文献:

- [1] NDJONGUE A R, NGATCHED T M N, DOBRE O A, et al. VLC-based networking: feasibility and challenges [J]. IEEE Network, 2020, 34(4): 158–165.
- [2] 王旭东,崔玉,吴楠. 可见光多维无载波幅度相位调制系统[J]. 电子与信息学报, 2017, 39(12): 3004–3012.
- [3] KABIRU O, WASIU O. Enhanced subband index carrierless amplitude and phase modulation in visible light communication [J]. IEEE Journal of Lightwave Technology, 2019, 37: 5867–5874.
- [4] HU F C H, ZOU P, LI G Q et al. Enhanced performance of CAP-modulated visible light communication system utilizing geometric shaping and rotation coding[J]. IEEE Photonics Journal, 2019, 11(5): 1–13.
- [5] GHASSEMLOOY Z, HAYES A R, SEED N L, et al. Digital pulse interval modulation for optical communications [J]. IEEE Communications Magazine, 1998, 36(12): 95–99.
- [6] MORRA A E, SHALABY H M, HEGAZY S F, et al. Hybrid direct-detection differential phase shift keying-multipulse pulse position modulation techniques for optical communication systems[J]. Optics Communications, 2015, 357(12): 86–94.
- [7] 辛嘉珺,王旭东,吴楠. 可见光混合二维 CAP-DPIM 调制[J]. 光电子激光, 2020, 31(12): 1320–1327.
- [8] 张雨茜,王旭东,吴楠. 用于可见光通信的 CAP-ADPPM 混合调制系统设计[J]. 光通信技术, 2022, 46(2): 8–12.
- [9] 王旭东,刘莹,吴楠,等. 用于 VLC 的混合多维无载波幅度相位 - 多脉冲位置调制方案[J]. 中国激光, 2020, 47(6): 264–276.
- [10] 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, Canada. Piscataway: IEEE, 2016: 1–5.
- [11] MESLEH R, ELGALA H, HAAS H. Optical spatial modulation [J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2011, 3(3): 234–244.
- [12] ATHANASIOS S, HAAS H. Performance evaluation of space modulation techniques in VLC systems[C]//International Conference on Communication Workshop (ICCW), June 8–12, 2015, London, UK. Piscataway: IEEE, 2015: 1356–1361.
- [13] XU K, YU H Y, ZHU Y J. Channel-adapted spatial modulation for massive MIMO visible light communications[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2016, 28(23): 2693–2696.
- [14] BAO J J, HSU C L, TU J F. An efficient data transmission with GSM-MPAPM modulation for an indoor VLC system [J]. Symmetry, 2019, 11(10): 1–13.