

用于可见光通信的 CAP-ADPPM 混合调制系统设计

张雨茜, 王旭东*, 吴楠

(大连海事大学 信息科学技术学院, 辽宁 大连 116026)

摘要: 为提高可见光通信链路传输性能, 提出一种无载波幅度相位(CAP)和幅度差分脉位调制(ADPPM)混合的调制系统。该系统通过将频谱高效的多维 CAP 调制与功率高效的 ADPPM 相结合, 利用 ADPPM 的时隙脉冲搭载 CAP 信号进行信息传输; 在高斯白噪声信道模型下, 推导了 CAP-ADPPM 混合调制系统的误帧率解析表达式并进行了仿真验证; 分析了混合调制系统的阶数、幅度取值等参数对系统误帧性能的影响。实验结果表明: 当频谱效率相同时, CAP-ADPPM 混合调制系统的可靠性优于传统单一调制系统, 并且可以提供多种参数选择方案, 为可见光通信提供了更为灵活的设计选择。

关键词: 可见光通信; 幅度差分脉位调制; 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(2022)02-0008-05

DOI: 10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2022.02.002

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



Design of CAP-ADPPM hybrid modulation system for visible light communication

ZHANG Yuqian, WANG Xudong*, WU Nan

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

Abstract: In order to improve the transmission performance of visible light communication link, a hybrid modulation system of carrier free amplitude phase(CAP) and amplitude differential pulse position modulation(ADPPM) is proposed. The system combines spectrum efficient multidimensional CAP modulation with power efficient ADPPM, and uses the time slot pulse of ADPPM to carry the CAP signal for information transmission. Under the Gaussian white noise channel model, the analytical expression of frame error rate of CAP-ADPPM hybrid modulation system is derived and verified by simulation. The influence of the order and amplitude of the hybrid modulation system on the frame error performance of the system is analyzed. The experimental results show that when the spectral efficiency is the same, the reliability of CAP-ADPPM hybrid modulation system is better than that of traditional single modulation system, and can provide a variety of parameter selection schemes, which provides a more flexible design choice for visible light communication.

Key words: visible light communication, amplitude differential pulse position modulation, carrier free amplitude phase modulation, frame error rate

0 引言

随着互联网技术的快速发展, 用户对于无线数据传输速率要求越来越高, 给传统射频通信带来了巨大挑战^[1]。可见光通信(VLC)作为一种新兴的光无线通信

技术, 在频谱资源、信息安全和能耗成本等方面具有突出的优势, 可以作为室内高速数据传输的有效解决方案。

在诸多 VLC 调制技术中, 无载波幅度相位(CAP)调制因具有实现复杂度低、频带利用率高等优点被广泛应用^[2-5]; 幅度差分脉位调制(ADPPM)在带宽效率、抗干扰及系统容量等方面具有良好的折中优势, 且由于 ADPPM 的符号波形是以脉冲作为结束标志, 因此无需符号同步环节, 降低了系统复杂度^[6]。相关研究表明: 在光无线通信中引入混合调制技术可以充分兼顾脉冲调制和幅相调制的特点, 为实现高效 VLC 技术提供了新的研究方向^[7-11]。本文提出一种 CAP 和 ADPPM

收稿日期: 2021-11-22。

基金项目: 国家自然科学基金项目(61371091)资助。

作者简介: 张雨茜(1998—), 女, 河北唐山人, 汉族, 硕士研究生, 2020年6月获得通信工程专业学士学位, 现就读于大连海事大学电子与通信工程专业, 主要从事可见光通信方面的研究工作。

* 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。



混合调制(CAP-ADPPM)方案, 将充分发挥 2 种调制技术各自的性能优势。

1 信号模型与系统结构

1.1 信号模型

ADPPM 是在差分脉位调制(DPPM)信号上引入脉冲振幅调制的一种改进调制方式, 可分别通过信号的符号长度及脉冲幅度加载比特信息。设输入二进制信息序列每 M 比特为一组映射 ADPPM 符号, 则 ADPPM 有 2^M 种符号状态, 即信息序列中每 $M=\log_2(L \times A)$ 比特映射为符号集中的一种状态, 其中 A 为脉冲幅度电平数, L 为 ADPPM 符号最大时隙长度。为描述方便, 下文对不同参数的 ADPPM 记为 ADPPM(A, L)。每种 ADPPM 符号包含不同的时隙长度, 且仅有一个时隙的幅度不等于零, 用来标志一个符号的结束。时隙幅度取值范围为 $\{0, 1, \dots, A\}$, 波形的时隙长度取值范围为 $\{1, \dots, L\}$, 则其平均符号长度 $L_{\text{avg}}=(L+1)/2$, 频带利用率 $\eta_0=\log_2(L \times A)/L_{\text{avg}}$ 。ADPPM 信号表示为

$$x(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}\left(\frac{P_u}{A}\right)c_n p(t-nT_u) \quad (1)$$

其中, $c_n \in \{0, 1, \dots, A\}$ 为编码后第 n 个时隙的幅度值, $p(t)$ 是时隙间隔为 T_u 的单位振幅矩形脉冲, P_u 为信号峰值功率, t 表示时间。

CAP-ADPPM 混合调制方案是通过 ADPPM(A, L) 信号的脉冲携带 M_{CAP} 进制 CAP 信号在可见光信道链路上传输的。

1.2 系统结构

假设进行混合调制的信号分别为二维 M_{CAP} 进制 CAP 和 ADPPM(A, L), 则 CAP-ADPPM 混合系统结构如图 1 所示。在发送端, 把输入比特序列分组为数据块(CAP-ADPPM 混合系统符号), 每个数据块包含相同数量的比特, 即 $m_0=m_D+m_u=\log_2(A \times L)+\log_2 M_{\text{CAP}}$ 比特为一组。数据块中, 前 m_D 比特经过 ADPPM 模块, 后 m_u

比特经过二维星座映射, 生成一个复信号, 其实部和虚部再分别通过同向滤波器和正交滤波器后相加得到 CAP 信号。

信号解调包含 ADPPM 信号的恢复和 CAP 信号的恢复 2 个过程。首先, CAP 匹配滤波器对经信道传输的信号进行滤波, 输出 2 路子带信号($r_{\text{an}}, r_{\text{bn}}$), 将此 2 路信号进行平方和运算后相加得到信号检测量 $R=r_{\text{an}}^2+r_{\text{bn}}^2$; 然后, 采用硬判决检测的方式判断时隙幅度的取值, 再提取 ADPPM 时隙脉冲位置上搭载的信号; 最后, 经过最大似然判决得到 CAP 信号。

采用硬判决检测算法译码时需要考虑门限阈值的选取。检测量 R 的大小与二维 CAP 各星座点能量以及搭载 CAP 信号的 ADPPM 时隙脉冲幅度有关。在二维 M_{CAP} 进制 CAP 调制中, 星座尺寸 $M_{\text{CAP}}=I \times J$, I 和 J 分别为单维度坐标个数, 星座点坐标可表示为 $A_j=(a_1, a_2)$, a_1 和 a_2 取值集合分别为 $\{\pm d, \pm 3d, \dots, \pm(I-1)d\}$ 、 $\{\pm d, \pm 3d, \dots, \pm(J-1)d\}$, 其中 d 为相邻星座点距离的一半。在能量归一化星座中 $d=(3/(P+J-2))^{1/2}$, 各星座点 A_j 的能量为 $E_j=a_1^2+a_2^2$ 。在无噪声干扰时, 当能量为 E_j 的 CAP 星座点搭载在时隙幅度为 b_n 的 ADPPM 脉冲信号上时, 得到的信号检测量 $R=b_n^2 E_j$ 。由于 CAP 和 ADPPM 在硬判决过程中对信号检测量的大小都有影响, 为了将 2 种能量区分出来, 避免相互之间造成干扰, 需要选择合适的 ADPPM 脉冲幅度。在传统 ADPPM 中, 脉冲幅度取值范围 $\{1, \dots, A\}$ 为 1~ A 之间连续的正整数, 本文设定 ADPPM 时隙幅度取值范围 $b_n \in \{0, b_1, \dots, b_A\}$, $b_1, \dots, b_A$ 为不同的正整数。

2 性能分析

本文对应用硬判决检测方式的 CAP-ADPPM 混合系统的误时隙率和误帧率表达式进行分析, 信道建模为加性白噪声(AWGN)信道。

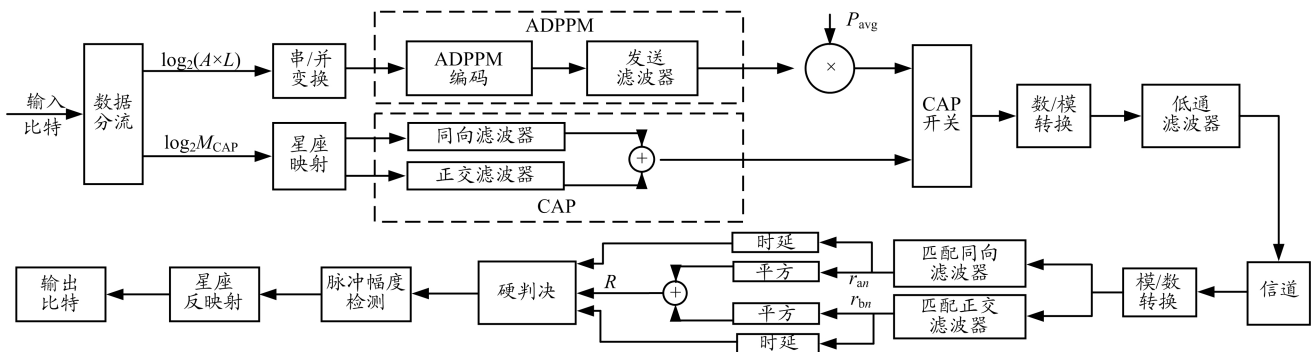


图 1 CAP-ADPPM 混合系统结构

2.1 ADPPM 时隙率

设定混合调制中 CAP 调制采用归一化的 $M_{\text{CAP}}=I \times J$ 进制矩形星座图。CAP-ADPPM 混合系统的信号在接收端经平方律检波后, 信号检测量 R 服从自由度为 2 的卡方分布, 即在混合信号中脉冲幅度不为 0 的时隙处, R 服从非中心对称的卡方分布; 而在 0 时隙处, R 服从中心对称的卡方分布。

当 $A=2, b_n \in \{0, b_1, b_2\}$, ADPPM 硬判决误时隙率表示如下:

$$P_{\text{sl}}^{\text{CAP-ADPPM}} = P(0)P(0 \rightarrow b_1, b_2) + P(b_1)[P(b_1 \rightarrow 0) + P(b_1 \rightarrow b_2)] + P(b_2)P(b_2 \rightarrow 0, b_1) \quad (2)$$

各错误转移概率分别表示为

$$P(0 \rightarrow b_1, b_2) = \int_{V_{\text{th1}}}^{\infty} f_0(R) dR = Q_1(0, \sqrt{rV_{\text{th1}}}) \quad (3)$$

$$P(b_1 \rightarrow 0) = \int_0^{V_{\text{th1}}} f_{b_1}(R) dR = \frac{4}{M_{\text{CAP}}} \sum_{i=1}^{I/2} \sum_{j=1}^{J/2} \times [1 - Q_1(\sqrt{b_1^2 \lambda \kappa r}, \sqrt{rV_{\text{th1}}})] \quad (4)$$

$$P(b_1 \rightarrow b_2) = \int_{V_{\text{th2}}}^{\infty} f_{b_1}(R) dR = \frac{4}{M_{\text{CAP}}} \sum_{i=1}^{I/2} \sum_{j=1}^{J/2} \times [Q_1(\sqrt{b_1^2 \lambda \kappa r}, \sqrt{rV_{\text{th2}}})] \quad (5)$$

$$P(b_2 \rightarrow 0, b_1) = \int_0^{V_{\text{th2}}} f_{b_2}(R) dR = \frac{4}{M_{\text{CAP}}} \sum_{i=1}^{I/2} \sum_{j=1}^{J/2} \times [1 - Q_1(\sqrt{b_2^2 \lambda \kappa r}, \sqrt{rV_{\text{th2}}})] \quad (6)$$

其中, $f_0(R)$, $f_{b_1}(R)$ 和 $f_{b_2}(R)$ 为时隙幅度为 0、 b_1 和 b_2 时 R 的概率密度函数。 $P(0)$ 、 $P(b_1)$ 和 $P(b_2)$ 为时隙幅度为 0、 b_1 和 b_2 的先验概率, 其中 $P(b_1)=P(b_2)$ 、 $P(b_1)+P(b_2)=1/L_{\text{avg}}$ 、 $P(0)=1-1/L_{\text{avg}}$ 。 λ 与星座点的能量有关, 表示为

$$\lambda = (2i-1)^2 + (2j-1)^2 \quad (7)$$

其中, $i=1, \dots, I/2, j=1, \dots, J/2, r$ 为判决器输入端信号平均信噪比, 即

$$r = 2L_{\text{avg}} m_h \psi E_b / N_0 \quad (8)$$

其中, $\psi = 2 / (A_{\text{min}}^2 + A_{\text{max}}^2)$ 为幅度修正系数, A_{min} 为 $\min\{0, b_1, b_2\}$, A_{max} 为 $\max\{0, b_1, b_2\}$ 。 κ 为对应不同进制 CAP 调制的星座映射中各点能量归一化的系数, 取值为 $3/(I^2+J^2-2)$ 。例如, 当 $M_{\text{CAP}}=2, 4, 8, 16$ 时, κ 对应取 $1, 1/2, 1/6, 1/10$ 。 $V_{\text{thi}} (i=1, 2)$ 为相邻脉冲之间的阈值门限, 计算公式为

$$V_{\text{thi}} = \frac{\kappa b_1^2 \min \lambda}{2} \quad (9)$$

$$V_{\text{th2}} = \frac{(b_1^2 \min \lambda + b_2^2 \max \lambda) \kappa}{2} \quad (10)$$

式(3)~式(6)中, 一阶 Marcum Q 函数定义为

$$Q_1(a, b) = \int_b^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2+a^2}{2}\right) I_0(ax) dx \quad (11)$$

其中, $I_0(x)$ 为第一类零阶贝修正塞尔函数。

2.2 ADPPM 误帧率

设定每帧传输 F 比特, 采用门限硬判决检测时, 由式(2)误时隙公式可推导出 ADPPM 的误帧率表达式为

$$P_{\text{FER-D}}^{\text{HD}} = 1 - \left(1 - P_{\text{sl}}^{\text{CAP-ADPPM}}\right)^{FL_{\text{avg}}/m_h} \quad (12)$$

2.3 CAP 误帧率

假设 CAP 星座图中每个符号发送的概率是相等的, 单一维度的平均符号数用 M_1 表示, 则二维 M_{CAP} 进制 CAP 的误符号率可表示为

$$P_{\text{SER-C}} = 1 - \left[1 - \frac{2(M_1-1)}{M_1} Q\left(\sqrt{\frac{3L_{\text{avg}} m_h}{(M_1^2-1)} \cdot \frac{E_b}{N_0}}\right)\right]^2 \quad (13)$$

其中, $Q(x) = (1/\sqrt{2\pi}) \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt$ 。由式(13)误符号率可

推出 CAP 信号误帧率为

$$P_{\text{FER-C}} = 1 - (1 - P_{\text{SER-C}})^{F/m_c} \quad (14)$$

2.4 CAP-ADPPM 误帧率

根据 CAP-ADPPM 混合调制方案解调原理可知: 在解调过程中, 若 CAP 信号或 ADPPM 信号出现解调错误都会导致混合信号解调错误。因此, 由式(12)和式(14)可推导出 CAP-ADPPM 误帧率为

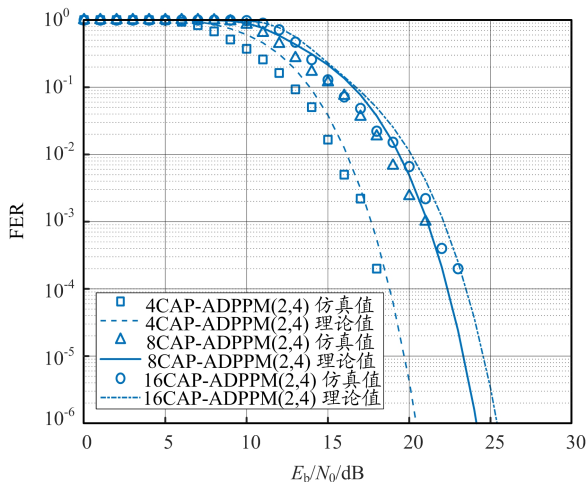
$$P_{\text{FER}}^{\text{HD}} = P_{\text{FER-D}}^{\text{HD}} + (1 - P_{\text{FER-D}}^{\text{HD}}) [1 - (1 - P_{\text{SER-C}})^{F/m_c}] \quad (15)$$

3 仿真分析

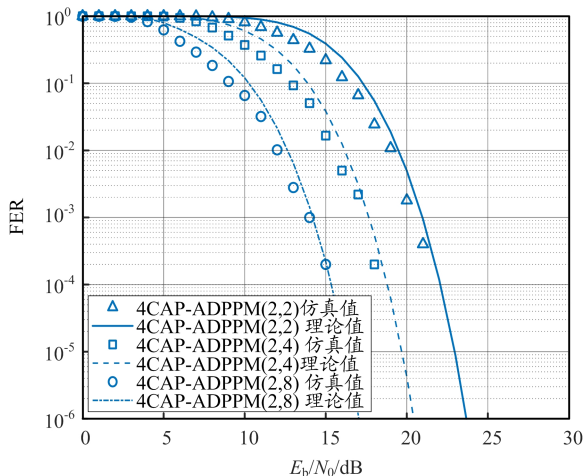
本文对 CAP-ADPPM 混合调制方案与传统单一调制方案的频带利用率、误帧率等性能进行对比, 并分析不同的调制参数对应的 CAP-ADPPM 混合系统的性能结果。

仿真一: 不同混合方式下, 对比 CAP-ADPPM 混合系统性能。选取 5000 帧数据样本, 每帧 100 bit。设定 ADPPM 时隙幅度取值 $b_n \in \{0, 1, 4\}$ 。探究改变混合系统中 CAP 进制数或 ADPPM 进制数对 CAP-ADPPM 混合系统误帧性能的影响, 结果如图 2 所示。

由图 2(a)可知, 随着 CAP 进制的增大, 系统的误帧性能逐渐变差。在误帧率 $FER=10^{-6}$ 时, 若固定



(a) 不同 CAP 进制的混合系统性能



(b) 不同 ADPPM 进制的混合系统性能

图 2 不同参数条件下混合系统误帧率

ADPPM(2,4), 则 $M_{CAP}=4$ 较 $M_{CAP}=16$ 的误帧率降低了约 5 dB。这是因为在能量归一化条件下, 星座点间欧氏距离随着星座点数量的增大而减小。由图 2(b) 可知, 在 $FER=10^{-6}$ 时, 若固定 CAP 进制数不变, 相比于 ADPPM(2,2)、ADPPM(2,4)、ADPPM(2,8) 混合系统的误帧性能分别改善了 4 dB 和 8 dB。这是由于随着 ADPPM 符号长度增加, 脉冲功率增大, 误帧率降低。此外, 图中仿真曲线与理论曲线的良好吻合验证了理论表达式的准确性。

仿真二: 相同频带利用率下, 对比 CAP-ADPPM 混合系统与传统 ADPPM 系统性能。选取 5000 帧数据样本, 每帧 100 bit。CAP-ADPPM 混合系统频带利用率 $\eta_h = [\log_2(L \times A) + \log_2 M_{CAP}] / L_{avg}$ 在频带利用率 $\eta = 1.3 \text{ bHz/s}$ 时, 混合方案选取 4 进制 CAP 和 ADPPM(2,8), 且 $b_n \in \{0, 1, 2\}$, 记作 4CAP-ADPPM(2,8), 然后与

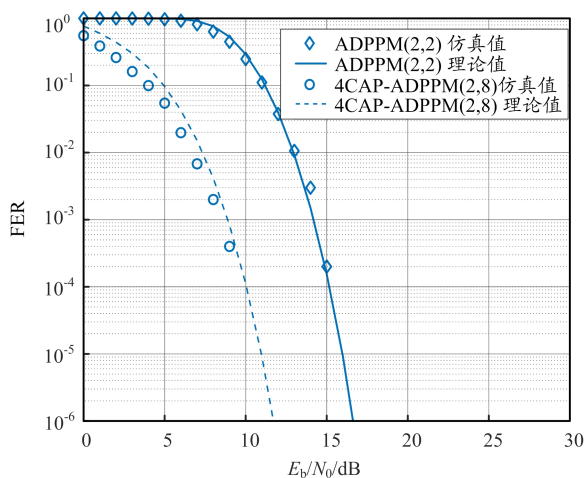
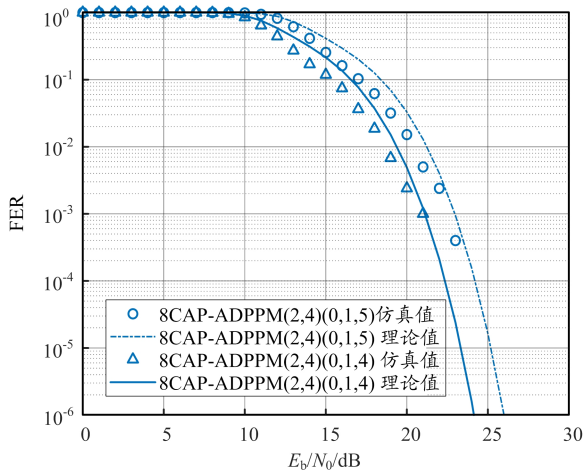


图 3 混合 CAP-ADPPM 系统与传统 ADPPM 系统误帧性能比较

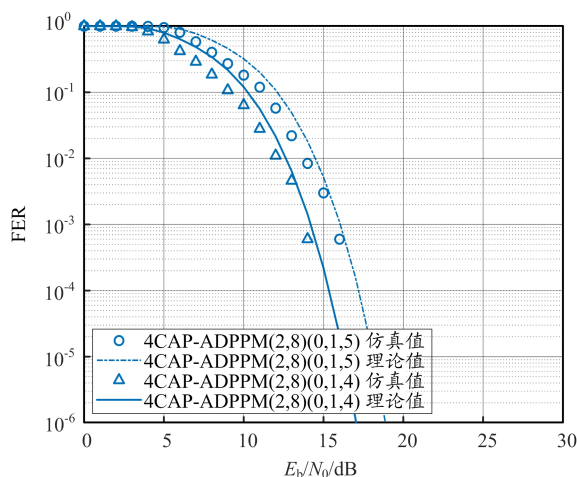
ADPPM(2,2) 进行对比, 结果如图 3 所示。可以看出, 在频带利用率相同时, CAP-ADPPM 混合系统的误帧性能优于传统 ADPPM 系统; 在 $FER=10^{-6}$ 时, 二维混合调制 4CAP-ADPPM(2,8) 较 ADPPM(2,2) 改善了 5 dB。

仿真三: 不同脉冲幅度取值下, 对比 CAP-ADPPM 混合系统性能。选取 5000 帧数据样本, 每帧 100 bit。探究改变 $b_n \in \{0, b_1, b_2\}$ 中 b_1, b_2 的取值对系统误帧性能造成的影响。

在脉冲幅度取值 $\{0, 1, 4\}$ 和 $\{0, 1, 5\}$ 这 2 种条件下, 不同混合调制系统的性能对比如图 4 所示。可以看出, $b_n \in \{0, 1, 4\}$ 的 8CAP-ADPPM(2,4) 和 4CAP-ADPPM(2,8) 这 2 种混合系统的误帧性能均优于 $b_n \in \{0, 1, 5\}$ 时的系统。因此, 应合理选择 b_n 的取值以确保系统的性能。



(a) 8CAP-ADPPM(2,4) 系统性能



(b) 4CAP-ADPPM(2,8)系统性能

图4 脉冲幅度取值对系统性能影响

4 结束语

本文提出了一种二维 CAP-ADPPM 混合调制方案, 该方案系统实现复杂度低, 在频带利用率和功率利用率之间取得了较好的平衡。通过对比实验可知, 在混合方案选取合理的调制参数下, CAP-ADPPM 混合系统的误帧性能和频谱效率都优于传统 ADPPM 系统; 并且, 混合系统的误帧性能与 CAP 及 ADPPM 进制数有关, 误帧率随着 CAP 进制数的减小或 ADPPM 进制数的增大而减小。混合系统中 ADPPM 脉冲幅度的不同选择也会对系统性能造成影响。此外, 在高斯信道下, 推导了二维 CAP-ADPPM 混合系统误时隙率和误帧率的理论解析式, 仿真验证了理论解的准确性。在 VLC 设计时, 可充分利用 CAP-ADPPM 方案参数可选择性多的特点, 以满足不同通信场景的需求。

参考文献:

- [1] BAWAZIR S S, SOFOTASIOS P C, MUHAIDAT S, et al. Multiple access for visible light communications: research challenges and future trends[J]. IEEE Access, 2018(6): 26167–26174.
- [2] CHI N, ZHOU Y J, LIANG S Y, et al. Enabling technologies for high-speed visible light communication employing CAP modulation [Invited][J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(2): 510–518.
- [3] WANG Y G, TAO L, HUANG X X, et al. 8-Gb/s RGBY LED-based WDM VLC system employing high-order CAP modulation and hybrid post equalizer[J]. IEEE Photonics Journal, 2015, 7(6): 1–7.
- [4] 吴楠, 王旭东, 姚凯莉. 可见光通信中的无载波位相调制技术[J]. 电子与信息学报, 2017, 39(2): 360–366.
- [5] LU X Y, QIAO L, ZHOU Y J, et al. An I-Q-Time 3-dimensional post-equalization algorithm based on DBSCAN of machine learning in CAP-VLC System[J]. Optics Communications, 2019, 430: 299–303.
- [6] SETHAKASET U, GULLIVER T A. Differential amplitude pulse-position modulation for indoor wireless optical communications [J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2005, 1: 3–11.
- [7] WANG Z, SHI W X, WU P X. PDM-DPSK-MPPM hybrid modulation for multi-hop free-space optical communication[J]. Optoelectronics Letters, 2016, 12(6): 450–454.
- [8] 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.
- [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] KHALLAF H S, SHALABY H M H, GARRIDO-BALSELLS J M, et al. Performance analysis of a hybrid QAM-MPPM technique over turbulence free and gamma-gamma free-space optical channels[J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2017, 9(2): 161–171.
- [11] LIU H Z, LIAO R B, WEI Z C, et al. BER Analysis of a hybrid modulation scheme based on PPM and MSK subcarrier intensity modulation[J]. IEEE Photonics Journal, 2015, 7(4): 1–10.