

新型层间迹正交码可见光双层成像通信系统

李鹏旭 杨育红 朱义君 张艳语

中国人民解放军信息工程大学信息工程学院, 河南 郑州 450001

摘要 为提升可见光双层叠加系统的通信性能,提出了一种新型叠加编码系统。该系统在充分考虑远、近距离通信特点的基础上,将迹正交编码与叠加系统相结合,使双层信号满足迹正交特性,有效消除了层间干扰,提升了信号间的欧氏距离,并获得了一定的编码增益。针对此新型系统采用复杂度为线性的求和检测算法能够获得与最大似然(ML)检测算法相同的译码性能。通过推导基于 ML 检测时的理论误比特率(BER)闭式解,分析了功率分配对各层传输 BER 性能的影响,并给出了 3 类星座设计方案。仿真结果表明,与现有双层叠加系统相比,基于层间迹正交码编码的新型系统可有效改善系统的通信性能。

关键词 光通信; 可见光; 层间干扰; 迹正交码; 星座设计

中图分类号 TN929.12 **文献标识码** A

doi: 10.3788/AOS201636.1206003

Novel Double-Layer Imaging Visible Light Communication System with Layered Trace-Orthogonal Coding

Li Pengxu Yang Yuhong Zhu Yijun Zhang Yanyu

*School of Information System Engineering, PLA Information Engineering University,
Zhengzhou, Henan 450001, China*

Abstract A novel overlapping code system is proposed to enhance the communication performance of double-layer overlay coding visible light communication system. With full consideration of the characteristics of far and near distance communication, the proposed system makes a creative combination of trace orthogonal coding and overlapping systems. This combination ensures the trace orthogonal property of two layers signals and therefore eliminates the interlayer interference. Moreover, an enhanced Euclidean distance and coding gain can be obtained to extract better performance. For this system, the same decoding performance can be obtained with the sum detection algorithm of linear complexity as well as with maximum-likelihood (ML) detection. The effect of different power allocations on system performance is analyzed by deriving the closed expression of bit error rate based on ML, and three constellation designs are then presented. Simulation results show that compared with existing double-layer overlapping systems, the new system based on layered trace-orthogonal coding can effectively improve communication performance.

Key words optical communications; visible light; interlayer interference; trace-orthogonal coding; constellation design

OCIS codes 060.2605; 060.4510; 110.0110

1 引 言

可见光通信(VLC)作为一种新兴技术,在通信安全、环境保护、电磁辐射等方面与无线通信相比有诸多优势^[1-3]。近些年来,许多学者致力于将 VLC 技术应用于智能交通系统(ITS)中,将成像传感器(IS)和发光二极管(LED)阵列分别作为收、发端,构建 VLC 多入多出(MIMO)成像通信系统^[4-6]。在成像通信系统中,

收稿日期: 2016-07-12; **收到修改稿日期:** 2016-08-15

基金项目: 国家 863 计划(2013AA013603)、国家自然科学基金(61271253)

作者简介: 李鹏旭(1992—),男,硕士研究生,主要从事可见光通信方面的研究。E-mail: stu_2014@163.com

导师简介: 杨育红(1964—),女,硕士,副教授,硕士生导师,主要从事卫星通信等方面的研究。

E-mail: yangamie@163.com

当收、发端距离较近时,接收端可清晰地对每个 LED 单元进行成像,从而获得各 LED 单元所传输的信号,因此可以采用空间多路复用技术实现高效通信;而当收、发端距离较远时,接收信号图像中空间频率较高的部分损失严重,导致接收端难以清晰地对各 LED 单元进行成像,故只能采用分集技术以保障可靠通信^[7]。

为同时兼顾远距离通信的可靠性与近距离通信的有效性,如何合理设计多路复用与分集技术成为诸学者研究的热点之一^[8-11]。文献[8]提出了 1 种基于二维快速 Haar 小波变换(2D-FHWT)的分层编码调制技术,但该技术存在译码复杂的问题。文献[9]针对上述问题做出了两点改进,但仍未能从根本上解决基于 2D-FHWT 的分层编码系统结构复杂且对发送端阵列设计要求严格的问题。基于此,文献[10]提出了一种改进的 VLC-MIMO 双层叠加系统,该系统将传输数据分为远距离高优先权数据与近距离低优先权数据,两类数据在发送端经线性叠加后共同传输,接收端采用 1 种译码复杂度为线性的求和(SUM)检测算法进行译码。双层叠加系统结构简单、便于实现,但所采用的求和(SUM)检测算法存在层间差错传播问题,且在高信噪比(SNR)时会出现错误平板现象^[11]。文献[11]试图通过一种快速最大似然(ML)译码算法来改善译码性能,解决了错误平板问题,但仍然无法消除双层叠加系统固有的层间干扰(ILI)。因此,构建一种高性能、低译码复杂度且无 ILI 的可见光双层叠加系统是十分必要的。

基于此,本文提出一种基于层间正交码(LTOC)编码的双层叠加系统,以期提升现有系统的通信性能。根据文献[10]和文献[11]建立基于 LTOC 编码的新型双层叠加系统模型;基于模型完成相应的编码方案以及具体的码字设计工作;通过对误比特率(BER)公式闭式解进行推导,以分析不同星座设计对系统性能的影响,并给出了最小欧氏距离最大化的星座设计方案;证明所得到 LTOC 编码可以增加信号间的欧氏距离;编码系统采用复杂度为线性的 SUM 检测算法可获得与 ML 检测算法相同的优异性能,可有效消除错误平板现象和双层叠加系统固有的 ILI;采用蒙特卡罗仿真验证了所提编码系统可有效提升系统通信性能。

2 系统模型

2.1 发送端

图 1 为 $M \times N$ 的 VLC-MIMO 双层叠加编码系统原理图,系统发送端主要由 LTOC 编码器、图层叠加(OC)设计、直流偏置(DC-bias)以及发送 LED 阵列构成。假设上层传输高优先权数据,下层传输低优先权数据,上、下两层数据经 LTOC 编码后再通过图层叠加的方式共同传输,叠加后的信号经过直流偏置转化为非负性信号,进而驱动 LED 单元实现信息的传送。

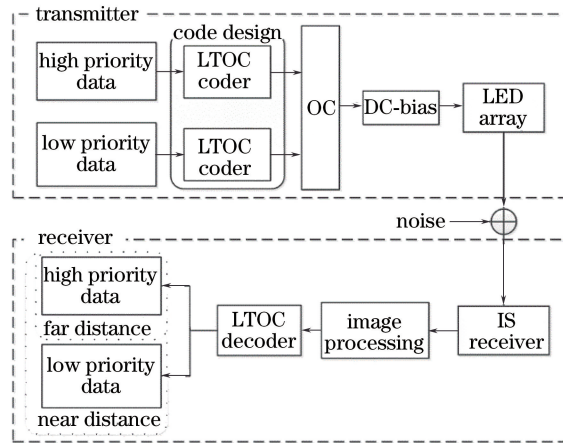


图 1 双层叠加编码系统框图

Fig. 1 System diagram of double-layer overlay coding

上、下两层的结构组成和具体图层叠加步骤如图 2^[10,12]所示。将传输高、低优先权信号的区域分别记作 D_p^H ($p = 1, 2, \dots, P$) 和 D_q^L ($q = 1, 2, \dots, Q$), 上、下两层调制信号的幅度分别为 $\pm \alpha$ 和 $\pm \beta$, 上下层传输单位比特信息所采用的 LED 灯芯数目分别为表示 N_h 和 N_l , 灯芯数目均为偶数且满足整除关系。若定义位于发送阵列中第 i 行第 j 列的 LED 灯芯为 LED_{ij} , 则在第 k 时隙, 用 $a_{ij}(k)$ 表示加载到灯芯 LED_{ij} 上的高优先权

数据, $A_p(k) \in \{-\alpha, +\alpha\}$ 表示具有高优先权的传输数据, 与 D_p^H 呈一一对应关系; 而用 $b_{ij}(k)$ 表示加载到灯芯 LED_{ij} 上的低优先权数据, $B_q(k) \in \{-\beta, +\beta\}$ 表示具有低优先权的传输数据, 与 D_q^L 呈一一对应关系。各层传输的数据与 LED 灯芯满足如下映射关系:

$$\begin{cases} a_{ij}(k) = A_p(k), & LED_{ij} \text{ in } D_p^H \\ b_{ij}(k) = B_q(k), & LED_{ij} \text{ in } D_q^L \end{cases} \quad (1)$$

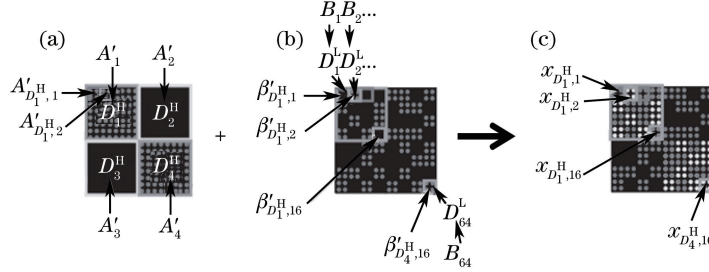


图 2 双层叠加方案示意图。(a)高优先权数据;(b)低优先权数据;(c)叠加数据

Fig. 2 Illustrated figure of overlay coding. (a) High priority data; (b) low priority data; (c) supersition data

若定义 $\beta_{D_p^H, s} (s = 1, 2, \dots, N_h/N_{N_1})$ 为 D_p^H 区域内的低优先权信号, 同时将上、下两层经过 LTOC 编码后的信号 $A'_p(k)$ 分别表示为 $A'_{D_p^H, s}(k)$ 和 $\beta'_{D_p^H, s}(k)$, 其中 $A'_{D_p^H, s}(k)$ 是 D_p^H 区域内经过编码的高优先权信号, 则可得到 k 时隙双层叠加编码信号 $x_{D_p^H, s}(k)$ 的表达式为

$$x_{D_p^H, s}(k) = A'_{D_p^H, s}(k) + \beta'_{D_p^H, s}(k). \quad (2)$$

将叠加编码信号表示为矩阵形式 $\mathbf{X}_C = [x_{D_p^H, s}(k)]$, 其中 $x_{D_p^H, s}(k)$ 均属于 $\{\alpha + \beta, \alpha - \beta, -\alpha + \beta, -\alpha - \beta\}$ 。为驱动 LED 灯芯, 需将发送的双极性信号经直流偏置转换为非负性信号, 因此得到经过直流偏置并归一化后的信号为

$$x'_{D_p^H, s}(k) = \frac{x_{D_p^H, s}(k) + \alpha + \beta}{2 \cdot (\alpha + \beta)}. \quad (3)$$

由此式可知, $x'_{D_p^H, s}(k) \in [0, 1]$, 从而可以利用光强表示信息传输的同时实现 LED 灯芯的驱动。

2.2 接收端

系统接收端主要由 IS 接收机、图像处理单元和 LTOC 译码器构成。通常, 各 LED 灯芯发送的信号会被 IS 接收机上的一个或多个像素点检测接收^[8, 10], 而接收到的信号经图像处理后可转换为与发送阵列具有相同规模大小的矩阵^[11-12]。为便于分析, 将图像处理后的非负性信号进行去直流操作还原为双极性信号, 参照文献[10-11]中未编码的模型, 给出收、发端阵列对齐时的 VLC-MIMO 双层叠加编码系统模型

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{X}_C + \mathbf{N}. \quad (4)$$

式中 $\tilde{\mathbf{Y}} \in \mathbf{R}^{M \times N}$ 是处理后的双极性信号, \mathbf{N} 是均值为 0、方差为 σ_n^2 的高斯白噪声^[13]。

3 LTOC 编码、检测算法与星座设计

3.1 LTOC 编码

传统迹正交设计(TOD)中不同时隙的信号满足正交性^[14], 与此不同, 本文设计的 LTOC 编码使同一时隙内的双层信号在空域满足 TOD 准则。为使发送端的双层信号满足 TOD 准则, 对 LTOC 定义如下。

定义 设 $\mathbf{C}^{(h)} \in \mathbf{Z}^{M \times N} (h = 1, 2)$ 表示第 h 层的编码码字, 其中元素 $c_{i,j}^{(h)} \in \{-1, +1\}$, 矩阵 $\mathbf{X}_C^{(h)} = \mathbf{C}^{(h)} \circ \mathbf{X}^{(h)}$ 表示经过编码调制后的第 h 层信号, 若有

$$\text{tr}\{[\mathbf{X}_C^{(1)}]^H \cdot \mathbf{X}_C^{(2)}\} = 0 \quad (5)$$

成立, 则称 $\mathbf{C}^{(h)}$ 为层间迹正交码(LTOC), 称信号 $\mathbf{X}_C^{(h)}$ 具有层间迹正交特性。

结合定义, 可以将(4)式进一步表达为

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{X}_C + \mathbf{N} = \mathbf{X}_C^{(1)} + \mathbf{X}_C^{(2)} + \mathbf{N} = \mathbf{C}^{(1)} \circ \mathbf{A} \otimes \mathbf{e}_A + \mathbf{C}^{(2)} \circ \mathbf{B} \otimes \mathbf{e}_B + \mathbf{N}, \quad (6)$$

式中 $\mathbf{A} = [A_p(k)]$ 、 $\mathbf{B} = [\beta_{D_p^H, s}(k)]$ 分别是相应信号的矩阵表示形式; \mathbf{e}_A 和 \mathbf{e}_B 是全 1 矩阵, 其维数与 N_h 和

N_1 相关;运算符 \otimes 是矩阵 Kronecker 乘积;运算符 \circ 是 Hadamard 乘积运算。由(6)式可知,LTOC 编码可以通过 Hadamard 乘积运算实现,是一种线性的编码方案。根据编码方案并考虑到 VLC 兼顾照明的特点,可以通过如下步骤实现 LTOC 码字的设计。

- 1) 计算 $N_h/N_1 = \gamma (\gamma \in \mathbf{Z}^+)$, 将 γ 的全部偶约数 ξ 记作集合 $\mathcal{X} = \{\xi_i\}$;
- 2) 产生等重码的码字集合 $c_h = \{(\xi_i, 2, \xi_i/2)\}$ 和 $c_1 = \{(N_1, 2, N_1/2)\}$;
- 3) 在码集 c_h 和 c_1 中任选一个码字并完成 0 到 -1、1 到 1 的映射,将映射后的码字记作 c_1 和 c_2 ;
- 4) 将码字 c_1 和 c_2 进行拓展,即 $\mathbf{c}'_1 = c_1 \otimes \mathbf{1}_{1 \times (\gamma N_1 / \xi_i)}$, $\mathbf{c}'_2 = \mathbf{1}_{1 \times \gamma} \otimes c_2$, 其中 $\mathbf{1}_{1 \times (\gamma N_1 / \xi_i)}$ 表示大小为 $1 \times (\gamma N_1 / \xi_i)$ 的全 1 矢量;
- 5) 将矢量 \mathbf{c}'_1 和 \mathbf{c}'_2 进行等效的矩阵化表示,即可得到 LTOC 码字 $\mathbf{C}^{(1)}$ 和 $\mathbf{C}^{(2)}$ 。

因此,采用上述方法可以实现本文提出的 LTOC 码字的设计。LTOC 码字具有如下性质。

性质 1 各层中所有 LED 灯芯上传输信号的和值为 0。

证明 由于采用等重码,所以码字中 0、1 的数目是相同的,进而可知映射后的码字有

$$\begin{cases} \sum c_1 = 0 \\ \sum c_2 = 0 \end{cases}, \quad (7)$$

根据码字设计步骤 4), 进一步可以得到

$$\begin{cases} \sum \mathbf{C}^{(1)} = \sum \mathbf{c}'_1 = 0 \\ \sum \mathbf{C}^{(2)} = \sum \mathbf{c}'_2 = 0 \end{cases}. \quad (8)$$

由此可知,采用上述方法设计的码字在保证编码后的信号满足层间迹正交特性的同时,还可以使所有 LED 灯芯调制光强的和值在任一传输时隙内均为常数。此特性既有利于 VLC 技术同时兼顾通信与均匀照明,又可以解决 SUM 算法存在的错误平板问题。

3.2 检测算法

不同检测算法对系统的译码性能可能有不同影响,目前针对双层叠加系统主要存在两种检测算法,即 SUM 检测算法^[10]和 ML 检测算法^[11]。SUM 检测算法是一种逐层译码算法,1) 利用下层传输信号统计均值为 0 的特性实现上层信号译码,2) 在上层信号完成译码的基础上再对下层传输信号进行译码,但由于现有双层叠加系统中下层传输信号统计均值随机特性通常不为 0,因此会产生译码的错误平板问题。ML 检测算法是一种联合译码算法,在对双层信号译码时具有最优的性能,但无法仅对双层叠加系统中的单层传输信号进行译码(如远距离高优先信号译码)。以下针对本文所提出的新型叠加系统,分别采用 SUM 检测算法和 ML 检测算法进行译码判决。当新型叠加系统采用上述两种方案进行译码时,若令

$$\tilde{\mathbf{Y}}_1 = \tilde{\mathbf{Y}} \circ \mathbf{C}^{(1)} = [\tilde{y}_{\text{LED},i,j}^{(1)}], \tilde{\mathbf{Y}}_2 = (\tilde{\mathbf{Y}} - \hat{\mathbf{A}}) \circ \mathbf{C}^{(2)} = [\tilde{y}_{\text{LED},i,j}^{(2)}], \quad (9)$$

则得到采用 SUM 译码判决的判决表达式为

$$\hat{A}_p = \alpha \cdot \text{sign} \left[\sum_{\text{LED},i,j \in D_p^H} \tilde{y}_{\text{LED},i,j}^{(1)} \right], \hat{\beta}_{D_p^H,s} = \beta \cdot \text{sign} \left[\sum_{\text{LED},i,j \in D_p^H} \tilde{y}_{\text{LED},i,j}^{(2)} \right]. \quad (10)$$

而采用 ML 译码判决的判决表达式为^[11]

$$\min_{\hat{\mathbf{A}}, \hat{\mathbf{B}}} \|\tilde{\mathbf{Y}} - \hat{\mathbf{A}} \otimes \mathbf{e}_A \circ \mathbf{C}^{(1)} - \hat{\mathbf{B}} \otimes \mathbf{e}_B \circ \mathbf{C}^{(2)}\|_F^2, \quad (11)$$

式中 $\|\cdot\|_F$ 表示 Frobenius 范数。

进一步,可以证明基于 LTOC 编码的双层叠加系统具有如下性质。

性质 2 基于 LTOC 编码的双层叠加系统,ML 译码算法与 SUM 译码算法性能相同。

证明 当采用 ML 译码判决时,有

$$\begin{aligned} [\hat{\mathbf{A}}, \hat{\mathbf{B}}] &= \min \|\tilde{\mathbf{Y}} - \hat{\mathbf{A}} \otimes \mathbf{e}_A \circ \mathbf{C}^{(1)} - \hat{\mathbf{B}} \otimes \mathbf{e}_B \circ \mathbf{C}^{(2)}\|_F^2 \Leftrightarrow \\ &\max \{ \text{tr} \{ \tilde{\mathbf{Y}}^H \cdot [\hat{\mathbf{A}} \otimes \mathbf{e}_A \circ \mathbf{C}^{(1)}] \} + \text{tr} \{ \tilde{\mathbf{Y}}^H \cdot [\hat{\mathbf{B}} \otimes \mathbf{e}_B \circ \mathbf{C}^{(2)}] \} \} \Leftrightarrow, \\ &\max \left[\sum_p \hat{A}_p \sum_{\text{LED},i,j \in D_p^H} \tilde{y}_{\text{LED},i,j}^{(1)} + \sum_p \sum_s \hat{\beta}_{D_p^H,s} \sum_{\text{LED},i,j \in D_p^H} \tilde{y}_{\text{LED},i,j}^{(2)} \right] \end{aligned} \quad (12)$$

若使(12)式取得最大值,则 \hat{A}_p 与 $\hat{\beta}_{D^H,s}$ 需满足

$$\hat{A}_p = \alpha \cdot \text{sign} \left[\sum_{\text{LED}_{i,j} \in D_p^H} \tilde{y}_{\text{LED}_{i,j}}^{(1)} \right], \hat{\beta}_{D^H,s} = \beta \cdot \text{sign} \left[\sum_{\text{LED}_{i,j} \in D_p^L} \tilde{y}_{\text{LED}_{i,j}}^{(2)} \right]. \quad (13)$$

对比(10)和(13)式可知 ML 译码算法 SUM 译码算法是等价的。

因此,对基于 LTOC 编码的双层叠加系统而言,采用线性译码复杂度的 SUM 检测算法不仅可以获得 ML 检测的高译码性能,还可以阻止层间差错传播。

3.3 星座设计

当发送端上、下两层给予不同的功率分配时会形成不同的发送星座,进而会影响系统的通信性能。设 $P_t^{(h)}$ 是第 h 层传输单位比特信息所分配的总发送功率,因此有 $P_t^{(1)} = N_h \cdot \alpha^2, P_t^{(2)} = N_1 \cdot \beta^2$ 。将上、下两层信号的功率进行归一化约束

$$\alpha^2 + \beta^2 = 1. \quad (14)$$

若将上、下两层的传输误比特率分别表示为 p_{1b} 和 p_{2b} , 则当采用 ML 译码判决时,根据(13)式可以得到上层信号传输 BER 为

$$p_{1b} = P(A_p = +\alpha) \cdot P(\hat{A}_p = -\alpha | A_p = +\alpha) + P(A_p = -\alpha) \cdot P(\hat{A}_p = +\alpha | A_p = -\alpha) = P(A_p = +\alpha) \cdot P \left[\sum_{\text{LED}_{i,j} \in D_p^H} \tilde{y}_{\text{LED}_{i,j}}^{(1)} \leq 0 | A_p = +\alpha \right] = \frac{1}{2} \text{erfc} \left[\frac{\sqrt{P_t^{(1)}}}{\sqrt{2}\sigma_n} \right], \quad (15)$$

其中 $P(A)$ 表示事件 A 发生的概率。同理,可以得到下层传输 BER 为

$$p_{2b} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left[\frac{\sqrt{P_t^{(2)}}}{\sqrt{2}\sigma_n} \right]. \quad (16)$$

由(15)和(16)式可知,上、下两层的 BER 性能与各层所分配的总发送功率 $P_t^{(h)}$ 呈负相关,即分配的功率越多,BER 越低,进而该层传输的性能就越好。同时,可以得知各层的 BER 性能仅与所分配的功率有关,而不受阵列结构以及其他传输层译码性能等的影响。针对不同的功率分配给出以下 3 类星座设计。

1) 等功率分配。上、下两层具有相同功率分配,即 $P_t^{(1)} = P_t^{(2)}$ 。若令 $\alpha = \cos \theta, \beta = \sin \theta$, 在总功率约束条件下有 $\theta = \arctan(N_h/N_1)$ 。等功率分配时有如下定理。

定理 在层间功率的约束条件下,当 $P_t^{(1)} = P_t^{(2)}$ 时,上、下两层具有相同传输性能且信号间最小欧氏距离具有最大值。

证明 首先,当 $P_t^{(1)} = P_t^{(2)}$ 时,由(15)和(16)式易得 $p_{1b} = p_{2b}$,故上、下两层传输性能相同。由(6)式知编码系统中信号 \mathbf{X}_i^C 与 $\mathbf{X}_j^C (i \neq j)$ 之间的最小欧氏距离 d_{\min}^C 为

$$d_{\min}^C = \|\mathbf{X}_i^C - \mathbf{X}_j^C\|_F^2 = \|[A_i \otimes \mathbf{e}_A \circ \mathbf{C}^{(1)} + B_i \otimes \mathbf{e}_B \circ \mathbf{C}^{(2)}] - [A_j \otimes \mathbf{e}_A \circ \mathbf{C}^{(1)} + B_j \otimes \mathbf{e}_B \circ \mathbf{C}^{(2)}]\|_F^2 = \min\{N_h \cdot \alpha^2, N_1 \cdot \beta^2\}. \quad (17)$$

故欲使最小欧氏距离最大化,则问题等价表示为

$$\max_{\alpha, \beta} d_{\min}^C, \text{ subject to } \alpha^2 + \beta^2 = 1. \quad (18)$$

可以由反证法证得当且仅当 $N_h \cdot \alpha^2 = N_1 \cdot \beta^2$ 时, d_{\min}^C 取得最大值。假设 $N_h \cdot \alpha_1^2 \neq N_1 \cdot \beta_1^2$ 时 d_{\min}^C 取得最大值,不妨设 $N_h \cdot \alpha_1^2 < N_1 \cdot \beta_1^2$, 即有 $\max d_{\min}^C = N_h \cdot \alpha_1^2$, 此时,必然 $\exists \epsilon, \delta (\epsilon, \delta > 0)$ 使 $\alpha'_1 = \alpha_1 + \epsilon, \beta'_1 = \beta_1 - \delta$ 成立,且 α'_1, β'_1 满足

$$\begin{cases} (\alpha'_1)^2 + (\beta'_1)^2 = 1 \\ N_h \cdot (\alpha'_1)^2 \leq N_1 \cdot (\beta'_1)^2 \end{cases} \quad (19)$$

因此有 $\max d_{\min}^C = N_h \cdot (\alpha'_1)^2 > N_h \cdot \alpha_1^2$, 与假设相矛盾。同理可证,当 $N_h \cdot \alpha_1^2 > N_1 \cdot \beta_1^2$ 时,仍然存在矛盾。所以当且仅当 $N_h \cdot \alpha^2 = N_1 \cdot \beta^2$, 即 $P_t^{(1)} = P_t^{(2)}$ 时, d_{\min}^C 取得最大值。

2) 不等功率分配。采用文献[10]中的功率分配方案,即 $\alpha/\beta = 1$, 可以得到 $\alpha = \beta = 1/\sqrt{2}$, 此时有 $P_t^{(1)}/P_t^{(2)} = N_h/N_1$ 。

3) 功率分配。若上、下层信号的调制幅度满足关系 $\alpha/\beta = \sqrt{2}$, 则可以得知 $\alpha = \sqrt{2/3}, \beta = \sqrt{1/3}$, 此时有

$$P_t^{(1)}/P_t^{(2)} = 2N_h/N_l。$$

上述 3 种设计中功率分配的方案各不相同。设计 1 中,上、下两层分配的功率相同,具有相同的 BER 性能,也具有最大的最小信号间欧氏距离,而在高信噪比时,最小欧氏距离最大化的设计可以认为是系统整体性能最佳的设计方案;设计 2 中,上、下两层分配的功率较为均衡,因此可以同时兼顾上、下两层的通信性能;设计 3 中,上层信号分配的功率远大于下层信号分配的功率,以保证上层传输能够获得足够优异的通信性能。因此所给出的 3 类星座设计各具特点,在实际应用中需根据具体的用户需求而选取相应的设计。

4 仿真及性能分析

选取与参考文献[11]中相同的仿真环境,采用蒙特卡罗仿真实验验证本文所提方案的可行性与有效性。由于信号发送功率经过归一化处理,因此信噪比即为 $1/\sigma_n^2$ 。为了使仿真结果更具有说服力,采用两种阵列模型,即 $M \times N = 16 \times 8$ 和 $M \times N = 16 \times 16$,各层具体结构设计参数如表 1 所示。

表 1 各层结构参数表

Table 1 Parameters of structure for each layer

| Parameter | 16 × 8 | | 16 × 16 | |
|----------------------------|--------------|-------------|---------------|-------------|
| | Upper layer | Lower layer | Upper layer | Lower layer |
| Priority | high | low | high | low |
| Number of LED per 1 bit | 32 | 4 | 256 | 4 |
| Number of bit per 1 symbol | 4 | 32 | 1 | 64 |
| Bit power | $32\alpha^2$ | $4\beta^2$ | $256\alpha^2$ | $4\beta^2$ |

当阵列规模为 16×8 时,各层所采用的 LTOC 码字为

$$\mathbf{C}^{(1)} = \mathbf{1}_{2 \times 2} \otimes \left(\begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \otimes \mathbf{1}_{4 \times 2} \right), \mathbf{C}^{(2)} = \mathbf{1}_{8 \times 4} \otimes \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}。 \quad (20)$$

当阵列规模为 16×16 时,各层所采用的 LTOC 码字为

$$\mathbf{C}^{(1)} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \otimes \mathbf{1}_{8 \times 8}, \mathbf{C}^{(2)} = \mathbf{1}_{8 \times 8} \otimes \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}。 \quad (21)$$

当采用上述两种阵列模型对 3 类星座设计进行性能仿真时,各层信号的调制幅度 α 、 β 以及系统所具有的最小欧式距离 d_{\min} 如表 2 所示。

表 2 调制幅度和最小欧式距离

Table 2 Modulation amplitude and minimum Euclidean distance

| Constellation design | Array 1 | | | Array 2 | | |
|----------------------|----------------|--------------|--------------|----------------|--------------|--------------|
| | Design 1 | Design 2 | Design 3 | Design 1 | Design 2 | Design 3 |
| α | $\sqrt{4/36}$ | $\sqrt{1/2}$ | $\sqrt{2/3}$ | $\sqrt{1/65}$ | $\sqrt{1/2}$ | $\sqrt{2/3}$ |
| β | $\sqrt{32/36}$ | $\sqrt{1/2}$ | $\sqrt{1/3}$ | $\sqrt{64/65}$ | $\sqrt{1/2}$ | $\sqrt{1/3}$ |
| d_{\min} | 32/9 | 2 | 2/3 | 256/65 | 2 | 2/3 |

基于上述仿真参数,当对新型叠加系统分别采用 SUM 检测和 ML 检测进行译码时,得到 3 类星座设计下的各层(上层 L1,下层 L2,下同)传输 BER 性能曲线,如图 3 所示。通过对 3 幅图中采用两种检测算法得到的 BER 曲线进行对比可以发现,无论是在阵列规模 1(A1)中,还是在阵列规模 2(A2)中,采用 SUM 检测得到的 BER 曲线与 ML 检测得到的 BER 曲线是完全重合的,因此可知两种检测算法在编码系统中具有相同的译码性能,该结果与前述 LTOC 编码系统所具有的性质 2 一致。进一步可以发现理论 BER 曲线与 ML 检测算法得到的 BER 曲线吻合度也较好,因此验证了前述 BER 公式推导的正确性以及星座设计影响性分析的准确性。

当对编码系统采用 SUM 检测进行译码、而对未编码系统采用 ML 检测进行译码时,得到基于 3 类星座设计(D1,D2,D3,下同)下的整体误块率(即误符号率)仿真曲线,如图 4 所示。由图 4(a)和 4(b)中的整体误块率曲线可知,星座设计 1 的误块率性能优于星座设计 2,更优于星座设计 3。这是由于星座设计 1 是编码系统中整体传输性能最佳的设计,根据前述定理可知,系统整体性能在上、下两层获得等功率分配时达到最

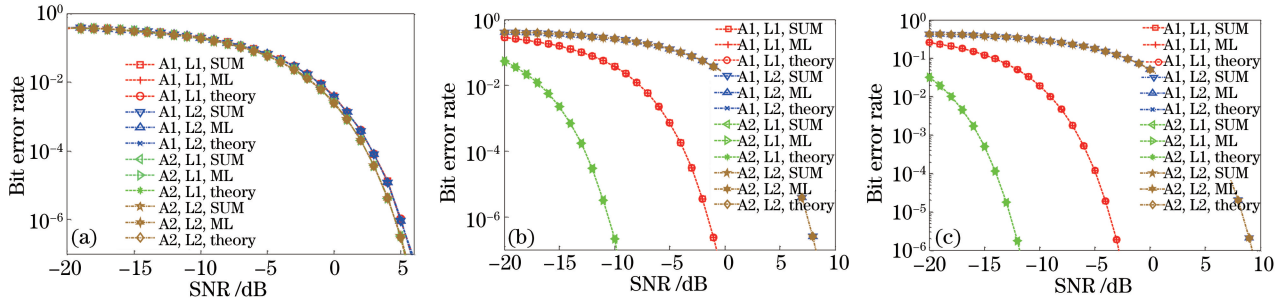


图 3 不同设计下的 SUM 检测、ML 检测与理论 BER 性能。(a)星座设计 1;(b)星座设计 2;(c)星座设计 3

Fig. 3 BER performance of different constellation designs for SUM detection, ML detection and theory values.

(a) Constellation design 1; (b) constellation design 2; (c) constellation design 3

佳,而随着各层功率分配差异的增加,系统整体的传输性能将下降。在 3 类设计中,星座设计 3 的上、下两层功率分配差异最大,因此整体传输性能最差。若采用 $G_{i,j}$ ($i, j = 1, 2, 3$) 表示设计 i 与设计 j 之间的信噪比增益,则在高信噪比时 $G_{i,j}$ 可以通过各自的最小欧式距离 d_{\min} 的比值计算得到。如在阵列规模 1 中,有 $G_{1,2} = 10\lg\left(\frac{32/9}{2}\right) \approx 2.94$ dB, $G_{2,3} = 10\lg\left(\frac{2}{2/3}\right) \approx 1.23$ dB; 而在阵列规模 2 中,有 $G_{1,2} = 10\lg\left(\frac{256/65}{2}\right) \approx 2.5$ dB, $G_{2,3} = 10\lg\left(\frac{2}{2/3}\right) \approx 1.23$ dB。因此,不同星座设计对系统的传输性能有着较大的影响。在上述 3 类星座设计中,若考虑不同优先权的传输策略,则星座设计 2 和星座设计 3 更为合适,其中星座设计 2 在考虑高、低优先权传输的同时兼顾了两层的传输性能,而星座设计 3 是通过牺牲下层传输的性能而使上层传输获得足够高的优先权。若考虑整体性能最佳,则星座设计 1 是更优的传输方案。

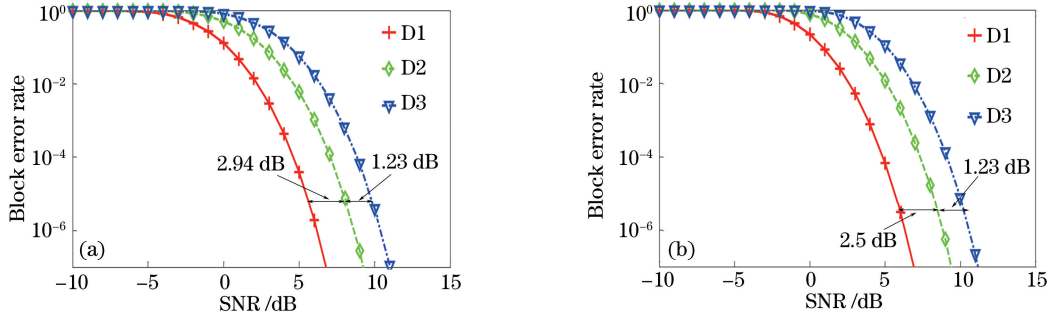


图 4 不同阵列规模下的误块率性能。(a) 阵列规模:16×8;(b)阵列规模:16×16

Fig. 4 Block error performance of different array sizes. (a) Array size: 16×8; (b) array size: 16×16

进一步对比图 5(a)和图 5(b)中编码前后各层的 BER 性能,可知 LTOC 编码在 3 种星座设计中对系统性能的提升各不相同。针对星座设计 1,由于编码前后系统的信号间最小欧氏距离没有发生改变,LTOC 编码只是消除了 ML 检测存在的层间干扰,因此对系统通信性能的提升有限,但编码系统采用的 SUM 检测算法比未编码系统采用的 ML 检测算法拥有更低的计算复杂度。针对星座设计 2,可以发现原有未编码系统会出现不适用的情况,这是由于调制信号的幅值 $\alpha = \beta$ 时会造成未编码系统信号间最小欧氏距离 $d_{\min} = 0$,此时若 N_h/N_l 较小会使信号间平均欧氏距离也较小,因此在高信噪比时会由于信号的不可唯一分解而导致错误平板现象的发生[如图 5(a)],虽然通过增加 N_h/N_l 来提升平均欧式距离的方式可以减小错误平板问题[如图 5(b)],但实际应用场景中可能对 N_h/N_l 有一定限制(如车灯等),而采用 LTOC 编码技术可以直接通过提升系统信号间的最小欧氏距离来消除错误平板现象,还能够获得一定的编码增益使系统通信性能得到提升(如阵列 2 中可获得 2 dB 的增益),因此采用 LTOC 编码在该设计中可以有效改善系统的传输性能。针对星座设计 3,LTOC 编码可以同时通过消除层间干扰和增加信号间欧氏距离的方式来提升系统的通信性能,其中在 10^{-5} 的错误量级时两种阵列规模可分别获得 7 dB 和 1 dB 的编码增益。通过对比 LTOC 编码方案在两种阵列规模下不同星座设计中所获得的编码增益,可以发现,在阵列规模 1 中采用 LTOC 编码所

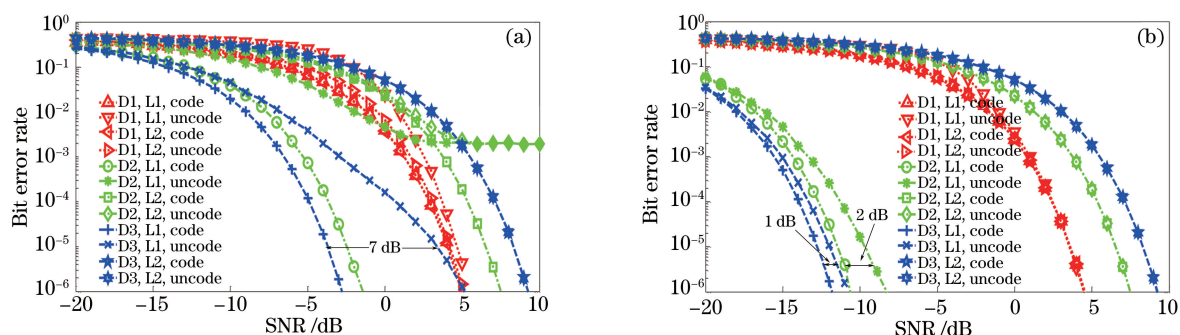


图 5 不同阵列规模下的 BER 性能。(a) 阵列规模: 16×8 ; (b) 阵列规模: 16×16

Fig. 5 BER performance of different array sizes. (a) Array size: 16×8 ; (b) array size: 16×16

获得的编码增益会大于阵列规模 2 中。这是由于阵列规模 1 中的比值 N_h/N_l 更为接近 1, 所以 ILI 现象也更为严重。因此, LTOC 编码在小阵列规模时性能提升显著。

综上所述, 本文所提出的新型 LTOC 编码系统能够达到系统通信性能提升的目的, 且可以使接收端通过采用复杂度为线性的 SUM 检测获得与 ML 检测相同的译码性能, 便于工程实现。

5 结 论

将层间迹正交码(LTOC)与 VLC 双层叠加系统有效结合, 用于改善系统的通信性能。新型编码系统有效阻止了差错传播问题, 降低了译码的计算复杂度, 解决了 ML 检测不能实现单层信号译码的问题。通过 BER 公式闭式解可以得知, 各层的 BER 性能仅与各层所分配的单位比特功率有关, 所以合理地分配单位比特功率即可实现不同优先级的传输。仿真结果表明, 在本文仿真条件下, 采用 LTOC 编码方案比现有双层叠加方案最多可获得 7 dB 的编码增益, 因此可以有效提升系统的通信性能。但所提出的 LTOC 编码仅是针对双层信号进行设计, 且对发送 LED 阵列的规模有一定要求, 因此需要进一步对 LTOC 编码设计进行研究, 使其在适用于多层叠加传输的同时降低对阵列的要求。

参 考 文 献

- Fu Hongshuang, Zhu Yijun. Analysis of the correlation of optical multiple-input multiple-output channel using white LED lighting in indoor line of sight environments[J]. Acta Optica Sinica, 2013, 33(9): 0906002.
付红双, 朱义君. 室内直射环境下白光 LED 的多输入多输出信道相关性分析[J]. 光学学报, 2013, 33(9): 0906002.
- Lu Qingfeng, Ji Xinsheng, Huang Kaizhi, *et al.* Power allocation method for reducing nonlinearity clipping distortion in asymmetrically clipped orthogonal frequency division multiplexing based visible light communication[J]. Acta Optica Sinica, 2014, 34(7): 0706004.
陆庆峰, 季新生, 黄开枝, 等. 降低可见光通信不均匀限幅正交频分复用系统非线性限幅失真的功率分配方法[J]. 光学学报, 2014, 34(7): 0706004.
- Wang T Q, Sekercioglu Y A, Armstrong J. Analysis of an optical wireless receiver using a hemispherical lens with application in MIMO visible light communications[J]. Journal of Lightwave Technology, 2013, 31(11): 1744-1754.
- Gao Junying, Wang Dechang, Yao Jianguo. MIMO visible light wireless communication system employed camera-based receivers[J]. Acta Optica Sinica, 2015, 35(1): 0106004.
高俊英, 王德昌, 姚建国. 基于摄像头的 MIMO 可见光无线通信系统[J]. 光学学报, 2015, 35(1): 0106004.
- Takai I, Ito S, Yasutomi K, *et al.* LED and CMOS image sensor based optical wireless communication system for automotive applications[J]. IEEE Photonics Journal, 2013, 5(5): 6801418.
- Yamazato T, Takai I, Okada H, *et al.* Image-sensor-based visible light communication for automotive applications[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(7): 88-97.
- Ashok A, Gruteser M, Mandayam N, *et al.* Characterizing multiplexing and diversity in visual MIMO[C]. IEEE 45th Annual Conference on Information Sciences and Systems, 2011: 1-6.
- Arai S, Mase S, Yamazato T, *et al.* Experimental on hierarchical transmission scheme for visible light communication using LED traffic light and high-speed camera[C]. IEEE 66th on Vehicular Technology Conference, 2007: 2174-2178.

- 9 Nagura T, Yamazato T, Katayama M, *et al.* Improved decoding methods of visible light communication system for ITS using LED array and high-speed camera[C]. IEEE 71st on Vehicular Technology Conference, 2010: 1-5.
- 10 Nishimoto S, Nagura T, Yamazato T, *et al.* Overlay coding for road-to-vehicle visible light communication using LED array and high-speed camera[C]. IEEE 14th International Conference on Intelligent Transportation Systems, 2011: 1704-1709.
- 11 Zhu H Y, Zhu Y J, Zhang J K, *et al.* A double-layer VLC system with low-complexity ML detection and binary constellation designs[J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(4): 561-564.
- 12 Nishimoto S, Yamazato T, Okada H, *et al.* High-speed transmission of overlay coding for road-to-vehicle visible light communication using LED array and high-speed camera[C]. IEEE Globecom Workshops, 2012: 1234-1238.
- 13 Wang Chao, Zhu Yijun, Yang Yuhong. Interleave-division multiple-access for high-speed visible light communication in parallel[J]. Acta Optica Sinica, 2014, 34(4): 0406003.
王 超, 朱义君, 杨育红. 可见光并行高速通信交织分多址技术研究[J]. 光学学报, 2014, 34(4): 0406003.
- 14 Biagi M, Vegni A M, Pergoloni S, *et al.* Trace-orthogonal PPM-space time block coding under rate constraints for visible light communication[J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, 33(2): 481-494.