

# 可见光并行高速通信交织分多址技术研究

王 超 朱义君 杨育红

(信息工程大学信息工程学院, 河南 郑州 450002)

**摘要** 商用发光二极管(LED)调制带宽受限制约着可见光通信的传输速率,而灯具内通常有多个LED灯芯,为此提出了通过多个灯芯同时作为通信信源,利用交织分多址技术并行叠加,单一光电检测器(PD)接收的高速传输方案。由于LED驱动电压非负、PD只检测光强信息,为此提出了基于单载波开关键控(OOK)调制的发送传输结构、接收端多LED检测和重复码译码算法;研究了可见光OOK调制的信噪比(SNR)性能估计算法;仿真中,与等条件的多载波直流(DC)偏置光正交频分复用相比较,该方案在误码率(BER)、抗非线性等性能上更优。

**关键词** 光通信;可见光;高速传输;交织分多址;性能估计;调制带宽

**中图分类号** TN929.12 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/AOS201434.0406003

## Interleave-Division Multiple-Access for High-Speed Visible Light Communication in Parallel

Wang Chao Zhu Yijun Yang Yuhong

(*Institute of Information System Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou, Henan 450002, China*)

**Abstract** The transmission rate of the commercial light emitting diode is limited by modulation bandwidth in visible light communication. While there are more than one light emitting diode (LED) wicks in a lamp, so a high-speed transmission system scheme that the multi-LED wicks transmit data in a single lamp simultaneously, which utilizes the interleave-division multiple-access technology to superimpose mode in parallel and uses a single photodiode to receive data, is designed. As the driving voltage of LED is non-negative and photoelectric detector (PD) only detects the light intensity information, the transmitter structure, the receiver detection algorithm of multi-LED wicks and the decoding algorithm of repetition code based on single carrier on-off keying (OOK) modulation are proposed. And the signal noise ratio (SNR) performance evaluation algorithm based on OOK modulation is researched. Finally, compared with the multi-carrier direct current (DC)-biased optical orthogonal frequency division multiplexing under the same conditions in the simulation, the proposed scheme is more superior in the performance of anti-nonlinearity and bit error ratio (BER).

**Key words** optical communications; visible light; high-speed transmission; interleave-division multiple-access; performance evaluation; modulation bandwidth

**OCIS codes** 060.2605; 060.4510; 070.6020; 200.2605

## 1 引 言

随着高亮度、低能耗的发光二极管(LED)的迅速发展,可见光通信(VLC)作为一种高速的通信技术得到了业界的关注。目前常用的LED有两种:RGB型LED、磷光伪白色型LED<sup>[1]</sup>,后者的应用更为普遍。Minh等<sup>[2-4]</sup>通过实验和理论分析表明,与

LED相比,光电检测器(PD)带宽更高,并且线性范围更大,灵敏度高;LED本身低的调制带宽是制约速率的主要原因之一,尽管经过预均衡和均衡补偿频率响应处理后调制带宽可到几十兆赫兹,但这与光频段高达数百太赫兹的差异巨大。因此多载波直流偏置(DC-biased)光正交频分复用(DCO-OFDM)

**收稿日期**: 2013-10-14; **收到修改稿日期**: 2013-12-06

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

**作者简介**: 王超(1989—),男,硕士研究生,主要从事可见光通信方面的研究。E-mail: xxgcwangchao@163.com

**导师简介**: 朱义君(1976—),男,副教授,硕士生导师,主要从事可见光通信等方面的研究。E-mail: xxgzhu@126.com

常用来提升 VLC 传输速率<sup>[5]</sup>。

虽然如此,仍有很多优势可提高 VLC 传输速率。正常照明灯具内含有若干个 LED 灯芯,使其成为一个天然的多输出系统[见图 1、图 2(a)];室内 VLC 信道信噪比(SNR,  $R_{SN}$ )非常高,通常大于 30 dB<sup>[6]</sup>,这些都为利用交织分多址(IDMA)技术在有限的带宽条件下提升 VLC 传输速率提供了有利条件。Ma 等<sup>[7-8]</sup>结合码分多址(CDMA)和叠加编码调制(SCM)提出了 IDMA 技术,其接收端迭代检测方法降低了分离混合数据的复杂度。IDMA 中信息通过串并转换后由多层叠加传输,类似于单个灯具内的信息经分流降速后由多个 LED 灯芯同时并行传输,在单个 LED 灯芯速率一定时,多个 LED 灯芯同时并行发送不同数据,能够提高 VLC 的传输速率。针对激光通信中信道容量问题,赵顾颖等<sup>[9-10]</sup>采用强度叠加编码方案对多输入系统容量和不同调制方式的性能进行了分析,胡昊等<sup>[11]</sup>采用和 IDMA 接收端相似的迭代比特交织编码调制来提升系统性能。VLC 中,付红双等<sup>[12]</sup>对室内直射环境下白光 LED 的多输入多输出信道相关性进行了分析。

然而 VLC 和 IDMA 结合仍面临很多问题。传统的 IDMA 中发送的是双极性信号,而 VLC 采用的强度调制/直接检测(IM/DD)方式忽略光信号的相位、频率信息,PD 采样接收的是光强信息<sup>[13]</sup>。基于此,本文在发送端信号中加上一个直流分量,使得加载在 LED 上的驱动电压非负;同时,驱动电压非负特性也使得编码之后的“1”“0”码元信息不适合经过无线 IDMA 中的相移键控(PSK)、正交相移键控(QPSK)调制方式。受 LED 调制带宽限制,编码中采用的重复码级联前向纠错编码构成的低码率编码方式不能具有扩频增益,无线 IDMA 中“+1”“-1”的重复码编码类型也不适用于可见光通信交织分多址(VLC-IDMA)。由于各个 LED 灯芯的驱动电压相同,亦即各灯芯等功率等速率发送数据,为了在接收端检测出各灯芯的信息,需要在发送端引入差异条件,故本文提出了基于单载波开关键控(OOK)调制下的 VLC-IDMA 高速传输方案,在发送端引入各 LED 灯芯交织器差异。交织后的码元信息经过 OOK 调制,再经电信号处理驱动 LED 发送信息,经过可见光信道传输后,由单一 PD 接收会聚混合的光信息,再利用各灯芯之间的交织器差异分离光电转换后的数据。VLC-IDMA 并行叠加高速传输方案解决了多路会聚光强信号难以分离的问题,从而实现通信末端“最后几米”的高速传输。

本文提出了多 LED 高速并行传输方案,研究了多灯芯下的可见光传输信道,分析了单载波 OOK 匹配的接收端检测算法、低码率的重复码译码算法以及基于信噪比(SNR)方差演进的性能估计算法,验证了多 LED 的 VLC-IDMA 高速传输特性以及抗非线性特性。

## 2 VLC-OOK-IDMA 并行高速传输系统

基于 OOK 调制的 VLC-IDMA 的并行高速传输 IM/DD 系统类似于多发单收系统,该系统的模型如图 1 所示。

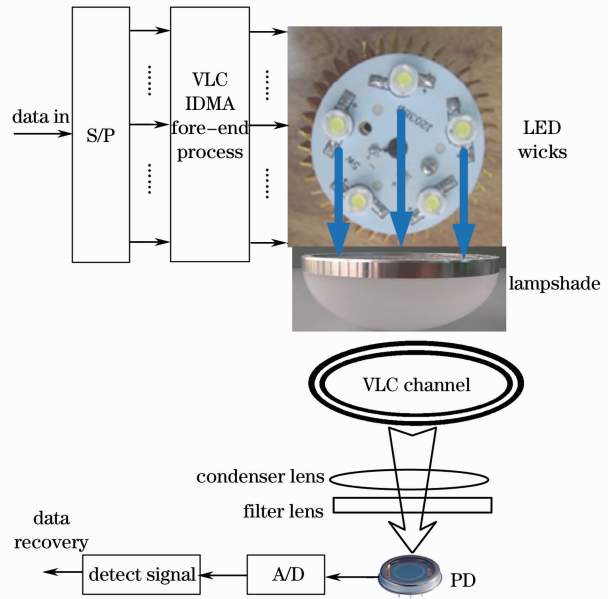


图 1 VLC-IDMA IM/DD 并行传输系统

Fig. 1 VLC-IDMA IM/DD parallel transmission system

发送端由串并转换(S/P)的高速数据流降速处理部分、VLC-IDMA 前端数据处理模块、LED 发光模块组成;接收端由 PD、模数(A/D)转换模块及检测信号处理模块组成。聚光镜使聚集于 PD 表面的光强最大化,滤光镜尽可能滤除蓝光以外的光。输入的数据流经降速处理后由单个灯具内的多个 LED 灯芯同时并行发送,再经灯罩、光信道叠加后由单一 PD 接收。

传统 VLC 系统处理是将灯具内的多个灯芯等效为一个灯芯,灯具内不同的 LED 灯芯为串行连接方式[见图 2(a)],而在 VLC-IDMA 中为并行连接方式[见图 2(b)]。

### 2.1 发送端并行传输结构

在发送前端传输的单路数据流  $u$  通过串并转换降速至适合单个 LED 传输,串并转换后将单路传输的信息分到多个 LED 灯芯传输。数据  $u$  分成了  $K$

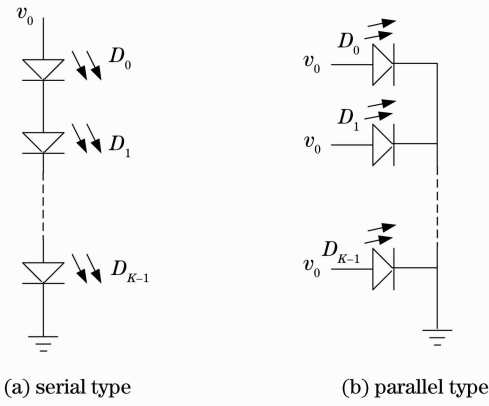


图 2 两种 LED 驱动电路的连接方式。(a) 串行方式；  
(b) 并行方式

Fig. 2 Two connection ways of LED driving circuit.

(a) Serial type; (b) parallel type

个子序列  $\{u_k\}$ ,  $J$  是每个灯芯信号的帧长度, 因此  $K$  个 LED 灯芯的数据服从独立同分布; 编码器(enc)可采用前向纠错码、重复码或者二者的级联构成低码率编码; 编码序列  $c_k$  再经交织器(intl)充分交织为  $v_k$ , 信道编码增益和交织抑制突发错误性能的特性可以补偿 LED 的电光转换非线性。交织后的数据

经 OOK 调制成序列  $x_k, x_k \in (0, 1)$ , 再形成基带电信号驱动 LED 发出光信号  $s_k$ 。由于受 LED 驱动电压和 OOK 调制约束, 重复码为 1, 具体将在 2.3 节中详细分析。光信号在空间上叠加传输。

VLC-IDMA 中各灯芯采用的交织器和传统 IDMA 中交织器本身没有差异, 但 VLC 叠加传输系统考虑的是下行链路, 不同灯芯使用了不同的交织方案, 即通过不同交织图案来识别灯芯数据。交织器的选择不但要考虑到交织自身的要求, 更要考虑到各个灯芯数据之间正交性的问题。传统无线中, 考虑的是上行链路, 不同用户使用不同的交织器, 即通过唯一标识的码片级交织器来区分不同用户。所以两者都是依靠特定的交织器作为区分方式。

VLC 中采用的强度调制特性是由发送端 LED 的物理特性决定的, LED 发送的只是光强信息, 同样接收器 PD 也检测的只是光强信息而忽略相位、频率等信息, 因而 LED 的驱动电压非负特性使得前端调制方式和传统无线 IDMA 发射天线的调制方式不同。在 VLC 中利用 LED 的快速频闪特性传输信息, 符号信息为“1”时表示灯亮, 为“0”时表示灯灭, OOK 方式成为一种自然的调制方式。

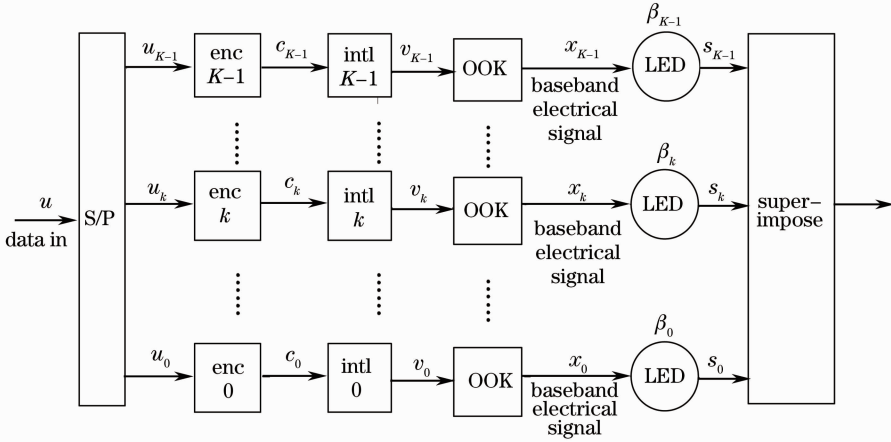


图 3 VLC-IDMA 高速传输发送端

Fig. 3 VLC-IDMA high-speed transmission transmitter

## 2.2 多灯芯可见光传输信道

经过可见光信道传输后, PD 接收的信号  $y$  表示为

$$y(j) = \mathbf{H}_{\text{EOE}} \otimes \mathbf{X}(j) + n(j), \quad (1)$$

式中  $\mathbf{H}_{\text{EOE}}$  为  $1 \times K$  的向量, 表示可见光的电-光-电信道特性, EOE 为下行链路中 LED 电信号到光信号的电光转换特性、光信号传播特性以及接收机 PD 由光信号到电信号的光电转换特性, “ $\otimes$ ”表示卷积,  $\mathbf{X}(j) = [X_{K-1}(j) \cdots X_k(j) \cdots X_0(j)]$  为  $K \times 1$  的向量, 是 LED 的驱动信号,  $n$  为系统噪声。

令  $s_k(j) = f[x_k(j)]$ , 其中  $f[\cdot]$  表征 LED 的电光转换函数, 各 LED 灯芯驱动电压相同, Lee 等<sup>[14]</sup>采用预失真技术可以保证 LED 的电光转换特性在一定范围内是近似线性的, 则第  $k$  个 LED 灯芯的电光转换模型可表示为

$$s_k(j) = h_{\text{EO}}^k \times X_k(j) = h_{\text{EO}}^k \times \beta_k \times x_k(j), \quad (2)$$

式中  $h_{\text{EO}}^k$  为电光转换系数, 灯具内多个灯芯的电光转换系数是相同的, 所以  $\mathbf{H}_{\text{EO}} = [h_{\text{EO}} \cdots h_{\text{EO}} \cdots h_{\text{EO}}]$ ,  $X_k(j) = \beta_k \times x_k(j)$ ,  $\beta_k$  是第  $k$  个灯芯的功率因子, “ $\times$ ”表示乘法运算。各灯芯为等功率驱动, 所以  $\beta$  都

相等。

LED 灯芯传输光信息到 PD 接收的过程,是一个多光源背景下直射和漫射的传输过程。在室内  $5\text{ m} \times 5\text{ m} \times 3\text{ m}$  环境中,视距(LOS)范围内 LED 光源的直射光分量范围占总光强度的 95% 以上,因此

$$h_o = \begin{cases} \frac{(m+1)A}{2\pi D_d^2} \cos^m \phi T_s(\psi) g(\psi) \cos \psi, & 0 \leq \psi \leq \psi_c \\ 0, & \text{else where} \end{cases} \quad (3)$$

式中  $m$  为 LED 的发光阶数,  $A$  为 PD 的物理面积,  $D_d$  为垂直高度,  $\phi$  为发光角,  $\psi$  为接收端光线入射角,  $T_s(\psi)$  为光学滤波器的增益,  $\psi_c$  为接收器的视场角,  $g(\psi)$  为聚光器的增益。各 LED 灯芯的距离相近,发光方向、偏振角度和垂直高度基本相同,不失一般性,灯具内的多个 LED 信道衰减系数相同<sup>[18]</sup>。因此将可见光空间上的信道增益简化为  $h_{o0} = h_o$ , 亦即各灯芯到 PD 的信道增益相同,  $h_o$  表示各灯芯到 PD 的信道特性。则  $K$  层信号叠加到 PD 为

$$P_K(j) = (\mathbf{H}_{EO} \times h_o) \otimes \mathbf{X}(j) + n_1(j), \quad (4)$$

式中  $n_1$  表示 VLC 中的室内背景光噪声引起的电噪声。

PD 的光电转换时为线性模型,  $r(j) = h_{OE} \times P_K(j)$ ,  $h_{OE}$  表示光电转换系数或灵敏度, 则经过 EOE 信道传输后接收信号表示为

$$y(j) = r(j) + n_2(j) = (\mathbf{H}_{EO} \times h_o \times h_{OE}) \otimes \mathbf{X}(j) + h_{OE} \times n_1(j) + n_2(j) = \mathbf{H}_{EOE} \otimes \mathbf{X}(j) + n(j). \quad (5)$$

则 EOE 信道等效为  $\mathbf{H}_{EOE} = \mathbf{H}_{EO} \times h_o \times h_{OE} = h_{EOE} \times [1, 1, \dots, 1]_{1 \times K}$ ,  $n_2$  为光电转换时器件的热噪声,  $n$  为系统总的噪声,服从均值为 0、方差为  $\delta^2$  的高斯分布。

### 2.3 接收端多 LED 检测算法

接收端 PD 采样的是空间上的会聚混合光强信

直射光主要影响 PD 接收性能<sup>[15-16]</sup>。在典型室内环境中,灯具到达 PD 的距离为  $1 \sim 3\text{ m}$ ,而单个灯具内灯芯之间的距离为几厘米之内,根据 Lambertian 模型<sup>[17]</sup>,在光无线空间传播信道中,信道的直流增益为

号,由于接收端各灯芯对应的交织器能够区分光电转换后每个灯芯上的信号,所以可以实现对会聚信号的检测。

由于受发送端编码约束和多 LED 约束,所以接收端部分包括一个解多 LED 信息的初级信号估计器(ESE)和  $K$  个解编码约束的软输入软输出的译码器(DECs)。对于 PD 光电转换后的会聚信号,采用连续干扰消除检测算法,求解第  $k$  个灯芯信息时,将非第  $k$  个灯芯的信息近似等效为高斯噪声<sup>[19]</sup>,这种近似不仅降低了信号处理的复杂度,而且简化了 VLC 接收端的检测模型<sup>[8]</sup>。

图 4 为基于该算法的接收模型。按照串行处理原则,接收端光电转换、模数变换后,初始时系统先估计第 0 层的 ESE 信息,将所有非 0 层的干扰信息等效为加性高斯噪声;ESE 解出的软信息经交织(deintl)后输入到 DEC 部分作为其先验信息,DEC 部分按照译码原则解出第 0 层的软信息,该软信息再经交织反馈更新 ESE 总的软信息值,然后转入求解第 1 层灯芯信息。此时,将所有非 1 层信号等效为高斯噪声,直到  $K$  个灯芯检测完毕,完成一次迭代,再接着转入下一次迭代以充分挖掘接收到的信

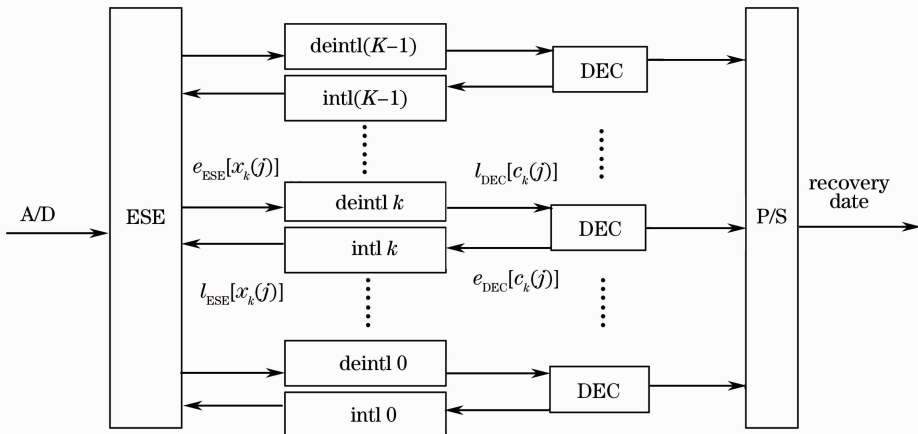


图 4 接收端检测算法示意图

Fig. 4 Sketch map of the receiver detection algorithm

息。最后一次迭代后,DEC 译码后的硬判决信息并串转换后恢复原始数据。

基于 OOK 调制的接收端检测算法如下:定义 ESE 和 DEC 的先验对数似然比(LLR)分别为

$$l_{\text{ESE}}[x_k(j)] = \lg \left\{ \frac{P_r[x_k(j) = 1]}{P_r[x_k(j) = 0]} \right\}, \quad \forall k, j, (6)$$

$$l_{\text{DEC}}[c_k(j)] = \lg \left\{ \frac{P_r[c_k(j) = 1]}{P_r[c_k(j) = 0]} \right\}, \quad \forall k, j, (7)$$

$$P[y(j)/x_k(j)] = \frac{1}{\sqrt{2\pi V[\zeta_k(j)]}} \exp \left\{ -\frac{\{y(j) - h_{\text{EOE}}^k \beta_k x_k(j) - E[\zeta_k(j)]\}^2}{2V[\zeta_k(j)]} \right\}, \quad x_k(j) \in (0, 1), (9)$$

式中  $E(\cdot)$  和  $V(\cdot)$  分别表示信号均值和方差。

OOK 调制下的 ESE 输出为

$$e_{\text{ESE}}[x_k(j)] = \ln \left\{ \frac{P[y(j)/x_k(j) = 1]}{P[y(j)/x_k(j) = 0]} \right\} = \ln \left\{ \frac{\left\{ \{2\pi V[\zeta_k(j)]\}^{-1/2} \exp \left\{ -\frac{\{y(j) - h_{\text{EOE}}^k \beta_k - E[\zeta_k(j)]\}^2}{2V[\zeta_k(j)]} \right\} \right\}}{\left\{ \{2\pi V[\zeta_k(j)]\}^{-1/2} \exp \left\{ -\frac{\{y(j) - E[\zeta_k(j)]\}^2}{2V[\zeta_k(j)]} \right\} \right\}} \right\} =$$

$$\frac{h_{\text{EOE}}^k \beta_k \left\{ h_{\text{EOE}}^k \beta_k x_k(j) + \zeta_k(j) - E[\zeta_k(j)] - \frac{h_{\text{EOE}}^k \beta_k}{2} \right\}}{V[\zeta_k(j)]} = \frac{h_{\text{EOE}}^k \beta_k \left\{ h_{\text{EOE}}^k \beta_k \left[ x_k(j) - \frac{1}{2} \right] + \zeta_k(j) - E[\zeta_k(j)] \right\}}{V[\zeta_k(j)]}, (10)$$

式中  $\frac{h_{\text{EOE}}^k \beta_k}{2}$  表示发送端所加直流偏置的信号部分,

$h_{\text{EOE}}^k \beta_k \left[ x_k(j) - \frac{1}{2} \right]$  将发送端的单极性信号转变为接收端的双极性信号,有利于接收端后续电信号处理,  $\zeta_k(j) - E[\zeta_k(j)]$  则是信号失真部分。

ESE 估计出的软信息经过解交织后更新 DEC 部分,即  $e_{\text{ESE}}[x_k(j)] \Rightarrow l_{\text{DEC}}[c_k(j)]$ 。DEC 部分和发送端的编码结构紧密相关。本文中各灯芯编码器相同,分别采用了单一重复码、重复码级联纠错码两种形式,下面就 OOK 调制下的单一重复码的译码予以

式中  $P_r$  表示信号为“0”或“1”的概率。解第  $k$  层 LED 灯芯信息时,将其他 LED 灯芯的信息等效为加性高斯噪声,

$$\zeta_k(j) = \sum_{k' \neq k} h_{\text{EOE}}^{k'} x_{k'}(j) + n(j), (8)$$

式中  $\zeta_k(j)$  表示其他灯芯对第  $k$  个灯芯干扰以及信道噪声之和,将其近似为一个高斯随机变量,则接收端有

推导。前向纠错码只需在重复码译码后,利用重复码译码后的信息作为软输入信息再进一步译码即可。

在发送端输入的  $u_k(n)$  表示第  $k$  个灯芯的比特信息。和无线 IDMA 不同,受 VLC 中强度调制特性的限制,VLC\_IDMA 中重复码的编码是将信息比特 0 编码为  $s$  长的  $\{0, 0, \dots, 0\}$ ,而 1 编码为  $s$  长的  $\{1, 1, \dots, 1\}$ ,  $s$  为重复码的长度。利用 ESE 模块输出码元的对数似然信息  $l[c_k(j)]$  后计算每一比特的后验概率(APP)对数似然比信息  $l[u_k(n)]$  的表达式为

$$l[u_k(n)] = \lg \left\{ \frac{P_r[u_k(n) = 1/y]}{P_r[u_k(n) = 0/y]} \right\} = \lg \left\{ \frac{\prod_{i=1}^s P_r[c_k(i) = 1/y(i)]}{\prod_{i=1}^s P_r[c_k(i) = 0/y(i)]} \right\} = \sum_{i=1}^s \lg \left\{ \frac{P_r[c_k(i) = 1/y(i)]}{P_r[c_k(i) = 0/y(i)]} \right\} =$$

$$\sum_{i=1}^s l_{\text{DEC}}[c_k(i)]. (11)$$

DEC 部分需要更新的码元软信息定义为总的后验概率对数似然比减去先验的码元概率对数似然比,即

$$e_{\text{DEC}}[c_k(j)] = \lg \left\{ \frac{P_r[c_k(j) = 1/y]}{P_r[c_k(j) = 0/y]} \right\} - l_{\text{DEC}}[c_k(j)] = s_k(j) l[u_k(n)] - l_{\text{DEC}}[c_k(j)] =$$

$$l[u_k(n)] - l_{\text{DEC}}[c_k(j)]. (12)$$

DEC 模块解出的软信息经交织再反馈到 ESE 部分,即  $e_{\text{DEC}}[c_k(j)] \Rightarrow l_{\text{ESE}}[x_k(j)]$ ,  $l_{\text{ESE}}[x_k(j)]$  用来更新  $\zeta_k(j)$  的均值和方差。

OOK 调制下的信号均值  $E[x_k(j)]$  和方差  $V[x_k(j)]$  表示为

$$E[x_k(j)] = \frac{1}{2} \frac{\exp(l_{\text{ESE}}) - 1}{\exp(l_{\text{ESE}}) + 1} + \frac{1}{2} = \frac{1}{2} \tanh\{l_{\text{ESE}}[x_k(j)]/2\} + \frac{1}{2}, \quad (13)$$

$$V[x_k(j)] = E\{x_k(j) - E[x_k(j)]\}^2 = E[x_k(j)] - \{E[x_k(j)]\}^2. \quad (14)$$

初始时因为 ESE 无先验信息, 所以  $E[x_k(j)] = 0.5, V[x_k(j)] = 0.25$ 。

噪声和灯芯间干扰之和的均值  $E[\zeta_k(j)]$  和方差  $V[\zeta_k(j)]$  为

$$E[\zeta_k(j)] = \sum_{k' \neq k}^K h_{\text{EOE}}^{k'} \beta_{k'} E[x_{k'}(j)], \quad (15)$$

$$V[\zeta_k(j)] = \sum_{k' \neq k}^K (h_{\text{EOE}}^{k'} \beta_{k'})^2 V[x_{k'}(j)] + \delta^2. \quad (16)$$

以上是接收端电信号处理的主要步骤, 在一次迭代运算中主要是由若干个加法运算、乘法运算以及一次  $\tanh$  运算组成。由于硬件可编程门阵列 (FPGA)、数字信号处理器 (DSP) 等芯片中数据都是以二进制存储运算的, 所以此算法适合硬件中芯片高速处理。

## 3 基于 OOK 调制的性能估计分析

### 3.1 多层传输速率分析

在 VLC-IDMA 中, 单路数据流串并转换后, 假设第  $k$  个灯芯上的符号  $x_k(j)$  的周期时间为  $T$ , 则  $K$

个灯芯上发送的不同数据叠加传输后持续周期时间也为  $T$ , 亦即在一个周期  $T$  时间内传输了  $K$  个符号的信息。在码率相同条件下, 这就等效于单个灯芯的符号周期为  $T/K$ , 单个灯芯传输  $K$  个符号所需时间为  $K/(T/K) = T$ , 但是单个灯芯传输时速率受调制带宽等的限制。所以 VLC-IDMA 多灯芯叠加传输的速率等效地提高了  $K$  倍, 但是此速率增加的前提是以低码率、交织器个数增加等为代价的。

### 3.2 性能估计分析

利用基于 OOK 调制的 SNR 演进技术来估计 VLC-IDMA 系统迭代译码的性能<sup>[20]</sup>, 近似灯芯间的干扰和噪声之和可表示为

$$V[\zeta_k(j)] \approx V_{\zeta_k} = \sum_{k' \neq k} |h_{\text{EOE}}^{k'} \beta_{k'}|^2 V_{x_{k'}} + \delta^2, \quad (17)$$

$$V_{x_k} = \frac{1}{J} \times \sum_{j=1}^J V[x_k(j)]. \quad (18)$$

$V[x_k(j)]$  是从  $e_{\text{DEC}}[x_k(j)]$  反馈中获得的方差,  $V_{x_k}$  是一组  $\{V[x_k(j)], \forall j\}$  的均值。由 (17) 式将噪声平均功率近似为  $V_{\zeta_k}$ , 则可得

$$R_{\text{SN},k} = \frac{E\left\{\left|h_{\text{EOE}}^k \beta_k \left[x_k(j) - \frac{1}{2}\right]\right|^2\right\}}{V_{\zeta_k}} = \frac{(h_{\text{EOE}}^k \beta_k)^2}{4V_{\zeta_k}} = \frac{(h_{\text{EOE}}^k \beta_k)^2}{4\left(\sum_{k' \neq k} |h_{\text{EOE}}^{k'} \beta_{k'}|^2 V_{x_{k'}} + \delta^2\right)}, \quad (19)$$

其中

$$E\left\{\left|h_{\text{EOE}}^k \beta_k \left[x_k(j) - \frac{1}{2}\right]\right|^2\right\} = (h_{\text{EOE}}^k \beta_k)^2 \left[\frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{2}\right)^2 + \frac{1}{2} \left(0 - \frac{1}{2}\right)^2\right] = \frac{(h_{\text{EOE}}^k \beta_k)^2}{4}. \quad (20)$$

由 (18) 式可知,  $V_{x_k}$  是输入 SNR ( $R_{\text{SN},k}$ ) 的函数:

$$V_{x_k} = f(R_{\text{SN},k}). \quad (21)$$

当迭代结束后, DEC 的误码率 (BER,  $R_{\text{BE}}$ ) 性能也是 SNR 的函数, 最终的 BER 也可以通过  $g(\cdot)$  函数得到:

$$R_{\text{BE}} = g(R_{\text{SN},k}). \quad (22)$$

(21) 式和 (22) 式中  $f(\cdot)$  和  $g(\cdot)$  只与 VLC 发送端编码模块以及信道模型有关而和 LED 个数无关, 并且它们都是 SNR 的递减函数。初始时  $e_{\text{DEC}}$  没有反馈给 ESE 信息, 此时  $f(0) = 0.25, g(0) = 0.5$ 。SNR 趋于无穷时  $f(\infty) = 0, g(\infty) = 0$ 。发送端中各灯芯编码器相同, 所以各灯芯的  $f(\cdot)$  函数都相同。

## 4 仿真分析

假设符号速率为  $R_s$ , 非归零码 (NRZ)-OOK 调制需要的电带宽  $B_{\text{OOK}} \approx R_s$ ; 而 DCO-OFDM 频谱更紧凑, 需要的电带宽  $B_{\text{OFDM}} \approx R_s/2$ 。等速率下, DCO-OFDM 只需要 NRZ-OOK 一半的带宽资源。在仿真中设定单灯芯速率  $R_s = 100$  Mb/s, 同时也与  $R_s = 20$  Mb/s 进行了比较。根据 Vucic 等<sup>[21]</sup> 的描述, 将  $H_{\text{EOE}}$  亦即 VLC 的信道特性等效为低通特性, 这使得输入信号经过 EOE 信道就如同经过了一个一阶数字低通 Butterworth 滤波器, 其 3 dB 带宽为 35 MHz, 100 MHz 时的信道增益为 -14 dB。DCO-OFDM 信号功率 ( $P_s$ ) 范围为 0 dBm ~

30 dBm, 噪声功率( $P_n$ )固定为-10 dBm, 则  $R_{SN}$  范围为 10 dB~40 dB, 符合 Grubor 等<sup>[6]</sup> 关于室内 VLC 的 SNR 分布描述。对于 VLC-IDMA 系统, 每一灯芯上的功率为  $P_{s,VLC} = P_s/K$ , 这保证了 VLC-IDMA 和 DCO-OFDM 平均功率相同。灯芯 LED (OSRAM, LW\_W5AM\_KXLX\_5K8L) 的线性范围为 2.7~3.7 V 之间。DCO-OFDM 的直流(DC)偏置电压  $V_{DC} = 3.2$  V, 这是限幅后最大化有用 SNR 的最优直流偏置点<sup>[5]</sup>。则  $K$  个 DCO-OFDM 灯芯串联后直流偏置电压  $V_{DC} = 3.2K$  V, 因此线性动态范围为  $2.7K \sim 3.7K$  V。而对于 VLC-IDMA, 其线性动态范围为 2.7~3.7 V。

由 Li 等<sup>[13]</sup> 的分析, 仿真中 DCO-OFDM 的子载波数目为  $N_F = 1024$ , 保护子载波的间隔  $N_g = 4$ , 然而由于强度调制特性, 实际上只利用了  $N_F/2 - 1$  个独立的子载波<sup>[22]</sup>。子载波的调制方式为正交幅度调制(QAM)<sup>[21]</sup>。因为 DCO-OFDM 方式将灯具内的多个灯芯等效为同一个信源, 所以仿真传输速率为<sup>[22]</sup>

$$R_{b,DCO-OFDM} \approx R_s \cdot \frac{N_F/2 - 1}{N_F + N_g} \cdot \text{lb } D \approx \frac{R_s}{2} \cdot \text{lb } D, \quad (23)$$

式中  $D$  为 QAM 的阶数。相对于 DCO-OFDM, VLC-IDMA 的仿真传输速率为

$$R_{b,VLC-IDMA} \approx K \times R_s. \quad (24)$$

仿真基于加性高斯白噪声(AWGN)信道<sup>[19]</sup>, 交织器为特定用户交织器<sup>[23]</sup>。单一长度为 4 的重复码序列  $s = \{1, 1, 1, 1\}$ , LED 负载(LED 灯芯个数与码率之积) 分别为 1/4 (1LED)、1/2 (2LED)、1 (4LED); 对应的 QAM 阶数分别为 4、16、256。ESE 和 DEC 之间迭代次数为 5。仿真中, 每一个灯芯归一化的 OOK 信号乘以  $\sqrt{P_s/K}$ , 光信道中  $K$  路信号相叠加。

图 5 为不同传输速率对比图, 发送端不采用编码, 分别为单个 LED 传输 20 Mb/s 和 100 Mb/s 的 BER 性能曲线。相同功率时, 前者的 BER 高出后者一个多数量级; 相同 BER 时, 前者需要的功率比后者少 3 dBm 左右, 并且随着功率的增加, 差异逐渐增大。

图 6 仿真比较了 1 个灯芯传输速率为 100 Mb/s; 2 个灯芯传输速率分别为 50 Mb/s, 叠加之和为 100 Mb/s; 4 个灯芯传输速率分别为 25 Mb/s, 叠加之和为 100 Mb/s 的传输系统。编码采用长度为 4 的重复码序列  $s = \{1, 1, 1, 1\}$ 。LED 负载分别为 1/4

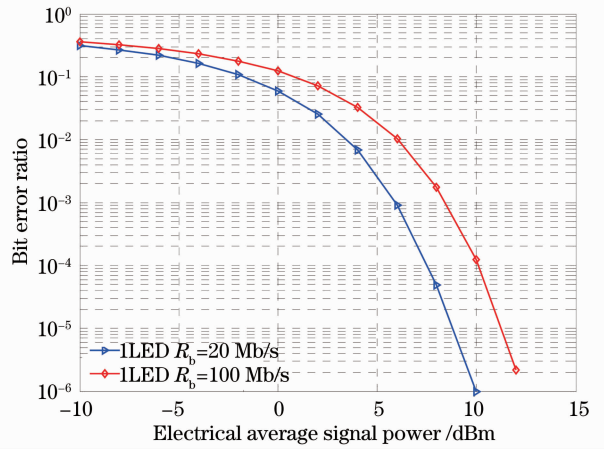


图 5 不同传输速率对比

Fig. 5 Comparison under different transmission rates

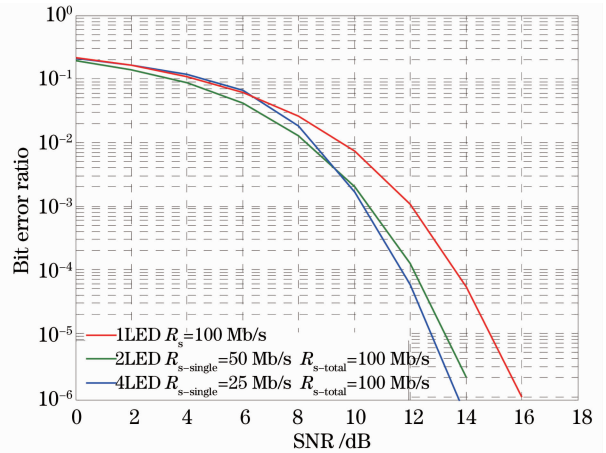


图 6 等速率下叠加传输性能比较

Fig. 6 Performance comparison of superimposed transmission under the same transmission rates

(1LED)、1/2(2LED)、1 (4LED)。在相同传输速率下, 采用多灯芯叠加传输系统获得了比单个灯芯传输高速率更好的性能, 但性能的提升是以低码率编码、增加交织器为前提的。另外也可以看到降低速率, 4 个灯芯叠加后提升效果逐渐减弱, 这是因为灯芯之间的干扰增大了。

图 7 为单个灯芯传输速率为 100 Mb/s 时, 采用叠加传输系统与 DCO-OFDM 方式的性能比较图。从图 7 中的性能对比中可以得出以下结论:

1) 相比于 DCO-OFDM, VLC-IDMA 在相同传输速率、相同误码率性能时, 所需要的能量较小, 而且随着传输速率的提升, 能量差异更加明显。

2) 由于和 DCO-OFDM 在相同的能量条件下相比较, VLC-IDMA 系统随着 LED 灯芯的增加, 每一个灯芯分配的功率逐渐变小( $K$  变大,  $P_s$  固定)。此时和传统 IDMA 不同, 多个 LED 灯芯的 BER 性

能曲线并没有趋近于单灯芯的性能曲线。另外性能演进曲线也证明了基于 OOK 调制的性能估计算法的正确性。

3) DCO-OFDM 在功率较大时, 误码率性能恶化。这是因为峰均比(PAPR)较高, DCO-OFDM 信号超过了 LED 的电光转换线性工作范围, 表明削峰噪声占据主要作用。而 VLC-IDMA 系统为等电压驱动, 受 LED 非线性影响较小。VLC-IDMA 用 4 个灯来实现, 功率在 10 dBm 左右就可以达到  $10^{-3}$  的误码率, 而用 DCO-OFDM 的 QAM 方式则需要 256 阶, 而且无论如何增加信号的功率都难以实现  $10^{-3}$  以下的误码率; 并且继续增加灯芯数, QAM 阶数呈指数增加, 但是 BER 始终处于  $10^{-1}$  平层左右, 并且软硬件都难以实现更高阶数的 QAM 调制。

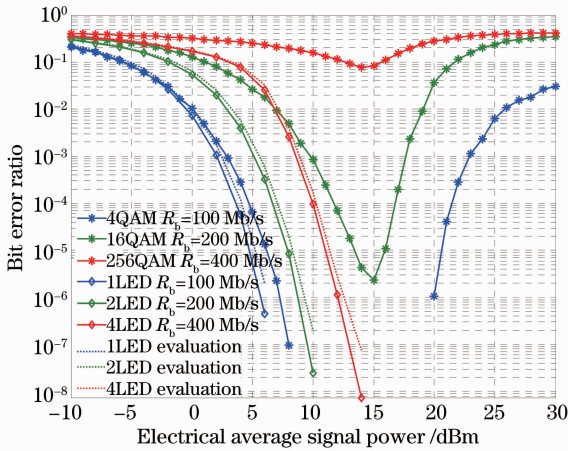


图 7 高速传输性能对比

Fig. 7 Performance comparison of high-speed transmission

虽然 VLC-IDMA 性能较优, 但作为高速通信, 其内在交织器的复杂度也需要考虑。仿真采用的特定用户交织器, 存在一个主交织器  $\pi_k$ , 每一个灯芯对应的交织器在  $\pi_k$  的基础上进行嵌套交织, 灯芯数越多, 嵌套交织次数越多, 带来的时间延迟也越长。对于帧长为  $L$  的  $\pi_k$ , 假设运算时间为  $t$ , 则第二个灯芯的运算时间  $2t$ , 第  $k$  个灯芯为  $kt$ 。采用特定用户交织器的运算时间和采用每个灯芯运算时间为  $t$  的随机交织器相比, 前者的时间延迟较长, 但只需要在 FPGA 内部存储一个交织器序列, 复杂度较低; 而后者需要大量的 FPGA 存储资源, 运算复杂度、系统实现难度较高。

图 8 为采用码率为 1/2 的递归系统卷积码 (RSC) 级联长度为 4 的重复码以及单一长度为 8 的重复码的性能对比图, LED 负载分别为 1/8 (1LED), 1/4 (2LED), 1/2 (4LED)。二者的译码都

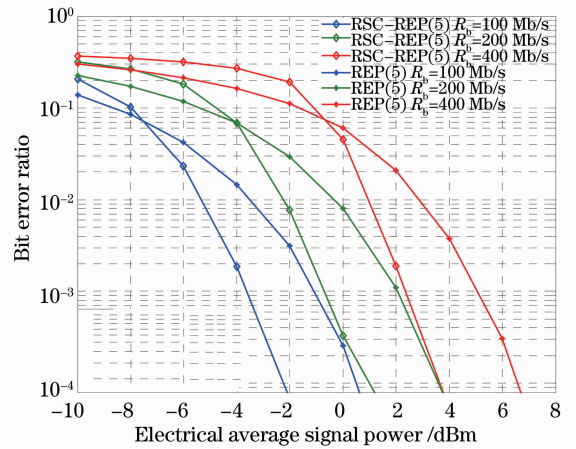


图 8 不同编码方式的性能对比

Fig. 8 Performance comparison under different code modes

采用 APP 算法。RSC 接收端迭代次数为 5, 重复编码的接收端的迭代次数也为 5。与单一重复码相比, 采用级联 RSC 的两级编译码结构带来了接收端性能的增益, 但 RSC 内部的编译码结构会带来复杂度的提升。

## 5 结 论

针对 VLC 中的非线性低通信道模型, 提出基于 OOK 调制的 VLC-IDMA 的并行高速传输方案, 空间上使单个灯具内 LED 资源充分利用, 效果上提高了单个照明灯具的传输速率; 提出了适合 VLC 的发送端多 LED 传输结构和复杂度较低的接收端会聚信号检测算法; 研究了基于 OOK 的 SNR 演进算法以估计叠加传输系统性能, 通过仿真验证了估计算法的正确性。经过和相同条件下的高阶 DCO-OFDM 方式对比, VLC-IDMA 在抗非线性、BER 特性等更优。

然而当 LED 负载大于 1 时, VLC-IDMA 系统性能会恶化, 此时需要结合功率分布优化系统。文中只考虑各灯芯增益相同、无多径干扰条件下的传输方式, VLC 中非视距范围的实际影响也是需要考虑的; 另外, 下一步可以将采用 DCO-OFDM 方式结合本系统来提高频带利用率。

## 参 考 文 献

- Yuanquan Wang, Yiguang Wang, Chi Nan, *et al.*. Demonstration of 575-Mb/s downlink and 225-Mb/s uplink bidirectional SCM-WDM visible light communication using RGB-LED and phosphor-based LED [J]. *Opt Express*, 2013, 21(1): 1203–1208.
- H Minh, D O'Brien, G Faulkner, *et al.*. 80 Mbit/s visible light communications using pre-equalized white LED [C]. *European*



- Conference Optical communication, 2008. 1-2.
- 3 H Le Minh, D O' Dominic. 100-Mb/s NRZ visible light communications using a post equalized white LED [J]. IEEE Photon Technol Lett, 2009, 21(15): 1063-1065.
  - 4 Li Rongling, Shang Huiliang, Lei Yu, *et al.*. Research of key enabling technologies for high-speed visible-light communication [J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2013, 50(5): 050003. 李荣玲, 商慧亮, 雷雨, 等. 高速可见光通信中关键使能技术研究[J]. 激光与光电子学进展, 2013, 50(5): 050003.
  - 5 R Mesleh, H Elgala, H Haas. On the performance of different OFDM based optical wireless communication systems [J]. J Opt Commun Netw, 2011, 3(8): 620-628.
  - 6 J Grubor, S Randel, K D Langer. Broadband information broadcasting using LED-based interior lighting [J]. IEEE J Lightwave Technol, 2008, 26(24): 3883-3892.
  - 7 Ma Xiao, Li Ping. Coded modulation using superimposed binary codes [J]. IEEE Transaction on Information Theory, 2004, 50(12): 3331-3343.
  - 8 Li Ping, Lihai Liu, Wu Keying. Interleave division multiple access [J]. IEEE Transactions on Wireless Communication, 2006, 5(4): 938-947.
  - 9 Zhao Guhao, Zhao Shanghong, Meng Wen, *et al.*. Analysis of free space optical multiple input multiple output communication based on intensity superposition coding at different modulations [J]. Acta Optica Sinica, 2012, 32(2): 0206001. 赵顾颢, 赵尚弘, 蒙文, 等. 多调制方式下的强度叠加编码多发多收大气光通信系统性能分析[J]. 光学学报, 2012, 32(2): 0206001.
  - 10 Zhao Guhao, Zhao Shanghong, Li Yongjun, *et al.*. Free space optical multiple-input multiple-output communication based on intensity superposition code [J]. Acta Optica Sinica, 2011, 31(7): 0706002. 赵顾颢, 赵尚弘, 李勇军, 等. 基于强度叠加编码的空间光多输入多输出通信[J]. 光学学报, 2011, 31(7): 0706002.
  - 11 Hu Hao, Wang Hongxing, Xu Jianwu, *et al.*. Bit interleaved product coded pulse position modulation with iterative demodulation for free-space optical communication [J]. Acta Optica Sinica, 2011, 31(8): 0806004. 胡昊, 王红星, 徐建武, 等. 无线光通信中一种迭代解调的比特交织乘积编码脉冲位置调制[J]. 光学学报, 2011, 31(8): 0806004.
  - 12 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.
  - 13 Li Xia, J Vucic, V Jungnickel. On the capacity of intensity-modulated direct-detection systems and the information rate of ACO-OFDM for indoor optical wireless applications [J]. IEEE Transactions on Communication, 2012, 60(3): 799-809.
  - 14 D Lee, K Choi, K-D Kim, *et al.*. Visible light wireless communications based on predistorted OFDM [J]. Opt Commun, 2012, 285(7): 1767-1770.
  - 15 I E Lee, M L Sim, F W L Kung. Performance enhancement of outdoor visible light communication system using selective combining receiver [J]. The Institution of Engineering and Technology Optoelectron, 2009, 3(1): 30-39.
  - 16 T Komine, M Nakagawa. Fundamental analysis for visible light communications system using LED lights [J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2004, 50(1): 100-107.
  - 17 J M Kahn, J R Barry. Wireless infrared communications [J]. Proceedings of IEEE, 1997, 85(2): 265-298.
  - 18 R Mesleh, H Elgala, H Haas. LED nonlinearity mitigation techniques in optical wireless OFDM communication systems [J]. J Opt Commun Netw, 2012, 4(11): 865-875.
  - 19 X X Ma, K Lee, K Lee. Appropriate modulation scheme for visible light communication systems considering illumination [J]. Electron Lett, 2012, 48(18): 1137-1139.
  - 20 J Tong, P Li, X Ma. Superposition coding with peak-power limitation [C]. IEEE International Conference on Communications, 2006, 4: 1718-1723.
  - 21 J Vucic, C Kottke, S Nerreter. 513 Mbit/s visible light communications link based on DMT-modulation of a white LED [J]. IEEE J Lightwave Technol, 2010, 28(24): 3512-3518.
  - 22 H Elgala, R Mesleh, H Haas, *et al.*. OFDM visible light wireless communication based on white LEDs [C]. IEEE Vehicular Technology Conference, 2007. 2185-2189.
  - 23 H Wu, P Ling, A Perotti. User-specific chip-level interleaver design for IDMA systems [J]. Electron Lett, 2012, 42(4): 233-234.

栏目编辑: 王晓琰