

doi:10.3788/gzxb20174605.0506001

# 室内可见光无载波幅度相位调制系统性能分析

王旭东, 崔玉, 吴楠, 冯海燕

(大连海事大学 信息科学技术学院, 辽宁 大连 116026)

**摘 要:** 针对室内可见光通信调制技术问题, 提出翻转光无载波幅度相位调制和单极性光无载波幅度相位调制两种功率有效的调制方案, 二者分别采用“正、负模块极性分组”以及“零值位置极性编码”方法实现信号单极性处理, 以满足可见光通信“强度调制/直接检测”的要求. 基于朗伯辐射模型, 考虑到高斯背景光噪声的可见光直射传输信道, 推导了包括直流偏置光无载波幅度相位调制在内的三种调制方案的误比特率闭式表达式, 仿真验证了其准确性. 在此基础上, 分析比较了三者频带利用率, 讨论了信道参量对光无载波幅度相位调制系统误码性能的影响, 结果表明, 在  $5\text{ m} \times 5\text{ m} \times 3\text{ m}$  的室内场景下, 与发射机辐射角为  $30^\circ$  和  $45^\circ$  相比,  $0^\circ$  时的系统误码性能分别优于 6.9 dB 和 29.9 dB; 收发机距离为 1 m 时, 误码性能比 2 m 时改善近 12 dB.

**关键词:** 光无载波幅度相位调制; 可见光通信; 朗伯辐射模型; 频带利用率; 误比特率

中图分类号: TN 929.1

文献标识码: A

文章编号: 1004-4213(2017)05-0506001-10

## Performance Analysis of Optical Carrierless Amplitude and Phase Modulation for Indoor Visible Light Communication System

WANG Xu-dong, CUI Yu, WU Nan, FENG Hai Yan

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

**Abstract:** Aimed at the modulation technique used in indoor visible light communication systems, two power efficiency schemes named flip optical carrierless amplitude and phase modulation as well as unipolar optical carrierless amplitude and phase modulation are proposed in this paper. To ensure the signal be suitable for an intensity modulation/direct detection system, the first scheme forms the so called positive block and negative block based on the bipolar signal, the second utilizes a pair of samples including a zero level to mark signal polarity. Lambertian reflection model is introduced in visible light channel which is corrupted by additive white Gaussian noise. The theoretical bit error rate of the three modulation schemes involving DC biased optical carrierless amplitude and phase modulation over visible light transmission channel is derived. Meanwhile, the performance of bandwidth efficiency is analyzed and compared. Monte Carlo simulations is evaluated to corroborate the analysis. In addition, the effects of channel parameters on the system performance are discussed in this paper. The simulation results show that the bit error rate performances improve 6.9 dB and 29.9 dB when the radiation angle of LED is  $0^\circ$  compared with  $30^\circ$  and  $45^\circ$  in the room measuring  $5\text{ m} \times 5\text{ m} \times 3\text{ m}$ . As the distance between the transmitter and receiver reduced from 2 m to 1 m, the optical carrierless amplitude and phase modulation system can obtain better performance of approximately 12 dB.

**Key words:** Optical carrierless amplitude and phase modulation; Visible light communication; Lambertian reflection model; Bandwidth efficiency; Bit error rate

**OCIS Codes:** 060.0060; 070.0070; 150.2950

基金项目: 国家自然科学基金(No. 61371091)资助

第一作者: 王旭东(1967-), 男, 教授, 博士, 主要研究方向为 MIMO 无线通信, 光无线通信. Email: wxd@dlmu.edu.cn

通讯作者: 崔玉(1993-), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为可见光通信及定位. Email: yucui@dlmu.edu.cn

收稿日期: 2017-01-11; 录用日期: 2017-03-02

<http://www.photon.ac.cn>

## 0 引言

随着固态照明技术迅速发展,LED以其使用电压低、寿命长、颜色多样、保护环境等多方面优势逐步取代传统的白炽灯、荧光灯,成为主流“绿色照明”设备.同时,LED具备的高速调制及响应时间短等特性,也使其应用扩展到了通信领域.可见光通信(Visible Light Communications, VLC)是一种在可见光谱域利用LED快速闪灭进行数据通信的新兴无线通信技术,具有安全性高、频谱资源丰富、节省功率以及无电磁干扰等优势<sup>[1-2]</sup>.然而,LED有限的调制带宽成为限制VLC传输速率的主要因素,为突破这一瓶颈,许多频谱有效的调制方案相继被提出<sup>[3-4]</sup>,其中无载波幅度相位(Carrierless Amplitude and Phase, CAP)调制技术也引起了广泛关注<sup>[5-6]</sup>.

CAP调制是贝尔实验室于上世纪70年代提出的一种调制技术,主要应用于数字用户环路(Digital Subscriber Loops, DSL)、交换数字视频(Switched Digital Video, SDV)等环境. CAP调制与正交幅度调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)非常相似,区别是其不需要载频本振源,取而代之的是一对特殊的匹配滤波器,这极大地降低了系统的复杂度,避免了处理接收端与发送端载波同步的问题<sup>[7-8]</sup>.由于CAP调制具有成本低、频谱利用率高、功耗小等优点,逐渐应用到超高速短距离光通信系统中.文献[9]将其引入VLC系统中,并考虑RGB LED三色光波长不同,利用波分复用(Wavelength Division Multiplex, WDM)原理,来提供较高传输速率.在此基础上,文献[10]提出多频带无载波幅度相位(Multiband-CAP)调制,进一步提高系统有效性.文献[11]则结合CAP与脉冲位置调制(Pulse Position Modulation, PPM),提出一种高吞吐量、高功率效率的新型无载波位相(Carrierless Position/Phase Modulation, CPP)调制方案.

由于受到LED的物理特性约束, VLC系统通常采用“强度调制/直接检测(Intensity Modulation/Direct Detection, IM/DD)”实现信息传输,这样便要求加载到LED的输入信号必须为“实、正”值<sup>[12-13]</sup>.已有文献均采用添加偏压的方式实现信号正极性传输,即直流偏置光CAP(DC-biased Optical CAP, DCO-CAP).考虑到该方法功率效率较低,本文提出了二种单极化调制方案:翻转光CAP(Flip Optical CAP, Flip-CAP)、单极性光CAP(Unipolar Optical CAP, U-CAP).鉴于现有文献对于光CAP系统的误码率(Bit Error Rate, BER)分析都是基于仿真结果,没有涉及理论解析,为此,本文针对上述三种光CAP的理论误码性能进行了分析,在 $5\text{ m}\times 5\text{ m}\times 3\text{ m}$ 的室内场景中,基于朗伯发光体(Lambertian)辐射模型,推导了三种调制算法BER的闭式表达式,并给出蒙特卡洛仿真结果,验证了闭式解的准确性.此外,分析了信道参量对可见光CAP系统的影响,对比了三种调制算法的误码率以及频带利用率.

## 1 DCO-CAP、Flip-CAP、U-CAP 可见光系统

### 1.1 系统原理

考虑室内光照直射链路(Line Of Sight, LOS)下采用不同CAP调制方案的VLC系统,其系统模型如图1

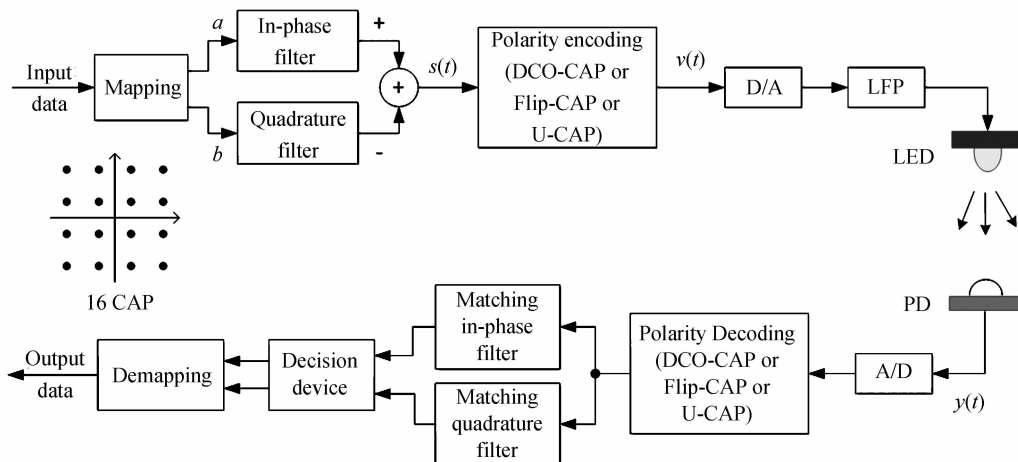


图1 室内可见光CAP系统模型  
Fig. 1 Optical CAP for VLC system

所示.发送端输入比特流经 CAP 星座映射为复信号  $a+jb$ ,映射方式为格雷编码,同相滤波器与正交滤波器分别携带实值信号  $a,b$ ,由于二者满足时域正交性,可避免路间串扰,其输出相减后生成实信号  $s(t)$ .

假设同相、正交滤波器冲激响应由式(1)给出,则  $s(t)$ 信号时域表达式如式(2)所示.  $g(t)$ 为基带脉冲波形,可选择根升余弦滤波器来满足无码间串扰及分离同相、正交两路信号的要求,  $f_c$ 为调制的中心频率,其值的选取应大于  $g(t)$ 的最高频率<sup>[14]</sup>.图 2 所示为发送端滤波器组归一化时域与频域波形,  $g(t)$ 为根升余弦形式,升余弦滚降系数  $r$ 为 0.2,符号传输速率  $1/T$ 为 25MHz,采样频率为  $4/T$ ,  $f_c$ 取值为 15 MHz,滤波器抽头个数设为 25.

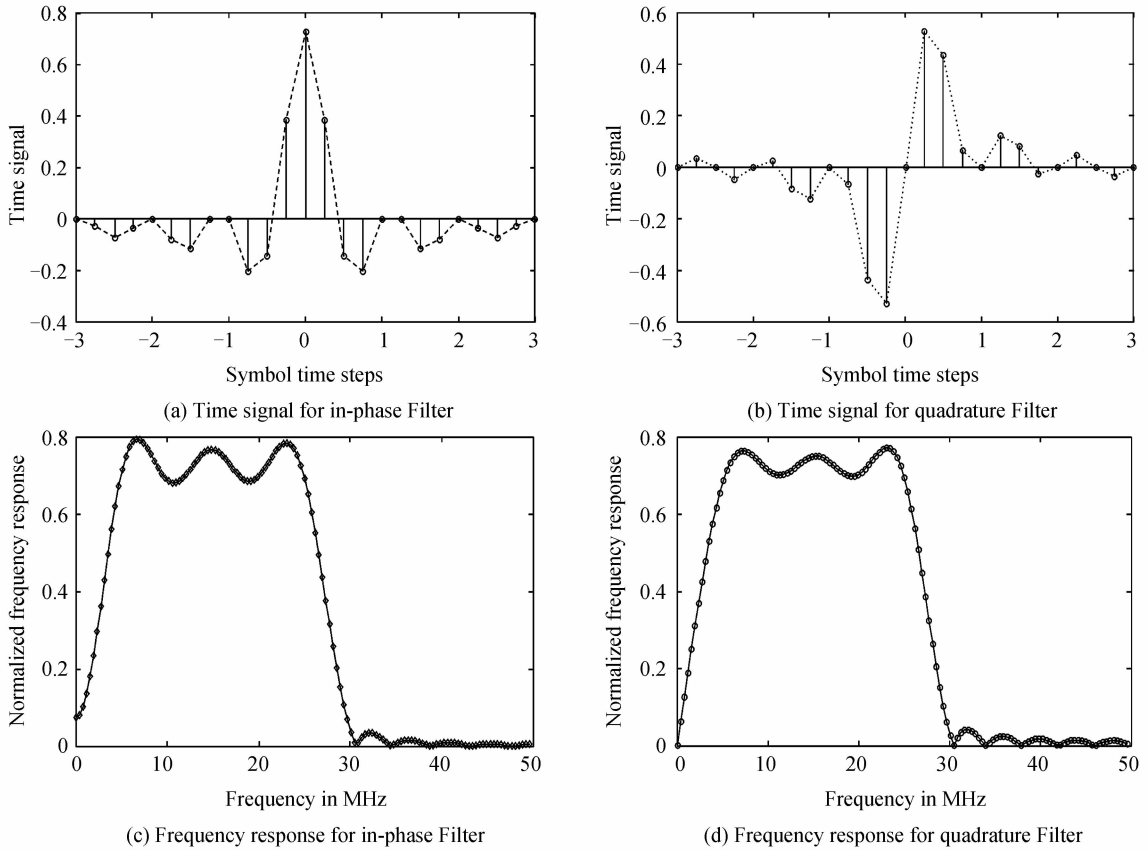


图 2 发送端滤波器时域与频域波形

Fig. 2 Filter signature waveform in time domain and frequency domain

$$f(t) = g(t) \cos(2\pi f_c t) \tag{1}$$

$$\hat{f}(t) = g(t) \sin(2\pi f_c t)$$

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [af(t-nT) - b\hat{f}(t-nT)] \tag{2}$$

基于采用“强度调制/直接检测”的可见光系统对信号“实、正”性的要求,利用 DCO-CAP 及本文提出的 Flip-CAP 和 U-CAP 三种调制方式,将双极性的实值信号  $s(t)$ 转换为单极性正值信号  $v(t)$ .单极性处理的思想可简单概述为<sup>[15-16]</sup>:1)DCO-CAP:在  $s(t)$ 信号的基础上添加直流偏置  $B_{DC}$ ,仍为负的样值信号将被限幅处理;2)Flip-CAP:将原有一帧  $s(t)$ 信号扩展为两帧,第一子帧中正值保留,负值归零,称之为“正模块”,第二子帧中负值翻转、正值归零,称之为“负模块”;3)U-CAP:对信号  $s(t)$ 进行零值位置极性编码,将一位时域样值编码成一对,其中一位是数值位,为原样值的绝对值,另外一位为符号位,利用“0”值位置来表示,“0”值位于数值位后面,代表正值,位于数值位前面,代表负值.“正”极性信号  $v(t)$ 通过数模转换器(D/A)变为模拟信号,低通滤波器具有内插作用,其输出信号加载到 LED 上进行光强调制,进入可见光信道传输.

若输入比特流为“00”,经 4 CAP 星座映射生成复信号  $-0.7071-j0.7071$ ,采用图 2 所示滤波器携带实部、虚部信号,实现正交传输,输出实值信号  $s(t)$ 时域波形如图 3(a)所示.分别经过 DCO-CAP、Flip-CAP、U-CAP 调制后,输出单极性信号  $v(t)$ 依次如图 3(b)、3(c)、3(d)所示.

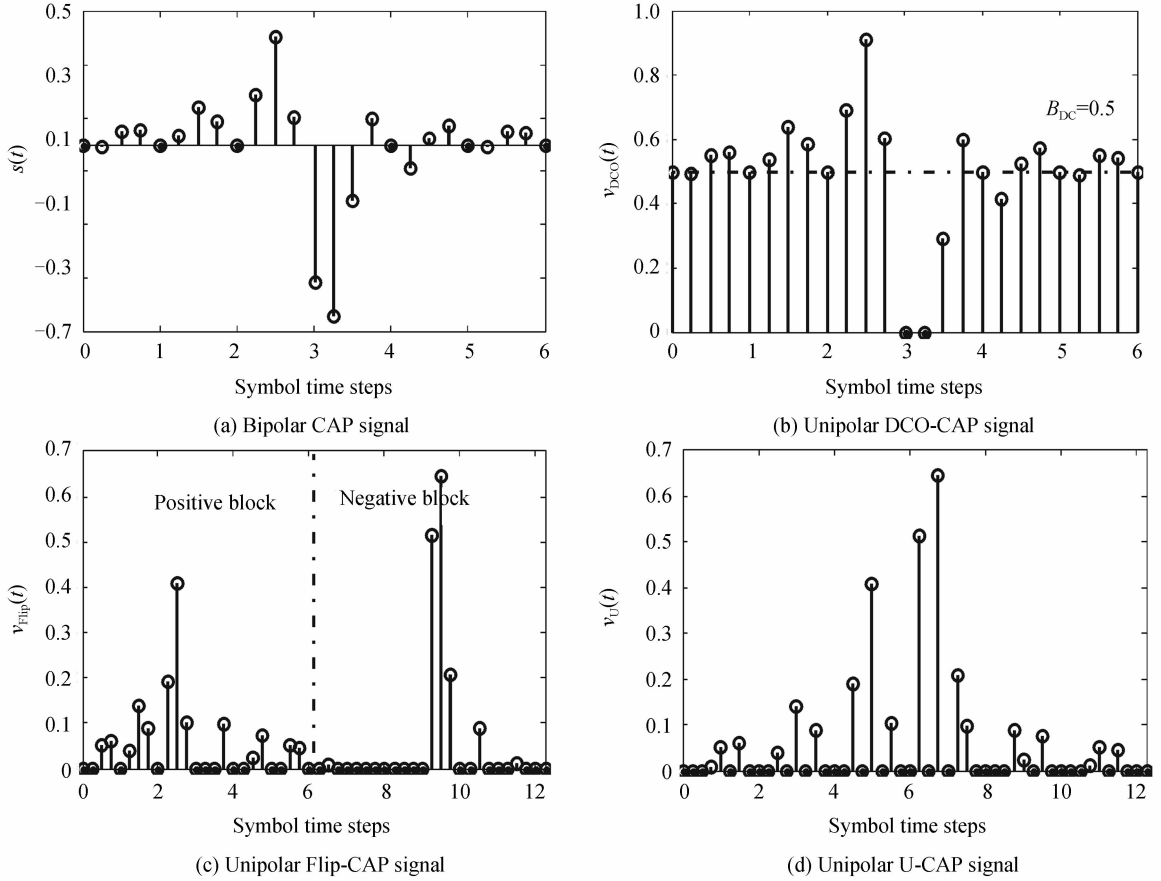


图3 光 CAP 信号模型  
Fig. 3 Optical CAP signal

在接收部分,光电检测器(Photodetector, PD)输出信号  $y(t)$  经模数转换后,进行极性解调,三种调制方法对应解调原理如下:1)D-DCO-CAP:去掉添加的直流偏置;2)D-Flip-CAP:“正、负”模块分开后相减;3)D-U-CAP:利用成对检测对成对信号幅值大小进行判决,若第一位信号幅值大于等于第二位,判决原数值为非负,保留第一位数值位,去掉第二位符号位,反之,原数值为负,去掉第一位符号位,第二位数值位取反保留.此时,解调后信号恢复双极性,经过两个并行的匹配滤波器  $f(-t)$ 、 $\hat{f}(-t)$ ,其输出被抽样后进行信号判决,再经星座图反映射后得到传输比特流.

### 1.2 信道模型

VLC 系统以白光 LED 作为信号发射源,以具有较大感光面积的光电检测器作为接收机,其辐射强度可用 Lambertian 模型描述.直射信号的强度远大于反射信号的强度,因此只考虑直射(LOS)链路传输环境,图 4 为 LOS 信道模型.此时,接收光功率  $P_r$  与发射光功率  $P_t$  的关系为<sup>[17-18]</sup>

$$P_r = h(\varphi, \psi, d) P_t \quad (3)$$

$$h(\varphi, \psi, d) = \begin{cases} \frac{A_r(m_1 + 1)}{2\pi d^2} \cos^{m_1}(\varphi) T_s(\psi) g(\psi) \cos \psi & (0 \leq \psi \leq \psi_c) \\ 0 & (\text{elsewhere}) \end{cases} \quad (4)$$

$h(\varphi, \psi, d)$  为信号的直流增益,由式(4)给出.  $A_r$  为光电检测器感光面积,  $m_1$  为朗伯体发光阶数,取决于白光 LED 的半功率角  $\varphi_{1/2}$ , 即  $m_1 = \frac{-\ln 2}{\ln(\cos \varphi_{1/2})}$ ,  $d$  为收发信机之间的距离,  $\varphi$  和  $\psi$  分别为辐射角和接收角(假设  $\varphi = \psi$ ),  $\psi_c$  为光电检测器的视场角(Field of View).  $T_s(\psi)$  为光带通滤波器增益,若无滤波器可设为 1. 系统接收机通常利用非成像集中器来提升有效感光面积,当  $0 \leq \psi \leq \psi_c$  时,对于内部反射系数为  $n$  的理想非成像滤波器,光增益为  $g(\psi) = \frac{n^2}{\sin^2 \psi_c}$ .

在  $5 \text{ m} \times 5 \text{ m} \times 3 \text{ m}$  的室内场景中,设定 LED 位于室内正中央天花板高度处,半功率角为  $70^\circ$ ,有效面积

为  $1 \text{ cm}^2$  的光电探测器离地面高度为  $0.85 \text{ m}$ , 且其视场角为  $60^\circ$ , 理想非成像滤波器内部反射系数为  $1.5$ , 无光带通滤波器, 房间内信道直流增益俯视图如图 5 所示.

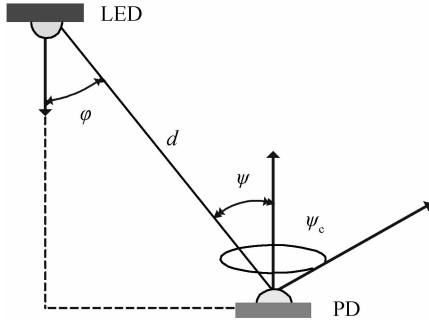


图 4 LOS 信道模型

Fig. 4 Geometry LOS propagation model

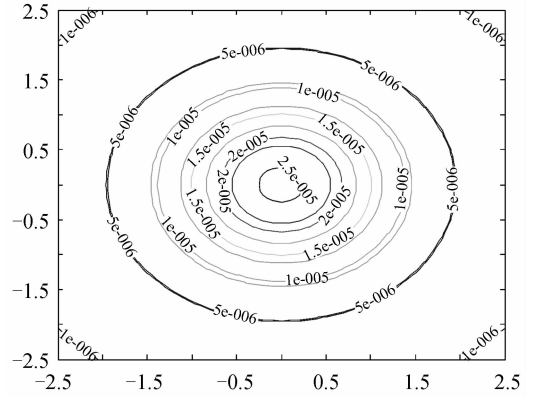


图 5 直流增益分布情况

Fig. 5 DC gain distribution

## 2 性能分析

### 2.1 DCO-CAP

室内可见光 DCO-CAP 系统中, 直流偏置  $B_{\text{DC}}$  与光功率成正相关的关系如式 (5) 所示, 考虑到光功率的约束, 通常情况下  $B_{\text{DC}}$  取值不会过大, 因而会产生限幅噪声, 此时, 接收端光电探测器接收到的信号可以由式 (6) 表述.

$$B_{\text{DC}} = k\sigma_s = k \sqrt{E[s^2(t)]} \quad (5)$$

$$y_{\text{DCO}}(t) = h(\varphi, d) \cdot (s(t) + B_{\text{DC}} + n_{\text{clip}}(t)) + n(t) \quad (6)$$

式中,  $k$  为直流偏置与信号标准差  $\sigma_s$  的比值, 通常引入偏移量  $z = 10 \log_{10}(k^2 + 1)$  (dB) 来描述  $B_{\text{DC}}$  的大小<sup>[19-20]</sup> 采用  $7 \text{ dB}$  和  $15 \text{ dB}$  的直流偏置, 则对应于  $B_{\text{DC}} = 2\sigma_s$  和  $B_{\text{DC}} = 5.5\sigma_s$ ,  $h(\varphi, d)$  为信道直流增益,  $E[\cdot]$  为统计平均运算,  $n_{\text{clip}}(t)$ 、 $n(t)$  分别为限幅噪声与信道噪声.

若  $B_{\text{DC}}$  取值足够大, 可去除限幅噪声的影响, 考虑 VLC 信道传输特性, 将信道噪声建模为加性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN). 由于星座图映射具有对称性, 即  $E[s(t)] = 0$ , 则发送信号的平均能量表示为

$$E_{\text{sDC}} = E[(s(t) + B_{\text{DC}})^2] = (1 + k^2) E_s \quad (7)$$

式中  $E_s$  为符号能量. 由格雷编码的性质可知比特能量为  $E_b = E_s \log_2^M$ , 则发送信号比特平均能量为  $E_{\text{bDC}} = (1 + k^2) E_b$ .

对于  $M = 2^b$  进制矩形星座映射, 运用空间几何概念, 可得到正交调制 (映射) 的误比特率为

$$P_b \cong \frac{1}{\log_2 \sqrt{M}} (1 + 2 + 4 + \dots + 2^{\log_2 \sqrt{M} - 1}) P_c = \frac{2}{\log_2 M} (\sqrt{M} - 1) P_c \quad (8)$$

式中

$$P_c = \frac{2}{\sqrt{M}} \sum_{i=1}^{\sqrt{M}/2} Q\left((2i-1) \sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M-1} \cdot \frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (9)$$

考虑 VLC LOS 信道情况, DCO-CAP 系统的误比特率为

$$P_b = \frac{4}{b} \left[ \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \right] \sum_{i=1}^{\sqrt{M}/2} Q\left((2i-1) \sqrt{\frac{3b}{M-1} \cdot \frac{E_{\text{bDC}}}{N_0} \cdot \frac{h^2(\varphi, d)}{1+k^2}}\right) \quad (10)$$

其中,  $\frac{E_{\text{bDC}}}{N_0}$  为 DCO-CAP 系统发送端信噪比,  $Q(x) = (1/\sqrt{2\pi}) \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$  为高斯 Q 函数,  $b = \log_2 M$ .

### 2.2 Flip-CAP

Flip-CAP 系统相较于 DCO-CAP 系统, 一方面提高了功率利用率, 另一方面却又降低了频带利用率. 双

极性 CAP 信号  $s(t)$  经 Flip-CAP 调制后, 正、负模块信号可表示为  $\frac{1}{2}(s(t) + |s(t)|)$  与  $\frac{1}{2}(-s(t) + |s(t)|)$ , 根据可见光信道特性可知, 光电检测器接收到的正、负模块信号分别为

$$y_{\text{Flip-p}}(t) = \frac{1}{2}h(\varphi, d) \cdot (s(t) + |s(t)|) + n(t) \quad (11)$$

$$y_{\text{Flip-n}}(t) = \frac{1}{2}h(\varphi, d) \cdot (-s(t) + |s(t)|) + n(t) \quad (12)$$

Flip-CAP 通过正负模块相减进行解调, 其输出为

$$z_{\text{Flip}}(t) = h(\varphi, d) \cdot s(t) + 2n(t) \quad (13)$$

由此可知, Flip-CAP 调制不会对双极性 CAP 信号产生非线性影响, 该解调过程与双极性 CAP 解调相同。

根据正交调制误码特性, 考虑 VLC 信道直流增益, Flip-CAP 误码率理论解为

$$P_b = \frac{4}{b} \left[ \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \right] \sum_{i=1}^{\sqrt{M}/2} Q \left( (2i-1) \sqrt{\frac{3b}{2(M-1)} \cdot \frac{E_{\text{bFlip}}}{N_0} \cdot h^2(\varphi, d)} \right) \quad (14)$$

式中,  $\frac{E_{\text{bFlip}}}{N_0}$  为 Flip-CAP 系统发送端信噪比, 该系统解调时采用减法运算, 相当于在固定信号能量的情况下, 增加了一倍噪声, 其与双极性 CAP 调制相比, 性能差 3 dB.

### 2.3 U-CAP

U-CAP 是 Flip-CAP 调制的改进方案, 接收端通过极性判决舍弃符号位, 即去掉 Flip-CAP 引入的一倍噪声. 判决信号极性是一种时变非线性过程,  $s(t)$  双极性信号中抽样点  $s$  调制为成对 U-CAP 信号, 由符号位  $v_i$ 、原信号样值绝对值  $v_a$  构成, 接收端接收的信号中原样值部分称之为活跃值, 用  $y_a$  表示, 符号位则称为非活跃值, 用  $y_i$  表示, 而 U-CAP 解码也可称为活跃值检测<sup>[21]</sup>.

已知可见光信道的背景噪声为 AWGN, 接收端活跃值与非活跃值的概率密度函数遵从均值分别为  $|s|$ 、0 的高斯分布. 接收端接收到信号  $x$ , 若为活跃值, 为保证准确检测, 非活跃值必须小于  $x$ ; 若为非活跃值, 活跃值小于  $x$  时产生错误判决, 此时信号  $x$  准确判决与错误判决的概率可分别表示为

$$P_{\text{cor}_x} = P\{y_a = x\}P\{y_i \leq x\} = \frac{1}{2\pi\sigma_n^2} e^{-\frac{(x-|s|)^2}{2\sigma_n^2}} dx \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2\sigma_n^2}} dt \quad (15)$$

$$P_{\text{inc}_x} = P\{y_i = x\}P\{y_a < x\} = \frac{1}{2\pi\sigma_n^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_n^2}} dx \int_{-\infty}^x e^{-\frac{(t-|s|)^2}{2\sigma_n^2}} dt \quad (16)$$

其中,  $\sigma_n = \sqrt{N_0}$  为 AWGN 信道噪声方差.

U-CAP 系统采样信号极性检测正确判决的概率为对信号  $x$  所有可能值准确判决概率之和  $P_{\text{cor}}$ , 进一步考虑信号  $s$  服从  $(0, \sigma_s)$  高斯分布这一条件 (高样本数), 可求取正确检测的平均概率, 即有

$$P_{\text{cor}} = \int_{-\infty}^{\infty} P_{\text{cor}_x} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \text{erf} \left( \frac{|s|}{2\sigma_n} \right) \quad (17)$$

$$\bar{P}_{\text{cor}} = \int_{-\infty}^{\infty} P_{\text{cor}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_s} e^{-\frac{s^2}{2\sigma_s^2}} ds \quad (18)$$

式中  $\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-u^2} du$  为误差函数, U-CAP 调制极性编码造成信号能量减半, 信号  $s$  方差根  $\sigma_s = \sqrt{E_{\text{bU}} \log_2^M / 2}$ . 由此可知错误判决的概率  $P_{\text{inc}} = 1 - P_{\text{cor}}$  以及平均错误判决概率  $\bar{P}_{\text{inc}} = 1 - \bar{P}_{\text{cor}}$ .

根据 U-CAP 极性编码的思想, 活跃值  $x$  对应的双极性信号可以建模为  $\text{sgn}(s)x$ , 同样, 非活跃值  $x$  对应的双极性信号为  $-\text{sgn}(s)x$ , 然而该双极性信号受 AWGN 干扰, 根据贝叶斯准则, 可得正确判决与错误判决时信号  $s$  对应的均值  $m_c(s)$ 、 $m_w(s)$  以及方差  $n_c(s)$ 、 $n_w(s)$ .

$$m_c(s) = \int_{-\infty}^{\infty} \text{sgn}(s)x \frac{P_{\text{cor}_x}}{P_{\text{cor}}} = \left\{ s - \text{sgn}(s) \left[ |s| \left( \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{erf} \left( \frac{|s|}{2\sigma_n} \right) \right) - \frac{\sigma_n}{2\sqrt{\pi}} e^{-\frac{s^2}{4\sigma_n^2}} \right] \right\} / P_{\text{cor}} \quad (19)$$

$$m_w(s) = \int_{-\infty}^{\infty} -\operatorname{sgn}(s)x \frac{P_{\text{inc},x}}{P_{\text{inc}}} = - \left\{ \operatorname{sgn}(s) \frac{\sigma_n}{2\sqrt{\pi}} e^{-\frac{s^2}{4\sigma_n^2}} \right\} / P_{\text{inc}} \quad (20)$$

$$n_c(s) = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 \frac{P_{\text{cor},x}}{P_{\text{cor}}} - m_c^2(s) = \left\{ \frac{\sigma_n^2 + s^2}{2} \left( 1 + \operatorname{erf}\left(\frac{|s|}{2\sigma_n}\right) \right) + \frac{3|s|}{4\sqrt{\pi}} \sigma_n e^{-\frac{s^2}{4\sigma_n^2}} \right\} / P_{\text{cor}} - m_c^2(s) \quad (21)$$

$$n_w(s) = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 \frac{P_{\text{inc},x}}{P_{\text{inc}}} - m_w^2(s) = \left\{ \frac{\sigma_n^2}{2} + \frac{|s|}{4\sqrt{\pi}} \sigma_n e^{-\frac{s^2}{4\sigma_n^2}} - \frac{\sigma_n^2}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{|s|}{2\sigma_n}\right) \right\} / P_{\text{inc}} - m_w^2(s) \quad (22)$$

根据 Bussgang 定理,可以将极性判决输出的两种结果建模为:正确判决  $m_c(s) = \gamma_c s + y_c$ , 错误判决  $m_w(s) = \gamma_w s + y_w$ . 其中  $\gamma_c$  和  $\gamma_w$  分别为信号线性衰减,  $y_c$  和  $y_w$  为产生的相应非线性干扰. 两种检测状况中, 双极性信号  $s$  映射函数皆为奇函数, 即满足  $E[m_c(s)] = 0, E[m_w(s)] = 0$ . 可知  $\gamma_c$  和  $\gamma_w$  及  $y_c$  和  $y_w$  的方差  $\tau_c, \tau_w$  分别为

$$\gamma_c = \frac{E[sm_c(s)]}{\sigma_s^2} = \left[ \int_{-\infty}^{\infty} sm_c(s) \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_s} e^{-\frac{s^2}{2\sigma_s^2}} ds \right] / \sigma_s^2 \quad (23)$$

$$\gamma_w = \frac{E[sm_w(s)]}{\sigma_s^2} = \left[ \int_{-\infty}^{\infty} sm_w(s) \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_s} e^{-\frac{s^2}{2\sigma_s^2}} ds \right] / \sigma_s^2 \quad (24)$$

$$\tau_c = E[m_c^2(s)] - \gamma_c^2 \sigma_s^2 \quad (25)$$

$$\tau_w = E[m_w^2(s)] - \gamma_w^2 \sigma_s^2 \quad (26)$$

式(21)和(22)所示方差函数自变量为服从高斯分布的信号  $s$ , 其均值为

$$\bar{n}_c = \int_{-\infty}^{\infty} n_c(s) \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_s} e^{-\frac{s^2}{2\sigma_s^2}} ds \quad (27)$$

$$\bar{n}_w = \int_{-\infty}^{\infty} n_w(s) \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_s} e^{-\frac{s^2}{2\sigma_s^2}} ds \quad (28)$$

由此可得, 信号幅值平均增益因子  $\gamma$  与平均噪声方差  $\bar{N}$  分别为

$$\gamma = \bar{P}_{\text{cor}} \gamma_c + \bar{P}_{\text{inc}} \gamma_w \quad (29)$$

$$\bar{N} = \bar{P}_{\text{cor}} (\bar{n}_c + \tau_c) + \bar{P}_{\text{inc}} (\bar{n}_w + \tau_w) \quad (30)$$

考虑正交调制性质以及 VLC LOS 信道情况, 设  $\frac{E_{\text{bU}}}{N_0}$  为 U-CAP 系统发送端信噪比, 则其误比特率理论表达式为

$$P_b = \frac{4}{b} \left[ \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M}} \right] \sum_{i=1}^{\sqrt{M}/2} Q \left( (2i-1) \sqrt{\frac{3b}{M-1} \cdot \frac{\gamma^2 E_{\text{bU}}}{N} \cdot h^2(\varphi, d)} \right) \quad (31)$$

## 2.4 频带利用率

对于滤波器为式(1)所示的双极性 CAP 调制来说, 若码元持续时间为  $T$ , 比特速率为  $1/T$ , 则系统所占的频带宽度为  $\frac{1+r}{T}$ , DCO-CAP 调制系统相较于 CAP 调制并不改变比特速率,  $M$  进制 DCO-CAP 系统的比特速率为  $\frac{\log_2 M}{T}$ , 而 Flip-CAP、U-CAP 系统中, 在对 CAP 信号进行极性编码时, 增加了符号位, 码元宽度变为  $2T$ , 因此 Flip-CAP、U-CAP 系统的比特速率为  $\frac{\log_2 M}{2T}$ . 由此可得, 三种系统的频带利用率分别为 DCO-CAP 系统

$$\eta_{\text{DCO}} = \frac{R_{\text{bDCO}}}{B} = \frac{\frac{\log_2 M}{T}}{\frac{1+r}{T}} = \frac{\log_2 M}{1+r} \quad (32)$$

Flip-CAP、U-CAP 系统

$$\eta_{\text{Flip}} = \eta_{\text{U}} = \frac{R_{\text{bFlip}}}{B} = \frac{\frac{\log_2 M}{2T}}{\frac{1+r}{T}} = \frac{\log_2 M}{2(1+r)} \quad (33)$$

即在码元宽度相同时,同一映射方式,DCO-CAP系统与Flip-CAP、U-CAP系统的频带利用率关系为

$$\eta_{\text{DCO}} = 2\eta_{\text{Flip}} = 2\eta_{\text{U}} \quad (34)$$

## 2.5 功率及复杂度

DCO-CAP采用添加直流偏置的方法实现信号单极性,其系统实现复杂度最低,同时所需的功率最高;Flip-CAP、U-CAP都是采用补零的方式进行极性编码,相同映射方式或相同频带利用率条件下,二者所需功率相近,后者略优.然而Flip-CAP解码时仅需简单地将正、负模块相减,U-CAP则需要对比相邻信号幅值大小,Flip-CAP系统实现复杂度低于U-CAP.

## 3 数值仿真分析

针对室内VLC传输环境,在可识别的信噪比范围内,对DCO-CAP、Flip-CAP、U-CAP系统的误码性能进行分析.信道环境为可见光直射(LOS)信道,背景噪声建模为加性高斯白噪声(AWGN),信道仿真参量及直流增益由1.2节给出,调制方式分别采用4CAP、16CAP、64CAP.

图6给出了DCO-CAP系统中固定信噪比时,直流偏置变化对误码率的影响.可以看出,初始阶段随着 $B_{\text{DC}}$ 增大,误码性能变好,此时系统受到限幅噪声主导作用;随着 $B_{\text{DC}}$ 进一步增加,光功率加大,系统受到信道噪声主导作用,误码性能变差;折中考虑,系统存在最佳 $B_{\text{DC}}$ 取值,使误码性能最好.例如,发送端信噪比为115 dB,采用16CAP调制,添加11 dB直流偏置时,系统误码率最低,为 $3 \times 10^{-3}$ .此外,当 $B_{\text{DC}}$ 值足够大时,可去除限幅噪声影响,此时仿真结果与理论解析性能一致.

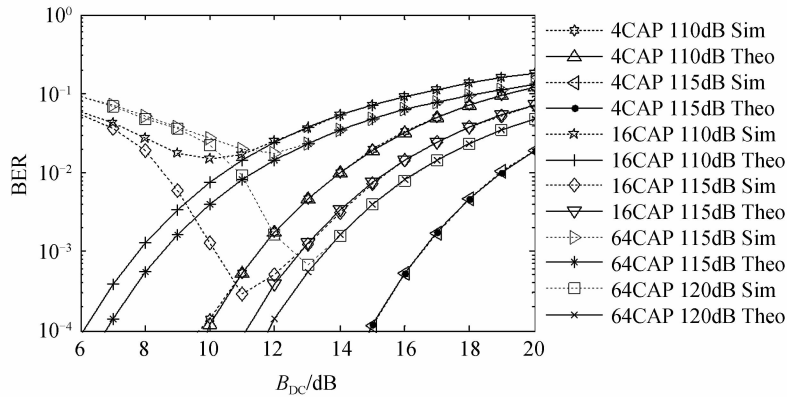


图6 DCO-CAP系统直流偏置与误码率的关系

Fig. 6 Relationship of DC bias and BER performance for DCO-CAP

为了验证对于DCO-CAP、Flip-CAP、U-CAP系统误码性能分析的准确性,图7同时给出了利用闭式表达式得到的理论性能和在相同实验条件下获得的仿真性能.可以看到,三种调制系统仿真结果与相应的理论结果吻合良好,验证了文中给出的闭式解.其中,U-CAP系统误码性能最好,其次为Flip-CAP,最差为DCO-

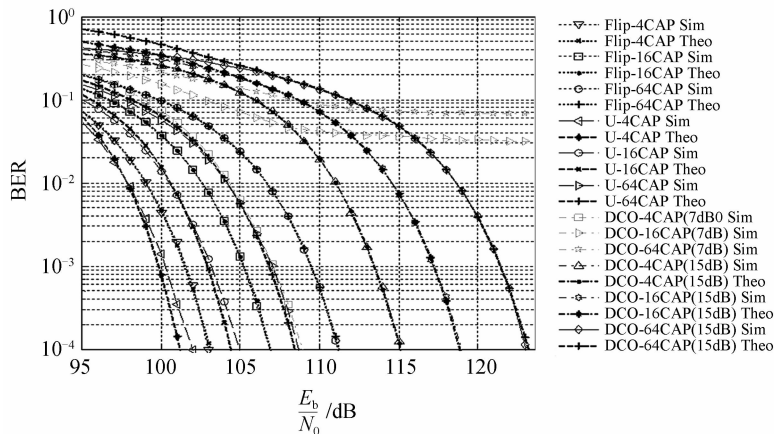


图7 DCO-CAP、Flip-CAP、U-CAP系统误码性能比较

Fig. 7 BER performance for DCO-CAP, Flip-CAP and U-CAP



CAP. 当直流偏置值过小时,限幅噪声过大,DCO-CAP 不能够完全解调出信号,例如添加 7 dB 直流偏置时的 DCO-16CAP 和 64CAP 系统. Flip-CAP 以牺牲频带的形式提高了可靠性,U-CAP 相较于 Flip-CAP 增加了成对信号大小检测模块,通过增加系统复杂度进一步提高了系统可靠性,高阶调制时,U-CAP 优于 Flip-CAP 3 dB.

图 8 和图 9 分别给出了不同信道条件下,即以发射机辐射角及收发机之间距离为参量,DCO-CAP(添加 15 dB 直流偏置)与 U-CAP 系统 BER 的性能比较结果. 这里,由于 U-CAP 是 Flip-CAP 的改进算法,Flip-CAP 受信道参量影响趋势等同 U-CAP,此处不再重复赘述. 从结果可以看出,辐射角越大,直流增益值越小,因此可见光信道对信号的衰减越大,导致误码率增大. 同样,收发机距离与误码性能也成反比. 显然,发射机辐射角与收发信机之间距离都与信噪比损失呈现出正相关性. 进一步观察可知,U-CAP 在对抗角度扩展、功率衰减(传输距离增加)方面与 DCO-CAP 的性能并无太大差别. 辐射角从  $0^\circ$  增加到  $30^\circ$  再到  $45^\circ$  的过程中,二者信噪比损失了 6.9 dB、29.9 dB,收发机距离从 1 m 增加到 2 m,信噪比损失 12 dB. 此外,还可以看出,图中仿真性能与解析性能吻合良好.

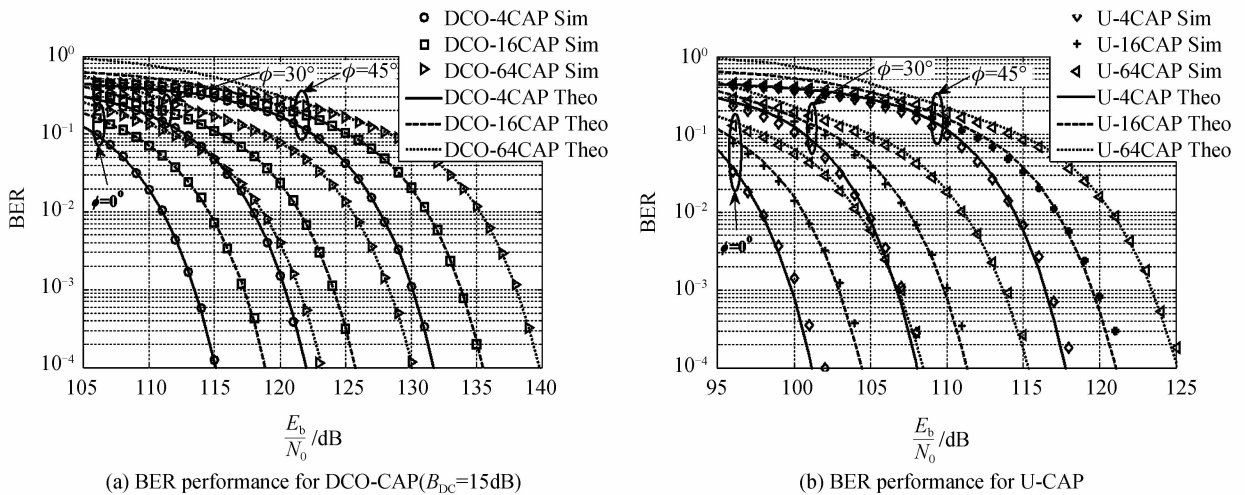


图 8 辐射角对误码性能的影响  
Fig. 8 BER performance in terms of radiation angle

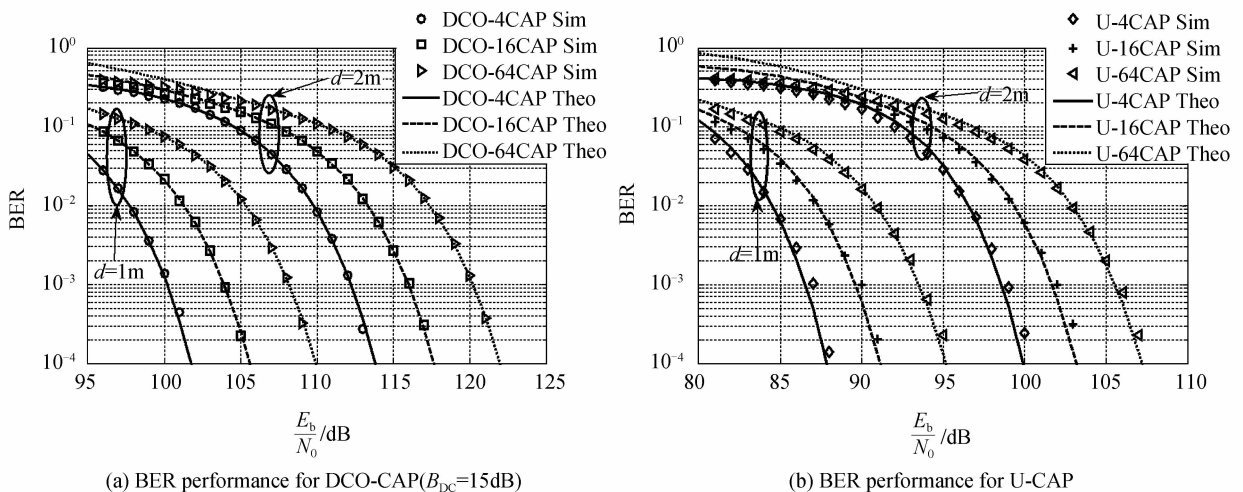


图 9 收发机距离对误码性能的影响  
Fig. 9 BER performance in terms of the distance between source and receiver plane

## 4 结论

针对背景噪声为 AWGN 的室内可见光信道,基于朗伯体模型进行建模,提出了 Flip-CAP、U-CAP 调制方案,解决了信号单极性问题,推导了包括 DCO-CAP 在内的三种调制方式在室内可见光信道下的 BER 闭式表达式,并进行了仿真实验,验证了理论推导的正确性. 并且比较分析了三者频带利用率、误码率方面的

差异. 讨论了可见光信道参量对系统误码性能的影响, 结果表明, DCO-CAP 和 U-CAP 对抗角度扩展及功率衰减能力相似, LED 辐射角为  $0^\circ$ , 相较于  $30^\circ$  与  $45^\circ$ , 二者信噪比分别优于 6.9 dB、29.9 dB. 此外, LED 与 PD 之间的距离从 2 m 减少到 1 m, 信噪比改善近 12 dB.

### 参考文献

- [1] ELGALA H, MESLEH R, HASS H. Indoor optical wireless communication: potential and state-of-the-art[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2011, **49**(9): 56-62.
- [2] JOVICIC A, LI J, RICHARDSON T. Visible light communication: opportunities, challenges and the path to market[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2013, **51**(12): 26-32.
- [3] RANDEL S, BREYER F, LEE S C J, *et al.* Advanced modulation schemes for short-range optical communications[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2010, **16**(5): 1280-1289.
- [4] SUN Lin, DU Jiang-bing, HE Zu-yuan. Multiband three-dimensional carrierless amplitude phase modulation for short reach optical communications[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2016, **34**(13): 3103-3109.
- [5] WANG Yi-guang, LI Tao, HUANG Xing-xing, *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.
- [6] INGHAM J D, PENTY R V, WHITE I H, *et al.* 40 Gb/s carrierless amplitude and phase modulation for low-cost optical data communication links[C]. Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC), 2011 and the National Fiber Optic Engineers Conference, Los Angeles, CA, 2011: 1-3.
- [7] OLMEDO M I, ZUO T J, JENSEN J B, *et al.* Multiband carrierless amplitude phase modulation for high capacity optical data links[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2014, **32**(4): 798-804.
- [8] WEI Chia-chien, WU Fang-ming, CHEN Zhen-yu. Indoor VLC system with multiple LEDs of different path lengths employing space-time block-coded DMT/CAP modulation [Invited][J]. *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, 2015, **7**(3): A459-A466.
- [9] WU Fang-ming, LIN Chun-ting, WEI Chia-chien, *et al.* 3.22-Gb/s WDM visible light communication of a single RGB LED employing carrier-less amplitude and phase modulation[C]. Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC), 2013, Anaheim, CA, 2013: 1-3.
- [10] WANG Yi-guang, LI Tao, WANG Yuan-quan, *et al.* High speed WDM VLC system based on multi-band CAP64 with weighted pre-equalization and modified CMMA based post-equalization[J]. *IEEE Communications Letters*, 2014, **18**(10): 1719-1722.
- [11] YAO Kai-li, WU Nan, WANG Xu-dong, *et al.* A novel power efficient modulation scheme for VLC systems[C]. 2016 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC), Chengdu, 2016: 1-6.
- [12] LIN Sheng-chao, WANG Jun-bo, WANG Jin-yuan, *et al.* Low-timing-sensitivity waveform design for carrierless amplitude and phase modulation in visible light communications[J]. *IET Optoelectronics*, 2015, **9**(6): 317-324.
- [13] WU Fang-ming, LIN Chun-ting, WEI Chia-chien. Performance comparison of OFDM signal and CAP signal over high capacity RGB-LED-based WDM visible light communication[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2013, **5**(4): 7901507-7901507.
- [14] LONG S, KHALIGHI M A, WOLF M, *et al.* Performance of carrier-less amplitude and phase modulation with frequency domain equalization for indoor visible light communications[C]. 2015 4th International Workshop on Optical Wireless Communications (IWOW), Istanbul, 2015: 16-20.
- [15] WANG Xu-dong, XU Xian-ying, WU Nan, *et al.* Dimming control technique for OFDM based indoor visible light communication system[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2015, **44**(11): 1106002.  
王旭东, 徐宪莹, 吴楠等. 室内可见光 OFDM 通信系统调光控制技术[J]. 光子学报, 2015, **44**(11): 1106002.
- [16] GODWIN R S J, VEENA K, KUMAR D S. Performance analysis of direct detection Flip-OFDM for VLC system[C]. 2016 International Conference on Emerging Trends in Engineering, Technology and Science (ICETETS), Pudukkottai, 2016: 1-5.
- [17] GHASSEMLOOY Z, POPOOLA W, RAJBHANDARI S. Optical wireless communication[M]. Boca Raton London New York: CRC Press, 2012: 77-99.
- [18] WU Nan, WANG Xu-dong, HU Qing-qing, *et al.* Multiple LED based high accuracy indoor visible light positioning scheme[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, **37**(03): 727-732.  
吴楠, 王旭东, 胡晴晴等. 基于多 LED 的高准确度室内可见光定位方法[J]. 电子与信息学报, 2015, **37**(03): 727-732.
- [19] DISSANAYAKE S D, ARMSTRONG J. Comparison of ACO-OFDM, DCO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD Systems[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2013, **31**(7): 1063-1072.
- [20] LI Zhi-quan, XIE Rui-jie, WANG Cong, *et al.* An audio transmission system based on the white LED visible light communication[J]. *Chinese Journal of Luminescence*, 2016, **37**(7): 852-858.  
谢锐杰, 王聪, 等. 基于白光 LED 可见光通信的音频传输系统[J]. 发光学报, 2016, **37**(7): 852-858.
- [21] TSONEV D, SINANOVIC S, HAAS H. Novel unipolar orthogonal frequency division multiplexing (U-OFDM) for optical wireless[C]. IEEE 75th Vehicular Technology Conference(VTC 2012 Spring), Yokohama, Japan, 2012: 1-5.