

室内可见光通信中 DCO-OFDM 和 ACO-OFDM 系统性能分析

贾科军¹, 靳斌¹, 郝莉², 张守琴¹

¹兰州理工大学计算机与通信学院, 甘肃 兰州 730050;

²西南交通大学信息编码与传输四川省重点实验室, 四川 成都 610031

摘要 在单光源室内可见光通信(VLC)系统中,为了准确评价多径效应对系统性能的影响,提出一种室内 VLC 多径信道建模方法。用迭代法计算视线传输(LOS)和反射传输冲激响应,分析接收端抽样周期和发光二极管(LED)调制带宽之间的关系,并定义码间干扰(ISI)。以 LOS 信道时延作为建模起点,将接收端相邻抽样间隔之间的所有冲激响应之和作为多径信道路径增益。正交频分复用(OFDM)技术能有效抵抗 ISI,在室内多径信道下,考虑非线性限幅噪声影响时,推导了直流偏置光 OFDM(DCO-OFDM)和非对称限幅光 OFDM(ACO-OFDM)的理论误码率(BER),并建立了蒙特卡罗仿真模型。研究光电探测器(PD)位置、LED的半功率角、PD 视场角(FOV)和直流偏置参数对系统 BER 性能的影响。仿真结果表明,当 PD 在房间中心时,受多径干扰影响最小,BER 性能最好;PD 移到墙壁位置时,受多径干扰影响大,BER 性能差;随着 FOV 和 LED 半功率角的增大,PD 接收到的反射光功率增加,多径干扰增大,BER 性能变差;直流偏置越大,DCO-OFDM 系统 BER 性能越差。

关键词 光通信;可见光通信;正交频分复用;直流偏置光正交频分复用;非对称限幅光正交频分复用;多径信道

中图分类号 TN929.12

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL201744.0806003

Performance Analysis of DCO-OFDM and ACO-OFDM Systems in Indoor Visible Light Communications

Jia Kejun¹, Jin Bin¹, Hao Li², Zhang Shouqin¹

¹School of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou, Gansu 730050, China;

²Sichuan Provincial Key Laboratory of Information Coding & Transmission, Southwest Jiaotong University, Chengdu, Sichuan 610031, China

Abstract To evaluate the effect of multipath channel accurately, a modeling method for indoor multipath channel in visible light communication (VLC) system with single light source is proposed. The impulse response of line-of-sight (LOS) and reflection transmission is calculated by recursive methods. Inter-symbol-interference (ISI) is defined after the analysis on the relationship between sampling period of receiver and modulation bandwidth of light emitting diode (LED). Considering the delay time of LOS channel as the modeling origin, the gain of multipath channel is regarded as the sum of all the impulse response in adjacent sampling intervals of the receiver. Because the orthogonal frequency division multiplex (OFDM) technique can effectively resist the ISI, the bit-error-rate (BER) of asymmetrically-clipped optical OFDM (ACO-OFDM) system and direct current-biased optical OFDM (DCO-OFDM) system are derived and the Monte Carlo simulation models are built when the nonlinear clipping noise is considered in indoor multipath channel. The BER performance is studied for different locations of photoelectric detector (PD), semi-angles at half power of LED, fields of view (FOV) of PD, and direct current biases. The simulation results indicate that BER performance is best and the multipath interference is smallest when the PD is located at the center of the room. When PD moves towards the room corner, the BER performance becomes worse and the multipath

收稿日期: 2017-03-10; 收到修改稿日期: 2017-04-12

基金项目: 国家自然科学基金(61461026,61465007)、东南大学移动通信国家重点实验室开放研究基金(2014D13)

作者简介: 贾科军(1978—),男,博士,副教授,主要从事可见光通信关键技术方面的研究。E-mail: kjjia@lut.cn

interference become larger. As the FOV and the semi-angle at half power of LED increase, BER performance degrades due to the increased received power and multipath interference. Moreover, BER performance of DCO-OFDM system is more worse when DC biasing is larger.

Key words optical communications; visible light communications; orthogonal frequency division multiplexing; direct current-biased optical orthogonal frequency division multiplexing; asymmetrically-clipped optical orthogonal frequency division multiplexing; multipath channel

OCIS codes 060.2605; 060.4080

1 引 言

可见光通信(VLC)具有照明和提供通信的双重功能。与传统的射频(RF)通信相比,VLC可提供更高的数据率,通信保密性好,在邻近房间可以实现频率复用,拥有未经许可即可使用的近乎无限的频谱资源,对人体健康几乎没有危害。此外,VLC不会与RF相互干扰,适用于医院、矿井、飞行器等对电磁干扰敏感的区域^[1]。

VLC一般设计为强度调制直接检测(IM/DD)系统,即信息只包含在光信号的强度中。由于光电检测器(PD)的尺寸通常比可见光波长大上千倍,光信号在PD表面就形成了类似空间分集的效果,因此不存在多径衰落现象。干扰对每条光信号的影响相当于被求取空间平均,所以VLC信道可以看作时间稳定的、随PD位置变化而缓慢变化的信道。VLC系统常作为线性时不变系统处理,完全可以用冲激响应来描述。在研究和设计VLC时,只有对室内光无线传播信道的特征有充分的了解,才能确保所设计的通信系统有令人满意的性能。到目前为止,尚没有公认的、能够包括复杂反射的高效专用VLC信道表征方案^[2]。现有研究大多是基于红外光通信的信道模型,国内外学者提出了多种室内红外光无线信道建模方法^[3-9],文献[1]则给出了VLC中视线传输(LOS)和一次反射时的直流增益计算方法。随着通信符号速率的提高,光信号经过室内墙壁、屋顶等反射物反射后所引起的码间干扰(ISI)将不可忽视。为了准确评价多径效应对系统性能的影响,必须建立室内VLC多径信道模型。

另一方面,IM/DD系统要求传输的信号为非负实信号,单极性的脉冲位置调制(PPM)和脉冲幅度调制(PAM)可以满足该要求,但是当系统符号速率较高时,严重的ISI会使系统的性能降低。此外,室内荧光灯等常用人造光源所产生的窄带干扰会对PAM和PPM产生影响。正交频分复用(OFDM)技术可以有效地解决光信号漫射引起的ISI和窄带干扰等问题,同时可以提高系统的频谱利用率。

本文研究了两种最常用的OFDM技术,即直流偏置光OFDM(DCO-OFDM)和非对称限幅光OFDM(ACO-OFDM)^[10-12]。首先在单光源VLC系统中,提出了一种多径信道建模方法。该方法用迭代法^[13]计算LOS和反射传输冲激响应,得到了接收端抽样周期和发光二极管(LED)调制带宽之间的关系,并定义了ISI。以LOS信道时延作为建模起点,将接收端相邻抽样间隔之间的所有冲激响应之和作为多径信道路径增益,建立了多径信道模型。其次,考虑非线性限幅噪声时,在多径信道下,推导了DCO-OFDM和ACO-OFDM的理论误码率(BER)。最后,分析PD室内位置、LED发射角、PD的视场角(FOV)和直流偏置等参数变化时,DCO-OFDM和ACO-OFDM系统的性能变化。

2 VLC多径信道模型

采用单光源的室内VLC系统的几何模型如图1所示。屋顶安装用于照明和通信的LED,PD随机分布在室内工作平台上,光信号经过LOS和反射传播入射到PD。

当光源S、接收器R和室内反射环境一定时,包含多次反射的信道冲激响应可表示为

$$h(t; S, R) = \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; S, R), \quad (1)$$

式中 $h^{(k)}(t; S, R)$ 为光信号经过 k 次反射的信道冲激响应, $k=0$ 表示LOS信道。当LED服从朗伯辐射模式时,LOS信道冲激响应为

$$h^{(0)}(t; S, R) = \frac{\kappa + 1}{2\pi d^2} A_R \cos^{\kappa} \phi \cos \varphi \text{rect}\left(\frac{\varphi}{\Psi_{\text{FOV}}}\right) \delta\left(t - \frac{d}{c}\right), \quad (2)$$

式中 d 为LED到PD的距离, A_R 为PD的面积, ϕ 为LOS光线的出射角, φ 为光信号的入射角, Ψ_{FOV} 为PD

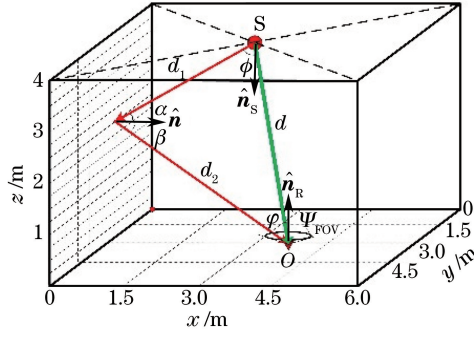


图 1 室内 VLC 几何模型

Fig. 1 Geometrical model of indoor VLC

的视场角, c 为光速, $\delta(x)$ 为狄拉克函数, $\kappa = -\ln 2 / \ln(\cos \theta_{1/2})$ 为表征光源辐射方向性的辐射模式指数, $\theta_{1/2}$ 为光源半功率角, $\text{rect}(\cdot)$ 为矩形函数, 其定义为

$$\text{rect}(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leq 1 \\ 0, & |x| > 1 \end{cases} \quad (3)$$

用迭代法^[13-14]计算经过 k 次 ($k > 0$) 反射的信道冲激响应为

$$h^{(k)}(t; \mathbf{S}, \mathbf{R}) = \int_{\bar{S}} h^{(0)}[t; \mathbf{S}, (\mathbf{r}, \hat{\mathbf{n}}, d, r^2, \pi/2)] \otimes h^{(k-1)}[t; (\mathbf{r}, \hat{\mathbf{n}}, 1), \mathbf{R}], \quad (4)$$

式中 \mathbf{r} 为微反射单元的位置矢量, $\hat{\mathbf{n}}$ 为 \mathbf{r} 处微反射单元的单位法向矢量, 符号 \otimes 代表卷积运算。对反射面 \bar{S} 上的所有微反射单元进行积分, 实际计算时, 将所有反射平面划分为面积为 ΔA 的小反射单元, 积分运算数字化后得到

$$h^{(k)}(t; \mathbf{S}, \mathbf{R}) = \frac{\kappa + 1}{2\pi} \sum_{i=1}^{N_{\text{ref}}} \frac{\rho_i \cos^{\kappa} \phi \cos \varphi}{D^2} \text{rect}\left(\frac{2\varphi}{\pi}\right) h^{(k-1)}\left[t - \frac{D}{c}; (\mathbf{r}, \hat{\mathbf{n}}, 1), \mathbf{R}\right] \Delta A, \quad (5)$$

式中 N_{ref} 为反射单元的总数, ρ_i 为第 i 个反射单元的反射率, D 为信源到反射点的距离。

从最先到达 PD 的第 1 路光信号开始, 时间延迟大于符号周期一半的光信号将引起 ISI^[15], 建立多径信道模型原理图如图 2 所示, 图中 $T_{\text{sp}} = T_{\text{sym}}/2$ 为接收端信号采样周期, T_{sym} 为驱动 LED 发光的符号周期。根据奈奎斯特定理, T_{sym} 最小值为 $W_{\text{LED}}/2$, 其中 W_{LED} 为 LED 的调制带宽, $\tau_0 = d/c$ 为最先到达 PD 的光信号时延。

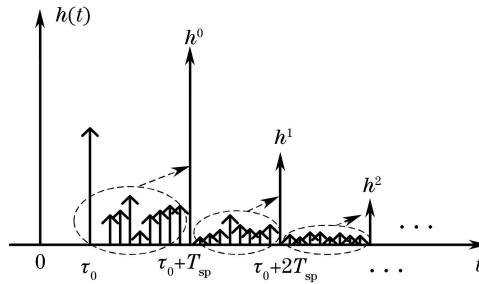


图 2 多径信道建模原理图

Fig. 2 Schematic of the multipath channel modeling

建立多径信道增益矢量为

$$\mathbf{h} = [h^0 h^1 h^2 \dots h^{L-1}]^T, \quad (6)$$

式中 $[\cdot]^T$ 为矩阵的转置, L 为多径信道路径总数, 第 l 路信道路径增益表示为

$$h^l = \begin{cases} \int_0^{T_{\text{sp}} + \tau_0} \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; \mathbf{S}, \mathbf{R}) dt, & l = 0 \\ \int_{lT_{\text{sp}} + \tau_0}^{(l+1)T_{\text{sp}} + \tau_0} \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; \mathbf{S}, \mathbf{R}) dt, & l = 1, 2, \dots, L-1 \end{cases} \quad (7)$$

3 光 OFDM 系统

3.1 发送端

可见光 DCO-OFDM 和 ACO-OFDM 系统原理如图 3 所示。信源经 M 阶正交幅度调制 (MQAM), 调制符号满足 $E[|X(n)|^2]=1$, 其中 $E[\cdot]$ 为功率归一化函数, 对调制符号 $X(n)$ 进行映射操作, ACO-OFDM 调制时输出为 $[0 \ X(0) \ 0 \ X(1) \ \cdots \ X(N/4-1) \ 0 \ X^*(N/4-1) \ 0 \ \cdots \ X^*(0)]^T$, 其中, N 为快速傅里叶逆变换 (IFFT) 的长度, $*$ 表示共轭运算, 所有的奇数位子载波包含信息, 偶数位子载波都为零。DCO-OFDM 调制时映射输出为 $[0 \ X(1) \ X(2) \ \cdots \ X(N/2-1) \ 0 \ X^*(N/2-1) \ \cdots \ X^*(2) \ X^*(1)]^T$ 。显然, 映射信号 $\mathbf{X}_{\text{mapping}}$ 满足厄米对称性, 即

$$\mathbf{X}_{\text{mapping}}(n) = \mathbf{X}_{\text{mapping}}^*(N-n), \quad 0 < n < \frac{N}{2}. \quad (8)$$

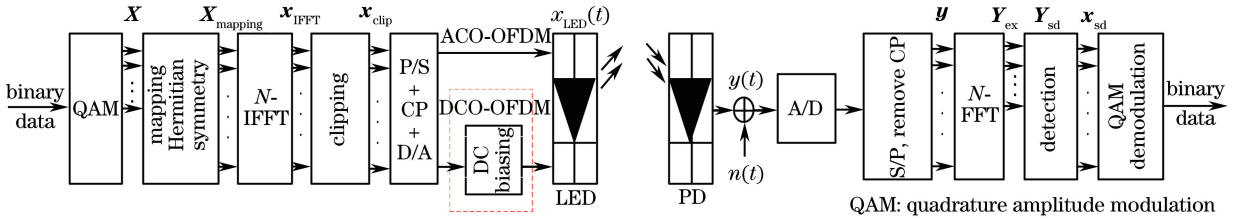


图 3 可见光 OFDM 系统原理框图

Fig. 3 Diagram of visible light OFDM system

频域映射信号输入到 IFFT 模块, 输出时域信号 \mathbf{x}_{IFFT} 表示为

$$\mathbf{x}_{\text{IFFT}} = \mathbf{F}^H \mathbf{X}_{\text{mapping}}, \quad (9)$$

式中 H 表示矩阵共轭转置, \mathbf{F} 为 $N \times N$ 的归一化离散傅里叶变换矩阵。

在 ACO-OFDM 系统中, \mathbf{x}_{IFFT} 满足反对称性^[12], 即有

$$x_{\text{IFFT}}(k) = -x_{\text{IFFT}}\left(k + \frac{N}{2}\right), \quad (10)$$

式中 $k=0, 1, \dots, N/2-1$ 。

在 DCO-OFDM 系统中, $x_{\text{IFFT}}(k)$ 可表示为

$$x_{\text{IFFT}}(k) = \frac{1}{\sqrt{N}}X_{\text{mapping}}(0) + \frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{n=0}^{N/2-1}X_{\text{mapping}}(n)\exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right) + \frac{1}{\sqrt{N}}X_{\text{mapping}}\left(\frac{N}{2}\right)\exp(j\pi k) + \frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{m=0}^{N/2-1}X_{\text{mapping}}^*(m)\exp\left(-\frac{j2\pi mk}{N}\right), \quad (11)$$

通常为了避免直流偏移, 令 $X_{\text{mapping}}(0) = X_{\text{mapping}}(N/2) = 0$, 因此 $x_{\text{IFFT}}(k)$ 为双极性的实数信号。

在 IM/DD 系统中, 要求驱动 LED 的信号为非负实数信号。根据中心极限定理 (CLT), 当 $N \geq 64$ 时, \mathbf{x}_{IFFT} 服从高斯分布, 因此需要对 \mathbf{x}_{IFFT} 进行限幅。限幅信号经并串 (P/S) 转换后, 加上循环前缀 (CP) 以消除 ISI 的影响。在 ACO-OFDM 中, 经数/模 (D/A) 转换的信号 $x_{\text{ACO}}(t)$ 直接驱动 LED。在 DCO-OFDM 中, 需要加上直流偏置信号 B_{DC} , 得到 LED 的前置驱动信号 $x_{\text{DCO}}(t) = x_{\text{clip}}(t) + B_{\text{DC}}$ 。

限幅对两种调制系统的影响说明如下。在 ACO-OFDM 系统中, \mathbf{x}_{IFFT} 有反对称性, 因此将 \mathbf{x}_{IFFT} 中小于零的值删除, 可得到单极性实数信号 \mathbf{x}_{clip} , 限幅输出信号可表示为^[12]

$$x_{\text{clip}}(k) = \frac{1}{2}x_{\text{IFFT}}(k) + n_{\text{clip}}(k), \quad (12)$$

式中 $n_{\text{clip}}(k)$ 为限幅噪声。由文献^[12]可知, 限幅后的信号所对应的频域信号为

$$X_{\text{clip}}(n) = \frac{1}{2}X_{\text{mapping}}(n). \quad (13)$$

由 (13) 式可以看出, 有用的信号在奇数位子载波上, 其幅度是未限幅频域信号的一半, 而限幅产生的噪声都落在偶数位子载波上。

在 DCO-OFDM 中,限幅操作的上下门限分别为 $\epsilon_{\text{bottom}} = -B_{\text{DC}}, \epsilon_{\text{top}} = \infty$ 。根据 Bussgang 理论^[16],将高斯分布信号限幅表示为

$$\mathbf{x}_{\text{clip}} = \eta \mathbf{x}_{\text{IFFT}} + \mathbf{n}_{\text{clip}}, \quad (14)$$

式中 \mathbf{n}_{clip} 为与 \mathbf{x}_{IFFT} 不相关的非高斯分布的限幅噪声, η 为信号衰减因子,可表示为

$$\eta = \frac{E[\mathbf{x}_{\text{IFFT}} \cdot \mathbf{x}_{\text{clip}}]}{\sigma_0^2} = Q(\lambda_{\text{bottom}}), \quad (15)$$

式中 σ_0^2 为 \mathbf{x}_{IFFT} 的方差, $\lambda_{\text{bottom}} = \epsilon_{\text{bottom}}/\sigma_0$ 为归一化限幅门限, $Q(\nu) = (1/\sqrt{2\pi}) \int_{\nu}^{\infty} \exp(-u^2/2) du$ 为互补累积函数。

通常直流偏置信号可以表示为

$$B_{\text{DC}} = \mu \sqrt{E[\mathbf{x}_{\text{IFFT}}^2]}, \quad (16)$$

式中 μ 为比例常数,用分贝 (dB) 表示 B_{DC} 的大小为 $10 \lg(\mu^2 + 1)$ dB。

3.2 接收端

光信号经过室内 VLC 多径信道传输后,被 PD 检测到并转换为电信号,表示为

$$y(t) = \gamma h(t) \otimes x_{\text{LED}}(t) + n(t), \quad (17)$$

式中 γ 为光电转换因子,不失一般性,设 $\gamma = 1$ A/W; $n(t)$ 为背景光与电路热噪声之和,是独立于信号且服从高斯分布的加性高斯白噪声 (AWGN)^[17]。假设噪声单边功率谱密度为 N_0 ,经过 A/D 转换和 S/P 转换后删除 CP,由于 CP 的长度大于等于信道冲激响应的长度,(17)式中线性卷积变为循环卷积,可得到

$$\mathbf{y} = \gamma \tilde{\mathbf{h}} \cdot \mathbf{x}_{\text{LED}} + \mathbf{n}, \quad (18)$$

式中 \mathbf{x}_{LED} 和 \mathbf{y} 分别为长度为 N 的发送和接收符号矢量, \mathbf{n} 为噪声矢量。 $\tilde{\mathbf{h}}$ 为(6)式中多径矢量 \mathbf{h} 所对应的循环矩阵^[14]。

\mathbf{y} 信号输入到 N 点快速傅里叶变换 (FFT) 模块,输出的频域信号分别为

$$\mathbf{Y}_{\text{ACO}} = \frac{\gamma}{2} \mathbf{H} \mathbf{X}_{\text{mapping}} + \gamma \mathbf{H} \mathbf{N}_{\text{ACO,clip}} + \mathbf{N}, \quad (19)$$

$$\mathbf{Y}_{\text{DCO}} = \gamma \mathbf{H} \mathbf{X}_{\text{mapping}} + \gamma \mathbf{H} \mathbf{N}_{\text{DCO,clip}} + \gamma \mathbf{H} \mathbf{B} + \mathbf{N}, \quad (20)$$

式中 $\mathbf{H} = \mathbf{F} \tilde{\mathbf{h}} \mathbf{F}^H$ 为频域信道响应,是一个 $N \times N$ 的对角矩阵,用 $H(n)$ 表示其主对角线上的第 n 个元素; \mathbf{N} 为方差 $\sigma_{\text{AWGN}}^2 = WN_0$ 的 AWGN 矢量的傅里叶变换,其中 W 为 OFDM 信号的带宽; $\mathbf{B} = [\sqrt{N} B_{\text{DC}} \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$ 为 B_{DC} 的傅里叶逆变换; $\mathbf{N}_{\text{DCO,clip}}$ 和 $\mathbf{N}_{\text{ACO,clip}}$ 分别为非高斯分布的随机限幅噪声的傅里叶变换。根据 CLT,非高斯分布的随机限幅噪声转变为高斯分布的信号,其均值为零,方差为 σ_{clip}^2 。叠加在 DCO-OFDM 载荷信息的子载波上的噪声方差^[16]为

$$\sigma_{\text{clip}}^2 = \sigma_0^2 \{ \eta - \eta^2 - \{ \varphi(\lambda_{\text{bottom}}) + [1 - Q(\lambda_{\text{bottom}})] \lambda_{\text{bottom}} \}^2 + [1 - Q(\lambda_{\text{bottom}})] \lambda_{\text{bottom}}^2 + \varphi(\lambda_{\text{bottom}}) \lambda_{\text{bottom}} \}, \quad (21)$$

式中 $\varphi(u) = (1/\sqrt{2\pi}) \exp(-u^2/2)$ 。可以看出,限幅噪声方差与 IFFT/FFT 的长度 N 和调制阶数 M 无关,仅与归一化门限 λ_{bottom} 有关。

与发送端相对应,在 ACO-OFDM 系统中,提取 \mathbf{Y}_{ACO} 的前一半奇数位子载波信号,得到长度为 $N/4$ 的提取信号,

$$\mathbf{Y}_{\text{ex,ACO}} = [Y(1) \ Y(3) \ Y(5) \ \dots \ Y(N/2 - 1)]^T, \quad (22)$$

$$Y(m) = \frac{\gamma}{2} H(m) X_{\text{mapping}}(m) + N(m), \quad m = 1, 3, \dots, N/2 - 1, \quad (23)$$

式中 $N(m)$ 为 PD 在第 m 个子载波上的噪声。因为限幅噪声项不对奇数位子载波产生影响,所以(23)式去掉了限幅噪声项。

在 DCO-OFDM 系统中,提取 \mathbf{Y}_{DCO} 的 $1 \sim N/2 - 1$ 个子载波信号作为解调信息的信号,得到长度为 $N/2 - 1$ 的提取矢量,

$$\mathbf{Y}_{\text{ex,DCO}} = [Y(1) \ Y(2) \ \dots \ Y(N/2 - 1)]^T, \quad (24)$$

$$Y(m) = \gamma\eta H(m)X_{\text{mapping}}(m) + \gamma H(m)N_{\text{DCO,clip}}(m) + N(m), \quad m = 1, 2, 3, \dots, N/2 - 1. \quad (25)$$

因为直流偏置信号的傅里叶变换只在第 0 个子载波非零,对提取的子载波没有影响,因此直流项被删除。

为了均衡多径信道的影响,采用迫零(ZF)检测算法。ACO-OFDM 系统中,输入到检测器的信号为

$$\mathbf{Y}_{\text{sd,ACO}} = \mathbf{H}_{\text{sd,ACO}}\mathbf{X}_{\text{ex,ACO}} + \sigma_{\text{AWGN}}\bar{\mathbf{N}}_{\text{ex,AWGN}}, \quad (26)$$

式中 $\mathbf{Y}_{\text{sd,ACO}}$ 为 $(N/4) \times (N/4)$ 维等效频域传输矩阵; $\mathbf{X}_{\text{ex,ACO}}$ 为 $\mathbf{X}_{\text{mapping}}$ 的第 m 行元素组成的 $(N/4) \times 1$ 维矩阵, $m = 1, 3, \dots, N/2 - 1$; $\bar{\mathbf{N}}_{\text{ex,AWGN}}$ 为均值为零、方差为 1 的高斯噪声。

DCO-OFDM 系统中,输入到检测器的信号为

$$\mathbf{Y}_{\text{sd,DCO}} = \mathbf{H}_{\text{sd,DCO}}\mathbf{X}_{\text{ex,DCO}} + \frac{\sigma_{\text{clip}}}{\eta}\mathbf{H}_{\text{sd,DCO}}\bar{\mathbf{N}}_{\text{ex,clip}} + \sigma_{\text{AWGN}}\bar{\mathbf{N}}_{\text{ex,AWGN}}, \quad (27)$$

式中 $\mathbf{H}_{\text{sd,DCO}}$ 为 $(N/2 - 1) \times (N/2 - 1)$ 维等效频域传输矩阵; $\mathbf{X}_{\text{ex,DCO}}$ 为 $\mathbf{X}_{\text{mapping}}$ 取 $m = 1, 2, 3, \dots, N/2 - 1$ 行元素组成的 $(N/2 - 1) \times 1$ 维的矩阵; $\bar{\mathbf{N}}_{\text{ex,clip}}$ 为均值为零、方差为 1 的高斯噪声。

ZF 检测器的加权矩阵为

$$\mathbf{W}_{\text{ZF}} = (\mathbf{H}_{\text{sd}}^H \mathbf{H}_{\text{sd}})^{-1} \mathbf{H}_{\text{sd}}^H, \quad (28)$$

式中 $(\cdot)^{-1}$ 表示矩阵求逆。

在 ACO-OFDM 系统中,信源符号 $X(l), l = 0, 1, 2, \dots, N/4 - 1$ 的估计符号为

$$\hat{X}(l) = \mathbf{W}_{\text{ZF,ACO}}[l, :] \mathbf{Y}_{\text{sd,ACO}} = X(l) + \sigma_{\text{AWGN}} \mathbf{W}_{\text{ZF,ACO}}[l, :] \bar{\mathbf{N}}_{\text{ex,AWGN}}, \quad (29)$$

式中 $\mathbf{W}_{\text{ZF,ACO}}[l, :]$ 表示 $(N/4) \times (N/4)$ 的 ZF 检测器加权矩阵的第 l 行。

在 DCO-OFDM 中, $\mathbf{W}_{\text{ZF,DCO}}$ 为 $(N/2 - 1) \times (N/2 - 1)$ 维的加权矩阵。信源符号 $X(l), l = 0, 1, 2, \dots, N/2 - 1$ 的估计符号为

$$\hat{X}(l) = X(l) + \frac{\sigma_{\text{clip}}}{\eta} \bar{\mathbf{N}}_{\text{ex,clip}}(l) + \sigma_{\text{AWGN}} \mathbf{W}_{\text{ZF,DCO}}[l, :] \bar{\mathbf{N}}_{\text{ex,AWGN}}. \quad (30)$$

将估计符号输入到 MQAM 解调器,解调出二进制序列。采用最大似然检测的 MQAM 解调 BER^[18] 为

$$P_{\text{b,QAM}} = \frac{2(\sqrt{M} - 1)}{\sqrt{M} \log_2 M} \text{erfc} \left[\sqrt{\frac{3}{2(M-1)} \Gamma_{\text{SNR}}} \right], \quad (31)$$

式中 $\text{erfc}(\cdot)$ 为误差函数; Γ_{SNR} 为信噪比,表示 MQAM 解调器输入的符号能量和噪声功率谱密度之比。由 (29)、(30) 式计算 $\hat{X}(l)$ 的信噪比分别为

$$\Gamma_{\text{ACO}}(l) = \frac{E[|X(l)|^2]}{\|\mathbf{W}_{\text{ACO,ZF}}[l, :]\|^2 N_0}, \quad (32)$$

$$\Gamma_{\text{DCO}}(l) = \frac{E[|X(l)|^2]}{[(\sigma_{\text{clip}}/\eta)^2 + N_0 \|\mathbf{W}_{\text{DCO,ZF}}[l, :]\|^2]}. \quad (33)$$

将 $\Gamma_{\text{ACO}}(l)$ 和 $\Gamma_{\text{DCO}}(l)$ 分别代入 (31) 式可以得到 $\hat{X}(l)$ 的 BER,系统的总 BER 为所有数据流 BER 的平均值,即

$$P_{\text{b,ACO}} = \frac{4}{N} \sum_{l=1,2,\dots,N/4-1} P_{\text{b,QAM}}(l), \quad (34)$$

$$P_{\text{b,DCO}} = \frac{1}{N/2 - 1} \sum_{l=1,2,\dots,N/2-1} P_{\text{b,QAM}}(l). \quad (35)$$

4 数值仿真和分析

在长、宽和高分别为 6, 6, 4 m 的房间内,安装垂直指向地面的距屋顶中心 0.5 m 的 LED, PD 位于高度为 0.85 m 的工作平台上,垂直指向屋顶。将墙面在三维坐标方向上按间隔 0.1 m 划分成小反射单元,其他仿真参数如表 1 所示。

假设 LED 调制带宽为 50 MHz, LED 的调制符号周期为 10 ns,则相对于最先到达 PD 的光信号,时间延迟大于接收端采样周期($T_{\text{sp}} = 5$ ns)的光信号就认为发生了 ISI。在接收端接收的光功率中 LOS 信道和光信号一次反射约占所有接收光功率的 90%。为了简单起见,仅考虑 LOS 和一次反射光功率。图 4 所示

为 PD 位于室内3个典型位置(3,3,0.85)、(1.5,1.5,0.85)和(0.5,0.5,0.85)时,LED 和 PD 之间的多径信道模型。可以看出,当 PD 在房间中心时,LOS 路径延迟小,多径分量 h^0 (第 1 径)较大,多径分量衰减快;当 PD 在房间墙角时,LOS 路径延迟变大,多径分量 h^0 变小,多径信道路径分量衰减较慢,且相对于 h^0 较大。

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

Parameter	Value
LED modulation bandwidth B_{LED} /MHz	50
Semi-angle at half power $\theta_{1/2}$ /($^\circ$)	60
FOV at PD Ψ_{FOV} /($^\circ$)	80
Detector physical area of PD A_R / cm^2	1
Reflectivity of wall ρ_i	0.8
Reflectivity area of small region ΔA / m^2	0.01

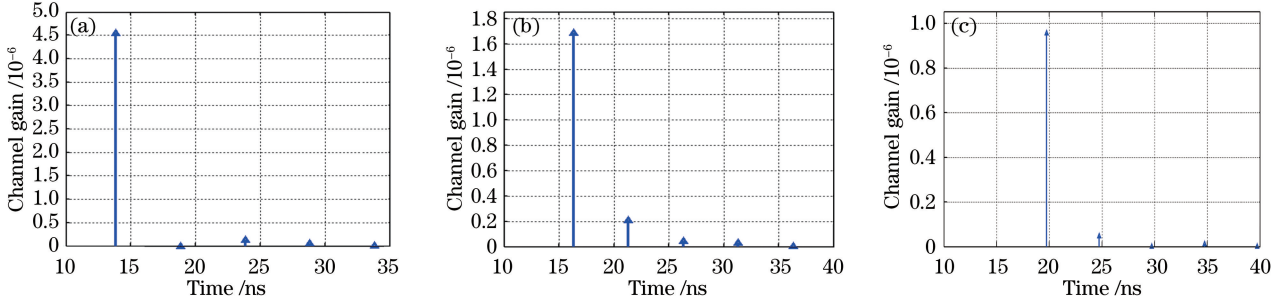


图 4 PD 位于不同位置时的多径信道增益。(a) (3,3,0.85);(b) (1.5,1.5,0.85);(c) (0.5,0.5,0.85)

Fig. 4 Multipath channel gain for different positions of PD. (a) (3, 3, 0.85); (b) (1.5, 1.5, 0.85); (c) (0.5, 0.5, 0.85)

ACO-OFDM 和 DCO-OFDM 系统分别采用 4QAM、16QAM 和 64QAM 调制,IFFT/FFT 长度为 $N = 256$ 。图 5 为 ACO-OFDM 系统 BER 性能,可以看出,随着 M 的增大,系统 BER 性能变差。当 PD 在房间中心位置时,信道增益较强,第 1 径 h^0 最大,其多径分量相对很小,多径效应对系统性能影响小,系统性能最好。当 PD 移动到墙角位置(0.5,0.5,0.85)时,与 PD 在位置(1.5,1.5,0.85)相比较,大量反射路径变短,多径分量中第 1 径 h^0 相比于其他路径较大,多径效应影响较小,BER 性能比 PD 位于位置(1.5,1.5,0.85)时好。

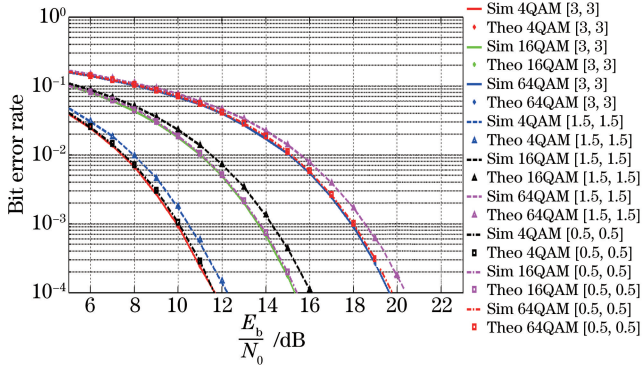


图 5 ACO-OFDM 系统 BER 性能比较

Fig. 5 Comparison of BER performance of ACO-OFDM system

图 6 和图 7 所示为 $B_{DC} = 7$ dB 和 $B_{DC} = 13$ dB 时 DCO-OFDM 系统的 BER 性能。可以看出,当 $B_{DC} = 7$ dB 时 BER 性能比 $B_{DC} = 13$ dB 时好。这是由于信噪比一定时,直流偏置越大,信号中包含信息的分量越小,虽然大的直流偏置对应的限幅噪声较小,但此时限幅噪声对系统性能的影响相对很小。另一方面,给定接收位置时,ACO-OFDM 系统的 BER 性能比 DCO-OFDM 系统好。

图 8 和图 9 所示为 PD 在(1.5,1.5,0.85)位置时,ACO-OFDM 系统的 BER 性能和 $B_{DC} = 7$ dB 时 DCO-OFDM 系统的 BER 性能随 FOV 和 LED 半功率角的变化。可以看出,随着 FOV 的增加,BER 性能变差,这是

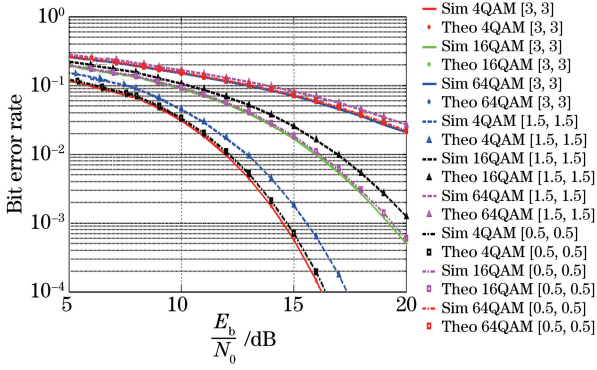


图 6 $B_{DC}=7$ dB 时 DCO-OFDM 系统 BER 性能比较

Fig. 6 Comparison of BER performance of DCO-OFDM system when $B_{DC}=7$ dB

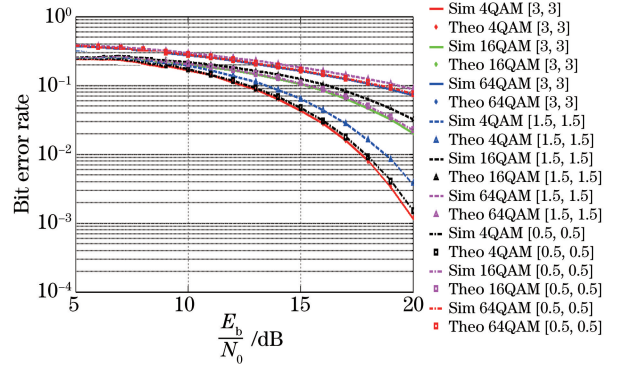


图 7 $B_{DC}=13$ dB 时 DCO-OFDM 系统 BER 性能比较

Fig. 7 Comparison of BER performance of DCO-OFDM system when $B_{DC}=13$ dB

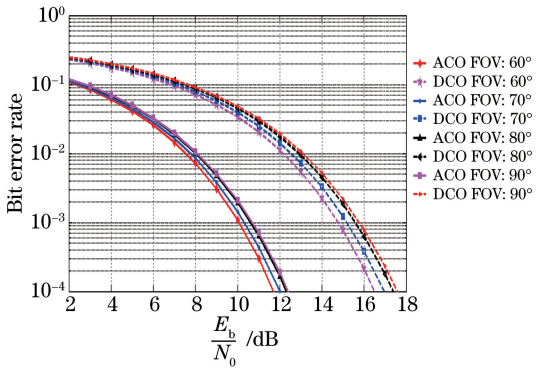


图 8 FOV 变化时 BER 性能比较

Fig. 8 Comparison of BER performance with different FOV

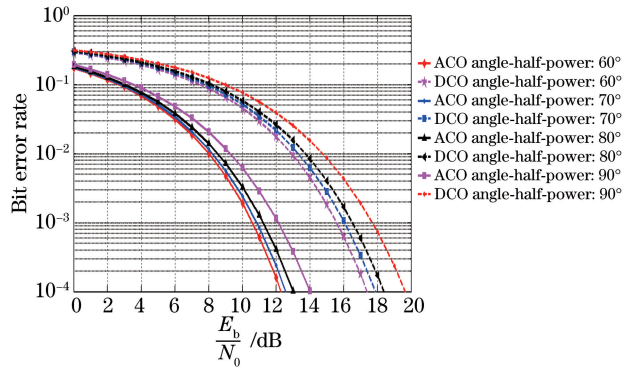


图 9 LED 半功率角变化时 BER 性能比较

Fig. 9 Comparison of BER performance with different $\theta_{1/2}$ of LED

由于有更多的反射信号被 PD 接收,多径增益相对 h^0 变大,多径效应的影响增大。另一方面,随着 LED 半功率角增大,BER 性能也变差,这是因为半功率角变大时,发射光信号越发散,反射信号越强,多径干扰越大。

5 结 论

结合 LED 的调制带宽,介绍了一种单光源室内 VLC 多径信道建模方法。随着接收端位置在室内的变化,对应的信道模型也相应变化,信道模型的多路径增益反映了反射光信号的情况,以及多径干扰对系统性能的影响。在多径信道下研究了两种常用光 OFDM 系统的 BER 性能,建立了 Matlab 蒙特卡罗仿真模型,分析了 PD 的 FOV、LED 半功率角和直流偏置等参数对系统的性能影响,仿真结果和理论分析相吻合,验证了理论的正确性,也验证了信道建模的正确性和实用性。

参 考 文 献

- [1] Komine T, Nakagawa M. Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2004, 50(1): 100-107.
- [2] Tan Jiajie. Research on indoor MIMO visible light communication with white LED[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2011.
谭家杰. 室内 LED 可见光 MIMO 通信研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2011.
- [3] PerezJimenez R, Berges J, Betancor M J. Statistical model for the impulse response on infrared indoor diffuse channels [J]. Electronics Letters, 1997, 33(15): 1298-1300.
- [4] Lopez-Hernandez F J, Perez-Jimeniz R, Santamaria A. Monte Carlo calculation of impulse response on diffuse IR wireless indoor channels[J]. Electronics Letters, 1998, 34(12): 1260-1262.

- [5] Carruthers J B, Kahn J M. Modeling of nondirected wireless infrared channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(10): 1260-1268.
- [6] Lopez-Hernandez F J, Betancor M J. DUSTIN: Algorithm for calculation of impulse response on IR wireless indoor channels[J]. Electronics Letters, 1997, 33(21): 1804-1806.
- [7] Lopez-Hernandez F J, Perez-Jimeniz R, Santamaria A. Ray-tracing algorithms for fast calculation of the channel impulse response on diffuse IR wireless indoor channels[J]. Optical Engineering, 2000, 39(10): 2775-2780.
- [8] Jungnickel V, Pohl V, Nonnig S, *et al.* A physical model of the wireless infrared communication channel[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2002, 20(3): 631-640.
- [9] Deng Lijun, Fan Yangyu. Channel characterization parameters of the non-empty indoor visible light communication based on the three-dimension ray tracing and finite state Markov Chain[J]. Acta Optica Sinica, 2015, 35(3): 0306002. 邓莉君, 樊养余. 三维射线跟踪和有限状态马尔可夫链的非空室内可见光信道表征参数[J]. 光学学报, 2015, 35(3): 0306002.
- [10] Wang Q, Wang Z C, Dai L L. Iterative receiver for hybrid asymmetrically clipped optical OFDM[J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(22): 3869-3875.
- [11] Wang Q, Wang Z C, Guo X H, *et al.* Improved receiver design for layered ACO-OFDM in optical wireless communications[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2016, 28(3): 319-322.
- [12] Armstrong J, Lowery A. Power efficient optical OFDM[J]. Electronics Letters, 2006, 42(6): 370-372.
- [13] Barry J R, Kahn J M, Krause W J, *et al.* Simulation of multipath impulse response for indoor wireless optical channels [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1993, 11(3): 367-379.
- [14] Jia Kejun, Hao Li, Yu Caihong. Modeling of indoor multipath channel and performance analysis of MIMO-ACO-OFDM system in visible light communications[J]. Acta Optica Sinica, 2016, 36(7): 0706005. 贾科军, 郝莉, 余彩虹. 室内可见光通信多径信道建模及 MIMO-ACO-OFDM 系统性能分析[J]. 光学学报, 2016, 36(7): 0706005
- [15] Grubor J, Randel S, Langer K D, *et al.* Broadband information broadcasting using LED-based interior lighting[J]. Journal of Lightwave Technology, 2008, 26(24): 3883-3892.
- [16] Dimitrov S, Sinanovic S, Haas H. Clipping noise in OFDM-based optical wireless communication systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(4): 1072-1081.
- [17] Kahn J M, Barry J R. Wireless infrared communications[J]. Proceedings of the IEEE, 1997, 85(2): 265-298.
- [18] Kyongkuk C, Dongweon Y. On the general BER expression of one- and two-dimensional amplitude modulations[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(7): 1074-1080.