

室内可见光通信 OFDM 自适应比特功率 加载算法性能分析

贾科军^{1*}, 靳斌¹, 郝莉²

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省重点实验室, 四川 成都 610031

摘要 室内光无线信道可以看作准静态、具有低通特性的多径信道, 并且可见光通信通常是功率受限系统。为了充分利用信道频谱资源及节约能量, 提出将 Chow、Hughes-Hartogs、Fischer 自适应比特-功率加载算法应用于非对称限幅光正交频分复用(ACO-OFDM)系统, 介绍了自适应比特功率加载过程, 并比较了自适应 ACO-OFDM 和自适应直流偏置光 OFDM(DCO-OFDM)的性能。结果表明, 在保证误码率性能时, 相比等比特加载方法, 自适应算法能节约 15% 的光功率和 30% 的电功率, 其中 Fischer 算法最节约功率, 而 Hughes-Hartogs 算法需要的功率最多。在信息速率相同时, 自适应 ACO-OFDM 比 DCO-OFDM 更节约功率。

关键词 光通信; 可见光通信; 自适应比特功率加载; 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/LOP56.030603

Performance Analysis of Optical OFDM Adaptive Bit-Power Loading in Indoor Visible Light Communications

Jia Kejun^{1*}, Jin Bin¹, Hao Li²

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 The indoor optical wireless channel can be considered as quasi-static multipath channel with inherently low-pass characteristic. Moreover, the visible light communication is usually a power limited system. In order to make full use of the channel spectrum resources and save the energy, the adaptive bit-power loading algorithms of Chow, Hughes-Hartogs and Fischer are applied to the asymmetrically-clipped optical orthogonal frequency division multiplexing (ACO-OFDM) system is proposed. The process of adaptive bit-power loading is introduced, and the performance of the adaptive ACO-OFDM is compared with that of the adaptive direct current optical OFDM (DCO-OFDM). The results show that, compared with the equal bit loading method, the adaptive load algorithm can save about 15% for the optical power and about 30% for the electric power when the performance of bit error rate is guaranteed. Fischer algorithm can save the most optical and electrical power, while Hughes-Hartogs algorithm needs more power. At the same transmit rate, the adaptive ACO-OFDM is more economical than the adaptive DCO-OFDM.

Key words optical communications; visible light communications; adaptive bit-power loading; optical orthogonal frequency division multiplexing; multipath channel

OCIS codes 060.2605; 060.4080

收稿日期: 2018-07-05; 修回日期: 2018-08-11; 录用日期: 2018-08-24

基金项目: 国家自然科学基金(61461026)

* E-mail: kjjia@lut.cn

1 引言

随着移动互联网和物联网的发展,人们对无线数据量的需求呈指数增长,预计 2018 年通过无线网络传输的数据流量将超过 190 艾字节(Exabyte),未来的 2020 年将超过 500 艾字节,这种连续增长态势给无线通信带来了巨大的挑战^[1]。为提升系统容量,需要更多的可用频谱,而现有的无线频谱资源远远不能满足需求。可见光通信(VLC)将频谱扩展到可见光波段(波长从 380~780 nm)在自由空间传输信息,VLC 可以在照明的同时实现通信,提供超过 400 THz 的通信带宽,无需无线电频谱许可,且不会与射频(RF)通信相互干扰,适用于一些特殊通信场景,如医院、矿井、飞行器^[2]。

在 VLC 中光源 LED 是非相干光源,VLC 常设计为强度调制直接检测(IM/DD)系统,只有光强度包含信息,而相位信息丢失,因此要求 IM/DD 系统输入信号是单极性实信号。常用的脉冲位置调制(PPM)和单极性脉冲幅度调制(PAM)可以满足单极性实信号的要求,但是在室内环境、符号速率较高时,严重的符号间干扰(ISI)会使系统性能下降。另外,人造光源所产生的窄带干扰也会减低 PAM 和 PPM 调制的系统性能。正交频分复用(OFDM)技术可以有效地解决光信号的漫射带来的 ISI 和窄带干扰问题。但是传统的 OFDM 采用离散傅里叶变换实现,输出信号是一个复信号,不满足 IM/DD 对信号是单极性实数信号的要求,因此提出了多种光 OFDM 技术。直流偏置光 OFDM(DCO-OFDM)和非对称限幅光 OFDM(ACO-OFDM)是最常见的两种光 OFDM 技术。光 OFDM 为了获得实信号,要求输入到快速傅里叶变换(FFT)的信号满足 Hermitian 对称性。为此,DCO-OFDM 牺牲约 1/2 的频率资源,而 ACO-OFDM 的频率利用率仅是 DCO-OFDM 的 1/2。

通常光电探测器(PD)的尺寸比可见光波长大上万倍,大量的经过不同路径入射的光信号在 PD 表面形成了类似空间分集接收的效果,因此不存在多径衰落现象。但是不同时延的光信号在光电转换后,解调时会导致严重的码间干扰。在 IM/DD 系统中不需要载波调制,基带信号直接驱动 LED 发光,可见光通信是基带系统。另外,当收发端相对运动时,多普勒频移相对于可见光频率很小,因此在可见光通信中可以忽略多普勒频移的影响。另一方面,当室内环境和收发端的位置固定时,信道特性也

固定,只有在位置发生数厘米以上的改变时,信道特性才会改变。一般可见光通信的数据速率非常高,而室内物体和人的移动速度相对又比较慢,因此信道特性的改变相对于数据速率变化就比较慢。总之,VLC 信道可以看作是时间稳定的、随收发端位置变化而缓慢变化的信道。当 PD 处于房间室内中部时,通常可以收到直射路径(LOS)信号,以及强度很弱的反射信号,信道特性相对平坦。但是当 PD 向四周墙壁和墙角移动时,受到 PD 的视场角(FOV)限制,通常可能只能收到反射信号,信道的频率选择性明显。

由于光 OFDM 能把具有频率选择性特性的光无线信道划分成若干个独立的平坦窄带子信道,各个子信道之间信道状况差异很大,从而具有不同的传输质量,因此在子载波上进行自适应的比特加载和发射功率分配,可以减少发射功率或提高数据速率。另外,VLC 系统信道是时间稳定的、随 PD 位置变化而缓慢变化的信道,这为将自适应技术应用于光 OFDM 系统提供了条件。文献[3]针对室内红外光无线通信系统,提出利用自适应 OFDM 信号来提高通信能力和减小多径效应的方案,仿真结果表明自适应 OFDM 可以有效提高系统的吞吐量。文献[4]在多模光纤系统,研究自适应分配算法的统计特性,而 Jin 等^[5]在其基础上对比特分配、功率分配和比特-功率分配进行了实验比较。文献[6]在 DCO-OFDM 系统中,仿真研究系统的误码率(BER)性能,得出主要影响系统性能的是信道估计方差。

目前,自适应技术主要应用于 DCO-OFDM^[7,8]系统,本文提出将 Chow、Hughes-Hartogs 和 Fischer 自适应技术应用于具有功率优势的 ACO-OFDM 系统。在保证 BER 性能要求下,比较分析了自适应和等比特 ACO-OFDM、DCO-OFDM 的功率消耗,并在信息速率相同条件下,验证了自适应 ACO-OFDM 系统的优越性。

2 VLC 多径信道模型

室内 VLC 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。

当信源点 S、接收器点 R 和室内反射环境一定时,包含多次反射的信道冲激响应为

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

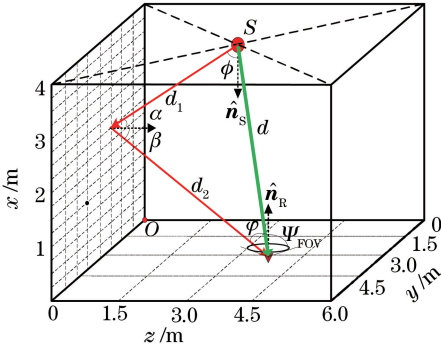


图1 室内 VLC 通信几何模型

Fig. 1 Geometrical model of indoor VLC

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

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

式中 d 表示 LED 到 PD 的距离, ϕ 表示 LOS 光线的出射角, A_R 表示光电检测器的表面积, φ 表示光信号的入射角, Ψ_{FOV} 是 PD 的视场角, c 表示光速, $\delta(\cdot)$ 表示狄拉克函数, $\kappa = -\ln 2 / \ln(\cos \theta_{1/2})$ 是表征光源辐射方向性的辐射模式指数, $\theta_{1/2}$ 是光源半功率角, 矩形函数 $\text{rect}(\cdot)$ 定义为

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

用迭代法^[9-10]计算经过 k 次 ($k > 0$) 反射的信道冲激响应为

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

对 S 反射面上的所有微反射单元积分, \mathbf{r} 表示微反射单元的位置矢量, $\hat{\mathbf{n}}$ 是 \mathbf{r} 处微反射单元的单位法向矢量, \otimes 代表卷积运算。实际数字化计算时, 将所有反射平面划分为面积为 ΔA 的小反射单元, 那么积分为

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

式中 N_{ref} 是反射单元的总数, ρ_i 是第 i 个反射单元的反射率, D 表示信源到反射点的距离。

在系统性能分析时, (5) 式表示的信道冲激响应过于复杂, 常使用离散时间近似, 将冲激响应离散化, 建立离散多径信道模型, 建模原理如图 2 所示, 其中 $T_{\text{sp}} = T_{\text{sym}}/2$ 表示离散化时间间隔, T_{sym} 表示 LED 发送符号周期。根据 Nyquist 定理, T_{sym} 最小值为 $1/(2W_{\text{LED}})$, 其中 W_{LED} 表示 LED 的调制带宽, $\tau_0 = d/c$ 表示信道建模时间起点。

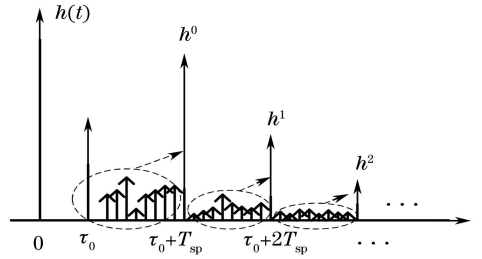


图2 多径信道建模原理图

Fig. 2 Schematic of the multipath channel model

第 l 条路径增益表示为

$$h^l = \begin{cases} \int_0^{T_{\text{sp}} + \tau_0} \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; S, R) dt, & l = 0 \\ \int_{lT_{\text{sp}} + \tau_0}^{(l+1)T_{\text{sp}} + \tau_0} \sum_{k=0}^{\infty} h^{(k)}(t; S, R) dt, & l = 1, 2, \dots, L-1 \end{cases} \quad (6)$$

3 光 OFDM 系统模型

自适应比特功率加载 ACO-OFDM 和 DCO-OFDM 系统模型如图 3 所示, 其中虚线框内模块是 DCO-OFDM 需要的操作。简要介绍了系统原理, 更详细分析可以参考文献[11]。

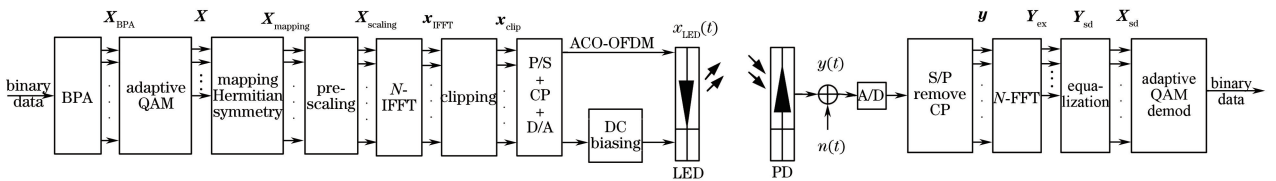


图3 光 OFDM 自适应比特功率加载系统示意图

Fig. 3 Diagram of the optical adaptive bit-power loading OFDM system

根据子信道状态信息,信源通过比特-功率分配算法将信息加载到各个子载波。经过自适应 M 阶正交幅度调制 (QAM), 调制符号满足

$$\mathbf{X}_{\text{mapping}}^{\text{ACO}} = \left[0 \quad X(0) \quad 0 \quad X(1) \quad \cdots \quad X\left(\frac{N}{4}-1\right) \quad 0 \quad X^*\left(\frac{N}{4}-1\right) \quad 0 \quad \cdots \quad X^*(0) \right]^T, \quad (7)$$

式中 $(\cdot)^*$ 表示共轭运算, N 是 IFFT 子载波数, IFFT 为傅里叶逆变换。DCO-OFDM 调制符号映射为

$$\mathbf{X}_{\text{mapping}}^{\text{DCO}} = \left[0 \quad X(1) \quad \cdots \quad X\left(\frac{N}{2}-1\right) \quad 0 \quad X^*\left(\frac{N}{2}-1\right) \quad \cdots \quad X^*(1) \right]^T, \quad (8)$$

可以看出,映射信号都满足 Hermitian 对称,这保证了 IFFT 输出实数信号,ACO-OFDM 仅利用奇数子载波传输信息,而 DCO-OFDM 利用奇数和偶数子载波传输信息,因此 ACO-OFDM 的频带利用率是 DCO-OFDM 的一半。

在 ACO-OFDM,频域映射信号直接输入到 IFFT 模块,输出时域信号 $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}^{\text{ACO}}$,其满足反对称性^[7],即

$$\mathbf{x}_{\text{IFFT}}^{\text{ACO}}(k) = -\mathbf{x}_{\text{IFFT}}^{\text{ACO}}\left(k + \frac{N}{2}\right), k = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1. \quad (9)$$

对于 DCO-OFDM,LED 发光功率等于前置驱动信号的数学期望,其正比于时域信号 $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}^{\text{DCO}}$ 的均方差。另外,接收信号的电功率决定系统的 BER 性能,其又正比于发送端信号的方差。通过引入预尺度变换因子 α ,使 \mathbf{x}_{IFFT} 的方差固定为 σ_0^2 ,可以达到固定接收端信号信噪比的目的。由 Parseval 定理和无偏估计可得^[12]

$$\alpha = \sigma_0 \sqrt{\frac{N-1}{\sum_{n=0}^{N-1} |\mathbf{X}_{\text{mapping}}|^2}}, \quad (10)$$

当 $N > 64$ 时, $\alpha = \sigma_0 / \sqrt{\mu}$, 其中 $\mu = (N-2)/N$ 。

根据中心极限定理, $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}^{\text{DCO}}$ 和 $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}^{\text{ACO}}$ 都是服从均值为零的高斯分布双极性实信号。为了满足 IM/DD 系统传输信号是非负实数的要求,根据 $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}^{\text{ACO}}$ 的反对称性,以零电平预限幅,可以获得单极性信号。通常给 $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}^{\text{DCO}}$ 加上直流偏置信号 B_{DC} , 然后以零电平预限幅,就可以得到非负的实数信号。限幅使得 $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}^{\text{ACO}}$ 信号幅度衰减,产生的限幅噪声都落在了偶数子载波,不会对载荷信息的奇数子载波产生影响。而限幅会使 $\mathbf{x}_{\text{IFFT}}^{\text{DCO}}$ 幅度衰减,且受到限幅噪声的影响。

光信号经过多径信道传输,被光电检测器接收,然后进行和发送相反的操作。FFT(FFT 为傅里叶变换)后输出频域信号 \mathbf{Y} ,与发送端映射信号 $\mathbf{X}_{\text{mapping}}$

$E[|X(n)|^2] = 1$, $E[\cdot]$ 表示数学期望。ACO-OFDM 调制符号映射为

的结构相对应,仅提取 \mathbf{Y} 中包含信息的前一半奇数子载波作为解调信号。最后经过信道均衡,输入到 QAM 解调器。

ACO-OFDM 中迫零(ZF)检测输出 $N/4 \times 1$ 的矢量信号 \mathbf{Y}_{sd} ,其中第 l 个符号的信噪比为

$$\Gamma_{\text{ACO}}(l) = \frac{E[|X(l)|^2]}{\|\mathbf{W}_{\text{ACO,ZF}}[l, :]\|^2 N_0}, \quad (11)$$

式中 $\mathbf{W}_{\text{ACO,ZF}}[l, :]$ 表示 $(N/4) \times (N/4)$ 的 ZF 检测加权矩阵的第 l 行, $l = 0, 1, 2, \dots, N/4 - 1$, N_0 是热噪声单边功率谱密度。DCO-OFDM 检测输出 $(N/2 - 1) \times 1$ 的信号 \mathbf{Y}_{sd} ,第 l 个符号的信噪比为

$$\Gamma_{\text{DCO}}(l) = \frac{E[|X(l)|^2]}{\left[\left(\frac{\sigma_{\text{clip}}}{\eta\alpha} \right)^2 + N_0 \|\mathbf{W}_{\text{DCO,ZF}}[l, :]\|^2 \right]}, \quad (12)$$

式中 σ_{clip} 均值为零,方差为 σ_{clip}^2 的高斯分布限幅噪声均方差, η 为限幅衰减因子, $\mathbf{W}_{\text{DCO,ZF}}$ 是 $(N/2 - 1) \times (N/2 - 1)$ 维的加权矩阵。

采用最大似然检测的 QAM 解调理论 BER^[13] 为

$$P_{\text{b,QAM}} = \frac{2(\sqrt{M} - 1)}{\sqrt{M} \ln M} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{3}{2(M-1)} \Gamma_{\text{SNR}}} \right], \quad (13)$$

式中 $\operatorname{erfc}(\cdot)$ 表示误差函数, Γ_{SNR} 为输入到 MQAM 解调器的符号能量和噪声功率谱密度之比。将 $\Gamma_{\text{ACO}}(l)$ 和 $\Gamma_{\text{DCO}}(l)$ 分别代入(13)式可以得到每一子数据流的 BER,系统总 BER 是所有数据流 BER 的平均值,

$$P_{\text{b}}^{\text{ACO}} = \frac{4}{N} \sum_{l=1,2,\dots,N/4-1} P_{\text{b}}^{\text{ACO}}(l), \quad (14)$$

$$P_{\text{b}}^{\text{DCO}} = \frac{1}{N/2-1} \sum_{l=1,2,\dots,N/2-1} P_{\text{b}}^{\text{DCO}}(l). \quad (15)$$

4 自适应比特-功率加载算法

4.1 自适应分配原则

由于不同子信道状态信息不同,给每个子信道

加载相同比特数时,达到相同的通信性能要求,所需要的功率不同。为了充分利用信道频谱资源和节约能源,可以对实际系统进行动态资源分配。通常,VLC是光功率受限的系统,在传输速率和性能一定的条件下,功率分配算法具有更为实际的意义。根据子信道增益对子载波上的比特数进行动态自适应分配,同时调整各个子载波上的发送功率,使需要的总发射功率最小,也称为功率最小化准则。对应的优化模型可表示为

$$\min P_T = \sum_{i=1}^N P_i, \quad (16)$$

$$\text{s.t } R_b = \sum_{i=1}^N b_i, R_{\text{BER,sc}} \leq R_{\text{BER,target}}, \quad (17)$$

式中 P_i 、 P_T 分别为第 i 个子载波所需加载功率和系统所需总功率, b_i 、 R_b 分别为第 i 个子载波上的比特数和系统加载的总比特数, $R_{\text{BER,sc}}$ 、 $R_{\text{BER,target}}$ 分别为子载波 BER 和限定目标 BER。

4.2 Chow 算法

根据各个子信道的容量来进行比特数的分配。首先在满足给定目标误比特率的条件下使得系统利用信道容量达到最优。其次使用迭代过程,逐步对子信道进行比特分配,同时使余量逐步增大,直至所有待分配比特都分配完成。最后为了确保算法的收敛速度需要设定一个最大的迭代次数。算法由以下三个步骤完成:1) 确定系统的性能达到最优的余量门限 γ_{margin} ; 2) 确定各个子载波上的调制方式; 3) 调整各个子载波上的功率。算法具体描述如下:

1) 由(11)和(12)式,计算各个子载波上的信噪比 $S_{\text{snr}}(i)$, $\forall i \in \{1, 2, \dots, N\}$, 并且假设所有子载波上的信号能量都进行了归一化,即 $\epsilon(i) = 1$, $\forall i \in \{1, 2, \dots, N\}$ 。

2) 令迭代次数 $I_{\text{ic}} = 0$, $\gamma_{\text{margin}} = 0$ (dB), 已使用的子载波数 $U_{\text{uc}} = N$, 其中 N 为可用子载波的最大数目。

3) 从 $i=1$ 到 N 计算各子载波上分配的比特数 $b(i)$ 、 $\hat{b}(i)$ 、 $\text{diff}(i)$ 、 U_{uc} , 表示为

$$b(i) = \log_2 \left[1 + \frac{S_{\text{snr}}(i)}{\Gamma + \gamma_{\text{margin}}} \right], \quad (18)$$

$$\hat{b}(i) = \text{round}[b(i)], \quad (19)$$

$$\text{diff}(i) = b(i) - \hat{b}(i), \quad (20)$$

式中 $\text{round}(\cdot)$ 为取整函数, $\text{diff}(\cdot)$ 为计算理论值加载的比特数与实际加载比特数的差值, γ_{margin} 是最优的门限。 Γ 是信道的信噪比差额, 在固定 BER 的情

况下, Γ 为常数。在 MQAM 调制方式下, BER 和信噪比差额 Γ 的关系可以表示为^[14]

$$\Gamma = -\frac{\ln(5 \times b_{\text{BER}})}{1.5}, \quad (21)$$

若 $\hat{b}(i) = 0$, 则 $U_{\text{uc}} = U_{\text{uc}} - 1$ 。

4) 计算 $R = \sum_{i=1}^N \hat{b}(i)$, 其中 R 为当前已分配的比特数总和。MQAM 加载到子载波上的比特数为偶数, 所以设定待分配比特数为总待分配比特数 R_b 的一半, 最后对分配好的各个子载波比特数乘以 2, 即可以保证各个子载波上的比特数为偶数。当 $R = 0$, 则说明信道状态太差, 该信道无法使用。

5) 计算新的 γ_{margin} ,

$$\gamma_{\text{margin}} = \gamma_{\text{margin}} + 10 \log_{10} \left(2^{\frac{2R - R_b}{2U_{\text{uc}}}} \right). \quad (22)$$

6) $I_{\text{ic}} = I_{\text{ic}} + 1$ 。

7) 当 $R \neq R_b/2$ 且 $I_{\text{ic}} < I_{\text{max}}$, 其中 I_{max} 表示为最大迭代次数, 令 $U_{\text{uc}} = N$, 然后转向步骤 3), 否则转向步骤 8)。

8) 当 $R > R_b/2$, 找到最小的 $\text{diff}(i)$, 相应的 $\hat{b}(i)$ 就减去 1, $\text{diff}(i)$ 就加上 1, 重复该步骤直至 $R = R_b/2$ 。

9) 当 $R < R_b/2$, 找到最大的 $\text{diff}(i)$, 相应的 $\hat{b}(i)$ 就加上 1, $\text{diff}(i)$ 就减去 1, 重复该步骤直至 $R = R_b/2$ 。

10) 对分配好的各个子载波的比特数乘以 2。

11) 功率分配为

$$P_i = \frac{f(b_i)}{|H_i|^2}, i = 1, 2, \dots, N, \quad (23)$$

式中 $f(b_i)$ 为子载波 i 上加 b_i 的比特所需的功率, H_i 为子载波 i 的信道增益。

由(13)式可得:

$$f(b_i) = \frac{N_{\text{psd}}(M-1)}{3} \times \left\{ \text{Qinv} \left[\frac{b_{\text{BER}} \cdot \sqrt{M} \cdot \log_2 M}{4(\sqrt{M}-1)} \right] \right\}^2, \quad (24)$$

式中 $\text{Qinv}(x) = \sqrt{2} \text{erfcinv}(2x)$, $\text{erfcinv}(\cdot)$ 为 $\text{erfc}(\cdot)$ 误差函数的反函数。 $M = 2^c$ 为进制数, c 为比特数。 N_{psd} 为子信道噪声功率谱密度, 即光 OFDM 的子信道噪声功率谱密度为

$$N_{\text{psd}} = \frac{K_u \cdot P_{\text{av}}}{10^{S_{\text{av}}/10} \times B}, \quad (25)$$

式中 B 为 OFDM 符号带宽, 即子载波数乘以符号周期的倒数, S_{av} 为每个子载波上的平均信噪比, P_{av}

为每个子载波上的平均功率,令其归一化为 1, K_u 为光 OFDM 携带有用信息的子载波数。

4.3 Hughes-Hartogs 算法

算法的主要思想是先将所有子载波上的比特数设定为 0, 其次再将所有待分配比特依次分配给各个相应的子载波上。在每次分配比特过程中, 先找到增加 2 比特时, 只需要增加最少发送功率就可以维持目标误比特率的子载波。而后将该子载波上的比特数加 2。重复该过程直至所有待分配比特数分配完成, 最后计算各个子载波上所需的发射功率。算法分为两步进行。

1) 比特分配

① 将所有子载波的比特数和功率初始化均设为 0, 即

$$b_i = 0, P_i = 0, i = 1, 2, \dots, N. \quad (26)$$

② 计算每个子载波增加 2 比特数据信息时所需增加的功率, 即差额功率

$$\Delta P_i = \frac{f(b_i + 2) - f(b_i)}{|H_i|^2}, i = 1, 2, \dots, N. \quad (27)$$

③ 根据(27)式, 求 $\{\Delta P_i\}$ 中的最小值, 及对应的子载波编号, 其中

$$\Delta P_{id} = \min_{1 \leq i \leq N} \{\Delta P_i\}, \quad (28)$$

式中 $\min(\cdot)$ 为求最小值的函数。

④ 给编号为 id 的子载波分配 2 比特信息, 即

$$b_{id} = b_{id} + 2. \quad (29)$$

然后计算已分配的比特总数 $R = \sum_{i=1}^N b_i$; 如果 $R < R_b$, 判断 $b_{id} = K$ 是否成立, 其中 K 为每个子载波上分配比特数的最大值, 如果是转至⑤, 否则转至②; 如果 $R = R_b$, 则说明比特分配已完毕, 转到第二步进行功率分配。

⑤ 置 $\Delta P_{\text{index_min}} = \infty$, 转至③。

2) 功率分配如 Chow 算法。

4.4 Fischer 算法

该算法的优化准则是根据差错概率最小化的原则, 分为两步进行。

1) 初始化

① 首先必须已知各个子载波上噪声方差 N_i (其中 $i = 1, 2, \dots, N$), N_i 可认为是信道增益平方的倒数。其次设定目标比特速率(即分配的比特数 R_b)。 N' 表示为已使用的子载波数, 设 N' 的初始值 $N' = N$ 。令激活的子信道集合为 I , 设 I 的初始值 $I = \{1, 2, \dots, N\}$ 。

② 计算所有子信道的噪声功率值 $L_i = \log_2(N_i)$, ($i = 1, 2, \dots, N$), 然后将 L_i 的值存储起来, 这样就不需要重复的进行对数运算。

③ 计算 I 中各个子信道可分配的比特数

$$b(i) = \frac{(R_b/2 + \sum_{i \in I} L_i)}{i} - L_i. \quad (30)$$

如果 $b(i) \leq 0$, $i \in I$, 那么 $N' = N' - 1$, 把第 i 个子信道从 I 中删掉然后转至步骤②, 继续计算直到 $b(i) > 0$, $i \in I$ 。

④ $\hat{b}(i) = \text{round}[b(i)]$, $\text{diff}(i) = b(i) - \hat{b}(i)$ 。

⑤ 计算 $R = \sum_{i=1}^N \hat{b}_i$ 。

⑥ 如果 $R = R_b/2$ 。为了避免最后加载到子载波上的比特数为奇数, 所以应在最后分配好的各个子载波比特数乘以 2。则转到第二步进行功率分配。

⑦ 当 $R \neq R_b/2$ 时, 处理方法如 Chow 算法 8、9 步。

2) 功率分配如 Chow 算法

5 数值仿真和分析

在长、宽和高分别为 6、6 和 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 0.1 m 划分成小反射单元, 其他仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

Parameter	Value
LED modulation bandwidth $B_{\text{LED}}/\text{MHz}$	100
Semi-angle at half power $\theta_{1/2}/(^{\circ})$	60
FOV at a PD $\Psi_{\text{FOV}}(^{\circ})$	80
Detector physical area of a PD A_{R}/cm^2	1
Reflectivity of wall ρ_i	0.8
Reflectivity area of small region $\Delta A / \text{m}^2$	0.01

自适应算法仿真参数见表 2, 其中 b_{BER} 是限定的 BER, K 为每个子载波上分配比特数的最大值, I_{max} 为最大迭代次数。

表 2 算法仿真参数

Table 2 Algorithm simulation parameters

Parameter	Value
S_{av}	16
P_{av}	1
I_{max}	10
K	6
b_{BER}	1×10^{-4}

假设信道离散抽样周期为 $T_{sp} = 2.5 \text{ ns}$ 。在接收端接收的光功率中 LOS 信道和一次反射占有接收光功率的近 90%，为了简单起见，仅考虑 LOS 和一次反射光功率。图 4 所示为当 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, DCO-OFDM 系统的子信道增益图。可以看出, 当 PD 在房间中心时, 能收到 LOS 和反射信

号, 因为 LOS 信道强度远大于反射信道, 所以子载波增益平坦; 当 PD 从中心往外到 (1.5, 1.5, 0.85) 时, LOS 信道变小, 反射增大, 子信道增益开始变化, 信道条件差异增大。当 PD 移动到 (0.5, 0.5, 0.85) 时, 接收不到 LOS 信号, 只能收到反射信号, 子信道增益出现了低通特性。本文以 PD 处于 (0.5, 0.5, 0.85) 为例, 分析光 OFDM 系统中自适应算法性能。

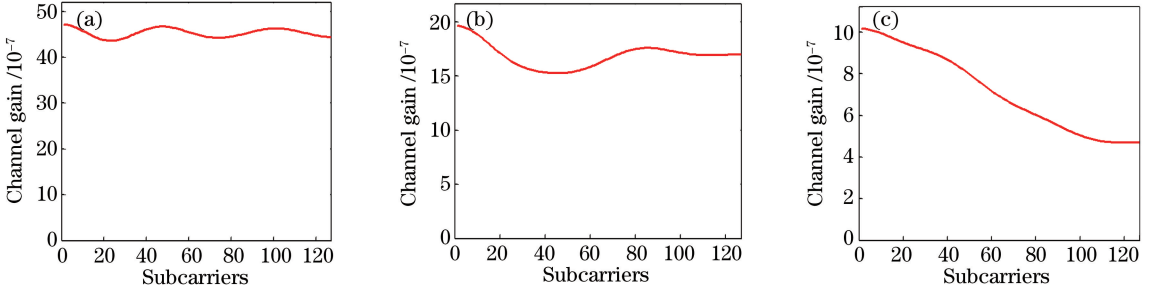


图 4 PD 不同位置时子信道增益。(a) (3, 3, 0.85); (b) (1.5, 1.5, 0.85); (c) (0.5, 0.5, 0.85)

Fig. 4 Channel gain with different coordinates of PD. (a) (3, 3, 0.85); (b) (1.5, 1.5, 0.85); (c) (0.5, 0.5, 0.85)

采用 Chow、Hughes-Hartogs、Fischer 自适应算法、4QAM 调制, IFFT/FFT 长度 $N = 256$, ACO-OFDM 和 DCO-OFDM 分别只有 64 和 127 个子载波携带信息, 预尺度变换因子 $\alpha = 0.8971$ 。图 5 和图 6 分别为 ACO-OFDM 和 DCO-OFDM 根据子信道状态信息的比特功率分配结果。可以看出, 当子载波信道增益比较大时, 即信道状态好, 分配的比特

多; 当信道增益减小时, 即信道状态变差, 分配的比特数逐渐变少, 当子载波的信道增益非常小时, 该子载波甚至不传输比特; 如果传输相同的比特数, 则信道增益大的子载波需要的功率要小于增益小的子载波。信道增益大的子信道注入的功率较多(传输较多比特), 信道增益小的子信道注入的功率较少(传输较少比特), 不传输比特时不需要注入功率。

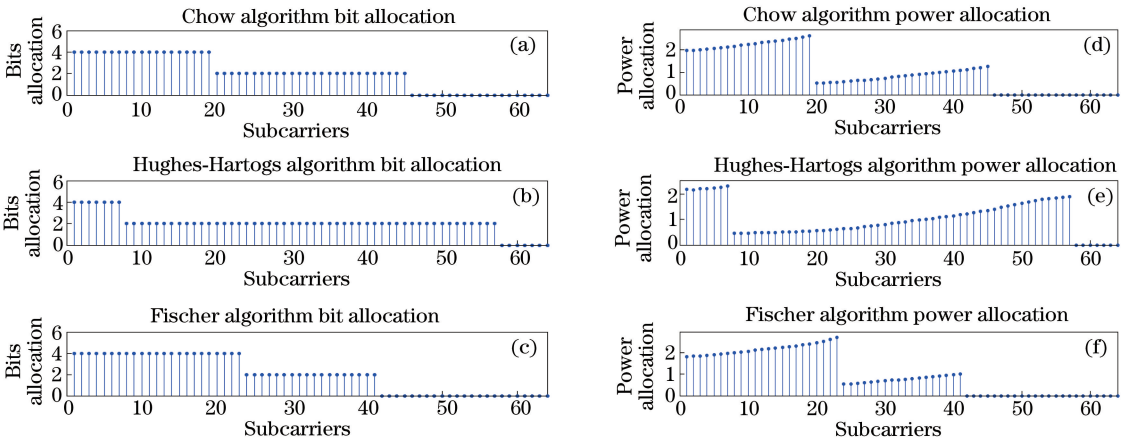


图 5 三种算法在 ACO-OFDM 系统的 (a)~(c) 比特分配和 (d)~(f) 功率分配

Fig. 5 (a)-(c) Bit allocation and (d)-(f) power allocation of three kinds of algorithms in ACO-OFDM system

表 3 和 4 为自适应比特功率加载算法和等比特加载算法的功率比较。 P_{opt_equ} 和 P_{opt_adapt} 、 P_{ele_equ} 和 P_{ele_adapt} 分别为等比特加载算法和自适应比特加载算法的平均光功率和平均电功率。结果表明, 自适应比特加载算法要比等比特加载节省光功率大约 15%, 节省电功率大约 30%。Fischer 算法最节约功率, Hughes-Hartogs 算法需要的功率最多, 而 Hughes-Hartogs 算法每次加载 2 个比特时, 都需要

额外的搜索和排序, 所以该方法的复杂度相当高。而 Fischer、Chow 算法摒弃大量搜索和排序, 简化了算法复杂度。

表 5 为 ACO-OFDM 和 DCO-OFDM 系统使用 Fischer 自适应算法、信息速率相同 (IFFT 长度分别为 256 和 128) 时, 自适应光功率和电功率的比较。从结果可知, ACO-OFDM 比 DCO-OFDM 节约功率, 这是因为 ACO-OFDM 不需要直流偏置, 同时

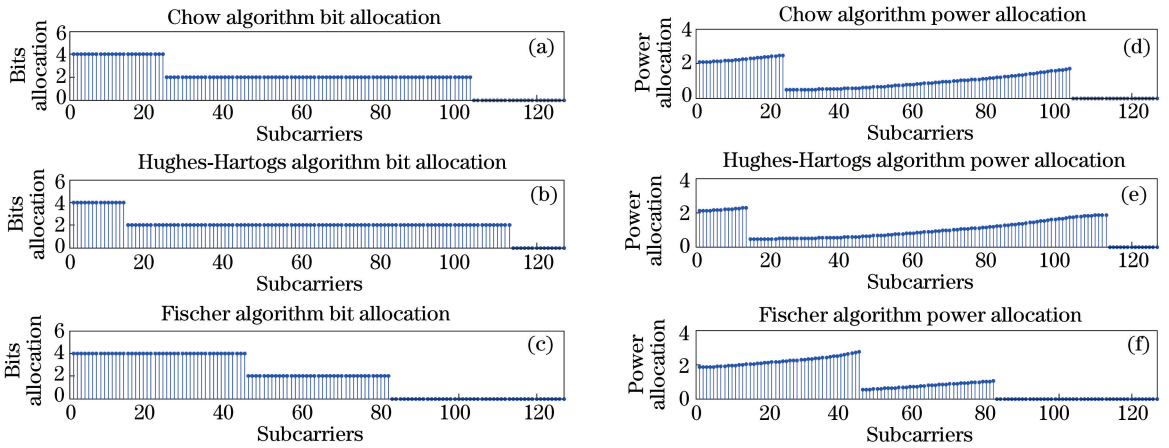


图 6 三种算法在 DCO-OFDM 系统的(a)~(c)比特分配和(d)~(f)功率分配

Fig. 6 (a)-(c) Bit allocation and (d)-(f) power allocation of three kinds of algorithms in DCO-OFDM system

不受限幅噪声的影响。

表 3 自适应 ACO-OFDM 功率比较结果

Table 3 Power comparison results of adaptive ACO-OFDM

Method	P_{opt_equ}	P_{opt_adapt}	P_{ele_equ}	P_{ele_adapt}
Chow	0.2848	0.2255	0.2469	0.1639
Hughes-Hartogs	0.2848	0.2669	0.2469	0.2291
Fischer	0.2848	0.2064	0.2469	0.1549

图 7 为 ACO-OFDM 和 DCO-OFDM 系统分别使用 Chow、Hughes-Hartogs、Fischer 算法的 BER 性能,DCO-OFDM 的直流偏置是 7 dB。可以看出,自适应系统和等比特分配的 BER 性能近似相同,其中 Chow 算法的 BER 性能最差,等比特分配最好。

表 4 自适应 DCO-OFDM 功率比较结果

Table 4 Power comparison results of adaptive DCO-OFDM

Method	P_{opt_equ}	P_{opt_adapt}	P_{ele_equ}	P_{ele_adapt}
Chow	1.9925	1.7432	4.8950	3.7981
Hughes-Hartogs	1.9925	1.8451	4.8950	4.2295
Fischer	1.9925	1.5553	4.8950	3.0132

表 5 ACO-OFDM 和 DCO-OFDM 功率分配比较

Table 5 Comparison of power allocation for ACO-OFDM and DCO-OFDM

Fischer	P_{opt_adapt}	P_{ele_adapt}
ACO-OFDM	0.2064	0.1549
DCO-OFDM	1.6390	3.3537

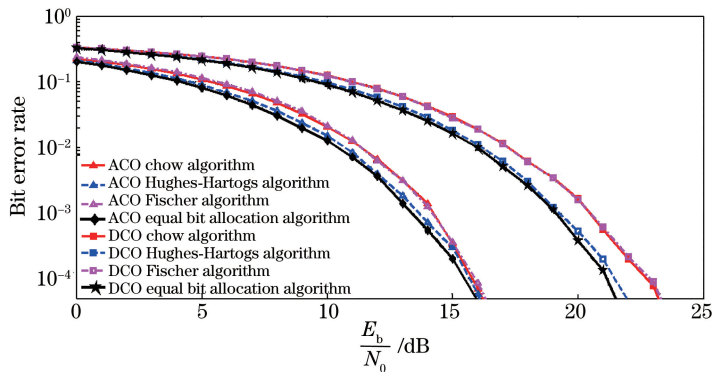


图 7 自适应 ACO-OFDM 和 DCO-OFDM 系统 BER 性能比较

Fig. 7 Comparison of BER performance for adaptive ACO-OFDM and adaptive DCO-OFDM

6 结 论

由于光电检测器视场角的限制,当 PD 只能收到反射信号时,室内可见光无线信道特性表现为低通特性。为了充分利用信道频谱资源和节约能源,根据信道不同传输特性,对实际系统进行动态资源

的分配.将 Chow、Hughes-Hartogs 和 Fischer 三种自适应比特功率加载算法应用于 ACO-OFDM 和 DCO-OFDM 系统。实验结果表明,不损失 BER 性能时,可见光系统利用自适应比特加载算法可以节省功率。

参 考 文 献

- [1] Andrews J G, Buzzi S, Choi W, *et al.* What will 5G be? [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(6): 1065-1082.
- [2] 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.
- [3] Gonzalez O, Perez-Jimenez R, Rodriguez S, *et al.* OFDM over indoor wireless optical channel [J]. IEE Proceedings-Optoelectronics, 2005, 152(4): 199-204.
- [4] Giacomidis E, Jin X Q, Tsokanos A, *et al.* Statistical performance comparisons of optical OFDM adaptive loading algorithms in multimode fiber-based transmission systems [J]. IEEE Photonics Journal, 2010, 2(6): 1051-1059.
- [5] Jin X Q, Wei J L, Giddings R P, *et al.* Experimental demonstrations and extensive comparisons of end-to-end real-time optical OFDM transceivers with adaptive bit and/or power loading [J]. IEEE Photonics Journal, 2011, 3(3): 500-511.
- [6] Bykhovsky D, Arnon S. An experimental comparison of different bit-and-power-allocation algorithms for DCO-OFDM [J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(8): 1559-1564.
- [7] Armstrong J, Lowery A J. Power efficient optical OFDM [J]. Electronics Letters, 2006, 42(6): 370-372.
- [8] Wang Q, Wang Z C, Dai L L. Iterative receiver for hybrid asymmetrically clipped optical OFDM [J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(22): 4471-4477.
- [9] 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.
- [10] Jia K J, Hao L, Yu C H. Modeling of multipath channel and performance analysis of MIMO-ACO-OFDM system for indoor 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.
- [11] Jia K J, Jin B, Hao L, *et al.* Performance analysis of DCO-OFDM and ACO-OFDM systems in indoor visible light communications [J]. Chinese Journal of Lasers, 2017, 44(8): 0806003.
贾科军, 靳斌, 郝莉, 等. 室内可见光通信中 DCO-OFDM 和 ACO-OFDM 系统性能分析 [J]. 中国激光, 2017, 44(8): 0806003.
- [12] Jia K J, Hao L. The design and performance analysis of optical wireless ACO-MC-CDMA system in the presence of clipping noise [J]. Science China Information Sciences, 2018, 61(2): 029304.
- [13] Cho K, Yoon D. On the general BER expression of one- and two-dimensional amplitude modulations [J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(7): 1074-1080.
- [14] Yu G D, Zhang Z Y, Qiu P L. Bit and power allocation algorithm for OFDM system [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2005, 27(9): 1479-1482.
余官定, 张朝阳, 仇佩亮. OFDM 系统功率和比特分配算法研究 [J]. 电子与信息学报, 2005, 27(9): 1479-1482.