

可见光通信叠加 ACO-OFDM 调制技术

路明丽, 于宏毅, 仵国锋

(解放军信息工程大学 信息工程学院, 郑州 450001)

摘 要: 有限层信息流叠加时频谱能量有效正交频分复用(SEE-OFDM)技术与直流偏置光正交频分复用(DCO-OFDM)技术的频谱效率存在差距。针对该问题, 提出一种基于 SEE-OFDM 的叠加非对称限幅光正交频分复用(ACO-OFDM)调制技术。通过改变不同层信息流的调制阶数, 使得叠加 ACO-OFDM 的频谱效率与 DCO-OFDM 相等。对系统误比特率(BER)进行理论分析, 确定系统 BER 最小时的调制阶数组合算法, 并提取每层信息流在解调时的子载波。实验结果表明, 当频谱效率为 1.5 时, 在线性 AWGN 信道下叠加 ACO-OFDM 技术的 BER 性能要优于 DCO-OFDM 技术与 ACO-OFDM 技术。

关键词: 可见光通信; 非对称限幅光正交频分复用; 频谱能量有效正交频分复用; 频谱效率; 误比特率

中文引用格式: 路明丽, 于宏毅, 仵国锋. 可见光通信叠加 ACO-OFDM 调制技术[J]. 计算机工程, 2017, 43(10): 91-97.

英文引用格式: LU Mingli, YU Hongyi, WU Guofeng. Superposition ACO-OFDM Modulation Technique in Visible Light Communication[J]. Computer Engineering, 2017, 43(10): 91-97.

Superposition ACO-OFDM Modulation Technique in Visible Light Communication

LU Mingli, YU Hongyi, WU Guofeng

(College of Information System Engineering, PLA Information Engineering University, Zhengzhou 450001, China)

[Abstract] When limited information streams superpose, Spectral and Energy Efficient Orthogonal Frequency Division Multiplexing(SEE-OFDM) and Direct Current-biased Optical OFDM(DCO-OFDM) have different spectral efficiency. Aiming at this problem, a superposition Asymmetrically Clipped Optical OFDM(ACO-OFDM) technique based on SEE-OFDM is proposed. By changing the modulation order of information stream in different layers, the spectral efficiency of superposition ACO-OFDM can be equal to that of DCO-OFDM. After theoretical analysis of the Bit Error Rate(BER) for the system, an algorithm is given to find the modulation order with the least BER. And subcarrier is extracted for information stream in each layer in the demodulation process. Experiment results show that the superposition ACO-OFDM is superior to DCO-OFDM and ACO-OFDM in the BER performance under the linear Additive White Gaussian Noise(AWGN) channel when the spectral efficiency is 1.5.

[Key words] Visible Light Communication(VLC); Asymmetrically Clipped Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing(ACO-OFDM); Spectral and Energy Efficient Orthogonal Frequency Division Multiplexing(SEE-OFDM); spectral efficiency; Bit Error Rate(BER)

DOI: 10.3969/j.issn.1000-3428.2017.10.016

0 概述

近年来, 可见光通信(Visible Light Communication, VLC)作为一种新兴技术得到越来越多的关注和研究。可见光通信分别采用现有的发光二极管(Light Emitting Diode, LED)和光电检测器(Photodiodes, PD)作为发射端和接收端, 可以同时实现照明和通信双重功能^[1]。LED 作为 VLC 系统的发射端, 其发出的光是不连续的, 所以加载到 LED 上的信息只能通过接收端接收到的光信号强度进行检测。因为 VLC 采用强度调制/直

接检测(Intensity Modulation/Direct Detection, IM/DD)实现信息的传输, 所以传输的信号必须是单极性的实数值^[2]。单载波调制技术可以应用到光无线通信系统中^[3], 但是单载波调制技术很难达到吉比特每秒的通信速率, 并且随着通信速率的不断增加, 符号间干扰成为一个很重要的问题。正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)信号采用多进制、多载频、并行传输技术提高了信号的抗多径传输能力^[4], 并且 OFDM 可以采用自适应功率分配技术^[5]和多址接入技术^[6]进一步提升系统的整体性能。由于

基金项目: 国家高技术研究发展计划项目(2013AA013603)。

作者简介: 路明丽(1989—), 女, 硕士研究生, 主研方向为可见光通信; 于宏毅, 教授、博士生导师; 仵国锋, 副教授。

收稿日期: 2016-08-30 **修回日期:** 2016-10-30 **E-mail:** xysylml@126.com

LED 的带宽有限,因此 OFDM 更适用于 VLC 的高速传输^[7]。

OFDM 已经广泛应用于射频(Radio Frequency, RF)通信中,并且在频率选择性传播环境中可以达到很高的传输速率,但是 OFDM 的输出一般都是双极性的复数值,在强度调制光系统中,只能检测到正值信号。因此,OFDM 要变为单极性的实数值后才可以用于 VLC 系统中^[3]。通过使频域符号满足 Hermitian 对称条件是一个简单且有效的由复数值变为实数值的方法,满足 Hermitian 对称条件的频域信号经过逆快速傅里叶变换(Inverse Fast Fourier Transform, IFFT)后得到双极性实数,还需要把双极性值变为单极性值才可以满足 IM/DD。目前,研究人员已提出了多种单极性实数值的光 OFDM,其中较简单直接的是直流偏置光正交频分复用(Direct Current-biased Optical OFDM, DCO-OFDM)^[8]。DCO-OFDM 通过添加一个合适的直流偏置实现由双极性信号变为单极性信号,通常一个合适的直流偏置并不能完全使双极性信号变为单极性信号,所以还需要对已经添加过直流偏置后仍然存在的负值进行限幅。但是额外的直流偏置会使系统的光功率效率不高,直流偏置的值与电信号的标准差成比例,随着调制阶数的增大而增大。针对 DCO-OFDM 光功率效率不高的问题,提出了非对称限幅光正交频分复用(Asymmetrically Clipped Optical OFDM, ACO-OFDM)^[9]、翻转正交频分复用(Flipped OFDM, Flip-OFDM)^[10]、单极性正交频分复用(Unipolar OFDM, U-OFDM)^[11]和脉冲幅度调制离散多

音调制(Pulse Amplitude Modulation Discrete Multitone Modulation, PAM-DMT)^[12]。这 3 种调制技术与 DCO-OFDM 相比不需要添加直流偏置,光功率效率高,但是损失了频谱效率,它们的频谱效率都等于 DCO-OFDM 的一半^[13]。文献[14]为了进一步提升 ACO-OFDM 的频谱效率提出了频谱能量有效正交频分复用(Spectral and Energy Efficient OFDM, SEE-OFDM)技术,其基本思想是调制阶数相同但长度不同的多层 ACO-OFDM 信息流按照一定的规则叠加后发送。但是理论上 SEE-OFDM 的频谱效率只有在叠加的信息流层数为无穷大时才能与 DCO-OFDM 的频谱效率相等,这在实际中难以实现。

为使 SEE-OFDM 在有限叠加层数时频谱效率与 DCO-OFDM 相等,本文提出基于 SEE-OFDM 的叠加 ACO-OFDM 调制机制。首先介绍系统的整体结构,并对接收端解调时子载波的选取和系统的误比特率(Bit Error Rate, BER)性能进行分析。然后在考虑 LED 非线性和不考虑 LED 非线性 2 种情况下,对频谱效率相等的 DCO-OFDM, ACO-OFDM 和叠加 ACO-OFDM 的 BER 性能进行仿真对比。

1 系统结构

1.1 发射端

本文以 3 层信息流的叠加为例,对 SEE-OFDM 系统的发射端进行介绍,发射端的系统框图如图 1 所示。

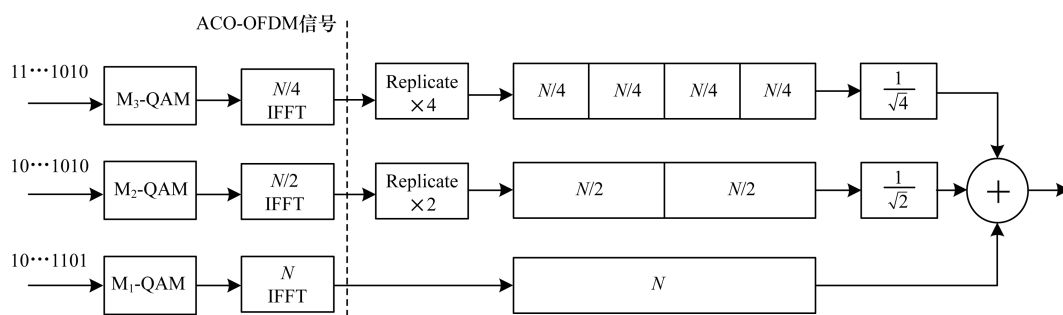


图 1 3 层信息流叠加的 SEE-OFDM 发射端系统框图

SEE-OFDM 是由多层 ACO-OFDM 信息流按照一定规则叠加形成的^[14]。对于 ACO-OFDM 系统,在发送端只有奇数子载波用于数据传输,偶数子载波为 0,然后对经过 M 阶正交幅度调制(M -ary Quadrature Amplitude Modulation, M -QAM)的信号构造 Hermitian 对称矩阵:

$$\mathbf{X}_k = [0, X_0, \dots, 0, X_{N/4-1}^*, 0, \dots, X_0^*]^T \quad (1)$$

为了满足 Hermitian 特性, $\mathbf{X}_k$ 中的第 1 个和第 $N/2$ 个子载波必须为 0。 $\mathbf{X}_k$ 经过 N 点 IFFT 变换后得到双极性实数信号 x_k , 并且具有反对称特性: $x_k = -x_{k+N/2}$ 。正是因为 ACO-OFDM 信号的这种反对称特性,所以可以通过对信号的负值采用 0 点限幅的方法得到单极性信号:

$$x_k = \begin{cases} x_k, & x_k \geq 0 \\ 0, & x_k < 0 \end{cases} \quad (2)$$

0 点限幅不会使信号有任何信息的损失,但会引入限幅噪声,限幅噪声对奇数子载波没有影响,只对偶数子载波有影响。所以,接收端可以从奇数子载波上恢复出发送端的数据,偶数子载波则被丢弃^[9]。

如图 1 所示,第 1 层信息流和传统的 ACO-OFDM 一样,采用 M_1 -QAM 调制、长度为 N 的 ACO-OFDM 信息流。第 2 层信息流的产生与第 1 层信息流类似,第 2 层信息流是由采用 M_2 -QAM 调制、长度为 $N/2$ 的 ACO-OFDM 信息流经过 2 倍复制后得到的。同样地,第 3 层信息流是由采用 M_3 -QAM 调

制、长度为 $N/4$ 的 ACO-OFDM 信息流经过 4 倍复制后得到的。由于 SEE-OFDM 系统中每层信息流的功率相等,因此整个第 2 层信息流需要乘以 $1/\sqrt{2}$,第 3 层信息流乘以 $1/2$ 。对得到的 3 层信息流进行叠加后再加上循环前缀,最后经过数模转换(D/A)把数字信号转换成模拟信号来调制 LED 强度。一般地,第 p 层信息流是由采用 M_p -QAM 调制、长度为 $N/2^{p-1}$ 的 ACO-OFDM 信息流经过 2^{p-1} 倍复制后得到的,然后整个第 p 层信息流再乘以 $1/\sqrt{2^{p-1}}$ 。

1.2 接收端

下面介绍 SEE-OFDM 接收端,解调前先移除接收端信号的循环前缀。接收端信号 y 的前一半数据减去后一半数据可得第 1 层信息流前一半 $N/2$ 的双极性信号 $y_{1,11}$,由于叠加在第 1 层信息流的数据都是对称相等的,因此相减后对第 1 层不产生影响。根据 ACO-OFDM 具有的反对称特性可以得到长度为 N 的第 1 层双极性信号 $y_{1,11} \parallel y_{1,12}$,然后通过 0 值处分别对信号的负值和正值进行限幅得到第 1 层双极性信号的正值部分 $y_{1,pos}$ 和负值部分 $y_{1,neg}$ 。采用类似的方法可以得到第 2 层信息流的负值部分和正值部分,具体操作如下:首先从接收端信号 y 中减去已恢复出的第 1 层信息流的正值部分 $y_{1,pos}$ 得到 y_2 。然后取 y_2 的前 $N/2$ 数据记为 $y_{2,1}$,用 $y_{2,1}$ 的前一半数据减去后一半数据得到 $N/4$ 的双极性信号 $y_{2,11}$,根据反对称特性得到长度为 $N/2$ 的第 2 层 ACO-OFDM 的双极性信号 $y_{2,11} \parallel y_{2,12}$,通过在 0 值处分别对信号的负值和正值限幅并复制 2 倍得到第 2 层信息流的正值部分 $y_{2,pos}$ 和负值部分 $y_{2,neg}$ 。第 3 层及更高层信息流可以采用类似的方法得到双极性信息流的正值部分和负值部分。叠加 ACO-OFDM 的系统结构与 SEE-OFDM 几乎一致,区别在于叠加 ACO-OFDM 系统发送端不同层信息流的调制阶数可以改变。

2 理论分析

2.1 接收端子载波的提取

以 3 层叠加的接收端为例对不同层信息流解调时子载波的提取进行分析。接收端的信号分别加上已恢复出的第 1 层信息流的负值部分和第 2 层信息流的负值部分,即:

$$y_{total} = y + y_{1,neg} + y_{2,neg} \quad (3)$$

然后对 y_{total} 进行长度为 N 的快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)就可以从不同的子载波上恢复出各层信息流发送端的数据^[14]。根据分析可知相加后的信号等价于第 1 层信息流的双极性

信号、第 2 层信息流的双极性信号与第 3 层信息流的正值部分相加的和:

$$y_{total} = y_{1,bipolar} + y_{2,bipolar} + y_{3,pos} \quad (4)$$

第 1 层信息流的解调与传统的 ACO-OFDM 解调方式一样,FFT 变换后从奇数子载波上恢复出发送端的数据,由于是对第 1 层双极性信息流进行 FFT 变换,因此限幅引入的噪声对偶数子载波没有影响。第 2 层信息流是由长度为 $N/2$ 的 ACO-OFDM 经过 2 倍复制后得到的,所以满足 $x(n) = x(n + N/2) = x_1(n)$,其中 $n=0,1,\dots,N/2-1$ 。对第 2 层信息流进行 FFT 变换有:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{nk} = (1 + (-1)^k) \sum_{n=0}^{N/2-1} x_1(n) W_N^{nk} \\ = \begin{cases} 2 \sum_{n=0}^{N/2-1} x_1(n) W_N^{nk}, & k \text{ 为偶数} \\ 0, & k \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (5)$$

令 $k=2r, r=0,1,\dots,N/2-1$,则 $X(2r) = \sum_{n=0}^{N/2-1} x_1(n) W_{N/2}^{nr}$,其中 $n=0,1,\dots,N/2-1$ 。根据 ACO-OFDM 具有的反对称特性, $X(2r)$ 可写为如下形式:

$$X(2r) = \sum_{\substack{n=0 \\ x_1(n)>0}}^{N/4-1} \left[x_1(n) W_{N/2}^{nr} + x_1\left(n + \frac{N}{4}\right) W_{N/2}^{(n+N/4)r} \right] \\ + \sum_{\substack{n=0 \\ x_1(n)<0}}^{N/4-1} \left[x_1(n) W_{N/2}^{nr} + x_1\left(n + \frac{N}{4}\right) W_{N/2}^{(n+N/4)r} \right] \\ = \begin{cases} 2 \sum_{\substack{n=0 \\ x_1(n)>0}}^{N/4-1} x_1(n) W_{N/2}^{nr} + 2 \sum_{\substack{n=0 \\ x_1(n)<0}}^{N/4-1} x_1(n) W_{N/2}^{nr}, \\ r \text{ 为奇数} \\ 0, r \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (6)$$

根据以上分析可得:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{nk} = \begin{cases} 2X(2r), & k \text{ 为 2 的奇数倍} \\ 0, & k \text{ 为其他值} \end{cases} \quad (7)$$

第 2 层 ACO-OFDM 信息流从 $X(k)$ 的 3:4: $N/2$ 子载波上恢复出发送端的比特数据,并且其他子载波的值 0,不会对更高层信息流的解调产生影响。第 3 层信息流是由长度为 $N/4$ 的 ACO-OFDM 经过复制 4 倍后得到的,满足 $x(n) = x(n + N/4) = x(n + N/2) = x(n + 3N/4) = x_2(n)$,其中 $n=0,1,\dots,N/4-1$ 。对第 3 层信息流进行 FFT 变换,有:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{nk} = (1 + (-1)^k)(1 + (-1)^{\frac{k}{2}}) \sum_{n=0}^{N/4-1} x_2(n) W_N^{nk} \\ = \begin{cases} 4 \sum_{n=0}^{N/4-1} x_2(n) W_N^{nk}, & k \text{ 为 4 的倍数} \\ 0, & k \text{ 为其他值} \end{cases} \quad (8)$$

令 $k = 4p, p = 0, 1, \dots, N/4 - 1$, 则 $X(4p)$
 $= \sum_{n=0}^{N/4-1} x_2(n) W_{N/4}^{np}$, 其中 $n = 0, 1, \dots, N/4 - 1$, 根据
 ACO-OFDM 具有的反对称特性, $X(4p)$ 可写为如下形式:

$$\begin{aligned} X(4p) &= \sum_{\substack{n=0 \\ x_2(n) > 0}}^{N/8-1} \left[x_2(n) W_{N/4}^{np} + x_2\left(n + \frac{N}{8}\right) W_{N/4}^{(n+N/8)p} \right] \\ &+ \sum_{\substack{n=0 \\ x_2(n) < 0}}^{N/8-1} \left[x_2(n) W_{N/4}^{np} + x_2\left(n + \frac{N}{8}\right) W_{N/4}^{(n+N/8)p} \right] \\ &= \begin{cases} 2 \sum_{\substack{n=0 \\ x_2(n) > 0}}^{N/8-1} x_2(n) W_{N/4}^{np} + 2 \sum_{\substack{n=0 \\ x_2(n) < 0}}^{N/8-1} x_2(n) W_{N/4}^{np}, & p \text{ 为奇数} \\ 0, & p \text{ 为偶数} \end{cases} \end{aligned} \quad (9)$$

对于经过 0 值限幅的正值信号, 式(9)的第 1 个
 求和项中的第 2 项和第 2 个求和项中的第 1 项都是
 $0^{[9]}$ 。式(9)可写为如下形式:

$$\begin{aligned} X_{\text{clip}}(4p) &= \sum_{\substack{n=0 \\ x_2(n) > 0}}^{N/8-1} x_2(n) W_{N/4}^{np} + \sum_{\substack{n=0 \\ x_2(n) < 0}}^{N/8-1} x_2(n) W_{N/4}^{np} \\ &= \begin{cases} \frac{1}{2} X(4p), & p \text{ 为奇数} \\ 0, & p \text{ 为偶数} \end{cases} \end{aligned} \quad (10)$$

根据以上分析可得:

$$X(k) = \begin{cases} 2X_{\text{clip}}(4p), & k \text{ 为 4 的奇数倍} \\ 0, & k \text{ 为其他值} \end{cases} \quad (11)$$

第 3 层 ACO-OFDM 信息流从 $X(k)$ 的 $5:8:N/2$ 子
 载波上恢复出发送端的比特数据。一般地, 对于 P 层信
 息流的叠加 ACO-OFDM 系统, 各层信息流发送端的比
 特数据可以根据式(12)从 $X(k)$ 的子载波上恢复出来。

$$\begin{aligned} X_1(k) &= X\left(2:2:\frac{N}{2},:\right) \\ X_2(k) &= X\left(3:4:\frac{N}{2},:\right) \\ &\vdots \\ X_{p-1}(k) &= X\left(2^{(p-1)-1}+1:2^{p-1}:\frac{N}{2},:\right) \\ X_p(k) &= X\left(2^{p-1}+1:2^p:\frac{N}{2},:\right) \end{aligned} \quad (12)$$

2.2 频谱效率

对于 SEE-OFDM 系统, 它的频谱效率是所有叠
 加信息流频谱效率的和^[14]。因此, SEE-OFDM 系统
 的频谱效率为:

$$\eta_{\text{SEE}}(P) = \sum_{p=1}^P \eta_{\text{ACO}}(p) \quad (13)$$

其中, $\eta_{\text{ACO}}(p)$ 为第 p 层信息流的频谱效率, 可以表
 示为^[9]:

$$\eta_{\text{ACO}}(p) = \frac{N(\text{lb}(M_p))}{2^{p+1}(N+N_{\text{CP}})} \quad (14)$$

其中, N 为叠加 ACO-OFDM 信息流的长度; M_p 为
 第 p 层信息流的调制阶数; N_{CP} 为循环前缀的长度。
 SEE-OFDM 系统频谱效率的提升依赖于叠加信息
 流层数的增加, 当叠加层数趋于无穷大时其频谱效
 率与同样调制阶数的 DCO-OFDM 频谱效率相等:

$$\eta_{\text{SEE}}(P) = \lim_{P \rightarrow \infty} \sum_{p=1}^P \frac{\text{lb}(M_p)}{2^{p+1}} = \text{lb}(M_{\text{DCO}}) \quad (15)$$

其中, M_{DCO} 为 DCO-OFDM 系统的调制阶数; M_p 为
 SEE-OFDM 第 p 层信息流的调制阶数。在 SEE-
 OFDM 系统中, 每一层的 M_p 相等并且与 M_{DCO} 相等。
 当只有 2 层信息流进行叠加时, 其频谱效率是 DCO-
 OFDM 的 75%; 当只有 3 层信息流进行叠加时, 其频
 谱效率是 DCO-OFDM 的 87.5%。只有当信息流层数
 P 趋于无穷大时, 两者的频谱效率才会相等。但是随
 着信息流层数的增加, 系统的复杂度也随之增加, 这
 就大大增加了系统的实现难度。

本文提出每层信息流调制阶数可变的叠加
 ACO-OFDM, 可以在有限叠加层数时与 DCO-OFDM
 的频谱效率相等。对于给定的频谱效率存在多种不
 同的叠加方式, 包括不同信息流层数的叠加以及不同
 调制阶数的组合。以频谱效率等于 2 为例, 2 层
 $[128-4]$ -QAM 叠加, 3 层 $[32-16-16]$ -QAM 叠加和 4 层
 $[32-4-32-64]$ -QAM 叠加的频谱效率都相等。同时,
 对于每一种叠加层数又有很多种不同的调制阶数组
 合, 以 2 层信息流叠加为例, $[32-64]$ -QAM 叠加与
 $[128-4]$ -QAM 叠加的频谱效率相等。当 2 层信息流
 叠加时, 系统频谱效率是 $1/2^3$ 的整数倍; 当 3 层信
 息流叠加时, 系统频谱效率是 $1/2^4$ 的整数倍。以此类
 推, 当 P 层信息流叠加时, 系统频谱效率是 $1/2^{P+1}$ 的整
 数倍。本文将对给定频谱效率和叠加信息流层数
 的情况下, 从理论上找到使得系统 BER 最小的调制阶数
 组合, 在此基础上给出寻找最优调制阶数组合的
 算法。

2.3 最优调制阶数组合的选取

文献[14]对系统的信噪比(Signal to Noise Ratio,
 SNR)进行分析, 当只有 2 层 ACO-OFDM 信息流进行
 叠加时, 在信号的重建过程中噪声功率将变为 FFT 变
 换前的 2 倍。接收端信号的等效 SNR 为:

$$S_{\text{SNR}} = 10 \lg \frac{\sigma_x^2}{2\sigma_z^2} \quad (16)$$

其中, σ_x^2 表示发送的信号功率; σ_z^2 表示噪声的方差。
 将式(16)代入到文献[15]中 M-QAM 的 BER 公式,
 可求得 2 层信息流叠加时调制阶数为 M-QAM 信息
 流的 BER, 更高层数叠加时每层的 BER 也可采用类

似方式得到。对于整个叠加 ACO-OFDM 系统的 BER 可以通过式(17)得到:

$$B_{\text{BER}} \cong \sum_{p=1}^P B_{\text{BER}}(P, p, M) \alpha_p \quad (17)$$

其中, $B_{\text{BER}}(P, p, M)$ 表示 P 层叠加时第 p 层信息流的误比特率; α_p 表示第 p 层信息流的频谱效率与整个系统频谱效率的比值, 可以通过式(13)和式(14)得到。

当频谱效率 η 和叠加信息流层数 P 给定时, 每层信息流的调制阶数需要满足的条件如下^[14]:

$$\sum_{p=1}^P \frac{\text{lb}(M_p)}{2^{p+1}} = \eta \quad (18)$$

令 $x_p = \text{lb}(M_p)$, 则有:

$$\frac{1}{2}x_1 + \frac{1}{2^2}x_2 + \cdots + \frac{1}{2^P}x_P = 2\eta \quad (19)$$

因为本文只考虑 QAM 调制方式之间的组合, 所以 $x_1, x_2, \dots, x_P$ 的最小值均为 2, 它们的取值范围如下:

$$\begin{aligned} x_1 &= 2: 1: \frac{2^{P+1}\eta - 2^{P-1} - 2^{P-2} - \cdots - 2}{2^{P-1}} \\ x_2 &= 2: 1: \frac{2^{P+1}\eta - 2^P - 2^{P-2} - \cdots - 2}{2^{P-2}} \\ &\vdots \\ x_{P-1} &= 2: 1: \frac{2^{P+1}\eta - 2^P - \cdots - 2^3 - 2}{2^{P-(P-1)}} \\ x_P &= 2: 1: \frac{2^{P+1}\eta - 2^P - \cdots - 2^3 - 2^2}{2^{P-P}} \end{aligned} \quad (20)$$

根据 $x_1, x_2, \dots, x_P$ 的限制条件式(19)可以得到满足给定频谱效率和叠加层数的所有组合, 进而得到调制阶数的所有组合。对于给定的频谱效率 η 和叠加信息流层数 P , 确定使系统 BER 最小时调制阶数组合的算法。

算法 1 寻找 BER 最小时的调制阶数组合算法

1. 给定叠加层数 P 和频谱效率 $\eta, p=1$;
2. 重复;
3. $\sum_{p=1}^P \frac{x_p}{2^{p+1}} = \eta$;
4. 令 $x_1, x_2, \dots, x_P = x$, 根据 $\sum_{p=1}^P \frac{x}{2^{p+1}} = \eta$ 求出 x ;
5. 对 x 进行四舍五入得 x_p ;
6. 第 p 层信息流的调制阶数为 $M_p = 2^{x_p}$;
7. $\eta = \eta - \frac{x_p}{2^{p+1}}$;
8. $p = p + 1$;
9. 直到确定所有层信息流的调制阶数

通过算法可以得到给定叠加层数和频谱效率的最优调制阶数组合, 然后比较不同层数叠加时最优调制阶数组合之间的 BER 性能, 从中找到给定频谱效率时使得系统总 BER 最小时所对应的最优叠加层数和调制阶数组合。

3 仿真与结果分析

本文以频谱效率等于 1.5 为例, 对叠加 ACO-OFDM 的 BER 性能进行仿真分析, FFT/IFFT 的点数 N 为 64。系统中存在的噪声主要是散弹噪声和热噪声^[1], 这些噪声在接收端可以建模为加性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN)。仿真中 AWGN 的均值为 0, 功率值为 -10 dBm, 输入信号的功率范围为 -10 dBm ~ 30 dBm, 也就是信噪比的取值范围为 0 dB ~ 40 dB, 这与文献[16]中 VLC 系统的典型 SNR 相一致。室内 VLC 场景中主要是视距传输^[3], 本文仿真中 $N_{\text{CP}} = 4$ 。考虑到随着叠加层数的增加整个系统频谱效率的增加不显著以及实际系统实现的复杂度等问题, 本文仿真中采用的最大信息流叠加层数为 4。

在不考虑 LED 非线性影响的情况下, 对 2 层信息流叠加时所有调制阶数组合的 BER 性能进行仿真分析。由理论分析可知, 2 层叠加时调制阶数组合只有 4 种: [16-16]-QAM, [32-4]-QAM, [8-64]-QAM 和 [4-256]-QAM。先分析 2 层叠加时第 1 层、第 2 层及整体的 BER 性能, 如图 2 所示。8-64-first 表示 [8-64]-QAM 第 1 层 8-QAM 的 BER 性能, 8-64-second 表示第 2 层 64-QAM 的 BER 性能, 8-64-overall 表示整个 [8-64]-QAM 的 BER 性能。2 层叠加时整体性能在第 1 层和第 2 层之间, 并且在高信噪比时非常趋近于调制阶数相对高的部分。在 BER 等于 10^{-5} 时, [32-4]-QAM 的 BER 性能优于 [8-64]-QAM 近 3 dB。

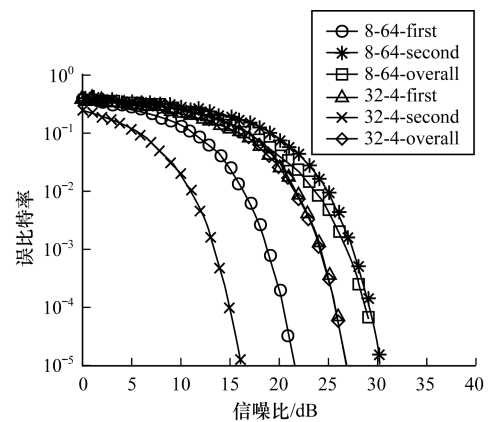


图 2 2 层叠加时第 1 层、第 2 层和整体 BER 性能对比

本文对 2 层叠加的所有调制阶数组合进行仿真分析, 如图 3 所示。这 4 种调制阶数组合的 BER 性能曲线都低于 10^{-3} (即低于前向纠错码的限制)。在低信噪比时, 它们的 BER 性能几乎一样, 但随着输入信号功率的不断增加, 它们的 BER 性能随之降低, 并且组合中各调制阶数的最大值越小, BER 值就越小。由图 3 可知, 在高信噪比时, [16-16]-QAM 的 BER 要远小于 [4-256]-QAM, 该仿真结果与理论分析是一致的。

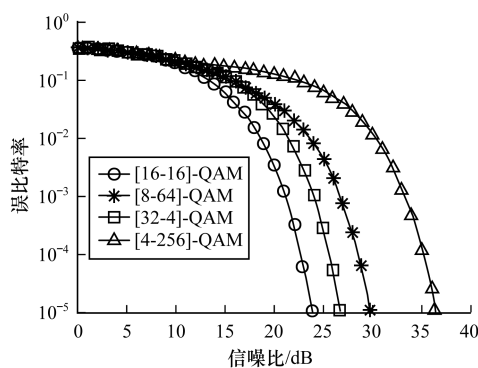


图3 2层叠加时不同组合的BER性能对比

本文采用同样的方法,通过理论分析和实际的仿真验证可以得到:3层叠加时[8-16-16]-QAM的BER最小,4层叠加时[8-8-16-16]-QAM的BER最小。表1为在不同频谱效率的情况下,2层、3层和4层信息流叠加时使得BER最小的调制阶数组合。由表1可知,对于给定频谱效率和叠加信息流层数时,最优组合中的调制阶数都是相邻的,并且最多只有2种取值。

表1 不同频谱效率时的最优调制阶数组合

η	2层 ACO-OFDM	3层 ACO-OFDM	4层 ACO-OFDM
1.0	[8-4]	[4-8-4]	[4-4-8-4]
1.5	[16-16]	[8-16-16]	[8-8-16-16]
2.0	[32-64]	[32-16-16]	[16-32-16-16]
2.5	[128-64]	[64-32-64]	[32-64-32-64]
3.0	[256-256]	[128-128-64]	[64-128-128-64]
3.5	[512-1 024]	[256-256-256]	[128-256-256-256]
4.0	[2 048-1 024]	[512-512-1 024]	[512-256-256-256]

对2层、3层和4层信息流叠加时最优调制阶数组合的BER性能进行仿真分析,找到使得BER最小的叠加层数和调制阶数组合,如图4所示。2层[16-16]-QAM叠加的BER性能优于3层[8-16-16]-QAM叠加近2 dB,优于4层[8-8-16-16]-QAM叠加近3.5 dB。由图4可知,频谱效率为1.5时,2层[16-16]-QAM叠加的BER最小。

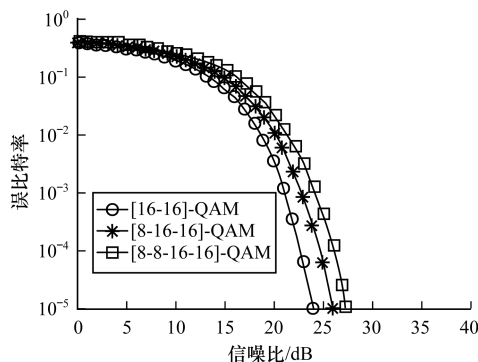


图4 2层、3层和4层叠加时最优调制阶数组合的BER性能对比

在不考虑LED非线性的情况下,对DCO-OFDM, ACO-OFDM和叠加ACO-OFDM系统在频谱效率为1.5时的BER性能进行仿真对比,如图5所示。根据文献[17]可知,DCO-OFDM系统在不同M-QAM情况下的最优偏置值可以通过蒙特卡罗仿真得到,本文仿真中8-QAM DCO-OFDM的最优偏置值为7 dB。由图5可知,在低信噪比时,3种调制机制的BER性能几乎一致。随着信噪比的增加,在BER等于 10^{-4} 时,叠加ACO-OFDM的BER要优于ACO-OFDM近1.5 dB、优于DCO-OFDM近5 dB。

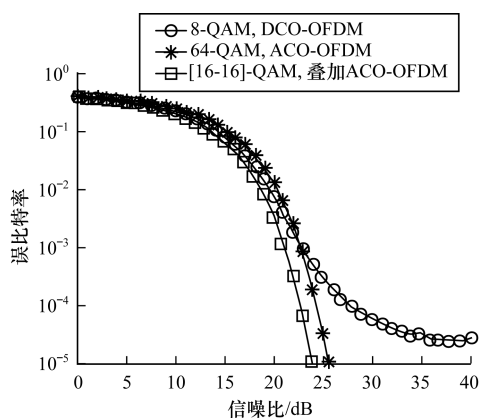


图5 不考虑LED非线性时DCO-OFDM, ACO-OFDM和叠加ACO-OFDM系统BER性能对比

在VLC系统^[18]中,LED作为发射端,它有限的动态范围和非线性^[19-20]对OFDM系统性能有很大的影响。所以,本文考虑了在LED非线性条件下,频谱效率为1.5时DCO-OFDM, ACO-OFDM和叠加ACO-OFDM的BER性能,如图6所示。本文仿真中采用的LED工作范围为1.8 V~2.7 V,直流偏置电压为2.25 V,是LED线性区域的中点。当OFDM信号幅度位于1.8 V~2.7 V之间时,信号的大小保持不变;当信号的幅度小于1.8 V时,将其设为1.8 V;当信号的幅度大于2.7 V时,将其设为2.7 V。当输入信号功率较小时,3种调制机制的BER几乎相等,并且都随着输入信号功率的增大而减小,此时影响系统BER性能的主要因素为AWGN。当输入信号的功率较高时,信号的峰均比(Peak to Average Ratio, PAPR)较大,此时就会受到LED非线性的影响而产生限幅失真,这时影响系统BER性能的主要因素是限幅失真。从图6可以看出,DCO-OFDM, ACO-OFDM和叠加ACO-OFDM的BER曲线分别在28 dB、23 dB和24 dB处发生转折。

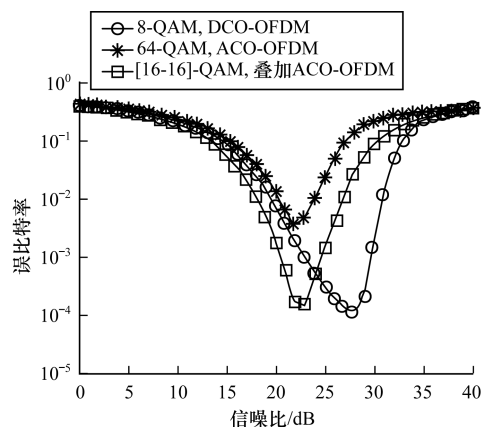


图6 在LED非线性条件下频谱效率为1.5时DCO-OFDM, ACO-OFDM和叠加ACO-OFDM系统BER性能对比

4 结束语

由于SEE-OFDM每层信息流的调制阶数都相等,因此只有在叠加信息流层数趋于无穷大时频谱效率才与采用同样调制阶数的DCO-OFDM相等。本文针对该问题,提出一种每层信息流调制阶数可变的叠加ACO-OFDM调制机制。该调制机制在有限层信息流叠加时其频谱效率与DCO-OFDM相等。同时,对于接收端每层信息流解调时子载波的提取进行分析。当给定频谱效率和叠加信息流层数时,可以从所有满足条件的调制阶数组合中找到使系统总BER最小的调制阶数组合,并给出了寻找最优调制阶数组合的算法。通过比较不同叠加层数之间最优调制阶数组合的BER性能,找到最优的叠加层数和调制阶数组合。在不考虑LED非线性时,对于频谱效率相等的DCO-OFDM,ACO-OFDM和叠加ACO-OFDM,叠加ACO-OFDM最优叠加层数和调制阶数组合的BER性能要优于DCO-OFDM和ACO-OFDM。由于LED的非线性对系统有较大影响,因此下一步将对叠加ACO-OFDM的降峰均比方法进行研究,降低其系统峰均比。

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] ELGALA H, MESLEH R, HAAS H. Indoor Optical Wireless Communication: Potential and State-of-the-art[J]. IEEE Communication Magazine, 2011, 49(9): 56-62.
- [3] KAHN J, BARRY J R. Wireless Infrared Communications[J]. Proceedings of the IEEE, 1997, 85(2): 265-298.
- [4] 樊昌信, 曹丽娜. 通信原理[M]. 6版. 北京: 国防工业出版社, 2010: 251-256.
- [5] 郑培超, 宋瀚涛, 徐晓梅. 一种改进的OFDM自适应功

- 率分配算法[J]. 计算机工程, 2008, 34(1): 37-39.
- [6] 毕姣, 张祖凡, 蒋红君. OFDMA系统中的多业务接入控制算法[J]. 计算机工程, 2012, 38(5): 89-91.
- [7] BINGHAM J. Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come[J]. IEEE Communications Magazine, 1990, 28(5): 5-14.
- [8] CARRUTHERS J B, KAHN J M. Multiple-Subcarrier Modulation for Nondirected Wireless Infrared Communication[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1996, 14(3): 538-546.
- [9] ARMSTRONG J, LOWERY A. Power Efficient Optical OFDM[J]. Electronic Letters, 2006, 42(6): 370-372.
- [10] FERNANDO N, YI Hong, VITERBO E. Flip-OFDM for Unipolar Communication Systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 60(12): 3726-3733.
- [11] TSONEV D, SINANOVIC S, HAAS H. Novel Unipolar Orthogonal Frequency Division Multiplexing (U-OFDM) for Optical Wireless [C]//Proceedings of the 75th Vehicular Technology Conference. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2012: 1-5.
- [12] LEE J S, C, RANDEL S, BREYER F, et al. PAM-DMT for Intensity-Modulated and Direct-Detection Optical Communication Systems [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2009, 21(23): 1749-1751.
- [13] TSONEV D, HAAS H. Avoiding Spectral Efficiency Loss in Unipolar OFDM for Optical Wireless Communication [C]//Proceedings of 2014 IEEE International Conference on Communications. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2014: 3336-3341.
- [14] ELGALA H, LITTLE D C. SEE-OFDM: Spectral and Energy Efficient OFDM for Optical IM/DD Systems [C]//Proceedings of the 25th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communication. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2014: 851-855.
- [15] LU J, LETAIEF K, CHUANG J C I, et al. M-PSK and M-QAM BER Computation Using Signal-Space Concepts [J]. IEEE Transactions on Communications, 1999, 47(2): 181-184.
- [16] 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.
- [17] 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.
- [18] 罗亚赛, 梁进波, 郎磊. 可见光通信中多载波调制技术比较分析[J]. 无线电工程, 2015, 45(1): 72-75.
- [19] ELGALA H, MESLEH H, HAAS H. Non-linearity Effects and Pre-distortion in Optical OFDM Wireless Transmission Using LEDs [J]. Journal of Ultra Wideband Communication System, 2009, 1(2): 143-150.
- [20] MESLEH R, ELGALA H, HAAS H. LED Nonlinearity Mitigation Techniques in Optical Wireless OFDM Communication Systems [J]. Journal of Optical Communications and Network, 2012, 4(11): 865-875.