

APSK 调制在基于 OFDM 可见光通信系统中的性能分析

曾福来 刘洛琨 朱义君 杨金金

(解放军信息工程大学信息系统工程学院, 郑州, 450002)

摘要: 在基于正交频分复用(Orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)的可见光通信(Visible light communication, VLC)系统中, 发光二极管(Light emitting diode, LED)的非线性特性是影响系统性能的一个重要因素。为了减小 LED 非线性的影响, 将幅度-相移联合键控(Amplitude-phase shift keying, APSK)调制与 OFDM 技术相结合的传输方式引入可见光通信系统中。本文介绍了 APSK 调制的原理及其在基于 OFDM 调制的可见光通信系统中的应用, 建立了基于 APSK-OFDM 调制的可见光通信系统模型, 并与常用的基于正交幅度调制(Quadrature amplitude modulation, QAM)的 OFDM 系统性能进行了对比。仿真结果表明, 在 OFDM 系统中, 如果信道是理想的, QAM 调制的性能要比 APSK 调制的性能好; 但当考虑到 LED 的非线性特性时, 后者的性能要明显优于前者。

关键词: 可见光通信; 幅度-相移键控; 正交幅度调制; 正交频分复用

中图分类号: TN911.7 **文献标志码:** A

Performance Analysis of APSK Modulation in Visible Light Communication System Based on OFDM

Zeng Fulai, Liu Luokun, Zhu Yijun, Yang Jinjin

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

Abstract: The nonlinear characteristics of light emitting diode (LED) is an important factor in visible light communication (VLC) system based on the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM). To decrease the effect of LED nonlinear characteristics, a transmission system based on amplitude-phase shift keying (APSK) modulation combined with OFDM technology is introduced in the VLC system. The schemes and the applications of APSK in VLC system based on OFDM are also introduced. The VLC system model based on APSK-OFDM modulation is compared with the system based on quadrature amplitude modulation (QAM). The simulation result shows that in OFDM system, the performance of QAM system is better than that of APSK system in the ideal channel, but the result is reversed when considering the nonlinear characteristics of LED.

Key words: visible light communication (VLC); amplitude-phase shift keying (APSK); quadrature amplitude modulation (QAM); orthogonal frequency division multiplexing (OFDM)

引言

可见光通信(Visible light communication, VLC)是在发光二极管(Light emitting diode, LED)技术基础上发展起来的光通信技术。它具有安全性高、资源丰富、无带宽限制等优点,近年来受到人们越来越多的关注。但是可见光通信的信道具有多径传输的特点,多径效应会造成码间干扰,从而限制了高速数据的传输^[1]。由于正交频分复用(Orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)技术具有很强的抗多径干扰能力,而且可以实现数据的高速传输,因此 OFDM 技术在 VLC 中得到了广泛的应用^[2-4]。

在 VLC 中,采用 OFDM 的基本思想是利用 OFDM 信号幅度的变化来对 LED 光源进行强度调制。目前常采用正交振幅(Quadrature amplitude modulation, QAM)调制与 OFDM 相结合的传输方式。但是, QAM 信号具有多个幅度,容易受到 LED 非线性特性的影响。由于 LED 的线性输入范围非常有限,一旦输入信号的幅度过大,就会造成饱和和失真;一旦幅度过小,就会造成截止失真。同时 OFDM 的一个不足之处就是峰均功率比(Peak to average power ratio, PAPR)很高,对系统的非线性器件有很高的要求^[5-7]。为了减小 LED 非线性和高峰均比等因素的影响,要求所使用的调制方式信号包络尽可能恒定。

因此,为了减小 LED 非线性的影响,本文在基于 OFDM 的 VLC 系统中,采用幅度-相移联合键控(Amplitude-phase shift keying, APSK)调制与 OFDM 技术相结合的传输方案,并与常用的 QAM-OFDM 传输方式进行了对比分析。文献[8]中首次提出了 APSK 调制的思想,并对 APSK 的星座图进行了优化。仿真结果表明基于 APSK 调制的 OFDM 传输系统的性能要比 QAM 调制系统的性能好。

1 APSK 的基本原理

APSK 调制是与传统的矩形 QAM 调制不一样的调制方式。它将幅度调制 ASK 和相位调制 PSK 相结合,其星座图由若干个同心圆组成,每个圆由等间隔的 PSK 信号点组成^[9],分布呈中心向外沿半径发散,也称为星形 QAM 调制。例如 16APSK 的星座图如图 1 所示。

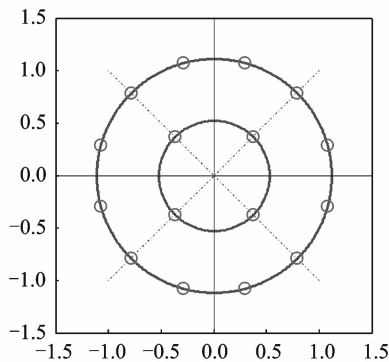


图 1 16APSK 星座图

Fig.1 16APSK constellation

图 2 为 16QAM 信号的星座图。由 16APSK 和 16QAM 的星座图对比,可以看出 APSK 调制减少了幅度的变化(例如 16APSK 只有两个幅度值,而 16QAM 有 3 个幅度值),更容易抵抗 LED 非线性的影响。

同时,从信号功率的角度来比较两者的性能差异。为了便于比较,画出了两者的能量归一化星座图。图 1 所示的 16APSK 调制星座图的内圆半径为 $r_1=0.5$,外圆半径为 $r_2=1.1$,可以得出 16APSK 信号的功率最大值与平均功率之比约为 1.2。图 2 所示的 16QAM 调制信号的功率最大值与平均功率之

比为 1.8。因此,可以看出 APSK 调制的圆形星座结构减少了调制信号的包络变化,降低了通信系统中非线性对信号的影响,这在卫星通信中已经得到了印证。在卫星非线性信道下,APSK 调制的传输性能要好于 QAM 调制的传输性能^[10]。

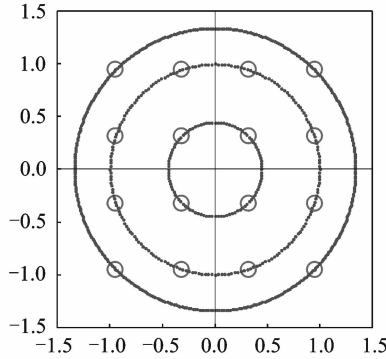


图 2 16QAM 星座图

Fig. 2 16QAM constellation

根据等效低通的原理^[11],每个信号点的值都是复值,其信号集可以表示为

$$X = r_k \exp\left(j\left(\frac{2\pi}{n_k}i_k + \theta_k\right)\right) \quad k=1,2,\dots,L \quad (1)$$

式中: L 为圆周的个数, r_k, n_k 分别为第 k 个圆周的半径和信号点的个数; i_k 为第 k 个圆周上的第 i 个信号点,即 $i_k = 0, 1, 2, \dots, n_k - 1$, θ_k 为第 k 个圆周上的信号点的初相位。

按照最小错误译码概率准则,为增强星座上信号点的抗干扰性,信号点之间的空间距离应该尽量大,这要求增大信号点之间的最小欧氏距离。由于 APSK 星座由多个同心圆组成,且内圆半径比较小,其信号点越多将会导致信号点之间的距离越小。因此,为充分利用星座图上的信号空间,设计时应满足: $n_{k-1} < n_k$,即内圆的信号点个数要小于外圆的信号点个数。这样 APSK 信号就可以表示为: $(n_1 + n_2 + \dots + n_L) - \text{APSK}$,如 $4+12 - \text{APSK}$, $4+12+16 - \text{APSK}$ 等。同时,为保证归一化平均功率受限,要对符号能量作归一化处理,即

$$\sum_{k=1}^L n_k r_k^2 = M \quad (2)$$

式中: M 为星座图中信号点的总数,即 $n_1 + n_2 + \dots + n_L = M (n_k < n_{k+1})$ 。

这里定义相对相位偏移 φ_k 和相对半径 ρ_k 。 $\varphi_k = \theta_k - \theta_1, \rho_k = \frac{r_k}{r_1}, k=1, 2, \dots, K$ 。特别地, $\varphi_1 = 0$ 且 $\rho_1 = 1$ 。这样,APSK 星座图就可以用相对半径和相对相位来描述。

以 16APSK 调制为例。如图 1 所示,16APSK 调制的星座图有 2 个同心圆,半径分别为 r_1 和 r_2 ,外圆半径与内圆半径的比值为 $\rho_2 = \frac{r_2}{r_1}$ 。内圆有 4 个信号点,外圆有 12 个信号点,其信号集表达式为

$$C_1 = r_1 \exp\left[j \times \left(\frac{\pi}{2}i_k + \frac{\pi}{4}\right)\right] \quad i_k = 0, 1, 2, 3 \quad (3)$$

$$C_2 = r_2 \exp\left[j \times \left(\frac{\pi}{6}i_k + \frac{\pi}{12}\right)\right] \quad i_k = 0, 1, \dots, 11 \quad (4)$$

分析星座图的几何关系可知,第 i 个圆周上两个信号点之间的最小距离为

$$d_{\min} = 2r_i \sin \frac{\pi}{n_i} \quad (5)$$

根据余弦定理,可得相邻两个圆周之间的最小距离为

$$d_{k,k+1} = \sqrt{r_k^2 + r_{k+1}^2 - 2r_k r_{k+1} \cos\varphi} \quad (6)$$

这里 φ 为相邻两个圆周 k 和 $k+1$ 的最小相对相位。

根据式(1),APSK信号也可以用直角坐标 (x_k, y_k) 来表示,即

$$x_k = r_k \cos\left(\frac{2\pi}{n_k} i_k + \theta_k\right) \quad (7)$$

$$y_k = r_k \sin\left(\frac{2\pi}{n_k} i_k + \theta_k\right) \quad (8)$$

两个信号点之间的最小欧氏距离可以表示为

$$\delta_{\min}^2 = \min_{x, x' \in X, x \neq x'} |x - x'|^2 \quad (9)$$

为了降低系统的误码率,就要增大信号点之间的最小欧氏距离。由式(7,8)可得

$$\delta_{\min}^2 = \min_{x, x' \in X, x \neq x'} [(x_{ik} - x'_{ik})^2 + (y_{ik} - y'_{ik})^2] \quad (10)$$

在加性高斯白噪声(Additive white Gaussian noise, AWGN)信道中,假设在信道的线性范围内,采用格雷码编码方式和最大似然检测方式,APSK调制的符号误码率 P_M 可以表示为^[11]

$$P_M < (M-1)Q\left(\sqrt{E_s} \sqrt{|x-x'|^2/(2N_0)}\right) \quad (11)$$

式中: E_s 为平均符号能量; N_0 为信号的单边功率谱密度; $x, x' \in X$; $Q(x)$ 为误差函数,即

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-t^2/2) dt \quad (12)$$

假设 M-APSK 信号星座的圆周个数为 j , 相位种类为 k , 即 $M=j \times k$, $k \geq 4$ 。各圆周之间的间隔相等,且各信号出现的概率相等。在上述信道条件和编码方式下,其近似的误码率可以表示为^[12]

$$P_{e,M-APSK} = \frac{2(j-1)}{j \log_2 M} \sum_{i=1}^{\frac{j}{2}} Q\left[(2i-1) \sqrt{\frac{6\epsilon_b \log_2 j}{(j^2-1)N_0}}\right] + \frac{2}{\log_2 M} \sum_{i=1}^{\frac{k}{4}} Q\left[\sqrt{\frac{2\epsilon_b \log_2 k}{N_0}} \sin \frac{(2i-1)\pi}{k}\right] \quad (13)$$

式中: ϵ_b 为比特能量。

2 基于 APSK-OFDM 的可见光通信系统模型

图3为基于 APSK-OFDM 的可见光通信系统模型。一路串行的高速二进制随机数据流 $q(k)$ 经过串并变换,成为多路并行的低速子数据流 $x(k)$,然后再通过 APSK 调制映射成为多路的复信号 X 。再通过离散傅里叶逆变换(Inverse fast fourier transform, IFFT)将频域的复信号转换成时域信号 $s(n)$ 。为了进行信道估计和消除符号间干扰(Inter-symbol interference, ISI)以及载波间干扰(Inter-carrier interference, ICI),需要插入导频和循环前缀(Cyclic prefix, CP)。

在射频无线通信系统中,OFDM 信号是用来调制射频载波的幅度和相位。因此,OFDM 信号是双极性的复信号。但是在可见光通信系统中,一般是采用强度调制/直接检测(Intensity modulation and direct detection, IM/DD)的方式,是利用 OFDM 信号的幅度变化来调制光的强度,而不是光的幅度和相位。因此,OFDM 信号必须是正的实信号。故必须对传统的 OFDM 调制方式加以改进,才能适合在可见光通信系统中传输。

双极性的实信号是通过在频域上,各子载波使用共轭对称的方法来产生。设 IFFT 的点数为 N ,频域信号可以表示为 $s = \{s_k\}_{k=0}^{N-1} = [0 \quad \{s_k\}_{k=1}^{\frac{N}{2}-1} \quad 0 \quad \{s_k^*\}_{k=\frac{N}{2}-1}^1]$ 。这样经过 IFFT 变换后,输出的就是双极性的实信号。由于有一半的子载波携带了冗余信息,因此频谱效率变成了原来的一半。

在将信号通过 LED 发送出去之前,要将双极性的信号 x_0 转换成为单极性的实信号。目前常用的有两种方法来实现这一目的。

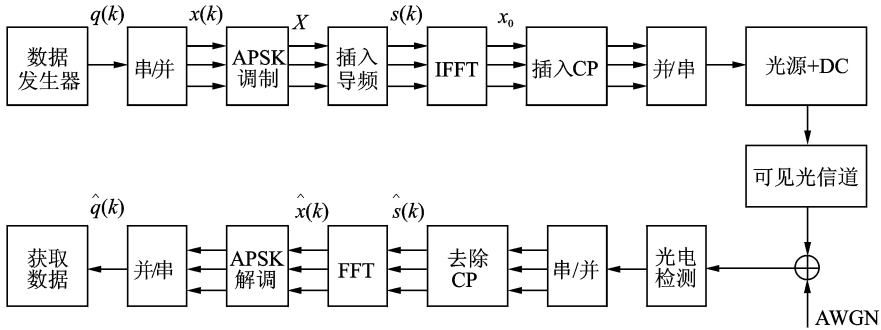


图 3 基于 APSK-OFDM 的 VLC 系统模型

Fig. 3 VLC system model based on APSK-OFDM

一种方法是通过添加直流偏置将双极性信号变为单极性信号,也就是直流偏置-正交频分复用^[13](DC-biased optical OFDM, DCO-OFDM)。信号可以表示为

$$x(t) = x_0(t) + B_{DC} \quad (14)$$

式中: B_{DC} 表示直流偏置值。然后再对信号进行限幅。但是由于原信号 $x_0(t)$ 的峰值可以看做是高斯分布,若 B_{DC} 过小,信号的负值部分要被削掉,就会产生限幅噪声。 B_{DC} 越小,限幅产生的噪声就越大,但是如果 B_{DC} 越大,信号的幅度就会超出 LED 的线性范围而出现失真。因此,直流偏置点的选取要适当。

另一种方法是非均匀限幅正交频分复用技术(Asymmetrically clipped optical orthogonal frequency division multiplexing, ACO-OFDM)^[3]。这种方式只使用奇数子载波来传输数据,偶数子载波不携带信息。其频域信号可以表示为

$$\mathbf{s} = [0 \quad s_0 \quad 0 \quad s_1 \quad \cdots \quad 0 \quad s_{N/4-1} \quad 0 \quad s_{N/4-1}^* \quad 0 \quad \cdots \quad s_1^* \quad 0 \quad s_0^*]^T \quad (15)$$

式中, $s_{N/4-1}^*, \cdots, s_1^*, s_0^*$ 分别是 $s_{N/4-1}, \cdots, s_1, s_0$ 的共轭复数。可以看出 ACO-OFDM 方式的频谱利用率只有原来的 1/4。这样将重构后的信号经过 IFFT 后,产生一个半波对称的实信号 x_0 ,即未经过削波的实信号可以表示为: $x_0 = [s(n)_{n=1}^{\frac{N}{4}} - s(n)_{n=1}^{\frac{N}{4}}]$ 。

然后通过非均匀限幅,就得到了单极性的 OFDM 信号,即

$$x(t) = \begin{cases} x_0(t) & x_0(t) > 0 \\ 0 & x_0(t) \leq 0 \end{cases} \quad (16)$$

经过非均匀限幅后,奇数子载波上所携带的信号幅度变为初始值的一半^[3],同时限幅带来的噪声全部落在偶数子载波上,不会对奇数子载波上的信号造成干扰。因此,限幅不会造成所传输信息的丢失。然后单极性的 OFDM 实信号经过 D/A 变换,通过 LED 光源发送出去。

接收端是发射端的逆过程。利用光电检测器(Photo-detector, PD)将接收到的光信号转变成电信号,再经过串并变换,去除循环前缀,然后经过 FFT 变换和 APSK 解调,恢复出原信号,进而实现信息的收发传输。

图 4 为基于 APSK 调制和 QAM 调制的 OFDM 信号的概率分布。从图中可以看出,基于 APSK 调制的 OFDM 信号值大部分落在 $-0.1 \sim 0.1$ 之间,而基于 QAM 调制的 OFDM 信号值大部分落在 $-0.2 \sim 0.2$ 之间。与 QAM 信号相比,APSK 信号的包络起伏更小。因此,APSK 调制比 QAM 调制能够更好地抵抗 LED 的非线性。故高阶的 APSK 调制应用在基于 OFDM 技术的 VLC 系统中是一种可行的方式。

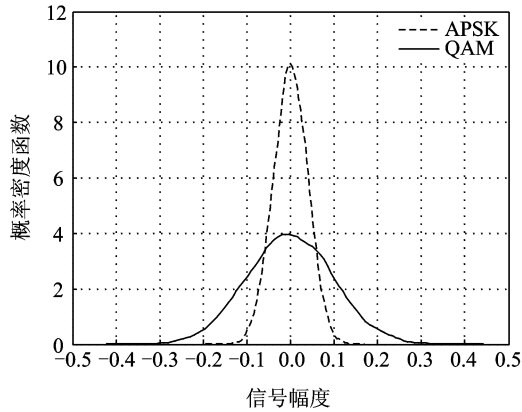


图4 基于APSK调制和QAM调制的OFDM信号的概率分布

Fig. 4 Probability distribution of OFDM signal based on APSK and QAM

3 可见光通信中的OFDM技术性能分析

OFDM信号 $s(n)$ 可以看成是多个相互独立的子载波信号的叠加。根据中心极限定理可知,当子载波的个数很大时,OFDM信号幅度的平均值可以看成是服从均值为零,方差为 σ^2 的高斯分布。因此OFDM电信号的总功率为 σ^2 。故在任意一个时间间隔内, $s(n)$ 的概率分布为

$$p(s_n = z) = p(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right) \quad (17)$$

同时,每一个LED都有一个门限电压,下限记为 c_l ,上限记为 c_u 。当两端的电压在门限范围内时,LED可以正常工作;超过门限范围,LED就不能正常工作。因此,为了保证LED能够正常工作,必须对OFDM信号进行限幅。

由于受到LED非线性等因素的影响,OFDM信号会产生随机的幅度和相位失真^[14]。根据Busgang理论^[15],这种随机失真对OFDM信号的影响可以看成是独立的加性白噪声。因此,由于LED的非线性因素引起的噪声可以认为是高斯白噪声。故系统的信噪比可以表示为

$$\text{SNR} = \frac{\sigma^2}{\sigma_n^2 + \sigma_{\text{clip}}^2} \quad (18)$$

式中: σ_n^2 表示热噪声和散弹噪声的总功率, σ_{clip}^2 表示由于LED的非线性因素引起的限幅噪声功率,它可以写成

$$\sigma_{\text{clip}}^2 = \sigma_{\text{uc}}^2 + \sigma_{\text{lc}}^2 \quad (19)$$

式中: σ_{uc}^2 表示由于OFDM信号的上限被限幅而引起的噪声功率, σ_{lc}^2 表示由于OFDM信号的下限被限幅而引起的噪声功率。

在ACO-OFDM系统中,LED的偏置点在 c_l ,负值部分被削掉,产生的噪声与信号正交^[7],所以 $\sigma_{\text{lc}}^2 = 0$ 。信号电平比 c_u 大的部分也被削掉。故总的限幅噪声功率为

$$\sigma_{\text{clip}}^2 = \int_{c_u}^{\infty} (z - c_u)^2 p(z) dz \quad (20)$$

将式(12,17)代入式(20),得

$$\sigma_{\text{clip}}^2 = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \left[\int_{c_u}^{\infty} (z^2 - 2c_u z + c_u^2) \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right) dz \right] =$$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \left[\int_{c_u}^{\infty} z^2 \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right) dz - 2c_u \int_{c_u}^{\infty} z \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right) dz + c_u^2 \int_{c_u}^{\infty} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right) dz \right] = \\ & \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \left[(\sigma^2 + c_u^2) \int_{c_u}^{\infty} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right) dz - c_u \sigma^2 \exp\left(-\frac{c_u^2}{2\sigma^2}\right) \right] = \\ & (\sigma^2 + c_u^2) Q\left(\frac{c_u}{\sigma}\right) - \frac{c_u \sigma}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{c_u^2}{2\sigma^2}\right) \end{aligned} \quad (21)$$

在 DCO-OFDM 系统中, 信号电平高于 c_u 的部分和小于 c_l 的部分被削掉, 故总的限幅噪声功率为

$$\sigma_{\text{clip}}^2 = \int_{c_u}^{\infty} (z - c_u)^2 p(z) dz + \int_{-\infty}^{c_l} (z - c_l)^2 p(z) dz \quad (22)$$

将式(12)和式(17)代入式(22), 得

$$\begin{aligned} \sigma_{\text{clip}}^2 &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \left[\int_{c_u}^{\infty} (z^2 - 2c_u z + c_u^2) \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right) dz \right] + \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \left[\int_{-\infty}^{c_l} (z^2 - 2c_l z + c_l^2) \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right) dz \right] = \\ & \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \left[(\sigma^2 + c_u^2) \int_{c_u}^{\infty} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right) dz - c_u \sigma^2 \exp\left(-\frac{c_u^2}{2\sigma^2}\right) \right] + \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \left[(\sigma^2 + c_l^2) \int_{-\infty}^{c_l} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right) dz + \right. \\ & \left. c_l \sigma^2 \exp\left(-\frac{c_l^2}{2\sigma^2}\right) \right] = (\sigma^2 + c_u^2) Q\left(\frac{c_u}{\sigma}\right) - \frac{c_u \sigma}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{c_u^2}{2\sigma^2}\right) + (\sigma^2 + c_l^2) Q\left(\frac{c_l}{\sigma}\right) + \frac{c_l \sigma}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{c_l^2}{2\sigma^2}\right) = \\ & (\sigma^2 + c_u^2) \left(Q\left(\frac{c_u}{\sigma}\right) + Q\left(\frac{c_l}{\sigma}\right) \right) - \frac{c_u \sigma}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{c_u^2}{2\sigma^2}\right) + \frac{c_l \sigma}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{c_l^2}{2\sigma^2}\right) \end{aligned} \quad (23)$$

在 Gaussian 白噪声信道下, 不考虑系统非线性影响, 任意阶的 M -QAM ($M=U \times J$) 调制系统的误码率可以表示为^[16]

$$\text{BER} = \begin{cases} \frac{\sqrt{M}-1}{\sqrt{M} \log_2 \sqrt{M}} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{3\rho}{2(M-1)}}\right) & U=J \\ \frac{1}{\log_2(U \times J)} \left[\frac{U-1}{U} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{3\rho}{U^2+J^2-2}}\right) + \frac{J-1}{J} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{3\rho}{U^2+J^2-2}}\right) \right] & U \neq J \end{cases} \quad (24)$$

式中: U 表示星座图中 x 轴上星座点的数目, J 表示 y 轴上星座点的数目。

4 仿真分析

为了验证基于 APSK 的 OFDM 技术在可见光通信中的性能, 现进行仿真实验。以 16 阶的 APSK、QAM 和 PSK 调制为例, 首先讨论在理想信道条件下, 也就是在加性高斯白噪声信道中, 比较 16APSK、16QAM 和 16PSK 三种调制方式的抗噪声性能。16APSK 的内圆信号点数为 4, 外圆为 12, 内圆半径为 0.36, 外圆半径为 1, 仿真结果如图 5 所示。

如图 5 所示, 从仿真图中可以看出, APSK 调制的抗噪声性能介于 QAM 调制和 PSK 调制之间。在理想的 AWGN 信道中, QAM 调制技术性能最好。但是这里未考虑到可见光通信的特点, 没有将 LED 非线性因素对系统的影响考虑进去。

在 LED 非线性失真的条件下, 采用蒙特卡罗仿真对 DCO-OFDM 和 ACO-OFDM 的性能进行分析。这里考虑 LED 的型号为: Golden DRAGON, ZW W5SG^[17], 其线性工作范围是: 2.75~4 V, 相应的工作电流范围是: 0.1~1 A。考虑 LED 的非线性特性可以通过预失真的方法来处理, 也就是通过预失真技术, 可以获得 LED 在某一范围内的线性响应曲线^[6], 以此作为仿真的信道模型。当 OFDM 的信号幅度在 2.75~4 之间时, 信号大小不变; 当信号幅度小于 2.75 时, 将其设为 2.75; 当信号幅度大于 4 时, 将其设为 4。

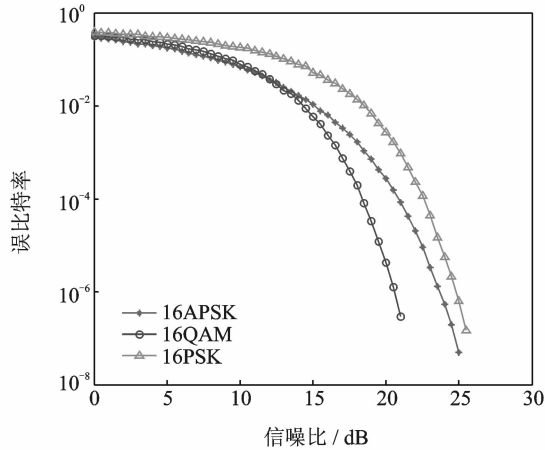


图5 在理想信道条件下,APSK,QAM和PSK调制的性能比较

Fig. 5 Performance comparison of APSK, QAM and PSK under ideal channel conditions

仿真参数为:IFFT长度为1024,循环前缀长度为256,采用格雷码编码方式,OFDM信号的功率范围为 $-10\sim 40$ dBm,噪声功率为 -10 dBm,也就是信噪比范围为 $0\sim 50$ dB。仿真次数为1000次。同时,受到LED光源特性的影响,其传输特性呈现典型的低通响应,3 dB带宽只有35 MHz左右。

图6,7为基于APSK和QAM调制的ACO-OFDM和DCO-OFDM的性能比较。从以上的仿真图中可以得到以下结论:

(1)不管是DCO-OFDM还是ACO-OFDM,随着信噪比的增大,系统的误码率都是先减小后增大。这是因为在信噪比较小小时,系统的热噪声和散弹噪声是主要的噪声源,此时限幅噪声功率比较小,因此误码率越来越小。但是随着信噪比的增大,系统的限幅噪声也逐渐增大,此时限幅噪声占噪声的主要部分,所以误码率又逐渐升高。

(2)在考虑LED非线性影响的情况下,OFDM系统存在某一种信噪比,使得系统的性能达到最佳。最佳的性能取决于LED的特性、调制方式和调制阶数等因素。因此,为了使系统获得最佳的性能,必须

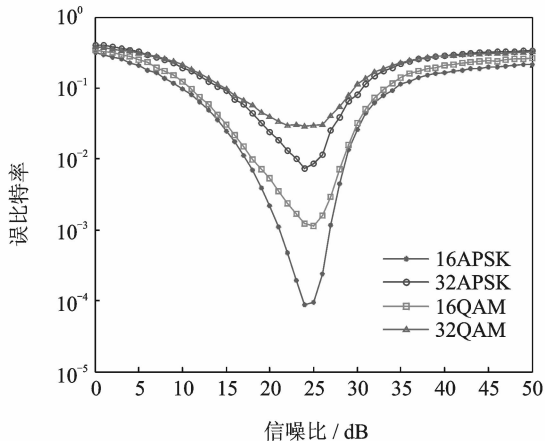


图6 基于APSK和QAM调制的DCO-OFDM系统的性能比较

Fig. 6 Performance comparison of DCO-OFDM system based on APSK and QAM modulation

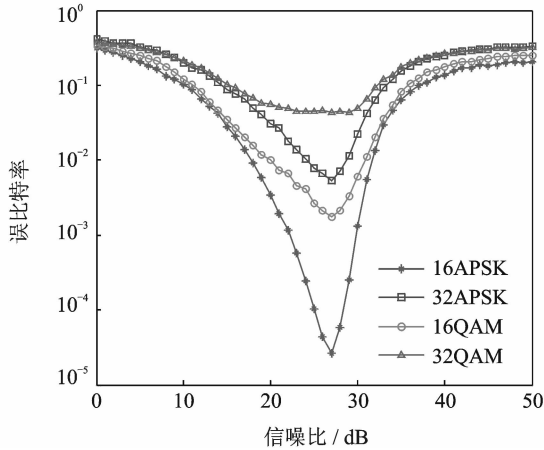


图7 基于 APSK 和 QAM 调制的 ACO-OFDM 系统的性能比较

Fig. 7 Performance comparison of ACO-OFDM system based on APSK and QAM modulation

考虑 LED 的特性、采用的调制方式等因素。

(3) 当两者都达到最佳的性能时, ACO-OFDM 所需要的信噪比要比 DCO-OFDM 大。这是因为 ACO-OFDM 只需要一个较低的直流偏置, 就可以使 LED 工作在线性范围内, 其限幅噪声只取决于上门限的限幅所引起的噪声。而 DCO-OFDM 需要一个比较大的直流偏置, 才能使 LED 工作在线性范围内, 其限幅噪声取决于上下门限的限幅所引起的噪声之和。

(4) 在可见光通信系统中, 考虑到 LED 非线性影响下, 与 QAM-OFDM 传输方式相比, 基于 APSK 调制的 OFDM 系统的性能得到很大的提升。

(5) 从前面的分析可以看出, 基于 APSK-OFDM 的传输系统的复杂度要比 QAM-OFDM 的传输系统高, 但是性能得到了很大的提升, 因此这个代价值得。

5 结束语

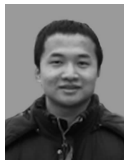
本文将 APSK 调制引入到基于 OFDM 技术的可见光通信系统中。仿真结果表明, 在理想的加性高斯白噪声信道中, QAM 调制系统的性能要比 APSK 调制和 PSK 调制都好; 但是在考虑 LED 的非线性特性的可见光通信系统中, 与 QAM 调制系统相比, 基于 APSK 调制的 OFDM 系统具有更优越的性能, 其抗 LED 非线性的能力更强。因此, 把 APSK 调制与 OFDM 技术相结合的传输方式在可见光通信中是很有发展潜力的。

参考文献:

- [1] Kahn J M, Barry J R. Wireless infrared communications[J]. Proc IEEE, 1997, 85(2): 265-298.
- [2] 魏伟, 尤焜辉, 益晓新. OFDMA 无线 mesh 网中公平资源分配算法[J]. 数据采集与处理, 2010, 25(1): 61-65.
Wei Wei, You Chenhui, Yi Xiaoxin. Fair resource allocation algorithm in OFDMA wireless mesh networks[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2010, 25(1): 61-65.
- [3] Armstrong J, Lowery A J. Power efficient optical OFDM [J]. Electronics Letters, 2006, 42(6): 370-372.
- [4] Elgala H, Mesleh R, Haas H, et al. OFDM visible light wireless communication based on white LEDs[C]// Proc of the 64th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC). Dublin, Ireland; IEEE, 2007; 22-25.
- [5] Beril I, Jeffrey L, Sebastian R, et al. Impact of LED nonlinearity on discrete multitone modulation[J]. Opt Commun Netw, 2009, 1(5): 1943-0620.

- [6] Elgala H, Mesleh R, Haas H. Modeling for predistortion of LEDs in optical wireless transmission using OFDM[C]// Proc of the IEEE 9th International Conference on Hybrid Intelligent Systems (HIS). Shenyang, China; [s. n.], 2009;184-189.
- [7] Mesleh R, Elgala H, Haas H. On the performance of different OFDM based optical wireless communication systems[J]. Opt Commun Netw, 2011, 3(8): 620-628.
- [8] Thomas C M, Weidner M Y, Durrani S H. Digital amplitude-phase keying with M-ary alphabets [J]. IEEE Trans Commun, 1974, 22(2): 168-180.
- [9] Chow Y C, Nix A R, Mcgeehan J P. Analysis of 16-APSK modulation in AWGN and Rayleigh fading channel[J]. Electronics Letters, 1992, 28(17): 1608-1610.
- [10] Gaudenzi De, Guillen R, Fabregas A, et al. Performance analysis of turbo-coded APSK modulations over nonlinear satellite channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(9): 2396-2407.
- [11] Proakis J G. Digital communications (fourth edition) [M]. New York; McGraw-Hill, 2001; 276-280.
- [12] 胡宏林, 薛磊, 王可人. 在 AWGN 信道下星形 MQAM 的 BER 性能的研究[J]. 无线通信技术, 2001, 10(2): 19-22.
Hu Honglin, Xue Lei, Wang Keren. BER performance analysis of Star MQAM in AWGN channel[J]. Wireless Communication Technology, 2001, 10(2): 19-22.
- [13] Gonzalez O, Perez-Jimenez R, Rodriguez S, et al. OFDM over indoor wireless optical channel[J]. IEEE Proceedings of Optoelectronics, 2005, 152(4): 199-204.
- [14] Elgala H, Mesleh R, Haas H. Practical considerations for indoor wireless optical system implementation using OFDM[C]// Proc of the IEEE 10th Int Conf on Telecommunications (ConTel). Zagreb, Croatia: IEEE, 2009;25-29
- [15] Bussgang J J. Cross correlation function of amplitude-distorted Gaussian signals[R]. Massachusetts Institute of Technology: Research Laboratory of Electronics, Cambridge, Massachusetts, 1952;216-231.
- [16] 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.
- [17] Osram G. Datasheet: ZW W5SG golden dragon white LED [EB/OL]. <http://www.osram.de>, 2010-8.

作者简介:



曾福来(1985-),男,助理工程师,研究方向:可见光通信, E-mail: 815068588@qq.com。



刘洛珉(1963-),男,博士,教授,研究方向:卫星通信和超宽带无线通信系统。



朱义君(1976-),男,博士,副教授,研究方向:移动通信。



杨金金(1990-),女,硕士研究生,研究方向:阵列信号处理。

