

## 无载波幅度相位调制无线光通信系统研究

柯熙政, 李梦帆

(西安理工大学 自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048)

**摘要:** 无载波幅度相位 (Carrierless Amplitude and Phase, CAP) 调制是一种数字化方式的正交幅度调制 (Quadrature Amplitude Modulation, QAM)。由于 CAP 调制具有频谱利用率高、成本低、复杂度小等优点, 所以逐渐成为实现短距离高速光通信系统的一种备选方案。首先通过比较 CAP 调制和 QAM 的功率谱分析了这两种调制方式的特性, 然后在大气信道仿真模型 (Gamma-Gamma 光强起伏分布模型) 条件下, 基于 Matlab 仿真分析了滤波器滚降系数, 滤波器长度和采样时钟偏移对 CAP 调制无线光通信系统性能的影响并给出最优参数值。由仿真可知, 采样时钟偏移会引起接收端信号的相位偏移, 所以需要在接收端对相位畸变进行一定的补偿, 文中也对后期所需的均衡算法进行了一些研究, 希望能对以后 CAP 系统的设计有所帮助。最后对仿真结果进行了实验验证。

**关键词:** 无线光通信; 无载波幅度相位调制; 正交幅度调制; 系统性能; 相位偏移

**中图分类号:** TN929.12 **文献标志码:** A **DOI:** 10.3788/IRLA201746.1222004

## Research on the carrierless amplitude and phase modulation wireless optical communication system

Ke Xizheng, Li Mengfan

(College of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

**Abstract:** Carrierless amplitude and phase (CAP) modulation is a way of digital quadrature amplitude modulation (QAM). As the CAP modulation has the advantages of high spectrum efficiency, low cost, less complexity, etc, it gradually become an alternative option for the implementation of short distance high speed optical communication system. Firstly, the properties of these two kinds of modulation mode were analyzed by comparing the power spectrum of CAP modulation and QAM, then under the conditions of atmospheric channel simulation model (Gamma-Gamma distribution of light intensity fluctuation model), the influences of rolling pressure coefficient of filter, the length of filter and sampling clock precision on the performance of the CAP modulation wireless optical communication system were analyzed based on the Matlab simulation and the optimal parameter values were given. The simulation result shows that the sampling clock offset will cause the phase shift of the received signal, so it is needed to compensate the phase distortion in the receiving end. In addition, the research on the equalization algorithm needed by later was also carried out and it is

收稿日期: 2017-04-10; 修订日期: 2017-05-20

基金项目: 国家自然科学基金(61377080, 60977054); 陕西省重点产业创新链(2017ZDCXL-GY-06-01)

作者简介: 柯熙政(1962-), 男, 教授, 博士生导师, 博士, 主要从事无线激光通信方面的研究。Email: xzke@263.net

hoped that it can provide some help for the design of CAP system in the future. Finally the simulation results had been verified by experiment.

**Key words:** wireless optical communication; carrierless amplitude and phase modulation; quadrature amplitude modulation; system performance; phase shift

## 0 引言

近年来,短距离光通信系统朝着高速率,低成本,低复杂度诸方向演进,为了实现高速大容量传输就必须采用先进调制方式。目前国际上主流的调制方式有三种:脉冲幅度调制(Pulse Amplitude Modulation, PAM)、直接检测-正交频分复用(Direct Detection-Orthogonal Frequency Division Multiplexing, DD-OFDM)和无载波幅度相位(CAP)调制<sup>[1]</sup>。与 PAM 相比,在不需要提高 DSP(数字信号处理)要求的条件下,DD-OFDM 和 CAP 调制方式能极大地提高系统灵活性和频谱利用率<sup>[2]</sup>;与 DD-OFDM 相比,CAP 在调制过程中无需 FFT(傅里叶变换)和 IFFT(反傅里叶变换)运算,系统复杂度小,而且 CAP 调制的功率损耗也更小<sup>[3]</sup>。因此,对于短距离高速光通信系统而言,CAP 是一种很有应用价值的调制方式。

在 1998 年,Burton R Saltzberg<sup>[4]</sup>分析了 CAP 调制相对于 QAM 的优势;2010 年剑桥大学的 J.D. Ingham<sup>[5]</sup>等人在光数据通信系统中应用 CAP 调制实现了在带宽仅为 2.5 GHz 的情况下,传输速率达到 10 Gb/s;2011 年剑桥大学的 Ingham J D<sup>[6]</sup>等人利用 CAP 调制实现了 40 Gb/s 的传输速率;2012 年 Wei J L, Ingham J D<sup>[7]</sup>等人对在数据通信系统中应用的 PAM、CAP、OFDM 等几种调制方式就系统性能和成本方面进行了比较,发现对于短距离的传输系统而言,CAP 调制是一种很好的选择;2013 年,Wei J L<sup>[8]</sup>等人通过多频带 CAP 调制方式实现了 100 Gb/s 的传输速率;2013 年,丹麦科技大学的 Migual Iglesias Oimedo<sup>[9]</sup>和深圳华为的左天健等人在单波长信道 3 dB 带宽为 14 GHz 且传输距离为 15 km 的条件下实现了 102 Gb/s 的传输速率;2015 年魏金龙和 Richard V Penty<sup>[10]</sup>等人对混合的多载波(HMB)CAP/QAM 发送/接收机进行了具体研究,通过对接收信号的眼图和误码率等的分析得出:使用

QAM 接收机能降低系统对时间偏移的灵敏度且不需要加相位补偿;目前,100 Gb/s 速率的光通信系统已经实现了标准化,下一步朝着 400 Gb/s 和 1 Tb/s 的方向发展<sup>[8]</sup>。

近年来,无线激光通信在通信领域中占据着越来越重要的地位。由于其既具有微波通信成本低、工程周期短等特点,又具有光纤通信频带宽、速率高、功耗小等优点<sup>[11]</sup>,所以大气激光通信是一种很好的短距离高速光通信方式。以往大部分研究人员将 CAP 调制应用于光纤通信系统中,而鲜少有人研究 CAP 调制在大气激光通信系统中的应用。文中主要对 CAP 调制无线激光通信系统性能进行了研究。以下内容主要包括 CAP 调制原理的介绍;通过对比 CAP 调制和 QAM 的功率谱分析了 CAP 调制的特性;在大气信道条件下,通过接收信号的星座图、眼图、误码率分析了三个参数即数字滤波器滚降系数  $\alpha$ ,数字滤波器长度  $l$ ,采样时钟偏移  $k$  的变化对 CAP 系统性能的影响,并给出了最优参数值;最后通过实验对仿真结果进行验证。

## 1 CAP 调制解调原理

### 1.1 CAP 调制的由来

AT&T 贝尔实验室于 20 世纪 70 年代中期在 QAM 的基础上提出了 CAP 调制,CAP 调制为 QAM 的一种变型,但 CAP 调制技术无论在实现上还是性能上都优于 QAM<sup>[5]</sup>,因而在各种传输系统中受到重视。CAP 调制是一种多维度,多水平的调制技术,相较 QAM,CAP 调制少了载波分量,但它们之间并无本质区别,CAP 调制是数字方式化的 QAM<sup>[6]</sup>。在实现 CAP 调制的过程中没有使用乘法器,而是直接使用成形滤波器形成带通脉冲,通过改变同相和正交波形来反映所传输的数据流即通过在发送端的整形滤波器和接收端的匹配滤波器来对信号进行调制和解调,因此称之为无载波幅度相位调制。这种无载波分量的特性也使得改变频谱

的灵活性大大增加<sup>[6]</sup>。

图 1 为同一输入信号分别经过 16QAM 和 16CAP 调制后信号的功率谱图。其中 16 QAM 调制中载波频率为 0.6 GHz, 16 CAP 调制中数字滤波器的中心频率为 0.6 GHz。由图 1 可知, 分别经两种调制后, 信号的功率谱均为带通型, 但 QAM 为有载调制, 所以在功率谱图中的载频处有尖峰存在, 而由于 CAP 调制是一种无载波的 QAM, 因此在功率谱图中载频处不存在类似于 QAM 功率谱图载频处的尖峰。这与理论分析相吻合。

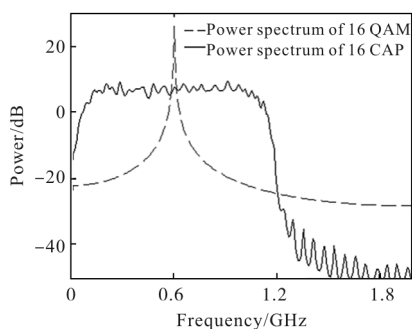


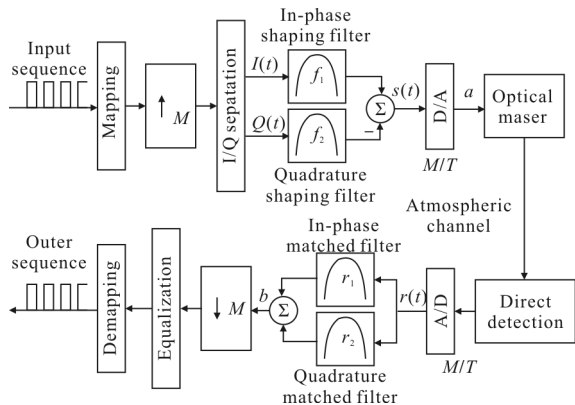
图 1 16 QAM 和 16 CAP 信号功率谱图

Fig.1 Power spectrum of 16 QAM and 16 CAP signal

### 1.2 原理

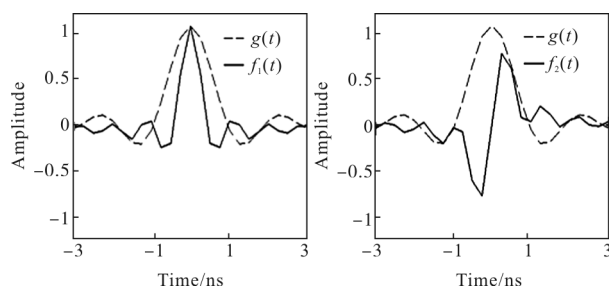
图 2 为 CAP 调制的原理框图。

在发送端, 输入随机序列首先经过高阶映射形成多水平符号序列。接着对形成的复数序列进行  $M$ -上采样即在连续的两个符号间插入  $M-1$  个 0 值。取复数序列的实部和虚部分别通过 I-整形滤波器(时域波形见图 2(b1))和 Q-整形滤波器(时域波形见图 2(b2))实现信号调制, 随后将这两路滤波器

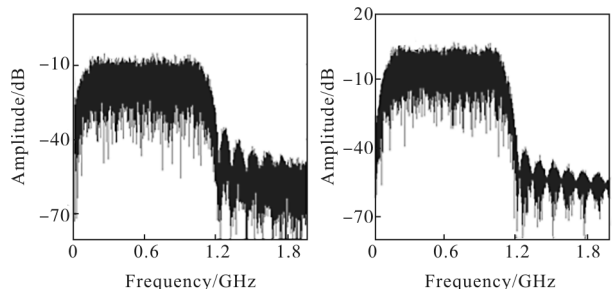


(a) CAP 调制解调原理图

(a) Principle of CAP modulation and demodulation



(b1) I-整形滤波器时域图 (b2) Q-整形滤波器时域图  
(b1) Time-domain figure of I-shaping filter (b2) Time-domain figure of Q-shaping filter



(c1) CAP 信号频谱图 (c2) 接收端经过匹配滤波器之后的信号频谱图  
(c1) Spectrum figure of CAP signal (c2) Spectrum figure of signal after matching filter in the receiving end

图 2 CAP 调制原理框图

Fig.2 Principle of CAP modulation

的输出相减, 通过 D/A(数/模转换)形成的模拟信号就是生成的 CAP 调制信号(其频谱图见图 2(c1))。其中 I-整形滤波器  $f_1$ , Q-整形滤波器  $f_2$  和生成的 CAP 信号  $s(t)$  的表达式分别为<sup>[12]</sup>:

$$f_1(t) = g(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (1)$$

$$f_2(t) = g(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (2)$$

式中:  $f_c$  为滤波器的中心频率, 其中整形滤波器  $f_1$  和  $f_2$  构成一个希尔伯特变换对。

$$g(t) = \frac{\sin\left[\frac{\pi t}{T}(1-\alpha)\right] + \frac{4\alpha t}{T} \cos\left[\frac{\pi(1+\alpha)t}{T}\right]}{\frac{\pi t}{T} \left[1 - \left(\frac{4\alpha t}{T}\right)^2\right]} \quad (3)$$

式中:  $g(t)$  为均方根升余弦滚降函数;  $T$  为符号周期;  $\alpha$  为滚降系数。

$$s(t) = I(t) \otimes f_1(t) - Q(t) \otimes f_2(t) \quad (4)$$

式中:  $I(t)$  和  $Q(t)$  分别为经过上采样后的复数序列的实部和虚部分量;  $\otimes$  为卷积符号。

在接收端,通过直接探测的方法检测接收信号,通过 A/D(模/数转换)将接收模拟信号转换为数字信号。接着通过两路匹配滤波器进行信号解调(解调信号频谱图见图 2(c2))。随后将信号进行  $M$ -下采样,均衡,解映射得到原始输入序列。接收端 I-匹配滤波器  $r_1$  和 Q-匹配滤波器  $r_2$  的表达式分别为:

$$r_1(t)=f_1(-t)=f_1(t) \quad (5)$$

$$r_2(t)=f_2(-t)=-f_2(t) \quad (6)$$

## 2 仿真结果及分析

### 2.1 仿真条件

图 3 为大气激光通信系统结构图。在发送端,信源通过调制后生成已调信号,随后调制信号通过信号发生器生成适合于激光通信中传输的发送信号,接着发送信号驱动激光器,实现信号的电/光转换,最后通过光学天线将光信号发送到大气信道中;在接收端,利用光学天线和光电探测器接收到信号后,对其进行解调处理,最终恢复出原始发送信号。

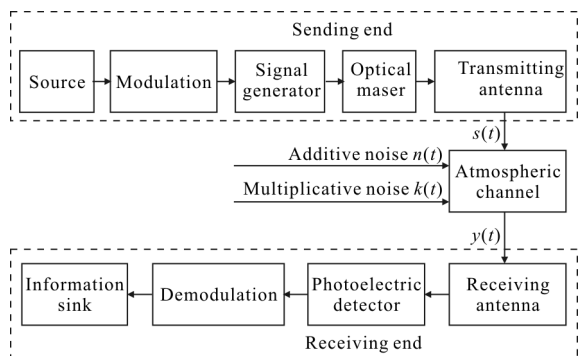


图 3 大气激光通信系统框图

Fig.3 Functional block diagram of atmospheric laser communication system

在仿真中信道采用了 Gamma-Gamma 光强起伏分布模型。发送信号  $s(t)$  经过大气湍流信道传输时,主要受到两种噪声的影响<sup>[13]</sup>即加性噪声  $n(t)$  和乘性噪声  $k(t)$ 。仿真中加性噪声选用加性高斯白噪声 AWGN,乘性噪声为 Gamma-Gamma 噪声。所以接收天线接收到的信号为:  $y(t)=s(t)k(t)+n(t)$ 。

在 CAP 系统中,影响系统性能的主要参数包括:滤波器的长度  $l$ ,滤波器的滚降系数  $\alpha$ ,采样时钟偏移  $k$ 。具体仿真参数见表 1。

表 1 仿真参数值

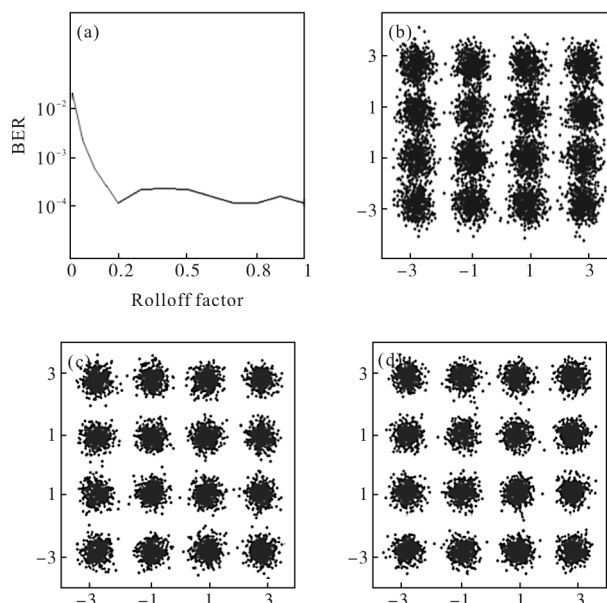
Tab.1 Values of the simulation parameter

Parameter	Value
Input sequence	$2^{13}$ random integers (0-15)
Mapping	16 QAM
Up-sample	$M=4$
Rolloff factor	$\alpha=0.2$
Filter length	$l=61$
Symbol rate	$R_s=1$ G Baud
Channel model	Gamma-Gamma atmospheric turbulence
Channel noise	Mixed noise( $n(t)$ and $k(t)$ )
Bandwidth of CAP	$B=(1+\alpha)/T=1.2$ GHz

### 2.2 滚降系数仿真分析

整型滤波器是由均方根升余弦滚降函数  $g(t)$ (具体表达式见公式(3))与一个余弦函数的乘积所构成。滚降系数  $\alpha$  代表了滤波器保留高频信息的能力<sup>[5]</sup>,  $\alpha$  越接近于 0 ( $0 \leq \alpha \leq 1$ ), 系统的频谱利用率就越高, 但保留边沿信息就越少, 所以应根据系统要求合理选择  $\alpha$ 。图 4 中为  $\alpha$  与 BER(误码率)的关系图, 分别取  $\alpha=0, 0.2, 0.5$  时接收端解调后的信号星座图以及  $\alpha=0, 0.2$  时对应的解调信号眼图。

图 4(a)为滚降系数与 BER 关系图。由图可知, 随着  $\alpha$  的增大, 滤波器对发送信号的高频信息保留越多使得系统的 BER 值减小, 最后基本趋于稳定。如当  $\alpha=0$  时, 发送信号的高频信息严重缺失导致接



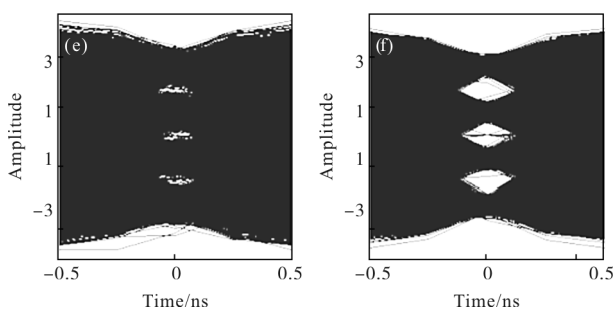


图 4  $\alpha$  仿真分析图

Fig.4 Simulation analysis figure of  $\alpha$

收端星座图极其分散进而导致 BER 值很大 ( $BER=0.0244$ ); 当大于等于 0.2 时, BER 值较小 (接近于  $10^{-4}$ ) 且基本趋于稳定。为了在高频谱利用率和较低的 BER 值之间取得平衡, 一般取  $0.1 \leq \alpha \leq 0.2$ 。

图 4(b)、(c)、(d) 分别为  $\alpha=0、0.2、0.5$  时对应的接收端星座图。如图所示,  $\alpha=0$  时星座图发散最严重; 随着值的增大, 对比三个图可知, 星座图的发散程度减小且图 4(c)、(d) 中星座图的发散程度类似, 与以上的理论分析很好地吻合。

权衡系统的频谱利用率和误码率, 文中选用  $\alpha=0.2$ 。图 4(e)、(f) 分别为  $\alpha=0、0.2$  时对应的接收端解调信号的眼图。对比两图可知, 当  $\alpha=0.2$  时眼图的“眼睛”睁开程度更好且眼图更端正, 码间干扰更小, 所以恢复出来的原始信号失真更小, 误码率更低。

### 2.3 滤波器长度仿真分析

滤波器的长度  $l$  意味着对所设计的无限冲激响应(IIR)滤波器的保留程度<sup>[10]</sup>,  $l$  越大, 信号的旁瓣信息保留越多, 对接收端恢复原始信号就越有利, 但相应的计算复杂度就越高。所以, 合理地选择滤波器长度很重要。图 5(a) 为滤波器长度  $l$  与 BER 值的关系图, 图 5(b)~(e) 分别为  $l=11、31、61、91$  时对应的接收端星座图, 图 5(f) 为  $l=61$  时对应的解调后的眼图。

由图 5(a) 可知, 当  $l < 31$  时, 滤波器对发送信号的旁瓣信息保留较少导致误码率较高 ( $BER > 10^{-3}$ ), 如  $l=11$  时的接收端星座图(见图 5(b)), 发散非常严重, 系统性能极差; 随着的增大, 发送信号的旁瓣信息保留越多使得 BER 值逐渐减小, 如图 5(b)~(d) 的星座点发散程度逐渐变小。当  $l > 41$  时, BER 值继续减小最后基本趋于稳定, 如图 5(d)、(e) 中的星座点发散程度变化甚小, 误码率基本保持不变, 因为在信

号频谱图中离主瓣越远的旁瓣, 其幅值就越小, 对系统的性能影响也就越小。

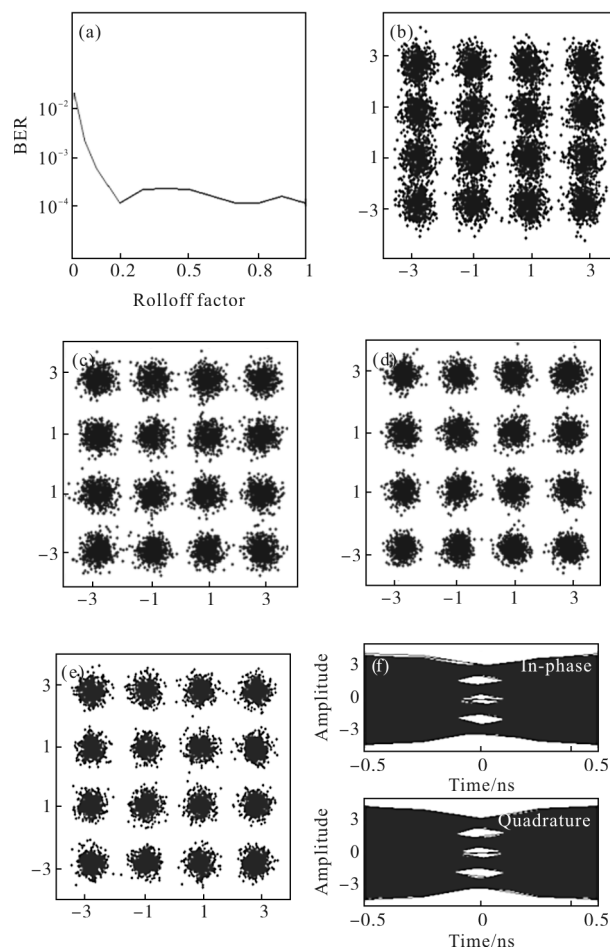


图 5  $l$  仿真分析图

Fig.5 Simulation analysis figure of  $l$

结合仿真结果和理论分析, 文中选用  $l=61$ , 其 BER 值较小 ( $BER=1.2207 \times 10^{-4}$ ) 且计算复杂度适中。由图 5(f) 可知, 信号解调后的眼图的“眼睛”睁开程度较好且眼图端正, 系统性能良好。

### 2.4 采样时钟偏移仿真分析

在 CAP 调制中, 由于在 CAP 信号的眼图中, 眼睛的睁开程度很小, 所以需在眼睛睁开程度最大的时刻进行采样才能恢复出最佳的原始信号。采样时钟偏移越大, 接收端信号所受的码间干扰和两分路串扰就越大, 即恢复出来的信号失真就越严重, 同时 BER 值就越高。图 6 中为  $l=61, \alpha=0.2$ , 上采样  $M=10$  的条件下, 偏移  $k$  分别为 0、1、2 时的接收端信号未均衡前星座图和对应的信号经下采样后的眼图(未均衡前的眼图)以及均衡后的星座图。

图 6(a)、(b)、(c)分别为偏移  $k=0、1、2$  时对应的接收端星座图。由图可知,当采样时钟偏移时,会引起接收端信号的相位偏移, $k$  值越大,对应的接收端信号星座图发散程度更大且相位偏移越严重, BER 值也就越大,如  $k=0$  时,  $BER=1.2207 \times 10^{-4}$ ;  $k=1$  时,  $BER=0.5499$ 。为了补偿采样时钟偏移引起的相位偏移<sup>[10]</sup>,需在接收端后期对信号进行均衡。

图 6 (d)、(e)、(f)分别为偏移  $k=0、1、2$  时对应的接收端信号经过下采样后信号的同相分量的眼图。眼图的“眼睛”张开的大小反映着码间串扰的强弱,“眼睛”张开的越大且眼图越端正,码间串扰越小,反之码间串扰越大。眼图的迹线模糊程度反映着噪声的大小,噪声越大,迹线越宽且越模糊。对比三张图可知,随着  $k$  值的增大,码间干扰和两分路串扰对接收端解调信号的

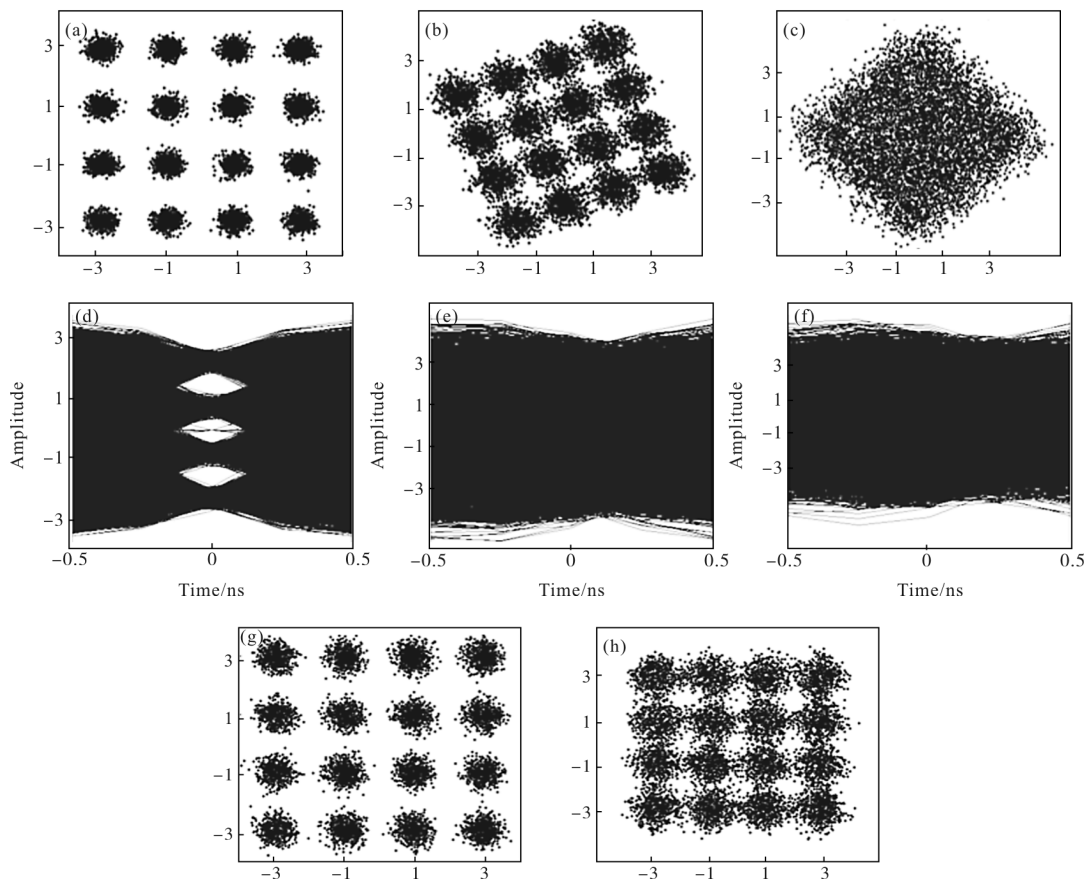


图 6  $k$  仿真分析图

Fig.6 Simulation analysis figure of  $k$

干扰越大,导致眼图中的“眼睛”张开程度逐渐变小最后完全闭合,如图 6(e)、(f)图。

图 6(g)、(h)分别为  $k=1、2$  时接收端已解调信号经过均衡后的星座图。因为在实际系统中,采样时钟的偏移是难以避免的,所以通常需在后期加入相位补偿算法来减小采样时钟偏移带来的信号畸变。常用的均衡算法有 CMA<sup>[14]</sup>(恒模算法),这种盲算法简单易行,但对于高阶调制 CAP 而言,CMA 的均衡效果不显著。通常可采用 CMMA<sup>[14]</sup>(级联多模算法)或 MMA(多模算法)对其进行均衡。除了以上经

典 CMA 算法及其衍生算法 CMMA 等外,DD-LMS (判决辅助最小均方算法)也是一类应用广泛的盲均衡算法。但在实际应用中一般需在 DD-LMS 之前先采用其他盲均衡算法进行预收敛<sup>[15]</sup>,否则均衡效果不佳。文中采用 MMA 算法进行后续均衡。

### 3 实验分析

#### 3.1 实验条件

图 7 为 CAP 调制系统实验原理框图。在发送端,线下 Matlab 中生成的  $2^{13}$  个 0 到 15 间的随机

整数即信源通过 CAP 调制后生成 16CAP 已调数字信号,随后采用 ultra station 软件将已调数字信号转换成模拟信号,接着通过 DG5102 信号发生器对转换后的 16CAP 模拟信号进行幅值大小以及偏置大小等的调整使其适合于在无线激光信道中进行传输,最后将信号发生器输出的信号加载到 850 nm 模拟激光器中并通过发射光学天线发射信号(即把 16CAP 信号加载到光载波中进行传输),发射光信号经大气信道传输到接收端。在接收端,

接收光学天线对接收到的光信号进行光纤耦合,随后通过光波波长为(200~1 100 nm)的光电探测器探测信号,并把光信号转换为电信号,接着把转换后的电信号输入到 PC 机中进行信号采集,最后将采集到的信号进行线下处理、CAP 解调得到原始输入序列。

该实验为短距离大气激光通信实验,发送端线下 CAP 调制中具体参数设置可参见表 1,其中信号速率为 10 M Baud,发射功率  $P=27.62$  mW。

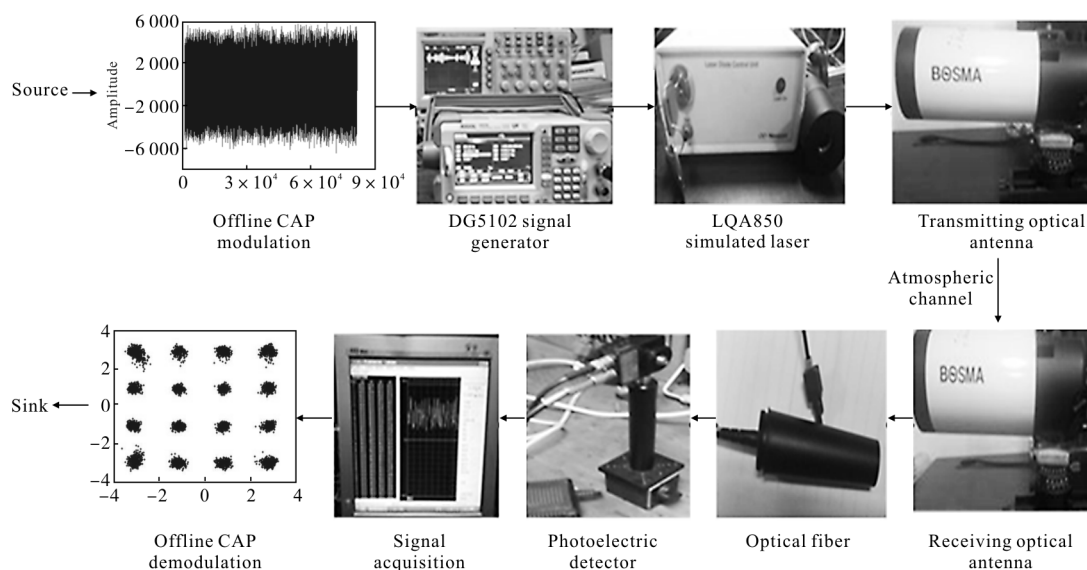


图 7 CAP 调制实验框图

Fig.7 Experimental block diagram of CAP modulation

### 3.2 实验结果分析

如图 8 为接收端解调信号均衡前后的星座图以及眼图。图 8(a)、(b)分别为已解调信号均衡前后的星座图,图 8(c)、(d)分别为已解调信号同相分量均衡前后眼图。对比图 8(a)、(b)可知,采用 MMA 算法均衡后,由采样时钟偏移引起的相位偏移得到了很好的补偿;同理,也可通过对比图 8(c)、(d)可知,均衡前后解调信号的眼图由完全闭合到眼睛睁开程度较大且眼图较端正,使得恢复出来的信号失真程度大大减小。由实验结果可知,在一定短距离无

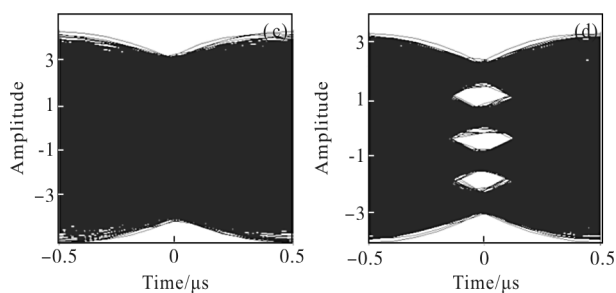


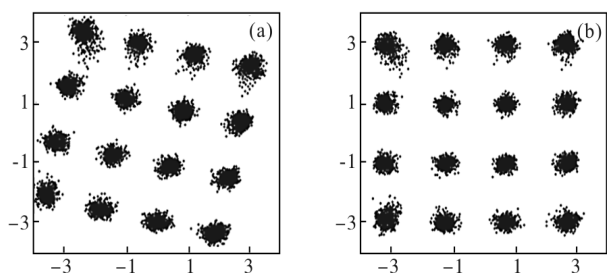
图 8 实验结果图

Fig.8 Figure of experimental result

线激光通信条件下,采用文中以上仿真得出的参数能恢复出较好的原始信号,该实验最后误码率  $BER=3.6657 \times 10^{-4}$ 。

### 4 结论

文中主要介绍了 CAP 调制的由来及原理,CAP 调制与 QAM 的区别(即 CAP 调制为一种无载波的



QAM) 并比较分析了这两种调制方式的功率谱图。仿真研究了在大气信道条件下, 三个参数即数字滤波器滚降系数  $\alpha$ 、数字滤波器长度  $l$ 、采样时钟偏移  $k$  的变化对 CAP 调制无线光通信系统性能的影响并实验验证了仿真所选参数值的合理性。合理选择滤波器参数以及采样时钟精度是实现 CAP 系统性能的关键, 其中滚降系数  $\alpha$  与系统的频谱利用率成反比, 但  $\alpha$  不是越小越好, 会影响接收端信号的恢复。 $\alpha$  通常取  $0.1 \leq \alpha \leq 0.2$ 。滤波器长度  $l$  越大, 对接收端信号恢复越有利, 但相应的系统计算复杂度越高。因此应根据系统要求合理选择  $l$  大小。时钟偏移  $k$  会导致信号相位偏移, 需在后期对信号进行均衡, 在文中选用了 MMA 算法进行后续相位补偿, 均衡效果良好。

#### 参考文献:

- [1] Wang Zhixin, Tao Li, Huang Xingxing, et al. Application of advanced modulation formats in short-range optical communication systems [J]. *Study on Optical Communication*, 2014, 183(3): 11–15. (in Chinese)  
王智鑫, 陶理, 黄星星, 等. 用于短距离光通信系统中的先进调制格式研究[J]. *光通信研究*, 2014, 183(3): 11–15.
- [2] Zhong Kangping, Zhou Xian, Gui Gao, et al. Experimental study of PAM-4, CAP-16, and DMT for 100 Gb/s short reach optical transmission systems[J]. *Opt Express*, 2015, 23(2): 227026.
- [3] Wei J L, Geng L, Penty R V, et al. 100 Gigabit Ethernet transmission enabled by carrierless amplitude and phase modulation using QAM receivers [C]//Optical Fiber Conference(OFC), 2013, OW4A.5: 1–3.
- [4] Burton R Saltzberg. Comparison of single-carrier and multitone digital modulation for ADSL applications[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2002, 36(11): 114–121.
- [5] Ingham J D, Penty R V, White I H. Carrierless amplitude and phase modulation for low-cost high spectral-efficiency optical data communication links [C]//Optical Fiber Conference (OFC), 2010, CThC5: 1–3.
- [6] Ingham J D, Penty R V, White I H. 40 Gb/s carrierless amplitude and phase modulation for low-cost optical data communication links [C]//Optical Fiber Conference (OFC), 2011, OThZ3: 1–3.
- [7] Wei J L, Ingham J D, Cunningham D G, et al. Performance and power dissipation comparisons between 28 Gb/s NRZ, PAM, CAP and optical OFDM systems for datacommunication applications [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2012, 30(20): 3273–3280.
- [8] Wei J L, Cunningham D G, Penty R V, et al. Study of 100 Gigabit ethernet using carrierless amplitude/phase modulation and optical OFDM [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2013, 31(9): 1367–1373.
- [9] Olmedo M I, Zuo Tianjian, Jensen B, et al. Towards 400 GBASE 4-lane solution using direct detection of multiCAP signal in 14 GHz bandwidth per lane [C]//Optical Fiber Conference(OFC), 2013, PDP5P.10: 1–3.
- [10] Wei Jinlong, Cheng Qixiang, Cunningham D G, et al. 100 Gb/s hybrid multiband CAP/QAM signal transmission over a single wavelength [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2015, 35(2): 415–423.
- [11] Ke Xizheng, Yin Zhiyun. Coding Theory of the Wireless Laser Communication System[M]. Beijing: Science Press, 2009: 1–3. (in Chinese)  
柯熙政, 殷致云. 无线激光通信系统中的编码理论[M]. 北京: 科学出版社, 2009: 1–3.
- [12] Olmedo M I, Zuo Tianjian, Jensen J B, et al. Multiband carrierless amplitude phase modulation for high capacity optical datalinks [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2014, 32(4): 798–804.
- [13] Chen Mu, Ke Xizheng. Effect of atmospheric turbulence on the performance of laser communication system [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2016, 45(8): 115–121. (in Chinese)  
陈牧, 柯熙政. 大气湍流对激光通信系统性能的影响研究[J]. *红外与激光工程*, 2016, 45(8): 115–121.
- [14] Zhang Jiaqi, Ge Ning. Joint CMA +DDLMS blind equalization algorithm [J]. *Journal of Tsinghua University*, 2009, 49(10): 1681–1684. (in Chinese)  
张家琦, 葛宁. 联合 CMA+DDLMS 盲均衡算法[J]. *清华大学学报*, 2009, 49(10): 1681–1684.
- [15] Tao Li, Wang Yiguang, Gao Yuliang, et al. 40 Gb/s CAP32 system with DD-LMS equalizer for short reach optical transmissions[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2013, 25(23): 2346–2349.