

基于光梳状波的相干光正交频分复用-无源光网系统的算法

陈荣荣, 邝彩霞, 马俊洁, 汪 敏, 林如俭, 张倩武

上海大学特种光纤与光接入网重点实验室, 上海 200072

摘要 研究了基于光梳状波的正交频分复用-无源光网(OFDM-PON)下行相干检测实验系统的结构和数字信号处理算法,采用多波长的光梳状波发生器作为光线路终端光源,其中一个波长作为传输 OFDM 信号的信号光,相邻的光波长作为本振光。基于该系统,光网络单元端的相干接收可以实现光相位噪声抵消。由于没有载波偏移和光相位噪声,数字信号处理过程被简化。比较了导频辅助(PA)算法、最大似然(ML)算法和 PA+ML 算法 3 种相位估计算法的性能。研究结果表明,PA+ML 算法能获得更好的性能,可以将导频子载波的数目减少至 2,并且接收机灵敏度可提高至 -30 dBm。该 OFDM-PON 系统的硬件和软件设计有望成为下一代光接入网络的解决方案。

关键词 光通信; 正交频分复用; 光梳状波; 同相正交调制器; 相干接收机; 导频; 最大似然估计

中图分类号 TN929.18 **文献标识码** A

doi: 10.3788/AOS201737.0706003

Algorithm of Coherent Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing-Passive Optical Network System Based on Optical-Comb Wave

Chen Rongrong, Kuang Caixia, Ma Junjie, Wang Min, Lin Rujian, Zhang Qianwu

Key Laboratory of Specialty Fiber Optics and Optical Access Networks, Shanghai University, Shanghai 200072, China

Abstract A structure and a digital signal processing algorithm of orthogonal frequency division multiplexing-passive optical network (OFDM-PON) downstream coherent detection system based on optical-comb wave are studied. A multi-wavelength optical-comb wave generator is used as the source of optical line terminal. One of the wavelengths is used as OFDM signal carrier and its adjacent wavelength is used as local oscillation light. In this way, the optical phase noise cancellation is achieved in coherent reception at optical network unit. Since the carrier offset and optical phase noise are avoided, the digital signal processing can be simplified. The comparison of the performance of three phase estimation algorithms, which are pilot aided (PA) algorithm, maximum likelihood (ML) algorithm and PA+ML algorithm, are carried out. It is found that the performance of the PA+ML algorithm is far more better. It can reduce the number of pilot subcarriers to 2 and the receiver sensitivity can be improved to -30 dBm. The hardware and software designs of the OFDM-PON system are expected to be a promise solution for the next generation optical access networks.

Key words optical communications; orthogonal frequency division multiplexing-passive optical network; optical-comb wave; in-phase quadrature modulator; coherent receiver; pilot; maximum likelihood estimation

OCIS codes 060.1660; 060.2380; 060.2330; 060.4080

1 引 言

自 2007 年以来,在无源光网(PON)的技术发展中,相干光正交频分复用-无源光网(OFDM-PON)因具有频谱高效性、带宽调度的高精细度和灵活性以及对光纤信道色散的抵抗能力,引起了国内外许多科研工作

收稿日期: 2017-03-03; **收到修改稿日期:** 2017-03-22

基金项目: 国家自然科学基金国际合作项目(61420106011)、国家自然科学基金(61132004,61275073)、上海市科委项目(16511104100,16YF1403900,15511105400,15530500600)

作者简介: 陈荣荣(1990—),女,硕士研究生,主要从事光接入网方面的研究。E-mail: rongrongchen1990@163.com

导师简介: 汪 敏(1953—),男,博士,教授,博士生导师,主要从事光接入网方面的研究。E-mail: wangmin@staff.shu.edu.cn

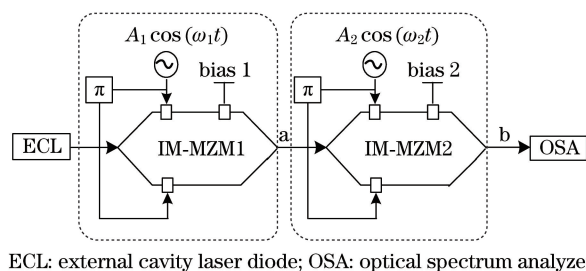
者的广泛兴趣。但是,OFDM-PON 也存在一些缺点,如 OFDM 信号调制/解调实现的复杂性和直接检测光链路损耗的容限很低等。目前,OFDM 信号调制/解调实现的复杂性问题已经得到了解决^[1-3];关于直接检测光链路损耗容限低的问题至今仍未解决,出现该问题的根本原因是:正交频分复用-多进制正交幅度调制(OFDM-MQAM)信号是众多具有正交子载波的集合,实际上是一种模拟信号(波形类似限带白噪声),它对光波的调制属于模拟调制,光调制器非线性失真限定的光调制制度很低(通常不能超过 30%),导致直接检测光接收机的接收灵敏度不理想,光链路损耗容限无法高于 15 dB,因此远不能满足下一代光接入网(例如 10G-EPON、XGPON、NGPON-2)对光链路损耗 24~32 dB 的要求^[4]。为了改善光接收机灵敏度并提高光链路损耗容限,可合理利用和发展光相干检测机制。迄今为止,本振(LO)光可以很容易地从光线路终端(OLT)获得,国际上对光相干检测在 PON 中的应用几乎完全集中在上行通道的自零差检测上。对于下行传输,传统的相干内差检测则要求在光网络单元(ONU)中安装独立的激光器来提供 LO 光,但是独立运行的激光器不可避免地会与发送光源有频率差异,并产生较强的光相位噪声,因此不得不依赖复杂的数字信号处理(DSP)单元来进行频率偏移和光相位噪声估计(CPE),否则无法对 OFDM 信号进行解调^[5]。因此,考虑成本,通常不主张在 OFDM-PON 的下行通道中采用相干检测技术。当为了增大链路损耗容限而不得不启用相干检测技术时,必须通过新思路来完成对 ONU 端 LO 光功率的远供,以避免采用独立运行的 LO 激光器并简化了 DSP 中的 CPE 算法^[6]。

本文提出了以光梳状谱发生器作为 OLT 的光源向 ONU 提供 LO 光功率,并且为 DSP 开发了简单有效的 CPE 算法。首先论述 C 波段 16 波长相干光梳的设计和具有光相位噪声抵消功能的 OFDM 外差检测系统的实现方案。由于光梳状谱输出的 16 根波长是由单波长光源转换过来的,因此具有与单波长光源相同的相位噪声,可在相干接收端实现光相位噪声的抵消。接着以此为实验平台,选择、编写和实验比较了包括导频辅助(PA)估计、最大似然(ML)估计和 PA+ML 算法联合 3 种 CPE 算法的相位估计,证明了 PA+ML 算法的优越性,该方法可以获得 -30 dBm 的接收灵敏度。

2 基于级联马赫-曾德尔(IM-MZM)光梳状谱发生器的原理

在波分复用(WDM)PON 通信系统中,光梳状发生器被当作一种很有潜力的光源,单波长光源经过光梳状谱发生器后会产生多个不同波长的光波,并且相邻波长的间隔是一致的,这在很大程度上缩减了光源的成本。因此光梳状发生器得到广泛的研究和应用,特别是各谱线间的相干性使它适用于相干光通信系统^[7]。

光梳状谱发生器的产生原理包括基于同相正交(IQ)循环移频和 IM-MZM 等方法^[8]。实验系统的光梳状谱发生器主要基于级联 IM-MZM 的方式,其原理图如图 1 所示。



ECL: external cavity laser diode; OSA: optical spectrum analyzer

图 1 级联 IM-MZM 光梳状谱发生器原理图

Fig. 1 Principle diagram of optical-comb spectral generator based on cascaded IM-MZMs

由图 1 可见,两个 MZM 工作在推挽模式,即上下臂的相移是相反的。波长为 1550 nm 种子光 ECL 先进入第一个强度调制器,其输出可表示为

$$E_a(t) = E_{in}(t) \sin \left[\frac{A_1 \cos(\omega_1 t)}{V_\pi} \pi \right] = 2E_{in}(t) \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^{m-1} J_{2m-1}(\beta_1) \cos[(2m-1)\omega_1 t] \right\}, \quad (1)$$

式中 $E_{in}(t)$ 为输入光强度; ω_1 为光波频率; $J_{2m-1}(\cdot)$ 为 $2m-1$ 级贝塞尔函数; A_1 为调制度; $\beta_1 = \pi(A_1/V_\pi)$ 为调制系数,其中 V_π 为半波电压,即当光波相位发生反转时所需的调制电压。(1)式只含奇次谐波,这里只讨

论一阶和三阶谐波, $J_1(\beta)$ 和 $J_3(\beta)$ 的贝塞尔函数曲线如图 2 所示, 当 $\beta_1 = 3.0545$ 时, 对应图 2 中的交点, 此时可以得到 $J_1(\beta_1) = J_3(\beta_1)$, 则(1)式可简化为

$$E_a(t) = 2E_{in}(t)[J_1(\beta_1)\cos(\omega_1 t) - J_3(\beta_1)\cos(3\omega_1 t)] =$$

$$E_c \exp(j\omega_c t) \{J_1(\beta_1)[\exp(j\omega_1 t) + \exp(-j\omega_1 t)] - J_3(\beta_1)[\exp(j3\omega_1 t) + \exp(-j3\omega_1 t)]\} =$$

$$E_c \{J_1(\beta_1)\{\exp[j(\omega_c + \omega_1)t] + \exp[j(\omega_c - \omega_1)t]\} - J_3(\beta_1)\{\exp[j(\omega_c + 3\omega_1)t] + \exp[j(\omega_c - 3\omega_1)t]\}\}, \quad (2)$$

式中 E_c 为光波的幅度, ω_c 为光波的频率。

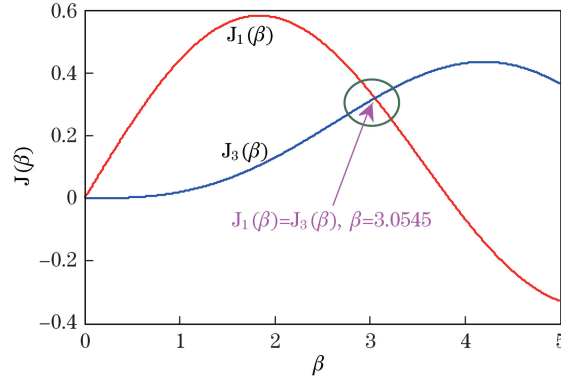


图 2 $J_1(\beta)$ 和 $J_3(\beta)$ 的贝塞尔函数曲线

Fig. 2 Bessel function curves of $J_1(\beta)$ and $J_3(\beta)$

根据(2)式可得一级 MZM 的 4 波长光谱的谱线如图 3 所示, 分别为 $\omega_c + \omega_1, \omega_c - \omega_1, \omega_c + 3\omega_1, \omega_c - 3\omega_1$ 。将 4 根平坦谱线作为第二个强度调制器的光输入, 以 $\omega = \omega_c + \omega_1$ 为例, 第二个强度调制器的输出为

$$E_{b-1}(t) = E_{a-1}(t) \sin[\pi A_2 \cos(\omega_2 t) / V_\pi] =$$

$$E_c J_1(\beta_1) \exp[j(\omega_c + \omega_1)t] \sin[\pi A_2 \cos(\omega_2 t) / V_\pi] \approx$$

$$E_c J_1(\beta_1) \exp[j(\omega_c + \omega_1)t] \times 2[J_1(\beta_2) \cos(\omega_2 t) - J_3(\beta_2) \cos(3\omega_2 t)] =$$

$$E_c \{J_1(\beta_1) J_1(\beta_2) \exp[j(\omega_c + \omega_1 + \omega_2)t] + J_1(\beta_1) J_1(\beta_2) \exp[j(\omega_c + \omega_1 - \omega_2)t] -$$

$$J_1(\beta_1) J_3(\beta_2) \exp[j(\omega_c + \omega_1 + 3\omega_2)t] - J_1(\beta_1) J_3(\beta_2) \exp[j(\omega_c + \omega_1 - 3\omega_2)t]\}, \quad (3)$$

式中 β_2 为第二调制器的调制系数, $E_{a-1}(t)$ 为第二个强度调制器的输出。基于相同的原理, 其他 3 根谱线进入第二个强度调制器后分别产生 4 根谱线, 当满足 $J_1(\beta_1) = J_3(\beta_1) = J_1(\beta_2) = J_3(\beta_2)$ 时, 可产生 16 根平坦的谱线。梳状谱发生器的 16 个波长的光谱如图 4 所示, 谱线成份为 $\omega_c + \omega_1 + \omega_2, \omega_c + \omega_1 - \omega_2, \omega_c - \omega_1 + \omega_2, \omega_c - \omega_1 - \omega_2, \omega_c + \omega_1 + 3\omega_2, \omega_c + \omega_1 - 3\omega_2, \omega_c - \omega_1 + 3\omega_2, \omega_c - \omega_1 - 3\omega_2, \omega_c + 3\omega_1 - \omega_2, \omega_c + 3\omega_1 + \omega_2, \omega_c - 3\omega_1 - \omega_2, \omega_c - 3\omega_1 + \omega_2, \omega_c + 3\omega_1 + 3\omega_2, \omega_c + 3\omega_1 - 3\omega_2, \omega_c - 3\omega_1 + 3\omega_2, \omega_c - 3\omega_1 - 3\omega_2$ 。实验系统中, $\omega_1 = 2\pi \times 6.25$ GHz, $\omega_2 = 4\omega_1 = 2\pi \times 25$ GHz, 产生的 16 根谱线的频谱间隔为 12.5 GHz (0.1 nm)。16 个波长实际上是单波长光源的复制, 因此与单波长光源有相同的线宽和相干性。

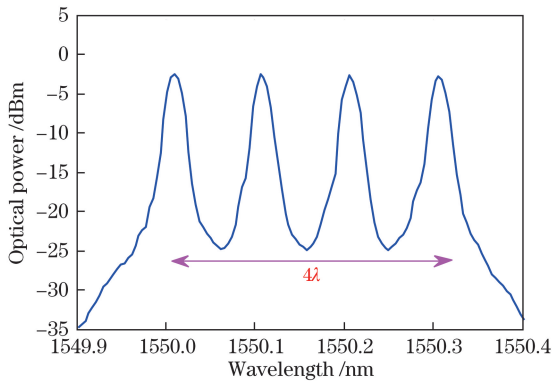


图 3 一级 MZM 的 4λ 光谱

Fig. 3 4λ spectrum of first-order MZM

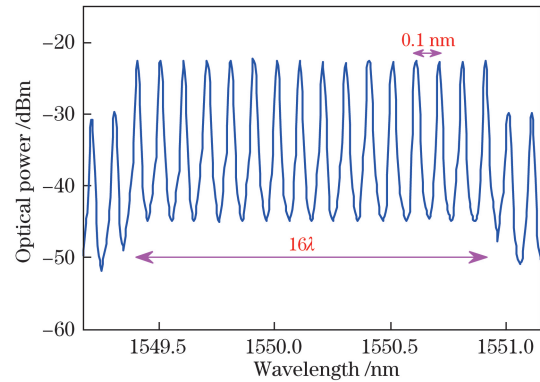


图 4 梳状谱发生器的 16λ 光谱

Fig. 4 16λ spectrum of comb generator

3 相干 OFDM-PON 系统的实验装置

基于光梳状谱的相干 OFDM-PON 传输系统框图如图 5 所示,光梳状谱发生器作为系统的光源,可以产生 16 根平坦的光波谱线,相邻波长信道的间隔为 0.1 nm (12.5 GHz), 16 根波长经过 WDM(1×16)分离出来,其中 λ_1 和 λ_2 分别为相干接收机的信号光和 LO 光的波长。系统采用的 IQ 调制器结构如图 6 所示,将任意波形发生器输出的两路 2.5 GHz 带宽的 OFDM 实部信号和虚部信号分别加载到 IQ 调制器的端口 I 和端口 Q,产生已调制了正交频分复用-16 进制正交振幅调制(OFDM-16QAM)的信号光。同时通过正交偏振分接-复接器形成波长与信号光相同(λ_1)的连续导频光。系统中采用一个射频正弦波信号来驱动相位调制器 (PM),对 LO 光(λ_2)进行相位调制,以抑制光纤中的受激布里渊散射,该方法可以将 LO 光的入纤光功率提高到 12 dBm^[9]。 λ_1 和 λ_2 两路光波再经过 WDM 合束后进入 25 km 的传输光纤。

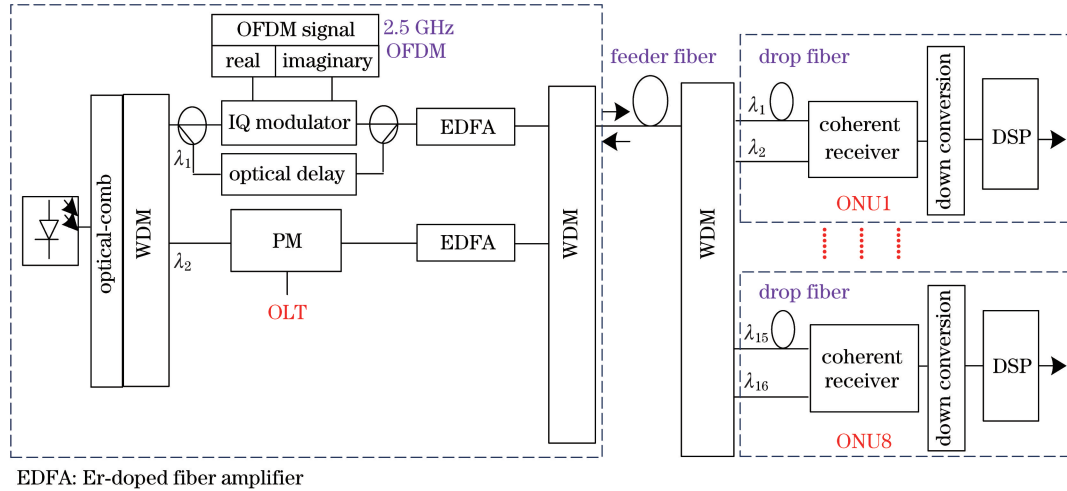


图 5 基于光梳状谱的相干 OFDM-PON 传输系统框图

Fig. 5 Block diagram of coherent OFDM-PON transmission system based on optical-comb spectrum

在接收端,两路光波经 WDM 分离后分别进入相干接收机的信号端和 LO 端,当光梳状谱发生器中 IM-MZM1 和 IM-MZM2 的驱动信号分别为 6.25 GHz 和 25 GHz 的单载波射频信号时,光梳状谱输出的 16 个光波的频谱间隔为 12.5 GHz (0.1 nm),因此 λ_1 和 λ_2 这对相邻光波存在 12.5 GHz 的频差,相干接收机的端口 I 和 Q 输出信号的频谱图如图 7 所示,其中 12.5 GHz 中频载波由导频光与 LO 光的差拍产生;带宽为 2.5 GHz 的上边带 OFDM 信号由信号光与 LO 光差拍产生,其电信噪比大约为 22 dB。接下来,通过硬件实验将中频 OFDM-16QAM 信号通过下变频方案转换为基带信号。图 8 为下变频方案的原理图,利用带宽为 12.5 MHz、中心频率为 12.5 GHz 的带通滤波器从输出端 I 路信号 $I(t)$ 中提取 12.5 GHz 的中频载波,提取的中频载波经放大、移相和分路后作为 LO 信号提供给混频器,混频后再通过低通滤波和电容隔直将中频 OFDM 信号变换成如图 9 所示的基带 OFDM 信号 I' ,其功率幅度约为 -30 dBm,带宽为 2.5 GHz,电信噪比为 22 dB。在 Q 端口输出信号 $Q(t)$ 进入一个 3 dB 的衰减器,可保证混频后的信号功率与 I 端口具有相同

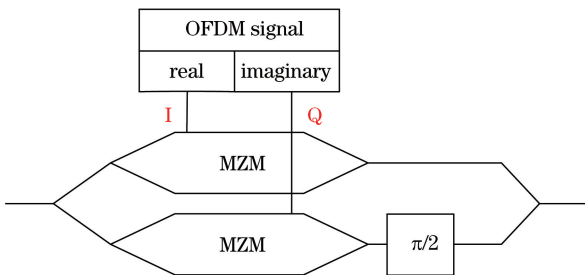


图 6 IQ 调制器结构图

Fig. 6 IQ modulator structure

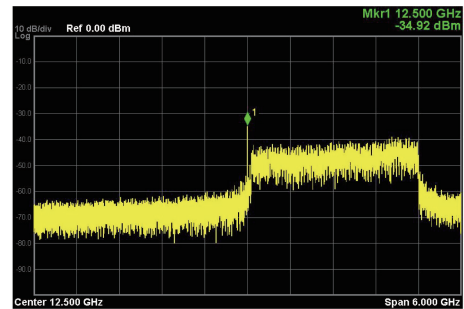


图 7 上边带 OFDM 信号

Fig. 7 Upper sideband OFDM signal

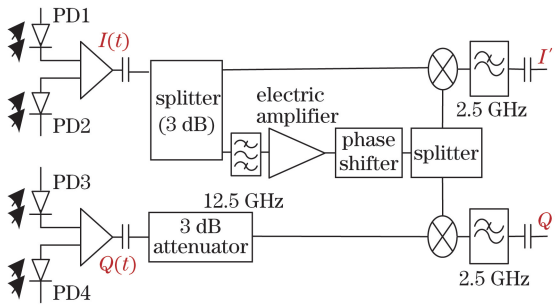


图 8 下变频方案原理图

Fig. 8 Schematic of down conversion scheme

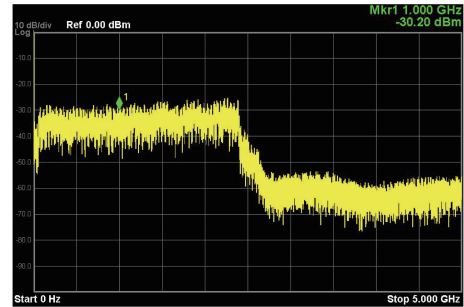


图 9 基带 OFDM 信号

Fig. 9 Baseband OFDM signal

的信号功率(I 端口后接 3 dB 衰减的分路器)。Q 端口的中频信号采用类似下变频方案,中频信号与 I 端口提取的 12.5 GHz 中频载波混频后得到基带的 OFDM 信号 Q' 。这种下变频方案的优点是滤波器提取的 12.5 GHz 中频载波和 OFDM 边带信号含有相同的电相位噪声,在混频的过程中可实现电相位噪声的抵消,而这些电相位噪声主要是由信号光和 LO 光的时延差产生的光相位噪声产生的,因此可简化后续的 DSP 过程。以此类推,利用两个波长即可实现下行通信,光梳状谱共产生 16 根谱线,可以实现 8 组下行传输,总传输速率提高了 8 倍。图中 PD 为光电探测器。

4 DSP 算法的原理和结果分析

4.1 OFDM 信号的调制和解调

图 10 为 OFDM 信号的产生过程示意图,首先利用伪随机二进制序列(PRBS)编码产生随机的 0-1 码作为发送端数据流,其阶数为 11,将这些串行的数据流转换成并行数据并映射为 16QAM,映射完成后根据需要在数据中插入导频信息,再通过傅里叶逆变换(IFFT)产生时域 OFDM 信号。此外,还要给时域信号添加循环前缀和训练序列,最后将数据送入数模转换器(DAC),产生的模拟信号用于驱动 IQ 调制器。循环前缀的作用是消除光纤色散导致的符号间干扰。训练序列用于接收端的符号同步和信道估计。OFDM 信号的解调过程示意图如图 11 所示,解调过程与产生过程相反,其中 DSP 算法对系统性能的提高有很大的帮助,其有效性和算法的简单性直接决定后续硬件实现的可行性^[10]。图 11 中 FFT 代表傅里叶变换,ADC 为模数转换器。

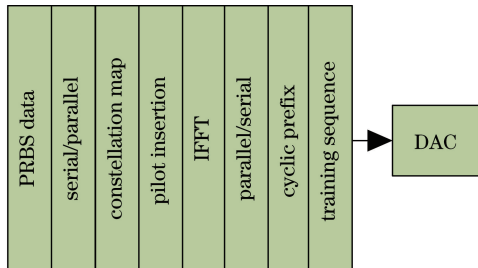


图 10 OFDM 信号的产生过程示意图

Fig. 10 Schematic of OFDM signal generation process

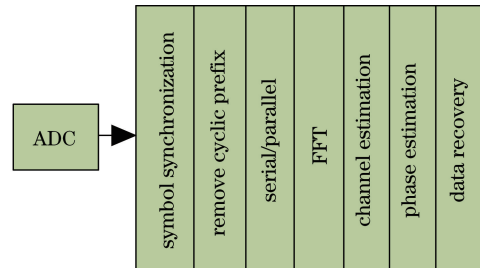


图 11 OFDM 信号的解调过程示意图

Fig. 11 Schematic of OFDM signal demodulation process

4.2 PA 算法的原理

PA 算法的基本原理是:在发射端 OFDM 信号产生过程中加入导频数据,图 12 所示为插入 4 个导频的 OFDM 信号,插入的位置分别为第 5, 25, 45, 57 号子载波。假设插入导频的数目为 N_p ,按(4)式计算接收端导频数据和发射端导频数据的相位差,得到所有导频数据相位差的平均值即为估计出的相位值 ϕ_i ,最后用这个相位值补偿接收的 OFDM 信号^[11]。 ϕ_i 可表示为

$$\phi_i = \frac{1}{N_p} \sum_{k=1}^{N_p} [\arg(r_{ik}^p) - \arg(s_{ik}^p)], \quad (4)$$

式中 r_{ik}^p 为接收端第 k 个导频、第 i 个符号的数据; s_{ik}^p 为发送端第 k 个导频、第 i 个符号的数据, $\arg(\cdot)$ 代表取平均。

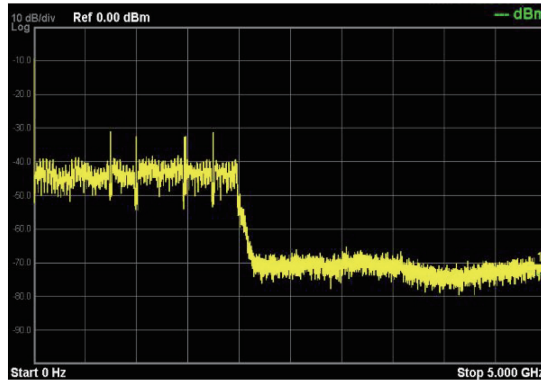


图 12 插入 4 个导频的 OFDM 信号

Fig. 12 OFDM signal with four pilots

4.3 ML 估计算法的原理

ML 算法用于相位估计,主要是基于判决的数据处理思想,ML 估计算法的原理^[12]如图 13 所示,该算法中每个符号的相位估计值可表示为

$$\phi'_i = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \arg(r'_{ik} r_{ik}^*), \quad (5)$$

式中 N 为数据子载波的个数, r_{ik}^* 为接收端第 k 个子载波、第 i 个符号数据的共轭; r'_{ik} 为利用 PA 算法进行相位补偿后第 k 个子载波、第 i 个符号的数据。

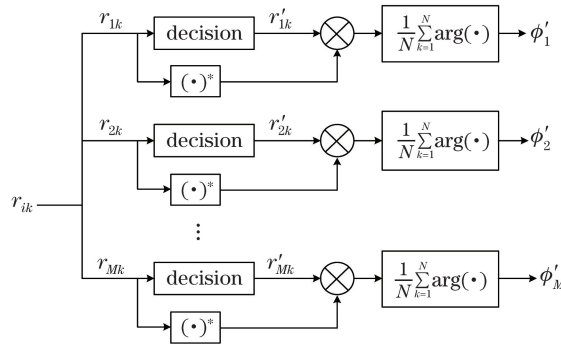


图 13 ML 算法的原理图

Fig. 13 Principle diagram of ML algorithm

假设每帧 OFDM 信号有 M 个符号,每个符号有 N 个数据子载波,实验中需要逐一对每个符号进行处理,首先对每个符号进行判决得到 r'_{ik} ,再将接收数据和判决数据进行共轭相乘,最后按照(5)式得到每个符号的相位估计值,再对每个符号数据进行相位补偿。

4.4 PA+ML 算法的原理

PA+ML 算法主要是将 PA 和 ML 两种算法结合起来进行两级相位估计,其原理如图 14 所示。接收的 OFDM 数据先经过 PA 算法得到 ϕ_i ,再利用 ML 算法对经过相位补偿后的数据进行处理,最终得到 OFDM 信号。

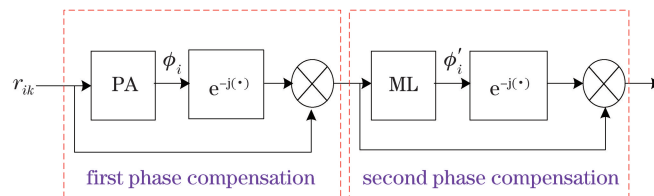


图 14 PA+ML 算法的原理图

Fig. 14 Principle diagram of PA+ML algorithm

4.5 实验结果分析与讨论

在接收端,中频 OFDM-16QAM 信号通过硬件实验下变频后得到基带信号,利用 20 GSa/s 示波器采集该基带的 OFDM-16QAM 时域信号,每帧有 80 个 OFDM 符号,每个符号有 64 个子载波传输数据,每个子载波上均调制 4 bit 的 16QAM 信号,共采集 186 帧。表 1 为不同导频数目下发射端 OFDM 信号中插入导频的位置,实验中 OFDM 采用 64 个子载波进行传输,由于导频的个数以及导频的插入位置会影响相位估计的性能,理论上导频数目越多,相位估计值也越准确,但同时信号带宽的利用率越小,传输速率相对减小。图 15 为导频位置分布图,假设导频数目为 6,占据的位置为第 5,13,25,37,45,57 号子载波,如图 15 中红线所示,64 个子载波中有 6 个为导频,实际上只有 58 个子载波用于传输数据信息,因此传输的速率降低了。导频位置的选择是相对平均的,应选取间隔大致相同的子载波作为导频的位置。图 16 为误码率(BER)与插入导频数目的关系曲线,由图可见,导频数目越大,BER 越小,性能也越稳定。当 $N_p \geq 2$ 时,BER 趋于稳定。与 PA 算法相比,PA+ML 算法可以获得更小的 BER,当接收光功率为 -24 dBm 且 $N_p=2$ 时,PA+ML 的 BER 达到 0.00085389。图 17 为 BER 与接收光功率的关系曲线图,随着接收光功率的增加,系统的 BER 逐渐减小。以前向纠错(FEC)门限 $X_{BER} = 3.8 \times 10^{-3}$ 为定义接收机灵敏度的判据,发现 PA+ML 算法的接收机灵敏度可达到 -30 dBm,与 PA 算法($N_p=2$) 相比提高了 4 dB,与 ML 算法相比提高了 6 dB 以上,保证了 OFDM-PON 系统具有较高的光功率预算。此外,PA 和 ML 算法都是计算复杂度比较低的相位估计算法,有利于硬件的实现。

表 1 导频在子载波中的位置
Table 1 Position of pilots in subcarrier

Number of pilots	Position of pilots
1	25
2	5, 45
3	5, 25, 57
4	5, 25, 45, 57
5	5, 13, 25, 45, 57
6	5, 13, 25, 37, 45, 57
7	5, 13, 17, 25, 37, 45, 57
8	5, 13, 17, 25, 37, 45, 49, 57
9	5, 9, 13, 17, 25, 37, 45, 49, 57

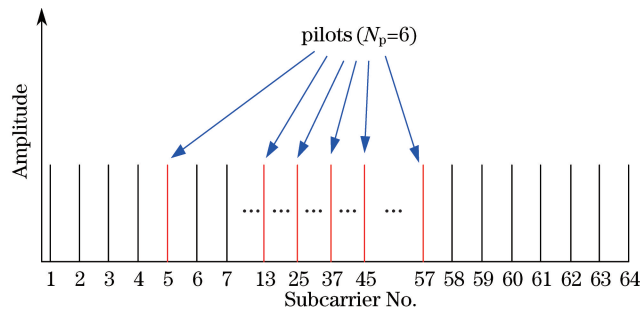


图 15 导频位置分布图($N_p=6$)

Fig. 15 Position distribution of pilots ($N_p=6$)

图 18 为接收光功率为 -26 dBm 时不同算法下的星座图,图 18(a)为不加任何相位估计算法的星座图,图上矢量点比较扩散,容易引起判决错误,故传输性能较差。图 18(b)、(c)中星座图上的矢量点比较聚集,表明 BER 有所降低。PA+ML 算法下的星座图如图 18(d)所示,与图 18(a)~(c)相比,PA+ML 算法的性能最好。各种算法的 BER 性能从高到低依次为 ML 算法、PA 算法和 PA+ML 算法。不加任何算法的 $X_{BER}=0.02$,PA+ML 算法的 $X_{BER}=0.00023522$,表明 PA+ML 算法使 OFDM-PON 系统的性能提升了 2 个数量级。

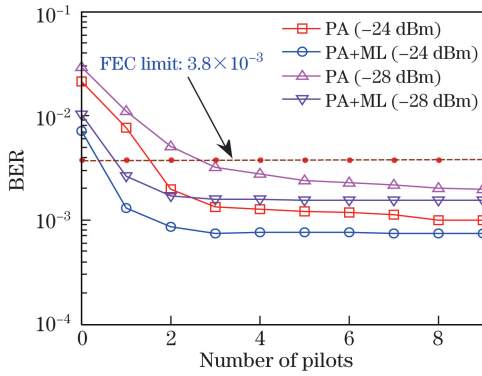


图 16 BER 随导频个数的变化

Fig. 16 Variation in BER with number of pilots

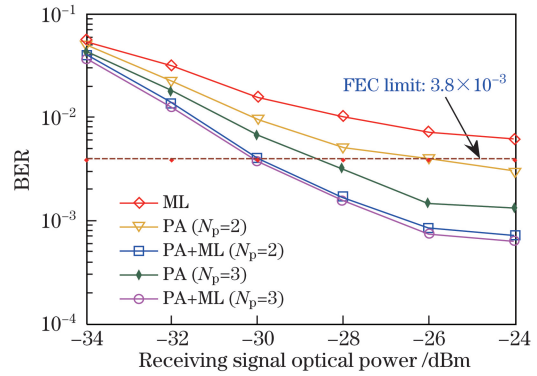


图 17 BER 随接收信号光功率变化(LO 光为功率 8 dBm)

Fig. 17 Variation in BER with receiving signal optical power (power of LO light is 8 dBm)

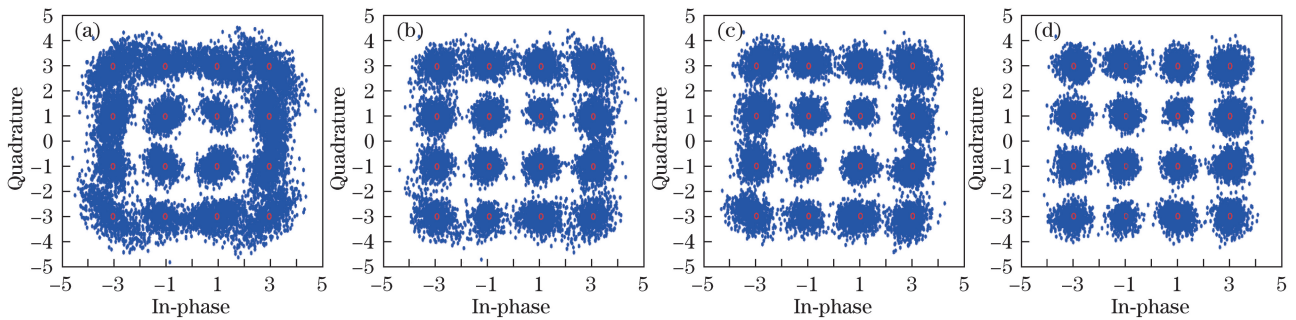


图 18 不同算法下的星座图(接收光功率为-26 dBm)。(a) 无算法($X_{BER}=0.02$)；(b) ML 算法($X_{BER}=0.0052$)；
(c) PA 算法($X_{BER}=0.0023$)；(d) PA+ML 算法($X_{BER}=0.00023522$)

Fig. 18 Constellation diagrams of different algorithms (receiving optical power is -26 dBm).

(a) Without algorithm ($X_{BER}=0.02$)；(b) ML algorithm ($X_{BER}=0.0052$)；

(c) PA algorithm ($X_{BER}=0.0023$)；(d) PA+ML algorithm ($X_{BER}=0.00023522$)

由实验结果可得,16QAM-OFDM 信号的带宽为 2.5 GHz, 其中 62 个子载波用于传输数据信息,2 个子载波用于导频估计,传输速率可以达到 9.6875 Gbit/s。

5 结 论

提出一种基于光梳状谱的相干 OFDM-PON 下行传输系统和 PA+ML 算法。由数学表达式分析和讨论了光梳状谱发生器的基本原理,并把梳状谱作为系统的光源,减小了 OLT 中激光器的数目,去除了 ONU 中传统相干检测所需要的本地激光器,从而大幅降低了系统成本,提高了系统的传输速率。梳状谱输出的 16 根谱线具有相同的相位和线宽,在相干检测中实现了相位噪声的相互抵消,简化了 DSP 算法。通过实验论证了该相干通信系统的有效性和可行性,该方法具有较好的应用前景。提出了 PA 算法和 ML 算法相结合的相位估计算法,即 PA+ML 算法。基于上述的相干 OFDM-PON 系统实验平台,将 PA+ML 算法与 ML、PA 算法进行比较,发现 PA+ML 算法最优,该算法可使 OFDM-PON 系统获得 -30 dBm 的接收机灵敏度。这种基于相干光梳的 IQ 调制-外差检测下行光路和基于 PA+ML 算法的 OFDM 解调软件构成了一种新型的 OFDM-PON 下行传输体制,具有超过 30 dB 量级的链路损耗容限,为下一代光接入网提供了一种好的解决方案。

参 考 文 献

- [1] Lin R J. Next generation PON in emerging networks[C]. Optical Fiber Communication Conference, 2008: OWH1.
- [2] Lee K, Thai C T D, Rhee J K K. All optical discrete Fourier transform processor for 100 Gbps OFDM transmission[J]. Optics Express, 2008, 16(6): 4023-4028.

- [3] Shieh W, Bao H, Tang Y. Coherent optical OFDM: Theory and design[J]. Optics Express, 2008, 16(2): 841-859.
- [4] Mao M Z, Chen R R, Kuang C X, *et al.* Performance analyses on OFDM-PON in coherent detection schemes[J]. WSEAS Transactions on Communications, 2016, 15: 37-47.
- [5] Chen R R, Kuang C X, Song Y X, *et al.* Experimental demonstration of a cost effective bidirectional coherent OFDM-PON[C]. Opto-Electronics and Communications Conference (OECC) Held Jointly with 2016 International Conference on Photonics in Switching (PS), 2016: WA2-13.
- [6] Kuang Caixia, Chen Rongrong, Song Yingxiong, *et al.* Research on throughput potential of OFDM-PON uplink based on RSOA[J]. Acta Optica Sinica, 2016, 36(9): 0906002.
邝彩霞, 陈荣荣, 宋英雄, 等. 基于反射式半导体光放大器的 OFDM-PON 上行通道吞吐潜力[J]. 光学学报, 2016, 36(9): 0906002.
- [7] Chen C, Zhang C F, Zhang W, *et al.* Scalable and reconfigurable generation of flat optical comb for WDM-based next-generation broadband optical access networks[J]. Optics Communications, 2014, 321(12): 16-22.
- [8] Li H N, Song Y X, Li Y C. Performance analysis and experimental study on flat optical comb generation[J]. Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science, 2013, 11(1): 28-39.
- [9] Huang Y N, Mao M Z, Lin R J, *et al.* Experimental demonstration of 100/40 Gb/s OFDM-PON with bi-directional low-cost coherent detection[C]. Asia Communications and Photonics Conference, 2015: AM1F.2.
- [10] Zhou X, Long K P, Li R, *et al.* A simple and efficient frequency offset estimation algorithm for high-speed coherent optical OFDM systems[J]. Optics Express, 2012, 20(7): 7350-7361.
- [11] Yi X W, Shieh W, Tang Y. Phase estimation for coherent optical OFDM[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2007, 19(12): 919-921.
- [12] Shieh W. Maximum-likelihood phase and channel estimation for coherent optical OFDM[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2008, 20(8): 605-607.