

# 基于线性相位插值的增强型载波相位估计算法

钟康平<sup>1,2</sup> 李唐军<sup>1,2</sup> 孙 剑<sup>1,2</sup> 贾 楠<sup>1,2</sup> 王目光<sup>1,2\*</sup>

(<sup>1</sup> 北京交通大学全光网络与现代通信网教育部重点实验室, 北京 100044)  
<sup>2</sup> 北京交通大学光波技术研究所, 北京 100044)

**摘要** 提出一种基于线性相位插值(LPI)的增强型载波相位估计(CPE)算法,并对其在 112 Gb/s 偏振复用 16 进制正交幅度调制(DP-16QAM)系统中的性能进行了仿真和实验研究。该算法在基于数据块平均的 CPE 算法基础上,通过对其获得的估计相位噪声进行 LPI,实现相位噪声估计准确度的大幅提升。仿真结果显示,基于 CPE 的增强型 CPE 算法的相位估计误差的方差比基于数据块平均的算法降低了 26%。同时,其线宽容忍度是基于数据块平均算法的 2 倍。在 112 Gb/s DP-16QAM 实验系统中对增强型算法进行了测试。实验结果表明,在误码率(BER)为  $3.8 \times 10^{-3}$  处,采用增强型算法时所需光信噪比(OSNR)比基于数据块平均算法降低了 0.7 dB。仿真与实验结果显示,基于 LPI 的 CPE 算法性能与基于窗口扫描算法相当,但增强型算法的硬件复杂度降低了 99.2%。

**关键词** 光通信;载波相位估计;相干检测;数字信号处理;正交幅度调制

**中图分类号** O436 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/AOS201333.0906012

## Improved Carrier Phase Estimation Algorithm Based on Linear Phase Interpolation

Zhong Kangping<sup>1,2</sup> Li Tangjun<sup>1,2</sup> Sun Jian<sup>1,2</sup> Jia Nan<sup>1,2</sup> Wang Muguang<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup> Key Laboratory of All Optical Network and Advanced Telecommunication Network, Ministry of Education, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China  
<sup>2</sup> Institute of Lightwave Technology, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China

**Abstract** An improved carrier phase estimation (CPE) algorithm based on linear phase interpolation (LPI) is proposed, and simulation and experiment are conducted for evaluating the performance of the proposed algorithm in a 112 Gb/s dual-polarization 16-ary quadrature amplitude modulation (DP-16QAM) system. A LPI function is used to deal with the obtained estimated phase noise in the algorithm based on CPE of block averaging for significantly improving the accuracy of CPE. Compared with the normal block averaging method, the variance of estimated phase error of the proposed algorithm is reduced by 26%, and the linewidth tolerance is 2 times compared with the algorithm based on block averaging. For a 112 Gb/s DP-16QAM experimental system, at  $3.8 \times 10^{-3}$  bit error rate (BER), a 0.7 dB reduction in terms of the required optical signal-to-noise ratio (OSNR) is demonstrated using the proposed algorithm based on CPE algorithm with respect to the normal block averaging algorithm. The performance of the proposed algorithm is comparable to the algorithm based on sliding window. However, hardware complexity is reduced by 99.2% in comparison with the algorithm based on sliding window.

**收稿日期**: 2013-03-26; **收到修改稿日期**: 2013-05-13

**基金项目**: 中央高校基本科研业务费北京交通大学(2009YJS005)、国家 863 计划(2007AA01Z258)、国家 973 计划(2010CB328206)、国家自然科学基金(61275052,60807003)、教育部新世纪优秀人才计划(NCET-09-0209)

**作者简介**: 钟康平(1987—),男,博士研究生,主要从事高速光通信、数字信号处理等方面的研究。

E-mail: zhongkangping1987@gmail.com

**导师简介**: 李唐军(1956—),女,博士,教授,主要从事高速光通信、光纤光栅和光纤传感等方面的研究。

E-mail: tjli@bjtu.edu.cn

\* **通信联系人**。E-mail: mgwang@bjtu.edu.cn

本文电子版彩色效果请详见中国光学期刊网 www.opticsjournal.net

**Key words** optical communications; carrier phase estimation; coherent detection; digital signal processing; quadrature amplitude modulation

**OCIS codes** 060.2330; 060.4510; 060.1660

## 1 引 言

载波相位估计(CPE)是相干光通信数字信号处理技术中的重要组成部分。载波相位估计的主要作用是完成对激光器相位噪声的估计与补偿,消除激光器相位噪声对于传输系统性能的影响<sup>[1-7]</sup>。CPE算法一般将数据序列等分成多个数据块进行处理,以降低放大自发辐射(ASE)噪声对相位估计性能的影响。然后,将每个数据块计算所得的估计相位作为该数据块中所有数据符号的估计相位,这种方法被称为数据块平均法<sup>[5]</sup>。基于数据块平均法的CPE算法的优点是硬件实现简单,但其线宽容忍度比较低。在使用窄线宽激光器的情况下,由于激光器致相位噪声变化速率较低,相近数据符号间的相位噪声差异不大,基于数据块平均法的CPE算法具有较好的CPE性能。但是当采用低成本分布反馈(DFB)激光器或者当激光器老化导致线宽增大时,激光器相位噪声变化速率上升,相近数据符号间的相位噪声差异较大,此时,基于数据块平均法的CPE算法相位估计准确度大大下降。为了提升线宽容忍度,研究人员提出采用基于窗口扫描法的CPE算法<sup>[6-7]</sup>,其原理是将每个数据块计算所得的估计相位仅作为位于数据块正中数据符号的估计相位,依次扫描计算出所有数据符号的估计相位。由于一次计算过程获得的估计相位仅作为数据块正中数据符号的估计相位,基于窗口扫描法的CPE算法能有效降低估计误差,实现较高的线宽容忍度。每种基于数据块平均法的CPE算法都可以改进成基于窗口扫描法的CPE算法,但是基于窗口扫描法的CPE算法硬件实现过于复杂,占用大量的数字信号处理硬件资源,现阶段很难应用于实际相干光通信系统。线性插值算法由于实现简单,占用硬件资源少的特点,在无线通信及光通信领域当中应用广泛。Dong等<sup>[8]</sup>将线性插值算法应用于正交频分复用系统,提出两种有效的信道估计算法。在光通信领域,Zhang等<sup>[9]</sup>将线性插值算法应用于光正交频分复用通信系统信道估计算法中,实现10 Gb/s直接检测光正交频分复用传输系统性能的提升。

本文将线性插值算法应用于高速单载波相干光通信系统的载波相位噪声估计算法当中,并提出一种基于线性相位插值(LPI)的增强型CPE算法。该

增强型CPE算法具有高的相位估计精确度和高的线宽容忍度。仿真和实验研究了基于LPI增强型算法在112 Gb/s偏振复用16进制正交幅度调制(DP-16QAM)系统中的性能,并对比分析了基于数据块平均法和窗口扫描法的CPE算法在相位估计时的精确度、线宽容忍度及硬件复杂度。

## 2 算法原理

图1为基于数据块平均法、窗口扫描法及LPI的三种不同CPE算法原理图。图1(a)为基于数据块平均法的CPE算法,即输入数据被分成多个等长的数据块,不同的数据块计算出不同的估计相位 $\hat{\varphi}_1, \hat{\varphi}_2, \hat{\varphi}_3, \dots$ ,将该数据块的估计相位作为该数据块中所有数据符号的估计相位,进行载波相位补偿。图1(b)为基于窗口扫描法的CPE算法,即固定长度的扫描窗口从数据序列始端开始每次向前推进一个数据符号,每次根据扫描窗口中的数据符号计算出的估计相位只作为位于数据窗口中间数据符号的估计相位,将计算出的每个数据符号的估计相位用

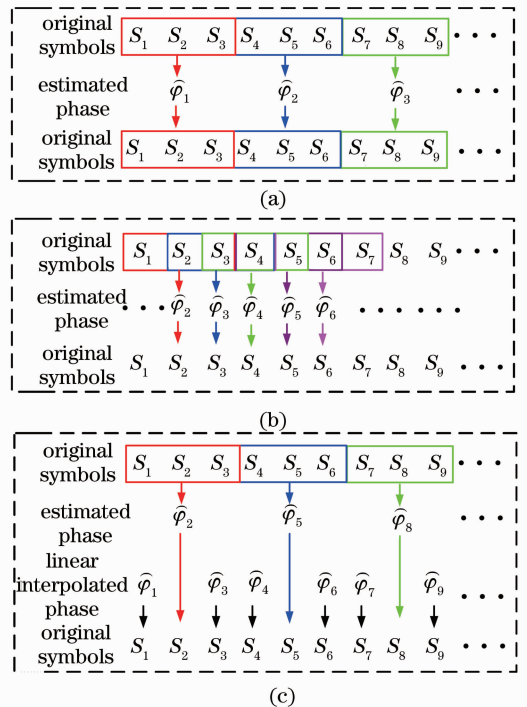


图1 不同CPE算法原理图。(a)数据块平均;  
(b)窗口扫描;(c)线性相位插值

Fig. 1 Schematic diagram of different CPE algorithms.

(a) Block averaging; (b) sliding window; (c) LPI

于相应数据符号的载波相位补偿。图 1(c) 为基于 LPI 的 CPE 算法, 即首先将数据序列分成多个等长数据块, 根据每个数据块中的所有数据符号计算获得相应数据块的估计相位, 并将其作为每个数据块正中数据符号的估计相位, 如图中所示的  $\hat{\varphi}_2$ 、 $\hat{\varphi}_5$  和  $\hat{\varphi}_8$ , 然后将正中数据符号估计相位根据(1)式进行线性插值计算, 得出其他数据符号的估计相位

$$\hat{\varphi}_{k+m}^{\text{LPI}} = \hat{\varphi}_k^{\text{BA}} + m \times \frac{(\hat{\varphi}_{k+2N}^{\text{BA}} - \hat{\varphi}_k^{\text{BA}})}{2N},$$

$$m = 0, \dots, 2N \quad (1)$$

式中  $\hat{\varphi}_{k+m}^{\text{LPI}}$  表示 LPI 计算获得的数据符号  $S_{k+m}$  的估计相位。  $\hat{\varphi}_k^{\text{BA}}$  与  $\hat{\varphi}_{k+2N}^{\text{BA}}$  分别表示基于数据块平均法的数据符号  $S_k$  和  $S_{k+2N}$  的估计相位, 其中  $S_k$  和  $S_{k+2N}$  分别为两个相邻等长数据块的正中数据符号。  $2N+1$  为每个等长数据块的长度。图 1(c) 中的  $\hat{\varphi}_1$ 、 $\hat{\varphi}_3$ 、 $\hat{\varphi}_4$ 、 $\hat{\varphi}_6$ 、 $\hat{\varphi}_7$  和  $\hat{\varphi}_9$  为经过线性相位插值之后得到的相应数据符号的估计相位, 然后将得到的估计相位用于载波相位补偿。

下面理论分析基于 LPI 的增强型 CPE 算法性能。激光器相位噪声  $\varphi(k)$  可以看作是(2)式的维纳过程:

$$\varphi(k) = \sum_{i=0}^k v_i, \quad (2)$$

式中  $v_i$  是均值为 0, 方差  $\sigma_v^2 = 2\pi(\Delta f \cdot T_s)$  的独立同分布高斯随机变量, 其中  $\Delta f$  表示激光器线宽,  $T_s$  表

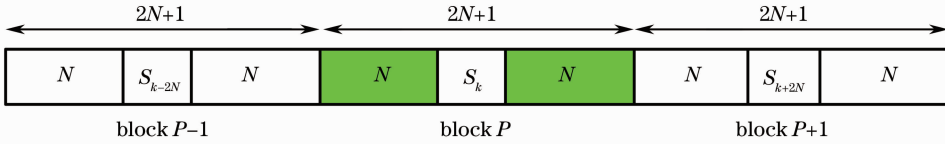


图 2 相邻等长数据块示意图

Fig. 2 Sketch map of adjacent isometric data

对于采用基于 LPI 的 CPE 算法, 根据(1)式可得第  $P$  数据块前半段中的数据符号  $S_{k-m}$  (其中  $m \in [0, N]$ ) 及后半段中的数据符号  $S_{k+m}$  (其中  $m \in [0, N]$ ) 的估计相位分别为

$$\hat{\varphi}^{\text{LPI}}(k-m) = \hat{\varphi}^{\text{BA}}(P-1) + (2N-m) \times \frac{\hat{\varphi}^{\text{BA}}(P) - \hat{\varphi}^{\text{BA}}(P-1)}{2N}, \quad (5)$$

$$\hat{\varphi}^{\text{LPI}}(k+m) = \hat{\varphi}^{\text{BA}}(P) + m \times \frac{\hat{\varphi}^{\text{BA}}(P+1) - \hat{\varphi}^{\text{BA}}(P)}{2N}. \quad (6)$$

因此, 第  $P$  数据块前半段中的数据符号  $S_{k-m}$  及后半段中的数据符号  $S_{k+m}$  (其中  $m \in [0, N]$ ) 的相位估计误差为

示符号周期。

图 2 为相邻的三个等长数据块, 每个数据块长度为  $2N+1$ 。位于数据块中间的数据符号分别用  $S_{k-2N}$ 、 $S_k$  和  $S_{k+2N}$  表示。基于数据块平均法的 CPE 算法将数据块内每个数据符号计算获得的估计相位的平均值作为整个数据块的估计相位。假设基于数据块平均法的 CPE 算法获得的每个数据块的估计相位等于该数据块正中数据符号的实际相位噪声, 即第  $P-1$ 、 $P$  和  $P+1$  数据块的估计相位  $\hat{\varphi}^{\text{BA}}(P-1)$ 、 $\hat{\varphi}^{\text{BA}}(P)$  和  $\hat{\varphi}^{\text{BA}}(P+1)$  分别等于数据符号  $S_{k-2N}$ 、 $S_k$  和  $S_{k+2N}$  的相位噪声  $\varphi(k-2N)$ 、 $\varphi(k)$  和  $\varphi(k+2N)$ 。因此, 可以得到采用基于数据块平均法的 CPE 算法第  $P$  数据块前半段中的数据符号  $S_{k-m}$  及后半段中的数据符号  $S_{k+m}$  (其中  $m \in [0, N]$ ) 的相位估计误差分别为

$$\Delta\varphi_{k-m}^{\text{BA}} = \varphi(k-m) - \hat{\varphi}^{\text{BA}}(k-m) = - \sum_{i=k-m+1}^k v_i, \quad (3)$$

$$\Delta\varphi_{k+m}^{\text{BA}} = \varphi(k+m) - \hat{\varphi}^{\text{BA}}(k+m) = \sum_{i=k+1}^{k+m} v_i, \quad (4)$$

式中  $\hat{\varphi}^{\text{BA}}(k-m)$  和  $\hat{\varphi}^{\text{BA}}(k+m)$  表示基于数据块平均法的 CPE 算法获得的数据符号  $S_{k-m}$  和  $S_{k+m}$  的估计相位。由(3)式和(4)式可知,  $\Delta\varphi_{k-m}^{\text{BA}}$  和  $\Delta\varphi_{k+m}^{\text{BA}}$  都是均值为 0, 方差为  $m\sigma_v^2$  的高斯随机变量。

$$\Delta\varphi_{k-m}^{\text{LPI}} = \varphi(k-m) - \hat{\varphi}^{\text{LPI}}(k-m) = \sum_{i=k-2N+1}^{k-m} v_i - \frac{m}{2N} \sum_{i=k-2N+1}^k v_i, \quad (7)$$

$$\Delta\varphi_{k+m}^{\text{LPI}} = \varphi(k+m) - \hat{\varphi}^{\text{LPI}}(k+m) = \sum_{i=k+1}^{k+m} v_i - \frac{m}{2N} \sum_{i=k+1}^{k+2N} v_i. \quad (8)$$

由(7)式和(8)式可知,  $\Delta\varphi_{k-m}^{\text{LPI}}$  和  $\Delta\varphi_{k+m}^{\text{LPI}}$  都是均值为 0, 方差为  $\frac{m(2N-m)}{2N}\sigma_v^2$  的高斯随机变量。

因此, 采用基于 LPI 的 CPE 算法的相位估计误差方差比采用基于数据块平均法的 CPE 算法的相位估计误差方差减小了  $(1 - \frac{2N-m}{2N})m\sigma_v^2$ 。对相邻两个数据块的估计相位的线性插值在一定程度上模拟

了激光器相位噪声的变化过程,能够降低相位估计误差方差,提升相位估计准确度,获得高的线宽容忍度。

LPI 是在基于数据块平均法的载波相位估计之后实现的,因此线性插值方法适用于多种多进制码型(QPSK、16QAM、64QAM 等)及对多种基于数据块平均法载波相位估计算法的改进,使其成为增强型 CPE 算法。本文将研究基于 LPI 和相位盲扫法(BPS)<sup>[7]</sup>的增强型 CPE 算法在 DP-16QAM 系统中的性能,其原理图如图 3 所示,其中,  $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_B$  分别表示  $B$  个探测相位;  $\varphi_b$  表示  $B$  个探测相位中的

其中一个。  $d_{i,b}$  表示经过旋转之后的第  $i$  个数据码元  $S_i$  与判决之后的码元在复平面的距离差,即  $d_{i,b} = S_i \exp(i\varphi_b) - [S_i \exp(i\varphi_b)]_{De}$   $= \sum_1^N |d_{i,b}|^2$ 。  $e_b = \sum_1^N |d_{i,b}|^2$  表示在使用探测相位  $\varphi_b$  情况下  $N$  个数据码元距离差的和,旨在降低 ASE 噪声对于相位噪声估计的影响。MUX 表示在  $[\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_B]$  中选取取  $e$  取值最小的探测相位,  $Q_{est}$  表示 CPE 算法计算得到的估计相位。

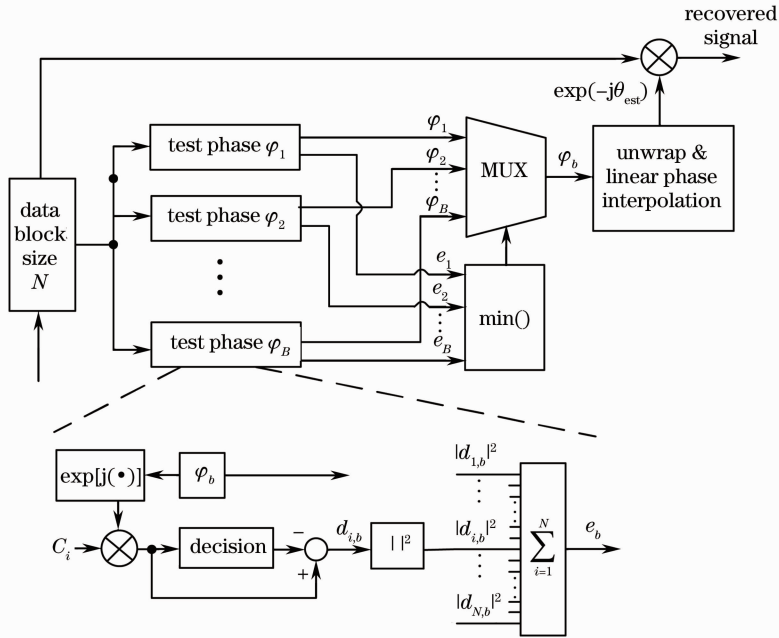


图 3 基于 LPI 的增强型 CPE 算法原理图

Fig. 3 Schematic diagram of the proposed improved CPE algorithm based on LPI

### 3 仿真分析

通过仿真软件搭建了 112 Gb/s DP-16QAM 仿真系统,用于测试基于 LPI 的增强型 CPE 算法性能,同时与基于数据块平均法和基于窗口扫描法的 CPE 算法进行了对比分析。在仿真系统中,采用维纳过程模拟激光器相位噪声。在激光器线宽为 2 MHz,信号光信噪比(OSNR,  $R_{SN}$ )为 19 dB 情况下,三种不同 CPE 算法相位估计精确度的对比如图 4 所示。三种算法中 BPS 采用的探测相位个数和数据块长度分别为 32 和 12。

图 4(a)为利用基于数据块平均法的 CPE 算法所获得的估计相位噪声与实际相位噪声的对比图。从图中可以看出,基于数据块平均法的 CPE 算法能够对相位噪声变化的大趋势进行准确估计,但是对于同一数据块内数据符号间及相邻数据块间相位噪

声变化趋势的估计准确度不高,以致影响整体相位估计准确度。图 4(b)为利用基于窗口扫描法的 CPE 算法获得的估计相位噪声与实际相位噪声的对比图。与图 4(a)相比,能够准确估计出相位噪声在数据符号之间的变化,大幅提升相位估计精确度,这主要得益于其针对每个数据符号逐一进行估计的方式。图 4(c)为利用基于 LPI 的 CPE 算法获得的估计相位噪声与实际相位噪声的对比图。从图中可以看出,针对估计相位的线性插值,能够实现与基于窗口扫描法的 CPE 算法相近的对数据符号之间相位噪声变化的估计准确度。图 4(d)对比了三种不同 CPE 算法相位估计误差的概率密度分布。从图中可知,基于 LPI 的 CPE 算法和基于窗口扫描法的 CPE 算法的相位估计误差范围相当,比基于数据块平均法的 CPE 算法能够实现更小的相位估计误差



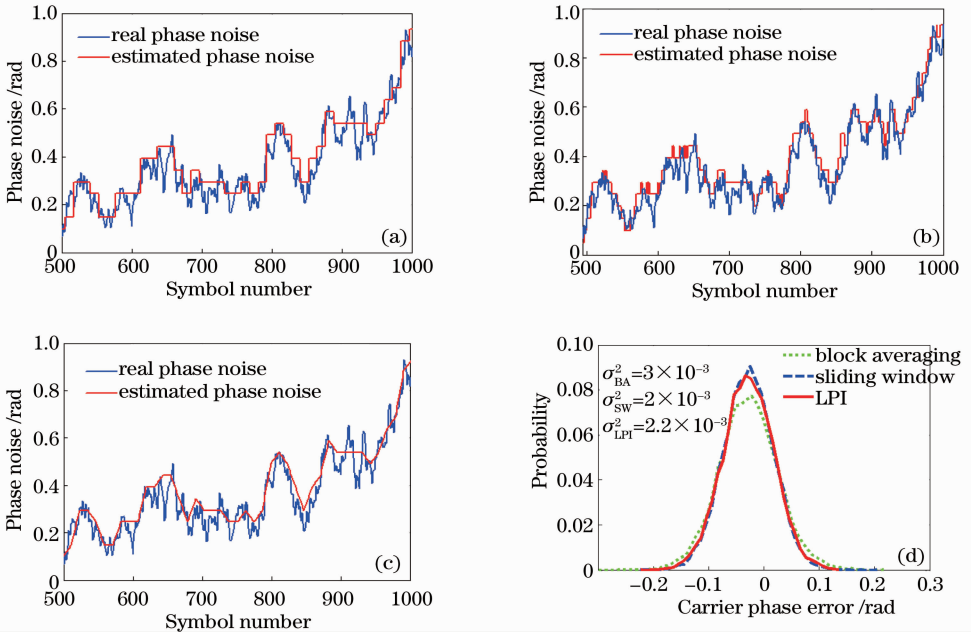


图 4 估计相位噪声与实际相位噪声对比图( $\Delta f=2$  MHz,  $R_{SN}=19$  dB)。(a)基于数据块平均法的 CPE 算法;(b)基于窗口扫描法的 CPE 算法;(c)基于 LPI 的 CPE 算法;(d)三种不同 CPE 算法相位估计误差概率密度分布

Fig. 4 Comparison of real phase noise and estimated phase noise by using different CPE algorithms. ( $\Delta f=2$  MHz,  $R_{SN}=19$  dB) (a) Based on block averaging; (b) based on sliding window; (c) based on LPI; (d) probability density distribution of carrier phase error of different CPE algorithms

范围。同时,基于 LPI 的 CPE 算法的 CPE 误差的方差( $\sigma_{LPI}^2=2.2 \times 10^{-3}$ ,与基于窗口扫描法的 CPE 算法的载波相位估计误差的方差( $\sigma_{SW}^2=2 \times 10^{-3}$ )相当,比基于数据块平均法的 CPE 算法的 CPE 误差的方差  $\sigma_{BA}^2=3 \times 10^{-3}$  降低了 26%。

图 5 是仿真分析的采用三种不同 CPE 算法的 112 Gb/s DP-16QAM 信号 OSNR 代价与激光器线

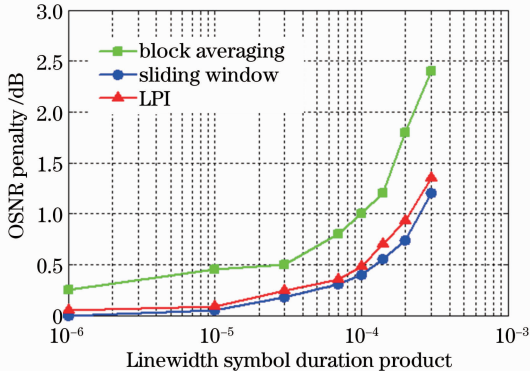


图 5 三种不同 CPE 算法的 112 Gb/s DP-16QAM 信号 OSNR 代价( $R_{BE}=1 \times 10^{-3}$ )与激光器线宽和码元周期乘积关系曲线

Fig. 5 Relation curves of OSNR penalty at  $R_{BE}=1 \times 10^{-3}$  for a 112 Gb/s DP-16QAM signal versus product of linewidth and element cycle for three different CPE algorithms

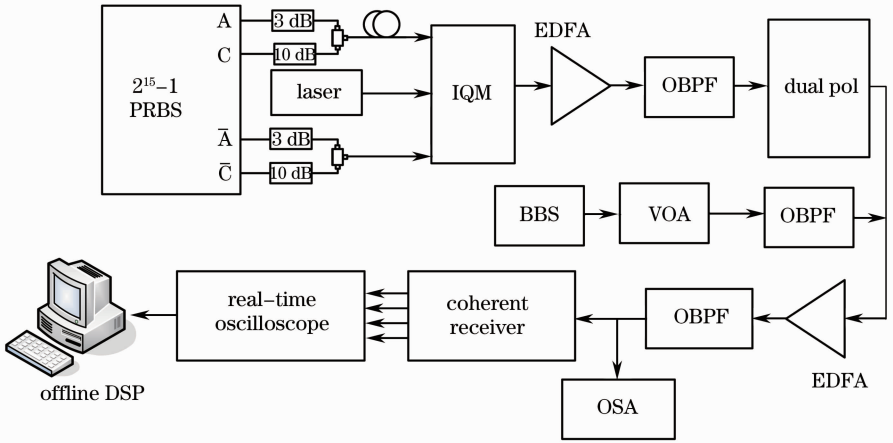
宽和信号码元周期乘积的关系曲线图。其中,以激光器线宽为 0,误码率(BER,  $R_{BE}$ )达到  $1 \times 10^{-3}$  时所需 OSNR 为参考。从图中可知,基于数据块平均法的 CPE 算法的线宽容忍度最差,在  $R_{SN}=1$  dB 处,基于数据块平均法的 CPE 算法达到的激光器线宽和信号码元周期乘积为  $1 \times 10^{-4}$ 。基于 LPI 的 CPE 算法的线宽容忍度与基于窗口扫描法的 CPE 算法相当,两者在  $R_{SN}=1$  dB 处所达到的激光器线宽和信号码元周期乘积分别为  $2.2 \times 10^{-4}$  和  $2.5 \times 10^{-4}$ ,均好于基于数据块平均法的 CPE 算法 2 倍以上。

## 4 实验研究

图 6 为 112 Gb/s DP-16QAM 背靠背(B2B)实验系统。码型发生器产生 4 路码长为  $2^{15}-1$ ,速率为 14 Gb/s 的伪随机位序列(PRBS)。4 路电信号经过相应的衰减和时延,两两相互耦合成两路 4 电平信号,用于驱动 IQ 调制器,生成 16QAM 光信号。实验中采用的 DFB 激光器线宽为 2 MHz。采用偏振分束器将生成的 16QAM 信号分成功率相等的两路信号,两支路信号经过不同的时延后通过偏振合波器耦合生成 DP-16QAM。可变衰减器通过改变由宽带光源产生的 ASE 噪声功率改变接收端 DP-16QAM 信号 OSNR。光滤波器(3 dB 带宽为 1.3 nm)滤除掺铒光

纤放大器(EDFA)放大后光信号的带外噪声后将其送入相干接收机。相干接收机端的本振光源线宽为 100 kHz。采样速率为  $8 \times 10^{10} \text{ s}^{-1}$ , 带宽为 32 GHz

的实时采样示波器将平衡接收后的四路电信号实时采样并存入计算机, 进行离线数字信号处理。



IQM: IQ modulator; OBPF: optical band-pass filter; dual pol: polarization multiplexing emulator; BBS: broadband source; VOA: variable optical attenuator; OSA: optical spectral analyzer; DSP: dynamic signal process system

图 6 112 Gb/s DP-16QAM 背靠背实验系统框图

Fig. 6 Experimental diagram for a 112 Gb/s DP-16QAM back-to-back system

图 7 为离线数字信号处理流程图, 其中包括:

- 1) 四阶贝塞尔数字低通滤波器滤波, 3 dB 带宽为 10.5 GHz;
- 2)  $90^\circ$  混频器相位非平衡补偿<sup>[10]</sup>;
- 3) 下采样至  $2.8 \times 10^{10} \text{ s}^{-1}$ ;
- 4) 时钟恢复<sup>[11]</sup>;
- 5) 自适应均衡算法实现偏振解复用及码间干扰的补偿<sup>[12]</sup>;
- 6) 载波频差补偿<sup>[13]</sup>;
- 7) 采用三种不同 CPE 算法进行载

波相位恢复; 8) 判决及误码率计算。

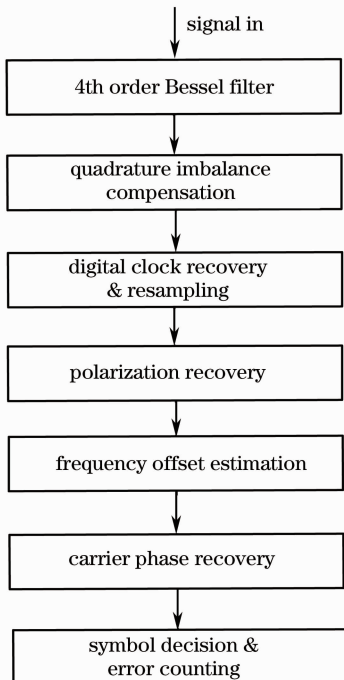


图 7 离线数字信号处理流程图

Fig. 7 Flow chart of offline digital signal processing

图 8 是对 OSNR 为 20.24 dB 处的实验数据进行离线处理获得的未采用及采用三种不同 CPE 算法情况下的 112 Gb/s DP-16QAM 信号 X 偏振态信号的星座图。图 8(a) 是未采用任何载波相位恢复算法的星座图, 从图中可知, 激光器相位噪声使得数据符号在复平面旋转, 无法实现数据的正确恢复。图 8(b)~(d) 是分别采用基于数据块平均法、基于窗口扫描法、基于 LPI 三种不同 CPE 算法获得的星座图。其中, 星座图中的红色空心圆圈表示误码。对比三种情况下的星座图可知, 采用基于窗口扫描法和基于 LPI 的 CPE 算法, 由于相位估计准确度高, 恢复后的信号误码较基于数据块平均法的 CPE 算法明显减少。最后误码计算结果显示, 基于窗口扫描法、基于 LPI 的 CPE 算法的误码率分别为  $1.67 \times 10^{-3}$  和  $1.75 \times 10^{-3}$ , 而基于数据块平均法的 CPE 算法的误码率高达  $2.7 \times 10^{-3}$ 。

图 9 是采用不同 CPE 算法情况下 112 Gb/s DP-16QAM 背靠背系统 BER 与 OSNR 的关系曲线。实验结果显示, 基于窗口扫描法和基于 LPI 的 CPE 算法具有相同的误码性能, 且都优于基于数据块平均法的 CPE 算法。在  $R_{BE} = 3.8 \times 10^{-3}$  处, 基于数据块平均法的 CPE 算法所需要的 OSNR 为 19.8 dB。基于窗口扫描法和基于 LPI 的 CPE 算法所需要的  $R_{SN}$  为 19.1 dB, 比基于数据块平均法的 CPE 算法

降低了 0.7 dB。

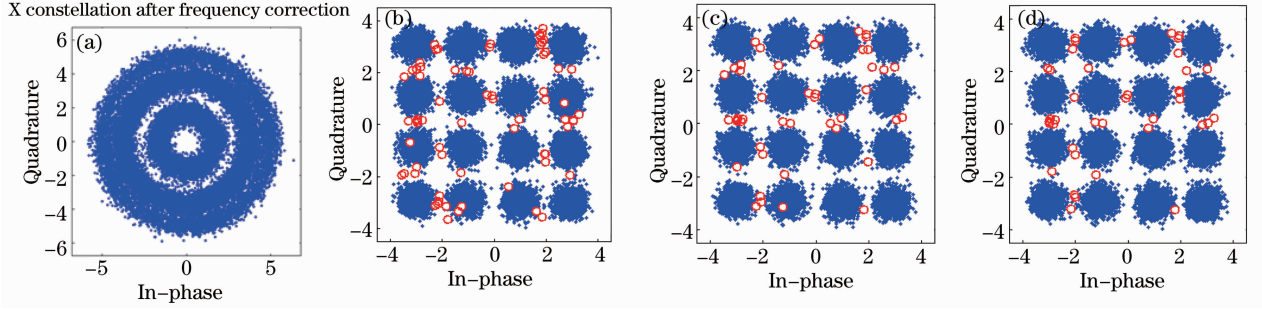


图 8 不同 CPE 算法情况下 112 Gb/s DP-16QAM 信号 X 偏振态信号星座图 ( $R_{SN} = 20.24$  dB, 红色空心圆圈代表误码)。

(a) 未采用载波相位恢复算法; (b) 基于数据块平均法的 CPE 算法,  $R_{BE} = 2.7 \times 10^{-3}$ ; (c) 基于窗口扫描法的 CPE 算法, 误码率  $R_{BE} = 1.67 \times 10^{-3}$ ; (d) 基于 LPI 的增强型 CPE 算法,  $R_{BE} = 1.75 \times 10^{-3}$

Fig. 8 Constellations for X polarization of 112 Gb/s DP-16QAM for different CPE algorithms. ( $R_{SN} = 20.24$  dB, red circles refer to the error symbols). (a) Without any CPE algorithm; (b) based on block averaging,  $R_{BE} = 2.7 \times 10^{-3}$ ; (c) based on sliding window,  $R_{BE} = 1.67 \times 10^{-3}$ ; (d) enhanced CPE algorithm based on LPI,  $R_{BE} = 1.75 \times 10^{-3}$

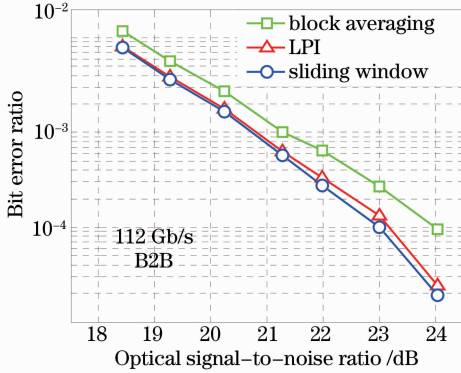


图 9 112 Gb/s DP-16QAM 背靠背实验系统中不同 CPE 算法 BER 与 OSNR 关系曲线

Fig. 9 Relation curves of the BER and the OSNR of different CPE algorithms for a 112 Gb/s DP-16QAM back-to-back system

表 1 不同 CPE 算法硬件复杂度对比

Table 1 Comparison of the hardware complexities for different CPE algorithms

	Multipliers	Adders	Comparators
Block averaging	$6MB + 4M$ (25088)	$6MB - B + 2M + 2$ (24802)	$B(32)$
Sliding window	$6M^2B + 4M$ (3146240)	$6M^2B - MB + 2M + 2$ (3145954)	$B(32)$
LPI	$6MB + 5M$ (25216)	$6MB - B + 3M + 2$ (24930)	$B(32)$

## 6 结 论

提出了一种基于 LPI 的增强型 CPE 算法, 并通过仿真与实验研究了该算法在 112 Gb/s DP-16QAM 系统中的性能。对比分析了基于 LPI、数据块平均法和窗口扫描法三种不同 CPE 算法的相位估计精确度、线宽容忍度及硬件复杂度。仿真及实验结果显示, 提出的基于 LPI 的增强型 CPE 算法

## 5 硬件复杂度分析

硬件实现复杂度是决定算法能否应用于实际传输系统中的关键。表 1 列出了三种不同 CPE 算法对于乘法器、加法器和比较器三项硬件操作需求量的对比。其中  $M$  表示需要处理的数据符号总数,  $B$  表示 BPS 算法中的探测相位个数。根据实验中采用的参数, 探测相位总数  $B$  为 32。如果一共处理 128 个数据符号, 计算出的三种不同 CPE 算法对于不同硬件操作的需求量如表 1 中括号内数据所示。基于 LPI 的 CPE 算法与基于数据块平均法的 CPE 算法的硬件复杂度相当。基于 LPI 的 CPE 算法与基于窗口扫描法的 CPE 算法相比, 硬件复杂度降低了约 99.2%。

性能比基于数据块平均法的 CPE 算法有大幅提升, 与基于窗口扫描法的 CPE 算法相当, 但其硬件复杂度却降低了 99.2%。基于 LPI 的增强型 CPE 算法在低硬件复杂度情况下, 可实现高的相位噪声估计性能和高的线宽容忍度, 在未来高速相干光通信领域具有重要的应用价值。

## 参 考 文 献

- 1 Qiao Yaojun, Du Xiao, Ji Yuefeng. Phase estimating method in optical QPSK transmission system [J]. *Acta Optica Sinica*, 2010, 30(5): 1229–1233.  
乔耀军, 杜 晓, 纪越峰. 光四相移键控传输系统中的相位估计算法研究[J]. *光学学报*, 2010, 30(5): 1229–1233.
- 2 Di Xuejing, Tong Cheng, Zhang Xia, *et al.*. Adaptive step-size constant-modulus algorithm for high-speed optical coherent communication system [J]. *Acta Optica Sinica*, 2012, 32(10): 1006004.  
邸雪静, 童 程, 张 霞, 等. 高速相干光通信系统中的自适应步长恒模算法[J]. *光学学报*, 2012, 32(10): 1006004.
- 3 E Ip, J M Khan. Feedforward carrier recovery for coherent optical communications [J]. *J Lightwave Technol*, 2007, 25(9): 2675–2692.
- 4 M G Taylor. Phase estimation methods for optical coherent detection using digital signal processing [J]. *J Lightwave Technol*, 2009, 27(7): 901–914.
- 5 Irshaad Fatadin, David Ives, Seb J Savory. Laser linewidth tolerance for 16-QAM coherent optical systems using QPSK partitioning [J]. *IEEE Photon Technol Lett*, 2010, 22(9): 631–633.
- 6 Yuliang Gao, Alan Pak Tao Lau, Shuangyi Yan, *et al.*. Low-complexity and phase noise tolerant carrier phase estimation for dual-polarization 16-QAM systems [J]. *Opt Express*, 2011, 19(22): 21717–21729.
- 7 T Pfau, S Hoffmann, R Noe. Hardware efficient coherent digital receiver concept with feedforward carrier recovery for *M*-QAM constellations [J]. *J Lightwave Technol*, 2009, 27(8): 989–999.
- 8 Xiaodai Dong, Wusheng Lu, A C K Soong. Linear interpolation in pilot symbol assisted channel estimation for OFDM [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(5): 1910–1920.
- 9 Jing Zhang, Kun Qiu, Yong Gang Li, *et al.*. Channel estimation based on linear interpolation algorithm in DDO-OFDM system [C]. *Asia Communications and Photonics Conference and Exhibition*, 2010. 605–606.
- 10 I Fatadin, S J Savory, D Ives. Compensation of quadrature imbalance in an optical QPSK coherent receiver [J]. *IEEE Photon Technol Lett*, 2008, 20(20): 1733–1735.
- 11 Meyer Heinrich, Moeneclaey Marc, Fechtel Stefan A. *Digital Communications Receivers* [M]. America: John Wiley & Sons Inc, 1997.
- 12 Seb J Savory. Digital filters for coherent optical receivers [J]. *Opt Express*, 2008, 16(2): 804–817.
- 13 Michele Morelli, Umberto Mengali. Feedforward frequency estimation for PSK: a tutorial review [J]. *European Transactions on Telecommunications*, 1998, 9(2): 103–116.

栏目编辑: 王晓琰