

文章编号:1004-4213(2011)12-1893-6

# 相干光正交频分复用传输系统中的 无导频相位纠偏方法

刘武, 杨奇

(武汉邮电科学研究院 光纤通信技术和网络国家重点实验室, 武汉 430074)

**摘 要:**提出了一种适用于 16-QAM 的新型相位纠偏方法, 克服了基于  $M$  次方算法的传统相位纠错方法不适用于高阶正交振幅调制的缺点. 该方法结合正交频分复用调制方式, 无需导频即可完成相位盲估计, 且计算量较少. 本文基于 112 Gb/s 1 040 km 的相干光正交频分复用传输系统进行了算法验证, 并与传统的 4 次方纠偏方法进行了比较, 实验证明该算法适用于正交频分复用和 16-QAM 调制平台, 相位纠偏结果显著优于基于导频的 4 次方算法.

**关键词:**正交频分复用; 载波相位估计; 正交振幅调制

**中图分类号:** 文献标识码: A

**doi:**10.3788/gzxb20114012.1893

## 0 引言

正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术近年来在长途光传输领域被广泛研究和应用. 光 OFDM 技术能高效灵活的利用频谱资源, 有较强的抗色散能力, 结合相干检测技术后, 相干光 OFDM (Coherent Optical OFDM, CO-OFDM)还可大幅提高接收灵敏度<sup>[1-3]</sup>. 同时, 由于借用了无线通信领域成熟的数字处理技术, CO-OFDM 可以在电域实现色散补偿、信道均衡、相位估计等高速复杂运算, 在系统实现上更灵活可行. 目前, 基于 CO-OFDM 技术, 在单模光纤上已能实现单通道 11.2T(112×100 G) 640 km 的光传输<sup>[4]</sup>, CO-OFDM 被普遍看作 100 G 之后的最有吸引力的光传输技术之一.

载波相位恢复是 CO-OFDM 的一个技术难点. 在相干检测的接收端, 信号光与本振光进行混频, 收发两端光源的线宽等不稳定都会引入频率偏移和相位噪音. 仿真数据表明, 在 128-QAM 调制系统, 相位偏移  $2^\circ$  可降低光信噪比(Optical Signal Noise Ratio, OSNR)约 3 dB<sup>[5]</sup>, 可见 CO-OFDM 系统对相位噪音非常敏感, 在高阶调制方式下尤为突出, 如何克服相位噪音的干扰是实现 CO-OFDM 高速长距离传输的难点之一. 目前, 由于光锁相环并未实用化, 通过数字处理方法进行相位估计和纠偏是更可行的方法. 针对高阶调制(如 16-QAM)的相位估计

算法近年来有较多的研究<sup>[6-10]</sup>, 其主要目的就是在接收端估算出相位的偏移后进行补偿, 消除相位噪音的干扰, 从而放宽对激光器的线宽要求.

本文提出了一种适用于 16-QAM 调制的新型相位纠偏算法, 由于该算法的显著特点在于 4 次方后对结果进行了简单分区, 因此将其命名为 SP 算法(Simple Partition). SP 算法克服了以往基  $M$  次方( $M$ -th Power)<sup>[6]</sup>算法的相位纠错方法不能直接用于高阶 QAM 调制的缺点, 能基于较少的接收数据完成相位的盲估计, 计算量较小, 准确度较高, 更适用于高速传输. 本文基于 112 Gb/s 1 040 km 的相干光 OFDM 传输平台进行了算法验证, 证明 SP 算法能适应于 16-QAM 调制. 比较了 SP 算法与传统的 4-th Power 纠偏算法对实际接收数据的相位纠偏效果, 实验证明该纠偏算法处理后的误码率明显优于 4-th Power 算法的处理结果, 残留相位偏差较小.

## 1 相位纠偏算法

### 1.1 $M$ -th Power 算法

$M$ -th Power 算法是一种常用的载波相位估计算法, 是 Viterbi and Viterbi (维特比算法)的一种特殊情况<sup>[6]</sup>, 常应用于  $M$ -PSK 编码的相位估计中. 以 4-QAM 编码为例(如图 1 所示), 4 个星座点可表示为  $\gamma^4 e^{j\theta}$ , 角度  $\theta = \pi/4 + k \times \pi/2$  ( $k=0, 1, 2, 3$ ), 若对这些点的坐标取 4 次方, 结果为  $\gamma^4 e^{j4 \times \theta}$ , 幅值大小

基金项目: 国家重点基础研究发展计划(No. 2010CB328300)资助

第一作者: 刘武(1978-), 男, 博士, 工程师, 主要研究方向为光传输、光接入网. Email: liuwu@wri.com.cn

收稿日期: 2011-05-30; 修回日期: 2011-07-08

都为  $\gamma^4$ , 幅角  $4 \times \theta$  对应到  $\pi + k \times 2\pi$  ( $k=0, 1, 2, 3$ ), 因此都应落于  $x$  负半轴上的一点. 实际传输中, 由于种种干扰(激光器噪声、线路扰动), 在某一时刻, 所接收到的信号的相位有较大偏差, 星座图相对于期望的分布整体偏转了  $\alpha$  度, 即  $\theta' = \theta + \alpha$ , 则 4 次方后各点对应的幅角大致分布在角度  $\pi + k \times 2\pi + 4\alpha$ . 通过对所有点坐标 4 次方后的角度进行最大似然估计, 通过统计平均即可求出  $\pi + 4\alpha$ , 进而得出相位偏差  $\alpha$ , 对原始信号乘以  $e^{-j\alpha}$  即可完成相位纠偏.

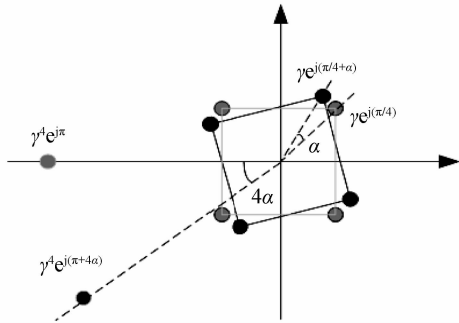


图 1 4-QAM 数据及其 4 次方后星座点分布  
Fig. 1 Illustration of 4-QAM constellations and its fourth-power estimator

$M$ -th Power 相位纠偏算法, 只适用于星座点的相位都相差  $k \times \pi/2$  的情况, 因此不能直接用于高阶 QAM 调制. 为解决这个问题提出了各种改进算法<sup>[5-10]</sup>, 有先将数据点分成不同模式再基于 4-th Power 算法相位纠偏的, 也有基于最大似然算法估计的. 但由于选取数据点的过程复杂, 同时计算过程中运算量较大, 因此实用性受到一定影响.

1.2 SP 算法

如图 2 所示将 16-QAM 的星座点按相位和幅值分成 class1 到 class 4 共 4 组, 每组星座点具有相同幅值, 而相位相差  $\pi/2$ . 将 4 组数据 4 次方后, 得到的数据的分布如图 3 所示, 16-QAM 的星座点在 4 次方后呈现有规律的分布, 其中 class 1、2、3 星座点在 4 次方后分别分布于 3 个不同的区域(如图 3),

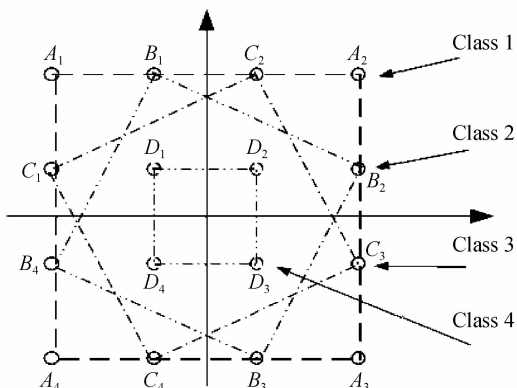


图 2 16-QAM 编码的星座点分组图  
Fig. 2 Class partitioning for 16-QAM formats

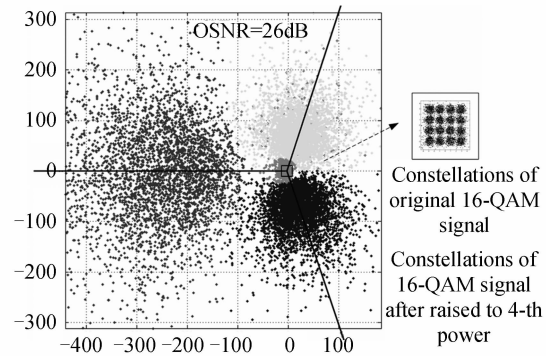


图 3 16-QAM 实验数据及其 4 次方后的分布  
Fig. 3 Constellations of real 16-QAM signal and after fourth-power estimator

各分区界限明确, 且理论上在分区内有确定的对称轴( $\pi, 4 \times \text{atan}(1/3), -4 \times \text{atan}(1/3)$ ).

基于这一统计特性, 可先选取区域 1 的数据点, 依据 4-th Power 算法进行初步相位校正, 使 class1 的点大致对准  $x$  轴负半轴, 然后确定各数据点 4 次方后所处的分区. 由于三个分区的数据点分别按三个角度( $\pi, 4 \times \text{atan}(1/3), -4 \times \text{atan}(1/3)$ )对称分布(如图 3 中三条黑线所示), 假设 4 次方后数据点相位为  $\theta_i$ , 相对理想角度集体偏转了角度  $\beta$ , 则基于最大似然拟合应该有

$$\sum_{i \in I} [\theta_i - (\pi + \beta)] + \sum_{i \in II} \{\theta_i - [\beta + 4 \times \text{atan}(1/3)]\} + \sum_{i \in III} \{\theta_i - [\beta - 4 \times \text{atan}(1/3)]\} = 0 \quad (1)$$

基于式(1)可计算出  $\beta$ , 对原始数据再矫正  $\beta/4$  即完成相位矫正. 算法的详细步骤如图 4 所示.

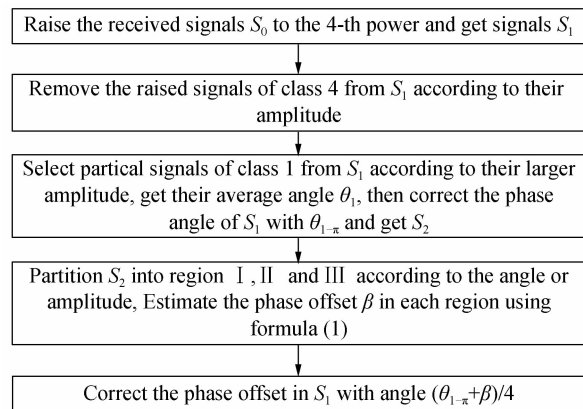


图 4 SP 算法流程图  
Fig. 4 Flow diagram of SP algorithm

SP 算法中需要注意几个步骤: 1) class 4 的各点幅值较小, 更易受到接收机直流偏置分量的影响, 因此携带的相位信息较不可靠, 且难以筛选出来, 所以在 4 次方后直接根据幅值进行剔除, 不用于后续的相位纠偏计算. 2) 需要基于 class1 的点进行粗略的校准, 保证 4 次方后的数据分布如图 3 所示, 分区大致沿  $x$  轴对称, 才能进行后续的分区操作. 3) 在较低的信噪比(Signal Noise Ratio, SNR)下, 各分区

会存在一定重叠,因此分区的精确性会受影响,通过仿真表明当  $SNR > 17$  时,可按图 4 所示算法进行简单分区而不用考虑误差因素。

SP 算法通过改善 4-th Power 算法,使其适用于 16-QAM 调制,相对于其他算法,具有如下有益效果:

1) 不需要根据相位和角度预先区分出各 class 的点. 由于分类操作在 SNR 较小且未进行相位纠偏的时候会非常粗略,也不适合 DSP 的线速处理,本算法在 4 次方操作后根据极坐标进行区分会更加简便而准确。

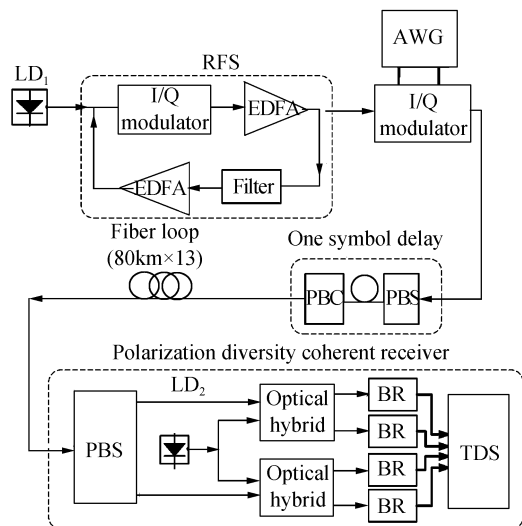
2) SP 算法仅需进行一次 4 次方运算和校正,较少的乘法运算减少了对硬件中乘法器的依赖. 另外,基于式(1),只需统计 4 次方后落于各分区中数据点的个数,分类计算尤其简单,也不需要额外的存储操作,易于 DSP 线速处理。

3) 本算法选取了理论上可利用的所有数据点进行相位估计,因此可以基于较少的数据量快速跟踪相位变化,保证了相位跟踪的时效性,对于降低相位噪声特别有利。

## 2 实验

### 2.1 实验平台设置

本实验基于 16-QAM 进行了 112 Gb/s 1 000 km 的 CO-OFDM 实验传输,平台的设置如图 5 所示. 信号光源采用了外腔半导体激光器 (External Cavity Laser, ECL), 线宽约 100 kHz. 为产生多个子波段以实现期望的数据速率,信号光首先进入强



LD: Laser Diode, AWG: Arbitrary Waveform Generator, TDS: Time-domain Sampling Scope, PBS/C: Polarization Beam Splitter/Combiner, BR: Balanced Receiver, RFS: Recirculating Frequency Shifter

图 5 112 Gb/s CO-OFDM 系统示意图

Fig. 5 Experimental setup for 112 Gb/s CO-OFDM systems

度调制器产生多个载波,各个载波的频率间隔通过频率发生器控制. 图 6 显示了经过强度调制器输出的 3 个光子载波的光谱图,各峰值高于噪声基底 40 dB 以上,频率间隔为 6.25 GHz,其宽度等于 OFDM 信号调制到单载波上之后的宽度,这样使产生的多个波段之间紧密相邻还保持正交。

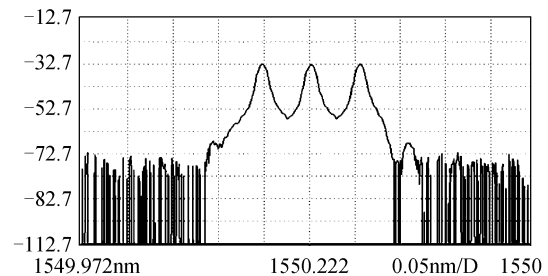


图 6 强度调制器后的光谱图

Fig. 6 Optical spectrum after intensity modulator

多个光载波紧接着进入 I/Q 调制器进行调制. 调制的 OFDM 信号来自任意波形发生器 (Arbitrary Waveform Generator, AWG), 由 Matlab 程序离线产生, OFDM 信号的波形文件分实部和虚部加载到 AWG, 以 10 GS/s 速率产生 I/Q 模拟电信号, 分别送入 IQ 调制器的 I 路和 Q 路进行调制. OFDM 的相关参量如下: 共 128 个子载波, 其中 114 个子载波用于传输数据, 4 个子载波作为导频, 循环前缀 (Cyclic Prefix, CP) 设为 1/8 个观察周期, 用于消除光纤链路色散。

随后信号光经过一个偏振分束器, 将其中一个偏振方向的信号通过延迟线延迟一个 OFDM 符号周期 (14.4 ns) 后再偏振合波, 模拟偏振分集的效果. 这时信号速率达到 37.4 Gbit/s. 实验中使用光纤环模拟 1 040 km 的传输, 光纤为 80 km 的标准单模光纤, 仅使用掺铒光纤放大器 (Erbium-doped Optical Fiber Amplifier, EDFA) 进行放大。

在接收端使用了相干光检测, 将信号光分两个偏振方向与本振光进行相干检测. 由于接收端 AD 芯片的带宽有限, 实验中对各波段分别进行相干接收, 将本振光源的波长对准各个子波段的中心频率, 探测到的射频信号经过低通滤波器, 按偏振方向和 I/Q 不同分 4 路进入数字示波器, 数字示波器以 50 GS/s 速率采集和存储接收到的数据, 再导出供离线处理. 离线处理模型采用了  $2 \times 2$  MIMO-OFDM 模型<sup>[1]</sup>, 信号处理包括下述步骤: 1) 采用 Schmidl 同步算法<sup>[1]</sup>确定 OFDM 帧的开始位置; 2) 补偿并调整载波的频率偏移; 3) 基于琼斯矩阵完成信道估计; 4) 接收数据的相位估计和纠偏; 5) 信号解调后的星座图显示、位误码率 (Bit Error Ratio, BER) 计算; 其中接收数据的相位估计和纠偏是本文研究的重点。

112 Gbit/s CO-OFDM 系统中,本文采用了三个光载波分别承载电域中的 OFDM 信号,每个光载波的速率为 37.4 Gbit/s,在入纤光功率为 0 dBm 的情况下,对每个 OFDM 光子载波进行 5 次 BER 测量,取其平均值,其结果如表 1 所示.

表 1 112 Gb/s 16-QAM 实验中 3 个光波段对应的 BER  
Table 1 BER of 3 tones in 112 Gb/s 16-QAM experiment

| Tones                | BER      |
|----------------------|----------|
| 1 <sup>st</sup> tone | 2.117E-3 |
| 2 <sup>nd</sup> tone | 2.088E-3 |
| 3 <sup>rd</sup> tone | 2.229E-3 |

该实验数据对应 OSNR=26 dB,12% FEC 纠错码,可纠错的 BER 阈值为 3.8E-3. 故上述实验数据可以认为是无误码传输,实际接收的星座图如图 7 所示.

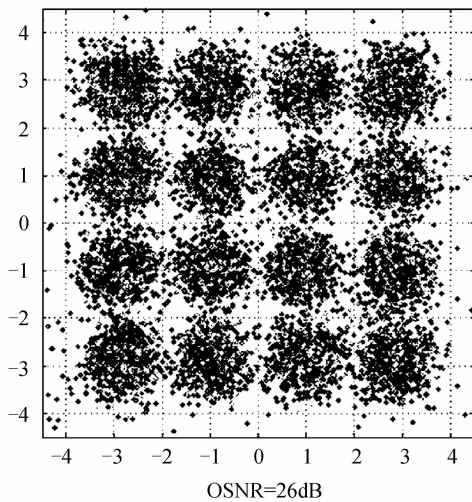


图 7 16-QAM 实际数据星座图  
Fig. 7 Constellations of real 16-QAM signal

## 2.2 相位纠偏算法比较

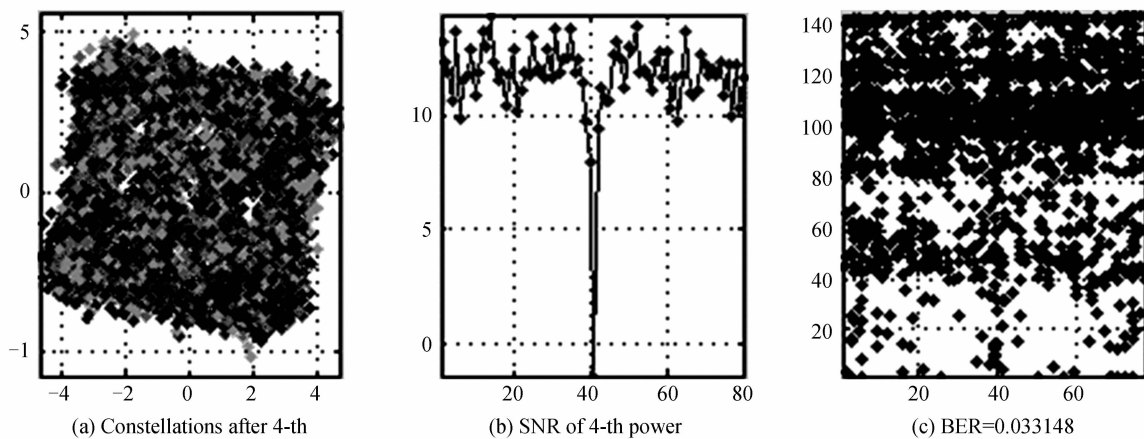
在接收数据并完成 OFDM 帧同步、纠正频率偏移、信道估计后,可在相位估计阶段对同一组数据采用不同的算法,通过比较残余相位偏差和 BER 评估算法的性能.为不失一般性,本文在不同的子载波上多次接收数据,但发现相同 SNR 下的结果差异可以

忽略,因此可认为下面实验结果是典型且可重复的.

基于 4-th Power 的相位纠错需要选取 16-QAM 的 class1 的星座点,通过计算这部分数据点的相位偏转得出整个 OFDM 帧数据的偏转角度.为减小 4-th Power 统计平均方法中的方差,需要保证 class1 数据的个数,从 OFDM 帧中 20000 个实际有用数据点中可选取约 1/4 的点用于估计,但只能将整体数据纠偏一个角度.

图 8 为采用两种不同算法对相同接收数据进行相位纠错的结果,实验数据 OSNR=26 dB,上下两排分别对应 4-th Power 和 SP 算法,从左到右 3 列分别显示了接收数据的星座图、各子载波上的 SNR 大小、误码在 OFDM 帧上的位置分布,其中误码分布图上黑点代表误码,点的横竖坐标分布表示错误数据分布的载波位置和时间.从图 8(a)可以看出,采用 4-th Power 算法纠偏的结果仍存在较大的相位偏转.图 8(b)和(e)表示了各载波上的 SNR,中间子载波的 SNR 低谷是因为中心子载波被本振光淹没,但仍可看出 4-th Power 算法的 SNR 较低,波动较大.从图 8(c)和(f)可见采用 4-th Power 算法误码较 SP 算法更多,尤其沿时间先后分布不均匀,这是因为 4-th Power 算法受限于接收数据中的 class1 点的数量,只能对 OFDM 全体数据计算出一个平均相位偏差并全体纠偏一个角度,不能跟踪相位的时间变化.而 SP 算法则可以对少量数据进行分别纠偏,能更好消除相位噪音的影响.

通过将纠偏后的数据与发送数据进行比较可以计算出两者的相位差,也就是纠偏后的残余相位.图 9 比较了对相同数据使用两种纠偏算法后的残余相位,横坐标代表了 OFDM 帧中数据的传送时间,纵坐标代表残余相位,单位是弧度.可见 4-th Power 算法沿时间轴有较大偏离,表明同一数据帧中纠偏的效果存在差异,而 SP 算法纠偏更稳定,能将残余相位控制在较小范围.



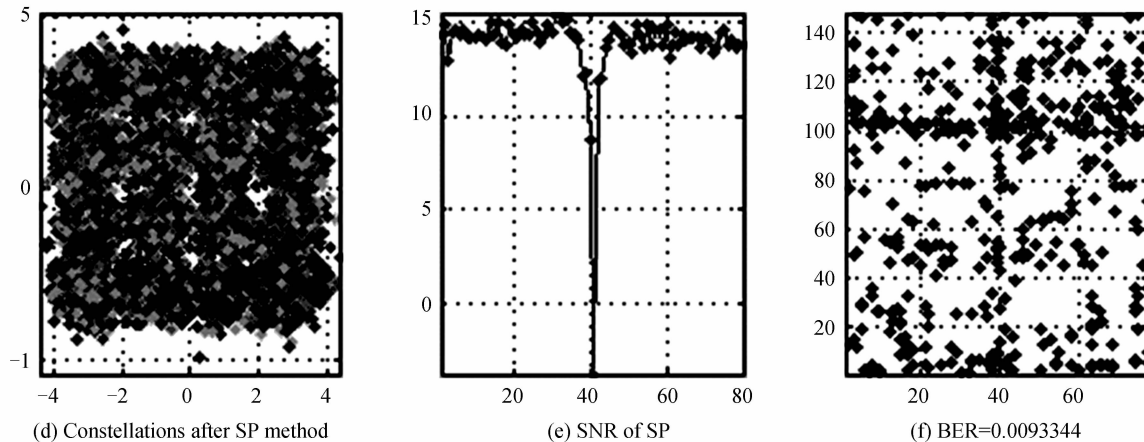


图 8 SP 算法和 4-th Power 算法的性能对比

Fig. 8 Performance comparison between SP method and 4-th power estimator

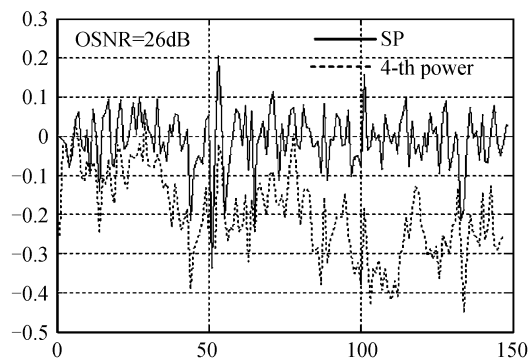


图 9 SP 算法和 4-th Power 算法的残余相位

Fig. 9 Residual phase offset after using of SP method and 4-th power estimator

### 3 结论

本文提出了一种新型适用 16-QAM 调制的相位纠偏方法,并将其应用于 CO-OFDM 传输系统.基于 112 Gbps 1 000 km 的传输平台实验进行的算法比较说明了 SP 算法完全适用于 16-QAM 的相位纠偏,并具有较 4-th Power 更优的纠错性能.比较两种算法对实际数据的相位纠偏结果,表明 SP 算法相位偏差更小,误码率更低.其主要原因是由于采用了盲估计,充分利用了数据的相位信息,能按数据所在的子载波或时间片有区别的估计和纠偏,因此能更准确跟踪相位变化.

#### 参考文献

[1] SHIEH W, YI X, MA Y, *et al.* Coherent optical OFDM: has its time come? [J]. *Journal of Optical Networking*, 2008, **7** (3): 234-255.

[2] SHIEH W, YANG Q, MA Y. 107 Gb/s coherent optical OFDM transmission over 1 000 km SSMF fiber using orthogonal band multiplexing[J]. *Optics Express*, 2008, **16** (9): 6378-6386.

[3] MA Y, YANG Q, TANG Y, *et al.* 1-Tb/s single-channel coherent optical OFDM transmission over 600 km SSMF fiber with subwavelength bandwidth access [J]. *Optics Express*, 2009, **17**(11): 9421 - 9427.

[4] YU Jian-jun, DONG Ze, XIAO Xin, *et al.* Generation, transmission and coherent detection of 11.2Tb/s(112x100Gb/s) single source optical OFDM superchannel [C]// Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference, Los Angeles, California, USA: Optical Society of America, 2011: PDPA6.

[5] CAMPISI P, PANCI G, COLONNESE S, *et al.* Blind phase recovery for QAM communication systems [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2005, **53**(4): 1348-1358.

[6] VITERBI A J, VITERBI A M. Nonlinear estimation of PSK modulated carrier phase with application to burst digital transmission[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1983, **IT-29**: 543-551.

[7] GEORGHIADES C N. Blind carrier phase acquisition for QAM constellations [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1997, **45**(11): 1477-1486.

[8] CARTWRIGHT K V. Blind phase recovery in cross QAM communication systems with eighth-order statistics[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2001, **8**(12): 304-306.

[9] RICE F, COWLEY B, MORAN B, *et al.* Cramer-Rao lower bounds for QAM phase and frequency estimation[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2001, **49**: 1582-1591.

[10] WANG Y, SERPEDIN E. A class of blind phase recovery techniques for higher order QAM modulations: estimators and bounds[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2002, **9** (10): 301-304.

## Carrier Phase Recovery Without Pilot Sub-carriers in Coherent Optical OFDM Transmission Systems

LIU Wu, YANG Qi

*(State Key Laboratory of Optical Communication Technologies and Networks, Wuhan Research Institute of Post & Telecommunication, Wuhan 430074, China)*

**Abstract:** Aiming at the shortcoming that the  $M$ -th power based traditional phase recovery method cannot be used for high-order QAM signal constellations, a carrier phase recovery method for 16-QAM constellations is presented. The proposed method is able to applied in CO-OFDM system to implement blind phase recovery with low computational cost. In the verification experiment, the method is used in 112 Gb/s 1 040 km CO-OFDM transmission, and its performance is compared to those using the fourth-power estimator. Experimental results indicate that the proposed method significantly outperform the fourth-power estimator.

**Key words:** Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM); Carrier phase estimation; Quadrature Amplitude Modulation (QAM)