

光通信系统中低计算复杂度的载波相位估计方法

周志立^{1,3,4}, 詹宜巨², 蔡庆玲², 阮秀凯^{3,4}, 蔡启博^{3,4*}

¹中山大学电子与信息工程学院, 广东 广州 510006;

²中山大学工学院, 广东 广州 510006;

³温州大学数理与电子信息工程学院, 浙江 温州 325035;

⁴温州大学电气数字化设计技术国家地方联合工程实验室, 浙江 温州 325035

摘要 相干光通信系统中,传统的盲相位搜索(BSP)算法具有良好的激光线宽容忍度,但传统 BSP 算法的高计算复杂度限制了其应用场合。针对这一问题,提出了一种低复杂度的相位噪声估计方法。该方法基于激光线宽所产生的相位噪声缓变的特点,对相位测试范围进行限定,并在此范围内搜索最佳相位估计值,最终降低了相位搜索的数目,极大地降低了算法的复杂度。同时,由于该算法避免了传统 BSP 方法可能存在的少数相位误估计的问题,因此在性能上略优于传统的 BSP 方法。最后,在偏振复用相干光通信系统中验证了该新方法的正确性与有效性。

关键词 光通信; 相位估计; 计算复杂度; 激光线宽; 偏振复用; 正交幅度调制

中图分类号 TN929.11

文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201838.1206003

Algorithm for Low-Computational-Complexity Carrier-Phase Estimation in Optical Communication Systems

Zhou Zhili^{1,3,4}, Zhan Yiju², Cai Qingling², Ruan Xiukai^{3,4}, Cai Qibo^{3,4*}

¹School of Electronics and Information Technology, Sun Yat-Sen University, Guangzhou, Guangdong 510006, China;

²School of Engineering, Sun Yat-Sen University, Guangzhou, Guangdong 510006, China;

³College of Mathematics, Physics and Electronic Information Engineering, Wenzhou University, Wenzhou, Zhejiang 325035, China;

⁴National-Local Joint Engineering Laboratory for Digitalized Electrical Design Technology, Wenzhou University, Wenzhou, Zhejiang 325035, China

Abstract In the coherent optical communication system, the traditional blind phase search (BPS) algorithm has shown its excellent tolerance to laser linewidth, however its high-computational-complexity limits its practical applications. Thus a low-computational-complexity carrier phase estimation (CPE) algorithm is proposed, in which the phase-test range is defined based on the slow variance characteristic of noise phase produced by laser linewidth and the optimum phase angle is searched. Consequently, the number of phase searches is finally reduced and the computational complexity of this algorithm is also significantly reduced. Meanwhile, the proposed algorithm can avoid the problem of few phase mismatches existing in the traditional BPS algorithm and thus it is superior to the traditional BPS algorithm in performances. Finally, the correctness and validity of this algorithm are verified in the polarization multiplexing coherent optical communication system.

Key words optical communications; phase estimation; computational complexity; laser linewidth; polarization multiplexing; quadrature amplitude modulation

OCIS codes 060.1160; 060.4510; 060.4230

收稿日期: 2018-04-28; 修回日期: 2018-06-04; 录用日期: 2018-07-31

基金项目: 国家自然科学基金面上项目(61671329)、广东省协同创新与平台环境建设项目(2016A040403048)、广东省公益研究与能力建设重点项目(2015B010103003)

* E-mail: caiqibo@wzu.edu.com

1 引 言

相干光纤通信系统集成多级调制技术、相干探测技术、电域数字信号处理(DSP)技术及偏振复用(PM)技术,其对光信道的频谱利用效率高,而且能够在使用相同带宽的前提下提高单波长信道容量。同时,光信号在光纤信道中因色散、光纤的非线性效应以及激光相位噪声等因素引起的畸变,可利用 DSP 技术进行补偿,从而在系统传输链路中可避开使用各种物理光学补偿器件。激光器的自发辐射噪声会导致激光器相位噪声,它是限制光纤带宽利用及光信号长距离、大容量发展的主要影响因素之一。因此,必须采用合理有效的载波相位估计(CPE)方法对噪声相位进行有效的补偿。20 世纪 80 年代末 90 年代初,相干光通信实验中,载波相位估计主要是利用光学锁相环(OPLL)技术实现。然而,对于高阶相移键控法(PSK)或正交振幅调制(QAM),锁相环的环路延迟会极大地影响算法的性能,同时对激光器线宽的严格要求极大地限制了锁相环使用场合。随着 DSP 处理速度的不断增长,传统上适用于低速无线/基带系统的方法被引入高速相干光通信系统^[1]。然而,对于采用高阶 QAM 调制的高速相干通信系统,数字载波相位估计比低速无线/基带系统更具挑战性^[2],原因是:第一,无线系统中,频率和相位变化比较慢(相对符号率),而在相干光通信系统中,频率和相位偏移则有很大的不同(频率变化相对较慢,但范围可能非常大;相位噪声通常会变得更高);第二,高速相干光通信系统需要高速并行处理,因此由于存在环路延迟,基于反馈的数字载波相位估计算法(广泛应用于无线/基带通信系统)对于高速相干光通信系统效率较低。

基于上述原因,在高速相干光通信系统中,载波相位估计主要采用前馈相位估计算法。主要的算法有判决辅助式最大似然(DAML)算法^[3-4],V&V 算法^[5]以及盲相位搜索(BPS)算法^[6]。DAML 算法利用之前信号判决的反馈移除调制信息,从而进行载波相位估计。该算法因能消除非线性操作和相位模糊而被广泛关注。1983 年提出的 V&V 算法,也称 M 次方算法,它对于 M -PSK 调制系统具有较高的估计性能,是该系统主流的估计算法。 M 次方算法最初是为 M -PSK 调制系统提出的,因为其调制相位信息可以通过简单 M 次方操作完全删除,但其无法直接应用于高阶 M -QAM 调制。基于 M 次方算法,衍生出了一系列其他相关算法。乔耀军等^[7]采

用对信号取 M 次方后再取对数的策略,显著改善了算法的估计性能。2010 年,Fatadin 等^[8]提出一种基于正交相移键控(QPSK)分区的 CPE 算法,它可适用于 16-QAM 调制码型。然而,这种算法只适用于特定的 16-QAM 调制,并不具有通用性,所以,对于更高阶的 M -QAM 调制或其他调制星座,还需要对星座信号进行进一步较为复杂的分区或变换。2009 年,Pfau 等^[6]提出的 BPS 算法,可适用于所有的 M -QAM 调制系统。BPS 算法以固定的相位增量,扫描一个有限的相位范围,并对每个相位点计算与之相距最近星座点的欧氏距离。在每次扫描完成后,选定最小的欧氏距离所对应的测试相位作为载波噪声相位的估计值。BPS 算法的估计性能可以达到接近最佳的线宽度容限,但是算法的计算复杂度较高,并且会随着调制阶数的增加而增加。为降低 BPS 算法的计算复杂度,同时保证良好的相位估计性能,出现了许多改进算法。Zhou 等^[9-10]在 BPS 算法的基础上,对信号星座进行某种转换,在一定程度上避免了一部分计算,从而降低了算法的复杂度。各种多级混合算法^[11-18]的策略是通过简单的分步方式降低相位的搜索数目。然而,以上这些方法没有触及到 BPS 算法高计算复杂度的根本,仍然需要大量的测试相位及相关计算,并没有从噪声相位本质特点上对相位估计算法进行分析改进。而 BPS 算法计算复杂度高的根本原因在于,它对每个符号的相位均采用大量相同数目的测试相位进行估计。

本文从激光线宽产生的噪声相位的特点出发,基于其为一个缓慢变化的维纳过程的本质,设计了一种低计算复杂度的载波相位估计算法。该方法可极大地缩小相位搜索的范围,降低算法的复杂度。同时,由于预先对搜索范围做了设定,降低了相位误估计的概率,从而提升了相位估计性能。最后,在 PM-16/64QAM 偏振复用相干光通信系统中将该算法与 BPS 进行了验证比较。

2 BPS 算法基本原理

BPS 算法以固定的相位增量,扫描一个有限的相位范围,并在每次扫描完成后,选定最小的欧氏距离所对应的测试相位作为载波噪声相位的估计值,BPS 算法框图如图 1 所示。

设定 B 个测试相位,分别表示为

$$\varphi_b = \frac{b}{B} \cdot \frac{\pi}{2}, \quad b \in \{0, 1, \dots, B-1\}. \quad (1)$$

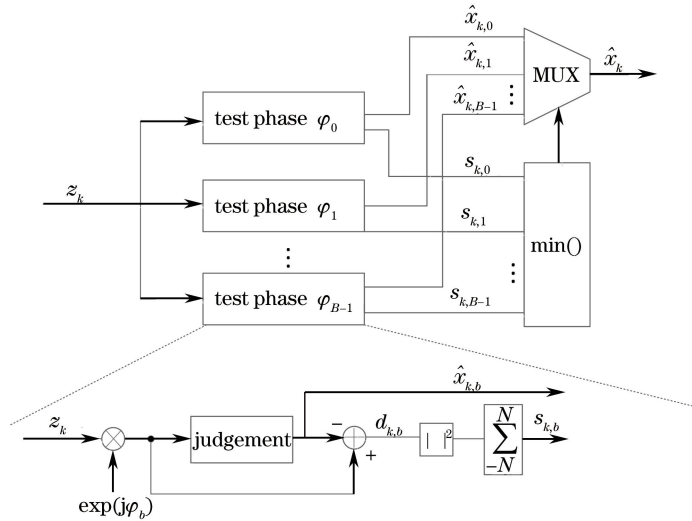


图 1 BPS 算法框图

Fig. 1 Schematic of BPS algorithm

分别对第 k 个接收信号 z_k 进行旋转,所有经过测试相位旋转的信号进入判决器,计算与之相距最近星座点的欧氏距离为

$$|d_{k,b}|^2 = |z_k \exp(j\varphi_b) - [z_k \exp(j\varphi_b)]_D|^2 = |z_k \exp(j\varphi_b) - \hat{x}_{k,b}|^2, \quad (2)$$

式中: $[\cdot]_D$ 为判决结果; $\hat{x}_{k,b}$ 为判决结果。为了消除加性噪声对相位估计的影响,对 $2N+1$ 个连续信号的欧氏距离求和,可得

$$s_{k,b} = \sum_{n=-N}^N |d_{k-n,b}|^2. \quad (3)$$

采用多选一数据选择电路,选择平均距离最小的一路信号,并输出与之对应的 φ_k 作为最优的噪声相位估计,即

$$\varphi_k = \{\varphi_b | \min(s_{k,b}), b = 0, 1, \dots, B-1\}. \quad (4)$$

16QAM 和 64QAM 调制在无相位噪声(激光线宽为零)的情况下,归一化的 $s_{k,b}$ 与相位补偿角度 φ_b 之间的关系如图 2 所示,此时,最优的补偿角度应为零。由图 2 可见,BPS 算法能够准确地捕捉到最优补偿相位,因此,其相位估计性能较好,且估计性能与星座的类型无关。然而,该算法的缺点在于计算复杂度较高,例如,对于 16-QAM,需要扫描的相位数至少为 16,对于 64-QAM,需要扫描的相位数至少为 64^[6]。作为比较,使用基于 V&V 算法的 CPE,对于 QPSK 调制,实现复杂度仅等同于用 BPS 算法测试两个相位角时的复杂度。

3 低计算复杂度的 CPE 算法

3.1 算法原理

激光器的自发辐射噪声导致的激光器相位噪声

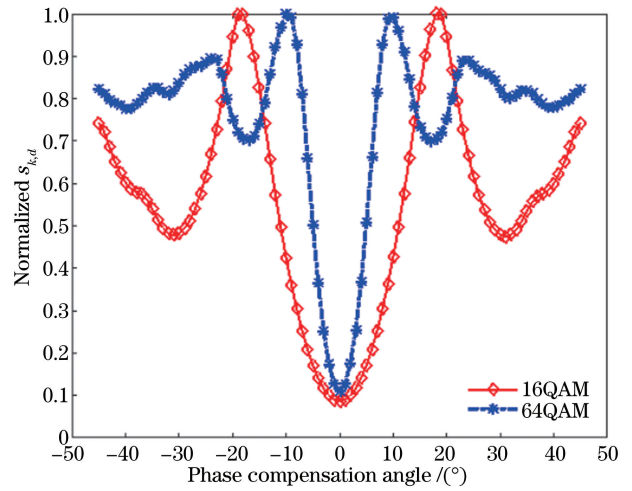


图 2 归一化的 $s_{k,b}$ 与相位补偿角度之间的关系

Fig. 2 Relationship between normalized $s_{k,b}$ and phase compensation angle

$\phi(k)$,可由维纳过程描述为^[6,13,19]

$$\phi(k) = \sum_{i=0}^k v_i, \quad (5)$$

式中: v_i 为零均值独立同分布高斯变量,方差为

$$\sigma^2 = 2\pi(\Delta\nu \cdot T_s), \quad (6)$$

式中: $\Delta\nu$ 为激光器线宽; T_s 为信号的周期。

在高速数据流中, $\phi(k)$ 可看作是一个缓变的过程。PM-16QAM 调制,在 $\Delta\nu \cdot T_s = 10^{-4}$,光信噪比(OSNR)为 18 dB 的条件下,BPS 算法($B=32$)所获取每个符号的最优相位估计值 φ_k ,如图 3 所示。为表示方便,这里采用(1)式中的序号 b 来表示相位 φ_b 。

从图 3 可以看到,符号所对应的值 b 是连续的(假设值 0 和 $B-1$ 为连续),即连续符号所对应的 b

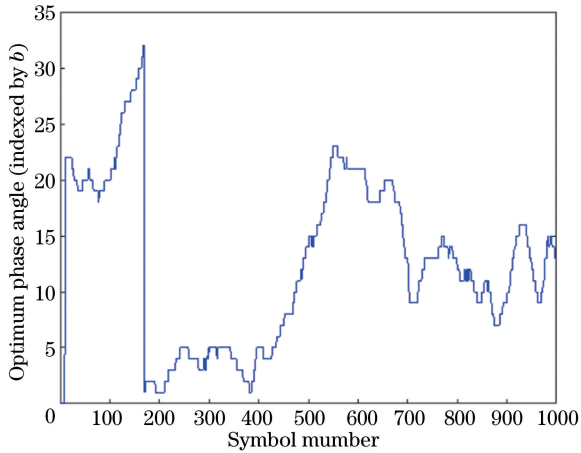


图 3 PM-16QAM BPS 算法 ($B=32$) 获取的符号最优相位估计值 φ_b

Fig. 3 Optimum phase evaluation value φ_b of symbols obtained by PM-16QAM algorithm ($B=32$)

值相差为 1。因此,在估计符号的噪声相位时,可以以前面符号的相位估计值为中心,把相位估计限定在某一范围内,而无须像 BPS 算法一样,对每个符号的 B 个测试相位进行估计。显然,对估计性能而言,这种思想具有两个优点:第一,测试的相位减少,极大地降低了算法的计算复杂度;第二,从图 2 可以看出, BPS 算法的相位估计存在局部极小值点,在存在相位噪声的情况下,这种局部极值点将更加随机。若估计范围过大,则相位估计值可能陷于该局部极小值点,而如果预先较精确地定位了噪声相位

的范围,则可以有效避免这种陷入局部极小值点的可能性,从而提高了算法的估计性能。具体的操作为:首先采用 B 个测试相位以估计第一个符号的噪声相位,并存储估计相位所对应的 b 值,在接下来的符号相位估计中,只需取出前一符号估计相位所对应的 b 值,并以该 b 值为中心设定相应较小的测试信号的范围,当前符号相位估计完成后,存储该估计相位所对应的 b 值,以供下个符号相位估计使用。

鉴于以上分析,采用改进的 BPS 算法,为描述方便,将本方法称为 P-BPS, P-BPS 算法框图如图 4 所示。图 4 中, $\varphi_{b^{(k-1)}}$ 表示第 $(k-1)$ 个符号的噪声估计相位, $b^{(k-1)}$ 为第 $k-1$ 个符号的噪声估计相位相对应的 b 值。为估计第 k 个符号的噪声相位,可以以 $\varphi_{b^{(k-1)}}$ 为中心,测试 $2M+1$ ($2M+1 \ll B$) 个测试相位,而不需要全部测试 B 个相位。P-BPS 算法需要的额外操作,仅仅是当第 $(k-1)$ 个符号相位估计完成后,存储该估计相位所对应的 b 值,以供第 k 个符号相位估计使用。图 5 为测试相位范围的分布情况。这里需要指出的是,如图 5 所示,当 $b^{(k-1)} - M \geq 0$ 且 $b^{(k-1)} + M \leq B-1$ 时,测试相位的范围为 $[b^{(k-1)} - M, b^{(k-1)} + M]$, 当 $b^{(k-1)} - M < 0$ 时,测试相位的范围为 $[0, b^{(k-1)} + M] \cup [B + b^{(k-1)} - M, B-1]$, 当 $b^{(k-1)} + M > B-1$ 时,测试相位的范围为 $[0, b^{(k-1)} - B + M] \cup [b^{(k-1)} - M, B-1]$ 。基于以上思想, P-BPS 算法只

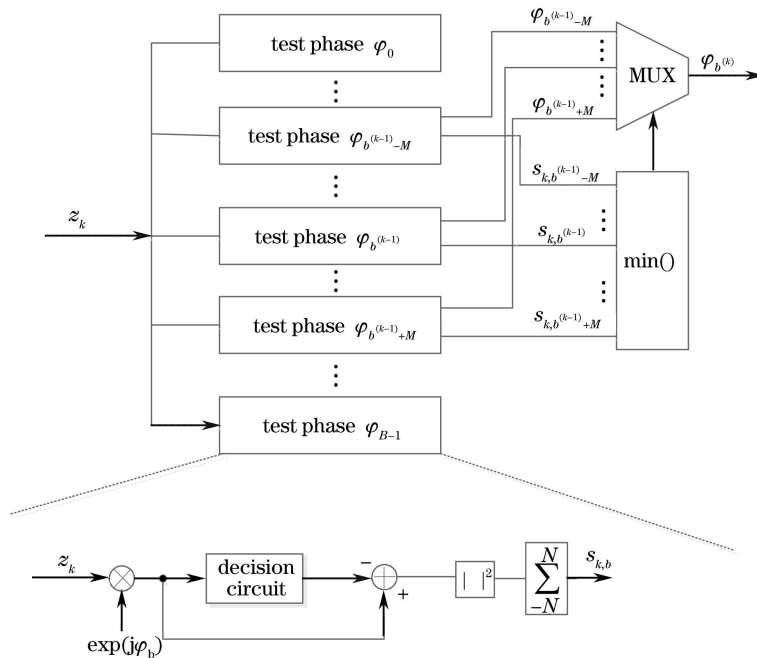


图 4 P-BPS 算法框图

Fig. 4 Schematic of P-BPS algorithm

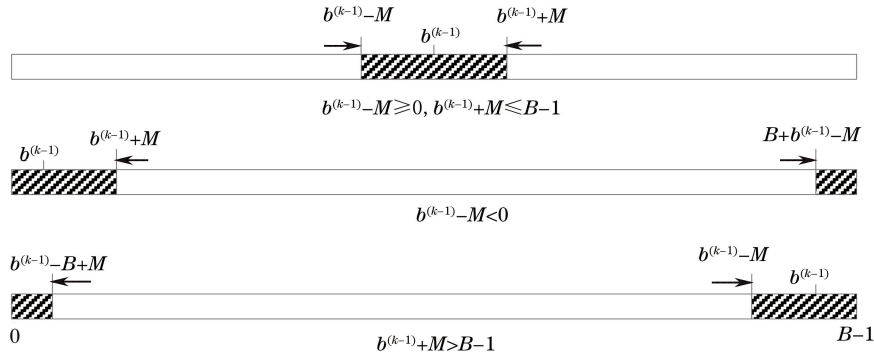


图 5 测试相位范围的分布

Fig. 5 Distribution of test phase range

需根据(3)式,对 $2M+1$ 个测试符号计算欧式距离。显然,当 $2M+1=B$ 时,P-BPS 相当于 BPS 算法。同时,需要指出的是,P-BPS 算法还需准确地估计第一个符号的噪声相位,其操作方法可借鉴 BPS 思想,不同的是,这里采用“串行”的方式依次“扫描” B 个测试相位,得到平均欧式距离 $s_{k,b}$ 最小的值所对应的 φ_b 作为第一个符号的噪声估计相位。该操作方法可减少算法的硬件资源,但会增加系统的运算时间。然而考虑到这种“串行”方式仅仅是对第一个符号进行操作,因此,由此增加的时间复杂度可忽略不计。

3.2 计算复杂度分析

P-BPS 算法的计算复杂度主要取决于 M 值的大小。对于 16-QAM,从图 3 可以看出,此时的 b 值是连续的,因此取 $M=1$ 可保证 P-BPS 算法能够获取最优的相位估计。事实上,仿真结果表明,当取 $M=1,2,3,\dots$ 时,算法的估计性能基本不变。对于 64-QAM,误码率与参数 M 之间的关系如图 6 所示。图 6 描述了 M 与误码率的关系。此时,系统的参数设置如下, $B=64, N=9$,OSNR 为 25 dB,符号速率为 10 GBaud,激光线宽为 1 MHz。由图 6 可以看出,在初始阶段,误码率(BER)随着 M 值的增大而减小,当 $M=7$ 时,BER 不再减小。由此可确定 P-BPS 算法的参数设置,对于 16/64-QAM,选择 M 分别取 1 和 7。基于以上分析,对于 P-BPS 算法,每个符号只需进行 $(2M+1) \times (2N+1) - 1$ 次加运算以及 $2M$ 次比较运算。另外,为消除加性噪声的影响,需对 $2N+1$ 个连续信号的欧氏距离求和,所以对于每个符号只需计算 $2(N+M)+2$ 个测试相位。因此,对于 16-QAM, $M=1, N=9, B=32$ 时,P-BPS 算法所需的乘法及判决运算量、加法运算量和比较运算量分别为 BPS 算法的 68.8%, 9.2%, 6.3%。对于 64-QAM, $M=7, N=9, B=64$ 时,

P-BPS 算法所需的乘法运算及判决运算量、加法运算量和比较运算量分别为 BPS 算法的 53.1%, 10.9%, 21.9%。

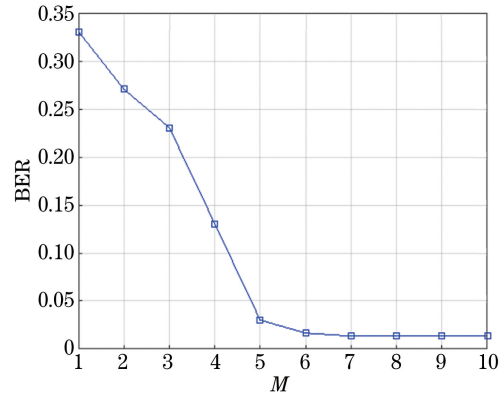


图 6 误码率与参数 M 之间的关系 (PM-64QAM, OSNR: 25 dB, 线宽: 1 MHz)

Fig. 6 Relationship between BER and M (PM-64QAM, OSNR: 25 dB, linewidth: 1 MHz)

4 仿真结果与分析

为验证 P-BPS 算法的估计性能,采用 VPI Transmission Maker 搭建了如图 7 所示的偏振复用相干光通信仿真系统,系统采用 PM-16/64QAM 调制,符号速率分别为 14 GBaud 和 10 GBaud,伪随机符号序列长度为 16384。在系统的发送端,偏振分束控制器(PBS)把光信号分为两束彼此正交的偏振光。同时,两路比特流信号经 QAM 调制后,经马赫-曾德尔调制器(MZM)加载到两路偏振光上,然后通过偏振合束控制器(PBC)加载到光纤。在系统的接收端,信号依次经过 90° 混合器、光电探测模块、模数转换(ADC)模块之后,进入数字信号处理(DSP)模块。

图 8 和图 9 为 16/64-QAM 在线宽为 1 MHz 时,误码率与光信噪比的关系。从图中可以看出,

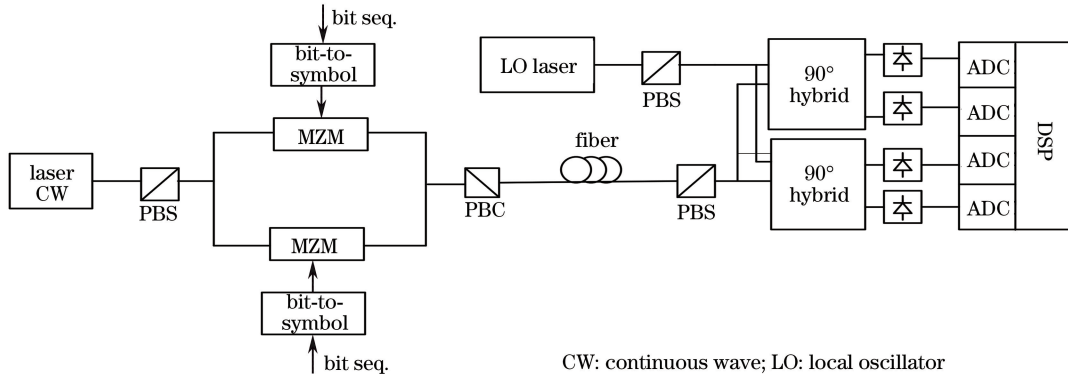


图 7 偏振复用相干光通信仿真系统

Fig. 7 Simulation system for polarization multiplexing coherent optical communication

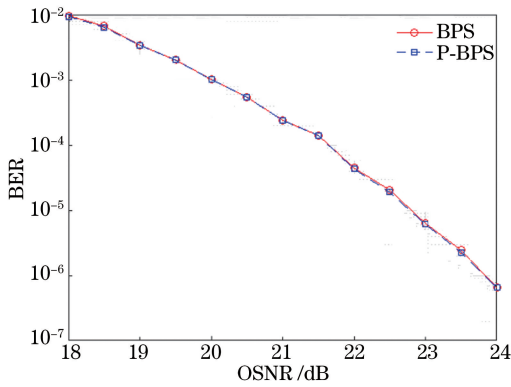


图 8 误码率与信噪比的关系 (PM-16QAM, 线宽: 1 MHz)
Fig. 8 Relationship between BER and OSNR
(PM-16QAM, linewidth: 1 MHz)

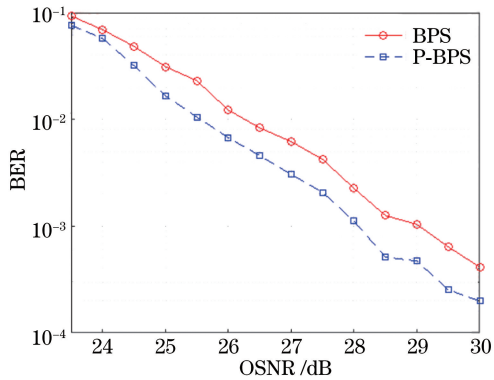


图 9 误码率与信噪比的关系 (PM-64QAM, 线宽: 1 MHz)
Fig. 9 Relationship between BER and OSNR
(PM-64QAM, linewidth: 1 MHz)

P-BPS 的估计性能略好于 BPS, 特别是对于 64-QAM, 这种估计性能的优势更加明显。原因如前所述, 由于 P-BPS 预先较精确地定位了噪声相位的范围, 不但减少了冗余的相位测试, 降低了计算复杂度, 同时也降低了对噪声相位估计陷入局部极小值点的可能性, 提高了估计性能。图 10 和图 11 描述了 16/64-QAM 在 OSNR 分别为 18 dB 和 25 dB 时, 误码率与激光线宽的关系。与预期的一样, 在不

同的激光线宽条件下, P-BPS 算法表现稳定, 总体估计性能都略高于 BPS。

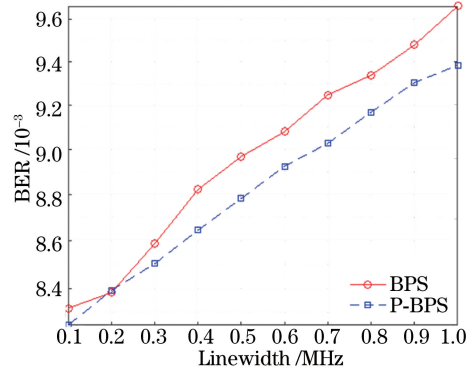


图 10 误码率与激光线宽的关系 (PM-16QAM, OSNR: 18 dB)
Fig. 10 Relationship between BER and linewidth
(PM-16QAM, OSNR: 18 dB)

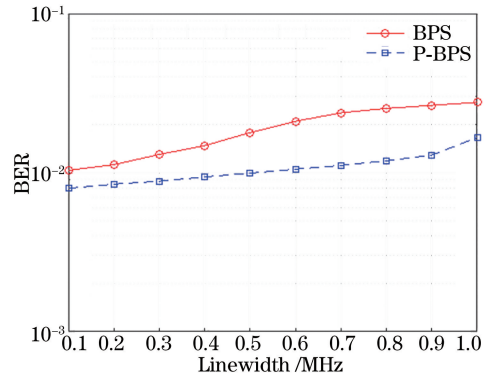


图 11 误码率与激光线宽的关系 (PM-64QAM, OSNR: 25 dB)
Fig. 11 Relationship between BER and linewidth
(PM-64QAM, OSNR: 25 dB)

5 结 论

针对 BPS 算法所具有的良好估计性能及较高的计算复杂度, 提出了低复杂度的 P-BPS 算法,

该算法利用噪声相位变化缓慢的特点,利用前一符号的估计相位,可较精确地定位当前符号的噪声相位范围,极大地降低了计算的复杂度。同时,噪声相位范围的定位,使之更大可能地避免了相位估计陷入局部极小值点的风险,从而提高了相位估计的性能。最后,PM-16/64QAM 偏振复用相干光通信系统仿真结果表明,P-BPS 算法在不同的激光线宽及光信噪比条件下,提升了相位估计的性能,具有很强的稳健性。

参 考 文 献

- [1] Taylor M G. Coherent detection method using DSP for demodulation of signal and subsequent equalization of propagation impairments[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2004, 16(2): 674-676.
- [2] Zhou X. Efficient clock and carrier recovery algorithms for single-carrier coherent optical systems: a systematic review on challenges and recent progress[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2014, 31(2): 35-45.
- [3] Zhang S, Kam P Y, Chen J, *et al.* Decision-aided maximum likelihood detection in coherent optical phase-shift-keying system[J]. Optics Express, 2009, 17(2): 703-715.
- [4] Wang P, Chen J, You X D, *et al.* Decision-aided maximum likelihood phase estimation for optical coherent QAM signals[J]. Acta Optica Sinica, 2016, 36(8): 0806007.
王萍, 陈健, 由骁迪, 等. 光相干 QAM 信号的弹性 DAML 相位估计 [J]. 光学学报, 2016, 36(8): 0806007.
- [5] Viterbi A. Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1983, 9(4): 543-551.
- [6] Pfau T, Hoffmann S, Noe R. Hardware-efficient coherent digital receiver concept with feedforward carrier recovery for M -QAM constellations[J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(8): 989-999.
- [7] Qiao Y J, Du X, Ji Y F. 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. 光四相相移键控传输系统中相位估计算法研究 [J]. 光学学报, 2010, 30(5): 1229-1233.
- [8] Fatadin I, Ives D, Savory S J. Laser linewidth tolerance for 16-QAM coherent optical systems using QPSK partitioning [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2010, 22(9): 631-633.
- [9] Zhou X, Zhong K P, Gao Y L, *et al.* Modulation-format-independent blind phase search algorithm for coherent optical square M -QAM systems[J]. Optics Express, 2014, 22(20): 24044-24054.
- [10] Zhou X, Lu C, Lau A P T, *et al.* Low-complexity carrier phase recovery for square M -QAM based on S-BPS algorithm[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2014, 26(18): 1863-1866.
- [11] Li J Q, Li L, Tao Z N, *et al.* Laser-linewidth-tolerant feed-forward carrier phase estimator with reduced complexity for QAM[J]. Journal of Lightwave Technology, 2011, 29(16): 2358-2364.
- [12] Jian H K, Kang P Z, Gao Y, *et al.* Linewidth-tolerant and low-complexity two-stage carrier phase estimation for dual-polarization 16-QAM coherent optical fiber communications[J]. Journal of Lightwave Technology, 2012, 30(24): 3987-3992.
- [13] Zhou X. An improved feed-forward carrier recovery algorithm for coherent receivers with M -QAM modulation format [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2010, 22(14): 1051-1053.
- [14] Li X, Cao Y W, Yu S, *et al.* A simplified feedforward carrier recovery algorithm for coherent optical QAM system[J]. Journal of Lightwave Technology, 2011, 29(5): 801-807.
- [15] Pfau T, Noé R. Phase-noise-tolerant two-stage carrier recovery concept for higher order QAM formats[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2010, 16(5): 1210-1216.
- [16] Su X F, Xi L X, Tang X F, *et al.* A multistage CPE scheme based on crossed constellation transformation for M -QAM[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2015, 27(1): 77-80.
- [17] Chen Y, Huang X G. A simple three-stage carrier phase estimation algorithm for 16-QAM systems based on QPSK partitioning and maximum likelihood detection [J]. Optics Communications, 2015, 342: 44-50.
- [18] Kang P Z, Jian H K, Gao Y, *et al.* Linewidth-tolerant and low-complexity two-stage carrier phase estimation based on modified QPSK partitioning for dual-polarization 16-QAM systems [J]. Journal of Lightwave Technology, 2013, 31(1): 50-57.
- [19] Munier F, Alpman E, Eriksson T, *et al.* Estimation of phase noise for QPSK modulation over AWGN channels[C]//GigaHertz 2003. Proceedings from the Seventh Symposium, November 4-5, 2003, Sweden. Linköping: Linköping University Electronic Press, 2003: 1-6.