

•信号与信息处理•

相干光通信系统载波相位估计算法性能分析

张 琪, 王目光

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

摘 要:在相干光通信系统中,激光器相位噪声导致信号在复平面发生旋转,因此在接收端需要对信号进行载波相位估计和恢复。文中主要对当前载波相位估计算法特性进行比较研究。介绍了两种经典算法Viterbi&Viterbi算法和盲相位搜索(BPS)算法的基本原理,总结了六种二阶级联相位噪声估计算法。比较八种载波相位估计算法的硬件复杂度及线宽容忍度,并评估了这八种载波相位估计算法在16QAM系统中的性能。

关键词:相干光通信系统;载波相位估计算法;硬件复杂度;数字信号处理

中图分类号:TN911.23

文献标识码:A

文章编号:1673-1255(2016)-06-0039-08

Performance Analysis of Carrier Phase Estimation Algorithm for Coherent Optical Communication System

ZHANG Qi, WANG Mu-guang

(Key Laboratory of All Optical Network and Advanced Telecommunication Network, Ministry of Education, Institute of Light Wave Technology, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: In coherent optical communication systems, the laser phase noise causes the signal to rotate in the complex plane, so the signal carrier phase estimation and recovery are needed in the receiver. The characteristics of current carrier phase estimation algorithms are compared and researched. The basic principles of two classical algorithms Viterbi&Viterbi and blind phase search (BPS) are introduced, and six phase noise estimation algorithms with two-stages are summarized. The hardware complexity and line width tolerance of the eight carrier phase estimation algorithms are compared, and their performances in 16 QAM system are also evaluated.

Key words: coherent optical communication system; carrier phase estimation algorithm; hardware complexity; digital signal processing

近年来,随着互联网、高清电视等技术的发展,传统10/40 Gbs低速强度调制-直接检测的光通信系统难以满足骨干网的带宽需求,基于高阶调制、相干检测和数字信号处理(DSP)技术的相干光通信系统具有高速率、高频谱效率、低成本等特点,可满足未来业务量需求,是近年来光通信领域的研究热点之一。文中主要聚焦于相干光接收机DSP中载波相位噪声估计与恢复技术的研究。众所周知,发送端激光器和本地振荡激光器在工作中会发生自发

辐射,产生相位噪声,另外线路中的放大器的自发辐射噪声(ASE)噪声也会引入额外的相位扰动,以上相位噪声会造成数据符号在复平面旋转,使得接收端无法正确判决接收信号,严重影响系统的传输性能,是系统中的主要损伤之一。

1 相干光通信系统中的相位噪声

相干光通信技术的研究最早开始于20世纪80

收稿日期:2016-11-19

基金项目:国家自然科学基金(60807003);北京市青年英才计划(0528)资助课题

作者简介:张琪(1992-),女,黑龙江省齐齐哈尔市人,硕士研究生,主要从事光通信技术的研究。

年代,但受限于当时光器件和DSP技术条件的制约,仅仅停留在实验室研究阶段。相干光通信技术真正获得突破并走入实用化是进入21世纪之后。随着窄线宽激光器等关键光器件,低成本高速电子处理芯片和DSP技术的日益成熟,在2010年,100 Gbs传输速率的相干光通信系统中成功实现了数据传输实验,自此逐渐在商业领域中应用起来,被认为是未来光通信网络的主流技术。

一个典型的相干光通信系统结构如图1所示。

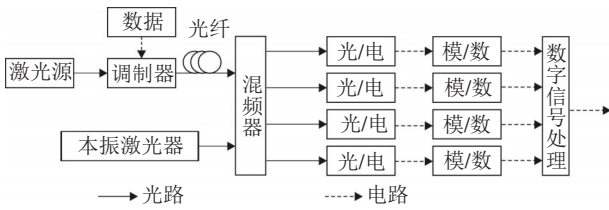


图1 相干光通信系统

在发送端,通过幅度、相位和偏振等多维度调制将基带电信号调制到光载波上,实现具有高频谱效率的高阶调制码型(16QAM、64QAM、DP-QPSK等),随后光信号经过长距离光纤链路传输到达接收端。接收到的光信号在接收端与本振激光器进行相干混频和光电转换,将光信号下变频为基带信号或中频信号。然后进行模数转换,送入DSP芯片进行数字信号处理,实现数据恢复。采用相干检测技术可以完整保留光信号的相位、幅度和偏振等信息,并且提升接收机灵敏度,从而极大地提高系统的传输容量。

数字信号处理技术是数字相干接收机的核心部分,其结构如图2。

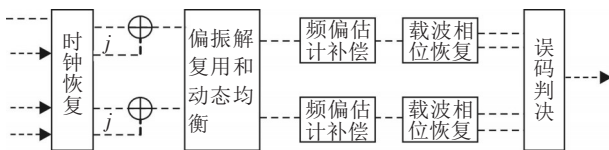


图2 DSP结构图

主要包括数字时钟恢复、偏振解复用和动态均衡、载波频偏估计补偿和载波相位噪声估计与恢复等功能。其中载波相位噪声估计与恢复是相干光

检测的一个难点,相比于通过实现复杂光学锁相环,使用DSP技术进行相位纠偏不仅可以提高激光器的线宽容忍度,而且有利于降低系统的升级成本,因而具有广阔的商业前景。

在相干检测通信系统中,发射端激光器及本地振荡激光器自发辐射产生相位噪声,使接收信号受到干扰。尽管可以采用窄线宽激光器来降低相位噪声,但是由于其成本高、激光器老化等因素,使得激光器相位噪声仍是光通信系统损伤的主要来源之一。

激光器的相位噪声一般认为是一个维纳过程(wiener process),有下式

$$\theta_v(t) = \int_{-\infty}^t \nu(t) dt \quad (1)$$

其中, $\theta_v(t)$ 是激光器 t 时刻的瞬时相位; $\nu(t)$ 是均值为0,方差为 $2\pi\Delta f T_s$ 的高斯随机过程。其中 Δf 表示激光器线宽; T_s 是信号符号周期。

受此载波相位噪声影响,发射端发射的调制信号为

$$E(t) = \sqrt{P_s(t)} \exp\{j[\theta_s(t) + \theta_v(t)]\} \quad (2)$$

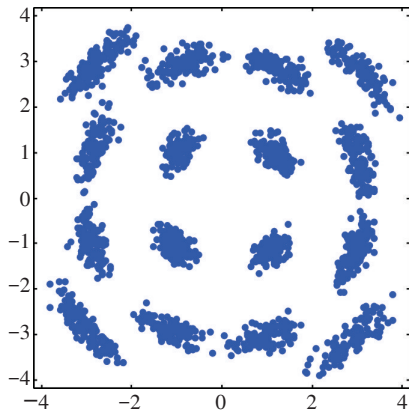
其中, $P_s(t)$ 表示光信号功率,含幅度调制信息; $\theta_s(t)$ 表示调制相位; $\theta_v(t)$ 表示相位噪声。从式(2)中可以看出,相位噪声不改变调制信号的幅度信息,但对于联合调制编码的高阶调制码型,相位噪声会造成信号在复平面旋转。

在不考虑非线性效应,并且色散、频率偏置等因素完全补偿时,经过模数转换和采样后,载波相位估计的输入信号可以表示为

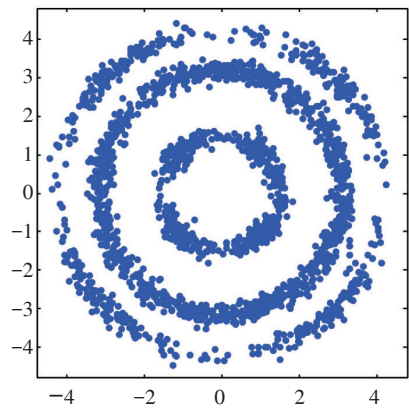
$$R_k = r \sqrt{P_r(t) P_{l0}} \exp\{j[\theta_s(k) + \theta_j(k)]\} + n(k) \quad (3)$$

其中, r 表示构成平衡探测器的光电二极管的检测灵敏度; $P_r(t)$ 、 P_{l0} 分别表示接收到的光信号的功率和本地振荡激光器的光功率; $\theta_j(k)$ 是发射端激光器与本振激光器共同作用下产生的相位噪声; $n(k)$ 是由光放大器 ASE 噪声引起的加性噪声。由于 ASE 复噪声对相位的影响可以通过多个符号取均值来消除影响,因此只需要对 $\theta_j(k)$ 进行估计。

图3是在112 Gb/s传输速率下,激光器线宽分别为0.28 MHz和2.8 MHz时,载波相位噪声对16QAM信号星座图的影响。



(a)激光器线宽为0.28 MHz



(b)激光器线宽为2.8 MHz

图3 不同激光器线宽对信号的影响

可以看出,当激光器线宽为0.28 MHz时,相位噪声对信号数据影响较小,接收信号在理想位置附近抖动;当激光器线宽为2.8 MHz时,激光器相位噪声会导致信号发生较大的旋转,甚至相互重叠,无法正确恢复信号。

因此,载波相位估计和恢复就是采用DSP技术通过某种算法在接收端估计出信号中的 $\theta_f(k)$,并对接收信号进行补偿,从而恢复出正确信号。

2 经典载波相位估计算法

2.1 V&V算法

在所有载波恢复算法中,最早出现且性能较优的算法是1983年提出的Viterbi&Viterbi相位估计(VVPE)算法^[1]。如图4所示。该算法首先将信号分为两路,一路信号直接取接收信号相位信息,另一路信号先进行 M 次方提升后再取其相位,并除以

M 。之后将第一路信号相位信息减去第二路信号信息获得无噪声干扰的调制相位信息。

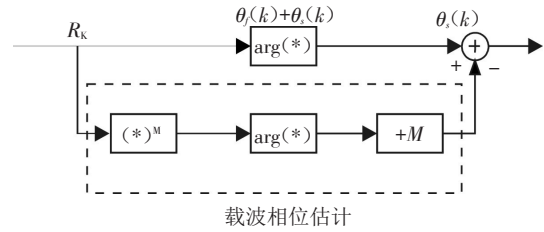


图4 VVPE算法原理图

以QPSK传输信号为例,假设接收的信号为式(3),其中 $\theta_s(k) \in \{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ 。

QPSK信号的VVPE算法实现如下,图4下支路将接收信号进行4次幂后得到表达式为

$$R_k^4 = [r \sqrt{P_r P_{LO}} \exp\{j[\theta_s(k) + \theta_f(k)]\} + n(k)]^4 \quad (4)$$

由于 $\theta_s(k) \in \{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$,所以 $\exp j4\theta_s(k) = 1$ 。因此式(4)近似为

$$R_k^4 \propto \exp\{j4\theta_f(k)\} + 4n(k) \cdot \exp\{j[3\theta_s(k) + 3\theta_f(k)]\} + o(n^2(k)) \quad (5)$$

取其相位角除以4后得到

$$\frac{1}{4} \arg(R_k^4) = \theta_f(k) + \frac{1}{4} n_k \delta(\theta_f) + o(n_k^2) \quad (6)$$

其中, $\delta(\theta_f)$ 是关于 $\theta_f(k)$ 的无穷小数值,上支路直接取信号相位角,两路相位相减得到的调制相位信息 $\theta_s(k)$ 为

$$\hat{\theta}_s(k) = \arg(R_k) - \frac{1}{4} \arg(R_k^4) = \theta_s(k) - \frac{1}{4} n_k \delta(\theta_f) \quad (7)$$

由于相位噪声是一个维纳过程,因此对于高速数据流来说可看成是一个缓变的过程。在连续符号上对相位进行平均,可在很大程度上抑制加性噪声的影响,从而更准确地得到相位信息。

连续 N 个符号在采用VVPE算法后,平滑加性噪声得到载波相位估计值为

$$\hat{\theta}_n(k) = \frac{1}{4} \arg\left\{ \sum_{l=k-N}^{k-1} R^4(l) \right\} \quad (8)$$

2.2 BPS算法

另一经典算法是Timo Pfau等人提出的盲相位搜索算法(BPS)^[2]。该算法是在接收到信号后用多个测试相位对信号进行补偿恢复,以选择出最理想的测试相位作为载波估计相位,其原理框图如图5。

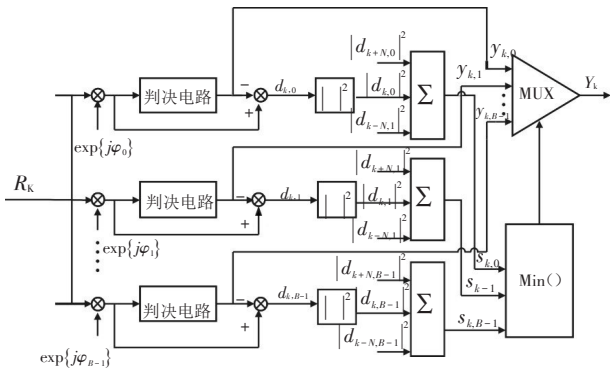


图5 BPS算法

在盲相位估计算法中,首先将接收到的信号 R_k 进行 B 次旋转,每次旋转角度为 ϕ_b , 有下式

$$\phi_b = \frac{b_s}{B} \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{4} \quad b = 0, 1, \dots, B-1 \quad (9)$$

所有经过测试相位旋转的信号进入判决器中进行判决,计算与之相距最近星座点的欧氏距离为

$$d_{k,b}^2 = \left| R_k e^{-j\phi_b} - [R_k e^{-j\phi_b}]_D \right|^2 \quad (10)$$

其中, $[x]_D$ 表示星座图中距离 x 最近的星座点。为平滑传输过程产生的加性噪声,对同一测试相位得到的 N 个距离值进行求和,有下式

$$e_{k,b} = \sum_{n=k-\text{ceil}(N/2)+1}^{k+\text{floor}(N/2)} d_{n,b}^2 \quad (11)$$

获得平均距离最小的一路信号,再采用开关电路选取与之对应的星座点作为对发射信号的判决。

3 改进载波相位估计算法

由第2节可知, VVPE 是基于 QPSK 具有相同相位角这一特点提出来的,因此对于更高阶的调制信号并不适用。BPS 载波相位估计算法虽然可以有效地对 M-QAM 信号相位噪声进行补偿,但需要对信号旋转所有可能的相位角,然后进行判决、平方、比较等运算,计算复杂度高。为优化高阶调制通信系统载波相位估计算法,许多算法都基于 VVPE 和 BPS 进行改进。

文中对所有算法分为两类进行分析总结,第一类是基于 VVPE 的改进算法;第二类是基于 BPS 的级联算法。

3.1 基于 VVPE 的改进算法

3.1.1 P_{123} 分区算法

在所有改进 VVPE 以适用于高阶调制系统的相位恢复算法中,其基本原理是对调制信号星座图进行分区,以符合 VVPE 算法输入信号条件。最早提出对 16QAM 进行分区的是 2010 年 Irshaad Fatadin 等人^[3]。图 6 为 16QAM 分区图。图 7 为 P_{123} 分区算法流程图。

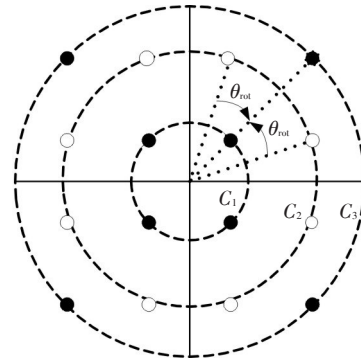


图6 16QAM 分区

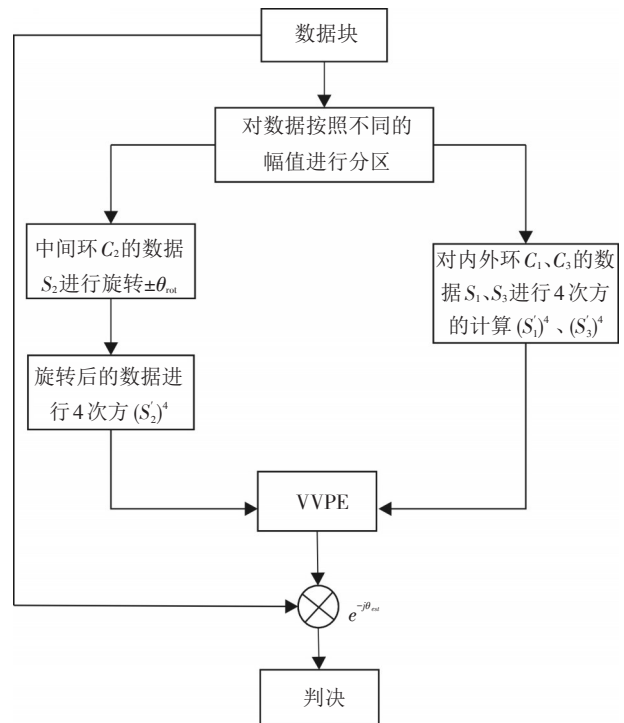


图7 P_{123} 分区算法流程图

观察图 6 方形 16QAM 星座图,可以将 16QAM

星座图分为三个圆环 C_1 、 C_2 和 C_3 。其中内环 C_1 与外环 C_3 上信号相位差为 $\theta = \frac{\pi}{2}$, 中间环 C_2 信号相位差为 $2\theta_{rot}$ 。在 VVPE 分区算法中, 首先对信号按环分为 C_1 、 C_3 类和 C_2 类, 对于 C_2 类信号对其进行相位旋转, 旋转角度为 $\pm\theta_{rot} = \pm(\frac{\pi}{4} - \arctan(\frac{1}{3}))$ 。之后对处理后的信号进行合并, 运用 VVPE 算法对其进行相位估计。

3.1.2 CT 算法

2012年, Jian Hong Ke 等人提出了一种基于星座图变换(constellation transformation, CT)及 VVPE 的载波相位估计算法^[4]。该算法结合了将 16QAM 星座图变换为 QPSK 星座图的原理^[5], 如图 8 所示。

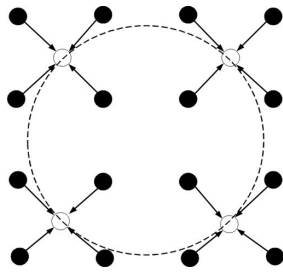


图8 16QAM星座图变换示意图

对于 16QAM 系统, 将信号数据 $X \in \{\pm 1 \pm i, \pm 1 \pm 3i, \pm 3 \pm i, \pm 3 \pm 3i\}$ 变换为

$$Y = [X_r - \text{sign}(X_r - 2 \text{sign}(X_r))] + i[X_i - \text{sign}(X_i - 2 \text{sign}(X_i))] \quad (12)$$

对将得到的新信号数据 Y 看做 VVPE 输入信号, 进行 4 次方计算, 并将信号相位角除以 4, 得到估计相位噪声, 算法结构图如图 9。

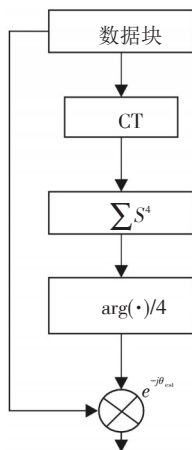
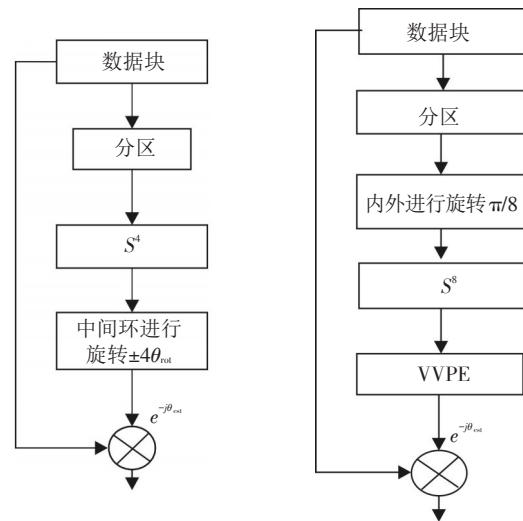


图9 CT算法结构图

3.1.3 MP 算法与八次方算法

2013年, Kang Ping Zhong 和 Syed M Bilal 等人先后对 VVPE 算法提出了改进, 以适用于 16QAM 及其他高阶调制系统中。Kang Ping Zhong 等人提出的修正 QPSK 分区(modified QPSK partitioning, MP)算法先对 16AQM 信号分区进行 4 次方计算, 再对中间环其进行旋转 $\pm 4\theta_{rot}$ ^[6]。Syed M Bilal 等人提出的八次方算法首先是将内外环 C_1 和 C_2 信号数据进行 $\frac{\pi}{8}$ 旋转, 之后进行八次方计算^[7]。两种算法结构图如图 10a、图 10b 所示。



(a)MP算法结构图

(b)八次方算法结构图

图 10 (a)MP 算法结构图 (b)八次方算法结构图

3.2 基于 BPS 的级联算法

经典的 BPS 算法被认为是相位估计算法的标杆, 许多新算法都以较少旋转相位的 BPS 作为一阶相位估计, 在二阶估计中寻找局部最优相位估计。Timo Pfau 在提出 BPS 算法以后, 次年提出基于 BPS 算法的级联算法^[8]。Qunbi Zhuge 提出将 BPS 进行二阶级联, 但每阶的测试相位都有所减少^[9]。

3.2.1 BPS/ML 算法

2011年 Xiang Zhou 等人提出了 BPS 与最大似然估计(maximum likelihood estimation, ML)的级联算法, 在保证估计精度的同时, 降低了硬件复杂度^[10]。该算法同样在一阶估计中采用测试相位较少的 BPS 算法, 得到最优信号后代入如下 ML 公式

$$H_k = \sum_{n=k-N+1}^{k+N} R_n [\hat{Y}_n^{(0)*}] \quad (13)$$

$$\phi_k^{ML} = \tan^{-1}(\text{Im}[H_k]/\text{Re}[H_k])$$

得到最终估计相位,该算法结构图如图11。

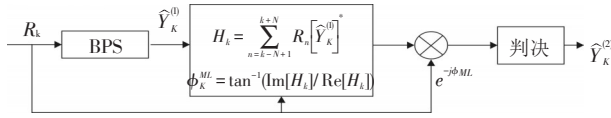


图11 BPS+ML算法结构图

3.2.2 BPS/QA算法

2015年, Meng Xiang等人提出了一种基于BPS的二次迭代(quadratic approximation, QA)算法^[11]。该算在利用BPS一阶粗估计后,在二阶算法中对测试相位及最小欧式距离和进行二次拟合来得到局部最优相位估计。首先经过一阶估计后选取距离和最小的测试相位及其附近两个测试相位,将这三个测试相位及距离和代入如下公式进行拟合

$$\begin{cases} a + b\phi_{b1} + c\phi_{b1}^2 = e_{b1} = f(\phi_{b1}) \\ a + b\phi_{b2} + c\phi_{b2}^2 = e_{b2} = f(\phi_{b2}) \\ a + b\phi_{b3} + c\phi_{b3}^2 = e_{b3} = f(\phi_{b3}) \end{cases} \quad (14)$$

得到局部最优测试相位及最小距离和为

$$\begin{aligned} \bar{\phi} &= -\frac{b}{2c} \\ \bar{e} &= f(\bar{\phi}) = a + b\bar{\phi} + c\bar{\phi}^2 \end{aligned} \quad (15)$$

其结构图如图12。反复迭代,直至满足第K次迭代 $|\bar{\phi}_K - \bar{\phi}_{K-1}| < \varepsilon$, $\bar{\phi}_K$ 即为最终相位估计。

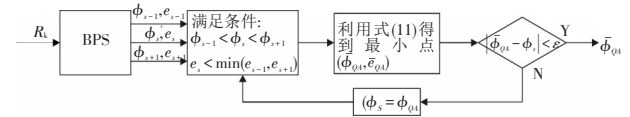


图12 BPS+QA算法结构图

4 载波相位估计算法性能分析

为得到更好的估计性能, VVPE改进算法几乎都作为一阶或二阶级联算法进行应用,同时也可作为基于BPS级联算法的二阶估计应用。因此,不同算法之间进行级联调优,可以得到不同的估计性能。下面选取几个性能较好的二阶级联算法,从硬件复杂度及线宽容忍度方面进行载波相位估计性能分析。

4.1 硬件复杂度

衡量相位估计算法性能之一就是硬件复杂度,硬件复杂度关系工程应用的难易及成本。文中选取几种性能较好的二阶级联算法进行硬件复杂度比较。各种算法硬件复杂度如表1。

表1 各种算法硬件复杂度

	乘法器	加法器	比较器	判决
P ₁₂₃	18N+3	12N	1	N
P ₃ +CT	7N ₁ +1/2N ₁ +10N ₂ +4	4N ₁ +10N ₂	N ₁ +2	N ₂
P ₃ +MP	7N ₁ +1/2N ₁ +12N ₂ +2	4N ₁ +N ₂	N ₁ +N ₂ +2	N ₂
BPS	6NB+4N	6NB-B+2N+2	B	NB+N
BPS+ML	6N ₁ B+8N ₂ +1	6N ₁ B-B+6N ₂	B	N ₁ B+N ₂
BPS+CT	6N ₁ B+4N ₁ +10N ₂ +2	6N ₁ B-B+2N ₁ +10N ₂ +2	B+1	N ₁ B+N ₂
BPS+MP	6N ₁ B+4N ₁ +14N ₂	6N ₁ B-B+2N ₁ +8N ₂ +2	B+N ₂	N ₁ B+N ₂
BPS+QA	6N ₁ B+16N ₂ +56	6N ₁ B-B+14N ₂ +37	B+6	N ₁ B+3N ₂

其中P₁₂₃表示分区算法利用内中外三环进行相位估计, P₃表示分区算法利用外环信号数据进行相位估计。值得注意的是, P₃仅利用外环信号数据进行相位估计,信号数据利用率较低,因此性能较差,一般只将其作为一阶相位粗估计;另外在BPS+QA算法中迭代次数选择两次。

为更直观比较各算法硬件复杂度,以112 Gb/s

16QAM 背靠背系统为例,各种算法取最优码长及最佳测试相位。P₁₂₃码块长度N=40^[3]; P₃+CT^[4]及 P₃+MP^[6]码块长度N₁=50, N₂=30; BPS^[2]测试相位B=32, 码块长度N=20; BPS+ML^[10]、BPS+CT^[4]及 BPS+MP^[6]的B=10, N₁=30, N₂=30; BPS+QA^[11]的B=5, N₁=30, N₂=19。计算硬件复杂度如表2。

表2 在16QAM系统中各算法硬件复杂度

	乘法器	加法器	比较器	判决器
P ₁₂₃	723	480	101	40
P ₃ +CT	679	500	52	30
P ₃ +MP	737	410	82	30
BPS	3 920	3 850	32	660
BPS+ML	2 041	1 970	10	330
BPS+CT	2 222	2 152	11	330
BPS+MP	2 340	2 092	70	330
BPS+QA	1 260	1 198	11	207

由表2可以看出,经典算法BPS使用的乘法器、加法器和判决器最多,基于BPS的级联算法也相对较高,而基于VVPE分区的相位估计算法相对较低。另外注意到,在所有基于BPS级联算法中,BPS+QA载波相位估计算法的乘法器、加法器、比较器和判决器数量比BPS分别降低了2.1倍、2.2倍、1.9倍、2.2倍。

4.2 线宽容忍度

在评价相位估计算法性能的另一角度是线宽容忍度,算法的线宽容忍度越高表明其性能越好。图13是基于16QAM传输信号,八种载波相位估计算法在不同激光器线宽符号周期积下的信噪比代价(BER=10⁻³)。以不加载载波相位估计算法0 Hz激光器线宽误码率为10⁻³的信噪比为基准,各算法参数采用最优。

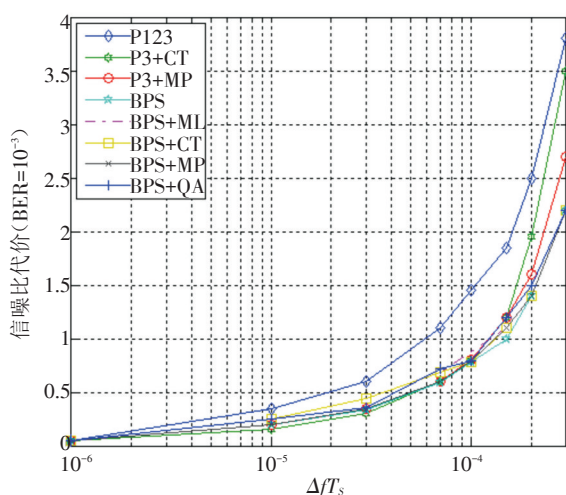


图13 八种载波估计相位算法在不同激光器线宽符号周期积下的信噪比代价

从图13可以看出,随着激光器线宽符号周期积的增加,BER为10⁻³时,信噪比代价越高。在1 dB信噪比代价下,经典BPS载波相位估计算法线宽容忍度最优,可达到 $\Delta f \cdot T_s = 1.4 \times 10^{-4}$;P₁₂₃线宽容忍度最差仅为 $\Delta f \cdot T_s = 1 \times 10^{-4}$;而其他各算法均可达到 $\Delta f \cdot T_s = 1.3 \times 10^{-4}$ 。值得说明的是,基于P₃的相位估计由于受信号数量限制,在信噪比代价超过1 dB条件下其线宽容忍度低于基于BPS的相位估计算法。

5 结论

对两种经典相干光通信系统中相位估计算法进行理论介绍,同时介绍了目前几种性能较好的相位估计算法的基本原理及实现流程,比较了两种一阶载波相位估计算法及六种级联载波估计相位算法的硬件复杂度和线宽容忍度。比较发现,硬件复杂度较低的载波相位估计算法线宽容忍度差,而线宽容忍度较好的载波相位估计算法其硬件复杂度又较高,因此可以根据不同工程项目的需要选择相应的载波相位估计算法,但兼顾二者性能仍然是研究者们奋斗的目标。

目前基于以上几种载波相位估计算法已被研究者们应用在DP-16QAM、64QAM、256QAM系统中,并且均得到了不错的载波相位估计效果^[12-18]。值得一提的是,优化系统非线性的载波相位算法也活跃在相干接收机数字信号处理领域的研究中^[19-22]。另外,从改进数据块算法^[23]、消除码长影响^[24]等角度出发的载波相位估计算法也已出现。未来基于以上几种相位估计算法依然会在相干光通信系统中得到应用,同时也会有更多在保证线宽容忍度前提下降低硬件复杂度的新算法出现。

参考文献

- [1] Viterbi A. Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1983, 29(4): 543-551.
- [2] 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.
- [3] Fatadin I, Savory S J. Laser linewidth tolerance for 16-QAM coherent optical systems using QPSK partitioning[J]. IEEE

- Photonics Technology Letters, 2010, 22:631-633.
- [4] Ke J H, Zhang K P, 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.
- [5] Rao W, Yuan K, Gao Y. A simple constant modulus algorithm for blind equalization suitable for 16-QAM signal[J]. International Conference on Signal Processing, 2008: 1963-1966.
- [6] Zhong K P, Ke J H, Gao Y, et al. Linewidth-tolerant and low-complexity two-stage carrier phase estimation based on modified QPSK partitioning for dual-polarization 16-QAM system[J]. Journal of Lightwave Technology, 2013, 31(1):50-57.
- [7] Bilal S M, Bosco G. Dual stage carrier phase estimation for 16-QAM systems based on a modified QPSK-partitioning algorithm[J]. International Conference on Transparent Optical Networks(ICTON), 2013, 9(6):1-4.
- [8] Pfau T, Noe R. Phase-noise-tolerant two-stage carrier recovery concept for higher order QAM formats[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 16, 5: 1210-1216.
- [9] Zhuge Q, Chen C, Plant D V. Low computation complexity two-stage feedforward carrier recovery algorithm for M-QAM[J]. Optical Fiber Communications(OFC), 2011:1-3.
- [10] Zhou X, Yu J. Two-stage feed-forward carrier phase recovery algorithm for high-order coherent modulation formats [J]. European Conference & Exhibition on Optical Communication(ECOC), 2010:1-3.
- [11] Xiang M, Fu S N, Deng L, et al. Low-complexity feed-forward carrier phase estimation for M-ary QAM based on phase search acceleration by quadratic approximation[J]. Optical Society of America(OSA), 2015, 23(15):19142-19153.
- [12] Su X F, Zhang Z M, Zhang X, et al. Laser-linewidth-tolerant and low-complexity two-stage carrier phase estimation for M-QAM with coherent detection[J]. ACP/IPOC, 2013, AW3F:7.
- [13] Bilal S M, Bosco G, Poggiolini P, et al. Low-complexity linewidth-tolerant carrier phase estimation for 64-QAM systems based on constellation transformation[J]. European Conference & Exhibition on Optical Communication (ECOC), 2013:3-7.
- [14] Bilal S M, Carena A, Fludger C, et al. Dual stage CPE for 64-QAM optical systems based on a modified QPSK-partitioning Algorithm[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2014, 26(3):267-270.
- [15] Bilal S M, Fludger C, Bosco G. Multi-stage CPE algorithms for 64-QAM constellations[J]. Optical Fiber Communications (OFC), 2014:1-3.
- [16] Bilal S M, Fludger C, Curri V, et al. Multistage carrier phase estimation algorithms for phase noise mitigation in 64-quadrature amplitude modulation optical systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(17):2973-2979.
- [17] Bilal S M, Bosco G, Cheng J, et al. Carrier phase estimation through the rotation algorithm for 64-QAM optical systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, 33(9):1766-1773.
- [18] Bilal S M, Bosco G, Cheng J, et al. Performance and complexity comparison of CPE algorithms for 256-QAM optical signals[J]. Optical Fiber Communications (OFC), 2015, W1E:6.
- [19] Zhang S L, Kam P Y, Yu C Y, et al. Decision-aided carrier phase estimation for coherent optical communications[J]. Journal of Lightwave Technology, 2010, 28(11):1597-1607.
- [20] Chunpo P, Frank R, Kschischang. Coded-aided phase tracking for coherent fiber channels[J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(6):1041-1047.
- [21] Lalitha P, Bernhard S. Extended Kalman. Filtering for simultaneous phase and amplitude noise mitigation in WDM systems[J]. International Conference on Transparent Optical Networks(ICTON), 2015, 34(3):1-6.
- [22] Argyris N, Dris S, Spatharakis C, et al. High performance carrier phase recovery for coherent optical QAM[J]. Optical Fiber Communications, 2015.
- [23] 钟康平, 李唐军, 孙剑, 等. 基于线性相位插值的增强型载波相位估计算法[J]. 光学学报, 2013, 33(9):090612-1-090612-8.
- [24] Zhang Y, Wang Y L. A flexible Mth power carrier phase estimation algorithm for coherent optical receiver[J]. Opticas Communications, 2016, 366:462-467.