

# 光相干 QAM 信号的弹性 DAML 相位估计

王 萍<sup>1</sup> 陈 健<sup>1</sup> 由晓迪<sup>1</sup> 马兆慧<sup>1</sup> 刘 雪<sup>1</sup> 余长源<sup>2</sup>

<sup>1</sup>南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏 南京 210003

<sup>2</sup>香港理工大学电子与信息工程系, 香港 999077

**摘要** 提出相干光通信系统的弹性判决辅助式最大似然(DAML)相位估计算法,将弹性 DAML 相位估计算法从相移键控(PSK)系统扩展到正交幅度调制(QAM)系统,并进行相位估计误差推导。仿真结果表明,弹性 DAML 在不同块长度条件下存在误比特率(BER)下界,能消除传统 DAML 的块长度效应,可有效降低符号检测过程对信号相位波动的要求,进而放宽相干光系统对激光器线宽的限制。

**关键词** 光通信; 弹性判决辅助式最大似然; 载波相位估计; 激光器相位噪声; 正交幅度调制

**中图分类号** TN911.7 **文献标识码** A

**doi:** 10.3788/AOS201636.0806007

## Flexible Decision-Aided Maximum Likelihood Phase Estimation for Optical Coherent QAM Signals

Wang Ping<sup>1</sup> Chen Jian<sup>1</sup> You Xiaodi<sup>1</sup> Ma Zhaohui<sup>1</sup> Liu Xue<sup>1</sup> Yu Changyuan<sup>2</sup>

<sup>1</sup>College of Telecommunications and Information Engineering, Nanjing University  
of Posts and Telecommunications, Nanjing, Jiangsu 210003, China

<sup>2</sup>Department of Electronic and Information Engineering, The Hong Kong Polytechnic University, Hong Kong 999077, China

**Abstract** Flexible decision-aided maximum likelihood (DAML) phase estimation method is proposed, which extends from the phase shifted keying (PSK) system to the quadrature amplitude modulation (QAM) system, and the phase estimation error is derived. Simulation results show that the flexible DAML has a lower bound of bit error ratio (BER) for different block lengths, which can eliminate the block length effect from the conventional DAML and effectively reduce the requirement of signal phase fluctuation in the process of signal detection, thereby it loosens the restriction on laser linewidth in coherent optical systems.

**Key words** optical communication; flexible decision-aided maximum likelihood; carrier phase estimation; laser phase noise; quadrature amplitude modulation

**OCIS codes** 060.4510; 060.1660; 140.3460; 200.3050

## 1 引 言

目前,商用以太网的接口速率为 100 Gb/s,未来目标是实现 400 Gb/s,甚至 Tb/s 量级的接口速率<sup>[1-2]</sup>。由于光通信中可用的波段资源有限,只有提高频谱效率才能满足人们对数据通信量快速增长的需求<sup>[3]</sup>。光通信相干检测中高阶调制方式因其较高的频谱效率引起了研究者的广泛关注,如  $M$  进制相移键控(M-PSK)和  $M$  进制正交幅度调制(M-QAM)。高速数模转换(ADC)技术可利用数字信号处理(DSP)来补偿相干检测的信道损伤。

相干光通信的一个主要挑战是由发射机和本地振荡(LO)激光器产生的载波相位噪声<sup>[4-5]</sup>。目前有两种基于 DSP 的相位估计技术: $M$  次幂和判决辅助式最大似然(DAML)。传统的  $M$  次幂采用接收  $M$ -PSK 信

**收稿日期:** 2016-03-21; **收到修改稿日期:** 2016-04-26

**基金项目:** 国家自然科学基金(61271239)

**作者简介:** 王 萍(1990—),女,硕士研究生,主要从事相干光通信方面的研究。E-mail: wangping3366@sina.cn

**导师简介:** 陈 健(1967—),男,博士,教授,博士生导师,主要从事相干光通信和可见光通信方面的研究。

E-mail: chenjian@njupt.edu.cn(通信联系人)

号的  $M$  次幂来移除原始信息,从而估计相位噪声<sup>[6-7]</sup>。Seimetz<sup>[8]</sup>将传统  $M$  次幂算法扩展到方形正交幅度调制(QAM)信号中。但是,在实时信号处理中,因非线性操作、相位模糊等缺点  $M$  次幂的应用受到限制。DAML 相位估计算法采用之前信号判决的反馈来移除调制信息,从而进行载波相位估计<sup>[9-10]</sup>。该算法适用于 PSK 和 QAM 系统,由于其仅涉及线性操作,所以该算法是一种计算高效的相位估计算法,适合实时系统的在线处理。DAML 算法因其能消除非线性操作和相位模糊而被广泛关注。Huang 等<sup>[11]</sup>提出了选择平均(SA)DAML 算法,即通过设定门限来剔除相位噪声过大的信号,优化了传统 DAML 算法。Wu 等<sup>[12]</sup>提出了软 DAML 算法,采用软判决来进行载波相位估计,即用当前符号之前符号的反馈和之后符号的前馈来估计当前符号的相位。Meiyappan 等<sup>[13-14]</sup>提出了复加权(CW)DAML 算法,即在传统 DAML 的基础上进行载波相位和频偏联合估计。翟薇薇等<sup>[15]</sup>研究了 DAML 相位估计算法的冷启动问题,利用  $M$  次幂算法来启动 DAML 相位估计接收机。

这些算法均假设激光器相位噪声在整个块长度区间内是恒定不变的,这就导致了块长度效应的产生,而实际中激光器相位噪声是缓慢时变的。基于这一特点,本文在传统 DADML 算法的基础上引入了加权系数来更准确地进行载波相位估计,并提出了弹性 DAML 相位估计算法。通过一系列分析可以得知,弹性 DAML 相位估计算法能消除传统 DAML 的块长度效应,并能放宽相干光系统对激光器线宽的要求,这对下一代光通信系统的开发有一定意义。

## 2 弹性 DAML 相位估计算法

### 2.1 系统模型

图 1 所示为信号星座图,其中  $s_0-s_{15}$  为星座点, $d_{\min}$  为欧式距离。采用  $M$ -PSK 或  $M$ -QAM 调制方式,相位/幅度调制信号可表示为<sup>[4]</sup>

$$\mathbf{X}(k) = A(k) \exp [j\phi_s(k)] , \quad (1)$$

式中  $A(k)$  是第  $k$  个采样信号的幅度信息,即图 1 中星座点与坐标原点间距离, $\phi_s(k)$  是信号  $\mathbf{X}(k)$  的相位信息,即图 1 中星座点在坐标中的角度。若所有信号都采用  $M$  进制的调制方式,比特速率  $R_b$  和符号速率  $R_s$  的关系为

$$R_b = R_s \cdot \lg M . \quad (2)$$

基于 DSP 的相位估计相干接收机的基本结构如图 2 所示,其中  $E_r(t)$  为发射信号经过光纤到接收端的信号,即接收到的信号; $E_{Lo}(t)$  为本振信号; $i_1(t)$  为上平衡检测器输出的光电流,即信号的 I 路分量; $i_Q(t)$  为下平衡检测器输出的光电流,即信号的 Q 路分量; $2 \times 4 \ 90^\circ$  Hybrid 表示  $2 \times 4 \ 90^\circ$  光混频器,有 2 个输入信号、4 个输出信号且每个输出信号分支各有  $90^\circ$  的相偏。假设采用理想的 ADC,并且已经进行了时钟恢复、偏振控制(PC)、色度色散(CD)、偏振模色散(PMD)补偿以及频偏估计。因此仅考虑激光器相位噪声和加性高斯白噪声(AWGN)对相干接收机性能的影响。

设符号间隔为  $T_s$ , 采样后相干接收机的第  $(k-l)$  个时间间隔  $[(k-l)T_s, (k-l+1)T_s]$  内的信号可表

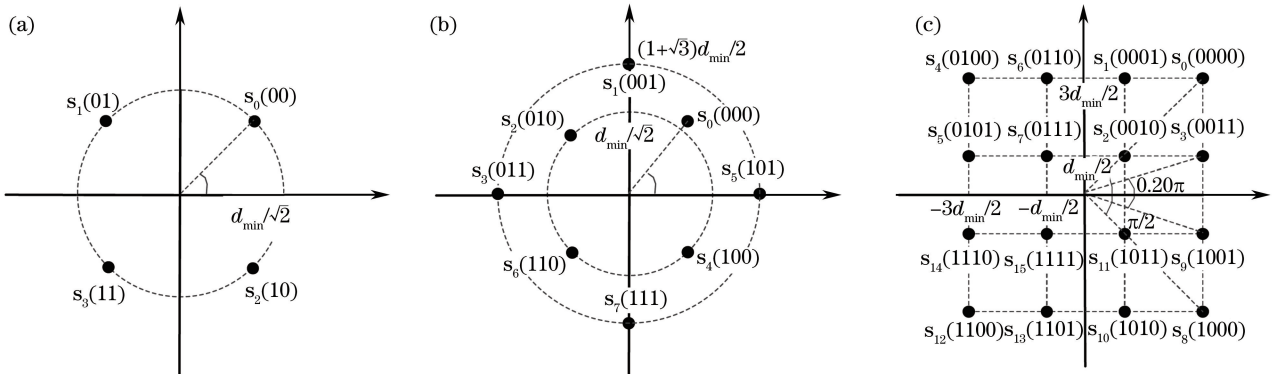


图 1 信号星座图。(a) 正交相移键控调制;(b) 8QAM;(c) 16QAM  
Fig. 1 Signal constellation. (a) QPSK; (b) 8QAM; (c) 16QAM

示为<sup>[16]</sup>

$$r(k-l) = i_1[(k-l)] + j \cdot i_q(k-l) + n(k-l) = m(k-l) \exp\{j[\theta(k) + \sum_{m=0}^{l-1} \nu(m)]\} + n(k-l), \quad (3)$$

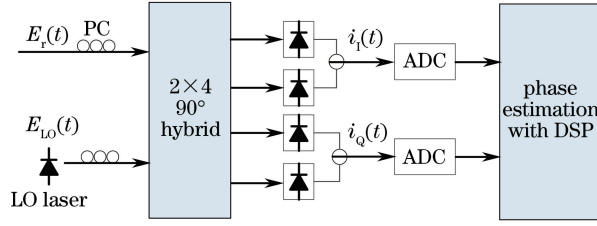


图 2 基于 DSP 的相位估计相干接收机

Fig. 2 Coherent receiver based on DSP phase estimation

式中  $T_s$  为符号间隔,  $\nu(m)$  是均值为零的独立同分布高斯随机变量,  $m(k-l)$  是第  $(k-l)$  个数据符号。将信号星座点记为  $C_i$ , 即  $m(k-l) \in \{C_i \in \sqrt{E_s} \exp[j(2\pi i/M)], i=0,1,\dots,M-1\}$ , 其中  $E_s = E[|m(k)|^2]$  为平均信号能量,  $M$  为星座点的个数, 这里将  $m(k)$  作为当前符号。  $n(k-l)$  为循环对称的复加性高斯白噪声, 其均值为零, 方差为  $\sigma_n^2$ 。因此, 该信号的符号信噪比可表示为

$$\gamma_s = E[|m(k-l)|^2] / \sigma_n^2 = E_s / \sigma_n^2, \quad (4)$$

其比特信噪比为  $\gamma_b = \gamma_s / \ln M$ 。激光器相位噪声  $\theta(k)$  一般用维纳过程表示<sup>[17]</sup>, 即

$$\theta(k) = \theta(k-1) + \nu(k) = \sum_{m=-\infty}^k \nu(m). \quad (5)$$

$\nu(m)$  方差为  $\sigma_p^2 = 2\pi(2\Delta\nu)T_s$ ,  $\Delta\nu$  为每个激光器的 3 dB 线宽。假设发射机激光器和 LO 激光器的 3 dB 线宽都为  $\Delta\nu$ , 那么总的激光器线宽为  $2\Delta\nu$ 。

## 2.2 算法原理

为了恢复第  $k$  个符号信息  $m(k)$ , 这里需要采用前  $L$  个接收信号来估计当前符号的相位噪声  $\theta(k)$ 。首先要消除数据信息的依赖性, 即

$$r'(k-l) = \frac{r(k-l)m^*(k-l)}{|m(k-l)|^2} = \exp\{j[\theta(k) + \sum_{m=0}^{l-1} \nu(m)]\} + n'(k-l), \quad (6)$$

式中  $m^*(k-l)$  是  $m(k-l)$  的共轭函数;  $n'(k-l) = n(k-l)/m(k-l)$ , 加性噪声  $n'(k-l)$  ( $1 \leq l \leq L$ ) 可近似为均值为零的独立同分布的高斯过程, 其方差为

$$\sigma_{n'}^2 = E[|n'(k-l)|^2] = \eta_c / \gamma_s, \quad (7)$$

式中  $\eta_c$  是星座图损伤, 且  $\eta_c = E[|m(k)|^2] \cdot E[1/|m(k)|^2]$ 。对于  $M$ -PSK 信号,  $|\eta_c| = 1$ ; 对于 8QAM 信号,  $|\eta_c| = 1.5$ ; 对于 16QAM 信号,  $|\eta_c| = 1.889$ <sup>[18]</sup>。假设  $\sum_{m=0}^{l-1} \nu(m) \ll 1$ , 则(6)式可表示为

$$r'(k-l) \approx \exp[j\theta(k)] \cdot [1 + j \sum_{m=0}^{l-1} \nu(m)] + n'(k-l), \quad (8)$$

在  $\theta(k)$  已知的条件下,  $r'(k-l)$  可近似为复高斯随机变量。因此, (8)式中的  $\mathbf{R}'$  服从变量为  $L$  的复高斯分布, 其联合概率密度函数为

$$f_{\mathbf{R}'|\theta(k)}[\mathbf{R}'|\theta(k)] = \frac{1}{(\pi)^L \det \mathbf{K}} \exp[-(\mathbf{R}' - \mathbf{m}_{R'})^H \mathbf{K}^{-1} (\mathbf{R}' - \mathbf{m}_{R'})], \quad (9)$$

式中  $\mathbf{R}' = [r'(k-L), r'(k-L+1), \dots, r'(k-1)]^T$  为信号向量,  $\det$  函数用于求矩阵行列式,  $\mathbf{m}_{R'}$  是  $\mathbf{R}'$  的均值, 即

$$\mathbf{m}_{R'} = E(\mathbf{R}') = \exp\{j\theta(k)\} [1, 1, \dots, 1]^T = \exp[j\theta(k)] \mathbf{l}, \quad (10)$$

式中  $\mathbf{l}$  是长度为  $L$  的列向量, 即  $\mathbf{l} = [1, 1, \dots, 1]^T$ 。协方差矩阵  $\mathbf{K}$  是一个  $L \times L$  的方阵, 每个元素为

$$K_{xy} = \min(x, y) \sigma_p^2 + \delta(x-y) \sigma_n^2, [x, y \in (1, 2, \dots, L)], \quad (11)$$

式中  $\delta(\cdot)$  是单位冲激函数。根据最大似然准则,  $\theta(k)$  的估计值就是使(9)式取值最大的  $\theta$  值。由此可得相位参考矢量, 即

$$\mathbf{V}(k) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \frac{\mathbf{r}(k-l) \hat{\mathbf{m}}^*(k-l)}{|\hat{\mathbf{m}}(k-l)|^2}, \quad (12)$$

式中  $\hat{\mathbf{m}}(k-l)$  是接收信号的判决,  $\alpha_l$  是加权系数, 也是行向量  $\boldsymbol{\alpha}$  的第  $l$  个元素, 即

$$\boldsymbol{\alpha} = \mathbf{l}^T \mathbf{K}^{-1} (\mathbf{l}^T \mathbf{K}^{-1})^{-1}, \quad (13)$$

因为 QAM 信号的幅度不是恒定的, 当使用  $\mathbf{V}^*(k)$  [ $\mathbf{V}^*(k)$  为相位参考矢量  $\mathbf{V}(k)$  的共轭函数] 去除相位噪声时, 得到的信号幅度也相应发生变化, 所以需要对其  $\mathbf{V}(k)$  进行归一化。当使用归一化的  $\mathbf{V}(k)$  进行符号判决时, 判决式为

$$\hat{\mathbf{m}}(k) = \begin{cases} \operatorname{argmax}\{\operatorname{Re}[\mathbf{r}(k) \mathbf{V}^*(k) \mathbf{C}_i^*]\}, M\text{-PSK} \\ \operatorname{argmax}\left\{\operatorname{Re}\left[\mathbf{r}(k) \mathbf{V}^*(k) \mathbf{C}_i^* - \frac{1}{2} |\mathbf{C}_i|^2\right]\right\}, M\text{-QAM} \end{cases} \quad (14)$$

相较于传统 DAML 算法, 该算法在相位参考矢量  $\mathbf{V}(k)$  中引入了加权系数来追踪历史相位信息。加权系数由缓慢时变的激光器相位噪声和加性噪声共同作用形成, 能提高传统 DAML 相位估计的准确性。实际上, 当加权系数全部相等, 即  $\boldsymbol{\alpha} = (1/L)[1, 1, \dots, 1]$  时, 相位参考矢量  $\mathbf{V}(k)$  [(12)式] 将退化成传统 DAML 的相位参考矢量<sup>[10]</sup>。这表明传统 DAML 算法是该算法的特殊情况。此外, 在该算法中激光器相位噪声在观测区间内缓慢时变, 而非传统 DAML 的恒定不变, 因此该算法可加强对激光器相位噪声的处理, 并在一定程度上消弱了块长度效应对系统性能的影响。因此, 将该算法称为弹性 DAML。

图 3 所示为  $M$ -PSK 和  $M$ -QAM 系统中弹性 DAML 接收机的结构。该接收机依然需要长度为  $L$  的训练序列来启动。为了防止差错传播, 发射端采用差分编码技术。  $M$ -PSK 信号直接进行差分编码,  $M$ -QAM 信号则通过正交差分规则进行差分编码<sup>[3,19]</sup>。为了恢复原始信号, 接收端采用相应的解码技术, 相干检测中采用差分编解码技术可以更好地提高接收机的灵敏度。

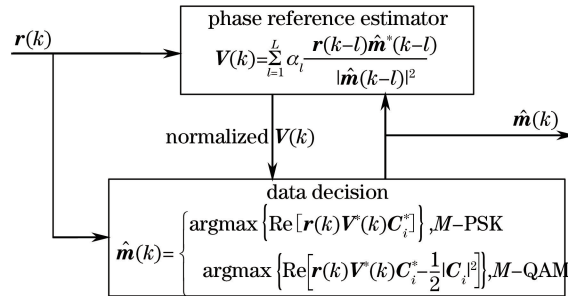


图 3 弹性 DAML 接收机基本结构

Fig. 3 Basic structure of flexible DAML receiver

### 3 弹性 DAML 相位估计算法分析

#### 3.1 加权系数分析

与传统 DAML 相比, 弹性 DAML 的不同点在于引入了加权系数。由(11)式和(13)式可知, 加权系数与相位噪声增量的方差  $\sigma_p^2$ 、加性噪声的方差  $\sigma_n^2$  以及块长度  $L$  相关。由(7)式可知, 加性噪声的方差  $\sigma_n^2$  与星座图损伤  $\eta_c$  和符号信噪比  $\gamma_s$  有关。因此, 相位噪声增量的方差  $\sigma_p^2$ 、星座图损伤  $\eta_c$ 、符号信噪比  $\gamma_s$  和块长度  $L$  决定加权系数。当这四个量确定时可以得到一组加权系数。

弹性 DAML 相位估计算法在  $M$ -PSK 系统中的加权系数如图 4 所示, 其中  $l$  为之前符号与当前符号的距离。块长度不同, 加权系数不同, 这里块长度  $L$  为 20。图 4 所示是一个曲面, 这是因为随着相位噪声、符号信噪比及与当前符号距离的不同, 加权系数也不同。从图中可知, 当相位噪声增量的方差  $\sigma_p^2$  或符号信噪比  $\gamma_s$  较大时, 加权系数减小较快, 只需少量接收信号来估计相位噪声, 反之亦然。同样, 在 QAM 系统中也有类似的结论。

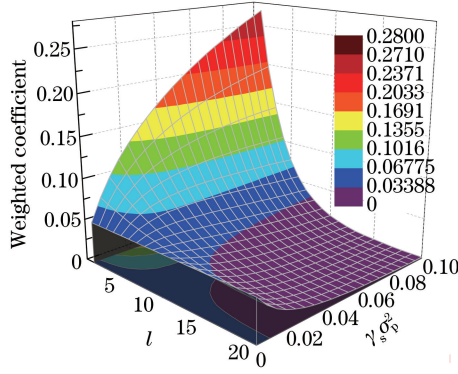


图 4 当  $L$  为 20 时,  $M$ -PSK 系统的加权系数

Fig. 4 Weighted coefficients in  $M$ -PSK system when  $L$  is 20

相较于传统 DAML, 弹性 DAML 无需假设观测区间  $L$  个符号内激光器相位噪声是时不变的, 同时可以用加权系数来描述  $\mathbf{R}$  元素间的相关性。弹性 DAML 和传统 DAML 相比, 两者的相位参考矢量的唯一区别在于前者引入了加权系数。传统 DAML 的相位参考矢量的加权系数是相等的, 即  $\boldsymbol{\alpha} = (1/L)[1, 1, \dots, 1]$ , 这也说明传统 DAML 是弹性 DAML 的一种特殊形式。

### 3.2 相位估计误差分析

设相位噪声  $\theta(k)$  的估计值为  $\hat{\theta}(k)$ , 为了分析弹性 DAML 接收机的相位估计误差  $\Delta\theta = \theta(k) - \hat{\theta}(k)$ , 这里对(12)式中相位参考矢量  $\mathbf{V}(k)$  取角度。为了简单起见, 假设  $\hat{\mathbf{m}}(k-l) = \mathbf{m}(k-l)$ , 即接收机的所有判决都是正确的。用(3)式代替  $\mathbf{r}(k-l)$ , 可得相位噪声  $\theta(k)$  的估计值  $\hat{\theta}(k)$  为

$$\hat{\theta}(k) = \arg[\mathbf{V}(k)] = \arg\left\{\sum_{l=1}^L \alpha_l \left\{\exp\left[j\left[\theta(k) + \sum_{m=0}^{l-1} \nu(m)\right]\right] + \mathbf{n}'(k-l)\right\}\right\}, \quad (15)$$

式中  $\mathbf{n}'(k-l) = \mathbf{n}(k-l)/\mathbf{m}(k-l)$  均值为零, 方差为  $\sigma_n^2$ 。当不考虑加性噪声  $\mathbf{n}'(k-l)$  时, (15)式可表示为

$$\hat{\theta}(k) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \theta(k) + \arg\left\{\sum_{l=1}^L \alpha_l \exp\left[j\sum_{m=0}^{l-1} \nu(m)\right]\right\}, \quad (16)$$

将(16)式进行简化, 同时合并加性噪声项  $\sum_{l=1}^L \alpha_l \mathbf{n}'(k-l)$ , 并假设每个  $\mathbf{n}'(k-l) \ll 1$ , 那么相位噪声估计值  $\hat{\theta}(k)$  可表示为

$$\hat{\theta}(k) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \theta(k) + \sum_{l=1}^L \alpha_l \sum_{m=0}^{l-1} \nu(m) + \text{Im}[\mathbf{n}''(k-l)], \quad (17)$$

式中  $\mathbf{n}''(k-l) \equiv \sum_{l=1}^L \alpha_l \mathbf{n}'(k-l) \exp\left[-j\theta(k) - j\sum_{i=1}^L \alpha_i \sum_{m=0}^{i-1} \nu(m)\right]$  与  $\mathbf{n}'(k-l)$  具有相同的概率密度函数, 这是因为  $\mathbf{n}'(k-l)$  是圆周对称的。这里对加性噪声项进行了近似处理:  $\arg(1+\mathbf{x}) \approx \text{Im}(\mathbf{x})$  ( $|\mathbf{x}| \ll 1$ )。其中, (17)式中有三项, 从前往后分别为带有加权系数之和的待估计的相位噪声、前  $L$  个符号的频率噪声之和以及由 AWGN 引起的加性噪声。由(13)式可知, 加权系数是经过归一化的, 即  $\sum_{l=1}^L \alpha_l = 1$ 。因此, 相位估计误差为

$$\Delta\theta = -\sum_{l=1}^L \alpha_l \sum_{m=0}^{l-1} \nu(m) - \text{Im}[\mathbf{n}''(k-l)]. \quad (18)$$

因为相位噪声和加性噪声是相互独立的, 所以相位估计误差  $\Delta\theta$  的均值和方差分别为

$$E(\Delta\theta) = 0, \quad (19)$$

$$E[(\Delta\theta)^2] = \sum_{m=0}^{L-1} \left(\sum_{l=m+1}^L \alpha_l\right)^2 \sigma_p^2 + \frac{1}{2} \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \sigma_n^2, \quad (20)$$

这里加权系数相等, 即  $\boldsymbol{\alpha} = (1/L)[1, 1, \dots, 1]$ , 所以相位估计误差  $\Delta\theta$  的均值为零, 方差为

$$E[(\Delta\theta)^2] = \frac{(L+1)(2L+1)}{6L} \sigma_p^2 + \frac{1}{2L} \sigma_n^2. \quad (21)$$

在  $M$ -PSK 系统中(21)式与传统 DAML 的相位估计误差完全一致,这进一步证明了传统 DAML 相位估计算法是弹性 DAML 相位估计算法的特殊情况。弹性 DAML 中的加权系数可由(13)式得到,但不是全部相等的。从(21)式可以看出,采用弹性 DAML 相位估计算法的优点是引入了加权系数,同时加强了对加性噪声的处理,使相位估计更加准确。

QPSK 系统中接收机灵敏度损伤如图 5 所示。假设系统能容忍的误比特率(BER)为  $10^{-4}$ ,比特速率为 40 Gb/s。当采用差分编码时,理想相干检测达到相同 BER 所要求的比特信噪比(SNR)为 8.8 dB,这里以 8.8 dB 作为参考值来获取比特信噪比代价。若 0.5 dB 的比特信噪比代价可以接受,弹性 DAML 和传统 DAML 的单个激光器的最大允许线宽分别为 2.4 MHz 和 1.6 MHz。若 1 dB 的比特信噪比代价可以接受,弹性 DAML 和传统 DAML 的单个激光器的最大允许线宽分别为 5.8 MHz 和 4.3 MHz。因此,弹性 DAML 不仅能放宽对激光器线宽的要求,而且能消除传统 DAML 中的块长度效应。

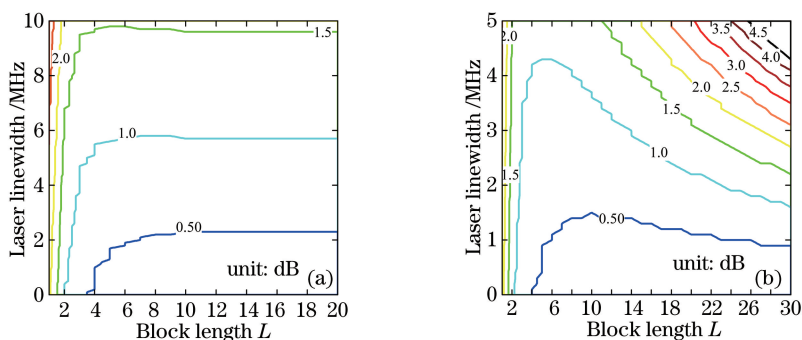


图 5 当误比特率 BER 为  $10^{-4}$  时 QPSK 系统中接收机灵敏度损伤。(a)弹性 DAML;(b)传统 DAML

Fig. 5 Receiver sensitivity penalty in QPSK system when BER is  $10^{-4}$ . (a) Flexible DAML; (b) conventional DAML

## 4 仿真结果与分析

利用误比特率来研究和衡量弹性 DAML 接收机在不同系统中的性能,并要求至少有 100 个错误来使仿真结果更为可靠。由于研究重点不是光纤的传输特性,因此为了简单起见,假设传输信道为 AWGN 信道,并进行一系列蒙特卡洛仿真来对比不同条件下的 BER 性能,其中系统比特速率为 40 Gb/s。

QPSK 系统在不同信噪比和块长度条件下的误比特性能如图 6 所示。单个激光器线宽为 2 MHz。从图 6(a)可以看出,当块长度  $L$  分别是 10, 20 和 50 时,弹性 DAML 接收机的 BER 曲线基本重合,且性能优于传统 DAML。为了进一步分析块长度  $L$  对弹性 DAML 性能的影响,在图 6(b)中分析了比特信噪比分别是 7 dB 和 10 dB 时的 BER。随着块长度  $L$  的增加,传统 DAML 接收机出现了一个系统性能最佳的点,对应的块长度是为最佳块长度,即出现了块长度效应。由于传统 DAML 是对相位噪声和加性噪声之间的一种折衷处理方法<sup>[10]</sup>,因此,在传统 DAML 接收机中,要使系统的性能最佳,必须找到最佳块长度。然而,在弹性 DAML 接收机中,当块长度  $L$  达到最佳块长度时,系统性能最佳,之后随着块长度  $L$  的增加,系统性能维持在最佳状态,并不会出现性能恶化的现象,即消除了传统 DAML 的块长度效应。这是由于加权系数的引入加强了接收机对激光器相位噪声的处理,因此相位估计误差趋于稳定。这就是弹性 DAML 不同于传统 DAML 之处,也是称之为弹性 DAML 的原因。

图 7 所示的是弹性 DAML 接收机在 8QAM 中的误比特性能。这里设置单个激光器线宽为 400 KHz。从图 7(a)中可以看到,在弹性 DAML 算法中,虽然块长度大幅度增加,但是系统依然保持和传统 DAML 最佳状态下一样的性能。当块长度  $L$  为 10 和 20 时,传统 DAML 接收机的 BER 性能与 DAML 的几乎相同,但当块长度  $L$  为 50 时,传统 DAML 出现恶化现象。从图 7(b)可以看出,当比特信噪比为 10 dB 时,弹性 DAML 和传统 DAML 曲线基本重合;当比特信噪比为 12 dB 时,弹性 DAML 的误比特性能稍好于传统 DAML,且趋于平稳。这表明弹性 DAML 在大信噪比条件下性能优化作用更加明显。

在分析弹性 DAML 在 16QAM 系统中的性能时,采用  $10^7$  个数据符号进行仿真,发现一个问题,即由于相位周跳的发生,出现大量错误,导致系统性能极度恶化。对于 16QAM 信号来说,相位跳变为  $\pi/2$ 。差分

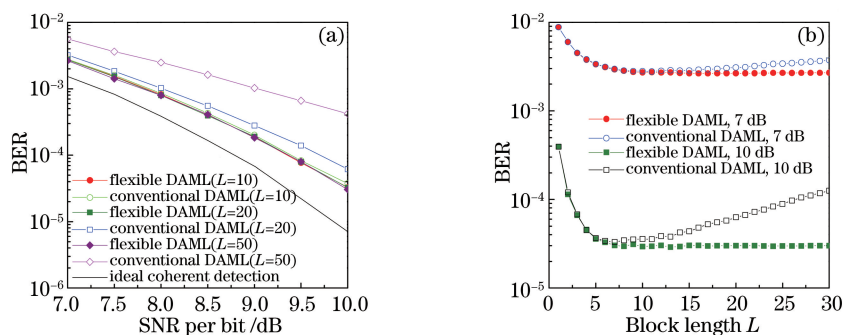


图 6 QPSK 系统中不同条件下的误比特率。(a) 比特信噪比; (b) 块长度

Fig. 6 BER in QPSK system under different conditions. (a) SNR per bit; (b) block length

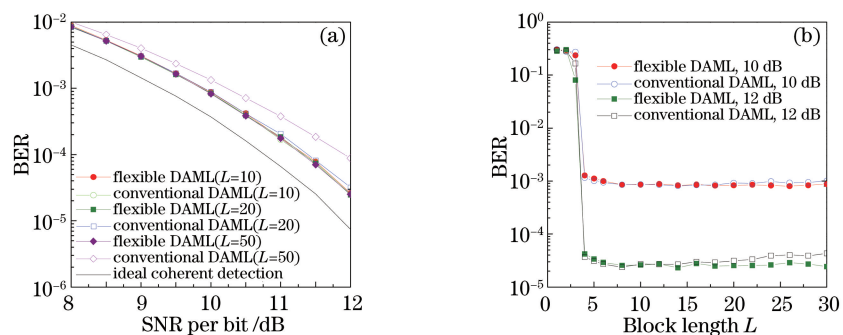


图 7 8QAM 系统中不同条件下误比特率。(a) 比特信噪比; (b) 块长度

Fig. 7 BER in 8QAM system under different conditions. (a) SNR per bit; (b) block length

编码技术在一定程度上限制了相位周跳现象的发生,但并没有完全解决相位周跳的问题,依然会发生相关性错误,而前向纠错技术并不能处理这些错误,导致误比特率的增加。16QAM 信号在进行传输时发生相位周跳现象的概率较大,会产生大量错误和系统无法容忍的高误比特率。图 8 所示为 16QAM 系统中实际激光器相位噪声和解扰后的弹性 DAML 相位噪声以及相位估计误差。这里存在  $\pi/2$  的相位跳变,因此采用按一定频率插入训练序列的措施来消除相位周跳现象。只要插入训练序列的频率高于相位周跳发生的概率,就可以很好地抑制相位周跳的发生。图 9 所示为消除周跳后的弹性 DAML 接收机的性能。与 QPSK 和 8QAM 系统相似,弹性 DAML 在一定条件下优于传统 DAML,且能消除传统 DAML 中的块长度效应。

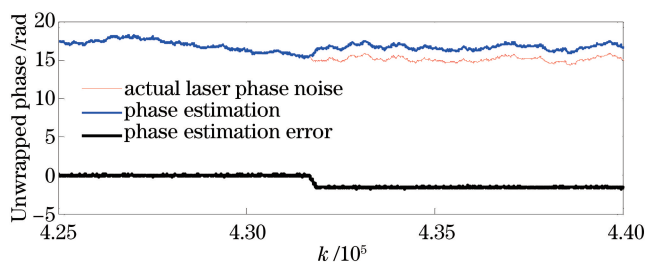


图 8 16QAM 系统中实际的激光器相位噪声和相位估计及相位估计误差

Fig. 8 Actual laser phase noise, phase estimation and phase estimation error in 16QAM system

如果调制阶数较大,那么系统对激光器线宽的要求就会更严格。图 10 所示是 QPSK、8QAM 和 16QAM 系统在误比特率为  $10^{-3}$  时比特信噪比代价和激光器线宽与符号速率的比率 ( $\Delta\nu T_s$ ) 之间的关系。这里取块长度  $L$  为 20。从图中可以看出,弹性 DAML 的激光器线宽容忍度比传统 DAML 大,即弹性 DAML 放宽了系统对激光器线宽的要求。在激光器线宽与符号速率的比率相同时,QPSK 的比特信噪比代价最小。

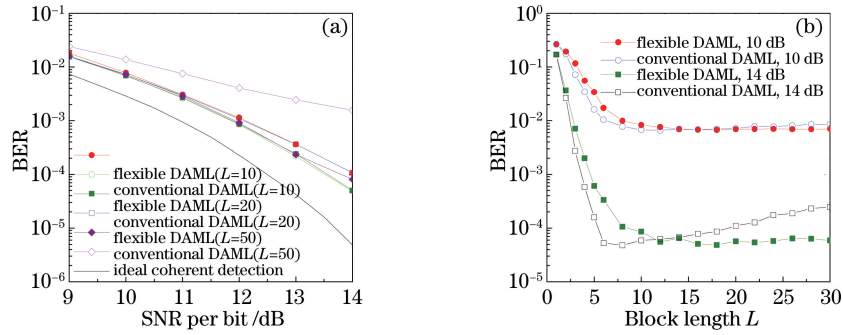


图 9 16QAM 系统中不同条件下误比特率。(a) 比特信噪比;(b) 块长度

Fig. 9 BER in 16QAM system under different conditions. (a) SNR per bit; (b) block length

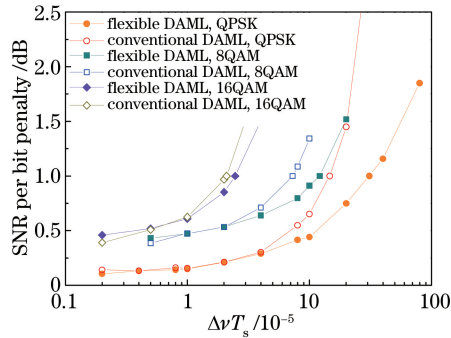


图 10 弹性 DAML 的激光器线宽容忍度

Fig. 10 Laser linewidth tolerance of flexible DAML

## 5 结 论

提出了相干光通信系统的弹性 DAML 相位估计算法,并将该算法从 PSK 系统扩展到 QAM 系统。为了消除传统 DAML 的块长度效应,弹性 DAML 考虑缓慢时变的激光器相位噪声,并在相位参考矢量中引入加权系数来更好地估计和跟踪相位噪声,同时推导了相位估计误差的统计特性。通过蒙特卡罗仿真,分析了弹性 DAML 在 QPSK、8QAM 和 16QAM 系统中的误比特性能和激光器线宽容忍度。仿真结果表明,弹性 DAML 能消除传统 DAML 的块长度效应,使最佳系统性能不再依赖于最佳块长度,放宽了相干光系统对激光器线宽的要求。

## 参 考 文 献

- Winzer P. Beyond 100G Ethernet[J]. IEEE Communications Magazine, 2010, 48(7): 26-30.
- Zhang Xia, Tian Feng, Zhang Xiaoguang, *et al.* Study of coherent optical wavelength division multiplexing terabit transmission experiment system based on multi-carrier[J]. Chinese J Lasers, 2014, 41(6): 0605005.  
张 霞, 田 凤, 张晓光, 等. 基于多载波的相干波分复用太比特传输实验研究[J]. 中国激光, 2014, 41(6): 0605005.
- Ip E, Lau A P T, Barros D J F, *et al.* Coherent detection in optical fiber systems[J]. Opt Express, 2008, 16(2): 753-791.
- Ho K P. Phase-modulated optical communication systems[M]. Berlin: Springer, 2005: 301-334.
- Xu Dan, Lu Bin, Yang Fei, *et al.* Narrow linewidth single-frequency laser noise measurement based on a  $3 \times 3$  fiber coupler[J]. Chinese J Lasers, 2016, 43(1): 0102004.  
徐 丹, 卢 斌, 杨 飞, 等. 基于  $3 \times 3$  耦合器的窄线宽单频激光器噪声测量技术[J]. 中国激光, 2016, 43(1): 0102004.
- Viterbi A J, Viterbi A N. Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1983, 29(4): 543-551.
- Goldfarb G, Li G. BER estimation of QPSK homodyne detection with carrier phase estimation using digital signal processing[J]. Opt Express, 2006, 14(18): 8043-8053.



- 8 Seimetz M. Laser linewidth limitations for optical systems with high-order modulation employing feedforward digital carrier phase estimation [C]. Proceedings of the Optical Fiber communication and National Fiber Optic Engineers Conference, 2008: OTuM2.
- 9 Zhang S, Kam P Y, Chen J, *et al.* Decision-aided maximum likelihood detection in coherent optical phase-shift-keying system[J]. Opt Express, 2009, 17(2): 703-715.
- 10 Zhang S, Kam P Y, Yu C, *et al.* Decision-aided carrier phase estimation for coherent optical communications [J]. J Lightwave Technol, 2010, 28(11): 1597-1607.
- 11 Huang D, Cheng T H, Yu C. Decision-aided carrier phase estimation with selective averaging for low-cost optical coherent communication[C]. Information, Communications and Signal Processing (ICICS) 2013 9th International Conference on, 2013: 1-3.
- 12 Wu M W, Kam P Y. Soft-decision-aided, maximum-likelihood carrier phase estimation for coherent optical QAM[J]. J Lightwave Technol, 2013, 31(22): 3443-3452.
- 13 Meiyappan A, Kam P Y, Kim H. A complex-weighted, decision-aided, maximum-likelihood carrier phase and frequency-offset estimation algorithm for coherent optical detection[J]. Opt Express, 2012, 20(18): 20102-20114.
- 14 Meiyappan A, Kam P Y, Kim H. On decision aided carrier phase and frequency offset estimation in coherent optical receivers[J]. J Lightwave Technol, 2013, 31(13): 2055-2069.
- 15 Zhai Weiwei, Chen Jian, Shen Jianhua, *et al.* Cold-start of optical coherent receiver with decision-aided maximum likelihood carrier phase estimation[J]. Acta Photonica Sinica, 2014, 43(S1): 0106020.  
翟薇薇, 陈 健, 沈建华, 等. 辅助判决式最大似然式相干光接收机的冷启动[J]. 光子学报, 2014, 43(S1): 0106020.
- 16 Munier F, Alpman E, Eriksson T, *et al.* Estimation of phase noise for QPSK modulation over AWGN channels [J]. Linköping Electronic Conference proceedings, 2003(8): 4-5.
- 17 Salz J. Coherent lightwave communications[J]. AT&T Technical Journal, 1985, 64(10): 2153-2209.
- 18 Ip E, Kahn J M. Feedforward carrier recovery for coherent optical communications[J]. J Lightwave Technol, 2007, 25(9): 2675-2692.
- 19 Weber III W J. Differential encoding for multiple amplitude and phase shift keying systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 1978, 26(3): 385-391.