论文

相干光 M-PSK 系统的弹性 DAML 相位估计算法

王萍^①, 陈健^{①*}, 由骁迪^①, 刘雪^①, 马兆慧^①, 余长源^②^① 南京邮电大学通信与信息工程学院, 南京 210003;^② 香港理工大学电子与信息工程系, 香港

* E-mail: chenjian@njupt.edu.cn

收稿日期: 2016-03-26; 接受日期: 2016-09-21; 网络出版日期: 2016-10-27

国家自然科学基金(批准号: 61271239)资助项目

摘要 相干光通信系统中判决辅助式最大似然(DAML)相位估计算法因其较高的计算效率引起了广泛的关注. 然而, 传统 DAML 相位估计算法假设激光器相位噪声在整个块长度区间内是恒定不变的, 这引起了块长度效应. 本文考虑了激光器相位噪声缓慢时变的特点, 并提出了基于相干光 M-PSK 系统的弹性 DAML 相位估计算法来克服传统 DAML 相位估计算法中存在块长度效应的缺点. 该算法在传统 DAML 算法的基础上引入了加权系数来更准确地进行载波相位恢复. 同时, 本文推导了该算法的相位估计误差, 并用仿真验证了其有效性. 仿真结果也表明: 弹性 DAML 算法能消除传统 DAML 算法的块长度效应, 并能放宽相干光 M-PSK 系统对激光器线宽的要求.

关键词 相干光通信, 载波相位估计, 判决辅助最大似然(DAML), 块长度效应, M-PSK

1 引言

随着互联网和多媒体业务的繁荣发展, 数据业务量的需求呈指数式增长, 从而促进了人们对更高的频谱利用率系统的研究, 以便于更好地利用有限的光纤带宽. 在相干检测中, 高阶调制方式, 如 M-PSK, 已被证明是一种最具潜力的解决方法^[1~3]. 然而, 当采用本振(LO)信号与接收信号产生差拍来恢复已调相位信息时, 恢复由激光器相位噪声引起的载波相位已成为相干光通信系统的主要挑战之一.

目前存在许多载波相位估计技术. 其中, 光锁相环(OPLL)技术是早期跟踪载波相位的一种方法. 但是 OPLL 对环路内反馈延迟很敏感^[4,5]. 在 10 Gb/s 传

输系统中反馈延迟超过几十纳秒就会导致环路不稳定^[6]. 随着数字信号处理(DSP)技术的发展和高速模数转换(ADC)技术的应用, 数字相位估计技术得到了研究^[7,8]. 其中, 传统的 M 次幂和判决辅助式最大似然(DAML)载波相位估计算法在文献[9,10]和文献[11~13]中相继提出. 传统 DAML 算法以其能消除非线性和相位模糊的优点得到了广泛的研究. 基于传统 DAML 相位估计算法, 选择平均(SA)DAML 通过鉴别和排除相位参考矢量中噪声超过设定门限的信号来优化传统 DAML 算法^[14]. 软 DAML 算法同时考虑前符号之前符号的硬判决反馈和之后符号的软判决反馈来对当前符号进行相位估计^[15]. 这些算法均假设激光器相位噪声在整个块长度内是恒定不变的,

引用格式: 王萍, 陈健, 由骁迪, 等. 相干光 M-PSK 系统的弹性 DAML 相位估计算法. 中国科学: 技术科学, 2016, 46: 1271–1278
Wang P, Chen J, You X D, et al. Flexible DAML phase estimation algorithm in coherent optical M-PSK systems (in Chinese). Sci Sin Tech, 2016, 46: 1271–1278, doi: 10.1360/N092016-00119

这就引起了块长度效应^[13]. 然而, 实际中激光器相位噪声是缓慢时变的. 考虑到激光器相位噪声在整个块长度内缓慢时变的特点, 本文提出了相干光 M-PSK 系统的弹性 DAML 相位估计算法.

2 弹性 DAML 算法

2.1 接收机模型

基于 DSP 的相位估计相干接收机的基本结构如图 1 所示. 接收的光信号通过 $2 \times 90^\circ$ 光混频器与 LO 光信号进行混频, 并通过平衡检测器来输出 I 路和 Q 路光电流. 这两路光电流分别通过 ADC 采样变成离散信号. 采样后的离散信号进入 DSP 后, 利用数字信号处理技术对信号进行实时或离散处理, 如时钟恢复、色度色散(CD)补偿、偏振模色散(PMD)补偿、载波相位恢复和信号检测等. 本文假设采用理想的 ADC, 并且已经进行了时钟恢复、偏振控制(PC)、CD 和 PMD 补偿以及频偏估计. 因此, 本文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.

相干接收机采样后的第 k 个时间间隔 $[kT_s, (k+1)T_s]$ 内的信号可表示为

$$\begin{aligned} r(k) &= i_I(kT_s) + j \cdot i_Q(kT_s) + n(kT_s) \\ &= m(k) \exp[j\theta(k)] + n(k), \end{aligned} \quad (1)$$

式中, T_s 为符号间隔, $m(k)$ 是第 k 个数据符号. 这里将信号星座点记为 C_i , 将信号平均能量记为 E_s , 即

$$m(k) \in \{C_i \in \sqrt{E_s} \exp[j(2\pi i/M)], i = 0, 1, \dots, M-1\}.$$

在 M-PSK 系统中, $E_s=1$. $n(k)$ 为循环对称的复加性高斯白噪声, 其均值为零, 方差为 σ_n^2 . 因此, 该信号的符号信噪比可表示为

$$\gamma_s = E[|m(k)|^2] / \sigma_n^2 = E_s / \sigma_n^2. \quad (2)$$

那么其比特信噪比为 $\gamma_b = \gamma_s / \log_2 M$. 激光器相位噪

图 1 基于 DSP 的相位估计相干接收机

声 $\theta(k)$ 一般用维纳过程表示^[15], 即:

$$\theta(k) = \theta(k-1) + v(k) = \sum_{m=-\infty}^k v(m), \quad (3)$$

式中, 每个 $v(m)$ 是均值为零的独立同分布高斯随机变量, 其方差为 $\sigma_p^2 = 2\pi(2\Delta\nu)T_s$. 其中, $\Delta\nu$ 为每个激光器的 3 dB 线宽. 由于假设发射机激光器和 LO 激光器的 3 dB 线宽是相同的, 总的激光器线宽为 $2\Delta\nu$.

2.2 算法原理

考虑到激光器相位噪声缓慢时变的特点, 第 $(k-l)$ 个时间间隔的信号可表示为^[16]

$$\begin{aligned} r(k-l) &= m(k-l) \exp\left[j\left(\theta(k) + \sum_{m=0}^{l-1} v(m)\right)\right] \\ &\quad + n(k-l). \end{aligned} \quad (4)$$

为了恢复第 k 个数据符号 $m(k)$, 采用前 L 个接收信号来估计当前符号的相位噪声 $\theta(k)$. 将式(4)两边同乘 $m^*(k-l)$ 来移除数据符号的独立性, 可得:

$$\dot{r}(k-l) = \exp\left[j\left(\theta(k) + \sum_{m=0}^{l-1} v(m)\right)\right] + n'(k-l), \quad (5)$$

式中, $n'(k-l) = n(k-l)/m(k-l)$ 可近似为均值为零的独立同分布的高斯过程, 其方差为 $\sigma_n'^2 = 1/\gamma_s$. 假设 $\sum_{m=0}^{l-1} v(m) \ll 1$, 则式(5)可近似为

$$\dot{r}(k-l) \approx \exp(j\theta(k)) \cdot \left(1 + j \sum_{m=0}^{l-1} v(m)\right) + n'(k-l). \quad (6)$$

在 $\theta(k)$ 已知的条件下, $\dot{r}(k-l)$ 可近似为复高斯随机变量. 因此, 在块长度为 L 的观测区间内, 接收信号的联合条件概率密度函数为

$$\begin{aligned} f_{\dot{\mathbf{R}}|\theta(k)}(\dot{\mathbf{R}}|\theta(k)) &= \frac{1}{(\pi)^L \det \mathbf{K}} \\ &\quad \times \exp\left\{-\left(\dot{\mathbf{R}} - \mathbf{m}_{\dot{\mathbf{R}}}\right)^H \mathbf{K}^{-1} \left(\dot{\mathbf{R}} - \mathbf{m}_{\dot{\mathbf{R}}}\right)\right\}, \end{aligned} \quad (7)$$

式中, $\dot{\mathbf{R}} = [\dot{r}(k-L), \dot{r}(k-L+1), \dots, \dot{r}(k-1)]^T$ 为观测区间信号向量, $\mathbf{m}_{\dot{\mathbf{R}}}$ 为 $\dot{\mathbf{R}}$ 的均值, 即:

$$\mathbf{m}_{\dot{\mathbf{R}}} = E[\dot{\mathbf{R}}] = \exp(j\theta(k)) [1, 1, \dots, 1]^T = \exp(j\theta(k)) \mathbf{1}. \quad (8)$$

协方差矩阵 $\mathbf{K}$ 是一个 $L \times L$ 的方阵, 即

$$\mathbf{K} = \mathbf{K}_p + \mathbf{K}_n, \quad (9)$$

$$\mathbf{K}_p = \sigma_p^2 \cdot \begin{pmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 & 1 \\ 1 & 2 & \cdots & 2 & 2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & 2 & \cdots & L-1 & L-1 \\ 1 & 2 & \cdots & L-1 & L \end{pmatrix}, \quad (10)$$

$$\mathbf{K}_{n'} = \sigma_n^2 \cdot \mathbf{I}_{L \times L}, \quad (11)$$

式中, $\mathbf{I}_{L \times L}$ 是 $L \times L$ 的单位矩阵. 根据最大似然法则, $\theta(k)$ 的估计值就是使式(7)最大的值, 由此可以得到新的相位参考矢量 $\mathbf{V}(k)$, 即

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

式中, 加权系数 α_l 是行向量 α 的第 l 个元素, 即

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

式中, $\mathbf{1}$ 是长度为 L 的列向量, 即 $\mathbf{1} = [1, 1, \dots, 1]^T$. 在 M-PSK 系统中, 符号判决式为

$$\hat{\mathbf{m}}(k) = \arg \max_i \operatorname{Re}[\mathbf{r}(k) \mathbf{V}^*(k) \mathbf{C}_i^*]. \quad (14)$$

接收机用相位参考矢量 $\mathbf{V}(k)$ 和数据符号 $\mathbf{m}(k)$ 的每个星座点 $\mathbf{C}_i$ 来计算其相应的 $\operatorname{Re}[\mathbf{r}(k) \mathbf{V}^*(k) \mathbf{C}_i^*]$ 值. 当某个星座点 $\mathbf{C}_i$ 使得 $\operatorname{Re}[\mathbf{r}(k) \mathbf{V}^*(k) \mathbf{C}_i^*]$ 取得最大值时, 该星座点 $\mathbf{C}_i$ 就是该数据符号的判决值, 即 $\hat{\mathbf{m}}(k) = \mathbf{C}_i$. 因此, 弹性 DAML 相位估计接收机的基本结构如图 2 所示. 在 M-QAM 系统中, 弹性 DAML 相位估计算法同样适用, 但与 M-PSK 系统区别仅在于要对码元幅度进行归一化.

相较于传统 DAML 算法, 弹性 DAML 算法在相位参考矢量 $\mathbf{V}(k)$ 中引入了加权系数. 加权系数可以通过缓慢时变的激光器相位噪声模型来获取. 这样就无需假设激光器相位噪声在整个块长度区间内恒

图 2 弹性 DAML 接收机结构

定不变. 加权系数的引入对传统 DAML 相位估计准确度的提高有非常重要的意义. 此外, 当加权系数全部相等, 即 $\alpha = (1/L) \cdot [1, 1, \dots, 1]$ 时, 式(12)的相位参考矢量 $\mathbf{V}(k)$ 与传统 DAML 的一致^[13]. 因此, 传统 DAML 是弹性 DAML 的特殊情况.

与传统 DAML 算法一样, 弹性 DAML 相位算法也需要长度为 L 的训练序列来启动该接收机. 后续的符号判决将用来形成新的相位参考矢量, 再进行符号判决, 依次进行下去. 在实际中, 判决错误会引起差错传播. 因此, 在弹性 DAML 算法中, 差分编码是非常有必要的.

3 弹性 DAML 算法分析

3.1 加权系数

弹性 DAML 与传统 DAML 相比, 其不同点在于引入了加权系数. 由第 2 节可知, 加权系数与相位噪声增量的方差 σ_p^2 、加性噪声的方差 σ_n^2 以及块长度 L 相关. 在 M-PSK 系统中, 当这 3 个量唯一确定时, 就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 3 所示, 其中 l 为之前符号与当前符号间的距离. 这里, 取块长度 L 为 20. 当然, 若取其他的块长度值, 同样也可以得到不同的加权系数, 这里就不再赘述. 图 3 中所示的是一个曲面, 这是因为随着相位噪声、符号信噪比及与当前符号的距离的不同, 加权系数也不同. 从图中可知, 当相位噪声增量的方差 σ_p^2 较大, 即相位噪声波动较大时, 加权系数减小较快. 因此只需少量的接收信号就可以准确地估计相位噪声. 当符号信噪比 γ_s 较大, 即加性噪声较小时, 加权系数同样减小较快, 因此同样只需少量的接收信号就可以较好地抑制加性噪声, 反之亦然.

相较于传统 DAML, 弹性 DAML 中的加权系数对估计相位有非常重要的意义. 该算法无需假设观测区间 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 $\hat{\mathbf{R}}$ 元素间的相关性. 此外, 通过将式(12)和传统 DAML 的 $\mathbf{V}(k)$ 对比可知, 两者相位参考矢量唯一的区别在于加权系数的引入. 而且, 传统 DAML 的相位参考矢量的加权系数是相等的(如图 3 中 $\sigma_p^2=0$ 时), 即 $\alpha = (1/L) \cdot [1, 1, \dots, 1]$. 这也印证了传统

图3 M-PSK 系统中弹性 DAML 的加权系数

DAML 是弹性 DAML 的特殊形式.

3.2 相位估计误差的分析

为了分析弹性 DAML 接收机的相位估计误差 $\Delta\theta = \theta(k) - \hat{\theta}(k)$, 对式(12)中 $\mathbf{V}(k)$ 取角度. 为了简单起见, 这里假设 $\hat{\mathbf{m}}(k-l) = \mathbf{m}(k-l)$, 即接收机的所有判决都是正确的. 用式(4)代替 $\mathbf{r}(k-l)$, 可得相位噪声 $\theta(k)$ 的估计值 $\hat{\theta}(k)$ 为

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

式中, $\mathbf{n}'(k-l) = \mathbf{n}(k-l)/\mathbf{m}(k-l)$ 均值为零, 方差为 $\sigma_n^2 = 1/\gamma_s$. 当不考虑加性噪声 $\mathbf{n}'(k-l)$ 时, 式(15)可表示为

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

将式(16)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,

$$\mathbf{n}''(k-l)$$

$$= \sum_{l=1}^L \alpha_l \mathbf{n}'(k-l) \exp\left[-j\theta(k) - j \sum_{i=1}^L \alpha_i \sum_{m=0}^{i-1} \nu(m)\right]$$

与 $\mathbf{n}'(k-l)$ 统计上是相同的, 这是因为 $\mathbf{n}'(k-l)$ 是圆周对称的. 而且, 在推导式(17)时, 将加性噪声项进行了近似处理: $\arg[1+\mathbf{x}] \approx \text{Im}[\mathbf{x}]$ (当 $|\mathbf{x}| \ll 1$ 时). 其中, 式(17)中有 3 项: (1) 带有加权系数之和的待估计的相位噪声; (2) 前 L 个符号的频率噪声之和; (3) 由 AWGN 引起的加性噪声. 其中, 由式(13)可知, 加权系数是经过归一化的, $\sum_{l=1}^L \alpha_l = 1$. 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, 令加权系数相等, 即 $\alpha = (1/L) \cdot [1, 1, \dots, 1]$, 可得到相位估计误差 $\Delta\theta$ 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 系统中式(21)与传统 DAML 的相位估计误差的方差完全一致^[13]. 这进一步表明传统 DAML 算法是弹性 DAML 算法的特殊情况. 弹性 DAML 中加权系数可由式(13)得到, 而不是全部相等的. 从式(20)可以看出, 弹性 DAML 相位估计算法的优点是引入了加权系数, 加强了对相位噪声的处理.

此外, 以 QPSK 系统为例, 使用蒙特卡罗(MC)仿真来验证理论分析的正确性. 图 4 中仿真拟合根据蒙特卡罗方法, 对 10^7 个数据点进行了统计来拟合概率密度函数(PDF)以消除随机性带来的影响. 高斯近似则根据理论推导中相位估计误差近似服从均值为零、方差为式(20)的高斯分布而绘制的近似曲线. 这里取块长度 L 为 20, 比特信噪比分别为 7 和 10 dB. 通过对比仿真拟合和高斯近似结果可知, 在 QPSK 系统中弹性 DAML 相位估计误差服从均值为零的高斯分布.

4 仿真结果

为了研究弹性 DAML 算法在 M-PSK 系统中的性

图4 QPSK系统中弹性DAML相位估计误差的PDF

能, 本文用误比特率(BER)来衡量, 并要求至少有 100 个错误. 本文的重点不是研究光纤的传输特性. 为了简单起见, 这里假设传输信道为 AWGN 信道. 下面进行了一系列的 MC 仿真. 系统传输速率为 40 Gb/s.

4.1 不同信噪比条件下的系统性能

M-PSK 系统中不同信噪比对 BER 性能的影响如图 5 所示. 其中, 图 5(a)~(c)分别是 QPSK, 8PSK 和 16PSK 系统的性能, 对应的单个激光器线宽分别为 2000, 800 和 400 kHz. 从图中可以看出, 在块长度分别为 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 接收机. 假设接收机能容忍的 BER 为 10^{-4} , 相对于理想相干检测, 弹性 DAML 接收机在 QPSK, 8PSK 和 16PSK 系统中的信噪比代价分别是 0.6, 1.3 和 2.4 dB. 这表明弹性 DAML 接收机优于传统 DAML 接收机, 并在一定程度上消除了块长度效应.

4.2 不同块长度条件下的系统性能

为了进一步研究块长度对弹性 DAML 的影响, 这里分别对 QPSK, 8PSK 和 16PSK 系统进行了 MC 仿真. 系统设置如上面所述. 从图 6 可以看出无论比特信噪比较大还是相对较小, 随着块长度 L 的增加, 传统

图5 M-PSK 系统中不同信噪比下 BER 性能对比

(a) QPSK; (b) 8PSK; (c) 16PSK

图 6 M-PSK 系统中不同块长度下 BER 性能对比
(a) QPSK; (b) 8PSK; (c) 16PSK

DAML 接收机的误比特率先减小后增大. 这里出现了一个系统性能最佳的点, 对应的是最佳块长度^[13], 即出现了块长度效应. 因此, 在传统 DAML 接收机中, 要想使系统的性能最佳, 必须找到最佳块长度. 然而, 在弹性 DAML 接收机中, 当块长度 L 较小时, 误比特率随着块长度 L 的增加而减小, 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. 因此, 弹性 DAML 在块长度较大时性能优化效果明显, 克服了块长度效应的问题. 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.

此外, 从图 6 中可观察到当比特信噪比较大时, 传统 DAML 在较大块长度条件下系统性能恶化更加严重, 同时弹性 DAML 的优势也就更加明显. 这表明弹性 DAML 确实可以克服传统 DAML 中块长度效应的缺点, 无需寻找最佳块长度来获取最佳系统性能.

4.3 激光器线宽容忍度

在 M-PSK 系统中, 调制阶数越高对激光器线宽要求越严格. 图 7 所示的是 M-PSK 系统在 BER 为 10^{-3} 时的比特信噪比和单个激光器线宽与符号速率的比值

图 7 M-PSK 系统中弹性 DAML 的激光器线宽容忍度

($\Delta\nu T_s$)之间的关系. 这里, 块长度设置为 20. 在单个激光器线宽与符号速率的比值较大时, 要达到相同的 BER, 弹性 DAML 的线宽容忍度比传统 DAML 的大. 此外, 在相同系统条件下, QPSK 的比特信噪比代价最小. 假设接收机在 BER 为 10^{-3} 时能容忍 1 dB 比特信噪比, 单个激光器的最大线宽如表 1 所示. 从表中可以看出, 弹性 DAML 放宽了相干光 M-PSK 系统对激光器线宽的要求.

5 总结

本文提出了相干光 M-PSK 系统的弹性 DAML 相位估计算法, 并指出传统 DAML 算法是弹性 DAML 算法的特殊情况. 该算法考虑缓慢时变的激光器相位噪声模型, 并在相位参考矢量中引入了加权系数

表 1 比特信噪比代价为 1dB 的单个激光器的最大线宽容忍度(BER= 10^{-3})

调制方式	弹性 DAML	传统 DAML
QPSK	6.2 MHz	2.92 MHz
8PSK	680 kHz	386 kHz
16PSK	110 kHz	72 kHz

来更准确地估计激光器相位噪声. 理论分析和 MC 仿真拟合验证了弹性 DAML 算法的相位估计误差近似分析的有效性. 此外, 通过 MC 仿真, 本文分析了弹性 DAML 接收机在 QPSK, 8PSK 和 16PSK 系统中的误比特性能, 同时仿真结果也表明: 弹性 DAML 优于传统 DAML, 消除了传统 DAML 的块长度效应, 并在一定程度上放宽了相干光 M-PSK 系统对激光器线宽的要求.

参考文献

- Gnauck A H, Winzer P J. Optical phase-shift-keyed transmission. *J Lightw Technol*, 2005, 23: 115–130
- Xu C, Liu X, Wei X. Differential phase-shift keying for high spectral efficiency optical transmissions. *IEEE J Sel Top Quantum Electron*, 2004, 10: 281–293
- Ho K P. Phase-Modulated Optical Communication Systems. New York: Springer Science & Business Media, 2005
- Noé R. PLL-free synchronous QPSK polarization multiplex/diversity receiver concept with digital I&Q baseband processing. *IEEE Photon Technol Lett*, 2005, 17: 887–889
- Zhou X. Efficient clock and carrier recovery algorithms for single-carrier coherent optical systems: A systematic review on challenges and recent progress. *IEEE Signal Process Mag*, 2014, 31: 35–45
- Ip E, Kahn J M. Feedforward carrier Recovery for coherent optical communications. *J Lightw Technol*, 2007, 25: 2675–2692
- Taylor M G. Coherent detection method using DSP for demodulation of signal and subsequent equalization of propagation impairments. *IEEE Photon Technol Lett*, 2004, 16: 674–676
- Taylor M G. Phase estimation methods for optical coherent detection using digital signal processing. *J Lightw Technol*, 2009, 27: 901–914
- Viterbi A J, Viterbi A N. Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission. *IEEE Trans Inf Theory*, 1983, 29: 543–551
- Ly-Gagnon D S, Tsukamoto S, Katon K, et al. Coherent detection of optical quadrature phase-shift keying signals with carrier phase estimation. *J Lightw Technol*, 2006, 24: 12–21
- Zhang S, Kam P Y, Yu C, et al. Decision-aided maximum likelihood detection in coherent optical phase-shift-keying system. *Opt Exp*, 2009, 17: 703–715
- Zhang S, Kam P Y, Yu C, et al. Laser linewidth tolerance of decision-aided maximum likelihood phase estimation in coherent optical M-ary PSK and QAM systems. *IEEE Photon Technol Lett*, 2009, 21: 1075–1077
- Zhang S, Kam P Y, Yu C, et al. Decision-aided carrier phase estimation for coherent optical Communications. *J Lightw Technol*, 2010, 28: 1597–1607
- Huang D, Cheng T H, Yu C. Decision-aided carrier phase estimation with selective averaging for low-cost optical coherent communication. *IEEE Inform Comm Signal Process*, 2013: 1–3
- Wu M, Kam P Y. Soft-decision-aided, maximum-likelihood carrier phase estimation for coherent optical QAM. *J Lightw Technol*, 2013, 3: 3443–3452
- Munier F, Alpmann E, Eriksson T, et al. Estimation of phase noise for QPSK modulation over AWGN channels. In: *GigaHertz 2003. Proceedings from the Seventh Symposium*. Linköping, Sweden, 2003. 4–5

Flexible DAML phase estimation algorithm in coherent optical M-PSK systems

WANG Ping¹, CHEN Jian¹, YOU XiaoDi¹, LIU Xue¹, MA ZhaoHui¹ & YU ChangYuan²

¹ School of InfoComm Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China;

² Department of Electronic and Information Engineering, the Hong Kong Polytechnic University, Hong Kong, China

Decision-aided maximum likelihood (DAML) phase estimation has been applied in coherent optical communication systems due to its high computational efficiency. However, conventional DAML algorithm only considers constant laser phase noise over the entire block length, thus causing block length effect. Given time-varying laser phase noise, a flexible DAML phase estimation algorithm is proposed in coherent optical M-PSK systems, which can eliminate the block length effect of conventional DAML. Weighted coefficients are introduced to estimate carrier phase more accurately than the conventional algorithm. Meanwhile, the phase estimation error is derived and simulations justify its validity. Simulation results also show that the flexible DAML algorithm can eliminate the block length effect of conventional DAML and relax the requirement of laser linewidth in coherent optical M-PSK systems.

coherent optical communications, carrier phase estimation, decision-aid maximum likelihood (DAML), block length effect, M-PSK

doi: 10.1360/N092016-00119