

# 基于简化扩展卡尔曼滤波的双偏振 载波相位恢复算法

李耀祖<sup>1,2</sup>, 王目光<sup>1,2\*</sup>, 郭玉箫<sup>1,2</sup>, 牟宏谦<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>北京交通大学全光网络与现代通信网教育部重点实验室, 北京 100044;

<sup>2</sup>北京交通大学光波技术研究所, 北京 100044

**摘要** 提出一种基于简化扩展卡尔曼滤波(EKF)的低复杂度、双偏振载波相位恢复算法, 记为 XY-EKF 算法。XY-EKF 算法通过估计并补偿两个偏振态之间的相位偏移, 只利用 X 偏振态的实部和 Y 偏振态的虚部(或 X 偏振态的虚部和 Y 偏振态的实部)对两个偏振态进行相位恢复, 减少了卡尔曼滤波所需的信号分量。XY-EKF 算法能够在保持估计准确度的前提下降低算法的复杂度。将 XY-EKF 算法应用于传输速率为 224 Gbit/s 的双偏振 16QAM 相干光传输系统, 仿真结果表明, 当激光器线宽和信号码元周期乘积分别为  $10^{-5}$  和  $10^{-4}$  时, XY-EKF 算法与经典 EKF 算法具有等同的性能表现, 而其复杂度相比经典 EKF 算法降低了 1/3。在光信噪比一定的条件下, 当误码率为  $3.8 \times 10^{-3}$  时, XY-EKF 算法的线宽容忍度比经典 EKF 算法提升了 1 MHz。

**关键词** 光通信; 载波相位恢复; 卡尔曼滤波; 数字信号处理

中图分类号 TN929.11

文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201939.1106005

## Dual-Polarization Carrier Phase Recovery Algorithm Based on Simplified Extended Kalman Filter

Li Yaozu<sup>1,2</sup>, Wang Muguang<sup>1,2\*</sup>, Guo Yuxiao<sup>1,2</sup>, Mu Hongqian<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>Key Laboratory of All Optical Network and Advanced Telecommunication Network Ministry of Education, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China;

<sup>2</sup>Institute of lightwave Technology, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China

**Abstract** In this study, a low-complexity dual-polarization carrier phase recovery algorithm has been proposed based on a simplified extended Kalman filter (EKF), which is called XY-EKF algorithm. The signal component required by the Kalman filter is reduced by estimating and compensating for the phase offset between two polarizations. Further, the phase recovery of two polarizations is performed only using the real part (imaginary part) of the X polarization state and the imaginary part (real part) of the Y polarization state, thereby reducing the complexity of the algorithm while maintaining the estimation accuracy. The XY-EKF algorithm is applied to the dual-polarization 16QAM coherent optical transmission system with transmission rate of 224 Gbit/s. The simulation results denote that XY-EKF algorithm exhibits a performance similar to that exhibited by classical EKF algorithm when the products of the laser linewidth and symbol duration are  $10^{-5}$  and  $10^{-4}$  with a 1/3 reduction in complexity. Furthermore, when the BER is  $3.8 \times 10^{-3}$ , the linewidth tolerance of the XY-EKF algorithm is 1 MHz higher than that of the EKF algorithm with an identical optical signal-to-noise ratio.

**Key words** optical communications; carrier phase recovery; Kalman filter; digital signal processing

**OCIS codes** 060.1660; 060.4510; 060.2330

## 1 引言

近年来,大数据、车联网、5G 等技术的快速发展对光纤传输系统的容量提出了更高的要求。现有的

100G 相干光传输系统越来越无法满足人们日益增长的信息需求,400G 甚至更高速率的光传输系统应运而生。高阶调制码型结合数字信号处理(DSP)技术是提高容量的关键技术之一<sup>[1-3]</sup>。接收端的数字

收稿日期: 2019-04-04; 修回日期: 2019-06-19; 录用日期: 2019-07-24

基金项目: 国家自然科学基金(61775015,61475015)、中央高校基本科研业务费专项资金(2018JBZ109)

\* E-mail: mgwang@bjtu.edu.cn

信号处理技术能够在电域对信号受到的各种损伤,包括色散(CD)、偏振模色散(PMD)、频偏(FO)、相位噪声(PN)等进行补偿<sup>[4-5]</sup>。载波相位恢复(CPR)是其中举足轻重的一环<sup>[6]</sup>,它主要用于估计发送端激光器和本地激光器的相位噪声,并对信号进行相位恢复。

目前常用的相位恢复方法有盲相位搜索(BPS)算法、Viterbi-Viterbi 相位估计(VVPE)算法<sup>[7]</sup>。VVPE算法复杂度低,是相移键控(PSK)信号的主流恢复算法。但是,对于16QAM信号,由于VVPE算法只利用了部分星座点,其线宽容忍度比较低<sup>[8-10]</sup>。2009年,Pfau等<sup>[11]</sup>提出了BPS算法。BPS算法能够对各种QAM调制信号进行相位恢复,具有较好的线宽容忍度,但该算法复杂度高、响应速度慢,在实际应用中较难实现。2010年,Zhou<sup>[12]</sup>通过将最大似然估计(ML)和BPS算法结合,使BPS算法的相位搜索个数降低了2/3,在一定程度上降低了BPS算法的复杂度。2011年,Gao等<sup>[13]</sup>通过将正交相移键控(QPSK)分区和ML算法相结合,使VVPE算法的估计精度达到了与BPS算法相当的水平。2014年,Inoue等<sup>[14]</sup>基于一种分块卡尔曼算法实现了载波频偏和相位的同时恢复,该算法能够容忍超过10%符号率的频率偏移,但是该算法的线宽容忍度不高,并且还需要预先知道频偏信息。2016年,Pakala等<sup>[15]</sup>运用扩展卡尔曼滤波(EKF)算法对幅度和相位噪声同时进行补偿,该算法需要对相位噪声求平均,使得系统的频偏容忍度降低。2017年,Jain等<sup>[16]</sup>利用EKF算法对400G传输系统中的频偏、相位以及非线性相位噪声损耗进行补偿,结果表明EKF算法可以抑制高达10 MHz线宽的激光相位噪声和5 GHz的频率偏移,但由于该方法需要插入训练序列,系统的频谱效率有所降低。2019年,Xiang等<sup>[17]</sup>在处理16QAM信号时引入了一种自适应卡尔曼滤波算法,该算法收敛速度较快,估计精度较高,但其复杂度也有所增加。

上述文献主要关注如何利用部分星座点来降低相位恢复的复杂度。本文提出了一种利用卡尔曼滤波的特性对双偏振载波相位恢复进行简化的算法,利用X偏振态的实部和Y偏振态的虚部(或X偏振态的虚部和Y偏振态的实部)进行相位恢复,故将该算法记为XY-EKF算法。XY-EKF算法能够在降低复杂度的同时提高线宽容忍度。相比于经典EKF恢复算法,XY-EKF算法能够充分利用两个偏

振态的相位噪声信息,同时进行两个偏振态的相位恢复,具有与经典EKF算法相当的估计精确度。仿真研究了XY-EKF双偏振相位恢复算法在双偏振16QAM(DP-16QAM)相干光通信系统中的性能,并将其在相位恢复时的复杂度和线宽容忍度与经典EKF算法、单状态EKF(SS-EKF)算法进行了对比分析。

## 2 基本原理

### 2.1 双偏振态相位偏移估计

在相干光偏振复用传输系统中,激光器发出的光被分为偏振态(分别记为X和Y两个偏振态)不同的两路光,每路光都携带有数据信息。两个偏振信号都会受到相同激光器相位噪声的影响,经过链路传输之后,两路偏振复用信号所遭受的相位噪声之间会有一定的相位偏移。这种相位偏移变化是缓慢的,在一个时间间隔内,其值是一个常数或者是缓慢变化的,因此不必连续地进行相位偏移估计,并且在经过了相位偏移补偿之后,两个偏振态上的相位噪声可以视为近似相等<sup>[18]</sup>。以传输速率为224 Gbit/s的DP-16QAM系统为例,仿真所得的两个偏振态的相位噪声如图1(a)所示。可以看出,不同时刻两个偏振态的相位噪声有一个变化非常小的相位差值,图1(a)中的相位差值约为0.717。因此在相位恢复过程中,估计的相位偏移和对应辐角分别可表示为

$$\phi_k = \alpha \cdot \left[ \frac{(r_k^{(x)})^4}{|(r_k^{(x)})^4|} \right] \cdot \left[ \frac{(r_k^{(y)})^4}{|(r_k^{(y)})^4|} \right]^* + \phi_{k-1} \cdot (1 - \alpha), \quad (1)$$

$$\varphi_{\text{offset}} = \arg(\phi_k), \quad (2)$$

式中: $r_k^{(x)}$ 、 $r_k^{(y)}$ 分别为经过筛选后X和Y两个偏振态的第k个16QAM信号,二者都是同一时隙的第一个环或者第三个环的数据信息; $\alpha$ 为一个定值。通过(1)式可获取X和Y偏振态之间的偏移,从而在相位恢复前对两偏振态之间的相位偏移进行估计,最后进行相位恢复。为了避免储存多个符号信息,先利用(1)式来进行相位偏移估计的迭代,待 $\phi_k$ 稳定收敛之后再将其代入(2)式中进行求辐角运算<sup>[18]</sup>。不同 $\alpha$ 取值的误码率(BER)情况对比如图1(b)所示,可以看出经过200个符号的迭代更新之后,误码率就趋于稳定。为了保证充分收敛,本研究中 $\alpha$ 取为0.001,用来估计相偏的符号数选取为1000。

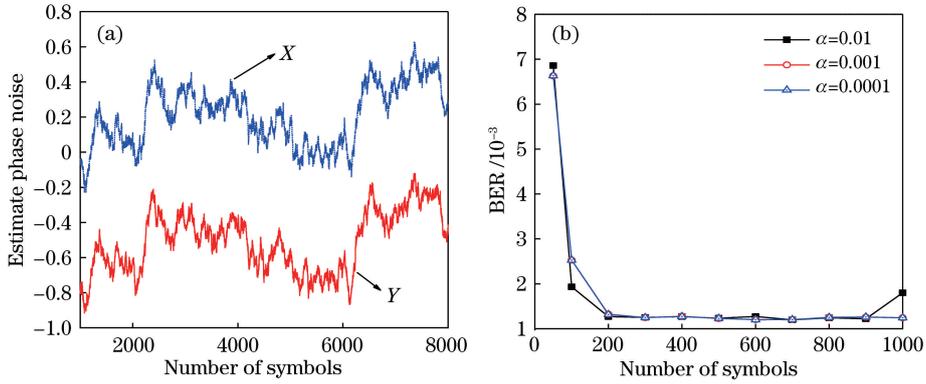


图 1 两个偏振态间的相位偏移及不同参数的误码分析。(a) X 和 Y 偏振态的相位噪声估计值；  
(b) 不同  $\alpha$  的误码率对比

Fig. 1 Phase offset between two polarizations and BER analysis of different parameters.

(a) Phase noise estimation values of X and Y polarizations; (b) BER with different  $\alpha$

### 2.2 双偏振扩展卡尔曼滤波相位恢复原理

利用 EKF 算法进行相位恢复的原理如下：首先从接收到的信号  $r_k$  中递归最优地估计出相位噪声  $\theta_k$ ，然后将  $\theta_k$  与判决后的信号相乘得到实际接收信号的近似值，最后计算出该近似值与接收到的信号的差值，并不断地对相位噪声进行跟踪、校准。这种经典 EKF 算法是利用信号的实部和虚部两个分量进行相位恢复的，而实际上仅利用一路实部或虚部分量也能够进行相位恢复，即单状态 EKF (SS-EKF) 算法<sup>[19]</sup>。本研究将 SS-EKF 算法应用于相干光通信系统相位恢复中，仿真结果表明这种算法的线宽容忍度不高。基于此，进一步提出双偏振卡尔曼滤波载波相位恢复算法，即 XY-EKF 算法，分别利用 X 偏振态的实部和 Y 偏振态的虚部（或

X 偏振态的虚部和 Y 偏振态的实部）进行两个偏振态的相位恢复，根据仿真结果可知 XY-EKF 算法在降低复杂度的基础上能够保留经典 EKF 算法的估计准确度。

XY-EKF 算法的状态和测量方程为

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \omega_k, \quad (3)$$

$$r_k = a_k \exp(j\theta_k) + v_k, \quad (4)$$

式中： $\theta_k$  为由发送端激光器及本地激光器所引入的相位噪声，它是光通信系统相位噪声的主要来源之一； $\omega_k$  和  $v_k$  分别指过程噪声和测量噪声，均是零均值的高斯白噪声，协方差分别为  $\mathbf{Q}$  和  $\mathbf{R}$ ； $r_k$  为接收到的信号； $a_k$  指发送端的信号。XY-EKF 算法的框图如图 2 所示，XY-EKF 算法包括预测阶段、更新阶段、观测阶段以及相位偏移的去除等，其中  $Z^{-1}$  表

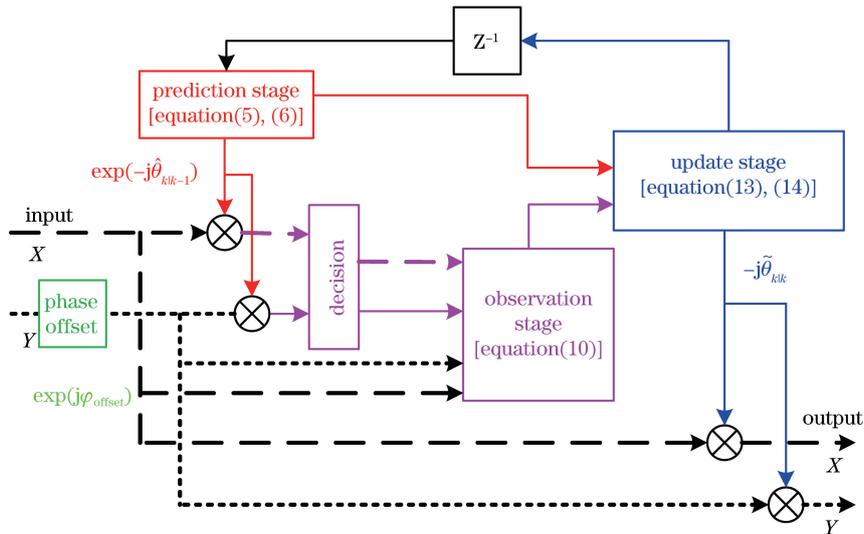


图 2 双偏振扩展卡尔曼滤波相位恢复框图

Fig. 2 Phase recovery block diagram of dual-polarization extended Kalman filter

示先把当前估计出的相位噪声当作下一个符号的预测值,再进行迭代更新。首先利用(1)式和(2)式获得相位偏移值  $\varphi_{\text{offset}}$ , 然后将其和 Y 偏振信号相乘, 得到没有相位偏移的 Y 偏振信号, 最后进行共同的相位恢复。

在预测阶段, 符号下标  $(k|k-1)$  表示由  $k-1$  时刻的值预测  $k$  时刻的值,  $(k|k)$  表示用以前时刻的数据结合当前时刻的数据信息对当前状态的值进行估计。这里简单地把前一个时刻的估计值  $\hat{\theta}_{k-1|k-1}$  当作下一个时刻的预测值  $\hat{\theta}_{k|k-1}$ 。XY-EKF 算法的预测式为

$$\hat{\theta}_{k|k-1} = \hat{\theta}_{k-1|k-1}, \quad (5)$$

$$P_{k|k-1} = P_{k-1|k-1} + Q, \quad (6)$$

式中:  $P_{k-1|k-1}$  为状态后验估计误差协方差;  $P_{k|k-1}$  为状态预测误差协方差。

在观测阶段, 将信号乘以  $\hat{\theta}_{k|k-1}$ , 经过初步相位恢复后再通过判决得到判决后的信号  $u_k$ , 最后计算新息, 它表示纠错过程中的修正项。经典 EKF 相位恢复算法取信号的实部和虚部分量进行相位恢复, 其新息  $e_{k,1}$  为

$$e_{k,1} = \begin{bmatrix} r_k^{(i)} \\ r_k^{(q)} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_k^{(i)} \cos \hat{\theta}_{k|k-1} - u_k^{(q)} \sin \hat{\theta}_{k|k-1} \\ u_k^{(i)} \sin \hat{\theta}_{k|k-1} + u_k^{(q)} \cos \hat{\theta}_{k|k-1} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

式中:  $r_k^{(i)}$  和  $r_k^{(q)}$  分别表示接收信号的实部和虚部;  $u_k^{(i)}$  和  $u_k^{(q)}$  分别表示经过判决后的信号的实部和虚部。SS-EKF 算法则只利用了信号的实部或者虚部其中一路信号进行恢复, 其新息分别为  $e_{k,2}$  和  $e'_{k,2}$ , 可表示为

$$e_{k,2} = r_k^{(i)} - (u_k^{(i)} \cos \hat{\theta}_{k|k-1} - u_k^{(q)} \sin \hat{\theta}_{k|k-1}), \quad (8)$$

$$e'_{k,2} = r_k^{(q)} - (u_k^{(i)} \sin \hat{\theta}_{k|k-1} + u_k^{(q)} \cos \hat{\theta}_{k|k-1}). \quad (9)$$

因为信号的实部或者虚部其中一路信号已经包含了其噪声信息, 故当相位噪声较小时信号相位可以恢复, 而当相位噪声比较大时, 单单一路信息已不能反映相位噪声的变化。在本研究所提的 XY-EKF 算法中, 将新息  $e_k$  变为

$$e_k = \begin{bmatrix} r_k^{(y,i)} \\ r_k^{(x,q)} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_k^{(y,i)} \cos \hat{\theta}_{k|k-1} - u_k^{(y,q)} \sin \hat{\theta}_{k|k-1} \\ u_k^{(x,i)} \sin \hat{\theta}_{k|k-1} + u_k^{(x,q)} \cos \hat{\theta}_{k|k-1} \end{bmatrix}, \quad (10)$$

式中:  $r_k^{(x,i)}$  和  $r_k^{(x,q)}$  分别表示接收信号 X 偏振态的实部和虚部,  $r_k^{(y,i)}$  和  $r_k^{(y,q)}$  同理。利用 X 和 Y

偏振态含有相同的相位信息这一点, 获取 X 和 Y 偏振态的各路信息, 即实部或者虚部, 进行相位恢复。本研究采用 X 偏振态的实部和 Y 偏振态的虚部。

在更新阶段, 首先需要利用公式

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} -u_k^{(x,i)} \sin \hat{\theta}_{k|k-1} - u_k^{(x,q)} \cos \hat{\theta}_{k|k-1} \\ u_k^{(y,i)} \cos \hat{\theta}_{k|k-1} - u_k^{(y,q)} \sin \hat{\theta}_{k|k-1} \end{bmatrix}, \quad (11)$$

计算雅克比矩阵  $\mathbf{H}_k$ 。因为 XY-EKF 算法用了两个偏振态的信息, 所以相应的  $\mathbf{H}_k$  也要变为两个雅克比, 一个是 X 偏振态实部展开的雅克比, 一个是 Y 偏振态虚部展开的雅克比。利用

$$\mathbf{K}_k = P_{k|k-1} \mathbf{H}_k^T (\mathbf{H}_k P_{k|k-1} \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R})^{-1} \quad (12)$$

计算卡尔曼增益  $\mathbf{K}_k$  之后, 利用

$$\bar{\theta}_{k|k} = \hat{\theta}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k \mathbf{e}_k \quad (13)$$

进行状态更新。再利用

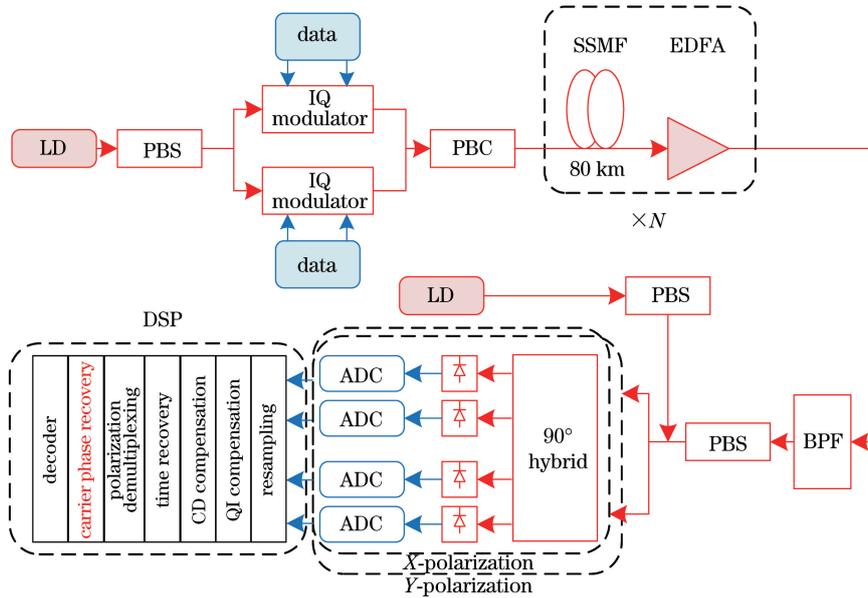
$$P_{k|k} = (1 - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) P_{k|k-1} \quad (14)$$

进行误差协方差更新, 从而进行迭代更新。将后验估计出的相位噪声  $\bar{\theta}_{k|k}$  与两个偏振态相乘, 去除相位噪声。

卡尔曼滤波中参数的选取也很重要, 不同的参数将会有不同的收敛速度和精确度, 尤其是过程噪声协方差  $\mathbf{Q}$  和测量噪声协方差  $\mathbf{R}$ 。本研究中, 经典 EKF 算法的  $\mathbf{Q}$  和  $\mathbf{R}$  分别取 0.001 和  $\begin{bmatrix} 0.1 & 0 \\ 0 & 0.1 \end{bmatrix}$ 。SS-EKF 算法是通过减少观测量的方式进行载波相位恢复的,  $\mathbf{Q}$  和测量噪声协方差分别取 0.001 和 0.1, 本研究仅利用信号的虚部。本研究所提的 XY-EKF 算法中,  $\mathbf{Q}$  和  $\mathbf{R}$  分别取 0.001 和  $\begin{bmatrix} 0.1 & 0 \\ 0 & 0.1 \end{bmatrix}$ 。

### 3 仿真结果与分析

搭建传输速率为 224 Gbit/s 的 DP-16QAM 相干光通信仿真传输系统, 如图 3 所示。信号通过正交 (IQ) 调制器分别加载到光的两个偏振态上, 通过偏振合束器 (PBC) 输入至不同跨度的普通单模光纤 (SSF) 中进行传输。SSF 的每个跨度是 80 km, 色散系数是  $16.75 \text{ ps} \cdot \text{nm}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$ , 损耗是  $0.2 \text{ dB} \cdot \text{km}^{-1}$ , 掺铒光纤放大器 (EDFA) 的放大增益为 16 dB。在接收端, 先通过带通滤波器 (BPF) 滤除带外噪声, 随后进行数字信号处理, 包括重采样、时钟恢复、色散补偿、偏振解复用等。在经过载波恢复之前先进行降采样, 然后再共同进行相位恢复。



LD: local oscillator laser; PBS: polarization beam splitter; PBC: polarization beam combiner; SSMF: standard single mode fiber; EDFA: erbium doped fiber amplifier; BPF: band-pass filter; ADC: analog-to-digital converter; DSP: digital signal processing; CD: chromatic dispersion

图 3 双偏振 16-QAM 相干光通信仿真系统

Fig. 3 Simulation system of dual-polarization 16-QAM coherent light communication

### 3.1 背靠背性能分析

对背靠背情况下 DP-16QAM 传输系统进行仿真,激光器线宽和信号码元周期乘积  $\Delta\nu \cdot T_s$  分别取  $10^{-5}$  和  $10^{-4}$ 。此时,由于没有经过光纤传输,两路偏振态中信号几乎没有相位偏移。背靠背情况下不同光信噪比(OSNR)对应的误码率如图 4 所示,可以看出,当  $\Delta\nu \cdot T_s$  为  $10^{-5}$  时,即当相位噪声较小时,XY-EKF 算法和经典 EKF 算法有相似的误码率,说明 X 和 Y 两个偏振态具有相同的相位噪声。SS-EKF 算法同样可以进行相位恢复,但由于 SS-EKF 算法只利用了一路信息,其恢复效

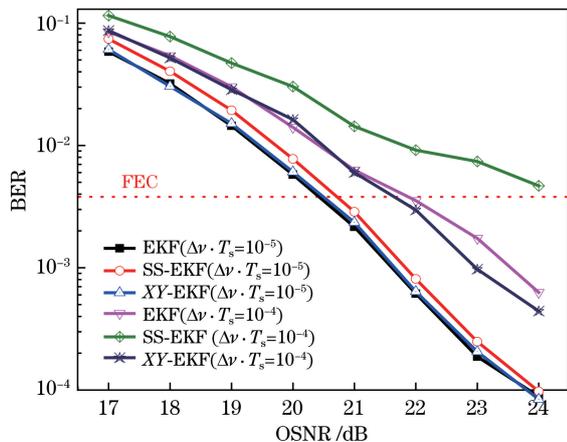


图 4 背靠背情况下不同 OSNR 对应的误码率  
Fig. 4 BER versus OSNR for BTB performance

果与前两种算法存在一定的差距。当  $\Delta\nu \cdot T_s$  为  $10^{-5}$ 、误码率为  $3.8 \times 10^{-3}$  时,即达到前向纠错(FEC)门限时,XY-EKF 与经典 EKF 具有相同的表现,而 XY-EKF 所需的 OSNR 比 SS-EKF 降低了约 0.3 dB。

当激光器线宽比较大时,由于相位噪声增大,一个分量的信息已经不能完全反映出信号相位噪声的变化,故 SS-EKF 算法不能有效地追踪相位噪声的变化,如图 4 所示。当  $\Delta\nu \cdot T_s$  为  $10^{-4}$  时,SS-EKF 算法明显次于经典 EKF 算法和 XY-EKF 算法。由于 XY-EKF 算法利用 X 和 Y 偏振态两条支路的信息,当 OSNR 较小时,XY-EKF 算法和经典 EKF 算法有相似的性能表现。随着 OSNR 的增大,XY-EKF 算法逐渐体现出其利用两个偏振态进行恢复的优势。当信噪比提高到 22 dB 时,XY-EKF 算法已经优于经典 EKF 算法。当  $\Delta\nu \cdot T_s$  为  $10^{-4}$ 、误码率为  $10^{-3}$  时,XY-EKF 算法所需的 OSNR 比经典的 EKF 算法降低了约 0.5 dB。

### 3.2 传输性能分析

进行 320 km 传输的仿真实验时,系统存在偏振态的旋转, X 和 Y 两路偏振态有一定的相位偏移。同样,设置  $\Delta\nu \cdot T_s$  分别为  $10^{-5}$  和  $10^{-4}$ 。可以看出,虽然 XY-EKF 算法只用了一个偏振信号的实部和另一个偏振信号的虚部信息,但是无论是较大

线宽还是较小线宽,其均能够和经典 EKF 算法保持同样的估计精度。这说明只利用一个偏振信号的实部和另一个偏振的虚部是完全能够进行相位恢复的。在激光器线宽小时,SS-EKF 算法能粗略地进行相位恢复,当线宽较大时,SS-EKF 算法已经不能进行相位恢复,即单一实部或者虚部已经不能反映出相位噪声的变化,故 SS-EKF 算法的误码率相对较高。

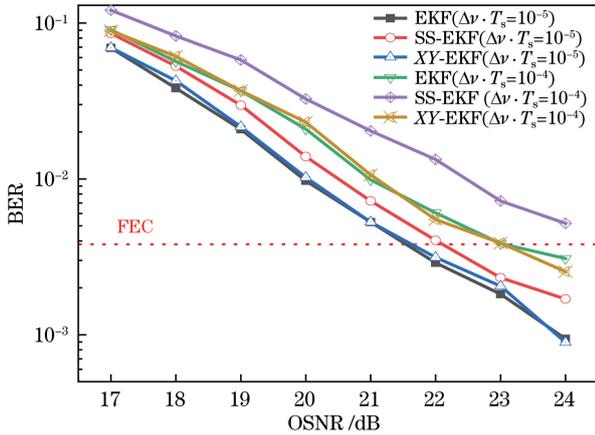


图 5 传输 320 km 时不同 OSNR 对应的误码率  
Fig. 5 BER versus OSNR for 320 km transmission

随着传输距离的增大,信号在光纤中受到的链路损伤(如 PMD、相位延时、色散和非线性等)也会随之增加。这些都会对信号造成损伤,从而影响星座点的判决,降低系统性能。另外,PMD 和非线性效应也会对信号产生一定的影响,从而影响对相位偏移和载波相位的估计。当信号在光纤中传输时,两个偏振态之间的相位偏移是一个变化缓慢的值,仅用前 1000 个符号估计出的相位偏移和实际的相位偏移存在一定的误差,故可能会对系统的性能产生影响。

### 3.3 线宽容忍度分析

图 6 为 OSNR 固定为 23 dB、不同  $\Delta\nu \cdot T_s$  情况下的误码率对比。从图 6 可以看出,在不同线宽的条件下,SS-EKF 算法的误码率均大于 EKF 算法和 XY-EKF 算法,尤其是当  $\Delta\nu \cdot T_s$  大于  $3.75 \times 10^{-5}$  时,即线宽大于 1 MHz 时,信号的误码率会急剧上升。这和 SS-EKF 算法中只利用信号的一个实部或者虚部信息相关。由图 6 还可以看出,XY-EKF 算法优于经典 EKF 算法,具有更高的线宽容忍度。当  $\Delta\nu \cdot T_s$  为  $10^{-4}$  时,只有 XY-EKF 算法能够在 FEC 门限内,即 BER 为  $3.8 \times 10^{-3}$  时进行相位恢复,相应的线宽容忍度提升了约 1 MHz。

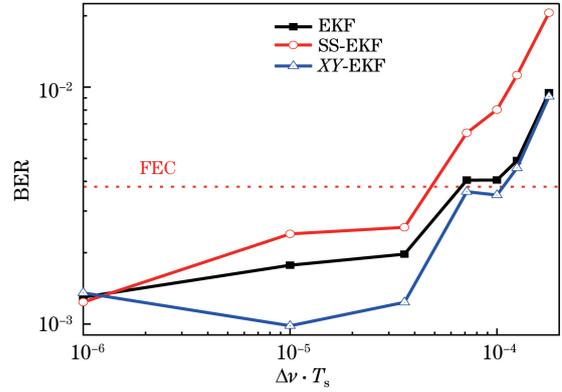


图 6 传输 320 km 时不同线宽对应的误码率  
Fig. 6 BER versus  $\Delta\nu \cdot T_s$  after 320 km transmission

### 3.4 复杂度讨论

相比于经典 EKF 相位恢复方法,SS-EKF 和 XY-EKF 算法仅利用信号的一个分量进行恢复,降低了计算的复杂度。表 1 是三种算法的状态参量对比,其中 XY-EKF 算法虽然和经典 EKF 算法拥有相同的状态参量,但是 XY-EKF 算法其实是对两个偏振态进行载波相位恢复,若与 EKF 算法在双偏振情况下的相位恢复相比,XY-EKF 算法的复杂度降低了 1/3。

表 1 各算法状态参量维度对比

Table 1 Comparison of state parameter dimensions of each algorithm

Algorithm	$K_k$	$R$	$H_k$
EKF	$1 \times 2$	$2 \times 2$	$2 \times 1$
SS-EKF	$1 \times 1$	$1 \times 1$	$1 \times 1$
XY-EKF	$1 \times 2$	$2 \times 2$	$2 \times 1$

具体来说,与经典 EKF 算法相比,本文所提出的 XY-EKF 算法对双偏振态相位进行恢复时的复杂度,相当于用经典 EKF 算法恢复一路相位所需的复杂度。XY-EKF 算法只需在此之前先进行 1000 个符号的相位偏移估计,将估计所得的偏移与 Y 偏振态相乘即可,这个过程相当于一次复数乘法,需要 4 个乘法器和 2 个加法器。XY-EKF 算法对 X 和 Y 两路数据采用了同样的卡尔曼更新过程,这相当于少进行了一次卡尔曼增益以及雅克比矩阵的更新过程,经典 EKF 算法则分别进行两个偏振态卡尔曼增益的计算。三种算法所需的加法器和乘法器如表 2 所示,其中  $N$  表示符号个数,可以看出在维持原有滤波器估计精确度的情况下,XY-EKF 算法的复杂度降低了约 1/3。

表 2 各算法计算复杂度对比  
Table 2 Comparison of computational complexity  
of each algorithm

Algorithm	Real adder	Real multiplier	Look-up table
EKF	$42 \times N$	$76 \times N$	2
SS-EKF	$22 \times N$	$38 \times N$	2
XY-EKF	$27 \times N$	$50 \times N$	2

## 4 结 论

提出了一种简化的扩展卡尔曼滤波载波的相位恢复算法——XY-EKF 算法。XY-EKF 算法基于滤波器的特性,只利用  $X$  偏振态的实部和  $Y$  偏振态的虚部(或  $X$  偏振态的虚部和  $Y$  偏振态的实部)对两个偏振态的相位进行恢复,减少了算法所需的观测测量。仿真分析了 XY-EKF 算法在传输速率为 224 Gbit/s 的 DP-16QAM 系统中的性能。结果表明,XY-EKF 算法仅利用信号中的一部分信息(实部或虚部)就可以估计出信号的相位噪声。与 SS-EKF 算法相比,XY-EKF 算法的线宽容忍度更高。与经典 EKF 算法相比,当  $\Delta\nu \cdot T_s$  为  $10^{-5}$  和  $10^{-4}$  时,两种算法拥有相近的估计精度,当 OSNR 一定时,XY-EKF 算法的线宽容忍度有所提升,复杂度则降低了 1/3 左右。XY-EKF 算法降低了相位恢复算法的复杂度,提高了实时性,可促进高速相干光通信的应用。

## 参 考 文 献

- [1] Winzer P J. Beyond 100G ethernet[J]. IEEE Communications Magazine, 2010, 48(7): 26-30.
- [2] Reis J D, Shukla V, Stauffer D R, *et al.* Technology options for 400G implementation[C]//Optical Networking Forum (OIF). [S.l.: s.n.], 2015.
- [3] Seimetz M. Fiber propagation effects[M]//High-order modulation for optical fiber transmission. Springer series in optical sciences. Berlin, Heidelberg: Springer, 2009, 143: 143-154.
- [4] Savory S J. Digital filters for coherent optical receivers[J]. Optics Express, 2008, 16(2): 804-817.
- [5] Hou B J, Yang Y F, Xiang Q, *et al.* A joint frequency offset and phase estimation scheme based on cascaded EKF and LKF[J]. Acta Optica Sinica, 2018, 38(1): 0106004.  
侯冰洁, 杨彦甫, 向前, 等. 基于 EKF 和 LKF 级联的频偏和相位估计联合方案[J]. 光学学报, 2018, 38(1): 0106004.
- [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 systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2013, 31(1): 50-57.
- [7] 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.
- [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] Ke J H, Zhong 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.
- [10] Dai L L, Yan L S, Yi A L, *et al.* Dual-polarization paralleled carrier phase recovery algorithm based on linear Kalman filter[J]. Acta Optica Sinica, 2018, 38(9): 0906004.  
代亮亮, 闫连山, 易安林, 等. 基于线型卡尔曼滤波器的双偏振并行载波相位恢复算法[J]. 光学学报, 2018, 38(9): 0906004.
- [11] Pfau T, Hoffmann S, Noé 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.
- [12] 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.
- [13] Gao Y L, Lau A P T, Yan S Y, *et al.* Low-complexity and phase noise tolerant carrier phase estimation for dual-polarization 16-QAM systems[J]. Optics Express, 2011, 19(22): 21717-21729.
- [14] Inoue T, Namiki S. Carrier recovery for M-QAM signals based on a block estimation process with Kalman filter[J]. Optics Express, 2014, 22(13): 15376-15387.
- [15] Pakala L, Schmauss B. Extended Kalman filtering for joint mitigation of phase and amplitude noise in coherent QAM systems[J]. Optics Express, 2016, 24(6): 6391-6401.
- [16] Jain A, Krishnamurthy P K, Landais P, *et al.* EKF for joint mitigation of phase noise, frequency offset and nonlinearity in 400 Gb/s PM-16-QAM and 200 Gb/s PM-QPSK systems[J]. IEEE Photonics Journal, 2017, 9(1): 7200110.

- 
- [17] Xiang Q, Yang Y F, Zhang Q, *et al.* Adaptive and joint frequency offset and carrier phase estimation based on Kalman filter for 16QAM signals[J]. *Optics Communications*, 2019, 430: 336-341.
- [18] Muller R R, de Arruda Mello D A. Phase-offset estimation for joint-polarization phase-recovery in DP-16-QAM systems [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2010, 22(20): 1515-1517.
- [19] Lin W T, Chang D C. Adaptive carrier synchronization using decision-aided Kalman filtering algorithms[J]. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 2007, 53(4): 1260-1267.