

# 基于时频域卡尔曼滤波的 CO-OFDM 系统 相位噪声补偿算法

唐英杰<sup>1</sup>, 董月军<sup>2</sup>, 任宏亮<sup>2</sup>, 卢 瑾<sup>2</sup>, 覃亚丽<sup>2</sup>, 郭淑琴<sup>2</sup>, 胡卫生<sup>3</sup>

<sup>1</sup>浙江工业大学健行学院, 浙江 杭州 310023;

<sup>2</sup>浙江工业大学信息工程学院, 浙江 杭州 310023;

<sup>3</sup>上海交通大学区域光纤通信网与新型光通信系统国家重点实验室, 上海 200240

**摘要** 针对基于高阶正交幅度调制(QAM)的大线宽相干光正交频分复用(CO-OFDM)系统,提出了一种基于时域和频域卡尔曼滤波(KF)联合估计的相位噪声补偿算法。所提算法在发射端插入时域训练符号和导频序列,在接收端基于训练符号进行频域卡尔曼滤波后得到信道估计值,进行时域扩展卡尔曼滤波(EKF)后得到相位噪声粗略估计值。时域相位噪声估计值为复数值,为获得较好的补偿效果,根据导频序列数目将每个 OFDM 符号分割为若干个亚符号。在导频序列处进行时域 EKF,通过在每个亚符号最后一个导频处进行线性插值,得到每个采样点的相位噪声粗略估计值。对粗略相位噪声补偿后的频域数据进行预判决,并对时域相位噪声进行精细补偿。采用所提算法对传输速率为  $50 \text{ Gbit}\cdot\text{s}^{-1}$ 、传输距离为 100 km 的 CO-OFDM 系统进行了数值模拟,结果表明所提算法与其他方法相比取得了较好的补偿效果。对于激光器线宽为 1 MHz(16QAM)和 800 kHz(32QAM) 的 CO-OFDM 系统,误码率可达前向纠错上限。

**关键词** 光通信; 相干光正交频分复用; 相位噪声; 亚符号; 扩展卡尔曼滤波; 高阶正交幅度调制

**中图分类号** TN913.7 **文献标识码** A

**doi:** 10.3788/AOS201737.0906002

## Phase Noise Compensation Algorithm Based on Kalman Filtering in Time and Frequency Domains for CO-OFDM System

Tang Yingjie<sup>1</sup>, Dong Yuejun<sup>2</sup>, Ren Hongliang<sup>2</sup>, Lu Jin<sup>2</sup>, Qin Yali<sup>2</sup>,  
Guo Shuqin<sup>2</sup>, Hu Weisheng<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Jianxing Honors College, Zhejiang University of Technology, Hangzhou, Zhejiang 310023, China;

<sup>2</sup>College of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou, Zhejiang 310023, China;

<sup>3</sup>State Key Laboratory of Advanced Optical Communication Systems and Networks,  
Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China

**Abstract** A phase noise compensation algorithm based on joint estimation of Kalman filtering (KF) in time and frequency domains is proposed aiming at higher-order quadrature amplitude modulation (QAM) based incoherent optical orthogonal frequency division multiplexing (CO-OFDM) system with large linewidth. Training symbols and pilot sequences in time domain are set in the transmitter. Frequency domain Kalman filtering is carried out based on training symbols at the receiver, and channel estimation value is obtained. Rough estimate value of phase noise is obtained with time domain extended Kalman filtering (EKF). The estimation value of phase noise in time domain is plural, and in order to obtain better compensation results, every OFDM symbol is divided into several sub-symbols according to the number of pilot sequences. Time domain EKF is carried out at the positions of pilot sequences.

**收稿日期:** 2017-04-05; **收到修改稿日期:** 2017-05-05

**基金项目:** 国家自然科学基金(60907032,61675184,61675183)、浙江省自然科学基金(LY16F050009)、上海交通大学区域光纤通信网与新型光通信系统国家重点实验室开放基金(2016GZKF0JT004)

**作者简介:** 唐英杰(1996—),男,本科在读,主要从事相干光通信数字信号处理方面的研究。E-mail: sycong@163.com

**导师简介:** 任宏亮(1978—),男,博士,副教授,硕士生导师,主要从事信号处理以及光纤通信与传感方面的研究。

E-mail: hlren@zjut.edu.cn(通信联系人)

Rough estimation value of phase noise of every sampling point is obtained with linear interpolation at the last pilot of every sub-symbol. Predecision of frequency domain data after rough phase noise compensation and time domain phase noise fine compensation are carried out. Numerical simulation is performed by the proposed algorithm for CO-OFDM system with transmission rate of  $50 \text{ Gbit}\cdot\text{s}^{-1}$  and transmission distance of 100 km. Results show that the compensation results achieved by the proposed method are better than that of other methods. When CO-OFDM system is with 16QAM and a laser linewidth of 1 MHz or with 32QAM and a laser linewidth of 800 kHz, bit error rate can reach the upper limit of forward error correction.

**Key words** optical communications; coherent optical orthogonal frequency division multiplexing; phase noise; sub-symbol; extended Kalman filtering; higher-order quadrature amplitude modulation

**OCIS codes** 060.1660; 060.2330; 060.2360; 060.4510

## 1 引 言

相干光通信采用先进的调制格式和复用技术,结合数字信号处理技术极大地提高了频谱效率,并得到了快速发展。在相干光通信接收端,光纤色散和偏振模色散等传输损伤可通过数字信号处理在电域得到有效均衡。发射端激光器与本地振荡激光器之间相位噪声的补偿(又称为载波相位估计或恢复)已成为接收端数字信号处理的重要相关问题<sup>[1-2]</sup>。将正交频分复用(OFDM)技术与相干光通信技术相结合的相干光正交频分复用(CO-OFDM)系统具有良好的抗色散能力和高频谱效率,已成为长距离高速通信系统和光接入网等领域备受关注的技术之一<sup>[3-11]</sup>。与相干光通信中其他调制格式相比,OFDM符号周期更长,更易受到激光器相位噪声的影响<sup>[12-18]</sup>。CO-OFDM系统相位噪声分为公共相位噪声(CPE)和载波间干扰(ICI)相位噪声。前者引起星座图旋转,每个OFDM符号频域数据旋转同样的角度,故称为公共相位噪声;后者源自子载波间的干扰,引起星座图发散。

CO-OFDM系统的相位噪声算法总体可分为3种:1)插入导频和训练符号进行最小二乘(LS)估计<sup>[12,19-22]</sup>,该方法虽增加了额外开销,但能够避免相位噪声估计中相位周跳的问题,也有研究者通过插入射频频导频进行相位噪声补偿,但降低了频谱利用率;2)判决反馈估计算法<sup>[19,23-26]</sup>,该算法的频谱利用率高,但受限于符号错误判决的传播问题;3)盲相位噪声估计算法<sup>[27-30]</sup>,该算法不使用或者使用很少几个导频,不对符号的估计值进行预判决,因此频谱利用率最高,且不会出现符号错误判决的传播问题,但该方法在噪声方差较大时的补偿效果并不理想。在高速长距离传输CO-OFDM系统中采用较窄线宽的激光器(100 kHz左右)及较低阶的正交幅度调制(QAM)并采用上述相位噪声补偿算法时,无论CPE还是载波间干扰(ICI)相位噪声都能得到较好的补偿。在CO-OFDM系统中,激光器线宽增加时,相位噪声方差会显著增加。采用高阶QAM时,其星座点的分布更易受到相位噪声的影响。鉴于此,大多数相干光OFDM系统一般采用16QAM,且需要采用昂贵的外腔激光器(ECL)作为光源,光源线宽小于100 kHz,因此接收端相位噪声方差较小。

当CO-OFDM应用于接入网或城域网中时,需考虑系统的造价和带宽等问题。线宽小于100 kHz的外腔激光器价格昂贵,会显著增加系统对激光器线宽的容忍度,极大地降低了系统的造价。采用高阶QAM可以节约接入网或城域网中系统有限的带宽资源。Liu等<sup>[22]</sup>提出了伪导频辅助的正交基展开盲ICI相位噪声补偿算法,并将该算法应用于相干时分复用、正交频分复用无源光网络中,以抑制ICI相位噪声;当激光器线宽为700 kHz时,在16QAM下仍可取得较好的效果。任洪亮等<sup>[30]</sup>把OFDM符号划分为亚符号,并结合判决反馈提出一种大线宽系统的盲相位噪声算法,当激光在 $50 \text{ Gbit}\cdot\text{s}^{-1}$  CO-OFDM系统中传输100 km且16QAM激光器的线宽为700 kHz时,可达到前向纠错(FEC)上限。以牺牲算法复杂度为代价提高激光器线宽容忍度的范围非常有限,说明LS估计在大线宽条件下很难提高估计精度。卡尔曼滤波是利用系统状态方程在加性高斯白噪声系统中对系统状态进行最优估计的算法<sup>[31-34]</sup>。针对激光器相位噪声的维纳过程模型,研究者提出了基于卡尔曼滤波的CO-OFDM相位噪声补偿算法,但并未针对大线宽和高阶调制CO-OFDM系统进行研究<sup>[35-36]</sup>。

本文提出了一种基于时域和频域扩展卡尔曼滤波(EKF)的联合估计算法,用于大线宽和高阶QAMCO-OFDM系统的相位噪声补偿。该算法在发射端OFDM帧开始处插入若干个训练符号,对每个时

域 OFDM 符号周期性地插入导频序列,该过程并未显著降低频谱利用率。该算法先在接收端对训练符号进行频域卡尔曼滤波并估计信道转移函数,再应用符号内频域平均算法(ISFA)进行精确优化,以完成信道均衡。针对大线宽和高阶调制 CO-OFDM 系统的特点,对 CPE 的补偿较易实现,CPE 补偿的关键在于 ICI 相位噪声补偿。在时域进行的相位噪声估计分为粗略相位噪声补偿和精细相位噪声补偿。在粗略相位噪声补偿过程中,基于导频序列在时域进行扩展卡尔曼滤波,得到的相位噪声估计值为复值,且存在相位噪声及幅度噪声,因此在每个导频序列处进行插值对补偿幅度噪声的效果不佳。所提算法将每个 OFDM 符号分割为若干个亚符号,将导频序列均匀分布在亚符号内,在每个亚符号内的最后一个导频序列之间进行相位估值的线性插值,得到每个时域采样点的粗略相位噪声估计值,该算法较其他方法取得了较好的补偿效果。对粗略相位噪声补偿后的频域数据进行预判决,在预判决之前用一种无判决的 Avg-BL 算法有效抑制符号判决错误。将预判决后的频域数据变换到时域,用时域扩展卡尔曼滤波可求出每个采样点的相位噪声估值,并进行精细相位噪声补偿。基于传输速率为  $50 \text{ Gbit} \cdot \text{s}^{-1}$ 、传输距离为  $100 \text{ km}$  的 CO-OFDM 系统进行仿真验证,结果表明在激光器线宽为  $1 \text{ MHz}$ (16QAM)和  $700 \text{ kHz}$ (32QAM)两种情况下,在激光器线宽为  $700 \text{ kHz}$  的系统中,经过相位噪声补偿后的误码率可达 FEC 上限。与相应 LS 估计算法和粗略估计中在每个导频序列处插值的方法相比,所提算法取得了良好的补偿效果。该算法可用于 CO-OFDM 系统中,降低了对激光器线宽的要求,极大地节约了系统成本,采用高阶 QAM 有效节省了系统带宽,对 CO-OFDM 系统在长距离接入网或城域网中的应用具有重要意义。

## 2 算法原理

在 CO-OFDM 系统中,发射端第  $i$  个 OFDM 符号的第  $n$  个时域采样点  $x_{i,n}$  经过信道传输时,受到相位噪声和高斯白噪声影响后到达接收端,其时域信号可表示为

$$y_{i,n} = \exp(j\varphi_{i,n})(x_{i,n} * h_{i,n}) + m_{i,n}, \quad (1)$$

式中  $*$  表示卷积运算; $h_{i,n}$  为信道冲激响应; $m_{i,n}$  为高斯白噪声; $\varphi_{i,n}$  为激光器相位噪声,可表示为

$$\varphi_{i,n} = \varphi_{i,n-1} + \Delta\varphi, \quad (2)$$

式中  $\Delta\varphi$  为随机变量,其分布服从正态分布,即  $\Delta\varphi \sim N(0, 2\pi\Delta f/f_s)$ ,其中  $\Delta f$  为发送端和接收端激光器的线宽总和, $f_s$  为对 OFDM 信号进行数模转换的采样频率。对(1)式进行快速傅里叶变换(FFT),得到接收端第  $i$  个符号的第  $k$  个子载波的频域信号为

$$Y_{i,k} = I_{i,0}H_{i,k}X_{i,k} + \sum_{l=0, l \neq k}^{N_f-1} I_{i,k-l}X_{i,l}H_{i,l} + W_{i,k}, \quad (3)$$

式中  $H_{i,k}$ 、 $X_{i,k}$  分别为  $h_{i,k}$  和  $x_{i,k}$  的傅里叶变换; $I_{i,k}$  为相位噪声的傅里叶变换,可表示为

$$I_{i,k} = \frac{1}{N_f} \sum_{n=0}^{N_f-1} \exp(j\varphi_{i,n}) \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_f} kn\right), \quad (4)$$

式中  $N_f$  为子载波个数; $I_{i,0}$  为 CPE,即每个 OFDM 符号所有子载波都旋转相同的相位角度后相位噪声的傅里叶变换。(3) 式中第 2 项即为 ICI 相位噪声,它使得星座图发散。实际上 CPE 为每个 OFDM 符号内的相位噪声时域平均值,CO-OFDM 算法可较好地补偿 CPE 相位噪声。所提出的基于卡尔曼滤波的相位噪声补偿算法可应用在大线宽高阶 QAM 系统中,以补偿 ICI 相位噪声。

用于 CO-OFDM 接收端的基于 EKF 的相位噪声算法原理如图 1 所示,信道均衡后进行粗略相位噪声补偿,最后进行精细相位噪声补偿。

### 2.1 信道估计

在频域进行信道均衡,具有前  $N_p$  个训练符号,信道均衡前接收到的第  $i$  个符号的第  $k$  个子载波的频域数据可表示为

$$R'_{i,k} = H_{i,k}C_{i,k} + \xi, \quad i = 0, \dots, N_p - 1, \quad (5)$$

式中  $C_{i,k}$  为发送端导符号中第  $i$  个 OFDM 符号的第  $k$  个子载波的频域数据, $\xi$  为系统噪声。在 LS 信道估计中,忽略系统噪声  $\xi$ ,则信道转移函数  $H_{LS,i,k} = R'_{i,k}/C_{i,k}$  ( $R'_{i,k}$  为信道均衡前接收到的第  $i$  个 OFDM 符号的第  $k$  个子载波的频域数据),但大线宽 CO-OFDM 系统中的估计值受噪声影响很大,具有较大误差。考虑

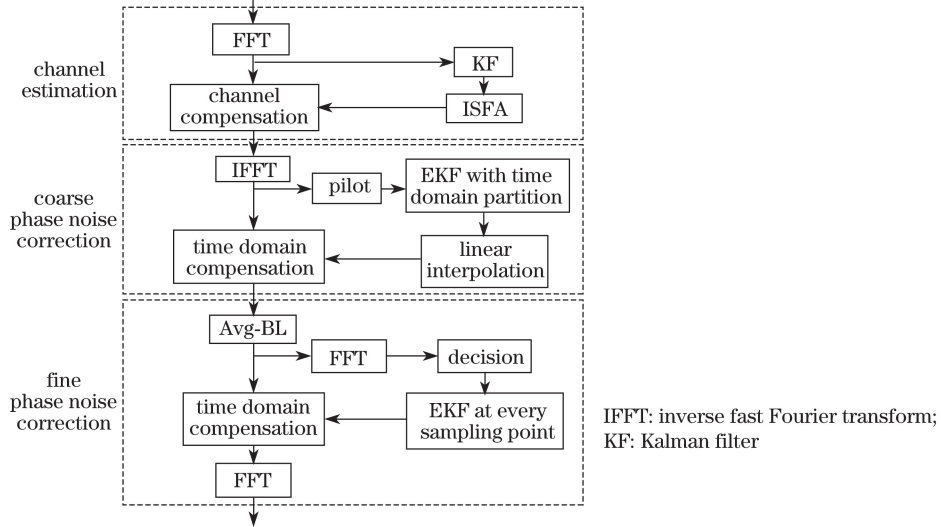


图 1 提出的基于 EKF 的相位噪声补偿算法框图

Fig. 1 Block diagram of proposed phase noise compensation algorithm based on EKF

到  $N_p$  个训练符号中第  $k$  个子载波信道函数随时间缓慢变化, 对其进行卡尔曼滤波(KF), 滤除其中较大的噪声, 以得到信道转移函数的精确估计。

分别构建系统方程和量测方程:

$$H_{KF_{i,k}} = H_{KF_{i-1,k}}, \quad (6)$$

$$H_{LS_{i,k}} = H_{KF_{i,k}} + m_{i,k}, \quad (7)$$

式中  $H_{KF_{i,k}}$  为经过 KF 处理的信道转移函数,  $m_{i,k}$  为量测噪声。

KF 的计算分为以下 5 个步骤:

1) 确定初始条件, 第 0 个符号的第  $k$  个子载波的初始值为

$$\hat{H}_{KF_{0,k}} = H_{LS_{0,k}}, \quad (8)$$

$$P_{0,k} = \sigma^2, \quad (9)$$

式中  $P_{0,k}$  为协方差矩阵  $\mathbf{P}$  中的元素,  $\sigma^2 = 2\pi\Delta f/f_s$ , 其中  $\Delta f$  是发射端和接收端激光器的线宽之和,  $f_s$  为 OFDM 基带信号数模转换的采样速率;

2) 利用方程

$$\hat{H}_{KF_{i/(i-1),k}} = \hat{H}_{KF_{i-1,k}} \quad (10)$$

和

$$P_{i/(i-1),k} = P_{i-1,k} + Q_{i-1,k} \quad (11)$$

进行状态预测和协方差预测, 其中  $Q_{i-1,k}$  为过程噪声的协方差矩阵  $\mathbf{Q}$  中的元素;

3) 计算卡尔曼增益, 计算式为

$$K_{i,k} = P_{i/(i-1),k} [P_{i/(i-1),k} + R_{i,k}]^{-1}, \quad (12)$$

式中  $K_{i,k}$  为卡尔曼增益,  $R_{i,k}$  为量测噪声的协方差矩阵  $\mathbf{R}$  中的元素;

4) 利用计算式

$$\hat{H}_{LS_{i/(i-1),k}} = \hat{H}_{KF_{i/(i-1),k}} \quad (13)$$

和

$$v_{i,k} = H_{LS_{i,k}} - \hat{H}_{LS_{i/(i-1),k}} \quad (14)$$

计算量测估计值, 其中  $v_{i,k}$  为实际观测值与预测值之间的误差;

5) 利用方程

$$\hat{H}_{KF_{i,k}} = \hat{H}_{KF_{i/(i-1),k}} + K_{i,k}v_{i,k} \quad (15)$$

和

$$P_{i,k} = (1 - K_{i,k})P_{i/(i-1),k} \quad (16)$$

更新状态和协方差矩阵,其中下标  $i/(i-1),k$  表示用第  $i-1$  个 OFDM 符号的第  $k$  个子载波估计第  $i$  个 OFDM 符号的第  $k$  个子载波,并将下标  $i/i,k$  简记为  $i,k$ 。

上述方法在得到第 2 个符号的第  $k$  个子载波的 KF 信道转移函数估计值后,返回至第 2 步继续进行下一个 OFDM 符号的第  $k$  个子载波的信道估计,处理完所有导符号的第  $k$  个子载波的信道估计,则进行下一个子载波信道估计精确值的卡尔曼滤波。第  $N_p$  个导符号经 KF 处理得到所有子载波信道转移函数估计值,其第  $k$  个子载波可表示为  $\hat{H}_{KF_{N_p,k}}$ 。ISFA 算法在不增加训练符号的前提下,考虑了频域邻近子载波的信道估计干扰,提高了 LS 信道估计的精度。采用 ISFA 对 KF 得到的第  $N_p$  个导符号的所有子载波的信道转移函数进行进一步计算,则第  $k$  个子载波的信道转移函数  $\hat{H}_k$  可表示为<sup>[7]</sup>

$$\hat{H}_k = \frac{1}{\min(N_f, k+m) - \max(1, k-m) + 1} \sum_{p=\max(1, k-m)}^{\min(N_f, k+m)} \hat{H}_{KF_{N_p,p}}, \quad (17)$$

式中  $m$  为参与信道估计的相邻子载波信道数。

### 2.2 粗略相位噪声估计

信道中  $N_p$  个训练符号之后为  $N_s$  个 OFDM 数据符号,对接收端的数据符号进行信道均衡后,得到第  $i$  个 OFDM 符号的第  $k$  个频域数据为

$$R_{i,k} = \frac{R'_{i,k}}{\hat{H}_k}, \quad i=0, \dots, N_s-1. \quad (18)$$

对频域均衡后的第  $i$  个 OFDM 频域数据进行快速傅里叶逆变换(IFFT),则接收端经信道均衡的导频序列和发射端相应的导频序列满足

$$r_{i,n} \approx \exp(j\varphi_{i,n})x_{i,n} + m_{i,n}, \quad n=0, 1, 2, \dots, N_f-1, \quad (19)$$

式中  $m_{i,n}$  为第  $i$  个 OFDM 符号的第  $k$  个时域采样点的量测噪声,  $N_f$  为子载波个数。(18)、(19)式将信道均衡和噪声影响视为 2 个独立过程。严格来说,仅在频域信道转移函数为 1(即时域信道冲击响应为狄拉克函数)时才能由(1)式得出(19)式<sup>[31-33]</sup>;根据文献,存在经验公式[(19)式]时  $\varphi_{i,n}$  为复值<sup>[1,37]</sup>。每个时域采样点对应一个随机的复值相位噪声  $\varphi_{i,n}$ ,因此相位噪声补偿即为此相位噪声的估计值。

图 2 为粗略相位噪声估计中 OFDM 符号的亚符号划分及其导频序列分布,每个 OFDM 数据符号有  $N_f$  个时域采样点,其采样点编号为  $\{0, 1, 2, \dots, N_f-1\}$ 。将每个 OFDM 符号在时域划分成  $N_{bl}$  个亚符号,则每个亚符号的数据采样点数  $S = \lfloor N_f/N_{bl} \rfloor$ ,其中  $\lfloor A \rfloor$  表示小于  $A$  的最大整数。为简单起见,假设每个亚符号都有整数个相等的采样点数  $S$ 。设一个 OFDM 符号内的时域导频序列总数为  $N_{fp}$ ,并且时域导频序列平均分布在每个亚符号内,则每个亚符号内的导频序列数目  $N_L = \lfloor N_{fp}/N_{bl} \rfloor$ 。因此定义集合  $L = \{l_0, l_1, \dots, l_n, \dots, l_{N_L-1}\}$  是  $\{0, 1, 2, \dots, S-1\}$  的子集,将发送端第  $i$  个符号的第  $q$  个亚符号中第  $l_n$  个时域采样点  $x_{i,l_n}$  作为导频序列。在导频序列位置,(2)、(19)式可分别重新表示为

$$\varphi_{i,qS+l_n} = \varphi_{i,qS+l_{n-1}} + \omega_{i,qS+l_{n-1}}, \quad q=0, 1, \dots, N_{bl}-1, \quad (20)$$

$$r_{i,qS+l_n} = x_{i,qS+l_n} \exp(j\varphi_{i,qS+l_n}) + m_{i,qS+l_n}, \quad q=0, 1, \dots, N_{bl}-1, \quad (21)$$

式中  $r_{i,qS+l_n}$  为接收端信道均衡后第  $i$  个 OFDM 符号的第  $q$  个亚符号中第  $l_n$  个采样点数据,  $\omega_{i,qS+l_{n-1}}$  为过程噪声。

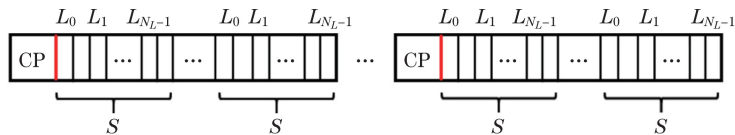


图 2 粗略相位噪声估计中 OFDM 符号的亚符号划分及其导频序列分布

Fig. 2 Sub-symbol partition and pilot sequence distribution of OFDM symbol in coarse phase noise estimation

将(20)、(21)式分别作为 KF 的量测方程和系统方程,量测噪声  $m_{i,n}$  和过程噪声  $\omega_{i,n}$  均为均值为零的高斯白噪声,设其协方差矩阵分别是  $\mathbf{R}$  和  $\mathbf{Q}$ 。(20)式为关于  $\varphi$  的非线性方程,应用 EKF 对量测方程和系统方程进行泰勒级数展开并略去高阶非线性项,可得

$$\begin{cases} A_{i,qS+l_n} = \left. \frac{\partial r_{i,qS+l_n}}{\partial \varphi_{i,qS+l_n}} \right|_{\varphi_{i,qS+l_n} = \hat{\varphi}_{i,qS+l_n/qS+l_{n-1}}} = jx_{i,qS+l_n} \exp(\hat{\varphi}_{i,qS+l_n/qS+l_{n-1}}) \\ \Phi_{i,qS+l_n} = \left. \frac{\partial \varphi_{i,qS+l_n}}{\partial \varphi_{i,qS+l_{n-1}}} \right|_{\varphi_{i,qS+l_{n-1}} = \hat{\varphi}_{i,qS+l_{n-1}}} = 1 \end{cases}, \quad (22)$$

式中  $A_{i,qS+l_n}$  为量测矩阵  $\mathbf{A}$  中第  $i$  行、第  $qS+l_n$  列元素,  $\Phi_{i,qS+l_n}$  为量测矩阵  $\Phi$  中第  $i$  行、第  $qS+l_n$  列元素。

对一个亚符号进行 EKF 时,可分为 5 个步骤:

1) 确定初始条件,第 0 个符号的第 0 个亚符号中第  $l_0$  个采样点初始值为

$$\hat{\varphi}_{0,l_0} = 0, \quad (23)$$

$$P_{0,l_0} = 0, \quad (24)$$

第  $i$  个 OFDM 符号的第  $q$  个亚符号中第  $l_n$  个采样点初始值为

$$\hat{\varphi}_{i,qS+l_n} = \hat{\varphi}_{i,qS+l_{n-1}}, \quad (25)$$

$$P_{i,qS+l_n} = \sigma^2 + P_{i-1,qS+l_{n-1}}, \quad (26)$$

式中  $P_{i,qS+l_n}$  为协方差矩阵  $\mathbf{P}$  中的元素,  $\sigma^2 = 2\pi\Delta f/f_s$ ;

2) 利用方程

$$\hat{\varphi}_{i,qS+l_n/qS+l_{n-1}} = \hat{\varphi}_{i,qS+l_{n-1}} \quad (27)$$

和

$$P_{i,qS+l_n/qS+l_{n-1}} = P_{i,qS+l_{n-1}} + Q_{i,qS+l_{n-1}} \quad (28)$$

进行状态预测和协方差预测,其中  $Q_{i,qS+l_{n-1}}$  为过程噪声的协方差矩阵  $\mathbf{Q}$  中的元素;

3) 计算卡尔曼增益,计算式为

$$K_{i,qS+l_n} = P_{i,qS+l_n/qS+l_{n-1}} A_{i,qS+l_n}^H (A_{i,qS+l_n} P_{i,qS+l_n/qS+l_{n-1}} A_{i,qS+l_n}^H + R_{i,qS+l_n})^{-1}, \quad (29)$$

式中上标 H 表示共轭转置;

4) 计算量测估计值

$$\hat{r}_{i,qS+l_n/qS+l_{n-1}} = x_{i,qS+l_n} \exp(j\hat{\varphi}_{i,qS+l_n/qS+l_{n-1}}), \quad (30)$$

$$v_{i,qS+l_n} = r_{i,qS+l_n} - \hat{r}_{i,qS+l_n/qS+l_{n-1}}, \quad (31)$$

式中  $v_{i,qS+l_n}$  表示实际观测值和预测值之间的误差;

5) 利用方程

$$\hat{\varphi}_{i,qS+l_n} = \hat{\varphi}_{i,qS+l_n/qS+l_{n-1}} + K_{i,qS+l_n} v_{i,qS+l_n} \quad (32)$$

和

$$P_{i,qS+l_n} = (1 - K_{i,qS+l_n} A_{i,qS+l_n}) P_{i,qS+l_n/qS+l_{n-1}} \quad (33)$$

更新状态和协方差矩阵。

计算得到第  $i$  个 OFDM 符号的第  $q$  个亚符号中第  $l_n$  个导频序列采样点的相位噪声估计值后,再返回到第 2 步,计算该亚符号内第  $l_{n+1}$  个导频序列采样点的相位噪声估计值,直至该亚符号内最后一个导频序列采样点  $l_{N_L-1}$  被处理完,再对下一个亚符号进行 EKF 计算。较小的符号内导频序列间间距可显著降低系统的频谱利用率;较大的导频序列间间距可显著减少用于 KF 的时域采样序列数,大线宽 CO-OFDM 系统可显著降低 KF 后相位噪声估计值的精确度。在每个亚符号中,经 KF 后得到最后一个导频序列的采样点  $l_{N_L-1}$  处的复数相位噪声估计值,即为该亚符号中所有导频序列中最精确的复数相位噪声估计值。因此,在相邻两个亚符号最后导频序列处的复数相位噪声估计值之间进行线性插值,补全所有采样点的相位噪声估

计值, 其线性插值的算式可表示为

$$\hat{\varphi}_{i,n} = \begin{cases} (n - l_{N_L-1}) \frac{\hat{\varphi}_{i,l_{N_L-1}} - \hat{\varphi}_{i-1,(N_{bi}-1)S+l_{N_L-1}}}{S + N_{CP}} + \hat{\varphi}_{i,l_{N_L-1}}, & 0 \leq n < l_{N_L-1} \\ -(n - qS - l_{N_L-1}) \frac{\hat{\varphi}_{i,qS+l_{N_L-1}} - \hat{\varphi}_{i,(q+1)S+l_{N_L-1}}}{S} + \hat{\varphi}_{i,qS+l_{N_L-1}}, & qS + l_{N_L-1} \leq n < (q+1)S + l_{N_L-1} \end{cases}, \quad (34)$$

式中  $N_{CP}$  为循环前缀长度,  $q=0,1,2,\dots,N_{bi}-1$ 。粗略相位噪声补偿后的时域信号可表示为

$$y_{i,n} = r_{i,n} \exp(-j\hat{\varphi}_{i,n}). \quad (35)$$

### 2.3 精细相位噪声估计

在将粗略相位噪声补偿后的时域信号变换到频域并进行预判决前, 考虑到符号判决错误对后续算法性能的影响, 先用 Avg-BL 算法对其进行相位噪声补偿<sup>[27,30]</sup>, 以有效降低其符号判决错误的概率。Avg-BL 算法是完全避免符号判决的盲相位补偿算法, 虽相位噪声补偿效果不够理想, 但其复杂度较低, 非常适用于预判决前的预补偿, 已在另一种大线宽相位噪声补偿算法中得到应用。在该算法中, 每个时域 OFDM 信号被分割为  $N_{b2}$  个亚符号, 则每个亚符号内的数据采样数  $S_2 = \lfloor N_f / N_{b2} \rfloor$ 。每个亚符号内的相位噪声平均值可表示为

$$\bar{\varphi}_{i,q} = \frac{1}{S_2} \sum_{t=qS_2}^h \varphi_{i,t}, \quad h = qS_2 + S_2 - 1. \quad (36)$$

在信噪比较大的情况下, 忽略加性噪声, 可得第  $i$  个符号的第  $k$  个子载波满足

$$|H_{i,k}|^2 |E_{i,k}|^2 = \left| \sum_{q=0}^{N_{b2}-1} \exp(-j\bar{\varphi}_{i,q}) \exp\left(-j \frac{2\pi q S_2 k}{N_f}\right) C_{k,q} \right|^2, \quad (37)$$

式中  $C_{k,q} = 1/\sqrt{N_f} \sum_{s=0}^{S_2-1} y_{i,qS_2+s} \exp(-j2\pi s k / N_f)$ 。  $|E_{i,k}|^2$  在 16QAM、32QAM 中取各个信号点的平均能量。通过(37)式可估计出每个亚符号的相位噪声平均值, 然后进行预判决前的相位噪声补偿, 补偿后的频域数据可表示为

$$\hat{Y}_{i,k} \approx \frac{1}{\sqrt{N_f}} \sum_{q=0}^{N_{b2}-1} \sum_{s=0}^{S_2-1} \exp(-j\bar{\varphi}_{i,q}) y_{i,qS_2+s} \exp\left[-j \frac{2\pi(qS_2 + s)k}{N_f}\right]. \quad (38)$$

采用以上 Avg-BL 算法将时域 OFDM 符号分割为较小数目的亚符号, 可实现相对较好的相位噪声补偿效果, 且算法复杂度不高。判决得到

$$Y_{D_{i,k}} = \text{Decision}(\hat{Y}_{i,k}), \quad (39)$$

式中  $\text{Decision}(\cdot)$  为判决函数,  $Y_{D_{i,k}}$  为对  $Y_{i,k}$  进行判决后的频域数据,  $\hat{Y}_{i,k}$  为采用 Avg-BL 算法进行补偿后的频域数据。在精细相位噪声补偿中, 将判决后的频域数据变换到时域, 将其第  $i$  个符号的第  $n$  个时域采样点表示为  $y_{D_{i,n}}$ , 将其作为发送端数据序列估计值。结合接收端的时域信号  $r_{i,n}$ , 则一个 OFDM 符号内所有采样点均可进行 EKF, 可得

$$\begin{cases} \bar{A}_{i,n} = \frac{\partial r_{i,n}}{\partial \varphi'_{i,n}} \Big|_{\varphi'_{i,n} = \hat{\varphi}'_{i,n/n-1}} = j y_{D_{i,n}} \exp(\hat{\varphi}'_{i,n/n-1}), & n = 0, 1, \dots, N_f - 1 \\ \bar{\Phi}_{i,n} = \frac{\partial \varphi'_{i,n}}{\partial \varphi'_{i,n-1}} \Big|_{\varphi'_{i,n-1} = \hat{\varphi}'_{i,n-1}} = 1 \end{cases}, \quad (40)$$

式中  $\bar{A}_{i,n}$  为进行 EKF 后系统量测矩阵的元素,  $\bar{\Phi}_{i,n}$  为进行 EKF 后系统状态转移矩阵的元素,  $\varphi'_{i,n}$  为粗略相位噪声补偿后第  $i$  个 OFDM 符号的第  $n$  个采样点的残余相位噪声,  $\hat{\varphi}'_{i,n-1}$  为第  $i$  个 OFDM 符号的第  $n$  个采样点的精细相位噪声估计值。可用类似(23)~(33)式的 5 个步骤进行 EKF, 计算第  $i$  个 OFDM 符号的第  $n$  个采样点的相位噪声估计值, 再计算该符号内第  $n+1$  个采样点的相位噪声估计值, 直至计算出该符号内最后一个采样点的相位噪声估计值, 接着对下一个符号进行 EKF 计算以得到其相位噪声估计值, 最终对每个符号内所有采样值进行精细相位噪声补偿。补偿后的亚符号时域信号可表示为<sup>[37]</sup>

$$\hat{x}_{i,n} = r_{i,n} \exp(-j\hat{\phi}'_{i,n}). \quad (41)$$

将进行精细相位噪声补偿后的 OFDM 符号的时域数据进行 FFT 变换,可得补偿后的频域数据。

### 3 仿真结果与性能分析

结合射频 OFDM 技术和相干光通信技术特点的 CO-OFDM 系统并基于光相干检测技术,可将接收端的信号转换为电信号。对电信号先进行模数转换,再进行数字信号处理,如色散补偿、载频和符号同步及相位噪声补偿(相位恢复)等,从而得到射频数字 OFDM 基带信号。在发射端和接收端的电域部分,仿真工作在 Matlab 软件中完成;在光域部分,仿真工作主要在 Optisystem 软件中完成。净信号速率为  $50 \text{ Gbit} \cdot \text{s}^{-1}$ , OFDM 调制中 IFFT 的点数数为 1024,子载波个数为 512,其余补 0,循环前缀 CP 长度为 128。进行 OFDM 调制前对二进制伪随机码进行 16QAM 或者 32QAM 映射。为简单起见,发射端激光器和相干接收端激光器具有相同的线宽,波长为 1550 nm。激光器最优发射功率为  $-2 \text{ dBm}$ 。每段传输链路由 50 km 的普通单模光纤和放大器组成,共有 2 段传输链路,传输总距离为 100 km。

将每个 OFDM 帧中的 4 个 OFDM 符号作为训练符号,每个 OFDM 符号(不包含循环前缀)的导频序列间的间隔为 16,与相关文献相比<sup>[3,19]</sup>,频谱效率并未降低。将每个 OFDM 符号分为  $N_{b1} = 4$  个亚符号。为方便起见,将提出的相位噪声估计命名为 EKF-LIPL,其中的粗略相位噪声补偿部分仅在划分的亚符号中最后一个导频序列位置处进行线性插值,用 EKF-CPNC-LIPL 表示。对比算法是将上述整个算法中的 KF 用 LS 估计代替得到的,可表示为 LS。在提出的算法中,仅粗略相位噪声补偿部分在每个导频序列位置处进行线性插值,其他与 EKF-LIPL 算法一致的算法部分叫做 EKF-LIP,这部分粗略相位噪声补偿算法可表示为 EKF-CPNC-LIP。在几个 OFDM 符号内,图 3 显示了采用 EKF-CPNC-LIPL 和 EKF-CPNC-LIP 得到的幅值相位噪声补偿曲线,图 3(a)、(b)分别为实相位、幅度噪声补偿曲线,其中黑实线显示了系统原有的实相位或幅度噪声曲线,红色圆点连线和蓝色方块连线分别表示 EKF-CPNC-LIPL 和 EKF-CPNC-LIP 经过线性插值得到的粗略估计值。由图可见,两种算法的实相位噪声补偿效果比较接近,但对幅度噪声来说,EKF-CPNC-LIP 比 EKF-CPNC-LIPL 的估计准确度低,原因可能是在噪声较大的情况下,每个亚符号内幅度噪声估值准确度较低,经 KF 后该亚符号内最后一个导频序列处估值的准确概率较该亚符号内其他位置更大,因此 EKF-CPNC-LIP 中其余导频位置估计误差概率较大,其线性插值曲线较原幅度噪声的偏离值更大,故 EKF-CPNC-LIPL 获得了较好的粗略相位噪声补偿效果。

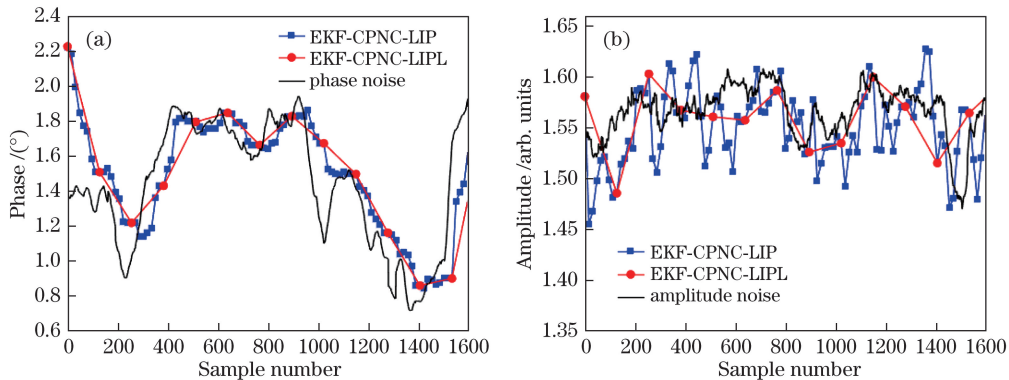


图 3 复相位噪声中的(a)相位噪声曲线和(b)幅度噪声曲线

Fig. 3 (a) Phase noise curves and (b) amplitude noise curves in plural phase noise

判决前采用的 Avg-BL 算法中,每个 OFDM 符号划分亚符号的数目  $N_{b2} = 4$ ,文献<sup>[27,30]</sup>均证实这是该算法中最优的亚符号划分数目。图 4(a)显示了在 EKF-CPNC-LIPL 亚符号划分数目  $N_{b1}$  变化时,具有不同激光器线宽的 CO-OFDM 系统在 16QAM 和 32QAM 下采用 EKF-LIPL 算法获得的误码率曲线。由图可知,不同线宽时两种调制格式下  $N_{b1} = 4$  都是最优的。原因在于:若  $N_{b1}$  减小,将导致线性插值点之间间距太大,因而产生较大线性插值误差;若  $N_{b1}$  增大,虽然用于线性插值的点增多,但这些插值点的估计值的准确概率却显著下降,其极端情况即为 EKF-LIP 算法。激光器最优发射功率为  $-2 \text{ dBm}$  时,图 4(b)、(c)显示了



在 32QAM 和 16QAM 下采用几种算法得到的系统误码率随激光器线宽变化的关系曲线。如前所述,假定发射端和接收端的激光器线宽相等,EKF-CPNC-LIPL 算法在线宽变化时始终优于 EKF-CPNC-LIP 算法,在 16QAM 下线宽为 700 kHz 时的 EKF-CPNC-LIPL 粗略相位噪声补偿结果已达到 FEC 纠错上限 ( $3.8 \times 10^{-3}$ )。相应地,EKF-LIPL 算法也优于 EKF-LIP 算法,在 16QAM 下更为明显,16QAM 下线宽为 600 kHz 时的 EKF-CPNC-LIPL 粗略相位噪声补偿结果提高约 1 dB;在 32QAM 下线宽为 1 MHz 时的 EKF-CPNC-LIPL 粗略相位噪声补偿结果提高约 0.25 dB。整个 EKF-LIPL 算法效果明显优于 LS 算法。在 16QAM 下线宽为 600 kHz 时的 EKF-CPNC-LIPL 粗略相位噪声补偿结果提高 2 dB 以上。在大线宽 CO-OFDM 系统中应用 EKF,由于其考虑了相位噪声的先验信息和统计特性,因此 EKF 在相位噪声方差较大的情况下优于 LS 算法。在 16QAM 下利用 EKF-LIPL 算法时,线宽超过 1 MHz 的激光器可达 FEC 纠错上限;在 32QAM 下,当激光器线宽为 800 kHz 时,EKF-LIPL 算法的粗略相位噪声补偿结果可达 FEC 纠错上限。

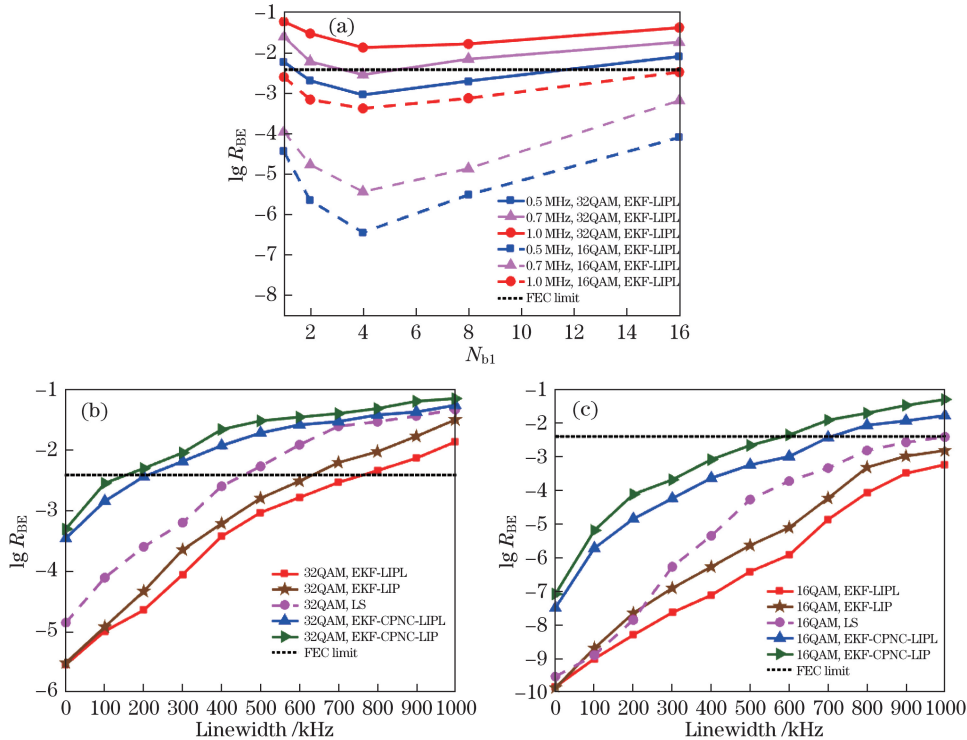


图 4 (a) 当  $N_{b2} = 4$  时,不同的激光器线宽和 QAM 下,EKF-CPNC-LIPL 随  $N_{b1}$  变化时的误码率( $R_{BE}$ ) 曲线;  
 (b) 当  $N_{b1} = N_{b2} = 4$ ,32QAM 下几种相位噪声补偿算法的误码率随激光器线宽的变化曲线;  
 (c) 当  $N_{b1} = N_{b2} = 4$ ,16QAM 下几种相位噪声补偿算法的误码率随激光器线宽的变化曲线

Fig. 4 (a) Bit error rate ( $R_{BE}$ ) curve of EKF-CPNC-LIPL versus  $N_{b1}$  under different laser linewidths and QAM when  $N_{b2} = 4$ ;  
 (b)  $R_{BE}$  curve versus laser linewidths of several phase noise compensation algorithms under 32QAM when  $N_{b1} = N_{b2} = 4$ ;  
 (c)  $R_{BE}$  curve versus laser linewidths of several phase noise compensation algorithms under 16QAM when  $N_{b1} = N_{b2} = 4$

图 5 为采用 EKF-LIPL 算法得到的图 4(c) 中线宽 700 kHz 对应的误码率点在不同阶段的星座图。图 5(a) 为未经任何均衡算法补偿的接收端原始信号星座图。激光器相位噪声及光纤色散严重影响了接收端 OFDM 解调后的 32QAM 信号点,并使其发生旋转和发散。根据光纤信道的时域特性设计有限长单位冲激响应(FIR)滤波器,先进行电域色散补偿,仿真时假定已经完美实现了符号同步和载波频率补偿。用提出的 EKF-LIPL 进行相位噪声补偿。图 5(b) 显示了 EKF-CPNC-LIPL 实现的相位噪声补偿,圆形的星座点已经均衡为 32 块数据点,但发散仍很严重,表明 CPE 相位噪声已得到较好地解决。图 5(c) 显示了在图 5(b) 基础上用 Avg-BL 相位噪声补偿算法得到的星座图,其发散得到了一定程度的抑制,降低了符号判决错误发生的概率。图 5(d) 显示了最终精细相位噪声估计得到的星座图,ICI 相位噪声得到较大抑制,误码率达到  $2.9 \times 10^{-3}$ 。

对提出算法的复杂度进行分析。KF 的时间复杂度主要由状态维数  $a$  和量测维数  $b$  决定,即  $O(a^3 + b^3)$ <sup>[38]</sup>。所用 KF 的状态方程和量测方程中, $a = b = 1$ ,则对每个 OFDM 符号进行 KF 的时间复杂度主要由滤波的次数

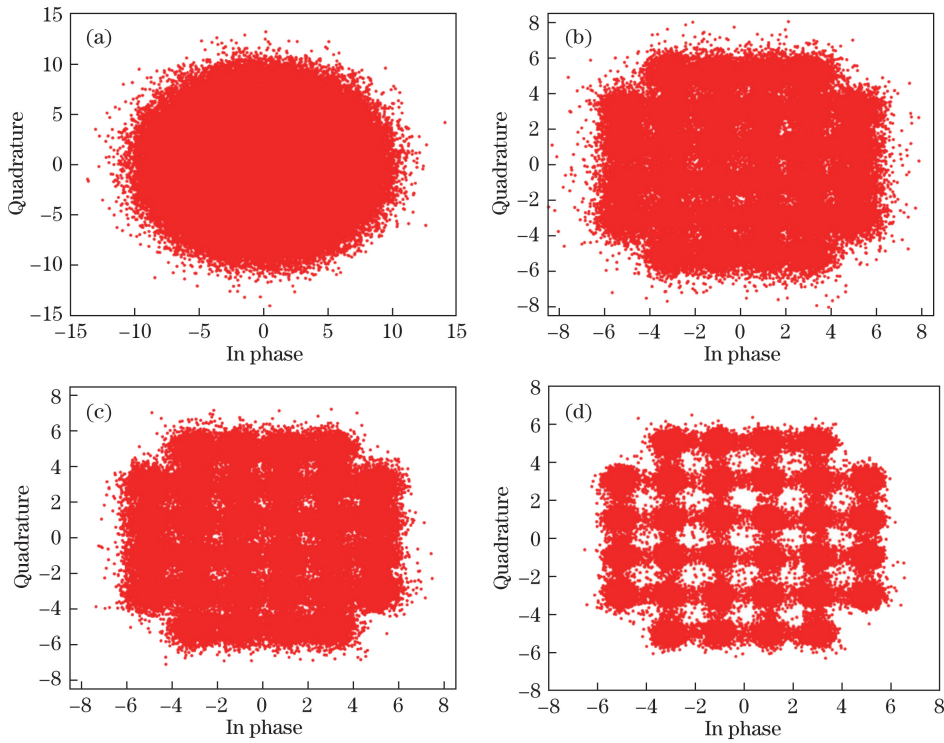


图 5 线宽为 700 kHz 时接收端接收到的星座图。(a) 未经任何补偿;(b) 采用 EKF-CPNC-LIPL 算法;  
(c) 基于图 5(b) 并采用 Avg-BL 算法;(d) 采用 EKF-LIPL 算法

Fig. 5 Constellation diagrams received at receiver with linewidth of 700 kHz. (a) Without compensation;  
(b) with EKF-CPNC-LIPL algorithm; (c) based on 5(b) and with Avg-BL algorithm; (d) with EKF-LIPL algorithm

决定。显然滤波的次数即为 OFDM 符号的导频序列数目和采样序列个数,其中信道估计部分的复杂度为  $O(N_p N_f) + O[N_f(2m + 1)]$ ,粗略相位噪声估计部分 KF 复杂度为  $O(N_{fp})$ ,精细相位噪声估计部分的 KF 复杂度为  $O(N_f)$ ,Avg-BL 算法的复杂度为  $O(N_{b2} N_f \log_2 N_f)$ ,4 次 FFT 的复杂度为  $O(N_f \log_2 N_f)$ ,预判决复杂度可忽略。Avg-BL 算法中  $N_{b2}$  值较小,因此整个算法复杂度较同类算法而言并不高<sup>[19,30]</sup>。

表 1 EKF-LIPL 算法复杂度

Table 1 Complexity of EKF-LIPL algorithm

Method	Channel estimation	EKF in coarse phase noise correction	EKF in fine phase noise correction	Avg-BL	FFT	Decisions
Complexity of EKF-LIPL algorithm	$O(N_p N_f) + O[N_f(2m + 1)]$	$O(N_{fp})$	$O(N_f)$	$O[N_{b2} N_f \log_2(N_f)]$	$O(N_f \log_2 N_f)$	—

## 4 结 论

提出了一种时域和频域 KF 相结合的相位噪声补偿算法,并将其用于大线宽 CO-OFDM 高阶调制系统中的相位噪声补偿,将频域 KF 与 ISFA 信道均衡算法相结合可获得较高精确度的信道估计。用时域 EKF 进行的相位噪声估计分为粗略相位噪声估计和精细相位噪声估计 2 个阶段。在粗略相位噪声估计中,基于相位噪声的估计值为复数。为取得较好的相位噪声估计精度,将每个 OFDM 符号划分为若干个亚符号,对每个亚符号中最后一个导频序列的 KF 相位噪声估计值之间进行线性插值。当 CO-OFDM 系统的传输速率为  $50 \text{ Gbit} \cdot \text{s}^{-1}$  且传输距离为 100 km 时,对在 16QAM 和 32QAM 下的算法性能进行了仿真验证。结果表明,所提算法极大地改善了 CO-OFDM 系统激光器的线宽容忍度,且并未显著提高复杂度和降低频谱效率,该研究对 CO-OFDM 系统在长距离接入网和城域网中的应用具有重要意义。

## 参 考 文 献

- [1] 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.
- [2] Feng Y, Li L, Lin J, *et al.* Joint tracking and equalization scheme for multi-polarization effects in coherent optical communication systems[J]. *Optics Express*, 2016, 24(22): 25491.
- [3] Shieh W, Yi X, Ma Y, *et al.* Coherent optical OFDM: Has its time come?[J]. *Journal of Optical Networking*, 2008, 7(3): 234-255.
- [4] Armstrong J. OFDM for optical communications[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, 27(3): 189-204.
- [5] Shieh W, Athaudage C. Coherent optical orthogonal frequency division multiplexing[J]. *Electronics Letters*, 2006, 42(10): 587-589.
- [6] Yang Qi, Yu Shaohua. Tb/s ultra long haul transmission of coherent optical OFDM[J]. *Chinese Science Bulletin*, 2014, 59(16): 1497-1507.  
杨 奇, 余少华. 兆比特每秒(Tb/s)级相干光 OFDM 超长距离传输[J]. *科学通报*, 2014, 59(16): 1497-1507.
- [7] Liu Jianfei, Shi Huimin, Zeng Xiangye, *et al.* Channel estimation method based on wavelet and improved ISFA for CO-OFDM systems[J]. *Chinese J Lasers*, 2015, 42(12): 1205002.  
刘剑飞, 石慧敏, 曾祥焯, 等. 基于小波降噪和改进 ISFA 的 CO-OFDM 信道估计方法[J]. *中国激光*, 2015, 42(12): 1205002.
- [8] Zhang Shuai, Bai Chenglin, Luo Qinglong, *et al.* Optimization of channel estimation for coherent optical OFDM systems with MMSE method[J]. *Journal of Optoelectronics•Laser*, 2013, 24(3): 508-513.  
张 帅, 白成林, 罗清龙, 等. 相干光 OFDM 系统中 MMSE 信道估计研究[J]. *光电子•激光*, 2013, 24(3): 508-513.
- [9] Tong Zhengrong, Guo Zunli, Cao Ye, *et al.* Wavelet packet transform for PAPR reduction performance in CO-OFDM system[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2015, 44(12): 1206001.  
童峥嵘, 郭尊礼, 曹 晔, 等. 小波包变换对 CO-OFDM 系统高峰均比的抑制性能研究[J]. *光子学报*, 2015, 44(12): 1206001.
- [10] Li Bao, Yu Jianjun, He Jing, *et al.* Estimation and compensation of sampling clock frequency offset in coherent optical OFDM systems with a pilot-aided method[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2015, 44(1): 0106003.  
李 宝, 余建军, 何 晶, 等. 相干光 OFDM 系统中基于导频辅助的采样时钟频率偏差估计和补偿算法[J]. *光子学报*, 2015, 44(1): 0106003.
- [11] Deng Mingliang, Yi Xingwen, Yu Zhenming, *et al.* Improving the fiber nonlinear tolerance based on constant envelope modulation for CO-OFDM systems[J]. *Journal of Optoelectronics•Laser*, 2013, 24(10): 1922-1929.  
邓明亮, 易兴文, 于振明, 等. 通过恒包络调制提高相干光 OFDM 系统的光纤非线性容限[J]. *光电子•激光*, 2013, 24(10): 1922-1929.
- [12] Yi X W, Shieh W, Tang Y. Phase estimation for coherent optical OFDM[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2007, 19(12): 919-921.
- [13] Mousa-Pasandi M E, Plant D V. Noniterative interpolation-based partial phase noise ICI mitigation for CO-OFDM transport systems[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2011, 23(21): 1594-1596.
- [14] Chung W. A matched filtering approach for phase noise suppression in CO-OFDM system[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2011, 22(24): 1802-1804.
- [15] Liu Wu, Yang Qi. Carrier phase recovery without pilot sub-carrier in coherent optical OFDM transmission systems[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2011, 40(12): 1893-1898.  
刘 武, 杨 奇. 相干光正交频分复用传输系统中的无导频相位纠偏方法[J]. *光子学报*, 2011, 40(12): 1893-1898.
- [16] Zhao Bo, Li Li, Han Li, *et al.* Phase noise compensation method based on RORC for CO-OFDM systems[J]. *Journal of Optoelectronics•Laser*, 2016, 27(1): 31-37.  
赵 博, 李 莉, 韩 力, 等. 基于 ROPC 的 CO-OFDM 系统相位噪声补偿方法研究[J]. *光电子•激光*, 2016, 27(1): 31-37.
- [17] Su Zhenzhen, Xu Yi, Dong Ying, *et al.* Channel estimation based on analysis of phase noise compensation for CO-OFDM system[J]. *Journal of Optoelectronics•Laser*, 2013, 24(11): 2135-2141.  
苏真真, 许 义, 董 颖, 等. 基于相位噪声分析补偿的 CO-OFDM 系统信道估计研究[J]. *光电子•激光*, 2013, 24(11): 2135-2141.
- [18] Zhou X, Yang X L, Li R, *et al.* Efficient joint carrier frequency offset and phase noise compensation scheme for high-speed coherent optical OFDM systems[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2013, 31(11): 1755-1761.

- [19] Hong X, Hong X, He S. Linearly interpolated sub-symbol optical phase noise suppression in CO-OFDM system[J]. Optics Express, 2015, 23(4): 4691-4702.
- [20] Le S T, Kanesan T, Giacomidis E, *et al.* Quasi-pilot aided phase noise estimation for coherent optical systems[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2014, 26(5): 504-507.
- [21] Hong X J, Hong X Z, He S L. Low-complexity optical phase noise suppression in CO-OFDM system using recursive principal components elimination[J]. Optics Express, 2015, 23(18): 24077.
- [22] Liu Y, Yang C C, Li H B. Cost-effective and spectrum-efficient coherent TDM-OFDM-PON aided by blind ICI suppression[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2015, 27(8): 887-890.
- [23] Mousapasandi M E, Plant D V. Zero-overhead phase noise compensation via decision-directed phase equalizer for coherent optical OFDM[J]. Optics Express, 2010, 18(20): 20651-20660.
- [24] Wang Lingzi, Tang Xianfeng, Zhang Xiaoguang, *et al.* Blind phase estimation algorithms based on decision-directed and decision-feedback in PDM-CO-OFDM systems[J]. Chinese J Lasers, 2014, 41(3): 0305001.  
王凌子, 唐先锋, 张晓光, 等. PDM-CO-OFDM 系统中基于判决引导与判决反馈的盲相位估计算法[J]. 中国激光, 2014, 41(3): 0305001.
- [25] Cao S, Kam P, Yu C. Decision-aided, pilot-aided, decision-feedback phase estimation for coherent optical OFDM[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2012, 24(22): 2067-2069.
- [26] Ren H L, Cai J X, Ye X, *et al.* Decision-aided ICI mitigation with time-domain average approximation in CO-OFDM[J]. Optics Communications, 2015, 347: 1-7.
- [27] Cao S, Kam P Y, Yu C. Time-domain blind ICI mitigation for non-constant modulus format in CO-OFDM[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2013, 25(24): 2490-2493.
- [28] Ha Y, Chung W. Non-data-aided phase noise suppression scheme for CO-OFDM systems[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2013, 25(25): 1703-1706.
- [29] Ren H L, Cai J X, Lu J, *et al.* Novel iteration-free blind phase noise estimation for coherent optical OFDM[J]. Chinese Optics Letters, 2014, 12(12): 120603.
- [30] Ren Hongliang, Kang Shaoyuan, Lu Jin, *et al.* Blind phase noise compensation algorithm in CO-OFDM system with wide laser linewidth[J]. Acta Optica Sinica, 2017, 37(1): 0106005.  
任宏亮, 康少源, 卢 瑾, 等. 大线宽 CO-OFDM 系统中盲相位噪声补偿算法研究[J]. 光学学报, 2017, 37(1): 0106005.
- [31] Shi Q. ICI mitigation for OFDM using PEKF[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2010, 17(12): 981-984.
- [32] Bittner S, Frotzsch A, Fettweis G, *et al.* Oscillator phase noise compensation using Kalman tracking[C]. IEEE International Conference on Acoustics, 2009: 2529-2532.
- [33] Diliyanzah A, Astuti R P, Syihabuddin B. Inter-carrier interference reduction in broadband wireless access technology using extended Kalman filter[C]. International Conference on Information and Communication Technology, 2014: 266-271.
- [34] Petrovic D, Rave W, Fettweis G. Common phase error due to phase noise in OFDM-estimation and suppression[C]. IEEE International Symposium on Personal, 2004, 3: 1901-1905.
- [35] Yuan Jianguo, Ma Jun, Li Zhangchao. Study on phase noise compensation algorithm based on Kalman filter in CO-OFDM systems[J]. Semiconductor Optoelectronics, 2015, 36(6): 959-963.  
袁建国, 马 骏, 李璋超. CO-OFDM 系统中基于卡尔曼滤波对相位噪声补偿算法的研究[J]. 半导体光电, 2015, 36(6): 959-963.
- [36] Li Lingxiang, Li Jibi. A three-stage phase noise compensation algorithm based on Kalman filtering for CO-OFDM systems[J]. Journal of Optoelectronics•Laser, 2016, 27(10): 1047-1053.  
李玲香, 李季碧. CO-OFDM 系统中一种基于卡尔曼滤波的三阶相位噪声补偿算法[J]. 光电子·激光, 2016, 27(10): 1047-1053.
- [37] Magarini M, Spalvieri A, Vacondio F, *et al.* Empirical modeling and simulation of phase noise in long-haul coherent optical transmission systems[J]. Optics Express, 2011, 19(23): 22455-22461.
- [38] Zhang Zhaoyou, Hao Yanling, Wu Xu. Complexity analysis of three deterministic sampling nonlinear filtering algorithms[J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2013, 45(12): 111-115.  
张召友, 郝燕玲, 吴 旭. 3 种确定性采样非线性滤波算法的复杂度分析[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2013, 45(12): 111-115.