

# 相干光正交频分复用系统中射频导频和扩展 卡尔曼滤波联合的相位噪声补偿算法

章青青<sup>1\*\*</sup>, 张平<sup>1</sup>, 卢瑾<sup>1</sup>, 任宏亮<sup>1\*</sup>, 郭淑琴<sup>1</sup>, 覃亚丽<sup>1</sup>, 胡卫生<sup>2</sup>

<sup>1</sup>浙江工业大学信息工程学院光纤通信与信息工程研究所, 浙江 杭州 310023;

<sup>2</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** 针对大线宽和高阶圆形正交幅度调制(C-QAM)的相干光正交频分复用(CO-OFDM)系统,提出一种基于射频导频(RF-Pilot)和时域扩展卡尔曼滤波相结合的相位噪声补偿算法。该算法通过在接收端预设的 RF-Pilot 进行时域相位噪声粗补偿,并进行信道估计和均衡。再对信道均衡后的频域数据进行预判决,结合判决后的时域数据和信道均衡后的时域数据,进行扩展卡尔曼滤波,实现相位噪声的最终补偿。基于传输速率为  $50 \text{ Gb} \cdot \text{s}^{-1}$  和传输距离为 100 km 的 CO-OFDM 系统在 C-16QAM 和 C-32QAM 两种调制格式下进行了算法的仿真实验。仿真结果表明,该算法相较于原 RF-Pilot 算法,具有较好的相位噪声补偿效果,且频谱利用率并未显著降低,算法复杂度并未显著增加。激光器线宽为 2.1 MHz,且使用 C-32QAM 时,该相位噪声算法补偿的误码性能可达到前向纠错上限,从理论上证明使用该算法可提高 CO-OFDM 系统对激光器线宽的容忍度,线宽较宽的廉价分布式反馈激光器可作为 CO-OFDM 系统的发射端光源和接收端本地振荡。该算法能扩展大线宽 CO-OFDM 系统在长距离接入网和城域网中的应用。

**关键词** 光通信; 相位噪声; 射频导频; 大激光器线宽; 扩展卡尔曼滤波; 圆形正交幅度调制

中图分类号 TN913.7

文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201838.0906006

## Joint Phase Noise Compensation Algorithm Using RF-Pilot and Extended Kalman Filter in CO-OFDM Systems

Zhang Qingqing<sup>1\*\*</sup>, Zhang Ping<sup>1</sup>, Lu Jin<sup>1</sup>, Ren Hongliang<sup>1\*</sup>, Guo Shuqin<sup>1</sup>,  
Qin Yali<sup>1</sup>, Hu Weisheng<sup>2</sup>

<sup>1</sup>*Institute of Fiber Optic Communication and Information Engineering, College of Information Engineering,  
Zhejiang University of Technology, Hangzhou, Zhejiang 310023, China;*

<sup>2</sup>*State Key Laboratory of Advanced Optical Communication Systems and Networks, Shanghai Jiao Tong University,  
Shanghai 200240, China*

**Abstract** We propose a phase-noise compensation algorithm by using radio frequency pilot (RF-Pilot) method in combination with extend Kalman filter (EKF) in time domain for the coherent optical orthogonal frequency division multiplexing (CO-OFDM) system with large linewidths and high-order circular quadrature amplitude modulation (C-QAM). We realize the coarse phase-noise compensation in time domain by setting a RF-Pilot at the receiver, and then complete the channel evaluation and channel balance. After accomplishing the initial pre-decision in the frequency domain, we use EKF to realize the final phase noise compensation, according to the judged temporal signal and the channel equalization temporal signal. We numerically verify the algorithm by transforming in a  $50 \text{ Gb} \cdot \text{s}^{-1}$  CO-OFDM system with 100 km transmission distance under C-16QAM and C-32QAM. The results show that compared with original RF-Pilot phase-noise compensation algorithms, the proposed method has better performance on the phase noise compensation while has no obvious decrease of frequency utilization, and the complexity is not increased significantly. For CO-OFDM systems with C-32QAM and a laser linewidth of 2.1 MHz, the bit error rate achieves the upper limit of forward error correction. It theoretically confirms that the

收稿日期: 2018-01-08; 修回日期: 2018-02-28; 录用日期: 2018-05-02

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)

\* E-mail: hlren@zjut.edu.cn; \*\* E-mail: 2540166420@qq.com

proposed algorithm can improve the tolerance of laser linewidth on the CO-OFDM system. We can use the inexpensive distributed feedback lasers with relatively large linewidth as the source of the object and the oscillator of the receiver. The proposed phase-noise compensation algorithm is beneficial to the application of CO-OFDM system in long distance access network and metropolitan area network.

**Key words** optical communications; phase noise; radio frequency pilot; large laser linewidth; extended Kalman filter; circular quadrature amplitude modulation

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

## 1 引 言

相干光正交频分复用(CO-OFDM)系统具有高传输速率、高抗色散能力、高频谱效率等优势,能够在接收端进行数字信号处理以有效补偿系统的各种损伤,是相干光通信系统研究的重要方向之一<sup>[1-8]</sup>。相位噪声补偿一直是相干光通信系统接收端亟待解决的关键问题之一。与单载波相干光通信系统相比,CO-OFDM系统符号周期较长,相位噪声对信号的劣化更加严重。各种相位噪声中,影响较大的主要是激光器线宽引起的相位噪声<sup>[9-14]</sup>。相位噪声可以分为公共相位误差和载波间干扰两种,会分别引起星座图的旋转和发散,从而严重劣化系统性能。因此,有效抑制激光器的相位噪声,提高CO-OFDM系统对激光器线宽的容忍度,不仅有助于改善系统性能,而且可以极大地降低系统造价。针对高阶调制格式的CO-OFDM系统,应用相位噪声补偿算法可有效抑制大线宽系统的相位噪声,故使用价格便宜线宽较大的分布式反馈激光器(DFB)代替目前常用的、价格昂贵且线宽较小的外腔激光器(ECL)<sup>[15-19]</sup>,可在节省宝贵的带宽资源的同时极大地降低CO-OFDM系统的成本。

有效抑制CO-OFDM系统中的相位噪声已成为该领域的研究热点<sup>[12-14]</sup>。有科研工作者提出采用光信号处理方法可有效恢复载波相位,然而,该方法需要使用较多昂贵的光学器件,因此更多的研究者采用在接收端用数字信号处理(DSP)算法的方案来补偿相位噪声。针对CO-OFDM系统中的相位噪声,已有多种不同的DSP算法,主要包括基于导频、判决反馈以及盲相位估计等或几种联合的DSP算法<sup>[20-25]</sup>,但这些方法存在频谱利用率低,易受到符号判决错误传播的影响,算法复杂度较高等问题。其中,最切合实际的一种方法为射频导频(RF-Pilot)法<sup>[26-33]</sup>。具体实现过程是在发射端正交频分复用(OFDM)基带信号的中心,即零频处,插入射频导频(RF-Pilot),使其随信号一起在信道中进行传输,两信号在传输过程中会受到相位噪声以及放大自发辐

射(ASE)噪声的影响,因此可通过该导频记录相位的变化,再在接收端利用低通滤波器(LPF)提取该导频信号,将导频信号相位的复共轭与原信号相乘即可实现对信号的相位噪声补偿<sup>[26-33]</sup>。Randel等<sup>[29]</sup>在时域提取导频信息,采用级联滑动平均滤波器(MAF),得到了较好的补偿效果。Fan等<sup>[33]</sup>从频域获取该射频导频的相位信息,考虑该相位噪声的低通特性,所涉及的卷积运算可简化为简单的分组滤波,因此计算复杂度较低,然而,该算法并不能提高对激光器线宽的容忍度。将RF-Pilot算法与其他算法结合,可提高系统对激光器线宽的容忍度。Hussin等<sup>[31]</sup>将传统RF-Pilot算法和导频算法联合进行相位噪声补偿,算法性能优于传统RF-Pilot算法,但需要的导频数量较多,降低了频谱利用率。Puntsri等<sup>[32]</sup>提出了基于RF-Pilot的两阶补偿算法,第一阶类似于传统的RF-Pilot补偿,在利用巴特沃斯低通滤波器提取导频信号后增加一个滑动平均滤波器,以最小化放大自发辐射噪声的影响,第二阶在频域上仅使有用信号通过一个矩形滤波窗,转换到时域上后利用估计相位的共轭值进行补偿,有效地增强了补偿的效果。尽管该算法具有较大的线宽容忍度,但该方法计算复杂度较高,并且其为RF-Pilot滤波窗设置了很多保护零载波,占用频谱宽度太多,不适用于实际系统。

此外,为了有效对抗相位噪声的影响,采取圆形正交幅度调制(QAM)代替矩形QAM也是重要的手段之一<sup>[34-37]</sup>。已经证实,虽然矩形QAM抗高斯白噪声的性能较好,但是其星座图中间层相位分布不均匀导致其容易受相位噪声的影响<sup>[34]</sup>。而圆形QAM的星座图分布较为均匀,具有更大的抗相位噪声特性。最近,有科研工作者在相干光通信系统接收端基于卡尔曼滤波(KF)的DSP算法进行相位噪声补偿<sup>[38-41]</sup>。为了在较高传输速率和高阶调制格式下取得较大的激光器线宽容忍度,需将算法与判决反馈相结合,采用时域和频域多次扩展卡尔曼滤波(EKF)及线性插值,这将导致计算复杂度相对较高<sup>[42]</sup>。

本文针对大线宽和高阶圆形QAM的CO-

OFDM 系统,在发送端信号频谱中间插入 RF-Pilot,并在接收端使用级联 MAF 提取 RF-Pilot 信号,粗略估计相位噪声并进行补偿。接着,在此粗略补偿的基础上经快速傅里叶变换(FFT)变换到频域上并进行最小二乘(LS)信道均衡。将信道均衡后的频域数据进行预判决,将判决后的时域数据结合信道均衡后的时域数据进行 EKF,从而实现相位噪声的最终补偿。仿真结果与传统的矩形 32QAM 及单一的 RF-Pilot 和 EKF 算法相比,取得了较好的补偿效果。仿真结果表明,理论上常见廉价的 DFB 激光器可以应用到高阶 CO-OFDM 系统中,这将极大降低系统造价,对扩展 CO-OFDM 系统的应用范围具有重要意义。

## 2 算法原理

假设载波频率偏移和符号完全同步,则 CO-OFDM 系统接收端的时域信号可表示为

$$r_{i,n} = \exp(j\varphi_{i,n}) \cdot s_{i,n} \otimes h_{i,n} + \xi_{i,n}, \quad (1)$$

式中: $r_{i,n}$ 和 $s_{i,n}$ 分别为接收端和发送端第 $i$ 个 OFDM 符号第 $n$ 个采样点的时域信号; $h_{i,n}$ 和 $\xi_{i,n}$ 分别为信道冲激响应和信道加性高斯白噪声; $\varphi_{i,n}$ 为激光器相位噪声; $\otimes$ 表示卷积运算。激光器相位噪声 $\varphi_{i,n}$ 可以看作维纳过程<sup>[43-49]</sup>。维纳过程并不是平稳过程,但是其差值却具有独立平稳的概率分布特性,可以表示为

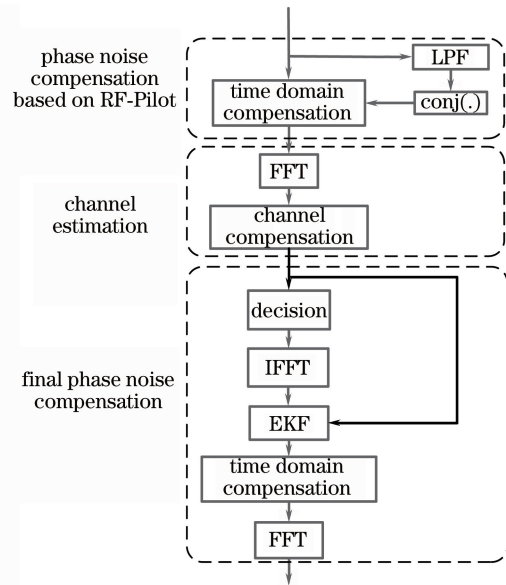
$$\Delta\varphi = \varphi_{i,n} - \varphi_{i,n-1}, \quad (2)$$

式中: $\Delta\varphi$ 为相邻采样点间的相位差,服从 $\Delta\varphi \sim \mathcal{N}(0, 2\pi\Delta f/f_s)$ 的高斯分布,其中 $\Delta f$ 为发射端和接收端激光器线宽之和, $f_s$ 为 OFDM 基带生成时模数转换的采样频率。由(2)式可知,激光器线宽越大,相邻时刻采样点的相位波动越大,给信号带来的劣化越严重。

图 1 为 RF-Pilot 和 EKF 联合的相位噪声补偿算法框图,主要分为三个部分:首先进行传统的 RF-Pilot 时域相位噪声补偿,接着将时域粗补偿后的数据变换到频域进行信道均衡,最后将信道均衡后的时域数据变换到频域进行预判决后,再变换到时域,结合原信道均衡后的时域信号,在时域上进行 EKF,最终实现相位噪声补偿。

### 2.1 基于 RF-Pilot 的时域相位噪声补偿算法

发送端进行 QAM 映射后,在 OFDM 基带信号频域的零频子载波处插入一个幅度较大的 RF-Pilot 信号,实现了对 RF-Pilot 相位噪声的补偿。为了避免 RF-Pilot 受邻近子载波的影响,便于接收端 RF-



IFFT: inverse fast Fourier transform

图 1 RF-Pilot 和 EKF 联合的相位噪声补偿算法框图  
Fig. 1 Block diagram of proposed RF-Pilot phase noise compensation algorithm in combination with EKF

Pilot 信号的提取,RF-Pilot 和 OFDM 有效信号子载波之间必须插入若干零载波作为保护频带<sup>[26-28,47]</sup>。接收端信号经过相干检测和色散补偿,并进行载波和 OFDM 符号同步之后,通过一个两级级联的 $M$ 点滑动平均滤波器进行低通滤波来提取 RF-Pilot 信号<sup>[26,29]</sup>,得到的 RF-Pilot 信号可表示为

$$\tilde{r}_{i,n} = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \left( \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} r_{i,n+m} h_m \right) h_m, \quad (3)$$

式中: $\tilde{r}_{i,n}$ 为接收端第 $i$ 个符号第 $n$ 个采样点的 RF-Pilot 信号; $h_m$ 为滑动平均滤波器的冲激响应。滤波器参数的设置在下文仿真时进行详细介绍。由该 RF-Pilot 信号易知其相位为

$$\exp(j\varphi_{i,n}) = \frac{\tilde{r}_{i,n}}{|\tilde{r}_{i,n}|}. \quad (4)$$

该相位即此采样点处相位噪声估计值,对该采样点信号进行补偿可得

$$\hat{x}_{i,n} = r_{i,n} \cdot \exp(-j\varphi_{i,n}). \quad (5)$$

在上述 RF-Pilot 方法中,为了提高相位噪声估计的精度,通过大幅增加发射端 RF-Pilot 信号的幅度是不实际的,不仅会增加射频功率的损耗,而且可能给射频电路带来非线性效应。除了采用合适的滤波器及设置合适的滤波参数外,采用增大保护带宽度的做法也是不恰当的,这是因为 RF-Pilot 方法本身已降低了频谱利用率,再以牺牲带宽换取相位噪声补偿效果是不可取的。因此,提出的 RF-Pilot 方法中发射端 RF-Pilot 幅度和保护频带宽度

均采用常规设置,通过后续的 DSP 方法来提升高阶调制 CO-OFDM 系统对激光器线宽的容忍度。

## 2.2 信道估计

为进行信道均衡,在发射端对每个 OFDM 帧设置  $N_p$  个训练符号。在接收端,将上述时域 RF-pilot 补偿后的信号经 FFT 变换到频域,可得到补偿后的第  $i$  个符号第  $k$  个子载波频域数据  $\hat{X}_{i,k}$ 。将(1)式变换到频域且假定相位噪声已经得到较理想补偿,则此时可近似得到

$$\hat{X}_{i,k} = H_{i,k}C_{i,k} + \zeta, \quad i=0, \dots, N_p - 1, \quad (6)$$

式中:  $H_{i,k}$  为第  $i$  个训练符号第  $k$  个子载波的信道转移函数;  $C_{i,k}$  为发送端第  $i$  个训练符号中第  $k$  个子载波的频域数据;  $\zeta$  为系统噪声。经 LS 信道估计得到信道转移函数的估计值  $\hat{H}_{i,k}$  为

$$\hat{H}_{i,k} = \sum_{i=1}^{N_p} \hat{X}_{i,k} / C_{i,k} \quad (7)$$

由于光纤信道为准静态信道,每个子载波在帧内的所有采样点几乎保持不变。接着用频域内符号平均算法(ISFA)提高 LS 信道估计的精度。ISFA 算法将相邻几个子载波的信道响应的平均值作为中间子载波的信道响应,减小了邻近子载波的干扰<sup>[41,43]</sup>。经过 ISFA 算法优化后的第  $k$  个子载波的信道转移函数  $\hat{H}_k$  可表示为

$$\hat{H}_k = \frac{1}{\min(N_f, k+t) - \max(1, k-t) + 1} \times \sum_{p=\max(1, k-t)}^{\min(N_f, k+t)} \hat{H}_{i,k}, \quad (8)$$

式中:  $t$  为参与信道估计的相邻子载波信道数;  $N_f$  为 OFDM 符号子载波的个数。最后将 RF-Pilot 相位噪声补偿后的频域数据  $\hat{X}_{i,k}$  进行信道均衡,可得到信道均衡后的第  $i$  个 OFDM 数据符号第  $k$  个子载波的频域数据  $Y_{i,k}$  为

$$Y_{i,k} = \hat{X}_{i,k} / \hat{H}_k, \quad i=0, 1, \dots, N_s - 1. \quad (9)$$

## 2.3 结合 EKF 的相位噪声补偿算法

对  $Y_{i,k}$  进行预判决得到  $\bar{Y}_{i,k}$ , 将判决后的频域数据经 FFT 转换到时域,得到相应的时域数据  $\bar{y}_{i,n}$ 。根据 CO-OFDM 系统的时域模型(1)式可近似得到

$$r_{i,n} \approx s_{i,n} \exp(j\varphi_{i,n}) + \xi_{i,n}, \quad n = 0, 1, \dots, N_f - 1. \quad (10)$$

将  $\bar{y}_{i,n}$  作为发送端时域数据  $s_{i,n}$  的估计值。根据(10)式,经过 EKF 可得到相位噪声  $\varphi_{i,n}$  的精确估计值。EKF 中,状态方程和量测方程分别为

$$\varphi_{i,n} = \varphi_{i,n-1} + \omega_{i,n}, \quad (11)$$

$$r_{i,n} = \bar{y}_{i,n} \cdot \exp(j\varphi_{i,n}) + \xi_{i,n}, \quad (12)$$

式中:  $\omega_{i,n}$  和  $\xi_{i,n}$  分别为过程噪声和量测噪声,均为零均值的高斯白噪声,其协方差矩阵分别为  $\mathbf{Q}$  和  $\mathbf{R}$ 。由于量测方程是关于  $\varphi$  的非线性方程,需应用 EKF 线性化,因此对系统方程和量测方程进行泰勒级数展开并略去高阶非线性项可得

$$\begin{cases} \phi_{i,n} = \frac{\partial \varphi_{i,n}}{\partial \varphi_{i,n-1}} \Big|_{\varphi_{i,n-1} = \hat{\varphi}_{i,n-1}} = 1 \\ I_{i,n} = \frac{\partial r_{i,n}}{\partial \varphi_{i,n}} \Big|_{\varphi_{i,n} = \hat{\varphi}_{i,n|n-1}} = j\bar{y}_{i,n} \exp(j\hat{\varphi}_{i,n|n-1}) \end{cases}, \quad (13)$$

式中:  $\phi_{i,n}$  为状态转移矩阵  $\Phi$  的矩阵元;  $I_{i,n}$  为量测矩阵  $\mathbf{I}$  的矩阵元;  $\hat{\varphi}_{i,n|n-1}$  为由该 OFDM 符号内的第  $n-1$  个采样点预测第  $n$  个采样点处的相位噪声的估计值。

为了求每个采样点处的相位噪声估计值,需要对每个 OFDM 符号的每个时域采样点进行 EKF。将第一个符号的第一个子载波的相位估计值  $\hat{\varphi}_{1,1}$  作为初始值,并将误差协方差  $P_{1,1}$  设置为零。分以下 5 个步骤进行:

1) 确定第  $i$  个 OFDM 符号的第  $n$  个采样点的初始值为

$$\hat{\varphi}_{i,n} = \hat{\varphi}_{i,n-1}, \quad (14)$$

$$P_{i,n} = \sigma^2 + P_{i,n-1}, \quad (15)$$

式中:  $P_{i,n}$  为误差协方差矩阵  $\mathbf{P}$  的矩阵元,  $\sigma^2 = 2\pi\Delta f/f_s$ 。

2) 状态预测与协方差预测

$$\hat{\varphi}_{i,n|n-1} = \hat{\varphi}_{i,n-1}, \quad (16)$$

$$P_{i,n|n-1} = P_{i,n-1} + \mathbf{Q}_{i,n-1}. \quad (17)$$

3) 计算卡尔曼增益

$$K_{i,n} = P_{i,n|n-1} I_{i,n}^* (I_{i,n} P_{i,n|n-1} I_{i,n}^* + R_{i,n})^{-1}, \quad (18)$$

式中:  $K_{i,n}$  为卡尔曼增益  $\mathbf{K}$  的矩阵元;  $R_{i,n}$  为量测噪声的协方差矩阵  $\mathbf{R}$  的矩阵元; \* 表示共轭转置。

4) 计算量测估计值与误差

$$\hat{r}_{i,n|n-1} = \bar{y}_{i,n} \exp(j\hat{\varphi}_{i,n|n-1}), \quad (19)$$

$$e_{i,n} = r_{i,n} - \hat{r}_{i,n|n-1}, \quad (20)$$

式中:  $e_{i,n}$  为实际量测值与量测预测值之间的误差。

5) 更新状态与协方差

$$\hat{\varphi}_{i,n} = \hat{\varphi}_{i,n|n-1} + K_{i,n} e_{i,n}, \quad (21)$$

$$P_{i,n} = (1 - K_{i,n} I_{i,n}) P_{i,n|n-1}. \quad (22)$$

通过以上步骤,可计算得到第  $i$  个 OFDM 符号中第  $n$  个采样点的相位噪声估计值,接着计算该符号内第  $n+1$  个采样点的相位噪声估计值,直至算出该符号内最后一个采样点的相位噪声估计值。之

后,对下一个符号的采样点进行 EKF,直至计算完成最后一个符号所有采样点的相位噪声估计值。最后,在时域对信号进行相位噪声补偿。

### 3 仿真结果与性能分析

使用 Optisystem 与 MATLAB 联合仿真搭建信号传输速率为  $50 \text{ Gb} \cdot \text{s}^{-1}$ ,传输距离为  $100 \text{ km}$  的 CO-OFDM 仿真系统。在接收端经相干检测后,进行相应的数字信号处理,该部分用 MATLAB 代码编写程序实现,编程中考虑包括电域的光纤色散补偿、载波与符号同步以及相位噪声补偿等。其中,电域 OFDM 调制中 FFT 点数为 1024,数据子载波个数为 512,其余为零子载波,循环前缀长度为 128。RF-Pilot 的幅度为  $25 \text{ dB}$ ,且与数据子载波之间的零保护子载波个数为 16,与文献[46]一致。接收端使用的级联滑动平均滤波器的单级抽头数为 50,阻带频率为  $195 \text{ MHz}$ 。与文献[26]相同,滤波器的带宽设为  $B_w = 0.32 \cdot R_{\text{SR}}/M$ ,阻带衰减为  $P_{\text{stop}} = \text{sinc}^4(f_r M/R_{\text{SR}})$ ,其中  $R_{\text{SR}}$  为系统采样率, $M$  为滤波器抽头数, $f_r$  为在阻带内使得旁瓣最小的频率,这里  $f_r = R_{\text{SR}} \times (N + 1/2)/M$ , $N$  为保证  $f_r$  大于阻带频率的最小正整数。确定系统采样率后,可确定该滤波器的带宽约为  $160 \text{ MHz}$ ,阻带衰减约为  $26.9 \text{ dB}$ 。激光器发射端和接收端激光器的线宽相同,发射端激光波长为  $1550 \text{ nm}$ ,最优发射功率为  $2 \text{ dBm}$ ,光纤传输链路由两段  $50 \text{ km}$  的光纤组成,每段链路中包含一个掺铒光纤放大器、光滤波器以及一段单模光纤,单模光纤的色散系数为  $16.75 \text{ ps} \cdot \text{nm}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$ ,非线性系数为  $1.2 \text{ W}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$ ,衰减系数为  $0.2 \text{ dB} \cdot \text{km}^{-1}$ 。

将每个 OFDM 帧的前 4 个符号作为训练符号用作信道估计,并利用得到的信道响应函数进行均

衡。为了方便起见,将所提出的基于扩展卡尔曼的相位噪声补偿算法命名为 TD-RF-EKF,为了更好地评估该算法性能,选择的对比算法是上述整个算法中时域 RF-Pilot 补偿、信道均衡部分(将其命名为 TD-RF)以及文献[38]提出的时频域结合的 EKF 相位噪声补偿算法(EKF-LIPL)。在矩形 16QAM 以及矩形 32QAM 下进行仿真。图 2(a)为当调制方式为矩形 16QAM,激光器线宽为  $1 \text{ MHz}$  时,将 TD-RF-EKF 和 EKF-LIPL 算法进行对比时,系统误码率(BER,  $R_{\text{BE}}$ )性能随接收端光信噪比(OSNR,  $R_{\text{OSN}}$ )的变化曲线,其中 FEC 为前向纠错码。同文献[38]所述,对比算法 EKF-LIPL 中,将系统发射端每个 OFDM 帧的前 4 个符号作为训练符号用作信道估计,信道均衡方法与联合算法 TD-RF-EKF 完全相同,不同点在于 TD-RF-EKF 使用如上的 RF-pilot,而对比算法 EKF-LIPL 的时域导频序列间隔为 16。由图可见,用 TD-RF-EKF 算法时,OSNR 约为  $7.4 \text{ dB}$  时误码率最小,此时发射端激光功率约为  $-2 \text{ dBm}$ 。用 EKF-LIPL 算法时,OSNR 约为  $6.6 \text{ dB}$  时误码率最小,此时发射端激光功率约为  $2 \text{ dBm}$ 。后续的讨论中,对两种算法进行对比时,发射端激光功率分别采用上述值。

图 2(b)和(c)分别为当调制方式为矩形 16QAM 时和矩形 32QAM 时,EKF-LIPL 算法和 TD-RF-EKF 算法误码性能随激光器线宽的关系曲线。在矩形 16QAM 及 32QAM 下,当激光器线宽较大(大于  $0.5 \text{ MHz}$ )时,提出的 TD-RF-EKF 算法性能相较于 EKF-LIPL 算法具有更好的相位噪声补偿效果。这表明在矩形高阶 QAM 时,TD-RF-EKF 算法性能相较于 EKF-LIPL 算法能够提高对激光器线宽的容忍度。

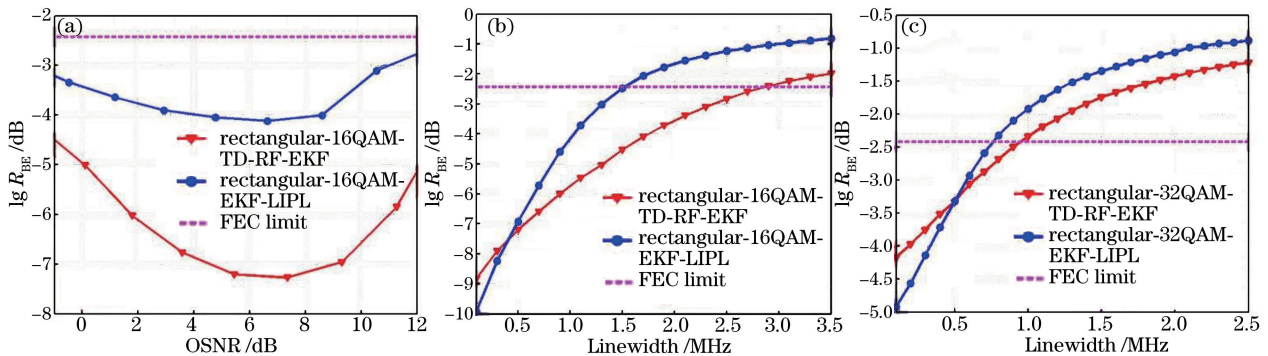


图 2 EKF-LIPL 算法和 TD-RF-EKF 算法误码性能随 OSNR 的关系曲线。

(a)线宽为  $1 \text{ MHz}$  时; (b)矩形 16QAM 时; (c)矩形 32QAM 时

Fig. 2 BER versus OSNR using TD-RF-EKF and EKF-LIPL methods. (a) Linewidth is  $1 \text{ MHz}$ ; (b) under rectangular-16QAM modulation; (c) under rectangular-32QAM modulation

表1为TD-RF-EKF与EKF-LIPL算法复杂度比较。其中信道估计、最终的EKF以及FFT变换以及预判决两种算法计算量基本相同。TD-RF-EKF算法的射频导频初始补偿部分计算时间复杂度约为 $O(N_i M)$ ,EKF-LIPL算法中初始的EKF算法复杂度为 $O(N_{fp})$ ,其中 $N_{fp}$ 为每个OFDM符

表1 TD-RF-EKF与EKF-LIPL算法复杂度比较( $M=50$ )Table 1 Computational complexity of EKF-LIPL and TD-RF-EKF methods( $M=50$ )

Method	Complexity					
	TD-RF	Coarse EKF	Channel estimation	Final EKF	FFT	Avg-BL
EKF-LIPL	—	$O(N_{fp})$	$O(N_p N_f) + O[N_f(2t+1)]$	$O(N_f)$	$O(N_f \lg N_f)$	$O(N_{b2} N_f \lg N_f)$
TD-RF-EKF	$O(N_i M)$	—	$O(N_p N_f) + O[N_f(2t+1)]$	$O(N_f)$	$O(N_f \lg N_f)$	—

如前所述,相对矩形QAM,圆形QAM抗相位噪声能力较强。下文分别在矩形QAM和圆形QAM下研究所提算法的性能。其中圆形16QAM中一共有4个圆环,每个圆环上分布4个星座点,4个圆环的幅度分别为 $1, 1+\sqrt{3}, 2+\sqrt{2}, 3+\sqrt{3}$ 。这16个符号共有8种相位,且服从 $k\pi/4$  ( $k \in \mathbb{Z}, 0 \leq k \leq 7$ )分布,奇数环内的符号的同相位/反相位(I/Q)投影坐标角度为 $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ 。偶数环内的符号的I/Q投影坐标相对于奇数环的坐标有 $\pi/4$ 的偏转,即I/Q投影坐标为 $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$ 。圆形32QAM中共有4个圆环,每个圆环上分布8个星座点,4个圆环的幅度分别为 $\sqrt{2}, 2+\sqrt{2}, 1+\sqrt{3}, 3+\sqrt{3}$ 。这32个符号共有16种相位,且服从 $k\pi/8$  ( $k \in \mathbb{Z}, 0 \leq k \leq 15$ )分布,奇数环内的符号的I/Q投影坐标角度为 $0, \pi/4, \pi/2, 3\pi/4, \pi, 5\pi/4, 3\pi/4, 7\pi/4$ ,偶数环内的符号的I/Q投影坐标为 $\pi/8, 3\pi/8, 5\pi/8, 7\pi/8, 9\pi/8, 11\pi/8, 13\pi/8, 15\pi/8$ 。当调

号内导频序列的个数。为降低预判决时错误判决的概率,EKF-LIPL算法还使用了Avg-BL盲算法<sup>[20,42]</sup>,算法主要复杂度为 $O(N_{b2} N_f \lg N_f)$ ,其中 $N_{b2}$ 为每个OFDM符号分割为亚符号的数目,此时 $N_{b2} = 4$ 。因此,综合来看,TD-RF-EKF算法与EKF-LIPL算法相比,其计算复杂度基本相当。

制阶数增大时,系统对激光器的线宽容忍度更低<sup>[49]</sup>。这样的圆形QAM映射点之间欧氏距离更大,抗相位噪声的能力显然优于传统的矩形QAM。

图3为不同QAM时,TD-RF算法和TD-RF-EKF算法误码性能随激光器线宽的关系曲线。如上所述,发送端和接收端的激光器线宽相同,故图中的线宽即为发送端激光器线宽或者接收端激光器线宽。如图3所示,对矩形和圆形16QAM和32QAM,TD-RF-EKF算法相较TD-RF算法均具有更好的相位噪声补偿效果。这是因为应用EKF考虑了相位噪声的先验信息和统计特性,在线宽较大即相位噪声方差较大的时候能够较好地提高相位噪声的估计精度。在矩形16QAM下,线宽为1.1 MHz时,TD-RF算法的误码率已达到FEC上限( $3.8 \times 10^{-3}$ ),而TD-RF-EKF算法在线宽为2.9 MHz时误码性能才达到FEC上限。采用同样的算法和QAM阶数,圆形QAM的误码性能优于矩形QAM的误码性能。尤

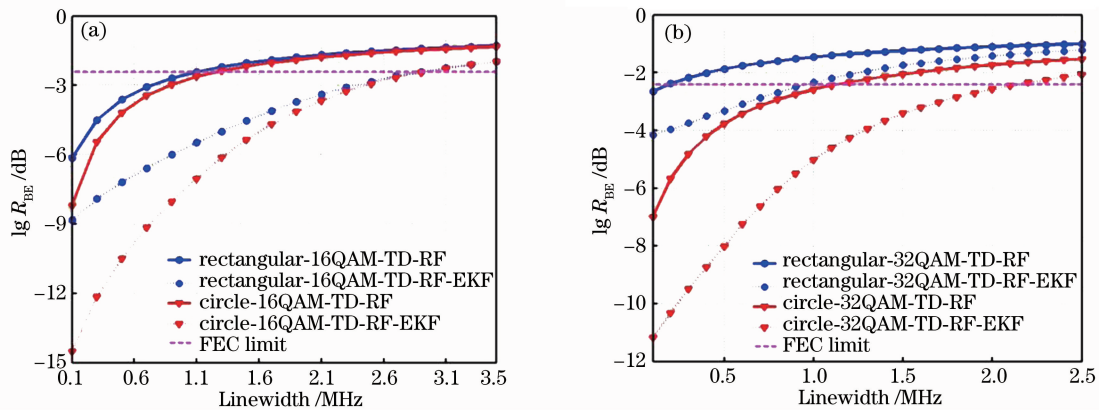


图3 不同QAM时,TD-RF算法和TD-RF-EKF算法误码性能随激光器线宽的关系曲线。

(a)矩形和圆形,16QAM;(b)矩形和圆形,32QAM

Fig. 3 BER versus laser linewidth using TD-RF and TD-RF-EKF methods under different QAMs.

(a) rectangular and circle, 16QAM; (b) rectangular and circle, 32QAM

其是在 32QAM 时, TD-RF-EKF 算法对矩形 QAM 的误码率在激光器线宽为 1 MHz 时即达到 FEC 上限, 然而对圆形 QAM 的误码率在激光器线宽为 2.1 MHz 时才达到 FEC 上限。在线宽为 1 MHz 时, TD-RF-EKF 算法对圆形 QAM 的误码性能比矩形 QAM 高约 2.8 dB。而且在大线宽时, 圆形 32QAM 的 TD-RF 算法甚至优于矩形 32QAM 的 TD-RF-EKF 算法。这些结果表明在高阶 QAM 时, 圆形 QAM 比矩形 QAM 的 TD-RF-EKF 算法在大线宽 CO-OFDM 系统中能够获得极大的相位噪声补偿效果, 因此圆形 QAM 的抗相位噪声性能优于矩形 QAM。

图 4 为不同线宽  $\nu$  矩形 32QAM 下接收端的星座图。图 4(a) 为激光器线宽 0.9 MHz, 矩形 32QAM 时, 没有经过任何均衡算法补偿的接收端原始信号星座图。因为受光纤色散和激光器相位噪声的影响, 星座图发生了严重的旋转和发散。采用圆形 32QAM 时, 接收端星座图类似于图 4(a) 的矩形 32QAM, 受相

位噪声的影响, 星座图同样发生了严重的旋转和发散, 这里没有给出。图 4(b) 给出激光器线宽为 0.9 MHz、矩形 32QAM 下, 利用 TD-RF 算法进行相位噪声补偿后的星座图。其中信号已经均衡为 32 个星座点簇, 但是由于此时相位噪声影响较大, 星座点的发散比较严重, 误码率为  $3.0 \times 10^{-2}$ 。图 4(c) 给出激光器线宽为 0.9 MHz、矩形 32QAM 下, 利用 TD-RF-EKF 算法进行相位噪声补偿后的星座图, 可以看到相较于图 4(b), 星座图的发散程度得到了很大抑制, 误码率小于 FEC 上限, 为  $3.2 \times 10^{-3}$ 。图 5(a) 给出激光器线宽为 2.1 MHz、圆形 32QAM 下, 利用 TD-RF 算法进行相位噪声补偿后的星座图, 误码率达到  $2.1 \times 10^{-2}$ , 星座图发散严重。图 5(b) 给出激光器线宽 2.1 MHz、圆形 32QAM 下, 利用 TD-RF-EKF 算法进行相位噪声补偿后的星座图, 误码率达到  $3.5 \times 10^{-3}$ , 小于 FEC 纠错上限, 星座图发散得到一定程度的抑制。

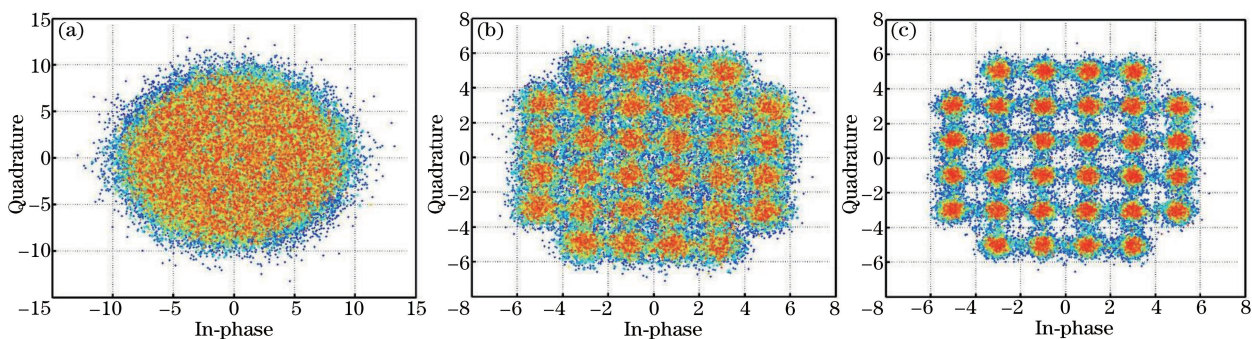


图 4 线宽为 0.9 MHz, 矩形 32QAM 时接收端星座图。(a) 没有经过任何均衡算法补偿的星座图; (b) 利用 TD-RF 算法进行相位补偿后的星座图, 误码率为  $3.0 \times 10^{-2}$ ; (c) 利用 TD-RF-EKF 算法进行相位补偿后的星座图, 误码率为  $3.2 \times 10^{-3}$ ;

Fig. 4 Signal constellation diagrams at receiver for rectangular 32QAM when linewidth is 0.9 MHz. (a) Constellation diagram without compensation; (b) constellation diagram after compensation through TD-RF algorithm, in which BER is  $3.0 \times 10^{-2}$ ; (c) constellation diagram after compensation through TD-RF-EKF algorithm, in which BER is  $3.2 \times 10^{-3}$

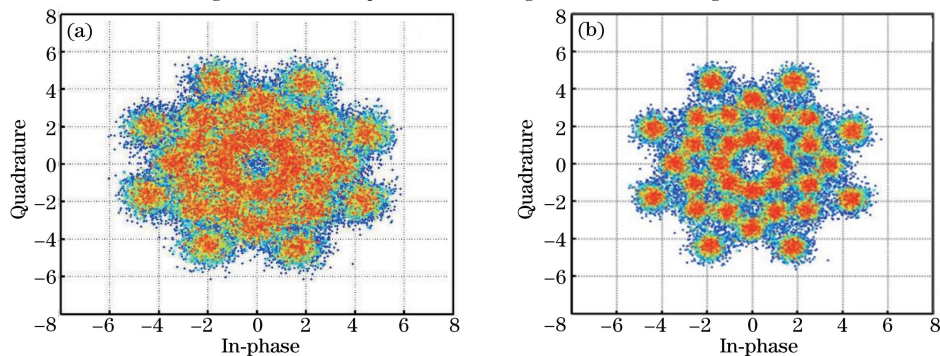


图 5 线宽为 2.1 MHz、圆形 32QAM 时接收端星座图。(a) 利用 TD-RF 算法进行相位补偿后的星座图, 误码率为  $2.1 \times 10^{-2}$ ; (b) 利用 TD-RF-EKF 进行相位补偿后的星座图, 误码率为  $3.5 \times 10^{-3}$

Fig. 5 Signal constellation diagrams at receiver for circular 32QAM. (a) Constellation diagram after compensation through TD-RF algorithm, in which BER is  $2.1 \times 10^{-2}$ ; (b) constellation diagram after compensation through TD-RF-EKF algorithm, in which BER is  $3.5 \times 10^{-3}$

## 4 结 论

提出了一种基于 RF-Pilot 和 EKF 联合的相位噪声补偿算法,用于大线宽和高阶圆形 QAM CO-OFDM 系统中的相位噪声补偿。在接收端通过射频导频进行时域相位噪声估计,并进行信道均衡。接着进行频域预判决,并将判决后的时域数据作为发送端数据的估计值,结合信道均衡后的时域数据,进行时域 EKF,以提高最终相位噪声的估计精度。基于速率  $50 \text{ Gb} \cdot \text{s}^{-1}$  的 CO-OFDM 系统,在矩形和圆形 16QAM 和 32QAM 时进行了传输距离为 100 km 的仿真验证。结果表明,针对圆形高阶 QAM,该算法在并未显著降低频谱利用率的情况下,较传统的矩形 QAM 时域 RF-Pilot 相位噪声补偿算法,极大地改善了 CO-OFDM 对激光器线宽的容忍度,而算法复杂度并未显著提高。该算法将促进大线宽 CO-OFDM 系统在长距离接入网和城域网中的应用。

## 参 考 文 献

- [1] Gu W Y, Li G R. Optical fiber communication system (Rev. ed.) [M]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications Press, 2006: 110-120.  
顾晓仪, 李国瑞. 光纤通信系统(修订版)[M]. 北京: 北京邮电大学出版社, 2006: 110-120.
- [2] Armstrong J. OFDM for optical communications[J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(3): 189-204.
- [3] Shieh W, Athaudage C. Coherent optical orthogonal frequency division multiplexing[J]. Electronics Letters, 2006, 42(10): 587-589.
- [4] Zhang S, Bai C L, Luo Q L, *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.
- [5] Tong Z R, Guo Z L, Cao Y, *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.
- [6] Deng M L, Yi X W, Yu Z M, *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忍[J]. 光电子 • 激光, 2013, 24(10): 1922-1929.
- [7] Zhang H Z, Dong Z. Laser linewidth tolerance of pre-equalization technology in coherent optical communication[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2017, 54(3): 030605.  
张惠忠, 董泽. 相干光通信中预均衡技术的激光器线宽容忍度[J]. 激光与光电子学进展, 2017, 54(3): 030605.
- [8] Chen R R, Kuang C X, Ma J J, *et al.* Algorithm of coherent optical orthogonal frequency division multiplexing-passive optical network system based on optical comb wave[J]. Acta Optica Sinica, 2017, 37(7): 0706003.  
陈荣荣, 邝彩霞, 马俊洁, 等. 基于光梳状波的相干光正交频分复用-无源光网系统算法[J]. 光学学报, 2017, 37(7): 0706003.
- [9] 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.
- [10] Zhao B, Li L, Han L, *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.
- [11] Liang M, He J C, Gong J M, *et al.* Simulation and study for coherent OFDM system based on optisystem[J]. Optical Communication Technology, 2011(4): 41-44.  
梁猛, 何金池, 巩稼民, 等. 基于 OptiSystem 的相干光 OFDM 系统的仿真研究[J]. 光通信技术, 2011(4): 41-44.
- [12] Yang C C, Yang F, Wang Z Y. Orthogonal basis expansion-based phase noise estimation and suppression for CO-OFDM systems[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2010, 22(1): 51-53.
- [13] Yang C C, He C, Wang Z Y. Iterative phase noise estimation and suppression for CO-OFDM systems with large laser linewidth[J]. Proceedings of SPIE, 2011, 8309: 83091N.
- [14] Shieh W. Maximum-likelihood phase and channel estimation for coherent optical OFDM [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2008, 20(8): 605-607.



- [15] Jignesh J, Corcoran B, Zhu C, *et al.* Unscented Kalman filters for polarization state tracking and phase noise mitigation[J]. *Optics Express*, 2016, 24(19): 22282-22295.
- [16] Mohajerin-Ariaei A, Ziyadi M, Almainan A, *et al.* Simultaneous all-optical phase noise mitigation and automatically locked homodyne reception of an incoming QPSK data signal [J]. *Optics Letters*, 2016, 41(20): 4779-4782.
- [17] 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 [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2009, 21(15): 1075-1077.
- [18] Zhang H Y, Kam P Y, Yu C Y. Laser linewidth tolerance of coherent optical 64QAM and 16PSK systems using decision-aided maximum likelihood phase estimation[C]//CLEO: Quantum Electronics and Laser Science Conference. Optical Society of America, 2011: JWA17.
- [19] Ren H L, Kang S Y, Lu J, *et al.* Blind Phase noise compensation in large linewidth coherent optical orthogonal frequency division multiplexing systems [J]. *Acta Optica Sinica*, 2017, 37(1): 0106005.  
任宏亮, 康少源, 卢瑾, 等. 大线宽相干光正交频分复用系统中盲相位噪声补偿[J]. *光学学报*, 2017, 37(1): 0106005.
- [20] 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.
- [21] Ha Y, Chung W. Non-data-aided phase noise suppression scheme for CO-OFDM systems [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2013, 25(17): 1703-1706.
- [22] Hong X Z, Hong X J, He S L. Linearly interpolated sub-symbol optical phase noise suppression in CO-OFDM system [J]. *Optics Express*, 2015, 23(4): 4691-4702.
- [23] Wang L Z, Tang X F, Zhang X G, *et al.* Blind phase estimation algorithms based on decision-directed and decision-feedback in PDM-CO-OFDM systems [J]. *Chinese Journal of 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.
- [24] 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.
- [25] Yi X W, Shieh W, Tang Y. Phase estimation for coherent optical OFDM [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2007, 19(12): 919-921.
- [26] Peng W R, Tsuritani T, Morita I. Simple carrier recovery approach for RF-pilot-assisted PDM-CO-OFDM systems [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2013, 31(15): 2555-2564.
- [27] Jansen S L, Morita I, Takeda N, *et al.* 20-Gb/s OFDM transmission over 4,160-km SSMF enabled by RF-pilot tone phase noise compensation[C]//Optical Fiber Communication Conference. Optical Society of America, 2007: PDP15.
- [28] Jansen S L, Morita I, Schenk T C W, *et al.* Coherent optical 25.8-Gb/s OFDM transmission over 4160-km SSMF [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2008, 26(1): 6-15.
- [29] Randel S, Adhikari S, Jansen S L. Analysis of RF-pilot-based phase noise compensation for coherent optical OFDM systems [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2010, 22(17): 1288-1290.
- [30] Hussin S, Puntsri K, Noé R. Efficiency enhancement of RF-pilot-based phase noise compensation for coherent optical OFDM systems [C]//OFDM 2012; 17th International OFDM Workshop 2012 (InOWo'12), August 29-30, 2012, Essen, Germany, Germany, Frankfurt: VDE, 2012: 1-5.
- [31] Hussin S, Noe R, Panhwar M F. Improvement of RF-pilot phase noise compensation for CO-OFDM transmission systems via common phase error equalizer [C]//Optical Fibre Technology, 2014 OptoElectronics and Communication Conference and Australian Conference on, July 06-10, 2014, Melbourne, VIC, Australia. New York: IEEE, 2014: 771-773.
- [32] Puntsri K. Improvement of RF-Pilot Based Phase Noise Compensation in CO-OFDM Communication Systems [J]. *ECTI Transactions on Electrical Engineering, Electronics, and Communications*, 2015, 13(2): 58-64.
- [33] Fan Q R, He J, Chen M, *et al.* Low-complexity phase noise compensation approach for CO-OFDM systems [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2016, 28(21): 2323-2326.
- [34] Navarro J R, Kakkar A, Pang X, *et al.* Two-stage  $n$ -PSK partitioning carrier phase recovery scheme for circular  $m$ QAM coherent optical systems [J]. *Photonics*, 2016, 3(2): 37.
- [35] Wang Z L, Yang Y, Huang H, *et al.* Irregular-round constellation based MQAM in OFDM [J]. *Technical Acoustics*, 2007, 26(4): 183-186.  
王卓镭, 杨勇, 黄华, 等. OFDM 系统基于不规则圆形星座图的高阶调制技术 [J]. *声学技术*, 2007, 26

- (4): 183-186.
- [36] Xu F, Qiao Y, Zhou J, *et al.* H Tian, Laser linewidth and fiber nonlinearity tolerance study of C-16QAM compared to square 16QAM in coherent OFDM system[J]. Optical Fiber Technology, 2017, 34: 36-41.
- [37] Zafra S O, Pang X, Jacobsen G, *et al.* Phase noise tolerance study in coherent optical circular QAM transmissions with Viterbi-Viterbi carrier phase estimation [J]. Optics Express, 2014, 22 (25): 30579-30585.
- [38] Yuan J G, Ma J, Li Z C. 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.
- [39] Li L X, Li J B. 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.
- [40] Dong Y J, Tang Y J, Ren H L, *et al.* Phase noise compensation algorithm of CO-OFDM system based on unscented Kalman filter [J]. Chinese Journal of Lasers, 2017, 44(11): 1106010.  
董月军, 唐英杰, 任宏亮, 等. 基于无迹卡尔曼滤波的 CO-OFDM 系统相位噪声补偿算法[J]. 中国激光, 2017, 44(11): 1106010.
- [41] Zeng X Y, Liu J F, Wang J Y, *et al.* An improved ISFA channel estimation algorithm [J]. Journal of Optoelectronics • Laser, 2014, 25(8): 1481-1487.  
曾祥焯, 刘剑飞, 王静宜, 等. 一种改进的 ISFA 信道估计算法[J]. 光电子 • 激光, 2014, 25(8): 1481-1487.
- [42] Tang Y J, Dong Y J, Ren H L, *et al.* Phase noise compensation algorithm based on Kalman filtering in time and frequency domains for CO-OFDM system [J]. Acta Optica Sinica, 2017, 37(9): 0906002.  
唐英杰, 董月军, 任宏亮, 等. 基于时频域卡尔曼滤波的 CO-OFDM 系统相位噪声补偿算法[J]. 光学学报, 2017, 37(9): 0906002.
- [43] Cheng Y, Chen M, Chen L, *et al.* Investigation of optical OFDM systems based on cascade ISFA channel estimation[J]. Optical Communication Technology, 2014, 38(11): 27-30.  
成运, 陈明, 陈林, 等. 基于级联 ISFA 信道估计的光 OFDM 系统研究[J]. 光通信技术, 2014, 38(11): 27-30.
- [44] 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.
- [45] Li C. Research on phase noise suppression with constellation optimization for coherent light OFDM system[D]. Changsha: Hunan University, 2014: 30-50.  
李冲. 相干光 OFDM 系统中星座图优化抑制相应噪声研究[D]. 长沙: 湖南大学, 2014: 30-50.
- [46] Petrovic D, Rave W, Fettweis G. Effects of phase noise on OFDM systems with and without PLL: characterization and compensation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2007, 55 (8): 1607-1616.
- [47] 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.
- [48] Zhang J, Zhang H B, Chen L, *et al.* Theoretical analysis and experimental demonstration of RF-pilot-assisted DDO-OFDM system based on linear interpolation[J]. Journal of Optoelectronics • Laser, 2013, 24(7): 1304-1309.  
张静, 张洪波, 陈磊, 等. 基于线性插值的 RF-导频插入 DDO-OFDM 系统的仿真分析与实验验证[J]. 光电子 • 激光, 2013, 24(7): 1304-1309.
- [49] Wang P, Chen J, You X D, *et al.* Flexible decision-aided maximum likelihood phase estimation for optical coherent QAM signals[J]. Acta Optica Sinica, 2016, 36(8): 0806007.  
王萍, 陈健, 由骁迪, 等. 光相干 QAM 信号的弹性 DAML 相位估计 [J]. 光学学报, 2016, 36 (8): 0806007.