

大线宽相干光正交频分复用系统中盲相位噪声补偿

任宏亮¹, 康少源¹, 卢 瑾¹, 郭淑琴¹, 覃亚丽¹, 胡卫生²

¹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;

²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 基于大线宽相干光正交频分复用(CO-OFDM)系统,提出了一种可以有效克服符号判决错误的盲载波间干扰(ICI)相位噪声补偿算法。使用该算法之前,先使用无迭代盲(IFB)算法对公共相位误差(CPE)的相位噪声进行补偿。该算法采用了形式简单的代价函数,可大幅减小计算复杂度。该 ICI 相位噪声补偿算法包括粗略 ICI 和精细 ICI 相位噪声补偿两个阶段,先使用平均能量盲(Avg-BL)算法进行粗略 ICI 相位噪声补偿,再使用公共相位误差分割补偿(CPEC)算法进行精细 ICI 相位噪声补偿。该 CPEC 算法对粗略 ICI 相位噪声补偿后的频域数据进行判决,再将每个接收到的正交频分多路复用(OFDM)时域符号分割为一定数目的亚符号,从而求出每个亚符号中相位噪声的近似平均值。Avg-BL 算法有效解决了 CPEC 算法中的符号判决错误传播问题;CPEC 算法在时域 OFDM 亚符号分割数目较大的情况下,对 ICI 相位噪声具有较好的补偿效果。对 50 Gbit/s CO-OFDM 系统在传输距离为 100 km 的情况进行了仿真,仿真结果表明,与 Avg-BL 算法和 CPEC 算法等 ICI 相位噪声算法相比,所提算法具有较好的相位噪声补偿效果,且具有较高的频谱利用率。在该算法中,选择合适的时域 OFDM 亚符号分割数目,可取得较好的补偿效果,且算法复杂度并未显著增加。

关键词 光通信;相干光正交频分复用;相位噪声;公共相位误差;载波间干扰;亚符号

中图分类号 TN913.7

文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201737.0106005

Blind Phase Noise Compensation in Large Linewidth Coherent Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing Systems

Ren Hongliang¹, Kang Shaoyuan¹, Lu Jin¹, Guo Shuqin¹, Qin Yali¹, Hu Weisheng²

¹*Institute of Fiber Communication and Information Engineering, College of Information Engineering,*

Zhejiang University of Technology, Hangzhou, Zhejiang 310023, China;

²*State Key Laboratory of Advanced Optical Communication Systems and Networks, Shanghai Jiao*

Tong University, Shanghai 200240, China

Abstract A blind inter-carrier interference (ICI) phase noise compensation algorithm, which can solve the problem of symbol decision error effectively, is proposed based on the large linewidth coherent optical orthogonal frequency division multiplexing (CO-OFDM) system. Before using the proposed algorithm, we use the non-iterative blind (IFB) algorithm to compensate phase noise of common phase error (CPE). The proposed algorithm uses the cost function which is with simple form, so the computational complexity reduces significantly. The ICI phase noise compensation algorithm includes coarse ICI phase noise compensation and fine ICI phase noise compensation. Firstly, the average-power blind (Avg-BL) algorithm is implemented in the coarse ICI phase noise compensation, and then the common phase error compensation (CPEC) algorithm is implemented in the fine ICI phase noise compensation. A decision process will be performed by CPEC algorithm for the frequency-domain signals after the coarse ICI phase noise compensation. Every received OFDM symbol is separated into several sub-symbols in time-domain, and the

收稿日期: 2016-07-11; 收到修改稿日期: 2016-08-31

基金项目: 国家自然科学基金(60907032,61275124)、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: 任宏亮(1978—),男,博士,副教授,硕士生导师,主要从事信号处理、光纤通信与传感等方面的研究。

E-mail: hlren@zjut.edu.cn

approximate average value of phase noise of every sub-symbol is calculated. The sign decision error propagation problem in CPEC algorithm is solved when we use the Avg-BL algorithm. When the number of sub-symbols separated from OFDM symbol in time-domain is large, the CPEC algorithm can achieve the desired compensation performance for ICI phase noise. For the 50 Gbit/s CO-OFDM system with 100 km transmission distance, the numerical simulation is performed. The simulation results show that, compared with the other phase noise compensation algorithms, such as the Avg-BL algorithm and the CPEC algorithm, the proposed algorithm has good phase noise compensation performance with high spectral efficiency. With the suitable number of OFDM sub-symbols in time-domain, the proposed algorithm can obtain better compensation performance, and its complexity does not increase significantly.

Key words optical communications; coherent optical orthogonal frequency division multiplexing; phase noise; common phase error; inter-carrier interference; sub-symbol

OCIS codes 060.1660; 060.2330; 060.2360; 060.4510

1 引 言

相干光正交频分复用(CO-OFDM)作为一种多载波相干光通信技术,以其优越的传输性能被认为是未来高速太比特传输技术中最具潜力的技术之一^[1-7]。与单载波系统相比,CO-OFDM系统更易受到激光器相位噪声的影响。无论是公共相位误差(CPE),还是载波间干扰(ICI),都会严重影响系统的性能。数字信号处理(DSP)算法可以有效补偿相干光通信系统中信号的损伤,因此研究人员提出了多种相位噪声补偿算法来降低激光器的相位噪声对系统性能的劣化。其中,盲相位噪声补偿算法与基于导频的相位噪声补偿算法相比,大幅提高了系统的频谱利用率,引起研究人员的广泛关注^[8-14]。

CO-OFDM系统的相位噪声补偿分为CPE相位噪声补偿和ICI相位噪声补偿。CPE相位噪声补偿算法的理论研究比较成熟,在低阶调制格式下已得到较好的相位噪声补偿。系统经过CPE补偿后,由载波间干扰产生的残余时变相位噪声已成为影响系统性能的关键因素。鉴于此,大多数相干光正交频分复用无源光网络系统将昂贵的外腔激光器(ECL)作为光源,其线宽小于100 kHz,使得接收端相位噪声的方差较小。由于较为便宜的分布反馈式(DFB)激光器(线宽为几兆赫兹)和垂直腔面发射(VCSEL)激光器(线宽小于100 MHz)的线宽较大,在该系统中无法使用,使得系统的造价很高。

已有研究人员提出了几种ICI盲相位噪声补偿算法。为了提高系统的频谱利用率,有研究人员使用伪导频信号替代导频符号进行相位噪声补偿^[15],还有研究人员直接利用符号硬判决结果进行ICI相位噪声补偿^[16-20]。然而,在这两种方法中,若符号判决错误,将会严重恶化相位噪声补偿效果。Mouse-Pasandi^[19]等提出了一种基于线性插值的无迭代ICI相位噪声补偿算法,该算法需要在OFDM符号间进行线性插值,接收到下一个OFDM符号才能补偿当前符号的ICI相位噪声,因此在接收端需要额外预留一个OFDM符号的存储缓冲区。在文献[21]中,作者通过一个导频辅助的自适应有限长单位冲激响应(FIR)滤波器滤除ICI相位噪声,但是该算法仅适用于低阶调制格式(QPSK),且需要多次迭代计算才能收敛,算法的复杂度较高。

由于ICI相位噪声由时变的激光相位噪声直接产生,因此如果从时域上提高相位噪声的估计精度,便可有效提高ICI相位噪声补偿的效果^[22]。研究人员已提出了平均能量盲(Avg-BL)相位噪声算法,该算法将每个时域CO-OFDM符号分割为若干个亚符号,根据信道传递函数及信号能量与亚符号相位噪声平均值的内在关联,估计每个亚符号的相位噪声平均值,提高了相位噪声的估计精度,获得了一定的相位噪声补偿效果^[23]。然而,尽管该盲相位噪声算法解决了符号判决错误的问题,但在大线宽激光器系统中,其相位噪声补偿效果十分有限,即使在该算法中增加每个OFDM符号时域分割的亚符号数目,相位噪声补偿效果也未得到显著提高。基于时域分割亚符号的方法,Liu等^[24]提出了伪导频辅助的正交基展开盲ICI相位噪声补偿算法,并将其应用于相干时分复用正交频分复用无源光网络中(TDM-OFDM-PON),以抑制ICI相位噪声,该算法在高阶调制和激光器线宽为700 kHz时仍可取得较好的相位噪声补偿效果。洪学智等^[25]基于时域亚符号分割方法和亚符号间线性插值方法,提出了一种盲ICI相位噪声估计算法。该算法先进行基于导频的CPE相位噪声补偿,然后利用经补偿后的频域数据进行辅助判决,在将每个CO-OFDM符号分割为较小数目的亚符号的情况下,估计每个亚符号相位噪声的平均值,该算法在激光器线宽较窄的CO-OFDM系统中取得了较好的相位噪声补偿效果,而且算法复杂度较低;然而,该算法在激光器线宽较大的CO-OFDM系

统中未取得预期的补偿效果,这是由于辅助的信号判决错误降低了该算法的性能。此外,这种盲 ICI 算法先期进行的 CPE 相位噪声补偿是基于导频的,并不是严格意义上的全盲相位噪声算法,显著降低了系统的频谱利用率。在本课题组之前的研究中^[25],基于这种分割 OFDM 符号为亚符号的方法,结合时域 ICI 相位噪声的平均近似和频域符号的辅助预判,提出了一种盲 ICI 相位噪声抑制算法,从而在高光信噪比的系统中获得较好的补偿效果;然而,该算法中每个 OFDM 符号所需分割的亚符号数目太大,导致算法的复杂度过大。

本文提出了一种全盲相位噪声补偿算法,包括盲 CPE 和盲 ICI 相位噪声补偿算法。相比本课题组之前提出的无迭代盲(IFB)CPE 相位噪声补偿算法,本文提出的盲 CPE 相位噪声补偿算法采用形式更为简单的代价函数,大幅降低了计算的复杂度^[26]。进行盲 ICI 相位噪声补偿时,先进行粗略的盲 ICI 相位噪声补偿,然后采用 Avg-BL 算法将时域 OFDM 符号分割为较少数目的亚符号;该算法避免了判决过程,不受符号判决错误的影响;当再次对粗略盲相位噪声补偿之后的频域数据进行判决时,将显著减小符号判决错误的概率。进行精细盲 ICI 相位噪声补偿时,将每个时域 CO-OFDM 符号分割为较多数目的亚符号,利用粗 ICI 相位噪声补偿后,对频域信号进行判决,判决信号经傅里叶变换(FT)转换为时域信号,将此时域信号与原始接收端的时域信号相结合,估计每个亚符号的相位噪声近似平均值。利用传输速率为 50 Gbit/s 的正交幅度调制(16QAM)CO-OFDM 系统对本文提出的均衡公共相位误差分割补偿(A-CPEC)算法进行了仿真验证。仿真结果表明,在激光器线宽为 700 kHz 的系统中,经过相位噪声补偿后的误码率(R_{BER})可达到前向纠错(FEC)的上限,表明该算法对大线宽激光器系统具有较好的补偿效果;与其他算法相比,该算法大幅提高了频谱利用率。该算法可应用在长距离接入网或城域网中的 CO-OFDM 系统中,降低了该系统对激光器线宽的要求,节约了系统成本,对大线宽 CO-OFDM 系统的应用具有重要意义。

2 A-CPEC 算法描述

考虑噪声存在情况下的 CO-OFDM 系统模型。假定一个 OFDM 帧包含 N 个 OFDM 符号,每个 OFDM 符号包含 K 个子载波,则相干接收端第 n 个 OFDM 符号的第 k 个子载波频域信号 $Y_{n,k}$ 可表示为^[9]

$$Y_{n,k} = I_{n,0} H_{n,k} X_{n,k} + \sum_{l=0, l \neq k}^{K-1} I_{n,k-l} H_l X_{n,l} + W_{n,k}, \quad (1)$$

$$I_{n,k} = \frac{1}{K} \sum_{m=0}^{K-1} \exp(j\phi_{n,m}) \exp(-j2\pi mk/K), \quad (2)$$

$$I_{n,0} = \frac{1}{K} \sum_{m=0}^{K-1} \exp(j\phi_{n,m}) = \exp(j\phi_n), \quad (3)$$

式中 $X_{n,k}$ 、 $H_{n,k}$ 、 $W_{n,k}$ 分别为相干接收端第 n 个 OFDM 符号的第 k 个子载波对应的频域发送信号、信道转移函数以及加性噪声。(1)式第一项中的 $I_{n,0}$ 为公共相位噪声 CPE,第二项为载波间干扰 ICI。因此,在接收端,A-CPEC 盲相位噪声补偿算法先进行盲 CPE 相位噪声补偿,再进行盲 ICI 相位噪声补偿,如图 1 所示。基于本课题组之前提出的 IFB CPE 相位噪声补偿算法^[26],盲 CPE 相位噪声补偿算法采用形式更为简单的代价函数,有效降低了算法的复杂度。该 IFB CPE 盲相位噪声补偿算法原理为:1)首先将一个 OFDM 帧的第一个 OFDM 符号作为导频来获得第一个符号的信道转移函数;2)对第一个 OFDM 符号进行粗略的盲 CPE 相位噪声估计,根据所采用的 QAM 调制方式星座图的对称性及其 $\pi/4$ 周期的特点,原有代价函数曲线近似于正弦函数的形式,通过巧妙设计新的代价函数,仅取三个点即可确定粗略的 CPE 相位噪声估计值,避免了复杂的迭代运算;3)采用面向判决的相位均衡算法(DDPE)以估计残余的 CPE 相位噪声估计值;4)根据前一个 OFDM 符号的相位估计值依次更新第二个乃至以后的每个 OFDM 符号信道转移函数;5)重复上述步骤,依次求出后续每个 OFDM 符号的 CPE 估计值,再进行相应补偿。在 IFB 算法^[26]中,对第 n 个 OFDM 符号构造的代价函数为

$$J_n(\phi) = E(|R[Y_{n,k} \exp(-i\phi)]|^3) + E(|I[Y_{n,k} \exp(-i\phi)]|^3), \quad (4)$$

式中 $R(\cdot)$ 和 $I(\cdot)$ 分别代表取复数的实部和虚部, $E(\cdot)$ 表示取均值。新的代价函数为

$$J_n(\phi) = E(|R[Y_{n,k} \exp(-i\phi)]|) + E(|I[Y_{n,k} \exp(-i\phi)]|). \quad (5)$$

(4)、(5)式都可以近似表示为

$$J_n(\phi) = A \cos(4\phi + B) + C, \quad (6)$$

式中 A, B, C 为参数。利用(4)、(5)式得到代价函数曲线中三个点的坐标,即可确定(3)式中参数 A, B, C 的值。求解(6)式中当代价函数取极小值时对应的 ϕ 值,即为该 OFDM 符号的粗略 CPE 估计值。

盲 CPE 相位噪声补偿之后,再进行盲 ICI 相位噪声补偿。如图 1 所示,首先用 Avg-BL 算法对 CPE 补偿后的信号进行粗略的 ICI 相位噪声补偿^[23-24]。假设此时每个时域 OFDM 信号被分割为 N_{B1} 个亚符号,则每个亚符号内的数据采样数 $S_1 = \lfloor K/N_{B1} \rfloor$,其中 $\lfloor K/N_{B1} \rfloor$ 表示不大于 K/N_{B1} 的最大整数。每个亚符号内的相位噪声平均值可表示为

$$\bar{\phi}_{n,q} = \frac{1}{S_1} \sum_{t=qS_1}^h \phi_{n,t}, \quad h = qS_1 + S_1 - 1, \quad (7)$$

式中 q 为亚符号序号,且 q 的取值为 $[1-N_{B1}]$ 。在信噪比较大的情况下,忽略加性噪声,则第 n 个符号的第 k 个子载波满足

$$|H_{n,k}|^2 |E_{n,k}|^2 = \left| \sum_{q=0}^{N_{B1}-1} \exp(-j\bar{\phi}_{n,q}) \exp\left(-j \frac{2\pi q S_1 k}{K}\right) C_{k,q} \right|, \quad (8)$$

式中 $C_{k,q} = 1/\sqrt{K} \sum_{s=0}^{S_1-1} y_n(qS_1 + s) \exp(-j2\pi s k/K)$ 。在 16QAM 调制中, $|E_{n,k}|^2$ 取各个信号点的平均能量。通过(8)式可估计每个亚符号的相位噪声平均值。进行粗略 ICI 相位噪声补偿后的频域数据可表示为

$$\hat{Y}_{n,k} \approx \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{q=0}^{N_{B1}-1} \sum_{s=0}^{S_1-1} \exp(-j\bar{\phi}_{n,q}) y_n(qS_1 + s) \exp\left[-j \frac{2\pi(qS_1 + s)k}{K}\right]. \quad (9)$$

采用上述 Avg-BL 算法,可将时域 OFDM 符号分割为较少数目的亚符号,由于该方法避免了判决过程,不会受到符号判决错误的影响。对经过粗略盲相位噪声补偿之后的频域数据再次进行判决时,可显著减小符号判决错误的概率。

接下来进行精细的盲 ICI 相位噪声补偿。首先将粗略 ICI 相位噪声补偿后的频域数据 $\hat{Y}_{n,k}$ 进行符号判决,并将判决之后的信号经离散傅里叶变换转换为时域信号 $\hat{y}_{n,t}$ 。将该时域 OFDM 符号[第 n 个符号的某个采样为 $\hat{y}_{n,t}$ ($0 \leq t \leq K-1$)]和 CPE 补偿前的时域 OFDM 符号(第 n 个符号的某个采样为 $y_{n,t}$)分别分割为 N_{B2} 个亚符号,则第 n 个 OFDM 符号的第 q 个亚符号中数据采样的相位噪声估值 $\bar{\phi}_{n,q}^T$ 可表示为

$$\bar{\phi}_{n,q}^T = \text{angle} \left\{ \frac{\mathbf{y}_{n,q}^T \mathbf{y}_{n,q}^*}{\mathbf{y}_{n,q}^T \mathbf{y}_{n,q}^*} \right\}, \quad (10)$$

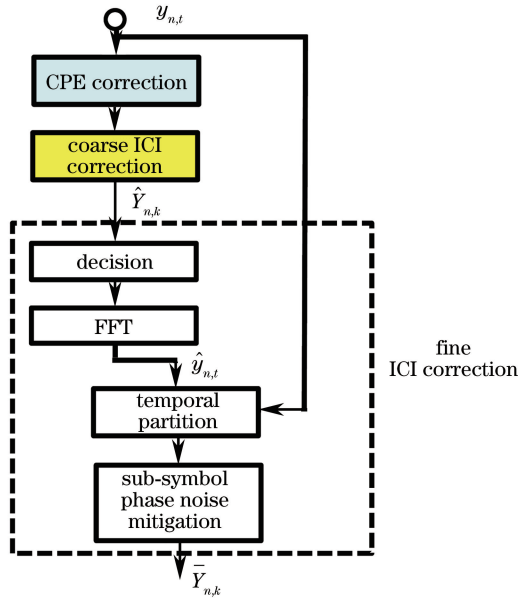


图 1 CO-OFDM 中 A-CPEC 相位噪声补偿算法方框图

Fig. 1 Block diagram of A-CPEC phase noise mitigation algorithm for CO-OFDM system

式中 T 和 $*$ 分别表示转置和共轭操作, $\text{angle}()$ 为求相位函数。考虑到 N_{B2} 为任意整数, 则 $\hat{y}_{n,q}$ 和 $y_{n,q}$ 可分别表示为

$$\hat{y}_{n,q} = \begin{cases} [\hat{y}_n(qS_2), \hat{y}_n(qS_2 + 1), \dots, \hat{y}_n(qS_2 + S_2 - 1)], & 0 \leq q \leq N_{B2} - 2 \\ [\hat{y}_n(qS_2), \hat{y}_n(qS_2 + 1), \dots, \hat{y}_n(K - 1)], & q = N_{B2} - 1 \end{cases}, \quad (11)$$

$$y_{n,q} = \begin{cases} [y_n(qS_2), y_n(qS_2 + 1), \dots, y_n(qS_2 + S_2 - 1)], & 0 \leq q \leq N_{B2} - 2 \\ [y_n(qS_2), y_n(qS_2 + 1), \dots, y_n(K - 1)], & q = N_{B2} - 1 \end{cases}, \quad (12)$$

式中 $S_2 = \lfloor K/N_{B2} \rfloor$, $\lfloor K/N_{B2} \rfloor$ 表示不大于 K/N_{B2} 的最大整数。精细 ICI 相位噪声补偿后的频域信号 $\bar{Y}_{n,k}$ 可近似表示为

$$\bar{Y}_{n,k} \approx \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{q=0}^{N_{B2}-1} \sum_{s=0}^{S_2-1} \exp(-j\bar{\phi}_{n,q}^T) y_{n,t}(qS_2 + s) \exp\left[-j \frac{2\pi(qS_2 + s)k}{K}\right]. \quad (13)$$

3 CO-OFDM 通信系统

CO-OFDM 系统原理如图 2 所示, 该系统结合了射频 OFDM 技术和相干光通信技术的特点。首先在发射端产生 OFDM 射频低通基带信号; 将原始随机二进制串行数据流经串并转换(S/P)后进行数字调制(DM), 以提高符号的速率; 然后经快速傅里叶逆变换(IFFT)实现 OFDM 调制。为了消除多径衰落或者色散造成的 ICI 和符号间的干扰, 可在每个 OFDM 前部插入适当长度的循环前缀(CP), 再经过串并转换(P/S)。该基带 OFDM 信号经过数模转换器(DAC)转换为模拟信号, 再利用低通滤波器(LPF)去除干扰信号。在光域部分, 首先将电域射频 OFDM 基带低通信号经马赫增德调制器(MZM)调制为光 OFDM 信号, 调制信号经过 100 km 单模光纤和光放大器[如掺铒光纤放大器(EDFA)]后输入到光链路。接收机模块将光域信号重新转变为电域信号, 利用光相干检测技术和模数转换器(ADC), 得到射频数字 OFDM 基带信号。发射端的激光器和相干接收端的激光器具有相同的线宽。在 Matlab 软件中完成发射端和接收端电域

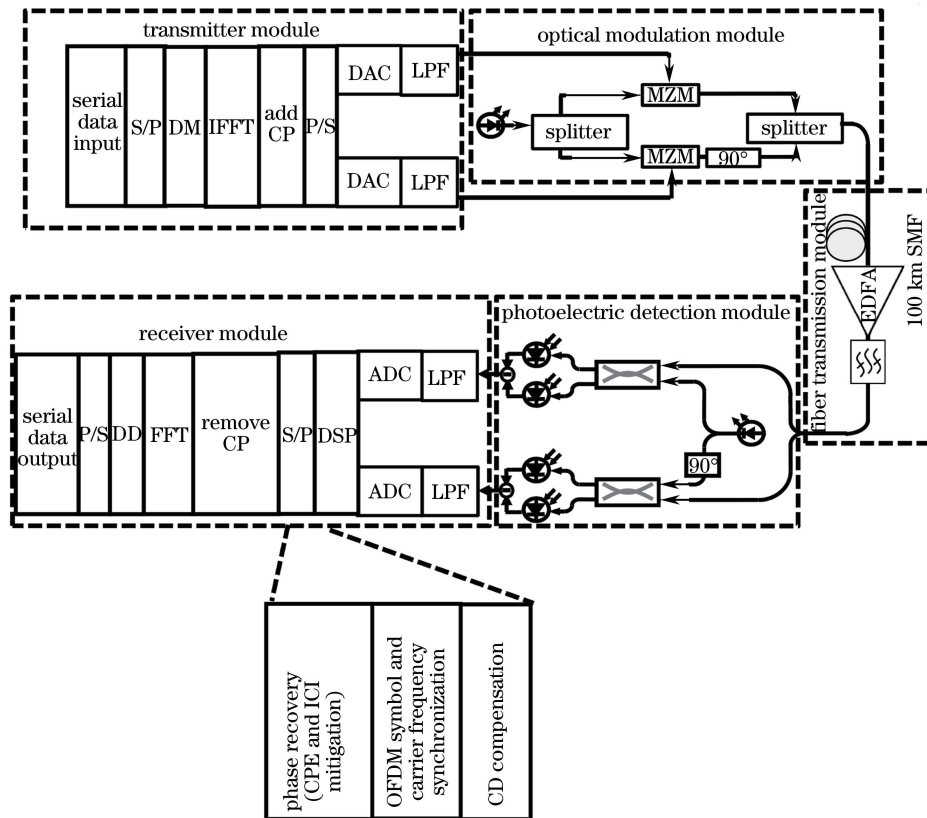


图 2 50 Gbit/s CO-OFDM-16QAM 系统原理图

Fig. 2 Schematic of 50 Gbit/s CO-OFDM-16QAM system

部分的仿真;在 OptiSystem 软件中完成光域部分的仿真。

利用 OptiSystem 软件搭建 CO-OFDM 通信系统,将 Matlab 软件产生的基带 OFDM 信号输入到系统发射端。接收端采用相干检测以恢复电信号,经模数转换后再进行相应的数字信号处理,如色散补偿、载频和符号同步以及相位噪声补偿(相位恢复)等。电域 OFDM 基带参数如表 1 所示,光 OFDM 信号以及光纤信道参数如表 2 所示。

表 1 电域 OFDM 基带仿真参数

Table 1 Simulation parameters of OFDM baseband in electric field

Original data rate / (Gbit/s)	Modulation mode	Subcarrier number	CP length	IFFT size	Subcarrier spacing / MHz	Sampling frequency / (GSa/s)
50	16QAM	512	128	1024	12.2	25

表 2 光 OFDM 信号和光纤信道仿真参数

Table 1 Simulation parameters of optical OFDM signal and fiber channel

Laser wavelength / nm	Laser line width / kHz	Transmission power / dBm	Transmission distance / km	Single mode fiber			
				Dispersion coefficient / (ps·nm ⁻¹ ·km ⁻¹)	Dispersion slope / (ps·nm ⁻² ·km ⁻¹)	Nonlinear coefficient / (W/km)	Loss coefficient / (dB/km)
1550	300	-2	100	16	0.075	1.2	0.2

4 算法性能分析

通过仿真验证了 A-CPEC 相位噪声补偿算法的性能,发射端激光器采用最优的发射功率(-2 dBm)。为了评估 A-CPEC 算法的性能,对比仿真了 Avg-BL 算法和 CPEC 算法。

图 3(a) 为 $N_{B1} = N_{B2} = 4$ 时,几种相位噪声补偿算法(A-CPEC, Avg-BL, CPEC)的误码率随激光器线宽的变化。当线宽小于 100 kHz 时,CPEC 算法中出现符号错误判决现象的概率较小,因此该算法的相位噪声补偿效果优于 Avg-BL 算法。随着激光器线宽增加,CPEC 算法中出现符号错误判决现象的概率越来越大,此时 CPEC 算法中的误码率降低,例如线宽为 500 kHz 时,CPEC 算法受到严重的符号错误判决的影响,较 Avg-BL 算法的误码率下降约 0.6 dB,而 A-CPEC 算法的误码率比 Avg-BL 算法提高了 0.5 dB,表明该算法较好地解决了 CPEC 算法符号判决错误的问题。值得注意的是,在激光器线宽从 300 kHz 增加至 1 MHz 的过程中,A-CPEC 算法的误码率始终比 Avg-BL 算法高约 0.4 dB,表明该算法在激光器线宽变化时,对误码率的补偿效果具有高度的稳定性。此时,激光器线宽大于 350 kHz, A-CPEC 算法的性能可以达到 FEC 纠错上限(3.8×10^{-3})。上述研究表明,在 CO-OFDM 系统中应用 A-CPEC 相位噪声补偿算法时完全可以采用线宽为 350 kHz 的激光器。

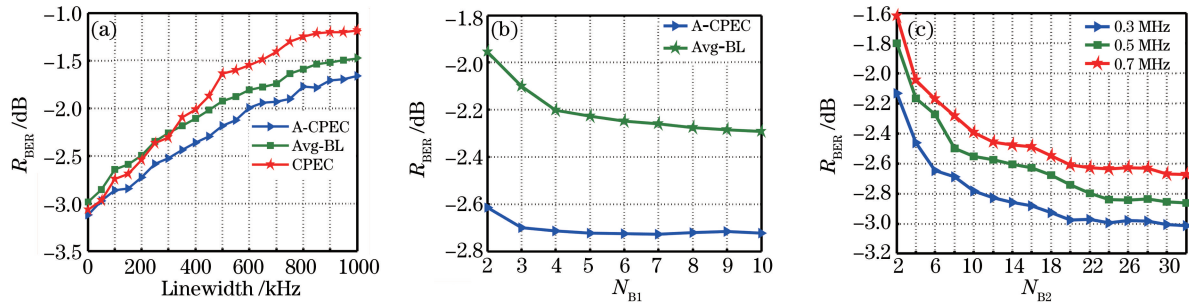


图 3 (a) 当 $N_{B1} = N_{B2} = 4$ 时,几种相位噪声补偿算法的 R_{BER} 随激光器线宽的变化; (b) 当激光器线宽为 0.3 MHz 且 $N_{B2} = 10$ 时,A-CPEC 算法和 Avg-BL 算法的 R_{BER} 随 N_{B1} 的变化; (c) 当 $N_{B1} = 4$ 时,

A-CPEC 算法的 R_{BER} 随 N_{B2} 的变化

Fig. 3 (a) Relationship between R_{BER} and laser linewidth of several phase noise compensation algorithms when $N_{B1} = N_{B2} = 4$; (b) relationship between R_{BER} and N_{B1} of A-CPEC and Avg-BL algorithms when laser linewidth is 0.3 MHz and $N_{B2} = 10$; (c) relationship between R_{BER} and N_{B2} of A-CPEC algorithm when $N_{B1} = 4$

N_{B1} 和 N_{B2} 是 A-CPEC 算法中的两个关键参数。图 3(b) 为当激光器线宽为 0.3 MHz 且 $N_{B2} = 10$ 时, A-CPEC 算法和 Avg-BL 算法的误码率随 N_{B1} 的变化。随着 N_{B1} 的增加, 两个算法的误码率均有所下降, 但是当 N_{B1} 大于 4 时, 两个算法的误码率的下降趋势逐渐趋于平缓。这是由于 N_{B1} 取较大值时, 系统性能并无明显提升, 而算法复杂度显著增加, 这与文献[22-23]中 Avg-BL 算法中的时域 OFDM 符号分割亚符号数目对系统性能的影响一致。由于 Avg-BL 算法进行的粗略 ICI 相位噪声补偿仅仅是为了减小错误判决发生的概率, 考虑到算法的复杂度, 选取 $N_{B1} = 4$, 这与文献[22-23]中 Avg-BL 算法选择的时域 OFDM 符号分割的亚符号数目一致。图 3(c) 为 A-CPEC 算法在不同激光器线宽下(300, 500, 700 kHz)的误码率随 N_{B2} 的变化。在 N_{B2} 从 4 增加至 32 的过程中, A-CPEC 算法的误码率在三种不同线宽条件下均提高约 0.7 dB。当 $N_{B2} = 7$ 时, 激光器线宽为 500 kHz, 误码率可达到前向纠错 FEC 的上限; 当 $N_{B2} = 10$ 时, 激光器线宽为 700 kHz, 误码率可达到前向纠错 FEC 的上限。显然, 以增加算法复杂度为代价, 通过增加 N_{B2} 可有效增加精细 ICI 相位噪声补偿的精度, 该 A-CPEC 相位噪声补偿性能可得到较大提升。因此, 在实际应用中, 应在算法性能和算法复杂度之间取折衷, 选择合适的 N_{B2} 。

图 4 为激光器发射功率为 -2 dBm、线宽为 500 kHz 时接收端接收到的星座图。图 4(a) 为未利用任何均衡补偿算法得到的接收端原始信号星座图。由于受激光器相位噪声和光纤色散的影响, 接收端 OFDM 解调后的 16QAM 信号点发生旋转和发散, 因此接收端的均衡首先需进行电域色散补偿。根据光纤信道的时域特性, 设计有限长单位冲激响应(FIR)滤波器来实现电域色散补偿。这里不涉及 OFDM 符号同步和载波频率同步, 在仿真时假定已经完美地实现了符号同步和载波频率补偿。相位恢复(即相位噪声补偿)包括盲 CPE 相位噪声补偿和盲 ICI 相位噪声补偿。图 4(b) 为仅利用 IFB CPE 相位噪声补偿算法得到的星座图。图 4(c)~(f) 为在 CPE 盲相位噪声补偿的基础上实现的盲 ICI 相位噪声补偿星座图。图 4(c) 为 $N_{B1} = 4$ 时, 仅利用 Avg-BL 相位噪声补偿算法得到的星座图, 显然此星座图的发散较图 4(b) 得到了一定程度的抑制。

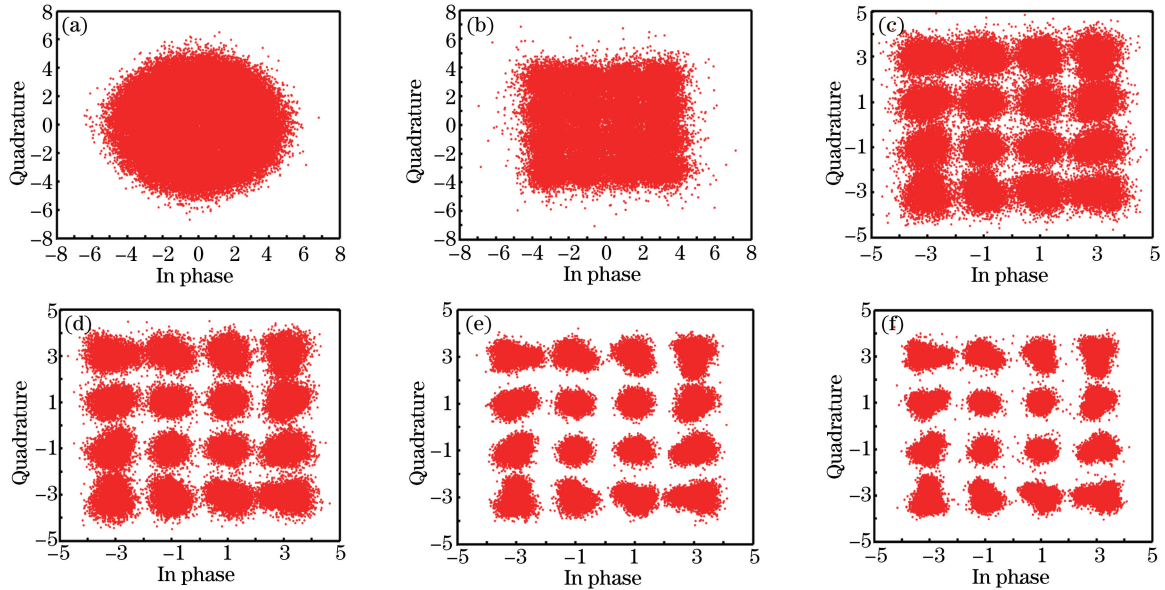


图 4 激光器发射功率为 -2 dBm、线宽为 500 kHz 时接收端接收到的信号星座图。(a) 未利用任何均衡补偿算法;
(b) 利用 IFB CPE 相位噪声补偿算法;(c) 利用 Avg-BL 相位噪声补偿算法($N_{B1} = 4$);
(d) 利用 A-CPEC 相位噪声补偿算法($N_{B1} = N_{B2} = 4$); (e) 利用 A-CPEC 相位噪声补偿算法($N_{B1} = 4, N_{B2} = 10$);
(f) 利用 A-CPEC 相位噪声补偿算法($N_{B1} = 4, N_{B2} = 24$)

Fig. 4 Signal constellation diagrams obtained by receiver when laser transmitting power is -2 dBm and line-width is 500 kHz. (a) Without using any equalization algorithm; (b) using IFB CPE phase noise compensation algorithm;
(c) using Avg-BL phase noise compensation algorithm ($N_{B1} = 4$); (d) using A-CPEC phase noise compensation algorithm ($N_{B1} = N_{B2} = 4$); (e) using A-CPEC phase noise compensation algorithm ($N_{B1} = 4, N_{B2} = 10$);
(f) using A-CPEC phase noise compensation algorithm ($N_{B1} = 4, N_{B2} = 24$)

图 4(d)~(f)为在盲 CPE 相位噪声补偿的基础上使用 A-CPEC 相位噪声补偿算法在 N_{B2} 分别等于 4, 10, 24 时得到的星座图;从图中可以看到,图 4(d)、(e)所示星座图的发散得到了较大程度的抑制,且相应误码率也大幅降低。图 4(f)的误码率虽然较图 4(e)仅有较小程度的降低,但在其星座图边缘出现了一些发散的数据点,这些点可能是由于 A-CPEC 算法产生了错误判决。可见,增加 N_{B2} 后,误码率下降并不明显,但算法的复杂度却明显增加。

下面分析算法的复杂度。首先利用 IFB 算法进行盲 CPE 相位噪声补偿,当 OFDM 调制包含较多的子载波时,相比使用(4)式的计算量,使用(5)式可以使得每个符号的计算量减少 $K \times 4$ 次实数乘,其中 K 为 OFDM 符号中的子载波数目。其次,对比分析了所提出的 A-CPEC 算法、Avg-BL 算法以及 CPEC 算法的复杂度,如表 3 所示。

表 3 A-CPEC 算法与 Avg-BL 算法的计算复杂度
Table 3 Computational complexity of A-CPEC algorithm and Avg-BL algorithm

The methods	$C_{k,q}$	\hat{d}	r_k	$A_{m,n}$	Decision	FFT	Equation (10)	Equation (12)
Avg-BL	$O(N_{B1} \times K \log_2 K)$	$O[(N_{B1}-1)^2 \times K] + O[(N_{B1}-1)^3]$	$O(N_{B1}K) + O(N_{B1}^2K)$	$O[(N_{B1}-1)^2K]$	—	—	—	—
A-CPEC	$O(N_{B1} \times K \log_2 K)$	$O[(N_{B1}-1)^2K] + O[(N_{B1}-1)^3]$	$O(N_{B1}K) + O(N_{B1}^2K)$	$O[(N_{B1}-1)^2K]$	$O(K)$	$O(K \log_2 K)$	$O(K)$	$O(N_{B2} \times K \log_2 K)$

Avg-BL 算法的计算复杂度主要体现在 $C_{k,q}$ [文献 23, (5)式]、 \hat{d} [文献 23, (6)式]、 r_k [文献 23, (7)式] 和 $A_{m,n}$ [文献 23, (8)式] 的计算量上,其计算复杂度分别为 $O[N_{B1}K \log_2(K)]$ 、 $O[(N_{B1}-1)^2K] + O[(N_{B1}-1)^3]$ 、 $O(N_{B1}K) + O(N_{B1}^2K)$ 和 $O[(N_{B1}-1)^2K]$ 。所提出的 A-CPEC 算法除初始的粗略 ICI 相位噪声补偿算法(即 Avg-BL 算法)以外,还有精细 ICI 相位噪声补偿算法(即 CPEC 算法)。该 CPEC 算法的复杂度主要是由接收端经粗略 ICI 相位噪声补偿后频域信号的判决过程、判决之后频域信号经 FFT 变换为时域信号的过程以及本文算法描述中(10)、(12)式的计算量共同决定,其计算复杂度分别为 $O(K)$ 、 $O(K \log_2 K)$ 、 $O(K)$ 和 $O(N_{B2}K \log_2 K)$ 。因此,在每个符号分割的亚符号数目相等($N_{B1} = N_{B2}$)的情况下,CPEC 算法的计算复杂度比 Avg-BL 算法稍低,此时 A-CPEC 算法的计算量约为 Avg-BL 算法的 2 倍。图 4 中选取 $N_{B2} = 10$ 以获得较好的算法补偿效果,此时 A-CPEC 算法的计算量将超过 Avg-BL 算法的 3 倍。

CPEC 算法的效果是在完美实现符号、载波频率同步和无采样频偏的情况下得到的。在实际系统中,应考虑各种数字信号处理算法之间的相互影响。所提出的 A-CPEC 算法对残余载波频偏不敏感。由于 CPE 相位噪声补偿算法是一种根据调制方式 QAM 星座图的对称性实现的盲算法,可以较好地解决残余载波频偏带来的公共相位旋转,这将有待于进一步的理论研究和实验证实。

5 结 论

提出了一种 A-CPEC 盲相位噪声算法,用于大线宽 CO-OFDM 系统中的 ICI 盲相位噪声补偿。应用该算法之前,先用 IFB 算法进行盲 CPE 相位噪声补偿,这里的 IFB 算法采用形式更为简单的代价函数,算法的复杂度得到降低。A-CPEC 盲 ICI 相位噪声算法通过将 Avg-BL 算法和 CPEC 算法相结合,有效补偿大线宽 CO-OFDM 的 ICI 相位噪声,即 Avg-BL 算法可减小单独应用 CPEC 算法时符号判决错误的概率;CPEC 算法在符号判决错误概率较小的情况下,将时域 OFDM 符号分割为较多数目的亚符号,可获得较好的 ICI 相位噪声补偿效果。基于 50 Gbit/s 16QAM CO-OFDM 系统,对该算法在传输距离为 100 km 情况下的效果进行仿真,仿真结果表明,与 Avg-BL 算法、CPEC 算法各自单独应用时的效果相比,该算法可以显著提高补偿效果,且频谱利用率较高。因此,该算法对大线宽 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。

参 考 文 献

- [1] Armstrong J. OFDM for optical communications[J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(3): 189-204.

- [2] Shieh W, Athaudage C. Coherent optical orthogonal frequency division multiplexing[J]. Electronics Letters, 2006, 42(10): 587-589.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] Yi X, Shieh W, Tang Y. Phase estimation for coherent optical OFDM[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2007, 19(12): 919-921.
- [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] 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.
- [11] 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.
- [12] 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(2): 0205005.
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(2): 0205005.
- [13] 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.
- [14] Le S T, Kanese T, Giacoumidis E, *et al.* Quasi-pilot aided phase noise estimation for coherent optical systems[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2014, 26(5): 504-507.
- [15] Mousa-Pasandi 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.
- [16] Cao S J, Kam P Y, Yu C Y. Decision-aided, pilot-aided, decision-feedback phase estimation for coherent optical OFDM [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2012, 24(22): 2067-2069.
- [17] Ha Y S, Chung W. Non-data-aided phase noise suppression scheme for CO-OFDM systems [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2013, 25(17): 1703-1705.
- [18] Zhao C X, Yang C C, Yang F, *et al.* A CO-OFDM system with almost blind phase noise suppression [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2013, 25(17): 1723-1726.
- [19] 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.

-
- [20] Chung W. A matched filtering approach for phase noise suppression in CO-OFDM system [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2011, 22(24): 1802-1804.
- [21] Lee M K, Lim S C, Yang K. Blind compensation for phase noise in OFDM systems over constant modulus modulation [J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(3): 620-625.
- [22] Cao S J, Kam P Y, Yu C Y. Time-domain blind ICI mitigation for non-constant modulus format in CO-OFDM [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2013, 25(24): 2490-2493.
- [23] 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.
- [24] 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.
- [25] 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.
- [26] 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.