

基于无迹卡尔曼滤波的 CO-OFDM 系统 相位噪声补偿算法

董月军¹, 唐英杰², 任宏亮^{1,3}, 卢瑾¹, 覃亚丽¹, 郭淑琴¹, 胡卫生³

¹浙江工业大学信息工程学院, 浙江 杭州 310023;

²浙江工业大学健行学院, 浙江 杭州 310023;

³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 基于高阶正交幅度调制(QAM)和大线宽相干光正交频分复用(CO-OFDM)系统,提出了一种在时域进行无迹卡尔曼滤波(UKF)的相位噪声补偿算法。该算法在接收端基于训练符号频域卡尔曼滤波实现信道均衡,用较小的频域导频数据开销进行频域扩展卡尔曼滤波,先补偿公共相位误差(CPE)噪声,然后将 CPE 噪声补偿之后的数据在时域进行载波间干扰(ICI)相位噪声粗补偿。对相位噪声粗补偿后的频域数据进行预判决,结合接收端原始时域数据,在时域对判决后的数据进行 UKF 以实现 ICI 相位噪声的精细补偿。对精细补偿之后的频域数据再进行相位噪声粗补偿并进行迭代运算,极大地提高了相位噪声的补偿效果。对 50 Gbit·s⁻¹ 的 CO-OFDM 系统进行了传输距离为 100 km 的仿真,与其他算法相比,所提算法的频谱利用率极高,且具有较好的补偿效果。对激光器线宽为 700 kHz 且调制方式为 32QAM 的传输信号进行二次迭代后,所提相位噪声补偿算法的误码率性能仍可达到前向纠错上限。所提算法促进了大线宽 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; 相干光正交频分复用; 相位噪声; 无迹卡尔曼滤波; 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/CJL201744.1106010

Phase Noise Compensation Algorithm of CO-OFDM System Based on Unscented Kalman Filter

Dong Yuejun¹, Tang Yingjie², Ren Hongliang^{1,3}, Lu Jin¹, Qin Yali¹, Guo Shuqin¹, Hu Weisheng³

¹College of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou, Zhejiang 310023, China;

²Jianxing Honors College, Zhejiang University of Technology, Hangzhou, Zhejiang 310023, China;

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

Abstract A phase noise compensation algorithm, which carries out unscented Kalman filter (UKF) in time domain, is proposed based on high-order quadrature amplitude modulation (QAM) and large linewidth coherent optical orthogonal frequency division multiplexing (CO-OFDM) system. The algorithm realizes channel equalization based on the training symbol frequency domain Kalman filter at the receiver, and less frequency domain pilot data overhead is used to carry out frequency domain extended Kalman filter. The common phase error (CPE) noise is compensated first. Then, inter-carrier interference (ICI) phase noise coarse compensation is carried out on the data after CPE noise compensation in time domain. Initial pre-decision is performed on the frequency domain data after

收稿日期: 2016-06-19; **收到修改稿日期:** 2017-07-20

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: 董月军(1995—),男,本科生,主要从事相干光通信中的数字信号处理方面的研究。

E-mail: 17816890703@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、光纤通信与传感方面的研究。

E-mail: hlren@zjut.edu.cn(通信联系人)

phase noise coarse compensation. Combining with the primary time domain data at the receiver, UKF is applied to the decision data in time domain to achieve fine compensation of ICI phase noise. Phase noise coarse compensation is performed for frequency domain data after fine compensation, and iterative operation is carried out, which greatly improves the compensation effect of phase noise. Simulations with transmission distance of 100 km are carried out based on 50 Gbit·s⁻¹ CO-OFDM system. Compared with other algorithms, the proposed algorithm has higher spectral efficiency and better compensation effect. After two iterations of the transmission signal with laser linewidth of 700 kHz and modulation format of 32QAM, the bit error rate performance of proposed phase noise compensation algorithm can still reach the upper limit of forward error correction. The proposed algorithm promotes the application of large linewidth CO-OFDM systems in long distance access networks and metropolitan area networks.

Key words optical communications; coherent optical orthogonal frequency division multiplexing; phase noise; unscented Kalman filter; extended Kalman filter; high-order quadrature amplitude modulation

OCIS codes 060.1660; 060.2330; 060.2360; 060.4510

1 引 言

相干光通信系统以其高灵敏度和高数据传输速率等优点,自 21 世纪初至今已获得迅猛发展,成为长距离高速通信系统公认的主流传输技术之一^[1-5]。受激光器相位噪声的限制,相干光通信中激光器线宽对其系统性能影响很大,一般要求激光器采用较窄的线宽^[1-5]。Mohajerin-Ariae 等^[2-3]提出的基于光信号处理的相位噪声抑制方法已获得了很大的进展。基于原始光信号的相位共轭对和 2 个窄线宽的激光抽运,使相干光通信系统对激光器相位噪声的容忍度降至很低的水平。在相干光通信系统的接收端结合数字信号处理方法,可以较低代价采用相位噪声补偿算法恢复载波相位,因此得到众多研究者的关注,其中较为著名的算法是判决辅助最大似然载波相位估计算法^[4-5]。

结合先进调制方式和复用技术,极大地提高频谱效率是相干光通信发展的重要方向。在相干光通信系统中采用正交频分复用(OFDM)技术,形成相干光正交频分复用(CO-OFDM)系统,该技术具有良好的抗色散、偏振模色散能力,频谱效率高,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传输技术之一^[6-14]。在 CO-OFDM 系统中,OFDM 符号周期更长,更易受到激光器相位噪声的影响,一般相干光通信中的相位噪声估计算法不再适用^[15-16]。CO-OFDM 系统的相位噪声分为引起星座图旋转的公共相位误差(CPE)噪声和导致星座图发散的载波间干扰(ICI)相位噪声。已有较多研究者提出了 CO-OFDM 系统的相位噪声补偿算法,主要基于导频^[17-20]、判决反馈^[21-23]和盲估计算法^[24-27]等或其组合。其中插入导频采用最小二乘(LS)估计,避免了相位模糊,但降低了频谱利用率;判决反馈提高了频谱利用率,但其受限于符号错误的判决;盲估计算法频谱效率极高,但补偿效果不够理想。尤为重要的是,CO-OFDM 系统因对激光器相位噪声更敏感,比一般相干光通信系统对激光器线宽的容忍度更低,如目前传输 CO-OFDM 系统中采用昂贵的外腔激光器,其线宽约为 100 kHz,这极大地提高了 CO-OFDM 系统的造价,限制了其在长距离传输和光接入网中的应用。针对此问题,提出了针对大线宽 CO-OFDM 系统的相位噪声补偿算法。这些算法中进行 OFDM 调制前采用低阶正交幅度调制(QAM),如 16QAM 甚至 4QAM。Liu 等^[19]提出了伪导频辅助的正交基展开盲 ICI 相位噪声补偿算法,将其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,该算法在 16QAM 时及激光器线宽大至 700 kHz 仍可取得较好效果。高阶 QAM 极大地提高了符号速率,节省了带宽,提高了系统传输的频谱效率,但此时信号对相位噪声更敏感。因此如何在大线宽和高阶 QAM CO-OFDM 系统中提出有效的相位噪声补偿算法显得尤为重要^[28-29]。

最近,有研究者提出基于卡尔曼滤波(KF)的 CO-OFDM 系统相位噪声补偿算法^[29-31]。在大线宽和高阶调制的 CO-OFDM 系统中,在 OFDM 符号时域设置导频序列,在时域应用扩展卡尔曼滤波(EKF)进行相位噪声补偿。该方法考虑了相位噪声的统计特性,与相应最小二乘估计方法相比,取得了较好的补偿效果^[29]。然而对于频域设置导频子载波的 CO-OFDM 系统,这种算法将无法使用。

本文在频域设置较少导频子载波,对于大线宽和高阶调制的 CO-OFDM 系统,由于其 CPE 噪声较易估计,在频域先用 EKF 对 CPE 噪声进行补偿。将补偿之后的频域数据经 ICI 相位噪声粗补偿之后进行判决,结合接收端原始时域数据,在时域用无迹卡尔曼滤波(UKF)进行精细相位噪声补偿,并将经 ICI 相位噪声精

细补偿之后的频域数据再进行相位噪声粗补偿及迭代运算,提高补偿效果。对 50 Gbit · s⁻¹ 的 CO-OFDM 系统传输 100 km 的情形进行了仿真验证,结果表明在激光器线宽为 700 kHz 且调制方式为 32QAM 的情况下,使用提出的相位噪声补偿算法后的误码率性能可达前向纠错(FEC)上限。与相应 LS 等估计算法相比,所提算法取得了较好的补偿效果。所提算法采用高阶 QAM 且使用较少数量的导频子载波,具有较高的频谱利用率,同时降低了对激光器线宽的要求,对 CO-OFDM 系统在长距离传输和光接入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、第 n 个时域采样点数据 $x_i(n)$ 在信道传输过程中会受到相位噪声和高斯白噪声的影响,因此发射端和接收端时域数据的关系表示为^[15]

$$y_i(n) = \exp[j\varphi_i(n)][x_i(n) * h_i(n)] + \omega_i(n), \quad (1)$$

式中 $y_i(n)$ 是接收端第 i 个 OFDM 符号、第 n 个时域采样点数据, $\varphi_i(n)$ 表示此处激光器的相位噪声, $*$ 表示卷积运算, $h_i(n)$ 表示相应信道的冲激响应, $\omega_i(n)$ 表示高斯白噪声。激光器相位噪声的变化是一个维纳过程,可表示为^[15]

$$\varphi_i(n) = \varphi_i(n-1) + \Delta\varphi, \quad (2)$$

式中 $\varphi_i(n-1)$ 表示接收端第 i 个 OFDM 符号、第 $n-1$ 个时域采样点的激光器相位噪声; $\Delta\varphi \sim N(0, 2\pi\Delta f/f_s)$, Δf 是发射端和接收端激光器线宽总和, f_s 为 OFDM 信号数模转换的采样频率。将(1)式通过快速傅里叶变换(FFT)得到接收端第 i 个 OFDM 符号、第 k 个子载波的频域信号为

$$Y_i(k) = I_i(0)H_i(k)X_i(k) + \sum_{l=0, l \neq k}^{N_f-1} I_i(l-1)X_i(l)H_i(l) + W_i(k), \quad (3)$$

式中 N_f 为 OFDM 符号的总子载波数, $H_i(k)$ 为冲击响应的傅里叶变换, $X_i(k)$ 为采样点数据的傅里叶变换, $W_i(k)$ 为高斯白噪声的傅里叶变换, $I_i(k)$ 为相位噪声的傅里叶变换,可表示为

$$I_i(k) = \frac{1}{N_f} \sum_{n=0}^{N_f-1} \exp[j\varphi_i(n)] \exp\left(-j \frac{2\pi}{N_f} kn\right). \quad (4)$$

根据(4)式得到 $I_i(0) = (1/N_f) \sum_{n=0}^{N_f-1} \exp[j\varphi_i(n)] = \exp(j\varphi_i)$ 为 CPE 噪声,即第 i 个 OFDM 符号中所有子载波共同旋转过相同的相位角度。(3)式中第二项即为 ICI 相位噪声,该项使星座图变得发散。对大线宽和高阶 QAM 的 CO-OFDM 系统而言,CPE 噪声易于补偿,通过在 OFDM 系统频域设置导频子载波,用 EKF 可获得 CPE 噪声估计值并进行补偿。但 ICI 相位噪声需在时域进行估计,是实现该算法性能效果的关键。UKF 通过无迹变换使非线性系统方程适用于线性假设下的标准卡尔曼滤波体系,而不是像 EKF 那样通过线性化非线性函数实现递推滤波^[32-40],因此其比 EKF 的结果具有更高的精确度和稳定度。此处 ICI 相位噪声估计主要采用 UKF。

针对 CO-OFDM 系统接收端提出了一种基于 UKF 的相位噪声补偿算法,算法流程图如图 1 所示,共分 3 个步骤:1) 信道均衡,在接收端对每帧 OFDM 数据前面几个训练符号进行频域卡尔曼滤波,以估计信道转移函数,再应用符号内频域平均(ISFA)算法进行优化,求出精确信道转移函数并完成信道均衡,详见文献[29];2) 预先的 CPE 噪声补偿,在发射端对每个 OFDM 符号设置一定间隔的导频子载波,基于 EKF 在频域导频子载波处进行 CPE 噪声估计;3) 使用 UKF 的相位噪声补偿,将 CPE 补偿后的频域数据变换到时域,用 Avg-BL 算法实现预判决前的盲相位噪声补偿,然后进行预判决,将判决后的频域数据变换到时域后与接收端原始时域数据用于 UKF,计算出其相位噪声估计值并进行补偿。为提高补偿精度,将最终补偿后的时域数据重新进行 Avg-BL 盲相位噪声补偿,并重复后续运算,称为二次迭代。可迭次计算最终的相位噪声估计值并进行补偿。

2.1 预先 CPE 噪声补偿

经过上述信道估计算法得到精确的信道转移函数估计值 \hat{H}_i , 并对接收端频域数据进行信道均衡,则第

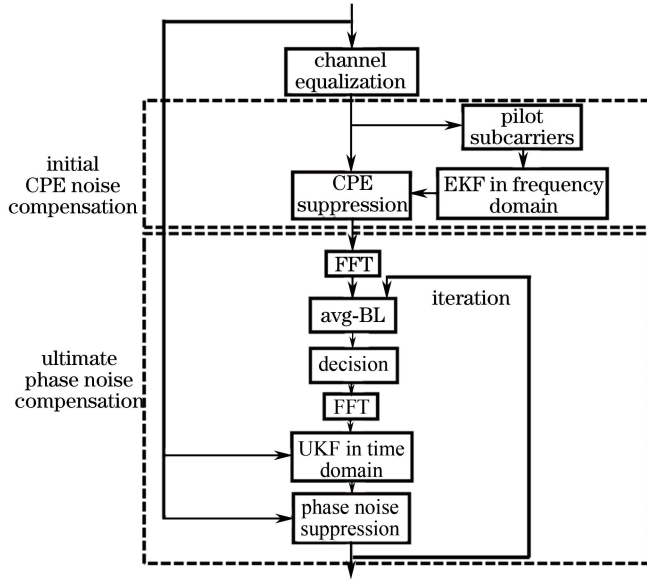


图 1 提出的基于 UKF 的相位噪声补偿算法流程图

Fig. 1 Flow chart of proposed phase noise compensation algorithm based on UKF

i 个 OFDM 符号、第 k 个子载波的频域数据为

$$Y'_i(k) = \frac{Y_i(k)}{\hat{H}_i(k)}, \quad i = 0, \dots, N_s - 1, \quad k = 0, \dots, N_f - 1, \quad (5)$$

式中 N_s 为数据符号数目。定义集合 $L = \{l_0, l_1, \dots, l_n, \dots, l_{N_p-1}\}$ 为 $\{0, 1, 2, \dots, N_f - 1\}$ 的子集, 将发射端第 i 个符号的第 l_n 个子载波作为导频子载波, N_p 是每个符号内总的导频子载波数。将(3)式两边都除以 $\hat{H}_i(k)$ 后可得到

$$Y'_i(k) = \exp(j\varphi_i) X_i(k) + \varepsilon_i(k), \quad (6)$$

式中 $\varepsilon_i(k)$ 包括 ICI 相位噪声和系统的加性高斯白噪声。在每个 OFDM 符号的导频子载波处, 用频域 EKF 求其预先的 CPE 噪声估计值。(2)式和(6)式可分别作为 EKF 的系统方程和量测方程, 可表示为

$$\varphi_i(l_n) = \varphi_i(l_{n-1}) + m_i(l_{n-1}), \quad (7)$$

$$Y'_i(l_n) = \exp[j\varphi_i(l_n)] X_i(l_n) + \varepsilon_i(l_n), \quad (8)$$

式中 $\varepsilon_i(l_n)$ 和 $m_i(l_{n-1})$ 分别为量测噪声和过程噪声, 二者均为零均值的高斯白噪声, 设其协方差矩阵分别为 \mathbf{R} 和 \mathbf{Q} 。(7)式为关于 φ 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

$$\begin{cases} A_i(l_n) = \left. \frac{\partial Y'_i(l_n)}{\partial \varphi_i(l_n)} \right|_{\varphi_i(l_n) = \hat{\varphi}_i(l_n/l_{n-1})} = jX_i(l_n) \exp[\hat{\varphi}_i(l_n/l_{n-1})] \\ \Phi_i(l_n) = \left. \frac{\partial \varphi_i(l_n)}{\partial \varphi_i(l_{n-1})} \right|_{\varphi_i(l_{n-1}) = \hat{\varphi}_i(l_{n-1})} = 1 \end{cases}, \quad (9)$$

式中 $A_i(l_n)$ 为量测矩阵元素, $\Phi_i(l_n)$ 为状态转移矩阵元素。

为求每个 OFDM 符号的 CPE 噪声估计值, 所用 EKF 算法可分为以下 5 个步骤来进行:

1) 初始条件

第 0 个 OFDM 符号的第 l_0 个子载波的初始值可表示为

$$\hat{\varphi}_0(l_0) = 0, \quad (10)$$

$$P_0(l_0) = \sigma^2, \quad (11)$$

式中 $P_0(l_0)$ 为协方差矩阵元素, $\sigma^2 = 2\pi\Delta f/f_s$ 。

第 i 个 OFDM 符号中的第 l_n 个采样点初始值为

$$\hat{\varphi}_i(l_n) = \hat{\varphi}_i(l_{n-1}), \quad (12)$$

$$P_i(l_n) = \sigma^2 + P_{i-1}(l_{n-1}). \quad (13)$$

2) 状态预测和协方差预测

状态预测矩阵和协方差预测矩阵可分别表示为

$$\hat{\boldsymbol{\phi}}_i(l_n | l_{n-1}) = \hat{\boldsymbol{\phi}}_i(l_{n-1}), \quad (14)$$

$$\mathbf{P}_i(l_n | l_{n-1}) = \mathbf{P}_i(l_{n-1}) + \mathbf{Q}_i(l_{n-1}), \quad (15)$$

式中 $\mathbf{P}_i(l_n | l_{n-1})$ 表示由该 OFDM 符号内第 l_{n-1} 个采样点预测第 l_n 个采样点处相位噪声的估计值。

3) 计算卡尔曼增益矩阵

卡尔曼增益矩阵可表示为

$$\mathbf{K}_i(l_n) = \mathbf{P}_i(l_n | l_{n-1}) \mathbf{A}_i^H(l_n) [\mathbf{A}_i(l_n) \mathbf{P}_i(l_n | l_{n-1}) \mathbf{A}_i^H(l_n) + \mathbf{R}_i(l_n)]^{-1}, \quad (16)$$

式中上标 H 表示共轭转置。

4) 计算量测估计值

量测估计值可表示为

$$\hat{Y}'_i(l_n | l_{n-1}) = X_i(l_n) \exp[\hat{\varphi}_i(l_n | l_{n-1})], \quad (17)$$

$$V_i(l_n) = Y'_i(l_n) - \hat{Y}'_i(l_n | l_{n-1}), \quad (18)$$

式中 $V_i(l_n)$ 表示实际量测值与量测预测值之间的误差。

5) 状态更新和协方差更新

状态更新和协方差更新可分别表示为

$$\hat{\varphi}_i(l_n) = \hat{\varphi}_i(l_n | l_{n-1}) + \mathbf{K}_i(l_n) V_i(l_n), \quad (19)$$

$$P_i(l_n) = [1 - \mathbf{K}_i(l_n) \mathbf{A}_i(l_n)] P_i(l_n | l_{n-1}). \quad (20)$$

计算第 i 个 OFDM 符号中第 l_n 个导频子载波的 CPE 噪声估计值之后返回步骤 2), 计算该符号内下一个导频子载波即第 l_{n+1} 个导频子载波的 CPE 噪声估计值, 直到该符号内最后一个导频子载波即第 l_{N_p-1} 个导频子载波的 CPE 噪声估计完成后, 将该 CPE 噪声估计值作为这个符号的最终相位噪声估计值 $\hat{\varphi}_i$, 其最接近于该符号实际的 CPE 噪声值。对下一个符号即第 $i+1$ 个 OFDM 符号进行 EKF, 求 CPE 噪声估计值 $\hat{\varphi}_{i+1}$, 直至计算出最后一个符号即第 N_s-1 个符号的 CPE 噪声估计值。对每个符号分别进行 CPE 噪声补偿, 则第 i 个 OFDM 符号可补偿为

$$\bar{Y}'_i = Y'_i \exp(-j\hat{\varphi}_i), \quad (21)$$

式中 $\mathbf{Y}'_i = [Y'_i(0) \ Y'_i(1) \ \cdots \ Y'_i(N_f-1)]^T$, T 表示转置。

2.2 最终相位噪声补偿

提出的算法进行预先的 CPE 噪声补偿, 是为了在最终的 UKF 中得到发射端时域数据的粗略估值。为了得到较精确的发射端数据估值, 在 CPE 噪声补偿之后, 将频域数据变换到时域, 经 Avg-BL 算法进行粗略 ICI 相位噪声补偿后再进行预判决^[24], 这样可以一定程度地降低符号判决错误的概率, 从而降低对算法性能的不利影响。将经 CPE 噪声补偿之后的每一个 OFDM 时域信号划分为 N_B 个亚符号, 则每个亚符号内的数据采样点数 $S = \lfloor N_f / N_B \rfloor$, 其中 $\lfloor A \rfloor$ 表示不大于 A 的最大整数。则第 i 个符号的第 q 个亚符号内的 ICI 相位噪声平均值可表示为^[24]

$$\bar{\varphi}_i(q) = \frac{1}{S} \sum_{t=qS}^h \varphi_i(t), \quad h = qS + S - 1. \quad (22)$$

在信噪比较大的情况下, 忽略加性噪声, 可得在第 i 个符号、第 k 个子载波处满足^[24]

$$|H_i(k)|^2 |\xi_i(k)|^2 = \left| \sum_{q=0}^{N_B-1} \exp[-j\bar{\varphi}_i(q)] \exp\left(-j \frac{2\pi q S_2 k}{N_f}\right) C_k(q) \right|^2, \quad (23)$$

式中 $C_k(q) = (1/\sqrt{N_f}) \sum_{s=0}^{S-1} y_i(qS+s) \exp(-j2\pi s k / N_f)$, $|\xi_i(k)|^2$ 为在 16QAM、32QAM 中取得的各个信号点的平均能量。通过(22)式可估计出每个亚符号的 ICI 相位噪声平均值, 然后进行预判决前的相位噪声补偿, 补偿后的频域数据表示为

$$\hat{Y}_i(k) \approx \frac{1}{\sqrt{N_f}} \sum_{q=0}^{N_B-1} \sum_{s=0}^{S-1} \exp[-j\bar{\varphi}_i(q)] y_i(qS+s) \exp\left[-j \frac{2\pi(qS+s)k}{N_f}\right]. \quad (24)$$

该算法适合用在预判决之前,从而减小错误判决的概率。亚符号数 N_B 数目较小,一般取 $N_B=4$ 即可实现相对较好的盲 ICI 相位噪声补偿效果,因此算法复杂度不高。

对经过 Avg-BL 算法粗略 ICI 相位噪声补偿之后的频域数据进行预判决。 $X_i^p(k)$ 为判决后第 i 个符号的第 k 个子载波的频域数据,将该频域数据变换到时域后, $x_i^p(n)$ 表示判决后时域信号第 i 个符号的第 n 个采样点数据。根据(1)式和文献[41]的讨论,可得发射端和接收端的时域信号满足

$$y_i(n) \approx \exp[j\varphi_i(n)] x_i(n) + \zeta_i(n) \approx \exp[j\varphi_i(n)] x_i^p(n) + \zeta_i(n), \quad (25)$$

式中 $n=0,1,2,\dots,N_m-1$, $y_i(n)$ 为收端第 i 个符号的第 n 个采样点数据, $x_i(n)$ 为发射端第 i 个符号的第 n 个采样点数据, N_m 为每个 OFDM 符号的采样点数。 $x_i(n) \approx x_i^p(n)$, 则由(25)式可得到最终的相位噪声估计值 $\varphi_i(n)$ 。将(25)式和(2)式分别作为非线性卡尔曼滤波的量测方程和系统方程。UKF 不像 EKF 那样对非线性量测方程进行线性化,而是对非线性函数的概率密度分布进行近似,用一系列确定样本来逼近状态的后验概率密度。UKF 没有忽略高次项,因此对非线性分布的统计量有较高的计算精度,在同等条件下比 EKF 估计精度高、稳定度好。在大线宽、高阶 QAM 的 CO-OFDM 系统中,为获得较好的相位噪声估计精度应采用 UKF。

为求每个采样点最终的相位噪声估计值,所用 UKF 算法可分为以下 9 个步骤:

1) 初始状态。第 0 个 OFDM 符号的第 0 个时域采样点的初始值为

$$\hat{\varphi}_0(0) = E[\varphi_0(0)] = 0, \quad (26)$$

$$P_0(0) = \text{Var}[\varphi_0(0)] = E\{[\varphi_0(0) - \hat{\varphi}_0(0)][\varphi_0(0) - \hat{\varphi}_0(0)]^T\}, \quad (27)$$

式中 $E(\cdot)$ 表示取数学期望, $\text{Var}(\cdot)$ 表示求方差。

2) 选取采样点(Sigma 点)及其对应的权重,进行无迹变换,即

$$\Phi_i^{(j)}(n) = [\hat{\varphi}_i(n|n) \quad \hat{\varphi}_i(n|n) + \sqrt{(1+\lambda)P_i(n|n)} \hat{\varphi}_i(n|n) - \sqrt{(1+\lambda)P_i(n|n)}], \quad (28)$$

$$w_m^{(0)} = \frac{\lambda}{1+\lambda}, \quad (29)$$

$$w_c^{(0)} = \frac{\lambda}{1+\lambda} + (1 - \alpha^2 + \beta), \quad (30)$$

$$w_m^{(j)} = w_c^{(j)} = \frac{1}{2(1+\lambda)}, \quad j=1,2, \quad (31)$$

式中 $\Phi_i^{(j)}(n)$ 表示 UKF 算法中无迹变换的 Sigma 点集(采样点), $j=0,1,2$; $w_m^{(0)}$ 、 $w_c^{(0)}$ 代表对应采样点的权值,下标 m 和 c 分别代表均值和协方差。根据文献[35]的经验值且相位噪声为维纳过程,相应参数选择为 $\alpha=0.001$, $\beta=2$, $\lambda=\alpha^2(1+\kappa)-1$, $\kappa=0$ 。

3) 采样点通过系统方程后的输出(Sigma 点集的一步预测)为

$$\Phi_i^{(j)}(n+1|n) = \Phi_i^{(j)}(n). \quad (32)$$

4) 系统状态量的一步预测及协方差矩阵分别为

$$\hat{\varphi}_i(n+1|n) = \sum_{j=0}^2 w_m^{(j)} \Phi_i^{(j)}(n+1|n), \quad (33)$$

$$P_i(n+1|n) = \sum_{j=0}^2 w_c^{(j)} [\hat{\varphi}_i(n+1|n) - \Phi_i^{(j)}(n+1|n)] [\hat{\varphi}_i(n+1|n) - \Phi_i^{(j)}(n+1|n)]^T + Q. \quad (34)$$

5) 根据一步预测值进行 UT 变换,产生新的 Sigma 点集

$$\begin{aligned} \Phi_i^{(j)}(n+1|n) = & [\hat{\varphi}_i(n+1|n), \hat{\varphi}_i(n+1|n) + \sqrt{(1+\lambda)P_i(n+1|n)}, \\ & \hat{\varphi}_i(n+1|n) - \sqrt{(1+\lambda)P_i(n+1|n)}]. \end{aligned} \quad (35)$$

6) 将新的 Sigma 点集代入量测方程,得到 Sigma 点集的量测预测值为

$$y_i^{(j)}(n+1|n) = x_i^D(n+1)\exp[j\Phi_i^{(j)}(n+1|n)]. \quad (36)$$

7) 根据 Sigma 点集的量测预测值,得到系统预测的均值和协方差,分别表示为

$$\hat{y}_i(n+1|n) = \sum_{j=0}^2 \omega_m^{(j)} y_i^{(j)}(n+1|n), \quad (37)$$

$$P_{y,y} = \sum_{j=0}^2 \omega_c^{(j)} [y_i^{(j)}(n+1|n) - \hat{y}_i(n+1|n)] [y_i^{(j)}(n+1|n) - \hat{y}_i(n+1|n)]^H + R, \quad (38)$$

$$P_{\varphi,y} = \sum_{j=0}^2 \omega_c^{(j)} [\Phi_i^{(j)}(n+1|n) - \hat{\varphi}_i(n+1|n)] [y_i^{(j)}(n+1|n) - \hat{y}_i(n+1|n)]^H, \quad (39)$$

式中 $P_{y,y}$ 、 $P_{\varphi,y}$ 分别代表协方差和互协方差。

8) 计算卡尔曼增益矩阵

$$K_i(n+1) = P_{\varphi,y} P_{y,y}^{-1}, \quad (40)$$

式中 $P_{y,y}^{-1}$ 表示对 $P_{y,y}$ 求逆。

9) 计算系统的状态更新和协方差更新,分别表示为

$$\hat{\varphi}_i(n+1) = \hat{\varphi}_i(n+1|n) + K_i(n+1)[y_i(n+1) - \hat{y}_i(n+1|n)], \quad (41)$$

$$P_i(n+1) = P_i(n+1|n) - K_i(n+1)P_{y,y}K_i^T(n+1). \quad (42)$$

按以上步骤计算完第 i 个 OFDM 符号的第 n 个时域采样点的相位噪声估计值后,返回步骤 2),计算该符号内的下一个采样点,即第 $n+1$ 个采样点的相位噪声估计值,直至计算完该符号内的最后一个采样点,即第 N_m-1 个采样点的相位噪声估计值。然后再对下一个符号即第 $i+1$ 个 OFDM 符号进行 UKF,直至计算出最后一个符号所有采样点的相位噪声估计值。对其时域信号进行相位噪声补偿,可表示为

$$\hat{x}_i(n) = y_i(n)\exp[-j\varphi_i(n)]. \quad (43)$$

为进一步提高该算法的相位噪声补偿效果,如图 1 所示,将第一次经 UKF 最终相位噪声补偿后的时域信号 $\hat{x}_i(n)$ 重新利用 Avg-BL 算法进行相位噪声补偿后,再进行预判决,然后变换到时域用于 UKF 并进行相位噪声补偿,称为该算法的二次迭代运算。

3 仿真结果与性能分析

通过 Matlab 和 Optisystem 联合仿真研究了提出的 UKF 相位噪声补偿算法用于大线宽及高阶调制(16QAM,32QAM)情况下 CO-OFDM 系统的性能,电域 OFDM 调制具体参数如下:OFDM 调制中快速傅里叶逆变换的点数为 1024,其中有 512 个子载波,其余补 0,导频子载波数为 8 或者 16,即导频间隔分别为 64 或 32,循环前缀长度为 128,净信号速率为 $50 \text{ Gbit}\cdot\text{s}^{-1}$,每帧 OFDM 信号最前面 4 个符号作为训练符号用于信道估计。系统其他参数如下:发射端激光波长为 1550 nm,最优发射功率为 -2 dBm ,每段传输链路由 G652 型普通单模光纤和掺铒光纤放大器组成,共 2 段,总传输距离为 100 km,发射端和相干接收端激光器具有相同的线宽值。在接收端进行相干检测时,将光信号变为电信号,进行数模转换及数字信号处理。相应步骤包括光纤色散补偿、载频和符号同步、相位噪声补偿等,具体仿真系统详见文献[28-29]。假设相位噪声补偿以外的其他步骤已得到完美解决。

将每个 OFDM 帧前 4 个 OFDM 符号作为训练符号,每个 OFDM 符号(不包含循环前缀)导频序列间隔为 32 或者 64,与文献[6,17,27]相比,频谱利用率显著降低。判决前采用的 Avg-BL 算法中每个 OFDM 符号划分的亚符号数目 $N_B=4$,文献[19,24]均证实这是该算法中最优的亚符号划分数目。方便起见,将提出的基于无迹卡尔曼滤波的相位噪声补偿算法命名为 UKF,对比算法是将图 1 中涉及到 KF 的地方均用 LS 估计代替得到的算法,如将信道均衡中的 KF、预先 CPE 噪声补偿中的 EKF 以及最终相位噪声补偿中的 UKF 均用 LS 估计代替,将该算法命名为 LS。为提高其补偿精度,对最终补偿后的时域数据重新进行 Avg-BL 盲相位噪声补偿,并重复后续运算,称为二次迭代。可迭次计算最终的相位噪声估计值并进行补偿,但迭代次数太多,计算复杂度明显增加,所以将提出的 UKF 算法迭代三次以分析其性能。

图 2(a)显示了 16QAM、32QAM 时,提出的 UKF 算法在迭代一次、二次和三次时的误码率性能随激光器线宽变化的关系曲线,此时导频间隔为 32。如前文所述,假定发射端和接收端激光器线宽相等,图中的线

宽即为发射端或接收端激光器线宽。无论是 16QAM 还是 32QAM,该 UKF 算法迭代二次时均取得了最好的相位噪声补偿效果。其中在线宽超过 500 kHz 时,对 16QAM 迭代二次比迭代一次的误码率至少提高了 1 dB,而 32QAM 迭代二次比迭代一次的误码率至少提高了 0.5 dB。32QAM 时 UKF 算法迭代二次在线宽 800 kHz 相位噪声补偿后的误码率已达到 FEC 上限(3.8×10^{-3})。迭代二次时,后一次 Avg-BL 算法仍然具有相当的 ICI 相位噪声补偿效果,远远超过错误判决引起错误扩散的效果,从而在后续的预判决中取得了相当的补偿效果。迭代三次时,最后一次 Avg-BL 算法已没有较好的 ICI 相位噪声补偿效果,导致在后续预判决中由错误判决引起的错误扩散问题严重,从而导致迭代三次效果不佳。迭次 4 次、5 次时,Avg-BL 算法效果反而越来越差。根本原因可能在于 Avg-BL 算法为盲相位噪声补偿算法,难以有效克服大线宽系统中相位周跳等问题,限制了其进一步提高相位噪声补偿效果。因此提出的 UKF 算法在以下性能分析时选择迭代二次。

激光器最优发射功率为 -2 dBm 时,图 2(b)、(c)显示了在 16QAM、32QAM 下,用提出的 UKF 算法和 LS 算法得到的系统误码率随激光器线宽的变化曲线,两种算法均选择迭代二次。系统传输速率为 $50 \text{ Gbit} \cdot \text{s}^{-1}$ 时,无论是 16QAM 还是 32QAM,在激光器线宽小于 400 kHz、相位噪声方差较小时,LS 算法均优于 UKF 算法,可能因为 UKF 算法中用于初期 CPE 估计的 EKF 算法导频子载波数目较少,其估计精度相对 LS 算法不高。在线宽大于 400 kHz 时,无论导频间隔取 32 还是 64,UKF 算法均优于 LS 算法,在 16QAM 下,导频间隔为 32,在线宽为 1.1 MHz 时 UKF 算法结果已达到 FEC 上限,而 LS 算法达到 FEC 上限的激光器最大线宽小于 1 MHz。随着线宽增加,相位噪声方差急剧增大,LS 算法的估计精度越来越差,因此提出的 UKF 算法较 LS 算法更适合大线宽 CO-OFDM 系统。在 32QAM 下,导频间隔为 32、64 时,其误码率达到 FEC 上限的最大线宽分别为 800 kHz、700 kHz。用 UKF 算法,16QAM 时导频间隔对算法性能的影响较 32QAM 时更为显著。在线宽为 700 kHz 且调制方式为 16QAM 时,导频间隔为 32 比 64 时的误码率提高约 0.9 dB。在线宽为 800 kHz 且调制方式为 32QAM 时,导频间隔为 32 比 64 时的误码率仅提高约 0.3 dB。但在 32QAM 时激光器线宽超过 700 kHz,无论导频间隔为 32 还是 64,UKF 算法均比 LS 算法性能提高约 0.5 dB。这些结果充分说明在频谱利用率相同、大线宽且高阶 QAM 时,UKF 算法比 LS 算法获得更好的相位噪声补偿效果。在大线宽 CO-OFDM 高阶 QAM 系统中,应用卡尔曼滤波(KF, EKF 和 UKF)分析了相位噪声的先验信息和统计特性,因此在相位噪声方差较大的情况下优于 LS 估计方法。图 2(d)仿真研究了系统传输速率在 $50 \sim 100 \text{ Gbit} \cdot \text{s}^{-1}$ 变化时 UKF 算法与 LS 算法在 32QAM 时的误码率随系统传输速率变化的关系曲线。此时激光器线宽分别为 0.3、0.4、0.5 MHz,导频间隔为 32,且迭代二次。总体而言,在大线宽条件下提出的 UKF 算法效果均优于 LS 算法,对系统传输速率而言,具有一定的稳定性。

图 3 为图 2(c)中调制方式为 32QAM、线宽为 700 kHz 时用 UKF 算法在不同阶段得到的星座图,导频间隔为 64。图 3(a)为没有经过任何均衡算法补偿的接收端原始信号星座图。接收端 OFDM 解调后的 32QAM 信号点受到激光器相位噪声及光纤色散的严重影响,发生了严重的旋转和发散。根据光纤信道的时域特性,在接收端设计有限长单位冲激响应滤波器进行电域色散补偿,用提出的 UKF 算法进行相位噪声补偿。图 3(b)显示了初始 CPE 噪声补偿实现的星座图,其中的信号点已均衡为 32 个数据点,但发散非常严重,表明已较好抑制了 CPE 噪声。图 3(c)显示了在图 3(b)基础上使用 Avg-BL 算法得到的星座图,显然其发散较图 3(b)得到了较大程度地抑制,有效降低了预判决中判决错误发生的概率。图 3(d)~(f)显示了最终相位噪声补偿分别经过一次、二次、三次迭代后的星座图,其中图 3(e)为二次迭代得到的星座图,误码率达到 3.15×10^{-3} ,远小于 FEC 上限,较大程度上抑制了 ICI 相位噪声。

对提出算法的复杂度进行讨论。根据文献[42]的分析,UKF 等卡尔曼滤波的时间复杂度为 $O(a^3 + b^3)$,主要由状态维数 a 和量测维数 b 决定。所用 EKF 和 UKF 的状态维数和量测维数均为 1,则每个 OFDM 符号 EKF 和 UKF 的时间复杂度主要由滤波的次数决定。在预先的 CPE 噪声补偿中导频子载波数目为 N_p ,则其 EKF 复杂度为 $O(N_p)$ 。最终的 UKF 相位噪声补偿在每个 OFDM 符号的时域采样点处进行,故其复杂度为 $O(N_f)$ 。所提算法二次迭代的算法复杂度如表 1 所示,其中 Avg-BL 算法的主要复杂度为 $O(N_B N_f \log_2 N_f)$,信道估计部分的复杂度为 $O(N_{p1} N_f) + O[N_f(2m+1)]^{[29]}$, N_{p1} 是每帧 OFDM 开始的训练符号数,取 $N_{p1}=4$, m 是信道估计中 ISFA 算法参与信道估计的相邻子载波信道数。对 UKF 算法一次迭代,除了图 1 所示的 2 次 FFT 外,在信道估计和最终相位噪声时域补偿后变换到频域各需要进行 2 次 FFT

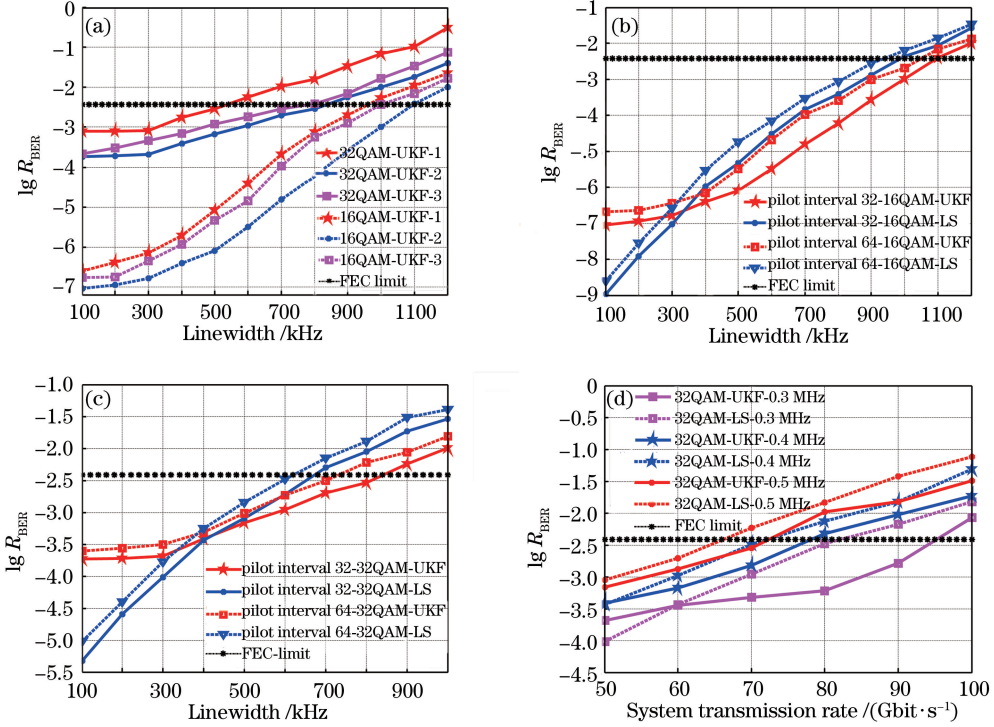


图 2 (a) 16QAM、32QAM 时,提出的 UKF 算法在迭代一次、二次和三次时的误码率(BER)随激光器线宽的变化; (b) 16QAM 时,提出的 UKF 及 LS 算法在导频间隔为 32、64 时的误码率随激光器线宽的变化; (c) 32QAM 时,提出的 UKF 及 LS 算法在导频间隔为 32、64 时的误码率随激光器线宽的变化; (d) 32QAM 时,提出的 UKF 及 LS 算法在导频间隔为 32 和不同激光器线宽下的误码率随系统传输速率的变化

Fig. 2 (a) BER variation versus laser linewidth in 16QAM, 32QAM systems when iterating one, two, three times by proposed UKF algorithm; (b) BER variation versus laser linewidth in 16QAM system using proposed UKF and LS algorithms when the pilot signal subcarrier intervals are 32 and 64; (c) BER variation versus laser linewidth in 32QAM system using proposed UKF and LS algorithms when the pilot signal subcarrier intervals are 32 and 64; (d) BER variation versus system transmission rate in 32QAM system under different laser linewidths when the pilot signal subcarrier interval is 32

变换,每次变换的复杂度为 $O(N_f \log_2 N_f)$, 预判决的复杂度可忽略。相关参数 N_{pl} 和 N_B 值较小,因此整个算法的复杂度较同类算法而言并未得到显著提高^[17,28-29]。

表 1 提出的 UKF 算法计算复杂度

Table 1 Computational complexity of proposed UKF algorithm

Method	Computational complexity				
	Channel estimation	Initial CPE mitigation (EKF)	Avg-BL	FFT	Ultimate compensation (UKF)
Proposed UKF algorithm with first iteration	$O(N_p N_f) + O[N_f(2m+1)]$	$O(N_p)$	$O(N_B N_f \log_2 N_f)$	$O(N_f \log_2 N_f)$	$O(N_f)$
Number of times	1	1	2	5	2

4 结 论

提出了一种基于导频子载波的 UKF 相位噪声补偿算法,用于对大线宽和高阶调制的 CO-OFDM 系统接收端进行相位噪声补偿。在频域基于导频子载波通过 EKF 进行预先的 CPE 噪声补偿,然后通过 Avg-BL 算法进行 ICI 相位噪声的粗补偿,再进行预判决。将预判决后的数据作为发射端数据的初始估值,在时域中利用含有迭代的 UKF 算法进行最终相位噪声补偿。传输距离为 100 km 时,通过传输速率为 50 Gbit·s⁻¹

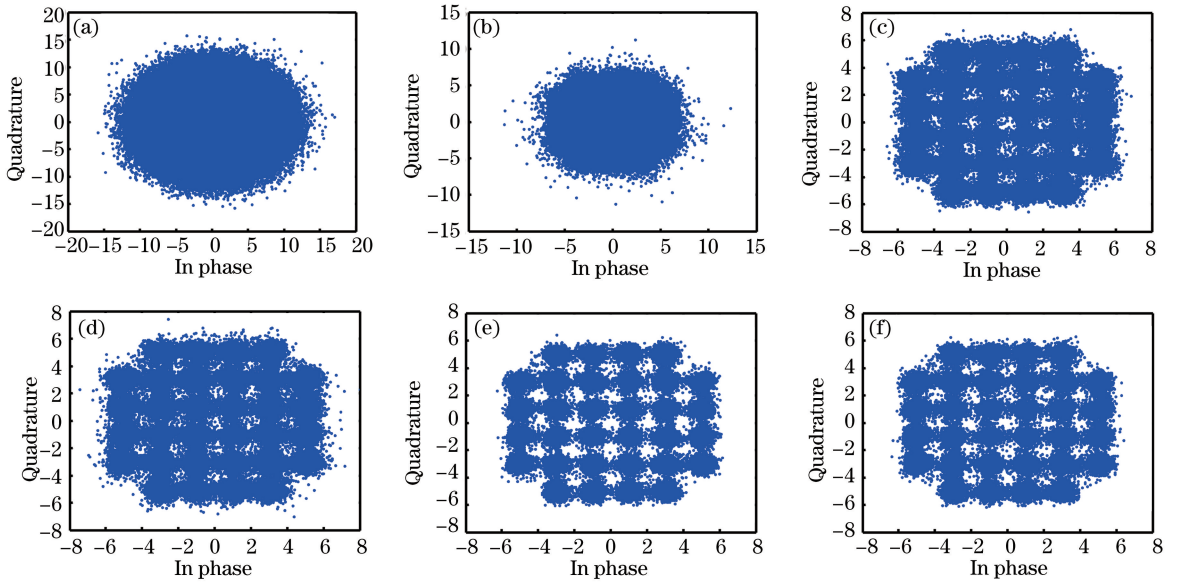


图 3 线宽为 700 kHz、32QAM 且导频间隔为 64 时接收端接收到的星座图。(a)未使用任何均衡补偿算法；
 (b)仅用预先 CPE 补偿算法；(c)用 Avg-BL 相位噪声补偿算法；(d)用 UKF 算法迭代一次；
 (e)用 UKF 算法迭代二次；(f)用 UKF 算法迭代三次

Fig. 3 Signal constellation diagrams obtained by receiver with laser linewidth of 700 kHz, 32QAM and pilot signal subcarrier interval of 64. (a) Without using any equalization algorithm; (b) using initial CPE phase noise compensation; (c) using Avg-BL phase noise compensation algorithm; (d) iteration one times by UKF algorithm; (e) iteration two times by UKF algorithm; (f) iteration three times by UKF algorithm

的 CO-OFDM 系统在 16QAM、32QAM 时对算法性能进行了仿真验证。结果表明在频谱效率极高的情况下,与相应 LS 算法相比,所提算法极大地改善了 CO-OFDM 系统的激光器线宽容忍度,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] Jokhakar J, Corcoran B, Chen Z, *et al.* Unscented Kalman filters for polarization state tracking and phase noise mitigation[J]. *Optics Express*, 2016, 24(19): 22282-22295.
- [2] Mohajerin-Ariaei A, Ziyadi M, Almaiman 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.
- [3] Chitgarha M R, Khaleghi S, Ziyadi M, *et al.* Demonstration of all-optical phase noise suppression scheme using optical nonlinearity and conversion/dispersion delay[J]. *Optics Letters*, 2014, 39(10): 2928-2931.
- [4] 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]. *Lasers and Electro-Optics*, 2011: 1-2.
- [5] 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.
- [6] Shieh W, Yi X W, Ma Y R, *et al.* Coherent optical OFDM: Has its time come?[J]. *Journal of Optical Networking*, 2008, 7(3): 234-255.
- [7] Armstrong J. OFDM for optical communications[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, 27(3): 189-204.
- [8] Shieh W, Athaudage C. Coherent optical orthogonal frequency division multiplexing[J]. *Electronics Letters*, 2006, 42(10): 587-589.
- [9] Yang Q, Yu S H. Tb/s ultra long haul transmission of coherent optical OFDM[J]. *Chinese Science Bulletin*, 2014, 59(16): 1497-1507.
- [10] Liu Jianfei, Wang Shaoying, Zeng Xiangye, *et al.* PAPR reduction in optical OFDM systems based on swarm intelligence algorithms[J]. *Acta Optica Sinica*, 2017, 37(1): 0106006.

刘剑飞, 王少影, 曾祥焯, 等. 基于群智能算法的光 OFDM 系统 PAPR 抑制[J]. *光学学报*, 2017, 37(1): 0106006.

- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] 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忍[J]. *光电子 • 激光*, 2013, 24(10): 1922-1929.
- [15] Yi X W, Shieh W, Tang Y. Phase estimation for coherent optical OFDM[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2007, 19(12): 919-921.
- [16] Yu Jun, Huang Mingliu, Zou Yaozhao, *et al.* The phase noise cancellation for coherent optical OFDM system based on polarization diversity[J]. *Acta Optica Sinica*, 2016, 36(8): 0806001.
余骏, 黄鸣柳, 邹尧昭, 等. 偏振分集相干光 OFDM 通信系统中的相位噪声消除[J]. *光学学报*, 2016, 36(8): 0806001.
- [17] 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.
- [18] Chen Z, Kaneda N. Discrete cosine transform based pilot-aided phase noise estimation for high-order QAM coherent optical systems[C]. *Optical Fiber Communication Conference and Exhibition*, 2017: Th4C.1.
- [19] 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.
- [20] 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): 24077-24087.
- [21] 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.
- [22] 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.
- [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] Cao S, Kam P Y, Yu C. Decision-aided, pilot-aided, decision-feedback phase estimation for coherent optical OFDM [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2012, 24(22): 2067-2069.
- [25] Cai Jiaying. Efficient phase noise mitigation for coherent optical OFDM [D]. Hangzhou: Zhejiang University of Technology, 2015.
蔡嘉兴. CO-OFDM 通信系统中高效相位噪声补偿算法研究[D]. 杭州: 浙江工业大学, 2015.
- [26] Le S T, Haigh P A, Ellis A D, *et al.* Blind phase noise estimation for CO-OFDM transmissions[J]. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, 2015, 34(2): 745-753.
- [27] Hong Xiaojian, Liu Liu, Hong Xuezhi. A linearly interpolated blind ICI suppression algorithm for CO-OFDM system [J]. *Journal of South China Normal University (Natural Science Edition)*, 2016, 48(1): 52-57.
洪晓建, 刘柳, 洪学智. CO-OFDM 中基于线性插值的子载波间串扰盲抑制算法[J]. *华南师范大学学报(自然科学版)*, 2016, 48(1): 52-57.
- [28] 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.

- [29] Tang Yingjie, Dong Yuejun, Ren Hongliang, *et al.* Phase noise compensation algorithm based on Kalman filter in time and frequency domains in CO-OFDM system[J]. *Acta Optica Sinica*, 2017, 37(9): 0906002.
唐英杰, 董月军, 任宏亮, 等. CO-OFDM 时频域卡尔曼滤波的相位噪声补偿算法[J]. *光学学报*, 2017, 37(9): 0906002.
- [30] 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.
- [31] 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.
- [32] Mustefa D, Ermias M. OFDM systems offset estimation and cancellation using UKF and EKF[D]. Kalmar: Linnaeus University, 2011.
- [33] Zhang X M, Yang B, Li S, *et al.* An unscented Kalman filter for ICI cancellation in high-mobility OFDM system[C]. *IEEE Vehicular Technology Conference*, 2011: 1-5.
- [34] Faragher R. Understanding the basis of the Kalman filter via a simple and intuitive derivation[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2012, 29(5): 128-132.
- [35] Cheng Shuiying. Unscented transformation and unscented Kalman filtering[J]. *Computer Engineering and Applications*, 2008, 44(24): 25-34.
程水英. 无味变换与无味卡尔曼滤波[J]. *计算机工程与应用*, 2008, 44(24): 25-34.
- [36] Li Heng, Zhang Jingyuan, Luo Xuan, *et al.* The study on form and performance of unscented Kalman filtering algorithm[J]. *Journal of Projectiles Rockets Missiles and Guidance*, 2012, 32(3): 189-196.
李恒, 张静远, 罗轩, 等. 无味卡尔曼滤波算法形式及性能研究[J]. *弹箭与制导学报*, 2012, 32(3): 189-196.
- [37] Bittner S, Zimmermann E, Fettweis G. Exploiting phase noise properties in the design of MIMO-OFDM receivers[C]. *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, 2008: 940-945.
- [38] Schenk T C W, Tao X J, Smulders P F M, *et al.* On the influence of phase noise induced ICI in MIMO OFDM systems [J]. *IEEE Communications Letters*, 2005, 9(8): 682-684.
- [39] 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.
- [40] Zhang Xinming. Nonlinear filtering with applications to communication and navigation systems[D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2012.
张鑫明. 非线性滤波在通信与导航中的应用研究[D]. 北京: 北京邮电大学, 2012.
- [41] Shi Q. ICI mitigation for OFDM using PEKF[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2010, 17(12): 981-984.
- [42] 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.