

CO-FBMC/OQAM 系统导频辅助的时域相位噪声补偿

顾国民¹, 杨琛², 卢瑾^{1*}, 任宏亮², 吴斌琪², 覃亚丽², 郭淑琴², 胡卫生³

¹浙江工业大学计算机科学与技术学院, 浙江 杭州 310023;

²浙江工业大学信息工程学院, 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 针对相干光偏移正交调幅技术的多载波滤波器组传输(CO-FBMC/OQAM)系统,提出一种基于导频的时域相位噪声补偿算法。建立一个时域相位噪声补偿模型,即相位噪声用时域扩展的离散余弦变换(DCT)近似,相位噪声包括公共相位误差(CPE)和非 CPE 相位噪声,它们均可通过估计 DCT 系数来获得。为了计算这些 DCT 系数,先用基于导频的扩展卡尔曼滤波(EKF)估计 CPE,然后将 CPE 补偿后一部分判决错误概率较高的数据舍弃,仅保留余下的 CPE 补偿后数据进行预判决用以预估发送端数据,最后在波特率为 32 GBaud 的背对背 CO-FBMC/OQAM 系统中所提算法进行仿真验证。结果表明,对比一种改进的盲相位搜索(M-BPS)算法,所提算法仅有 0.5%~2.0%的频谱效率下降。针对 64 阶 QAM、子载波数 $M=256$ 或 512 的系统,所提算法的线宽延迟乘积容忍度仍远大于 M-BPS 算法,但其复杂度仅为 M-BPS 算法的 1/2。

关键词 光通信; 相干光通信系统; 偏移正交调幅技术的多载波滤波器组; 基于导频的时域相位噪声补偿; 载波间干扰; 离散余弦变换

中图分类号 TN913.7

文献标志码 A

doi: 10.3788/AOS202242.0406003

Pilot-Based Time-Domain Phase Noise Compensation in CO-FBMC/OQAM System

Gu Guomin¹, Yang Chen², Lu Jin^{1*}, Ren Hongliang², Wu Binqi², Qin Yali²,
Guo Shuqin², Hu Weisheng³

¹ College of Computer Science and Technology, Zhejiang University of Technology, Hangzhou, Zhejiang 310023, China;

² College of Information and Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou, Zhejiang 310023, China;

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

Abstract Aiming at the multi-carrier filter bank transmission system for coherent optical offset quadrature amplitude modulation (CO-FBMC/OQAM) technique, a pilot-based time-domain phase noise compensation algorithm is proposed. A time-domain phase noise compensation model is established, that is, phase noise is approximated by time-domain extended discrete cosine transform (DCT). Phase noise includes common phase error (CPE) and non-CPE phase noise, which can be obtained by estimating DCT coefficients. In order to calculate these DCT coefficients, the CPE is estimated by pilot-based extended Kalman filter (EKF). Then, some of the data with high error probability after CPE compensation are discarded, and only the remaining CPE compensation data are

收稿日期: 2021-05-08; 修回日期: 2021-08-11; 录用日期: 2021-08-27

基金项目: 浙江省自然科学基金(LY20F050009)、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(2020GZKF013)、浙江省重点研发计划(2021C01117)、2020年工业互联网创新发展工程项目(TC200H01V)

通信作者: *lujin@zjut.edu.cn.com

retained for pre-decision to predict the sender data. Finally, the proposed algorithm is simulated and verified in a back-to-back CO-FBMC/OQAM system with a baud rate of 32 GBaud. The results show that compared with an improved phase search (M-BPS) algorithm, the spectral efficiency of the proposed algorithm decreases by 0.5%–2.0%. For 64-order QAM systems with subcarriers $M=256$ or 512, the linewidth delay product tolerance of the proposed algorithm is still much larger than that of the M-BPS algorithm, but its complexity is only half that of the M-BPS algorithm.

Key words optical communications; coherent optical communication system; offset-quadrature amplitude modulation based filter-bank multicarrier; pilot-based time-domain phase noise compensation; inter-carrier-interference; discrete cosine transform

1 引言

相干光滤波器组多载波/偏移正交振幅调制 (CO-FBMC/OQAM) 系统由于采用了具有优良时频聚焦特性的原型滤波器,故不再需要添加循环前缀以及防护频带。相比于传统多载波相干光正交频分复用 (OFDM) 系统,CO-FBMC/OQAM 系统具有带外辐射低和频谱效率高等优点,被认为是多载波光传输系统的未来发展方向之一^[1-8]。

然而,CO-FBMC/OQAM 系统的传输性能会受到激光相位噪声的严重影响^[8-11],该多载波系统与 OFDM 系统一样对相位噪声很敏感^[12-16]。相位噪声主要来自激光器线宽和链路非线性,其包括公共相位误差 (CPE) 和非 CPE 相位噪声,它们会导致接收端星座图的旋转与发散,造成系统性能劣化严重。原 CO-OFDM 系统的相位噪声补偿方法无法简单应用到 CO-FBMC/OQAM 系统^[17-19],原因在于 OQAM 系统在两个相邻的子载波上仅仅在实数域保持了子信道的正交性,而在虚数域非正交。系统中存在严重的载波间干扰 (ICI) 和符号间干扰,传输的符号会受到周围符号的严重影响,相位噪声补偿和信道均衡均会受到所谓的固有虚部干扰 (IMI) 的影响,因此目前许多 CO-FBMC/OQAM 系统的相位噪声补偿方法的研究集中在消除 IMI^[20-25]。一个是采用基于导频的相位噪声补偿方法对环绕导频符号进行数据设置以消除 IMI,这牺牲了一定的频谱效率,通过扩展卡尔曼滤波 (EKF) 来补偿相位噪声^[26]。另外一种为编码方式,即对环绕导频符号的数值符号进行编码以消除 IMI^[27]。尽管这两种导频方法的复杂度适中,但是由于仅补偿了 CPE,因此相位噪声的补偿效果不够理想。

总的来说,目前 CO-FBMC/OQAM 系统的相位噪声补偿算法主要分为两大类,即盲相位噪声补偿算法^[28-29]和基于导频的相位噪声补偿算法^[30],其中广泛使用的是提高频谱效率的盲相位噪声补偿算法。Nguyen 等^[28-29]针对 FBMC/OQAM 系统提出

了一种改进的盲相位搜索 (M-BPS) 算法,该算法将复平面内的距离计算简化到实数平面,不需要任何复数乘法运算,因此较一般盲相位搜索 (BPS) 算法降低了算法的复杂度,算法本身的计算复杂度和精度取决于测试的相位数。但在激光器线宽较大的情况下,这些 BPS 算法在使用过程中仍然局限在子载波数较少的系统中。更重要的是,无论导频算法还是盲算法,这些算法主要解决的是频域 CPE 的补偿,而非 CPE 的相位噪声考虑为加性噪声没有进行有效补偿。为了对抗光纤色散,这些多载波系统具有较大数目的子载波,在这种情况下仅仅考虑 CPE 的补偿明显是不够的,非 CPE 相位噪声也会使系统的性能严重劣化。因此为了有效补偿系统的相位噪声,不仅需要精确估计 CPE 相位噪声,而且需要较好地补偿非 CPE 相位噪声。

近年来,在基于无线和光的 FBMC/OQAM 系统中已经实现了对基于导频符号的时域 ICI 相位噪声的补偿。基于正交基扩展的时域相位噪声估计算法被应用在偏振复用的 CO-FBMC/OQAM 系统中,其中时域相位噪声可在导频的辅助下通过估计正交基扩展系数来实现^[31-35]。在无线 FBMC/OQAM 系统中,通过离散余弦变换 (DCT) 方法可将时域相位噪声扩展为 DCT 基和相应系数的线性组合。基于导频符号的非 CPE 相位噪声可通过计算 DCT 系数来得到补偿^[31]。本课题组近年来的研究工作是将 M-BPS 和 DCT 扩展结合为一种时域非 CPE 相位噪声补偿方法^[34-35]。采用 M-BPS 算法对发送端信号进行预估计,用于时域补偿模型中 DCT 系数的计算,实现了时域非 CPE 相位噪声的盲估计^[34]。尽管该算法在大子载波数目的系统中取得很好的相位噪声补偿效果,但是也存在缺点。1) 作为一种盲算法,在激光器线宽较大的情况下,仍存在相位模糊问题而无法有效解决;2) 算法的复杂度较大,难以在实际系统中实时应用。相较于盲相位噪声补偿算法,基于导频的相位噪声算法的复杂度一般是其 1.0%~0.1%,在实际系统中容易实时应

用^[26,30,35]。就频谱效率而言,对于多载波系统,导频算法有 3%~5% 的频谱效率下降是完全可以接受的^[26,36]。本课题组也基于分散的导频结构采用 DCT 方法展开相位噪声,从而估计非 CPE 相位噪声,然而该算法使用的导频数目较多,且相位噪声补偿效果不够理想^[35]。

本文首先基于设计的极少数目导频结构,采用 EKF 实现接收端数据的 CPE 相位噪声补偿,然后对 CPE 补偿后的数据进行部分预判决,从而得到发送端数据的预估计值。基于该预估的发送端数据,利用 DCT 的时域模型可计算由时域相位噪声展开的 DCT 系数,最终实现对包括 CPE 和非 CPE 相位噪声的补偿。针对波特率为 32 GBaud 的 CO-FBMC/OQAM 系统,所提出的算法在时域较好地补偿非 CPE 相位噪声,因此该算法的相位噪声补偿

效果显著优于 M-BPS 算法。当子载波数目为 512 时,其计算复杂度甚至小于 M-BPS 算法。所提出的算法的频谱效率比盲算法下降 0.5%~2.0%,相比于传统导频算法开销较小。

2 CO-FBMC/OQAM 系统及相位噪声分析

本节研究了 CO-FBMC/OQAM 系统相位噪声的影响,推导了相位噪声干扰的解析表达。如图 1 所示,考虑一个单偏振的 CO-FBMC/OQAM 背对背系统来研究相位噪声干扰和相位噪声算法的补偿效果,其中 I 和 Q 分别表示同相分量和正交分量。本文使用这个单偏振的背对背系统来研究相位噪声的影响。

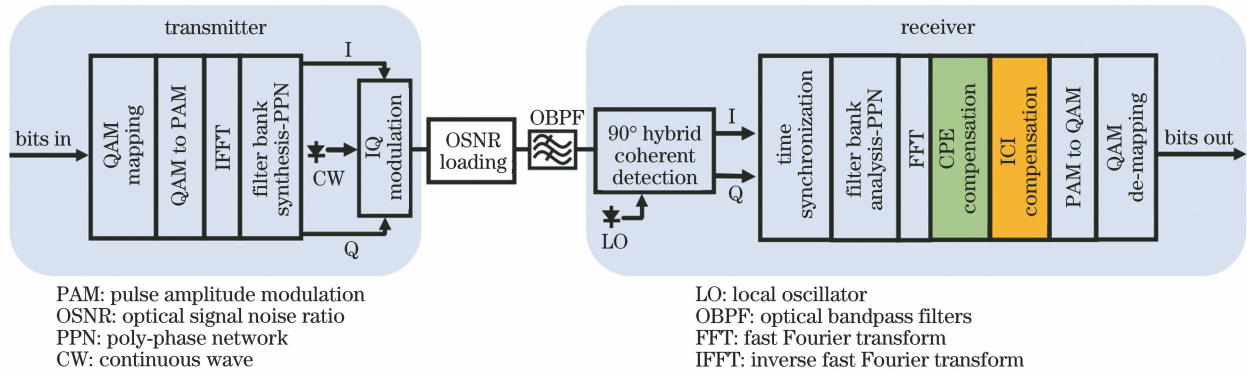


图 1 CO-FBMC/OQAM 背对背系统框图

Fig. 1 Block diagram of CO-FBMC/OQAM board to board system

在发射端, OQAM 预处理模块将复数值的 QAM 符号转变为实值符号, 该实值符号即为 QAM 符号实部以及滞后半个 QAM 符号周期的 QAM 符号虚部, 该实值符号用脉冲幅度调制使得 FBMC 系统与无循环前缀的 OFDM 系统具有相同的数据传输速率。然后这些 PAM 符号被映射到一组由快速傅里叶变换(FFT)得到的正交子载波上, 接下来是多相网络(PPN)的滤波器组合, 每个时域符号都会与前面的符号互相叠加。PPN 中使用的原型滤波器为 PHYDYAS 型滤波器或平方根升余弦滤波器等, 并且设定重叠因子的值^[37-38]。因此在发射端进行这些数字信号的处理, 它离散的时域发送信号 $s(k)$ 可表示为

$$s(k) = \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{n,m} g_{n,m}(k), \quad (1)$$

式中: k 为离散信号时域索引; $a_{n,m}$ 和 $g_{n,m}(k)$ 分别为 PAM 符号和在第 (n, m) 个时频格点的组合滤

波器; N_s 为 CO-FBMC/OQAM 符号的总数; M 为每个 CO-FBMC/OQAM 符号的子载波总数。第 (n, m) 个时频格点的组合滤波器 $g_{n,m}(k)$ 可表示为

$$g_{n,m}(k) = g\left(k - n \frac{M}{2}\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{M} m k\right) \exp(j\psi_{n,m}), \quad (2)$$

$$g(k) = \frac{(4\alpha k/T) \cos[\pi(1+\alpha)k/T] + \sin[\pi(1-\alpha)k/T]}{(\pi k/T)[1-(4\alpha k/T)^2]}, \quad (3)$$

式中: $g(k)$ 为平方根升余弦函数, 用其作为长度为 L_g 的原型滤波器; $\psi_{n,m} = (n+m)/2$ 为相位调制因子; α 为滚动系数; T 为 QAM 复数符号的持续时间。

因此, 发送端符号 $s(k)$ 的时域离散表达式可完整详细表示为

$$s(k) = \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{n,m} g_{n,m}(k) = \sum_{n=0}^{N_s-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{n,m} g\left(k - n \frac{M}{2}\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{M} m k\right) \exp\left[j \frac{\pi(m+n)}{2}\right] =$$

$$a_{n_0, m_0} g\left(k - n_0 \frac{M}{2}\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{M} m_0 k\right) \exp\left[j \frac{\pi(m_0 + n_0)}{2}\right] +$$

$$\sum_{p \neq 0, q \neq 0} a_{n_0+p, m_0+q} g\left[k - (n_0 + p) \frac{M}{2}\right] \exp\left[j \frac{2\pi}{M} (m_0 + q) k\right] \exp\left[j \frac{\pi(m_0 + n_0 + p + q)}{2}\right], \quad (4)$$

式中: m_0 和 n_0 分别为子载波和 CO-FBMC/OQAM 符号的个数; p 和 q 分别为第 p 个 CO-FBMC/OQAM 符号和第 q 个子载波。为了聚焦于相位噪声对 CO-FBMC/OQAM 系统的影响, 本文采用背对背传输系统, 不考虑光纤非线性效应以及色散对系统产生的影响。仅考虑系统中存在的高斯白噪声以及相位噪声, 因此接收端的时域信号 $r(k)$ 可表示为

$$r(k) = \exp[j\varphi(k)] s(k) + w(k), \quad (5)$$

$$\varphi(k) = \varphi(k-1) + \varepsilon(k), \quad (6)$$

式中: $\varphi(k)$ 为时域中的相位噪声; $w(k)$ 为加性高斯白噪声; $\varepsilon(k)$ 为相位噪声的变化量。相位噪声主要源于发送端的外腔激光器(ECL)与接收端的本地振

荡激光器(LO), 它被建模为一个随机游走的维纳过程, 相位噪声的变化量服从均值为 0、方差为 $2\pi\Delta\nu T_s$ 的高斯分布。其中 $\Delta\nu$ 表示组合激光器的线宽, 在背对背传输系统中, 为了分析简单起见, 通常假定发射端与接收端激光器的线宽相同, 即组合激光器的线宽为单个激光器线宽的 2 倍; T_s 表示归一化的 FBMC 符号周期, $T_s = M/B_r$, B_r 表示系统的符号传输速率。

假设接收端进行了较为完美的定时同步, 经过多相网络(PPN)的滤波器分析(FBA)以及 FFT 之后, 第 n_0 个 CO-FBMC/OQAM 符号的第 m_0 个子载波上的接收符号可以表示为

$$D_{n_0, m_0} = \sum_{k=0}^{L_g-1} r(k) g_{n_0, m_0}^*(k) = \sum_{k=0}^{L_g-1} r(k) g\left(k - n_0 \frac{M}{2}\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{M} m_0 k\right) \exp\left[-j \frac{\pi(m_0 + n_0)}{2}\right] =$$

$$\sum_{k=0}^{L_g-1} \{\exp[j\varphi(k)] s(k) + w(k)\} g\left(k - n_0 \frac{M}{2}\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{M} m_0 k\right) \exp\left[-j \frac{\pi(m_0 + n_0)}{2}\right]. \quad (7)$$

(7) 式中的 $s(k)$ 可以由(4)式代替, 继而(7)式可以改写为

$$D_{n_0, m_0} = \sum_{k=0}^{L_g-1} r(k) g\left(k - n_0 \frac{M}{2}\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{M} m_0 k\right) \exp\left[-j \frac{\pi(m_0 + n_0)}{2}\right] =$$

$$\eta_{0,0} a_{n_0, m_0} + \sum_{p \neq 0, q \neq 0} a_{n_0+p, m_0+q} \eta_{p,q} + N_{n_0, m_0}, \quad (8)$$

式中: N_{n_0, m_0} 为一个经过滤波处理的噪声; $\eta_{p,q}$ 为

$$\eta_{p,q} = \sum_k \exp\left[-j \frac{\pi(p+q)}{2}\right] \exp\left(-j \frac{2\pi}{M} q k\right) g\left(k - n_0 \frac{M}{2}\right) \cdot$$

$$g^*\left[k - \frac{M}{2}(n_0 + p)\right] \left\{ \frac{1}{M} \sum_{s'=0}^{M-1} \exp\left(-j \frac{2\pi}{M} q s'\right) \exp[j\varphi_{n_0}(s')]\right\}. \quad (9)$$

当 $p=q=0$ 时, $\eta_{0,0}$ 可表示为

$$\eta_{0,0} = \sum_k g\left(k - n_0 \frac{M}{2}\right) \cdot g^*\left(k - n_0 \frac{M}{2}\right) \left\{ \frac{1}{M} \sum_{s'=0}^{M-1} \exp[j\varphi_{n_0}(s')]\right\} = \frac{1}{M} \sum_{s'=0}^{M-1} \exp[j\varphi_{n_0}(s')], \quad (10)$$

式中: $\eta_{0,0}$ 为传输符号 a_{n_0, m_0} 所受到的 CPE 相位噪声, 它导致了星座图的旋转。(8) 式中等式右边的第二项表示相位噪声, 它导致了星座图的展宽发散。CO-OFDM 系统中的 ICI 是一个 OFDM 符号中不同子载波数据与 ICI 系数之间的卷积, 而(8)式表示的 CO-FBMC/OQAM 系统中相位噪声是不同 PAM 数

据符号与系数 $\eta_{p,q}$ 的卷积, 既包含不同于 ICI, 也包括时域相邻符号间干扰(ISI)。因此 CO-FBMC/OQAM 系统中的此部分噪声较 CO-OFDM 系统的 ICI 相位噪声更为复杂, 本文统称为非 CPE 相位噪声。

如果假设一个 CO-FBMC/OQAM 时域符号周期内所有相位噪声的采样值都相同, 那么接收到的

复数信号 D_{n_0, m_0} 可以近似为

$$D_{n_0, m_0} \approx \eta_{0,0} a_{n_0, m_0} + \eta_{0,0} \sum_{k=0}^{L_g-1} \sum_{p \neq 0, q \neq 0} a_{n_0+p, m_0+q} g_{n_0+p, m_0+q}(k) g_{n_0, m_0}^*(k) + N_{n_0, m_0} = \eta_{0,0} (a_{n_0, m_0} + j u_{n_0, m_0}) + N_{n_0, m_0}, \quad (11)$$

式中: $j u_{n_0, m_0}$ 为 IMI, 来自传输符号 a_{n_0, m_0} 周围其他 PAM 数据符号的干扰, 所以很难计算获得。即使传输符号 a_{n_0, m_0} 被设置为导频子载波, 在 IMI 存在的情况下, 仍然无法估计 CPE 相位噪声值, 因此很多研究集中在消除 IMI。由(11)式可知, IMI 被消除得越彻底, CPE 值被估计得越精确。但是, 固有虚部干扰即使被完全消除, 也仅仅是 CPE 相位噪声得到较好补偿。在具有大子载波数目和高阶 QAM 调制的 CO-FBMC/OQAM 系统中, 仅对 CPE 补偿显然是不够的, 必须对非 CPE 相位噪声进行补偿。非 CPE 相位在频域中卷积很难估计, 但可以在时域中进行估计和补偿。

3 导频辅助的时域相位噪声补偿算法

本节提出了一种导频辅助的时域相位噪声算

法, 该算法能有效补偿 CO-FBMC/OQAM 系统的 CPE 和非 CPE 相位噪声。图 2 显示了该相位噪声算法的处理流程图, 其中 \oplus 、 \ominus 和 \otimes 分别表示加、减和乘, PN 表示相位噪声, $\hat{\phi}_n$ 、 $\hat{\phi}_{n|n-1}$ 和 $\hat{\phi}_{n-1|n-1}$ 分别表示估计的第 n 个符号的 CPE 值、CPE 值当前状态的先验估计和 CPE 值当前状态的后验估计, $V_{n,m}^{(l)}$ 由第 l 个接收数据求得的 DCT 系数, d_n^p 表示发射端的一个导频符号, $r_n(k)$ 表示接收端数据, $D_{n,m}$ 表示第 n 个 CO-FBMC/OQAM 符号中的第 m 个载波上的频域接收数据, k_n 表示卡尔曼增益, D_n^p 表示接收端的一个导频符号。在该算法中, 用 DCT 将每个相位噪声采样扩展为 DCT 系数和一组 DCT 基的线性组合, 从而建立未知 DCT 系数的时域模型。为了计算时域模型中的这些 DCT 系数, 必须预估发送的频域信号。因此, 基于导频符号首先用 EKF 来补偿 CPE, 将 CPE 补偿后具有低判决错误概率的信号进行预判决, 获得发送端频域信号的预估值, 以计算时域模型中的 DCT 系数, 实现相位噪声的补偿。

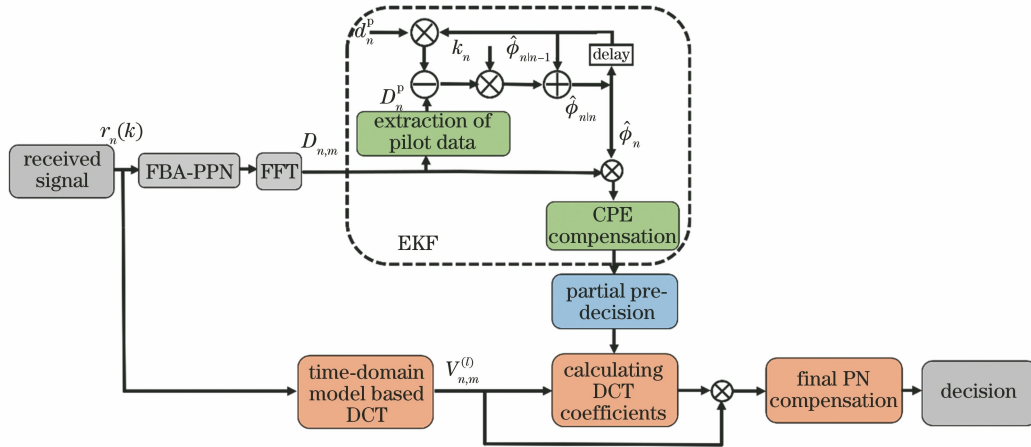


图 2 CO-FBMC/OQAM 系统导频辅助的时域相位噪声补偿方法流程图

Fig. 2 Flowchart of pilot assisted time-domain phase noise compensation for CO-FBMC/OQAM system

3.1 基于导频的 EKF 进行 CPE 相位噪声补偿

在 CO-FBMC/OQAM 系统中, 导频位置因受到周围符号的 IMI 影响, 应精心设计导频位置以消除该影响。本文以采用的平方根升余弦滤波器为例, 在传输 $a_{n,m}$ 的过程中周围符号处的脉冲响应即为该滤波器在不同位置处的虚部干扰因子。该虚部干扰主要来自相邻的两个子载波, 而且根据符号所在位置的不同, 周围符号对其干扰大小有所差别, 可以在第奇数个符号上或第偶数个符号上进行区分。在传输符号所在的子载波上, 与之相邻偶数个位置

上的符号对其没有影响。因此将导频符号周围的相邻符号设置为 0, 在每个 CO-FBMC/OQAM 符号上设置一个有效导频符号, 一共消耗 5 个子载波来设置导频符号以及 0 符号以保证导频处基本不受虚部干扰的影响, 此时接收端导频位置处的符号可以表示为

$$D_n^p = a_n^p \exp(j\phi_n) + N_n^p, \quad (12)$$

式中: a_n^p 为发射端的一个导频符号; N_n^p 为在该导频位置处的高斯随机噪声; ϕ_n 为 CPE 噪声值。 ϕ_n 可描述为维纳随机过程, 即

$$\phi_n = \phi_{n-1} + \epsilon_n, \quad (13)$$

式中: ϵ_n 为过程噪声。(12)式和(13)式在 EKF 算法中分别作为量测方程和系统方程,量测噪声 N_n^p 和过程噪声 ϵ_n 都可以看作均值为零的高斯白噪声,它们的协方差分别为 R 和 Q ,其中 $Q=2(2\pi\Delta vT_s)$,而 R 值可通过优化来确定。基于导频的 EKF 进行 CPE 相位噪声的补偿,算法流程如图 2 虚线框所示,具体过程描述如下。

1) 首先确定初始条件,包括初始相位噪声 $\phi(0)$ 和初始噪声协方差 $P(0)$,表达式为

$$\phi(0) = 0, \quad (14)$$

$$P(0) = 0. \quad (15)$$

在算法中, $n|n-1$ 表示当前状态的先验估计, $n|n$ 表示当前状态的后验估计,即用前一个符号的信息来预估当前符号的信息,状态预测和协方差预测可表示为

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

$$\hat{P}_{n|n-1} = \hat{P}_{n-1|n-1} + Q. \quad (17)$$

2) 卡尔曼增益的计算公式为

$$k_n = \left| \frac{\hat{P}_{n|n-1} C_n^H}{C_n \hat{P}_{n|n-1} C_n^H + R} \right|, \quad (18)$$

式中:上标 H 代表共轭转置操作符; C_n 为 $L \times 1$ 大小的未知 DCT 系数向量,元素可写为

$$C_n = ja_n^p \exp(j\hat{\phi}_{n|n-1}). \quad (19)$$

3) 计算中实际产生的量测误差 e_n 为

$$e_n = D_n^p - \hat{D}_{n|n-1}^p, \quad (20)$$

$$\hat{D}_{n|n-1}^p = a_n^p \exp(j\hat{\phi}_{n|n-1}). \quad (21)$$

4) 最后更新状态信息和协方差信息,表达式为

$$\hat{\phi}_{n|n} = \hat{\phi}_{n|n-1} + k_n e_n, \quad (22)$$

$$\hat{P}_{n|n} = \hat{P}_{n|n-1} (1 - k_n c_n), \quad (23)$$

式中: c_n 为 $ja_n^p \exp(j\hat{\phi}_{n|n-1})$ 。

设 $D_{n,m}$ 为接收端的频域数据, $\hat{\phi}_n$ 为 EKF 算法估计的第 n 个符号 CPE 值,经 CPE 补偿后的数据可表示为

$$\hat{a}'_{n,m} = \text{Re}(\hat{D}_{n,m}) = \text{Re}[D_{n,m} \cdot \exp(-j\hat{\phi}_n)]. \quad (24)$$

EKF 导频结构如图 3 所示。

3.2 基于 DCT 相位噪声时域模型的补偿方法

在时域中,对接收到的符号进行补偿可以用时域接收端数据 $r_n(i)$ 乘相位噪声的复共轭来实现,表达式为

$$\hat{r}_n(i) = r_n(i) \exp[-j\hat{\phi}_n(i)], \quad (25)$$

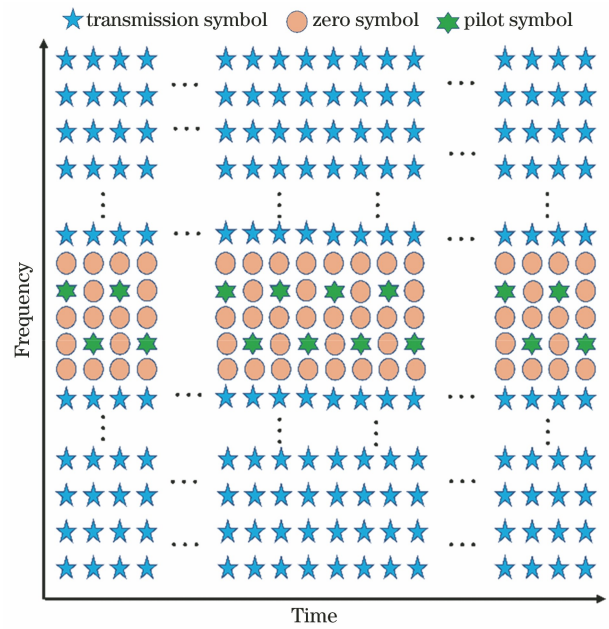


图 3 EKF 导频结构图

Fig. 3 Pilot structure diagram of EKF

式中: $\varphi_n(i)$ 为时域中第 n 个 CO-FBMC/OQAM 符号第 i 个采样点的相位噪声值。在 CO-FBMC/OQAM 系统中,相位噪声作为一个低通成分,所以忽略它的高频成分,其复共轭可以被一组已知的 DCT 基函数和待求 DCT 系数的乘积来近似,表达式为

$$\Phi_n \approx \tau \times C_n, \quad (26)$$

式中: $\Phi_n = [\exp[-j\hat{\phi}_n(0)] \exp[-j\hat{\phi}_n(2)] \cdots \exp[-j\hat{\phi}_n(KM-1)]]^T$ 为时域中第 n 个符号所有相位噪声采样值的复共轭估计值,上标 T 表示转置符号; $C_n = [C_n(0) C_n(1) \cdots C_n(L) \cdots C_n(L-1)]^T$, L 表示 DCT 系数的长度,相噪估计精度与 L 直接相关; τ 为一个 $L_g \times L$ 大小的正交 DCT 基函数矩阵, $L_g = KM$ 为滤波器长度。 K 在时域上表示为多载波符号的重叠个数,这里选 $K=4$ 。DCT 基函数可以有不同选择,这里 DCT 基 $L_g \times L$ 矩阵 τ 的元素 $\tau_{i,l}$ 可表示为

$$\tau_{i,l} = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}}, & i=0 \\ \cos\left[\frac{\pi}{KM}\left(l + \frac{1}{2}\right)i\right], & i \neq 0 \end{cases}. \quad (27)$$

将(26)式代入(25)式,补偿后的时域接收信号 $\hat{r}_n(i)$ 可以重写为

$$\hat{r}_n(i) = \sum_{l=0}^{L-1} r_n(i) \tau_{i,l} C_n(l). \quad (28)$$

经过相关信号处理后,接收端频域补偿后的符号可以表示为

$$\begin{aligned}\hat{R}_{n,m} &= \sum_{i=0}^{L_g-1} \hat{r}_n(i) g\left(i - n \frac{M}{2}\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{M} m i\right) \exp\left[-j \frac{\pi(m+n)}{2}\right] = \\ & \sum_{i=0}^{L_g-1} \exp[-j\hat{\varphi}_n(i)] r_n(i) g\left(i - n \frac{M}{2}\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{M} m i\right) \exp\left[-j \frac{\pi(m+n)}{2}\right] = \\ & \sum_{i=0}^{L_g-1} \exp[-j\hat{\varphi}_n(i)] \{ \exp[j\hat{\varphi}_n(i)] s_n(i) + w_n(i) \} g\left(i - n \frac{M}{2}\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{M} m i\right) \exp\left[-j \frac{\pi(m+n)}{2}\right] \approx \\ & \sum_{i=0}^{L_g-1} s_n(i) g\left(i - n \frac{M}{2}\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{M} m i\right) \exp\left[-j \frac{\pi(m+n)}{2}\right] + \xi_{n,m},\end{aligned}\quad (29)$$

式中: $\xi_{n,m}$ 为噪声项; $V_{n,m}^l = \sum_{i=0}^{L_g-1} r_n(i) g\left(i - n \frac{M}{2}\right) \tau_{i,l} \exp\left(-j \frac{2\pi}{M} m i\right) \exp\left[-j \frac{\pi(m+n)}{2}\right]$ 。令

$$A_{n,m} = \sum_{i=0}^{L_g-1} s_n(i) g\left(i - n \frac{M}{2}\right) \exp\left(-j \frac{2\pi}{M} m i\right) \exp\left[-j \frac{\pi(m+n)}{2}\right]。 \quad (30)$$

综合(29)式和(30)式可得

$$A_{n,m} \approx \sum_{l=0}^{L-1} C_n(l) V_{n,m}^{(l)} - \xi_{n,m}。 \quad (31)$$

忽略(31)式右边的噪声项 $\xi_{n,m}$, 可将(31)式近似为矩阵相乘的形式, 表达式为

$$\hat{A}_n = \mathbf{V}_n \times \mathbf{C}_n, \quad (32)$$

式中: $\hat{A}_n = [\hat{A}_{n,0} \hat{A}_{n,1} \cdots \hat{A}_{n,M-1}]^T$, 其中 $\hat{A}_{n,m}$ 为 $A_{n,m}$ 的估计值; $\mathbf{V}_n = [\mathbf{V}_n^{(0)} \mathbf{V}_n^{(1)} \cdots \mathbf{V}_n^{(L-1)}]$, 其中 $\mathbf{V}_n^{(l)} = [\mathbf{V}_{n,0}^{(l)} \mathbf{V}_{n,1}^{(l)} \mathbf{V}_{n,2}^{(l)} \cdots \mathbf{V}_{n,M-1}^{(l)}]^T$ 为一个 $M \times 1$ 大小的向量, 每个向量与 DCT 系数向量 \mathbf{C}_n 中的一个元素对应。 \mathbf{V}_n 是一个 $M \times M$ 大小的矩阵, 可通过接收端数据求得。每一个 CO-FBMC/OQAM 符号对应一个未知向量 \mathbf{C}_n 。对(32)式取实部可得到发送端的 PAM 符号估值, 表达式为

$$\hat{a}_n = \mathbf{P}_n \times \mathbf{Q}_n, \quad (33)$$

式中: $\hat{a}_n = [\hat{a}_{n,0} \hat{a}_{n,1} \cdots \hat{a}_{n,M-1}]$, 其中 $\hat{a}_{n,m}$ 表示发送符号 $a_{n,m}$ 的估计值; $\mathbf{P}_n = [\text{Re}(\mathbf{V}_n) - \text{Im}(\mathbf{V}_n)]$; $\mathbf{Q}_n = [\text{Re}(\mathbf{C}_n^T) \text{Im}(\mathbf{C}_n^T)]^T$ 。

发送端数据的估计值 $\hat{a}_{n,m}$ 可对 $\hat{a}'_{n,m}$ (经 CPE 补偿后的数据) 进行预判决获取, 但是预判决错误不仅会严重影响后续算法的估计精度, 而且预判决后数据数量还会直接影响算法的复杂度。因此本方法通过优化误码率 (BER, B_{ER}) 性能来挑选判决错误概率较小的部分补偿后数据进行预判决, 将其作为发送端数据的估计值。

在本算法中, 挑选 CPE 补偿后部分判决错误概率较小的数据进行预判决。具体以 4-OQAM 为例, 星座图中的数据点可分为 2 类, 如图 4 所示。当星座图上的点 $\hat{D}_{n,m}$ 落在两类数据的分界线周围时, 显然易发生判决错误。图中一个长方形阴影区域被

认为是容易发生误判的区域, 参数 δ 决定这个区域的大小, 其中长方形区域内的数据可以表示为 $\hat{a}'_{n,m} \in [-\delta/2, \delta/2]$ 。如果 $\hat{D}_{n,m}$ 落在这个阴影区域中, 判决错误概率较高, 那么它将被不被选择去参与预判决。而在这些区域外的数据, 判决错误概率较低, 将被执行预判决以预估发送端数据。因此, 在算法执行中通过优化参数 δ 来平衡算法效果和复杂度。

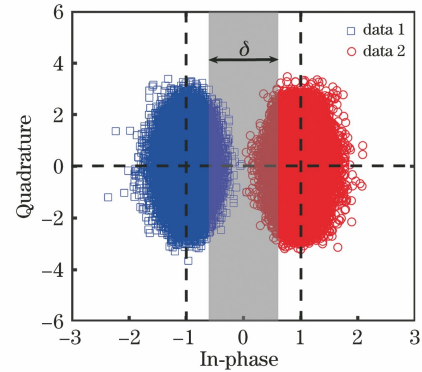


图 4 4-OQAM 中 CPE 补偿后的数据选择区域

Fig. 4 Data selection area after CPE compensation in 4-OQAM

当优化参数 δ 确定后, 一个大小为 $Z_n \times 1$ 的向量被挑出去执行预判决, 这里 Z_n 为第 n 个符号中预估计发送信号的总数。预估计发送符号通过置换矩阵 \mathbf{S}_n 可获得 $\mathbf{S}_n \hat{a}_n$, 这里置换矩阵 $\mathbf{S}_n = [\lambda_{t_1} \lambda_{t_2} \cdots \lambda_{t_{Z_n}}]^T$ 是一个 $Z_n \times M$ 大小的矩阵, t_z ($z = 1, 2, \cdots, Z_n$) 为第 z 个预估计发明符号子载波编号, λ_{t_z} 为 $M \times 1$ 大小的向量 $[0, \cdots, 0, 1, 0, \cdots, 0]^T$, 其中 1 前的 0 有 $t_z - 1$ 个, 1 后的 0 有 $M - t_z$ 个。(33) 式可以改写为

$$\mathbf{S}_n \hat{a}_n = \mathbf{S}_n \mathbf{P}_n \mathbf{Q}_n。 \quad (34)$$

在这里用最小二乘(LS)法来计算 DCT 的系数向量,表达式为

$$\mathbf{Q}_n = [(\mathbf{S}_n \mathbf{P}_n)^T (\mathbf{S}_n \mathbf{P}_n)]^{-1} (\mathbf{S}_n \mathbf{P}_n)^T (\mathbf{S}_n \hat{\mathbf{a}}_n). \quad (35)$$

求得 \mathbf{Q}_n 后,通过(33)式来补偿包括 CPE 和非 CPE 的相位噪声,并最终恢复得到发送端的 PAM 符号。(35)式的计算精度与 $\mathbf{S}_n \mathbf{P}_n$ 的奇异值有关,奇异值越小误差越大,因此在估计计算中需尽量保持矩阵 $\mathbf{S}_n \mathbf{P}_n$ 列满秩。为了表述方便,该算法被命名为 P-EKF-DCT 算法。

3.3 导频辅助的时域相位噪声补偿改进算法

与 OFDM 的相邻符号互不重叠不同,FBMC/OQAM 的相邻符号在时域上是相互重叠的,即接收端第 n 个 FBMC/OQAM 符号上的第 i 个采样点表示为 $r_n(i) = r[i + (n-1)M/2]$, $i \in [1, KM]$ 。第 n 个 FBMC 符号的最后 $KM - M/2$ 个采样点与第 $n+1$ 个 FBMC 符号的前面 $KM - M/2$ 个采样点是相同的,表示为 $r_n(j + M/2) = r_{n+1}(j)$, $j \in [1, KM - M/2]$ 。因此相位噪声在时域也在符号间存在重叠的情况,即 $\varphi_n(j + M/2) = \varphi_{n+1}(j)$,其中 $\varphi_{n+1}(j)$ 表示第 $n+1$ 个 FBMC 符号上的相位噪声中的第 j 个采样点。相位噪声的相关符号重叠可得

$$\boldsymbol{\tau}_{\text{last}} \mathbf{C}_n = \boldsymbol{\tau}_{\text{pre}} \mathbf{C}_{n+1}, \quad (36)$$

式中: $\boldsymbol{\tau}_{\text{pre}}$ 和 $\boldsymbol{\tau}_{\text{last}}$ 分别为 DCT 基函数矩阵的前 $KM - M/2$ 行和后 $M/2$ 行。此时第 n 个 FBMC 符号 DCT 系数向量与第 $n+1$ 个 FBMC 符号 DCT 系数向量有关联,通过 LS 的估计可得到

$$\mathbf{C}_n = (\boldsymbol{\tau}_{\text{last}}^T \boldsymbol{\tau}_{\text{last}})^{-1} \boldsymbol{\tau}_{\text{last}}^T \boldsymbol{\tau}_{\text{pre}} \mathbf{C}_{n+1}. \quad (37)$$

从(37)式可以看到,若 \mathbf{C}_1 被求得,则所有的系数向量都可以通过该式递推得到。但这在实际中显然无法实现,因为 $\boldsymbol{\tau}_{\text{pre}}$ 和 $\boldsymbol{\tau}_{\text{last}}$ 是 DCT 基函数矩阵中的一部分,本身存在循环特性,故矩阵的奇异值很小,使 LS 的估计变得非常不精确。DCT 基函数矩阵为非正交方阵,满足

$$\boldsymbol{\tau}^T \boldsymbol{\tau} = b, \quad (38)$$

式中: b 为一个常数。忽略掉 φ_n 的前 $M/2$ 个采样点和 φ_{n+1} 的后 $M/2$ 个采样点之间的差异,则将 φ_{n+1} 向右循环移位 $M/2$ 可近似得到 φ_n ,表达式为

$$\begin{cases} \boldsymbol{\tau} \mathbf{C}_n = \varphi_n \approx | \boldsymbol{\mu}_{-1} | \varphi_{n+1} = | \boldsymbol{\mu}_{-1} | \boldsymbol{\tau} \mathbf{C}_{n+1}, \\ \boldsymbol{\tau} \mathbf{C}_{n+1} = \varphi_{n+1} \approx | \boldsymbol{\mu}_{+1} | \varphi_n = | \boldsymbol{\mu}_{+1} | \boldsymbol{\tau} \mathbf{C}_n \end{cases}, \quad (39)$$

式中: $\boldsymbol{\mu}_{-1}$ 和 $\boldsymbol{\mu}_{+1}$ 为 $L_g \times L_g$ 大小的循环移位矩阵,具体形式分别为

$$\begin{cases} \boldsymbol{\mu}_{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{\frac{M}{2} \times (L_g - \frac{M}{2})} & \mathbf{I}_{\frac{M}{2} \times \frac{M}{2}} \\ \mathbf{I}_{(L_g - \frac{M}{2}) \times (L_g - \frac{M}{2})} & \mathbf{0}_{(L_g - \frac{M}{2}) \times \frac{M}{2}} \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{\mu}_{+1} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{(L_g - \frac{M}{2}) \times \frac{M}{2}} & \mathbf{I}_{(L_g - \frac{M}{2}) \times (L_g - \frac{M}{2})} \\ \mathbf{I}_{\frac{M}{2} \times \frac{M}{2}} & \mathbf{0}_{\frac{M}{2} \times (L_g - \frac{M}{2})} \end{bmatrix} \end{cases}. \quad (40)$$

结合(38)式和(39)式,可得到 \mathbf{C}_n 和 \mathbf{C}_{n+1} 之间的关系为

$$\begin{cases} \mathbf{C}_n = \boldsymbol{\gamma}_{-1} \times \mathbf{C}_{n+1} \\ \mathbf{C}_{n+1} = \boldsymbol{\gamma}_{+1} \times \mathbf{C}_n \end{cases}, \quad (41)$$

式中: $\boldsymbol{\gamma}_{-1}$ 和 $\boldsymbol{\gamma}_{+1}$ 为已知的量,具体形式分别为

$$\begin{cases} \boldsymbol{\gamma}_{-1} = \frac{1}{b} \boldsymbol{\tau}^T \boldsymbol{\mu}_{-1} \boldsymbol{\tau} \\ \boldsymbol{\gamma}_{+1} = \frac{1}{b} \boldsymbol{\tau}^T \boldsymbol{\mu}_{+1} \boldsymbol{\tau} \end{cases}. \quad (42)$$

当求第 n 个 FBMC/OQAM 符号的 DCT 系数时,第 $n-1$ 个和第 $n+1$ 个符号也有涉及,则(32)式可以重写为

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{A}}_{n-1} \\ \hat{\mathbf{A}}_n \\ \hat{\mathbf{A}}_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{n-1} \boldsymbol{\gamma}_{-1} \\ \mathbf{V}_n \\ \mathbf{V}_{n+1} \boldsymbol{\gamma}_{+1} \end{bmatrix} \mathbf{C}_n. \quad (43)$$

定义矩阵 $\bar{\mathbf{a}}_n$, $\bar{\mathbf{P}}_n$ 和 $\bar{\mathbf{S}}_n$ 的形式分别为

$$\bar{\mathbf{a}}_n = [\hat{\mathbf{a}}_{n-1}^T \quad \hat{\mathbf{a}}_n^T \quad \hat{\mathbf{a}}_{n+1}^T]^T, \quad (44)$$

$$\bar{\mathbf{P}}_n = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{V}_{n-1} \boldsymbol{\gamma}_{-1}) & -\text{Im}(\mathbf{V}_{n-1} \boldsymbol{\gamma}_{-1}) \\ \text{Re}(\mathbf{V}_n) & -\text{Im}(\mathbf{V}_n) \\ \text{Re}(\mathbf{V}_{n+1} \boldsymbol{\gamma}_{+1}) & -\text{Im}(\mathbf{V}_{n+1} \boldsymbol{\gamma}_{+1}) \end{bmatrix}, \quad (45)$$

$$\bar{\mathbf{S}}_n = [\mathbf{S}_{n-1}^T \quad \mathbf{S}_n^T \quad \mathbf{S}_{n+1}^T]^T. \quad (46)$$

与 P-EKF-DCT 算法类似,导频辅助的时域相位噪声补偿改进算法的 DCT 系数仍然通过 LS 的估计来计算,表达式为

$$\mathbf{Q}_n = [(\bar{\mathbf{S}}_n \bar{\mathbf{P}}_n)^T (\bar{\mathbf{S}}_n \bar{\mathbf{P}}_n)]^{-1} (\bar{\mathbf{S}}_n \bar{\mathbf{P}}_n)^T (\bar{\mathbf{S}}_n \bar{\mathbf{a}}_n). \quad (47)$$

该算法中,忽略了第 $n-1$ 个相位噪声前 $M/2$ 个采样点以及第 $n+1$ 个相位噪声后 $M/2$ 个采样点的差异,由于滤波器的脉冲响应在两端都比较小,因此该近似对 LS 估计结果的影响较小。将 \mathbf{C}_n 求出来之后, \mathbf{C}_{n-1} 和 \mathbf{C}_{n+1} 都可以通过(41)式求得。每求解三个 DCT 系数向量,(47)式中的矩阵求逆只需要执行一次,因此算法的复杂度较 P-EKF-DCT 算法有一定下降。为了表述方便,该改进算法被命名为 P-EKF-DCT-O 算法。

4 仿真结果与性能分析

为了评估所提算法的相位噪声补偿效果,用 MATLAB 和 Optisystem17.0 搭建一个波特率为 32 GBaud 的 CO-FBMC/OQAM 系统并进行数值仿真。首先将 2^{17} 长的伪随机码映射为 m' 阶 QAM 数据,符号速率被设置为 32 GBaud/s。通过 QAM 和 PAM 的调制,所有复值的 QAM 符号转化为实值的 PAM 符号。所有的 PAM 符号通过快速傅里叶逆变换与多相网络的滤波器组合来产生时域基带 FBMC/OQAM 信号。升余弦滤波器的脉冲长度 $L_g = 4M$,滚动系数 $\alpha = 1$ 。然后用一对独立可控的分支马赫-曾德调制器将基带 FBMC/OQAM 信号调制到波长为 1550 nm 的光载波上。在接收端,光学信号在 90° 光学混频中进行相干检测,接收端的模拟信号经模数转换器转换为数字信号,采样速率为每符号两个采样。接下来对获得的数字符号用离线的数字信号处理(DSP)模块进行处理。已精准实现符号时间同步,用多相网络的滤波器分析和快速傅里叶变换将所有时域符号转换为频域符号。在本文中,为了集中探究相位噪声补偿算法的效果,考虑对系统进行完美的信道均衡,假定每个子载波上的信道响应是平坦和时间不变的。接下来,结合图 3 的导频设置,应用 P-EKF-DCT 相位噪声补偿算法补偿包括 CPE 和非 CPE 的相位噪声。对相位噪声补偿后的数据进行 m' 阶 OQAM 和 m^* 阶 QAM 反映射后可恢复初始发送比特,将其与原发送比特进行对比可得系统的误码率。

在本部分,专注于探究 P-EKF-DCT 算法的相位噪声补偿效果,因此建立了背对背传输系统。由于非 CPE 噪声对传输系统的影响会随着激光器线宽、QAM 调制阶数和子载波数的变化而发生变化,因此对 4 阶、16 阶和 64 阶 QAM 系统分别采用 256、512 和 1024 载波进行传输,分别验证 P-EKF-DCT 算法的相位噪声补偿效果,最终结果将与 M-BPS 算法进行对比。为了评估该算法的效果,作为对比,传统的全盲 M-BPS 算法也对系统进行了相位噪声补偿,4 阶、16 阶和 64 阶 QAM 系统的测试相位总数对分别选择为 16、32 和 64。

当导频信号功率比(P_{SR})为 17 以及 $\delta = 1.8$ 时,P-EKF-DCT 算法和 P-EKF-DCT-O 算法在 256、512 和 1024 个子载波、不同 DCT 系数长度 L 下的性能对比图,如图 5(a)所示。通常来说, L 值越大,相位噪声值可以被 DCT 更精确地近似。对

于 P-EKF-DCT 算法,随着 L 值的增大,误码率的变化较小,甚至在 256 个和 512 个载波上出现 L 值增大、误码率也变大的情况。而对于 P-EKF-DCT-O 算法来说,随着 L 值的增加,误码率有很明显的下降。这个结果的主要原因在于,P-EKF-DCT 算法和 P-EKF-DCT-O 算法的计算精度都与 LS 估计的精度密切相关,(35)式和(47)式中的 $S_n P_n$ 和 $\bar{S}_n \bar{P}_n$ 如果不是列满秩矩阵,那么 LS 法的估计将会存在较大的误差。随着子载波数的增加,矩阵的行数也会增加,而更多的行数会使矩阵更容易满足列满秩,从而使矩阵的奇异值增大,进而提高 LS 估计的精度。在 P-EKF-DCT 算法中,当子载波数较大时,在 L 增大的情况下算法的性能表现会较好。在 P-EKF-DCT-O 算法中, \bar{P}_n 是 P_n 的行扩展矩阵,因此行数极大增加,所以也更容易满足列满秩而使奇异值增大,最终提升了 LS 估计的精度,这个优势在 L 增大的情况下表现很明显。当 L 较小时,通过 DCT 近似的相位噪声精确度并不高,故 P-EKF-DCT-O 算法的精度与 P-EKF-DCT 算法相似,均存在较大的误差。综上所述,当 P-EKF-DCT 算法在 256 和 512 载波上时, L 值取 2,而当在 1024 载波上时,P-EKF-DCT-O 算法和 P-EKF-DCT 算法的 L 值取 10。当 $L = 2$ 和 $\delta = 1.8$ 时,P-EKF-DCT 算法分别在 4 阶、16 阶和 64 阶 QAM 以及不同导频信号功率比下的性能变化图,如图 5(b)所示。在合适的线宽延迟乘积和光信噪比(OSNR, R_{OSN})的条件下,当导频数据信号功率比为 17 时,几种不同阶数的 QAM 均能取得较好的 CPE 相位噪声补偿效果,因此该功率比选择为 17。P-EKF-DCT 算法在 $P_{SR} = 17$ 和 $L = 2$ 以及不同不参与判决的矩形区域长度下的性能变化图,如图 5(c)所示。从图 5(c)可见,随着不参与判决的矩形区域长度 δ 从 0 到 1.8 的变化,舍弃的数据中判决错误和判决正确所产生的反正两方面作用相互抵消,误码率性能变化较小。这表明这部分数据对误码率的改善有较小的影响,故该部分数据不参与判决,在后续算法中未使用,因此这将极大降低算法的复杂度。当 δ 从 1.8 变化到 2.0 时,由于参与判决数据的严重减少,6 阶 QAM 的数据有较大恶化,因此选择不参与判决的矩形区域长度 $\delta = 1.8$ 。

CO-FBMC/OQAM 系统具有大数目的子载波,故能够有效对抗光纤色散所带来的不利影响^[39-45]。但相位噪声在大子载波数目的情况下也会变得较为严重,因此在具有大子载波数目的系统中

维持较好的相位噪声补偿效果一直是目前相位噪声补偿算法所面临的一个挑战。在不同的线宽延迟乘积和 OSNR 的条件下,在 4 阶、16 阶和 64 阶 QAM 的情况下,P-EKF-DCT 算法与 M-BPS 算法在不同子载波数下的性能对比图,如图 5(d)所示,此时参数 $L = 2 (M = 256, 512)$ 或 $L = 8 (M = 1024)$, $\delta =$

1.8, $P_{SR} = 17$ 。当子载波数变大时,一方面 AWGN 更好地被平均进入每个多载波信道中,故影响减弱,因此误码率性能被迅速提高,另一方面 FBMC/OQAM 的符号传输时间增加,相位噪声变大,故具有更大的方差。

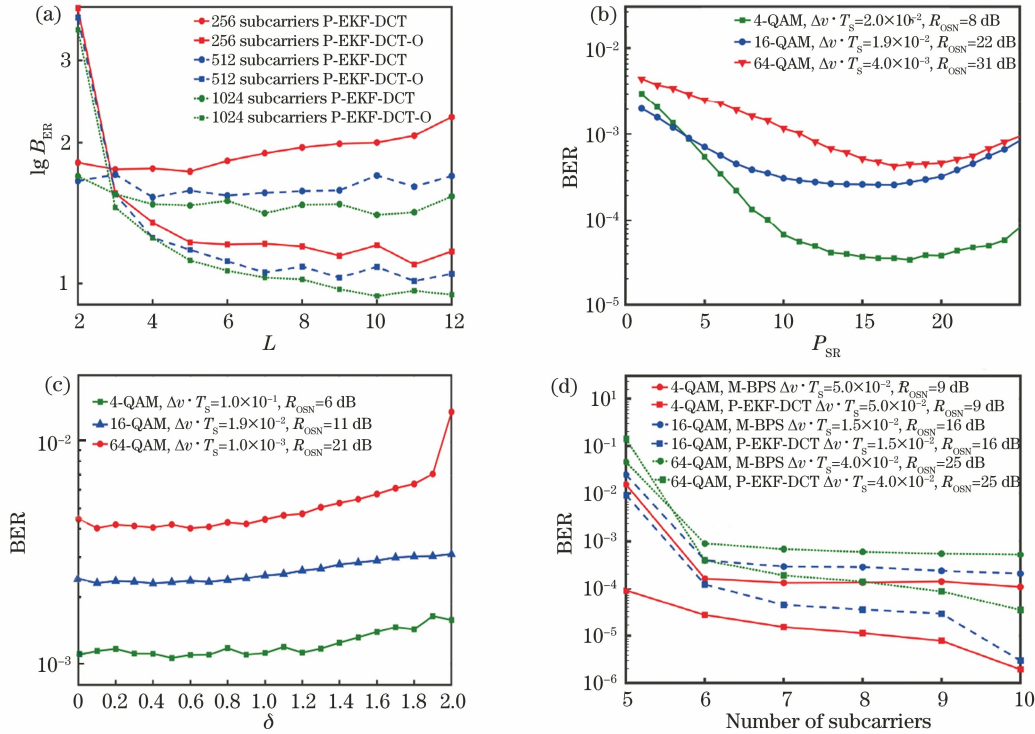


图 5 误码率随不同参数的变化曲线。(a)误码率随 DCT 变换系数长度的变化曲线;(b)误码率随导频信号功率比的变化曲线;(c)误码率随不参与判决的矩形区域长度的变化曲线;(d)误码率随子载波数目的变化曲线

Fig. 5 Change curves of bit error rate with different parameters. (a) Change curve of bit error rate with length of DCT transform coefficient; (b) change curve of bit error rate with pilot signal power ratio; (c) change curve of bit error rate with length of rectangular region not participating in decision; (d) change curve of bit error rate with number of subcarriers

总体上,当子载波数从 128 到 1024 的变化过程中,对于各阶 QAM,误码率性能基本无变化或有较大提高。综上,证明所提出的算法对子载波数目并非特别敏感,在大子载波数目的情况下仍能较好地补偿相位噪声。由于 P-EKF-DCT 算法不仅补偿了 CPE 相位噪声,还补偿了非 CPE 相位噪声,而 M-BPS 算法仅补偿了 CPE 相位噪声,因此在相同阶数的 QAM 和子载波数的情况下,P-EKF-DCT 算法的性能较 M-BPS 算法提高了近一个数量级。

文献[35]提出一种基于分散导频设置的时域相位噪声补偿算法,在时域将相位噪声用 DCT 展开,从而达到补偿非 CPE 相位噪声的目的。在该算法中,每隔 32 个子载波设置一个导频,因此当子载波总数 M 分别为 256、512 和 1024 时,每符号导频数

N^p 为 8、16 和 32。为了对比所提算法的性能,该导频算法也被作为对比算法,为了方便起见,将其命名为 P-DCT-PNC 算法。假定硬判决需要的前向纠错 BER 应小于 3.8×10^{-3} ,因此在这个 BER 目标极限下探究所提算法的相位噪声补偿效果。当子载波个数分别为 256、512 和 1024 时,P-EKF-DCT 算法、P-EKF-DCT-O 算法和 M-BPS 算法分别在 4 阶、16 阶和 64 阶 QAM 下的线宽延迟乘积和光信噪比代价的关系图,如图 6(a)~6(c)所示,图中的点均代表当前线宽延迟乘积下达到 3.8×10^{-3} 的硬判决前向纠错误码率的 OSNR 能量代价,其中图 6(a)和图 6(b)左三条曲线为 64 阶 AQM,中三条曲线为 16 阶 AQM,右三条曲线为 4 阶 AQM,图 6(c)左四条曲线为 64 阶 AQM,中四条曲线为 16 阶 AQM,

右四条曲线为 4 阶 AQM。OSNR 能量代价定义为在 3.8×10^{-3} 误码率下, 目前激光线宽需要的 OSNR 和零线宽需要的 OSNR 之差。在目前激光线宽下应用本文提出的相位噪声补偿算法, 而在零线宽下未用任何相位噪声补偿算法。在线宽为零, 即无相位噪声的 32 GBaud 系统中, 当未用任何相位噪声算法时, 4 阶、16 阶和 64 阶 QAM 的参考 OSNR 分别为 4.22 dB、9.50 dB 和 7.20 dB。作为对比, 最大 1 dB 和 2 dB 的 OSNR 代价被接受并作为阈值。对于 4 阶、16 阶和 64 阶 QAM, M-BPS 算法的最优测试相位分别选择为 16、32 和 64。当子载波总数为 256 和 512 时, DCT 基的长度 L 选择 2, 而当子载波总数为 1024 时, 长度 L 选择 10。本文中不判决区域宽度参数 δ 选择 1.8, 最优的 P_{SR} 为 17。当子载波总数为 512 和 1024 时, 计算了 P-

DCT-PNC 算法的性能, 尽管该算法的性能接近于所提出的算法, 但其所用的导频子载波数目(当子载波个数分别为 512 和 1024 时, 导频子载波数目分别为 8 和 16)却远远大于所提出的算法(仅有 5 个导频子载波), 而且该导频算法在较小的 $\Delta\nu T_s$, 即 10^{-4} 的情况下会产生较大的 OSNR 代价。在相同子载波总数的情况下, 随着 QAM 阶数的增加, 数据传输效率增加, 相同误码率下所需的 OSNR 显著增加。而在相同的 QAM 阶数下, 随着子载波数的减少, 所需的 OSNR 也显著增加。这说明对于分散导频的 P-DCT-PNC 算法, 相邻导频之间有 32 个导频子载波, 在小的 $\Delta\nu T_s$, 即 10^{-4} 的情况下, 完全无法有效去除相位噪声的影响。从这一点来说, 本文所提出的 P-EKF-DCT 算法和 P-EKF-DCT-O 算法均优于 P-DCT-PNC 算法。

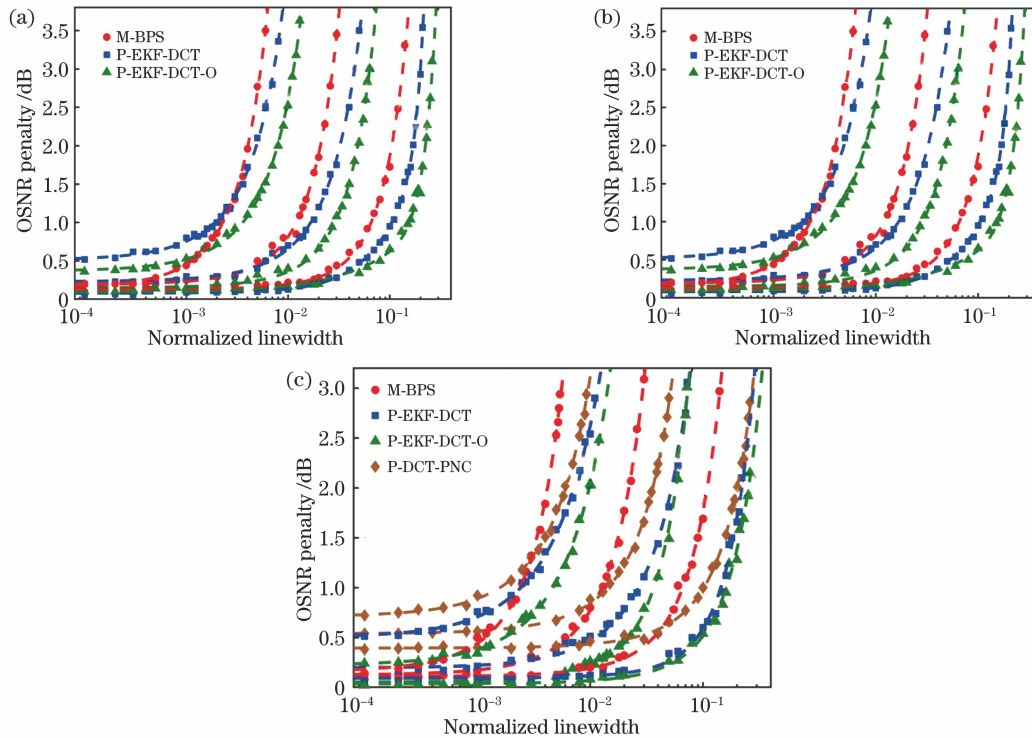


图 6 不同算法分别在 4 阶、16 阶和 64 阶 QAM、不同子载波个数下的 OSNR 代价。(a) 256 个子载波; (b) 512 个子载波; (c) 1024 个子载波

Fig. 6 OSNR costs of different algorithms under 4th, 16th, and 64th order QAM and different number of subcarriers.

(a) 256 subcarriers; (b) 512 subcarriers; (c) 1024 subcarriers

总体上, 本文提出的导频算法较 M-BPS 算法取得了更好的相位噪声补偿效果。P-EKF-DCT 算法仅使用 5 个导频子载波, 其频谱效率较使用 256 个子载波的 M-BPS 算法下降不到 2%, 较使用 1024 个子载波下降不到 0.5%。如图 6(a) 所示, 对于 4 阶、16 阶和 64 阶 QAM 的 32 GBaud 系统, 在 256 个子载波下, 对于 M-BPS 算法, $\Delta\nu T_s$ 取得 0.06550、

0.01209 和 0.00230 的容忍度; 对于 P-EKF-DCT 算法, $\Delta\nu T_s$ 取得 0.10440、0.01669 和 0.00188 的容忍度。总体来说, P-EKF-DCT 算法的效果明显优于 M-BPS 算法。注意到随着 QAM 阶数的升高, 如在 64 阶 QAM 下, 两种算法的 $\Delta\nu T_s$ 容忍度差异减小, P-EKF-DCT-O 算法的容忍度是 MPS 算法的 2.7 倍。主要原因在于高阶调制的情况下, 导频信

号占用的功率较大,因此导频算法较盲算法在 1 dB 的 OSNR 下差异减小。在 64 阶 QAM 和 256 个子载波的情况下,当 OSNR 为 2 dB 时,M-BPS 算法和 P-EKF-DCT 算法的 $\Delta\nu T_s$ 分别为 0.00403 和 0.00489,两种算法的差异显著增大,结果说明 P-EKF-DCT 算法仍能取得较好的相位噪声补偿效果。本文提出的 P-EKF-DCT 算法和 P-EKF-DCT-O 算法在较小的 $\Delta\nu T_s$,即 10^{-4} 时,在 64 阶 QAM 下产生较小的 OSNR(0.5 dB)代价,这是由于 P-EKF-DCT 算法和 P-EKF-DCT-O 算法均是基于导频判决的相位噪声补偿算法,此时不能完全去除相位噪声的影响。

最后,基于一个 FBMC/OQAM 符号所需实数乘的次数,比较了 M-BPS 算法、P-EKF-DCT 算法以及 P-EKF-DCT-O 算法的复杂度。因为 P-EKF-DCT-O 算法涉及邻近几个 FBMC/OQAM 符号,因此它的复杂度为每个符号所需的平均复杂度。如表 1 所示,比较了 P-EKF-DCT 算法以及 P-EKF-

DCT-O 算法的复杂度。根据图 2 的算法流程,所提出的算法包括 4 个数字信号处理步骤,即 P-EKF 的 CPE 预补偿、时域的相位噪声模型和 DCT 系数的计算以及最后的相噪补偿,其中 P-EKF 算法所需的实数乘次数为 5 次。时域的相位噪声模型主要由 (30) 式~(32) 式来描述,所需的实数乘次数为 $LM\lg M+LKM$ 。对于 P-EKF-DCT 算法,DCT 系数的计算由(35)式来描述,所需的复杂度为 $8L^3+8Z_nL^2+2Z_nL$,这里 Z_n 是第 n 个 FBMC/OQAM 符号预估计的发送端符号总数。而对于 P-EKF-DCT-O 算法,DCT 系数的计算由(47)式来描述,所需的实数乘次数为 $8L^3/3+8Z_nL^2+2Z_nL+2L^2/3$ 。对于 P-EKF-DCT 算法和 P-EKF-DCT-O 算法,最终的补偿由(33)式来完成,它的复杂度为 $2ML$ 。为了直接比较算法的复杂度,通过模拟仿真计算了误码率为 3.8×10^{-3} 的 Z_n 的平均值,如表 2 所示。因此,表 3 各算法在每个符号中具体所需要的实数乘法操作数。作为比较,当 CPE 补偿后的所

表 1 P-EKF-DCT、P-EKF-DCT-O 和 P-DCT-PNC 算法的复杂度

Table 1 Complexity of P-EKF-DCT, P-EKF-DCT-O, and P-DCT-PNC algorithms

DSP step	P-EKF-DCT	P-EKF-DCT-O	P-DCT-PNC
CPE pre-compensation(P-EKF)	5	5	/
Time-domain PNC model	$LM\lg M+LKM$	$LM\lg M+LKM$	$LM\lg M+LKM$
Calculation of DCT	$8L^3+8Z_nL^2+2Z_nL$	$8L^3/3+8Z_nL^2+2Z_nL+2L^2/3$	$8L^3+8N^pL^2+2N^pL$
Final compensation	$2ML$	$2ML$	$2ML$

表 2 Z_n 在各阶 QAM、不同子载波数下的平均值

Table 2 Average value of Z_n under different order QAM and different subcarrier numbers

QAM order	$M=256$	$M=512$	$M=1024$
4	156	328	695
16	202	416	825
64	227	457	918

表 3 各算法在每个符号中具体所需要的实数乘法操作数

Table 3 Specific real multiplication operands required by each algorithm in each symbol

QAM order	M	M-BPS	P-EKF-DCT	P-EKF-DCT-O	P-DCT-PNC
4	256	8192	13877(17261)	12813(16197)	7520
	512	16384	29285(35693)	27197(33605)	16000
	1024	32768	518517(689061)	499445(669989)	33984
16	256	16384	15533(17261)	14469(16197)	7520
	512	32768	32453(35693)	30365(33605)	16000
	1024	65536	587157(689061)	568085(669989)	33984
64	256	32768	16433(17261)	15369(16197)	7520
	512	65536	33929(35693)	31841(33605)	16000
	1024	131072	636261(689061)	617189(669989)	33984

有数据都参与预判决($\delta=0$)时,P-EKF-DCT 算法和 P-EKF-DCT-O 算法需要的实数乘次数显示在括号内。注意到,当子载波数 $M=256$ 或 512 时,参数 δ 优化后,所提算法的复杂度接近或者小于 M-BPS 算法。但当子载波数 $M=1024$ 时,所提算法的复杂度远大于 M-BPS 算法。随着 QAM 阶数的增加,所提算法的复杂度较 M-BPS 算法有较大幅度的下降。例如在 64 阶 QAM 和 256 或 512 个子载波的情况下,P-EKF-DCT 算法和 P-EKF-DCT-O 算法的复杂度仅为 M-BPS 算法的 $1/2$,而其相位噪声补偿效果略优于 M-BPS 算法。在 4 阶 QAM 的情况下,尽管所提算法的复杂度大于 M-BPS 算法,但其相位噪声补偿效果远优于 M-BPS 算法。尽管 P-DCT-PNC 算法的复杂度未随着 QAM 阶数的增加而增加,在 64 阶 QAM 的情况下保持了较低的复杂度,但是这是以使用较多导频子载波数目为代价的。因此,本文提出的算法使用较小数目的导频子载波,可选择适当子载波数目和 QAM 阶数对补偿效果和复杂度进行平衡。

5 结 论

提出了一种适用于 CO-FBMC/OQAM 系统的导频时域相位噪声补偿算法。其中相位噪声采样用 DCT 在时域展开,通过计算对应的 DCT 系数即可获得相位噪声补偿效果。用基于导频的 EKF 方法首先估计 CPE 相位噪声并进行补偿,优化选择部分低判决错误概率的 CPE 补偿数据进行预判决,以获得发送端数据的估值,进而计算 DCT 系数。考虑 FBMC/OQAM 系统的重叠符号结构,P-EKF-DCT 算法也被改进了相位噪声补偿效果且减小了复杂度。因为该算法能够有效补偿非 CPE 的相位噪声,所以针对 32 GBaud 的 CO-FBMC/QAM 系统,所提出的算法取得了优于 M-BPS 算法的相位噪声补偿效果。特别是在 16 阶 QAM 且 512 个子载波的情况下,频谱效率仅下降不到 1% ,P-EKF-DCT-O 算法的容忍度是 MPS 算法的 2.7 倍,且算法的复杂度仅为 MPS 算法的 $1/2$ 。

参 考 文 献

- [1] Siohan P, Siclet C, Lacaille N. Analysis and design of OFDM/OQAM systems based on filterbank theory [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(5): 1170-1183.
- [2] Li C, Yang Q. Optical OFDM/OQAM for the future fiber-optics communications [J]. Procedia

Engineering, 2016, 140: 99-106.

- [3] Li H B, Yang Q, Li C, et al. Optical OFDM/OQAM for the future optical communication [C]//Asia Communications and Photonics Conference 2014, November 11-14, 2014, Shanghai, China. Washington, D.C.: OSA, 2014: AW4H.5.
- [4] Horlin F, Fickers J, Emplit P, et al. Dual-polarization OFDM-OQAM for communications over optical fibers with coherent detection [J]. Optics Express, 2013, 21(5): 6409-6421.
- [5] He Q W, Schmeink A. Comparison and evaluation between FBMC and OFDM systems [C]//WSA 2015; 19th International ITG Workshop on Smart Antennas, March 3-5, 2015, Ilmenau, Germany. New York: VDE, 2015: 1-7.
- [6] Chong H D, Wang D B, Yuan L H, et al. Estimation and compensation of integer frequency offset in coherent optical offset quadrature amplitude modulation based filter bank multicarrier systems [J]. Acta Optica Sinica, 2019, 39(12): 1206008.
崇涵丹,王道斌,元丽华,等.相干光 FBMC/OQAM 系统的整数频偏估计与补偿方法 [J]. 光学学报, 2019, 39(12): 1206008.
- [7] Zhao Q F, Wang S P, Xu Y M, et al. Joint channel and carrier frequency offset estimation and correction for coherent optical FBMC/OQAM system [J]. Acta Optica Sinica, 2018, 38(2): 0206003.
赵奇飞,王首鹏,徐雨萌,等.相干光 FBMC/OQAM 系统的信道和载波频率偏移联合估计及补偿方法研究 [J]. 光学学报, 2018, 38(2): 0206003.
- [8] Nguyen T H, Gorza S P, Louveaux J, et al. Low-complexity blind phase search for filter bank multicarrier offset-QAM optical fiber systems [C]//Advanced Photonics 2016 (IPR, NOMA, Sensors, Networks, SPPCom, SOF), July 18-20, 2016, Vancouver, Canada. Washington, D. C.: OSA, 2016: SpW2G.2.
- [9] Kakkavas A, Castañeda M, Luo J, et al. FBMC-OQAM with phase noise: achievable performance and compensation [C]//2017 IEEE 18th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), July 3-6, 2017, Sapporo, Japan. New York: IEEE Press, 2017: 1-5.
- [10] Alaghbari K A, Lim H S, Eltaif T. Compensation of chromatic dispersion and nonlinear phase noise using iterative soft decision feedback equalizer for coherent optical FBMC/OQAM systems [J]. Journal of Lightwave Technology, 2020, 38(15): 3839-3849.
- [11] Ikeuchi K, Sakai M, Lin H. Compensation of phase noise in OFDM/OQAM systems [C]//2017 IEEE 86th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall),

- September 24-27, 2017, Toronto, ON, Canada. New York: IEEE Press, 2017: 1-5.
- [12] Huang Y F, Tsai C T, Chi Y C, et al. Filtered multicarrier OFDM encoding on blue laser diode for 14.8-Gbps seawater transmission [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(9): 1739-1745.
- [13] Oubei H M, Duran J R, Janjua B, et al. 4.8 Gbit/s 16-QAM-OFDM transmission based on compact 450-nm laser for underwater wireless optical communication[J]. *Optics Express*, 2015, 23(18): 23302-23309.
- [14] Cvijetic N. OFDM for next-generation optical access networks [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2012, 30(4): 384-398.
- [15] Tsonev D, Chun H, Rajbhandari S, et al. A 3-Gb/s single-LED OFDM-based wireless VLC link using a gallium nitride μ LED [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2014, 26(7): 637-640.
- [16] Dissanayake S D, Armstrong J. Comparison of ACO-OFDM, DCO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD systems[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2013, 31(7): 1063-1072.
- [17] 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.
- [18] 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.
- [19] Lin C T, Wei C C, Chao M I. Phase noise suppression of optical OFDM signals in 60-GHz RoF transmission system[J]. *Optics Express*, 2011, 19(11): 10423-10428.
- [20] Nissel R, Schwarz S, Rupp M. Filter bank multicarrier modulation schemes for future mobile communications[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2017, 35(8): 1768-1782.
- [21] Farhang-Boroujeny B. OFDM versus filter bank multicarrier[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2011, 28(3): 92-112.
- [22] Nhan N Q, Morel P, Azou S, et al. Sparse preamble design for polarization division multiplexed CO-OFDM/OQAM channel estimation [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(13): 2737-2745.
- [23] Zhao J, Townsend P D. Dispersion tolerance enhancement using an improved offset-QAM OFDM scheme[J]. *Optics Express*, 2015, 23(13): 17638-17652.
- [24] Suo Z F, Ding D, Yu Y Y, et al. Preamble based frequency domain channel estimation method for optical OFDM/OQAM system[C]//2019 IEEE 11th International Conference on Communication Software and Networks (ICCSN), June 12-15, 2019, Chongqing, China. New York: IEEE Press, 2019: 13-16.
- [25] Bi M H, Liu L, Zhang L, et al. Low overhead equalization algorithm for simultaneously estimating channel and mitigating intrinsic imaginary interference in IMDD-OQAM-OFDM system [J]. *Optics Communications*, 2019, 430: 256-261.
- [26] You B Y, Yang L, Luo F G, et al. Pilot-based extended Kalman filter for phase noise estimation in CO-FBMC/OQAM systems [J]. *Optics Communications*, 2019, 443: 116-122.
- [27] Nguyen T T, Le S T, Nissel R, et al. Pseudo-pilot coding based phase noise estimation for coherent optical FBMC-OQAM transmissions[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(14): 2859-2867.
- [28] Nguyen T H, Louveaux J, Gorza S P, et al. Simple feedforward carrier phase estimation for optical FBMC/OQAM systems [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2016, 28(24): 2823-2826.
- [29] Rottenberg F, Nguyen T H, Gorza S P, et al. ML and MAP phase noise estimators for optical fiber FBMC-OQAM systems [C]//2017 IEEE International Conference on Communications (ICC), May 21-25, 2017, Paris, France. New York: IEEE Press, 2017: 1-6.
- [30] Fang X, Wang Y C, Ding D, et al. Pilot-aided phase noise suppression for coherent optical OFDM/OQAM [C]//2019 Asia Communications and Photonics Conference (ACP), November 2-5, 2019, Chengdu, China. New York: IEEE Press, 2019: 1-3.
- [31] Fang X, Suo Z, Zhang L, et al. Combined phase offset channel estimation method for optical OFDM/OQAM[J]. *Optical Fiber Technology*, 2021, 61: 102390.
- [32] Fang X, Xu Y C, Chen Z Y, et al. Time-domain least square channel estimation for polarization-division-multiplexed CO-OFDM/OQAM systems [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2016, 34(3): 891-900.
- [33] Fang X, Zhang F. Phase noise estimation and suppression for PDM CO-OFDM/OQAM systems [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2017, 35(10): 1837-1846.
- [34] Wu B Q, Lu J, Gao M Y, et al. Time-domain blind ICI compensation in coherent optical FBMC/OQAM system[J]. *Sensors*, 2020, 20(21): 6397.
- [35] Wu B Q, Lu J, Ren H L, et al. Time domain phase noise compensation in coherent optical FBMC/

- OQAM system[C]//2019 Asia Communications and Photonics Conference (ACP), November 2-5, 2019, Chengdu, China. New York: IEEE Press, 2019: 1-3.
- [36] Le S T, Kanesan T, Giacomidis E, et al. Quasi-pilot aided phase noise estimation for coherent optical OFDM systems [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2014, 26(5): 504-507.
- [37] Farhang-Boroujeny B. Filter bank multicarrier modulation: a waveform candidate for 5G and beyond [J]. Advances in Electrical Engineering, 2014, 2014: 1-25.
- [38] Bellanger M G. Specification and design of a prototype filter for filter bank based multicarrier transmission [C]//2001 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Proceedings (Cat. No. 01CH37221), May 7-11, 2001, Salt Lake City, UT, USA. New York: IEEE Press, 2001: 2417-2420.
- [39] You B Y, Yang L, Luo F G, et al. Joint carrier frequency offset and phase noise estimation based on pseudo-pilot in CO-FBMC/OQAM system[J]. IEEE Photonics Journal, 2019, 11(1): 1-11.
- [40] Nguyen T H, Bramerie L, Gay M, et al. Experimental demonstration of the tradeoff between chromatic dispersion and phase noise compensation in optical FBMC/OQAM communication systems [J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37(17): 4340-4348.
- [41] Nguyen T H, Rottenberg F, Gorza S P, et al. Extended Kalman filter for carrier phase recovery in optical filter bank multicarrier offset QAM systems [C]//Optical Fiber Communication Conference, March 19-23, 2017, Los Angeles, California. Washington, D.C.: OSA, 2017: Th4C.3.
- [42] Nguyen T H, Rottenberg F, Gorza S P, et al. Efficient chromatic dispersion compensation and carrier phase tracking for optical fiber FBMC/OQAM systems [J]. Journal of Lightwave Technology, 2017, 35(14): 2909-2916.
- [43] Wang X B, Yang L, Luo F G, et al. Adaptive EKF based estimation method for phase noise in CO-OFDM/OQAM system[J]. IEEE Access, 2020, 8: 204931-204940.
- [44] Fang X, Suo Z F, Zhang L, et al. Combined phase offset channel estimation method for optical OFDM/OQAM [J]. Optical Fiber Technology, 2021, 61: 102390.
- [45] Liu J J, Wang D B, Tuo M S, et al. Joint estimation algorithm of time offset and channel response for coherent optical FBMC-OQAM systems [J]. Chinese Journal of Lasers, 2020, 47(11): 1106001.
- 刘俊杰, 王道斌, 拓明珊, 等. 相干光 FBMC-OQAM 系统的时间偏移和信道联合估计算法 [J]. 中国激光, 2020, 47(11): 1106001.