

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

赵奇飞¹, 王首鹏¹, 徐雨萌¹, 孔鸿鹏¹, 任栋², 王道斌¹, 侯尚林¹

¹兰州理工大学理学院, 甘肃 兰州 730050

²中国电子信息产业集团有限公司, 北京 100846

摘要 色散和激光器频率偏移能够对使用交错正交幅度调制格式的相干光滤波器组多载波(CO-FBMC/OQAM)系统产生严重影响。针对这个问题,重点研究了该系统的基于训练序列的信道和载波频率偏移联合估计及补偿方法。详细分析了 CO-FBMC/OQAM 系统的信道传输模型,对训练序列的结构进行了设计和优化,抑制了固有虚部干扰(IMD)的影响。为了消除信道噪声对估计过程的干扰,提出了基于不同帧之间频域平均的估计方法。该方法将实值导频的交叉关联函数在不同帧之间进行频域平均,取其相位后获得载波频率偏移估计值。信道响应也在不同帧之间进行频域平均后得到最终估计值。搭建了 CO-FBMC/OQAM 系统的数值仿真平台,并研究了激光器频率偏移不同时,经过 1500 km 标准单模光纤传输后系统的误差幅度矢量和误码率。数值仿真结果表明:不管是在背靠背场景下,还是在 1500 km 光纤传输后,该方法都能够抑制色散和激光器频率偏移的影响,有效提升系统的传输性能。

关键词 光纤通信; 滤波器组多载波调制; 交错正交幅度调制; 激光器频率偏移; 相干光传输系统

中图分类号 TN913.7

文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201838.0206003

Joint Channel and Carrier Frequency Offset Estimation and Correction for Coherent Optical FBMC/OQAM System

Zhao Qifei¹, Wang Shoupeng¹, Xu Yumeng¹, Kong Hongpeng¹, Ren Dong²,
Wang Daobin¹, Hou Shanglin¹

¹ School of Science, Lanzhou University of Technology, Lanzhou, Gansu 730050, China

² China Electronics Corporation, Beijing 100846, China

Abstract Chromatic dispersion and laser frequency offset have serious impact on coherent optical filter bank multicarrier systems with offset quadrature amplitude modulation (CO-FBMC/OQAM system). Preamble-based joint estimation and correction algorithm of channel and carrier frequency offset (CFO) in CO-FBMC/OQAM system is investigated. The channel transmission model of CO-FBMC/OQAM system is theoretically elaborated, and the preamble structure is deliberately designed and optimized to suppress the impact of inherent imaginary interference (IMI). In order to reduce the noise impact, an estimation method based on inter-frame averaging is proposed. In this method, the cross-correlation function within multiple frames is averaged and the laser frequency offset according to the phase of this average is estimated. Finally, we get the final channel response by averaging channel estimation results within multiple frames. The error amplitude vector and error rate of the system are numerically demonstrated through 1500 km standard single-mode fiber transmission with different CFO values. The results show that the proposed method can suppress the influence of chromatic dispersion and laser frequency offset, and significantly enhance transmission performance in the back-to-back scenario or after 1500 km optical fiber transmission.

Key words optical fiber communication; filter bank multicarrier modulation; offset quadrature amplitude

收稿日期: 2017-07-17; 收到修改稿日期: 2017-11-10

基金项目: 国家自然科学基金(61367007, 61665005)

作者简介: 赵奇飞(1994—),男,硕士研究生,主要从事光纤通信方面的研究。E-mail: qifei95@foxmail.com

导师简介: 王道斌(1976—),男,博士,副教授,主要从事光纤通信方面的研究。

E-mail: photonics_wang@yahoo.com(通信联系人)

modulation; laser frequency offset; coherent optical transmission system

OCIS codes 060.1660; 060.2330; 060.2630

1 引 言

多载波调制技术(MCM)具有复杂度低的优点,能够实现高速率的数据传输,所以已经在许多高速光纤通信系统中得到了广泛应用^[1-4]。最具有代表性的多载波技术是使用循环前缀的正交频分复用(CP-OFDM)系统,这种技术具有实现方法简单、可在频域进行有效均衡以及符号间干扰(ISI)抵抗性较好等优点,所以近几年来受到了研究人员和工业界的广泛关注^[5-6]。与此同时,人们也意识到 CP-OFDM 系统存在一些固有缺点,例如循环前缀使频谱效率降低,具有较高的带外辐射等^[7]。

为了应对这些缺点,一种较好的解决方案是使用交错正交幅度调制的滤波器组多载波系统,许多学术团体和工业界人士^[8-9]一致认为在未来的光通信系统中该技术将会是 CP-OFDM 系统很有竞争力的替代方案。使用交错正交幅度调制格式的滤波器组多载波(FBMC/OQAM)系统也称为使用 OQAM 的正交频分复用(OFDM/OQAM)系统,最早起源于 Chang^[10]和 Saltzberg^[11]在几十年前所做的开拓性工作。FBMC/OQAM 系统使用多种具有良好时频聚焦特性的滤波器,可以很好地控制带外辐射。而且,由于不用插入循环前缀,FBMC/OQAM 系统具有更高的频谱效率。所以,经过仔细设计后,这种技术可以用在 OFDM 技术不再适用的场景中^[12]。

然而,这些优点的获得是有代价的。在 FBMC/OQAM 系统中子载波之间的复数域正交被替换成了实数域正交^[13-14],这意味着相邻子载波和符号之间总是存在固有虚部干扰(IMI)。由于 IMI,信道估计过程中使用的实值导频被严重污染,估计精度严重劣化,故 FBMC/OQAM 系统的准确信道估计是一个很具有挑战性的任务。原本面向 CP-OFDM 系统开发的几种重要信道估计技术,例如符号内频域平均法^[15],也都不能直接应用于 FBMC/OQAM 系统。为了解决这个问题,近年来研究人员提出了几种针对 FBMC/OQAM 特点设计的训练序列及信道估计方法^[16-20]。例如,文献[17]中提出了最小二乘信道估计法和修正的最小均方信道估计法,并在单极化使用交错正交幅度调制格式的相干光滤波器组多载波(CO-FBMC/OQAM)系统中进行了验证。文献[18]中提出了偏振复用(PDM)CO-FBMC/

OQAM 系统的频域信道估计方法。文献[19]中提出了偏振复用 CO-FBMC/OQAM 系统的时域最小二乘信道估计方法。文献[20]中提出一种可用于强度调制-直接检测 FBMC/OQAM 系统的信道估计方法,实验结果证明该方法可有效抑制 IMI 和噪声的影响。

另一方面,对于相干光通信系统,发射激光器和本振(LO)激光器之间的载波频率偏移(CFO)是一种重要的物理损伤^[21]。它不仅能够引起传送信号的幅度衰减,还会引起载波间干扰(ICI)和 ISI。与其他多载波技术一样,FBMC/OQAM 系统比单载波系统对频率偏移更加敏感。在无线传输系统中,频率稳定可借助于射频锁相环(PLL)来实现,而光学锁相环(OPLL)实现起来则要更加困难,因为它的成本和复杂性较高。另外,半导体激光器光束的频率稳定性对周围环境的变化也很敏感。因此,高效的 CFO 估计和校正技术对相干光通信系统至关重要。到目前为止,相干光 CP-OFDM 系统的频率偏移估计与补偿方法已有多项成果^[21-23]发表,而相干光 FBMC/OQAM 系统的频率偏移估计与补偿方法的研究成果却很少。在文献[16-20]提出的信道估计方法中,同一训练序列符号的导频之间没有保护间隔,不仅存在相互之间的固有干扰,还受频率偏移的影响,无法从中抽取与频率偏移相关的有用信息,因此这些方法只能估计色散等效效应,但不能用于激光器频率偏移的估计与补偿。

本文针对相干光 FBMC/OQAM 系统的信道和激光频率偏移的联合估计问题,依据特殊设计的训练序列,估计 CFO 相关参数;载波频率偏移补偿结束后,使用三阶样条插值法计算出全部子载波对应的有效信道响应。为了抵御噪声干扰,将多个帧的信道估计值进行平均后获得最终结果。不同光纤长度和频率偏移值下的数值仿真结果表明:本文提出的低复杂度联合估计和补偿技术可有效提升 CO-FBMC/OQAM 系统的误码率等性能指标。

2 基本原理

2.1 相干光 FBMC/OQAM 系统的基本原理

相干光 FBMC/OQAM 系统的组成结构如图 1 所示,它由几个主要信息处理模块组成。发射端主

要包括 OQAM 预处理、逆快速傅里叶变换 (IFFT) 和综合滤波器组 (SFB) 模块;接收端主要包括分析滤波器组 (AFB)、快速傅里叶变换 (FFT)、信道估计和均衡以及 OQAM 后处理模块。

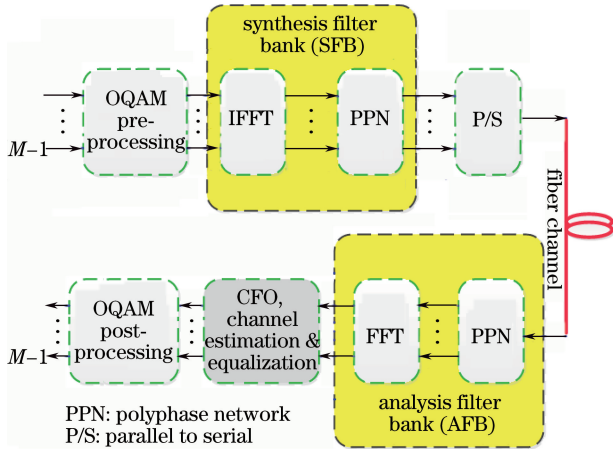


图 1 CO-FBMC/OQAM 系统的组成结构

Fig. 1 Composition and structure of CO-FBMC/OQAM system

假设 FBMC/OQAM 系统的子载波总数是 M , 一个 FBMC 符号的持续时间为 T , 则相邻子载波的频率间隔为 $f_0 = 1/T$ 。子载波的调制格式均采用正交幅度调制 (16QAM), 每个子载波上承载的复数信息包括实部和虚部, 将这一对实数符号各自加载于脉冲上, 在时间上交错 $T/2$ 后传送出去。子载波之间的正交性可通过脉冲成型滤波器来实现, 时频格点 (m, n) 处的实值符号标记为 $a_{m,n}$, 这里 m 为频率指数, n 为时间指数。原型脉冲成型滤波器的脉冲响应记为 $g(t)$, 则光 FBMC/OQAM 系统的发射端基带信号 $s(t)$ 可以写为

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m,n} g_{m,n}(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m,n} g(t - nT/2) \cdot \exp[j(m+n)\pi/2] \exp[j2\pi m f_0 t], \quad (1)$$

式中 N 表示 FBMC/OQAM 符号的总数, $a_{m,n}$ 表示第 n 个 FBMC/OQAM 符号中第 m 个子载波上传传输的实值符号。滤波器函数 $g_{m,n}(t)$ 实际上是原型滤波器 $g(t)$ 的时移和频移版本。实值原型滤波器 $g(t)$ 只在区间 $t \in [0, KT)$ 中是非零的, 其中 K 称为重叠因子。FBMC/OQAM 系统的频谱由原型滤波器函数 $g(t)$ 决定, 目前已发布了多款具有良好时频聚焦特性的滤波器, 例如文献 [24] 中定义的 PHYDYAS 滤波器。

2.2 频率偏移和信道联合估计与补偿方法

在接收机处, 由于受到信道脉冲响应 $h(t)$ 和激光器频率偏移 Δf 的影响, 接收到的时域信号会发生畸变。考虑到加性复数噪声 $w(t)$, 失真的时域接收信号可以表示为

$$r(t) = \exp(j2\pi\Delta f t) \int_0^\Delta h(\tau) s(t-\tau) d\tau + w(t) = \exp(j2\pi\epsilon t/T) \int_0^\Delta h(\tau) s(t-\tau) d\tau + w(t), \quad (2)$$

式中 ϵ 为用于子载波频率间隔归一化的频率偏移, Δ 为最大信道时延扩展, τ 为积分变量。对于光纤通信系统, 信道响应 $h(\tau)$ 包括指数色散、非线性 and 偏振模色散等效应。特别是入纤功率较低时, 色散对光信号传输过程有重要影响, 它能引起波形失真、时间延迟、能量衰减等问题, 这些因素均会增加传输过程中的误码率。经过分析滤波器组和 FFT 模块后, 第 n 个 FBMC/OQAM 符号中第 m 个子载波的解调信号可以写为

$$\bar{a}_{m,n} = \int_{-\infty}^{+\infty} r(t) g_{m,n}^*(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(j2\pi\epsilon t/T) \int_0^\Delta h(\tau) s(t-\tau) d\tau g_{m,n}^*(t) dt + w_{m,n}, \quad (3)$$

式中 $*$ 表示取共轭。将 (1) 式代入 (3) 式后, 可以得到

$$\bar{a}_{m,n} = \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(j2\pi\epsilon t/T) \int_0^\Delta h(\tau) \sum_{m'=0}^{M-1} \sum_{n'=0}^{N-1} a_{m',n'} g_{m',n'}(t-\tau) d\tau g_{m,n}^*(t) dt + w_{m,n} = \sum_{m'=0}^{M-1} \sum_{n'=0}^{N-1} a_{m',n'} \exp\left[\frac{j(m'+n'-m-n)\pi}{2}\right] \exp\left[\frac{j(m'-m+\epsilon)(n'+n)\pi}{2}\right] U + w_{m,n}, \quad (4)$$

$$U = \int_0^\Delta \{h(\tau) \exp[-j\pi f_0(m'+m-\epsilon)\tau] A_g[(n-n')T/2 - \tau, f_0(m'-m+\epsilon)]\} d\tau, \quad (5)$$

$$A_g(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} g\left(t + \frac{\tau}{2}\right) g^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \exp(j2\pi\nu t) dt, \quad (6)$$

式中 $A_g(\tau, \nu)$ 定义为原型滤波器 $g(t)$ 的自模糊函数, $w_{m,n}$ 是经过分析滤波器组后的噪声项, 规定 $m' = m + p$, $n' = n + q$, 并且考虑到文献 [24] 定义

的 PHYDYAS 滤波器等都具有良好的时频聚焦特性, 可以得出以下结论:

$$\operatorname{Re} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} g_{m+p,n+q}(t) g_{m,n}^*(t) dt \right] \approx 0 \mid (p, q) \notin \Omega_{(1,1)}, \quad (7)$$

式中 $\operatorname{Re}(\cdot)$ 表示取实部, $\Omega_{(1,1)} = \{(p, q) \mid p \leq 1 \cup$

$q \leq 1$ }, 表示时频格点(0,0)的一级最近邻, 根据(6)式可以将时频格点(m, n)处的解调信号写为

$$\tilde{a}_{m,n} \approx \sum_{(p,q) \in \Omega(1,1)} a_{m+p,n+q} \exp\{j\pi/2[p + q + (p + \epsilon)(q + 2n)]\} V + \omega_{m,n}, \quad (8)$$

$$V = \int_0^\Delta \{h(\tau) \exp[-j\pi f_0(2m + p - \epsilon)\tau] \cdot A_g[-qT/2 - \tau, f_0(p + \epsilon)]\} d\tau. \quad (9)$$

从(8)式和(9)式可以看出, 激光器频率偏移和信道损伤会引起 ICI 和 ISI, 这会严重影响 FBMC/OQAM 系统的传输性能。如果在接收机前端不消除它们的影响, 则解调过程很难得到 $a_{m,n}$ 的精确估算值。通常, 相干光 FBMC/OQAM 系统可以使用基于训练序列的信道估计方法^[16-20], 然而, 这些方法只考虑了信道响应, 它们并不能专门用于激光器频率偏移和信道响应的联合估计。为了弥补这个缺陷, 本课题组使用了图 2 所示的训练序列, 这种结构

适用于激光器频率偏移和信道脉冲响应的联合估计和校正。在图 2 中, 红色星代表 FBMC/OQAM 系统的实值导频, 而未填充的蓝色星表示零值导频。在这个训练序列中总共需要 N_T 列导频用于激光器频率偏移和信道响应的联合估计。所有的实值导频都放置在其中的两列上, 每隔一个子载波放置一个实值导频。为了简便起见, 这两列实值导频的时间索引记为 n 和 $n + \Delta n$ 。在这两列之间插入 $\Delta n - 1$ 列零值导频用于消除相互之间的干扰, 并且具有相同子载波索引号的实值导频具有相同的值。为了消除由数据符号引起的符号间干扰, 在实值导频之前和之后插入 N_{gf} 和 N_{gb} 列零值导频。从图 2 可以看出, 这种训练序列结构可以确保每个实值导频位于四周全部被零值包围的时频格点的位置上。

基于这个训练序列, 可以将时频格点(m, n)和($m, n + \Delta n$)处的实值导频写为

$$\begin{cases} \tilde{p}_{m,n} = p_{m,n} \exp(j\pi n \epsilon) \int_0^\Delta h(\tau) \exp[-j\pi f_0(2m - \epsilon)\tau] A_g(-\tau, f_0 \epsilon) d\tau + \omega_{m,n} \\ \tilde{p}_{m,n+\Delta n} = p_{m,n+\Delta n} \exp[j\pi(n + \Delta n)\epsilon] \int_0^\Delta h(\tau) \exp[-j\pi f_0(2m - \epsilon)\tau] A_g(-\tau, f_0 \epsilon) d\tau + \omega_{m,n+\Delta n} \end{cases}. \quad (10)$$

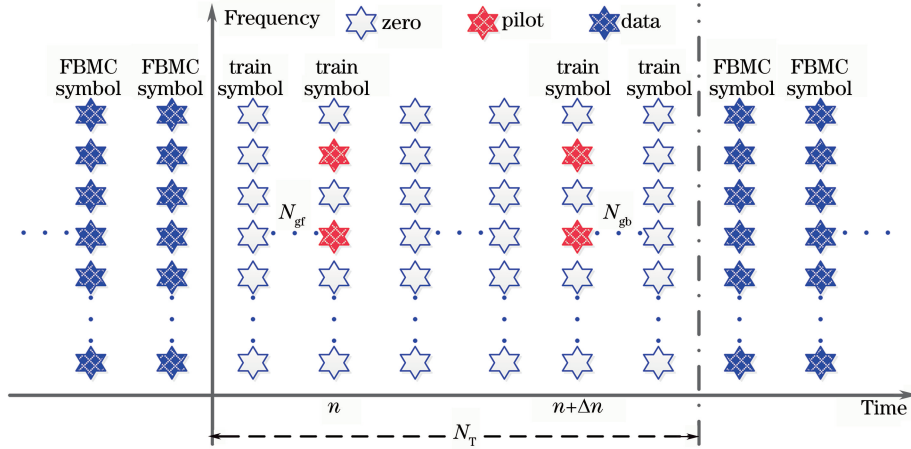


图 2 CO-FBMC/OQAM 系统的帧及训练序列结构示意图

Fig. 2 Schematic of the frame and the designed preamble structure in CO-FBMC/OQAM system

定义一个新函数 $H(m, \epsilon)$, 其表达式为

$$H(m, \epsilon) = \int_0^\Delta h(\tau) \exp[-j\pi f_0(2m - \epsilon)\tau] A_g(-\tau, f_0 \epsilon) d\tau, \quad (11)$$

据此, (10)式可以改写为

$$\begin{cases} \tilde{p}_{m,n} = p_{m,n} \exp(j\pi n \epsilon) H(m, \epsilon) + \omega_{m,n}, \\ \tilde{p}_{m,n+\Delta n} = p_{m,n+\Delta n} \exp[j\pi(n + \Delta n)\epsilon] H(m, \epsilon) + \omega_{m,n+\Delta n} \end{cases}. \quad (12)$$

假设实值导频 $p_{m,n}$ 和 $p_{m,n+\Delta n}$ 的取值相等, 并且用 R_m 表示这两个导频的交叉关联函数, 经过一些推导后可以写为

$$\begin{aligned} R_m &= p_{m,n}^* \exp(-j\pi n \epsilon) H^*(m, \epsilon) p_{m,n+\Delta n} \exp[j\pi(n + \Delta n)\epsilon] H(m, \epsilon) + \\ W(\omega_{m,n}, \omega_{m,n+\Delta n}) &= |p_{m,n} H(m, \epsilon)|^2 \exp(j\pi \Delta n \epsilon) + W(\omega_{m,n}, \omega_{m,n+\Delta n}), \end{aligned} \quad (13)$$

式中 $W(\omega_{m,n}, \omega_{m,n+\Delta n})$ 代表噪声拍频。根据(13)式可以看出,激光器频率偏移 ϵ 可以从交叉关联函数 R_m 的相位中估算出来。但是,信号传输过程中形成的放大自发辐射(ASE)噪声、相位噪声等都会对估计精度产生影响。为了提高估计精度,可以定义一个新函数,称为不同帧之间的平均交叉关联函数 \bar{R}_m , 它的数学表达式为 $\bar{R}_m = \frac{1}{F} \sum_f R_{mf}$, 其中 F 表示 FBMC 帧的总数量, R_{mf} 是第 f 个帧的交叉关联函数。最终激光器频率偏移的估计值可以从平均交叉关联函数的相位中获得,其表达式可以写为

$$\bar{\epsilon} = \frac{2}{M\pi\Delta n} \sum_m f_{\text{angle}}(\bar{R}_m), \quad (14)$$

式中 $f_{\text{angle}}(\cdot)$ 表示计算自变量相位角的函数。计算出激光器频率偏移的估计值后,将(2)式所示的接

收信号乘以 $\exp(-j2\pi\epsilon t/T)$ 去补偿激光器频率偏移引起的畸变,即

$$r'(t) = \exp\left(-j2\pi\frac{\bar{\epsilon}}{T}t\right)r(t) = \exp\left(j2\pi\frac{\epsilon - \bar{\epsilon}}{T}t\right) \int_0^\Delta h(\tau)s(t-\tau)d\tau + w(t) \approx \int_0^\Delta h(\tau)s(t-\tau)d\tau + w(t). \quad (15)$$

从(15)式可以看出,如果激光器频率偏移得到正确估计,经过以上操作后,频率偏移对光信号的影响就能够被补偿,此时接收信号只受到色散等效应的影响。实际操作过程执行的是(14)式的离散版本,即将接收到的采样信号 $\{r_i\}$ 乘以正弦波形 $\exp(-2j\pi i\epsilon/M)$ 去补偿激光器频率偏移引起的畸变。激光器频率偏移补偿完后,实值导频可以改写为

$$\begin{cases} \tilde{p}'_{m,n} = p_{m,n} \int_0^\Delta h(\tau) \exp(-j2\pi m f_0 \tau) A_g(-\tau, 0) d\tau + w_{m,n} \\ \tilde{p}'_{m,n+\Delta n} = p_{m,n+\Delta n} \int_0^\Delta h(\tau) \exp(-j2\pi m f_0 \tau) A_g(-\tau, 0) d\tau + w_{m,n+\Delta n} \end{cases}. \quad (16)$$

对于光纤信道,最大信道时延扩展 Δ 相对较小。因此,在时间范围 $t \in [0, \Delta]$ 内,原型滤波器函数的变化很小,可以近似认为 $A_g(-\tau, 0) \approx A_g(0, 0) = 1$ 。(15)式可以进一步改写为

$$\begin{cases} \tilde{p}'_{m,n} = p_{m,n} \int_0^\Delta h(\tau) \exp(-j2\pi m f_0 \tau) d\tau + w_{m,n} = p_{m,n} H_{m,n} + w_{m,n} \\ \tilde{p}'_{m,n+\Delta n} = p_{m,n+\Delta n} \int_0^\Delta h(\tau) \exp(-j2\pi m f_0 \tau) d\tau + w_{m,n+\Delta n} = p_{m,n+\Delta n} H_{m,n+\Delta n} + w_{m,n+\Delta n} \end{cases}, \quad (17)$$

(17)式说明第 m 个子载波对应的信道响应可以按(18)式进行估计:

$$\begin{cases} \tilde{H}_{m,n} = \frac{\tilde{p}'_{m,n}}{p_{m,n}} \\ \tilde{H}_{m,n+\Delta n} = \frac{\tilde{p}'_{m,n+\Delta n}}{p_{m,n+\Delta n}} \end{cases}. \quad (18)$$

为了抵抗各种噪声对信道响应值的影响,对不同帧的上述两个估计值进行平均来获得信道响应的最终估计值:

$$\tilde{H}_m = \frac{1}{F} \sum_f \frac{\tilde{H}_{m,n} + \tilde{H}_{m,n+\Delta n}}{2}. \quad (19)$$

获得实值导频对应的信道响应后,其他位置的子载波对应的信道响应可以通过样条插值计算得到。根据(8)、(14)和(15)式并考虑到 $A_g(-\tau, 0) \approx A_g(0, 0) = 1$, 激光器频率偏移补偿结束后,时频格点 (m, n) 处的解调信号可写为

$$\tilde{a}'_{m,n} \approx a_{m,n} H_{m,n} + w_{m,n}, \quad (20)$$

根据计算到的信道响应,采用迫零法对接收信号进行频域均衡,即对(20)式执行如下操作:

$$\tilde{a}'_{m,n} / H_{m,n} \approx a_{m,n} + w_{m,n}^*. \quad (21)$$

从(21)式可以看出,这种方法能够抽取每个子载波上承载的实值符号,经过 offset-QAM 解调模块后,最终恢复出原始比特信息。

3 数值仿真及结果讨论

3.1 数值仿真的基本配置

利用数值仿真来验证信道和载波频率偏移联合估计及补偿方法的有效性,单极化相干光 FBMC/OQAM 系统的数值仿真配置如图 3 所示,图 3 中 LPF 为低通滤波器。该系统由 FBMC 发射机、光纤链路和 FBMC 接收机组成。在发射机侧,先生成伪随机二进制序列并映射为 16QAM,然后将高速率复数符号流分成几个并行的低速率复数符号流。每个复数符号的实部和虚部通过 OQAM 预处理模块,该模块将它们的时间上错开半个符号周期 $T/2$,并在相邻子载波之间引入 $\pi/2$ 相位差以确保它们的正交性。为了减少硬件复杂度,使用 IFFT/FFT 方法来实现综合和分析滤波器组^[25]。文献[24]设计

的 PHYDYAS 滤波器作为该系统的原型滤波器,并将重叠因子设置为 $K = 4$ 。IFFT/FFT 的点数设置为 256,为了抑制数模(D/A)转换过程中产生的混叠现象,边缘处的 24 个子载波被填充为零。利用文献[26]描述的方法在频带中心处插入一个射频(RF)导频,为了消除来自于邻近子载波的干扰,中心处的 16 个子载波也被填充为零。每个 FBMC 帧包括 14 个训练序列符号和 114 个有效载荷符号,统计误码率时测量的 FBMC 符号总数为 1818 个。生成的 FBMC 信号使用数字模拟转换器(DAC)将其转换成模拟信号,此时采样速率设置为 10 GSa/s。DAC 输出的电域 FBMC/OQAM 信号分解为同相(I)分量和正交(Q)分量,然后分别加载到光 IQ 调制器的 I 端口和 Q 端口。功率可调的发射端激光中心频率设置为 193.4 THz,激光器相位噪声忽略不计。光纤链路由多个光纤跨段构成,每个光纤跨段由 100 km 的标准单模光纤(SSMF)和掺铒光纤放大器组成。SSMF 光纤的损耗系数设置为 0.2 dB/km,色散参数为 16 ps/(nm · km),没有考虑光纤非线性效应。光放大器用于补偿每个跨段的

光纤损耗。光信噪比(OSNR, R_{OSN})通过在接收机处馈送合适的 ASE 噪声来控制。在接收机侧,本地激光器的输出功率设置为 13 dBm,它的线宽也等于零。将 LO 激光器和发射端激光器的频率差设置为 Δf 。FBMC/OQAM 信号的 I/Q 分量通过一个 2×4 的 90° 光混合器和两对平衡光电探测器进行恢复。每个光电探测器的响应度为 1 A/W。转换得到的电域信号使用分析滤波器组和快速傅里叶变换处理模块进行解调。然后,对激光频率偏移和信道损伤进行联合估计和补偿。最后,将均衡后的信号送到 OQAM 后处理模块完成原始信息的再生。为了评价系统的传输质量,从星座图中提取了误码率(BER, R_{BE})和误差幅度矢量(EVM)。误码率是从 785376 个比特中统计误码得到的结果。误差幅度矢量的数值可表示为^[27]

$$I_{EVM} = \sqrt{\left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |\tilde{S}_i - S_i|^2\right) / \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |S_i|^2\right)}, \quad (22)$$

式中 S_i 为接收到的复数符号对应的归一化 16QAM 理想星座点, \tilde{S}_i 表示 S_i 的估计值, N 为接收的复数符号总数。

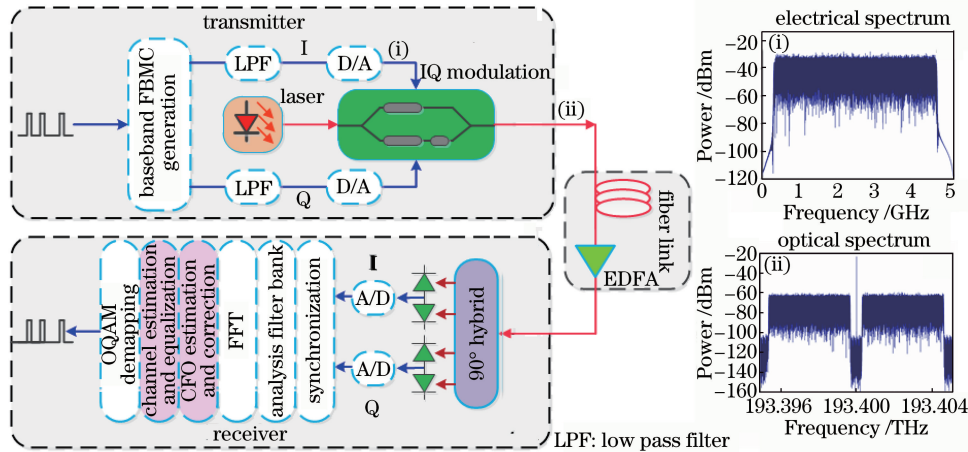


图 3 CO-FBMC/OQAM 系统的数值仿真配置及其频谱图

Fig. 3 Numerical simulation configuration and spectra of CO-FBMC/OQAM system

3.2 结果与讨论

针对 4 种不同训练序列下该方法的激光器频率偏移估计精度进行研究,其训练序列参数分别如表 1 所示。

表 1 4 种训练序列的参数设置

Table 1 Design parameters of four preambles

Name	N_T	N_{gf}	Δn	N_{gb}
TS1	6	1	2	2
TS2	14	5	2	6
TS3	10	2	4	3
TS4	14	4	4	5

图 4(a)是背靠背场景下 4 种训练序列的激光器频率偏移相对估计误差直方图,这里相对估计误差定义为 $(\Delta f^* - \Delta f) / \Delta f$ 。仔细观察图 4(a)可以发现,训练序列 TS1 的激光器频率偏移估计精度是最差的。这是因为实值导频和有效载荷数据之间的保护间隔过小,数据符号引起的符号间干扰使 TS1 的估计性能严重劣化。为了提高估计精度,可以增加训练序列 TS2 的前后保护间隔 N_{gf} 和 N_{gb} 。从图 4(a)中可以看到 TS2 的估算精度得到显著改善,但是,它的估算性能仍然不理想,因为两列实值导频之间的干扰还是会影响到激光器频率偏移的估计过

程。基于这个认识,在训练序列 TS3 和 TS4 中,将两列实值导频的时间间隔 Δn 从 2 增加到 4。观察图 4(a)可以发现,当激光器频率偏移从 400 kHz 变化到 1 MHz 时,训练序列 TS4 的相对估计误差均低于 2.5%。而且,可以发现训练序列 TS4 在激光器频率偏移较大时具有更好的估计精度。训练序列的最佳结构和载波个数(FFT 点数)、滤波器重叠因子 K 都有关系。滤波器重叠因子 K 决定了时域相互叠加的 FBMC 符号的多少,因此它对频率偏移估计值有重要影响。 K 值越大,FBMC 符号之间的相互影响越大,实值导频四周需要插入的保护间隔就越大; K 值越小,则 FBMC 符号之间的相互影响就越小,需要插入的保护间隔就越小。一般情况下,FBMC/OQAM 系统的 K 值取为 4,这样既能有效控制带外辐射,又不至于使固有虚部干扰太大。当滤波器重叠因子 K 取为固定值时,实值导频四周插入的保护间隔越大,频率偏移的估计值就越准确,但这会增大冗余度,降低系统的频谱效率。考虑以上因素,在后文中将 TS4 选取为该系统每一帧的训练序列。考虑到导频、训练序列、保护间隔等造成的数据冗余,该系统的有效比特速率约为 30.68 Gbit/s。

图 4(b)给出了背靠背场景下频率偏移补偿算法的 EVM 性能,同时给出了频率偏移补偿后的接收端 16QAM 星座图。为了获得这些数据,接收机处的 OSNR 值固定为 20 dB。从该图可以发现,当激光频率偏移从 -10 MHz 上升到 10 MHz 时,使用提出的激光器频率偏移补偿方法后接收信号的 I_{EVM} 均低于 0.33。最小的 I_{EVM} 为 0.0681,它是在激光频率偏移 Δf 等于 6 MHz 时获得的。频率偏移超过 10 MHz,测量得到的 I_{EVM} 急剧增加,这说明 Δf 太大导致补偿后信号的质量严重劣化。

图 5(a)为背靠背情况下 BER 与 OSNR 的对应关系曲线。该图对比了激光器频率偏移分别等于 1, 3, 5 MHz 的 BER 曲线,OSNR 的变化范围是 10 dB~22 dB。从图中可以看出,BER 随着激光频率偏移的增加而逐渐减小。在前向纠错码(FEC)阈值($R_{FEC} = 4 \times 10^{-3}$)处^[28],激光器频率偏移等于 1, 3, 5 MHz 的 FBMC 系统所需要的 OSNR 值分别等于 18.39 dB,17.76 dB,16 dB。对于给定的 OSNR,频率偏移 $\Delta f = 1$ MHz 对应的 BER 高于 3 MHz 和 5 MHz 对应的 BER。发生这种现象的原因是激光器频率偏移估计值是从交叉关联函数的相位估计得到的,经过信道时各种噪声叠加在交叉关联函数上,最终影响到相位角的计算值。而且,频率偏移值越

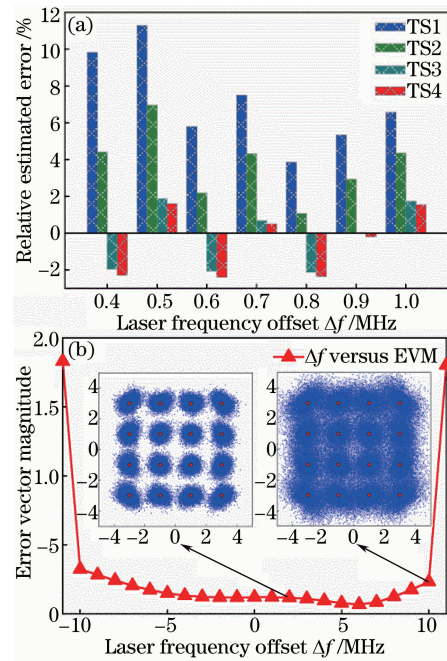


图 4 (a) 背靠背场景下 4 种训练序列的相对估计误差;
(b) 误差幅度矢量数值和激光器频率偏移的
对应关系(TS4, 接收机处 $R_{OSN} = 20$ dB)

Fig. 4 (a) Relative estimated errors of four preambles in back-to-back scenario; (b) EVM value versus laser frequency offset in back-to-back scenario (TS4, OSNR at receiver is 20 dB)

小,对应的相位角就较小,受到各种噪声干扰后,频率偏移估计值与精确值之间的差别越大,使用该估计值补偿频率偏移会带来较大的性能损失;相反,频率偏移值越大,对应的相位角就较大,这时抵御各种噪声干扰的能力增强,频率偏移估计值与精确值之间的差别明显越小,补偿频率偏移影响后带来的性能损失也随之越小。为了减小这种现象带来的影响,当频率偏移值较小时,可以增大实值导频的取值,这样可以增强训练序列的能量,通过这种方法抵御各种噪声对估计过程的干扰。图 5(b)为经过 1500 km 光纤传输后 BER 与 OSNR 的对应关系曲线。从该图可以发现,由于光纤链路累积的色散较大,所提方法的补偿效果开始退化,尤其是激光器频率偏移现象更加严重。经过 1500 km 光纤传输后,频率偏移等于 5 MHz 的系统对应的 BER 性能明显比其他两种情况差。在 R_{BE} 等于 4×10^{-3} 处,频率偏移等于 1 MHz 和 3 MHz 的系统所需的 OSNR 分别等于 18.95 dB 和 20.95 dB。因此,1500 km 光纤传输在这两种情况下所引起的 OSNR 代价分别等于 0.56 dB 和 3.19 dB。但是,对于频率偏移等于 5 MHz 的系统, R_{BE} 等于 4×10^{-3} 时所需的 OSNR 值要超过 25 dB。图 5(c)给出频率偏移取不同值的

系统经过 1500 km 传输后达到前向纠错码阈值 4×10^{-3} 所需的 OSNR 代价, 这些数据是以背靠背系统为基准测量的。从图中可以看出, 随着激光器频率偏移增大, 所需的 OSNR 代价也增大。为了作一个更全面的比较, 图 6 给出 1500 km 光纤传输后, 激光器频率偏移取不同值时解调信号的星座图, OSNR 值固定为 21 dB。

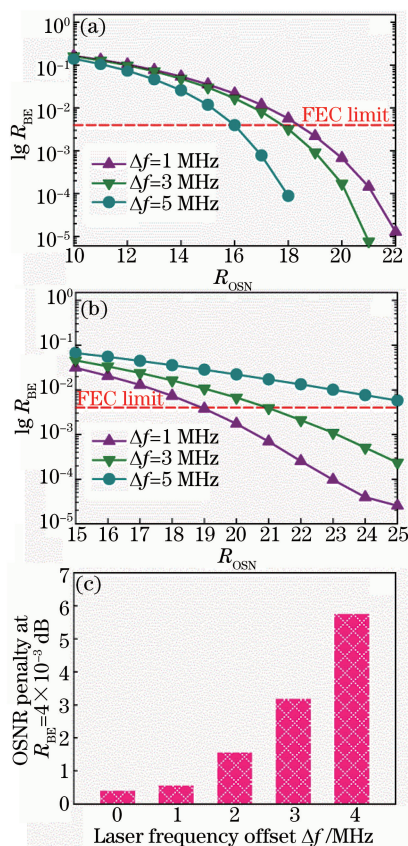


图 5 激光器频率偏移(a)背靠背场景和(b) 1500 km 传输后 CO-FBMC/OQAM 系统的 BER 性能与 OSNR 的对应关系曲线; (c) 经过 1500 km 传输后达到前向纠错码阈值 $R_{BE} = 4 \times 10^{-3}$ 所需 OSNR 代价

Fig. 5 BER performance versus OSNR of CO-FBMC/OQAM system with different laser frequency offsets
(a) in back-to-back scenario and
(b) after 1500 km transmission; (c) OSNR penalty required at $R_{BE} = 4 \times 10^{-3}$ after 1500 km transmission versus different laser frequency offsets

4 结 论

本课题组提出可用于相干光 FBMC/OQAM 系统的信道和激光器频率偏移联合估计及补偿算法。基于该系统的信道模型, 对所提方法的基本原理进行推导和分析。为了抑制 IMI 的影响而获得准确估算, 对训练序列结构进行合理的设计与优化。激

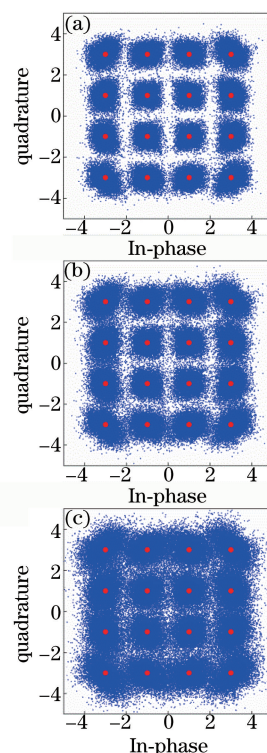


图 6 OSNR 值为 21 dB 时, 1500 km 光纤传输后激光器频率偏移取不同值时解调信号的星座图。
(a) 1 MHz; (b) 3 MHz; (c) 5 MHz

Fig. 6 Constellations of demodulated signals with different laser frequency offsets after 1500 km transmission at OSNR of 21 dB. (a) CFO is 1 MHz;
(b) CFO is 3 MHz; (c) CFO is 5 MHz

激光器频率偏移首先根据实值导频之间的平均交叉关联函数进行估计; 频率偏移校正后, 使用三次样条相位来计算所有子载波对应的信道响应。为了减少噪声的影响, 对不同帧的估计结果进行了频域平均。通过数值仿真实验, 在背靠背和 1500 km 标准单模光纤传输两种情况下研究了该方法的估计精度和补偿效果。获得的结果验证了所提方法的可行性, 该方法将用于下一代光纤通信系统中。

参 考 文 献

- [1] Barbieri A, Colavolpe G, Foggi T, *et al.* OFDM versus single-carrier transmission for 100 Gbps optical communication[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2010, 28(17): 2537-2551.
- [2] Gatto A, Argenio D, Boffi P. Very high-capacity short-reach VCSEL systems exploiting multicarrier intensity modulation and direct detection[J]. *Optics Express*, 2016, 24(12): 12769-12775.
- [3] Zhao Y, Chen B, Zhang J, *et al.* Energy efficiency with sliceable multi-flow transponders and elastic regenerators in survivable virtual optical networks

- [J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(6): 2539-2550.
- [4] Zhao Y, He R, Chen H, *et al.* Experimental performance evaluation of software defined networking (SDN) based data communication networks for large scale flexi-grid optical networks [J]. Optics Express, 2014, 22(8): 9538-9547.
- [5] Liu J F, Wang S Y, Zeng X Y, *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.
- [6] Yu J, Huang M L, Zou Y Z, *et al.* 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, 邹壹昭, 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.
- [7] Farhang-Boroujeny B, Kempter R. Multicarrier communication techniques for spectrum sensing and communication in cognitive radios[J]. IEEE Communications Magazine, 2008, 46(4): 80-85.
- [8] Farhang-Boroujeny B. OFDM versus filter bank multicarrier[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2011, 28(3): 92-112.
- [9] Li C, Yang Q. Optical OFDM/OQAM for the future fiber-optics communications[J]. Procedia Engineering, 2016, 140: 99-106.
- [10] Chang R W. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission [J]. Bell System Technical Journal, 1966, 45(10): 1775-1796.
- [11] Saltzberg B. Performance of an efficient parallel data transmission system [J]. IEEE Transactions on Communication Technology, 1967, 15(6): 805-811.
- [12] Bellanger M. Efficiency of filter bank multicarrier techniques in burst radio transmission [C]. Global Telecommunications Conference, 2010: 11743960.
- [13] Du J, Signell S. Novel preamble-based channel estimation for OFDM/OQAM systems [C]. IEEE International Conference on Communications, 2009: 10814964.
- [14] Cheng G, Xiao Y, Li S, *et al.* Joint frequency offset and channel estimation for OFDM/OQAM systems [J]. IEICE Transactions on Communications, 2012, 95(5): 1848-1851.
- [15] Liu X, Buchali F. Intra-symbol frequency-domain averaging based channel estimation for coherent optical OFDM[J]. Optics Express, 2008, 16(26): 21944-21957.
- [16] Kofidis E, Katselis D, Rontogiannis A, *et al.* Preamble-based channel estimation in OFDM/OQAM systems: a review [J]. Signal Processing, 2013, 93(7): 2038-2054.
- [17] Zhao J. Channel estimation in DFT-based offset-QAM OFDM systems[J]. Optics Express, 2014, 22(21): 25651-25662.
- [18] Fang X, Xu Y, Chen Z, *et al.* Frequency-domain channel estimation for polarization-division-multiplexed CO-OFDM/OQAM systems [J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, 33(13): 2743-2750.
- [19] Fang X, Xu Y, Chen Z, *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.
- [20] Zhang L, Xiao S, Bi M, *et al.* Channel estimation algorithm for interference suppression in IMDD-OQAM-OFDM transmission systems [J]. Optics Communications, 2016, 364: 129-133.
- [21] Zhou X, Long K, Li R, *et al.* A simple and efficient frequency offset estimation algorithm for high-speed coherent optical OFDM systems[J]. Optics Express, 2012, 20(7): 7350-7361.
- [22] Fan S H, Yu J, Qian D, *et al.* A fast and efficient frequency offset correction technique for coherent optical orthogonal frequency division multiplexing [J]. Journal of Lightwave Technology, 2011, 29(13): 1997-2004.
- [23] Buchali F, Dischler R, Mayrock M, *et al.* Improved frequency offset correction in coherent optical OFDM systems [C]. 34th European Conference on Optical Communication, 2008: 10426275.
- [24] Bellanger M, Le Ruyet D, Roviras D, *et al.* FBMC physical layer: a primer [J]. PHYDYAS, 2010, 25(4): 7-10.
- [25] Mattera D, Tanda M. Blind symbol timing and CFO estimation for OFDM/OQAM systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(1): 268-277.
- [26] Jansen S L, Morita I, Schenk T C W, *et al.* Coherent optical 25.8-Gb/s OFDM transmission over 4160-km SSMF[J]. Journal of Lightwave Technology, 2008, 26(1): 6-15.
- [27] Mehedy L, Bakaul M, Nirmalathas A. Single-channel directly detected optical-OFDM towards higher spectral efficiency and simplicity in 100 Gb/s Ethernet and beyond[J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2011, 3(5): 426-434.
- [28] Cho J, Xie C, Winzer P J. Analysis of soft-decision FEC on non-AWGN channels [J]. Optics Express, 2012, 20(7): 7915-7928.