

相干光 FBMC/OQAM 系统的整数频偏估计与补偿方法

崇涵丹¹, 王道斌^{1*}, 元丽华¹, 李晓晓¹, 曹明华², 王惠琴²

¹兰州理工大学理学院, 甘肃 兰州 730050;

²兰州理工大学计算机与通信学院, 甘肃 兰州 730050

摘要 针对激光器频偏较大的场景,研究了相干光滤波器组多载波通信(CO-FBMC/OQAM)系统的一种整数频偏估计与补偿方法。对以前的分数频偏研究工作进行了扩展,设计了一种混合型的训练序列结构。利用这种训练序列,不仅能完成分数频偏的估计,也能够实现对整数频偏的准确估计。利用数值仿真研究了该方法在 CO-FBMC/OQAM 系统中的有效性,结果表明该算法的准确频偏估计范围可以达到 12 倍子载波频率间隔,经过频偏补偿后的系统误码率可以低于前向纠错(FEC)极限。所提方法能够为 CO-FBMC/OQAM 系统的研究和应用提供有益的参考。

关键词 光通信; 滤波器组多载波调制; 正交频分复用; 频偏估计; 相干光通信系统

中图分类号 TN913.7

文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201939.1206008

Estimation and Compensation of Integer Frequency Offset in Coherent Optical Offset Quadrature Amplitude Modulation Based Filter Bank Multicarrier Systems

Chong Handan¹, Wang Daobin^{1*}, Yuan Lihua¹, Li Xiaoxiao¹,
Cao Minghua², Wang Huiqin²

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

²School of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou, Gansu 730050, China

Abstract Aiming at scenes with large laser frequency offset, we study an integer frequency offset estimation and compensation method for a coherent optical offset quadrature amplitude modulation based filter bank multicarrier (CO-FBMC/OQAM) system. We expand previous researches and investigate the fractional frequency offset (FFO) by designing a hybrid training sequence structure. Based on this training sequence, we can precisely estimate the FFO and effectively implement the integer frequency offset (IFO) estimation. Further, numerical simulations are used to examine the effectiveness of the proposed method with respect to the CO-FBMC/OQAM system. The results denote that the maximum IFO can be accurately estimated to be 12 times that of the subcarrier frequency interval and that the bit error rate after frequency offset compensation is lower than the forward error correction limit. The proposed method can provide a useful reference for the research and development of the CO-FBMC/OQAM system.

Key words optical communications; filter bank multicarrier modulation; orthogonal frequency division multiplexing; frequency offset estimation; coherent optical communication system

OCIS codes 060.1660; 060.2330; 060.4510

1 引 言

近年来,随着云计算、高清视频、人工智能和万

物互联等网络业务的爆炸式增长,人们迫切需要更多的带宽资源和更好的网络服务质量。为了应对这个挑战,工业界和学术界的研究人员开始越来越多

收稿日期: 2019-04-16; 修回日期: 2019-07-08; 录用日期: 2019-09-06

基金项目: 国家自然科学基金(61367007, 61875080, 61861026)、甘肃省自然科学基金(17JR5RA123)

* E-mail: photonics_wang@yahoo.com

地关注和使用多载波通信技术。正交频分复用^[1-4] (OFDM)系统是一种典型的多载波通信系统,它的子载波在频域紧密排列并相互正交,可以独立地传输加载的信息,故系统具有很高的频谱效率,目前已在光纤通信系统^[5-6]中获得了广泛应用。但是,由于需要额外添加循环前缀来抵抗码间干扰^[7] (ISI)和载波间干扰^[8-10] (ICI),频谱效率降低;与此同时,OFDM系统具有较大的带外频谱泄漏,该问题进一步制约了OFDM系统的发展。人们提出了多种替代方案来弥补OFDM技术的不足,其中一种方案是采用交错正交幅度调制的滤波器组多载波(FBMC/OQAM)系统^[11-12]。与OFDM系统相比,FBMC/OQAM系统具有以下突出优势:带外频谱泄漏很少;不需要使用循环前缀,故频谱效率高;具有良好的时频聚焦特性。许多学术团体和工业界人士一致认为在未来的光通信系统中该技术将是OFDM很有竞争力的替代方案之一^[13-15]。

然而,作为多载波通信技术,FBMC/OQAM系统对频偏仍然很敏感,频偏会造成信号幅度衰减,诱发ICI和ISI,最终导致传输质量的严重劣化。对于相干光通信系统,频偏主要来源于发射激光器和本振激光器之间的频率漂移,激光器的相位噪声对传输质量亦有重要影响。因此,设计高效的载波频偏估计和补偿算法对CO-FBMC/OQAM系统至关重要。FBMC/OQAM系统的频偏估计方法可以分为两大类:盲估计算法^[16-18]和数据辅助的估计算法^[19-21]。根据最大似然估计原理,Fusco等^[16]提出了一种FBMC/OQAM系统的频偏估计方法,该方法具有较高的计算复杂度。Fusco等^[17]随后对这种方法进行了改进,提出了基于最小二乘原理的载波频偏同步算法。利用时域信号的近似共轭对称性,Mattera等^[18]提出了载波频偏和时间同步的盲估计算法。但是,该方法只适用于突发传输的场景。盲估计算法具有较好的频偏矫正能力,但是计算复杂度较高、需要的数据抽取时间较长,在实际网络环境下并不适用。Mattera等^[19]在2012年详细分析了一种特殊的训练序列结构,实验验证其时域信号具有共轭对称性,利用这个特点设计出了数据辅助的FBMC/OQAM系统时频同步算法。最近,Cho等^[20]利用相互独立的实值导频和零值导频设计了具有周期共轭对称性的训练序列,借助该训练序列结构提出了FBMC/OQAM系统的时频联合同步算法。针对CO-FBMC/OQAM系统,华中科技大学的研究人员提出了基于导频的频率和相位噪声联

合估计方法,将接收信号频谱中导频的位置与理想位置进行对比,实现频偏估计与补偿^[21]。

在出现较大频偏的场景下,多载波通信系统的归一化频偏可以拆分为整数频偏(IFO)和分数频偏(FFO),IFO的准确估计对于构建大频偏补偿算法尤为关键。OFDM系统的IFO估计算法已经进行过详细讨论^[22-23]。然而,与OFDM系统不同,FBMC/OQAM系统不满足复数域正交,只满足实数域正交性条件,故有固有虚部干扰产生;而且,FBMC/OQAM系统将多个频域符号在时域进行叠加。由于这两方面因素,FBMC/OQAM系统的IFO准确估计是一个较难的任务^[21]。在已发表的相关文献中,大多数讨论的是分数频偏的估计与补偿^[16-20]。文献[21]中提出了一种整数频偏估计方法,该方法首先需要设计导频及其周围数据以消除固有虚部干扰的影响,通过比较接收信号频谱中导频的实际位置与理想位置找出整数频偏。在作者以前的研究工作中提出了CO-FBMC/OQAM系统的一种频偏估计方法^[24],但是,这种方法也只能估计分数频偏。本文在发射端插入一种混合型的训练序列,它同时包含三种训练符号(FBMC训练符号、OFDM训练符号和零值符号),在接收端将该训练序列抽取出来后分别进行FFO和IFO的估计。完成频偏补偿后,使用插值法得出不同于子载波的信道响应,将均衡之后的数据进行QAM解调恢复出原始信息。与文献[21]不同,本文提出的方法利用训练序列估计整数频偏,不需要专门设计导频及其周围数据。最后,利用数值仿真验证了该方法的有效性,结果表明该算法可以有效估算IFO,并且有效补偿载波频偏对CO-FBMC/OQAM系统的影响。

2 整数频偏估计与补偿算法原理

2.1 CO-FBMC/OQAM系统模型

一个CO-FBMC/OQAM系统由三部分组成:综合滤波器组、光纤信道和分析滤波器组。发射端的客户数据首先通过Offset-QAM预处理模块和综合滤波器组产生FBMC基带信号,综合滤波器组由快速傅里叶逆变换(IFFT)和多相滤波器组(PPN)构成。经过光纤信道传输后,接收端通过分析滤波器组和Offset-QAM后处理模块恢复出原始信号。假设CO-FBMC/OQAM系统的子载波个数为 M ,每个符号的持续时间为 T ,原型滤波器的时域波形为 $g(t)$ 。发射过程中,多个子载波信号并行传输,每个QAM复数信号的实部和虚部在时域上相差

$T/2$ 个符号时间交错发送, CO-FBMC/OQAM 系统的基带信号可以写为

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

式中: $a_{m,n}$ 为第 n 个 FBMC 符号的第 m 个子载波上承载的数据信息; f_0 为相邻子载波的频率间隔, 并且满足 $f_0 = 1/T$; $g(t - nT/2)$ 是原型滤波器经过时域移位之后得到的调制滤波器。

本振激光器和发射激光器之间的频率偏差记作 Δf , 信道脉冲响应记为 $h(t)$, 它们均会影响系统的传输质量。在接收端, CO-FBMC/OQAM 系统的时域信号可以写为

$$r(t) = \exp(j2\pi\Delta f t) \int_0^{\Delta} h(\tau) s(t - \tau) d\tau + w(t) = \exp\left(j2\pi \frac{\varepsilon}{T} t\right) \int_0^{\Delta} h(\tau) s(t - \tau) d\tau + w(t), \quad (2)$$

式中: ε 为归一化频偏, 定义为激光器频偏与子载波频率间隔的比值, $\varepsilon = \Delta f / f_0$; $w(t)$ 为加性复数噪声; Δ 为最大信道时延扩展。在接收端, 经过分析滤波器组和快速傅里叶变换 (FFT) 模块后, 第 n 个 FBMC 符号中第 m 个子载波的解调信号可以写为

$$\tilde{a}_{m,n} = \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left(j2\pi \frac{\varepsilon}{T} t\right) \int_0^{\Delta} h(\tau) s(t - \tau) d\tau g_{m,n}^*(t) dt + w_{m,n}(t), \quad (3)$$

式中: “*” 符号代表共轭操作; $g_{m,n}(t) = g(t - nT/2) \exp[j(m+n)\pi/2] \exp(j2\pi m f_0 t)$ 代表时频移位滤波器的时域波形函数。将 (1) 式代入 (3) 式后可得

$$\begin{aligned} \tilde{a}_{m,n} = & \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left(j2\pi \frac{\varepsilon}{T} t\right) \left[\int_0^{\Delta} h(\tau) \sum_{m'=0}^{M-1} \sum_{n'=0}^{N-1} a_{m',n'} g_{m',n'}(t - \tau) d\tau \right] g_{m,n}^*(t) dt + w_{m,n}(t) = \\ & \sum_{m'=0}^{M-1} \sum_{n'=0}^{N-1} a_{m',n'} \exp[j(m' + n' - m - n)\pi/2] \exp\left[\frac{j\pi(m' + m - \varepsilon)(n' - n)}{2}\right] \times \\ & \int_0^{\Delta} h(\tau) \exp[-j\pi f_0(m' + m - \varepsilon)\tau] A_g\left[\frac{(n - n')T}{2} - \tau, f_0(\varepsilon + m' - m)\right] d\tau + w_{m,n}(t), \quad (4) \end{aligned}$$

式中: $w_{m,n}(t)$ 为分析滤波器组后的噪声项; $A_g(\tau, \nu)$ 为原型滤波器的自模糊函数, 具体表达式为

$$A_g(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} g\left(t + \frac{\tau}{2}\right) g^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \exp(j2\pi\nu t) dt, \quad (5)$$

式中: ν 为频率变量。

2.2 整数频偏估计与补偿算法

CO-FBMC/OQAM 系统的归一化频偏可以拆分为 FFO 和 IFO, 即 $\varepsilon = \varepsilon_0 + \varepsilon_1$, 其中 ε_0 代表 IFO, ε_1 代表 FFO。本文提出的宽带频偏估计算法如图 1(a) 所示, 训练序列结构如图 1(b) 所示。图 1(b) 中, 星形代表插入的零值导频, 三角形代表用来进行分数频偏估计的实值导频, 圆形代表时域插入的 OFDM 训练符号, 而正方形代表有效载荷。为了生成训练序列, 首先在频域插入 FBMC 训练符号和保护符号, 并且预留出 OFDM 训练符号的位置, 经过 IFFT 和 PPN 之后, 在预留位置处时域插入 OFDM 训练符号。为了防止训练符号之间以及有效载荷与训练符号之间产生相互干

扰, 相邻实值导频之间用零值导频进行填充, 并且在相邻训练符号之间也插入几列零值导频来防止符号间的干扰。

两列 FBMC 训练符号具有完全相同的频域结构 $p_{m,n} = p_{m,n+\Delta n}$, 其功能是在进行 FFO 估计, 估计值用顶部加波浪线的符号表示。在一帧数据内, 假设两列 FBMC 训练符号的时间索引号为 n 和 $n + \Delta n$, 依据 (4) 式, 时频格点 (m, n) 和 $(m, n + \Delta n)$ 处的实值导频可以写为

$$\begin{cases} \tilde{p}_{m,n} = p_{m,n} \exp(j\pi n \varepsilon_1) H(m, \varepsilon_1) + w_{m,n} \\ \tilde{p}_{m,n+\Delta n} = p_{m,n} \exp[j\pi(n + \Delta n)\varepsilon_1] H(m, \varepsilon_1) + w_{m,n+\Delta n} \end{cases}, \quad (6)$$

式中: $H(m, \varepsilon_1) = \int_0^{\Delta} h(\tau) \exp[-j\pi f_0(2m - \varepsilon_1)\tau] \times A_g(-\tau, f_0 \varepsilon_1) d\tau$ 。(6) 式表明, 两列 FBMC 训练符号的不同在于分数频偏引起的相位差别。

定义两列 FBMC 训练符号的互相关函数为 R_m , 其数学表达式表示为

$$R_m = [\tilde{p}_{m,n}^* \tilde{p}_{m,n+\Delta n}] = p_{m,n}^* \exp(-j\pi n \epsilon_1) H^*(m, \epsilon_1) p_{m,n} \exp[j\pi(n + \Delta n) \epsilon_1] H(m, \epsilon_1) + W(\omega_{m,n}, \omega_{m,n+\Delta n}) = |p_{m,n} H(m, \epsilon_1)|^2 \exp(j\pi \Delta n \epsilon_1) + W(\omega_{m,n}, \omega_{m,n+\Delta n}), \quad (7)$$

式中: $W(\omega_{m,n}, \omega_{m,n+\Delta n})$ 为噪声之间的拍频项。为了抑制噪声的影响,取不同实值导频的平均值 \bar{R}_m , FFO 的最终估计值为

$$\tilde{\epsilon}_1 = \frac{2}{M\pi\Delta n} \sum_m \text{Angle}(\bar{R}_m), \quad (8)$$

式中: $\text{Angle}(\cdot)$ 为相位角函数。

获得 FFO 的估计值后,在接收端抽取 OFDM 训练符号的时域采样值,然后乘以 $\exp\left(\frac{-2j\pi i \tilde{\epsilon}_1}{M}\right)$ 来进行分数频偏补偿。经过 FFO 补偿之后,OFDM 训练符号的时域采样点记作 $r'(t)$,其表达式可写为

$$r'(t) = r(t) \exp\left[j2\pi(\epsilon - \epsilon_1) \frac{i}{M}\right] + \omega(t) = r(t) \exp\left[j2\pi\epsilon_0 \frac{i}{M}\right] + \omega(t), \quad (9)$$

式中: $r(t)$ 为接收端未经 FFO 补偿的时域波形; $\omega(t)$ 为噪声干扰项; ϵ_0 表示整数频偏; i 为时间采样点序号。当接收到的信号经过 FFO 补偿之后,仅剩整数频偏 ϵ_0 。

IFO 不会在 OFDM 训练符号中产生 ICI,但是会导致频域数据发生循环移位 ϵ_0 。因此,为了估算 IFO,需要将 FFO 补偿后的 OFDM 训练符号与原始 OFDM 训练符号进行相关运算。为了达到此目的,接收端抽取 $r'(t)$,对其进行傅里叶变换后获得频域数据,其数学表达式为

$$Y(m') = \text{FFT}[r'(t)], \quad (10)$$

式中: $\text{FFT}(\cdot)$ 表示傅里叶变换; m' 为循环移位后子载波数据的频域位置; m 为未发生移位时子载波数据的理想位置。采用一种简单方法估算 IFO,定义交叉关联函数为

$$H(d) = \left| \sum_{m=0}^{N-1} S^*(m) Y(m+d) \right|, \quad (11)$$

式中: 符号 $|\cdot|$ 代表求复数的幅值; $S(m)$ 为未发生移位时 OFDM 训练符号的子载波数据; d 为候选整数频偏值。如果 d 恰好等于整数频偏 ϵ_0 ,则 $H(d)$ 取最大值,因此 IFO 的估计值可以从 $H(d)$ 的峰值处获得:

$$\tilde{\epsilon}_0 = \arg \max_d (H(d)). \quad (12)$$

获得 FFO 和 IFO 的估计值后,即可计算整个归一化频偏的估计值 $\tilde{\epsilon} = \tilde{\epsilon}_0 + \tilde{\epsilon}_1$,然后有效载荷的时域采样点乘以 $\exp\left(\frac{-2j\pi i \tilde{\epsilon}}{M}\right)$,完成频偏补偿。最

后,采用文献[24]中所述的方法估计每个子载波的信道响应并进行均衡。

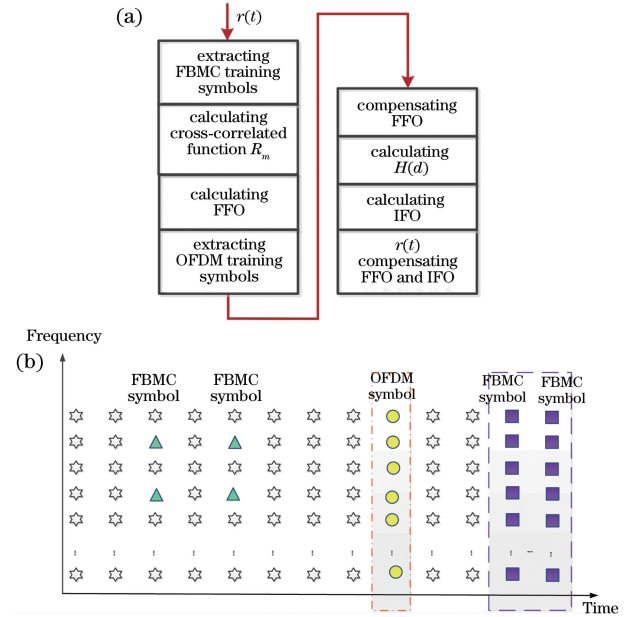


图1 CO-FBMC/OQAM 系统的大频偏估计算法和帧结构。(a) CO-FBMC/OQAM 系统的大频偏估计算法; (b) CO-FBMC/OQAM 系统的帧结构

Fig. 1 Wide-range frequency offset estimation method and frame structure for CO-FBMC/OQAM system. (a) Wide-range frequency offset estimation method for CO-FBMC/OQAM system; (b) frame structure of CO-FBMC/OQAM system

3 数值仿真和结果分析

3.1 系统参数配置

为了验证本文所提出的频偏估计算法的有效性,搭建了如图 2(a)所示的 CO-FBMC/OQAM 光纤通信系统仿真平台,图中 ADC 表示模数转换, DAC 表示数模转换, LPF 表示低通滤波器。发射端读入随机比特序列并对读入序列进行 16QAM 星座映射,然后进行 Offset-QAM 预处理和串并变换,每个 FBMC 帧的前 13 个符号是训练序列,包含 FBMC 训练符号、OFDM 训练符号和保护间隔。FFT 点数设置为 256,有效子载波个数为 216,为了避免传输过程中滤波器造成的损伤,其余 40 个边缘子载波均设置为零。PPN 结构中使用的原型滤波器为 PHYDYAS 滤波器^[25],并且设定重叠因子 $K=4$ 。发射端产生 FBMC/OQAM 基带信号

后,分为 I 路和 Q 路,经过 DAC 变为模拟电信号,采样速率为 10 GSa/s。可调激光器的中心频率是 193.4 THz。CO-FBMC/OQAM 系统的子载波频

率间隔为 39 MHz ($10 \text{ G}/256 \approx 39 \text{ MHz}$),基带信号的电频谱图如图 2(b)所示,光谱图如图 2(c)所示。

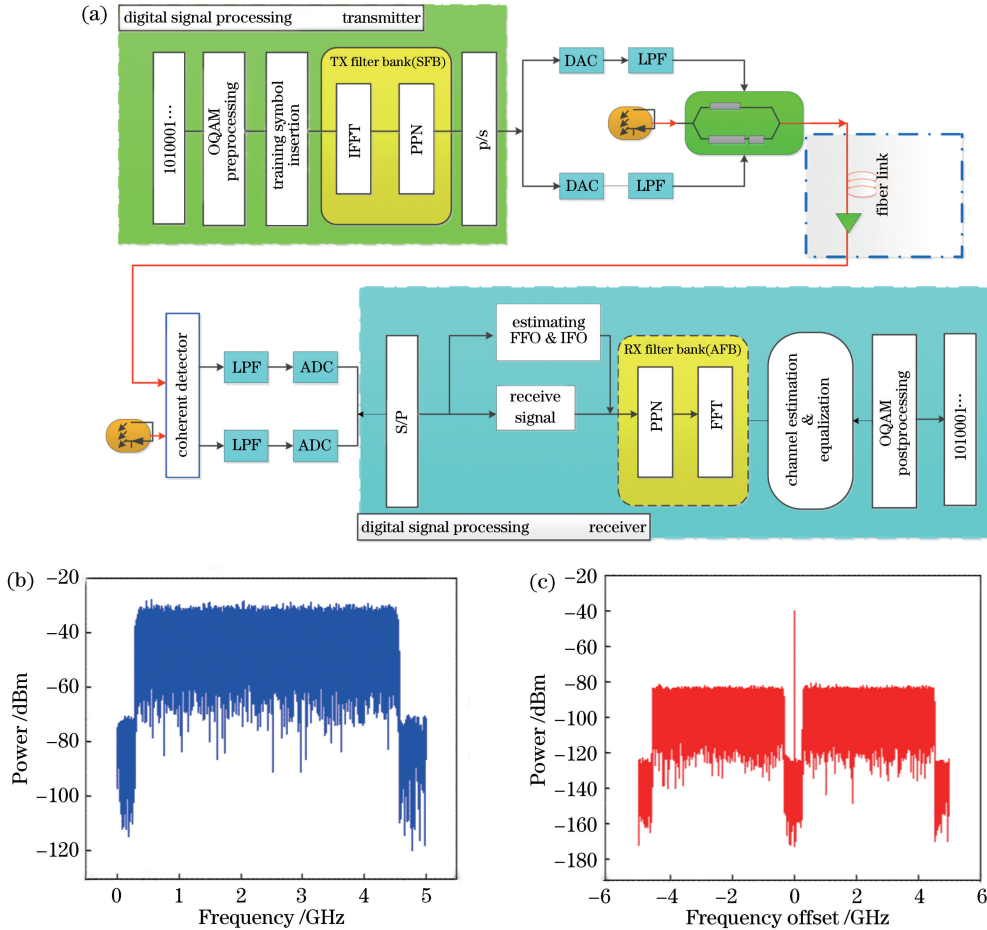


图 2 CO-FBMC/OQAM 系统的组成结构。(a) CO-FBMC/OQAM 系统的模拟平台;(b)基带信号的电频谱图;(c)基带信号的光谱图

Fig. 2 Compositional structure of CO-FBMC/OQAM system. (a) Simulation platform of CO-FBMC/OQAM system; (b) electrical spectra of baseband signals; (c) optical spectra of baseband signals

光纤传输链路由 8 个光纤跨段组成,每个跨段包涵 100 km 标准单模光纤和掺铒光纤放大器。光纤链路末端可以添加自发放大辐射(ASE)噪声,并对系统的光信噪比进行调控。在接收端,本振激光器和发射端激光器的中心频率差定义为频率偏差 Δf 。光电探测器输出的电信号经过 LPF 和 ADC 之后,首先进行串并变换,按照所提方法进行 FFO 和 IFO 的估计与补偿,有效载荷经过 PPN 和 FFT 后,利用训练序列进行信道估计与均衡。最后,将均衡后的信号送到 Offset-QAM 后处理模块中恢复出原始信息。

3.2 仿真结果分析

为了评价所设计系统的传输质量,利用误码率(BER)和误差矢量幅度(EVM)对星座点进行统计。

平均误差矢量信号功率和平均参考信号功率的比值取均方根后即可得到 EVM。与 BER 相似,EVM 越大说明信号受干扰越大,恢复出的信号误差越大,反之则说明干扰小,信号误差小。EVM 的定义式为

$$I_{\text{EVM}} = \sqrt{\left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |\tilde{S}_i - S_i|^2\right) / \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |S_i|^2\right)}, \quad (13)$$

式中: N 为接收的 QAM 符号总数; \tilde{S}_i 为每个符号解调后的估计值; S_i 为每个符号的理想值。

研究了背靠背场景下不同训练序列结构对所提算法性能的影响。表 1 给出了 4 种不同的训练序列结构:“0”代表作为保护间隔的零值符号;“※”代表用于 FFO 估计的 FBMC 训练符号;“Δ”代表用于

IFO 估计的 OFDM 训练符号,在时域中将此符号插入训练序列。以 TS1 为例,将每帧的前 13 个符号设定为训练序列,在频域的第 3,5,7 个位置插入 FBMC 训练符号,其余 9 个符号均插入零值导频。经过 IFFT 和 PPN 之后,在第 11 个符号处时域插入 OFDM 训练符号,然后将信号整体传输至接收端进行解调。TS1 和 TS2 利用 3 个 FBMC 训练符号进行 FFO 的估计,而 TS3 和 TS4 仅用 2 个 FBMC 训练符号进行 FFO 估计。

表 1 4 种训练序列参数表

Table 1 Design parameters of four training sequences

Name	Structure
TS1	0 0 * 0 * 0 * 0 0 0 Δ 0 0
TS2	0 0 * 0 * 0 * 0 * 0 0 Δ 0 0 0
TS3	0 0 * 0 0 0 * 0 0 0 Δ 0 0 0 Δ 0 0
TS4	0 0 * 0 * 0 0 0 Δ 0 0

图 3 是背靠背场景下不同训练序列对应的频偏相对估计误差,该参数的定义是 $|\Delta f' - \Delta f| / \Delta f$, $\Delta f'$ 表示频偏测量值, Δf 表示频偏实际值。激光器频偏设定为 40 MHz,对应的归一化频偏等于 $1.0244 \left(1.0244 = \frac{40 \times 10^6}{10 \times 10^9 / 256} \right)$,它既包含 FFO,也包含 IFO。从图 3 可以看到:与其他 3 种训练序列相比,TS1 的相对估计误差较小,估计精度高。而 TS2 的估计误差最大,这是由于 FBMC 训练符号与 OFDM 训练符号之间的保护间隔过小,引起符号间干扰,导致 TS2 估计精度降低。TS1 的性能优于 TS4,由于 TS4 相对于 TS1 进行 FFO 估计时少用了一个训练符号,FFO 估计精度降低,导致性能变差。因此,在后面的研究中,将 TS1 选取为 CO-FBMC/OQAM 系统的训练序列。

OFDM 训练符号承载的频域数据可以选用随机序列、CAZAC 序列或 PN 序列,它们都可用于 IFO 估算。下面研究这三种序列对 IFO 估计性能的影响,激光器频偏设定为 156.25 MHz。图 4 是 OFDM 训练符号采用随机序列时,接收端误码率随光信噪比(OSNR)的变化曲线。在计算图 4 时,发射端发送训练序列和有效载荷数据,OFDM 训练符号分别采用上述 3 种序列估算 IFO,而 FBMC 训练符号估算 FFO 的过程不变;获得 3 种 IFO 估计值后,利用他们对同一有效载荷数据的时域波形进行频偏补偿,最后分别统计上述 3 种序列对应的误码率。在所考虑的 OSNR 范围内,上述 3 种序列均准

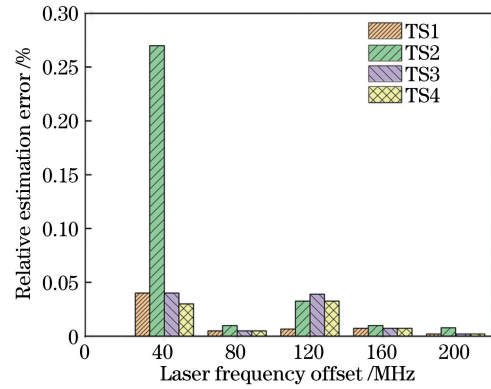


图 3 背靠背情况下 4 种不同训练序列的相对估计误差
Fig. 3 Relative estimation errors of four sequences in back-to-back (BtB) scenario

确估计出了整数频偏,输出的估计值相同,因此从有效载荷数据中统计出的 BER 性能一样。为了简洁清晰,图 4 只显示了随机序列对应的 BER 性能。这些结果说明:随机序列、CAZAC 序列和 PN 序列的 IFO 估计性能相似,均可以准确估计出 IFO。在后面的研究中,将随机序列选取为 OFDM 训练符号承载的频域数据,用于整数频偏的估计。

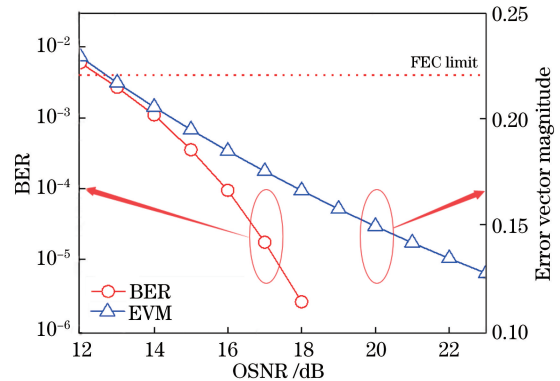


图 4 使用随机序列、CAZAC 序列和 PN 序列时接收端 BER 随光信噪比的变化曲线
Fig. 4 BER of receiver as a function of OSNR for using random, CAZAC, and PN sequences

为了研究 FFO 的估计范围与补偿效果,将激光器频偏的变化范围设定为 -12~12 MHz,统计接收端的 EVM。图 5 是光信噪比为 20 dB 时接收端的 EVM 与激光器频偏的对应变化曲线,其中,星座图的横、纵坐标分别代表 QAM 调制的复数符号实部和虚部的量值。从图中可以看出:当频偏在 -9~9 MHz 范围内变化时,EVM 的值位于 0.1~0.2 之间,这说明此时 FFO 的估计与补偿取得了良好效果。当频偏位于 9~10 MHz 范围时,曲线急剧上升,EVM 的值增大到 0.7,这说明此时 FFO 的估计与补偿效果较差。

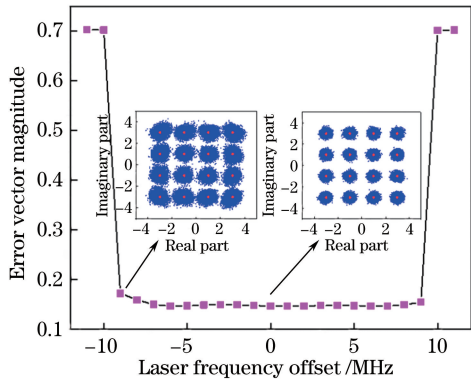


图 5 误差矢量幅度和激光器频偏的对应关系 (OSNR: 20 dB)

Fig. 5 EVM as a function of laser frequency offset (OSNR: 20 dB)

为了研究 IFO 的估计范围,将激光器频偏的变化范围设定为 $-585\sim 585$ MHz,对应归一化频偏是 $-15\sim 15$,接收端光信噪比仍设定为 20 dB。图 6 是 EVM 与归一化频偏的对应曲线。从图中可看到:当归一化频偏在 $-12\sim 12$ 范围内变化时,系统的 EVM 值很小,说明在此范围内本文所提算法能较好地估计和补偿频偏带来的影响;而当归一化频偏绝对值超出 12 时,EVM 值急剧上升。因此,本文所提算法的 IFO 准确估计范围可达 12 倍子载波频率间隔。

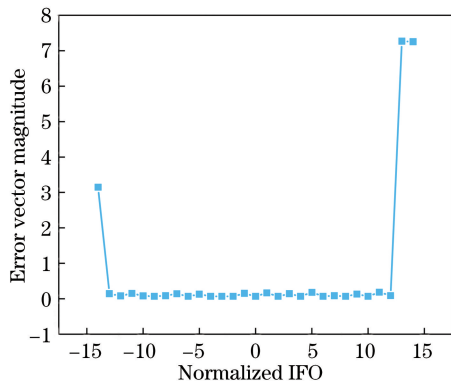


图 6 误差矢量幅度和归一化整数频偏的对应关系 (OSNR: 20 dB)

Fig. 6 EVM as a function of normalized IFO (OSNR: 20 dB)

图 7 是背靠背场景下归一化频偏等于 4 和 6 时 BER 与 OSNR 的对应变化曲线,从图中可看出:当 OSNR 在 $12\sim 22$ dB 范围内变化时,接收端误码率随着光信噪比的增加而持续降低,当 OSNR 大于 13 dB 时,归一化频偏为 4 的接收端误码率下降到前向纠错(FEC)极限。在相同的 OSNR 下,归一化偏移为 4 时的接收端误码率要低于归一化偏移为 6 的

接收端误码率。图 7 也显示了未进行频偏补偿时 CO-FBMC/OQAM 系统的 BER 性能,此时 BER 为 0.5,传输质量变得很差。通过对比频偏补偿前后系统的 BER 性能,可以发现采用本文所提方法后,IFO 的影响得到了正确估计和补偿,系统的传输质量得到明显提升。

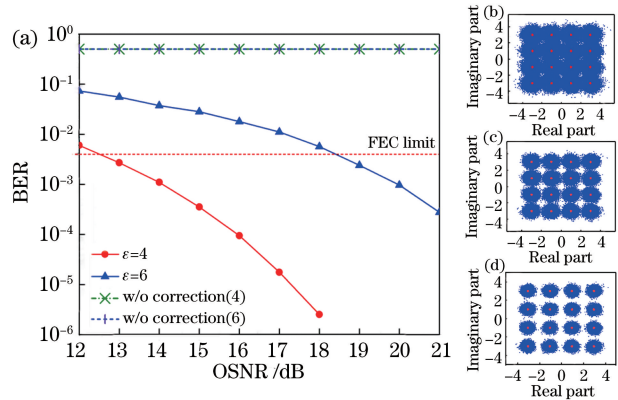


图 7 (a)背靠背情况下接收端 BER 随光信噪比的变化曲线;(b)~(d)归一化整数偏移为 4、光信噪比分别为 12 dB,15 dB,18 dB 时的解调星座图

Fig. 7 (a) BER of receiver as a function of OSNR in BtB scenario; (b)-(d) demodulation constellation charts with normalized IFO of 4 and OSNR values of 12 dB, 15 dB, and 18 dB, respectively

图 8 是经过 800 km 光纤传输后,系统的 BER 与 OSNR 之间的对应变化曲线,归一化频偏分别等于 4、6。未进行频偏补偿时系统的 BER 性能用虚线显示在图 8 中。在计算该结果时,标准单模光纤的功率损耗系数设定为 0.2 dB/km,每个光纤跨段后利用掺铒光纤放大器(EDFA)对功率损耗进行一次补偿;标准单模光纤的色散系数设定为 $16\text{ ps}\cdot\text{nm}^{-1}\cdot\text{km}^{-1}$,未对每个光纤跨段中的色散进行进一步补偿。与图 7 相似,BER 随着 OSNR 的增大而减小。对于 IFO 等于 4 的系统,背靠背场景下,OSNR 大于 12 dB 时误码率才能小于 FEC 极限;而经过 800 km 传输后,OSNR 需要达到 15 dB 以后误码率才能小于 FEC 极限。这是由于经过光纤链路的传输之后,累积的残余色散和功率损耗导致补偿效果变差。

Schmidl 等^[26]提出了一种时频同步方法,该方法在各种 OFDM 系统中得到了广泛应用。CO-FBMC/OQAM 系统也可以使用该方法,此时需要在发射端插入一段具有时域对称性的训练序列。但是,对于 FBMC/OQAM 系统,这种方法插入的训练序列只能用于进行时间和频率同步,无法估计信道

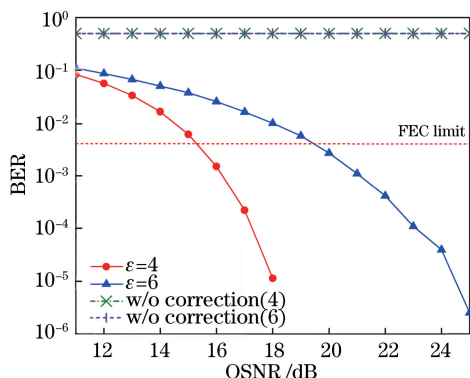


图 8 800 km 传输后接收端 BER 随光信噪比的变化曲线

Fig. 8 BER of receiver as a function of OSNR after 800-km transmission

响应和均衡,从而会影响频谱效率的提升。图 9 对比了背靠背场景下本文所提方法和 Schmidl 方法的相对估计误差,接收端光信噪比设定为 20 dB。从图中可以看出:两种方法均具有良好的频偏估计性能,由于本文所提方法采用了子载波间平均等噪声抑制手段,因此估计精度略高于 Schmidl 方法。

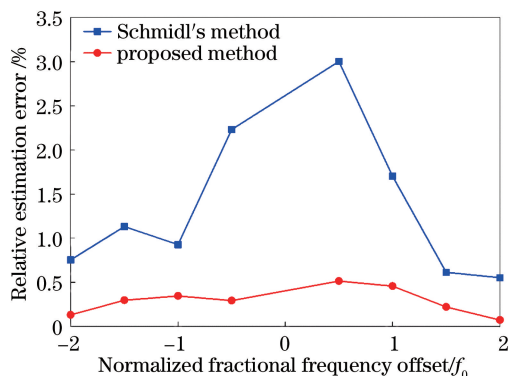


图 9 本文所提方法和 Schmidl 方法的相对估计误差

Fig. 9 Relative estimation error for proposed method and Schmidl's method

4 结 论

研究了 CO-FBMC/OQAM 系统的一种整数频偏估计与补偿算法。该算法使用一种混合型的训练序列,既能完成 FFO 的估计,也能实现 IFO 的估计,适用于对较大激光器频偏进行有效补偿。频偏补偿结束后,使用相同训练序列进行信道响应估计和均衡。在背靠背和 800 km 光纤传输两种情况下,研究了采样速率为 10 GSa/s 的 CO-FBMC/OQAM 系统的传输性能,对所提算法的有效性进行了分析。仿真结果表明,该算法的 IFO 准确估计范围可达到 12 倍子载波频率间隔。研究结果可为 CO-FBMC/OQAM 系统的发展提供有益参考。

参 考 文 献

- [1] Gao L N, Liu J F, Zeng X Y, *et al.* Joint phase equalization in optical orthogonal frequency division multiplexing system[J]. *Acta Optica Sinica*, 2012, 32(1): 0106004.
高丽娜, 刘剑飞, 曾祥烨, 等. 一种光正交频分复用系统的联合相位均衡方法[J]. *光学学报*, 2012, 32(1): 0106004.
- [2] Zhou H, Dong Z, Cao Z Z, *et al.* All-optical wavelength conversion for orthogonal frequency division multiplexing optical signal[J]. *Acta Optica Sinica*, 2010, 30(4): 959-964.
周慧, 董泽, 曹子峥, 等. 正交频分复用信号的全光波长变换性能研究[J]. *光学学报*, 2010, 30(4): 959-964.
- [3] Hao Y H, Wang R, Li Y Q, *et al.* Investigation of polarization effect in coherent optical orthogonal frequency division multiplexing system [J]. *Acta Optica Sinica*, 2013, 33(7): 0706021.
郝耀鸿, 王荣, 李玉权, 等. 相干光正交频分复用系统偏振效应研究[J]. *光学学报*, 2013, 33(7): 0706021.
- [4] Wang X, Chen L, Cao Z Z. Influence of modulation depth on optical subcarrier OFDM system[J]. *Acta Optica Sinica*, 2011, 31(5): 0506002.
王鑫, 陈林, 曹子峥. 调制深度对副载波正交频分复用光传输系统性能的影响[J]. *光学学报*, 2011, 31(5): 0506002.
- [5] Wu X Q, Liu J F, Zeng X Y, *et al.* Timing synchronization algorithm for coherent optical orthogonal frequency division multiplexing system based on pseudo noise sequence [J]. *Acta Optica Sinica*, 2019, 39(5): 0506001.
吴雪琪, 刘剑飞, 曾祥烨, 等. 基于伪随机噪声序列相干光正交频分复用系统的定时同步算法[J]. *光学学报*, 2019, 39(5): 0506001.
- [6] Zhang Q Q, Zhang P, Lu J, *et al.* Joint phase noise compensation algorithm using RF-pilot and extended Kalman filter in CO-OFDM systems[J]. *Acta Optica Sinica*, 2018, 38(9): 0906006.
章青青, 张平, 卢瑾, 等. 相干光正交频分复用系统中射频导频和扩展卡尔曼滤波联合的相位噪声补偿算法[J]. *光学学报*, 2018, 38(9): 0906006.
- [7] Wu B, Chen X H, Liu X P, *et al.* Analysis of ICI and ISI in troposcatter communication based on OFDM/OQAM modulation [J]. *Fire Control & Command Control*, 2015, 40(9): 35-39, 44.
吴奔, 陈西宏, 刘晓鹏, 等. 散射通信中 OFDM/OQAM 的 ICI 和 ISI 分析[J]. *火力与指挥控制*, 2015, 40(9): 35-39, 44.

- [8] Hassan A Y. A novel structure of high speed OFDM receiver to overcome ISI and ICI in Rayleigh fading channel [J]. *Wireless Personal Communications*, 2017, 97(3): 4305-4325.
- [9] Qin W, Peng Q C. Improved ICI self-cancellation scheme for OFDM system based on symbol transform [J]. *Journal of University of Electronic Science and Technology of China*, 2008, 37(5): 641-644.
秦文, 彭启琮. OFDM 系统中基于符号变换的 ICI 自消除改进方法 [J]. *电子科技大学学报*, 2008, 37(5): 641-644.
- [10] Lu Z L, Wang J H, Sun Y Z, *et al.* Inter-carrier interference suppression algorithm for OFDM-PON systems based on pseudo-symmetrical training sequences [J]. *Acta Optica Sinica*, 2013, 33(10): 1006002.
路振龙, 王军华, 孙彦赞, 等. 基于伪对称序列的 OFDM-PON 系统载波间干扰抑制算法 [J]. *光学学报*, 2013, 33(10): 1006002.
- [11] Farhang-Boroujeny B. OFDM versus filter bank multicarrier [J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2011, 28(3): 92-112.
- [12] Lin H, Gharba M, Siohan P. Impact of time and carrier frequency offsets on the FBMC/OQAM modulation scheme [J]. *Signal Processing*, 2014, 102: 151-162.
- [13] 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.
- [14] Liu Z S, Wu Q D, Cheng J Z, *et al.* Comparison of transmission performance of between OFDM and FBMC in PON link [J]. *Communications Technology*, 2018, 51(11): 2554-2557.
刘战胜, 吴庆典, 程吉喆, 等. PON 链路中 OFDM 和 FBMC 的传输性能比较 [J]. *通信技术*, 2018, 51(11): 2554-2557.
- [15] Li N, Zhou W. Comparison of new multicarrier transmission techniques for 5G [J]. *Communications Technology*, 2016, 49(5): 519-523.
李宁, 周围. 面向 5G 的新型多载波传输技术比较 [J]. *通信技术*, 2016, 49(5): 519-523.
- [16] Fusco T, Tanda M. Blind frequency-offset estimation for OFDM/OQAM systems [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 55(5): 1828-1838.
- [17] Fusco T, Petrella A, Tanda M. Non-data-aided carrier-frequency offset estimation for pulse-shaping OFDM/OQAM systems [J]. *Signal Processing*, 2008, 88(8): 1958-1970.
- [18] 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.
- [19] Mattera D, Tanda M. Data-aided synchronization for OFDM/OQAM systems [J]. *Signal Processing*, 2012, 92(9): 2284-2292.
- [20] Cho H, Ma X L. Generalized synchronization algorithms for FBMC-OQAM systems [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(10): 9764-9774.
- [21] 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): 7201611.
- [22] Huang Y S, Zhang X G, Xi L X. Modified synchronization scheme for coherent optical OFDM systems [J]. *Journal of Optical Communications and Networking*, 2013, 5(6): 584-592.
- [23] Wu J D, Tang M, Xu L, *et al.* A robust and efficient frequency offset correction algorithm with experimental verification for coherent optical OFDM system [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2015, 33(18): 3801-3807.
- [24] Wang D B, Yuan L H, Lei J L, *et al.* Joint channel/frequency offset estimation and correction for coherent optical FBMC/OQAM system [J]. *Optical Fiber Technology*, 2017, 39: 87-94.
- [25] 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, 2001: 2417-2420.
- [26] Schmidl T M, Cox D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1997, 45(12): 1613-1621.