

相干光 FBMC-OQAM 系统的时间偏移和信道联合估计算法

刘俊杰¹, 王道斌^{1*}, 拓明珊¹, 王伟¹, 元丽华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 针对交错正交幅度调制的相干光滤波器组多载波通信系统, 提出了一种新型联合估计算法。该算法通过对训练序列进行特殊的设计, 同时完成了时间同步与信道估计任务, 有效地提高了频谱效率。首先, 根据相干光滤波器组多载波系统模型, 仔细推导了时域波形的共轭对称性条件。在此基础上, 提出了一种时间同步方法, 该方法将伪随机序列与共轭对称性结合, 提高了时间同步的准确性。然后, 利用双相关导频原理进行信道估计, 该方法既能规避固有虚部干扰的影响, 同时又能保持时域波形的共轭对称性。最后, 通过搭建数值仿真平台, 研究了该系统的传输性能, 仿真结果表明该算法可以有效地完成对时间同步和信道响应的联合估计任务。

关键词 光通信; 滤波器组多载波通信系统; 交错正交幅度调制; 双相关导频; 时间同步; 信道估计; 伪随机序列
中图分类号 TN913.7 **文献标志码** A **doi**: 10.3788/CJL202047.1106001

Joint Estimation Algorithm of Time Offset and Channel Response for Coherent Optical FBMC-OQAM Systems

Liu Junjie¹, Wang Daobin^{1*}, Tuo Mingshan¹, Wang Wei¹, Yuan Lihua¹,
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 An innovative joint estimation algorithm for coherent optical filter bank-based multicarrier systems with offset quadrature amplitude modulation was proposed. The training sequence design enables simultaneously time synchronization and channel estimation. Thus, the proposed algorithm effectively improves spectral efficiency. First, the conjugate symmetry condition of the time domain waveform was derived from the system model. Based on the derived condition, a time synchronization method was proposed. The proposed method combines the pseudo-random sequence with conjugate symmetry to improve time synchronization accuracy. Then, channel estimation was performed based on the principle of dual-dependent pilots. The method avoids the impact of intrinsic imaginary interference and maintains the conjugate symmetry of the time domain waveform. Finally, numerical simulations were performed to investigate the system's transmission performance. The simulation results demonstrate that the proposed algorithm can effectively accomplish joint estimation of the time offset and channel response.

Key words optical communications; filter bank-based multicarrier system; offset quadrature amplitude modulation; dual-dependent pilots; time synchronization; channel estimation; pseudo-random sequence

OCIS codes 060.2330; 060.4080; 060.4230; 060.4510

1 引言

随着第五代无线通信技术(5G)的蓬勃发展,

人们对信息传输系统的传输速率、带宽等有了更高的要求。滤波器组多载波技术(FBMC)作为 5G 通信系统的新型波形候选方案之一^[1], 使用了时

收稿日期: 2020-04-20; 修回日期: 2020-05-24; 录用日期: 2020-06-15

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

频聚焦特性良好的原型滤波器^[2-4],具有高传输速率、高频谱效率等优点,能够满足 5G 场景下高速率、大容量、低时延、多业务信息传输的需求,因此受到了国内外学者以及研究团队的广泛关注。然而,在 FBMC 系统中,各子载波之间只满足实数域的正交条件,故产生了固有虚部干扰。当信号经过光纤信道传输后,这些干扰变得难以消除,使得信道估计与均衡过程的复杂度很高^[5-7]。同时,由通信设备和信道带来的时间偏移,会使解码器无法找到 FBMC 符号的正确开始时间,导致载波间干扰(ICI)和符号间干扰(ISI)明显增强,降低了 FBMC 系统的传输性能^[8]。因此,FBMC 系统需要进行有效的信道估计以及时间同步估计,才能得到准确的传输信号。

目前,交错正交幅度调制的相干光滤波器组多载波通信系统(CO-FBMC-OQAM)的同步算法可分为两类:盲估计方法^[9-12]和数据辅助方法^[13-15]。由于盲估计方法需要足够多的记录数据才能进行准确的估计,且计算量大,因此在实际应用中很少使用。在有循环前缀的正交频分复用(CP-OFDM)系统中,人们经常使用 Schmidl^[16]、Minn^[17]和 Park^[18]提出的方法来实现系统的时间和频率同步,这些方法也可以用在 FBMC-OQAM 系统中完成时间同步任务,但他们所设计的训练序列不能对 FBMC-OQAM 系统的信道响应进行估计,需要安排额外的训练序列开销,这样就会降低系统的频谱效率。

de Mattered 等^[19]提出了一种 FBMC-OQAM 系统的时间同步算法。他们通过在频域内发送多个相同的信号块,得到了具有共轭对称性的时域波形。然而,为了在定时度量函数上产生一个尖锐的峰值,该方法必须使用作用于定时度量函数的匹配滤波器,增加了计算的复杂度。与文献[19]不同的是,文献[20]的作者使用两个独立的实值训练序列和空子载波生成了共轭对称序列。他们推导了准确定时度量位置的数学表达式,并在此基础上提出了计算复杂度较低的新型时间与频率偏移估计方法。文献[21]针对 FBMC-OQAM 系统,设计了一种基于恒幅值零自相关序列(CAZAC)的定时同步算法。首先,他们提出了一种考虑符号重叠结构和 OQAM 调制的 FBMC 系统模型。然后,在时域中创建了一个 CAZAC 序列,利用相关函数得到一个尖锐的峰

值,即为时间偏移的准确估计值。然而,这种方法最大的问题是需要提前知道导频的周围数据符号并进行迭代计算才能生成训练序列,这样会降低频谱的利用率,增加计算的复杂度。此外,上述三种方法都没有考虑信道估计和均衡。

文献[22]通过在频域内使用一个导频符号和两个辅助导频符号产生了近似共轭对称的时域波形,消除了导频受到的固有虚部干扰的影响,使得 FBMC-OQAM 系统可以同时完成符号时间同步和信道估计两个任务。为了在定时度量函数中获得尖锐的峰值,该方法的导频和有效载荷之间只允许插入很少的保护间隔,这将导致信道响应的估计精度较低。为了解决这个问题,本文提出并研究了一种适用于 CO-FBMC-OQAM 系统的新型时间同步方法,可以同时信道响应进行准确估计与均衡。首先,利用 CO-FBMC-OQAM 信号的传输模型,详细推导并检验了在时域内实现共轭对称所必须满足的条件。与文献[21]和[22]中使用的方法不同,本文在同步过程中引入了二进制伪随机序列(PN),提出了一个 PN 序列辅助的时间偏移估计方法,但由于共轭对称性条件的限制,传统的干涉消除方法^[23-24]不能用于本文方案中。为了解决这个问题,又对解调后的实值导频进行了线性处理,从而规避了固有虚部干扰的影响。在此基础上,提出了一种新的信道估计和均衡方法,并对符号内频域平均(ISFA)进行了研究,提高了信道估计精度。

综上所述,本文针对 CO-FBMC-OQAM 系统提出的时间偏移与信道响应联合估计算法具有以下两个优点:1)它的定时度量函数只出现单个尖峰,有效地消除了旁峰对时间同步的影响;2)在保持时域波形共轭对称性的同时,能够有效规避固有虚部干扰对实值导频的影响,使所设计的训练序列能够同时兼顾定时和信道估计两个任务,有效提高了频谱效率。

2 基本原理

2.1 相干光 FBMC-OQAM 系统

在 CO-FBMC-OQAM 系统中,需要传输的客户数据依次通过 OQAM 预处理、快速傅里叶逆变换(IFFT)以及综合滤波器组(SFB)后形成基带信号,其信号传输模型如图 1 所示。

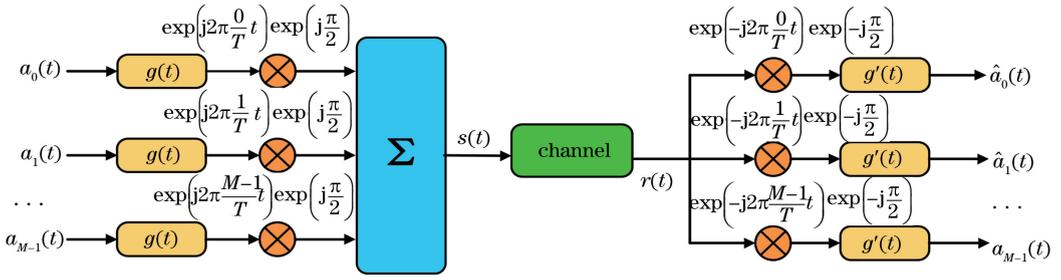


图1 CO-FBMC-OQAM 系统信号传输模型

Fig. 1 Signal transmission model of CO-FBMC-OQAM system

发送端基带信号的数学表达式为

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \underbrace{\bar{a}_{m,n} g(t - n\tau_0) \exp(j2\pi m f_0 t) \exp(j\pi \frac{m+n}{2})}_{g_{m,n}(t)}, \quad (1)$$

式中: $\bar{a}_{m,n}$ 是第 n 个 FBMC-OQAM 时间块中第 m 个子载波上发送的实值数据; M 是子载波总数目; f_0 是相邻子载波之间的频率间隔, $f_0 = \frac{1}{2T}$, T 表示一个符号持续时间; $g_{m,n}$ 代表原型滤波器进行时频移位后的滤波器函数, 它满足实数域正交条件, 即

$$R \left\{ \sum_{l=-\infty}^{+\infty} g_{m,n}(t) g_{p,q}^*(t) \right\} = \delta_{m,p} \delta_{n,q}, \quad (2)$$

式中: t 为信道时延拓展; $\delta_{i,j}$ 为狄拉克函数, 当且仅当 $i=j$ 时值为 1。光信号经过光纤信道后, 假设信

道响应 $h = [h(0), h(1), \dots, h(L_h - 1)]^T$, L_h 代表最大信道时延扩展, $\eta(t)$ 代表加性噪声, 则基带接收信号可以写为

$$r(t) = \sum_{\tau=0}^{L_h-1} h(\tau) s(t - \tau) + \eta(t). \quad (3)$$

在接收端, 接收到的信号需要经过分析滤波器组 (AFB) 和快速傅里叶变换 (FFT) 来恢复子载波携带的原始数据。假设 $L_h \ll T$, 即每个子载波的信道响应是平坦信道, 利用实数域正交条件, 可得时频格点 (m, n) 处的解调信号为

$$y_{m,n} = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} r(t) \underbrace{g\left(t - n \frac{M}{2}\right) \exp(-j2\pi m t / M) j^{-(m+n)}}_{g_{m,n}^*(t)} \approx H_{m,n} \bar{a}_{m,n} + \sum_{\substack{(l,q) \neq (m,n) \\ (l,q) \in \Omega_{(1,1)}}} H_{l,q} \bar{a}_{l,q} \zeta_{m,n}^{l,q} + \omega_{m,n}, \quad (4)$$

其中: $H_{m,n}$ 和 $H_{l,q}$ 为时频格点 (m, n) , (l, q) 处的信道响应; $\omega_{m,n}$ 为对应格点处的加性噪声; $\Omega_{(1,1)}$ 代表时频格点 (m, n) 的一阶最近邻格点; $\zeta_{m,n}^{l,q}$ 代表时频格点 (l, q) 对时频格点 (m, n) 的固有虚部干扰。 $\Omega_{(1,1)}$ 和 $\zeta_{m,n}^{l,q}$ 可以表示为

$$\Omega_{(1,1)} = \{(l, q) \mid |l - m| \leq 1, |q - n| \leq 1\}, \quad (5)$$

$$\zeta_{m,n}^{l,q} = \sum_{t=-\infty}^{+\infty} g_{m,n}(t) g_{l,q}^*(t). \quad (6)$$

2.2 FBMC-OQAM 符号的共轭对称性

将每个时间块的子载波分解成偶数子载波和奇数子载波, 则(1)式可以改写为

$$s(t) = \sum_{k=0}^{M/2-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^{2k+n} \{ \bar{a}_{2k,n} \exp(j2\pi 2k f_0 t) + j \bar{a}_{2k+1,n} \exp[j2\pi(2k+1) f_0 t] \} g(t - n\tau_0). \quad (7)$$

采样时间间隔和采样速率记为 T_s 和 f_s , 二者满足 $f_s \cdot T_s = 1$, 则离散时间基带信号可以写为

$$s(i) = s(iT_s) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{M/2-1} j^n (-1)^k \left[\bar{a}_{2k,n} \exp(j \frac{2\pi k i}{M/2}) + j \cdot \bar{a}_{2k+1,n} \exp(j \frac{2\pi k i + \pi i}{M/2}) \right] g[(i - nM/2)T_s], \quad (8)$$

式中 i 为采样点序号。将(8)式改写成矩阵形式, 有 $\mathbf{s} = [s(0), s(1), s(2), \dots, s(N \frac{M}{2} - 1)]^T$, 则它的第 i 个

元素就是 $s(i)$ 。设采样点序号 $i = n' \frac{M}{2} + k'$, 其中 $k' = 0, 1, 2, 3, \dots, \frac{M}{2} - 1$, 则(8)式可以写为

$$s_{k', n'} = \sum_{(n'-n)=0}^{2K-1} \sum_{k=0}^{M/2-1} j^n (-1)^k \left[\bar{a}_{2k, n} \exp\left(j \frac{2\pi k k'}{M/2}\right) + \exp(j\pi n') \cdot j \cdot \bar{a}_{2k+1, n} \exp\left(j \frac{2\pi k k' + \pi k'}{M/2}\right) \right] g \left\{ \left[(n' - n) \frac{M}{2} + k' \right] T_s \right\} = \sum_{i=0}^{2K-1} \sum_{k=0}^{M/2-1} j^{(n'-i)} (-1)^k \left[\bar{a}_{2k, n'-i} \exp\left(j \frac{2\pi k k'}{M/2}\right) + (-1)^n j \cdot \bar{a}_{2k+1, n'-i} \exp\left(j \frac{2\pi k k' + \pi k'}{M/2}\right) \right] g \left[\left(i \frac{M}{2} + k' \right) T_s \right]. \quad (9)$$

原型滤波器 $g(t)$ 的重叠因子设为 K , 其时域采样点长度为 $L_p = KM$, 现将原型滤波器脉冲响应写为矢量形式, 并分成 $2K$ 段, 每段长度为 $M/2$, 则有

$$\mathbf{g} = [\mathbf{g}_0^T, \mathbf{g}_1^T, \dots, \mathbf{g}_{2K-1}^T]^T, \quad (10)$$

其中, $\mathbf{g}_i = \left[g\left(i \frac{M}{2}\right), g\left(i \frac{M}{2} + 1\right), g\left(i \frac{M}{2} + 2\right), \dots, g\left[\left(i + 1\right) \frac{M}{2} - 1\right] \right]^T$ 。

把 IFFT 模块的输入值记作 $\bar{\mathbf{a}}_n$, 表达式为

$$\bar{\mathbf{a}}_n = [\bar{a}_{0, n}, j\bar{a}_{1, n}, -\bar{a}_{2, n}, -j\bar{a}_{3, n}, \dots, (-1)^k \bar{a}_{2k, n}, (-1)^k j\bar{a}_{2k+1, n}, \dots, -\bar{a}_{M-2, n}, -j\bar{a}_{M-1, n}]^T, \quad (11)$$

然后将(11)式拆解为偶数子载波部分 $\bar{\mathbf{a}}_n^e$ 和奇数子载波部分 $\bar{\mathbf{a}}_n^o$, 即

$$\begin{cases} \bar{\mathbf{a}}_n^e = [\bar{a}_{0, n}, -\bar{a}_{2, n}, \dots, (-1)^k \bar{a}_{2k, n}, \dots, -\bar{a}_{M-2, n}]^T \\ \bar{\mathbf{a}}_n^o = [\bar{a}_{1, n}, -\bar{a}_{3, n}, \dots, (-1)^k \bar{a}_{2k+1, n}, \dots, -\bar{a}_{M-1, n}]^T \end{cases} \quad (12)$$

将经过 IFFT 后的信号输出值记作 \mathbf{a}_n , 并拆分为奇偶两部分, 则有

$$\begin{cases} \mathbf{a}_n^e = \mathbf{F}^H \bar{\mathbf{a}}_n^e \\ \mathbf{a}_n^o = \mathbf{E} \mathbf{F}^H \bar{\mathbf{a}}_n^o \end{cases}, \quad (13)$$

其中, \mathbf{F} 是离散傅里叶变换矩阵, $\mathbf{E} = \text{diag} \{ \{ 1, \exp[j\pi/(M/2)], \exp [j2\pi/(M/2)], \dots, \exp[j(M/2-1)\pi/(M/2)] \}^T \}$ 。

根据离散傅里叶变换性质, 可知(13)式中的 \mathbf{a}_n^e 和 \mathbf{a}_n^o 分别具有共轭对称性和反共轭对称性。对于 $k' = 1, 2, \dots, M/4 - 1$ 时, 它们的对称性证明如下:

$$a_n^e(M/2 - k') = \sum_{k=0}^{M/2-1} j^n (-1)^k \bar{a}_{2k, n} \exp \left[j \frac{2\pi k (M/2 - k')}{M/2} \right] = \sum_{k=0}^{M/2-1} j^n (-1)^k \bar{a}_{2k, n} \exp \left(-j \frac{2\pi k k'}{M/2} \right) = (-1)^n a_n^{e*}(k'), \quad (14)$$

$$a_n^o(M/2 - k') = \sum_{k=0}^{M/2-1} j^n (-1)^k \bar{a}_{2k+1, n} \exp \left[j \frac{2\pi k (M/2 - k') + \pi (M/2 - k')}{M/2} \right] = - \sum_{k=0}^{M/2-1} j^n (-1)^k \bar{a}_{2k+1, n} \exp \left(-j \frac{2\pi k k' + \pi k'}{M/2} \right) = -(-1)^n a_n^{o*}(k'). \quad (15)$$

利用(10)、(11)、(13)~(15)式, 可得发送端离散信号为

$$\mathbf{s}_{n'} = \sum_{(n'-n)=0}^{2K-1} [\mathbf{a}_n^e + (-1)^{n'} j \mathbf{a}_n^o] \circ \mathbf{g}_{n'-n}, \quad (16)$$

式中, 算符“ \circ ”表示矩阵的 Hadamard 积。

图 2 给出 PHYDYAS 原型滤波器的波形。通过对原型滤波器特性的研究, 发现滤波器大部分能量集

中在 g_K 和 g_{K-1} 两部分, 且当 $k' = 1, 2, \dots, M/4 - 1$ 时, $g\left(K \frac{M}{2} + k'\right) = g\left[\left(K - 1\right) \frac{M}{2} + \frac{M}{2} - k'\right]$, 于是

(16)式可以简写为

$$\mathbf{s}_{n'} \approx [\mathbf{a}_{n'-K}^e + (-1)^{n'} j \mathbf{a}_{n'-K}^o] \circ \mathbf{g}_K + [\mathbf{a}_{n'-K+1}^e + (-1)^{n'} j \mathbf{a}_{n'-K+1}^o] \circ \mathbf{g}_{K-1}. \quad (17)$$

时域波形具有近似共轭对称性的证明如下:

$$\begin{aligned}
 s_{n'}(M/2 - k') &= [a_{n'-K+1}^e(M/2 - k') + (-1)^{n'}ja_{n'-K+1}^o(M/2 - k')]g_{K-1}(M/2 - k') + \\
 & [a_{n'-K}^e(M/2 - k') + (-1)^{n'}ja_{n'-K}^o(M/2 - k')]g_K(M/2 - k') = \\
 & (-1)^{n'-K+1}[a_{n'-K+1}^{e*}(k') - (-1)^{n'}ja_{n'-K+1}^{o*}(k')]g_K(k') + \\
 & (-1)^{n'-K}[a_{n'-K}^{e*}(k') - (-1)^{n'}ja_{n'-K}^{o*}(k')]g_{K-1}(k') = (-1)^{n'-K}(-j) \times \\
 & \{[a_{n'-K}^{e*}(k') - (-1)^{n'}ja_{n'-K}^{o*}(k')]g_K(k') + [a_{n'-K+1}^{e*}(k') - (-1)^{n'}ja_{n'-K+1}^{o*}(k')]g_{K-1}(k')\} = \\
 & (-1)^{n'-K}(-j)s_{n'}^*(k').
 \end{aligned} \tag{18}$$

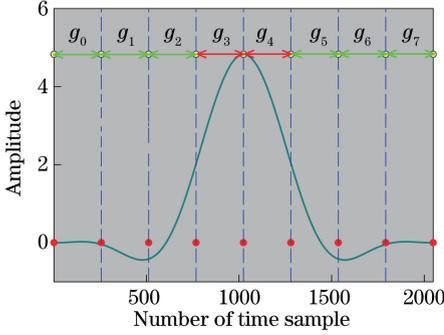


图 2 PHYDYAS 原型滤波器波形图($K=4, M=512$)
Fig. 2 Waveform of the PHYDYAS prototype filter ($K=4, M=512$)

从上述推导可以看出:当所设计的序列满足条件 $\mathbf{a}_{n'-K+1}^e = -ja_{n'-K}^e$, $\mathbf{a}_{n'-K+1}^o = -ja_{n'-K}^o$, 即 $\bar{\mathbf{a}}_{n'-K+1}^e = -\bar{\mathbf{a}}_{n'-K}^e$, $\bar{\mathbf{a}}_{n'-K+1}^o = -\bar{\mathbf{a}}_{n'-K}^o$ 时,时域波形的第 n' 段具有如(18)式所示的共轭对称性。

3 时间偏移和信道响应联合估计方法

利用 FBMC 符号的共轭对称性,提出一种新型时间偏移和信道响应联合估计的方法。该方法所使用的训练序列结构如图 3 所示,即在每帧 FBMC 符号的前 6 个时间块中插入训练序列,其中,在第 3 个和第 4 个时间块中插入的是实值数据,在前两个时间块和后两个时间块中插入的是零值数据,零值数据作为实值训练序列与有效载荷之间的保护间隔。同时,为了简化计算过程,将第 3 个和第 4 个时间块

中偶数子载波上的数据置零,这样生成的训练序列不但具有共轭对称性,还减弱了各子载波之间固有虚部干扰的影响。训练序列的共轭对称性如图 4 所示。

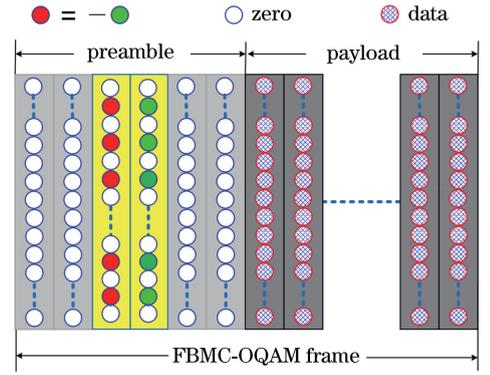


图 3 本文所提出的训练序列结构图
Fig. 3 Diagram of the training sequence presented in this paper

3.1 时间偏移估计方法

假设实值训练序列插入的时间块序号为 n 和 $n+1$, 即 $n = n' - K$, 实值导频用 $\bar{\mathbf{p}}$ 来表示。由(18)式可知,如果满足 $\bar{\mathbf{p}}_{n+1}^e = -\bar{\mathbf{p}}_n^e$, $\bar{\mathbf{p}}_{n+1}^o = -\bar{\mathbf{p}}_n^o$ 条件,时域波形具有共轭对称性。当发送信号经过光纤信道后,得到接收端基带信号 $r(k')$, 根据共轭对称性,将定时度量函数定义为

$$W_1(d) = \frac{|V_1(d)|}{U_1(d)}, \tag{19}$$

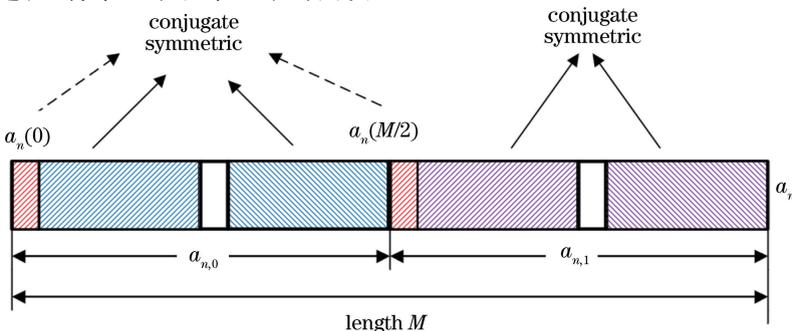


图 4 训练序列的共轭对称性
Fig. 4 Conjugate symmetry of the training sequence

其中, $V_1(d) = \sum_{k'=0}^{M/4-1} 2r(d+k')r\left(\frac{M}{2}+d-k'\right)$,

$$U_1(d) = \sum_{k'=0}^{M/4-1} \left[\left| r(d+k') \right|^2 + \left| r\left(\frac{M}{2}+d-k'\right) \right|^2 \right],$$

分别表示的是自相关函数与归一化能量函数, d 为需要评估的时间采样点序号。根据训练序列的共轭对称性, $W(d)$ 在正确的符号定时处会有一个峰值, 因此时间偏移估计值为

$$\hat{d} = \underset{d}{\operatorname{argmax}} W(d). \quad (20)$$

在实际过程中, 为了减少准确定时度量位置两侧出现的其他尖峰导致的定时错误, 使用元素值为 -1 或 1 、周期为 $L_m = M/4 - 1$ 的 PN 序列 $\xi(k') = \{x_1, x_2, x_3, \dots, x_{L_m}\}$, 对发送端时域训练序列进行预处理, 将 PN 序列与时域发送序列相乘, 可得新的时域发送序列, 即

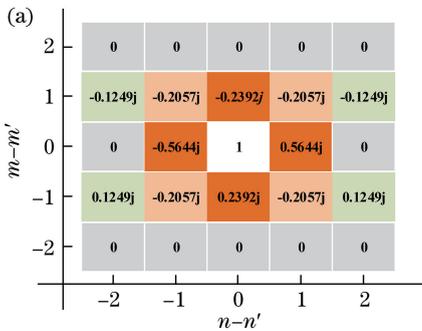
$$s'_n(k') = \xi(k') \cdot s_n(k'). \quad (21)$$

由于 PN 序列具有尖锐的相关函数, 其功率谱会占据很宽的频带, 因此易于从其他信号中分离出来, 具有优良的抗干扰特性, 在进行定时同步时可以突出显示准确定时度量的位置, 有效地消除旁峰的影响。接收端的定时度量函数[(19)式]可相应地修改为

$$W_2(d) = \frac{|V_2(d)|}{U_2(d)}, \quad (22)$$

其中,

$$\begin{cases} V_2(d) = \sum_{k'=1}^{M/4-1} 2\xi(k')r(d+k')r\left(\frac{M}{2}+d-k'\right) \\ U_2(d) = \sum_{k'=1}^{M/4-1} \left[\left| r(d+k') \right|^2 + \left| r\left(\frac{M}{2}+d-k'\right) \right|^2 \right] \end{cases}. \quad (23)$$



从(22)式和(23)式可以看出, 为了计算一个候选时间采样点的定时度量函数, 本文算法需要执行 $M-4$ 次复数乘法、 $M/4-2$ 次复数加法和 $M/2-3$ 次实数加法, 取模值可以当作是一次复数乘法。在相同条件下, Schmidl 提出的传统时间同步方法^[16]则需要 $M+1$ 次复数乘法、 $M/2-1$ 次复数加法、 $M/2-1$ 次实数加法以及一次实数乘法。因此, 与 Schmidl 的方法相比, 本文所提方法具有更低的计算复杂度。

3.2 信道响应估计方法

由于 FBMC 系统各子载波之间只满足实数域正交条件, 在传输过程中会产生固有虚部干扰的影响, 需在目标数据上添加一个虚数分量。图 5(a)和图 5(b)分别表示 n 为偶数和 n 为奇数时的固有虚部干扰值, n 表示的是 FBMC 符号的时间块序号。在进行信道估计时, 如果无法消除这种影响, 则估计过程将会变得十分困难。为了消除固有虚部干扰的影响, 将时频格点 (m, n) 和 $(m, n+1)$ 处的导频 $\bar{p}_{m,n}$, $\bar{p}_{m,n+1}$ 看作是双相关导频^[25], 根据(4)式, 可将其表示为

$$\begin{cases} y_{m,n} = H_m(\bar{p}_{m,n} + I_1 + \zeta_{m,n+1}^{m,n+1} \bar{p}_{m,n+1}) + \omega_{m,n} \\ y_{m,n+1} = H_m(\bar{p}_{m,n+1} + I_2 + \zeta_{m,n+1}^{m,n} \bar{p}_{m,n}) + \omega_{m,n+1} \end{cases}, \quad (24)$$

其中, $\omega_{m,n}$ 为时频格点 (m, n) 处的噪声项, H_m 为第 m 个子载波上的信道响应, I_1, I_2 分别表示一阶近邻格点的数据对 $\bar{p}_{m,n}, \bar{p}_{m,n+1}$ 产生的干扰, 可写为

$$\begin{cases} I_1 = \sum_{\substack{(p,q) \neq (m,n+1) \\ (p,q) \in \Omega_{m,n}}} \bar{a}_{p,q} \zeta_{m,n}^{p,q} \\ I_2 = \sum_{\substack{(p,q) \neq (m,n) \\ (p,q) \in \Omega_{m,n+1}}} \bar{a}_{p,q} \zeta_{m,n+1}^{p,q} \end{cases}. \quad (25)$$

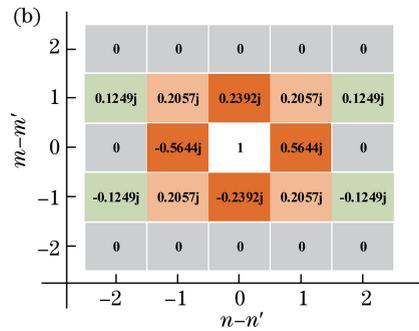


图 5 PHYDYAS 原型滤波器的固有虚部干扰。(a) n 为偶数; (b) n 为奇数

Fig. 5 Intrinsic imaginary interference of PHYDYAS prototype filter. (a) n is even; (b) n is odd

为了消除固有虚部干扰的影响, 使用双相关导频原理与干扰近似原理对信道响应进行估计, 这两

种方法分别记为 DPM 和 IAM。在 DPM 方法中, 首先在发送端和接收端预先设置一个已知的复数导

频 $X + Yj$, 将 (24) 式进行线性运算 $y = y_{m,n} + \alpha y_{m,n+1}$, 使其满足如下条件:

$$y = H_m(X + Yj) + w_{m,n} + \alpha w_{m,n+1}, \quad (26)$$

其中 α 为拟合系数。将 (24) 式代入 (26) 式后可得

$$\bar{p}_{m,n} + I_1 + \zeta_{m,n}^{m,n+1} \bar{p}_{m,n+1} + \alpha(\bar{p}_{m,n+1} + I_2 + \zeta_{m,n+1}^{m,n} \bar{p}_{m,n}) = X + Yj. \quad (27)$$

当取 $\alpha = \pm j$ 时, 可得 (m, n) 和 $(m, n+1)$ 位置处导频值为

$$\bar{p}_{m,n} = \frac{X \mp I_2 j}{1 \pm \zeta_{m,n}^{m,n+1}}, \bar{p}_{m,n+1} = \frac{Yj - I_1}{\zeta_{m,n}^{m,n+1} \pm j}. \quad (28)$$

由图 3 中导频序列的设计方法可知, 对于奇数子载波来说, $I_1 = I_2 = 0$, 则 (28) 式可以写为

$$\bar{p}_{2k+1,n} = \frac{X}{1 \pm \zeta_{m,n}^{m,n+1}}, \bar{p}_{2k+1,n+1} = \frac{Yj}{\zeta_{m,n}^{m,n+1} \pm j}. \quad (29)$$

考虑到共轭对称性条件 $\bar{p}_{2k+1,n+1} = -\bar{p}_{2k+1,n}^*$, 则有以下关系:

$$\frac{X}{1 \pm \zeta_{2k+1,n}^{2k+1,n'-K} \pm j} = -\frac{Yj}{\zeta_{2k+1,n}^{2k+1,n'-K+1} \pm j} \Rightarrow Y = j \frac{\zeta_{2k+1,n}^{2k+1,n'-K+1} \pm j}{1 \pm \zeta_{2k+1,n}^{2k+1,n'-K} \pm j} X. \quad (30)$$

与传统干扰消除法不同, DPM 方法规避固有虚部干扰影响的原理是借助于 y 和 $X + Yj$, y 并不是接收机实际接收到的信号, 而是对实际接收信号进行线性处理后获得的赝信号。从以上推导可知, 只要导频 $\bar{p}_{2k+1,n}$ 和 $\bar{p}_{2k+1,n+1}$ 满足 (27) 式和 (29) 式, 则能保证赝信号 y 满足 (26) 式, 它不受固有虚部干扰的影响, 复数导频 $X + Yj$ 可以由导频

提前计算得到。而且, 在图 3 所示的训练序列中, 偶数子载波承载的数据设置为零, 这样就保证了 $I_1 = I_2 = 0$ 。因此, 在设置好导频序列与 X, Y 值后, 只需在接收端利用 (26) 式, 即可得到奇数子载波上的信道响应为

$$\hat{H}_{2k+1} \approx \frac{y}{X + Yj}, \quad (31)$$

在 IAM 方法中, 直接使用 (24) 式与 $\bar{p}_{2k+1,n+1} = -\bar{p}_{2k+1,n}^*$ 条件, 可得第二种信道响应估计值为

$$\hat{H}_{2k+1} = \frac{y_{m,n}}{(1 - \zeta_{m,n}^{m,n+1}) \bar{p}_{m,n}}. \quad (32)$$

偶数子载波的信道响应可通过样条插值法计算得到。最后, 利用 ISFA 降低其他干扰和噪声的影响, 在 DPM 和 IAM 两种方法中, 各子载波的最终信道响应估计值为

$$\hat{H}_m^{\text{final}} = \frac{1}{2v + 1} \sum_{l=m-q}^{m+q} \hat{H}_l, \quad (33)$$

其中, v 是格点 (m, n) 的最大毗邻子载波数, 经过研究可知 $v = 2$ 时即可有效提高信道估计的精度。

4 模拟结果

为了对提出的联合估计算法进行验证, 基于 CO-FBMC-OQAM 系统传输原理, 搭建了 CO-FBMC-OQAM 系统的数值仿真平台, 其基本结构如图 6 所示, 主要分为以下 5 个模块: 1) FBMC 调制模块, 主要包括 QAM 映射模块、IFFT 模块、PPN、数模转换模块 (DAC); 2) IQ 调制模块, 其中包括一个激光发射器和两个马赫-曾德尔调制器 (MZM); 3) 光纤链路, 该模块由标准单模

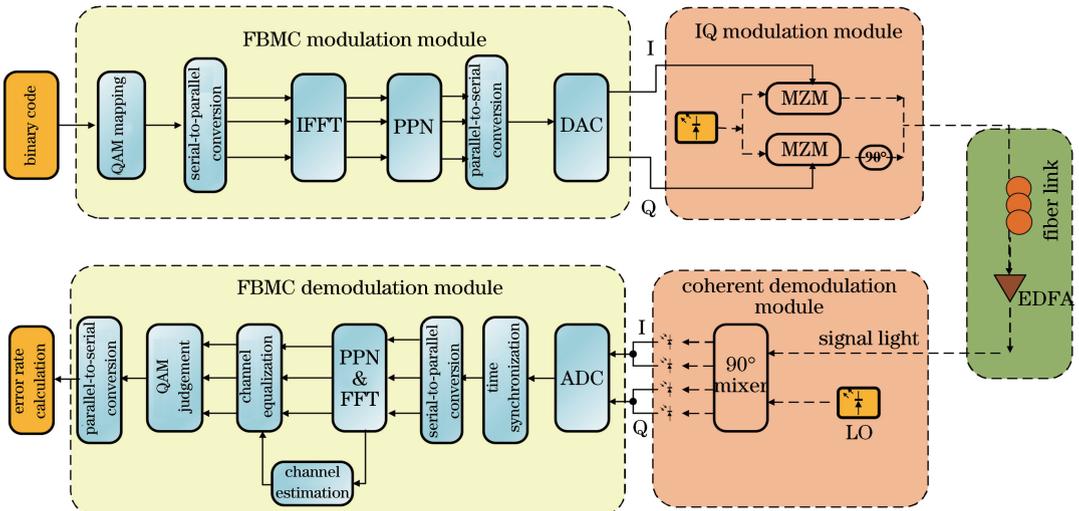
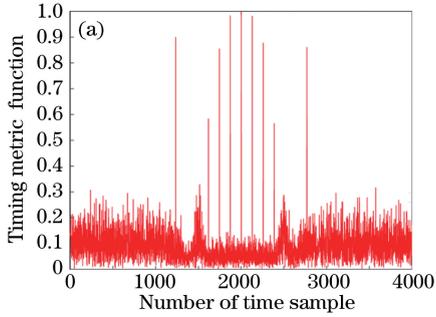


图 6 CO-FBMC-OQAM 系统数值仿真结构图

Fig. 6 Simulation diagram of the CO-FBMC-OQAM system

光纤和掺铒光纤放大器(EDFA)组成;4)相干检测模块,该模块将本振激光器(LO)发出的激光与信号光进行混频解调;5)FBMC解调模块,主要有模数转换模块(ADC)、时间同步模块、PPN和FFT模块、信道响应估计与均衡模块、QAM判决模块。表1中给出了该仿真平台的关键性参数。

图7是使用提出的联合估计算法进行时间同步后计算得到的CO-FBMC-OQAM系统定时度量函数曲线。其中,图7(a)是没有对发送端数据进行预处理时得到的结果。可以看出,在准确定时位置的两侧有多个幅值很大的峰,它们可能会造成定时错误。为了消除这种影响,在发送端将PN序列与定时同步序列的每个时域采样点对应相乘,得到新发送端数据,并使用如(22)式所示的定时度量函数,在



接收端得到的结果如图7(b)所示。可以看到,此时得到的定时度量函数只在准确定时位置处有一个尖锐的峰,即避免了定时错误。

表1 CO-FBMC-OQAM系统仿真参数

Table 1 Simulation parameters of the CO-FBMC-OQAM system

Parameter	Value
Time domain sampling points	2^{18}
Sample rate	50 GSa/s
Number of effective subcarriers	256
Discrete Fourier transform length	512
Prototype filter name	PHYDYAS
Prototype filter overlap factor	4
QAM modulation index	16
Optical carrier center frequency	193.4 THz
Laser wavelength	1550.12 nm

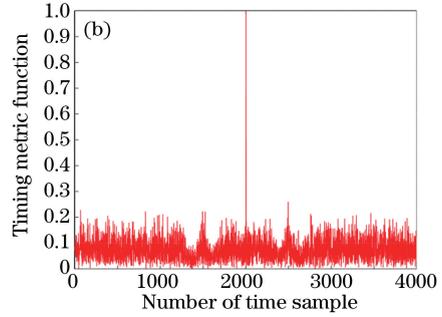


图7 CO-FBMC-OQAM系统的定时度量函数。(a)不使用PN序列;(b)使用PN序列

Fig. 7 Timing metric function of the CO-FBMC-OQAM system. (a) Without PN sequence; (b) with PN sequence

接着,使用所设计的导频序列对线性光纤信道进行了信道估计,见图8,图中HD FEC Limit表示前向纠错码极限。由于当光纤输入功率较低时,掺铒光纤放大器(EDFA)的自发辐射(ASE)噪声会严重影响光信号的传输质量,因此:首先测量了背靠背场景下,只有ASE噪声影响时所提方法的信道估计精度,结果如图8(a)所示,该图给出了DPM、IAM两种信道响应估计方法的系统误码率(BER, R_{BE})与光信噪比(OSNR)的关系曲线;将光纤的输入功率设置为-6 dBm,在经过1000 km标准单模光纤(SSMF)传输后,得到系统BER-OSNR的曲线,如图8(b)所示。从图8(a)、(b)中可以看出,随着OSNR的增大,系统的BER逐渐减小,传输质量逐渐提高。相比而言,采用ISFA的DPM方法对所有OSNR值均表现出最佳的BER性能,而在相同条件下,IAM方法的信道估计性能比DPM的方法稍差。这是因为(30)式中 $X+jY$ 的模值比(31)式中 $(1-\zeta_{m,n}^{m,n+1})\bar{p}_{m,n}$ 的模值要大,这使得DPM方法对ASE噪声具有更强的鲁棒性。然后,将系统的OSNR设置为20 dB,对不同方法下的BER性能随光纤长度

的变化进行了模拟研究,结果如图8(c)所示。可以看到,随着光纤长度的增加,CO-FBMC-OQAM系统的传输质量逐渐下降,使用ISFA的DPM方法仍然表现出较好的误码率性能。

最后,针对非线性光纤信道,研究了该方法的时间同步和信道估计能力。首先,将SSMF的非线性指数设置为 $2.6 \times 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$,ASE噪声设置为4 dB,光纤长度设置为500 km,并将光信号进行50个采样点的时间偏移,用于检验时间同步过程。图9为不同方法下的误码率与发射功率曲线,图中的功率范围为-12~0 dBm。结果发现所有的方法都可以准确地估计和补偿这个范围内的时间偏差,其中采用ISFA的DPM方法均表现出最佳的误码率性能。同时,图9的插图还显示了发射功率为-6 dBm时的解调信号的星座图。由于非线性效应的影响,星座点发生了轻微的扩散和旋转,但整体结果是正确的。这些结果表明,在光纤非线性的影响下,本文提出的方法仍然具有良好的时间偏移和信道响应联合估计能力。

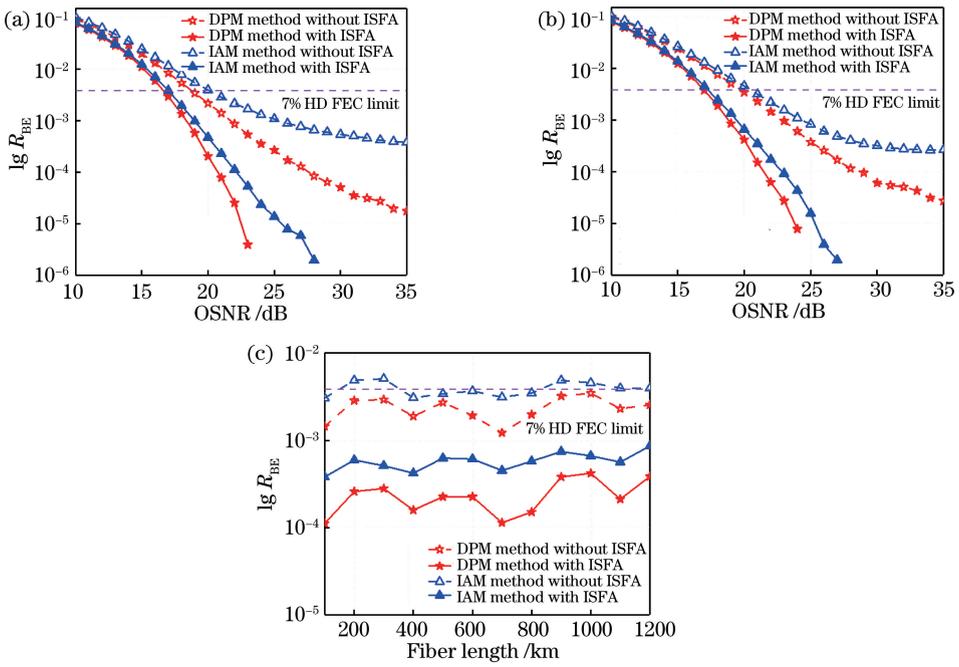


图 8 本文所提方法在线性光纤信道中的信道估计能力。(a)背靠背情景下的光信噪比与误比特率曲线；(b)经 1000 km SSMF 传输后的光信噪比与误比特率曲线；(c)光信噪比为 20 dB 时误比特率与光纤长度变化关系

Fig. 8 Channel-estimation capability of the proposed method in the linear fiber channel. (a) BER versus OSNR curves for the back-to-back scenario; (b) BER performance versus OSNR after 1000-km SSMF transmission; (c) BER as a function of fiber length when OSNR is 20 dB

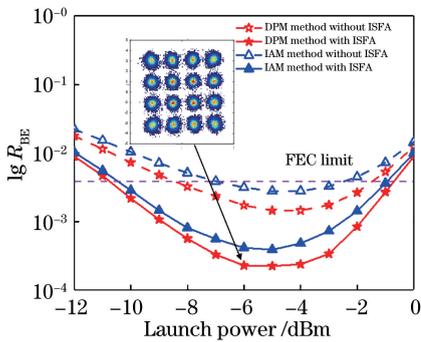


图 9 经过 500 km 非线性光纤传输后不同方法的误码率与发射功率曲线,插图显示的是发射功率为 -6 dBm 时的信号解调星座图

Fig. 9 BER curves with the change of launching power for different methods after a 500-km nonlinear fiber transmission, in which the inset shows the signal demodulation constellation when the transmitting power is -6 dBm

4 结 论

针对 CO-FBMC-OQAM 系统,提出了一种新型的时间同步和信道响应联合估计算法,并给出了对应的导频设计方案。基于该系统的传输模型,对所提出方法的基本原理进行了数学建模和分析。为了优化定时度量函数曲线,消除准确定时位置两侧

出现的其他尖峰对时间同步性能产生的干扰,使用 PN 序列对传输波形进行了预处理,并提出了新的定时度量函数,使时间同步性能得到了优化。在进行准确定时后,利用双相关导频原理以及干扰近似原理,消除了固有虚部干扰的影响,得到了各个子载波上对应的信道响应。最后,通过搭建光学联合仿真平台,对该联合估计算法的性能进行了模拟测试,并且考虑了光纤非线性的影响。获得的结果验证了该方法用于 CO-FBMC-OQAM 系统进行时间同步与信道估计的可行性与有效性。

参 考 文 献

- [1] 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.
- [2] Viholainen A, Ihalainen T, Stitz T H, et al. Prototype filter design for filter bank based multicarrier transmission[C]//2009 17th European Signal Processing Conference, August 24-28, 2009, Glasgow, UK. New York: IEEE, 2009: 1359-1363.
- [3] Chen D, Qu D M, Jiang T, et al. Prototype filter optimization to minimize stopband energy with NPR constraint for filter bank multicarrier modulation systems [J]. IEEE Transactions on Signal

- Processing, 2013, 61(1): 159-169.
- [4] Sahin A, Guvenc I, Arslan H. A survey on multicarrier communications: prototype filters, lattice structures, and implementation aspects [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2014, 16(3): 1312-1338.
- [5] Fang X, Yu Y Y, Jiang H, et al. Phase offset based channel estimation method for optical OFDM/OQAM systems [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2019, 31(15): 1281-1284.
- [6] Kong D J, Qu D M, Jiang T. Time domain channel estimation for OQAM-OFDM systems: algorithms and performance bounds [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(2): 322-330.
- [7] Chen Y, Yin H, Liu H L. Adaptive channel estimation for MIMO-OFDM visible light communication system [J]. Chinese Journal of Lasers, 2016, 43(9): 0906003.
陈勇, 尹辉, 刘焕淋. MIMO-OFDM 可见光通信系统的自适应信道估计 [J]. 中国激光, 2016, 43(9): 0906003.
- [8] Fusco T, Izzo L, Petrella A, et al. Blind symbol timing estimation for OFDM/OQAM systems [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57(12): 4952-4958.
- [9] Fusco T, Tanda M. Blind frequency-offset estimation for OFDM/OQAM systems [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(5): 1828-1838.
- [10] de 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.
- [11] 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.
- [12] 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, 曾祥焯, 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.
- [13] Fusco T, Petrella A, Tanda M. Data-aided symbol timing and CFO synchronization for filter bank multicarrier systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(5): 2705-2715.
- [14] Saeedisourck H, Sadri S, Wu Y, et al. Near maximum likelihood synchronization for filter bank multicarrier systems [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2013, 2(2): 235-238.
- [15] Mattera D, Tanda M, Bellanger M. Frequency domain CFO compensation for FBMC systems [J]. Signal Processing, 2015, 114: 183-197.
- [16] Schmidl T M, Cox D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM [J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(12): 1613-1621.
- [17] Minn H, Bhargava V K, Letaief K B. A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2003, 2(4): 822-839.
- [18] Park B, Cheon H, Kang C, et al. A novel timing estimation method for OFDM systems [C] // Global Telecommunications Conference, November 17-21, 2002, Taipei, Taiwan. New York: IEEE, 2003: 239-241.
- [19] de 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] Chung W, Kim C, Choi S, et al. Synchronization sequence design for FBMC/OQAM systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(10): 7199-7211.
- [22] Li L M, Wang Y, Ding L Q. Time synchronization sequence with weighted conjugate symmetry property for FBMC-OQAM systems [C] // MILCOM 2018 - 2018 IEEE Military Communications Conference (MILCOM), October 29-31, 2018, Los Angeles, CA, USA. New York: IEEE Press, 2018: 1-6.
- [23] Cui W J, Qu D M, Jiang T, et al. Coded auxiliary pilots for channel estimation in FBMC-OQAM systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(5): 2936-2946.
- [24] Xu Y P, Liu J F, Zeng X Y, et al. Timing synchronization algorithm of coherent optical orthogonal frequency division multiplexing system based on constant amplitude zero auto-correlation sequences [J]. Chinese Journal of Lasers, 2019, 46(4): 0406002.
许彦朋, 刘剑飞, 曾祥焯, 等. 基于恒幅零自相关序列的相干光正交频分复用系统定时同步算法 [J]. 中国激光, 2019, 46(4): 0406002.
- [25] Yu B, Hu S, Sun P F, et al. Channel estimation using dual-dependent pilots in FBMC/OQAM systems [J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(11): 2157-2160.