

## 超奈奎斯特相干光传输系统载波频偏估计算法

杨桃\*, 赵菁, 秦英凯, 由家林

北京邮电大学信息光子学与光通信国家重点实验室, 北京 100876

**摘要** 提出一种基于训练序列相位差+调频Z变换(CZT)的两级频偏估计算法。该方案采用设计的时域训练序列块并结合块内和块间多次平均平滑噪声影响,以较低开销实现频偏的稳定粗估计,并进一步基于第一级频偏粗估计设定第二级 CZT 估计范围,以较低计算复杂度完成最终高精度频偏估计。三载波 128 GBaud 偏振复用十六进制正交幅度调制(PM-16QAM)超奈奎斯特(FTN)波分复用(WDM)系统的仿真结果表明,加速因子为 0.95、0.90、0.85 时,所提算法训练开销仅为 1.56%,即可实现-8~8 GHz 范围内的稳定频偏估计,残余频偏分别为 2、2.5、3 MHz 左右。与估计精度基本相当的传统盲四次方 FFT 频偏估计算法相比,所提算法的总体计算复杂度显著降低,约为传统算法的 8%。

**关键词** 光通信; 超奈奎斯特; 相干光传输; 载波频偏估计; 低复杂度

中图分类号 O436

文献标志码 A

DOI: 10.3788/AOS221617

## 1 引言

近年来,随着光通信数字信号处理(DSP)技术的高速发展,单波 200 GBaud/400 GBaud 速率的波分复用(WDM)相干系统已被广泛部署。由于光纤 C+L 波段可用频率几乎被完全利用,仅依靠增加复用波长数目或缩小信道间隔的传统 WDM 系统面临着系统容量难以进一步提升的物理瓶颈。超奈奎斯特(FTN)速率光传输技术通过在时域压缩符号间隔或在频域压缩信道间隔打破正交传输准则,形成信道间隔小于码元速率、传输速率超过奈奎斯特速率的更高频谱效率的复用信号,并借助 DSP 技术提供的运算能力进行传输损伤均衡与补偿,具有高效率、低成本、低功耗等特点,成为下一代大容量相干光传输技术极具潜力的发展方向。在相干光通信中,由载波和本振中心频率偏差造成的载波频偏相位噪声,直接限制着系统性能,因此载波频偏估计(FOE)是 DSP 至关重要的一环。FTN 系统不可避免引入的码间串扰(ISI)使得系统对载波频偏更加敏感,同时高阶调制码型对相位噪声的容忍性降低,频偏估计算法的估计精度劣化,残余频偏较大,将加重后续载波相位估计算法的负担,最终导致系统性能急剧恶化。

相干光系统主流频偏估计算法主要有基于符号间相位差的频偏估计算法和基于快速傅里叶变换(FFT)的频偏估计算法。文献[1]提出了适用于正交相移键控(QPSK)相干光通信系统的基于符号间相位

差的四次方频偏估计算法。该算法首先计算相邻符号的差分相位,再通过四次方操作去除接收信号的调制相位,从而估计出载波频偏,虽然复杂度低,但估计精度低、估偏范围较小。针对高阶十六进制正交幅度调制(16QAM)格式,文献[2]提出了基于 16QAM 信号中的 QPSK 类信号进行频偏估计的 QPSK 分割算法。随后,为了改善精度和估偏范围,文献[3-4]提出一种基于训练序列的载波频偏估计算法,通过训练序列精确地去除信号调制相位,提高了频偏估计精度和估偏范围。文献[5]提出了四次方 FFT(4th-FFT)频偏估计算法,但该算法的估计精度取决于参与 FFT 的符号数目,精度越高,复杂度越高,频偏估计的延迟也越大。2012 年,文献[6]提出基于 CZT 的两级频偏估计算法。2015 年,文献[7]提出基于插值的频偏估计算法,这类算法通过差分相位估计频偏,虽然复杂度低,但估计精度较低,残余频偏较大。2017 年,文献[8]将梯度下降算法应用到 FTN 系统载波频偏估计中,通过迭代搜索的方式获得频偏估计值。为了进一步提高估计精度,文献[9]又提出基于导频辅助的频偏估计算法,利用导频进行数据辅助,将基于离散傅里叶变换的周期图插值算法应用到 FTN 信号的导频辅助载波频偏估计中,该算法具有估计精度高、信噪比阈值低等优势。2018 年,文献[10]提出一种应用于卫星通信的基于二阶差分项的 FTN-QPSK 信号频偏估计方法。目前,相干光 FTN 系统中通常采用四次方 FFT 算法来进行频

收稿日期: 2022-08-16; 修回日期: 2022-09-06; 录用日期: 2022-09-13; 网络首发日期: 2022-09-23

基金项目: 北京市自然科学基金(4214059)、国家自然科学基金(62001045)、信息光子学与光通信国家重点实验室(北京邮电大学)自主研究课题(IPOC2021ZT17)、中央高校基本科研业务费项目(2022RC09)

通信作者: \*yangtao@bupt.dedu.cn

偏估计,虽然该算法估计精度较高且能适用于FTN系统,但是为了获得更理想的估计精度,四次方FFT算法需要大量的估计样本来获得高分辨率的FFT频谱,这样无疑显著增大了计算复杂度。此外,高速高阶的FTN调制码型对相位噪声容忍性低,系统对频偏估计的稳定性和精度要求更高,而且FTN强滤波引入的严重ISI也会进一步劣化传统频偏估计算法的精度,使得在FTN系统下的频偏估计算法存在精度低、可靠性不高和复杂度较高等问题。

本文针对以上FTN系统频偏估计算法低复杂度、高精度和高可靠性的迫切需求,提出一种基于训练序列相位差+调频Z变换(CZT)的两级频偏估计算法。该方案采用设计的时域训练序列块并结合块内和块间多次平均平滑噪声影响,以较低开销实现频偏的稳定粗估计,并基于第一级频偏粗估计值来设定第二级CZT估计范围,从而实现了高精度、高可靠性的频偏估计。在对算法关键参数(训练序列格式和开销)进行优化的基础上,从估偏精度、估偏范围和误码率方面对所提算法进行了仿真和实验验证。仿真结果表明,在加速因子为0.95、0.9、0.85的FTN系统中,所提算法能够实现-8~8 GHz范围内的稳定频偏估计,残余频偏分别在2、2.5、3 MHz左右,与相同精度量级的四次方FFT算法相比,计算复杂度降低了92%。实验结果表明,当加速因子为0.9时,在-1.6~1.6 GHz的频偏范围内,所提算法的最大频偏估计误差绝对值在3 MHz左右。

## 2 算法原理

### 2.1 基于训练序列相位差+CZT的FTN系统频偏估计算法

由于传统时域频偏估计算法(四次方频偏估计算法等)对FTN系统引入的ISI十分敏感,因而需要在发端插入的训练序列来实现稳定的频偏粗估计,但是基于训练序列的时域频偏估计算法的估计精度较

差,无法满足系统要求。所提出的基于“训练序列相位差+CZT”的两级频偏估计算法以较低开销实现频偏的稳定粗估计,通过得到的粗估计值来辅助完成第二级的CZT细估计,具体的实现方式如下:

利用Schmidl算法对训练符号起始点进行定位。Schmidl算法利用两段相同的同步序列,根据定时测度的幅值来确定同步序列起点<sup>[4]</sup>,即

$$M(d) = \frac{|P(d)|^3}{R^2(d)}, M(d) \in [0, 1], \quad (1)$$

式中: $M(d)$ 为定时测度信号; $P(d)$ 为符号的相关性函数; $R(d)$ 为归一化因子。

$$P(d) = \sum_{m=0}^{L/2-1} (r_{d+m}^* r_{d+m}), \quad (2)$$

$$R(d) = \sum_{m=0}^{L/2-1} |r_{d+m}|^2, \quad (3)$$

式中: $L$ 为同步序列的长度; $r$ 为载波频偏模块接收的离散样值; $r^*$ 为离散样值 $r$ 的复共轭。同步算法对接收信号依次进行定时测度计算,根据同步序列的起始点可以获得接收端训练符号的起始位置。

在利用同步算法完成接收信号的同步工作之后,提取出插入在有效符号中的训练序列。随后,基于原始训练符号去除接收端的训练符号的调制相位。

#### 1) 计算训练序列相位差来进行一阶粗估计

如图1所示,发送端在构造要发送的信号时,每间隔 $D$ 个有效信号插入一个长度为 $S$ 的训练符号块,即发送端在进行数据帧构造时,每间隔 $D$ 个有效信号插入一个长度为 $S$ 的训练符号块。接收端在收到发射端发送的信号时,可以提取接收信号中的 $M$ 个训练符号块内的共 $M \times S$ 个训练符号。其中, $M$ 、 $D$ 、 $S$ 均为大于1的整数,且 $D$ 大于 $S$ 。其中,第 $l$ 个训练符号块的第 $k$ 个训练符号 $S_{\text{train}, p(l,k)}$ 表达式为

$$S_{\text{train}, p(l,k)} = A \times \exp(j\theta_s), \quad (4)$$

式中: $A$ 为训练符号幅度; $\theta_s$ 为训练符号相位。

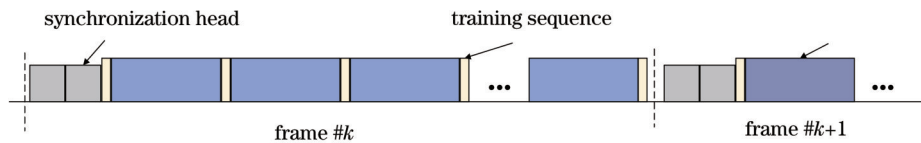


图1 插入训练序列的发射端帧结构

Fig. 1 Frame structure of the training sequency used by sender

接收端首先提取接收信号中 $U$ 个训练符号块内的 $U \times S$ 个训练符号 $R_p$ 进行频偏估计,第 $l$ 个训练符号块的第 $k$ 个训练符号 $R_{p(l,k)}$ 表达式为

$$R_{p(l,k)} = A \exp\{j[\theta_s + 2\pi\Delta f k T + \theta_L(k)]\} + n(k), \quad (5)$$

式中: $\Delta f$ 为本振激光器和发端激光器产生的频偏; $T$ 为符号周期; $\theta_L$ 表示由激光器线宽引入的相位误差; $n$ 表示ASE噪声,符合高斯分布,均值为零。将接收端接收到训练符号与原始训练符号的复共轭相乘去除信号调制相位,有

$$S_{p(l,k)} = R_{p(l,k)} \cdot TS_{p(l,k)}^* = A^2 \exp\{j[\theta_s + 2\pi\Delta f k T + \theta_L(k)]\} \cdot \exp(-j\theta_s) + An(k) \exp(-j\theta_s) = A^2 \exp\{j[2\pi\Delta f k T + \theta_L(k)]\} + An(k) \exp(-j\theta_s). \quad (6)$$

由于  $n(k)$  符合均值为零的高斯分布, 则

$$S_{p(l,k)} \approx A^2 \exp\{j[2\pi\Delta f k T + \theta_L(k) + \theta_n(k)]\}, \quad (7)$$

式中:  $\theta_n$  符合高斯分布, 均值为零。由于在高速相干光 FTN 传输系统中, 激光器线宽引入的相位噪声相对于信号的符号速率来说是慢变的, 其对前后若干个相邻符号的相位影响可以视为相同, 因此可以通过对每个训练符号块内不同间隔的训练符号的相位差运算去除相位噪声  $\theta_L$  产生的影响, 得到多个已去除线宽所致相位噪声的复数样值:

$$S_{p(l,k)} S_{p(l,k+N)}^* = A^4 \exp\{j[2\pi\Delta f k T + \theta_L(k) + \theta_n(k)]\} \times \exp\{-j[2\pi\Delta f(k+N)T + \theta_L(k+N) + \theta_n(k+N)]\} = A^4 \exp[j(2\pi\Delta f N T + \theta_n')]. \quad (8)$$

其中, 间隔可以根据实际需要设置, 比如可以包括每个训练符号块内的所有可能的训练符号间隔。当一个训练符号块内包含 8 个训练符号时, 其间隔的训练符号数量可以为  $0, 1, \dots, 6$ 。当间隔为 0 个训练符号时, 可以对每个训练符号块内相邻的两个训练符号进行相位差运算; 当间隔为 1 个训练符号时, 可以对每个训练符号块内间隔了 1 个训练符号的两个训练符号进行相位差运算。

由于 EDFA 引入的放大器自发辐射 (ASE) 噪声具有均值为零的特性, 同时在高速光传输系统中, 激光器之间频偏变化相对于符号速率来说同样存在慢变特性, 且频偏变化通常比线宽引入的相位变化更为缓慢, 因此, 可以对所述不同间隔对应的若干个复数样值进行平均运算, 得到一个已平滑 ASE 噪声的复数均值, 即

$$\frac{1}{U \cdot (S - N)} \sum_{l=1}^U \sum_{k=1}^{S-N} S_{p(l,k)} S_{p(l,k+N)}^* = A^4 \exp(j2\pi\Delta f N T), \quad (9)$$

式中:  $\hat{\Delta f}$  为载波频偏估计值。对不同间隔对应的第一复数均值分别取幅角, 计算得到不同间隔对应的频偏估计初值, 并根据不同间隔复数样值数量占复数样值数量的比值, 确定该间隔下的频偏估计初值权重, 基于各频偏估计初值的权重求得最终的粗频偏估计结果  $f_1$ 。该方法有利于提高频偏粗估计的准确性和稳定性。

2) 采用 CZT 变换进行二阶频偏细估计

对于长度为  $N$  的序列, 其 Z 变换为

$$X = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) z_k^{-n}, \quad k = 0, 1, \dots, M-1, \quad (10)$$

式中:  $x(n)$  为对接收端有效信号  $y(n)$  进行四次方操作之后的信号;  $\{z_k\}$  为点序列。

$$z_k = r_0 \exp(j\theta_0) [R_0 \exp(j\Delta\varphi)]^k, \quad (11)$$

式中:  $r_0$  和  $\theta_0$  分别表示起始点的半径和相角;  $R_0$  和  $\Delta\varphi$  分别表示螺旋线的伸展率和两相邻点之间的相位差。当  $r_0 = 1$ 、 $R_0 = 1$  时, CZT 可以在给定的频率范围内进行频谱分析, 其中  $\theta_0$  决定了起点频率,  $\Delta\varphi$  决定了频谱分辨率,  $M$  为频谱点的个数,  $M$  决定了频谱范围<sup>[11]</sup>。根据一阶粗估计获得的粗频偏值  $f_1$  设置 CZT 频谱搜索范围, 确定起始频率点  $F_0$  和结束频率点  $F_1$  (分别为频偏估计范围的下限值和上限值): 以粗频偏值  $f_1$  为中心点, 向两侧分别进行等长度的频谱搜索; 根据起始频率点、结束频率点和预设的频率分辨率 (CZT 频偏估计精度), 确定线性 CZT 输出序列点数; 根据 CZT 输出序列点数, 对已经经过四次方操作的接收端有效信号  $x(n)$  进行 CZT, 得到 CZT 频谱函数; 从 CZT 频谱函数中提取最大谱线值, 通过最大谱线值和 CZT 频偏估计范围  $[F_0, F_1]$ , 可计算得到频偏细估计频偏值  $f_2$  (图 2), 从而对有效信号和训练符号进行频偏补偿。

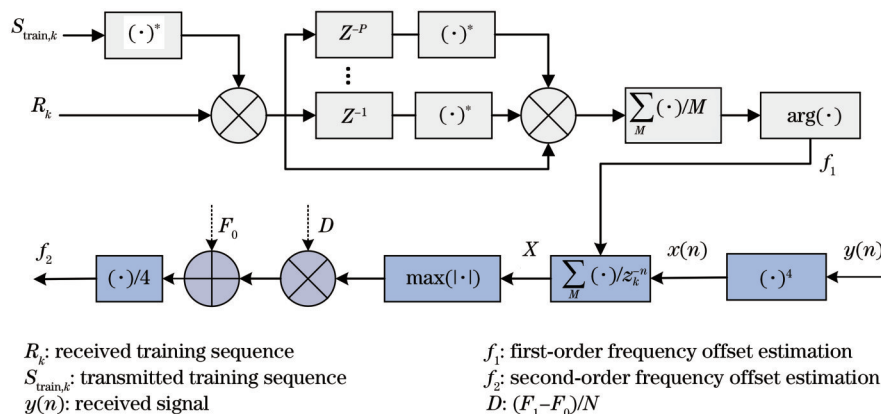


图 2 基于训练序列相位差 + CZT 频偏估计算法结构图

Fig. 2 Structure of FOE algorithm based on phase difference of training sequence and CZT

## 2.2 算法计算复杂度对比分析

对于四次方 FFT 算法而言,四次方过程需要进行  $8N$  次实数乘法运算, $N$  点 FFT 需要进行  $2N \cdot \log_2 N$  次实数乘法数运算。

对于基于训练序列相位差+CZT 的频偏估计算法而言,频偏粗估计模块复杂度如下:给定  $N_2$  个训练序列符号(插入格式为 8/512)参与到频偏估计中,去除调制相位需要进行  $4N_2$  次实数乘法运算,相邻以及间隔符号求共轭去除相位噪声需要进行  $14N_2$  次实数乘法运算,最后求频率需要进行 2 次实数乘法运算,总体需要的实数乘法次数为  $18N_2 + 2$ 。

CZT 整体需要的实数乘法数<sup>[6]</sup>为

$$m_{\text{CZT}} = \left( \frac{106}{9} + \frac{4}{3} \log_2 L + 2 \log_2 M \right) \times L - 8M, \quad (12)$$

在 128 GBaud PM-16QAM FTN-WDM 的系统中,

CZT 的关键参数如下:CZT 点数为 128,数据样值数为 897,CZT 搜索范围为  $f_i - 100 \text{ MHz} \sim f_i + 100 \text{ MHz}$ ,频谱分辨率为 1.56 MHz。

当  $M = 128, N = 897, L = 1024$  时,CZT 需要的实数乘法次数为 38911。而四次方 FFT 过程需要  $8N$  次实数乘法运算, $N_2 = 500$ ,一阶算法需要  $18N_2 + 2 = 9002$  次实数乘法运算,总体需要的实数乘法次数为 47913。在  $N$  点四次方 FFT 中,当  $N = 1024$ 、频谱分辨率为 31.25 MHz 时,需要的实数乘法次数为 28672;当  $N = 4096$ 、频谱分辨率为 7.81 MHz 时,需要的实数乘法次数为 131072;当  $N = 16384$ 、频谱分辨率为 1.9 MHz 时,需要的实数乘法次数为 589824。如表 1 所示,所提的基于训练序列相位+CZT 的频偏估计算法与相同精度量级的四次方 FFT 算法相比,复杂度降低了 92%。

表 1 不同算法的复杂度分析

Table 1 Complexity comparison of different algorithms

Algorithm	Real multiplier	Spectral resolution /MHz
4th-FFT based FOE algorithm	28672(1024 points)	31.25
	131072(4096 points)	7.81
	589824(16384 points)	1.90
Proposed algorithm	47913(128 points)	1.56

## 3 性能分析

### 3.1 仿真结果及性能分析

#### 3.1.1 仿真平台设置

利用 Optilux 搭建三载波 128 GBaud PM-16QAM FTN-WDM 相干光传输仿真平台,对所提的频偏估计算法进行仿真验证,具体传输系统方案框图如图 3 所示。在发射端利用 DSP 技术将比特信息映射为符号,通过根升余弦滤波器来完成数字超奈奎斯特脉冲成形。然而 DAC 和 ADC 器件的滤波效应使得信号受到损伤,因此在奈奎斯特成形后要对信号进行预加重操作。FTN 系统接收端利用 DSP 技术主要处理的损伤为:FTN 滤波引入的 ISI、光纤信道的传输效应和光电器件性能不理想。针对相应的损伤,FTN-WDM 系统接收端的基本 DSP 算法主要包括 I/Q 正交失衡补偿、色散估计与补偿算法、匹配滤波、时钟恢复、均衡与偏振解复用算法、基于训练序列相位差+CZT 的载波频偏估计、基于训练序列的周跳抑制载波相位估计、DDLMS 以及 ISI 均衡等。

系统条件设置为:光背靠背条件下,加速因子为 1、0.9、0.85,激光器线宽为 100 kHz,训练符号插入格式为 8/512,开销为 1.56%,一阶粗估计所需的训练符号长度为 600,其中 CZT 算法的关键参数如下:CZT 点数为 128,数据样值数为 897,CZT 搜索范围为  $f_i - 100 \text{ MHz} \sim f_i + 100 \text{ MHz}$ ,搜索精度为 1.56 MHz。

#### 3.1.2 关键算法参数仿真验证

在基于训练序列相位差+CZT 的两级频偏估计算法中,为了保证 CZT 细估计频谱搜索范围设定的准确性,需要对一级基于训练符号相位差粗估计的关键参数进行优化,这些参数主要有训练符号的插入格式和参与频偏粗估计的训练符号长度。

首先固定训练序列的总长度,调整训练序列的插入格式来验证粗估计性能。图 4 为在三载波 128 GBaud PM-16QAM FTN-WDM 系统中,OSNR 为 24 dB、加速因子为 0.9 时,不同载波频偏损伤下粗估计的最大频偏估计误差绝对值。图 4(a) 为间隔 512 个有效数据,变换插入训练序列的不同块长的最大频偏估计误差绝对值,其中参与粗估计训练的符号总长度固定为 800。由于进行粗估计时,单个训练符号块内的训练符号被视为受到相同相位噪声的影响,因此单个符号块内符号越多,可以参与均衡的数据就越多。如图 4(a) 所示,当单个符号块长度超过 8 时,粗频偏估计精度提升不明显。因此,为了兼顾开销和系统性能两方面的需求,所提频偏估计算法中训练序列插入格式选用间隔 512 个符号插入 8 个训练符号。

如果计算粗估计所用的训练符号过长,会导致接收端需要存储大量的数据来完成频偏估计,且变化频偏的及时跟踪能力较差;如果训练符号过短,可能会导致后续基于粗估计频偏值得到的 CZT 搜索范围严重偏离真实频偏位置。因此,需要选择合理的训练序

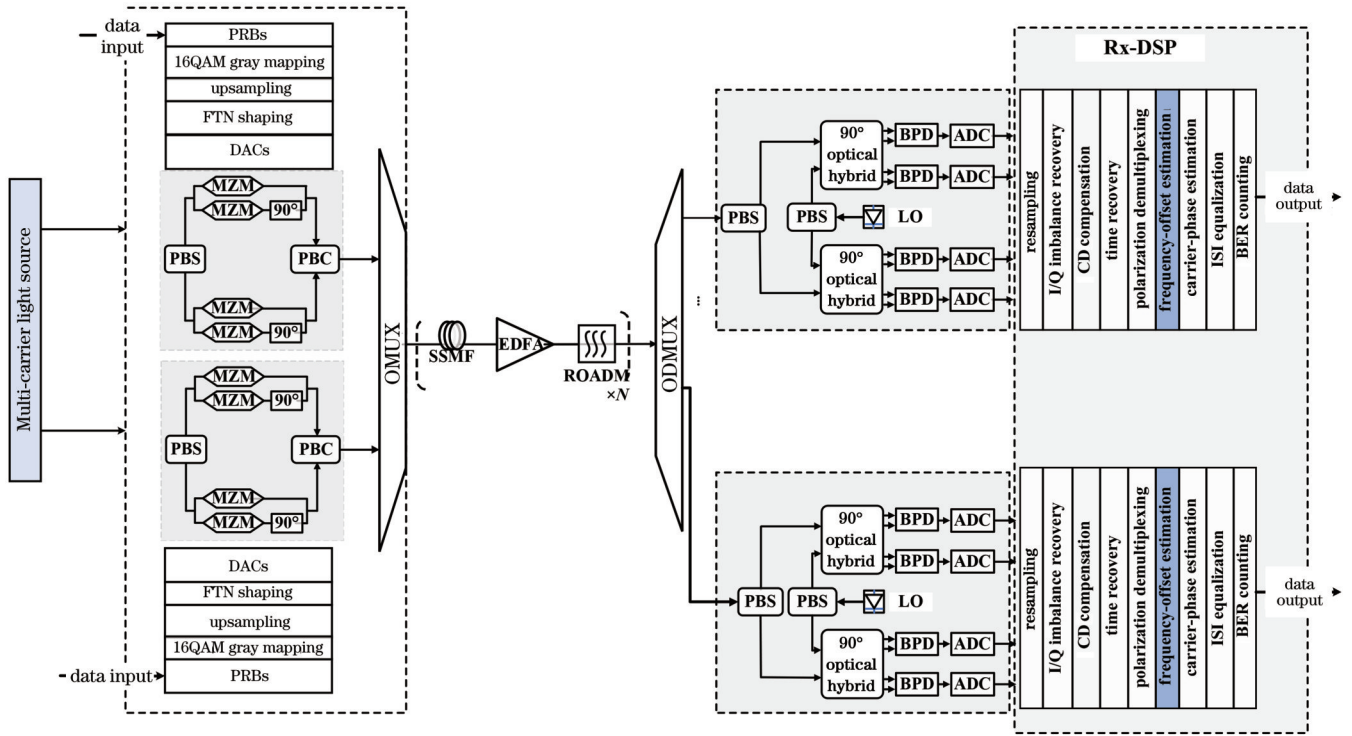


图 3 FTN-WDM 相干光传输系统仿真平台框图

Fig. 3 Simulation platform of FTN-WDM coherent light transmission system

列块长。图 4(b)为当训练序列格式为间隔 512 个有效数据插入 8 个训练符号时,变换不同训练序列长度的最大频偏估计误差绝对值。可以看到,基于训练序列的频偏粗估计精度和训练符号数成正相关,当训练

符号长度增加到 600 时,粗估计最大频偏估计误差绝对值在 30 MHz 左右,且在 1~6 GHz 系统频偏下都具有较好的稳定性,因此兼顾开销和系统性能两方面的需求,频偏估计算法中训练序列长度选用 600。

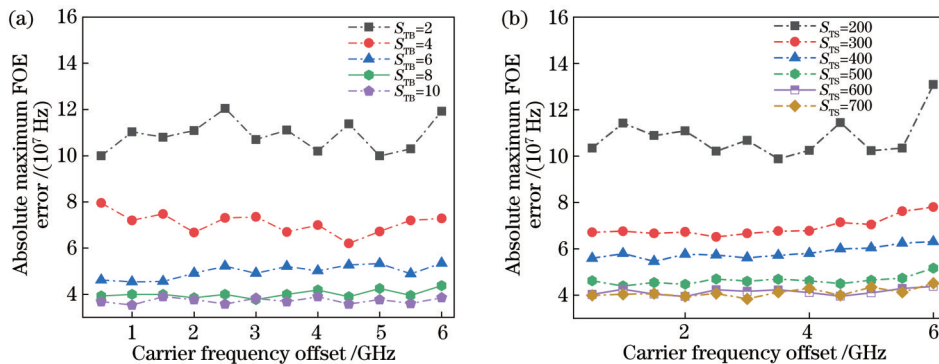


图 4 OSNR 为 24 dB、加速因子为 0.9 时 FTN-16QAM 信号在不同载波频偏损伤下粗估计的最大频偏估计误差绝对值。(a) 不同单个训练符号块长度; (b) 不同训练序列符号长度

Fig. 4 Absolute value of the maximum FOE error of rough estimation of FTN-16QAM with accelerate factor of 0.9 and OSNR of 24 dB. (a) Under different lengths of single training block; (b) under different lengths of training sequence

### 3.1.3 仿真结果分析

通过加速因子为 0.9, 载波频偏为 1 GHz 时四次方 CZT 后信号频谱图来验证基于训练序列相位差 + CZT 的频偏估计算法在 FTN 系统下的有效性, 结果如图 5 所示, 其中 CZT 搜索范围为  $f_1 - 100 \text{ MHz} \sim f_1 + 100 \text{ MHz}$ , 由于受到四次方的影响, 频谱图中横坐标被放大。图 5 中  $f_1$  虚线是粗估计结果,  $f_2$  虚线是细估计结果。从图 5 可以看到, 所提算法能够有效地基于粗频

偏估计结果进行高精度的频偏细估计。

图 6(a) 所示为基于训练序列相位差 + CZT 的频偏估计算法(所提算法)和四次方 FFT 算法(1024 点)在  $-20 \sim +20 \text{ GHz}$  载波频偏损伤下的最大频偏估计误差绝对值曲线, 所提算法的理论估偏范围为  $-R_s/2 \sim R_s/2$ , 但是在仿真中随着载波频偏的增大, 一阶频偏粗估计残余频偏增大, 而且受到 CZT 搜索范围的影响, 当粗估计残余频偏大于 CZT 搜索范围时, 频

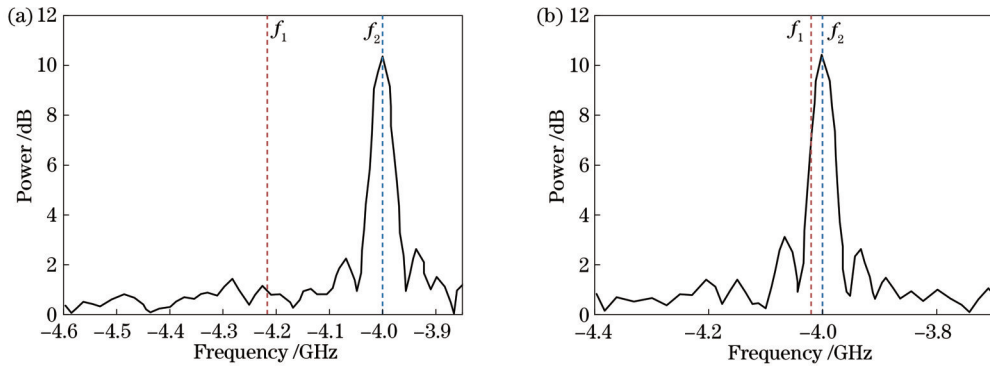


图 5 加速因子为 0.9、载波频偏为 1 GHz 时四次方 CZT 频谱图, 其中  $f_1$  是粗估计结果,  $f_2$  是细估计结果。(a) 粗估计残余频偏较大时; (b) 粗估计残余频偏较小时

Fig. 5 The 4th CZT spectrogram with carrier frequency offset of 1 GHz and accelerator factor of 0.9, where  $f_1$  is the rough estimation result and  $f_2$  is the fine estimation result. (a) Rough estimation residual frequency offset is large; (b) rough estimation residual frequency offset is small

偏估计模块失效。从图 6(a) 可以看出, 当 CZT 搜索范围为  $f_1 - 100$  MHz  $\sim$   $f_1 + 100$  MHz 时, 所提算法的频偏估计范围为  $-18 \sim 18$  GHz, 其估计精度相较于 1024 点四次方 FFT 算法有显著提高。图 6(b) 所示为所提算法在  $-1.6 \sim 1.6$  GHz 载波频偏范围下的最大频偏

估计误差绝对值曲线, 可以看出, 当加速因子  $\alpha_{AF}$  为 0.95、0.90、0.85 时, 所提算法在  $-1.6 \sim 1.6$  GHz 载波频偏范围内的残余频偏分别约为 2、2.5、3 MHz, 残余频偏减小了, 频偏估计精度提高了。

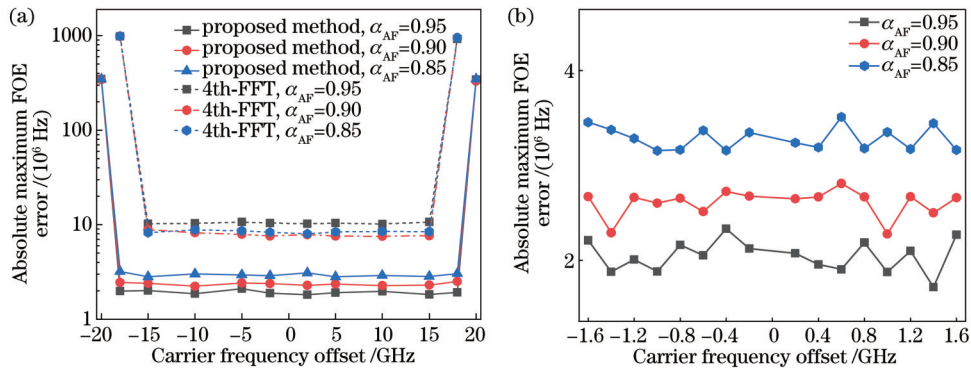


图 6 不同情况下 FTN-16QAM 信号的最大估计频偏误差绝对值。(a) 使用 4th-FFT 算法 (1024 点) 和所提算法在  $-20 \sim 20$  GHz 载波频偏损伤下的误差; (b) 使用所提算法在  $-1.6 \sim 1.6$  GHz 载波频偏损伤下的误差

Fig. 6 Absolute value of maximum FOE error of FTN-16QAM signal under different conditions. (a) Error under  $-20 \sim 20$  GHz frequency offset using 4th-FFT algorithm (1024 points) and proposed method; (b) error under  $-1.6 \sim 1.6$  GHz frequency offset with proposed method

为验证使用所提算法后系统的整体性能, 将频偏固定在 1 GHz, 得到不同 OSNR 条件下的误码率 (BER)。如图 7 所示, 当加速因子为 0.95、0.90、0.85 时, 在误码率为  $2 \times 10^{-2}$  的软判决 FEC 门限下的 OSNR 容限分别为 23.5 dB、23.8 dB、24.5 dB。

### 3.2 实验结果及性能分析

#### 3.2.1 实验平台设置

本文设计了图 8 所示的 40 GBaud PM-16QAM FTN-WDM 相干光通信离线实验系统方案。在发射端通过 MATLAB 软件编程实现离线 DSP, 分别生成 4 路 PRBS, 由 PRBS 完成 16QAM 符号映射, 再通过数字滤波器完成 FTN 成形滤波。

随后, 使用双偏振 IQ 光调制器 1 (DP IQ

modulator) 完成  $f_1$  和  $f_3$  的上光调制, 使用双偏振 IQ 光调制器 2 (DP IQ modulator) 完成  $f_2$  的上光调制, 其中, 中间载波  $f_2$  的频率为 193.414 THz, 与  $f_1$  和  $f_3$  的波长间隔均为 50 GHz。将调制好的光信号通过耦合器 (coupler) 进行耦合, 通过光滤波器 (OF) 进行滤波, 再使用 EDFA 进行光功率的放大, 在进入光相干接收机之前, 利用耦合器加一个 EDFA, 通过调节 EDFA 的宽谱噪声来控制 OSNR 在需要的范围内变动。接收端首先使用光滤波器滤出中间光子载波  $f_2$ , 这些光子载波经过耦合器, 输入到相干光接收机前端完成光电转换, 最后通过实时采样示波器 (Lecroy 10Zi-A Oscilloscope) 完成 4 路数据的采集和存储。由于在发

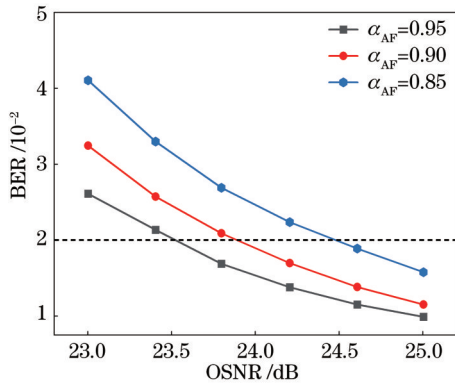


图 7 不同加速因子下的 FTN-16QAM 信号使用所提算法在 1 GHz 频偏下的 BER 曲线

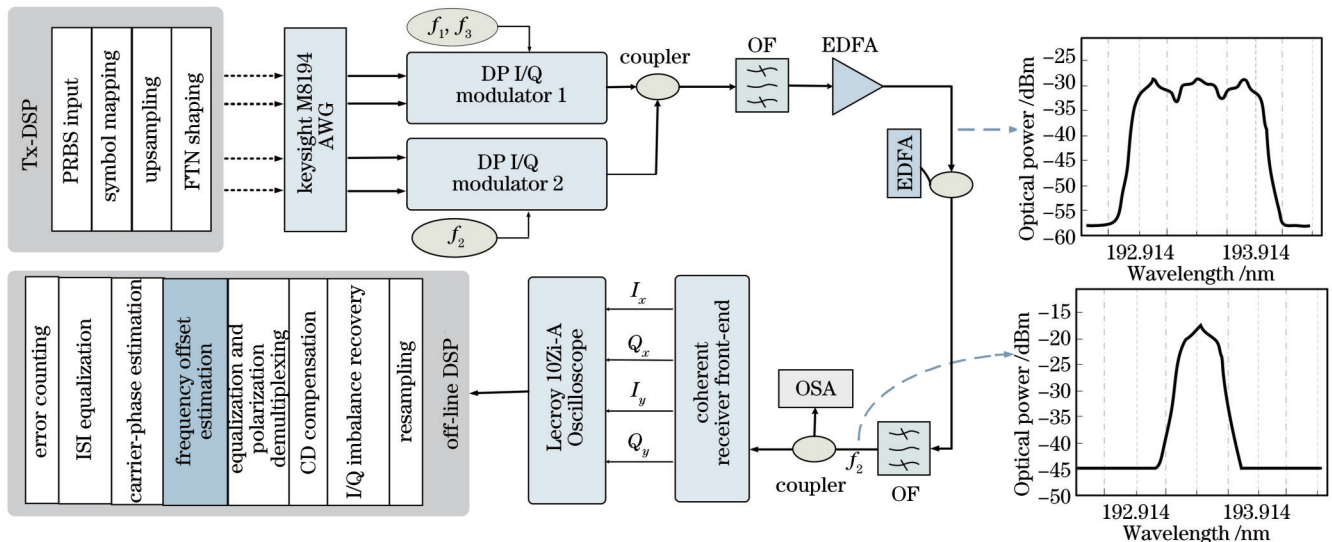
Fig. 7 BER curves of different accelerated factors for FTN-16QAM signal under 1 GHz frequency offset with proposed method

射端进行了 FTN 滤波成形, 引入比较严重的 ISI, 且信

号存在 IQ 正交不平衡、偏振串扰、载波频偏、相偏等问题, 示波器采样得到的数据需要使用 DSP 算法进行处理, 处理方法主要包括正交不平衡补偿、时钟同步、自适应均衡与偏振解复用、载波频偏估计与补偿、载波相位估计与补偿、ISI 均衡以及符号判决与误码统计。

### 3.2.2 实验结果分析

本文利用三载波 40 GBaud PM-16QAM FTN-WDM 实验平台来验证所提算法在 FTN 离线实验系统中的有效性。实验系统条件设置如下: 光背靠背条件下, 加速因子分别为 1、0.9, 训练序列插入格式为 8/512, 开销为 1.56%, 粗估计所需的训练序列长度为 600。CZT 算法的关键参数如下: CZT 点数为 128, 数据样值数为 897, CZT 搜索范围为  $f_1 - 100 \text{ MHz} \sim f_1 + 100 \text{ MHz}$ 。需要通过固定发射端本振光源频率, 调节接收端中心频率来实现不同载波频偏下的实验条件。



OSA: optical spectrum analyzer; OF: optical filter; EDFA: erbium-doped optical fiber amplifier; DP: dual-polarization

图 8 三载波 40 GBaud PM-16QAM FTN-WDM BTB 离线实验系统框图

Fig. 8 Experimental setup for back-to-back measurements for the triple-carrier 40 GBaud PM-16QAM FTN-WDM coherent systems

图 9(a) 所示为不同加速因子下, 在  $-1.6 \sim 1.6 \text{ GHz}$  的载波频偏范围内, 所提算法的最大频偏估计误差绝对值曲线, 图 9(b) 所示为所提载波频偏估计算法和四次方 FFT 频偏估计算法在更大载波频偏范围内的最大频偏估计误差绝对值曲线。实验结果显示, 所提算法在加速因子为 1 和 0.9 时, 最大频偏估计误差绝对值分别约为 2 MHz 和 3 MHz。由于所提算法的一级粗估计中避免了四次方操作, 其理论估偏范围为  $-R_s/2 \sim R_s/2$ , 但是受到一阶粗估计精度和二阶 CZT 频谱搜索范围的制约, 实际估偏范围往往与理论估偏范围有所偏差, 如图 9(b) 所示, 所提算法能够在  $-8 \sim +8 \text{ GHz}$  频偏范围内, 稳定有效地实现高精度频偏估计, 且估计精度高于 512 点的四次方 FFT 算法。

图 10 所示为所提算法在载波频偏为 1 GHz, 单个

激光器线宽为 50 kHz 左右, 且无额外添加等效相位噪声条件下, 加速因子为 1、0.9 时的 OSNR 和 BER 关系曲线。由实验结果可知, 奈奎斯特系统 (加速因子为 1) 和 FTN 系统 (加速因子为 0.9) 在误码率为  $2 \times 10^{-2}$  的软判决 FEC 门限下的 OSNR 容限分别为 19 dB 和 20 dB。此外, FTN 系统相较于奈奎斯特系统有 1 dB 的 OSNR 代价。

## 4 结 论

针对 FTN 系统对低复杂度、高精度及高可靠频偏估计算法的需求, 提出一种基于训练序列相位差 + CZT 的两级频偏估计算法。该方案采用设计的时域训练序列块并结合块内和块间多次平均平滑噪声影响, 以较低开销实现频偏的稳定粗估计, 并进一步基

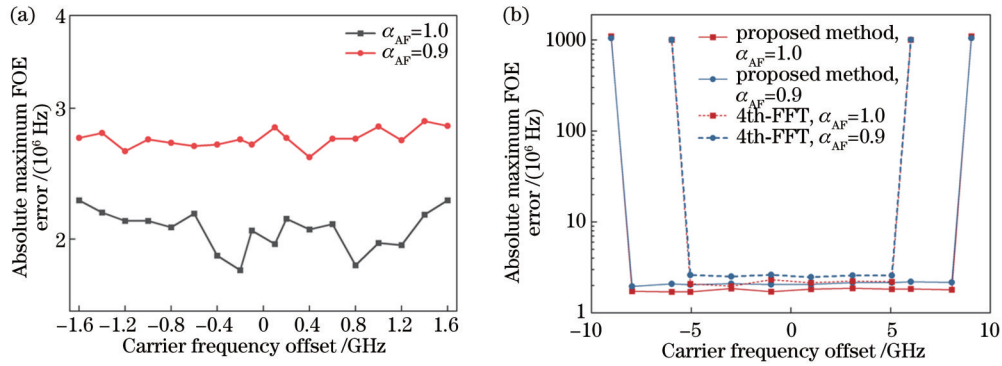


图 9 不同条件下的最大频偏估计误差绝对值曲线。(a)所提算法在不同加速因子、不同载波频偏损伤下的误差曲线;(b)使用4th-FFT算法(512点)和所提算法在不同加速因子以及不同载波频偏损伤下的误差曲线

Fig. 9 Absolute value curves of max FOE error under different conditions. (a) Error curves under different frequency offset with different accelerated factors; (b) error curves under different frequency offset and AF using 4th-FFT algorithm (512 points) and proposed method

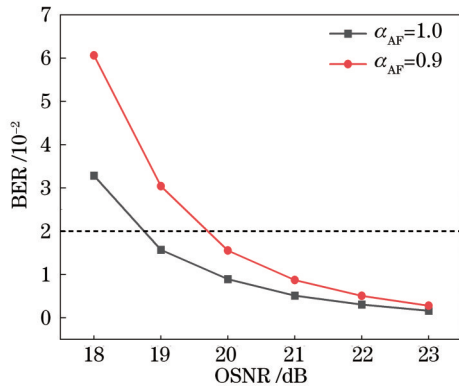


图 10 加速因子为 1.0(奈奎斯特系统)和 0.9 (FTN 系统)时不同 OSNR 下的 BER 曲线

Fig. 10 BER curves with  $\alpha_{AF}=1.0$  (Nyquist system) and  $\alpha_{AF}=0.9$  (FTN system) under different OSNR

于第一级频偏粗估计设定第二级 CZT 估计范围,以较低的计算复杂度完成最终高精度频偏估计,其中估计精度与单个训练序列块长和训练序列长度有关。128 GBaud PM-16QAM FTN-WDM 系统仿真结果表明:当加速因子为 0.95、0.90、0.85 时,所提算法在  $-1.6\sim 1.6$  GHz 载波频偏范围内,残余频偏分别为 2、2.5、3 MHz 左右;在典型 1 GHz 频偏损伤下,BER 为  $2\times 10^{-2}$  时的 OSNR 容限分别 23.5 dB、23.8 dB、24.5 dB。从复杂度来看,所提算法与相同精数量级的四次方 FFT 算法相比,计算复杂度降低了 92%。40 GBaud PM-16QAM FTN-WDM 离线实验结果表明,当加速因子为 0.9 时,在  $-1.6\sim 1.6$  GHz 的频偏范围内的最大频偏估计误差绝对值在 3 MHz 左右。以上结果证明,所提 FTN 系统低复杂频偏估计算法具有较高的估计精度和优异的稳定性,是 FTN 系统极具应用潜力的优选方案。

#### 参 考 文 献

[1] Leven A, Kaneda N, Koc U V, et al. Frequency estimation in

intradyne reception[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2007, 19(6): 366-368.

[2] Fatadin I, Savory S J. Compensation of frequency offset for 16-QAM optical coherent systems using QPSK partitioning[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2011, 23(17): 1246-1248.

[3] Zhou X, Chen X, Long K P. Wide-range frequency offset estimation algorithm for optical coherent systems using training sequence[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2012, 24(1): 82-84.

[4] 周娴. 100 Gbps PM-(D)QPSK 相干光传输系统 DSP 算法研究[D]. 北京: 北京邮电大学, 2011: 24-28.  
Zhou X. Research on DSP algorithms of 100 Gbps PM-(D)QPSK optical coherent transmission system[D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2011: 24-28.

[5] Selmi M, Jaouen Y, Ciblat P. Accurate digital frequency offset estimator for coherent PolMux QAM transmission systems[C]// 2009 35th European Conference on Optical Communication, September 20-24, 2009, Vienna, Austria. New York: IEEE Press, 2009.

[6] Leng H J, Yu S, Li X, et al. Frequency offset estimation for optical coherent M-QAM detection using chirp z-transform[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2012, 24(9): 787-789.

[7] Xiao J X, Feng J, Han J L, et al. Low complexity FFT-based frequency offset estimation for M-QAM coherent optical systems[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2015, 27(13): 1371-1374.

[8] 程鹏, 刘爱军, 王柯, 等. 超奈奎斯特信号载波频偏估计的梯度下降算法[J]. 信号处理, 2017, 33(9): 1199-1207.

Cheng P, Liu A J, Wang K, et al. Gradient descent algorithm for frequency offset estimation of faster-than-Nyquist signal[J]. Journal of Signal Processing, 2017, 33(9): 1199-1207.

[9] 程鹏, 刘爱军, 王柯, 等. 导频辅助下的 FTN 信号载波频偏估计[J]. 通信技术, 2017, 50(6): 1115-1121.

Cheng P, Liu A J, Wang K, et al. Carrier frequency-offset estimation for fast-than-Nyquist signal based on pilot-aided method[J]. Communications Technology, 2017, 50(6): 1115-1121.

[10] 朱纯, 宋荣方. FTN 系统中卫星通信 QPSK 信号的频偏估计研究[J]. 电视技术, 2018, 42(2): 29-33.

Zhu C, Song R F. Method of frequency-offset estimation for faster-than-Nyquist signaling with QPSK modulation in satellite communication[J]. Video Engineering, 2018, 42(2): 29-33.

[11] 肖骏雄. 相干光通信中频偏估计数字信号处理算法研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2016: 25-31.

Xiao J X. Research on frequency offset estimation DSP



# Carrier Frequency Offset Estimation Algorithm of Faster-than-Nyquist Coherent Optical Transmission Systems

Yang Tao\*, Zhao Jing, Qin Yingkai, You Jialin

State Key Laboratory of Information Photonics and Optical Communications, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China

## Abstract

**Objective** In virtue of the computing power provided by advanced digital signal processing (DSP) technology, the faster-than-Nyquist (FTN) optical transmission technology can compensate for impairments, which has recently been considered a potential approach in the field of large-capacity coherent optical transmission. However, the severe inter-symbol interference (ISI) caused by tight FTN filtering will lead to the heavy deterioration of accuracy and stability in frequency offset estimation (FOE), which needs to be combated to guarantee the system performance. At present, the 4th fast Fourier transform (4th-FFT) algorithm is usually used for FOE in FTN coherent optical systems. To obtain a more ideal estimation accuracy, the 4th-FFT algorithm requires a large number of estimated samples to obtain a high-resolution FFT spectrum, which will bring greater computational complexity. Thus, the conventional FOE algorithm in the DSP module of the receiver is faced with conflicting effectiveness and complexity, which significantly degrades the stability and accuracy of FOE. Aiming at the above problems, this paper proposes a two-stage FOE algorithm based on phase difference of training sequence and chirp Z-transform (CZT) for dual-polarization (DP) 16QAM FTN-WDM systems.

**Methods** This paper puts forward a two-stage FOE algorithm. In the first stage of the proposed scheme, the periodic multi-symbol structure of the training sequence is adopted to process multiple inter- and intra-period averaging to alleviate the influence of the noise on FOE, which can achieve stably rough FOE with low overhead. In the second stage, according to the rough frequency offset value  $f_1$  in the first stage, the CZT spectrum search range is set and the starting and ending frequency points (the lower and upper limit values of the FOE range) are determined. Specifically, with the rough frequency offset value  $f_1$  as the center point, the spectrum search of equal length is carried out to both sides respectively. According to the starting and ending frequency points and the preset frequency resolution (i. e. , the accuracy of CZT-based FOE), the number of output sequence points of CZT is determined. Then, CZT is performed based on the number of the points on the received signal after the 4th power operation to obtain the CZT spectral function, and the maximum spectral line value of the CZT spectral function is extracted. Through the maximum spectral line value and the CZT spectrum search range, the fine frequency offset value  $f_2$  can be obtained. Thus, the high-precision FOE can be completed with low computational complexity while ensuring estimation accuracy.

**Results and Discussions** In a triple-carrier 128 GBaud polarization multiplexing hexadecimal quadrature amplitude modulation (PM-16QAM) FTN wavelength division multiplexing (WDM) system, a back-to-back and fiber transmission simulation platform is constructed to comprehensively investigate the performance of the proposed scheme.

The simulation results demonstrate that the proposed scheme can effectively perform high-precision fine FOE based on the rough FOE results (Fig. 5). When the CZT search range is  $f_1 - 100 \text{ MHz} - f_1 + 100 \text{ MHz}$ , the FOE range of the proposed scheme is about  $-18 \sim 18 \text{ GHz}$ , which means the estimation accuracy is significantly improved compared with the 1024-point 4th-FFT algorithm [Fig. 6(a)]. When the acceleration factors are 0.95, 0.90, and 0.85, the residual frequency offsets of the proposed method are about 2, 2.5, and 3 MHz, respectively [Fig. 6(b)], and the optical signal-to-noise ratio (OSNR) tolerances of the system using the proposed scheme are 23.5 dB, 23.8 dB, and 24.5 dB, respectively under the soft-decision forward error correction (SD-FEC) threshold at the bit error rate (BER) of  $2 \times 10^{-2}$  (Fig. 7).

The experimental results show that the absolute value of the maximum FOE error of the proposed method is about 2 MHz and 3 MHz when the acceleration factors are 1 and 0.9 [Fig. 9(a)]. Additionally, the proposed scheme can achieve a stable FOE in the  $-8 \sim 8 \text{ GHz}$  frequency offset range, and the estimation accuracy is higher than that of the 512-point 4th-FFT algorithm [Fig. 9(b)]. When the acceleration factors are 1 and 0.9, the OSNR tolerance of the system using the proposed scheme is 19 dB and 20 dB respectively under the SD-FEC threshold at BER of  $2 \times 10^{-2}$  (Fig. 10).

Compared with the traditional blind FOE algorithm based on 4th-FFT, the overall computational complexity of the

proposed scheme is significantly reduced, which is about 8% of the conventional algorithm, under similar estimation accuracy (Table 1).

**Conclusions** Aiming at the requirement of the FTN system for low complexity, high precision, and high-reliability FOE algorithm, this paper proposes a two-stage FOE algorithm based on training sequence and CZT. The simulation results of the 128 GBaud PM-16QAM FTN-WDM system show that when the acceleration factors are 0.95, 0.90, and 0.85, the residual frequency offsets of the proposed scheme are about 2, 2.5, and 3 MHz in the carrier frequency offset range of  $-1.6$ – $1.6$  GHz. Under the typical 1 GHz frequency offset, the OSNR tolerances at BER of  $2 \times 10^{-2}$  are 23.5 dB, 23.8 dB, and 24.5 dB respectively. The computational complexity of the proposed scheme is reduced by 92% compared with the 4th-FFT algorithm of the same precision. The 40 GBaud PM-16QAM FTN-WDM offline experimental results show that when the acceleration factor is 0.9, the absolute value of the maximum FOE error in the frequency offset range of  $-1.6$ – $1.6$  GHz is about 3 MHz. Thus, the excellent performance and outstanding advantages of the proposed scheme make it a preferable candidate for the FOE of DP-16QAM signal in practical FTN-WDM systems.

**Key words** optical communication; faster-than-Nyquist; coherent optical communication; carrier frequency offset estimation; low complexity