

## 用于 FTN 系统的二阶导频辅助载波相位恢复算法

谭伊璇<sup>1,2\*\*</sup>, 耿敏明<sup>1,2,3,4\*</sup>, 赖明彬<sup>1,2</sup>, 赖凤英<sup>1,2</sup>, 苏文俊<sup>1</sup>, 刘婧<sup>1,2</sup>, 张振荣<sup>1,2</sup><sup>1</sup>广西大学计算机与电子信息学院, 广西 南宁 530004;<sup>2</sup>广西多媒体通信与网络技术重点实验室, 广西 南宁 530004;<sup>3</sup>广西高校多媒体通信与信息处理重点实验室, 广西 南宁 530004;<sup>4</sup>广西信息科学实验中心, 广西 桂林 541004

**摘要** 针对超奈奎斯特系统引入的码间干扰使载波相位估计难度增大的问题,提出了一种二阶电域导频辅助载波相位估计方案,将导频辅助相位噪声补偿模块与基于 Viterbi 的最大似然相位估计模块级联,牺牲约 1.7% 的带宽开销,可以有效克服超奈奎斯特系统引入的码间干扰,对激光器线宽导致的相位噪声进行准确估计。在调制格式为 16 进制正交幅度调制的超奈奎斯特系统中,经仿真验证可知:该算法在加速因子不超过 Mazo 极限时可以有效跟踪相位噪声;在加速因子低至 0.833、误码率为  $2 \times 10^{-2}$ 、光信噪比代价为 1 dB 的条件下,该算法能容忍的最大线宽乘积为  $5 \times 10^{-4}$ ;相较于一阶导频辅助载波相位恢复算法,该算法具有更大的线宽容忍度,所需的光信噪比也更小。

**关键词** 光通信; 相干通信; 超奈奎斯特技术; 载波相位恢复; 导频辅助相位估计算法; Viterbi

中图分类号 TN914

文献标志码 A

DOI: 10.3788/AOS221456

## 1 引言

5G 网络的大规模商用促进了光纤通信、云计算和物联网等技术的发展。为实现大容量、高频谱效率的光通信系统,需要使用更高阶的调制格式,如 16 进制正交幅度调制(QAM)、32QAM、64QAM 等<sup>[1]</sup>。然而,高阶调制格式在提高频谱效率的同时,需要高信噪比(SNR)来保证通信质量,传输距离受到限制<sup>[2]</sup>。超奈奎斯特(FTN)系统可在相同调制格式和时间内比奈奎斯特系统传输更多的信号,凭借其高频谱效率、大容量等优势成为了下一代光通信网络的关键技术之一<sup>[3]</sup>。FTN 系统通过人为引入码间干扰(ISI)使得两个相邻脉冲之间的符号间隔远小于相应的奈奎斯特符号周期,从而可在相同时间内传输更多的码元。由于 FTN 技术会引入严重的 ISI<sup>[4]</sup>,因此在接收端需要利用数字信号处理(DSP)技术对信号进行更有效的均衡和补偿。

DSP 技术可以在电域里高效地对信号进行均衡和补偿,改善信号质量,是支持长距离、超高速、大容量光纤通信系统的关键<sup>[5]</sup>。通常光接收机 DSP 单元包括 IQ 失配补偿<sup>[6]</sup>、色散补偿<sup>[7-8]</sup>、时钟恢复<sup>[6]</sup>、信道均衡<sup>[9-10]</sup>、频偏估计与补偿<sup>[11-12]</sup>、相偏估计与补偿<sup>[13-14]</sup>和判决等模块。其中,载波恢复<sup>[13-16]</sup>是光接收机 DSP 单元

的一个重要组成部分,用于补偿发射端(Tx)激光器和接收端(Rx)本振(LO)激光器的频率偏差,以及由激光器线宽产生的相位噪声(PN)<sup>[2]</sup>。目前,常用的载波相位恢复(CPR)算法包括 Viterbi-Viterbi 相位估计(VVPE)算法、盲相位搜索(BPS)算法和导频辅助载波相位恢复(PA-CPR)算法。VVPE 算法的复杂度较低、抗干扰能力强,但线宽容忍度范围小<sup>[13]</sup>。BPS 算法的线宽容忍度高、相位噪声估计精度高,但复杂度随着调制格式的增大而增加<sup>[14]</sup>。相较于 VVPE 算法,PA-CPR 算法的复杂度虽然较高,但其估计精度和线宽容忍度都得到了大幅度提升。与 BPS 算法相比,PA-CPR 算法牺牲了一定带宽,线宽容忍度相对较小,但算法复杂度不会随着调制格式的增大而增加,更适合于高速传输系统<sup>[15]</sup>。

FTN 系统的 ISI 会导致传统的载波相位恢复算法不能准确地跟踪收发两端激光器线宽引起的相位噪声,噪声估计值偏离真实值,导致相位恢复失败,使整个光通信系统失效<sup>[2]</sup>。因此,需要改进 CPR 算法,使其适用于 FTN 系统。近年来,适用于 FTN 系统的 CPR 算法研究多集中于正交相移键控(QPSK)调制格式。Li 等<sup>[17]</sup>提出了一种适用于偏分复用(PDM)-QPSK FTN 系统的 VVPE 算法,使用滑动窗口解决了累积周期滑移以获得准确的 PN 估计。Zhang 等<sup>[18]</sup>提出了使

收稿日期: 2022-07-11; 修回日期: 2022-08-05; 录用日期: 2022-08-22; 网络首发日期: 2022-09-02

基金项目: 国家自然科学基金(61741504, 61965003, 61661004)、广西自然科学基金(2018GXNSFAA294133)

通信作者: \*gengmm@gxu.edu.cn; \*\*460415446@qq.com

用光域导频辅助方法来估计 PDM-QPSK FTN 系统的相位噪声,算法复杂度低,但带宽开销较大。Sun 等<sup>[19]</sup>提出了一种将多二进制变化与校正 BPS 相结合的算法,在加速因子较小时也能对 PN 进行有效的估计与补偿。也有学者对 FTN-16QAM 系统的 PN 估计展开了研究。Qin 等<sup>[20]</sup>提出了一种基于训练序列的载波相位恢复算法,但该算法的线宽容忍度较小,且需要进行同步以确定训练序列的位置。Shi 等<sup>[21]</sup>研究了一种结合双二进制整形和导频辅助的盲相位搜索算法,该算法在调制格式为 QPSK 与 16QAM 的 FTN 系统中都能有效估计 PN,但未给出明确的线宽容忍度范围。

针对上述问题,本文将 PA-CPR 算法与基于 Viterbi 的最大似然 (ML) 估计算法相结合,提出了一种二阶电域导频辅助载波相位估计算法,即二阶 PA-Viterbi-ML 算法。该算法牺牲了约 1.7% 的带宽开销,可以有效地克服 FTN 引入的 ISI,对 FTN-16QAM 系统的相位噪声进行准确的估计与补偿,以确保 FTN-16QAM 系统正常工作。仿真结果表明,所提算法在误码率 (BER) 为  $2 \times 10^{-2}$ 、加速因子为 Mazo 极限值<sup>[22]</sup>、光信噪比 (OSNR) 代价为 1 dB 时,能容忍的最大线宽乘积可达  $5 \times 10^{-4}$ 。在相同条件下,与传统的单阶 PA-CPR 算法相比,所提算法的线宽容忍度得到了明显提升。

## 2 FTN-16QAM 系统中的激光相位噪声模型

通常,激光器线宽引起的相位噪声可以建模为一个 Wiener 过程,接收端的相位噪声<sup>[14]</sup>可以表示为

$$\theta(t) = \sum_{i=-\infty}^t \omega_i, \quad (1)$$

式中:  $\omega_i$  为一个独立、同分布的高斯随机变量,均值为 0,方差为

$$\delta_\omega = 2\pi(\Delta f \cdot T_s), \quad (2)$$

式中:  $\Delta f$  为发射端激光器和本振的线宽之和;  $T_s$  为符号周期。线宽乘积值  $\Delta f \cdot T_s$  越大, CPR 算法的线宽容忍度越高。

为了简化分析的复杂度,仅考虑由 FTN 引入的 ISI 和由掺铒光纤放大器引入的自发辐射噪声 (ASE) 对相位噪声估计算法的影响,不考虑其他损伤,故假设系统在传输过程中受到的色散、IQ 失配等损伤均被完美均衡和补偿。为了使讨论更清晰,本章中只考虑单载波 FTN 系统。FTN 系统接收端的信号<sup>[22]</sup>可以表示为

$$r(t) = \sqrt{E_s} \sum_n x_n p(t - n\alpha T) \exp[j\theta(t)] + n(t), \quad (3)$$

式中:  $E_s$  为符号能量;  $x_n$  为传输符号;  $\theta(t)$  为激光器线宽引起的相位噪声;  $n(t)$  为 ASE 等效的高斯白噪声;  $p(t)$  为信号周期为  $\alpha T$  的脉冲成型函数,其中加速因子

$\alpha (0 < \alpha < 1)$  打破了奈奎斯特系统的正交性,引入了码间干扰,且  $\alpha$  越小,码间干扰越严重<sup>[23]</sup>。

通过接收端的数模转换器将接收到的 FTN 信号转换成离散时间序列,送入 DSP 单元模块中对信号进行恢复,输入载波相位恢复算法模块的信号可以表示为

$$\begin{aligned} r_k &= (x_k + N_{\text{ISI},k}) \exp(j\theta_k) + n_k = \\ & [X_k \exp(j\phi_k) + \delta_k \exp(j\varphi_k)] \exp(j\theta_k) + n_k = \\ & (R_{X,k} + I_{X,k}j + R_{\text{ISI},k} + I_{\text{ISI},k}j) \exp(j\theta_k) + n_k = \\ & [(R_{X,k} + R_{\text{ISI},k}) + (I_{X,k} + I_{\text{ISI},k})j] \exp(j\theta_k) + n_k = \\ & (X_k + \delta'_k) \exp[j(\phi_k + \varphi'_k)] \exp(j\theta_k) + n_k, \quad (4) \end{aligned}$$

$$N_{\text{ISI},k} = \delta_k \exp(j\varphi_k), \quad (5)$$

$$x_k = X_k \exp(j\phi_k), \quad (6)$$

式中:  $N_{\text{ISI},k}$  为 FTN 引入的码间干扰;  $\delta_k$  为 FTN 引入的 ISI 的幅度;  $\delta'_k$  为 FTN 引入的 ISI 引起的  $x_k$  的幅度变化;  $\varphi_k$  为 FTN 引入的 ISI 的相位值;  $\varphi'_k$  为 FTN 引入的 ISI 引起的  $x_k$  的相位变化;  $x_k$  为 16QAM 信号;  $X_k$  为调制信号的幅度;  $\phi_k$  为信号的调制相位;  $\theta_k$  为激光器线宽引起的相位噪声;  $n_k$  为 ASE 等效的高斯白噪声;  $R_{X,k}$ 、 $R_{\text{ISI},k}$  分别为  $x_k$ 、 $N_{\text{ISI}}$  的实部;  $I_{X,k}$ 、 $I_{\text{ISI},k}$  分别为  $x_k$ 、 $N_{\text{ISI}}$  的虚部。

从式 (5) 可以看出, FTN 引入的码间干扰既有幅度噪声  $\delta_k$ , 也存在相位噪声  $\varphi_k$ 。常用的基于 QPSK 分圈的 VVPE 算法<sup>[13]</sup>将 16QAM 信号根据模值分为两组信号,使用 VVPE 算法对其中星座点分布为 QPSK 调制的信号进行处理。然而,在码间干扰  $\delta_k$  的影响下, FTN-16QAM 符号分布范围更宽泛,甚至会进入其他象限,故基于 QPSK 分圈的 VVPE 算法无法再实现信号分类,不适用于 FTN-16QAM 系统。BPS 算法通过计算旋转后的信号与最近理想点的平方距离来估计相位噪声值,该估计值不仅包括收发激光器线宽导致的相位误差  $\theta_k$ , 还包括 FTN 引起的码间干扰  $\varphi_k$ , 即估计值偏离了目标值,会使相位恢复后的星座点偏离正确位置。

为了验证上述理论分析的正确性,分别模拟了 VVPE 算法、BPS 算法和 PA-CPR 算法在单载波 FTN 系统中不同加速因子条件下进行载波相位估计的性能。 $\Delta f \cdot T_s$  均设置为  $1 \times 10^{-4}$ , OSNR 设置为 18 dB (除特殊说明,仿真时默认的 OSNR 均为 18 dB), 仿真结果如图 1 所示,其中图 1(a)、(c)、(e)、(f) 在估计出的相位噪声上加 0.05 rad 以区分出实际相位噪声曲线与估计的相位噪声曲线。图 1(a)、(c)、(e) 的  $\alpha$  均等于 1.00, 即奈奎斯特系统,可以看出,三种算法均可估计出相位噪声。图 1(b)、(d)、(f) 的  $\alpha$  均为 0.85, VVPE 算法、BPS 算法估计的相位噪声值均偏离真实值,仅 PA-CPR 算法可以有效估计系统的相位噪声。

PA-CPR 算法在单载波信号的传输频谱中间插入一个导频,导频信号与传输信号在光纤中受到相同的



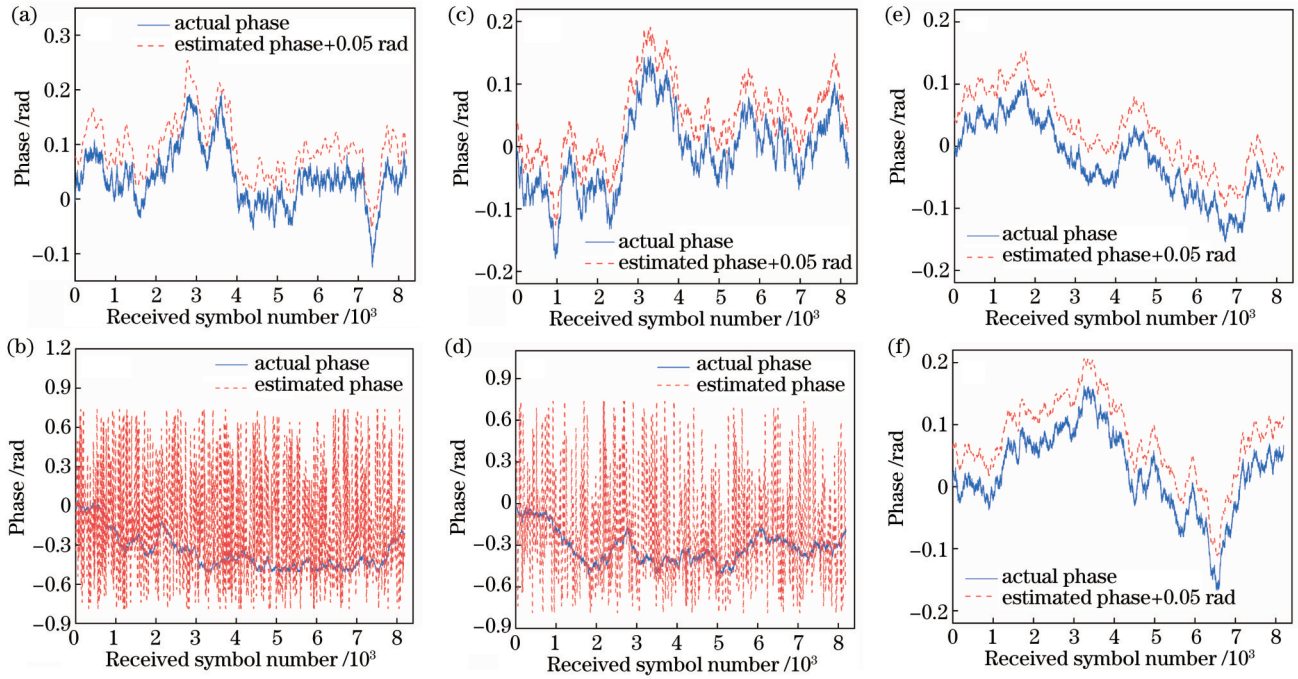


图 1 不同加速因子条件下不同算法的相位噪声跟踪性能。(a) VVPE( $\alpha=1.00$ ); (b) VVPE( $\alpha=0.85$ ); (c) BPS( $\alpha=1.00$ ); (d) BPS( $\alpha=0.85$ ); (e) PA-CPR( $\alpha=1.00$ ); (f) PA-CPR( $\alpha=0.85$ )

Fig. 1 Phase-noise tracking performance of different algorithms under different acceleration factors. (a) VVPE ( $\alpha=1.00$ ); (b) VVPE ( $\alpha=0.85$ ); (c) BPS ( $\alpha=1.00$ ); (d) BPS ( $\alpha=0.85$ ); (e) PA-CPR ( $\alpha=1.00$ ); (f) PA-CPR ( $\alpha=0.85$ )

信道损伤,故接收端可通过估计导频信号所受的损伤对传输信号进行估计与恢复,该方法普遍适用于多种调制格式<sup>[24]</sup>。经比较,本文将使用PA-CPR算法实现FTN-16QAM系统的载波相位恢复。电域插入导频方案复杂度较高,但仅需要1.7%的带宽开销<sup>[15]</sup>。光域插入导频方案需要3.5%的带宽开销,频谱资源浪费严重<sup>[25]</sup>,与使用FTN系统的目的相违背,故本文选用电域导频方案。

### 3 用于FTN-16QAM系统的基于导频辅助的相位跟踪算法

#### 3.1 系统结构

利用MATLAB R2018b建立一个调制格式为16QAM的PDM FTN系统,如图2所示。在发送端

DSP中,输入数据映射为16QAM信号,然后通过滚降因子为 $\beta=0.2$ 的根升余弦(RRC)滤波器进行脉冲整形。FTN信号的Mazo极限随着 $\beta$ 的增加而降低,Mazo极限为不导致最小欧几里得距离退化的最小 $\alpha$  [ $\alpha=1/(1+\beta)$ ]值<sup>[26]</sup>。只要传输速率不超过Mazo极限,系统的误码性能就不会被影响<sup>[22]</sup>。本文实验均在 $1 < \alpha < 1/(1+\beta)$ 情况下进行。当 $\beta$ 设置为0.2时, $1 < \alpha < 0.833$ 。首先,脉冲整形滤波器在Tx和Rx上被分成两个匹配的根升余弦滤波器,以最大限度地提高接收信噪比。然后,对I、Q两路信号分别进行单边带(SSB)子载波调制,并添加直流导频信号。接着,所得信号通过数模转换器(DAC)驱动电光调制器,调制X和Y两个分支的光信号,产生两路导频辅助FTN-

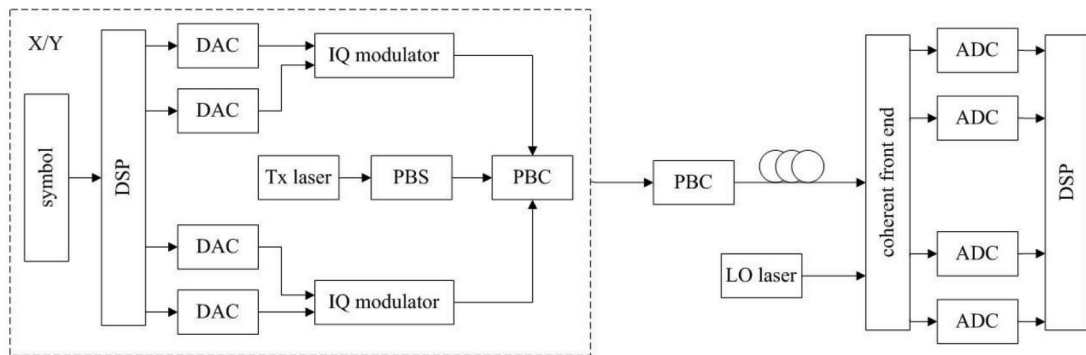


图 2 PDM-16QAM FTN 传输系统框图

Fig. 2 Block diagram of PDM-16QAM FTN transmission system

16QAM 光信号。最后,两路偏振正交的光信号经偏振分束耦合器(PBC)耦合到一起,产生偏振复用的光信号,并发射到光纤中传输。

在接收端,经过相干解调后的信号通过模数转换(ADC)以奈奎斯特速率采样送入接收端 DSP 中进行处理,以补偿信号受到的信道损伤,并恢复信号时钟。然后,利用导频对信号进行载波相位恢复,再用 Viterbi 算法搜索最小欧氏距离(MED)的信号序列<sup>[27]</sup>,统计误码,完成信号的接收。

### 3.2 二阶电域导频辅助载波相位估计算法的原理

#### 3.2.1 PA-CPR 原理简介

电域导频方案如图 3 所示。为了实现导频插入,

对发射端 I、Q 基带信号  $x(t)$ 、 $y(t)$  分别进行 SSB 子载波调制,调制载波频率为  $f_{sc}$ ,将导频分别添加在两路调制信号  $x_{SSB}(t)$  和  $y_{SSB}(t)$  中,位于光谱中间的间隙,发送端的信号  $S_{tx}(t)$  由数据符号和导频符号组成,可以表示为

$$S_{tx}(t) = [x_{SSB}(t) + jy_{SSB}(t)] + \sqrt{P_{pilot}/2} \times (1 + j), \quad (7)$$

式中:  $P_{pilot}$  为导频功率,其大小直接影响 PA-CPR 算法的性能,导频-信号功率比(PSR)的定义为

$$R_{PS} = 10\lg(P_{pilot}/P_{signal}), \quad (8)$$

式中:  $P_{signal}$  为信号功率。

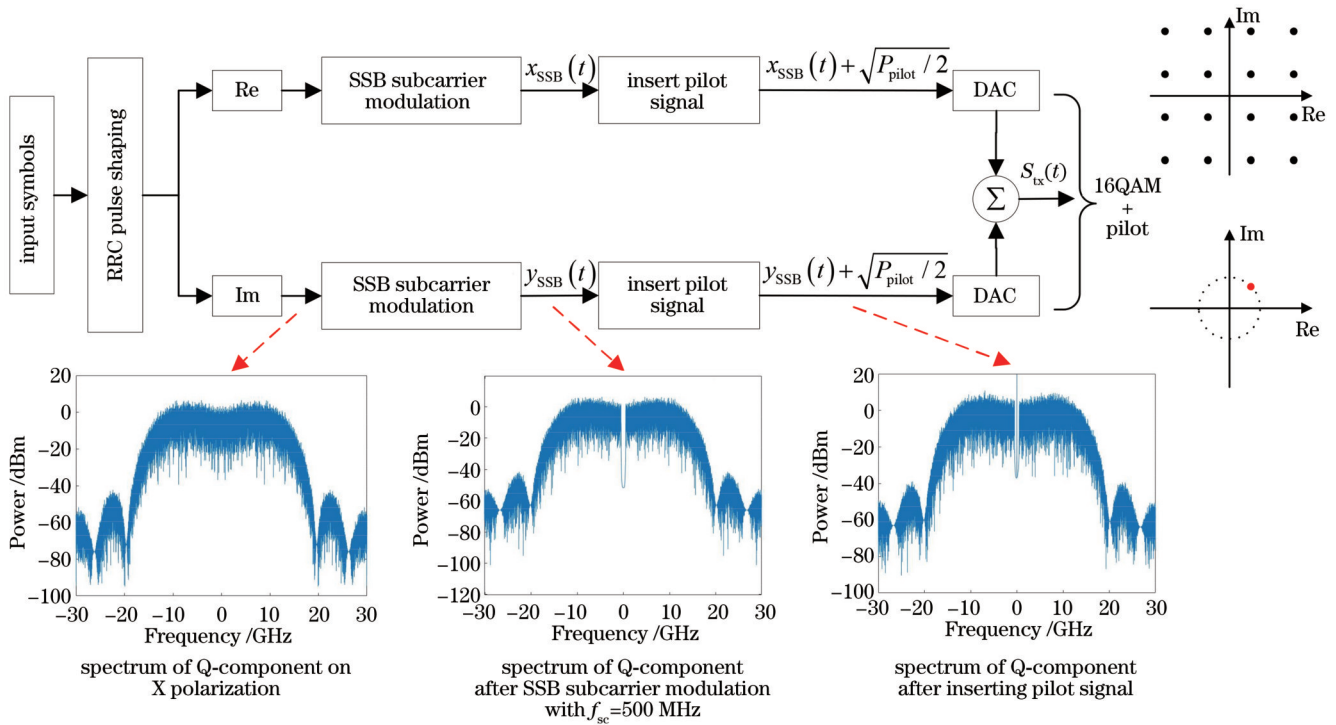


图 3 电域导频方案示意图

Fig. 3 Schematic diagram of electric-domain pilot scheme

$S_{tx}(t)$  的星座图如图 3 所示。经过光纤传输后,忽略其他损伤,  $S_{tx}(t)$  中的数据和导频同时受到来自 Tx

和 Rx 激光器的相同相位噪声影响,接收端经光电转换后的信号  $R_n$  可以表示为

$$R_n = [S_{tx,n} \exp(j\varphi_{Tx,n}) + N_n] \exp(j\varphi_{Rx,n}) = (x_{SSB,n} + jy_{SSB,n}) \exp[j(\varphi_{Tx,n} + \varphi_{Rx,n})] + \sqrt{P_{pilot}/2} (1 + j) \exp[j(\varphi_{Tx,n} + \varphi_{Rx,n})] + N_n, \quad (9)$$

式中:  $\varphi_{Tx,n}$  为发送端激光器导致的相位旋转;  $\varphi_{Rx,n}$  为接收端 LO 激光器导致的相位旋转;  $N_n$  为 ASE 等效的高斯白噪声。在接收端使用 3 dB 带宽为  $B_{LPF}$  的高斯低通滤波器(LPF)对导频信号进行滤波,导频信号  $R_{pilot,n}$  可看作 QPSK 信号,即

$$R_{pilot,n} = \sqrt{P_{pilot}/2} (1 + j) \exp[j(\varphi_{Tx,n} + \varphi_{Rx,n})] + N_n \quad (10)$$

瞬时导频相位  $\phi_{pilot,n}$  可表示为

$$\phi_{pilot,n} = \varphi_{Tx,n} + \varphi_{Rx,n} + \pi/4 + \phi_{noise,n}, \quad (11)$$

式中:  $\pi/4$  为导频信号的初始相位;  $\phi_{noise,n}$  为滤波器引入的噪声,是影响相位估计误差的关键因素。激光线宽引起的相位噪声估计值为

$$\hat{\phi}_{pn,n} = \phi_{pilot,n} - \pi/4. \quad (12)$$

## 3.2.2 二阶 PA-CPR 处理流程与原理分析

为了补偿残差相移,采用 ML 相位估计<sup>[28]</sup>作为相位恢复算法的第二阶,以获得一个更精细的相位估计。

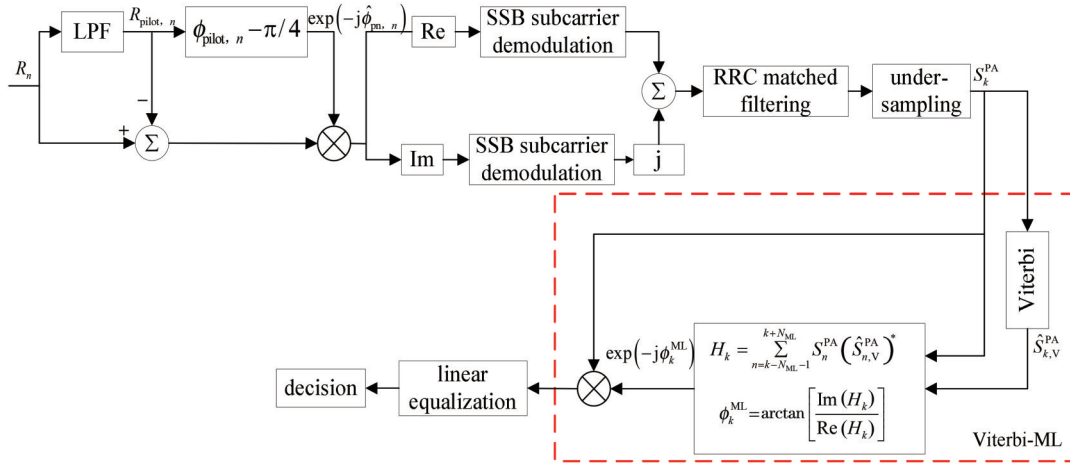


图 4 PA-Viterbi-ML 相位估计算法流程图

Fig. 4 Block diagram of PA-Viterbi-ML phase estimation algorithm

由式(4)可知,经过一阶相位恢复后的信号仍存在码间干扰,此时硬判决得到的是在 ISI 影响下的标准位置  $\hat{S}_{\text{ISI},k}^{\text{PA}}$ ,故经 ML 相位估计和补偿后的信号会更靠近  $\hat{S}_{\text{ISI},k}^{\text{PA}}$ ,偏离正确的标准位置,造成误码性能劣化。因此,本文提出使用 Viterbi 算法,在搜索最小欧氏距离序列的过程中保留每个信号对应的状态值,即将包含  $\delta_k \cdot \exp(j\varphi_k)$  的标准位置  $\hat{S}_{k,V}^{\text{PA}}$  输入到 ML 相位估计算法中进行残余相位噪声估计。

FTN 系统中接收端收到的数字采样信号  $r_n$  通常可以表示为

$$r_n = x_n \otimes v_n, \quad (13)$$

式中:  $x_n$  为映射后对应的 16QAM 信号;  $v_n$  为 ISI 的干扰系数,是可通过脉冲成型滤波器系数和 FTN 系统的  $\alpha$  求出的固定值;  $\otimes$  为卷积运算。FTN 系统的每个接收信号都会受到前后几个相邻信号的影响,故 FTN 系统通常需要使用 Viterbi 算法<sup>[27]</sup>或 BCJR 算法<sup>[4]</sup>进行解调。

本文使用 Viterbi 算法,通过搜索最小欧氏距离序列求出发送信号,且将搜索过程中最小欧氏距离对应的状态值  $\hat{S}_{k,V}^{\text{PA}}$  保存,该状态值中包含 FTN 带来的  $\delta_k \cdot \exp(j\varphi_k)$ ,用于 ML 相位估计算法。残余相位噪声的估计值可以表示为

$$H_k = \sum_{n=k-N_{\text{ML}}}^{k+N_{\text{ML}}} S_n^{\text{PA}} (\hat{S}_{n,V}^{\text{PA}})^*, \quad (14)$$

$$\phi_k^{\text{ML}} = \arctan \left[ \frac{\text{Im}(H_k)}{\text{Re}(H_k)} \right], \quad (15)$$

式中:  $H_k$  为包含估计残余相位噪声的复函数,使用一个长度为  $2N_{\text{ML}}$  的滑动平均滤波器来降低估计噪声误差;  $\phi_k^{\text{ML}}$  用于旋转经一阶相位估计补偿后的符号  $S_k^{\text{PA}}$ ,

经过一阶相位补偿后的符号经过判决得出标准位置  $\hat{S}_k^{\text{PA}}$ ,与决策前的符号  $S_k^{\text{PA}}$  进行 ML 相位估计。

以获得更准确的符号决策;上标 \* 为共轭运算。由于大部分 PN 已经在第一阶的导频辅助阶段被去除,故经过 Viterbi 算法搜索得到的状态值很大可能是正确的。Viterbi 算法是均衡 FTN 系统中码间干扰的必选项,不会额外增加接收端 DSP 单元的整体复杂度。因此,将导频辅助相位噪声补偿模块与基于 Viterbi 的 ML 相位估计模块级联,以提高相偏估计模块的性能。

## 4 系统参数优化及算法性能讨论

在本章中,利用 MATLAB R2018b,对 PA-Viterbi-ML 算法的性能进行仿真分析和优化。在仿真实验中:双载波 PDM-16QAM FTN 系统的波特率为 28 Gbaud,对应比特率为 448 Gb/s;SSB 调制载波频率  $f_{\text{sc}}$  设置为 500 MHz,对应带宽开销约为 1.7%;激光器 PN 的模型如式(1)所示。在 PDM-16QAM FTN 系统中,PSR 和用于提取导频的 LPF 的带宽  $B_{\text{LPF}}$  是两个重要的参数,会影响 PA-Viterbi-ML 的性能,故需要对 PA 算法参数进行优化,以保证系统性能最佳。

## 4.1 系统参数优化

首先,观察 PSR 对 PA-Viterbi-ML 性能的影响。选择合适的  $B_{\text{LPF}}$  值,在  $\alpha=0.85$  和  $\Delta f \cdot T_s$  取不同值的条件下仿真 PSR-BER 曲线,结果如图 5 所示。可以看出:当  $\Delta f \cdot T_s=1 \times 10^{-3}$ ,即 PN 较大时,最优的 PSR 大约为 -12 dB;当  $\Delta f \cdot T_s=1 \times 10^{-5}$ ,即 PN 较小时,最佳 PSR 约为 -15 dB。 $\Delta f \cdot T_s$  越大,信号受相位噪声的影响越大,需要的 PSR 就越大,即需要更大的导频信号功率来对抗相位噪声的影响,完成相位噪声的估计。当 PSR 超过最优值后,额外的导频功率已经没有作用,反而占用了信号的功率,造成接收端信噪比下降,误码率随之增加。因此,PSR 需要足够大,以确保导



频信号不会被相位噪声掩盖。同时,由于光纤非线性效应的存在,入纤的总功率会受限,故为保证不发生非线性效应,且在接收端有足够的信噪比,PSR 应尽可能小。

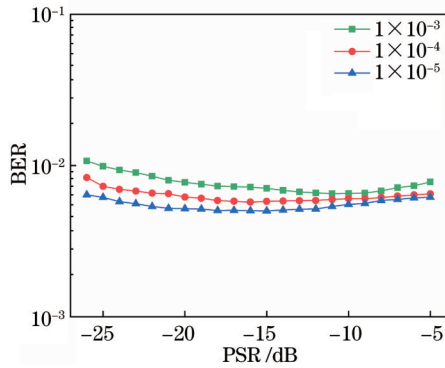


图 5 OSNR 为 18 dB 时不同  $\Delta f \cdot T_s$  值下 BER 与 PSR 关系

Fig. 5 BER varying with PSR under different  $\Delta f \cdot T_s$  at OSNR of 18 dB

初始导频为直流信号,在激光器线宽引起的 PN 的影响下变为交流信号,且  $\Delta f \cdot T_s$  越大,相位变化越快,导频信号的频率就越高。接收端的 LPF 的通带并不是一个定值,故需要仿真找最优值。接着,采用上述 PSR 的最优值,在  $\alpha=0.85$ 、 $\Delta f \cdot T_s$  取不同值的条件下研究  $B_{LPF}$  对 PA-Viterbi-ML 性能的影响,结果如图 6 所示。可以发现:当  $B_{LPF}$  过小时,导频不能完整的经过滤波器,造成有用信息损失,使 PN 估计值偏小;当  $B_{LPF}$  过大时,噪声过滤不充分,导频携带较多的残余噪声,使 PN 的估计值偏大;无论 PN 估计值偏小或偏大,都会造成误码率增加。因此,各个  $\Delta f \cdot T_s$  必须对应最佳  $B_{LPF}$  值,这样才能保证系统性能最优。从图 6 也可以看出,随着  $\Delta f \cdot T_s$  的增大, $B_{LPF}$  的最优值也在增大,即随着激光线宽的增大,导频信号的频谱也会增大,因此需要更大的低通滤波带宽。

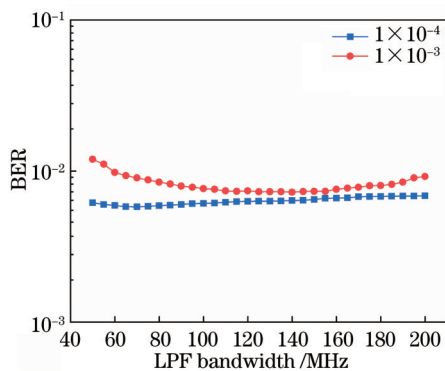


图 6 OSNR 为 18 dB 时不同  $\Delta f \cdot T_s$  值下 BER 与  $B_{LPF}$  关系

Fig. 6 BER varying with  $B_{LPF}$  under different  $\Delta f \cdot T_s$  at OSNR of 18 dB

## 4.2 算法性能讨论

在双载波 PDM-16QAM FTN 系统中,仿真验证

所提 PA-Viterbi-ML 算法的可行性,将  $\Delta f \cdot T_s$  设置为  $1 \times 10^{-4}$ 。随着  $\alpha$  的降低,人为引入的 ISI 愈加严重<sup>[26]</sup>。如图 7 所示,当  $\alpha$  降低到 0.833 时,相位噪声估计值与实际值的变化趋势基本一致,可以有效补偿相位噪声的影响。然而,由于滤波器噪声的影响,相位噪声估计值与实际值会有一些的偏差,故需要选择合适的  $B_{LPF}$  以降低滤波器噪声的影响,进一步提高估计精度。图 7 中 PA-Viterbi-ML 算法估计出的相位噪声加 0.1 rad 以区分出两条曲线。由仿真实验可知:所提 PA-Viterbi-ML 算法在传输速率不超过 Mazo 极限时,能够克服 FTN 引入的 ISI 的影响,对激光器线宽导致的相位噪声进行有效估计;当传输速率超过 Mazo 极限时,FTN 系统的 MED 降低,算法仍能对相位噪声进行估计,但此时 FTN 系统的误码性能下降,光通信系统失效<sup>[29]</sup>。

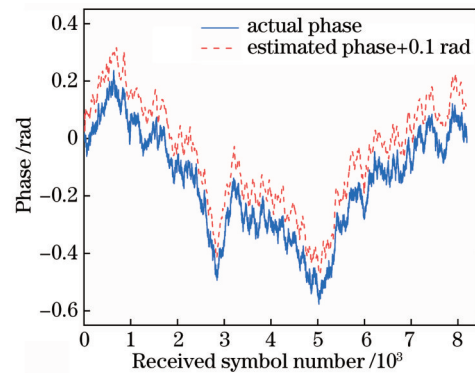


图 7  $\alpha=0.833$  时 PA-Viterbi-ML 算法跟踪相位噪声的性能  
Fig. 7 Phase noise tracking performance of PA-Viterbi-ML algorithm at  $\alpha=0.833$

仿真分析 PA-Viterbi-ML 算法在双载波 PDM-16QAM FTN 系统中的误码率性能,判断该算法的可用性。仿真时取  $\Delta f \cdot T_s$  为  $1 \times 10^{-4}$ ,取  $\alpha$  分别为 0.950、0.890、0.850、0.833,仿真结果如图 8 所示。可以看出:不同加速因子条件下该算法均可确保系统在较低 OSNR 下达到软判决纠错编码的误码率门限 ( $2 \times 10^{-2}$ );随着加速因子的减小,系统需要更高的 OSNR 才能达到误码率门限;在 OSNR 大于 18 dB 后,各条误码率曲线趋于稳定。

最后,比较二阶 PA-Viterbi-ML 与单阶 PA-CPR 的性能差异。图 9 为两种算法在不同  $\alpha$  下 OSNR 代价的计算结果。可以看出:当  $\Delta f \cdot T_s$  较小时,两种算法的 OSNR 代价均较小,算法性能没有显著差异;随着  $\Delta f \cdot T_s$  的增加,单阶 PA-CPR 的 OSNR 代价相对较高。这意味着:在相同 OSNR 代价下,二阶 PA-Viterbi-ML 具有更大的线宽容忍度;在相同  $\Delta f \cdot T_s$  情况下,二阶 PA-Viterbi-ML 的 OSNR 代价较小。此外,随着  $\alpha$  的减小,二阶 PA-Viterbi-ML 算法的性能优势更为明显:当  $\alpha=0.850$ 、 $\Delta f \cdot T_s$  取值为  $1 \times 10^{-4}$  时,PA-Viterbi-ML 算法

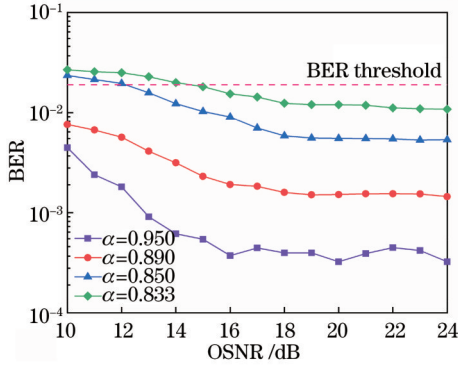


图 8 不同加速因子下 BER 与 OSNR 关系

Fig. 8 BER varying with OSNR under different acceleration factors

的 OSNR 代价较 PA-CPR 算法降低 0.02 dB; 当  $\alpha = 0.833$ 、 $\Delta f \cdot T_s$  取值为  $1 \times 10^{-4}$  时, PA-Viterbi-ML 算法的 OSNR 代价较 PA-CPR 算法降低 0.28 dB。图 9 表明,  $\Delta f \cdot T_s$  取值越大,  $\alpha$  越小, PA-Viterbi-ML 算法拥有比 PA-CPR 更好的性能。

将误码率为  $2 \times 10^{-2}$  时,  $\Delta f \cdot T_s$  在 1 dB OSNR 代价

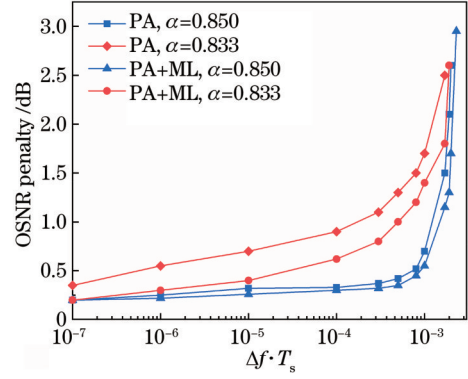


图 9 BER 为  $2 \times 10^{-2}$  下不同 CPR 算法的 OSNR 代价

Fig. 9 OSNR penalties of different CPR algorithms at BER of  $2 \times 10^{-2}$

条件下的值定义为最大线宽乘积  $\max(\Delta f \cdot T_s)$ 。表 1 给出了不同  $\alpha$  的  $\max(\Delta f \cdot T_s)$  和在 28 Gbaud 系统中相应的线宽差值  $\Delta f_{\max}$ 。可以发现, 所提 PA-Viterbi-ML 算法在双载波 PDM-16QAM FTN 系统中具有较大的线宽容忍度。

表 1 PDM-16QAM FTN 系统中各种 CPR 算法在不同  $\alpha$  条件下的线宽差值

Table 1 Linewidth tolerance of different CPR algorithms under different  $\alpha$  in PDM-16QAM FTN system

$\alpha$	PA-CPR		PA-Viterbi-ML	
	$\max(\Delta f \cdot T_s) / 10^{-3}$	$\Delta f_{\max} / \text{MHz}$	$\max(\Delta f \cdot T_s) / 10^{-3}$	$\Delta f_{\max} / \text{MHz}$
0.950	1.8	50.4	1.9	53.2
0.890	1.7	47.6	1.8	50.4
0.850	1.3	36.4	1.5	42.0
0.833	0.1	2.8	0.5	14.0

## 5 结 论

为了实现更高的光谱效率, 建立了 PDM-16QAM FTN 系统。由于 FTN 技术引入了人为的码间干扰, 导致 PN 估计难度大大提高, 故提出了一种二阶电域导频辅助载波相位估计方案, 并对该算法跟踪相位噪声变化的能力进行了验证。文献[20]中提出了一种基于训练序列的载波相位恢复算法, 即 TS-CSDC-CPE, 在加速因子为 0.95、BER 为  $2 \times 10^{-2}$ 、OSNR 代价为 1 dB 的条件下, TS-CSDC-CPE 算法的  $\max(\Delta f \cdot T_s)$  为  $2.5 \times 10^{-5}$ , 而所提 PA-Viterbi-ML 算法的  $\max(\Delta f \cdot T_s)$  为  $1.9 \times 10^{-3}$ 。由此可知, 相同条件下二阶 PA-Viterbi-ML 算法具有更大的线宽容忍度。此外, 将所提算法与常用的单阶 PA-CPR 的线宽容忍度进行了比较。结果表明, PA-Viterbi-ML 算法在 1 dB OSNR 代价下具有更大的线宽容忍度, 且相同条件下达到误码率门限 (BER 为  $2 \times 10^{-2}$ ) 所需要的 OSNR 更小。

### 参 考 文 献

[1] 余少华, 何炜. 光纤通信技术发展综述[J]. 中国科学: 信息科

学, 2020, 50(9): 1361-1376.

Yu S H, He W. Latest survey on optical fiber communication[J]. Scientia Sinica: Informationis, 2020, 50(9): 1361-1376.

[2] Pan D W, Tang X F, Feng Y Q, et al. An effective scheme of optical pilot aided carrier phase estimation for a time packing Nyquist optical communication system[J]. Optical Fiber Technology, 2015, 26: 135-141.

[3] 王亚峰, 金婧, 王启星. 6G 背景下超奈奎斯特技术的机遇[J]. 中兴通讯技术, 2021, 27(2): 25-30.

Wang Y F, Jin J, Wang Q X. Opportunity of faster-than-Nyquist technology in 6G era[J]. ZTE Technology Journal, 2021, 27(2): 25-30.

[4] Li S Y, Bai B M, Zhou J, et al. Reduced-complexity equalization for faster-than-Nyquist signaling: new methods based on ungerboeck observation model[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(3): 1190-1204.

[5] Savory S J. Digital coherent optical receivers: algorithms and subsystems[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2010, 16(5): 1164-1179.

[6] Yang J, Werner J J, Dumont G A. The multimodulus blind equalization and its generalized algorithms[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2002, 20(5): 997-1015.

[7] Tao L, Ji Y, Liu J, et al. Advanced modulation formats for short reach optical communication systems[J]. IEEE Network, 2013, 27(6): 6-13.

[8] 续贝贝, 席丽霞, 张晓光, 等. 色散测量样机的设计与实验验证[J]. 光学学报, 2019, 39(2): 0206004.

- Xu B B, Xi L X, Zhang X G, et al. Design and experimental verification of dispersion measurement prototype[J]. *Acta Optica Sinica*, 2019, 39(2): 0206004.
- [9] 曹明华, 张伟, 王惠琴, 等. 超奈奎斯特无线光通信中的逐点消除自适应均衡算法[J]. *光学学报*, 2020, 40(24): 2406003.
- Cao M H, Zhang W, Wang H Q, et al. Point-by-point elimination adaptive pre-equalization algorithm in faster-than-Nyquist wireless optical communications[J]. *Acta Optica Sinica*, 2020, 40(24): 2406003.
- [10] 于梦晗, 郭宏翔, 刘宇畅, 等. 改进的 MPPM-QPSK 光通信系统两模均衡算法[J]. *光学学报*, 2021, 41(19): 1906004.
- Yu M H, Guo H X, Liu Y Y, et al. Improved two modulus equalization algorithm for MPPM-QPSK optical communication system[J]. *Acta Optica Sinica*, 2021, 41(19): 1906004.
- [11] 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.
- [12] 李赞, 李正璇, 黄新刚, 等. 基于相位调制本振的相干检测系统[J]. *光学学报*, 2021, 41(20): 2006001.
- Li Y, Li Z X, Huang X G, et al. Coherent detection system based on phase-modulated local oscillator[J]. *Acta Optica Sinica*, 2021, 41(20): 2006001.
- [13] Fatadin I, Ives D, Savory S J. Laser linewidth tolerance for 16-QAM coherent optical systems using QPSK partitioning[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2010, 22(9): 631-633.
- [14] Pfau T, Hoffmann S, Noé R. Hardware-efficient coherent digital receiver concept with feedforward carrier recovery for  $M$ -QAM constellations[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, 27(8): 989-999.
- [15] Morsy-Osman M, Zhuge Q B, Chen L R, et al. Feedforward carrier recovery via pilot-aided transmission for single-carrier systems with arbitrary  $M$ -QAM constellations[J]. *Optics Express*, 2011, 19(24): 24331-24343.
- [16] 瞿思炜, 杨彦甫, 向前, 等. 频偏条件下的低复杂度主从载波盲相位搜索算法[J]. *光学学报*, 2021, 41(17): 1706003.
- Qu S W, Yang Y F, Xiang Q, et al. Low-complexity blind phase search algorithm for master-slave carrier under frequency offset conditions[J]. *Acta Optica Sinica*, 2021, 41(17): 1706003.
- [17] Li C C, Pan D W, Feng Y Q, et al. Carrier phase estimation scheme for faster-than-Nyquist optical coherent communication systems[J]. *Chinese Optics Letters*, 2016, 14(10): 100601.
- [18] Zhang X G, Pan D W, Feng Y Q. A new carrier phase recovery method in faster than Nyquist optical fiber communication system [C] // 2015 14th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON), July 3-5, 2015, Nanjing, China. New York: IEEE Press, 2015.
- [19] Sun P, Zhang X G, Pan D W, et al. A effective carrier phase recovery method in tight time-packing fast than Nyquist optical communication system[C] // 14th Conference on Lasers and Electro-Optics/Pacific Rim (CLEO PR 2020), August 3-5, 2020, Sydney, Australia. New York: IEEE Press, 2020.
- [20] Qin Y K, Yang T, Wang Y B, et al. Training sequence based cycle slip suppression for FTN-16QAM coherent optical systems [C] // 2021 Asia Communications and Photonics Conference (ACP), October 24-27, 2021, Shanghai, China. New York: IEEE Press, 2021.
- [21] Shi X, Zhang C, Wu D. Duobinary shaping and phase correction algorithm for faster-than-Nyquist coherent optical transmission systems[C] // 2018 IEEE International Conference on Communication Systems, December 19-21, 2018, Chengdu, China. New York: IEEE Press, 2018: 247-251.
- [22] Mazo J E. Faster-than-Nyquist signaling[J]. *The Bell System Technical Journal*, 1975, 54(8): 1451-1462.
- [23] Colavolpe G, Foggi T, Modenini A, et al. Faster-than-Nyquist and beyond: how to improve spectral efficiency by accepting interference[J]. *Optics Express*, 2011, 19(27): 26600-26609.
- [24] Zhang F Z, Li Y, Wu J, et al. Improved pilot-aided optical carrier phase recovery for coherent  $M$ -QAM[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2012, 24(18): 1577-1580.
- [25] Zhang Z M, Lin J C, Su X F, et al. Optical domain scheme of pilot-tone-aided carrier phase recovery for Nyquist single-carrier optical communication system[J]. *Optical Engineering*, 2014, 53(6): 066108.
- [26] Liveris A D, Georgiades C N. Fundamentals of faster-than-Nyquist signaling[M] // Xiang W, Zheng K, Shen X M. 5G mobile communications. Cham: Springer, 2017: 203-222.
- [27] Forney G D. The viterbi algorithm[J]. *Proceedings of the IEEE*, 1973, 61(3): 268-278.
- [28] Zhou X. An improved feed-forward carrier recovery algorithm for coherent receivers with  $M$ -QAM modulation format[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2010, 22(14): 1051-1053.
- [29] Ishihara T, Sugiura S, Hanzo L. The evolution of faster-than-Nyquist signaling[J]. *IEEE Access*, 2020, 9: 86535-86564.

## Two-Stage Pilot-Aided Carrier Phase Recovery Algorithm for FTN System

Tan Yixuan<sup>1,2\*\*</sup>, Geng Minming<sup>1,2,3,4\*</sup>, Lai Mingbin<sup>1,2</sup>, Lai Fengying<sup>1,2</sup>, Su Wenjun<sup>1</sup>,  
Liu Qiang<sup>1,2</sup>, Zhang Zhenrong<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>School of Computer, Electronics and Information, Guangxi University, Nanning 530004, Guangxi, China;

<sup>2</sup>Guangxi Key Laboratory of Multimedia Communications and Network Technology, Nanning 530004, Guangxi, China;

<sup>3</sup>Key Laboratory of Multimedia Communications and Information Processing of Guangxi Higher Education Institutes, Nanning 530004, Guangxi, China;

<sup>4</sup>Guangxi Experiment Center of Information Science, Guilin 541004, Guangxi, China

### Abstract

**Objective** The large-scale commercialization of 5G networks promotes the development of fiber optical communication, cloud computing, and Internet of Things technologies. To realize the optical communication systems with high capacity and high spectrum efficiency, higher-order modulation formats are required. However, the higher-order modulation



formats require high signal-to-noise ratios (SNR) to ensure communication quality, which will limit the transmission distance. Within the same amount of time, the faster-than-Nyquist (FTN) technology can transmit more signals than the Nyquist system with the same modulation format. Thus, this technology becomes a key technology for the next-generation optical communication networks with the advantages of high spectral efficiency and large capacity. The inter-symbol interference is artificially introduced into the FTN system to make the symbol interval between two adjacent pulses much smaller than the corresponding Nyquist symbol period. Thus, high-speed digital signal processing (DSP) unit, which can equalize and compensate the signal impairments efficiently in electrical domain, is a key module in FTN systems. It can improve the signal quality and support the optical fiber communication systems with ultra-high capacity. Pilot-aided carrier phase recovery (PA-CPR) is an important DSP algorithm for optical receiver, which is used to compensate the frequency deviation between the lasers on both sides of the transceiver and the phase noise generated by the laser linewidth. In present study, we report a two-stage electric-domain pilot-aided carrier phase estimation algorithm, named PA-Viterbi-ML, in which the PA-CPR algorithm is combined with the Viterbi-based maximum likelihood (ML) estimation algorithm. The simulation results verify that the proposed two-stage PA-Viterbi-ML algorithm can effectively track the phase noise when the Mazo limit is not exceeded in the FTN-16QAM system.

**Methods** The proposed PA-Viterbi-ML, which combines the PA-CPR algorithm with the Viterbi-based maximum likelihood estimation algorithm, can effectively overcome the intersymbol interference (ISI) introduced by FTN technology. The first stage of the algorithm can estimate and compensate most of the phase noise in FTN-16QAM system. In order to compensate the residual phase deviation, the ML phase estimation is used as the second stage of the phase recovery algorithm to obtain a more refined phase estimate value. However, the ML phase estimation will also fail under the influence of the ISI introduced by FTN system, so the Viterbi algorithm is cascaded with it to remove the influence of ISI, and the estimated value of the phase noise close to the real value is obtained. During the simulation, the pilot-signal-ratio (PSR) and the bandwidth of the low-pass filter ( $B_{LPF}$ ), two important parameters of the PA-Viterbi-ML algorithm, are optimized first to achieve the optimal system performance. Then, the performance of the proposed algorithm for tracking system phase noise within the Mazo limit is shown. Finally, the maximum linewidth tolerance of the algorithm is determined at the threshold of the bit error rate.

**Results and Discussions** In the dual-carrier PDM-16QAM FTN system, the  $\Delta f \cdot T_s$  is set to  $1 \times 10^{-4}$ . With the decrease of accelerating factor named  $\alpha$ , the artificially introduced ISI will become more serious. The PA-Viterbi-ML algorithm can overcome the effect of ISI introduced by FTN when  $\alpha$  does not exceed the Mazo limit, and effectively estimate the phase noise caused by the laser line-width (Fig. 7). Finally, the performance of the proposed algorithm and the traditional PA-CPR is compared. When the  $\Delta f \cdot T_s$  is small, the OSNR penalties of both algorithms are almost the same. As the  $\Delta f \cdot T_s$  increases, the OSNR penalty of the traditional PA-CPR is relatively higher (Fig. 9). This means that the linewidth tolerance of the proposed PA-Viterbi-ML algorithm is larger for the same OSNR penalty, and the OSNR penalty of the proposed algorithm is less for the same  $\Delta f \cdot T_s$ . In addition, with the decrease of  $\alpha$ , the performance advantage of the PA-Viterbi-ML algorithm is more significant. When  $\alpha=0.850$ ,  $\Delta f \cdot T_s$  is  $1 \times 10^{-4}$ , the OSNR penalty of the PA-Viterbi-ML algorithm is 0.02 dB lower than that of the PA-CPR algorithm. When  $\alpha=0.833$ ,  $\Delta f \cdot T_s$  is  $1 \times 10^{-4}$ , the OSNR penalty of the PA-Viterbi-ML algorithm is 0.28 dB lower than that of the PA-CPR algorithm. Compared with the traditional algorithm, the performance advantage of the PA-Viterbi-ML algorithm will become larger when the smaller value of  $\alpha$  and the larger value of  $\Delta f \cdot T_s$  are taken (Table 1).

**Conclusions** In the present study, a two-stage electric-domain pilot-aided carrier phase estimation algorithm, named PA-Viterbi-ML, is proposed, in which the PA-CPR algorithm is combined with the Viterbi-based maximum likelihood estimation algorithm. The PA-Viterbi-ML algorithm will occupy about 1.7% of the bandwidth, which can effectively overcome the ISI introduced by the FTN technology. The simulation is taken to verify that the proposed two-stage PA-Viterbi-ML algorithm can effectively track the phase noise when the Mazo limit is not exceeded in the FTN-16QAM system. The simulation results show that the OSNR penalty requirements of the proposed algorithm are smaller than those of the traditional PA-CPR when the linewidth tolerance values are the same, which means the performance of the linewidth tolerance of the proposed algorithm is better. The maximum linewidth tolerance value is defined when the BER and the OSNR penalty are equal to  $2 \times 10^{-2}$  and 1 dB, respectively. When the accelerating factor  $\alpha$  is as low as 0.833, the maximum linewidth tolerance value is about  $5 \times 10^{-4}$  for the PA-Viterbi-ML algorithm, and the corresponding value for the traditional PA-CPR algorithm is about  $1 \times 10^{-4}$ .

**Key words** optical communications; coherent communications; faster-than-Nyquist technology; carrier phase recovery; pilot-aided phase estimation algorithm; Viterbi