

# 一种高精度的四次方载波相位恢复算法

张杰, 邱琪\*

电子科技大学光电科学与工程学院, 四川 成都 610054

**摘要** 在相干光通信系统中, 激光器相位噪声导致信号在复平面内发生旋转, 因此需要在接收端对信号进行载波相位估计和恢复。在利用  $M$  次方载波相位恢复算法进行相位估计时, 简化了对相邻  $N$  个符号进行求和取平均以减小加性高斯噪声影响这一步, 将由残余频偏、相位噪声及加性高斯噪声引起的总相位偏移量看作一个整体, 直接估计出每个符号的总相位偏移, 之后再恢复出调制相位。通过仿真比较了该算法与传统  $M$  次方载波相位恢复算法的性能, 用该算法进行相位恢复后, 信号的相位与原调制相位之间的误差只有  $10^{-16}$  rad, 而采用传统算法相位恢复后的误差可达 0.3 rad, 表明所提算法能够更加准确地恢复出调制相位, 具有更高的估计精度。利用本文算法可在没有进行频偏补偿的条件下, 直接完成相位恢复, 而传统算法只能对频偏补偿后的信号进行相位恢复。此外, 由于减少了求和取平均这一步, 本文算法的复杂度也得到了降低。

**关键词** 光通信; 相干光通信; 载波相位估计; 数字信号处理; 载波恢复

中图分类号 TN911.23

文献标识码 A

doi: 10.3788/LOP56.130604

## High-Precision Fourth Power Carrier Phase Recovery Algorithm

Zhang Jie, Qiu Qi\*

*School of Optoelectronic Science and Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 610054, China*

**Abstract** In coherent optical communication systems, phase noise of the laser causes the signal to rotate in the complex plane; therefore, the estimation and recovery of carrier phase are required at the receiving end. Herein, when using the  $M$ -th power carrier phase recovery algorithm to estimate the phase, we simplify the summing and averaging of adjacent  $N$  symbols to reduce the influence of additive Gaussian noise. The proposed algorithm considers the phase shift caused by the residual frequency offset, phase noise, and additive Gaussian noise together. Then, the algorithm estimates the total phase shift caused by these three factors and resumes the modulation phase. The performance of the proposed algorithm is compared with that of the traditional  $M$ -th power carrier phase recovery algorithm in the simulation. After the phase recovery by the proposed algorithm, the error between the signal and original modulation phases is only  $10^{-16}$  rad. However, when using the traditional algorithm, the error can reach 0.3 rad, implying that the proposed algorithm can recover the modulation phase more accurately and has a higher estimation accuracy. In the simulation, even without compensating for the frequency offset, phase recovery can be realized using the proposed algorithm, while the traditional algorithm can only recover the phase of the signal after compensating the frequency offset. In addition, the complexity of the algorithm is reduced by reducing the summing and averaging step as well.

**Key words** optical communications; coherent optical communication; carrier phase estimation; digital signal processing; carrier recovery

**OCIS codes** 060.1660; 060.2330; 060.4510

## 1 引言

随着光通信系统对数据速率越来越高的需求,

以及频谱资源的限制, 将相干检测技术与数字信号处理技术相结合的相干光通信, 因具有极高的频谱利用率和灵敏度而越来越受到人们的关注<sup>[1-2]</sup>。基

收稿日期: 2019-01-10; 修回日期: 2019-01-20; 录用日期: 2019-01-31

\* E-mail: qqiu@uestc.edu.cn

于数字信号处理的相干光通信技术,先通过相干检测技术得到光电流,然后将光电流采样得到数字信号,通过数字信号处理电域补偿中由光纤色散、偏振模色散及载波相位噪声等引起的信号失真<sup>[3-4]</sup>。在实际的相干光通信中,由于本振光和信号光存在相位扰动,使得接收信号的星座图发生旋转,造成误码率增加,因此需要采用载波相位恢复算法来进行相位恢复<sup>[5]</sup>。目前主流的载波相位恢复算法包括  $M$  次方载波相位恢复算法,以及盲相位估计等方法<sup>[6-8]</sup>。传统的  $M$  次方载波相位恢复算法首先对符号进行  $M$  次方运算来擦除调制信号,这里的  $M$  值为 4。然后将相邻  $N$  个符号进行求和取平均,以减小加性高斯噪声的影响,再对信号取辐角并除以  $M$ ,接着对所求的值进行相位解扰,从而得到相位噪声的估计值<sup>[9]</sup>,这样估计出来的相位是相邻  $N$  个符号上相位噪声的平均值,与真实值之间存在误差。本文主要研究数字信号处理部分的载波相位恢复算法,在用  $M$  次方相位估计算法进行相位估计时,没有对相邻  $N$  个符号进行求和取平均,而是将残余频偏、相位噪声及加性高斯噪声引起的相位偏移量看作一个整体,这样可以准确估计出每个符号由残余频偏、相位噪声以及加性高斯噪声引起的总相位偏移,进而再准确地恢复每个符号的调制相位。

## 2 基本原理

$S_n$  为接收到的调制格式为正交相移键控(QPSK)的信号,已经完成了正交化、时钟恢复、色散补偿、频偏补偿等数字信号处理过程,其表达式为

$$S_n = A \exp[j(2\pi f_r nT + \theta_{l,n} + \theta_{s,n})] + N_n, \quad (1)$$

式中:  $A$  为信号幅度;  $f_r$  为经过频偏补偿后的残余频偏;  $n$  为信号序列长度;  $T$  为符号周期;  $\theta_{l,n}$  为线宽引起的相位噪声;  $\theta_{s,n}$  为调制相位;  $N_n$  为加性高斯白噪声。  $f_r$  和  $\theta_{l,n}$  只会引起符号相位的变化,不会引起符号幅度的变化。  $N_n$  则会引起相位的旋转和幅度的变化。将受  $N_n$  影响后的信号幅度表示为  $A_n$ , 将残余频偏、激光器相位噪声、加性高斯白噪声三个因素共同引起的相位偏移看作一个整体,用  $\theta_{e,n}$  表示,则(1)式可表示为

$$S_n = A_n \exp[j(\theta_{s,n} + \theta_{e,n})]. \quad (2)$$

图 1 为本文算法流程图,图中  $\arg(*)$  表示对信号取辐角。若调制相位为  $0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2}$ , 则流程图中四次方后不用取负号。本文的 QPSK 调制相位

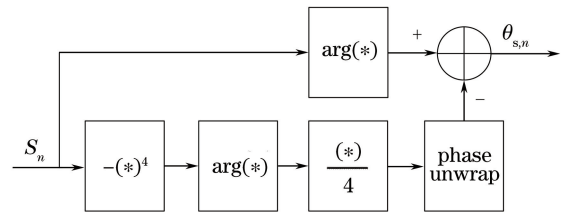


图 1 本文算法流程图

Fig. 1 Flow chart of proposed algorithm

为  $\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}, \frac{7\pi}{4}$ , 对(2)式进行四次方操作后的信号为

$$S_n^4 = A_n^4 \exp[j(\pi + 4\theta_{e,n})] = -A_n^4 \exp[j(4\theta_{e,n})], \quad (3)$$

对  $-S_n^4$  取辐角再除以 4 便可得到  $\theta_{e,n}$  的估计值,即

$$\theta_{\Lambda,n} = \frac{\arg(-S_n^4)}{4}. \quad (4)$$

$\theta_{\Lambda,n}$  为  $\theta_{e,n}$  的估计值,因为取辐角的范围为  $(-\pi, \pi)$ , 所以  $\theta_{\Lambda,n}$  的范围为  $(-\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{4})$ 。当  $\theta_{e,n}$  值超出这个范围时,估计结果为跳变到这个范围的值,

该相位模糊问题需要进行相位解扰,用  $\hat{\theta}_{\Lambda,n}$  表示经过相位解扰后的估计值。激光器相位噪声服从维纳过程<sup>[10]</sup>, 相邻两符号相位偏移量之差很小(符号相位偏移量指接收信号的相位离调制相位的偏移量),可以利用这个条件进行相位解扰。假设相邻两符号相位偏移量之差不超过  $\pi/4$ , 当  $\frac{(2m-1)\pi}{4} <$

$$\theta_{\Lambda,n+1} - \hat{\theta}_{\Lambda,n} < \frac{(2m+1)\pi}{4} \text{ 时,}$$

$$\hat{\theta}_{\Lambda,n+1} = \theta_{\Lambda,n+1} - \frac{m\pi}{2}, \quad (5)$$

式中:  $m$  为使上述条件成立的整数。

按照(5)式可以从前到后依次对每个符号进行相位解扰。判决条件  $(\theta_{\Lambda,n+1} - \hat{\theta}_{\Lambda,n})$  表示后一个符号未经过相位解扰时的值与前一个符号经过相位解扰后的值之差,先调整相位解扰后  $\hat{\theta}_{\Lambda,n}$  的值,将其调整到  $(-\pi, \pi)$  区间内,再进行下一个符号的相位解扰,这样能减小判决条件中  $m$  的取值范围,使  $m$  只取  $-2, -1, 0, 1, 2$  就能满足所有判决条件。

上述算法中,  $\theta_{\Lambda,n+1}$  的相位解扰需要在  $\theta_{\Lambda,n}$  已经完成了相位解扰的前提下进行,但是对于第一个符号却无法利用上述方法进行相位解扰。对于这个问题,可以使发射端的第一个调制相位为一个确定值,这样就可以完成第一个符号的相位解扰,再依次完

成后面符号的相位解扰,最后通过相位补偿对信号进行相位恢复,即

$$S_{M,n} = A_n \exp j(\theta_{s,n} + \theta_{e,n}) \times \exp[-j(\hat{\theta}_{A,n})]. \quad (6)$$

### 3 仿真分析

以(1)式为模型在 MATLAB 中生成信号,其中  $\theta_{1,n}$  表示由激光器线宽引起的相位噪声,其服从维纳过程<sup>[10]</sup>:  $\theta_{1,n} = \sum_{i=-\infty}^n \nu_i$ , 式中:  $\nu_i$  是独立的高斯分布随机变量;  $i$  为高斯分布序列长度,其均值为 0, 方差  $\sigma^2 = 2\pi\Delta\nu \times T$ ,  $\Delta\nu$  为发射激光器线宽与本振激光器线宽之和。

图 2 仿真了电域信噪比(RSN,  $R_{SNR}$ )为 15 dB、

符号速率为 32 GBaud (1 GBaud=10<sup>9</sup> Baud,表示每秒传输的码元符号个数)的 QPSK 信号,忽略频偏(设置频偏为 0),设置激光器线宽为 200 kHz,仿真分析信号的符号长度为 10000。比较了传统  $M$  次方载波恢复算法和本文  $M$  次方载波恢复算法的性能。图 2(a)为仿真中得到的未进行载波相位恢复时图像的星座图,图 2(b)为传统  $M$  次方载波相位恢复算法处理后信号的星座图,图 2(c)为本文算法处理后信号的星座图。图中 In-phase 表示信号的同相分量,Quadrature 表示信号的正交分量。比较图 2(b)和图 2(c)可以看出,本文算法对调制相位具有更高的还原度,载波恢复之后信号的相位比较准确地恢复到了调制相位。

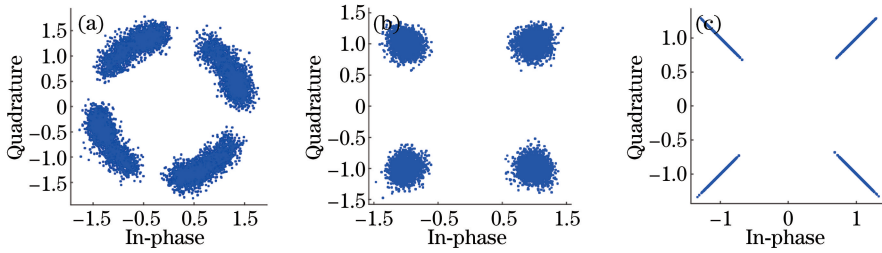


图 2 忽略频偏时的星座图。(a)载波相位恢复之前的星座图;(b)传统  $M$  次方载波相位恢复算法处理之后的星座图;(c)本文算法处理之后的星座图

Fig. 2 Constellation diagrams when frequency offset is ignored . (a) Constellation diagram when carrier phase recovery is not performed; (b) constellation diagram after processing by traditional  $M$ -th power carrier phase recovery algorithm; (c) constellation diagram after processing by proposed algorithm

图 3(a)为上述仿真中利用传统载波相位恢复算法进行相位补偿之后得到的信号相位与原调制相位之间的误差;图 3(b)为利用本文算法进行相位补偿之后得到的信号相位与原调制相位之间的误差。从图 3 可以看出,利用传统算法恢复之后信号的相位与原调制相位之间的误差可达到 0.3 rad,利用本文算法进行相位恢复之后信号的相位与原调制相位之间的误差减小到了  $10^{-16}$  rad,

表明本文算法可以准确地恢复出每个信号的调制相位。

综上所述,改进的载波相位恢复算法能一次性估计出残余频偏、激光器相位噪声、加性高斯噪声引起的总相位偏移。因此,在加入频偏而不进行频偏补偿的情况下,直接利用载波相位恢复算法进行仿真。设置符号速率为 32 GBaud,激光器线宽为 200 kHz,频偏设置为 1 GHz,信噪比为 17 dB,符号

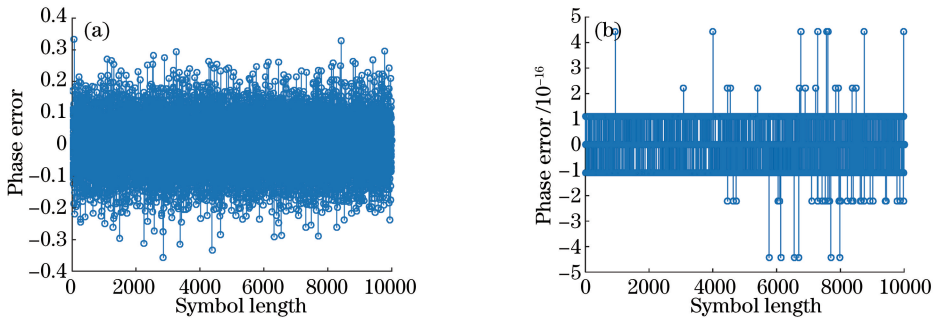


图 3 信号相位与原调制相位之间的误差。(a)传统  $M$  次方载波相位恢复算法进行相位补偿后;(b)本文算法进行相位补偿后

Fig. 3 Error between signal phase and original modulation phase. (a) Error after phase compensation using traditional  $M$ -th power carrier phase recovery algorithm; (b) error after phase compensation using proposed algorithm

长度为 10000。图 4(a) 为加入 1 GHz 频偏后未进行载波相位恢复时的星座图; 图 4(b) 为在不进行频偏补偿的条件下, 用传统算法进行相位恢复后信号的星座图; 图 4(c) 为在不进行频偏补偿的条件下, 利用本文算法进行相位恢复后信号的星座图。从图

4 可以看出: 在加入 1 GHz 频偏后, 不进行频偏补偿的条件下, 传统算法不能恢复相位; 本文算法能估计出由频偏、相位噪声、加性高斯噪声引起的总相位偏移, 并能准确地恢复出调制相位。利用本文算法进行载波相位恢复时, 可以省略掉频偏补偿过程。

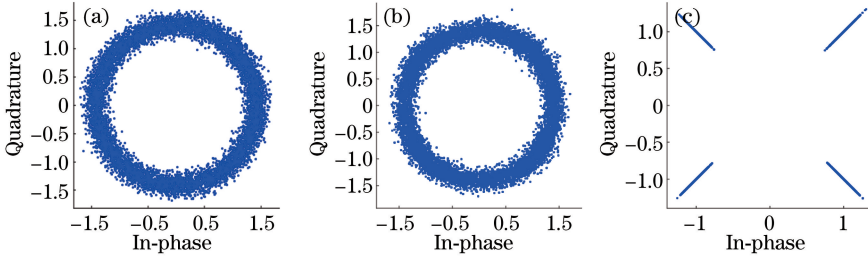


图 4 信号星座图。(a) 加入 1 GHz 频偏后未进行载波相位恢复的星座图; (b) 在不进行频偏补偿的条件下, 传统的  $M$  次方载波相位恢复算法进行相位恢复后的星座图; (c) 在不进行频偏补偿的条件下, 本文算法进行相位恢复后的星座图

Fig. 4 Constellation diagrams. (a) Constellation diagram when 1-GHz frequency offset is added and carrier phase recovery is not performed; (b) constellation diagram after phase recovery using traditional  $M$ -th power carrier phase recovery algorithm, without compensation for frequency offset; (c) constellation diagram after phase recovery using proposed algorithm, without compensation for frequency offset

在进行相位解扰时引入了一个限制条件, 即相邻两符号相位偏移量之差小于  $\pi/4$ , 相位解扰是在满足该条件的前提下进行的。符号相位偏移量是指信号相位离调制相位的偏移量, 该偏移量由频偏、激光器相位噪声以及加性高斯噪声共同引起。图 5 为在某些线宽条件下, 满足相位解扰限制条件仿真所允许的最大频偏随信噪比 ( $R_{SNR}$ ) 的变化, 其中符号速率为 32 GBaud, 符号序列为 2000 万, 每个符号都准确完成相位恢复时所得到的仿真结果。从图 5 可以看出, 随着信噪比的增加, 本文算法对频偏的容忍性得到了加强。

线宽的要求。如果在前面引入频偏估计算法补偿掉频偏, 就会降低该限制条件对激光器线宽及信噪比的要求。图 6 为在 32 GBaud 符号速率以及 1 GHz 频偏时, 引入一个两级的频偏估计算法进行频偏补偿<sup>[11]</sup> 以及不进行频偏补偿两种情况下, 满足相位解扰限制条件所允许的最低信噪比随线宽的变化关系。结果表明: 在进行频偏补偿的前提下, 线宽为 200 kHz 时, 满足条件的最低信噪比为 14.58 dB; 在不进行频偏补偿时, 满足条件的最低信噪比为 16.8 dB; 在满足该条件的情况下, 该算法能准确估计出由残余频偏、相位噪声及加性高斯噪声引起的总相位偏移量, 并准确地恢复出调制相位。

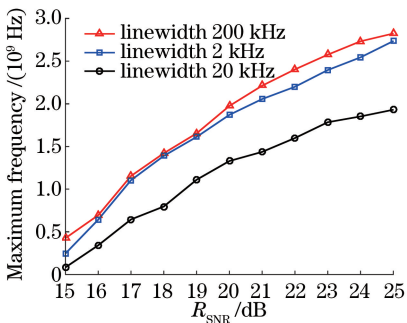


图 5 不进行频偏补偿的前提下, 本文算法能容忍的最大频偏随信噪比的变化

Fig. 5 Maximum frequency offset that proposed algorithm can tolerate as function of signal-to-noise ratio without compensation for frequency offset

虽然利用本文算法可以在不进行频偏补偿的前提下完成相位恢复, 但这样会提高算法对信噪比和

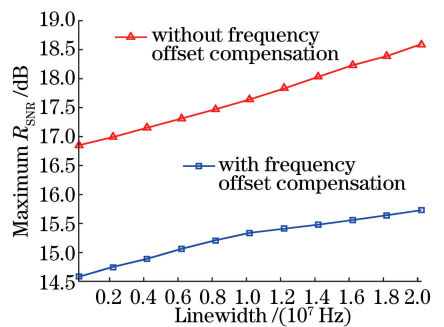


图 6 频偏补偿前后符合本文算法要求的最低信噪比随线宽的变化

Fig. 6 Minimum signal-to-noise ratio that meets requirement of proposed algorithm as function of linewidth with and without compensation for frequency offset

## 4 结 论

提出了一种高精度载波相位恢复算法,即将残余频偏、相位噪声及加性高斯噪声引起的相位偏移量看作整体,估计出由这三个因素引起的总相位偏移,进而再准确地恢复出每个符号的调制相位。仿真了该算法在符号速率为 32 GBaud 的 QPSK 系统中的性能,在线宽为 200 kHz、信噪比为 14.58 dB 时,该算法能够将信号的相位准确地恢复到调制相位。在信噪比达到 16.8 dB 时,该算法能够容忍 1 GHz 频偏,可以在无频偏补偿的前提下直接完成相位恢复。此外,由于减少了传统算法中求和取平均的步骤,因此该算法的复杂度得到了降低。

## 参 考 文 献

- [1] Kikuchi K. Coherent optical communications: historical perspectives and future directions [M] // Nakazawa M, Kikuchi K, Miyazaki T. High spectral density optical communication technologies. Berlin, Heidelberg: Springer, 2010, 6: 11-49.
- [2] Xu M. Study on key algorithms of digital signal processing in coherent optical communication system [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2015. 许沐. 相干光通信系统接收端关键数字信号处理算法的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2015.
- [3] Ip E, Lau A P T, Barros D J F, *et al.* Coherent detection in optical fiber systems [J]. Optics Express, 2008, 16(2): 753-791.
- [4] Kikuchi K. Digital coherent optical communication systems: fundamentals and future prospects [J]. IEICE Electronics Express, 2011, 8(20): 1642-1662.
- [5] Ip E, Kahn J M. Feedforward carrier recovery for coherent optical communications [J]. Journal of Lightwave Technology, 2007, 25(9): 2675-2692.
- [6] Qiao Y J, Du X, Ji Y F. Phase estimating method in optical QPSK transmission system [J]. Acta Optica Sinica, 2010, 30(5): 1229-1233. 乔耀军, 杜晓, 纪越峰. 光四相相移键控传输系统中相位估计算法研究 [J]. 光学学报, 2010, 30(5): 1229-1233.
- [7] Pfau T, Hoffmann S, Noe 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.
- [8] Zhong K P, Li T J, Sun J, *et al.* Improved carrier phase estimation algorithm based on linear phase interpolation [J]. Acta Optica Sinica, 2013, 33(9): 0906012. 钟康平, 李唐军, 孙剑, 等. 基于线性相位插值的增强型载波相位估计算法 [J]. 光学学报, 2013, 33(9): 0906012.
- [9] Feng J. Study on carrier phase estimation in coherent optical communication [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2016. 冯婕. 相干光通信系统中载波相位估计算法研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2016.
- [10] Bilal S M, Fludger C, Bosco G. Carrier phase estimation in multi-subcarrier coherent optical systems [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2016, 28(19): 2090-2093.
- [11] Feng J, Xiao J X, Han J L, *et al.* Low complexity frequency offset estimation algorithm based on amplitude ratio [J]. Acta Optica Sinica, 2015, 35(5): 0506007. 冯婕, 肖骏雄, 韩纪龙, 等. 基于幅度比值的低复杂度频偏估计算法 [J]. 光学学报, 2015, 35(5): 0506007.