

相干光通信载波相位恢复算法研究

徐文婧^{1,2**}, 李岩^{1,2*}, 刘宇旻^{1,2}, 李永富^{1,2}, 郭宏翔^{1,2}, 邱吉芳^{1,2}, 洪小斌^{1,2},
李蔚^{1,2}, 左勇^{1,2}, 伍剑^{1,2}

¹北京邮电大学电子工程学院, 北京 100876;

²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 针对目前相干光通信正交相移键控(QPSK)系统载波相位恢复算法的两种实现方式——基于复数运算和基于角度运算,就基于复数运算的 Viterbi-Viterbi 相位估计(VVPE)算法和基于角度运算的重心相位估计(BCPE)算法的恢复性能和硬件实现复杂度两个方面进行分析和对比。仿真证明 VVPE 算法比 BCPE 算法对抗加性噪声的能力更强,产生周期滑动的概率更低,两种算法在无周期滑动时性能接近。进行了速率为 2.5 GBaud(符号率线宽积 4×10^{-5})和 10 GBaud(符号率线宽积 1×10^{-5})的 QPSK 相干接收实验,采用 Matlab 离线和 Verilog 离线方式,对两种算法的性能进行了验证。结果表明:对于 2.5 GBaud 的 QPSK 信号,优化均值滤波器长度后,两种算法的接收灵敏度均为 $-52 \text{ dBm}@1 \times 10^{-3}$,VVPE 算法和 BCPE 算法分别在接收功率为 -54 dBm 和 -53 dBm 时产生周期滑动;对于 10 GBaud 的 QPSK 信号,优化均值滤波器长度后,两种算法的接收灵敏度均为 $-47 \text{ dBm}@1 \times 10^{-3}$,BCPE 算法在接收功率为 -52 dBm 时产生周期滑动。基于 Xilinx 公司的 Virtex Ultrascale+ 系列现场可编程门阵列(FPGA)开发平台,对系统速率为 10 GBaud、并行路数为 64 的两种算法进行了对比,结果表明 VVPE 算法在输入信号位数为 8、BCPE 算法在输入信号位数为 16 时,接收灵敏度均为 $-51 \text{ dBm}@2 \times 10^{-2}$,BCPE 算法相对于 VVPE 算法,硬件查找表资源占用量降低了约 5.78%。

关键词 光通信; 相干通信; 相位调制

中图分类号 TN914 文献标志码 A

doi: 10.3788/AOS202141.1206002

Carrier Phase Recovery Algorithm for Coherent Optical Communication

Xu Wenjing^{1,2**}, Li Yan^{1,2*}, Liu Yuyang^{1,2}, Li Yongfu^{1,2}, Guo Hongxiang^{1,2},
Qiu Jifang^{1,2}, Hong Xiaobin^{1,2}, Li Wei^{1,2}, Zuo Yong^{1,2}, Wu Jian^{1,2}

¹School of Electronic Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China;

²State Key Laboratory of Information Photonics and Optical Communications, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China

Abstract In current quadrature phase shift keying (QPSK) systems for coherent optical communications, there are two algorithms based on complex operation and angle operation to recover carrier phase. This paper analyzed and compared the recovery performance and implementation complexity of the Viterbi-Viterbi phase estimation (VVPE) algorithm based on complex operation and the barycenter phase estimation (BCPE) algorithm based on angle operation. The simulation proves that the VVPE algorithm is stronger in resisting additive noise than the BCPE algorithm and has a lower probability of cycle slip. The performances of the two algorithms are close when there is no cycle slip. In this paper, we carried out QPSK coherent reception experiments with rates of 2.5 GBaud (the product of symbol rate and linewidth is 4×10^{-5}) and 10 GBaud (the product of symbol rate and linewidth is $1 \times$

收稿日期: 2020-12-01; 修回日期: 2020-12-30; 录用日期: 2021-01-26

基金项目: 国家重点研发计划(2019YFB1803601)、国家自然科学基金(61875019, 61675034)、中央高校基本科研业务基金

* E-mail: liyan1980@bupt.edu.cn; ** E-mail: wenjing2019@bupt.edu.cn

10^{-5}). Then, we evaluated the performance of the two algorithms using the offline Matlab and Verilog methods. For the 2.5 GBaud QPSK signal, after the length of the average filter is optimized, the receiving sensitivity of the two algorithms is $-52 \text{ dBm}@1 \times 10^{-3}$, and when the cycle slip occurs, the receiving power of the VVPE algorithm and BCPE algorithm is -54 dBm and -53 dBm , respectively. For the 10 GBaud QPSK signal, after the length of the average filter is optimized, the receiving sensitivity of the two algorithms is $-47 \text{ dBm}@1 \times 10^{-3}$, and in the case of cycle slip, the receiving power of the BCPE algorithm is -52 dBm . Relying on Xilinx Virtex Ultrascale+ FPGA, this paper compared the two algorithms with 10 GBaud system rate and 64 parallel channels. Regarding 8-bit and 16-bit input signals respectively for the VVPE algorithm and BCPE algorithm, the receiving sensitivity is $-51 \text{ dBm}@2 \times 10^{-2}$. The occupancy of the hardware look-up table of the BCPE algorithm is about 5.78% lower than that of the VVPE algorithm.

Key words optical communications; coherent communications; phase modulation

OCIS codes 060.1660; 060.4510; 060.5060

1 引言

随着相干光通信技术的发展,光纤通信系统和空间激光通信系统均取得了突破性进展,目前光纤通信系统主流的通信速率为 $100 \sim 400 \text{ Gbit/s}^{[1-2]}$,但是空间激光通信系统主流的通信速率为 $10 \sim 40 \text{ Gbit/s}^{[3-4]}$,低于光纤通信系统,美国、欧洲国家、日本等都对空间激光通信系统所涉及的各项关键技术展开了全面深入的研究^[5-9]。本论文的研究对象为基于现场可编程门阵列(FPGA)的空间相干激光通信系统,其主要应用场景为星间和星地激光传输^[10]。受卫星通信载荷体积质量功耗,以及通信链路损耗的限制,正交相移键控(QPSK)调制格式为卫星激光相干通信的主流调制格式^[11-12]。

在相干光通信系统中,一般采取相干探测的方式来提高接收机的灵敏度,其中,相干探测主要通过将本振信号与接收信号经过光混频器拍频实现。但由于两个信号的中心频率难以保持完全一致,且本振激光器的线宽将引入相位偏移,因此需要相应的频偏恢复和相位恢复数字信号处理算法,来实现高性能的信号传输。

目前 QPSK 系统载波相位恢复算法主要有两种实现方式:基于复数运算和基于角度运算。其中,基于复数运算的算法由于其良好的恢复性能,被广泛研究^[13-15],如 Viterbi-Viterbi 算法^[16]、盲相位搜索算法^[17]和基于快速傅里叶变换的频率估计算法^[18]等,其中最经典的是基于 Viterbi-Viterbi 的前馈载波恢复算法。然而,由于基于复数运算的恢复算法具有较高的复杂度,Boucheret^[19]、Hoffmann^[20]等采用基于角度运算的载波恢复算法,解决了复数运算在实时实现时占用资源量较大的问题。

考虑到目前没有专门针对上述两种算法的综合分析,因此本文重点研究在 QPSK 系统下,基于角度运算与基于复数运算的载波相位估计算法的性能

差异,对基于复数运算的 Viterbi-Viterbi 相位估计(VVPE)算法和基于角度运算的重心相位估计(BCPE)算法的恢复效果和实现复杂度进行详细的对比分析。本文将从算法原理分析、仿真分析、实验验证和硬件实现四个方面来对两种算法的综合性能进行研究,旨在为实际的工程应用提供更多有价值的参考。

本文通过仿真分析,研究两种算法在不同信噪比、不同符号率线宽积(激光器线宽与系统速率的比值)和不同均值滤波器长度下的性能,结果表明,在同一系统环境下,当符号率线宽积为 1×10^{-4} 、均值滤波器长度为 64 时,VVPE 算法在每个码元符号的信号能量 E_b 与噪声功率谱密度 N_0 的比值小于 2 dB、BCPE 算法在 E_b/N_0 小于 3 dB 时,容易出现周期滑动现象^[21-22],致使信号无法恢复。同时,仿真表明,VVPE 算法比 BCPE 算法对抗加性白噪声的能力更强,且当 BCPE 算法的均值滤波器长度约为 VVPE 算法的两倍时,BCPE 算法能取得和 VVPE 算法相近的性能。实验结果也证明:在同一系统环境下,无周期滑动时,VVPE 算法与 BCPE 算法性能相近;有周期滑动时,VVPE 算法出现周期滑动的接收功率比 BCPE 算法出现周期滑动的接收功率低约 1 dB。为了满足在 10 GBaud 系统下,接收灵敏度达 $-51 \text{ dBm}@2 \times 10^{-2}$ 的性能,本文基于 Xilinx 公司的 Virtex Ultrascale+ 系列 FPGA 开发平台,选取 VVPE 算法和 BCPE 算法的信号输入位数分别为 8 和 16,对比了并行路数为 64 的硬件代码资源量,发现 BCPE 算法的硬件查找表资源占用量比 VVPE 算法降低了约 5.78%。

2 基本原理

2.1 算法原理

图 1 为 QPSK 系统接收部分的原理框图,接收端信号经过相干接收机接收和模数转换(ADC)采

样,通过数字信号处理算法(包括:时钟恢复算法、频偏估计算法、相位估计算法),完成数据恢复,进行误码率计算。其中,载波相位估计算法主要用于去除由于激光器自身线宽引起的相位噪声的影响,从而恢复出原始信号,对于整个相干光通信系统的传输起着至关重要的作用。目前常用的 QPSK 系统载

波相位估计算法主要有两种形式:基于复数运算和基于角度运算。其中,由于 VVPE 算法恢复性能稳定、灵敏度范围较大,因此本文选取 VVPE 算法来研究基于复数运算的算法性能;由于 BCPE 算法^[19]资源占用量较低,更利于硬件实现,因此本文选取 BCPE 算法来研究基于角度运算的算法性能。

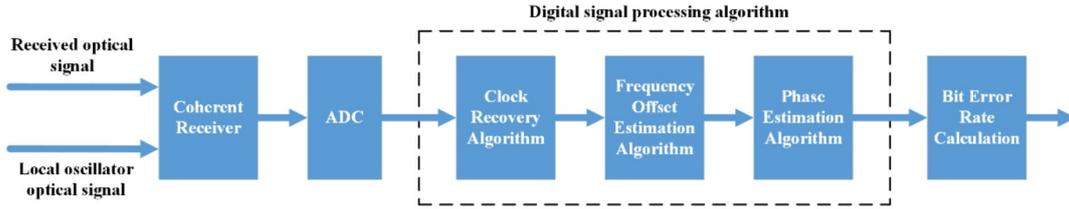


图 1 基于数字信号处理的相干接收系统

Fig. 1 Coherent receiving system based on digital signal processing

由图 1 算法流程可知,QPSK 信号在经过频偏估计算法后频率偏移被去除,接收到的第 k 个码元 S_k 可表示为

$$S_k = \exp[j(a_k + \theta_k)] + n_k = s_k + n_k, \quad (1)$$

式中, a_k 为原始信号相位, θ_k 为激光器相位噪声, n_k

为加性白噪声, $s_k = \exp[j(a_k + \theta_k)]$ 为第 k 点处不考虑加性噪声影响的码元信号。图 2 为相位恢复算法的系统框图,其中图 2(a)、图 2(b)分别为 VVPE 算法和 BCPE 算法的恢复流程, $\text{Arg}(\cdot)$ 表示角函数。

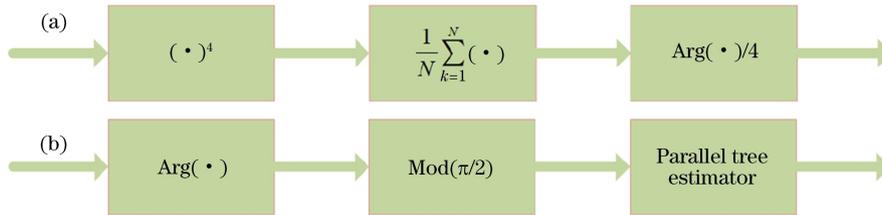


图 2 相位恢复算法框图。(a) VVPE 算法;(b) BCPE 算法

Fig. 2 Block diagrams of phase recovery algorithms. (a) VVPE algorithm; (b) BCPE algorithm

图 2(a)为 VVPE 算法的系统框图,其中, N 为均值滤波器的输入信号的个数。由激光器相位噪声的慢变特性可知,在一定的信号长度范围内,相位噪声可近似看作不变。因此,VVPE 算法通过对接收的信号 S_k 进行四次方运算,去除调制信号,其运算过程为

$$S_k^4 = s_k^4 + 6s_k^2 n_k^2 + 4s_k^3 n_k + 4s_k n_k^3 + n_k^4, \quad (2)$$

其中:

$$s_k^4 = \exp[j \times 4(a_k + \theta_k)] = \exp(j \times 4a_k) \times \exp(j \times 4\theta_k). \quad (3)$$

当信号长度小于等于 N 时,对四次方后的信号进行均值滤波,以去除加性白噪声对信号的影响。对所得的信号求角,并除以 4,从而近似估计出激光器的相位噪声 θ'_k 。

对于 QPSK 信号来说, $a_k \in \{\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4\}$,经过四次方运算后,符号相位存在固定值为 π 的残留调制相位,当取出载波相位后,需要减去该残留值,即

$$\theta'_k = \frac{1}{4} \left[\text{Arg} \left(\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N S_k^4 \right) - \pi \right]. \quad (4)$$

图 2(b)为 BCPE 算法的系统框图,其中 Parallel tree estimator 表示并行树估计器,其结构如图 3 所示。考虑到要从信号角度出发来解决相位噪声的问题,BCPE 算法对接收的复数信号进行求角,并对角度进行 $\pi/2$ 的取模操作,将角度归于 $[0, \pi/2)$,由并行树估计器去除调制相位和加性噪声相位的影响,获得所需的载波相位估计值^[20]。

$$\psi_k = \text{Arg}(S_k) \bmod 2\pi = (a_k + \theta_k + \gamma_k) \bmod 2\pi, \quad (5)$$

$$\varphi_k = \psi_k \bmod \frac{\pi}{2}, \quad (6)$$

式中, ψ_k 表示接收到的复数信号的角度, γ_k 为加性白噪声的贡献角度, φ_k 为并行树估计器的输入信号角度。 $\psi_k \bmod \pi/2$ 操作的效果与 $[\text{Arg}(S_k^4) \bmod 2\pi] / 4$ 是一样的。从硬件实现的角度出发,BCPE 算法

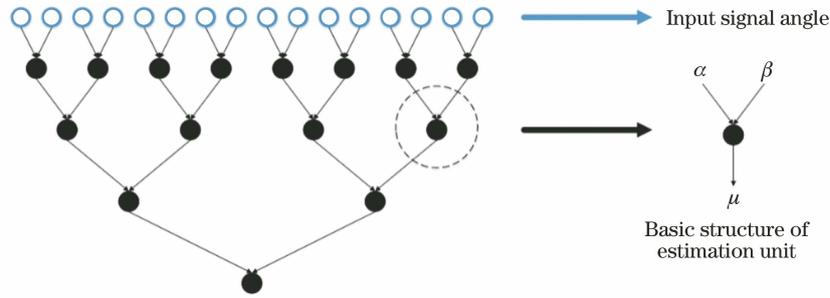


图 3 并行树估计器结构

Fig. 3 Structure of parallel tree estimator

该部分的操作相比于 VVPE 算法少了四次方的乘法运算,能在一定程度上节省硬件资源量。

图 3 左半部分是一个 $N=16$ 的并行树估计器结构,由 15 个估计单元得出最终的估计结果 μ 。其中空心圆部分为输入的信号角度,实心圆部分为小型的估计单元。图 3 右半部分展示了估计单元的基本结构^[23],其估计原理如下:

$$\mu = \frac{1}{4} \{ \text{Arg}[\exp(j4\alpha) + \exp(j4\beta)] \text{mod } 2\pi \}. \quad (7)$$

估计单元输入值 α, β 的和为 σ , 差为 δ , 即 $\sigma = \alpha + \beta$, $\delta = \alpha - \beta$ 。因此得到基于 σ 和 δ 的估计结果 μ 的替代计算公式为

$$\mu = \left\{ \frac{\sigma}{2} + \frac{\pi}{4} \text{ceiling} \left[\frac{|\delta|}{\pi/4} \right] \right\} \text{mod } \frac{\pi}{2}, \quad (8)$$

式中: $\text{ceiling}(\cdot)$ 为向上取整函数。

此处相当于将复数域的均值运算转化为角度域的估计运算,能够去除调制信号角度和加性噪声信号角度的影响,估计出激光器相位噪声。BCPE 算法相较于 VVPE 算法,只有加减和取模运算,运算简单,实现复杂度相对较低。

2.2 仿真分析

通过 Matlab 仿真搭建 10 GBaud 的 QPSK 相干光通信系统,对基于复数运算和基于角度运算的两种算法性能进行分析。通过研究不同信噪比、不同符号率线宽积和不同均值滤波器输入信号个数 N 下,载波相位恢复算法的信号误码率情况和噪声相位方差情况,结合信号星座图和噪声相位统计特性,综合分析两种算法的性能差异。其中,用于仿真计算的总符号数为 65536。

2.2.1 不同信噪比下算法恢复性能对比

在均值滤波器输入信号个数 $N=64$, 符号率线宽积 $(\Delta\nu \times T_s)$, 其中 ν 为激光器线宽, T_s 为码元周期)为 1×10^{-4} 的情况下,研究 VVPE 算法和 BCPE

算法在不同信噪比下的恢复性能,并根据性能结果,分析噪声相位方差特性,对比总结两种算法的性能差异。不同每个码元符号的信号能量 E_b 与噪声功率谱密度 N_0 的比值 (E_b/N_0) 下算法恢复性能情况分别如图 4 所示,其中,BER 为误码率。

图 4 为不同 E_b/N_0 下两种算法的恢复性能结果图,其中针对两个算法有相近恢复性能和有不同恢复性能的情况,选取 $E_b/N_0=2$ dB 和 $E_b/N_0=7$ dB,给出两种算法所对应的信号恢复星座图,如图 4(b)所示。通过星座图能够更直观地观察到信号恢复的结果:当信噪比较大(如 $E_b/N_0=7$ dB)时,系统无周期滑动,信号恢复错误的点主要分布在 QPSK 信号四个相位的边沿处,这种错点是由加性噪声叠加在各个相位点上,使得边沿处的点更容易发生相位越界而导致的,其结果如图 4(b3)和图 4(b4)所示;当信噪比较小(如: $E_b/N_0=2$ dB)时,系统容易发生周期滑动,信号错点分散在整个 QPSK 信号的四个相位上,这种错点是由于信号噪声太大,信号角度估计不准确,发生相位跳变,并且通过相位跳变检测机制错误无法纠正所导致的,其结果如图 4(b2)所示。

图 5 为 E_b/N_0 分别为 2 dB 和 7 dB 时,两种算法进行信号解卷绕后的角度^[24]情况,由图 5 可知,信噪比越小,信号发生周期滑动的概率越大,越容易产生信号跳变,导致信号无法恢复。其中图 5(b)为 $E_b/N_0=2$ dB 时,BCPE 算法的相位情况,对比图 5(a)VVPE 算法的相位情况可知,在相同实验环境下,BCPE 算法出现周期滑动的概率高于 VVPE 算法。进一步结合图 4 和图 5 可知, VVPE 算法比 BCPE 算法具有更好的对抗周期滑动的能力,其中, VVPE 算法在 E_b/N_0 低于 2 dB 时出现周期滑动, BCPE 算法在 E_b/N_0 低于 3 dB 时出现周期滑动。

图 6 为不同 E_b/N_0 下的噪声相位方差情况,该噪声相位方差与图 4 系统环境下的两种算法的恢复性能相对应(符号率线宽积 1×10^{-4} , $N=64$),其中,

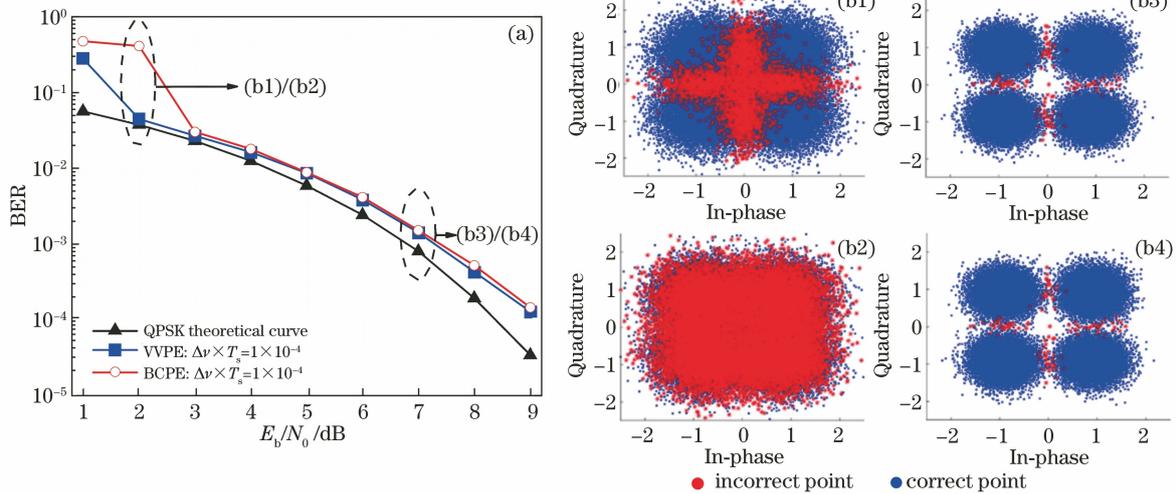


图 4 不同 E_b/N_0 下各类相位估计算法的误码率性能及部分星座图。(a)误码率性能曲线图;(b1) VVPE 的星座图($E_b/N_0 = 2$ dB);(b2) BCPE 的星座图($E_b/N_0 = 2$ dB);(b3) VVPE 的星座图($E_b/N_0 = 7$ dB);(b4) BCPE 的星座图($E_b/N_0 = 7$ dB)

Fig. 4 BER performance versus E_b/N_0 using different phase estimation algorithms and partial constellation diagrams.

(a) BER performance; (b1) constellation diagram of VVPE ($E_b/N_0 = 2$ dB); (b2) constellation diagram of BCPE ($E_b/N_0 = 2$ dB); (b3) constellation diagram of VVPE ($E_b/N_0 = 7$ dB); (b4) constellation diagram of BCPE ($E_b/N_0 = 7$ dB)

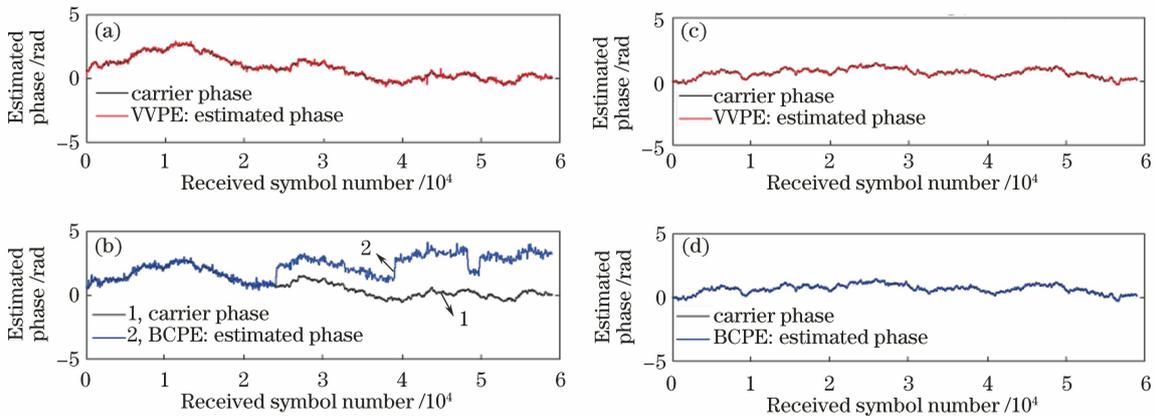


图 5 解卷绕后的载波相位估计情况。(a) VVPE($E_b/N_0 = 2$ dB);(b) BCPE($E_b/N_0 = 2$ dB); (c) VVPE($E_b/N_0 = 7$ dB);(d) BCPE($E_b/N_0 = 7$ dB)

Fig. 5 Carrier phase estimation after unwrapping. (a) VVPE ($E_b/N_0 = 2$ dB); (b) BCPE ($E_b/N_0 = 2$ dB); (c) VVPE ($E_b/N_0 = 7$ dB); (d) BCPE ($E_b/N_0 = 7$ dB)

噪声相位方差是针对噪声相位的统计特性进行计算所得。由(1)式可知,在激光器相位噪声的慢变特性前提下(即激光器相位噪声的影响忽略不计),影响相位估计算法的主要因素为加性白噪声。因此,在不考虑激光器相位噪声的条件下,即 $\theta_k = 0$ 时,重点研究加性白噪声对两种算法恢复性能的影响。此时,加性白噪声对于系统性能的影响可以由经过相位估计后的噪声相位统计特性体现。对于 VVPE 算法来说,噪声相位即四次方运算后,经过均值滤波,求角除以 4 后的信号角度情况;对于 BCPE 算法来说,噪声相位即信号求角,模 $\pi/2$ 后,经过树形估计器后的角度情况。

不考虑激光器相位噪声,通过研究不同系统性能下,信号经过相位估计算法后的角度,得到噪声在 $[-\pi/4, \pi/4]$ 范围内的分布情况(QPSK 信号点数为:65536)。图 7(a)和图 7(b)中分别给出了图 6 中所对应的 $E_b/N_0 = 2$ dB 和 $E_b/N_0 = 7$ dB 时,两种算法的噪声相位统计特性图,其中,PDF 表示概率密度函数。

由图 6 和图 7(a)、图 7(b)可知,信噪比越低,噪声方差越大,噪声相位分布越离散。同时,在相同信噪比下,BCPE 算法的噪声方差大于 VVPE 算法的噪声方差,且这种噪声方差差异随着系统信噪比的降低而增大。当信噪比较大时,二者的噪声方差均

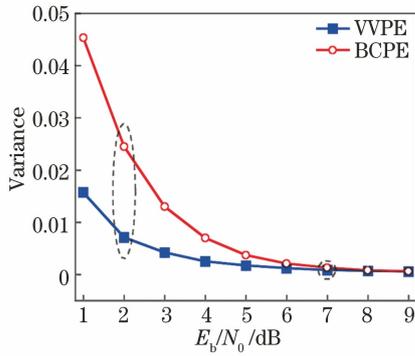


图 6 不同 E_b/N_0 下各类相位估计算法的噪声相位方差情况

Fig. 6 Noise phase variance versus E_b/N_0

using different phase estimation algorithms

相对较小,此时噪声方差的差值也较小,因此差异不明显;当信噪比较低时,BCPE算法的噪声相位分布

相对更加离散,而 VVPE 算法的噪声相位分布相对更加集中,此时两个算法的差异明显。

通过对两个算法噪声统计特性的分析,结合两个算法的不同噪声传递特性可知,BCPE 算法为基于角度运算的算法,VVPE 算法为基于复数运算的算法,两个算法在进行信号处理时对于加性白噪声的传递机制不同,BCPE 算法传递的是加性噪声的贡献角度 γ_k ,而 VVPE 算法传递的是整个加性白噪声 n_k ,故导致两个算法的噪声相位统计特性有差异。由图 6 的两种算法的噪声方差对比情况和图 7 中的噪声相位分布的统计特性可知,VVPE 算法的噪声传递特性优于 BCPE 算法的噪声传递特性,从而导致在相同系统环境下,当信噪比较低时,VVPE 算法比 BCPE 算法出现周期滑动的概率更低。

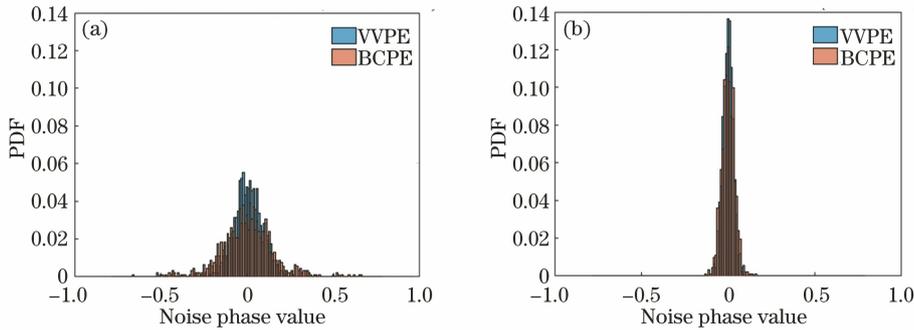


图 7 噪声相位统计分布特性。(a) $E_b/N_0 = 2$ dB;(b) $E_b/N_0 = 7$ dB

Fig. 7 Statistical distributions of noise phase. (a) $E_b/N_0 = 2$ dB; (b) $E_b/N_0 = 7$ dB

2.2.2 不同符号率线宽积下算法恢复性能对比

在均值滤波器输入信号个数 $N = 64$, E_b/N_0 分别为 2 dB、4 dB、6 dB、8 dB 时,研究 VVPE 算法和 BCPE 算法在不同符号率线宽积下的算法恢复性能。图 8 给出了 VVPE 算法和 BCPE 算法在无激光器线宽时,不同信噪比的误码率值。

由图 8 可知,当信噪比为 4 dB~8 dB 时,随着

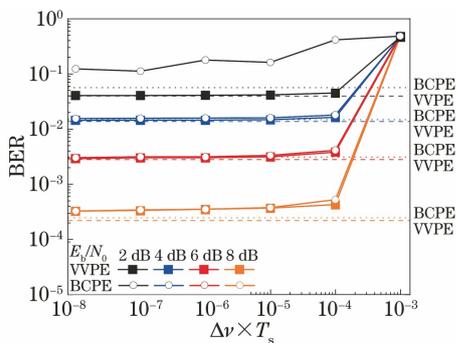


图 8 不同 $\Delta\nu \times T_s$ 下各类相位估计算法的误码率性能

Fig. 8 BER performance versus $\Delta\nu \times T_s$ using different phase estimation algorithms

符号率线宽积的增加,VVPE 算法和 BCPE 算法的误码率相对于无相位噪声时有增加的趋势,在符号率线宽积为 1×10^{-4} 时,这种增加现象相对更加明显。但随着符号率线宽积的不断增大,当达到 1×10^{-3} 时,两种算法均无法恢复信号。当信噪比为 2 dB 时,由于信噪比太低,加性白噪声为影响系统性能的主要因素,此时,VVPE 算法在符号率线宽积 1×10^{-4} 以内,仍可以恢复信号;BCPE 算法由于噪声的传递特性不同,噪声方差较大,在无激光器线宽影响时可以恢复出信号,但当有激光器线宽影响时无法正常恢复出信号。

符号率线宽积越高,系统性能越差。当符号率线宽积大于 1×10^{-3} 时,两个算法均无法正常恢复出信号。考虑到符号率线宽积对于系统性能的影响,且符号率线宽积为激光器线宽与系统速率的比值,可知该值与激光器线宽成正比,与系统速率成反比,因此,在实际项目工程应用时,需要合理考虑激光器线宽和系统速率的大小,以期获得最佳的系统性能。

2.2.3 不同均值滤波器长度下算法恢复性能对比

由于加性白噪声对于系统性能有较大的影响,而 VVPE 算法与 BCPE 算法对于加性噪声的处理能力均与均值滤波器的输入信号个数 N 有关,因此在符号率线宽积为 1×10^{-4} , E_b/N_0 分别为 2 dB、4 dB、6 dB、8 dB 时,研究不同均值滤波器长度 N 对于相位估计算法性能的影响(考虑到硬件实现中的并行路数和 FPGA 开发板的稳定工作频率,此处均值滤波器长度选取 $2^{n'}$ 来进行研究, n' 为正整数),为相位估计选择合适的 N 值。

当 N 值较小时,算法对于加性白噪声的平均效果不理想,此时增大 N 值,会改善均值滤波的效果,更好地去除噪声信号,提升系统相位估计的准确性。但随着 N 值的不断增大,加性白噪声去除效果显著,此时影响载波相位恢复效果的主要因素变为由激光器线宽所引入的相位噪声。 N 值不断增大,导致在这段较长的信号范围内,激光器相位噪声不完全满足慢变特性,从而影响信号的恢复性能。 N 值增大到一定程度后,会直接影响载波相位恢复的性能,无法恢复出信号。因此相位恢复性能的关键在于平衡加性白噪声与激光器相位噪声的影响,选取合适的 N 值进行均值滤波。不同 N 值下相位估计算法的恢复性能结果如图 9 所示。

图 9 给出符号率线宽积为 1×10^{-4} 时,不同信噪比下,误码率随 N 值的变化情况。均值滤波器长度对于系统性能的影响显著,随着 N 值的增大,两种算法对抗白噪声的能力增强,误码率降低;当 N 增大到 256 时,在此信号长度范围内,激光器相位噪声不满足慢变特性,因此无法恢复出信号。随着信噪比的降低,获得最优误码特性所需的 N 值增大。在信噪比为 2 dB、4 dB 和 6 dB 时, VVPE 算法获得最优误码率的最小 N 值分别为 128、32 和 8, BCPE 算法获得最优误码率的最小 N 值分别为 256、64

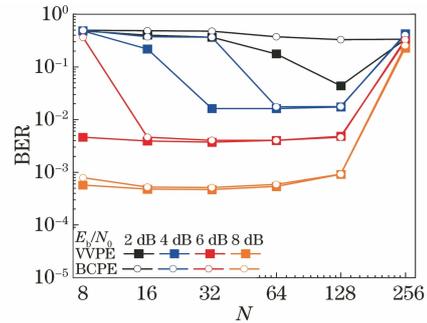


图 9 不同均值滤波器长度下各类相位估计算法的误码率性能

Fig. 9 BER performance versus average filter length using different phase estimation algorithms

和 16;在信噪比为 8 dB 时, VVPE 算法和 BCPE 算法所需的最小 N 值低于 8。由于符号率线宽积限制了 N 值的最大取值,因此随着信噪比的降低,获得最优误码率的 N 值范围变小。从图 9 还可以看出, BCPE 算法所需的最小 N 值约是 VVPE 算法的两倍,当信噪比恶化为 2 dB 时, VVPE 算法在 N 值取 128 时仍能获得约 4×10^{-2} 的误码率,但由于 BCPE 算法的最小 N 值大于 256,因此其无法正常恢复信号。

均值滤波器长度 N 除了影响信号恢复效果,还直接决定了算法的硬件实现的复杂度, N 值越大,硬件代码并行路数越多,资源占用量越大(一般 N 值翻一倍,硬件资源占用量也翻一倍),因此工程实现时需要权衡 N 值的大小。对于 10 GBaud 的系统,一般取 $N = 64$,在此 N 值下, VVPE 算法和 BCPE 算法均能达到较好的恢复性能,同时该条件下硬件实现复杂度相对于 128 路时也更低。

2.3 实验验证

2.3.1 实验平台介绍

针对仿真分析的结果,对两种算法在不同符号率线宽积和不同 N 值下的恢复性能进行实验验证,分析接收机灵敏度范围。实验平台如图 10 所示。

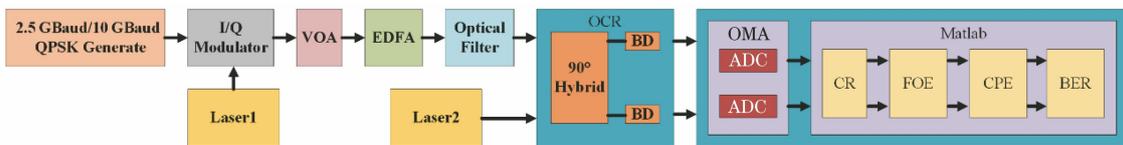


图 10 2.5 GBaud/10 GBaud QPSK 系统实验平台

Fig. 10 Experimental setup for 2.5 GBaud/10 GBaud QPSK system

图 10 中使用到的仪器有:可变光衰减器 (VOA)、掺铒光纤放大器 (EDFA)、光相干接收机 [OCR, 其中包括 90° 混频器和平衡探测器 (BD)], 光调制分析仪 (OMA)。涉及到的数字信号处理算法

有:时钟恢复算法 (CR)、频率偏移估计算法 (FOE)、载波相位估计算法 (CPE)。实验系统由线宽为 100 kHz 的窄线宽激光器产生直流光信号,误码分析仪产生 2.5 GBaud (符号率线宽积 4×10^{-5}) 和

10 GBaud(符号率线宽积 1×10^{-5}) 的电信号,将该电信号与发送端直流光信号进行 IQ 调制,调制后的信号经 VOA 进行衰减、EDFA 进行放大、光滤波器进行滤波,滤波后的信号与本振光一起传入光相干接收机,进行信号解调,并由 OMA 进行 ADC 采样,得到接收端信号。针对 OMA 采集到的数据,在 Matlab 上进行时钟恢复,消除发送端时钟与接收端 ADC 采样时钟间的频率偏移以及采样时钟的相位抖动问题;频率偏移估计算法去除了由于发送端与接收端激光器中心波长不一致引入的频率偏移问题;由载波相位估计算法,去除由于激光器自身线宽引起的相位噪声问题,恢复出原始信号,进而进行误码率计算。

实验完成了基于 Matlab 的浮点算法分析:就实验平台采集的数据,在 Matlab 中进行算法性能验证,其中浮点算法即算法数据均为浮点数运算。实验也完成了基于 Verilog 的定点算法分析:就实验平台采集的数据,在 Verilog 中进行算法性能验证,其中定点算法即算法数据均为整数运算(Verilog 硬件代码中数据均为整数,无浮点数的概念)。考虑到 Verilog 在进行算法性能验证时需要耗费较长的时间,因此也通过 Matlab 的定点计算近似替代 Verilog 的定点计算,辅助研究定点算法性能特性。在基于算法性能研究的基础上,对算法进行硬件实现,研究不同信号输入位数下算法硬件资源量占用量的情况,旨在为工程应用提供参考。

2.3.2 基于 Matlab 的浮点运算实验结果

为了验证不同符号线宽积下和不同 N 值下的相位恢复算法的性能,分别在符号速率为

2.5 GBaud 和 10 GBaud,激光器线宽为 100 kHz 的系统中,改变均值滤波器输入信号个数 N ,得到系统在不同的接收光功率下的恢复性能,结果如图 11 所示,其中 ROP 为接收光功率。

由图 11(a)和图 11(b)可知,对于符号率线宽积为 4×10^{-5} 的 2.5 GBaud 系统,当 N 取值为 16、32、64 时,VVPE 算法均在接收功率低于 -53 dBm 时出现周期滑动,BCPE 算法分别在接收功率低于 -52 dBm、 -53 dBm 和 -53 dBm 时,出现周期滑动。在接收功率大于 -52 dBm 时,两种算法性能相近。欲获得硬判决门限 1×10^{-3} 以下的误码率,VVPE 算法和 BCPE 算法的并行路数需为 16 路,因此在此系统环境下,均值滤波器长度一般取 16。对于符号率线宽积为 1×10^{-4} 的 10 GBaud 系统,当 N 取值为 32 时,VVPE 算法在接收功率低于 -51 dBm 时,出现周期滑动,当 N 取值为 64 和 128 时,VVPE 算法无周期滑动现象;当 N 取值分别为 32 和 64 时,BCPE 算法分别在接收功率低于 -50 dBm、 -51 dBm 时,出现周期滑动,当 N 取值为 128 时,BCPE 算法无周期滑动。在接收功率大于 -50 dBm 时,两种算法性能相近。欲获得软判决门限 2×10^{-2} 以下的误码率,VVPE 算法和 BCPE 算法的并行路数需分别为 32 路和 64 路,因此在此系统环境下,均值滤波器长度一般取 64。分析上述结果可知,在同一系统环境的情况下,VVPE 算法比 BCPE 算法性能更好,且 VVPE 算法出现周期滑动的接收功率比 BCPE 算法出现周期滑动的接收功率低约 1 dB。当无周期滑动时,两个算法性能接近。

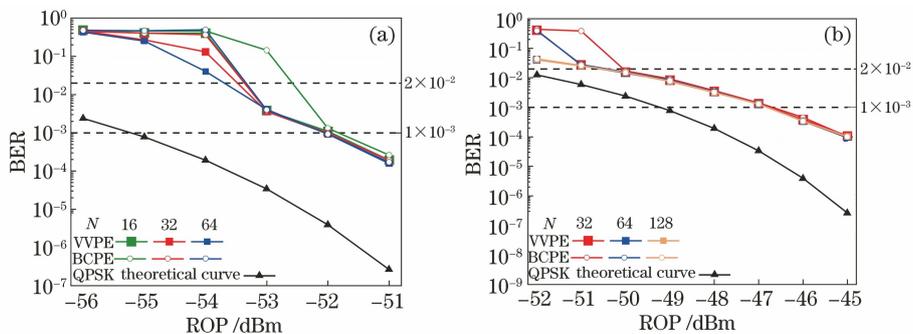


图 11 不同接收光功率下各类相位估计算法的误码率性能。(a) $\Delta\nu \cdot T_s = 4 \times 10^{-5}$; (b) $\Delta\nu \cdot T_s = 1 \times 10^{-5}$

Fig. 11 BER performance versus received optical power using different phase estimation algorithms.

(a) $\Delta\nu \cdot T_s = 4 \times 10^{-5}$; (b) $\Delta\nu \cdot T_s = 1 \times 10^{-5}$

由于实验条件不理想,上述实验结果与理论结果之间存在 2 dB~3 dB 的性能差距,其可能的影响因素包括:信号源功率较低,且不稳定;正交(IQ)调

制器的偏压不稳定,引入正交不平衡性问题;光滤波器滤波不理想,引入带外噪声;平衡探测器中光电二极管响应率不匹配,导致接收信号中的直流偏移以

及幅度和相位出现误差;时钟恢复效果不理想,与理想效果之间存在差距等。后期可以通过优化实验条件和算法性能,缩小实验结果与理论值之间的差距,以逼近理论性能。

2.3.3 基于 Verilog 的定点运算实验结果

由于 Verilog 硬件实现时,信号输入位数与硬件资源量的情况成正比,即输入位数越多,硬件资源占用量越多。同时,输入位数与算法性能也成正比,即输入位数越多,数据精度越高,算法恢复性能越佳。因此在硬件实现时选择合适的信号输入位数至关重要。

根据已有的硬件条件,在 VIVADO 上实现载波相位恢复算法,由于算法所需的求角模块的 IP 核输入位数需要控制在 8~48,且需要为 8 的整数倍,因此从算法资源量和恢复性能两个角度出发,选择输入信号位数为 8, 16, 32 来进行研究。实验在 10 GBaud 系统、激光器线宽为 100 kHz 的系统下进行。考虑到 FPGA 开发板的工作性能,系统时钟频率越高,稳定性越差,为了取得相对较佳的硬件系

统性能,对比了均值滤波器长度分别为 32, 64, 128 时,系统正常工作的时钟频率,分别为 312.5, 156.25, 78.125 MHz。同时考虑到均值滤波器长度的成倍增加会造成硬件资源量的成倍增加,且经过上述实验验证可知,当均值滤波器长度为 64 时, VVPE 算法和 BCPE 算法均能取得较好的恢复性能,综合硬件系统运行稳定性、硬件资源量以及算法恢复性能三个方面,选取均值滤波器长度为 64。在此基础上,通过研究不同信号输入位数对算法性能的影响,选择合适的信号输入位数进行硬件实现。

由于 Verilog 运行实验数据需要花费较长的时间,因此考虑使用 Matlab 仿真代码来近似替代 Verilog 硬件代码,进行定点运算,并与浮点运算结果进行对比。其结果如图 12(a)所示。实验数据结果如图 12(b)所示,也验证了 Matlab 定点代码和 Verilog 定点代码具有相近的恢复性能,因此可以使用 Matlab 仿真代码来近似替代 Verilog 硬件代码,研究载波相位算法的恢复性能。

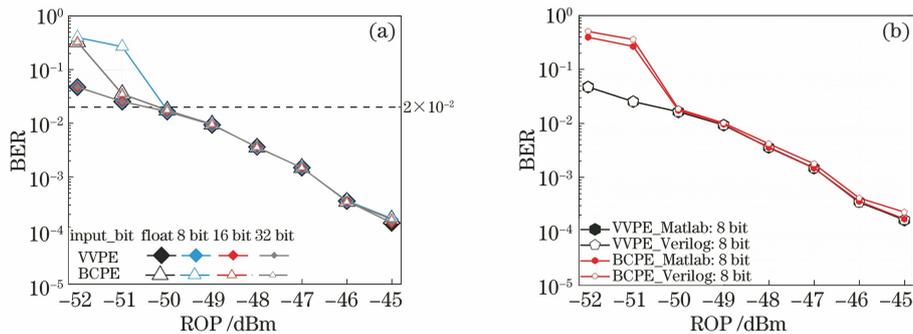


图 12 定点算法性能。(a) Matlab 下不同输入信号位数的定点算法性能对比;(b) Matlab 和 Verilog 的定点算法性能对比

Fig. 12 Performance of fixed-point algorithm. (a) Comparison of the performance of fixed-point algorithm at different input signal bits under Matlab; (b) comparison of the performance of fixed-point algorithm between Matlab and Verilog

由图 12(a)可知: VVPE 算法在输入信号位数为 8, 16, 32 时,具有与浮点数运算结果相近的恢复性能; BCPE 算法在输入信号位数为 16 和 32 时,具有与浮点数运算结果相近的恢复性能,在输入信号为 8 bit 时,相比于浮点数运算,在接收机功率为 -51 dBm、误码率约为 2×10^{-2} 时二者有 1 dB 的性能差距。考虑到软判决门限 2×10^{-2} 以下的误码率和较低的硬件资源量, VVPE 算法和 BCPE 算法的输入信号位数分别取 8 和 16。

2.3.4 基于复数运算和基于角度运算的载波相位恢复算法的硬件资源量对比

本文采用的 QPSK 系统(系统速率为 10 GBaud、均值滤波器长度为 64)是基于 Xilinx 公

司的 Virtex Ultrascale+ 系列 FPGA 开发板来进行实现的,其版本型号为 xcvu13p-flga2577,其查找表(LUT: Look-up Table)数量为 1728000 个,查找表随机存取存储器(LUTRAM)的数量为 791040 个,数字信号处理器(DSP)的数量为 12288 个,触发器(FF: FlipFlops)数量为 3456000 个, BRAM(Block RAM)数量为 2688 个。两种算法在硬件实现时,资源量占用情况如表 1、表 2 所示,其中,乘法运算可由 DSP 资源或 LUT 资源实现,但考虑到角函数 $\text{Arg}(\cdot)$ 需要通过查找表实现^[25],为了方便对两种算法的资源进行综合对比,此处主要使用 LUT 资源来进行硬件实现。

对比表 1 和表 2 中的硬件资源占用情况可知,

VVPE 算法输入信号位数为 8 时占用 16.59% 的 LUT 资源, BCPE 算法在输入信号位数为 16 时, 占用的资源量为 10.81%, BCPE 算法相对于 VVPE 算法, 硬件 LUT 资源占用量降低了约 5.78%。基于上述算法原理分析, 由于 VVPE 算法在实现上有四次方操作, 在一定程度上进行了信号位数的扩展, 因此 VVPE 算法的 8 bit 输入比 BCPE 算法的 16 bit 输入占用更多的资源量。因此基于角度域的算法和基于复数域的算法相比, 能够节省更多的资源量, 更适合硬件实现。

表 1 VVPE 算法输入信号位数为 8 的资源量情况

Table 1 Resource utilization of VVPE algorithm with 8-bit input signal

Resource	Utilization	Available	Utilization rate / %
LUT	286606	1728000	16.59
LUTRAM	2232	791040	0.28
FF	353391	3456000	10.23
BRAM	64	2688	2.38

表 2 BCPE 算法输入信号位数为 16 的资源量情况

Table 2 Resource utilization of BCPE algorithm with 16-bit input signal

Resource	Utilization	Available	Utilization rate / %
LUT	186836	1728000	10.81
LUTRAM	1165	791040	0.15
FF	258312	3456000	7.47
BRAM	32	2688	1.19

3 结 论

由仿真和实验分析可知, 影响系统性能的主要因素有系统速率、激光器线宽、均值滤波器长度 N 。符号率线宽积越小、 N 值越大(适当范围内), 系统性能越稳定。由硬件实现可知, 硬件资源量与信号输入位数有关, 信号输入位数越多, 硬件资源占用量越多。

就算法性能而言, 基于复数运算的相位估计算法相比于基于角度运算的相位估计算法, 对抗加性噪声的能力更强, 具有更优的性能, 更适用于对性能要求较高的系统; 就硬件实现而言, 基于角度运算的相位估计算法相比于基于复数运算的相位估计算法, 占用更少的资源量, 更适合硬件实现。因此在工程应用时, 当对系统性能有较高的要求, 且硬件资源充足时, 可以考虑使用基于复数运算的载波相位恢复算法; 当系统硬件资源有限, 且对系统极限条件下的性能没有非常高的要求时, 可以考虑使用基于角度运算的相位恢复算法。

参 考 文 献

- [1] Mehendiratta G, Kaler R S, Kaur G, et al. Transmission analysis of 112 Gbps dual polarization QPSK /16QAM using coherent receiver with digital signal processing [C] // 2018 International Conference on Intelligent Circuits and Systems (ICICS), April 19-20, 2018, Phagwara, India. New York: IEEE Press, 2018: 87-92.
- [2] Pradhan S, Patnaik B, Panigrahy R, et al. DP-QPSK based 400 Gbps/channel fiber optic DWDM system [C] // 2018 IEEE 5th International Conference on Engineering Technologies and Applied Sciences (ICETAS), November 22-23, 2018, Bangkok, Thailand. New York: IEEE Press, 2018: 1-5.
- [3] Gao D R, Li T L, Sun Y, et al. Latest developments and trends of space laser communication [J]. Chinese Optics, 2018, 11(6): 901-913.
高铎瑞, 李天伦, 孙悦, 等. 空间激光通信最新进展与发展趋势 [J]. 中国光学, 2018, 11(6): 901-913.
- [4] Zheng D H, Li Y, Zhou H H, et al. Performance enhancement of free-space optical communications under atmospheric turbulence using modes diversity coherent receipt [J]. Optics Express, 2018, 26(22): 28879-28890.
- [5] Li S H, Chen X M, Ni G Q, et al. Highly precise ground certification system of satellite laser communication [J]. Optics and Precision Engineering, 2017, 25(5): 1149-1158.
李少辉, 陈小梅, 倪国强, 等. 高精度卫星激光通信地面验证系统 [J]. 光学精密工程, 2017, 25(5): 1149-1158.
- [6] Toyoshima M, Fuse T, Kolev D R, et al. Current status of research and development on space laser communications technologies and future plans in NICT [C] // 2015 IEEE International Conference on Space Optical Systems and Applications (ICSOS), October 26-28, 2015, New Orleans, LA, USA. New York: IEEE Press, 2015: 1-5.
- [7] Yu X N, Tong S F, Dong Y, et al. Single beam tracking subsystem of space laser communication network [J]. Optics and Precision Engineering, 2014, 22(12): 3348-3353.
于笑楠, 佟首峰, 董岩, 等. 空间激光通信组网单光束跟踪子系统 [J]. 光学精密工程, 2014, 22(12): 3348-3353.
- [8] Böhmer K, Gregory M, Heine F, et al. Laser communication terminals for the European data relay system [J]. Proceedings of the SPIE, 2012, 8246: 82460D.
- [9] Zech H, Heine F, Motzigemba M, et al. Laser communication terminals for data relay applications:

- today's status and future developments [C] // 2017 IEEE International Conference on Space Optical Systems and Applications (ICSOS), November 14-16, 2017, Naha, Japan. New York: IEEE Press, 2017: 193-198.
- [10] Geisler D J. Modem module development for NASA's orion spacecraft: achieving FSO communications over lunar distances[C]// Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2020, San Diego, California. Washington, D. C. : OSA, 2020: 1-3.
- [11] Arikawa M, Ito T. Performance of mode diversity reception of a polarization-division-multiplexed signal for free-space optical communication under atmospheric turbulence [J]. *Optics Express*, 2018, 26(22): 28263-28276.
- [12] Song H Q, Li L, Pang K, et al. Demonstration of enhanced tolerance to turbulence and misalignment of a 10-Gbit/s QPSK free-space optical link by utilizing two aperture pairs combined with detecting multiple modes[C]//Optical Fiber Communication Conference 2019, March 3-7, 2019, San Diego, California, United States. Washington, D. C. : OSA, 2019: Th2A.41.
- [13] Zhang J, Qiu Q. High-precision fourth power carrier phase recovery algorithm [J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2019, 56(13): 130604.
张杰, 邱琪. 一种高精度的四次方载波相位恢复算法 [J]. *激光与光电子学进展*, 2019, 56(13): 130604.
- [14] Lin Z Y, Yang Y F, Xiang Q, et al. Adaptive carrier phase recovery algorithm for probabilistically shaped signals [J]. *Acta Optica Sinica*, 2020, 40 (23): 2306001.
林志颖, 杨彦甫, 向前, 等. 用于概率整形信号的自适应载波相位恢复算法 [J]. *光学学报*, 2020, 40 (23): 2306001.
- [15] Li Y Z, Wang M G, Guo Y X, et al. Dual-polarization carrier phase recovery algorithm based on simplified extended Kalman filter [J]. *Acta Optica Sinica*, 2019, 39(11): 1106005.
李耀祖, 王目光, 郭玉箫, 等. 基于简化扩展卡尔曼滤波的双偏振载波相位恢复算法 [J]. *光学学报*, 2019, 39(11): 1106005.
- [16] Viterbi A. Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1983, 29(4): 543-551.
- [17] Pfau T, Hoffmann S, Noe R, et al. Hardware-efficient coherent digital receiver concept with feedforward carrier recovery for *M*-QAM constellations[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, 27(8): 989-999.
- [18] Cao Y W, Yu S, Shen J, et al. Frequency estimation for optical coherent MPSK system without removing modulated data phase [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2010, 22(10): 691-693.
- [19] Boucheret M L, Mortensen I, Favaro H, et al. A new algorithm for nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase [C] // 3rd European Conference on Satellite Communications-ECSC-3, 1993, November 2-4, 1993, Manchester, UK. London: IET, 1993: 155-159.
- [20] Hoffmann S, Peveling R, Pfau T, et al. Multiplier-free real-time phase tracking for coherent QPSK receivers[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2009, 21(3): 137-139.
- [21] Wang Y, Wu Z Y, Li X L, et al. Non-data-aided cycle slip self-correcting carrier phase estimation for QPSK modulation format of coherent wireless optical communication system[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 110451-110462.
- [22] Rozentel V N, Kong D M, Foo B, et al. Cycle-slip-less low-complexity phase recovery algorithm for coherent optical receivers[J]. *Optics Letters*, 2017, 42(18): 3554-3557.
- [23] Hoffmann S, Wördehoff C, Bermani A A, et al. Hardware-efficient phase estimation for digital coherent transmission with star constellation QAM [J]. *IEEE Photonics Journal*, 2010, 2(2): 174-180.
- [24] Li Y, Wu M W, Du X W, et al. A refinement to the Viterbi-Viterbi carrier phase estimator and an extension to the case with a Wiener carrier phase process[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 78170-78184.
- [25] Tao Z N, Li L, Isomura A, et al. Multiplier-free phase recovery for optical coherent receivers [C] // Optical Fiber Communication Conference 2008, February 24-28, 2008, San Diego, California, United States. Washington, D. C. : OSA, 2008: OWT2.