

功率抖动信道中的实时时钟恢复算法

李永富^{1,2*}, 李岩^{1,2**}, 洪小斌^{1,2}, 郭宏翔^{1,2}, 邱吉芳^{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 分析时钟恢复算法中环路滤波器比例增益系数对系统误码率的影响时发现, 信号的误码率随比例增益系数的增大呈先减小后增大的变化趋势, 且不同接收光功率下的最优比例增益系数不同。针对该问题, 提出并实现了一种基于 Gardner 算法的全实时化动态比例增益系数全数字时钟恢复算法, 以应对功率抖动信道并提高算法的灵敏度。此外, 在基于 Altera Stratix-V 5SGXMA7K2F40C3 FPGA 平台的 2.5 GBaud 正交相移键控调制相干通信系统中对该算法进行了在线实验验证。以 KP4 中的前向纠错码门限 2×10^{-4} 为上限, 当功率抖动频率较慢时, 动态参数法能将系统到达该误码门限的最低接收光功率由固定参数法的 -47 dBm 降低至 -49.5 dBm; 当功率抖动频率较快时, 固定参数法能承受最低功率为 -46.5 dBm、抖动频率为 100 Hz 的抖动, 而动态参数法能承受最低功率为 -50 dBm、抖动频率为 1 kHz 的抖动。

关键词 光通信; 相干通信; 相位调制; 功率抖动信道; 实时系统; 时钟恢复算法

中图分类号 TN929.1

文献标志码 A

doi: 10.3788/AOS202141.1806005

Real-Time Clock Recovery Algorithm for Power Jitter Channel

Li Yongfu^{1,2*}, Li Yan^{1,2**}, Hong Xiaobin^{1,2}, Guo Hongxiang^{1,2}, Qiu Jifang^{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 When analyzing the influence of proportional gain coefficient of the loop filter in the clock recovery algorithm on system bit error rate, we find that the bit error rate of the signal first decreases and then increases with the increase in proportional gain coefficient, and the optimal proportional gain coefficient varies with received power. In response to this problem, we propose a full-digital clock recovery algorithm having a full real-time dynamic proportional gain coefficient based on Gardner algorithm to deal with power jitter channels and improve the sensitivity of the algorithm. The algorithm is then verified by online experiments in a 2.5 GBaud coherent communication system built upon the Altera Stratix-V 5SGXMA7K2F40C3 FPGA platform and quadrature phase-shift keying modulation. With the forward error correction threshold of 2×10^{-4} in KP4 as upper limit, the dynamic parameter algorithm can reduce the minimum received power for the system to reach this threshold from -47 dBm of the fixed parameter algorithm to -49.5 dBm when the power jitter frequency is low. When the frequency is high, the lowest power and frequency of the jitter that the fixed parameter algorithm can withstand are -46.5 dBm and 100 Hz respectively, whereas those of the dynamic parameter algorithm are -50 dBm and 1 kHz respectively.

Key words optical communications; coherent communications; phase modulation; power jitter channel; real-time systems; clock recovery algorithm

OCIS codes 060.1660; 060.4510; 060.5060

收稿日期: 2021-02-22; 修回日期: 2021-03-25; 录用日期: 2021-04-12

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

通信作者: *liyongfu@bupt.edu.cn; **liyan1980@bupt.edu.cn; ***jianwu@bupt.edu.cn

1 引言

自由空间光(FSO)通信凭借其高带宽、高保密性、高数据传输速率等优点,受到了研究者的青睐^[1]。但在实际 FSO 通信传输链路中,通信信道的功率容易受大气湍流的影响^[2-6],使链路的折射率发生随机扰动,导致接收端的接收光功率(ROP)呈随机抖动状态。因此,研究功率抖动信道的特性及其应对方法,对研究 FSO 通信具有重要意义。相比传统的强度调制/直接检测(IM/DD)技术,基于实时数字信号处理的相干光通信技术具有容量大、灵敏度高、频谱利用率高等优点^[7-8]。实时数字信号处理主要用现场可编程门阵列(FPGA)或专用集成电路(ASIC)将离线算法并行化后在百兆赫兹主频的 CPU 硬件上运行^[9-10],是处理高速信号的一个关键环节。相干光通信接收端对光信号进行光电转换后,可以在电域进行一系列的数字信号处理,包括正交不平衡补偿、时钟恢复、色散补偿^[11]、偏振动态信道均衡、载波频偏估计^[12]、载波相位估计^[13]等算法,从而提高接收信号的灵敏度^[14]。上述算法已经在功率稳定的光纤通信系统中得到验证并实现商用,但在功率动态变化的 FSO 通信中,时钟恢复、信道均衡等包含反馈机制算法的反馈速度、动态范围等特性均会严重影响通信系统的工作性能。

时钟恢复算法作为接收端数字信号处理的前置算法,可从模数转换器(ADC)采集的数据中提取出定时时钟,并获得最佳的采样序列。一个优秀的时钟恢复算法需要容忍较大范围的时钟偏移、时钟抖动,且其硬件实现复杂度不能过高。同时,算法要容忍信号本身的功率抖动,即具有收敛速度快、动态范围大、灵敏度高的优点。时钟恢复算法通常包括时钟误差检测器和时钟误差消除部分。时钟误差检测器可由 Mueller、数字滤波平方、Godard 和 Gardner 等算法实现。其中, Mueller 算法在每个采样周期仅需一个采样点^[15],但该算法需要利用采样信号的判决值进行时钟误差估计,不适合相位敏感光信号的恢复。数字滤波平方定时估计算法通常在频域内进行时钟误差的估计,对载波相位和波形失真不敏感^[16]。但该算法中的平方运算计算复杂度较高,对采样率的要求也较高,在实时系统中的应用受到限制。Godard 算法^[17]利用迭代梯度搜索算法寻找带通信号频谱能量的最大值完成对时钟误差的近似估计,但需要将多个带通滤波器的结果相乘,且迭代梯

度算法难以通过硬件实现。Gardner 算法^[18-20]对信号相位不敏感,且每个周期只需两个采样点就能恢复信号,被广泛应用于反馈时钟恢复算法中。时钟误差消除部分的作用是将计算的误差信息反馈给前端进行误差消除,包括硬件电路反馈环^[21]和全数字反馈环。其中,硬件反馈环需要在 ADC 采样时增加硬件电路来实现,而全数字反馈环只需要在数字算法上进行调整。

本文对功率抖动信道下的时钟恢复算法进行了仿真和实验研究,分析了不同接收光功率下影响时钟恢复算法收敛速度和性能的关键参数——环路滤波器的比例增益系数 k_1 。结果表明,当存在时钟频率抖动时,信号的误码率(BER)随比例增益系数的增加呈先减小后增大的变化趋势,且最优比例增益系数随接收光功率的降低逐渐增大。针对固定比例系数会降低动态信道下系统接收灵敏度,进而降低系统动态范围的问题,提出了一种基于 Gardner 算法的全实时化动态参数全数字时钟恢复算法,并在基于 Altera Stratix-V 5SGXMA7K2F40C3 FPGA 平台的 2.5 GBaud 正交相移键控(QPSK)调制相干通信系统中对该算法进行了在线实验验证。结果表明,以 KP4 中前向纠错码(FEC)门限 2×10^{-4} 为上限^[22],当功率抖动频率为 1 mHz 时,动态参数法达到该误码门限的最低接收光功率在 -49.5 dBm 附近,固定参数法达到该误码门限的最低接收光功率在 -47 dBm 附近,接收灵敏度提升了 2.5 dB。在信道功率快速抖动时,固定参数法能承受最低功率为 -46.5 dBm,频率为 100 Hz 的功率抖动,而动态参数法能承受最低功率为 -50 dBm,频率为 1 kHz 的功率抖动。

2 基本原理

在传输系统中,接收到的光信号经过相干接收机后被送入 ADC 并由本地时钟进行采样。晶体振荡器在发射端和接收端本地时钟之间的差异引起的相位和频率误差导致 ADC 无法获得最佳采样点,时钟恢复的作用就是从高速异步采样序列中恢复同步序列并输出。图 1 为基于 Gardner 算法的时钟恢复结构^[14],该系统使用了一种全数字定时恢复算法,包括两级数据缓存(DB)区、插值滤波器(IF)、定时误差检测器(TED)、环路滤波器(LF)和控制器(Control unit),控制器包括数字控制振荡器(NCO)和时钟相位误差(TPE)计算两部分。

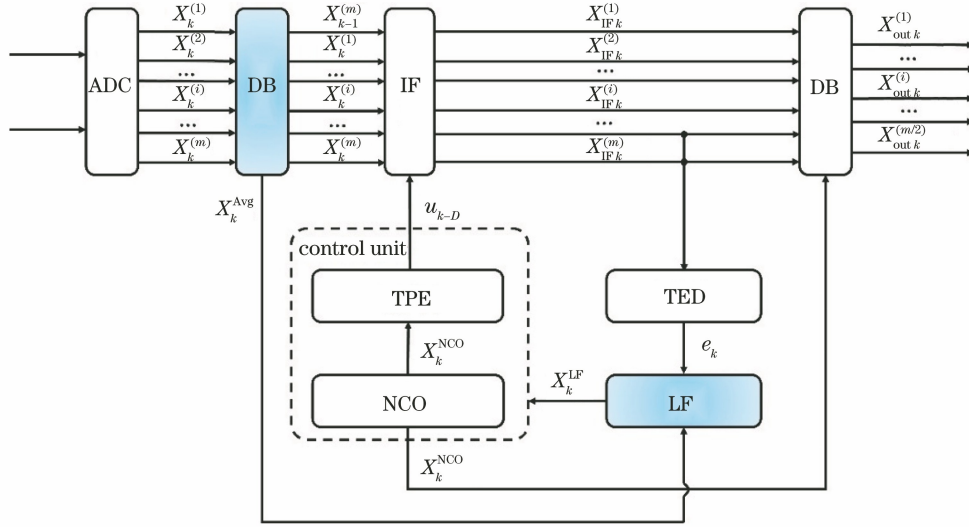


图 1 基于 Gardner 算法的时钟恢复结构

Fig. 1 Clock recovery structure based on Gardner algorithm

图 1 中第一级数据缓存区的作用是缓存当前周期输入的 ADC 采样数据,以用于后续计算;插值滤波器负责从缓存区的数据中恢复同步序列,以完成重采样功能。本系统将连续两个输入点利用线性插值估计一个最佳采样点,可表示为

$$X_{IF k}^{(i)} = X_k^{(i-1)} + u_{k-D} [X_k^{(i)} - X_k^{(i-1)}], i = 1, \dots, m, \quad (1)$$

式中, i 为并行模块的第 i 条路径, $X_k^{(i)}$ 为插值滤波器的第 i 个输入, $X_{IF k}^{(i)}$ 为插值滤波器的第 i 个输出, u_k 为 NCO 的反馈值, k 为当前的并行时钟周期, m 为并行路数, D 为实时系统的总延时时钟周期,即各模块计算延时导致反馈环路产生的延时。插值滤波器的计算结果会发送给定时误差检测器,在硬件实现中,可以用所有并行路径计算结果的平均值或其中部分路径的结果计算时钟误差,实验利用插值滤波器最后一条并行路径的结果计算时钟误差,从而在不损失计算精度的前提下,减少乘法器的数量。Gardner 算法得到的时钟误差可表示为

$$e_k = I_k^{(m-1)} [I_k^{(m)} - I_k^{(m-2)}] + Q_k^{(m-1)} [Q_k^{(m)} - Q_k^{(m-2)}], \quad (2)$$

式中, $I_k^{(i)}$ 为 $X_{IF k}^{(i)}$ 的实部, $Q_k^{(i)}$ 为 $X_{IF k}^{(i)}$ 的虚部。定时误差检测器的结果被送入环路滤波器以滤除噪声,环路滤波器由比例单元和积分单元滤波部分组成,处理过程可表示为

$$X_k^{LF} = k_1 e_k + a, \quad (3)$$

式中, $k_1 e_k$ 为比例单元, k_1 为比例增益系数, e_k 为定时误差检测器的输出,常数 a 可代替环路滤波器的积分单元,以简化计算复杂度。 k_1 作为比例系数

直接与误差相乘,而输入信号的幅值大小会决定误差的绝对值大小,因此,对于功率抖动的信道,需要根据输入信号的大小实时改变比例系数 k_1 。环路滤波器的结果随后会被发送到控制单元,根据环路滤波器的输出连续调整寄存器的值,可表示为

$$X_{k+1}^{NCO} = (X_k^{NCO} - X_k^{LF}) \bmod 1. \quad (4)$$

用控制器中的一系列计算单元计算定时调整的时钟误差, NCO 计算的相位误差 u_k 可表示为

$$u_k = X_k^{NCO} / X_k^{LF}. \quad (5)$$

将控制单元的计算结果反馈给插值滤波器,该反馈回路能够准确恢复异步 ADC 的采样序列。在插值滤波器之后加上一级数据缓冲区,以选择插值结果中的最佳采样点送入后续算法中,即根据 X_k^{NCO} 的大小选择插值滤波器输出序列的奇数路数据或偶数路数据输出到后续算法模块,数据选择的规则可表示为

$$X_{out k}^{(i)} = \begin{cases} X_{IF k}^{(2i-1)}, & X_k^{NCO} > 0.5 \\ X_{IF k}^{(2i)}, & X_k^{NCO} < 0.5 \end{cases}, \quad i = 1, \dots, m/2. \quad (6)$$

对于基于 Gardner 的全数字时钟恢复算法,由于输入信号插值后计算出的时钟误差直接与环路滤波器的比例系数相乘,如果不根据输入信号的大小动态调整环路滤波器的比例系数,算法仍然无法正常工作,也不能被部署到接收信号功率时变的 FSO 信道上。在处理时变功率信号时,最重要的是动态调整算法参数以适应功率抖动。

图 2 为环路滤波器中不同比例增益系数对信号 BER 和收敛速度的影响。图 2(a)为不同接收光功

率下信号在不同环路滤波器比例系数下的 BER, 可以发现, 随着比例增益系数的增加, BER 先下降后上升, 对于每一个接收光功率下的信号, 均能找到不同的增益系数使其达到最优 BER。图 2(b) 为不同比例增益系数下算法的收敛速度, 可以发现, 随着比例增益系数的增加, 收敛速度逐渐变快, 但算法在收敛后表现出更剧烈的振荡状态。当比例增益系数大于 2^{18} 时, 不同接收光功率下信号的收敛点数均小

于 2500, 对于 2.5 GBaud 的信号, 可跟踪频率为 1 kHz 的功率抖动。在实际实验中, 采用固定参数法的整体动态范围会变小。如在图 2(a) 中, 若将比例系数固定在 2^{20} , 则接收光功率为 $-48 \sim -50$ dBm 时, 算法能够正常工作; 对于接收光功率为 -47 dBm 和 -51 dBm 的信号, 信号的 BER 会严重恶化。因此, 对于不同接收光功率的输入信号, 需要用适当的比例参数进行匹配。

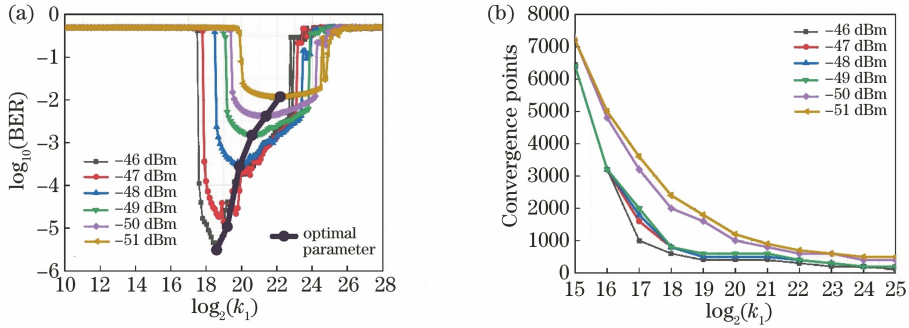


图 2 不同比例系数下算法的性能。(a) BER; (b)收敛点数

Fig. 2 Performance of the algorithm under different k_1 . (a) BER; (b) convergence points

针对固定参数法的缺陷, 提出了一种自适应参数调整方法。在图 1 的第一级数据缓存区结构中, 缓存当前时钟周期数据, 计算该时钟周期下输入信号幅度绝对值的平均值, 并将其作为输入参数发送给环路滤波器, 该计算过程可表示为

$$X_k^{\text{Avg}} = \frac{\sum_{i=1}^m |X_k^{(i)}|}{m}, \quad (7)$$

式中, X_k^{Avg} 为当前周期下输入信号幅度绝对值的平均值。由于不同接收光功率下的采样信号幅值不同, 因此, 环路滤波器可以根据 X_k^{Avg} 判断接收信号所处的接收光功率范围, 以动态调整参数 k_1 , 使环路滤波器的输出快速收敛且不会过饱和。当接收光功率较高时, 可以通过调节光衰减器的衰减程度提高接收机的动态范围, 而接收机的动态范围主要由其接收灵敏度决定, 可表示为

$$\log_2(k_1) = \begin{cases} 18.6, & \text{ROP is } (-46.5 \text{ dBm}, -45.5 \text{ dBm}] \\ 19.2, & \text{ROP is } (-47.5 \text{ dBm}, -46.5 \text{ dBm}] \\ 19.9, & \text{ROP is } (-48.5 \text{ dBm}, -47.5 \text{ dBm}] \\ 20.6, & \text{ROP is } (-49.5 \text{ dBm}, -48.5 \text{ dBm}] \\ 21.4, & \text{ROP is } (-50.5 \text{ dBm}, -49.5 \text{ dBm}] \\ 22.2, & \text{ROP is } (-51.5 \text{ dBm}, -50.5 \text{ dBm}] \end{cases} \quad (8)$$

对于不同接收光功率下的信号, 综合考虑收敛

速度和 BER 性能, 得出各接收光功率下的最佳环路滤波器比例增益系数, 且比例增益系数随接收光功率的减小而增大。在不同实验环境、不同接收机响应度和不同放大倍数的掺铒光纤放大器 (EDFA) 下, 实际接收机接收到的信号幅值各不相同, 因此, 需测得不同接收光功率下的最佳参数, 然后通过离线计算判断最佳参数范围, 以应对功率动态抖动信道。

3 实验设置

实验系统的原理如图 3 所示, 该系统采用线宽为 80 Hz、波长为 1550.14 nm 的窄线宽外腔激光器 (OE Waves 4026) 作为光源。先用码型发生器 (PPG) 产生两路不相关的 2.5 GBaud 伪随机二进制序列 (PRBS-7), 并与光源一起送入 IQ 调制器 (IQ MOD)。IQ 调制器输出的 QPSK 信号经过偏振控制器、压控衰减器 (VCA)、EDFA 和带宽为 40 GHz 的光带通滤波器后, 输入相干接收机完成光电转换。光电转换后的 I 路和 Q 路电信号被送入采样率为 5 GSa/s 的两个高速 ADC 中, 采样后的数字信号被发送到 Altera Stratix-V 5SGXMA7K2F40C3 FPGA 中进行数字信号处理。FPGA 板上加载的实时数字信号处理算法包括时钟恢复 (CR) 算法、载波相位估计 (CPE) 算法和 BER 计算 (BERC) 模块。FPGA 的主时钟频率为

156.25 MHz, 时钟恢复算法的输入并行路数为 32, 输出并行路数为 16, 其余算法的并行路数均为 16。

FPGA 的 BER 模块计算的实时 BER 经过采样模块输出到计算机(PC)并进行处理。

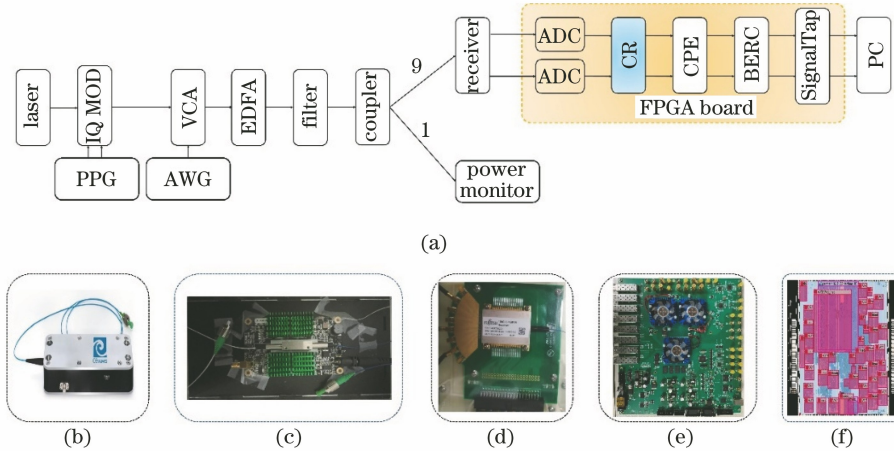


图 3 实验系统的原理;(a)流程图;(b)激光源;(c) VCA;(d)相干接收机;(e) ADC 及 FPGA 电路;(f) FPGA 的布线结果

Fig. 3 Principle of the experimental system; (a) Flow chart; (b) laser source; (c) VCA; (d) coherent receiver; (e) ADC and FPGA circuit; (f) wiring result of FPGA

压控衰减器为 Agiltron 公司的 Nanospeed 系列,可产生最大幅度为 35 dB,最高频率为 1 kHz 的动态功率衰减。实验中可通过任意波形发生器(AWG)输出幅度分别为 4.7, 4.8, 4.9 V, 频率为 1 mHz~1 kHz 的正弦信号,以改变衰减器输入电压的频率和幅度。由于压控衰减器的非线性响应特性,输出功率衰减分别为 15 dB, 17 dB 和 20 dB。在光信号进入接收机前,加入一级分光比为 1:9 的光耦合器,并利用功率较小的支路实现信道功率的实时监测。

4 实验结果

将本算法布局在 FPGA 平台上,并对比了固定参数法和动态参数法在不同信道功率抖动幅度和抖动频率下的 BER 随时间的变化情况。其中,每个 BER 是计算 2^{31} 个信号得出的结果,即最小 BER 为 4.66×10^{-10} ,且实验中的零误码设置为 10^{-10} 。抖动频率为 1 mHz,抖动范围为 $-42 \sim -50$ dBm 时 BER 随时间的变化情况及各个时间点的接收光功率如图 4 所示。可以发现,随着功率的周期性变化,系统的 BER 也呈周期性变化。在接收光功率为 -42 dBm 时,固定参数法的平均 BER 在 10^{-8} 附近,而动态参数法的平均 BER 在 10^{-10} 附近。原因是在接收光功率较高时,所需的最佳参数值较小,而静态参数法的参数过大,容易引起环路滤波器的过饱和,从而产生计算误差。当接收光功率为 -49 dBm 时,固定参数法的 BER 已经恶化至 0.1 以上,而动态参数法的 BER 依旧能保持在 10^{-4} 附

近。原因是在接收光功率较低时,所需的最佳参数值较大,此时固定参数法的参数过小,达不到环路滤波器所需的饱和值,收敛速度较慢。功率变化后,时钟恢复算法需要重新收敛计算时钟误差,导致信号点被浪费,系统的 BER 性能恶化。

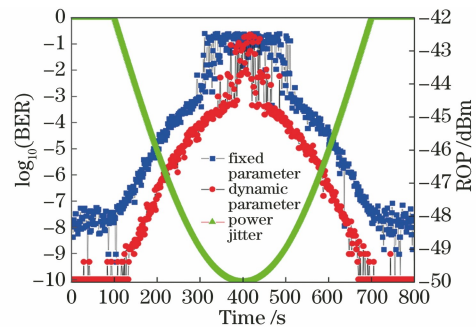


图 4 抖动频率为 1 mHz,抖动范围为 $-42 \sim -50$ dBm 时 BER 随时间的变化曲线

Fig. 4 Variation curve of BER with time when the jitter frequency is 1 mHz and the jitter range is $-42 \sim -50$ dBm

以 KP4 中 FEC 门限 2×10^{-4} 为上限,动态参数法达到该误码门限的最低接收光功率在 -49.5 dBm 附近,而固定参数法达到该误码门限的最低接收光功率在 -47 dBm 附近,灵敏度提升了 2.5 dB。

抖动频率为 100 Hz 和 1 kHz,最低接收光功率为 -45 dBm, -47 dBm 和 -50 dBm 时,信号 BER 随时间的变化情况如图 5~图 7 所示。可以发现,当抖动频率较大时,系统的 BER 为一个稳定值,原因是抖动频率为 1 kHz 时,每 2.5×10^6 个数据点经历了一次完整的功率抖动过程,而图中每个点统计

的误码个数超过 20 亿(超过 500 次功率抖动周期),展示的 BER 是一个统计值。以 KP4 中 FEC 门限 2×10^{-4} 为上限,当一段时间内所有统计的 BER 均低于该阈值时,表明算法能够正常工作。采用固定参数法时,最低接收光功率为 -47 dBm 且功率抖动频率为 100 Hz 时,算法开始出现少数不稳定情况,无法满足该条件;当抖动频率增加至 1 kHz 时,算

法无法正常工作。采用动态参数法,最低接收光功率为 -50 dBm 且功率抖动频率为 1 kHz 时,算法的 BER 依旧保持在阈值以下。这表明在信道功率快速抖动时,以 KP4 中 FEC 门限 2×10^{-4} 为上限,固定参数法能承受最低功率约为 -46.5 dBm、最大抖动频率为 100 Hz 的抖动,而动态参数法能承受最低功率约为 -50 dBm、最大抖动频率为 1 kHz 的抖动。

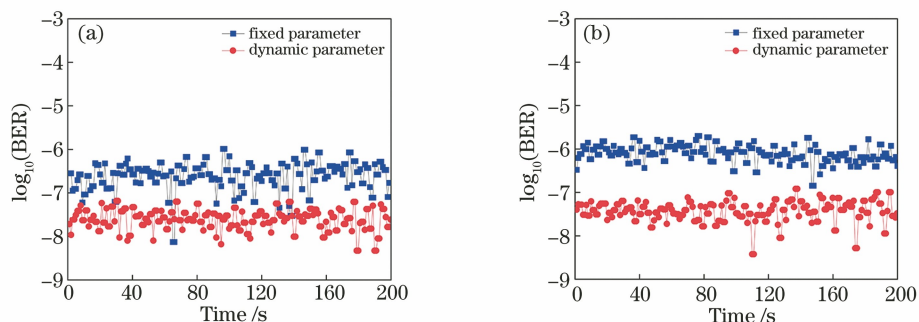


图 5 最低接收光功率为 -45 dBm 时 BER 随时间的变化曲线。(a) 100 Hz; (b) 1 kHz

Fig. 5 Variation curve of BER with time when the lowest received power is -45 dBm. (a) 100 Hz; (b) 1 kHz

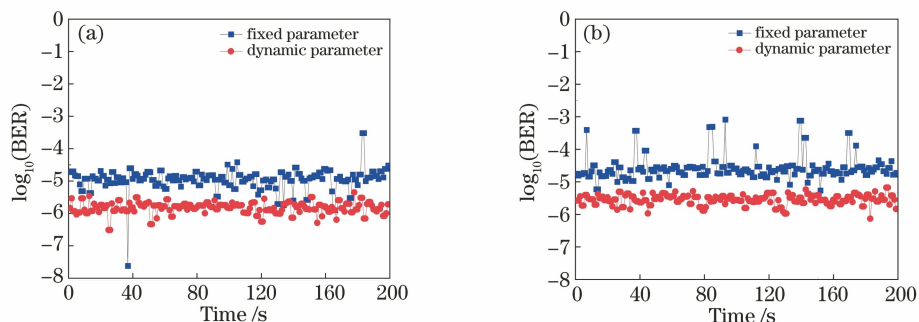


图 6 最低接收光功率为 -47 dBm 时 BER 随时间的变化曲线。(a) 100 Hz; (b) 1 kHz

Fig. 6 Variation curve of BER with time when the lowest received power is -47 dBm. (a) 100 Hz; (b) 1 kHz

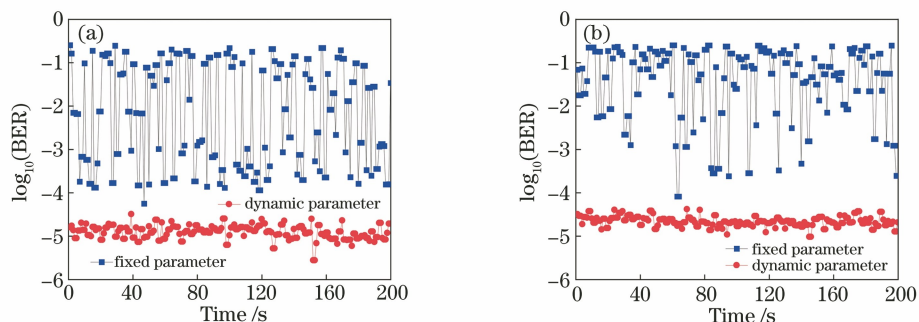


图 7 最低接收光功率为 -50 dBm 时 BER 随时间的变化曲线。(a) 100 Hz; (b) 1 kHz

Fig. 7 Variation curve of BER with time when the lowest received power is -50 dBm. (a) 100 Hz; (b) 1 kHz

综上所述,随着抖动频率的增大,固定参数法和动态参数法的平均 BER 均呈上升趋势,达到 BER 门限的最低接收光功率也逐渐变大。原因是算法在

应对不同接收光功率的信号时存在收敛过程,随着抖动频率的增大,收敛速度逐渐跟不上功率抖动的速度,导致算法的灵敏度恶化。

5 结 论

为了应对功率抖动信道并提高算法灵敏度,提出并实现了一种基于 Gardner 算法的全实时化动态比例增益系数全数字时钟恢复算法,通过设置不同接收光功率下环路滤波器的最佳比例增益系数提升动态接收灵敏度。实验结果表明,以 KP4 中 FEC 门限 2×10^{-4} 为上限,当功率抖动频率较慢时,动态参数法能将系统达到该误码门限的最低接收光功率由固定参数法的 -47 dBm 降低至 -49.5 dBm;在信道功率快速抖动时,固定参数法能承受最低功率约为 -46.5 dBm、最大抖动频率为 100 Hz 的抖动,而动态参数法能承受最低功率约为 -50 dBm、最大抖动频率为 1 kHz 的抖动。

参 考 文 献

- [1] Kaushal H, Kaddoum G. Optical communication in space: challenges and mitigation techniques[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2017, 19(1): 57-96.
- [2] Alheadary W G, Park K H, Alfaraj N, et al. Free-space optical channel characterization and experimental validation in a coastal environment[J]. Optics Express, 2018, 26(6): 6614-6628.
- [3] Kakati D, Arya S C. Performance of 120 Gbps single channel coherent DP-16-QAM in terrestrial FSO link under different weather conditions[J]. Optik, 2019, 178: 1230-1239.
- [4] Li J, Zhang M, Wang D S, et al. Joint atmospheric turbulence detection and adaptive demodulation technique using the CNN for the OAM-FSO communication[J]. Optics Express, 2018, 26(8): 10494-10508.
- [5] Arikawa M, Ono Y, Ito T. Mode diversity coherent receiver with few-mode fiber-coupling for high-speed free-space optical communication under atmospheric turbulence[J]. Proceedings of SPIE, 2018, 10524: 1052412.
- [6] Cao M H, Wu X, Wang H Q, et al. Performance of faster-than-Nyquist optical communication system under Gamma-Gamma atmospheric turbulence [J]. Chinese Journal of Lasers, 2020, 47(9): 0906003. 曹明华, 武鑫, 王惠琴, 等. Gamma-Gamma 大气湍流下超奈奎斯特光通信系统性能 [J]. 中国激光, 2020, 47(9): 0906003.
- [7] Kikuchi K. Coherent transmission systems[C]//2008 34th European Conference on Optical Communication, September 21-25, 2008, Brussels, Belgium. New York: IEEE Press, 2008: 1-39.
- [8] Savory S J. Digital coherent optical receivers: algorithms and subsystems [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2010, 16(5): 1164-1179.
- [9] Zhang C, Mori Y, Igarashi K, et al. Ultrafast operation of digital coherent receivers using their time-division demultiplexing function[J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(3): 224-232.
- [10] Schmidt D, Lankl B, Fischer J K, et al. Real-time implementation of a parallelized feedforward timing recovery scheme for receivers in optical access networks[C]//European Conference and Exhibition on Optical Communication, September 16-20, 2012, Amsterdam, Netherlands. Washington, D.C.: OSA, 2012: Mo.1.A.1.
- [11] Li W, Wang X, Hu B L, et al. Dispersion-compensation scheme of optical parameter chirp reversal pulse amplification system [J]. Chinese Journal of Lasers, 2020, 47(6): 0601008. 李伟, 王逍, 胡必龙, 等. 光学参量啁啾反转脉冲放大系统色散补偿方案 [J]. 中国激光, 2020, 47(6): 0601008.
- [12] Chong H D, Wang D B, Yuan L H, et al. Estimation and compensation of integer frequency offset in coherent optical offset quadrature amplitude modulation based filter bank multicarrier systems[J]. Acta Optica Sinica, 2019, 39(12): 1206008. 崇涵丹, 王道斌, 元丽华, 等. 相干光 FBMC/OQAM 系统的整数频偏估计与补偿方法 [J]. 光学学报, 2019, 39(12): 1206008.
- [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] Zhou X, Chen X, Zhou W Q, et al. All-digital timing recovery and adaptive equalization for 112 Gbit/s POLMUX-NRZ-DQPSK optical coherent receivers [J]. IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking, 2010, 2(11): 984-990.
- [15] Mueller K, Muller M. Timing recovery in digital synchronous data receivers[J]. IEEE Transactions on Communications, 1976, 24(5): 516-531.
- [16] Oerder M, Meyr H. Digital filter and square timing recovery[J]. IEEE Transactions on Communications, 1988, 36(5): 605-612.
- [17] Godard D. Passband timing recovery in an all-digital modem receiver [J]. IEEE Transactions on Communications, 1978, 26(5): 517-523.
- [18] Gardner F. A BPSK/QPSK timing-error detector for

- sampled receivers [J]. IEEE Transactions on Communications, 1986, 34(5): 423-429.
- [19] Gardner F M. Interpolation in digital modems. I. Fundamentals [J]. IEEE Transactions on Communications, 1993, 41(3): 501-507.
- [20] Erup L, Gardner F M, Harris R A. Interpolation in digital modems. II. Implementation and performance [J]. IEEE Transactions on Communications, 1993, 41(6): 998-1008.
- [21] Chen M, He J, Cao Z Z, et al. Symbol synchronization and sampling frequency synchronization techniques in real-time DDO-OFDM systems [J]. Optics Communications, 2014, 326: 80-87.
- [22] Huang W J, Chang W F, Wei C C, et al. 93% complexity reduction of Volterra nonlinear equalizer by ℓ_1 -regularization for 112-Gbps PAM-4 850-nm VCSEL optical interconnect [C]//2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC), March 11-15, 2018, San Diego, CA, USA. New York: IEEE Press, 2018: 1-3.