

色散抑制单边带数字滤波多址-无源光网络系统

巩小雪¹, 胡婷¹, 张琦涵^{2*}¹重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065;²东北大学计算机科学与工程学院, 辽宁 沈阳 110819

摘要 提出单边带直接检测数字滤波多址无源光网络(DFMA-PON)系统,抑制光纤色散引起的频率选择性衰落现象。同时,为消除直接检测时平方律特性引起的信号与信号间的拍频干扰(SSBI),在接收端设计了适用于DFMA-PON系统的Kramers-Kronig(KK)算法。该算法通过从接收信号的幅度信息中重构出相位信息来恢复原始信号,进而消除SSBI对接收信号的影响,提高接收机灵敏度。仿真结果表明,在不采用其他色散补偿算法的情况下,单边带传输系统较双边带传输系统的性能有显著提升。与接收端不采用KK算法的单边带系统相比,所提方案在经过25 km标准单模光纤传输后,接收机灵敏度最高可提高约5.0 dB。

关键词 光通信; 色散; 数字滤波多址-无源光网络; 单边带; Kramers-Kronig算法

中图分类号 TN929.1

文献标志码 A

DOI: 10.3788/AOS202242.1406002

Dispersion Suppressed Single Sideband Digital Filtered Multiple Access-Passive Optical Network Systems

Gong Xiaoxue¹, Hu Ting¹, Zhang Qihan^{2*}

¹*School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China;*

²*School of Computer Science and Engineering, Northeastern University, Shenyang 110819, Liaoning, China*

Abstract A single sideband direct detection digital filtered multiple access-passive optical network (DFMA-PON) system is proposed to suppress the frequency selective fading effect caused by the fiber dispersion. Moreover, in order to eliminate the signal-signal beat interference (SSBI) caused by the square-law characteristic during the direct detection, a Kramers-Kronig (KK) algorithm suitable for the DFMA-PON system is designed at the receiver. The KK algorithm recovers the original signal by reconstructing the phase information from the amplitude information of the received signal, so as to eliminate the influence of SSBI on the received signal and improve the sensitivity of the receiver. The simulation results demonstrate that the performance of single sideband transmission system is significantly improved compared with that of double sideband transmission system without additional dispersion compensation algorithms. The receiver sensitivity can be increased by about 5.0 dB at most after 25 km standard single-mode fiber transmission compared with the single sideband system without KK algorithm at the receiver.

Key words optical communications; dispersion; digital filtered multiple access-passive optical network; single sideband; Kramers-Kronig algorithm

1 引言

随着第五代(5G)移动通信时代的到来,虚拟/增强现实、自动驾驶和机器人等技术逐渐走进人们的生活,用户对接入网的带宽要求在不断提升^[1-2]。为满足这一需求,无源光网络(PON)被广泛认为是一种经得

起未来考验的技术策略^[3-4]。传统的PON依据多址技术的不同,可分为时分多址(TDMA)PON、波分多址(WDMA)PON和码分多址(CDMA)PON^[5-7],但这些PON结构存在一些不可忽视的缺陷,如只支持具有预定义物理连接的静态业务模式和仅仅只给终端用户提供专用的带宽资源的模式无法满足未来宽带接入网对

收稿日期: 2021-12-13; 修回日期: 2022-01-05; 录用日期: 2022-01-21

基金项目: 国家自然科学基金项目(62075024,61801105,62025105)、重庆市自然科学基金项目(cstc2019jcyj-msxmX0615)

通信作者: *qihanzhang@stumail.neu.edu.cn

高度动态、可重构和弹性化的需求。为克服这些缺陷,Bolea 等^[8]提出了基于数字滤波多址(DFMA)的 DFMA-PON 新技术。随后,在 2018—2021 年间,相继有研究人员在 DFMA-PON 的基础上,提出了混合正交频分复用(OFDM) DFMA-PON 系统^[9]、基于离散傅里叶变换(DFT)扩展的混合 OFDM DFMA-PON 系统^[10-11]和色散补偿的 DFMA-PON 系统^[12]。上述的 DFMA-PON 系统都采用了实现方便和成本较低的双边带(DSB)直接检测(DD)系统,但在 DSB 系统中,光纤色散引起的信号频率选择性衰落严重,导致误码率和功率预算增加,进而限制了系统的传输速率和传输距离^[13-15]。

幸运的是,单边带(SSB)系统能有效地避免频率选择性衰落的问题。SSB 信号的光载波位于有效信号频谱的一侧,经历色散信道和平方律探测后信号的功率谱密度与发送端一致,因此不会发生频率选择性衰落的问题^[16-17]。然而,直接检测光学 SSB 信号存在一个潜在问题,即在接收端引入的信号与信号拍频干扰(SSBI)会大大降低系统的性能。文献^[18]和^[19]分别提出了两种不同的数字信号处理技术来缓解 SSBI,文献^[20]则基于 Kramers-Kronig(KK)关系构造了 KK 算法,从检测到的光电流信号中利用光功率重建光信号的相位,进一步解调发送端的 SSB 信号,整体上缓解了 SSBI 的影响。

综上,本文提出了一种基于 KK 算法的色散抑制 SSB DFMA-PON 系统。与传统的单边带 DFMA-PON 相比,使用 SSB 信号来避免色散引起的频率选择

性衰落的出现,同时利用 DFMA 技术提高带宽分配的灵活性。

2 理论分析

2.1 DFMA-PON 系统

图 1 为 DFMA-PON 的系统结构示意图。在 DFMA-PON 系统中,首先产生 $2N$ 路调制信号,然后对第 i 个调制信号进行 M 倍的上采样($M \geq 2N$),即在两个连续原始数据样本之间插入 $M-1$ 个 0。上采样数据序列通过基于希尔伯特对的数字成型滤波器(SF),经过数字滤波后,数据序列在时域中相加。然后,通过数模转换器(DAC),生成模拟信号。生成的模拟电信号随后进行强度调制(IM)生成光信号。最终,来自 DFMA-PON 中光线路终端(OLT)产生的光信号通过标准单模光纤(SSMF)传输到光网络单元(ONU)中。

在 ONU 中,利用光电探测器(PD)对光信号进行光-电转换,转换后的信号经过模数转换器(ADC)数字化后,与第 i 个信道数据流相应的匹配滤波器(MF)解复用。MF 的系数由 ONU 嵌入的数字信号处理(DSP)控制器按照与 OLT 相对应的过程来计算。此外,通过与 OLT-DSP 控制器周期性地通信,ONU 嵌入的 DSP 控制器还负责保持 DFMA-PON 中使用的滤波器之间的正交性。经过数字滤波后,选择第 i 个数据对解复用信号进行 M 倍的下采样,解码后恢复第 i 个信道数据。因此,DFMA-PON 可通过软件控制实现专用物理连接。

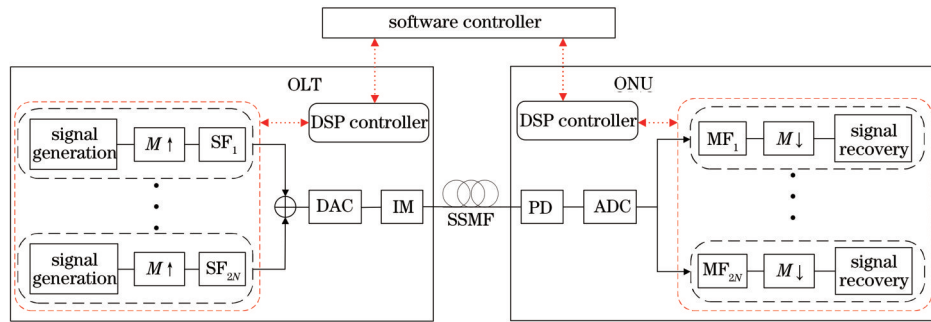


图 1 DFMA-PON 系统结构示意图

Fig. 1 Structural diagram of DFMA-PON system

本文利用希尔伯特对的方法构造所需的数字正交滤波器。若每个信道占用一对希尔伯特数字滤波器,第 i 个信道占用两个频谱重叠的子带,即同相(I)路和正交(Q)路,则第 i 个信道的基于希尔伯特对的成型滤波器的脉冲响应函数的表达式为

$$\begin{cases} s_i^I(t) = p(t) \cos(2\pi f_{c,i}t + \theta_I) \\ s_i^Q(t) = p(t) \sin(2\pi f_{c,i}t + \theta_Q) \end{cases} \quad (1)$$

式中: θ_I 和 θ_Q 为 I 路信号初始相位和 Q 路信号初始相位,满足 $\theta_I - \theta_Q = k\pi$ (k 为整数); $f_{c,i}$ 为第 i 个希尔伯特对的中心频率; t 为信号的时间坐标; $p(t)$ 为平方根升余弦形式的基带脉冲响应,表达式为

$$\begin{cases} p(t) = \frac{\sin[\pi(1-\alpha)t'] + 4\alpha t' \cos[\pi(1+\alpha)t']}{\pi t' [1 - (4\alpha t')^2]} \\ t' = t/T \end{cases} \quad (2)$$

式中: T 为上采样之前每个符号的持续时间,决定系统的总比特率; α 为平方根升余弦的滚降系数。

由式(1)、(2)可以得出相应的匹配滤波器的脉冲响应,即

$$\begin{cases} m_i^I(t) = s_i^I(\pm t - \theta_I) \\ m_i^Q(t) = s_i^Q(\pm t - \theta_Q) \end{cases} \quad (3)$$

由式(3)设定可知,匹配滤波器和成型滤波器满足的正交条件为

$$s_i^A(t) \otimes m_j^B(t) = \begin{cases} \delta(t - t_0), & A = B \text{ and } i = j \\ 0, & A \neq B \text{ and } i \neq j \end{cases}, \quad (4)$$

式中:上标 A 和 B 表示 I 或者 Q; t_0 表示数字滤波引起的时间延迟; \otimes 表示卷积。根据 DFMA-PON 系统的原理,可由成型滤波器的脉冲响应推导出匹配滤波器的脉冲响应。同时,假设 DAC 和 ADC 具有相同的采样速度,则 $f_{c,i}$ 的表达式为

$$f_{c,i} = (2i - 1) \frac{f_{\text{DAC/ADC}}}{4N}, \quad i = 1, 2, \dots, N, \quad (5)$$

式中: $f_{\text{DAC/ADC}}$ 是 DAC 和 ADC 的采样速率; N 是独立子信道个数的一半。在这种情况下,根据希尔伯特对的中心频率可以确定可用频谱区域内滤波器的频率响应。图 2 表示的是具有不同中心频率的数字正交滤波器的 I 路和 Q 路的频率响应与 OLT 的信道划分,其中 $|H_{\text{RF}}(f)|$ 为频域响应函数, f 为频率。可以看出,基于希尔伯特对的数字正交滤波器可以实现信道间的分隔,使系统具备更好的灵活性。

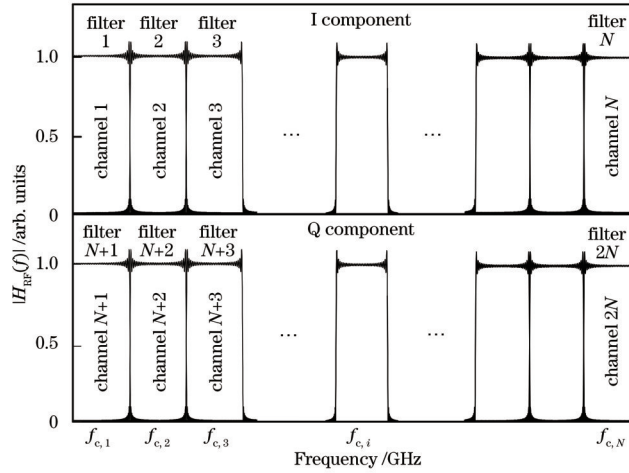


图 2 数字正交滤波器的频率响应与 OLT 信道划分

Fig. 2 Frequency response of digital quadrature filter and OLT channel division

2.2 Kramers-Kronig 接收机

在 DFMA-PON 系统中,使用 SSB 信号来避免频率选择性衰落的出现,但传输 SSB 信号会在接收端引入 SSBI,进而导致接收的信号失真。为消除 SSBI 的干扰,在接收端利用 KK 算法进行信号处理。KK 算法能从幅度信息中恢复出相位信息,在此过程中也消除了 SSBI 对信号的干扰,从而更好地恢复出信号。

本文使用两个单驱动马赫-曾德尔调制器 (SDMZM) 和一个 90° 的移相器构成 IQ 调制器来产生 SSB 信号^[21-22]。在理想情况下,假设 SDMZM 上下臂的分光相同,且忽略 SDMZM 的衰减和周围温度的变化,调制器的射频半波电压等于直流半波电压,使用推挽结构来产生 SSB 信号,则可得 SDMZM 输出信号的表达式为

$$E_{\text{out}} = \frac{E_{\text{in}}}{2} \left\{ \exp \left[j \left(\frac{\pi V_{\text{RF}}}{V_{\pi}} + \frac{\pi V_{\text{DC}}}{V_{\pi}} \right) \right] + \exp \left[-j \left(\frac{\pi V_{\text{RF}}}{V_{\pi}} + \frac{\pi V_{\text{DC}}}{V_{\pi}} \right) \right] \right\}, \quad (6)$$

式中: V_{RF} 为射频调制信号; V_{DC} 为偏置电压; V_{π} 为半波电压; E_{in} 为输入光场; E_{out} 为输出光场。则可得到输出表达式为

$$\begin{aligned} E_{\text{out}} &= \frac{E_{\text{in}}}{2} \left\{ \exp \left[j \left(\frac{\pi V_{\text{I,RF}}}{V_{\pi}} + \frac{\pi V_{\text{I,DC}}}{V_{\pi}} \right) \right] + \exp \left[-j \left(\frac{\pi V_{\text{I,RF}}}{V_{\pi}} + \frac{\pi V_{\text{I,DC}}}{V_{\pi}} \right) \right] \right\} + \\ & \frac{E_{\text{in}}}{2} \left\{ \exp \left[j \left(\frac{\pi V_{\text{Q,RF}}}{V_{\pi}} + \frac{\pi V_{\text{Q,DC}}}{V_{\pi}} \right) + \frac{\pi}{2} \right] + \exp \left[-j \left(\frac{\pi V_{\text{Q,RF}}}{V_{\pi}} + \frac{\pi V_{\text{Q,DC}}}{V_{\pi}} \right) + \frac{\pi}{2} \right] \right\} = \\ & E_{\text{in}} \left[\cos \left(\frac{\pi V_{\text{I,RF}}}{V_{\pi}} + \frac{\pi V_{\text{I,DC}}}{V_{\pi}} \right) + j \cos \left(\frac{\pi V_{\text{Q,RF}}}{V_{\pi}} + \frac{\pi V_{\text{Q,DC}}}{V_{\pi}} \right) \right], \quad (7) \end{aligned}$$

式中: $V_{\text{I,RF}}$ 和 $V_{\text{I,DC}}$ 为 I 路的射频调制信号和偏置电压; $V_{\text{Q,RF}}$ 和 $V_{\text{Q,DC}}$ 为 Q 路的射频调制信号和偏置电压。

为产生 SSB 信号,应使两个 SDMZM 均工作在最

小偏置点处,即 $V_{\text{I,DC}} = V_{\text{Q,DC}} = -V_{\pi}/2$ 。同时,满足输入信号为小信号,且 $V_{\text{I,RF}} = s(t)$, $V_{\text{Q,RF}} = \hat{s}(t)$ 。因此,调制器输出的光学 SSB 信号为

$$E_{out} = E_{in} \left\{ \sin \left[\frac{\pi}{V_{\pi}} s(t) \right] + j \sin \left[\frac{\pi}{V_{\pi}} \hat{s}(t) \right] \right\} \approx E_{in} \cdot \frac{\pi}{V_{\pi}} [s(t) + j\hat{s}(t)]. \quad (8)$$

调制器输出的光学 SSB 信号无法在接收端直接检测,需要在发送时将载波信号 E_{LO} 同步发射输入光纤。同时,假设 PD 的响应度为 1,则经过 PD 后得到的电信号为

$$I(t) = E_{out}(t) \cdot E_{out}^*(t) \approx E_{LO}^2(t) + \frac{2\pi E_{LO} E_{in}}{V_{\pi}} s(t) + \frac{\pi E_{in}^2}{V_{\pi}} [s^2(t) + \hat{s}^2(t)], \quad (9)$$

式中: E_{out}^* 为 E_{out} 的共轭。

由式(9)可知:第一项为直流分量,可利用和 PD 集成在一起的隔直电容滤除;第二项为需要解调的信号;第三项为 SSBI,频谱位置如图 3 所示,其中 B 为 SSB 信号带宽。因此,可知载波抑制的 SSB 信号在进行传输时,解调过程中会产生 SSBI。为消除此干扰的影响,在接收端引入 KK 算法进行处理,其原理图如图 4 所示。其中, $\mathcal{F}^{-1}\{\cdot\}$ 为傅里叶逆变换; $\mathcal{F}\{\cdot\}$ 为傅里叶变换; $\text{sign}(\cdot)$ 为符号函数。

KK 算法的关键在于处理的信号为最小相位信号,在图 4 中对应信号为 $\ln|\cdot|$ 部分。假设 $m(n)$ 是

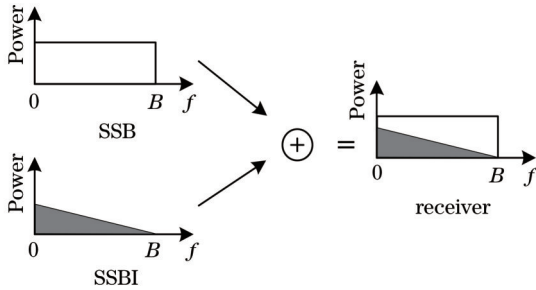


图 3 SSBI 频谱图

Fig. 3 Spectrum of SSBI

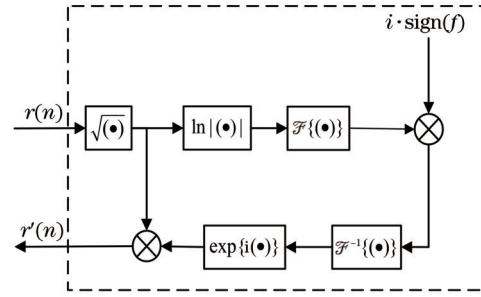


图 4 KK 算法原理图

Fig. 4 Schematic diagram of KK algorithm

过平方律检测后得到的离散时间信号,则 KK 算法处理的信号可以重写为

$$r(n) = \alpha \left| \min[m(n)] \right| + m(n), \quad (10)$$

式中: n 为离散时间点; α 为比例因子,当 $\alpha > 1$ 时对应的信号就能满足最小相位条件。此时,相位信息 $\phi(n)$ 与强度信息 $r(n)$ 之间的 KK 关系为

$$\phi(n) = H \left\{ \ln \left[\sqrt{r(n)} \right] \right\}, \quad (11)$$

式中: $H(\cdot)$ 表示希尔伯特变换。根据强度信息恢复相位信息来重构原始信号,重构后的原始信号可表示为

$$r'(n) = \sqrt{r(n)} \exp[\phi(n)]. \quad (12)$$

3 仿真系统模型与性能评估

3.1 系统模型

图 5 为采用 KK 算法的 SSB DFMA-PON 的系统原理图,本文使用 VPI Transmission Maker 9.5 和 MATLAB R2019B 来仿真系统的性能,其中 LD 为激光二极管。使用 4 个信道组成的 SSB DFMA-PON 系统,总比特率达到 40 Gb/s 以上。DFMA 的 4 路信号由 MATLAB 生成,CH1、CH2 分别对应于中心频率为 $f_{c,1}$ 和 $f_{c,2}$ 的数字滤波器的 I 路信号,CH3、CH4 分别对应于中心频率为 $f_{c,1}$ 和 $f_{c,2}$ 的数字滤波器的 Q 路信号。

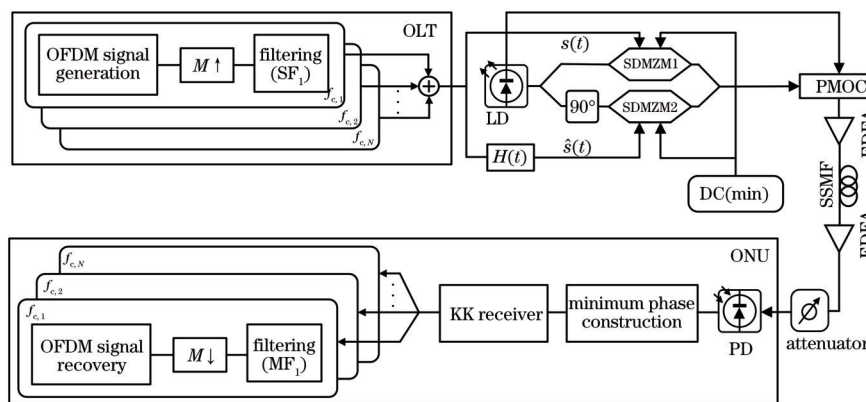


图 5 采用 KK 算法的 SSB DFMA-PON 的系统原理图

Fig. 5 System schematic diagram of SSB DFMA-PON accompanied with KK algorithm

在发射端,首先对 4 路比特流进行 16QAM 方式的调制(QAM 为正交幅度调制),每路 OFDM 信道的符号数为 1280,快速傅里叶逆变换(IFFT)点数为 64,其中 31 个子载波用于传输有效数据,循环前缀为 0.125。然后,对 4 路 OFDM 信道进行 4 倍上采样,并分别通过中心频率为 $f_{c,1}=3.125$ GHz 和 $f_{c,2}=9.375$ GHz 的正交成型滤波器,滤波器长度为 32。滤波后对 4 个数字滤波通道信号直接求和,并将求和后的信号和其希尔伯特变换项输入到 IQ 调制器中。同时,使调制器工作在最小偏置点处。使用中心波长为 1550 nm 的分布式反馈(DFB)激光器作为光源,将调制得到的光学 SSB 信号和载波信号一起发送到 SSMF 中进行传输。

此外,需要注意的是,载波信号与光信号要同频,故利用保偏光纤耦合器(PMOC)实现光源的分光和耦合。在接收端,接收到的光信号由 PD 直接转换成电信号。在满足最小相位条件的情况下,利用 KK 算法来消除 SSBI 的干扰并恢复出信号信息,之后再继续进行 DFMA 的解调。表 1 为系统所用的 SSMF 和 PD 的一些基本参数,数据来源于长飞光纤光缆股份有限公司全贝低水峰单模光纤^[23]和康冠光电公司 KG-PT 型 40 GHz 高速光探测模块^[24]。本文对说明手册中各参数给出的取值范围进行了类似的仿真,其结果是相似的。考虑到这些实际器件使用时参数的取值将落在说明手册给出的典型值附近,且不会有较大变化,故本文直接使用表 1 给出的典型值进行仿真。

表 1 基本参数

Table 1 Basic parameters

Parameter	Value
SSMF dispersion / ($\text{ps} \cdot \text{nm}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$)	17
SSMF dispersion slope / ($\text{ps} \cdot \text{nm}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$)	86
SSMF attenuation / ($\text{dB} \cdot \text{km}^{-1}$)	0.2
Kerr coefficient / ($\text{m}^2 \cdot \text{W}^{-1}$)	2.6×10^{-20}
Responsibility / ($\text{A} \cdot \text{W}^{-1}$)	0.55
Dark current / nA	10
Thermal noise / ($\text{A} \cdot \text{Hz}^{-\frac{1}{2}}$)	1×10^{-11}

3.2 性能评估

图 6 为背对背仿真中载波信号功率比(CSPR)与误码率(BER)之间的关系曲线。CSPR 是影响直接检测系统解调效果的一个重要参数。一般情况下, CSPR 越大,平方律探测引入的 SSBI 对系统的影响越小,系统传输性能越好。然而,较大的载波信号功率会降低传输系统的光功率预算。因此,存在一个最佳的 CSPR 值使系统性能达到最优^[17]。由图 6 可知,随着 CSPR 的增大,4 个信道的 BER 先减小后增大,这是因为当 CSPR 太小时,SSB 信号不满足最小相位信号条件, KK 算法性能受到影响。从图 6 中同样可以得到,当 CSPR 的范围为 2 dB~16 dB 时,4 个信道的误码率都满足 7% 的硬判决前向纠错(HD-FEC)判决门限

($M_{\text{HD-FEC}}=3.8 \times 10^{-3}$)。从 4 个信道的平均误码率曲线中可以发现,当 CSPR 处于 6 dB~8 dB 时,4 个信道的误码率均达到最优,故在后续仿真中发射端的 CSPR 都取 8 dB。

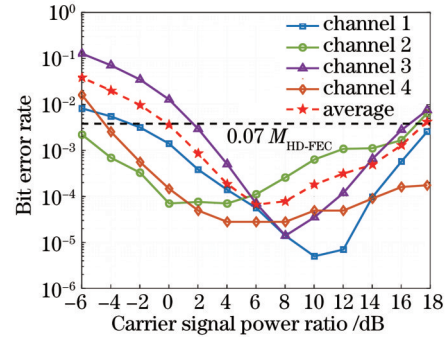


图 6 4 信道的 CSPR 和 BER 曲线

Fig. 6 CSPR and BER curves of four channels

图 7(a) 表示在传输距离为 25 km, CSPR 固定在 8 dB 的情况下,SSB 系统中有无 KK 算法时 BER 与接收光功率(ROP)的曲线和 DSB 系统中 BER 与 ROP 的曲线。可以发现,SSB 系统性能明显优于 DSB 系统,主要原因是在没有任何色散补偿算法的情况下,DSB 系统中的光纤色散的影响较大,这会引引起接收端无法正确解调出信号,而 SSB 系统能抑制光纤色散引起的频率选择性衰落现象,从而使接收端正确解调出信号。还可以看出,SSB 系统的所有信道展现出了相似的性能且有 KK 算法的性能都优于无 KK 算法的性能。这是因为在满足 KK 算法最小相位的前提下, KK 算法消除了接收信号中的 SSBI 干扰。其中,信道 1 在有 KK 算法的情况下,在 ROP 为 -13 dBm 时满足 7% 的 $M_{\text{HD-FEC}}$,而在无 KK 算法的情况下,在 ROP 为 -8 dBm 时才满足 7% 的 $M_{\text{HD-FEC}}$,表明当信道 1 有 KK 算法时接收机灵敏度提高了 5.0 dB 左右。同时,也可以得出信道 2、信道 3 和信道 4 的接收机灵敏度分别提高了 0.5 dB 左右、1.5 dB 左右和 1.0 dB 左右。图 7(b)和图 7(c)分别表示信道 1 在 ROP 为 -13 dBm 时有无 KK 算法的星座图,取点位置如图 7(a)中的实线箭头和虚线箭头所示。

4 结 论

采用 DFMA-PON 系统来灵活分配用户带宽资源,很好地满足了按需分配用户带宽的需求。为抑制 DFMA-PON 系统的色散,提出了采用 SSB 信号的方法,并指出了如何使用 IQ 调制器产生 SSB 信号。根据理论分析,在产生 SSB 信号的过程中,会产生 SSBI 的干扰,为消除此干扰对系统的影响,引入了 KK 算法。仿真使用带有 KK 算法的色散抑制 SSB DFMA-PON 系统,结果表明,在仅使用 KK 算法而不加入其他色散补偿算法的情况下,与未引入 KK 算法的系统相比,在传输 25 km 标准单模光纤后,接收机灵敏度最高可提高约 5.0 dB。同时,通过仿真可得,4 个信道在经过 KK 算法处理后有了不同的接收机灵敏度提高,最高

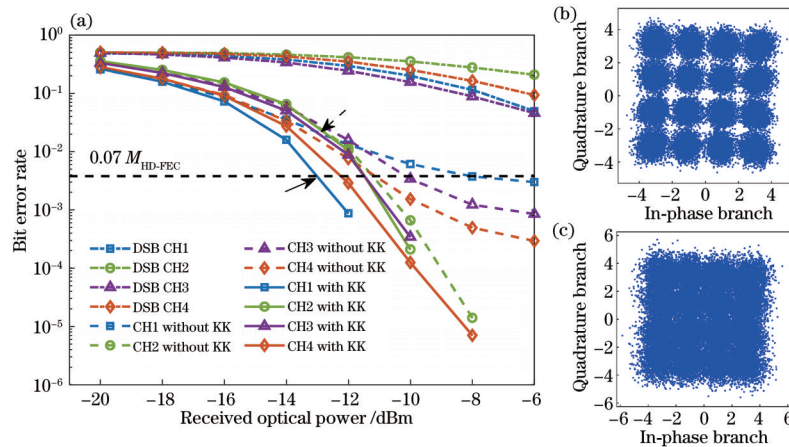


图 7 误码率曲线与星座图。(a) DSB 系统 BER 曲线和 SSB 系统中有无 KK 算法的 BER 曲线; (b) 信道 1 在有 KK 算法时 ROP 为 -13 dBm 处的星座图; (c) 信道 1 在无 KK 算法时 ROP 为 -13 dBm 处的星座图

Fig. 7 BER curve and constellation diagram. (a) BER curve of DSB system and BER curves of SSB system with and without KK algorithm; (b) constellation diagram of channel 1 with KK algorithm when ROP is -13 dBm; (c) constellation diagram of channel 1 without KK algorithm when ROP is -13 dBm

可提升 5.0 dB, 最低只提升了 0.5 dB。造成接收机灵敏度提高不同的原因在于 4 个信道之间的相互干扰。因此, 之后的工作重心将放在消除信道相互干扰方面, 使整个系统中不同信道的接收机灵敏度均可得到显著提高。

参 考 文 献

- [1] Andrews J G, Buzzi S, Choi W, et al. What will 5G be? [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(6): 1065-1082.
- [2] Wey J S, Zhang J W. Passive optical networks for 5G transport: technology and standards[J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37(12): 2830-2837.
- [3] 马子洋, 吴琼琼, 李启华, 等. 超密集波分复用无源光网络的研究进展[J]. 激光与光电子学进展, 2021, 58(5): 0500006.
Ma Z Y, Wu Q Q, Li Q H, et al. Ultra-dense wavelength division multiplexing passive optical network[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2021, 58(5): 0500006.
- [4] Gong X X, Guo L, Dong Y X, et al. SPM-improved transmission performance of software-reconfigurable IMDD PONs based on digital orthogonal filtering[J]. Journal of Lightwave Technology, 2017, 35(20): 4488-4496.
- [5] Dixit A, Lannoo B, Das G, et al. Flexible TDMA/WDMA passive optical network: energy efficient next-generation optical access solution[J]. Optical Switching and Networking, 2013, 10(4): 491-506.
- [6] Hou F F, Yang M. The analysis of system performance of WDM/OCDMA-PON based on DQPSK[J]. Optik, 2014, 125(15): 4150-4153.
- [7] Yang C C. High speed and secure optical CDMA-based passive optical networks[J]. Computer Networks, 2009, 53(12): 2182-2191.
- [8] Bolea M, Giddings R P, Bouich M, et al. Digital filter multiple access PONs with DSP-enabled software reconfigurability[J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2015, 7(4): 215-222.
- [9] Dong Y, Giddings R P, Tang J. Hybrid OFDM-digital filter multiple access PONs[J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(23): 5640-5649.
- [10] Dong Y X, Jin W, Giddings R P, et al. Hybrid DFT-spread OFDM-digital filter multiple access PONs for converged 5G networks[J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2019, 11(7): 347-353.
- [11] 李炉焦, 陈君, 唐志军, 等. 光无线通信中基于哈特莱变换的翻转 OFDM 技术[J]. 光学学报, 2021, 41(19): 1906002.
Li L J, Chen J, Tang Z J, et al. Flip-OFDM based on Hartley transform for optical wireless communications[J]. Acta Optica Sinica, 2021, 41(19): 1906002.
- [12] Bao H N, Gong X X, Zhang Q H, et al. Performance investigations of DFMA-PON systems using a parallel IM/PM transmitter for dispersion compensation[C]//9th International Conference on Intelligent Computing and Wireless Optical Communications (ICWOC), June 4-7, 2021, Chongqing, China. New York: IEEE Press, 2021: 28-32.
- [13] Ishimura S, Kim B G, Tanaka K, et al. Broadband IF-over-fiber transmission with parallel IM/PM transmitter overcoming dispersion-induced RF power fading for high-capacity mobile fronthaul links[J]. IEEE Photonics Journal, 2018, 10(1): 17481850.
- [14] Jin W, Sankoh A, Dong Y X, et al. Hybrid SSB OFDM-digital filter multiple access PONs[J]. Journal of Lightwave Technology, 2020, 38(8): 2095-2105.
- [15] Zhong Z Q, Jin W, Jiang S, et al. Concurrent inter-ONU communications for next generation mobile fronthauls based on IMDD hybrid SSB OFDM-DFMA PONs[J]. Journal of Lightwave Technology, 2021, 39

- (23): 7360-7369.
- [16] Zhu M Y, Zhang J, Yi X W, et al. Optical single sideband Nyquist PAM-4 transmission using dual-drive MZM modulation and direct detection[J]. *Optics Express*, 2018, 26(6): 6629-6638.
- [17] 高翔, 蔡沅成, 许渤, 等. 直接探测系统中两种单边带光信号调制与恢复方法的研究[J]. *光学学报*, 2019, 39(9): 0906001.
- Gao X, Cai Y C, Xu B, et al. Two approaches of single-side band optical signal modulation and reconstruction in direct detection system[J]. *Acta Optica Sinica*, 2019, 39(9): 0906001.
- [18] Li Z, Erkiñç M S, Shi K, et al. SSBI mitigation and the Kramers-Kronig scheme in single-sideband direct-detection transmission with receiver-based electronic dispersion compensation[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2017, 35(10): 1887-1893.
- [19] Zhu M Y, Zhang J, Ying H, et al. 56-Gb/s optical SSB PAM-4 transmission over 800-km SSMF using DDMZM transmitter and simplified direct detection Kramers-Kronig receiver[C]//*Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC)*, March 11-15, 2018, San Diego, CA, USA. New York: IEEE Press, 2018: 17856033.
- [20] Mecozzi A, Antonelli C, Shtaf M. Kramers-Kronig coherent receiver[J]. *Optica*, 2016, 3(11): 1220-1227.
- [21] 李韦萍, 孔森, 石俊婷, 等. ROF 系统中基于单个调制器的多射频操作[J]. *中国激光*, 2020, 47(11): 1106002.
- Li W P, Kong M, Shi J T, et al. Multiple radio frequency operation based on a modulator in a radio-over-fiber system[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2020, 47(11): 1106002.
- [22] 王东飞, 唐先锋, 席丽霞, 等. 基于两个并行相位调制器的正交频分复用矢量毫米波产生[J]. *光学学报*, 2020, 40(18): 1806006.
- Wang D F, Tang X F, Xi L X, et al. Orthogonal frequency division multiplexing vector millimeter-wave generation based on two parallel phase modulators[J]. *Acta Optica Sinica*, 2020, 40(18): 1806006.
- [23] YOFC[EB/OL]. [2021-02-05]. <https://www.yofc.com/view/862.html>.
- [24] CONQUER[EB/OL]. [2021-02-05]. <http://www.conquer-oc.com/cn/detail-20-127-146.html>.