

基于增强型最大比例混合接收机的硅基调制器线性度补偿方法

秦军^{1,2}, 陶源盛³, 金明³, 韩昌灏³, Rahul Kumar Gangwar³, 李月琴^{1,2}, 孙剑^{1,2}, 缪旻^{1,2*}

¹北京信息科技大学信息与通信工程学院信息与通信系统信息产业部重点实验室, 北京 100101;

²北京信息科技大学信息与通信工程学院光电测试技术及仪器教育部重点实验室, 北京 100101;

³北京大学电子学院区域光纤通信网与新型光通信系统国家重点实验室, 北京 100871

摘要 硅基调制器具有体积小、功耗低、易集成等优势,但相较于铌酸锂调制器,线性度通常较差,从而限制了其在光载无线等通信系统中的性能。提出一种增强型最大比例混合接收机(EMRC-Rx),用以补偿硅基调制器对无源光接入网络带来的性能下降缺点。EMRC-Rx综合利用直接检测机(DD-Rx)和轻相干检测机(Lite CO-Rx)的优势,借助两种接收方式的最大信噪比占比,可以显著提升接收机的灵敏度,进而解决硅基调制器低线性度导致的系统性能下降问题。实验结果表明,当误码率高于 KP4-FEC 阈值 1.0×10^{-4} 时,相较于 DD-Rx 和 Lite CO-Rx,EMRC-Rx 的接收灵敏度分别提升 5.5 dB 和 8.8 dB,误差矢量幅度(EVM)分别提升 32.5% 和 41.1%,系统性能明显得到改善。通过进一步与铌酸锂调制器进行对比发现,相比采用铌酸锂调制器的 Lite CO-Rx 和 DD-Rx,基于硅基调制器的 EMRC-Rx 的接收灵敏度分别提升 3.5 dB 和 7.9 dB,且可取得与铌酸锂调制器中 MRC-Rx 接近的系统性能,验证了 EMRC-Rx 对硅基调制器低线性度带来的性能劣化的补偿效果。本工作对在 5G 时代利用硅基调制器构建高可靠、低成本的光子集成接入网具有指导意义。

关键词 硅基调制器; 直接检测; 轻相干检测; 无源光接入网; 调制器线性度

中图分类号 TN29

文献标志码 A

DOI: 10.3788/AOS231033

1 引言

近年来在 5G 技术的推动下,高清视频、在线游戏、云计算等高带宽需求业务以及远程工业控制、自动驾驶等高可靠、低延时类(uRLLc)业务持续高速增长^[1-2],基于树状拓扑结构的无源光网络(PON)^[3-5]被认为是应对 5G 时代应用需求增长的最佳接入网技术选择。对于树状拓扑结构的 PON,在 5G 前传场景(Fronthaul I)下,分布单元(DU)和射频单元(RRU)之间的光分配网络(ODN)只采用无源的分束器/合成器,不使用任何其他有源器件,并且下行信号和上行信号在同一光纤中相向传播,从而可以有效降低系统成本。这其中,时分/波分复用 PON 技术(NG-PON2)可以部署到 Fronthaul I^[6],同一 DU 下 RRU 之间占用同一波长的不同时间隙来完成信息传输。NG-PON2 与 ODN 架构完全兼容,通常 ODN 中分光比越大,同一波长可支持的 RRU 数量越多,但分光比越大意味着 RRU 侧能接收到的光功率越低,因此为了实现对低功率信号的接收,近些年相干接收技术被引入到 PON

中^[7-10]。相较于直接检测,相干检测可以提供更高的接收灵敏度,从而允许 ODN 具有更高的分光比。同时,相干检测对色散容忍度更高,对调制波长透明,并且通过采用高阶的相位和幅度调制技术可以有效地提升信息传输速率。但是,传统的相干检测硬件通常包括混频器、平衡探测器等光学器件,这些器件对于 PON 来说成本过于高昂,因此轻相干检测技术被提出。与传统的相干检测系统相比,轻相干检测系统只需要采用单个光电探测器(PD)并叠加数字信号处理便可实现对信号的相干解调^[7-8],接收机复杂度和成本显著降低,同时保持了高接收灵敏度等相干检测的优势。尽管如此,当系统接收光功率较高时,轻相干检测的性能仍然逊色于直接检测^[7-10],分别单独采用相干接收和直接检测接收,并不能同时保持在低接收功率和高接收功率下的最佳接收性能,难以满足 uRLLc 等 5G 业务对网络高可靠性的要求。

硅基(Si)调制器具有体积小、功耗低、易集成等优势,应用到 PON 中可以降低系统体积、功耗和成本,但相较于商用铌酸锂调制器,线性度通常较差,从而

收稿日期: 2023-05-23; 修回日期: 2023-06-25; 录用日期: 2023-07-12; 网络首发日期: 2023-08-02

基金项目: 国家自然科学基金(62001010, 62105037)、北京大学区域光纤网与新型光通信系统国家重点实验室开放课题(2022GZKF016)

通信作者: *miaomin@bistu.edu.cn

限制了其在通信系统中的性能^[11-13]。为了提升 Si 调制器的线性度,目前业界提出的改进方法主要包括优化调制器 p-n 结设计,改变 p-n 结掺杂浓度,采用新的波导结构、电极结构和驱动方式等^[12, 14-15]。但这些方法基本都需要改变器件的物理特性和结构,或需要添加额外的驱动电路,线性度在调制器完成加工或封装时就已固定,之后难以改变,目前业界尚缺乏在器件完成加工或封装后的系统级调制器线性度补偿方案。

本文在前期工作^[16]的基础上进行进一步优化,提出一种增强型最大比例混合接收机(EMRC-Rx),用以解决低线性度的 Si 调制器导致系统性能下降的问题。EMRC-Rx 综合利用直接检测和轻相干检测的优势,利用两种接收方式的最大信噪比占比,可以有效提升接收灵敏度,使得系统可以在低接收功率和高接收功率两种情况下均保证可靠的传输性能。相较于前期工作^[16],本文通过考虑多个 Lite CO-Rx 分量对输出信号信噪比的贡献,基于所提出的 EMRC 算法,加大了轻

相干接收部分的信噪比占比,进一步提升了接收灵敏度,从而使得采用 Si 调制器系统的 EMRC-Rx 可以取得和采用铌酸锂(LiNbO₃,后简称为 LN)调制器系统的 MRC-Rx 接近的系统性能。所提 EMRC-Rx 是一种基于算法的针对 Si 调制器的线性度补偿方案,是器件在完成加工或封装后的系统级性能优化方案,是目前业界仍较为欠缺的。

2 系统工作原理

图 1 为基于 Si 调制器和 EMRC-Rx 构建的 NG-PON2 Fronthaul I 网络架构原型示意图,其中,不同的 Macro Cell 使用来自 DU 的不同波长,同一 Macro Cell 下不同 RRU 的 Small Cell 占用同一波长的不同时段(time slots)。RRU 通过无源的分束器(splitter)与 DU 互联,DU->RRU 的下行信号和 RRU->DU 的上行信号可通过光纤双向并行传输,Si 调制器和 EMRC-Rx 部分位于 DU 和 RRU 内。DU 和 RRU 内部信号的产生链路和接收链路完全对称。

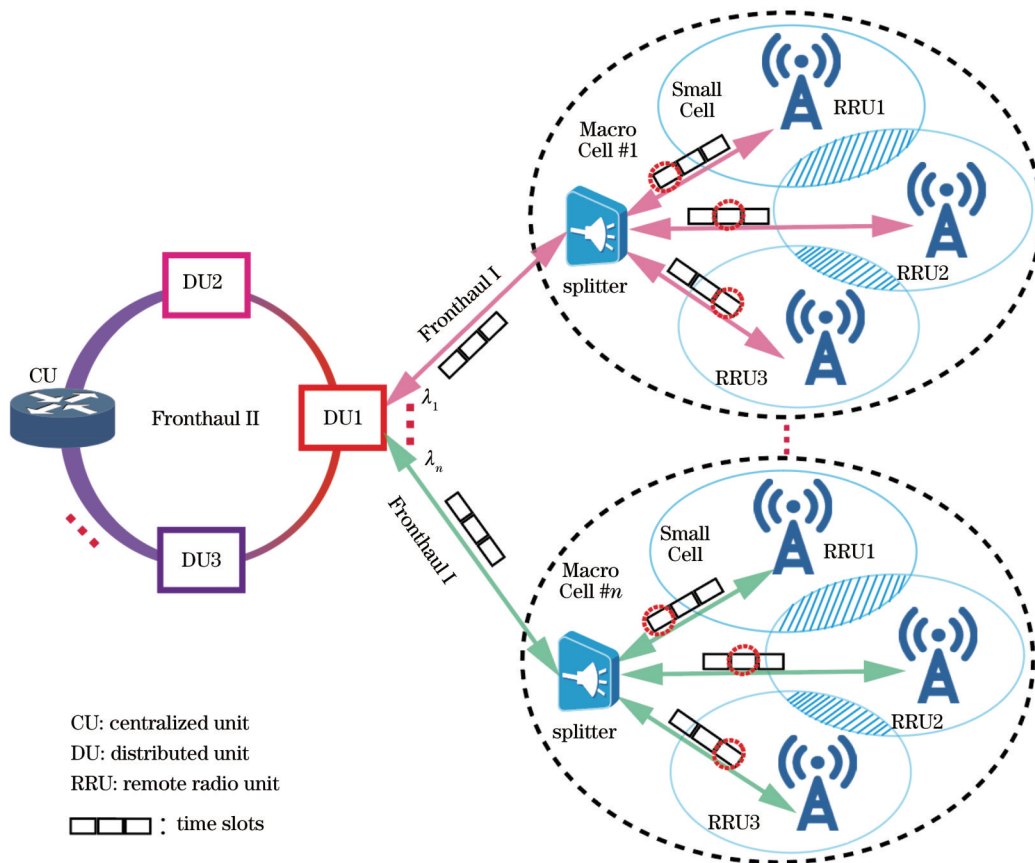


图 1 采用 EMRC-Rx 和 Si 调制器的 NG-PON2 Fronthaul I 网络架构

Fig. 1 Framework of NG-PON2 Fronthaul I network employing EMRC-Rx and Si modulator

图 2(a) 给出了采用 EMRC-Rx 和 Si 调制器的 PON 系统上下行信号传输工作原理。当系统部署于 RRU 内时,激光器(laser)同时作为上行信号(RRU->DU)的调制光载波和下行信号(DU->RRU)的本振

混频激光器。当系统部署在 DU 内时,laser 则作为下行信号的调制光载波和上行信号的本振混频激光器。这样上下行完全对称的传输链路结构可以降低系统在实际网络部署时的复杂度。

以下行信号传输为例,阐述 EMRC-Rx 的工作原理。系统中下行信号的中心频率为 f_1 , 采用双边带调制, 其在图 2(a) 中①处的信号频谱如图 2(b) 中(1)所示, 两个调制边带和光载波的频率差为 f_{IF1} 。上行信号激光器(此时同时工作为下行信号的本振光)发射光的中心频率为 f_2 , 经耦合器(coupler)分成两路, 其

中一路进入 Si 调制器产生上行调制信号, 另外一路与中心频率为 f_1 的下行信号耦合后进入 PD 拍频。图 2(a) 中②、③、④处信号的频谱分别如图 2(b) 中(2)、(3)、(4)所示。在 PD 内下行信号边带、载波和上行信号光载波之间相互拍频, 得到如图 2(b) 中(5)所示的频谱图。

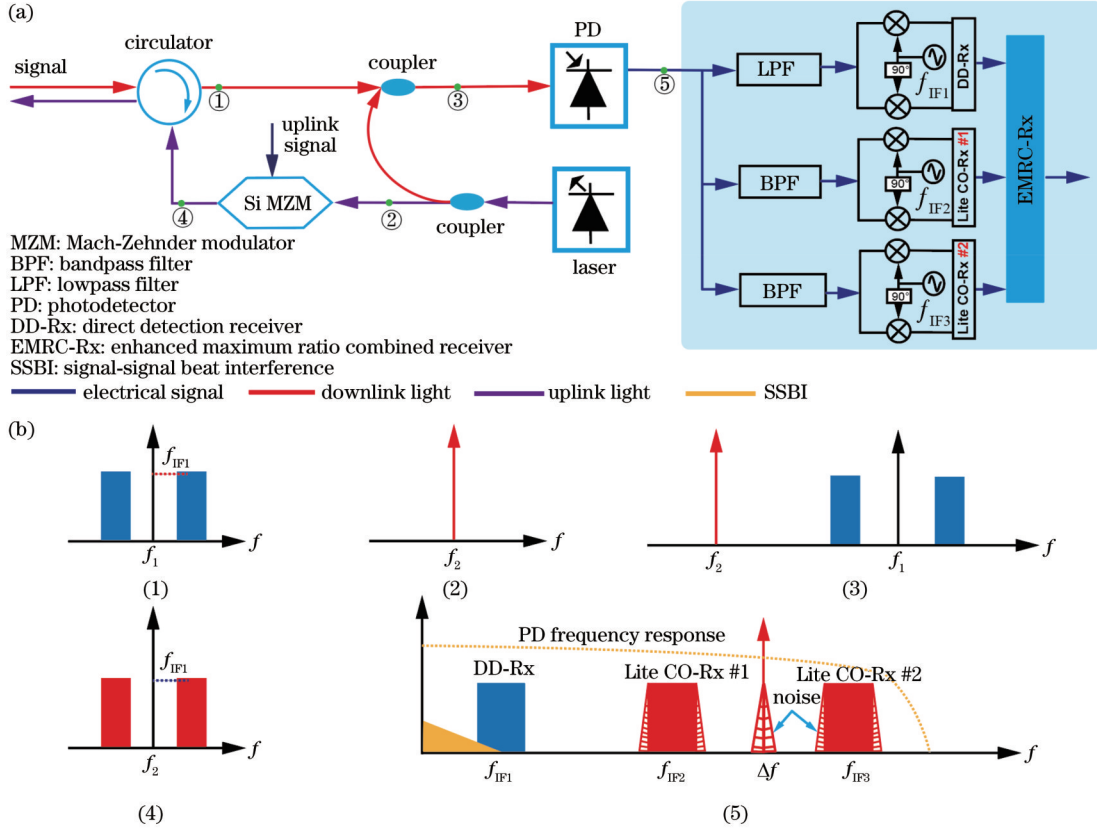


图 2 系统工作原理。(a)采用 EMRC-Rx 和 Si 调制器的 PON 系统的上下行信号传输工作原理;(b)各部分对应频谱和 PD 内拍频后频谱

Fig. 2 Working principle of the system. (a) Working principle of uplink and downlink signal transmission of PON system employing EMRC-Rx and Si modulator; (b) corresponding spectrum of each part and PD internal beat frequency spectrum

在图 2(b) 中(5)所示的频谱图中, 直接检测接收 (DD-Rx) 部分由下行信号的光载波和两个边带之间拍频形成, 中心频率为 f_{IF1} 。由于 DD-Rx 是由同一激光器拍频产生的, 所以信号质量不受频率偏移和载波相位噪声的影响。轻相干接收部分包括 Lite CO-Rx #1 和 Lite CO-Rx #2, 两部分中心频率分别为 f_{IF2} 和 f_{IF3} , 其中 $f_{IF2} = f_1 - f_2 - f_{IF1}$, $f_{IF3} = \Delta f + f_{IF1}$, 上下行信号光载波之间频率差 $\Delta f = f_1 - f_2$ 。Lite CO-Rx #1 由上行光载波和下行信号的左边带在 PD 内拍频生成, Lite CO-Rx #2 由上行光载波和下行信号的右边带拍频生成, 由于 Lite CO-Rx #1 和 Lite CO-Rx #2 均是由两个

激光器拍频产生的, 因此在接收端需要做频偏估计和载波相位恢复。下行信号光载波和上行信号光载波之间也会拍频, 在中心频率为 Δf 处生成新的频率分量。同时, 上下信号边带之间相互拍频会产生拍频串扰 (SSBI)。此外, 在对 DD-Rx、Lite CO-Rx #1 和 Lite CO-Rx #2 接收到的信号进行数字信号处理 (DSP) 之前均需要进行滤波和下变频操作, 过程如图 2(a) 中阴影方框所示。最后, EMRC-Rx 对 DD-Rx、Lite CO-Rx #1 和 Lite CO-Rx #2 三部分的结果采用增强型最大概率算法 (EMRC) 进行汇总计算, 并作为最终的结果输出。EMRC 算法的计算公式为

$$S_{EMRC-Rx}(t) = \frac{R_{SN\ DD-Rx}}{R_{SN\ DD-Rx} + R_{SN\ Lite\ CO-Rx\ \#1} + R_{SN\ Lite\ CO-Rx\ \#2}} S_{DD-Rx}(t) + \frac{R_{SN\ Lite\ CO-Rx\ \#1}}{R_{SN\ DD-Rx} + R_{SN\ Lite\ CO-Rx\ \#1} + R_{SN\ Lite\ CO-Rx\ \#2}} S_{Lite\ CO-Rx\ \#1}(t) + \frac{R_{SN\ Lite\ CO-Rx\ \#2}}{R_{SN\ DD-Rx} + R_{SN\ Lite\ CO-Rx\ \#1} + R_{SN\ Lite\ CO-Rx\ \#2}} S_{Lite\ CO-Rx\ \#2}(t), \quad (1)$$

式中: $S_{EMRC-Rx}(t)$ 、 $S_{DD-Rx}(t)$ 、 $S_{Lite\ CO-Rx\ #1}(t)$ 和 $S_{Lite\ CO-Rx\ #2}(t)$ 分别对应 EMRC-Rx、DD-Rx、Lite CO-Rx #1 和 Lite CO-Rx #2 的输出信号; R_{SN} 表示不同接收方式得到的信号的信噪比; $R_{SN\ DD-Rx}/(R_{SN\ DD-Rx} + R_{SN\ Lite\ CO-Rx\ #1} + R_{SN\ Lite\ CO-Rx\ #2})$ 、 $R_{SN\ Lite\ CO-Rx\ #1}/(R_{SN\ DD-Rx} + R_{SN\ Lite\ CO-Rx\ #1} + R_{SN\ Lite\ CO-Rx\ #2})$ 和 $R_{SN\ Lite\ CO-Rx\ #2}/(R_{SN\ DD-Rx} + R_{SN\ Lite\ CO-Rx\ #1} + R_{SN\ Lite\ CO-Rx\ #2})$ 分别代表 DD-Rx、Lite CO-Rx #1 和 Lite CO-Rx #2 可获得的最大 SNR 占比。由于接收信号的 SNR 会直接影响 DD-Rx、Lite CO-Rx #1 和 Lite CO-Rx #2 的输出信号质量,因此在 EMRC-Rx 算法中对不同类型接收方式得到的信号最大 SNR 占比进行综合考虑,相关合理性分析和论证可参考文献[17]。相较于本文前期工作^[16]只考虑单个 DD-Rx 和 Lite CO-Rx 的 MRC 算法,所提 EMRC-Rx 考虑多个 Lite CO-Rx 部分的贡献,加大了轻相干接收部分的信噪比占比,进一步提升了接收灵敏度,使得采用 Si 调制器系统的 EMRC-Rx 性能可以和采用 LN 调制器的 MRC-Rx 的性能相近,更大程度上弥补了 Si 调制器低线性度导致的性能损伤。

3 实验搭建及结果分析

3.1 实验系统搭建

所搭建的实验系统如图 3(a)所示,下行中心波长为 1549.951 nm 的信号光载波由激光器 1 (laser 1, 输出频率 f_1) 产生,经偏振控制器(PC)之后注入 Si 调制器

器。下行信号采用 QPSK 调制信号,由任意波形发生器(AWG, Tektronix 70002)产生,速率为 2.5 Gbit/s,对信号进行上采样(upsampling)之后,采用滚降系数为 0.1 的平方根升余弦滤波(SRRC)进行频谱整形,如图 3(b)中 QPSK transmitter 部分所示,射频副载波中心频率 f_{IF1} 为 2.5 GHz。信号经过 AWG 产生后,通过 Si 调制器完成电到光的信号转换,之后经过掺铒光纤放大器(EDFA)放大和标准单模光纤(SSMF)传输后由 PD 接收。另一路波长为 1550.043 nm 的激光器 (laser 2, 输出频率 f_2) 作为本振光(LO),和下行信号光通过耦合器耦合后进入 PD 完成相互拍频,耦合器之前的衰减器(ATT)用来调节下行信号功率。本振光 laser 2 之后的 PC 调整光的偏振态,以获得 PD 内最佳的外差拍频效果。如前所述,在实际网络部署中在 DU 和 RRU 内通常采用对称的上下行链路架构^[8],此时本振光 laser 2 也同时工作为上行信号的调制光源。EMRC-Rx 主要包含 3 部分,即 DD-Rx、Lite CO-Rx #1 和 Lite CO-Rx #2,三部分的结果通过式(1)给出的 EMRC 算法得到汇总计算,作为 EMRC-Rx 的最终输出结果。

DD-Rx、Lite CO-Rx #1 和 Lite CO-Rx #2 相应的 DSP 流程如图 3(b)所示。对于 DD-Rx,接收到的信号经模数转换(ADC)后,先经过 0~6 GHz 的低通滤波器,位于 f_{IF1} 的信号得到滤波,之后进行下变频,通过匹配滤波器 SRRC 之后恢复出原始 QPSK 波形,随后进

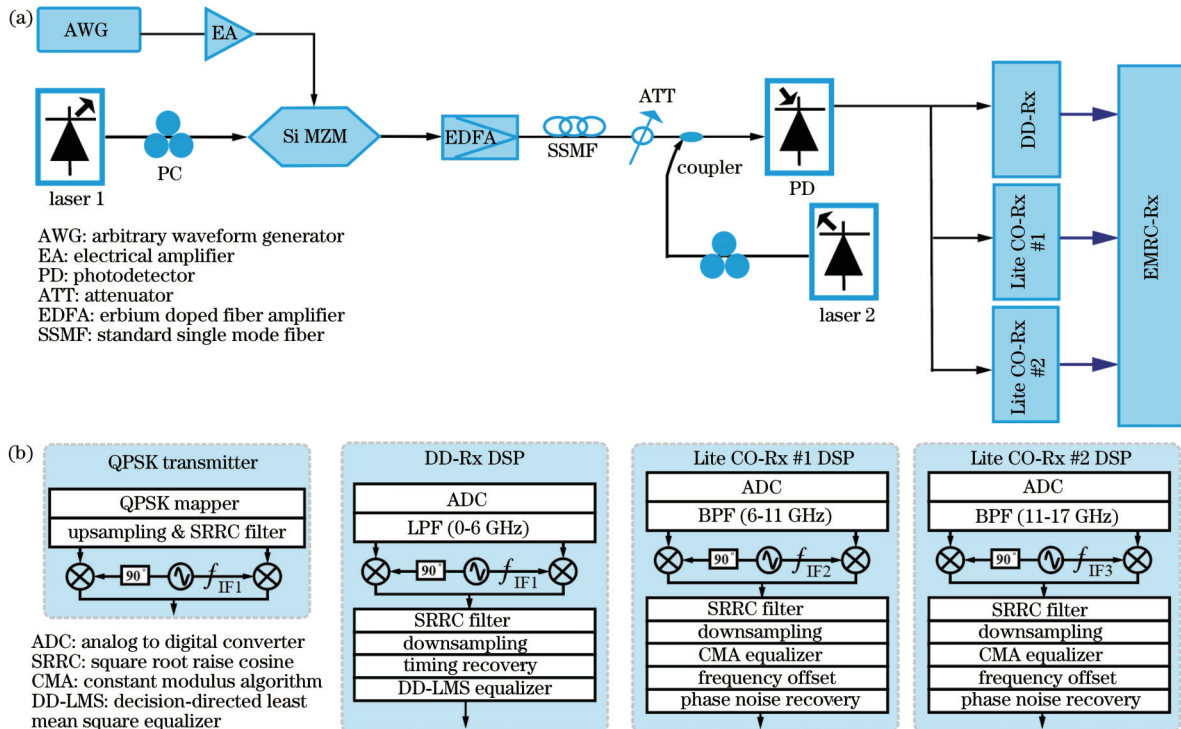


图 3 实验搭建。(a)基于 Si 调制器和 EMRC-Rx 搭建的验证性实验装置;(b)信号发射端、DD-Rx、Lite CO-Rx #1 和 Lite CO-Rx #2 的数字信号处理流程

Fig. 3 Experiment setup. (a) Confirmatory experimental device with Si modulator and EMRC-Rx; (b) DSP of the QPSK transmitter, DD-Rx, Lite CO-Rx #1, and Lite CO-Rx #2

下行采样(downsampling)。PD之后的电信号经ADC采样实现模拟信号的数字化。本文实验系统中,ADC采用的是自由运行的固定采样率的示波器,用示波器对数据进行采样。由于本地的采样时钟并没有和发射机信号同步,ADC采样点多数情况下并非信号的最佳采样点,同时由于本地时钟源本身的不稳定性,也有可能造成系统的采样误差,因此为了实现最优的数字信号恢复,需要采用时钟恢复以消除时钟采样误差的影响。本文中DD-Rx、Lite CO-Rx #1和Lite CO-Rx #2采用的时钟恢复算法均为数字平方滤波算法^[18]。最后,采用面向判决的最小均方误差算法(DD-LMS)对信号进行均衡,之后输出结果。对于Lite CO-Rx #1和Lite CO-Rx #2,两者DSP流程中除采用的滤波器中心频率不同外,其他流程均相同。滤波之后的主要流程包括下变频、匹配SRRC滤波和下采样。由于Lite CO-Rx #1和Lite CO-Rx #2是两个非相干激光器相互作用生成的,容易受到不同激光器相位噪声影响,因此,在下采样之后采用恒模算法(CMA)对信号进行均衡,最后两步采用频偏估计(CFO)和相位补偿(CPR)算法补偿频率偏移和相位相关损伤^[19-20]。

3.2 器件性能表征

所采用的Si调制器芯片为行波马赫-曾德尔调制器(MZM)结构(经IMEC流片所得),结构如图4中方

框A、B、C所示,本文实验中采用的调制器为A。直流偏置电压和射频信号通过右侧GSGSG pads加载到调制器上,调制器采用单臂驱动模式,光信号通过光栅(单个损耗为~6 dB)耦合进出芯片,调制器的插入损耗为~3.3 dB。调制器每个臂移相器(phase shifter)的长度为1.5 mm,调制效率 $V_{\pi} \cdot L$ 为2.494 V·cm。调制器的带宽(S21)通过矢量网络分析仪(VNA)测得,测试链路如图5(a)所示,线性度参数(SFDR)通过如图5(b)的链路测得,主要包括二次谐波失真(SHD)和三阶互调失真(IMD3)。在图5(b)的测试中,射频信号RF1和RF2频率分别为1 GHz和1.1 GHz,信号经电桥耦合后进入Bias Tee进而驱动Si调制器,PD之后的电谱仪用以测量SFDR。带宽和线性度的测量结果如图6所示。从图6可以看出,随着p-n结反偏电压从0 V增加到4 V,调制器3 dB带宽从23 GHz增加到33 GHz,在后续的实验中反偏电压选定在4 V,对应带宽为33 GHz。SFDR的测试结果如图6(b)所示,频率分别是1 GHz、2 GHz及1.2 GHz/0.9 GHz的输入射频信号、SHD和IMD3(图中所示结果为1.2 GHz/0.9 GHz的平均值)的功率变化通过改变输入射频功率测得,系统的noise floor取值为-161 dBm/Hz,通过对实验测量值进行拟合,计算得到SHD和IMD3分别为85.5 dB·Hz^{1/2}和99.5 dB·Hz^{2/3}。

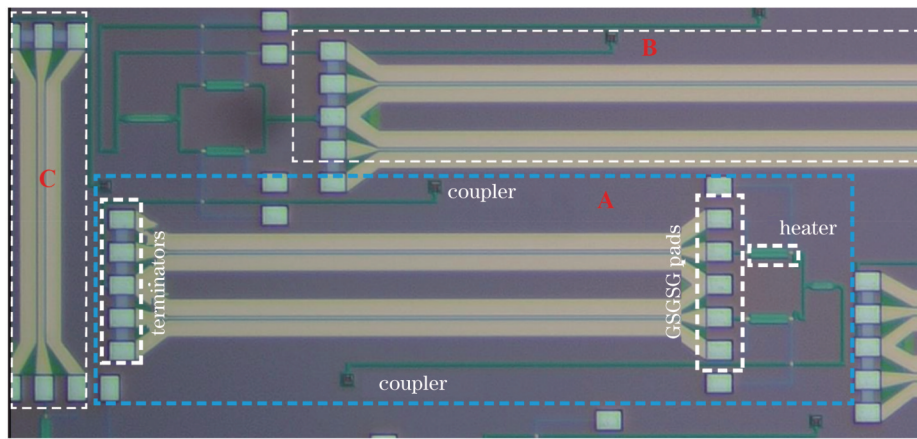


图4 所采用的Si MZM芯片图

Fig. 4 Si MZM chip diagram

3.3 实验结果

下行双边带信号和本振光在PD内拍频之后的信号频谱如图7所示,该结果由示波器(Keysight DSA96204Q, 33 GHz带宽, 80 GSa/s采样率)经快速傅里叶变换(FFT)运算后获得。从图7可以看出:原理图2(b)(5)中所展示的中心频率分别为 $f_{IF1}=2.5$ GHz、 $f_{IF2}=9$ GHz、 $f_{IF3}=14$ GHz的DD-Rx、Lite CO-Rx #1和Lite CO-Rx #2分量均已成功生成。其中DD-Rx由下行信号边带和载波拍频生成,中心频率 f_{IF1} 为载波和边带的频率间隔;Lite CO-Rx #1由下行双边带信号的下边带和本振光拍频生成,所以其中心频率

$f_{IF2}=\Delta f-f_{IF1}$; Lite CO-Rx #2由下行双边带信号的上边带和本振光拍频生成,中心频率为 $f_{IF3}=\Delta f+f_{IF1}$ 。从图7可以看出,除了DD-Rx、Lite CO-Rx #1和Lite CO-Rx #2分量外,下行信号载波和本振光载波相互拍频还生成了中心频率为 $\Delta f=11.5$ GHz的频率分量。实验中所采用的PD带宽为22 GHz(DSC30s, Discovery公司),响应度为0.7 A/W,结构为PIN+TIA型探测器,本实验中PD的带宽足以覆盖DD-Rx、Lite CO-Rx #1和Lite CO-Rx #2的最高频率分量,从而可以保证每部分的性能不会受到PD带宽的影响。实验中,数据通过实时示波器采集后在Matlab软件中进行离线

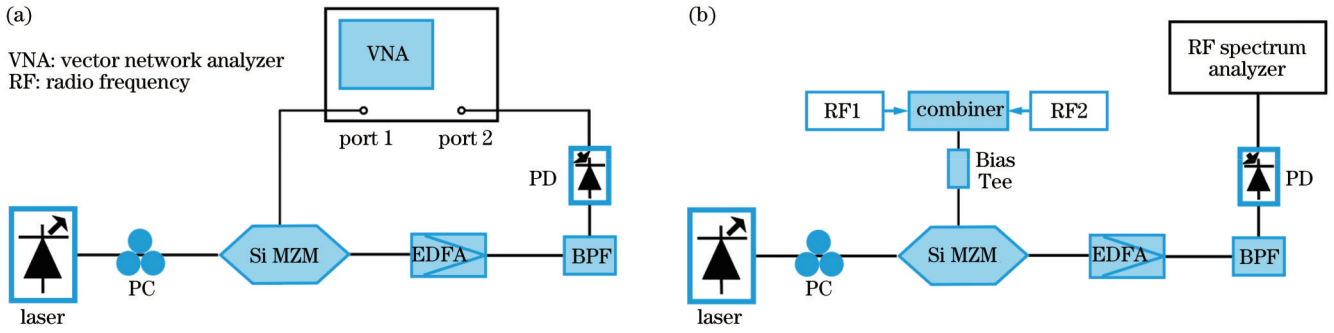


图 5 器件表征实验链路。(a) Si 调制器的带宽 (S21) 参数测试链路; (b) Si 调制器 SFDR 测试链路

Fig. 5 Device characterization setup. (a) Bandwidth (S21) testing link of Si modulator; (b) SFDR testing link of Si modulator

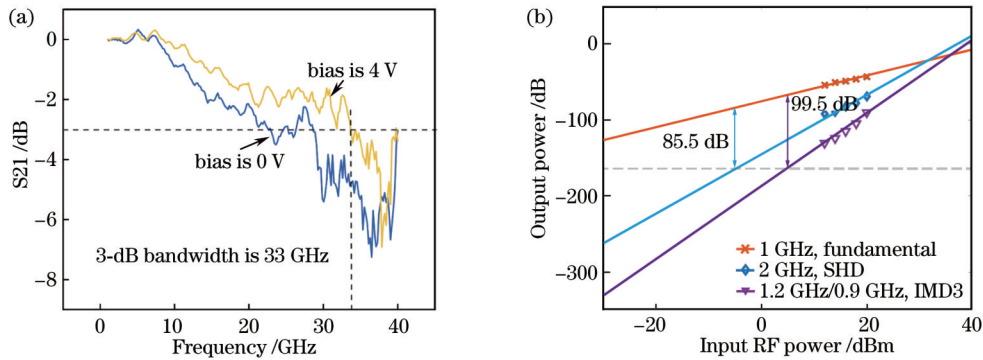


图 6 器件性能表征结果。(a) 不同反偏电压下对应的 Si MZM 的 S21 参数; (b) SHD 和 IMD3 测试结果

Fig. 6 Device performance characterization results. (a) S21 response of the Si MZM at different reverse bias voltages; (b) test result of SHD and IMD3

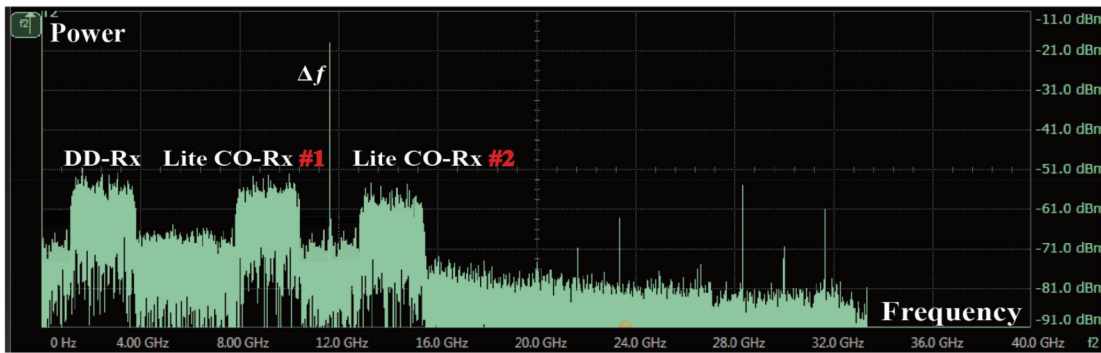


图 7 PD 之后示波器获取的信号频谱

Fig. 7 Frequency spectrum captured by oscilloscope after PD

处理和计算。

DD-Rx、Lite CO-Rx #1、Lite CO-Rx #2 和 EMRC-Rx 在背靠背 (BTB) 传输时的误码率 (BER) 性能随接收光功率 (received power) 的变化趋势如图 8 所示。实验中通过 ATT 控制接收端光功率变化。从图 8 的结果可以看出, EMRC-Rx 在 BER 为 1.0×10^{-4} (优于 KP4-FEC 门限) 时, 相较于 DD-Rx 和 Lite CO-Rx #1/Lite CO-Rx #2, 接收灵敏度分别提升了 5.5 dB 和 8.8 dB。Lite CO-Rx #1 和 Lite CO-Rx #2 性能接近, 相差较少。本文前期工作^[16]所提出的 MRC-Rx 只综合利用了 DD-Rx 和 Lite CO-Rx #1 的结果, 而 EMRC-

Rx 相较于 MRC-Rx, 加大了轻相干接收部分的信噪比占比, 考虑了多个 Lite CO-Rx 分量对输出信号信噪比的贡献, 进一步提升了接收灵敏度, 相较于 MRC-Rx, 性能提升 ~2 dB。当接收功率小于 -18 dBm 时, 由于未达到 DD-Rx 的接收灵敏度, DD-Rx 难以恢复出信号, 无法提供有效的 SNR, 此时 MRC-Rx 的性能完全取决于 Lite CO-Rx, MRC-Rx 的性能和 Lite CO-Rx #1 和 Lite CO-Rx #2 基本一致; EMRC-Rx 因为综合利用了 Lite CO-Rx #1 和 Lite CO-Rx #2 两部分的输出信噪比, 因此性能优于单独 Lite CO-Rx #1 或者 Lite CO-Rx #2 的结果。当接收功率大于 -18 dBm 时, 此时功

率达到 DD-Rx 的接收灵敏度, DD-Rx 可以恢复出信号进而为 EMRC-Rx 贡献相应的 SNR, 因此 EMRC-Rx 性能相较于单独 DD-Rx、Lite CO-Rx #1 和 Lite CO-Rx #2 会显著得到提升。在接收功率为 -10.5 dBm 时, EMRC-Rx、DD-Rx、Lite CO-Rx #1 和 Lite CO-Rx #2 的 BER 分别为 2.81×10^{-5} 、 1.23×10^{-4} 、 5.52×10^{-5} 和 5.63×10^{-5} , EMRC-Rx 的性能明显优于其他类型接收机。由于 MRC-Rx 只利用了 DD-Rx 和 Lite CO-Rx

#1 的结果^[16], 其性能逊色于 EMRC-Rx。图 8 右半部分给出了接收功率为 -10.5 dBm 时, 各个接收机对应解调的 QPSK 信号星座图, 可以看出, EMRC-Rx 的星座点相较于 MRC-Rx、DD-Rx、Lite CO-Rx #1 和 Lite CO-Rx #2 更加清晰和集中。当接收功率大于 -8 dBm 时, 此时由于 DD-Rx 并不会受到不同激光器拍频过程中相位相关的噪声及损伤影响, 其性能开始优于 Lite CO-Rx #1 和 Lite CO-Rx #2。

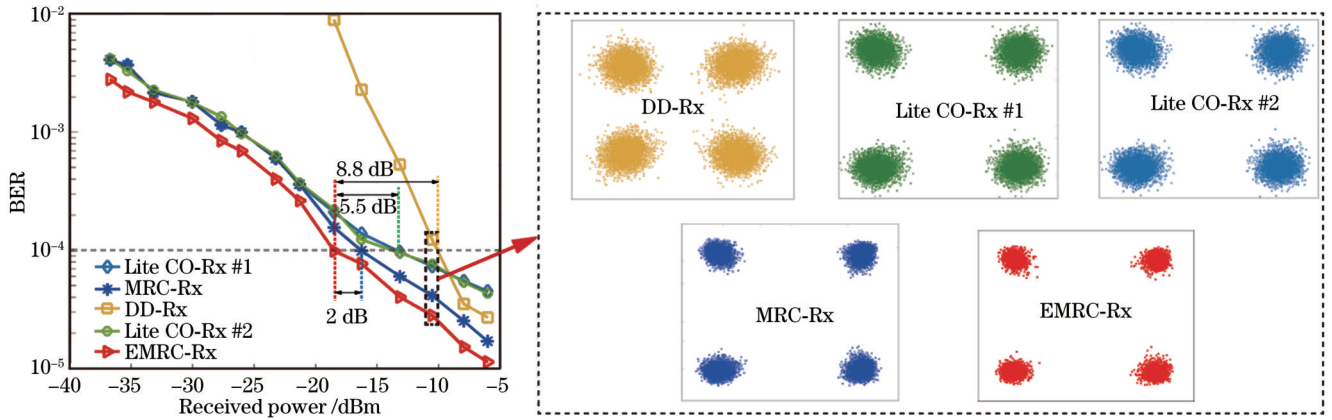


图 8 DD-Rx、Lite CO-Rx #1、Lite CO-Rx #2 和 EMRC-Rx 在 BTB 下的 BER 及星座图对比

Fig. 8 Measured BERs and constellations for DD-Rx, Lite CO-Rx #1, Lite CO-Rx #2, and EMRC-Rx in the case of BTB

频率重叠会带来严重的信号串扰, 导致系统性能恶化, 为了避免此问题, 需要严格计算 DD-Rx、Lite CO-Rx #1 和 Lite CO-Rx #2 的中心频率。从图 2(b) (5) 中可知, DD-Rx 和 Lite CO-Rx #1 之间频率间隔为 $\Delta f - 2f_{IF1}$, Lite CO-Rx #1 和 Lite CO-Rx #2 之间的频率间隔为 $2f_{IF1}$, 可以看出相互之间的频率间隔主要由激光器频率间隔 Δf 和 f_{IF1} 所决定。实验中, f_{IF1} 固定为 2.5 GHz, 通过改变 Δf 的大小对 DD-Rx、Lite CO-Rx #1、Lite CO-Rx #2 和 EMRC-Rx 的误差矢量幅度 (EVM) 性能进行表征, 结果如图 9 所示。从图 9 可以看出, 当 $\Delta f < \sim 10$ GHz 时, 由于频率串扰, Lite CO-Rx

#1、DD-Rx #2 和 MRC-Rx 性能均开始下降, 但由于 Lite CO-Rx #2 此时并不会受到影响, 其性能可以保持稳定, 并且由于 Lite CO-Rx #2 对 EMRC-Rx 的贡献, 此时 EMRC-Rx 的性能会显著优于 MRC-Rx。当 $\Delta f > \sim 18$ GHz 时, 此时 Lite CO-Rx #2 逼近 PD 的 3 dB 带宽门限, 因此性能开始逐渐下降, 但此时, 由于 DD-Rx 和 Lite CO-Rx #1 始终在 PD 带宽内, 所以两者性能仍可以保持稳定, MRC-Rx 由于综合了 DD-Rx 和 Lite CO-Rx #1 的结果, 因此也可以维持稳定的性能。然而, 对于 EMRC-Rx, 此时受到 Lite CO-Rx #2 性能下降的影响, 其 EVM 性能也会随之变差, 但由于其内部来自

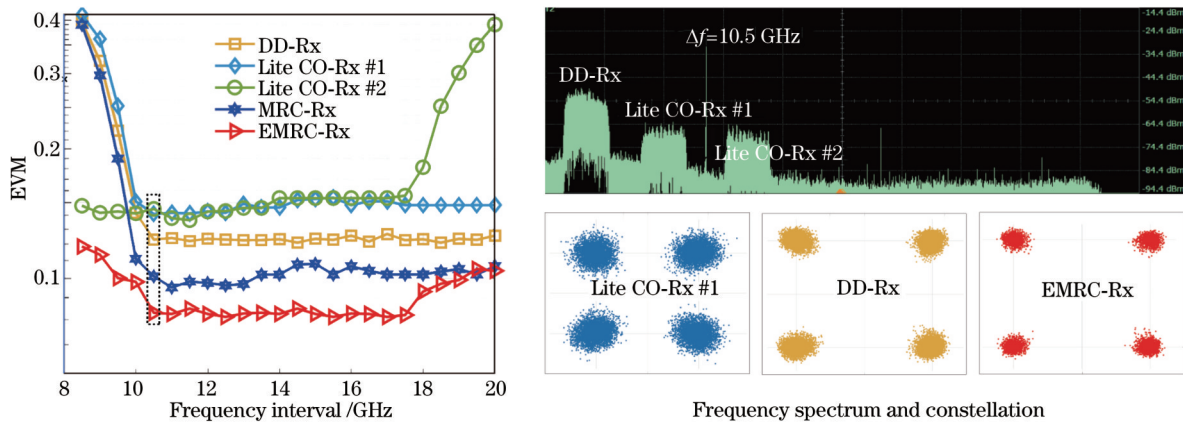


图 9 DD-Rx、Lite CO-Rx #1、Lite CO-Rx #2 和 EMRC-Rx 的 EVM 随下行光载波和本振光频率间隔 Δf 的变化

Fig. 9 Measured EVM varying with the frequency interval between the downstream signal and upstream LO for the DD-Rx, Lite CO-Rx #1, Lite CO-Rx #2, and EMRC-Rx

DD-Rx 和 Lite CO-Rx #1, 因此最终的 EMRC-Rx 的性能会趋近于 MRC-Rx。以上实验结果表明, 对整个实验系统来说, 最佳 Δf 的取值范围为 10~18 GHz, 在此范围以外, 系统性能开始下降。考虑到 DD-Rx, Lite CO-Rx #1 及 Lite CO-Rx #2 三个分量携带的信号都会占用一定的带宽, 所以在 PD 带宽内系统的总频带利用率为 $[(8+7.5)/22] \times 100\% = 70.45\%$ 。图 9 右半部分给出了频率间隔为 10.5 GHz、信号接收功率约为 -6 dBm 时的信号频谱图和星座图。从图 9 实验结果可知, 在此接收功率下, DD-Rx 的性能优于 Lite CO-Rx #1 和 Lite CO-Rx #2, 从频谱图中也可以看出 DD-Rx 的信噪比高于 Lite CO-Rx #1 和 Lite CO-Rx #2 (对应左图虚线框内)。从星座图中可以看出 EMRC-Rx 相较于 Lite CO-Rx #1 和 DD-Rx 有明显性能提升, EMRC-Rx 的 EVM (8.3%) 相较于 Lite CO-Rx #1 (14.1%) 和 DD-Rx

(12.3%) 分别提升了 ~41.1% 和 ~32.5%。

图 10(a) 和图 10(b) 分别给出了 DD-Rx、Lite CO-Rx #1、MRC-Rx 和 EMRC-Rx 在不同传输距离以及 BER 分别为硬判决门限 (HD-FEC) 3.8×10^{-3} 和 1.0×10^{-4} 时的接收灵敏度。由于 Lite CO-Rx #2 和 Lite CO-Rx #1 性能接近, 只给出 Lite CO-Rx #1 的结果。图 10(a) 和图 10(b) 的结果均表明, 在不同传输距离时 EMRC-Rx 的性能明显优于其他接收机。图 10(a) 中, EMRC-Rx 的灵敏度比 DD-Rx 高 ~20 dB, 这主要是因为 DD-Rx 在低功率时难以贡献有效的 SNR, 此时 EMRC-Rx 的性能完全由两个轻相干接收机的灵敏度决定, MRC-Rx 的性能和 Lite CO-Rx #1 保持一致。与图 10(a) 不同, 在 BER 为 1.0×10^{-4} 时, 此时由于 DD-Rx 的贡献, EMRC-Rx 和 MRC-Rx 的性能均优于 DD-Rx 和 Lite CO-Rx #1, 如图 10(b) 所示。

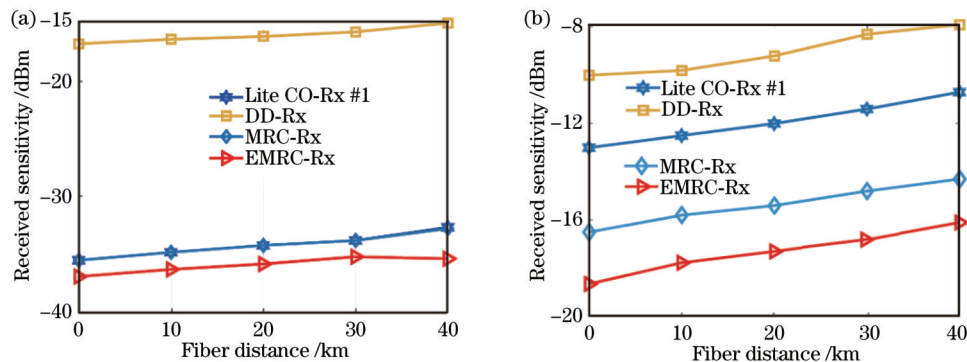


图 10 DD-Rx、Lite CO-Rx #1 和 EMRC-Rx 在 BER 为不同值时的接收灵敏度随光纤传输距离的变化趋势, 图 10(a) 中 MRC-Rx 和 Lite CO-Rx #1 两条线重合。(a) HD-FEC 阈值; (b) 1.0×10^{-4}

Fig. 10 Received sensitivity of the DD-Rx, Lite CO-Rx #1, and EMRC-Rx varying with the fiber optic transmission distance at different BERs, curve coincidence of MRC-Rx and Lite CO-Rx #1 in Fig. 10(a). (a) HD-FEC threshold; (b) 1.0×10^{-4}

为了进一步验证 EMRC-Rx 的性能并对比说明其对 Si 调制器系统性能的补偿, 基于商用 LN 调制器 (ixblue MXAN-LN-40) 搭建了同样的测试系统, 采用图 5 (b) 所示链路测得 SHD 和 IMD3 分别为 $97.5 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{1/2}$ 和 $113.6 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$, 线性度指标远高于 Si 调制器。通常来说, SFDR 会随着接收功率的提高而变大, 为了减小接收功率对测试结果的影响, 对于 Si MZM 和 LN MZM 两个系统, 保持进入 PD 的接收光功率相同。基于 Si MZM 和 LN MZM 系统的测试链路均如图 3(a) 所示, 测试所得的两个系统的 BER 性能在图 11 中给出。从图 11 的结果可以看出, 对于采用 LN MZM 的系统, DD-Rx、Lite CO-Rx #1、MRC-Rx 和 EMRC-Rx 的性能均优于采用 Si MZM 系统的对应接收机, 这主要是 LN 调制器较高的线性度导致的。所采用的实验系统为光载射频的模拟系统 (下行 QPSK 信号通过 AWG 产生后转换到中频 f_{IF1} 上, 进而驱动调制器), 对于这样的模拟系统, 调制器的线性度会显著影响系统性能^[21]。DD-Rx、Lite CO-Rx #1 和 Lite CO-Rx #2 均是由不同载波和边带之间相互拍频产生的,

当调制器线性度较差时, 拍频生成的信号的 SNR 将会降低, 进而系统性能也就较差。本课题组在前期工作^[16]中已经证明, 对于本文所搭建的基于 Si MZM 和 LN MZM 的两套光载射频模拟系统, 调制器低线性度是系统性能差异的主要来源, 并已经通过仿真进行了验证, 在 SFDR 较低 (IMD3 小于 $\sim 90 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$) 时, DD-Rx、Lite CO-Rx 的 EVM 性能较差, 当 SFDR 足够大 (通常大于 $\sim 95 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$) 时, 系统性能可以得到显著提升, 更多细节可参考文献^[16, 21-22]。从图 11 的结果可以看出, 无论是采用 Si MZM 的系统还是 LN MZM 的系统, 相较于单独 DD-Rx 和 Lite CO-Rx #1 的性能, 由于 EMRC-Rx 综合利用了 DD-Rx、Lite CO-Rx #1 和 Lite CO-Rx #2 的结果, 因此其性能更优。并且, 由于铌酸锂调制器较高的线性度, 所以采用 LN MZM 系统的 EMRC-Rx 性能明显优于 Si MZM 系统。由于 Lite CO-Rx #2 性能和 Lite CO-Rx #1 性能接近, 为了展示清晰度, 图 11 只给出了 Lite CO-Rx #1 性能。对于 EMRC-Rx 和 MRC-Rx^[16], 在接收光功率达到 DD-Rx 灵敏度以后, 其性能将不再单纯由 Lite CO-Rx 决定,

因此会获得显著的提升。值得注意的是,对于 Si MZM 系统,EMRC-Rx 的性能可以取得和 LN MZM 系统的 MRC-Rx 接近的结果(如图中虚线圆圈所示),表明 EMRC-Rx 算法中 Lite CO-Rx #2 的引入对结果起到非常显著的作用。与此同时,在 BER 高于 KP4-FEC 阈值 1.0×10^{-4} 时, Si MZM 系统的 EMRC-Rx 相

较于 LN MZM 系统的 Lite CO-Rx #1 和 DD-Rx 性能分别提升了 3.5 dB 和 7.9 dB,相比前期工作^[16]中 MRC-Rx 的 1.1 dB 和 5.6 dB,有了更大的性能提升。这表明,基于 EMRC-Rx,相比没有采用 EMRC-Rx 或者 MRC-Rx 的 LN MZM 系统, Si MZM 的低线性度带来的系统性能下降可以得到更加有效的弥补。

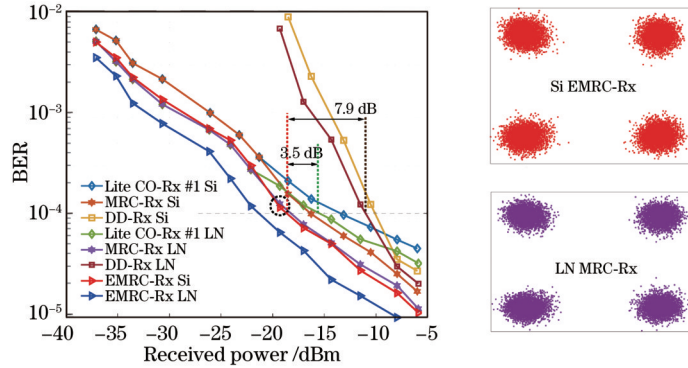


图 11 采用 Si MZM 和 LN MZM 的 DD-Rx、Lite CO-Rx #1、MRC-Rx 和 EMRC-Rx 的 BER

Fig. 11 Measured BER of DD-Rx, Lite CO-Rx #1, MRC-Rx, and EMRC-Rx with Si MZM and LN MZM

3.4 结果讨论

所采用的 Si 调制器带宽为 33 GHz, PD 带宽为 22 GHz,通过采用更高阶的信号调制方式和更大带宽的 PD 规避频率重叠,系统的传输速率可以获得进一步提升。另一方面,由信号在 PD 中的拍频过程可知,下行信号两个边带之间相互拍频会产生干扰损伤 SSBI,且 SSBI 会覆盖整个基带范围,如图 12(a)所示,当载波和边带之间间隔足够大时,SSBI 的影响显著减小^[23]。系统中 PD 之后 SSBI 对频谱的影响如图 12(b)所示,由于 Lite CO-Rx #1 和 Lite CO-Rx #2 与

SSBI 项之间存在较大的保护间隔(guard band),因此两者可以免于 SSBI 的影响。对于 DD-Rx 项,其左半部分信号会受到 SSBI 的影响,但由于系统的载波功率抑制比(CSPR)较高(~ 12 dB),因此足以减小 SSBI 带来的影响,CSPR 对 SSBI 的影响分析参考文献[24-26]。与此同时,由于 EMRC-Rx 所基于的 EMRC 算法综合利用了 DD-Rx、Lite CO-Rx #1 和 Lite CO-Rx #2 的 SNR 贡献,所以 SSBI 的分量占比会进一步降低。因此,搭建的系统中 SSBI 的影响可以忽略不计。

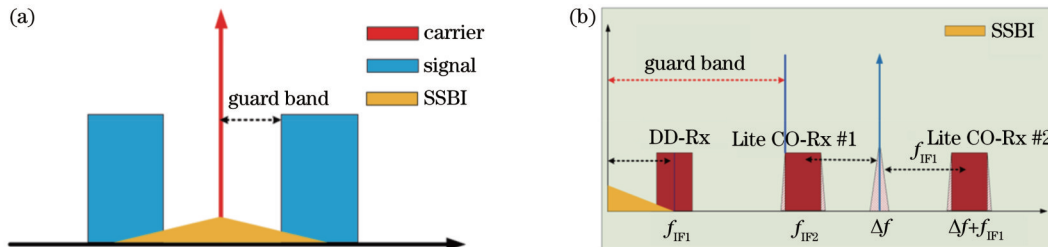


图 12 系统 SSBI 分析。(a)SSBI 产生原理;(b)SSBI 在所提系统中的影响示意

Fig. 12 System SSBI analysis. (a) Generation principle of SSBI; (b) impact of SSBI in the proposed system

在系统成本方面,所阐述的 EMRC-Rx 与其他已报道的代表性的轻相干系统^[7-8]相比,硬件上没有新增,主要的区别在于 DSP 部分,EMRC-Rx 使用了 EMRC 算法。增加的这部分 DSP 可以通过优化接收灵敏度来减小 Si 调制器低线性度带来的系统性能损伤,高的接收灵敏度可以在减小系统纠错成本的同时允许 ODN 中有更高的分光比,从而进一步减小 PON 的部署成本^[27-28]。从系统层面,由于硅基器件在 CMOS 兼容性和大规模生产方面的优势,通过在 PON 中大面积部署 Si 调制器可以进一步降低设备成本^[29]。

对于 DU 和 RRU 来说,未来在设备内部集成更多芯片级器件如激光器、探测器、无源器件及放大器等也可以有效减小成本和功耗,这对运营商和用户来说都是有利的。

4 结 论

提出一种增强型最大比例混合接收机 EMRC-Rx,通过综合利用直接检测和相干检测的优势显著提升接收灵敏度,进而缓解 Si 调制器低线性度导致的系统性能下降的问题。采用 EMRC-Rx,可以同时保证

在低接收功率和高接收功率时的系统传输性能。在验证性系统实验中,在 BER 高于 KP4-FEC 门限 1.0×10^{-4} 时,相较于 DD-Rx 和 Lite CO-Rx #1/Lite CO-Rx #2, EMRC-Rx 接收灵敏度分别提升了 5.5 dB 和 8.8 dB。为了减小系统串扰,最佳上下行载波频率间隔需设置在 10~18 GHz。基于 Si MZM 系统的 EMRC-Rx 可以取得和基于 LN MZM 系统的 MRC-Rx 相接近的性能,同时 Si MZM 系统的 EMRC-Rx 相较于 LN MZM 系统的 Lite CO-Rx 和 DD-Rx 性能分别提升 3.5 dB 和 7.9 dB,该结果表明基于 EMRC-Rx,相比没有采用 EMRC-Rx 或者 MRC-Rx 的 LN MZM 系统, Si MZM 系统的低线性度带来的系统性能下降可以得到更加有效的弥补,这对提升 ODN 分光比、减小 RRU 的部署成本具有重要的价值。本工作对未来利用硅基器件构造小体积、低成本、高性能的光子集成 PON 接入系统具有指导和借鉴意义。

参 考 文 献

- [1] Khan B S, Jangsher S, Ahmed A, et al. URLLC and eMBB in 5G industrial IoT: a survey[J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2022, 3: 1134-1163.
- [2] Next Generation Mobile Networks (NGMN) Alliance[EB/OL]. [2023-03-06]. <https://www.ngmn.org/5g-white-paper/5gwhite-paper.html>.
- [3] Pfeiffer T, Dom P, Bidkar S, et al. PON going beyond FTTH [invited tutorial] [J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2021, 14(1): A31-A40.
- [4] 巩小雪, 胡婷, 张琦涵. 色散抑制单边带数字滤波多址-无源光网络系统[J]. 光学学报, 2022, 42(14): 1406002.
Gong X X, Hu T, Zhang Q H. Dispersion suppressed single sideband digital filtered multiple access-passive optical network systems[J]. Acta Optica Sinica, 2022, 42(14): 1406002.
- [5] 周玉鑫, 毕美华, 滕旭阳, 等. 基于混沌映射的 OFDM-PON 物理层加密及系统性能增强算法[J]. 光学学报, 2021, 41(16): 1606002.
Zhou Y X, Bi M H, Teng X Y, et al. Physical layer encryption and system performance enhancement algorithm based on chaos mapping in OFDM-PON[J]. Acta Optica Sinica, 2021, 41(16): 1606002.
- [6] Nettet D. NG-PON₂ technology and standards[J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, 33(5): 1136-1143.
- [7] Erkilinç M S, Lavery D, Shi K, et al. Bidirectional wavelength-division multiplexing transmission over installed fibre using a simplified optical coherent access transceiver[J]. Nature Communications, 2017, 8: 1043.
- [8] Zhou Q, He J L, Shen S Y, et al. Symmetric long-reach 16-QAM transmission using lite coherent receiver for next-generation optical access network[C]//Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2019, March 3-7, 2019, San Diego, California, Washington, D. C.: Optica Publishing Group, 2019: Th2A.29.
- [9] Zhang D X, Hu X F, Huang X A, et al. Experimental demonstration of 200 Gb/s/λ coherent PON with a low-complexity receiver and a multi-purpose neural network[C]//2022 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), March 6-10, 2022, San Diego, CA, USA. New York: IEEE Press, 2022.
- [10] Zhang J W, Jia Z S. Coherent passive optical networks for 100G/λ-and-beyond fiber access: recent progress and outlook[J]. IEEE Network, 2022, 36(2): 116-123.
- [11] Dong P, Chen L, Chen Y K. High-speed low-voltage single-drive push-pull silicon Mach-Zehnder modulators[J]. Optics Express, 2012, 20(6): 6163-6169.
- [12] Cong G W, Ohno M, Maegami Y, et al. Silicon traveling-wave Mach-Zehnder modulator under distributed-bias driving[J]. Optics Letters, 2018, 43(3): 403-406.
- [13] He M B, Xu M Y, Ren Y X, et al. High-performance hybrid silicon and lithium niobate Mach-Zehnder modulators for 100 Gbit·s⁻¹ and beyond[J]. Nature Photonics, 2019, 13(5): 359-364.
- [14] Streshinsky M, Ayazi A, Xuan Z, et al. Highly linear silicon traveling wave Mach-Zehnder carrier depletion modulator based on differential drive[J]. Optics Express, 2013, 21(3): 3818-3825.
- [15] Ding J F, Shao S Z, Zhang L, et al. Method to improve the linearity of the silicon Mach-Zehnder optical modulator by doping control[J]. Optics Express, 2016, 24(21): 24641-24648.
- [16] Qin J, Tao Y S, Shu H W, et al. Highly reliable transmission system for next-generation optical access network based on silicon modulator with maximum-ratio combined receiver[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2020, 27(3): 8200210.
- [17] Guo C J, Liang J W, Li R. Long-reach SSB-OFDM-PON employing fractional sampling and super-Nyquist image induced aliasing[J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2015, 7(12): 1120-1125.
- [18] Oerder M, Meyr H. Digital filter and square timing recovery[J]. IEEE Transactions on Communications, 1988, 36(5): 605-612.
- [19] Morelli M, Mengali U. Feedforward frequency estimation for PSK: a tutorial review[J]. European Transactions on Telecommunications, 1998, 9(2): 103-116.
- [20] Tao Z N, Li L, Liu L, et al. Improvements to digital carrier phase recovery algorithm for high-performance optical coherent receivers[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 2010, 16(5): 1201-1209.
- [21] Dingel B, Madamopoulos N, Prescod A. Adaptive high linearity intensity modulator for advanced microwave photonic links[M]//Pedro P. Optical communication technology. London: InTech, 2017.
- [22] Tao Y S, Shu H W, Jin M, et al. Numerical investigation of the linearity of graphene-based silicon waveguide modulator[J]. Optics Express, 2019, 27(6): 9013-9031.
- [23] Le S T, Schuh K, Chagnon M, et al. 1.72-Tb/s virtual-carrier-assisted direct-detection transmission over 200 km[J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(6): 1347-1353.
- [24] Shieh W, Sun C, Ji H L. Carrier-assisted differential detection [J]. Light: Science & Applications, 2020, 9: 18.
- [25] Zhu Y X, Li L S, Fu Y, et al. Symmetric carrier assisted differential detection receiver with low-complexity signal-signal beating interference mitigation[J]. Optics Express, 2020, 28(13): 19008-19022.
- [26] Li Z, Erkilinç M S, Pachnicke S, et al. Signal-signal beat interference cancellation in spectrally-efficient WDM direct-detection Nyquist-pulse-shaped 16-QAM subcarrier modulation [J]. Optics Express, 2015, 23(18): 23694-23709.
- [27] 邓鹏程, 王睿, 杨慧, 等. 基于非正交多址和卷积神经网络的光接入网[J]. 激光与光电子学进展, 2022, 59(13): 1306006.
Deng P C, Wang R, Yang H, et al. Optical access network based on non-orthogonal multiple access and convolutional neural network[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2022, 59(13): 1306006.
- [28] 于培华, 李正璇, 许岩, 等. Super-PON 系统中 SRS 串扰的仿真分析[J]. 中国激光, 2022, 49(3): 0306003.
Yu P H, Li Z X, Xu Y, et al. Simulation analysis of SRS crosstalk in super-PON system[J]. Chinese Journal of Lasers, 2022, 49(3): 0306003.
- [29] 郭荣翔, 高浩然, 程振洲, 等. 中红外锗基集成光电子研究进展[J]. 中国激光, 2021, 48(19): 1901002.

Linearity Compensation Method for Silicon-Based Modulator Based on Enhanced Maximum Ratio Combined Receiver

Qin Jun^{1,2}, Tao Yuansheng³, Jin Ming³, Han Changhao³, Gangwar Rahul Kumar³,
Li Yueqin^{1,2}, Sun Jian^{1,2}, Miao Min^{1,2*}

¹Key Laboratory of Information and Communication Systems, Ministry of Information Industry, School of Information & Communication Engineering, Beijing Information Science & Technology University, Beijing 100101, China;

²Key Laboratory of Optoelectronic Measurement Technology and Instrument, Ministry of Education, School of Information & Communication Engineering, Beijing Information Science & Technology University, Beijing 100101, China;

³State Key Laboratory of Advanced Optical Communication Systems and Networks, School of Electronics, Peking University, Beijing 100871, China

Abstract

Objective Silicon-based modulators feature small size, low power consumption, and easy integration. However, compared with lithium niobate modulators, they suffer poor linearity, which limits their performance in analog communication systems such as radio over fiber access networks. Various improvement methods have been proposed to improve the linearity of silicon-based modulators, including optimizing the p-n junction design, modifying the doping concentration of the p-n junction, and adopting novel waveguide structures, electrode structures, and driving methods. However, these methods generally require altering the physical characteristics or structures of the devices or adding additional driving circuits. The modulator linearity is typically fixed once the device fabrication or packaging is completed, which makes it difficult to change afterward. Currently, there is a lack of compensation schemes for Si modulator linearity after device fabrication or packaging. Therefore, we want to propose a way from the system perspective to conduct the performance compensation caused by the poor linearity of Si modulators.

Methods In our paper, a novel enhanced maximum-ratio combined receiver (EMRC-Rx) is proposed and demonstrated through proof-of-concept experiments, and it is conducted to mitigate the system performance degradation caused by the low linearity of Si modulators when the modulators are deployed in passive optical network (PON)-based access networks. The EMRC-Rx leverages the advantages of both direct detection receiver (DD-Rx) and lite coherent detection receiver (Lite CO-Rx) by utilizing the maximum signal-to-noise ratio contribution from both the receiver types to significantly improve receiver sensitivity and mitigate the system performance degradation. The proposed EMRC algorithm considers the contribution of multiple Lite CO-Rx components to the output signal-to-noise ratio, thereby increasing the proportion of signal-to-noise ratio in the lite coherent receiver and further enhancing the receiver sensitivity. As a result, the EMRC-Rx in the Si modulator system could achieve similar performance compared with the MRC-Rx in the lithium niobate modulator system. The EMRC-Rx consists of three components including DD-Rx, Lite CO-Rx #1, and Lite CO-Rx #2 (Fig. 3). The results of the three components are aggregated and calculated by the EMRC algorithm from Equation 1 to obtain the final output of the EMRC-Rx. The corresponding digital signal processing flow for DD-Rx, Lite CO-Rx #1, and Lite CO-Rx #2 is illustrated in Fig. 3.

Results and Discussions The experimental results show that when the bit error rate (BER) exceeds the KP4-FEC threshold at 1.0×10^{-4} , the receiver sensitivity of EMRC-Rx is improved by 5.5 dB and 8.8 dB compared with standalone DD-Rx and Lite CO-Rx respectively, with corresponding improvements in error vector magnitude (EVM) of 32.5% and 41.1% (Figs. 8 and 9). Finally, the system performance is significantly improved. Through further comparative experiments with lithium niobate modulators, the EMRC-Rx based on Si modulators can improve the receiver sensitivity by 3.5 dB and 7.9 dB respectively compared with the Lite CO-Rx and DD-Rx employing lithium niobate modulators (Fig. 11). A comparable system performance with the MRC-Rx in the lithium niobate modulator is realized. The results indicate that the EMRC-Rx can compensate for the performance degradation caused by the low linearity of Si

modulators. For the entire experimental system, the optimal range for the frequency spacing between the downlink and uplink optical carrier is 10 GHz to 18 GHz. Beyond this range, the system performance starts to degrade (Fig. 9). Considering that DD-Rx, Lite CO-Rx #1, and Lite CO-Rx #2 all occupy a certain bandwidth, the total bandwidth utilization within the photodetector (PD) bandwidth is calculated as 70.45%. At different fiber transmission distances (0–40 km), the EMRC-Rx performance is significantly superior to other receivers (Fig. 10).

The bandwidths of the Si modulator and PD employed in our paper are 33 GHz and 22 GHz respectively. By employing higher-order signal modulation schemes and larger bandwidth PDs, further improvements in transmission rates can be achieved and frequency overlap is avoided. On the other hand, the signal beating in the PD indicates that signal-signal beating interference (SSBI) occurs when the two sidebands of the downlink signal beat each other, which can distort across the entire baseband range. However, when the spacing between the carrier and sidebands is sufficiently large, the influence of SSBI is significantly reduced. In the proposed system, Lite CO-Rx #1 and Lite CO-Rx #2 have a significant guard band, allowing them to remain unaffected by SSBI (Fig. 12). As for the DD-Rx component, the left half of the signal may be influenced by SSBI. However, due to the high carrier-to-sideband power suppression ratio (CSPR) in the system, it is sufficient to minimize the influence of SSBI. Therefore, the effect of SSBI in the system in our study can be generally considered negligible.

In terms of system cost, compared with other reported representative lite coherent systems, the proposed EMRC-Rx does not introduce additional hardware but mainly differs in the digital signal processing part where the EMRC algorithm is employed. The additional digital signal processing can optimize receiver sensitivity and mitigate the performance degradation caused by the low linearity of Si modulators. The higher receiver sensitivity not only reduces the correction costs of system error but also allows for higher split ratios in the optical distribution network (ODN), further decreasing the deployment costs of PON. From a system perspective, leveraging the advantages of silicon-based devices in CMOS compatibility and large-scale production can further reduce equipment costs when Si modulators are extensively deployed in PONs. Additionally, for distributed units (DUs) and remote radio units (RRUs), integrating more chip-level devices such as lasers, detectors, passive components, and amplifiers can reduce costs and power consumption, which is beneficial for both operators and end-users.

Conclusions We propose an EMRC-Rx that leverages the advantages of both direct detection and coherent detection to significantly improve receiver sensitivity and mitigate the system performance degradation caused by the low linearity of Si modulators. By employing EMRC-Rx, the system can ensure consistent transmission performance both under low-received power and high-received power scenarios. During the experimental validation, EMRC-Rx demonstrates superior performance compared with other receivers, making it a promising solution to the challenges associated with Si modulator linearity in optical communication systems. The proposed EMRC-Rx is an algorithm-based linearization compensation scheme specifically designed for Si modulators. It serves as a system-level performance optimization solution for devices after fabrication or packaging to fill a current gap in the industry. Our study provides a valuable guidance for the construction of high-reliable and low-cost photonic integrated access networks based on silicon modulators in the 5G era.

Key words silicon-based modulator; direct detection; lite coherent detection; passive optical access network; modulator linearity