

相位不敏感的 100 GHz 光子毫米波相干探测技术

许炜梁¹,周擎奕¹,王继宽¹,邹昱聪²,张 教^{1,2},朱 敏^{1,2}

(1.东南大学 移动通信国家重点实验室,江苏 南京 210096;2.网络通信与安全紫金山实验室,江苏 南京 211111)

摘 要 随着 5G 甚至是 6G 通信技术的推广和演进,数据通信流量的需求与日俱增,面对频谱资源紧张,对通信大容量、高速率和低延迟等需求逐渐迫切的现状,探寻新的频谱资源,提升系统性能成为急需解决的技术难题。于是,毫米波和太赫兹波进入了人们的视野,为未来万物互联提供了更多的可能。通过强度调制和外差相干探测仿真实现 100 GHz 相位不敏感 PAM-4 信号的产生和无线传输,用离线的数字信号处理(DSP)有效提升误比特率(BER)性能,并全面比较和分析三种比特率情形下各个设备参数与 BER 性能的关系,这对光子辅助的太赫兹波段电光器件的设计有重要的指导意义。

关键词 光子辅助;太赫兹;相位不敏感;相干探测;数字信号处理

中图分类号 TN914

文献标识码 A

开放科学(资源服务)标识码(OSID)



Phase Insensitive Coherent Detection Technology for 100 GHz Photonic Millimeter-Wave

XU Weiliang¹, ZHOU Qingyi¹, WANG Jikuan¹, ZOU Yucong²,
ZHANG Jiao^{1,2}, ZHU Min^{1,2}

(1. National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China;

2. Purple Mountain Laboratories, Nanjing 211111, China)

Abstract With the promotion and evolution of 5G or even 6G communication technology, the demand for data communication traffic is growing rapidly. In the face of scarce spectrum resources, the demand for large-capacity, high-speed, and low-latency communications has become increasingly urgent. Exploring new spectrum resources and improving system performance have become crucial technical problems. Thus, millimeter wave and terahertz wave have entered people's vision, providing more possibilities for the future interconnection of everything. This paper demonstrated phase insensitive PAM-4 signals generation and terahertz wave wireless transmission at 100 GHz based on intensity modulation and heterodyne coherent detection by simulation. The bit-error-ratio (BER) performance can be improved effectively by the offline digital signal processing (DSP). An intensive comparison of performance versus various parameters operating at three bit rates was discussed, providing significant guidance for photonics-aided THz-wave electro-optical components design.

Key words photonics-aided; terahertz; phase insensitive; coherent detection; digital signal processing

收稿日期: 2021-04-11

基金项目: 国家自然科学基金项目(61571341); 江苏省重点研发计划(BE2020012); 江苏省科技成果转化计划(BA2019026)资助

通讯作者: 朱敏,男,汉族,博士,副教授,博士生导师,研究方向:光网络和光通信, E-mail: minzhu@seu.edu.cn.

0 引言

随着 5G 时代的到来,4K/8K 视频、虚拟现实、增强现实、云计算和物联网等应用在相当大的程度上对实时通信速率提出了更高的要求^[1-4]。光无线融合(FWI)技术结合了光纤通信大容量和无线通信灵活接入的优势,是满足这些应用需求的关键技术之一^[5]。在未来的 6G 时代,传统低频段通信已不能满足日益剧增的数据流量的迫切需求,载波频率向更高频率发展并逐步迈入太赫兹波段是一个必然的趋势^[6-9]。由于全电方式产生太赫兹波受制于电子器件的带宽瓶颈,一般采用光子辅助方式产生太赫兹信号^[5]。为了进一步提升传输系统容量,一般采用高频谱效率的调制格式,比如脉冲幅度调制(PAM)和正交幅度调制(QAM)。

QAM 信号的产生需要 I/Q 调制器、I/Q 不平衡的补偿和载波恢复算法,这大大增加了系统成本和 DSP 复杂度。而 PAM 信号因为仅在幅度上有信息,在相位上没有承载信息,所以通过低成本的强度调制器就可以产生^[10]。文献[11]基于强度调制-直接探测(IM-DD)实现了在城域网和接入网的 PAM4 信号传输。但是,直接检测只能用较低接收机灵敏度得到 PAM 信号的幅度信息。为了减少信道色散的影响并提高接收机灵敏度,可以使用相干探测代替直接探测并使用简单的 DSP 算法进行恢复处理^[12]。由于使用了强度调制器,相干系统的成本可以有效降低。文献[8,9]实验验证了使用强度调制相干探测实现 W 波段的 PAM-4 信号的无线传输,但是由于产生的 PAM-4 信号是相位敏感的,需要额外的载波恢复算法,增加了 DSP 复杂度。另外,以上的工作并没有对设备参数进行全面的比较和分析,比如激光器线宽,DAC 和 ADC 的分辨率等等。

在本文中,一个基于强度调制和相位不敏感的外差相干探测 100 GHz 的 PAM-4 信号无线传输仿真被实现,并对三种不同比特率情形下的设备参数进行了全面的比较和分析。在发射端,用马赫增德尔调制器实现 PAM-4 信号的强度调制,然后将两个自由运行的激光器外差拍频产生 100 GHz 的无线信号。因为只有信号的强度被调制,避免了载波恢复算法,减少了 DSP 的复杂度。本文分为 3 部分,第 1 部分对强度调制外差相干探测和 DSP 的原理进行介绍;第 2 部分展示了仿真平台和仿真结果及分析;第 3 部分对文章进行总结。

1 原理

1.1 强度调制外差相干探测

在发射端使用一个基于铌酸锂(LiNbO₃)晶体的马赫增德尔调制器(MZM),当 MZM 工作在推挽模式时,上下两臂的外接电压幅度相同但电场方向相反,即 $u_1(t) = -u_2(t) = u(t)/2$ 。MZM 的光场(P)和光功率(E)传输函数的表达式为^[1]

$$\frac{E_{\text{out}}(t)}{E_{\text{in}}(t)} = \cos\left(\frac{\Delta\varphi_{\text{MZM}}(t)}{2}\right) = \cos\left(\frac{u(t)}{2V_{\pi}}\pi\right), \quad (1)$$

$$\frac{P_{\text{out}}(t)}{P_{\text{in}}(t)} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \cos(\Delta\varphi_{\text{MZM}}(t)) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \cos\left(\frac{u(t)}{V_{\pi}}\pi\right), \quad (2)$$

式中 V_{π} 是产生 π 相移的驱动电压,称为半波电压。MZM 光场和光功率的传输响应曲线如图 1 所示。在功率的传输曲线上有两个工作点需要注意,一个是正交传输点,此时的偏置电压 $V_{\text{bias}} = -V_{\pi}/2$ 或 $V_{\pi}/2$,相应的输入电压的摆幅为 V_{π} ,输出功率为最大功率的一半;另一个是最小传输点,此时的偏置电压 $V_{\text{bias}} = -V_{\pi}$ 或 V_{π} ,相应的输入电压的摆幅为 $2V_{\pi}$,输出功率为 0。若 MZM 偏置在最小传输点,当输入电压经过该点时,除了幅度被调制以外,还发生了 π 的相位跳变,所以在接收端需要使用载波恢复算法来恢复相位,这种情况被称之为相位敏感。由图 1 的曲线可以看出 MZM 是一个非线性调制器,当最

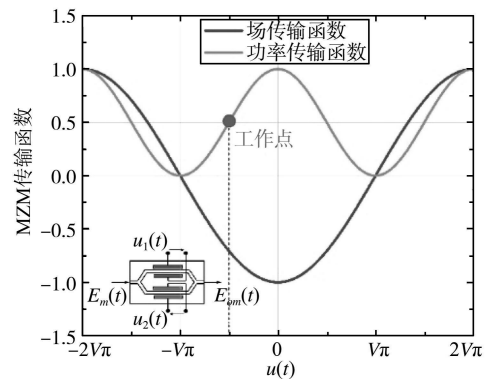


图 1 MZM 调制器的光场和光功率的传输函数曲线

小传输点的输入电压的摆幅小于 $2V_{\pi}$ 时可以避免失真。若 MZM 偏置在正交点且输入的电压摆幅小于 V_{π} , 那么就只实现了幅度调制, 避免了载波恢复算法, 减少了 DSP 复杂度, 这种情况被称之为相位不敏感, 但是该点的线性区比最小传输点的线性区要小, 从而导致该点 OSNR 的灵敏度相比最小传输点要小。

外差拍频产生 THz 信号的方案如图 2 中无线传输之前所示, 两路独立的激光器 ECL-1 和 ECL-2 各自发出光信号, 其中一路调制传输信号, 随后两路光信号耦合进入光电探测器 (PD)。利用具有平方率特性的 PD, 两路光信号之间进行拍频, 可以产生载波频率为两路光频率之差的太赫兹信号。由于两路光源独立, 因此会造成频率漂移现象, 存在相位噪声。但这种方案结构简单, 成本不高, 能灵活产生所需要的太赫兹信号, 并且产生的相位噪声在接收端可以通过数字信号处理算法补偿。下面对外差拍频产生 THz 信号进行理论分析。

假设两路激光器输出的光信号分别表示为

$$\begin{aligned} E_1(t) &= A_1 \exp[j2\pi f_1 t + j\theta_1(t)], \\ E_2(t) &= A_2 \exp[j2\pi f_2 t + j\theta_2(t)], \end{aligned} \quad (3)$$

式中 A_1 和 A_2 分别代表两路光信号的幅度, f_1 和 f_2 分别代表光信号的频率, $\theta_1(t)$ 和 $\theta_2(t)$ 分别代表各激光器的初始相位信息, 其中第一路光经过数据信息调制后, 表示为

$$E_s(t) = A_1 S(t) \exp[j2\pi f_1 t + j\theta_1(t)], \quad (4)$$

式中 $S(t)$ 代表调制的 PAM 信号, 随后两路光信号在耦合器中耦合, 信号为

$$E(t) = A_1 S(t) \exp[j2\pi f_1 t + j\theta_1(t)] + jA_2 \exp[j2\pi f_2 t + j\theta_2(t)] / \sqrt{2}。 \quad (5)$$

进入 PD 后, 两路光拍频产生的光电流可以表示为

$$I(t) = R |E(t)|^2 = RA_1^2 S^2(t) + RA_2^2 + 2RA_1 A_2 S(t) \sin\{2\pi(f_1 - f_2)t + [\theta_1(t) - \theta_2(t)]\}, \quad (6)$$

式中 R 代表 PD 的响应度。

式(6)可以简化为

$$I(t) = RA_1^2 S^2(t) + RA_2^2 + 2RA_1 A_2 S(t) \sin\{2\pi f_{\Delta} t + \theta_{\Delta}(t)\}, \quad (7)$$

式中 f_{Δ} 代表 f_1 和 f_2 之差, $\theta_{\Delta}(t)$ 代表 $\theta_1(t)$ 和 $\theta_2(t)$ 之差, 控制两路激光器输出的光频率差, 可以得到所需要的太赫兹频率 f_{THz} 。

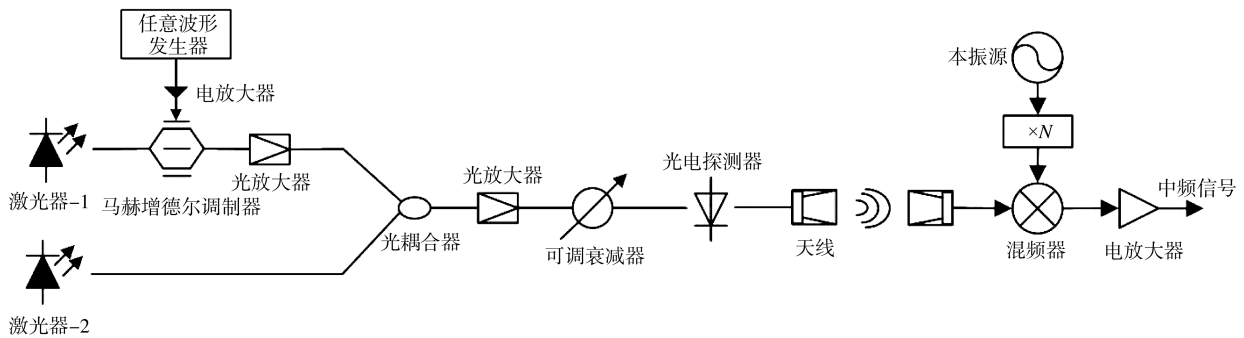


图 2 外差拍频产生太赫兹信号和外差相干探测方案

图 2 为无线传输之后外差相干探测的示意图, 利用一个本振源 RF 和一个混频器 (Mixer) 实现太赫兹信号的下变频。通常本振源的频率远低于接收到的太赫兹信号的频率, 因此需要使用额外的倍频器进行倍频, 再在混频器中与太赫兹信号混频至中频 IF, 随后中频信号 IF 经示波器采集并进行解调。外差相干探测需要额外的射频源和混频器, 成本较高, 但是具有很高的接收灵敏度, 并且在接收端可以利用 DSP 算法补偿传输中的噪声。

1.2 发送端和接收端 DSP 流程

1.2.1 发送端。发送端生成 PAM-4 符号的离线 DSP 流程图如图 3(a) 所示。首先将 PAM-4 符号映射成 $\{0, 1, 2, 3\}$, 经过 2 倍上采样后, 用一个根升余弦滤波器 (RRC) 进行脉冲成形以减少信号带宽。脉

冲成形是解决窄带宽设备的带宽受限和符号间干扰(ISI)的有效方法^[13]。成形之后的数据送入到 DAC 进行数模转换。

1.2.2 接收端。接收端恢复 PAM-4 的离线 DSP 流程图如图 3(b)所示。首先将经过 ADC 的数字中频信号进行数字下变频操作以下变频至基带信号,然后进行重采样操作使得 1 个符号有 2 个采样点。由于在实际系统中,本地的采样时钟与发射机信号时钟并不同步,所以 ADC 的采样点多数情况下并非信号的最佳采样点。采用数字平方滤波时钟恢复算法,通过提取出信号异步采样序列相应的定时误差相位来重新定义时钟,找到最佳插值点,实现信号时钟恢复^[14]。时钟恢复后,为了补偿偏振模色散,先采用恒模算法(CMA)进行预收敛,然后采用 4 个参考模值的级联多模算法(CMMA)进行进一步的信道均衡^[15,16]。其中,4 个参考模值分别为 $A_1 = 0.5(R_1 + R_2)$, $A_2 = 0.5(R_3 - R_1)$, $A_3 = 0.5(R_4 - R_2)$ 和 $A_4 = 0.5(R_4 - R_3)$, 经过迭代,最终 PAM4 信号的误差接近于零。由于相位不敏感情况下只有幅度上有信息,所以不需要使用载波恢复算法来恢复相位信息,直接可以从恢复的圆环信息中进行判决。

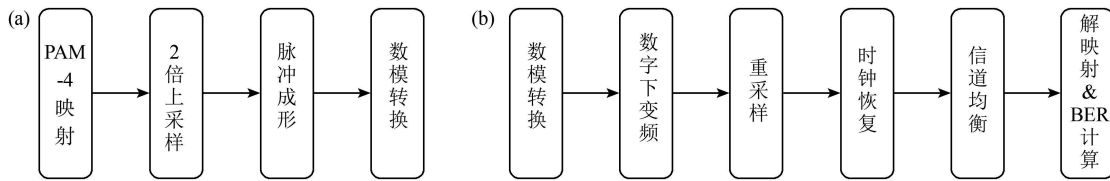


图 3 (a)相位不敏感发送端 DSP 流程图(b)相位不敏感接收端 DSP 流程图

2 仿真及结果分析

2.1 仿真平台

如图 4 所示为基于强度调制外差相干探测的相位不敏感 PAM-4 太赫兹信号产生和无线传输的仿真平台。长度为 2^{13} 的 5.75 Gbd 的 PAM-4 信号由图 3(a)的发送端 DSP 得到,4 个符号被映射成 $\{0, 1, 2, 3\}$, 其中 RRC 的滚降因子 α 为 0.4, DAC 的分辨率为 8 位,采样率为 92 GSa/s。在中心局,激光器 ECL-1 产生稳定而连续的光载波,波长为 1553.6 nm, DAC 输出的信号经过电放大器放大后通过 MZM 调制在光载波上, MZM 被偏置在正交传输点,半波电压 V_{π} 为 2 V。被调制的光载波经过 EDFA 放大器对功率损耗进行补偿后,注入 25 km 的标准单模光纤(SSMF)链路中进行传输,再通过光衰减器 VOA-1 实现对接收光功率(ROP)的控制。在基站单元,激光器 ECL-2 作为本振光源,波长为 1552.8 nm,通过光耦合器 OC 进行耦合。图 5(a)为频率差为 100 GHz 的两束激光耦合的光谱。经过一个光衰减器 VOA-2 实现对进入 PD 的输入光功率(IOP)的控制。经过 PD 外差拍频后产生 100 GHz 的太赫兹无线信号,通过一对喇叭天线(HAs)进行太赫兹信号的无线传输。这里我们只考虑了背靠背的无线传输情况。在用户端,接收到的太赫兹信号与一个 60 GHz 的射频源通过一个混频器进行混频操作,混频之后产生 40 GHz 的中频信号。图 5(b)为 40 GHz 中频信号的频谱,图中的频率调制现象是由带通滤波器的滤波效应造成的。得到的中频信号经过电放大器放大后被采样率为 80 GSa/s 的示波器捕获,然后进行如图 3(b)所示的离线 DSP 处理。图 5(c), (d), (e)分别为经过下采样、时钟恢复和信道均衡后的星座图。可以看出,由于 $\{0, 1, 2, 3\}$ 的映射关系,最终星座点收敛成 4 个圆环,中间最小的圆环半径接近于零,激光器线宽造成的相位噪声引起了星座点的旋转。不过由于相位上没有承载信息,所以避免了载波的相位恢复,每一个环就代表 PAM-4 信号的一个幅度。

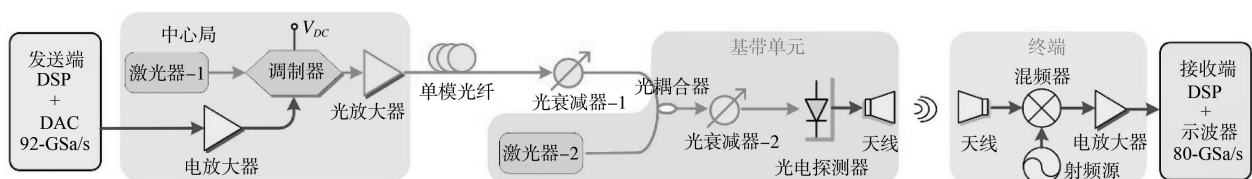


图 4 基于强度调制的相位不敏感外差相干探测的 PAM-4 太赫兹信号产生和无线传输的仿真平台

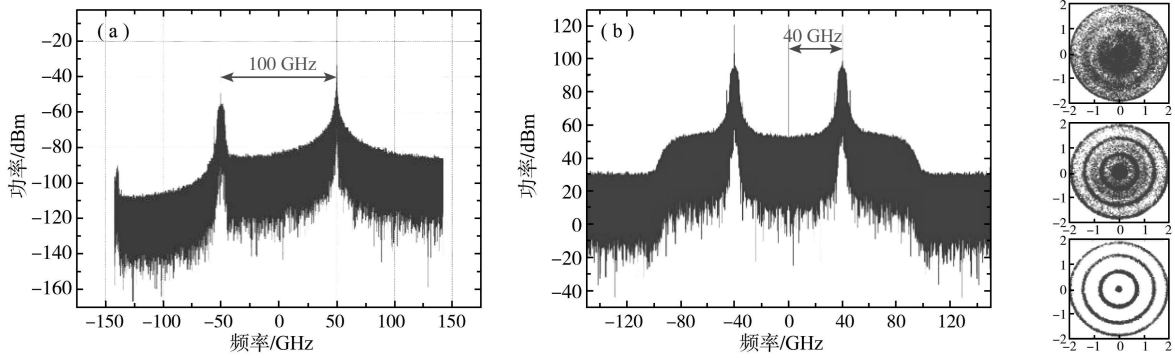


图 5 (a) 频率差为 100 GHz 的两束激光耦合的光谱; (b) 40 GHz 中频信号的电谱; (c) 下采样; (d) 时钟恢复; (e) 信道均衡

2.2 仿真结果

本论文分别对波特率为 2.875、5.75 和 11.5 GBd 的 100 GHz PAM-4 信号无线传输的 BER 性能进行了全面的仿真。仿真参数包括滚降因子、激光器线宽、DAC 分辨率、ADC 分辨率、接收光功率(ROP)和输入光功率(IOP)。这里选择 3.8×10^{-3} 作为误比特率 BER 的参考门限值。误比特率 BER 和脉冲成形滚降因子 α 的关系仿真曲线如图 6(a)所示。脉冲成形是解决带宽受限设备符号间干扰的有效方法,代价是信号的带宽增大。可以看出当 α 为 0,即信号通过一个奈奎斯特滤波器时,系统性能最差。这是因为尽管奈奎斯特滤波器可以使得信号的带宽最小,但与此同时信号也更容易受到定时误差的影响,受 ISI 的影响更大。

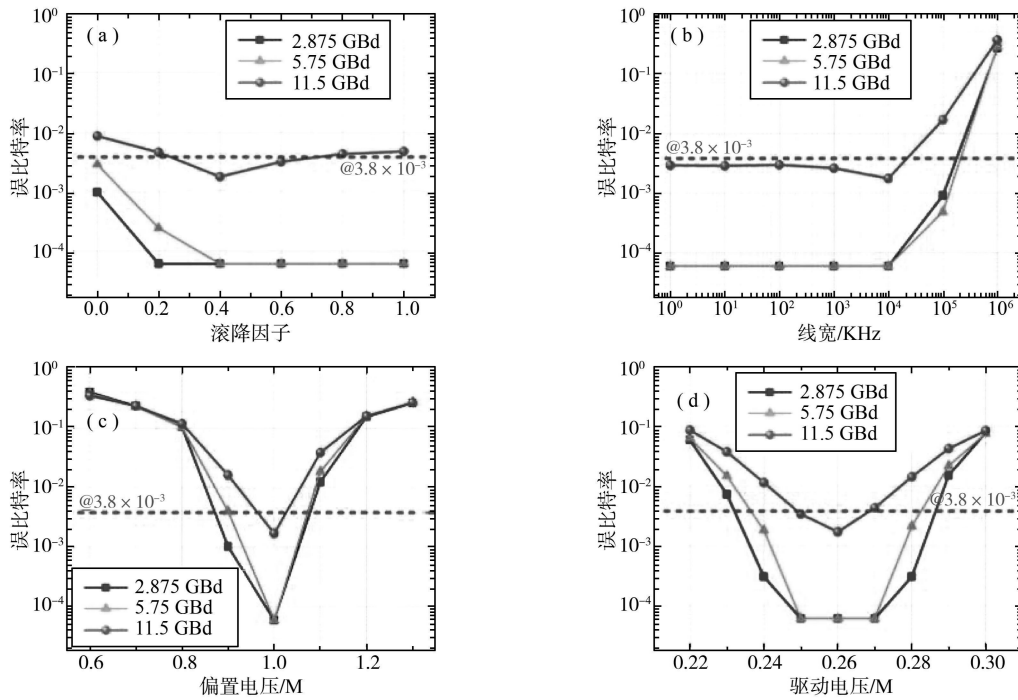


图 6 误比特率分别与(a)滚降因子(b)线宽(c)偏置电压(d)驱动电压的关系曲线

由图 6(a)还可以看出当波特率为 11.5 GBd 时,性能最佳的 α 约为 0.4,由于系统带宽受限,当 α 大于 0.4 时,系统的性能开始恶化。而对于 2.875 和 5.75 GBd 的低波特率情况,当滚降因子大于 0.4 时,系统的性能一直保持最佳状态。所以,我们选择滚降因子 $\alpha=0.4$ 。图 6(b)分别给出了三种波特率情况下 ECL-1 和 ECL-2 的激光器线宽和 BER 的关系,可以看出当激光器线宽达到 10^5 KHz 时,系统的 BER 性能开始变差,所以选择 10^4 KHz 作为最佳的激光器线宽。图 6(c)和(d)分别显示了三种波特率情况下 MZM 偏置电压、驱动电压和 BER 的关系。本仿真中 MZM 的半波电压 V_{π} 设置为 2 V,当偏置电压和驱动电压分别为 1 V 和 0.26 V 时,系统的 BER 性能是最佳的。当 MZM 的驱动电压保持在最佳状态不变,改变偏置电压的值,

或者保持 MZM 的最佳偏置电压不变,改变驱动电压的值,系统的性能都会急剧恶化。所以,当改变其中一个参数时,另一个参数也要随之改变,以使系统的性能最佳。

由于在发送端信号进行了脉冲成形,2 位的 DAC 不能实现产生 PAM-4 信号。由图 7(a)可以看出,3 位的 DAC 就可以使得 BER 保持在门限值 3.8×10^{-3} 以下,并且当 DAC 的位数继续增大时,系统的 BER 保持稳定。图 7(b)所示的 ADC 分辨率与 BER 的关系曲线与图 7(a)类似,当 ADC 位数大于 3 时,三种波特率情况下的 BER 都小于门限值 3.8×10^{-3} 。图 7(c)显示了接收光功率(ROP)和 BER 的关系曲线,ROP 指的是进入光耦合器 OC 之前的光功率,可以用来衡量接收机的灵敏度。可以看出,提高 ROP 是提升 BER 性能的有效方式。和波特率为 11.5 GBd 的情况相比,2.875 GBd 和 5.75 GBd 的系统分别获得了 6.5 dB 和 3.5 dB 的接收机灵敏度增益,并且它们的最佳 ROP 为 -32 dBm。随着波特率的增大,系统性能越来越差,此时需要增大 ROP 来提升系统的性能。图 7(d)显示了 BER 和输入光功率(IOP)的关系曲线,IOP 是指进入 PD 的光功率。在三种不同的波特率情况下,保持 ROP 为 -32 dBm 不变,相比波特率为 11.5 GBd 的情况,2.875 GBd 和 5.75 GBd 的系统分别得到 5 dB 和 3 dB 的功率增益。

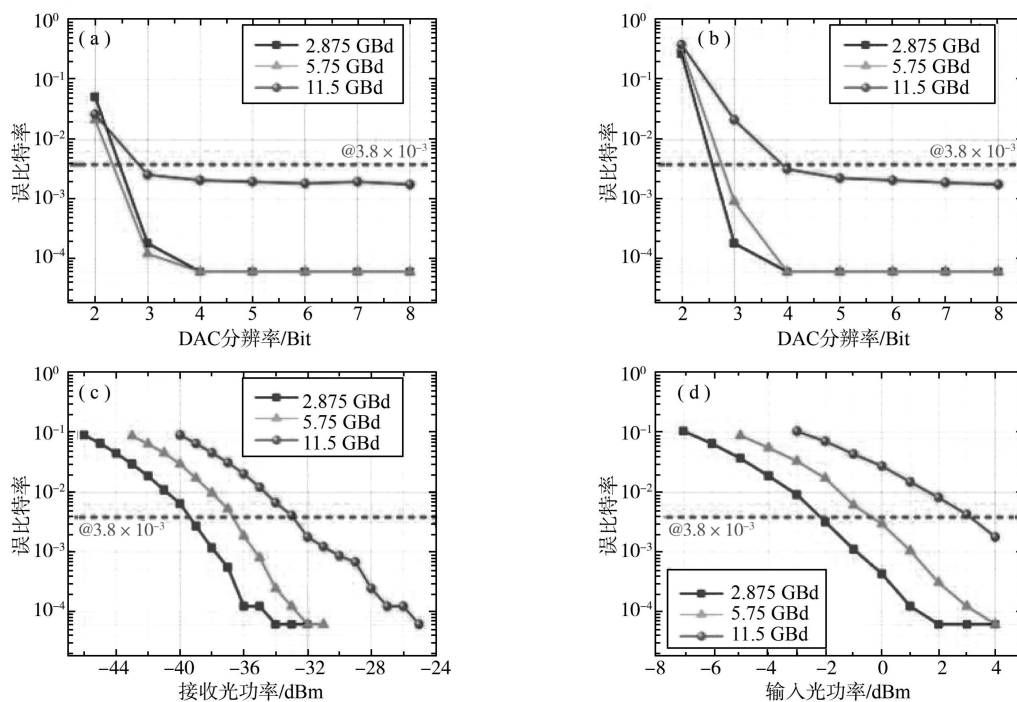


图 7 误比特率分别与(a)DAC 分辨率;(b) ADC 分辨率;(c) 接收光功率;(d) 输入光功率的关系曲线

3 结论

本文中我们基于强度调制和相位不敏感的外差相干探测,分别对 2.875、5.75、11.5 GBd 三种不同比特率的 100 GHz 的 PAM4 信号无线传输进行了仿真,全面比较了各个设备参数与 BER 性能的关系,包括滚降因子、激光器线宽、MZM 偏置电压和驱动电压、DAC 和 ADC 分辨率、ROP 以及 IOP。随着比特率的增加,误码性能随之下降。这些仿真对于光子辅助的太赫兹波段电光器件的设计具有重要的指导意义。

参 考 文 献

- [1] ZHANG J, YU J J, LI X Y, et al. 200 Gbit/s/ λ PDM-PAM-4 PON system based on intensity modulation and coherent detection[J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2020,12(1): A1-A8.
- [2] LI X Y, YU J J, LI X Y, et al. Photonics-aided millimeter-wave technologies for extreme mobile broadband communications in 5G[J]. Journal of Lightwave Technology, 2020,38(2): 366-378.
- [3] 赵明明,余建军. 太赫兹通信系统的研究现状与应用展望[J]. 太赫兹科学与电子信息学报,2018,16(6):931-937.

-
- [4] LI X Y, YU J J, LI X Y, et al. Photonics-Aided Mm-Wave Communication for 5G[C].//Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), San Diego, CA, USA, 2019.
- [5] YU J J. Photonics-assisted millimeter-wave wireless communication[J]. IEEE Journal of Quantum Electronics, 2017,53(6):1-17.
- [6] NAGATSUMA T. THz Communication Systems[C].//Optical Fiber Communication Conference (OFC), March 19-23, 2017, San Diego, CA, USA, 2017.
- [7] LI X Y, YU J J, WANG K H, et al. Photonics-aided 2×2 MIMO wireless terahertz-wave signal transmission system with optical polarization multiplexing[J]. Optics Express, 2017,25(26): 33236-33242.
- [8] ZHOU W, ZHAO L, ZHANG J, et al. W-band PAM-4 wireless delivery employing intensity modulation and coherent detection based on CMMA equalization[C].//2019 IEEE MTT-S International Microwave Conference on Hardware and Systems for 5G and Beyond (IMC-5G), Nairobi, Kenya, 2019.
- [9] ZHOU W, ZHAO L, ZHANG J, et al. 135 GHz D-Band 60 Gbps PAM-8 wireless transmission employing a joint DNN equalizer with BP and CMMA[J]. Journal of Lightwave Technology, 2020,38(14): 3592-3601.
- [10] ZHU Y. Comparative study of cost-effective coherent and direct detection schemes for 100 Gb/s/ λ PON[J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2020,12(9): D36-D47.
- [11] ZHANG J, YU J J, SHAN J, et al. SOA pre-amplified 100 Gb/s/ λ PAM-4 TDM-PON downstream transmission using 10 Gbps O-band transmitters[J]. Journal of Lightwave Technology, 2020,38(2): 185-193.
- [12] ZHOU X, ZHONG K P, HUO J H, et al. 112 Gb/s transmission over 80 km SSMF using PDM-PAM4 and coherent detection without optical amplifier[J]. Optics express, 2016,24(15): 17359-17371.
- [13] ZHANG J W. Single-wavelength 100 Gb/s PAM-4 TDM-PON achieving over 32 dB power budget using simplified and phase insensitive coherent detection[C].//2018 European Conference on Optical Communication (ECOC), Roma, Italy: IEEE, 2018.
- [14] OERDER M, MEYR H. Digital filter and square timing recovery[J]. IEEE Transactions on Communications, 1988,36(5)605-612.
- [15] GODARD D N. Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems[J]. IEEE transactions on communications, 1980, 28(11): 1867-1875.
- [16] ZHOU X, YU J J. Multi-level, multi-dimensional coding for high-speed and high-spectral-efficiency optical transmission[J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(16): 3641-3653.