

掺铒光纤放大器作为光学预放的高灵敏度零差相干接收机

岳朝磊^{1,2**}, 孙建锋^{1,2}, 刘磊¹, 张晓曦¹, 杨燕¹, 侯霞^{1,2}, 朱韧¹, 陈卫标^{1,2*}

¹中国科学院上海光学精密机械研究所中科院空间激光信息传输与探测技术重点实验室, 上海 201800;

²中国科学院大学材料与光电研究中心, 北京 100049

摘要 星间高码率光通信系统中由于无法进行光学中继放大, 需要高码率、高通信灵敏度的光学接收机。分析了采用掺铒光纤放大器(EDFA)作为光学预放的高灵敏度零差相干接收机方案, 并搭建了零差相干通信系统, 测试了系统在通信速率为 8~10 Gbit/s 下的二进制相移键控(BPSK)通信性能。实验表明, 此系统在无编码误码率要求为 10^{-3} 时, 10 Gbit/s BPSK 通信信号接收灵敏度约为 -48 dBm, 距离量子噪声极限仅 7 dB, 优于已发表的 10 Gbit/s 零差相干通信系统测试结果。

关键词 光通信; 零差相干探测; 光学锁相环; 掺铒光纤放大器; 自由空间光通信

中图分类号 O436

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL201946.1106001

High-Sensitivity Homodyne Coherent Receiver Using EDFA as Pre-amplifier

Yue Chaolei^{1,2**}, Sun Jianfeng^{1,2}, Liu Lei¹, Zhang Xiaoxi¹, Yang Yan¹,
Hou Xia^{1,2}, Zhu Ren¹, Chen Weibiao^{1,2*}

¹Key Laboratory of Space Laser Communication and Detection Technology, Shanghai Institute of Optics and Fine Mechanics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201800, China;

²Center of Materials Science and Optoelectronics Engineering, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China

Abstract Because the intersatellite optical communication system is unable to perform optical relay amplification, optical receivers with high bit rate and high communication sensitivity are desirable. In this study, we first theoretically analyze a high-sensitivity homodyne coherent receiver when an erbium-doped optical fiber amplifier (EDFA) is used as the optical pre-amplifier. A homodyne coherent receiver based on EDFA is developed, and the performance of BPSK communication system is experimentally analyzed at a communication rate of 8-10 Gbit/s. Experimental results show that the coherent receiver achieves a sensitivity of -48 dBm when the uncoded BER is 10^{-3} for the 10 Gbit/s BPSK signal. The receiver performance shows only 7 dB penalty compared with quantum noise limit; this value is better than the published test results for the 10 Gbit/s homodyne coherent communication system.

Key words optical communications; homodyne coherent detection; optical phase-locked loop; erbium-doped optical fiber amplifier; free-space optical communication

OCIS codes 060.2605; 060.2920; 060.1660

1 引言

随着卫星载荷性能的不不断提升, 卫星积累了大量的数据需要传输到地面。然而微波通信速率有限, 已经越来越难以满足卫星传输的要求。自

由空间激光通信技术具有通信速率高、功耗低、波束发散角小、保密性高等优势, 非常适用于卫星数据传输。欧空局(ESA)、德国宇航中心(DLR)、美国宇航局(NASA)、日本宇宙航空研发机构(JAXA)等已经开展了大量的卫星激光通信实验。

收稿日期: 2019-04-04; 修回日期: 2019-05-20; 录用日期: 2019-05-27

* E-mail: wbchen@mail.shcnc.ac.cn; ** E-mail: yue_chaolei@163.com

其中,日本于1995年进行了同步轨道卫星对地双向激光通信实验,验证了星地激光通信的可行性^[1]。欧洲宇航局于1990年开始部署星间卫星链路实验(SILEX)^[2],并于2002年成功建立了同步轨道卫星(ARTEMIS)与低轨卫星(SPOT-4)双向激光通信链路,通信格式为开关键控(OOK),速率为50 Mbit/s^[3]。2008年以来,德国地球观测卫星与美国的NFIRE卫星成功实现了低轨卫星(LEO)双向相干激光通信,通信速率提高到5.6 Gbit/s,证明了卫星激光通信的巨大优势^[4-5]。2014年,麻省理工学院(MIT)林肯实验室和美国宇航局进行了月球激光通信演示(LLCD)实验计划,实现了月球轨道航天器与地球基站之间双向通信实验,调制方式为脉冲位置调制(PPM),上行速率为20 Mbit/s,下行速率为625 Mbit/s^[6-7]。目前欧洲宇航局开展了下一代卫星激光通信计划——欧洲数据中继系统(EDRS)计划,并计划在2019年提供商业服务^[8-10];与此同时,日本宇宙航空研发机构启动了名为日本数据中继系统(JDRS)的新一代卫星激光通信计划^[11];美国宇航局也计划于2019年发射新一代激光通信数据中继系统(LCRD)卫星^[12-13]。

哈尔滨工业大学于2014年实现了国内首次星地激光通信实验,上行速率为1.8 Mbit/s,下行速率为504 Mbit/s,调制格式为OOK^[14]。2017年,搭载在“墨子号”量子卫星上的中国科学院上海光学精密机械研究所激光通信终端成功实现了卫星与地面之间5.12 Gbit/s的相干通信^[15]。

对于卫星光通信而言,高通信速率、高接收灵敏度意味着更高的通信能力和更远的通信距离。零差二进制相移键控(BPSK)相干通信技术在相同通信速率下具有最高的理论接收灵敏度,是下一代卫星高码率、远距离激光通信的关键技术。本文针对零差BPSK相干接收机对探测器探测效率、系统耦合损耗要求较高等问题,提出使用掺铒光纤放大器(EDFA)作为光学预放,降低对系统的硬件要求,同时实现高通信灵敏度的方案。理论分析了使用EDFA对接收机通信灵敏度和抗背景噪声能力的影响,同时测试了使用EDFA的零差接收机在通信速率为8~10 Gbit/s时接收灵敏度和接收机抗背景噪声能力。10 Gbit/s BPSK通信信号接收灵敏度约为-48 dBm,距离量子噪声极限仅7 dB,优于目前公布的结果^[16-20]。

2 零差相干通信原理

2.1 不使用接收预放时零差相干通信信噪比和抗背景噪声能力

零差BPSK相干通信的原理如下:接收到的信号光与同一偏振态且频率相近的窄线宽本振光进行相干叠加,叠加后的光场强度变化中包含了信号光的调制信息。同时光场变化强度与本振光和信号光功率乘积相关,因此高功率的本振光对探测信号有放大作用。在环路锁定状态下,信号光的载波和本振同频同相,探测器可直接解调出信号光的调制信息,带有光学预放的零差相干接收机结构如图1所示。

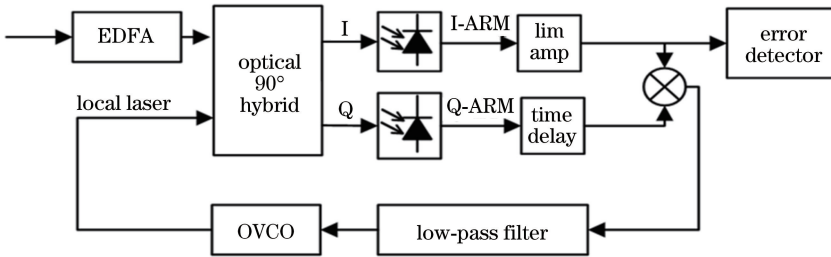


图1 带有光学预放的零差相干接收机结构图

Fig. 1 Structure of homodyne coherent receiver with optical preamplifier

图1中,OVCO为光学压控振荡器(本振激光器),I-ARM、Q-ARM分别表示同相支路和正交支路信号。假设进入90°光学桥接器的信号光与本振光分别为 $E_s(t)$ 和 $E_{LO}(t)$,经过光学桥接器后进入I路平衡探测器和Q路平衡探测器的光信号为^[21-22]

$$\begin{cases} E_I(t) = \sqrt{1-k_s} \sqrt{\eta_s} E_s(t) + \sqrt{1-k_{LO}} \sqrt{\eta_{LO}} E_{LO}(t) \\ E_Q(t) = \sqrt{k_s} \sqrt{\eta_s} E_s(t) + \sqrt{k_{LO}} \sqrt{\eta_{LO}} E_{LO}(t) \exp(i\pi/2) \\ E_s(t) = \sqrt{2P_s} \cos[\omega_s t + \theta_s + m(t)\pi] + E_n(t) \\ E_{LO}(t) = \sqrt{2P_{LO}} \cos(\omega_{LO} t + \theta_{LO}) \end{cases} \quad (1)$$

式中: k_s 和 k_{LO} 分别为 90° 光学桥接器对于信号光和本振光的分光比; η_s 和 η_{LO} 分别为信号光和本振光从进入桥接器到最终进入探测器全过程的耦合效率; P_s 和 P_{LO} 分别为进入桥接器的信号光和本振光

的功率; ω_s 为信号光角频率; ω_{LO} 为本振光角频率; $E_n(t)$ 为背景光噪声和光学放大器噪声; $m(t)$ 为调制信号, 取值为 0 或 1; t 为时间。平衡探测器隔离高频与直流信号后输出电流信号为

$$\begin{cases} i_1(t) = \frac{2\eta e}{h\nu} \sqrt{(1-k_s)(1-k_{LO})\eta_s\eta_{LO}} \sqrt{P_s P_{LO}} \cos[\Delta\theta + m(t)\pi] + n_1(t) \\ i_Q(t) = \frac{2\eta e}{h\nu} \sqrt{k_s k_{LO}\eta_s\eta_{LO}} \sqrt{P_s P_{LO}} \sin[\Delta\theta + m(t)\pi] + n_Q(t) \end{cases}, \quad (2)$$

式中: η 为探测器量子效率; e 为电子电荷量; h 为普朗克常量; ν 为通信光频率; $\Delta\theta = (\omega_s - \omega_{LO} + \theta_s - \theta_{LO})t$, 为光学锁相环锁相误差。在锁相环正常工作时锁相误差均值为 0, 为了减小锁相误差对通信性能的影响, 一般要求锁相误差标准差小于 10° ^[23]。

不考虑背景噪声时, I 路探测的噪声 $n_1(t)$ 包括热噪声、信号光和本振光散粒噪声等。在零差相干通信中, 由于本振光功率较高, 引入的散粒噪声远大于热噪声, 因此探测器热噪声和信号光引入的散粒噪声可以忽略, $n_1(t)$ 主要是本振光产生的散粒噪声。本振光引入散粒噪声的单边带噪声功率谱密度为 $S_{shot}(f) = 2ei_{lo} = 2\frac{\eta e^2}{h\nu}(1-k_{LO})\eta_{LO}P_{LO}$, 其中, i_{lo} 为本振光在探测器中产生的直流电流。设探测器电子学噪声等效带宽为 B_e (理论值为通信速率 B 的一半), 则散粒噪声的方差为

$$\sigma_{shot}^2 = 2\frac{\eta e^2}{h\nu}(1-k_{LO})\eta_{LO}P_{LO}B_e. \quad (3)$$

在锁相环工作状态下, I 路信号变为 $i_1(t) = \frac{2\eta e}{h\nu} \sqrt{(1-k_s)(1-k_{LO})\eta_s\eta_{LO}} \sqrt{P_s P_{LO}} \cdot (-1)^{m(t)} + n_1(t)$, 对应的零差通信信噪比(散粒噪声极限)为

$$R_{SNR,I} = \frac{i_1^2}{2\sigma_{shot}^2} = \eta(1-k_s)\eta_s \cdot \frac{P_s}{h\nu B_e}. \quad (4)$$

当 $B_e = \frac{1}{2}B$, $\eta = 1$, $k_s = 0$, $\eta_s = 1$ 时, 存在零差相干通信的量子极限: $R_{SNR,I} = \frac{2P_s}{h\nu B}$ 。

然而 1550 nm 探测器响应度一般为 0.9 A/W, 对应 $\eta = 0.726$; 为了锁相控制, k_s 最小取 0.1; 信号光从进入桥接器到耦合进探测器的效率 η_s 一般低于 0.8; 对应的零差探测系统的信噪比为 $R_{SNR,I} = 0.523 \times \frac{2P_s}{h\nu B}$, 即相比零差相干通信的量子极限下降 3 dB。由于探测器量子效率和桥接器耦合效率不高

以及本振光不足够大等问题, 实际实现的系统探测灵敏度距离量子极限一般为 9~12 dB^[16, 18-19, 24]。

考虑背景光噪声时, 背景噪声与本振激光的拍频噪声, 以及本振激光的散粒噪声是相干通信的主要噪声。设背景噪声功率为 P_N , 电场为 $E_n(t) = \sum_{k=-M}^M \sqrt{2S_N \delta\nu} \cdot \cos[(\omega_o + 2\pi k \delta\nu)t + \varphi_k]$, 其中, $S_N = \frac{P_N}{B_O}$ 为噪声光的功率谱密度, 单位为 W/Hz; B_O 为噪声光带宽, 单位为 Hz; $M = \frac{B_O}{2\delta\nu}$; $\delta\nu$ 表示极小频率间隔; φ_k 为第 k 个频率的随机相位。可以推出本振光与背景噪声光在 I 路平衡探测器上产生的拍频噪声电流单边带噪声功率谱密度为^[25] $S_{LO-N}(f) = \left(\frac{2e\eta}{h\nu}\right)^2 (1-k_s)(1-k_{LO})\eta_s\eta_{LO}P_{LO}S_N$, $0 < f < B_O/2$, B_O 一般远大于探测器带宽 B_e , 超过探测器带宽的拍频噪声电流不会被探测器放大输出。

当探测器电子学噪声等效带宽为 B_e 时, 背景噪声光与本振光拍频噪声引入的噪声方差为

$$\sigma_{LO-N}^2 = \left(\frac{2e\eta}{h\nu}\right)^2 (1-k_s)(1-k_{LO})\eta_s\eta_{LO}P_{LO}S_N B_e, \quad (5)$$

$$\frac{\sigma_{LO-N}^2}{\sigma_{shot}^2} = 2\eta(1-k_s)\eta_s \frac{S_N}{h\nu}. \quad (6)$$

背景噪声较强时, 忽略散粒噪声, 背景光噪声主导 I 路信号信噪比为

$$R_{SNR,I,bgn} = \frac{i_1^2}{2\sigma_{LO-N}^2} = \frac{P_s}{2S_N B_e}. \quad (7)$$

2.2 EDFA 作为接收预放时零差相干通信接收信噪比

在使用 EDFA 作为光学放大器且不考虑背景噪声时, 噪声主要是 EDFA 的自发辐射(ASE)噪声, 其单偏振功率谱密度为^[26] $S_{ASE} = n_{sp}(G-1)h\nu$, 其中: n_{sp} 为自发辐射因子; $h\nu$ 为单个光子能量; G

为光学预放的放大倍数;EDFA 的噪声系数一般定义为 $F_{\text{EDFA}} = \frac{1+2n_{\text{sp}}(G-1)}{G} \approx 2n_{\text{sp}}$ 。此时,

$\frac{\sigma_{\text{LO-ASE}}^2}{\sigma_{\text{shot}}^2} = 2\eta(1-k_s)\eta_s n_{\text{sp}}(G-1) \gg 1$, ASE 与本振光拍频噪声远大于散粒噪声,信噪比主要由本振光与 ASE 的拍频噪声决定,同时信号光功率变为 $G \cdot P_s$ 。使用 EDFA 作为光学预放时,零差相干通信信噪比为

$$R_{\text{SNR,I-ASE}} = \frac{i_1^2}{2\sigma_{\text{LO-N}}^2} = \frac{G \cdot P_s}{2S_{\text{N}}B_e} = \frac{P_s}{2n_{\text{sp}}h\nu B_e} \cdot \frac{G}{G-1} \approx \frac{1}{2n_{\text{sp}}} \cdot \frac{P_s}{h\nu B_e} \quad (8)$$

自发辐射因子 n_{sp} 最小取 1,商业放大器一般在 1.4~4。可以看出使用 EDFA 作为光学预放的零差接收系统的接收信噪比只与放大器的噪声系数有关,大大降低了对探测器量子效率、桥接器分光比和耦合效率的要求。

2.3 EDFA 作为接收预放对零差相干通信抑制背景噪声能力的影响

存在背景光噪声时,背景光噪声也会被 EDFA 放大。设背景光噪声的功率谱密度为 $S_{\text{bgn}}(f)$ 。经过 EDFA 后进入光学桥接器的噪声光功率谱密度为 $S_{\text{N}}(f) = S_{\text{ASE}}(f) + GS_{\text{bgn}}(f)$,放大后的背景光噪声功率谱密度远大于 ASE 噪声功率谱密度。此时探测器的信噪比为

$$R_{\text{SNR,I-bgn}} = \frac{GP_s}{2S_{\text{N}}B_e} = \frac{GP_s}{2(GS_{\text{bgn}} + S_{\text{ASE}})B_e} \approx \frac{P_s}{2S_{\text{bgn}}B_e} \quad (9)$$

(9)式和(7)式相比可知,使用 EDFA 作为光学预放不会影响零差相干通信抑制背景噪声的能力。零差相干通信存在背景噪声时,只有信号光附近与信号光频率差小于探测器带宽的背景噪声对零差相干通信信噪比有影响。

2.4 使用光学预放对光学锁相环的影响

使用光学预放时,Q 路信号 $i_Q(t) = \frac{2\eta e}{h\nu} \cdot \sqrt{k_s k_{\text{LO}} \eta_s \eta_{\text{LO}}} \sqrt{GP_s P_{\text{LO}}} \sin\left[\Delta\theta + m(t) \frac{\pi}{2}\right] + n_Q(t)$,如同 2.3 节中的过程,可以推导出在使用 EDFA 时,Q 路噪声 $n_Q(t)$ 的噪声单边带功率谱密度为 $S_{\text{nQ}}(f) = \left(\frac{2\eta e}{h\nu}\right)^2 k_s k_{\text{LO}} \eta_s \eta_{\text{LO}} P_{\text{LO}} S_{\text{ASE}}$ 。

实验采用了决策驱动锁相环,控制信号光与本振光载波相位误差。在采用二阶理想锁相环且阻尼因子取 0.707 时,锁相误差的方差可以简化为^[21]

$$\sigma_{\theta_e}^2 = S_{\varphi_{\text{sn}}}(f)B_L + 2.36\Delta\nu \frac{1}{B_L} + 8.71 \frac{2k_a}{B_L^2} \quad (10)$$

式中: $\Delta\nu$ 表示激光器线宽; k_a 表示激光器 $1/f$ 噪声的大小; $\Delta\nu$ 和 k_a 由信号光和本振光激光器噪声性能决定,为了得到较小的锁相误差,一般需要窄线宽的激光器; B_L 为锁相环环路噪声带宽; $S_{\varphi_{\text{sn}}}(f)$ 为鉴相器引入的鉴相误差的单边带功率谱密度,主要由 Q 路信号的信噪比决定,即

$$S_{\varphi_{\text{sn}}}(f) = \frac{S_{\text{nQ}}(f)}{\left(\frac{2\eta e}{h\nu} \sqrt{k_s k_{\text{LO}} \eta_s \eta_{\text{LO}}} \sqrt{GP_s P_{\text{LO}}}\right)^2} = n_{\text{sp}} \cdot \frac{h\nu}{P_s} \quad (11)$$

对应地,在没有 EDFA 时,单边带功率谱密度

$$S_{\varphi_{\text{sn}}}(f) = \frac{1}{2\eta k_s \eta_s} \frac{h\nu}{P_s} \quad (12)$$

一般 PIN 探测器的 1550 nm 波段量子效率约为 $\eta=0.75$,为了提高 I 路的信噪比, k_s 一般取 0.1,假设信号光耦合效率很高,即 $\eta_s=0.8$,所得的锁相误差仿真结果如图 2 所示。仿真的条件设置如下:信号光和本振光平均线宽 $\Delta\nu$ 为 10 kHz,信号光功率 P_s 为 -66 dBm,EDFA 自发辐射因子 n_{sp} 为 1.4。图 2 中横坐标为光学锁相环自由振荡频率 ω_n , ω_n 和(9)式中 B_L 的关系为 $B_L = \frac{\omega_n}{8\zeta}(1+4\zeta^2)$,其中, ζ 为阻尼系数,一般取 0.707。由图 2 可知,在输入光功率相同情况下,使用 EDFA 引入的锁相误差小于不使用 EDFA 的情况,即使用 EDFA 锁相更稳定。

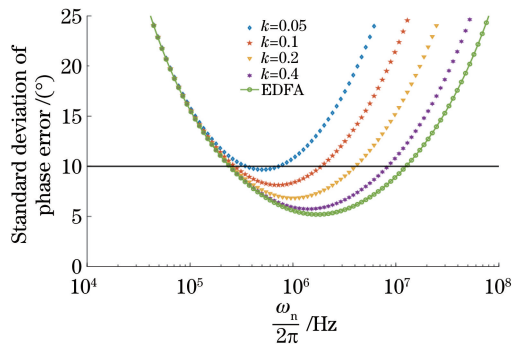


图 2 信号光分光比对锁相误差的影响

Fig. 2 Effect of signal splitting ratio on phase locked error

3 实 验

采用 EDFA 作为接收预放的相干接收机结构以及测试实验条件如图 3 所示。使用误码仪产生 8~10 Gbit/s 的伪随机二进制序列 (PRBS) 信号经过 EOSPACE 10 GHz 带宽的铌酸锂晶体相位调制器, 调制 1550.5 nm 窄线宽单频信号光, 经过光学衰减器和一段空间传输再经光纤耦合进入 1:1 分束器, 一路进入光谱仪 (OSA) 进行功率探测和光谱信噪比测量, 另一路进入相干接收机。相干接收机解调出的

信号重新进入误码仪进行误码率测试。实验中除一段自由空间外, 器件连接均采用单模保偏光纤。

实验中使用的光学桥接器分光比 k_s 为 0.5, 不可改变。采用带宽为 6 nm 的 ASE 光源作为背景光噪声源, 测试系统灵敏度时将 ASE 光源关闭。ASE 噪声源经过宽度和中心波长可调的光学滤波器, 再经可调衰减器 (VOA), 然后和信号光通过光纤 1:1 合束器合束进入系统, 用于测试背景光的影响。具体实验参数见表 1, 实验结果如图 4~7 所示。

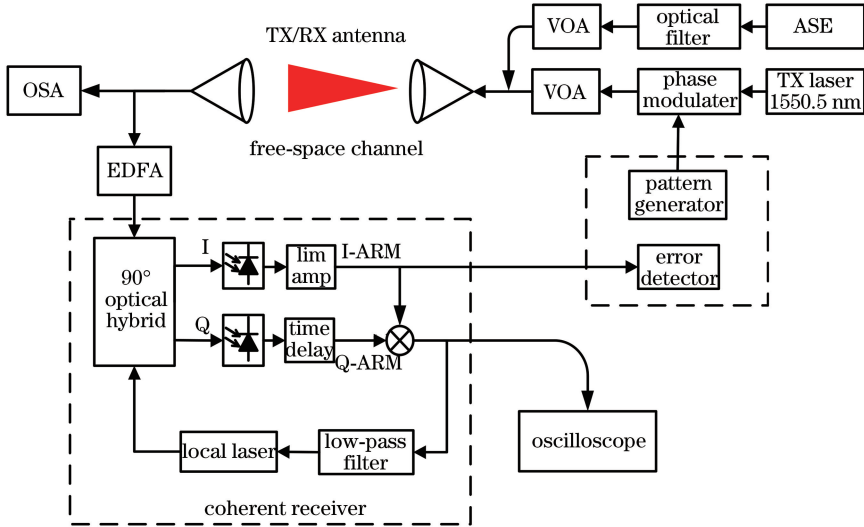


图 3 零差相干通信实验系统结构图

Fig. 3 Experimental setup for homodyne coherent communication system

表 1 系统实验参数

Table 1 Experimental parameters of system

Laser linewidth /kHz	Local laser power /mW	EDFA gain /dB	Detector bandwidth /GHz	Code pattern PRBS	Communication rate /((Gbit·s ⁻¹))
5	4	25	9	15	8-10

实验设置中, 本振激光器和信号激光器的平均线宽为 5 kHz。10 Gbit/s 通信实验中测得锁相环路噪声带宽 $B_L \approx 2\pi \times 300$ kHz, 对应的 $P_s \geq -50$ dBm 时, 根据 (10) 式可得锁相误差的标准差小于 6.5° , 满足系统解调要求。10 Gbit/s 实验前期对光学锁相环进行了深入分析, 实验过程中可以保证光学锁相环在光功率抖动和频率漂移下稳定通信^[22]。通信解调的实验结果如下:

图 4 为零差相干接收机在加 EDFA 和去掉 EDFA 两种情况下的系统通信误码率测试结果。使用 EDFA 作为光学预放, 通信速率为 10 Gbit/s, 无编码误码率小于 10^{-3} 的条件下, 系统接收灵敏度为 -48 dBm。相比于 10 Gbit/s 零差相干通信的量子极限, 性能差 7 dB, 其中 4.5 dB 是 EDFA 引入的

($n_{sp} \approx 1.4$), 剩余 2.5 dB 为锁相误差、非理想的探测器带宽和电子学噪声等引入的。不使用 EDFA 作为光学预放条件下, 通信灵敏度相比量子极限下降约 11.5 dB。如原理部分分析, 不使用光学预放的零差相干接收机性能劣化主要是由光学桥接器的耦合损耗和探测器量子效率不高、商用光学桥接器分光比 k_s 一般为 0.5, 以及探测器增益偏小造成的。

在背景光影响分析的实验中, 固定进入 EDFA 的信号光功率为 -40 dBm, 改变光学滤波器的带宽和中心波长。通过光学滤波器进入接收系统的 ASE 光模拟背景光对接收系统的影响, 功率记为 P_{bg} , 实验结果如图 5 所示。实验中, 信号光位于 ASE 光范围内, 固定 ASE 源的噪声功率谱密度, 改变可调光滤波器的输出带宽, 可以看到可调滤波器

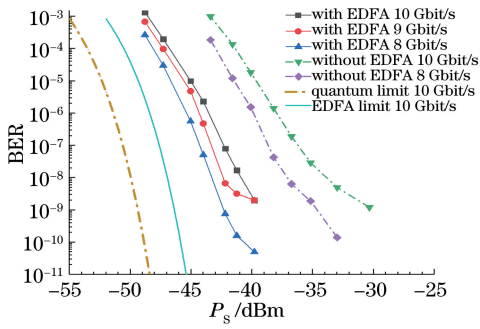


图 4 系统接收灵敏度测试结果

Fig. 4 Test results of receiver sensitivity

输出带宽(光谱宽度)由 1 nm 变为 2 nm 和 4 nm, 对应的噪声功率增加 3 dB 和 6 dB, 但是误码率不变。这是由于增加的噪声功率属于零差相干接收系统的带外噪声, 且本振激光的拍频噪声频率过高, 探测器不响应, 不会明显改变信噪比。

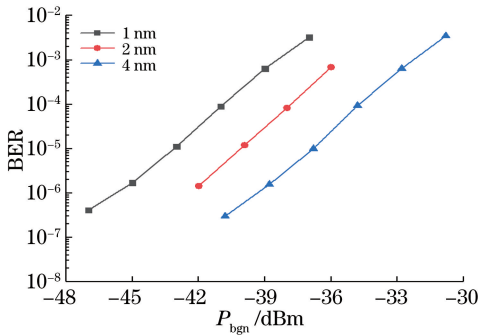


图 5 背景光功率和滤波带宽对接收性能影响

Fig. 5 Influences of noise power and filter bandwidth on receiving performance

固定光滤波器的输出带宽为 1 nm, 改变光学滤波器的中心波长和 ASE 光输出功率, 实验结果如图 6 所示。实验结果与原理分析一致, 零差相干接收机对带内背景光更敏感, 准确地说, 只对通信光两侧宽度为探测器带宽两倍范围内的背景光敏感。但是, 带外的背景噪声不是完全没有影响的, 实验中当带外背景光功率超过 -30 dBm (信号光 -40 dBm) 时, 接收性能开始下降, 主要是经过 EDFA 放大的背景噪声光引入了较大的散粒噪声和自拍噪声, 导致信噪比下降。在背景噪声为 -30 dBm 时, 改变光滤波器的中心波长, 背景噪声在探测器上的响应如图 7 所示。图 7(a) 和图 7(b) 分别为背景噪声在信号光带宽外和信号光带宽内两种情况下, 未加调制时 Q 支路探测器信号(上曲线)以及对应信号的傅里叶变换(下曲线)图。

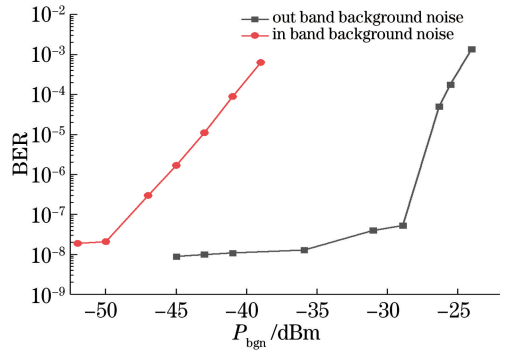


图 6 带内和带外背景光影响测试结果

Fig. 6 Test result of in-band and out-band background noise

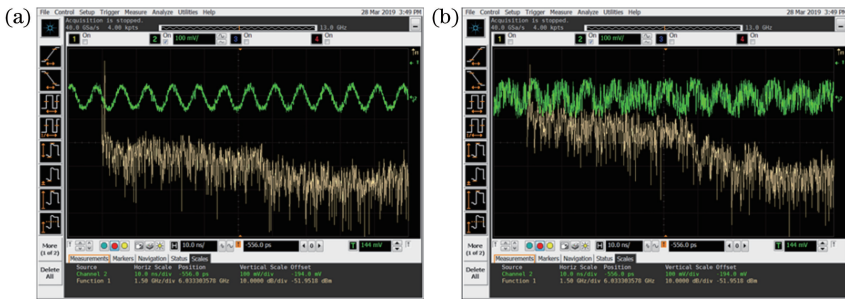


图 7 存在背景光时对应 Q 支路探测器信号。(a) 存在带外噪声; (b) 存在带内噪声

Fig. 7 Detector signal in Q branch with background noise. (a) Out-band noise; (b) in-band noise

4 结 论

理论分析表明, 零差相干通信接收机的灵敏度受桥接器耦合效率、分光比、探测器量子效率的影响无法达到量子极限, 在各参数严苛要求的情况下, 也只能达到距离量子极限 3 dB 的性能极限, 是无法通过选择高灵敏度探测器优化的。在使用 EDFA 作

为光学预放时, 虽然系统的接收灵敏度理论极限相对于量子极限下降 3 dB, 但是系统对桥接器的耦合效率和探测器量子效率不再有严格要求。选用常见的 EDFA 产品, 例如 $n_{sp} = 1.4$ 系统, 距离量子极限可以达到 4.5 dB。相对于严苛要求的桥接器效率情况, 理论上性能下降 1.5 dB。实验中搭建的测试系统, 在使用 EDFA 时, 测得的接收灵敏度距离量子

极限仅为 7 dB, 优于目前公布的 10 Gbit/s 相干通信系统测试结果。同时使用 EDFA 作为光学预放的零差相干接收机抑制背景噪声的能力并没有下降, 接收机只对带内的背景噪声有响应, 对带外背景噪声有很强的免疫能力, 在带内噪声功率谱密度不变的情况下, 增加带外噪声带宽或者总功率, 接收系统性能下降不明显, 但是过大的背景噪声功率会导致性能下降。

参 考 文 献

- [1] Arimoto Y, Toyoshima M, Toyoda M, *et al.* Preliminary result on laser communication experiment using (ETS-VI) [J]. Proceedings of SPIE, 1995, 2381: 151-158.
- [2] Oppenhausser G, Wittig M E. European SILEX project: concept, performance, status, and planning [J]. Proceedings of SPIE, 1990, 1218: 27-37.
- [3] Tolker-Nielsen T, Oppenhausser G. In-orbit test result of an operational optical intersatellite link between ARTEMIS and SPOT4, SILEX [J]. Proceedings of SPIE, 2002, 4635: 1-15.
- [4] Smutny B, Lange R, Kämpfner H, *et al.* In-orbit verification of optical inter-satellite communication links based on homodyne BPSK [J]. Proceedings of SPIE, 2008, 6877: 687702.
- [5] Smutny B, Kaempfner H, Muehlnikel G, *et al.* 5.6 Gbps optical intersatellite communication link [J]. Proceedings of SPIE, 2009, 7199: 719906.
- [6] Boroson D M, Robinson B S, Murphy D V, *et al.* Overview and results of the lunar laser communication demonstration [J]. Proceedings of SPIE, 2014, 8971: 89710S.
- [7] Boroson D M, Robinson B S. The lunar laser communication demonstration: NASA's first step toward very high data rate support of science and exploration missions [J]. Space Science Reviews, 2014, 185: 115-128.
- [8] Heine F, Pimentel P M, Rochow C, *et al.* The European data relay system and Alphasat to T-AOGS space to ground links, status, and achievements in 2017 [J]. Proceedings of SPIE, 2018, 10524: 105240T.
- [9] Kazemi A A. Intersatellite laser communication systems for harsh environment of space [J]. Proceedings of SPIE, 2013, 8720: 872010.
- [10] Böhmer K, Gregory M, Heine F, *et al.* Laser communication terminals for the European data relay system [J]. Proceedings of SPIE, 2012, 8246: 82460D.
- [11] Chishiki Y, Yamakawa S, Takano Y, *et al.* Overview of optical data relay system in JAXA [J]. Proceedings of SPIE, 2016, 9739: 97390D.
- [12] Edwards B L, Israel D J. Update on NASA's laser communications relay demonstration project 2018 [C] // 2018 SpaceOps Conference, May 28-June 1, 2018, Marseille, France. USA: AIAA, 2018: 1-11.
- [13] Luzhansky E, Edwards B, Israel D, *et al.* Overview and status of the laser communication relay demonstration [J]. Proceedings of SPIE, 2016, 9739: 97390C.
- [14] Wu F, Yu S Y, Ma Z T, *et al.* Correction of pointing angle deviation and in-orbit validation in satellite-ground laser communication links [J]. Chinese Journal of Lasers, 2014, 41(6): 0605008. 武凤, 于思源, 马仲甜, 等. 星地激光通信链路瞄准角度偏差修正及在轨验证 [J]. 中国激光, 2014, 41(6): 0605008.
- [15] Chen W B, Sun J F, Hou X, *et al.* 5.12 Gbps optical communication link between LEO satellite and ground station [C] // 2017 IEEE International Conference on Space Optical Systems and Applications (ICSOS), November 14-16, 2017, Naha, Japan. New York: IEEE, 2017: 260-263.
- [16] Koga M, Mizutori A. Decision-directed Costas loop stable homodyne detection for 10-Gb/s BPSK signal transmission [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2014, 26(4): 319-322.
- [17] Zhu Z Z, Zhou H J, Xie W L, *et al.* 10-Gb/s homodyne receiver based on Costas loop with enhanced dynamic performance [C] // 2017 16th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON), August 7-10, 2017, Wuzhen, China. New York: IEEE, 2017: 17446085.
- [18] Chang S, Tong S F, Jiang H L, *et al.* Optical phase-locked loop technology in inter-satellite high-speed coherent laser communication systems [J]. Acta Optica Sinica, 2017, 37(2): 0206004. 常帅, 佟首峰, 姜会林, 等. 星间高速相干激光通信系统中的光学锁相环技术 [J]. 光学学报, 2017, 37(2): 0206004.
- [19] Zhou H J, Zhu Z Z, Xie W L, *et al.* Investigation of signal power splitting ratio for BPSK homodyne receiver with an optical Costas loop [J]. Optical Engineering, 2018, 57(8): 086111.
- [20] Liu Y, Tong S F, Chang S, *et al.* Carrier recovery technology of optical phase locked loop in coherent laser communication system [J]. Acta Optica Sinica, 2018, 38(1): 0106001. 刘洋, 佟首峰, 常帅, 等. 相干激光通信系统光学锁

- 相环路载波恢复技术[J]. 光学学报, 2018, 38(1): 0106001.
- [21] Kazovsky L G. Decision-driven phase-locked loop for optical homodyne receivers: performance analysis and laser linewidth requirements [J]. Journal of Lightwave Technology, 1985, 3(6): 1238-1247.
- [22] Yue C L, Li J W, Sun J F, *et al.* Homodyne coherent optical receiver for intersatellite communication[J]. Applied Optics, 2018, 57(27): 7915-7923.
- [23] Prabhu V K. PSK performance with imperfect carrier phase recovery[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1976, AES-12(2): 275-286.
- [24] Norimatsu S, Iwashita K, Noguchi K. 10 Gbit/s optical PSK homodyne transmission experiments using external cavity DFB LDs [J]. Electronics Letters, 1990, 26(10): 648-649.
- [25] Olsson N A. Lightwave systems with optical amplifiers [J]. Journal of Lightwave Technology, 1989, 7(7): 1071-1082.
- [26] Yariv A. Signal-to-noise considerations in fiber links with periodic or distributed optical amplification[J]. Optics Letters, 1990, 15(19): 1064-1066.