

doi:10.3788/gzxb20154401.0125002

# 高速相干光通信平衡探测器研究

代永红,艾勇,肖伟,周浩天,单欣

(武汉大学 电子信息学院,武汉 430070)

**摘 要:**通过对相干光通信平衡探测器原理及关键技术进行分析,设计了一套高速平衡探测系统,并在室内构建了相干光通信测试平台.测试实验发现:该平衡探测器可以实现不同速率的相干探测,可为相干光通信提供有利的条件.在 2.5 Gbps 通信速率下直接探测时,单管灵敏度可以达到  $-26$  dBm,动态范围为  $-26 \sim 3$  dBm;在本振光为 3 dBm 时,相干探测的灵敏度可以达到  $-46.5$  dBm,动态范围为  $-46.5 \sim 3$  dBm.

**关键词:**应用光电子学;分析与测试;平衡光电探测器;光通信;解调;跨阻放大器;灵敏度

**中图分类号:** TN247;TN215

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1004-4213(2015)01-0125002-7

## The Research of Balance Detector for High-speed Coherence Optical Communications

DAI Yong-hong, AI Yong, XIAO Wei, ZHOU Hao-tian, SHAN Xin

(Electronic Information School, Wuhan University, Wuhan, 430070, China)

**Abstract:** The principle and key technology of balance detector for coherent optical communication were analyzed. A set of high-speed balance detection system was designed, and the coherent optical communications test platform was built indoors. Actual tests show that the balance detector can achieve the different rate of coherent detection, which can provide an essential support for coherent optical communication. Under 2.5 Gbps, the sensitivity can be obtained  $-26$  dBm under the condition of direct detection using single pipe, where dynamic range is  $-26 \sim 3$  dBm. When the power of local oscillator laser is 3dBm, coherent detection sensitivity can reach  $-46.5$  dBm, where dynamic range is  $-46.5 \sim 3$  dBm.

**Key words:** Application of optoelectronics; Analysis and testing; Balance photodetector; Optical communication; Demodulation; TIA; Sensitivity

**OCIS Codes:** 250.0040; 040.1880; 040.2840; 040.5160

## 0 引言

激光通信按照调制与检测技术可以分为非相干和相干两种方式.相干光通信技术可获得接近 10 dB 到 25 dB 的转换增益<sup>[1-3]</sup>,得到频率和相位的全部信息,适用于远距离无中继放大,有利于对微弱信号进行检测.但在相干检测中,本振激光器的相对强度噪声(Relative Intensity Noise, RIN)、光电二极管的散粒噪声、信道传输引入的噪声以及电路的热噪声等对相干解调灵敏度的影响仍无法消除<sup>[4-5]</sup>.为了更好地使用本

振激光器功率,消除或者抑制数字光通信中产生的 RIN 和信道噪声,提高探测器的灵敏度,提出基于相干探测的平衡探测器.相干探测一直是光通信领域的研究热点,2010 年, TerraSAR-X<sup>[1]</sup>进行了上百次双向卫星链路在数据率 5.625 Gbps 的相干 BPSK 通信,为空间激光通信的高速数据传输提供了成功范例<sup>[6]</sup>.

文献[7-8]提出采用单或双光电二极管与运算放大器组成跨阻放大器实现相干探测,其主要的优点是跨阻增益较大,但由于运算放大器带宽的限制,难以实现高速率的通信;文献[3,9]采用魔 T 进行电信号合

**基金项目:**国家自然科学基金(Nos. 61273053, 11204220)和航空科学基金(No. 201351S5002)资助

**第一作者:**代永红(1969-),男,博士研究生,主要研究方向为信号与信息处理. Email: yhdai@whu.edu.cn

**导师(通讯作者):**艾勇(1958-),男,教授,博士,主要研究方向为光信息处理及通信. Email: aiyong09@163.com

**收稿日期:**2014-06-03; **录用日期:**2014-07-24

<http://www.photon.ac.cn>

成,其优点是实现方式简单,且有一定的信号带宽,但魔T是无源器件,合成后信号存在衰减,对输出信号的幅度不利;文献[10]采用电路调谐方式实现了两个光电管之间的平衡调节,但电调谐工作频率范围不宽,使探测器的带宽受到限制.目前,商业上普遍采用双管差分TIA平衡探测器,主要应用在10 Gbps以上的高速相干光通信领域,比较有代表性厂商为德国U2T公司和美国Triquint与Thorlabs公司.本文以相干光通信作为研究背景,分析了相干平衡探测器的关键技术,设计了用于相干探测的平衡探测器,并构建相干通信测试平台,验证了平衡探测器的相干解调特性,测试发现该平衡探测器能够实现高速率、高动态的光电探测.

## 1 平衡探测器关键技术分析与设计

### 1.1 相干平衡探测关键技术分析

#### 1.1.1 相干平衡探测原理

相干平衡探测的原理如图1,本振光电场( $E_L$ )和信号光电场( $E_S$ )经分光镜后,生成两路正交的本振光( $E_{L1}, E_{L2}$ )和正交信号光( $E_{S1}, E_{S2}$ ),耦合后输出到两个

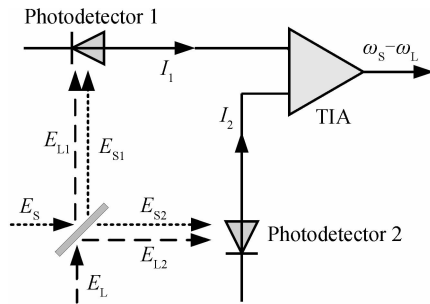


图1 相干平衡探测原理框图

光电二极管上,其光电转换后的中频光生电流输入到跨阻放大器的两个输入端,差分跨阻放大器将中频电流信号转换成电压信号并将其输出.设分光镜的反射系数( $R$ )、透射系数( $T$ )分别为

$$R = (1/\sqrt{2})e^{j\pi/4}, T = (1/\sqrt{2})e^{-j\pi/4} \quad (1)$$

为了简化分析,将 $E_L$ 和 $E_S$ 分别描述为

$$E_L = E_{L0}e^{j(\omega_L t + \pi/4)}, E_S = E_{S0}e^{j(\omega_S t - \pi/4)} \quad (2)$$

通过分光镜后的两路信号分别为

$$\begin{bmatrix} E_{L1} \\ E_{L2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_L \\ E_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T \\ R \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{L0} e^{j(\omega_L t)} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} E_{S1} \\ E_{S2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_S \\ E_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T \\ R \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} E_{S0} e^{j(\omega_S t)} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix} \quad (4)$$

在光域内, $E_{L1}$ 和 $E_{S1}$ 混频, $E_{L2}$ 和 $E_{S2}$ 混频,分别得到

$$i_1 = \frac{\eta c}{h\nu} |E_{L1}|^2 + \frac{\eta c}{h\nu} |E_{S1}|^2 + \frac{\eta c}{h\nu} \frac{|E_{L1} E_{S1}|}{2} \cos(\omega_L - \omega_S)t \quad (5)$$

$$i_2 = \frac{\eta c}{h\nu} |E_{L2}|^2 + \frac{\eta c}{h\nu} |E_{S2}|^2 - \frac{\eta c}{h\nu} \frac{|E_{L2} E_{S2}|}{2} \cos(\omega_L - \omega_S)t \quad (6)$$

式中, $\eta$ 为光电管的量子效益, $e$ 为电子电量, $h$ 为普朗

克常量, $\nu$ 是光子的频率.式(5)、(6)中前面的两项表示为本振光和信息光功率产生的直流电流,最后一项表示平衡探测器单管输出的中频电流,在探测器完全对称的条件下,两者大小相等,相位相反.

如果平衡探测器的跨阻增益为 $R_T$ ,则跨阻放大器的输出电压为

$$v_o = (i_1 - i_2)R_T = (\eta e/h\nu) |E_{L0} E_{S0}| R_T \cos(\omega_L - \omega_S)t = (\eta e/h\nu) R_T \sqrt{P_L P_S} \cos(\omega_L - \omega_S)t \quad (7)$$

由式(7)可见,平衡探测器的输出电压正比于本振功率与信息功率的几何平均值.在相干探测时,较大的本振光信号功率情况下,小信号光功率就可获得较大的输出电压,从而提高了探测器的检测灵敏度.

#### 1.1.2 平衡探测器灵敏度分析

平衡探测器的灵敏度是指在给定误码率下可探测的输入信号光功率,它是平衡探测器的关键技术指标之一,理想的光电二极管(没有热噪声、没有暗电流、量子效率达到100%)能够识别高、低电平的最小输入光功率称为量子限<sup>[11]</sup>.在量子限条件下,最小误码率为

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \exp(-N_p) \quad (8)$$

接收机的极限灵敏度( $S_r$ )与扩展到整个数据流上的光子平均数 $\bar{N}_p$ 之间的关系为

$$S_r = \frac{P_0 + P_1}{2} = \frac{N_p h\nu}{2T} = \bar{N}_p R_b h\nu \quad (9)$$

式中, $h\nu$ 是光子的能量, $T$ 是位宽度, $R_b = 1/T$ 是数据速率.图2给出了不同误码率条件下的量子限与通信速率的关系.可见,通信速率越高,要求量子限灵敏度越大.

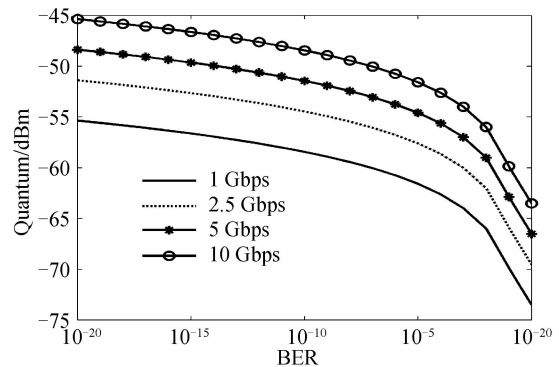


图2 误码率与量子限的对应关系

事实上,探测器中总是不可避免地存在着噪声,具有量子限灵敏度的探测器是不可能实现的.为了确定探测器的灵敏度,需要对引入到探测器的信号与噪声特性进行分析,假定平衡探测器在最佳接收状态下的判决与使用最佳匹配滤波器是等效的,且噪声特性符合高斯分布,探测器判决前的信号可以表示为

$$x(t) = S_i(t) + n(t) \quad (i=0,1) \quad (10)$$

式中  $S_i(t)$  分别对应于二进制“0”和“1”所对应的光生信号,  $n(t)$  为判决前引入的噪声. 经过线性变换后的最佳匹配滤波后的输出为

$$Y(t) = x(t) * h(t) = \int_0^{\infty} h(\tau) S_i(t - \tau) d\tau + \int_0^{\infty} h(\tau) n(t - \tau) d\tau \quad (11)$$

$h(t)$  为最佳匹配滤波器的冲击响应, 在  $t = T_s$  时刻信号被抽样, 式(11)中第1积分项是常数, 取决于“0”和“1”所对应的电平值  $S_0(t)$  和  $S_1(t)$ , 第2项高斯随机过程经过线性变换后仍是一个高斯随机过程, 响应的方差和“0”和“1”所对应的均值分别为

$$\sigma_y^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega)|^2 \rho_n(\omega) d\omega \quad (12)$$

$$I_0 = \int_0^{\infty} h(\tau) S_0(T_s - \tau) d\tau \quad (13)$$

$$I_1 = \int_0^{\infty} h(\tau) S_1(T_s - \tau) d\tau \quad (14)$$

数据在光域内被离散调制, 探测器接收到来自于光域的一串二进制数据流, 因此, 误码率可以表示为

$$\text{BER} = P_r(0 | 1)P_r(1) + P_r(1 | 0)P_r(0) \quad (15)$$

式(15)中的两个条件概率通常被近似为一个高斯过程, 可用式(16)、(17)来模拟.

$$P_r(0 | 1) = \frac{1}{\sigma_y \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{I_{\text{th}}} \exp\left[-\frac{(I - I_1)^2}{2\sigma_y^2}\right] dI = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{I_1 - I_{\text{th}}}{\sqrt{2}\sigma_y}\right) \quad (16)$$

$$P_r(1 | 0) = \frac{1}{\sigma_y \sqrt{2\pi}} \int_{I_{\text{th}}}^{\infty} \exp\left[-\frac{(I - I_0)^2}{2\sigma_y^2}\right] dI = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{I_{\text{th}} - I_0}{\sqrt{2}\sigma_y}\right) \quad (17)$$

根据后验概率判决规则, 可求得 BER 为

$$\text{BER} = \frac{1}{4} \left[ \text{erfc}\left(\frac{I_1 - I_0}{2\sqrt{2}\sigma_y}\right) \right] = \frac{1}{4} \left[ \text{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \right] \quad (18)$$

式中, 最佳的判决阈值和  $Q$  因子分别为

$$I_{\text{th}} = \frac{I_1 + I_0}{2}, Q = \frac{I_1 - I_0}{2\sigma_y} \quad (19)$$

当噪声为高斯白噪声时, 双边功率谱密度为  $n_0/2$  时, 由式(12)可得

$$\sigma_y^2 = \frac{n_0}{2} \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega)|^2 d\omega \right] = \frac{n_0}{2} \int_0^{\infty} h^2(t) dt \quad (20)$$

由式(19)、(13)、(14)可得

$$Q^2 = \frac{\left| \int_0^{\infty} h(\tau) [S_1(T_s - \tau) - S_0(T_s - \tau)] d\tau \right|^2}{2n_0 \int_0^{\infty} h^2(t) dt} \quad (21)$$

由不等式性质可得

$$\text{SNR} = \frac{8/(3 - \alpha_k)(e\eta/h\nu)^2 G^2 P_s P_L R_{\text{eq}}}{2eG^2 [(e\eta/h\nu)P_L + I_d] \Delta f_{\text{IF}} R_{\text{eq}} + 4KT \Delta f_{\text{IF}} + (1 - \alpha_k) \alpha_{\text{RIN}} (e\eta/h\nu) P_L \Delta f_{\text{IF}}} \quad (28)$$

$$Q^2 \leq \frac{\int_0^{\infty} h^2(\tau) d\tau \int_0^{\infty} [S_1(T_s - \tau) - S_0(T_s - \tau)]^2 d\tau}{2n_0 \int_0^{\infty} h^2(t) dt} = \frac{1}{2n_0} \int_0^{T_s} [S_1(T_s - \tau) - S_0(T_s - \tau)]^2 d\tau = \frac{P_1 + P_0 - 2\rho \sqrt{P_1 P_0}}{2n_0} \quad (22)$$

$P_i = \int_0^{T_s} [S_i(T_s - \tau)]^2 d\tau = \int_0^{T_s} S_i^2(\tau) d\tau$ , ( $i = 0, 1$ ) 是  $0 \leq t \leq T_s$  的“0”和“1”电平期间信号所携带的能量,

$\rho = \frac{\int_0^{T_s} S_1(\tau) S_0(\tau) d\tau}{\sqrt{P_1 P_0}}$  是  $S_1(t)$  和  $S_0(t)$  的相关系数, 其范围为  $[-1, 1]$ , 取决于它们的相似程度. 平衡探测器一般使用相位调制,  $P_0 = P_1$ ,  $\rho = -1$ ,  $Q_{\text{max}} = \sqrt{2} * \text{SNR}$ , 故最小的误码率为

$$\text{BER} = \frac{1}{2} [\text{erfc}(Q_{\text{max}}/\sqrt{2})] = \frac{1}{2} [\text{erfc}(\sqrt{\text{SNR}})] \quad (23)$$

只考虑平衡探测的散弹噪声和热噪声, 平衡探测器的信噪比可以表示为

$$\text{SNR} = \frac{4(e\eta/h\nu)^2 G^2 P_s P_L R_{\text{eq}}}{2eG^2 [(e\eta/h\nu)P_L + I_d] \Delta f_{\text{IF}} R_{\text{eq}} + 4KT \Delta f_{\text{IF}}} \quad (24)$$

式(24)中,  $R_{\text{eq}}$  为光电管的光中频电流的等效电阻. 事实上, 在光发射中, 光信号相对强度和相位的波动, 会引入噪声, 光在传播路径上也不可避免地引入噪声. 因此, 探测器噪声是由一切可能引入的噪声累积效应来确定的, 探测器的灵敏度也是由噪声累积的宏观效果来确定<sup>[12]</sup>. 在误码率一定的条件下, 确定了信噪比以后, 就可以由噪声功率得到探测灵敏度.

### 1.1.3 平衡探测器一致性与共模抑制比分析

双管平衡探测时, 平衡一致性反映了探测器的两个光电管将光信号转换为电信号的均衡性能力. 不平衡引入的噪声可以由光电管的响应度的一致性系数来确定. 设两个光电管的响应度分别为  $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ , 则平衡一致性系数可以表示为

$$\alpha_k = \left(1 - \frac{2|\alpha_1 - \alpha_2|}{\alpha_1 + \alpha_2}\right) \times 100\% \quad (25)$$

在双管探测时, 输出信号功率( $P_o$ )和本振的相对强度噪声功率( $P_{\text{RIN}}$ )可以分别表示为

$$P_o = \frac{8}{3 - \alpha_k} \alpha^2 G^2 P_s P_L R_{\text{eq}} = \frac{8}{3 - \alpha_k} \left(\frac{e\eta}{h\nu}\right)^2 G^2 P_s P_L R_{\text{eq}} \quad (26)$$

$$P_{\text{RIN}} = (1 - \alpha_k) \alpha_{\text{RIN}} \frac{e\eta}{h\nu} P_L \Delta f_{\text{IF}} \quad (27)$$

式中,  $\alpha_{\text{RIN}}$  为激光器的相对强度噪声 RIN 系数, 一般, 毫瓦级半导体激光器的 RIN 噪声系数为  $-165 \sim -130$  dB/Hz<sup>[13]</sup>, 引入本振信号的相对强度噪声后, 这时平衡探测器的信噪比可表示为

图(3)给出了  $\alpha_{\text{RIN}}$  为  $-135$  dB/Hz 时,本振光功率为  $1$  mW 时,不同跨阻的平衡一致性与信噪比的关系,可见,要提高信噪比,必须保证平衡的一致性达到  $95\%$  以上。

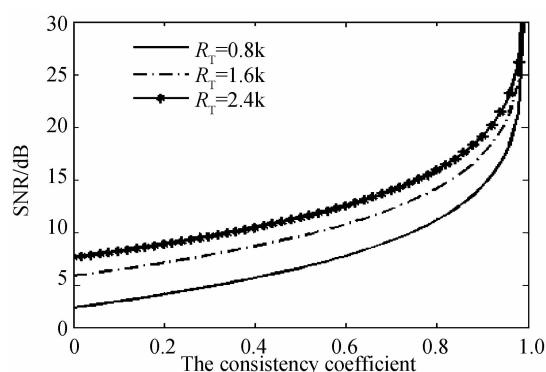


图3 平衡一致性与信噪比的关系图

Fig. 3 The relationships of coefficient & SNR

实际的测试中,往往用共模抑制比来衡量平衡探测器的一致性程度.其定义为:差模输入信号的放大倍数与共模输入信号放大倍数的比值.其值越大,说明电路的对称性越好,一致性也越好,商业应用上要求共模抑制比大于  $25$  dB 以上。

#### 1.1.4 平衡探测频率响应与增益分析

光探测元件的机理是在光电转换后的光吸收,涉及到响应度、量子效率和响应带宽.在反向偏置下,光探测器接收入射光并将其转换成电子-空穴对,在偏置电场的作用下将其漂移到半导体的接触电极转换成外部电流,其等效为电流源( $I_s$ )、电容( $C_j$ )和电阻( $R_d$ )的并联电路模型<sup>[14]</sup>,电路的上限转折频率为

$$f_H = \frac{(R_T + R_d)}{2\pi R_T R_d C_j} = \frac{1}{2\pi R_T C_j} \quad (29)$$

可见,光电二极管的结电容和等效负载电阻确定了电路的带宽,要提高电路的带宽,可以有两种方案:一是在满足光电二极管速度的条件下,采用低负载阻抗的连接方式.这种方案存在缺陷,主要因为负载阻抗越低,引入的热噪声电流越大,不利于信号灵敏度的提高;二是采用跨阻放大器.跨阻放大器实质上是一种电压并联负反馈放大器,反馈信号取自放大器的输出端,通过并联的方式加在放大器的输入端,也就是在放大器的输入端和输出端跨接电阻,这样反馈信号和输入信号是并联关系,因此,输入信号必须是电流信号,而半导体二极管产生的光生信号也恰好是光生电流,这种电路可以看成是一种电流电压变换器.根据密勒定理,假定放大器的电压放大倍数为  $A$ ,这个反馈电阻( $R_f$ )等效为输入端电阻  $R_i = R_f / (A + 1)$  和输出端的电压源,可见,在反馈电阻大的条件下,还是可以获得比较小的等效输入电阻.因此,跨阻放大器是一种性能优良的电路,在光电探测上广泛的使用。

#### 1.2 平衡探测器设计

平衡探测器主要用于相干光通信探测系统,前面

的分析说明,设计时要求两只光电二极管及其辅助电路的一致性要尽可能的高.光束在相干探测的混频过程中获得增益,等效为一个无噪声的光放大器<sup>[15]</sup>.普通的平衡探测器的结构主要有两种结构:一是将两个光电二极管串联后中间抽头接 TIA;二是将两个二极管分别接 TIA 再并联的结构.本论文采用第二种结构,其结构原理框图如图(4)。

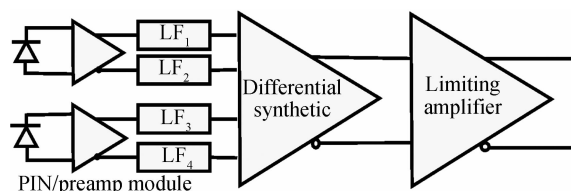


图4 平衡探测器的原理结构图

Fig. 4 The principle structure diagram of balanced detector

本设计采用多芯片方案,PD和放大电路基本上是分立优化的,最后封装在印制电路板上,这些芯片之间的互连可能引起不需要的寄生反馈,从而降低整个系统的性能.因此,综合选择各部分元件之间的互连,做好信号之间的匹配是平衡探测器设计的关键。

基于设计的要求,选择一个 PIN 的跨阻放大器的模块,模块特性如下:光电二极管材料为 InGaAs,工作波长在  $1270 \sim 1610$  nm 范围,  $1550$  nm 时响应度的典型值为  $0.8$  A/W,模块的跨导为  $1.6 \sim 2.7$  K $\Omega$ ,典型的电子带宽为  $7$  GHz,采用差分输出,输出阻抗为  $50 \Omega$ 。

图(4)所示电路的小信号带宽为  $10$  GHz,输入的等效噪声系数  $1.1$  nV/(Hz)<sup>1/2</sup>,可以通过外部电阻实现增益的设置,作为信号合成功能的实现,这里增益设置为  $1$ ,可以实现两个差分输出信号的相减功能.为了实现与数字信号的接口,消除信号偏置,并将差分信号放大成峰值  $400 \sim 700$  mV 可选的 CML 电平信号,同时,在  $50 \Omega$  的负载上实现良好的匹配。

## 2 相干平台的建立与实验

图(5)给出了验证平衡探测的相干光通信的简易实验平台,系统由工作在波长  $1550$  nm 半导体激光器,马赫曾德尔相位调制器<sup>[16]</sup>、射频功率放大器、 $3$  dB 光耦合器以及自制的平衡探测装置等相关仪器设备构成.图中数字信源(digital source)可以选择误码分析仪的输出电信号和网络分析仪的输出信号作为数字基带信号.这个基带信号被射频信号放大器(RF Amplifier)放大  $20$  dB 后,连接至马赫曾德尔相位调制器的调制信号输入端,半导体激光器(semiconductor Laser)经过光功分器(Optical Splitter)后的一路光信号实现相位调制,另一路光信号来模拟本振信号.图中的光衰减器(Optical Attenuator)用来模拟信道衰减,光噪声信号产生器用来模拟信道产生的噪声。

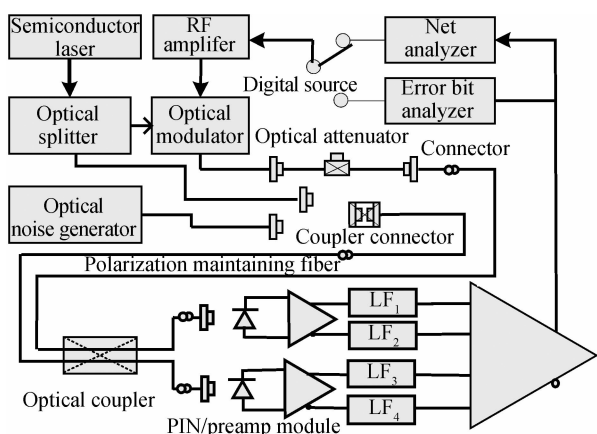


图5 相干通信的简易测试平台

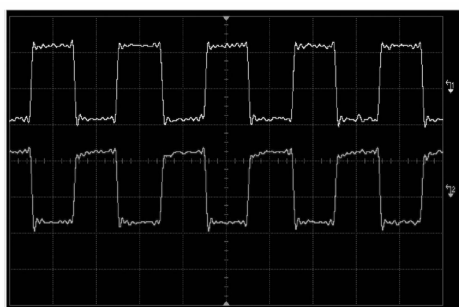
Fig. 5 Simple coherent communication test platform

### 2.1 眼图以及探测器参数测试

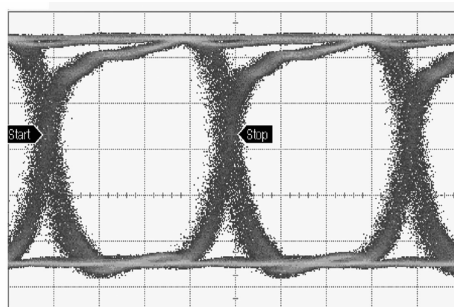
将误码分析仪的光纤输出连接到平衡探测器单臂输入端,用实时示波器(DSO81304B)观察平衡探测器

两个输出信号的波形,用取样示波器(DCA-x 86100D)观察输出信号的眼图.同时,将平衡探测器的输出接到误码分析仪的输出端,调节光衰减器,使信号光功率缓慢变化,来对平衡探测器的参数进行测试.图6(a)给出了用实时示波器观察到的2.5 Gbps速率时的信号波形,水平时钟分辨率为1 nS/div,垂直幅度分辨率为200 mV/div.图6(b)、(c)、(d)分别给出了通信速率2.5 Gbps、5 Gbps、10 Gbps的眼图.图6(e)给出了平衡探测器在2.5 Gbps速率下,相干探测的实际灵敏度测试与量子限灵敏度测试的对照曲线.图6(f)给出了1.25 Gbps与2.5 Gbps的直接探测的灵敏度测试曲线.

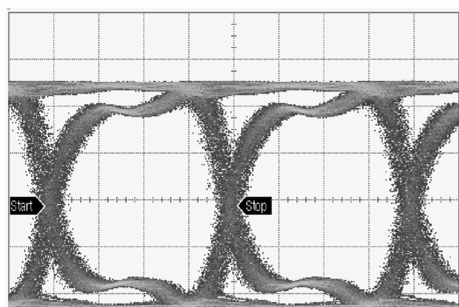
从测试图片信息可以看出:平衡探测器的两路信号的实时输出波形互补,上升沿和下降沿陡峭,纹波抑制良好.且在2.5 Gbps速率的相干探测时,信号光功率在-47 dBm到3 dBm的范围内,输出实时波形较好,信号没有失真,说明使用相干探测后,输入信号的



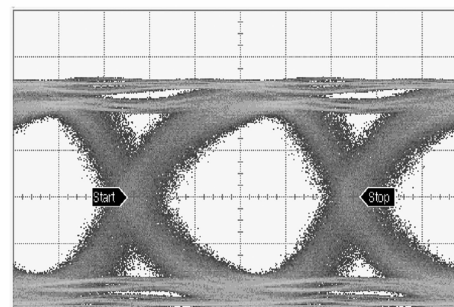
(a) Output waveform



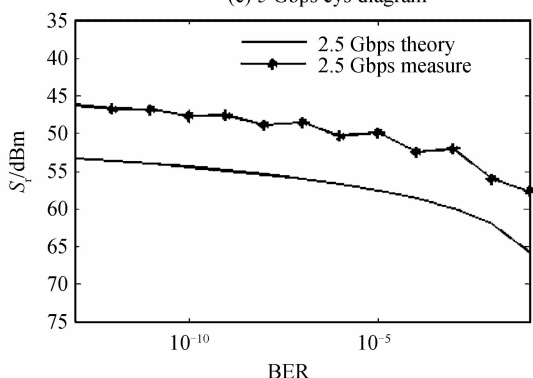
(b) 2.5 Gbps eye diagram



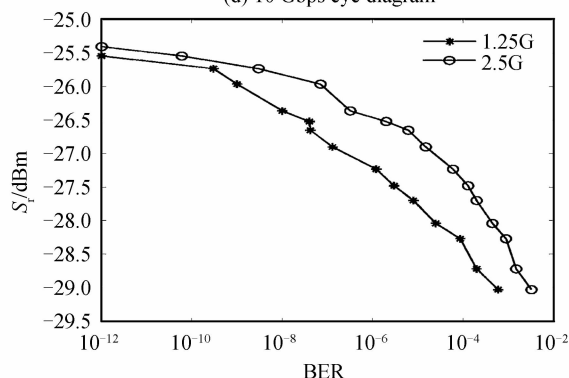
(c) 5 Gbps eye diagram



(d) 10 Gbps eye diagram



(e) Coherent detection sensitivity test curve



(f) Direct detection sensitivity test curve

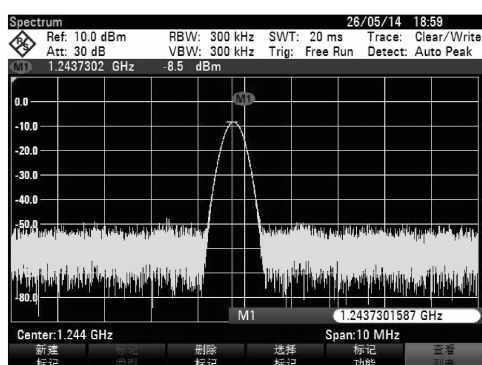
图6 探测器参数测试图

Fig. 6 Detector parameter test figure

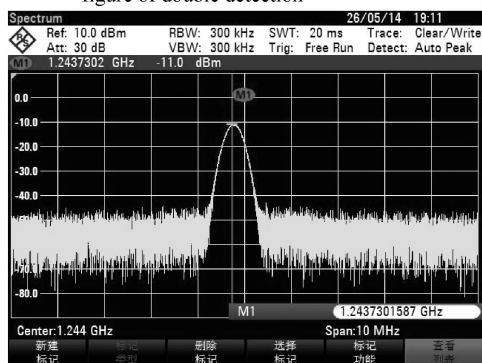
动态范围明显增加;在 5 Gbps 速率以下时,眼图轮廓清晰,眼图迹线端正. 在 10 Gbps 时,原来端正平直的迹线变成了带状,说明这时的信噪比的变小,噪声的容量也变小,这与实际测试的在 5 Gbps 的直接探测灵敏度为  $-17.5$  dBm 和 10 Gbps 的直接探测灵敏度为  $-13$  dBm 测试结果一致.

## 2.2 相干测试

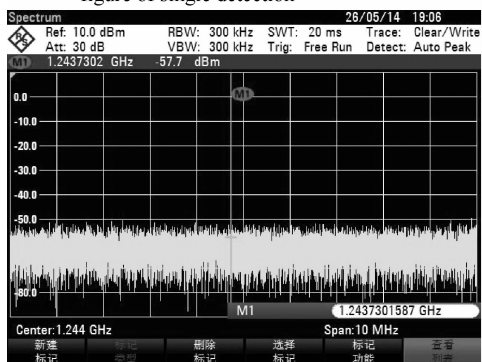
将半导体激光器的输出衰减为 3 dBm,经过光功分器后,一路送给马赫曾德尔相位调制器进行相位调制,一路模拟本振激光送入 3 dB 光耦合器;调节光衰减器使信号光在一定范围内变化,用实时示波器对照观察数字电信号源与平衡探测器单臂输入时的波形对照,用频谱分析仪观察探测器输出的频谱. 图 7 给出了



(a) Differential-mode input frequency spectrum figure of double detection



(b) Differential-mode input frequency spectrum figure of single detection



(c) Common-mode input frequency spectrum figure

图 7 相干探测频谱的对比图

Fig. 7 The frequency spectrum figure contrasted coherent detection

实测的 2.5 Gbps 的频谱图. 图 7(a)为双端输入差模信号对应频谱,在 2.488 G 的中心频率一半(1.244 G)处,输出信号频谱幅度达为  $-8.5$  dBm. 图 7(b)为单端输入差模信号对应频谱,在与 7(a)相同频率上,频谱幅度为  $-11$  dBm. 图 7(c)为双端输入共模信号对应频谱,在与 7(a)相同频率处频谱幅度  $-57.7$  dBm.

测试结果表明:在 2.5 Gbps 的通信速率,输入信号衰减到  $-47$  dBm(对应光功率 0.02  $\mu$ W)的条件下,单端输出时还有较好的输出对照波形,说明使用相干解调,相对于直接强度的调制已获得了 23 dB 的信号增益. 可以看出,双管探测时,信号功率提高了大约 2.5 dB,与理论上在电路完全对称的条件下应为 3 dB 大致一致. 同时,噪声功率抵消了近 10 dB,双管平衡探测相对于单管探测的信噪比大约提高了 13 dB 左右;共模输入时,信号频谱完全抵消. 图(8)给出了共模抑制比的测试结果. 测试结果表明在 2.5 Gbps 的通信速率下,其共模抑制比在 46 dB 以上,说明电路的一致性良好.

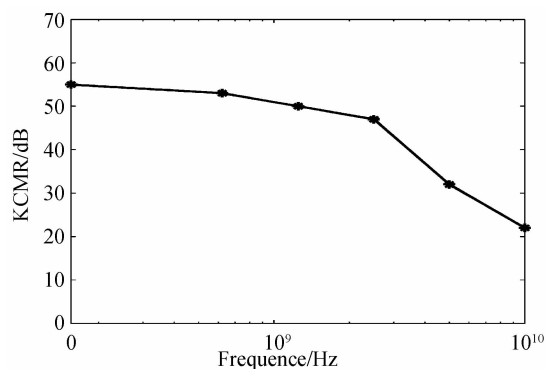


图 8 共模抑制比测试图

Fig. 8 Common mode rejection ratio test

## 3 结论

本文首先对相干光通信平衡探测器的原理及关键技术做了分析,设计了一套高速平衡探测系统,并在室内构建了相干光通信的测试平台. 通过验证发现,该平衡探测器可以实现速率为 2.5 Gbps、5Gbps 和 10Gbps 相干探测,直接探测单管灵敏度可以分别达到  $-26$  dBm、 $-17.5$  dBm、 $-13$  dBm,动态范围分别为  $-26 \sim 3$  dBm、 $-17.5 \sim 3$  dBm、 $-13 \sim 3$  dBm. 在本振光为 3 dBm 时,相干探测的灵敏度分别达到了  $-46.5$  dBm、 $-27.5$  dBm、 $-20$  dBm. 在 2.5 Gbps 通信速率以下条件取得了很好的效果,随着通信速率的增加,探测器的动态范围和探测灵敏度呈现下降的趋势,主要是受到差分合成器带宽的限制,计划在下一步工作中通过采用双管差分 TIA 平衡探测器或者魔 T 组合的微带电路解决该问题.

### 参考文献

[1] MEIJERNK A, ROELOFFZEN C G H, MEIJERINK R, et al.

- Novel ring resonator-based integrated photonic beam former for broadband phased array receive antennas-Part I: design and performance analysis[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2010, **28**(1):3-18.
- [2] 幺周石,胡渝. 星间相干光通信技术能发展历程与趋势[J]. 光通信技术, 2005, **29**(1):44-46.
- [3] HUNGY C, BORTNIK B, FETTERMAN H R . Dynamic-range enhancement and linearization in electro-optically modulated coherent optical links[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2007, **28**(1):3289-3300.
- [4] CHAN V W. Free-space optical communications[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2006, **24**(1):4750-4762.
- [5] JOSHI A, BECKER D, WREE C, *et al.* Coherent optical receiver system with balanced photo-detection[J]. *Defense and Security Symposium*, 2006, 62430E-62430E-14.
- [6] GREGORY M, TROENDLE D, MUEHLNIKEL G. 3 Years coherent space to ground links; performance results and outlook for the optical ground station equipped with adaptive optics[C]. SPIE, 2013, **8610**:861004.
- [7] AFLATOUNI F, BAGHERI M, HASHEMI H. Design methodology and architectures to reduce the semiconductor laser phase noise using electrical feedforward schemes [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2010, **58**(11):3290-3303.
- [8] CHAN E H W, MINASIAN R A. Suppression of phase-induced intensity noise in optical delay-line signal processors using a differential-detection technique[J]. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, 2006, **54**(2):873-879.
- [9] CHO P S, HARSTON G, GREENBLATT A, *et al.* Integrated optical coherent balanced receiver[C]. in Whistler, Canada, 2006, Coherent Optical Communication II, OSA/COTA 2006.
- [10] JACOBSEN G, KAN J-X, GARRETT I. Tuned front-end design for heterodyne optical receivers [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 1989, **7**(1):105-114.
- [11] WILLIAM, IVAN DJORDJEVIC. OFDM for optical communications[M]. BAI Cheng-lin, FENG Min, LUO Qing-long, translation, Beijing: Electronics Industry Press, 2011: 77-79.  
WILLIAM, IVAN DJORDJEVIC. 光通信中的 OFDM[M]. 白成林, 冯敏, 罗清龙, 译. 北京: 电子工业出版社, 2011: 77-79.
- [12] SONG I. Multi-Gbit/s CMOS transimpedance amplifier with integrated photodetector for optical interconnects[D]. Georgia Institute of Technology, 2004:24-27.
- [13] LI Yi-fei, YOO D, HERCZFELD P. Receiver for a coherent fiber-optic link with high dynamic range and low noise figure [C]. in Microwave Photonics2005, International Topical Meeting on, 2005:273-276.
- [14] RAZAVI B. Prospects of CMOS technology for high-speed optical communication circuits[J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2002, **37**(1):1135-1145.
- [15] 许楠, 刘立人, 刘德安, 等. 星间相干通信中的光学锁相环[J]. 1994-2010 *China Academic Journal Electronic Publishing House*, 2008, **45**(4):25-31.
- [16] TOSHIYUKI A, HARAGUCHI E, TAJIMA K, *et al.* Homodyne BPSK receiver with doppler shift compensation for inter satellite optical communication[C]. 2011, International Conference on Space Optical Systems and Applications 2011: 279-285.