

# 基于光梳状谱发生器和注入锁定本地激光器的 相干正交频分复用无源光网络系统

梁凌寰, 宋英雄\*, 林如俭

上海大学特种光纤与光接入网重点实验室, 上海先进通信与数据科学研究院, 上海 200444

**摘要** 提出一种基于光梳状谱发生器(OFC)和注入锁定本地激光器的相干正交频分复用无源光网络(OFDM-PON)系统,通过理论计算及实验得出 OFDM 信号功率、本振光(LO)功率和注入比的最佳值。并对经过 25 km 单模光纤(SMF)传输后用半导体光放大器(SOA)、宽线宽从属激光器和窄线宽从属激光器提供外差接收本振光波的 3 种下行传输方案的误码率(BER)性能进行对比。实验结果表明激光器注入锁定不仅可以改善接收灵敏度,而且接收性能不受从属激光器固有线宽的影响,并能为上行传输提供相干光源。因此系统成本大大降低,为光相干检测技术在接入网和数据中心互联中的应用提供了可能性。

**关键词** 光纤光学; 正交频分复用无源光网络; 注入锁定; 光梳状谱发生器

中图分类号 TN929.11

文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201939.0906004

## Demonstration of Coherent Orthogonal Frequency Division Multiplexing Passive Optical Network System Based on Optical Frequency Comb and Injection Locking Local Laser

Liang linghuan, Song Yingxiong\*, Lin Rujian

Key Laboratory of Specialty Fiber Optics and Optical Access Networks, Shanghai Institute for Advanced  
Communication and Data Science, Shanghai University, Shanghai 200444, China

**Abstract** A coherent orthogonal frequency-division multiplexing passive optical network (OFDM-PON) system based on optical frequency comb (OFC) and injection locking local laser is proposed. Optimum OFDM signal power, optical local oscillator (LO) power and injection ratio are found by both theoretical calculation and experiments. The bit error rates (BER) performance of three kinds of downlink transmission are experimentally compared in which LO is provided by semiconductor optical amplifier (SOA), wide-linewidth slave laser and narrow-linewidth slave laser after 25 km single mode fiber (SMF) transmission. The results show that injection locking can improve the receiving sensitivity without affection by the inherent linewidth of the slave laser, and provide coherent light for uplink transmission. Therefore, the proposed system can reduce cost and provide the possibility for the application of the optical coherent detection technology in access networks and data-center interconnections.

**Key words** fiber optics; orthogonal frequency division multiplexing passive optical network; injection locking; optical frequency comb

**OCIS codes** 060.1660; 060.2840; 060.2330

## 1 引 言

国际电信联盟(ITU-T)制定的下一代无源光网络(NG-PON2)标准要求单波长速率为 10 Gbit/s

的条件下提供高达 35 dB 的链路损耗<sup>[1]</sup>,而正在研发的速率在 25 Gbit/s 以上的系统也要维持这样高的链路损耗。目前使用雪崩二极管(APD)、半导体光放大器(SOA)、前置光电二极管(PIN)的直接检

收稿日期: 2019-04-09; 修回日期: 2019-04-26; 录用日期: 2019-05-06

基金项目: 国家自然科学基金(61420106011, 61601279, 61601277)、上海市科委重点项目(17010500400, 18511103400, 16511104100, 16YF1403900)

\* E-mail: herosf@shu.edu.cn

测方案难以满足这样的要求。为了达到足够的数据吞吐量,人们把目光转向具有强抗色散能力、高频谱利用率和灵活带宽调度能力的正交频分复用(OFDM)技术<sup>[2]</sup>。但是直接检测的正交频分复用无源光网络(OFDM-PON)系统的光链路损耗容限非常低,虽然相干检测技术可以大大提高光纤链路损耗的容限,优化接收灵敏度<sup>[3-4]</sup>,但由于其成本昂贵,数字信号处理(DSP)算法复杂度高,功耗很大,故目前大线宽相干光正交频分复用(CO-OFDM)技术几乎只用于长距离的干线传输<sup>[5]</sup>,并不适用于光接入网。因此寻找一种低成本、低功耗的适用于接入网的相干检测方案迫在眉睫。

传统的光相干检测系统中,接收端本地激光器与发送端信号光源独立运行,因此存在明显的载波频率偏移和严重的相位噪声,信号的解调主要依赖于强大的 DSP 算法对频率偏移和相位噪声的估计与补偿<sup>[6-9]</sup>。由发送端远供参考光的自零差检测系统中的本振光(LO)与信号光同源,具有很强的相干性,因此可以避免频偏估计,也可以减轻相位噪声估计的复杂程度<sup>[10]</sup>,但是经过线路传输之后本振光的功率难以达到相干接收机的要求,故需要采用 SOA 或掺铒光纤放大器(EDFA)进行前置放大<sup>[10-12]</sup>,但这不仅会使系统成本增加,引入的放大自发辐射(ASE)噪声还会导致系统的接收性能变差。

注入锁定技术在 20 世纪 80 年代就引起了人们的注意。在锁定状态下,从属激光器输出光波长被拉到与主控激光器相同,但输出功率保持不变,同时能有效地抑制强度噪声,而且从属激光器输出光的线宽仅由主控光决定,与从属激光器原有的线宽无关,因此利用它来提供相干接收中所需的本振光已成为研究热点<sup>[13-16]</sup>。本文提出的基于光梳状谱发生器(OFC)和注入锁定本地激光器的相干 OFDM-PON 系统在光线路终端(OLT)使用窄线宽的 OFC 作为光源,在光网络单元(ONU)利用注入锁定的本地激光器提供光谱纯净的下行接收的本振光,同时也提供一个窄线宽的上行光源,这能有效地降低双向系统的成本。信号解调时无需频偏估计,从而能降低 DSP 算法的复杂度。通过理论分析计算及硬件实验得到 OFDM 信号调制度、本振功率和注入比的最优值,并进行 25 km 单模光纤(SMF)的传输实验。结果表明与基于 SOA 前置放大的自外差相干检测方案相比,激光器注入锁定方案可以提高接收灵敏度,并且不需要使用窄线宽的从属激光器,为相干检测技术应用用于接入网提供了一种颇具吸引力的方案。

## 2 激光器注入锁定

### 2.1 激光器注入锁定的基本原理

注入锁定属于激光的有源模式锁定过程。一个外来激光电场注入到本地激光谐振腔中,在腔中进行载流子受激发射过程,包括在载流子和光子密度变化的速率方程中增加较强的外来驱动力,即光子的谐振模式主要受外来电场约束,产生的激光波长被迫与注入光波的波长同步。但是本地激光的输出光波相位与注入光波相位还存在一定的偏差,称为剩余相位误差。

激光器的注入锁定有两个基本关系,即注入比与锁定频率(波长)范围的关系和剩余相位误差与锁定频率(波长)范围的关系<sup>[13]</sup>,分别表示为

$$\frac{I_1}{I_0} \propto (\Delta\omega_L)^2, \quad (1)$$

$$\Delta\varphi_L = -\arcsin\left(\frac{2\Delta\omega}{\Delta\omega_L}\right) - \arctan(\alpha_L), \quad (2)$$

式中: $I_1$ 为主控激光器的注入光强; $I_0$ 为从属激光器的输出光强,注入光强与从属激光器输出光强的比值称为注入比; $\Delta\omega_L$ 为从属激光器的注入锁定角频率变化量; $\Delta\varphi_L$ 为从属激光器的输出光波在注入锁定时的剩余相移; $\Delta\omega$ 为主控、从属激光器输出光波的起始角频率差值; $\alpha_L$ 为从属激光器的线宽增强因子。对于半导体激光器, $\alpha_L = 5$ , $\cos(\Delta\varphi_L)$ 与主控激光器和从属激光器的归一化相对频率失谐  $2\Delta\omega/\Delta\omega_L$  近似呈线性关系。

### 2.2 注入锁定激光器特性实验

锁定范围是实现激光器注入锁定的关键参数,当主控光频率不在锁定范围时,无法实现锁定。为研究注入锁定激光器的性质,实验测量了线宽不同的两个从属激光器锁定范围与注入比之间的关系。由于两个激光器波长差在几个皮米量级,实验所使用的高精度光谱仪波长精度也仅达到 3 pm,故用电域频谱仪测量锁定范围。实验框图如图 1 所示。

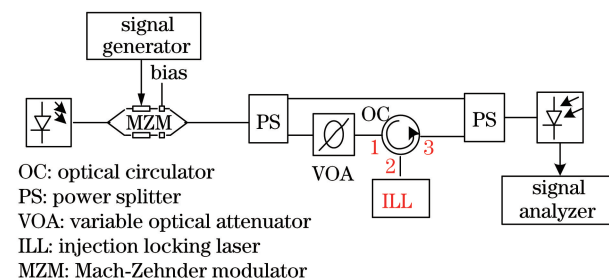


图 1 注入比与锁定范围测量实验系统框图

Fig. 1 Experimental setup for measurement of relationship between locking range and injection ratio

用信号发生器发出一个正弦信号调制马赫-曾德尔光调制器(MZM),将这个光谱已调的主控光注入从属激光器,经过 PIN 后用频谱仪(Agilent N9030A)观察拍频信号是否处于锁定状态。由于注入锁定的偏振敏感性,图 1 系统中所使用的光纤、光功分器、光环行器及可变光衰减器均为保偏器件。锁定状态下仅有一条纯净的差拍信号电谱,其频率稳定且与信号发生器所发射的正弦信号频率相同;失锁时噪声很大,差拍信号电谱不再纯净,并且频率会自由波动,不断改变正弦信号的频率以确定锁定范围。注入比与锁定范围关系的实验结果如图 2 所示,随着注入比的不断减小,从属激光器所能容忍的锁定范围也不断减小,最低可以在  $-45$  dB 的注入比条件下实现锁定,但此时主控激光器和从属激光器自由运行的频差必须保证在  $150$  MHz 以内,即波长差  $1.2$  pm。文献[14]中的  $-57$  dBm 注入光功率是在锁定频率范围只有  $100$  MHz 的前提下实现的,本文实验结果与它接近。

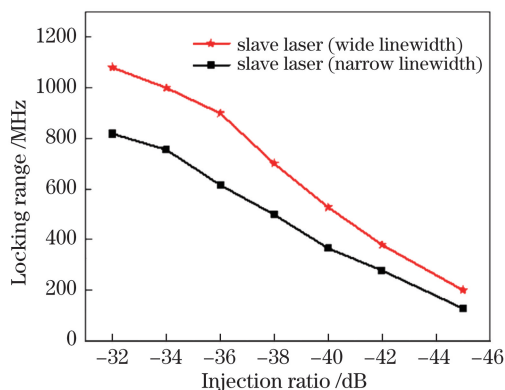


图 2 注入比与锁定范围的关系

Fig. 2 Locking range versus injection ratio

实际上从属激光器的驱动电流和工作温度的漂移和噪声及主控激光器的变化会引起发送光波的随机相移。然而,即使这种变化没有严重到脱离锁定范围而导致从属激光器失锁,也会引起从属激光器输出相位发生变化,从而产生相位噪声。当大功率注入,即注入比较高时,从属激光器相位噪声较低,但这同时也意味着主控激光器噪声的传递。此外,当一个主控激光源含有几个纵模时,希望仅被它的一个模式注入锁定,避免被锁定到相邻的模式或受到相邻模式的干扰,故锁定范围的大小必须小于纵模间的波长间隔。因此对于一个含噪声的主控激光器,存在一个最佳的注入比。

在本方案中,利用注入锁定提供相干检测的本振光,需要覆盖商用激光器的波长误差范围,即提供

更大的锁定波长范围,以便降低系统投资,同时省去 ONU 端激光器的调节要求。但是经过长距离传输,注入光功率不可能很大,高注入比无法获得。

在实验方案中,主控光由 OFC 产生,线宽为  $100$  kHz。图 3 为主控激光器和从属激光器锁定与失锁两种状态下的光谱。主控光边模抑制比约为  $30$  dB,其中心波长与从属激光器自由运行的中心波长相差  $12.5$  pm。在注入锁定状态下,从属激光器输出波长与主控激光器相同,并且对边模有抑制效果,使边模抑制比达到  $40$  dB。且无论注入光功率大小,输出光功率与自由运行时的均基本相同,为  $10$  dBm,远大于注入的光功率,即达到了放大的效果。对比线宽不同的两个注入锁定激光器(线宽分别为  $3$  MHz 和  $5$  MHz),自由运行时光谱纯净部分功率范围为  $30$  dB 和  $35$  dB,而在锁定状态下,两个从属激光器光谱纯净部分的功率范围均达到  $40$  dB,与主控激光器持平,所以注入锁定可以为相干检测提供光谱足够纯净、功率足够大的本振信号。

### 3 基于 OFC 和注入锁定本地激光器的相干 OFDM-PON 系统

#### 3.1 OFDM-PON 架构

基于 OFC 和注入锁定本地激光器的双向相干 OFDM-PON 系统框图如图 4 所示,其中 MAC 表示多路存取计算机,脚标 L 表示本振,脚标 S 表示信号,脚标 U 表示上行信号, $\lambda_3$  表示 OFC 的第三波长。为研究注入锁定技术对系统误码率(BER)性能的影响,进行 SOA 前置放大(模块 B)替代注入锁定(模块 A)方案的误码率性能对照实验。

实验系统中,下行信号的光源选用光梳状谱发生器,通过两个级联的 IM-MZM,从单波长的光源(线宽  $100$  kHz)产生  $16$  个波长间隔为  $0.1$  nm 的光波,本质上相当于对单波长光源进行等频率间隔( $12.5$  GHz)的搬移,不同波长的谱线具有同样的窄线宽和强相干性,这使得光梳状谱发生器在密集波分复用(DWDM)光通信系统及相干光通信系统中被广泛应用。把光梳状谱发生器的  $16$  个波长通过 DWDM 分开,其中  $\lambda_1$  用作下行信号光, $\lambda_2$  用作注入锁定激光器的主控光和上行信号光。这种单纤双向的双波长回避了瑞利反向散射干扰问题, $12.5$  GHz 频率间隔又给激光器注入锁定提供了宽阔的锁定范围,从而可采用强的注入光功率,以减小剩余光相位噪声。相干接收机工作于外差检测制式,输出  $12.5$  GHz 的已调中频信号,虽然增加了从中频到基

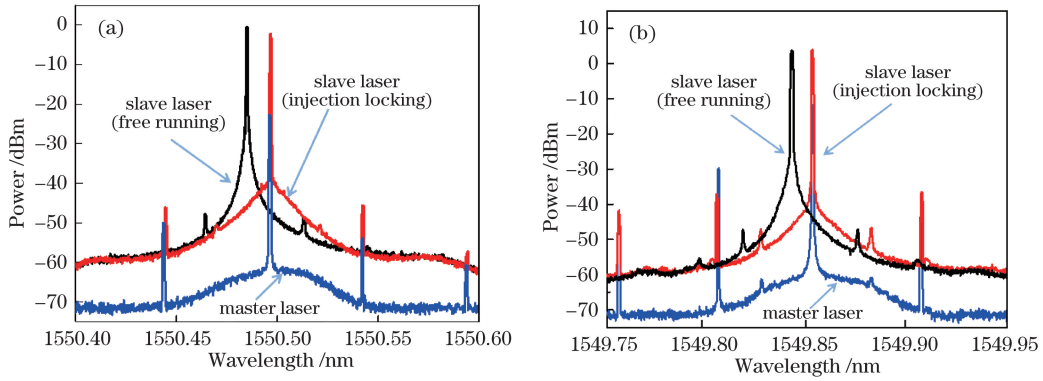


图 3 主控激光器与从属激光器锁定前后光谱。(a) 宽线宽激光器;(b) 窄线宽激光器

Fig. 3 Optical spectra of master laser and slave laser with injection locking and free running.

(a) Wide-linewidth slave laser; (b) narrow-linewidth slave laser

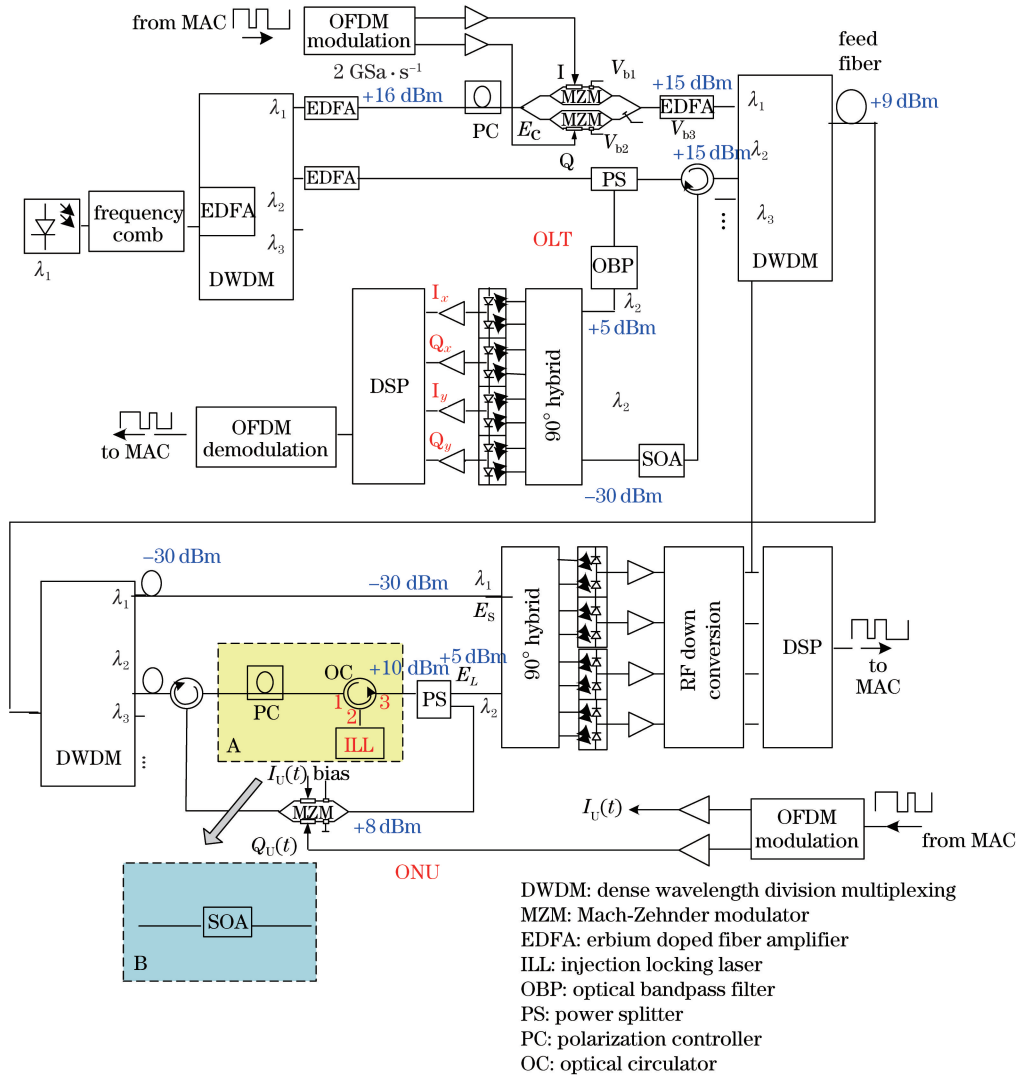


图 4 基于 OFC 和注入锁定本地激光器的相干 OFDM-PON 系统

Fig. 4 Coherent OFDM-PON system based on OFC and injection locking local laser

带的下变频器成本,但下变频过程中剩余光相位噪声影响相消的效果使系统性能受益,又可减轻 DSP 算法的负担。带宽为 2.5 GHz 的 16 QAM-OFDM

信号数据由 MATLAB 软件产生(QAM 为电平正交幅度调制),在实验中为克服直流分量和信道失真的影响,关闭了低频端与高频端各 2 个子载波,



实际传输60个承载数据的子载波。信号的实部与虚部分别由任意波形发生器(AWG)的两个通道输出,采样速率为10 GSa/s,加载到同相/正交(I/Q)光调制器的两个射频(RF)端口。已调信号光波通过EDFA放大后与光梳状谱发生器产生的相邻波长光波经DWDM,进入25 km单模光纤传输,为防止过大的入纤功率导致受激布里渊散射影响系统性能,实验中入纤功率选用+9 dBm。

从实验的角度,采用手动偏振控制器(PC)来使偏振态光波通过保偏环形器注入从属激光器是简单易行的,但是对于在用户端进行工程应用的商品,PC则不可取。图5为已经试用的两种处理偏振控制问题的方案。图5(a)是带内反馈偏振跟踪器的注入锁定方案,其中内反馈偏振跟踪器采用保偏光纤输出,在内部的起偏器输出端进行分光探测,将探测得到的电压放大后反馈给压电调节偏振控制器,以维持保偏输出的光波功率最大。这种方案结构简单,但一般偏振跟踪器在输入光功率低于-20 dBm

时输出的光功率不够稳定。图5(b)是偏振独立模块方案<sup>[17]</sup>,采用偏振分束器(PBS)将输入光波的两个偏振分量分别传输至两根保偏尾纤,然后再用一个保偏耦合器将两者耦合进一根输出保偏尾纤中。由于原始的两个正交偏振分量的相位不同,它们在重组时会因干涉而出现合成光波的强度起伏,起伏频率在几到几十kHz量级。为覆盖这种随机的强度起伏,在一个支路上通过光相位调制器加入几百kHz的正弦调相。将该相位已调光波注入ILL后,其正弦强度起伏被压抑在15 dB以上,基本不影响输出光波的光谱纯净度,但其相位起伏将保留在ILL输出光波中,最终存在于相干光接收机的输出电压中,可在后续的DSP算法中加以补偿。这种方案结构元件多,又增加了DSP算法的软件负担,虽然在原理上可行,实验中发现的问题主要是偏振独立模块的插入损耗达到9 dB,在接收信号光波的功率低至-30 dBm时,其输出光功率达不到ILL的最佳注入要求,因此认为偏振跟踪方案更加可行。

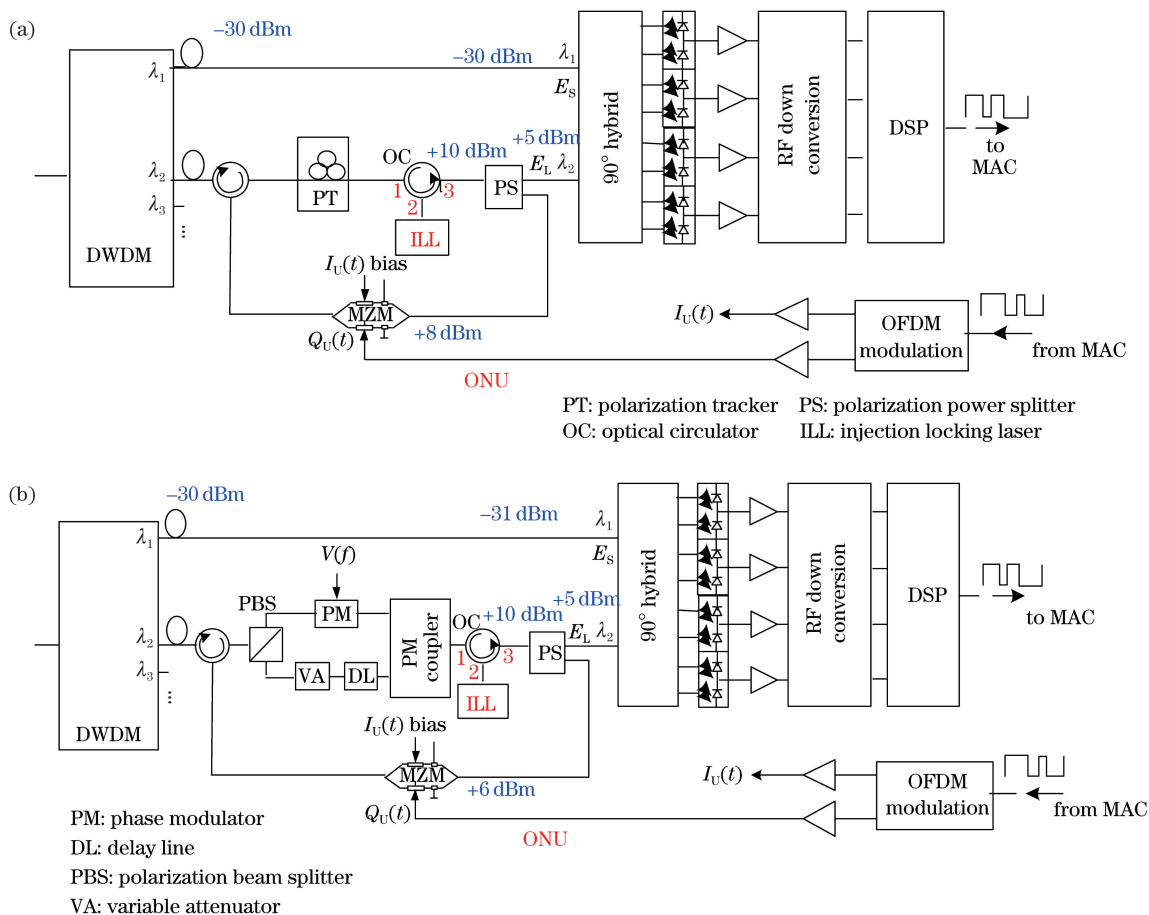


图5 注入锁定中的偏振控制方案。(a) 内反馈偏振跟踪器方案;(b) 偏振独立模块方案  
 Fig. 5 Polarization control schemes in injection locking. (a) Self-feedback polarization tracker scheme;  
 (b) polarization independent module scheme

从属锁定激光器的输出功率为+10 dBm,用分光比为30/70的保偏分路器分为两路,30%的一路功率约为+5 dBm,用作下行本振光,70%的一路功率约为+8 dBm,用作上行信号光源。相干接收机输出的中频 OFDM 单边带信号经下变频恢复为基带 OFDM

I/Q 信号,用示波器(DSO)采集,采样速率为10 GSa/s。最后在 MATLAB 软件中进行离线处理,计算误差矢量幅度(EVM)和误码率。实验中的系统参数如表 1 所示,其中 16QAM 表示 16 电平正交幅度调制,IFFT/FFT 表示快速傅里叶逆变换/快速傅里叶变换。

表 1 实验 OFDM 系统参数

Table 1 Experimental OFDM system parameters

Parameter	Value	Parameter	Value
Modulation format	16QAM	AWG sampling rate / (GSa·s <sup>-1</sup> )	10
IFFT/FFT size / point	128	DSO sampling rate / (GSa·s <sup>-1</sup> )	30
OFDM symbols / frame	80	OFDM bandwidth / GHz	2.5
Cyclic prefix length / point	32	Number of data subcarriers	60

### 3.2 I/Q 调制器失真分析

铌酸锂 I/Q 光调制器的构造如图 6 所示,它的调制特性(输出光电场与驱动电压的关系)如图 7 所示。通常的直流工作点取在零点,即偏压取为  $V_{b1} - V'_{b1} = V_{b2} - V'_{b2} = \pi$ ,  $V_{b3} = -\pi/2$ 。这时,交流调制特性是过 0 的正弦曲线,上下奇对称,将交流驱动电压叠加上去,光电场形状将上下等幅,并有最大的小信号线性范围。但这样的 I/Q 调制产生的光谱只有光载波抑制的单边带。

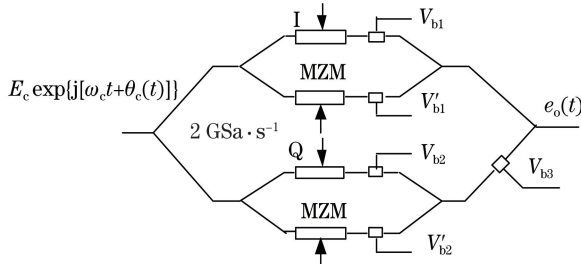


图 6 I/Q 光调制器的构成  
Fig. 6 Schematic of I/Q modulator

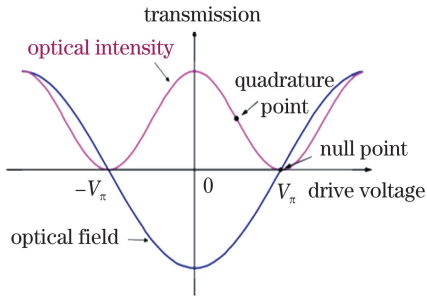


图 7 I/Q 光调制器的调制特性  
Fig. 7 Modulation characteristics of I/Q modulator

本系统需要光载波来形成外差检测,所以取 4 个桥臂上的直流偏压略微偏离零点,即  $V_{b1} - V'_{b1} = V_{b2} - V'_{b2} = \pi/4$ 。这样获得已调电场为

$$e_o(t) = \frac{1}{4\sqrt{2}} E_c \exp\{j[\omega_c t + \theta_c(t)]\} \times \left\{ 2 + \sqrt{2} - \frac{\pi}{V_\pi} [x(t) - y(t)] + j \left\{ -\sqrt{2} + \frac{\pi}{V_\pi} [x(t) + y(t)] \right\} \right\} = \frac{1}{4\sqrt{2}} E_c \exp\{j[\omega_c t + \theta_c(t)]\} \left\{ 2 + 2 \exp\left(-j \frac{\pi}{4}\right) - \frac{\pi}{V_\pi} [x(t) - y(t)] + j \left\{ \frac{\pi}{V_\pi} [x(t) + y(t)] \right\} \right\}, \quad (3)$$

式中:  $V_\pi$  为半波电压;  $E_c$  为输入信号光的电场振幅;  $\omega_c$  为信号光波的角频率;  $t$  为时间;  $\theta_c(t)$  为信号光波的随机相位;  $x(t)$  为同相 I 信号;  $y(t)$  为正交 Q 信号。

其中 OFDM 信号为

$$\begin{cases} x(t) = \sum_n A_n \cos(2\pi n f_s t + \phi_n) \\ y(t) = \sum_n A_n \sin(2\pi n f_s t + \phi_n) \end{cases}, \quad (4)$$

式中:  $n$  为子载波编号;  $f_s$  为调制频率符号;  $A_n$ 、 $\phi_n$  分别为调制矢量的幅度和相位。

这时 I/Q 光调制器的交流电光传递函数为

$$\begin{cases} T_I(x) = \frac{1}{2\sqrt{2}} \sin\left[\frac{\pi x(t)}{2V_\pi}\right] \\ T_Q(x) = \frac{1}{2\sqrt{2}} \sin\left[\frac{\pi y(t)}{2V_\pi}\right] \end{cases}. \quad (5)$$

I/Q 光调制器在严格意义上属于非线性调制(正弦特性),只有当调制电压幅度非常小,满足  $\pi x(t)/(2V_\pi) \ll 1$  时,才能实现线性调制。对 I/Q 光调制器的非线性失真,文献[15]给出了详尽的分析。在相干接收时信号光包络与本振光包络相乘后,接

收机输出的电谱中除了基波,即第  $n$  个子载波频道的功率  $P_{1n}$ ,还有落在第  $n$  个子载波频道的某 3 个子载波的差拍功率  $P_{3n}$ ,得出组合三阶差拍比  $r_{\text{CTB}n}$ ,分别表示为

$$P_{1n} = \frac{0.9}{16N} R^2 P_S P_L R_L \mu^2 \exp\left(-\frac{1}{4}\mu^2\right), \quad (6)$$

$$P_{3n} = \frac{0.7C_{3n}}{1024N^3} R^2 P_S P_L R_L \mu^6 \exp\left(-\frac{1}{4}\mu^2\right), \quad (7)$$

$$r_{\text{CTB}n} = \frac{P_{3n}}{P_{1n}} = \frac{7C_{3n}}{576N^2} \mu^4, \quad (8)$$

式中: $R$  为光探测器的响应度; $P_S$  为接收信号光的平均功率; $P_L$  为本振光的功率; $R_L$  为负载电阻; $N$  为子载波总数; $C_{3n}$  为频率落在第  $n$  个子载波频道的三阶差拍干扰产物的数目(三阶差拍干扰产物的频率为  $f_l \pm f_m \pm f_n$  ( $l, m, n = 1, 2, \dots, N$ )); $\mu^2$  为 OFDM 光信号的均方光调制度。三阶差拍产物数  $C_{3n}$  与子载波总数  $N$  有关,并与子载波频率位置分布有关。如图 8 所示,对于连续有效的  $N$  个子载波,最大的三阶差拍产物数发生在频段中间,位置在  $n = N/2 + 1$ ,数目  $C_{3n} \approx (N - n)(n - 1)/2 + N^2/4$ 。例如一个由 64 个已调子载波构成的 OFDM 信号,若有效子载波数为 60,则计算可得  $C_{3n} = 1305$ 。由于偏置正确的 I/Q 光调制器没有二阶互调产物,伴随的 RF 驱动放大器有二阶互调产物,但数目远小于  $C_{3n}$ ,所以在调整和优化基于 I/Q 光调制器的 OFDM 光纤传输系统时,应当主要关注频段中心的三阶差拍失真。

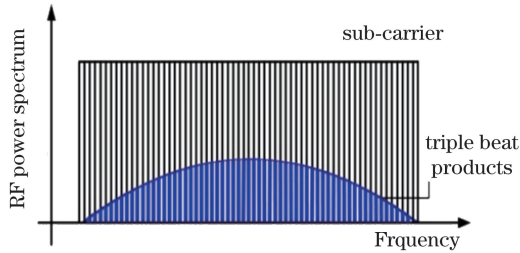


图 8 三阶差拍产物数的频率分布

Fig. 8 Frequency distribution of the composite triple beat number

$\mu^2$  定义为

$$\mu^2 = \left(\frac{\pi}{V\pi}\right)^2 \sum_{n=1}^N E\left(\frac{1}{2}A_n^2\right) = \left(\frac{\pi}{V\pi}\right)^2 \sigma_v^2, \quad (9)$$

式中: $\mu$  为均方根光调制度; $\sigma_v^2/R_L$  为 OFDM 信号的总功率,当 OFDM 信号中  $N$  个子载波的功率相等时, $\sigma_v^2 = NE(A_1^2/2)$ ,其中  $E(\cdot)$  表示数学期望。

### 3.3 外差检测光接收机输出电压和信噪比

传统的相干检测系统为了实现偏振分集,采用  $90^\circ$  混合器和 4 对平衡光探测器,并集成了 4 个推挽输出的跨阻放大器(TIA),如图 9 所示。

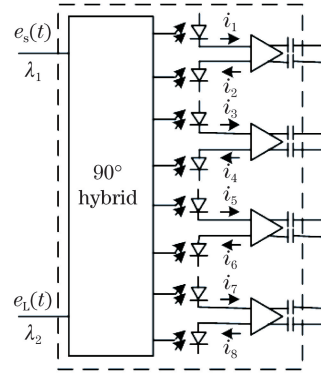


图 9 偏振分集光相干光学检测模块

Fig. 9 Schematic of polarization diversity coherent optical detection module

根据  $2 \times 4$  的  $90^\circ$  混合器的传输矩阵,它的 4 个端口的输出合成电场  $e_{ok}(t)$  为

$$\begin{bmatrix} e_{o1}(t) \\ e_{o2}(t) \\ e_{o3}(t) \\ e_{o4}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} +1 & +1 \\ +1 & -1 \\ +1 & +j \\ +1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_S(t) + e_{nS}(t) \\ e_L(t) + e_{nL}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} [e_S(t) + e_{nS}(t)] + [e_L(t) + e_{nL}(t)] \\ [e_S(t) + e_{nS}(t)] - [e_L(t) + e_{nL}(t)] \\ [e_S(t) + e_{nS}(t)] + j[e_L(t) + e_{nL}(t)] \\ [e_S(t) + e_{nS}(t)] - j[e_L(t) + e_{nL}(t)] \end{bmatrix}, \quad (10)$$

式中: $e_S(t) + e_{nS}(t)$  为输入信号光电场与伴随的 ASE 光电场; $e_L(t) + e_{nL}(t)$  为输入本振光电场与伴随的本振噪声光电场。

光探测器的电流为

$$i_j(t) = \frac{1}{2} K_c R [e_{oj}(t) e_{oj}^*(t)], \quad (11)$$

式中: $j = 1, 2, 3, 4$  是光探测器编号; $*$  表示共轭量;比例因子  $K_c = n_0 \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} A_e$ ,其中  $\sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$  为电磁场波阻抗, $n_0$  为光纤纤芯的折射率, $A_e$  为纤芯有效截面积, $\epsilon_0$  为真空介电常数, $\mu_0$  为真空导磁系数。

考虑到 I/Q 光调制器的插入损耗(功率系数  $L_s$ )、光链路损耗(功率系数  $L$ ),到达相干接收端的信号光波电场为

$$\begin{aligned}
 e_s(t) = & \frac{1}{2\sqrt{2}} \sqrt{L_s L} E_c \exp\{j[\omega_c t + \theta_c(t)]\} + \frac{1}{2\sqrt{2}} \sqrt{L_s L} E_c \exp\left\{j\left[\omega_c t + \theta_c(t) - \frac{\pi}{4}\right]\right\} - \\
 & \frac{1}{4\sqrt{2}} \sqrt{L_s L} E_c \left(\frac{\pi}{V_\pi}\right) \sum_n A_n \exp\{j[(\omega_c - 2\pi n f_s)t - \phi_n + \theta_c(t)]\} + \\
 & \frac{1}{4\sqrt{2}} \sqrt{L_s L} E_c \left(\frac{\pi}{V_\pi}\right) \sum_n A_n \exp\left\{j\left[(\omega_c - 2\pi n f_s)t - \phi_n + \theta_c(t) + \frac{\pi}{2}\right]\right\}, \quad (12)
 \end{aligned}$$

信号光波、本振光波、本振光波相伴随的 ASE 光波电场分别为

$$\begin{cases} e_{ns}(t) = n_s(t) \exp\{j[\omega_c t + \theta_c(t)]\} \\ e_L(t) = E_L \exp\{j[(\omega_c - \omega_o)t + \theta_L(t)]\} \\ e_{nL}(t) = n_L(t) \exp\{j[(\omega_c - \omega_o)t + \theta_L(t)]\} \end{cases}, \quad (13)$$

式中,  $\sqrt{L_s L} E_c$  为接收信号光波电场的振幅,  $E_L$  为

本振光波电场的振幅。采用外差检测制式时, 信号光波的角频率为  $\omega_c$ , 本振光波的角频率为  $\omega_c - \omega_o$ ,  $\omega_o = 2\pi\Delta f$ ,  $\Delta f = 12.5$  GHz, 是本振光频率与信号光频率的差值。 $\theta_L(t)$  为本振光波的随机相位。 $n_s(t)$  为信号光波的 ASE 噪声电场的复包络,  $n_L(t)$  为本振光波的噪声电场的复包络。

将(10)、(12)、(13)式代入(11)式就得到光电流为

$$\begin{aligned}
 i_1(t) - i_2(t) = & -jR \sqrt{P_s P_L} \left\{ \sqrt{1 + \frac{1}{\sqrt{2}}} \cos\left[\omega_o t + \theta_c(t) - \theta_L(t) - \frac{3\pi}{8}\right] + \right. \\
 & \frac{1}{2\sqrt{2}} \left(\frac{\pi}{V_\pi}\right) \sum_k A_k \sin[(\omega_o - 2\pi k f_s)t - \phi_k + \theta_c(t) - \theta_L(t)] - \\
 & \left. \frac{1}{2\sqrt{2}} \left(\frac{\pi}{V_\pi}\right) \sum_k A_k \cos[(\omega_o - 2\pi k f_s)t - \phi_k + \theta_c(t) - \theta_L(t)] \right\} - \\
 & j \frac{1}{2} R \sqrt{P_s N_L f_s} \left\{ \sqrt{1 + \frac{1}{\sqrt{2}}} \cos\left[\theta_c(t) - \theta_L(t) - \frac{3\pi}{8}\right] + \right. \\
 & \frac{1}{2\sqrt{2}} \left(\frac{\pi}{V_\pi}\right) \sum_k A_k \sin[(\omega_o - 2\pi k f_s)t - \phi_k + \theta_c(t) - \theta_L(t)] - \\
 & \left. \frac{1}{2\sqrt{2}} \left(\frac{\pi}{V_\pi}\right) \sum_k A_k \cos[(\omega_o - 2\pi k f_s)t - \phi_k + \theta_c(t) - \theta_L(t)] \right\} + \\
 & jR \sqrt{P_L N_s f_s} \sin[\omega_o t + \theta_c(t) - \theta_L(t)], \quad (14)
 \end{aligned}$$

式中:  $P_s = K_c L_s L E_c^2 / 2$  是接收信号光的平均功率;  $P_L = K_c E_L^2 / 2$  是本振光功率;  $N_s$ 、 $N_L$  分别是信号光和本振光的 ASE 功率谱密度 (W/Hz)。若

$P_s N_L \ll P_L N_s$ , 则略去  $P_s N_L$  项, 并用带通滤波器取出中频载波和 OFDM 下边带, 可得到光接收机 I 支路的输出电压为

$$\begin{aligned}
 v_{oi}(t) = & [i_1(t) - i_2(t)] R_L = -jR R_L \sqrt{P_s P_L} \left\{ \sqrt{1 + \frac{1}{\sqrt{2}}} \cos\left[\omega_o t + \theta_c(t) - \theta_L(t) - \frac{3\pi}{8}\right] + \right. \\
 & \frac{1}{2\sqrt{2}} \left(\frac{\pi}{V_\pi}\right) \sum_n A_n \sin[(\omega_o - 2\pi n f_s)t - \phi_n + \theta_c(t) - \theta_L(t)] - \\
 & \left. \frac{1}{2\sqrt{2}} \left(\frac{\pi}{V_\pi}\right) \sum_n A_n \cos[(\omega_o - 2\pi n f_s)t - \phi_n + \theta_c(t) - \theta_L(t)] \right\} + \\
 & jR R_L \sqrt{P_L N_s f_s} \sin[\omega_o t + \theta_c(t) - \theta_L(t)]. \quad (15)
 \end{aligned}$$

光接收机输出的中频载波和 OFDM 下边带信号如图 10 所示。

同法可得, 光接收机 Q 支路输出电压为



$$v_{oQ}(t) = [i_3(t) - i_4(t)]R_L = RR_L \sqrt{P_s P_L} \left\{ \sqrt{1 + \frac{1}{\sqrt{2}}} \cos \left[ \omega_o t + \theta_c(t) - \theta_L(t) - \frac{3\pi}{8} \right] + \frac{1}{2\sqrt{2}} \left( \frac{\pi}{V_\pi} \right) \sum_n A_n \sin [(\omega_o - 2\pi n f_s)t - \phi_n + \theta_c(t) - \theta_L(t)] - \frac{1}{2\sqrt{2}} \left( \frac{\pi}{V_\pi} \right) \sum_n A_n \cos [(\omega_o - 2\pi n f_s)t - \phi_n + \theta_c(t) - \theta_L(t)] \right\} - RR_L \sqrt{P_L N_s f_s} \sin [\omega_o t + \theta_c(t) - \theta_L(t)]. \quad (16)$$

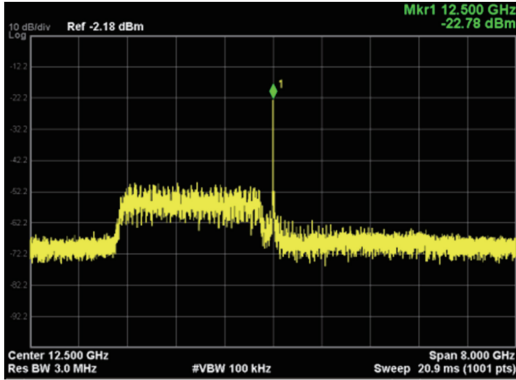


图 10 中频载波及 OFDM 下边带信号电谱图  
Fig. 10 Power spectrum of intermediate carrier and OFDM lower sub-band signal

为把光接收机的输出电压下变频成基带 OFDM 信号,先用一个 12.5 GHz 窄带滤波器获取中频载波,再移相  $\pi/8$ ,并放大到  $+(10 \sim 13)$  dBm

电平。设计的下变频电路如图 11 所示。

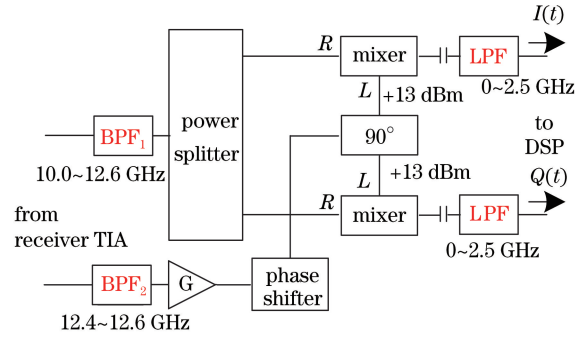


图 11 下变频电路原理图  
Fig. 11 Schematic of down conversion system

I 支路混频器输出瞬时信号功率  $p_{oI}(t)$  正比于信号电压与中频载波余弦电压之和的平方,考虑中频载波  $90^\circ$  二分路损耗与放大器功率增益  $G$  后有

$$p_{oI}(t) = \frac{1}{R_L} \left\{ v_{oI}(t) + \frac{1}{2} \sqrt{G} RR_L \sqrt{P_s P_L} \sqrt{1 + \frac{1}{\sqrt{2}}} \cos \left[ \omega_o t + \theta_c(t) - \theta_L(t) - \frac{\pi}{4} \right] \right\}^2 = \frac{1}{R_L} \left\{ -RR_L \sqrt{P_s P_L} \sqrt{1 + \frac{1}{\sqrt{2}}} \cos \left[ \omega_o t + \theta_c(t) - \theta_L(t) - \frac{3\pi}{8} \right] - RR_L \sqrt{P_s P_L} \frac{1}{2\sqrt{2}} \frac{\pi}{V_\pi} \sum_n A_n \cos [(\omega_o - 2\pi n f_s)t - \phi_n + \theta_c(t) - \theta_L(t)] + RR_L \sqrt{P_s P_L} \frac{1}{2\sqrt{2}} \frac{\pi}{V_\pi} \sum_n A_n \sin [(\omega_o - 2\pi n f_s)t - \phi_n + \theta_c(t) - \theta_L(t)] - \frac{1}{2} \sqrt{G} RR_L \sqrt{P_s P_L} \sqrt{1 + \frac{1}{\sqrt{2}}} \cos \left[ \omega_o t + \theta_c(t) - \theta_L(t) - \frac{\pi}{4} \right] \right\}^2, \quad (17)$$

经过隔直电容和低通滤波后,I 支路混频输出为

$$I(t) = R^2 R_L P_s P_L \left[ \frac{1}{4\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{1}{\sqrt{2}}} \sqrt{G} \frac{\pi}{V_\pi} \sum_n A_n \cos \left( 2\pi n f_s t + \phi_n - \frac{\pi}{4} \right) - \frac{1}{4\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{1}{\sqrt{2}}} \sqrt{G} \frac{\pi}{V_\pi} \sum_n A_n \sin \left( 2\pi n f_s t + \phi_n - \frac{\pi}{4} \right) \right] = \frac{1}{4} \sqrt{1 + \frac{1}{\sqrt{2}}} R^2 R_L P_s P_L \sqrt{G} \frac{\pi}{V_\pi} \sum_n A_n \cos(2\pi n f_s t + \phi_n). \quad (18)$$

Q 支路混频器输出瞬时信号功率  $p_{oQ}(t)$  正比于信号电压与中频载波这正弦电压之和的平方。同法得隔直电容和低通滤波后, Q 支路混频器输出为

$$Q(t) = \frac{1}{4} \sqrt{1 + \frac{1}{\sqrt{2}}} R^2 R_L P_S P_L \sqrt{G} \times \frac{\pi}{V_\pi} \sum_n A_n \cos(2\pi n f_s t + \phi_n). \quad (19)$$

上述下变频过程所依赖的中频滤波器的带宽在 100 Hz 量级, 它既能提取 12.5 GHz 中频载波, 又能保有光相位噪声成分  $\theta_c(t) - \theta_L(t)$ , 借此在混频过程中可以把 OFDM 信号中同样的光相位噪声成分抵消, 这体现了光外差检测的优点。中频窄带滤波器所提取的中频载波和下变频后的基带 OFDM 信号的电谱图如图 12、13 所示。

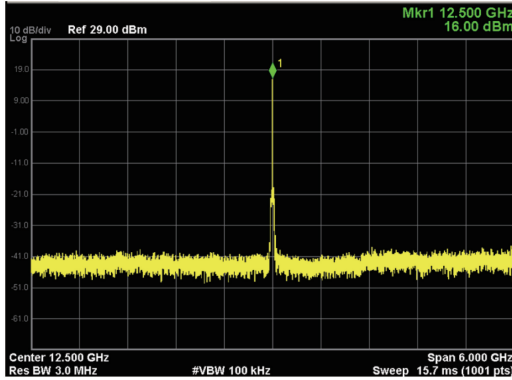


图 12 中频载波电谱图

Fig. 12 Power spectrum of intermediate carrier

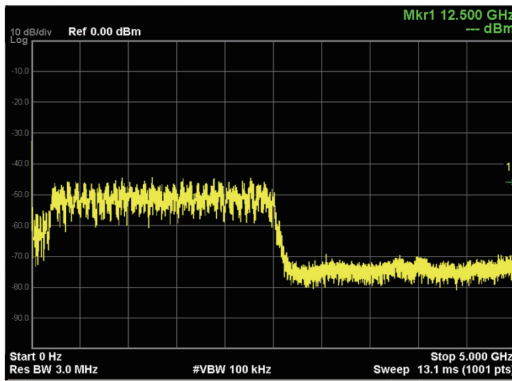


图 13 基带 OFDM 信号电谱图

Fig. 13 Power spectrum of base band OFDM signal

下面讨论外差检测光接收机的信噪比 ( $R_{SN}$ )。从(16)式、(18)式得出 OFDM 中频信号中 1 个子载波的幅度为

$$S = \frac{1}{2R_L} E \left\{ \left[ RR_L \sqrt{P_S P_L} \frac{1}{2\sqrt{2}} \left( \frac{\pi}{V_\pi} \right) A_n \right]^2 \right\} = \frac{1}{8N} R^2 R_L P_S P_L \mu^2, \quad (20)$$

本振-信号 ASE 差拍噪声功率为

$$N_{LO-ASE} = \frac{1}{2} R^2 R_L P_L N_S f_s, \quad (21)$$

式中:  $N_S = n_{sp}(G-1)h\nu_s$  是 EDFA 的输出 ASE 噪声谱密度;  $n_{sp}$  是其噪声系数;  $G$  是光放大器的功率增益;  $h\nu_s$  是光子能量;  $h$  为普朗克常数;  $\nu_s$  为光波频率。

涉及外差光接收机的信噪比, 仅考虑本振-信号 ASE 差拍噪声功率是不够的, 因为信号功率与本振光功率成正比, 而本振-信号 ASE 差拍噪声功率也与本振光功率成正比, 这样较大的本振光功率对提高信噪比无益, 这与实际情况不符。实际上光接收机都有前置放大器伴随, 它提供了热噪声功率, 其噪声电流谱密度为  $4kTF/R_n$ , 这里  $k$  为玻尔兹曼常数,  $T$  为绝对温度,  $R_n$  为光探测器的输出电阻,  $F$  为噪声系数。由于是加性白噪声, 它将影响每一个 OFDM 子载波。因子载波频道宽度为  $f_s$ , 故前置放大器输出在负载电阻  $R_L$  上的热噪声功率为

$$N_{th} = \frac{4kTFR_L f_s}{R_n}. \quad (22)$$

因此外差光接收机的信噪比为

$$R_{SN} = \frac{S}{N_{LO-ASE} + N_{th}} = \frac{R^2 P_S P_L \mu^2}{4N \left( R^2 P_L N_S + \frac{8kTF}{R_n} \right) f_s}. \quad (23)$$

这表明, 如果本振光功率过小, 则  $R_{SN}$  将被热噪声所控制, 相干检测将显不出优点, 只有本振光功率足够大,  $R_{SN}$  才能逼近其最大值  $P_S (\pi/V_\pi)^2 \sigma_k^2 / (4N_S f_s)$ 。在单光探测器情况下, 因本振光的光电转换散弹噪声功率谱与本振光电流成正比, 故本振光功率越大则散弹噪声越强, 过大的本振光功率会导致接收机输出信噪比下降, 故存在最佳的本振光功率<sup>[18]</sup>。在平衡光探测器场合, 由于两个光探测器的平均光电流抵消, 本振光波的散弹噪声不复存在, 另外两种本振噪声将可能发生影响。1) 在自相干检测系统中, 如一些文献[10-12]中所述把发送端发出的参考光在相干接收机前端用 EDFA 或 SOA 放大作为本振光。面对的本振噪声将与本振光平均功率成正比形成 ASE 噪声, 于是在前述条件  $P_S N_L \ll P_L N_S$  不成立时, 过大的本振光功率也会造成接收机信噪比的下降。2) 在注入锁定本振激光器的相干检测系统中, 剩余光相位误差会形成接收机输出信号中的光相位噪声污染, 并可能在后续电路中的任何非线性器件处转换为干涉强度噪声, 也会限制接

收机的输出信噪比。在这方面,本文的外差检测有利于解决本振光波中光相位噪声影响。

### 3.4 系统误码率与最佳光调制度

$M$ -QAM 调制的 OFDM-PON 的符号误码率取决于误差矢量幅度  $A_{EVM}$ , 表示为

$$P_M \approx \frac{2}{\log_2 M} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \times \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3}{2(M-1)} \times \frac{1}{A_{EVM}^2}} \right), \quad (24)$$

式中:  $M$  为调制符号电平数;  $P_M$  为符号的平均误码率;  $\operatorname{erfc}(\cdot)$  为互补误差函数。

误差矢量幅度  $A_{EVM}$  应由  $R_{SN}$  和组合三阶差拍比  $r_{CTB}$  共同决定:

$$A_{EVM}^2 = \frac{1}{R_{SN}} + r_{CTB} = \frac{4N \left( R^2 P_L N_s + \frac{8kFT}{R_n} \right) f_s}{R^2 P_s P_L \mu^2} + \frac{7C_{3n}}{576N^2} \mu^4. \quad (25)$$

由于噪信比与均方光调制度的平方成反比, 而组合三阶差拍比与均方光调制度的平方成正比, 就必有一个最佳的均方光调制度, 使  $A_{EVM}^2$  最小,  $P_M$  最小。由此决定一个最佳的 OFDM 信号驱动功率。取  $A_{EVM}^2$  对  $\mu^2$  的导数为零, 得最佳的  $\mu^2$  满足的条件是  $r_{CTB} = \frac{1}{2} R_{SN}$ 。由此得最佳的均方光调制度为

$$\mu_{opt}^2 = 5.48 \times N \times \sqrt{\frac{\left( R^2 P_L N_s + \frac{8kTF}{R_n} \right) f_s}{C_{3n} R^2 P_s P_L}}. \quad (26)$$

计算示例为, 取  $R=0.1$  A/W(含  $90^\circ$  混合器损耗),  $P_s = -20$  dBm,  $P_L = +5$  dBm,  $N_s = -145$  dBm/Hz,  $k = 1.38 \times 10^{-23}$  J/K,  $T = 300$  K,  $R_n = 300 \Omega$ ,  $F = 0.8$  dB = 1.2023,  $f_s = 39.0625$  MHz,  $N = 60$ ,  $C_{3n} = 1305$ (在  $0 \sim 2.5$  GHz 频带中心), 按 (26) 式算得  $\mu_{opt}^2 = 0.926$ 。这时, 对于半波电压为  $2.6$  V 的 I/Q 光调制器, 最佳的 OFDM 信号驱动功率为

$$P_{OFDM} = \frac{\sigma_v^2}{R_L} = \left( \frac{V_\pi}{\pi} \right)^2 \mu_{opt}^2 \frac{1}{R_L} = \left( \frac{2.6}{\pi} \right)^2 \times 0.926 \times \frac{1}{50} \text{ W} = 12.68 \text{ mW} = +11.03 \text{ dBm}. \quad (27)$$

## 4 实验结果与分析

### 4.1 实验参数的优化

在本振功率为  $5$  dBm, 接收光功率为  $-20$  dBm 的条件下, 改变不同的 OFDM 信号驱动功率, 测得

相应的误码率曲线如图 14 所示。实验结果表明, 对本系统而言 OFDM 最佳驱动功率为  $+10.6$  dBm, 与理论计算结果基本相符。故后续实验中将采用此最优值。

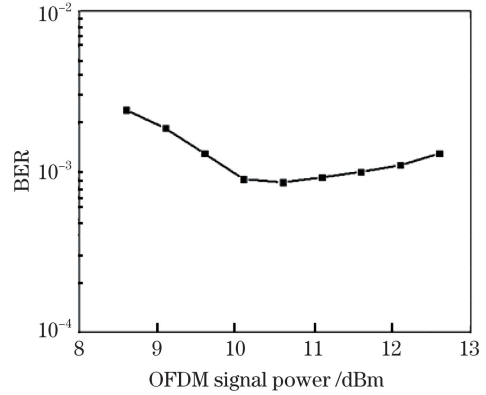


图 14 OFDM 信号功率与 BER 的关系

Fig. 14 BER performance versus OFDM signal power

由于本振噪声的作用, 本振光功率并不是越大越好, 而是存在一个最优值。在 OFDM 信号为  $+10.6$  dBm, 接收光功率为  $-20$  dBm, 注入比为  $-36$  dB 的条件下, 不同本振功率对系统误码率性能的影响如图 15 所示, 可见由小到大提高本振光功率起初会使系统误码率降低, 但是当本振功率达到  $+5$  dBm 时, 这种影响趋于饱和, 更大的本振功率不能继续改善系统的误码率性能, 甚至会起反作用。故后续实验中都选用  $+5$  dBm 的本振功率。

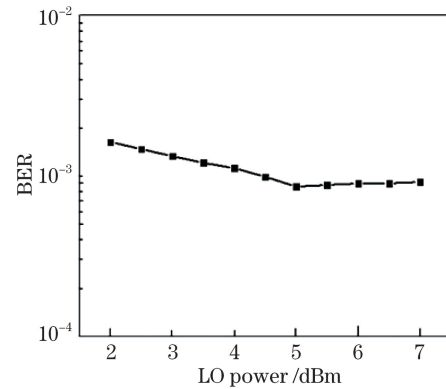


图 15 本振功率与 BER 的关系

Fig. 15 BER performance versus LO power

过低的注入比会引入严重的光相位噪声, 而注入比较高时虽然相位噪声较小, 但锁定范围的扩大会纳入其他噪声, 如主控光的强度和相位噪声等, 故需寻找最优的注入比。在 OFDM 信号为  $+10.6$  dBm, 本振功率为  $+5$  dBm, 接收光功率为  $-20$  dBm 的条件下, 对比不同注入比对应的系统误码率性能, 实验结果如图 16 所示。可知在此条

件下最佳注入比为  $-36$  dB。本实验在未采取任何相位噪声抑制手段的情况下实现的锁定注入比最低可达到  $-45$  dB。

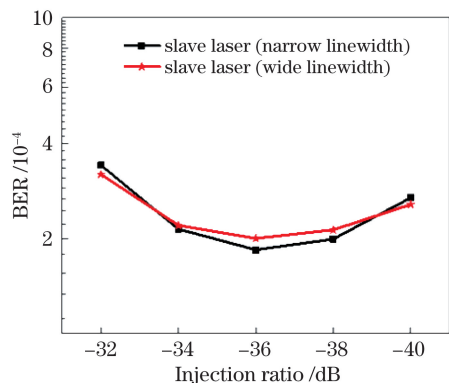


图 16 注入比与 BER 的关系

Fig. 16 BER performance versus injection ratio

#### 4.2 系统误码率性能

在上述最优化条件下,进行下行传输系统的误码率性能实验。通过可调光衰减器改变不同的接收光功率,离线解调测得相应的 BER。分别用两种不同线宽的从属激光器提供本振光波,以及不利用激光器注入锁定,直接用 SOA 作为前置放大器将  $\lambda_2$  光波功率放大至  $+5$  dBm 作为本振光波,比较这三种情况下测试系统的误码率性能,如图 17 所示。

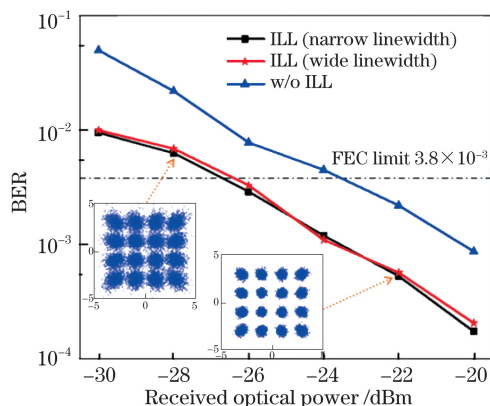


图 17 不同系统接收光功率与 BER 的关系

Fig. 17 BER performance versus received optical power of different systems

以前向纠错(FEC)前的误码率  $3.8 \times 10^{-3}$  作为光接收机灵敏度的基准,在使用 SOA 作为前置放大器的方案中,接收灵敏度只达到  $-23.8$  dBm,而利用激光器注入锁定提供本振光波的方案则可以提供  $-26.5$  dBm 的接收灵敏度,这是因为注入锁定从属激光器可以抑制本振光的强度噪声,并且由于与主控光源的相干性,光相位噪声也较小,可以提供比 SOA 更纯净的本振光谱。对比两个自由运行时线

宽不同的从属激光器,在可控光相同的条件下,系统接收误码率性能几乎相同。实验证明在注入锁定状态下,从属激光器输出光谱的线宽由主控激光器决定,而与其本身自由运行状态下的光谱线宽无关,故借助注入锁定技术可以使用宽线宽的激光器提供窄线宽的光波。利用这一特性,在 PON 中只需在 OLT 使用窄线宽激光器作为光源,而在 ONU 中则使用线宽相对较宽的从属激光器,就能够达到较好的下行接收灵敏度,同时从属激光器输出的光波还可以用作上行光源,从而使系统成本大大降低。

## 5 结 论

利用激光器注入锁定技术,提出一种基于光梳状谱发生器和注入锁定本地激光器的相干 OFDM-PON 系统,由于从属激光器与主控激光器的相干性,解调时完全不需要频偏估计,幅度噪声与相位噪声也可以得到抑制,其中外差检测更可实现光相位噪声污染的抵消。这些都使传统相干接收机后复杂的 DSP 算法得到简化。实验结果表明利用注入锁定激光器作为本振光源进行相干接收与利用 SOA 做前置放大的自相干接收相比,可以至少提供 2 dB 的接收灵敏度改善,且接收性能与从属激光器原有线宽无关。因此只需在 OLT 端使用窄线宽激光器,在 ONU 端使用低成本的宽线宽激光器就可以达到良好的下行接收效果,同时可提供窄线宽的上行信号光源。这种高灵敏度、低成本方案为把相干检测技术引入接入网提供了一种新思路。

后续研究工作将考虑用光锁相环技术构造反馈环路来进一步降低光注入锁定过程中的剩余相差,预期将把光接收灵敏度提高至  $-30$  dBm 量级,同时通过与光偏振跟踪技术的结合大大简化相干接收机的结构。

## 参 考 文 献

- [1] International Telecommunication Union. 40-gigabit-capable passive optical networks (NGPON2): physical media dependent (PMD) layer specification: G989.2 [S]. [S.l.: s.n.], 2017.
- [2] Armstrong J. OFDM for optical communications[J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(3): 189-204.
- [3] Shieh W, Yi X W, Ma Y R, et al. Coherent optical OFDM: has its time come? [Invited] [J]. Journal of Optical Networking, 2008, 7(3): 234-255.
- [4] Shieh W, Bao H, Tang Y. Coherent optical OFDM:



- theory and design[J]. *Optics Express*, 2008, 16(2): 841-859.
- [5] Yang Q, Yu S H. Tb/sultralong haul transmission of coherent optical OFDM[J]. *Chinese Science Bulletin*, 2014, 59(16): 1497-1507.  
杨奇, 余少华. 兆兆比特每秒 (Tb/s) 级相干光 OFDM 超长距离传输[J]. *科学通报*, 2014, 59(16): 1497-1507.
- [6] Li B, Yu J J, He J, *et al.* Estimation and compensation of sampling clock frequency offset in coherent optical OFDM systems with a pilot-aided method[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2015, 44(1): 0106003.  
李宝, 余建军, 何晶, 等. 相干光 OFDM 系统中基于导频辅助的采样时钟频率偏差估计和补偿算法[J]. *光子学报*, 2015, 44(1): 0106003.
- [7] Chen R R, Kuang C X, Ma J J, *et al.* Algorithm of coherent optical orthogonal frequency division multiplexing-passive optical network system based on optical-comb wave[J]. *Acta Optica Sinica*, 2017, 37(7): 0706003.  
陈荣荣, 邝彩霞, 马俊洁, 等. 基于光梳状波的相干光正交频分复用-无源光网系统的算法[J]. *光学学报*, 2017, 37(7): 0706003.
- [8] Tang Y J, Dong Y J, Ren H L, *et al.* Phase noise compensation algorithm based on Kalman filtering in time and frequency domains for CO-OFDM system[J]. *Acta Optica Sinica*, 2017, 37(9): 0906002.  
唐英杰, 董月军, 任宏亮, 等. 基于时频域卡尔曼滤波的 CO-OFDM 系统相位噪声补偿算法[J]. *光学学报*, 2017, 37(9): 0906002.
- [9] Ma J J, Sun T F, Li Z X, *et al.* Blind phase noise compensation algorithm for CO-OFDM system based on projection histogram[J]. *Acta Optica Sinica*, 2018, 38(4): 0406001.  
马俊洁, 孙腾雾, 李正璇, 等. 基于投影直方图的 CO-OFDM 系统盲相位噪声补偿算法[J]. *光学学报*, 2018, 38(4): 0406001.
- [10] Nakamura M, Kamio Y. 30-Gbps (5-Gsymbol/s) 64-QAM self-homodyne transmission over 60-km SSMF using phase-noise cancelling technique and ISI-suppression based on electronic digital processing[C] // *Optical Fiber Communication Conference 2009*, March 22-26, 2009, San Diego, California, USA. Washington, D.C.: OSA, 2009: OWG4.
- [11] Shahpari A, Luís R S, Reis J D, *et al.* Fully coherent self-homodyne bi-directional enhanced performance PON[C] // *Optical Fiber Communication Conference 2014*, March 9-13, 2014, San Francisco, California, USA. Washington, D.C.: OSA, 2014: W4G.1.
- [12] Mao M Z, Chen R R, Kuang C X, *et al.* Performance analyses on OFDM-PON in coherent detection schemes[J]. *WSEAS Transactions on Communications*, 2016, 15: 37-47.
- [13] Wu D S, Slavik R, Marra G, *et al.* Direct selection and amplification of individual narrowly spaced optical comb modes via injection locking: design and characterization[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2013, 31(14): 2287-2295.
- [14] Liu Z X, Wu D S, Richardson D J, *et al.* Homodyne OFDM using simple optical carrier recovery[C] // *Optical Fiber Communication Conference 2014*, March 9-13, 2014, San Francisco, California, USA. Washington, D.C.: OSA, 2014: W4K.3.
- [15] Wang Y X, Kasai K, Yoshida M, *et al.* 320 Gbit/s, 20 Gsymbol/s 256 QAM coherent transmission over 160 km by using injection-locked local oscillator[J]. *Optics Express*, 2016, 24(19): 22088-22096.
- [16] Uvin S, Keyvaninia S, Lelarge F, *et al.* Narrow line width frequency comb source based on an injection-locked III-V-on-silicon mode-locked laser[J]. *Optics Express*, 2016, 24(5): 5277-5286.
- [17] Jignesh J, Corcoran B, Schröder J, *et al.* Polarization independent optical injection locking for carrier recovery in optical communication systems[J]. *Optics Express*, 2017, 25(18): 21216-21228.
- [18] Holmes J F, Rask B J. Optimum optical local-oscillator power levels for coherent detection with photodiodes[J]. *Applied Optics*, 1995, 34(6): 927-933.