

基于反射式半导体光放大器的 OFDM-PON 上行通道吞吐潜力

邝彩霞 陈荣荣 宋英雄 汪 敏 林如俭

上海大学特种光纤与光接入网重点实验室, 上海 200072

摘要 对正交频分复用无源光网(OFDM-PON)的上行通道物理层的吞吐量进行研究。OFDM-PON 在光网络单元(ONU)端采用反射式半导体光放大器(RSOA)作为无色光源,实现双边带光强度调制,并在光线路终端(OLT)采用加半导体光放大器(SOA)前置放大的 PIN 光二极管做直接检测。基于一个 RSOA 的窄带相干积分模型,采用对有源区中载流子速率方程和光波传播方程的微扰解对 RSOA 的动态电光调制特性和频率啁啾特性进行理论与实验探讨,证明 RSOA 具有低通调制特性,其 3 dB 截止频率关联于偏置电流和输入光功率。利用 RSOA 的频率啁啾和 SOA 的高通增益特性,并将 RSOA 与中心波长蓝移的光滤波器级联,实现光学均衡,把上行通道的 3 dB 截止频率从 1.5 GHz 扩展到 2.2 GHz。进一步采用自适应比特加载的调制格式,使通过一个 RSOA 的上行数据吞吐量可以达到 4 Gb/s 以上,则一个包含 10 个 ONU 的 OFDM-PON 的上行吞吐量可达到 40 Gb/s。

关键词 光通信; 吞吐潜力; 正交频分复用无源光网; 无色光源; 反射式半导体光放大器; 光调制器

中图分类号 TN929.5 **文献标识码** A

doi: 10.3788/AOS201636.0906002

Throughput Potential of Orthogonal Frequency Division Multiplexing Passive Optical Network Uplink Based on Reflective Semiconductor Optical Amplifiers

Kuang Caixia Chen Rongrong Song Yingxiong Wang Min Lin Rujian

Key Laboratory of Special Fiber Optics and Optical Access Networks, Shanghai University, Shanghai 200072, China

Abstract The uplink physical throughput potential of orthogonal frequency division multiplexing passive optical network (OFDM-PON) is discussed. Reflective semiconductor optical amplifiers (RSOAs) are used in optical network units (ONUs) as the colorless resources to produce the dual-sideband intensity modulation, and a PIN photodiode with semiconductor optical amplifier (SOA) as pre-amplifier is used in optical line terminal (OLT) to complete direct detection. Based on a coherent narrowband integral model of RSOA, the weak perturbation solutions of the carrier rate equation and the wave propagation equation are used to investigate the RSOA's dynamic electro-optical modulation behavior and frequency chirp characteristic theoretically and experimentally. It is proved that the RSOA is of low-pass modulation characteristics, and its 3 dB cut-off frequency is related to the bias current and the inject optical power. The optical equilibrium is achieved and the 3 dB cut-off frequency of the uplink can be promoted from 1.5 GHz up to 2.2 GHz by taking advantage of RSOA's optical frequency chirp and the high-pass optical gain characteristic of SOA, and cascading a blue-shifted optical band-pass filter with RSOA. Furthermore, by utilizing the adaptive bit loading modulation, the data throughput in one RSOA-based uplink can reach 4 Gb/s and above, which means that the total uplink throughput of an OFDM-PON with ten RSOA-based ONUs can achieve 40 Gb/s.

Key words optics communications; throughput potential; orthogonal frequency division multiplexing passive optical

收稿日期: 2016-02-25; **收到修改稿日期:** 2016-05-13

基金项目: 国家自然科学基金(61132004, 61275073, 61420106011)、上海市科委项目(13JC1402600, 14511100100, 15511105400, 15530500600)

作者简介: 邝彩霞(1989—),女,硕士研究生,主要从事下一代光接入网方面的研究。E-mail: rosy99@shu.edu.cn

导师简介: 宋英雄(1973—),男,博士,研究员,博士生导师,主要从事下一代光接入网方面的研究。

E-mail: herosf@mail.shu.edu.cn(通信联系人)

network; colorless light source; reflective semiconductor optical amplifiers; optical modulator

OCIS codes 060.2330; 060.2380; 060.2320; 060.4080

1 引 言

在点到多点无源光网(PON)的技术发展中,从用户端光网络单元(ONU)到局端光线路终端(OLT)的上行多址复用一直是一个关键技术。以太无源光网络(EPON)和吉比特无源光网络(GPON)为代表的时分复用无源光网络(TDM-PON)的速率已经达到 10 Gb/s,它依靠时分多址(TDMA)来控制不同 ONU 的接入。早期的光正交码分多址(CDMA)技术依靠不同的正交码来区分用户,近来又出现了根据正交波形来区分用户的设想,这类技术的困难是扩频导致占用的频带极宽,并且相关接收成本很高,故迄今未引入 PON 国际标准的讨论范畴^[1-2]。

对波分复用无源光网络(WDM-PON)和正交频分复用无源光网络(OFDM-PON)的研究已有多, WDM-PON 依靠波长来区分 ONU,每个 ONU 用一个特定波长的光波来承载基带数据;而 OFDM-PON 的每个 ONU 用一个特定波长的光波来承载数十、上百个电的子载波,再由每个电子载波来承载基带数据,并借助于子载波的不同来区分用户并实现动态带宽调度^[3-7]。由于一个波长光波承载的数据流量非常大,而一个电的子载波承载的数据流量可以很小,故 OFDM-PON 能实现比 WDM-PON 灵活得多、也精细得多的动态带宽调度。与 WDM-PON 一样,OFDM-PON 上行的关键技术也是无色光源,这是因为若使用多个波长特定的光源会使网络投资巨大,维护困难;只有光源无色,即同一种光源可以发射不同波长的光波,才能使 WDM-PON 和 OFDM-PON 具有存在的价值。但迄今无色光源尚未成熟,其中光波环回重新调制技术是利用 ONU 把下行光波分出一部分,把上行信号调制后向 OLT 回送^[6-7]。采用这种体制的无源光网被称为反射式 PON,其主要光器件是光调制器,有铌酸锂电光调制器(MZM)、电吸收调制器(EAM)和反射式半导体光放大器(RSOA)等几种选择。与前两种相比,RSOA 在电光调制以外,兼有光放大功能,既能弥补下行、上行环回的链路损耗,又对光波偏振态不敏感,故成为被关注的焦点。反射式 PON 遇到的主要技术挑战是如何防止下行数据对上行数据的干扰,在 WDM-PON 中,该干扰可利用 RSOA 的增益饱和特性将下行光波包络尽量做平滑处理(数据擦除)来避免,但因下行数据仍会残留,故这种技术不适于上行光调制度很小的 OFDM-PON。RSOA 的主要缺点是频带不宽(一般不超过 1.5 GHz)和非线性失真较大,以及放大自发辐射(ASE)噪声较大。

PON 的上行吞吐量是光接入网的主要性能指标之一。基于 RSOA 的 OFDM-PON 的上行吞吐量取决于 RSOA 的注入方式和每个波长通道的数据容量。虽然近两年出现了自注入的方案,即利用光反馈环路使 RSOA 的 ASE 转化为激光,但由于光谱不纯,其用于承载基带数字信号可行,而用于承载 OFDM 模拟信号则不佳,因此需要运用在 OLT 中产生的纯净激光以中心化注入的方式,来解决下行数据干扰上行数据的问题。

本文依据相干光梳对 RSOA 作中心化注入的反射式 PON 结构,从三个方面对上行通道的吞吐量进行研究。1)上行通道的吞吐量取决于 RSOA 的电光调制特性的频带宽度。对于影响 RSOA 带宽的因素需进一步探讨,以便设置合适的工作参数,获取尽可能大的器件带宽。2)基于有限的器件带宽可以通过均衡技术来提高信号的可用带宽,针对光学预均衡技术的已有文献[8],本文进一步推导、完善理论公式,并进行实验。3)光波的调制体制是决定上行传输容量和可靠性的关键。当 OFDM 子载波通过 RSOA 传输时,根据子载波信道的输出信噪比(SNR, R_{SN})自适应地设置电调制格式,尽可能地发挥上行通道的传输容量潜力。

2 基于 RSOA 的 OFDM-PON 上行物理通道构造

一种基于中心化注入 RSOA 的 OFDM-PON 构造如图 1 所示。系统由 OLT 中的 C 波段梳状光谱发生器产生 20 个波长,相邻波长间隔为 0.1 nm (频率间隔为 12.5 GHz),其中 10 个波长的光波经正交(IQ)调制用于下行数据传输,另外 10 个波长的光波则先不经信号调制,作为连续的种子光通过光纤传输后注入 RSOA,用于反射和上行数据强度调制(图 1 中下行信号光波长为 λ_1 ,种子光波长为 λ_2)。为了扩展 OFDM-PON 因光调制度低而非常有限的光链路损耗容限(通常只有 12 dB~15 dB),在 ONU 将种子光分光作为

本振光,以实现下行信号光的外差检测。上行则加半导体光放大器(SOA)进行直接检测。为了使种子光和本振光达到足够高的功率,在 OLT 中还采用射频(RF,频率为 f_{RF})正弦波驱动的光相位调制来提高馈线光纤的受激布里渊散射门限。上、下行的调制信号都是 OFDM 电信号,由 32~64 个子载波组成。上行基带数据对子载波的调制方式为二进制相移键控(BPSK)、正交相移键控(QPSK)和多进制正交幅度调制(MQAM)($M=8\sim 16$)。图 1 中 OS 为光分路器,AWG 为任意波形发生器,EDFA 为掺铒光纤放大器, P_{in} , P_{out} , P_r 分别代表 RSOA 的入射光功率、反射光功率和接收光功率。

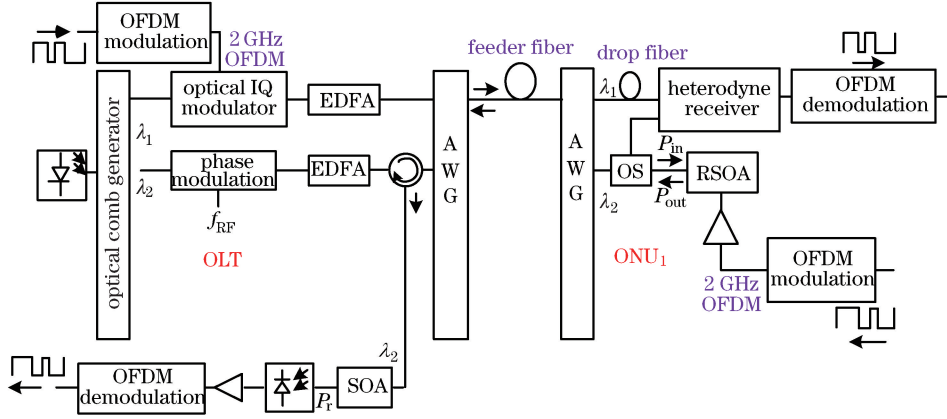


图 1 单纤双向的 OFDM-PON 系统框图

Fig. 1 OFDM-PON system diagram with single fiber bidirectional transmission

图 2 为 RSOA 的光强调制示意图。图中 QAM 为正交幅度调制原始数据,包含 $m/2$ 个符号 $X_0, \dots, X_{m/2-1}$, QAM^* 为原始数据的 $m/2$ 个镜像共轭符号,它们构成了离散逆傅里叶变换(IFFT)的 m 个输入符号 q_0, \dots, q_{m-1} ; add CP 为添加循环前缀;P/S 为并行/串行变换器;DAC 为数模转换器;OBFP 为光带通滤波器; W_G 和 W_U 分别为 OFDM 信号频谱中的保护频带和工作频带。OFDM 电信号对 RSOA 的调制属于双边带光强度调制。由于 RSOA 需要实信号输入,故在产生 OFDM 信号时若使用的 IFFT 点数为 64,则利用 32 点承载原始数据,另外 32 点承载原始数据的共轭值。鉴于 RSOA 的频带有限,为获得最大的上行通道吞吐量,需对其特性进行理论推导、仿真和实验,以便实现最佳工作参数的选择、啁啾特性的利用及数据的自适应比特加载。

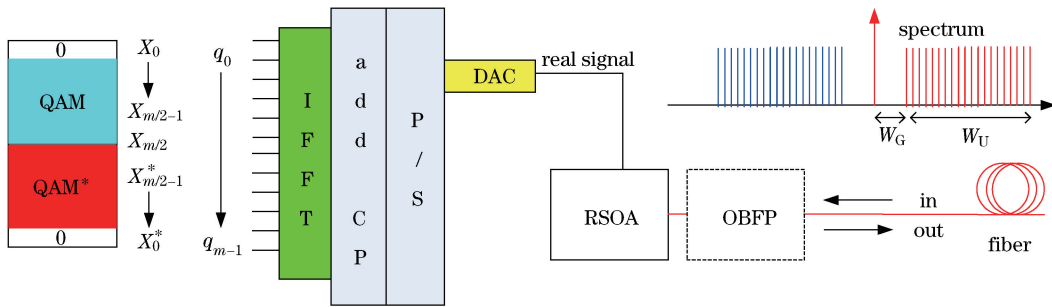


图 2 RSOA 的光强调制示意图

Fig. 2 Schematic diagram for RSOA intensity modulation

3 RSOA 静态增益特性、动态调制特性与啁啾特性分析

3.1 速率方程和传播方程

RSOA 是自发发射主导的 InGaAs 波导型光放大器,其简化原理结构如图 3 所示。增益腔长度为 L ;前端面电场反射系数很小,可以忽略;后端面电场反射系数为 r (通常取 $0.9\sim 0.99$)。连续(CW)光信号在 $z=0$ 处注入,电场幅度为 $A_{in}(T)$,调制后反向输出的电场为 $A_{out}(T)$,相应的光功率为 $P_{in}(T)$ 和 $P_{out}(T)$ 。输入电流 $I(T)$ 为直流偏置电流 I_b 与信号电流 $i(T)$ 之和。 $T=t-z/v_g$ 为相对于移动波群的时间,其中 t, z 和

v_g 分别为时间、传输距离和群速度。

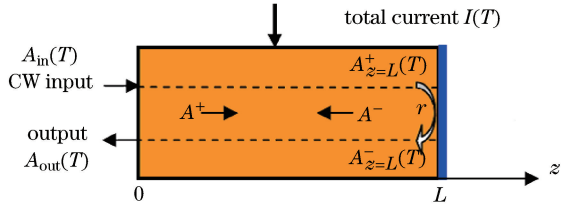


图 3 RSOA 的原理结构

Fig. 3 Principle structure of RSOA

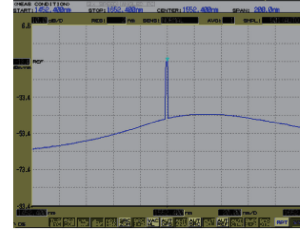


图 4 ASE 背景下的相干光注入

Fig. 4 Coherent light injection on ASE background

若后端反射系数也小到可以忽略,则 RSOA 可视为 SOA。SOA 主要应用于波长变换和高速光逻辑方面^[9-11],通常关注 SOA 的光-光(O-O)响应特性,例如在超短(皮秒级)强光脉冲作用下的内部物理过程(增益饱和和载流子密度恢复时间等)。自 WDM-PON 出现后,才将 RSOA 作为光调制器加以研究。WDM-PON 的调制信号是基带二电平脉冲,通常关心的是增益饱和和导致的消光比和眼图的变化,而在 OFDM-PON 中情况有所不同,由于 OFDM 信号是多频连续信号,故更加关注的是 RSOA 的频率响应和非线性失真。本文着重推导在 CW 光入射条件下 RSOA 的电-光(E-O)传递函数公式,对非线性失真则另文讨论。

研究 RSOA 的相干光注入和反射过程时,由于相干光光谱比 ASE 光谱强 30 dB 以上(如图 4 所示),故可以建立一个窄带模型,即在相干光的线宽范围内忽略 ASE 的作用。另外,在吉赫兹级及以下频率范围电驱动的条件下,RSOA 内部的超快非线性现象,诸如载流子加热、频谱烧孔、双光子吸收和超快非线性折射等都可以忽略,于是载流子密度的速率方程^[12-13]可以大大简化。参考文献[14]把光波电场复包络定义为

$$A(z, T) = \sqrt{P(z, T)} \exp[j\phi(z, T)], \quad (1)$$

式中 $P(z, T)$ 和 $\phi(z, T)$ 分别为光功率和相位。光信号通过 RSOA 传播的速率方程、功率传播方程和相位传播方程可表示为

$$\frac{\partial g(z, T)}{\partial T} = \frac{g_0(T) - g(z, T)}{\tau_c} - \frac{g(z, T)}{E_{\text{sat}}} [P^+(z, T) + P^-(z, T)], \quad (2)$$

$$\pm \frac{\partial P^\pm(z, T)}{\partial z} = [g(z, T) - \alpha_{\text{int}}] P^\pm(z, T), \quad (3)$$

$$\frac{\partial \phi(z, T)}{\partial z} = -\alpha g(z, T), \quad (4)$$

式中 $P^+(z, T)$ 和 $P^-(z, T)$ 分别为正向和反向传播的光功率; E_{sat} 为饱和能量; α_{int} 为腔内损耗系数; α 为线宽增强因子; $g(z, T)$ 为单位长度光增益,表达式为

$$g(z, T) = \Gamma a [n(z, T) - n_0], \quad (5)$$

式中 $n(z, T)$ 为载流子密度, n_0 为透明载流子密度, Γ 为光学限制因子, a 为微分增益, $g_0(T)$ 为小信号增益,表达式为

$$g_0(T) = \Gamma a n_0 \left[\frac{I(T)}{I_0} - 1 \right], \quad (6)$$

式中 $I(T)$ 为总注入电流; I_0 为与 n_0 对应的注入电流。 τ_c 为载流子寿命,利用载流子复合速率 $R(n)$ 将其定义为^[11]

$$\tau_c = n/R(n) = [A_{\text{rad}} + A_{\text{nrad}} + (B_{\text{rad}} + B_{\text{nrad}})n + C_{\text{aug}}n^2]^{-1} \quad (7)$$

式中 $A_{\text{rad}}, A_{\text{nrad}}$ 分别为线性辐射和无辐射复合系数; $B_{\text{rad}}, B_{\text{nrad}}$ 分别为双分子辐射和无辐射复合系数; C_{aug} 为俄歇过程复合系数,通常有 $A_{\text{rad}} + A_{\text{nrad}} \gg (B_{\text{rad}} + B_{\text{nrad}})n \gg C_{\text{aug}}n^2$,故简化地认为 τ_c 是不依赖于载流子密度的常数。

对整个腔长(从 $z=0$ 到 $z=L$)积分,定义 $h(T) = \int_0^L [g(z, T) - \alpha_{\text{int}}] dz$ 表示单向总光增益。在忽略 α_{int} 并计及 RSOA 的终端反射的前提下,RSOA 方程组可简化为

$$\frac{dh(T)}{dT} = \frac{g_0(T)L - h(T)}{\tau_c} - \frac{P^+(0, T)}{E_{\text{sat}}} \{r \exp[2h(T)] + (1-r) \exp[h(T)] - 1\}, \quad (8)$$

$$P^-(0, T) = rP^+(0, T) \exp[2h(T)], \quad (9)$$

$$\phi^-(0, T) = \phi^+(0, T) - ah(T), \quad (10)$$

式中 $\phi^+(0, T)$ 和 $\phi^-(0, T)$ 分别表示正向和反向相位。

3.2 静态光增益电流特性

设驱动电流为偏置电流与信号电流之和, 即 $I(T) = I_b + i(T)$, 输入光功率不含交流成分, 即 $P^+(0, T) = P_{\text{in}}$, 输出光功率为直流成分与信号成分之和, 即 $P^-(0, T) = P_{\text{out}} + p_{\text{out}}(T)$, 利用上述关系可建立非线性微分方程, 即

$$\begin{aligned} \frac{dh(T)}{dT} = \Gamma a L \left[\frac{I_b + i(T)}{eV_a} - \frac{n_0}{\tau_c} \right] - \frac{1}{2\tau_c} \ln \left[\frac{P_{\text{out}} + p_{\text{out}}(T)}{rP_{\text{in}}} \right] - \\ \frac{P_{\text{in}}}{E_{\text{sat}}} \left[\frac{P_{\text{out}} + p_{\text{out}}(T)}{P_{\text{in}}} + \frac{1-r}{\sqrt{r}} \sqrt{\frac{P_{\text{out}} + p_{\text{out}}(T)}{P_{\text{in}}}} - 1 \right], \end{aligned} \quad (11)$$

式中 e 为电子电荷, V_a 为有源区体积。

当 $i(T) = 0$ 时, RSOA 处于稳态, $dh(T)/dT = 0$, $p_{\text{out}}(T) = 0$, 于是有

$$0 = \Gamma a L \left(\frac{I_b}{eV_a} - \frac{n_0}{\tau_c} \right) - \frac{1}{2\tau_c} \ln \left(\frac{P_{\text{out}}}{rP_{\text{in}}} \right) - \frac{P_{\text{in}}}{E_{\text{sat}}} \left(\frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} + \frac{1-r}{\sqrt{r}} \sqrt{\frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}}} - 1 \right). \quad (12)$$

令 RSOA 的静态光增益为 $G_{\text{RSOA}} = P_{\text{out}}/P_{\text{in}}$, 由(12)式可得 RSOA 的光增益电流特性为

$$\ln G_{\text{RSOA}} = \frac{2\Gamma a L \tau_c}{eV_a} \left(I_b - \frac{eV_a n_0}{\tau_c} \right) - \frac{2P_{\text{in}} \tau_c}{E_{\text{sat}}} \left(G_{\text{RSOA}} + \frac{1-r}{\sqrt{r}} \sqrt{G_{\text{RSOA}}} - 1 \right) + \ln r. \quad (13)$$

以上分析表明, RSOA 的静态光增益随偏置电流的增大而增大, 并逐渐趋于饱和。入射光功率越大则饱和光增益越小。对某种商用 RSOA 的静态光增益电流特性进行了测量, 结果如图 5 所示。对于给定的入射光功率, 光增益随偏置电流的上升而增大, 逐渐趋于饱和; 对给定的偏置电流, 随着入射光功率的增加, 饱和光增益降低, 这与理论分析一致。

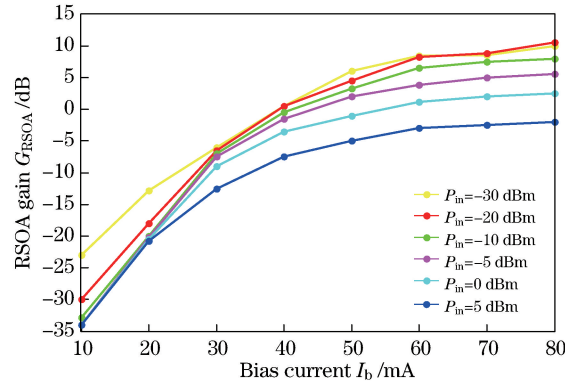


图 5 RSOA 的实测光增益电流特性

Fig. 5 Measured optical gain current characteristics of RSOA

3.3 动态电光调制特性

将(11)式和(12)式相减, 可得在 $P_{\text{out}} \gg p_{\text{out}}(T)$ 微扰条件下的动态微分方程, 即

$$\frac{dh(T)}{dT} = \frac{\Gamma a L}{eV_a} i(T) - \frac{1}{2\tau_c} \frac{p_{\text{out}}(T)}{P_{\text{out}}} - \frac{P_{\text{out}}}{E_{\text{sat}}} \left[\frac{p_{\text{out}}(T)}{P_{\text{out}}} + \frac{1-r}{2\sqrt{rG_{\text{RSOA}}}} \frac{p_{\text{out}}(T)}{P_{\text{out}}} \right]. \quad (14)$$

由(9)式解出 $h(T)$, 对其求时间导数得 $\frac{dh(T)}{dT} = \frac{1}{2} \frac{1}{P_{\text{out}} + p_{\text{out}}(T)} \frac{dp_{\text{out}}(T)}{dT}$, 再与(14)式联立, 得 RSOA 的输出光功率与驱动信号电流的关系式, 即电光调制特性方程:

$$\frac{dp_{\text{out}}(T)}{dT} + \left[\frac{1}{\tau_c P_{\text{out}}} + \frac{1}{E_{\text{sat}}} \left(2 + \frac{1-r}{\sqrt{r} G_{\text{RSOA}}} \right) \right] p_{\text{out}}(T) [P_{\text{out}} + p_{\text{out}}(T)] = \frac{2\Gamma a L}{eV_a} i(T) [P_{\text{out}} + p_{\text{out}}(T)]. \quad (15)$$

该方程的线性部分在 $P_{\text{out}} + p_{\text{out}}(T) \approx P_{\text{out}}$ 微扰条件下表现为

$$\frac{dp_{\text{out}}(T)}{dT} + \left[\frac{1}{\tau_c} + \frac{P_{\text{out}}}{E_{\text{sat}}} \left(2 + \frac{1-r}{\sqrt{r} G_{\text{RSOA}}} \right) \right] p_{\text{out}}(T) = \frac{2\Gamma a L P_{\text{out}}}{eV_a} i(T). \quad (16)$$

令 $i(T) = I \exp(j2\pi fT)$, 将 $p_{\text{out}}(T) = H(f) I \exp(j2\pi fT)$ 代入(16)式可得 RSOA 的 E-O 传递函数

$$H(f) = \frac{C_1}{2\pi(f_c + jf)}, \quad (17)$$

式中 $C_1 = 2\Gamma a L P_{\text{out}} / (eV_a)$, f 为频率, f_c 为 3 dB 截止频率, 表示为

$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau_c} \left[1 + \frac{P_{\text{in}}}{P_{\text{sat}}} \left(2G_{\text{RSOA}} + \frac{1-r}{\sqrt{r}} \sqrt{G_{\text{RSOA}}} \right) \right], \quad (18)$$

式中饱和光功率 $P_{\text{sat}} = E_{\text{sat}} / \tau_c$, 它是由光谱振腔截面积、材料微分增益、载流子寿命和光子能量共同决定的器件常数。

以上分析表明, RSOA 的电光调制行为具有低通特性。其 3 dB 截止频率由载流子寿命 τ_c 、入射光功率 P_{in} 和静态光增益 G_{RSOA} 决定。载流子寿命越短, 入射光功率和偏置电流越大, 则 3 dB 截止频率越高; 反之越窄。

3.4 频率啁啾特性

光波相位的时间变化率是光波角频率的偏移量。由(10)、(14)和(16)式得 RSOA 输出光波的频率啁啾量为

$$\Delta\nu_{\text{out}}(T) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi_{\text{out}}(T)}{dT} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi_{\text{in}}(T)}{dT} - \frac{\alpha}{2\pi} \frac{dh(T)}{dT} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi_{\text{in}}(T)}{dT} + \Delta\nu_{\text{chirp}}(T), \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \Delta\nu_{\text{chirp}}(T) &= -\frac{\alpha}{4\pi} \left[\frac{1}{P_{\text{out}}} \frac{dp_{\text{out}}(T)}{dT} \right] = -\frac{\alpha}{4\pi P_{\text{out}}} \frac{d[H(f) I \exp(j2\pi fT)]}{dT} = \\ &= -\frac{\alpha}{4\pi P_{\text{out}}} \frac{jf C_1 I}{f_c + jf} \exp(j2\pi fT). \end{aligned} \quad (20)$$

(19)式中第一项是注入光波的频率啁啾量, 取决于 OLT 中光梳的特性; 第二项是由 RSOA 引起的频率啁啾量, 取决于 RSOA 的线宽增强因子 α (测量结果约等于 5) 和输出光功率的时间变化率, 与 E-O 传递函数有关。

3.5 动态调制特性的仿真与测量

对同一 RSOA 进行动态频率响应的测量, 测量装置如图 6 所示, P_i 、 P_o 分别为环形器的入射光功率和输出光功率。用 RF 网络分析仪产生扫频正弦电流驱动 RSOA, RSOA 的调制光波通过光环形器输出。为保持光接收机线性工作, 利用可调光衰减器将光环形器的输出调节到适当功率电平后加到 PIN 光探测器, 光信号被放大后送回 RF 网络分析仪进行电平测量和显示。RSOA 的偏置电流和入射光功率可调, 图 7 和图 8 分别为不同偏置电流和入射光功率下 RSOA 的频率响应。RSOA 偏置电流减小或入射光功率降低都会引起 RSOA 的 3 dB 带宽变窄。在深度光增益饱和时, RSOA 的 3 dB 带宽最大。图 7 中 RSOA 入射光功率固定为 0 dBm, 当偏置电流由 80 mA 降到 60 mA 和 40 mA 时, RSOA 的 3 dB 带宽由 1.64 GHz 减小为 1.42 GHz 和 895 MHz。图 8 中偏置电流固定为 80 mA, 当 RSOA 入射光功率从 5 dBm 降到 0 dBm, -5 dBm, -10 dBm, 甚至 -20 dBm 时, 对应的 3 dB 带宽分别为 1.55, 1.44, 1.31, 1.28, 1.16 GHz, 与理论分析一致。

4 利用 RSOA 的频率啁啾实现上行频带的光学预均衡

4.1 光带通滤波器预均衡

对 RSOA 的啁啾特性加以利用, 将它与中心波长蓝移的 OBPF 级联, 实现光学预均衡, 可以拓宽传输系统的带宽。实验装置如图 9 所示, RSOA 输出的上行光信号经过光环形器后, 再通过 OBPF。由于电信号

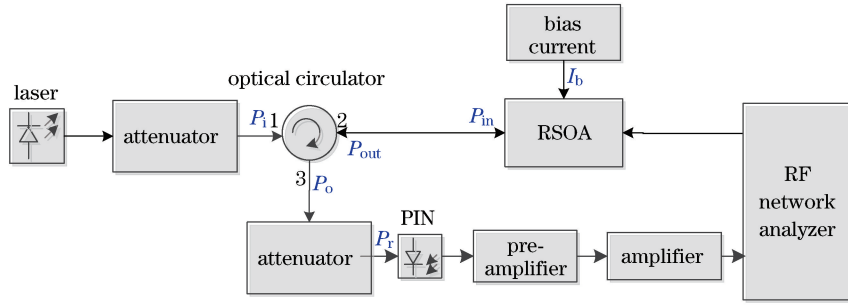


图 6 RSOA 频率响应测量装置图

Fig. 6 Schematic diagram of RSOA frequency response measurement equipment

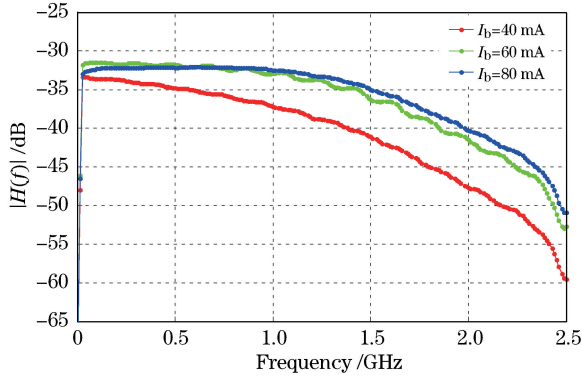


图 7 不同偏置电流时 RSOA 的频率响应 ($P_{in} = 0$ dBm)

Fig. 7 Frequency response of RSOA under different bias currents ($P_{in} = 0$ dBm)

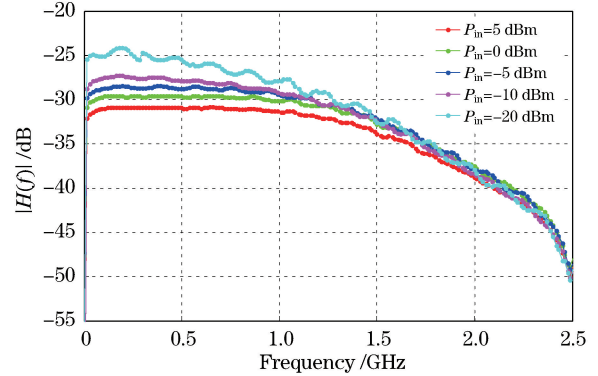


图 8 不同入射光功率 RSOA 的频率响应 ($I_b = 80$ mA)

Fig. 8 Frequency response of RSOA under different incident optical powers ($I_b = 80$ mA)

对 RSOA 光波进行强度调制时光波频率发生啁啾,OBPF 的蓝移失谐(如图 10 所示),使得光波的相位变化转换为强度变化,最终导致接收信号的带宽加宽^[8]。RSOA 与 OBPF 级联后的输出光包络波形变化可表示为^[8]

$$\Delta P_{opt}(t) = x_1 P_{opt}(t) + x_2 \Delta f_{opt} = x_1 e_f i(T) + x_2 e_f \frac{\alpha}{2 P_{opt}} \frac{di(T)}{dt}, \quad (21)$$

式中 e_f 为 RSOA 的电/光效率, x_1 和 x_2 分别为偏移波长处光滤波器的衰减系数和斜率系数, $P_{opt}(t)$ 为光滤波器的输入光功率。但是,如果 Δf_{opt} 是 RSOA 啁啾造成的光频变化,则应等于 $e_f \frac{\alpha}{4\pi P_{opt}} \frac{di(T)}{dt}$, 另外 x_2 取决于光滤波器的类型和偏置量,文献^[8]对此也没有探讨。

图 9 中 P_{in} 为 RSOA 的输入光功率, ν_c 为中心频率, $P_{out}(t)$ 为 OBPF 的输入光功率, ν_0 为中心频率, $P(t)$ 为 OBPF 的输出光功率。图 10 中 ν_0 偏调在 ν_c 高频 $\Delta\nu$ 处,同时 RSOA 产生频率啁啾 $\Delta\nu_{chirp}$, RSOA 的已调光谱的中心落在 OBPF 光频响应的上升斜坡处。

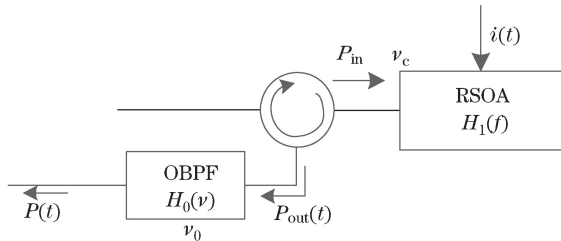


图 9 RSOA 预均衡器框图

Fig. 9 Diagram of RSOA pre-equalizer

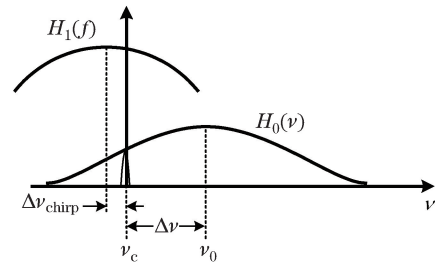


图 10 光滤波器与信号光波的失谐关系

Fig. 10 Detuning between optical filter and signal light

从信号电流 $i(T) = I \exp(j2\pi fT)$ 到信号光功率 $p_{out}(T)$ 的变换因子是 RSOA 的基带传递函数

$H_1(f) = C_1 / (2\pi f_c + j2\pi f)$, 相应的基带冲激响应为 $h_1(T) = C_1 \exp(-2\pi f_c T)$, 其中 $T \geq 0$ 。光波包络变化 $p_{out}(T)$ 的时域表达式为

$$p_{out}(T) = i(T) \otimes h_1(T) = \frac{C_1 I}{2\pi f_c + j2\pi f} \exp(j2\pi f T), \quad (22)$$

考虑啁啾特性之后 RSOA 输出光波波形的时域表达式为

$$p'_{out}(T) = \frac{C_1 I}{2\pi f_c + j2\pi f} \exp(j2\pi f T) \exp[j2\pi(\nu_c + \Delta\nu_{chirp}) T]. \quad (23)$$

常见的 OBPF 的频率响应形状为超高斯型, n 阶超高斯型表达式为 $\exp\{-[(\nu - \nu_0)^2 / 2\sigma^2]^n\}$, 其频率响应如图 11(a) 所示, 图 11(b) 是 3 阶、6 阶高斯频率响应的实测特性。

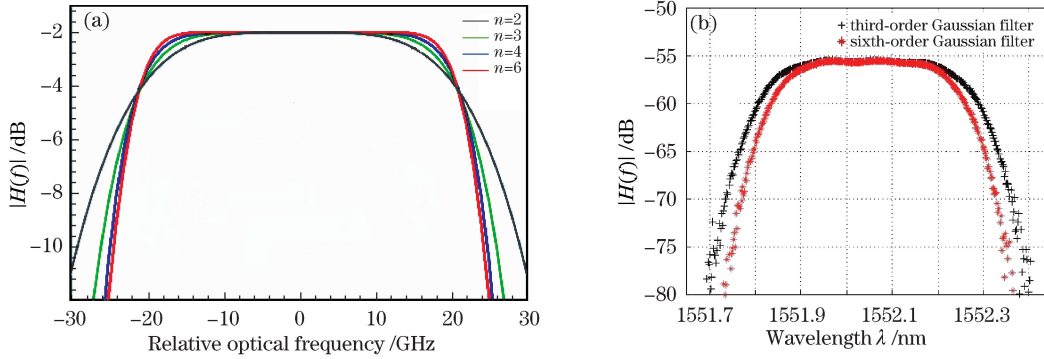


图 11 超高斯型光滤波器的频率响应。(a)理论特性;(b)实测特性

Fig. 11 Optical frequency response of super Gaussian filter. (a) Theoretical characteristic; (b) experimental characteristic

超高斯光频率响应 $H_0(\nu)$ 、滤波器在频偏点的插入损耗 A_i 和边沿斜率 k 分别表示为

$$H_0(\nu) = \exp\left\{-\left[\frac{(\nu - \nu_0)^2}{2\sigma^2}\right]^n\right\}, \quad (24)$$

$$A_i = [H_0(\nu)]_{\nu=\nu_0-\Delta\nu} = \exp\left[-\frac{1}{2^n} \left(\frac{\Delta\nu}{\sigma}\right)^{2n}\right], \quad (25)$$

$$k = \left[\frac{dH_0(\nu)}{d\nu}\right]_{\nu=\nu_0-\Delta\nu} = \frac{n}{2^{n-1}\sigma} \left(\frac{\Delta\nu}{\sigma}\right)^{2n-1} \exp\left[-\frac{1}{2^n} \left(\frac{\Delta\nu}{\sigma}\right)^{2n}\right], \quad (26)$$

式中 σ 为高斯响应的标准偏差。无论 n 取何值, 光滤波器的 4.34 dB 带宽都是 2.828σ , 图 11(a) 是 $\sigma = 15$ GHz 的情况。 A_i 和 k 随 n 而异, 如表 1 所示。

表 1 超高斯光滤波器响应在 3 dB 频偏与标准偏差的比值和响应斜率

Table 1 Ratio of 3 dB frequency offset and standard deviation and slope of super Gaussian optical filter response

n	$\left(\frac{\Delta\nu}{\sigma}\right)_{3\text{ dB}}$	k
1	1.1774	$0.5887/\sigma$
2	1.2904	$1.0743/\sigma$
3	1.3304	$1.5629/\sigma$
4	1.3509	$2.0526/\sigma$
5	1.3633	$2.5418/\sigma$
6	1.3717	$3.0319/\sigma$
7	1.3777	$3.5219/\sigma$
8	1.3822	$4.0125/\sigma$

将 $H_0(\nu)$ 与光波波形表达式(23)式的傅里叶变换相乘, 得到 OBPF 与 RSOA 级联后的合成基带传递函数, 表达式为

$$H(f) = \frac{C_1 I}{2\pi f_c + j2\pi(f - \Delta\nu_{chirp})} \exp\left\{-\left[\frac{(f - \Delta\nu)^2}{2\sigma^2}\right]^n\right\}. \quad (27)$$

将(20)式代入,并将高斯响应部分用频偏点的损耗和边沿斜率表示,可得

$$|H(f)| = \frac{\frac{C_1}{2\pi f_c} \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2 - \frac{\alpha C_1 I}{4\pi P_{out} f_c} \left(\frac{f}{f_c}\right)\right]^2 + 4 \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} (A_t + k \times f). \quad (28)$$

(28)式表明合成基带传递函数与光滤波器的频率偏移量 $\Delta\nu$ 、光滤波器的标准偏差 σ 及阶数 n 有关,这些参量共同决定了光滤波器的边沿斜率,使光滤波器表现出高通性质,因此恰当地选择这些参量可以提高系统带宽。

图 12 为实验测试的光滤波器对输出信号带宽的影响结果,RSOA 输入光功率为 0 dBm,偏置电流为 80 mA,无光滤波器时,测得 3 dB 频率为 1.6 GHz。接入 $n=3$ 的超高斯滤波器时,由于光滤波器给定,为得到不同的光滤波器频率响应斜率,微调频率偏移量 $\Delta\nu$,直至系统频率响应趋于平坦。当 $\Delta\nu=30$ GHz 时,3 dB 频率扩展到了 2.03 GHz,但是此时插入损耗为 9 dB。如果接入 $n=6$ 的超高斯滤波器,当 $\Delta\nu=15$ GHz 时,3 dB 频率可扩展到约 2.03 GHz,此时插入损耗达 15 dB。

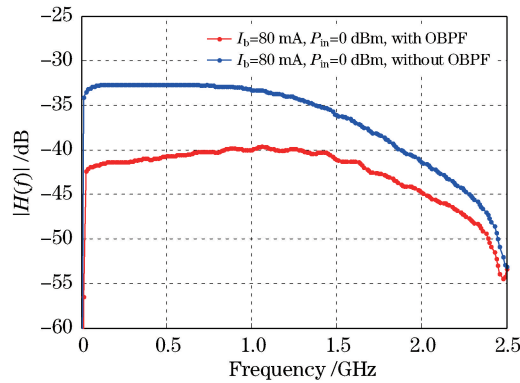


图 12 光滤波器对输出信号带宽的影响

Fig. 12 Influence of optical filter on output signal bandwidth

4.2 OBPF + SOA 均衡放大

光滤波器预均衡的缺陷是插入损耗大,对光链路的功率消耗可达 15 dB 左右,如果不加以克服,则实用性很低(特别是对 OFDM 信号调制的光链路)。

虽然 RSOA 的 E-O 传递函数具有低通特性,但 SOA 的 O-O 传递函数却呈现高通特性。如果将两者级联起来,则总的 E-O-O 响应有可能趋于平坦,达到链路均衡的效果,且 SOA 的增益可以补偿预均衡光滤波器的插入损耗。SOA 的光增益特性可表示为^[15]

$$X(f) = G_{CW} \frac{1 + \frac{\ln(G_0/G_{CW})}{G_{CW} - 1} - j2\pi f\tau_c}{1 + G_{CW} \frac{\ln(G_0/G_{CW})}{G_{CW} - 1} - j2\pi f\tau_c}, \quad (29)$$

式中 G_{CW} 为 SOA 的静态增益, G_0 为不饱和增益。 G_{CW} 和 G_0 可表示为

$$G_{CW} = G_0 \exp[-(G_{CW} - 1)P_{in}/P_{sat}], \quad (30)$$

$$G_0 = \exp(g_0 L). \quad (31)$$

图 13 为 SOA、OBPF 和 RSOA 级联的上行光链路实验装置示意图。某一商用 SOA 的光增益特性的实测结果如图 14 所示,可以看出 P_{in} 越大,则 SOA 的 O-O 增益的高通特性越明显。光链路的 E-O-O 传递函数特性的实测结果如图 15 所示,实验中 RSOA 的偏置电流设置为 80 mA,入射功率为 0 dBm,SOA 的偏置电流为 70 mA,入射功率分别设定在 -10 dBm, -15 dBm, -20 dBm。接入 $n=3$ 的超高斯滤波器,微调频率偏移量 $\Delta\nu$,当 $\Delta\nu=30$ GHz 时,系统频率响应趋于平坦,对应的 3 dB 带宽分别扩展到了 2.27, 2.18, 2.11 GHz。

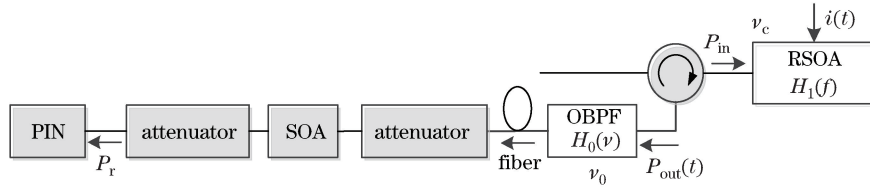


图 13 SOA、OBPF 与 RSOA 级联实验装置图

Fig. 13 SOA, OBPF and RSOA cascaded experimental setup

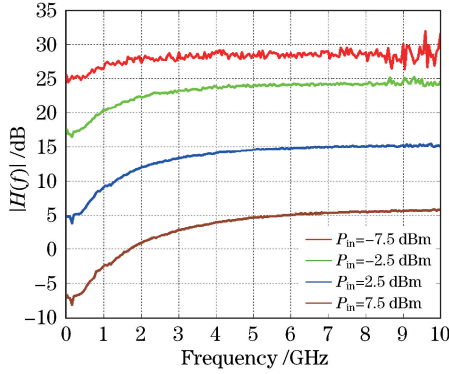


图 14 SOA O-O 传递函数特性

Fig. 14 O-O transfer function characteristic of SOA

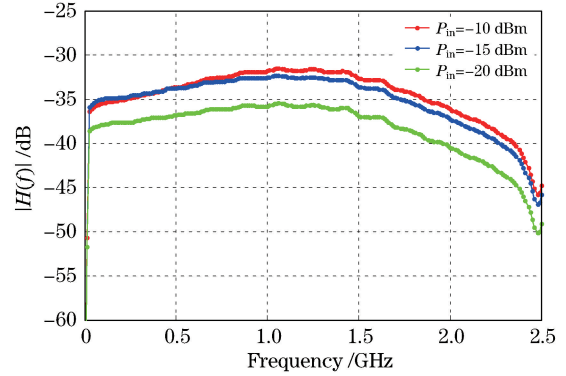


图 15 SOA 入射光功率对链路带宽的影响

Fig. 15 Influence of SOA incident optical power on link bandwidth

5 OFDM 信号的自适应比特加载

自适应比特加载技术又称为自适应星座图 OFDM 调制技术,它是根据一个子载波信道的信噪比,把可传输的、尽可能多的信息调制到该子载波上。根据香农信息论,对于理想的加性白噪声信道,单位带宽 B 内的信道容量 C 直接关联于该信道的信噪比,因此信噪比高的信道应当传输多的比特数,即采用星座点多的调制格式;反之信噪比低的信道应当传输少的比特数,即采用星座点少的调制格式。

$$\frac{C}{B} = \text{lb}\left(1 + \frac{S}{N}\right), \quad (32)$$

式中 S/N 代表信号与噪声的比值。考虑实际的信道性能后第 i 个子载波携带的比特数 $b(i)$ 满足^[16]

$$b(i) = \text{lb}\left[1 + \frac{R_{\text{SN}}(i)}{\epsilon + \gamma_{\text{margin}}}\right], \quad (33)$$

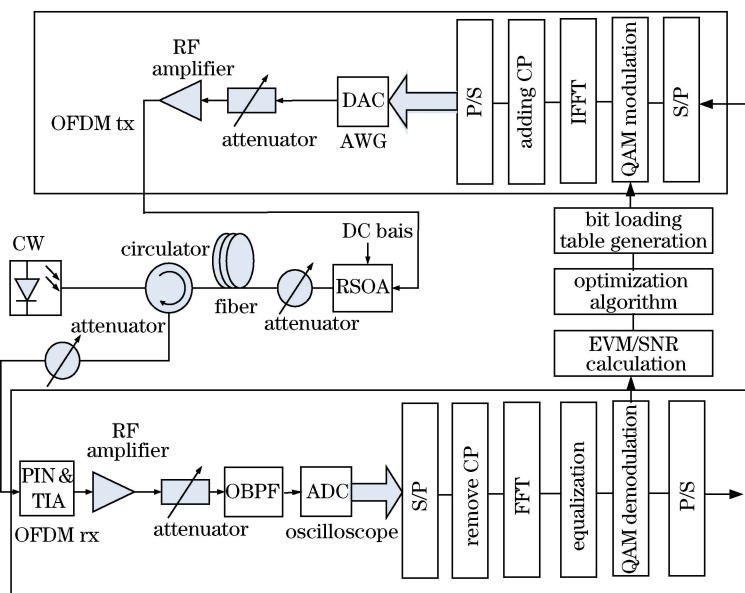
式中 $R_{\text{SN}}(i)$ 为第 i 个子载波信道的信噪比, ϵ 为满足给定误码率(BER, R_{BE})时特定调制格式所需要的信噪比与香农极限的差距, γ_{margin} 为预留的系统裕量。

要实现自适应比特加载需建立一个信噪比测试机制,通常由 OLT 的 OFDM 信号发送端发送一定的测试数据序列(Probe),以可靠的方式(低的调制格式)调制子载波,ONU 把检测到的该测试序列重发给 OLT,后者对接收到的测试序列进行测量和统计,得到 $R_{\text{SN}}(i)$,从而根据(33)式可确定该子载波的调制格式,并通知 ONU。Probe 的产生和测量、 $b(i)$ 的计算和数据到子载波的映射都是 OLT 中数字信号处理模块的任务,并可用智能软件来控制。

利用自编的自适应比特加载软件,对基于 RSOA 的 OFDM-PON 上行通道进行了自适应 OFDM 传输实验。系统实验框图如图 16 所示,它由 OFDM 发射端、OFDM 接收端、基于中心化注入强度调制 RSOA 和直接检测 PIN 的光路组成(没有使用 SOA)。

ONU 发送的 OFDM 信号占据 2 GHz 带宽,包含 64 个子载波。OLT 接收到的 OFDM 信号频谱如图 17 所示,可见由于 RSOA 的频率响应不平坦,高端 1.8 GHz 的输出电平比低端下降了近 12 dB。

实验主要观察了在不同链路损耗条件下,不同频率子载波信道的调制格式的自适应调整情况。由于没有双向光路形成闭环,调整不是动态的,而是非实时的。通过 Matlab 软件生成 OFDM 符号帧,加到 AWG



DC: direct current; EVM: error vector magnitude; TIA: trans-impedance amplifier; FFT: fast Fourier transformation; IFFT: inverse fast Fourier transformation; tx: transmitter; rx: receiver

图 16 OFDM-PON 上行传输实验系统框图

Fig. 16 Schematic of OFDM-PON uplink experimental system

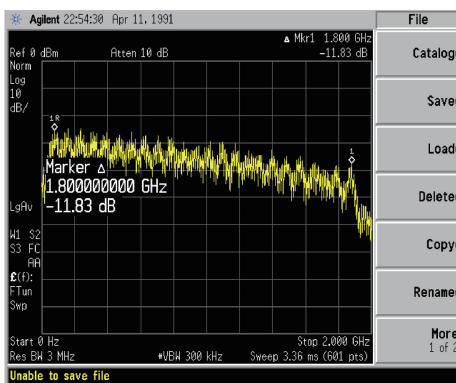


图 17 OLT 接收的 OFDM 信号频谱

Fig. 17 OFDM signal spectrum received by OLT

上成为 OFDM 信号。经过 RSOA 光路和 PIN 探测后由数字取样示波器把模拟电信号转换为数据,再用 Matlab 软件处理,完成 OFDM 符号的解调。发送端发出的基带数据中含有图案已知的 Probe,接收端解出探测数据矢量,通过计算误差矢量幅度(EVM)求出子载波频道的 SNR 和 BER,最后通过速率优化算法给出 BER 为 10^{-3} 的子频道的调制比特数(可预设较大比特数,一旦发现 BER 超标,就下调比特数)。当 RSOA 入射光功率为 0 dBm,偏置电流为 80 mA 时,实验结果如图 18 所示。接收光功率 P_r 大于 -9 dBm 时,低端子载波可以用 16QAM 调制格式。当接收光功率 P_r 小于 -12 dBm 时,所有子载波只能用 8QAM 以下的调制格式。当接收光功率低于 -6 dBm 时,由于信号功率小,RSOA 非线性所造成的子载波之间的组合二阶互调干扰(低频处最大)表现出来,故低频子载波频道容许的调制格式反而比中频子载波频道低。

不同频率子载波的误码率如图 19 所示。图上方子载波编号为 0,1,2,⋯,63,对应的图下方子载波频率为 0, 1×31.25 , 2×31.25 , ⋯, 63×31.25 MHz。可以看到,子载波误码率点分布在 $10^{-4} \sim 10^{-3}$ 范围内,部分子载波无误码率点,是因为该子载波上没有调制数据比特。

在 10 dBm 的 OFDM 信号驱动下,测得基于 RSOA 的光 OFDM 传输系统的上行吞吐量相对于接收光功率的粗速率(包含探测数据帧)曲线与净速率(不包含探测数据帧)曲线,如图 20 所示,可以看出基于 RSOA 的光 OFDM 系统的接收光功率增大时,系统上行吞吐量增大,粗速率可以达到 4.5 Gb/s。

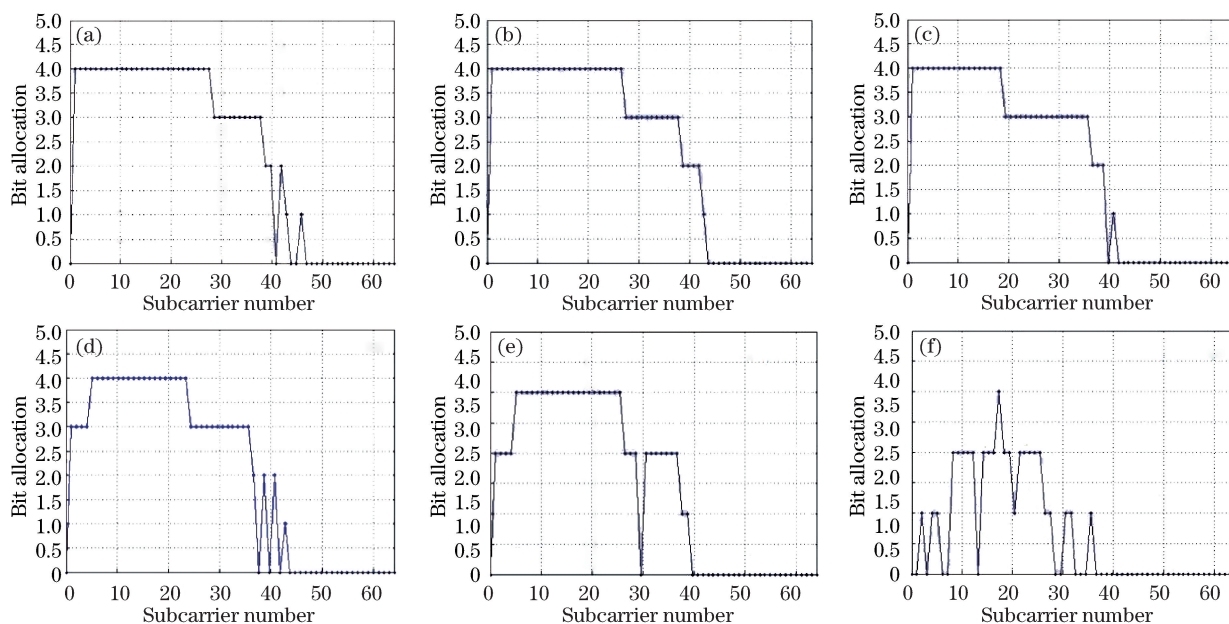


图 18 不同接收光功率条件下自适应比特加载情况。(a) $P_r=0$ dBm; (b) $P_r=-3$ dBm; (c) $P_r=-6$ dBm; (d) $P_r=-9$ dBm; (e) $P_r=-12$ dBm; (f) $P_r=-15$ dBm

Fig. 18 Adaptive bit loading under different received optical power conditions. (a) $P_r=0$ dBm; (b) $P_r=-3$ dBm; (c) $P_r=-6$ dBm; (d) $P_r=-9$ dBm; (e) $P_r=-12$ dBm; (f) $P_r=-15$ dBm

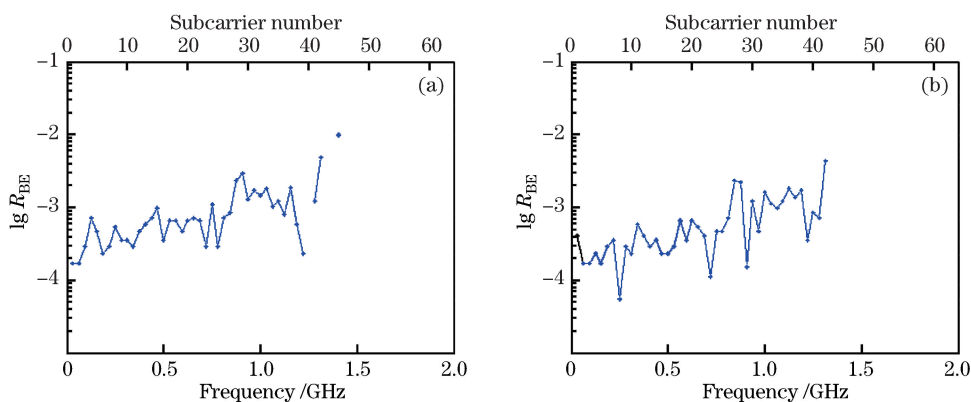


图 19 子载波的误码率情况。(a) 0 dBm 光接收时的误码率; (b) -6 dBm 光接收时的误码率
Fig. 19 Bit error rate of subcarrier channel. (a) BER of $P_r=0$ dBm; (b) BER of $P_r=-6$ dBm

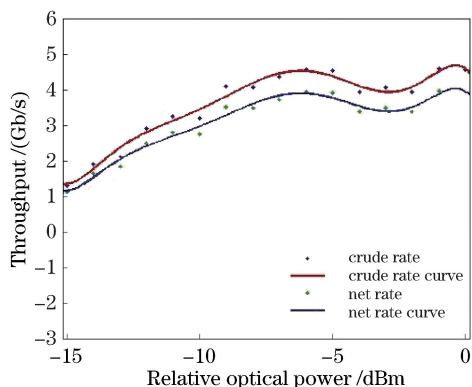


图 20 接收光功率与吞吐量的关系图

Fig. 20 Throughput curves with different received optical powers

如果不采用自适应比特加载,所有子载波都采用相同的调制格式,会出现如下情况:以 $P_{in} = -6$ dBm

为例,若强行采用 16QAM(每频道 4 bit),则只有低端 18 个频道可用(BER 小于 10^{-3}),于是吞吐量只能达到 $18 \times 2 \text{ Gb/s} \div 64 \times 4 = 2.250 \text{ Gb/s}$;若采用 8QAM(每频道 3 bit),则有低中端 35 个频道可用,吞吐量只能达到 $35 \times 2 \text{ Gb/s} \div 64 \times 3 = 3.281 \text{ Gb/s}$;若采用 QPSK(每频道 2 bit),虽有 38 个频道可用,吞吐量也只能达到 $38 \times 2 \text{ Gb/s} \div 64 \times 2 = 2.375 \text{ Gb/s}$;若采用相移键控法(PSK)(每频道 1 bit),虽有 39 个频道可用,但吞吐量仅有 $39 \times 2 \text{ Gb/s} \div 64 \times 1 = 1.219 \text{ Gb/s}$ 。由此可看出自适应比特加载的优越性。

当接收光功率为 -6 dBm 时,基于 RSOA 的 OFDM 系统上行子载波上的 QPSK、8QAM、16QAM 星座图分别如图 21(a)、(b)、(c)所示。

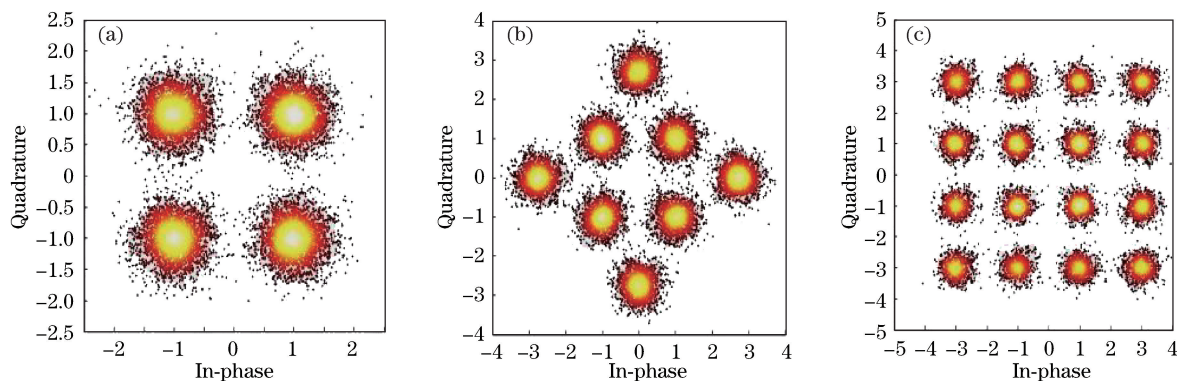


图 21 不同调制格式对应的 -6 dBm 接收光功率时的 OFDM 系统星座图。(a) QPSK; (b) 8QAM; (c) 16QAM

Fig. 21 OFDM constellations when $P_r = -6 \text{ dBm}$ with different modulation formats. (a) QPSK; (b) 8QAM; (c) 16QAM

本实验证明了对 OFDM 子载波的自适应比特加载可以在 RSOA 通道频率响应不平坦的实际条件下保证 OFDM-PON 上行传输容量每 ONU 达到 4 Gb/s 以上。

6 结 论

对基于中心化注入 RSOA 的 OFDM-PON 上行物理通道的数据吞吐量相关问题进行了研究。对 RSOA 建立了相干光窄带数学模型,包括载流子速率方程和光波传播方程,并在信号微扰条件下建立了动态电光调制方程。以此为基础,获得了如下结果:

1) 得到了 RSOA 的静态光增益电流特性的显式。对于光增益饱和特性有了定量的表述,适用于 RSOA 工作点的选择和设定。

2) 得到了 RSOA 动态电光调制特性的显式。表明 RSOA 的频率响应具有低通特性,其 3 dB 截止频率随入射光功率和偏置电流的增加而上升,实测的结果与理论预期基本一致。

3) 得到了 RSOA 光频啁啾特性的显式。采用光带通滤波器与 RSOA 级联,再加 SOA 前置放大。理论和实验证明了上行光路频率响应的扩展。选用恰当的超高斯型 OBPF 边沿斜率和频率上偏移量以及 SOA 入射光功率,可将上行带宽从约 1.5 GHz 扩展到约 2.2 GHz 。

4) 实验探索了自适应比特加载对基于 RSOA 的 OFDM-PON 上行吞吐量的改进效果,证明了每个 ONU 的上行吞吐量可以达到 4 Gb/s 。

以上成果结合多波长的应用,为 $100/40 \text{ Gb/s}$ OFDM-PON 上行物理层的设计提供了依据。

参 考 文 献

- 1 Wang Yimeng, Li Wei, Han Jilong, *et al.* Upstream data transmission based on wavelet packet transform coding in passive optical network[J]. Chinese J Lasers, 2014, 41(6): 0605001.
王艺蒙, 李蔚, 韩纪龙, 等. 基于小波包变换码的新型无源光网络上行信号复用和传输方法[J]. 中国激光, 2014, 41(6): 0605001.
- 2 Yao Haitao, Li Wei, Han Jilong, *et al.* Upstream data transmission in passive optical networks based on orthogonal waveform multiplexing technology[J]. Chinese J Lasers, 2014, 41(8): 0805006.
姚海涛, 李蔚, 韩纪龙, 等. 基于正交波形复用技术的无源光网络上行信号传输方法[J]. 中国激光, 2014, 41(8):

0805006.

- 3 Qian D Y, Hu J Q, Yu J J, *et al.* Experimental demonstration of a novel OFDM-A based 10 Gb/s PON architecture[C]. 33rd European Conference and Exhibition of Optical Communication, 2007: 1-2.
- 4 Huang M F, Yu J J, Qian D Y, *et al.* Lightwave centralized WDM-OFDM-PON network employing cost-effective directly modulated laser[C]. Optical Fiber Communication Conference, 2009, OMV: OMV5.
- 5 Qian D Y, Cvijetic N, Hu J Q, *et al.* 108 Gb/s OFDMA-PON with polarization multiplexing and direct detection[J]. Journal of Lightwave Technology, 2010, 28(4): 484-493.
- 6 Lee W, Park M Y, Cho S H, *et al.* Bidirectional WDM-PON based on gain-saturated reflective semiconductor optical amplifiers[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2005, 17(11): 2460-2462.
- 7 Lin R J. Next generation PON in emerging networks[C]. Optical Fiber communication/National Fiber Optic Engineers Conference, 2008, OWH: OWH1.
- 8 Papagiannakis I, Omella M, Klonidis D, *et al.* Investigation of 10-Gb/s RSOA-based upstream transmission in WDM-PONs utilizing optical filtering and electronic equalization[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2008, 20(24): 2168-2170.
- 9 Wu Yue, Huo Li, Lou Caiyun. 100-GHz and 200-GHz all-optical clock recovery based on F-P cavity and SOA[J]. Acta Optica Sinica, 2015, 35(8): 0806004.
武 岳, 霍 力, 娄采云. 基于 F-P 腔和 SOA 100 GHz 及 200 GHz 全光时钟恢复[J]. 光学学报, 2015, 35(8): 0806004.
- 10 Lu Jia, Hu Yuanyuan, Liu Jianfei, *et al.* All-optical wavelength conversion based on SOA in parallel dual-pump for polarization multiplexing OFDM signal in SOA[J]. Chinese J Lasers, 2015, 42(2): 0205005.
卢 嘉, 胡园园, 刘剑飞, 等. 基于 SOA 的平行双抽运结构偏振复用 OFDM 信号的全光波长变换[J]. 中国激光, 2015, 42(2): 0205005.
- 11 Dong Yi, Zhao Shanghong, Li Yongjun, *et al.* Wavelength-shift-free optical regeneration on satellite using cascading SOA with two-stage offset filter[J]. Acta Optica Sinica, 2015, 35(5): 0506008.
董 毅, 赵尚弘, 李勇军, 等. 基于级联 SOA 结合两级偏移滤波的波长保持型星上全光再生方案[J]. 光学学报, 2015, 35(5): 0506008.
- 12 Tang J M, Shore K A. Strong picosecond optical pulse propagation in semiconductor optical amplifiers at transparency [J]. IEEE Journal of Quantum Electronics, 1998, 34(7): 1263-1269.
- 13 Wei J L, Hamié A, Gidding R P, *et al.* Adaptively modulated optical OFDM modems utilizing RSOAs as intensity modulators in IMDD SMF transmission systems[J]. Optics Express, 2010, 18(8): 8556-8573.
- 14 Agrawal G P, Olsson N A. Self-phase modulation and spectral broadening of optical pulses in semiconductor laser amplifiers[J]. IEEE Journal of Quantum Electronics, 1989, 25(11): 2297-2306.
- 15 Sato K, Toba H. Reduction of mode partition noise by using semiconductor optical amplifiers [C]. IEEE 17th International Semiconductor Laser Conference, 2000: 73-74.
- 16 Duong T N, Genay N, Ouzzif M, *et al.* Adaptive loading algorithm implemented in AMOOFDM for NG-PON system integrating cost-effective and low-bandwidth optical devices[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2009, 21(12): 790-792.