

基于注入半导体激光器的微波副载波相位调制信号产生*

吴波^{1)†} 于晋龙¹⁾ 王文睿¹⁾ 韩丙辰²⁾ 郭精忠¹⁾ 罗俊¹⁾ 王菊¹⁾
 张晓媛¹⁾ 刘毅¹⁾ 杨恩泽¹⁾

1) (天津大学电子信息工程学院光纤通信实验室, 天津 300072)

2) (山西大同大学物理与电子科学学院, 大同 037009)

(2010年12月21日收到; 2011年6月9日收到修改稿)

光载无线技术是解决终端超宽带无线通信的重要方法, 光信号与微波/毫米波信号的融合处理技术在光-无线的数据格式转换中至关重要. 提出了一种基于相位调制信号光注入 Fabry-Perot 型半导体激光器实现微波副载波相位调制信号产生的方法. 光学注入半导体激光器的输出光场会产生一周期 (P1) 振荡效应, P1 振荡产生的边带实现了相位调制信号光的调制分量的放大, 被放大的调制分量与注入光载波在激光器腔内拍频形成微波副载波. 注入光相位的变化导致新产生的微波副载波相位变化, 实现了注入信号光相位信息转化为微波副载波相位信息. 本系统完成 1.3 Gb/s, 2.7 Gb/s, 2 Gb/s 光相位调制信号到微波副载波相位调制信号的转换, 并测量了微波的单边带相位噪声. 通过光电转换和电域混频将还原出的光基带信号与原信号进行逻辑对比, 证明了数据信息转换的正确性.

关键词: 光载无线, 注入锁定, 一周期振荡, 副载波相位调制信号

PACS: 42.50.Md

1 引言

随着用户对信息带宽的需求增加, 能够承载大容量、远距离接入的光纤通信获得了空前的发展. 无线接入以其灵活、无处不在的方式成为用户终端最具潜力的接入方式. 光载无线 (RoF) 技术融合了光纤通信和无线接入的优点, 成为面向超宽带无线接入方式的一种颇具发展前景的技术方向. 相位调制的格式是无线接入中一种常用的调制格式, 光网络中传送的通常是数据基带信号, 用于无线接入时需要将数据基带信号上变频到微波/毫米波相位调制信号, 与光载波相比, 通常将高频的微波和毫米波称为副载波信号. 本文提出了一种基于光相位调制信号注入半导体 Fabry-Perot 型激光

器 (FP-LD) 的产生微波副载波相位调制信号的方法, 根据光学注入的 FP-LD 的输出光场的一周期振荡效应, 实现了光相位信号 — 微波副载波相位调制信号的转换, 该实验方案研究了光相位变化转换成微波相位变化的原理, 系统利用一个 FP-LD 和光相位调制信号两个核心元素实现了适用于无线接入的 RoF 信号产生, 为光-无线混合接入方式提供一种可参考的系统方法.

2 原理与理论分析

外部光注入半导体激光器的系统构成一个非线性动力学系统 (NDS), 相关的理论和应用已被用于光纤通信或保密通信^[1-3]. 激光器的输出光

* 国家自然科学基金重点项目 (批准号: 60736035)、国家自然科学基金 (批准号: 60977053) 和国家重点基础研究发展计划 (973 项目) (批准号: 2010CB327603) 资助的课题.

† E-mail: wubo314ww@126.com

场在不同的注入参数下会呈现自由振荡、稳定锁定、一周期振荡、二周期振荡、多周期振荡和混沌态 [4]; 决定输出光场处于哪种状态的参数主要有两个: 归一化注入光强度 $\eta = k_c \sqrt{\frac{P_{\text{master}}}{P_{\text{slave}}}}$ 和外激光器 (主激光器) 与半导体激光器 (从激光器) 的光频率失谐量 $\Delta f = f_{\text{master}} - f_{\text{slave}}$ [5]; 其中, 耦合系数 $k_c = \frac{1-R}{\sqrt{R}}$, 表示外注入光耦合进激光器谐振腔的有效功率比, R 为腔面反射率, $P_{\text{master}}, P_{\text{slave}}$ 分别为注入光功率和半导体激光器自由振荡的功率, $f_{\text{master}}, f_{\text{slave}}$ 分别为主光光频率和从光光频率. 随着 η 和 Δf 的不同, 光注入半导体 LD 构成的 NDS 系统处于不同的工作态, 本文主要研究一周期振荡态时的信号处理应用.

外光注入半导体激光器时, 半导体激光器的输出光频 f_0 被主光光频 f_s 锁定, 输出光场 $S(t)$ 以固定频率 (GHz 到几十 GHz 范围) 呈现振荡状态, 在频域体现为出现上边带和下边带, 此时半导体激光器处于一周期振荡态. 如图 1 所示, FP-LD 在无外光注入下处于自由振荡态 (实验所用 FP-LD 的自由光谱区 $FSR = 166 \text{ GHz}$), 光增益区主要为 LD 腔长决定的纵模 f_0 提供增益, 如图 1(a) 所示; 为了分析方便, 假设注入光与 FP-LD 的一个纵模频率

一致, 即零失谐条件下, 注入直流光主光 ($f_0 = f_s$), 调整注入强度使得输出光场处于一周期振荡态 (P1 态), P1 振荡频率为 f_r , 对应频域的光频 f_0 处上下两个边带如图 1(b) 所示; 外光注入下, 大部分光增益被注入光获得, 但仍有一部分增益为 LD 腔长决定的纵模提供增益, 载流子在外光注入下浓度减小, 腔有效折射率变大, 原激光增益区纵模波长发生红移, 导致 P1 振荡的下边带被放大, 上下边带的不对称性形成光载单边带 RoF 信号 [6], 如图 1(c) 所示; 在数据调制的信号光注入下, P1 振荡边带放大其中一个弱的调制分量, 形成 RoF 信号, 如图 1(d) 所示, P1 态的振荡频率 f_r 即为 RoF 信号的副载波频率 f_{RF} .

P1 态的振荡频率如公式 (1) 所示 [7]:

$$\Omega_r^2 = \Omega_{\text{fr}}^2 + \eta_0^2 + \gamma_s \gamma_{\text{th}} - \gamma_p (\eta_0 \alpha \sin \theta_0 - \frac{\gamma_{\text{th}}}{2}), \quad (1)$$

公式 (1) 中的 Ω_r 表示 P1 振荡的角频率, Ω_{fr} 描述了 LD 自由工作态的豫弛振荡频率, $\eta_0 = \frac{c}{2n_g L} k_c \sqrt{\frac{P_{\text{master}}}{P_{\text{slave}}}}$, 表示单位时间内注入到腔内的强度比, $\gamma_s, \gamma_{\text{th}}, \gamma_p$ 分别表示自发辐射豫弛振荡速率、增益区平移量 (单位 GHz)、非线性载流子豫弛振荡速率, α 为线宽增强因子, θ_0 为主、从激光器的相位偏差 (与频率失谐量有关).

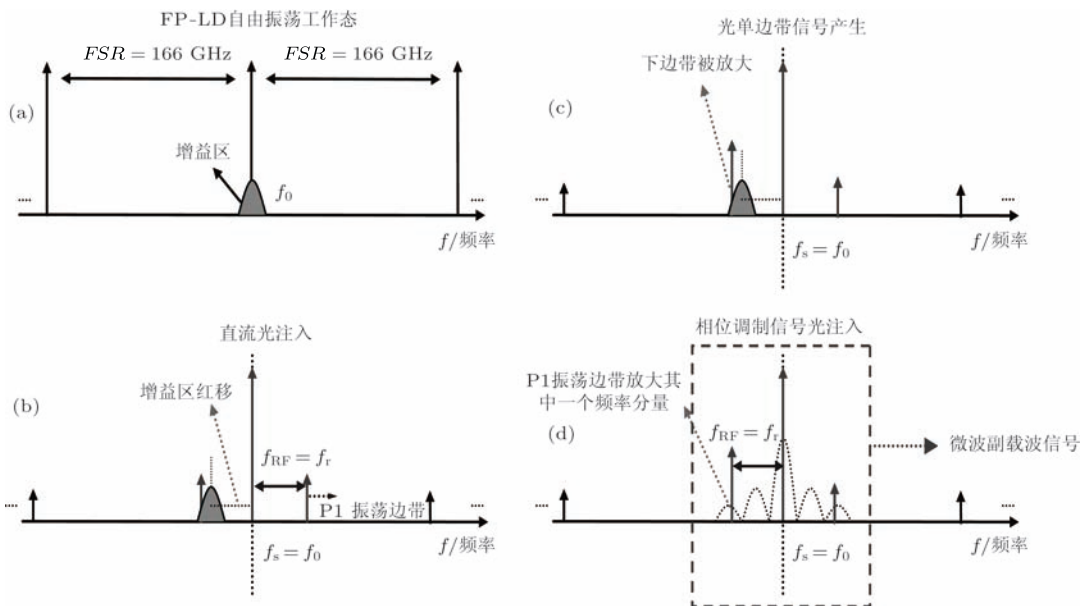


图 1 光注入 FP-LD 的输出光场的一周期振荡效应和 RoF 信号的产生原理 (a) FP-LD 自由振荡工作态光谱; (b) 直流光注入时产生一周期振荡效应的光谱; (c) 增益区产生单边带信号的光谱; (d) 相位调制信号光注入产生微波副载波信号的光谱

光相位调制信号注入 FP-LD 的时候, 调整注入功率和偏振态 (FP-LD 光场对 TE (横电场) 模敏感, 对 TM (横磁场) 模式吸收) 使得 LD 工作在 P1 振荡

态, 此时注入信号光的一个调制频率分量被 P1 振荡的上下边带放大, 被放大的频率分量与光载波拍频形成副载波, 该频率分量与原光载波相干, 所以

形成的副载波的频率稳定度远胜于两个非相干光源的直接差拍. 以下通过两个光场的差拍说明 RoF 信号将完全复制光相位调制信号的信息.

设两光的光场分别为 E_1 和 E_2 ,

$$E_1 = A_0 \cos(\omega_1 t + \Phi_1), E_2 = A_0 \cos(\omega_2 t + \Phi_2); \quad (2)$$

两光场叠加为

$$\begin{aligned} E_1 + E_2 &= A_0 \cos(\omega_1 t + \Phi_1) \\ &+ A_0 \cos(\omega_2 t + \Phi_2) \\ &= -2A_0 \sin\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} + \frac{\Phi_1 + \Phi_2}{2}\right) \\ &\times \sin\left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{2} + \frac{\Phi_2 - \Phi_1}{2}\right). \quad (3) \end{aligned}$$

而光强度为光场平方, 由此得到:

$$\begin{aligned} (E_1 + E_2)^2 &= A_0 \cos(\omega_1 t + \Phi_1) \\ &+ A_0 \cos(\omega_2 t + \Phi_2) \\ &= 4A_0^2 \sin^2\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} + \frac{\Phi_1 + \Phi_2}{2}\right) \\ &\times \sin^2\left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{2} + \frac{\Phi_2 - \Phi_1}{2}\right) \\ &= 2A_0^2 \{1 - \cos[(\omega_2 - \omega_1)t + (\Phi_2 - \Phi_1)]\} \\ &\times \sin^2\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} + \frac{\Phi_1 + \Phi_2}{2}\right); \quad (4) \end{aligned}$$

公式 (4) 中 $\sin^2\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} + \frac{\Phi_1 + \Phi_2}{2}\right)$ 项描述光频率为 $\omega_1 + \omega_2$ 的场强变化, 与之相对的差拍项 $\{1 - \cos[(\omega_2 - \omega_1)t + (\Phi_2 - \Phi_1)]\}$ 中, $\omega_2 - \omega_1$ 为差拍频率, 描述两光相互作用的慢变包络, 而相位 $\Phi_2 - \Phi_1$ 描述了差拍的相位, 它由参与作用的两光相位决定.

在光相位调制信号注入半导体 FP-LD 时, LD 处于 P1 态, P1 振荡的边带放大其中一个数据调制分量, 信号光载波与被 P1 振荡放大的调制谱频率分量的差拍形成微波副载波, 当注入光相位从 ‘0’ 跳变到 ‘ π ’ 时, 上述分析可知, 副载波的相位同时发生变化, 此时副载波相位为 $0 - \Phi_1$ 和 $\pi - \Phi_1$, 此时在时间窗口观测到的波形应该会有一个相位不连续点, 这样原先加载到光相位上的信号完全复制到 RoF 信号的副载波相位上.

3 实验结果和分析

图 2 所示为实验结构图, 可调激光器 (Agilent 81640A) 作为主光源, 直流光的相位在光相位调制器里被低速基带信号调制形成光相位调制信号, 信号源 1 (Agilent 83732A) 为可编程码型发生器模块 (PPG) 提供参考时钟, 偏振控制器 1 (PC1) 调制进入调制器的偏振态实现最大调制效率, 光相位调制信号被一个掺铒光纤放大器放大后通过一个可调光衰减器用以控制注入光的强度, 信号光通过光环形器端口 1 进入端口 2 和偏振控制器 2 (PC2) 注入 FP-LD, PC2 用以控制注入光在 TE 模式上的功率, FP-LD 的输出光经过端口 2 从端口 3 输出, 50 GHz 的宽带光电探测器将得到的 RoF 副载波相位调制信号进行光电转换后与信号源 2 (Agilent E8257D) 发出的本振微波信号进行混频, 一个带宽为 1 GHz 的低频窄带电放大器同时用作滤波和放大, 将本振和低频混频分量滤除, 将混频处的基带信号放大分析频谱和时域波形.

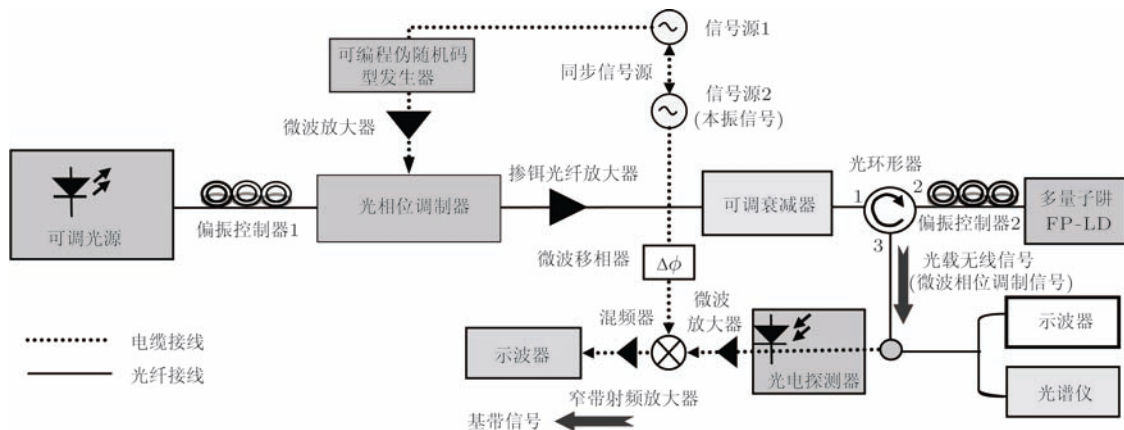


图 2 基于光相位调制信号注入 FP-LD 的 RoF 信号产生实验结构图

实验中采用的多量子阱 FP-LD 自由光谱区为 166 GHz, 阈值电流为 11 mA, 采用 Agilent 光谱仪 86142B 的 GP-IB 接口取出数据绘制成光谱图, 图 3 所示为 40 mA 偏置电流时, FP-LD 自由振荡的光谱图, 峰值出现在 1551.194 nm.

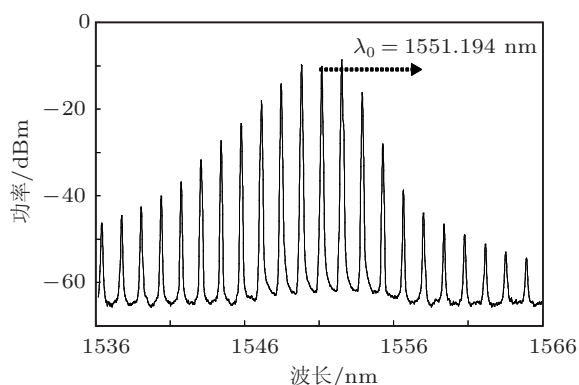


图 3 40 mA 偏置电流时 FP-LD 自由振荡的光谱图

实验中注入光波长调整到 1551.209 nm, 波长失谐量为 0.015 nm, PPG 模块输出为 1.3 Gb/s

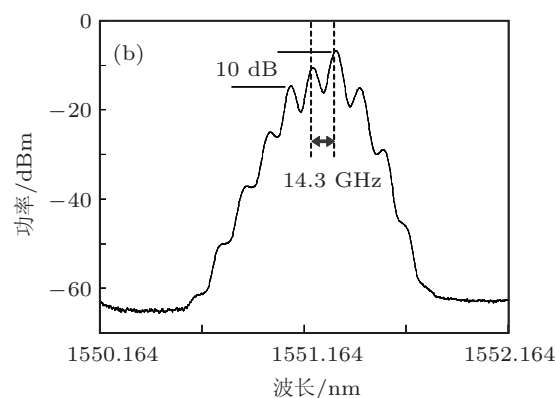
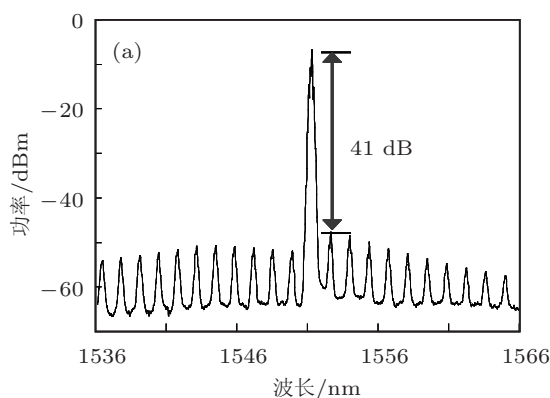


图 4 1.3 Gb/s 的光相位调制信号注入 FP-LD 得到微波副载波信号光谱图 (a)FP-LD 的输出 (SPAN: 30 nm, RBW: 0.1 nm); (b) 微波副载波信号 (SPAN: 2 nm, RBW: 0.06 nm)

的编码数据 “101001000”, 对应光相位调制信号的相位为 “ π 0 π 0 0 π π 0 0 0”, 调整注入光功率为 6.5 dBm, 此时, FP-LD 被锁定, 边模抑制比 (SMSR) 达到 41 dB, 如图 4(a) 所示; 从光谱上可以看出在注入光波长上出现 P1 振荡态的上下边带及其高次谐波边带, 边带频率间隔 14.3 GHz, 如图 4(b) 所示, 上下两个边带相差 10 dB. 实验验证了 OSSB (光单边带信号) 信号产生, 注意到 14.3 GHz 是码元速率的 11 倍频, 这是因为在固定了波长失谐量和注入光强的前提下, P1 振荡频率与信号的 11 倍频分量重合. 图 5 所示为副载波相位调制信号的时域波形图, 图 5(a) 所示为 5 个码元周期时间内的波形图, 波形图的背景为原始 1.3 Gb/s 在 5 个码元周期的电信号波形 (‘1 0 1 0 0’), 可以看到当光相位在 ‘0’ 和 ‘ π ’ 相互切换时候波形的不连续点, 符合微波相位调制信号的特点; 图 5(b) 为 0.5 个码元窗口之内 14.3 GHz 副载波的时域波形.

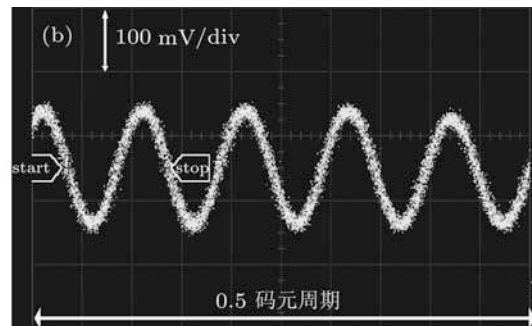
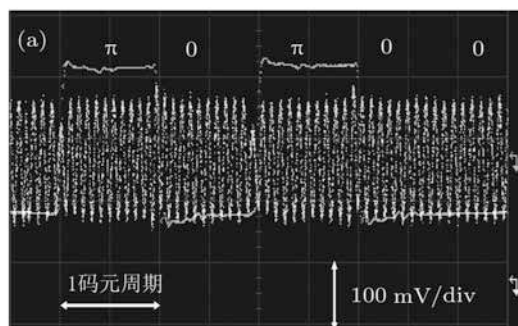


图 5 14.3 GHz 微波副载波相位调制信号的时域波形图 (a) 5 个码元窗口内波形; (b) 0.5 个码元窗口内的副载波波形图

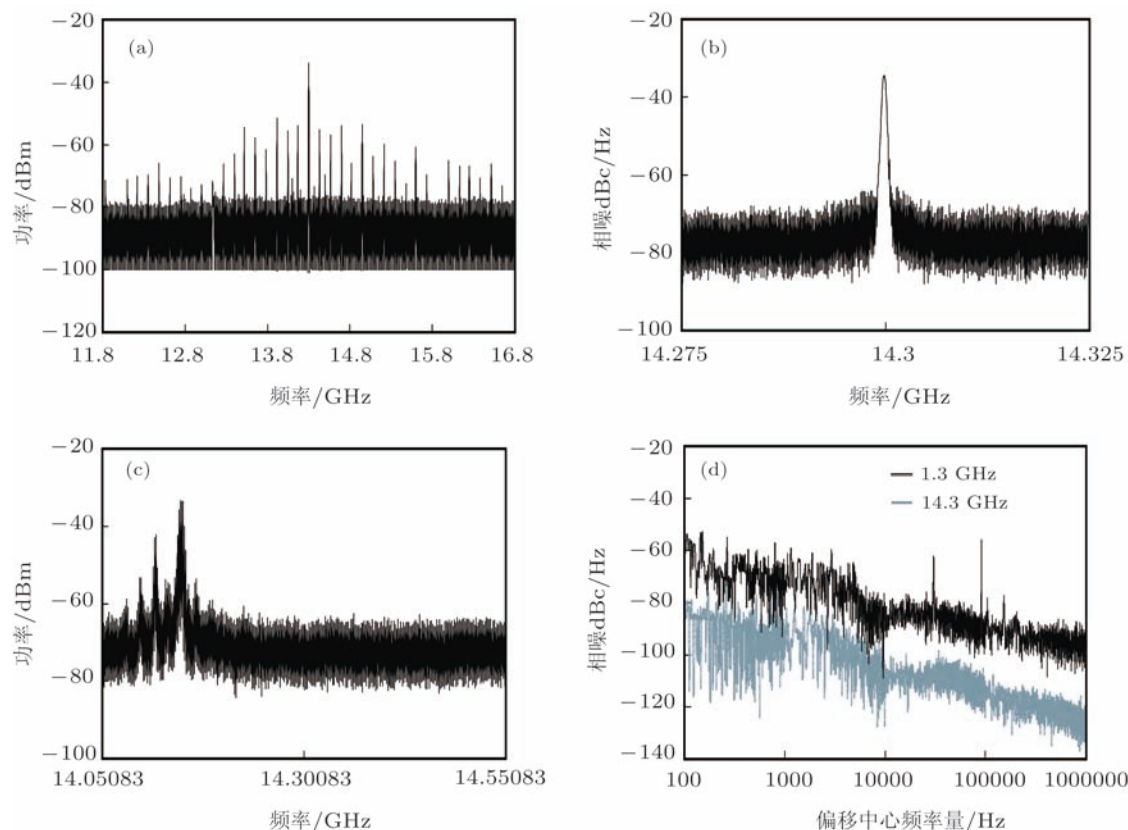


图6 14.3 GHz 微波副载波相位调制信号的电域频谱图 (a) 信号电谱; (b) 14.3 GHz 副载波; (c) 直流光注入下不稳定拍频; (d) 信号源输出 1.3 GHz 和 14.3 GHz 副载波的单边带相位噪声

图6所示为将RoF微波副载波信号通过光电转换后用Agilent 8564EC 电谱仪分析的频域图。图6(a)所示为副载波相位调制信号,可以看到14.3 GHz的副载波频率及其周围的数据调制频率分量;图6(b)所示为14.3 GHz副载波;图6(c)为关断PPG开关、注入直流光到FP-LD时的副载波电谱图,副载波频率在GHz范围内快速抖动。这说明相同注入功率和频率失谐量条件下,直流光注入时P1振荡产生的副载波频率稳定度不够,从原理上来说主要是因为P1振荡边带是FP-LD对外注入光的一个响应性振荡,光边带的线宽和相干性还是由FP-LD决定,这样边带和注入光的拍频作用完全是非相干两个光的拍频;而信号注入时,被P1振荡边带放大的是与信号光的一个调制分量,它与信号光具有相干性,所以副载波频率稳定度要优于直流注入时。图6(d)所示分别为1.3 GHz的信号源(Agilent 83732A)输出时钟单边带相位噪声(SSB)曲线和实验中得到的14.3 GHz的SSB曲线,1.3 GHz时钟源在10 kHz频偏处的相位噪声为 -104.2 dBc/Hz,14.3 GHz副载波在10 kHz频偏

处的SSB噪声为 -86.7 dBc/Hz。如果从基带信号上变频到微波段副载波调制角度来说,相位噪声(频率稳定度)在上变频过程中损失了17.5 dB,主要是作为放大调制分量的P1振荡边带不稳定,但是它只是起到放大作用,决定频率稳定度的决定性因素还是产生副载波的两光具有相关性,得到的副载波10 kHz频偏处相噪为 -86.7 dBc/Hz。

改变码元速率为2.7 Gb/s,保持注入频率失谐和功率不变,通过PC微调TE模式上功率得到13.5 GHz的RoF副载波相位调制信号,如图7(a)所示,编码的光相位调制数据相位为“ $\pi 0 \pi 0 0 \pi \pi 0 0 0$ ”,光相位信号的跳变处观测到副载波微波信号的相位跳变,在10个码元周期时间窗口内复制出了所有信息。图7(b)是RoF微波相位调制信号经光电转换后的电谱图,观测到信号的副载波及其数据调制分量。图7(c), (d)分别为改变数据为2.7 Gb/s速率,字长为 2^9-1 的伪随机码(PRBS)后得到的时域波形和电谱图。图7(e)为测得13.5 GHz副载波的SSB噪声,得到10 kHz频偏处噪声为 -97.7 dBc/Hz。

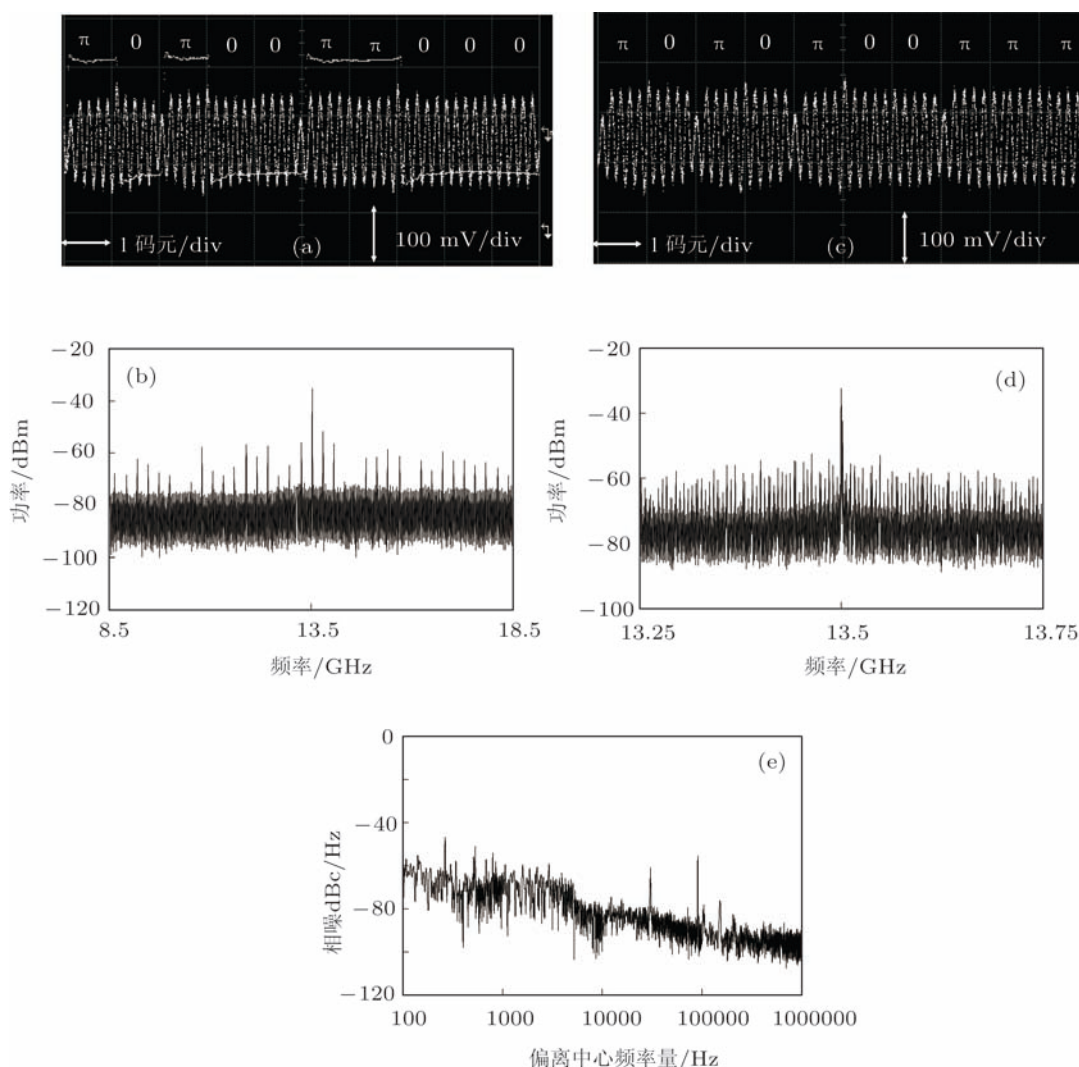


图7 13.5 GHz 微波副载波相位调制信号时域波形和电域频谱图 (a) 10 个码元周期内副载波信号波形; (b) 副载波信号电谱; (c) PRBS 码的副载波信号波形; (d) PRBS 数据的电谱; (e) 13.5 GHz 副载波的 SSB 相位噪声曲线

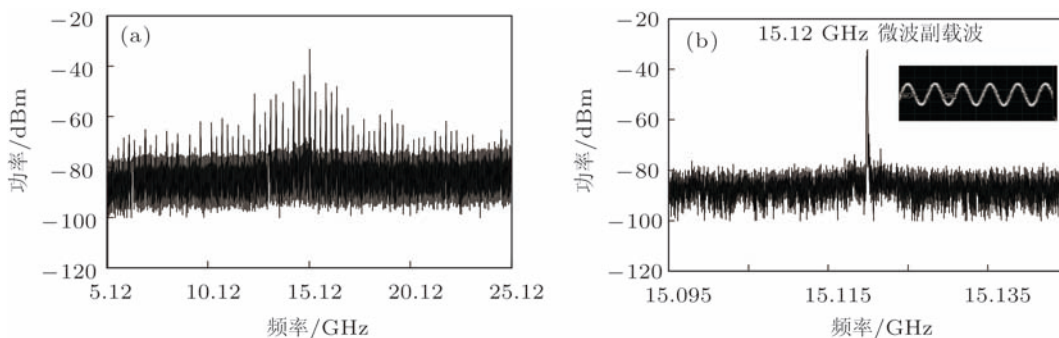


图8 15.12 GHz 的副载波相位调制信号电谱图 (a) 信号电谱; (b) 15.12 GHz 的副载波及其波形

在实验中保持信号速率 2.7 Gb/s 不变, 注入偏振态不变、波长失谐量不变、偏置电流不变, 增加注入光功率到 8.5 dBm, 为了信息的逻辑对

比方便, 采用周期编码数据为“ $\pi 0 \pi 0 0 \pi \pi 0 0 0$ ”, 此时得到 15.12 GHz 的副载波相位调制信号, 图 8(a) 所示为信号电谱, 图 8(b) 所示为 15.12 GHz

副载波及其时域波形. 采用字长为 10 个码元的周期信号, 所以在电谱上离散频率分量间隔为: $2.7/10 = 0.27 \text{ GHz} = 270 \text{ MHz}$, 而副载波频率为 15.12 GHz , $15.12/0.27 = 56$, 被 FP-LD 的 P1 振荡边带放大的调制分量是从零频开始第 56 个离散谱分量, 但是 15.12 GHz 并不是 2.7 GHz 的整数倍,

相比于以上实验获得副载波频率恰好是速率的整数倍 (1.3 GHz 的 11 倍频 14.3 GHz ; 2.7 GHz 的 5 倍频 13.5 GHz), 这组实验证明副载波频率范围不仅仅局限于码元速率的倍数, 副载波频率也不是完全连续调谐, 调谐性受到数据的离散谱分量限制, 理论上最小调谐精度应该等于离散谱的间隔.

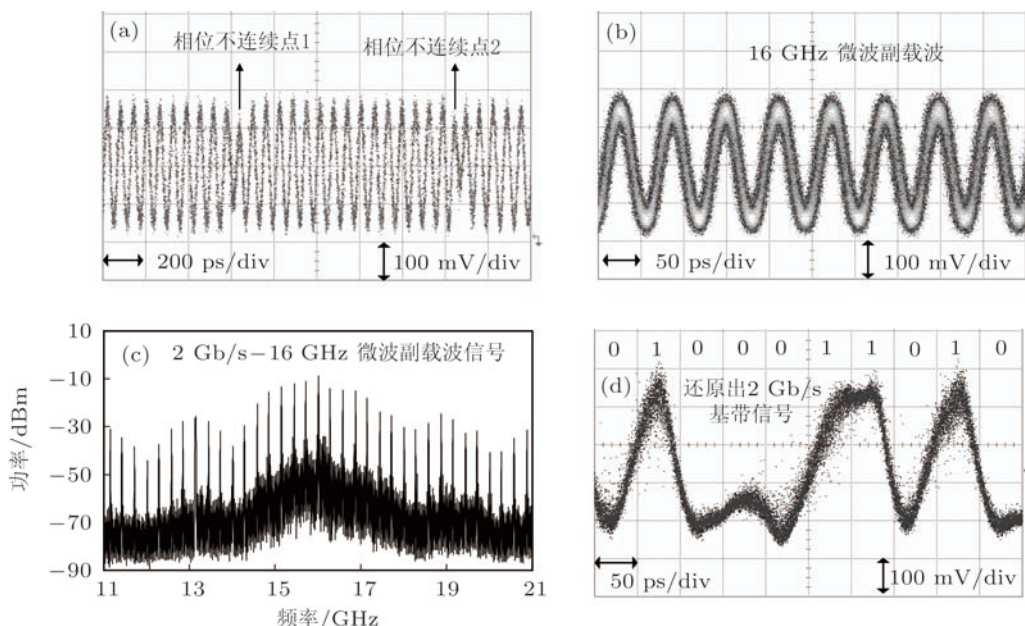


图 9 16 GHz 的副载波信号波形和电谱图及其解调后基带信号波形 (a) 时域波形; (b) 16 GHz 副载波波形; (c) RoF 信号电谱; (d) 解调出的基带信号

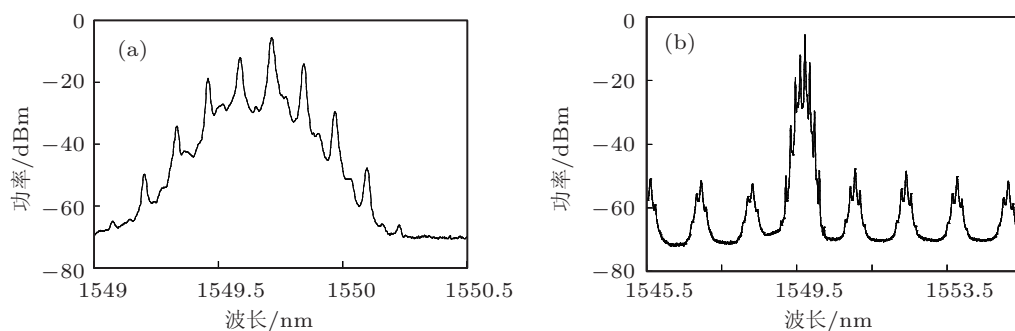


图 10 16 GHz 的 RoF 副载波相位调制信号光谱图 (a) SPAN 1.5 nm 窗口光谱 (RBW: 0.01 nm); (b) SPAN 10 nm 窗口光谱 (RBW: 0.01 nm)

以上实验验证了光相位调制信号注入 FP-LD 产生了 RoF 副载波相位调制信号. 本研究也通过将此 RoF 信号经过光电转换之后利用电域混频的方法解调出基带信号. 如图 9 所示, 注入信号波长为 1549.5863 nm , 注入纵模与 FP-LD 的一个纵模频率失谐量约 $+5 \text{ GHz}$, 注入功率为 5 dBm , 注

入码元速率 2 Gb/s 的字长为 7 个码元的周期信号 '1000110', 得到 16 GHz 副载波信号. 如图 9(a) 所示为副载波信号的时域波形, 观测到相位不连续点; 图 9(b) 所示为 16 GHz 副载波波形; 图 9(c) 所示为 16 GHz 副载波信号光电转换后的电谱图. 用于混频的本振信号信号源 2 (Agilent 8257D) 与信

号源 1 联机同步, 通过信号源 2 的内置移相器调整本振与副载波信号的相位之差, 将本振信号频率调整为 16 GHz, 通过一个混频器 (射频工作频段 2—16 GHz, 中频带宽: 1 GHz) 和低频段射频放大器 (NB-RFA), 这样混频后的高频分量被滤除, 解调出基带信号如图 9(d) 所示. 通过原信号与解调信号的逻辑对比, ‘1000110’ 信号逻辑得到完全恢复, 说明光相位信息在转化过程中全部复制到微波相位上, 但是由于混频器的中频带宽小于基带信号频谱, 导致解调过程中损失信号的高频部分分量, 基带信号的边沿不如原信号陡峭. 再者, 实验中缺乏误码测试模块, 无法对 PRBS 信号进行误码测试. 图 10 所示为 16 GHz 的 RoF 副载波相位调制信号的光谱图, 从图 10(a) 中可以观测到 P1 振荡的边带及其高次边带, 相邻间隔为 16 GHz. 图 10(b) 可以观测到 FP-LD 边模抑制比约为 42 dB.

4 解决方案评析和拟优化

本文提出的基于光注入 FP-LD 利用 P1 振荡产生的 RoF 副载波相位调制信号的方法在现网兼容、工作频段和调制格式透明性等方面还存在缺点. 在现网兼容方面, 光用户单元 (ONU) 端的接收机的光功率在大范围内波动, 根据 (1) 式得到的副载波频率亦会出现波动, 这会导致寄生在信号上的随机调频 (FM), 通过前置一级或者多级输出

功率恒定的饱和光放大器有可能尽量消除光功率的起伏带来的副载波频率波动. 在工作频段方面, 同样根据 (1) 式, 通过制作载流子快速恢复的半导体材料 (如量子点) 的激光器增大 LD 的豫弛振荡速率可以提高工作频段; 但是对于接入网的特殊应用场合而言, 在应用 60 GHz 毫米波的室内超宽带接入系统中, 本方案要求注入信号含有 60 GHz 高频分量, 这大大超出了实际网络中射频放大器的带宽极限, 所以即使制备了量子点器件, 这也会导致本方法应用场合的限制. 另外, 本文仅仅完成了 CW-BPSK 信号光的注入, 由于实验条件的限制, 没有对如 OFDM- mQAM, QPSK 等信号光的注入实验, 希望在以后的工作中完善.

5 结论

本文提出了一种光相位调制信号注入 FP-LD 实现基于输出光场一周周期振荡的 RoF 微波副载波相调信号的产生, 通过理论分析和实验验证了该方法的正确性, 本系统完成 1.3 Gb/s, 2.7 Gb/s, 2 Gb/s 光相位调制信号到微波副载波相位调制信号的转换, 并测量了微波的单边带相位噪声. 通过光电转换和电域混频将还原出的光基带信号与原信号进行逻辑对比, 证明了数据信息转换的正确性. 希望本研究能够提供一种可参考的 RoF 信号的产生方法.

- [1] Niu S X, Wang Y C, He H C, Zhang M J 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 7241 (in Chinese) [牛生晓, 王云才, 贺虎成, 张明江 2009 物理学报 **58** 7241]
- [2] Yan S L 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 3810 (in Chinese) [颜森林 2010 物理学报 **59** 3810]
- [3] Lü Y X, Yang X, Sun S 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 2467 (in Chinese) [吕玉祥, 杨星, 孙帅 2009 物理学报 **58** 2467]
- [4] Pochet M, Naderi N A, Terry N, Kovanis V, Lester L F 2009 *Opt.*

Express **17** 20623

- [5] Pochet M, Naderi N A, Kovanis V, Lester L F 2010 *Conference on Lasers and Electro-Optics, Optical Society of America, New Mexico, 2010 CTuZ6*
- [6] Sung H K, Lau E K, Wu M C 2007 *Photon. Technol. Lett.* **19** 1005
- [7] Pochet M, Naderi N A, Li Y, Kovanis V, Lester L F 2010 *Photon. Technol. Lett.* **22** 763

Generation of microwave subcarrier phase modulation signal based on optical injection into a semiconductor laser*

Wu Bo^{1)†} Yu Jin-Long¹⁾ Wang Wen-Rui¹⁾ Han Bing-Chen²⁾ Guo Jing-Zhong¹⁾
Luo Jun¹⁾ Wang Ju¹⁾ Zhang Xiao-Yuan¹⁾ Liu Yi¹⁾ Yang En-Ze¹⁾

1) (*Optical Fiber Communication Laboratory, School of Electronic and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China*)

2) (*School of Physics and Electronic Science, Shanxi Datong University, Datong 037009, China*)

(Received 21 December 2010; revised manuscript received 9 June 2011)

Abstract

Radio-over-fiber technology has become an important solution for ultra wide band wireless communication, and the convergence of signal processing between optics and microwave/millimeter wave is more crucial. In this paper, microwave subcarrier phase modulation signal generation based on optical injection into a semiconductor Fabry-Perot laser is proposed. According to the period-one(P1) oscillation effect of laser output optical field, one modulation component of the optical phase modulation signal is amplified by sideband of P1 oscillation. The amplified component beats with injection optical carrier to generate microwave subcarrier. The phase shifts lead to the phase shift of subcarrier, thus the phase information is converted into phase information about microwave subcarrier. The optical phase-shift-keying signals at 1.3 Gb/s, 2.7 Gb/s, 2 Gb/s are converted into microwave subcarrier phase modulation signal, and the single sideband phase noise is measured. By logically comparing the demodulated signal with original signal, the feasibility of data information conversion is proved experimentally.

Keywords: radio-over-fiber, injection-locking, period-one oscillation, subcarrier phase modulation signal

PACS: 42.50.Md

* Project supported by the Key Project of National Natural Science Foundation of China (Grant No. 60736035), National Natural Science Foundation of China (Grant No. 60977053) and the National Basic Research Program of China (Grant No. 2010CB327603).

† E-mail: wubo314ww@126.com