

doi:10.3788/gzxb20154406.0606001

基于非线性频率调制的光脉冲压缩反射测量方案

张钰洲, 邹卫文, 龙鑫, 陈建平

(上海交通大学 区域光纤通信网与新型光通信系统国家重点实验室, 上海 200240)

摘要: 为了克服线性调频技术中的旁瓣过高的缺点, 提出一种基于非线性调频技术的光脉冲压缩反射仪方案. 将非线性调频脉冲信号通过单边带调制器调制到光信号上, 并将光电探测器接收到的瑞利散射、端面反射等信号和该非线性调频脉冲信号进行匹配滤波, 得到脉冲压缩曲线. 理论、数值仿真和实验证明了非线性调频技术能有效抑制光脉冲压缩反射仪中的旁瓣. 实验结果表明, 使用相干长度为 2km 的光源, 该方案的测量距离可达 5.4km、空间分辨率达 16.5cm、非线性调频的旁瓣抑制比比线性调频高 5.8dB.

关键词: 光纤传感; 光脉冲压缩反射仪; 匹配滤波; 频率调制; 分辨率; 峰值旁瓣程度评价; 自相关函数
中图分类号: TN247 **文献标识码:** A **文章编号:** 1004-4213(2015)06-0606001-7

Scheme of Optical Pulse Compression Reflectometry Based on Nonlinear Frequency Modulation

ZHANG Yu-zhou, ZOU Wei-wen, LONG Xin, CHEN Jian-ping

(State Key Lab of Advanced Optical Communication Systems and Networks, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: A scheme of Optical Pulse Compression Reflectometry (OPCR) system based on Nonlinear Frequency Modulation (NLFM) was proposed, which can overcome the shortcoming (high side lobes) of Linear Frequency Modulation (LFM) based OPCR. The optical signal was modulated by NLFM pulse signal in single sideband modulation. Rayleigh scattering and ending reflection signal detected by photodetector was matched filtering by use of the NLFM pulse signal so as to achieve the OPCR reflection trace. Theoretical analysis, numerical simulation and experimental study verify that the NLFM based OPCR system can reduce the magnitude of the side lobes. In the experiment, the measuring range reaches 5.4km although 2km coherence-length laser is used, the spatial resolution is 16.5cm, and the side-lobe suppression rather than LFM is 5.8dB.

Key words: Optical sensor; Optical pulse compression reflectometry; Matched filter; Frequency modulation; Resolution; Peak side-lobe level estimator; Autocorrelation function

OCIS Codes: 060.2370; 060.4080; 280.1350; 280.3400

0 引言

光纤传感技术应用日趋广泛, 目前已经成为光纤通信的主要研究领域之一^[1-5]. 光时域反射仪 (Optical Time-Domain Reflectometry, OTDR) 在光纤铺设和光纤故障诊断中应用广泛, 其脉冲宽度决定了空间分辨率, 也决定了光脉冲能量. OTDR 的脉冲越宽, 能量越高, 测量范围 (或动态范围) 也越大; 脉冲越窄, 能量越

低, 测量范围越小. 因此 OTDR 的空间分辨率和测量范围之间相互制约^[6-8]. 目前传统 OTDR 的探测距离虽然超过 100 km, 但空间分辨率仅达米量级. 在此基础上文献[3, 9]提出相位敏感 OTDR, 该技术能准确感知应力的变化. 光频域反射仪 (Optical Frequency-Domain Reflectometry, OFDR) 可有效缓解空间分辨率和测量范围之间的制约关系, 其空间分辨率决定于连续光的调频范围, 而其测量距离受限于光源的线宽 (或相干长

基金项目: 国家自然科学基金项目 (Nos. 61007052, 61127016)、科技部国际合作项目 (No. 2011DFA11780) 和教育部回国基金项目资助

第一作者: 张钰洲 (1989-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为光纤传感技术. Email: yuzoo@sjtu.edu.cn

导师 (通讯作者): 邹卫文 (1980-), 男, 副教授, 博士, 主要研究方向为光纤传感和光信号处理. Email: wzou@sjtu.edu.cn

收稿日期: 2014-12-19; **录用日期:** 2015-03-09

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

度)^[8,10-12]. 近年来提出的辅助干涉和相位补偿方式^[13]可一定程度上扩展 OFDR 的测量距离,但系统复杂、成本高. 文献^[14-15]提出了基于线性调频脉冲压缩的光脉冲压缩反射仪 (Optical Pulse Compression Reflectometry, OPCR) 测量方案,使用 2 km 相干长度的激光光源,其测量距离可达 5.4 km,空间分辨率为 50 cm. 然而线性调频 (Linear Frequency Modulation, LFM) 存在旁瓣高的缺点^[16-17],当两个反射事件相邻、且反射率较接近时,反射峰会被旁瓣干扰. 现代雷达技术通常采用的非线性调频 (Nonlinear Frequency Modulation, NLFM) 可有效克服该缺点^[16-19].

本文提出基于 Tangent-based 型非线性调频技术的 OPCR 方案,与线性调频技术的 OPCR 相比,可有效提高系统的峰值旁瓣比.

1 理论推导

1.1 OPCR 的基本理论

OPCR 系统结构如图 1,窄线宽激光器 (Laser Diode, LD) 的光输出通过 1×2 耦合器分成两路,其中一路作为本地光 E_{local} ,另一路通过单边带调制器 (Single Sideband Modulation, SSBM) 调制成调频脉冲光信号 E_m ,经耦合器 (或环行器) 发送到待测光纤 (Fiber Under Test, FUT). E_m 在 FUT 中产生后向瑞利散射和菲涅尔反射光 E_s ,与本地光 E_{local} 在 2×2 耦合器处光混频后,通入平衡光电探测器 (Balanced Photodetector, BPD) 完成相干检测. 平衡光电探测器的输出信号经模数转换器 (Analog to Digital Converter, ADC) 后通过数字信号处理 (Digital Signal Processor, DSP) 进行 I/Q 解调和匹配滤波,最后得到 OPCR 曲线.

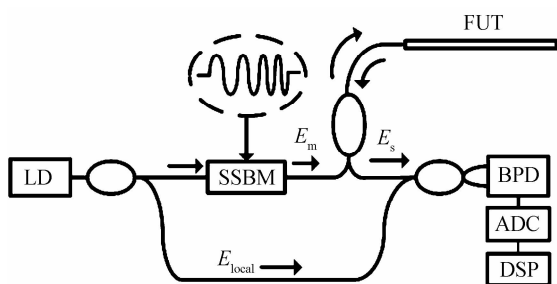


图 1 光脉冲压缩反射测量技术的原理图

Fig. 1 Schematic configuration of OPCR

E_{local} , E_m 和 E_s 可分别表示为^[14]

$$\begin{cases} E_{\text{local}} = A_1 \exp(j2\pi f_c t) \\ E_m = A_2 \left\{ \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \right\} \exp(j2\pi f_c t + j\pi\varphi(t)) \\ E_s = A_3(t) \otimes \left\{ \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \right\} \exp(j2\pi f_c t + j\pi\varphi(t)) \end{cases} \quad (1)$$

式中 A_1 表示本地光电场的幅度, A_2 为调频脉冲光电场幅度, f_c 为光载波频率, T 为调频脉冲光信号的时间宽度, $\varphi(t)$ 为调频信号的相位, A_3 为光纤后向瑞利散

射和菲涅尔反射的光电场幅度, $\text{rect}(\cdot)$ 表示为矩形函数, \otimes 为卷积符号.

匹配滤波后, OPCR 的散射曲线 $y(t)$ 可表示为^[14-15]

$$y(t) = A(t) \otimes s(t) \otimes h(t) = A(t) \otimes C(t) \quad (2)$$

式中

$$\begin{cases} s(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp(j\pi\varphi(t)) \\ h(t) = \text{rect}\left(-\frac{t}{T}\right) \exp(-j\pi\varphi(-t)) \\ A(t) = 2A_1 \mathcal{R}A_3(t) \exp(j2\pi f_c t) \\ C(t) = s(t) \otimes h(t) \end{cases} \quad (3)$$

式中的 $C(t)$ 即调频脉冲的自相关函数, \mathcal{R} 表示光粒子 (Photo Detector, PD) 的响应系数.

调频信号自相关函数 $C(t)$ 的示意图如图 2, 峰值旁瓣比 (Peak Side-lobe Ratio, PS LR) ^[15] 和空间分辨率 R (即 3 dB 宽度)^[14] 分别定义为

$$\begin{cases} \text{PSLR} = 10 \log_{10} \frac{I_m}{I_s} \\ R = (b-a) \times v_g \end{cases} \quad (4)$$

式中 I_m 表示主瓣高度, I_s 表示最高的旁瓣高度, a , b 是半高宽处对应的时刻, v_g 是光纤中的光速.

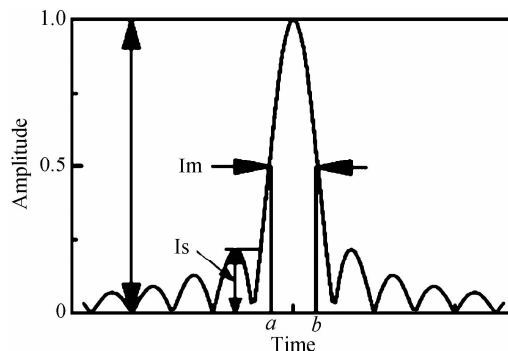


图 2 自相关函数空间分辨率和 PS LR 的定义

Fig. 2 Autocorrelation, PS LR, and spatial resolution

1.2 非线性调频 OPCR 的理论

为了推导出式 (1) 和式 (3) 中的相位 $\varphi(t)$ 的解析式, 着重研究 Tangent-based 型非线性调频对 OPCR 系统性能的改进. Tangent-based 型非线性调频的频率函数表达式为

$$f(t) = B \frac{\tan\left(\frac{2\beta t}{T}\right)}{2 \tan \beta} \quad (5)$$

式中 $\beta = \arctan(\alpha)$, B 为调频范围, T 为调频脉冲宽度, α 为非线性调频的系数.

对式 (5) 积分, 可得非线性调频信号的相位 $\varphi(t)$ 表达式为

$$\varphi(t) = \int f(t) dt = -\frac{BT}{4\beta \tan \beta} \ln \left[\cos\left(\frac{2\beta t}{T}\right) \right] \quad (6)$$

将式 (6) 代入式 (3), 可得非线性调频脉冲信号的

自相关函数为

$$C(t) = \left\{ \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp\left[-j \frac{BT\pi}{4\beta \tan\beta} \ln\left(\cos\left(\frac{2\beta t}{T}\right)\right)\right] \right\} \otimes \left\{ \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp\left[j \frac{BT\pi}{4\beta \tan\beta} \ln\left(\cos\left(\frac{2\beta t}{T}\right)\right)\right] \right\} \quad (7)$$

利用式(5)仿真不同 α 值非线性调频信号的时间-频率关系,如图 3(a),其中调频脉冲时间宽度为 $T=2\mu\text{s}$,调频范围为 $B=1\text{ GHz}$, α 取值分别为 0.01、2.5、10 和 50. 随着 α 值的增大,中心频率变化越缓慢、两边变化越剧烈. 利用式(3)和式(6)得到调频信号 $s(t)$,并进行 FFT 后得到不同 α 值非线性调频信号的频谱图如图 3(b), α 值越大,中心频率的幅值越大,频谱波形呈现锥形^[16],类似于“加窗”的效果. 随着 α 值的增大,非线性调频能够不断降低自相关函数的旁瓣. 与线性调频“加窗”处理相比,非线性调频只需在调频过程中改变信号的调制方式,无需在实验链路或后端数据处理中加入专门的滤波器,降低实验系统复杂度,提升数据处理效率.

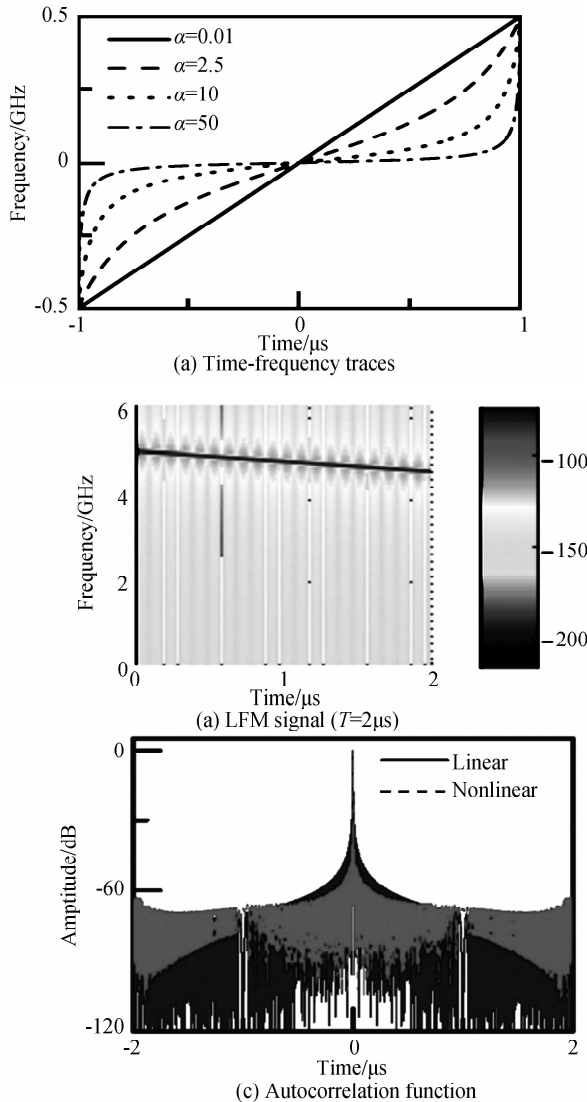


图 4 调频脉冲信号及其自相关函数

Fig. 4 Frequency modulation pulse signals and autocorrelation function

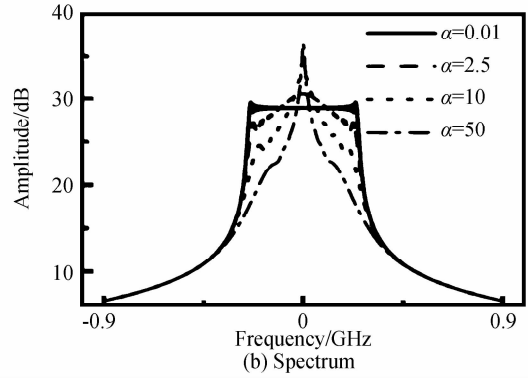


图 3 不同 α 值非线性调频脉冲信号

Fig. 3 Nonlinear frequency modulation pulse signal with different α

2 数值仿真

2.1 调频脉冲自相关函数的性能分析

理论推导可知,OPCR 反射曲线由调频脉冲的自相关函数(式(2))决定. 为了分析线性调频信号和非线性调频信号的自相关函数性能差别,以线性调频脉冲信号和 $\alpha=2.5$ 的非线性调频脉冲信号为示例,分析线性调频脉冲信号和非线性调频脉冲信号的区别. 仿真条件为:脉冲宽度为 $2\mu\text{s}$,调频范围为 $4.4\text{ GHz}\sim 5.4\text{ GHz}$,采样速率为 12.5 GSa/s . 图 4(a)和图 4(b)为线性调频脉冲信号 $s_1(t)$ 和非线性调频脉冲信号 $s_2(t)$ ($\alpha=2.5$) 的时间-频率图,颜色表示该点能量的大小. 图 4(c)和图 4(d)是线性调频脉冲和非线性调频脉冲自相关函数图. 线性调频脉冲 $s_1(t)$ 和非线性调频脉冲

$s_2(t)$ 自相关函数的PSLR分别为13.3 dB和20.2 dB,空间分辨率分别为11.6 cm和15.8 cm.虽然非线性调频脉冲在一定程度上恶化了自相关函数的空间分辨率,但可通过提高自相关函数的PSLR改善OPCR性能.

通过数值仿真进一步表明,参数 α 也会影响自相关函数的空间分辨率和PSLR,结果如图5(a).随着参数 α 值的增大,空间分辨率恶化和PSLR改善都呈增大趋势. α 值越大(图5(b)中的箭头方向)则窗越窄(图3(b)),中心频率能量变得集中、主瓣宽度增大,PSLR的改善整体趋于增长是因为随着 α 值的增大自相关谱主瓣逐步展宽,一级旁瓣逐渐并入主瓣且次级旁瓣逐渐变成新的一级旁瓣(如图5(b)所示).同时随着 α 值增大,自相关谱的旁瓣逐渐抬高且尚未与主瓣合并导致了PSLR改善过程中的震荡产生.

因此,如果 α 参数过大,空间分辨率恶化明显;如果 α 参数较小,PSLR提高不明显.综合考虑参数对空间分辨率和PSLR的影响,在基于非线性调频的改进OPCR方案中采用 $\alpha=2.5$.

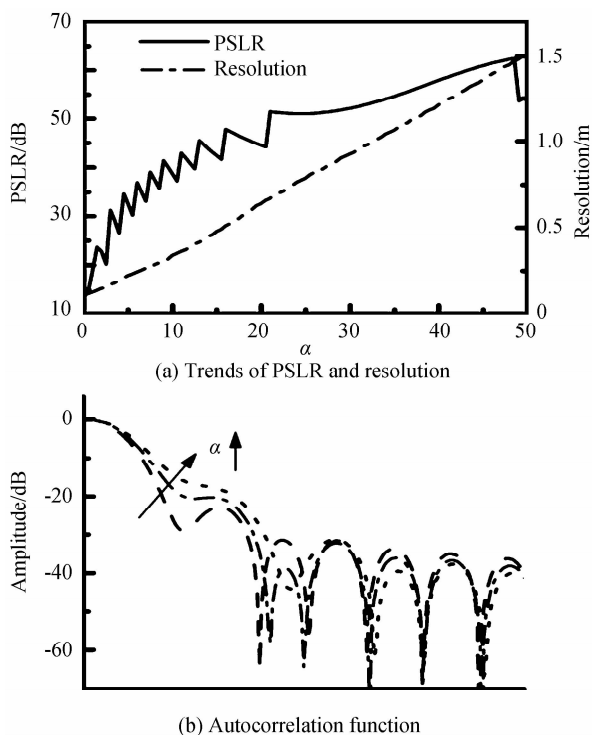


图5 PSLR和空间分辨率
Fig. 5 PSLR and spatial resolution

2.2 OPCR反射曲线性能分析

为了仿真非线性调频OPCR的反射曲线特性,调频脉冲参数和采样频率同2.1节,Tangent-based型非线性调频脉冲的 $\alpha=2.5$. FUT为5.4 km的光纤和50 cm跳线相连组成.线性调频和非线性调频经匹配滤波后的OPCR曲线仿真结果如图6.

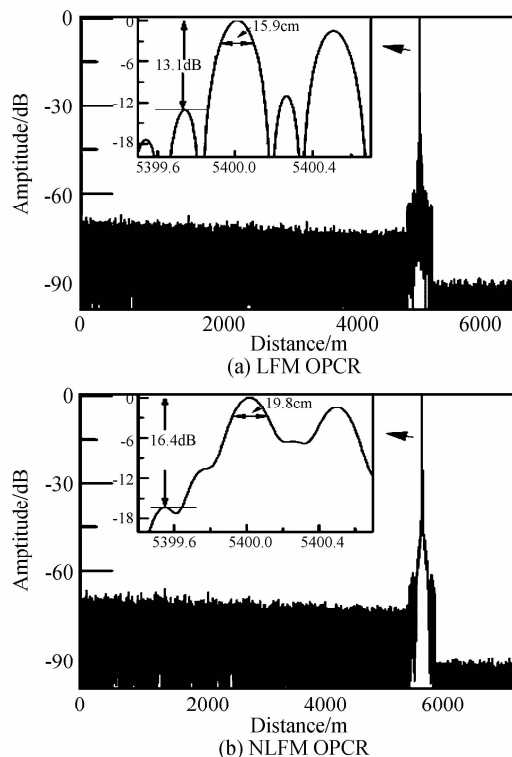


图6 不同频率调制方式下的OPCR系统仿真结果对比
Fig. 6 Simulation comparison of OPCR system with different frequency modulations

从仿真图中可以看出,线性调频和非线性调频OPCR曲线的PSLR分别为13.1 dB和16.4 dB,空间分辨率分别为15.9 cm和19.8 cm.因此,非线性调频OPCR曲线和线性调频相比,PSLR改善了3.3 dB,而空间分辨率恶化了3.9 cm.OPCR曲线和单个脉冲自相关函数相比,PSLR和空间分辨率都有所不同,一方面OPCR曲线是由自相关函数与散射曲线卷积而成,当两个反射峰相距较近,其中一个反射峰的旁瓣会干扰到另一个反射峰的主瓣;另一方面,为了模拟OPCR系统的实际情况,在散射曲线上加入均值为0.05、振幅为0.1的随机噪声.

无论是单个脉冲的仿真结果还是OPCR曲线的仿真,非线性调频和线性调频相比,都能有效改善PSLR,但一定程度上恶化了空间分辨率.

3 实验结果

3.1 实验系统

改进OPCR实验系统如图7,窄线宽激光器(DFB-LD, NEL NLK1C6DAAA)的中心波长为1550 nm、线宽为100 kHz(相干长度为2 km).任意波形发生器(Arbitrary Waveform Generator, AWG Agilent 81150A)同时产生一个周期为2 μ s占空比1%的脉冲信号和一个周期为2 μ s的线性或非线性电压信号(电

压幅值为 4~13V),用于驱动压控振荡器(Voltage Controlled Oscillator, VCO, Mini-Circuits ZX95-5400-S+)产生线性或非线性调频电脉冲信号,其调频范围为 4.3~5.4 GHz. 电放大器(Amplifier, AMP Mini-Circuits 4.4~5.4GHz)将调频电脉冲信号放大,经电功分器(Power Splitter, PS)后,其中一路输入示波器作为触发信号,另一路注入单边带调制器(SSBM, Photline MXIQ-LN-40)中作为射频(Radio Frequency, RF)信号,调制后的调频光脉冲信号经过光放大器(Erbium-doped Fiber Amplifier, EDFA)后被放大. 最后,两路光信号在 2×2 耦合器处光混频,通入光电探测器完成相干检测,探测器的输出信号经示波器采样后,在数字域进行 I/Q 解调和匹配滤波. 衰减器(Optical Attenuator, OA)用于控制光路中的光功率,防止平衡光电探测器(Discovery Semiconductors, DSC-

R405ER)的输入光功率过高. 示波器(Tektronix DSA 70804)采样率为 25 GSa/s,模拟带宽 8 GHz,通过该示波器获得①、②和③三个测试点的时域数据,并采用 MATLAB 软件进行后端数据处理.

为了提高 SSBM 的调制效率,需要控制 SSBM 前的偏振控制器(Polarization Controller, PC)和 SSBM 的偏置电压;同时为了监测调制后的效果,在 EDFA 后通过 1:99 耦合器,用光谱仪(Optical Spectrum Analyzer, OSA, YOKOGAWA AQ6370C)监测. 在模块④后的光路加入 PC 是为了匹配相干检测中的偏振. 图 7(a)中模块④既可采用图 7(b)①表示的“直通”模式,也可以采用图 7(b)②表示的“反射”模式,这两个模式分别用来分析实验中非线性调频的自相关函数性能及验证 OPCR 的性能改善.

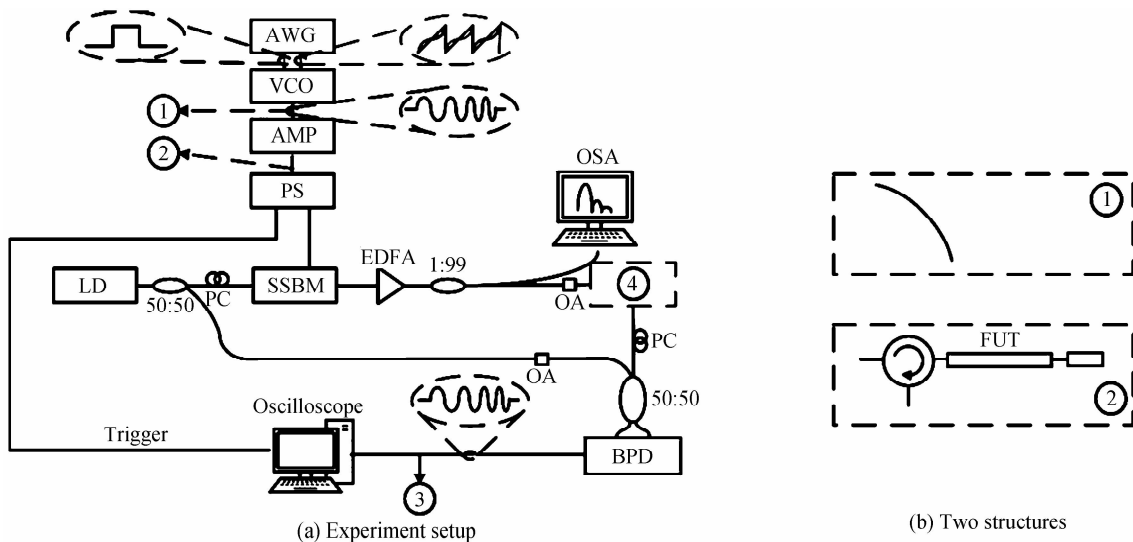


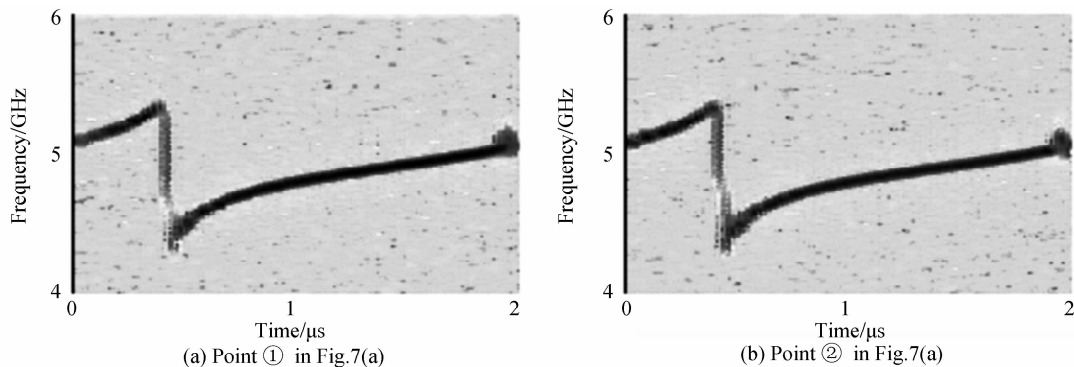
图 7 OPCR 实验系统图

Fig. 7 Experiment setup of OPCR system

3.2 自相关函数的实验性能验证

为了研究光电子器件对调频脉冲信号的影响,图 7(a)中的模块④采用图 7(b)的①结构,即用光纤跳线将两端直接相连组成“直通”. 图 7(a)中①、②和③分别表示三个测试点,它们的时域信号经短时傅立叶变换的结果如图 8(a)~(c)所示,图 8(d)是图 8(a)~(c)中

信号的自相关函数. 和 VCO 产生的调频信号(图 8(a))相比,经过电放大器后的调频信号(图 8(b))自相关函数的 PSLR 得到明显改善,这是因为电放大器的放大带宽为 4.4GHz~5.4GHz,对 VCO 产生的调频信号不仅有放大作用且有一定滤波作用. 和图 8(a)、(b)两个调频脉冲信号的自相关函数相比,经 SSBM 后调频信



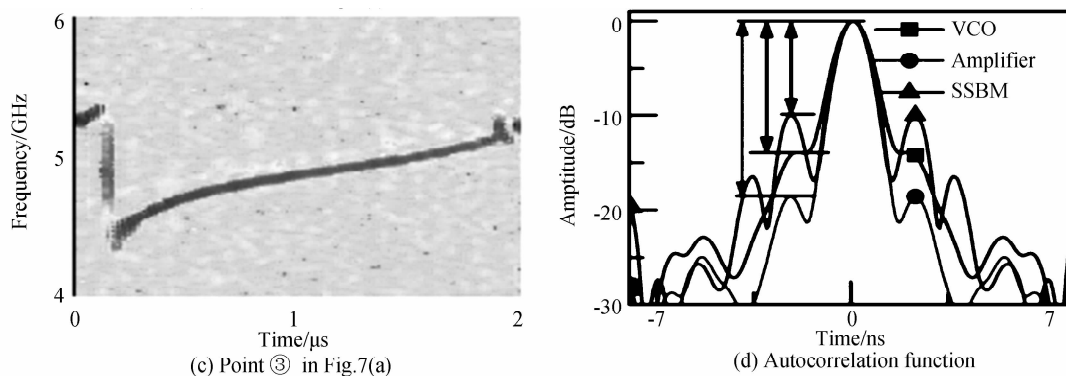


图 8 图 7(a)中三个测试点的短时傅立叶变换的时间-频率图及其自相关函数
 Fig. 8 The time-frequency trace of test points in Fig. 7 (a) processed by short-time fourier transform and the autocorrelation function of the signals

号(图 8(c))的自相关函数的 PSLR 出现明显恶化,表明单边带调制器一定程度上恶化了调频信号质量.这是因为在 SSBM 中经过电光转换的调频脉冲信号幅值被减弱,EDFA 虽可缓解该衰减但却引入额外噪声,且在光电转换过程中也会额外引入热噪声等.

固定带宽的电放大器能有效改善调频脉冲的质量,但单边带调制器的电光转换、EDFA 的光放大和探测器的光电转换等过程会在一定程度上降低调频脉冲信号的质量.为了进一步提高进入 FUT 中的调频脉冲光信号与 OPCR 反射曲线的信噪比,需要优化 SSBM 前的 PC、调节 SSBM 的偏置电压.

3.3 OPCR 系统性能的实验验证

为了验证非线性调频 OPCR 反射曲线的 PSLR 改善性能,图 7(a)模块(采用图 7(b)的结构,即 EDFA 放大后的调频脉冲光信号通过环形器进入 FUT (5.4 km 的光纤和 30 cm 光纤跳线相连而成),FUT 散射回来的信号再经过环形器与本地光在光耦合器中混频.电放大器后的调频脉冲信号被电功分器分为两路,其中一路被用作示波器触发且被采集记录,另一路光信号通过相干检测和光电转换转化为电信号后,被示波器的另一个通道采集记录.示波器采集记录的两路信号分别在数字域上被 I/Q 解调,然后触发脉冲信号用作式(3)中的匹配滤波信号 $h(t)$,和 FUT 散射回来的信号做卷积,可得 OPCR 曲线.

图 9(a)和图 9(b)分别是线性调频和非线性调频的 OPCR 曲线.从图中可以看出,线性调频和非线性调频 OPCR 反射曲线的两个反射峰之间相距分别为 36 cm 和 30 cm,每个峰的 3 dB 宽度(即空间分辨率)分别为 10.3 cm 和 16.5 cm,PSLR 分别为 8.6 dB 和 14.4 dB.结果表明这两种调频技术都能分辨 30 cm 光纤跳线,但线性调频存在较大误差,而非线性调频能够提高相邻反射峰的辨识度和准确性.和线性调频 OPCR 反射曲线相比,非线性调频 OPCR 的空间分辨率恶化了 6.2 cm,但 PSLR 提高了 5.8 dB.

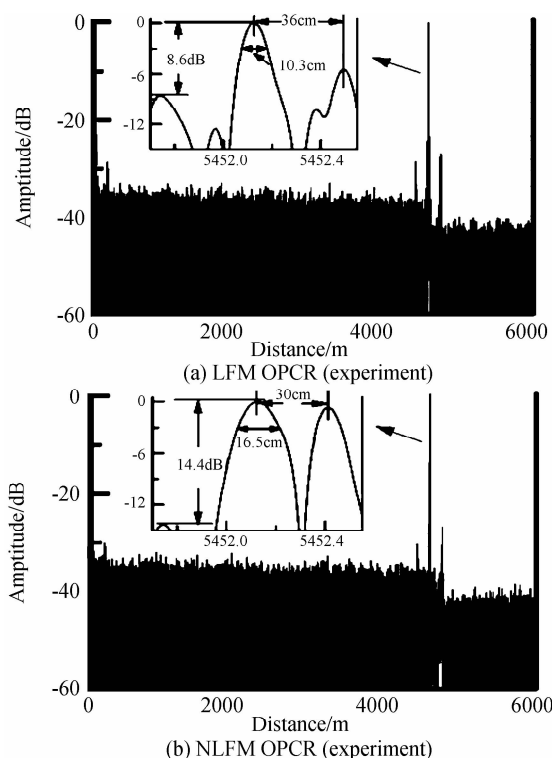


图 9 不同频率调制方式下的 OPCR 反射曲线实验结果对比

Fig. 9 Comparison of the OPCR trace with different frequency modulations

OPCR 反射曲线表征的 PSLR 改善和空间分辨率恶化与数值仿真一致,验证了非线性调频技术应用于 OPCR 的有效性.然而二者还存在一定偏差,主要表现为:线性调频和非线性调频仿真的空间分辨率分别是 15.9 cm 和 19.8 cm,而实验的空间分辨率为 10.3 cm 和 16.5 cm.这是因为 VCO 的实际输出频率范围(4.3~5.5 GHz,如图 8(a))略大于理论仿真中的 4.4~5.4 GHz,而 OPCR 的空间分辨率因调频范围变宽而提高^[14-15].

4 结论

本文针对线性调频 OPCR 系统旁瓣高的缺点,提

出了基于非线性调频的 OPCR 新方案,分别从理论、数值仿真和实验三方面证明了非线性调频技术可有效抑制 OPCR 系统中的旁瓣.结果表明,非线性调频 OPCR 仿真曲线的 PSLR 比线性调频高 3.3 dB,空间分辨率恶化 3.9 cm.在实验验证中,使用相干长度为 2 km 的光源,非线性调频的方案测量距离能达到 5.4 km,空间分辨率可达 16.5 cm,且 PSLR 比线性调频高 5.8 dB.如果选用调频范围更宽的 VCO 和线宽更窄的激光器,空间分辨率和测量范围有望进一步提高.

参考文献

- [1] JIN Chong-jiu, ZOU Wei-wen, LI Hao, *et al.* Distributed fiber-optic sensing system of brillouin gain and loss effects based on brillouin optical correlation domain analysis[J]. *Laser & Optoelectronics Progress*, 2013, **50**(5): 80-86.
金重九, 邹卫文, 李颖, 等. 基于布里渊增益和损耗级联的高性能布里渊相干域分布式光纤传感系统[J]. *激光与光电子学进展*, 2013, **50**(5): 80-86.
- [2] LIU Hai-feng, TAO Jun-hao, ZHANG Ning, *et al.* Polarization control in long-distance distributed sensing system based on STM32 genetic algorithm[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2014, **43**(8): 0806005.
刘海峰, 陶俊豪, 张宁, 等. 长距离分布式光纤传感中基于 STM32 的遗传算法偏振控制[J]. *光子学报*, 2014, **43**(8): 806005-0806005.
- [3] LI Xiao-yu, WU Hui-juan, PENG Zheng-pu, *et al.* A novel time sequence singular spectrum analysis method for Φ -OTDR disturbance detection system [J]. *Acta Photonica Sinica*, 2014, **43**(4): 0428001.
李小玉, 吴慧娟, 彭正谱, 等. 基于时间序列奇异谱特征的 Φ -OTDR 扰动检测方法[J]. *光子学报*, 2014, **43**(4): 0428001.
- [4] ZHANG Chun-xi, LI Qin, LI Li-jing, *et al.* Effects of multiple disturbances on the location precision of fiber-optic distributed disturbance sensor[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2014, **43**(5): 0506007.
张春熹, 李勤, 李立京, 等. 多点扰动对光纤分布式扰动传感器定位准确度的影响[J]. *光子学报*, 2013, **43**(5): 0506007.
- [5] LU An-qiang, LI Yong-qian, LI Jing, *et al.* Simulation calibration method for strain and temperature of distributed sensing optical fibers[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2014, **43**(12): 1206002.
吕安强, 李永倩, 李静, 等. 分布式传感光纤应变和温度同时标定方法[J]. *光子学报*, 2014, **43**(12): 1206002.
- [6] BARNOSKI M K, ROURKE M D, JENSEN S M, *et al.* Optical time domain reflectometer[J]. *Applied Optics*, 1977, **16**(9): 2375-2379.
- [7] AOYAMA K I, NAKAGAWA K, ITOH T. Optical time domain reflectometry in a single-mode fiber [J]. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 1981, **17**(6): 862-868.
- [8] BAO X, CHEN L. Recent progress in distributed fiber optic sensors[J]. *Sensors*, 2012, **12**(7): 8601-8639.
- [9] ZHENG Yin, DUAN Fa-jie, TU Qin-chang, *et al.* Signal processing of intrusion monitoring based on φ -OTDR[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2015, **44**(1): 0106004.
郑印, 段发阶, 涂勤昌, 等. 相位敏感光时域反射计识别入侵事件算法[J]. *光子学报*, 2015, **44**(1): 0106004.
- [10] XIE Wei-lin, DONG Yi, Zhou Qian, *et al.* Phase noise analysis of optical frequency domain reflectometry[J]. *Acta Optica Sinica*, 2011, **31**(7): 68-73.
谢玮霖, 董毅, 周潜, 等. 光频域反射技术中激光相位噪声影响分析[J]. *光学学报*, 2011, **31**(07): 68-73.
- [11] EICKHOFF W, ULRICH R. Optical frequency domain reflectometry in single-mode fiber [J]. *Applied Physics Letters*, 1981, **39**(9): 693-695.
- [12] GENG J, SPIEGELBERG C, JIANG S. Narrow linewidth fiber laser for 100-km optical frequency domain reflectometry [J]. *Photonics Technology Letters*, 2005, **17**(9): 1827-1829.
- [13] FAN X, KOSHIKIYA Y, ITO F. Phase-noise-compensated optical frequency-domain reflectometry[J]. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 2009, **45**(6): 594-602.
- [14] YANG S, ZOU W, LONG X, *et al.* Pulse-Compression Optical Time Domain Reflectometer[C]. SPIE, 2014, **9157**: 915736.
- [15] ZOU W, YANG S, LONG X, *et al.* Optical pulse compression reflectometry: proposal and proof-of-concept experiment[J]. *Optics Express*, 2015, **23**(1): 512-522.
- [16] LEVANON N, MOZENSON E. Radar signals[M]. John Wiley & Sons, 2004.
- [17] VARSHNEY L R, THOMAS D. Sidelobe reduction for matched filter range processing[C]. Radar Conference, 2003: 446-451.