

弛豫振荡对 3×3 耦合器数字解调的影响

毛欣, 黄俊斌, 顾宏灿

海军工程大学兵器工程系, 湖北 武汉 430000

摘要 激光器的弛豫振荡带来的强度噪声对分布反馈式光纤激光水听器的系统噪声有较大影响。分析了该强度噪声在NPS算法数字实现中的传递过程,发现求导运算的非理想特性是解调结果中引入强度噪声的原因。提出了一种改进的NPS算法,使强度噪声在进入求导运算前被抵消,消除了强度噪声传递到解调结果中的途径。实验结果表明,当弛豫振荡峰处相对强度噪声为 $-84 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 时对解调相位噪声的抑制在1 kHz处达到了30 dB。将改进后算法与不要求求导运算的反正切法进行了对比,进一步验证了其可抑制求导所引入的强度噪声。

关键词 传感器; 光学传感; 弛豫振荡; 3×3 耦合器; 数字解调; 分布反馈式光纤激光水听器

中图分类号 TN253

文献标识码 A

doi: 10.3788/CJL201744.1010001

Effect of Relaxation Oscillation on Digital Demodulation of 3×3 Couplers

Mao Xin, Huang Junbin, Gu Hongcan

Department of Weaponry Engineering, Naval University of Technology, Wuhan, Hubei 430000, China

Abstract The intensity noise caused by the relaxation oscillation in lasers has a great influence on the system noise in the distributed feedback fiber laser hydrophone. The transmission process of the intensity noise in the digital realization of the NPS (Naval Postgraduate School) algorithm is analyzed, and it is found that the non-ideal characteristic of the derivation operation is the reason for the introduction of intensity noises in the demodulation results. An improved symmetric demodulation algorithm is proposed, where the intensity noise is canceled before entering the derivation operation and the way of the intensity noise transferring to the demodulation results is eliminated. The experimental results show that the demodulated phase noise suppression at 1 kHz reaches 30 dB when the relative intensity noise at the relaxation oscillation peak is $-84 \text{ dB} \cdot \text{Hz}^{-1}$. The improved algorithm is compared with the arctangent method where the derivative operation is not needed and is further verified to suppress the intensity noise introduced by the derivation.

Key words sensors; optical sensing; relaxation oscillation; 3×3 coupler; digital demodulation; distributed feedback fiber laser hydrophone

OCIS codes 280.4788; 060.3735; 060.4230

1 引言

分布反馈式(DFB)光纤激光水听器具有高灵敏度、小体积、抗电磁干扰、可实现波分复用等优点,近年来得到了广泛的关注^[1-5]。激光器谐振腔作为传感单元位于水下复杂的环境中,因此需要进行探头抗干扰设计^[6]。在激光器波分复用阵列中,激光器的工作状态容易受到瑞利散射、光栅旁瓣反射等反馈光的影响,其噪声水平增加^[7-9]。激光器固有的弛豫振荡,给激光器带来了较大的强度噪声,其频率和强度受抽运功率的影响。而在分布反馈式光纤激光器(DFB-FL)波分复用阵列中,随着复用基元数目的增加,抽运功率的均衡控制变得困难,该现象在成阵时更加突出^[10-11]。强度噪声通过解调,可转化为系统的相位噪声,降低水听器的探测能力^[12-14]。弛豫振荡峰使相位载波(PGC)零差法解调的相位噪声水平增加,且噪声水平与弛豫振荡峰的频率和载波频率间的倍数有关。通过主动控制抽运功率或通过抽运反馈控制电路均可以抑制相位噪

收稿日期: 2017-04-14; 收到修改稿日期: 2017-06-06

作者简介: 毛欣(1988—),女,博士研究生,主要从事光纤光栅传感方面的研究。E-mail: 1603422658@qq.com

导师简介: 黄俊斌(1965—),男,博士,教授,博士生导师,主要从事光纤光栅传感方面的研究。E-mail: Tsjy98@163.com

声^[14],但反馈控制增加了光路和电路的复杂性。与 PGC 解调和外差解调相比,3×3 耦合器解调具有无需载波调制、不需要反馈控制、动态范围大、不受光强波动影响等优点,是提供大动态范围解调的有效途径之一,并获得了越来越多的应用研究^[15-18]。在采用 3×3 耦合器的解调算法中,最具代表性的是 NPS(Naval Postgraduate School)算法和反正切算法^[19-20],而数字化解调近年来才逐渐被应用到仿真和实验中^[16]。因此,深入研究激光器的弛豫振荡噪声对 3×3 耦合器解调的影响,对提高 DFB 光纤激光水听器的探测能力具有现实意义。

从理论上来说,NPS 算法的自动增益控制(AGC)模块使算法的噪声和失真对光强波动不敏感。然而,在解调中发现,当激光器的弛豫振荡变强时,解调相位的噪声水平增加,尤其是在低频信号段;而采用反正切算法解调时噪声水平未出现明显增加,说明 NPS 算法受到了强度噪声的影响。因此,本文理论分析了在 NPS 解调算法的数字实现中,激光器强度噪声对解调的影响,以帮助选择合适的算法及改进措施。

2 3×3 耦合器解调原理

为了较好地消除偏振衰落的影响,采用了由法拉第旋转镜构成的 3×3 耦合器迈克耳孙干涉仪结构,基本原理如图 1 所示,其中 u_1, u_2, u_3 为耦合器输出的三路光信号。DFB-FL 采用 980 nm 抽运光,出射波长为 1542 nm 的激光,经过隔离器后送至 2×2 耦合器的输入端。2×2 耦合器两个输出端的一路光再输入到 3×3 耦合器的输入端,另一输出端未使用,经过 3×3 耦合器的两个输出端分别到达法拉第旋转镜。这两路信号经过的干涉仪臂长差为 l ,反射信号在 3×3 耦合器中汇合时发生干涉,产生相位差为 $\phi(t)$ 的干涉信号。干涉仪一臂缠绕在压电陶瓷(PZT)上用于调制,干涉信号被分为三路,两路由 3×3 耦合器输出,另一路再通过 2×2 耦合器的一端输出。当 3×3 耦合器对称性较好且稳定时,耦合器的输出光信号经光电探测器及模拟/数字(A/D)采样后,对三路信号作对称性调整^[20],可得到三路固定相位差为 120°的干涉信号,表示为

$$u_k = I_0 \{1 + a \cos[\phi(t) - 2(k - 1)\pi/3]\} \quad k = 1, 2, 3, \quad (1)$$

式中 I_0 为平均光强; t 为时间; a 为与干涉条纹对比度有关的系数,为了简化分析,这里取 a 为 1; $\phi(t) = 4\pi nl/\lambda$,其中 λ 为 DFB-FL 的波长, n 为纤芯折射率。

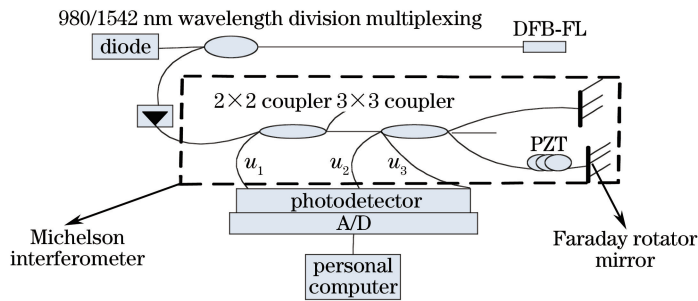


图 1 基于 3×3 耦合器的迈克耳孙干涉解调系统

Fig. 1 Michelson interference demodulation system based on 3×3 couplers

采用 3×3 耦合器的经典算法有 NPS 算法和反正切算法。NPS 算法的原理如图 2 所示。首先耦合器输出的三路信号 u_1, u_2, u_3 相加得到直流分量;然后消去直流分量得到 a_1, a_2, a_3 ,对消去直流分量的三路信号

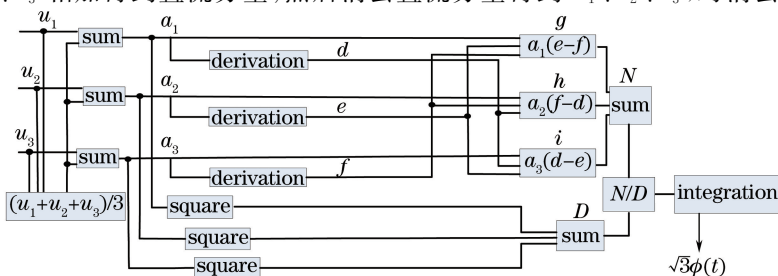


图 2 NPS 解调算法框图

Fig. 2 Block diagram of NPS demodulation algorithm

求平方和得到幅度为 $3I_0^2/2$,同时也对消去直流的信号进行求导运算,求导结果分别为 $d、e、f; a_1、a_2、a_3$ 中的每路又与其他两路导数的差相乘,微分交叉相乘结果($g、h、i$)的和 N 再除以三路信号平方和 D ,积分后得到目标信号 $\sqrt{3}\phi(t)$ 。在模拟解调时,AGC 模块能通过除法运算 N/D 消除光强波动,因此,在三路信号对称性稳定的情况下,该算法不受光强波动影响。同样不受光强波动影响的算法还有反正切算法。该算法运算简单,不需复杂的微分、积分电路,通过求解反正切函数解调出相位信号,其表达式为

$$\tan \phi(t) = \frac{\sqrt{3}(u_2 - u_3)}{u_2 + u_3 - 2u_1} \quad (2)$$

3 强度噪声对 NPS 算法数字解调的影响

在 DFB 光纤激光水听器中,DFB-FL 的弛豫振荡总是存在,其频率和强度与抽运光的功率有关,该噪声具有一定的宽度,频率从几十到几百千赫兹。在理想情况下,光强波动将在 N/D 的运算中被消除,解调结果中将不会混有强度噪声信号。然而,在数字解调中,为了提高算法的效率及减少硬件资源的消耗,需要采用尽可能简化的求导方法来满足精度要求,代价是牺牲了一部分工作带宽及动态范围。为了简化分析,假设强度噪声为 $r(t)$,则(1)式变为

$$u_k = [I_0 + r(t)]\{1 + \cos[\phi(t) - 2(k-1)\pi/3]\}, \quad (3)$$

消去直流项后得到

$$a_k = [I_0 + r(t)]\cos[\phi(t) - 2(k-1)\pi/3] \quad (4)$$

选取求导运算最简单的差商法进行分析^[17],在低频段时,该方法能取得较好的逼近效果。为了更好的说明,等效的滤波器幅度-频率特性及相位-频率特性如图 3 所示,采样率 $f_s = 125$ kHz。可以看出,在 $0 \sim 5$ kHz 范围内,幅度逼近良好,而其非零相位特性会引起求导后信号的相位延迟。由频率特性可知,该延迟和幅度将随信号频率的改变而改变。同时考虑这两项后,图 2 中采用差商求导后的信号可表示为

$$\begin{cases} d = -I_0 \sin \phi(t) \dot{\phi}(t) + \dot{r}(t) \cos \phi(t) - r(t) \sin \phi(t) \dot{\phi}(t) + \epsilon_1(t) \\ e = -I_0 \sin[\phi(t) - 2\pi/3] \dot{\phi}(t) + \dot{r}(t) \cos[\phi(t) - 2\pi/3] - r(t) \sin[\phi(t) - 2\pi/3] \dot{\phi}(t) + \epsilon_2(t) \\ f = -I_0 \sin[\phi(t) + 2\pi/3] \dot{\phi}(t) + \dot{r}(t) \cos[\phi(t) + 2\pi/3] - r(t) \sin[\phi(t) + 2\pi/3] \dot{\phi}(t) + \epsilon_3(t) \end{cases} \quad (5)$$

式中 ϵ_k 为求导误差,由理想求导的结果减去实际差商求导值得到。令 $\phi(t) = \cos(4000\pi t)$, $r(t) = 0.2\cos(1.674 \times 10^5 \pi t)$,由 Matlab 软件仿真得到的求导误差时域结果如图 4 所示。 ϵ_k 同时包含了幅度失真和相位延迟,具体表达式可以通过差商求导滤波器的系统函数与输入信号确定。将(5)式的每两路相减并与求导前信号交叉相乘后可得

$$\begin{cases} g = \dot{\phi}(t)[I_0 + r(t)]^2 \sqrt{3} \cos^2 \phi(t) + \dot{r}(t)[I_0 + r(t)] \sqrt{3} \sin 2\phi(t)/2 + [\epsilon_2(t) - \epsilon_3(t)][I_0 + r(t)] \cos \phi(t) \\ h = \dot{\phi}(t)[I_0 + r(t)]^2 \{ \sqrt{3} [\cos^2 \phi(t) + 3\sin^2 \phi(t)]/4 - 3\sin 2\phi(t)/4 \} + \dot{r}(t)[I_0 + r(t)] \times \\ \quad \{ 3[\cos^2 \phi(t) - \sin^2 \phi(t)]/4 - \sqrt{3} \sin 2\phi(t)/4 \} + [\epsilon_3(t) - \epsilon_1(t)][I_0 + r(t)] \cos[\phi(t) - 2\pi/3] \\ i = \dot{\phi}(t)[I_0 + r(t)]^2 \{ \sqrt{3} [\cos^2 \phi(t) + 3\sin^2 \phi(t)]/4 + 3\sin 2\phi(t)/4 \} + \dot{r}(t)[I_0 + r(t)] \times \\ \quad \{ 3[\sin^2 \phi(t) - \cos^2 \phi(t)]/4 - \sqrt{3} \sin 2\phi(t)/4 \} + [\epsilon_1(t) - \epsilon_2(t)][I_0 + r(t)] \cos[\phi(t) + 2\pi/3] \end{cases} \quad (6)$$

利用三角函数公式对 $g、h、i$ 进行求和,得到

$$N = g + h + i = 3\sqrt{3}\dot{\phi}(t)[I_0 + r(t)]^2/2 + \sqrt{3}\boldsymbol{\epsilon}(t)[I_0 + r(t)] \times [-\sin \phi(t) \quad \sin[\phi(t) + \pi/3] \quad \sin[\phi(t) - \pi/3]]^T, \quad (7)$$

式中 $\boldsymbol{\epsilon}(t) = [\epsilon_1(t) \quad \epsilon_2(t) \quad \epsilon_3(t)]$, T 表示转置。求导前三路信号的平方和 $D = 3[I_0 + r(t)]^2/2$,因此,(7)式除以 D 后得到最终积分前的信号,即

$$E = \frac{N}{D} = \sqrt{3}\dot{\phi}(t) + \frac{2\sqrt{3}\boldsymbol{\epsilon}(t)[- \sin \phi(t) \quad \sin[\phi(t) + \pi/3] \quad \sin[\phi(t) - \pi/3]]^T/3}{I_0 + r(t)} \quad (8)$$

令 $\epsilon_r(t)$ 代表 E 的第二项, $\epsilon_r(t) = \frac{2\sqrt{3}/3\epsilon(t)[- \sin \phi(t) \quad \sin[\phi(t) + \pi/3] \quad \sin[\phi(t) - \pi/3]]^T}{I_0 + r(t)}$, 其

时域结果和频谱如图 5 所示。从时域图中可以看出, $\epsilon_r(t)$ 比图 4 中的 $\epsilon_k(t)$ 减小了很多, 这是由于 $\epsilon_k(t)$ 之间存在一定的相关性。从频谱中可以看出, $\epsilon_r(t)$ 中含有信号的各次谐波(2 kHz, 6 kHz)以及信号与强度噪声谐波的混频(0.9, 3.1, 39.3, 43.3 kHz)。最终积分后解调结果的频谱如图 6 所示, 可以看出, 积分后解调结果中仍然含有这些频率成分, 但高频噪声衰减。求导误差的存在使得强度波动不能被 AGC 消除, 强度噪声最终被转化为相位噪声。

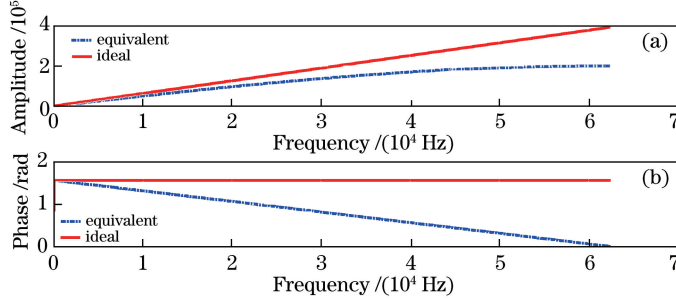


图 3 当 $f_s = 125$ kHz 时的频率响应特性。(a) 幅度-频率; (b) 相位-频率

Fig. 3 Frequency-response characteristics when $f_s = 125$ kHz. (a) Amplitude-frequency; (b) phase-frequency

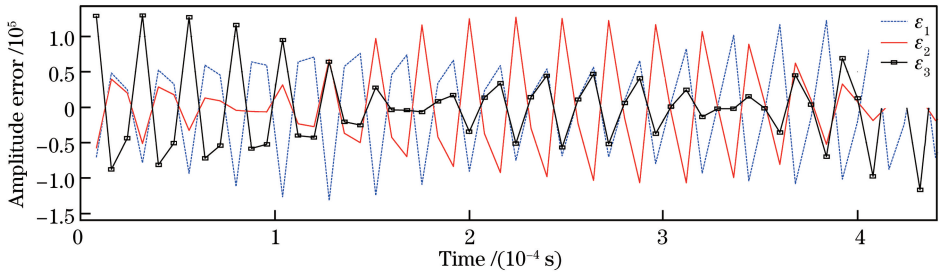


图 4 当 $\phi(t) = \cos(4000\pi t)$, $r(t) = 0.2\cos(1.674 \times 10^5 \pi t)$ 时 a_k 的求导误差

Fig. 4 Derivative error of a_k when $\phi(t) = \cos(4000\pi t)$ and $r(t) = 0.2\cos(1.674 \times 10^5 \pi t)$

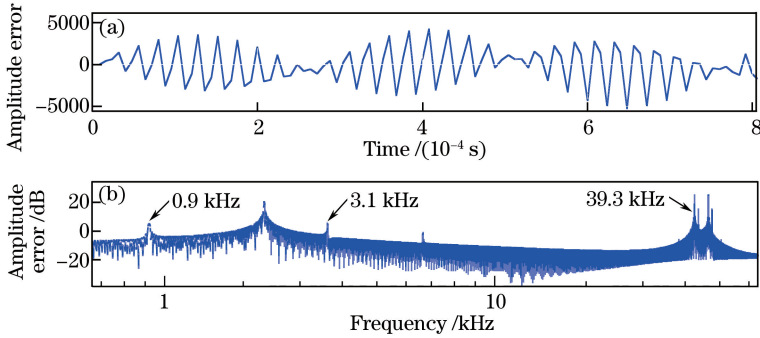


图 5 $\epsilon_r(t)$ 的 (a) 时域结果和 (b) 频谱

Fig. 5 (a) Time-domain result and (b) frequency spectrum of $\epsilon_r(t)$

求导运算的非理想特性会引入强度噪声, 通过滤波器的优化设计, 可以获得更好的幅度逼近特性, 然而截止频率附近的强度噪声问题仍无法解决。只要存在相位延迟, 强度噪声就无法通过 AGC 消除。相位延迟可以通过零相位滤波来解决, 但零相位滤波实现起来也十分不便。基于此, 提出了一种改进的 NPS 算法, 其原理如图 7 所示。与图 2 不同的是, 抵消强度信号的除法运算被前移到求导运算之前, 这样需要一次开方运算, 增加了一定的计算量, 但能彻底摆脱求导运算引入的强度噪声影响。解调结果如图 8 所示, 可以看出, 所有强度噪声的频率成分被消除。

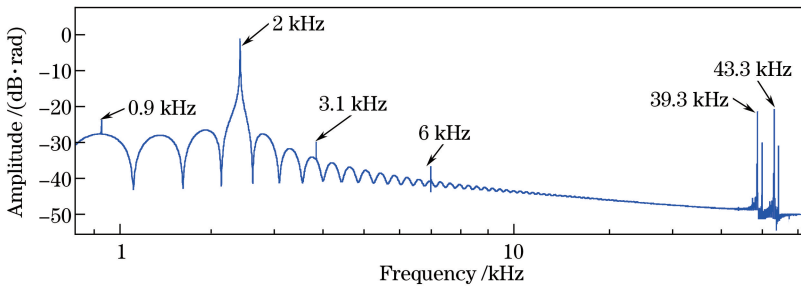


图 6 解调结果的频谱

Fig. 6 Spectrum of demodulation result

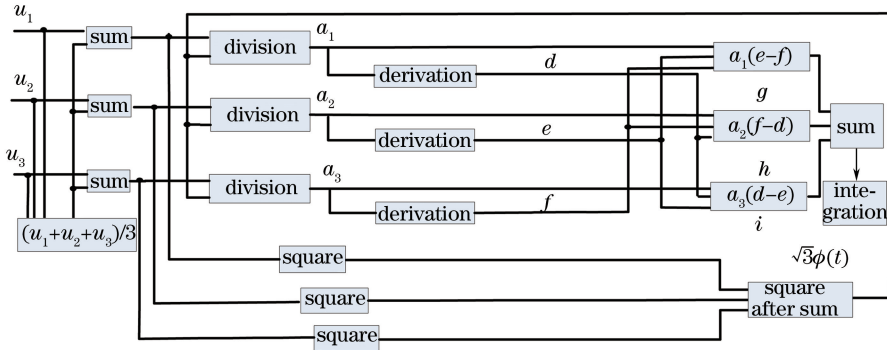


图 7 改进的 NPS 算法框图

Fig. 7 Block diagram of improved NPS algorithm

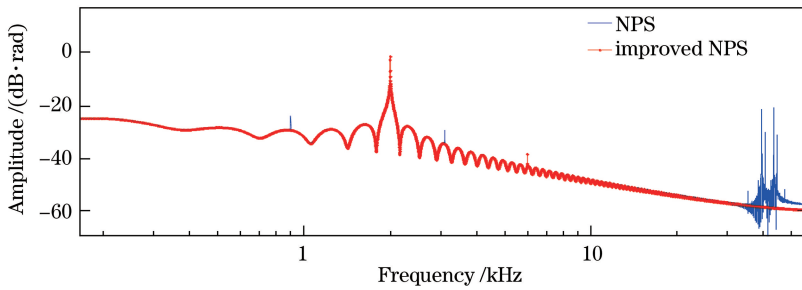


图 8 NPS 算法的解调结果频谱

Fig. 8 Spectra of demodulation results with NPS algorithm

4 实验分析

改变抽运功率可以改变弛豫振荡的强度,为了验证以上分析的正确性,进行了两组对比试验。第一组实验中调节抽运激光器的输出功率为 19.6 mW,用光功率计测得 DFB-FL 的出光功率为 5.9 μ W,将 DFB-FL 直接接至光电探测器,由 A/D 采集后计算得到其相对强度噪声(RIN)谱,如图 9 所示,可以较明显地看到弛豫峰(42.1 kHz 处),强度噪声约为 $-84.7 \text{ dB}\cdot\text{Hz}^{-1}$ 。关掉抽运电源后,将 DFB-FL 再接至图 1 所示系统中的干涉仪进行解调,干涉仪两臂的臂长差为 50 m,采用改进前后的 NPS 解调算法,得到解调噪声的功率谱如图 9 所示。可以看出,在 10 kHz 以下的低频范围内,系统噪声得到了较大的抑制,1 kHz 处的抑制达到了 30 dB。由于强度噪声与频率噪声的弛豫振荡峰为宽带信号,在解调时其混频产生了更加丰富的低频分量,积分运算无法抑制低频噪声,因此,差商求导的 NPS 算法低频噪声的增加明显,而改进后的算法在低频处的噪声抑制效果较好。而弛豫振荡峰处的噪声没有得到明显抑制,可能是由于高频处激光器弛豫振荡的频率噪声占主导作用。该弛豫峰由 DFB-FL 自身的频率噪声引入,不能在解调中消除,只要其不折叠到低频段,并不会影响到水听器的工作。

在第二组实验中调节抽运激光器的输出功率为 37.5 mW,DFB-FL 的出光功率为 13 μ W,强度噪声谱如图 10 所示。此时,从强度噪声谱上已看不到明显的弛豫峰,这可能是由于弛豫振荡减小,强度噪声被淹没在电路或环境噪声中。采用改进前后的 NPS 算法,得到的解调噪声水平差别减小。与图 9 所示的实验结果相比较可知,在 NPS 解调算法中,弛豫振荡的存在是引起系统噪声水平增加的原因。为了验证改进后算法可消除通过求导引入的强度噪声,将其与不需求导运算的反正切算法进行了对比。在与图 9 相同的弛豫振荡情况下,解调噪声功率谱如图 11 所示,可以看出,改进后的算法与反正切算法的解调噪声水平相同,没有受到求导误差的影响。而在 100 Hz 以下,噪声水平的差别可能由信号的非完全对称性导致。

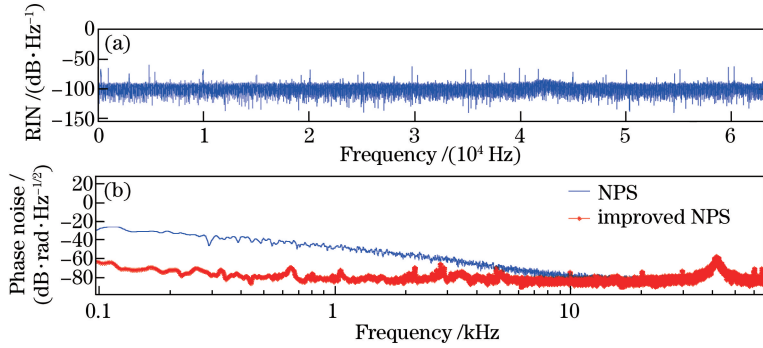


图 9 第一组实验的(a) RIN 频谱和(b)解调噪声

Fig. 9 (a) Spectrum of RIN and (b) demodulation noise in first experiment

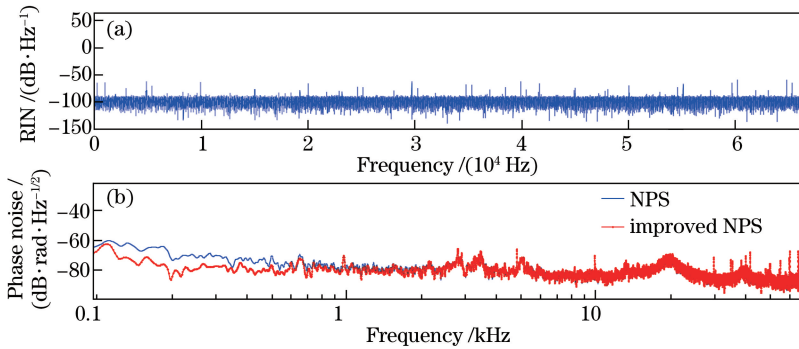


图 10 第二组实验的(a) RIN 频谱和(b)解调噪声

Fig. 10 (a) Spectrum of RIN and (b) demodulation noise in the second experiment

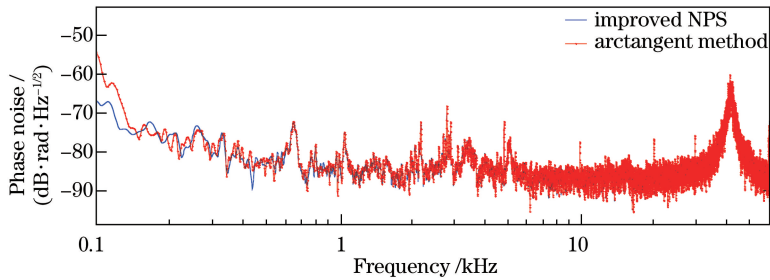


图 11 强弛豫振荡下的解调噪声频谱

Fig. 11 Spectra of demodulation noise under strong relaxation oscillation

用现场可编程门阵列(FPGA)实现开方运算时,需要保证运算的精度,才能避免系统噪声水平恶化。为了验证算法的实用性,进行了 FPGA 的仿真实验。将水听器置于水箱中以尽量降低环境噪声的影响,给 PZT 加载 2 kHz 信号以模拟水声信号解调,采样率为 125 kHz,解调结果如图 12 所示。可以看出,弛豫振荡引起的噪声被很好抑制,且开方运算没有引起系统噪声恶化。当突发弛豫振荡强烈时,改进的 NPS 算法能稳定地解调。

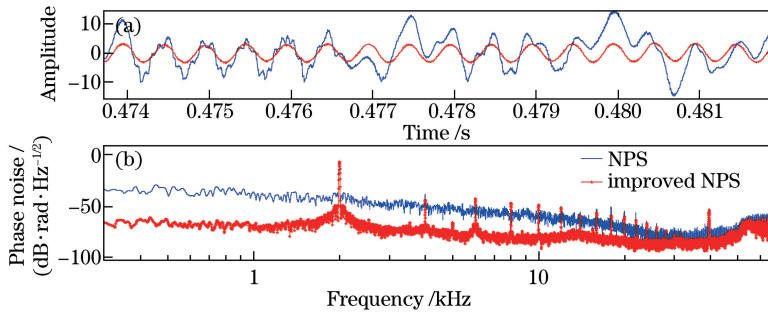


图 12 采用 FPGA 的解调结果。(a)时域结果;(b)频谱

Fig. 12 Demodulation results with FPGA. (a) Time-domain result; (b) spectra

5 结 论

分析了差商求导时弛豫振荡带来的强度噪声对 3×3 耦合器 NPS 算法数字解调的影响,提出了一种改进的 NPS 算法。实验结果表明,改进的 NPS 算法能够很好地抑制弛豫振荡强度噪声对解调噪声的影响,对提高阵列中 DFB 水听器基元的噪声性能和信号稳定性具有重要意义。从分析中还可以看出,反正切算法自身就具有抑制强度噪声影响的能力,因此,对于 NPS 算法和反正切算法的动态范围、精度、稳定性、FPGA 逻辑资源消耗等情况,需要进一步进行对比研究。

参 考 文 献

- [1] Foster S, Tikhomirov A, Harrison J, *et al.* Demonstration of an advanced fiber laser hydrophone array in Gulf St Vincent[C]. SPIE, 2015, 9634: 96342F.
- [2] Fang G S, Xu T W, Li F. 16-channel fiber laser sensing system based on phase generated carrier algorithm[J]. IEEE Photon Tech Lett, 2013, 25(22): 2185-2188.
- [3] Léguillon Y, Tow K H, Besnard P, *et al.* First demonstration of a 12 DFB fiber laser array on a 100 GHz ITU grid, for underwater acoustic sensing application[C]. SPIE, 2012, 8439: 84390J.
- [4] Li R Z, Wang X B, Huang J B, *et al.* Spatial-division-multiplexing addressed fiber laser hydrophone array[J]. Opt Lett, 2013, 38(11): 1909-1911.
- [5] Rajesh R, Sreehari C V, Vivek K, *et al.* An eight element hydrophone array using DFB fiber laser with bender bar packaging[C]. OSA Technical Digest, 2016: Th3A.52.
- [6] Tang Bo, Huang Junbin, Gu Hongcan. Distributed feedback fiber laser hydrophone used in towed line array[J]. Chinese J Lasers, 2016, 43(8): 0810002.
唐波, 黄俊斌, 顾宏灿. 应用于舷侧阵的分布反馈式光纤激光水听器研究[J]. 中国激光, 2016, 43(8): 0810002.
- [7] Tikhomirov A, Foster S. DFB FL sensor multiplexing noise[C]. Australian Conference on Optical Fiber Technology, 2006: 60-62.
- [8] Liu X H, Chang J, Zhang S S, *et al.* External optical feedback effects on stability of asymmetric DFB-FL and isolation method[J]. J Mod Optic, 2014, 61(12): 973-979.
- [9] Liu Wen. Research on the key issues in distributed-feedback fiber laser array[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2016.
刘文. 分布反馈光纤激光器阵列关键技术研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2016.
- [10] Ma L N, Hu Y M, Xiong S D, *et al.* Intensity noise and relaxation oscillation of a fiber laser sensor array integrated in a single fiber[J]. Opt Lett, 2010, 35(11): 1795-1797.
- [11] Xu T W, LI F, Wu Y F. Stability of distributed feedback fiber laser sensor array with unequal wavelength spacing[C]. SPIE, 2009, 7382: 73823P.
- [12] Todd M. On the probability structure of output noise from a digital phase demodulation system subject to biased intensity-based input noise[J]. J Lightwave Technol, 2008, 26(14): 2291-2300.
- [13] Todd M. Noise propagation in an optical demodulation scheme used for fiber Bragg grating interrogation[C]. SPIE, 2011, 7982: 79820A.

- [14] Liang Xun, Xiong Shuidong, Hu Yongming. Impact of relative intensity noise on fiber optic hydrophone's phase generated carrier scheme[J]. Chinese J Lasers, 2008, 35(5): 716-721.
梁迅, 熊水东, 胡永明. 激光器强度噪声对光纤水听器相位载波解调的影响[J]. 中国激光, 2008, 35(5): 716-721.
- [15] Xu Dan, Lu Bin, Yang Fei, *et al.* Narrow linewidth single-frequency laser noise measurement based on a 3×3 fiber coupler[J]. Chinese J Lasers, 2016, 43(1): 0102004.
徐丹, 卢斌, 杨飞, 等. 基于 3×3 耦合器的窄线宽单频激光器噪声测量技术[J]. 中国激光, 2016, 43(1): 0102004.
- [16] Zeng Zhoumo, Liu Fang, Feng Hao. Digitalized demodulation based on 3×3 coupler for dual Mach-Zehnder fiber interferometer[J]. Optics and Precision Engineering, 2014, 22(6): 1411-1417.
曾周末, 刘芳, 封皓. 基于 3×3 耦合器的双马赫-曾德尔干涉仪数字化相位解调[J]. 光学精密工程, 2014, 22(6): 1411-1417.
- [17] Liu Chang. Research and realize on demodulation system based on 3×3 coupler[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2012.
刘畅. 3×3 耦合器解调方法研究与实现[J]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2012.
- [18] Wang Dan, Liao Yanbiao, Zhang Min. Analysis of precisions of parameters calculated by ellipse fitting in double beam interferometer[J]. Acta Optica Sinica, 2016, 36(3): 0312002.
王丹, 廖延彪, 张敏. 双光束干涉仪中椭圆拟合估算的参数精度研究[J]. 光学学报, 2016, 36(3): 0312002.
- [19] Brown D A, Cameron C B, Keolian R M, *et al.* A symmetric coupler based demodulator for fiber optic interferometric sensors[C]. SPIE, 1991, 1584: 328-335.
- [20] Todd M, Seaver M, Bucholtr E. Improved, operationally-passive interferometric demodulation method using 3×3 coupler[J]. Electron Lett, 2002, 38(15): 784-786.