

光学学报

分布式声波传感系统中 IQ 解调方法的影响因素

赵丽娟^{1,2,3}, 张旭哲¹, 徐志钊^{1*}, 陈永辉¹

¹华北电力大学电气与电子工程学院, 河北 保定 071003;

²华北电力大学河北省电力物联网技术重点实验室, 河北 保定 071003;

³华北电力大学保定市光纤传感与光通信技术重点实验室, 河北 保定 071003

摘要 为了获得相关因素对基于相干探测相敏光时域反射计(φ -OTDR)的分布式声波传感(DAS)系统测量准确性的影响规律,根据光纤中后向瑞利散射理论建立相干探测 φ -OTDR仿真模型。基于该模型生成不同测量参数下的后向瑞利散射信号,采用IQ解调算法确定了振动位置、还原了振动信号,计算了振动检测信噪比和失真度。结果表明:采样率可以小于声光调制器(AOM)频率的2倍;宽范围内随着采样率的提高,振动检测信噪比与失真度不是严格单调增加或降低;模数转换器(ADC)量化位数在8~16位范围内变化时对系统解调结果的影响不大;随着入射光脉冲宽度减小、振动点与入射端距离增加,振动检测信噪比分别呈双指数、线性规律下降,失真度分别呈双指数、幂函数规律增加;随着掺铒光纤放大器(EDFA)放大倍数提高,振动检测信噪比呈幂函数规律提升,失真度在高、低噪声时分别呈幂函数、双指数规律下降。

关键词 传感器; 分布式声波传感器; φ -OTDR; IQ解调; 振动检测; 影响因素

中图分类号 TP212 **文献标志码** A

DOI: 10.3788/AOS230508

1 引言

分布式声波传感(DAS)系统以光纤为传感元件和传输媒介,已被广泛应用于周边安防^[1-3]、管道监测^[4-5]、地质探测^[6-7]和电力设备监测等领域^[8-9]。当传感光纤发生振动时,光纤内部的光波信号会携带与振动有关的信息,通过解调可获得振动位置、振动信号的幅值和频率信息。与点式传感器相比,DAS系统可获得传感光纤上连续分布的振动信息,更适合于长距离、大范围的监测。

基于相位敏感光时域反射计(φ -OTDR)的DAS系统因其灵敏度高、传感距离长、动态检测能力良好等特点,备受国内外学者关注。1993年,Taylor等^[10]首次利用超窄线宽激光器作为激光源,发现在后向瑞利散射(RBS)光中包含振动信息,从而提出 φ -OTDR。随着现场应用的深入发展,对仪器性能提出了更高的要求。为了提高 φ -OTDR的探测距离、信噪比、空间分辨率和可探测频率范围等关键性能指标,研究人员通过使用多模光纤^[11-12]、输入多脉冲光^[13-14]和结合干涉仪^[15-17]等方法优化系统结构,并基于小波降噪^[4,18]、匹配滤波^[19-20]和二维图像降噪^[21]等算法提高 φ -OTDR对外部振动的定位能力。在模式识别方面,支持向量机^[22]、随机森林^[23]

和K近邻^[24]等机器学习算法以及长短期记忆(LSTM)网络^[25-26]和卷积神经网络(CNN)^[27-28]等深度学习算法的应用,使得 φ -OTDR系统的识别准确率和识别速度不断提高。目前,针对 φ -OTDR的研究主要围绕光学性能提升、降噪、模式识别效率等方面进行。然而,除了系统的结构与算法外, φ -OTDR系统关键参数的选择也会影响系统性能,但这方面的研究鲜见报道。

为了解决以上问题,本文基于光纤RBS原理对用于DAS的相干探测 φ -OTDR系统进行建模,理论分析了RBS光的产生过程,仿真生成多组RBS信号曲线,通过IQ解调进行振动波形还原。该仿真模型的结果符合相干探测 φ -OTDR系统的理论,与 φ -OTDR系统实测RBS信号的结果比较证明了所建立模型的可靠性。基于该模型,通过修改仿真模型中的参数,研究了采样率、模数转换器(ADC)量化位数、入射光脉冲宽度、掺铒光纤放大器(EDFA)放大倍数、光纤振动位置对解调结果的影响,给出了不同影响因素改变量对系统性能的影响。

2 DAS及解调的原理

相干探测 φ -OTDR系统的原理如图1所示。窄线宽激光器(NLL)发出的光经过耦合器(OC)后分为两

收稿日期: 2023-02-06; 修回日期: 2023-03-28; 录用日期: 2023-04-10; 网络首发日期: 2023-04-25

基金项目: 国家自然科学基金(62171185, 62273146)、河北省自然科学基金(E2020502010)、河北省省级科技计划(SZX2020034)

通信作者: *wzcnjxx@163.com

束:一束光经声光调制器(AOM)调制为脉冲光,并产生一定的频移,再由 EDFA 放大功率后经环形器(CIR)注入传感光纤,产生 RBS 光;另一束光作为本征

参考光。两束光由耦合器混频之后通过平衡探测器(BPD)转换为电信号,对其进行带通滤波、采集、解调和

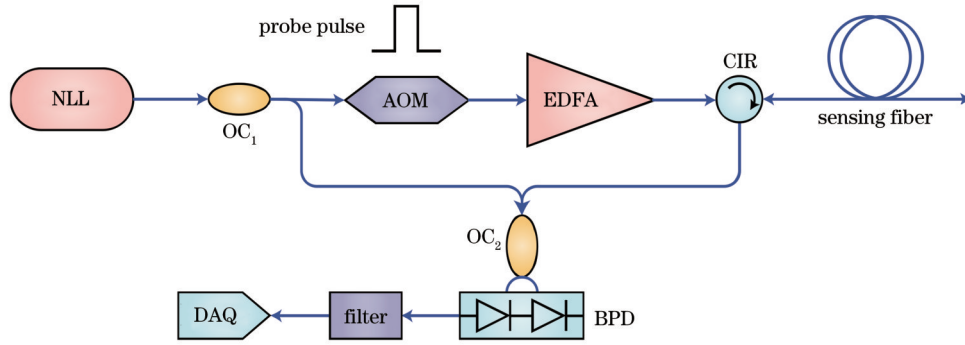


图1 相干探测 φ -OTDR 系统原理图

Fig. 1 Schematic of coherent detection φ -OTDR system

平衡探测器输出口采集的电压可简单表示为

$$V(t) \propto A(t) \cos[2\pi\Delta ft + \varphi_i(t)], \quad (1)$$

$$A(t) = A_{\text{RBS}}(t) A_L(t), \quad (2)$$

式中: $A_{\text{RBS}}(t)$ 和 $A_L(t)$ 分别表示 RBS 光和本征参考光的振幅; t 表示时间; Δf 为声光调制器添加的频移; $\varphi_i(t)$ 表示包含了振动信号的相位信息。

在计算机中进行 IQ 解调(图 2), 在经过低通滤波器(LPF)后, 解调信号 $I(t)$ 和 $Q(t)$ 可表示为

$$I(t) = -\frac{1}{2} A(t) \sin[\varphi_i(t)], \quad (3)$$

$$Q(t) = \frac{1}{2} A(t) \cos[\varphi_i(t)]. \quad (4)$$

振动信号的幅度和相位可表示为

$$A(t) \propto \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}, \quad (5)$$

$$\varphi_i(t) = \arctan[I(t)/Q(t)] + 2K\pi, \quad (6)$$

式中: K 为整数。外界振动作用于传感光纤时, 将引起 RBS 光在振动位置处的相位发生变化, 导致 RBS 光的幅值也发生变化, 因此根据 $A(t)$ 值的变化可获得振动的位置。

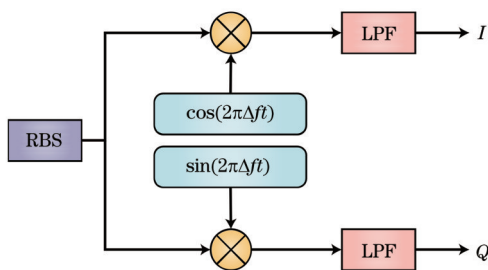


图2 IQ 解调示意图

Fig. 2 Schematic of IQ demodulation

3 建模及验证

3.1 原理

RBS 模型如图 3 所示。将传感光纤等分为 N 段,

每一段的长度为 ΔL , 在每一小段光纤中随机选择一处位置 L_i 作为该区域内的散射中心, 不同的散射中心对应不同的直径 D_i 。为了使结果更加准确, ΔL 应远小于入射光脉冲宽度, 即空间分辨率。理想情况下, 当脉冲光注入传感光纤后, 脉冲宽度范围内的多个散射中心产生 RBS 光, 且这些光发生干涉, 干涉后的 RBS 光^[29] 可表示为

$$E_{\text{RBS}}(t) = E_0 \sum_{i=M_i}^{N_i} D_i \exp(-2\alpha L_i) \times \exp\left\{j\left[2\pi(f + \Delta f)t - 2kL_i + \varphi_0\right]\right\}, \quad (7)$$

式中: E_0 表示脉冲光的振幅, 其大小与 NLL、AOM、EDFA 有关; α 为传感光纤的衰减系数; f 为探测光的频率; k 表示调制后光的波数, 一般为 $2\pi n/\lambda$, 其中 n 为光纤折射率; φ_0 为脉冲光的初相位; D_i 服从瑞利分布, 当光纤的光散射损耗主要由瑞利散射造成时, D_i 的最大值为 $(\alpha S)^{1/2}$, 其中 S 为瑞利后向捕捉因子, 典型值为 1.5×10^{-3} ; $L_i = i\Delta L - l_i$, $l_i = \text{rand}[0, \Delta L]$, $\text{rand}(\cdot)$ 表示在某一区间内取一随机值^[30]。如图 3 所示, M_i 与 N_i 分别表示该时刻入射光脉冲宽度范围内散射中心信号的最小值与最大值。 M_i 与 N_i 的表达式为

$$N_i = \text{INT}\left(\frac{tc}{2n\Delta L}\right), \quad (8)$$

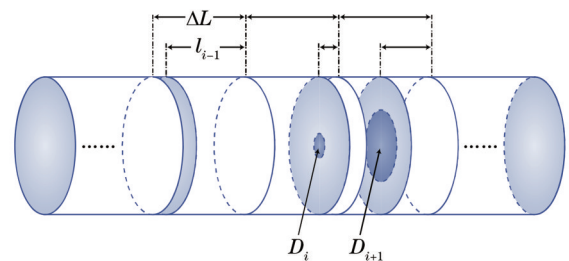


图3 光纤 RBS 模型

Fig. 3 Optical fiber RBS model

$$M_i = \begin{cases} 1, & N_i \leq \frac{c\omega}{2n\Delta L} \\ N_i - \frac{c\omega}{2n\Delta L} + 1, & N_i > \frac{c\omega}{2n\Delta L} \end{cases}, \quad (9)$$

式中:INT(\cdot)表示向下取整函数; c 表示光在真空中的

速度; ω 表示入射光脉冲宽度; n 为传感光纤的折射率。通过不同的 M_i 与 N_i 值,可模拟脉冲光在传感光纤中的移动。

当传感光纤受到振动后,RBS模型如图4所示,式(7)的RBS光表达式被修正为

$$E_{\text{RBS}}(t) = E_0 \sum_{i=M_t}^{M_t-1} D_i \exp(-2\alpha L_i) \exp\left\{j\left[2\pi(f+\Delta f)t - 2kL_i + \varphi_0\right]\right\} + E_0 \sum_{i=M_t}^{N_t} D_i \exp(-2\alpha L_i) \exp\left\{j\left[2\pi(f+\Delta f)t - 2kL_i + \varphi_0 + \varphi'_s(t)\right]\right\} + E_0 \sum_{i=N_t+1}^{N_t} D_i \exp(-2\alpha L_i) \exp\left\{j\left[2\pi(f+\Delta f)t - 2kL_i + \varphi_0 + \varphi_s(t)\right]\right\}, \quad (10)$$

式中: $\varphi'_s(t)$ 为振动范围内每一个散射中心受到的振动值。针对规模相对较小的振动,由于振动区间的长度远小于脉冲光波长,因此振动区间内的电场即式(10)右侧第二项对总电场的影响很小,可忽略不计,外部振动会导致振动区间累积产生的相位调制作用于之后的每一个散射中心^[29]。通过变换,RBS光可表示为

$$E_{\text{RBS}}(t) = B(t) \exp\left\{j\left[2\pi(f+\Delta f)t + \varphi(t)\right]\right\}, \quad (11)$$

其中变量 $B(t)$ 和 $\varphi(t)$ 由脉冲范围内各散射中心叠加而成:

$$B^2(t) = \left\{E_0 \sum_{i=M_t}^{N_t} D_i \exp(-2\alpha L_i) \sin[-2kL_i + \varphi_0 + \theta(t)]\right\}^2 + \left\{E_0 \sum_{i=M_t}^{N_t} D_i \exp(-2\alpha L_i) \cos[-2kL_i + \varphi_0 + \theta(t)]\right\}^2, \quad (12)$$

$$\varphi(t) = \arctan \left[\frac{E_0 \sum_{i=M_t}^{N_t} D_i \exp(-2\alpha L_i) \sin[-2kL_i + \varphi_0 + \theta(t)]}{E_0 \sum_{i=M_t}^{N_t} D_i \exp(-2\alpha L_i) \cos[-2kL_i + \varphi_0 + \theta(t)]} \right]. \quad (13)$$

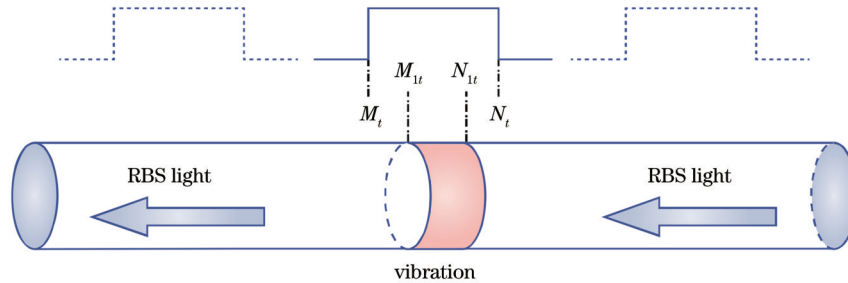


图4 受到振动后光纤RBS模型示意图

Fig. 4 Schematic of optical fiber RBS model under vibration

由于振动对传感光纤相位的影响,振动前后散射中心具备不同的相位:对于振动后的散射中心,有 $\theta(t) = \varphi_s(t)$;对于振动前的散射中心,有 $\theta(t) = 0$ 。

本征参考光的电场一般可表示为

$$E_L(t) = E_1 \exp\left[j(2\pi ft + \varphi_1)\right], \quad (14)$$

式中: E_1 表示本征参考光的振幅; φ_1 表示激光源的相位噪声。当RBS光与本征参考光经过耦合器和平衡探测器后,输出电信号可表示为

$$I(t) \propto B(t) E_1 \cos\left[2\pi\Delta ft + \varphi(t) - \varphi_1\right]. \quad (15)$$

这与式(1)的形式相同,且有

$$A(t) = B(t) E_1, \quad (16)$$

$$\varphi_i(t) = \varphi(t) - \varphi_1. \quad (17)$$

在相干探测 φ -OTDR中,系统噪声主要来源于相干衰落噪声、偏振衰落噪声、平衡探测器的输出噪声和环境噪声^[31]。偏振衰落与RBS光和本地光的偏振态有关,受到偏振的影响,式(1)修正为

$$V(t) \propto A(t) \cos\left[2\pi\Delta ft + \varphi_i(t)\right] \cos\left[\theta(t)\right]. \quad (18)$$

偏振态参数体现在 $\cos[\theta(t)]$ 上:当RBS光与本地光的偏振态一致时, $\cos[\theta(t)] = 1$;当二者的偏振态垂直时, $\cos[\theta(t)] = 0$ ^[32-33]。若 $\cos[\theta(t)]$ 过小,则系统发生偏振衰落,即信号幅值较小。由于脉冲宽度范围内的多个散射中心产生RBS光,这些RBS光发生干涉相长或相消,体现在式(18)的 $A(t)$ 中。若 $A(t)$ 过小,则

系统发生相干衰落,即信号幅值较小。由于信号的偏振衰落与相干衰落效果都体现在信号幅值上,故在模型中不再单独考虑偏振衰落的影响,即 $\cos[\theta(t)]=1$ 。考虑到平衡探测器噪声,式(18)进一步修正为

$$V(t) \propto A(t) \cos[2\pi\Delta ft + \varphi_i(t)] \cos[\theta(t)] + u_n(t), \quad (19)$$

式中: $u_n(t)$ 为平衡探测器引入的噪声。经过平衡探测器之后,输出噪声主要为散粒噪声和热噪声,这两类噪声为不相关的白噪声且均值为 0^[34-35]。在实验室测量平衡探测器的噪声信号分布,结果如图 5 所示,其中曲线代表拟合的高斯分布曲线,该曲线中数学期望 $\mu=0$,标准差 $\sigma=0.010$ 。由图 5 可知,实测平衡探测器噪声确实服从高斯分布。根据高斯白噪声的特点与实测噪声信号,定义噪声 $u_n(t) = \text{normrnd}(\mu, \sigma)$, 其中 $\text{normrnd}(\mu, \sigma)$ 满足数学期望为 μ 、标准差为 σ 的高斯分布,在 3.2 节中,为了与实际情况接近,取 $\mu=0$ 、 $\sigma=0.010$ 。

3.2 验证

在建立的 RBS 模型中,配置仿真模型的光纤折射率、衰减系数等参数来对模型的合理性进行验证。在模型中,参考实际系统参数,设置光纤折射率为 1.5,衰减系数为 0.25 dB/km,采样率为 125 MHz,ADC 量

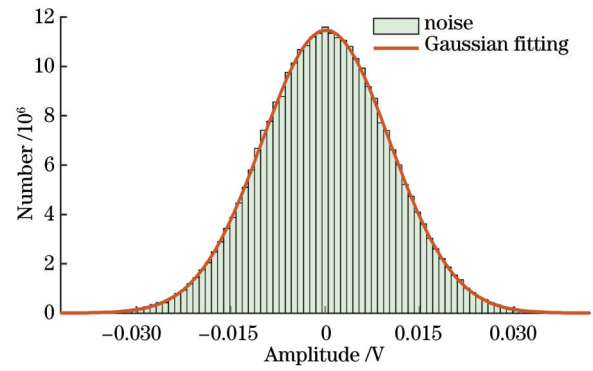


图 5 实测平衡探测器噪声信号分布
Fig. 5 Measured BPD noise signal distribution

化位数为 12 位,脉冲宽度为 80 ns,脉冲频率为 80 kHz,声光调制器产生的频移为 80 MHz,光纤长度约为 1 km,调整 E_0 与 E_1 的大小,使系统 RBS 信号幅度与实际系统相似,并在输出信号后进行带通滤波,在不施加振动的条件下,得到的 RBS 信号频谱如图 6(a) 所示。在不施加振动、实验室安静的条件下,相干探测 φ -OTDR 系统的测量频谱如图 6(b) 所示。可以看出,仿真信号是中心频率在 45 MHz 左右,带宽约为 25 MHz 的带通信号,这与实际测量结果吻合,初步验证了模型的合理性。

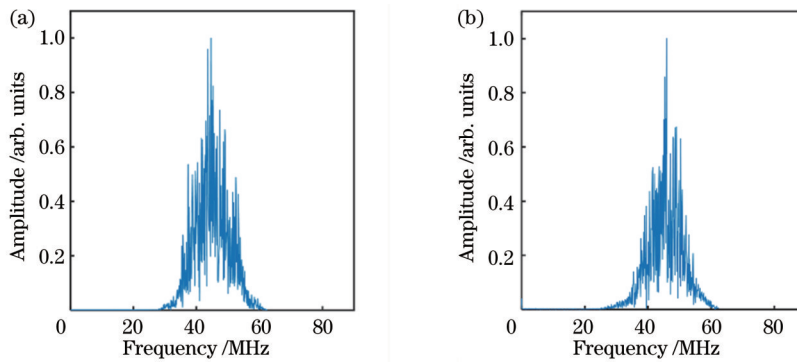


图 6 光纤不施加振动时仿真与实测信号频谱。(a) 仿真结果;(b) 实测结果

Fig. 6 Simulation and measured signal spectrograms of optical fiber without vibration. (a) Simulation result; (b) measurement result

在实际相干探测 φ -OTDR 系统的传感光纤末端区域加入 1 kHz 的振动,并用本文方法解调出传感光纤各位置振动的相位与幅值,结果如图 7 所示。振动检测准确性用振动检测信噪比表示,其定义为

$$S = 20\lg(S_m/N_m), \quad (20)$$

式中: S 为振动检测信噪比; S_m 为振动区域内振动幅值变化的峰值; N_m 为振动区域周围背景噪声均值。从图 7(a) 可明显观察到 950~995 m 区域的振动幅值变化较大,其他区域的振动幅值变化较小,说明该区域内存在振动,用式(20)算得本次振动检测信噪比为 25.32 dB。根据式(11)~(13),RBS 信号在形成过程中存在干涉,因此传感光纤在每一处的振动强度具有较强的随机性,且定位信噪比与振动幅度没有线性关

系。本次实验施加的振动信号为幅值不同但频率相同的正弦波,这与图 7(b) 所示的解调相位 3D 图在振动区间各个振动点呈现的不同振幅、相同频率的正弦波一致,验证了所建模型及解调方法的可靠性。

将外部振动施加在传感光纤后,光纤会发生由动态应变引起的周期性微小形变,从而导致光纤中光信号的光程差发生变化。为了模拟外部振动,验证仿真模型是否具备还原振动的能力,本模型将相位变化体现在式(10)的 $\varphi_s(t)$ 上,并且施加的振动参数不会因为解卷绕失败而对仿真结果产生影响。在仿真模型传感光纤 500 m 处施加频率为 1 kHz、幅值为 4 的正弦振动信号,即 $\varphi_s(t) = 2\sin(2\pi \times 1000t)$, 500 m 处解调出来的振动波形与实际振动波形比较如图 8 所示。为了比较

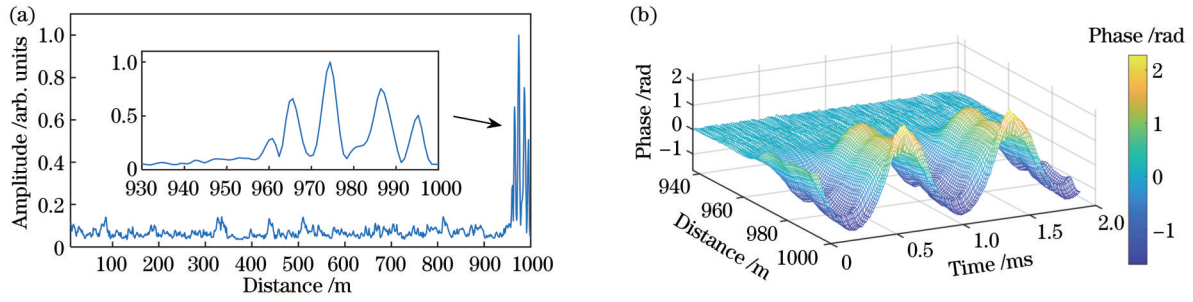


图7 实际系统解调结果。(a)幅值变化曲线;(b)解调相位3D图

Fig. 7 Actual system demodulation results. (a) Amplitude variation curve; (b) 3D image of demodulated phase

解调振动与实际振动之间的差距,定义失真度为

$$D(A, B) = 1 - \left| \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N \left(\frac{A_i - \mu_A}{\sigma_A} \right) \left(\frac{B_i - \mu_B}{\sigma_B} \right) \right|, \quad (21)$$

式中: $A=[A_1, A_2, \dots, A_N]$ 、 $B=[B_1, B_2, \dots, B_N]$ 表示两个序列,且长度均为 N ; μ_A 和 σ_A 分别为 A 的均值和标准差; μ_B 和 σ_B 分别为 B 的均值和标准差。失真度的取值范围为 $0 \leq D \leq 1$,其中 $D=0$ 表示没有失真, D 的数值越大,表示失真越严重。本次仿真中 $D=0.0011$,表明在本次仿真参数配置下,解调的振动波形失真度较低,仿真模型具备还原振动波形的能力。

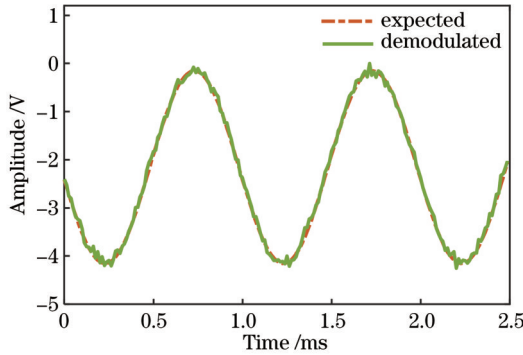


图8 解调波形与实际振动波形的比较

Fig. 8 Comparison of demodulated waveform with applied vibration waveform

为了分析仿真模型是否具备还原多点振动与多频率振动波形的能力,在仿真模型传感光纤200 m处施加频率为2 kHz、振幅为2的正弦振动,在400 m处施加频率为1 kHz、振幅为4的正弦振动,在600 m处施加频率为3 kHz、振幅为2的正弦振动,在800 m处施加频率为1 kHz、振幅为1与频率为2 kHz、振幅为4叠加的正弦振动,解调结果如图9所示。

从图9可明显观察到在光纤200、400、600、800 m处均发生与设置类似的振动,并且在避免相位发生卷绕的条件下,振动强度与解调相位呈线性关系。在4个振动位置检测到的信噪比分别为15.1 dB、17.8 dB、22.1 dB和14.6 dB,失真度分别为0.0013、0.0013、0.0012和0.0011。

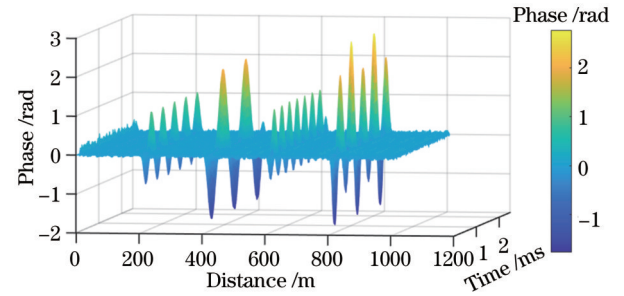


图9 光纤施加多振动条件下的解调结果

Fig. 9 Demodulated results of fiber under multiple vibration conditions

由以上仿真结果可知,振动信号可通过IQ解调的方法获得,仿真结果完全符合相干探测 φ -OTDR系统的理论预期,因此仿真模型具有合理性。

4 影响因素研究

在不同情况下DAS系统的采样率、ADC量化位数、入射光脉冲宽度、EDFA放大倍数和光纤振动位置可能会不同。基于第3节所建立的仿真模型,为了模拟不同平衡探测器噪声并且探究噪声对系统的影响,参考实际硬件噪声值,选取 $\mu=0$, σ 分别为0、0.0050、0.010、0.020、0.040、0.080,构建具有不同噪声含量的RBS信号。利用 $S_{\text{RBS}}=20\lg(u_{\text{r}}/u_{\text{n}})$ 计算不同RBS信号的信噪比,其中 u_{r} 表示无振动下RBS中有效信号绝对值的平均值, u_{n} 表示噪声信号绝对值的平均值。不同 σ 下RBS信号的信噪比分别为无穷大、40.58 dB、34.52 dB、28.62 dB、22.70 dB、16.29 dB。为了排除相干衰落与偏振衰落对相关影响因素的研究带来的干扰,从而获得更直观、更有说服力的结果,将外部振动施加在RBS信号幅值较大的位置,即非衰落点。通过改变不同的影响因素,对比振动检测信噪比和失真度,定量分析其对DAS振动检测准确性的影响。

4.1 采样率

根据式(7),BPD输出端信号大致可看作许多被门函数限制的余弦函数之和,余弦信号被矩形脉冲调幅的频谱函数^[30]可表示为

$$|F(\omega)| = w \text{sinc}[(\omega - 2\pi f)w]. \quad (22)$$

该频谱为主频位于 f 处的 sinc 函数, 信号主频 f 与 AOM 频移相同, 主瓣的半峰全宽和旁瓣的带宽为 $f_0 = 1/\omega$, 信号的能量大部分集中在主瓣内。因此, 该信号可视为一个中心频率为 f 、带宽为 $2f_0$ 的带通信号, 对于该带通信号, 即使不满足采样条件, 即采样率 $f_s < (2f + f_0)$, 采样信号也会被复原^[36]。欠采样时, 信号会根据采样定理发生频移, 假设频移后的信号中心频率为 f' , 根据奈奎斯特采样定理, 若满足式 (23), 即可实现对 RBS 信号的还原:

$$\begin{cases} f' + f_0 \leq \frac{1}{2} f_s \ \& \ f' - f_0 \geq 0, \ f' > 0 \\ f' - f_0 \geq -\frac{1}{2} f_s \ \& \ f' + f_0 \leq 0, \ f' < 0 \end{cases} \quad (23)$$

与实际系统参数类似, 在仿真模型中设置与 3.2 节相同的光纤折射率、衰减系数、ADC 量化位数、脉冲宽度、脉冲频率、光纤长度、 E_0 与 E_1 。为了探究采样率对解调效果的影响, 设置采样率分别为 100 MHz、125 MHz、200 MHz、250 MHz、500 MHz、1 GHz。在仿真模型传感光纤 500 m 处施加频率为 1 kHz、振幅为

4 的正弦振动波形。不同采样率下采用式 (20) 算得的振动检测信噪比以及采用式 (21) 算得的失真度如图 10 所示。

由图 10(a) 可知: 在噪声信号较强的情况下, 提高采样率可小幅提升振动检测信噪比; 在噪声信号较弱的情况下, 当采样率为 125 MHz 时振动检测信噪比最低, 而当采样率大于 125 MHz 时, 振动检测信噪比随着采样率的增大而提升, 当提升到一定程度后信噪比几乎保持不变。下面对这种情况进行解释: RBS 信号的能量大部分集中在主瓣内, 但实际上旁瓣仍然存在。由图 2 不难发现, 在进行 IQ 解调时, 该带通信号在时域上与正弦/余弦信号相乘, 因此该信号进一步发生频移。当采样率为 125 MHz 时, 频移后的信号中心频率为 0 和 35 MHz; 当采样率为 100 MHz 和 200 MHz 时, 频移后的信号中心频率均为 0 和 40 MHz。因此, 采样率为 125 MHz 时的旁瓣干扰效果最大, 表现出来的结果为振动检测信噪比较小, 当采样率逐渐提高后, 旁瓣影响逐渐消失, 因此振动检测信噪比趋于稳定。为了降低旁瓣的影响, 需要选择合适的带通滤波器。

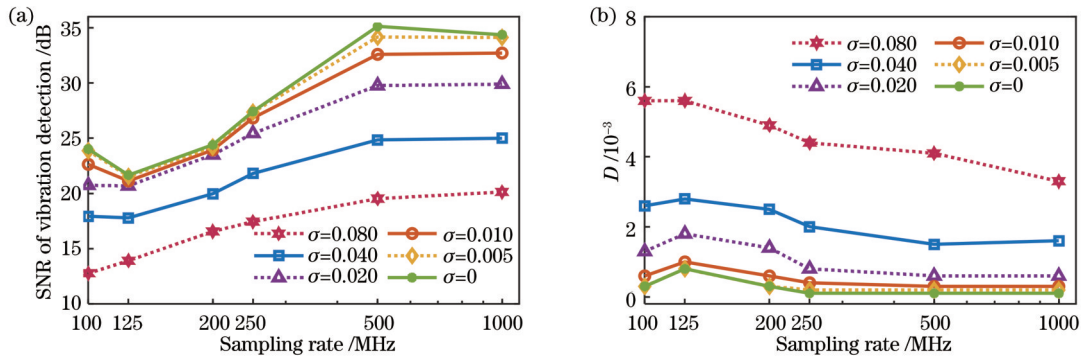


图 10 采样率对解调效果的影响 (x 轴为对数坐标轴)。(a) 不同采样率下的振动检测信噪比; (b) 不同采样率下的失真度
Fig. 10 Impact of sampling rate on demodulation effect (x -axis is logarithmic). (a) SNR of vibration detection at different sampling rates; (b) distortion at different sampling rates

由图 10(b) 可知: 当噪声较大时, 失真度随采样率的提高而逐渐降低; 当噪声较小时, 采样率对失真度的影响不大。当 $\sigma = 0.080$ 时, 采样率为 100 MHz 和 1 GHz 的系统失真度分别为 0.0056 和 0.0033; 当噪声为 $\sigma = 0.010$ 时, 采样率为 100 MHz 和 1 GHz 的系统失真度分别为 0.00060 和 0.00030。两种噪声情况下解调振动与实际振动的对比如图 11 所示, 可以看到, 强噪声情况下, 两种采样率的 φ -OTDR 系统解调出来的波形具有差别, 弱噪声情况下差别不明显。此外, 当采样频率为 100 MHz 和 125 MHz 时, 振动波形也能被检测到, 且此时能满足式 (23) 的限制条件, 这与本节提及的 RBS 信号还原条件吻合。

4.2 ADC 量化位数

在仿真模型中设置 ADC 量化位数分别为 8、10、12、16。根据 4.1 节的研究结果, 设置采样率为 500 MHz, 其他仿真参数与 4.1 节设置相同, 并在仿真

模型传感光纤 500 m 处施加频率为 1 kHz、振幅为 4 的正弦振动, 解调结果如表 1 所示。

由表 1 可知, 不同 ADC 量化位数的振动检测信噪比与失真度基本相同。图 12 展示了 4 种情况下解调振动与实际振动的对比, 再次证明 ADC 量化位数的变化 (从 8 位变为 16 位) 对该振动解调的影响可忽略。

4.3 入射光脉冲宽度

入射光脉冲宽度 w 与相干探测 φ -OTDR 系统的空间分辨距离 z 的关系为

$$z = cw/(2n) \quad (24)$$

随着脉冲宽度 w 增加, RBS 信号的信噪比提升, 允许的测量距离也增加, 但空间分辨率变小。选取脉冲宽度分别为 20、40、60、80、100、120、150、200、500、800 ns 进行仿真, 设置 ADC 量化位数为 12 位, 其他仿真参数与 4.2 节设置相同, 并在光纤 500 m 处施加上述相同振动, 解调结果如图 13 所示。

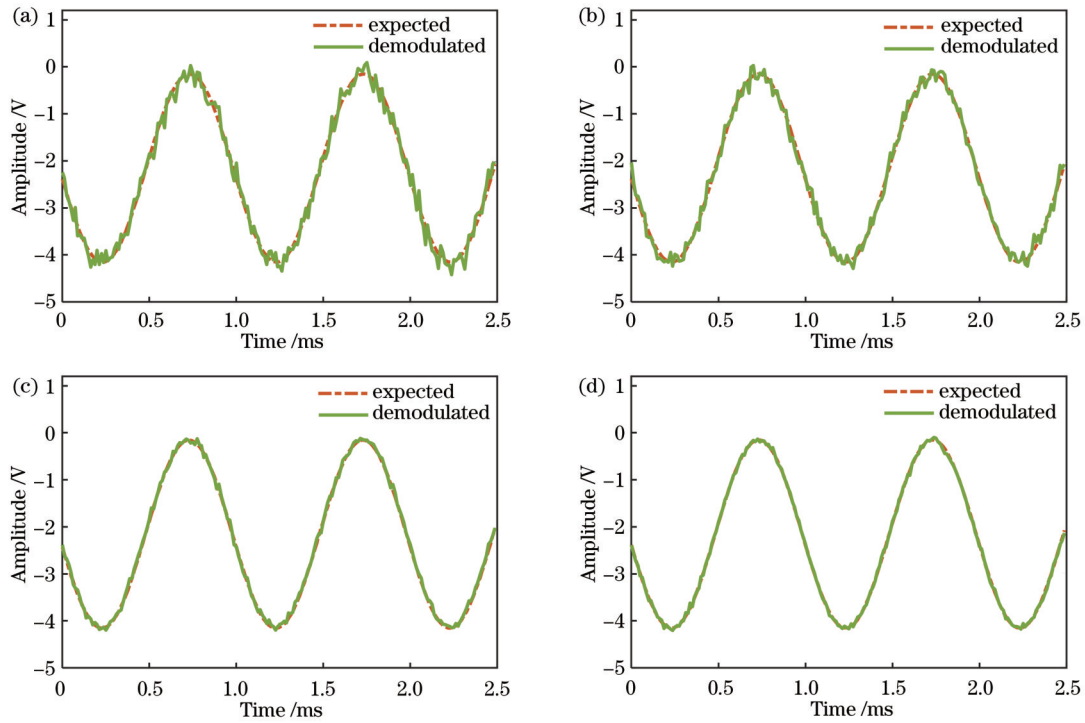


图 11 不同采样率与噪声下解调振动与实际振动对比图。(a)采样率为 100 MHz, $\sigma=0.080$; (b)采样率为 1 GHz, $\sigma=0.080$; (c)采样率为 100 MHz, $\sigma=0.010$; (d)采样率为 1 GHz, $\sigma=0.010$

Fig. 11 Comparison of demodulated and actual vibrations at different sampling rates and noise levels. (a) Sampling rate is 100 MHz, $\sigma=0.080$; (b) sampling rate is 1 GHz, $\sigma=0.080$; (c) sampling rate is 100 MHz, $\sigma=0.010$; (d) sampling rate is 1 GHz, $\sigma=0.010$

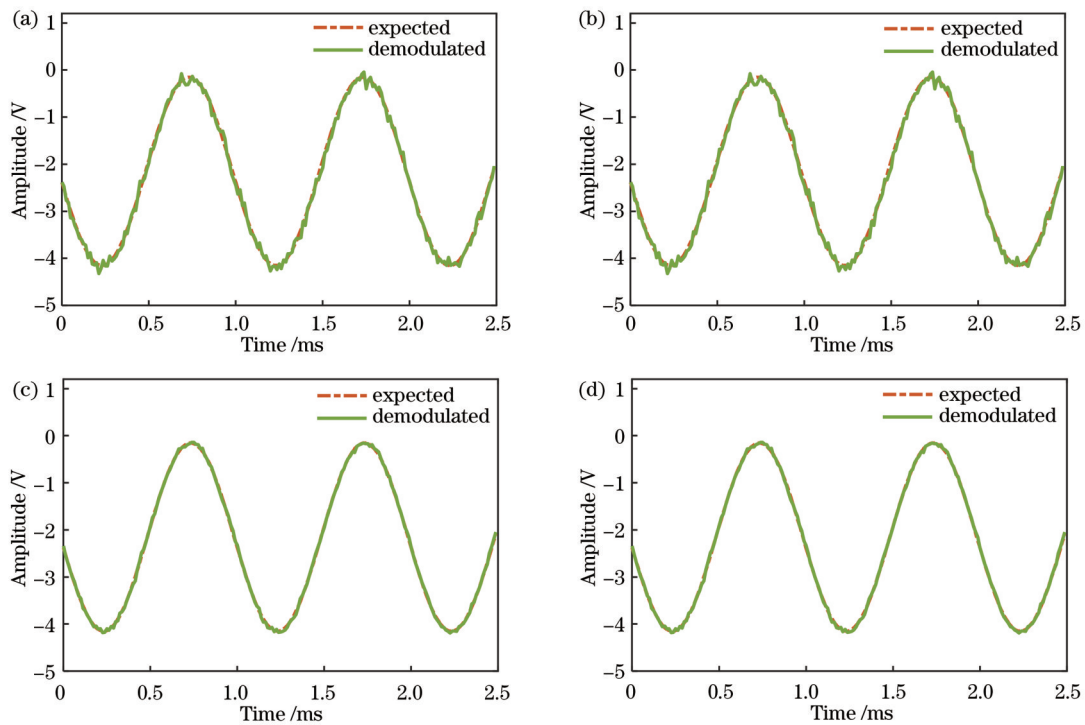


图 12 不同 ADC 量化位数与噪声下解调振动与实际振动的对比。(a)ADC 量化位数为 8, $\sigma=0.040$; (b)ADC 量化位数为 16, $\sigma=0.040$; (c)ADC 量化位数为 8, $\sigma=0.0050$; (d)ADC 量化位数为 16, $\sigma=0.0050$

Fig. 12 Comparison of demodulated and actual vibrations at different ADC quantization bits and noise levels. (a) Number of ADC quantization bits is 8, $\sigma=0.040$; (b) number of ADC quantization bits is 16, $\sigma=0.040$; (c) number of ADC quantization bits is 8, $\sigma=0.0050$; (d) number of ADC quantization bits is 16, $\sigma=0.0050$

表 1 ADC 量化位数对解调准确性的影响
Table 1 Impact of ADC quantization bit on demodulation accuracy

σ	Number of ADC bits	SNR of vibration detection/dB	$D/10^{-4}$
0	8	35.1224	1.00
	10	35.1214	
	12	35.1221	
	16	35.1221	
0.005	8	34.1726	2.00
	10	34.1712	
	12	34.1706	
	16	34.1703	
0.010	8	32.6096	3.00
	10	32.6107	
	12	32.6093	
	16	32.6088	
0.020	8	29.7611	6.00
	10	29.7614	
	12	29.7620	
	16	29.7628	
0.040	8	24.8413	15.00
	10	24.8422	
	12	24.8405	
	16	24.8438	
0.080	8	19.5293	41.00
	10	19.5297	
	12	19.5308	
	16	19.5316	

若振动检测信噪比过小即振动无法通过幅值变化曲线定位,则该点不会在图 13 中显示。由图 13(a)可知:当脉冲宽度小于 200 ns 时,随着脉冲宽度的增加,振动检测信噪比明显提升;当脉冲宽度大于 200 ns 时,较弱噪声信号的振动检测信噪比提升不明显,较强噪声信号的信噪比提升明显,但提升速率不如脉冲宽度小于 200 ns 的情况。这是因为当脉冲宽度较小时 RBS 信号的信噪比较低,此时振动检测信噪比较低;随着脉冲宽度增加,RBS 信号的信噪比快速增加,振动检测信噪比显著提升。当脉冲宽度较大时,RBS 信号的信噪比已然较大,振动检测信噪比较高,进一步增加脉冲宽度时振动检测信噪比提升速度下降。采用式(25)拟合振动检测信噪比与脉冲宽度的关系,如图 14(a)与表 2 所示,其中 R^2 、SSE 和 RMSE 分别表示确定系数、误差平方和、均方根误差。结果表明,振动检测信噪比随脉冲宽度的增加呈双指数规律下降,即

$$y = a \exp(bx) + c \exp(dx), \quad (25)$$

式中: x 可为脉冲宽度、EDFA 放大倍数或光纤振动位置; y 为拟合振动检测信噪比或失真度。

由图 13(b)可知:在无噪声的情况下,脉冲宽度对失真度的影响可忽略;在有噪声的情况下,脉冲宽度越小,失真度越高,且噪声越大,失真度随脉冲宽度变小而增加的值变大。采用式(25)与函数 $y = ax + b$ 拟合失真度与脉冲宽度的关系,如图 14(b)与表 3 所示。结果表明,有噪声情况下失真度随脉冲宽度的增加呈双指数规律下降。长脉冲宽度虽然会提升系统解调效果,但是会降低 φ -OTDR 系统的空间分辨率。另外,噪声越强,同脉冲宽度下的振动检测信噪比越低。图 15 展示了两种噪声情况下解调振动与实际振动的对比。

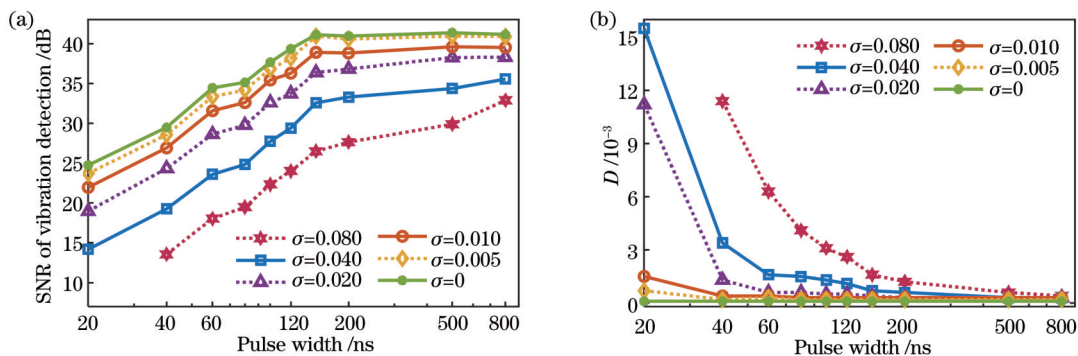


图 13 脉冲宽度对解调准确性的影响(x 轴为对数坐标轴)。(a)不同脉冲宽度下的振动检测信噪比;(b)不同脉冲宽度下的失真度
Fig. 13 Impact of pulse width on demodulation accuracy (x -axis is logarithmic). (a) SNR of vibration detection at different pulse widths; (b) distortion at different pulse widths

4.4 EDFA 放大倍数

不考虑 EDFA 饱和效率,提高 EDFA 放大倍数可提高 BPD 输出信号值。脉冲光的振幅 E_0 正比于 $\sqrt{A_m P_0}$,其中 A_m 为 EDFA 放大倍数, P_0 为 NLL 输出功率。根据实际 φ -OTDR 系统参数,将第 3 节模型放大

倍数(E_0 与 E_1 的积)设为参考值的 100 倍。为了探究放大倍数对解调结果的影响,在仿真模型中设置 EDFA 放大倍数分别为 20、50、100、500 和 1000,设置脉冲宽度为 80 ns,其他仿真参数与 4.3 节设置相同,并在光纤 500 m 处施加上述相同振动,解调结果如图 16 所示。

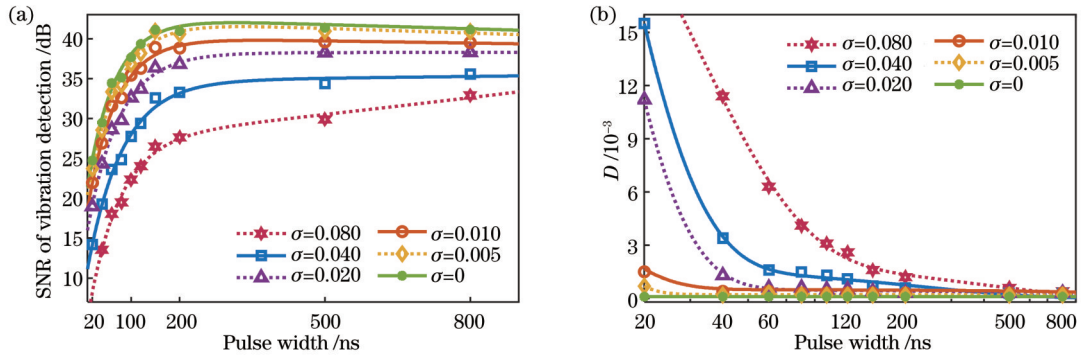


图 14 不同噪声下振动检测信噪比、失真度与脉冲宽度关系的拟合结果。(a)振动检测信噪比拟合结果(x 轴为线性坐标轴);(b)失真度拟合结果(x 轴为对数坐标轴)

Fig. 14 Fitting results of the relationship between SNR of vibration detection, distortion, and pulse width under different noise levels. (a) Fitting results of SNR of vibration detection (x -axis is linear); (b) fitting results of distortion (x -axis is logarithmic)

表 2 不同噪声下振动检测信噪比与脉冲宽度关系的拟合结果

Table 2 Fitting results of the relationship between SNR of vibration detection and pulse width under different noise levels

σ	Fitting curve	R^2	SSE / dB ²	RMSE
0	Double exponential	0.99	2.76	0.67
0.005	Double exponential	0.99	3.53	0.77
0.010	Double exponential	0.99	2.42	0.63
0.020	Double exponential	0.99	2.07	0.59
0.040	Double exponential	0.99	3.37	0.75
0.080	Double exponential	0.99	2.13	0.65

表 3 不同噪声下失真度与脉冲宽度关系的拟合结果

Table 3 Fitting results of the relationship between distortion and pulse width under different noise levels

σ	Fitting curve	R^2	SSE	RMSE
0	Linear	1.00	0	0
0.005	Double exponential	0.97	8.35×10^{-9}	3.73×10^{-5}
0.010	Double exponential	0.99	8.75×10^{-9}	3.82×10^{-5}
0.020	Double exponential	0.99	5.44×10^{-8}	9.53×10^{-5}
0.040	Double exponential	0.99	2.17×10^{-7}	1.90×10^{-4}
0.080	Double exponential	0.99	3.51×10^{-7}	2.65×10^{-4}

由图 16(a)可知:当系统不存在噪声时,系统解调效果不会受到 EDFA 放大倍数的影响;当系统存在噪声时,提高 EDFA 放大倍数可提升振动检测信噪比,但存在最大值,即不会超过无噪声时系统的振动检测信噪比。由图 16(b)可知:当系统存在噪声时,提高 EDFA 的放大倍数可降低失真度,但也存在最小值。采用函数 $y = ax + b$ 和 $y = ax^b + c$ 对振动检测信噪比与 EDFA 放大倍数的关系进行拟合,采用式(25)与函数 $y = ax + b$ 和 $y = ax^b + c$ 对失真度和 EDFA 放大倍数的关系进行拟合,拟合结果如图 17、表 4 和表 5 所示。结果表明,在有噪声情况下,当 EDFA 的放大倍数提高时,振动检测信噪比呈幂函数规律提升,而失真度在低噪声水平下呈双指数规律下降,在高噪声水平下呈幂函数规律下降。图 18 展示了两种噪声情况下解调振动与实际振动的对比。

4.5 光纤振动位置

当 DAS 用于长距离传输时,一般选用低衰减光纤,设置衰减系数为 0.15 dB/km,脉冲频率为 8 kHz,光纤长度为 10 km,EDFA 放大倍数为 100,其他仿真参数与 4.4 节设置相同。分别在光纤 0.5、1.5、2.5、3.5、4.5、5.5、6.5、7.5、8.5、9.5 km 处施加频率为 500 Hz、振幅为 2 的正弦振动,解调结果如图 19 所示。

若振动检测信噪比过小,即振动无法通过幅值变化曲线定位,则该点不会在图 19 中显示。根据图 19,当无噪声时,振动检测信噪比和失真度基本保持不变,振动位置对其影响不大。采用函数 $y = ax + b$ 和 $y = ax^b + c$ 分别对振动检测信噪比、失真度与振动位置的关系进行拟合,拟合结果如图 20、表 6、表 7 所示。在有噪声的条件下:振动检测信噪比随振动位置距离的增加呈线性减小,且不同噪声下的减小速率基本相同;失真度随振动位置增加呈幂函数规律增加,且噪声越大,

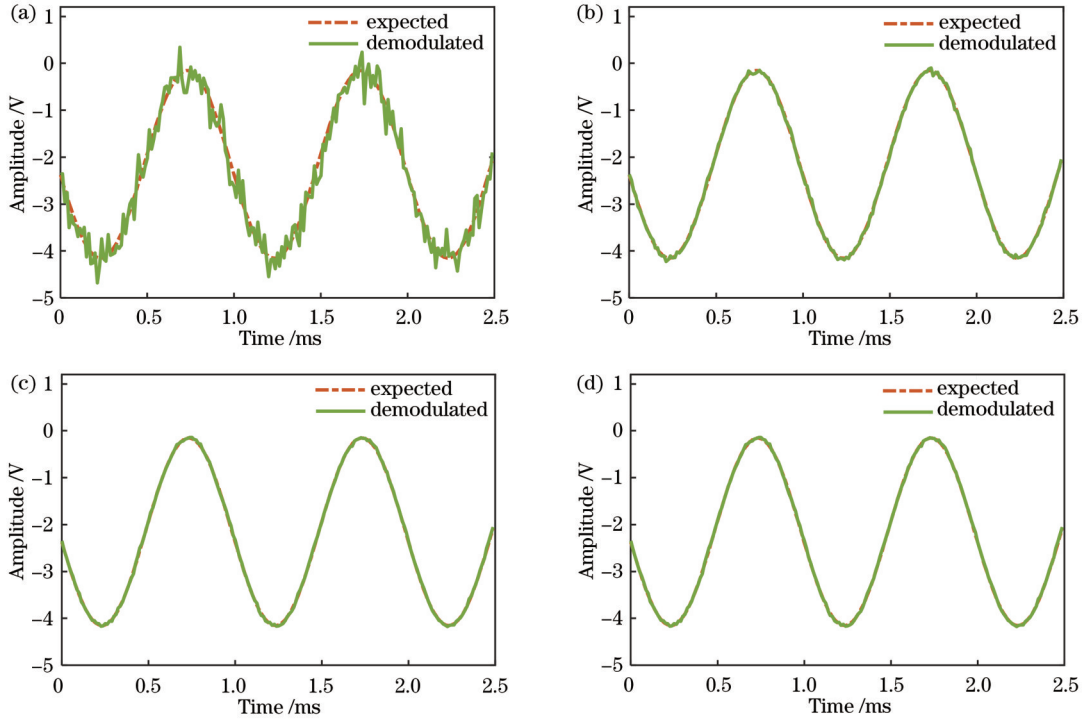


图 15 不同脉冲宽度与噪声下解调振动与实际振动的对比。(a)脉冲宽度为 20 ns, $\sigma=0.040$; (b)脉冲宽度为 500 ns, $\sigma=0.040$; (c)脉冲宽度为 20 ns, $\sigma=0$; (d)脉冲宽度为 500 ns, $\sigma=0$

Fig. 15 Comparison of demodulated and applied vibrations at different pulse widths and noise levels. (a) Pulse width is 20 ns, $\sigma=0.040$; (b) pulse width is 500 ns, $\sigma=0.040$; (c) pulse width is 20 ns, $\sigma=0$; (d) pulse width is 500 ns, $\sigma=0$

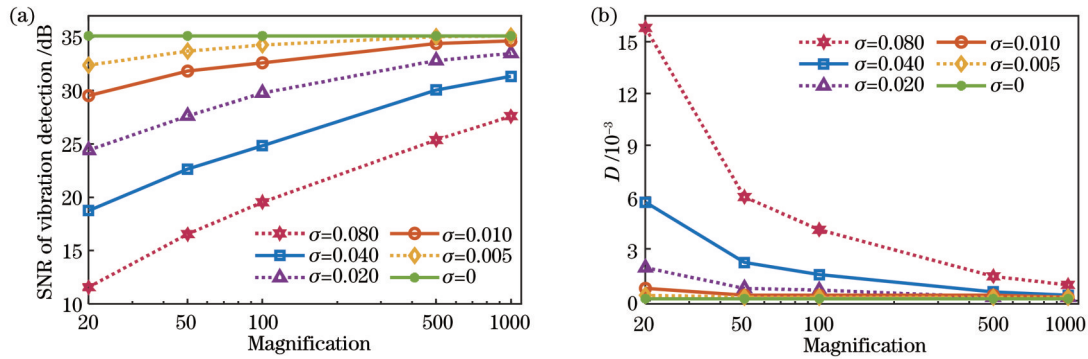


图 16 EDFA 放大倍数对解调结果准确性的影响 (x 轴为对数坐标轴)。(a)不同 EDFA 放大倍数下的振动检测信噪比; (b)不同 EDFA 放大倍数下的失真度

Fig. 16 Impact of magnification of EDFA on demodulation accuracy (x -axis is logarithmic). (a) SNR of vibration detection at different magnifications of EDFA; (b) distortion at different magnifications of EDFA

增加速率越大。图 21 展示了两种噪声情况下解调振动与实际振动的对比。

表 4 不同噪声下振动检测信噪比与 EDFA 放大倍数关系的拟合结果

Table 4 Fitting results of the relationship between SNR of vibration detection and magnification of EDFA under different noise levels

σ	Fitting curve	R^2	SSE / dB ²	RMSE
0	Linear	1.00	0	0.67
0.005	Power	0.99	0.0034	0.041
0.010	Power	0.99	0.066	0.18
0.020	Power	0.99	0.046	0.15
0.040	Power	0.99	0.130	0.25
0.080	Power	0.99	0.030	0.12

表 5 不同噪声下失真度与 EDFA 放大倍数关系的拟合结果

Table 5 Fitting results of the relationship between distortion and magnification of EDFA under different noise levels

σ	Fitting curve	R^2	SSE	RMSE
0	Linear	1.00	0	0
0.005	Double exponential	0.99	1.52×10^{-12}	1.23×10^{-6}
0.010	Double exponential	0.99	1.76×10^{-11}	4.20×10^{-6}
0.020	Power	0.96	6.15×10^{-8}	1.75×10^{-4}
0.040	Power	0.99	1.82×10^{-7}	3.02×10^{-4}
0.080	Power	0.99	5.92×10^{-7}	5.44×10^{-4}

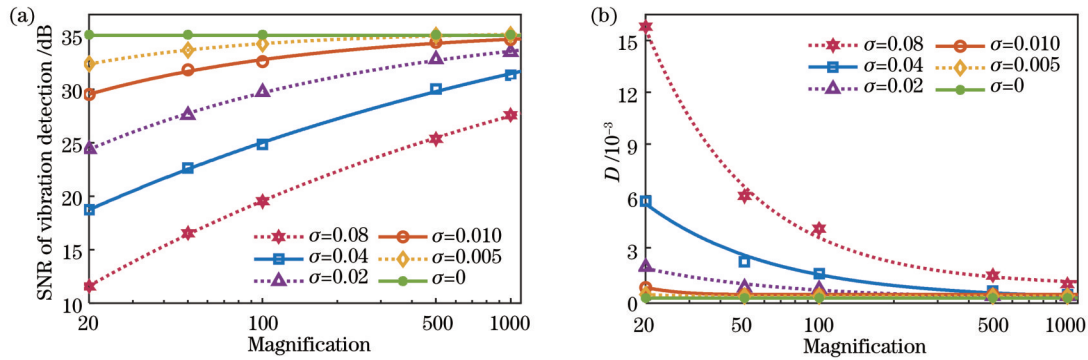


图 17 不同噪声下振动检测信噪比、失真度与 EDFA 放大倍数关系的拟合结果 (x 轴为对数坐标轴)。(a) 振动检测信噪比拟合结果; (b) 失真度拟合结果

Fig. 17 Fitting results of the relationship between SNR of vibration detection, distortion, and magnification of EDFA under different noise levels (x -axis is logarithmic). (a) Fitting results of SNR of vibration detection; (b) fitting results of distortion

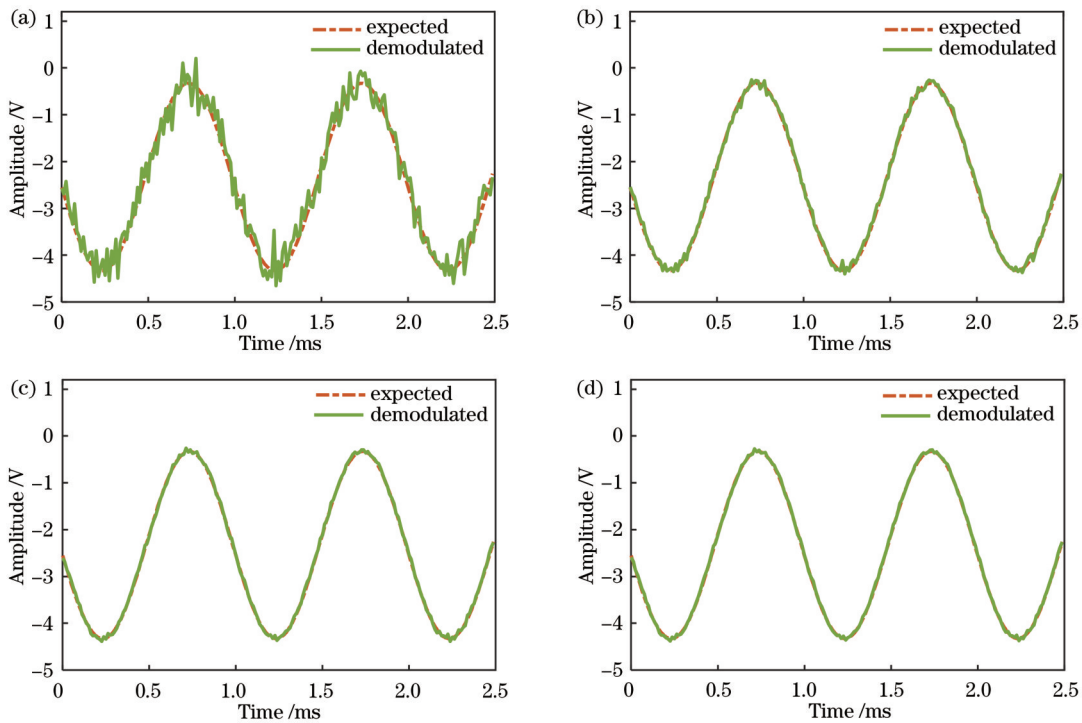


图 18 不同 EDFA 放大倍数与噪声下解调振动与实际振动的对比。(a) EDFA 放大倍数为 20, $\sigma=0.080$; (b) EDFA 放大倍数为 1000, $\sigma=0.080$; (c) EDFA 放大倍数为 20, $\sigma=0.005$; (d) EDFA 放大倍数为 1000, $\sigma=0.005$

Fig. 18 Comparison of demodulated and actual vibrations at different magnifications of EDFA and noise levels. (a) Magnification of EDFA is 20, $\sigma=0.080$; (b) magnification of EDFA is 1000, $\sigma=0.080$; (c) magnification of EDFA is 20, $\sigma=0.005$; (d) magnification of EDFA is 1000, $\sigma=0.005$

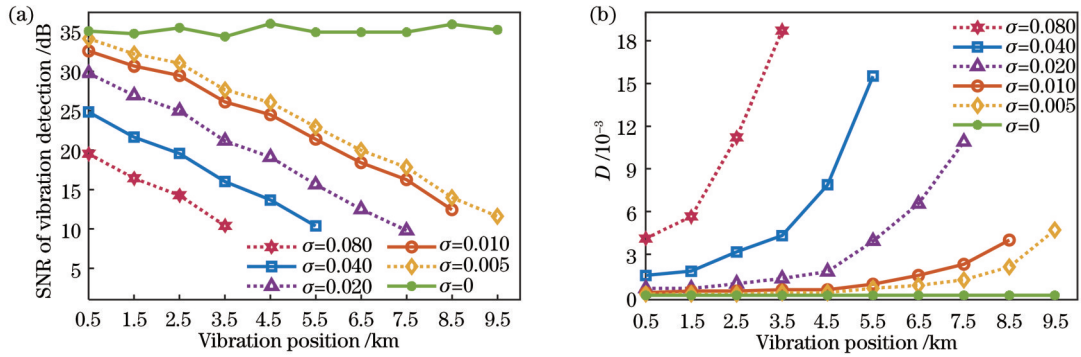


图 19 振动位置对解调准确性的影响(x 轴为线性坐标轴)。(a)不同振动位置下的振动检测信噪比;(b)不同振动位置下的失真度
Fig. 19 Impact of vibration position on demodulation accuracy (x -axis is linear). (a) SNR of vibration detection at different vibration positions; (b) distortion at different vibration positions

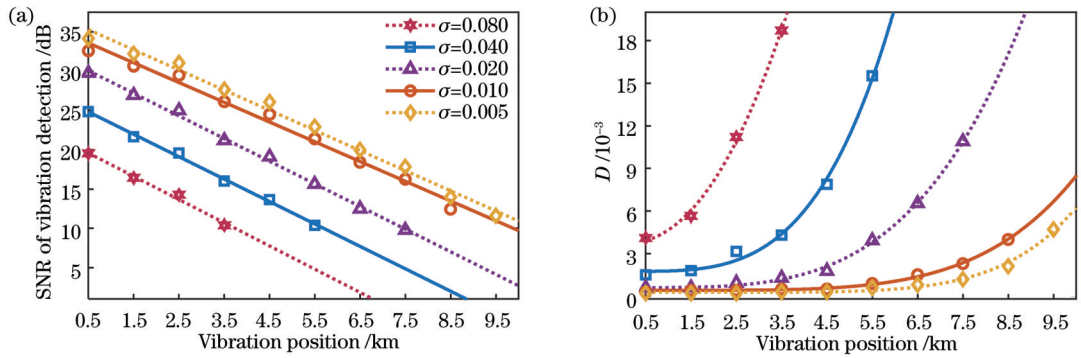


图 20 不同噪声下振动检测信噪比、失真度与振动位置关系的拟合结果(x 轴为线性坐标轴)。(a)振动检测信噪比拟合结果;(b)失真度拟合结果
Fig. 20 Fitting results of the relationship between SNR of vibration detection, distortion, and vibration position under different noise (x -axis is linear). (a) Fitting results of SNR of vibration detection; (b) fitting results of distortion

表 6 不同噪声下振动检测信噪比与振动位置关系的拟合结果

Table 6 Fitting results of the relationship between SNR of vibration detection and vibration position under different noise levels

σ	Fitting curve	R^2	SSE /dB ²	RMSE
0.005	linear	0.99	4.80	0.77
0.010	linear	0.98	4.25	0.77
0.020	linear	0.99	1.11	0.43
0.040	linear	0.99	0.47	0.34
0.080	linear	0.98	0.50	0.50

表 7 不同噪声下失真度与振动位置关系的拟合结果

Table 7 Fitting results of the relationship between distortion and vibration position under different noise levels

σ	Fitting curve	R^2	SSE	RMSE
0.005	Power	0.99	1.73×10^{-7}	1.57×10^{-4}
0.010	Power	0.99	4.48×10^{-8}	8.64×10^{-5}
0.020	Power	0.99	1.64×10^{-7}	1.81×10^{-4}
0.040	Power	0.99	6.96×10^{-7}	4.81×10^{-4}
0.080	Power	0.99	2.89×10^{-7}	5.37×10^{-4}

5 结 论

采用RBS理论对基于相干探测 φ -OTDR的DAS系统进行建模,采用IQ解调算法解调光纤的振动信

息,并采用实测信号验证了建模的可靠性。建模分析了测量关键参数对振动解调效果的影响,得到如下结论:1)采样率可以小于AOM频率的2倍,即不满足采样定理;检测信噪比与失真度在宽范围内随采样率的

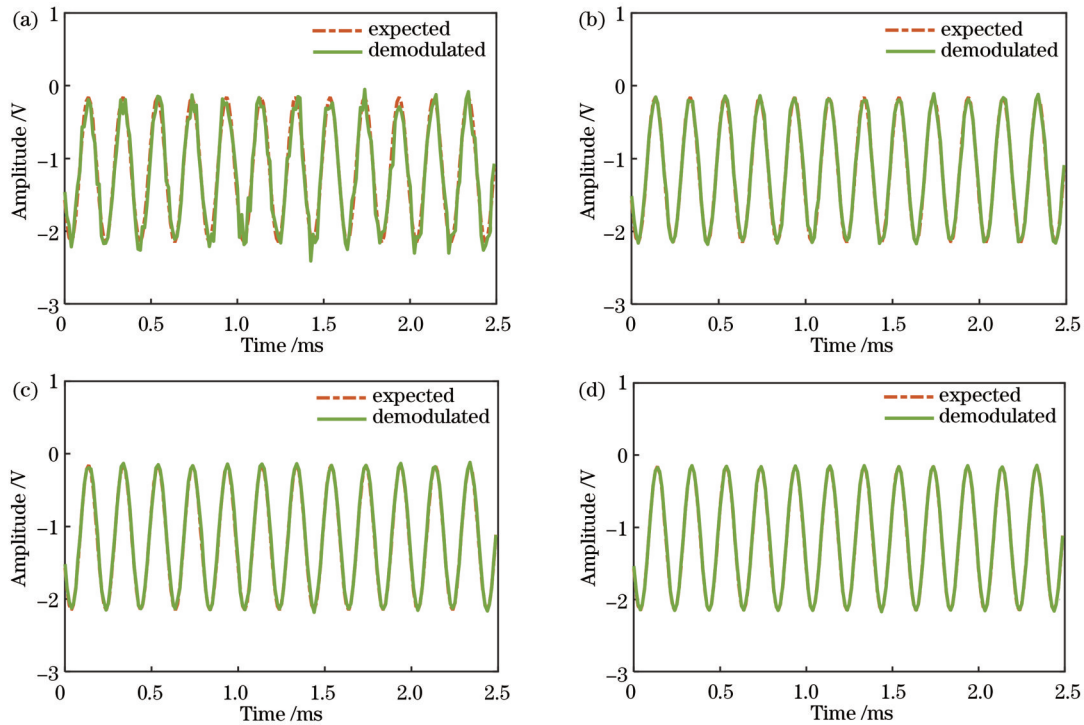


图 21 不同振动位置下解调振动与实际振动的对比。(a)振动位置在 5.5 km 处, $\sigma=0.040$; (b)振动位置在 0.5 km 处, $\sigma=0.040$; (c)振动位置在 5.5 km 处, $\sigma=0.005$; (d)振动位置在 0.5 km 处, $\sigma=0.005$

Fig. 21 Comparison of demodulated and applied vibrations at different vibration positions and noise levels. (a) Vibration position is at 5.5 km, $\sigma=0.040$; (b) vibration position is at 0.5 km, $\sigma=0.040$; (c) vibration position is at 5.5 km, $\sigma=0.005$; (d) vibration position is at 0.5 km, $\sigma=0.005$

增加并不是严格单调增加或降低。2)当 ADC 量化位数为 8~16 位时,ADC 量化位数的变化对系统解调结果的影响不大。3)当入射光脉冲宽度小于 200 ns 时,提高脉冲宽度可显著提升振动检测的信噪比;当脉冲宽度大于 200 ns 时,弱噪声信号振动检测信噪比提升不明显,而强噪声信号的检测信噪比提升明显,但提升速率不如脉冲宽度小于 200 ns 的情况。当脉冲宽度减小时,振动检测信噪比呈双指数式减小;有噪声情况下,当脉冲宽度减小时,失真度呈双指数式增加。4)有噪声时,振动检测信噪比随 EDFA 放大倍数增加呈幂函数式增加;在低噪声水平下,失真度随 EDFA 放大倍数增加呈双指数式减小,在高噪声水平下呈幂函数式减小。5)有噪声时,振动检测信噪比随振动点与入射端距离的增加呈线性减小,失真度随振动点与入射端距离的增加呈幂函数式增加。本研究结果可为 DAS 系统性能优化、参数配置提供一定的参考。

参 考 文 献

- [1] Williams E F, Fernández-Ruiz M R, Magalhaes R, et al. Distributed sensing of microseisms and teleseisms with submarine dark fibers[J]. Nature Communications, 2019, 10(1): 5778.
- [2] 孙文达, 郑晶, 孙远. 基于 φ -OTDR 的语音与脚步振动信号监测系统研究[J]. 激光与光电子学进展, 2023, 60(23): 2306004. Sun W D, Zheng J, Sun Y. Research on sound footstep signal monitoring system based on φ -OTDR[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2023, 60(23): 2306004.
- [3] 李笑, 高毅, 吴昊, 等. 基于混合输入神经网络的 Φ -OTDR 系统模式识别方法[J]. 中国激光, 2023, 50(18): 1806004. Li X, Gao Y, Wu H, et al. Mode recognition method of Φ -OTDR system based on mixed input neural network[J]. Chinese Journal of Lasers, 2023, 50(18): 1806004.
- [4] Peng F, Wu H, Jia X H, et al. Ultra-long high-sensitivity Φ -OTDR for high spatial resolution intrusion detection of pipelines[J]. Optics Express, 2014, 22(11): 13804-13810.
- [5] 杨震, 封皓. 基于深度学习的 Φ -OTDR 输油管道入侵监测研究[J]. 激光与光电子学进展, 2022, 59(8): 0806001. Yang Z, Feng H. Oil pipeline intrusion monitoring based on deep learning of Φ -OTDR[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2022, 59(8): 0806001.
- [6] Li Z F, Zhan Z W. Pushing the limit of earthquake detection with distributed acoustic sensing and template matching: a case study at the Brady geothermal field[J]. Geophysical Journal International, 2018, 215(3): 1583-1593.
- [7] Dejar P, Závřiska P, Valach S, et al. Image edge detection methods in perimeter security systems using distributed fiber optical sensing[J]. Sensors, 2022, 22(12): 4573.
- [8] 陈浩, 徐阳, 钱森, 等. 分布式光纤超声传感器用于检测电缆接头放电故障[J]. 光学学报, 2021, 41(3): 0306001. Chen H, Xu Y, Qian S, et al. Distributed fiber-optic ultrasonic sensor applied in detection of discharging fault of power cable joint[J]. Acta Optica Sinica, 2021, 41(3): 0306001.
- [9] 李浩, 王峰, 周霄, 等. 基于布里渊光时域反射计的紧套型 OPGW 覆冰厚度监测[J]. 光子学报, 2021, 50(11): 1106001. Li H, Wang F, Zhou X, et al. Monitoring of ice coating thickness of tight-buffered OPGW based on Brillouin optical time domain reflectometer[J]. Acta Photonica Sinica, 2021, 50(11): 1106001.
- [10] Taylor H F, Lee C. Apparatus and method for fiber optic intrusion sensing: US5194847[P]. 1993-03-16.

- [11] Murray M J, Davis A, Redding B. Multimode fiber Φ -OTDR with holographic demodulation[J]. Optics Express, 2018, 26(18): 23019-23030.
- [12] Alekseev A E, Vdovenko V S, Gorshkov B G, et al. Fading reduction in a phase optical time-domain reflectometer with multimode sensitive fiber[J]. Laser Physics, 2016, 26(9): 095101.
- [13] Yang G Y, Fan X Y, Liu Q W, et al. Frequency response enhancement of direct-detection phase-sensitive OTDR by using frequency division multiplexing[J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(4): 1197-1203.
- [14] Ju Z W, Yu Z J, Hou Q K, et al. Low-noise and high-sensitivity Φ -OTDR based on an optimized dual-pulse heterodyne detection scheme[J]. Applied Optics, 2020, 59(7): 1864-1870.
- [15] Ma P F, Sun Z S, Liu K, et al. Distributed fiber optic vibration sensing with wide dynamic range, high frequency response, and multi-points accurate location[J]. Optics & Laser Technology, 2020, 124: 105966.
- [16] Feng S W, Xu T W, Huang J F, et al. Sub-meter spatial resolution phase-sensitive optical time-domain reflectometry system using double interferometers[J]. Applied Sciences, 2018, 8(10): 1899.
- [17] Yuan Q, Wang F, Liu T, et al. Using an auxiliary Mach-Zehnder interferometer to compensate for the influence of laser-frequency-drift in Φ -OTDR[J]. IEEE Photonics Journal, 2018, 11(1): 7100209.
- [18] 王辰, 刘庆文, 陈典, 等. 基于分布式光纤声波传感的管道泄漏监测[J]. 光学学报, 2019, 39(10): 1006005.
Wang C, Liu Q W, Chen D, et al. Monitoring pipeline leakage using fiber-optic distributed acoustic sensor[J]. Acta Optica Sinica, 2019, 39(10): 1006005.
- [19] Zhang X P, Cao L, Shan Y Y, et al. Performance optimization for a phase-sensitive optical time-domain reflectometry based on multiscale matched filtering[J]. Optical Engineering, 2019, 58(5): 056114.
- [20] Liu Y F, Yang J Q, Wu B Y, et al. High SNR Φ -OTDR with multi-transverse modes heterodyne matched-filtering technology [J]. Sensors, 2021, 21(22): 7460.
- [21] Sun Q, Feng H, Yan X Y, et al. Recognition of a phase-sensitivity OTDR sensing system based on morphologic feature extraction[J]. Sensors, 2015, 15(7): 15179-15197.
- [22] 张俊楠, 娄淑琴, 梁生. 基于 SVM 算法的 φ -OTDR 分布式光纤扰动传感系统模式识别研究[J]. 红外与激光工程, 2017, 46(4): 0422003.
Zhang J N, Lou S Q, Liang S. Study of pattern recognition based on SVM algorithm for φ -OTDR distributed optical fiber disturbance sensing system[J]. Infrared and Laser Engineering, 2017, 46(4): 0422003.
- [23] Wang X, Liu Y, Liang S, et al. Event identification based on random forest classifier for Φ -OTDR fiber-optic distributed disturbance sensor[J]. Infrared Physics & Technology, 2019, 97: 319-325.
- [24] Jia H Z, Liang S, Lou S Q, et al. A k -nearest neighbor algorithm-based near category support vector machine method for event identification of φ -OTDR[J]. IEEE Sensors Journal, 2019, 19(10): 3683-3689.
- [25] 王鸣, 沙洲, 封皓, 等. 基于 LSTM-CNN 的 φ -OTDR 模式识别[J]. 光学学报, 2023, 43(5): 0506001.
Wang M, Sha Z, Feng H, et al. Pattern recognition for φ -OTDR based on LSTM-CNN[J]. Acta Optica Sinica, 2023, 43(5): 0506001.
- [26] Chen X, Xu C J. Disturbance pattern recognition based on an ALSTM in a long-distance φ -OTDR sensing system[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2020, 62(1): 168-175.
- [27] Wang S L, Liu F, Liu B. Research on application of deep convolutional network in high-speed railway track inspection based on distributed fiber acoustic sensing[J]. Optics Communications, 2021, 492: 126981.
- [28] Xu C J, Guan J J, Bao M, et al. Pattern recognition based on time-frequency analysis and convolutional neural networks for vibrational events in φ -OTDR[J]. Optical Engineering, 2018, 57(1): 016103.
- [29] Sha Z, Feng H, Zeng Z M. Phase demodulation method in phase-sensitive OTDR without coherent detection[J]. Optics Express, 2017, 25(5): 4831-4844.
- [30] 胡洲畅. φ -OTDR 传感技术在铁路安全监测中的应用[D]. 合肥: 中国科学技术大学, 2021.
Hu Z C. Application of φ -OTDR sensing technology in railway safety monitoring[D]. Hefei: University of Science and Technology of China, 2021.
- [31] Liu S Q, Yu F H, Hong R, et al. Advances in phase-sensitive optical time-domain reflectometry[J]. Opto-Electronic Advances, 2022, 5(3): 200078.
- [32] Ren M Q, Lu P, Chen L, et al. Theoretical and experimental analysis of Φ -OTDR based on polarization diversity detection[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2016, 28(6): 697-700.
- [33] 刘静霄. 基于复用技术的 φ -OTDR 衰落噪声抑制方法研究[D]. 南京: 南京大学, 2021.
Liu J X. Research on φ -OTDR fading noise suppression method based on multiplexing technology[D]. Nanjing: Nanjing University, 2021.
- [34] Kim J, Johnson W B, Kanakaraju S, et al. Demonstration of balanced coherent detection using polymer optical waveguide integrated distributed traveling-wave photodetectors[J]. Optics Express, 2009, 17(22): 20242-20248.
- [35] 李彬, 雷宏杰, 靳文华, 等. 相干探测系统最佳本振光功率测量方法[J]. 光子学报, 2021, 50(10): 1004005.
Li B, Lei H J, Jin W H, et al. Approach for measuring the optimal local optical power of coherent detection system[J]. Acta Photonica Sinica, 2021, 50(10): 1004005.
- [36] Chen D, Liu Q W, Fan X Y, et al. Distributed fiber-optic acoustic sensor with enhanced response bandwidth and high signal-to-noise ratio[J]. Journal of Lightwave Technology, 2017, 35(10): 2037-2043.

Influencing Factors of IQ Demodulation Method in Distributed Acoustic Sensors

Zhao Lijuan^{1,2,3}, Zhang Xuzhe¹, Xu Zhiniu^{1*}, Chen Yonghui¹

¹*School of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Baoding 071003, Hebei, China;*

²*Hebei Key Laboratory of Power Internet of Things Technology, North China Electric Power University, Baoding 071003, Hebei, China;*

³*Baoding Key Laboratory of Optical Fiber Sensing and Optical Communication Technology, North China Electric Power University, Baoding 071003, Hebei, China*

Objective Distributed acoustic sensor (DAS) is an optical instrument that employs optical fibers as sensors to detect acoustic vibrations. DAS based on phase-sensitive optical time-domain reflectometry (φ -OTDR) have been widely applied in various fields, such as perimeter security, pipeline monitoring, geological exploration, and transportation due to their strong anti-interference ability, high sensitivity, long sensing distance, and distributed measurement capability. Currently, research on φ -OTDR systems mainly focuses on system performance optimization, noise reduction, and improvement of pattern recognition efficiency. In addition to the system structures and algorithms, the selection of key parameters in the φ -OTDR system also exerts a significant impact on the demodulation performance of the system. How to achieve the best performance of the system based on existing hardware, or how to set appropriate parameters according to specific usage scenarios, is also a problem to be addressed. We study the effects of sampling rate, number of analog to digital converter (ADC) bits, pulse width, magnification of erbium-doped fiber amplifier (EDFA), and vibration positions on the demodulation results of the φ -OTDR system, and quantitatively evaluate the influence of different influential factors on the system performance.

Methods To determine the effect of relevant factors on the measurement accuracy of a DAS system based on coherent detection φ -OTDR, we build a simulation model of coherent detection φ -OTDR based on the theory of Rayleigh backscattering in optical fibers. Then vibrational excitation is applied and the corresponding Rayleigh backscattering signals are numerically generated. The vibration information in the fiber is obtained by the IQ demodulation algorithm, and the results of the simulation model are consistent with the theory of coherent detection φ -OTDR system. Based on the built corresponding DAS experimental system, the measurement results show that both the RBS signal and the waveform of the demodulated vibration signal obtained from the experiment are in good agreement with the simulation model. The signal-to-noise ratio (SNR) of the vibration detection evaluation system is defined to evaluate the accuracy of vibration detection, and the distortion evaluation system is defined to assess the discrepancy between the demodulated vibration and the actual vibration. Based on the built φ -OTDR system model, the influence of various factors on the demodulation results is investigated by modifying the parameters of the simulation model, including the sampling rate, number of ADC bits, pulse width, magnification of EDFA, and vibration position. The effect on system performance is quantitatively analyzed with different changes in the influencing factors.

Results and Discussions By selecting different influencing factors and comparing their effects on demodulation performance, the results are shown in Fig. 10, Table 1, Fig. 13, Fig. 16, and Fig. 19. The relationship between SNR of vibration detection, distortion, and each influential factor is fitted, with the results shown in Fig. 14, Table 2, Table 3, Fig. 17, Table 4, Table 5, Fig. 20, Table 6, and Table 7. Additionally, typical demodulated vibration waveforms under different influencing factor parameters are demonstrated, and the results are shown in Fig. 11, Fig. 12, Fig. 15, Fig. 18, and Fig. 21. The results reveal that the sampling rate can be less than two times of the acoustic optical modulator (AOM) frequency, and the SNR of vibration detection and distortion does not increase or decrease strictly monotonically with the increasing sampling rate in a wide range. If the ADC quantization bits vary from 8 to 16, no big influence is exerted on the demodulation results. If the optical pulse width is less than 200 ns, the SNR of vibration detection significantly increases with the rising pulse width and decreases double-exponentially with the pulse width. Under noisy conditions, the distortion increases double-exponentially with the pulse width, and the SNR of vibration detection increases in a power rule with the magnification of EDFA. The distortion decreases double-exponentially with the magnification of EDFA under low noisy conditions and the distortion decreases in a power rule with the magnification of EDFA under high noisy conditions. Under noisy conditions, the SNR of vibration detection decreases linearly with the distance between the vibration point and the input end, and the distortion increases in a power rule. The study provides a reference for the parameter selection of DAS systems.

Conclusions We develop a model of the coherent detection φ -OTDR system used for DAS based on the theory of Rayleigh backscattering. The IQ demodulation algorithm is employed to demodulate the vibration information in the fiber, and the reliability of the model is verified by measured signals. The influence of key measurement parameters on the vibration demodulation performance is studied, and the demodulation ability of the φ -OTDR system is compared under different sampling rates, numbers of ADC bits, pulse width, magnification of EDFA, and vibration positions. The quantitative effects of relevant factors on the SNR of vibration detection and distortion have been provided, which can serve as a reference for selecting parameters of the DAS systems.

Key words sensors; distributed acoustic sensors; φ -OTDR; IQ demodulation; vibration detection; influencing factor