光电技术及应用

DOI：10.16818/j.issn1001－5868.2024081201

基于双声光调制器 Φ-OTDR 系统的抑制频漂方法

尚秋峰[1,2,3]，谷元宇[1*]，樊小凯[1]

（华北电力大学 1. 电子与通信工程系；2. 河北省电力物联网技术重点实验室；
3. 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： 相位敏感光时域反射(Φ-OTDR)系统中激光器和声光调制器都存在频率漂移现象，从而导致解调后的信号出现相位偏移和振幅波动，影响振动信号检测精度。文章提出了基于双声光调制器的 Φ-OTDR 系统结构，采用外差检测构造了具有相同频漂的本振和传感信号，克服了频漂对传感光纤后向瑞利散射光信号的频漂影响。激光器输出的光信号被分为上下两个支路，分别经两个声光调制器和两个分光器产生四路移频光脉冲。下支路的一路光脉冲进入传感光纤，其后向瑞利散射信号和上支路的一路光脉冲相干后生成的传感拍频信号，另外两路脉冲相干后生成的本振拍频信号，二者具有相同的频漂效应，通过正交相位解调即可解决频漂问题。建立了抑制频漂的正交解调模型，理论推导分析了该模型抑制频漂的机理，仿真验证了双声光调制器系统抑制频漂影响的可行性。

关键词： Φ-OTDR；频率漂移；IQ 解调；振动检测；声光调制器

中图分类号： TN911.6　**文章编号：** 1001－5868(2024)06－1007－07

Method for Suppressing Frequency Drift in Photosensitive Time-Domain Reflection System Based on Dual Acousto-Optic Modulators

SHANG Qiufeng[1,2,3], GU Yuanyu[1], FAN Xiaokai[1]

(1. Department of Electronic and Communication Engineering; 2. Hebei Key Laboratory of Power Internet of Things Technology;
3. Baoding Key Laboratory of Optical Fiber Sensing and Optical Communication Technology,
North China Electric Power University, Baoding 071003, CHN)

Abstract: The frequency drift phenomenon exists in both the acousto-optic modulator and laser of the phase sensitive photosensitive time-domain reflection (Φ-OTDR) system, leading to phase shift and amplitude fluctuation in the demodulated signal, which affects the accuracy of vibration signal detection. This paper proposes a Φ-OTDR system structure based on dual acousto-optic modulators, adopting heterodyne detection to construct the local oscillator and sensing signals with the same frequency drift, thereby overcoming the influence of frequency drift in the backward Rayleigh scattering optical signal of the sensing fiber. The optical signal output by the laser is divided into upper and lower branches. The signals in these two branches are then passed through two acousto-optic modulators and two optical splitters, respectively, generating four frequency-shifted optical pulses in total. One of the optical pulses in the lower branch enters the sensing fiber, and its backward Rayleigh scattering signal interferes with one of the optical pulses in the upper branch, generating a sensing beat signal. The other two pulses generate the local oscillator beat frequency signal, which after coherence have the same frequency drift effect.

收稿日期：2024－08－12.

基金项目：河北省省级科技计划项目(SZX2020034).

* **通信作者：**谷元宇

The frequency drift issue is resolved through quadrature phase demodulation. This study establishes an orthogonal demodulation model, to suppress frequency drift. By theoretically deducing and analyzing the mechanism of this model, frequency drift was suppressed. The feasibility of the dual acousto-optic modulator system in suppressing the influence of frequency drift was further verified through simulations.

Key words: Φ-OTDR; frequency drift; IQ demodulation; vibration detection; acousto-optic modulator

0 引言

相位敏感型光时域反射仪(Φ-OTDR)具有较高探测灵敏度,已被广泛用于周界安防[1-3]、输电线路监测[4-6]、管道泄漏监测[7-9]和地质探测[10-11]等领域。当外界发生振动时,光纤中的光信号会被调制,其后向瑞利散射光中包含振动信息。Φ-OTDR 系统利用后向瑞利散射光的干涉作用实现对振动信号的定位和提取[12]。在相干探测结构的 Φ-OTDR 系统中,通常采用声光调制器产生激光脉冲并移频。当激光器和声光调制器存在频率漂移时,会导致解调后的信号出现相位偏移和振幅波动现象,严重影响振动信号检测精度。

为解决频漂影响问题,基于 Φ-OTDR 系统中后向瑞利散射光效应与正交解调原理,分析了激光器和声光调制器频率漂移对相位和幅值信号的影响,提出了抑制频漂的双声光调制器 Φ-OTDR 系统结构,建立了抑制频漂的解调模型,理论推导分析了该模型抑制频漂的机理。仿真生成了多组后向瑞利散射信号(RBS),将 RBS 信号输入到本文光系统中成功解调出了相位和幅值信号,说明所提出的方法能够抑制频漂导致的相位偏移和振幅波动。

1 Φ-OTDR 系统频漂影响分析

1.1 Φ-OTDR 正交相位解调原理

当入射光在光纤中传输时,光子会与光纤内的粒子发生碰撞而产生后向瑞利散射光[13]。当光纤发生振动时,振动位置处后向瑞利散射光的相位会被调制,通过解调后向瑞利散射光的相位和振幅信号,就能恢复振动信息。Φ-OTDR 相干探测系统结构如图 1 所示,激光器中心波长为 1 550 nm,其输出光通过耦合器后分为两路,90%的一路作为探测光,10%的一路作为本地光。探测光经声光调制器(AOM)调制后产生移频。脉冲发生器用于驱动 AOM,探测光脉冲经放大器进行光强度放大后进入传感光纤。光纤中产生的后向瑞利散射光经环形器后在耦合器中与本地光拍频,拍频信号经平衡光电探测器(BPD)后实现光电转换。输出的电信号经过数据采集卡(DAQ)后转换为数字信号,将数字信号输入到计算机中进行信号解调。

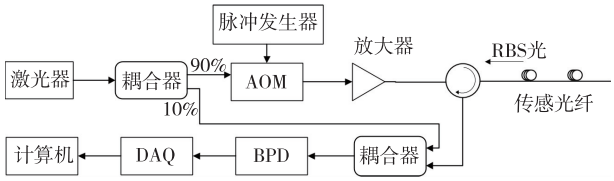


图 1 Φ-OTDR 相干探测系统结构

RBS 光一维脉冲响应模型可表示为:

$$E_{\mathrm{R}}(t)=\sum_{i=1}^{N} r(\tau_i)\exp\left(-\alpha\frac{c\tau_i}{n}\right)\mathrm{rect}\left(\frac{t-\tau_i}{W}\right)\cdot\cos(\omega(t-\tau_i)) \tag{1}$$

式中,$\omega=\omega_{\mathrm{c}}+\Delta\omega$,$\omega_{\mathrm{c}}$ 为激光光源中心角频率,$\Delta\omega=2\pi\Delta f$;$\tau_i$ 为第 i 个瑞利散射点对应的时间延迟;c 为光速;n 为光纤折射率;$r(\tau_i)$为第 i 个瑞利散射点的振幅;α 为衰减系数;W 为脉冲宽度。

由于某一时刻的 RBS 光是由所有散射点的散射光叠加而成,根据窄带随机高斯过程可将式(1)表示为:

$$E_{\mathrm{R}}(t)=X(t)\cos(\omega t)+Y(t)\sin(\omega t) \tag{2}$$

式(2)中,$X(t)$和 $Y(t)$分别为:

$$X(t)=\sum_{i=1}^{N} r(\tau_i)\exp\left(-\alpha\frac{c\tau_i}{n}\right)\mathrm{rect}\left(\frac{t-\tau_i}{W}\right)\cos(\omega\tau_i) \tag{3}$$

$$Y(t)=\sum_{i=1}^{N} r(\tau_i)\exp\left(-\alpha\frac{c\tau_i}{n}\right)\mathrm{rect}\left(\frac{t-\tau_i}{W}\right)\sin(\omega\tau_i) \tag{4}$$

可将式(2)进一步简化为:

$$E_{\mathrm{R}}(t)=A_{\mathrm{R}}(t)\cos(\omega t+\varphi(t)) \tag{5}$$

式(5)中,$A_{\mathrm{R}}(t)$和 $\varphi(t)$分别为:

$$A_{\mathrm{R}}(t)=\sqrt{X^2(t)+Y^2(t)} \tag{6}$$

$$\varphi(t)=-\arctan\left(\frac{Y(t)}{X(t)}\right) \tag{7}$$

经过上述推导，可将 RBS 光一维脉冲响应模型简化为式(5)。本地光可简化为：

$$E_{\mathrm{L}}(t)=A_{\mathrm{L}}(t)\cos(\omega_{\mathrm{c}}t+\varphi_0) \tag{8}$$

式中，$A_{\mathrm{L}}(t)$为本地光振幅，φ_0 是本地光初始相位。

RBS 光与本地光拍频后的信号可表示为：

$$\begin{aligned}I(t)=&\frac{1}{2}A_{\mathrm{R}}^2(t)+\frac{1}{2}A_{\mathrm{L}}^2(t)+\\&\frac{1}{2}A_{\mathrm{R}}^2(t)\cos[2(\omega_{\mathrm{c}}+\Delta\omega)t+2\varphi(t)]+\\&\frac{1}{2}A_{\mathrm{L}}^2(t)\cos[2\omega_{\mathrm{c}}t+2\varphi_0]+\\&A_{\mathrm{R}}(t)A_{\mathrm{L}}(t)\cos[(2\omega_{\mathrm{c}}+\Delta\omega)t+\varphi(t)+\varphi_0]+\\&A_{\mathrm{R}}(t)A_{\mathrm{L}}(t)\cos[\Delta\omega t+\varphi(t)-\varphi_0]\end{aligned} \tag{9}$$

拍频信号经 BPD 后，输出的信号为拍频信号的差频分量，可表示为：

$$P_{\mathrm{BPD}}\propto A_{\mathrm{R}}(t)A_{\mathrm{L}}(t)\cos(\Delta\omega t+\varphi(t)-\varphi_0) \tag{10}$$

BPD 输出的拍频信号经 DAQ 后转化为数字信号，若 DAQ 采样率为 f_{s}，则 DAQ 输出的信号可表示为：

$$S(n)\propto A_{\mathrm{R}}(n)A_{\mathrm{L}}(n)\cos(\Delta\omega_n n+\varphi_{\mathrm{s}}(n)),\quad n=1,2,3,\cdots,N \tag{11}$$

式中，n 为采样点序号；N 为 DAQ 单次总采样点数；$\Delta\omega_n$ 为 $\Delta\omega$ 对应的数字频率，且 $\Delta\omega_n=2\pi\Delta f/f_{\mathrm{s}}$；相位 $\varphi_{\mathrm{s}}(n)=\varphi(n)-\varphi_0$。

1.2　激光器和声光调制器频率漂移影响分析

在实际光系统中，激光器和声光调制器的稳定性并不理想，导致光信号的频率发生变化，即频率漂移现象。频率漂移会导致 RBS 光解调的相位和振幅信号出现偏差。由式(1)的一维脉冲响应模型可得后向瑞利散射光强度为：

$$I(t)=|E(t)|^2=E_0^2\sum_{m=1}^{M}r_i^2+2E_0^2\sum_{i=1}^{M-1}\sum_{j=i+1}^{M}r_ir_j\cdot\cos[4\pi(f_{\mathrm{c}}+f_{\mathrm{A}}+f_{\mathrm{p}})(\tau_j-\tau_i)] \tag{12}$$

式中，f_{c} 为激光器中心频率，f_{A} 为 AOM 移频量，f_{p} 为激光器与 AOM 频漂量，τ_j 和 τ_i 分别为第 j 和 i 个散射点的时间延迟。由式(12)可知 RBS 光信号的强度受探测光频率漂移影响，这将导致 RBS 光信号强度随频率漂移而产生波动[14]。

当激光器和 AOM 存在频漂时，RBS 光信号的简化模型可表示为：

$$E_{\mathrm{R}}(t)=A_{\mathrm{R}}(t)\cos[2\pi(f_{\mathrm{c}}+f_{\mathrm{A}}+f_{\mathrm{p}})t+\varphi(t)] \tag{13}$$

本地光信号可表示为：

$$E_{\mathrm{L}}(t)=A_{\mathrm{L}}(t)\cos(2\pi f_{\mathrm{c}}t+\varphi_0) \tag{14}$$

RBS 光与本地光在 3 dB 耦合器中拍频并经过 BPD 后输出为：

$$P_{\mathrm{BPD}}\propto A_{\mathrm{R}}(t)A_{\mathrm{L}}(t)\cos[2\pi(f_{\mathrm{A}}+f_{\mathrm{p}})t+\varphi(t)-\varphi_0] \tag{15}$$

BPD 输出的拍频信号经 DAQ 后转变为数字信号，输出的信号可表示为：

$$S(n)\propto A_{\mathrm{R}}(n)A_{\mathrm{L}}(n)\cos[2\pi(f_{\mathrm{A}}+f_{\mathrm{p}})/f_{\mathrm{s}}\cdot n+\varphi_{\mathrm{s}}(n)],\quad n=1,2,3,\cdots,N \tag{16}$$

DAQ 采集的数字信号经正交解调后即可恢复出相位和振幅信号，正交解调算法分为混频、滤波、解调三步。其中混频是将 $S(n)$分别与两路正交分量相乘：

$$\begin{aligned}I=&S(n)\times\cos(2\pi f_{\mathrm{A}}/f_{\mathrm{s}}\cdot n)=\frac{1}{2}A_{\mathrm{R}}(n)A_{\mathrm{L}}(n)\cdot\\&\{\cos[2\pi(2f_{\mathrm{A}}+f_{\mathrm{p}})/f_{\mathrm{s}}\cdot n+\varphi_{\mathrm{s}}(n)]+\\&\cos(2\pi f_{\mathrm{p}}/f_{\mathrm{s}}\cdot n+\varphi_{\mathrm{s}}(n))\}\end{aligned} \tag{17}$$

$$\begin{aligned}Q=&S(n)\times\sin(2\pi f_{\mathrm{A}}/f_{\mathrm{s}}\cdot n)=\frac{1}{2}A_{\mathrm{R}}(n)A_{\mathrm{L}}(n)\cdot\\&\{\sin[2\pi(2f_{\mathrm{A}}+f_{\mathrm{p}})/f_{\mathrm{s}}\cdot n+\varphi_{\mathrm{s}}(n)]-\\&\sin(2\pi f_{\mathrm{p}}/f_{\mathrm{s}}\cdot n+\varphi_{\mathrm{s}}(n))\}\end{aligned} \tag{18}$$

使用低通滤波器滤除 I 和 Q 中的和频分量，仅保留差频分量，可得：

$$I_\mathrm{filter}\propto A_{\mathrm{R}}(n)A_{\mathrm{L}}(n)\cos[2\pi f_{\mathrm{p}}/f_{\mathrm{s}}\cdot n+\varphi_{\mathrm{s}}(n)] \tag{19}$$

$$Q_\mathrm{filter}\propto A_{\mathrm{R}}(n)A_{\mathrm{L}}(n)\sin[2\pi f_{\mathrm{p}}/f_{\mathrm{s}}\cdot n+\varphi_{\mathrm{s}}(n)] \tag{20}$$

得到 I_filter 和 Q_filter 后，可进一步求解相位信号：

$$\varphi=-\arctan(Q_\mathrm{filter}/I_\mathrm{filter})+2k\pi=2\pi f_{\mathrm{p}}/f_{\mathrm{s}}\cdot n+\varphi_{\mathrm{s}}(n) \tag{21}$$

由式(21)可知，$2\pi f_{\mathrm{p}}/f_{\mathrm{s}}\cdot n$ 为频漂引入的偏置，该偏置导致解调出的相位并非真实的振动信号。由式(12)与式(21)可知，激光器和声光调制器的频漂会导致相位偏移和振幅波动，影响振动信号解调精度。

2　双声光调制器 Φ-OTDR 系统及频漂抑制算法

针对 Φ-OTDR 频漂问题，实验从系统光路结构出发，使用双声光调制器并联结构，克服了系统频漂对相位和振幅信号的影响。

2.1 双声光调制器 Φ-OTDR 系统

该系统由一个激光器、三个分光器、两个声光调制器 AOM、一个脉冲发生器、两个耦合器、两个平衡光电探测器 BPD、一个环形器、一个数据采集卡 DAQ 和计算机组成。系统结构如图 2 所示，系统中激光器输出连续光，经分光器后分别输入到 AOM1 和 AOM2 中，使用同一个脉冲发生器驱动 AOM1 和 AOM2 实现调制同步(忽略相位延迟和插入损耗的影响)。调制后的光信号经过分光器输出 a 光和 b 光(AOM1)、c 光和 d 光(AOM2)，a 光和 c 光经耦合器 1 后生成拍频信号 1，再经 BPD1 转化为电信号 u_{LO}。d 光进入传感光纤中经环形器后返回 RBS 光，RBS 光和 b 光经耦合器 2 后生成拍频信号 2，再经 BPD2 转化为电信号 u_s。u_{LO} 和 u_s 经 DAQ 后转化为数字信号 $u_{LO}(n)$和 $u_s(n)$，将数字信号送入计算机中参与正交解调即可恢复相位和振幅信号。

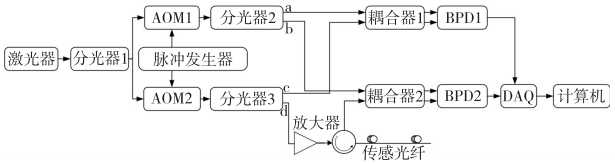


图 2 双 AOM 的 Φ-OTDR 频漂抑制系统

激光器发出的连续光，通过分光器 1 后分别经两个声光调制器和两个分光器后输出四路移频光信号：a 光和 b 光(AOM1)、c 光和 d 光(AOM2)，其表达式为：

$$\begin{aligned}E_a &= A_a\cos[2\pi(f_c+f_1+\Delta f_1+\Delta f_0)t+\varphi_1]\\ E_b &= A_b\cos[2\pi(f_c+f_1+\Delta f_1+\Delta f_0)t+\varphi_1]\\ E_c &= A_c\cos[2\pi(f_c+f_2+\Delta f_2+\Delta f_0)t+\varphi_2]\\ E_d &= A_d\cos[2\pi(f_c+f_2+\Delta f_2+\Delta f_0)t+\varphi_2]\end{aligned} \tag{22}$$

式中，f_c 表示激光光源中心角频率，f_1，f_2 分别表示 AOM1，AOM2 的移频量，Δf_1，Δf_2 分别表示 AOM1，AOM2 频漂而产生的频率漂移量，Δf_0 表示激光器的频率漂移量。A_a，A_b，A_c 和 A_d 分别表示 a，b，c 和 d 光的幅度，φ_1，φ_2 分别表示随机初始相位。

d 光作为探测光经过光纤环形器注入传感光纤并返回 RBS 光，其表达式为：

$$E_{dr} = A_{dr}\cos[2\pi(f_c+f_2+\Delta f_2)t+\varphi_2+\Delta\varphi] \tag{23}$$

式中，A_{dr} 表示 RBS 的幅值，$\Delta\varphi$ 是传感光纤受到外界扰动影响时产生的相位变化，其值反映了外界真实的振动信息。

a 光和 c 光在耦合器 1 中发生拍频后经过 BPD1 输出参考电信号 u_{LO}。b 光与 RBS 光在耦合器 2 中发生拍频后经过 BPD2 输出电信号 u_s。表达式为：

$$\begin{aligned}u_{LO} &= U_{LO}\cos[2\pi(f_2-f_1+\Delta f_2-\Delta f_1)t+\varphi_2-\varphi_1]\\ u_s &= U_s\cos[2\pi(f_2-f_1+\Delta f_2-\Delta f_1)t+\varphi_2-\varphi_1+\Delta\varphi]\end{aligned} \tag{24}$$

式中，U_{LO} 为参考电信号 u_{LO} 的幅值，U_s 为电信号 u_s 的幅值。

数据采集卡采样率为 f_s，经数据采集卡后输出对应的数字信号 $u_{LO}(n)$，$u_s(n)$到计算机。数字信号表达式为：

$$\begin{aligned}u_{LO}(n) &= U_{LO}(n)\cos[\Delta w_n n+\varphi_2-\varphi_1]\\ u_s(n) &= U_s(n)\cos[\Delta w_n n+\varphi_2-\varphi_1+\Delta\varphi(n)]\end{aligned} \tag{25}$$

式中，$\Delta w_n = 2\pi(f_2-f_1+\Delta f_2-\Delta f_1)/f_s$，其中 $n=1,2,3,\cdots,N$，表示采样点序号，N 为每次采样的总采样点数。

2.2 频漂消除算法

在频漂消除算法中，将 u_{LO} 经过 90°移相后得到 $u_{LO-90°}$，将 u_s 分别与 u_{LO} 和 $u_{LO-90°}$进行混频，得到两组正交信号(I,Q)，通过低通滤波去除(I,Q)中的高频分量，从而消除激光器和声光调制器频漂的影响，得到差频分量(I',Q')，对差频分量进行平方和取根和反正切操作可以得到 u_s 信号的振幅 A_s 和相位 $\Delta\varphi_s$，$\Delta\varphi_s$ 的值反映了真实的振动信号。其中 $\boldsymbol{A}$ 和 $\Delta\boldsymbol{\varphi}$ 均为 $M\times N$ 的矩阵，每一行数据表示幅值和相位随距离的分布，每一列数据表示幅值和相位随时间的变化。频漂消除算法流程如下：

将 $u_{LO}(n)$进行移相 90°处理得到 $u_{LO-90°}(n)$：

$$u_{LO-90°}(n) = U_{LO}(n)\sin[\Delta w_n n+\varphi_2-\varphi_1] \tag{26}$$

将 $u_{LO}(n)$，$u_{LO-90°}(n)$分别与 $u_s(n)$进行混频，得到 I 和 Q：

$$\begin{aligned}I &= u_{LO}(n)\times u_s(n) = \frac{1}{2}U_{LO}(n)U_s(n)\cdot\\ &\{\cos[2(\Delta w_n n+\varphi_2-\varphi_1)+\Delta\varphi(n)]+\cos\Delta\varphi(n)\}\\ Q &= u_{LO-90°}(n)\times u_s(n) = \frac{1}{2}U_{LO}(n)U_s(n)\cdot\\ &\{\sin[2(\Delta w_n n+\varphi_2-\varphi_1)+\Delta\varphi(n)]-\sin\Delta\varphi(n)\}\end{aligned} \tag{27}$$

采用低通滤波器去除步骤 2 中 I 和 Q 的和频分量，得到 I'和Q'：

$$I'=\frac{1}{2}U_{\mathrm{LO}}(n)U_{\mathrm{s}}(n)\cos\Delta\varphi(n)$$
$$Q'=-\frac{1}{2}U_{\mathrm{LO}}(n)U_{\mathrm{s}}(n)\sin\Delta\varphi(n) \tag{28}$$

由式(29)可得 $u_{\mathrm{s}}(n)$ 幅值信息 $A(n)$ 和 $\Delta\varphi(n)$。

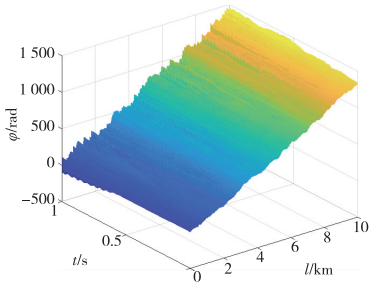
$$A(n)=\sqrt{I'\times I'+Q'\times Q'}$$
$$\Delta\varphi(n)=-\arctan(Q'/I')+2k\pi \tag{29}$$

由式(29)可知，所提出的基于双声光调制器 Φ-OTDR 系统频漂抑制方法消除了相位信号和振幅信号中的频漂效应，恢复了真实的振动信号。

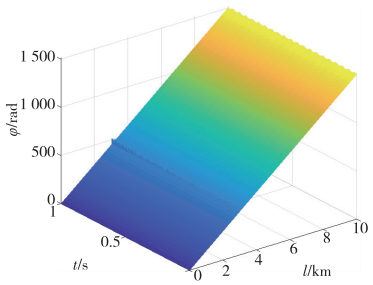
3　仿真分析

3.1　频漂效应实验与仿真分析

为观察 Φ-OTDR 系统频漂现象，搭建了 Φ-OTDR 实验系统，连接了总长度为 10 km 的传感光纤。根据简化的 RBS 光与本地光模型，仿真生成 RBS 信号与本地光信号。参考实验光系统设置仿真模型参数，设置激光器中心波长为 1 550 nm，AOM 移频量为 50 MHz，DAQ 采样率为 250 MSa/s，光纤长度为 10 km。不断调整仿真模型频率漂移量，确保与实验系统相似，由图 3(a)和(b)可知，两图中相位沿距离轴都出现了偏移，光纤尾端相位偏移量达到 1 500 rad，验证了仿真模型的合理性。



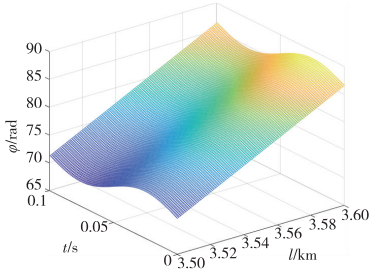
(a) 实验系统相位解调结果



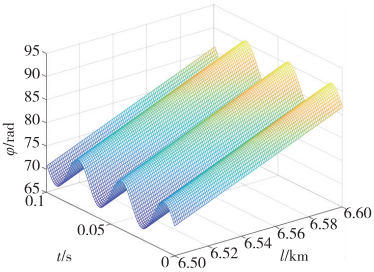
(b) 仿真模型相位解调结果

图 3　实验系统与仿真系统对比

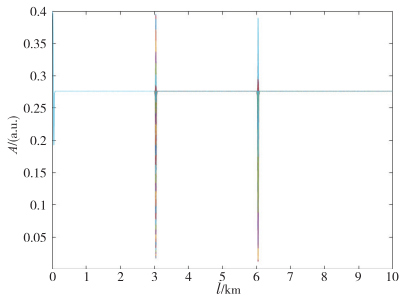
为模拟外界振动，验证仿真模型对振动信号的恢复能力，将外界振动导致的相位变化体现在式(13)的 $\varphi(t)$ 中[15]。在仿真模型传感光纤 3 km 处施加幅值为 2、频率为 10 Hz 的正弦振动，即 $\varphi(t)=2\sin(2\pi\times10t)$。在传感光纤 6 km 处施加幅值为 4、频率为 30 Hz 的正弦振动，即 $\varphi(t)=4\sin(2\pi\times30t)$。相位与振幅信号解调结果如图 4 所示。



(a) 3 km 处振动信号相位解调结果



(b) 6 km 处振动信号相位解调结果



(c) 多点振动振幅信号解调结果

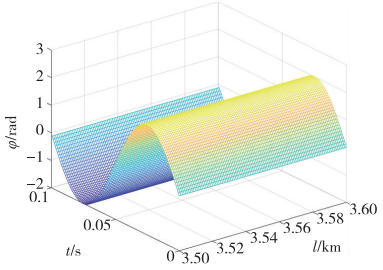
图 4　仿真系统多点振动相位解调结果

由图 4(a)与(b)可知，仿真模型经正交解调能恢复出多点振动的相位波形，但由于系统频漂，相位波形沿距离轴出现了偏移；图 4(c)为 125 组脉冲(0.1 s)沿距离轴振幅波形的叠加，从振幅波形中无法观察到传感光纤 3 km 和 6 km 处振动幅值的差异，说明系统频漂导致振幅波形出现了偏差。

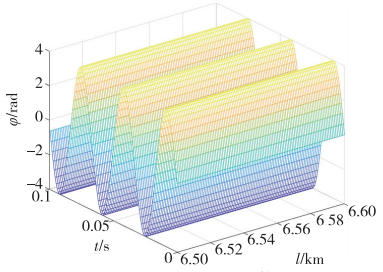
3.2　双声光调制器 Φ-OTDR 系统的抑制频漂性能仿真

仿真模型经验证能够反映频漂对相位信号与幅值信号的影响，因此本节利用仿真模型验证双声光调制器 Φ-OTDR 系统抑制频漂的效果，所提出的双声光调制器的实验光系统将在后续研究中搭建。参照传统 Φ-OTDR 系统建模参数，设置双声光调制器 Φ-OTDR 系统中激光器中心波长为 1 550 nm，AOM1 的移频量为 100 MHz，AOM2 的移频量为

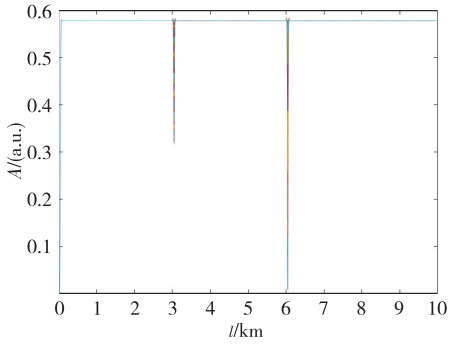
150 MHz，假设激光器的频漂量为 1 MHz，AOM1 的频漂量为 2 MHz，AOM2 的频漂量为 3 MHz。DAQ 采样率设置为 250 MSa/s，光纤长度为 10 km。根据上述参数构建仿真模型，在传感光纤 3 km 处施加幅值为 2、频率为 10 Hz 的正弦振动，即 $\varphi(t)=2\sin(2\pi\times10t)$。在传感光纤 6 km 处施加幅值为 4、频率为 30 Hz 的正弦振动，即 $\varphi(t)=4\sin(2\pi\times30t)$。相位和振幅解调结果如图 5 所示。对比图 4 与图 5 中的相位和振幅波形可知，双声光调制器 Φ-OTDR 系统解调的相位波形不存在偏移现象，且从振幅波形中能观察到 6 km 处幅值波动量为 3 km 处幅值波动量的两倍，与两点施加的振动强度相符。证明该系统成功克服了频漂对相位和振幅的影响。



(a) 双 AOM 系统 3 km 处振动信号相位解调结果



(b) 双 AOM 系统 6 km 处振动信号相位解调结果



(c) 双 AOM 系统多点振动振幅信号解调结果

图 5 双 AOM 系统多点振动相位解调结果

4 结论

根据理论推导和建模仿真结果可知，激光器和声光调制器频漂会引起相位偏移和振幅波动，不利于对振动信号的分析。所提出的基于双声光调制器 Φ-OTDR 系统的频漂抑制方法，采用双声光调制器并联结构来抑制激光器和声光调制器频漂对解调信号的影响，经多点振动仿真模型验证，双声光调制器 Φ-OTDR 系统抑制了频漂导致的相位偏移，解决了多点扰动时振幅信号出现的幅值偏差问题，提高了相位和振幅信号的解调精度。该研究结果可为 Φ-OTDR 系统结构改进和性能提升提供一定参考。

参考文献：

[1] Li J C, Wang Y, Wang P F, et al. Pattern recognition for distributed optical fiber vibration sensing: A review[J]. IEEE Sensors Journal, 2021, 21(10): 11983-11998.

[2] 张旭苹，丁哲文，洪 瑞，等. 相位敏感光时域反射分布式光纤传感技术[J]. 光学学报，2021，41(1)：0106004.
Zhang Xuping, Ding Zhewen, Hong Rui, et al. Phase sensitive optical time-domain reflective distributed optical fiber sensing technology[J]. Acta Optica Sinica, 2021, 41(1): 0106004.

[3] 张智娟，郭文翰，徐志钮，等. 基于 Φ-OTDR 的光纤传感技术原理及其应用现状[J]. 半导体光电，2019，40(1)：9-16.
Zhang Zhijuan, Guo Wenhan, Xu Zhiniu, et al. Principle and application status of fiber optic sensing technology based on Φ-OTDR[J]. Semiconductor Optoelectronics, 2019, 40(1): 9-16.

[4] 杨 芳，唐小亮，尹文阔，等. 基于多参量分布式光纤传感的架空输电线路风振监测分析[J]. 电力系统保护与控制，2022，50(11)：169-177.
Yang Fang, Tang Xiaoliang, Yin Wenkuo, et al. Wind vibration monitoring and analysis of overhead transmission lines based on multi parameter distributed fiber optic sensing[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(11): 169-177.

[5] 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 Hao, Xu Yang, Qian Sen, et al. Distributed fiber optic ultrasonic sensor for detecting cable joint discharge faults[J]. Acta Optica Sinica, 2021, 41(3): 0306001.

[6] Ding Z W, Zhang X P, Zou N M, et al. Phi-OTDR based online monitoring of overhead power transmission line[J]. Journal of Lightwave Technology, 2021, 39(15): 5163-5169.

[7] Jiang J P, Liu F, Wang H H, et al. Lateral positioning of vibration source for underground pipeline monitoring based on ultra-weak fiber Bragg grating sensing array [J]. Measurement, 2021, 172: 108892.

[8] Du Y K, Shang Y, Wang C, et al. Intrusive and non-intrusive microflow measurement based on distributed optical fiber acoustic sensing[J]. Measurement, 2023, 210: 112513.

[9] Li T D, Fan C Z, Li H, et al. Nonintrusive distributed flow rate sensing system based on flow-induced vibrations detection [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2021, 70: 7001808.

[10] Yu G, Xiong J L, Wu J J, et al. Enhanced surface seismic

data processing using simultaneous acquired DAS-VSP data [J]. First Break, 2020, 38(6): 29-36.

[11] 周小慧, 陈　伟, 杨江峰, 等. DAS 技术在油气地球物理中的应用综述[J]. 地球物理学进展, 2021, 36(1): 338-350.
Zhou Xiaohui, Chen Wei, Yang Jiangfeng, et al. Application review of DAS technology in oil and gas geophysics [J]. Progress in Geophysics, 2021, 36(1): 338-350.

[12] 钟　翔, 赵世松, 邓华夏, 等. 基于脉冲调制的 Φ-OTDR 研究综述[J]. 红外与激光工程, 2020, 49(10): 193-202.
Zhong Xiang, Zhao Shisong, Deng Huaxia, et al. A review of research on pulse modulation based Φ-OTDR[J]. Infrared and Laser Engineering, 2020, 49(10): 193-202.

[13] 陈家豪, 刘庆文, 常晏铭, 等. 基于瑞利散射强度谱动态扩展的大量程分布式光纤传感系统[J]. 光学学报, 2024, 44(11): 259-265.
Chen Jiahao, Liu Qingwen, Chang Yanming, et al. A large range distributed fiber optic sensing system based on dynamic expansion of Rayleigh scattering intensity spectrum[J]. Acta Optica Sinica, 2024, 44(11): 259-265.

[14] 王　旭. 分布式光纤振动传感系统相位解调方法的研究与改进[D]. 长春: 吉林大学, 2018.
Wang Xu. Research and improvement of phase demodulation method for distributed fiber optic vibration sensing system[D]. Changchun: Jilin University, 2018.

[15] 赵丽娟, 张旭哲, 徐志钮, 等. 分布式声波传感系统中 IQ 解调方法的影响因素[J]. 光学学报, 2023, 43(14): 284-299.
Zhao Lijuan, Zhang Xuzhe, Xu Zhiniu, et al. Factors affecting IQ demodulation methods in distributed acoustic sensing systems[J]. Acta Optica Sinica, 2023, 43(14): 284-299.

作者简介：

尚秋峰(1968—)，女，博士，教授，主要研究方向为光电子与光传感；

谷元宇(2001—)，男，硕士研究生，主要研究方向为分布式光纤传感。