



# (12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 117009709 A

(43) 申请公布日 2023. 11. 07

(21) 申请号 202310989391.3

(22) 申请日 2023.08.08

(71) 申请人 常州工学院

地址 213032 江苏省常州市新北区辽河路  
666号

(72) 发明人 钟镇 张旭莘 邹宁睦

(74) 专利代理机构 常州西创专利代理事务所  
(普通合伙) 32472

专利代理师 王之源

(51) Int. Cl.

G06F 17/10 (2006.01)

G01D 5/353 (2006.01)

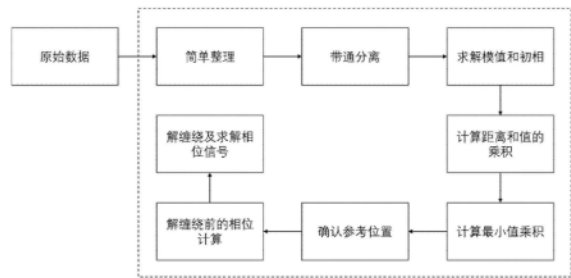
权利要求书2页 说明书8页 附图9页

## (54) 发明名称

双向作差提取等时分双频光 $\Phi$ -OTDR相位信号的方法

## (57) 摘要

本发明公开了一种双向作差提取等时分双频光 $\Phi$ -OTDR相位信号的方法,其步骤包括针对相干探测曲线依序使用了简单整理、带通分离、求解模值和初相、计算距离和值的乘积、计算最小值乘积、确认参考位置、解缠绕前的相位计算、解缠绕及求解相位信号等措施对数据进行处理。本发明提供了一种在等时分双频光相位光时域反射仪中简单易行的选择参考位置的方法,参考相位的二次作差既消除了初相位沿着光纤长度方向的不一致,又避免了参考相位本身引入噪声。本发明的方法不但突破了单频光相位光时域反射仪中相位解缠绕算法关于 $\pi$ 值的限制,而且还在等时分双频光相位光时域反射仪实现了相位信号的精确重构。



1. 双向作差提取等时分双频光  $\Phi$ -OTDR 相位信号的方法, 特征在于, 在相干探测型  $\Phi$ -OTDR 系统中, 参考光为频率为  $f_0$  的高稳频连续激光, 探测脉冲光由频率相差  $\Delta f$  的频率分别为  $f_1$  和  $f_2$  的两个高稳频激光脉冲串等间隔交叉组合而成, 系统输出的相干瑞利曲线即原始数据为  $I_D$ , 对该数据进行处理步骤为:

步骤一、简单整理: 将采集到的相干瑞利曲线  $I_D$  转换成二维数组  $E_i(m, n)$ , 其中,  $m$  为光脉冲发射的第几个次数, 总次数为  $M$ ,  $m$  的取值范围记为  $1 \leq m \leq M$ ,  $n$  为光纤采样的第几个点数, 总点数为  $N$ ,  $n$  的取值范围记为  $1 \leq n \leq N$ ,  $i=1$  对应第一光频率  $f_1$ ,  $i=2$  对应第二光频率  $f_2$ ;

步骤二、带通分离: 使用中心频率分别为  $|f_1 - f_0|$  和  $|f_2 - f_0|$  的两个带通滤波器将相干瑞利曲线数据  $I_D$  分离成第一光频率  $f_1$  和第二光频率  $f_2$  分别对应的第一幅度分量  $A_1$  和第二幅度分量  $A_2$ ;

步骤三、求解模值和初相: 使用正交解调的方法分别对第一幅度分量  $A_1$  和第二幅度分量  $A_2$  求得模值  $H_1(m, n)$  和  $H_2(m, n)$ , 并同时求得初相  $\varphi_1(m, n)$  和  $\varphi_2(m, n)$ ;

步骤四、计算距离和值的乘积: 分别对模值  $H_1(m, n)$  和  $H_2(m, n)$  在每个光纤采样点数  $n$  上求解模值  $H_1(m, n)$  和  $H_2(m, n)$  的距离和值  $b_1(n)$  和  $b_2(n)$ , 并在每个光纤采样点数  $n$  上将  $b_1(n)$  和  $b_2(n)$  相乘, 且将其归一化, 其结果记作距离和值乘积  $b(n)$ ;

步骤五、计算最小值乘积: 分别对模值  $H_1(m, n)$  和  $H_2(m, n)$  在每个光纤采样点数  $n$  上求解模值  $H_1(m, n)$  和  $H_2(m, n)$  的最小值  $h_1(n)$  和  $h_2(n)$ , 并在每个光纤采样点数  $n$  上将  $h_1(n)$  和  $h_2(n)$  相乘, 且将其归一化, 其结果记作最小值乘积  $h(n)$ ;

步骤六、确认参考位置: 依据距离和值乘积  $b(n)$  确定事件的位置区域  $[n_x, n_y]$ , 将在  $n_x$  左侧最小值乘积  $h(n)$  的极大值所在光纤采样点数  $n_c$  确定为参考位置;

步骤七、解缠绕前的相位计算: 分别将初相  $\varphi_1(m, n)$  和  $\varphi_2(m, n)$  同参考位置的相位  $\varphi_1(m, n_c)$  和  $\varphi_2(m, n_c)$  作差, 得到未解缠绕的差分相位  $\beta_1(m, n_i)$  和  $\beta_2(m, n_i)$ , 其中  $n_i = n - n_c$ , 选择静态无扰动事件时的未解缠绕的差分相位  $\beta_1(m_c, n_i)$  和  $\beta_2(m_c, n_i)$  作为第一光频率  $f_1$  和第二光频率  $f_2$  对应的参考相位, 将未解缠绕的差分相位  $\beta_1(m, n_i)$  和  $\beta_2(m, n_i)$  分别与参考相位  $\beta_1(m_c, n_i)$  和  $\beta_2(m_c, n_i)$  作差, 得到未解缠绕的相位变化  $\alpha_1(m, n_i)$  和  $\alpha_2(m, n_i)$ ;

步骤八、解缠绕及求解相位信号: 将未解缠绕的相位变化  $\alpha_1(m, n_i)$  和  $\alpha_2(m, n_i)$  按下式重新组合:

$$\alpha(j, n_i) = \begin{cases} \alpha_1(m, n_i), j = 2 \times m - 1 \\ \alpha_2(m, n_i), j = 2 \times m \end{cases}$$

然后在每一个光纤采样点  $n_i$  使用传统的相位解缠绕算法解缠绕, 得到展开后的相位变化  $\gamma(j, n_i)$ , 再将  $\gamma(j, n_i)$  按下式进行计算, 得到再次作差后的相位变化  $\delta(j, n_i)$

$$\delta(j, n_i) = \begin{cases} \gamma(j, n_i) - \gamma(2 \times m_c - 1, n_i), j = 2 \times m - 1 \\ \gamma(j, n_i) - \gamma(2 \times m_c, n_i), j = 2 \times m \end{cases}$$

依据相位变化  $\delta(j, n_i)$  沿着光纤长度方向的线性分布特征, 选择  $n_y$  右侧无噪声静态位置  $n_s$ , 并将  $\delta(j, n_s)$  记作最终求解的相位信号。

2. 如权利要求 1 所述的双向作差提取等时分双频光  $\Phi$ -OTDR 相位信号的方法, 其特征在于, 构成等时分双频光  $\Phi$ -OTDR 系统的部件包括激光器、耦合器 A、耦合器 B、声光调制器 A、声

光调制器B、耦合器C、掺铒光纤放大器、环形器、测试光纤、耦合器D、平衡探测器、放大器、计算机、信号发生器、驱动器A、驱动器B、脉冲发生器,其相互连接关系为:

所述激光器连接于所述耦合器A;

所述耦合器A连接于所述耦合器B和所述耦合器D;

所述耦合器B连接于所述声光调制器A和所述声光调制器B;

所述声光调制器A和所述声光调制器B连接于所述耦合器C;

所述耦合器C连接于所述掺铒光纤放大器;

所述掺铒光纤放大器连接于所述环形器;

所述环形器连接于所述测试光纤和所述耦合器D,所述测试光纤含被缠绕的压电陶瓷;

所述耦合器D连接于所述平衡探测器;

所述平衡探测器连接于所述放大器;

所述放大器连接于所述计算机,所述计算机内嵌数据采集卡;

所述信号发生器连接于计算机,并作用于被光纤缠绕的压电陶瓷;

所述脉冲发生器连接于所述驱动器A和所述驱动器B;

所述驱动器A连接于所述声光调制器A;

所述驱动器B连接于所述声光调制器B。

3.如权利要求2所述的双向作差提取等时分双频光 $\Phi$ -OTDR相位信号的方法,其特征在于,所述耦合器B和所述耦合器D均为3dB耦合器。

4.如权利要求1或2所述的双向作差提取等时分双频光 $\Phi$ -OTDR相位信号的方法,其特征在于,所述 $\Phi$ -OTDR系统的光源频率波动小于50kHz。

## 双向作差提取等时分双频光 $\Phi$ -OTDR相位信号的方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及光纤传感技术领域,尤其涉及双向作差提取等时分双频光 $\Phi$ -OTDR相位信号的方法。

### 背景技术

[0002] 随着光纤制造、电子通信等相关技术的进步,分布式光纤传感技术在道路、桥梁、建筑、大坝、电网、海底光缆等诸多领域有着越来越多的应用。根据分布式光纤传感技术的机制可以分为瑞利散射型分布式光纤传感技术、布里渊散射型分布式光纤传感技术、拉曼散射型分布式光纤传感技术。基于瑞利散射的分布式光纤传感技术其返回功率最高,信噪比最好,在时域反射方面先后发展出光时域反射仪、相干光时域反射仪、相位光时域反射仪和偏振光时域反射仪。光时域反射仪能够测量断点等事件,其结构简单、造价较低,但是其感知距离相对较短。而相干光时域反射仪正好可以弥补光时域反射仪探测距离短的缺点。为了有足够的相干长度,在相干光时域反射仪中使用了高相干的光源,光电探测器接收到的时域曲线是沿着光纤高低起伏的相干瑞利曲线。在相干光时域反射仪中,研究者使用多次平均、扰偏等多种方法消除这种高低起伏的影响,以提高识别静态事件的能力。然而,就是这种高低起伏的相干瑞利曲线,研究者们却可以利用该曲线或者是消除其直流量后的曲线求解相位。当光纤感受到外界扰动事件时,相位就会发生变化。反过来,人们就可以通过相位的变化测量外界扰动事件。这种能够测量动态事件的分布式光纤传感设备被称之为相位光时域反射仪。起初,相位光时域反射仪主要被用来测量光纤沿线是否存在扰动事件,从而可以对光纤沿线的诸如步行、挖掘等动态事件进行监测。随着研究的深入,从理论和实践都证明,相位光时域反射仪的相位改变量与外界扰动事件等比例地变化。因此,相位光时域反射仪也逐步由定性测量发展到定量测量。

[0003] 然而,相位光时域反射仪应用于定量测量也遇到诸多问题。其中之一便是:相干瑞利曲线是幅度或者强度曲线,从该曲线求解出相位信息时要经历一个反正切运算。尽管在做反正切运算时可以考虑象限,但是也只能是将反正切运算的结果延伸到 $[-\pi, \pi]$ 的范围。当外界扰动事件的幅度过大时,相位变化量的实际值会超出这个范围,那么在做反正切运算的时候,其结果必然会被包裹在这个范围内。通用的相位解缠绕算法可以将包裹的相位展开。然而,该算法存在一个限制条件:相邻两点的相位绝对差值不能大于 $\pi$ 。减小转换系数和增加采样率是解决问题的两个主要技术路线。减小转换系数虽然可以将变化量调整到符合相位解缠绕算法要求的条件,但是其信噪比通常也随之下降了。增加采样率的话,可以通过增加光脉冲的发射频率的方法达到要求。但是,受限于光纤长度的影响,增加光脉冲的发射频率也会受到限制。为了突破光纤长度的限制,在相位光时域反射仪中引入不同频率的脉冲光。然而,引入不同频率的脉冲光不同于增加光脉冲发射频率,即使不同频率的光脉冲是等间隔发射的,正确初步求解出来的相位值对应的真实物理相位不是等间隔的。这是因为对于不同频率的光脉冲而言,其沿着光纤长度方向的初相位分布是不一致的。因此,要想在引入不同频率光脉冲的相位光时域反射仪中实现相位信息的精确测量,就要解决光纤长

度方向的初相位分布不一致的问题。另外,为了精确求解相位光时域反射仪的相位信息,通常在扰动事件之前选择一个参考点,然后用参考点之后的相位与参考点的相位作差,以此消除时钟抖动等原因产生的不同脉冲序列之间初相位的不一致,将相对于激光器发射端点的相位差值转换为相对于参考点的一段光纤两点之间的相位差值。然而,当相位光时域反射仪引入不同频率光脉冲后,由于偏振衰落和相干瑞利衰落的位置不一致,参考点选择要同时满足两个不同频率脉冲光产生的曲线,增加了选择的困难。为此,本发明在光纤长度方向和脉冲序列方向分别基于静态参考点和静态参考相位进行双向作差,提出了一种双向作差提取等时分双频光 $\Phi$ -OTDR相位信号的方法,以实现等时分双频光相位光时域反射仪相位信号的精确测量。

## 发明内容

[0004] 在双频光相位光时域反射仪中,由于探测脉冲光频率的不同,即使是在静态无扰动事件的条件下,不但求解出来的单脉冲的初相位沿着光纤长度方向出现分布的差异性,更会出现不同频率探测脉冲光对应的初相位之间的差异性。而且,不同频率探测脉冲光对应的偏振衰落点和相干衰落点的位置也不一致。这使得双频光相位光时域反射仪的两个不同频率的探测脉冲光之间即使是完全按照等间隔进行等时分的也无法做到均匀采样。因为虽然仅从时间间隔上看是等间隔的,是均匀的,但是采样的值不是按预期的出现的,所以事实上不是均匀采样,且是无规则的采样。为了实现真正的均匀采样,并且精确地提取等时分双频光相位光时域反射仪的相位信号,本发明提出了一种双向作差提取等时分双频光 $\Phi$ -OTDR相位信号的方法:

[0005] 在相干探测型 $\Phi$ -OTDR系统中,参考光为频率为 $f_0$ 的高稳频连续激光,探测脉冲光由频率相差 $\Delta f$ 的频率分别为 $f_1$ 和 $f_2$ 的两个高稳频激光脉冲串等间隔交叉组合而成,系统输出的相干瑞利曲线即原始数据为 $I_D$ ,对该数据进行处理步骤为:

[0006] 步骤一、简单整理:将采集到的相干瑞利曲线 $I_D$ 转换成二维数组 $E_i(m,n)$ ,其中, $m$ 为光脉冲发射的第几个次数,总次数为 $M$ , $m$ 的取值范围记为 $1 \leq m \leq M$ , $n$ 为光纤采样的第几个点数,总点数为 $N$ , $n$ 的取值范围记为 $1 \leq n \leq N$ , $i=1$ 对应第一光频率 $f_1$ , $i=2$ 对应第二光频率 $f_2$ ;

[0007] 步骤二、带通分离:使用中心频率分别为 $|f_1-f_0|$ 和 $|f_2-f_0|$ 的两个带通滤波器将相干瑞利曲线数据 $I_D$ 分离成第一光频率 $f_1$ 和第一光频率 $f_2$ 分别对应的第一幅度分量 $A_1$ 和第二幅度分量 $A_2$ ;

[0008] 步骤三、求解模值和初相:使用正交解调的方法分别对第一幅度分量 $A_1$ 和第二幅度分量 $A_2$ 求得模值 $H_1(m,n)$ 和 $H_2(m,n)$ ,并同时求得初相 $\varphi_1(m,n)$ 和 $\varphi_2(m,n)$ ;

[0009] 步骤四、计算距离和值的乘积:分别对模值 $H_1(m,n)$ 和 $H_2(m,n)$ 在每个光纤采样点数 $n$ 上求解模值 $H_1(m,n)$ 和 $H_2(m,n)$ 的距离和值 $b_1(n)$ 和 $b_2(n)$ ,并在每个光纤采样点数 $n$ 上将 $b_1(n)$ 和 $b_2(n)$ 相乘,且将其归一化,其结果记作距离和值乘积 $b(n)$ ;

[0010] 步骤五、计算最小值乘积:分别对模值 $H_1(m,n)$ 和 $H_2(m,n)$ 在每个光纤采样点数 $n$ 上求解模值 $H_1(m,n)$ 和 $H_2(m,n)$ 的最小值 $h_1(n)$ 和 $h_2(n)$ ,并在每个光纤采样点数 $n$ 上将 $h_1(n)$ 和 $h_2(n)$ 相乘,且将其归一化,其结果记作最小值乘积 $h(n)$ ;

[0011] 步骤六、确认参考位置:依据距离和值乘积 $b(n)$ 确定事件的位置区域 $[n_x, n_y]$ ,将在 $n_x$ 左侧最小值乘积 $h(n)$ 的极大值所在光纤采样点数 $n_c$ 确定为参考位置;步骤七、解缠绕前的

相位计算:分别将初相 $\varphi_1(m,n)$ 和 $\varphi_2(m,n)$ 同参考位置的相位 $\varphi_1(m,n_c)$ 和 $\varphi_2(m,n_c)$ 作差,得到未解缠绕的差分相位 $\beta_1(m,n_i)$ 和 $\beta_2(m,n_i)$ ,其中 $n_i=n-n_c$ ,选择静态无扰动事件时的未解缠绕的差分相位 $\beta_1(m_c,n_i)$ 和 $\beta_2(m_c,n_i)$ 作为第一光频率 $f_1$ 和第一光频率 $f_2$ 对应的参考相位,将未解缠绕的差分相位 $\beta_1(m,n_i)$ 和 $\beta_2(m,n_i)$ 分别与参考相位 $\beta_1(m_c,n_i)$ 和 $\beta_2(m_c,n_i)$ 作差,得到未解缠绕的相位变化 $\alpha_1(m,n_i)$ 和 $\alpha_2(m,n_i)$ ;

[0012] 步骤八、解缠绕及求解相位信号:将未解缠绕的相位变化 $\alpha_1(m,n_i)$ 和 $\alpha_2(m,n_i)$ 按下式重新组合

$$[0013] \quad \alpha(j,n_i) = \begin{cases} \alpha_1(m,n_i), j = 2 \times m - 1 \\ \alpha_2(m,n_i), j = 2 \times m \end{cases}$$

[0014] 然后在每一个光纤采样点 $n_i$ 使用传统的相位解缠绕算法解缠绕,得到展开后的相位变化 $\gamma(j,n_i)$ ,再将 $\gamma(j,n_i)$ 按下式进行计算,得到再次作差后的相位变化 $\delta(j,n_i)$

$$[0015] \quad \delta(j,n_i) = \begin{cases} \gamma(j,n_i) - \gamma(2 \times m_c - 1, n_i), j = 2 \times m - 1 \\ \gamma(j,n_i) - \gamma(2 \times m_c, n_i), j = 2 \times m \end{cases}$$

[0016] 依据相位变化 $\delta(j,n_i)$ 沿着光纤长度方向的线性分布特征,选择 $n_y$ 右侧无噪声静态位置 $n_s$ ,并将 $\delta(j,n_s)$ 记作最终求解的相位信号。

[0017] 进一步的,构成等时分双频光 $\Phi$ -OTDR系统的部件包括激光器、耦合器A、耦合器B、声光调制器A、声光调制器B、耦合器C、掺铒光纤放大器、环形器、测试光纤、耦合器D、平衡探测器、放大器、计算机、信号发生器、驱动器A、驱动器B、脉冲发生器,其相互连接关系为:

[0018] 所述激光器连接于所述耦合器A;

[0019] 所述耦合器A连接于所述耦合器B和所述耦合器D;

[0020] 所述耦合器B连接于所述声光调制器A和所述声光调制器B;

[0021] 所述声光调制器A和所述声光调制器B连接于所述耦合器C;

[0022] 所述耦合器C连接于所述掺铒光纤放大器;

[0023] 所述掺铒光纤放大器连接于所述环形器;

[0024] 所述环形器连接于所述测试光纤和所述耦合器D,所述测试光纤含被缠绕的压电陶瓷;

[0025] 所述耦合器D连接于所述平衡探测器;

[0026] 所述平衡探测器连接于所述放大器;

[0027] 所述放大器连接于所述计算机,所述计算机内嵌数据采集卡;

[0028] 所述信号发生器连接于计算机,并作用于被光纤缠绕的压电陶瓷;

[0029] 所述脉冲发生器连接于所述驱动器A和所述驱动器B;

[0030] 所述驱动器A连接于所述声光调制器A;

[0031] 所述驱动器B连接于所述声光调制器B。

[0032] 进一步的,上述耦合器B和上述耦合器D均为3dB耦合器。

[0033] 进一步的,上述 $\Phi$ -OTDR系统的光源频率波动小于50kHz。

[0034] 使用本发明所述的方法,在突破单频光相位光时域反射仪中传统相位解缠绕算法对于 $\pi$ 值限制的基础上,提供了一种在等时分双频光相位光时域反射仪中简单易行的选择参考位置的方法,参考相位的二次作差既消除了初相位沿着光纤长度方向的不一致,又避

免了参考相位本身引入噪声。通过本发明的方法的实施,可以实现等时分双频光相位光时域反射仪相位信号真正意义上的均匀采样和精确重构。

### 附图说明

- [0035] 图1是等时分双频光相位光时域反射仪相位信号精确求解的过程示意图;
- [0036] 图2是等时分双频光相位光时域反射仪的系统构成示意图;
- [0037] 图3是40MHz频移光起点的相干瑞利曲线;
- [0038] 图4是80MHz频移光起点的相干瑞利曲线;
- [0039] 图5是40MHz频移光的幅度曲线;
- [0040] 图6是80MHz频移光的幅度曲线;
- [0041] 图7是40MHz频移光的模值;
- [0042] 图8是80MHz频移光的模值;
- [0043] 图9是40MHz频移光的统计相位;
- [0044] 图10是80MHz频移光的统计相位;
- [0045] 图11是两个频率分量的模值;
- [0046] 图12是距离和的乘积;
- [0047] 图13是最小值的乘积;
- [0048] 图14是参考相位一次作差求取的相位变化;
- [0049] 图15是参考相位二次作差求取的相位变化;
- [0050] 图16是双向作差求取的相位信号;
- [0051] 图17是简单求取的相位信号。

### 具体实施方式

[0052] 下面结合附图对本发明的技术方案做进一步的详细说明:

[0053] 本技术领域技术人员可以理解的是,除非另外定义,这里使用的所有术语(包括技术术语和科学术语)具有与本发明所属领域中的普通技术人员的一般理解相同的意义。还应该理解的是,诸如通用字典中定义的那些术语应该被理解为具有与现有技术的上下文中的意义一致的意义,并且除非像这里一样定义,不会用理想化或过于正式的含义来解释。

[0054] 单频光相位光时域反射仪受到光纤长度的限制而不能无限制地增加光脉冲的发射频率,从而使得用增加光脉冲的发射频率提高采样率以满足传统的相位解缠绕算法的 $\pi$ 限制条件的方法受到了挑战。在相位光时域反射仪中采用等时分的双频探测脉冲光能够在形式上将信号的采样频率增加一倍,并且看上去依旧像是均匀采样。然而这种均匀采样并非精确采样,故而事实上并非真正的均匀采样。对于单频探测脉冲光而言,其沿着光纤长度方向的初相位因光纤折射率分布的不均匀而出现不一致的情况。对于不同频率的探测脉冲光而言,即使是在全静态的条件下,不同频率的探测脉冲光对应的初相位在同一个光纤采样位置上大多不一致,这就直接导致了未经处理的相位对于双频光的均匀采样来说是极其不精确的。如果这些初相位的值还存在着包裹的值且无法被正确地展开,即使计算出相位变化的值,也将失去相位变化沿着光纤长度方向上的线性分布的特征。如果外界被测的事件是非确知的扰动信号,则双频光相位光时域反射仪将无法准确地识别、重构扰动信号。因

此,沿着光纤长度方向的初相位的不一致必须补偿,本发明使用静态即没有外界事件扰动时的某一脉冲光的相位作为参考相位。对于双频光相位光时域反射仪而言,每一个频率探测脉冲光有一个这样的参考相位。双频探测脉冲光不但会带来初相位分布的改变,还会带来偏振衰落和相干瑞利衰落的点数的增加,这给参考位置的选择增加了难度。为此,本发明给出了图1所示的数据处理方案,先后经历简单整理、带通分离、求解模值和初相、计算距离和值的乘积、计算最小值乘积、确认参考位置、解缠绕前的相位计算、解缠绕及求解相位信号等运算过程。下面结合图2所示的实例对该过程进行阐述。

[0055] 在图2中,激光器产生在观察时间内频率漂移小于50kHz的窄线宽连续激光,该激光通过耦合器A后分成两路连续光,上路激光被用作信号光,携带大部分能量,还有小部分能量的下路光用作参考光。信号光通过耦合器B后被分成两路能量相等的连续光,然后分别被声光调制器A和声光调制器B调制成了脉冲宽度均为200ns两路探测脉冲光。脉冲宽度、脉冲频率、脉冲间隔均由脉冲发生器通过驱动器A或者驱动器B对声光调制器A或者声光调制器B进行控制。单频光的脉冲发射频率是50kHz,不同频率的光脉冲之间的时间间隔是10 $\mu$ s。声光调制器A和声光调制器B分别是频移为40MHz和80MHz的调制器,因而进入耦合器C的两路探测脉冲光的频率相差40MHz。两路探测脉冲经过耦合器C后就合成了一路探测脉冲光。该探测脉冲光序列再经过掺铒光纤放大器进行光放大后经环形器注入到测试光纤中。由于瑞利散射效应,随着探测脉冲光的传输,光纤沿线产生瑞利散射光,其中有一部分返回到光纤注入端口,被称之为背向瑞利散射光。背向瑞利散射光再经环形器与参考光一道注入到耦合器D中,50:50的耦合器D和平衡探测器的组合是经典的光路,其能够提高信噪比。平衡探测器输出交流分量经放大器放大10倍后送入计算机中的高速数据采集卡。信号发生器一边告知计算机启动数据采集的时间,一边给压电陶瓷PZT施加Burst驱动信号。压电陶瓷PZT上直接缠绕了约10m的测试光纤。在本实施例中,压电陶瓷PZT上缠绕的光纤是测试光纤的一部分,信号发生器用Burst信号驱动压电陶瓷PZT以模拟扰动事件。下面对用该实验装置采集的一段数据依照图1所示的过程进行处理。

[0056] 步骤一、简单整理。尽管探测脉冲光是按不同频率交叉组合的,平衡探测器输出的光电信号是同时含有两个频率分量的。另一方面,对于内置在计算机中的数据采集卡而言,其数据的采集又是一维连续的。然而,对于相位光时域反射仪而言,当其实实施定量测量时,既需要确认光纤长度方向上哪个光纤采样位置上感受到了外界扰动,又要基于该光纤采样位置定量展示信号时间方向上的外界扰动。因此,需要将数据采集卡采集到的一维数据即原始数据整理成“光纤长度”和“信号时间”两个方向的二维数据。依据背向瑞利散射光返回的时间和光纤长度的关系,“光纤长度”实际上记录了背向瑞利散射光的时间信息,因而“光纤长度”所在的坐标轴也被称之为“快时间轴”。“信号时间”所在的坐标轴记录的是外界扰动信号的时间序列的信息,在该坐标轴上,外界扰动信号的采样率实际上就是光脉冲出现的频率,此坐标轴也被称之为“慢时间轴”,也就是脉冲序列变化的方向。对于双频光相位光时域反射仪而言,需要从一维数据里把两个频率分量先分离开来,然后再把两个频率分量交叉组合到一起。由于是等时分双频光相位光时域反射仪,即两个不同频率的脉冲光时间间隔相差了单频光相位光时域反射仪的发射脉冲的半周期。因而,两个不同频率脉冲光的二维数据在一维采集数据中的起始点不一致。图3是以40MHz频移光脉冲触发时开始记录采集的数据,一共叠加了1000次触发脉冲对应的相干瑞利曲线。图4是以80MHz频移光脉冲触



发时开始记录采集的数据,也一共叠加了1000次触发脉冲对应的相干瑞利曲线。

[0057] 步骤二、带通分离。图3中的数据虽然是以40MHz频移光脉冲触发时开始记录采集的数据,但是其不但包含40MHz频移光产生的背向瑞利散射光的信息,还同时包含80MHz频移光产生的背向瑞利散射光的信息。因此,用一个中心频率为40MHz的带通滤波器将80MHz频移光产生的背向瑞利散射光的信息剥离掉,与此同时,带通滤波后的40MHz频移光产生的幅度曲线事实上经历了一次降噪过程,得到图5展示的曲线。针对图4使用同样的方法得到只有80MHz频移光产生的幅度曲线即图6。

[0058] 步骤三、求解模值和初相。针对图5中的幅度曲线使用数字正交解调的方法求得同相分量和垂直分量,然后基于这两个分量分别求得模值和初相。模值是同相分量和垂直分量的平方根,而初相在通过同相分量和垂直分量做反正切运算时考虑两个分量所在的象限,因而其求出来的相位值分布在 $[-\pi, \pi]$ 的范围内,而不是仅仅分布在 $[-\pi/2, \pi/2]$ 的范围内。图7和图8分别展示了由同相分量和垂直分量的平方根计算出来的40MHz频移光分量和80MHz频移光分量的模值。在这两个图上约大于1km的地方都有一处可视度不同于其他地方的区域,该区域即PZT加载所在的区域。图9和图10分别展示了由同相分量和垂直分量的反正切计算出来的40MHz频移光分量和80MHz频移光分量的初相位即未解缠绕的统计相位。从图9和图10可以看出,即使是在完全无扰动的静态区域,初相沿着纵坐标的方向也不是完全相等的。这说明系统中存在时钟抖动等因素,这也是为什么要在光纤长度方向上选择一个参考位置的原因所在。

[0059] 步骤四、计算距离和值的乘积。图11是将40MHz频移光和80MHz频移光的画在一起的结果,沿着光纤长度方向观察模值的可视度,同样可以发现在大约1km处存在一个扰动事件。为了进一步确认扰动事件所在的区域,针对40MHz频移光的模值在每一个光纤采样位置求解不同脉冲间的模值的距离和值,也同时针对80MHz频移光的模值在每一个光纤采样位置求解不同脉冲间的模值的距离和值,每一个光纤采样位置上的两个距离和值相乘得到距离和值的乘积,为了表述的方便,对其归一化后仍然称之为距离和值的乘积。图12展示了扰动事件附近区域的距离和值的乘积。从该图可以看出,事件的扰动区域位于区域[1036米, 1102米]。需要指出的是,不同的事件定位方法所给出的区域可能有些许差异。在本方法中,将距离和值的乘积底部刚开始上升和完全下降到底部的两个位置点之间的区域认为是扰动事件所在的区域。

[0060] 步骤五、计算最小值乘积。针对40MHz频移光的模值在每一个光纤采样位置寻找最小值,也同时针对80MHz频移光的模值在每一个光纤采样位置寻找最小值,每一个光纤采样位置上的两个最小值相乘,将其归一化后依旧称之为最小值的乘积,其在扰动事件附近区域的结果如图13所示。

[0061] 步骤六、确认参考位置。对图13而言,极大值所在的位置必然不是偏振衰落和相干瑞利衰落所在的位置。另一方面,相位是从幅度曲线求解出来的,模值越高的地方,幅度曲线受噪声的影响越低,相应地求解出来的相位受噪声的影响也应越低。对于两个不同频率脉冲光产生的模值,其各自的极大值分布存在差异,因此,步骤五的计算方法综合考虑两个频率分量的情况。扰动事件区域的最左侧在1036米处,在“最小值乘积”曲线上,从1036米位置向左侧观察,在光纤采样位置1015.68m处遇见一个极大值,因而将光纤采样位置1015.68m处确认为参考位置。需要指出的是,紧挨光纤采样位置1015.68m左侧的极大值虽

然在图13中没有画出,但是其值小于光纤采样位置1015.68m的值,否则将紧挨光纤采样位置1015.68m左侧的极大值选择为参考位置,总之,将左侧第一次极大值的值不再减小的光纤采样位置选择为参考位置。

[0062] 步骤七、解缠绕前的相位计算。图9和图10中每一个脉冲的未解缠绕的统计相位与参考位置处对应频率分量的未解缠绕的统计相位作差,作差的结果是未解缠绕的差分相位。作差消除了脉冲序列方向的初相位不一致后,还又再通过作差的方式消除光纤长度方向初相位的不一致。作差的参考相位先是取自无扰动事件时刻的未解缠绕的差分相位。在本实验阐述中,捕捉的扰动信号正好前半是Burst信号的零电平时刻,相当于此时没有任何扰动事件加载在光纤上,而扰动信号的后一半是Burst信号的正弦部分。因此,只要在Burst信号的前半段选择一个脉冲时刻,然后将该脉冲时刻的未解缠绕的差分相位作为参考相位。在运算的过程中,每个频率分量各自有1000个脉冲,将两个频率分量未解缠绕的差分相位各自均取第490个脉冲对应的未解缠绕的差分相位作为参考相位,然后分别将两个频率分量未解缠绕的差分相位中每一个脉冲对应的值与各自频率分量的参考相位作差,作差的结果是各自频率分量的未解缠绕的相位变化。

[0063] 步骤八、解缠绕及求解相位信号。将两个频率分量的未解缠绕的相位变化按脉冲序列进行交叉组合,组合后的值的奇数脉冲序列来自于40MHz频移光分量的未解缠绕的差分相位,其偶数脉冲序列来自于80MHz频移光分量的未解缠绕的差分相位。然后在每一个光纤采样位置对组合后的值解缠绕。解缠绕后的值就是相位变化,如图14所示。由于相位解缠绕算法的起始点不是参考相位所在的脉冲时刻,而是40MHz频移光第一个脉冲发射的时刻,该脉冲时刻的未解缠绕的差分相位和40MHz频移光对应的参考相位因噪声等原因存在差异,故而使得部分光纤采样位置处的零值出现偏差,导致产生如图14所示的相位变化除了尖峰、毛刺、噪声基底以外的沿着光纤长度方向的局部凹凸的异变。此时,基于解缠绕后的相位变化,将奇数脉冲序列的相位变化抽取出来组成一个新的数组,同样留下偶数脉冲序列的解缠绕后的相位变化也变成一个新的数组。两个新的数组的相位变化与各自数组的第490个脉冲序列的相位变化作差,为了叙述的方便,此时参与作差的各频率分量的第490个脉冲对应的解缠绕后的相位变化依旧称为参考相位,作差的结果依旧称为相位变化。然后将两个数组的相位变化再次按照之前的脉冲序列交叉的规则进行组合,组合得到的相位变化就是精确求解的相位的变化量,如图15所示。第490个脉冲处的相位两次被作差,实际上尽可能抑制了单个参考曲线有可能带进的噪声。取靠近参考位置右侧的光纤采样位置1096m处的相位变化作为最终求解的相位信号,如图16所示。对图16中Burst信号中的正弦曲线部分的数据用一次带参正弦函数进行拟合,拟合得到的卡方系数为0.9998,均方根误差为0.3872rad。同时,计算得到图16中每个信号采样点相邻两点的相位绝对差值的最大值为4.5105rad。即本实例说明了等时分双频光相位光时域反射仪突破了单频光相位光时域反射仪中因传统相位解缠绕算法里的 $\pi$ 限制条件不能正确求解相位的限制,而且还对扰动信号进行了信号的精确重构,在此基础上实现了真正的均匀采样。为了加深对比,图17是采用本发明所述的基于参考位置和参考相位直接在光纤采样位置1096m处求解的结果。很显然,其求解的结果很不理想。

[0064] 综上所述,在相干探测型相位光时域反射仪中,需要参考位置消除时钟抖动等因素导致的初相位在信号时间方向的不一致,引进等时分双频光后,因探测光脉冲频率的差

异而导致偏振衰落和相干衰落的位置不一样,会增加参考位置选择的困难;而折射率分布的不均匀导致了初相位沿着光纤长度方向的无规则。因而,针对相干探测曲线依序使用了简单整理、带通分离、求解模值和初相、计算距离和值的乘积、计算最小值乘积、确认参考位置、解缠绕前的相位计算、解缠绕及求解相位信号等措施对数据进行了处理。该方法不但突破了单频光相位光时域反射仪中相位解缠绕算法关于 $\pi$ 值的限制,而且还在等时分双频光相位光时域反射仪实现了相位信号的精确重构。

[0065] 以上所述仅为本发明的较佳实施例而已,并不用以限制本发明。凡在本发明的精神和原则之内所作的任何修改、等同替换和改进等,均应包含在本发明的保护范围之内。

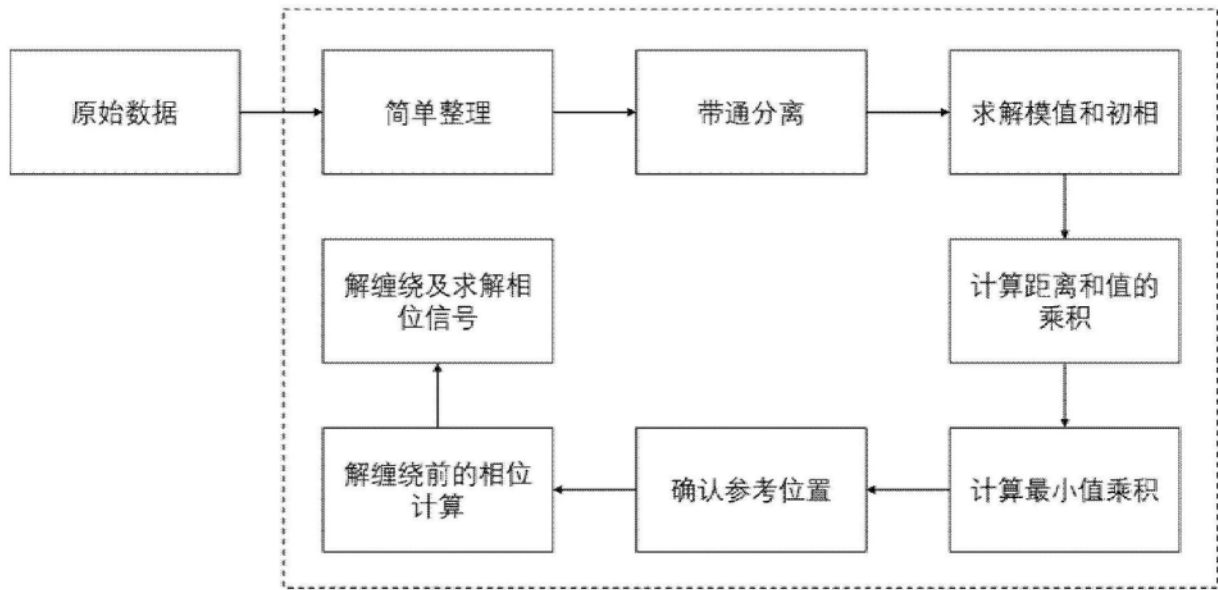


图1

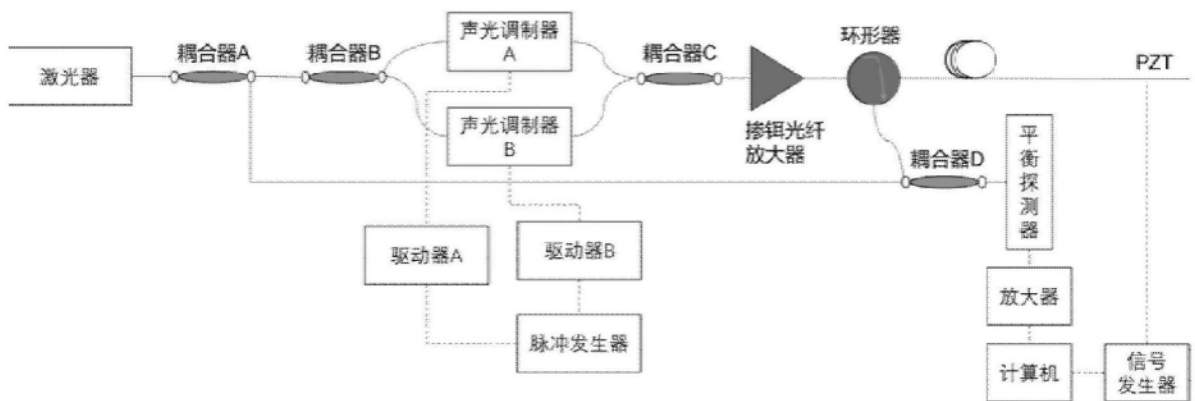


图2

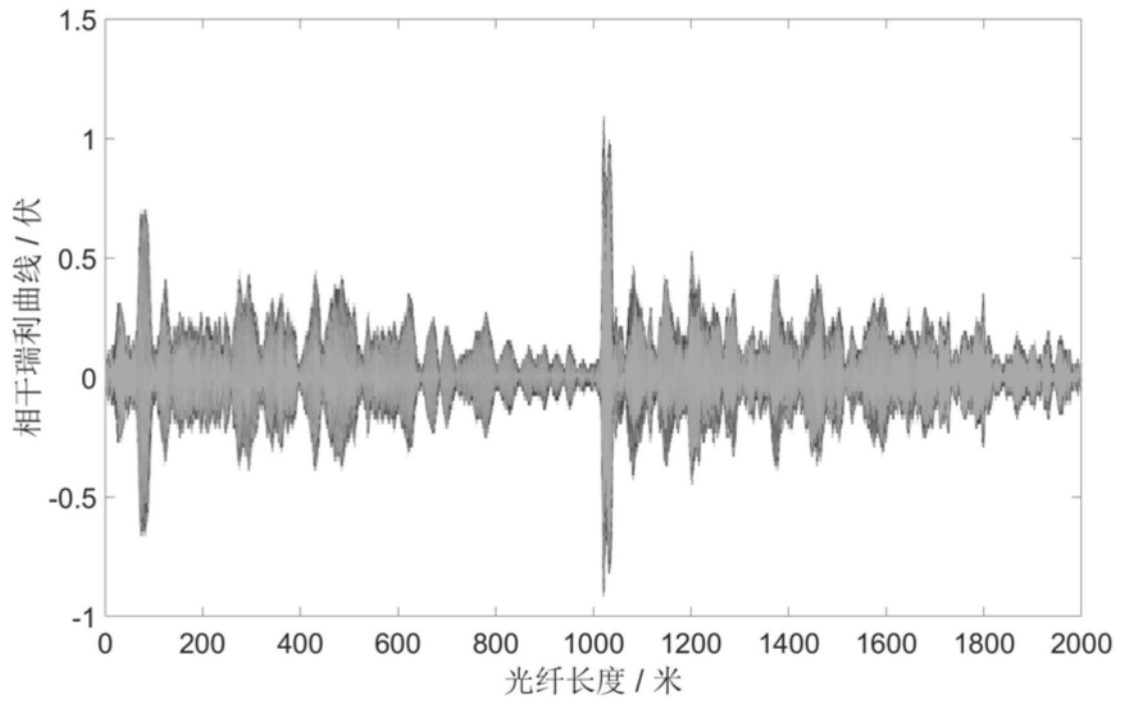


图3

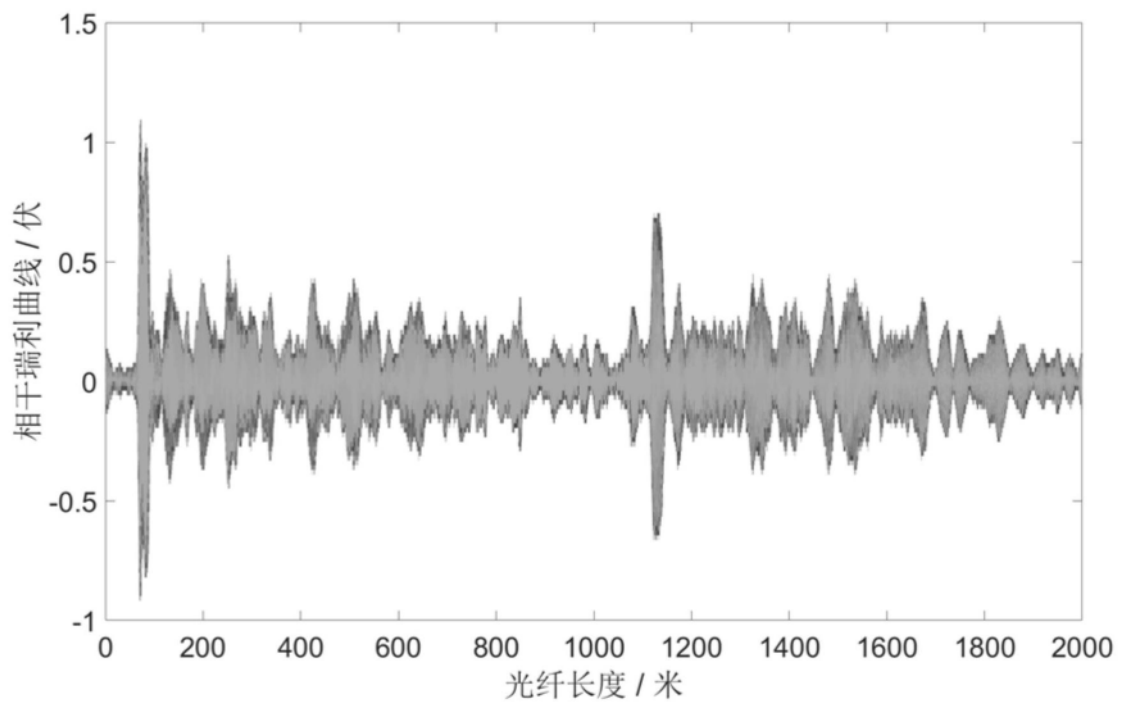


图4

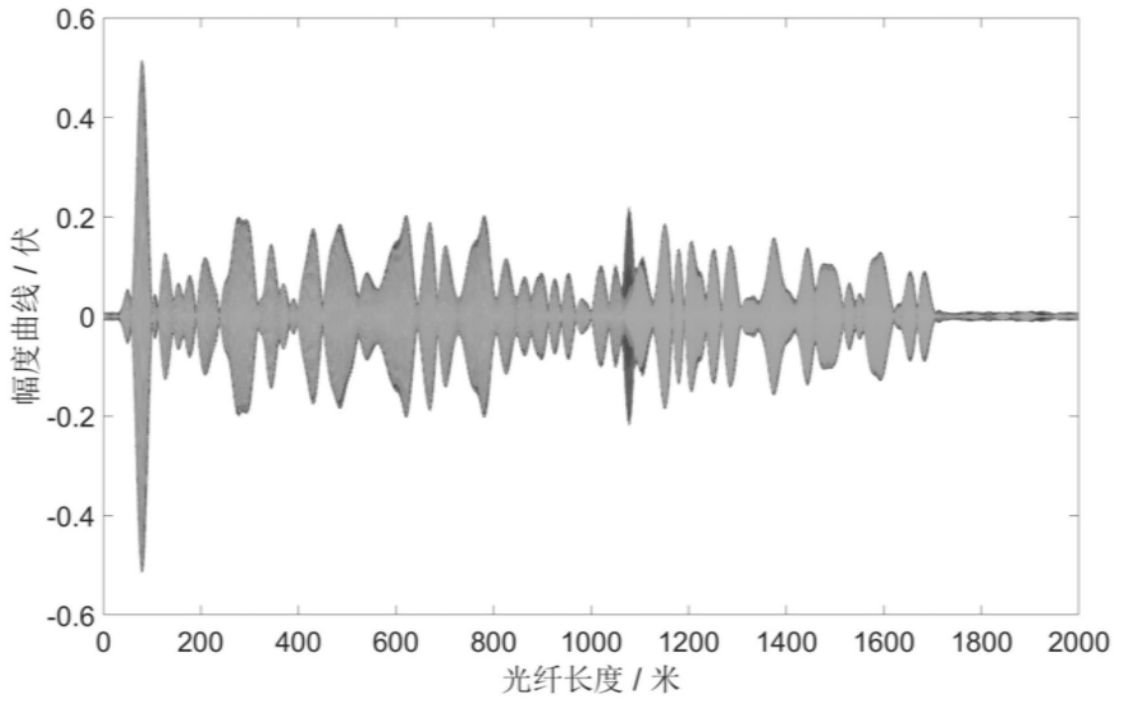


图5

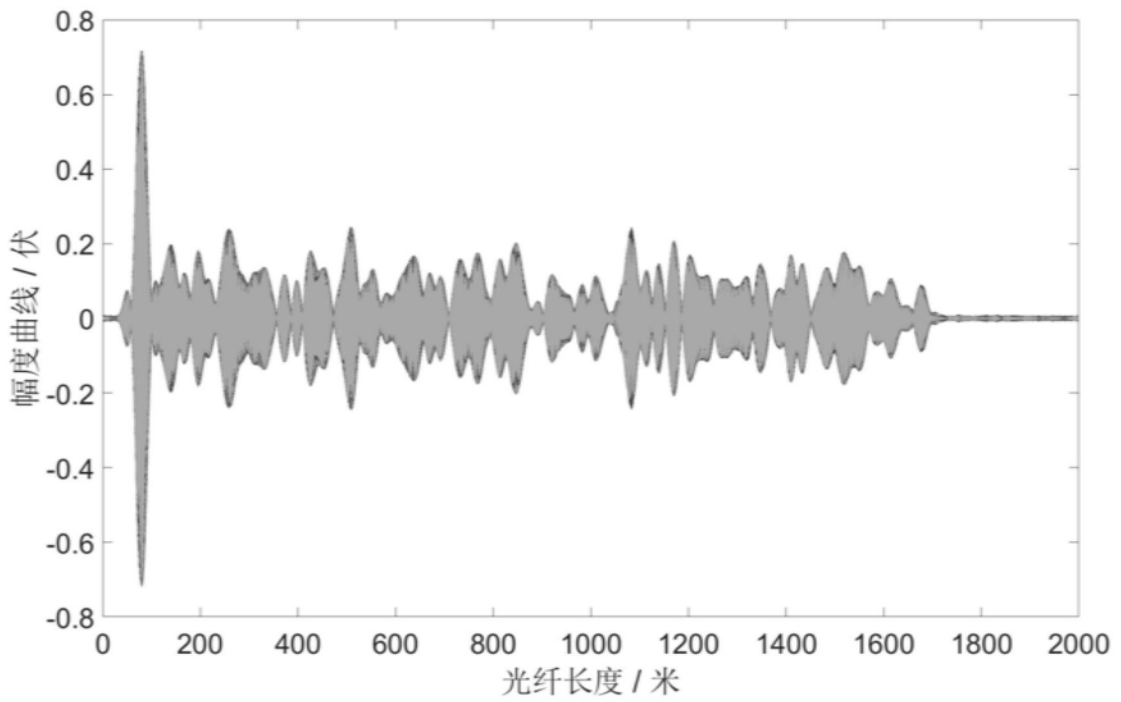


图6

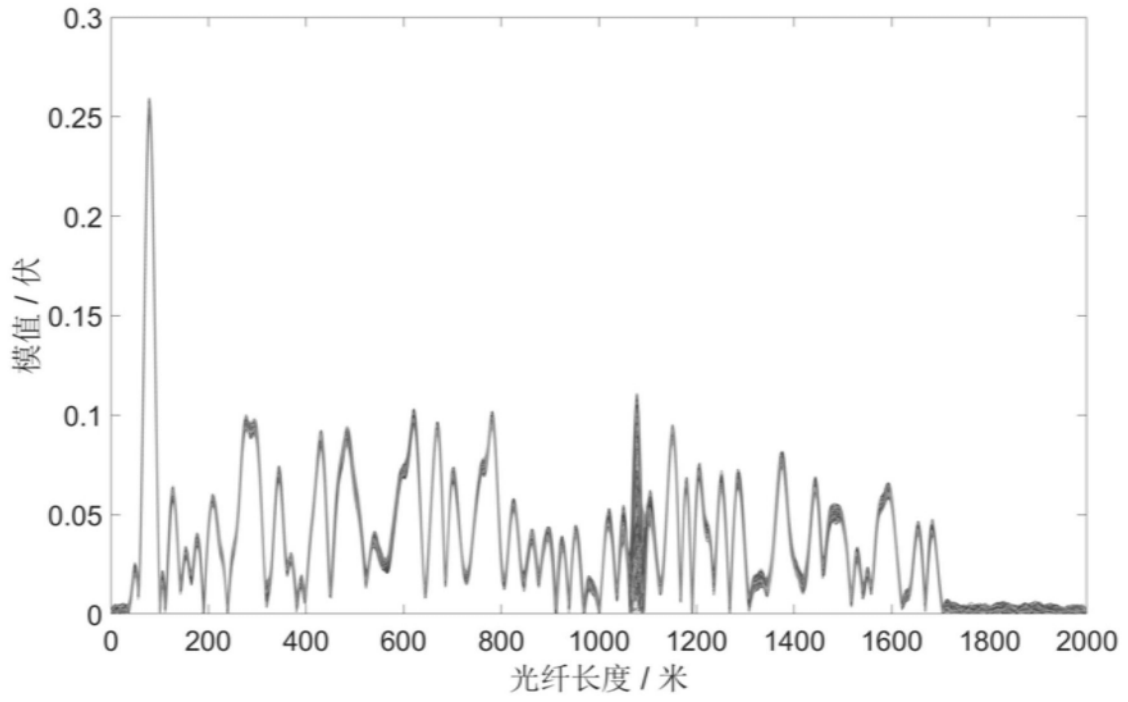


图7

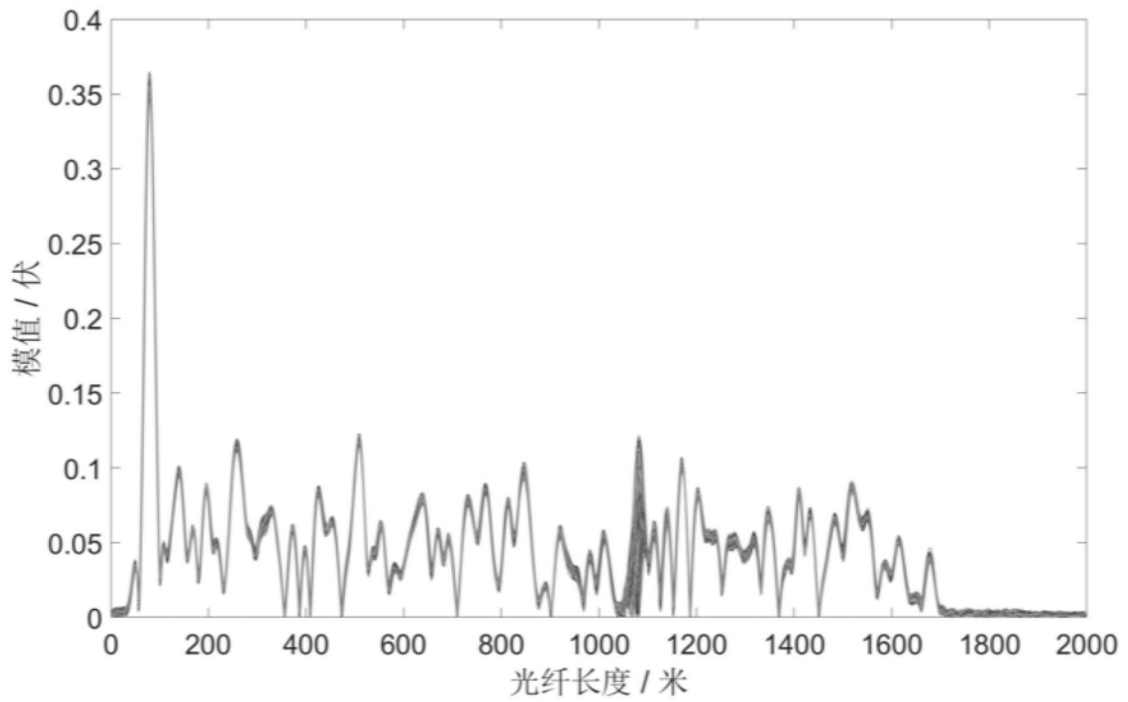


图8

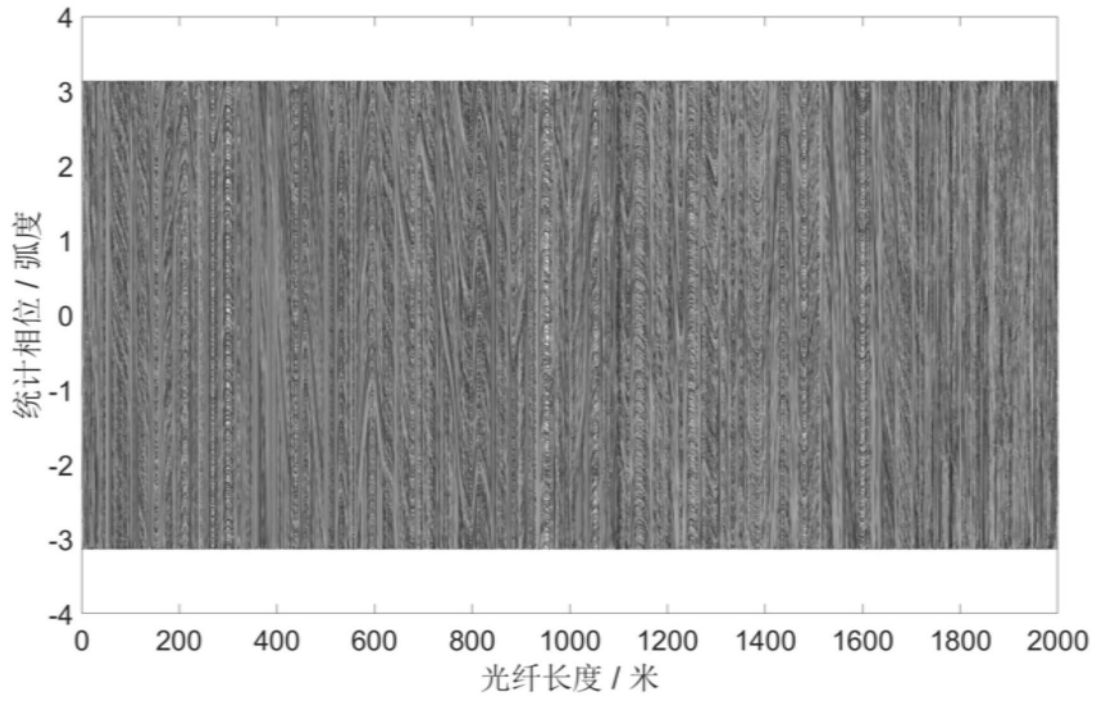


图9

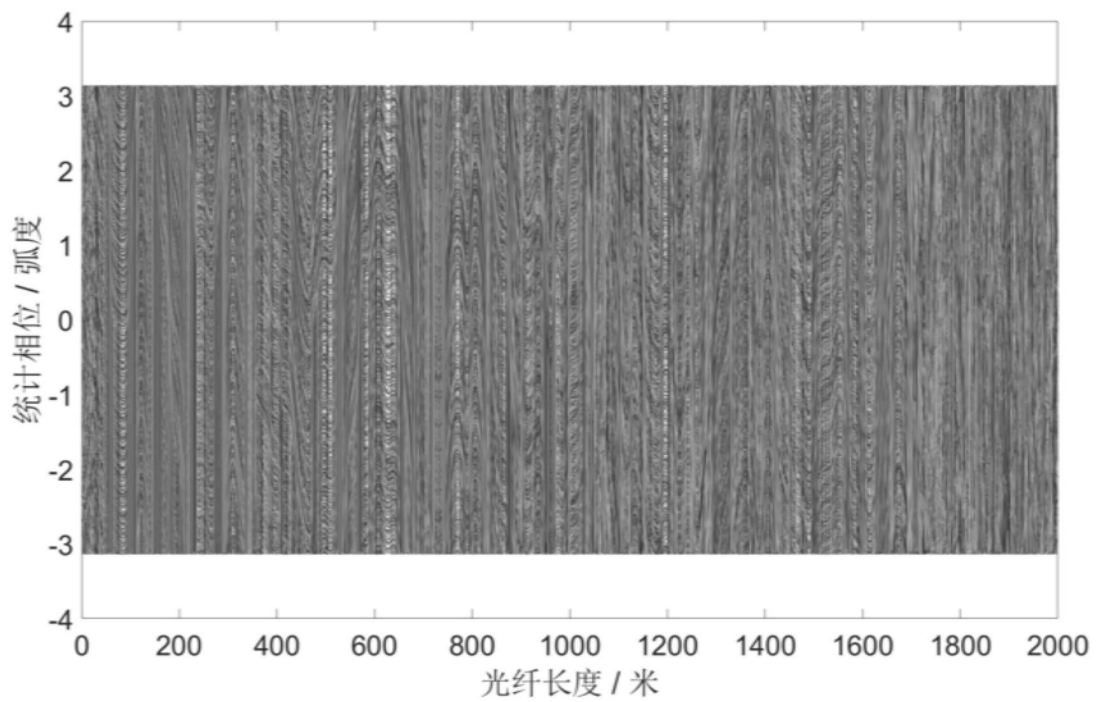


图10



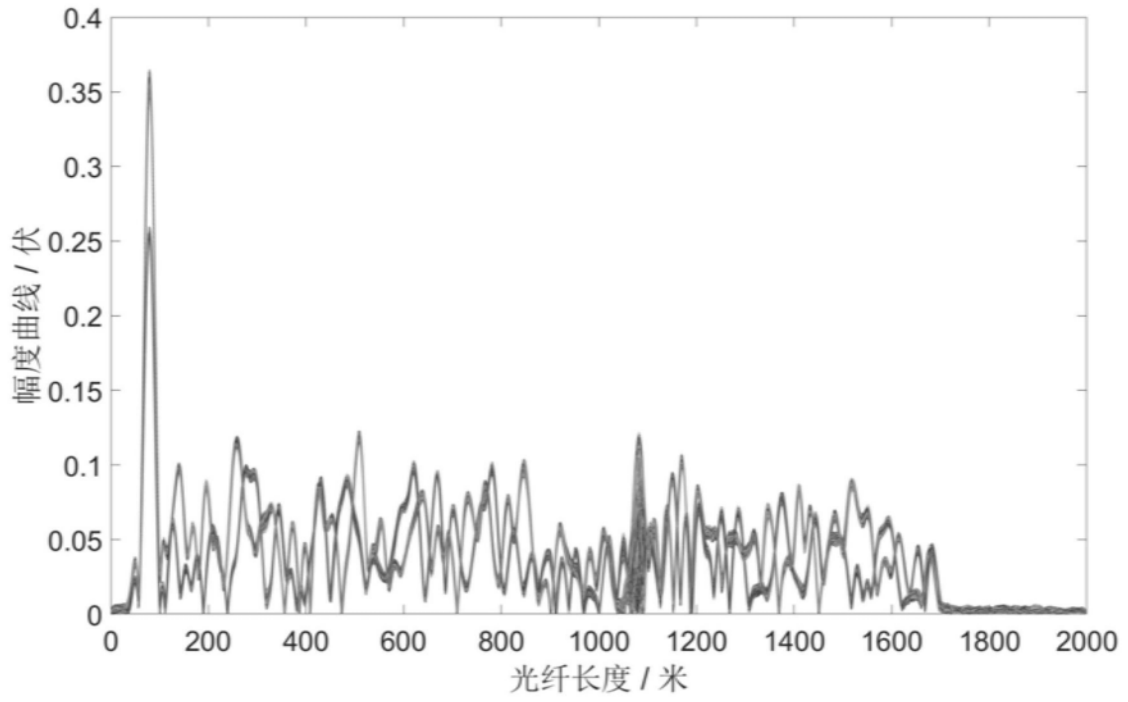


图11

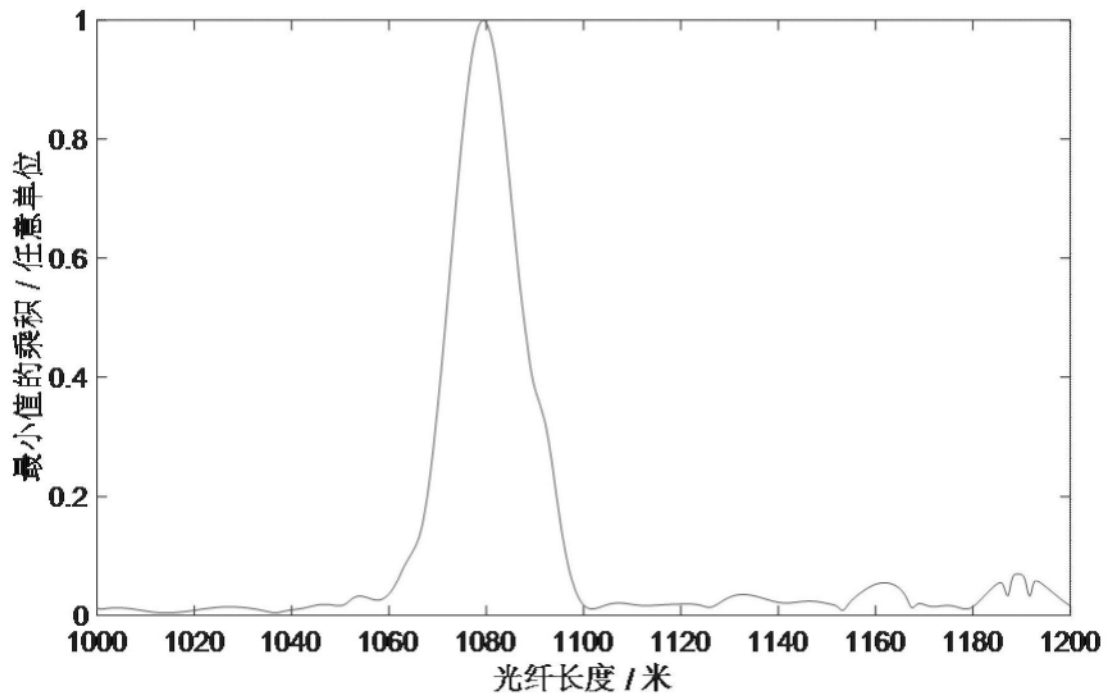


图12

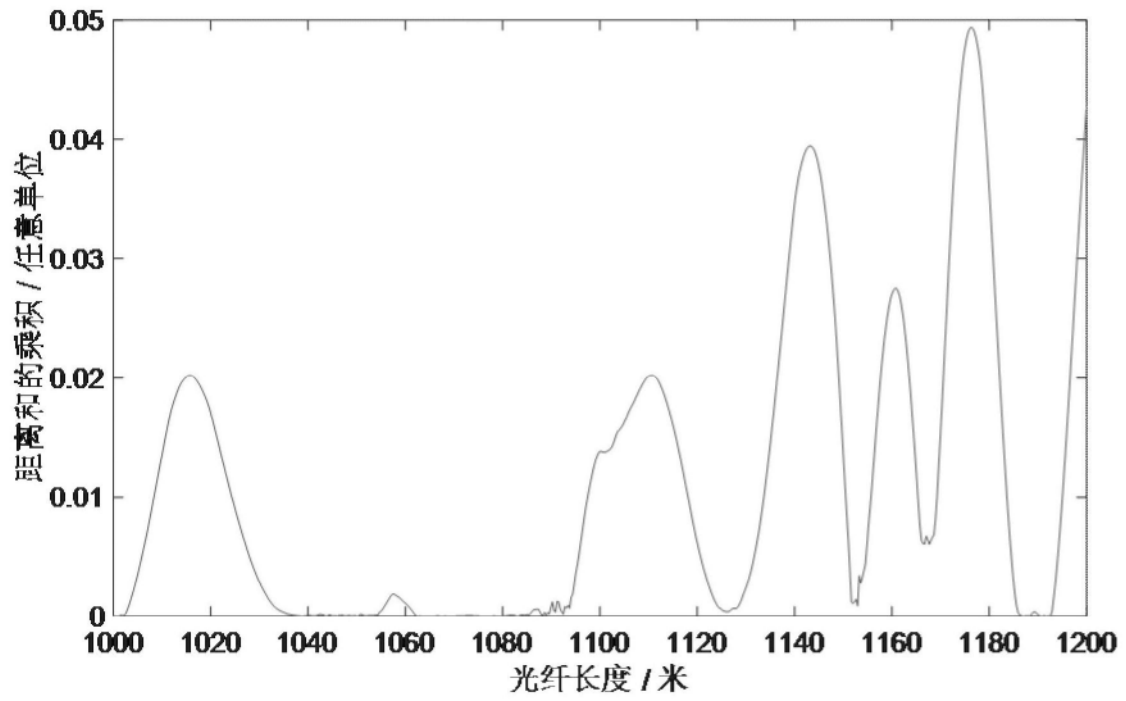


图13

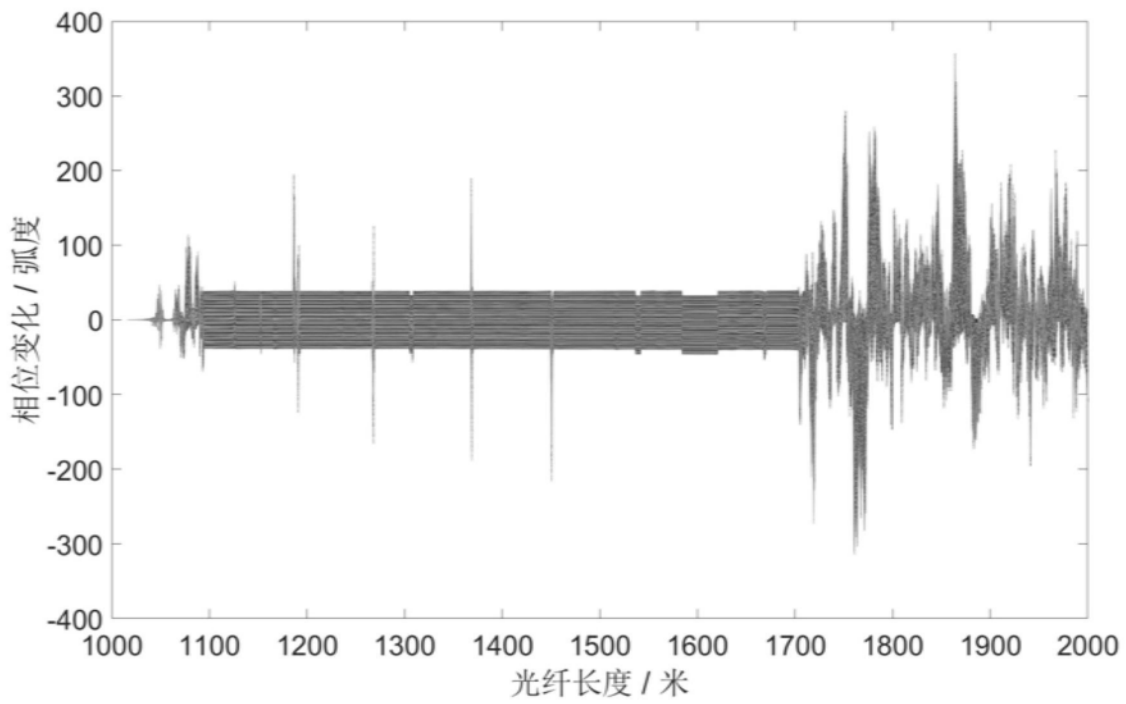


图14

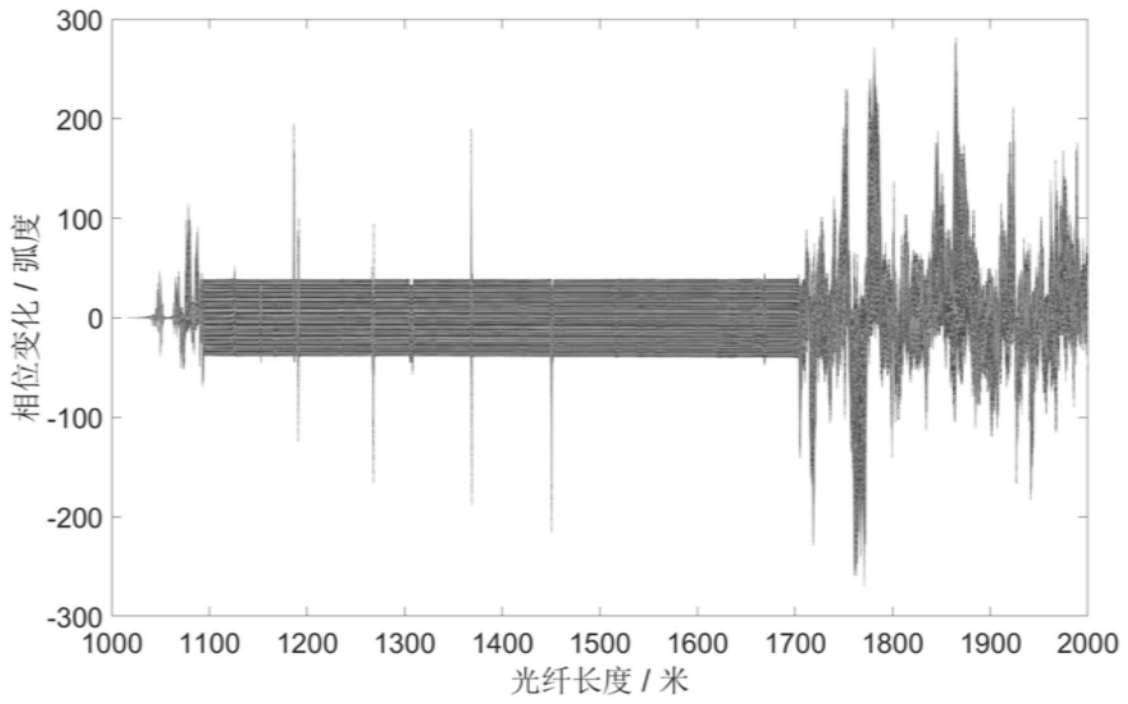


图15

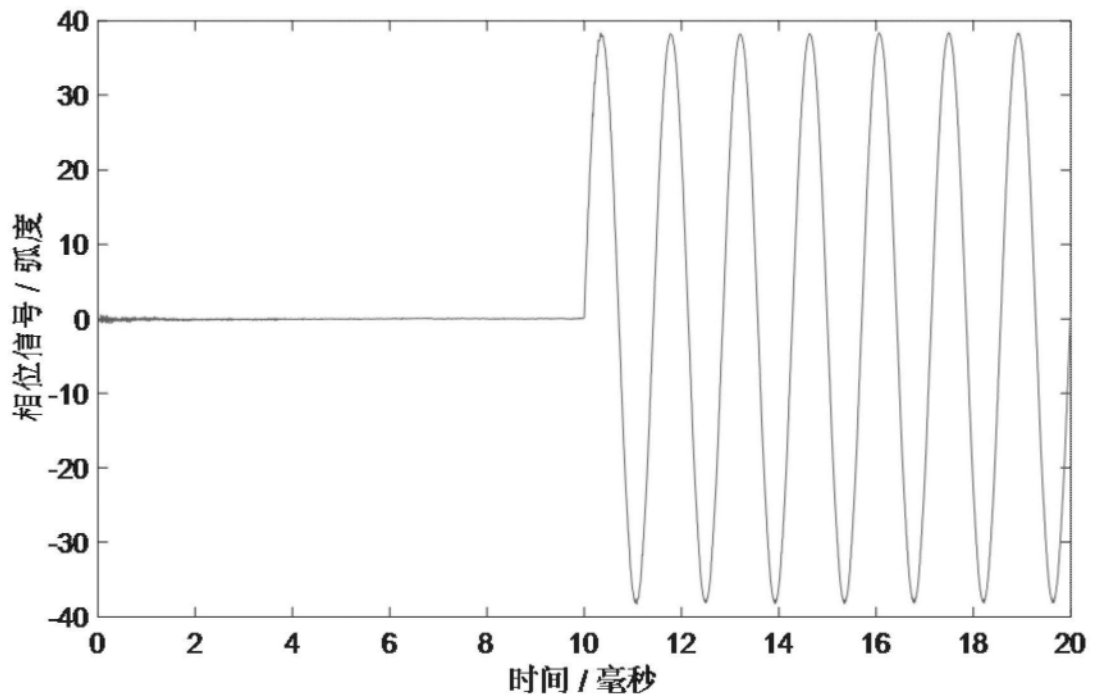


图16

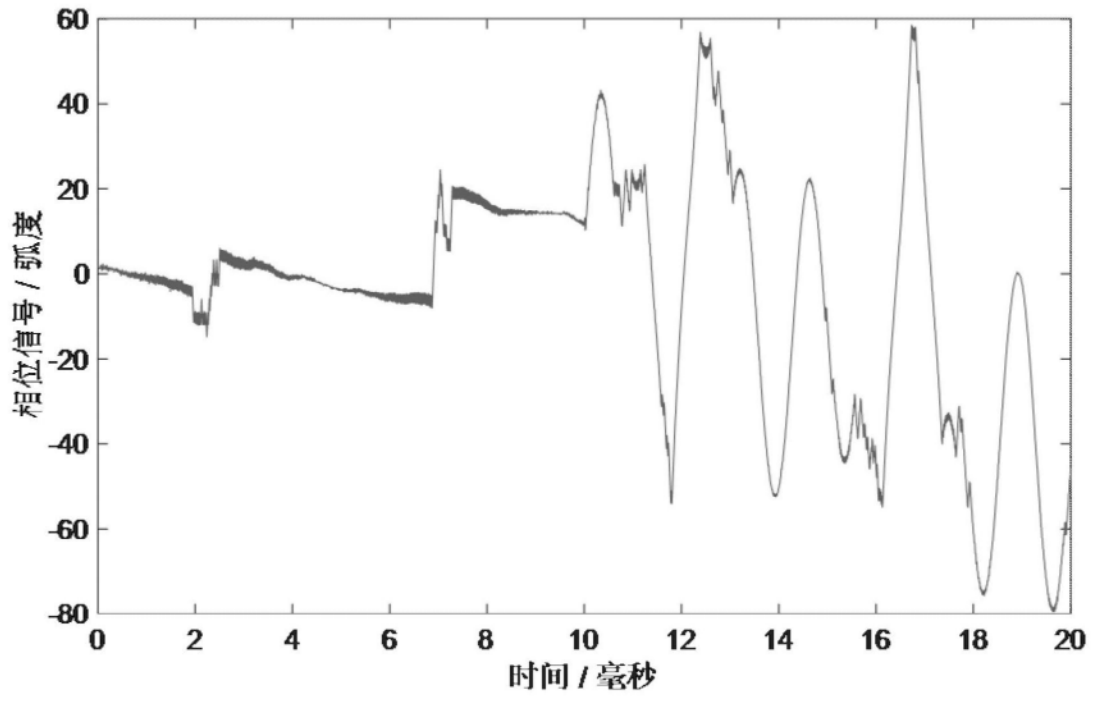


图17