



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102346137 B

(45) 授权公告日 2014. 09. 03

(21) 申请号 201110209392. 9

(22) 申请日 2011. 07. 22

(30) 优先权数据

2010-164767 2010. 07. 22 JP

(73) 专利权人 株式会社岛津制作所

地址 日本京都府

(72) 发明人 星野洋辅 田窪健二 森谷直司

(74) 专利代理机构 北京林达刘知识产权代理事

务所(普通合伙) 11277

代理人 刘新宇

(51) Int. Cl.

G01N 21/39(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 1954199 A, 2007. 04. 25, 全文.

JP 2005099416 A, 2005. 04. 14, 全文.

董凤忠等. 可调谐二极管激光吸收光谱技

术及其在大气质量监测中的应用.《量子电子学
报》. 2005, 第 22 卷(第 03 期), 316-323.

审查员 孙勐

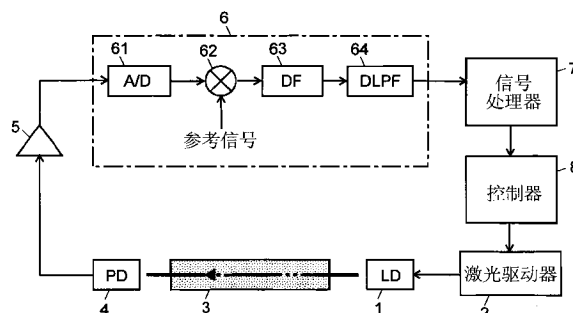
权利要求书1页 说明书6页 附图4页

(54) 发明名称

气体浓度测量装置

(57) 摘要

提供了一种利用 TDLAS 测量法进行测量的气体浓度测量装置,在该气体浓度测量装置中,可以通过使用整数运算装置进行数字处理来执行相敏检测。在根据本发明的气体浓度测量装置中,通过获取根据乘法器(62)的输出信号所获得的数据在与调制频率 f 的一个周期相对应的时间段内的移动平均,来去除输入信号中包含的与调制频率 f 的整数倍相对应的 AC 分量。结果,数字滤波器(63)的输出信号中的 DC 分量相对增大,从而使得更加容易利用数字低通滤波器(64)来提取 DC 分量,因而即使使用基于整数运算的数字处理,也可以实现充分精确的相敏检测。



1. 一种气体浓度测量装置,其包括:激光光源,用于发出波长可变的激光;激光控制器,用于驱动所述激光光源,从而利用频率 f 调制所述激光的波长并且使调制范围的中心点以比所述频率 f 低的频率重复扫描预定波长范围;测量单元,要分析的气体将被引入至所述测量单元内;以及光检测器,用于检测已通过了所述测量单元的激光,其中,基于由所述光检测器所产生的信号中包含的谐波分量来确定所述要分析的气体中特定成分的浓度,所述气体浓度测量装置还包括:

A/D 转换器,用于将来自所述光检测器的输出信号转换成数字信号;

信号处理器,用于生成频率为 nf 的参考信号,并且将由所述 A/D 转换器进行转换得到的数字信号与所述参考信号相乘,其中 n 是大于 1 的预定整数;

第一数字滤波器,用于从由所述信号处理器进行相乘得到的乘积选择性地滤除频率为 mf 的信号分量,其中 m 是大于 0 的整数;以及

作为低通滤波器的第二数字滤波器,用于从所述第一数字滤波器的输出信号提取直流分量。

2. 根据权利要求 1 所述的气体浓度测量装置,其特征在于,所述第一数字滤波器获取与所述参考信号相乘后的数字信号在与所述频率 f 的一个周期相对应的时间段内的移动平均。

3. 根据权利要求 1 或 2 所述的气体浓度测量装置,其特征在于,所述第一数字滤波器和所述第二数字滤波器所进行的滤波处理是通过整数运算来进行的。

气体浓度测量装置

技术领域

[0001] 本发明涉及气体浓度测量装置,该气体浓度测量装置通过使用气体对激光的吸收来测量该气体中所包含的特定成分的浓度。

背景技术

[0002] 作为用于测量气体浓度的一个方法,已知有被称为可调谐二极管激光吸收光谱(Tunable Diode Laser Absorption Spectroscopy)测量法(以下简称为“TDLAS”测量法)的技术。

[0003] 在 TDLAS 测量法中,将以频率 f 调制了波长的激光束照射到装有一种或多种要分析的气体的测量单元中,并且利用光检测器检测已通过该气体的激光束的功率。该气体包含多种成分,其中各个成分吸收特定波长的光。因此,当以充分低于调制频率 f 的频率扫描调制波长的中心时,激光束在该气体的目标成分的特有波长附近被强烈吸收。将激光束强度的光谱吸收线分布转换成调制频率 f 的谐波分量的振幅的变化。通过相敏检测来提取光检测器的输出信号中包含的调制频率 f 的 n 次谐波分量(n 是等于或大于 2 的整数),并且根据提取出的分量的大小来确定被分析气体中目标成分的浓度。

[0004] TDLAS 测量法是光检测器和其它元件不与被分析气体相接触的非接触式测量法。这种方法具有以下优点:可以在不干扰被分析气体的场的情况下进行测量;响应时间极短并且可以近似实时地测量浓度;以及可以进行高灵敏度测量。

[0005] 背景技术文献

[0006] 非专利文献

[0007] 非专利文献 1:J.Reid and D.Labrie,“Second-Harmonic Detection with Tunable Diode Lasers-Comparison of Experiment and Theory”,Appl.Phys.,B26,1981, pp. 203-210

发明内容

[0008] 发明要解决的问题

[0009] 通过以下的两个步骤来进行 TDLAS 测量法中的相敏检测:步骤 1,将光检测器的检测信号与通常为频率 f 的正弦波的参考信号相乘;步骤 2,对预定时间内通过步骤 1 所获得的乘积进行积分。在这些处理中,将检测信号中的 nf 分量转换成 DC 信号(即,频率约为 0 的分量),并去除其它的 AC(频率)分量。由低通滤波器来进行步骤 2。

[0010] 尽管可以使用模拟滤波器作为前述的低通滤波器,但数字滤波器相对于模拟滤波器在一些方面具有优势,诸如工作速度更快或电路规模更小等。作为数字滤波器,众所周知有 FIR(有限脉冲响应)滤波器和 IIR(无限脉冲响应)滤波器。FIR 滤波器是使用预定数量的以前采样得到的数据的非递归滤波器。IIR 滤波器是将最新的计算结果连同以前的数据一起反馈到输入端的递归滤波器。

[0011] 在使用数字滤波器进行相敏检测的情况下,采用诸如 DSP(数字信号处理器)等的

专用计算装置来进行滤波处理。诸如 FPGA(现场可编程门阵列) 等的 PLD(可编程逻辑器件) 不用于此目的。其原因如下。

[0012] PLD 适合于整数计算和定点计算并且适合于并行处理,但并不适合于浮点计算。因此,尽管 PLD 的计算速度比 DSP 的计算速度快,但 PLD 的计算精确度较低。在相敏检测中,低通滤波器需要极其陡峭的衰减特性以提取处理信号中极小的 DC 分量,并且要求较高的计算精确度。在滤波处理中使用 PLD 将使得计算精确度过低而不能提取 TDLAS 用的 DC 分量。

[0013] 由于使用 PLD 进行相敏检测对于提高整个装置的工作速度有利,因此仍值得尝试。此外,PLD 还适用于进行装置控制,并因此使得装置控制用的电路和数学运算处理用的电路可以一体化。这有利于缩小电路规模、降低功耗以及减少装置成本。

[0014] 因此,本发明要实现的目的是提供利用 TDLAS 方法进行测量的气体浓度测量装置,其中该装置可以仅利用整数运算装置来进行数字处理。

[0015] 用于解决问题的方案

[0016] 目的在于解决前述问题的根据本发明的气体浓度测量装置是如下的一种气体浓度测量装置,其包括:激光光源,用于发出波长可变的激光;激光控制器,用于驱动所述激光光源,从而利用频率 f 调制所述激光的波长并且使调制范围的中心点(平均波长)以与调制频率 f 的周期相比足够长的周期重复扫描预定波长范围;测量单元,要分析的气体将被引入至所述测量单元内;以及光检测器,用于检测已通过了所述测量单元的激光,其中,基于由所述光检测器所产生的信号中包含的谐波分量来确定所述要分析的气体中特定成分的浓度,所述气体浓度测量装置还包括:

[0017] A/D 转换器,用于将来自所述光检测器的输出信号转换成数字信号;

[0018] 信号处理器,用于生成频率为 nf 的参考信号,并且将由所述 A/D 转换器进行转换得到的数字信号与所述参考信号相乘,其中 n 是大于 1 的预定整数;

[0019] 第一数字滤波器,用于从由所述信号处理器进行相乘得到的乘积选择性地滤除频率为 mf 的信号分量,其中 m 是大于 0 的整数;以及

[0020] 作为低通滤波器的第二数字滤波器,用于从所述第一数字滤波器的输出信号提取直流分量。

[0021] 例如,可以应用第一数字滤波器,以获取该第一数字滤波器的输入信号(即,与参考信号相乘后的数字信号)在与频率 f 的一个周期相对应的时间段内的移动平均。

[0022] 发明的效果

[0023] 由光检测器所产生的检测信号通常包含百分比高的基本频率(频率 f) 分量。该检测信号与频率为 nf 的参考信号的乘积使得 $(n-1)f$ 分量和 $(n+1)f$ 分量比包含气体吸收信息的 DC 分量大得多。因此,要求用于滤除这些 $(n-1)f$ 分量和 $(n+1)f$ 分量的低通滤波器具有极其陡峭的衰减特性。整数运算不能实现这种极其陡峭的衰减特性。

[0024] 根据本发明的气体浓度测量装置已通过引入用于在利用数字低通滤波器(第二数字滤波器)滤除 AC 分量之前选择性地滤除频率与调制频率 f 相等的 AC 分量的另一数字滤波器(第一数字滤波器)而解决了该问题。例如,可以通过获取信号在与频率 f 的一个周期相对应的时间段内的移动平均来实现这种数字滤波器。即使通过整数运算来进行该计算,该计算也可以具有足够的精确度。利用附加的数字滤波器预先滤除作用明显的 AC 分量

还使得数字低通滤波器可以具有与以前相比更加缓和的衰减特性,从而使得即使利用计算精确度相对低的整数运算也可以有效提取 DC 分量。

附图说明

[0025] 图 1 是作为本发明的一个实施例的气体浓度测量装置的示意结构图。

[0026] 图 2 是示意性示出激光束的波长(频率)的变化的图。

[0027] 图 3A ~ 3D 是各自示出 (A) 馈送到锁定放大器的输入端子的测量信号、(B) 通过频率转换所获得的信号、(C) 已通过数字滤波器(第一数字滤波器)的信号和 (D) 已通过数字低通滤波器(第二数字滤波器)的信号的频谱的一个示例的图。

[0028] 图 4A 是馈送到锁定放大器的输入端子的测量信号的波形图的一个示例,并且图 4B 是锁定放大器针对图 4A 所示的测量信号所产生的输出信号的波形图。

[0029] 图 5 是示出使用模拟低通滤波器进行气体浓度测量的结果的图形。

[0030] 图 6 是示出仅使用数字低通滤波器进行气体浓度测量的结果的图形。

[0031] 图 7 是示出使用本实施例的气体浓度测量装置进行测量的结果的图形。

[0032] 附图标记说明

[0033] 1... 二极管激光器

[0034] 2... 激光驱动器

[0035] 3... 测量单元

[0036] 4... 光电二极管(PD)

[0037] 5... PD 放大器

[0038] 6... 锁定放大器

[0039] 61... A/D 转换器

[0040] 62... 乘法器

[0041] 63... 数字滤波器(第一数字滤波器)

[0042] 64... 数字低通滤波器(第二数字滤波器)

[0043] 7... 信号处理器

[0044] 8... 控制器

具体实施方式

[0045] 以下将参考附图来说明根据本发明的气体浓度测量装置的一个实施例。图 1 是根据本实施例的气体浓度测量装置的示意结构图。

[0046] 在本实施例的气体浓度测量装置中,二极管激光器 1 根据在控制器 8 的控制下从激光驱动器 2 提供的驱动电流,将利用频率 f 调制了波长的激光束照射到测量单元 3 上。二极管激光器 1 的一个例子是生成波长在近红外区域到中红外区域的范围内的激光束的 DFB(Distributed Feedback,分布反馈)激光器。还可以使用其它类型的激光器。

[0047] 测量单元 3 装有要分析的气体。照射到测量单元 3 内的激光束在通过测量单元 3 时被该气体中的成分吸收。经历了吸收的激光束到达光电二极管(PD)4, PD 4 生成与接收到的光的强度相对应的电流信号。该电流信号被发送至 PD 放大器 5, PD 放大器 5 将该电流信号转换成电压信号并且放大该电压信号。所获得的信号作为测量信号被发送至锁定放大

器 6。作为数字相敏检测器的锁定放大器 6 将该测量信号转换成数字信号,将该数字信号与预定频率的参考信号相乘以从该测量信号中仅提取频率与参考信号的频率相同的信号分量,并且仅使频率与参考信号的频率相同的信号分量通过两个数字滤波器。信号处理器 7 对提取出的信号分量进行预定计算,以计算要分析的气体中目标成分的浓度。

[0048] 以下说明本气体浓度测量装置的测量原理及其测量操作。激光驱动器 2 向二极管激光器 1 提供驱动电流。通过将用于以预定调制频率 f 进行调制的一个电流和另一个电流相加来产生该驱动电流,其中,该另一个电流用于以充分低于调制频率 f 的频率相对应的周期在气体中的目标成分的吸收频谱附近的预定波长范围内重复进行波长扫描。由这种电流驱动的二极管激光器 1 发出频率调制后的波长随时间而变化的激光束。图 2 示意性示出该激光束的波长(频率)的变化。

[0049] 激光束在通过测量单元 3 之前,除波长扫描用的频率分量以外,仅包含调制频率 f 的分量。在测量单元 3 中,激光束的调制频率 f 由于气体中的目标成分的吸收分布而变形,由此形成了谐波分量。在这些谐波分量中,二次谐波分量(两倍频分量)的波形通常反映了由于气体成分而产生的吸收峰的波形,其中,波长扫描中的峰高与气体成分的浓度成比例。因此,数字相敏检测器 6 提取 PD 放大器 5 所产生的电压信号的二次谐波分量,并且根据该谐波分量的波形变化来计算气体成分的浓度。

[0050] 以下说明数字相敏检测器 6 的详细结构和操作。

[0051] 首先,由 A/D 转换器 61 按预定采样周期对作为 PD 放大器 5 所产生的模拟信号的测量信号进行采样,以将测量信号转换成数字信号。将数字化的测量信号发送至乘法器 62,并且与预定频率的参考信号相乘,由此进行如由以下的等式(1)所表示的频率转换:

$$[0052] \quad \sin \alpha \cdot \cos \beta = (1/2) \cdot \{\sin(\alpha + \beta) + \sin(\alpha - \beta)\} \dots (1)。$$

[0053] 其中, α 是测量信号的频率并且 β 是参考信号的频率。如果 $\alpha = 2f$ 且 $\beta = 2f$,则该等式示出通过相乘所获得的信号包含频率为 $4f$ 的分量和频率为 0 的分量。“0 频率”分量是 DC 分量。即,将测量信号的二次谐波分量频率转换成 DC 分量。

[0054] 图 3A 和 3B 分别示出馈送到数字相敏检测器 6 的输入端子的测量信号的频谱和通过乘法器 62 对该测量信号进行频率转换所获得的信号的频谱。图 3A 所示的测量信号包含作为调制频率 f 的基本波分量的 $1f$ 分量、其它的谐波分量以及作为白噪声的 AC 分量。

[0055] 当将图 3A 所示的测量信号与频率为 $2f$ 的参考信号相乘时,如频率转换等式(1)所示,将该测量信号的 $2f$ 分量转换成 DC 分量和 $4f$ 分量。同样,将具有调制频率 f 的基本波分量转换成频率为 $1f$ 和 $3f$ 的两个 AC 分量。还将其它的谐波分量转换成频率等于调制频率 f 的整数倍的 AC 分量。结果,通过该频率转换所获得的信号的频谱将如图 3B 所示。如图 3B 所示,频率转换后的信号包含 DC 分量、与调制频率 f 的整数倍相对应的 AC 分量和其它的 AC 分量(白噪声)。因此,为了执行相敏检测,必须从乘法器 62 的输出信号中大幅滤除除 DC 分量以外的 AC 分量。

[0056] 在传统的气体浓度测量装置的情况下,由数字低通滤波器直接处理乘法器 62 的输出信号以滤除 AC 分量。乘法器 62 的输出信号包含与调制频率 f 的整数倍相对应的 AC 分量,并且这些 AC 分量(特别是 $1f$ 分量和 $3f$ 分量)的强度极大。去除这些 AC 分量需要极其陡峭的衰减特性。为此,要求高水平的计算精确度。

[0057] 作为对比,本实施例的数字相敏检测器 6 首先通过使用数字滤波器(DF)63 来从乘

法器 62 的输出信号仅去除与调制频率 f 的整数倍相对应的分量。数字滤波器 63 将多个输入数据分别与特定的滤波器系数相乘,并且输出所获得的值的总和。在该操作中,如果使用与调制频率的一个周期相对应的一组数据并且将相乘用的滤波器系数全部设置为 1,则结果将为根据数字滤波器 63 的输入信号所获得的数据在与调制频率 f 的一个周期相对应的时间段内的移动平均。这样,可以去除与调制频率 f 的整数倍相对应的 AC 分量。在计算出移动平均之后,输出信号的频谱将如图 3C 所示。图 3C 示出在计算出移动平均之后,频谱中已去除了与调制频率 f 的整数倍相对应的 AC 分量,从而剩余 DC 分量和白噪声。

[0058] 随后,由数字低通滤波器 (DLPF) 64 从数字滤波器 63 的输出信号去除 AC 信号。该数字低通滤波器应当被设计成相对于 A/D 转换器 61 的采样频率具有极低的截止频率和充分的衰减特性,从而可以去除 AC 信号的绝大部分。IIR 滤波器将有效地用作具有这种特性的滤波器。已通过数字低通滤波器 64 的信号的频谱将如图 3D 所示。因而,从锁定放大器 6 的输出端子提取测量信号的二次谐波分量作为 DC 分量。

[0059] 图 4A 是馈送到锁定放大器 6 的输入端子的测量信号的波形图的一个例子,并且图 4B 是锁定放大器 6 针对该测量信号所产生的输出信号的波形图。在图 4A 所示的测量信号中,仅调制频率 f 的信号及其谐波信号的包络线可见,而不能观察到由于气体成分而产生的吸收峰的波形。另一方面,在通过前述的锁定放大器的动作去除了信号中除调制频率 f 的二次谐波分量以外的分量之后,如图 4B 所示,能够清晰地观察到吸收峰的波形。

[0060] 该吸收峰波形的“峰到峰”高度(以下称为“吸收峰波形的高度”)与要分析的气体中的目标成分的浓度成比例。为了确定该目标成分的浓度的绝对值,通过对包含已知浓度的目标成分的标准气体进行测量并且确定由于该成分而产生的吸收峰波形的高度来预先创建表示目标成分的浓度和吸收峰波形的高度之间的关系的标准曲线。将该标准曲线存储在信号处理器 7 的内部存储器中。当对包含未知浓度的目标成分的气体进行测量并且得到吸收峰波形时,信号处理器 7 确定该吸收峰波形的高度,并且参考其内部存储器中的标准曲线以计算浓度。

[0061] 本气体浓度测量装置没有特别限制要分析的成分的种类。尽管各成分吸收的光的波长不同,但可以仅通过针对各目标成分改变要扫描的波长范围来应对该不同。

[0062] 作为气体浓度测量的一个例子,进行了测量一氧化碳(CO)的浓度的实验。在该实验中,利用包括数字滤波器 63 和 IIR 型数字低通滤波器 64 的数字滤波系统来进行滤波处理,其中数字滤波器 63 用于获取信号在与调制频率 f 的一个周期相对应的时间段内的移动平均。图 5 ~ 7 是示出利用传统的方法和根据本发明的方法所进行的测量的结果的图形。更具体地,图 5 示出在锁定放大器 6 中使用模拟低通滤波器进行测量的结果,图 6 示出仅使用数字低通滤波器进行测量的结果,并且图 7 示出使用前述的数字滤波系统进行测量的结果。通过整数运算来进行图 6 和 7 的例子中的数字处理。

[0063] 将 S/N 比定义为 $S/(2\sigma)$,其中, S 是吸收信号的测量值的平均值,并且 σ 是测量值的标准偏差。在图 5 的情况下, S/N 比为 25.7。在图 6 的情况下,气体的吸收信号被噪声完全淹没并且无法提取 DC 分量。这很可能是因为整数运算不能充分满足 IIR 滤波器所要求的精度。作为对比,在图 7 的情况下, S/N 比为 41.7。该结果表明,即使当使用整数运算时,也可以清晰地观察到气体的吸收信号。此外,测量灵敏度比通过图 5 所示的模拟处理所实现的水平高。

[0064] 这些结果证实了：根据本发明的组合使用两个数字滤波器的方法使得在 TDLAS 测量时可以使用整数运算装置。此外，与传统的模拟处理相比较，本方法可以实现较高的 S/N 比。

[0065] 如果利用 DSP 进行与在获得图 7 所示的测量结果时使用的处理相对应的处理，则并行处理数字滤波器 63 和数字低通滤波器 64 这两者中的计算需要使用 18 个乘法器，其中，10 个乘法器用于数字滤波器 63 并且 8 个乘法器用于数字低通滤波器 64。一个 DSP 中包括的乘法器的数量通常约为 4 个。如果通过使用 4 个乘法器的串行处理来应对 18 个乘法器要进行的处理，则 DSP 的处理速度约为工作时钟的频率的 1/4。此外，DSP 的数据输入/输出通常也作为串行处理来进行。这表示，对于 32 位数据的输入/输出，DSP 的处理速度将低至工作时钟的频率的 1/32。尽管如今的高级 DSP 的工作时钟高达约 1GHz，但常用的 DSP 的处理速度在 200 ~ 300MHz 的范围内。考虑到前述的由于串行处理而引起的速度下降，实际速度不高于几 MHz。作为对比，在诸如 FPGA 等的 PLD 的情况下，容易根据电路规模来增加乘法器的数量并且并行配置这些乘法器。还容易进行 32 位数据的并行输入/输出。因此，处理速度可以与工作时钟的频率一样高。对于当前可利用的 PLD，可以实现约 1GHz 的工作频率。

[0066] TDLAS 测量法被分类为使用几 MHz 以下的调制频率 f 的 WMS(Wavelength Modulation Spectroscopy, 波长调制光谱) 法和使用 10MHz 到几 GHz 的极高频率的 FMS(Frequency Modulation Spectroscopy, 频率调制光谱) 法。使用较高频带的 FMS 法能够在不受 $1/f$ 噪声影响的情况下以较高的灵敏度进行测量。处理高频信号要求高速工作。因此，根据本发明的允许使用 PLD 的滤波方法相对于使用 DSP 的方法具有明显优势。

[0067] 在 TDLAS 测量法中，测量条件可能根据要测量的气体的种类而略微变化。为了应对该情况，可能期望程序易于修改和/或添加。作为一类 PLD 的 FPGA 使得容易对程序进行修改或添加，因此与 DSP 相比，FPGA 更适合于 TDLAS 测量法。

[0068] PLD 不仅可以用于进行相敏检测，还可以用于对装置进行整体控制，从而提高了系统的效率并缩小了电路板的尺寸。此外，PLD 允许使用整数运算来进行 TDLAS 测量，这有利于提高测量速度并且降低功耗。

[0069] 应当注意，前述实施例中的任意实施例仅是本发明的例子，并且显然，在本发明的精神内适当进行的任何改动、调整或添加都将落入本专利申请的权利要求书的范围内。

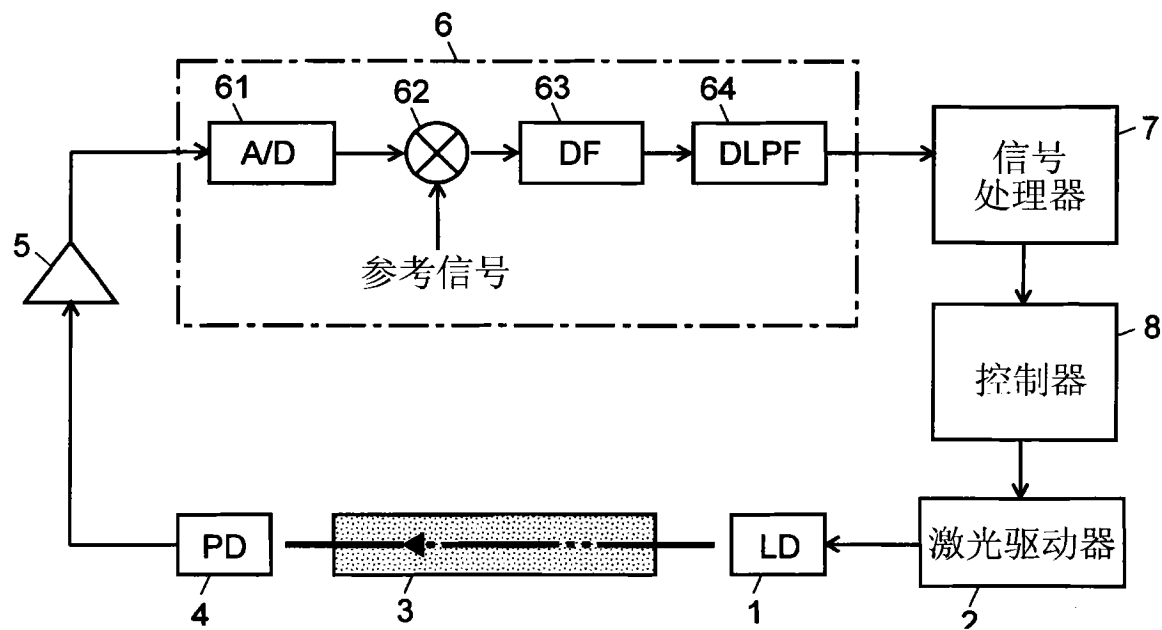


图 1

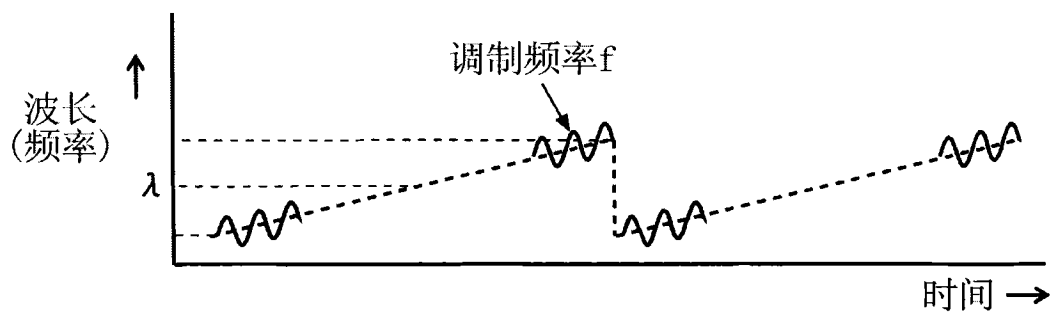


图 2

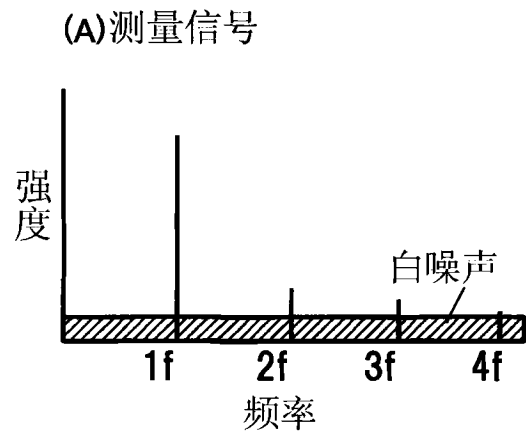


图 3A

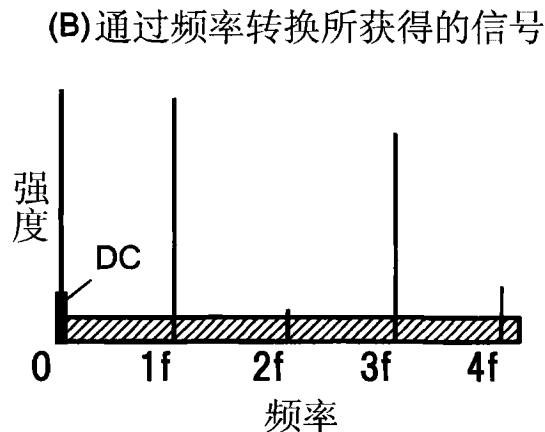


图 3B

(C) 计算出移动平均之后的信号

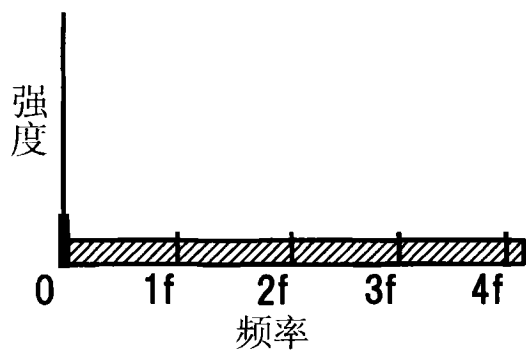


图 3C

(D) 进行相敏检测之后的信号

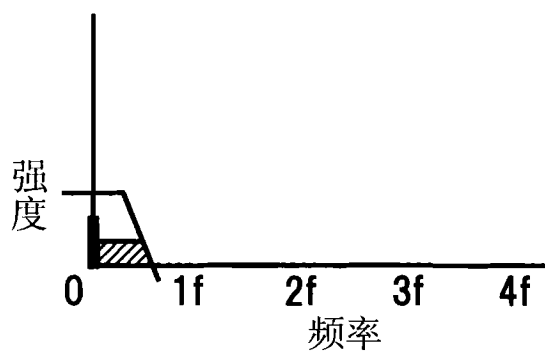


图 3D

至锁定放大器的输入

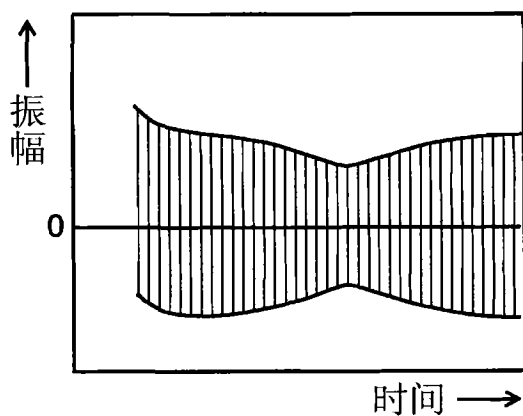


图 4A

来自锁定放大器的输出

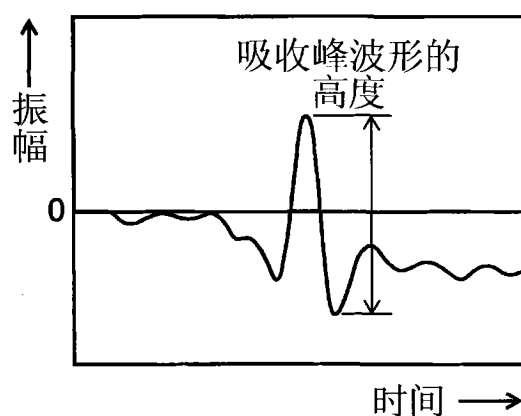


图 4B

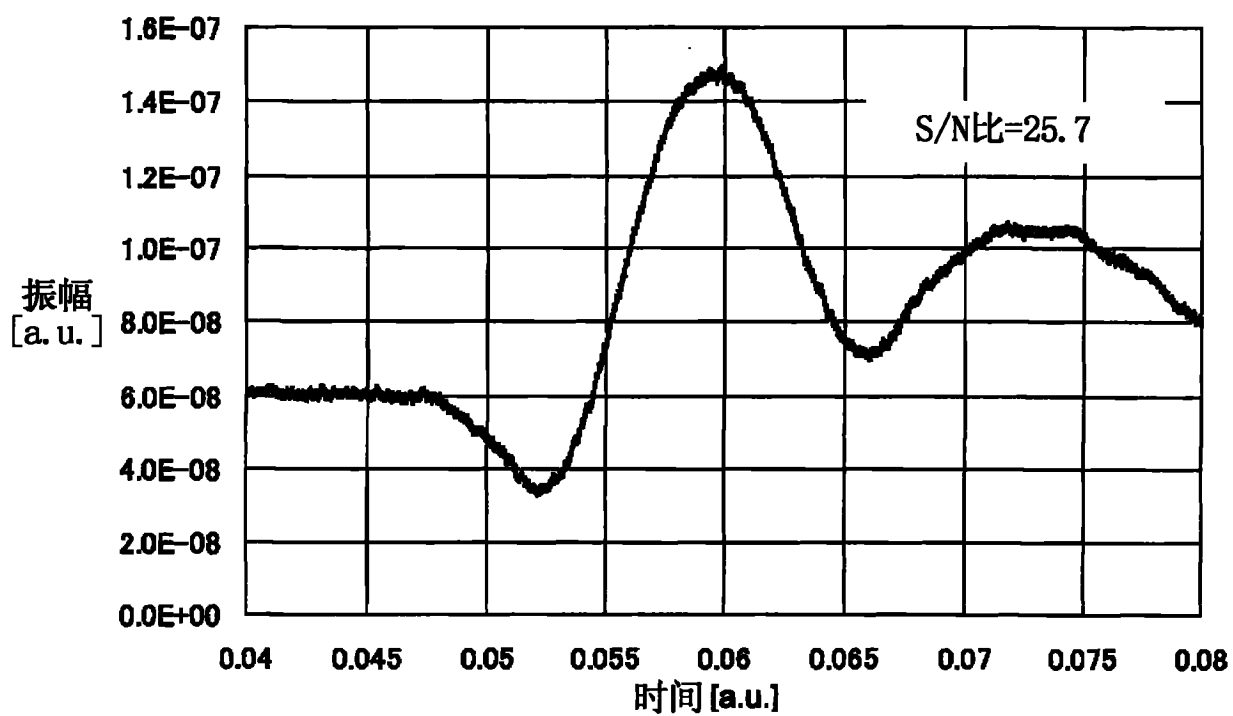


图 5

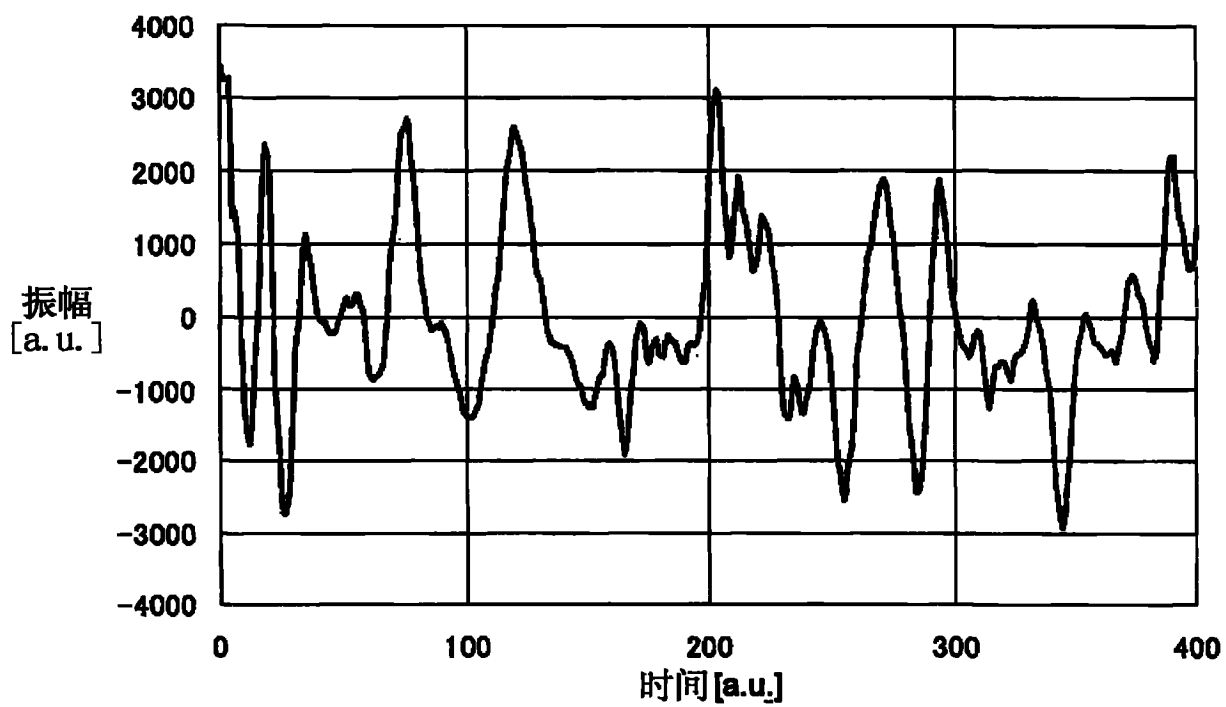


图 6

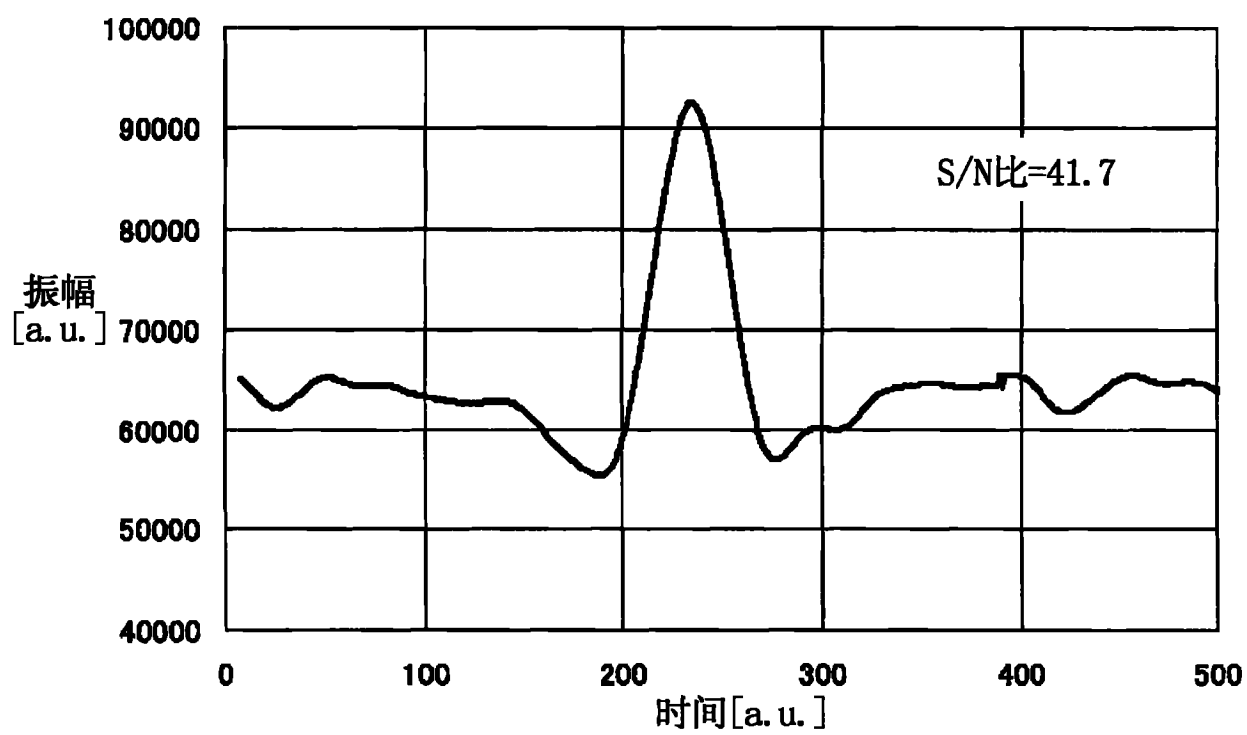


图 7