

光纤气体传感器解调方法的研究^{*}

李政颖[†] 王洪海 姜 宁 程松林 赵 磊 余 鑫

(武汉理工大学光纤传感技术与信息处理教育部重点实验室 武汉 430070)

(2008 年 10 月 16 日收到 2008 年 10 月 31 日收到修改稿)

利用可调谐激光光谱技术并结合二次谐波检测的波长调制方法对气体浓度进行检测,大大提高了检测灵敏度.然而光的传输和电路自身延时都会产生未知的相位延时,含有气体浓度信息的被测信号和二倍频参考信号的相位差变化严重影响二次谐波信号测量结果.本文设计出一种 4 路乘法锁相解调电路,设计中分别用正弦信号和余弦信号对被测信号进行解调,经积分电路后得到两路分别与相位差的正弦值和余弦值相关的解调信号.将两路解调信号平方,再通过加法器相加后消除相位差,得到完全与相位差无关的幅值信号.实验证明当被测信号相位在 0° — 90° 变化时,解调得到的二次谐波信号保持不变,很好地提高了系统检测结果的稳定性.

关键词:可调谐半导体激光吸收光谱,波长调制,解调电路,相位差

PACC: 0765G, 4225B

1. 引 言

光纤传感器适合于远距离在线测量,它可以工作于易燃易爆环境以及强电磁干扰环境,具有传感单元结构简单、稳定可靠的特点.近年来,光纤气体传感检测技术已成为一热点研究领域.

可调谐半导体激光吸收光谱(TDLAS)^[1-3]是一种利用半导体二极管激光器的波长扫描和电流调谐特性对痕量气体进行测量的技术,具有高灵敏度、高分辨率、快速检测等特点.由于半导体激光器好的单色性,使得可以利用气体分子的一条孤立的吸收谱线对气体的吸收光谱进行测量,从而避免了其他气体的干扰.TDLAS 技术测量气体的浓度通常使用波长调制,将叠加了高频正弦信号的锯齿波加到激光器激励电流上,发出的波长调制激光经气室后到达光探测器,探测器输出的信号进入锁相放大器,被正弦信号的二倍频信号解调就得到与被测气体浓度相关的二次谐波信号.波长调制法可以有效地抑制高频背景噪声,使探测极限可以达到 10^{-6} — 10^{-7} 的吸收单位.

虽然这种方法的检测灵敏度比直接吸收方法要高 2—3 个量级,但是进入锁相放大器的被测信号和参考信号之间的相位差会极大地影响二次谐波信号

的检测.为解决这一问题需设计出一种新的解调电路来消除相位影响.

2. 可调谐半导体激光吸收光谱原理

光通过介质时部分被吸收,由于气体分子的吸收对光谱具有选择性,而且与吸收系数、物质的浓度、通过吸收介质的长度有关,根据比尔-朗伯特(Beer-Lambert)定律,出射光强 I 与入射光强 I_0 和气体的体积分数之间的关系为

$$I = I_0 \exp[-\alpha(\nu)CL], \quad (1)$$

式中, $\alpha(\nu)$ 为气体吸收系数,即气体在一定频率 ν 处的吸收线型; L 为吸收路径的长度; C 为气体的浓度; I 和 I_0 的单位是坎德拉.

当激光发射波长在中心波长 ν_0 处,以 ω 对激光的频率进行调制,激光的瞬时频率为

$$\nu = \nu_0 + \nu_m \cos \omega t, \quad (2)$$

其中 ν_m 为调制振幅,通过吸收滞后的激光强度可以表达成余弦 Fourier 级数

$$I(\nu, t) = \sum_{n=0}^{\infty} A_n(\nu) \cos(n\omega t). \quad (3)$$

上式中的 A_n (对 $n > 0$) 是不同谐波成份,可以通过锁相放大器来进行测量,

^{*} 国家自然科学基金(批准号 50537050)和国家高技术研究发展计划(863 计划)(批准号 2006AA040311)资助的课题.

[†] E-mail: zhyli@whut.edu.cn

$$A_n(\nu) = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi I_0(\nu + \nu_m \cos \theta) e^{[-\alpha(\nu + \nu_m \cos \theta)CL]} \times \cos(n\theta) d\theta, \tag{4}$$

其中 $\theta = \omega t$. 对于近红外分子吸收来说,一般都满足 $\alpha CL \ll 1$, 因此

$$e^{-\alpha(\nu + \nu_m \cos \theta)CL} \approx 1 - \alpha(\nu + \nu_m \cos \theta)CL. \tag{5}$$

将(5)式带入(4)式,并把 $\alpha(\nu)$ 进行 Taylor 展开后, (4)式可以写成

$$A_n(\nu) = - \frac{I_0 SCL2^{1-n}}{n!} \nu_m^n \frac{d^n \alpha(\nu)}{d^n \nu} |_{\nu = \nu_0}. \tag{6}$$

从上式可以看出,谐波信号与吸收气体的浓度 C 成正比,通过检测谐波信号可以得到气体浓度. 由于二次谐波信号反映最为明显,且易于检测,所以只讨论二次谐波即 $2f$ 信号^[4-6].

3. 系统设计

3.1. 系统设计原理

系统设计主要由光源的驱动和温控部分^[7]、传感探头部分、光电转换部分、乘法器部分和信号处理部分构成(见图1). 将 70 Hz 的低频锯齿波和 50 kHz 的高频正弦波叠加后来驱动光源,光源发光通过光纤传输经气室吸收后,带有气体浓度信息的光信号被光电二极管(PIN)接收转换成电信号,然后通过前置放大电路和高通滤波电路,去掉低频锯齿波,将因吸收而变形的 50 kHz 高频正弦引入乘法电路,提取二次谐波信号,再经信号处理就得到了气体浓度信息.

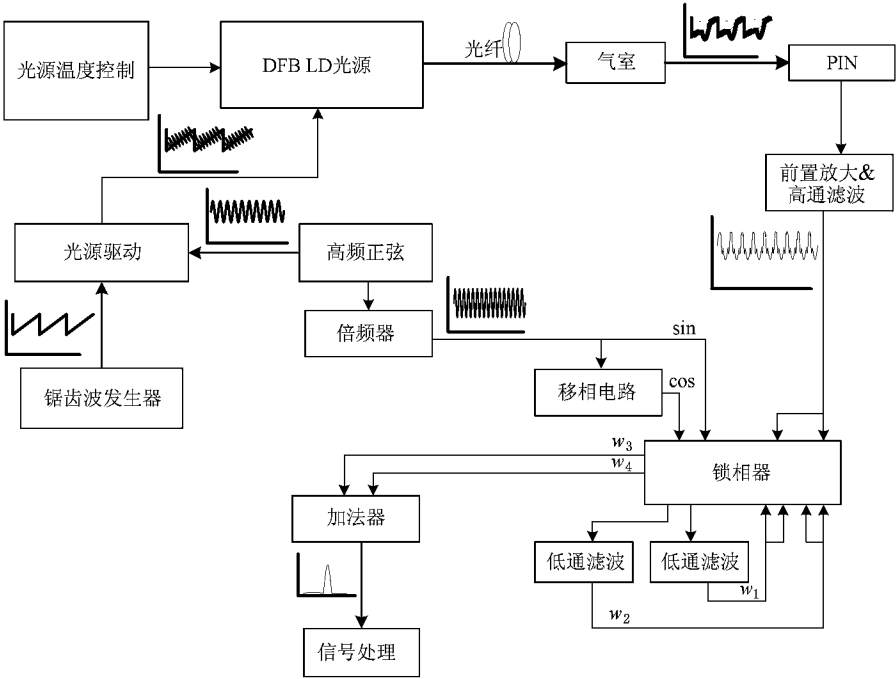


图1 系统原理图

气体浓度检测系统化采用分离式设计,传感探头和仪表之间通过光纤连接,含有浓度信息的光信号通过光纤传输到仪表进行处理. 传感探头仅由气室和光纤组成,不带有任何电路. 因此,可以保证探头的本质安全性和抗电磁干扰能力. 分离式设计充分体现了光纤传感的无源和本质安全的特性,特别适合于易燃易爆和强电磁干扰的恶劣环境. 但由于光纤长度会随时改变,从而产生未知的光路延时. 实验中选用的是折射率为 1.467 的标准光纤,若光程

长度为 100 m,也就是探头与仪表之间距离 50 m,那么光纤传输产生的时间延时 $t = \frac{L \times n}{c} = \frac{100 \times 1.467}{3 \times 10^8} = 0.489 \mu s$. 高频调制正弦为 50 kHz,即 $20 \mu s$ 一个周期,所以 100 m 的光程会产生 8.802° 的相位滞后. 可见,在高频电路中,光路产生的相位变化是很明显的,会极大的影响检测结果.

3.2. 解调电路的设计

为了得到气体浓度信息 ,就是提取吸收形变后的高频正弦信号中的二次谐波信号 .通常采用锁相检测的方法得到二次谐波分量 .设光源的高频正弦驱动信号是 $H_s = \nu_m \sin \omega t$.光源发光经过气体吸收和光电转换后的电信号包含有二次谐波分量 $M_s = A \sin(2\omega t + \phi + \theta) + N(t)$,其中 A 是二次谐波分量幅值 ,直接反映浓度大小 , $N(t)$ 为背景噪声信号 .根据三角函数系的正交原理 ,任何两个函数的乘积在区间 $[-\pi, \pi]$ 上的积分等于零 ,只有两个相同频率的正弦或是余弦三角函数相乘以后再积分可得到两者幅值与 $\sin\theta$ 或是 $\cos\theta$ 的乘积 (θ 为两者相位差) .因此 ,用二倍频参考信号与光电转换后的信号相乘 ,再将乘积信号积分 ,就可以提取二次谐波信号 ,实现了锁相解调 .

解调的参考信号取光源高频驱动信号的二倍频信号 $SR_s = B \sin(2\omega t + \phi)$,低通滤波电路实现积分 ,这样可以得到解调后的信号 $w_1 = \frac{1}{2} AB \cos \theta$.可见经锁相解调后的二次谐波信号幅值与被测信号和参考信号的相位差有关 ,而光的传输与光电转换过

程中产生的延时是未知的 ,即转换后的被测信号与参考信号的相位差 θ 是未知的 ,所以仅用一路信号解调无法得到二次谐波信号幅值的确切值 .

采用 4 路 4 象限乘法器 MLT04 设计出一种解调电路 ,能够很好地消除相位对解调后的二次谐波信号幅值的影响(见图 2) ,锁相解调设计中分别用正弦参考信号 $SR_s = B \sin(2\omega t + \phi)$ 和余弦参考信号 $CR_s = B \cos(2\omega t + \phi)$ 两路参考信号对光电转换后的信号进行解调 ,进入乘法器后得到两路解调信号 $w'_1 = \frac{1}{2} AB(\sin(4\omega t + 2\phi + \theta) + \sin\theta) + B \cos(2\omega t + \phi)N(t)$ 和 $w'_2 = -\frac{1}{2} AB(\cos(4\omega t + 2\phi + \theta) - \cos\theta) + B \sin(2\omega t + \phi)N(t)$.

经过积分电路后得到 $w_1 = \frac{1}{2} AB \sin \theta$ 和 $w_2 = \frac{1}{2} AB \cos \theta$,然后将两路解调信号平方得 $w_3 = \frac{1}{4} A^2 B^2 \sin^2 \theta$ 和 $w_4 = \frac{1}{4} A^2 B^2 \cos^2 \theta$,再通过加法器相加得到 $D_s = \frac{1}{4} A^2 B^2$,从而得到完全与相位差无关的幅值信号 .

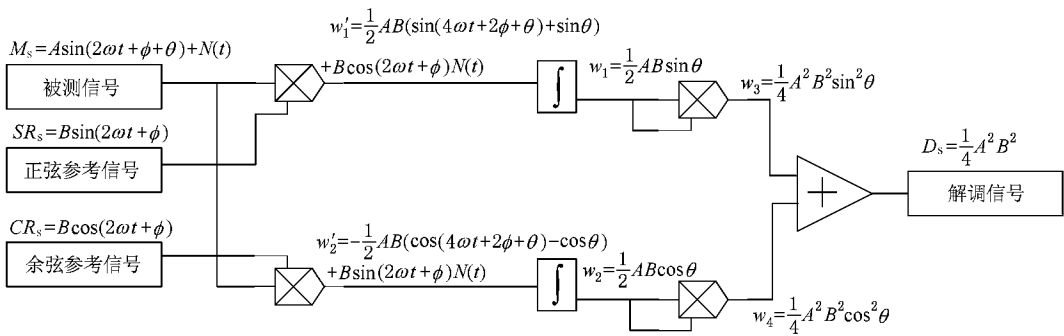


图 2 解调电路原理图

4. 实验结果与分析

实验在相同的环境下 ,对 1000 ppm 浓度的 CO 气体进行检测 ,在被测信号与参考信号不同相位差的情况下 ,分析检测结果的稳定性 .

开始时被测信号与正弦参考信号反相一致 ,见图 3(a) ,正弦参考信号和被测信号相位差为 π .经乘法器对两路信号解调并经低通滤波后的波形见图 3

(b) , w_1 滤波输出 $w_1 = \frac{1}{2} AB \sin \theta$ 几乎为 0 ,而 w_2 滤波输出 $w_2 = \frac{1}{2} AB \cos \theta$ 处于最大值 $\frac{1}{2} AB$.为消除相位干扰将两路解调信号送入乘法器自乘方 , w_3 , w_4 输出波形见图 3(c) , w_3 输出为 0 , w_4 输出处于最大值 ,由于乘法器输出 $W = \frac{x \times y}{2.5 V}$,因此 w_4 输出小于 w_2 滤波输出 . w_3 , w_4 输出相加结果即为 w_4 (图 3(d)) ,幅值约为 1.5 V .

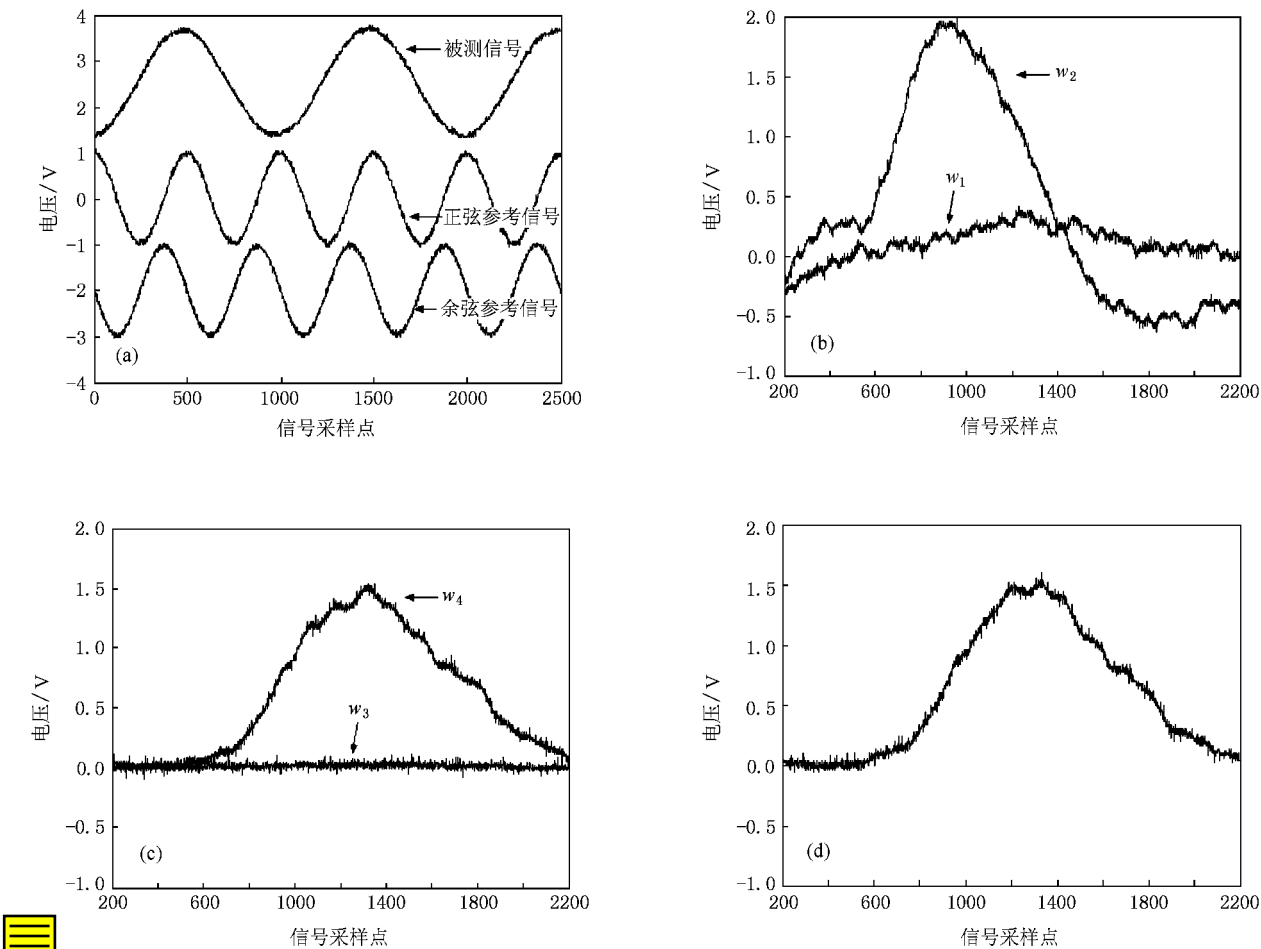


图3 正弦参考与被测信号相位差为 π 时的波形图 (a)被测信号和两路参考信号的波形图 (b)两路解调信号波形图 (c)两路解调信号自乘方后波形图 (d)最终解调信号波形图

在上次实验基础上将正弦和余弦相位超前约 $\pi/4$ 后观察结果,被测信号与两路参考信号波形图就不再累述,直接观察解调信号.从图4(a)可以看出 w_1 滤波输出幅值极大的增加, w_2 滤波输出幅值减小,两者幅值相差不大.自乘方后的输出见图4(b)相加后的结果如图4(c),幅值约为1.5V,和前一实验结果一致.

将正弦和余弦相位再超前 $\pi/4$,即正弦参考信号和被测信号同相一致时,实验结果如图5所示. w_1 滤波输出幅值进一步增大,处于最大值 $\frac{1}{2}AB$,而 w_2 滤波输出几乎为0.自乘方和加法后的结果分别如图5(b)和图5(c)所示.

综上三种相位差实验情况分析,实验结果和前文的计算分析是一致的.从中可以看出,任何一路解

调信号幅值随相位变化而产生明显的增大或减小,而两路解调信号自乘方并相加后的信号保持不变,幅值都是1.5V,完全消除了相位差的影响.

5. 结 论

在光谱吸收型气体传感器的设计中,通过检测二次谐波分量幅值大小来判断气体浓度大小.然而光的传输和电路自身延时都会产生未知的相位延时,严重影响检测结果.通过采用4路4象限乘法器,设计出一种新的锁相解调电路,完全消除了相位差影响,使得无论光纤长度和电路自身延时如何变化,检测信号始终保持不变,提高了系统检测结果的稳定性.

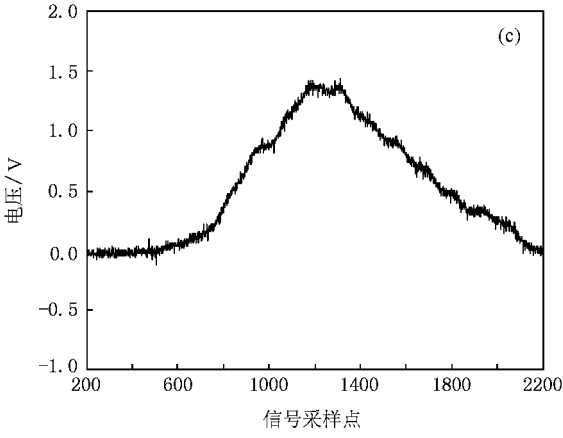
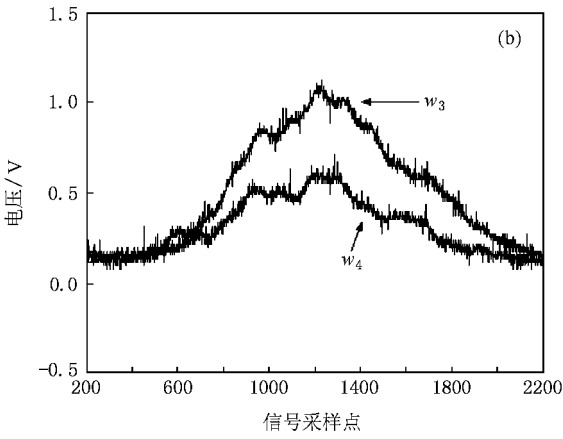
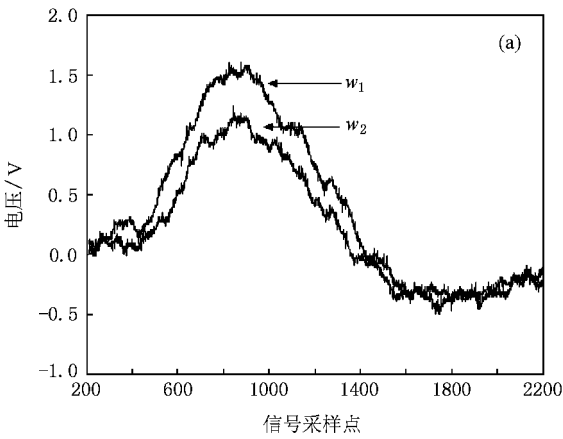


图4 正弦参考与被测信号相位差约为 $3\pi/4$ 时的波形图 (a)两路解调信号波形图 (b)两路解调信号自乘方后波形图, (c)最终解调信号波形图

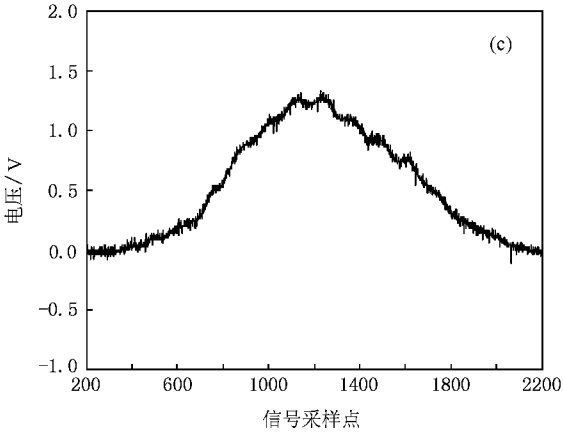
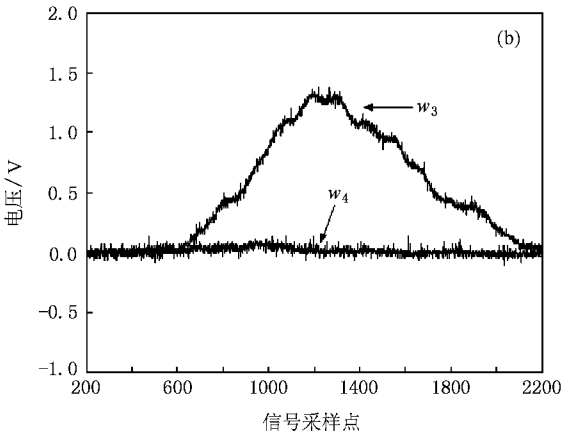
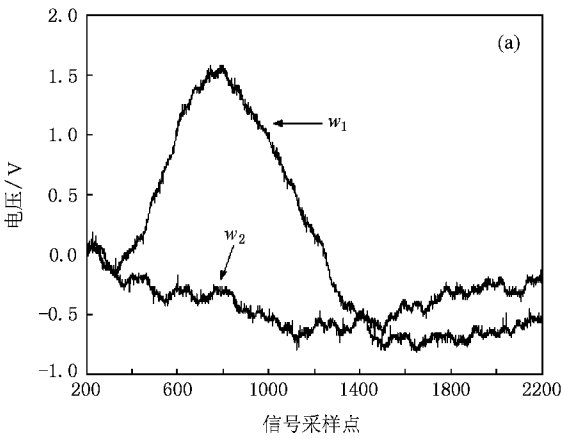


图5 正弦参考与被测信号相位差约为 $\pi/2$ 时的波形图 (a)两路解调信号波形图 (b)两路解调信号自乘方后波形图 (c)最终解调信号波形图

- [1] Linnerud I , Kaspersen P , Jaeger T 1998 *Appl. Phys. B* **67** 297
- [2] Wang F , Huang Q X , Li N , Yan J H , Chi Y , Cen K F 2007 *Acta Phys. Sin.* **56** 3867 [in Chinese] 王 飞、黄群星、李 宁、严建华、池 涌、岑可法 2007 物理学报 **56** 3867]
- [3] Kan R F , Liu W Q , Zhang Y J , Liu J G , Dong F Z , Gao S H , Wang M , Chen J 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 1927 [in Chinese] 阚瑞峰、刘文倚、张玉钧、刘建国、董凤忠、高山虎、王 敏、陈 军 2005 物理学报 **54** 1927]
- [4] Shao J , Gao X M , Yuan Y Q , Yang Y , Can Z S , Pei S X , Zhang W J 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 4638 [in Chinese] [邵 杰、高晓明、袁恽谦、杨 飞、曹振松、裴世鑫、张为俊 2005 物理学报 **54** 4638]
- [5] Peter W 1998 *Spectrochimica Acta (Part A)* **54** 197
- [6] Wang L X , Ran C Y , Bai J J , Zhang A J 2005 *Optics & Optoelectronic Technology* **3** 8 [in Chinese] [王立新、冉昌艳、柏俊杰、张爱军 2005 光学与光电技术 **3** 8]
- [7] Zhang G , Liu D B , Chen Y P , Sa J M 2006 *Instrument Technique and Sensor* **5** 45 [in Chinese] [张 冈、刘东波、陈幼平、撒继铭 2006 仪表技术与传感器 **5** 45]

Demodulation method for second harmonic signal in optical fiber gas sensor^{*}

Li Zheng-Ying[†] Wang Hong-Hai Jiang Ning Cheng Song-Lin Zhao Lei Yu Xin

(Key Laboratory of Fiber Optic Sensing Technology and Information Processing of Ministry of Education ,

Wuhan University of Technology , Wuhan 430070 , China)

(Received 16 October 2008 ; revised manuscript received 31 October 2008)

Abstract

The measurement sensitivity can be greatly improved when tunable laser spectroscopy together with the method of wavelength modulation of second harmonic detection is used to measure the gas density. However , light transfer and circuit delay will lead to unknown phase delay. The measurement results of second harmonic signal will be seriously influenced by the phase change of the frequency-doubled reference signal relative to the measured signals containing information of gas density. A four-channel multiplier demodulation circuit is designed here. Sinusoidal signals and cosine signals are used to demodulate measured signals. Then two demodulated signals appear relating to the phase difference of sinusoidal value and cosine values after the measured signals pass the integral circuit. The amplitude signals can be obtained , which have no relation with the phase difference when demodulated signals are squared through the adder and the phase difference is eliminated. Experiment shows that the stability of the measured results in the system has been improved greatly if the obtained second harmonic signal keeps stable when the phases change from 0° to 90°.

Keywords : tunable diode laser absorption spectroscopy , wavelength modulation , demodulation circuit , phase difference

PACC : 0765G 4225B

^{*} Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 60537050) and the National High Technology Research and Development Program of China (863 Program) (Grant No. 2006AA040311).

[†] E-mail : zhyli@whut.edu.cn