

FPGA 主控型数字锁相放大器设计及光谱测量

张雷雷^{1,2,3}, 曹振松^{1,3}, 钟 磬⁴, 黄印博^{1,3}, 袁子豪^{1,2,3}, 黄 俊^{1,3}, 齐 刚^{1,2,3}, 潘文雪^{1,2,3}, 卢兴吉^{1,3*}

1. 中国科学院合肥物质科学研究院安徽光学精密机械研究所
中国科学院大气光学重点实验室, 安徽合肥 230031;
2. 中国科学技术大学研究生院 科学岛分院, 安徽合肥 230026;
3. 先进激光技术安徽省实验室, 安徽合肥 230037;
4. 航天系统部驻绵阳地区军事代表室, 四川绵阳 621000)

摘 要: 针对激光传输实验中传输内通道空间狭小、CO₂ 浓度低的特点, 结合波长调制 TDLAS 技术, 设计了基于现场可编程逻辑门阵列 (FPGA) 的数字锁相放大器, 实现锁相放大和数据采集功能一体化, 并将其成功应用于低浓度 CO₂ 检测中。为解决低浓度 CO₂ 吸收微弱、噪声强等问题, 设计了高精度 ADC 模块, 电压分辨率可达 0.3 mV; 基于 DDS 原理内部产生正余弦参考信号, 保证谐波信号单一性, 且实现参考信号频率可调节, 覆盖范围 1~40 kHz; 改进了 CIC 滤波器, 并通过降采样级联 FIR 滤波器的方式, 以较少的硬件资源消耗实现窄带低通滤波, 积分时间 200 μs~20 ms 可调; 基于 CORDIC 算法实现平方和开根运算, 相较于 JPL 算法精度更高。为系统更加小型化, 基于 Qt 实现上位机并结合串口通信, 使锁相放大器兼具数据采集处理功能。常温常压光程 30 m 条件下, 测量了 CO₂ 在 2 μm 波段的吸收光谱, 获得波长调制吸收光谱信噪比为 102.6, 相较于直接吸收信噪比 8.8, 提高约 11.7 倍; 设计并开展低浓度 CO₂ 标定实验, 获取二次谐波信号幅值和 CO₂ 浓度之间的线性关系, 相关度为 0.996; 在纯氮气条件下, 利用 Allan 方差评估了系统性能, 平均时间为 2 s 时, 系统检测下限 1.30 ppm (1 ppm=10⁻⁶), 平均时间为 180 s 时, 系统检测下限 0.19 ppm; 分析了系统响应时间, 可在 0.5 s 内获取气体浓度。实验结果表明, 设计的数字锁相放大器具有测量灵敏度高、参数可调节、能够实时处理和小型化的特点, 可满足传输内通道中低浓度 CO₂ 的检测需求。

关键词: 数字锁相放大器; 激光传输; FPGA; TDLAS; 数字滤波器; CORDIC 算法
中图分类号: TN215 **文献标志码:** A **DOI:** 10.3788/IRLA20230023

0 引 言

激光传输实验中, 传输内通道中激光能量密度高, 微量 CO₂ 气体的吸收作用便会使激光光斑产生畸变, 影响实验结果, 因此对传输内通道中低浓度 CO₂ 的高精度检测对热晕效应和传输评估具有重要意义^[1-2]。波长调制可调谐半导体激光吸收光谱 (Wavelength Modulation Tunable Diode Laser Absorption Spectroscopy, WM-TDLAS) 技术凭借高精度、快速响应等优势, 被广泛应用于大气痕量气体探测、气体泄

漏检测、污染气体定量分析等领域。WM-TDLAS 通过对激光器的低频扫描信号叠加高频正弦信号调制激光波长, 使吸收光谱信号中包含与气体浓度线性相关的高次谐波, 经锁相放大器 (Lock-in Amplifier, LIA) 解调后获取气体浓度。调制过程中带有高频的调制信号极大地减少了背景噪声, 尤其是 1/f 噪声, 进而提高检测灵敏度^[3-7]。此外, 传输内通道中狭小的空间对检测仪器的体积具有较大限制, 因此对检测仪器的微型化提出更高要求。

收稿日期: 2023-02-25; 修订日期: 2023-03-05

基金项目: 国家自然科学基金项目 (42027804); 先进激光技术安徽省实验室青年基金项目 (AHL2021QN01)

作者简介: 张雷雷, 男, 硕士生, 主要从事激光光谱相关硬件方面的研究。

导师简介: 曹振松, 男, 研究员, 博士, 主要从事高灵敏度分子吸收光谱及其应用、激光大气传输方面的研究。

通讯作者: 卢兴吉, 男, 助理研究员, 博士, 主要从事激光大气传输方面的研究。

锁相放大器是 WM-TDLAS 系统中的核心器件,但商用锁相放大器体积较大,价格偏高,如美国斯坦福研究系统公司的 SRS-8**系列、瑞士苏黎世公司的 ZI-MFLI 系列、日本 NF 公司的 LI56**系列等,不适用于空间狭小的场景。板卡式锁相放大器体积小但调试难度高,如德国 FEMTO 公司的 FEMTO-LIA 系列等,在环境变化时,需要花费大量调试时间。锁相放大器可分为模拟锁相放大器 (Analog Lock-in Amplifier, ALIA) 和数字锁相放大器 (Digital Lock-in Amplifier, DLIA),模拟锁相放大器存在温度漂移、抗噪性能差等不足,而数字锁相放大器具有动态范围大、无温度漂移、抗噪性能强等优势^[8-10]。针对 WM-TDLAS 系统的数字锁相放大器设计,国内外学者也开展了一系列研究,刘^[11]等设计了基于数字信号处理器 (Digital Signal Processor, DSP) 的差分式正交数字锁相放大器并应用于甲烷气体检测,郭^[12]等设计了基于现场可编程门阵列 (Field Programmable Gate Array, FPGA) 的锁相系统并应用于水汽检测,A. Chighine^[13]等设计了基于 FPGA 的数字锁相放大器并和商用锁相放大器的谐波提取做对比。这些研究在相关领域都取得了较好的应用效果,但也存在参数相对固化、集成度较低等不足。因此,研制一种小型化、高灵敏度、参数可调且能满足传输内通道低浓度 CO₂ 检测需求的数字锁相放大器具有重要意义。

文中基于 FPGA 设计了一款数字锁相放大器,对锁相放大器中关键算法进行分析优化并实现了相关软硬件,提升了系统信噪比。如:基于直接数字频率合成 (Direct Digital Frequency Synthesis, DDS) 原理生成正弦参考信号,可保证解调出谐波信号的频率单一性;改进了积分梳状级联 (Cascaded Integrator-Comb, CIC) 滤波器,并结合有限冲激响应 (Finite Impulse Response, FIR) 滤波器实现窄带低通滤波,降低了滤波器阶数,而且实现了较好的滤波效果。利用 Qt 程序框架设计上位机,可对锁相放大器的参数进行调节,以及将锁相放大器的输出数据采集处理,兼具了采集功能,使系统更加小型化。在 2 μm 波段设计并开展了低浓度 CO₂ 二次谐波检测、系统标定、灵敏度检测、系统响应测试实验。实验结果表明,采用 FPGA 设计的数字锁相放大器检测灵敏度高、实时性好,可应用于传输内通道 CO₂ 浓度检测。

1 波长调制及锁相放大原理

1.1 波长调制原理

根据 Beer-Lambert 定律,光经气体吸收后,光强可表示为:

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

式中: $I_0(v)$ 为激光初始光强; $I(v)$ 为激光经气体吸收后的光强; $\alpha(v)$ 为吸收系数; C 为气体浓度; L 为吸收光程。

波长调制法通过对激光控制器叠加高频正弦信号来对激光波长进行调制,同时也调制了激光光强,可表示为:

$$I(t) = I_0(1 + m\sin\omega t) \quad (2)$$

式中: m 为调制系数。

标准大气压下选取洛伦兹线型,可以得出光强信号与调制系数、调制频率的关系为:

$$I(t) = I_0 \left[1 + m\sin\omega t - \frac{\alpha_0 CL}{1 + \omega^2 \sin^2 \omega t} \right] \quad (3)$$

式中: α_0 为吸收线中心的吸收截面。将其傅里叶级数展开,可得一次谐波 (1f) 系数和二次谐波 (2f) 系数为:

$$I_f = nI_0 \quad I_{2f} = -k\alpha_0 I_0 CL \quad (4)$$

其中

$$k = \frac{2 \left[2 + \omega^2 - 2\sqrt{1 + \omega^2} \right]}{\omega^2 \sqrt{1 + \omega^2}} \quad (5)$$

可见,二次谐波信号幅值与气体浓度存在线性关系,获取二次谐波信号便可得到浓度信息。

1.2 锁相放大原理

锁相放大器基于相关检测原理,可以有效放大待测信号中与参考信号同频的部分,从而抑制噪声。利用这一特性,在 TDLAS 系统中,参考信号选择为驱动激光器的高频正弦信号频率的 2 倍,便可解调出所需的二次谐波信号。

锁相放大器的基本构成单元是乘法器和低通滤波器,单相锁相放大器由一路乘法器和低通滤波模块组成,需要调节相位使输出信号最大,方可保证输出的稳定。由两路乘法器和低通滤波模块组成的正交锁相可直接解调出有效幅值,免去相位调节过程,为满足内通道气体浓度测量稳定性和灵敏度需求,基于正交锁相原理实现数字锁相放大器。正交锁相原理如图 1 所示。

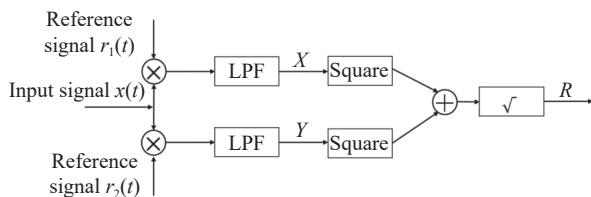


图 1 正交锁相原理框图

Fig.1 Block diagram of quadrature phase lock-in principle

其中,待测信号 $x(t)$ 表示为:

$$x(t) = A\sin(2\pi ft + \theta) + n(t) \quad (6)$$

式中: A 为有效幅值; $n(t)$ 为噪声信号。两路参考信号正交,分别表示为:

$$r_1(t) = \sin(2\pi ft + \phi) \quad (7)$$

$$r_2(t) = \cos(2\pi ft + \phi) \quad (8)$$

经乘法器和低通滤波器后,可得到:

$$X = \frac{A}{2}\cos(\theta - \phi) \quad Y = \frac{A}{2}\sin(\theta - \phi) \quad (9)$$

再经平方、求和、开根模块后,可得出:

$$R = \sqrt{X^2 + Y^2} = \frac{A}{2} \quad (10)$$

2 锁相放大器设计

2.1 锁相放大关键算法分析

2.1.1 参考信号

参考信号生成是锁相放大器中关键问题,考虑到系统体积和信号质量,基于 DDS 技术,在锁相放大器内部生成正余弦参考信号。DDS 技术通过预存数据和周期性地读取数据来产生信号,设数据读取模块时钟频率为 f_{clk} ,存储深度 $depth$,频率控制字 f_{ctr} ,相位控制字 $phase_{ctr}$,则生成信号的频率 f 和起始相位 $phase$ 分别表示为:

$$f = (f_{clk}/depth) \times f_{ctr} \quad (11)$$

$$phase = (phase_{ctr}/depth) \times 2\pi \quad (12)$$

理论上,存储深度越大,可生成的信号频率越精细,但同时需要更大的存储空间。在时钟频率 120 kHz 条件下,设计存储深度 240,存储位宽 8 bit,用来生成频率为 1~40 kHz 的正余弦信号。参考信号的仿真结果如图 2(a) 所示,可见波形精度高且具有严格的 90° 相位差。当频率控制字变化时,输出信号如图 2(b) 所示,波形衔接平滑无阶跃跳变,可满足锁相放大器要求。

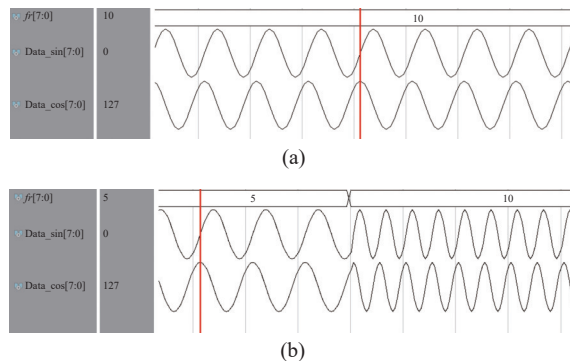


图 2 (a) 基于 DDS 原理生成的正余弦参考信号; (b) 波形随频率变化
Fig.2 (a) Sine and cosine reference signal generated based on DDS principle; (b) Waveform changes with frequency

2.1.2 低通滤波

低通滤波器是锁相放大器中最关键的部分之一,其滤波效果直接影响谐波信号质量。在 FPGA 中实现数字滤波,须事先设计好滤波器参数。常用数字滤波器有 IIR 滤波器和 FIR 滤波器, IIR 滤波器阶数少但相位非线性,滤波器响应不稳定,而 FIR 相位线性,输出稳定且精度更高,更符合锁相放大器中低通滤波要求。直接设计窄带低通 FIR 滤波器时,滤波器阶数高,消耗硬件的存储资源和乘法器资源较多。文中对 CIC 滤波器进行改进,再接降采样级联 FIR 滤波器,以较少硬件资源消耗实现窄带低通滤波。

传统的 CIC 滤波器时域表达式如下^[14]:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} x(n-k) \quad M = 1, 2, 3 \dots \quad (13)$$

对 CIC 滤波器进行了如下改进: 1) 根据 TDLAS 系统中的调制特性,提出一种以高频信号为基的积分方法; 2) 移位法对积分结果取平均。原理如下: 在波长调制环节,需要对激光驱动器叠加高频信号,在采样率 f_s 和高频调制信号频率 f_r 已知的情况下,可知一个高频信号周期的采样点数 N 为:

$$N = f_s/f_r \quad (14)$$

改进后, CIC 的积分长度 M 不再是不定值,而是以 N 为基,分别是 $N, 2N, 3N \dots pN$ 。

随着积分长度 M 的增加,数据的不断累加可能会导致溢出,进而导致输出结果错误,因此一般对积分结果取平均来保证输出稳定。为了提高系统性能,使用移位运算实现平均,平均过程只需单时钟周期即可完成。设计积分长度为 1、2、4、8、16、32、64... 分别是 2 的 0、1、2、3、4、5、6... 次方,以此用移位来

实现平均运算。实际情况中,很难保证积分长度是 2 的次幂,但只要保证积分长度呈 2 的倍数变化即可,如 3、6、12、24、48⋯,依然可以用移位法来实现平均,移位结果与平均结果只存在一个固定比例系数。此时 M 的取值为 $N、2N、4N⋯$ 。若 $N \approx 2^b$,则改进后的 CIC 时域表达式如下:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} x(n-k) \gg (l_0 + l) \quad (15)$$

式中: $M = N, 2N, 4N, \dots, 2^l N$ 。

通过仿真,设采样频率 f_s 为 120 kHz,高频信号频率为 5 kHz,改进型 CIC 的幅频响应曲线如图 3(a) 所示。从图中可以看出,随着积分长度 M 的周期性增加,滤波器的截止频率逐渐降低,且对阻带抑制效果更好。积分长度与 CIC 滤波器截止频率的关系如图 3(b) 所示,其中横坐标是积分长度基的倍数 (p),纵

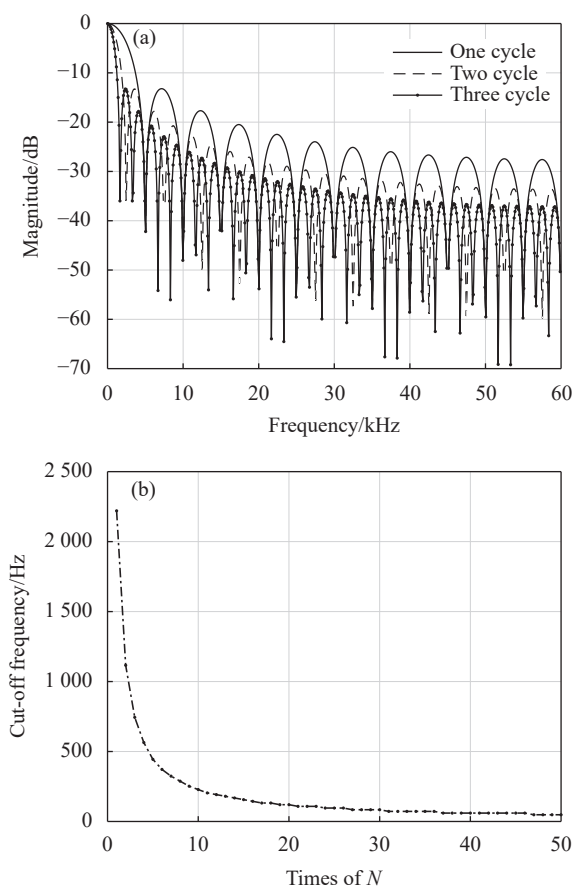


图 3 (a) 不同积分长度的改进型 CIC 滤波器幅频响应; (b) 改进型 CIC 滤波器截止频率与积分长度关系

Fig.3 (a) Amplitude frequency response of improved CIC filter with different integration length; (b) Relation between cut-off frequency of improved CIC filter and integration length

坐标截止频率取自 -3 dB 点,随着积分长度的增加,滤波器的截止频率不断降低。在采样率 f_s 固定的情况下,积分长度可比例转化成积分时间,文中实现积分时间 200 μ s~20 ms 范围内 7 档可调,相应低通滤波截止频率 2220~24 Hz。

经改进型 CIC 对信号预滤波后,再对信号进行降采样,降到与后级 FIR 滤波器匹配的采样率。设计采样率 5 kHz、通带截止频率 100 Hz、阻带截止频率 200 Hz、带内波动 0.1 dB、阻带衰减 60 dB 的等波纹 FIR,此时滤波器阶数为 136,若在采样率 120 kHz 条件下直接设计此滤波器,滤波器阶数将达到 3260。通过降采样级联的方式可大幅降低滤波器阶数,进而节省 FPGA 芯片中大量的 LUT 和 DSP 资源。

FIR 滤波器需进一步量化处理才能部署到 FPGA 中,量化位宽越大,滤波器幅频响应越接近所设计的参数,但同时会增加 FPGA 的资源消耗,综合考虑,选择 8 位有符号数量化。量化前与量化后的幅频响应如图 4 所示,幅频响应在通带内,量化后与量化前十分接近,阻带内的衰减可满足滤波要求。

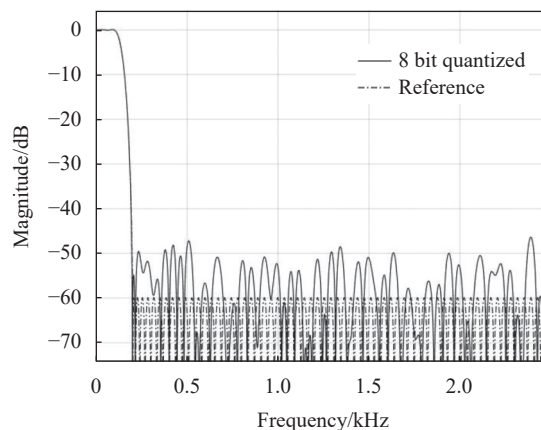


图 4 FIR 幅频响应

Fig.4 FIR amplitude frequency response

利用 FIR 滤波器系数的对称性,在 FPGA 中实现时采用半并行结构^[15-16],可降低一半的乘法器资源消耗。结合设计的滤波器参数,半并行结构的表达式如下:

$$y(n) = x(n+68) \times h(68) + \sum_{i=0}^{67} [x(n+i) + x(n+136-i)] \times h(i) \quad (16)$$

式中: $h(i)$ 为滤波器系数; $x(n)$ 为输入信号; $y(n)$ 为输出信号。

2.1.3 平方和开根

基于正交锁相原理实现锁相放大器, 输出 R 值前需要进行平方和开根运算, 常用平方和开根运算有 JPL 算法和 CORDIC 算法。

JPL 算法是一种线性近似, 如公式 (17) 所示, 在 FPGA 中实现时无需进行迭代, 单时钟周期即可完成运算, 占用少量寄存器和运算单元。

$$R = \begin{cases} |X| + 0.125|Y|, & |X| \geq 3|Y| \\ 0.875|X| + 0.5|Y|, & |X| < 3|Y| \end{cases} \quad (17)$$

式中: $X = \max\{X, Y\}$; $Y = \min\{X, Y\}$ 。

CORDIC 算法是一种旋转近似, 圆周系统的旋转模式下, 迭代如下式, 其中初始值为 x_0, y_0 , i 表示第 i 次旋转, d_i 为旋转方向。

$$\begin{cases} x_{i+1} = x_i - d_i y_i 2^{-i} \\ y_{i+1} = y_i + d_i x_i 2^{-i} \end{cases} \quad d_i = \begin{cases} +1 & y_i \leq 0 \\ -1 & y_i > 0 \end{cases} \quad (18)$$

经 n 次旋转, $n \rightarrow \infty$ 时, 得到:

$$\begin{cases} x_n = A_n \sqrt{x_0^2 + y_0^2} \\ y_n = 0 \\ A_n = \prod_{i=0}^{n-1} \sqrt{1 + 2^{-2i}} \end{cases} \quad (19)$$

式中: A_n 为补偿因子, 则正交锁相输出 $R = \sqrt{x_0^2 + y_0^2} = x_n / A_n$, 即实现平方和开根。在工程上 n 不可能达到无穷, 设置 n 的值为 10, 此时 $A_{10} \approx 1.6468$, 并进行仿真。

JPL 算法仿真如图 5(a)、(b) 所示, 与标准开方函数相比, 残差在 10^{-1} 量级。CORDIC 算法仿真结果如图 5(c)、(d) 所示, 与标准开方函数相比, 残差在 10^{-5} 量级。结果表明 JPL 算法无需迭代但误差大, CORDIC 算法误差小但需要迭代运算。考虑到低浓度的光谱吸收信号变化微弱, 为了保证谐波信号质量和测量的准确性, 基于精度更高的 CORDIC 算法实现平方和开根运算。

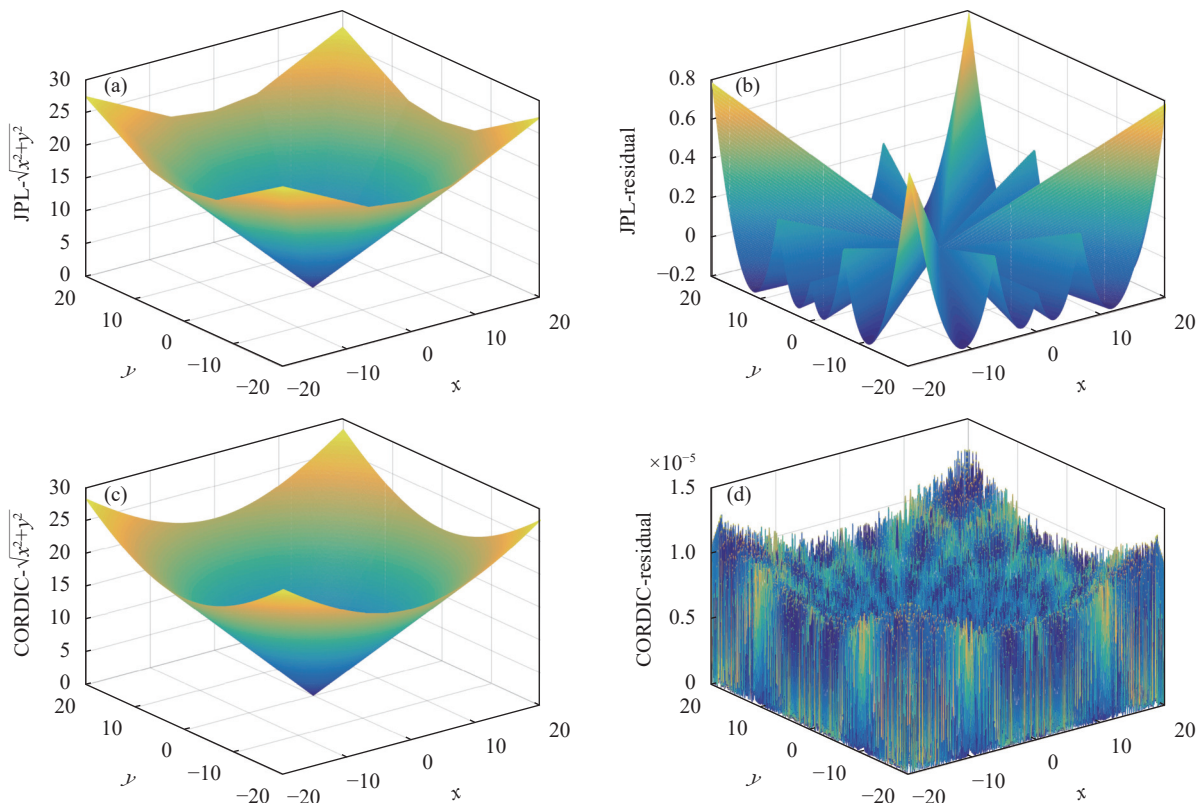


图 5 (a) JPL 平方和开根; (b) JPL 残差; (c) CORDIC 平方和开根; (d) CORDIC 残差

Fig.5 (a) JPL root of sum of squares; (b) JPL residual; (c) CORDIC root of sum of squares; (d) CORDIC residual

2.2 系统设计

2.2.1 FPGA 软件

FPGA 凭借实时性好、处理速度快在数字信号处

理领域被广泛应用。文中选取 Xilinx 公司的 xc7a35t 作为数字锁相放大器的主芯片, 依次实现算法分析部分的核心功能, 构建的系统框图如图 6 所示, 主要由

外围电路和内部软件组成。外围电路包括时钟源、前置高通滤波器 (High Pass Filter, HPF)、模数转换 (Analog-to-Digital Conversion, ADC)、串口等模块。内部软件实现了锁相放大器的主体功能,可细分为时钟分频/倍频模块,产生不同频率的时钟信号来驱动各个模块,图中用不同颜色区分不同的时钟驱动;取补码模块,将 ADC 输出的数据进行极性转换,使其正负均匀分布;波型读取和只读存储器模块组成 DDS 信号发生器,内部生成参考信号;乘法模块,负责将两路有 90°相位差的参考信号与待测信号相乘;求和模块和平均模块组成改进型 CIC 滤波器,实现前级低通滤波;降采样和 FIR 模块,将 CIC 的输出数据进行稀疏和低通滤波;CORDIC 开方模块,将两路滤波输出进行平方和开根运算;为方便上位机对锁相放大器的参数调节,设计了报文解析模块,负责将上位机下发的

控制指令解析并传到相应模块;为避免数据在数模、模数转换中的失真和资源浪费,将锁相放大器的输出数字量实时回传到电脑,实现数据的采集处理。采用高速率通用异步收发传输器 (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter, UART) 回传数据,设置波特率为 912 600 bps 保证数据量。FPGA 在回传数据时需要为数据增加界定符,来界定一个扫描周期内的数据,通过接入与低频扫描信号同频的 TTL 触发信号,当触发信号上升沿跳变时,发送界定符。设计了十六进制界定符为“0 xFEFEFEFE”,数据流为界定符和数据的交替传输。同时由于 CORDIC 模块输出的是双字节数据,需要剪切成满足 UART 协议的单字节数据,据此设计了报文拼接模块;UART 接收/发送模块,负责与串口转换模块通信。

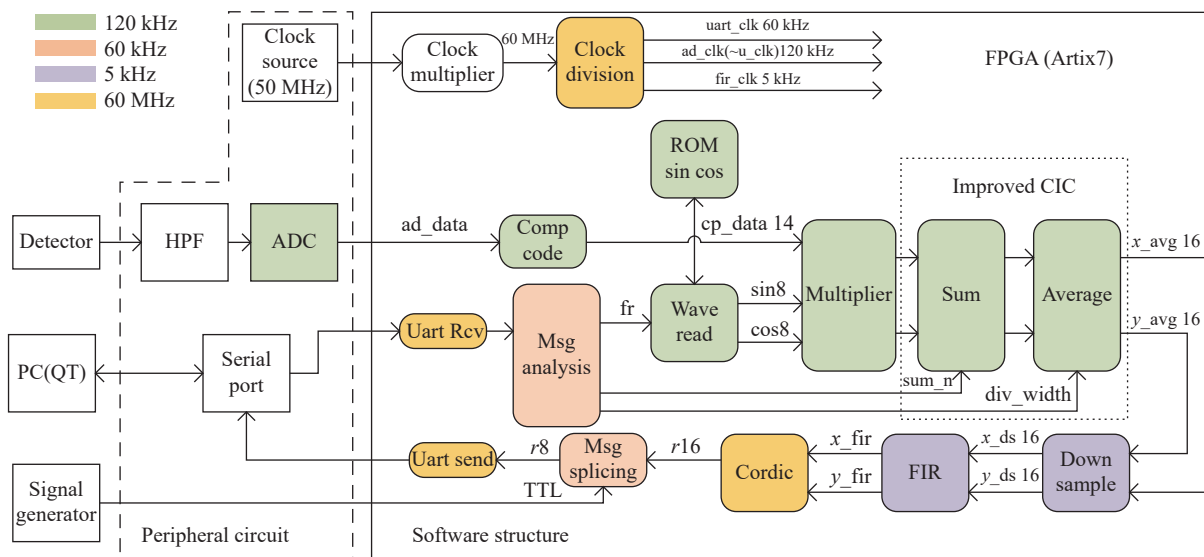


图 6 数字锁相放大器系统框图

Fig.6 Block diagram of digital lock-in amplifier

2.2.2 上位机软件

Qt 应用程序开发框架具有优良的跨平台特性和丰富的 API,非常适合工业控制界面设计。文中结合数字锁相放大器特点,利用 Qt 实现的上位机界面如图 7 所示,界面主要由串口调试模块、锁相放大器模块以及绘图模块组成。锁相放大模块可调节参考信号频率、积分时间,选择解调一次谐波或二次谐波。设计了三种采集模式:实时模式、平均模式和记录模式,其中,实时模式在绘图模块中实时展示解调出的

的二次谐波,记录模式在实验系统完成标定之后,可长时间对气体浓度进行实时监测。

上位机程序流程如图 8 所示。

完成初始化并正常解析数据后,根据不同的模式选择,选择平均模式时,采用逐次平均法对谐波信号平均:每次平均后保留当前的平均次数和平均数据供下一次平均使用。

最新平均数据 = (此次求和数据 + 之前平均数据 × 之前平均次数) / (之前平均次数 + 此次求和组数), 即:

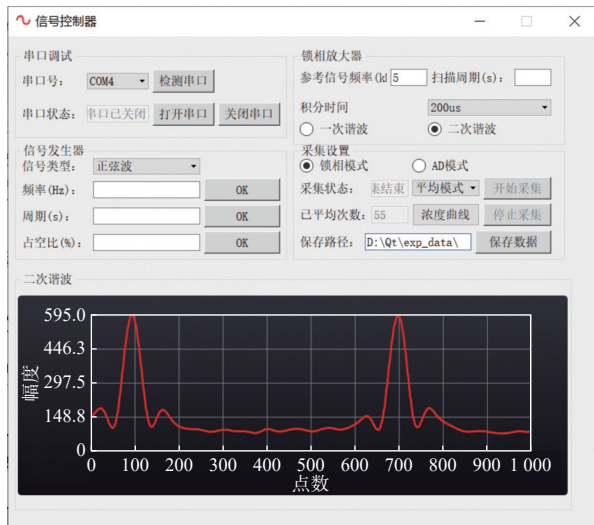


图 7 上位机界面

Fig.7 Software interface

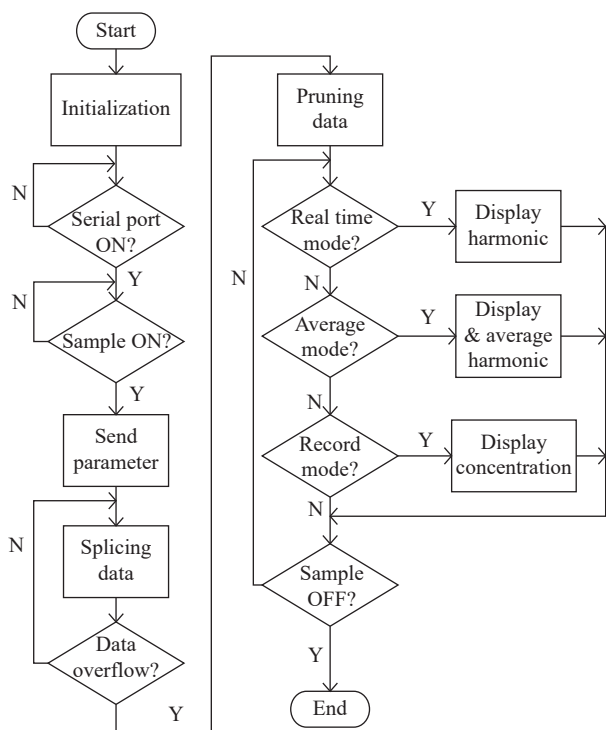


图 8 上位机程序流程图

Fig.8 Program flow chart

$$avg_data = \frac{sum_data + avg_data \times avg_num}{(avg_num + sum_num)} \quad (20)$$

选择实时模式时,取第一组数据进行展示。选择记录模式时,保存每组二次谐波信号峰值和时间,经线性换算后,在“浓度曲线”子界面展示。结束采集后会关闭串口,清理参数。

2.2.3 硬件设计

激光器在波长扫描时,会引入三角波信号,光电探测器的输出信号为气体吸收和三角波的叠加,若直接对其锁相放大解调,会导致二次谐波信号包含冗余的三角波,常用差分法或滤波法去除。差分法通过无吸收信号与有吸收信号差分去除共模部分同时去除三角波,需要双光路双探测器。滤波法利用带通滤波器来滤除低频的三角波信号同时滤除高频噪声,只需单光路单探测器,实验系统更加简化。针对 WM-TDLAS 系统设计的锁相放大器,其前置带通滤波器中心频率一般与参考信号频率一致,但对于参考信号频率可调的锁相放大器,带通滤波器的中心频率不可固化,因此设计了截止频率 80 Hz 的模拟无源高通滤波器作为前置滤波来去除三角波信号。

ADC 模块的分辨率和采样速率直接影响锁相放大器的检测能力。鉴于光谱测量时光电探测器输出信号幅值一般在 100 mV 量级,所需采样率在兆赫兹以下,据此需求选型 ADI 公司的 AD9240 芯片设计 ADC 模块,其具有 14 位分辨率,10 MSPS 转换速率。当参考电压设置为 2.5 V 时,可采样 -2.5~2.5 V 的信号,此时电压分辨率为 0.3 mV。

设计了 FPGA 外围电路,包括:电源模块、Flash 模块、JTAG 模块、串口模块等。最终硬件电路成品如图 9 所示,电路板长约 11.6 cm,宽约 8.6 cm,高度约 1.5 cm,体积约 150 cm³,与商用锁相放大器体积进行对比,如表 1 所示,体积远小于 SRS830 和 ZI-MFLI,并且与板卡式锁相放大器 LIA-BVD-15 相比也具有体积优势。

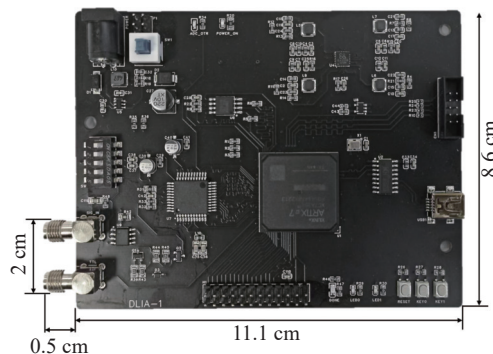


图 9 数字锁相放大器硬件电路

Fig.9 Hardware circuit of digital lock-in amplifier

表 1 锁相放大器体积对比

Tab.1 Volume comparison of lock-in amplifier

Type	$L \times W \times H / \text{cm}^3$	Volume/ cm^3
SRS830	43×50×13	27950
ZI-MFLI	23×28×10	6440
LIA-BVD-150	18×10×1.5	270
DLIA-1	11.6×8.6×1.5	150

3 实验装置与结果分析

3.1 实验装置

为检验数字锁相放大器在光谱测量中的检测效果,搭建了 TDLAS 实验系统,系统结构和实验装置如图 10 所示,系统由电路控制与信号处理模块、光路模块和压力控制模块组成。激光光源采用中心波长为 2004 nm 的 DFB 激光器 (DFB-2004, Nanoplus),其输出功率约 3 mW,利用激光控制器 (LDC501, SRS) 对其工作温度和电流进行控制。结合 HITRAN 数据库中

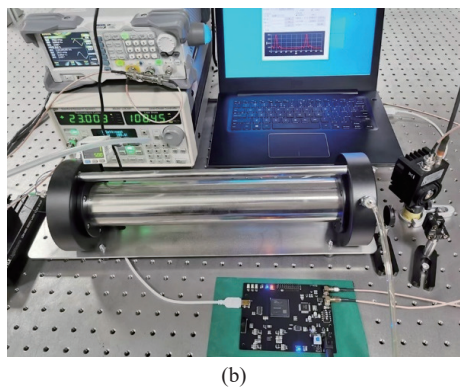
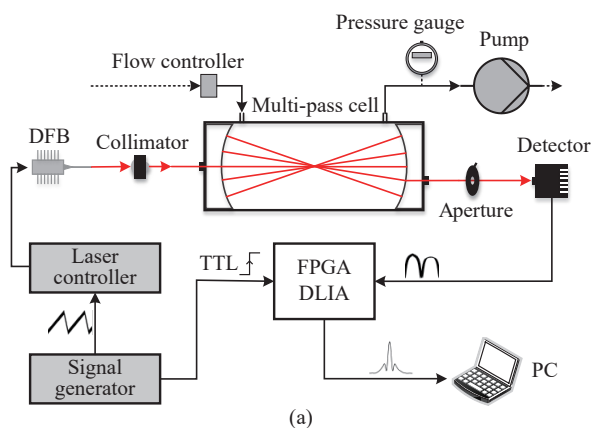


图 10 (a) TDLAS 系统组成结构; (b) TDLAS 系统实验装置

Fig.10 (a) TDLAS system structure; (b) Experimental device of TDLAS system

CO_2 在 2 μm 波段的吸收谱线,选取 4991.26 cm^{-1} 处的 CO_2 吸收线,该处线强为 $1.29 \times 10^{-21} \text{cm}^{-1}/(\text{molec} \cdot \text{cm}^{-2})$ 。信号发生器 (DG1022, Rigol) 产生 5 Hz、700 mV 的三角波扫描信号叠加 250 mV、5 kHz 正弦波,驱动激光控制器。激光经准直器准直后进入光程为 30 m 的多通池,出射光经光阑入射到探测器 (PDA10 DT-EC, Thorlabs)。探测器将包含气体吸收信息的电信号输出到数字锁相放大器进行处理,解调后的二次谐波信号实时回传到电脑进行处理。同时使用隔膜泵连接多通池,采用流量阀控制气流,压力计对气压进行监测。

3.2 二次谐波检测

实验室内温度 26 $^\circ\text{C}$,实验装置参数如上所述。一个大气压下,测得低浓度 CO_2 直接吸收谱线 (平均 100 次),并对其进行拟合得吸收,如图 11(a) 所示,吸收峰值 0.03064,基线标准差 0.00347,计算得信噪比约为 8.8。同样实验条件下,测得二次谐波信号 (平均 100 次) 如图 11(b) 所示,得二次谐波峰值为 553,基线

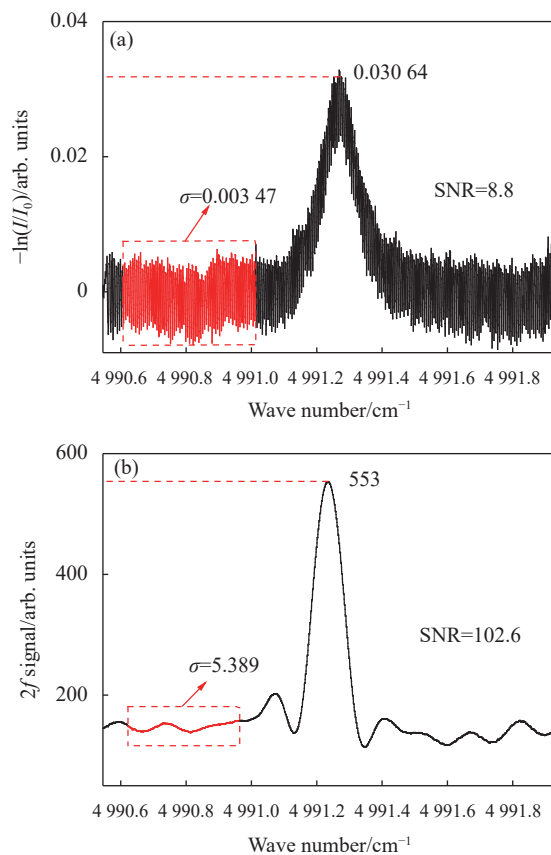


图 11 (a) 直接吸收信号; (b) 二次谐波信号

Fig.11 (a) Direct absorption signal; (b) 2f signal

标准差 5.389, 求得信噪比约为 102.6。数字锁相放大器解调的二次谐波信号相较于非解调的直接吸收信号, 信噪比提升约 11.7 倍, 表明算法分析部分一系列改善信噪比方法的有效性。

3.3 系统标定

实现低浓度二氧化碳的实时监测前, 需要对系统进行标定, 标定过程如下: 首先用 99.99% 浓度氮气冲刷多通池, 使得多通池内充满氮气, 然后以极缓慢速度充入 400 ppm (1 ppm=10⁻⁶) 的 CO₂ 标气, 观察二次谐波变化, 每当二次谐波有阶段性变化, 停止充入 CO₂, 并密闭多通池进气口和出气口, 静置待二次谐波信号稳定后, 测量二次谐波和直接吸收信号; 最后重复充入 CO₂、密闭多通池、测量数据过程。标定实验过程中, 裸露在空气中的光程约为 15 cm, 经分析, 空气中 CO₂ 浓度较为稳定, 其吸收可作为整个标定过程中的背景, 对标定结果影响较小。文中选取的 CO₂ 吸收线属于强吸收线, 模拟室温 26 °C、一个标准大气压、30 m 吸收光程, CO₂ 浓度 400 ppm 条件下, 直接吸收的吸收率为 0.16, 在仅改变浓度的情况下, 吸收率与浓度成正比, 比值 4×10⁻⁴ ppm⁻¹。经吸收率和浓度的换算, 得二次谐波峰值与浓度的关系, CO₂ 浓度从 20~43 ppm 逐渐升高, 并与二次谐波峰值有良好的线性关系, 线性相关度约 0.996, 利用该线性关系, 可实现 CO₂ 浓度的实时监测, 如图 12 所示。

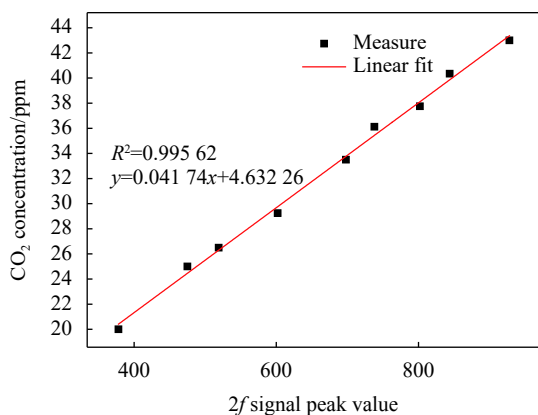


图 12 二次谐波峰值与 CO₂ 浓度

Fig.12 2f signal peak value and CO₂ concentration

3.4 检测灵敏度

向多通池内持续充入浓度 99.99% 的氮气, 直至无任何吸收信号, 密闭多通池。测量二次谐波, 每平

均 2 s, 保存二次谐波峰值处数据, 峰值处可由之前有强吸收时的二次谐波确定, 持续测量约 1200 s, 利用浓度标定的线性关系, 得二氧化碳浓度波动如图 13(a) 所示, 波动范围 8.01~16.26 ppm, 均值 12.28 ppm, 标准差 1.72, 测量点数 593, 根据《测量不确定度评定和表示》(GB/T 27418—2017), 计算得 A 类标准不确定度为 0.07, 因此测量结果为 (12.28±0.07) ppm。Allan 方差如图 13(b) 所示, 平均 2 s 时, 系统 Allan 方差为 1.68382 ppm², 此时系统检测下限 1.30 ppm。平均 180 s 时, 系统 Allan 方差为 0.03728 ppm², 此时系统检测下限 0.19 ppm。

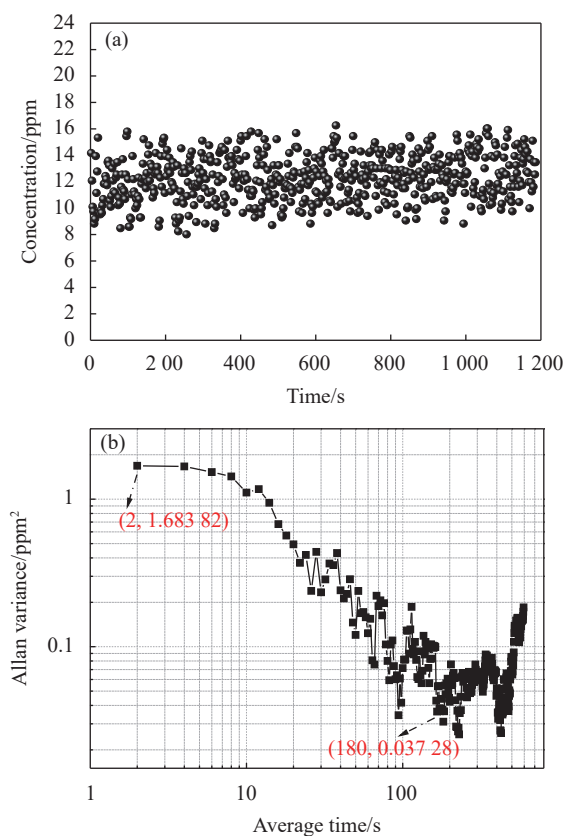


图 13 (a) 二氧化碳浓度波动; (b) Allan 方差

Fig.13 (a) Fluctuation of CO₂ concentration; (b) Allan variance

3.5 系统响应时间

基于 FPGA 实现的数字锁相放大器, 实时处理光谱信号并输出谐波信号, 其响应延迟主要来自于锁相放大器中滤波器延迟, 延迟大小取决于积分时间和滤波器阶数, 文中设计的锁相放大器积分时间可调, 实验使用的积分时间为 200 μs, 后续 FIR 滤波器阶数为 136, FIR 模块的驱动时钟频率 5 kHz, 计算得 FIR 滤

波器延迟 27.2 ms, 据此估算理论响应延迟约 27.4 ms。系统响应时间由光源扫描周期和响应延迟共同决定, 在 5 Hz 扫描频率下, 理论响应时间约 227.4 ms。设置上位机的记录模式时间间隔为 0.5 s, 大于理论响应时间, 每 0.5 s 输出一个浓度点, 连续测量 CO₂ 浓度。测量结果如图 14 所示, 在 130 s 时向多通池内充入 CO₂, 增加 CO₂ 浓度, 用时约 13 s, 在 270 s 时充入 N₂, 降低 CO₂ 浓度, 用时约 12 s, 浓度从开始变化到逐渐稳定的过程被详细记录, 表明系统的响应较快, 实时性较好。

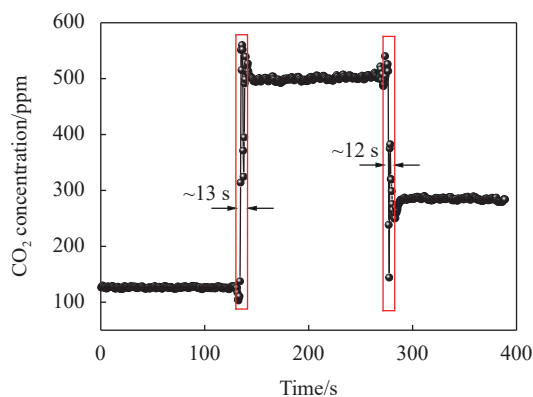


图 14 CO₂ 浓度变化时的系统响应

Fig.14 System response when CO₂ concentration changes

4 结 论

文中基于 FPGA 和 Qt, 设计了数字锁相放大器, 分析优化了锁相放大器中关键算法, 实现了软硬件设计, 可有效进行光谱信号解调。所设计的数字锁相放大器电压分辨率可达 0.3 mV, 参考信号频率 1~40 kHz 可调, 积分时间 200 μs~20 ms 可调, 相应低通滤波截止频率 2220~24 Hz。设计实验对低浓度二氧化碳进行测量, 得二次谐波信噪比 102.6, 相较于直接吸收信噪比 8.8, 提高约 11.7 倍; 开展低浓度 CO₂ 标定实验, 获得二次谐波与浓度关系; 测量了系统 Allan 方差, 平均时间为 2 s 时, 系统检测下限 1.30 ppm, 平均时间为 180 s 时, 系统检测下限 0.19 ppm; 分析了系统响应时间, 可在 0.5 s 内获取气体浓度。设计的数字锁相放大器, 具有较高检测灵敏度、参数可调、实时性好和体积小的特点, 可用于激光传输内通道 CO₂ 及其他吸收气体浓度检测。

参考文献:

- [1] Xu Mengrong, Sun Yuan, Wang Tongquan, et al. Application and effect analysis of high power laser atmospheric transmission[C]//7th Symposium on Novel Photoelectronic Detection Technology and Applications, 2021: 11763.
- [2] Huang Yinbo, Wang Yingjian. Effect of the measurement errors of atmospheric parameters on the laser propagation effects [J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2006, 18(5): 720-724. (in Chinese)
- [3] Li Zhe, Zhang Zhirong, Sun Pengshuai, et al. Multi-point full range monitoring of methane based on TDLAS technology [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2017, 46(9): 0917009. (in Chinese)
- [4] Yuan Zihao, Huang Yinbo, Lu Xingji, et al. Measurement of CO₂ by wavelength modulated reinjection off-axis integrated cavity output spectroscopy at 2 μm [J]. *Atmosphere*, 2021, 12(10): 1247.
- [5] Du Zhenhui, Zhang Shuai, Li Jinyi, et al. Mid-infrared tunable laser-based broadband fingerprint absorption spectroscopy for trace gas sensing: A review [J]. *Applied Sciences*, 2019, 9(2): 338.
- [6] Sun Liqun, Zou Mingli, Wang Xuan, et al. Application of tunable diode laser absorption spectroscopy in breath diagnosis [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2021, 48(15): 1511001. (in Chinese)
- [7] Jia Liangquan, Qi Hengnian, Hu Wenjun, et al. CO₂ concentration detection system for seed respiration [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2019, 27(6): 1397-1404. (in Chinese)
- [8] Kishore K, Akbar A S. Evolution of lock-in amplifier as portable sensor interface platform: A review [J]. *IEEE Sensors Journal*, 2020, 20(18): 10345-10354.
- [9] Zhang Cheng, Liu Huan, Ge Jian, et al. FPGA-based digital lock-in amplifier with high-precision automatic frequency tracking [J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 123114-123122.
- [10] Chen Xinda, Wei Minxiang, Chen Kai, et al. Research on weak signal detection of integral average digital lock-in amplifier [J]. *Measurement Science and Technology*, 2021, 32(10): 105905.
- [11] Liu Huifang, Li Bin, He Qixin, et al. Development of a digital orthogonal lock-in amplifier and its application in methane detection [J]. *Acta Photonica Sinica*, 2016, 45(4): 0423004. (in Chinese)
- [12] Guo Tiantai, Cui Chenchen, Kong Ming, et al. Design of gas detection system based on FPGA [J]. *Applied Laser*, 2018, 38(5): 829-834. (in Chinese)

- [13] Chighine A, Fisher E, Wilson D, et al. An FPGA-based lock-in detection system to enable Chemical Species Tomography using TDLAS[C]//2015 IEEE International Conference on Imaging Systems and Techniques (IST), 2015: 1-5.
- [14] Zhu Guojun, Zhang Hao, Zhang Zhijun. Implementation of CIC filter based on FPGA [J]. *Electronic Science and Technology*, 2006(11): 19-22. (in Chinese)
- [15] Gao Yajun. Digital Signal Processing Based on FPGA[M]. 2nd ed. Beijing: China Industrial Information Publishing Group, 2015. (in Chinese)
- [16] Rao Zhiqiang, Ye Nianyu. Inquisition and realization of digital wave filter based on FIR DF and IIR DF [J]. *Computer & Digital Engineering*, 2005, 33(7): 143-146. (in Chinese)

Digital lock-in amplifier controlled by FPGA for spectral measurement

Zhang Leilei^{1,2,3}, Cao Zhensong^{1,3}, Zhong Qing⁴, Huang Yinbo^{1,3}, Yuan Zihao^{1,2,3},
Huang Jun^{1,3}, Qi Gang^{1,2,3}, Pan Wenxue^{1,2,3}, Lu Xingji^{1,3*}

(1. Key Laboratory of Atmospheric Optics, Anhui Institute of Optics and Fine Mechanics, HFIPS,
Chinese Academy of Sciences, Hefei 230031, China;

2. Science Island Branch of Graduate School, University of Science and Technology of China, Hefei 230026, China;

3. Advanced Laser Technology Laboratory of Anhui Province, Hefei 230037, China;

4. Military Representative Office in Mianyang of Space System Department, Mianyang 621000, China)

Abstract:

Objective The effect of thermal blooming in the laser propagation experiment is an important factor affecting the propagation evaluation. The thermal blooming is due to the absorption of gas, which causes the local air to be heated, causing the air to form a density gradient, resulting in refraction and scattering during laser transmission, thus causing the distortion of the laser spot and affecting the experimental results. In the inner channel of the laser propagation, because the laser energy density is high and the air velocity is slow, the thermal blooming is more obvious. Even the trace greenhouse gases will affect the laser propagation. CO₂ is the greenhouse gases of highest concentration and the most difficult to completely remove in the inner channel of laser propagation. Therefore, high-precision detection of CO₂ in the propagation channel is of great significance for propagation evaluation. The inner channel of the laser propagation is characterized by small space and low CO₂ concentration, so a miniaturized and highly sensitive detection system is required. Wavelength Modulation-Tunable Diode Laser Absorption Spectroscopy (WM-TDLAS) technology as an effective detection method is widely used in the detection of trace gas. However, WM-TDLAS system has complex structure and large volume. Therefore, the lock-in amplifier as the core device of WM-TDLAS system is studied in this paper to meet the requirements of high-precision detection of CO₂ and make the WM-TDLAS system more miniaturized.

Methods The principle of wavelength modulation detection and lock-in amplifier deeply is analyzed, and the key technologies of digital lock-in amplifier are optimized. The reference signal is generated internally based on DDS principle, and the frequency of sine and cosine reference signal is designed to be adjustable which can expand the scope of application (Fig.2). Combined with the characteristics of wavelength modulation, the integral length of CIC filter is improved based on the number of periodic data points of the modulated signal, and the average is achieved by shifting (Fig.3). The narrow-band low-pass filtering is achieved by CIC filter cascaded FIR filter (Fig.4). JPL algorithm and CORDIC algorithm used to calculate root of sum of squares are simulated. According to the simulation results, the CORDIC algorithm is more suitable for lock-in amplifier (Fig.5). The functions of the lock-in amplifier are implemented based on FPGA (Fig.6). In order to make the system more

miniaturized, the software is realized based on Qt and serial communication is combined, so that the lock-in amplifier has the function of data acquisition and processing (Fig.7). Relevant hardware circuits are designed (Fig.9). A WM-TDLAS system is built based on multi-pass cell and the experiments are carried out to verify the function of the designed digital lock-in amplifier (Fig.10).

Results and Discussions The reference signal frequency of the designed digital lock-in amplifier is 1-40 kHz adjustable and integration time is 200 μ s-20 ms adjustable. The high precision ADC module is designed, and the voltage resolution can reach 0.3 mV. The volume of the final hardware circuit is about 150 cm³, which is far smaller than the commercial lock-in amplifier (Tab.1). Under the condition of normal temperature and pressure and optical path of 30 m, absorption spectrum of CO₂ was measured at 2 μ m band, the signal-to-noise ratio of the wavelength modulated absorption spectrum is 102.6, which is about 11.7 times of the direct absorption signal-to-noise ratio of 8.8 (Fig.11). Calibration experiment of low concentration CO₂ is designed and carried out to obtain the linear correlation of the second harmonic amplitude and CO₂ concentration of 0.996 (Fig.12). Under the condition of pure nitrogen, Allan variance is used to evaluate the system performance. When the average time is 2 s, the lower limit of system detection is 1.30 ppm, and when the average time is 180 s, the lower limit of system detection is 0.19 ppm (Fig.13). The system response time is analyzed, and the gas concentration can be obtained within 0.5 s (Fig.14).

Conclusions A digital lock-in amplifier is designed based on FPGA and Qt. The key algorithms in the lock-in amplifier are analyzed and optimized, and the relevant software and hardware are implemented. Experiments such as harmonic detection of low concentration CO₂, calibration of low concentration CO₂, analysis of detection sensitivity and analysis of system response time were carried out. The experimental results show that the designed digital lock-in amplifier has the characteristics of high sensitivity, adjustable parameters, real-time processing and miniaturization, and can meet the requirements of low concentration CO₂ detection in the inner channel of laser propagation.

Key words: digital lock-in amplifier; laser transmission; FPGA; TDLAS; digital filter; CORDIC algorithm

Funding projects: National Natural Science Foundation of China (42027804); Youth Fund of Advanced Laser Technology Laboratory of Anhui Province (AHL2021QN01)