

华南理工大学

硕士学位论文

基于TDLAS汽车尾气动态测量系统

姓名：李坤颖

申请学位级别：硕士

专业：检测技术与自动化装置

指导教师：肖兵

20070501

摘 要

近年来随着世界汽车技术的发展,各种有害气体的排放指标已经大有降低,但是机动车尾气的排放仍然是大气环境污染的主要来源。为了降低汽车废气排放,必须精确控制发动机的燃烧空燃比,而空燃比最难控制的是汽车处在加速、减速、冷启动这三个典型暂态过程。因此三个暂态过程的空燃比控制就成为汽车排放达标的关键。为研究暂态过程汽车发动机控制与废气排放规律,寻找新的控制策略,迫切需要测量废气中各有害成分(主要是 CO 、 HC 、 NO_x 等)动态浓度。可调谐激光二极管(TDL)吸收光谱学为能在恶劣环境下进行实时的现场气体检测提供了很多有利条件,因此在工业应用中广泛采用。

激光的高单色性、方向性、高强度性,使其成为大气监测的理想工具。采用可调谐激光二极管吸收光谱学(TDLAS)技术有较高的灵敏度和较高的分辨率,实用指标可以做到 ppm 量级,最高可以达到 ppb 量级。又由于 TDL 的体积小、安装方便、能够测量更长的光程距离,且信噪比高,特别是狭窄的线宽、大范围的波长调谐和稳定的输出,使其比起以往系统有更快的响应时间。由于 CO_2 分子的近红外吸收光谱是本系统设计的基础,根据多原子分子的红外光谱学,结合光纤的低损耗波段,选定 CO_2 气体的近红外吸收谱线。在深刻分析 CO_2 分子光谱吸收谱线线型、谱线位置和谱线加宽的基础上,根据实时环境下的状态(包括温度、气压等因素)具体确定 CO_2 分子的吸收谱线线型,利用频率调制 FMS 技术快速检测 CO_2 浓度,能有效减少由于激光源和探测器自身带来的噪音,同时针对工业上的需要,研究利用 TDLAS 和快速数据处理工具来同时检测 CO_2 气体的浓度和温度,或者同时检测 CO 和 CO_2 的浓度。

在本论文的研究中,给出了系统的 Matlab 仿真以及各个组成部分的具体实现方法,重点是基于 DSP 实现的 FIR 滤波器和数字锁定放大器的实现方法,简化了测量系统的组成器件。以后的工作是进一步简化系统的器件组成实现基于 TDLAS 测量工具商品化。

关键词: 可调谐激光二极管吸收光谱学; 数字滤波器; 数字锁定放大器

Abstract

With the development of the world automotive engineering in recent years, the emission standard of kinds of harmful waste gases has reduced. But the automobile's emission is still the main pollution source. In order to decreasing the emission, the air-fuel ratio must be controlled exactly. But when the automobile stays in the transient procedures of acceleration, deceleration and cold-starting, the air-fuel ratio is very hard to control. To research new engine controlling rule and to seek new control strategy, the harmful waste gas dynamic concentration must be measured imminently. The tunable diode laser absorption spectroscopy (TDLAS) offer some advantage in some worse case in situ for real time measurement, which had been more helpful in the industry.

Laser is ideal tool in detection gas concentration for its high homochromaticity, direction and intensity. Using TDLAS can get a good sensitive and resolution, and its index can get at a ppm level, even at ppb level. And for that the TDL has a little volume, easy for install, measuring more longer, high SNR, especially narrow line width, big range wavelength modulation and steady output, make the measurement system based on TDL have faster response time. Because the absorption of CO₂ in the infrared is the base of this measurement system design, so we must select absorption position based on multiple molecules infrared absorption and litter spoilage in fiber before experiment. Based on profoundly analyzed the line shape, position of CO₂ with respect to the temperature and pressure, and other parameters, using frequency modulation technique to measure CO₂ concentration, it can reduces noise by shifting detection to higher frequencies where excess laser noise and detector thermal noise are significantly smaller. And simultaneously measure the CO and CO₂ gas temperature and concentration is needed for some industry filed.

In this research, the paper gives the system's simulation and the realization method. The emphasis in this paper is how to realize digit filter and digit lock-in amplifier based on DSP. The further task is to simplify the system composition and realize the measure tool merchandising.

Keyword: Tunable Diode Laser Absorption Spectroscopy; Digit filter; Digit lock-in amplifier

华南理工大学

学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的论文是本人在导师的指导下独立进行研究所取得的研究成果。除了文中特别加以标注引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写的成果作品。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律后果由本人承担。

作者签名：李坤颖

日期：2007年6月12日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，即：研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权单位属华南理工大学。学校有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许学位论文被查阅（除在保密期内的保密论文外）；学校可以公布学位论文的全部或部分内容，可以允许采用影印、缩印或其它复制手段保存、汇编学位论文。本人电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。

本学位论文属于：

☐ 保密，在____年解密后适用本授权书。

☒ 不保密。

学位论文全文电子版提交后：

☒ 同意在校园网上发布，供校内师生和与学校有共享协议的单位浏览。

（请在以上相应方框内打“√”）

作者签名：李坤颖

日期：2007.06.12

指导教师签名：肖兵

日期：2007.06.12

第一章 绪论

1.1 研究的背景及意义

环境污染是人们十分关注的问题,进行环境污染物的监测对于保护环境、有效控制污染治理是十分必要的。特别是汽车尾气对环境的污染及其对生态和全球气候的影响等已成为全球十分关注的研究领域,解决环境问题是包括我国在内的世界各国在本世纪发展中的首要问题。近年来随着世界汽车技术的发展,各种有害气体的排放指标已经大有降低,但是机动车尾气的排放仍然是大气环境污染的主要来源,特别是在我国一些大城市机动车排放污染已经成为首要污染,而且我国人均拥有的车辆将会有显著的增长因此机动车尾气带来的污染对我们的环境质量的影响将更加严重^[1]。由于汽车废气排放到周围的大气中,加上空气的流动,产生稀释这些废气的作用,使这些废气的浓度极低,通常低于 1ppb,因而非常难测量。

传统的测量技术是以湿式化学技术和废气取样后的实验室分析为基础,这种传统技术却存在明显不足:

(1)由于通常都是要测量低浓度气体的浓度,要提取足够量的气体才能进行可靠的试验,取样时间较长,通常都要半个小时以上;

(2)在提取和预处理的过程中,存在很多导致误差的原因例如很多重要的气体如 HCL、HF 和 NH₃ 等一些粘性气体,会大面积黏附在仪器的表面上,造成测量的误差。

另外还有气相色谱分析和质谱学等常用的测量技术,但是这两种测量技术比较复杂而且测量前还需要很多预处理。因此测量速度慢而且存在上面提到的问题。虽然以上的分析仪器经多年的发展能满足许多环境污染监测的需要,但是,这些仪器却不能满足动态测量的需要,使得这类测量方法很难满足实时性要求。

上世纪 60 年代,直接注入电流来调制半导体激光二极管技术^[2]出现后,二极管激光吸收光谱学 TDLAS(Tunable Diode Laser Absorption Spectroscopy)越来越受到人们的重视,并逐渐把这项技术应用于燃烧气体排放物监测上。1974 年,手持式 CO 探测器开始应用于美国高速公路上检测汽车废气的排放,正式揭开红外吸收光谱技术应用的序幕。研究重点是各种环境下的气体参数的实时快速测量,包括气体的浓度、温度、压强和流量等各种动态参数。这些参数是相关控制系统的主要参数,测量的实时性对于控制系统的动态性能有着重大的关系。能快速、准确测量这些气体动态参数,对于提高系统的性能,减少废气的排放,保护环境有着显著的作用。这项技术从基本原理上讲具有很大优

势,但是由于激光源本身技术的缺点,使得并不如开始想象中那样得到迅速发展。因为,当时基于 Pb 盐的激光源工作于多频范围, 5~15 μm 范围内的多种波长同时存在。因此,往往需要过滤器来选择单一波长。另外,这些激光源和探测器的工作温度要求在几十 K 左右,需要液氮来进行冷却,并且发出的功率也只有几十 μW 。因此,这些复杂、低可靠性的原因严重影响了吸收光谱学技术的发展。随着半导体电子技术的发展,基于 InGaAsP/InP 材料的可调谐激光二极管(TDL)改变了上述的困境。这些激光器工作于室温、单频、大范围波长连续可调、长期工作的稳定性、功率大和结合光纤技术产生的分布式网络结构,这些容易满足工业要求的优点使得 TDLAS 能迅速发展起来。

从六十年代开始,美国、日本、西欧等工业化国家对汽车排气 CO、HC 和 NO_x 等有害排放物,以法令的形式规定排放标准,从而直接促进了对低污染车用发动机和对排气净化措施的研究。当现代发动机一般能够在稳态下迎合汽车废气排放规则,那么未来就会更严格要求发动机控制策略能够提高在瞬时操作环境中的汽车废气排放性能,因此实时测量发动机排放对于目前和将来的是十分必要的。利用 TDLAS 检测汽车废气回流量的 CO₂ 浓度,从而得出实际的 EGR 率,再反馈到控制单元实行 EGR 的动态控制,这样有效控制 NO_x 的排放和大大提高发动机的性能。

研究 TDLAS 的气体浓度检测,不仅能对汽车尾气进行检测,应用于 EGR 的实时检测中,改进后还能应用于特殊环境进行检测。基于 TDLAS 气体动态测量系统可以为复杂现场环境下的气体检测提供很多有利的条件,在工业生产中有广阔的应用。把 TDLAS 应用引入气体浓度的快速、实时测量中为工业应用的控制系统提供一种新的思维,TDLAS 不仅可以快速测量气体的浓度,还可以检测混合气体的温度。合理利用 TDLAS 不仅为检测提供便利,而且还可以反过来指导控制系统的设计,把频率调制方法结合到 TDLAS 中,可以有效减少激光源和探测器自身带来的噪音,提高信噪比。

1.2 国内外研究现状

利用光纤传感技术结合光谱吸收技术的的技术在国际上是七十年代后期迅速发展起来的新技术。由于光纤传感器具有体积小、重量轻、电绝缘性好、无电火花、安全、抗电磁干扰、灵敏度高、便于利用现有光通信技术组成遥测网等优点,对传统的传感器能起到扩展、提高的作用,在很多情况下能完成传统的传感器很难甚至不能完成的任务,因此受到广泛的重视。从发展角度讲,分布式光纤传感器系统以及光纤传感器网络代表了光纤传感器技术在方法和结构上的发展方向,这一方向将是光纤传感技术与光纤通信

技术的充分结合,形成一种所谓的智能结构。目前在大容量、高速率光纤通信中已经和将要应用的时分复用(TDM)、波分复用(WDM)、以及频分复用(FDM)等技术在光纤传感器网络中将得到同样普遍的应用,从而大大扩展光纤传感器的容量和功能。

目前,光纤气体传感器的研究主要集中在 $1.0\sim 2.0\mu\text{m}$ 范围。气体的测量种类,传感器系统成本、性能还受到现有技术条件的限制。随着光源技术(如可调谐光纤激光器,宽带大功率辐射光源等)、探测器技术和光学滤光技术等的发展,很有可能应用多路复用技术实现多点或分布式系统,或用一个敏感元件同时测量多种气体^[3]。红外光源和红外光纤的研究和开发,可将工作波长移到红外(大于 $3\mu\text{m}$)波段。在这一波段上,许多气体有较强的吸收,因此可望应用简单的信号处理技术而保持或进一步提高传感器的灵敏度。

国外发达国家对气体在线检测仪器研究和应用方面起步较早,现已研制出的基于光干涉原理、热催化原理、热导原理的传感器都在气体检测中起到了推动作用。在诸多的检测方法和仪器中,红外光谱吸收型气体传感器技术方案是最有效和最广泛的采用的方法。基于可调谐激光二极管的物种吸收光谱学测量方法研究已经开展超过二十年。这项技术最先于 1977 年应用于现场工业燃烧诊断;1979 年 H. Inaba 提出利用光谱吸收法通过光纤传输光信号进行长距离的大气污染检测;1983 年由 A. Hordvik 等人和 K. Chan 等人分别报道了光纤瓦斯检测的试验;澳大利亚的 STUART 等人研制的 CO 光学实时检测仪,用于检测煤气燃烧及汽车发动机排出的毒气 CO 和 NO₂ 气体,其检测灵敏度优于 20×10^{-6} 。这些前期的研究都是基于中红外区域的吸收光谱,而且应用的光源多是 LED 光源。TDL(Tunable diode laser)与 LED 相比有着更多的优点,并且价格随着电子技术的发展越来越低。很多燃烧前后的主要产物,例如 CO、CO₂、NO_x 等,在近红外区域有合理并且强烈的具有代表性的吸收区域,因此应用 TDLAS 测量技术的测量系统测量这些气体的浓度非常成功地应用于各个工业领域。关于这项技术有着很多文献资料记载,国外有很多研究团体对 TDLAS 在各个波段不同的测量物种作不同的研究,尤其是 Stanford 大学的 Hanson 研究组^[4,5,6,7]。他们研究的目标气体分别有 H₂O、NO、NO₂、CO、CO₂、CH₄。这些研究都是基于通讯领域中应用的 TDL,这些 TDL 的波长覆盖 $1.3\sim 1.6\mu\text{m}$,在这个波段上面各种气体分子有着较强的吸收能力。

目前,把 TDLAS、光纤技术、计算机信号处理技术与气体吸收传感器结合用于有害气体污染测量已成为国际上的研究热点。这种技术进步是对传统气体分析仪走出实验室并应用与现场实时测量的促进。由于基于 TDLAS 的气体检测仪具有灵敏度高、动态

范围大、精度高、维护要求低以及测量速度快等优点，因此，众多的发达国家根据不同的用途研制出各种不同原理的仪器用于上述各领域的气体浓度及其他参数的检测。

在我国由于各种客观因素的限制，以前对企业和汽车的废气排放并非十分严格。无论是标准法规的制定和实施，还是净化技术的研究和应用，各个环节都与发达国家有很大的距离，随着我国的改革开放，国民经济的发展带来的环境污染也相当严重，因此对汽车尾气的排放的要求也越来越严格。目前国内一些高校和科研单位已经对 TDLAS 作了很多研究，比如南京邮电大学、中国科学院环境光学与技术重点实验室、中国科学院安徽光学与精密机械研究所、华南理工大学、广东省自动化科学院、杭州电子科技大学等都取得了很大的成果。绝大多数研究已经不仅仅只停留在实验室试验阶段，已经取得重大发展，TDLAS 的应用在我国离实用化、商品化将会很快实现。

1.3 课题的应用前景

工农业生产的发展，使得环境污染现象变得越来越严重，尤其是工厂排放的气体中，有毒气体和可燃性气体不仅污染环境，而且有产生爆炸、火灾和使人中毒的危险。对这些气体迅速准确地监测和控制，将有效地防止此类恶性事件的发生。因此环境保护已提到不少国家的日程上来，世界各国都成立了相应的环境保护组织，试图对污染进行检测和控制。在我国，随着经济的迅速发展，数以千万计的工矿企业排放的工业废水和废气，使人类的生存环境和生活空间受到大面积严重的污染，对水域环境危害也很大，严重破坏了生态平衡。为了尽可能减轻这一危害，就必须对这些污染源进行现场快速监测，及时掌握污染发生和发展实况，对污染进行有效控制。环境污染的有效监测与控制，需要一系列新型传感测量技术。特别是能连续检测大气中有害污染气体含量的检测仪器和系统的研制受到科研人员的重视。

我国正处于经济高速发展期，正在向可持续发展转变，环境监测作为环境管理和污染控制的基础正在发挥不可替代的作用，然而我国环境监测技术总体水平不高，在线监测技术发展缓慢，环境监测设备无论在技术水平、种类和数量上均无法满足连续、动态、宏观、快速监测环境污染的要求。解决这个问题，一要大力发展先进环境监测技术，通过技术创新，产生具有自主知识产权的高技术；二要大力推进以先进环境监测技术为核心的先进环境监测高技术产业形成，使其成长为新的经济增长亮点。

根据国外环境污染监测仪器的研究现状和未来发展趋势，我国应尽快发展现场实时、连续监测大气中有害污染气体含量的技术和仪器，国外近期研究的基于吸收型光纤传感

器现场测量工业废气含量的仪器,尤其是用光纤实现的检测系统,在我国至今还是空白。

国内外有不少研究机构都开展了利用近红外吸收光谱来实时、快速测量没完全燃烧的氢碳化合物(uHCs)和氮物化合物(NO_x)。激光二极管吸收光谱学为能在恶劣环境下进行实时的现场气体检测提供了很多有利条件,因此能在工业应用中广泛采用。利用 TDLAS 检测汽车废气回流量的 CO₂ 浓度,从而得出实际的 EGR 率,再反馈到控制单元实行 EGR 的动态控制,这样有效控制 NO_x 的排放和大大提高发动机的性能,即基于 TDLAS 的 CO、CO₂ 快速检测研制成功并投入使用,将使气体传感器的研究和发展上升到一个新的水平,也为我国工业废气的在线检测提供新的手段和方法;能够提供污染状态的前沿性数据资料和精确的定量数据给各个工厂;同时,也为今后进一步深入研究国产化多参数环境污染监测仪器及系统打下基础。气体浓度测量系统能够,除对污染气体进行检测,也可对矿井中危害化学气体、工业防燃防爆区,化学与电子工业区的液态天然气和液化石油气的泄漏等进行监测。因此,本研究具有较大的科学价值,对发展我国科学仪器产业有促进作用,同时也具有重要的现实意义和应用市场。

1.4 课题来源与研究内容

课题来源于国家自然科学基金、广东省攻关科学基金。

研究内容有:建立基于 TDLAS 汽车尾气测量系统的 Matlab 仿真,对测量系统的方案的可行性进行分析;实现 CO 或 CO₂ 的浓度的谐波检测;分析影响系统灵敏度、分辨率的各个因素;基于 DSP 实现系统的各个组成部分:实现基于 DSP 的 FIR 滤波器的设计、实现基于 DSP 的数字锁相放大器的设计、实现基于 DSP 数据的快速处理。

第二章 基于 TDLAS 测量系统的原理

2.1 TDLAS 测量基本原理

可调谐二极管吸收光谱学(TDLAS)技术是基于分子振动和转动吸收谱与光源发光光谱的光谱一致性。光通过某种介质时,光电磁波会与介质的分子、原子相作用使得光被吸收和散射而产生衰减,由于气体分子对光的散射很微弱,远小于被测量分子气体的吸收光能,故可以忽略。通过测定气体吸收特定波长光的程度,从而求出气体的浓度其原理如图 2-1 所示。

当激光光源发出一定频率 ν (cm^{-1})的单频光穿透装有一定浓度的待测气体时,气室中的样品在中心频率 ν_0 有吸收线或吸收带,光被吸收和散射一部分后透射过去。

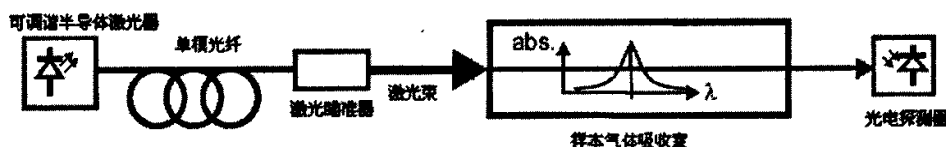


图 2-1 TDLAS 测量原理

假设入射光强为 I_0 ，穿透光强为 I_t ，依据 Lambert-Beer 定律，得出

$$\frac{I_t}{I_0} = \exp\left(-\int_0^L k_\nu(x) dx\right) \quad (2-1)$$

式中 $k_\nu(\text{cm}^{-1})$ 是吸收系数， L 是通过吸收气体光程。

在穿越单一吸收气体单一吸收区域时， $k_\nu = S(T)g(\nu)P_{abs}N$ 。 $S(T)$ ($\text{cm}^{-2} \text{atm}^{-1}$)是一定温度下的谱线强度， $g(\nu)$ (cm)是吸收谱线线型函数，并且 $\int g(\nu) d\nu = 1$ ， $P_{abs}(\text{atm})$ 是总体压强， N 是吸收气体的克分子分数，代表气体浓度。

定义 $\alpha_\nu = \int_{-\infty}^{\infty} -\ln\left(\frac{I_0}{I_t}\right) d\nu$ 为吸收积分。为简化研究，一般都认为整个系统的气体达到均匀统一的状态，因此，由(2-1)式得

$$\frac{I_t}{I_0} = \exp\left(-\int_0^L k_\nu(x) dx\right) = \exp(-S(T)g(\nu)P_{abs}NL) \quad (2-2)$$

$$\text{及 } \alpha_\nu = S(T)P_{abs}NL \quad (2-3)$$

吸收区域的谱线强度 $S(T)$ 是吸收气体分子的一个基本属性。各种气体分子的谱线强度都可以在几个公开数据库中查表得到，其中被广泛应用的就是美国空军研究的红外吸

收应用的 HITRAN^[8]数据库。一定温度下的谱线强度 $S(T)$ 可由下述公式计算得出：

$$S(T) = S(T_0) \frac{Q(T_0)}{Q(T)} \exp \left[-\frac{hcE}{k} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \right] \times \left[\frac{1 - \exp(-hcE/kT)}{1 - \exp(-hcE/kT_0)} \right] \quad (2-4)$$

式中， Q 是分子配分函数， E 是分子跃迁的底层能量， h 是布朗克常量， k 是玻尔兹曼常量， c 是光速， $S(T_0)$ 是在参考温度下 T_0 的光谱线强度。

2.2 谱线的线型函数与谱线选择

2.2.1 谱线宽度与线型函数

无论是发射谱线还是吸收谱线都具有一定的轮廓与宽度^[9]，这就是光谱物理学决定的，称为谱线的线型（物理轮廓）和宽度。它与原子结构及光源的温度、场强有关。

谱线宽度是以峰值强度的一半所覆盖的波长范围或频率范围来度量，称为“半宽度”或“半峰宽度”，简称宽度，以 $\Delta\nu$ 或 $\Delta\lambda$ 标记之，有时也用 $\Delta\nu_{1/2}$ 或 $\Delta\lambda_{1/2}$ 标记。特殊情况下又以峰高 1/10 所覆盖的波长范围表示，则标记为 $\Delta\lambda_{1/10}$ 。对于吸收谱线，谱线宽度以吸收系数的一半所覆盖的波长范围来度量。

谱线线型函数 $\phi(f - f_0)$ 却有很多环境因素所影响，例如气体压强 P 、温度 T 和电磁场 ε 等等，但一般来说，这些都可以忽略。线型函数 $g(\nu - \nu_0)$ 的主要参数有谱线加宽、吸收系数和反映吸收谱线形状的谱线函数方程式。谱线加宽，它主要取决于三个因素：一是自然加宽；二是气体分子运动引起的多普勒效应而造成分子吸收光谱的加宽；三是分子的碰撞加宽。

(1) 自然加宽

谱线宽度将完全由原子激发态的能级宽度所决定，称此谱线宽度为自然宽度。光谱线自然加宽线型是洛伦兹线型：

$$g(\nu) = \frac{\gamma}{2\pi} \frac{1}{(\nu - \nu_h)^2 + \gamma^2/4} \quad (2-5)$$

式中 γ 为阻尼项； $\Delta\nu_h$ 为自然加宽的半宽；它们之间有下列关系： $\Delta\nu_h = \gamma$ 。

(2) 多普勒加宽

谱线的多普勒宽度由光源中原子相对于光谱仪观测方向的随机热运动引起，与光源的温度、原子的质量及谱线的波长等因素有关。多普勒线型：

$$g(\nu) = \sqrt{\frac{\ln 4}{\pi}} \frac{1}{\Delta\nu_D} \exp \left\{ - \left[\frac{2(\nu - \nu_0)}{\Delta\nu_D} \right]^2 \ln 2 \right\} \quad (2-6)$$

式中 $\Delta\nu_d = \sqrt{\frac{2kT}{mc^2}}\nu_0$ ，代表多普勒加宽。

(3)洛伦兹加宽

正在发生辐射跃迁和吸收跃迁的原子同其他原子或分子相碰撞，会引起谱线变宽、中心波长位移和谱线轮廓不对称，所产生的谱线加宽称为洛伦兹(Lorentz)加宽或碰撞加宽，记为 $\Delta\lambda_L$ 或 $\Delta\nu_L$ 。洛伦兹线型：

$$g(\nu) = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\nu_L}{(\nu - \nu_0)^2 + \left(\frac{\Delta\nu_L}{2}\right)^2} \quad (2-7)$$

式中 $\Delta\nu_L = P_{abs} \sum_i N_i(2\gamma_i)$ ，代表半最大值全宽 (FWHM) 也就是碰撞宽度， γ ($\text{cm}^{-1} \text{atm}^{-1}$) 是碰撞加宽系数， ν_0 是中心频率。

在常压和温度1000~3000K条件下，对于气体工作物质，主要的谱线加宽类型就是由碰撞引起的均匀加宽(Lorentz线型)和分子热运动引起的多普勒非均匀加宽(Gauss线型)^[10]。Lorentz线型是由于粒子之间的互相碰撞引起的，不仅依赖于压强 P ，还依赖于分子的碰撞截面，而Gauss线型只依赖于温度 T 。吸收线的线型函数主要是收多普勒和洛伦兹效应共同控制的。谱线线型函数既不是单一的高斯函数也不是单一的洛伦兹型函数，多普勒效应主要控制谱线线型的中心部分，洛伦兹效应主要控制谱线线型的两翼。在低压情况下吸收线为多普勒展宽占优势，可以用Gauss线型来拟合实际的吸收线；而当压强很高的情况下碰撞展宽占优势，可以用Lorentz线型来拟合吸收线；在压强处于两者之间的情况下，两种展宽机制都存在，这时我们用Voigt线型来拟合，它是Gauss和Lorentz函数的卷积形式。正确描述气体分子吸收峰的线型 $g(\nu)$ 是Voigt函数^[11]，具体如下：

$$g(\nu - \nu_0) = AK(x, y) \quad (2-8)$$

$$A = \frac{1}{\gamma_D} \sqrt{\ln(2)/\pi} \quad (2-9)$$

$$K(x, y) = \frac{y}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp(-t^2)}{y^2 + (x-t)^2} dt \quad (2-10)$$

$$y = \frac{\gamma_L}{\gamma_D} \sqrt{\ln 2} \quad (2-11)$$

$$x = [(\nu - \nu_0)/\gamma_D] \sqrt{\ln 2} \quad (2-12)$$

式中 $\Delta\nu_L$ (cm^{-1}) 和 $\Delta\nu_D$ (cm^{-1}) 是压强和多普勒加宽半最大值全宽。

由于Gauss函数和Lorenz函数都是解析函数,可以直接计算得到它们的解,但Voigt函数是一种复杂的卷积函数形式,只能通过某种数值算法得到它的近似解。但是整个计算过程需要很大的计算量,这时直接数值积分的方法已经不适用了。在进行气体检测的时候,在保证测量精度的同时,我们需要理论拟合,而且效率越高越好,所以选择最佳的理论拟合方法是很必要的。为了简化分析,通常的文献中在分析吸收系数都是考虑在某种极限情况下,利用Gauss函数或Lorenz函数来代替Voigt函数。

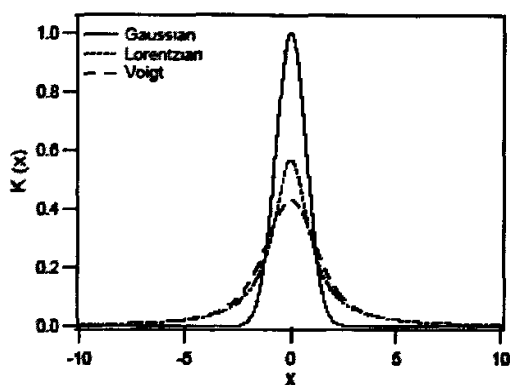


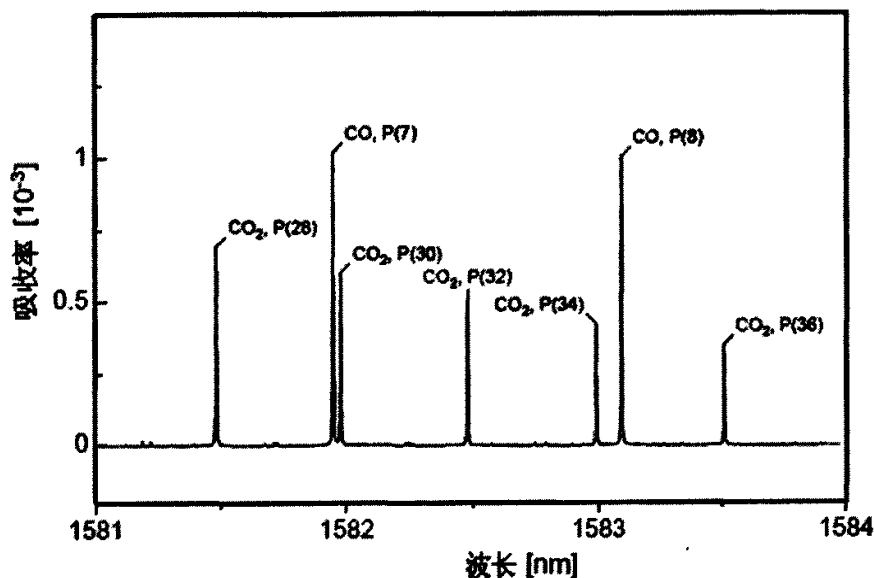
图2-2 三种线型函数的比较

2.2.2 谱线选择

吸收谱线的选择主要基于以下几方面考虑:

- (1)谱线中心波长必须与 TDL 的中心波长和光探测器的响应波长相适应。
- (2)谱线必须位于近红外波段区,与现有的普通通信光纤的低损耗传输窗口相适应。
- (3)谱线不能位于多种气体吸收的交叉谱带,否则容易产生交叉灵敏度。

1565nm至1620nm的频谱称为L-band^[12],落在该区域的CO、CO₂谱线能够最优地满足上述条件,图2-3所示的是CO₂、CO在L-band的吸收谱线。并且考虑到目前超过2.3μm的DFB还没发展成熟,而在1578nm处TDL在通信领域应用较多,价格相对便宜,所以选择落在该区域的合适的CO、CO₂谱线,从而决定半导体激光器的中心波长。具体选择P(8)为CO的谱线, P(34)为CO₂的谱线,激光器中心波长为1583.09nm。


 图 2-3 CO、CO₂ 在 L-band 的谱线分布

2.3 测量系统组成原理

测量系统主要分为三大部分：光源调制部分、气体检测光路部分、数据处理部分。具体如图 2-4 所示：

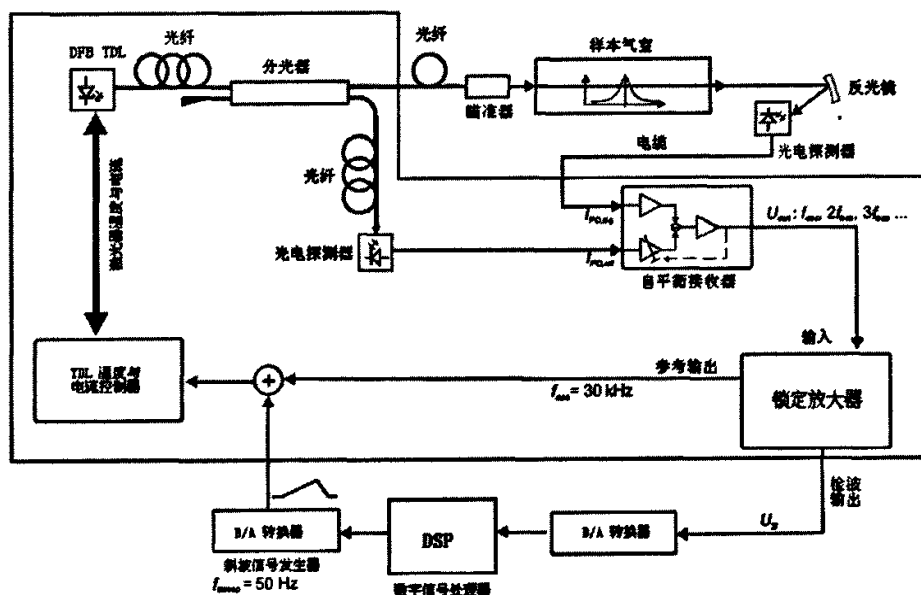


图 2-4 基于自平衡接收器的 TDLAS 二次谐波探测系统

构成以上测量系统的各部件具体如下：①DFB 二极管激光器采用 TriQuint 公司生产的型号为 D2525P 的激光二极管，中心波长为 1583nm。②激光控制器采用 ILX LightWave 公司的 LDC-3724B 二极管激光器控制器。③单模光纤适配器采用 NewFocus 公司的 1281

FC-光纤适配器④自平衡接收器采用 NewFocus 公司生产的 2017-M 125KHZ 自平衡接收器。⑤数字信号处理器采用 TI 公司的 TMS320C2811 芯片。

本测量装置的激光通过标准单模光纤传输,唯一需要调准的机械部件是瞄准器,它聚焦激光束使透射激光能完全定位到自平衡接收器的有效接收面上。从而使整个测量装置非常紧凑,而且便于汽车发动机台架实验室内的现场连接。

2.3.1 DFB 光源调制部分

2.3.1.1 光源的选择与性能

可调谐激光二极管吸收光谱学技术研究目前主要集中在近红外波段,考察气体在近红外区的泛频带或联合带的吸收情况,本系统所选气体吸收波长在1583nm。选择光源时应满足以下条件:输出中心频率同气体的吸收谱特性相吻合;温度特性良好,工作于室温下;与光纤的个体低损耗窗口相适应特性良好;输出功率足够大且阀上范围内与注入电流存在良好的线性关系。

激光器按工作物质不同,可分为气体激光器、液体激光器、固体激光器、固体激光器和半导体激光器^[13]。半导体激光器与其他激光源有所区别。一般固体激光器和气体激光器的发光是能级之间跃迁产生的,而半导体激光器的发光是能带之间的电子-空穴对复合产生的。激励过程是使半导体中的载流子从平衡状态激发到非平衡状态的激发态。非平衡激发态的非平衡载流子回到较低的能量状态或基态而放出光子的过程,就是辐射复合过程。半导体激光器要产生激光,应满足以下条件:第一,要产生足够的粒子数反转;第二,要有谐振腔,能起到光反馈作用,形成激光谐振;第三,还需要满足阈值条件,即增益要大于总的损耗。由于同质结激光器的阈值电流很高,只能在脉冲状态下工作。在室温下连续工作是需要采用双异质结激光器。双异质结器件具有独特的电学性质和光学性质,能够更完全把注入的非平衡载流子和复合产生的光子限制在激活区内。注入到激活区的非平衡电子和空穴分别受到异质结势垒的限制,所以浓度很高,同时使增益也极大提高。由于激活区的厚度减少到0.5 μm ,同时两个异质结两侧折射率有差别,使光波导效应显著,损耗下降,因而阈值电流显著下降。

CO₂是主要燃烧产物和造成温室效应的重要气体,减少CO₂的排放,对于减少环境污染起着重大作用。CO₂在波长1300~1600nm、1900~2300nm和4600nm处都有依次增强的吸收,而且较少受到水分子的干扰,是理想的吸收区域。但在2.3 μm 之后的波段处于石英光纤的高衰减区,光源和探测器都需要低温制冷,并且结构笨重,使用很不方便,所以不能广泛应用于光纤气体传感。由于吸收谱线仅为几个纳米,一般用于气体探测的发

光二极管的带宽为20~100nm, 气体吸收仅占光源光强 几千分之一, 比光源光强的变化还要小, 测量的灵敏度很低, 并且多纵模吸收的灵敏度远远小于单纵模吸收的灵敏度以及光源参数的限制, 另外考虑到目前DFB的技术超过2.3 μ m的DFB仍没发展成熟, 而在1583nm处的TDL在通信领域应用较多, 价格相对便宜。

分布反馈式半导体激光器(DFB LD)作为光源的气体传感技术在灵敏度、选择性、动态范围、信噪比和响应时间等方面比传统方法具有很多优点, 是研究吸收光谱学技术的首选光源。DFB LD具有谱线窄, 功率大, 单纵模运行等特点, 并且可以通过调整温度和注入电流来粗调和精调其输出波长。DFB LD内含介质光栅结构, 具有优良选频特性的单纵模激光器, 采用高精度的自动功率控制(APC)和自动温度控制(ATC)技术, 有很高的短期稳定性和长期稳定性, 并具有连续光、内调制和外调制3种工作方式。

实验选用的是美国ILX Lightwave公司的LDC-3724B控制器和TriQuint公司的型号为D2525P的DFB激光二极管, 其工作波长范围为1529.55nm~1610.06nm。

2.3.1.2 频率调制

频率调制是基于谐波检测的一门试验技术, 它被广泛应用于微弱信号的检测。它的基本原理是通过高频调制某个依赖于频率的信号, 是其“扫描”待测的特征信号, 然后在信号处理系统中, 以调制频率或调制频率的倍频作为参考信号, 用锁定放大器记录下要得到的特征信息, 这一特征信息是由调制信号产生的一系列谐波信息。这种方法的理论基础是傅立叶级数理论。现有的属性模型如: Lorentz、Gauss 模型可以用来分析气体的红外吸收现象^[14]。

调制技术是和谐波检测相辅相成的技术, 调制技术主要是信号预处理; 谐波检测主要是特定信号提取, 能有效的消除系统中的随机误差。调制光谱技术把检测频率提高到一个较高频率上, 能有效减少由于激光源和探测器自身带来的噪音, 并通过相敏检测技术减少检测的频谱带宽。

一个激光二极管可以通过注入频率为 Ω (rad/s)的正弦波电流, Ω 小于吸收线宽来进行频率调制的, 由载波频率 ω_c 和傍带频率 $\omega_c \pm \Omega$ 组成。当激光频率由频率调制扫描一个吸收峰时, 光能量被吸收产生衰减, 这个衰减根据 Beer—Lambert 定律跟浓度成比例关系。因此在吸收过程中, 调制信号就记录信息在傍带频率中。这正如上傍带的 $\omega_c + \Omega$ 的幅度减小的原因。吸收信息可以通过相敏检测技术来获取。

$$I_T(\omega_c) = I_T(\omega_c + \omega_m \sin \Omega t) \quad (2-13)$$

对上式进行泰勒级数展开：

$$I_T(\omega_c + w_m \sin \Omega t) = I_T(\omega_c) + (w_m \sin \Omega t) \frac{dI_T}{d\omega_c} + \left(\frac{w_m^2 \sin^2 \Omega t}{2!} \right) \frac{d^2 I_T}{d\omega_c^2} + \left(\frac{w_m^3 \sin^3 \Omega t}{3!} \right) \frac{d^3 I_T}{d\omega_c^3} + \dots \quad (2-14)$$

组合因式：

$$I_T(\omega_c + w_m \sin \Omega t) = [I_T(\omega_c) + \frac{w_m^2}{4} \frac{d^2 I_T}{d\omega_c^2} + \dots] + \sin \Omega t [w_m \frac{dI_T}{d\omega_c} + \frac{w_m^3}{8} \frac{d^3 I_T}{d\omega_c^3} + \dots] + \cos 2\Omega t [-\frac{w_m^2}{4} \frac{d^2 I_T}{d\omega_c^2} + \dots] + \dots \quad (2-15)$$

因此穿透光强 I_T 包含直流项和各倍频项。频率调制的中心内容是调制激光频率并影响穿透气室的光强。考虑到被调制的激光频率较低和调制幅度较小，在这种情况下激光中心波长被认为周期性的增加和减小一个较小值。随着波长扫描整个吸收区域，光被气体吸收而产生波长调制到频率调制的转换，随着扫描整个吸收峰可以看到频率调制到幅度调制变化，以及之间相位关系的改变。从理论上说，继续扫描整个吸收峰是非常有用的，在近最大吸收点附近，频率调制到幅度调制的转换是非常小的，在中心频率处转换更为零。在吸收峰的另一侧，频率调制到幅度调制的转换又再次达到较大值。它们之间的相位变成反相。如果继续扫描下去，远离吸收峰，幅度调制由于缺乏吸收和近乎零的斜率而变成零。

2.3.2 气体检测光路设计

2.3.2.1 提高测量分辨率的双光路自动平衡光电探测器

激光光强容易受到干扰，另外光路耦合处耦合状态的变化、光纤传输特性的干扰、电路中元器件的漂移都会不同程度地降低系统的检测灵敏度、分辨率，消除这些因素影响的普通方法是采用双光路差分吸收法如图 2-5 所示，即把输出激光分为两路，一路经样本吸收进入光电探测器 PIN1，另一路不经样本直接进入另一光电探测器 PIN2，两个接收信号相减就大大减小光强共模干扰。但是这两个相互独立的光路中任何一个环节的误差都可能直接影响最后检测结果。

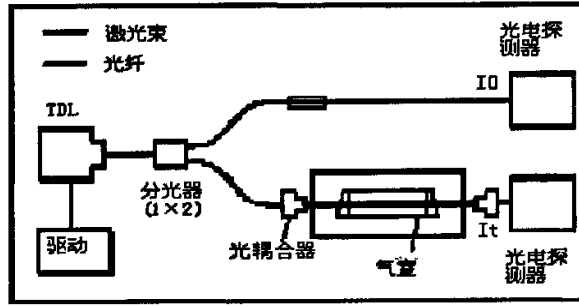


图 2-5 系统光路图

在实际测量中，我们希望得到的信号是调制波的二次谐波分量，因此若能使两个接受信号的直流分量输出为零则可以大大提高系统的分辨率。一般的差分接受器只有在直流光电流相等的情况下才能使直流输出为零，这就要求两光路的基准光强相等，而在实际中很难保证这一点。因此采用一般的差分接收器很难获得较高的分辨率。

本系统采用 NewFocus 公司生产的 2017-M 125KHz 在自平衡接受器^[15]。它相当于一个自动增益的分光器能大大降低噪音干扰，其原理如图 2-6 所示。

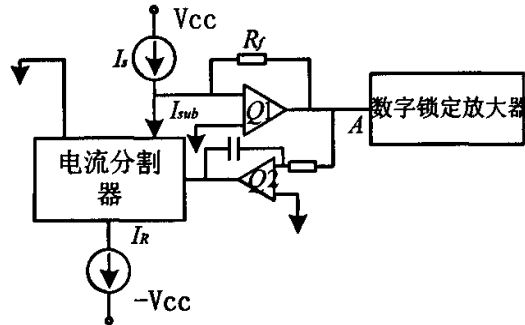


图 2-6 自平衡接受器电路原理图

自平衡接收器由两个光电二极管、一个电流分割器、一个电流抽取节点、一个增益放大器和一个低频反馈放大器组成。它能工作于三种不同的工作模式：信号模式、平衡模式和自平衡模式。接收器的输出 A 可以表达为：

$$A = (I_s - g \cdot I_R) \cdot R_f \quad (2-16)$$

式中 I_s 为信号光电探测器电流， I_R 为参考光电探测器电流， R_f 为反馈电阻值， g 为电流分割比。交流谐波信号从 A 输出至数字锁定放大器。

信号模式中 $g = 0$ ，输出 A 简化为信号电流的放大器。平衡模式中 $g = 1$ ，在这种模式中自平衡接受器为一个普通的差动接收器。如果直流光电流相等，那么激光噪音就会被消除。在自平衡模式中， g 是一个变化值，它取决于低频反馈回路要消除激光噪音而

要维持光电流直流值相等所对应的增益系数。

自平衡接收器最大的特点就是通过低频反馈回路去维持接受信号与参考信号之间的自动直流平衡，无论信号与参考信号是否平衡（一般要求参考信号输入大于信号输入），或是实验过程中各种因素造成的低频电流变化，都能通过低频积分器 Q_2 反馈至输入端，使低频反馈回路的输出控制电流分割比 g 变化，使输出直流分量减至零，从而消除激光光强直流噪声。最大抗共模干扰衰减比率高达 50dB。图 2-7 显示了在有无低频反馈环时的共模抑制比的比较，充分显示了自动平衡器在提高测量分辨率上的优越性。

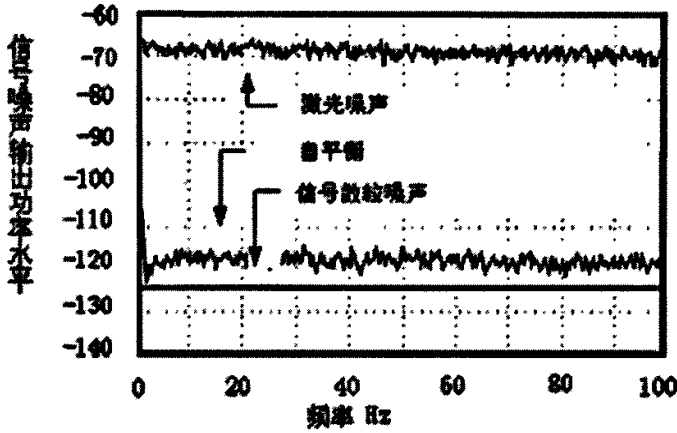


图 2-7 自动平衡模式下检测噪声级

2.3.2.1 提高测量灵敏度的双相锁定放大器

灵敏度指输出信号变化量与被测参数变化量的比值。假定被测气体浓度变化 ΔN ，透射光强变化 ΔI ，根据 Lambert-Beer 定理：

$$\begin{aligned} I + \Delta I &= I_0 \exp(-\alpha(N + \Delta N)L) \\ &= I_0 \exp(-\alpha NL) \cdot \exp(-\alpha \Delta N L) \\ &= I \exp(-\alpha \Delta N L) \end{aligned} \quad (2-17)$$

$$\text{所以有: } \frac{\Delta I}{I} = \exp(-\alpha \Delta N L) - 1 \quad (2-18)$$

由于在 L-波段激光吸收非常微弱， $\alpha \Delta N L$ 非常小，直接吸收水平是 10^{-3} 至 10^{-6} 。来自检测系统外部的干扰和内部元器件散粒噪声、热噪声所形成的白噪声和低频噪声比有用信号大得多，这些噪声是限制和影响测量仪器灵敏度、精确性的重要因素。如何把微弱信号从很强背景噪声中提取是实验成功的关键。

本系统采用基于 DSP 实现的数字锁定放大器把微弱信号从很强背景噪声中提取出

来。由 DSP 合成正弦参考信号和余弦参考信号, 建立简洁、有效的数字互相关运算实现数字锁定放大器的设计。数字锁定放大器对于微弱信号的检测能力相较于传统的模拟锁定放大器得到了极大的提高, 在本测量系统中所采用的锁定放大器具有极强的噪声抑制能力 Q 值能达到 10^6 。

在本测量系统中所采用的锁定放大器具有极强的噪声抑制能力 Q 值能达到 10^6 , 采用的自平横接收器最大共模噪声抑制比能达到 50dB, 两者极大地提高了系统灵敏度和分辨率, 再利用强大的 DSP 数据处理系统, 使得测量系统能实时检测到气体浓度的动态变化, 实现尾气的动态测量。

2.3.3 DSP 数据处理

2.3.3.1 DSP 简介

应用 TDLAS 技术, 其根本目的就是实现快速测量气体动态参数, 因此在数据检测和信号处理部分必须应用高速数字信号处理器来完成。根据系统设计的要求, 系统要在几个毫秒内完成一次参数测量, 实现较快的系统响应时间。

在信号与信息处理领域, 数字信号处理 (Digital Signal Processing, 简称 DSP) 是一门十分重要的新兴学科^[16]。20 世纪 60 年代以来, 随着计算机和信息科学的飞速发展, 数字信号处理技术应运而生并得到迅速的发展。数字信号处理的理论和技术可应用于多个学科领域, 近几十年来, 数字信号处理已经在通信、自动化等领域里得到极为广泛的应用。数字信号处理利用计算机或其他信号处理设备, 以数字形式对信号进行采集、变换、滤波、估值、增强、压缩、识别等处理, 以得到满足不同应用需要的信号形式。DSP 芯片, 即数字信号处理器, 是一种适合于进行实时数字信号处理运算的微处理器, 其主要应用是实时快速地实现各种数字信号处理算法。

TMS320C28x 系列是当今世界上最先进的 32 位定点 DSP 芯片。它不但运行速度高, 处理功能强大, 并且具有丰富的片内外围设备, 便于接口和模块化设计, 其性价比极高, 尤其适用于大批量和多品种的家电产品、数码相机、电话、测试仪器仪表等, 还可广泛应用于数字马达控制、工业自动化、电力转换系统及通信设备等。本系统采用 TI 公司 TMS320F2811 实现汽车尾气参数地动态测量。

2.3.3.2 频率调制的数字信号处理算法

调制光谱技术能有效减少由于激光源和探测器自身带来的噪音, 并通过相敏检测技术减少检测的频谱带宽, 从而可以提高信噪比几个数量级。

对光源的注入频率为 30KHz 的正弦波电流进行调制, 激光的频率和输出光强也将受到相应的调制:

$$\begin{aligned} \nu &= \nu_0 + \nu_m \sin 2\pi ft \\ I'_0 &= I_0 [1 + \eta \sin 2\pi ft] \end{aligned} \quad (2-19)$$

假设光源没经调制时的中心频率为 ν_0 (cm^{-1}); ν_m 为频率调制幅度; η 为光强调制系数, f 为电流调制频率。代入(2-2)式

$$I_f = I_0 [1 + \eta \sin 2\pi ft] \exp\{-S(T)g(\nu_0 + \nu_m \sin 2\pi ft)NP_{abs}L\} \quad (2-20)$$

由于 $-S(T)g(\nu_0 + \nu_m \sin 2\pi ft)NP_{abs}L \ll 1$, 所以

$$\exp\{-S(T)g(\nu_0 + \nu_m \sin 2\pi ft)NP_{abs}L\} \approx 1 - S(T)g(\nu_0 + \nu_m \sin 2\pi ft)NP_{abs}L \quad (2-21)$$

因为 $\eta \ll 1$, 忽略高阶项 $\eta \sin 2\pi ft \cdot \{S(T)g(\nu_0 + \nu_m \sin 2\pi ft)NP_{abs}L\}$ 得

$$I(t) = I_0 [1 + \eta \sin 2\pi ft - S(T)g(\nu_0 + \nu_m \sin 2\pi ft)NP_{abs}L] \quad (2-22)$$

在工业应用中, 气体压力接近一个标准大气压, 碰撞加宽起主要作用, 因此可以 Lorentz 曲线描述 CO_2 分子的吸收谱线线型^[17]:

$$g(\nu) = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\nu_c}{(\nu - \nu_0)^2 + \left(\frac{\Delta\nu_c}{2}\right)^2} \quad (2-23)$$

式中 $\Delta\nu_L = P_{abs} \sum_i N_i (2\gamma_i)$, 代表半最大值全宽 (FWHM) 也就是碰撞宽度,

γ ($\text{cm}^{-1} \text{atm}^{-1}$) 是碰撞加宽系数, ν_0 是中心频率。作以下定义:

$$\begin{aligned} x &= \frac{\nu - \nu_0}{\Delta\nu_c / 2} \\ m &= \frac{\nu_m}{\Delta\nu_c / 2} \end{aligned} \quad (2-24)$$

m 通常称为波长调制系数, 把上面两式代入(2-20)式中得:

$$I(t) = I_0 \{1 + \eta \sin 2\pi ft - S(T)NP_{abs}L \left[\frac{2}{\pi \Delta\nu} \frac{1}{1 + (x + m \sin 2\pi ft)^2} \right]\} \quad (2-25)$$

将上式展开傅立叶级数序列, 它的一次谐波(f)和二次谐波($2f$)的系数分别为:

$$I_f = I_0 \eta \quad (2-26)$$

$$I_{2f} = I_0 H_2(x, m) \quad (2-27)$$

$$H_2(x, m) = \frac{2NLP_{abs}S(T)}{\pi\Delta\nu_c} \left\{ \frac{\sqrt{2}(M+1-x^2)\sqrt{M+\sqrt{M^2+4x^2}} + 4x\sqrt{\sqrt{M^2+4x^2}-M}}{m^2\sqrt{M^2+4x^2}} - \frac{4}{m^2} \right\}$$

$$\text{式中 } M = 1 - x^2 + m^2 \quad (2-28)$$

用二次谐波 I_{2f} 和一次谐波 I_f 的比值作为系统的输出来获的气体浓度信息，能消除光强波动等因素带来的干扰。

由式(2-26)各次谐波 $H(x, m)$ 的大小与频率调制深度 m 有关。图 4 展示了随着调制系数 m 的变化 $H_2(x)$ 的变化值规律。随着 m 的增大 $H_2(x)$ 不断加宽，因此可以改变波长调制幅度 ν_m 就可以 $H_2(x)$ 函数线型。从图中可以看到当 $m = 2.2$ 时， $H_2(x)$ 会出现最大值，这对于微弱信号检测来说似乎是一个最佳值，但是随着 m 的增大，二阶信号线型函数 $H_2(x)$ 的线宽也随着增大，就会出现跟相邻的吸收区域重叠也就是说受到其他干扰的机会就增大了，因此，工业应用中一般把 m 设定一个较小值。由图 2-8 还可以看到，当 $x = 0(\nu = \nu_0)$ 即激光源中心频率对准吸收峰的中心波长时， H_2 就是达到最大值时。这时

$$H_{\max} = \frac{2NLP_{abs}S(T)}{\pi\Delta\nu_c} \left\{ \frac{2}{m^2} \left[\frac{2+m^2}{(1+m^2)^{1/2}} - 2 \right] \right\} \quad (2-29)$$

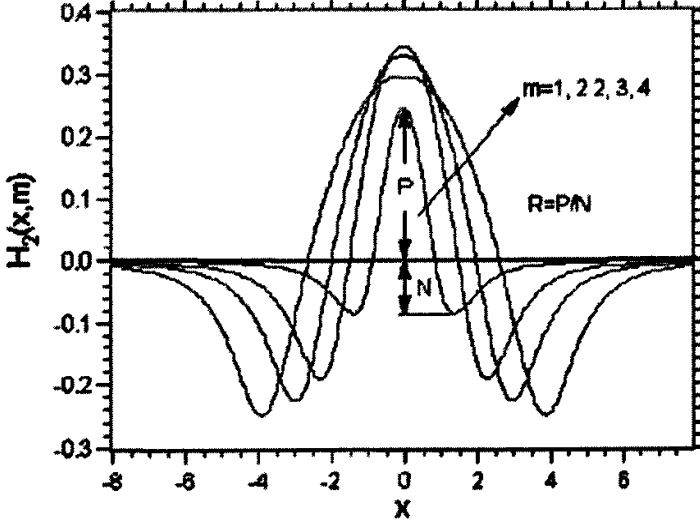


图 2-8 m 值的变化与二次谐波波形

假定 TDL 每次扫描指定波长内获得的二次谐波($n = 2$)分量最大值为 P_{2f} ，可得到计算气体浓度的公式^[18]：

$$N = \frac{\pi\Delta\nu_c P_{2f}}{2LP_{abs}S(T)I_0} \left\{ \frac{2}{m^2} \left[\frac{2+m^2}{\sqrt{1+m^2}} - 2 \right] \right\}^{-1} \quad (2-30)$$

通过相敏检测技术（在第五章有详细介绍）检测频率调制产生的二次谐波波峰幅度值 P_{2f} 就可以推出浓度信息。

2.4 本章小结

本章详细地介绍了 TDLAS 测量系统的基本测量原理、具体的实施方案以及 TI 公司的 TMS320F2811 芯片。提出了基于频率调制的 DSP 数字信号处理算法，分析了提高测量系统分辨率的方法。

第三章 测量系统 Matlab 仿真

3.1 Simulink 简介

近几年,在学术界和工业领域,SIMULINK已经成为在动态系统建模和仿真方面应用最广泛的软件包之一。它的魅力在于强大的功能和简便的操作。作为MATLAB的重要组成部分,SIMULINK具有相对独立的功能和使用方法。确切地说,它是对动态系统进行建模、仿真和分析的一个软件包。它支持线性和非线性系统、连续时间系统、离散时间系统、连续和离散混合系统,而且系统可以是多进程的。

SIMULINK提供了友好的图形用户界面(GUI),模型由模块组成的框图来表示,用户建模通过简单的单击和拖动鼠标就能完成。SIMULINK的模块库为用户提供了多种多样的功能模块,这是一笔丰富的资源。其中在SIMULINK类下的基本功能模块包括了连续系统(Continuous)、离散系统(Discrete)、非线性系统(Nonlinear)几类基本系统构成模块,还包括连接、运算类模块:函数与表(Functions & Tables)、数学运算模块(Math)、信号与系统(Signals & Systems)。而输入源模块(Sources)和接收模块(Sinks)则为模型仿真提供了信号源和结果输出设备。便于用户对模型进行仿真和分析。

模型定律建立好后,就可以直接对它进行仿真分析。可以选择合适的输入源模块(如:正弦波(SineWave))做信号输入,用适当的接收模块(如:示波器(Scope))观察系统响应、分析系统特性。按下工具条上的开始按钮进行仿真,仿真结果输出到接收模块上。如果仿真结果不符合要求,则可以修改系统模的参数,继续进行仿真分析。

3.2 系统仿真技术概述

仿真技术是计算机技术的一种,它的产生和发展有着浓厚的工程实际应用背景。所谓仿真,就是指通过研究一个能代表研究对象的模型来代替对实际对象的研究。计算机仿真就是在计算机上用数字形式表达实际系统的运动规律。

系统仿真的三个基本要素是系统、模型和计算机,联系着它们的三项基本活动是数学模型建立、仿真模型建立(又称二次建模)和仿真实验。如图3-1所示:

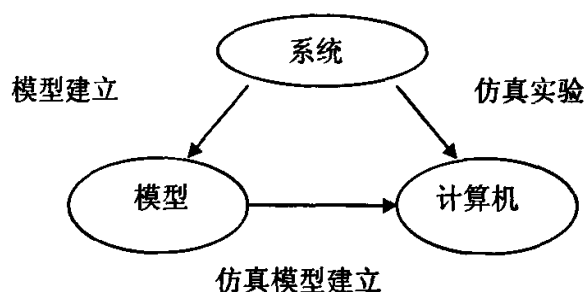


图3-1 系统仿真三要素

系统仿真的工作过程:首先建立系统的数学模型;其次建立系统的仿真模型,主要是设计算法,并转换为计算机的程序,使系统的数学模型能为计算机所接受并能在计算机上运行;最后是对仿真模型的运行,进行仿真实验,再根据仿真实验结果,进一步修正系统的仿真模型。

3.3 系统仿真模块

本论文在 Matlab6.5^[19]的 Simulink 环境下,利用 SimPower SystemToolbox2.3 丰富的模块库,在分析 TDLAS 测量系统的数学建模原理后,建立了气室吸收曲线、二次谐波的仿真模型,并分析了各主要参数的变化对二次谐波的影响。

整个 TDLAS 仿真系统采用层次化结构,其总体框图如图 3-2 所示。它由光源模块、气室模块、数据检测模块三大部分构成。

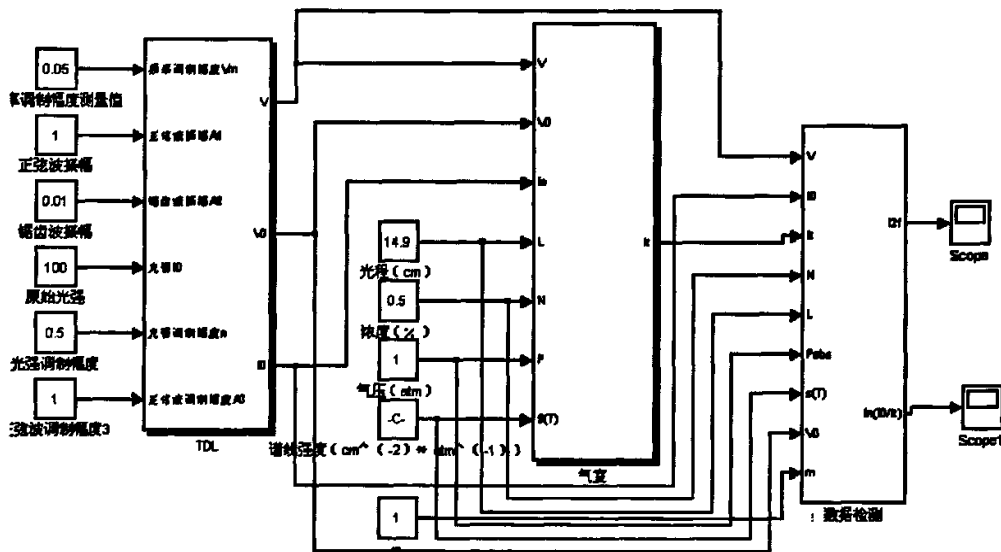


图 3-2 TDLAS 仿真系统结构框图

3.3.1 光源调制模块

光源系统主要包括 DFB 激光二极管和驱动源,而驱动源又分为温度粗控和电流微

控，温度粗调，主要作用为稳定波长，把激光输出的波长定在待测气体吸收谱线的中心波长处。每个 DFB 激光二极管都有一定的输出波长范围，针对所测量的气体吸收谱线的中心波长所在的波段选择合适的 DFB 激光二极管。因为激光二极管输出的波长跟温度有关，管头温度的稳定有助于输出稳定的激光束。因此设定一定温度，就能使激光输出的波长对准气体吸收谱线中心波长。

注入电流可以调制激光的波长和强度，激光器的注入电流由三部分组成。首先为直流分量，它决定了激光器输出激光的光强与中心波长。叠加在直流量的电流有两部分：锯齿波调谐分量和调制电流分量。锯齿波调谐分量决定了激光器输出激光的扫描波长范围，调制电流分量的频率决定了激光器输出激光的调制频率。调制电流分量的幅度决定了激光器输出激光的调制深度。因此本模块主要包括两个组成部分：锯齿波模块、TDL 系统模块。

3.3.1.1 锯齿波模块

注入锯齿波电流(10Hz)，其作用是令激光输出的波长扫描整个待测气体吸收谱线。当注入 10Hz 锯齿波电流时，中心波长 λ_0 移动至少要覆盖整个吸收谱线。假设在注入电流情况下，半导体激光器的在我们研究的波段附近的电流-频率的对应关系为 k_ν ，10Hz 电流信号的电流幅度为 A ，在低频调制范围内，可以认为激光二极管的输出光波长是随注入电流强度线性变化的，那么在一个周期内激光光源的输出波长为：

$$\bar{\nu} = \nu_0 + \Delta\nu \quad (3-1)$$

$$\Delta\nu = A \cdot k_\nu \cdot t \quad (0 \leq t \leq 0.1) \quad (3-2)$$

其 Matlab 仿真模型如图 3-3 所示：

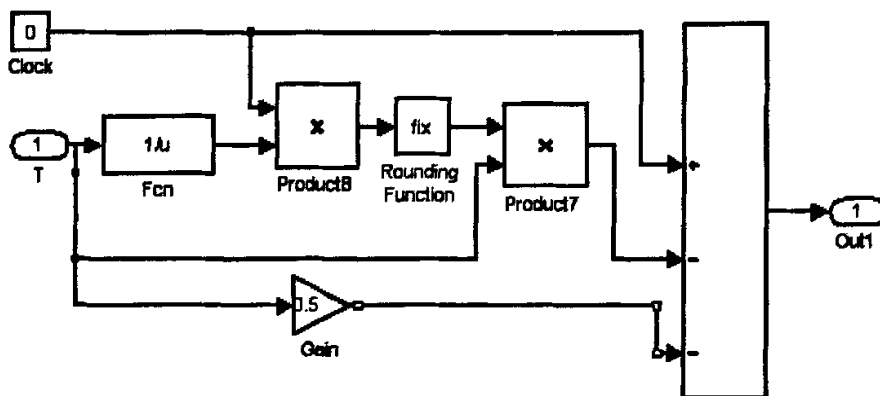


图 3-3 锯齿波发生器模块

仿真结果如图 3-4 所示:

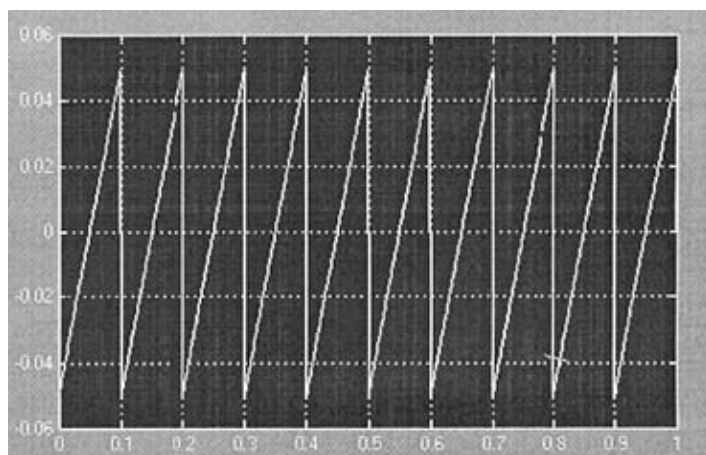


图 3-4 锯齿波信号波形

3.3.1.2 TDL 系统模块

注入正弦波调制电流(30kHz), 其作用是对激光输出波长进行波长调制。在正弦波调制的情况下, 半导体激光器注入电流的调制信号分量为 $B \sin(\omega t)$, ω 为调制电流的角频率。根据研究波段附近的电流—频率的对应关系 k_ν , 即有激光频率调制的幅度为 $B \cdot k_\nu$, 根据式 (2-16), 调制指数可以改为:

$$m = \frac{B \cdot k_\nu}{\Delta \nu_c / 2} \quad (3-3)$$

在调制和调谐信号输入的情况下, 激光器的输出频率为:

$$\nu(t) = \bar{\nu} + B \cdot k_\nu \sin(2\pi \nu_m t) \quad (3-4)$$

式中 $\nu_m = 30 \text{ KHz}$ 。

激光平均频率 $\bar{\nu}$ 随调谐电流缓慢变化, 在调制幅度很小的情况下, 激光输出的光强近似不变 (为方便研究, 假设 $I_0 = 100$), 即:

$$I_0[\nu(t)] \approx I_0(\nu_0) \approx I_0 \quad (3-5)$$

激光输出频率在注入电流的调制下, 其中调谐信号由锯齿波发生器产生, 调制信号由正弦波发生器产生, 仿真模型如图 3-5 所示。图中假定吸收谱线的中心频率为 $6317(\text{cm}^{-1})$ [20]。

输入参数: ①频率为 30 KHz 的正弦波; ②频率为 10 Hz 的锯齿波; ③频率调制幅度

$B \cdot k_\nu$; ④中心频率 ν_0 ; ⑤锯齿波振幅、正弦波振幅 1; ⑥待测气体的吸收谱线中心频率 ν_0 。

输出参数: ①调制输出频率 ν ; ②中心频率 ν_0 。

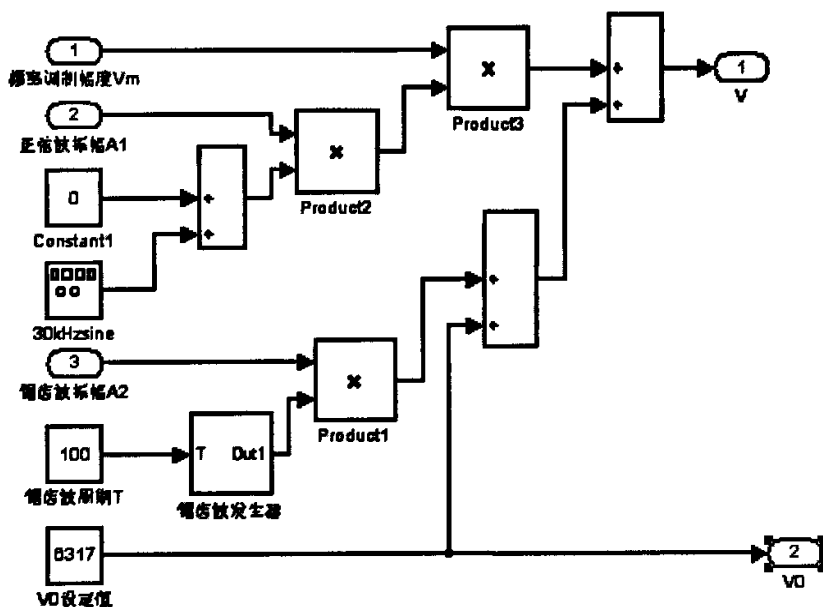


图 3-5 TDL 仿真模块

3.3.2 气室模块

气室模块主要是根据待测气体在指定中心波长处谱线吸收线形函数模型来构建。其关键在于谱线线形函数 $g(\nu - \nu_0)$ 的选取。其功能是模拟光在气室中的吸收。

3.3.2.1 洛伦兹线形函数模型

一般的工业应用中, 通常选择洛伦兹线形函数模型作为气体分子的吸收函数。其仿真模型如图 3-6 所示。

输入参数: ①入射光频率 ν ; ②洛伦兹加宽 $\Delta\nu_L$; ③待测气体的吸收谱线中心频率 ν_0 。

输出参数: 谱线线形函数 $g(\nu - \nu_0)$ 。

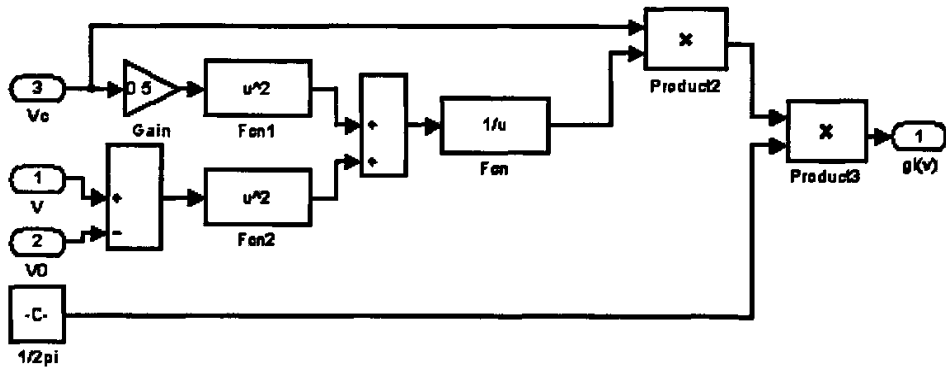


图 3-6 洛伦兹线形函数模型

3.3.2.2 高斯线形函数模型

当吸收气体的浓度较大时，可以选择洛伦兹线形函数模型作为气体分子的吸收函数，其 Matlab 实现如图 3-7 所示。

输入参数：①入射光频率 ν ；②多普勒加宽 $\Delta\nu_d$ ；③ 待测气体的吸收谱线中心频率 ν_0 。

输出参数：谱线线形函数 $gg(\nu - \nu_0)$ 。

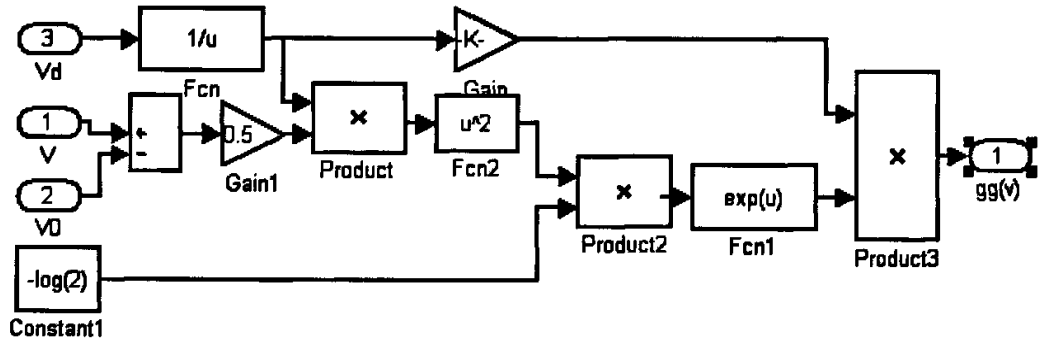


图 3-7 洛伦兹线形函数模型

3.3.2.3 气室模型

根据不同的条件，气室模型可以由洛伦兹函数，或高斯函数，或两者的卷积来构成。本文选择洛伦兹函数模型可以简化问题，其仿真模型如图 3-8 所示。

输入参数：①谱线线形函数 $g(\nu - \nu_0)$ ；②输入光强 I_0 ；③ 光程 L ；④气压 P_{abs} ；⑤待测气体分子的克分子数 N ；⑥谱线强度 $S(T)$ 。

输出参数：穿透光强 I_t 。

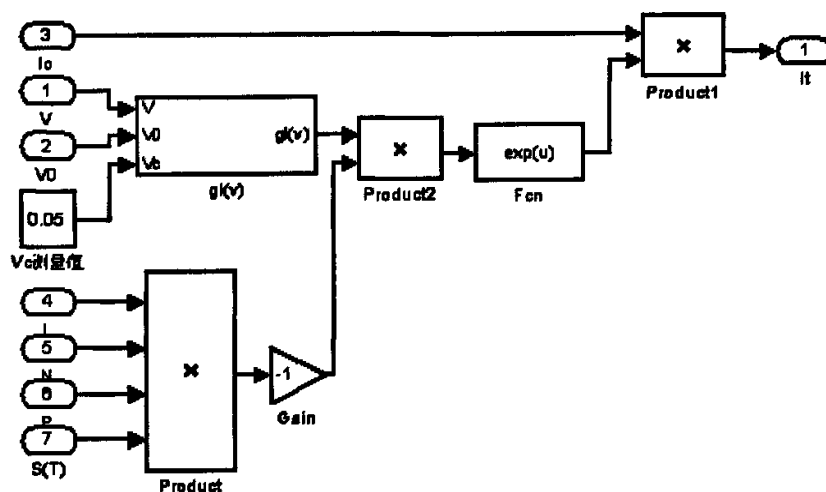


图 3-8 气室模块

3.3.3 数据检测模块

数据检测模块主要是根据待测气体在指定吸收谱线的吸收来构建的。其关键在于测量方法选取。直接测量方法需要对整个吸收谱线的吸收进行积分；而频率调制测量方法主要到出二次谐波的波形，求出它的总信号振幅和负峰值，其仿真模型如图 3-9 所示。

输入参数：①入射光强 I_0 ；②穿透光强 I_t ；③入射光频率 ν ；④待测气体的吸收谱线中心频率 ν_0 ；⑤谱线强度 $S(T)$ ；⑥谱线线形函数 $g(\nu - \nu_0)$ ；⑦光程 L ；⑧气压 P_{abs} ；⑨待测气体分子的克分子数 N ；

输出参数：①穿透光强的二次谐波 I_{2f} ；②气室吸收曲线 $\ln(I_0/I_t)$ ；

再由上面的数据可以得气体分子的浓度（一个或多个）或温度。

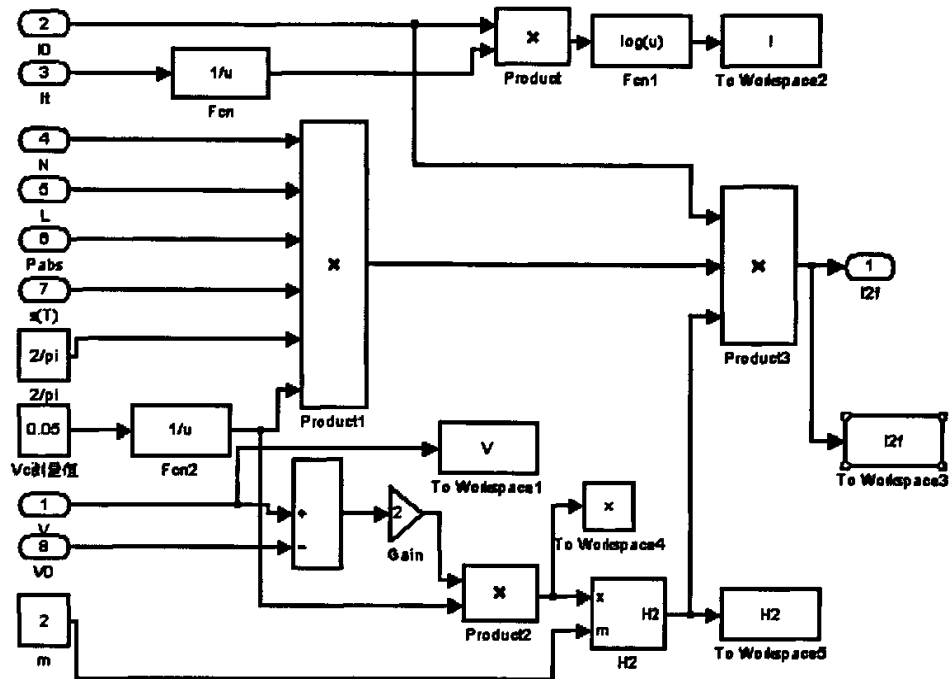


图 3-9 数据检测模块

本模块主要针对 Lorentz 线形函数模型。

3.4 仿真结果分析

在初始条件给定的情况下，仿真结果如图 3-10、图 3-11 所示，基本上反映了实际气室吸收的情况，得到了气体吸收曲线与二次谐波的波形。

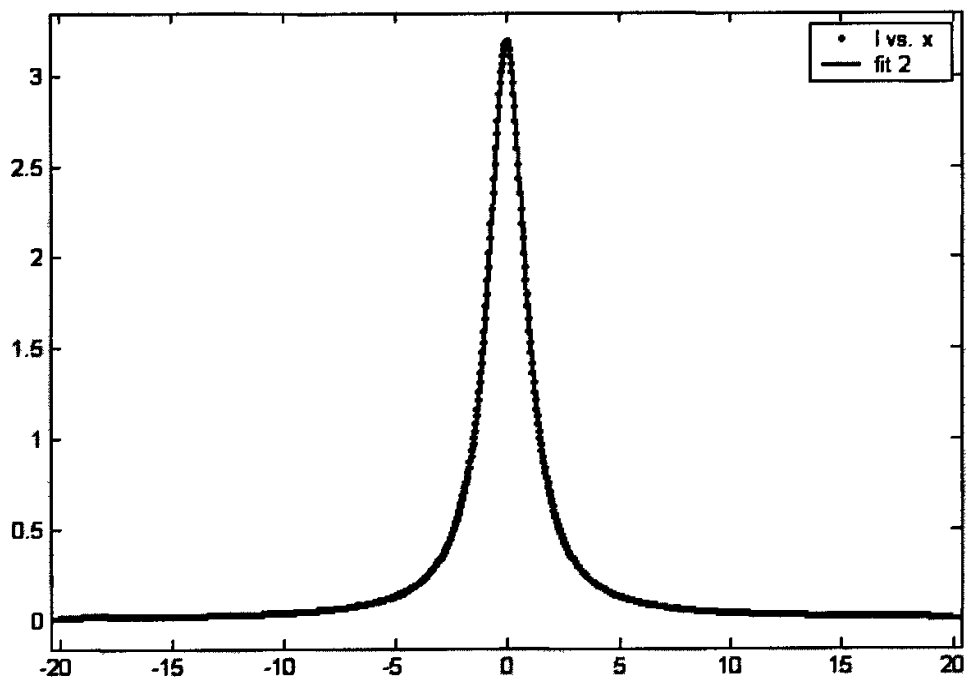


图 3-10 气体吸收曲线,

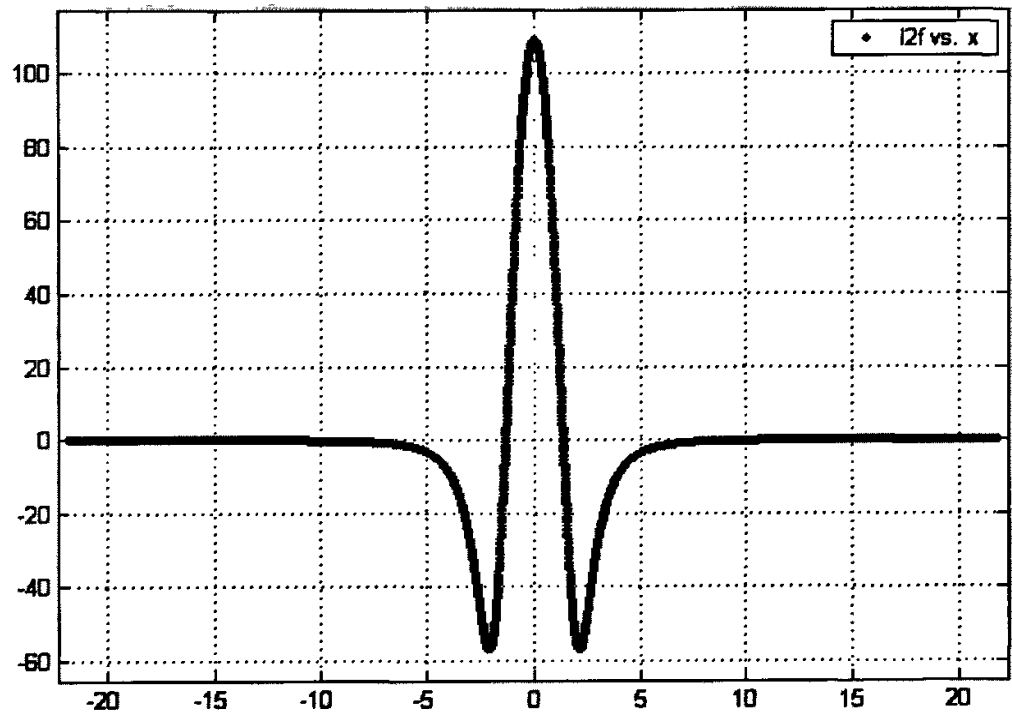


图 3-11 二次谐波波形

由图 3-10 可知，在计算条件给定的情况下，当 $x=0$ ，即 $\nu=\nu_0$ ，激光光源频率对准气体吸收谱线中心时， $H_{2f}(m)$ 达到最大值。由图 7 可知，气体吸收率达到最大值。此

时:

$$H_{\max} = \frac{2NLP_{abs}S(T)}{\pi\Delta\nu_c} \left\{ \frac{2}{m^2} \left[\frac{2+m^2}{(1+m^2)^{1/2}} - 2 \right] \right\} \quad (3-6)$$

在实际的测量中，一般都要求对准中心波长以获得较大的吸收率。

由式(2-26)可知，二次谐波的线型主要取决于谱线线型（本论文用 Lorentz 曲线描述气体分子的吸收谱线线型）和调制深度 m 。图 2-8 展示了不同 m 值 $H_{2f}(x)$ 不同的变化值。随着 m 的增大 $H_{2f}(x)$ 不断加宽，因此改变正弦波调制幅度 ν_m 就可以改变 $H_{2f}(x)$ 函数线型。

当 $m = 2.2$ 时， $H_{2f}(x)$ 会出现最大值，这对于微弱信号检测来说是一个最佳值。但是随着 m 的增大， $H_{2f}(x)$ 的线宽也随着增大，就会出现跟相邻的吸收区域重叠也就是说受到其他干扰的机会就增大了，因此，工业应用中一般把 m 设定一个较小值。

同时，改变初始浓度 N 的值可以得到不同的浓度下气室的吸收情况以及二次谐波波形，例如当 $N = 0.25$ 时得到的吸收曲线、二次谐波波形如图 3-12、3-13 所示。

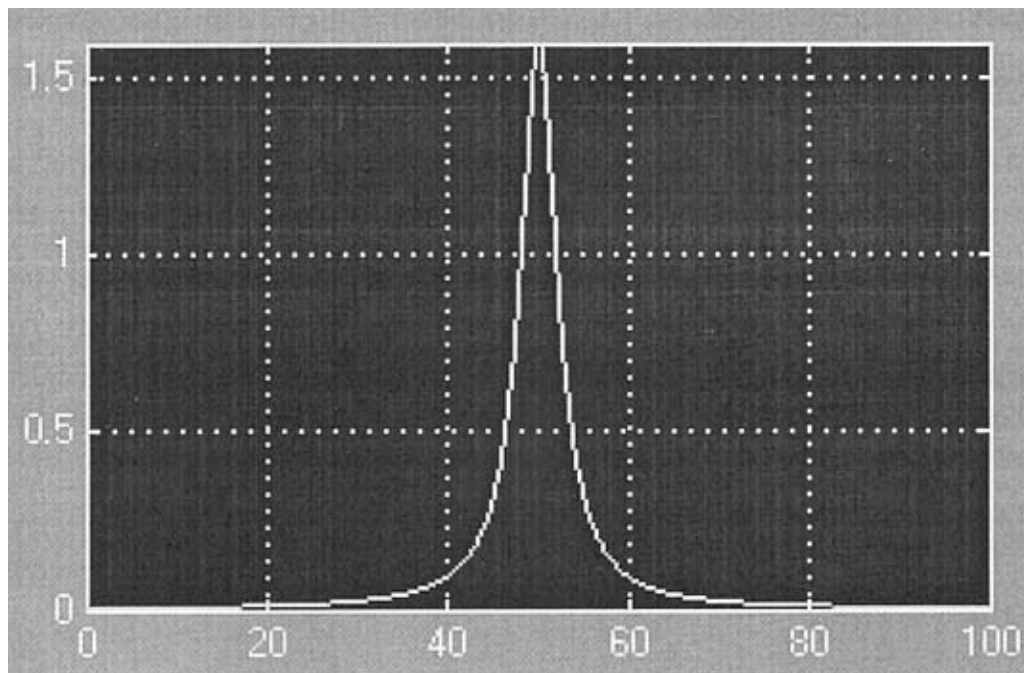


图 3-12 N 值改变后气体吸收曲线

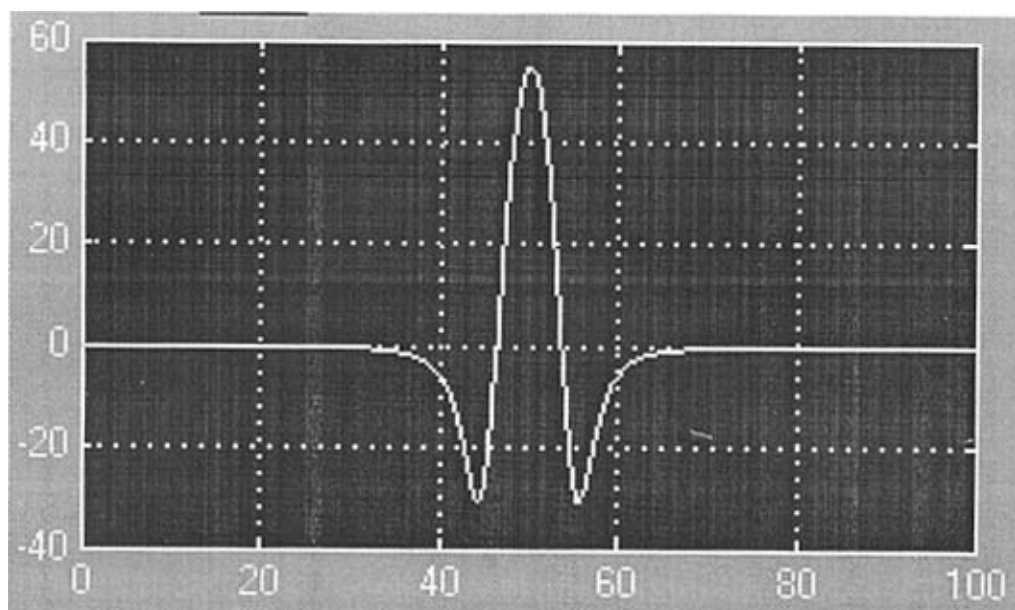


图 3-13 N 值改变后的二次谐波波形

同理改变其它参数的初始值也可以观察到各参数变化对气体吸收和二次谐波波形的影响，在条件给定的情况下，仿真模型能模拟出气体的吸收曲线，二次谐波波形，并能反映当各参数变化时对气体吸收曲线、二次谐波波形的影响。

3.5 本章小结

本章利用 MATLAB 中的动态仿真工具 SIMULINK，建立基于 TDLAS 的气体测量系统的仿真模型。仿真模型能较准确、真实地反映实际的光源调制结果与气室吸收情况，并分析了各主要参数的变化对气体吸收曲线与二次谐波波形的影响，仿真的结果对 TDLAS 系统的开发有一定的参考价值。

第四章 基于 DSP 的 FIR 数字滤波器设计

当输入信号频率在 $f_s \pm f_r$ 附近会有较大输出时, 这是由于信号频率大于折叠频率 $f_s/2$ 而产生了混迭效应^[21]。混迭效应会使数字 LIA 的频率选择性能变差, 为此在对信号采样前使用反混迭滤波器, 将大于折叠频率的成分滤除。

在许多信号处理应用中使用数字滤波器代替模拟滤波器是有利的。数字滤波器容易实现不同的幅度和相位频率特性指标, 克服与模拟滤波器器件性能相关的电压漂移、温度漂移和噪声问题。同时用 DSP 芯片实现数字滤波除了具有稳定性好、精确度高、不受环境影响外, 还具有灵活性好的特点并可对 DSP 芯片编程来实现数字滤波的参数修改, 进而十分方便地修改滤波器的特性。因此本系统采用基于 DSP 的数字滤波器来进行滤波。

4.1 FIR 滤波器与 IIR 滤波器的比较

4.1.1 FIR/IIR 的优缺点

所谓数字滤波器, 是指输入输出均为数字信号, 通过一定的运算关系改变输入信号中所含的频率成分的相对比例, 或者滤除某些频率成分的器件。若其系统函数为 $H(z)$, 其脉冲响应为 $h(n)$, 对输入时间序列为 $x(n)$, 若输出时间序列为 $y(n)$, 则它们在时域内有如下关系:

$$Y(n) = h(n) * x(n) \quad (4-1)$$

在 Z 域内有如下关系:

$$Y(z) = h(z) * x(z) \quad (4-2)$$

式中 $x(z)$ 、 $y(z)$ 分别是 $x(n)$ 、 $y(n)$ 的 Z 变换。

在频域内有如下关系:

$$Y(j\omega) = h(j\omega) * x(j\omega) \quad (4-3)$$

式中 $h(j\omega)$ 是数字滤波器的频率特性, $x(j\omega)$ 、 $y(j\omega)$ 分别是 $x(n)$ 、 $y(n)$ 的频谱, ω 是数字角频率。

数字滤波器^[22]总体可以分为两大类, 一类称为经典滤波器, 输入信号中的有用成分和希望滤除的成分占用不同的频带, 通过适当的选频滤波器可实现滤波; 另一类称为现代滤波器, 如维纳滤波器、卡尔曼滤波器等, 其输入信号中有用信号和希望滤除的乘法频带交叠。对于经典滤波器, 从频域上还可以分为低通、高通、带通、带阻滤波器。从时域特性上来看, 数字滤波器还可以分为有限冲激响应数字滤波器(FIR)和无限冲激响应

数字滤波器(IIR)。

FIR 滤波器与模拟滤波器不同, 具有一个有限长度的脉冲响应。所以, 当在 FIR 滤波器的输入端输入一个脉冲, 那么根据滤波器的长度, 输出端仅产生一定数量的采样值的变化。滤波器长度常用于 FIR 滤波器, 是滤波器阶数的代名词。对于有限冲激响应数字滤波器(FIR)其输出 $y(n)$ 只取决于有限个过去和现在的输入 $x(n)$, $x(n-1)$ …… $x(n-m)$ 。

IIR 滤波器理论上具有无限的脉冲响应。所以在 IIR 滤波器的输入端输入一个脉冲时, 输出端会产生无限期的变化。这些变化在一段时间之后会变得很小, 所以对任何实际用途, 滤波器都被定为有限状态。但是理论上, 这些变化仍然存在。对于无限冲激响应数字滤波器(IIR), 它的输出不仅取决于过去和现在的输入, 还跟过去的输出有关。

FIR 滤波器的主要优点是:

(1)它能提供理想的线性相位响应, 从而在整个频带上获得常数时延, 这正是零失真信号处理所需要的。

(2)它可以采用十分简单的算法进行实现, 事实上, 各种算法除了滤波器长度方面都是一样的。

(3)降低了算法对有限的算术精度和舍入误差的灵敏度, 并保证了稳定性, 不会再陷入莫名其妙地陷入振荡了。

群时延就是相位随速率变化的速率, 用于衡量信号中给定的频率分量在通过滤波器时的延时量。理想的滤波器应具有零时延。如果通过滤波器的时延是常数, 就要求滤波器的相位响应随频率线性衰减, 即相位变化的速率是常数。通过滤波器的群时延同滤波器阶数 N 和采样周期 T_s 直接相关, 具体关系如下:

$$FIR\text{滤波器时延} = (N-1)T_s / 2 \quad (4-4)$$

FIR 滤波器的缺点是:

(1)虽然可以采用加窗方法或频率取样等简单方法设计 FIR 滤波器, 但往往在过渡带上和阻带衰减上难以满足要求, 因此不得不采用多次迭代或采用计算机辅助设计, 从而使设计过程变得复杂。

(2)在相同的频率特性情况下 FIR 滤波器阶次比较高, 所需要的存储单元多, 从而提高了硬件设计成本。

IIR 滤波器的主要优点是:

(1)它可以用来模仿大多数模拟滤波器的响应。所以, 如果的确需要获得四阶的巴特

沃思滤波器响应, 使用 IIR 滤波器就可以相当精确地实现。

(2) 满足一定技术要求和幅频响应的情况下, IIR 滤波器设计成具有递归运算的环节, 所以它的阶次一般比 FIR 滤波器低、所用存储单元少, 而且执行循环次数也少得多。

IIR 滤波器的缺点是:

(1) 只能设计出有限频段的低、高、带通和带阻等选频滤波器。除幅频特性能够满足技术要求外, 它们的相频特性往往是非线性的, 这就会使信号产生失真。

(2) 由于 IIR 滤波器采用了递归型结构, 系统存在极点, 因此设计系统函数时, 必须把所有的极点置于单位圆内, 否则系统不稳定。而且有限字长效应带来的运算误差, 有时会使系统产生寄生振荡。

从以上简单比较可以看出: IIR 和 FIR 滤波器各有优缺点, 因此在选用时, 应根据技术要求和所处理信号的特点予以考虑。例如对一些检测信号、语言通讯信号等, 它们对信号的相位不十分敏感, 这时以选用 IIR 较合适。而对于图像信号、数据传输等以波形携带信息的信号, 在处理或滤波时不应有波形失真, 这时应选用具有线性相位特性的 FIR 滤波器为宜。当然在硬件设计时, 还应根据信号处理芯片特点和经济效益等多方面的因素来选择滤波器的类型。

4.1.2 FIR/IIR 的选择

FIR 和 IIR 滤波器不论是在性能还是在设计方法上都有着很大的区别, FIR 滤波器可以根据给定的频率特性直接设计, 而 IIR 滤波器则需要使用通用模拟滤波器设计方法进行设计, 但是不管 FIR 和 IIR, 其设计步骤如下^[23]:

(1) 确定指标: 在设计滤波器前必须有一些性能指标, 这些指标需要根据应用确定。

(2) 模型逼近: 一旦确定了指标就可以利用一些基本原理和关系式提出一个滤波器模型来逼近给定的指标体系。这是滤波器设计所要研究的主要问题。

(3) 实现: 上面两步结果得到的滤波器通常是以差分方程系统函数或脉冲响应来描述的。根据这个描述用硬件和计算机软件来实现。对于许多应用来说, 数字滤波器一般具有如下差分方程:

$$y(n) = \sum a_k x(n-k) + b_k y(n-k) \quad (4-5)$$

式中, $x(n)$ 为输入序列, $y(n)$ 为输出序列, a_k 和 b_k 为滤波器系数, 若 $b_k = 0$, 则

$$y(n) = \sum a_k x(n-k) \quad (4-6)$$

上式(2-5)就是 FIR 滤波器的差分方程, 不失一般性, 下面用:

$$y(n) = \sum h(k)x(n-k) \quad (4-7)$$

来表示 FIR 滤波器的差分方程，对式(4-6)进行 Z 变换，整理后可得到 FIR 滤波器的传递函数：

$$H(z) = \sum h(k)z^{-k} \quad (4-8)$$

从上面的简单比较可以看到 IIR 与 FIR 滤波器各有所长，所以在实际应用时应该从多方面考虑来加以选择。从使用要求来看，在对相位要求不敏感的场所，如语言通信等选用 IIR 较为合适，这样可以充分发挥其经济高效的特点；对于图像信号处理，数据传输等以波形携带信息的系统，则对线性相位要求较高。在本测量系统希望在通带中具有线性相位响应。在 FIR 滤波器中可以得到精确的线性相位硬件比较容易实现且稳定，而在 IIR 滤波器中通带的相位是不可能得到的，因此选择 FIR 数字滤波器作为信号输入锁相放大器前的抗混叠滤波器。

4.2 Matlab 实现的 FIR 滤波器仿真

MATLAB 共有五种设计 FIR 数字滤波器的方法。第一种是窗函数法，对应的 MATLAB 函数有 `firl`, `fir2`, `Kaiserord`；第二种方法是含过渡带的设计方法，它利用等纹波或者最小均方逼近理想滤波器的频域响应，其中包含了切比雪夫逼近设计方法，对应的 MATLAB 函数有 `fins`, `remenz`, `remezord`；第三种方法是最小二乘约束设计法，它是使设计的滤波器和理想滤波器的误差在整个频段上积分，使得积分值最小，对应的 MATLAB 函数有 `fircls`, `fircls1`；第四种设计方法是非线性相位滤波器设计方法，它设计出 FIR 滤波器是非线性相位的，对应的 MATLAB 函数为 `cremez`；第五种设计方法是升余弦设计方法，采用升余弦函数将进行滤波器设计，对应 MATLAB 函数为 `firrcos`。

在 MATLAB 环境下，利用它已有的大量滤波器设计函数，加上日益成熟且方便的界面技术，已经可以把所有的设计方法和过程集成在一起，构成一个滤波器综合设计的工具。在信号处理工具箱中，这个工具的名称为 `fdatool` (Filter Design and Analysis Tool 的缩写)。

在 MATLAB 命令窗中，键入 `fdatool`，就得到如图 4-1 所示的界面。这个工具界面包含了全部滤波器设计的功能。

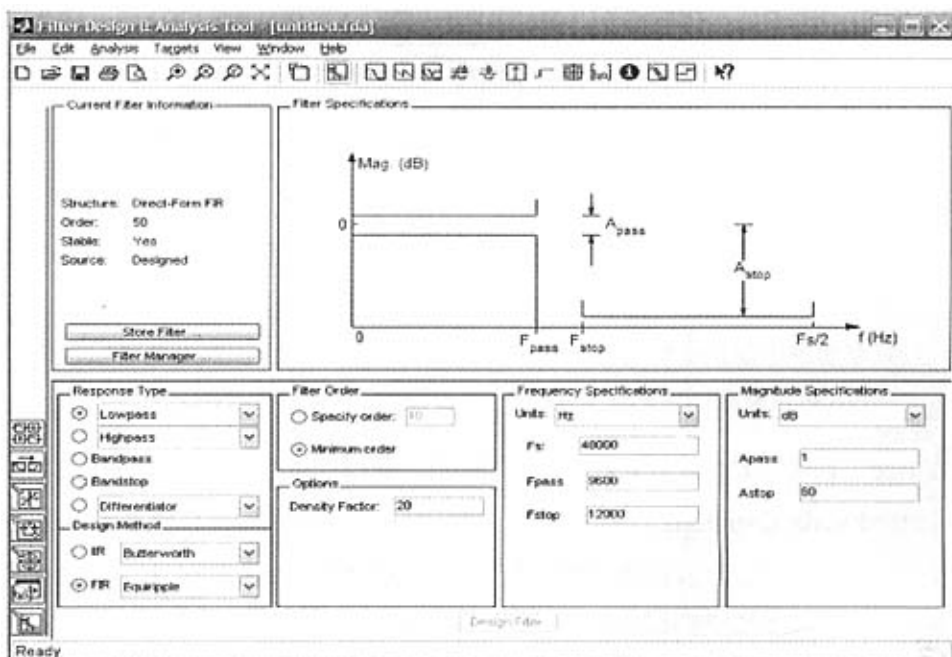


图 4-1 滤波器设计工具的启动界面

实际设计过程非常简单，先在下半画面的各栏中，正确填写滤波器的要求和指标，然后按最下方正中的“设计”按钮，结果就会在上半画面中显示出来。本系统中根据要满足的性能指标设计的滤波器如图 4-2 所示：

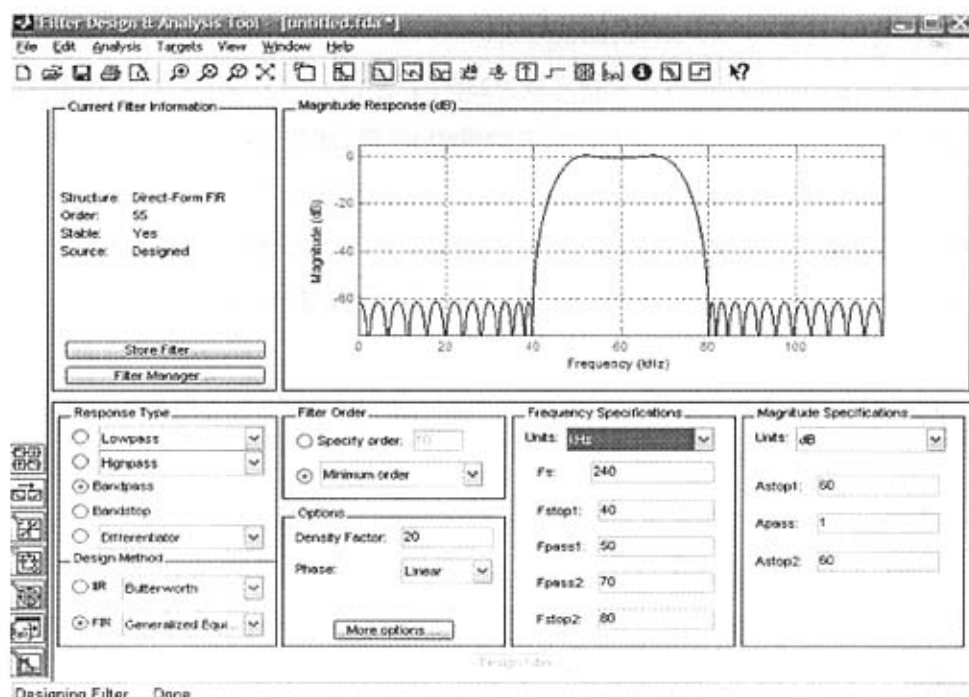


图 4-2 FIR 带通数字滤波器设计图

Matlab语言由于具有数值计算功能、符号计算功能、数据可视化功能、缄默仿真可视化功能，使得Matlab在算法设计、模型建立、仿真研究、算法验证、数据可视等各个环节得到广泛的应用。

假设FIR滤波器的冲击响应为 $h(0)$ 、 $h(1)$ 、 $h(2)\cdots$ 、 $h(N-1)$ ， $x(n)$ 为滤波器的输入信号，则对应的滤波器输出 $y(n)$ 由下面的关系式决定。

$$y(n) = h(0)x(n) + h(1)x(n-1) + h(2)x(n-2) + \cdots + h(N-1)x[n-(N-1)] \quad (4-9)$$

一般只要实现上面的计算关系式就实现了信号滤波，从上面的关系式可以看出，首先必须知道FIR滤波器的冲击响应系数 $h(0)$ 、 $h(1)$ 、 $h(2)\cdots$ 、 $h(N-1)$ 。

为了便于直观查看滤波效果，使用Matlab语言模拟产生4正弦合成信号，输入信号频率为： $f_1=30\text{KHz}$; $f_2=60\text{KHz}$; $f_3=90\text{KHz}$; $f_4=120\text{KHz}$ 的混合频率，采样频率为 $f_s=240\text{KHz}$ 。通过Fdatool所设计的带通FIR滤波器将原始信号中频率低于60KHz、大于60KHz的正弦信号滤掉，留下频率为60KHz的信号，达到滤波的效果。

Matlab程序^[24]主要分为3大部分，第1部分是使用for循环产生滤波前的4正弦合成信号；第2部分是由fdatool^[25]设计的FIR带通滤波器所得的参数（阶数 n 、归一化频率 wn ）以及Matlab信号处理工具箱提供的关于契比雪夫逼近算法应用函数，即最佳一致逼近法设计FIR滤波器的函数Remez，得到滤波器的冲击响应系数；第3部分是用filter2函数进行滤波，经过FFT变换观察频域内的滤波效果。

在编写的Matlab程序中设定采样点数为256个，采样频率为240KHz，输入信号为30KHz、60KHz、90KHz、120KHz的合成信号 $y(k)$ ，第1部分的程序为：

```
N=256;
fs=240000;
dt=1/240000;
for k=1:N;
    f1=30000;
    f2=60000;
    f3=90000;
    f4=12000;
    y(k)=sin(2*pi*f1*k*dt)+sin(2*pi*f2*k*dt)+sin(2*pi*f3*k*dt)+sin(2*pi*f4*k*dt);
end
```

经过将原始信号做FFT变换，得到的频谱如图4-3所示：

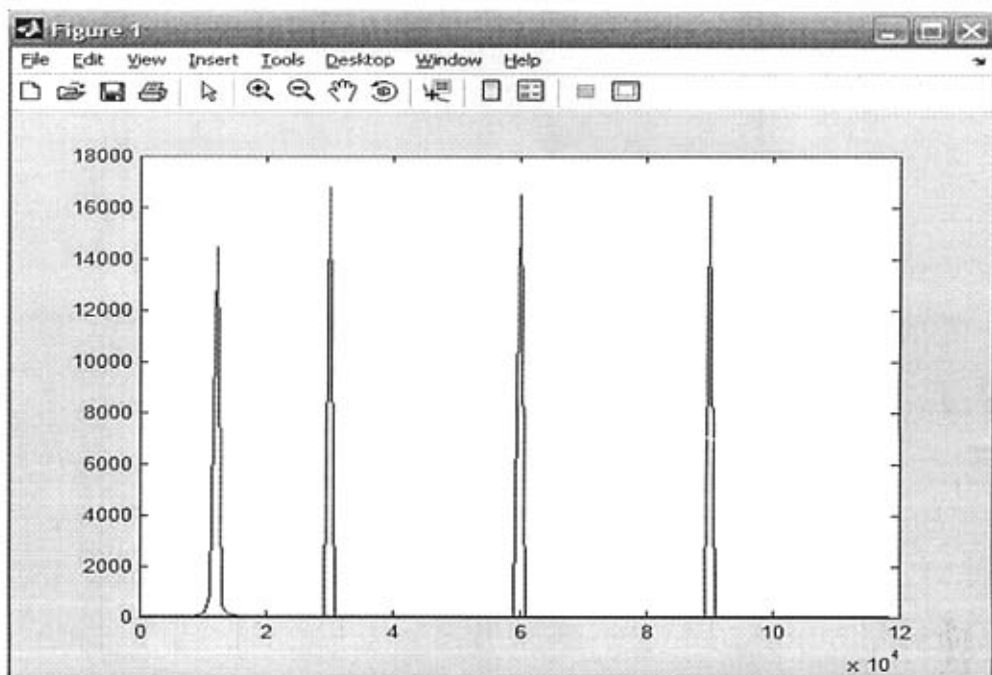


图 4-3 滤波前的输入信号频谱

第2部分的程序为：

```
f=[0 1/3 5/12 7/12 2/3 1];
```

```
a=[0 0 1 1 0 0] ;
```

```
n=61;
```

```
b1=remez(n,f,a);
```

得到滤波器的单位脉冲响应系数。 $b1=remez(n,f,a)$ 的意义是用最佳一致逼近法设计 FIR 滤波器，其中 $b1$ 是一个长度为 $n+1$ 的滤波器系数组成的向量；输入参数 f 是频带边缘频率向量，它的取值范围为 $(0.0, 1.0)$ ，其中 1.0 对应于 $0.5f_s$ ， f_s 为采样频率， f 的元素必须按照升序排列的；输入参数 a 和输入参数 f 必须具有相同大小，它是由 f 指定的各个频带上的幅值向量所组成。

第3部分的程序为：

```
yy1=filter2(b1,y);
```

指令中的 $yy1$ 表示滤波器的输出信号， y 为滤波器的输入信号。Filter2 函数通过数学运算达到了滤波效果。滤波器在数学上相当于解一个差分方程，滤波器的实质就是对输入信号进行乘加运算得到输出信号，在 DSP 中所有的算法实际上都是乘加运算。

经过滤波后将输出信号做 FFT 变换，得到的频谱如图 4-4 所示：

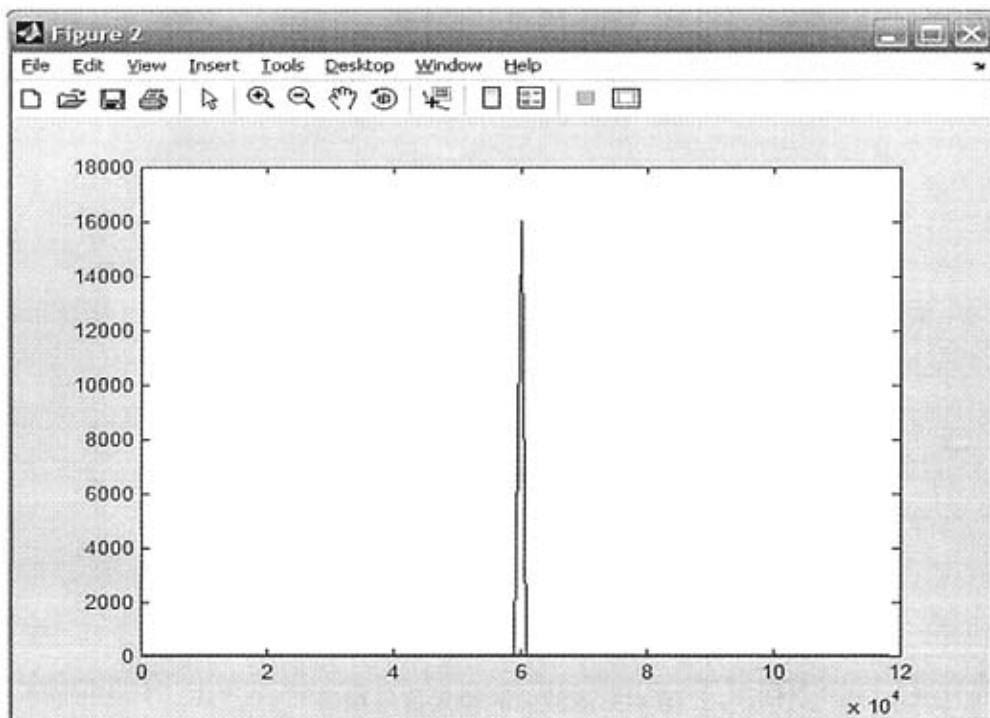


图 4-4 滤波后的输入信号频谱

运行程序，比较滤波前后的时域和频域波形，如图 4-5 所示：在时域上滤波前正弦合成信号很难看出信号的周期性，信号很杂乱，滤波后的波形整齐，很容易看出信号的周期。在频域上滤波前信号的频谱为 4 个峰值，而滤波后信号的频谱仅仅只有一个 60KHz 的信号。所以，从频谱上可以明显地看出滤波达到了去高低信号的效果。如果需要其他类型的滤波器，例如低通、高通滤波器，或者滤波参数的调整，只需要在 Matlab 仿真得到各种参数，代入此程序就可以实现各种滤波器的算法。

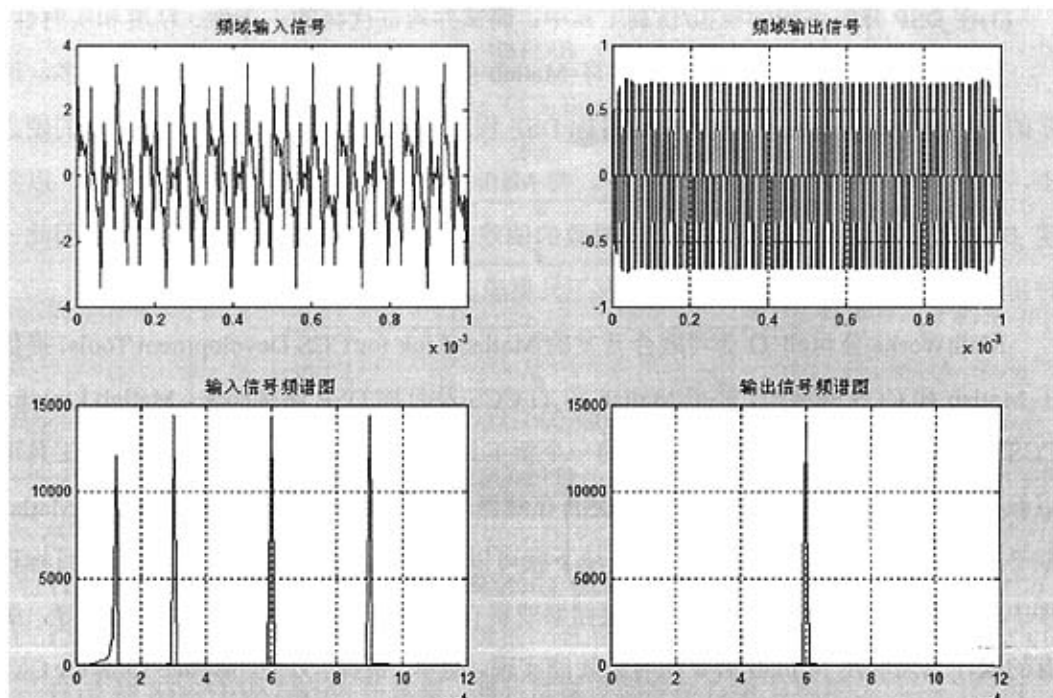


图 4-5 滤波前后时域频域信号波形

4.3 基于 Matlab 和 DSP 实现的 FIR 数字滤波器

Matlab 是一个强大的分析、计算和可视化工具，特别适用于数字信号处理算法的分析和模拟，使用非常方便 Matlab [26]。但是由于 Matlab 程序的执行速度相对于实时信号处理来说，仍显得太慢，而 Matlab 所依赖的平台是计算机等设备，这类设备的体积、功耗不适合于实时信号处理，设备的结构也无法满足实时信号处理所要求的高速数据输入/输出，因此 Matlab 在数字信号处理技术中，适合于对算法的模拟以及对实测数据的事后处理。不过目前有一种新的技术，可以将 DSP 和 Matlab 两者密切的结合起来，充分利用两者的特长，有力地促进数字信号处理算法的实现。

20 世纪 90 年代后期，Matlab 作为一种有效的信号处理工具出现后，逐渐渗透到 DSP 的设计中。用 C 语言要比用汇编语言编程好得多，而用 Matlab 又比 C 语言编程方便得多。

在设计一个实时 DSP 系统前，常常用 Matlab 对算法在 DSP 上运行的性能进行模拟，以验证算法的正确性。当模拟结果满意时再把算法修改成 C 或 DSP 汇编语言在目标 DSP 板上实现、验证。具体步骤：

- (1) 用 Matlab 模拟算法；
- (2) 根据 Matlab 程序，编写用于 DSP 的 C 或汇编语言程序，生成可执行代码；

(3)在 DSP 开发系统的模拟/仿真工具中, 调试并验证代码的正确性、精度和实时性;

编写 C/C++、汇编语言算法与编写 Matlab 算法不是一个概念, 前者复杂的多, 通常的工作就是通过开发工具 CCS 把目标 DSP 程序运行的中间结果保存到 PC 机的硬盘上, 然后再调入到 Matlab 工作空间中, 与 Matlab 仿真算法的中间结果进行比较, 以发现 DSP 程序中由于设计或精度问题导致的偏差, 如此反复进行, 非常不方便, 因此一种新的工具能够把 Matlab 和 DSP 开发工具集成在一起。

MathWorks 公司和 TI 公司联合开发的 Matlab Link for CCS Development Tools, 提供了 Matlab 和 CCS 的接口, 即把 Matlab 和 TI CCS 及目标 DSP 连接起来。Matlab Link for CCS Development Tools 作为 Matlab 的一个新工具箱被集成在 Matlab 中。利用此工具可以像操作 Matlab 变量一样来操作 TI DSP 存储器或寄存器, 即整个目标 DSP 对于 Matlab 似乎是透明的, 开发人员在 Matlab 环境下就可以完成对 CCS 的操作。调用 DSP 目标程序中的函数, 读写 DSP 中的某一段存储器或寄存器, 利用 RTDX 实时数据交换等, 所有的操作只需利用 Matlab 命令和对象就能实现, 简单、快捷、方便。Matlab Link for CCS Development Tools (简称 CCSLink) 可以支持 CCS 能够识别的任何目标板, 包括 TI 公司的 DSK、EVM 板和用户自己开发的目标 DSP (C2000, C5000, C6000) 板。

4.3.1 CCSLink 的功能及特点

集成在 Matlab 中的 CCSlink 工具^[27]把 Matlab、TI 开发环境 CCS^[28]以及硬件 DSP 连接起来, 开发者在 Matlab 的环境下就可以完成对 CCS 和硬件目标 DSP 的操作, 它提供了 Matlab、CCS 和硬件目标 DSP 的双向连接, 开发者可以利用 Matlab 强大的可视化、数据处理和分析函数对来自 CCS 和硬件目标 TI DSP 的数据进行分析和处理, 这样大大简化了 TI DSP 软件开发的分析、调试、验证过程。

利用 CCSlink 工具可以把数据从 CCS 中传到 Matlab 中去, 也可以把数据从 Matlab 中传到 CCS 中。而且通过 RTDX 实时数据交换技术, 可以在 Matlab 和实时运行的 DSP 之间建立连接, 在它们之间实时传递数据而不使 DSP 正在运行的程序停止。这样提供了一个观察 DSP 实时运行情况的窗口。在 Matlab 中改变一个参数或变量, 并把此值传递给正在运行的 DSP, 从而可以实时地调整或改变处理算法。可以在同一的 Matlab 环境中完成原理设计、仿真、调试、测试和在 DSP 上运行。Matlab、CCS、CCSlink 和硬件目标 DSP 板之简单关系如图 4-6 所示:

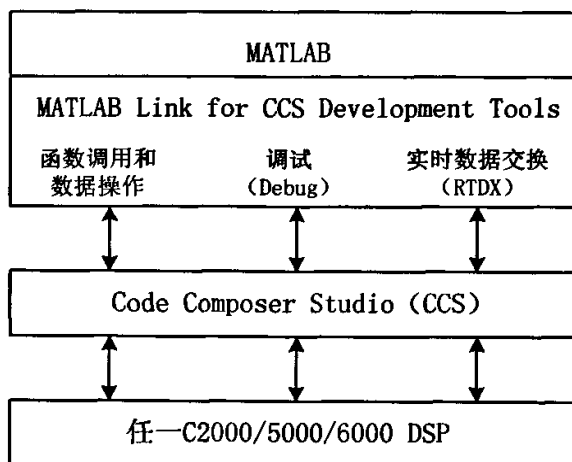


图4-6 CCSLink将MATLAB和TI开发工具及目标DSP连接

CCSlink 主要特点:

- (1)提供 Matlab 函数, 可以自动完成调试、数据传递和验证。
- (2)在 Matlab 和 DSP 之间实时传递数据, 而不用停止 DSP 中程序执行。
- (3)支持 XDS510/XDS560 仿真器, 可以高速调试硬件 DSP 目标板。
- (4)提供嵌入式对象, 任意访问 C/C++变量或数据。
- (5)对测试、验证和可视化 DSP 代码提供帮助。
- (6)扩展了 Matlab 和 eXpressDSP 工具的调试能力。
- (7)符合 TI eXpressDSP 标准。

CCSLink 的配置:

Matlab6.5 以上的版本集成了 CCSLink 工具, CCSLink 可以支持 CCS 能够识别的任何板卡及其硬件 DSP, 除了上述硬件, CCSLink 还需要 MathWorks 公司和 TI 公司的软件产品支持包括:

- (1)MathWorks 公司的 Matlab6.5 或更新版本, 信号处理工具箱 2.0 或更新版本。
- (2)TI 公司的编译器、汇编器、链接器、CCS2.2 配置工具以及其它工具。

验证 CCSLink 是否在主机上安装成功, 在 Matlab 命令窗中输入命令:

```
help ccslink
```

如果安装成功就会在命令窗口中显示出产品信息。如果 Matlab 不能返回任何信息就需要重新安装 CCSLink。

验证 CCS 是否在主机上安装成功, 在 Matlab 命令窗中输入命令:

```
ccsboardinfo
```

如果 CCS 安装成功就会在命令窗口中显示出板卡的信息。如果 Matlab 不能返回任

何信息就需要重新安装 CCS。

CCSLink 的内容

CCSLink 提供的 Matlab 函数完成 Matlab 与 CCS 和目标 DSP 的存储器及寄存器的信息之间的交换。CCSLink 提供了三个组件的内容：

(1)与 CCS IDE 的连接对象。利用此对象来创建 CCS IDE 和 Matlab 的连接。从 Matlab 的命令窗中可以运行 CCS IDE 中的应用程序，向硬件 DSP 存储器或寄存器发送或取出数据，检查 DSP 的状态，而且可以开始和停止 DSP 上运行的程序。

(2)与 RTDX 的连接对象。提供 Matlab 和硬件之间的实时通信通道。利用此连接对象，可以打开、使能、关闭或禁止 DSP 和 RTDX 通道，利用此通道可以实时地向硬件目标 DSP 发送和取出数据而不用停止 DSP 上正在执行的程序。例如把原始数据发送给程序进行处理，并把处理结果取回到 Matlab 空间中进行分析。

RTDX 连接对象实际上是 CCS 连接对象的一个子类，在创建 CCS 连接对象的同时创建 RTDX 连接对象，它们不能分别创建。

(3)嵌入式对象。在 Matlab 环境中创建一个可以代表潜入在目标 C 程序中的变量的对象。利用嵌入式对象可以直接访问嵌入在目标 DSP 的存储器和寄存器中的变量，即把目标 C 程序中的变量作为 Matlab 的一个变量对待。在 Matlab 中收集 DSP 程序中的信息，转变数据类型，创建函数声明，改变变量值，并把信息返回到 DSP 程序中，所有这些操作都在 Matlab 环境下完成。

实际上，无论连接对象还是嵌入式对象都作为 Matlab 中的一种对象来对待。与 Matlab 中的所有面向对象编程一样，可以设置和获取对象的属性及其属性值，即在 Matlab 中对所有对象的操作方式一样的，只是对应的属性及属性值不同而已。

嵌入式对象利用连接对象来访问目标 DSP 的存储器和寄存器内容，因此在利用嵌入式对象之前必须先创建连接对象。创建连接对象的最简单方法是利用函数 `ccsdsp` 来创建一个具有默认属性值的连接对象。CCSLink 利用 Matlab 的面向对象编程技术创建了两种连接对象：CCS IDE 连接对象和 RTDX 连接对象，它们不能分别创建，它们保持一个类成员关系。创建一个 CCS IDE 连接对象时，在 Matlab 命令窗口中输入如下命令：

```
cc=ccsdsp;
```

`cc` 为 CCS IDE 连接对象的句柄。Matlab 命令窗口列出连接对象 `cc` 的属性及其默认的属性信息。

4.3.2 FIR 滤波器的 Matlab 软件设计

具体实现:

(1)在 Matlab7.0 的命令窗中输入 `ccsboardinfo`, 并察看 CCS 中安装的目标板信息, 显示如下:

由于主机系统上安装了一块 F2812 的开发板因此利用 `ccsboardinfo` 命令来查看 CCS 中安装的目标板信息时就会显示上述目标板的信息。板号和 DSP 号是 CCS 自动给安装在主机系统上的目标板及其 DSP 分配的, 不能修改的。

(2)创建 Matlab 和 CCS 及 DSP 目标板的连接。

```
cc=ccsdsp('boardnum',0,'procnum',0);
```

上述函数创建了 Matlab 的一个对象 `cc`, 利用连接对象 `cc` 就可以对此 DSP 进行访问。

(3)使 CCS IDE 窗口在桌面上可见

```
visible(cc,1);
```

(4)把 FDATool 中设计的滤波器系数输出到一个 C 头文件中。

在 FDATool 中设计界面中选择 Targets—> Export to Code Composer Studio IDE, 打开 Export to CCS IDE 对话框。在此对话框的 Export mode 项中选择 C header file, C 头文件中的变量名可以选择默认名, 输出数据类型选择为 Signed32-bit integer, 目标选择项中指定板号 (DSP Board) 和 DSP 号 (DSP Processor)。指定完这些输出选项后, 点击 OK, 指定头文件名 `filtercoeff.h` 和路径, 保存此头文件。把滤波器系数的头文件添加到工程中, 重新对工程编译连接后, 这些头文件会自动添加到工程中, 并会在目标 DSP 中分配相应的存储空间来存储这些滤波器系数。

(5)由 Matlab 生成可加载到目标 DSP 中的数据文件。利用探点实现主机文件向目标 DSP 输入数据。下面的 Matlab 程序可以生成数据文件, 作为 DSP 程序的输入信号。为了便于观察, 采样到更多点, 此时将频率变为 600Hz。

```
fs=600;
```

```
f1=30;
```

```
f2=60;
```

```
f3=90;
```

```
N=256;
```

```
%x=sin(2*pi*f1*[1:N]/fs)+sin(2*pi*f2*[1:N]/fs)+sin(2*pi*f3*[1:N]/fs); %产生合成的输入信号, 因为要把最后的结果Y变为Q15格式, 需要对X123三个小数(Q15格式)分别转
```

换为Q0格式,然后相加

```
x1=sin(2*pi*f1*[1:N]/fs);
x2=sin(2*pi*f2*[1:N]/fs);
x3=sin(2*pi*f3*[1:N]/fs);
x1=fix(x1*32768);      %小数转换为整数形式
x2=fix(x2*32768);
x3=fix(x3*32768);
x=x1+x2;
x=fix(x/2);           %防止相加后的溢出,丢弃低位,此时x的幅度被缩小了2倍,
```

所以下面的x3也要先缩小两倍.

```
x3=fix(x3/2);
y=x+x3;
y=fix(y/2);           %为防止相加溢出,再次如上,则y应该总共缩小四倍.
%y=y/32768;          %y还原为小数.但比初始值缩小了四倍.(已通过验证,此处为
0.625,若不如此转换,则为2.5)%y=round(x*32768);
```

```
plot(y);
```

(6)利用Malab把文件加载到CCS中去

```
projfile=fullfile('C:', 'ti', 'myprojects', 'volume2', 'volume2.pjt');
projpath=fileparts(projfile);
open(cc,projfile);
build(cc); %编译链接生成可DSP可执行文件
```

(7)创建DSP程序中全局变量的嵌入式对象。

inp_buffer=createobj(cc,'inp_buffer'); %创建DSP程序中全局变量inp_buffer的嵌入式对象

out_buffer=createobj(cc,'out_buffer'); %创建DSP程序中全局变量out_buffer的嵌入式对象

B=createobj(cc,'B'); %创建滤波器系数变量B的嵌入式对象

(8)从Matlab中向目标板DSP的存储器写入数据

```
write(inp_buffer,round(x));
```

此函数向DSP的存储器中写入数据,写入的数据类型与别访问的成员的数据类型一

致。如果写入的数值超过对象的数据类型所表示的范围时，write函数会写入饱和值，即此数据类型所表示的醉倒或最小值。如果写入的数据元素数目超过指定的存储器块的容量时，write只取前面的元素放入存储器中而把超过的部分丢掉。如果写入的数据元素数目少于存储块的容量时，没有写入值得存储器部分不发生改变。如果写入一个字符串，write会自动在字符串的后面附加一个NULL字符。

(9)运行目标DSP中的程序并运行一段时间后停止目标DSP

run(cc); %运行目标DSP中的程序

pause(5); %运行一段时间

halt(cc); %停止目标DSP

(10)读出DSP中的输入数据和输出数据

inbuffer=read(inp_buffer); %读出DSP中的输入数据

DSPresult=read(out_buffer); %读出DSP中的输出数据

Read函数从目标DSP的存储器中读入一段数据。

由Matlab强大的可视化功能画出DSP的输入波形、经过滤波后的输出波形以及Matlab的输入波形、输出波形一起进行对比。可以在Matlab的环境下对CCS IDE连接对象进行操作[29]。例如修改变量、插入断点、控制目标DSP的执行、访问DSP中的存储器中的值、删除前面创建的CCS IDE连接对象句柄cc等等。

4.3.3 FIR 滤波器的 DSP 实现

FIR滤波器主要有四种结构：直接形式、频率采样形式、网络结构形式、基于FFT的形式。由于直接形式如图4-7所示结构简单、有效，所以选择直接形式作为要实现的FIR滤波器的结构。

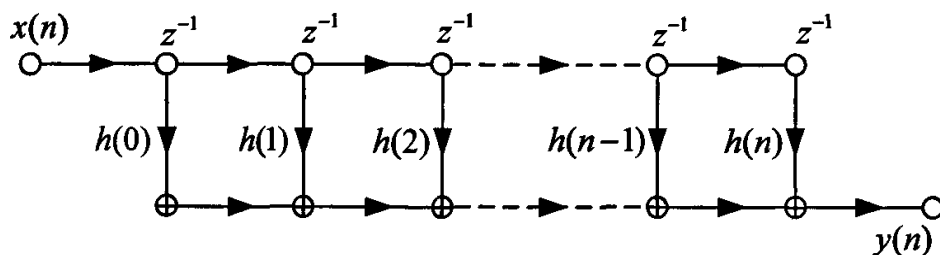


图4-7 直接形式FIR滤波器结构

FIR滤波器可由式(4-9)表示，其中 $h(0)$ 、 $h(1)$ 、 $h(2)$...、 $h(N-1)$ 滤波器系数，由Matlab的Fdatool工具设计得出。由上式可见FIR滤波的最重要的运算是乘/累加运算，同时还要充分利用块循环。一般来说无论是定点DSP还是浮点DSP，都提供了乘累加和块

循环指令，在TMS320F2811也提供了并行乘/累加指令MPYE||ADDF和块循环指令RPTB^[30]。执行这些指令需要一定的条件。这些条件实质上就是对数据结构的要求，一般可以采用以下图4-8示数据结构。

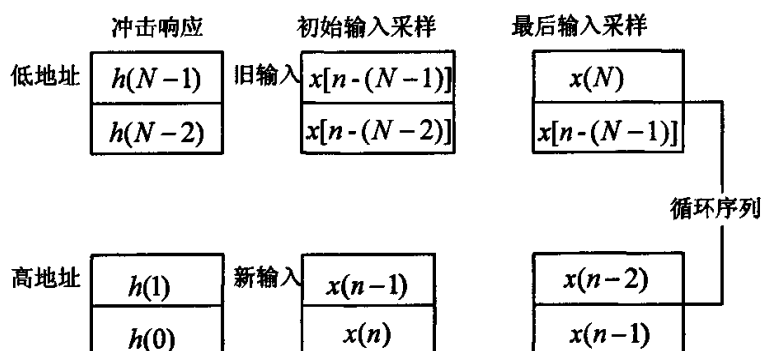


图4-8 滤波器的数据结构

TI 公司为滤波设计提供了 C28x 滤波器库^[31]，为了在 C 编程环境中更方便的使用这些库，所有相关的库函数（指针）及变量会被包含到一个数据结构中，实际应用时所有的初始化以及运算都是通过这个数据结构的对象来实现。

C28x 滤波器库数据结构模块（在头文件 fir.h 中）利用 C 语言中的结构体将各种变量及函数指针集成到一个独立的数据结构中，从而大大提高了程序的重用性和可维护性，TI 提供的其他应用库也都采用这种包含相关变量和函数指针的结构体。使用这些库开发软件程序时，一般都要先初始化这个结构体，包括赋变量初值和调用初始化函数等等，然后才能使用这个结构体来完成相应的工作，包括改变相关变量的值和调用计算函数等等。C28x 滤波器库提供的滤波器数据结构模块如下：

```
typedef struct {
    long *coeff_ptr;          /* Pointer to Filter coefficient */
    long *dbuffer_ptr;        /* Delay buffer ptr          */
    int cindex;               /* Circular Buffer Index      */
    int order;                /* Order of the Filter        */
    int input;                /* Latest Input sample        */
    int output;               /* Filter Output              */
    void (*init)(void *);     /* Ptr to Init funtion        */
    void (*calc)(void *);     /* Ptr to calc fn             */
}FIR16;
```

输入 DSP 的采样信号由 Matlab 生成并由 Matlab 指令写入 DSP 的存储区^[32] (inp_buffer)。TI 提供的 C28x 滤波器库包含了滤波器的计算函数 bpf.calc(), 这个函数是由汇编语言生成, 具有如下特点:

- (1)与 C28xDSP 内部的硬件特点相适应;
- (2)使用高效的双乘指令;
- (3)具有 ANSI-C 标准的函数调用接口;

输入数据后调用此函数进行 FIR 滤波, 滤波后的数据放入存储区(out_buffer)由 Matlab 读出并画出图形, 与 Matlab 的滤波效果进行对比。

程序的流程图 4-9 如下所示:

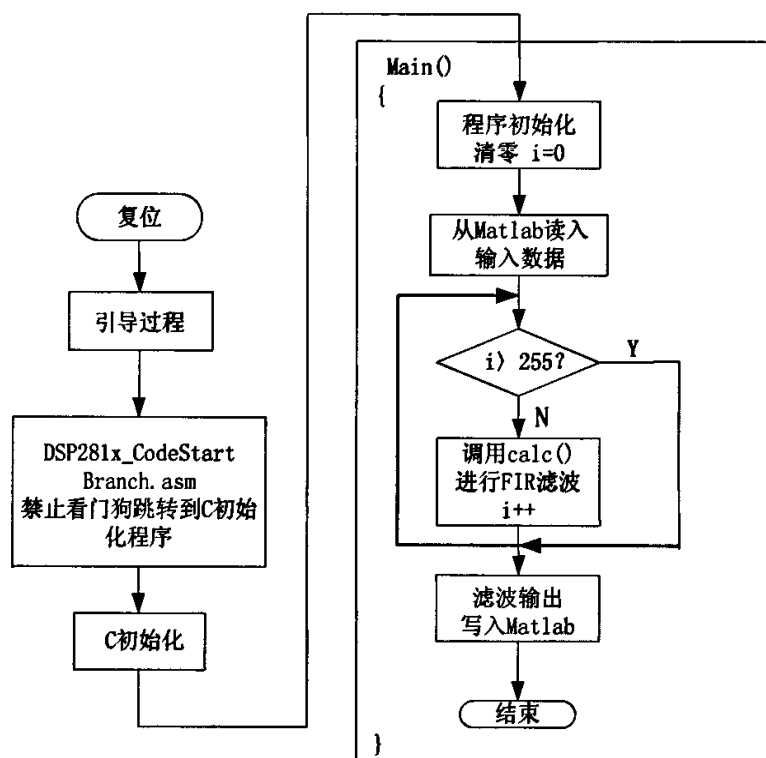


图 4-9 程序流程图

程序清单:

头文件: tmwtypes.h; fir.h; fdacoefs.h; filter.h

C 文件: filter.c

Asm 文件: load.asm; vectors.asm

其中, fdacoefs.h 是存放 Fdatool 设计的滤波器系数的头文件, tmwtypes.h 是 Matlab 目录下的头文件, 因为 fdacoefs.h 头文件中要用到 tmwtypes.h 头文件, 否则编译链接时

会出错。

4.3.4 DSP 滤波与 Matlab 滤波结果比较

图 4-10 将 DSP 的处理结果和 Matlab 的处理结果进行对比,可以看出所设计的滤波器可以有效的滤除不需要的频率成份。在设计过程中反复地与 Matlab 仿真算法的中间结果进行比较,修改 TI DSP 的存储器或寄存器的内容,有效地解决 DSP 程序中由设计或精度问题导致的结果偏差,直到获得满意的结果。由此可见将 Matlab 结合 CCS 来调试目标程序非常简单、方便、快捷和有效,充分利用了两者的长处。通过比较知道 FIR 数字滤波器的设计是成功的。

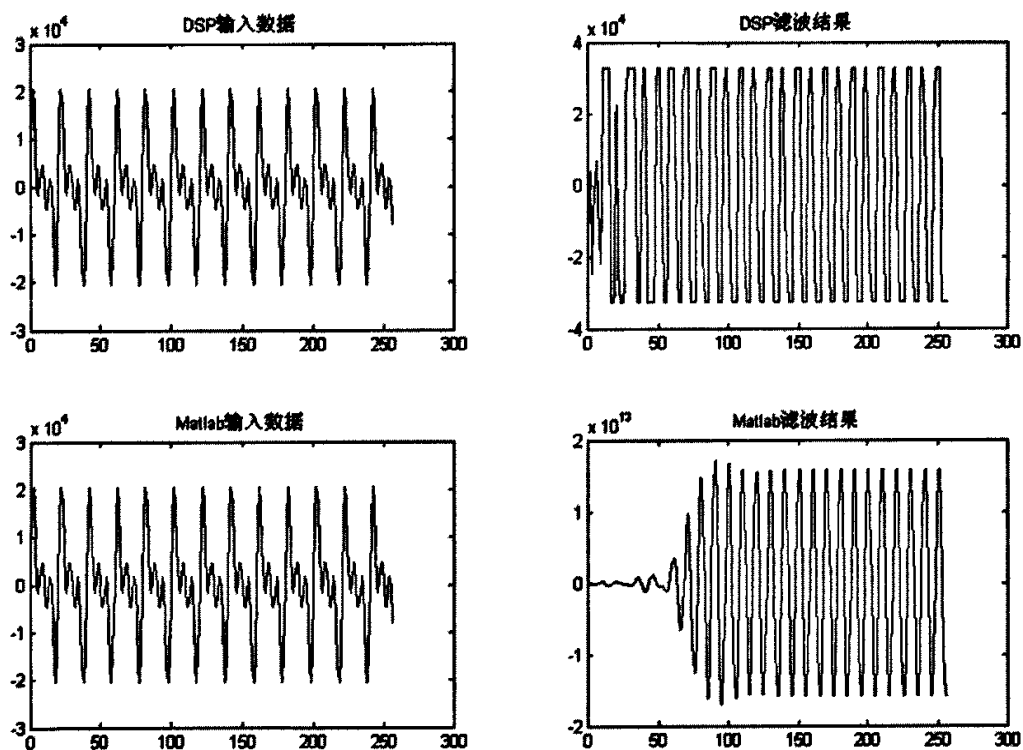


图 4-10 DSP 处理结果与 Matlab 的处理结果比较

4.4 本章小结

本章介绍由 Matlab 的 Fdatool 工具实现滤波器的设计的过程,并编写 M-文件对设计的滤波器进行检验是否满足测量系统的要求。描述了基于 Matlab 和 DSP 实现 FIR 数字滤波器的方法,在 Matlab 的环境下就可以完成对 CCS 和硬件目标 DSP 的操作,CCSLink 提供了 Matlab、CCS 和硬件目标 DSP 的双向连接,利用 Matlab 强大的可视化、数据处理和分析函数对来自 CCS 和硬件目标 TI DSP 的数据进行分析和处理,大大简化了 TI DSP 软件开发的分析、调试、验证过程。

第五章 基于 DSP 数字锁定放大器的设计实现

由于激光穿过气体时光强的变化非常小,在 L-波段其直接吸收水平是 10^{-3} 至 10^{-6} 。来自检测系统外部的干扰和内部元器件散粒噪声、热噪声所形成的白噪声和低频噪声比有用信号大得多,这些噪声是限制和影响测量仪器灵敏度、精确性和重复性的重要因素。如何把微弱信号从很强背景噪声中提取出来成为气体浓度检测的关键。

这类微弱信号测量问题,传统的测量方法是用带通滤波器对信号进行滤波达到正弦信号的测量目的。因为正弦信号是一种窄带信号,而噪声具有宽频带分布,通过带通滤波器后,噪声得到充分抑制,从而达到提取信号的目的。但是这种方法对于微弱正弦信号测量有很大的困难,因为要充分抑制噪声就必须非常窄的带宽。例如,信号频率 $f_0 = 25 \text{ KHz}$, 带宽 $B = 0.025 \text{ Hz}$, 则由 L 、 C 构成的谐振回路式带通滤波器的品质因素 $Q = f_0 / B = 10^6$ 。显然这是任何带通滤波器都无法达到的,即使能做到这么高的品质因素由于带宽太窄,当仪器收到温度、电压的微小波动都会使 f_0 发生变化,从而使信号谱线移出带通滤波器的通频带而无法稳定可靠地对正弦信号进行测量。因此为提高测量灵敏度,采用谐波检测技术,把微弱信号从很强的背景噪声中提取。谐波检测技术的基本原理是通过高频调制某个依赖于频率的信号,使其“扫描”待测得特征对象,用调制频率的倍频作为参考信号,用锁定放大器捕获所关心的特征信息,即输入信号的幅值。

锁定放大器利用噪声和信号的不相关性统计特点^[33],它能在强噪声情况下检测微弱正弦信号的幅度和相位。锁定放大器具有极强的抗噪声性能。它和一般的带通放大器不同,输出信号并不是输入信号的放大,而是把交流放大并变成相应直流信号。因此,这与常规的放大器的功能不一样。在国外常把这类仪器称谓锁定放大器(Lock-in Amplifier)。可理解为:把待测信号中与参考信号同步的信号放大并检测出来。

本系统采用基于 DSP 实现的数字锁定放大器把微弱信号从很强背景噪声中提取出来。具体是把待测信号中与参考信号同步的信号放大并检测出来。锁定放大器内部参考信号为频率是 $2f$ 的正弦波,其中 f 为激光调制正弦波的频率。

基于 DSP 的数字锁定放大器的具体实现是:经过带通滤波的正弦信号通过采样被转换为信号序列,由 DSP 合成正弦参考信号和余弦参考信号,建立简洁、有效的数字互相关运算实现数字锁定放大器的设计。

5.1 锁定放大器

5.1.1 锁定放大器基本原理

锁定放大器分为模拟锁定放大器(ALIA)和数字锁定放大器(DLIA)。锁定放大器是基于信号相关原理实现检测^[34]的。其基本结构框图如图 5-1 所示。模拟锁定放大器由三部分组成：信号通道、参考通道、相敏检波及低通滤波器。

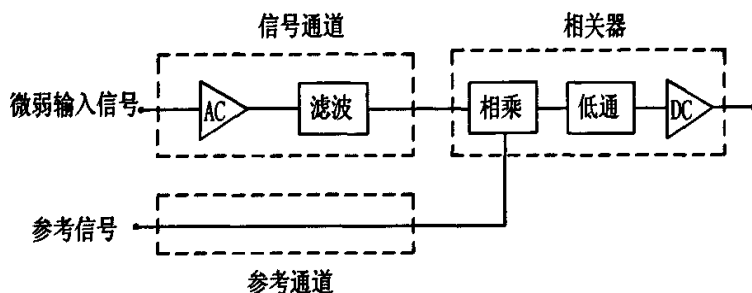


图 5-1 锁定放大器的基本结构框图

(1) 信号通道

信号通道包括低噪声前置放大器，各种特性的无源或有源滤波器，宽带放大器等部分。它的作用是把微弱信号放大到足以推动相敏探测器工作的电平，并兼有预先抑制和滤掉部分干扰和噪声的作用。信号通道要求低噪声和高增益。前置放大器必须具备低噪声的特点，否则将由于放大器本身的噪声而使信号淹没得更深。由于不同测量工作中用到的探测器种类不同，因而对前置放大器呈现出的信号源内阻也不同。为了得到最佳噪声性能，应注意阻抗匹配问题，使噪声系数 NF 最小。此外还要求前置放大器具有足够大的放大倍数（100~1000 倍），很高的共模抑制比，较大的动态范围等。在信号通道中的滤波器，根据不同干扰和噪声的特点，可以采用带通，高通，低通，带阻，陷波等不同形式，或同时应用几种形式使干扰和噪声得到最大限度的抑制。

(2) 参考通道

参考通道是指从参考信号输入端到乘法器输入端之间的部分。参考通道是锁定放大器区别于一般放大器的不可缺少的组成部分。它的作用是提取被测信号中的频率特征，复原或制造一个与被测信号频率相关（同步）的信号送给相敏探测器。由于这个特点，一般地参考通道的输入信号与被测信号来自同一信号源。参考通道包括触发整形电路，锁相环电路，相移电路和方波形成电路。输入参考通道的信号可以是正弦波，方波，三角波，脉冲等各种波形的周期信号。触发整形电路把各种波形的输入信号变成方波触发下级电路。它的触发电平范围一般较大(mV~V)。锁相环电路用来产生一个与输入到参

考端的信号频率相同或高一倍的信号，这个信号与被测信号的基波或二次谐波是同步的。在进行二次谐波响应的测量时就要用到二倍频方式。

(3) 相关解调器

互相关检测技术是应用信号周期性和噪声随机性的特点，通过自相关或互相关运算，达到去除噪声的一种技术。相关解调器是指从乘法器到输出指示部分。其中包括乘法器和低通滤波器。加在乘法器输入端有两个信号，一个是被测信号，另一个是来自参考通道的参考信号。乘法器的作用是对两个输入信号完成乘法运算，从而得到输入信号与参考信号的和频与差频信号。低通滤波器一般为简单的一阶低通模拟滤波器。时间常数 RC 的选择范围很大，一般在 $ms \sim min$ 之间。低通滤波器的主要作用是滤除和频信号成分。其他频率的分量因为被转换为频率不等于零的交流信号，被低通滤波器滤除。输入信号经过乘法器和低通滤波后，将交流信号转变为直流信号，直流信号经直流放大器放大后就可满足系统的增益要求。

5.1.2 锁定放大器中的信号相关原理

设输入信号 $x(t)$ 是含有噪声干扰的信号，即：

$$x(t) = v_1 \sin(\omega_0 t) + n(t) \quad (5-1)$$

上式中， v_1 、 ω_0 分别为输入信号的幅值与角频率， $n(t)$ 为随机噪声。事实上 $n(t)$ 可能比有用的信息 $v_1 \sin(\omega_0 t)$ 大很多。

参考正弦信号为：

$$r(t) = v_2 \sin(\omega_0 t + \phi) \quad (5-2)$$

K 为乘法器增益， τ 为输入信号与参考信号间未知的相位差或代表两者间未知的延迟，图 5-2 给出这种相关解调器的原理图。

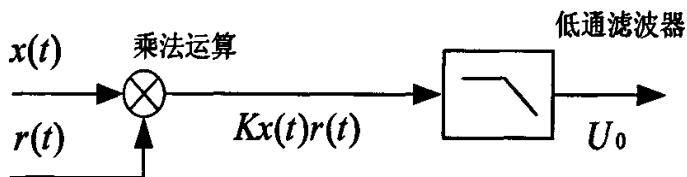


图 5-2 相关解调器原理

根据图 5-2，其输出为：

$$U_0 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T K[v_1 \sin(\omega_0 t) + n(t)]v_2 \sin(\omega_0 t + \phi) dt$$

$$= \frac{1}{2} K v_1 v_2 \cos \phi + R_{nr}(t) \quad (5-3)$$

由于参考信号 $r(t)$ 与随机噪声 $n(t)$ 互不相关, 所以 $R_{nr}(t) = 0$, 于是就有:

$$U_o = \frac{1}{2} K v_1 v_2 \cos \phi \quad (5-4)$$

由以上分析可知, 利用参考信号与有用信号具有相关性, 而参考信号正噪声相互独立、互不相关的性质, 可以使之通过互相关运算削弱噪声的影响。

由上式(5-4)可知, 如果能做到 $\phi = 0$, 即参考信号与被测信号同相位则 U_o 将达到最大值, 为了消除 ϕ 的影响, 对参考信号 90 度的相移作为第二路锁相的参考信号, 具体如图 5-3 所示:

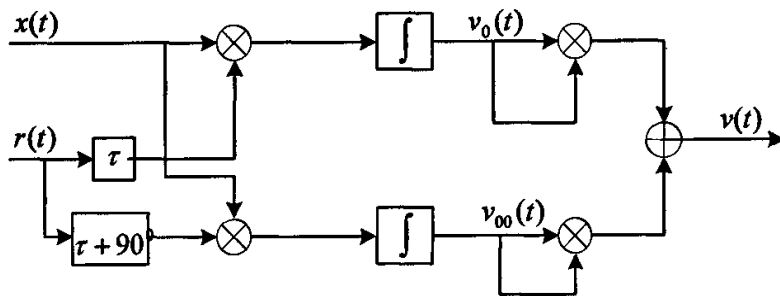


图 5-3 双通道相关检测锁定放大器

同理可得:

$$v_{oo}(t) = \frac{1}{2} K v_1 v_2 \sin \phi \quad (5-5)$$

$v_o(t)$ 、 $v_{oo}(t)$ 分别自相乘后相加后可得:

$$v(t) = v_o^2(t) + v_{oo}^2(t) = \frac{1}{4} K v_1^2 v_2^2 \quad (5-6)$$

显然双通道锁定放大器的输出 $v(t)$ 与 $n(t)$ 、 ϕ 基本无关, 大大提高测量灵敏度, 并且简化了 DSP 实现数字锁定放大器的模型。

5.1.3 ALIA/DLIA 比较

模拟锁定放大器虽经历了多次重大改进及改善, 如结果显示数字化等, 在科学研究中得到了广泛的应用, 但基本电路形式并没有新的改进, 即采用由乘法器和低通滤波器(积分器)组成的互相关运算, 用模拟电路实现^[35], 当积分时间无限长时, 噪声可以完全抑制, 从而利用模拟锁定放大器可以准确测得微弱正弦信号(或周期信号)的参数。但实

际上由于受到电容漏电的影响,积分时间不能很长,检测缓变周期信号的效果变差。同时在测量 nV 级电压时,乘法器输出电压小,后接的自流放大器零漂严重,妨碍了对 nV 级信号的准确测量。模拟乘法器或开关门是模拟器件,其线性决定了相关运算的精度,但其线性很难保证,容易饱和,线性范围小,温漂大,使得系统受到很大限制。高精度的乘法器或开关门结构复杂,实现困难。系统中的积分器为 RC 积分器,是近似积分器,精度不高,积分时间的改变靠 RC 参数,在实际应用中需要根据信号的特点改变积分时间就很困难或系统设定的参数不适合测量的要求,模拟系统里面有很多滤波器,其性能都受到模拟器件性能的影响,进而影响整个系统的性能,这些问题都是模拟系统很难克服的。模拟技术固有的一些限制在模拟锁定放大器中同样存在。

ALIA 相比 DLIA 有以下优点:

(1)由于 DLIA 在输出通道中没有直流放大器,可以避免直流放大器的工作特性随时间变化的不稳定性 and 由于温度变化引起的温度漂移带来的干扰,这是 ALIA 不可解决的问题之一。

(2)DLIA 的内部晶振时钟源随时间和温度变化小。用这种稳定性高的时钟源来做调制信号和参考信号能降低参考信号的不稳定所带来的误差。同时在内部参考模式中数字信号处理单元能在最短时间甚至能不需要延时就能完成锁相功能。尤其在频率扫描测量中有其明显的优点。

(3)如果被测信号有较强的正交性。采用 DLIA 的高性能的正交解调技术使微弱信号检测精度能得到很大程度上的提高。

(4)随着技术的发展,数字信号处理单元的性价比提高使 DLIA 的性价比也得到相应的提高。数字锁相技术将会更深入地影响未来的测量技术。

5.2 基于 Matlab 和 DSP 实现的数字锁定放大器

数字信号处理器 DSP 是专门设计用于数字信号处理的微处理器^[36],适合大量运算的应用,数字锁定放大器的相关运算和数字滤波算法正是 DSP 的优势所在。在基于 DSP 的数字锁定放大器检测系统中,采用 TI 公司的 TMS320F2812,该芯片每秒可执行 1.5 亿次指令(150MIPS),具有单周期 32 位×32 位的乘和累加操作(MAC)功能。片内集成了 128K×16 位的 Flash,可方便地实现软件升级。此外,片内还集成了丰富的外围设备,例如:采样频率达 12.5MIPS 的 12 位 16 路 A/D 转换器,以及可为主机、测试设备、显示器和其他组件提供接口的多种标准串口通信外设等。待测信号经 ADC 采样转换为数

字信号后送入 DSP，依据一定的算法完成相敏检波器的功能，得到输入信号的幅值。

5.2.1 互相关检测原理

数字 LIA 比模拟 LIA 有许多优点,如谐波抑制能力强、无直流漂移、实行数字处理有很好的灵活性等。陈佳圭对早期实现数字 LIA 的 5 种主要方法进行了介绍^[37], 它们的一个共同特点是算法简单、易行,基本上只需做累加运算就可得出检测结果,但它们不能很好地抑制谐波。左营喜等提出的分段累加相关法^[38]有一定的灵活性,可在抑制谐波和提高处理速度之间进行折衷。本测量系统采用基于 DSP 实现的数字 LIA 代替模拟 LIA,简化了系统降低了成本同时使得 DSP 强大的数据处理能力得到很好的利用。其工作原理是通过 C28x 的 ADC 模块以 600KHz 的固定采样频率把被测模拟信号转换为信号序列,由 DSP 合成正弦参考序列,在 DSP 中将参考序列和采样得到的信号序列相乘,再进行数字低通滤波得到解调输出。

在互相关检测中参考信号的频率为 f_r , 被测信号 $x(t) = A \sin(2\pi f_r t + \phi)$, 通过 DSP 控制采样频率 f_s , $f_s = N \cdot f_r$, $N \geq 3$ 。在 q 个参考信号周期内对被测信号进行 $q \cdot N$ 次

采样 $M = q \cdot N$, 采样间隔为 $\tau = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{N \cdot f_r}$, 得到信号序列为 $x(k)$:

$$x(k) = A \sin(2\pi f_r \cdot k\tau + \phi) = A \sin\left(\frac{2\pi k}{N} + \phi\right) \quad k = 0, 1, \dots, M-1 \quad (5-7)$$

实际的参考信号由 DSP 根据 N 来合成正弦参考序列 $r_s(k)$ 和余弦参考序列 $r_c(k)$:

$$\begin{aligned} r_s(k) &= \sin\left(\frac{2\pi k}{N}\right) \\ r_c(k) &= \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) \end{aligned} \quad k = 0, 1, \dots, M-1 \quad (5-8)$$

则 $x(k)$ 和 $r_s(k)$ 的互相关系数 R_{xs} , $x(k)$ 和 $r_c(k)$ 的互相关系数 R_{xc} 分别为:

$$R_{xs} = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} x(k) \cdot r_s(k) \quad (5-9)$$

$$R_{xc} = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} x(k) \cdot r_c(k) \quad (5-10)$$

对于式 (5-7) 所给出的 $x(k)$ 有 $R_{xs} = \frac{A}{2} \cos \phi$, $R_{xc} = \frac{A}{2} \sin \phi$, 并由此可得:

$$A = 2\sqrt{R_{xs}^2 + R_{xc}^2} \quad (5-11)$$

由此可实现二次谐波的幅值。

在本测量系统中: $f_r = 60 \text{ KHz}$, $f_s = 600 \text{ KHz}$, $N = 10$, $M = 512$, $A = 1$ 。所设计的数字锁定放大器的结果必须非常接近 A 的取值。

5.2.2 频率特性

以上公式推导的前提是参考信号的频率等于输入信号的频率时, 当输入信号与参考信号频率不同时, 输出信号频率特性: 设被测信号 $x(t) = A \sin(2\pi f_s t + \phi)$, $f \neq f_r$, A 为输入信号的幅度且 $A > 0$, 在 q 个参考信号周期内对被测信号进行 M 次采样, 得到信号序列为 $x(k)$:

$$x(k) = A \sin(2\pi f_s \cdot k\tau + \phi) = A \sin\left(\frac{2\pi k}{N} \cdot a + \phi\right) \quad k = 0, 1, \dots, M-1 \quad (5-12)$$

其中 $a = \frac{f}{f_s}$, 将式(5-12)代入(5-9)、(5-10)得:

$$R_{xrs} = -\frac{A \sin(aq\pi)}{2M} \left[\frac{\cos\left(\phi + aq\pi + \frac{1-a}{N}\pi\right)}{\sin\left(\frac{1-a}{N}\pi\right)} + \frac{\cos\left(\phi + aq\pi - \frac{1+a}{N}\pi\right)}{\sin\left(\frac{1+a}{N}\pi\right)} \right] \quad (5-13)$$

$$R_{xm} = -\frac{A \sin(aq\pi)}{2M} \left[\frac{\sin\left(\phi + aq\pi + \frac{1-a}{N}\pi\right)}{\sin\left(\frac{1-a}{N}\pi\right)} + \frac{\sin\left(\phi + aq\pi - \frac{1+a}{N}\pi\right)}{\sin\left(\frac{1+a}{N}\pi\right)} \right] \quad (5-14)$$

式(5-13)、(5-14)描述了测量非同频正弦信号时的同相输出和正交输出。图 5-4 给出了在 $N = 8$, $q = 3$, $\phi = 0.5$ 时, 根据式(5-13)、(5-14)得到的随频率变化的输出特性曲线。

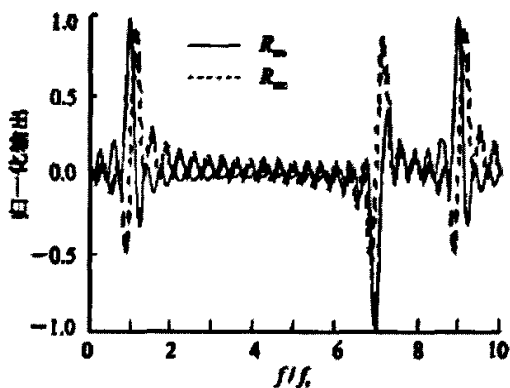


图 5-4 随频率变化的输出特性曲线

由图可知, 当输入信号频率在 f_r 附近有较大输出时, 这显示了数字互相关检测的频

率选择性；但当输入信号频率在 $f_s \pm f_r$ 附近也有较大输出时，这是由于信号频率大于折叠频率 $f_s/2$ 而产生了混迭效应。

混迭效应会使数字 LIA 的频率选择性能变差，因此在信号输入到锁定放大器之前必须对信号使用反混迭低通滤波器，将大于折叠频率的成分滤除。这也是实现 FIR 数字滤波器的原因，具体实现在第四章有详细的介绍。

下面只考虑信号频率不大于折叠频率的情形，即 a 在 $[0, N/2]$ 内取值，分析式(5-13)、(5-14)可以得出下列结论：

- (1) $a = \frac{k}{q}$ ， k 为整数且 $k \neq q$ ，有 $R_{xs} = R_{xc} = 0$ ，由此可知对于非 1 次的谐波信号，输出完全无响应。
- (2) $a > 1 + \frac{1}{q}$ 时，随 a 的增大， R_{xs} 和 R_{xc} 呈振荡衰减趋势，在 $a < 1 - \frac{1}{q}$ 时，随 a 的减小， R_{xs} 和 R_{xc} 呈振荡衰减趋势；在 $a \in \left[1 - \frac{1}{q}, 1 + \frac{1}{q}\right]$ 时， R_{xs} 、 R_{xc} 取值较明显，即当 f 在 $\left[f_r - \frac{f_{rq}}{q}, f_r + \frac{f_{rq}}{q}\right]$ 频带范围内时输出较大，此频带宽度为 $\frac{2f_r}{q} = \frac{2}{qT_r} = \frac{2}{T_c}$ ， $T_c = qT_r$ 是测量时间。

5.2.3 数字锁定放大器的 Matlab 软件设计

在基于 DSP 数字锁定放大器的设计过程中，通过 C28x 的 ADC 模块以 600KHz 的固定采样频率采样后的模拟信号，利用 Matlab 来合成此输入信号作为数字锁定放大器的输入信号，使用 `write(SampleTable,x)` 指令将采样信号写入 DSP 的存储区。具体 Matlab 软件设计如下：

(1) Matlab 与 DSP 的连接，利用 Matlab 把文件加载到 CCS 中以及把编译链接生成的 DSP 可执行文件加载到 DSP 目标板上的过程在第四章都有详细的介绍。

(2) 创建 DSP 程序中全局变量的嵌入式对象。

```
SampleTable=createobj(cc,'SampleTable'); %创建 DSP 程序中全局变量
```

SampleTable 的嵌入式对象

```
Sum=createobj(cc,'Sum'); %创建 DSP 程序中全局变量 Sum 的嵌入式对象
```

```
Ave=createobj(cc,'Ave'); %创建 DSP 程序中全局变量 Ave 的嵌入式对象
```

(3) 从 Matlab 中向目标板 DSP 的存储区写入输入信号数据

```
write(SampleTable,x);
```

(4)读出 DSP 中的输入数据和输出数据

```
inbuffer=read(SampleTable); %读出 DSP 中从 Matlab 中输入的数据
```

```
DSPresult1=read(Sum); %读出 DSP 中经过运算的 Sum 输出数据
```

```
DSPresult2=read(Ave); %读出 DSP 中经过运算的 Ave 输出数据
```

设计的结果利用 Matlab 强大的可视化功能可以观察到基于 DSP 设计后的数字锁定放大器设计效果,不断的修改 DSP 程序,直到获得满意的结果。在系统的设计中只需将 Matlab 实现的输入信号转换为 C28x 的 ADC 模块实现即可。

5.2.4 锁定放大器的 DSP 实现

由工作原理可知,所要实现的锁定放大器在本质上是一系列的加/乘除运算。数据的精度直接影响到锁定放大器的性能,同时为了防止数据溢出,在设计 DSP 程序时,采用了 IQ6 的数据格式。TI 公司的 TMS320C28xIQmath 库为 C/C++编程者提供了最优与高精度数学库,它可以实现浮点数据到定点数据转换的无缝接口。TI 的 IQmath 库^[39]可以缩短 DSP 应用程序时间。IQmath 库由 4 个部分组成: IQmath 头文件、IQmath 对象库、IQmath 链接命令文件、IQmath GEL 调试文件,即 IQmathLib.h、IQmath.lib、IQmath.cmd、IQmath.gel。

程序的流程图 5-5 如下所示:

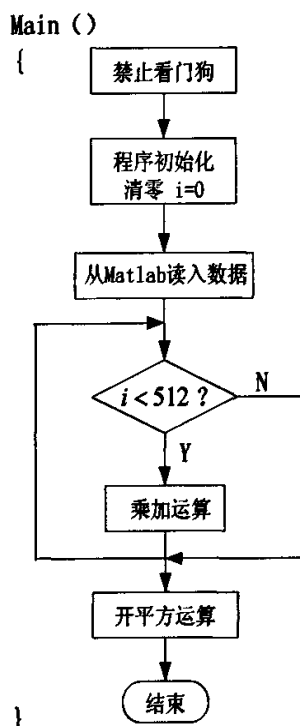


图 5-5 锁定放大器程序流程图

程序清单:

头文件: LIA.h; IQmath.h

C 文件: LIA.c

Asm 文件: load.asm; vectors.asm

5.3 程序结果

(1) $A=1$, $\phi = \frac{\pi}{4}$, $f_s = 600 \text{ Hz}$, $f_r = 60 \text{ Hz}$ 时, 得到的 DSP 结果如图 5-6 与 Matlab

仿真如图 5-7 所示:

0000800C:	Sum				
0000800C:	34.9219	249.359	0.0	0.0	0.0
00008011:	Ave				
00008011:	0.0625	0.484375	0.0	0.484375	0.96875
00008016:	str				

图 5-6 DSP 运行结果分析 1

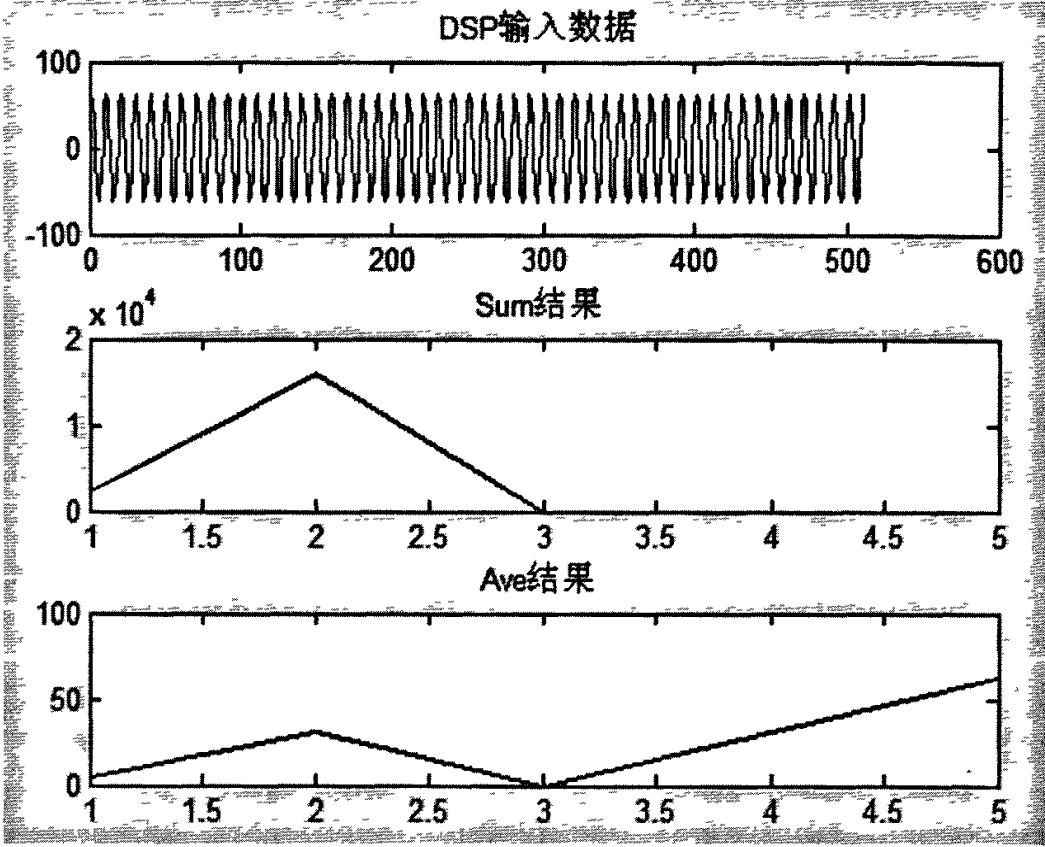


图 5-7 仿真结果分析

(2) $A=1$, $\phi = \frac{\pi}{8}$, $f_s = 600\text{ Hz}$, $f_r = 60\text{ Hz}$ 时, 得到的 DSP 结果如图 5-8 所示。

0000800C:	Sum				
0000800C:	126.484	214.547	0.0	0.0	0.0
00008011:	Ave				
00008011:	0.25	0.421875	0.0	0.484375	0.96875
00008016:	str				

图 5-8 DSP 运行结果分析 2

(3) $A=2$, $\phi = \frac{\pi}{8}$, $f_s = 600\text{ Hz}$, $f_r = 60\text{ Hz}$ 时, 得到的 DSP 结果如图 5-9 所示。

0000800C:	Sum				
0000800C:	258.969	434.453	0.0	0.0	0.0
00008011:	Ave				
00008011:	0.5	0.84375	0.0	0.96875	1.9375
00008016:	str				

图 5-9 DSP 运行结果分析 3

(4) 为了检验数字锁定放大器的抗干扰性, $A=2$, $\phi = \frac{\pi}{8}$, $f_s = 600\text{ Hz}$, $f_r = 60\text{ Hz}$ 时, 在输入信号加入两个频率分别为 $f_1 = 120\text{ Hz}$, $f_2 = 30\text{ Hz}$ 的干扰信号, 得到的 DSP

结果如图 5-10 与 Matlab 仿真如图 5-11 所示:

0000800C:	Sum				
0000800C:	259.766	434.813	0.0	0.0	0.0
00008011:	Ave				
00008011:	0.5	0.84375	0.0	0.96875	1.9375
00008016:	str				

图 5-10 DSP 运行结果分析 4

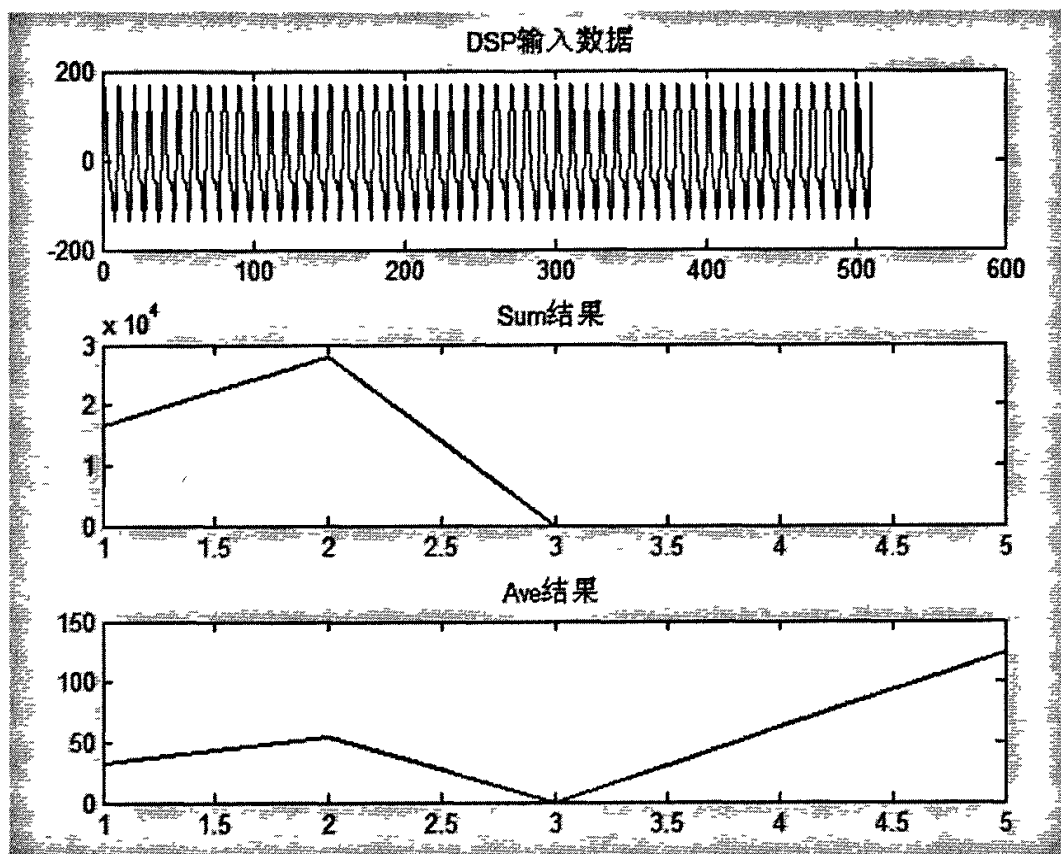


图 5-11 仿真结果分析

(5) $A=1$, $\phi = \frac{\pi}{8}$, $f_s = 600\text{ Hz}$, $f_r = 60\text{ Hz}$ 时, 在输入信号加入两个正弦信号, 幅值为 $A_1 = 10$, 频率分别为 $f_1 = 120\text{ Hz}$, $f_2 = 30\text{ Hz}$ 的强噪声信号, 得到的 DSP 结果如图 5-12 所示:

0000800C:	Sum				
0000800C:	131.047	228.563	0.0	0.0	0.0
00008011:	Ave				
00008011:	0.25	0.453125	0.0	0.515625	1.03125
00008016:	str				

图 5-12 DSP 运行结果分析

从结果分析, 当 A 取不同的值时, 基于 DSP 实现的锁定放大器可以非常接近幅值 A

的值，与 ϕ 的取值无关，并且具有非常好的选频性能。

5.4 本章小结

借助于 TMS320F2812 强大的数据处理能力，运用相关算法和滤波算法，数字锁定放大器对于微弱信号的检测能力相较于传统的模拟锁定放大器得到了极大的提高，使得测量系统有极高的灵敏度、精确的分辨率以和较高的动态响应速度。基于 DSP 实现的数字锁定放大器在汽车尾气浓度动态测量、气体泄漏和环境监测等领域具有重要的应用前景。

结 论

本文详细地介绍了实现基于 TDLAS 汽车尾气测量系统的具体方案, 对系统理论进行 Matlab 仿真。测量系统采用频率调制技术、高灵敏度的谐波检测技术和相敏检波技术实现微弱信号的检测, 提出了基于 TI2000 系列芯片 TMS320F2811 芯片实现数据处理的算法, 实现测量系统的动态测量。本论文主要完成了在测量系统中 FIR 数字滤波器以及数字锁定放大器的 DSP 实现。在课题的研究过程中所做的主要工作如下:

1. 气体分子吸收光谱理论研究。由于 CO_2 分子的近红外吸收光谱是本系统设计的基础, 根据多原子分子的红外光谱学, 结合光纤的低损耗波段, 选定 CO_2 气体的近红外吸收谱线。 CO_2 吸收谱线线型的选择要考虑 CO_2 分子在此波段有强烈的吸收, 而且不受其他气体分子的干扰, 如水蒸气的干扰是一大问题。气体的标准吸收光谱位于 $1.3\sim 25\mu\text{m}$ 的近、中红外区, 因此要合理选择红外光源。有些激光器虽然可以产生这一波段的波长, 但是光源和探测器都需要低温制冷, 价格昂贵, 用起来也不方便。应用于光通信领域的近红外波段 DFB LD 是适合于光谱气体传感器件的光源, 它们具有单频、单模、可调谐范围大等优点而且价格相当于较低, 因此本系统选择处于 CO_2 泛频区(1583nm)的 DFB LD 作为系统的光源, 而探测器则选择自平衡接受器。

2. CO_2 气体浓度谐波检测。TDLAS 检测技术有直接测量和调制测量, 调制技术是运用 TDLAS 中的一项关键技术, 对于提高检测的灵敏度和消除光源波动的影响有着重要的作用。主要是频率调制, 频率调制是一种有力的工具, 它可以在简单实验室设置中达到高信噪比, 其中根据调制频率的大小又细分为波长调制和频率调制。根据实时环境下的状态(包括温度、气压等因素)具体确定 CO_2 分子的吸收谱线线型。根据吸收线型结合 Beer-Lambert 定律, 利用傅立叶变换分析其透射光强的基波、二次谐波。在分析谐波检测和调制技术的基础上, 采用波长调制吸收光谱(WMS)结合谐波检测方法, 以提高系统能够的检测灵敏度。

3. 利用 MATLAB 中的动态仿真工具 SIMULINK, 建立了光源调制模块(TDL)、气室模块、洛仑兹线形函数模型、高斯线形函数模型、数据检测模块以及测量系统的仿真模型。仿真模型能较准确、真实地反映实际的光源调制结果与气室吸收情况, 并分析了各主要参数的变化对气体吸收曲线与二次谐波波形的影响, 仿真的结果对 TDLAS 系统的开发有一定的参考价值。

4. 基于 DSP 的 FIR 数字滤波器的设计实现。对比 IIR 和 FIR 滤波器各自的优缺点,

选择 FIR 数字滤波器作为信号输入锁相放大器前的抗混叠滤波器。在 Matlab 环境下利用集成在 Matlab 中的 CCSlink 工具它提供了 Matlab、CCS 和硬件目标 DSP 的双向连接,充分利用 Matlab 强大的可视化、数据处理和分析函数对来自 CCS 和硬件目标 TI DSP 的数据进行分析和处理,这样大大简化了 TI DSP 软件开发的分析、调试、验证过程。编写 DSP 滤波程序时,设计合适的数据结构充分利用 TMS320F2811 提供的并行乘/累加指令 MPYE||ADDF 和块循环指令 RPTB,优化程序结构,同时 TI 公司还提供了 C28x 滤波器库,在 C 编程环境中能方便地使用这些库,大大提高了程序的重用性和可维护性。

5. 基于 DSP 的数字锁定放大器的设计实现。采用基于 DSP 实现的数字锁定放大器把微弱信号从很强背景噪声中提取出来。借助于 TMS320F2811 强大的数据处理能力,运用相关算法和滤波算法,数字锁定放大器对于微弱信号的检测能力相较于传统的模拟锁定放大器得到了极大的提高,使得测量系统有极高的灵敏度、精确的分辨率以和较高的动态响应速度。

本项目在于引入 TDLAS 作为快速、实时检测 CO_2 分子浓度。把 TDLAS 应用引入气体浓度的动态测量中为控制系统提供一种新的思维, TDLAS 不仅可以快速测量气体的浓度,还可以检测混合气体的温度。合理利用 TDLAS 不仅为检测提供便利,而且还可以反过来指导控制系统的设计。通过资料查阅、理论分析和系统模型设计等工作,深深的认识到气体浓度或温度检测,涉及到的理论是多学科的,有着很深的内涵,要设计一个良好的检测工具,还要进行更多的实际工作。本论文给出了系统的 Matlab 仿真以及各个组成部分的具体实现方法。基于 DSP 实现的 FIR 滤波器和数字锁定放大器的实现是本论文的亮点,它充分的利用了 DSP 芯片的优点,大大的简化了构成系统的器件,使得很多功能可以用 DSP 实现。在以后的工作中,将进一步简化组成系统的器件,利用 DSP 取代激光控制器、自平衡接受器等器件的功能,这些器件不仅昂贵而且不利于做成一个便携式的测量工具。因此以后的工作是进一步简化系统,利用 DSP 实现更多的功能,实现基于 TDLAS 测量工具商品化。

参考文献

- [1] 郝吉明、傅立新. 城市机动车排放污染控制. 中国环境科学出版社. 2001
- [2] Linerud I, Kaspersen P, Jaeger T, Gas monitoring in the process industry using diode laser spectroscopy, *Applied Physics B, Laser and Optics* , 1998
- [3] Kersey A.D., Overview of multiplexing techniques for inter-ferometric fiber sensors. *SPIE VOL.838, fiber optic and lasers V.1987*, 184~193
- [4] Michael E.W., Su hong Kim, Scott T.S., Douglas S.B., Ronald K.A., and Yuji Ikeda, In Situ Combustion Measurements of CO₂ by Use of a Distributed-Feedback diode-Laser Sensor Near 2.0 μ m, *APPLIED OPTICS*, Vol. 40, No. 6, 2001,821~828
- [15] Radu M.M., Douglas S.B., Ronald K.H., A Diode-Laser Absorption Sensor System for Combustion Emission Measurements, *Meas. Sci. Technol.* 9 (1998) 327~338
- [6] EDWARD R. F., DOUGLAS S.B. , RONALD K. H., Real-Time Adaptive Combustion Control Using Diode-Laser Absorption Sensors, Twenty-Seventh Symposium (International) on Combustion/The Combustion Institute, 1998/pp. 103~111
- [7] Wang Jian, NEW STRATEGIES OF DIODE LASER ABSORPTION SENSORS, High Temperature Gasdynamics Laboratory, Thermoscience Division, Thermoscience Division, Stanford University, August 2001. 9-26
- [8] Rothman L.S., Gamache R.R., Tipping R.H., Rinsland C.P., Smith M.H., Benner D.C., Devi V.M., Flaud J.M., Brown L.R., Toth R.A., The Hitran molecular database:editions of 1991 and 1992. *J.Quant.Spectrosc.Radiat. Transfer.*48, 1992, 469-507
- [9] 陆婉珍. 现代近红外光谱分析技术. 北京: 中国石化出版社. 2000
- [10] 叶培大. 光纤理论. 知识出版社. 1985
- [11] Armstrong B.H, Spectrum line profiles: the Voigt function. *J.Quant. Spectrosc. Radiat. Transfer* 1967,61-88
- [12] 原子吸收光谱分析编写组. 原子吸收光谱分析. 地质出版社. 1979
- [13] 阎吉祥. 激光原理与技术. 北京:高等教育出版社. 2004.7
- [14] Supplee M, Whittaker E.A, Lenth W, Theoretical description of frequency modulation and wavelength modulation spectroscopy, *Appl, Optics* 33,6394,1994
- [15] New Focus product guide bolume, 2004.5
- [16] 徐科军. TMS320X281xDSP 原理与应用. 北京航空航天大学出版社. 2006.8
- [17] Gabrysch M, Corsi C, Pavone F.S., Inguscio M, Simultaneous detection of CO and CO₂

- using a semiconductor DFB diode laser at 1:578 nm. European Laboratory for Nonlinear Spectroscopy (LENS), Largo E. Fermi 2, 50125. Received: 8 November 1996
- [18] Jian Wang, New Strategies of Diode Laser Absorption Sensors, 2001
- [19] 张志涌.精通 Matlab 6.5. 北京航空航天大学出版社.2003.3
- [20] Scott T.S., Wang Jian, Jay B.J., Ronald K.H., Diode-laser absorption sensor for line-of-sight gas temperature distributions, Applied Optics, Vol.40, No.24.2001.
- [21] 胡绍民.一种基于 DSP 和采样 ADC 的数字锁定放大器.数据采集与处理,2000,15(2): 222-235
- [22] Bateman A. DSP 算法、应用与设计. 机械工业出版社.2003.7
- [23] 冉茂华.基于 DSP 的 FIR 数字滤波器的设计.武汉理工大学.2006.4
- [24] 汪安民.DSP 应用开发实用子程序.人民邮电出版社.2005.9
- [25] 薛年喜.MATLAB 在数字信号处理中的应用.清华大学出版社.2003.11
- [26] MATLAB 官方网站 <http://www.mathworks.com>
- [27] 李真芳.DSP 程序开发 Matlab 调试及直接目标代码生成.西安电子科技大学出版社. 2003.10
- [28] 管庆.DSP 集成开发环境.电子工业出版社.2004.7
- [29] 梅志红、赵 莉.基于 CCS 环境和 MATLAB 仿真的 FIR 数字滤波器实现. 电气电子教学学报. 2005.6.27(3): 44-47
- [30] 张卫宁.TMS320C281x 系列 DSP 指令和编程指南.清华大学出版社.2005.3
- [31] TI 官方网站, <http://www.ti.com>
- [32] 张卫宁.TMS320C28x 系列 DSP 的 CPU 与外设.清华大学出版社.2004.9
- [33] 曾庆勇.微弱信号检测.浙江大学出版社.1994.1
- [34] 戴逸松.微弱信号检测方法及仪器.国防工业出版社.1994.12
- [35] 曹家胜.基于 DSP 的数字锁定放大器及其应用.吉林大学.2002.5
- [36] 苏奎峰.TMS320F2812 原理与开发.电子工业出版社.2005.4
- [37] 陈佳圭.微弱信号检测.中央广播电视大学出版社.1987.108-115
- [38] 左营喜、徐之材、黄训诚.用分段累加相关法实现数字相敏检测.数据采集与处理.1998.13(3):224-228
- [39] TI 公司官方网站 <http://www.ti.com>

攻读硕士学位期间取得的研究成果

序号	作者（全体作者，按顺序排列）	题 目	发表或投稿刊物名称、级别	发表的卷期、年月、页码	相当于学位论文的哪一部分（章、节）	被索引收录情况
1	李坤颖 肖 兵	基于 TDLAS 动态参数快速测量系统	自动化技术与应用	25(7)、 2006.7、 57-59	第二章	
2	李 胜 肖 兵 李坤颖	基于 TDLAS 气体测量系统得仿真与分析	现代科学 仪器，统计源 期刊	2007.2 总第 112 期、52-55	第三章	

致 谢

本文是在导师肖兵副研究员的悉心关怀和指导下完成的。两年半来，肖老师的渊博的学识、高尚的人格、严谨的治学作风、对科学前沿的敏锐洞察力及对科学事业的执着追求，对我产生极深的影响，使我终生受益。感谢肖老师为我们营造了良好的学习和科研环境，令我有机会学习到大量的专业知识，大大拓宽了自己的知识面，为今后的工作打下了坚实的基础，使我有信心胜任以后的工作。在研究生期间，我的科研能力和动手能力有了很大的提高。本论文中包含了肖老师很多的思想启迪和辛勤汗水，在论文完成之际，我谨表示对恩师最真挚的感谢。

同时还要感谢简家亮、蔡一波等同学在研究生期间，他们一直给我以悉心的指导和真诚的帮助，他们严谨的学习态度使我受益匪浅。此外，感谢实验室的各位师兄弟和同学们，谢谢你们给我研究生生活带来的诸多欢乐。最后，我想谢谢我的父母及家人，是他们的支持使我顺利完成了学业。

IV - 2 答辩委员会对论文的评定意见

该论文研究了基于可调谐二极管吸收光谱的汽车尾气动态测量系统，选题合理，具有较高的应用价值。

在进行了调研和文献阅读后，论文的主要研究工作包括以下方面：

- 1、设计并建立了基于 TDLAS 的气体浓度动态测量系统的仿真模型。
- 2、利用 Matlab 仿真软件对测量系统进行了仿真，并对仿真结果进行了分析，分析结果表明所建立的 TDLAS 的气体浓度动态测量系统是可行的。
- 3、设计实现了基于 DSP 的 FIR 数字滤波器、数字锁定放大器。采用基于 DSP 实现的数字锁定放大器把微弱信号从很强背景噪声中提取出来。

论文思路清晰，层次分明，理论与实际结合较好。表明作者已具有坚实的基础理论和系统的专门知识，具有独立的科研工作的能力。论文已经达到硕士学位论文水平。

答辩中概念清楚、思路清晰、观点基本正确，答辩委员会一致同意通过论文答辩，建议授予工学硕士学位。

论文答辩日期： 2007 年 6 月 7 日

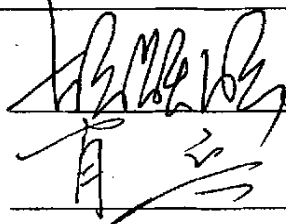
答辩委员会委员共 4 人，到会委员 4 人

表决票数：优秀 () 票；良好 (4) 票；及格 () 票；不及格 () 票

表决结果 (打“√”)：优秀 ()；良好 (√)；及格 ()；不及格 ()

决议：同意授予硕士学位 (√) 不同意授予硕士学位 ()

答辩
委员
会成
员签
名

 (主席)

