

学校代码： 10255

学 号： 2131156

智能压力传感器精度的研究

Research the precision of the Intelligent pressure sensor

学 院： 信息科学与技术学院

专 业： 控制科学与工程

姓 名： 倪珊珊

导 师： 卢文科教授

2016 年 1 月

东华大学学位论文原创性声明

本人郑重声明：我恪守学术道德,崇尚严谨学风。所呈交的学位论文,是本人在导师的指导下,独立进行研究工作所取得的成果。除文中已明确注明和引用的内容外,本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品及成果的内容。论文为本人亲自撰写,我对所写的内容负责,并完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

学位论文作者签名：

日期： 年 月 日

东华大学学位论文版权使用授权书

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,同意学校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,允许论文被查阅或借阅。本人授权东华大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索,可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

保密 ☐,在 年解密后适用本版权书。

本学位论文属于

不保密 ☐。

学位论文作者签名:

指导教师签名:

日期: 年 月 日

日期: 年 月 日

智能压力传感器精度的研究

摘 要

随着科学技术的发展，人们对测量技术提出了越来越高的要求。不仅要求整个测量系统要趋于自动化和智能化，还要求测量的精度更高。在工业生产过程中，压力是一项重要的参数，压力测量的准确度会影响整个工业生产过程，这对压力测量提出了更多更高的要求，而研制高准确度的压力传感器是提高压力测量精度的关键技术之一。本文对压力传感器的测量精度进行了深入地研究，找到了一种温度补偿效果更好的软件方法，并对智能压力传感器系统进行了全面的设计。

电容式压力传感器是一种将被测量压力的变化转换为电容量变化的传感器。它具有结构简单、分辨率高等一系列优点。在硬件系统的设计方面，本文采用的是简单化的设计，整个硬件系统由具有主要功能的几块芯片和一些外围电路构成，包括了信号调理电路、A/D 转换电路、串口通信电路以及数字化温度传感器 DS18B20。在系统的软件上运用 C 编程语言，完成数据转换、数据处理以及与 PC 机通信等功能。本文提出用曲线拟合法来实现测量系统的非线性自校正的功能。由于电容式压力传感器受温度影响较大，为了改善传感器的测量精度，必须对传感器进行温度补偿。本文提出了用基于自适应学习率的改进 BP 算法来实现传感器的温度补偿，并与二元回归分析法进行效果的

比较。通过比较,发现改进的 BP 算法融合效果更好,因此该 BP 算法能够实现压力传感器对温度的补偿,能够更好地提高压力传感器的测量精度,最后将上述基于自适应学习率的 BP 算法存储于单片机中。

关键字: 压力传感器, 曲线拟合, 二元回归, 改进的 BP 算法, 精度

Research the precision of the Intelligent pressure sensor

Abstract

With the development of science technology, people raised higher and higher requirement of measurement technique. Not only requires the whole measurement system will tend to be more automatic and intelligent, also requires measuring accuracy is higher. In the process of industrial production, pressure is an important parameter, pressure measurement accuracy will affect the whole process of industrial production, it puts forward more higher requirement on pressure measurement, and with high accuracy pressure sensors is one of the key technologies for increasing accuracy of pressure measurement. In this paper, the measuring accuracy of pressure sensor is in-depth research. I found a software method which has better temperature compensation. I Comprehensive design a Intelligent pressure sensor system.

Capacitive pressure sensor is a kind of transform pressure variation is measured as the change of capacitance sensor. It has a series of advantages, including simple structure, high resolution and so on. In the aspect of the design of the hardware system, hardware system consists of the main function of A few chips and some peripheral circuit, including the signal conditioning circuit, A/D conversion circuit, serial communication circuit and digital temperature sensor DS18B20. Software system using the C programming language, it implements some software functions, including data conversion, data processing and communication with a PC. In this paper, using curve fitting method to realize the nonlinear pid self-tuning function of the measurement system. Due to capacitive pressure sensor is influenced by temperature, in order to improve the measurement precision, The sensor must be have the function of temperature compensation. In this paper, using the improved BP algorithm based on adaptive vector to realize the sensor temperature compensation, and make comparison with binary regression analysis. By comparison, found that the fusion effect of improved BP algorithm is better, so the BP algorithm can realize the temperature compensation of pressure sensor, it is better able to improve the measuring accuracy of pressure sensor. Finally, the above based on the BP algorithm of adaptive vector stored in the microcontroller.

Shanshan Ni(Control Science and Control Engineering)

Supervised by Wenke Lu

Key words: pressure sensor, curve fitting, bivariate regression, the improved BP algorithm ,

precision.

目录

摘 要.....	I
Abstract	III
第一章 绪论.....	1
1.1 引言.....	1
1.2 压力传感器的分类及国内外研究现状.....	1
1.2.1 压力传感器的分类.....	1
1.2.2 国外压力传感器研究的现状.....	3
1.2.3 国内压力传感器研究的现状.....	3
1.3 本课题的意义及主要工作内容.....	3
1.4 论文结构安排.....	4
1.5 本章小结.....	5
第二章 智能压力传感器的非线性校正.....	6
2.1 引言.....	6
2.2 曲线拟合法.....	6
2.2.1 列出逼近反非线性曲线的多项式方程.....	6
2.2.2 将所求得的常系数存入内存 u.....	7
2.3 传感器系统的静态特性的性能指标.....	8
2.3.1 迟滞.....	8
2.3.2 重复性.....	8
2.3.3 线性度.....	9
2.3.4 准确度.....	9
2.3.5 温度系数.....	10
2.4 压力传感器的非线性校正.....	10
2.4.1 标定实验.....	10
2.4.2 拟合方程的确立.....	12
2.4.3 误差分析.....	13
2.5 本章小结.....	14
第三章 智能压力传感器的温度补偿.....	15
3.1 引言.....	15
3.2 标准 BP 神经网络.....	15

3.2.1 BP 神经网络的结构.....	15
3.2.2 BP 神经网络原理.....	15
3.2.3 BP 神经网络的学习算法.....	16
3.3 基于自适应学习率的改进 BP 算法.....	18
3.3.1 基于自适应学习率的改进 BP 算法原理.....	18
3.3.2 基于自适应学习率的改进 BP 算法的流程图.....	19
3.4 二元回归分析法.....	20
3.4.1 二元回归分析法的基本原理.....	20
3.4.2 二元回归分析法的实验标定.....	20
3.4.3 二元回归方程常系数的确定.....	20
3.5 改进的 BP 算法与二元回归分析法的仿真与应用.....	22
3.5.1 样本库的建立.....	22
3.5.2 改进的 BP 算法对数据的处理.....	23
3.5.3 二元回归分析法对数据的处理.....	24
3.5.4 测试结果分析.....	25
3.6 本章小结.....	28
第四章 智能压力传感器的硬件系统的设计.....	29
4.1 引言.....	29
4.2 智能传感器的概述.....	29
4.2.1 智能传感器的定义.....	29
4.2.2 智能传感器的功能.....	29
4.2.3 智能传感器的特点.....	30
4.3 电容变换器.....	31
4.3.1 电容变换器的基本结构.....	31
4.3.2 电容变换器的工作原理.....	31
4.3.3 电容变换器的种类.....	32
4.4 压力测量的硬件电路的总体设计.....	33
4.4.1 压力测量系统的电路硬件框图.....	33
4.4.2 电容传感器-硅电容压力传感器.....	34
4.4.3 信号调理电路-CAV424 芯片.....	35
4.4.4 A/D 转换器- ADC0809.....	36
4.4.4 数字化温度传感器—DS18B20.....	41
4.3.4 单片机—AT89C51.....	42
4.4.5 串口通信电路-MAX232 芯片.....	45

4.4.6 电源电路.....	46
4.5 本章小结.....	48
第五章智能压力传感器的软件系统的设计.....	49
5.1 引言.....	49
5.2 Keil C51 简介	49
5.3 系统的程序设计.....	50
5.3.1 主程序模块设计.....	50
5.3.2 数据的 A/D 转换模块.....	51
5.3.3 通讯模块.....	52
5.3.4 数据采集模块.....	54
5.3.4 数据处理模块.....	56
5.4 系统调试.....	58
5.4.1 硬件调试.....	58
5.4.2 软件调试.....	58
5.4.3 系统联调.....	58
5.5 本章小结.....	59
第六章 总结与展望.....	60
6.1 总结.....	60
6.2 展望.....	60
参考文献.....	62
致谢.....	66
攻读硕士学位期间取得的科研成果.....	67
科研成果.....	67

第一章 绪论

1.1 引言

随着科学技术的发展，压力在传统工业生产过程中的地位也越来越重要，精确地测量压力可以保证生产过程的安全性，从而提高整个生产的经济效益。正因为压力测量对生产活动的重要性，人们更加重视对压力测量仪表的开发。目前，许多压力测量仪表已经出现在人们的生活中。压力测量仪表的种类有很多，目前最具有前景的是压力传感器。压力传感器是根据物质的某种规律和原理，将被测量的压力转化成与压力成一定关系的电信号输出。在这么多种类的传感器中，压力传感器所占的比重是最大的，它被广泛应用于石化、电力、军事和国防等领域，而且近年来有着明显的上升趋势。常见的压力传感器有电阻式、压电式和电容式等，由于电容式压力传感器的灵敏度比较高、温度稳定性好等优点，因而它的应用前景更广。随着信息技术的发展，传统的压力传感器已无法满足人们的测量需求，智能压力传感器也随之应运而生。

1.2 压力传感器的分类及国内外研究现状

1.2.1 压力传感器的分类

压力传感器是工业生产活动中最常用的一种传感器，它是用来测量压力的传感器件，其应用非常广泛，可用于医疗器械、汽车工业、各种自控环境等。压力传感器的种类有很多，但其工作原理基本相同，压力传感器的工作原理如图 1-1 所示，当外界的压力作用于弹性元件时，弹性元件会发生机械形变，从而改变了它的电学特性，我们经过对电学性号的检测，就可以计算出所受到的压力的大小。



图 1-1 压力传感器的工作原理图

按照测量原理讲，压力传感器主要分为压电式压力传感器、压阻式压力传感

器、电感式压力传感器和电容式压力传感器等四种。^{【1】}

压电式压力传感器的测量原理是基于压电效应。压电效应分为正压电效应和逆压电效应。正压电效应是指当电介质受到某一方向上的外力作用而发生形变，它的内部就会产生极化现象，同时在它的两个相对表面上会出现正负相反的电荷。当去掉外力后，它又会恢复到不带电的状态。当外力的方向发生变化时，电荷的极性也发生改变。逆压电效应是指当在电介质的极化方向上施加电场，这些电介质就会发生形变，当去掉电场后，电介质的形变也随之消失。压电式压力传感器的种类和型号有很多，按弹性敏感元件和受力机构的形式可分为两类，分别为膜片式和活塞式。膜片式的压电压力传感器主要有本体、膜片和压电元件等组成。它的工作原理是：本体支撑压电元件，膜片将被测压力传递给压电元件，再由压电元件输出与被测压力成一定关系的电信号。这种传感器具有体积小、动态响应好、耐高温等特点。

压阻式压力传感器的测量原理是基于硅的压阻效应，它的特点是灵敏度高、动态特性好、精确度高、易于微型化和集成化，它被广泛应用于工业生产活动中，它是一种发展迅速的传感器。早期的压阻式传感器是利用半导体应变片制成的粘贴型压阻传感器。^{【2】}70年代后，研制出周边固定的力敏电阻与硅膜片一体化的扩散硅型压阻传感器。它易于批量生产，能够方便地实现微型化、集成化和智能化。因而，它成为受到人们普遍重视并重点开发的具有代表性的新型传感器。

电感式压力传感器的原理是利用磁路磁阻变化引起传感器线圈的电感（自感或互感）变化来检测非电量的一种机电转换装置，又称电感式位移传感器。这种传感器的线圈匝数和材料导磁系数都是一定的，其电感量的变化是由于位移输入量导致线圈磁路的几何尺寸变化而引起的。当把线圈接入测量电路并接通激励电源时，就可获得正比于位移输入量的电压或电流输出。电感式传感器的特点是：无活动触点、可靠度高、寿命长；分辨率高；测量范围宽；对激励电源的频率和幅值稳定性要求高；不适用于高频动态测量。电感式传感器主要用于位移量和机械量的测量。常用电感式传感器有变间隙型、变面积型和螺管插铁型。^{【3】}

电容式压力传感器是以电容器作为传感元件，通过电容传感元件，将被测物理量压力的变化转换为电容量的变化。电容式传感器可以分为：固定介质变间隙电容式传感器、变面积电容式传感器、变介电常数电容式传感器等。变间隙型一般用来测量微小的由于压力等引起的极距变化。面积变化型一般用于测量角位移。介质变化型常用于测量各种介质的温度、密度。电容式传感器的有点如下：结构简单，价格便宜，灵敏度高，动态响应特性好，对温度、辐射、强振等恶劣条件的适应性强等。^{【4】}电容式传感器是一种用途极广，很有发展潜力的传感器。

1.2.2 国外压力传感器研究的现状

早在 1954 年美国 C.S.Smith 首先确认了半导体压电效应，1955 年 C.Herring 指出：这种压电电阻效应是由于应力的作用，引起导体与价电子带能量状态的变化，以及载流子数量与迁移率变化所产生的一种现象。^[5] 日本从 1970 年研究开发，首先应用在血压计上，之后在过程控制领域及轿车发动机控制部分都获得了广泛的应用。最近几年在家用电器、装配机器人等应用领域普遍采用电子压力传感器作为压力控制、压力监控和判断真假吸附的效果。

1.2.3 国内压力传感器研究的现状

目前，我国从事传感器生产的厂家有 1300 家，所生产的产品种类有 300 余种，产量一亿多只。由于众多厂家规模小、设备落后、国家投入的资金不足而且比较分散，因而与世界上大的传感器厂无法抗衡，科研水平也落后国外 5~10 年。与世界上传感器更新换代的速度相比，落后几个周期，从而导致品种不全，产量过低，仅满足国内需求的 20%~30%。^[6] 根据市场调查，90 年代我国电子系统共需各类传感器 140 万件，汽车工业需要 4400 万件，化工 80 万件，钢铁 130 万件，能源管理与炉窑控制需要 4000 万件，机床行业需 1500 万件，文化办公机械需 200 万件，各类仪器仪表所配用的传感器约需 3 亿件。^[7] 已经有微压、表压、高压、绝对压力、差压等力敏元件及其配套仪表问世。

1.3 本课题的意义及主要工作内容

本课题针对当前压力传感器的不足，希望通过软件的手法来改善传感器的非线性以及减小由温度影响带来的误差，以尽可能的提高测量的精度。在利用电容变换器测量压力时，本文提出采用几块主要功能的芯片加上一些简单的外围电路来实现数据的采集，这样大大简化了电路，使电路的设计更加简单。在数据处理上，本文提出采用曲线拟合法进行对数据的非线性校正，分别用基于自适应学习率 BP(Error Back Propagation)算法和二元回归分析法对压力和温度信号进行数据的融合。早期的时候，为了改善传感器的温度稳定性进行了大量的工作，采用多种硬件补偿措施，经过补偿后，传感器的温度稳定性得到了一定的改善，传感器的精度也有一定的提高，但是有许多不尽如人意的缺陷。现在，随着智能传感器的发展，一般通过采用软件补偿技术及数据融合技术，这种方法的效果更显著，而且省时、省力，而且精准有效。现在常用的软件补偿法为 BP 网络，它消除了

感知器的局限性,但是 BP 算法在具体实现中常会出现一些问题:收敛速度缓慢、局部极小且与其他参数存在较强的耦合关系,对此,人们们对 BP 算法进行了改进。传统的改进型 BP 算法主要有:基于数值优化方法的算法和基于附加动量方法的算法。但是各种仿真实验表明,这两种方法不够理想,主要表现为学习速率的选取困难,针对这一问题,本文提出了基于自适应学习率的 BP 改进方法用于压力传感器,效果比较理想。

本课题将详细介绍压力传感器的设计过程,并且通过理论推导以及实验数据验证,用曲线拟合法在一定程度上可以改善精度,但要达到工业生产的测量要求还远远不够。因此,本文提出用基于自适应学习率的 BP 算法来作为温度补偿的软件手法,并用实验证明该算法比二元回归分析法的效果更好,可以提高压力传感器的测量精度。主要工作内容如下:

(1) 使用各种功能的芯片进行硬件电路的模块化设计。主要包括信号调理电路、模数转换电路、串口通信电路、电源电路等。

(2) 使用 Keil C51 软件进行模块化编程。主要包括了主程序模块、模数转换模块、数据处理模块、串口通信模块等。

(3) 进行压力传感器的标定实验,利用曲线拟合法得出标定压力与输出电压之间的函数关系式,并计算出线性度,证明使用曲线拟合法可以改善传感器自身的非线性。

(4) 进行压力传感器的温度自补偿功能的实验,利用基于自适应学习率的 BP 算法和二元回归分析法对压力数据和温度数据进行融合,并计算比较相应的线性度、灵敏度等,表明在本文中用基于自适应学习率的 BP 算法可以更好地减小随机误差,提高其测量精度。

1.4 论文结构安排

第一章 介绍研究背景,总结了压力传感器的分类以及国内外研究现状,给出了论文的研究内容和结构安排。

第二章 介绍曲线拟合法,并详细说明了对其进行曲线拟合的实验过程,对得到的数据进行分析。

第三章 提出了对压力传感器进行温度补偿。分别介绍二元回归分析法、基于自适应学习率的 BP 算法,并对其进行温度标定实验的过程,将实验数据结果进行比较,发现基于自适应学习率的 BP 算法的温度补偿效果更好。

第四章 给出了整个系统的硬件设计方案,详细介绍了各个硬件电路模块的设计方法,并对其进行调试分析。

第五章 给出了整个系统的软件设计流程图。简要介绍了 Keil 软件，对其进行部分编程、调试。

第六章 对本文的工作进行总结和展望，分析了工作内容中需要改进的地方。

1.5 本章小结

本章主要介绍了传感器的研究背景，总结了压力传感器的分类以及国内外研究现状，给出了论文的研究内容和结构安排。

第二章 智能压力传感器的非线性校正

2.1 引言

测量系统的线性度是影响系统精确度的重要指标之一。为了实现传感器的输入—输出特性为一条直线,也就是说在测量范围内传感器的灵敏度是一不变的常数,单单从传感器本身的设计方面以及从电路环节精心设计非线性电路,需要花费大量的人力和物力而效果常常不理想。作为智能压力传感器系统的一部分,用软件进行传感器的非线性补偿,使输出的数字量与被测物理量之间呈线性关系。这种方法有许多优点,首先省去了复杂的补偿硬件电路,简化装备,其次可以发挥计算机的智能作用,提高检测的准确性和精确度。

采用智能化非线性自校正模块实现刻度转换的编程方法有多种,常用的有查表法、曲线拟合法。它们都具有极强的非线性映射能力,在刻度转换过程中能改善非线性,抑制交叉敏感,提高系统测量的精确度。经过查阅相关资料,本论文主要采用曲线拟合法,并对实验数据进行分析得出结论。

2.2 曲线拟合法

曲线拟合法^[8]:曲线拟合方法采用 n 次多项式逼近反非线性曲线,该多项式方程的各个系数由最小二乘法确定,具体步骤如下:

2.2.1 列出逼近反非线性曲线的多项式方程

(1) 对传感器及其调理电路进行静态实验标定,得标准曲线,标定点的数据为:

输入 $X_i: X_1, X_2, \dots, X_n$

输出 $U_i: U_1, U_2, \dots, U_n$

其中, $i=1,2,\dots,n$ (n 为标定点个数)

(2) 假设反非线性拟合方程为:

$$x_i(u_i) = \alpha_0 + \alpha_1 u_i + \alpha_2 u_i^2 + \dots + \alpha_n u_i^n \quad (2-1)$$

通常情况下, n 取 3, 有

$$x_i(u_i) = \alpha_0 + \alpha_1 u_i + \alpha_2 u_i^2 + \alpha_3 u_i^3 \quad (2-2)$$

(3) 求解待定常数 α_0 、 α_1 、 α_2 、 α_3 , 根据最小二乘法来确定。基本思想是:

由多项式确定的各个 $x_i(u_i)$ 的值，与各个点的标定值 x_i 之均方误差最小，即

$$\begin{aligned}\sum_{i=1}^n [x_i(u_i) - x_i]^2 &= \sum_{i=1}^n [\alpha_0 + \alpha_1 u_i + \alpha_2 u_i^2 + \alpha_3 u_i^3 - x_i]^2 \\ &= F(\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3) \quad \text{最小} \quad (2-3)\end{aligned}$$

为了使求得函数 $F(\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3)$ 最小值的常数 α_0 、 α_1 、 α_2 、 α_3 ，对函数求导并令它等于零，即令：

$$\frac{\partial F(\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3)}{\partial \alpha_i} = 0$$

($i=0,1,2,3$) 得

$$\sum_{i=1}^n [(\alpha_0 + \alpha_1 u_i + \alpha_2 u_i^2 + \alpha_3 u_i^3) - x_i] \times 1 = 0$$

$$\sum_{i=1}^n [(\alpha_0 + \alpha_1 u_i + \alpha_2 u_i^2 + \alpha_3 u_i^3) - x_i] \times u_i = 0$$

$$\sum_{i=1}^n [(\alpha_0 + \alpha_1 u_i + \alpha_2 u_i^2 + \alpha_3 u_i^3) - x_i] \times u_i^2 = 0$$

$$\sum_{i=1}^n [(\alpha_0 + \alpha_1 u_i + \alpha_2 u_i^2 + \alpha_3 u_i^3) - x_i] \times u_i^3 = 0$$

经整理后得矩阵方程为：

$$\begin{cases} \alpha_0 N + \alpha_1 H + \alpha_2 I + \alpha_3 J = D \\ \alpha_0 H + \alpha_1 I + \alpha_2 J + \alpha_3 K = E \\ \alpha_0 I + \alpha_1 J + \alpha_2 K + \alpha_3 L = F \\ \alpha_0 J + \alpha_1 K + \alpha_2 L + \alpha_3 M = G \end{cases} \quad (2-4)$$

式中： N 为实验标定点个数； $H = \sum_{i=1}^n u_i$ ； $I = \sum_{i=1}^n u_i^2$ ； $J = \sum_{i=1}^n u_i^3$ ； $K = \sum_{i=1}^n u_i^4$ ； $L = \sum_{i=1}^n u_i^5$ ； $M = \sum_{i=1}^n u_i^6$ ； $D = \sum_{i=1}^n x_i$ ； $E = \sum_{i=1}^n x_i u_i$ ； $F = \sum_{i=1}^n x_i u_i^2$ ； $G = \sum_{i=1}^n x_i u_i^3$ 。
通过求解矩阵可得待定系数 α_0 、 α_1 、 α_2 、 α_3 。

2.2.2 将所求得的常系数存入内存 u

将已知的反非线性拟合方程写成下列形式：

$$\begin{aligned}x &= \alpha_3 u^3 + \alpha_2 u^2 + \alpha_1 u + \alpha_0 \\ &= [(\alpha_3 u + \alpha_2)u + \alpha_1]u + \alpha_0\end{aligned} \quad (2-5)$$

为了求取对应电压 u 的输入被测值 x ，每次只需将采样值 u 带入式中进行三次 $(b + \alpha_1 u)$ 的循环运算，再加上 α_0 即可。

2.3 传感器系统的静态特性的性能指标

传感器系统的基本特性分为静态特性和动态特性，本文主要介绍静态特性。一般情况下，传感器的静态性能技术指标包括迟滞、重复性和线性度。

2.3.1 迟滞

迟滞也称之为“之后量”或“滞环”，它表征的是系统在全量程范围内，输入量由小到大或由大到小两个静态特性一致的程度，其中由小到大为正行程，由大到小为反行程，如图 4-1 所示。^[9]

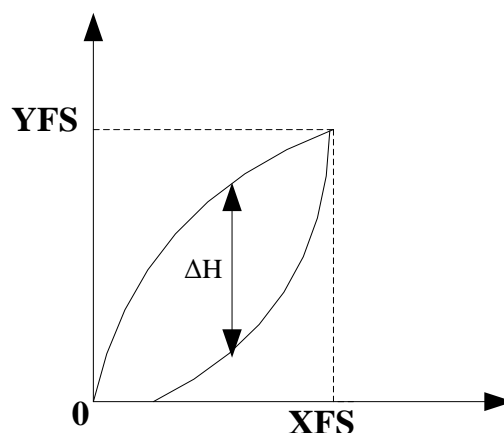


图 2-1 迟滞

迟滞的值引用误差 δ_H 的形式表示为：

$$\delta_H = \frac{|\Delta H_m|}{Y(FS)} \times 100\% \quad (2-6)$$

其中： ΔH_m 表示为同一输入量对应的正、反行程输出量的最大差值， $Y(FS)$ 表示为系统能够承受最大输入量 X_{FS} 的能力，其数值是系统的示值范围上、下限之差的模。

2.3.2 重复性

重复性表示系统输入量按同一方向作全程量、连续多次变动时，静态特性之间一致的程度，如图 2-2 所示。^[10] 其数值用引用误差 δ_R 形式表示为

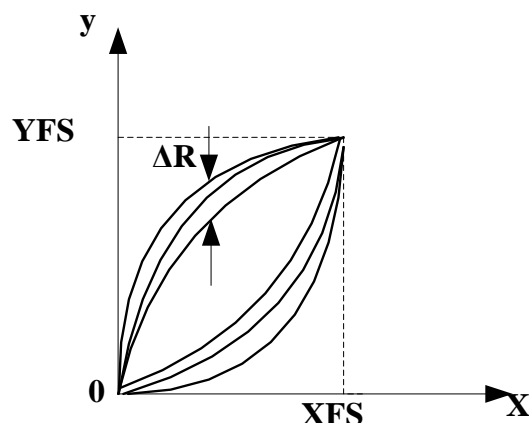


图 4-2 重复性

重复性的值引用误差 δ_R 形式表示为:

$$\delta_R = \frac{|\Delta R|}{Y(FS)} \times 100\% \quad (2-7)$$

其中: ΔR 表示同一输入量对应多次循环的同向行程输出量的分散程度。这种输出量之值的相互偏离反映了传感器的随机误差, 因此 ΔR 可以按随机误差处理法则来确定。

2.3.3 线性度

线性度又称之为“直线性”, 它表示的是系统静态特性与某一规定直线($y = b + kx$)一致的程度, 在数值上用非线性引用误差 δ_L 的形式表示为^[11]:

$$\delta_L = \frac{|\Delta L_m|}{Y(FS)} \times 100\% \quad (2-8)$$

式中: ΔL_m 表示的是静态特性与规定的拟合直线的最大拟合偏差。

2.3.4 准确度

准确度一般由不确定度来表示, 不确定度要经过对多个分项不确定度的严密分析、评定, 最后进行综合得出。国家标准没有规定准确度等级指数的一些产品, 常用“精度”作为一项技术指标来表征该产品的准确程度。一般情况下, 精度 A 由线性度 δ_L 、迟滞 δ_H 和重复性 δ_R 的绝对值之和或方和根得出^[12]:

$$A = |\delta_L| + |\delta_H| + |\delta_R|$$

或

$$A = \sqrt{\delta_L^2 + \delta_H^2 + \delta_R^2} \quad (2-9)$$

一般情况下，式（2-9）用来表征传感器或含有传感器的侧量系统。

2.3.5 温度系数

（1）零位温度系数 α_0

零位温度系数 α_0 ，它表示的是零位值 y_0 随温度漂移的速度，在数值上等于温度改变 1°C ，零位值的最大改变量 Δy_{0m} 与量程 $Y(\text{FS})$ 之比的百分比，公式如下^[13]：

$$\alpha_0 = \frac{\Delta y_{0m}}{\Delta T \cdot Y(\text{FS})} \times 100\% \quad (2-10)$$

式中： Δy_{0m} 为在温度变化 $\Delta T^\circ\text{C}$ 范围内，零位值的最大改变量； ΔT 为传感器系统工作温度的变化范围。

目前未经补偿的电容式压力传感器的 α_0 一般为 $10^{-3}/^\circ\text{C}$ ，如果量程 $Y(\text{FS}) = 100\text{mV}$ ，当工作温度变化 $\Delta T = 60^\circ\text{C}$ 时，则零位值改变为^[14]

$$\begin{aligned} \Delta y_{0m} &= \alpha_0 \cdot \Delta T \cdot Y(\text{FS}) \\ &= 6 \text{ mV} \end{aligned}$$

因此，为了提高零位值随温度变化的稳定性，减小 α_0 的数值是非常有必要的。

（2）灵敏度温度系数 α_s

灵敏度温度系数 α_s 表示灵敏度随温度漂移的速度，在数值上等于温度等于温度改变 1°C 时，灵敏度的相对改变量的百分数。在实际中，一个传感器的灵敏度温度系数通常用下式来决定^[15]：

$$\alpha_s = \frac{\Delta y_m}{\Delta T \cdot Y(\text{FS})} \times 100\% \quad (2-11)$$

式中： $\Delta T = T_2 - T_1$ ，为温度变化范围； $Y(\text{FS})$ 为量程； Δy_m 为当温度变化 ΔT 时，在全量程范围中某一输入量对应输出值随温度漂移的最大值，这个最大温度漂移值可能发生在满量程，也可能发生在其他输入时的工作点。

传感器技术始终致力于改善静态特性的非线性（减小线性度 δ_L 的数值）、减小迟滞 δ_H 、提高重复性（减小重复性 δ_R 的数值），这样能获得较高的精度。

2.4 压力传感器的非线性校正

2.4.1 标定实验

主传感器为设计的电容式压力传感器，其输入输出量分别为 P 、 U 。在传感器上分别加标准砝码，用数字万用表测量每次加砝码时压力传感器相应的电压值，记录下对应的压力和电压值。本次实验砝码从 0MPa 加到 5MPa ，每次间隔 1MPa ，

记录下 6 组数据,为了减少操作误差,本次实验记录下三组实验标定值如表 2-1。

表 2-1 压力传感器的实验标定数据

P/Mpa	0.0	1.0	2.0	3.0	4.0	5.0
U ₁ /mV	-13.76	10.68	28.88	47.12	65.21	83.35
U ₂ /mV	-13.38	10.35	28.37	46.97	65.05	83.15
U ₃ /mV	-13.52	10.43	28.42	47.03	65.14	83.24

通过表 2-1 可以看出,测得的输出电压的值随着施加的压力的增加而增加,但两者之间具体的线性关系仍然不清楚,因此本文用 MATLAB 绘制了图 2-3,图中的三个符号分别代表了三次测量的数据。

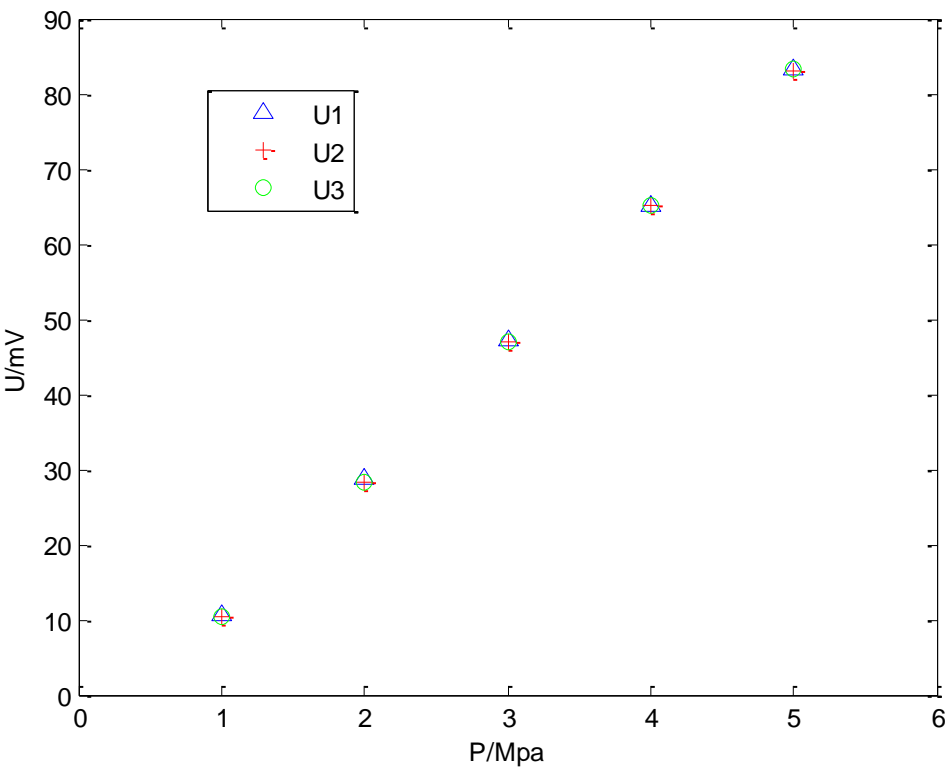


图 2-3 三组采用值输入输出曲线图

从图 2-3 可以看出,采样的数据几乎呈一条直线,且三组数据基本一致,没有过大的偏差。为了增加采样数据的精确度,将每个标定点的三个数据取平均值,得到平均电压值。压力与平均电压值的关系如表 2-2 所示。

表 2-2 压力与平均电压值

P/Mpa	0.0	1.0	2.0	3.0	4.0	5.0
U/mV	-13.55	10.49	28.56	47.04	65.13	83.25

2.4.2 拟合方程的确立

根据第二章的分析，知道压力 P 与电压 U 是呈正比的。本文假设拟合方程为：

$$P_i(U_i) = \alpha_0 + \alpha_1 U_i + \alpha_2 U_i^2 \quad (i = 1, 2, \dots, 20) \quad (2-12)$$

式中： $P_i(U_i)$ 为每个标定点拟合的压力值； U_i 为每个标定点压力传感器输出的压力值； α_0 、 α_1 、 α_2 是所要求的常系数。

由式(2-12)可知，要求出压力和电压之间的拟合方程的关键就是要确定 α_0 、 α_1 、 α_2 的值。

我们已经知道由拟合方程计算出的压力 $P_i(U_i)$ 与实验标定值 P_i 之间仍然会存在着误差 e 。其方差为：

$$e^2 = [P_i(U_i) - P_i]^2 \quad (2-13)$$

为了使得拟合值 $P_i(U_i)$ 和实验标定值 P_i 之间的误差尽可能的最小，本文采用的是最小二乘法原理，根据最小二乘法原理使得下式中的偏差最小，即：

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^{20} [P_i(U_i) - P_i]^2 &= \sum_{i=1}^{20} [\alpha_0 + \alpha_1 U_i + \alpha_2 U_i^2 - P_i]^2 \\ &= f(\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2) \end{aligned} \quad (2-14)$$

由式（2-14）可知，均方差 f 是 α_0 、 α_1 、 α_2 的函数，根据多元函数的求极值

条件，令它的各偏导数为零，即： $\frac{\partial f}{\partial \alpha_0} = 0$ ， $\frac{\partial f}{\partial \alpha_1} = 0$ ， $\frac{\partial f}{\partial \alpha_2} = 0$

$$\sum_{i=1}^{20} [(\alpha_0 + \alpha_1 u_i + \alpha_2 u_i^2) - P_i] \times 1 = 0$$

$$\sum_{i=1}^n [(\alpha_0 + \alpha_1 u_i + \alpha_2 u_i^2) - P_i] \times u_i = 0$$

$$\sum_{i=1}^n [(\alpha_0 + \alpha_1 u_i + \alpha_2 u_i^2) - P_i] \times u_i^2 = 0$$

经整理后的矩阵方程组：

$$\begin{cases} \alpha_0 N + \alpha_1 H + \alpha_2 I = D \\ \alpha_0 H + \alpha_1 I + \alpha_2 J = E \\ \alpha_0 I + \alpha_1 J + \alpha_2 K = F \end{cases} \quad (2-15)$$

该方程组中： N 为实验标定点个数； $H = \sum_{i=1}^N u_i$ ； $I = \sum_{i=1}^N u_i^2$ ； $J = \sum_{i=1}^N u_i^3$ ；

$K = \sum_{i=1}^N u_i^4$; $D = \sum_{i=1}^N P_i$; $E = \sum_{i=1}^N P_i u_i$; $F = \sum_{i=1}^N P_i u_i^2$ 。本文中，N 的值为 N=6；根据表 2-2 中的标定数据 P_i 以及平均电压数据 u_i ，可计算出 H、I、J、K、D、E、F 的值如下：

H=220.92，I=14494.56，J=979295.82，K=71634011.57，D=15，E=885.5，F=60000.15

将计算机的 N、H、I、J、K、D、E、F 带入线性方程组（2-15）中，利用 MATLAB 可求出 α_0 、 α_1 、 α_2 的值如下： $\alpha_0 = 0.5838$ ， $\alpha_1 = 0.0469$ ， $\alpha_2 = 0.0001$

将求出的 α_0 、 α_1 、 α_2 的值带入拟合方程式（2-12）中，得出方程：

$$P_i(U_i) = 0.5838 + 0.0469U_i + 0.0001U_i^2 \quad (i = 1, 2, \dots, 20) \quad (2-16)$$

由式（2-16）可知被测量的压力 P 与电压 U 之间的函数关系式：

$$P = 0.5838 + 0.0469U + 0.0001U^2 \quad (2-17)$$

2.4.3 误差分析

根据函数关系式（2-10），可以确定标定点的拟合压力值 P' ，拟合压力值 P' 与实验标定值 P 的对比如表 2-3 所示。

表 2-3 拟合压力值 P' 和实验标定值 P

P/Mpa	0.0	1.0	2.0	3.0	4.0	5.0
P' /Mpa	-0.033	1.0867	2.0048	2.9483	3.9523	5.0427

由表 2-3 可以看出，实验标定值 P 与拟合曲线函数计算出的输出值 P' 之差的最大值为：当 P=1MPa 时，拟合曲线的相对误差达到最大，因此，

$$\Delta P_{\max} = 1.0867 - 1 = 0.0867$$

所以，拟合曲线的线性度为：

$$\begin{aligned} \delta &= \frac{|\Delta P_{\max}|}{P(FS)} \times 100\% \\ &= \frac{0.0867}{5} \times 100\% \\ &= 1.73\% \end{aligned}$$

可以看出，本文用的曲线拟合法对测量值进行非线性校正后，测量的精度为 1.73%，符合测量要求。

2.5 本章小结

本章主要介绍了曲线拟合法和压力传感器的静态特性，静态特性包括线性度、温度系数等，并通过实验得出经过拟合曲线法对测量值进行非线性校正后，测量的精度低于 2%，因此曲线拟合法用于压力传感器对数据的非线性校正是可行的。

第三章 智能压力传感器的温度补偿

3.1 引言

电容式压力传感器受温度影响较大，为了改善传感器的测量精度，必须对传感器进行温度补偿。温度补偿的软件方法有多种，如：二元回归分析法、BP 神经网络、RBF 神经网络等。本文用二元回归分析法和基于自适应学习率的改进 BP 神经网络对传感器进行温度补偿，并对补偿效果进行分析和对比，发现基于自适应学习率的改进 BP 算法的数据融合效果更好，测量误差更小。

3.2 标准 BP 神经网络

3.2.1 BP 神经网络的结构

BP 神经网络通常有一个或多个隐层，在实际应用中，用得最多的是三层 BP 神经网络。如图 3-1 所示为一个简单的三层 BP 网络模型。^[16] 三层 BP 网络模型包括输入层、隐层、输出层。网络的输入层包含 i ($i = 3$) 个节点，隐层包含 j ($j = 4$) 个节点，输出层包含 k ($k = 2$) 个节点，连接权值 Iw_{ji} 表示输入层第 i 个节点与隐层的第 j 个节点的连接权值，连接权值 Lw_{kj} 表示隐层的第 j 个节点与输出层的第 k 个节点的连接权值。^[17]

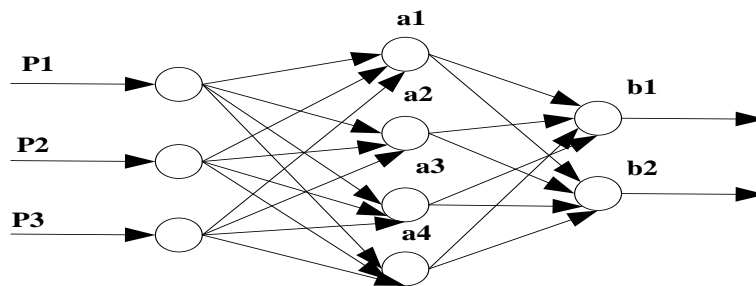


图 3-1 BP 网络模型示意图

3.2.2 BP 神经网络原理

BP 神经网络由三个或三个以上的网络层构成，其中至少包括一个输入层和

输出层，一个或一个以上的隐含层，同层之间不被相互连接，层与层之间则采用全互连接。^[18]BP 神经网络是通过误差反向传播实现的，因此，BP 神经网络中的神经元必须是连续可微的，所以，BP 神经网络的输入层神经元一般选用纯线性函数，隐含层和输出层神经元通常选用 S 型函数，一般情况下选用对数 S 型函数。整个网络的学习过程由前向传播和反向传播组成。其中，在前向传播过程中，输入经输入层、隐含层逐层处理，并传到输出层。如果在输出层不能得到预期范围的输出，则将转入反向传播过程，将误差逐层反向传播，并修正各层连接权值，直至达到目标误差范围。BP 神经网络采用的学习方法称为 BP 算法。

3.2.3 BP 神经网络的学习算法

当权值 Iw_{ji} 、 Lw_{kj} 与阈值 b_{1j} 、 b_{2j} 随机赋予初始值、确定分组输入 p_1, p_2, \dots, p_R 后，选择输入层、隐层和输出层的作用函数，输入层神经元的作用函数为： $O_i = p_i$ (3-1)^[19]，该函数表示的是输入层节点 i 的输出，选用的是纯线性函数，隐层神经元的作用函数为： $O_{1j} = \frac{1}{1+e^{-n_{1j}}}$ (3-2)^[20]，该函数表示的是隐层节点 j 的输出，选用对数 S 型函数，输出层神经元的作用函数为： $O_{2k} = \frac{1}{1+e^{-n_{2k}}}$ (3-3)^[21]，该函数表示的是输出层节点 k 的输出，选用对数 S 型函数。根据公式 (3-1)、(3-2)、(3-3) 就可得出输出层节点 k 的 O_{2k} 输出与期望输出 d_k 存在误差，输出层 m 个节点的总误差 E 取为 $E = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^m [d_k - O_{2k}]^2$ (3-4)^[22]，根据 E 的大小调整网络参数，最终使得误差 E 足够小。网络权值参数的修正数学表达式求取遵循的规则称为学习规则，其基本思想是：使权值沿误差函数 E 的负梯度 $-\frac{\partial E}{\partial w}$ 方向改变，

$$\begin{aligned} \text{即} \quad \Delta Lw_{kj} &= Lw_{kj}(t+1) - Lw_{kj}(t) \\ &= -\eta \frac{\partial E}{\partial Lw_{kj}} \end{aligned} \quad (3-5)$$

$$\begin{aligned} \Delta Iw_{ji} &= Iw_{ji}(t+1) - Iw_{ji}(t) \\ &= -\eta \frac{\partial E}{\partial Iw_{ji}} \end{aligned} \quad (3-6)$$

其中， η 为学习因子，又称步长。

按照误差反向传播算法，分别求取输出层训练误差 δ_{2k} 、隐层训练误差 δ_{1j} ，

最后得出权值修正公式。

输出层训练误差 δ_{2k} :

$$\begin{aligned}\delta_{2k} &= -\frac{\partial E}{\partial n_{2k}} \\ &= -\frac{\partial E}{\partial O_{2k}} \cdot \frac{\partial O_{2k}}{\partial n_{2k}}\end{aligned}\quad (3-7)$$

又因为

$$\begin{aligned}\frac{\partial E}{\partial O_{2k}} &= -(d_k - O_{2k}) \\ &= -[d_k - f(n_{2k})] \\ \frac{\partial O_{2k}}{\partial n_{2k}} &= f'(n_{2k}) \\ &= f(n_{2k}) \cdot [1 - f(n_{2k})]\end{aligned}\quad (3-8)$$

得:

$$\delta_{2k} = -f(n_{2k}) \cdot [1 - f(n_{2k})] \cdot [d_k - f(n_{2k})] \quad (3-9)$$

隐层训练误差 δ_{1j} :

$$\begin{aligned}\delta_{1j} &= -\frac{\partial E}{\partial n_{1j}} \\ &= -\frac{\partial E}{\partial O_{1j}} \cdot \frac{\partial O_{1j}}{\partial n_{1j}}\end{aligned}\quad (3-10)$$

又因为

$$\begin{aligned}\frac{\partial O_{1j}}{\partial n_{1j}} &= f'(n_{1j}) \\ &= f(n_{1j}) \cdot [1 - f(n_{1j})]\end{aligned}\quad (3-11)$$

$$\begin{aligned}\frac{\partial E}{\partial O_{1j}} &= \frac{\partial E}{\partial n_{1k}} \cdot \frac{\partial n_{1k}}{\partial O_{1j}} \\ &= -\delta_{1k} \cdot \sum_{j=1}^{L=4} Iw_{kj}\end{aligned}\quad (3-12)$$

得:

$$\delta_{1j} = -f(n_{1j}) \cdot [1 - f(n_{1j})] \cdot \sum_{j=1}^{L=4} Iw_{kj} \quad (3-13)$$

权值修正公式。

Lw_{kj} 的修正公式: 将式(3-5)变换为

$$\begin{aligned}\Delta Lw_{kj} &= -\eta \cdot \frac{\partial E}{\partial Lw_{kj}} \\ &= -\eta \cdot \frac{\partial E}{\partial n_{2k}} \cdot \frac{\partial n_{2k}}{\partial Lw_{kj}}\end{aligned}$$

$$= \eta \cdot \delta_{2k} \cdot O_{2j} \quad (3-14)$$

$$\text{其中} \quad \delta_{2k} = -\frac{\partial E}{\partial n_{2k}} \quad ; \quad O_{2j} = \frac{\partial n_{2k}}{\partial Lw_{kj}}$$

有

$$Lw_{kj}(t+1) = Lw_{kj}(t) + \eta \delta_{2k} O_{2j} \quad (3-15)$$

Iw_{ji} 的修正公式：将式（3-6）变换为

$$\begin{aligned} \Delta Iw_{ji} &= Iw_{ji}(t+1) - Iw_{ji}(t) \\ &= -\eta \cdot \frac{\partial E}{\partial n_{1j}} \cdot \frac{\partial n_{1j}}{\partial Iw_{ji}} \\ &= \eta \cdot \delta_{1j} \cdot O_{1i} \end{aligned} \quad (3-16)$$

$$\text{其中} \quad \delta_{1j} = -\frac{\partial E}{\partial n_{1j}} \quad ; \quad O_{1i} = \frac{\partial n_{1j}}{\partial Lw_{ji}}$$

有

$$Iw_{ji}(t+1) = Iw_{ji}(t) + \eta \delta_{1j} O_{1i} \quad (3-17)$$

引入势态因子 α ，最后修正公式为：^[23]

$$Lw_{kj} = Lw_{kj}(t) + \eta \delta_{2k} O_{2j} + \alpha [Lw_{kj}(t) - Lw_{kj}(t-1)] \quad (3-18)$$

$$Iw_{ji} = Iw_{ji}(t) + \eta \delta_{1j} O_{1i} + \alpha [Iw_{ji}(t) - Iw_{ji}(t-1)]$$

3.3 基于自适应学习率的改进 BP 算法

3.3.1 基于自适应学习率的改进 BP 算法原理

标准的BP算法采用的是固定学习率 η ，然而学习率过大或过小都不能很好地适用于网络的整个学习过程。因此，本文提出了 η 的自适应调整。其基本思想是当一个较大的学习速率能够使网络稳定学习，并使误差继续下降，则适当增加学习速率；一旦学习速率调得过大，不能保证误差减小，则适当地减小学习速率，直到使学习过程稳定为止。 η 的调整公式为：^[24]

$$\eta(k+1) = \left(1 - \lambda_1 \Delta E + \lambda_2 \frac{E_k}{E_{k-1}}\right) \eta(k) \quad (3-19)$$

其中， $\eta(k)$ ， $\eta(k+1)$ 分别表示学习率迭代到第 k ， $k+1$ 次时的值， $\Delta E = E_k - E_{k-1}$ 为误差增量， $0 < \lambda_1 < \lambda_2 < 1$ 为常量， λ_1 ， λ_2 的范围通常为0.01—0.03。^[25]这里对学习速率的调整不仅考虑了误差增量 ΔE 的大小，同时考虑了相

对误差 $\frac{E_k}{E_{k-1}}$ 的大小，避免出现震荡的情形。

3.3.2 基于自适应学习率的改进 BP 算法的流程图

基于自适应学习率的改进 BP 网络的样本学习流程如图 3-2 所示。^[26]

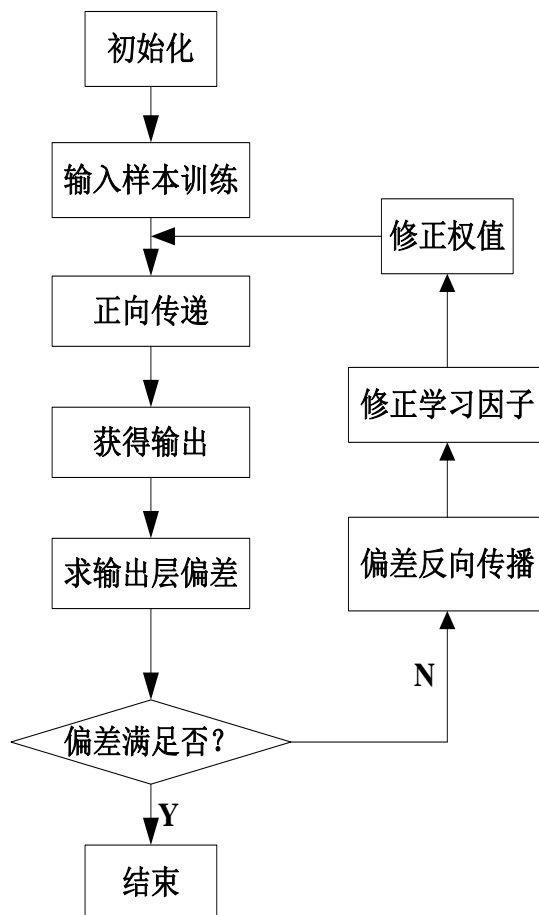


图 3-2 基于自适应学习率的改进 BP 网络的流程图

- (1)网络初始化，随机设定连接权值 lw_{ji} 、 Lw_{kj} ，阈值 b_{1j} 、 b_{2j} ，势态因子 α ，设置学习因子 η 的初值，设置 λ_1 ， λ_2 的值。
- (2)向具有上述初始值的神经网络提供输入学习样本和序号。
- (3)进行正向传递。
- (4)计算隐层单元输出值，计算输出层单元的输出。
- (5)计算输出层和隐层训练误差 δ_{2k} 、 δ_{1j} 。
- (6)修正权值和学习因子 η 的值。
- (7)判断均方误差是否满足给定允许偏差。当满足转到（8），否则转向（5）。
- (8)结束训练

3.4 二元回归分析法

3.4.1 二元回归分析法的基本原理

已知压力传感器的输出电压为 U_p ，辅助温度传感器测得的输出电压为 U_T ，则压力测量值 P 可以用 U_p 及 U_T 的二元函数表示，即^{〔27〕}

$$P = f(U_p, U_T)$$

由二维坐标 (U_{pi}, U_{Ti}) 决定的 P_i 在一平面上，可以利用二元回归方程描述为^{〔28〕}：

$$P = \alpha_0 + \alpha_1 U_p + \alpha_2 U_T + \alpha_3 U_p^2 + \alpha_4 U_p U_T + \alpha_5 U_T^2 + \varepsilon \quad (3-20)$$

式中， $\alpha_0 \sim \alpha_5$ 为常系数， ε 为高阶无穷小。如果常系数已知，那么式 3-20 就是消除交叉敏感，求取被测量 P 更完备的模型。为此，首先要进行二维标定实验，由最小二乘法确定拟合误差最小条件下的常系数。

3.4.2 二元回归分析法的实验标定

在压力传感器的量程范围内确定 n 个压力标定点，在温度传感器的量程范围内确定 m 个温度标定点，则由压力 P 与温度 T 产生的标准输入值为：^{〔29〕}

$$\begin{aligned} P_k &: P_1, P_2, P_3, \dots, P_n \\ T_j &: T_1, T_2, T_3, \dots, T_m \end{aligned}$$

对应于上述各个标定点的标准输入值读取相应的输出值 U_{Pk} 和 U_{Tk} ，这样，我们在 m 个不同温度状态对压力传感器进行静态标定。

3.4.3 二元回归方程常系数的确定

为确定式（3-20）所表征的二元回归方程式的常系数，本文根据最小二乘法原理，求得的常系数 $\alpha_0 \sim \alpha_5$ 满足均方误差最小。具体步骤如下：^{〔30〕}

（1）第 i 个标定点的压力数据计算值为：

$$P(U_{pi}, U_{Ti}) = \alpha_0 + \alpha_1 U_{pi} + \alpha_2 U_{Ti} + \alpha_3 U_{pi}^2 + \alpha_4 U_{pi} U_{Ti} + \alpha_5 U_{Ti}^2 + \varepsilon_i \quad (3-21)$$

（2）第 i 个标定点的压力值 P_i 与计算值 $P(U_{pi}, U_{Ti})$ 之间存在的误差为 ε_i ：

$$\begin{aligned}\epsilon_i &= P_i - P(U_{pi}, U_{Ti}) \\ &= P_i - (\alpha_0 + \alpha_1 U_{pi} + \alpha_2 U_{Ti} + \alpha_3 U_{pi}^2 + \alpha_4 U_{pi} U_{Ti} + \alpha_5 U_{Ti}^2 + \epsilon_i)\end{aligned}\quad (3-22)$$

(3) 第 i 个标定点的压力值 P_i 与计算值 $P(U_{pi}, U_{Ti})$ 之间存在的方差为 ϵ_i^2 :

$$\begin{aligned}\epsilon_i^2 &= [P_i - (\alpha_0 + \alpha_1 U_{pi} + \alpha_2 U_{Ti} + \alpha_3 U_{pi}^2 + \alpha_4 U_{pi} U_{Ti} + \alpha_5 U_{Ti}^2 + \epsilon_i)]^2 \\ &= \sum_{k=0}^5 [\alpha_k h_{ik} - P_i]^2\end{aligned}\quad (3-23)$$

其中: $h_{i0} = 1$, $h_{i1} = U_{pi}$, $h_{i2} = U_{Ti}$, $h_{i3} = U_{pi}^2$, $h_{i4} = U_{pi} U_{Ti}$, $h_{i5} = U_{Ti}^2$ 。

(4) 全部标定点压力标定值与计算值之差的平方和 I_s 为:

$$\begin{aligned}I_s &= \sum_{i=1}^N \epsilon_i^2 \\ &= \sum_{i=1}^N \sum_{k=0}^5 [\alpha_k h_{ik} - P_i]^2 \\ &= I(\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5)\end{aligned}\quad (3-24)$$

其中: N 为标定点数。

(5) 根据多元函数求极值的条件来求常系数 $\alpha_0 \sim \alpha_5$ 的最优解。令各偏导数为零, 即

$$\frac{\partial I_s}{\partial \alpha_k} = 0 \quad k=0, 1, 2, 3, 4, 5$$

$$\text{展开得: } \frac{\partial I_s}{\partial \alpha_0} = 2 \sum_{i=1}^N [\sum_{k=0}^5 \alpha_k h_{ik} - P_i] \times h_{i0} = 0, \quad h_{i0} = 1$$

$$\frac{\partial I_s}{\partial \alpha_1} = 2 \sum_{i=1}^N [\sum_{k=0}^5 \alpha_k h_{ik} - P_i] \times h_{i1} = 0, \quad h_{i1} = U_{pi}$$

$$\frac{\partial I_s}{\partial \alpha_2} = 2 \sum_{i=1}^N [\sum_{k=0}^5 \alpha_k h_{ik} - P_i] \times h_{i2} = 0, \quad h_{i2} = U_{Ti}$$

$$\frac{\partial I_s}{\partial \alpha_3} = 2 \sum_{i=1}^N [\sum_{k=0}^5 \alpha_k h_{ik} - P_i] \times h_{i3} = 0, \quad h_{i3} = U_{pi}^2$$

$$\frac{\partial I_s}{\partial \alpha_4} = 2 \sum_{i=1}^N [\sum_{k=0}^5 \alpha_k h_{ik} - P_i] \times h_{i4} = 0, \quad h_{i4} = U_{pi} U_{Ti}$$

$$\frac{\partial I_s}{\partial \alpha_5} = 2 \sum_{i=1}^N [\sum_{k=0}^5 \alpha_k h_{ik} - P_i] \times h_{i5} = 0, \quad h_{i5} = U_{Ti}^2$$

$$\text{整理得: } \sum_{i=1}^N [\sum_{k=0}^5 \alpha_k h_{ik}] \times h_{ik} = \sum_{i=1}^N P_i \times h_{ik} \quad (3-25)$$

由线性代数可知, 将上式可写成矩阵的形式:

$$\alpha \cdot H \times H^T = P \cdot H^T \quad (3-26)$$

式中: $\alpha \cdot H = \sum_{k=0}^5 \alpha_k h_{ik}$, $P \cdot H^T = \sum_{i=1}^N P_i \times h_{ik}$

因此, 回归方程的待定常系数 $\alpha_0 \sim \alpha_5$ 的最小二乘最优解的求解公式为:

$$\alpha = P \cdot H^T \cdot (H \times H^T)^{-1} \quad (3-27)$$

(6) 回归方程的待定常系数 $\alpha_0 \sim \alpha_5$ 的最小二乘最优解的实现。Matlab 软件具有强大的数值计算和矩阵计算功能, 可以很轻松地求解出 $\alpha_0 \sim \alpha_5$ 。

(7) 将求得的 $\alpha_0 \sim \alpha_5$ 带入回归方程式, 就可以得到压力测量值P可以用 U_p 及 U_T 的二元函数。

3.5 改进的 BP 算法与二元回归分析法的仿真与应用

3.5.1 样本库的建立

被补偿的主传感器为电容式压力传感器, 它的输入量和输出量分别为压 P 、 U_p , 辅助传感器为温度传感器—DS18B20, 它的输入量和输出量分别为 T 、 U_T 。在不同的温度 $T(21.5, 28, 34, 44, 50)^\circ\text{C}$, 压力 $P(0, 1, 2, 3, 4, 5) \times 10^4 \text{p}_a$ 对智能压力传感器的静态输入输出特性进行标定, 得到 30 组二维实验数据标定表。样本采集如下表 3-1。

表 3-1 压力传感器测得的原始数据

序号	1	2	3	4	5	6
$T/^\circ\text{C}$	21.5	21.5	21.5	21.5	21.5	21.5
$P/10^4 P_a$	0	1.0	2.0	3.0	4.0	5.0
U_p/mV	-13.76	10.68	28.88	47.12	65.21	83.35
U_T/mV	27.65	26.57	26.43	25.88	25.37	24.92

序号	7	8	9	10	11	12
$T/^\circ\text{C}$	28	28	28	28	28	28
$P/10^4 P_a$	0	1.0	2.0	3.0	4.0	5.0
U_p/mV	-13.38	9.35	26.49	43.21	59.84	76.84
U_T/mV	34.46	33.89	33.58	32.89	32.56	31.93

序号	13	14	15	16	17	18
$T/^\circ\text{C}$	34	34	34	34	34	34
$P/10^4 P_a$	0	1.0	2.0	3.0	4.0	5.0
U_p/mV	-10.75	7.63	24.79	42.13	59.25	76.38
U_T/mV	37.83	36.94	36.36	35.96	35.39	35.19

序号	19	20	21	22	23	24
T/°C	44	44	44	44	44	44
P/10 ⁴ P _a	0	1.0	2.0	3.0	4.0	5.0
U _p /mV	-9.63	6.56	23.88	41.24	58.54	75.86
U _T /mV	54.76	53.97	52.91	52.43	51.73	51.52

序号	25	26	27	28	29	30
T/°C	50	50	50	50	50	50
P/10 ⁴ P _a	0	1.0	2.0	3.0	4.0	5.0
U _p /mV	-8.59	4.89	21.82	38.71	56.38	73.81
U _T /mV	65.62	64.83	63.79	62.82	61.84	61.14

3.5.2 改进的 BP 算法对数据的处理

(1) 数据的归一化处理

神经网络的输入输出值应该为经过归一化处理后的数值，其值在0~1或-1~1之间。由于隐层神经元的激励函数为 S 型函数，其值在0~1之间。在本文中需要归一化处理的数据有输入值 U_p 、 U_T ，输出值 P。因此，用的数据归一化的公式为^[31]：

$$\begin{aligned} \bar{U}_{pi} &= \frac{U_{pi} - U_{pmin}}{U_{pmax} - U_{pmin}} \\ \bar{U}_{Ti} &= \frac{U_{Ti} - U_{Tmin}}{U_{Tmax} - U_{Tmin}} \\ \bar{P}_i &= \frac{P_i - P_{min}}{P_{max} - P_{min}} \end{aligned}$$

式中： \bar{U}_{pi} 、 \bar{U}_{Ti} 、 \bar{P}_i 为归一化后的值， U_{pi} 、 U_{Ti} 、 P_i 为标定值， U_{pmin} 、 U_{pmax} 为压力传感器输出电压的最小值和最大值， U_{Tmin} 、 U_{Tmax} 为温度传感器输出电压的最小值和最大值， P_{min} 、 P_{max} 为标定压力值的最小值和最大值。

(2) 在 Matlab6.5 环境下进行改进 BP 神经网络结构的训练

本文建立的是 3 层 BP 神经网络，输入层传递函数选择默认的纯线性函数，隐层传递函数采用 logsig 函数，即为对数 S 型函数，输出层采用 purelin 纯线性函数。

主要训练参数为：误差精度为 0.0001，迭代次数为 1000，输入节点数为 3，

隐层节点数为 6, 输出层节点数为 1。改进算法的初始学习率 η 设为 0.1, $\lambda_1 = 0.03$, $\lambda_2 = 0.01$ 。

(3) 训练结束后输入层、隐层和输出层的各结构参数

输入层与隐层间的 3×6 个连接权值为:

3.8706	-0.1458	-2.8475
0.0824	1.2857	0.3798
-0.2865	0.0197	0.3256
-0.0043	0.0025	0.0023
-0.3875	0.0192	0.2588
-0.8659	0.4126	-1.4521

隐层的 6 个阈值为:

-18.6894, -6.7847, 5.2835, -0.2892, 4.6238, 1.2315

输出层的一个阈值为:

13.2958

将上述得到的改进 BP 算法的模型参数移植到单片机中, 就可以消除温度的影响, 从而提高压力传感器测量的精度。

3.5.3 二元回归分析法对数据的处理

(1) 求解二元回归方程的待定常系数 $\alpha_0 \sim \alpha_5$ 。根据表 3-1 得到的实验标定数据, 求解待定常系数 $\alpha_0 \sim \alpha_5$ 。用 Matlab 计算得各常系数的值如下:

$$\alpha_0 = 0.2674, \alpha_1 = 0.0438, \alpha_2 = 0.0118$$

$$\alpha_3 = 1.6492 \times 10^{-5}, \alpha_4 = 1.184 \times 10^{-4}, \alpha_5 = -1.0374 \times 10^{-4}$$

(2) 建立压力传感器系统的输入 P 与输出 U_p 、 U_T 的数学表达式

用二元回归方程建立 P 与 U_p 、 U_T 的关系模型为:

$$P = \alpha_0 + \alpha_1 U_p + \alpha_2 U_T + \alpha_3 U_p^2 + \alpha_4 U_p U_T + \alpha_5 U_T^2 \quad (3-28)$$

将得出的 $\alpha_0 \sim \alpha_5$ 存入内存

根据实验标定数据得出的 $\alpha_0 \sim \alpha_5$ 的数值带入上式建立的二元回归方程, 得到该压力传感器的二元回归方程:

$$P = 0.2674 + 0.0438 U_p + 0.0118 U_T + 1.6492 \times 10^{-5} U_p^2 + 1.184 \times 10^{-4} U_p U_T - 1.0374 \times 10^{-4} U_T^2$$

3.5.4 测试结果分析

分别通过二元回归分析法和改进的 BP 神经网络进行压力值和温度值的融合后，压力信号的输出分别见表 3-2、表 3-3，偏差平均值见表 3-4，表 3-5。

表 3-2 通过二元回归分析法的数据融合后输出的压力值 p'

序号	1	2	3	4	5	6
$T/^{\circ}\text{C}$	21.5	21.5	21.5	21.5	21.5	21.5
$P/10^4 P_a$	0	1	2	3	4	5
$p'/10^4 P_a$	-0.18	1.13	2.10	3.09	4.08	4.90

序号	7	8	9	10	11	12
$T/^{\circ}\text{C}$	28	28	28	28	28	28
$P/10^4 P_a$	0	1	2	3	4	5
$p'/10^4 P_a$	-0.13	1.09	2.02	2.97	3.87	4.85

序号	13	14	15	16	17	18
$T/^{\circ}\text{C}$	34	34	34	34	34	34
$P/10^4 P_a$	0	1	2	3	4	5
$p'/10^4 P_a$	0.02	1.03	1.97	2.94	3.91	4.86

序号	19	20	21	22	23	24
$T/^{\circ}\text{C}$	44	44	44	44	44	44
$P/10^4 P_a$	0	1	2	3	4	5
$p'/10^4 P_a$	0.1	1.03	2.03	3.05	4.07	5.12

序号	25	26	27	28	29	30
$T/^{\circ}\text{C}$	50	50	50	50	50	50
$P/10^4 P_a$	0	1	2	3	4	5
$p'/10^4 P_a$	0.15	0.96	1.93	2.9	3.97	5.13

表 3-3 通过改进的 BP 神经网络融合后输力值 p''

序号	1	2	3	4	5	6
$T/^{\circ}\text{C}$	21.5	21.5	21.5	21.5	21.5	21.5
$P/10^4 P_a$	0	1	2	3	4	5
$p''/10^4 P_a$	-0.00013	1.00085	1.99948	3.00095	3.99924	5.00056

序号	7	8	9	10	11	12
$T/^{\circ}\text{C}$	28	28	28	28	28	28
$P/10^4 P_a$	0	1	2	3	4	5
$p''/10^4 P_a$	0.00021	0.99983	1.99969	3.00025	4.00018	4.99945

序号	13	14	15	16	17	18
$T/^{\circ}\text{C}$	34	34	34	34	34	34
$P/10^4 P_a$	0	1	2	3	4	5
$p''/10^4 P_a$	0.00005	0.99991	2.00047	2.99958	4.00019	5.00032

序号	19	20	21	22	23	24
$T/^{\circ}\text{C}$	44	44	44	44	44	44
$P/10^4 P_a$	0	1	2	3	4	5
$p''/10^4 P_a$	-0.00012	1.00013	1.99978	3.00009	3.99965	5.00016

序号	25	26	27	28	29	30
$T/^{\circ}\text{C}$	50	50	50	50	50	50
$P/10^4 P_a$	0	1	2	3	4	5
$p''/10^4 P_a$	0.00008	0.99995	1.99953	3.00012	3.99983	5.00045

表 3-4 通过二元回归分析法的数据融合后的偏差平均值 ΔP

$P/10^4 P_a$	0	1	2	3	4	5
$\Delta P/10^4 P_a$	0.008	0.048	0.02	-0.01	-0.02	-0.028

表 3-5 通过改进的 BP 神经网络融合后的偏差平均值 $\Delta P'$

$P/10^4 P_a$	0	1	2	3	4	5
$\Delta P'/10^4 P_a$	0.000018	0.000134	-0.00021	0.000198	-0.000182	0.000188

本文选用三种方法衡量补偿效果，分别是线性度 δ_L ，零点温漂 α_0 和灵敏度温漂 α_s 。根据表二和表三测得的结果：

补偿前的线性度：用 21.5℃标定的静态特性计算最小二乘法线性度。由第四章得到的线性度可知，未补偿的线性度 δ_{L1} 的范围在 2%左右。

补偿前的零位温度系数 α_{01} 为：

$$\begin{aligned}\alpha_{01} &= \frac{|\Delta U_{0m}|}{U_{FS}} \cdot \frac{1}{\Delta T} \times 100\% \\ &= \frac{|-13.76 - (-8.59)|}{83.35} \times \frac{1}{(50 - 21.5)} \times 100\% \\ &= 0.22\%\end{aligned}$$

补偿前的灵敏度温度系数 α_{s1} 为：

$$\begin{aligned}\alpha_{s1} &= \frac{|\Delta U_m|}{U_{FS}} \cdot \frac{1}{\Delta T} \times 100\% \\ &= \frac{|83.35 - 73.81|}{83.35} \times \frac{1}{(50 - 21.5)} \times 100\% \\ &= 0.4\%\end{aligned}$$

经过二元回归分析法融合后的线性度 δ_{L2} 为：

$$\begin{aligned}\delta_{L2} &= \frac{|\Delta p_{\max}|}{p_{\max}} \times 100\% \\ &= \frac{0.048}{5} \times 100\% \\ &= 0.96\%\end{aligned}$$

经过二元回归分析法融合后的零位温度系数为：

$$\begin{aligned}\alpha_{02} &= \frac{\Delta y_{0m}}{\Delta T \cdot Y(FS)} \times 100\% \\ &= \frac{0.18}{(50 - 21.5) \times 5} \times 100\% \\ &= 0.12(^{\circ}\text{C})\end{aligned}$$

经过二元回归分析法融合后的灵敏度温度系数 α_{s2} 为：

$$\begin{aligned}\alpha_{s2} &= \frac{\Delta y_m}{\Delta T \cdot Y(FS)} \times 100\% \\ &= \frac{0.18}{(50 - 21.5) \times 5} \times 100\%\end{aligned}$$

$$= 0.12(/^{\circ}\text{C})$$

经过改进的 BP 网络融合后的线性度 δ_{L3} 为:

$$\begin{aligned}\delta_{L3} &= \frac{|\Delta p_{\max}|}{p_{\max}} \times 100\% \\ &= \frac{0.00021}{5} \times 100\% \\ &= 0.004\%\end{aligned}$$

经过改进的 BP 网络融合后的零位温度系数 α_{03} 为:

$$\begin{aligned}\alpha_{03} &= \frac{\Delta y_{om}}{\Delta T \cdot Y(\text{FS})} \times 100\% \\ &= \frac{0.00021}{(50 - 21.5) \times 5} \times 100\% \\ &= 0.000147(/^{\circ}\text{C})\end{aligned}$$

经过改进的 BP 网络融合后的灵敏度温度系数 α_{s3} 为:

$$\begin{aligned}\alpha_{s3} &= \frac{\Delta y_m}{\Delta T \cdot Y(\text{FS})} \times 100\% \\ &= \frac{0.00095}{(50 - 21.5) \times 5} \times 100\% \\ &= 0.00067(/^{\circ}\text{C})\end{aligned}$$

通过线性度及温度稳定性参数的计算,可以看出,用二元回归分析法和改进的 BP 算法均能提高传感器的静态性能,使传感器的线性度及温度稳定性都得到了不同程度的改善,从而使传感器的测量精度更高。相对于二元回归分析法,本文所用的基于自适应学习率的 BP 算法对数据的融合效果更好,线性度从 2%改进到了 0.004%,零位温度系数及灵敏度温度系数也分别变小。

3.6 本章小结

本章介绍了压力传感器数据融合的两种方法。一种是基于自适应学习率的改进 BP 算法,它是在标准 BP 算法的基础上,对学习因子 η 的调整,另一种是二元回归分析法,它是一种常用的数据融合的方法。两种融合方法进行实验,并进行效果分析,发现改进的 BP 算法融合效果更好。

第四章 智能压力传感器的硬件系统的设计

4.1 引言

本章将详细介绍电容变换器的工作原理和智能压力传感器的硬件系统的设计。本文采用的是简单化的设计，整个硬件系统由具有主要功能的几块芯片和一些外围电路构成，介绍了 CAV424 芯片、ADC0809、AT89C51、MAX232 芯片、DS18B20、电源电路等。CAV424 用于信号调理电路的设计，将电容信号转化为电压信号，ADC0809 用于模数转换电路的设计，将模拟量转化为数字量，AT89C51 是一种单片机，它是智能传感器的核心，MAX232 用于串口电路的设计，保证了单片机与 P C 的通信，DS18B20 是数字化温度传感器，作为测量温度的辅助传感器。

4.2 智能传感器的概述

4.2.1 智能传感器的定义

早期，人们简单、机械地强调在工艺上将传感器与微处理器两者紧密结合，认为“传感器的敏感元件及其信号调理电路与微处理器集成在一块芯片上就是智能传感器”。^[32]随着以传感器系统发展为特征的传感器技术的发展，人们进而认为“所谓智能传感器，就是一种带有微处理器兼有检测信息和信息处理功能的传感器”。^[33]目前，把一个大的仪器系统与敏感元件采用微机械加工与集成电路微电子工艺压缩后，共同制作在一块芯片上，封装在一个小外壳里构成的智能传感器系统的全集成化工艺已经实现，并有商品化器件出售。

4.2.2 智能传感器的功能

目前还没有关于传感器智能化功能的明确定义，一般来说，可以从以下几方面概括其功能：^[34]

- (1) 具有改善静态性能，提高静态测量精度的自校正、自校零、自校准功能；
- (2) 具有提高系统响应速度，改善动态特性的智能化频率自补偿功能；
- (3) 具有抑制交叉敏度，提高系统稳定性的多信息融合功能。
- (4) 具有自检验、自诊断、自寻故障、自恢复功能；

- (5) 具有判断、决策、自动量程切换与控制功能;
- (6) 具有从噪声中辨识微弱信号与消噪的功能;
- (7) 具有多维空间的图像辨识与模式识别功能;
- (8) 具有数据自动采集、存储、记忆与信息处理功能。

4.2.3 智能传感器的特点

与传统传感器相比, 智能传感器的特点如下:^{【35】}

(1) 精度高

智能传感器有多项功能来保证它的高精度, 如通过自动校零去除零点, 与标准参考基准实时对比以自动进行整体系统标定, 自动进行整体系统的非线性等系统误差的校正, 通过对采集的大量数据进行统计处理以消除偶然误差的影响等, 从而保证了智能传感器的高精度。

(2) 高可靠性和高稳定性

智能传感器能自动补偿因工作条件与环境参数发生变化而引起的系统特性的漂移, 如温度变化而产生的零点和灵敏度的漂移; 在被测参数变化后能自动改换量程; 能实时自动进行系统的自我检验、分析、判断所采集到的数据的合理性。

(3) 高信噪比和高分辨力

由于智能传感器具有数据存储、记忆与信息处理功能, 通过软件进行数字滤波、相关分析等处理, 可以去除输入数据中的噪声, 将有用信号提取出来, 通过数据融合、神经网络技术, 可以消除多参数状态下交叉灵敏度的影响。

(4) 强自适应性

智能传感器具有判断、分析与处理功能, 它能根据系统工作情况决策各部分的供电情况、与高/上位计算机的数据传送速率, 使系统工作在最优低功耗状态和优化传送效率。

(5) 较低的价格性能比

智能传感器所具有的上述高性能, 是通过与微处理器/微计算机相结合, 采用廉价的集成电路工艺和芯片以及强大的软件来实现的, 所以具有较低的价格性能比。

4.3 电容变换器

4.3.1 电容变换器的基本结构

电容变换器主要由两个极板组成，分别为不动极板和可动极板。^{【36】}不动极板的构成是在固定部分的硅材料上溅射或喷镀金属铝，可动极板的构成是采用微机械加工工艺制作硅弹性敏感元件，再溅射或喷镀一层金属铝。

4.3.2 电容变换器的工作原理

电容变换器是将被测的输入量如压力、位移等转换为电容变化量作为输出变量。一般情况下，它是由两个平行极板组成的以空气为介质的电容器。本文用平板电容器来说明电容式传感器的基本工作原理。平板电容器基本结构如图 4-1 所示：^{【37】}

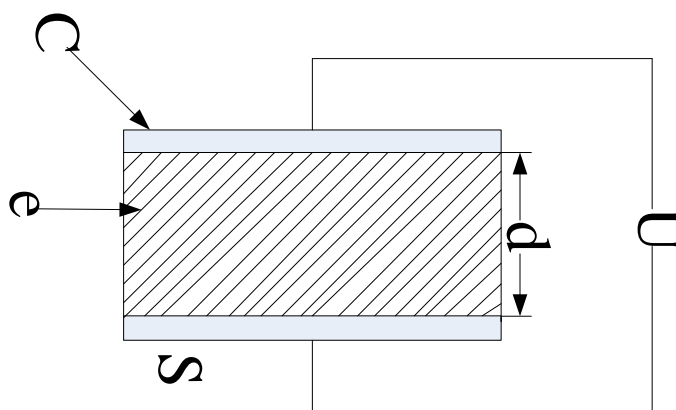


图 4-1 平板电容器

当忽略外界影响时，两个平板间的电容为：^{【38】}

$$C = \frac{eS}{d} \quad (4-1)$$

式中：e 为两极板间介质的介电常数，e 越大，电容就越大；S 为两极板的相对有效面积；d 为两极板的间距；C 为两极板所具有的电容。

$$C = \frac{Q}{U} \quad (4-2)$$

式中：Q 为两极板所存储的电量；U 为两极板间的电压。

由式（4-1）可知，电容量 C 的大小直接由 e、S、d 决定。保持其中任意两个参数不变，只改变其中一个参数，而且使改变的这个参数与被测量之间满足函

数关系,那么被测量的变化就可以直接由电容量 C 的变化反映出来,又由式(4-2)知,电容量 C 的变化导致了输出电压 U 的变化,因此只要用外部测量元件测得电压值,就可以推出被测量的值。

4.3.3 电容变换器的种类

电容变换器一般分为三种:变间隙式电容变换器、变面积式电容变换器、变介电式电容变换器。在集成传感器中制作电容变换器一般不用变介电式。本文介绍变间隙式电容变换器和变面积式电容变换器。

(1) 变间隙式电容变换器:改变两极板间的间隙,保持两极板的相对有效面积和极板间介质的介电常数不变。它的输入输出特性和理论线性度如下。

输入输出特性:即极板间的间隙改变 Δd 和电容值的变化 ΔC 之间的关系。^[39]

本文假设动极板受到被测量参量作用时,发生了位移变形,使初始间距 d_0 减小了 Δd 时,电容变换器的电容值增加了 ΔC ,初始电容值为 C_0 。由式(4-1)有

$$C_0 + \Delta C = \frac{eS}{d_0 - \Delta d} = \frac{eS}{d_0 \left(1 - \frac{\Delta d}{d_0}\right)} = C_0 \frac{1}{1 - \frac{\Delta d}{d_0}} \quad (4-3)$$

则电容的变化量为

$$\Delta C = C_0 \frac{\Delta d}{d_0} \frac{1}{1 - \frac{\Delta d}{d_0}} \quad (4-4)$$

电容的相对改变量为

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{\Delta d}{d_0} \frac{1}{1 - \frac{\Delta d}{d_0}} \quad (4-5)$$

当 $\Delta d/d_0 \ll 1$ 时,将式(2-5)按幂级数展开得

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{\Delta d}{d_0} \left[1 + \frac{\Delta d}{d_0} + \left(\frac{\Delta d}{d_0}\right)^2 + \left(\frac{\Delta d}{d_0}\right)^3 + \dots \right] \quad (4-6)$$

由式(4-6)可知,输入输出关系有着严重的非线性。

理论线性度:根据上面的输入输出特性,可以确定其理想的拟合直线方程为

$$\Delta C = \frac{C_0}{d_0} \Delta d \quad (4-7)$$

则满量程输出值 $Y(FS)$ 为

$$Y(FS) = \frac{C_0}{d_0} \Delta d_m \quad (4-8)$$

由式(2-6)与式(2-7)可知,拟合偏差 Δ 为

$$\begin{aligned} \Delta &= C_0 \frac{\Delta d}{d_0} \left[1 + \frac{\Delta d}{d_0} + \left(\frac{\Delta d}{d_0}\right)^2 + \left(\frac{\Delta d}{d_0}\right)^3 + \dots \right] - \frac{C_0}{d_0} \Delta d \\ &= C_0 \frac{\Delta d}{d_0} \left[\frac{\Delta d}{d_0} + \left(\frac{\Delta d}{d_0}\right)^2 + \left(\frac{\Delta d}{d_0}\right)^3 + \dots \right] \end{aligned} \quad (4-9)$$

则最大拟合偏差 Δ_m 的近似值为

$$\Delta_m \approx C_0 \left(\frac{\Delta d_m}{d_0} \right)^2 \quad (4-10)$$

由式（4-10）和式（4-8）可知，理论线性度 d_L 为

$$d_L = \frac{\Delta_m}{Y(FS)} \times 100\% = \frac{C_0 \left(\frac{\Delta d_m}{d_0} \right)^2}{\frac{C_0}{d_0} \Delta d_m} = \frac{\Delta d_m}{d_0} \quad (4-11)$$

（2）变面积式电容变换器：改变两极板的相对有效面积，保持两极板间的间隙和极板间介质的介电常数不变。它的输入输出特性和理论线性度如下。

输入输出特性：即两极板的相对有效面积改变 ΔS 和电容值的变化 ΔC 之间的关系。^[40]当动极板在被测量参量作用下发生位移时，使得两极板的相对有效面积改变 ΔS ，但是不改变两极板间的间隙，引起电容变换器的电容改变量 ΔC 为^[41]

$$\Delta C = \frac{\epsilon}{d_0} \Delta S \quad (4-12)$$

式中： d_0 为两极板间的间隙，保持为恒定常数。

理论线性度：根据输入输出特性，其理想拟合直线方程为

$$\Delta C = \frac{\epsilon}{d_0} \Delta S$$

则拟合偏差 Δ 为

$$\Delta = 0 \quad (4-13)$$

根据式（4-13）得理论线性度 d_L

$$d_L = 0 \quad (4-14)$$

由式（4-14）知，变面积式电容式变换器的输入输出特性在理论上有理想的线性。

4.4 压力测量的硬件电路的总体设计

4.4.1 压力测量系统的电路硬件框图

智能压力传感器在硬件方面主要是简化电路，采用几块主要功能的芯片加上一些简单的外围电路来实现，它的大部分功能主要靠软件来实现。智能压力传感器是既有获得信息的能力又有信息处理功能的传感器系统。智能压力传感器系统具备学习、推理、感知、通讯及管理的功能，其典型结构如图 4-2 所示。^[42]

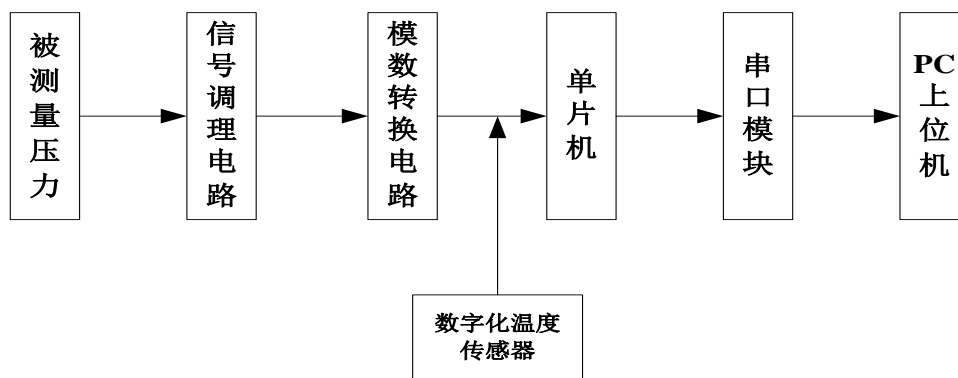


图 4-2 硬件框图

硬件工作过程：被测压力的电容信号，经信号调理电路 CAV424 芯片将电容信号转换为电压信号，转换的电压信号经模数转换器 ADC0809 转换为单片机可接收的数字信号，由数字化温度传感器 DS18B20 进行温度数据的采集，最后将采集到的压力和温度信号经 AT89C51 单片机进行处理，最终将数据传给 PC，PC 对数据进行处理后显示结果并保存。

4.4.2 电容传感器-硅电容压力传感器

硅电容压力传感器是利用硅基材料，应用电容原理，采用差动电桥电路结构，采用 MENS 工艺制作的一类新型压力传感器。因其具有稳定性好，非线性和可靠性优越的性能被广泛用于工业控制和测量领域。它的电桥电路的结构如图 4-3 所示。^[43]

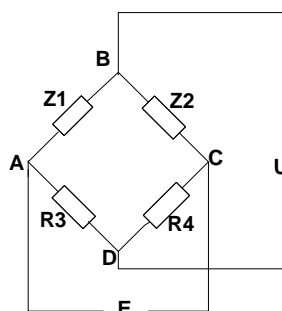


图 4-3 差动电桥电路结构

如图所示，不平衡差动电桥的 A、C 两桥顶由电压源 E 供电，根据电桥理论知 B、D 两桥顶之间的电位差 U_{BD} 与阻抗的关系为：^[44]

$$U_{BD} = \frac{Z_1 \cdot Z_4 - Z_2 \cdot Z_3}{(Z_1 + Z_2) \cdot (Z_3 + Z_4)} \cdot E \quad (4-15)$$

其中， Z_1 、 Z_2 分别为电容变换器 C_1 、 C_2 的阻抗， Z_3 、 Z_4 都为纯电阻 R ，即：

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C_1}$$

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C_2}$$

$$Z_3 = Z_4 = R$$

其中：w为电源 E 的角频率。

将 Z_1 、 Z_2 、 Z_3 和 Z_4 的值带入式 4-1，得：

$$U_{BD} = \frac{\frac{R}{j\omega C_1} - \frac{R}{j\omega C_2}}{\left(\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2}\right) \cdot 2R} \cdot E \quad (4-16)$$

整理得：

$$U_{BD} = \frac{E}{2} \cdot \frac{C_2 - C_1}{C_2 + C_1} \quad (4-17)$$

又由差动电容的差与和之比知：

$$\frac{C_2 - C_1}{C_2 + C_1} = \frac{\Delta d}{d_0} \quad (4-18)$$

其中： Δd 为可动极板的位移量， d_0 为 C_1 和 C_2 的初始间隙。

将式（4-18）代入式（4-17），得

$$U_{BD} = \frac{E}{2} \cdot \frac{\Delta d}{d_0} \quad (4-19)$$

因此，通过差动电桥电路后的输出 U_{BD} 与输入 Δd 有完全的线性关系。

4.4.3 信号调理电路-CAV424 芯片

电容式压力传感器输出的电容信号比较微弱，因此，如何将微弱的电容信号转换为电路容易处理的电压信号至关重要。本文用的 CAV424 芯片是专用于电容信号的转换、放大以及标准化输出的集成化调理电路。CAV424 的片内还提供了一个可用于温度补偿的温度传感器。CAV424 主要由基准振荡器、电流基准模块、积分器模块、信号处理模块，结构框图如图 4-4 所示。^[45]

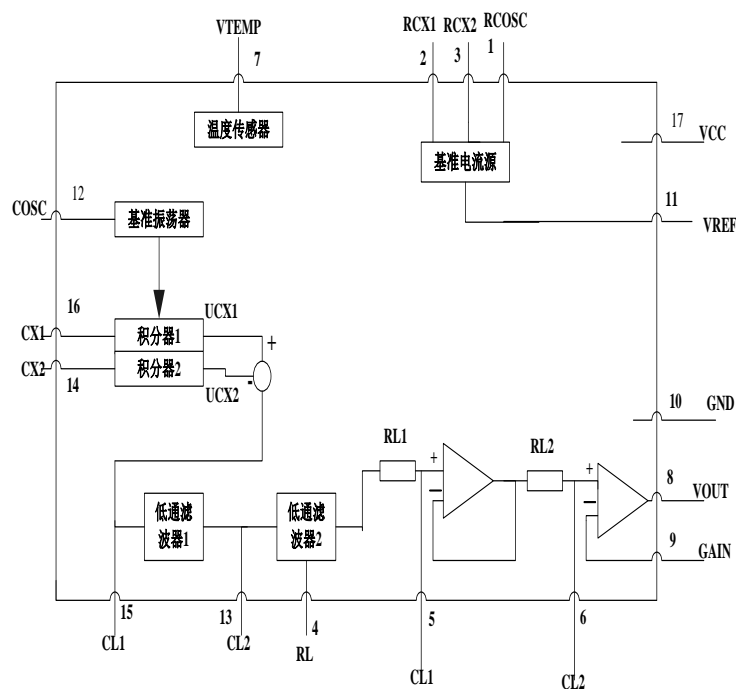


图 4-4 CAV424 工作原理图

由图 4-4 可知，积分器模块是由两个积分器组成。它的功能是将电容量之差 $\Delta C = C_{X2} - C_{X1}$ 转换为一个相应的电压之差 ΔU 。通过电容 C_{OSC} 调整参考振荡器的频率来驱动 2 个构造对称的积分器并使它们在时间和相位上同步。2 个被控制的积分器的振幅分别由电容 C_{X1} 和 C_{X2} 来决定，这里 C_{X1} 作参考电容， C_{X2} 作为测量电容。由于积分器具有很高的共模抑制比和分辨率，所以 2 个振幅的差值所提供的信号就反映出 2 个电容 C_{X1} 和 C_{X2} 的差值。这个电压差值通过后面的有源滤波器滤波为直流电源信号，这就是整流效应，然后将滤波后的直流电源信号送到可调的放大器，调整 R_{L1} 和 R_{L2} 的值，可得到所需要的电压值。如果 2 个电容 C_{X1} 和 C_{X2} 值相同，那么经过整流和滤波得到的一个直流电压信号就是零。如果测量 C_{X2} 电容改变了 ΔC_{X2} ，那么得到的输出电压与之是成正比的。如果 2 个电容 C_{X1} 和 C_{X2} 值不相同，那么当 $C_{X2} = 0$ 时，在输出端得到的是一个偏置值，它始终是叠加在直流电压信号上的。

4.4.4 A/D 转换器- ADC0809

(1) A/D 转换器的概述

在单片机检测系统中，被测量一般都为非电信号，通过传感器先转换成连续变化的输出模拟电信号（电压或电流），再将这些模拟量转换成数字量后才能在

单片机中用软件进行处理。而 A/D 转换器（ADC）就是实现模拟量转换成数字量这一功能的器件。目前 A/D 转换器种类繁多，但应用的比较广泛的主要是逐次比较型和双积分型的转换器。最常用的是 A/D 转换器是逐次比较型，它的精度、速度和价格都比较适中。相对而言，双积分型转换速度较慢，但其精度高、抗干扰性好、价格低廉等优点使得在近年来得到了广泛的应用。A/D 转换器主要有以下一些技术指标：^{【46】}

（1）分辨率：衡量 A/D 转换器能够分辨出输入的模拟量的最小变化量的技术指标。分辨率取决于转换器的位数，所以常用二进制位数来表示。例如 12 位的 A/D 转换器的满量程输入电压为 5V，其分辨率就是 12 位，能分辨的输入电压最小变化是 $5V/2^{12}=1.22mV$ 。A/D 转换器把模拟量变为数字量，用数字量近似表示模拟量，这个过程称为量化。量化误差是由于有限位数字量对模拟量进行量化而引起的误差。

（2）转换速率：指 A/D 转换器能够重复进行数据转换的速度，即每秒转换的次数。而完成一次 A/D 转换所需的时间（包括稳定时间），则是转换速率的倒数。

（3）转换精度：一个实际的 A/D 转换器与一个理想 A/D 转换器在量化上的差值，可用相对误差或绝对误差表示。

（2）ADC0809 的内部逻辑电路图

8 位 A/D 转换器 ADC0809 是典型的 A/D 转换芯片，它有一系列优点包括：速度快、价格低廉、接口电路简便。

ADC0809 的内部逻辑结构主要由三部分组成。第一部分：模拟量收入选择，包括一个 8 路模拟量开关和一个地址锁存与译码器。锁存器锁存 3 位通道地址信号，经译码器控制模拟开关，选择相应的模拟输入量。第二部分：转换器，包括比较器、8 位 A/D 转换器、逐次逼近寄存器 SAR，控制逻辑电路等。第三部分：一个 8 位三态输出锁存器，可以直接与 CPU 数据总线连接。

ADC0809 的内部逻辑结构图如图 4-5 所示。^{【47】}

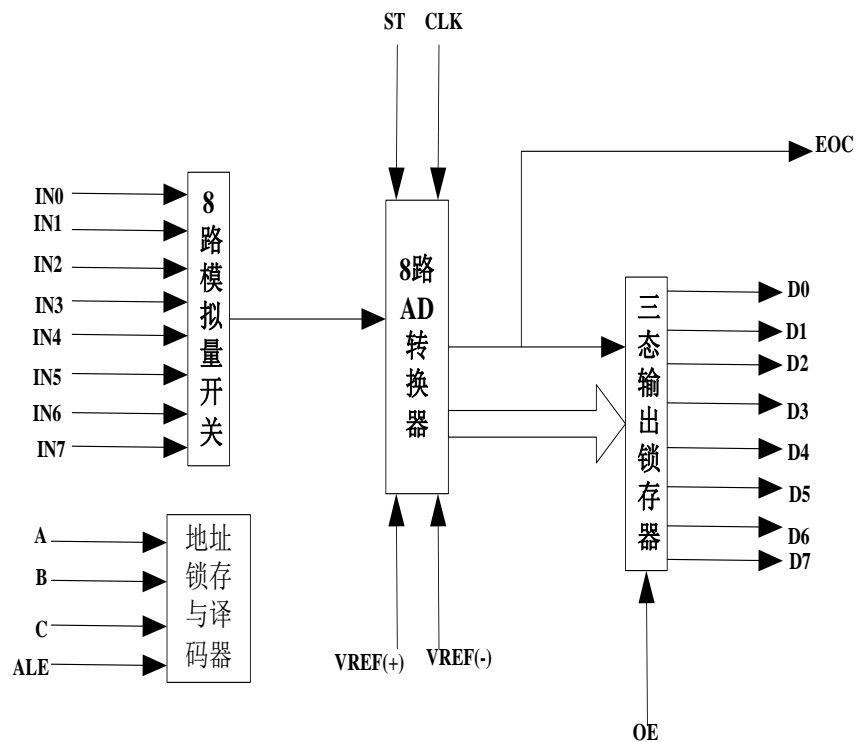
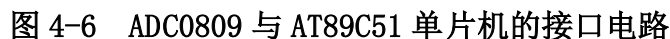


图 4-5 ADC0809 内部逻辑结构图

(3) ADC0809 与 AT89C51 单片机的接口电路

AT89C51 单片机的引脚数目有限，数据线和低 8 位地址线复用 P_0 口线，为了将它们分离出来，需要在单片机和模数转换器之间增加地址锁存器，本文应用地址锁存器芯片是 74LS373。ADC0809 的片内没有时钟，可以利用 D 触发器将单片机提供的地址锁存信号 ALE 2 分频，从而得到 ADC0809 对时钟的要求，本文用的 D 触发器是 74LS74 芯片。ADC0809 与 AT89C51 单片机的接口电路的连接如图 4-6 所示。^[48]



39

(3) 二分频电路

表 4-1 D 触发器功能表

输入值				输出值	
\overline{CD}	\overline{SD}	CLK	D	Q_{n+1}	$\overline{Q_{n+1}}$
0	1	×	×	1	0
1	0	×	×	0	1
0	0	×	×	不定	不定
1	1	↑	1	1	0
1	1	↑	0	0	1
1	1	↓	×	Q_n	$\overline{Q_n}$

因为 ADC0809 片内没有时钟，本文利用 AT89C51 单片机提供的地址锁存允许信号 ALE 分频后来提供外部时钟。ADC0809 对时钟频率的要求是在 10KHz~1280KH 之间，本文中用的单片机晶振频率是 6MHz，ALE 引脚上的频率是其 1/6，即为 1MHz，若经过二分频后则为 500KHz，恰好符合设计要求。

二分频电路可由一个触发器 74LS74 实现，它是一个边沿触发器，内部包含两个相同但又独立的上升沿触发的 D 触发器。用单片机的 ALE 引脚接到 74LS74 的 CLK 端，作为时钟输入信号，将它的反相数据输出端接到 D 端作为数据输入端。其输入输出对应的关系如表 4-1。^[49]并通过波形仿真验证达到了二分频的目的，如图 4-7。

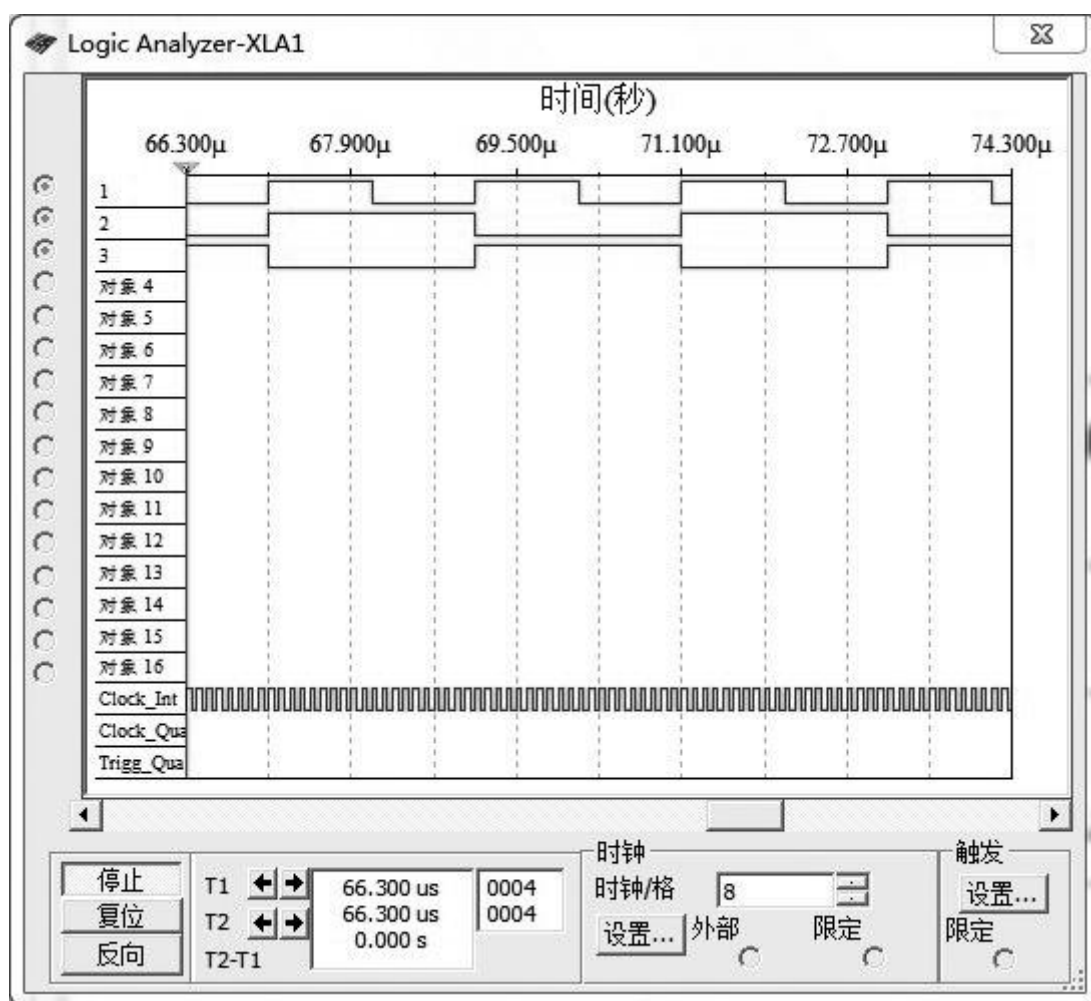


图 4-7 二分频电路仿真图

4.4.4 数字化温度传感器—DS18B20

智能压力传感器的测量精度受温度的影响，因此需要对压力传感器进行温度补偿，从而改善压力传感器测量的精度。本文用的温度提取的传感器为 DS18B20 数字化温度传感器，它是世界上第一片支持“一线总线”接口的温度传感器，它具有微型化、低功耗、高性能、抗干扰能力强、易于与微处理器接口等有点。该器件将半导体温度敏器件、A/D 转换器、存储器等做在一个很小的集成电路芯片上，传感器直接输出的就是温度信号输出值。信号传输采用两芯电缆构成的单总线结构。一条单总线上可以挂接若干个数字温度传感器，每个传感器有一个唯一的地址编码。微控制器通过对器件的寻址，就可以读出某一个传感器温度值从而简化了信号采集系统的电路结构。它的测量温度范围为 $-55^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$ ，在 $-10^{\circ}\text{C} \sim +85^{\circ}\text{C}$ 范围内，精度为 $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ 。现场温度直接以“一线总线”的数字方式传输，大大提高

了系统的抗干扰性。它的内部结构图如图 4-8 所示。^[50]

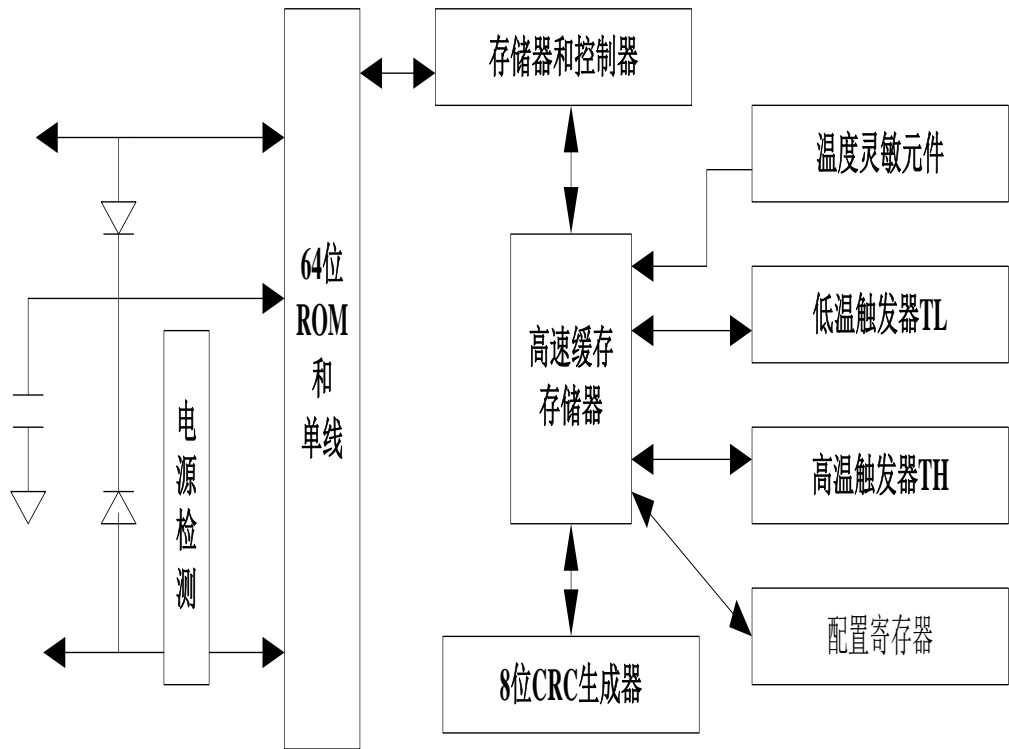


图 4-8 DS18B20 内部结构图

由图可知，DS18B20 内部结构主要由 4 部分组成：64 位 ROM、温度传感器、非挥发的温度报警器、配置寄存器。ROM 中的 64 位序列号是出厂前被光刻好的，它可以看作是該 DS18B20 的地址序列码，每个 DS18B20 的 64 位序列号均不相同。DS18B20 中的温度传感器完成对温度的测量，用 16 位符号扩展的二进制补码形式提供。温度报警器和配置寄存器均由一个字节的 EEPROM 组成，使用一个存储器功能命令可对 TH、TL 或配置寄存器写入。

4.3.4 单片机—AT89C51

单片机是一个集成在一块芯片上的完整计算机系统，它具有一个完整计算机所需要的大部分部件：CPU、内存、总线系统等。单片机的种类很多，但是在我国使用最广泛的是 Intel 公司的 MCS-51 系列的单片机，该系列的单片机品种全、兼容性强、性价比高。

本文设计的压力测量系统采用的是美国 ATMEL 公司的 AT89C51 单片机。AT89C51 单片机采用的是 ATMEL 高密度非易失存储器制造技术制造，它与 MCS-51 的指令系统和输出管脚完全的兼容。它是一种低功耗、实时性好、高性能的 CMOS 型 8 位微处理器，含有 4K 字节闪烁可编程可擦除只读存储器。除此

之外，AT89C51 单片机主要还有以下几个特点：^[51]

- (1) 1000 写/擦循环
- (2) 128*8 位内部 RAM
- (3) 32 位可编程 I/O 线
- (4) 两个 16 位定时器/计数器
- (5) 5 个中断源
- (6) 可编程串行通道
- (7) 片内振荡器和时钟电路

AT89C51 单片机的引脚排列图如图 4-9。^[52]

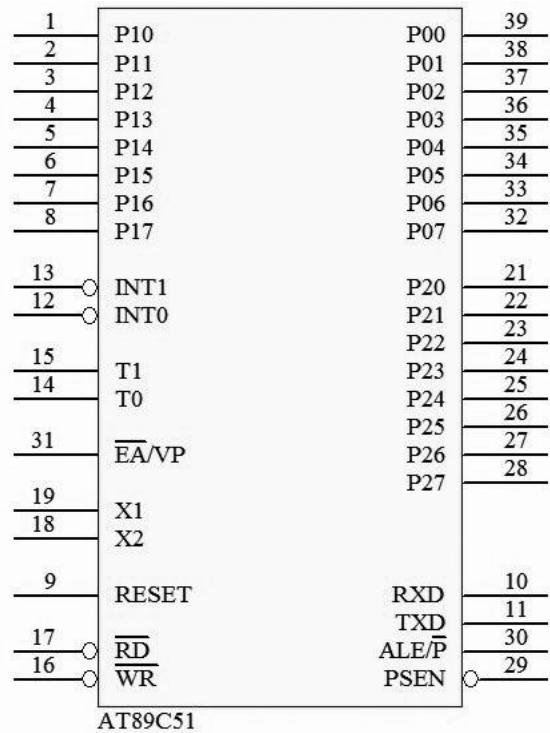


图 4-9 单片机的引脚排列图

(1) 时钟电路

时钟电路用于产生 AT89C51 单片机工作时所需的频率控制信号。单片机内部有一个用于构成振荡器的高增益反相放大器，它的输入端为芯片引脚 XTAL1，输出端为引脚 XTAL2。这两个时钟引脚跨接一个石英晶体和两个微调电容，从而构成稳定的自激振荡器，图 4-10 是 AT89C51 的时钟电路。

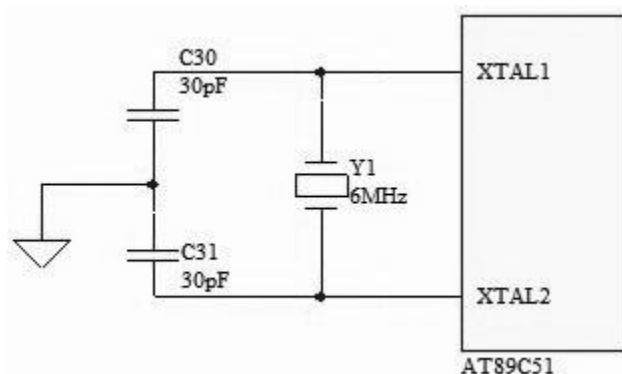


图 4-10 AT89C51 时钟电路图

单片机时钟电路中的电容 C30 和 C31 的典型值通常选 30pF。电容的大小直接影响振荡器的频率、稳定性以及起振的快速性。通常晶振频率的范围在 1.2~12MHz。晶振频率越高，系统的时钟频率越高，单片机的运行速度也就越快。但相反来说，运行速度快对存储器的速度要求就高，对电路板的印制工艺要求也就越高。安装时，晶体和电容应尽量与单片机芯片靠近，以保证晶振稳定、可靠的工作。这里我们选用 6MHz 频率的晶振。

(2) 复位电路

复位是单片机的初始化操作，即把各个寄存器状态恢复到初始状态。除了在单片机上电时必须要进行复位，另外当程序运行出错（如程序跑飞）或操作失误使得系统进入死锁状态时也需要复位来重启程序，通常采取按键复位方式。当给单片机的复位引脚 RST 加上大于 2 个机器周期（即 24 个时钟周期）的高电平就有可靠的复位，从而使单片机从程序存储器的 0000H 单元开始执行程序。本次系统选用 6MHz 频率的晶振，则一个机器周期 $T_{cy} = 12 / f_{osc} = 2\mu s$ ，那么复位所需的高电平最小保持时间为 4us。

通常在设计中，复位电路采用上电自动复位和按键复位两种方式。上电自动复位是通过外接 12V 给电容 C 充电加至 RST 引脚一个短时间的高电平信号，此信号随着电源对电容 C 的充电逐渐完成而逐渐回落至低电平，因此 RST 引脚上的高电平所持续的时间由电容 C 的充电时间所决定。按键复位是通过 RST 端经过电阻与电源 Vcc 接通来实现，当晶振频率为 6MHz 时，电容 C 的典型值取 10uF，电阻 R 取 2kΩ。本设计可实现上电或按键复位，如图 4-11 所示，上电瞬间 RST 引脚的电位为 +5V，随着对电容 C32 的充电此电位逐渐下降，只要在 RST 引脚有足够长时间保持高电平，单片机就可复位；并且在单片机运行期间，按下按键 S1 也可使单片机立马复位。

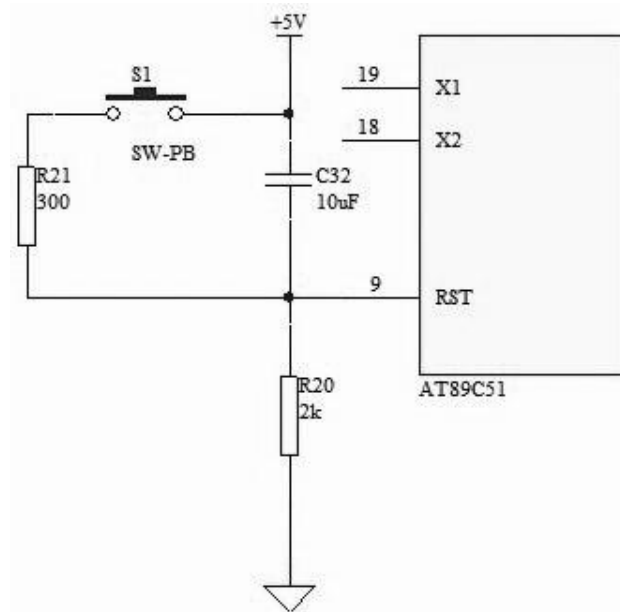


图 4-11 AT89C51 复位电路图

4.4.5 串口通信电路-MAX232 芯片

51 单片机的串行口是 TTL 电平接口，输出的电压小于 0.3V 为 0，大于 0.8V 为 1，然而 PC 串行口的电平为 RS-232C，因此单片机串行口与 PC 串行口相连接时需要进行电平转换。本文使用的电平转换芯片为美信公司生产的 MAX232 芯片，51 单片机通过连接 MAX232 芯片进行电平转换后为 232 电平，可以直接接 PC 机进行调试和烧写程序。串行通信电路图如图 4-12 所示。

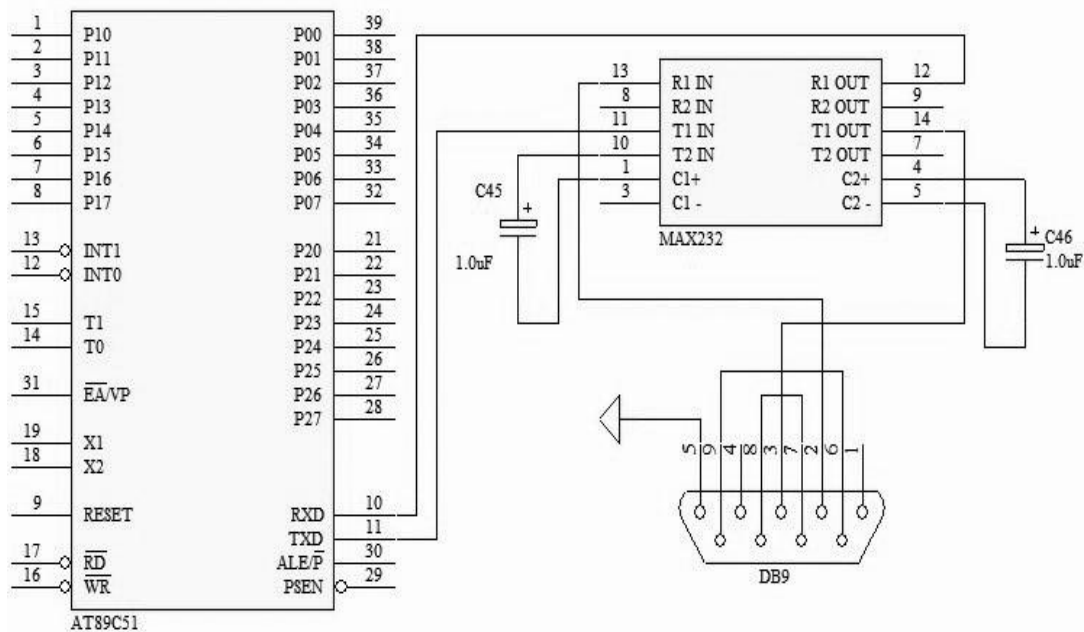


图 4-12 串口通信电路图

具体的串口通信电路如图 4-12 所示。图中 MAX232 芯片的上半部分 C45，C46 是电源转换电路部分。由于在实际应用中，该芯片对电源噪声十分敏感。因此这里加入去耦电容，其值为 1 μ F，用以提高抗干扰能力的。MAX232 芯片的下半部分为发送和接收部分。通常在应用过程中，T1 IN、T2 IN 可直接接 TTL/CMOS 电平的单片机的串行发送端 TXD；R1 OUT、R2 OUT 可直接接串行接收端 RXD，T1 OUT、T2 OUT 可直接接 PC 机的 RS232 的 9 针 D 型连接器中的引脚 2-RXD (接受数据)；R1 IN、R2 IN 可直接接 PC 机的 RS232 的 9 针 D 型连接器中的引脚 3-TXD (发送数据)。本次设计采用两路发送接收中的其中一路作为串行接口。

4.4.6 电源电路

对于大多数硬件电路都需要稳定的直流电源来供电，但实际生活中市电网供给的是 220V 的交流电，所以这里必须设计一套交流电转换为直流的直流稳压电源。相对一般小功率直流电而言，主要包括电源变压器、整流电路、滤波电路和稳压电路这几部分，如图 4-13。

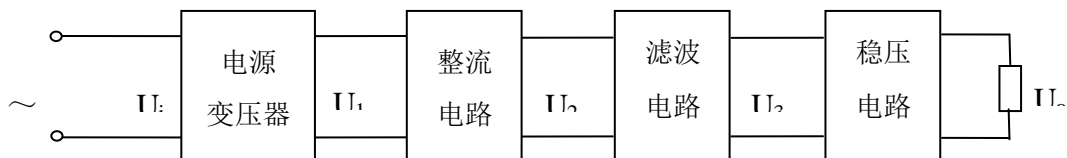


图 4-13 直流稳压电源组成图

由于本系统的测量电路需要 $\pm 12\text{V}$ 来供电，而单片机需要 $+5\text{V}$ 来供，因此这里使用了 7812、7805 正电压集成三端稳压器来得到 $+12\text{V}$ 和 $+5\text{V}$ 的电压，使用 7912 负电压集成三段稳压器来得到 -12V 电压，这里设计的直流稳压电源电路见图 4-14、4-15。用 78/79 系列三端稳压 IC 所构成的稳压电源只需很少的外围电路元器件，其内部电路就够还采取了过电流、过热及调整管的保护措施，如果输出管的结温超过允许的最大值，它就自动减小响应的输出电流；其内部的工作去限制电路使得稳压器的安全工作始终在安全区（输出管的管压降和输出电流小于规定值），使用起来可靠、方便，而且价格便宜。由于其基准源的精度高、漂移量小、噪声小，因此整个稳压器的精度比较、漂移小、高输出也比较稳定。作为电压稳压器，集成稳压模块的作用是将不稳定的直流电压变成稳定的直流电压。

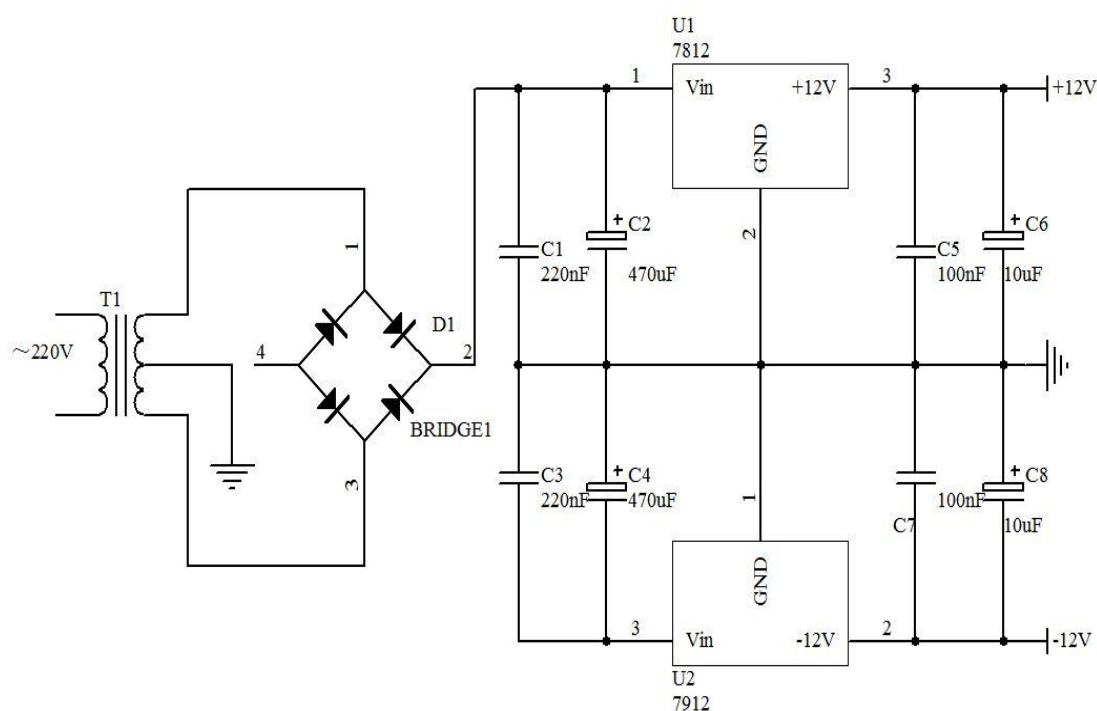


图 4-14 $\pm 12\text{V}$ 电源电路图

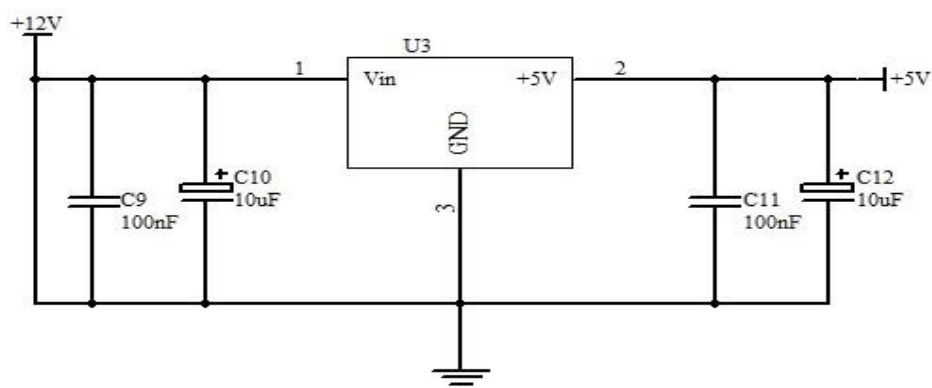


图 4-12 $+5\text{V}$ 电源电路图

4.5 本章小结

本章主要介绍了电容式压力传感器的硬件电路的设计。包括电容式变换器的介绍和构成硬件电路的各功能芯片的介绍。电容式变换器主要分为变间隙式和变面积式,经过理论分析,变间隙式电容变换器的输入输出关系有着严重的非线性,而变面积式电容变换器具有很好的线性度。整个硬件系统的信号调理电路主要由 CAV424 芯片以及其外围电路构成,本文主要介绍了 CAV424 芯片的内部结构电路的组成。模数转化电路主要由 ADC0809 芯片及其外部电路组成,主要介绍了它的内部结构图以及与单片机的连接图。本文的单片机用的是 AT89C51,它是一种低功耗、实时性好、高性能的 CMOS 型 8 位微处理器。用数字化温度传感器—DS18B20 作为辅助传感器,用于采集温度信号,串口通信电路由 MAX232 芯片以及其外部电路构成,介绍了 PC 机与单片机通过芯片 MAX232 连接图。

第五章智能压力传感器的软件系统的设计

5.1 引言

一个完整的压力检测系统，需要硬件和软件的支撑。本文在第二章已经介绍了压力检测系统的硬件电路的设计，要实现每一部分的功能还需要相应的软件设计。一般来说，从单片机到 PC 机都必须有对应的软件来实现，使整个系统协同工作，达到将电容的变化量转换为电压后输入到 PC，再由 PC 还原压力值的这一过程。智能压力传感器的设计完全按照结构化的程序设计方法来完成，将整个程序划分为若干个子程序(模块)，分别对子模块进行程序的设计，这样方便调试与检查。

5.2 Keil C51 简介

软件是整个系统的重要组成部分，系统的人机对话、数据的输入输出、数据处理等功能都通过软件来实现的。因此开发一个性能优良的应用软件是实现整个系统正常可靠运行的重要前提。软件编程语言对编程思想和编程效率影响很大，对于 51 系列的单片机，现在有四种语言支持，即 PL / M、BASIC、C 和汇编。PL / M 和 BASIC 不适合本系统，BASIC 语言通常附在 PC 机上，是初学编程的第一种语言，由于逐行解释自然很慢，每一行必须在执行时转换成机器代码，需要花费很多时间不能做到实时性，适用于要求编程简单而对编程效率或运行速度要求不高的场合；PL / M 是 Intel 从 8080 微处理器开始为其系列产品开发的编程语言。它很像 PASCAL 语言，是一种结构化语言，但它使用关键字去定义结构。PL / M 编译器很像好的汇编器一样能产生紧凑代码。PL / M 总的来说是“高级汇编语言”，可详细控制代码的生成。但对 8051 内核的微处理器，PL / M 不支持复杂的数学运算、浮点变量且无丰富的库函数支持。在本系统中由于有一定量的浮点运算并且对数据处理要求实时性，故不选用这两种语言。

本系统采用 Keil C51 编译器为工具。Keil C51 是美国 Keil Software 公司(ARM 公司之一)出品的 51 系列兼容单片机 C 语言软件开发系统。Keil C51 的标准 C 编译器为 8051 微处理器的软件开发提供了 C 语言环境，同时保留了汇编代码高效、快速的特点。Keil C51 以软件包的形式向用户提供，主要包括 C51 交叉编译器、A51 宏汇编器等一系列工具软件和基于 Windows 集成编译环境的 uVision51、软件仿真器 dScope51 等开发平台。支持 8051 微控制器体系结构的 Keil 开发工具，

适合每个阶段的开发人员，不管是专业的应用工程师，还是刚学习嵌入式软件开发的学生。Keil C51 目前由 ARM 国内授权代理商提供技术支持和销售等相关服务。产业标准的 Keil C 编译器、宏汇编器、调试器、实时内核、单板计算机和仿真器，支持所有的 251 系列微控制器，帮助你如期完成项目进度。

除此之外，Keil C51 还具有以下特点：^[53]

- (1) 支持 9 种基本数据类型，其中包括 32 位长的浮点类型；
- (2) 变量可存放在不同类型的存储空间中；
- (3) 支持直接采用 C 语言编写的 8051 单片机的中断服务函数；
- (4) 充分利用 8051 工作寄存器组；
- (5) 可以保留源程序中的多有符号、类型信息，方便调试；
- (6) 支持位寻址操作；
- (7) C51 具有丰富的库函数，包含 100 多种功能函数；
- (8) C51 编译器可以实现对 8051 系列所有资源的操作，利用关键字很容易实现对特殊功能寄存器的操作。

与汇编相比，C 语言在功能上、结构性、可读性、可维护性上有着明显的优势，因而更易学易用。由于本文用的是 C 语言和汇编语言对程序进行编程，因此选择 Keil 作为软件开发系统。

5.3 系统的程序设计

5.3.1 主程序模块设计

软件的设计完全按照结构化的程序设计方法来完成，将整个程序细细划分为若干个子程序，方便调试和检查。有了各个功能模块的软件实现方法，软件的总体设计就变得简单了，软件设计中一个重要的思想就是采用模块化设计，把一个大的任务分解为若干个小任务，分别编制实现这些小任务的子程序，然后将子程序按照总体要求组装起来，就可以实现这个大任务了。这种思路对于可重复使用的子程序显得尤为优越，因为不仅程序结构清晰，而节约程序存储空间。主程序流程图如图 5-1 所示。智能压力传感器的软件分为以下几个模块：^[54]

- (1) 对微处理器 AT89C51 的各种寄存器进行初始化；
- (2) 数据采集模块，采集压力引起的电压信号；
- (3) A/D 转换模块，将电压信号转化为数字信号；
- (4) 压力传感器的非线性补偿和温度补偿；
- (5) 与上位机的通讯模块，PC 对数据进行处理后显示结果并保存。

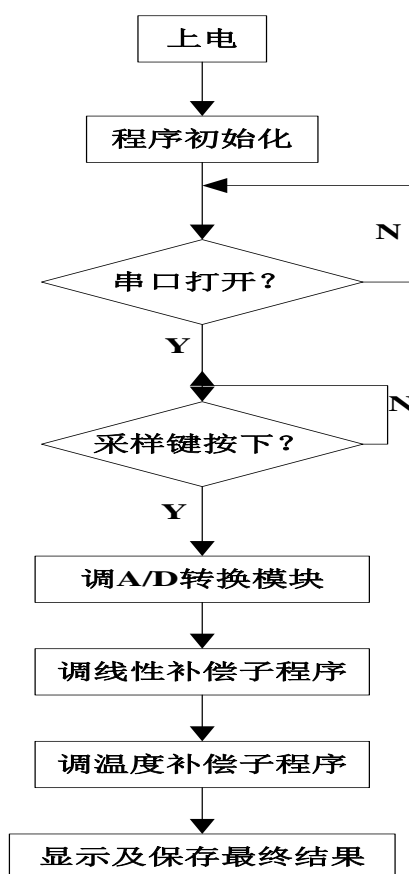


图 5-1 主程序流程图

软件执行过程如下：首先将程序进行初始化，打开串口，按下采样键，经过调理电路，得到对应的电压值，然后调用 A/D 转换模块，当模数转换完成，给单片机一个中断信号，单片机调用中断子程序，进行线性补偿和温度补偿，数据处理完成，最后将处理的数据传给 PC,由 PC 进行测量结果的显示及保存。

5.3.2 数据的 A/D 转换模块

本文中 choice 8 路模拟输入的通道 0 工作，因此在程序开始后要设置通道 0 工作的地址，单片机进行写操作启动 A/D 转换。一旦启动，EOC 输出信号变低，表示转换正在执行。当 EOC 变为高电平时，表示转换已经结束，通过一个反向器输出低电平给单片机的 INT0 端，申请中断。读取转换结果，将结果存入自己设置的地址中。模数转换流程图如图 5-2 所示。

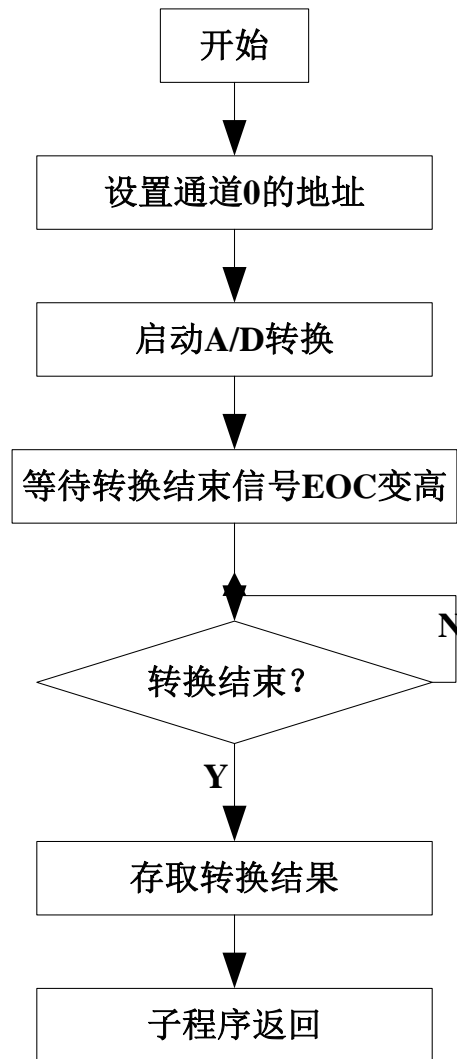


图 5-2 模数转换流程图

5.3.3 通讯模块

在设计 PC 机与单片机通信程序时，首先明确数据传输协议。本文所用的波特率为 2400 bit/s，数据格式为:十位为一帧，起始位 1 位，数据位 8 位，停止位 1 位，数据校验方法及反馈确认法为异步通信工作方式，单片机采用中断方式接收 PC 机发过来的字符，PC 机采用查询方式收发数据。

PC 机的通信程序，采用 Turbo C 编写^[55]

```
# include <stdio.h>
```

```
Void main()
```

```
{
```

```
Char c1,c2;
```

```
Int coms;
```

```

Outputb(0x3fb,0x80);    /* 初始化 8250 */
Outputb(0x3f8,0x30);
Outputb(0x3f9,0x00);
Outputb(0x3fb,0x03);    /* 8 位数据位，一位停止位*/
Outputb(0x3fc,0x03);
C1=getchar();
Do{
    coms=inportb(0x3fd)&0x20;
    } while(coms!=0x20); /*查询发送缓冲器是否为空*/
Outputb(0x3f8,c1);
Waitok;
coms=inportb(0x3fd);    /* 查询接收数据是否有效 */
if((coms&0x01)==0)
goto waitok;
c2=inportb(0x3f8);
printf("the return char is:");
putchar(2);
}

```

单片机的通信程序，采用中断方式^[56]

```

ORG 0000H
LJMP MAIN
ORG 0023H
LJMP SERVE
MAIN: MOV TMOD,#20H;    /* 初始化 TI */
      MOV TH1, #0F3H;
      MOV TL1, #0F3H;
      MOV SCON, #50H;    /* 串行口方式为 1，REN=1 */
      MOV PCON, #80H;    /* SMOD=1 */
      SETB TR1;
      SETB EA;
      SETB ES;
HERE: SJMP HERE
SERVE: CLR EA;          /* 中断服务程序 */
      CLR RI;

```

```

        PUSH    PSW;          /* 保护现场*/
        SETB    RS0;
        CLR     RS1;
        PUSH    ACC;
        MOV     A, SBUF;      /* 接收 PC 机发来的程序 */
        MOV     SBUF, A;      /* 将字符回送给 PC 机 */
WAIT: JNB      TI, WAIT;      /* 等待发送完毕 */
        CLR     TI;
POP     ACC;                  /* 恢复现场*/
POP     PSW;
SETB    EA;
RETI;
END

```

5.3.4 数据采集模块

数据采集如上图 5-3 所示，主要完成压力与温度数据的采集工作，采集 3 组数据信号，并对采集到的数据进行排序，取中间值。

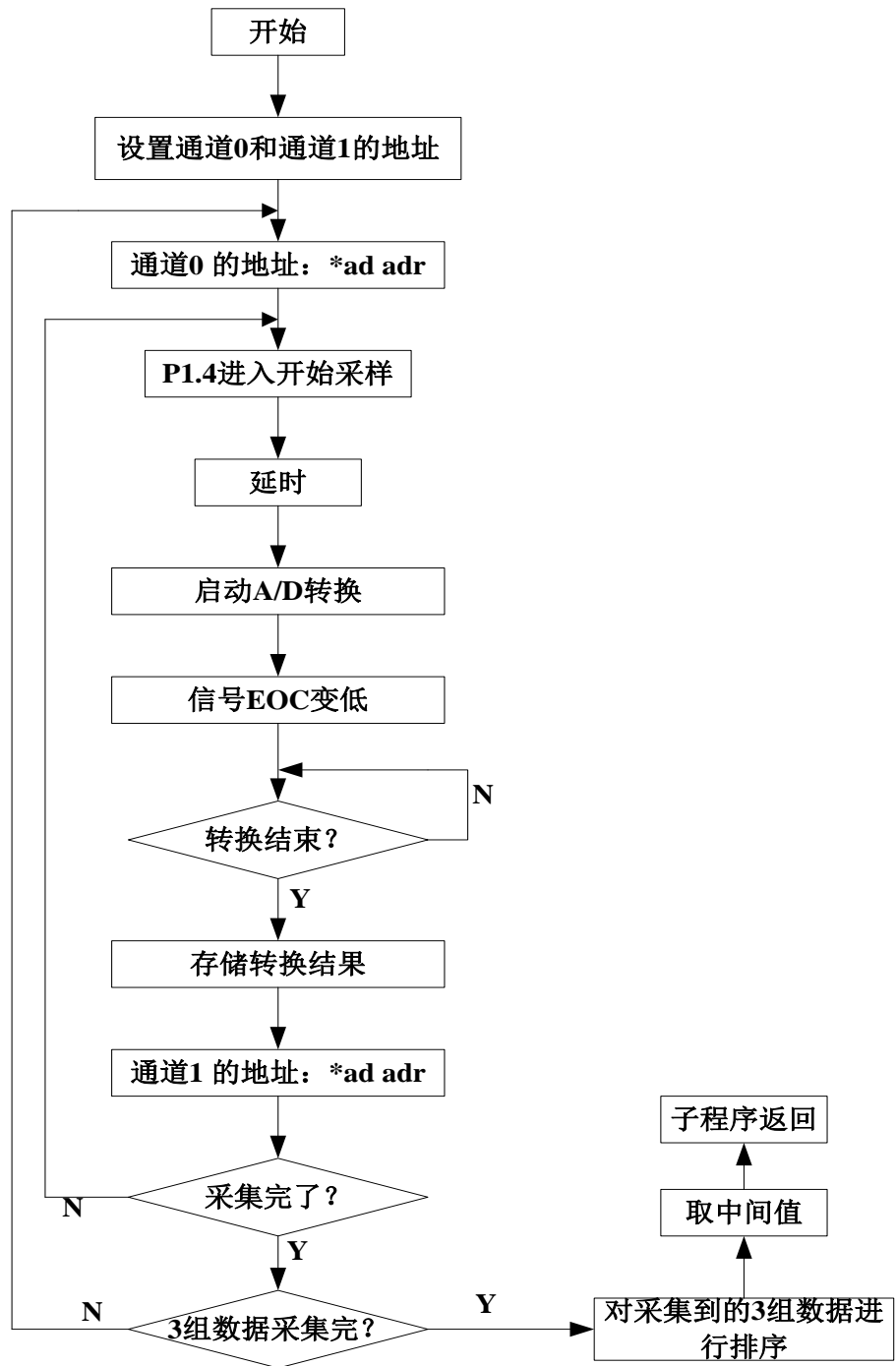


图 5-3 数据采集模块流程图

5.3.4 数据处理模块

数据处理模块如图 5-4，根据不同的按键标志位及两个传感器的输出电压来确定数据处理的模式。 f 是压力拟合方程； U_S 是线性化后的压力传感器的输出电压； U_T 是线性化后的温度传感器的输出电压。

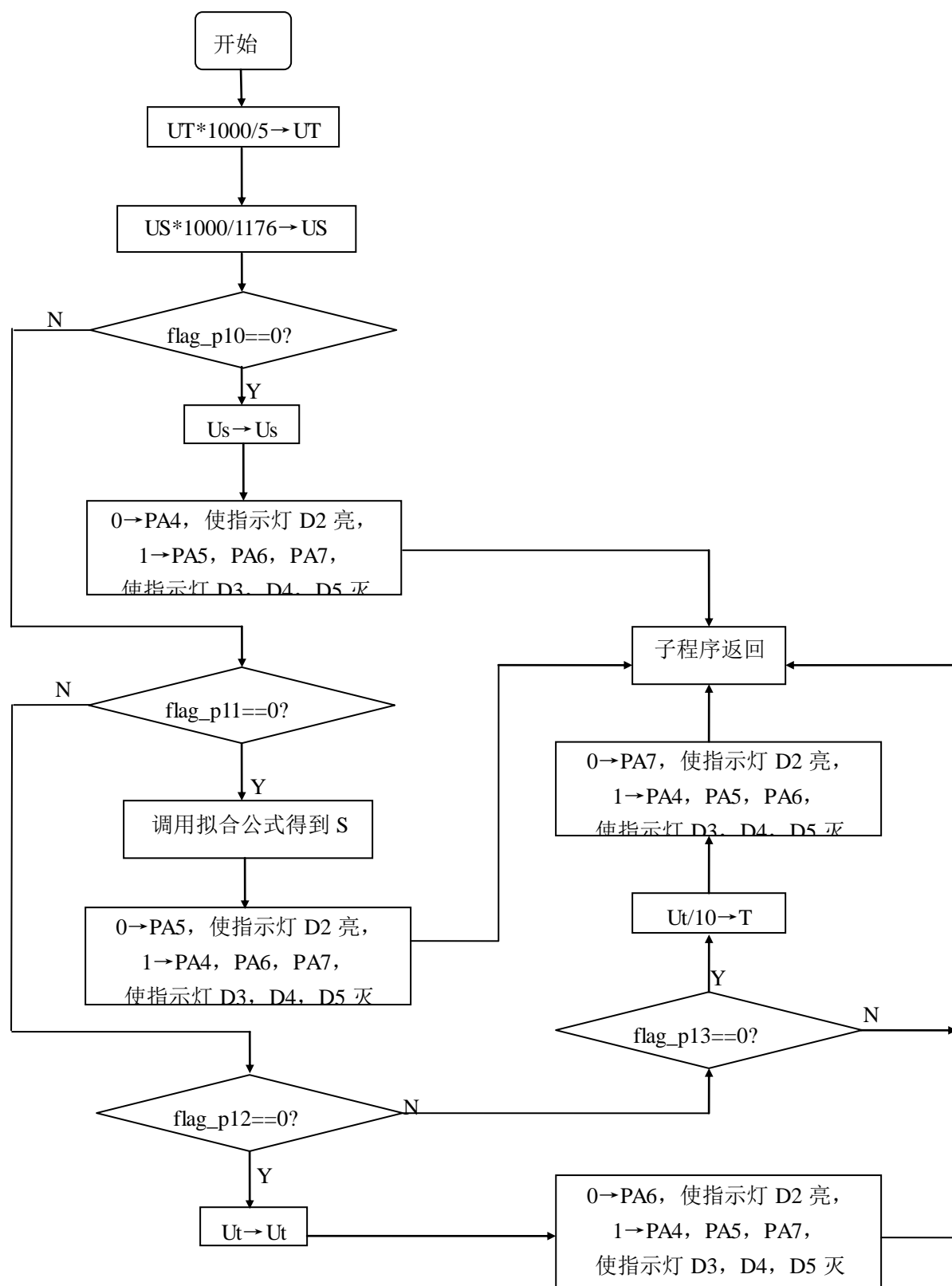


图 5-4 数据处理模块流程图

5.4 系统调试

系统调试是很关键的一步，只有调试成功系统才能正常运作。在将程序下载到单片机之前，首先要对硬件电路设计进行电气特性检查及波形仿真，然后将编写好并调试正确的程序下载到单片机中运行，查看输出结果。

5.4.1 硬件调试

本文的硬件调试主要是在 Multism 仿真软件中对电路进行仿真，查看输入输出波形图是否达到预期的效果，主要有以下仿真波形图：

(1) 放大电路：仿真了电容压力传感器和温度传感器的仪表放大电路，验证了放大倍数符合设计要求。

(2) 二分频电路：实现为 ADC0809 提供工作所需的时钟频率，观察仿真波形验证了频率分频的作用。

5.4.2 软件调试

在程序编写完成之后是 C 文件，点击开始编译调试，在集成开发环境(IDE)下对源程序进行编译调试，查看编译是否通过，根据提示的错误及警告信息，定位错误并进行检查、修改。在排除所有的语法错误的前提下，再根据系统详细的硬件设计，仔细排查系统电路结构与各子程序模块之间的接口以及函数调用关系是否正确，确保程序功能、接口符合设计要求，为软硬件系统联调做好准备工作。

5.4.3 系统联调

单片机系统的硬件调试和软件调试是不能完全分开的，先完成硬件和软件的独立调试，排除明显的故障以后，再进行系统联调，以解决硬件、软件系统中的潜在的不明显故障和硬软件不能协调工作的问题。系统联调的方法主要是利用仿真系统提供的单拍运行和设置断点运行方式，跟踪程序运行，同时检查单片机现场、RAM 内容、I/O 口的状态、各模块电路动作是否正常，在这一过程中出现异常的情况下不断地调整系统硬件和软件，直至硬软件系统按设计要求协调工作。

5.5 本章小结

本章主要介绍了系统软件设计方面主程序和各个子程序的流程图设计，以及为了系统稳定性采取了软件抗干扰措施，详细介绍了数字滤波和延时消抖的方法，使程序设计实现模块化和整体化。最后系统的硬件和软件设计完成之后还需要进行调试，首先要硬件故障进行排除，再对软件程序做编译调试，最终对整个系统联调，使之测量功能得以实现并显示出正确的测量结果。

第六章 总结与展望

6.1 总结

本课题对电容式智能压力传感器系统的硬件和软件进行了全面的介绍，主要通过软件的手法研究其测量精度，从而找到更适合于该测量系统的软件方法。电容式压力传感器是一种将被测量压力的变化转换为电容量变化的传感器。它具有结构简单、分辨率高等一系列优点。本课题研究的主要内容反映在以下几方面：

（1）本课题介绍了一套包含信号调理电路、模数转换电路、串口通信电路等的电容式压力传感器测量系统。其中，信号调理芯片 CAV424 是专用于电容信号的转换、放大以及标准化输出的集成化调理电路，它使得硬件电路的设计更加简单。单片机 AT89C51 用于对数据的处理，将得到的算法模型存于单片机中，实现了测量的智能化。

（2）本课题用的软件编程工具为 Keil C51，它是一种兼容单片机和 C 语言的软件开发系统，提供丰富的库函数和功能强大的集成开发调试工具，由它生成的目标代码效率非常高，多数语句生成的汇编代码很紧凑，容易理解。

（3）本课题使用曲线拟合法对数据进行非线性校正。通过对压力传感器进行标定实验，得到被测量压力与传感器输出量 U 的标定值。用最小二乘法，建立被测量压力与传感器输出量 U 的函数关系式，并且对得到的函数关系进行线性度分析，发现曲线拟合法可以实现非线性校正。

（4）本课题使用二元回归分析法对传感器进行温度补偿。通过对压力传感器以及辅助温度传感器进行标定实验，得到相应的二元回归方程，并且进行二元回归分析法对数据融合效果的评价，发现二元回归分析法能够实现压力传感器对温度的补偿。

（5）本课题使用基于自适应学习率的 BP 算法对压力传感器进行温度补偿。这种改进的 BP 算法对数据的融合效果更好，采用这种算法可以更好地提高压力传感器的测量精度。

6.2 展望

由于本人的水平有限，因此对智能压力传感器精度的研究还有待加深。在硬件系统的设计方面，可以增加一些抗干扰的电路设计。在编程语言方面，我需要提高自己 C 语言的编程能力，使得程序的结构性、可读性更好。在器件的选择

方面，可以选择一些精度更高的器件。在算法上，可以多增加一些干扰因子，采用多维的多传感器数据融合法。目前在市场上已经有很多智能压力传感器的产品，而且广泛应用于人们的生活中，因此它是具有现实实用性的。未来，随着科学技术的发展，传感器的测量精度也会越来越高。

参考文献

- [1] 汤晓君,刘君华.交叉敏感情况下多传感器系统的动态特性研究[J].中国科学 E 辑, 2005,35 (1): 85-105
- [2] 汤晓君,李卫平,刘君华. Identify the input-output characteristic of multi-sensor system using independent component analysis[C]. The 6th International Symposium on Test and Measurement, 2005
- [3] 张晋斌. 传感器技术发展的必要性、趋势及建议[J]. 仪器仪表学报, 1997,18 (5): 132-135
- [4] Meijer G C M. Concept and focus point for intelligrnt sensor systems[J]. Sensors and Actuators(A), 1994, 41 (15): 183-191
- [5] John Brignell and White. Intelligent sensors Systems[M]. UK: IOP(Institute of Physics) Publishing Inc, 1994
- [6] 刘君华, 等. 硅压阻压力传感器温度性能的改善[J]. 交通大学学报, 1982,16 (4): 55-60
- [7] 刘君华, 等. 传感器技术及应用实例[M]. 北京: 电子工业出版社, 2008
- [9] 刘沁. 新型工业用硅电容差压传感器、变送器的研制[C]. 第九届全国敏感元件与传感器学术会议论文集. 西安: 全国敏感元件与传感器学术团体联合组织委员会, 2005:15-21
- [10] 刘君华, 现代检测技术与测试系统设计[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 1999
- [11] 鲍敏杭. 微电子传感器的新进展[C]. 第四届全国敏感元件与传感器学术会议论文集. 上海: 全国敏感元件与传感器学术团体联合组织委员会, 1995:117
- [12] 俞朴, 等. 试论提高传感器性能的技术途径[C]. 第二届全国敏感元件与传感器学术会议论文集. 上海: 全国敏感元件与传感器学术团体联合组织委员会, 1991:857
- [13] Torg Stecker, Helmut Kremer. 德国 AMG 公司, 德国美茵茨.用于电容传感器信号转换的集成电路 CAV424[J]. 仪表技术与仪器, 2003,40-48
- [14] 刘君华, 申忠如, 郭福田. 现代测试技术与系统集成[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005
- [15] 刘君华. 采用压力传感器同时测量压力与温度[J]. 微电子学与计算机, 1990 (2): 8-11
- [16] Yoshiharu Yoshi, et al. 1 Chip Integrated Softwear Calibrated CMOS Pressure Sensor with MCU, A/D Conwertor, D/A Conwertor, Digital Communication Port,

- Signal Conditioning Circuit and Temperature Sensor[C], Proc. Transducers'97, Shicago, June 16-19, 1997, 1485-1487
- [17] 刘君华, 张重斌, 朱长纯. 硅压阻式压力传感器温度系数的在线实时补偿[J]. 传感技术学报, 1989 (2)
- [18] 刘君华, 采用压力传感器同时测量动态压力与温度[J]. 微电子与计算机, 1990 (2): 8-11
- [19] 常炳国, 刘君华. 采用神经网络技术获取高抗干扰的传感器系统特性[J]. 传感技术学报, 2000 (1): 33-37
- [20] G H golub, C F Van Loan. 矩阵计算[M]. 袁亚湘, 等译. 北京: 科学出版社, 2001
- [21] 李世维, 刘君华, 等. 降低多传感器交叉敏感的法方程组法[J]. 自然版. 西安: 西安交通大学出版社, 2009
- [22] 张永怀, 刘君华. 采用 BP 神经网络及其改进算法改善传感器特性[J]. 传感器技术学报, 2002,15 (3): 185-188
- [23] 司瑞锋, 常炳国, 刘君华. 基于 BP 神经网络的传感器特性补偿新算法的研究[J]. 仪表技术与传感器. 2002 (1): 59-61
- [24] 常炳国, 刘君华. 基于神经网络的传感器特性补偿法[C]. STC99,1999, 北京: 427-430
- [25] 司瑞锋, 常炳国, 刘君华, 等. 采用计算机软件方法提高传感器的输出稳定性研究[C]. 第五届全国计算机应用联合学术会议论文集, 北京: 电子工业出版社, 1999
- [26] 胡新梅. 基于传感器数据融合的磁场测量的研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2003
- [27] 高敏. 采用数据融合技术提高霍尔电流传感器测量精度的研究[D]. 上海: 东华大学, 2009
- [28] 刘君华. 传感器技术及应用实例[M]. 北京: 电子工业出版社, 2008,6:30-43
- [29] 张毅刚. 新编 MCS-51 单片机应用设计[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2008. 3:218-221,257-258
- [30] 李国玉, 孙以材, 戴振清. 输出信号基于规范化多项式拟合的智能压力传感器[J]. 自动化仪表, 2005, 26(1): 29— 33.
- [31] 康光华, 陈大钦, 张林. 电子技术基础[M]. 北京: 高等教育出版社.2006,213-230
- [32] 葛哲学, 孙志强. 神经网络理论与 MATLAB R2~007 实现[M]. 北京: 电子工业出版社, 2007.
- [33] ADC0809 中文资料[EB\OL]

<http://wenku.baidu.com/view/89ffa33f87c240528915fc385.html>

- [34] 卢文科. 实用电子测量技术及其电路精解[M]. 北京: 国防工业出版社. 2000.214-217.129-131.192-193
- [35] 张申科, 崔葛瑾. 数字电子技术基础[M]. 北京: 电子工业出版社.2007:124-126
- [36] 崔利平. 仪表放大器电路设计[J]. 现代电子技术.2009,11:87-89
- [37] 刘迎春, 叶湘滨. 传感器原理、设计与应用. 国防工业出版社, 1997:1-4
- [38] 王化祥, 张淑英. 传感器原理及应用. 天津大学出版社, 1990:1-20
- [39] M. Ban, L. Yu. Y Wang. Micromechanical Beam—diaphragm structure improves performances of pressure transducers. Sensors and Actuators, 1990, (A21-23): 137-141
- [40] S. Hein, B. Schlichting, E. Obermeier. Piezoresistive silicon sensor for very low pressure based on concept of stress concentration transducers. Sensors and Actuators, 1993, f93); 628--631
- [41] H. Sennatwer, Kkohl. Piezoresistive low-pressure sensor with high sensitivity and high accuracy. Sensors and Actuators, 1990, (A21-23): 142~145
- [42] 李晓廷. 发展中的 MOEMS 压力传感器. 传感器世界, 2004, (8): 12~14
- [43] 张维新, 朱秀文, 毛赣如. 半导体传感器. 天津大学出版社, 1990: 56~162
- [44] 袁希光. 传感器技术手册. 国防工业出版社, 1986: 432-445
- [45] 建宁. 传感器向小型化、高级化发展. 世界电子元器件, 1999, (2): 71-73
- [46] Smith C S. Piezoresistance Effect In Germanium and Silicon. Physical Rev, 1954: 94
- [47] 姚成虎, 王磊. 怎样进行 Pc 机与单片机的串行通信系统的设计. 计算机辅助工程, 2003, f31: 19~21
- [48] 刘彬, 李志骞, 王娜. RS. 232C 通信口的研究. 微电子技术, 2003, f4): 43-45
- [49] 孙玉霞. C 语言程序设计中若干问题的探讨. 沈阳航空工业学院学报, 2004, (3): 52~54
- [50] 倪文军, 彭刚. 汇编和 C 语言函数混合编程的一种方法. 水道港口, 2004 • (S1): 128-130
- [51] 徐桂华. 硅压阻式压力传感器的温度补偿. 数据采集与处理, 1994, (3): 29-32
- [52] 苏亚, 孙咀材, 李国玉. 压力传感器热零点漂移补偿各种计算方法的比较.

传感技术学报, 2004, (3): 375-378

[53] 彭军. 传感器与检测技术[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2003.

[54] 孙以材, 刘玉玲, 孟庆浩. 压力传感器的设计制造与应用[M]. 北京: 冶金工业出版社, 2000.

[55]高玉芹. 单片机原理与应用及C51 编程技术[M]. 北京:机械工业出版社. 2011: 35-52, 110-123

[56]胡汉才. 单片机原理及其接口技术[M]. 北京: 清华大学出版社, 2010.15:268-280,319-321

致谢

首先，我要向我的指导老师卢文科教授表示诚挚的谢意。在他的耐心、细致地指导下，我完成了论文。在毕业设计期间，卢老师一直对我关怀备至，密切关注我的论文进展，并且提出宝贵意见。在进行小论文的写作期间，卢老师给予了我很多指导，每次当我遇到问题的时候，他都能耐心地帮我解答，他教会了我对论文的排版，如何进行该课题的研究，理清文章的逻辑思路，并给我一些书籍、文章进行参考。每次和导师见面，卢老师总是很热情，在和他交谈的过程中，他总会给我论文上的灵感。

我还要感谢我的室友李彤，由于我对一些仿真软件并不是很熟悉，她总会一次次地教我，因为她的帮助，我才能顺利完成该课题的研究。

最后，我要感谢我的家人，在写论文的期间，我压力很大，正是因为他们的关心和鼓励，我才能一次次努力地向前进。

攻读硕士学位期间取得的科研成果

科研成果

倪珊珊，卢文科，殷广亮. 智能压力传感器精度的研究. 微型机与应用. 已录用，
将刊登在 2015 年第 23 期上。