

论文题目：电阻式变送器非线性误差的补偿

学科专业：测试计量技术及仪器

研究生：李蕾

签名：李蕾

指导教师：李大成 副教授

签名：李大成

答辩日期：2008年3月

摘要

传感器的输出信号常为非标准电信号，易受电磁信号的影响，不能长距离传输，且其后续环节需要单独设计，使得传感器的设计成本增加，通用性降低。如果将传感器转化为输出标准信号的变送器，这些问题将得到解决。变送器作为检测系统的核心元件，其测试的准确性对检测系统的性能起着决定性的作用。现今，如何提高变送器的线性度，已成为了国内外研究的一项重要课题。本课题的主要内容就是设计变送器电路和补偿电路，实现电阻式变送器的非线性误差补偿。

此次设计主要针对的是陕西秦明电子集团生产的 CYG101 型压阻式压力传感器，这类传感器的零位时漂很低，均小于 $0.1\text{mV}/4\text{H}$ ，但其非线性误差相对于重复性误差和迟滞误差较高，造成了传感器的整体精度不高。所以，对于这类传感器来说，能否提高精度，关键在于其非线性误差的补偿。

课题首先分析了压阻式传感器非线性误差的来源及其补偿原理，并在此基础上针对两类不同的非线性特性给出补偿电路模型及参数选择方法。通过对美国模拟器件公司（Analog Devices）的 AD693 和 BB 公司（BURR-BROWN）的 XTR115 变送器电路的分析对比，本文自行设计压阻式变送器非线性误差补偿电路。该电路不仅能将微弱的传感器信号转化为 $(4\sim 20)\text{mA}$ 标准电流输出，还能对传感器的非线性误差进行补偿。

在对整个变送器进行非线性等误差测试后，发现电路的功能和性能指标都达到了设计要求，将精度为千分级的普通压阻式压力传感器转换成了精度在万分级的高精度的压力变送器。该变送器补偿电路适用于一切电阻桥式传感器的非线性补偿，通用性强，非常适合大批量生产。

关键词：电阻式传感器；变送器；非线性误差；补偿

**Title: NONLINEAR ERROR COMPENSATION OF RESISTANCE
TRANSDUCER**

Major: Technology & Instrumentation of Testing and Measuring

Name: LEI LI

Signature: lei Li

Supervisor: Associate prof. Dacheng Li

Signature: Dacheng Li

Abstract

The output signals of sensors are not usually standard and liable to be disturbed by electromagnetic signals, so they can not be transmitted for long distances, and need separately-designed subsequent service circuits, which increase the cost and decrease the commonality of these sensors. However, if sensor can be improved and changed into transducer which outputs standard signal, this problem will be solved. Transducer is a core component in measuring systems, and its accuracy play a decisive role in the performance of measuring systems. Nowadays, how to enhance the nonlinearity of transducer has already become an important task both at home and abroad. The main task of this project is to design transducer and their compensation circuits, and realizes compensation for the nonlinear errors of resistance transducers.

This design is aiming to improve piezoresistive pressure sensor CYG101, a product of Shaanxi Qinming Electronic Group. CYG101's null shift is less than 0.1mV/4H, but its nonlinear error is relatively high compared to its repeatability error and hysteresis error, which make the overall precision of this sensor not very high. Consequently, the key problem to improve the precision of this sensor is whether the nonlinear error can be fixed.

In this thesis, we firstly analyze the nonlinear error sources of the piezoresistive sensor and their corresponding compensation principle, and then bring forward compensation circuit models and parameter choosing method for two different kinds of nonlinear characteristic. Then, a nonlinear error compensation circuit for piezoresistive transducer is designed and developed on the basis of comparison and analysis between the AD693 from Analog Devices Corporation and the XTR115 from BURR-BROWN Corporation. This circuit can not only change sensor weak signal into(4~20)mA standard signal, but also compensate nonlinear error.

The test results of nonlinear error experiments show that the function and performance of

the new design circuit have met the challenge. The old piezoresistive pressure sensor with thousandth precision has been improved and become a high-precision pressure transducer with one ten thousandth precision. The compensation circuit of nonlinear error proposed in this thesis can be adopted for any kind of resistance sensors, so it has strong commonality and can be produced in large scale.

Key words: resistance sensor; transducer; nonlinear error; compensation

独创性声明

秉承祖国优良道德传统和学校的严谨学风郑重声明：本人所提交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的成果。尽我所知，除特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人的研究成果。与我一同工作的同志对本文所研究的工作和成果的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并已致谢。

本论文及其相关资料若有不实之处，由本人承担一切相关责任

论文作者签名： 李蕾 2008年3月16日

学位论文使用授权声明

本人 李蕾 在导师的指导下创作完成毕业论文。本人已通过论文的答辩，并已经在西安理工大学申请博士 / 硕士学位。本人作为学位论文著作权拥有者，同意授权西安理工大学拥有学位论文的部分使用权，即：1) 已获学位的研究生按学校规定提交印刷版和电子版学位论文，学校可以采用影印、缩印或其他复制手段保存研究生上交的学位论文，可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索；2) 为教学和科研目的，学校可以将公开的学位论文或解密后的学位论文作为资料在图书馆、资料室等场所或在校园网上供校内师生阅读、浏览。

本人学位论文全部或部分内容的公布（包括刊登）授权西安理工大学研究生部办理。

（保密的学位论文在解密后，适用本授权说明）

论文作者签名： 李蕾 导师签名： 苏大成 2008年3月16日

1 绪论

1.1 传感器与变送器

在国家标准 GB/T7665-1987《传感器通用术语》中，传感器的定义是一种能够感受规定的被测量并按照一定规律转换成可用输出信号的器件或装置^[1]。简单来说：传感器是一种以一定精确度把被测量转换为与之有确定对应关系的、便于应用的某种物理量的测量装置。这一定义包含以下四方面的意思^[2]：

- (1) 传感器是测量装置，能完成检测任务；
- (2) 它的输入量是某一被测量，可能是物理量，也可能是化学量、生物量等；
- (3) 它的输出量是某种物理量，这种量要便于传输、转换、处理、显示等等，这种量可以是气、光、电量，但主要是电量；
- (4) 输出和输入有对应关系，且应有一定的精确度。

传感器一般由敏感元件、转换元件、基本转换电路三部分组成，组成框图如图 1-1 所示^[1]。其中，敏感元件是指传感器中能直接感受或响应被测量，并输出与被测量成确定关系的某一种量的元件；转换元件将敏感元件的输出量转换成适于传输或测量的电路参量；而基本转换电路可将上述电信号进行放大、运算、处理等进一步转换，以获得被测值或进行过程控制。

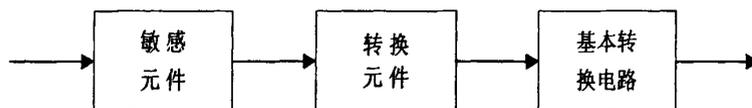


图 1-1 传感器组成框图

Fig.1-1 The schematic diagram of sensor

变送器是从传感器发展而来的。输出为非标准信号的传感器，必须和特定的仪表或装置配套，才能实现检测或调节功能。为了加强通用性和灵活性，传感器的输出必须转换成标准信号，使之与带有标准信号输入电路或接口的仪表配套。一般来说，凡是能输出标准信号的传感器都称为变送器。标准信号是指物理量的形式和数值范围都符合国际标准的信号。例如直流电流当前的国际标准为(4~20)mA、空气压力为20~100kPa。我国还有不少变送器以直流电流(0~10)mA为输出信号。无论被测量是哪种物理量或化学参数，也不论测量范围如何，经过变送器后的信息都必须包含在标准信号之中。有了统一的信号和数值范围，就便于把各种变送器和其它仪表组成检测或调节系统。无论什么仪表或装置，只要有同样标准的输入电路或接口，就可以从各种变送器获得被测信息。这样，兼容性和互换性大为提高，仪表的配套也极为方便^[3]。

传感器和变送器都具有检测某种变量并把检测结果传送出去的功能，被广泛应用于工业生产和科学研究领域，是获取、处理、传送各种信息的硬件。按照传统的观念，传感器归于检测技术，变送器则属于自动化仪表，通常把两者放在不同的学科中加以介绍^[3]。然而对于非检测技术或非自动化仪表专业的广大技术工作者来说，面临的任务往往是根据生

产科研的需要解决具体的检测问题。因此，传感器和变送器的知识应该紧密地联系起来，综合地加以研究。

1.2 课题的来源与现实意义

随着新技术革命的到来，世界已经进入信息时代。在利用信息的过程中，首先要解决的就是要获取准确可靠的信息，而传感器是获取自然和生产领域中信息的主要途径与手段。现今，传感器已广泛应用于诸如工业生产、宇宙开发、海洋探测、环境保护、资源调查、医学诊断、生物工程、文物保护、安全防范、家用电器等领域。从茫茫太空到浩瀚的海洋，从各种复杂工程系统到日常生活的衣食住行，几乎每一个领域都离不开各种各样的传感器。可以毫不夸张地说，21 世纪的社会，将是充满传感器的世界。

根据 ARC 咨询机构的研究《中国的压力变送器前景》表示，压力变送器市场预计在今后的五年中以 11.4% 的复合年增长率 (CAGR) 增长。随着传感器在各学科和工程领域的广泛应用，人们为了获取更为精确的信息，对传感器的准确度、稳定性和抗干扰性有了更高的要求，所以补偿技术在传感器中得到广泛应用。这种技术的运用大致是针对两种情况：一种是针对传感器本身特性，另一种是针对传感器的工作条件。

传统的非线性补偿方法只能将非线性误差减小到 0.1%，已难以满足市场的要求，再加上高精度的同时也带来高价位的问题。例如：美国霍尼韦尔公司生产的精度 0.065% 的差压变送器，价格将近万元。这给国内用户带来了很大的负担，也对国内企业的生产造成了一定的影响。本课题将针对压力变送器进行非线性误差的补偿，开发出高精度的压力变送器^[4]。

课题所采用传感器的是由陕西秦明电子集团提供的 CYG101 型压阻式压力传感器。这类传感器是利用半导体材料硅的压阻效应而制成。由于半导体材料组成的压阻式传感器普遍存在着温漂、非线性等问题，因此对其进行压力变送器设计过程中要进行非线性补偿。

课题在提高精度并降低成本这两大中心任务的要求下，提出一种既简单又能从根本上提高精度的方法，通过设计变送器电路和补偿电路，设计开发出压阻式传感器的非线性补偿系统，并开发出高精度、低成本压力变送器，非常适合批量生产。

1.3 国内外的研究现状及发展趋势

传感与控制技术、通信技术和计算机技术构成了现代信息技术的三大支柱。在高度发展的现代社会中，科学技术的突飞猛进和生产过程的高度自动化已成为人所共知的发展趋势，而它们的共同要求是必须建立在有着不断发展与提高的信息工业基础上，信息技术对社会发展、科学进步起到了决定性的作用。而一切科学研究与自动化生产过程都需要通过传感器获取准确的工程信息，因而传感器技术是现代高科技发展的关键。

在现代传感测量领域，传感器与变送器的区别已经逐渐淡化。伴随着检测技术的不断发展，传感器和变送器在工业生产中的应用越来越广泛，不被人们所熟知的变送器也逐渐进入广大技术工作者的视线。随着二十一世纪现代科技革命的到来，传感器和变送器正引

起国内外电子信息界的高度重视。从某种意义上可以将传感器及变送器的发展水平作为衡量一个国家科技水平的重要标准。

我国从 60 年代开始对传感技术进行研究与开发，国内在高精度的补偿系统研究领域正处于方兴未艾阶段。鉴于目前国内传感器及变送器与国外存在很大差距，但却有广泛的生产和使用基础，我国更应该加大传感器研究的力度。作为一名从事或有志于从事这个领域的技术工作者，都应该对传感器和变送器的发展给予高度的重视。

国外近年来，带有补偿技术的传感器发展很快，向着集成化、小型化、智能化和数字化方向发展。典型产品有 Motorola 公司生产的 MPX2100、MPX4100A、MPX5100、MPX5700 系列单片集成硅压力传感器；美国 Honeywell 公司生产的 ST3000 系列智能压力传感器等。很多公司还推出了在传感器内部集成数模转换器（DAC）和模数转换器（ADC）的智能信号调理芯片，可以补偿失调、失调温度漂移、灵敏度、灵敏度温度漂移和非线性等多个参数^[5]。

对于传感器的矫正与补偿，还有一种方法是采用微型计算机系统实现。这种方法具有补偿精度高、工作稳定、体积精巧和传输方便等特点。这种方法组成的传感器信号调理电路也把传感器输出电路与变送器形成一体，即为现今的智能变送器^[5]。

1.4 本课题的特点及主要内容

本课题改进了压力传感器的补偿方法，大大降低了压力传感器的非线性误差，提高了传感器的精度。课题的主要工作包括：

- (1) 设计高精度压阻式变送器输出国际标准信号的电路；
- (2) 对压阻式变送器的非线性补偿原理进行研究；
- (3) 设计压阻式变送器非线性补偿的硬件电路；
- (4) 压阻式变送器非线性补偿电路的调试与实现；
- (5) 实验测试，误差分析，证实方案可行。

2 电阻式传感器

电阻式传感器是把被测物理量的变化转换为电阻变化的一种传感器，可用于测量压力、位移、应变、加速度、温度等非电量参数^[2]。一般来说，电阻式传感器结构简单、性能稳定，灵敏度较高，有的还适合动态测量。

2.1 传感器的特性

传感器的特性主要是指输出与输入之间的关系。当输入量为常量或变化极慢时，称为静态特性；当输入量随时间较快地变化时，称为动态特性^[6]。

一般来说，传感器输出与输入关系可用微分方程来描述。将微分方程中的一阶及以上的微分项都取为零时，便可得到传感器的静态特性，这时输入量和输出量都和时间无关，即传感器的静态特性可用一个不含时间变量的代数方程，或以输入量作横坐标，把与其对应的输出量作纵坐标而画出的特性曲线来描述^[1]。显然，传感器的静态特性只是动态特性的一个特例。

实际上，传感器除了描述输出输入关系的特性之外，还有很多与使用条件、使用环境、使用要求等有关的特性。

2.1.1 传感器的静态特性

传感器的静态特性是指对静态的输入信号，传感器的输出量与输入量之间所具有相互关系。人们总希望传感器的输出与输入具有的线性关系。但由于存在着迟滞、摩擦、间隙和松动等各种因素的影响，使输出输入对应关系的唯一确定性不能实现。表征传感器静态特性的主要参数有：线性度、灵敏度、分辨力、迟滞和重复性等^[7]。

a. 非线性度

传感器的输出输入关系或多或少地存在非线性问题。如图 2-1 所示，标定曲线与拟和直线的偏离程度就是非线性度^[1]。如果在全量程 y_{FS} 输出范围内，标定曲线偏离拟和直线的最大偏差为 ΔL_{max} ，则定义非线性度为

$$\gamma_L = \pm(\Delta L_{max} / y_{FS}) \times 100\% \quad (2.1)$$

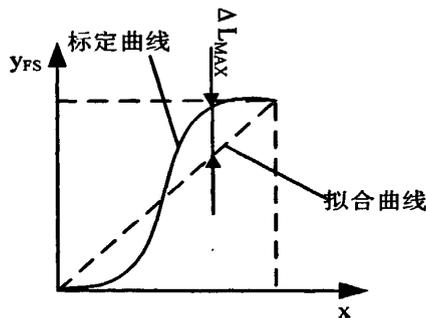


图 2-1 非线性度

Fig.2-1 Degree of nonlinearity

b. 重复性

重复性是指传感器的输入按同一方向连续多次变动时所得特性曲线不一致的程度^[1]。图 2-2 所示为输出曲线的重复性，正行程的最大重复性偏差为 $\Delta R_{\max 1}$ ，反行程的最大重复性误差为 $\Delta R_{\max 2}$ 。重复性偏差取这两个偏差之中较大者 ΔR_{\max} ，再以满量程 y_{FS} 输出的百分数表示，即

$$\gamma_R = \pm(\Delta R_{\max} / y_{FS}) \times 100\% \quad (2.2)$$

多次按相同输入条件测试的输出特性曲线越重合，表示其重复性越好，误差越小。

c. 迟滞

传感器和变送器在正（输入量增大）反（输入量减小）行程中输出曲线的不重合称为迟滞^[1]。迟滞特性如图 2-3 所示，它一般是由实验方法测得。迟滞误差一般以满量程输出的百分数表示，即

$$\gamma_H = \pm(\Delta H_{\max} / y_{FS}) \times 100\% \quad (2.3)$$

式中 ΔH_{\max} 是指正、反行程间输出的最大差值。

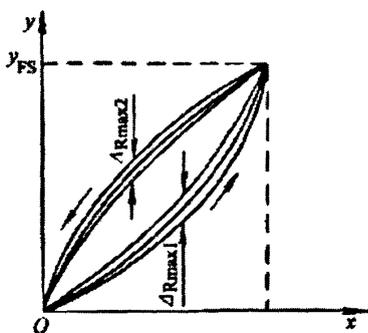


图 2-2 重复特性

Fig.2-2 Repetitiveness

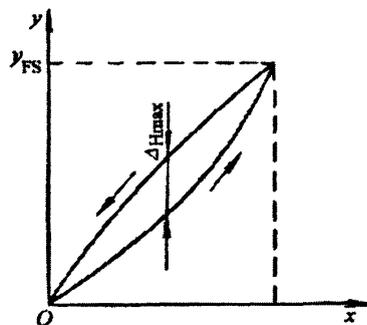


图 2-3 迟滞特性

Fig.2-3 Hysteresis

d. 灵敏度

传感器输出的变化量 Δy 与引起该变化量 Δx 之比即为其静态灵敏度，其表达式为：

$$S = \Delta y / \Delta x \quad (2.4)$$

由此可见，传感器输出曲线的斜率就是其灵敏度。斜率越大，其灵敏度就越高。对具有线性特性的传感器来说，其特性曲线的斜率处处相同，灵敏度 S 是一常数，与输入量无关。而对于非线性系统来说，其灵敏度 S 是变量，是输入输出关系曲线的斜率，输入量不同，灵敏度就不同，通常用拟合直线的斜率表示系统的平均灵敏度。要注意灵敏度越高，就越容易受外界干扰的影响，系统的稳定性就越差，测量范围相应就越小^[1]。

e. 静态误差

静态误差是指传感器在其全量程内任一点的输出值与其理论值的偏离程度。静态误差的求取方法如下：把全部输出数据与拟合直线上对应值的残差，看成是随机分布，求出其

标准差 σ ，即

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (\Delta y_i)^2} \quad (2.5)$$

式中 Δy_i ——各测试点的残差；

n ——测试点数。

一般取 2σ 和 3σ 值为传感器的静态误差^[1]。静态误差也可以用相对误差来表示，

$$\gamma = \pm(3\sigma / y_{FS}) \times 100\% \quad (2.6)$$

静态误差是一项综合性指标，它基本上包括了前面叙述的非线性误差、迟滞误差、重复性误差等，若这几项误差是随机的、独立的、正态分布的，也可以把这几个单项误差综合，即

$$\gamma = \pm \sqrt{\gamma_L^2 + \gamma_H^2 + \gamma_R^2} \quad (2.7)$$

f. 分辨力

分辨力是指传感器在规定测量范围内可能感受到的被测量的最小变化的能力^[4]。它表示的是检测系统分辨输入量微小变化的能力。

通常传感器在满量程范围内各点的分辨力并不相同，因此常用满量程中能使输出量产生阶跃变化的输入量中的最大变化值作为衡量分辨力的指标。上述指标若用满量程的百分比表示，则称为分辨率。

2.1.2 传感器的动态特性

所谓动态特性，是指传感器对随时间变化的输入量的响应特性^[8]。很多传感器要在动态条件下检测，被测量可能以各种形式随时间变化。只要输入量是时间的函数，则其输出量也将是时间的函数。一般来说，总是希望传感器的输出随时间变化的关系能复现输入量随时间变化的关系，但实际上除了具有理想比例特性的环节外，输出信号不可能与输入信号完全一致。这种输出与输入之间的差异称为动态误差。

数学上，通常用动态数学模型来描述传感器的动态特性，通过机理分析或系统辨识求得动态数学模型，利用数学模型计算出动态性能指标，并进行频域分析，全面研究传感器的运动规律。然后就可以利用传感器的数学模型研究动态补偿的方法，改善动态特性等。

在实际工作中，传感器的动态特性常用它对某些标准输入信号的响应来表示。这是因为传感器对标准输入信号的响应容易用实验方法求得，并且它对标准输入信号的响应与它对任意输入信号的响应之间存在一定的关系。最常用的标准输入信号有阶跃信号和正弦信号两种，所以传感器的动态特性常以阶跃响应和频率响应为基础，由输出按一定的计算关系直接求出输入端信号，以达到减小检测系统动态误差的目的。这些方法称为动态误差修正。常见的动态误差修正方法有数值微分法、叠加积分法、频率域修正法和反卷积法等^[9]。

2.2 电阻式传感器的类型

由于构成电阻的材料种类很多,例如导体、半导体、电解质溶液等。而引起电阻变化的物理原因也很多,例如,导体、半导体的长度变化或内应力变化,温度变化等,根据这些不同的物理原理,就产生了各种各样的电阻式传感器。简单来说,电阻式可分为应变式传感器和压阻式传感器两种^[6]。

2.2.1 应变式传感器

应变式传感器是利用金属的电阻应变效应,将测量物体变形转换成电阻变化的传感器,是目前应用最广泛的传感器之一。它是将应变片粘贴于弹性体表面或者直接将应变片粘贴于被测试件上,弹性体或试件的变形通过基底和粘结剂传递给敏感栅,其电阻值发生相应的变化,通过转换电路转换为电压或电流的变化,即可测量应变^[8]。根据这一结构,可构成测量力、压力、荷重、应变、位移、速度、加速度等各种参数。这种测试技术具有以下独特优点:

- (1) 结构简单,尺寸小,重量轻,使用方便,性能稳定可靠;
- (2) 分辨率高,能测出极微小的应变,如(1~2)微应变 ($1\mu\varepsilon=1\times 10^{-6}$ mm/mm);
- (3) 灵敏度高,测量范围大,测量速度快,适合静、动态测量;
- (4) 易于实现测试过程自动化和多点同步测量、远距测量和遥测;
- (5) 价格便宜,工艺较成熟,便于选择和使用,可用测量多种物理量。

因此,它在航空航天、机械、电力、化工、建筑、医学、汽车工业等多种领域都有很广泛的应用。金属丝和箔式电阻应变片的性能稳定、精度较高,至今仍在不断的改进和发展中,并在一些高精度应变式传感器中得到了广泛的应用,但是这类传感器的应变丝的灵敏度系数小。为了改进这一不足,在20世纪50年代末出现了压阻式传感器。

2.2.2 压阻式传感器

固体受到作用力后,电阻率会发生变化,这种效应称为压阻效应。半导体材料的压阻效应特别强。沿一块半导体的某一轴向施加压力使其变形时,它的电阻率会发生显著变化。利用半导体材料的压阻效应制成的传感器称为压阻式传感器^[8]。

早期的压阻传感器是利用半导体应变片制成的粘贴型压阻传感器,它的传感元件是用半导体材料的体电阻制成的粘贴式应变片;20世纪70年代以后,研制出周边固支的力敏电阻与硅膜片一体化的扩散型压阻传感器,它的传感元件是利用集成电路工艺,在半导体材料的基片上制成的扩散型压敏电阻。它易于批量生产,能够方便的实现微型化,集成化和智能化,因而已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。压阻式传感器的灵敏系数大,分辨率高,频率响应高,体积小。

2.3 压阻式压力传感器

本论文中研究的是压阻式压力传感器。压阻式压力传感器又称为扩散硅压力传感器,

它是利用半导体材料硅的压阻效应制成的传感器^[13]。硅的压阻效应是在 1954 年由 C.S.Smith 首先发现的, 1956 年贝尔实验室研制出了硅力敏电阻。目前使用最多的是单晶硅半导体, 它具有十分优良的力学弹性。硅材料的单晶结构使硅压阻式压力传感器的迟滞极小, 重复性极好; 硅的压阻系数较大, 使用温度范围较宽。这类传感器随着硅集成电路平面工艺的完善而得到高度的发展, 现在已经广泛用作高灵敏度, 高精度的微型真空计、绝对压力计、流速计、流量计、声传感器、气动过程控制器等。它在生物、医疗、航天、海洋工程、原子能等各种尖端科技和工业领域都有着广泛的用途。

压阻式压力传感器的突出的优点是灵敏度高、测量精度高、动态响应快、工作温度范围宽、尺寸小、横向效应小、滞后和蠕变小、抗干扰能力强、便于批量生产与使用方便等。其缺点是制作工艺复杂、非线性严重、受温度影响大、重复性较差。因此, 在使用时必须采取非线性补偿措施; 在温度变化较大的环境中使用时, 还必须进行温度补偿。

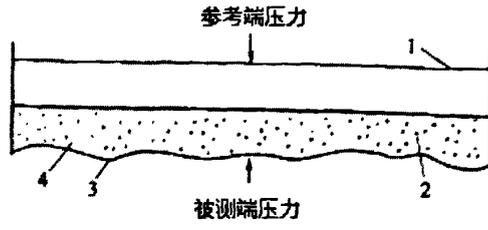
本课题针对陕西秦明电子集团提供的 CYG101 型压阻式压力传感器, 进行变送器电路和非线性补偿电路设计, 将这种精度在千分级的普通压阻式压力传感器转换精度在万分级的高精度压力变送器。

2.4 压力变送器

压力传感器在液位测量环境的特殊性决定了压力传感器普遍采用 (4~20)mA 直流电流形式传输。这样, 压力传感器和传输电路就组成压力变送器。压力变送器是直接与被测介质相接触的现场仪表, 常常在高温、低温、腐蚀、振动、冲击等环境中工作。在石油、化工、电力、钢铁、轻工等行业的压力测量及现场控制中应用非常广泛。

早期压力变送器多采用大位移式工作原理, 如水银浮子式差压计及膜盒式差压变送器, 这些变送器精度低且笨重。20 世纪 50 年代后, 有了精度稍高的力平衡式差压变送器, 但反馈力小, 结构复杂, 可靠性、稳定性和抗振性均较差; 随着新工艺、新材料、新技术的出现, 尤其是电子技术的迅猛发展, 位移式变送器体积越来越小, 结构也更简单。90 年代后, 科学技术迅猛发展, 变送器逐渐向智能化发展, 数字信号的传输更有利于数据采集。压力变送器发展至今已有电容式变送器、扩散硅压阻式变送器、差动电感式变送器和陶瓷电容式变送器等不同类型^[23]。

20 世纪 90 年代中期, 美国 Icsensors 公司、Nova 公司应用硅精蚀和硅晶片叠合两项尖端科技生产了新型扩散硅压力传感器并开发出具有精度高, 重复性小, 抗腐蚀的扩散硅压力变送器。在国内, 1993 年长沙矿山研究院也开发出了具有极高性价比的 SBP800 型扩散硅压力变送器 (在首钢、长岭炼油等数十家大中型企业推广使用), 其工作原理如图 2-4 所示。压力通过隔离膜片、密封硅油传输到扩散硅膜片上, 同时参考端的压力 (大气压) 作用于膜片的另一端。这样膜片两边的压差产生一个压力场, 使膜片的一部分压缩, 另一部分拉伸, 在压缩区和拉伸区分别由两个应变电阻片, 以感受压力引起的阻值的变化, 从而将压力信号转换为电信号。



1. 应变电阻 2. 硅膜片 3. 隔离膜片 4. 硅油

图 2-4 扩散硅压力变送器示意图

Fig.2-4 The sketch map of diffused silicon pressure transducer

3 传感器非线性误差的修正

在数字仪表中,对非电量进行数字化测量所使用的传感器的一个重要指标就是数据的线性化。但对于传感器来说,输出信号的非线性是绝对的。只在输入信号的某一范围之内,输出呈线性化,这就导致了使用时为保证系统的精度与准确度,必须规定传感器的使用范围。为了提高仪器和系统的精度,扩大其使用范围和提高系统的性价比,对传感器输出信号或其它模拟信号进行线性化处理与非线性补偿就显得尤为重要。

3.1 传感器非线性误差的来源

许多传感器因自身的传感机理因素而导致检测参数与传感器输出信号呈非线性关系。典型例子如铂电阻温度传感器的阻值 R_t 与被测温度 t 的关系,可用以下公式表示:

$$R_t = R_0(1 + \alpha t + \beta t^2) \quad (3.1)$$

式中, R_t 、 R_0 分别为 $t^\circ\text{C}$ 和 0°C 时铂电阻值。其中, $\alpha=3.9684 \times 10^{-3}/^\circ\text{C}$, $\beta=-5.847 \times 10^{-7}/^\circ\text{C}$ 。从上式可明显看出,传感器自身产生了非线性误差^[25]。

在实际应用中,传感器通常需要接转换电路,而转换电路同样也会产生非线性误差,例如常用的四臂平衡电桥如图 3-1 所示。

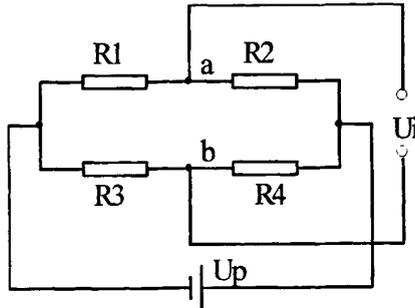


图 3-1 四臂平衡电桥示意图

Fig.3-1 The four-branch balanced bridge circuit

图 3-1 中, R_1 为温度传感器,在基准温度下的阻值为 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 为精密电阻。a 点电位为:

$$V_a = \frac{R_1 + \Delta R}{R_1 + \Delta R + R_2} V \quad (3.2)$$

b 点电位为:

$$V_b = \frac{R_3}{R_3 + R_4} V \quad (3.3)$$

那么:

$$V_0 = V_a - V_b = \frac{R_1 + \Delta R}{R_1 + \Delta R + R_2} V - \frac{R_3}{R_3 + R_4} V \quad (3.4)$$

式中 V 为供桥电压, ΔR 为温度传感器 R_1 的变化值。在基准温度下, 温度传感器 R_1 的变化值 ΔR 为零, 电桥平衡时有 $R_1 R_4 = R_2 R_3$, 那么电桥输出为零; 当温度变化, 温度传感器 R_1 产生 ΔR 的变化值, 电桥失去平衡, 这时电桥有不平衡电压输出, 那么:

$$V_0 = V_a - V_b = \frac{\Delta R R_4}{(R_1 + \Delta R + R_2)(R_3 + R_4)} V \quad (3.5)$$

显然, V_0 与 ΔR 是非线性关系, 转换电路产生了非线性误差^[25]。

3.2 传感器非线性误差的补偿方法

从上述的分析中可知, 传感器的非线性主要来自于其自身及其转换电路两方面。因此, 要消除传感器的非线性, 首先是在传感器自身的输入输出函数上消除, 其次在后续电路上消除。

传感器自身的非线性特性主要表现在它的输入输出函数上, 要消除传感器自身的非线性误差, 应当从其输入输出函数上着手。如果通过变换函数, 使函数成为一个线性函数, 则传感器自身的非线性就可得到消除^[25]。以电容传感器为例: 电容传感器电容 C 与极板间距 d 之间的关系为:

$$C = \frac{\epsilon S}{d_0} \quad (3.6)$$

当电容式传感器极板间距 d_0 因被测量变化而变化 Δd 的变化值时, 电容变化量 ΔC 为:

$$\Delta C = \frac{\epsilon S}{d_0 - \Delta d} - \frac{\epsilon S}{d_0} = \frac{\epsilon S}{d_0} \frac{\Delta d}{d_0 - \Delta d} = C_0 \frac{\Delta d}{d_0 - \Delta d} \quad (3.7)$$

式中, C_0 为极板间距为 d_0 时的初始电容量, 如果采用容抗 $X_C = 1/\omega C$ 作为传感器的输出, 则 X_C 就与被测量位移 Δd 就成了线性关系:

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{\omega(C_0 + \Delta C)} = \frac{d_0 - \Delta d}{\omega \epsilon S} \quad (3.8)$$

这种方法在理论上完成消除了非线性误差, 简单有效。

通过变换函数的方法可以使传感器自身的非线性得到线性化, 但有些传感器的输入输出函数较为复杂, 不能转化为线性关系, 这时就应该在其转换电路上采用非线性误差补偿方法来加以线性化。这些方法可分为硬件补偿方法和软件补偿方法这两种。

3.2.1 硬件补偿方法

硬件补偿方法大体来说可以分为两类: 一类是改变电源电压的硬件补偿方法, 另外一类是电源电压恒定的硬件补偿方法。

a. 改变电源电压硬件补偿方法

改变电源电压硬件校正方法的基本思想是在电桥式传感器电路中, 将电路的输出信号反馈到电桥的供桥电压, 使得传感器的供桥电压随输出信号变化而变化, 从而实现输出信

号与输入信号呈线性关系^[26]。基于这种思想的补偿电路有很多种，这里仅举一例简单说明。设传感器桥路的四臂平衡电阻值均为 R ，传感器的阻值 R_x 与传感器电阻变化量 x 之间的关系为 $R_x = (1+x)R$ 。设桥路供电电压为 V_c ，则桥路输出 $V_{0(b)}$ 为：

$$V_{0(b)} = \frac{V_c}{4} \frac{x}{1 + \frac{x}{2}} = \frac{1}{4} V_c f(x) \quad (3.9)$$

从上式可以看出传感器的输出电压与输入电压成非线性关系。图 3-2 为一实用的传感器非线性误补偿电路。

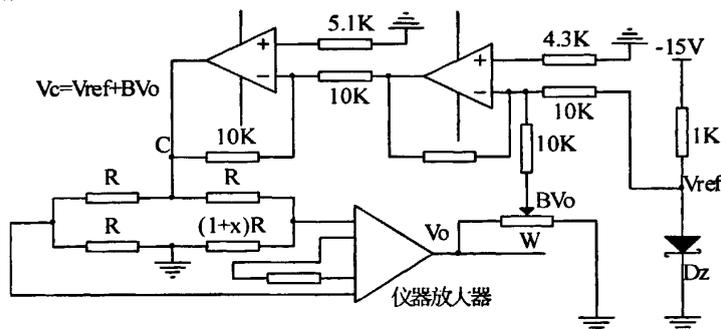


图 3-2 改变电源电压补偿电路

Fig.3-2 Variable voltage compensation circuit

图中的仪器放大器将传感器的输出信号放大 A 倍，取其输出 V_0 的一部分 BV_0 (B 为反馈系数，由 W 调节) 与基准电压 V_{ref} (由稳压二极管 D_z 提供) 一起，经 LM324 综合后，反馈到电桥的电源端，使电桥的电源随 V_0 的变化而变化。那么：

$$V_0 = AV_{0(b)} = \frac{A}{4} V_c f(x) = KV_c f(x) \quad (3.10)$$

式中， K 为等效放大倍数， $K=A/4$ 。

由于：

$$V_c = V_{ref} + BV_0 \quad (3.11)$$

将式 (3.11) 代入 (3.10) 可得：

$$V_0 = \frac{KV_{ref} f(x)}{1 - KBf(x)} \quad (3.12)$$

再将 $f(x)=x/(1+x/2)$ 代入式 (3.12)，可得：

$$V_0 = \frac{KV_{ref} x}{1 + \frac{1}{2}x - KB} = KV_{ref} x \frac{1}{1 + x(\frac{1}{2} - KB)} \quad (3.13)$$

从式 (3.13) 可以看出：当 $KB=1/2$ ，即 $AB=2$ 时， V_0 与 x 成正比例关系。也就是说只要放大器的增益和反馈系数之积等于 2，即可消除非线性误差。这种补偿方法的优点是准确度很高，误差小于 0.07%，但缺点在于调试较为麻烦。

b. 电源电压恒定时的硬件补偿方法

基于电源电压恒定的硬件补偿方法有很多, 简单来说有串、并联电阻网络补偿技术、改变被测量零点输出补偿方法、正反馈补偿方法、函数发生器补偿方法等。

(1) 串、并联电阻网络补偿技术

在被测量参数变化范围不大的情况下, 对有些非线性传感器, 可以简单地用固定电阻器与传感器元件串并联方式进行补偿^[27]。当串并联的电阻被调整到某值时, 可将传感器非线性校正到合理的范围内。这种校正方法的优点是元件少、成本低、十分简便, 但校正范围一般较窄, 主要适用于被测量变化范围不大的场合。

(2) 改变被测量零点输出补偿方法

有些传感器的特性在某一段呈较好的线性, 实践中可以设法避开非线性段, 而直接利用线性段, 改变被测量的零值输出就是一种简便、有效的方法^[27]。这种校正方法极其简单, 在被测量变化范围不大时可获得较好的校正效果。

(3) 正反馈补偿方法

对有些非线性传感器, 如铂电阻和铜电阻, 当温度变化范围较宽时, 非线性十分明显, 其电阻值的变化率随温度升高而逐渐减少, 因此将信号调理电路的输出信号反馈到相关放大器的输入端, 使放大器的输入信号同时受输出信号的影响, 便可以实现较理想的非线性校正^[27]。图 3-3 为一实用铂电阻传感器 (TRRA102B) 非线性补偿电路。

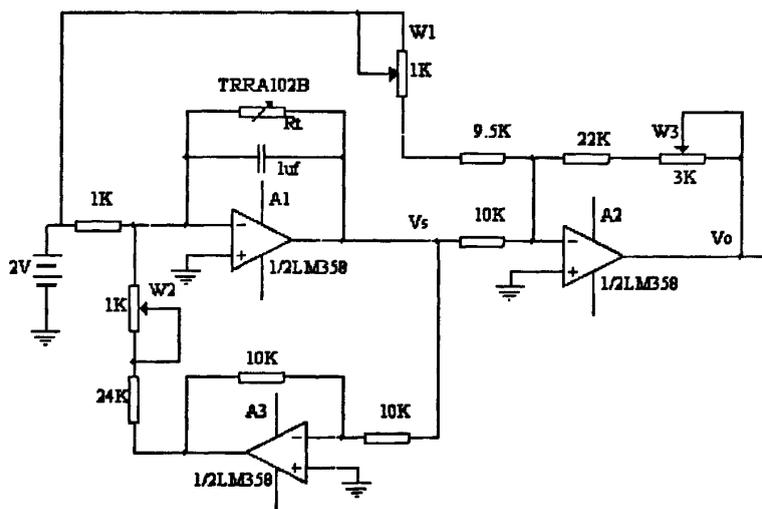


图 3-3 铂电阻传感器非线性补偿电路

Fig.3-3 Nonlinear error compensation circuit of Pt resistor sensor

该电路是把传感器的输出电压 V_s 经 A_3 反相后, 送到 A_1 的输入端, 构成正反馈。在温度范围之内, 引入适量的正反馈, 可以抵消由于温度升高造成铂电阻变化率下降的问题。这种校正方法具有范围宽、校正准确度高的优点, 可将非线性误差由最大 2% ($0-500^{\circ}\text{C}$) 降至 0.1% 左右, 但电路复杂、调试较麻烦。

(4) 函数发生器补偿方法

有些传感器的特性曲线是多段的，这时可采用函数发生器校正方法^[26]。以热电偶为例，其拟合曲线为：

$$V_0 = K_0 + K_1 E(t) + K_2 E^2(t) \quad (3.14)$$

因此，实现上式的输入输出关系的硬件电路可由线性放大器、恒压源、平方放大器和加法器组成。电路框图如图 3-4 所示。这种补偿方法电路简单，但精度不高。

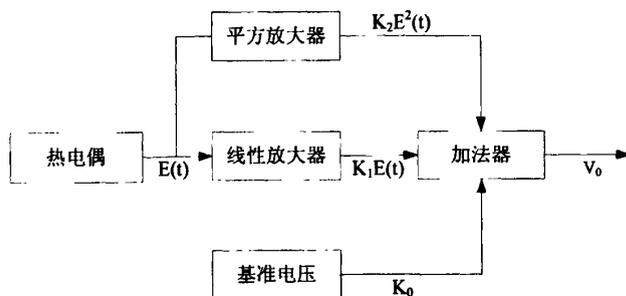


图 3-4 函数发生器校正框图

Fig.3-4 The block diagram of function generator correction

3.2.2 软件补偿方法

通过软件进行非线性误差补偿的方法有很多，这里介绍几种简单的补偿方法。

a. 函数运算法

目前传感器多数都具有非线性特性，但有些传感器的非线性特性可以用函数关系来表示^[28]。对于此种类型的传感器，可以把其运算规则(特性关系的反函数)存入系统的微处理器，这样每测得一个传感器的输出量，就可以通过处理器的计算得到一个需要的被测物理量。

例如振动筒式传感器的输出信号(频率 f)和输入信号(压力 p)存在如下的函数关系：

$$f = f_0 \sqrt{1 + Kp} \quad (3.15)$$

把它的反函数关系存入系统中的处理器后，当每测得一个 f 值时，经过反函数计算就可以得到所需要的 p 值。

b. 拟合函数法

对于不可用函数关系来表示其非线性特性的传感器，为了使仪器能直接显示被测参数的数值，确保仪器在整个测量范围内都有较高的准确度，往往需要在传感器的数据采集和处理系统中采用函数拟合的方法来推算出传感器输入输出关系，然后再通过对实测值进行选定函数计算，求得准确的测量结果^[29]。对所选择的拟合函数的要求是：能将剩余的误差限制在要求的范围内，且对于输入信号是单值性的。一般应采用连续函数来做拟合函数，

从 n 对测定数据 (x_i, y_i) 中，通过最小二乘法来求得一个简单的、便于计算机处理的近似函数表达式 $f(x)$ 来代替实际的非线性关系。虽然要进行较多的数学运算，但其误差函数是平滑、连续的，结果易于观测分析。

c. 线性插值法

线性插值法是用线段近似代替区间的实际曲线，通过近似公式计算出输入量^[25]。图 3-5 是一温度传感器响应特性曲线，其中 x 轴表示被测温度， y 轴表示输出热电势。

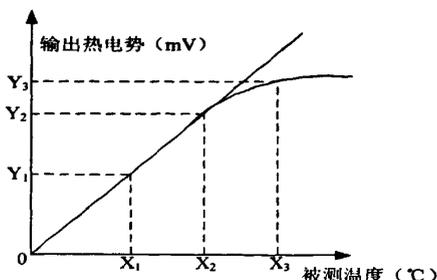


图 3-5 温度传感器响应特性曲线

Fig.3-5 The response curve of temperature sensor

图 3-5 中把输入量分成几个均匀的区域，这样每个区间的端点 x_k 都对应一个输出 y_k ，实际的检测值一定会落在某个区间 (x_k, x_{k+1}) 或已知的点上。把这些 (x_k, y_k) 值编制成表格存储起来，在线运行时一旦测出传感器的输出量，计算机就可通过预先编制好的程序计算出相应的输入量。

假设： $y_1 < y < y_2$ ，则相对应的 x 为：

$$x = x_1 + \frac{y - y_1}{y_2 - y_1} (x_2 - x_1) \quad (3.16)$$

从式 (3.16) 中可知，查得 (x_1, y_1) 和 (x_2, y_2) 代入上式，就得到 x 。划分的段数越多，精度和准确度就越高，工程中一般取 28~36 段。

3.2.3 两种补偿方法的比较

以上介绍了几种软硬件校正方法，对传感器信号的线性化处理与非线性补偿方法比较多，根据自身的需要和要求，各有优缺点。

硬件补偿方法在简便、实时性等方面比软件补偿方法具有无法替代的优势，但它的不足之处就在于影响电路的因素太多，实际调整时其零点、满度和线性三者相互影响，调试有时很麻烦。

软件补偿方法能够达到的精度比硬件补偿方法更高，可解决数字电路要完成高精度线性化的难题，同时也势必推进传感器技术的发展。因此，在如今的流行的智能变送器设计中大都采用软件补偿方法，再加之单片机的价格不断降低，导致软件补偿的成本向硬件补偿靠近，因而具有良好的性价比。但往往一种软件的算法编程通常只适用于一个传感器或一批性能十分接近的传感器，每一个传感器都要细致逐点进行实验测定零点和灵敏度及

其热漂移,因此工作量大。且软件补偿方法对现场的要求较高,实时性上也不如硬件补偿方法。

在实际应用中,应根据自身的需要及要求来决定采用哪种方法。总的原则是在满足系统的精度情况下,硬件电路应尽量简单可靠。在满足系统实时性要求下,尽量采用软件校正方法^[25]。

本次课题中,厂家的具体要求如下:

- (1) 整个系统采用+24V 直流电源供电;
- (2) 电路输出(4~20)mV 直流电流;
- (3) 经补偿后的传感器非线性误差小于 0.05%;
- (4) 根据使用环境,要求设计出的电路板必须 $\leq 40 \times 20 \text{mm}^2$ 。

根据以上的具体要求,本课题中采用的是反馈改变传感器供桥电压的硬件补偿方法。

3.3 本课题的补偿方案

3.3.1 电阻式传感器非线性误差分析

此次电阻式变送器非线性误差补偿电路是在分析电阻式传感器非线性特性的基础上,针对陕西秦明电子集团生产的 CYG101 型固态压阻传感器,提出比较简便、实用的校正方法及相应的变换电路。

电阻式传感器通常采用的惠斯登电桥如图 3-6 所示^[6]。

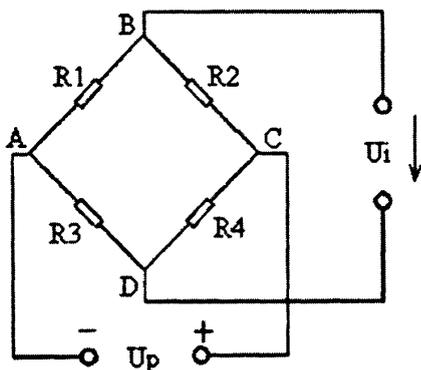


图 3-6 惠斯登电桥示意图

Fig.3-6 Wheatstane electrical bridge

图 3-6 中 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 分别为 4 个桥臂电阻,假设它们的起始阻值都为 R 。为了使电桥产生的灵敏度最大,惠斯登电桥通常将阻值增加的两个电阻对接,阻值减小的两个电阻对接。桥顶 A、C 为供电端,另外 2 桥顶 B、D 为输出端。输出的不平衡电压 U_i 需经高输入阻抗放大器进行放大,故 B、D 端可视为开路。电桥输出电压 U_i 与桥臂电阻阻值间的关系:

$$U_i = \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \quad (3.17)$$

电桥的平衡条件为:

$$R_1 R_4 = R_2 R_3, \text{ 即 } \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \quad (3.18)$$

当传感器工作时, 其桥臂阻值发生变化, 此时电桥有不平衡电压输出, 以单臂半桥为例, 令 $R_1=R+\Delta R_1$, $R_2=R_3=R_4=R$, 那么:

$$\begin{aligned} U_i &= \frac{R(R+\Delta R_1) - R^2}{2R(2R+\Delta R_1)} U_p \\ &= \frac{R\Delta R_1}{4R^2 + 2R\Delta R_1} U_p \end{aligned} \quad (3.19)$$

令:

$$x_1 = \frac{\Delta R_1}{R} \quad (3.20)$$

那么式 (3.19) 可化简为:

$$U_i = \frac{U_p}{4} \frac{x_1}{1 + \frac{1}{2}x_1} \quad (3.21)$$

事实上, 无论采用何种电桥形式 (单臂半桥、差动半桥或是全桥) 都不可能完全消除电阻式传感器的非线性误差。因此, 其非线性误差的大小可用以下标准表达式表示:

$$U_i = \frac{U_p}{C} \frac{\Delta R/R}{1 + B\Delta R/R} \quad (3.22)$$

式中, C 为桥臂系数 (单臂电桥时, $C=4$; 差动半桥时, $C=2$; 全桥时, $C=1$); 非线性误差 $L=B\Delta R/R$ 。

令 $x=\Delta R/R$, 那么式 (3.22) 可简化为:

$$U_i = \frac{U_p}{C} \frac{x}{1-L} \quad (3.23)$$

根据 B 极性的不同, 电阻式传感器的非线性误差 L 有正、负两种情况。当 $B<0$ 时, 传感器输出的非线性误差为正 ($L>0$); 当 $B>0$ 时, 传感器输出的非线性误差为负 ($L<0$)。对这两种非线性误差, 补偿电路也有所不同, 以下将分别介绍它们的补偿电路模型。

3.3.2 电阻式传感器非线性误差补偿电路模型

a. 正非线性误差补偿

简单来说, 当传感器的输出曲线斜率呈上升趋势时, 就称传感器输出的是正的非线性误差。这表明, 若给传感器提供恒定的供桥电压, 其等间隔输入的输出值是不断增大的, 这时, 若能使得供桥电压降低, 那么就可以补偿输出电压的上升。传感器的正非线性误差

可通过图 3-7 来加以说明。基于这一原理，设计出图 3-8 所示补偿电路。

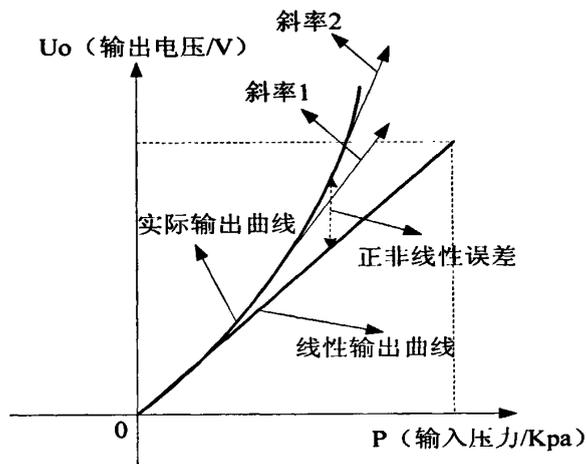


图 3-7 正非线性误差原理

Fig.3-7 The principle of positive nonlinear error

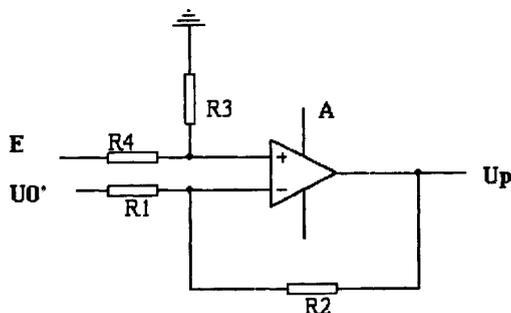


图 3-8 正非线性误差补偿电路

Fig.3-8 Compensation circuit of positive nonlinear error

电路中， E 为参考电压，它的大小由传感器内阻的大小而定， U_0' 是经两级放大之后的电压，两者一起组成减法电路，将输出值反馈到传感器的供桥电压，使得电桥的供桥电压随着输入信号的增大而降低，从而可以补偿传感器输出曲线斜率的上升，这样便实现了输出信号与输入信号成线性关系。

根据运放的“虚短”条件 ($U_+ = U_-$)，

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} U_0' + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_P = \frac{R_3}{R_3 + R_4} E \quad (3.24)$$

那么传感器的供桥电压为：

$$U_P = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \frac{R_1 + R_2}{R_1} E - \frac{R_2}{R_1} U_0' \quad (3.25)$$

根据传感器输出电压及对放大环节的电路分析, 可得:

$$\begin{cases} U'_0 = AGU_i \\ U_i = \frac{U_p x}{C 1-L} \\ U_p = \frac{R_3}{R_3+R_4} \frac{R_1+R_2}{R_1} E - \frac{R_2}{R_1} U'_0 \end{cases} \quad (3.26)$$

式中 G 为前级放大倍数, 其增益可调; A 为后级放大倍数, 其增益固定。令 $K=AG$, 那么:

$$U'_0 = \frac{\frac{K x}{C 1-L} \frac{R_3}{R_3+R_4} \frac{R_1+R_2}{R_1} E}{1 + \frac{K x}{C 1-L} \frac{R_2}{R_1}} \quad (3.27)$$

$$= \frac{\frac{K}{C} x \frac{R_3}{R_3+R_4} \frac{R_1+R_2}{R_1} E}{1-L + \frac{K}{C} \frac{R_2}{R_1} x}$$

因此, 只要

$$L = \frac{K R_2}{C R_1} x, \quad \text{即} \quad \frac{L}{K \frac{x}{C}} = \frac{R_2}{R_1} \quad (3.28)$$

即可实现无非线性误差, 即实现了全补偿。

b. 负非线性误差补偿

当传感器的输出曲线斜率呈减小趋势时, 就称传感器输出的是负非线性误差。这表明, 若给传感器提供恒定的供桥电压, 其等间隔输入的输出值是不断减小的, 这时, 若能使得供桥电压上升, 那么就可以补偿输出电压的下降。传感器的负非线性误差可通过图 3-9 来加以说明。基于这一原理, 设计出图 3-10 所示补偿电路。

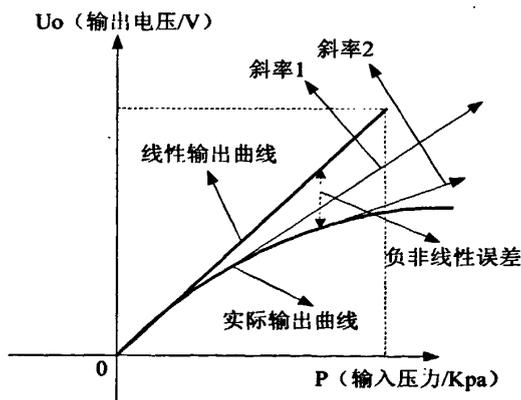


图 3-9 负非线性误差原理

Fig.3-9 The principle of negative nonlinear error

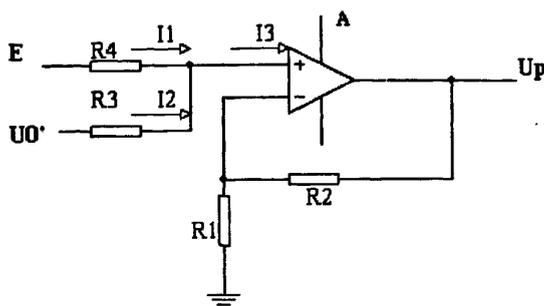


图 3-10 负非线性误差补偿电路

Fig.3-10 Compensation circuit of negative nonlinear error

这是一个加法电路，将输出值反馈到传感器的供桥电压，使得电桥的供桥电压随着输入信号的增大而增大，从而可以补偿传感器输出曲线斜率的降低，实现输入输出信号成线性关系。

同正非线性误差，可得：

$$U_P = \frac{R_3 E + R_4 U_0'}{R_3 + R_4} \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (3.29)$$

根据传感器输出电压及对放大环节的电路分析，可得：

$$\begin{cases} U_0' = AGU_i \\ U_i = \frac{U_P}{C} \frac{x}{1-L} \\ U_P = \frac{R_3 E + R_4 U_0'}{R_3 + R_4} \frac{R_1 + R_2}{R_1} \end{cases} \quad (3.30)$$

式中 G 为前级放大倍数，其增益可调； A 为后级放大倍数，其增益固定。令：

$$\begin{cases} K = AG \\ L' = |L| = -L \end{cases} \quad (3.31)$$

那么：

$$\begin{aligned} U_0' &= \frac{\frac{K}{C} \frac{x}{1+L'} \frac{R_3}{R_3+R_4} (1+\frac{R_2}{R_1}) E}{1 - \frac{K}{C} \frac{x}{1+L'} \frac{R_4}{R_3+R_4} (1+\frac{R_2}{R_1})} \\ &= \frac{\frac{K}{C} x \frac{R_3}{R_3+R_4} (1+\frac{R_2}{R_1}) E}{1+L' - \frac{K}{C} x \frac{R_4}{R_3+R_4} (1+\frac{R_2}{R_1})} \end{aligned} \quad (3.32)$$

因此，只要

$$L = \frac{K}{C} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) x, \quad \text{即} \quad \frac{L'}{K \frac{x}{C}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (3.33)$$

即可实现无非线性误差，即实现了全补偿。

4 变送器电路设计

在对传感器非线性误差进行补偿之前,必须首先设计出高精度的变送器电路,使传感器输出标准信号。变送器电路的研究与设计是论文的主要工作之一。为了保证传感器精度,必须尽可能的减少电路自身引入的非线性误差。鉴于此,在满足要求的情况下,变送器电路应尽可能减少元器件。通过分析对比 AD693 和 XTR115,确定变送器电路的结构和框架,并对各部分的硬件电路进行详细的研究和设计,完成硬件电路的设计。再根据电路原理图搭建实验电路板,进行模拟测试,在测试过程中,不断发现问题并解决问题,确定各项参数,最终完成电路的设计。根据测试的结果绘制出详细的原理图和 PCB 图,并在制作好电路板后再对传感器进行调试,直到满足设计要求。

4.1 AD693 和 XTR115 介绍

本次设计是根据厂商的实际要求,在充分考虑成本的情况下展开研究和设计的。在设计之初,参考了 AD 公司的 AD693 和 BB 公司的 XTR115 的电路,下面就对这两种芯片做一个简单的介绍。

4.1.1 AD693

AD693 是美国模拟器件公司 (Analog Devices) 的产品,能对热电偶、电桥、压力传感器信号进行放大、补偿、V/I 转换以实现远程传送的单片集成电路。它能和多种传感器直接配合使用,处理量程为 30mV 或 60mV 的模拟量信号,并以 (4~20)mA、(0~20)mA、(12±8)mA 的标准电流形式输出到测量与控制系统^[35]。它工作可靠、电路简单,可用于温度、压力、应变等测量系统或传感器信号处理过程中。

AD693 的主要参数有:

- (1) 工作电压范围: (+12~+36)V;
- (2) 工作温度范围: (-40~+85)°C;
- (3) 总未调误差: ±0.25%FS;
- (4) 输出范围: 单极性: (4~20)mA, (0~20)mA, 双极性: (12±8)mA;
- (5) 参考电压输出: 6.2V, 驱动能力可达到 3.5mA;
- (6) 零位电流误差: ±25μA;
- (7) 输入共模抑制比: 90dB。

AD693 由信号放大器、V/I 变换器、基准电压源以及用于对传感器施加电源的辅助放大器组成。其电路如图 4-1 所示。

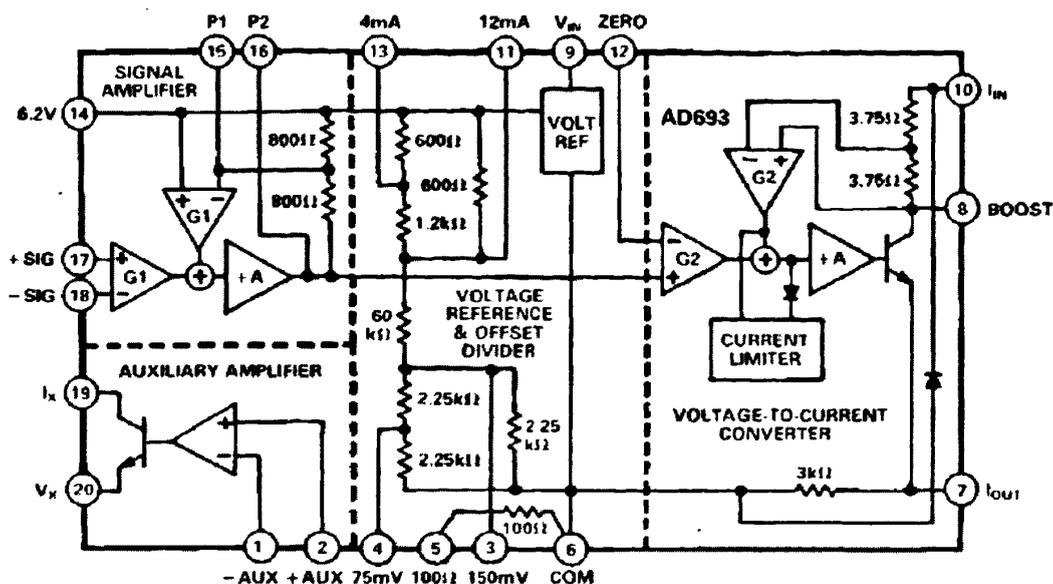


图 4-1 AD693 内部电路图

Fig.4-1 Internal circuit of AD693

4.1.2 XTR115

XTR115 是美国 BB (BURR-BROWN) 公司专为工业控制领域生产的精密电流变送器芯片, 该公司现已并入 TI 公司。XTR115 能完成电压/电流转换, 适配于各种传感器构成测量系统、工业控制系统、电子称重仪等^[36]。

XTR115 的性能特点:

(1) 环路电源电压的允许范围宽, $U_s = (7.5 \sim 36)V$ 。XTR115 由环路电源供电。工作温度范围是 $(-40 \sim +85)^{\circ}C$;

(2) 精度高、非线性误差小。其转换精度可达 $\pm 0.05\%$, 非线性误差仅为 $\pm 0.003\%$;

(3) 属于二线制电流变送器, 内部的 2.5V 基准电压可作为传感器的激励源。可将传感器产生的 $(40 \sim 200)\mu A$ 弱电流信号放大 100 倍, 获得 $(4 \sim 20)mA$ 的标准电流输出。当环路电流接 32mA 时能自动限流。如果在脚 3 与脚 5 之间并联一只电阻, 就可以改变限流值;

(4) 芯片中增加了 +5V 精密稳压器, 其输出电压精度为 $\pm 0.05\%$, 电压温度系数仅为 $20 \times 10^{-6}/^{\circ}C$, 可给外部电路 (例如前置放大器) 单独供电, 从而简化了外部电源的设计;

(5) 专门设计了功率管接口, 适配外部 NPN 型功率晶体管, 它与内部输出晶体管并联后可降低芯片的功率。

XTR115 的内部电路如图 4-2 所示。

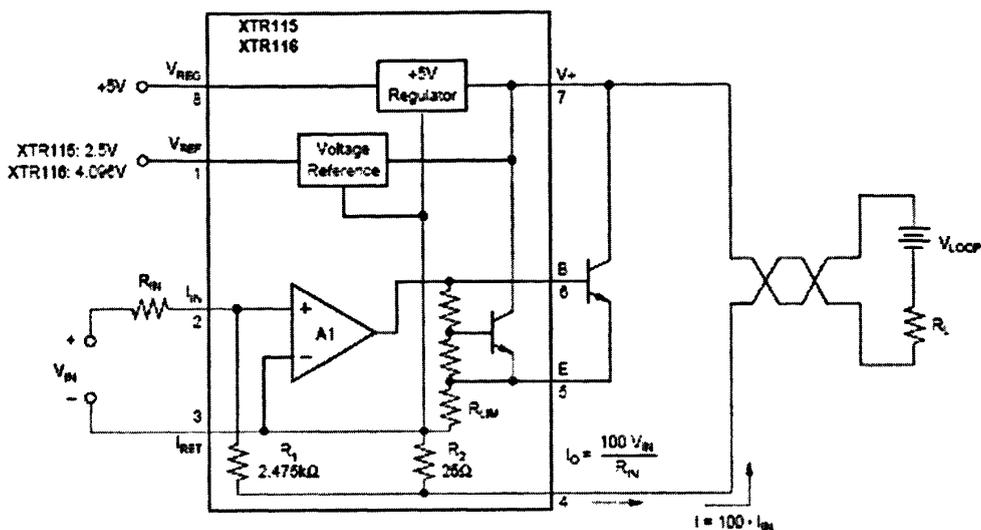


图 4-2 XTR115 内部电路图

Fig.4-2 Internal circuit of XTR115

4.2 变送器具体电路设计

参考以上电路，本次设计的电阻式变送器电路的方案框图如图 4-3 所示。电路大致由桥路电压源、信号放大和 V/I 变换这三大大部分组成。整个系统采用+24V 直流电压供电。桥路电压源为传感器提供恒定的供桥电压，传感器将输出信号送至信号放大环节进行放大，而后通过 V/I 变换成(4~20)mA 的标准直流电流输出。

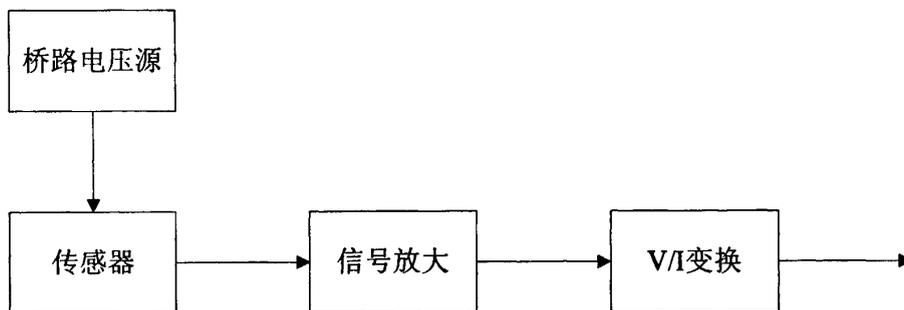


图 4-3 电阻式变送器电路组成框图

Fig.4-3 The schematic diagram of resistance transducer circuit

4.2.1 电压源电路

对桥路供电电源的设计，是决定传感器能否稳定输出的关键，若不能正确选择传感器的供电电源，就不能有效利用传感器的固有性能^[39]。因此，合理选择传感器的供电电源，是此次变送器电路设计首先要考虑的问题。常用的机内电源有小型轻量的开关电源和串联稳压电源这两种，它们各有优缺点。

开关电源原理结构如图 4-4 所示，它能够直接对交流 220V 的电压进行整流，然后用

开关元件变换为高频脉冲,经高频变压器降压后再进行整流与滤波来获得所需要的直流电压。它的优点就在于体积小、效率高,但在不能有效消除高频脉冲时,直流电压就会重叠在尖峰电压上,一旦尖峰电压混入传感器信号处理电路,就会引起故障,然而要彻底消除尖峰电压很难。因此,在处理传感器的微弱模拟信号电路中不宜采用开关电源。

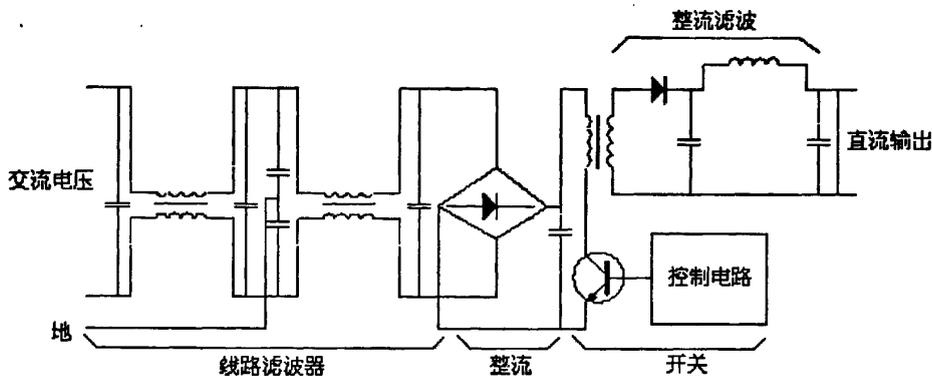


图 4-4 开关电源原理结构

Fig.4-4 Switching power supply

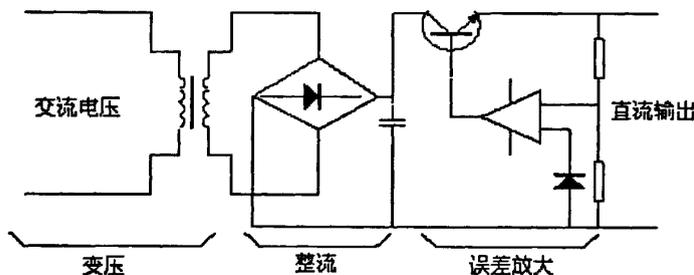


图 4-5 串联稳压电源结构图

Fig.4-5 Series power supply

串联稳压电源的结构如图 4-5 所示。这种电源没有尖峰电压,使用方便,但晶体管消耗功率大,电源变压器体积大。过载时会导致电源的输出电压下降。因此,在使用串联稳压电源时,要留有电流余量,特别是相对感性负载或容性负载的瞬时电流余量。

传感器对供电电源精度要求高,温度稳定性要好,最好采用基准电压源集成电路。现已有输出电压(2.5~10)V的产品。MC1403 是美国摩托罗拉公司生产的高准确度、低温漂、采用激光修正的带隙基准电压源,能将(4.5~40)V 的输入电压转换为 $2.5V \pm 25mV$ 的电压输出,静态电流为 1.2mA (典型值),输出电压的温度系数 α_T 仅为 $10 \times 10^{-6} ppm/^\circ C$ 。

表 4-1 MC1403 输出稳定性测试数据

Tab.4-1 Testing data of MC1403

输入电压 U_i (V)	24	20	15	10	4.5
输出电压 U_o (V)	2.5005	2.5003	2.5005	2.5003	2.4999

首先对 MC1403 的输出稳定性进行测试。 V_{in} 接 4.5V~25V 的电压输入,测得其输出

电压如表 4-1。当 U_i 从 24V 降至 4.5V 时, U_0 只变化了 0.0006V, 变化率仅为 0.0031%, 完全满足此次电路设计的要求。

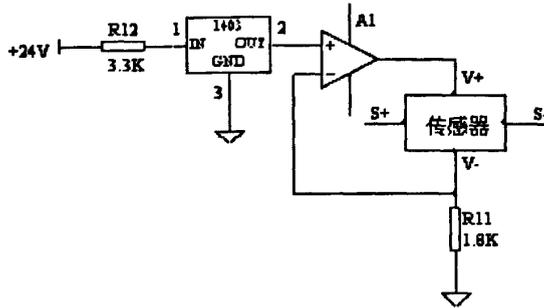


图 4-6 电阻式传感器电压源电路

Fig.4-6 Voltage source circuit of resistance sensor

本文用一个集成运放 A_1 和基准电压源 MC1403 共同组成驱动电路, 为外部传感器提供桥路电压, 具体电路如图 4-6。经 MC1403 芯片转换后的 2.5V 基准电压 E , 送入运放 A_1 的同相输入端 U_{1+} , 流经传感器的电流为:

$$I_i = \frac{E}{R_{11}} \quad (4.1)$$

因此, 传感器的桥路电压为:

$$U_p = RI_i = \frac{E}{R_{11}} R \quad (4.2)$$

式中, R 为传感器的内阻。通过 R_{11} 可以调整流经传感器的电流, 从而改变传感器的供电电源。传感器对供电电源的精度和稳定性要求很高, 因此 R_{11} 需要选择温度系数小、稳定性高的精密金属膜电阻。

4.2.2 信号放大电路

经过传感器或敏感元件转换后输出的信号一般都很微弱, 难以直接用来显示、记录、控制或进行 A/D 转换。为此, 测量电路往往需要设置线性放大环节。这一环节主要由集成运算构成具有各种特性的放大电路来完成。在变送器电路设计中, 放大电路的输入信号来自于传感器的输出。而传感器的输出信号不仅电平低, 内阻大, 且往往伴随着较高的共模电压^[6]。因此选用放大电路时, 需要满足下列要求:

- (1) 输入阻抗应该远远大于信号源的内阻, 防止因放大电路的负载效应造成偏差;
- (2) 抗共模电压干扰能力强。共模电压主要来自于传感器输出本身(如电桥的输出电压)和传感器受到的共模干扰(如传感器的接地点和放大电路的接地点不等电位, 或由于条件限制在传感器和放大电路之间距离较远时而引入的电气干扰等)。为了获得较强的抗共模干扰能力, 除了选用的运算放大电路要具有高共模抑制比外, 在设计电路时还应采取其他的专门措施;

(3) 在预定的频带宽度内有稳定准确的增益、良好的线性，输入漂移和噪声应足够小，以保证要求的信噪比，从而确保放大电路输出的稳定性；

(4) 能附加一些适应特定要求的电路，如放大电路增益的外接电阻调整（此时放大电路的其他特性不随增益的调整而改变）、方便准确的量程切换、极性自动转换等。

a. 信号放大电路方案设计

根据设计要求，有两种方案。一种是由分立元件组成的三运放差分放大电路，另一种由采用专门的仪器仪表用放大器芯片。

方案一：由 LM324 组成的三运放差分放大电路

三运放差分放大电路由三个低温漂、低失调的运算放大器构成，它包括放大环节和差动比较环节两部分，整个电路呈上下对称结构，电路如图 4-7 所示。其中 A_2 和 A_3 及电阻 R_6 、 R_8 、 R_7 组成放大环节，调整 R_{p1} 可改变放大倍数，使得压力输入在满量程时电路输出 20mA； A_4 及电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 、 R_{13} 、 R_{10} 组成差动比较环节，通过调节 R_{p2} 可使传感器零位输入时电路输出 4mA 电流。该电路具有输入阻抗高，共模抑制比高等优点，可作为通用仪用放大器使用。

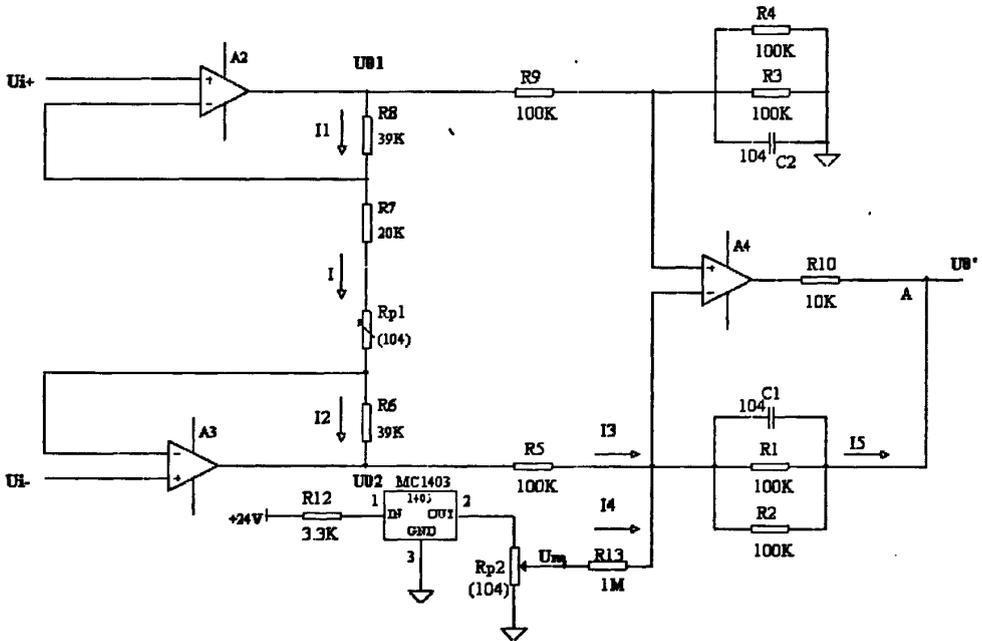


图 4-7 三运放差分放大电路

Fig.4-7 Three-amplifier differential circuit

如何在设置和调整放大器的增益的同时，不影响放大电路的其他特性，也是本课题需要考虑的问题。设 $R_5=R_9=R_a$ ， $R_1/R_2=R_3/R_4=R_b$ ，此时通过调整 R_a 与 R_b 的比值，就可以调整放大器的增益 A_v ，即：

$$A_v = \frac{U_0}{U_{01} - U_{02}} = \frac{R_b}{R_a} \tag{4.3}$$

但采用这种方法调整放大倍数，需要同时调整两个电阻。例如，若是调整 R_b ，则需要同步调整 $R_1//R_2$ 及 $R_3//R_4$ 的阻值，难免会带来误差。而它们阻值的不对称误差不仅影响放大器增益，还会影响放大器的共模抑制比。因此，实际应用中不能采用这种方法来调整三运放差分放大电路的增益，而是采用在运算放大器 A_2 和 A_3 的反相输入端之间加入增益调整电阻 R_{p1} 和 R_7 ，其中 R_7 在电路装调时起大范围调整放大倍数的作用， R_{p1} 起小范围调节作用。当 R_{p1} 为无穷大时，运算放大器 A_2 和 A_3 相当于分别组成了两个电压跟随器。此时，放大器的理论输入阻抗为无穷大。

(1) 放大环节

图 4-9 为三运放差分放大电路的放大环节，该放大电路将传感器的信号 U_i 分为 U_{i+} 和 U_{i-} 输入，其差值为 U_i ，即 $U_i = U_{i+} - U_{i-}$ ，通过差动放大输出为 U_{01} 和 U_{02} 。该电路的放大倍数与电阻 R_8 、 R_6 、 R_7 及电位器 R_{p1} 有密切关系，经放大后的信号 U_{01} 和 U_{02} 将在差动环节中进行差动运算。

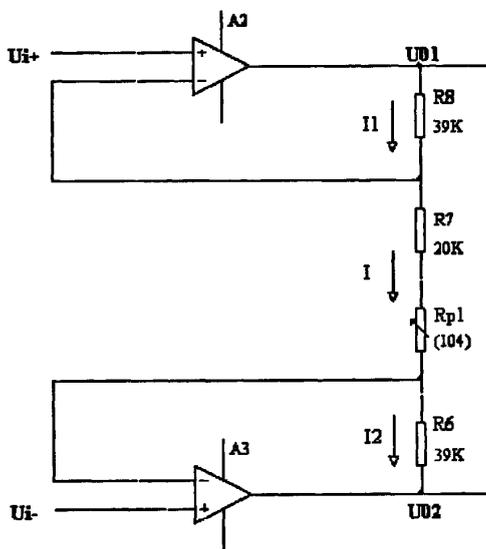


图 4-8 差分电路放大环节

Fig.4-8 Amplifying part of differential circuit

图中， A_2 和 A_3 为两个性能一致（主要指输入阻抗、共模抑制比和增益）的同相输入集成运算放大器，共同构成平衡对称（或称同相并联型）的差动放大输入级。

根据电流之间的关系 $I = I_1 = I_2$ ，可得：

$$\frac{U_{i+} - U_{i-}}{R_7 + R_{p1}} = \frac{U_{01} - U_{i+}}{R_8} = \frac{U_{i-} - U_{02}}{R_6} \quad (4.4)$$

$$\begin{cases} U_{01} = \frac{(R_7 + R_8 + R_{p1})U_{i+} - R_8 U_{i-}}{R_{p1}} \\ U_{02} = \frac{(R_7 + R_6 + R_{p1})U_{i-} - R_6 U_{i+}}{R_{p1}} \end{cases} \quad (4.5)$$

那么输入级的输出电压，即运算放大器 A_2 和 A_3 的输出之差为：

$$U_{01} - U_{02} = \frac{(R_7 + R_8 + R_6 + R_{P1})}{R_{P1}} (U_{i+} - U_{i-}) \quad (4.6)$$

那么，其差模增益 K_d 为：

$$K_d = \frac{U_{01} - U_{02}}{U_{i+} - U_{i-}} = \frac{R_7 + R_8 + R_6 + R_{P1}}{R_{P1}} \quad (4.7)$$

取 $R_8 = R_6 = R_V$ ，那么其差模增益可简化为：

$$K_d = \frac{2R_V + R_7 + R_{P1}}{R_{P1}} \quad (4.8)$$

从式 (4.8) 中不难看出 A_2 和 A_3 前置放大电路仅对差模信号有放大作用，这样的电路有以下几个优点^[42]：

(a) 当 A_2 、 A_3 性能一致时，因为差模信号按差模增益比放大，远高于共模成分（噪声），所以输入级的差动输出及其差模增益只与差模输入电压有关；

(b) 决定增益的电阻 (R_8 、 R_6 、 R_7 、 R_{P1}) 对共模抑制比 CMRR 没有影响，因此电阻的容差不重要， R_8 和 R_6 的失配仅使两输出端之间的差模增益失配，与 CMRR 相比，这一点并不重要。

(c) 对共模输入信号没有放大作用，共模电压增益接近于零。这个因素不仅与实际的共模输入有关，而且也与 A_2 和 A_3 的失配电压和漂移有关。如果 A_2 和 A_3 有相等的漂移速率，且向同一方向漂移，那么漂移就作为共模信号出现，没有被放大，还能被第二级抑制。这样对于 A_2 和 A_3 的漂移要求就会降低。 A_2 和 A_3 前置放大级的差模增益要做得尽可能高，相比之下，第二级 A_4 的漂移及共模误差就可以忽略，对放大器的要求就可以大大降低。

(2) 差动比较环节

当放大环节的双路输出 U_{01} 和 U_{02} 被送至由 A_4 组成的差动环节后，电路进行电压比较并将 U_0' 从 A 点输出。如图 4-9 所示。 A_4 构成双端输入单端输出的输出级，用来进一步抑制 A_2 和 A_3 的共模信号，并适应接地负载的需要。方案中 R_{13} 和 R_{p2} 组成调整环节，对 A_4 的反相输入端接入电压 U_m ，通过调节 R_{p2} 可使传感器零位输入时电路输出 4mA 电流，其电路参数也是上下对称的。其等效电路如图 4-10 所示。

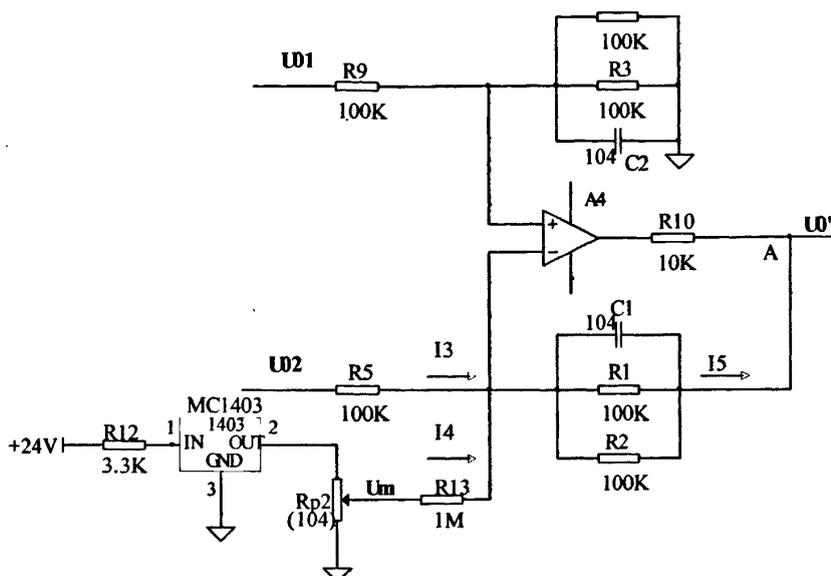


图 4-9 差分比较环节

Fig.4-9 Comparing element of Differential circuit

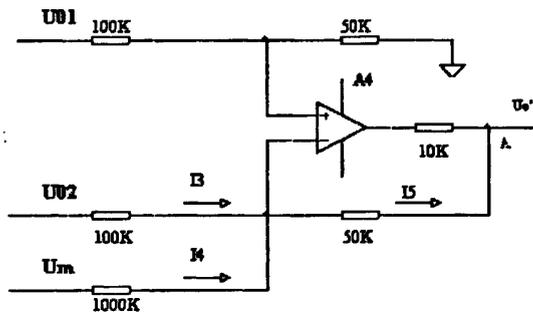


图 4-10 差分比较环节等效电路

Fig.4-10 Equivalent circuit of differential part

根据电流之间的关系 $I_3 + I_4 = I_5$, 可得:

$$\frac{U_{02} - U_{4+}}{100} + \frac{U_m - U_{4+}}{1000} = \frac{U_{4+} - U_0'}{50} \quad (4.9)$$

式中 U_m 是 MC1403 输出经电位器 R_{p2} 调节分压后得到, 可解得:

$$U_{4+} = \frac{10}{31}U_{02} + \frac{20}{31}U_0' + \frac{1}{31}U_m \quad (4.10)$$

根据运放的“虚短”条件 ($U_{4+} = U_{4-}$) 有:

$$\frac{1}{3}U_{01} = \frac{10}{31}U_{02} + \frac{20}{31}U_0' + \frac{1}{31}U_m \quad (4.11)$$

可得:

$$U_0' \geq \frac{U_{01} - U_{02}}{2} - \frac{U_m}{20} \quad (4.12)$$

将式 (4.6) 代入式 (4.12), 可得到该电路的输出为:

$$U_0' \geq \frac{(R_7 + R_8 + R_6 + R_{p1})}{2R_{p1}} U_i - \frac{U_m}{20} \quad (4.13)$$

为了获得高的共模抑制比, 集成运算放大器 A_4 必须具有高的共模抑制比, 同时还应精选外接电阻, 尽量使 $R_5=R_9$, $R_1//R_2=R_3//R_4$, 精度应控制在 0.1% 之内。通常将输入级的增益 K_d 设计得大些, 输出级的增益设计得小些。后一级差动比较环节由于前一级放大环节 A_2 和 A_3 运算放大器的隔离作用, 输出级的外部电阻可以取得较小, 这样有利于提高电阻的匹配精度, 从而提高整个电路的共模抑制比。若 A_2 、 A_3 、 A_4 都选用高精度、低温漂的集成运算放大器, 那么该电路可获得相当优良的性能。本次设计选择了 LM324。

LM324 是一个四集成运算放大器, 内部包含四组形式完全相同的运算放大器, 除了电源共用外, 四组运放相互独立。它可采用 14 引脚 SO-14 封装或 DIP 封装。它的主要参数如下^[43]:

- (a) 工作电压范围: 正电源为 (3.0~30.0)V, 正负电源为 ($\pm 1.5 \sim \pm 15.0$)V;
- (b) 工作温度范围: (0~70)°C;
- (c) 静态电流: <1.2mA;
- (d) 输入失调电压: < ± 7 mV;
- (e) 输入共模抑制比: 85dB。

显然, LM324 具有电源电压范围宽、驱动功耗低 (静态电流最大值为 1.2mA) 的特点, 通过外围电路的合理设计, 以 LM324 为主要器件的放大电路完全能够满足高放大倍数、高稳定性的仪器仪表信号的放大要求。

方案二: AD620 放大电路

AD620 是一个低价格、低功耗、高精度的仪器仪表用放大器, 可采用 8 引脚 SOIC 封装或 DIP 封装, 它的主要参数如下^[37]:

- (1) 工作电压范围: ($\pm 2.3 \sim \pm 18$)V;
- (2) 工作温度范围: (-40~85)°C;
- (3) 增益误差: <0.7% (G=1000);
- (4) 静态电流: <1.3mA;
- (5) 输入失调电压: <125 μ V;
- (6) 输入共模抑制比: 93dB。

AD620 是在传统的三运放组合方式的基础上改进研制的单片仪用放大器。由于其内部采用了单片结构和激光晶体调整, 允许电路元件紧密匹配和跟踪, 从而保证了电路固有的高性能, 因而一些主要性能更优于三运算放大器构成的仪表放大器, 如电源范围宽 ($\pm 2.3 \sim \pm 18$ V), 设计体积小, 驱动功耗低 (静态电流最大值为 1.3mA) 等, 因而适用于低电压、低功耗的应用场合。

对于本次设计的变送器电路来说, 最为重要的参数莫过于芯片的静态电流及其非线性

误差。AD620 仪器仪表用放大器芯片的静态电流最大值为 1.3mA，且其增益误差在 1000 倍放大时仅为 0.7%，很好得满足了此次设计的要求。其内部结构如图 4-11 所示。

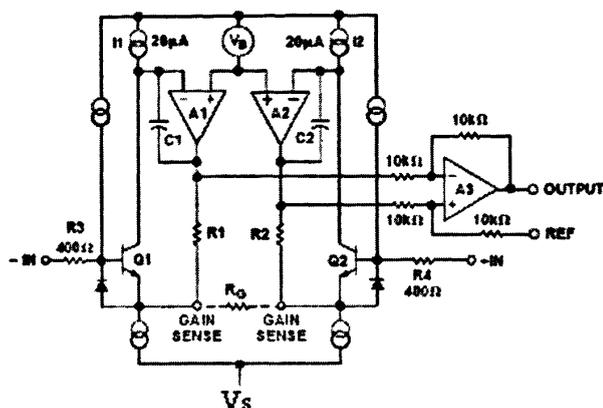


图 4-11 AD620 内部电路图

Fig.4-11 Internal circuit of AD620

为保护增益控制的高精度，AD620 输入端的三极管 Q_1 和 Q_2 提供简单的双极差分输入，并采用内部超 β 工艺来获得更低的输入偏置电流，它的输入偏置电流比一般情况低 10 倍。通过 Q_1 - A_1 - R_1 环路和 Q_2 - A_2 - R_2 环路的反馈，保证输入三极管 Q_1 、 Q_2 集电极电流为恒定值，所以输入电压相当于加到外部增益控制电阻 R_G 上。内部的增益电阻 R_1 和 R_2 都校准到绝对值 $24.7k\Omega$ ，这样使 AD620 只须一个外部电阻就可以准确设置 1~1000 的差分增益：

$$G = \frac{(R_1 + R_2)}{R_G} + 1 = \frac{49.4k\Omega}{R_G} + 1 \quad (4.14)$$

并且联合由 A_3 组成的增益减法器消除了所有的共模成分，从而得到相对于 REF 引脚电位单路输出。

b. 方案选择

AD620 的整体性能优于三运放差分电路，只用一个外部电阻便可以实现 1~1000 的增益。但其价格较高，一片 AD620AR 的平均价格约为 12.4082 美元，性能较好的 AD620SQ-883B 每片平均价格高达 39.6 美元。

由分立元件组成的三运放差分电路具有典型性、简单易懂等特点。各运放性能若能够基本一致，那么对共模信号的抑制作用也是较为理想的。LM324 集成了四组形式完全相同的运算放大器。在此次设计中，桥路供电电源环节和信号放大环节中共需四个集成运放，用一片 LM324 就可以满足要求。LM324N 每片平均价格仅为 0.1827 美元，比 AD620 要便宜很多，因此也更具有竞争力。综合考虑，课题在选择放大电路时，采用了由 LM324 组成的三运放差分电路。

4.2.3 V/I 转换电路

V/I 转换电路的作用是将输入的电压信号转换成电流信号输出。为了有效抑制外界干扰,变送器电路通常把传感器输出的电压信号经放大后送入 V/I 转换电路转换成具有恒流特性的电流信号输出,而在接收端再通过负载电阻转换成电压信号。负载电阻可根据用户的不同要求进行选择。图 4-12 是一个简单的 V/I 转换电路,它类似于一个同相放大器。

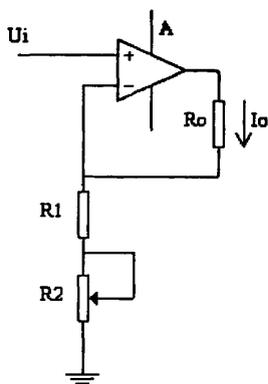


图 4-12 V/I 转换电路

Fig.4-12 Voltage-current transition circuit

输出电流 I_0 的表达式为:

$$I_0 = \frac{U_i}{R_1 + R_2} \quad (4.15)$$

显然,输出电流与负载 R_0 无关,改变 R_2 即可改变输出电流的大小。此次变送器电路设计要求将输入的压力值转换成当前国际标准的 (4~20)mA 直流电流输出。对一般的运算放大器而言,其输出的最大电流仅为 20mA,为了降低功耗,增大输出电流,本次设计在运放的输出端加入了晶体三极管扩流以驱动电路,如图 4-13 所示。

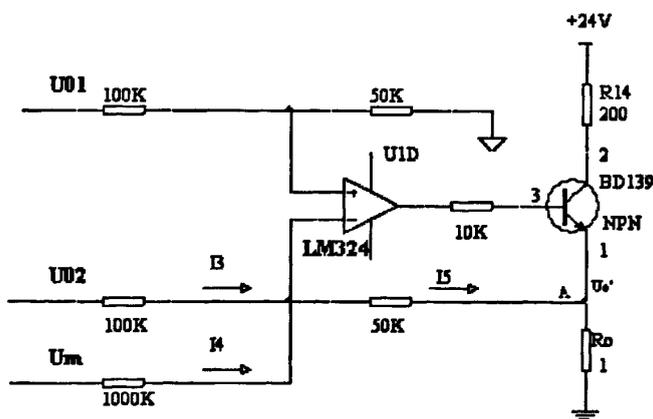


图 4-13 三极管 V/I 转换电路

Fig.4-13 Triode voltage-current transition circuit

该电路的输出电流为:

$$I_0 = \frac{U'_0}{R_0} \geq \left[\frac{(R_7 + R_8 + R_6 + R_{P1})}{2R_{P1}} U_i - \frac{U_m}{20} \right] \frac{1}{R_0} \quad (4.16)$$

当 $R_6=R_8=R$ 时,

$$I_0 \geq \left[\frac{(2R + R_7 + R_{P1})}{2R_{P1}} U_i - \frac{U_m}{20} \right] \frac{1}{R_0} \quad (4.17)$$

从 I_0 的关系式可以看出: 适当调整 R_{P1} 和 R_7 可改变整个电路的放大倍数; 图 4-13 中的 R_{P2} 用来调整电路的零点输出; 改变 R_0 则可改变输出电流的大小。

4.3 电路测试及精度分析

通过对桥路供电电源、信号放大及 V/I 变换这三个环节的设计与分析计算, 可以得出初步的总体电路图。如图 4-14 所示。电路中利用 LM324 的运放 A_1 和基准电压模块 MC1403 组成驱动电路, 为外部传感器提供桥路供电电压, 通过调节 R_{11} 的阻值来改变流经传感器的电流, 从而达到改变传感器桥路供电电压的目的。 A_2 、 A_3 、 A_4 组成三运放高共模抑制比的差分放大电路, 对传感器的输出信号进行放大。通过 R_{P1} 来调整信号的放大倍数, 使得压力输入满量程时电路输出 20mA 电流。在三运放差分电路的输出端加入晶体三级管扩流, 组成 V/I 变换电路。通过 R_{P2} 调整电路的零点输出, 使得压力零位输入时电路输出 4mA 电流。整个电路不仅使得输入输出不受三极管的影响, 提高了精度, 同时也充分利用了 LM324 的四个运放, 为外部电路提供了激励源, 相比之下降低了成本。

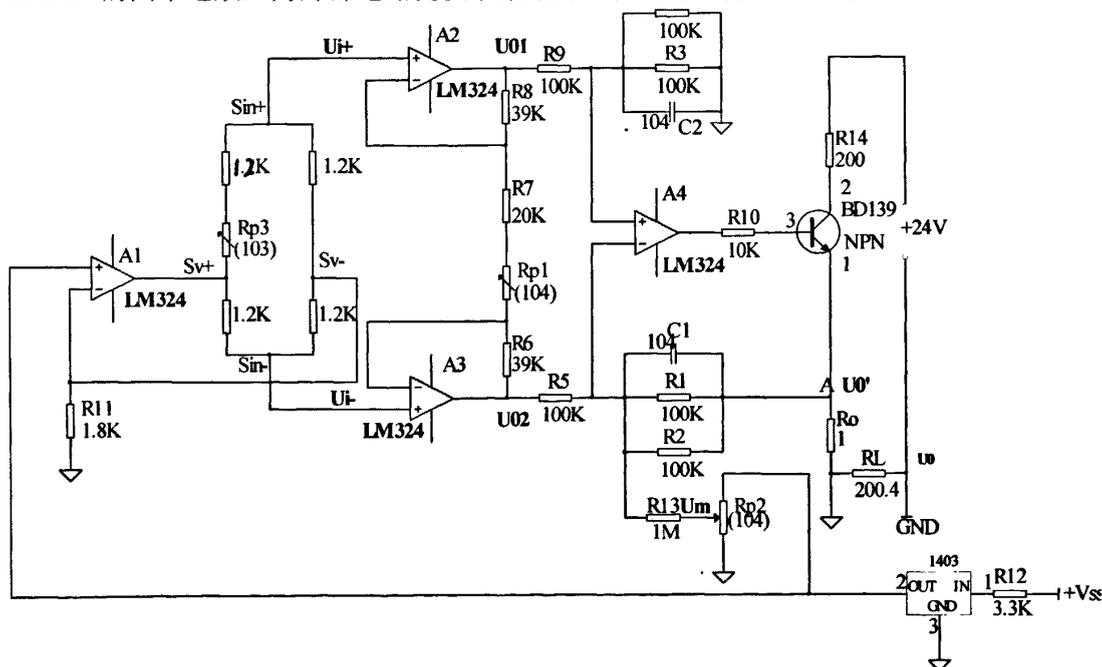


图 4-14 基于 LM324 的变送器电路

Fig.4-14 LM324-based transducer circuit

本次设计的变送器为两线制电流变送器，共用到四个运算放大器，考虑到电路的精度和成本，设计使用一片单电源供电的四运放芯片 LM324。三极管采用通用的 NPN 型三极管 BD139。考虑到不同功率的电阻的价格因素，电阻选用的 1/4W、1%精度的低价格普通电阻。 R_{P1} 和 R_{P2} 采用 100k Ω 电位器 104 进行调试。

本文用电阻电桥模拟了一个单方向变换的内阻为 1.2k Ω 的桥式传感器进行测试。在调试阶段，电源电压为 24V。为了模拟普通传感器的输出信号，选择输入信号 U_i 为(0~100)mV 连续变化的电压信号。由于电路参数的非理想化，造成 I_0 在输入为 0mV 时有电流输出，这里包括传感器内部的输出电流，芯片的静态电流及由失调因素产生的输出电压经 V/I 变换后的输出电流等，所以电路中 R_{P2} 用来“调零”，即在输入为 0mV 时，调整 R_{P2} 使得输出电流 I_0 为 4mA。 R_{P1} 用来调整满量程输出，当输入 100mV 时调整 R_{P1} 使 I_0 为 20mA，这样就实现了(0~100)mV 输入时，连续输出为(4~20)mA。

4.3.1 线性测试

测试环境：普通电子实验室；

环境温度：27℃；

环境气压：1atm；

测试工具：型号为 VC9806+ 的 4 位半数字万用表，型号为 Datron 1065A 的多用途高精度 6 位半数字万用表、精度为 0.2‰ 的活塞压力计等。

首先搭建电路，按总体电路设计进行参数设置。调试时使用一个固定阻值的电阻 R_L 模拟负载。根据测得的 R_L 上的电压 U_0 ，采用端点连线法来计算其等间隔输入时输出信号的线性度。 U_0 值与输出电流 I_0 一一对应。当输入 U_i 为 0mV 时，调整 R_{P2} 使得 I_0 为 4mA（对应的输出电压为 0.8016V）；再使输入电压增高到 100mV，调整 R_{P1} 使 I_0 为 20 mA（对应的输出电压为 4.008V），其中负载电阻 R_L 为 200.4 Ω 。保持 30 分钟的稳定时间，使用高精度的数字电压表测量其输入输出关系（输入 U_i 为 U_{i+} 与 U_{i-} 之差，输出 U_0 为 R_L 上的压降），测得的数据如表 4-2。

表 4-2 非线性误差测试数据

Tab.4-2 Testing data of nonlinear error

U_i (V)	0	0.02	0.04	0.06	0.08	0.1
U_0 (V)	0.8016	1.4423	2.0841	2.7240	3.3658	4.0080
U_0 理论值(V)	0.80160	1.44288	2.08416	2.72544	3.36672	4.00800
U_0 偏差值(V)	0	0.58×10^{-3}	0.06×10^{-3}	1.40×10^{-3}	0.92×10^{-3}	0
非线性误差	0	0.18‰	0.02‰	0.45‰	0.29‰	0

从表 4-2 可以明显看出，该电路线性良好，最大非线性误差仅为 0.45‰，优于 AD693 的 1‰，从线性初步判定该设计方案是可行的。于是调整参数对该电路进行下一步的综合测试。

4.3.2 综合测试

根据相关检定规程,一般电路的总误差应该是非线性误差、重复性误差、迟滞(回程)误差等的综合。在电路精度分析时,对重复性误差和迟滞误差的分析是必不可少的。表4-2显示的数据只能说明该电路的线性满足要求,而其它精度指标是否也满足设计要求有待进一步测试。

a. 重复性误差测试

表 4-3 重复性误差测试数据

Tab.4-3 Testing data of repeatability error

输入 U_i (V)		0	0.02	0.04	0.06	0.08	0.1
第一组	上升	0.8016	1.4423	2.0848	2.7247	3.3666	4.0080
	下降	0.8016	1.4423	2.0841	2.7240	3.3658	4.0080
第二组	上升	0.8016	1.4427	2.0847	2.7244	3.3661	4.0080
	下降	0.8016	1.4425	2.0843	2.7248	3.3669	4.0080
第三组	上升	0.8016	1.4424	2.0847	2.7253	3.3669	4.0080
	下降	0.8016	1.4427	2.0841	2.7243	3.3661	4.0080
偏差	上升	0	0.40×10^{-3}	0.10×10^{-3}	0.90×10^{-3}	0.80×10^{-3}	0
	下降	0	0.40×10^{-3}	0.20×10^{-3}	0.80×10^{-3}	1.10×10^{-3}	0
重复性误差		0	0.12‰	0.06‰	0.28‰	0.34‰	0

根据重复性误差的定义,分别测量输入电压从(0~100)mV 增加(正行程)和(100~0)mV 减小(反行程)过程中的输出。总共测量三组,计算其重复性。测得数据如表4-3所示。数据显示该电路的重复性误差为0.34‰。由于实验环境的限制,在重复性测试中受到周围环境及人为因素的影响,且测量时间较长,数据中包含有不稳定性的因素等,都对测试结果有影响,但影响是向着恶劣的方向,所以测得的数据可信度较高。

b. 迟滞误差测试

表 4-4 迟滞误差测试数据

Tab.4-3 Testing data of hysteresis error

输入 U_i (V)		0	0.02	0.04	0.06	0.08	0.1
输出 U_0	上升	0.8016	1.4424	2.0847	2.7253	3.3669	4.0080
	下降	0.8016	1.4427	2.0841	2.7243	3.3661	4.0080
迟滞		0	0.30×10^{-3}	0.60×10^{-3}	1.00×10^{-3}	0.80×10^{-3}	0
迟滞误差		0	0.09‰	0.19‰	0.31‰	0.25‰	0

在相同的实验环境下，测试迟滞误差，测得数据如表 4-4。迟滞误差为 0.31‰，可见该电路的迟滞也是比较理想的。

c. 综合精度计算

综合精度是指非线性误差，重复性误差，迟滞误差等引起的误差的综合。在此次设计中各单项误差指标为：

- (1) 非线性误差： $\gamma_L=0.45‰$ ；
- (2) 重复性误差： $\gamma_R=0.34‰$ ；
- (3) 迟滞误差： $\gamma_H=0.31‰$ 。

则总误差

$$\gamma = \sqrt{\gamma_L^2 + \gamma_R^2 + \gamma_H^2} = 0.64‰ \tag{4.18}$$

4.4 电路修正

此次设计主要针对的是陕西秦明电子集团生产的 CYG101 型压阻式压力传感器，这类传感器的零位时漂很低，均小于 0.1mV/4H，但其非线性误差相对于重复性误差和迟滞误差较高，因此造成了传感器的整体精度不高。假使传感器的非线性误差能够得到补偿，那么其整体精度就能够改善。所以，对于这类传感器来说，能否提高精度，关键就在于其非线性误差的补偿。

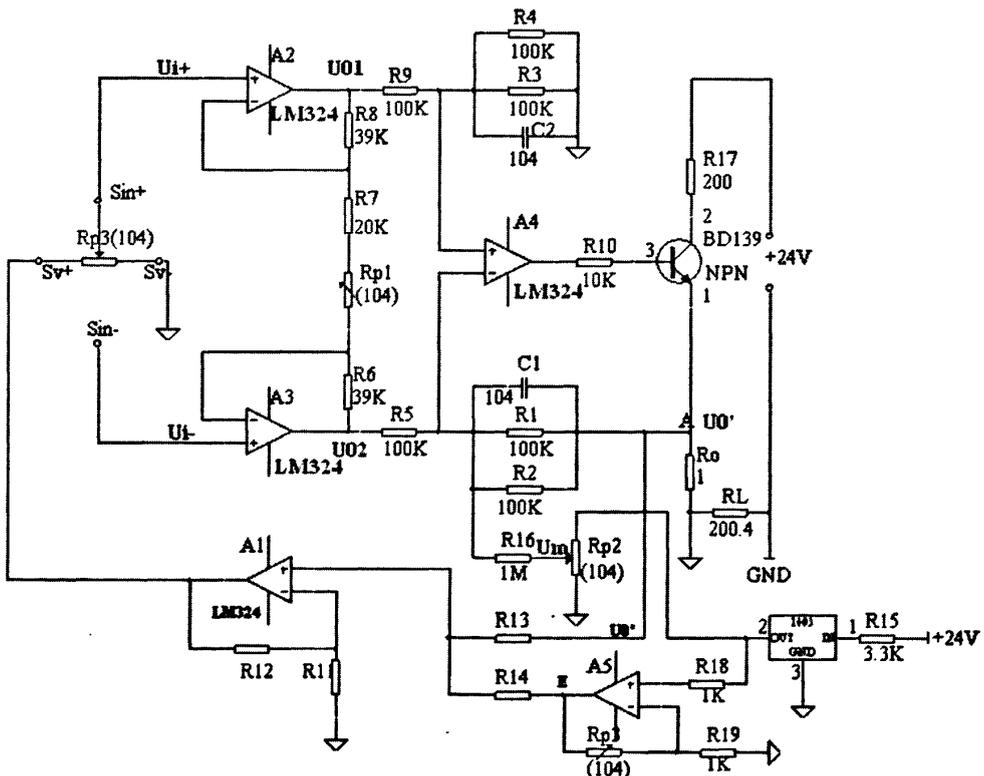


图 4-15 基于 LM324 变送器非线性误差补偿电路图

Fig.4-15 Nonlinear compensation circuit of LM324-based transducer

图 4-15 是根据变送器电路初步设计出的变送器非线性误差补偿电路。电路中利用 LM324 的运放 A_2 、 A_3 、 A_4 组成三运放高共模抑制比差分放大电路，通过 R_{P1} 来调整信号的放大倍数；在三运放差分电路的输出端加入晶体三极管，组成 V/I 变换电路，通过调节 R_{P2} 使三极管始终处于线性工作区，并调整电路的零点输出；MC1403 输出 2.5V 基准电压，与运放 A_5 组成同相比例放大电路，通过 R_{P3} 调节放大倍数，最低放大 1 倍；运放 A_1 组成补偿电路。

补偿电路中，放大环节和补偿环节可共用一个 LM324 四运放芯片，但参考电压 E 还需要通过一个运放来进行调节，那么仅仅采用 LM324 四集成运放芯片就不能够满足电路设计的要求，一方面考虑修改放大环节或参考电压调整环节以减少运放使用个数；另一方面，在实际调试时对变送器非线性误差的补偿并不仅仅只针对传感器本身，而是整个变送器电路。而补偿电路参数的选择是以变送器输出线性为前提的，因此，为确保参数可行，降低调试难度，对变送器电路的输出线性要求非常高。从表 4-2 数据分析中可知，输入为线性变化时，变送器的输出非线性误差为 0.45%。为了满足对变送器输出线性的高要求，必须对上述电路进行修改。

4.4.1 放大环节修正

从减少芯片数量考虑，本文将三运放差分放大电路改为双运放高共模抑制比放大电路，如图 4-16。

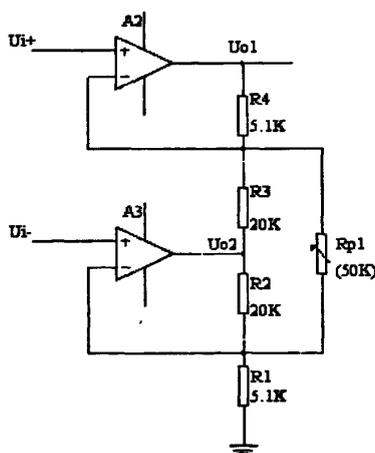


图 4-16 双运放放大电路

Fig.4-16 Two-amplifier magnifying circuit

令 $R_2=R_3$ ， $R_w=1/2R_{P1}$ ，则：

$$R_2 // R_w = R_3 // R_w = R' \quad (4.19)$$

根据运放的“虚短”特性，

$$U_{o2} = \left(1 + \frac{R'}{R_1}\right) U_{i-} \quad (4.20)$$

$$\frac{U_{02} - U_{i+}}{R} = \frac{U_{i+} - U_{01}}{R_4} \quad (4.21)$$

$$U_{01} = \left(1 + \frac{R_4}{R}\right)U_{i+} - \frac{R_4}{R}U_{02} \quad (4.22)$$

将式 (4.20) 代入式 (4.22), 可得:

$$U_{01} = \left(1 + \frac{R_4}{R}\right)(U_{i+} - U_{i-}) \quad (4.23)$$

因输入的共模电压为 $U_{ic} = (U_{i+} + U_{i-}) / 2$, 差模电压为 $U_{id} = U_{i+} - U_{i-}$, 那么:

$$U_{01} = A_{uc}U_{ic} + A_{ud}U_{id} \quad (4.24)$$

$$U_{01} = \left(1 - \frac{R_4}{R_1}\right)U_{ic} + \frac{1}{2}\left(1 + \frac{2R_4}{R} + \frac{R_4}{R_1}\right)U_{id} \quad (4.25)$$

为了获得零共模增益, 取 $R_4 = R_1$ 。此时, 电路的差动增益为:

$$K_d = 1 + \frac{R_4}{R} \quad (4.26)$$

显然, 电路输出仅对差模信号有放大作用。但在实际使用中, 由于器件不对称、电路设计不合理等原因, 往往不能完全消除零点漂移, 严重时能有十几毫伏的零点输出^[45]。为解决这一问题, 一方面选择高精度、高性能器件, 如低温漂、高对称性放大器; 另一方面, 放大器应具有调零功能, 抑制零点输出。根据设计的要求和实验室的具体情况, 本次设计选用了 INA122 这种双运放精密仪用放大器芯片。

INA122 是美国 Burr-Brown 公司推出的一种精密仪用放大器。通过双运放组合设计, 使器件具有极低的静态电流、较宽的电源范围、很低的输入失调、输入漂移以及极好的共模抑制比, 具体性能如下^[51]:

- (1) 工作电压范围: $(\pm 1.3 \sim \pm 18)V$;
- (2) 工作温度范围: $(40 \sim 85)^{\circ}C$;
- (3) 增益误差: $G=100$ 时, 增益非线性 $\leq \pm 0.005\%$;
- (4) 静态电流: $< 60\mu A$;
- (5) 输入失调电压: $< 250\mu V$;
- (6) 共模抑制比: 典型值 96dB。

INA122 主要由两个高精度运放和四个精密电阻组成, 它的引脚排列和内部结构如图 4-17 所示。1、8 脚之间跨接增益电阻 R_G , 通过对 R_G 的设置, 可以调整 INA122 的放大倍数 G ; 3、2 脚为差分正负输入端, 分别接入传感器的输出信号 U_{i+} 及 U_{i-} ; 7、4 脚为正负电源输入端, 为了滤除高频影响, 一般各自接入 $0.1\mu F$ 的去耦电容; 5 脚为参考输入端, 通常低负载接地, 以提高共模抑制能力。

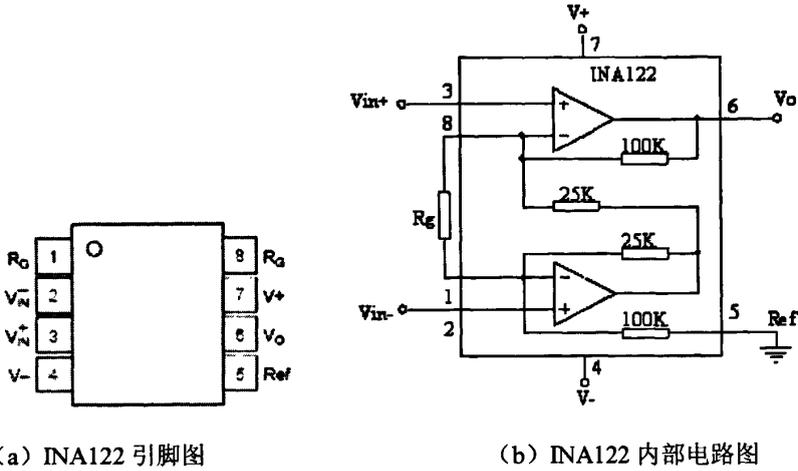


Fig.a Pin configuration of INA122

Fig.b Internal circuit of INA122

图 4-17 INA122 引脚图和内部电路图

Fig.4-17 Pin configuration and internal circuit of INA122

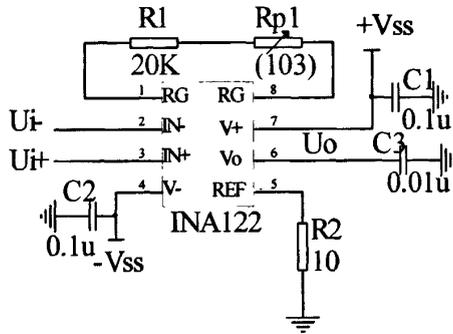


图 4-18 基于 INA122 的放大电路

Fig.4-18 INA122-based magnifying circuit

图 4-18 是由 INA122 构成的放大电路，1、8 脚之间接电阻 R_1 和电位器 R_{p1} 组成增益调节部分。 R_1 为 20K Ω 固定电阻， R_{p1} 起小范围调节作用。输出电压为：

$$U_o = G \times (U_{i+} - U_{i-}) \quad (4.27)$$

令 $R_G = R_1 + R_{p1}$,

$$G = 5 + \frac{200K}{R_G} \quad (4.28)$$

由于传感器性能及工艺的不同，零位输出有正有负。但整个系统采用+24V 供电，处于单电源工作条件下的放大芯片本身并不能输出负电压。若传感器零位输出为负电压，在送入放大环节后，并不会输出与之成线性关系的负电压，而是与其有一定偏差的正向电压，这就对后续处理电路引入了一定的非线性误差。若要输出负电压，就必须采用双电源供电。

4.4.2 负电源设计电路

a. 单变双电源电路

图 4-19 是最简单的双电源变换电路, 电路采取电阻串联分压实现电源单变双^[53]。电阻 R_1 , R_2 是耗能元件, 只能在几百欧姆取值, 功率约为(3~10)W。可见, 此电路只适用于功率较小场合。电路在 $R_1=R_2$ 时, 输出是正负对称电源; 若 $R_1 \neq R_2$ 时, 则输出不对称电源。这种结构存在着明显的缺陷: 若双电源正、负两路负载存在明显的不对称, 那么正、负电压就会出现较大的偏差, 导致正、负输出电压的最大幅值不对称, 影响放大器的精度。

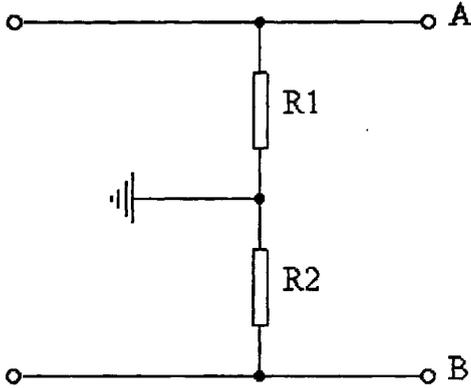


图 4-19 分压式电路

Fig.4-19 Voltage-dividing circuit

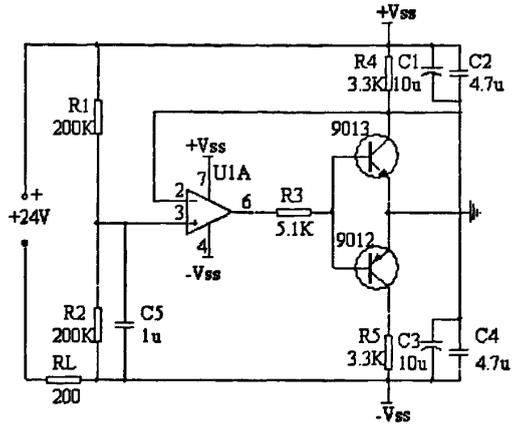


图 4-20 双电源电路

Fig.4-20 Two-supply circuit

图 4-20 电路是根据图 4-19 电路的机理改良而来的, 电路结构简单、成本低廉, 正、负两路的输出电压都具有较好的稳压特性。电路中, 运放同相输入端接有对称的串联电阻分压器, 运放本身接为电压跟随器的形式。根据运放线性工作的特点不难看出: 运放输出端与分压点间的电位严格相等。由于运放的输出端作接地处理, 因此运放的供电电源 V_{ss} 就被相应地分隔成了两组对称的正、负电源。 C_1 与 C_2 并联, C_3 与 C_4 并联, 它们同为退耦电容, 可滤除电源的高频干扰。电容 C_5 则起到抑制干扰及滤波的作用。

本文将 INA122 放大电路和单变双电源电路连接到一起, 进行测试。通过测试发现:

- (1) 整体测试时, 电源的正、负输出电压发生了变化, $+V_{ss}$ 由 +11.9V 变为 2V, 而 $-V_{ss}$ 由 -11.7V 变为 -21V, 带负载能力很差;
- (2) 对负载电阻 R_L 上的电压进行测试, 发现在零位时, 最小只能调整到 1.7V 左右, 整个电路的输出电流已远超过 4mA;
- (3) 负载电阻 R_L 上的电压输出不稳定。

本文还对电源的纹波系数进行了测试。纹波指的是叠加在电源直流稳压量上的交流分量。纹波电压就是输出电压中 50Hz 或 100Hz 的交流分量, 通常用有效值或峰峰值来表示。纹波系数=纹波电压/输出电压^[57]。通常使用交流毫伏表来测量纹波电压, 交流毫伏表只对交流电压响应, 灵敏度较高, 可测量很小的交流电压。根据实验室的具体条件, 本文采

用美国泰克数字示波器 TDS1012 测量纹波电压。结果如下：

正电源：输出电压为 11.9V，纹波电压为 948mV，纹波系数为 7.966%；

负电源：输出电压为-11.7V，纹波电压为 872mV，纹波系数为 7.453%。

显然，双电源电路的正、负电源纹波系数均在百分级上，远远超过《静态继电保护及安全自动装置通用技术条件》中规定的直流电源电压纹波系数不应大于 2%的要求，电源质量很差，给整个系统带来很大的噪声。

b. 正变负电源芯片

在 VCD 解码板等专业电路中，多采用 AP34063 或其它专用的电压极性变换芯片来获得平衡的双电源。这种方案的性能很好，输出正、负电压稳定且驱动负载的能力也非常强，但芯片价格较贵、电路结构复杂，在一定程度上限制了其应用。此外，利用 LC 振荡器产生负脉冲后再经整流滤波得到双电源的方法在小型电子产品制作中应用也较为普遍，但该电路结构需要高频变压器，既存在较强电磁干扰，同时体积较大^[54]。

虽然正、负电源不对称会导致正、负输出电压的最大幅值不对称，但对小信号的影响却不大。对于传感器来说，它输出的一般都是小信号，对正、负电源是否对称并没有严格的要求。因此，对负电源芯片具体的要求有：

- (1) 静态电流小；
- (2) 交流纹波小；
- (3) 驱动能力好；
- (4) 电路结构简单，电阻元器件尽量少。

HT7660 是一款 DC/DC 电荷泵电压反转专用集成电路^[59]。芯片采用成熟的 AL 栅 CMOS 工艺及优化的设计，能将 $+1.5\sim+10V$ 的输入电压转换成相应的 $(-1.5\sim-10V)$ 的电压输出。电路简单，只需外接两只低损耗电容，无需二极管和电感。在无负载状态下输入电源有效利用率可达 99%，既降低了损耗，又减小了电路板使用面积及电磁干扰。具体电路如图 4-21。

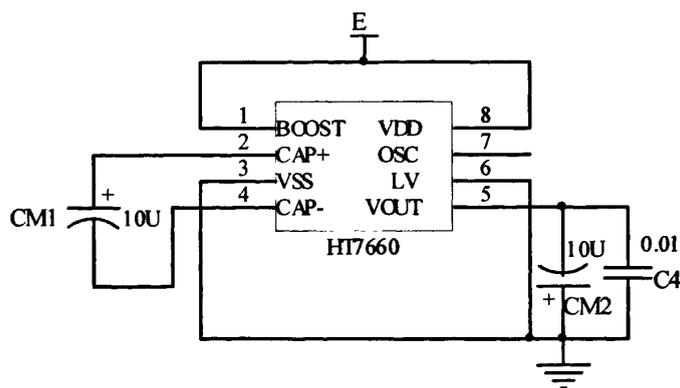


图 4-21 基于 HT7660 的负电源电路

Fig.4-21 HT7660-based negative supply circuit

分别对其静态电流、交流纹波和驱动能力三方面进行了测试。测试结果如下：

- (1) 静态电流为 0.16mA；
- (2) 负电压为-4.9998V，纹波电压为 16mV，纹波系数为 0.32%；
- (3) +5V 供电，负载电阻为 100Ω时，输出电流为 19.98mA，驱动能力很好。

4.4.3 参考电压电路修正

参考电压 E 由传感器的内阻而定，通过调整 E 可以改变传感器的供桥电压，从而改变其灵敏度。设计电路中，参考电压 E 应当可以调节，以满足不同传感器的性能要求。可通过电位器对 MC1403 的 2.5V 基准电压输出进行调节来获得所需的参考电压，但通过测试发现其输出电压不稳定；再者 MC1403 静态电流较大，约为 1.237mA。由于本课题要求电路零位输出 4mA 电流，MC1403 芯片占用的零位输出电流的份额就比较大了。只有所用芯片的静态电流越小，传感器的内部电流才能越大，灵敏度越高。

根据以上分析，此次设计选择了美国 Analog Device 公司生产的 AD694 芯片，它可将输入的电压信号转换成标准的 (4~20)mA 电流信号输出。该器件可直接受电压控制或通过温度、压力、应变等传感器进行不同物理量的变送，在工业控制、工厂自动化生产、监控系统或其他空中系统中得到广泛应用。其主要参数如下^[61]：

- (1) 工作电压范围：(+4.5~36)V；
- (2) 工作温度范围：(-40~85)°C；
- (3) 非线性误差：<0.002%；
- (4) 静态电流：<1.5mA；
- (5) 输入失调电压：<500μV；
- (6) 共模抑制比：典型值 90dB。

AD694 芯片主要由输入缓冲放大器、V/I 转换电路、基准电压源、输出电路和 4mA 电流设置五部分组成。它的引脚排列和内部结构如图 4-22 所示。

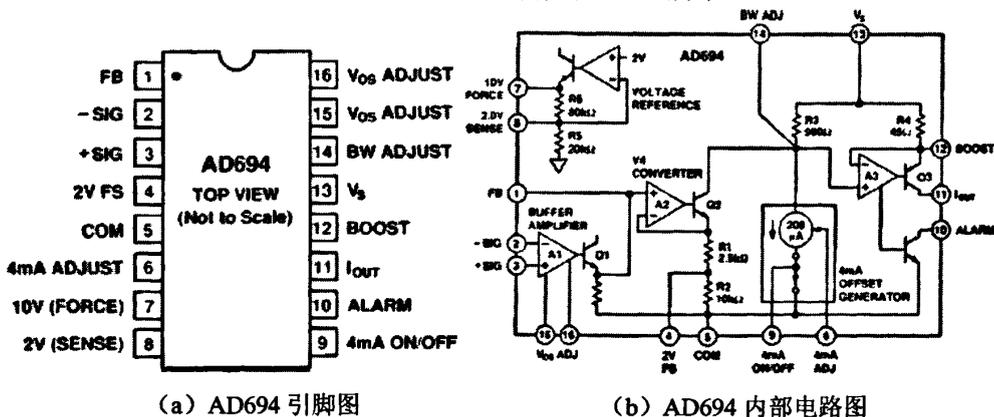


Fig.a Pin configuration of AD694

Fig.b Internal circuit of AD694

图 4-22 AD694 引脚图和内部电路图

Fig.4-22 Pin configuration and internal circuit of AD694

由于传感器输出的是小信号，当放大环节的增益较大时会给整个电路引入非线性误差，所以将此芯片中自带的缓冲放大级设置为同相比例放大电路，作为电路的第二级放大环节，将放大倍数设置为 1.5 倍；将 7、8 管脚短接，输出 2V 的参考电压，输出端加入三极管扩流，以增强驱动能力；V/I 转换器将缓冲后的电压信号转换成(0-0.8)mA 的电流。该电流经 Q₂ 放大和 A₃、Q₃ 的转换得到 20 倍增益输出。具体电路如图 4-23。输出电流为：

$$I_{out} = \frac{20U_i}{R_1 + R_2} \quad (4.29)$$

电路中在输出端与公共端之间接 0.01μF 电容，稳定输出。另外，在输出端与公共端之间、输出端和电源输入端之间加入两个保护二极管，防止负载电压过高或过低时损坏芯片。

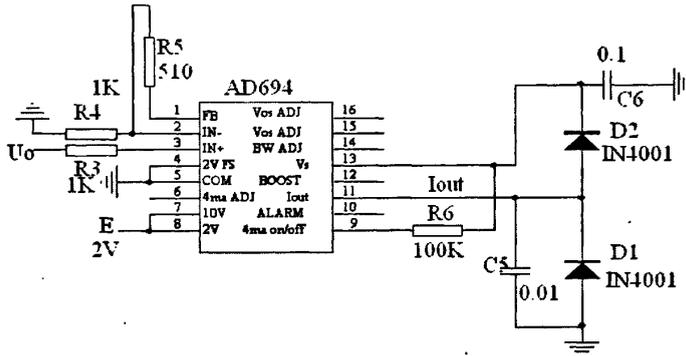


图 4-23 基于 AD694 的 V/I 转换电路

Fig.4-23 AD694-based voltage-current transition circuit

4.5 实验测试及误差分析

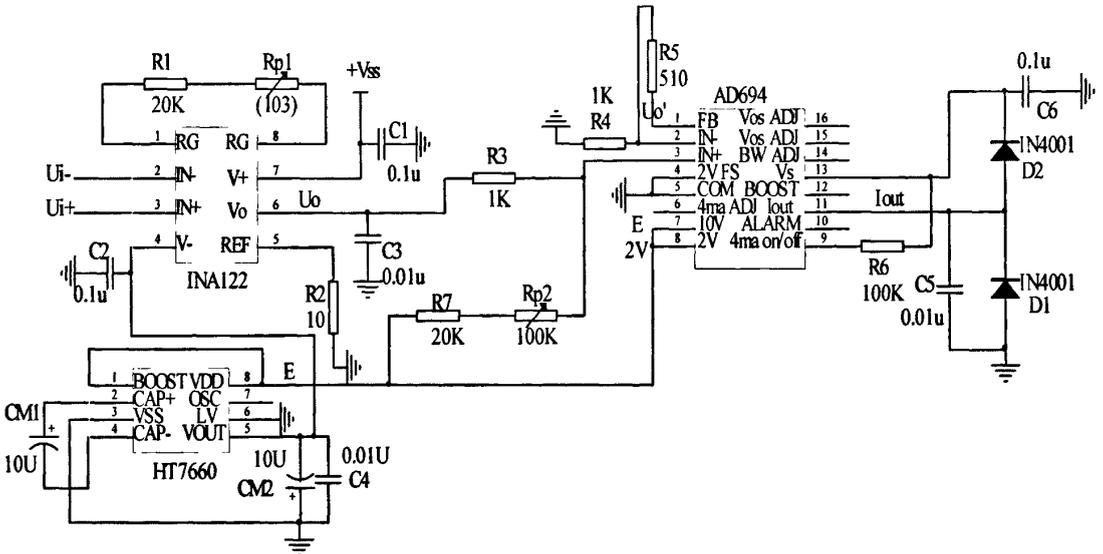


图 4-24 基于 AD694 的变送器电路

Fig.4-24 AD694-based transducer circuit

修改后的变送器电路如图 4-24。AD694 的 2V 基准电压源为 HT7660 提供输入电压；

R_1 与 R_{P1} 组合构成放大倍数的调整环节; R_{P2} 用来“调零”, 在输入压力为零时, 调整 R_{P2} 使得输出电流 I_{out} 为 4mA; R_{P1} 用来调整满量程输出, 当输入满量程时调整 R_{P1} 使输出电流为 20mA。

4.5.1 传感器性能测试

传感器是由陕西秦明电子集团生产的 CYG101 型编号为 0711-L88 的压阻式压力传感器, 其主要参数如下:

- (1) 量程: 500kPa;
- (2) 输入/输出阻抗: 4/5k Ω ;
- (3) 灵敏度: 22.29mV/V;
- (4) 过载能力: 130%;
- (5) 零位时漂: $\leq 0.1\text{mV}/4\text{H}$ 。

为传感器提供 6V 恒定直流电压作为其供桥电压, 分别对其线性度、重复性和迟滞进行测试。

a. 线性测试

测试时通过活塞压力计为传感器提供压力, 用高精度 6 位半数字万用表测量输入输出关系 (输入 P 为压力值, 输出 U_0 为电压值)。通过其等间隔输入时的输出信号, 采用端点连线法计算线性度, 测得的数据如表 4-5 所示。从表中可以看出该传感器的线性良好, 最大非线性误差仅为 0.39%。

表 4-5 非线性误差的测试数据

Tab.4-5 Testing data of nonlinear error

P (kPa)	0	100	200	300	400	500
U_0 (mV)	-0.18	26.62	53.35	80.11	106.83	133.56
U_0 理论值 (mV)	-0.180	26.568	53.316	80.064	106.812	133.560
U_0 偏差值 (mV)	0	0.52×10^{-1}	0.34×10^{-1}	0.46×10^{-1}	0.18×10^{-1}	0
非线性误差	0	0.39%	0.25%	0.34%	0.13%	0

b. 重复性误差测量

分别测量输入压力从 (0~500)kPa 增加 (正行程) 和 (500~0)kPa 减小 (反行程) 过程中的输出。测得数据如表 4-6 所示。传感器的重复性误差为 0.45%。

表 4-6 重复性误差测试数据

Tab.4-6 Testing data of repeatability error

输入 P (kPa)		0	100	200	300	400	500
第一组	上升	-0.18	26.62	53.35	80.11	106.83	133.56
	下降	-0.18	26.59	53.38	80.12	106.84	133.56
第二组	上升	-0.17	26.59	53.38	80.16	106.89	133.61
	下降	-0.17	26.62	53.38	80.15	106.89	133.61
第三组	上升	-0.18	26.59	53.38	80.13	106.88	133.59
	下降	-0.17	26.62	5.42	80.11	106.88	133.59
偏差	上升	0.10×10^{-1}	0.30×10^{-1}	0.30×10^{-1}	0.50×10^{-1}	0.60×10^{-1}	0.50×10^{-1}
	下降	0.10×10^{-1}	0.30×10^{-1}	0.40×10^{-1}	0.40×10^{-1}	0.50×10^{-1}	0.50×10^{-1}
重复性误差		0.07‰	0.22‰	0.30‰	0.37‰	0.45‰	0.37‰

c. 迟滞误差测量

迟滞误差测试数据如表 4-7。传感器的迟滞误差为 0.30‰。

表 4-7 迟滞误差测试数据

Tab.4-7 Testing data of hysteresis error

输入 P (kPa)		0	100	200	300	400	500
输出 U_0	上升	-0.18	26.59	53.38	80.13	106.88	133.59
	下降	-0.17	26.62	53.42	80.11	106.88	133.59
迟滞		0.10×10^{-1}	0.30×10^{-1}	0.40×10^{-1}	0.20×10^{-1}	0	0
迟滞误差		0.07‰	0.22‰	0.30‰	0.15‰	0	0

d. 传感器综合精度计算

传感器各单项误差指标为：

(1) 非线性误差： $\gamma_L=0.39‰$ ；

(2) 重复性误差： $\gamma_R=0.45‰$ ；

(3) 迟滞误差： $\gamma_H=0.30‰$ 。

则传感器的总误差

$$\gamma = \sqrt{\gamma_L^2 + \gamma_R^2 + \gamma_H^2} = 0.67‰ \quad (4.30)$$

4.5.2 修正后的变送器电路测试

用变送器电路对上述传感器进行变送器转化，在相同测试环境下，测试变送器电路的精度。使用一个精度为 0.02% 的活塞压力计为传感器提供压力，用 4 位半数字万用表来测

量变送器的输入输出关系（输入 P 为压力值，输出 I_0 为电路的电流值）。不对变送器电路调零，通过其等间隔输入时的输出信号，采用端点连线法计算线性度，测试结果如表 4-8 所示。该电路的非线性误差为 1.874%，远远不能满足设计要求。

表 4-8 非线性误差测试数据

Tab.4-8 Testing data of nonlinear error

P (kPa)	0	100	200	300	400	500
I_0 (mA)	2.706	4.335	6.180	8.018	9.856	11.693
I_0 理论值(mA)	2.706	4.5034	6.3008	8.0982	9.8956	11.693
I_0 偏差值(mA)	0	0.168	0.121	0.080	0.040	0
非线性误差	0	1.874%	1.344%	0.892%	0.441%	0

从表 4-8 中不难看出：

(1) 测得值相对于理论值的残余误差（残余误差=测得值-理论值）均为负值，即测得值均小于理论值；

(2) I_0 偏差在 100kPa 时最大，当输入从 100kPa 开始增大时，输出 I_0 的偏差逐渐减小。

显然， I_0 的偏差并不是以理论直线为中心上下波动的。从输入在 100kPa 时最大，可看出问题主要出在零点附近。

通过测试，信号经放大环节后的输出信号非线性误差仅有 0.41%，相对于传感器测试出的非线性误差 0.39% 来说只增大了 0.02%，这说明放大环节并不是导致整个电路输出非线性误差较大的主要因素。由于 AD694 的线性度可达万分之二，因此压流转换环节也不会给整个电路带来非线性误差，因此选择测试了 AD694 芯片用以进行压流转换的输入电压 U_0' 是否为线性。测得数据如表 4-9 所示。

表 4-9 AD694 压流输入端非线性误差测试数据

Tab.4-9 Nonlinear testing data of voltage-current input pin of AD694

P (kPa)	0	100	200	300	400	500
U_0' (mV)	18.83	191.05	385.13	579.98	774.51	968.52
U_0' 理论值 (mV)	18.83	208.768	398.706	588.644	778.582	968.52
U_0' 偏差值 (mV)	0	17.72	13.58	8.664	4.072	0
非线性误差	0	1.865%	1.429%	0.912%	0.428%	0

通过上表数据可以看出，该电路的非线性误差为 1.865%，与变送器输出电流测试结果相似，均是测得值小于理论值，而且 U_0' 的偏差值在 100kPa 时最大，当输入从 100kPa 开始增大时， U_0' 的偏差值会逐渐减小。再次对 (100~500kPa) 的数据进行测试，数据如表 4-10 所示。

表 4-10 AD694 压流输入端非线性误差测试数据 (100~500)kPa)

Tab.4-10 Nonlinear testing data of voltage-current input pin of AD694 (100~500)kPa)

P (kPa)	100	200	300	400	500
U_0' (mV)	191.05	385.13	579.98	774.51	968.52
U_0' 理论值 (mV)	191.05	385.418	579.785	774.152	968.52
U_0' 偏差值 (mV)	0	2.88×10^{-1}	1.95×10^{-1}	3.58×10^{-1}	0
非线性误差	0	0.37‰	0.25‰	0.46‰	0

测量数据表明该电路在压力输入在 (100~500)kPa 时的线性良好, 最大非线性误差为 0.46‰。由此可见, 当输入超过 100kPa 时的电路工作状态良好, 实际工作情况基本上与理论分析相吻合, 且基本上能够满足线性要求。对该电路进行整体分析可知, 其输入输出的关系大致如图 4-25 所示。电路在(0~100)kPa 上和 100kPa 以上的特性曲线的斜率不一致, 在低压输入时线性太差。当输入超过 100kPa 时线性度是基本满足要求的, 压力输入在 100kPa 以下时不能正常工作。

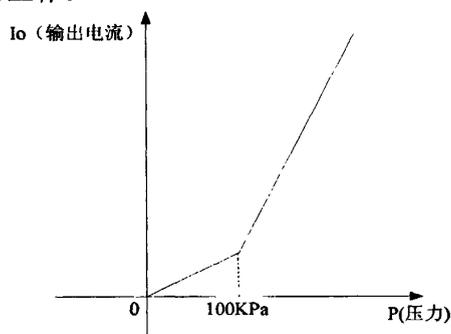


图 4-25 基于 AD694 的变送器电路的响应特性

Fig.4-25 Response of AD694-based transducer circuit

对加在 AD694 缓冲放大级输入端的“调零”电压电路进行分析, 其电路如图 4-26。电路中 INA122 输出 U_0 及参考电压 E 组成同相求和电路, R_4 、 R_5 引入负反馈, 得到稳定输出。通过 R_{p2} 调整缓冲放大级的同相输入端电位以改变输出电流值。

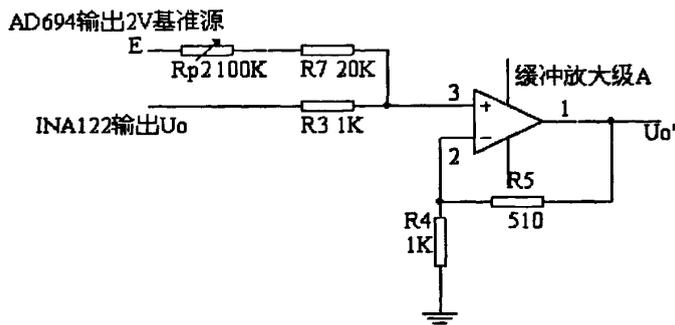


图 4-26 调零电路

Fig.4-26 Zeroing circuit

根据运放的“虚短”特性，

$$U_0 = \frac{U}{R_4} (R_4 + R_5) = \frac{R_4 + R_5}{R_4} U_+ \quad (4.31)$$

因为 $I_+ = 0$ ，所以：

$$\frac{U_0 - U_+}{R_3} + \frac{E - U_+}{R_{P2} + R_7} = 0 \quad (4.32)$$

那么：

$$U_+ = U_0 + \frac{1}{R_{P1} + 21} E \quad (4.33)$$

同相求和电路中 U_+ 是由其各输入电压分压后得到。当传感器在零位输出负电压时，经 INA122 放大后送入 AD694 同相输入端，它经分压加载到 U_+ 上的电压值并不是一个负电压。这是因为 AD694 采用 +24V 供电，芯片本身并不会输出与之成线性关系的负电压，而是与其有一定偏差的正向电压，因而造成了上述数据在零位不准；而当输入压力在 (100~500)kPa 时，传感器输出正信号，那么经 INA122 放大后经分压加载到 U_+ 的电压值为正向电压，因而上述数据在 (100~500)kPa 时线性关系表现良好。

要解决这一问题，必须使得 INA122 送入 AD694 的信号为正向电压，同时还要满足在零位时可调整输出 4mA 电流。要改变 INA122 的输出电压，既可以通过改变其输入电压来完成，也可以通过改变 INA122 的参考地电位来抬升其输出电压达到目的。调整 INA122 的输入电压，使输出 20mA 电流的同时，必然也会改变传感器的零位输出值，这两方面互相影响，给电路的调试带来一定的难度。所以本文中通过改变 INA122 参考地电位使其输出为正。具体电路如图 4-27。

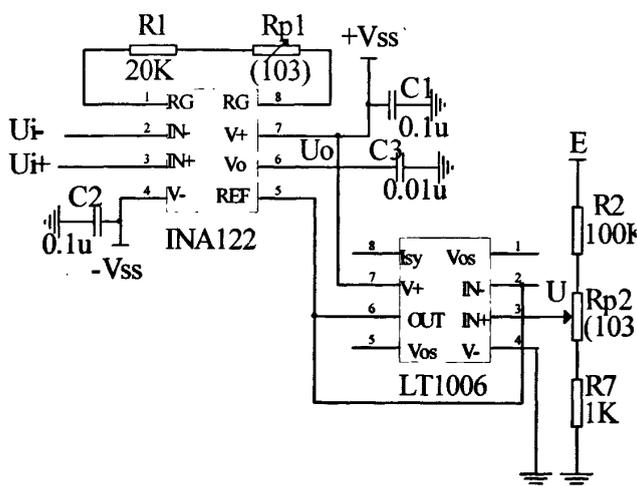


图 4-27 基于 INA122 的调零电路

Fig.4-27 INA122-based zeroing circuit

电路由高精度、低静态电流集成运算放大器 LT1006 组成同相电压跟随器，起到缓冲级的作用。由于电路引入的是电压负反馈，在理想条件下，其输出电阻为零，可认为电路的输出为恒压源。跟随器的输入电压 U 由参考电压 E 经分压后提供。双运放的输出电压 U_0 会随着 U 电位的改变而改变。

$$U_0 = G \times (U_{i+} - U_{i-}) + U = GU_i + U \quad (4.34)$$

式中， U_i 为传感器输出电压， U 的调整范围为：(18.01~198.2)mV。

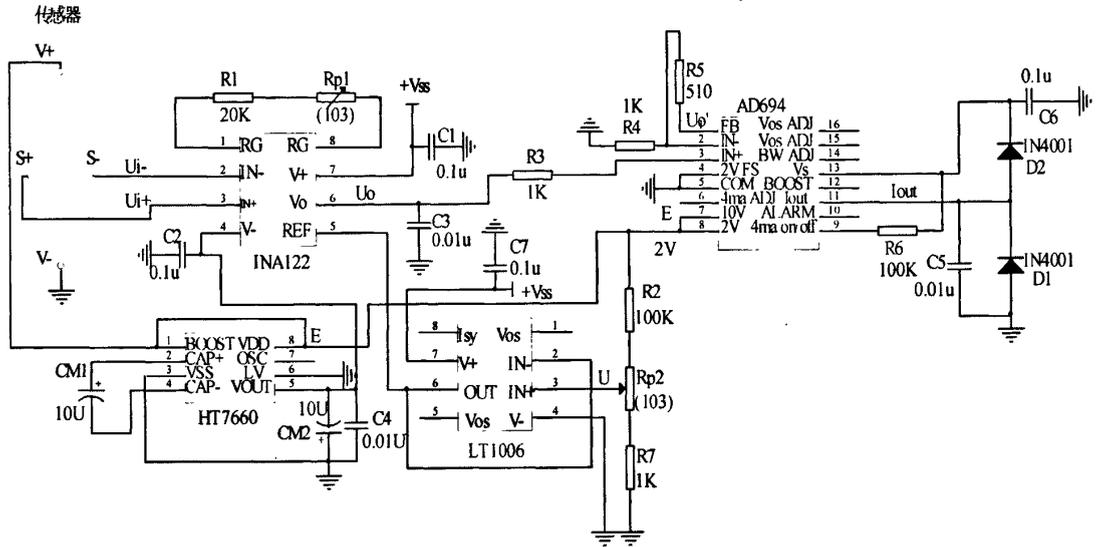


图 4-28 修改后基于 AD694 的变送器电路

Fig.4-28 Revision of AD694-based transducer circuit

最终，得到的变送器电路如图 4-28。仍使用 CYG101 型编号为 0711-L88 的压阻式压力传感器对其进行测试。

a. 线性测试

线性度测试结果如表 4-11。变送器电路的非线性误差为 0.44‰，线性良好。

表 4-11 非线性误差测试数据

Tab.4-11 Testing data of nonlinear error

P (kPa)	0	100	200	300	400	500
I_0 (mA)	4.000	7.203	10.395	13.596	16.793	20.000
I_0 理论值 (mA)	4.000	7.200	10.400	13.600	16.800	20.000
I_0 偏差值 (mA)	0	0.30×10^{-2}	0.50×10^{-2}	0.40×10^{-2}	0.70×10^{-2}	0
非线性误差	0	0.19‰	0.31‰	0.25‰	0.44‰	0

b. 重复性误差测试

分别测量输入压力从(0~500kPa 增加 (正行程) 和(500~0kPa 减小 (反行程) 过程中的输出。数据如表 4-12 所示。数据显示该电路的重复性误差为 0.44‰。

表 4-12 重复性误差测试数据

Tab.4-12 Testing data of repeatability error

输入 P (kPa)		0	100	200	300	400	500
第一组	上升	4.000	7.203	10.395	13.596	16.792	20.000
	下降	4.000	7.201	10.398	13.597	16.794	20.000
第二组	上升	4.000	7.201	10.398	13.598	16.799	20.000
	下降	4.000	7.203	10.398	13.597	16.799	20.000
第三组	上升	4.000	7.201	10.395	13.596	16.798	20.000
	下降	4.000	7.203	10.399	13.594	16.798	20.000
偏差	上升	0	0.20×10^{-2}	0.30×10^{-2}	0.20×10^{-2}	0.60×10^{-2}	0
	下降	0	0.20×10^{-2}	0.10×10^{-2}	0.30×10^{-2}	0.70×10^{-2}	0
重复性误差		0	0.13‰	0.19‰	0.19‰	0.44‰	0

c. 迟滞误差测试

迟滞误差测试数据如表 4-13。数据显示该传感器的迟滞误差为 0.25‰。

表 4-13 迟滞误差测试数据

Tab.4-13 Testing data of hysteresis error

输入 P (kPa)		0	100	200	300	400	500
输出 I_0	上升	4.000	7.201	10.395	13.596	16.798	20.000
	下降	4.000	7.203	10.399	13.594	16.798	20.000
迟滞		0	0.20×10^{-2}	0.40×10^{-2}	0.20×10^{-2}	0	0
迟滞误差		0	0.13‰	0.25‰	0.13‰	0	0

d. 综合精度计算

修正后变送器电路的各单项误差指标为：

- (1) 非线性误差： $\gamma_L=0.44\text{‰}$ ；
- (2) 重复性误差： $\gamma_R=0.44\text{‰}$ ；
- (3) 迟滞误差： $\gamma_H=0.25\text{‰}$ 。

则变送器电路的总误差

$$\gamma = \sqrt{\gamma_L^2 + \gamma_R^2 + \gamma_H^2} = 0.67\text{‰} \quad (4.35)$$

由此可见，该电路的总误差与传感器的总误差相近，差额在百万级以下，适合对传感器输出的小信号进行处理。从 (3.3.2) 一节中可知，变送器非线性误差补偿参数的选择，是以变送器电路自身输出线性为前提的，此时变送器电路的精度已达到了设计的要求。下面设计补偿电路，对千分级精度的普通电阻式传感器进行非线性误差的补偿。

5 非线性误差补偿电路

本文在高精度的变送器电路基础上,设计出传感器非线性误差补偿电路,以实现传感器信号高精度、标准电流输出。补偿电路框图如图 5-1 所示。将输出信号反馈到传感器的供桥电压,使其随输出信号变化而变化,从而实现输入输出信号成线性关系。

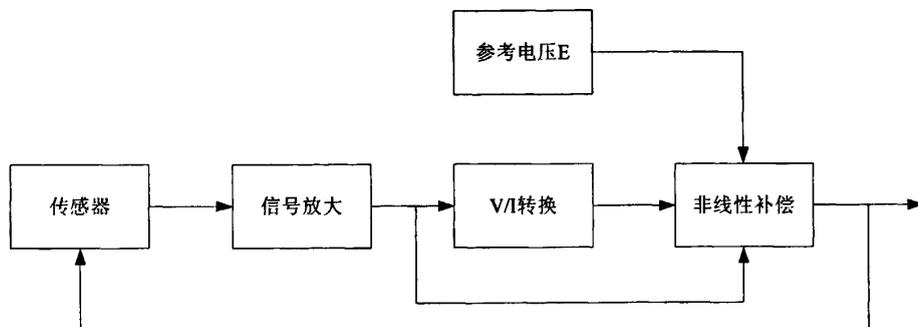


图 5-1 补偿电路框图

Fig.5-1 The schematic diagram of compensation circuit

5.1 补偿传感器性能测试

在设计具体的硬件电路之前,首先对补偿的传感器进行测试。补偿的传感器是 CYG101 型编号为 0711-L87 的压阻式压力传感器,其主要参数如下:

- (1) 量程: 3MPa;
- (2) 输入/输出阻抗: 4/5 k Ω ;
- (3) 灵敏度: 34.84mV/ V;
- (4) 过载能力: 130%;
- (5) 零位时漂: $\leq 0.1\text{mV}/4\text{H}$ 。

在设计补偿前电路前,本文首先对传感器提供 6V 恒定直流电压作为其供桥电压,通过活塞压力计为传感器提供压力,进行线性度、重复性和迟滞进行测试。

5.1.1 线性测试

表 5-1 非线性误差测试数据

Tab.5-1 Testing data of nonlinear error

P (MPa)	0	1	2	3
U_0 (mV)	0.04	69.36	139.04	209.05
U_0 理论值 (mV)	0.04	69.71	139.38	209.05
U_0 偏差值 (mV)	0	0.35	0.34	0
非线性误差	0	1.67‰	1.63‰	0

显然,传感器的线性较差,最大非线性误差为 1.67‰,需要进行非线性误差的补偿。

5.1.2 重复性误差测量

分别测量输入压力从(0~3)MPa 增加(正行程)和(3~0)MPa 减小(反行程)过程中的输出。测得数据如表 5-2 所示,传感器的重复性误差为 0.48‰。

表 5-2 重复性误差测试数据

Tab.5-2 Testing data of repeatability error

输入 P (MPa)		0	1	2	3
第一组	上升	0.04	69.36	139.04	209.05
	下降	0.04	69.42	139.06	209.05
第二组	上升	0.03	69.40	139.09	209.06
	下降	0.03	69.40	139.14	209.06
第三组	上升	0.04	69.46	139.11	209.13
	下降	0.03	69.43	139.10	209.13
偏差	上升	0.01	0.10	0.07	0.08
	下降	0.01	0.03	0.08	0.08
重复性误差		0.05‰	0.48‰	0.38‰	0.38‰

5.1.3 迟滞误差测量

表 5-3 迟滞误差测试数据

Tab.5-3 Testing data of hysteresis error

输入 P (MPa)		0	1	2	3
输出 U_0	上升	0.04	69.36	139.04	209.05
	下降	0.04	69.42	139.06	209.05
迟滞		0	0.06	0.02	0
迟滞误差		0	0.29‰	0.10‰	0

迟滞误差测试数据如表 5-3 所示,传感器的迟滞误差为 0.29‰。

5.1.4 综合精度计算

传感器的各单项误差指标为:

- (1) 非线性误差: $\gamma_L=1.67\text{‰}$;
- (2) 重复性误差: $\gamma_R=0.48\text{‰}$;
- (3) 迟滞误差: $\gamma_H=0.29\text{‰}$ 。

则总误差

$$\gamma = \sqrt{\gamma_L^2 + \gamma_R^2 + \gamma_H^2} = 1.76\% \quad (5.1)$$

由各项误差的测量结果来看，非线性误差相比于重复性误差和迟滞误差较大，直接影响到传感器的整体精度。对传感器非线性误差的补偿显得尤为重要。

5.2 补偿电路设计

5.2.1 正、负非线性测试

从(3.3.1)一节中可知，非线性误差的补偿电路有正、负非线性误差补偿两种模型。因此，在设计补偿电路之前，首先应对其非线性误差的正负性进行测试。测试数据如表5-4所示，传感器输出曲线的斜率呈上升趋势，传感器输出的是正非线性误差。因此，应当选择正非线性误差补偿电路。

表 5-4 正负非线性误差测试数据

Tab.5-4 Testing data of nonlinear error polarity

输入 P (MPa)	输出电压 U _o (mV)	等间隔偏差值 (mV) = 输出电压后项 - 输出电压前项
0	0.04	0
1	69.36	69.32
2	139.04	69.68
3	209.05	70.01

5.2.2 整体补偿电路设计及参数选择

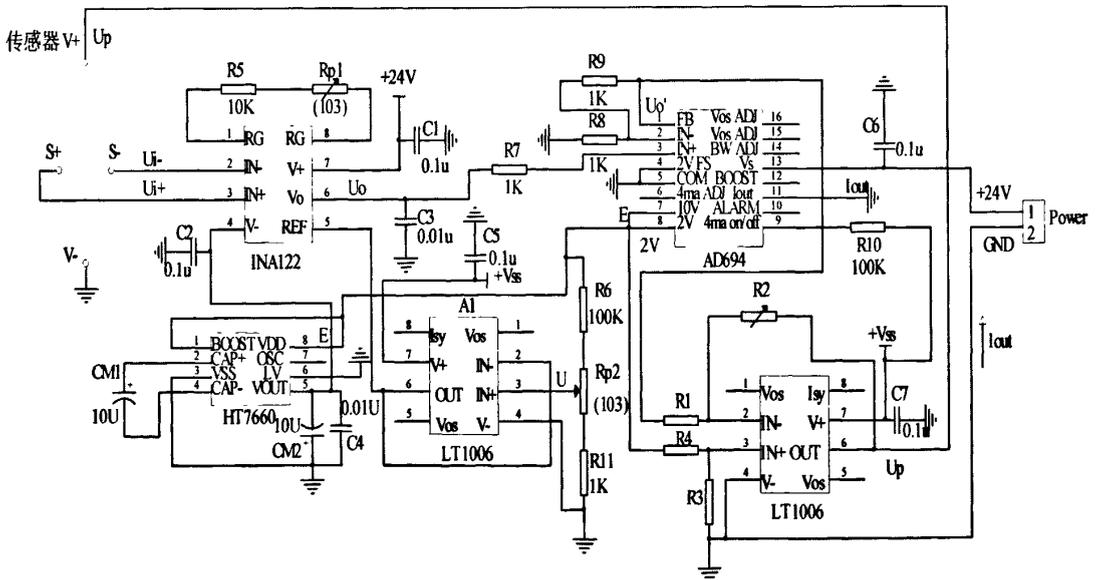


图 5-2 基于 AD694 变送器非线性误差补偿电路

Fig.5-2 AD694-based transducer nonlinear compensation circuit

整体补偿电路如图 5-2 所示。电路中 AD694 的 2V 基准电压源为 HT7660 提供输入电压； R_3 与 R_{P1} 组合构成放大调整环节。在满量程输入时调整 R_{P1} 使输出电流为 20mA；由于电路参数的非理想化，造成电路在压力输入为零时，整个电路有一定量的电流 I_{out} 输出，用 R_{P2} 来“调零”，使得输入压力为零时输出电流 I_{out} 为 4mA。

电路中，传感器的供桥电压 U_P 主要由参考电压来确定， U_P 的最大值为 2V。可由下式表示：

$$U_P = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \frac{R_1 + R_2}{R_1} E - \frac{R_2}{R_1} U'_0 \quad (5.2)$$

为了调试方便，选择电路总放大倍数为 40 倍，由于 AD694 输入量程选择 (0~2)V，那么传感器满量程输出应为 50mV（50mV 放大 40 倍后为 2V，即 AD694 满量程输入）。传感器的非线性误差 $L=1.67\%$ ，灵敏度为 34.84mV/V，电路总放大倍数 $K=40$ 。根据式 (3.28) 正非线性误差全补偿公式，可得：

$$\frac{R_2}{R_1} = 1.20 \times 10^{-3} \quad (5.3)$$

取 $R_1=200k\Omega$ ，那么 $R_2=215\Omega$ ，选择 R_2 可调。根据式 (5.2) 供桥电压公式，可得 U_P ：

$$U_P = \frac{R_3}{R_3 + R_4} (1 + 1.20 \times 10^{-3}) E - 1.20 \times 10^{-3} U'_0 = 1.435 \quad (5.4)$$

由于 U'_0 在满量程时为 2V，参考电压 E 为 2V，那么：

$$\frac{R_3}{R_3 + R_4} = 0.7178 \quad (5.5)$$

选择 $R_3=100k\Omega$ ， R_4 理论值应为 39.34k Ω ，取 $R_4=39k\Omega$ 。

5.3 实验测试及误差分析

使用以上设计的补偿电路对 CYG101 型编号为 0711-L87 的压阻式压力传感器进行非线性误差补偿。该传感器非线性误差为 1.67%，重复性误差为 0.48%，迟滞误差为 0.29%。首先使用一个精度为 0.02% 的活塞压力计为传感器提供压力，当输入压力为 0MPa 时，调整 R_{P2} 使输出电流 I_0 为 4mA；当输入压力增大到 3MPa 时，调整 R_{P1} 使输出电流 I_0 为 20mA。保持 30 分钟的稳定时间，分别测试其非线性误差、重复性误差和迟滞误差。

5.3.1 非线性测试

通过其等间隔输入时的输出信号，采用端点连线法计算线性度，测试结果如表 5-5 所示。从表中可以明显看出，补偿后的最大非线性误差仅为 0.35%，与传感器 1.67% 的非线性误差相比，降低了一个数量等级，达到了非线性误差补偿的目的。

表 5-5 非线性误差测试数据

Tab.5-5 Testing data of nonlinear error

P (MPa)	0	1	2	3
I_0 (mA)	4.000	9.339	14.669	20.000
I_0 理论值 (mA)	4.000	9.333	14.666	20.000
I_0 偏差值 (mA)	0	0.60×10^{-2}	0.30×10^{-2}	0
非线性误差	0	0.35‰	0.14‰	0

5.3.2 重复性误差测量

分别测量输入压力从(0~3)MPa 增加(正行程)和(3~0)MPa 减小(反行程)过程中的输出。测得数据如表 5-6 所示。该电路的重复性误差为 0.44‰。

表 5-6 重复性误差测试数据

Tab.5-6 Testing data of repeatability error

输入 P (MPa)		0	1	2	3
第一组	上升	4.000	9.332	14.665	20.000
	下降	4.000	9.34	14.666	20.000
第二组	上升	4.000	9.334	14.669	20.000
	下降	4.000	9.335	14.671	20.000
第三组	上升	4.000	9.339	14.669	20.000
	下降	4.000	9.335	14.668	20.000
偏差	上升	0	0.70×10^{-2}	0.40×10^{-2}	0
	下降	0	0.10×10^{-2}	0.50×10^{-2}	0
重复性误差		0	0.44‰	0.31‰	0

5.3.3 迟滞误差测量

迟滞误差测试数据如表 5-7。迟滞误差为 0.25‰。

表 5-7 迟滞误差测试数据

Tab.5-7 Testing data of hysteresis error

输入 P (MPa)		0	1	2	3
输出 I_0	上升	4.000	9.339	14.669	20.000
	下降	4.000	9.335	14.668	20.000
迟滞		0	0.40×10^{-2}	0.10×10^{-2}	0
迟滞误差		0	0.25‰	0.06‰	0

5.3.4 变送器补偿电路综合精度计算

变送器补偿后的各单项误差指标为：

- (1) 非线性误差： $\gamma_L=0.35\%$ ；
- (2) 重复性误差： $\gamma_R=0.44\%$ ；
- (3) 迟滞误差： $\gamma_H=0.25\%$ 。

则变送器的总误差

$$\gamma = \sqrt{\gamma_L^2 + \gamma_R^2 + \gamma_H^2} = 0.62\% \quad (5.6)$$

从以上数据可看出，与补偿前传感器 1.67% 的总误差相比，经补偿后的变送器其总误差仅为 0.62%，降低了一个数量等级，达到了本次课题的目的。

5.4 成本核算

作为一名工程技术人员，他的设计理念应该是在满足设计要求的同时尽可能的减少所设计的每一个产品的生产和使用成本；现代工业市场的竞争既是质量的竞争，也是价格的竞争。成本的高低对于所开发出的产品能否立足于市场至关重要。

本次课题中，采用的芯片如精密仪用放大器 INA122，它的市场售价约为 45 元人民币；负电源产生芯片 HT7660 其市场售价约为 3 元人民币；压流转换器 AD694 的市场售价约为 58 元人民币；而高精度集成运算放大器 LT1006 的市场售价约为 20 元。该电路的元器件整体成本价格在 150 元以内，如果大规模成批量生产，价格还有很大的下降空间，这对于企业化的大规模生产有很大的好处。

在使用领域，该电路可以方便的实现与外部测量环节和后续显示环节的连接，现在市场上多数精度在千分级及以下的低精度电阻式传感器均可以使用本电路作为其变送电路，并可对其非线性误差进行补偿，以提高其整体精度。

当然，作为一个工业产品，成本不仅仅只是元器件的投入，它还和其它很多因素有关，如各种测试仪器的投入、生产工具的投入等等。但该电路的原理简单，实现也较为容易，其可预期的成本投入是相对较低的。

结论与展望

本课题主要针对陕西秦明电子集团生产的 CYG101 型压阻式压力传感器进行变送器补偿电路设计, 对其进行非线性误差的补偿, 提高传感器精度, 使企业产品更具竞争力。课题详细讨论了压阻式压力传感器非线性误差产生的原因及补偿方法, 并在此基础上针对正、负两类不同的非线性特性给出补偿模型及参数选择方法。通过对美国模拟器件公司 (Analog Devices) 的 AD693 和 BB 公司 (BURR-BROWN) 的 XTR115 变送器电路的分析比较, 自行设计研发变送器电路。该电路不仅能将微弱的传感器信号转化为 (4~20)mA 标准电流输出, 而且还能对传感器的非线性误差进行补偿, 将精度为千分级的普通压阻式压力传感器转换成高精度的压力变送器。通过补偿前后的数据对比发现, 此次设计达到了高精度、低成本的设计要求, 且该变送器补偿电路适用于一切电阻桥式传感器的非线性补偿, 通用性强, 成本低, 适合大批量生产, 有良好的经济效益。

本设计仍有许多需要改进和完善的地方, 待今后进一步完成。例如近年来, 随着计算机技术的飞速发展, 出现了智能型压力变送器, 它可通过微机或单片机的控制, 解决传统压力变送器内在固有的缺点: 如工作不稳定、测量范围窄等。

由于时间关系和本人能力所限, 尽管尽了最大的努力, 但设计中难免存在一些错误和不足之处, 敬请大家批评指正。

致谢

本科题的研究和论文的撰写是在李大成老师的悉心指导下完成的。导师们渊博的知识、严谨的治学态度、诲人不倦的教书育人精神，给我留下了深刻的印象。在三年的学习生活中，导师们传授给我知识，关怀我的生活，这些都将成为我记忆中最宝贵的部分。从导师们那里学到的一切都将为我人生的财富，也将对我以后的学习、工作和生活产生深远的影响。我的论文中凝结着导师们的心血和汗水，在此对他们表示衷心的感谢和诚挚的敬意。此外，还要感谢杨宇祥老师，在论文撰写和修改过程中，提出了很多修改的建议。

在课题研究期间，我得到了宫晓华同学的大力帮助，她刻苦钻研的精神是我学习的榜样。高向阳、蒋成军、谢静、武宏亮、吴超、周砚文、谭林秋等同学在研究生学习阶段对我的课题和科研提供了无私的帮助，王建同学，在论文的撰写和修改过程中，启发了我的思路，提出了良好的建议。同学们清晰的思路，认真严谨的态度使我从中学到了不少，对他们表示我的谢意。

特别要向支持我完成学业的父母表示最衷心的感谢！

参考文献

- 【1】 强锡富. 传感器 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2001: 1-18, 34, 54.
- 【2】 杨清梅, 孙建民. 传感器与测试技术 [M]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学出版社, 2004.
- 【3】 王家桢, 王俊杰. 传感器与变送器 [M]. 北京: 清华大学出版社, 1996.
- 【4】 罗斯蒙特差压变送器[EB/OL], http://www.china-17.com/cmppage/gqxx_show.asp?id=3265&gqxxid=98868.
- 【5】 徐开先, 赵志诚. 传感器在仪表工业中的地位及国内传感器产业存在的问题 [J]. 中国机电工业, 2003, 15: 33-34.
- 【6】 麻楚霞. 工业电阻应变式称重变送器的研究与设计 [D]. 昆明: 昆明理工大学硕士学位论文, 2005.
- 【7】 刘红丽, 张菊秀. 传感与检测技术 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2007.
- 【8】 余瑞芬. 传感器原理 (第二版) [M]. 北京: 航空工业出版社, 1995.
- 【9】 徐科军, 江敦明, 殷铭, 王美丽. 传感器动态误差修正的若干方法研究 [J]. 合肥工业大学学报 (自然科学版), 1997, 20 (3): 1-6.
- 【10】 史丽萍, 孙宝元. 传感器动态误差的修正方法 [J]. 黑龙江大学自然科学学报, 2003, 20 (1): 67~70.
- 【11】 杨亲民. 传感器与传感器技术 [J]. 电气时代, 2000, 8: 28-30.
- 【12】 郑彦平. 传感器的分类、构成与发展动向 [J]. 云南民族学院学报 (自然科学版), 2001, 10 (1): 309-310.
- 【13】 夏勇. 压阻式压力传感器温度补偿的研究与实现 [D]. 西安: 西北工业大学硕士学位论文, 2006.
- 【14】 赵彦晓. 压力传感器的热零点漂移补偿与非线性修正 [D]. 河北工业大学硕士学位论文, 2003.3.
- 【15】 Janusz Bryzek. Sensors and System [M]. USA: Chicago, 1982.
- 【16】 Pual Horowitz, Winfield. The Art of Electronics [M]. Cambridge University Press, 1989.
- 【17】 Paul M.Brown. A Guide to Analog ASICs [M]. Academic Press, 1992.
- 【18】 S.M.Sze 著. 刘晓彦等译. Semiconductor Sensor [M]. 北京: 科学出版社, 1994.
- 【19】 C. S. Smith. Piezoresistive effect in germanium and silicon [M]. 1954.
- 【20】 T.Lisec, M.Kreutzer, B.Wagher. Surface micromachined piezoresistive pressure sensors with setp-type bent and flate membrane structure [M]. IEEE Trans.Educ, 1996.
- 【21】 D.D.Bruker, A.Coza, R.puers. A combined piezoresistive/capacitive pressure sensor with setp-test function based on thermal actuation [M]. Sens. Actuators, 1998.
- 【22】 刘洋, 邹同华, 刘峻. 压力变送器的研究与发展现状 [J]. GM 通用机械, 2005, 2: 43-46.
- 【23】 高新海. 压力变送器的合理选型 [J]. 石河子科技, 2005, 3: 9-10.
- 【24】 蔡兵. 几种简单的传感器非线性校正技术 [J]. 长江大学学报 (自然科学报), 2004.3, 1 (1):

- 59-61.
- 【25】 蔡兵. 传感器非线性硬件校正技术 [J]. 襄樊学院学报, 2004, 25 (2): 26-29.
- 【26】 周胜海. 传感器非线性的硬件校正方法 [J]. 传感器技术, 2002, 21 (5): 1-4.
- 【27】 贾智伟, 汪诚, 刘红飞. 传感器信号的线性化处理与非线性补偿 [J]. 电子技术, 2002, 4: 61-62.
- 【28】 贾智伟, 刘红飞, 李应红. 传感器信号的非线性补偿 [J]. 传感器技术, 2002, 21 (5): 30-32.
- 【29】 朱媛媛. 传感器电桥电路的非线性补偿方法 [R]. 现代计量通讯学术交流, 2006.3: 30-31.
- 【30】 王瑞玲. 电阻应变式传感器线损补偿电路设计 [J]. 声学与电子工程, 2003, 4: 30-32.
- 【31】 劳力云. 电阻式传感器非线性校正方法与电路设计 [J]. 电测与仪表, 1996.2, 13~14.
- 【32】 高宗海, 乐静, 程世英. 电阻桥式传感器非线性误差的补偿 [J]. 石油仪器, 1997.2, 11 (1): 20~21.
- 【33】 Yicai Sun. Electric drift of the bridge offset for pressure sensor and its utilization [M]. Sens.Actuator s, 1997, 249~256.
- 【34】 赵负图. 现代传感器集成电路: 通用传感器电路 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 2000.
- 【35】 Loop-Powered 4-20mA Sensor Transmitter of AD693 [K]. ANALOG DEVICES.
- 【36】 杨镇江, 孙占彪, 王曙梅, 布线涛. 智能仪器与数据采集系统中的新器件及应用 [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2001.
- 【37】 4-20mA CURRENT LOOP TRANSMITTERS of XTR115, XTR116 [K]. BURR-BROWN, 2000.1.
- 【38】 何希才. 传感器及其电路 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2001.3.
- 【39】 2.5V PRECISION SERIAL VOLTAGE REFERENCE of MC1403 [K]. SGS-THOMSON MICROELECTRONICS, 1997.10.
- 【40】 孙以材, 刘玉岭, 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.
- 【41】 张国维, 金篆芷. 测控电路 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- 【42】 陈有卿. 通用集成电路应用与实例分析 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2007.
- 【43】 Low power quad op amps of LM324 [K]. Philips Semiconductors, 1995.10.
- 【44】 浦昭邦, 王宝光. 测控仪器设计 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2001.
- 【45】 江晓安, 董秀峰. 模拟电子技术 [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2001.
- 【46】 童诗白, 华成英等. 模拟电子技术基础 [M]. 北京: 高等教育出版社, 2001.
- 【47】 康华光. 电子技术基础 (模拟部分) [M]. 北京: 高等教育出版社, 1988.
- 【48】 杨栓科. 模拟电子技术基础 [M]. 北京: 高等教育出版社, 2003.
- 【49】 邱关源. 电路 [M]. 北京: 高等教育出版社, 1999.
- 【50】 杨振江, 马武装. 微功耗仪用放大器 INA122 及其应用 [J]. 电子科技, 1999, 4: 47-48.
- 【51】 Single Supply, microPower INSTRUMENTATION AMPLIFIER of INA122 [K]. BURR-BROWN, 1997.10.
- 【52】 宁敏东. 简易单变双电源电路 [J]. 实验教学与仪器, 1996, 2: 31.

- 【53】曹文. 单电源供电回路中获得正负电源的特殊方法 [J]. 家庭电子, 2005, 22: 11.
- 【54】殷红彩, 葛立峰. 一种多输出直流稳压电源的设计 [J]. 传感器世界, 2006.9, 22-25.
- 【55】王亚, 李鹏, 徐立军. 一种单极性输入双极性输出压控恒流源 [J]. 仪器仪表学报, 2001.6, 22 (3 增刊): 366-369.
- 【56】李剑. 纹波电压是什么意思? [EB/OL]. <http://zhidao.baidu.com/question/10770256.html?si=3>, 2007-11-21.
- 【57】王宇峰. 什么是纹波? [EB/OL]. <http://hi.baidu.com/aliantforever/blog/item/e104d01b05cd2ed4Ad6e7530.html>, 2007-11-22.
- 【58】CMOS Switched-Capacitor Voltage Converter of HT7660 [K]. HOLTEK, 1999.11.
- 【59】付金龙, 朱林剑. 电压/电流转换器 AD694 原理及应用 [J]. 电测与仪表, 2000.11, 37 (419): 50-53.
- 【60】4-20mA Transmitter of AD694 [K]. ANALOG DEVICES.
- 【61】Precision Single Supply Op Amp of LT1006 [K]. LINEAD TECHNOLOGY.
- 【62】孙慧卿, 郭志友. 压力传感器及误差补偿 [J]. 传感器世界, 2002.3, 14-16.
- 【63】林勇. 工业控制用 4~20mA 电流变送器 [J]. 电子元器件应用, 2006.7, 28-30.
- 【64】孙立红, 崔敬花, 石广元. 压力变送器信号调理电路的设计思路 [J]. 辽宁大学学报 (自然科学版), 1999.11, 26 (4): 352-355.
- 【65】胡秀芳, 张艾, 陈岩. 4~20mA 压力变送器的电路设计 [J]. 中国仪器仪表, 2002.5, 17-18.
- 【66】Trofimenkoff F N. Single amplifier resistance bridges with feed-back linearization [J]. IEEE Trans Instrum Meas, 1984, 33: 60~61.
- 【67】Gao Zhenbin, Sun Yicai. Analysis for the origin of nonlinear of the diffusion resistors in integrated circuits [J]. Journal of Hebei University of Technology, 1999, 28: 28~30.