

分类号: TH823

单位代码: 10110

学 号: S1806108



中北大学

North University Of China

硕士学位论文

(专 硕)

高精度多通道应变测量系统研究

硕士研究生 董力纲

指导教师 王红亮

校外导师 陈应兵

学科领域 仪器仪表工程

2021年 06 月 02 日

图书分类号 TH823 密级 非密

UDC 537

硕 士 学 位 论 文

高精度多通道应变测量系统研究

董力纲

校内指导教师（姓名、职称） 王红亮 教授

校外指导教师（姓名、职称） 陈应兵 高级工程师

申请学位级别 工程硕士

学科领域（研究方向） 高速数据采集

论文提交日期 2021 年 6 月 2 日

论文答辩日期 2021 年 5 月 29 日

学位授予日期 年 月 日

论文评阅人 袁仲云 董和磊

答辩委员会主席 靳宝全

2021 年 6 月 2 日

原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在指导教师的指导下，独立进行研究所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含其他个人或集体已经发表或撰写过的科研成果。对本文的研究作出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本声明的法律责任由本人承担。

论文作者签名： 董力纲 日期： 20210602

关于学位论文使用权的说明

本人完全了解中北大学有关保管、使用学位论文的规定，其中包括：①学校有权保管、并向有关部门送交学位论文的原件与复印件；②学校可以采用影印、缩印或其它复制手段复制并保存学位论文；③学校可允许学位论文被查阅或借阅；④学校可以学术交流为目的，复制赠送和交换学位论文；⑤学校可以公布学位论文的全部或部分内容（保密学位论文在解密后遵守此规定）。

签 名： 董力纲 日期： 20210602

导师签名： 张光 日期： 20210602

高精度多通道应变测量系统研究

摘要

应变测量系统是一种可以测量物体变形大小的数据采集系统，被广泛应用于飞机结构强度测试、弹箭结构健康监测、车辆结构强度试验、船舶结构健康评估、钢轨健康状况监测等领域。由于被测物体通常对应变十分敏感，超过规定的形变时，会造成重大的事故，所以提高应变测量精度是本论文的关键研究方向。本文针对基于电阻应变片的应变测量系统开展分析研究，进行了理论分析和电路设计，为应变测量领域提供了思路和参考，具有重要的研究意义和实用价值。本文主要研究内容如下：

(1) 研究了电阻应变片的基本原理，推导了惠斯通电桥的相关公式，针对应变测量系统的各项参数和性能，提出了基于模拟开关的大电阻自标定方案，通过高精度 DAC 控制仪表运放参考电压的方法，设计了自平衡方案；采用 DAC 产生高精度电压模拟源的思路，设计了系统自校准方案。此外，根据应变测量的实际要求，提出了桥路匹配、信号处理、桥路激励等方案，研究了影响测量精度的相关因素，并提出了相应解决办法。

(2) 对应变测量系统的关键技术进行了深入的研究和分析，首先使用仿真软件 Tina-TI 和 PSpice 对自标定、自平衡、自校准、信号处理、桥路激励等电路进行建模，然后进行了交直流传输特性的仿真分析，最后对所设计电路进行了参数计算和推导。利用仿真和计算相结合的研究方式验证了电路的可行性。

(3) 搭建了应变测量系统的测试平台，制定了测试方案。首先对应变测量系统的传输线路补偿能力、自标定、自平衡、自校准等功能进行了测试，然后针对应变测量精度和电压测量精度进行了详细的测定，最后对测试结果进行了整理和分析。测试结果表明，本文设计的高精度多通道应变测量系统各项功能正常，达到了预期指标，具有工程实用价值。

关键词：应变测量，电阻应变片，桥路激励，自标定，自平衡，自校准

Research on High-precision Multi-channel Strain Measurement System

Abstract

Strain measurement system is a data acquisition system that can measure the deformation of objects. It is widely used in the fields of aircraft structural strength testing, projectile structural health monitoring, vehicle structural strength testing, ship structural health assessment, and rail health monitoring. Since the measured object is usually very sensitive to strain, and when the deformation exceeds the specified deformation, it will cause a major accident, so improving the strain measurement accuracy is the key research direction of this paper. This paper carries out analysis and research on the strain measurement system based on resistance strain gauges, carries out theoretical analysis and circuit design, provides ideas and references for the field of strain measurement, and has important research significance and practical value. The main research contents of this paper are as follows:

(1) The basic principles of resistance strain gauges are studied, the relevant formulas of Wheatstone bridges are derived, and the large resistance self-calibration scheme based on analog switches is proposed for the parameters and performance of the strain measurement system, which is controlled by high-precision DAC. A self-balancing scheme is designed for the reference voltage control method of the operational amplifier of the instrument; a system self-calibration scheme is designed using the DAC to generate a high-precision voltage analog source. In addition, according to the actual requirements of strain measurement, solutions such as bridge matching, signal processing, and bridge excitation are proposed, and related factors affecting measurement accuracy are studied, and corresponding solutions are proposed.

(2) Research and analysis on the key technology of the strain measurement system are deeply studied. First, use simulation software Tina-TI and PSpice to model the resistance self-calibration, self-balance, system self-calibration, signal processing, bridge excitation and other circuits, and then the simulation analysis of AC and DC transmission characteristics is carried

out, and finally the parameters of the designed circuit are calculated and deduced. The feasibility of the circuit is verified by the method of combining simulation and calculation.

(3) A test platform for the strain measurement system is built, and a test plan is developed. First, the transmission line compensation capability, resistance self-calibration, self-balance, system self-calibration and other functions of the corresponding strain measurement system are tested. Then, the strain measurement accuracy and voltage measurement accuracy are measured in detail, and finally the test results are sorted and analyzed. The test results show that the functions of the high-precision multi-channel strain measurement system designed in this paper are normal, reach the expected indicators, and have engineering practical value.

Keywords: Strain measurement, Resistance strain gauge, Bridge excitation, Resistance self-calibration, Self-balance, System self-calibration

目 录

1. 绪论	
1.1 选题背景及意义	2
1.2 国内外研究现状	5
1.2.1 国外研究现状	5
1.2.2 国内研究现状	6
1.3 本文研究内容	8
2. 应变测量系统的基本原理	
2.1 应变基本理论	10
2.2 电阻式应变片的相关介绍	11
2.2.1 应变片的工作原理	11
2.2.2 应变片的结构与种类	13
2.2.3 应变片的选型	14
2.3 惠斯通电桥相关理论	15
2.3.1 惠斯通电桥测量原理	15
2.3.2 电阻应变花测量原理	17
2.4 应变测量精度影响分析	20
2.4.1 温度漂移影响的分析与研究	20
2.4.2 应变电桥平衡影响的分析与研究	23
2.4.3 应变电桥标定影响的分析与研究	24
2.4.4 应变电桥匹配影响的分析与研究	25
2.4.5 桥路激励影响的分析与研究	26
2.5 本章小结	27
3. 应变测量系统方案设计	
3.1 应变测量系统总体硬件方案	28
3.2 应变测量系统硬件电路方案设计	29

3.2.1	桥路变换电路方案设计	30
3.2.2	信号放大电路方案设计	33
3.2.3	信号滤波电路方案设计	34
3.2.4	信号采集电路方案设计	36
3.2.5	电桥自平衡电路方案设计	39
3.2.6	系统自校准电路方案设计	41
3.2.7	系统温度补偿电路方案设计	42
3.2.8	电桥激励电路方案设计	43
3.2.9	系统电源电路方案设计	44
3.2.10	系统硬件电路总体电气方案	45
3.3	应变测量系统软件方案设计	47
3.3.1	单片机程序方案设计	47
3.3.2	FPGA 程序方案设计	48
3.4	本章小结	50
4.	应变测量系统关键技术研究	
4.1	高精度信号处理电路设计	52
4.1.1	放大电路器件选型与优化分析	52
4.1.2	放大电路仿真与分析	54
4.1.3	滤波电路器件选型	57
4.1.4	滤波电路仿真与分析	58
4.2	高精度信号采集电路设计	60
4.2.1	高精度信号采集电路器件选型	61
4.2.2	高精度信号采集电路仿真与分析	63
4.3	桥路变换电路设计	66
4.4	自平衡电路设计	67
4.4.1	自平衡电路器件选型与优化分析	67
4.4.2	自平衡电路仿真与分析	69

4.5 自校准电路设计	70
4.5.1 自校准电路器件选型与优化分析	70
4.5.2 自校准电路仿真与分析	71
4.6 桥路激励电路设计	72
4.6.1 桥路激励电路的器件选型与优化分析	72
4.6.2 桥路激励电路仿真分析	73
4.7 多通道管理电路设计	76
4.7.1 ADC 菊花链式数据管理电路	76
4.7.2 控制信号集中管理电路设计	77
4.8 应变测量系统电源设计	79
4.9 本章小结	80
5. 系统测试与分析	
5.1 应变测量系统测试平台搭建	82
5.2 应变测量系统测试方案	82
5.2.1 桥路激励电路的参数测定方案	83
5.2.2 自校准、电压测量精度测定方案	84
5.2.3 自标定、自平衡、测量精度测定方案	85
5.3 应变测量系统测试与分析	86
5.3.1 桥路激励电路测试结果整理及分析	86
5.3.2 自校准、电压测量精度测试结果整理及分析	88
5.3.1 自标定、自平衡、测量精度测试结果整理及分析	90
5.4 本章小结	92
6. 总结与展望	
6.1 论文总结	94
6.2 工作展望	94

参考文献

攻读硕士学位期间发表的论文及所取得的研究成果

致 谢

1. 绪论

1.1 选题背景及意义

当物体在受到外力的作用时，其内部都会产生一个与外力相当的反作用力来对抗外力。这个力称为应力。应力会导致物体发生形变。当物体受到不均匀温度作用时，不同部位膨胀程度不同，也会使物体发生形变。在物体外部作用力和不均匀的温度场等条件作用下，物体局部的相对变形即为应变^[1]。

物体产生形变后，会破坏物体原有的机械性能，当机械性能因为物体变形而衰减到一定程度时，会导致机械结构失效，给生产、生活带来毁灭性的灾难。因此，在各种机械设备研发的过程中，要对设备进行应变分析，防止设备在实际使用的过程中因发生机械性能失效而造成严重后果。工程上一般使用两种方法对构件进行应变分析，一种为理论分析结合仿真结果，另一种是实验测得构件应变。理论分析和仿真一般情况下只能模拟单一构件应用场景，具有特殊性和局限性。实际中，某些结构比较复杂，工作环境多种多样，甚至工作环境十分恶劣，此时理论分析和仿真不足以满足工程问题的解决^[2]，只能通过实验的方法实际测量出构件应变才能判定构件是否达到设计指标。应变测量是一种常见的实验研究方法，也是分析实际工程结构问题的一个手段^[3]。

当今应变测量的方法众多，每种测量方法都有各自的优缺点。表 1-1 罗列出了应变测量方法及分类。

表 1-1 应变测量方法及分类

Table 1-1 Strain measurement method and classification

名称	分类	测量原理
应变电阻法	电磁	应变-电阻
电容式应变计	电磁	应变-电容
涡流式应变计	电磁	电磁感应
云纹法、散斑法、全息法、焦散射法	光学波动	光干涉
镀铜法	涂层介质	涂层腐蚀疲劳
声弹性测应力法	超声波	声弹性效应

应变电阻法的原理是金属丝变形后，金属丝的电阻也会随之发生改变，通过测量金属丝电阻的变化，即可获得被测构件的应变值。

电容式应变计是将两个极板组成电容，然后通过机械放大结构获取被测构件应变并将放大后的应变传递给应变极板，控制两个极板之间的距离，进而改变两极板之间的电容，通过测量电容的变化量获取被测构件的应变值。

涡流式应变计与电容式应变计结构相同，不同的是将电容替换为通有交变电流的导体，交变电流在导体内产生涡流，当被测构件发生应变时，机械放大机构将应变传递给金属块，金属块与导体之间的距离发生改变，导体内的涡流强弱发生变化，通过测量涡流的强度，获得被测构件的应变值。

云纹法、散斑法、全息法、焦散射法都是使用光的特性进行测量。镀铜法是通过测量镀层厚度来确定应变值。声弹性法是利用超声波的特点进行应变测量。

目前应用最多的测量方法是使用应变电阻测量法。应变电阻测量法的优点有：

- (1) 应变测量范围较大。普遍的应变测试系统的量程均可达到 $20000\mu\epsilon$ ^[4]；
- (2) 响应带宽高。负责机械-电信号转换的传感器材料为金属合金，其制作工艺已经完全成熟，可以做到高带宽，一般的电阻应变片可以测量 0Hz 至 500kHz 的应变信号；
- (3) 灵敏度和精度较高。通过不断提升电阻应变片的制作工艺与新型材料的应用，其测量的灵敏度和精度都在日益增长；
- (4) 应用范围较广泛。由于在测试过程中使用了电桥作为输出信号，可以扩展至其他类型的传感器，用于测量不同种类的物理量；
- (5) 应变片易于使用。从应变片的构成就可以看出，其使用的材料都是轻便材料，且目前应变片的加工工艺已经可以将敏感栅栅长做到 0.1mm ^[5]，减小了应变片的尺寸和重量，易于安装与携带；
- (6) 抗干扰性强。由于电阻应变片采用的是性质较为稳定的金属材料，主要测量部分被基底和覆膜包裹，所以其能够在较为恶劣的环境下对物体进行应变测量，例如高温环境、高压情况、高转速场景、强辐射条件下等；

应变电阻测量的缺点：

- (1) 由应变片的测量原理可知，电阻应变片无法安装在被测构件内部，只能使用粘剂将电阻应变片粘附在被测构件表面，故其无法测量构件的内部应力；

(2) 应变片所测得的应变范围与应变片的敏感栅所覆盖面积基本一致，故在使用单只应变片测量构件应变具有局限性，所测得的应变信号不具有全局应力特点^[6]。

(3) 应变片粘贴过程比较复杂，需要的人工成本较高，无法机械化粘贴，耗时耗力，并且对粘贴人员的专业素质要求较高^[7]。

伴随着国家航空科技的快速发展，各型号高性能的国产飞机（例如歼 31 战斗机、歼 20 战斗机、民航客机 C919 等）的不断推出。飞机设计研制过程中必须考虑且要进行测量的一项重要数据参数是飞机结构强度。在飞机结构强度测试过程中，采用的测试方法包括全机身静力测试、疲劳测试、冲击测试和风洞测试等^[8]。无论哪种方法，都需要在飞机表面和关键部件上进行上千个点的应变测试。

随着大型船舶修造技术的发展，大型船舶的需求量不断增加，其数量也随之增加。如何评估大型船舶的结构健康状况和安全性已成为普遍关注和研究的焦点。目前通常采用的方法是，在船舶结构的关键部位布设应变传感器，通过信号采集设备来监测结构的应力应变状态及载荷响应，以评估船舶结构的健康状态^[9]。

通过以上分析可以发现，应变信号采集系统作为应变测试系统的重要组成部分，在飞机结构强度测试、船舶结构健康等相关领域中均有着广泛的应用需求。目前，在这些应变测试领域中，通常采用如图 1-1 所示的测试架构，这种测试系统连线复杂、操作繁琐、排故困难、体积大、重量重、便携性差，能够支持的采集通道较少、采集精度较低，且无法根据实际测试需要灵活拓展采集通道数、配置采集参数，不利于试验测试的顺利开展，增加了试验周期和成本，降低了试验效率。如果购买国外进口设备，存在军事采购限制、采购周期长、价格昂贵、英文界面使用不方便、维修困难等相关问题。



图 1-1 现有应变测试架构

Figure 1-1 Existing strain test architecture

因此，迫切需要扭转这种被动局面，改变这种测试手段。研制一体化高精度、多通道的应变信号采集系统，能够有效解决现有应变测试系统存在的种种问题和不便。其不仅能够有效提升我国武器装备的测试与维护保障水平，还有助于打破国外技术垄断，大大提升我国武器装备、大型机械设备和工程结构的应变测试技术水平和国际竞争力。

1.2 国内外研究现状

1.2.1 国外研究现状

1856年，W.Thomson 在实验过程中发现了惠斯通电桥（Sir Charles Wheatstone）可以精确地测量出某一个桥臂电阻的微小变化，惠斯通电桥目前已经应用在多种测量电路中^[10]。1938年，E.Simmons 与 A.Ruge 设计并制作了第一款纸基丝式电阻应变计^[11]。1943年，Hathway 在实验中使用载波调幅技术，设计出了电阻应变仪。在随后的几十年之内，电阻应变测量仪被广泛的应用于行业内，随后也陆续地发明了多种型号的应变仪。1946年，Redshow 根据应变仪的特点，将应变仪归纳为四类：静态单点、静态多点、动态单通道及动态多通道^[3]。1952年，英国的 P.Jackson 发明了第一款箔式电阻应变传感器。随着基础科学的不断发展，半导体应变计也逐渐地被设计了出来^[12]。

国外对于应变测量系统的研究发展较早，目前高端应变测量系统均为国外生产，例如日本东京测器、日本共和、美国 NEFF、美国 AEROFLEX、美国 VTI 等。美国 VTI 公司（Vibration Testing Instrument Inc.）是一家专业的振动测试仪器公司，专门从事相关传感器、信号调理器、数据采集系统、数据标定设备、数据存储设备等的研发和制造。VTI 公司研制的 EX1629 应变信号测试仪如图 1-2 所示。单台 EX1629 应变信号测试仪最多能够支持 48 通道桥式传感器的信号放大、滤波、采集、传输、处理和分析等功能^[13]。



图 1-2 VTI 公司研制的 EX1629 应变信号测试仪

Figure 1-2 EX1629 strain signal tester developed by VTI

EX1629 应变信号测试仪具有桥路匹配、桥路激励、参数配置、触发控制、信号校

准等功能，具有灵活的可伸缩性和扩展性，EX1629 以 48 通道为基本单元，可以将多个 EX1629 整合成一套更大规模的测试系统，最多可扩展至 10000 通道的分布式数据采集系统，如图 1-3 所示。

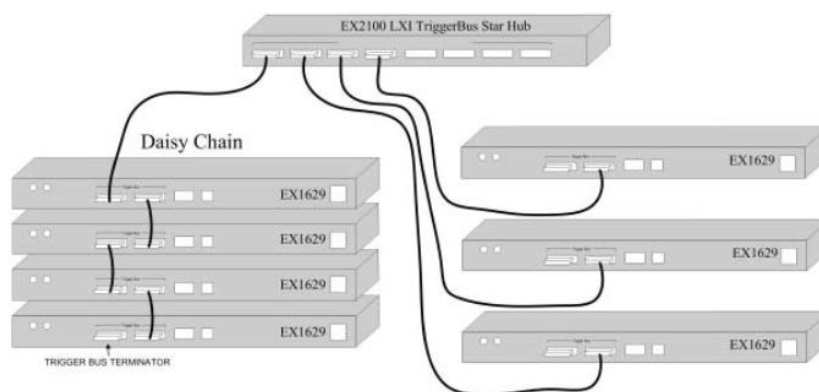


图 1-3 由 VTI EX1629 组成的分布式数据采集系统

Figure 1-3 Distributed data acquisition system composed of VTI EX1629

美国 VTI 公司的 EX1629 应变信号测试仪已广泛应用于飞机、火箭、卫星等大型机械产品的高性能地面静力试验、疲劳试验和风洞测试中，其有效简化了应变和疲劳测试的步骤，提高了试验效率，并降低了试验成本^[14]。

从国外发展形势来看，标准化、智能化、集成化是多通道应变信号采集系统的发展趋势，相关测试设备正朝着多功能、高精度、低功耗、多模块、可编程、能扩展等方向发展。

1.2.2 国内研究现状

国内应变测量系统发展较晚，相较于国外的相关仪器还是有一定的差距。国内研制应变信号采集和存储设备的仪器公司相对较少，能够检索到的相关公司主要包括北京一洋应振测试技术有限公司、江苏东华测试技术股份有限公司^[15]、秦皇岛市北戴河兰德科技有限责任公司、秦皇岛市信恒电子科技有限公司(原北戴河电子仪器厂)、山东华云机电科技有限公司等。

具有代表性的产品主要包括北京一洋应振测试技术有限公司研制的 8 通道 YSV8008S 静动态应变仪如图 1-4 所示、江苏东华测试技术股份有限公司研制的 DH3818Y 24 通道静态应力应变测试分析系统如图 1-5 所示、北戴河兰德科技有限责任公司研制的 16 通道程控动态应变仪如图 1-6 所示。



图 1-4 北京一洋研制的静动态应变仪

Figure 1-4 Static and dynamic strain gauge developed by Beijing Yiyang



图 1-5 江苏东华研制的静态应力应变测试分析系统

Figure 1-5 The static stress and strain test and analysis system developed by Jiangsu Donghua



图 1-6 兰德科技研制的程控动态应变仪

Figure 1-6 Program-controlled dynamic strain gauge developed by RAND Technology

这些应变测试仪均采用 24 位 ADC 来提高测试精度，均支持全桥、半桥、1/4 桥测试模式，均采用以太网接口或 USB 接口进行数据传输，并能够进行扩展，支持分布式或者级联测试功能。不过，目前这些仪器支持的输入通道数相对较少，最高采样率较低，

通用性和灵活性有待进一步提高。

表 1-2 国内外应变测量仪主要技术参数对比。国内应变测量系统以 YSV8008S 为例，国外应变测量系统以 EX1629 为例。

表 1-2 国内外应变测量系统主要技术参数对比

Table 1-2 Comparison of main technical parameters of strain measurement systems at home and abroad

型号	YSV8008S	EX1629
通道数量	8	48
应变测量范围($\mu\epsilon$)	$\pm 50000\mu\epsilon$	$-63829\mu\epsilon \sim +56603\mu\epsilon$
测量误差	0.3%FS	0.12%FS
最高采样率(Hz)	8k	25k
桥路激励范围(V)	2.5V、5V、10V	-8V \sim 0V,0V \sim +8V,连续可调
支持桥路型号	1/4 桥、半桥、全桥	1/4 桥、半桥、全桥
测量方式	并行	并行
支持应变测量电阻	120 Ω 、350 Ω 、1000 Ω	120 Ω 、350 Ω 、用户自定义
传感器接入端子	Wago 压接端子	RJ45

从国内发展形势来看，设计标准化、功能模块化、控制智能化、系统集成化是应变信号采集系统的主要发展趋势，其发展的实质主要体现在支持的通道数、采样率、测试精度、传输速率等方面的不断提高和改进。随着微电子技术、测试技术和系统集成技术等的不不断发展和日益成熟，在国内，应变信号采集系统基本上也是朝着多通道、多功能、高精度、高速率、低功耗、多模式、可程控、能扩展等方向进行发展和升级提高。

1.3 本文研究内容

本论文对国内外基于电阻式应变片的应变测量系统的研究现状和发展趋势进行了详细的分析和总结，结合国内对应变测量系统的具体需求和相关技术指标，针对测量精度高、通道数量多、功能齐全等特点的应变测量系统，重点研究了高精度信号调理电路和完备的桥路匹配电路。根据电路特点，使用菊花链的连接方式扩展了通道数量。除此以外，还对应变测量系统的影响测量精度的因素进行了分析与研究，提出了解决方案。针对本论文设计的应变测量系统设计了测试方案，用于验证系统的指标与功能。本论文各章节内容安排如下：

第一章：绪论。绪论中首先提出了基于电阻应变片的应变测量系统的使用背景，针

对应用背景，总结了应变测量系统在相关领域的重要意义。调研了国内外相关产品的研究现状，分析了应变测量系统的发展趋势。介绍了本论文的主要研究内容。

第二章：应变测量系统的基本原理。本章节在理论上分析了电阻应变片的工作原理，阐述了电阻应变片的一般结构和分类。对由电阻式应变片组成的惠斯通电桥进行了理论分析、相关公式的推导。探究了影响测量精度的因素，并提出相应的解决办法。

第三章：应变测量系统方案设计。本章首先提出了应变测量系统的整体硬件方案，然后针对整体硬件方案中的应变电桥平衡、标定、匹配、信号处理、系统校准、温度补偿、系统电源等模块进行细致的研究和讨论，最后提出了单片机程序方案和 FPGA 程序方案。

第四章：应变测量系统关键技术研究。本章在第三章应变测量系统方案的基础上，重点设计了各个方案的具体电路。通过理论计算和软件仿真相结合的研究方式，对电路进行了功能的验证和性能的分析。

第五章：系统测试与分析。本章首先搭建了针对本论文设计的应变测量系统的测试环境，然后提出用于验证功能和性能的测试方案，最后对测量到的相关数据进行了整理和分析。

第六章：总结与展望。本章节对论文整体的工作进行了总结，提出了了本论文的不足，并展望了下一步的研究重点。

2. 应变测量系统的基本原理

本论文研究的应变测量系统将电阻式应变片作为传感器，分析电阻式应变片的工作原理及其测量方式有助于提高应变测量系统的性能参数，减少设计误区。本章节重点阐述了电阻应变片的基本原理以及相关公式的推导，对由电阻式应变片组成的应变测量电桥-惠斯通电桥进行了理论上的研究。此外，本章还重点讨论了在应变测量过重中，哪些因素会影响测量精度。

2.1 应变基本理论

假设将一个圆柱体的一端固定，在圆柱体的另一端施加一个外力，大小为 $F(N)$ ，在圆柱体内部会产生一个与这个施加的外力大小相等，方向相反的作用力来维持原来的形状。假设此圆柱体的横截面积为 $S(m^2)$ ，则应力的表达式为^[16]

$$\sigma = \frac{F}{S} \quad (2-1)$$

应变是物体在外力的作用下会被压缩或者拉伸而产生的形变。应变是一种没有量纲的物理量。物体的形变有两种，一种为弹性形变，另一种为塑性形变。弹性形变是指物体受到外力的作用后发生一定的形变，当外力撤走后，物体仍可以恢复到原来的形状。塑性形变是指物体受到外力的作用后发生一定的变形，当外力撤走后，物体无法自行恢复到原来的形状。在工程实际中，一般只对发生弹性变形的物体进行应变测量，而物体的伸长比例和压缩比例通常很小，所以人们在应变(ϵ)的基础上，使用微应变($\mu\epsilon$)来作为常用的描述变形程度的物理量。应变与微应变之间的关系为式(2-2)：

$$\epsilon = \mu\epsilon \times 10^6 \quad (2-2)$$

假设一物体在施加外力之前的长度为 l ，在其长度方向上施加一个外力 F 后，该物体的长度变为 l_1 ，则此物体的伸缩量 Δl 为：

$$\Delta l = l - l_1 \quad (2-3)$$

那么应变 ϵ 为：

$$\epsilon = \frac{\Delta l}{l} = \frac{l - l_1}{l} \quad (2-4)$$

在物体产生弹性形变时，应力与应变符合胡克定律，胡克定律的定义式为：

$$\sigma = E\varepsilon \quad (2-5)$$

式中 E 为弹性模量，弹性模量是物体的材料所决定的，是物体的固有属性。在实际工程中，由于测量环境的复杂性和构件形状的复杂性而导致无法测量到构件的应力，但是在式(2-5)中我们可以发现，只要我们测得构件的应变，然后查阅构件的弹性模量后，就可以通过胡克定律计算得到构件的应力。

应变分为压缩和拉伸。在实际工程测量中，人们通常使用正负号来区分拉伸或者压缩。一般情况下，拉伸称之为正应变，使用“+”来表示，压缩称之为负应变，使用“-”号来表示。

2.2 电阻式应变片的相关介绍

测量物体应变的传感器多种多样，电阻应变片因其制造工艺简单、成本低廉、方便检测等原因被广泛应用于实际工程测量中^[17]。分析其工作原理和相关参数对应变测量具有重要意义。

2.2.1 应变片的工作原理

随着人们对基础学科的研究不断深入，科学家发现导体或者半导体材料在力的作用下发生机械变形时，材料本身的电阻会发生改变，这种电阻值随变形发生而变化的现象称为电阻应变效应，基于此效应，人们设计出了电阻应变片^[18]。

电阻应变片是一种将金属丝蚀刻在一种可变形的基底上的测量变形程度的传感器。使用时，将电阻应变片使用专用的粘结剂粘结在被测构件表面上，当被测构件发生变形时，电阻应变片会跟随构件发生变形，从而改变电阻应变片上的金属丝的形状，金属丝电阻发生改变^[19]。

金属的电阻是由金属材料本身的电阻率 ρ 、金属长度 L、和金属物体的横截面积 S 所决定的。金属的电阻定律可由式(2-6)表示

$$R = \rho \frac{L}{S} \quad (2-6)$$

当电阻应变片上的金属丝发生应变时，金属丝的 R、L、S、 ρ 均有不同程度的变化，但是经过多次实验测定，发现这几种物理量的变化程度非常小。为了推算电阻的应变效应的公式，将式(2-6)使用微分的形式来表示：

$$dR = d\rho \frac{L}{S} + dL \frac{\rho}{S} - dS \frac{\rho L}{S^2} \quad (2-7)$$

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dL}{L} - \frac{dS}{S} \quad (2-8)$$

设金属丝的横截面是圆形，且直径为 D ，那么金属丝的横截面积为：

$$S = \frac{1}{4} \pi D^2 \quad (2-9)$$

则有如下计算：

$$dS = \frac{\pi}{2} D dD \quad (2-10)$$

$$\frac{dS}{S} = 2 \frac{dD}{D} \quad (2-11)$$

$$\frac{dD}{D} = \varepsilon_y \quad (2-12)$$

$$\frac{dL}{L} = \varepsilon_x \quad (2-13)$$

对于一般的电阻应变片，在发生形变时，都是受到的单向应力状态，则有：

$$\varepsilon_y = -u \varepsilon_x \quad (2-14)$$

$$\frac{dD}{D} = -u \frac{dL}{L} \quad (2-15)$$

将以上公式带入式(2-8)可得：

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dL}{L} - 2 \frac{dD}{D} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dL}{L} + 2u \frac{dL}{L} = \frac{dL}{L} \left[(1+2u) + \frac{\frac{d\rho}{\rho}}{\frac{dL}{L}} \right] \quad (2-16)$$

令 $K_0 = (1+2u) + \frac{d\rho/\rho}{dL/L}$ ，则有如下式子

$$\frac{\Delta R}{R} = K_0 \varepsilon \quad (2-17)$$

式中

R 表示长为 L 的金属丝材料的初始电阻

ΔR 表示金属丝变形后的电阻变化量

K_0 表示每单位应变所造成的相对电阻变化。即金属丝电阻变化率对应的灵敏度，简称为灵敏系数。

式(2-17)即为金属丝的电阻应变效应公式。

2.2.2 应变片的结构与种类

电阻应变片由敏感栅、基底和覆盖层等组成，图 2-1 为电阻应变片的典型结构。基底用于粘贴敏感栅，其可以有效防止敏感栅的形状、尺寸、位置等的改变。工作时，将敏感栅粘贴在被测构件表面。除了基底外，在敏感栅的最上层，还有覆盖层用于保护敏感栅，使其免于受到外界灰尘或者湿度等因素影响。基底与覆盖层共同保护敏感栅^[20]。引线焊接点用于焊接导线，使敏感栅与信号调理电路连接起来。中心点标记用于指示敏感栅的中点，在粘贴敏感栅的时候方便工作人员找准位置。

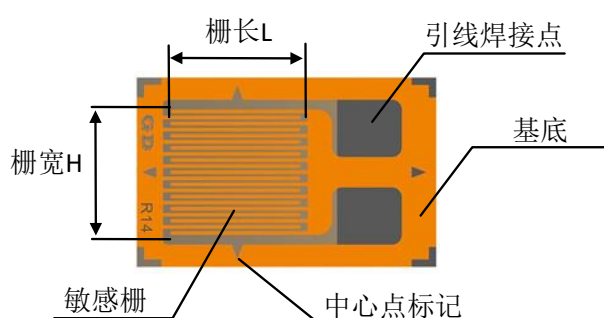


图 2-1 电阻应变片典型结构

Figure 2-1 Typical structure of resistance strain gauge

目前工程中实际应用的电阻应变片的种类大致分丝绕式应变片、短接式应变片、箔式应变片、半导体应变片和应变花等^[21]。

表 2-1 分别列出了以上几种类型的应变片的优缺点。

表 2-1 不同类型应变片的优缺点

Table 2-1 Advantages and disadvantages of different types of strain gauges

类型	优点	缺点
丝绕式应变片	价格便宜、易于安装	耐湿性差、横向效应系数大
短接式应变片	横向效应系数小	疲劳寿命短
箔式应变片	散热好、横向效应系数小、便于批量生产	价格较贵
半导体应变片	灵敏系数大、横向效应小、机械滞后小	应用范围窄、灵敏度系数受温度影响较大
应变花	可测量多轴应变	价格较贵

2.2.3 应变片的选型

应变片的选型影响着应变测量的准确性，一款合适的应变片不仅可以达到预期的测量目的，更能够减少应变测量中的工作量。在应变片选型的过程中，要根据测量目的、被测构件的材料和其应力状态及其所需要的测量精度来选择应变片。

对于应变片结构的选取，应该先分析出被测构件受到的应力是几维力，一维力用单轴应变片，二维力用直角应变花。在无法理论分析受力的情况下使用应变花。

对于应变片尺寸的选取，首先要确定被测构件应变区域，选取的应变片的尺寸要将应变区域全部覆，但尺寸不可过大。如果测量的是动态应变，还应考虑应变片的敏感栅长度，一般情况下，敏感栅越长，可以测量的应变频率越低。表 2-2 为各种栅长应变片的最高工作频率。

表 2-2 各种栅长应变片的最高工作频率^[22]

Table 2-2 Maximum operating frequency of various grid length strain gauges

应变栅长(mm)	可测得频率(kHz)
1	250
2	125
5	50
10	25
20	12.5
25	10
50	5

表中的数据获取环境为：被测构件材质为钢材，在被测构件上施加正弦波信号。

对于应变片阻值的选择，遵循的原则是在不考虑成本的情况下尽可能大。在应变片激励电压一定的情况下，大电阻应变片流过的电流更小，其自身产生的热量更少，可以减小因发热而引起的测量偏差。

所有的传感器都要考虑其应用场景的温度，温度过高不仅会导致应变片测量误差增加，甚至会直接损坏应变片，因此，应该根据测量环境的温度选择适应此温度范围的应变片。

2.3 惠斯通电桥相关理论

惠斯通电桥因其使用方便，测量精度高等优点，被广泛使用的一种测量方法和手段。电桥按照输出形式的不同可分为电压输出型、电流输出型、功率输出型。在这几种类型中，电压型使用最为普遍。

2.3.1 惠斯通电桥测量原理

本论文采用电压直流型惠斯通电桥作为研究对象。其基本原理如图 2-2 所示

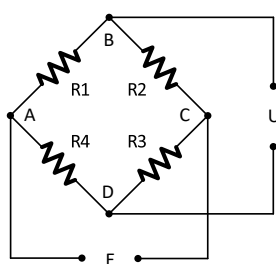


图 2-2 惠斯通电桥基本组成

Figure 2-2 Basic composition of Wheatstone bridge

惠斯通电桥由四个电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 首尾相接组成，相邻两个电阻之间的连接节点分别为 A、B、C、D。如果在 A、C 两个结点上施加直流电压源，电压为 $E(V)$ ，那么通过测量 B、C 两个结点之间的电压 $U(V)$ ，就可以知晓当前电桥的平衡状态^[23]。

在实际应用中，一些传感器很难做到全桥四个电阻都产生变化，那么惠斯通电桥就可以分为四种类型进行讨论。四种类型分别为：单桥、临边半桥、对边半桥、全桥。四种类型的惠斯通电桥的组成如图 2-3 所示。

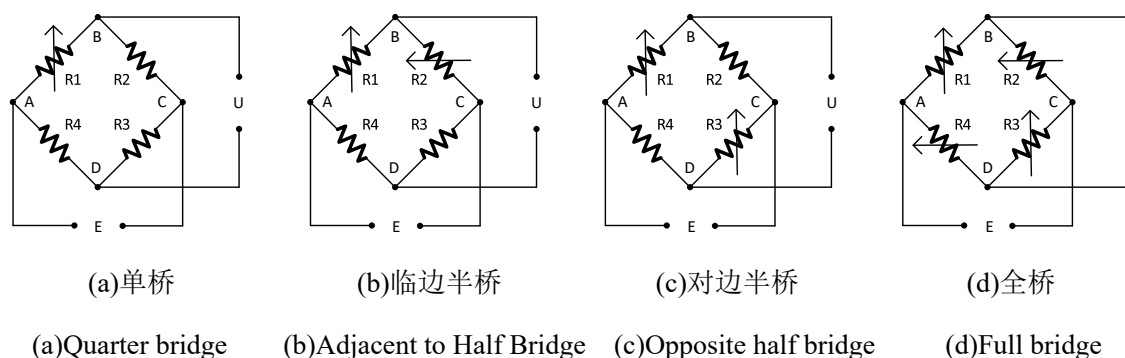


图 2-3 惠斯通电桥四种类型

Figure 2-3 Four types of Wheatstone bridge

在图 2-3(a)中, 单桥臂 R_1 作为可变电阻。根据电阻分压原理, 可知桥输出电压 U 为:

$$U = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_4 + R_3} \right) E \quad (2-18)$$

当 $R_1=R_2=R_3=R_4$ 或者 $R_1 \times R_3 = R_2 \times R_4$ 时, 电桥输出 $U=0V$, 此时称为电桥平衡状态。当 R_1 的电阻值发生了大小为 ΔR_1 的变化时, 根据式(2-18)可列出:

$$U = \left(\frac{R_1 + \Delta R_1}{R_1 + \Delta R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_4 + R_3} \right) E = \frac{\frac{\Delta R_1}{R_1} \times \frac{R_3}{R_4}}{\left(1 + \frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right)} E \quad (2-19)$$

为了方便计算, 设桥臂比 $n = \frac{R_2}{R_1}$, 通常, $\Delta R_1 \ll R_1$, 所以式(2-19)有如下推导:

$$U \approx E \frac{n}{(1+n)^2} \times \frac{\Delta R_1}{R_1} = U' \quad (2-20)$$

设 S_V 为电桥的灵敏度, 则有:

$$S_V = \frac{U}{\Delta R_1 / R_1} \approx E \frac{n}{(1+n)^2} \quad (2-21)$$

从式(2-21)可以得知, 应变片惠斯通电桥的灵敏度与桥供电 E 成正比, 是桥臂比 n 的函数。

此时 S_V 对 n 求导可得:

$$\frac{\partial S_V}{\partial n} = 0 \rightarrow \frac{1-n^2}{(1+n)^4} = 0 \quad (2-22)$$

由式(2-21)可以得出, 当 $n=1$ 时, 电桥灵敏度 S_V 最大。综合以上各式有如下化简:

$$U = \frac{1}{4} \frac{\Delta R_1}{R_1} E \frac{1}{1 + \frac{1}{2} \times \frac{\Delta R_1}{R_1}} \quad (2-23)$$

$$U' = \frac{1}{4} E \frac{\Delta R_1}{R_1} \quad (2-24)$$

$$S_V = \frac{1}{4} E \quad (2-25)$$

通过以上公式可知单桥臂的应变惠斯通电桥的计算公式为:

$$U = \frac{1}{4} E \frac{\Delta R}{R} \quad (2-26)$$

将式(2-17)代入式(2-26)中, 有:

$$U = \frac{1}{4} E K_0 \varepsilon \quad (2-27)$$

整理后可以得到应变电桥受到的应变与电桥的输出与之间的关系:

$$\varepsilon = \frac{4U}{EK_0} \quad (2-28)$$

将式(2-28)推广至图 2-3 中的(b)、(c)、(d)中，则半桥临边、半桥对边、全桥的应变计算公式分别表示为：

$$U = \frac{1}{4}E \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} \right) \rightarrow \varepsilon_1 - \varepsilon_2 = \frac{4U}{EK_0} \quad (2-29)$$

$$U = \frac{1}{4}E \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{\Delta R_3}{R_3} \right) \rightarrow \varepsilon_1 + \varepsilon_3 = \frac{4U}{EK_0} \quad (2-30)$$

$$U = \frac{1}{4}E \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R_4}{R_4} \right) \rightarrow \varepsilon_1 - \varepsilon_2 + \varepsilon_3 - \varepsilon_4 = \frac{4U}{EK_0} \quad (2-31)$$

从式(2-29)到式(2-31)可以看出，应变测量时，如果采用半桥临边的测量方式，那么测得的应变为两臂应变之差；如果采用半桥对边的测量方式，那么测得的应变为两臂应变之和，同理，如果采用全桥的测量方式，那么测得的应变为其中一对臂之和减去另外一个对臂之和。

在半桥测量中，由于两个桥臂参与了测量，所以电桥灵敏度 $S_V = \frac{1}{2}E$ ，全桥测量中，四只桥臂参与了测量，所以电桥灵敏度 $S_V = E$ 。

2.3.2 电阻应变花测量原理

在实际工程测量中，受限于构件结构的复杂性和受力的复杂性等因素影响，初始的应力理论分析并不能很好的分析出应力方向，那么此时就需要使用应变花来测量多个方向的应力^[24-25]，最终将多个应力合成主应力来确定主应力的大小和方向。图 2-4 所示为常见单轴应变片和部分应变花的类型。

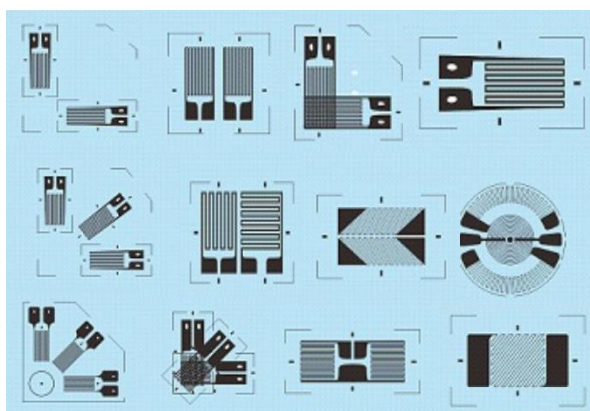


图 2-4 常见单轴应变片与应变花

Figure 2-4 Common uniaxial strain gauges and rosettes

当测量两个方向应力，且应力方向互相垂直，那么就可以选择 90° 应变花来进行测量。设应变系统测得两个方向的应变大小分别为 ε_1 、 ε_2 ，根据式(2-5)可求得主应力分别为

$$\sigma_1 = \frac{E}{1-\mu^2} (\varepsilon_1 + \mu\varepsilon_2) \quad (2-32)$$

$$\sigma_2 = \frac{E}{1-\mu^2} (\varepsilon_2 + \mu\varepsilon_1) \quad (2-33)$$

当需要测量的主应力方向不明确时，需要使用三应变花来进行测量，原理与双应变花相似，是根据三个独立的应变花测得的应变，通过广义胡克定律在正交坐标系中计算得出^[26]。

线应变公式：

$$\varepsilon_\alpha = \frac{\varepsilon_x + \varepsilon_y}{2} + \frac{\varepsilon_x - \varepsilon_y}{2} \cos 2\alpha - \frac{\gamma_{xy} \sin 2\alpha}{2} \quad (2-34)$$

坐标轴偏转角度：

$$\frac{\gamma_\alpha}{2} = \frac{\varepsilon_x + \varepsilon_y}{2} \sin 2\alpha + \frac{\gamma_{xy} \cos 2\alpha}{2} \quad (2-35)$$

主应变大小：

$$\begin{cases} \varepsilon_{\max} = \frac{1}{2} \left[(\varepsilon_x + \varepsilon_y) + \sqrt{(\varepsilon_x - \varepsilon_y)^2 + \gamma_{xy}^2} \right] \\ \varepsilon_{\min} = \frac{1}{2} \left[(\varepsilon_x + \varepsilon_y) - \sqrt{(\varepsilon_x - \varepsilon_y)^2 + \gamma_{xy}^2} \right] \end{cases} \quad (2-36)$$

主应变方向：

$$\operatorname{tg} 2\alpha = \frac{-\gamma_{xy}}{\varepsilon_x - \varepsilon_y} \quad (2-37)$$

式中， ε_x 、 ε_y 为线应变， γ_{xy} 为切应变。

实际工程中大多数采用解析法求某一点应变，此时必须要事先得知 ε_x 、 ε_y 、 γ_{xy} 。 ε_x 、 ε_y 可以使用应变测量系统测得，但是 γ_{xy} 无法测得，所以一般情况下，先测出任意三个方向的 α_1 、 α_2 、 α_3 的线应变 ε_{α_1} 、 ε_{α_2} 、 ε_{α_3} ，将线应变代入式(2-34)中，联立各式，有如下方程：

$$\begin{cases} \varepsilon_{\alpha 1} = \frac{\varepsilon_x + \varepsilon_y}{2} + \frac{\varepsilon_x - \varepsilon_y}{2} \cos 2\alpha_1 - \frac{\gamma_{xy} \sin 2\alpha_1}{2} \\ \varepsilon_{\alpha 2} = \frac{\varepsilon_x + \varepsilon_y}{2} + \frac{\varepsilon_x - \varepsilon_y}{2} \cos 2\alpha_2 - \frac{\gamma_{xy} \sin 2\alpha_2}{2} \\ \varepsilon_{\alpha 3} = \frac{\varepsilon_x + \varepsilon_y}{2} + \frac{\varepsilon_x - \varepsilon_y}{2} \cos 2\alpha_3 - \frac{\gamma_{xy} \sin 2\alpha_3}{2} \end{cases} \quad (2-38)$$

由式(2-38)可计算得到 ε_x 、 ε_y 、 γ_{xy} ，然后使用式(2-36)、式(2-37)可以得出单点应变的大小和方向。

由于任意角度的应变花在制造过程中比较困难，所以一般工程应用中使用 45° 应变花和 60° 应变花。图 2-5 所示为 45° 和 60° 应变花结构。

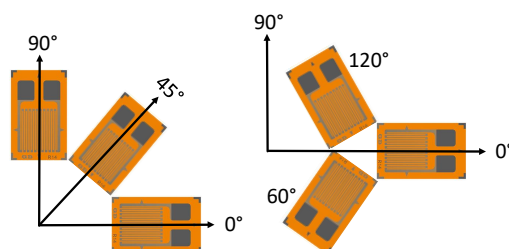


图 2-5 45° 和 60° 应变花结构

Figure 2-5 45° and 60° rosette structure

如果图 2-5 中各应变片上的线应变全部已知，则单点应变的大小及方向可通过下式计算得到：

45° 应变花：

$$\begin{cases} \varepsilon_{\max} = \frac{1}{2} \left[(\varepsilon_0 + \varepsilon_{90}) + \sqrt{2[(\varepsilon_0 - \varepsilon_{45})^2 + (\varepsilon_{45} - \varepsilon_{90})^2]} \right] \\ \varepsilon_{\min} = \frac{1}{2} \left[(\varepsilon_0 + \varepsilon_{90}) - \sqrt{2[(\varepsilon_0 - \varepsilon_{45})^2 + (\varepsilon_{45} - \varepsilon_{90})^2]} \right] \end{cases} \quad (2-39)$$

$$\operatorname{tg} 2\alpha_0 = \frac{2\varepsilon_{45} - \varepsilon_0 - \varepsilon_{90}}{\varepsilon_0 - \varepsilon_{90}} \quad (2-40)$$

60° 应变花：

$$\begin{cases} \varepsilon_{\max} = \frac{\varepsilon_0 + \varepsilon_{60} + \varepsilon_{120}}{3} + \sqrt{\left(\varepsilon_0 - \frac{\varepsilon_0 + \varepsilon_{60} + \varepsilon_{120}}{3} \right)^2 + \frac{1}{3} (\varepsilon_{60} - \varepsilon_{120})^2} \\ \varepsilon_{\min} = \frac{\varepsilon_0 + \varepsilon_{60} + \varepsilon_{120}}{3} - \sqrt{\left(\varepsilon_0 - \frac{\varepsilon_0 + \varepsilon_{60} + \varepsilon_{120}}{3} \right)^2 + \frac{1}{3} (\varepsilon_{60} - \varepsilon_{120})^2} \end{cases} \quad (2-41)$$

$$\operatorname{tg} 2\alpha_0 = \frac{\sqrt{3}(\varepsilon_{60} - \varepsilon_{120})}{2\varepsilon_0 - \varepsilon_{60} - \varepsilon_{120}} \quad (2-42)$$

由以上各式可以综合分析得出，通过对应变及应力方向的计算，就能够大概估计出被测构件的应力应变状态。

2.4 应变测量精度影响分析

在实际应变测量过程中，参与的对象通常有被测物、电阻应变片、导线、仪器等^[27]。这些参与对象在不同温度下，都会有参数的变化。此外，受限于测量方式，测量电桥是否平衡、是否进行了标定、桥路是否匹配以及桥路激励是否稳定等都会对测量精度产生一定的影响。

2.4.1 温度漂移影响的分析与研究

在诸多影响中，温度是不可忽略的一个影响因素。温度会引起被测构件的变形，还会影响电阻应变片本身的输出漂移，对应变测量系统也会产生消极影响^[28]。任何物体都具有一定的膨胀系数，温度的变化必然会引起物体发生形变。在实际工程测量中，被测量构件往往都会处在温度变化剧烈的环境中，那么构件就会因为温度的变化而产生变形。此时应变片的平衡状态被打破，应变片会输出当前的被测构件因温度变化而产生的应变值，这个应变值会与被测构件因受到外力而产生的应变叠加在一起，严重影响测量结果^[29]。这是人们不想看到的，因为这种变化通常是无法估计的。所以，在设计应变测量系统的时候，就要考虑温度对被测构件的影响。

目前常用的方法叫做动态模拟法。动态模拟法如图 2-6 所示。

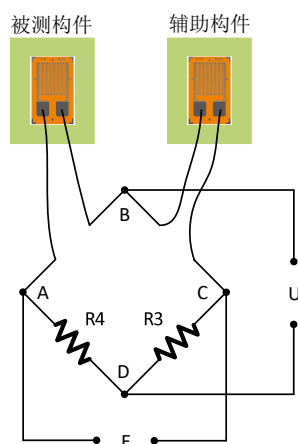


图 2-6 动态模拟法

Figure 2-6 Dynamic simulation method

动态模拟法就是使用同样的应变片粘贴在与被测构件相同材料的另一个辅助构件上,此构件不会受到外部的作用力。将辅助构件放置在与被测构件相同的测量环境中^[30],目的是保持与被测构件相同的温度。因被测构件与辅助构件的材料和温度相同,所以两个构件因温度而产生的应变值大小相同。被测构件上的应变片 R_1 与辅助构件上的应变片 R_2 作为惠斯通电桥中的半桥临边电阻。根据式(2-29)可知,当使用半桥临边电阻作为测量应变的桥臂后,应变电阻桥输出的应变值为两桥臂测得的应变之差,因辅助构件在测量时只受温度影响产生应变,所以应变电阻桥的输出应变值为被测构件实际受到外力而产生的应变。

动态模拟法消除了温度对被测构件的影响,补偿了测量中因温度产生的输出误差,并且补偿精度非常高。但是通过图 2-6 不难看出,动态模拟法在消除温度的影响之外,对测量过程极不方便。因为这种方法需要使用辅助构件,如果测量空间狭窄或者被测构件材料十分珍贵,就会使得测量过程变得困难并且增加测量成本。当然,对于测量空间宽阔,被测构件材料常见的情况来讲动态模拟法不失为一种提高测量精度的方法。

为了弥补动态模拟法带来的弊端,人们又发明了自我温度补偿法^[31]。自我温度补偿法是指采用与被测构件的膨胀系数相同的或者十分近似的材料作为电阻应变的材料。在电阻应变片与被测构件的膨胀系数相同时,在同一温度下,电阻应变片与被测构件的伸缩范围一样,这样就能消除温度的影响^[32]。

设被测构件的膨胀系数为 β_1 ,电阻应变片的膨胀系数为 β_2 。如果两物体的温度变化了 1°C ,则电阻应变片的输出为:

$$\varepsilon_T = \frac{\alpha}{K_1} + (\beta_1 - \beta_2) \quad (2-43)$$

式中:

α : 应变片材料的温度系数

K_1 : 应变片常数

K_1 、 β_1 、 β_2 可以通过查阅资料获取,所以只需要选取与被测构件材料相同的膨胀系数的材料的应变片即可。

自我温度补偿法实现了消除温度对测量精度的影响,其优点是简化了应变测量过程,提高了测量效率,减少了测量费用,但是其缺点也是显而易见的,那就是在选取应变片

时比较困难。动态模拟法和自我温度补偿法各有优缺点，在工程测量中要根据实际情况合理选择测试方法。

在实际工程测量中，被测构件通常与应变测量系统之间具有很远的距离，最远可达到几百至一千米以上。在距离较短时，可以忽略传输导线因温度的变化对测量结果的影响。当传输导线较长时，这种影响不可忽略。常规接线法如图 2-7 所示。

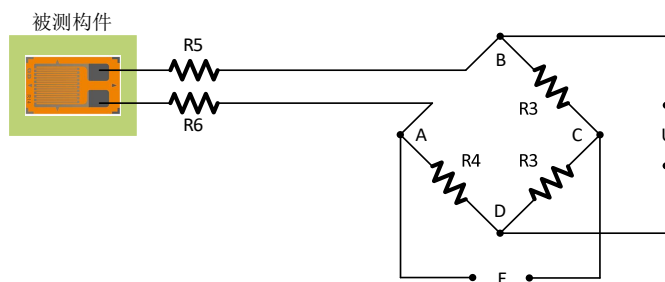


图 2-7 常规接线法

Figure 2-7 Conventional wiring method

图 2-7 中，将传输线电阻使用 R_5 、 R_6 代替。下面进行定量分析传输线因温度的变化对测量精度的影响。

导线电阻受温度影响的变化公式为：

$$\Delta R_{dt} = \alpha_d R_d \Delta t \quad (2-44)$$

式中：

ΔR_{dt} ：温度引起的导线电阻变化值

α_d ：导线材料的电阻温度系数

R_d ：导线常温电阻

Δt ：温度变化量

在应变测量中，传输线与电阻应变片之间是串联的，所以有下面的式子：

$$\varepsilon_{dt} = \frac{\Delta R_{dt}}{(R+R_d)K} = \frac{\alpha_d R_d}{(R+R_d)K} \Delta t \quad (2-45)$$

式中的 R 为应变片常温电阻。

目前传输线最常使用的是铜导线，经过查阅资料，铜导线的温度系数 α_d 为 $4 \times 10^{-3}/^\circ\text{C}$ ，导线电阻 $R_d = 0.06 \Omega/\text{m}$ ，假设电阻应变片电阻 $R = 120 \Omega$ ，灵敏度系数 $K = 2$ 。将以上参数代入式(2-45)中，当环境发生 1°C 的变化时，长度为 20m 左右的导线便会存在近 40 个微应变，

这一变化严重地影响了测量精度。

为了解决以上问题，人们通过对应变测量系统信号输入电阻的分析，提出了导线温度补偿法，其接线方式如图 2-8 所示。

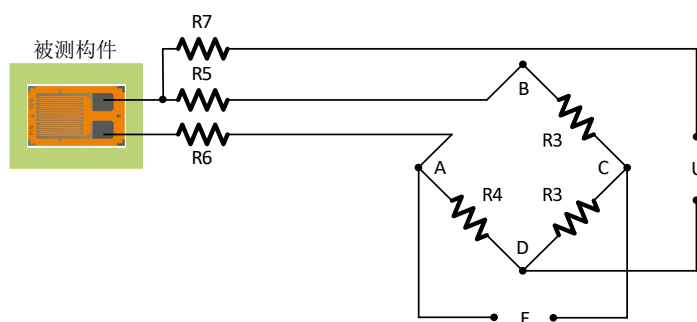


图 2-8 导线温度补偿法接线

Figure 2-8 Wire temperature compensation method wiring

图 2-8 与图 2-7 中的接线方法不同的地方在于，电桥的输出一端经过长导线电阻 R_7 直接接在电阻应变片的输出端，虽然 R_7 、 R_5 、 R_6 的阻值相同，且均受温度的影响较大，但是由于应变电桥的输出端通常是接在仪表运放的输入端，而仪表运放的输入电阻一般都会非常大，通常在 $1\text{G}\Omega$ 以上，所以电阻 R_7 上流过的电流非常小。根据欧姆定律可知，在电阻的阻值一定时，流过的电流越小，在电阻两端形成的压降越小。所以，导线温度补偿法的接线方式能够有效地消除导线电阻因温度的变化对测量精度的影响。

2.4.2 应变电桥平衡影响的分析与研究

在进行应变测量之前，需要对应变电桥进行平衡，使得应变测量系统的读数归零。如果不进行电桥平衡，那么电桥输出的应变值会作为直流分量参与到后续的信号处理和信号分析中，这将会损失测量精度。造成应变电桥不平衡的原因有以下几点：

(1) 被测构件表面不平整。在应变测量时，需要将电阻应变片使用合适的粘合剂粘贴在被测构件表面，如果被测构件表面凹凸不平，就会造成电阻应变片具有初始应变值。

(2) 应变电桥匹配错误。电阻应变片具有标准阻值，在补全桥臂时需要进行电阻匹配，当匹配的电阻与电阻应变片的标准阻值不同时，就会产生电桥不平衡^[33]。

(3) 电阻应变片选择错误。针对不同的应用场景选择了错误的电阻应变片，例如，被测构件在进行应变测量时一直处于高温状态，那么就要选择耐高温电阻应变片，常规的电阻应变片无法达到测量目的。

传统的电桥平衡采用电位器法，即在半桥桥臂上并联一只电位器，当电阻应变片粘贴完成后，通过旋转电位器来使得应变测量系统的读数变为 0。电位器平衡电桥结构如图 2-9 所示：

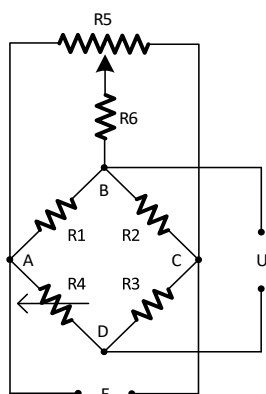


图 2-9 电位器平衡电桥结构

Figure 2-9 Potentiometer balance bridge structure

图 2-9 中， R_5 为平衡电位器， R_6 为安全电阻。

2.4.3 应变电桥标定影响的分析与研究

电阻式应变片的参数具有离散性，通常在每次应变测量之前，都会对应变电桥进行标定，目的是准确测量应变片改变一个固定电阻值所对应的应变值。传统的标定方法是使用大电阻并联法，即在电阻应变片安装完成，与应变测量系统连接好后，使用一个高精度，低温漂、大阻值的电阻并联在电阻应变片的两端^[34]，目的是模拟出电阻应变片产生的阻值变化，大电阻的阻值通常在几十千欧姆至几百千欧姆。大电阻并联法结构如图 2-10 所示。

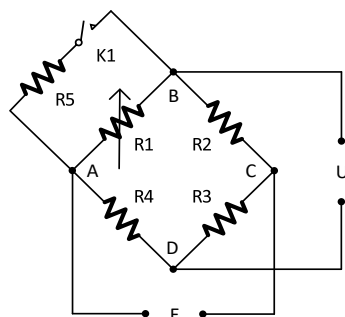


图 2-10 大电阻并联法结构

Figure 2-10 Large resistance parallel method structure

图 2-10 中， R_5 为大电阻， K_1 为开关。

假设现在使用的电阻应变片 R_1 的标准阻值为 120Ω ，灵敏度系数为 2， R_5 的阻值为 $55k\Omega$ ，当开关 K_1 闭合时，电阻 R_5 被并联在应变片 R_1 的两端，根据电阻并联公式：

$$R_{\text{并}} = \frac{R_5 \times R_1}{R_5 + R_1} \quad (2-46)$$

式中 $R_{\text{并}}$ 为电阻 R_5 和 R_1 并联后的阻值。

电阻的改变量 ΔR 为：

$$\Delta R = R_1 - R_{\text{并}} \quad (2-47)$$

将式(2-46)和式(2-47)代入式(2-17)中，有：

$$\frac{\Delta R}{R_1} = K_0 \varepsilon \rightarrow \frac{R_1 - R_{\text{并}}}{R_1} = K_0 \varepsilon \rightarrow \frac{R_1 - \frac{R_5 \times R_1}{R_5 + R_1}}{R_1} = K_0 \varepsilon \quad (2-48)$$

整理后得到：

$$1 - \frac{R_5}{R_5 + R_1} = K_0 \varepsilon \rightarrow 1 - \frac{55k\Omega}{55k\Omega + 120\Omega} = 2\varepsilon \quad (2-49)$$

最终求得应变值 $\varepsilon = 0.002177$ ，对应为 2177 个 $\mu\varepsilon$ 。

由理论计算值可知，当使用 $55k\Omega$ 的高精度电阻标定 120Ω 的电阻应变片时，对应产生的应变值为2177微应变。将理论计算值与应变测量系统读取到的应变值进行比较后，对应应变测量系统进行相应的调整即可实现应变电桥的标定工作。

2.4.4 应变电桥匹配影响的分析与研究

在实际工程测量中，人们会根据具体情况选择使用 1/4 桥、半桥或者全桥应变片进行应变测量，而应变测量系统的输入一般为全差分输入。如果使用 1/4 桥或者半桥进行应变测量时，就会导致应变传感器无法与应变测量系统对接，增加测量成本，拖慢工程进度，解决这一问题的办法就是在选定了电阻应变片的结构后，人为地将 1/4 桥或者半桥补全至全桥，达到顺利测量的目的。

通常，1/4 桥需要补全一只与应变片标准阻值相同的电阻和一个半桥。临边半桥需要补全一个半桥。对边半桥要补全两只与电阻应变片标准阻值相同的电阻。无论哪种补全类型，都必须遵守电桥平衡条件，否则会造成测量失败或者测量误差极大。

图 2-11 为 1/4 桥补全结构与临边半桥补全结构和对边半桥补全结构，阴影部分的电

阻是需要补全的电阻。

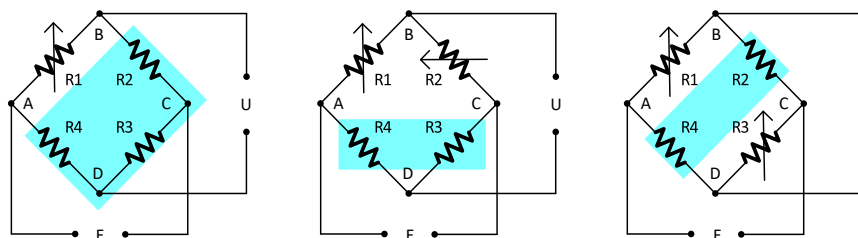


图 2-11 1/4 桥、临边半桥、对边半桥补全结构

Figure 2-11 Complementary structure of quarter bridge, edge half bridge, opposite half bridge

2.4.5 桥路激励影响的分析与研究

对式(2-28)和式(2-25)分析可知，桥路激励的稳定性直接影响着应变测量结果的精度和应变片的灵敏度。通过对目前市售的多款高精度电源芯片的分析可知，电源芯片的输出纹波都在几十 mV 级，这个量级的纹波对于高精度的应变测量系统来讲，已经是不可容忍的误差。

假设使用全桥电阻应变片测量某一个构件的应变程度，将桥路激励 E 设定为 $5V$ ，电阻应变片的阻值为标准的 120Ω ，取电阻应变片的灵敏度系数为 2 ，设桥路激励的纹波为 δ ，值为 $50mV$ 。当被测构件产生了 1000 个微应变时，应变电桥输出的应变噪声为：

$$U_{\delta} = K\delta\varepsilon = 2 \times 50 \times 1000 \times 10^{-6} mV = 0.1mV \quad (2-50)$$

由该噪声引起的测量误差为：

$$e_{\delta} = \frac{U_{\delta}}{U} \times 100\% = \frac{K\delta\varepsilon}{KE\varepsilon} \times 100\% = \frac{50mV}{5V} \times 100\% = 1\% \quad (2-51)$$

$0.1mV$ 的输出噪声相当于十个微应变。应变测量系统作为高精度测量仪器时，这种误差已经达到了不可忽视的地步。

此外，在传输线路较长时，传输线电阻对测量精度的影响更加深。在测量大型机械设备时，被测构件不可能与应变测量系统相距很近。假设被测构件与应变测量系统之间的距离为 $L=100m$ ，桥路激励电压 $E=5V$ ，全桥电阻应变片的标准阻值为 350Ω ，传输线路每米的电阻值为 0.06Ω ，那么在传输线路上流过的电流为 $13.81mA$ ，则在这段传输线上的压降 $\Delta E=0.1657V$ ，那么由传输线路引起的测量误差为：

$$e_L = \frac{\Delta E}{E} \times 100\% = \frac{0.1657V}{5V} \times 100\% = 3.314\% \quad (2-52)$$

在上述条件下，测量误差已经达到了3.314%，如果测试距离继续加长，那么测量误差就会继续增加，传输线对测量精度的影响是不可忽略的。

通过以上分析可知，桥路激励的纹波和桥路激励电压在传输线的上产生的压降都会对测量精度产生十分严重的影响，所以，设计一种低纹波并且可以消除传输线压降的电桥激励电路是十分有必要的。

2.5 本章小结

本章内容对电阻应变片、惠斯通电桥做了全面的介绍，其中包括电阻应变片的基本原理、电阻应变片的基本构成、电阻应变片的分类、电阻应变片的选型、斯通电桥的基本原理和应用形式等。除此以外，对电阻式应变片的工作原理进行了科学的推导，将电阻式应变片的阻值变化与测得的应变使用客观公式联系起来。对惠斯通电桥做了详尽的理论分析，构建了使用电阻应变片组成的惠斯通电桥的理论模型，探究了不同模型下电桥的输出电压与电桥所测得应变的关系。最后分析了影响测量精度的相关因素。

3. 应变测量系统方案设计

对上一章内容的研究可知，应变测量系统不仅需要接受并转换mV甚至 μ V的应变信号，而且影响测量精度的因素较多，因此对应变测量系统的电路提出了较高的要求。本章首先提出了应变测量系统的总体方案，然后针对每一个模块电路，提出细化方案。

3.1 应变测量系统总体硬件方案

常规的动态应变测量系统一般由桥路激励电路、桥路变换电路、信号调理电路、信号转换电路、微控制器等组成^[35]。根据具体使用环境的要求，要增加诸如信号分析功能、信号存储功能、友好的人机交互页面等等。本论文提出的应变测量系统硬件总体框图如图 3-1 所示。

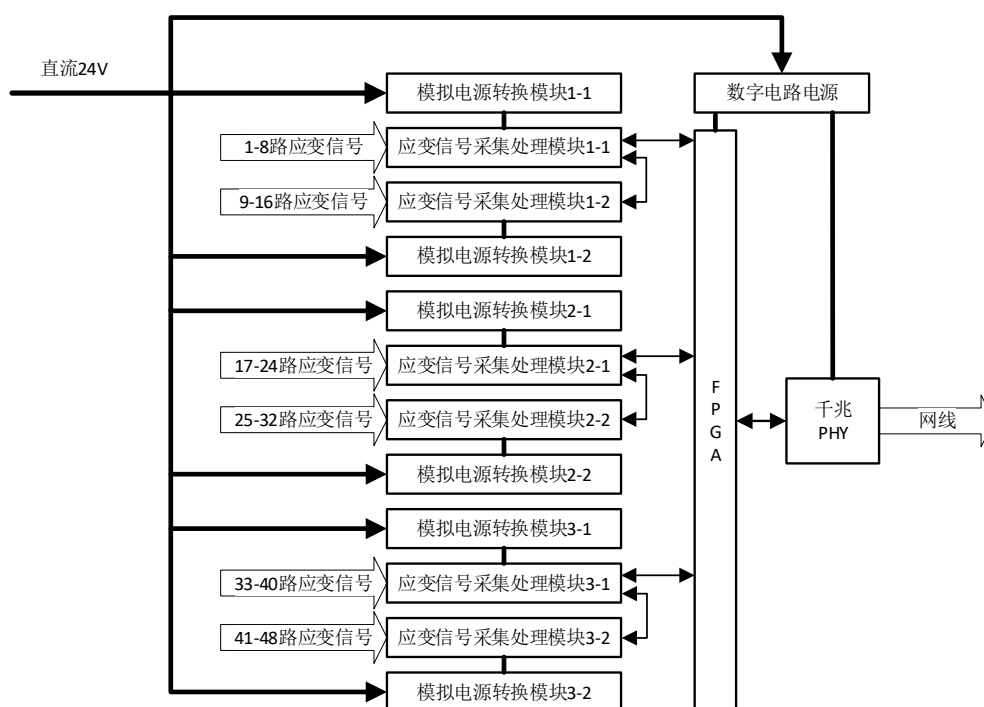


图 3-1 应变测量系统总体框图

Figure 3-1 Overall block diagram of strain measurement system

从图 3-1 中可以看出，系统供电电压为直流 24V，一共可以测量 48 个通道的应变信号，将 48 个通道分为 3 组，每组测量 16 个通道，16 个通道分为两个板卡，每个板卡单独供电，板卡分为主从，主板卡负责收集从板卡的数据以及管理信息，然后与 FPGA

进行同行，进行数据上传和沟通管理信息。FPGA 负责接收三组信号采集模块的数据和管理配置信息。FPGA 将接收到的数据通过千兆以太网进行上传。

根据第一章中调研的相关产品参数，结合实际工程需要，本论文拟设计的应变测量系统的指标如表 3-1 所示。表 3-2 为拟设计的不同激励电压下，1/4 桥和全桥测量范围。

表 3-1 应变测量系统拟设计指标

Table 3-1 The proposed design index of the strain measurement system

指标	参数
通道数量	48
应变测量精度(%)	0.1%FS
最高采样率(Hz)	25k
桥路激励范围(V)	-8 至 0V, 0V 至 8V
电压测量输入范围(V)	±15V
电压测量精度(%)	0.025%FS
支持桥路型号	1/4 桥、半桥、全桥
测量方式	并行
支持应变测量电阻	120Ω、350Ω、用户自定义
传感器接入端子	RJ45

表 3-2 测量范围拟设计指标

Table 3-2 The measurement range is intended to design indicators

桥路类型	2.5V	5V	10V
4/1 桥测量范围 ($\mu\varepsilon$)	-	±60000	±30000
全桥测量范围 ($\mu\varepsilon$)	±30000	±15000	-

注：此测量范围均在放大倍数为 100 的情况下。

3.2 应变测量系统硬件电路方案设计

在图 3-1 应变测量系统总体框图中，应变信号采集处理模块对信号的处理能力直接决定着整个系统测量精度。此模块不仅要处理低至 mV 甚至 μ V 的应变信号，还要能够处

理高达 $\pm 15V$ 的电压信号。针对应变测量系统高精度的特点，本论文提出图 3-2 应变采集处理模块电路方案。

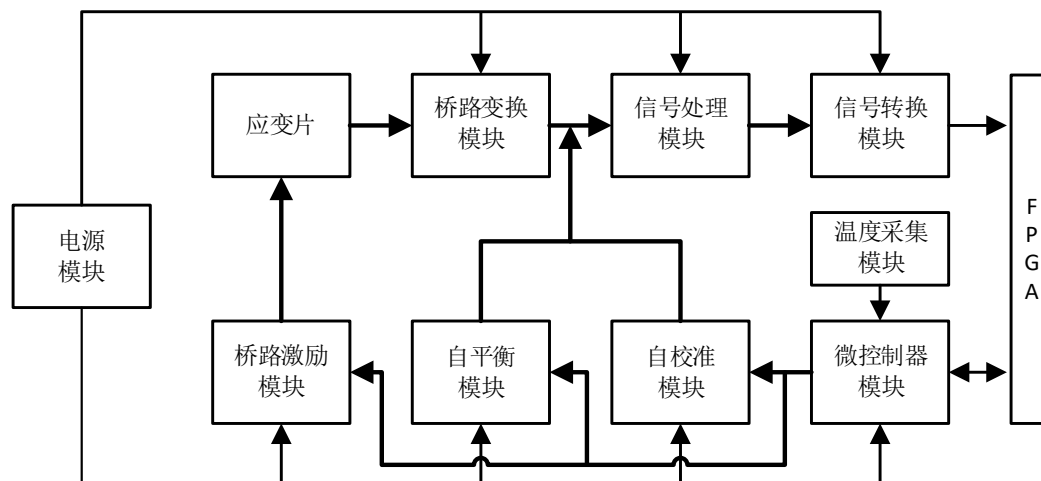


图 3-2 应变采集处理模块电路方案

Figure 3-2 Strain acquisition and processing module circuit scheme

图 3-2 中，桥路变换模块具有 1/4 桥，半桥和全桥的电阻匹配和应变电桥自标定的功能。信号处理模块的作用是将原始应变信号进行放大和滤波，信号转换模块用于将模拟连续的应变信号转换为数字信号，桥路激励模块可为应变电桥提供激励电压，自平衡模块用于抵消初始应变值，自校准模块用于校准系统电压测量精度，温度采集模块用于测量此通道电路的温度，微控制器模块用于管理处理信号转换模块以外的其他模块。下面针对图 3-2 中的各个模块进行详细的方案设计。

3.2.1 桥路变换电路方案设计

在常规的应变测量过程中，无论是应变电桥平衡、应变电桥标定还是应变电桥匹配，在实际工程测量中都需要测量人员进行手动操作，这对测量工作非常地不友好，因为人工操作难免发生失误，如果继续测量可能导致测量结果与实际偏差较大甚至测量失败，为提高工作效率、提高应变测量系统的适应性、保证测量的准确性和测量精度，提出以下桥路变换电路方案，其基本结构如图 3-3 所示。

图 3-3 中，开关 K_1 、 K_2 、 K_3 选用电子模拟开关，由微控制器进行控制以选择不同的功能。 R_5 、 R_6 和用户自定义电阻为 1/4 桥匹配电阻。 R_8 和 R_9 串联起来后，中点接在 K_1 的

上端子，两端分别接到电桥正激励和负激励。 R_7 与 K_2 组成了大电阻标定网络。 K_1 的作用是切换电桥信号处理电路的差分输入正端的开关，当 K_1 选择了上面端子导通，那么电桥信号处理电路的正输入端接到由 R_8 和 R_9 组成的电阻分压网络的中点上，这两个电阻在1/4桥路和半桥应变测量中，与应变片和匹配电阻共同组成应变测试全桥。当 K_1 选择了下面的端子导通，电桥信号处理电路的正输入端接到应变全桥的正输出端。

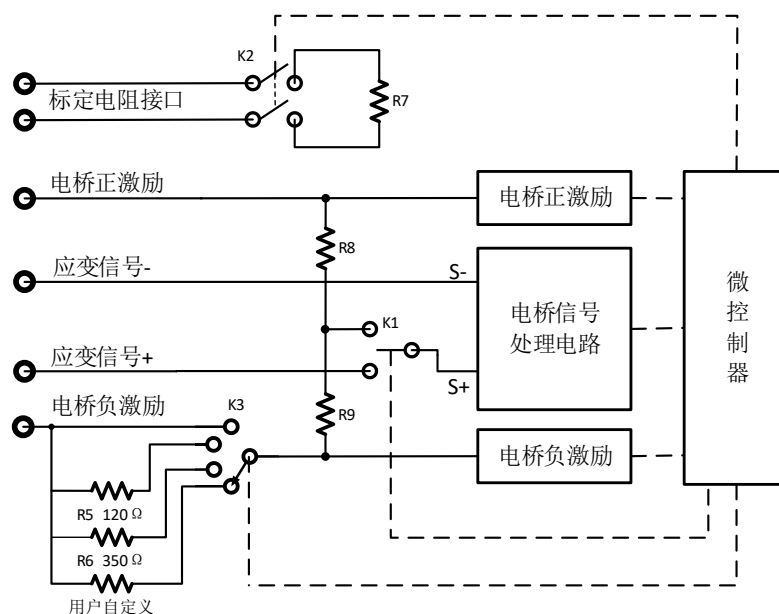


图 3-3 桥路变换电路方案

Figure 3-3 Bridge conversion circuit scheme

K_2 是双刀单掷模拟开关，当其导通时， R_7 被接到外部的电阻应变片的两端，然后微控制器进行应变测量标定程序。

K_3 为单刀四掷模拟开关，其主要作用是用来选择匹配电阻。当开关选择了最上端导通，电桥负激励直接输出，此种情况对应于电阻应变片是全桥的情况。当开关选择了其他三个端子导通时，可以分别将 120Ω 、 350Ω 和用户自定义的电阻匹配到1/4测量桥中。

下面分别介绍1/4桥的连接方法、半桥的连接方法和全桥的连接方法。

1/4桥桥路变换方案接线图如图3-4所示。图3-4中，将开关 K_1 选择到上面端子，使得电桥信号处理电路的正输入端接到应变全桥的静态桥臂上。微控制器读取用户设置的匹配电阻大小，控制 K_3 选择匹配电阻。至此，电阻应变片 R_1 、匹配电阻、 R_8 和 R_9 共同组成了应变测量全桥。这种测量模式下 K_3 不能选择到最上面的端子上，否则将会导致测量失败，甚至烧毁电阻应变片。

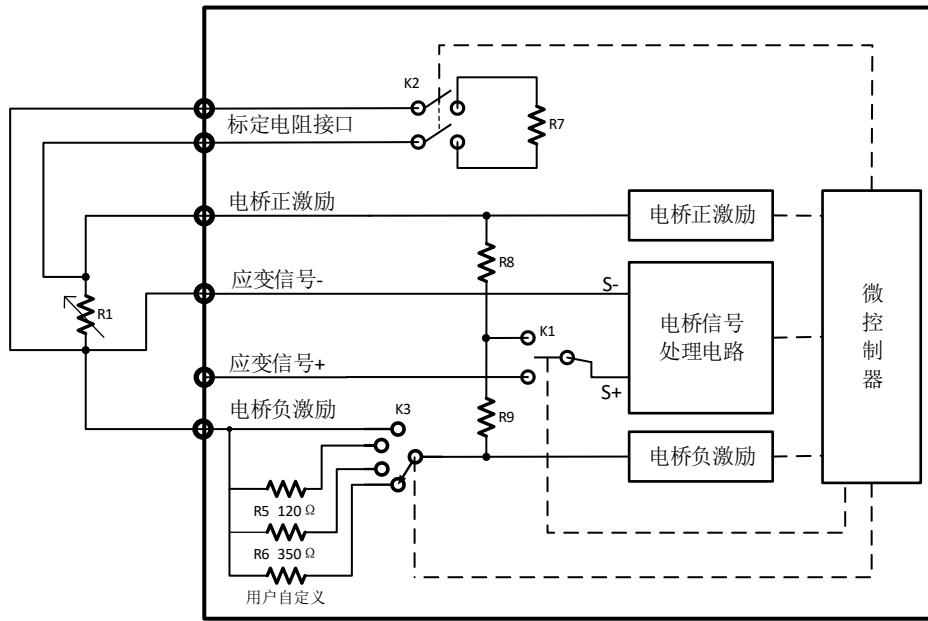


图 3-4 1/4 桥桥路变换电路方案接线图

Figure 3-4 Wiring diagram of 1/4 bridge bridge conversion circuit scheme

半桥桥路变换方案接线图如图 3-5 所示。半桥桥路变换与 1/4 桥桥路变换相同的是，开关 K_1 也要选择到上面端子，使得电桥信号处理电路的正输入端接到应变全桥的静态桥臂上。不同的是 K_3 必须要选择最上面的端子用以直接输出电桥负激励，因为图 3-5 中的应变片 R_2 替换了匹配电阻的功能，进而作为传感器参与到应变测量之中。

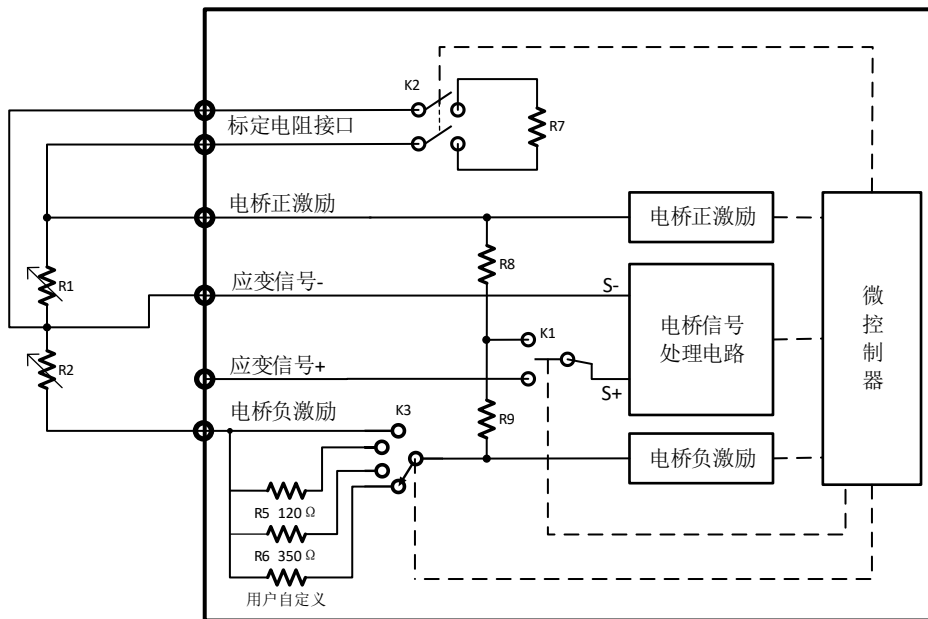


图 3-5 半桥桥路变换电路方案接线图

Figure 3-5 Wiring diagram of half-bridge bridge conversion circuit scheme

全桥桥路变换方案的接线图如图 3-6 所示。全桥桥路变换与 1/4 桥和半桥桥路变换不同的是，应变全桥拥有了惠斯通电桥的完整电路，所以全桥桥路变换中的 K_1 要选择到最下面端子上，使得电桥信号处理电路的正输入端接到应变全桥的正输出端。 K_3 要选择最上面的接线端子，直接将电桥负激励输出至应变全桥的负激励输入端。

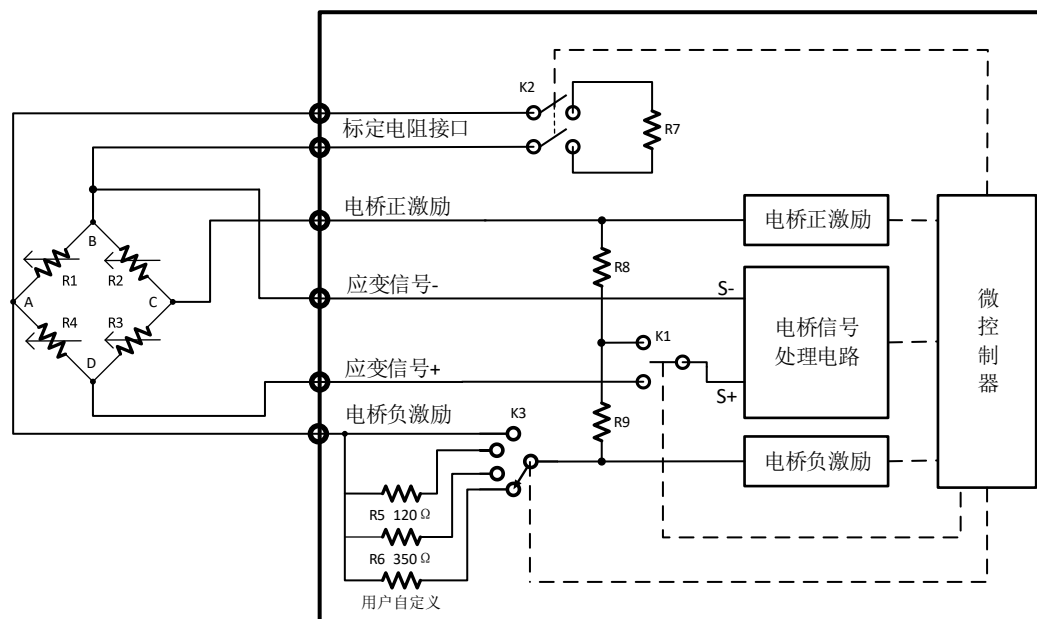


图 3-6 全桥桥路变换电路方案接线图

Figure 3-6 Wiring diagram of the full-bridge bridge conversion circuit scheme

电桥桥路变换方案的提出，解决了不同测量桥与应变测量系统接口不兼容的问题，同时减少了测量人员的工作量，提高了测量质量，缩减了测量周期。

3.2.2 信号放大电路方案设计

应变测量系统是一个十分精密的系统，其各个组成部分均需要较高精度，放大电路是每一个测量仪器必备的电路，它不仅可以将微弱信号无失真地放大至采集电路可接受的范围内，还可以将较大的信号进行衰减，以扩大信号输入范围，提高测量仪器的测量量程，扩展测量仪器的适用方向^[36]。

本系统设计指标中提出了不仅能够测量应变信号，还可以测量高达 $\pm 15V$ 的电压，为了适应微弱的应变信号测量和大量程的电压信号测量，本论文提出了可编程的两级运放电路方案，信号放大电路方案如图 3-7 所示。

从图 3-7 可以看出，由仪表运放 U_1 和精密运放 U_2 共同组成应变测量系统的主放大电

路，其中 U_1 起放大作用， U_2 被设计成为反向比例运算放大电路，起衰减作用。当应变测量系统用于测量构件应变时，可通过微控制器控制 K_1 和 K_2 的导通与关闭来改变仪表运放 $G1$ 和 $G2$ 引脚之间的电阻值 R_G ，进而改变仪表运放的放大倍数。通常应变测量系统中的放大倍数有1倍、10倍、100倍。

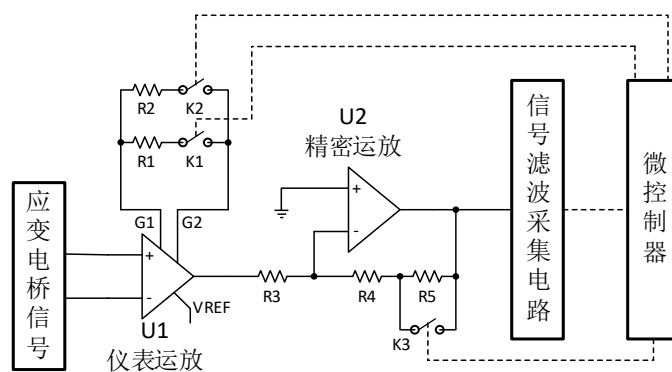


图 3-7 信号放大电路方案

Figure 3-7 Signal amplifying circuit scheme

当应变测量系统用于测量应变时，微控制器控制 K_3 断开，即不对信号进行衰减；当应变测量系统用于测量电压信号时，其测量量程可达到 $\pm 15V$ 的范围，而一般的ADC芯片不足以测量如此大范围的信号，遂将信号衰减后送入后续的电路中。

3.2.3 信号滤波电路方案设计

应变测量系统作为解决工程上应变问题的高精度仪器，通常会处在一个十分复杂的环境，由环境对传感器和应变测量系统造成的影响往往非常大，足以降低测量精度和提高后期软件对信号的处理难度。环境对测量系统的影响包括温度，震动、电磁辐射等，这些影响都会直接或者间接地耦合到被测信号中，造成信号淹没或者增加频率带宽^[37]。滤波电路的作用就是最大限度地滤除掉除信号以外的所有噪声。滤波电路根据功能分为低通滤波、高通滤波、带通滤波和带阻滤波器。根据是否需要电源供电分为有源滤波和无源滤波。在无源滤波器中，根据结构和器件类型，又分为RC滤波、LC滤波等。在有源滤波器中，一般有巴特沃斯滤波器、切比雪夫滤波器、椭圆滤波器和贝塞尔滤波器等^[38]。在这些滤波器中，又有滤波阶数的区别。通常滤波阶数越多，阻带内无用信号的幅值下降越快，在滤波器的波特图中，阻带内斜率越大。

巴特沃斯滤波器在通带内最为平坦，椭圆滤波器在阻带内最陡峭，但是在通带内不

平坦。第一类切比雪夫滤波器在通带内增益起伏最明显，而第二类切比雪夫滤波器在高频部分具有一定的增益。为了保持系统的稳定性和测量精度，最终选用巴特沃斯滤波器作为信号滤波电路。

像所有滤波器一样，典型的滤波结构都为低通滤波器，但是可以将其修改为高通滤波器或者与其他滤波器串联使用以形成带通或者带阻滤波器，以及这些滤波器的高阶版本^[39]。

n 阶的巴特沃斯滤波器的增益由函数 $G(\omega)$ 给出

$$G^2(\omega)=|H(j\omega)|^2=\frac{G_0^2}{1+\left(\frac{j\omega}{j\omega_c}\right)^{2n}} \quad (3-1)$$

式中

n : 滤波器阶数;

ω_c : 截止频率;

G_0 : 滤波器直流增益。

从式(3-1)可以看出，随着阶数 n 不断地增加，增益的函数越来越接近矩形函数，截止频率 ω_c 以下的频率随着直流增益 G_0 传递，而截止频率以上的频率将得到抑制。 n 越小，在截止频率附近的斜率越小。

图 3-8 为信号滤波电路方案。从图中电路可以看出，此为两阶双反馈巴特沃斯滤波器，双反馈分别为电阻反馈网络和电容反馈网络。虽然滤波器的阶数越高，对阻带内的信号削弱越快，但是阶数越多，使用的运放越多，带来的失调电压和电路本身固有的噪声越多，所以综合考虑，最终选定使用 2 阶滤波。使用双反馈环路的目的是后移谐振频率、提高电路的品质因数、增加滤波电路的稳定性。

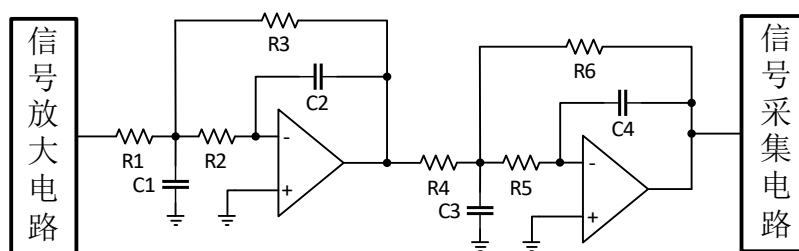


图 3-8 信号滤波电路方案

Figure 3-8 Signal filter circuit scheme

3.2.4 信号采集电路方案设计

一款高精度的应变测量仪必须要配有一个高精度的信号采集电路,目前常用的 ADC 的位数有 12 位、16 位和 24 位,为保证测量精度,本论文中使用 24 位 ADC 作为模数转换器。

ADC 根据其内部采样电路架构可以分为逐次逼近 (SAR) 型和 $\Sigma - \Delta$ 型^[40]。

图 3-9 为基本 SAR 型 ADC 转换器架构。它的基本工作原理为:在每一个开始转换边沿上,SHA 对模拟输入信号进行采样,然后在外部时钟边沿上通过比较器与上一次转换出来的电压进行对比,上一次转换出来的电压由 ADC 内部的 DAC 进行转换,循环往复,直至电压比较器发现 DAC 的输出(上次采样的电压)与本次采样电压极为接近,逻辑判断电压比较器进行校验后,输出转换出来的数字信号。通过以上分析可知,SAR 型 ADC 需要外部独立的 N 个时钟来完成一次转换。实际的 ADC 芯片在制作时为了少应用工程师的工作量、提高器件稳定性,一般都会在内部集成一个晶体振荡器,同时也会提供外部时钟输入接口,方便应用工程师选择自己需要的转换频率^[41]。

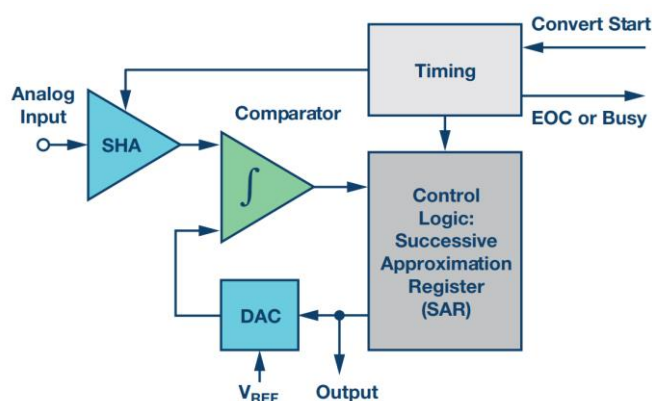


图 3-9 基本 SAR 型 ADC 架构图

Figure 3-9 Basic SAR ADC architecture diagram

SAR 型 ADC 在采样时,需要对内部电压保持电容进行充电,所以其在进行转换的额瞬间需要较大的电流,为解决该问题,通常在 SAR 型 ADC 的模拟输入端搭配信号跟随电路和 RC 电路来保证 ADC 在转换瞬间的注入电流^[42]。又因 SAR 型 ADC 的输入带宽通常比其本身的数据采样率要高,因此,SAR 型 ADC 的前端输入必须要搭配抗混叠滤波电路,用以过滤掉折回到目标带宽的噪声信号。SAR 型 ADC 的转换精度由其内部电压比较器的噪声和内部的 DAC 的信号转换线性度所决定^[43]。

图 3-10 为基本 $\Sigma - \Delta$ 型 ADC 架构。

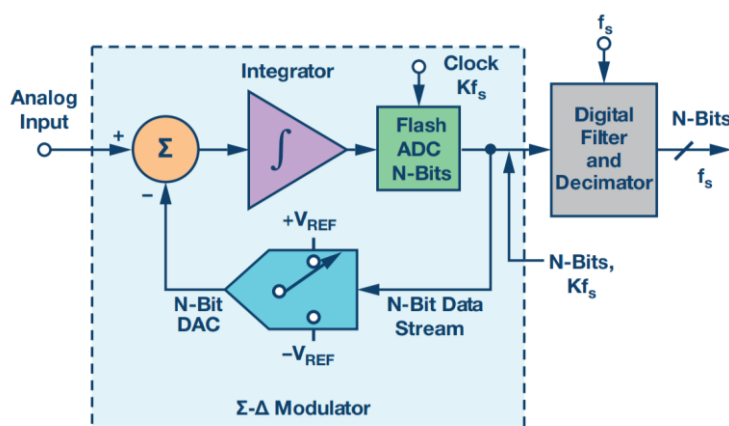


图 3-10 基本 $\Sigma - \Delta$ 型 ADC 架构

Figure 3-10 Basic $\Sigma - \Delta$ ADC architecture

它的内部集成了一个调制器，这个调制器以一个过采样频率 Kf_s 对输入的模拟信号进行多次连续地采样，然后将采样的数据进行加权均值处理。一般情况下，分辨率较高的 $\Sigma - \Delta$ 型 ADC 转换一次数据需要较长的时间^[44]，从上述转换过程中可以看出， $\Sigma - \Delta$ 型 ADC 需要 $2N$ 次采样才能完成单次转换。 $\Sigma - \Delta$ 型 ADC 转换的精度由其内部调制器中的积分器的建立时间所决定的。

在 $\Sigma - \Delta$ 型 ADC 所需输入信号带宽通常在 DC 至几千赫兹之间，数字滤波器的输入带宽低于调制器的采样频率，因此， $\Sigma - \Delta$ 型 ADC 对抗混叠要求较低。数字滤波器滤除目标带宽以外的噪声，抽取器则降低输出数据速率，使其回落至奈奎斯特速率^[45]。

SAR 型 ADC 因其易用性、功耗低、封装小和延迟较低的特点而被广泛应用在多路复用信号采集系统中。而 $\Sigma - \Delta$ 型 ADC 在实现斩波功能的情况下，可以滤除 $50Hz$ 或者 $60Hz$ 的工频噪声，因此其常常被应用在工业测量和音频采集。

ADC 的模拟输入端根据信号的传输形式分为有单端输入、伪差分输入、全差分输入和真差分输入^[46]。单端输入类型的特点是输入信号的大小参考于模拟地，通常一个通道只有一个信号输入端，其信号完全为共模电压；伪差分输入类型的特点是它具有两个信号输入端，分别为正输入端 V_{IN+} 和负输入端 V_{IN-} 。ADC 采集的电压值 $V_C = V_{IN+} - V_{IN-}$ 。通常将 V_{IN-} 连接至 $\frac{1}{2}V_{REF}$ ，差分传输中的参考电压通常称为共模传输电压，用 V_{OCM} 表示。全差分输入类型的特点 V_{OCM} 必须等于 $\frac{1}{2}V_{REF}$ 。真差分输入特点与全差分类似，唯一的不同的

同点是 V_{OCM} 参考于 ADC 电压基准 V_{REF} 和模拟地之间的任何电压都可以。

单端输入型的 ADC 具有易于驱动，制造成本低等优点，但是这种信号传输方式决定了其无法提供较高的共模抑制比。伪差分输入的优点是可以适应不同参考电压的差分信号，但因其通用的的接线方式决定了其对共模电压抑制能力有限；全差分输入的优点是拥有相当高的共模抑制比，拥有最大测量量程。真差分与全差分一样拥有相当高的共模抑制比，且其参考电压范围宽，但是价格较贵^[47]。

假设一个 16 位的 ADC，ADC 参考电压为 5V,表 3-3 总结了不同输入类型下的相关参数。

表 3-3 不同输入类型下的相关参数对比

Table 3-3 Comparison of related parameters under different input types

输入类型	正输入端	负输入端	参考电压	满量程	16 位输出	
单端输入	0-5V	GND	无	0-5V	0000=0V	FFFF=+5V
伪差分输入	0-5V	2.5V	无	-2.5V+2.5V	8000=-2.5V	7FFF=+2.5V
全差分输入	0-5V	0-5V	2.5V	-5V+5V	8000=-5V	7FFF=+5
真差分输入	0-5V	0-5V	-FS 至+FS	-5V+5V	8000=-5V	7FFF=+5

由表 3-3 分析可知，单端输入的满量程范围最小，全差分输入和真差分输入的满量程范围最大。单端输入无参考电压，全差分输入信号参考电压为 ADC 参考电压的一半，而真差分输入信号参考电压可达满量程的任何电压。

综上所述，本论文采用全差分单极性 $\Sigma - \Delta$ 型 24 位 ADC。

信号采集电路方案如图 3-11 所示。由于信号滤波电路为双极性单端输出，而 ADC 为单极性全差分输入，所以需要使用差分运放将单端信号转换为差分信号以驱动 ADC，具体电路连接如图 3-17 所示。图中 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 构成了差分放大电路的反馈环路。 R_5 和 R_6 用于输出缓冲， C_1 和 C_2 用于增加放大电路的相位裕度，防止运放自激。 C_3 、 C_4 和 C_5 构成的无源低通滤波电路用于 ADC 输入的抗混叠滤波。在设计电路参数时，必须保证如下等式： $R_1 = R_2$ 、 $R_3 = R_4$ 、 $R_5 = R_6$ 、 $C_1 = C_2$ 且电容值要足够小、 $C_4 \geq 2(C_3 = C_5)$ 。由于 ADC 为全差分输入，则 ADC 前端差分放大电路的 V_{OCM} 必须依据 ADC 的 V_{OCM} 设定，在本方案中，使用电压基准芯片产生 V_{OCM} 基准信号，由运算放大器缓冲基准电压，

然后输出至差分运放的 V_{OCM} 和 ADC 的 V_{OCM} 端。

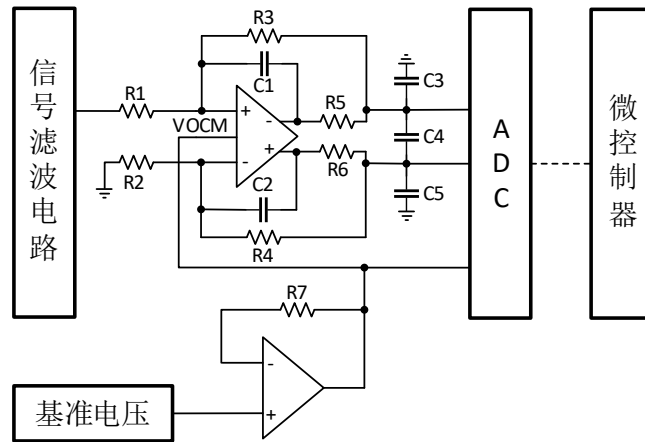


图 3-11 信号采集电路方案

Figure 3-11 Signal acquisition circuit scheme

3.2.5 电桥自平衡电路方案设计

传统的电桥平衡采用电位器法，电位器法虽然成本比较低，但是却有着调节困难，机械部分受振动易损坏、温湿度等影响损坏等缺点^[48]。通过分析可知，大部分通用仪表运放都具有 V_{REF} 引脚，此引脚的作用是调整输出直流偏置^[49]。设 U_1 为原始信号的电压值，在 V_{REF} 被驱动的情况下，仪表运放的输出电压 U_0 为：

$$U_0 = \beta U_1 + V_{REF} \quad (3-2)$$

式中 β 为仪表运放的放大倍数。

由式(3-2)可知，通过控制 V_{REF} 引脚上的电压大小，可以控制仪表运放输出的直流偏置。对于一般的放大电路而言，需要输出纯净的信号，所以通常将其接模拟电路中的模拟地。

为了解决传统电桥平衡方法所存在的问题，本论文依据仪表运放的特点，提出如图 3-12 的应变电桥自动平衡方案。在图 3-12 中，使用精密运放 U_2 驱动仪表运放 U_1 的 V_{REF} 引脚。在电桥平衡过程中，需要消除的初始应变值有正有负，而一般的 DAC 均为单极性 DAC，即只能输出正电压或者负电压^[50]。为了实现可平衡正负应变的功能，使用 U_2 和电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 和 R_4 组成减法运算电路。

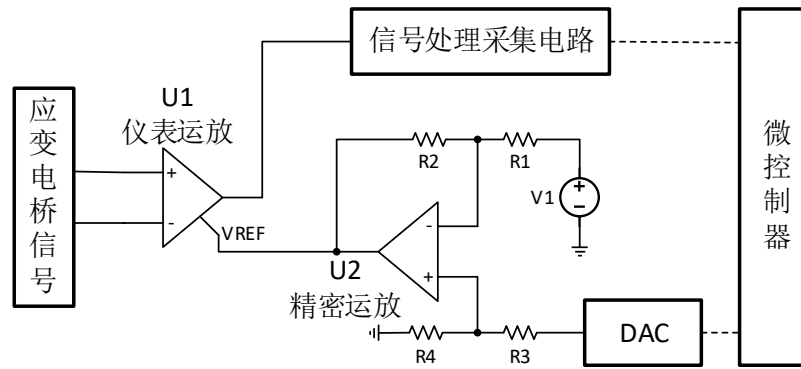


图 3-12 应变电桥自动平衡方案

Figure 3-12 Automatic balance scheme of strain bridge

假设 DAC 输出的电压 U_D 范围为 $0 - 4.096V$ ，恒压源 U_V 为 $2.048V$ ，此减法电路将这个范围的电压转换为平衡电压 $U_J(V)$ ，则平衡电压计算过程如下：

设运放 U_2 的正输入端电压为 U_+ ，负输入端电压为 U_- ，根据叠加定理和“虚断”^[51]原理可知：

$$U_- = \frac{R_2}{R_2 + R_1} U_V + \frac{R_1}{R_2 + R_1} U_J \quad (3-3)$$

$$U_+ = \frac{R_4}{R_4 + R_3} U_D \quad (3-4)$$

根据运放“虚短”原理，有：

$$U_- = U_+ \rightarrow \frac{R_2}{R_2 + R_1} U_V + \frac{R_1}{R_2 + R_1} U_J = \frac{R_4}{R_4 + R_3} U_D \quad (3-5)$$

通常要求 $R_1 = R_3$ 、 $R_2 = R_4$ ，这个条件可以保证两个输入端对地电阻平衡，也可以避免降低共模抑制比^[52]，则可将上式整理为：

$$U_J = \frac{R_2}{R_1} (U_D - U_V) \quad (3-6)$$

从式(3-6)可以看出，当 DAC 输出的电压为 $0V$ 时， $U_J = -2.048 \times \frac{R_2}{R_1}$ ，当 DAC 输出电压为 $4.096V$ 时， $U_J = 2.048 \times \frac{R_2}{R_1}$ ，由此可知，此减法运算电路将 DAC 输出的单极性电压转换成了双极性电压，且可通过改变 R_1 与 R_2 的阻值来调整平衡电压的范围。

应变电桥自动平衡具体流程为：在应变传感器合理安装完成后，由微控制器控制 DAC 输出一定的电压值，使得 U_2 输出的平衡电压为 $0V$ ，然后微控制器读取经过信号处理采集电路的数值，如果发现数值不为 0 ，那么驱动 DAC，输出相应的电压，再次读取信

号采集电路的数值，控制 DAC 输出，循环往复，直至信号处理采集电路的读数值为 0 时停止调整 DAC 的输出值，至此，应变电桥自动平衡完成。

3.2.6 系统自校准电路方案设计

在测量仪器经过长时间的工作后，其内部电路等均会出现不同程度的参数变化，包括电阻的阻值，电容的容量，晶振的频偏、芯片的频率响应等。如果无视这种参数变化，那么将会造成测量数据不准确、可能会导致工程质量降低，最终造成难以挽回的损失^[53]。所以国家规定，测试测量仪器应该每年进行一次校准，以防止出现测量偏差。国家计量局有针对各种测试测量仪器的校准方法，但是由于测量仪器数量众多，品类繁杂，所有的测量仪器都去国家计量局进行校准显然是不可能的^[54]。为了减少设备维护成本，缩减校准周期，所以高精度的测量仪器在设计初期就应该具备自校准功能。应变测量系统作为高精度仪器，自校准是其必须具备的一项功能。

应变测量系统测量的信号实质是微弱电压，如果在仪器内部设计一个高精度电压源，在打开校准功能时，将此电压源作为信号输入至测量电路中，然后进行采集，与高精度电压源进行比对即可分析出由于设备参数变化而导致的测量误差。根据以上思路，本论文提出如图 3-13 的系统自校准电路方案。

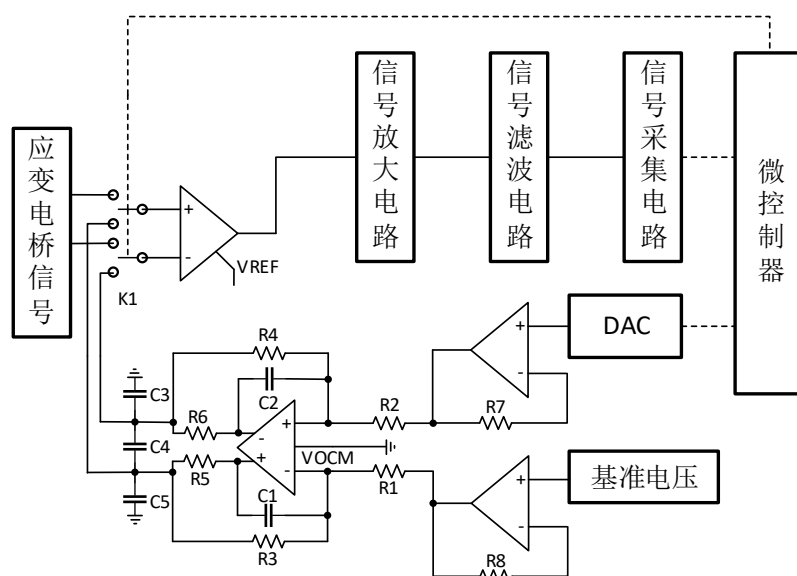


图 3-13 系统自校准电路方案

Figure 3-13 System self-calibration circuit scheme

从图 3-13 中可以看出，在仪表运放的输入端增加了一个双刀双掷开关 K_1 ，用于选择应变电桥作为输入信号还是差分放大作为输入信号。由于 DAC 芯片和电压基准芯片的驱动能力有限，故在 DAC 芯片和电压芯片的输出端放置一个电压跟随器。因 DAC 只能输出单极性电压，而仪表运放的输入为差分输入，所以需要将单极性转换为双极性差分电压，并以差分的形式传递给仪表运放。差分放大芯片的 V_{OCM} 接到模拟地。负输入端接到基准电压，正输入端接到 DAC 输出，那么差分运放的输出电压为：

$$V_{dif} = \frac{R_4}{R_2}(V_D - V_J) \quad (3-7)$$

式中

V_D ：DAC 输出的电压；

V_J ：基准电压输出的电压；

必须满足如下等式： $R_1 = R_2$ 、 $R_3 = R_4$ 、 $R_5 = R_6$ 、 $C_1 = C_2$ 且电容值要足够小、 $C_4 \geq 2(C_3 = C_5)$ 。

当需要进行校准时，由微控制器控制开关 K_1 ，差分运放的输出接入仪表运放。仪表运放对差分运放的信号进行放大，经过信号放大电路、信号滤波电路、信号采集电路后，由微控制器读取数值，此数与传递给 DAC 的数值进行比较，分析后即可校准自仪表运放至 ADC 之间的所有电路的准确性。

3.2.7 系统温度补偿电路方案设计

在 2.4.1 节中，分析了温度对应变片在测量过程中的影响，而温度对应变测量系统中硬件电路的影响也不可忽略。

温度对硬件电路的影响主要是电阻、电容值的变化和芯片的温漂。在进行电路器件选型时，应选用低温漂和宽温度范围的器件，对于可决定系统测量精度的器件，应该选用带自动温度补偿的型号。对于系统温度漂移，应采用软件补偿法对测到的数据进行温度补偿，即在硬件电路中设置一个温度传感器，将应变测量系统放入恒温箱中，测得某一温度下的标准应变数据后，使用工具分析出补偿系数，在软件中实现此温度下的补偿。实际应用中，不可能每个温度对应一个补偿值，通常的做法是分段补偿，这样就可以近似地抵消掉温度对应变测量系统电路的影响。

3.2.8 电桥激励电路方案设计

电桥的激励电路直接影响着应变电桥的测量精度。在目前已知的应变测量系统中，电桥激励通常为固定值，一般有2.048V、5V、10V等^[55]，为提高系统的测量精度，增加应变测量系统的适用范围，本论文提出如图 3-14 的电桥激励电路方案。

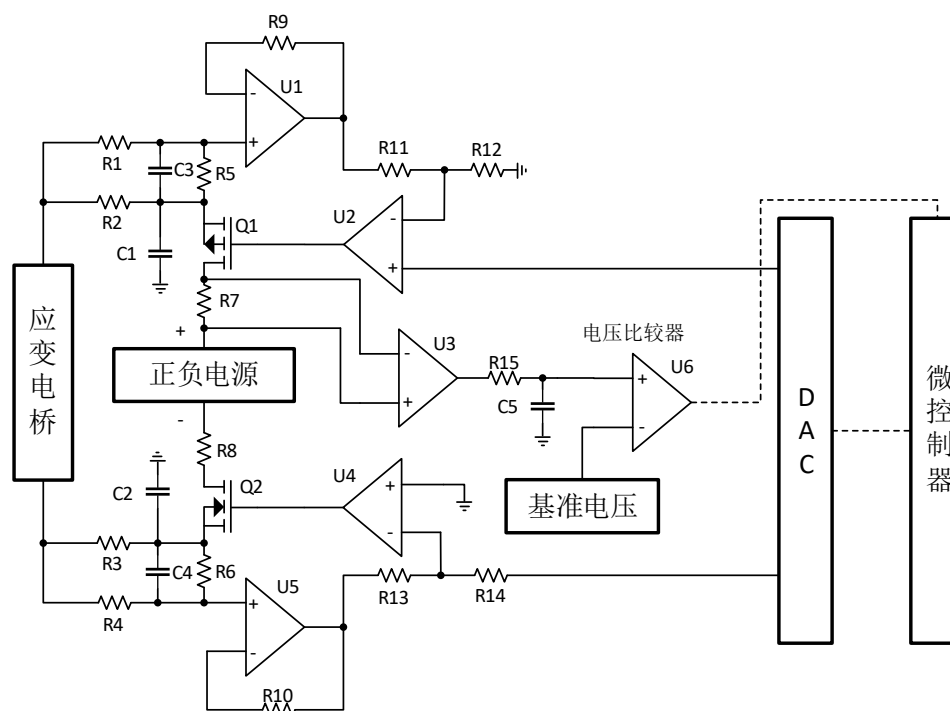


图 3-14 电桥激励电路方案

Figure 3-14 Bridge excitation circuit scheme

图 3-14 的方案中，摒弃了传统激励电源中使用专用电源芯片的方案，采用分立器件构建了正电压与负电压分别可连续调节的电源激励电路。整体思路为：使用 DAC 作为激励电源的基准源，运算放大器 U_2 和 U_4 作为 DAC 的缓冲和信号放大与翻转功能，利用 MOS 管 Q_1 和 Q_2 作为功率输出器件。运算放大器 U_1 和 U_5 作为 U_2 和 U_4 的反馈网络，在稳定 U_2 和 U_4 放大倍数的同时，采集应变电桥的两端激励电压，反馈至 U_2 和 U_4 中用以调整 MOS 管的输出，达到消除传输线电阻产生的压降的目的。在 MOS 管 Q_1 串联的电阻 R_7 两端连接专用电流检测运算放大器 (U_3)， U_3 将电流信号转换为一定的电压信号后，经过由 R_7 和 C_5 构成的 RC 低通滤波器后，传输至电压比较器 U_6 中，由 U_6 将此电压信号与基准电压进行比较，获得电桥激励的输出是否过载的信号， U_6 输出的信号被微控制器获取后，微控制器判断是否过载，如果过载，微控制器控制 DAC 输出为 0V，相当于关闭了功率

MOS 管，达到保护的功能。

图 3-14 中的 R_1 、 R_2 、 R_3 和 R_4 用于模拟长传输线路的电阻，一般情况下， R_1 、 R_2 、 R_3 和 R_4 的阻值完全相等。 R_2 和 R_3 模拟的是电桥激励导线的电阻，这两个电阻通常会传输几十毫安的电流，如果此线路较长，那么就会在这段导线上产生较大的压降，使得设定的电桥激励电压与电桥两端的电压不同，造成测量偏差较大。因运算放大器的输入电阻非常大，所以流过 R_1 和 R_4 的电流非常小，在 R_1 和 R_4 上产生的压降也非常小，所以在运算放大器 U_1 和 U_5 的正输入端的电压与应变电桥两端的电压十分接近，达到了获取远端电压的目的。考虑到电桥激励的输出端有可能会悬空，使用 R_5 和 R_6 来构成完整的 U_2 和 U_4 的反馈环路，防止 U_2 和 U_4 失调。 R_5 和 R_6 的阻值通常在几百千欧姆，远远大于导线电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 和 R_4 ，所以不会对远端采集回来的电压造成很大的影响。

图 3-14 中 C_1 和 C_2 为电桥激励输出的滤波电容，可以提供应变电桥所需要的瞬间电流，同时也增加了电桥激励电路的稳定性。

3.2.9 系统电源电路方案设计

电源电路对系统的稳定性和抗干扰能力起着决定性作用。由于应变测量系统通常工作在电磁环境恶劣恶劣的地方，所以，合理的系统供电方案是保证应变测量系统正常工作的前提。本系统采用 24V 供电，需要由 24 转到 3.3V 为微控制器供电，转到 5V 为 DAC 芯片供电，由于系统最大测量电压可达±15V，所以还需要至少±16V 的供电。图 3-15 为系统电源电路方案。

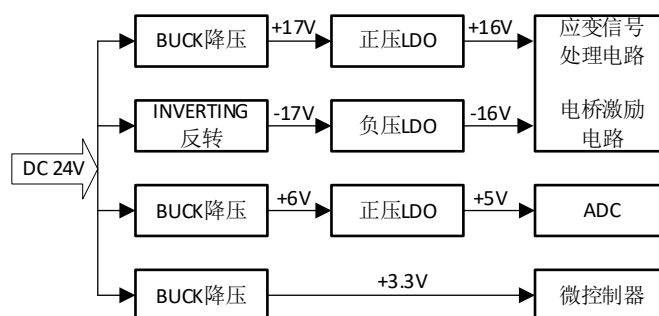


图 3-15 系统电源电路方案

Figure 3-15 System power circuit scheme

图 3-15 中，使用了三种降压电路，分别为 BUCK、INVERTING 和 LDO。BUCK 降压电路适用于输入输出压差较大，输出电流较大的应用场景，通常作为初级降压。因其

使用开关降压方案的原因，其输出的电源噪声通常较大，一般可用于数字电路供电。INVERTING 电路是由 BUCK 和 BOOST 电路组合起来构成的升降压型电源极性翻转电路，一般应用于需要负电源轨的电路中。LDO 降压电路用于输入输出压差较小，且对电源纹波和噪声敏感的模拟电路供电系统中。BUCK 和 INVERTING 相较于 LDO 来讲，在较大压差的电源转换过程中效率较高，而 LDO 受到电路结构的影响，在压差较大时，其效率极其低下，耗散功率会非常高，芯片发热严重。为了减少电源对信号处理电路的影响，系统电源电路采用两级降压电路的结构，第一级降压采用 BUCK 电路，将较高的系统输入电源降压至略高于电路所需的电压值，然后由 LDO 降压至电路所需电源，这样既保证了降压电路的效率，又减少了电源纹波和噪声对模拟电路的影响。

3.2.10 系统硬件电路总体电气方案

综合以上各节方案，整理出来应变测量系统的总体硬件电气方案，如图 3-16 所示。在以上各节方案的基础上，增加了如下功能：

- (1) 增加了 FPGA，用于读取 ADC 数据，微控制器使用单片机代替，单片机负责除了 ADC 数据读取以外的所有控制功能；
- (2) 可通过电桥校准接口连接 TEDS 设备^[56]，由单片机进行数据的读取；
- (3) 增加了外置的用户自定义电阻接口；
- (4) 增加了 FPGA 与单片机通信接口，接口类型为 IIC，方便扩展通道，集中管理多通道控制功能；

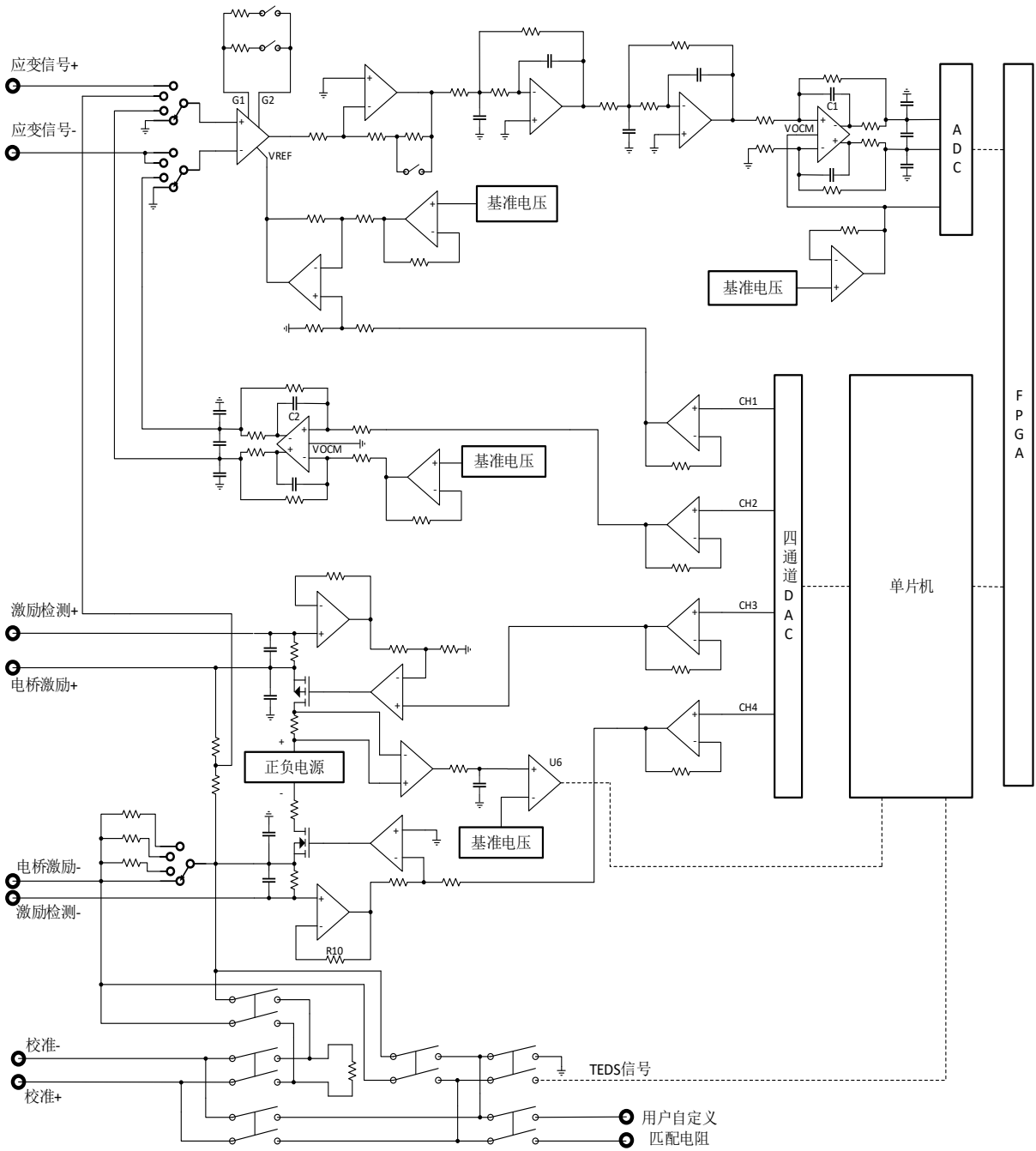


图 3-16 系统硬件总体方案

Figure 3-16 System hardware overall scheme

至此，应变测量系统的所有硬件方案均已经设计完成，相关器件的选型、电路优化、阻容值计算、仿真分析等，将在第四章进行详细设计。

3.3 应变测量系统软件方案设计

依据上一小节的硬件总体方案。设计了本节的软件方案。软件方案包括单片机程序方案设计和 FPGA 程序方案设计。

3.3.1 单片机程序方案设计

单片机程序包括：串口设备 ID 管理模块、IIC 数据解析模块、单片机内部 FLASH 管理模块、放大倍数管理模块、桥路变换管理模块、DAC 驱动模块、过流检测模块、温度数据读取模块、TEDS 数据读取模块。单片机程序方案如图 3-17 所示。

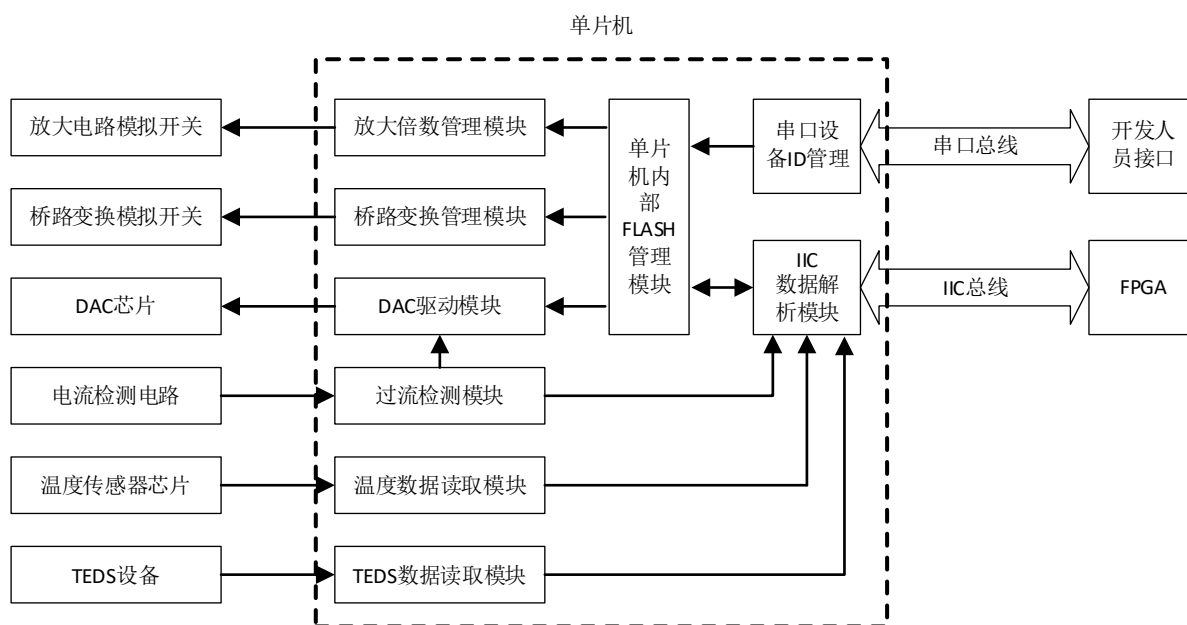


图 3-17 单片机程序方案

Figure 3-17 Microcomputer program scheme

图 3-17 中各个模块功能如下：

(1) 串口设备 ID 管理模块：多通道的多个单片机挂载在同一条 IIC 总线上，开发人员通过串口配置每一个单片机的 IIC 地址，方便 FPGA 区分通道。此模块接收到的 ID 信息传递给单片机内部 FLASH 管理模块。

(2) IIC 数据解析模块：负责接收并解析 IIC 总线上 FPGA 发来的配置信息，然后传递给单片机内部 FLASH 管理模块。在 FPGA 主动询问上一次配置信息时，从单片机内部 FLASH 管理模块中获取配置信息，上传至 FPGA 中。此模块也接收来自过流检测

模块的过流信息，然后上传至 FPGA 中。

(3) 单片机内部 FLASH 管理模块：此模块的主要功能是保存本次 FPGA 发过来的相关配置，在测试人员选择使用上一次配置时，可以直接调用内部 FLASH 中的全部配置信息并传输给放大倍数管理模块、桥路变换管理模块和 DAC 驱动模块。此外，本模块同时处理串口设备 ID 管理模块传递过来的 ID 信息并保存在内部 FLASH 中。当接收到 IIC 数据解析模块发来的新的配置数据后，会覆盖当前已保存在内部 FLASH 中的相关信息。设备 ID 和所有的配置信息均会掉电保存，以供下次上电时使用。

(4) 放大倍数管理模块：用于管理放大电路中的模拟开关，通过不同开关的组合，完成相应的放大倍数。

(5) 桥路变换管理模块：用于管理桥路变换中的模拟开关，通过不同开关的组合，完成相应的桥路匹配和桥路变换。

(6) DAC 驱动模块：负责驱动 DAC，控制 DAC 四个通道输出相应的电压值。此模块同时受控于单片机内部 FLASH 管理模块和过流检测模块，且过流检测模块的信号优先级高于单片机内部 FLASH 管理模块。当接收到了过流检测模块的过流信息后，控制 DAC 中驱动电桥激励的两个通道输出电压为 0，以防止烧毁电路。

(7) 过流检测模块：用于接收电流检测电路中电压比较器输出的电平状态，同时发送过流信息给 DAC 驱动模块。

(8) 温度数据读取模块：负责读取温度传感器芯片的温度信息，然后发送给 IIC 数据解析模块，最终通过 IIC 数据总线上传至 FPGA 中。

(9) TEDS 数据读取模块：读取连接的传感器内置的 TEDS 设备信息，然后发送给 IIC 数据解析模块，最终通过 IIC 数据总线上传至 FPGA 中。

3.3.2 FPGA 程序方案设计

FPGA 程序由 ADC 数据接收模块、IIC 数据解析模块、多路 ADC 数据编帧模块、多路 IIC 控制信号管理模块、温度补偿模块、DDR3 缓存模块、多通道控制信号解析模块和千兆以太网数据编、解码模块组成。FPGA 程序方案如图 3-18 所示。图 3-18 中各模块功能如下：

(1) ADC 数据接收模块：本方案具有三路 ADC 数据接收模块，每个模块负责接

收 16 路 ADC 采集到的应变数据，可同时接收 48 路 ADC 采集到的数据。

(2) IIC 数据解析模块：与 ADC 数据接收模块对应的具有三个相同模块。其主要作用是管理挂载在一条 IIC 总线上的 16 个通道控制单片机。可同时管理 48 个通道控制单片机；

(3) 多路 ADC 数据编帧模块：将三个 ADC 数据采集模块接收到的数据编帧整合在一起，方便温度补偿模块处理数据；

(4) 多路 IIC 控制信号管理模块：集中管理三个 IIC 数据解析模块，接收来自多通道控制信号解析模块的控制信息；

(5) 温度补偿模块：接收来自多路 IIC 控制信号管理模块的每个通道的温度信息，根据温度信息和事前标定的温补函数对多路 ADC 数据编帧模块传过来的应变数据进行稳步补偿；

(6) DDR3 缓存模块：缓存温补补偿后的应变信号，预防千兆以太网速度不稳造成的丢数据情况；

(7) 多通道控制信号解析模块：解析来自千兆以太网数据编、解码模块的通道控制数据；

(8) 千兆以太网数据编、解码模块：接收来自上位机的所有指令；

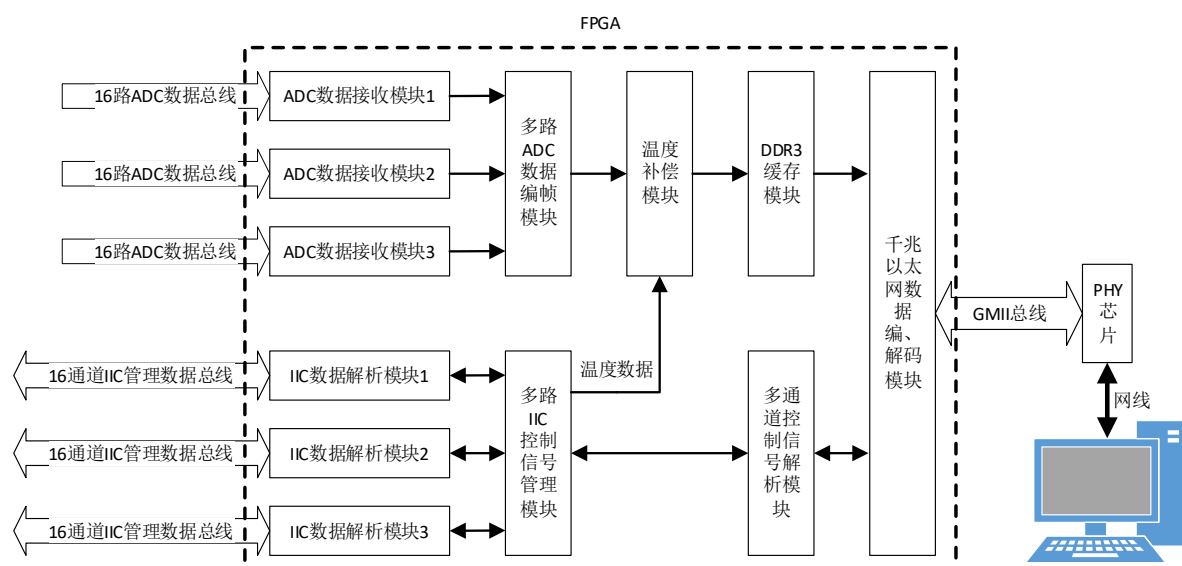


图 3-18 FPGA 程序方案

Figure 3-18 FPGA program scheme

3.4 本章小结

本章根据第二章的内容，设计了应变测量系统总体硬件方案，然后针对应变信号处理采集模块进行了详细的电路方案设计，包括桥路变换电路、自平衡电路、自标定电路、自校准电路、信号放大电路、信号滤波电路、电桥激励电路等，除此以外，设计了系统总体电源电路方案。最后提出了单片机程序方案和 FPGA 程序方案。

4. 应变测量系统关键技术研究

在第三章硬件电路方案的基础上,针对应变测量系统的关键技术进行研究。首先进行器件的选型,包括仪表运算放大器、模数转换器(ADC)、电子模拟开关、精密运算放大器等。然后根据硬件电路方案,构建了电路仿真模型,进行了直流传输特性和交流传输特性仿真。最后将理论计算和仿真结果相结合,确定电路性能。

4.1 高精度信号处理电路设计

电阻应变片输出的信号通常十分微弱,而指标要求测量的电压范围可达 $\pm 15V$,测量范围跨度极大,这对信号处理电路提出了极高的要求,本节针对应变测量的特点和电压测量的特点,设计了信号放大、衰减电路和信号滤波电路,并对其进行了电路模型的仿真。

4.1.1 放大电路器件选型与优化分析

表 4-1 三种仪表运放的相关参数

Table 4-1 Related parameters of three instrument operational amplifiers

参数	AD620	INA818	AD8253
最大输入失调电压(μV)	50	35	150
输入电压噪声(nV/\sqrt{Hz})	9	8	11
最小共模抑制比(dB)	110	130	100
最小电源抑制比(dB)	110	130	110
差分输入阻抗($G\Omega pF$)	10 2	100 1	4 1.25
带宽(kHz)	120	270	200
最大增益漂移($ppm/^{\circ}C$)	-50	35	10
最大工作电流(mA)	1.3	0.385	4
额定温度范围($^{\circ}C$)	-55-+125	-40-+125	-40-+85
是否可编程	否	否	是
电源范围(V)	$\pm 2.3-\pm 18$	$\pm 2.25-\pm 18$	$\pm 5-\pm 18$

以上均为仪表运放在 $G = 100$ 时的相关参数。

根据第 3.2.2 节中的图 3-7 可知，信号放大电路的主要器件包括仪表运算放大器、精密运算放大器和单刀单掷开关。

在一般的测量系统中，通常要求仪表运算放大器要具有高输入电阻、极低的输入噪声和较高的共模抑制比^[57]。表 4-1 列举了三种仪表运算放大器的相关参数。

由表 4-1 可以看出，ADI 的军用 AD620 温度适应能力最强。ADI 的 AD8253 在增益温度漂移方面最好，原因为 AD8253 具有可编程增益的功能，增益环路已经集成在芯片内部，且在出厂时由激光进行校准。在其他参数上，TI 的 INA818 都高于其他两款运放。综合以上考虑，为了保证测量精度，使用 TI 的 INA818 作为应变测量系统的仪表运放。

INA818 的简化内部原理图如图 4-1 所示。

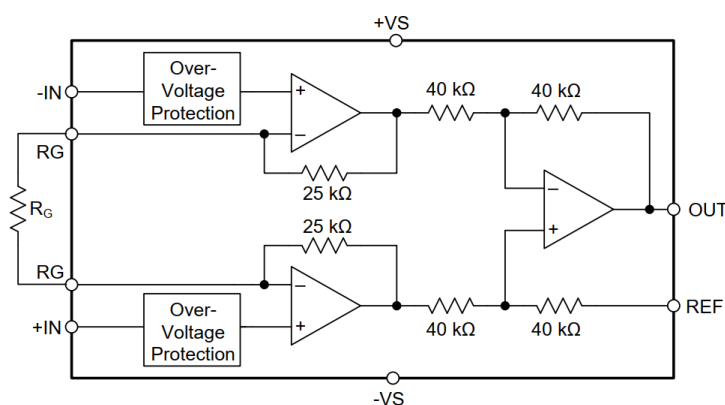


图 4-1 INA818 简化内部原理图

Figure 4-1 Simplified internal schematic diagram of INA818

从图中可以看到，INA818 的放大倍数由一颗外部电阻 R_G 确定，放大倍数 G 与 R_G 之间的关系由式 4-1 确定：

$$G = 1 + \frac{50k\Omega}{R_G} \quad (4-1)$$

INA818 的输出电压 V_O 与输入电压 V_{+IN} 、 V_{-IN} 之间的关系由式 4-2 确定：

$$V_O = G(V_{+IN} - V_{-IN}) + V_{REF} \quad (4-2)$$

式中 V_{REF} 为输出信号的偏置电压。

本论文的应变测量系统需要的放大倍数为 1、10、100，根据式 4-1 可以算出所需要的 R_G 的阻值分别为无穷大、 $5.555k\Omega$ 和 $0.505k\Omega$ 。在实际电路中，采用模拟开关切换不同

的电阻以达到不同的放大倍数。图 4-2 为信号放大电路的原理图。

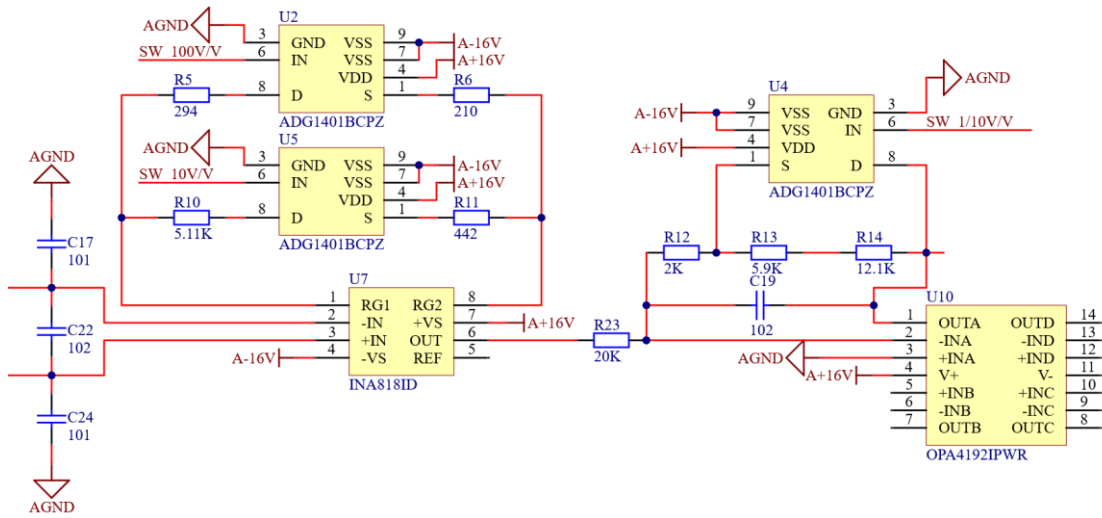


图 4-2 信号放大电路原理图

Figure 4-2 Schematic diagram of signal amplifying circuit

为了保证仪表运放在全温度范围下的增益稳定，电阻 R_5 、 R_6 、 R_{10} 和 R_{11} 构成的 R_G 采用 $\pm 1\%$ 、 $25ppm/^\circ C$ 的高精度电阻。模拟开关使用亚德诺半导体设计的 ADG1401 单刀单掷芯片。当逻辑输入为 1 时，开关闭合。此单刀单掷开关具有 1Ω 的导通电阻，非常适用于本电路中的放大倍数切换功能。

放大倍数由模拟开关 U_2 、 U_5 进行切换，当只有 U_2 导通时， R_5 、 R_6 组成 R_G ，阻值为 505Ω ，此时仪表运放的放大倍数 $G = 100$ 。当只有 U_5 导通时， R_{10} 、 R_{11} 组成 R_G ，阻值为 $5.553k\Omega$ ，此时仪表运放的放大倍数 $G = 10$ 。只有 U_5 和 U_2 都断路时 R_G 阻值为无穷大，此时仪表运放的放大倍数 $G = 1$ 。

本论文选用 OPA4192 中的 A 通道作为信号衰减的运算放大器。图 4-2 中，当 U_4 导通时， R_{13} 、 R_{14} 被断路，反向比例放大电路的反馈电阻只有 R_{12} ，阻值为 $2k\Omega$ ， R_{23} 阻值为 $20k\Omega$ ，通过计算可知，此时将仪表运放输出的信号衰减了 10 倍。当 U_4 断开时，反馈电阻由 R_{12} 、 R_{13} 、 R_{14} 组成，阻值为 $20k\Omega$ ，经过计算可知，此时对信号无衰减，只进行了翻转。

4.1.2 放大电路仿真与分析

使用德州仪器官方的仿真软件 Tina-TI 对信号放大电路建模，仿真其直流传输特性

和交流传输特性^[58]。建模的电路图如图 4-3 所示。

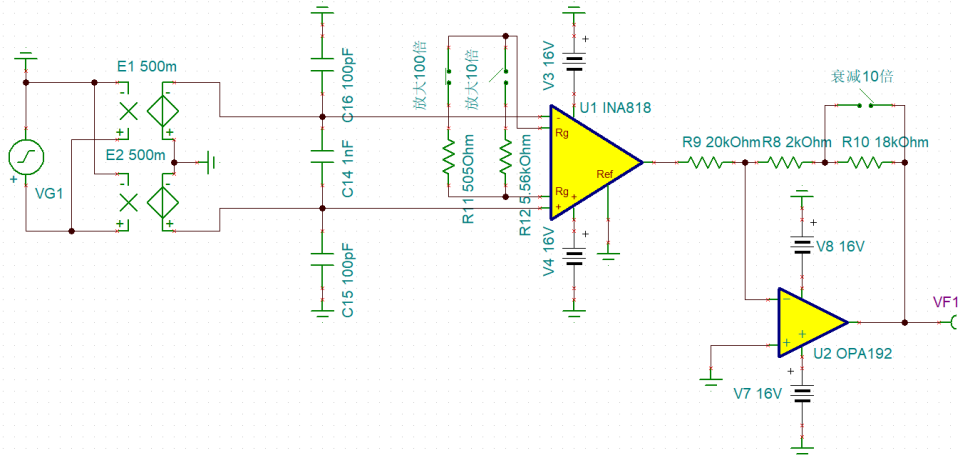
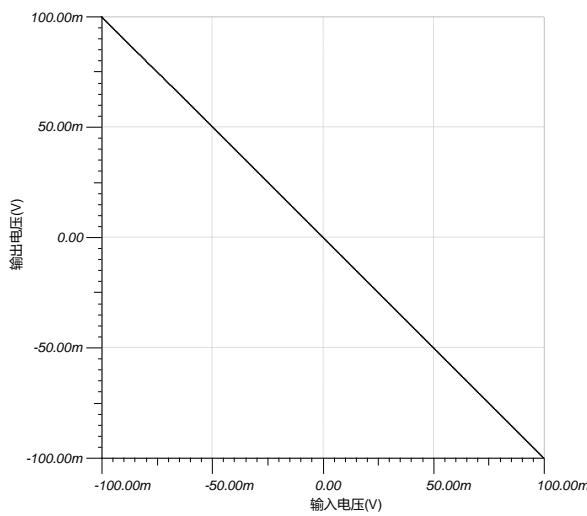


图 4-3 信号放大电路建模

Figure 4-3 Signal amplifier circuit modeling

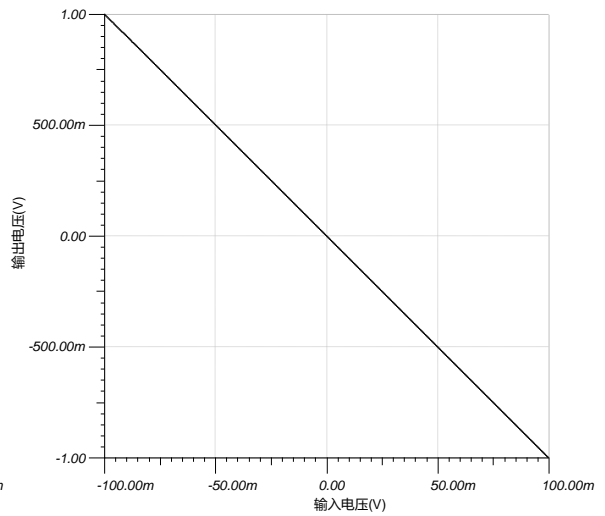
图中使用两个 2:1 的压控型电压源 (VCVS) 组成单端电压源转差分电压源的功能。进行直流特性仿真和交流特性仿真时,以 VG_1 作为信号输入, VF_1 作为信号输出进行仿真。

图 4-4 中的 (a) (b) (c) 分别为放大倍数为 1、10、100 倍的信号放大电路的直流传输特性。仿真条件为 VG_1 从 $-100mV$ 至 $+100mV$ 。图 4-4 中 (d) 为衰减 10 倍的放大电路直流特性。仿真条件为 VG_1 从 $-15V$ 至 $+15V$ 。从图中可以看出,在前三种放大倍数下,输入输出严格地遵循着式 4-2 的规律。第四种放大倍数下,输入是输出的 10 倍。仿真结果表明本电路直流特性稳定,可以达到预期效果。



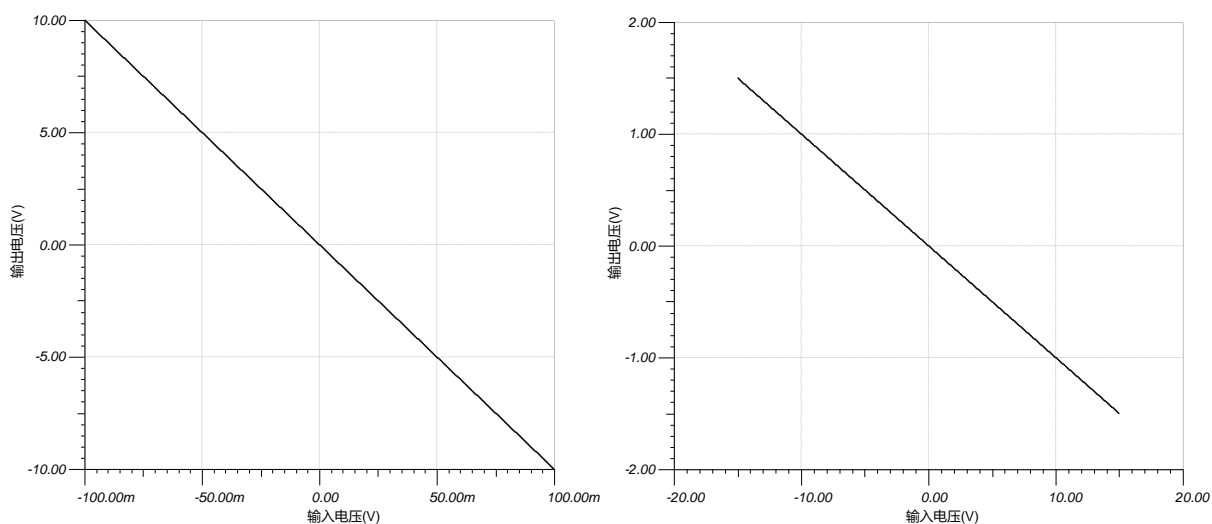
(a) 放大倍数为 1

(a) The magnification is 1



(b) 放大倍数为 10

(b) The magnification is 10



(c) 放大倍数为 100

(d) 衰减倍数为 10

(c) The magnification is 100

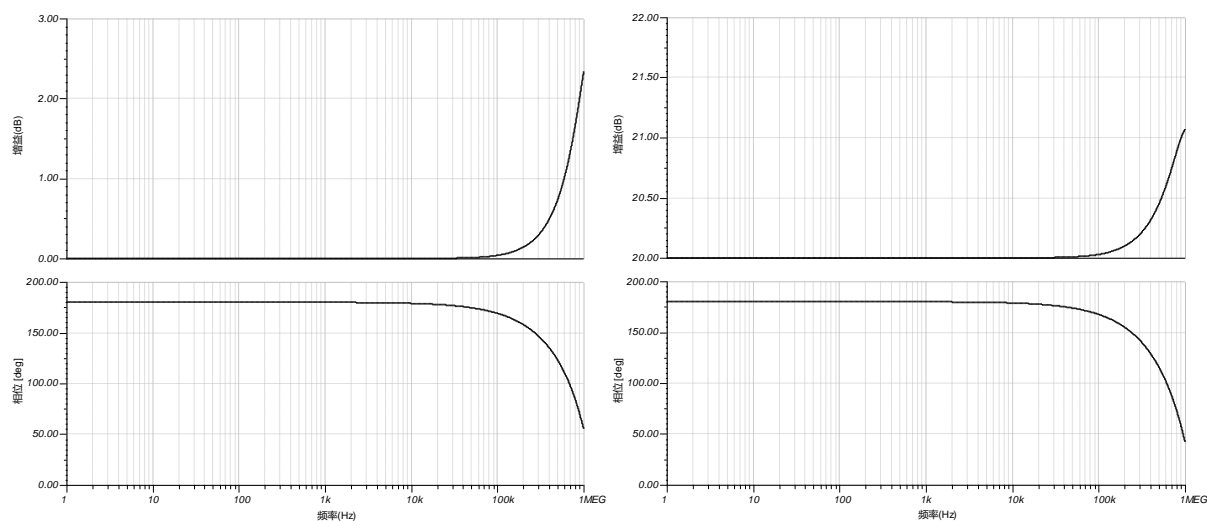
(d) The attenuation factor is 10

图 4-4 四种放大倍数下的直流特性曲线

Figure 4-4 DC characteristic curves under four magnifications

接下来对放大电路的交流特性进行仿真，仿真的交流特性有增益和相位。

从图 4-5 中可以看出，在频率为 100kHz 以下时，增益均非常稳定，相位始终为 180° 。当频率高于 100kHz 时，放大电路呈现出放大倍数不足的现象，衰减电路呈现出衰减不足的现象，经过分析，这是由于运放的增益带宽积不足导致的，考虑到本论文设计的应变测量系统的理论测量带宽（ 12.5kHz ），这一指标足以满足要求。

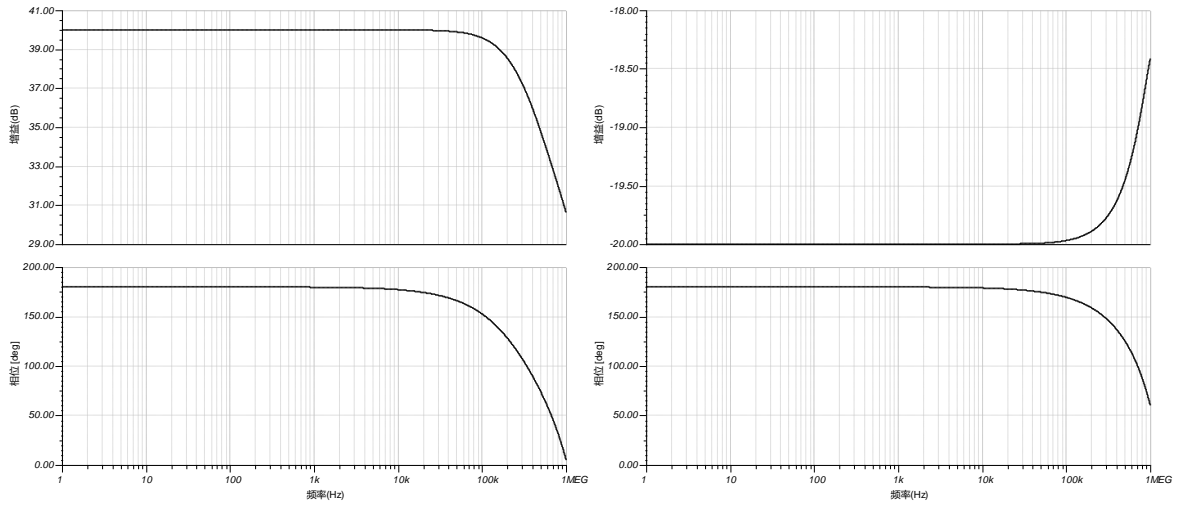


(a) 放大倍数为 1

(b) 放大倍数为 10

(a) The magnification is 1

(b) The magnification is 10



(c) 放大倍数为 100

(d) 衰减倍数为 10

(c) The magnification is 100

(d) The attenuation factor is 10

图 4-5 放大电路交流传输特性

Figure 4-5 AC transmission characteristics of amplifying circuit

综上所述，本论文设计的应变信号放大电路无论是直流传输特性还是交流传输特性均满足设计要求。

4.1.3 滤波电路器件选型

二阶双反馈型巴特沃斯滤波器的原理图如图 4-6 所示。

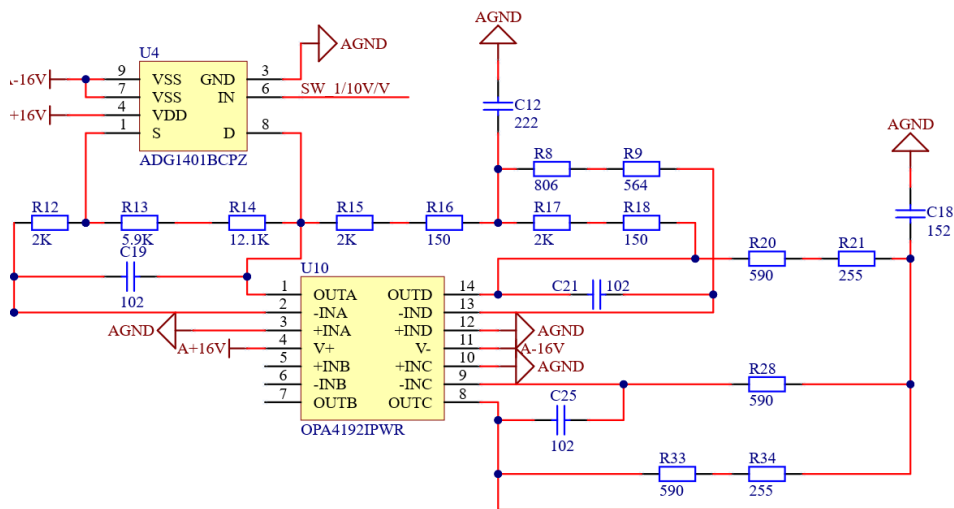


图 4-6 巴特沃斯滤波器原理图

Figure 4-6 Schematic diagram of Butterworth filter

滤波电路需要对运算放大器进行选型。根据巴特沃斯滤波电路的特点可知，运放的放大倍数为 1，那么一般的精密运放的增益带宽积都可满足，只需要着重考虑输入噪声、失调电压、共模抑制比等相关参数即可。综合分析后，继续使用 OPA4192 中的两个运放作为巴特沃地滤波器的两个运放。

从 4-6 图中可以看出，OPA4192 的 D 运放和 C 运放分别作为了一阶和二阶滤波电路中的运放。一阶滤波通过电阻 R_5 将衰减电路的输出信号接入到滤波电路中。C 运放的输出端为巴特沃斯滤波器的信号输出。

4.1.4 滤波电路仿真与分析

根据 3.3.3 节的滤波方案，对二阶双反馈巴特沃斯滤波电路进行幅频特性仿真和相频特性仿真。图 4-7 为巴特沃斯滤波器的电路模型。

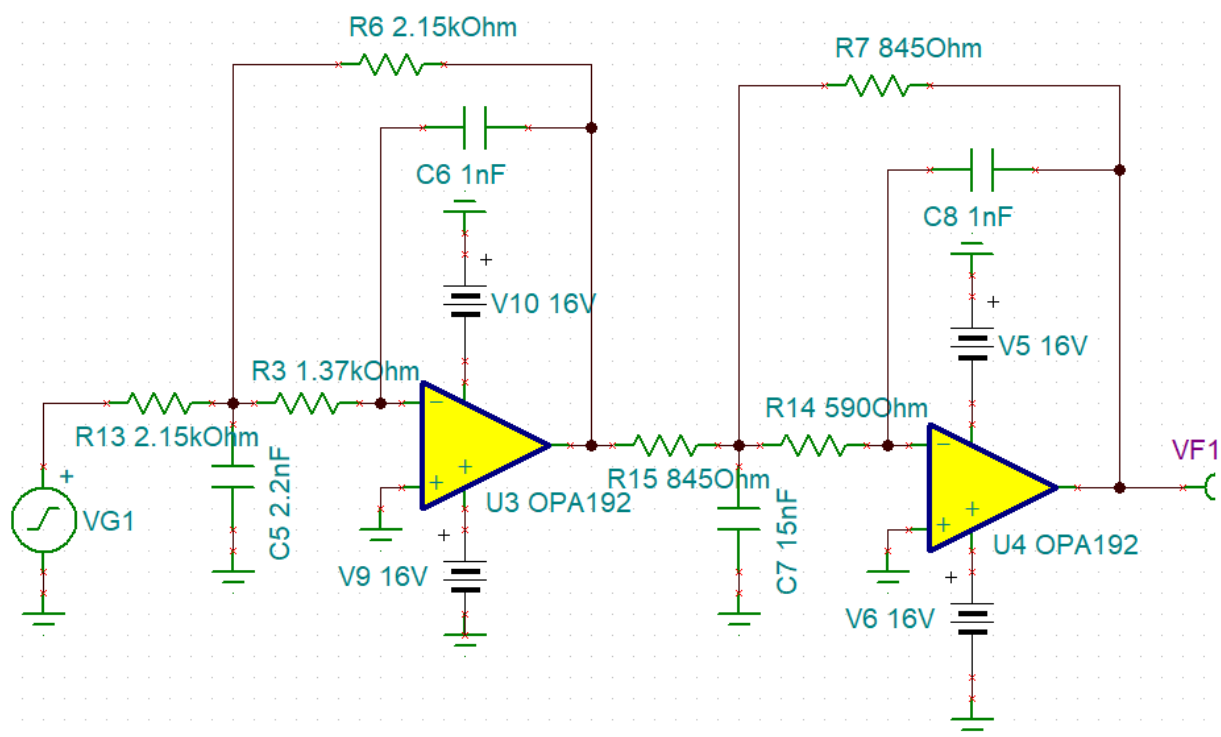


图 4-7 巴特沃斯滤波器电路模型

Figure 4-7 Butterworth filter circuit model

巴特沃斯滤波器阻容参数计算参考德州仪器官网的低通滤波器设计工具，阻容值已标注在图 4-7 中。接下来对此滤波器进行交流特性仿真。仿真结果如图 4-8 所示。

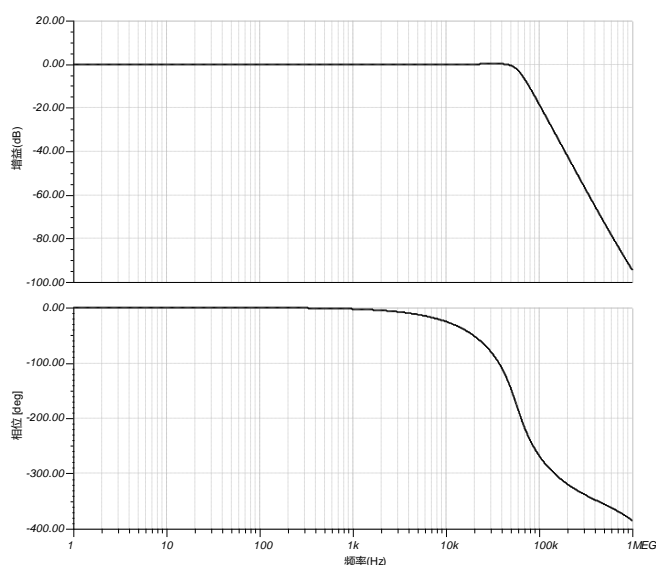


图 4-8 巴特沃斯滤波器交流特性仿真结果

Figure 4-8 Simulation results of the AC characteristics of Butterworth filter

从图中可以看出，在频率通带内，滤波器对信号的增益为 0dB ，在小于并接近 60kHz 的频率范围，出现了轻微的增益上升的情况，经过分析后，是因为电阻电容值选取了近似值所导致滤波器通带内幅频特性曲线轻微上曲，此现象完全在工程应用的允许范围内。在阻带内，信号幅度快速衰减。此滤波器电路在信号频率为 60kHz 达到了 -3dB 频程点，则此滤波电路的截止频率为 60kHz ，与本论文的设计指标 60.3kHz 十分接近，满足设计要求。

为了进一步分析放大电路和滤波电路的性能，将两个电路结合起来，对结合后的电路进行输出噪声仿真分析。建模电路如图 4-9 所示。

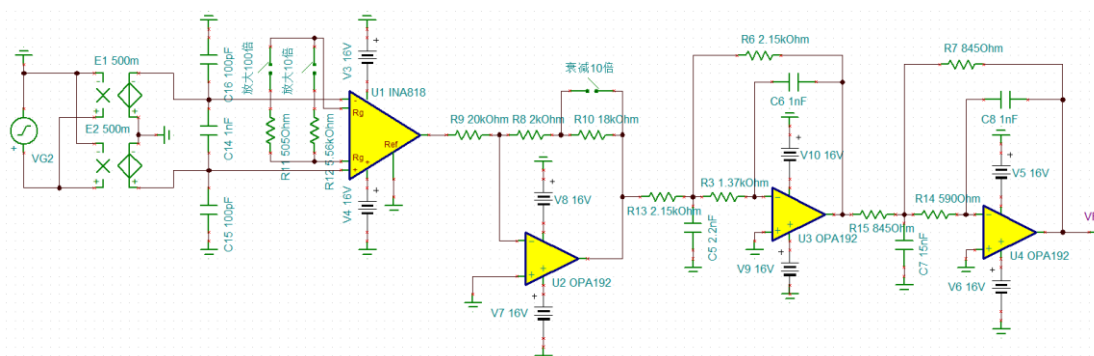


图 4-9 放大电路与滤波电路建模

Figure 4-9 Modeling of amplifying circuit and filtering circuit

输出噪声仿真结果如图 4-10 所示。

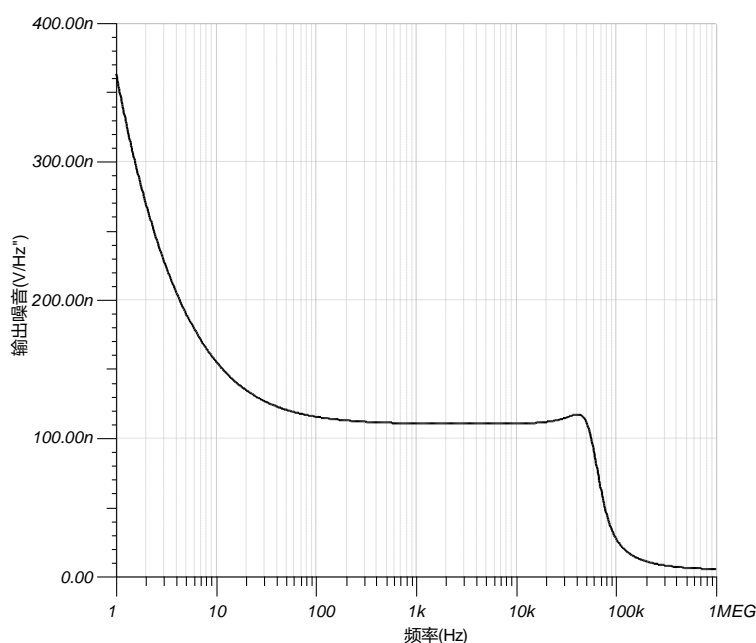


图 4-10 输出噪声仿真结果

Figure 4-10 Output noise simulation results

从图中可以看出，当输入信号的频率小于 600Hz 时，随着输入频率的减少，输出噪声逐渐增加，输出噪声最高为 $360\text{nV}\sqrt{\text{Hz}}$ ，在输入信号 $600\text{Hz} - 20\text{kHz}$ 内，噪声可低至 $110\text{nV}\sqrt{\text{Hz}}$ 。在接下来的频率内，输出噪声呈逐渐增加的趋势，在通带内，达到了 $120\text{nV}\sqrt{\text{Hz}}$ ，呈轻微上升趋势，这与图 4-8 中的滤波器的幅频特性曲线不谋而合。总体来看，放大电路和滤波电路噪声非常低，满足设计指标，不足以影响测量精度。

4.2 高精度信号采集电路设计

初始应变信号在经过高精度信号处理电路的放大、滤波后，被送入信号采集电路中进行模拟-数字转换，信号采集电路决定着整个系统的最终的测量精度，高精度的测量系统通常会使用 24 位 ADC，选择一个适合 ADC 对整个测量系统具有决定性作用。本节针对应变测量系统的高精度的特点，对 ADC 进行选型，对 ADC 驱动电路进行仿真，确定合适的电路参数。

4.2.1 高精度信号采集电路器件选型

高精度信号采集电路的器件选型包括 ADC 选型和 ADC 驱动器的选型。为了保证通道间拥有最大的隔离度，采用每个通道对应一个 ADC 采集芯片的方法，将 ADC 的输出数据进行融合。表 4-2 对比了三种型号的 ADC 相关参数。

表 4-2 三种型号的 ADC 相关参数

Table 4-2 ADC related parameters of the three models

参数	ADS1271	AK5385B	AD7768
位数 (<i>bit</i>)	24	24	24
输入类型	真差分	全差分	全差分
内部电路类型	$\Sigma - \Delta$ 型	$\Sigma - \Delta$ 型	$\Sigma - \Delta$ 型
最大数据输出速率 (<i>ksps</i>)	105	8-216	156
信噪比 (<i>S/N</i>)	109	114	115
耗散功率	90	183	160
数据输出接口类型	SPI	SPI	SPI
是否可扩展通道	是	否	否

从表中可以看出，三种型号的 ADC 主要参数十分接近，考虑到本论文设计的应变采集系统具有多通道的特点，而每个通道对应一个 ADC 芯片，这就需要选取的 ADC 芯片具有数据可扩展功能或者菊花链功能。综合以上分析，本论文选用德州仪器的 ADS1271 作为本系统的 ADC 采集芯片。

由于 ADC 的输出类型为真差分，而经过滤波电路输出的信号类型为单端，所以需要使用差分运放将单端信号转换为差分信号以供 ADC 采集。此电路也可以称为 ADC 驱动电路。ADC 驱动电路中的运放选用德州仪器的 THS4551。THS4551 具有如下特点：

- (1) 高达 $220V/\mu s$ 的压摆率；
- (2) 具有 $3.3nV/\sqrt{Hz}$ 的非常低的输出噪声；
- (3) 开环增益：119dB；
- (4) 可配置的输出参考电压；
- (5) 供电：单电源 2.7V 至 5.4V，1.37mA；

高精度信号采集电路原理图如图 4-11 所示。

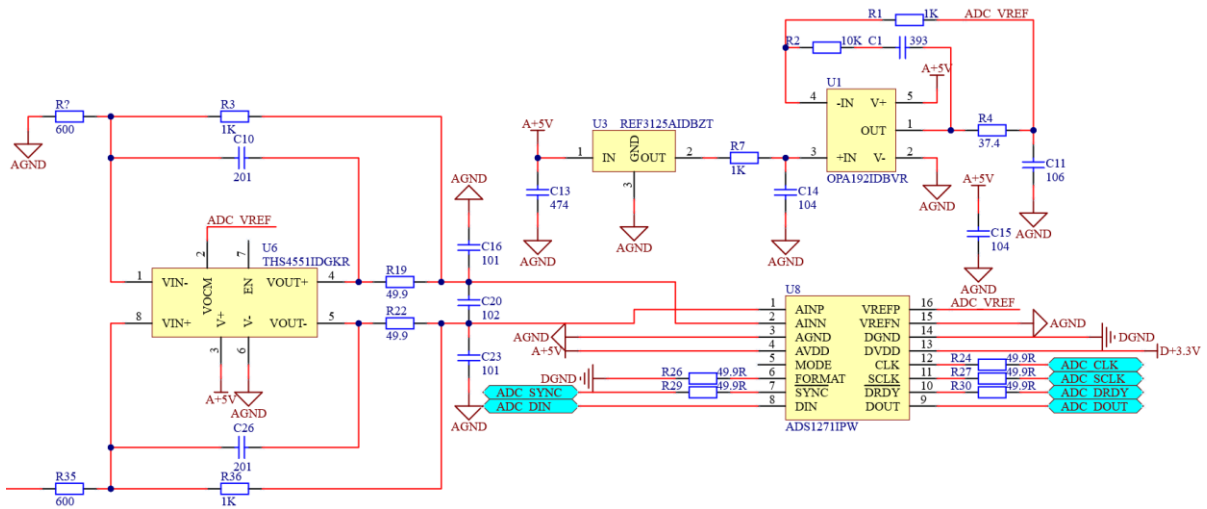


图 4-11 高精度信号采集电路原理图

Figure 4-11 Schematic diagram of high-precision signal acquisition circuit

图 4-11 中，使用德州仪器的 REF3125 作为电压基准源，OPA192 构成的电压跟随电路作为 THS4551 和 ADS1271 的电压基准。由图 4-11 可以看出，THS4551 使用了单电源供电，而由滤波电路输出的信号为双极性，下面通过定量计算来分析此电路的转换原理。

ADC 驱动电路简化原理图如图 4-12 所示

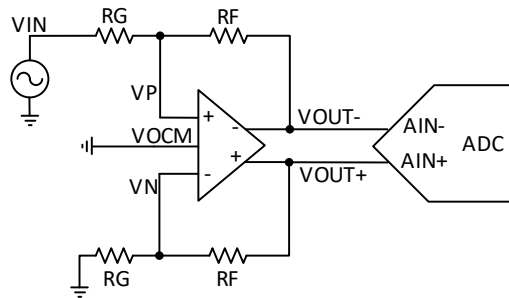


图 4-12 ADC 驱动电路简化原理图

Figure 4-12 Simplified schematic diagram of ADC drive circuit

为了方便电路分析和计算，假设全差分放大器是一个偏移为 0 且增益无限大的理想放大器。单端输入到差动输出的增益由 R_F 和 R_G 决定：

$$\frac{V_{OUT\pm}}{V_{IN}} = \frac{R_F}{R_G} \quad (4-3)$$

全差分放大器的两个单端输出是差动输出共模电压 V_{OCM} 的 1/2:

$$\begin{cases} V_{OUT+} = \frac{V_{IN}}{2} \times \frac{R_F}{R_G} + V_{OCM} \\ V_{OUT-} = -\frac{V_{IN}}{2} \times \frac{R_F}{R_G} + V_{OCM} \end{cases} \quad (4-4)$$

为了使全差分运放能够正常运行, 要保证两个输入端的电压在放大器的输入共模电压范围之内, 同时还要保证放大器的两个输出端的摆幅满足 ADC 输入的电压摆幅要求。运放的输出电压如果超出共模电压范围会导致运放处于非线性区工作, 导致信号放大失真, 多数情况下, 这种现象会被误认为是输出饱和问题^[59]。为了确认没有超出输入共模电压范围, 那么可使用“虚短”的概念来计算运放输入引脚的电压。因为 $V_P = V_N$, 下列的两式均满足计算要求, 使用其一即可:

$$V_P = V_{OUT-} \times \frac{R_G}{R_G + R_F} + V_{IN} \times \frac{R_F}{R_G + R_F} \quad (4-5)$$

$$V_N = V_{OUT+} \times \frac{R_G}{R_G + R_F} \quad (4-6)$$

可以假设输入信号为 $1.5 V_{pp}$, 而要驱动的 ADC 为 ADS1271。此款 ADC 的全量程差动输入范围为 $5V_{pp}$, 输入共模电压为 $+2.5V$ 。采用可以单电源供电的 THS4551 作为全差分运算放大器, 其供电电压为 $+5V$ 。通过计算可知, ADC 饱和时的最大增益为 $\frac{5}{3} V/V$ 。设定 R_F 为 $1k\Omega$, 根据式(4-3)可知, 需要将 R_G 设置为 600Ω 。可以使用 $2.5V$ 的高精度电压基准源驱动 V_{OCM} 来设定共模输出电压, 这样, 每个输出都会围绕 $+2.5V$ 摆动, 其范围为 $2.5 V_{pp} \pm 1.25 V$, 因此, 全差分运放的输出范围要求是 $+1.25V$ 到 $+3.75V$ 。查看 THS4551 数据手册后知该要求输出电压范围在规范范围内。

4.2.2 高精度信号采集电路仿真与分析

查阅 ADS1271 数据手册之后, 可以知道其输入电阻为 $4.2k\Omega$, 建立信号采集电路模型如图 4-13。图 4-13 中, 使用 1:1 的 VCVS 将差分信号转为单端信号进行分析。电阻 R_{16} 模拟的是 ADS1271 的输入电阻。 C_9 、 C_{10} 用于增益环路稳定。 C_{11} 、 C_{12} 、 C_{13} 组成差分低通滤波器, 用于滤除高频噪声。

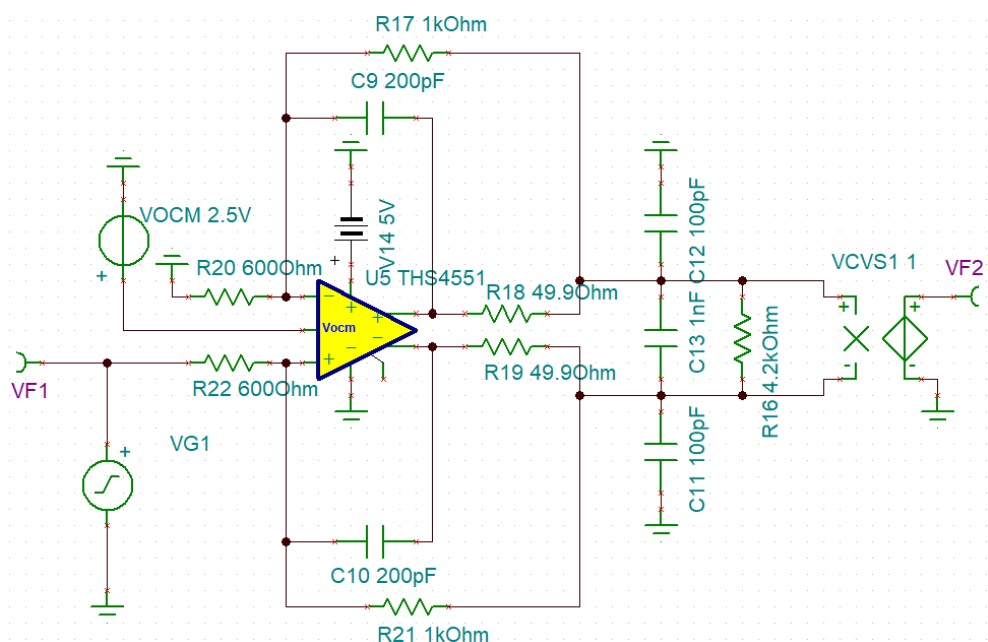


图 4-13 信号采集电路模型

Figure 4-13 Signal acquisition circuit model

图 4-14 为信号采集电路的直流传输特性曲线。

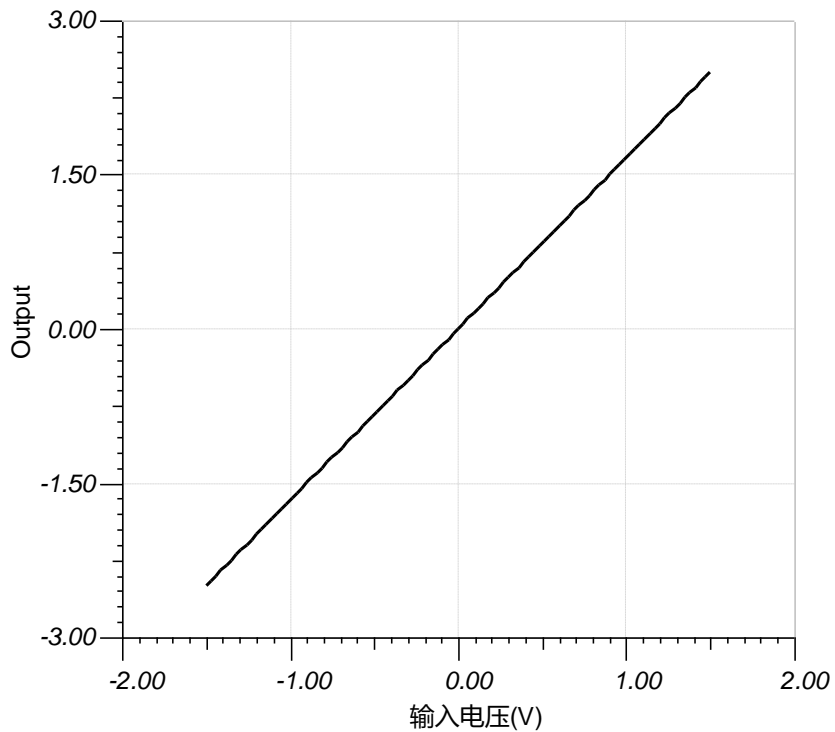


图 4-14 信号采集电路直流传输特性

Figure 4-14 DC transmission characteristics of signal acquisition circuit

从图 4-14 看出当输入信号从 $-1.5V$ 至 $+1.5V$ 过程中,输出电压从 $-2.5V$ 至 $+2.5V$,放大倍数严格遵循式(4-3)。满足设计要求。

图 4-15 为信号采集电路的交流传输特性曲线,从幅频特性曲线可以看出,在信号频率小于 $100kHz$ 时,信号采集电路对信号的增益始终为 $4.44dB$,当信号频率大于 $100kHz$ 时,对信号的放大迅速衰减。从相频特性曲线可以看出,当信号频率大于 $20kHz$ 时,开始出现相位滞后,在信号频率为 $60kHz$ 时,滞后 $5deg$,如此小的滞后情况不足以对信号采集造成影响。

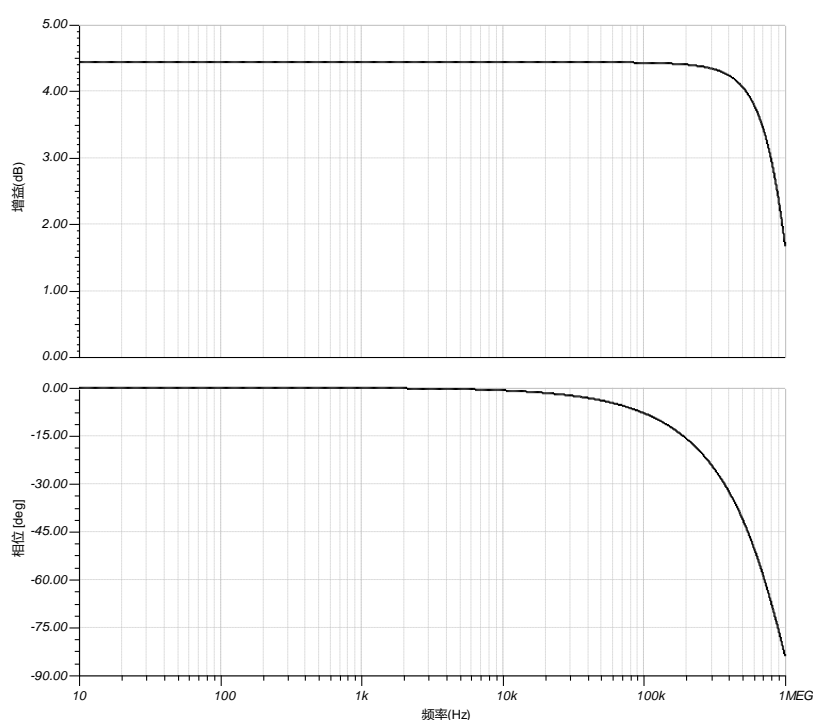


图 4-15 信号采集电路交流传输特性

Figure 4-15 AC transmission characteristics of the signal acquisition circuit

下面对信号采集电路进行噪声仿真,仿真结果如图 4-16 所示。从图 4-16 可以看出,随着信号频率的增加,噪声逐步降低,当信号频率小于 $20kHz$ 时,信号随着频率的降低而增加,最大噪声出现在直流信号出,噪声为 $100nV\sqrt{Hz}$,在信号频率为 $20kHz$ 至 $200kHz$ 时,噪声的大小一直为 $12.5nV\sqrt{Hz}$,综合分析后,信号采集电路对直流信号的噪声处理能力较弱,对交流信号的噪声处理能力较强,即使噪声最大值 $100nV\sqrt{Hz}$ 时,也对本论文中设计的测量系统无影响。

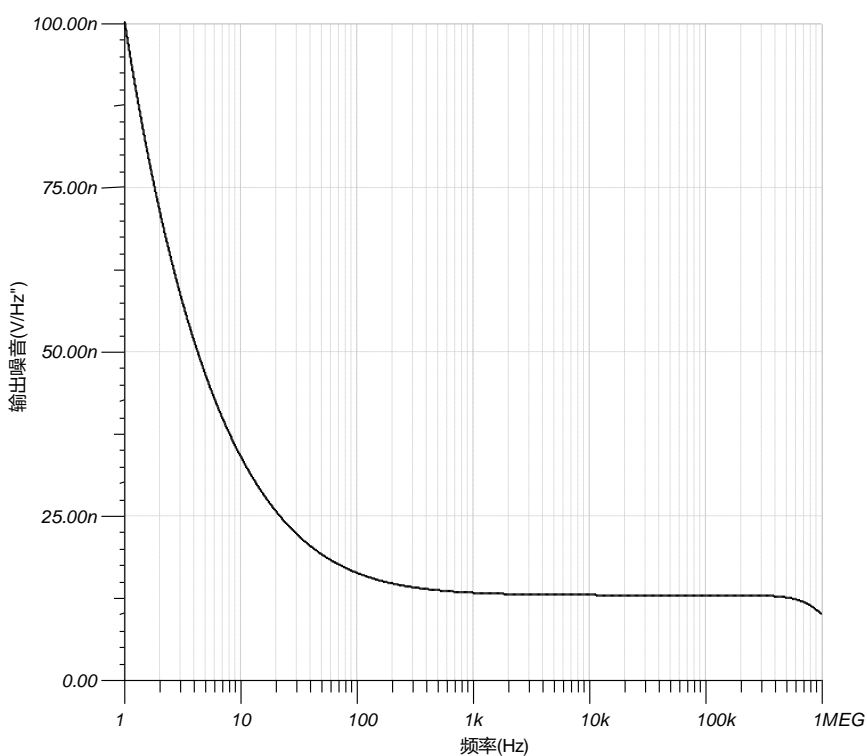


图 4-16 信号采集电路输出噪声仿真

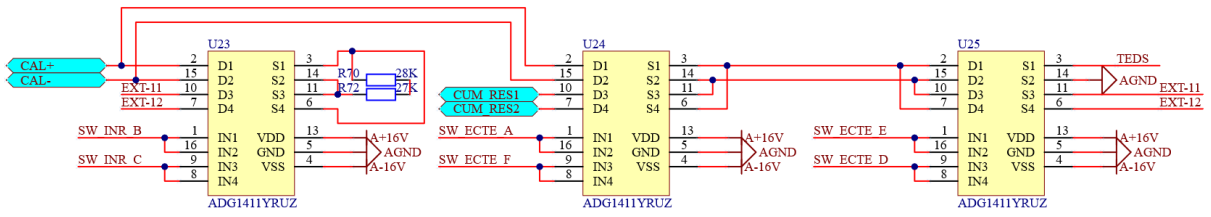
Figure 4-16 Output noise simulation of signal acquisition circuit

综上所述，信号采集电路可以对滤波电路输出的信号进行无失真地放大，可以较好地驱动 ADC 进行采集，达到了设计要求。

4.3 桥路变换电路设计

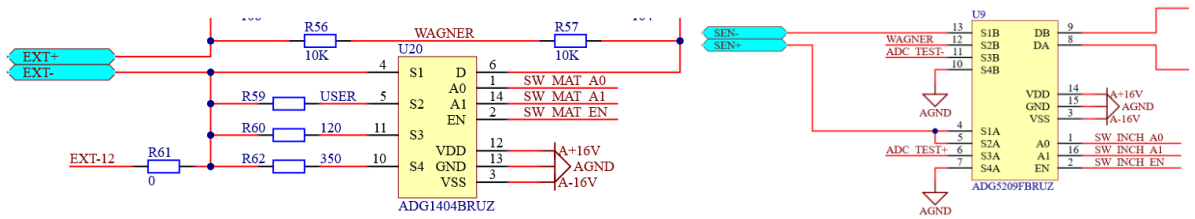
桥路变换电路包括电桥匹配电路、电桥自标定电路和仪表运放输入信号切换电路，其本质是模拟开关电路的组合使用。根据图 3-21 系统硬件电路总体框图，可以看出，电桥匹配需要使用一只单刀四掷模拟开关，电桥自标定、TEDS 读取和外部用户自校准电阻接入电路需要使用 12 只单刀单掷模拟开关，仪表运放输入切换需要使用一只可以处理差分信号的双刀四掷开关。

在选择模拟开关时，要综合考虑供电电压是否满足，在电流较大的回路中，是否能够承载足够大的电流，对于信号传输路径，其泄露电流能否对测量精度产生影响^[60]。根据以上选取要求，本论文选用 ADG1404 作为单刀四掷模拟开关，选用 ADG1411 作为单刀单掷模拟开关，选用 ADG5209 作为差分双刀四掷模拟开关，它们在桥路变换电路中的作用如图 4-17 所示。



(a) 大电阻标定、TEDS、用户自定义标定电阻切换电路

(a) Large resistance calibration, TEDS, user-defined calibration resistance switching circuit



(b) 桥路匹配电路

(c) 仪表运放输入切换电路

(b) Bridge matching circuit

(c) Instrument operational amplifier input switching circuit

图 4-17 桥路变换原理图

Figure 4-17 Schematic diagram of bridge conversion

4.4 自平衡电路设计

自平衡电路具有消除初始应变值的功能，本节针对自平衡电路的特点，设计了可消除一定范围内的应变值的电路，减轻了对信号分析处理的难度，提高了测量精度。

4.4.1 自平衡电路器件选型与优化分析

在自平衡电路中，需要使用 DAC 和精密运放，为保证器件的统一性，精密运放继续使用 OPAX192 系列运放。通过对第三章的分析，整个系统需要使用 4 路 DAC，分别有以下作用：自平衡、自校准、桥路激励两路。为了提高以上各个功能的精度，需选用 16 位单极性 DAC，经过筛选，决定使用德州仪器的 DAC8555 作为本系统的 DAC 芯片。DAC8555 具有四个相同的输出通道，每个通道都是 16 位，其输出类型为电压型。它具有低功耗功能和方便的串行主机接口。它具有良好的单调性、线性度和非常低的输出毛刺。他支持标准的 3 线串行接口，能够在 $IO_{VDD} = 5V$ 的情况下，其数据时钟频率可以高达 $50MHz$ 。DAC8555 的输出范围通过外部基准电压来设置。芯片内集成了上电复位

电路，通过写寄存器可以控制其状态，以确保在上电瞬间输出为零电压或中间电压，复位完成后，该电压状态还会继续保持，直到发生有效的写操作为止。该器件还具有在二进制和 2 的补码模式下工作的功能。DAC8555 提供了通过串行接口访问的每通道掉电功能。该设备在正常工作状态下的低功耗特性使其非常适合便携式电池供电的设备和其他低功耗应用。DAC 电路原理图如图 4-18 所示。

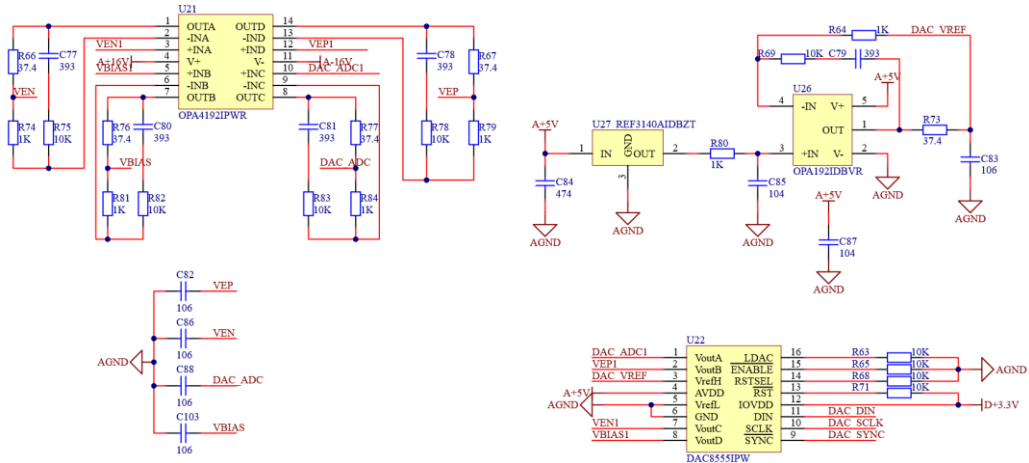


图 4-18 DAC 电路原理图

Figure 4-18 DAC circuit schematic diagram

从图 4-18 可以看出，DAC8555 的电压基准由 REF3140 提供，其输出电压为 4.096V，由 OPA192 进行缓冲。DAC 的每个输出通道均使用 OPA4192 进行缓冲，目的是提高 DAC 的驱动能力，增加 DAC 输出的线性度。

根据图 3-11 电桥自动平衡方案，现设计如图 4-19 的电桥自动平衡电路原理图。

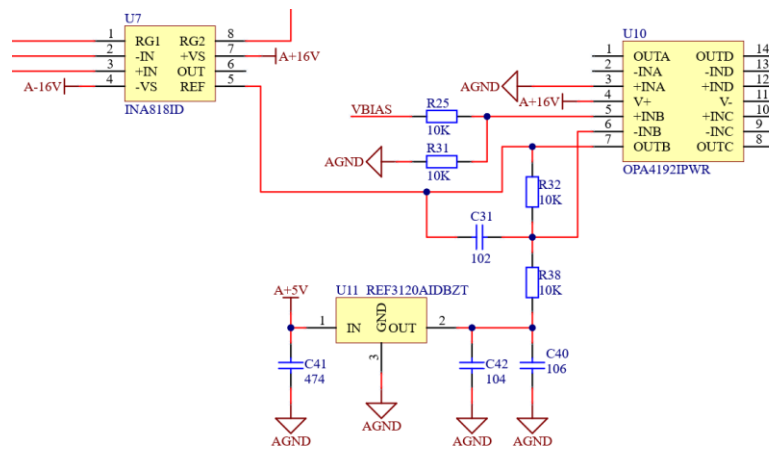


图 4-19 自平衡电路原理图

Figure 4-19 Schematic diagram of self-balancing circuit

为了方便 PCB 布线，自平衡电路中的运放与衰减电路和滤波电路中的运放集成在一个运放芯片内。电桥平衡方案中的基准电压由 REF3120 提供，其输出的电压值为 2.048V,此电压值为 DAC 输出量程的一半，目的是实现可平衡的正负应变值相同。

4.4.2 自平衡电路仿真与分析

对自平衡电路进行建模，如图 4-20 所示。

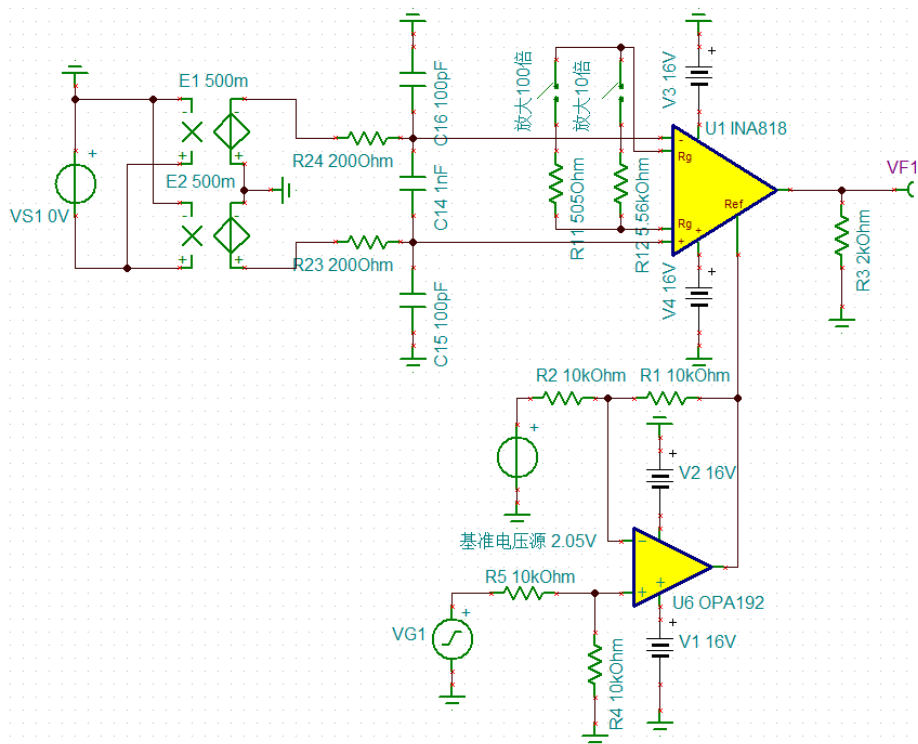


图 4-20 自平衡电路建模图

Figure 4-20 Modeling diagram of self-balancing circuit

图 4-20 中，将运放的放大倍数设为 1，输入电压设为 0，由信号发生器 VG1 作为 DAC 的输出进行仿真。因自动平衡电路只在每次测量应变之前平衡一次，在接下来的测量过程中无变化，故本论文只分析此电路的直流传输特性。直流传输特性曲线如图 4-21 所示。

从图 4-21 可以看出，当 VG1 的电压从 0V 升至 4.096V 过程中，仪表运放的输出从 -2.048V 升至 +2.048V。根据式(2-28)可计算得到，此电路可平衡的应变大小为：

$$\varepsilon = \frac{4U}{EK_0} = \pm \frac{8.192}{EK_0} \quad (4-7)$$

根据式(2-48)可知,通过调整图 4-20 中 R_1 、 R_4 与 R_2 、 R_5 的比值,可放大或缩小自平衡范围。

综上所述,自平衡电路满足设计要求。

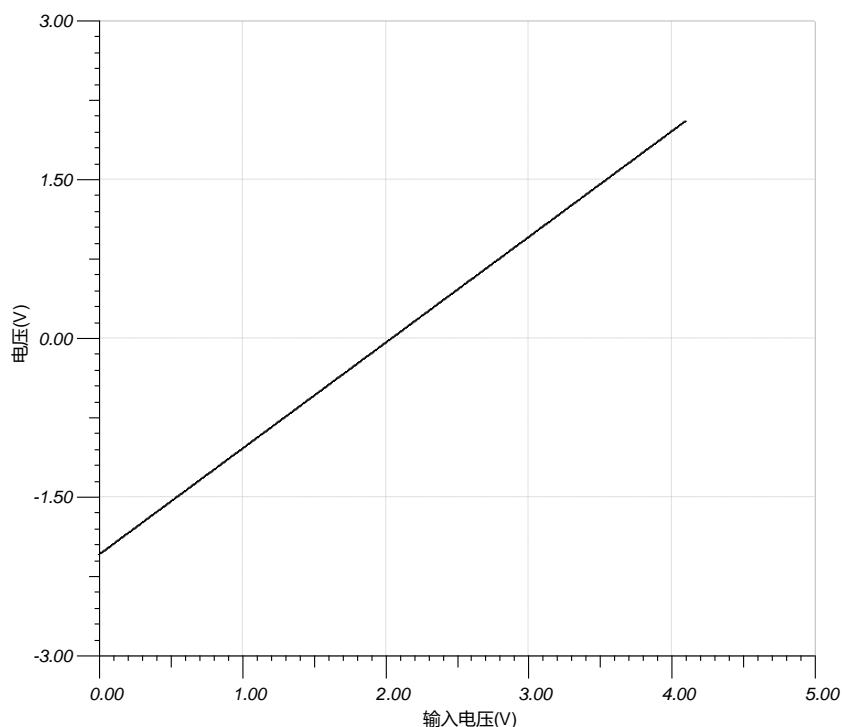


图 4-21 自平衡电路直流传输特性曲线

Figure 4-21 DC transmission characteristic curve of self-balancing circuit

4.5 自校准电路设计

自校准电路是应变测量系统中唯一不参与应变测量的电路,但是其作用却是极其重要的。当系统长时间使用后,电路的各种器件都会老化,导致参数发生了一定的偏移,此时就需要自校准电路对信号处理电路、信号采集电路进行精确的标定,以消除因器件参数变化而导致的测量精度下降。

4.5.1 自校准电路器件选型与优化分析

根据图 3-18 系统自校准电路方案可知,此电路需要一只单端转差分的运放,经过查阅大量数据手册和相关资料,选定 THS4151 作为自校准电路的运算放大器。自校准电路原理图如图 4-22 所示。

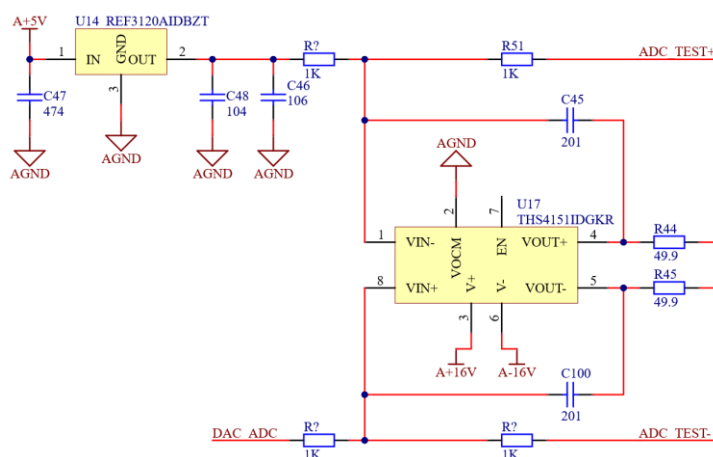


图 4-22 自校准电路原理图

Figure 4-22 Schematic diagram of self-calibration circuit

4.5.2 自校准电路仿真与分析

由于德州仪器只提供了 PSpice 的仿真文件,所以自平衡电路使用 PSpice 进行仿真。对自平衡电路建模如图 4-23 所示。图中 THS4151 采用 $\pm 16V$ 供电,在负输入端输入 $2.048V$ 偏置电压。因仪表运放 INA818 为全差分运放,其输入的差分应变信号通常以模拟地为参考电压,所以在自平衡电路中, V_{OCM} 接模拟地。图中的 C_1 和 C_2 用于稳定环路增益。 R_2 和 R_3 用于缓冲 ADC 的输出。

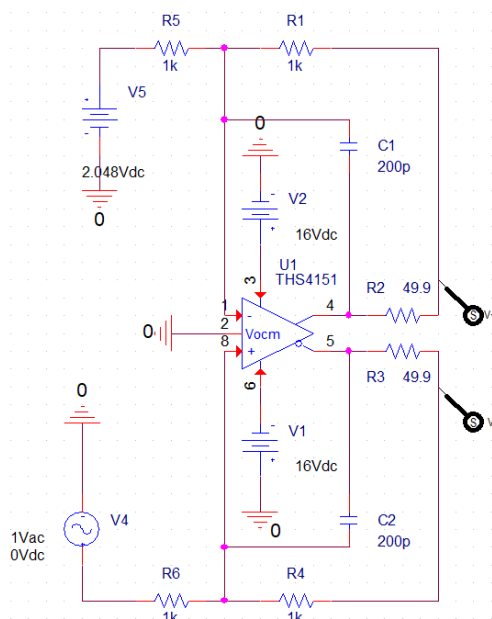


图 4-23 自平衡电路建模

Figure 4-23 Self-balancing circuit modeling

对图 4-23 中的自平衡电路进行直流传输特性仿真，仿真结果如图 4-24 所示。

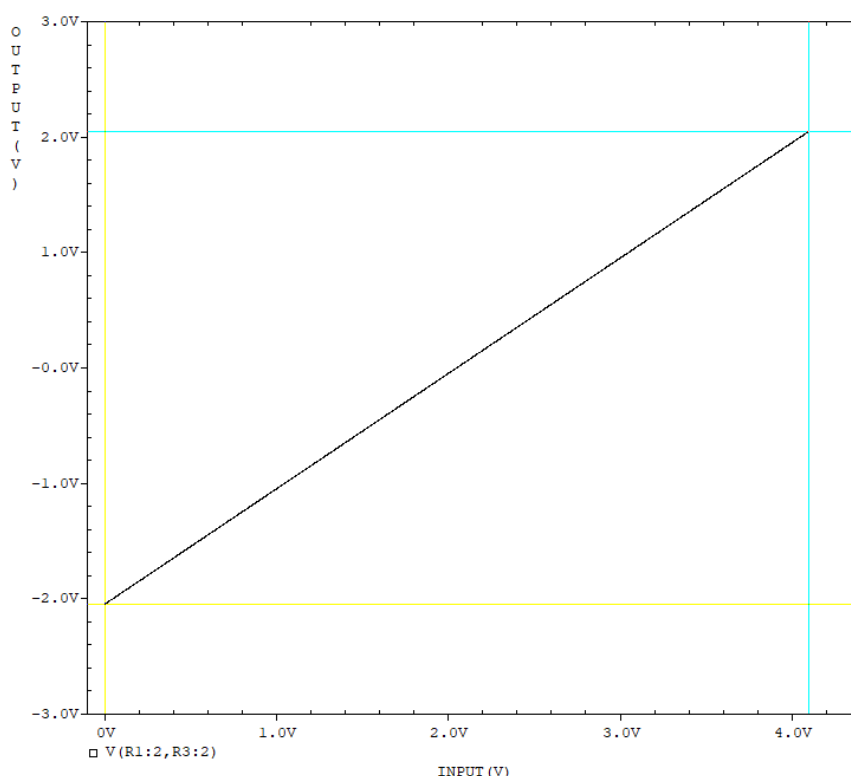


图 4-24 自校准电路直流传输特性

Figure 4-24 DC transmission characteristics of self-calibration circuit

从图 4-24 中可以看出，当输入电压从 $0V$ 升至 $4.096V$ 时，THS4151 的差分输出电压由 $-2.0478V$ 升至 $2.0478V$ ，输出与输入呈线性关系。如果校准范围不满足系统校准范围，可通过调整图 4-23 中 R_1 、 R_4 与 R_5 、 R_6 的比值，放大或缩小自校准电压范围。

本论文设计的自校准电路达到了将单极性单端电压转换为双极性差分电压并供仪表运放采集的目的，满足设计要求。

4.6 桥路激励电路设计

桥路激励电路直接影响着应变测量系统的测量精度，对桥路激励电路的研究是设计应变测量系统中十分重要的一环。桥路激励电路不仅要具有较低的纹波特点，还要具有一定的传输线路补偿的能力，这对扩大应变测量系统的适用环境具有重要的作用。

4.6.1 桥路激励电路的器件选型与优化分析

根据图 3-19 电桥激励电路方案可知，电路中的主要器件为 2 只功率 MOS 管、4 只

精密运放、1 个电流专用放大器和电压比较器。延续之前的电路设计思路，4 只精密运放继续选用 OPA4192。桥路激励电路原理图如图 4-25 所示。

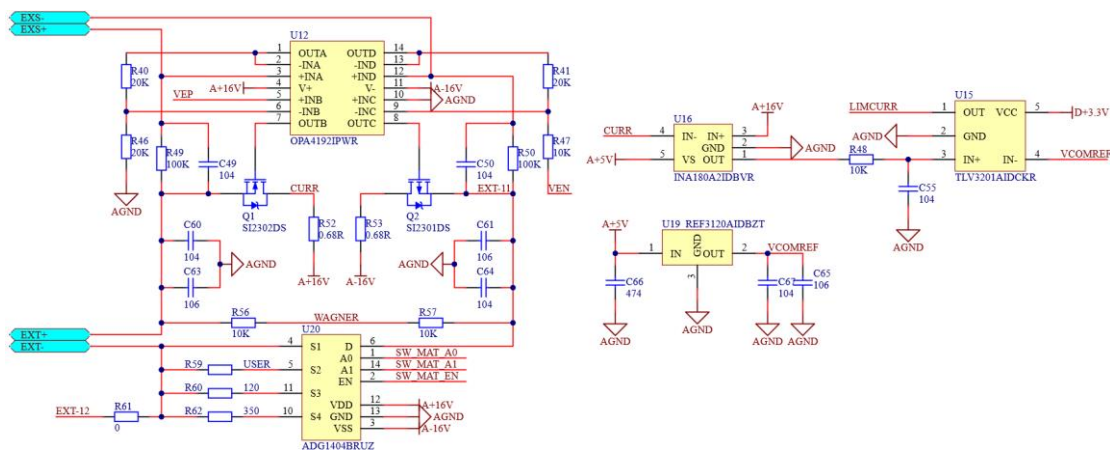


图 4-25 桥路激励电路原理图

Figure 4-25 Schematic diagram of bridge excitation circuit

由于本论文设计的桥路激励电路具有补偿传输线路压降的作用，所以其设计的输出电压范围应该尽可能大，输出的电压范围越大，可以补偿的传输线越长，所以功率 MOS 管的选型要求是导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 足够小，开启电压 $V_{GS(ON)}$ 要足够小。经过查阅大量资料，最终选用 SI2301 和 SI2302 作为功率输出 MOS 管。电流检测专用放大器与普通放大器的区别是，其可以接受比放大器供电高的共模电压，实现高端电流检测。电流检测专用放大器选用德州仪器的 INA180A2，这款芯片的供电电压为 2.7V 至 5V，可接受 -0.2V 至 +26V 的共模电压范围。可选的放大倍数有：20、50、100、200。在此电路中，对电压比较器的要求较低，选用德州仪器的 TLV3201。用于比较器的电压基准依然选用德州仪器的 REF 系列电压基准芯片。

4.6.2 桥路激励电路仿真分析

将图 4-25 中的桥路匹配电路去掉，单独仿真桥路激励。使用 Tina-TI 对桥路激励电路进行建模，如图 4-26 所示。

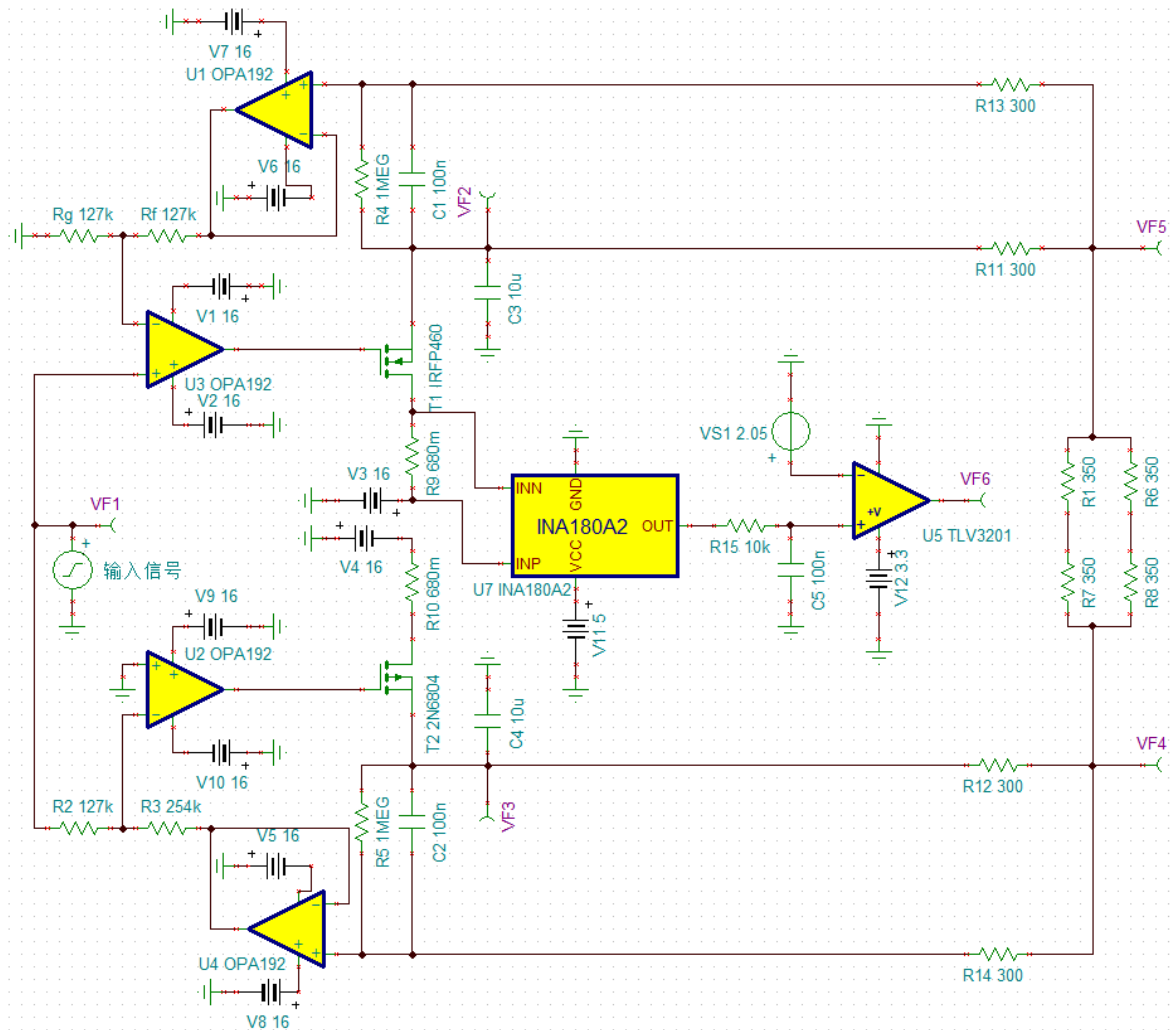


图 4-26 桥路激励仿真模型

Figure 4-26 Bridge excitation simulation model

为了保证仿真时输入信号的同时性，正激励和负激励电路使用同一个信号源。图 4-26 中， R_{11} 至 R_{14} 为模拟的传输线电阻， R_1 、 R_6 、 R_7 和 R_8 模拟的是全桥应变片。由于仿真软件中无 SI2301 和 SI2302 两个二极管的仿真模型，使用 2N6804 和 IRFP460 代替，通过修改这两个二极管的相关参数，使得其仿真模型的参数接近于 SI2301 和 SI2302。由于运放参与了反馈环路，极易造成被反馈运放自激，放置 C_1 和 C_2 用于稳定反馈环路，提高反馈速度。 C_3 和 C_4 用于 MOS 输出滤波，可以提高电桥激励电路的动态响应。VF1 表示输入的电压，VF2 表示正激励电路输出的电压，VF3 表示负激励输出的电压，VF4 表示全桥负激励端电压，VF5 表示全桥正激励端电压，VF6 表示电压比较器输出的电压。

对图 4-26 中的电路进行直流传输特性仿真，仿真如图 4-27 所示。

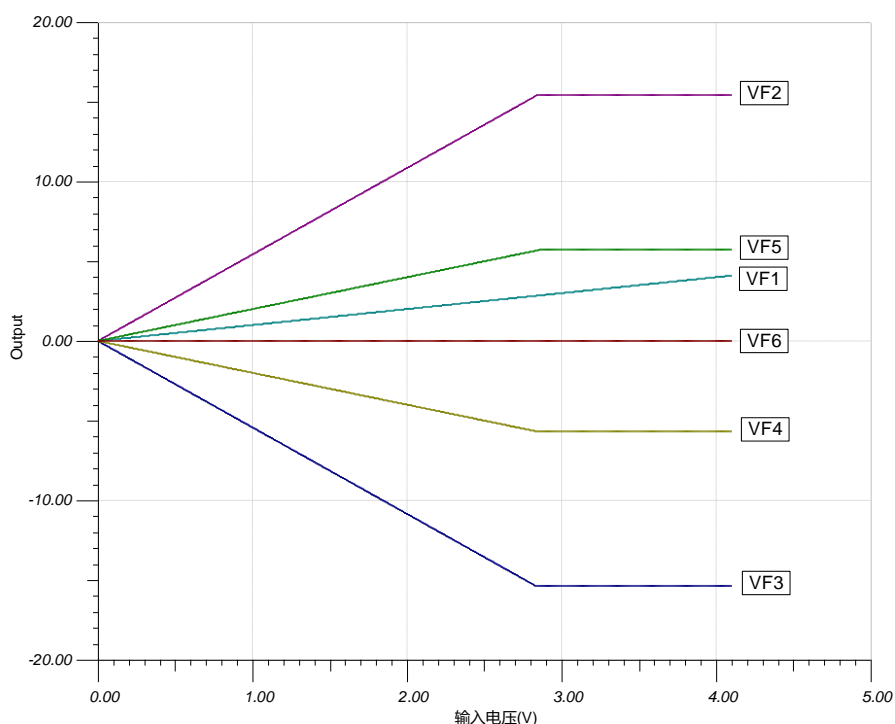


图 4-27 电桥激励直流传输特性仿真结果

Figure 4-27 Simulation results of DC transmission characteristics of bridge excitation

从图 4-27 可以看出,当输入电压小于 2.85V 时,全桥两端电压与输入电压呈线性关系: $V_{\text{桥}} = VF5 - VF4 = 4VF1$ 。补偿的传输线电阻压降大小为: $V_{\text{线}} = 2 \times (VF2 - VF5)$ 。当输入电压大于 2.85V 时,电桥两端电压不再发生改变,传输线电阻压降一定,补偿失败。通过分析可以发现,补偿失败的原因是 MOS 管输出的正负激励电压已经达到最大值。为了研究本电路可补偿的最大传输线路电阻产生的压降,下面开始定量分析。

通过图 4-27 可以看出正负激励最大输出为 $V_{\text{MAX}} = 30.9\text{V}$ (正激励 VF2 减去负激励 VF3),根据欧姆定律,有下式:

$$V_{\text{MAX}} = \frac{V_{\text{设}}}{R_S} (2 \times R_{\text{线}}) + V_{\text{设}} \quad (4-8)$$

式中

$V_{\text{设}}$: 测量人员设定的电桥激励电压;

R_S : 测量人员使用的全桥电阻应变片的电阻值;

$R_{\text{线}}$: 传输线路的电阻;

因电流检测电路在电流大于 63mA 时,发出激励过载信号,此时单片机会切断输出,所以要保证整个激励回路中电流不超过 63mA,要使式(4-8)成立,则必须要满足如下式:

$$I = \frac{V_{\text{设}}}{R_s} \leq 63\text{mA} \quad (4-9)$$

假设使用的是350Ω的全桥应变片,设定的激励电压为 5V,根据式(4-9)可计算出激励回路电流为 14.28mA,没有超过 63mA。将数据代入式(4-8)中,计算得到 $R_{\text{线}}=907\Omega$,则此电路在全桥应变片电阻为350Ω,激励电压为 5V 时,可补偿的最大传输线电阻为907Ω。本论文设计的传感器接口为 RJ45,使用网线当做传输线路,表 4-6 列出了不同材质的网线百米电阻值和在上述条件下理论上可补偿的最长网线长度。

表 4-6 不同材质的网线百米电阻与最长补偿长度

Table 4-6 100-meter resistance and longest compensation length of network cables of different materials

材质	百米电阻 (Ω)	最长补偿长度 (m)
铜包钢	75-100	1209
铜包铝	24-28	3779
铜包银	15	6046
铜包铜	42	2159
无氧铜	9.5	9547

从上表可以看出本论文设计的电桥激励电路可以补偿较长的传输线路,这对实际工程测量具有非凡的意义。

4.7 多通道管理电路设计

本论文的设计指标为 48 通道可同时采集应变信号,在本小节以前,涉及的内容均为单通道设计,本小节着重讨论多通道数据管理和多通道控制信号集中管理等方案及电路。

4.7.1 ADC 菊花链式数据管理电路

在本系统中,最大的数据量为 ADC 产生的应变转换的数据。多个 ADS1271 可以菊花链连接在一起,以简化串行接口连接。一个 ADS1271 的 DOUT 连接到下一个 ADS1271

的 DIN。第一个 DOUT 提供输出数据，链中的最后一个 DIN 接地。菊花链中的所有设备都使用一个公共的 SCLK。图 4-28 显示了具有四个 ADS1271 的菊花链示例。图 4-29 显示了以 SPI 格式回读时的时序图。移出所有数据需要 96 个 SCLK。

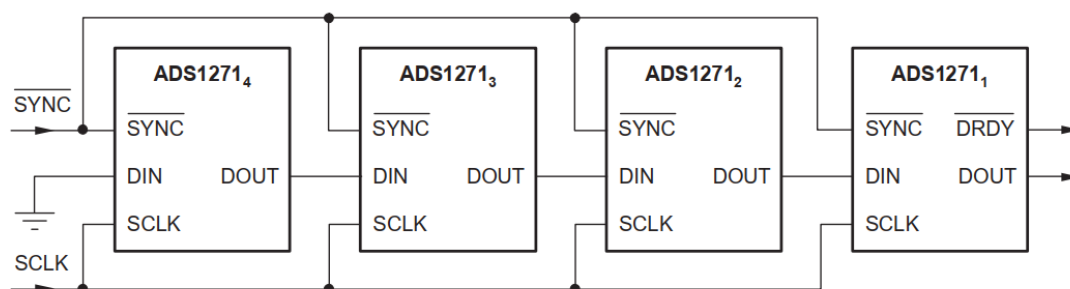


图 4-28 SPI 模式下，多个 ADS1271 菊花链连接

Figure 4-28 In SPI mode, multiple ADS1271 daisy chain connections

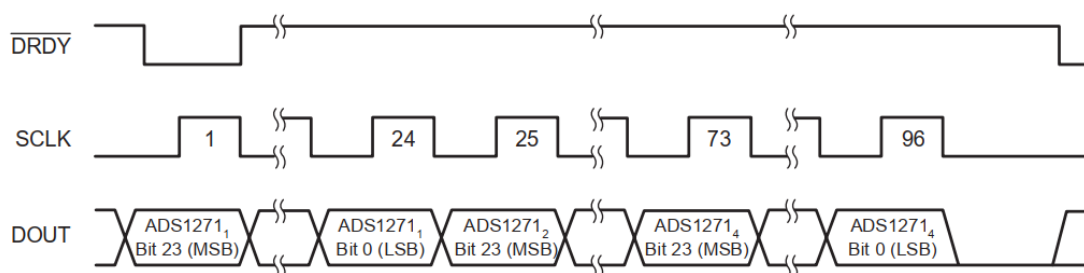


图 4-29 SPI 模式下，菊花链连接数据读回格式

Figure 4-29 In SPI mode, daisy chain connection data read back format

在 SPI 格式中，需要将所有 SYNC / PDWN 输入连接在一起，这样有助于所有 ADS1271 同步。以这种方式配置多个 ADC 时，仅需要监视一个 ADC 的 DRDY 输出。菊花链连接时，SPI 格式提供了最大的灵活性，因为设置 SCLK 频率具有更大的自由度。将 ADS1271 设置为 SPI 格式，高分辨率模式(52734SPS)，设 $f_{CLK}=27\text{MHz}$, $f_{SCLK}=27\text{MHz}$ ，则此菊花链中最大的 ADC 数量为： $\frac{27\text{MHz}}{(24 \times 52734\text{SPS})} = 21.3$ 。在本系统方案中，将 48 个测量通道分为三组，每组 16 个通道，由此可见，通过 FPGA 接收这三组 ADC 的数据，即可完成对 48 通道的数据进行收集。

4.7.2 控制信号集中管理电路设计

在上一节中，讨论了如何管理 48 个 ADC 的数据，在本节中，将讨论 48 个通道的控制信号如何集中管理。由 4.3 节分析可知，一个单通道的应变采集电路的模拟开关多

达十几个，除此以外，还有 DAC 的三个控制引脚，电流过载的一个指示引脚，温度采集的三个引脚，如果每一个通道的控制引脚都接入 FPGA，那么 48 个通道所需要的引脚数目将多达几百个，对 FPGA 的资源造成了极大的浪费。为了解决这一问题，本论文采用一个通道对应一个单片机的方案，由单片机管理这些控制信号的方法来减少 FPGA 的控制引脚数量。这些控制引脚只有在应变测量之前配置一遍，在测量过程中几乎不变，对配置速率要求较低，故单片机与 FPGA 之间使用 IIC 通信，每个 IIC 总线上挂载 16 个单片机，由 FPGA 进行统一调配。控制信号集中管理电路原理图如图 4-30 所示。

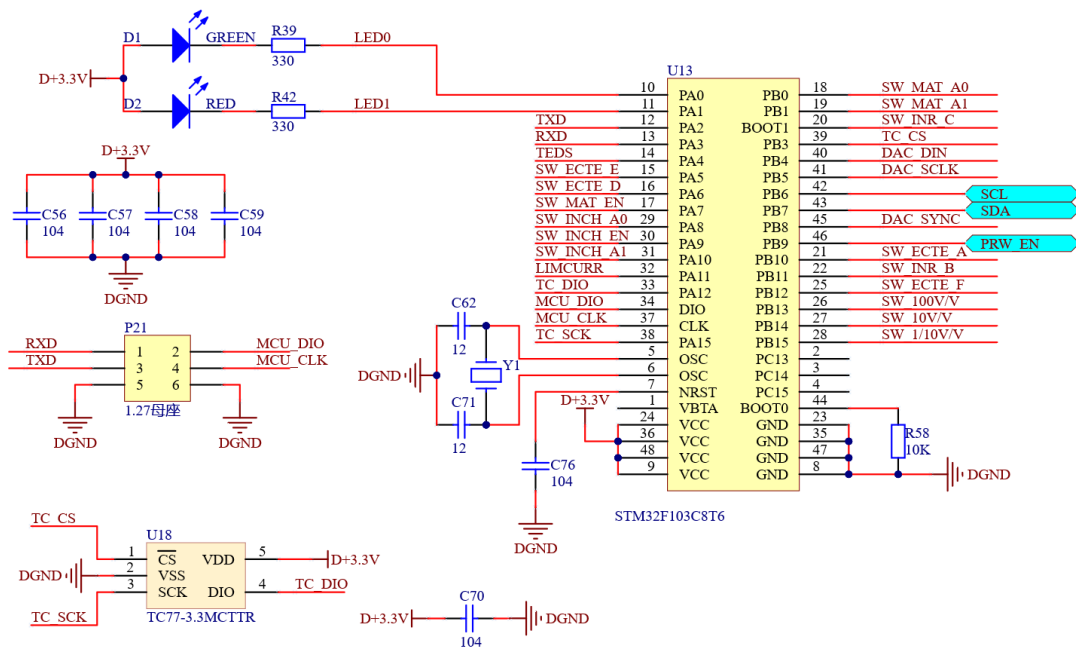


图 4-30 控制信号集中管理电路原理图

Figure 4-30 Schematic diagram of control signal centralized management circuit

在此图中，还包含了用于采集 PCB 温度的温度传感器，型号为 TC77-3.3MCTTR。单片机使用 STM32F103C8T6。在此电路中，将单片机的串口 2 引出，用于开发人员配置 IIC 从机地址，以免单片机从机地址混乱，造成配置错误。从单片机的 IO 上引出两个 LED 的控制引脚，用于指示单片机当前状态。

在此电路中，桥路激励过载信号作为单片机的外部中断，当出现过载情况时，单片机会优先处理这种情况，具体操作为，控制 DAC 的输出为 0，达到关闭电桥激励电路中的功率 MOS 管输出的目的，然后通过 IIC 总线向 FPGA 发出桥路激励过载信号，等待测量人员处理。

4.8 应变测量系统电源设计

本论文设计的应变测量系统采用 24V 供电，模拟电路需要 $\pm 16V$ 、+5V 供电，数字电路需要+3.3V 供电，本节讨论如何设计符合指标的多电源轨电路。

根据第 3.3.8 节中的图 3-20 系统电源电路方案选取电源管理芯片，包括 BUCK 降压芯片，INVERTING 降压芯片和低压差 LDO。经过查找，正负电源初级生成采用亚德诺半导体设计的型号为 LT8471 的电源芯片。正负电源的最终输出采用德州仪器设计的型号为 TPS7A3901 的 LDO。 $+5V$ 初级降压采用德州仪器的 LMR14010，最终输出采用德州仪器的 TPS7A4901，+3.3V 为数字电路供电，只需要使用一级降压即可，采用的电源芯片与+5V 初级降压使用的芯片同一型号。 $\pm 16V$ 电源电路原理图如图 4-31 所示。 $+5V$ 电源电路原理图如图 4-32 所示。 $+3.3V$ 电源电路原理图如图 4-33 所示。

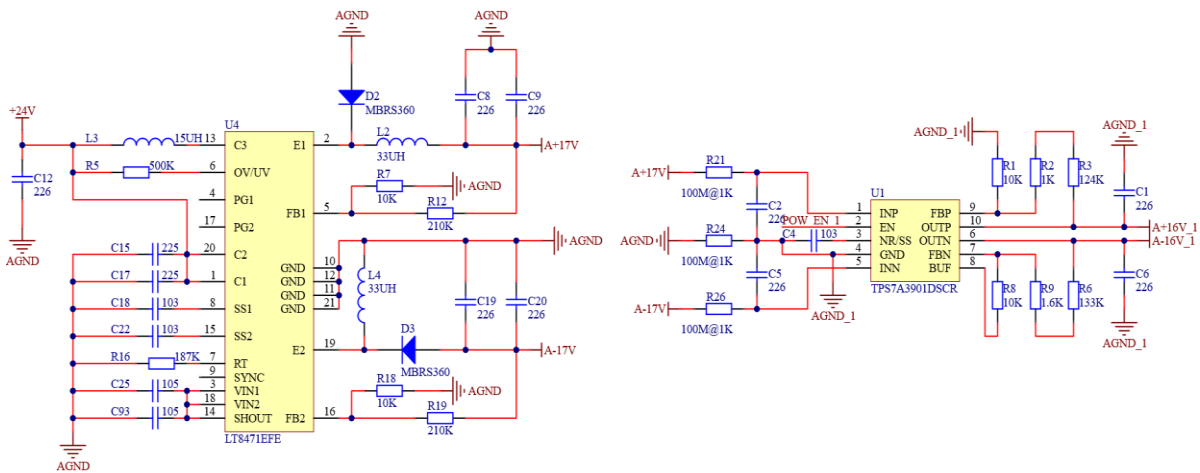


图 4-31 $\pm 16V$ 电源电路原理图

Figure 4-31 Schematic diagram of $\pm 16V$ power supply circuit

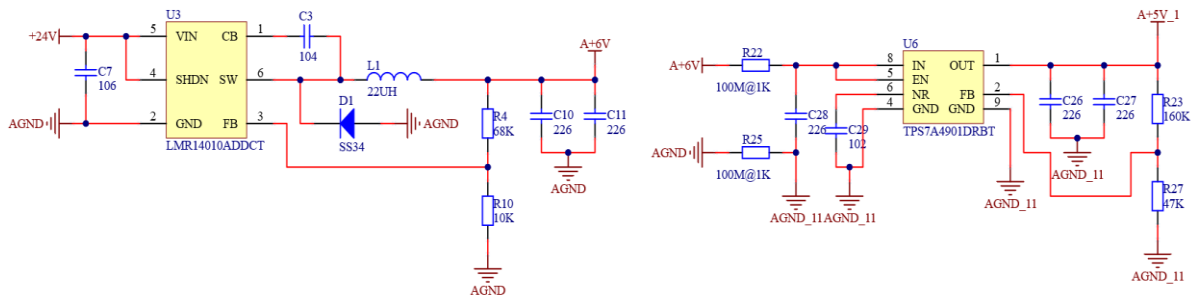


图 4-32 +5V 电源电路原理图

Figure 4-32 +5V power supply circuit schematic diagram

5. 系统测试与分析

在前面的章节中，对应变测量系统的桥路变换电路、自平衡电路、自标定电路、自校准电路、信号放大电路，信号采集电路、系统电源电路进行了详细的分析和仿真，本章从实际测试的角度出发，首先制定测试流程，然后搭建测试环境，最后对测试结果进行分析来评判本论文设计的应变测量系统的指标。

5.1 应变测量系统测试平台搭建

应变测量系统测试平台的仪器包括标准应变模拟仪、示波器、高精度台式万用表、高精度直流信号源、直流电源等。此外，需要使用一块 FPGA 开发板对 ADC 进行数据采集和对每个通道的单片机进行管理。

标准应变模拟仪用来模拟应变信号，由应变测量系统进行采集，采集到的应变值与标准应变模拟仪设定的数值进行比较。本测试平台使用的标准应变模拟仪的型号为 XL2106-4，其最大可输出应变范围为 $\pm 11110\mu\epsilon$ ，模拟的应变桥阻值为 120Ω ，模拟的应变电桥类型有全桥和半桥。

示波器用来观测桥路激励电路的输出纹波。使用的示波器型号为 RTB2004。

高精度台式万用表用来测量模拟电路中各个节点的准确电压。使用的高精度万用表的型号为 KEITHLEY 2002。

高精度直流信号源用来模拟被应变测量系统测量的电压。使用的高精度直流信号源的型号为 KEYSIGHT B2961A。

直流电源为应变测量系统提供 24V 的供电电压，型号为 PAN35-5A。

FPGA 开发板使用 ALINX 设计的基于 Spartan6 的多外设 FPGA 开发板。其集成了千兆以太网，供数据上传至上位机。

5.2 应变测量系统测试方案

本节根据应变测量系统的各项功能，使用 5.1 节中的测量仪器，设计合理的测试方案，对应变测量系统进行全面的测试和分析。图 5-1 为应变测量系统总体测试方案。

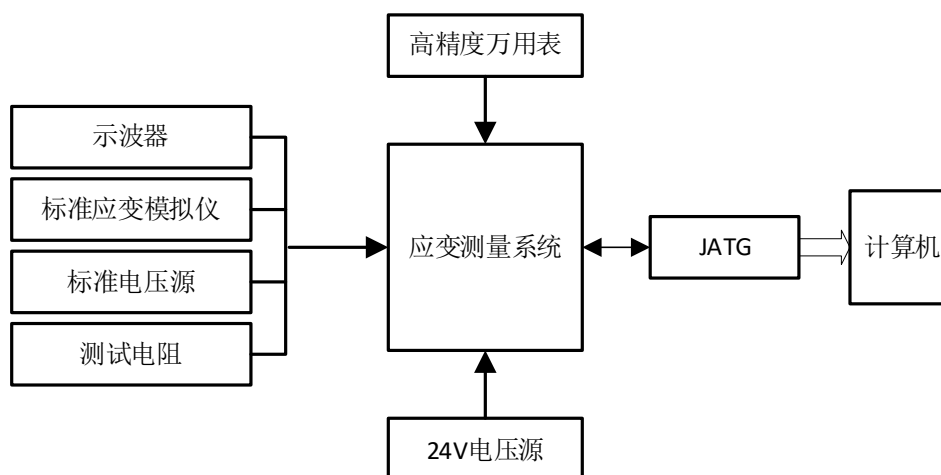


图 5-1 应变测量系统总体测试方案

Figure 5-1 The overall test plan of the strain measurement system

根据图 5-1 的总体测量方案可测得表 5-1 中的应变测量系统功能的相关参数。

表 5-1 应变测量系统测试验证说明

Table 5-1 Test verification instructions for strain measurement system

功能	测量参数
自标定	标定精度
自平衡	平衡范围
自校准	校准精度
桥路激励	纹波、可补偿的传输线电阻
电压测量	电压测量精度
应变测量	应变测量精度

5.2.1 桥路激励电路的参数测定方案

首先测试桥路激励电路的相关参数，包括电源输出纹波和在一定条件下可补偿的传输线电阻的最大值。编写单片机程序，控制 DAC 输出相应的电压，DAC 输出的电压经过电压跟随电路和功率输出电路转换成桥路电压输出。将示波器的探头接到用于连接电阻应变片的网线上，通过观察示波器测量到的电源纹波的峰峰值来获取电源的稳定性，桥路激励电路纹波测试连接如图 5-2 所示。

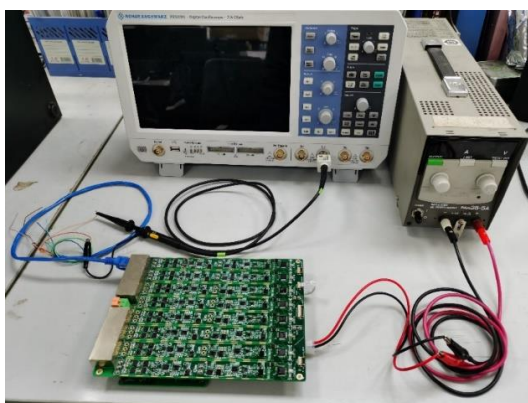


图 5-2 桥路激励电路纹波测试连接

Figure 5-2 Ripple test connection of bridge excitation circuit

使用一只普通电阻模拟应变电桥的阻值，再使用四只电阻模拟传输线路电阻，将电桥激励检测线接入电阻网络中，然后对单片机进行编程，使桥路激励电路输出一定的电压。通过改变传输线电阻的阻值，观察模拟应变电桥的电阻两端的电压值是否与设定的电压值一定，当此电压值开始减小时，说明已经超过电桥激励电路的补偿能力，记录下此时的传输线电阻阻值，此阻值即为桥路激励电路在设定的条件下的可补偿的最大传输线电阻。

桥路激励补偿传输线电阻测试连接如图 5-3 所示。



图 5-3 桥路激励补偿传输线电阻测试连接

Figure 5-3 Bridge circuit excitation compensation transmission line resistance test connection

5.2.2 自校准、电压测量精度测定方案

对单片机进行编程，控制仪表运放输入端接入到自校准电路，控制自校准电路输出一定的电压值，通过 FPGA 开发板读取信号采集电路采集到的电压值，然后与自校准电

路输出的标准电压值进行对比，分析出校准系数即完成自校准功能。

将高精度直流信号源通过网线接入经过校准的应变测量系统，手动设置高精度直流信号源的输出电压，通过 FPGA 读取测量到的电压值，对比分析后即可得到电压测量精度。电压测量精度测定连接如图 5-4 所示。



图 5-4 电压测量精度测定连接

Figure 5-4 Voltage measurement accuracy determination connection

5.2.3 自标定、自平衡、测量精度测定方案

将标准应变模拟仪通过网线接入应变测量系统中，对单片机进行编程，分别控制放大电路的放大倍数、桥路变换电路的切换、桥路激励电路的激励电压等。使用 FPGA 开发板接收 ADC 的数据，然后将此数据和标准应变仪进行比较。标准应变模拟仪与应变测量系统连接如图 5-5 所示。

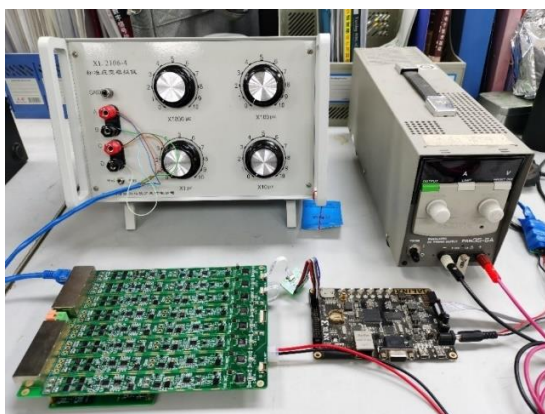


图 5-5 标准应变模拟仪与应变测量系统连接

Figure 5-5 Standard strain simulator and strain measurement system connection

旋转标准应变模拟仪的表盘手动将电桥调节平衡，然后对单片机进行编程，控制自

标定电路，通过式 3-10 计算出理论应变值，然后读取此时信号采集电路采集到的应变值，进行记录然后对比，得出校准结果。

在应变测量系统开始测试前，旋转标准应变模拟仪的表盘使其具有一定的初始应变值，对单片机进行编程，控制自平衡电路进行平衡调节，通过记录信号采集电路采集到的应变值判断此电路是否可将初始应变值抵消。

在对应变测量系统进行自校准、自标定、自平衡后，旋转标准应变模拟仪的表盘产生一定的应变，应变测量系统进行测量，将标准应变数值和测量到的数值进行比较即可得到测量精度。

5.3 应变测量系统测试与分析

本节对 5.2 节测试实验得出的数据进行整理和分析，综合评定应变测量系统的各项性能指标。

5.3.1 桥路激励电路测试结果整理及分析

将示波器接到桥路激励的输出端，将激励电压设置到最大值 16V，示波器切换至 AC 耦合模式，测得的桥路激励纹波如图 5-6 所示。

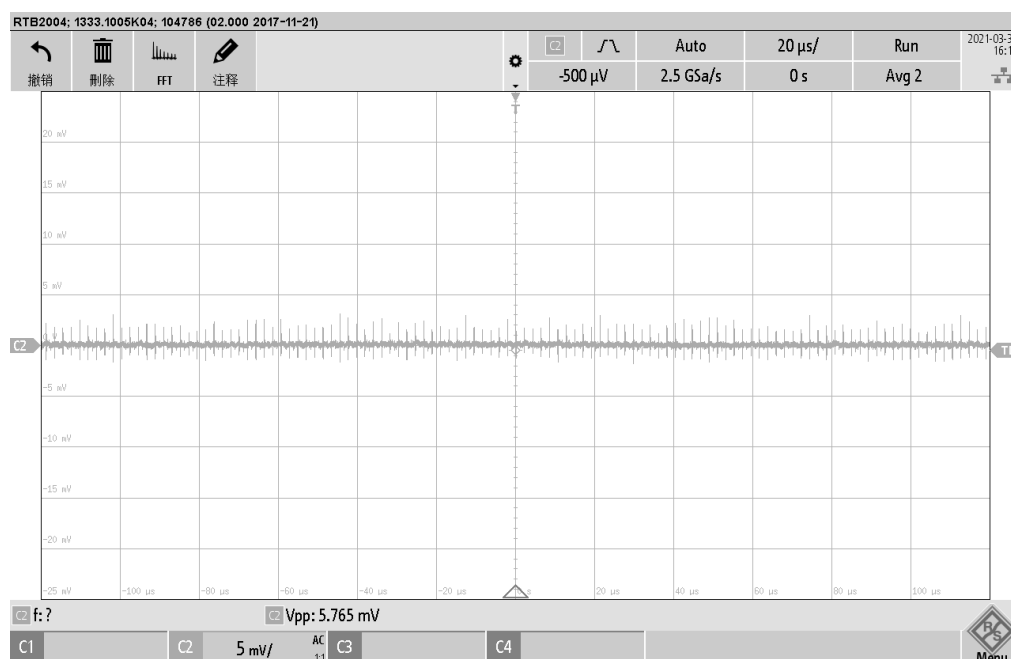


图 5-6 桥路激励纹波测试

Figure 5-6 Bridge excitation ripple test

从图中可以看出,当桥路激励电压为 16V 时,纹波为 5.76mV_{pp},此为桥路激励电路的最大电源纹波,相较于一般的电源芯片或者电源模块,纹波输出极低,符合设计要求。

对桥路激励电路进行最大补偿传输线电阻测试,首先测量到的桥路激励最大的输出电压为 29V,这与 4.6.2 节的仿真结果不同,综合分析后,原因是功率 MOS 管的仿真参数与实际使用 MOS 管参数不同。图 5-7 是在模拟电阻阻值为 120Ω 情况下,设定电压与可补偿的最大传输线电阻的关系图。

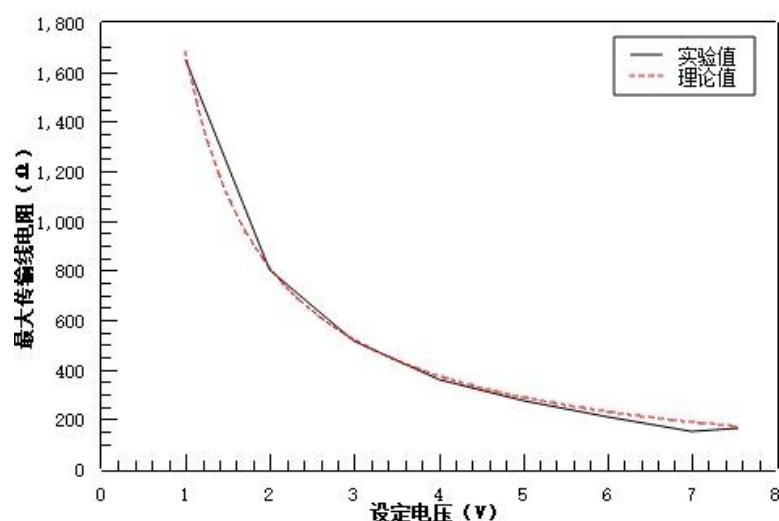


图 5-7 120Ω阻值下的设定电压与最大传输线补偿电阻的关系

Figure 5-7 The relationship between the set voltage under 120Ω resistance and the maximum transmission line compensation resistance

从图 5-7 中可以看出,试验数据与理论值有一定的偏差,实际测得输出比理论值要小,这是由于 MOS 管温度升高后,参数变化导致的。从图中还可以看出,缺少设定电压为 7.5V 以上的实验数据,这是因为设定电压高于 7.5V 时,桥路激励电路中的过载保护功能开启,单片机检测到输出电流大于设定值,切断了桥路激励的输出。总体来讲,实验测得的数据与理论值基本一致。

将模拟电阻阻值更换为 350Ω,重复上述测试,得到图 5-8 实测数据图。从图 5-8 可以看出,最大可补偿的传输线电阻无法达到理论最大值,这是因为用于稳定反馈环路的电阻(图 4-26 中, R_4 、 R_5)与传输线相串联,当传输线电阻逐渐增大时,两电阻对传输线上压降的分压效果逐渐增加,导致输出至应变片的电压降低,最终使得最大传输线电阻与理论值不符,随着设定电压的升高,可补偿的最大传输线电阻降低,这种分压效果

逐渐降低，实验数据与理论值逐渐接近。

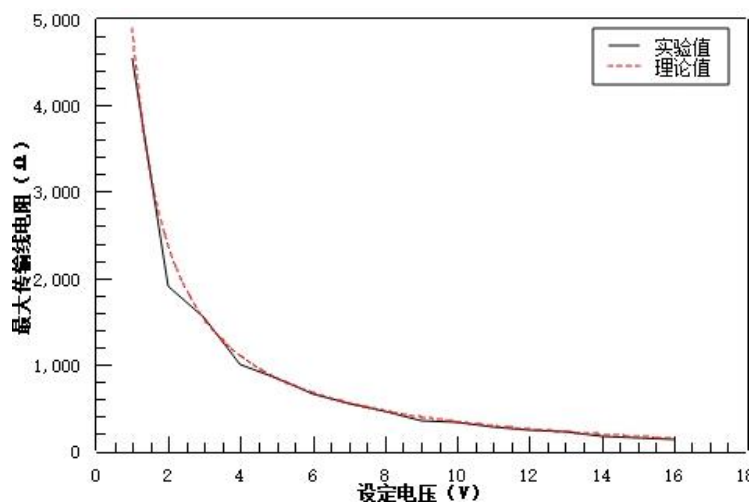


图 5-8 350Ω阻值下的设定电压与最大传输线补偿电阻的关系

Figure 5-8 The relationship between the set voltage under 350Ω resistance and the maximum transmission line compensation resistance

5.3.2 自校准、电压测量精度测试结果整理及分析

首先进行系统自校准，使用标准电压源作为信号输入，在相同的输入电压的情况下，记录校准前后应变测量系统的测量值。表 5-2 为校准前后测得的数据。误差是在同一个输入电压的情况下，校准后测量到的电压与校准前测量到的电压之差。

表 5-2 校准前后测得的数据

Table 5-2 Data measured before and after calibration

标准电压 (V)	校准前 (V)	校准前误差 (V)	校准后 (V)	校准后误差 (V)
-15	-14.856253	0.143747	-14.996856	0.003144
-10	-9.865236	0.134764	-10.000125	-0.000125
-5	-4.861284	0.138716	-4.998872	0.001128
0	0.191278	0.191278	0.001124	0.001124
5	5.145624	0.145624	5.001695	0.001695
10	9.789659	-0.210341	9.999287	-0.000713
15	14.885626	-0.114374	14.998754	-0.001246

从表 5-2 可以看出，在相同的输入电压的情况下，校准后的测量误差要低于校准前

的测量误差，说明自校准电路可有效减小应变测量系统电压测量的误差，实现了自校准功能，达到了预期设计效果。下面进行应变测量系统电压测量精度测试。

校准完成后，对校准后的应变采集系统进行更加精细化的误差分析，即测量三次校准后的电压值并取平均，记录下数据。表 5-3 为校准后测得的数据和精度分析。

表 5-3 电压测量和精度分析

Table 5-3 Voltage measurement and accuracy analysis

标准电压 (V)	测得电压 (V)	绝对精度 (%)	满量程精度 (%)
-15	-14.996696	-0.0220	0.0220
-13	-12.996245	-0.0289	0.0250
-11	-11.003825	0.0348	-0.0255
-9	-8.997165	-0.0315	0.0189
-7	-6.997368	-0.0376	0.0175
-5	-4.996897	-0.0621	0.0207
-3	-2.997568	-0.0811	0.0162
-1	-1.003268	0.3268	-0.0218
1	1.002856	0.2856	0.0190
3	3.003452	0.1151	0.0230
5	5.001698	0.0340	0.0113
7	6.995623	-0.0625	-0.0292
9	8.996258	-0.0416	-0.0249
11	10.999623	-0.0034	-0.0025
13	12.995922	-0.0314	-0.0272
15	14.996563	-0.0229	-0.0229

从表 5-3 可以看出，全量程电压测量绝对精度最低为 0.3268%，满量程最低精度为 -0.0292%，而电压测量满量程精度指标为 0.025%，绝大部分数据满足性能指标。综合分析后，出现测量不准确的原因可能为：（1）标准电压源输出精度不够高。（2）在电压测量过程中，传输线路受到环境因素影响。（3）测量样本数量不足，出现随机误差。

5.3.1 自标定、自平衡、测量精度测试结果整理及分析

在系统已经完成自校准的情况下，将标准应变模拟仪以全桥的方式接入应变测量系统中，进行自平衡。对单片机进行编程，控制自平衡电路输出一定电压，经过测量，其输出范围为-2.032V 至 2.051V，与 4.2.2 节仿真结果 $\pm 2.048V$ 十分相近，不完全一致的原因是放大电路中反馈电阻的一致性较差，造成放大倍数不准确。FPGA 与单片机相配合，共同完成自平衡功能。表 5-4 为在具有一定初始应变值的情况下，系统自平衡后，输出的应变值。

表 5-4 系统自平衡后输出的应变值

Table 5-4 Strain value output by the system after self-balancing

初始应变值 ($\mu\varepsilon$)	平衡后应变值 ($\mu\varepsilon$)
-20	0
-5	-1
10	1
50	0

从表 5-4 可以看出，自平衡电路可以消除正负应变值，但是存在着无法将应变的测量值平衡为 0 的情况，综合分析后，造成这种情况可能有以下原因：（1）测量的偶然性。（2）系统本身的固有噪声。（3）为自平衡电路提供电压源的 16 位 DAC 分辨率不足。虽然自平衡电路无法完全抵消掉某些特定的初始应变值，但是其可以将初始应变值抵消至 $\pm 1\mu\varepsilon$ 内，这对整个系统的测量精度无影响。综合分析，自平衡电路可以实现消除初始应变的功能，具有较好的电路性能。

自平衡完成后，对单片机进行编程，对自标定功能进行测定。测定条件为：应变标准电阻 120Ω ，标定大电阻 $55k\Omega$ 。使用自标定功能对标准应变模拟仪进行标定，记录下标定值，然后手动旋转标准应变模拟仪的表盘，直至应变测量系统测得的应变与标定的数值十分接近，记录下此时标准应变模拟仪的标准值，重复三次，数据记录如表 5-5 所示。通过第 2.4.3 节可知，同样条件下，理论上标定的应变值为 $2177\mu\varepsilon$ ，从表 5-5 可以看出，无论是标定值还是标准值，都与理论值十分接近，此外，标定值与标准值并不完全相等，且标准值比标定值小，分析后，造成这种误差的原因是没有考虑到 RJ45 接插件的接触

电阻和电子模拟开关的导通电阻，造成实际接入电路的大电阻阻值比标准值稍高。在自标定过程中，可以通过多次测量取平均值的方法来提高标定精度。综合以上分析，本论文设计的自标定电路功能正常，满足设计要求。

表 5-5 自标定实测数据

Table 5-5 Self-calibration measured data

标定值 ($\mu\varepsilon$)	标准值 ($\mu\varepsilon$)	误差 ($\mu\varepsilon$)
2186	2175	11
2174	2169	5
2178	2171	7

在自标定完成后，对应变测量系统进行应变测量精度测定，测试条件为：标准应变电阻为 120Ω ，桥路类型为全桥，桥路激励电压为 $5V$ 。通过旋转标准应变模拟仪的旋钮，改变标准应变值，读取应变测量系统测得的应变值，记录数据，重复三次，取平均值。表 5-6 为标准应变与测得应变记录表。

表 5-6 标准应变与测得应变

Table 5-6 Standard strain and measured strain

标准值 ($\mu\varepsilon$)	实测值 ($\mu\varepsilon$)	绝对精度 (%)	满量程精度 (%)
-10000	-9991	-0.0900	0.0600
-8000	-8012	0.1500	-0.0800
-6000	-5987	-0.2167	0.0867
-4000	-3995	-0.1250	0.0333
-2000	-1985	-0.7500	0.1000
-500	-516	3.2000	-0.1067
500	495	-1.0000	-0.0333
2000	1994	-0.3000	-0.0400
4000	4009	0.2250	0.0600
6000	5985	-0.2500	-0.1000
8000	7996	-0.0500	-0.0267
10000	10013	0.1300	0.0867

通过表 5-6 可知,应变测量系统绝对测量精度最低为 3.2%,满量程测量精度最低为 0.1%,满足设计指标。

5.4 本章小结

本章搭建了应变测量系统的测试平台,给出了各功能的测试方案,最后通过实验对桥路激励电路、自校准电路、自标定电路、自平衡电路等进行了实际测量和分析。从实际工程的角度对应变测量系统进行全面细致的评定,通过数据分析可知,应变测量系统实现了第一章中提出的各项指标,满足实际工程需要。

6. 总结与展望

6.1 论文总结

本论文针对应变测量系统的具体要求指标和实际工程需要,结合国内外同类型产品的研究现状和发展趋势,针对提出的各项指标,首先从应变的产生与测量方式方法进行分析,包括应变产生的原因、对测量应变的常用方法进行了优缺点的比较,针对电阻式应变片进行了定量推导,分析其可以测得应变的原理、应变电桥的基本原理、各种形式的应变电桥的输出与应变之间的关系和应变测量系统的基本组成。

其次理论上分析了在应变测量过程中,哪些因素会对应变测量系统的测量精度产生影响,针对由于被测构件与电阻应变片的膨胀系数不同而导致的精度下降问题,提出了动态模拟法和自我温度补偿法;针对温度改变传输线路的电阻造成的精度损失问题,提出了导线温度补偿接线方法;针对传输线路的电阻过大而导致的应变电桥与应变测量系统设置的激励电压不同,提出了应变电桥激励补偿法。针对应变测量系统的硬件电路,提出对应于各个不同功能的电路方案,包括大电阻标定与桥路变换电路方案、信号放大电路方案、信号采集电路方案、自校准方案、硬件电路温度补偿方案、系统电源电路方案;针对应变测量系统需要的软件功能,提出了单片机软件方案和 FPGA 软件方案。

再次,针对以上各方案,本论文着重对仪表运放、精密运放、ADC、DAC、差分运放等芯片进行选型,理论计算了各个电路模块能实现的调节范围,并针对各个电路模块构建仿真模型,分别仿真了直流传输特性和交流传输特性,根据这两种特性,分析电路是否能够正常工作以及是否能达到要求的指标。

最终搭建了实验测试环境,提出了各个功能的实验测量方案,针对各个指标逐一进行测量与测试,然后对取得的数据进行了详细的对比与分析,最终得出的结论是,本论文设计的应变测量系统可实现第一章提出的指标,圆满的完成了研究任务,达到了预期的效果。

6.2 工作展望

本论文研究的高精度多通道应变测量系统虽然功能完备,符合设计指标,但是因其通道较多、精度较高和使用环境较恶劣等原因,仍然还需要在电路方案的选择、芯片选

型、和 PCB 设计等方面进行优化，具体包括以下几个方面：

(1) 通过合理的 PCB 布局与电源方案设计，可以提高通道隔离度，对应变测量精度有一定的提升，可有效抑制信号串扰。

(2) 桥路匹配电路中，虽然已经在器件选型时尽量选取了低导通电阻的模拟开关，但是没有充分考虑模拟开关对匹配电桥的影响，尤其是 1/4 桥匹配电阻。

(3) 应变测量系统整体功耗较高，可在器件选型时选择低功耗的芯片。

(4) 应变测量系统没有设置硬件触发和外部触发功能，提高了多个测量系统同步触发的难度。

(5) 没有设计数据存储功能，对于没有电脑或者环境不适宜电脑运行的情况下无法进行数据保存和显示。

参考文献

- [1] 郭彤.无线应变测量的关键技术研究[D].华东理工大学,2018.
- [2] 戴福隆,沈观林,谢惠民.实验力学[M].北京:清华大学出版社,2010.
- [3] 刘晓勇.数字动态应力应变仪的研究与设计[D].天津工业大学,2017.
- [4] 丁梓涵,赵其华,彭社琴,等.光纤和电阻应变片在结构变形测试中的对比试验研究[J].传感技术学报,2015,28(08):1149-1154.
- [5] Hena Dian Ayu, Akhmad Jufriadi, Kurriawan Budi Pranata, Endarko E., Melania Suweni Muntini. STRAIN GAUGE SENSOR OF MASS MEASUREMENT USING A BRASS CANTILEVER[J]. Jurnal Neutrino, 2016, 9(2).
- [6] 郑华升,磨季云.基于科研成果的应变电测技术的延伸教学[J].力学与实践,2016,38(03):324-327.
- [7] 翟磊.钢筋混凝土桥梁荷载试验中的应变测试方法研究[D].重庆交通大学,2013.
- [8] 沈观林.应变电测与Q传感器技术的新发展及应用[J].中国测试,2011,37(02):87-91+96.
- [9] 吴晶,吴晗平,黄俊斌,等.用于船舶结构监测的大量程光纤布拉格光栅应变传感器[J].光学精密工程,2014,22(02):311-317.
- [10] 吴忠锴.应变测试系统关键技术研究[D].中北大学,2013.
- [11] 张如一,沈观林,力朝弟.应变电测与传感器[M].北京:清华大学出版社,1998.
- [12] 张浩茹.多通道应变测试系统的研究[D].中北大学,2012.
- [13] 颜思淼,李娇,万晓东.基于LXI总线的航天静力试验数据采集系统的研制[J].国外电子测量技术,2013,32(06):36-42.
- [14] 李永平.某型无人机全机静力试验中测控系统的设计与实现[D].电子科技大学,2019.
- [15] 吴其琦.多功能数字应变仪的设计[D].广西科技大学,2013.
- [16] 王少辉,李颖,翁依柳,等.基于棒材拉伸试验确定金属材料真实应力应变关系的研究[J].塑性工程学报,2017,24(04):138-143.
- [17] 董伟.电阻应变片粘贴技巧[J].山西建筑,2011,37(28):46-48.
- [18] 尹福炎.电阻应变片与应变传递原理研究[J].衡器,2010,39(02):1-8.
- [19] Lee Won Oh, Lee Sang Bok, Yi Jin Woo, et al. Calibration of Strain Gauge for Thermal

- Expansion Coefficient of Fiber Reinforced Composites at Cryogenic Temperature[J].
Progress in Superconductivity and Cryogenics, 2010, 12(3).
- [20] 胡玉梅,张方建,邵毅敏,等.应变片敏感栅结构参数对测量精度的影响[J].重庆大学学报,2013,36(12):21-27.
- [21] 王志杰,余丽武,施政苏.电阻应变测量技术[J].江苏建材,2019(03):14-15.
- [22] 康鲁杰,杨继红.电阻应变片的选用[J].衡器,2004(06):9-10.
- [23] 张聪慧.一种基于惠斯通电桥原理的矿用湿度传感器设计[J].煤矿机电,2020,41(04):34-36+40.
- [24] 杨军凯,陈彦,王护利.基于直角应变花的输油管道应力监测系统[J].兵工自动化,2015,34(3):74-76.
- [25] 张少杰,马铁华,沈大伟.基于直角应变花的爆炸冲击波应力测试及分析[J].弹箭与制导学报,2011,31(6):92-94.
- [26] ROBERTO CONTINI. A Graphic Solution for Strains and Stresses from Strain Rosette Data[J]. Journal of the Aeronautical Sciences,2012,12(1).
- [27] 童诗白,华成英.模拟电子技术[M].北京:高等教育出版社,2002.
- [28] 吴炳富.探究电阻应变式静力触探在原位测试中的温漂[J].江淮水利科技,2013(03):32-33+48.
- [29] 许磊.基于电阻应变式传感器实验内容的设计优化[J].大学物理实验,2005(03):14-16.
- [30] 陈科山,王艳.现代测试技术[M].北京:北京大学出版社,2011.
- [31] 尹福炎.电阻应变片的温度自补偿及其他[J].衡器,2009,038(009):40-44.
- [32] 姬生浩.扩散硅压力传感器温漂补偿的软件实现[D].西安:西北工业大学.2010.
- [33] 史厚强.应变电桥平衡及应变计阻值的选择[J].计量技术,2005(02):30-32.
- [34] 徐丽娇,刘翔,吉小军.多通道应变仪自动标定系统设计[J].工矿自动化,2016,42(03):31-35.
- [35] 段曙光,廖明夫.动应变测量系统在机械振动信号检测中的应用[J].机械设计与制造,2005(11):98-100.
- [36] William J. Emblom, Richard J. Jones, Mitra Aithal, et al. The development of a microscale strain measurement system applied to sheet bulge hydroforming[J]. Journal of

Manufacturing Processes, 2014, 16(2).

- [37]唐毓尚.高性能低通滤波器[D].电子科技大学,2009.
- [38]陈三凤.一种新型的巴特沃斯低通滤波器设计[J].深圳信息职业技术学院学报,2011,9(01):89-92.
- [39]陈小桥,张雪滨,吴晓潭,等.实验教学中的模拟滤波器参数设计[J].实验室研究与探索,2011,30(09):230-233+239.
- [40]梁梦雷.ADC 选型指南[J].电子设计应用,2008(10):54-55+58-60+62-64.
- [41]于洋.基于 FPGA 高速时间交织 ADC 校准与研究[D].西安电子科技大学,2014.
- [42]Xinyu Li, Jueping Cai, Xin Xin, et al. High energy-efficient switching scheme for SAR ADC with low common-mode level variation[J]. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 2021(prepublish).
- [43]梁秋璐.10-bit 高精度低功耗 SAR ADC 设计研究[D].北京交通大学,2014.
- [44]Korotkov Alexander, Morozov Dmitry, Pilipko Mikhail, et al. Sigma-Delta ADC on SOI Technology for Working at High Temperatures[J]. Radioelectronics and Communications Systems,2021,63(11).
- [45]王海冬.20 位音频 Sigma Delta ADC 的设计[D].东南大学,2015.
- [46]孙海燕,王彤彤,戴澜.三阶 Sigma-delta 调制器的设计[J].电子世界,2020(11):141-142.
- [47]张维琛.适用于高精度流水线 ADC 的运算放大器的研究与设计[D].厦门大学,2014.
- [48]晏红.长期应变测试中电阻应变仪测量电桥的研究[J].现代仪器,2001(03):18-20.
- [49]Cao Wenfei,Liu Yi,Liu Shubin, et al. A2.6GΩ, 1.4μVrms current-reuse instrumentation amplifier for wearable electrocardiogram monitoring[J]. Microelectronics Journal, 2021, 107.
- [50]Yongduek Seo, Anders Heyden. Auto-calibration by linear iteration using the DAC equation[J]. Image and Vision Computing, 2004, 22(11).
- [51]毕满清,王黎明,高文华,等.模拟电子技术基础第 2 版[M].北京:电子工业出版社.2015.
- [52]张永水.轨至轨自动调零运算放大器的分析与设计[D].厦门大学,2014.
- [53]朱伦伦.测量仪器校准间隔优化及校准结论风险评估研究[D].国防科学技术大学,2016.

- [54]叶川,陈强,刘晓勇.基于多种仪器总线多通道示波器校准系统[J].国外电子测量技术,2011,30(07):77-80.
- [55]温开旭,龙兴明,罗海军,等.电阻应变电桥的激励源对测试灵敏度的影响[J].重庆师范大学学报(自然科学版),2017,34(06):89-92.
- [56]杨超.TEDS 技术在应变测量中的应用[J].计算机产品与流通,2020(06):80-81.
- [57]Tie Feng Wu, Zhi Chao Zhao, De Wei Dai, et al. CMRR Analysis of the 3 Op-Amp Instrumentation Amplifier with Noise[J]. Applied Mechanics and Materials, 2014, 2916.
- [58]赵博,黄飞,刘宏银,刘士兴.放大电路幅频特性测试系统设计[J].实验技术与管理,2015,32(09):59-63.
- [59]RenteriaPinon Mario, RamirezAngulo Jaime, et al. Simple Scheme for the Implementation of Low Voltage Fully Differential Amplifiers without Output Common-Mode Feedback Network[J]. Journal of Low Power Electronics and Applications, 2020,10(4).
- [60]Lin Zhang, Jieyu Li, Yang Wang, et al. Design and verification of a high performance analog switch circuit[J]. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 2021(prepublish).

攻读硕士学位期间发表的论文及所取得的研究成果

一、发表的论文

- 1、董力纲,王红亮,刘涛.基于时差法的外夹式超声波流量检测系统的设计与实现[J].计算机测量与控制,2020,28(11):59-65+70.
- 2、王红亮,董力纲,刘涛.堆叠式微型数据采集系统抗高冲击结构设计[J].电子测量技术,2021,44(04):177-183.

二、参与的科研

- 1、军用测试仪器研制替代项目：某型号军用数据记录仪。
- 2、军用测试仪器研制替代项目：某型号超声波流量计；
- 3、军用测试仪器研制替代项目：某型号应变测量仪；

致 谢

时光荏苒，岁月如梭，三年的研究生生活即将就要过去。在这三年期间，我学到了许多与专业相关的知识，这些知识使我从一个普通毕业大学生转变到一个即将毕业的研究生。在这三年期间，我学习到的不仅仅是知识，还有生活的信仰，做人的道理。在这三年期间，有欢笑，有辛酸，但是让我感受最深的还是科研过程。在这个过程中，让我懂得了什么叫做坚持，什么叫做勤奋，更让我懂得了什么叫做学海无涯。

首先我要感谢我的导师王红亮教授在我的研究陷入僵局时的指点迷津，感谢王老师在我完成毕业论文的过程中给予的指导，更感谢王老师对我的生活的无微不至的关心。王老师给予我的不仅仅是科研和生活上的帮助，对我影响最深远的还是王老师的事必躬亲，一丝不苟的做事风格，给我以后的工作和生活树立了一个良好的典范，对我的三观以及人格产生了意义深长的影响。

其次我要感谢我的父母，是您们一直在我背后给予我最大的鼓励和支持，感谢您们的养育之恩，感谢您们多年以来的谆谆教诲，感谢您们一直以来的不求回报的支持。

再次感谢我的师兄、师姐、师弟、师妹，是你们陪我每天按时到达教研室，开启一天的科研，并且让我有了丰富的课外生活。

最后感谢参与论文评审和毕业审核的各位老师，感谢你们对我的拙文提出的宝贵意见和建议，感谢您们的辛苦付出！