湖 南 科 技 大 学

本 科 毕 业 设 计（ 论 文 ）

题　　目	基于 STC32 的简易 LCR 测量仪设计
作　　者	朱跃龙
学　　院	信息与电气工程学院
专　　业	电子信息工程
学　　号	2104530119
指 导 教 师	伍绍兵
实 践 导 师	张埔溪

二〇二五 年 五 月 二十三 日

摘　　要

随着电子产品向高集成、高精度和便携化方向不断发展，针对电阻、电容、电感这类基础元器件的精确快速测量需求越来越多。传统的 LCR 测试设备不仅价格昂贵、体积大，而且不适合教学实验和现场运维等便携场景。

本文基于 STC32G12K128 单片机设计出一种便携式 LCR 测量仪，利用伏安法与自由轴测量法相结合，实现了对电阻、电容、电感参数的高精度测量。系统采用 AD9833 作为信号源，通过正交开关鉴相器+高精度差分采样电路提取幅值相位信息，嵌入式软件算法实现复阻抗参数计算，并且完成自动量程切换、频率调整、电压幅值调节、实时 OLED 数据显示等功能。

由测试可知，在 1kHZ 的频率下，系统对于电阻的测量误差大约在 2%，对于电容和电感的测量误差大约在 5%，其性能与商用 LCR 仪表精度±1%相近，这种电路的架构比较简单，功耗低，造价较低，比较适合做教学实验、用电器具维修还有就是挑选元件等这样的地方使用都有非常高的实际应用价值与推广价值。

关键词：LCR 测量；STC32 单片机；自由轴测量法；伏安法；便携式测试仪

ABSTRACT

With the continuous development of electronic products towards higher integration, precision, and portability, there is an increasing demand for accurate and rapid measurement of basic components such as resistors, capacitors, and inductors. Traditional LCR meters are often expensive, bulky, and unsuitable for portable scenarios such as educational experiments and on-site maintenance.

This paper presents the design of a portable LCR meter based on the STC32G12K128 microcontroller. By combining the volt-ampere method with the free-axis measurement technique, the system achieves high-precision measurements of resistance, capacitance, and inductance. The system utilizes the AD9833 as a signal source and employs a quadrature switch phase detector along with a high-precision differential sampling circuit to extract amplitude and phase information. The embedded software implements impedance calculation algorithms and supports automatic range switching, frequency adjustment, voltage amplitude control, and real-time OLED display.

Test results show that at a frequency of 1 kHz, the measurement error is approximately 2% for resistance and about 5% for capacitance and inductance. The performance is comparable to that of commercial LCR meters with ±1% accuracy. This design features a simple circuit structure, low power consumption, and low cost, making it highly suitable for applications such as teaching experiments, electrical appliance maintenance, and component selection. It offers significant practical and promotional value.

Keywords: LCR Measurement; STC32 Microcontroller; Free-Axis Measurement Method; Volt-Ampere Method; Portable Test Instrument

目　　录

第一章 绪 论 1

1.1 课题研究的相关背景与意义 1
1.2 课题研究的发展与技术现状 2
1.3 论文的主要内容 3

第二章 测量原理 4

2.1 LCR 测量仪的基本原理 4
2.2 固定轴测量法原理 6
2.3 自由轴测量法原理 7
2.4 阻抗参数到元件值的转换 8

第三章 系统方案论证与分析 9

3.1 总体方案介绍 9
3.2 微处理器选型与方案对比分析 9
3.3 正弦信号源的方案论证 11
3.4 测量端口的方案论证 12
3.5 运算放大器的方案论证 13
3.6 锂电池充放电的方案论证 14
3.7 显示模块的方案论证 15

第四章 系统硬件电路与设计 17

4.1 总体硬件设计 17
4.2 电源电路设计 18
4.2.1 TP4056 锂电池充电电路设计 18
4.2.2 SX1308 锂电池放电电路设计 18
4.2.3 双电源电路设计 19
4.3 主控电路设计 20
4.3.1 单片机最小系统电路设计 20
4.3.2 人机交互电路设计 20
4.4 正弦波信号发生电路设计 22
4.5 模拟前端调理电路设计 23
4.5.1 限流电路设计 23
4.5.2 Rx 待测元件两端电压采集电路 24

4.5.3 已知电阻两端电压采集电路 25
4.6 程控增益放大电路设计 26
4.7 开关鉴相电路设计 27
4.7 电平抬升电路设计 27
第五章 系统软件程序设计 29
5.1 软件概述 29
5.2 LCR 测量仪的主程序设计 30
5.3 按键处理与 OLED 显示程序设计 31
5.4 锂电池电量监测程序设计 32
5.5 阻抗测量程序设计 32
第六章 系统调试与指标测试 35
6.1 PCB 设计 35
6.2 系统集成 36
6.3 功能调试 38
6.3.1 锂电池充放电部分的功能调试 38
6.3.2 模拟前端调理电路部分的功能调试 39
6.3.3 开关鉴相电路部分的功能调试 40
6.3.4 按键功能调试 41
6.3.5 LCR 测量功能调试 42
6.5 电桥性能指标测试 43
6.5.1 测试环境 43
6.5.2 实际测量结果 44
第七章 总结与展望 46
7.1 总结 46
7.2 展望 46
参 考 文 献 49
致 谢 51
附录 A 主程序 53
附录 B 电路原理图 59

第一章 绪 论

1.1 课题研究的相关背景与意义

随着科学技术的不断进步，各种电子产品在人类生产生活中的需求不断提高，各种电子设备朝着集成高精度、高速响应和高性价比等优点的方向发展[1-3]。在电子产品中，电阻(R)、电容(C)和电感(L)是最基本的元器件，也是使用最多的元器件[3]。它们的性能直接影响了电子设备或仪器的表现，甚至决定能否达到设计目的。这就对我们选择的电阻、电容和电感的质量提出了非常高的要求[2]。

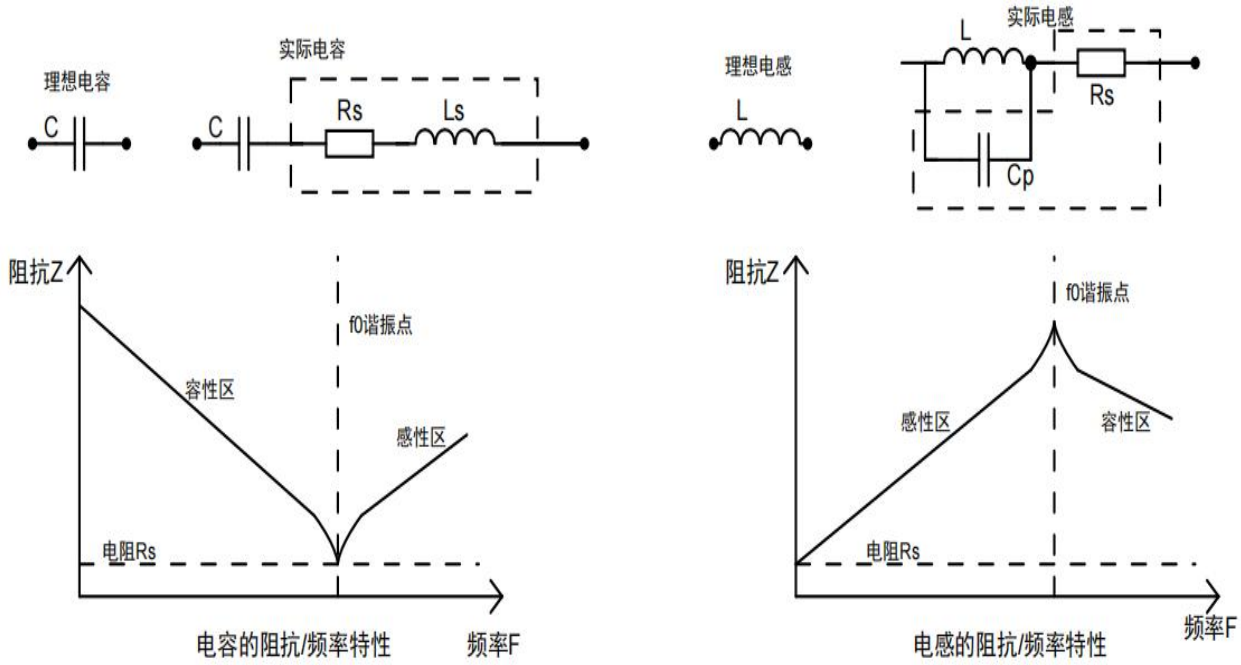


图 1.1 电容器和电感器的阻抗/频率特性图

如图 1.1 所示，电容器和电感器在不同频率下表现出不同的特性。在高频下，电容器的阻抗不再保持线性关系，而电感器的参数特性因寄生电容和引线电阻的影响而发生变化。这意味着，在实际应用中元器件的性能通常伴随着寄生效应和其他损耗。因此，为了确保最终电子产品的性能，提高其运行的可靠性，精确测量电阻、电感和电容在实际电路中的具体参数并掌握元件在电路中参数值的变化是十分必要的[2]。

传统的万用表虽然可以测量电阻，但不能测量电感和电容等电抗元件，而在测量微小电容时误差很大。LCR 测量仪(Inductance Capacitance Resistance Tester)不仅能精确的测量电阻，也能对电感、电容这些电抗元件进行精密测量[4]。它还可以根据用户需求设置测量频率，在固定的交流电压频率下能获得更精确的器件参数值。因此，它无论是在准确性，还是在测量的速度方面都比普通测量方法更为先进，非常有实用价值。

1.2 课题研究的发展与技术现状

在 LCR 测量仪的发展历程中，技术上已发生显著改变。早期阶段，因为微处理器技术尚不完善，LCR 测量更多采用固定轴测量法，这种形式对硬件电路有较高要求，而且实现起来比较繁琐，并且测量频率不高，测量时频点也有限，这就使得它的应用范围有限，精度也不高。

20 世纪 70 年代后期出现了自由轴法，将微处理器电桥技术向前推进了一大步[5]。那一时期，电子测量技术迅速发展，测量频率大幅提升。目前，高端数字电桥的最高测量频率已达到 3 GHZ，而在低频段（如 10 HZ 以下）可实现的测量点位也显著增加。

为了到达高频特性测试的需求，现代的电子测量技术结合了自动平衡电桥法和伏安法的优点，实现了在更高频下的精确测量。这种方法速度快、精度高，还大幅提升了测量精度，由初期的 1%的测量精度提高到了现在 0.01%左右[2]。这种测量方法的应用，使得 LCR 测量仪能适应更广泛的应用场景和提供更高更可靠性的测量结果。



图 1.2 TH2830 实物图

当前市场上先进的 LCR 测试仪，如图 1.2 的 TH283X 系列[6]，它在测试频率范围和精确度以及多样化的功能性方面表现良好，其测试频率范围在 20HZ-200kHZ，基本精确度达 0.05%且拥有 12.5ms/次的最快速度，测试分辨率达到 6 位，扫描点数达到 201，可以完成 DCR 测试以保证测试精准度，它还有 U 盘储存及程序更新的能力，在内部就存储有 40 组设置文件，使得存储和管理更加便利，接口配置了 USB、RS232、RS485 以及 GPIB 等接口形式，同时支持 U 盘存储及程序更新功能，内部存储有 40 组设定文件，在使用过程中更加方便管理并利于与其他系统相融合。这类仪器适用于常规元件的测试工作但也可应对复杂精细的测量任务，是当前市场中比较高级的 LCR 测量仪器，体现了目前 LCR 测量水平。

尽管现代 LCR 测量仪在技术上取得了很大进展，新增的功能使其能够完成大多数复杂和精细的测试任务，但这些高端仪器的价格通常较高，许多中小企业和个人难以承担。除了仪器本身的高费用外，后续的维修、保养和校准等开销也带来额外的支出，增加了

使用者的经济压力和运营成本。

鉴于此问题，如何在确保高性能的同时降低设备的整体成本，成为当前研究和开发过程中的一个主要难题。本文设计了一种基于 STC32 单片机的经济型便携式 LCR 参数测量系统方案。通过优化硬件架构、采用低功耗电路设计以及嵌入式软件算法实现，力求在保证基本测量精度和功能的前提下，显著降低系统成本并提升便携性。

1.3 论文的主要内容

本文以 STC32G 系列单片机为核心[7]，致力于设计并实现一款低成本、便携式电池供电的 LCR 参数测量设备。该设备能够在多频率条件下高精度测量电子元件的电阻、电感和电容参数，并具备用户自定义设置、自动量程切换、元件筛选及串口数据传输等模块化功能。其整体设计兼顾便携性、经济性与测量精度，适用于教学实验、现场检测及小型电子维修等多样化应用场景。

论文的核心研究框架涵盖以下几个模块：

（1）测量原理分析，系统梳理 LCR 测量的基本方法，重点分析伏安法结合自由轴测量技术的理论基础，明确系统设计所依据的阻抗测量模型和算法框架。

（2）系统方案论证，从微处理器选型、正弦信号源设计、测量端口结构、电源管理方案、人机交互形式等方面，综合比较多种技术路线，论证并确定系统整体架构及关键功能模块实现方式。

（3）硬件电路设计，围绕信号采集、信号调理、正交鉴相、程控放大、模拟量转换、功耗管理等环节，完成系统完整的硬件电路设计，并设计差分放大、半波鉴相、双电源供电等关键子电路以保证测量精度与稳定性。

（4）嵌入式软件设计，在 STC32G12K128 单片机平台上搭建嵌入式程序结构，实现对激励信号、测量通道、信号采样、数据处理、OLED 显示、按键交互及电量检测等功能模块的统一调度与控制。

（5）系在完成软硬件系统搭建的基础上，对整机进行调试，并对各个子模块的功能逐一验证与测试。通过对不同阻值、电容值、电感值器件的测量，对比商用 LCR 仪表结果，评估系统的测量精度、响应速度及操作便捷性。

第二章 测量原理

2.1 LCR 测量仪的基本原理

在电子测量领域中，阻抗参数的测量有很多种，当前主流的测量方法主要有三种：电桥法、谐振法和伏安法[8-9]。这些方法各具优势，适合在不同应用需求下灵活选用[4]。

（1）电桥法

电桥法是一种传统的阻抗测量手段，它的原理在于调整已有阻抗大小，做到上下桥臂上电压保持相等状况下，电路达到平衡状态，在此基础上，根据已知阻抗之间比率关系可以算出未知元件阻抗值。

如图 2.1 所示的惠斯通电桥[10]为例，当四个桥臂中的阻抗满足特定比例关系时，电桥I_G两端电压为零时，可由公式（2.1）推算出待测电阻 R_X 的值。同理，麦克斯韦电桥适用于电感的测量[11]，谢林电桥常用于测量电容。电桥法凭借其结构简单、理论清晰的优势，至今仍广泛应用于高精度阻抗测量场景，适用于实验室环境下的静态参数测定。

$$\frac{R1}{R2} = \frac{Rx}{R3} \tag{2.1}$$

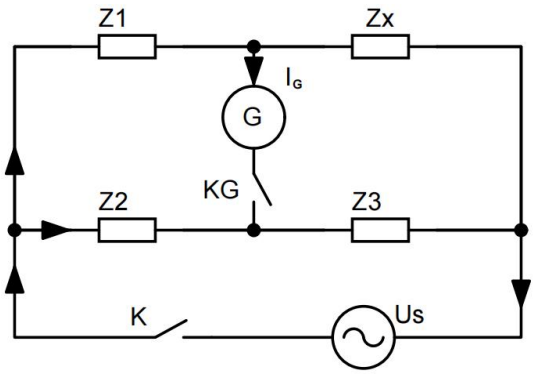


图 2.1 惠斯通电桥原理图

虽然电桥法具有测量精度高的优点，但它的主要不足是测量时需要反复调节桥臂阻抗使之平衡，因而测量麻烦且费时，不适于作快速测量。

（2）谐振法

谐振法则是基于电路发生谐振的条件进行测量的一种方法。通常通过将待测元件与标准电感或电容连接构成谐振回路[12]，并调整信号频率以实现谐振。谐振时，电路呈现纯阻性，可通过谐振频率反推出被测元件的参数，如图 2.2 所示。

它的优点是不需要复杂的检测电路，但缺点也很明显：一是精度不高；二是需要调准频率才能测到谐振点，麻烦且效率不高；三是对于高频、高 Q 的元件比较敏感，很容易受周围环境的影响而影响测量结果。

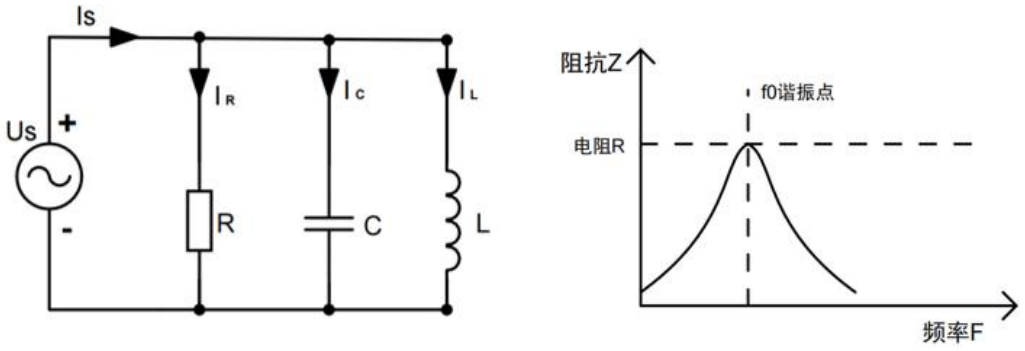


图 2.2 LCR 并联谐振电路图

（3）伏安法

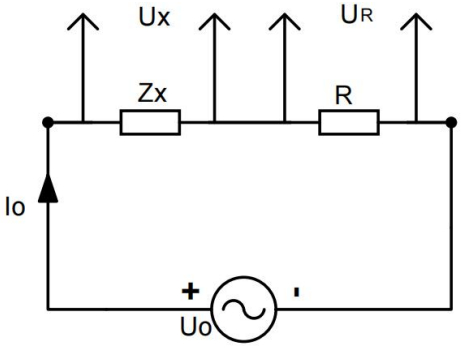


图 2.3 伏安测量法原理图

如图 2.3 所示，伏安法通过将被测阻抗 Z_X 与已知电阻 R 串联，并施加正弦激励信号 U_O，分别测量两端电压 U_X 与 U_R 从而依据欧姆定律间接求得被测元件的阻抗值，见式（2.3）。因其结构简单、测量速度快、易于实现数字化处理而成为当前 LCR 测量仪中最常用的方法之一。

伏安法的基本理论依据是欧姆定律，即：

$$Z_X = \frac{U_X}{I_O} \tag{2.2}$$

其中：

Z_X表示被测元件的阻抗；U_X是被测元件两端的电压；I_O是流经该元件的电流。

$$Z_X = \frac{U_X}{I_O} = \frac{U_X}{U_R} \times R \tag{2.3}$$

然而，在交流条件下，电压与电流均为矢量，既包含幅值也包含相位信息，因此需要分别测量其实部与虚部，才能准确还原出阻抗的复数形式。为实现这一过程，需引入相敏检波器[13]（Phase Sensitive Detector，PSD）对电压信号进行相位检测与分量提取。

在实际使用时，电压矢量分量提取的方法主要有“固定轴测量法”和“自由轴测量法”。“固定轴测量法”的不同之处就在于所选的参考相位基准不同。参考相位的选取确定了测量坐标系方向，相敏检波器输出的就是被测量的电压在该坐标轴上的投影分量。这两种方法都有各自的优缺点，在后续的设计中要根据实际情况加以选择。

2.2 固定轴测量法原理

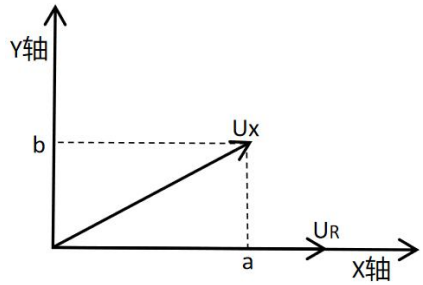


图 2.4 固定轴测量法示意图

固定轴测量法是较早应用于阻抗测量的一种技术，其基本原理如图 2.4 所示。该方法的核心在于：在测量过程中预设一个固定的参考坐标系，通常以已知阻抗两端的电压矢量作为参考方向，并将其定义为 X 轴，用于后续信号的投影与计算。

在具体测量中，通过将一个已知阻抗 R 与待测阻抗 Zx 串联，并施加交流激励信号，使两者中流过相同电流。此时，仅需采集两个阻抗两端的电压信号，便可推导出待测元件的电参数。

该方法要求相敏检波器的参考相位必须与已知阻抗上的电压信号保持严格一致，即测量坐标系的 X 轴方向需与参考电压矢量完全重合。在此基础上，可将被测电压在该坐标系下分解为两个正交分量 a 和 b，分别对应阻抗的实部和虚部，从而构建其复数形式，实现对复阻抗的计算与表示。

根据欧姆定律，被测阻抗Z_X可表示为：

$$Z_X = \frac{U_X}{I_O} = \frac{U_X}{U_R} \times R = \frac{a+jb}{U_R} \times R \qquad (2.4)$$

其中：

R 为已知电阻值；

U_R为已知阻抗 R 上的电压；

U_X为被测阻抗Z_X上的电压；

j 为虚数单位；

a 和 b 分别为U_X在 X 轴和 Y 轴上的投影分量。

由公式（2.4）可知，固定轴测量法对 MCU（Micro Controller Unit，微控制单元）的计算能力要求较低，仅需简单的除法运算即可完成阻抗求解。但这种方法的关键在于，必须保证相敏检波器所选取的坐标轴方向与实际信号的相位严格一致，否则会产生较大的测量误差。

虽然这种方法计算简单，但实际上要实现“精确相位同步”却非常困难。因为，它需要高精度的模拟电路来获取参考信号；而且，由于各个元件的特性随着频率的变化而

变化，参考信号的相位也会发生相应变化。所以，在多频点测量中，固定轴测量方法的适应性很差，难以满足便携式、低成本 LCR 测量仪的要求。

2.3 自由轴测量法原理

为了克服固定轴测量法对参考相位高度依赖所带来的问题，提高测量精度与系统的灵活性，本文引入了一种更为灵活的测量方法——自由轴测量法[14]。该方法不再依赖于某一固定参考方向，而是允许在任意参考坐标系下进行测量，并通过数字运算恢复出真实的阻抗参数。

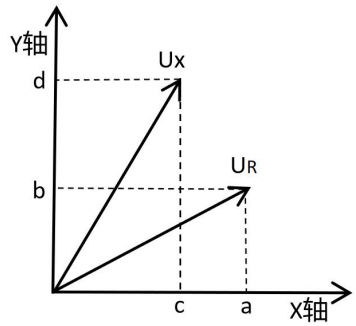


图 2.5 自由轴测量法示意图

其核心思想是：采用两路相敏检波器，分别以两个相互正交的参考信号（如 0 度和 90 度）作为基准，对被测电压信号进行双通道同步检测，从而提取出该电压在任意参考坐标系下的实部与虚部信息。如图 2.5 所示，a 和 b 分别表示被测阻抗电压在 X 轴和 Y 轴上的投影分量，c 和 d 则为已知阻抗电压在 X 轴和 Y 轴上的投影分量。基于这些投影参数，即可通过复数运算求解待测阻抗 Z_X 的值，具体计算公式为：

$$Z_x = \frac{U_x}{I_O} = \frac{U_x}{U_R} \times R = \frac{a+jb}{c+jd} \times R$$

$$= \left(\frac{ac+bd}{c^2+d^2} + j\frac{ad-bc}{c^2+d^2}\right) \times R = R_Z + jX \qquad (2.5)$$

其中：

R 为串联在其中的已知电阻值；

R_Z和 X 就是待测阻抗Z_X的实部和虚部，也就是电阻值和电抗值。

相对于固定轴测量法来说，自由轴测量法在许多方面都有着明显的优势，自由轴法对于参考相位的要求比较低，参考相位不必与被测信号严格对准，只需要做简单的复数运算就可以把被测阻抗算出来，这样就避开了相位偏差引起的测量误差，使得结果更加一致，更加可靠。还有，自由轴法处理多频点测量任务更为灵活，在参考信号方面可以随着频率来调节，并不需要用到很复杂的模拟电路就可以在较宽频带范围内稳定工作，增加了系统适应性。

综合而言，自由轴测量法具有良好的通用性与较高的测量精度，适合本系统应用。

2.4 阻抗参数到元件值的转换

在 LCR 测量仪中，测量的核心目标是通过获取被测元件的复数阻抗，进一步推导出其等效的电阻 R、电感 L 或电容 C 的具体数值。本节将介绍如何从测得的阻抗信息出发，分别对电阻、电感和电容进行识别与计算。

（1）阻抗的复数表示

在自由轴测量法或其他矢量测量方法中，所得到的阻抗通常以复数形式表示为：

$$Z_X = R + jX \tag{2.6}$$

其中：

R 表示阻抗的实部，即等效串联电阻；

X 表示阻抗的虚部，称为电抗；

j 是虚数单位。

根据电抗的正负，可以判断被测元件的类型：若 X>0，则表现为电感性元件；X<0，则表现为电容性元件。

（2）电阻的计算

无论被测元件是电阻器、电感器还是电容器，其等效串联电阻 R 都等于阻抗的实部：

$$R = Re（Z_X） \tag{2.7}$$

其中：Re（Z_X）表示取阻抗Z_X的实部。

（3）电感的计算

当测得的电抗 X>0 时，表明被测元件主要呈现电感特性。此时，电感值 L 可由以下公式求得：

$$L = \frac{X}{\omega} \tag{2.8}$$

其中：$\omega = 2\pi f$ 为激励信号的角频率（单位：rad/s）；

f 为施加于被测元件上的交流信号频率（单位：Hz）。

（4）电容的计算

当测得的电抗 X<0 时，表明被测元件主要呈现电容特性。此时，电容值 C 可由以下公式求得：

$$C = -\frac{1}{X \times \omega} \tag{2.9}$$

同样地，$\omega=2\pi f$ 为角频率。

第三章 系统方案论证与分析

3.1 总体方案介绍

如图 3.1 所示，本 LCR 测量仪系统采用模块化设计思路，主要由信号发生模块、主控处理模块、模拟信号调理模块、程控放大模块、相位检测模块、电压抬升模块、电源管理模块以及人机交互模块等组成。系统通过信号发生模块产生激励正弦波，施加于被测元件两端，并利用参考电阻分压获取电压信号，经过调理、放大、鉴相等处理后，由主控单元采集并计算出被测元件的阻抗参数。

为了实现系统的高性能、低功耗和便携性，各功能模块需根据实际需求选择合适的电路架构与核心器件。不同的设计方案在精度、稳定性、成本和开发难度等方面各有优劣，因此有必要对关键模块进行详细的方案比较与论证。接下来将从微处理器、正弦信号源、测量端口、运算放大器、电源管理以及显示模块等多个方面展开具体的方案对比与选型分析。

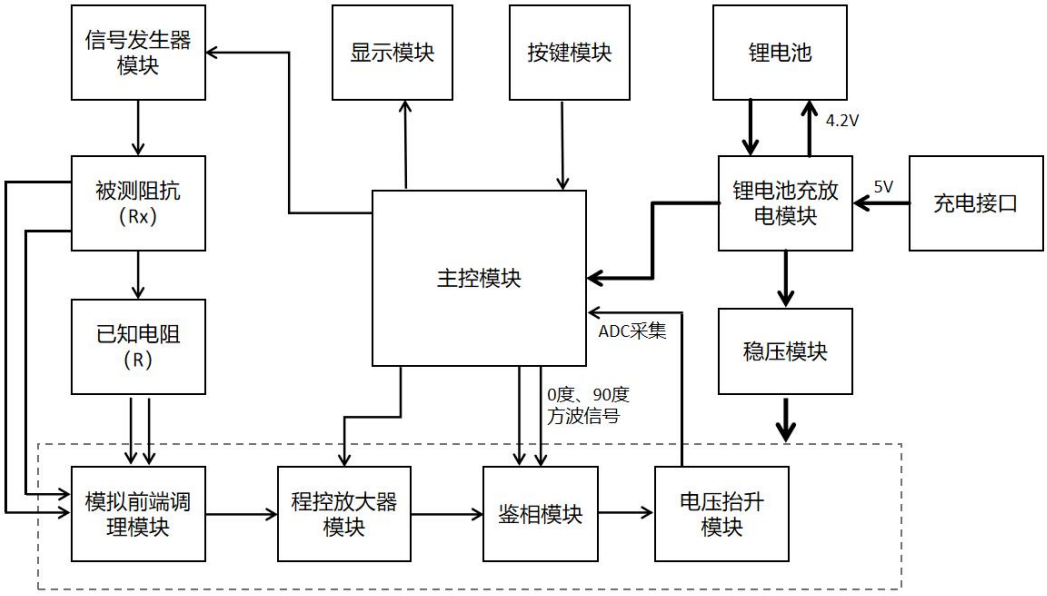


图 3.1 系统框图

3.2 微处理器选型与方案对比分析

在简易 LCR 测量仪的设计中，微控制器是系统的核心，负责激励信号生成、数据采集、阻抗计算和用户交互等关键任务，同时还需协调各功能模块的运行。微控制器的性能不仅直接影响系统的测量精度与稳定性，其功耗、成本、开发支持等因素也在很大程度上决定了整个系统的可行性与实用性。因此，微控制器选型是设计初期的关键步骤。

（1）STM32F103C8T6 方案

图 3.2 是 STM32F103C8T6 芯片实物图。它是一款以 ARM Cortex-M3 作为核心的 32 位微控制器，主频率最高可以达到 72MHZ，有着较多的外设接口如 SPI、I²C、UART、ADC 以及 DAC，有着较为丰富的低功耗工作模式，被广泛应用于各种嵌入式应用之中。它具有较为成熟的开发工具链以及较为良好的社区支持，适合用于高复杂度的项目开发中使用，但是也存在着开发周期长、成本高等缺点，不太适合小型项目的开发，在资源紧张的情况下会造成一些性能冗余与开发成本过高。

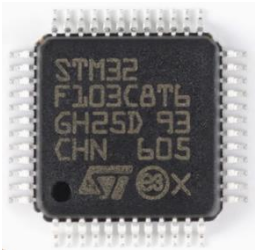


图 3.2 STM32F103C8T6 芯片实物图

（2）GD32F103C8T6 方案

图 3.3 是 GD32F103C8T6 芯片实物图。它是国产的由兆易创新生产出来的芯片，跟 STM32F103 系列有着很高的软硬兼容性，主频也同样是 72M，有基本的主流通信接口，性价比较高，在保持性能的前提下大幅度降低了成本，比较适合预算紧张的项目，不过它的长期稳定性和工业可靠性还需进一步的检验，不适合苛刻的使用环境。

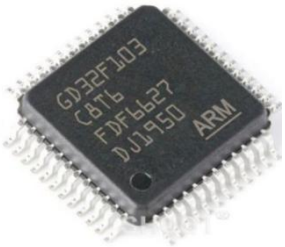


图 3.3 GD32F103C8T6 芯片实物图

（3）STC32G12K128 方案



图 3.4 STC32G12K128 芯片实物图

图 3.4 是 STC32G12K128 芯片实物图。它是一款国产的高性能低功耗的 32 位的 MCU，主要用于低成本、便携电子产品的设计[15]。它的主要特点如下：高性能，最高主频可以达到 48MHZ，基本能满足 LCR 测量仪的需求，低功耗，有多种低功耗工作模式，适用

于电池供电的产品，外设接口丰富，具有多种常用的串口通信接口如 SPI、I2C、UART 等，内置 ADC 模块，高性价比，价格便宜。

综合考虑处理性能、接口资源、功耗和成本等因素，本系统最终选择了 STC32G12K128 主控。该主控具备良好的控制能力、低功耗和合理的成本，且易于开发，适合便携式应用。

3.3 正弦信号源的方案论证

在 LCR 测量仪当中，正弦信号源用来产出优质正弦波激励信号，这个信号会被施加到被测元件上，从而得到它的阻抗特性，优质的正弦波要频率固定而且精准，并且要有低失真度，高的信噪比，这样才可以保证量结果精确无误，可靠有效。而且，要是想要对应不同的频率范畴展开测量，就应当让正弦信号源拥有可以灵活调节频率的功能。

（1）使用单片机输出 SPWM 波+低通滤波产生

单片机依靠软件生成 SPWM（Sinusoidal Pulse Width Modulation，正弦脉宽调制技术），再通过低通滤波器制造出近似的正弦波，这种方法的优点包含花费较少，只需单片机及简单的外置滤波电路；较为灵活，借助软件调节 PWM（Pulse Width Modulation，脉宽调制技术）占空比，便可以得到不同的频率；容易集成，可以立即采用已有的微处理器资源，不必添加额外硬件，但这种方法也存在不少明显的不足之处，波形质量不佳，SPWM 信号通过低通滤波后仍旧也许会有谐波失真，这会干扰测量的准确性；频率范围较窄，受到单片机处理能力以及滤波器设计的约束，难以达成宽频带的需求。

（2）由自激振荡电路产生

自激振荡电路是一种比较常见的模拟电路设计方法，能直接得到正弦波信号，主要的特点是不需要很复杂的控制逻辑，它依靠电路自身所产生的反馈作用来达到自己维持振荡的目的，整个结构比较简单，但是只能适应一定的频率，某些种类的自激振荡电路像是文氏电桥振荡器可以产生稳定的一个频率的输出信号。但这种技术同样存在着明显的不足：频率调节十分困难，想要调整频率就必须对电路里面的元器件手动地去进行调节，不能实现自动化控制，而且稳定度也不高，会受到很多因素的影响比如温度，元件老化的这些都会导致长时间工作之后就会使得它的频率和振幅出现变化。

（3）由 AD9833 芯片产生

如图 3.5 所示，AD9833（AD9833BRMZ）芯片是一款高品质的直接数字频率合成器[16]（Direct Digital Synthesizer，DDS）芯片，可产生高质量的正弦波。它具有高频率分辨率，工作范围是 0-12.5MHZ，步进精度最大可达 0.004HZ，低失真度，具有高精度的 DAC，输出信号的失真度极低，并且具有很低的相位噪声，频率控制灵活，利用 SPI 接口可以方便地设置输出频率和相位，因此非常适于在动态改变的场合使用。低功耗，

工作电压范围宽，有多种低功耗模式，非常适用于便携设备。AD9833 的成本比前面两种方案要略贵一点，不过它的性能和灵活性还是非常不错的，所以它是最好的选择。

综合考虑波形质量、频率调节能力、系统集成度及开发难度等因素，最终选择了 AD9833 DDS 芯片作为本项目的正弦信号源。

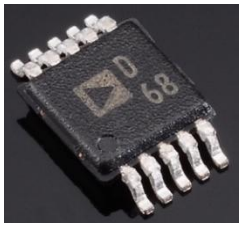


图 3.5 AD9833 芯片实物图

3.4 测量端口的方案论证

在 LCR 测量仪当中，测量端口是用以与所要检测的元件相连接的，测量端口会把激发信号施加给元件，并收集所发生的反应信号，从而得出元件的阻抗数值。测量端口的构造会直接影响测量的准确度、稳定程度以及操作的方便性，要想保证测量得到的结果十分精确，就要尽力减小接触电阻和引线电阻之类的影响因素对测量结果造成的影响。

（1）两线制端口方案

如图 3.6 所示，两线制测量端口最直接简单的形式，只有两个引脚把需要测量的元件和测试用电路连接起来即可，其优点就是结构简单、方便布线、搭建测试环境非常快、不需要复杂的电路设计，总的成本也比较低，适用于对成本有要求的测量系统。

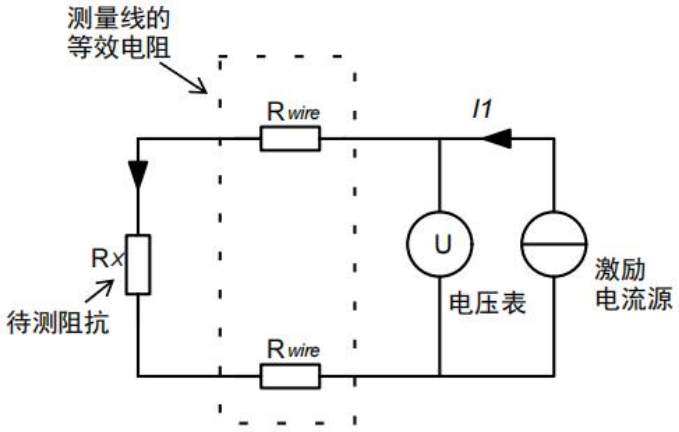


图 3.6 两线制端口原理图

（2）四线制端口方案

如图 3.7 所示，四线制测量法[17]通过四根导线分别连接至待测元件的两端，其中两根用于施加激励信号，另外两根专用于测量电压降。该结构的显著优势在于测量路径与激励路径相互独立，从而有效消除了接触电阻与引线电阻对测量结果的干扰，显著提高了测量的准确性。

这种方式尤其适合低阻值器件的测试场景，可实现更高的测量分辨率和稳定性。虽然其电路实现相对复杂，对布线要求更高，但在需要高精度测量的应用中，四线制端口无疑是一种值得采用的方案。

综合考虑测量精度、稳定性和适用范围等因素，最终选择了四线制端口作为本项目的测量端口方案。

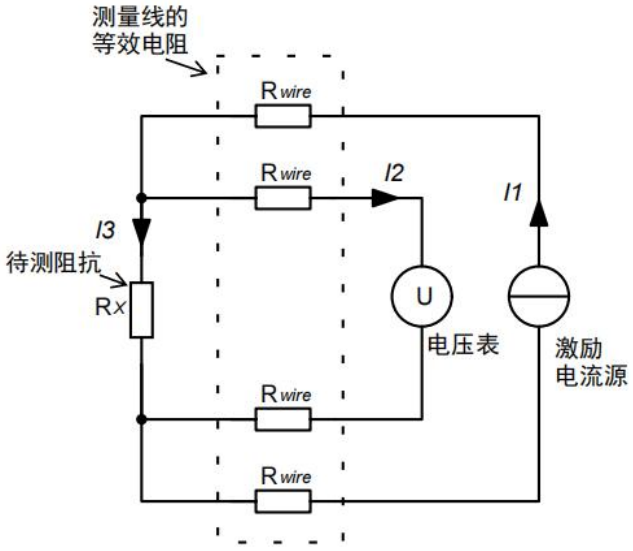


图 3.7 四线制端口原理图

3.5 运算放大器的方案论证

在本系统设计当中，运算放大器被大量应用到模拟前端调理、程控放大、电压抬升等许多重要模块中，这些运算放大器大多数负责着信号放大的重任、完成滤波还有把不同电位转换等功能，这样就能保证信号在被传送到其他地方的时候保持着比较好的保真效果并且失真程度也小得多，在某种程度上来说有利于提升整个测量精确性水平和总体上的稳定度。

（1）通用运放 TL084

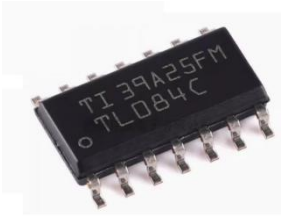


图 3.8 TL084 芯片实物图

图3.8是TL084芯片实物图。它属于比较普遍的四通道通用型运算放大器，采用JFET（Junction Field-Effect Transistor，结型场效应晶体管）作为输入。好处是成本较低，比较合适那些预算紧张的情况，而且可以做到单个芯片包含四个运放通道，方便处理多个

路的信号并行处理，高输入阻抗特性有利于减小对信号源的负担，但是也有一定的局限性，在一些性能参数上存在局限性，比如噪声比较高，不太适合对微弱信号进行检测，偏置电流和输入失调电压都比较大，会对测量的准确性产生影响，还有就是带宽在中低频段里还算可以，但在高频段的响应就显得有点不足，所以 TL084 比较适合一般的精度要求的测量系统，不适合性能要求较高的测量情况。

（2）精密运放 GS8554

图 3.9 是 GS8554 芯片实物图。它是一款性能优良的四通道精密运放，用在信号精度比较重要之处很合适，此器件具备较低的噪声特征，可让小号信号被放大，干扰影响没那么强；它偏置电流和输入失调电压都比较低，测量出错率减少，可靠度提高，共模抑制能力也不错，在电磁扰动厉害的地方，它的输出还稳定着，而且它的频率回应区间不小，适合很多种号源的处置要求。虽说 GS8554 在价格上比起通用型别的比如 TL084 要贵一些，不过它那些优点使得它成了选中的系统里最好的产品选项。

综合实际测量需求与系统性能指标，最终采用 GS8554 作为本项目的运放器件。



图 3.9 GS8554 芯片实物图

3.6 锂电池充放电的方案论证

锂电池在本系统里充当主要的供电源头，它要把稳定直流电压供给整机运行，锂电池有着体积小、能量密度大以及使用寿命长等优点，非常适于便携式测量设备的应用场合，想做到安全又可靠的电源管理，系统得要配一套完善而且准确的充放电控制电路，既要有准确的充电操控功能，避免出现过量充电或者过多的放电情况，延长电池的使用寿命，又要能在电池放电的时候维持一个稳定的电压水平，保证各个功能部件的正常运行，如此有效的电源管理设计，不但提高了设备运行的稳定性，同时也奠定了其便携运行的基础。

（1）LM2596 buck 降压充电+SX1308 升压放电

如图 3.10 所示，LM2596 属于很平常的降压类型的 DC-DC 转变芯片，常常会被用在降压电路中。它的好处在能够借助反馈电阻随便调节输出的电压，把输入电源降到锂电池充电适合的电压范围上，有比较宽广的输入电压范围，能支持比较多的供电场合，较高的转换效率，也有助于减少热量消耗以及整体耗费。



图 3.10 LM2596 芯片实物图

不过，LM2596 在锂电池充电应用中的不足也较为明显。由于本身并非专为锂电池充电设计，其在使用过程中往往需要配合额外的外部元件来实现电压设定与滤波控制，增加了硬件设计和调试的复杂度。此外，它不具备内置的过充、过放保护机制，在使用中需特别注意系统安全性，避免对电池造成损伤。



图 3.11 SX1308 芯片实物图

如图 3.11 所示，SX1308 则是一种升压型 DC-DC 转换器，可将锂电池较低的电压升至系统所需的 5V 或更高，适用于为核心电路提供稳定电源。在升压模式下，SX1308 同样具有良好的效率表现，能保障设备在高负载运行时的供电稳定性。

（2）TP4056 锂电池充电芯片+SX1308 升压放电

如图 3.12 所示，TP4056 是一款专为单节锂电池设计的充电管理芯片，具有线性充电特性，电路结构简单且外围元件较少，内部集成过充、过放、过温等保护功能，有利于提高系统安全性及稳定性，可实现恒流恒压充电，精确控制充电截止电压，延长电池使用寿命。与传统的 LM2596 方案相比，TP4056 不仅在保护机制方面更加完备，而且因设计简洁，有利于降低开发和调试难度。



图 3.12 TP4056 芯片实物图

综合考虑安全性、可靠性以及系统整体表现，最终本项目采用了 TP4056 搭配 SX1308 的充放电管理方案。

3.7 显示模块的方案论证

在本系统中，显示模块用于实时呈现测量结果、工作状态及用户设定内容。为保证良好的使用体验，显示屏应具备清晰的可视效果，同时满足低功耗、高对比度和快速响

应等特性，以便用户能够在不同环境下准确、直观地获取信息。

（1）TFT 显示屏

TFT（Thin Film Transistor，薄膜晶体管）显示屏有着高的分辨率和像素密度，适合显示图形界面和丰富文本，它支持全彩显示，色彩表现好，工艺成熟，成本合理，应用在各领域里有不错的性价比，不过它也有缺点，就是功耗相对比较高，要依靠背光源供电，而且强光环境下，可视效果很差，对比效果也不佳，反应速度比较慢，动态画面会拖影，影响流畅感和观感体验。图 3.13 为 TFT 显示屏实物图。



图 3.13 TFT 显示屏实物图

（2）OLED 显示屏

OLED（Organic Light-Emitting Diode，有机电激光显示）显示屏采用自发光技术，无需背光源，在便携设备及高性能应用中有较好的显示效果。其主要优点有：高对比度，低能耗，快的响应速度等；同时，它还有较大的可视角度，无论从哪个角度观察，显示内容都清晰可见。图 3.14 为 OLED 显示屏实物图。

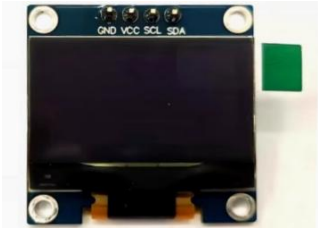


图 3.14 OLED 显示屏实物图

基于上述优势，综合考虑显示效果、功耗控制与响应性能，本设计最终选用了 OLED 作为显示模块。该方案既满足了系统对清晰可视性的要求，也有效提升了便携设备在续航与显示性能方面的表现。

第四章 系统硬件电路与设计

4.1 总体硬件设计

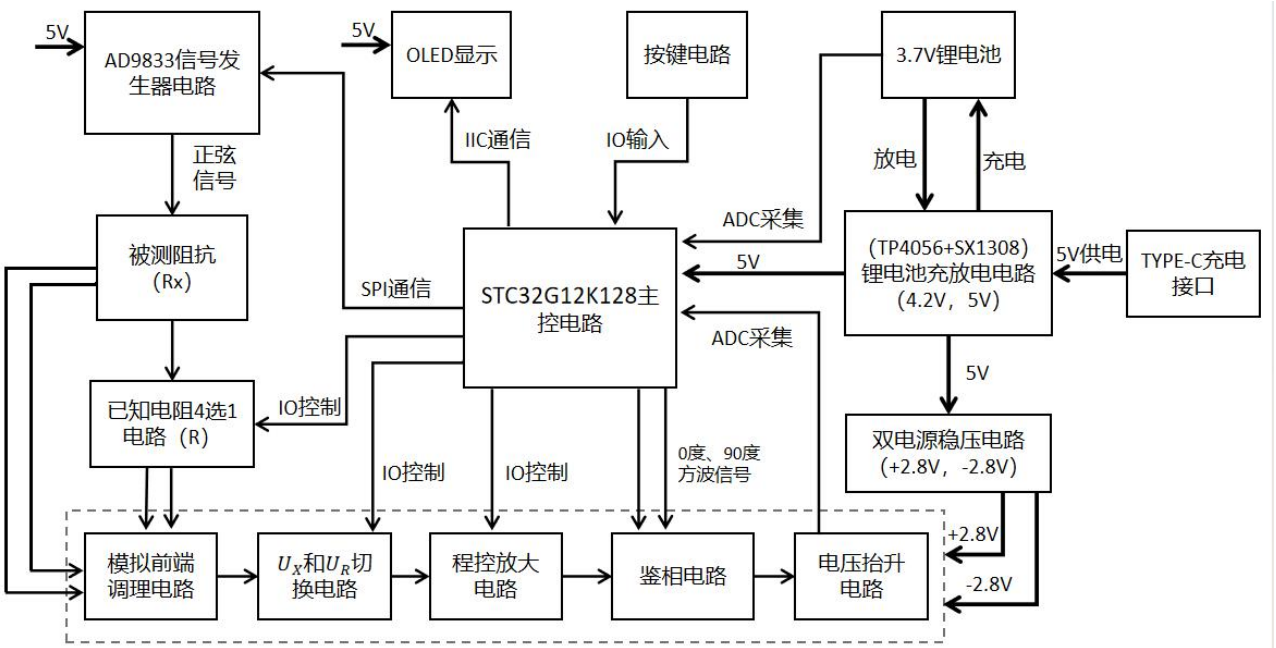


图 4.1 总体硬件框图

如图 4.1 所示，本系统基于阻抗测量原理，采用交流激励与正交解调方法实现对未知阻抗 Rx 的测量。AD9833 信号发生器产生固定频率的正弦波作为激励源，分别施加于被测阻抗 Rx 和已知电阻 R 上，在其两端分别产生电压 UX 和 UR。其中，UX 表示被测阻抗两端的电压，UR 则作为参考信号参与测量计算。

两路电压信号经过模拟前端调理电路进行初步放大与滤波处理后，通过切换电路依次循环送入后续处理环节。程控放大器根据主控芯片的指令调整信号幅度，以适应 ADC 的输入范围。

在信号处理环节中，采用了开关半波鉴相器。它的原理就是把 UX 分别同 0 度和 90 度的方波参考信号来个相乘，从这里提取到 UX 在 0 度（也就是同相，或者描述为 X 轴方向）和 90 度（对应正交，也就是 Y 轴方向）这两处对应的投影分量，这两部分加在一起就形成复平面上的一个向量，包含着被测阻抗完整的幅度还有角度信息，在计算复阻抗时是非常重要的数据来源。

由于鉴相输出可能包含负电压，系统中设置了电压抬升电路，将其整体提升至 ADC 可识别的正值范围内。最终，STC32G12K128 主控芯片采集这些信号并进行数据处理，得到 Rx 的阻抗值，并通过 OLED 显示模块输出结果。

4.2 电源电路设计

4.2.1 TP4056 锂电池充电电路设计

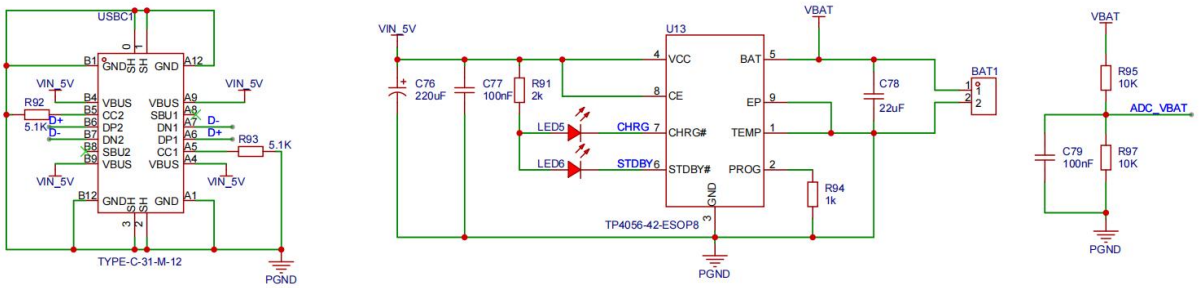


图 4.2 TP4056 锂电池充电电路原理图

如图 4.2 所示，当 USB Type-C 接口连接到外部电源时，系统通过 VIN_5V 引脚接收 5V 直流电。R90 和 R91 与 CC1 和 CC2 配置通道引脚相连，实现 5V 电压诱骗功能。C76 和 C77 电容用于滤波和平滑电压波动，确保提供稳定的 5V 电源。

锂电池充电管理由 TP4056 完成，该芯片的 PROG 引脚和 R94 电阻来设置充电电流，一般充电电流为 1A。当对锂电池充电时，CHRG 引脚为低电平，STDBY 引脚为高阻态，LED5 点亮 LED6 熄灭，表示电池正在充电，当对锂电池充电完成后，CHRG 引脚为高阻态，STDBY 引脚为低电平，此时 LED5 熄灭 LED6 点亮，表示锂电池已经充满。

为了适应 ADC 模块的量程范围，系统采用了一个由 R95 和 R97 组成的分压网络将电池电压转换成适合 ADC 采集的范围。R95 和 R97 的阻值均为 10KΩ，则分压系数为 0.5。已知电池电压是 4.2V，经过分压后的电压将是 2.1V。该分压信号经 C79 电容滤波后传送给主控芯片的 ADC 模块，将其数字化以实现对电池电压的实时监控。这样可以确保电池状态被准确监测。

4.2.2 SX1308 锂电池放电电路设计

如图 4.3 所示，该电路设计能够实现外部电源与电池供电之间的自动切换，确保系统始终获得稳定的 5V 输出。当 USB Type-C 接口连接至外部电源时，VIN_5V 引脚检测到 5V 直流电压，驱动 N 沟道 MOSFET Q6 导通，从而将升压芯片 SX1308 的 EN（使能）引脚拉低，使其处于失能状态，停止升压操作。此时系统直接由外部电源供电，避免了不必要的功耗。

在未接入外部电源的情况下，VIN_5V 无电压，Q6 处于关断状态，SX1308 的 EN 引脚通过电阻 R102 被上拉至高电平，使芯片正常工作。SX1308 将来自 VBAT 的电池电压进行升压处理，输出稳定的 5V 电压至 VBAT_OUT 端。输出电压的大小可通过分压电阻 R96 与 R99 调节，根据式 4.1 可知，该配置可使 VBAT_OUT 稳定在 5V，满足系统供电需求。此外，C80、C81 以及 C82 并联于 VBAT_OUT 与地之间，用于滤除输出

电压中的开关噪声和高频干扰，提高输出电压的稳定性与纯净度。

$$V_{OUT} = 0.7V \times \frac{R99+R96}{R99} \quad (4.1)$$

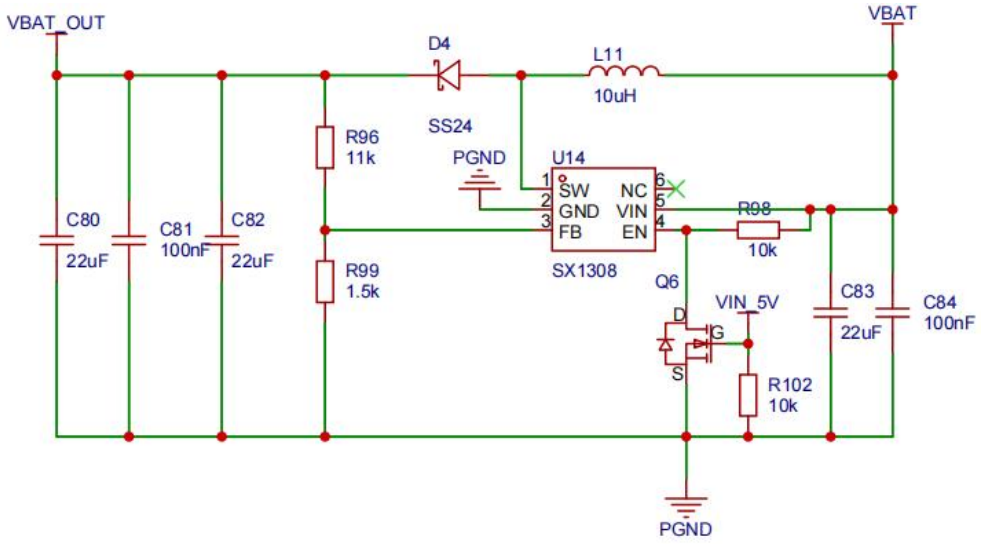


图 4.3 SX1308 锂电池放电电路原理图

4.2.3 双电源电路设计

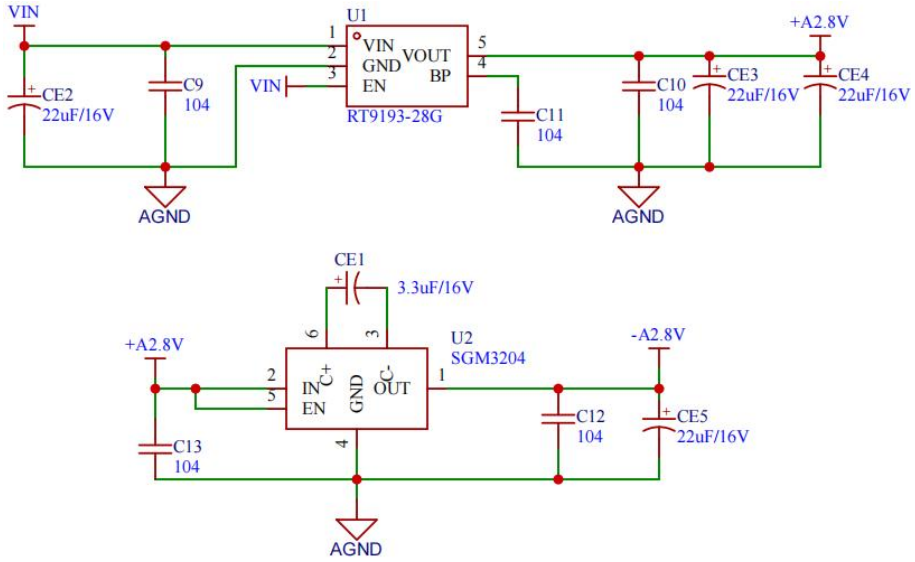


图 4.4 双电源电路原理图

如图 4.4 所示，该电路的主要目的是为信号处理模块，如模拟前端调理电路和相位检测电路等电路提供稳定的双电源即正负电源。输入电压通过 RT9193-28G 低压差线性稳压器进行调节，以产生稳定的+2.8V 输出。在此过程中，使用了一系列电容器进行滤波，以去除噪声和波纹，确保电源的稳定性。为了产生-2.8V 的负电压，该电路采用 SGM3204 充电泵电源芯片。该芯片利用充电泵技术将前级的+2.8V 电压反向，产生稳定

的-2.8V 输出。与+2.8V 输出类似，输出端也包含适当的滤波电容，以确保电压的纯净和稳定。最终，整个电路设计有效地为信号处理模块提供高精度、低波纹的双电源。

4.3 主控电路设计

4.3.1 单片机最小系统电路设计

如图 4.5 所示，该电路 STC32 单片机最小系统原理图。主要包括：复位模块、时钟晶振和参考源电路。复位电路支持按键触发和上电自动复位，保证系统在启动时能正常进入运行状态；晶振电路提供稳定的 24MHZ 时钟信号，为单片机的指令处理和通信过程提供时序节拍；参考源电路输出低噪声的+2.8V 电压，可提高模拟信号采集的精度。

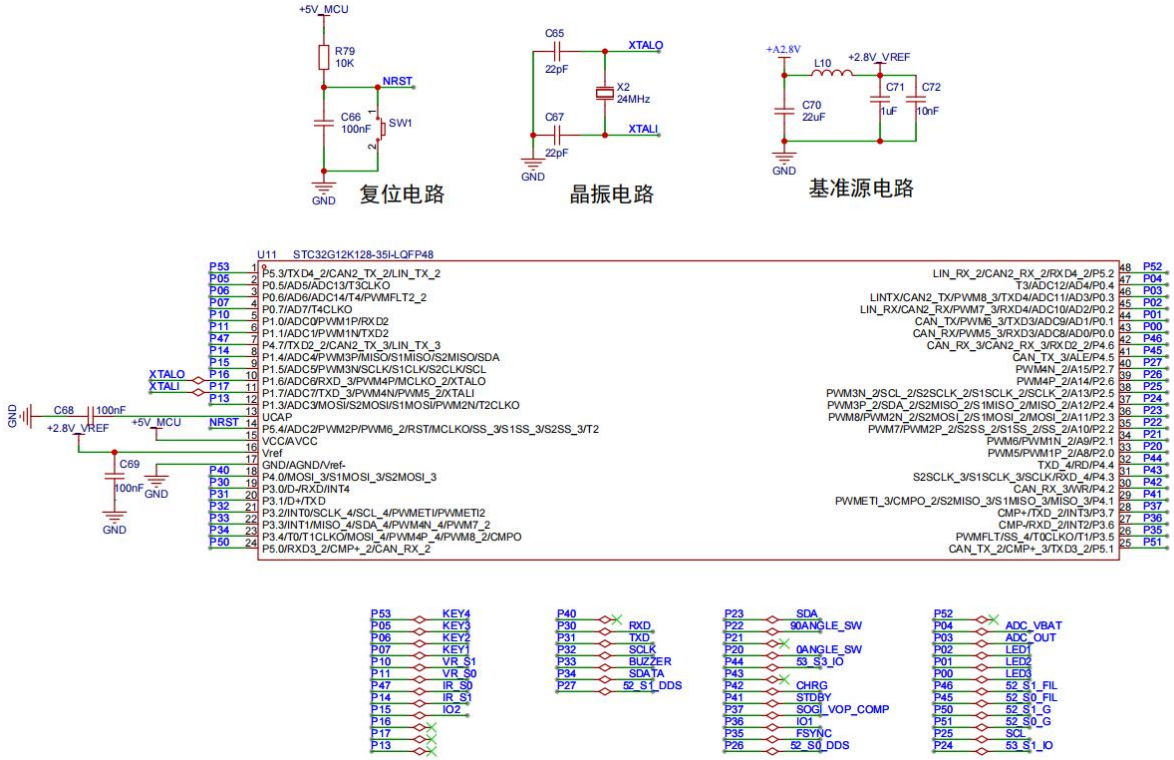


图 4.5 单片机最小系统电路原理图

4.3.2 人机交互电路设计

人机交互电路的目标是实现良好的系统功能并提升使用感受，其中 USB 转串口电路是用以完成传输任务的设备，按键电路则能对系统的设置进行操作，同时还能用来切换模式，在 OLED 接口电路中包含着展示此时的信息的职责，最后就是蜂鸣器电路能够实现对于当前所处状态出现意外状况时的报警功能。这样做的目的是让整个系统能够呈现出比较稳定，灵活以及可靠的特性，接下来将针对这几个部分分别展开具体的原理论述和实现过程。

（1）USB 转串口电路设计

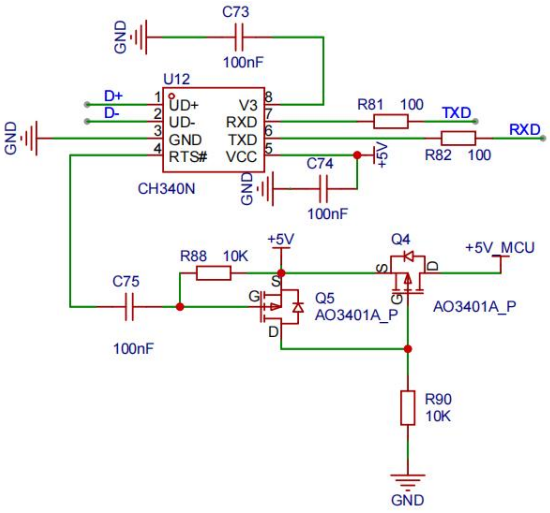


图 4.6 USB 转串口电路

如图 4.6 所示，电路设计基于 CH340N 芯片实现 USB 到串口（UART）的数据转换。CH340N 是一款高性能的 USB 转 UART 桥接芯片，能够将 USB 接口的数据转换为标准的串行通信信号（TXD 和 RXD），从而实现计算机与单片机之间的数据交互。

USB 接口的数据线 D+和 D−通过 CH340N 芯片转换后，输出 TXD 和 RXD 信号，分别接到单片机的接收和发送端。电路增加了自动下载功能，用于提升调试和固件更新的效率。正常运行时，Q4 截止，Q3 导通，单片机处于供电状态。插入 USB 后，CH340N 内部电路拉低 RESET 引脚，Q4 导通，Q3 截止，单片机暂时断电。C68 和 R76 构成的 RC 电路形成延迟，电源在短暂停顿后恢复，单片机进入下载模式。通过 USB 完成固件写入后，系统回到运行状态。该设计实现了串口通信和自动下载的结合，提升了整体开发效率。

（2）按键电路设计

如图 4.7 所示，该按键电路用于完成系统参数设置、切换电阻、电容、电感测量模式以及调整测量频率等功能。当 KEY1 至 KEY4 被触发时，相关 IO 引脚电平发生变化，主控单片机通过检测这些信号变化，识别用户输入并执行相应的控制指令。

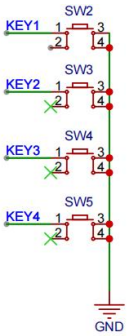


图 4.7 按键电路原理图

（3）OLED 接口电路设计

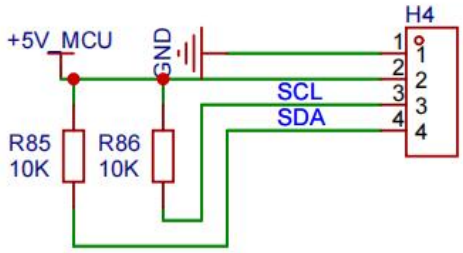


图 4.8 OLED 接口电路原理图

图 4.8 是 OLED 接口电路，用于将 OLED 显示屏与单片机连接，通过 I2C 协议进行数据传输。显示屏可实时呈现测量结果与设置信息。电路中，SCL 和 SDA 作为通信信号，分别连接至 OLED 模块的第 3 脚和第 4 脚。I2C 为开漏结构，需外接上拉电阻。R85 与 R86 为 10kΩ，分别接在 SCL 与 SDA 线上，提升信号传输准确性。

（4）蜂鸣器电路设计

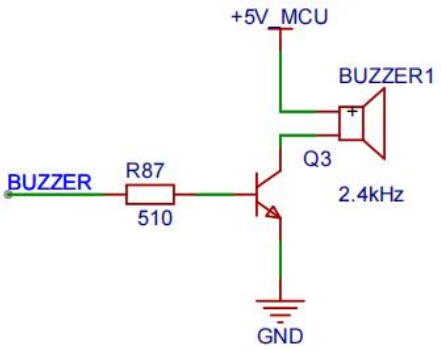


图 4.9 蜂鸣器电路原理图

图 4.9 展示了蜂鸣器驱动电路，主要实现电池电量过低及系统异常时的声响警示。当电池电压低于预设值时，蜂鸣器发出报警声，通过声响提示用户电量不足或系统异常。该电路结构简洁、响应灵敏，能够在关键节点快速报警，帮助用户及时处理问题，防止设备运行中断或损坏。

4.4 正弦波信号发生电路设计

图 4.10 为正弦波信号发生电路原理图，该电路设计旨在通过单片机控制 AD9833 芯片和模拟开关 74HC4052（U9），实现特定有效值（0.2V、0.7V、1V、1.4V）的正弦波输出。使用不同的电压测量电容器和电感器就可以知道不同电压信号作用下，其自身阻抗特性的变化情况。

首先，FSYNC、SCL 和 SDATA 引脚连接到单片机，以 SPI 通信方式配置 AD9833 的工作参数，包括频率设置等。AD9833 芯片能够生成高质量的正弦波信号，但其原始

输出的有效值仅为 0.2V，无法满足应用需求。

为了达到所需的输出电压有效值，本设计采用了 GS8552 运算放大器配合 74HC4052 多路复用器/解复用器来调整信号幅度。具体而言，GS8552 作为核心放大元件，其增益由反馈电阻网络决定。通过改变反馈电阻的值，可以灵活调节 GS8552 的增益，从而实现不同幅度的正弦波输出。74HC4052 则用于选择不同的反馈电阻网络，每个网络对应一个特定的增益值，使得输出信号的有效值分别达到 0.2V、0.7V、1V 和 1.4V。

在实际操作中，单片机通过控制 74HC4052 的选择输入端 A 和 B，切换至不同的反馈电阻网络，进而调整 GS8552 的增益。例如，当需要将信号从 0.2V 放大至 1.4V 时，计算得到所需增益为 7，并据此选择合适的电阻值组合。

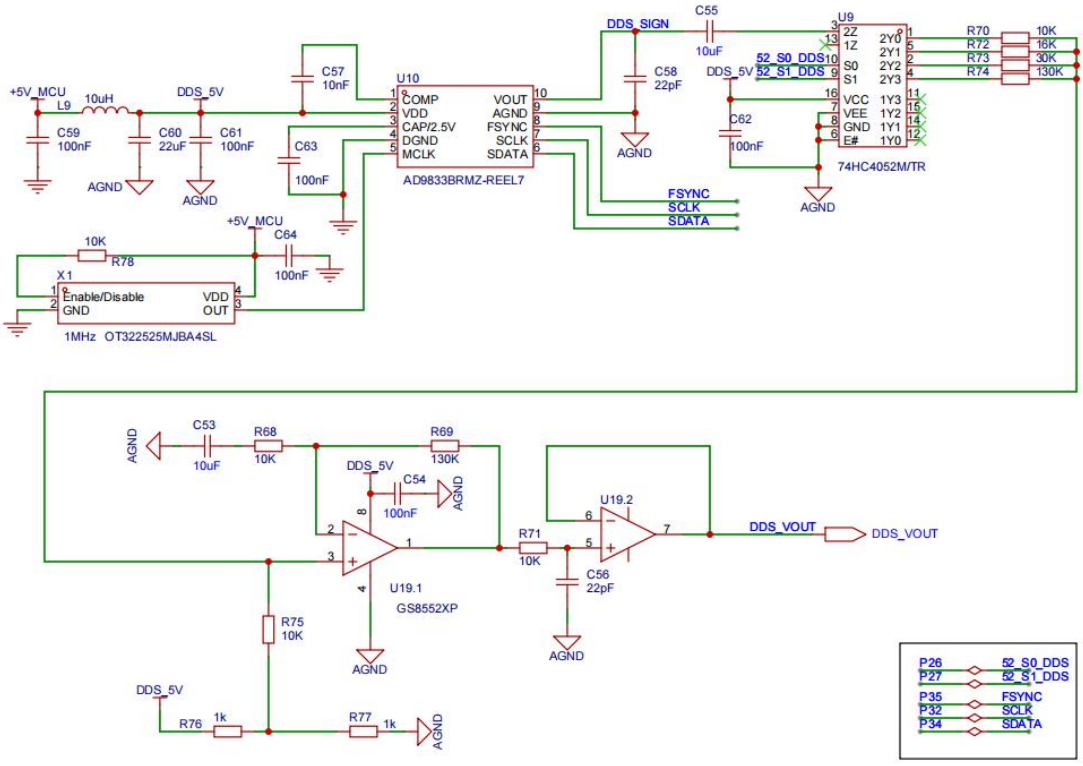


图 4.10 正弦波信号发生电路原理图

4.5 模拟前端调理电路设计

4.5.1 限流电路设计

为适应不同量程的 LCR 元件测量需求，本系统设计了一组可切换的限流电阻网络，用于控制 DDS 输出信号通过被测元件时的电流大小，防止信号过强引起测量误差。

如图 4.11 所示，DDS 模块输出的正弦信号首先经由 GS8554 运放构建的一级电压跟随器（U5:1）缓冲，目的是隔离信号源与后级电路，增强驱动能力并抑制负载变化对信

号源的影响。随后，信号通过一个模拟开关 74HC4052（U3）与一组限流电阻形成的选择网络，实现多档限流功能。模拟开关的控制端由 MCU 控制，可实现不同限流电阻的切换，从而改变激励信号的输出电流大小，扩展测量量程范围。

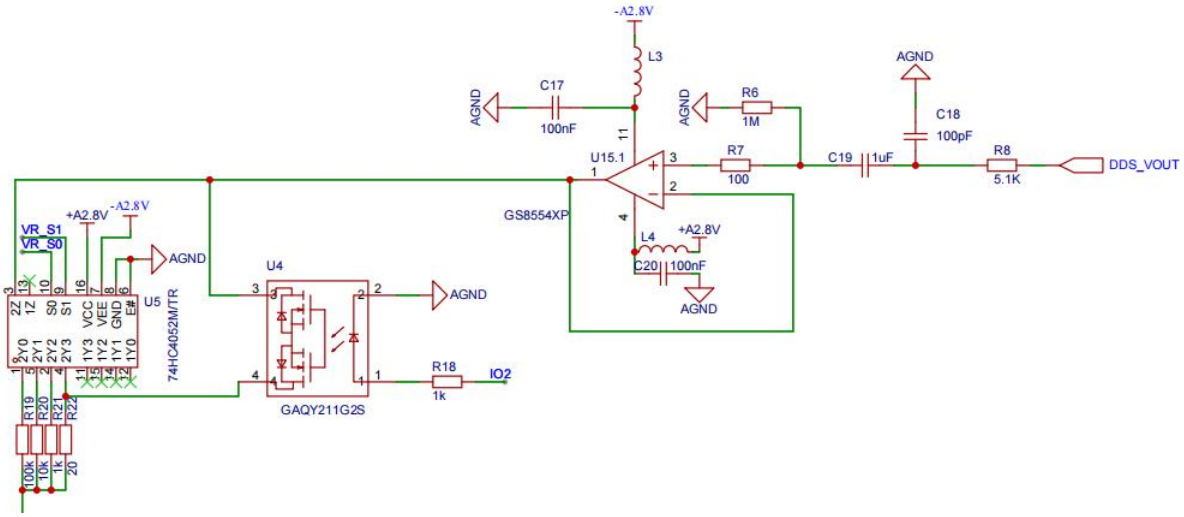


图 4.11 限流电路原理图

考虑到 74HC4052 模拟开关本身存在导通内阻，可能对低阻值测量产生不利影响，因此在关键通道中加入了继电器 GAQY211G2S（U4），用于在精密测量场景下提供更低的通道内阻。通过控制使能继电器，可选择性旁路模拟开关，实现小阻抗的精准测量，提升系统在低阻抗测量下的精度。

4.5.2 Rx 待测元件两端电压采集电路

图 4.12 所示的电路用于采集被测阻抗元件（Rx）两端的交流电压信号，是整个系统实现精确阻抗测量的关键环节。为提高测量精度并抑制噪声干扰，系统采用四线开尔文接法，使用高阻抗差分放大电路对 Rx 两端电压进行采样、放大和处理。

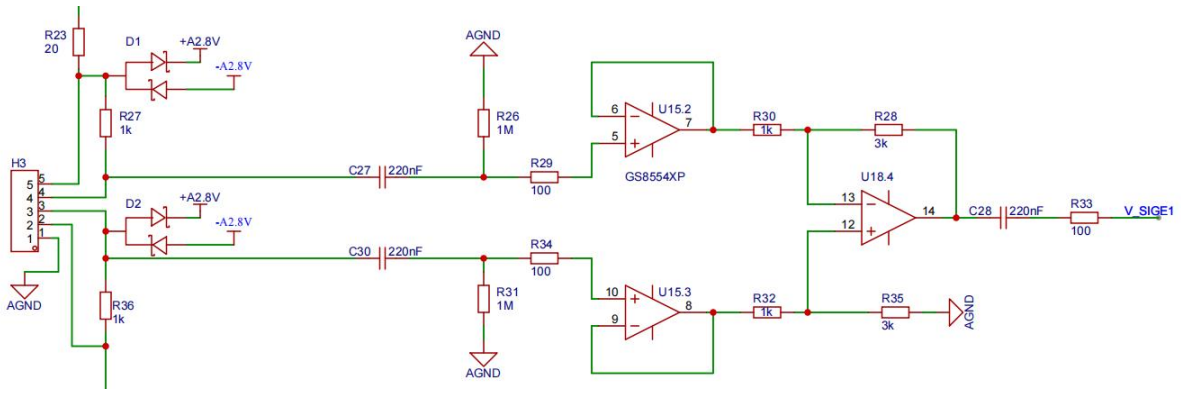


图 4.12 Rx 待测元件两端电压采集电路原理图

电路中，H3 为 Rx 的四线制测试接口，通过独立的激励端与采样端隔离接触电阻和引线电阻引起的测量误差。为防止外部信号对后级器件造成冲击，输入端串联了限流电阻（R23、R36）并接入保护二极管（D1、D2），在±2.8V 之间提供限幅保护，保障电

路的安全运行。

信号经过 220nF 耦合电容（C27、C30）耦合直流偏置后，被送入 GS8554 精密运算放大器构成的三运放差分放大电路中。U15:2 与 U15:3 构成缓冲前置级，为差分放大器提供高输入阻抗，避免对信号源造成负载干扰。差分放大部分由 U18:4 构成，其输入端接收来自前级的两路电压信号，反馈网络由电阻 R28、R30、R32、R35 构成，使该放大器具备 3 倍电压增益。最终，放大后的差分信号经过滤波（C28）和平衡限流（R33）处理后输出至 V_SIGE1 端，供后级电路使用。

4.5.3 已知电阻两端电压采集电路

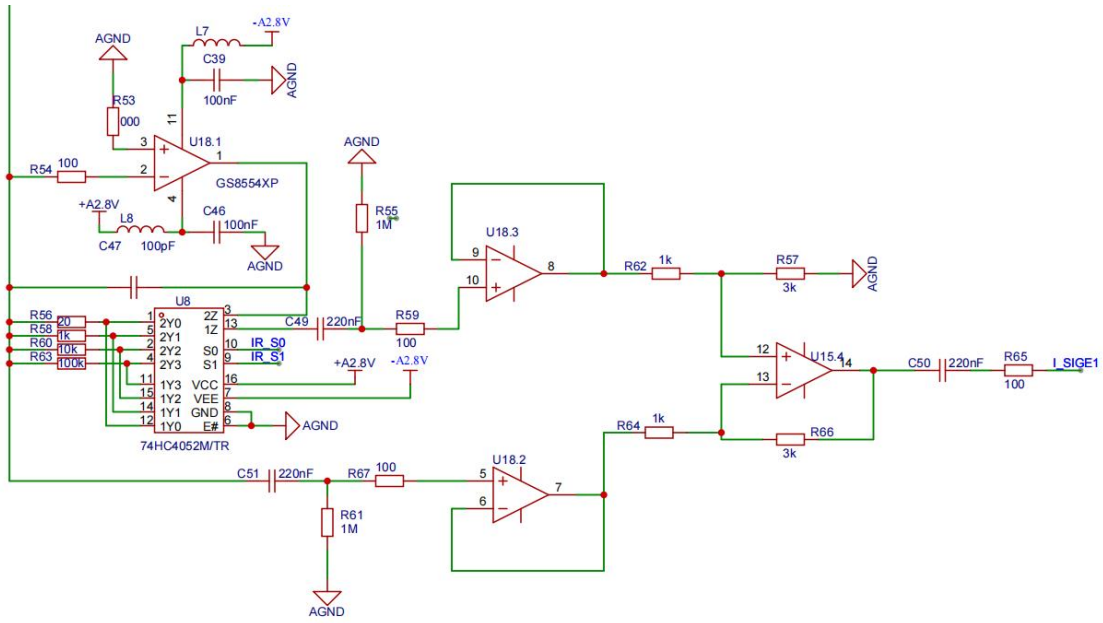


图 4.13 已知电阻两端电压采集电路原理图

在基于伏安法的 LCR 测量系统中，电流检测的准确性直接影响阻抗计算的精度。传统方法通常通过测量已知参考电阻两端的电压间接推导电流，但其受限于参考电阻的精度和温度稳定性。为突破这一限制，本系统创新性地引入跨阻放大器（Trans-Impedance Amplifier，TIA）作为核心电流检测单元。如图 4.23 所示，TIA 由运放 U18:1 与量程电阻共同构成，其输入端通过虚地特性将流经被测元件的电流直接转换为电压信号。具体而言，信号源输出的正弦电压施加于被测元件与量程电阻的串联结构后，电流从运放 U18:1 的反相输入端流入，并在量程电阻上形成压降。该电压信号经耦合电容 C49 滤除直流分量和高频噪声后，送入差分采样电路进行后续处理。

为适应不同阻抗范围的测量需求，系统设计了多组可切换的量程电阻，通过模拟开关 U8 动态控制激励通道的限流电阻，从而实现自动量程切换功能。较小的限流电阻用于低阻抗测量，以提高电流分辨率并避免 ADC 采样误差；而较大的限流电阻则适用于

高阻抗测量，防止运放因电流过小而饱和。信号随后进入与 Rx 两端电压采样电路一致的三运放差分放大电路进行信号放大处理。最终，输出至 I_SIGE1 端，供后级电路使用。

4.6 程控增益放大电路设计

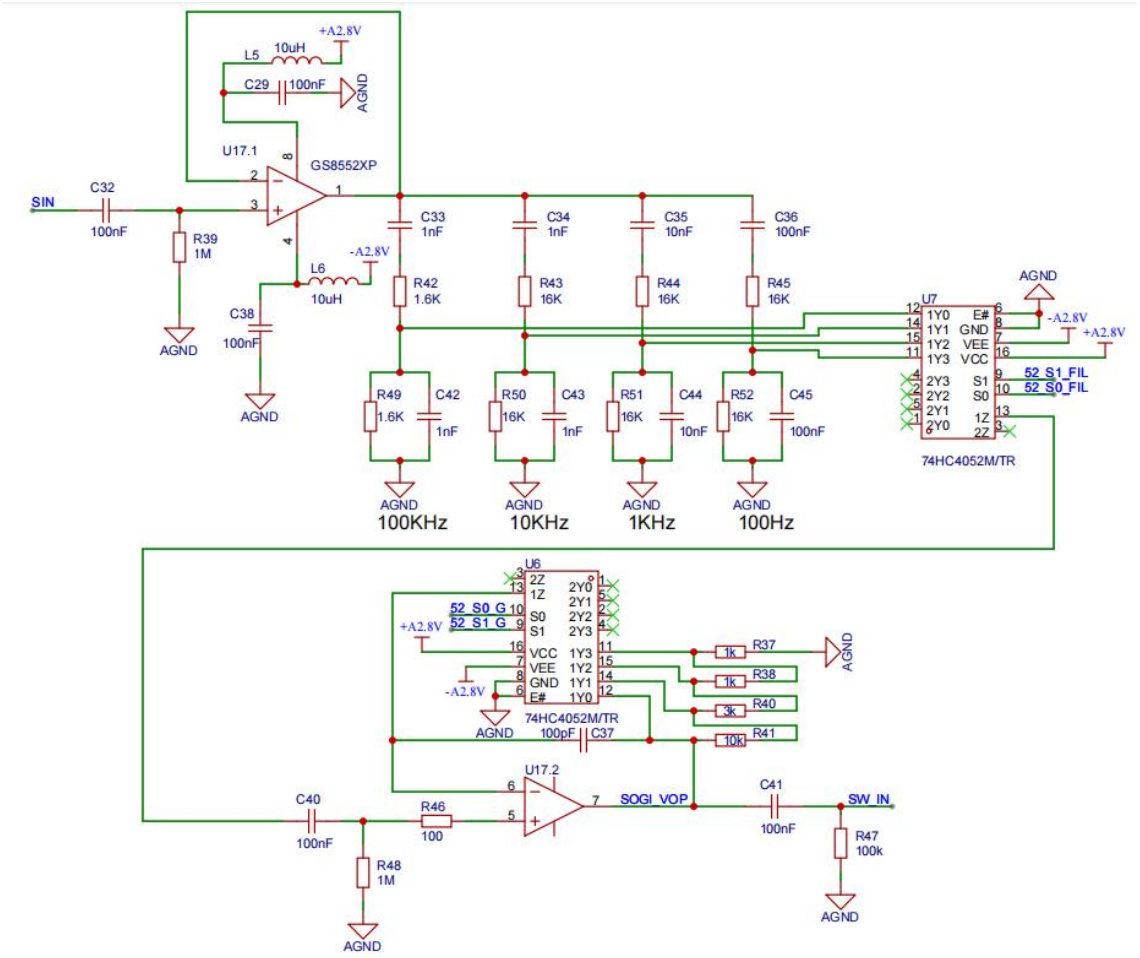


图 4.14 程控增益放大电路原理图

图 4.14 所示电路为程控增益放大电路原理图，该电路设计通过多级信号处理模块实现对输入信号的隔离、滤波和幅值调整。其中，U17.1 作为电压跟随器，通过虚短特性将输入信号（SIN）直接传输至输出端，同时通过 C32 和 R39 实现耦合与阻抗匹配，有效隔离前级信号源与后级电路，防止负载变化影响信号完整性。随后，信号进入由 R42-R45，R49-R52 及 C33-C36，C42-C45 组成的多路带通滤波器，仅允许特定频段的信号通过，但在此过程中会引入一定幅值衰减。

为实现多频段信号处理，U7 模拟开关根据单片机控制信号 S0 和 S1 动态选通 Y0-Y3 通道，分别对应 100kHZ、10kHZ、1kHZ 和 100HZ 的频率通道。由于带通滤波器的幅值衰减特性，电路后续接入由 U17.2 运放和 U6 模拟开关构成的程控放大器。U6 通过单

片机控制切换不同反馈电阻，动态调整放大倍数，从而补偿滤波器造成的幅值损失，确保输出信号足够大且无失真。

4.7 开关鉴相电路设计

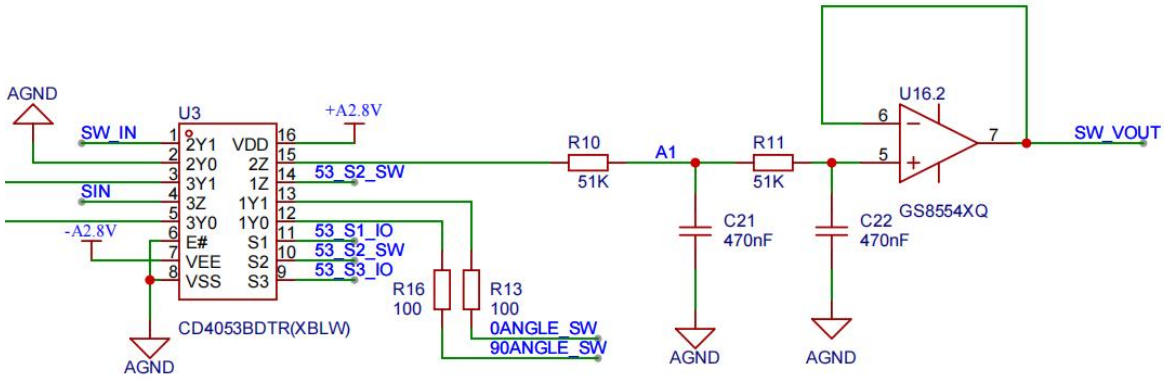


图 4.15 开关鉴相电路原理图

如图 4.15 所示，该电路的作用是获得U_X和U_R在自由轴测量法中 X 轴和 Y 轴上的投影分量。其设计通过 CD4053（U3）模拟开关的双通道协作机制实现低成本，高精度的相位检测[18]。具体而言，CD4053 的 Y1 通道作为信号选择端，输入端接入单片机生成的 0 度和 90 度方波信号，此信号要与正弦波同频，并通过给 S1 高低电平来选择 0 度方波还是 90 度方波控制信号。所选方波经 Y1 通道输出后，作为 Y2 通道的控制信号，驱动其开关动作。当 Y1 输出端口输出高电平时，Y2 输出与 2Y1 相连，当 Y1 输出端口输出低电平时，通道 2 输出相当于接地，这样就实现了方波信号与正弦输入信号相乘的结果。

为了使 ADC 更好的采集到鉴相后的分量信号。Y2 通道的输出接两级低通滤波器，由 R10、R11、C21、C22 构成，其截止频率设计为设置为 5HZ，以滤除交流成分，仅保留鉴相后的直流分量。当参考方波信号是 0 度时，该直流分量反映输入信号在 X 轴和上的投影，参考方波信号是 90 度时，该直流分量反映输入信号在 Y 轴和上的投影，这为后续复阻抗计算提供关键数据。信号随后进入由 U16.2 运算放大器构建的电压缓冲模块，其具备高输入阻抗与低输出阻抗，能够在传输过程中减小前级滤波单元对后级电路的影响，从而提高信号稳定性，避免因负载变化引发失真。

4.7 电平抬升电路设计

在 LCR 测量系统中，鉴相器输出的电压信号范围为-1.4V 至+1.4V，而单片机 ADC 模块仅支持 0V 至 2.8V 的单极性输入范围，因此需设计电压抬升电路以实现信号适配。该模块结合电阻分压与差分放大结构，实现了对双极性信号的线性变换，使其在输出端

呈现为单极性形式，便于后续电路的处理与测量，具体设计如下：

运算放大器 U16.4 作为电压跟随器，与 R9、R12 构成分压网络，输出稳定的 1.4V 基准电压，作为差分放大器的参考点。差分放大器同样以 U16.4 为核心，R14 和 R17 用于接收来自鉴相器的输出信号 SW_VOUT，R15 和 R16 构成反馈回路。鉴相器输出为 -1.4V 时，基准电压使输出抬升至 0V；输出为+1.4V 时，电压被线性转换为 2.8V，实现 -1.4V 至+1.4V 范围映射到 0V 至 2.8V 之间。

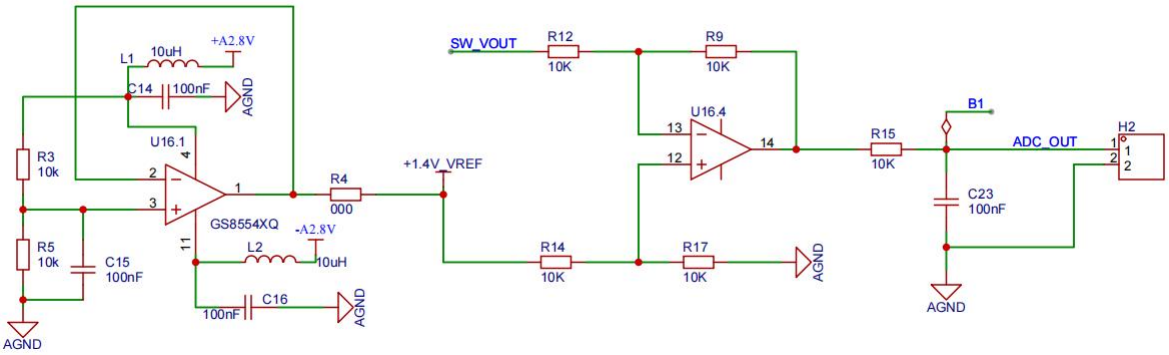


图 4.16 电平抬升电路原理图

第五章 系统软件程序设计

5.1 软件概述

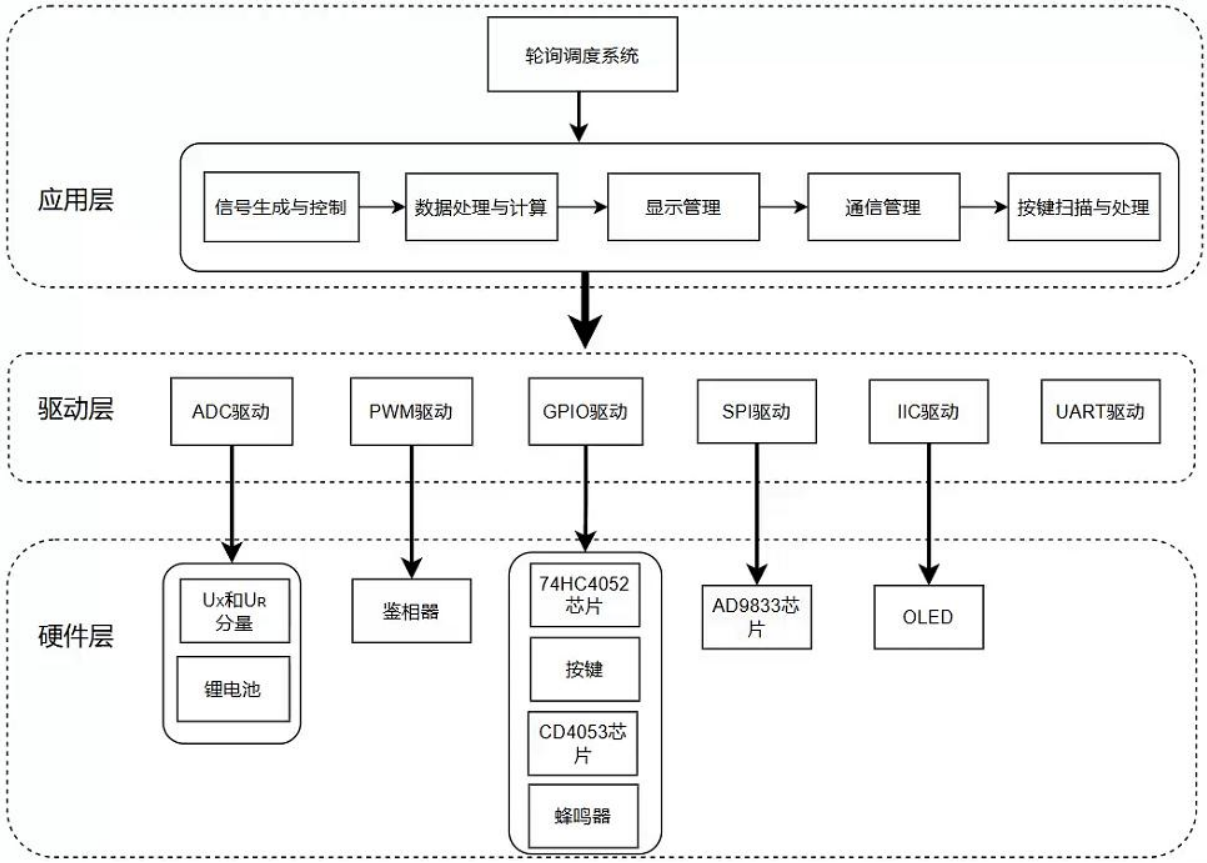


图 5.1 软件框图

本章将在前几章硬件设计的基础上，系统介绍简易 LCR 测量仪的软件系统架构、主要功能模块及核心程序流程。系统软件围绕测量控制、信号处理、人机交互等功能展开设计，结合 STC32G12K128 单片机的多种外设资源，实现了一个稳定、灵活且功能完备的嵌入式测量系统。

本系统软件采用分层模块化结构设计，整体可划分为应用层、驱动层和硬件层三部分，具体结构如图 5.1 所示。

应用层作为系统结构的最顶层，承担用户交互与功能执行的主要任务。其职责包括控制信号的生成、执行数据处理与 LCR 参数计算、管理 OLED 显示与串口通信，以及响应按键输入与实现菜单导航等模块功能。作为系统功能实现的关键环节，应用层在各功能模块间起着调度与信息传递的桥梁作用。

驱动层作为中间层，承担系统外围硬件的接口控制，向上为应用层提供统一的访问服务，向下对接具体硬件模块。驱动层包括 ADC 采集驱动、PWM 驱动用于方波鉴相控

制、GPIO 控制驱动如控制模拟开关、SPI 驱动用于 AD9833 配置、IIC 驱动用于 OLED 显示控制、UART 驱动用于串口通信等。驱动层的稳定运行直接决定系统整体性能与响应速度。

硬件层为物理设备层，包含测量通道中的被测元件 Rx 与量程电阻、模拟信号处理模块如差分放大器、鉴相器、电压跟随器，AD9833 信号源、OLED 显示器、按键、蜂鸣器以及 74HC4052、CD4053 等模拟开关芯片。驱动层通过配置和控制这些硬件模块，完成测量过程中的各项信号采集与控制任务。

5.2 LCR 测量仪的主程序设计

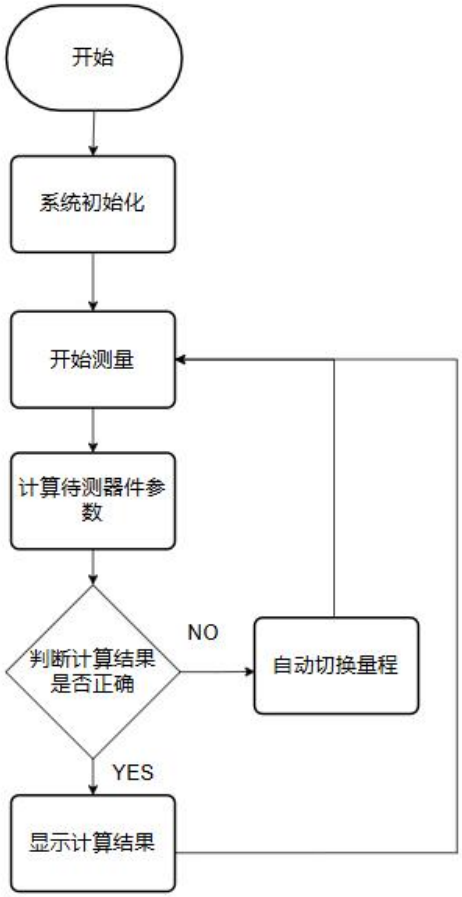


图 5.2 主程序流程图

图 5.2 为 LCR 测量仪主程序流程图。系统上电后进行初始化，初始化 GPIO 端口，AD 采样模块，显示模块以及通讯接口等资源，初始化结束后，进入测量流程，对被测器件进行测量，并对采集的数据进行计算，计算出对应的电阻，电容，或者电感，当计算结束之后，对计算得到的结果进行有效性判定，计算出来的结果如果在合理的范围内，说明量程没有问题，继续使用此量程对被测器件进行测量。如果超出合理范围，说明量程不对，这时需要切换量程，比如改变采样的通道，或者改变倍数，重新进行测量，直

至测量得到有效的数据。计算结果有效之后，对测量结果在 OLED 等显示模块上进行显示。

5.3 按键处理与 OLED 显示程序设计

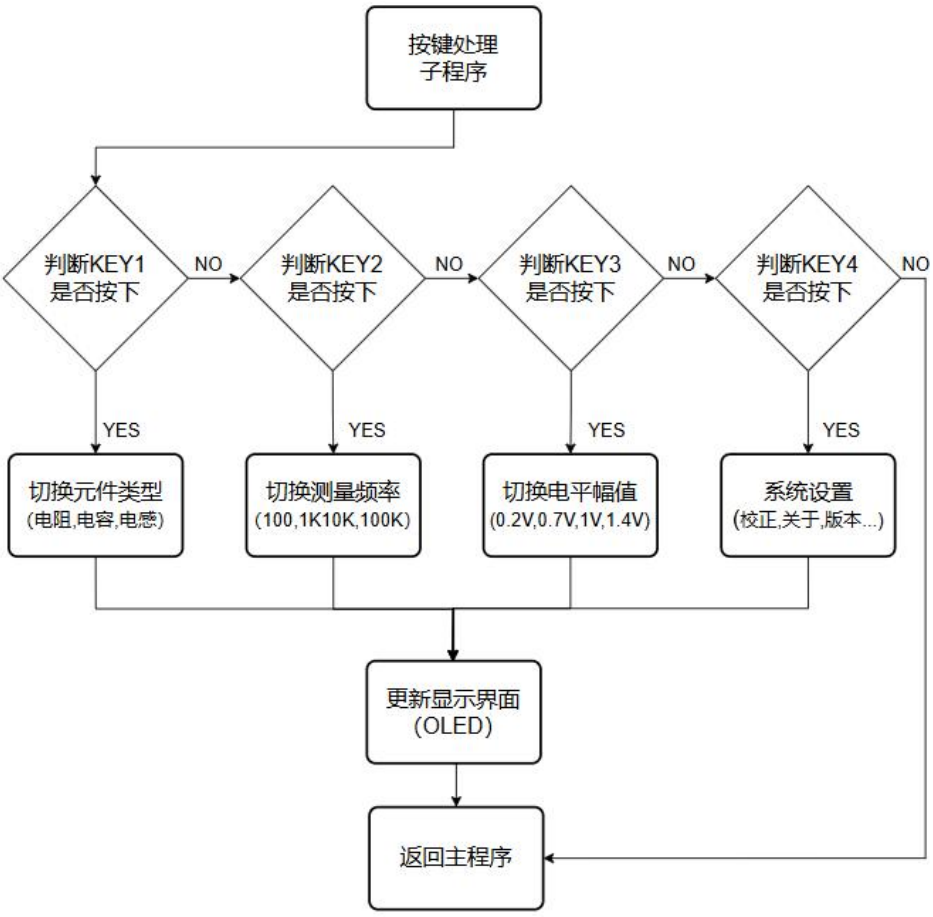


图 5.3 按键处理与 OLED 显示子程序流程图

图 5.3 中所示为 LCR 测量仪按键处理子程序的流程图。此程序主要处理面向用户的按键，依次检测 KEY1 到 KEY4 是否按下，从而对相应的参数和系统功能进行设定并做出切换，程序首先进入按键处理子程序，然后依次判断 KEY1 到 KEY4 是否按下，若发现 KEY1 被按下则切换此次所要测量的元件，在此有电阻、电容、电感三种模式循环切换，若 KEY2 被按下，则对此次的测量频率进行切换，在 100HZ、1kHZ、10kHZ 和 100kHZ 之间循环切换，若发现 KEY3 被按下，则对此次激励信号的电压幅值进行切换，在此预先设定了四个预置电平即分别为 0.2V、0.7V、1.0V 和 1.4V，若发现 KEY4 被按下，则进入系统设置菜单，此菜单的功能主要有参数校准、查看系统信息以及版本说明等。每次进行每个功能的操作后都会对 OLED 显示，对当前系统的界面进行更改然后显示出来让用户知道当前系统的状况和设置。最后返回到主程序流程当中，继续进行测量和处理的结果。

5.4 锂电池电量监测程序设计

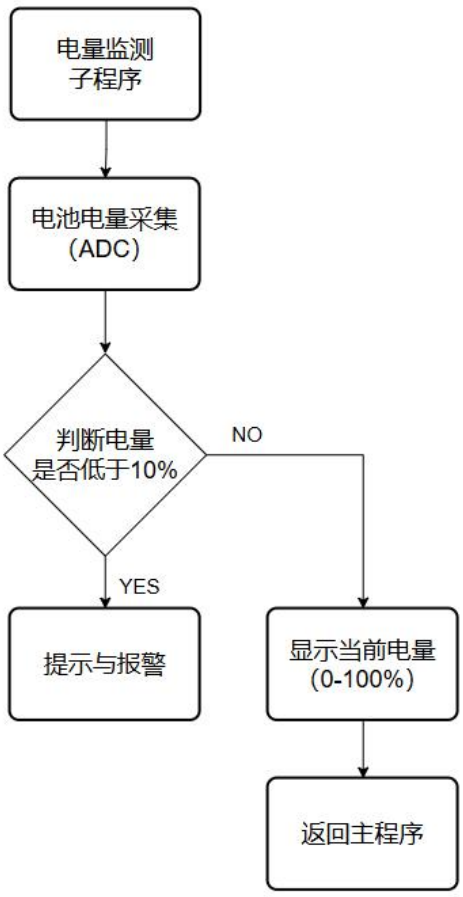


图 5.4 锂电池电量监测子程序流程图

图 5.4 显示了电池监控子程序的流程图，用于实时电池电量检测和系统运行期间的状态指示。程序首先进入电池监控子程序，在这里使用 ADC 模块收集并转换当前电池电压，获得实际电池电量数据。系统检查当前电池电量是否低于设定的阈值（此处设定为 10%）。如果检测结果为“是”，则触发警报机制，向用户发送低电量警告信息，提醒充电，以确保设备的正常运行。如果电池电量在正常范围内（高于 10%），程序将继续显示当前电池值，范围为 0 到 100%。在电池处理完成后，程序将返回主程序继续执行。

5.5 阻抗测量程序设计

图 5.5 中展示了阻抗测量系统中状态机的工作流程，系统通过控制信号相位与采样通道的依次切换，完成对复阻抗各分量的测量与计算。系统启动后，首先切换至 U_X 通道并施加与正弦信号同频的 0 度相移的方波信号，进入状态 1，测量 U_X 信号的 X 轴分量。随后将激励信号切换为 90 度相移的方波，进入状态 2，继续测量 U 信号的 Y 轴分量。完成 U_X 信号两轴分量的获取后，系统通道切换至 U_R 通道，保持 90 度相移方波，

进入状态 3，测量 U_R 信号的 Y 轴分量。接着将方波信号相位重新切换为 0 度，进入状态 4，测量 U_R 信号的 X 轴分量。

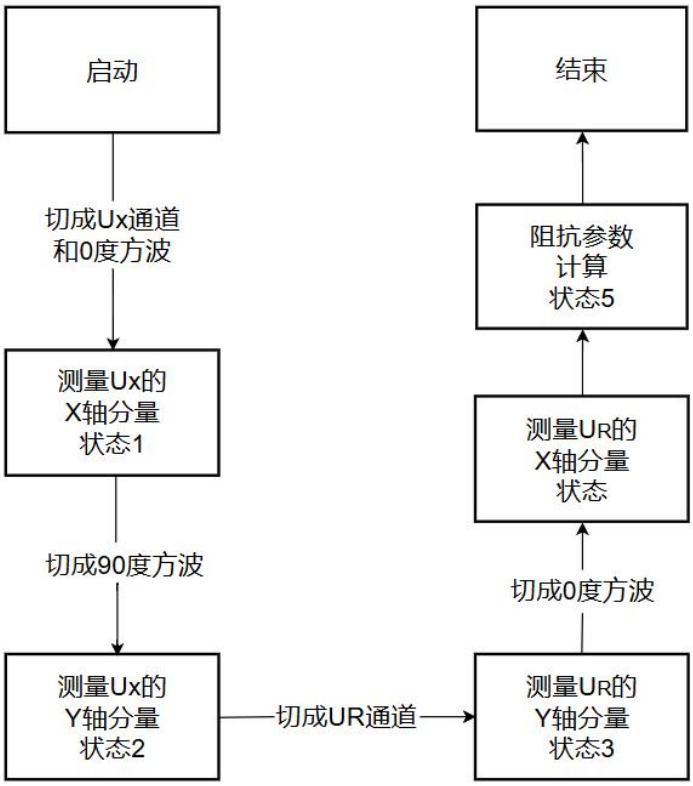


图 5.5 阻抗测量程序状态机框图

四个方向分量采样完成后，系统进入状态 5，根据测得的 U_X 与 U_R 的分量数据进行阻抗参数的计算，获取包括复阻抗、相位角、阻抗模值、电抗等参数，通过这些参数可以根据节（2.4 阻抗参数到元件值的转换）所描述的公式推出电阻、电容和电感值的具体大小。计算完成后，流程结束或返回主控制程序以进行显示或下一轮测量。

第六章 系统调试与指标测试

6.1 PCB 设计

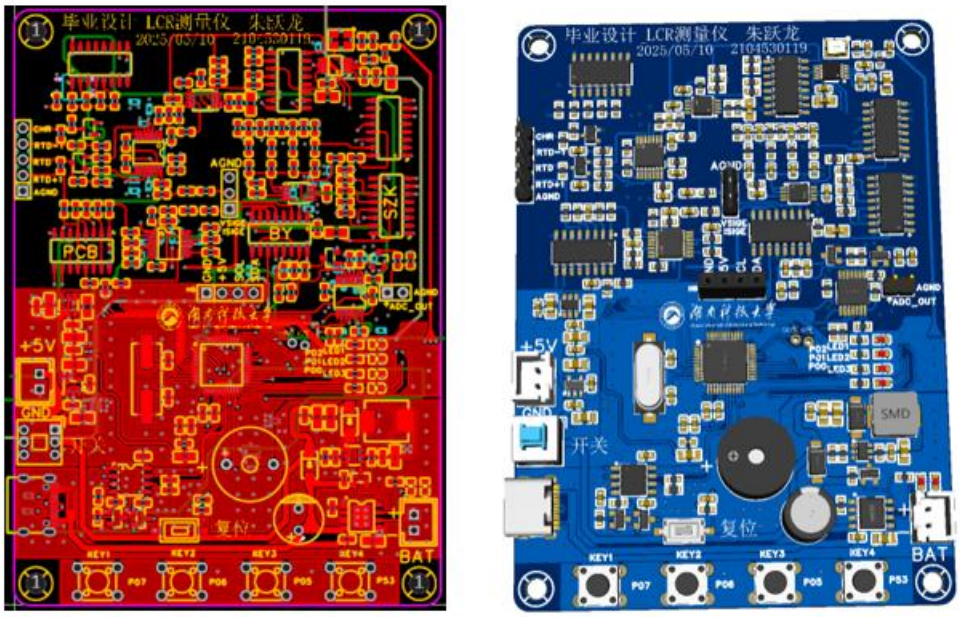


图 6.1 PCB 正面图

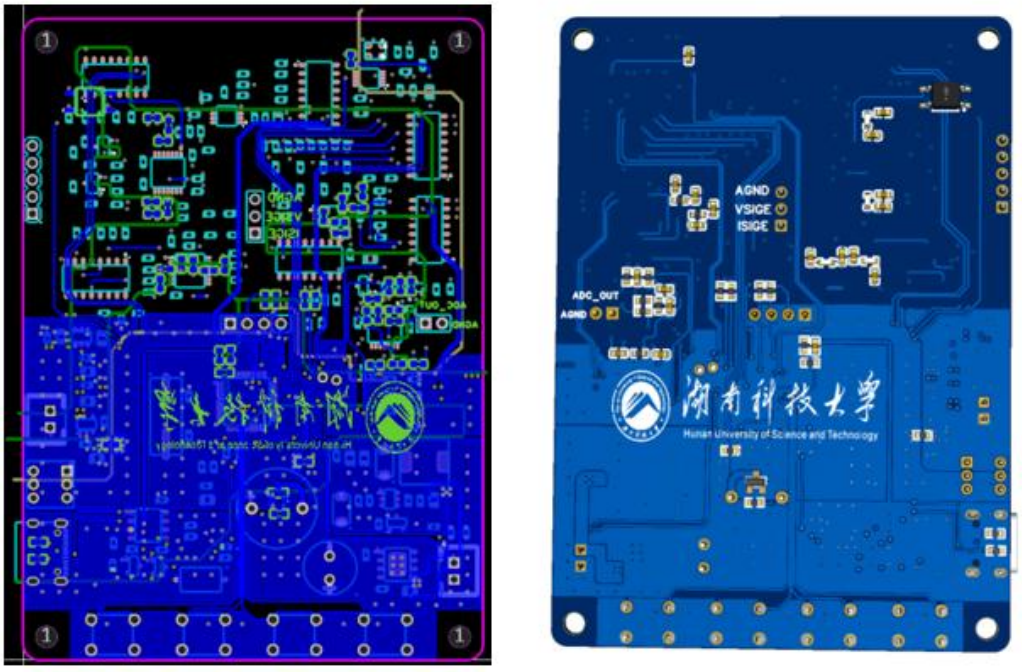


图 6.2 PCB 反面图

图 6.1 和图 6.2 所示为正反面 PCB（Printed Circuit Board，印刷线路板）图和 3D 渲染图。本系统所采用的 PCB 结构为四层布局，从上至下依次为主信号层、电源分配层、接地层及辅助信号层。

该设计有效增强了电气性能和结构的整体紧凑性，提高布线密度。PCB 布局考虑了模拟电路、数字电路和电源电路的功能区域划分，避免了不同类型信号之间的相互干扰。摆放元件依据信号流向和模块功能进行合理布局，缩短关键信号路径，改善信号完整性和系统稳定性。在布线过程中，根据电流需求加粗电源线，减少压降和电源干扰；对于高速和关键信号线，遵循 3W 原则，确保行间距大于行宽三倍，减少串扰。接地采用星型接地方法，将模拟接地、数字接地和电源接地汇聚于单一节点，避免形成接地回路。结合完整的接地结构，有效抑制 EMI 干扰，提高系统抵抗干扰的能力。

6.2 系统集成

图 6.3 是本系统的 PCB 板实物正反面图，PCB 板由专业的 PCB 厂商制造生产，在设计电路原理图及器件的布放与走线等工作之后，导出 Gerber 文件等文件格式并交付 PCB 制造厂，包括钻孔文件，坐标文件等，经厂商确认参数、板层数等情况后进行投产加工，一般在三到五天后就可以收到生产的 PCB 板实物。

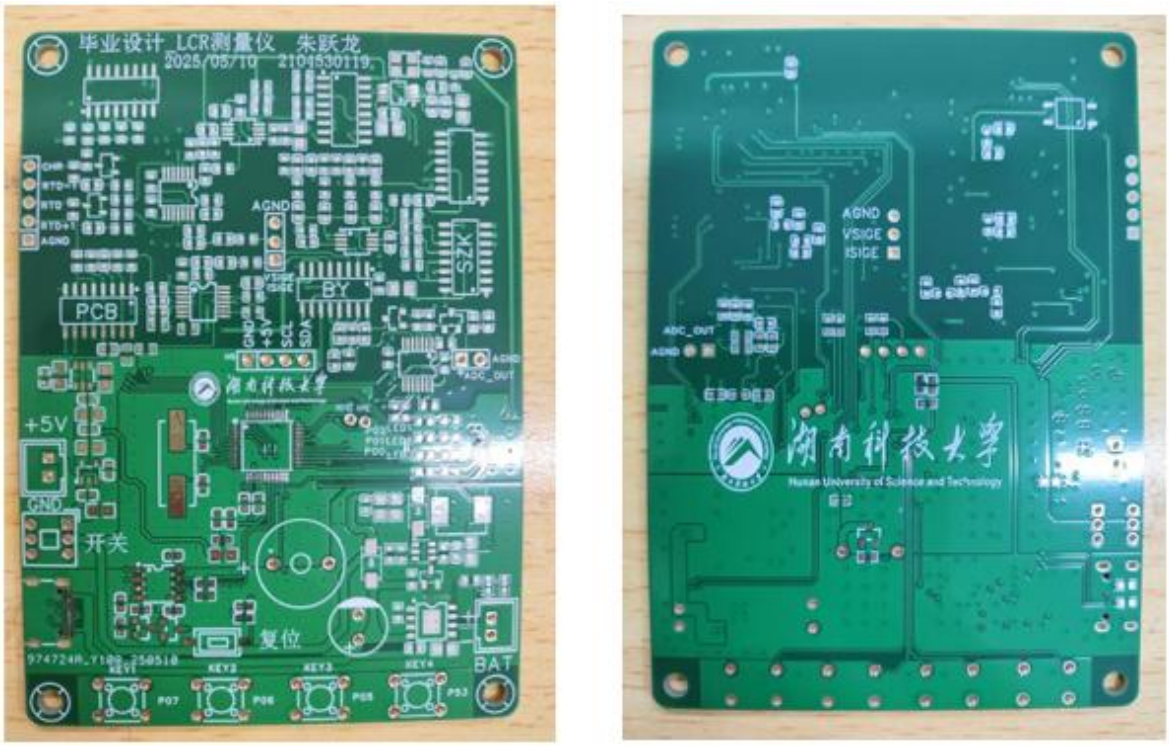


图 6.3 PCB 实物图

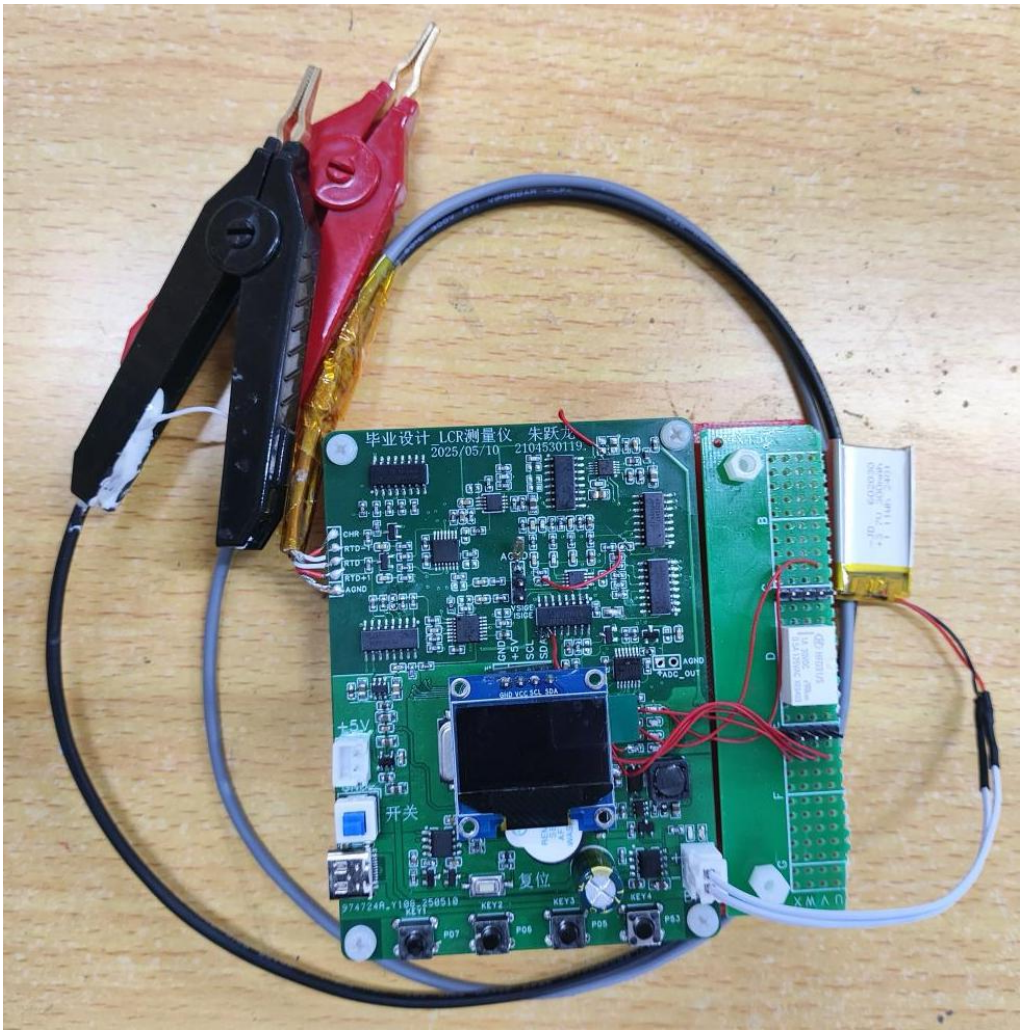


图 6.4 硬件实物图

图 6.4 是 LCR 测量仪硬件实物图，该图展示了系统焊接、搭建及调试完成后的整体结构。该电路板的焊接采用电烙铁手工焊接方式进行，焊接顺序遵循“先小后大、先矮后高、先贴片后插件”的基本原则。首先焊接贴片元件，包括芯片、电阻、电容等，再进行排针、按键、接口等插件元件的焊接，确保器件焊接可靠且布局整洁。系统正中安装了 OLED 显示屏，下边设有功能按键，右侧为电源管理及扩展电路板。

图中四线制测试夹为自制测量夹具，用市售的开尔文夹与双绞屏蔽线组合而成，保证在测量阻抗参数时引线电阻及干扰最小化，以提升测量精度。测量夹通过标准端口连接到 PCB 板上，用于对电阻、电容、电感等元件进行测量。

在系统调试过程中发现，使用 CD4053 芯片的其中一个通道作鉴相器的 0 度方波和 90 度方波切换作用时会导致系统无法正常测量。为解决该问题，在主控板右侧扩展区域增加了一个继电器模块，用于替代原有切换通道，实现信号路径的可靠切换，使得系统恢复正常。

6.3 功能调试

6.3.1 锂电池充放电部分的功能调试

（1）锂电池充电功能

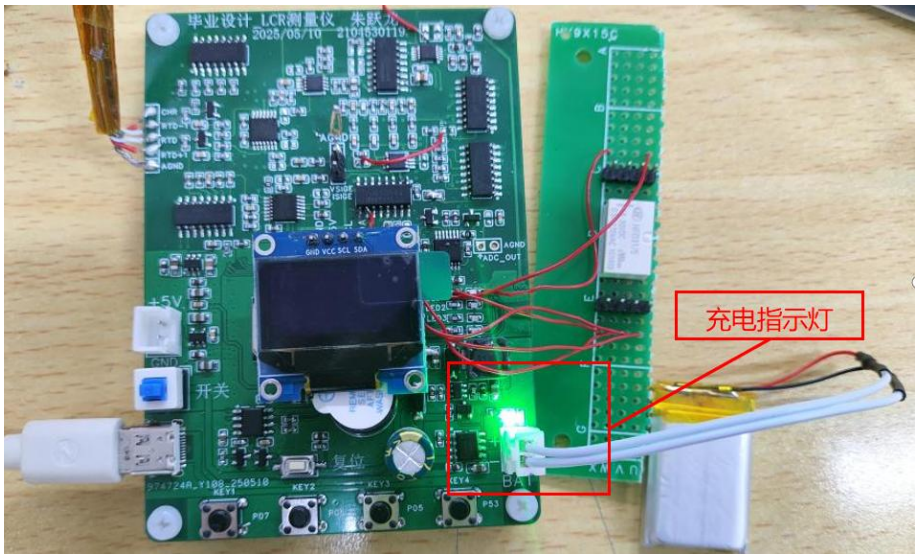


图 6.5 锂电池充电示意图

图 6.5 是系统充电指示功能实物展示图。在图中可以看到锂电池模块被正确连接到了主控板电源接口上，通过 USB Type-C 接口与外部供电源相连，当通电之后板载绿色充电指示灯正常亮起，这说明锂电池正在被充电，其充电管理电路可以正常工作。这个充电指示灯亮起以后就给充电状态给出了直观反馈，方便用户来判断现在用的是哪个电池供电，此测试结果显示了系统的充电功能基本可靠。

（2）锂电池放电与电量显示

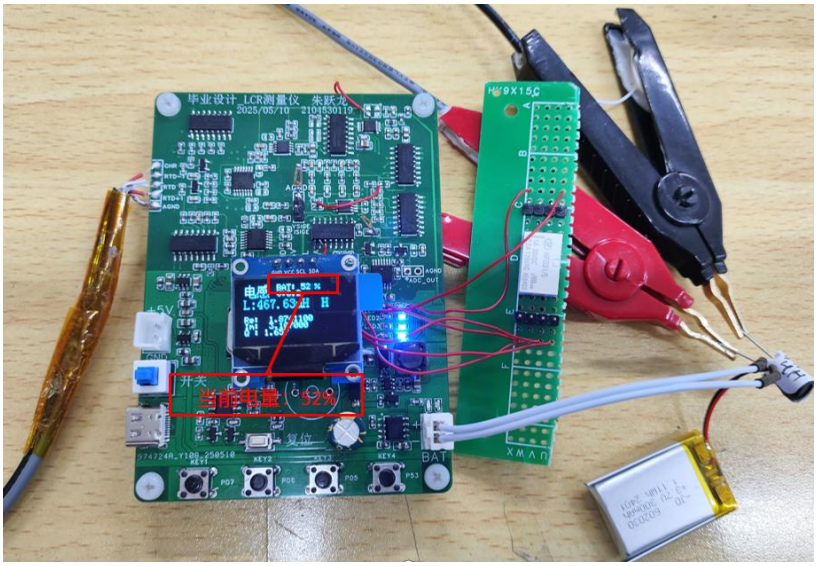


图 6.6 锂电池放电与电量显示示意图

图 6.6 是系统在锂电池供电时的实际运行状态图，此时的 USB 数据线被断开，只有锂电池为系统提供能源，测试夹连接了一个待测元器件，打开电源开关，系统正常开启，OLED 屏正常点亮，显示各项测量数据，并且在 OLED 屏上显示当前电量为 52%，此状态下锂电池放电功能正常，锂电池可以正常的给本系统供电，而且电量采集功能也正常工作，能够正确的读取并显示锂电池剩余电量，电源管理电路以及 ADC 电量检测模块的工作状态良好。该测试结果证明系统具有良好的携带运行性，在无外接供电的环境下也可以很好的运行。

6.3.2 模拟前端调理电路部分的功能调试

（1）AD9833 DDS 电路功能调试

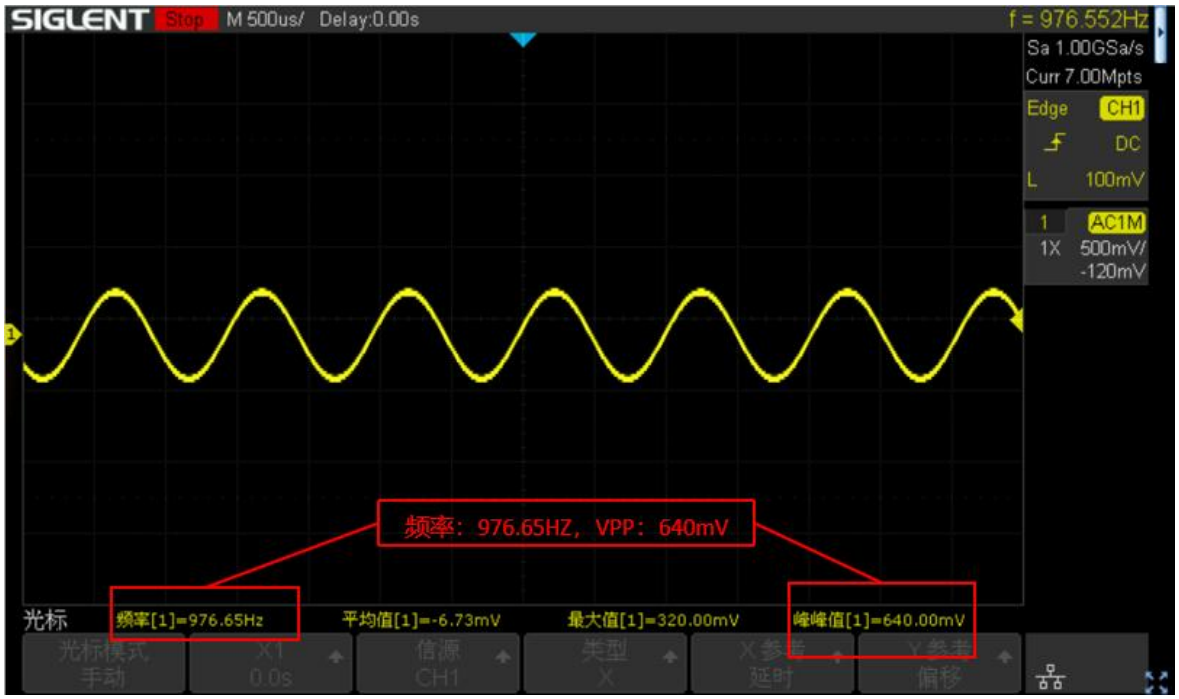


图 6.7 AD9833 输出波形图

图 6.7 为 AD9833 输出信号的示波器测试图，可见当前输出信号为正弦波，频率约为 976.65HZ，峰峰值（VPP）为 640 mV，表明 AD9833 直接数字频率合成模块输出稳定，工作正常。

在本系统的频率信号源设计中，采用 AD9833 DDS 芯片通过 SPI 接口与单片机通信，由单片机向其发送频率控制指令以配置输出信号。DDS 输出频率由以下公式决定：

$$f_{out} = \frac{(FTW)(f_S)}{2^n} \qquad (6.1)$$

其中，FTW 为频率调制字（Frequency Tuning Word），f_S为系统时钟频率，2^n为 DDS 内部相位累加器的位数。

理论上，DDS 可以通过调整 FTW 在较宽范围内精确控制输出频率。但是，在调试

过程中发现，若 DDS 输出 1 kHZ 正弦波信号，而单片机通过定时器输出的 1 kHZ 方波用于鉴相时，会出现明显相位漂移，导致测量结果不稳定。其根本原因在于两种信号在频率尾数上存在微小差异，即 FTW 未能实现与方波频率完全一致，长时间运行后，微小频差积累造成相位失配。

为消除该现象，需确保 DDS 和单片机共享同一系统时钟源，并在频率设置上选择方波与正弦波都能整除的频点。根据频率公式推导，当 FTW 为整数，且其对应的2^n次分频结果与方波完全一致时，才能避免频率偏移。经计算，选择 FTW 为合适整数时，对应频率为 976.65 HZ，满足上述条件。最终将此频率配置至 AD9833，输出波形稳定，频率准确，与单片机输出信号完全同步。

（2）被测元件和量程电阻的电压采集电路调试

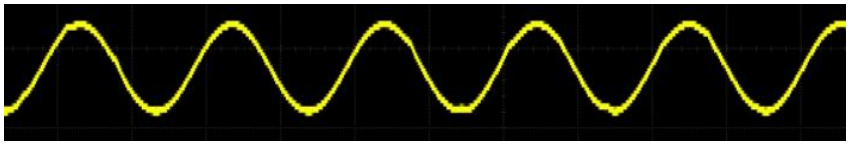


图 6.8 被测元件两端电压波形图

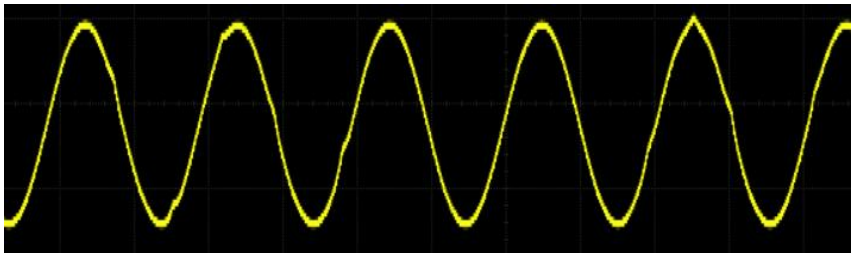


图 6.9 量程电阻两端电压波形图

图 6.8 和 6.9 展示了系统使用三运放构成的高输入阻抗差分放大电路，对被测元件两端电压及量程电阻两端电压信号进行采集的波形效果。该电路采用典型的三运放差分结构，相比单运放差分器具有更高的共模抑制比（CMRR）和更稳定的增益控制能力，适用于高精度弱信号测量场景。通过该结构能够有效抑制共模干扰，准确提取两端的差分信号。

图 6.8 为采集到的被测元件两端正弦信号波形，图 6.9 为量程电阻两端的电压波形，两者均具有良好的幅值线性和波形对称性，说明信号未出现明显失真或漂移，前端测量电路工作状态良好。实验证明，该差分采样电路能够稳定、准确地提取交流激励下的信号响应，为后续阻抗计算提供了可靠的电压输入基础。

6.3.3 开关鉴相电路部分的功能调试

图 6.10 为半波开关型鉴相器输出信号的示波器波形图，用于验证输入信号的正交分量提取效果。该结构采用方波控制开关，仅在方波为高电平期间输出输入正弦信号，在

低电平期间输出被钳位为 0 V，实现对输入信号的一种“窗口采样”效果。

在这种情况下，在输入端加入 0 度相位的控制方波时，输出波形保持正弦波的 X 轴分量也就是同相分量；而控制方波 90 度相位的时候，输出的就是正弦波的 Y 轴分量即正交分量。图中上下两个波形就是两种情况下的输出波形，很明显可以看到，下图中输出的波形比上图整体晚了 1/4 周期即 90 度。也证实了 Y 轴分量相对于 X 轴分量来说是正交的。

该测试说明了系统通过时序控制切换 0 度和 90 度方波，可有效获取被测信号的两路正交分量，证明了半波开关鉴相器结构在实际应用中的可行性。

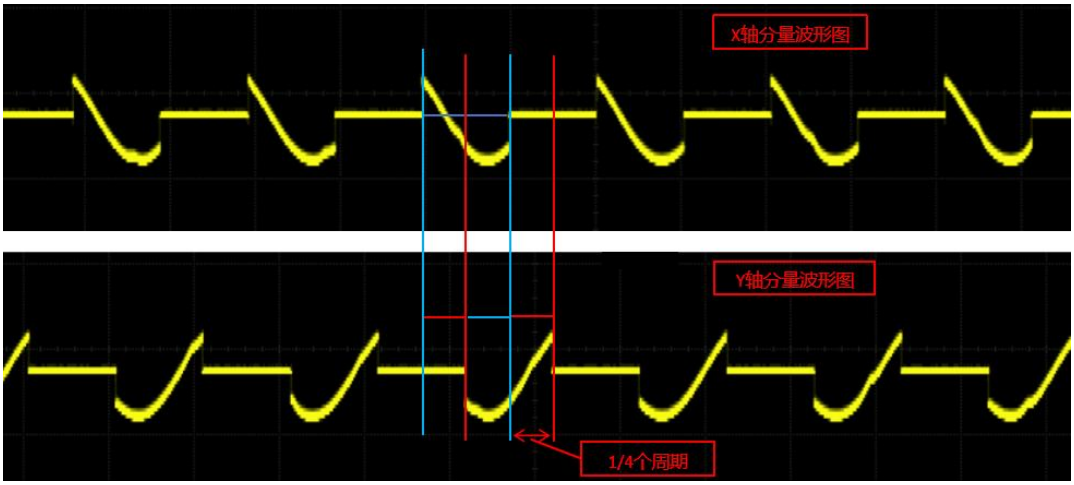


图 6.10 鉴相器输出波形图

6.3.4 按键功能调试

如图 6.11 所示，OLED 屏幕上显示的是 LCR 测量仪所处的 3 种不同的测量模式之间的切换效果图，系统支持通过按键循环切换电阻、电容、电感三种不同的测量模式，同时也会在屏幕上实时显示相应模式所测量得到的值，这里依次显示了该测量仪测量电阻得到的测量结果为 497.58Ω以及测量得到的电容结果为 22.56μF 电感结果为 11.82mH，界面也实时显示了当前电池电量、当前的激励信号有效值 Vrms=0.2V，激励信号频率 F=1kHZ 以及所测量到的该三个元器件的复阻抗 Re、Im、损耗因子 D、品质因数 Q 等，可以供用户直观判断元器件的性能，同时整个界面也相对简洁易懂，测量信息一目了然，有着较好的用户体验感。



图 6.11 按键功能界面图

6.3.5 LCR 测量功能调试



图 6.12 电阻测量图



图 6.13 电容测量图

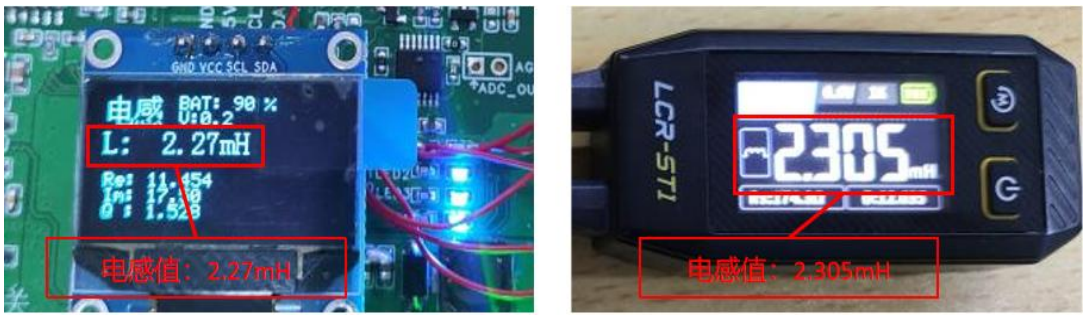


图 6.14 电感测量图

图 6.12、图 6.13 与图 6.14 分别展示了自制 LCR 测量仪与商用 LCR 表（LCR-ST1）在测量电阻、电容和电感元件时的对比结果。从测试情况来看，两者的测量数值整体接近，偏差较小，说明所设计的测量电路具备较好的准确性与稳定性。

在具体的测试数据上，自制的实验装置测得电阻是 674.37Ω，LCR-ST1 测得的数据为 672.90Ω；电容上，自制实验装置测得是 32.75μF，LCR-ST1 的测得数据为 31.68μF；电感上，自制实验装置测得是 2.27mH，LCR-ST1 测得是 2.305mH。对于这三种器件的误差都在可以接受的范围之内，其中电阻误差最低，稳定性最好；而电容与电感有一定的误差，但是也在合理的误差范围之内，符合设计期望。

综上，自制 LCR 测量系统在多个典型器件的实际测试中表现出较高的测量一致性，反映出本系统在硬件设计和算法实现方面具有良好的应用。

6.5 电桥性能指标测试

6.5.1 测试环境



图 6.15 LCR-ST1 实物图

由于实验环境有限，没有高精度的 LCR 仪作对比。选用菲尼瑞斯（FNIRSI）公司生产的商用 LCR 测量仪型号为 LCR-ST1。精度 1%，测量频率 100-10KHZ，信号电平 0.3V，0.6V 有效值可选。

为了检验本设计的 LCR 测试功能是否准确，在真正的 LCR 测试过程中，使用了由菲尼瑞斯（FNIRSI）公司制造的一种名为 LCR-ST1 型号的商用便携式 LCR 测试仪进行比较，体积较小，集成了许多功能。适合快速对元器件进行阻抗特性测试。它的精度是±1%，可以测试的频率从 100HZ 到 10KHZ，并且具有两种可调激励电平 0.3V 和 0.6V，满足中低频条件的比较测试。

测量过程中，LCR-ST1 通过其自带探针对元器件进行直接接触式测量，显示屏即时反馈元件阻值、电容值或电感值等数据。由于实验条件限制，未能使用实验室级高精度台式 LCR 电桥，但 LCR-ST1 作为广泛应用于电子维护及快速筛选领域的商用设备，具备较好的稳定性和实用参考价值。

在进行测量数据分析时，为评估自制 LCR 测量仪器的精度与稳定性，需要将其测得值与参考标准设备（LCR-ST1）进行对比，并据此计算误差。本文所采用的误差计算方法依据国家标准规定[19]，分别使用绝对误差与相对误差两种形式，其计算公式如下所示：

$$\Delta = X - X_s \tag{6.2}$$

$$\delta = \frac{X - X_s}{X_s} \times 100\% \tag{6.3}$$

式中：Δ为绝对误差；

δ为相对误差；

X 为本文的 LCR 测量仪所测的值；

X_s为标准仪器所测的值。

上述公式用于后续电阻、电容、电感三类器件的精度对比分析，结合实测数据计算其误差范围，从而评估本系统的实用性和测量可靠性。

6.5.2 实际测量结果

为验证自制 LCR 测量仪的实际测量精度，选取若干典型电阻、电容、电感器件作为测试样本，分别使用本系统与参考仪器 LCR-ST1 进行测量，并记录测量值进行对比分析。通过计算相对误差，评估系统在不同元件类型下的测量性能。以下为具体测试数据汇总表：

表 6.1 电阻实测数据表

标称值	LCR-ST1 测量值	自制 LCR 测量值	相对误差
10Ω	9.96Ω	10.03Ω	0.91%
33Ω	32.73Ω	33.1Ω	0.21%
68Ω	68.1Ω	66.97Ω	-1.09%
100Ω	99.53Ω	100.54Ω	1.25%
270Ω	269.3Ω	267.4Ω	-1.22%
680Ω	681.3Ω	671.4Ω	-1.72%
1KΩ	993.2Ω	984.5Ω	-1.38%
2.2KΩ	2.18KΩ	2.22KΩ	1.57%
5.6KΩ	5.7KΩ	5.69KΩ	-0.74%
10KΩ	9.92KΩ	10.04KΩ	0.75%
47KΩ	46.88KΩ	46.23KΩ	-1.45%
82KΩ	83.26KΩ	82.59KΩ	-0.19%
100KΩ	98.13KΩ	98.23KΩ	0.89%

表 6.2 电感实测数据表

标称值	LCR-ST1 测量值	自制 LCR 测量值	相对误差
100uH	99.5uH	102uH	2.1%
330uH	335.9uH	314.2uH	-4.79%
680uH	686.3uH	712.4uH	4.71%
1mH	1.01mH	1.03mH	3.32%
4.7mH	4.63mH	4.56mH	-2.88%
10mH	9.86mH	9.65mH	-3.18%
22mH	21.61mH	21.3mH	-3.17%

表 6.3 电容实测数据表

标称值	LCR-ST1 测量值	自制 LCR 测量值	相对误差
8.2nF	8.23nF	8.03nF	-1.98%
22nF	22.1nF	21.3nF	-2.84%
100nF	101.5nF	98.1nF	-1.91%
470nF	472.3nF	448.1nF	-4.66%
820nF	807.7nF	797.1nF	-2.78%
1uF	995.4nF	987.9nF	-1.2%
4.7uF	4.78uF	4.74uF	0.92%
10uF	10.16uF	10.33uF	3.34%
33uF	33.35uF	31.96uF	3.26%
100uF	99.67uF	102.95uF	2.95%
470uF	478.38uF	453.32uF	-3.54%
1mF	1mF	968uF	-3.18%

第七章 总结与展望

7.1 总结

本课题以实现一款低成本、便携式的 LCR 测量仪为目标，围绕 STC32 系列单片机设计并构建了完整的硬件系统和配套的软件架构。系统采用 DDS 作为信号源，结合四线制测试接口、高阻抗差分采样电路和开关型半波鉴相器，实现了对电阻、电容、电感等基础元器件的精准测量。在功能方面，系统支持多频率信号激励、多模式测量切换、OLED 实时显示以及电池电量监测等功能，具备较强的实用性与可扩展性。

通过与商用 LCR 测量仪 LCR-ST1 的比对实验，可以得知我们自制的 LCR 测量仪，在测量电阻、电容、电感这三个方面上的误差均在合理范围之内，说明系统的测量功能是正确的和可靠的，而且系统还具有不错的用户界面以及较低的功耗，在一些诸如用于教学实验、小规模修理电子设备、可携带进行测量等情况下使用时都比较适宜，由此可见该设计在功能实现上和价格之间取得了一种较为恰当的平衡。

7.2 展望

尽管本系统基本上能够实现预定的目标，达到较好的测量效果，且具有较好的便携性。但是仍然需要进一步的研究和改进，在将来的研究中仍然有许多技术方向值得我们去进一步的研究发展。从而使系统能够更加的完善，功能更加强大。

（1）测量精度的提升空间

当前系统在测量中高阻值电阻、常规电容与电感器件方面已具备较好的一致性与准确性，但在低阻值（<10Ω）和小容量（<100nF）器件的测量中仍存在一定误差，主要受限于 ADC 分辨率、模拟链路噪声和温漂等因素。未来可考虑引入 24 位Σ-Δ型高精度 ADC、低噪声低漂移精密运算放大器，并配合自动零点校准机制与基准补偿算法，进一步降低系统误差漂移，实现对μΩ级电阻、pF 级电容与 nH 级电感的高精度测量，拓展系统在精密电子检测中的应用深度。

（2）测量频率与激励能力的拓展

本系统当前采用 AD9833 DDS 芯片生成激励信号，尽管其理论输出范围覆盖 0～12.5MHZ，但受限于模拟前端带宽及鉴相器响应速度，目前实际仅支持 100HZ 与 1kHZ 两个频点的稳定测量。为拓展测量带宽与适应更高频场景，可考虑更换为更高性能的 DDS 芯片（如 AD9959）或接入外部高精度晶振模块，升级模拟前端带宽，采用宽带运放与高速模拟开关以减少幅频响应衰减，同时实现频率步进与扫描功能，用于提取元件

谐振特性与频响曲线。上述改进将显著增强系统在射频器件、高 Q 值电感与陶瓷电容等高频元件测试中的能力。

（3）相位检测方式的数字化升级

目前系统采用模拟开关构成的半波鉴相器以实现正交分量提取，虽然结构简洁，但测量稳定性易受温度漂移、开关延迟与电平偏差等影响。为提升系统稳定性与测量一致性，后续可考虑引入同步采样 ADC 和软件相敏解调算法，如傅里叶变换法、数字锁相环技术或加窗积分等数字解调方法。这将显著提升复阻抗实部与虚部分量的提取精度，同时降低模拟电路调试复杂度，提高系统鲁棒性。

综上所述，本文基于 STC32G12K128 单片机设计的便携式 LCR 测量仪在实现低成本、功能完整与操作便捷等目标的同时，验证了相敏检测原理在简化硬件结构下的应用可行性。未来，通过在测量精度提升、频率响应拓展、数字化处理、智能算法引入与通信功能扩展等方面的持续优化，本系统有望发展为一款高性能、多功能的嵌入式测试平台，为国产化便携测量设备的自主研发提供技术支撑与实践经验。

参 考 文 献

[1] 范宜标,陈晶晶,林炳辉.基于自由轴法便携式 LCR 测试仪的设计与实现[J].黑河学院学报,2018,9(11):210-212.

[2] 刘希龙.低频高精度 LCR 测量仪的设计[D].吉林大学,2017.

[3] 徐丽娟.基于 FPGA 的 LCR 参数测试仪设计与实现[D].华中科技大学,2006.

[4] 宋永,杨阔.LCR 测量仪的研究与设计[J].仪表技术与传感器,2019,(05):43-45+72.

[5] 裴慧卿.基于 MSP430 的手持式 LCR 数字电桥的设计与实现[D].北京交通大学,2008.

[6] 同惠推出新一代更高性价比的行业标杆 LCR 数字电桥[J].国外电子测量技术,2013,32(07):84.

[7] 居平.基于 STC32G 单片机的教学开发板的设计[J].汽车维护与修理,2024,(24):5-8.

[8] 刘芬,杨继生,宋延民.一种 RLC 参数测量新方法[J].天津工程师范学院学报,2007,(01):31-33.

[9] 吴润强,项璟晨,郝鸣,雷植凯,刘文杰,孙科学.基于 FPGA 的 LCR 测量仪的设计与实现[J].大学物理实验,2023,36(04):62-68.

[10] 罗钰,翁存程,蒋丽钦.惠斯通电桥实验的分析[J].大学物理实验,2023,36(02):66-68.

[11] 林丽娟,黄湘友.交流电桥采用光隔离放大信号源的设计[J].大学物理,2006,(12):42-45.

[12] 蒙旭辉.浅析串、并联谐振电路在中波天调网络中的应用[J].广播电视网络,2024,31(12):55-58.

[13] 李念强,张焕春,禹艾芹.数字相敏检波器的设计与实现[J].电测与仪表,2001,(05):29-30+7.

[14] 范宜标,陈晶晶,林炳辉.基于自由轴法便携式 LCR 测试仪的设计与实现[J].黑河学院学报,2018,9(11):210-212.

[15] 杨亚男,姚世豪,吴振辉.基于 STC32G/STC8H 系列单片机的多功能开发学习板[J].物联网技术,2023,13(10):159-162.

[16] 申庆华.基于 AD9833 的高精度函数信号发生器的设计[J].电子测试,2021,(19):38-40.

[17] 罗博文,叶晨,汤祥虎.微小电阻的测量及提高精度的方法[J].测控技术,2018,37(03):94-97.

[18] 王明全,关贝贝.基于模拟开关的低成本正交鉴相器实现[J].电子制作,2022,30(22):51-53.

[19] 吴勇,汪树青.LCR 测量仪校准方法研究[J].电子世界,2020,(23):95-97.

致　　谢

本论文从选题、资料查找，到提纲制定、正文撰写与修改，经历了一个充满挑战与成长的过程。在这个过程中，有过思路的清晰与困顿，也有过文字的推敲与否定。如今，随着论文的完成，心中的压力渐渐散去，更多的是一份踏实与收获的喜悦。

首先，我衷心感谢我的导师伍绍兵老师和张埔溪老师。两位老师学识渊博、治学严谨，在论文的各个阶段都给予我细致而耐心的指导。从选题方向的把握到论文结构的调整，从语言表述的润色到整体逻辑的优化，每一个细节都凝聚着老师们的心血和关怀。在他们的引导与鼓励下，我才能不断完善思路，顺利完成论文的写作。

同时，感谢我的班主任金杰老师以及两年来辛勤授课的每一位老师。正是你们的无私付出，使我在专业知识、思维能力和人生观念等方面不断成长。你们不仅教会了我知识，更教会了我为人处世的道理，让我受益终生。

最后，感谢陪伴我度过大学时光的同学和朋友们。在学习与生活的点滴中，是你们给予我支持、温暖与鼓励。正是有你们的陪伴，这段青春时光才显得更加珍贵而难忘。

再次向所有给予我帮助与支持的人致以最诚挚的谢意！

附录 A 主程序

```
#include"config.h"//I 是 0 度，Q 是 90 度。VREF=1.4,ADCVREF:2.781
#define ALPHA_SLOW        0.2f      // 平稳滤波系数（噪声抑制）
#define ALPHA_FAST        1.0f      // 突变滤波系数（快速响应）
#define DELTA_THRESHOLD 20   // 突变阈值（1.728-1.127≈0.6V，阈值取 5%）
#define VREF   1.3895f
#define PI 3.14159
#define Const_10Bit   1000000000UL
#define BRT (65536 - (MAIN_Fosc / 100000) / 4)
#define DMA_AMT_LEN     64        // DMA 传输总字节（AMT+1）
u8 xdata DmaBuffer[64];      // 数据存放在 XRAM(XDATA 区域)，需要使用关键字 xdata
u8 xdata SHOW_Buffer[16];       // 数据存放在 XRAM(XDATA 区域)，需要使用关键字
xdata
bit   DmaTxFlag;                                  // 发送完成标志
bit   DmaRxFlag;                                  // 接收完成标志
sbit LED0 = P0^0;
sbit LED1 = P5^3;
sbit LED2 = P0^1;
sbit          KEY1     =     P0^7;//1
sbit          KEY2     =     P0^6;//2
//sbit        KEY3     =     P0^5;//3
sbit          KEY4     =     P5^3;//4
sbit   _53_S1     =   P0^2;//鉴相切换，0 度：P20；90 度：P22。
sbit   _53_S3     =   P4^4;//切换电压电流测量,H:Y1 电压;   L:Y0 电流
sbit   IO1        =   P3^6;
sbit   IO2        =   P1^5;
sbit   CHRG       =   P4^2;
sbit   STDBY      =   P4^1;
sbit   SIGN_OVP =   P3^7;
//频率设置
typedef struct {
    u16 prescaler;          // PWM 预分频值  (PWM_PSC)
```

```
    u16 period;                 // PWM 周期值  (PWM_PERIOD)
    long int sinus_frequency; //  正弦波频率参数  (Fer_SINUS)
    u16 duty_cycle_init; //  初始占空比值  (PWM_DUTY_0)
      u16 timer_initial;       //  定时器初始值（如 0x00E8 对应 256us 定时）
} FreqControlProfile;
FreqControlProfile config = {
    (24 - 1),         // prescaler = 23（24 分频需减 1）
    (1024 - 1),     // period = 1023（假设 ARR 寄存器为 period-1）
    65536,          // sinus_frequency = 65536（DDS 参数）
    (1024 - 1) / 2, // duty_cycle_init = 511（占空比 50%）
    0xE800           // timer_initial = 232（对应 256us 定时）
};
void SCAN_KEY(void);//读取按键状态
void ADC_config();  // ADC 初始化设置
void DMA_UR1T_Send (void);        //DMA_TX 发送
void Timer0_Init(void);
void Timer3_Init(void);
void Timer4_Init(void);
void GPIO_config(void);
void SYS_Init(void); //IO 初始化
//void PWMA_Config(void);//PWM 初始化
void PWMAB_Config(const FreqControlProfile *cfg );
void Uart1Init();                           // UART1 初始化
void DMA_Config();                          // DMA 初始化
void PWM_SetPre(const FreqControlProfile *cfg1 );//设置周期时间
void Impedance_Calculation(float IQ_Data[4], LcrMeasurement *LcrMeas); //阻抗计算
void SHOW_Page(LcrMeasurement *LcrMeas1);
void Range_Switching (u8 Page,LcrMeasurement *LcrMeas2);
u16 rc_lowpass_filter(u16 adc_raw);//低通滤波
u16 adaptive_dual_alpha_filter(u16 new_sample);
double parameter_lowpass_filter(double new_value, ParamFilter *filter);
double Re_Z = 0.0,Imag_Z = 0.0; //阻抗实部与虚部
float IQ_DATA[4] = {0};
```

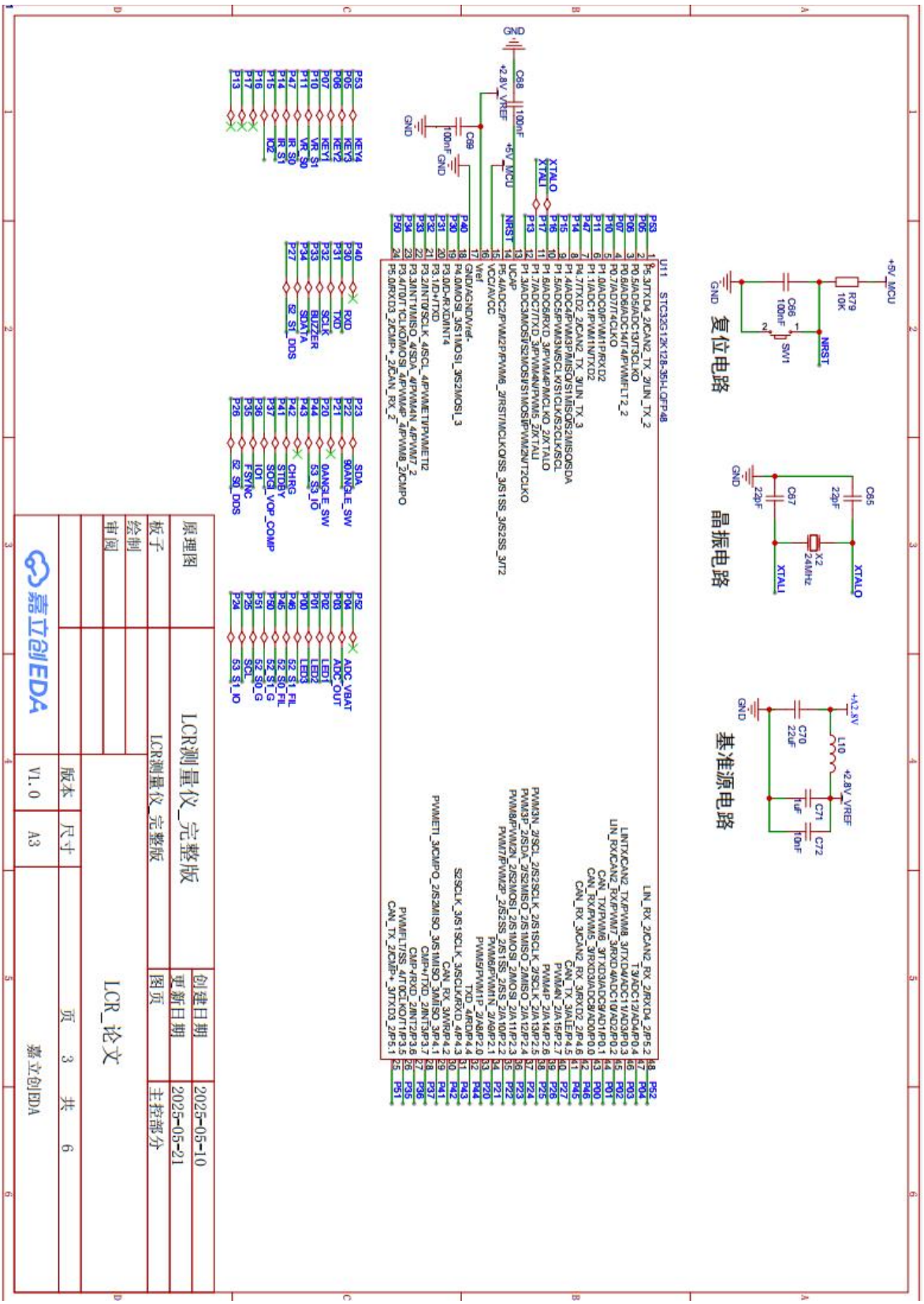
```
u8 KEY_OLD[4]={0xff};//按键过去的状态
u8 KEY_Flag = 1;
u16 OS_COUNT=0; //分时计数标志
u8 KEY_VR = 0;
u16 COUNT = 0;//T4 定时器计数
u16 FSM_COUNT = 0;//测量轮询变量
u8 Page_COUNT = 1;//页面页码
u8 FER_COUNT    = 1;//测量频率选择
float V_Level = 0.2;    //电平
u8 F_Level = 100; //测量频率
float Q_Value = 0.0;
float D_Value = 0.0;
int i = 1;
int bufLen=0;//buff 字节数
u16 adc_result;//ADC 转换结果
u16 adc_result_FIL;
void main(void)
{
    SYS_Init();//系统+IO 初始化
    GPIO_config();        //IO 配置
    Timer0_Init();     //定时器初始化
    Timer3_Init();
    T3CLKO = 1;    //使能 T3 时钟输出
    Timer4_Init();
    EA = 1;
    OLED_Init();     //OLED 初始化
    Uart1Init();        //  串口 1 初始化
    DMA_Config();
   AD9833_Init();         //AD9833 初始化
    PWMAB_Config(&config);    //PWM 初始化
    T4R = 1;                  //定时器 4 停止计时
    PWMA_CR1 = 0x01; //  启动 PWM 定时器
    one_page();         //湖南科技大学
```

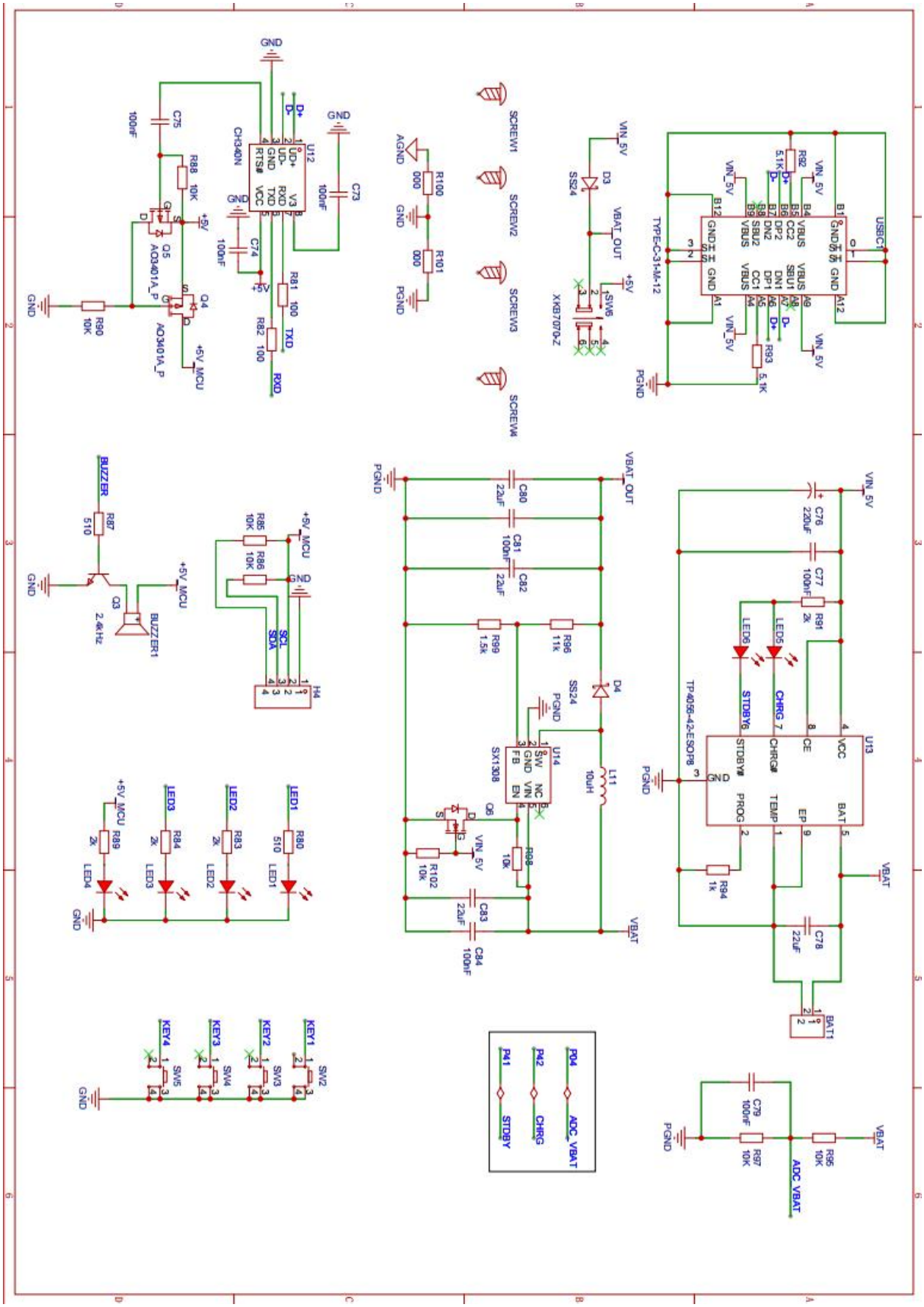
```
    delay_ms(1000);
    OLED_Clear();
    VR_shift     (0 ,0);//分压档位,//(u8 S1 ,u8 S0);
  IR_shift     (1 ,1);//测流档位
  FIL_shift    (1 ,1);//滤波切换
  GAIN_shift (0 ,0);//增益切换
  DDS_shift    (0 ,0);//DDS 幅值切换
  sprintf(DmaBuffer,"DMA_UR1TX_PASS\r\n");//
  DMA_UR1T_Send();
  sprintf(SHOW_Buffer,"F:1K ");//LCR_ADC 数据,VREF=2.752V
    OLED_ShowString(96,1,SHOW_Buffer,8);
  delay_ms(100);
    ADC_config();              //ADC 初始化
    _53_S1 = 0; //X 轴
    _53_S3 = 1;//电压
    IO2 = 0;
while (1)
{
        if(OS_COUNT >= 10)
            {
        LED0 = ~LED0;OS_COUNT = 0;ADC_CONTR &= 0xF0;
            ADC_CONTR |= 0x0B;                          // 设置 ADC 通道  0x0B 为 P0.3
            ADC_START = 1;
            while(!ADC_FLAG);
            adc_result = ADC_RES*256 + ADC_RESL;          // 读取 ADC 转换结果
            ADC_FLAG = 0;
            adc_result_FIL = adaptive_dual_alpha_filter(adc_result);
    sprintf(DmaBuffer,"AD%02d:%4d,%4d\r\n",11,adc_result,adc_result_FIL);//
    DMA_UR1T_Send();
            switch (g_current_state) {
                case STATE_INIT:
                // 初始化硬件或变量
                {
```

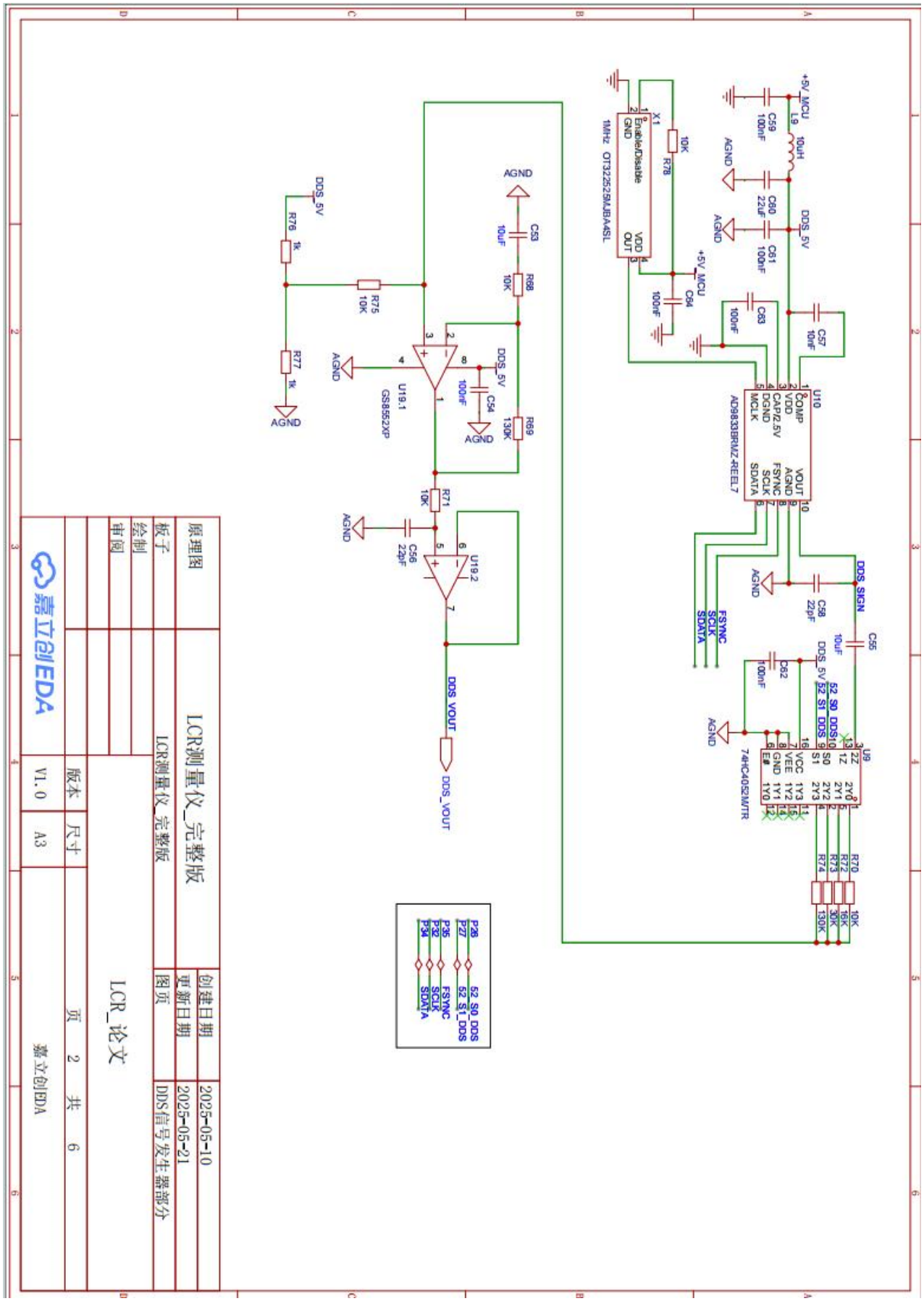
```
g_fsm_count = 0;
g_current_state = STATE_SAMPLE_V1;}
break;
case STATE_SAMPLE_V1:
if (g_fsm_count == 30) { //  原 FSM_COUNT=10 * 3
IQ_DATA[0] = (adc_result_FIL * 2.781f / 4096.0f - VREF);//电压，X 轴
_53_S1 = 1; //切 Y 轴
g_current_state = STATE_SAMPLE_V2;
}
break;
case STATE_SAMPLE_V2:
if (g_fsm_count == 60)
{ //  原 FSM_COUNT=20 * 3
    IQ_DATA[1] = (adc_result_FIL * 2.781f / 4096.0f - VREF);//
    _53_S3 = 0;//切电流
    g_current_state = STATE_SAMPLE_V3;
}
break;
case STATE_SAMPLE_V3:
if (g_fsm_count == 90)
{ //  原 FSM_COUNT=30 * 3
        IQ_DATA[3] = (adc_result_FIL * 2.781f / 4096.0f - VREF);//电流，
        _53_S1 = 0;//切 X 轴;
        g_current_state = STATE_SAMPLE_I;
}
break;
case STATE_SAMPLE_I:
    if (g_fsm_count == 120) { //  原 FSM_COUNT=40 * 3
        IQ_DATA[2] = (adc_result_FIL * 2.781f / 4096.0f - VREF);//
        _53_S3 = 1;//切电压
    Range_Switching(Page_COUNT,&meas);
    SHOW_Page(&meas);
    ADC_CONTR &= 0xF0;
```

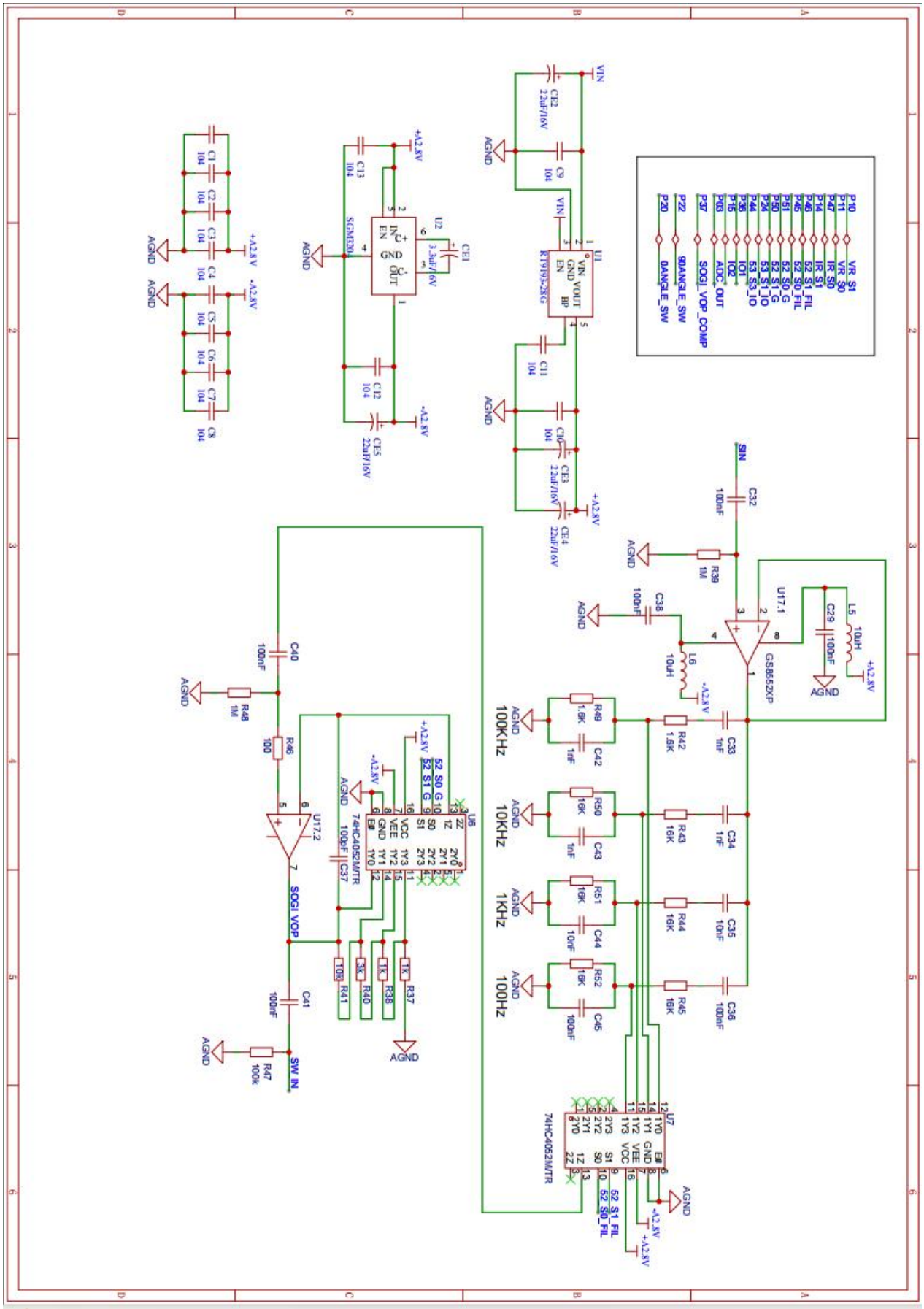
```
                    ADC_CONTR |= 0x0C;
                    ADC_START = 1;
                    while(!ADC_FLAG);
                    adc_result = ADC_RES*256 + ADC_RESL;
                    ADC_FLAG = 0;
            sprintf(SHOW_Buffer,"BAT:%3.f%%",((adc_result-2732)/400.0*100.0));//
                OLED_ShowString(40,0,SHOW_Buffer,8);
                    g_current_state = STATE_RESET;
                    }
                    break;
                    case STATE_RESET:
                    g_fsm_count = 0;
                    g_current_state = STATE_SAMPLE_V1; //  循环执行
                    break;
                    default:
                    g_current_state = STATE_INIT; //  异常恢复
                    break;
                    }
                g_fsm_count++; //  计数器递增
            }
    SCAN_KEY();
    delay_ms(5);
    }
}
void Timer0_Isr(void) interrupt 1        //定时器中断开关
{
    OS_COUNT++;
}
void Timer4_Isr(void) interrupt 20
{
    PWMB_CR1 = 0x01; //  打开 PWMB 定时器
    T4R = 0;
}
```

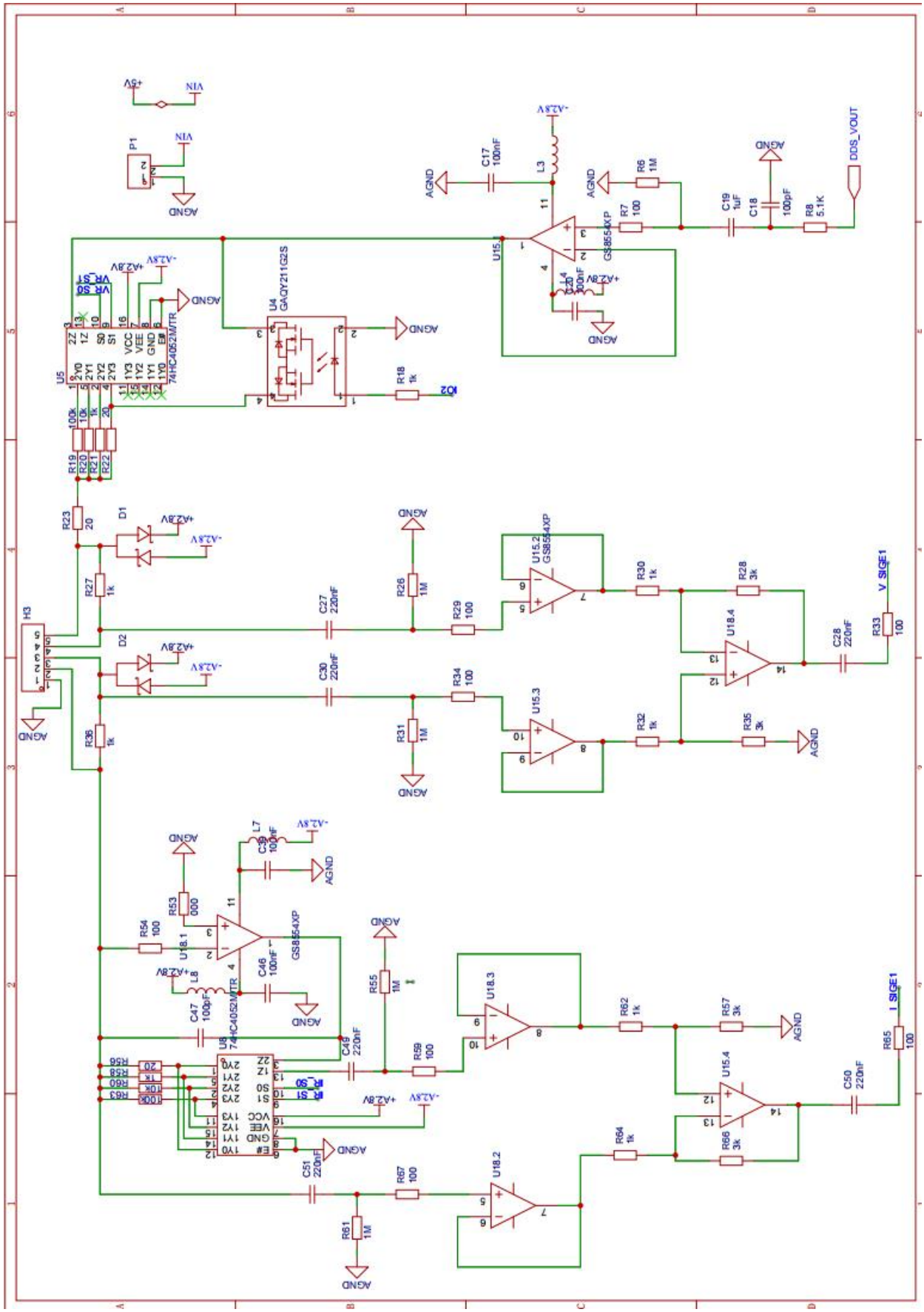
附录 B 电路原理图

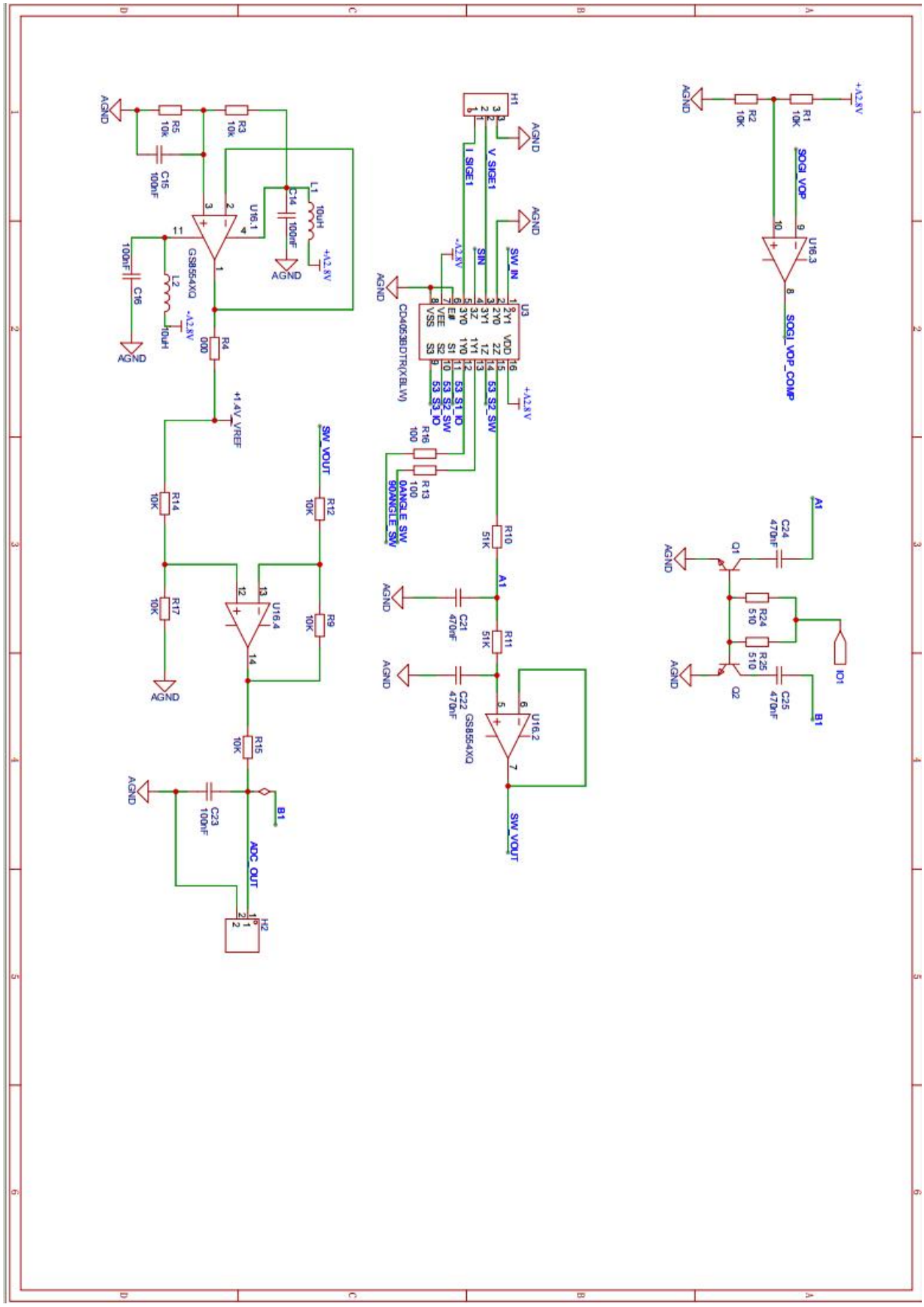

复位电路
晶振电路
基准源电路
U11 STC32G12K128-36I-LQFP48
LCR测量仪_完整版
LCR测量仪_完整版
LCR_论文
嘉立创EDA
V1.0
A3
2025-05-10
2025-05-21
主控部分


USBC1
TYPE-C-31-M-12
VIN_5V
PGND
R92
5.1K
R93
5.1K
D3
SS24
VBAT_OUT
SW6
XKB7070-Z
SCREW1
SCREW2
SCREW3
SCREW4
AGND
R100
000
R101
000
U12
CH340N
C75
100nF
C74
100nF
C73
100nF
R88
10K
Q5
AO3401A_P
Q4
AO3401A_P
R90
10K
R81
100
R82
100
TXD
RXD
+5V_MCU
U13
TP4056-42-ESOP8
C76
220uF
C77
100nF
R91
2k
LED5
LED6
CHRG
STDBY
CE
VCC
BAT
TEMP
PROG
EP
R94
1k
C78
22uF
BAT1
C79
100nF
R97
10K
R95
10K
ADC_VBAT
C80
22uF
C81
100nF
C82
22uF
R99
1.5k
R96
11k
D4
SS24
U14
SX1308
L11
10uH
Q6
R98
10k
R102
10k
C83
22uF
C84
100nF
BUZZER
R87
510
Q3
2.4kHz
BUZZER1
R85
10K
R86
10K
SCL
SDA
H4
LED1
LED2
LED3
LED4
R80
510
R83
2k
R84
2k
R89
2k
KEY1
KEY2
KEY3
KEY4
SW2
SW3
SW4
SW5
P04
ADC_VBAT
P42
CHRG
P41
STDBY


原理图
LCR测量仪_完整版
板子
LCR测量仪_完整版
绘制
审阅
创建日期
2025-05-10
更新日期
2025-05-21
图页
DDS信号发生器部分
版本
V1.0
尺寸
A3
页 2 共 6
LCR_论文
嘉立创EDA
嘉立创EDA
+5V_MCU
DDS_5V
AGND
DDS_SIGN
DDS_VOUT
U10
AD9833BRMZ-REEL7
U9
74HC4052MTR
U19.1
U19.2
GS8552XP
X1
OT3225ZSMJBAASL
FSYNC
SCLK
SDATA
S2_S0_DDS
S2_S1_DDS


P10 VR_S1
P11 VR_S0
P47 IR_S0
P14 IR_S1
P46 S2_S1_FIL
P45 S2_S0_FIL
P51 S2_S0_G
P50 S2_S1_G
P34 S3_S1_IO
P44 S3_S0_IO
P36 IO1
P35 IO2
P15 ADC_OUT
P03 SOGI_VOP_COMP
P37
P22 90ANGLE_SW
P20 0ANGLE_SW
VIN
CE2 22uF/16V
C9 104
U11 R1010S-28XG
C11 104
C10 104
CE3 22uF/16V
CE4 22uF/16V
+A2.8V
AGND
C13 104
U2 SGM820
CE1 3.3uF/6V
C12 104
CE5 22uF/16V
C1 104
C2 104
C3 104
C4 104
C5 104
C6 104
C7 104
C8 104
SIN
C32 100nF
R39 1M
C38 100nF
L6 10uH
U17.1 GS8552XP
L5 10uH
C29 100nF
-A2.8V
100KHz
R49 1.6K
C42 1nF
R42 1.6K
C33 1nF
10KHz
R50 16K
C43 1nF
R43 16K
C34 1nF
1KHz
R51 16K
C44 10nF
R44 16K
C35 10nF
100Hz
R52 16K
C45 100nF
R45 16K
C36 100nF
U7 74HC4052M/TR
S2_S1_FIL
S2_S0_FIL
C40 100nF
R48 1M
R46 100
U17.2
SOGI_VOP
C41 100nF
R47 100k
SW_IN
U6 74HC4052M/TR
C37 100nF
R41 10k
R40 3K
R38 1K
R37 1K
S2_S0_G
S2_S1_G


+5V
VIN
P1
AGND
C17
100nF
L3
AGND
R6
1M
C19
1uF
C18
100pF
R8
5.1K
DDS_VOUT
U15.1
GS8554XP
R7
100
C20
100nF
-2.8V
+2.8V
U4
GAQY211GZS
U5
74HC4052MTR
VR_S0
VR_S1
R18
1k
IO2
R19
100k
R20
10k
R21
1k
R22
20
R23
20
D1
D2
R27
1k
R26
1M
C27
220nF
R29
100
U15.2
GS8554XP
R30
1k
R28
3k
U18.4
C28
220nF
R33
100
V SIGE1
H3
C30
220nF
R34
100
U15.3
R31
1M
R32
1k
R35
3k
R36
1k
L7
C48
100nF
R53
000
U18.1
GS8554XP
R54
100
C46
100nF
L8
C47
100pF
R55
1M
U8
74HC4052MTR
C49
220nF
R59
100
U18.3
R62
1k
R57
3k
U15.4
C50
220nF
R65
100
I SIGE1
R56
20
R58
1k
R60
10k
R63
100k
C51
220nF
R67
100
U18.2
R64
1k
R66
3k
R61
1M


+A2.8V
AGND
R1 10K
R2 10K
SOGI_VOP
U16.3
SOGI_VOP_COMP
H1
I_SIGE1
V_SIGE1
SW_IN
SIN
U3
CD4053BDTR(XBLW)
S3_S1_IO
S3_S2_SW
S3_S3_IO
R16 100
R13 100
0ANGLE_SW
90ANGLE_SW
R10 51K
R11 51K
C21 470nF
C22 470nF
U16.2
GS8554XQ
SW_VOUT
A1
C24 470nF
Q1
R24 510
R25 510
Q2
C25 470nF
IO1
B1
R5 10k
R3 10k
C15 100nF
U16.1
L1 10uH
C14 100nF
C16 100nF
L2 10uH
R4 000
+1.4V_VREF
R14 10K
R17 10K
R12 10K
R9 10K
U16.4
R15 10K
C23 100nF
ADC_OUT
H2