

# 支持多种温度传感器的多通道低温测量系统的设计

崔奎, 胡纯栋, 谢远来, 程斌, 马长城, 杨思浩, 邑伟

(中国科学院等离子体物理研究所, 合肥 230031)

**摘要:** 中性束注入 (neutral beam injector, NBI) 系统的低温泵上必须设置一组温度测量点以监控其工作状态; 为满足 NBI 温度测量需求, 设计了一种支持多种温度传感器的多通道低温测量系统; 系统采用 24 位  $\Sigma$ - $\Delta$  模数转换 (analog-to-digital converter, ADC) 芯片 AD7193 执行模数转换, 采用控制器 STM32F103ZET6 控制设定恒流源、切换测量通道、ADC、以太网通信、串口通信、温度数据处理以及其他控制电路; 该温度测量电路的设计可以用于由恒流源驱动的四线制低温温度测量领域。

**关键词:** 低温测量电路; 多通道; 多种传感器; 电流源; 低温泵

## Multi-channel and Multi-sensor Low Temperature Measurement System

Cui Kui, Hu Chundong, Xie Yuanlai, Cheng Bin, Ma Changcheng, Yang Sihao, Yi Wei

(Institute of Plasma Physics, Chinese Academy of Sciences, Hefei 230031, China)

**Abstract:** A set of temperature measurement points must be arranged on the cryopumps of neutral beam injector (NBI) for the purpose of monitoring their status. A kind of multi-channel low temperature measurement system is designed to meet the demand of NBI which could support multiple temperature sensors. 24-bit sigma-delta ( $\Sigma$ - $\Delta$ ) analog-to-digital converter (ADC) AD7193 is adopted to perform analog-to-digital conversion. An ARM processor STM32F103ZET6 is used for setting the value of constant current source, switching different channels, controlling ADC, sending the data to the Ethernet by using TCP/IP protocol, RS232 data communication, data processing and controlling some other parts of the circuit. The circuit can be applied in low temperature measurement field which adopts four-wire temperature sensors driven by constant currents.

**Keywords:** low temperature measurement circuit; multi-channel; multi-sensor; current source; cryopump

## 0 引言

NBI 是 EAST (experimental advanced superconducting tokamak) 一种主要的等离子体加热手段<sup>[1]</sup>, 为了监测 NBI 系统低温泵的工作状态, 需要布置超过 30 个温度测量点, 要求每个温度测量点的测量频率大于 1 Hz, 并且测量精度在 0.1 K 以内。由于低温泵中各个部件的工作温度范围不同, 因此需要不同类型的温度传感器, 例如 PT100 可以测量低至液氮温区的温度, 但是在液氮温区则需要碳电阻等类型的负温度系数 (negative temperature coefficient, NTC) 温度传感器。

基于上述要求, 本文设计了一种支持多种温度传感器的 8 通道低温温度测量系统。系统采用八路恒流源分别激励八路四线制温度传感器, 其中每路恒流源的电流值可以根据传感器的类型预置为 1 mA、100  $\mu$ A 或者 10  $\mu$ A。通常 1 mA 或者 100  $\mu$ A 的电流用于激励阻值不高的电阻型温度传感器, 但是在液氮温区一般使用 10  $\mu$ A 激励 NTC 型电阻传感器或者二极管型温度传感器。为了抑制噪声对测量精度的影响, 模数转换芯片

AD7193 内部的数字滤波器被预设带宽低于 50 Hz 并且对测量值进行均值处理。滤波器设置后, ADC 的采样频率以及数据输出速率将会下降, 为保证每个通道的采样频率大于 1 Hz, 电路采用了两套通道选择以及模数转换模块, 每套模块处理四路温度信号。同时在电路中设置了一个由蜂鸣器和 LED 组成的报警模块, 当预设的紧急情况发生时将会报警提示。为了适应远距离信号传输, 采用了基于 ENC28J60 的以太网通信电路。电路同时提供了通用的 RS232 串口通信。当测量通道温度超出了预设的温度范围, 电路设置了两路继电器输出信号用于控制外部器件。

## 1 系统的硬件设计

### 1.1 电路系统的原理框图

图 1 是该温度测量系统的整体结构图。该电路系统包括八路独立的恒流源以及两套独立的通道选择、缓冲、可编程增益 (Programmable Gain Amplifier, PGA)、低通滤波、模数转换电路以及数字控制电路等。在实际测量时, 八路恒流源分别激励八路四线制温度传感器, 温度传感器输出的模拟电压经过通道选择、缓冲器、可编程增益, 低通滤波器和模数转换器转换成数字信号。

电路采用 STM32F103ZET6 作为控制核心。STM32F103ZET6 采用 ARM Cortex<sup>TM</sup>-M3 内核, 具有 32 位数据处理能力, 系统时钟经过锁相环可以增至 72 MHz。STM32F103ZET6 片上具有丰富的外设, 包括 7 组通用 I/O 口 (GPIO) GPIOA~GPIOG、5 路异步串行通信口 (USART1~

收稿日期: 2015-08-24; 修回日期: 2015-09-24。

**基金项目:** 国家磁约束核聚变能发展研究专项项目 (2013GB101000)。

**作者简介:** 崔奎 (1990-), 男, 安徽蒙城人, 硕士研究生, 主要从事低温测量方向的研究。

谢远来 (1974-), 男, 安徽潜山人, 研究员, 主要从事低温真空方向的研究。

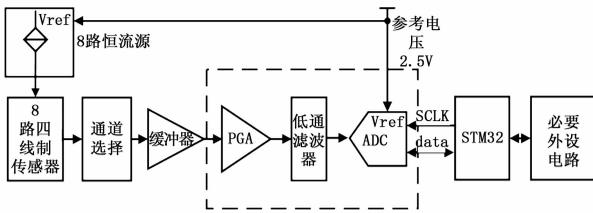


图 1 温度测量系统结构原理图

USART5)、3 路串行外设接口 (Serial Peripheral Interface, SPI) 以及 8 个定时器等。这些丰富的外设给电路的设计带来了极大的方便<sup>[2]</sup>。

在电路中同时采用了以下电路模块, 首先为了方便人机交互使用了一个独立键盘和一块分辨率为  $256 \times 64$  的 OLED; 其次, 使用了一个隔离的 RS232 通信接口和一个以太网通信接口用于和外部的机器通讯。隔离的 RS232 通信在方便近距离串行通信的同时也具有避免通信电缆上的浪涌电压对电路系统造成损坏。RS232 通信的隔离是通过具有 2.5 kV 隔离、单通道收发器芯片 ADM3251E 实现的。ADM3251E 非常适合于在电磁环境恶劣的环境下使用。以太网通信电路是基于 10 Mbps 带宽以太网芯片 ENC28J60, 满足应用的需求。再者, 使用了基于 IS62WV51216 的 1 M 字节扩展 RAM 和基于 W25Q64 的 8 M 字节的 Flash 用于数据的处理和记录。一个蜂鸣器和多个 LED 被设计用于当预设的情况发生时产生报警信号提示用户。最后, 当设定的测量通道温度超出预设范围后, 两路继电器将会产生输出信号用于控制外部器件。

## 1.2 温度测量电路原理和分析

由上文可知该低温测量电路系统包括八路独立的恒流源以及两套独立的通道选择、缓冲、可编程增益、低通滤波和模数转换电路。图 2 中所示为其中一路恒流源和一套通道选择、缓冲、可编程增益、低通滤波和模数转换电路。

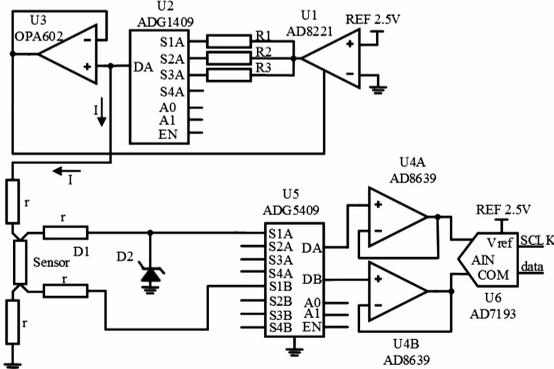


图 2 温度测量电路前端

图 2 中, 芯片 U1 (AD8221)、U2 (ADG1409) 和 U3 (OPA602) 组成了一个恒流源电路。图中所示的 2.5 V 基准电压由基准电压芯片 ADR421 产生。2.5 V 的基准电压经过仪表运放 AD8221 缓冲输出, 使得该芯片的 7 脚和 6 脚之间的电压为 2.5 V。由于 OPA602 的深度负反馈, 使得 AD8221 的 6 脚电压等于 OPA602 的 3 脚电压。在电路中, 模拟多路复用器 U2 ADG1409 是一个关键的元件, 它的导通电阻最大只有 4.7  $\Omega$ , ADG1409 选择 3 路电阻中的一路导通。为保证恒流源输出

电流的精度, 3 路电阻  $R_1$  (2.5 k $\Omega$ )、 $R_2$  (25 k $\Omega$ ) 和  $R_3$  (250 k $\Omega$ ) 必须使用千分之一精度的金属膜电阻。设  $R_m$  为选择通道导通电阻, 则该通道的输出电流为:

$$I = V_{ref} / R_m \quad (1)$$

在忽略误差的情况下, 由上式可得, 恒流源输出的 3 种电流值分别为 1 mA、100  $\mu$ A 和 10  $\mu$ A。

四线制温度传感器被恒流源激励后输出的模拟电压采用差分方式输出。在电路中, 瞬态抑制二极管 (Transient Voltage Suppressor, TVS) D2 (PTVS5V0P1UP) 用于抑制引线上的浪涌电压, D2 的泄漏电流仅 1 nA。STM32F103ZET6 控制模拟多路复用器 ADG5409 选择四路差分信号中的一路导通并输出至缓冲电路。缓冲电路由高精度自稳零双运算放大器 AD8639 构成, 用于消除信号通路上的导线电阻以及模拟开关导通电阻对后级模数转换电路的影响。

PGA、低通滤波器和 ADC 集成在一块芯片 AD7193 上。AD7193 是一个具有完全模拟前端的低噪声 24 位  $\Sigma$ - $\Delta$  模数转换芯片。模数转换的参考电压取自恒流源电路中基准电压产生芯片 ADR421 输出的 2.5 V 基准电压。AD7193 内部的 PGA 在保持低噪声、高性能的同时, 增益可以编程至 1、8、16、32、64 或 128。因此, 幅值非常小的信号同样可以输入至 AD7193。AD7193 内部同时提供了一个非常灵活的数字滤波器, 滤波器可以编程工作在 sinc3 或 sinc4 滤波器状态, 同时, 通过合适的设置, 滤波器可以对 50 Hz 或者 60 Hz 工频干扰进行非常强的抑制。

在本电路设计中, AD7193 被设置在单极性差分工作模式, 设 PGA 的增益为  $G$ , 参考电压为  $V_{ref}$ , 输入信号为  $V_i$ , 则任意模拟输入电压的输出码  $d$  可以表示为:

$$d = (2^N \times V_i \times G) / V_{ref} \quad (2)$$

其中:

$$N = 24, V_{ref} = 2.5 \text{ V}.$$

基于以上的设置, 输入信号  $V_i$  的范围为:

$$0 \leq V_i \leq 2.5 / G (\text{V}) \quad (3)$$

进一步, 如果传感器为电阻型温度传感器, 则最大的被测电阻值为:

$$R_{max} = \frac{2.5}{G \times I} (\Omega) \quad (4)$$

输入信号的幅值  $V_i$  可以通过公式 (2) 求出, 进一步, 如果温度和传感器输出信号的关系已知, 则可以求出相应的温度值。

## 1.3 电路精度分析

测量电路的精度主要取决于两个部分: 恒流源电路输出电流的精度以及对传感器输出信号的处理电路的精度。图 2 中恒流源电路部分, 由于 AD8221 和 OPA602 的失调以及模拟多路复用器 ADG1409 的导通电阻的影响, 输出恒流源的精度很难进一步提高, 在本设计中, 恒流源的输出精度大约在 0.1%。传感器输出信号处理电路部分, 采用差分结构以及超高精度运算放大器 AD8639 构成的低噪声缓冲电路, AD8639 是一个自稳零双运算放大器, 其典型失调仅 3  $\mu$ V、温漂 0.01  $\mu$ V/ $^\circ$ C 以及 1.2  $\mu$ V<sub>p-p</sub> (0.1 Hz to 10 Hz) 的噪声, 电路具有很高的精度, 信号的总体误差在 2~3  $\mu$ V。电路的带宽被 AD7193 的数字滤波器设置在 50 Hz 以内。因此为了进一步提高测量的精度, 需要对恒流源的电流值进行校准工作, 校准是通过恒流源

电流激励多个已知阻值的高精度电阻，测其两端的电压。即使用电阻代替温度传感器，如下式所示：

$$I \times R + V_{os} = d \times \frac{V_{ref}}{2^{24}} \quad (5)$$

其中： $I$ 是需要校准的恒流源的电流值， $R$ 为被恒流源激励的已知阻值的电阻值， $V_{os}$ 为传感器输出信号处理电路部分的误差， $d$ 为模数转换的输出码， $V_{ref}$ 是模数转换的 2.5 V 参考电压。

当电路预热工作一段时间稳定后，两个已知阻值的精密电阻先后被同一个恒流源激励，通过两次测量可以求出 (5) 式中的电流值  $I$  和信号处理部分的电压偏差  $V_{os}$ ，如式 (6) 所示。在该校准中，电路中的元件均具有非常低的温漂，温漂可以忽略不计。

$$\begin{cases} I \times R_1 + V_{os} = d_1 \times \frac{V_{ref}}{2^{24}} \\ I \times R_2 + V_{os} = d_2 \times \frac{V_{ref}}{2^{24}} \end{cases} \quad (6)$$

## 2 系统的软件实现

程序的整体工作流程如图 3 所示。

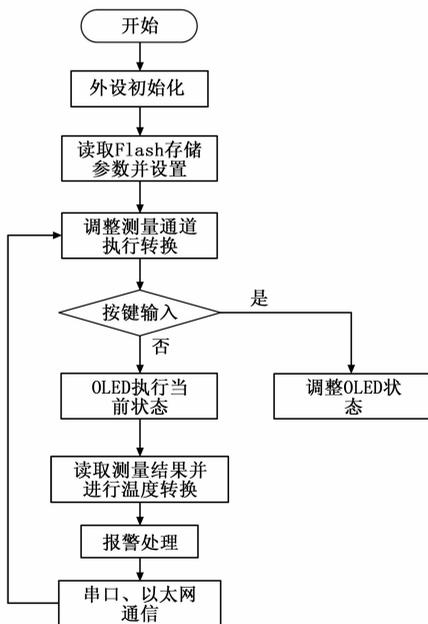


图 3 程序流程图

如图 3 程序流程图所示，程序处理的关键部分如下：

1) 系统的初始化。在此部分，程序主要读取存储在 Flash 中的设置参数，并根据参数初始化测量系统。包括，存储在 Flash 中的传感器分度表、恒流源参数、ADC 参数、串口相关参数、以太网相关参数、OLED 显示屏参数、继电器和蜂鸣器报警保护参数等。

2) 执行 ADC 转换以及温度转化。测量系统分时复用，轮流进行八个通道的温度测量。当测量通道关闭时，系统将不会对关闭的通道进行测量。读到测量数据后，程序通过查表法计算测量通道的温度。

3) 基于串口和以太网通信指令处理。串口通信和以太网通信公用一套通信指令，程序判断通信的方式并执行相应的指

令处理。每个指令均由单独的程序处理。程序的处理过程大致如下代码所示：

```

define Cmd_Number 31//定义指令的个数
typedef enum //重定义通信方式
{Cmd_USART=0,Cmd_Ethernet} Cmd_Type;
typedef void (* CmdFun_Type) (Cmd_Type);
//定义指令处理函数指针类型
CmdFun_Type Cmd_Fun[Cmd_Number] = {
//声明一个指令处理函数指针数组,调用不//同的函数处理相应的指令
//函数指针名在此省略
};

```

当程序接收到指令后，判断是何种指令，并通过吊桶指针数组中的函数指针处理指令。

4) OLED 显示屏以及操作界面设置处理。OLED 配合独立按键作为人机交互接口。程序的编写采用有限状态机模式，由当前状态和按键的输入状态改变程序的工作状态。对于使用按键设置和输入参数非常适合。

## 3 实际数据测量

本文电路的设计用于支持由恒流源驱动的多种类型温度传感器，例如：电阻型温度传感器和二极管型温度传感器。对于一个特定的温度传感器，如果使用合适的数据处理算法可以得到更高的温度测量精度<sup>[2, 4]</sup>。由于不同类型的温度传感器具有不同特性，本文并未对特定的传感器温度和输出信号的关系进行讨论。基于以上原因，本文对电路测量精度的测试采用 1% 或 1% 精度的金属膜电阻代替温度传感器。对于一些正温度系数电阻型传感器，以 PT100 为例，其阻值在低温环境下会降至 20 Ω 以下，但是对于一些负温度系数温度传感器，在低温环境下，其阻值会增至 100 kΩ 柑以上。在本测试中，选用 11 个阻值在 1 Ω~100 kΩ 的金属膜电阻进行测试，这些电阻的更精确的电阻值由电桥 TH2817B 测量，如表 1 所示。

表 1 实际被测电阻

标称电阻/Ω	1	10	20	100	200	500
实测精确阻值/Ω	1.0135	10.008	20.069	100.10	200.16	500.35
标称电阻/Ω	1k	5k	10k	50k	100k	
实测精确阻值/Ω	1.0010k	4.9990k	10.006k	50.112k	100.09k	

在设计中，恒流源输出的电流值和 PGA 的增益通过软件进行预设。如果改变 PGA 的增益，需要对 AD7193 内部执行零电平校准和满量程校准，并且校准工作非常耗费时间。因此，在程序中不能频繁的更改 PGA 的增益。如果恒流源的输出电流和 PGA 的增益确定，那么电路能够测量的传感器最大电阻值可以通过 (4) 式求得。如表 2 所示，表中  $I$  是恒流源的输出电流值， $G$  为 PGA 的增益。

表 2 理论最大可测电阻值

	1	8	16	32	64	128
1 mA	2.5 kΩ	312.5 Ω	156.2 Ω	78.1 Ω	39.0 Ω	19.5 Ω
100 μA	25 kΩ	3125 Ω	1562.5 Ω	781.2 Ω	390.6 Ω	195.3 Ω
10 μA	250 kΩ	31.25 kΩ	15.625 kΩ	7812.5 Ω	3906.2 Ω	1953.1 Ω

在实际的数据测量中, AD7193 内部的 PGA 增益被设置为 1, 同时数据进行以 8 为均值进行处理。每个被测电阻均被测量 200 次以上。恒流源 3 种不同电流值激励电阻的测量结果如表 3、表 4 和表 5 所示。

表 3 1 mA 恒流源激励测试结果

I=0.9981 mA, Vos=-0.63 μV							
R/Ω	1.0135	10.008	20.069	100.10	200.16	500.35	1.0010k
最大偏差/mΩ	3.5	2.3	3.4	3.4	12.6	15.5	17.9
精确度	± (0.004+0.005%) (Ω) (% 当前值)						

表 4 100 μA 恒流源激励测试结果

I=100.05μA, Vos=0.75 μV									
R/Ω	1.0135	10.008	20.069	100.10	200.16	500.35	1.0010 k	4.9990 k	10.006 k
最大偏差/mΩ	25.2	14.4	25.3	23.7	22.3	22.6	68.8	64.1	702
精确度	± (0.03+0.007%) (Ω) (% 当前值)								

表 5 10 μA 恒流源激励测试结果

I=10.023μA, Vos=-2.4 μV											
R/Ω	1.0135	10.008	20.069	100.10	200.16	500.35	1.0010 k	4.9990 k	10.006 k	50.112 k	100.09 k
最大偏差/mΩ	234.2	228.8	194.4	173.3	286.6	251.6	164.1	565.5	907.5	1267.8	10547.8
精确度	± (0.3+0.01%) (Ω) (% 当前值)										

由测量结果可知, 基本的测量误差和恒流源的电流成线性关系。当恒流源的电流值为 10 μA 时, 测量误差相对于恒流源电流值为 1 mA 和 100 μA 的较高。但是在低温测量领域, 10

μA 恒流源常用于激励 NTC 型电阻温度传感器, 此时传感器通常具有非常高的灵敏度, 例如, CX-1070 在 10K 左右的灵敏度约为  $-10^3 \Omega/K$ , 因此, 最后的测量精度仍然相对较高。从测量结果可知, 电路测量精度满足 NBI 的需求。

### 4 结束语

本文设计了一种支持多种温度传感器的多通道低温测量电路。用于激励温度传感器的恒流源电流值可以通过软件预设为 1 mA, 100 μA or 10 μA, 由此实现支持多种由恒流源驱动的不同类型的温度传感器。瞬态抑制二极管的合理应用和隔离型 RS232 通信可以保证电路可以工作在恶劣的环境中。

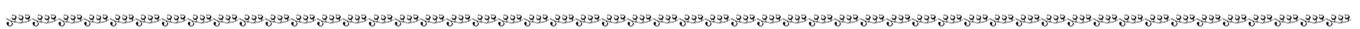
### 参考文献:

[1] Zhao Y Z, Hu C D, Sheng P, et al. Design of timing system software on EAST-NBI [J]. Journal of Fusion Energy, 2013, 32: 557-560.

[2] Yi X J, Liu C M. Development of high-precision temperature measurement system based on ARM [A]. The ninth international conference on electronic measurement & instruments [C]. Beijing, 2009: 795-799.

[3] 郑泽洋, 姜周曙, 黄国辉, 等. 铂电阻高精度温度测量系统设计 [J]. 机电工程, 2013, 30 (12): 1494-1497.

[4] Kochan O, Kochan R, Bojko O, et al. Temperature measurement system based on thermocouple with controlled temperature field [A]. 2007 4th IEEE Workshop on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems, Technology and Applications [C]. 2007: 47-50.



(上接第 29 页)

表 2 800 个样品的检测结果统计表

待测芯片缺陷类型	检测数量	检测结果	检测结果的数量/个	准确率/%
合格	253	正确	240	94.86
		不正确	13	
尺寸不合格	200	正确	191	95.5
		不正确	9	
角度不合格	250	正确	239	95.6
		不正确	11	
尺寸和角度不合格	97	正确	92	94.84
		不正确	5	

注: 总体准确率为 95.25%, 检测结果——“不正确”表示误检情况, “正确”表示检测结果与实际相符。

样测量, 实验数据与真实尺寸很吻合, 证明本文的光学检测算法在检测类似形状的工件方面具有一定的通用性。

### 参考文献:

[1] 单桂军, 胡 伟. 一种基于 CCD 的非接触尺寸测量系统 [J]. 电视技术, 2013, 37 (15): 41-43.

[2] 常春国, 徐运涛. 应用机器视觉精确检测工件尺寸的研究 [J]. 电

子质量, 2008 (2): 1-4.

[3] 赵永涛, 贾培刚, 姜冰清. 基于 CCD 的机械零件尺寸测量研究 [J]. 机电产品开发与创新, 2009, 22 (6): 138-140.

[4] 黄品松, 徐 杜, 蒋永平, 等. 零件尺寸图像检测数据处理与高精度检测方法 [J]. 计算机系统应用, 2011, 20 (9): 248-251.

[5] 马艳娥, 张波涛, 高 磊, 等. 基于图像处理的零件尺寸测量研究 [J]. 电子与测试, 2011 (8): 39-41, 95.

[6] 田原娜, 黄合成, 谭庆昌, 等. 基于机器视觉的零件尺寸测量 [J]. 激光与光电子学进展, 2010, 47 (1): 82-90.

[7] 陈盖凯. 基于 Hough 变换的直线检测 [J]. 西安航空技术高等专科学校学报, 2007, 25 (3): 34-36.

[8] 朱芳芳, 顾宏斌, 孙 瑾. 一种改进的 Hough 变换直线检测算法 [J]. 计算机技术与发展, 2009 (19): 19-22.

[9] Wang J, Zhu Q, Wang W, et al. Straight line extraction algorithm by Hough transform combining edge grouping [J]. Journal of Remote Sensing, 2014, 18 (02): 378-383.

[10] 杨顺辽. 基于 Hough 变换提取直线的改进方法研究 [J]. 电脑与信息技术, 2006, 14 (5): 29-31.

[11] 赵洪亮. 基于 Hough 变换改进的直线检测与定位 [J]. 激光与红外, 2009, 39 (9): 1009-1011.

[12] Gary Brad-ski & ADRIAN Kaehler. Learning OpenCv [M]. American: O' Reilly Media, Inc. 2008.

# 基于 LabVIEW 的微小电容测量

周英钢, 王洋, 颜华

(沈阳工业大学 信息科学与工程学院, 沈阳 110870)

**摘要:** 针对电容层析成像技术中的微小电容测量的问题, 以数字相敏检波原理为基础, LabVIEW 软件及 NI 采集卡为核心设计了微小电容测量系统; LabVIEW 程序控制 NI 采集卡产生激励信号加在微小电容两端, C/V 转换电路将其转换为电压信号, NI 采集卡将采集的电压信号传送到 PC 机中, 并在 LabVIEW 程序中通过数字相敏检波算法对数据进行处理及显示; 最终, 通过对数据进行线性化, 得到相应的测量电容值; 实验结果表明, 该系统具有精度高, 线性度好, 稳定性好等优点, 可以满足电容层析成像系统中对微小电容的测量的要求。

**关键词:** 微小电容的测量; 数字相敏检波; LabVIEW; 电容层析成像; C/V 转换电路

## Micro Capacitance Measurement Based on LabVIEW

Zhou Yinggang, Wang Yang, Yan Hua

(School of Information Science and Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

**Abstract:** In view of the problems of micro capacitance measurement in electrical capacitance tomography technology, micro capacitance measurement system is designed, which is based on digital phase sensitive detection principle and the core of LabVIEW and NI acquisition card. The excitation signal produced by NI acquisition card which is controlled by the LabVIEW program is loaded on the capacitance, and the capacitance is converted into voltage signal by the C/V converting circuit, and the voltage signal is changed to data by NI data acquisition card which is controlled by LabVIEW program and passed on to PC, and the digital phase sensitive detection algorithm can be realized in LabVIEW program, and then the data can be displayed. In the end, the corresponding capacitance value is obtained by linearization of the data. Experimental results show that the system has the advantages of high precision, good linearity, good stability, and can meet the requirements of micro capacitance measurement in electrical capacitance tomography system.

**Keywords:** micro capacitance measurement; digital phase sensitive detection; LabVIEW; Electrical capacitance tomography; C/V converting circuit

## 0 引言

电容层析成像 (electrical capacitance tomography, ECT) 是一种通过测量空间介电常数分布来确定介质分布的技术, 即通过检测非导电物场内介质分布变化引起的电容值变化, 重建被检测的介质分布情况, 其因具有快速、安全、廉价等优点而被认为是一种具有广阔发展前景的过程成像技术<sup>[1-4]</sup>。

该系统给出了一种基于 ECT 技术的微小电容测量方法, 主要完成了对电容测量原理、C/V 转换电路、解调算法、NI 采集卡及 LabVIEW 程序框图的设计和测试。设计制作了一个完整的基于 LabVIEW 的微小电容测量系统, 能够精确测量电容值, 并在 PC 机上使用了虚拟仪器软件构建了良好的人机交互平台。

## 1 交流激励型电容测量原理

ECT 成像技术主要是基于电容测量系统实现的。在电容测量系统中, 微小电容的测量问题极为重要。根据测量原理的不同, 电路又分为直流充电/放电型、交流激励型以及阻抗分

析仪 3 种方式。充放电 ECT 系统结构简单, 成本低, 但它有很多缺点, 例如: COMS 开关的注入电荷问题以及漂移问题; 交流激励型 ECT 系统结构复杂, 但是它比充放电的 ECT 系统具有更高的信噪比; 基于阻抗分析仪的 ECT 系统有更高的精确度和成像质量, 然而该系统成本高, 数据采集速率低。因此, 系统采用的是交流激励型电容测量方式。

交流激励型电容测量电路主要是由信号发生器, C/V 转换电路及相敏解调电路 3 个部分构成。信号发生器用来产生一定频率及幅值的激励信号; C/V 转换电路将电容值调制到激励信号的幅值上且产生一定的相移, 将电容值转换成电压值输出; 相敏解调电路借用参考信号对 C/V 转换电路的输出进行解调。目前, 相敏解调方式有多种, 其中正交解调借用了两个正交的正弦和余弦参考信号来解调被测信号, 可以去除初相位的影响。交流激励型电容测量电路原理如图 1 所示。



图 1 交流激励型电容测量电路原理框图

### 1.1 C/V 转换电路

C/V 转换电路是电容测量电路的关键性部分。由于待测电容值极小且很难直接测量, 因而采用了 C/V 转换电路将电容值转换成电压进行间接测量。交流激励型 C/V 转换电路如图 2 所示。

其中:  $C_x$  为被测电容;  $C_{s1}$  和  $C_{s2}$  是杂散电容, 其来源有

收稿日期: 2015-08-26; 修回日期: 2015-09-23。

基金项目: 国家自然科学基金项目(61071141); 辽宁省高等学校优秀人才支持计划(LR2013005)。

作者简介: 周英钢(1971-), 男, 辽宁省凌源人, 工学博士在读, 讲师, 主要从事电容层析成像方向的研究。

颜华(1964-), 女, 辽宁沈阳人, 教授, 博士生导师, 主要从事声层析成像温度场检测技术、电容层析成像技术与应用方向的研究。

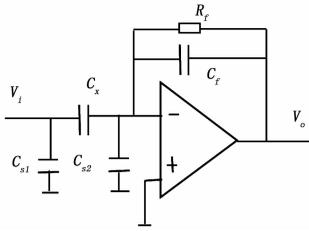


图 2 C/V 转换电路

很多, 例如: 屏蔽传输线的导线芯与屏蔽层之间的电容以及测量电极与屏蔽罩之间的电容<sup>[5]</sup>; 反馈电阻  $R_f = 5 \text{ M}\Omega$ ; 反馈电容  $C_f = 10 \text{ pf}$ ;  $V_i(t)$  为激励源电压;  $V_o(t)$  为电路输出电压。

当正弦激励源  $V_i(t)$  表达式为:

$$V_i(t) = A_0 \sin(\omega_0 t + \phi_0) \quad (1)$$

其理想的输出电压  $V_o(t)$  表达式为:

$$V_o(t) = -\frac{j\omega_0 C_x R_f}{j\omega_0 C_f R_f + 1} V_i(t) \quad (2)$$

其中:  $\omega_0$  为激励信号频率,  $\phi_0$  为激励信号的初相位。此时  $\omega_0 R_f C_f \approx 157 \gg 1$ , 则式 (2) 可简化为:

$$V_o(t) = -\frac{C_x}{C_f} V_i(t) = -\frac{C_x}{C_f} \times A_0 \sin(\omega_0 t + \phi_0) = A \sin(\omega_0 t + \phi) \quad (3)$$

其中:

$$A = \frac{C_x}{C_f} \times A_0 \quad (4)$$

$$\phi = \phi_0 + \pi \quad (5)$$

此时为电容反馈方式。该电路的主要优点是: 具有很好的抗杂散电容干扰的能力<sup>[6]</sup>, 低漂移以及高信噪比, 且实现了电容电压的转换。

## 1.2 相敏解调

相敏解调 (phase sensitive demodulation, PSD), 又称为锁相放大、锁相检测, 其采用两个正交的参考信号进行解调, 即正交解调。正交解调算法主要有数字正交和模拟正交解调两种方式。由于模拟正交解调会用到两个 DDS 芯片, 模拟乘法器和低通滤波器, 存在模拟芯片数量多, 噪声大, 结构复杂, 体积大及成本高等相关问题; 数字正交解调方式具有以下优势: 模拟芯片少, 体积小, 结构简单, 噪声小。所以, 系统采用了数字正交解调方式, 即数字正交序列解调。

### 1.2.1 数字正交序列解调

数字正交序列解调<sup>[7]</sup>就是将 A/D 输出的电压采样信号与存放在存储器内的参考信号依次进行乘累加计算, 便能将信号解调出来。其中, 公式 (6) ~ (11) 为正交序列解调原理的数学实现过程。式中,  $V_x(n)$  为理想的被解调信号;  $r(n)$ 、 $i(n)$  分别为正余弦参考信号;  $f_0$  为参考信号、激励信号和被解调信号的频率;  $f_s$  为采样频率,  $T_s = 1/f_s$  为采样周期;  $N$  为 A/D 在一个周期内对被解调信号的进行采样的采样点数, 且  $N = f_s / f_0$ ;  $n = 0, N-1$ ;  $R$ 、 $I$  分别为信号解调后的实部及虚部。最终得到公式 (11), 其实际运算结果用模值  $D$  来表示。

$$V_i(n) = A \sin(\omega_0 n T_s + \phi) = A \sin(\omega_0 \frac{n}{f_s} + \phi) = A \sin(2\pi \frac{n}{N} + \phi) \quad (6)$$

$$r(n) = \sin(\omega_0 n T_s) = \sin(\omega_0 \frac{n}{f_s}) = \sin(2\pi \frac{n}{N}) \quad (7)$$

$$i(n) = \cos(\omega_0 n T_s) = \cos(\omega_0 \frac{n}{f_s}) = \cos(2\pi \frac{n}{N}) \quad (8)$$

$$I = \sum_{n=0}^{N-1} V_i(n) i(n) =$$

$$\sum_{n=0}^{N-1} A \sin(2\pi \frac{n}{N} + \phi) \cos(2\pi \frac{n}{N}) = \frac{1}{2} N A \sin \phi \quad (9)$$

$$R = \sum_{n=0}^{N-1} V_i(n) r(n) =$$

$$\sum_{n=0}^{N-1} A \sin(2\pi \frac{n}{N} + \phi) \sin(2\pi \frac{n}{N}) = \frac{1}{2} N A \cos \phi \quad (10)$$

$$D = \sqrt{R^2 + I^2} = \frac{1}{2} N A \quad (11)$$

根据式 (6) ~ (11) 推导过程及结果可以看出该解调方式有很多优点: 被解调信号的初相位变化不会影响解调结果; 被解调信号和正弦激励信号的比值  $A$  与解调结果  $D$  成正比例关系。

## 2 测量系统组成

本次设计的测量系统主要由信号发生器, C/V 转换电路, NI 采集卡及 PC 机 4 个部分组成。PC 机中的信号发生 VI 对 NI 采集卡的信号发生电路进行控制并产生激励信号; 数据采集 VI 对采集卡中的采集电路进行控制, 使其对 C/V 转换电路输出的电压信号进行采样, 并实现与 PC 机的通讯; PC 机的数字正交解调 VI 对采样信号进行解调, 解调及处理后的电容值在前面板显示<sup>[8]</sup>。其中, 信号发生、信号的采集、解调和处理过程都是基于 LabVIEW 程序完成的。测量系统结构如图 3 所示。

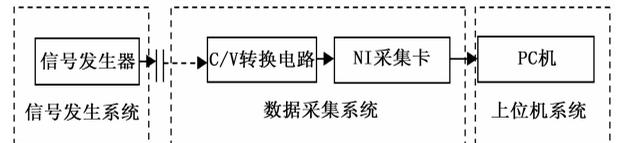


图 3 测量系统结构框图

## 2.1 硬件设计

### 2.1.1 NI 采集卡

本设计中的 NI 采集卡是一款 USB 高速 M 系列多功能的 DAQ 设备, 型号为 NI-USB 6251, 该模块提供了 16 路模拟输入; 1.25 MS/s 单通道采样率, 16 位 AD; 2 路模拟输出, 16 位 DA, 最大频率为 2.8 MS/s。采集卡可产生  $f_0$  为 100K 的激励信号, 且可对  $V_o(t)$  直接采样, 并与 PC 机进行通讯, 实现在 LabVIEW 程序中进行数据处理, 因而该设备可完成快速采集、分析数据的功能。

### 2.2 基于 LabVIEW 的软件设计

本文选取最流行的虚拟仪器开发平台 LabVIEW 作为软件开发环境<sup>[9-10]</sup>。用 LabVIEW 编写的程序叫 VI, 包含前面板 (图形显示界面) 和程序图 (编程实现界面) 两部分。

#### 2.2.1 前面板

本设计前面板主要分为信号发生器、数据采集及解调处理结果显示的 3 个部分。前面板如图 4 所示。

1) 信号发生器: 用户可以根据所需的激励信号的频率  $f_0$ 、幅值、信号类型及信号输出通道进行自行设定。

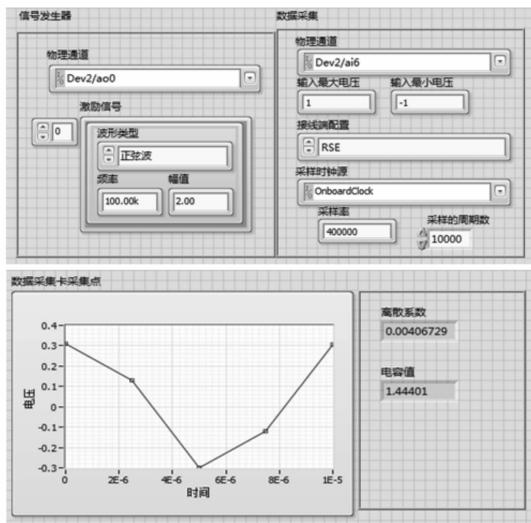


图 4 前面板

2) 数据采集面板：用户在设定物理通道、接线端配置及采样时钟源后，根据采集信号的幅值大小设定采集卡的输入最大、最小电压，同时可设定采样频率  $f_s$ ；根据所需数据量，设定采样周期数；在数据采集卡采集点的显示控件上，可看到当前设定条件下，采集的单个周期或多个周期的采样波形。

3) 数据解调处理结果显示面板：该部分可以显示电容测量值及离散系数。

### 2.2.2 程序框图

采集卡的采样、数字正交解调及电容值处理程序框图主要完成人机接口、与下位机通信及显示任务，其主要包括信号发生器、数据采集、正交解调及数据处理 4 个部分。程序如图 5 所示。

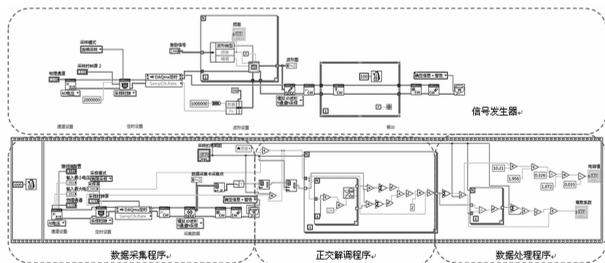


图 5 程序框图

1) 信号发生器程序框图：如图 5 所示，信号发生器程序框图主要包含通道定时设置、波形设置及输出 4 个部分。其中定时设置部分设置为连续采样，并提供了 2 MS/s 的采样率，以提供标准平滑的正弦波激励信号；波形设置部分设置了 1 000 000 个采样点，以提供足够大的缓存空间；波形输出中设置了 100 ms 的延迟，以保证输出稳定。

2) 数据采集程序框图：如图 5 示，该部分包括通道设置、定时设置及采集数据 3 个部分。其中采样模式设置为有限采样；在采样数据部分的频率局部变量控件是引用的信号发生器波形设置中的频率控件，用来为采样和解调程序提供频率值进行计算。

3) 正交解调程序框图：如图 5 所示，该程序提供两个正交的正弦和余弦参考信号，将信号进行正交解调处理后输出。

4) 数据处理程序框图：如图 5 所示，正交解调程序框图的输出连接到数据处理程序，经过电误差处理求出电容测量值并在前面板进行显示。

## 3 系统测试

### 3.1 样点的选取

在系统设计的过程中，首先对采样点  $N$  进行了测试并确定。采用激励频率  $f_0$  为 100K，幅值  $A_0$  为 2V 的正弦波激励信号，采集卡直接对激励信号进行采集，通过 LabVIEW 解调及处理后，实际测量激励信号的幅值结果见表 1。

表 1 激励信号测量幅值

N 取值	平均幅值 $A_1$	离散系数	幅值误差 $\tau$
4	1.956	4.499E-5	0.022
5	1.955	4.278E-5	0.022
6	1.946	5.124E-5	0.027
7	1.945	7.28E-5	0.027
8	1.945	3.029E-5	0.027
10	1.946	2.564E-5	0.027
9	1.939	3.249E-5	0.030
11	1.946	6.68E-5	0.027
12	1.941	4.8E-5	0.029

当采样频率不同时，对激励信号采样 10000 个周期所得的实际测量幅值的平均值  $A_1$  位于表 1 第 2 列；幅值的离散系数见表 1 第 3 列；表 1 的第 4 列是激励信号幅值  $A_0$  与实际测量幅值平均值  $A_1$  之间的误差，计算方法如公式 (12) 所示：

$$\tau = \frac{|A_1 - A_0|}{A_0} \times 100\% \quad (12)$$

由于采集卡采集交流信号时，很难采集到精确的幅值，因而幅值的测量值会比激励源幅值小。由表 1 可知：采样频率的变化不会影响测量的幅值平均值  $A_1$ ；测量的幅值平均值  $A_1$  与激励信号幅值  $A_0$  之间的误差  $\tau$  都在 0.02~0.03 之间，且离散系数很小，较为稳定。因此，在当前实验条件下， $N$  值的大小不会影响测量数据的稳定度及精确度。当  $N=4$  时，正弦和余弦的参考信号给出的参考数据包含两个零点，可以减少计算量，缩短系统的运算时间，提升运行速度。因此，此次实验选择了  $N=4$ ，且当  $N=4$  时，在计算测量电容时，采用的激励电压幅值为 1.956 V。

### 3.2 系统对微小电容的测量

由于在测量传感器的微小电容时，主要针对对 0~3 pF 的电容，因而本设计选用了 0.5~3 pF 的测量范围。测试中采用的是频率为 100 kHz，幅值为 2 V 的正弦激励信号；采集卡采样频率设置为 400 kHz。测试结果见表 2。

表 2 第 1 列为图 2 中所接入的被测电容的标称值；第 2 列为电容校准值  $C$ ，是通过稳科 65120B 型阻抗分析仪进行测量校准所得；通过对实验测得的 10 000 个采样周期的电容值求平均得到表中的第 3 列，同时得到表中第 4 列的电容测量值  $C_x$  的离散系数；根据电容测量值  $C_x$  与电容校准值  $C$  的关系，可将曲线进行最小二乘拟合，拟合结果  $C_{x1}$  如表 2 第 5 列所示；拟合直线的线性度值  $\delta$  位于表 2 的第 6 列。

表 2 测试数据及处理结果

电容标称值/ pF	阻抗分析仪校准值 C/pF	电容测量值 $C_x$ / pF	离散系数	拟合电容值 $C_{x1}$	线性度 $\delta$
0.5	0.668	0.653	0.004	0.667	0.001
1	1.096	1.048	0.002	1.090	0.005
1.5	1.601	1.531	0.003	1.608	0.004
1.8	2.061	1.960	0.001	2.068	0.003
2	2.193	2.080	0.003	2.197	0.001
3	3.357	3.159	0.002	3.353	0.001

### 3.3 系统误差测试

系统进行测试过程中发现, 下主要由以下两个部分对电容测量造成较大的误差。

1) 激励源幅值误差: 如表 1 所示, 激励源输出正弦波幅值为 2 V, 由于采集卡采集到的是一个近似值。在测量电容值时, 根据公式 (4), 需要幅值  $A$  进行计算, 而此处不可以采用 2 V, 因此, 需要测量采集卡所能采集到的激励源幅值进行计算。

2) C/V 转换电路空载电容: 由于 C/V 转换电路是人工焊接且为模拟放大电路, 本身会自带一定大小的空载电容与待测电容并联, 会导致电容测量结果出现误差, 因此需要剔除空载电容。在此次测量中, 电路的空载电容大小约为 0.326 pF。

### 3.4 线性拟合

由于系统中可能存在放大器的零点漂移问题及待测电容两端加激励源后的充放电问题等, 都会造成测量误差, 且每种误差与待测电容的测量结果都不是线性关系。由于本设计的测量系统将应用在 ECT 的传感器测量中, 且传感器的电容测量范围为 0~3 pF, 且在数据表 2 中可以看出, 在 0.5~3 pF 之间的电容测量值  $C_x$  与阻抗分析仪校准值  $C$  的数据成一定的线性比例关系。因而, 在数据的处理中, 采用了线性拟合的方式, 找出两者之间的关系系数, 来校准测量电容值。

在本次线性拟合计算中, 采用的是最小二乘拟合, 如公式 (13) 所示。C 代表电容校准值,  $C_x$  代表电容测量值。实验中, 对电容进行测量, 通过正交解调算法求出解调值  $D$ , 根据公式 (11) 及公式 (4), 最终可以推导并计算出电容测量值  $C_x$ , 由此可见二者间成线性关系, 可以表示如下:

$$C = KC_x + B \quad (13)$$

公式中的系数  $K$  和  $B$  可以通过对测量的电容值及校准值进行最小二乘拟合的方式得到, 并通过公式 (14) 计算出拟合值  $C_{x1}$ 。

$$C_{x1} = KC_x + B \quad (14)$$

本次拟合取 0.5 pF、1 pF、1.5 pF、1.8 pF、2 pF 及 3 pF 共 6 个点进行运算, 直线拟合结果为:

$$C_{x1} = 1.072C_x - 0.033 \quad (15)$$

此处  $K=1.072$ ,  $B=-0.033$ 。

通过公式 (15) 可以间接得出拟合电容值  $C_{x1}$ , 且位于表 2 的第 5 列。

### 3.5 线性度测试

已知拟合直线的关系式后, 对其进行线性度测试。线性度计算公式如下:

$$\delta = \Delta Y_{\max} / Y \times 100\% \quad (16)$$

根据公式 (16) 计算出直线线性度  $\delta$  为 0.005。

采用阻抗分析仪对标称值为 1.2 pF 的待测电容进行校准, 校准值为 1.446 pF。采用本系统对其进行测量并计算, 拟合电容值的结果为: 1.448 pF, 离散系数为 0.001, 该点的线性度值为 0.001。由此可见, 在 0.5~3 pF 范围内所取的电容值可以使用该拟合公式进行计算, 即该系统的线性度好。因此, 可将拟合公式加入 LabVIEW 程序中实现对待测电容的精确测量。

## 4 精度及稳定度测试

稳定度测试中, 选用了—个标称值为 1 pF 的电容, 阻抗分析仪测量的校准值为 1.096 pF。利用本次设计的系统进行测量, 起初连续测量 10 000 个周期, 测量值为 1.092 pF, 离散系数为 0.005; 24 小时之后再次测量, 采样周期为 10 000, 测量值为 1.094 pF, 离散系数为 0.003。两次测量的电容差为 0.002 pF, 且精确度在百分位。由此可见, 该系统的精度高, 稳定性好。

由上述线性度、精度及稳定度测试可看出, 此次设计系统满足电容传感器的测量需要, 精度达到要求, 可用作 ECT 测量。

## 5 结论

本文介绍了基于数字正交解调原理及 LabVIEW 软件平台的微小电容测量系统。最终给出了测量误差的拟合公式, 且将其加入了系统测试中, 最终得到的电容精确值可在前面板进行显示。测量结果表明, 本次系统的线性度好, 精度高, 稳定度好及实时测量性好, 可以满足电容层析成像系统中对微小电容测量的要求。

### 参考文献:

- [1] 赵玉磊, 郭宝龙, 闫允一. 电容层析成像技术的研究进展与分析 [J]. 仪器仪表学报, 2012, 33 (8): 1909-1920.
- [2] Liu S, Lei J, Wang X Y, et al. Generalized multi-scale dynamic inversion algorithm for electrical capacitance tomography [J]. Flow Measurement and Instrumentation, 2013, 31 (6): 35-46.
- [3] 颜华, 宁秀坤, 王伊凡, 等. 12 极板直接三维 ECT 图像重建仿真 [J]. 沈阳工业大学学报, 2012, 34 (5): 542-548.
- [4] 韩剑, 莫德清, 李长俊. 基于 LabVIEW 与容栅传感器的液位测控系统 [J]. 计算机测量与控制, 2015, 23 (2): 394-396.
- [5] Qi F L, Yan H. Analysis of the effect of stray capacitance on a charge discharge-based electrical capacitance tomography system [J]. International Journal for Light and Electron Optics, 2013 (124): 6009-6012.
- [6] 周云龙, 高云鹏, 衣得武. ECT 系统杂散电容分布研究 [J]. 化工自动化及仪表, 2010, 38 (4): 417-419.
- [7] 马敏, 韩路军, 侯敏, 等. 电容层析成像系统中的数字相敏解调技术 [J]. 测控技术, 31 (9): 11-15.
- [8] 程廷海, 黄鹂, 包钢, 等. 基于 LabVIEW 的超声电机测试系统, 传感器与微系统, 2011, (30) 4: 114-116.
- [9] 周英钢, 方政, 颜华. 基于 LabVIEW 的直接三维电容层析成像系统设计 [J]. 仪表技术与传感器, 2013, 5 (5): 14-19.
- [10] 吴晖, 祁晓野. 基于 PXI 和 LabVIEW 的通用数据采集系统设计 [J]. 计算机测量与控制, 2015, 23 (5): 1686-1688.