

# 基于 ESP32 的负荷测量仪的设计与应用

许广文, 赵 炎, 王艳霞, 周立冲

(河北省计量监督检测研究院, 河北 石家庄 050052)

**摘要:**采用对负荷传感器外加交流激励源的方法,有效抑制了测量过程中系统的失调电压和热电偶效应引入的测量误差;使用传感器激励源和 ADC 参考电压相关联的应变比率测量电路,消除 ADC 参考电压温漂和波动引入的干扰;通过曲线拟合的方法对 ADC 非线性和系统温漂进行补偿,减少了 ADC 非线性和系统温漂引入的测量误差;根据负荷传感器特性选择特定点对传感器进行标定并存储标定数据,测量过程中根据通道编号自动读取标定数据,通过内插方程计算测量值。在力标准机装置上对仪表和传感器进行测试验证,结果表明其具有较小的测量误差和较好的重复性。

**关键词:**交流激励;负荷测量;内插方程;温度补偿

中图分类号:TP23

文章编号:1000-0682(2025)03-0060-06

文献标识码:A

DOI:10.19950/j.cnki.CN61-1121/TH.2025.03.011

## Design and application of load measuring instrument based on ESP32

XU Guangwen, ZHAO Yan, WANG Yanxia, ZHOU Lichong

(Institute of Metrology of Hebei Province, Hebei Shijiazhuang 050052, China)

**Abstract:**The method of adding an AC excitation source to the load sensor effectively suppresses the measurement errors caused by the system's offset voltage and thermocouple effect during the measurement process. Using a ratio measurement circuit that correlates the sensor excitation source with the ADC reference voltage to eliminate interference caused by temperature drift and fluctuations in the ADC reference voltage. Compensating for ADC nonlinearity and system temperature drift through curve fitting reduces measurement errors introduced by ADC nonlinearity and system temperature drift. Selecting specific points based on the characteristics of the load sensor to calibrate the sensor and store calibration data. During the measurement process, the calibration data is automatically read based on the channel number, and the measurement value is calculated through interpolation equations. The instruments and sensors were tested and verified on the force standard machine device, and the results show that it had small measurement errors and good measurement repeatability.

**Keywords:**communication motivation; load measurement; interpolation equation; temperature compensation

## 0 引言

负荷测量仪和相应的应变传感器配套用来实现对各种形式的力值测量,广泛应用于精密力值测量、扭矩测量、机械制造、建筑材料等领域。目前市场上

的负荷测量仪种类较多,大部分产品经校准后,在实验室环境能够满足仪表规定的最大允许误差。但在工况环境使用时,容易受到现场温度、电磁等因素干扰,测量误差增大,其长期稳定性和可靠性较差。该设计对硬件电路原理和实现方法等方面进行研究分析,对一些相关的技术进行实践和应用,通过硬件电路和相关软件算法减少负荷测量仪的测量误差,对温度等影响因素进行补偿,保证其性能可靠、稳定。

收稿日期:2024-09-23

第一作者:许广文(1982—),男,河北石家庄人,大学本科,高级工程师,研究方向为测试计量技术与仪器。

## 1 系统整体结构

负荷测量仪主要由应变式拉压传感器、交流激励源、信号处理单元、ESP32 微处理器、通讯显示单元等构成,整体结构如图 1 所示。

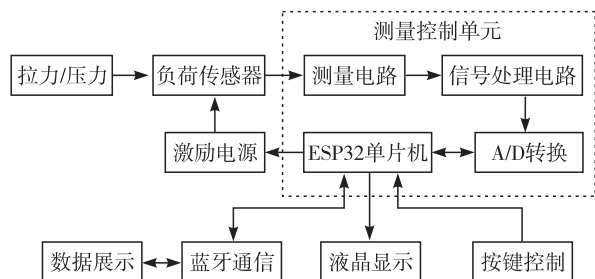


图1 负荷测量仪整体结构图

其中传感器将承受负荷的大小转化为弹性元件的形变量,而弹性元件应变的大小可以通过应变片电阻变化量来求得。激励源将传感器电阻的变化转换成可用于信号处理的电压或电流。信号处理单元对电路中的微弱信号进行放大、对电路的漂移进行补偿,并滤除噪声引入的干扰。ESP32 微处理器是数据处理的核器件,用于存储传感器的标定数据,控制交流激励源方向变化,控制 A/D 测量模式和读测量值,利用内部算法计算当前负荷的大小,并将测量数据通过串口和无线通信方式送显示单元进行展示。

## 2 硬件电路设计

### 2.1 传感器工作原理

负荷传感器是一种将张力和压缩力转换为相应电信号的电子设备,是负荷测量仪的重要组成部分。负荷传感器工作原理基于电阻应变效应,其核心部件是弹性体。当外力作用于传感器的弹性体时,会发生弹性变形,这种变形会导致粘贴在弹性体表面的电阻应变片也发生形变,进而引起电阻值的变化。为了将传感器的电阻变化转换成电压或电流信号,一般采用惠斯登电桥电路作为其测量电路,基本电路如图 2 所示。电桥激励电压为  $U_i$ ,四个桥臂的电阻分别为  $R_1, R_2, R_3, R_4$ 。

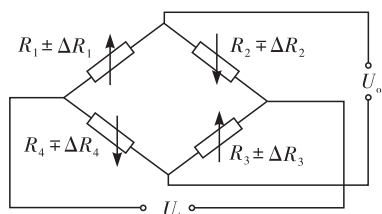


图2 电阻应变传感器测量桥路

当传感器不受外力即  $\Delta R = 0$  时,图 2 的桥路可以推导出:

$$U_o = \frac{(R_1 - R_2 R_4)}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} U_i \quad (1)$$

当  $U_o = 0$  时,称为电桥平衡,此时

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} = \frac{1}{n} \quad (2)$$

式(2)称为直流电桥的平衡条件,其中  $n$  为桥臂阻值比。当  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$  时  $n = 1$  即电桥为全等臂电桥,此时电桥具有最高的灵敏度,电阻式力传感器常采用这种形式。为了相互抵消引起电路非线性的因素,并消除环境温度变化产生的附加电阻,常使用两臂差动电桥(半桥)、全桥两种形式。

两臂差动电桥的输出电压为:

$$U_o = U_i \frac{(R_1 + \Delta R_1)R_4 - (R_2 + \Delta R_2)R_3}{(R_1 + \Delta R_1 + R_2 + \Delta R_2)(R_3 + R_4)} \quad (3)$$

初始时设定  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ ,工作时一边受拉一边受压,即  $\Delta R_1 = -\Delta R_2 = \Delta R$ ,则式(3)可简化为:

$$U_o = \frac{U_i}{2} \times \frac{\Delta R}{R} \quad (4)$$

同理若使用全桥并设定初值  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ ,工作时  $\Delta R_1 = \Delta R_3 = -\Delta R_2 = -\Delta R_4 = \Delta R$  则可以推导出传感器的输出电压为:

$$U_o = \frac{\Delta R}{R} U_i \quad (5)$$

通过式(4)和式(5)可知全桥电路的灵敏度高。

### 2.2 交流激励电路设计

电桥式应变测力传感器属于无源传感器,外加直流或交流激励源均可。直流激励的优点是实施简单、成本低,缺点是系统失调电压和热电偶效应引起的直流误差信号混杂在实际信号中。由于仪表的器件中存在数量众多的连接点,这些连接点均具有物理上的热电偶效应,温度或环境变化时会产生不确定的电势变化,这些变化是高精度测量不确定度的主要来源。例如接点处于不同温度的寄生热电偶对于  $1^\circ\text{C}$  的温差可能产生数微伏到数十微伏的电压,再加上温漂、噪声等增加了测量误差,且这些干扰是不确定的,以不可预测的方式改变。虽然交流激励实现成本高,但它是将这些误差信号与实际信号分离的有效方法。通过使用方波对传感器进行激励,激励信号的极性在测量之间反转,可以有效地消除感应直流误差。交流激励的电路原理如图 3 所示,图中  $E_{OS}$  为系统失调电压和寄生热电势之和。

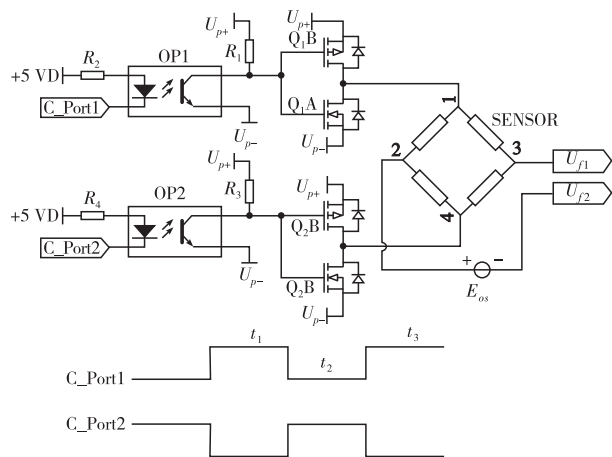


图3 交流激励电路原理电路

图3中使用4个场效应管作为激励方向切换的执行开关,在 $t_1$ 时刻正向激励时 ESP32 控制端口 C\_Port1 = 0, C\_Port2 = 1, 此时场效应管 Q1A、Q1B 的 G 极为低电平  $U_{p-}$ , PMOS 管 Q1B 导通, NMOS 管 Q1A 截止, 电压  $U_{p+}$  加载到传感器 SENSOR 的 1 脚。场效应管 Q2A、Q2B 的 G 极电平为  $U_{p+}$ , PMOS 管 Q2B 截止, NMOS 管 Q2A 导通, 电压  $U_{p-}$  加载到 SENSOR 的 4 脚。传感器的输出电压:

$$V_{out1} = U_{\rho 1} - U_{\rho 2} + E_{os} \quad (6)$$

在 $t_2$ 时刻反向激励时 C\_Port1 = 0, C\_Port2 = 1 此时 Q1B、Q2A 截止, Q1A、Q2B 导通,  $U_{p-}$  加载到 SENSOR 的 1 脚,  $U_{p+}$  加载到 SENSOR 的 4 脚传感器输出电压

$$V_{out2} = -U_{\rho 1} + U_{\rho 2} + E_{os} \quad (7)$$

将式(6)和式(7)的差值作为该次测量的电压值

$$V_{out} = V_{out1} - V_{out2} = 2(U_{\rho 1} - U_{\rho 2}) \quad (8)$$

由式(8)可知  $E_{os}$  可通过两次测量消除, 因此交流激励可以有效抑制系统中的失调电压和热电偶效应引入的误差。

## 2.3 信号处理单元设计与实现

### 2.3.1 测量放大电路设计

测力传感器形变经电桥转为电压信号中包含着较大的共模电压, 电路上通常采用差分输入运放进行抑制。该设计选用 TI 的低漂移运放组成同向并联三运放结构, 其具有高共模抑制比、高阻抗、高开环增益的特点。U1 芯片内包含 U1A 和 U1B 两个独立的运放, 它们参数、性能高度一致, 构成平衡对称差动放大输入级, 具有较高的共模抑制能力。U2 连接成差分电路, 用来进一步抑制共模信号。原理如图 6 所示。

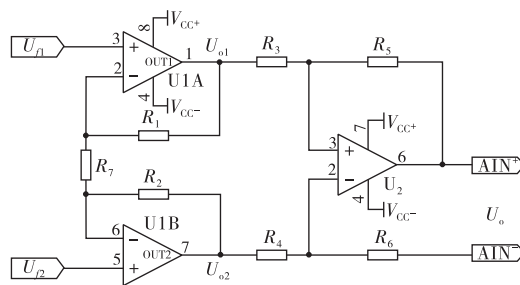


图4 测量放大电路原理图

由运放的“虚短”和“虚断”特性可知流过  $R_1$ 、 $R_7$ 、 $R_2$  的电流相等则满足:

$$\frac{U_{o1} - U_{\rho 1}}{R_1} = \frac{U_{\rho 1} - U_{\rho 2}}{R_7} = \frac{U_{\rho 2} - U_{o2}}{R_2} \quad (9)$$

由式(9)可以求得

$$U_{o1} - U_{o2} = \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_7}\right) (U_{\rho 1} - U_{\rho 2}) \quad (10)$$

则前级信号的增益  $K_d$  为:

$$K_d = \frac{U_{o1} - U_{o2}}{U_{\rho 1} - U_{\rho 2}} = 1 + \frac{R_1 + R_2}{R_7} \quad (11)$$

为消除运放 U1A 和 U1B 偏置电流的影响, 通常选取  $R_1 = R_2$ , 当后级差分电路满足  $R_3 = R_4$ 、 $R_5 = R_6$  时可以推导出系统的总增益  $K$  为:

$$K = \frac{U_o}{U_{\rho 1} - U_{\rho 2}} = \left(1 + \frac{2R_1}{R_7}\right) \frac{R_5}{R_3} \quad (12)$$

### 2.3.2 A/D 测量电路设计

在 ADC 测量中, 参考电压是 ADC 进行量化的基准, 其准确性和稳定性直接关系到测量结果的精度和可靠性, 在设计和应用时应采取适当的措施来消除干扰保证 A/D 转换准确。该设计选用的 24 位 ADC 芯片既具有内部基准参考电压, 同时也可以接外部基准。但内部参考的电压和外部基准电压芯片都无法和测量信号建立比例关系, 噪声、温度等干扰因素引起的参考电压漂移, 不能自动补偿, 因此在电路设计时选用传感器激励电源经电阻分压产生参考电压, 如图 5 所示。当传感器加正向激励时, 激励电源经电阻  $R_{11}$ 、 $R_{12}$ 、 $R_{13}$  后在  $R_{12}$  上产生压降, 通过模拟开关接到 AD 的参考电压输入端, 如图 5 所示。

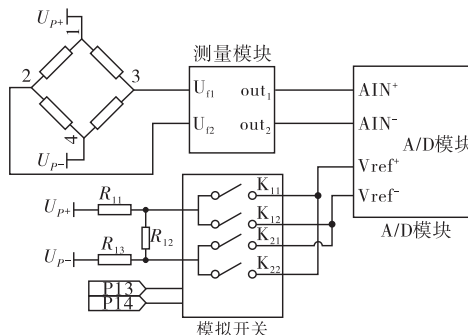


图5 A/D 测量原理图

传感器加正向激励时 ESP32 控制模拟开关  $K_{11}$ 、 $K_{21}$  导通,反向激励时模拟开关  $K_{12}$ 、 $K_{22}$  导通,保证激励源方向改变时加载到 A/D 参考电压输入端  $V_{ref+}$ 、 $V_{ref-}$  的参考电压方向保持不变,参考电压值为:

$$V_{ref} = V_{ref+} - V_{ref-} = \frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12} + R_{13}}(U_{p+} - U_{p-}) \quad (13)$$

由(5)式和(12)可以得到输入到 A/D 差分输入通道的电压  $A_{IN}$  为:

$$A_{IN} = (A_{IN+} - A_{IN-}) = K \frac{\Delta R}{R}(U_{p+} - U_{p-}) \quad (14)$$

由 A/D 的转换公式可知:

$$D_{out} = \frac{A_{IN} * (2^{24} - 1)}{V_{ref}} = (K \frac{\Delta R}{R}) / (\frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12} + R_{13}}) * (2^{24} - 1) \quad (15)$$

由公式(15)可知 A/D 转换结果不受传感器的激励电源和 A/D 参考电压的影响,这在最大程度上改善了 A/D 转换的稳定性和精度。对于 24 位 A/D,当参考电压为 500 mV 左右时,1LSB 对应电压为  $0.3 \times 10^{-4}$  mV,对负荷测量仪来说 A/D 分辨力引入的误差可以忽略,因此只要保证公式(15)中相关电阻的精度和温漂就能最大程度的减少系统测量误差。

### 2.3.3 信号处理单元误差补偿

信号处理单元的非线性误差是影响负荷测量仪性能的重要因素之一,主要是由电子器件特别是运算放大和 ADC 非线性叠加而成的,具有一定的随机性。该设计在实验室环境中,通过在图 5 的  $R_{11}$ 、 $R_{12}$ 、 $R_{13}$  上加载稳定电压 ( $U_{p+}$ 、 $U_{p-}$ ),使参考电压  $V_{ref+}$ 、 $V_{ref-}$  固定,在信号处理单元的输入端加标准电压信号,将 ADC 的转换结果通过串口输出,同时用数字表测量输入信号的大小,得到输入电压和电路测量的压的数据如表 1 所示,测量偏差曲线如图 6 所示。由输入电压和测量电压偏差值可知 2#仪表在 10 mV 时的相对误差最大为  $9.7 \times 10^{-5}$ ,且偏差值非线性。

表 1 非线性校准前测量单元输入电压和测量值对照表 (单位:mV)

输入电压	1#表测量电压	2#表测量电压	1#表测量误差	2#表测量误差
10.000 34	10.000 91	10.001 31	0.000 57	0.000 97
30.000 21	30.000 64	30.001 04	0.000 43	0.000 83
50.000 94	50.001 06	50.001 34	0.000 12	0.000 40

续表 (单位:mV)

输入电压	1#表测量电压	2#表测量电压	1#表测量误差	2#表测量误差
90.001 58	90.001 29	90.001 45	-0.000 29	-0.000 13
110.002 20	110.001 47	110.001 59	-0.000 73	-0.000 61
150.003 25	150.001 87	150.001 98	-0.001 38	-0.001 27
199.987 50	199.984 75	199.984 97	-0.002 75	-0.002 53

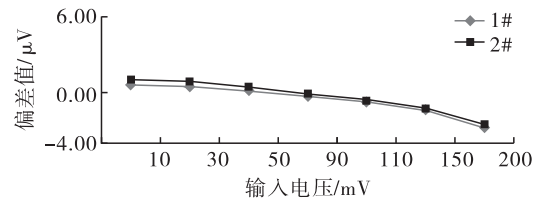


图 6 仪表测量偏差曲线图

根据测量值和偏差值的对应关系,使用多项式拟合出测量值的偏差函数,并将其系数存入到 ESP32 的 Flash 中,使用偏差函数对仪表测量值进行修正,表 2 给出了修正后的输入值、测量值和偏差值。

表 2 补偿后测量单元输入电压和测量值对照表 (单位:mV)

输入电压	1#表测量电压	2#表测量电压	1#表测量误差	2#表测量误差
10.000 10	10.000 19	10.000 21	0.000 09	0.000 11
29.999 90	30.000 10	30.000 16	0.000 20	0.000 26
50.000 56	50.000 70	50.000 73	0.000 14	0.000 17
70.000 86	70.000 80	70.000 90	-0.000 06	0.000 04
90.001 25	90.001 13	90.001 20	-0.000 12	-0.000 05
110.001 84	110.001 90	110.001 98	0.000 06	0.000 14
150.003 18	150.002 27	150.002 22	-0.000 91	-0.000 96
199.987 69	199.987 52	199.987 6	-0.000 17	-0.000 9

由表 2 可知经补偿后两个仪表的测量示值误差都优于  $1.0 \times 10^{-5}$ ,说明采用拟合曲线对测量误差的补偿是有效可行的。

### 2.4 测量算法实现

由于系统测量值  $y$  和传感器的输出  $x$  之间存在非线性关系,其大小与电路及传感器有关,这就给仪表的调整和校准带来困难,为了解决这一问题将  $y$  与  $x$  的关系曲线进行分段,在特定的点进行标定,将特定点的  $y$  值与对应的  $x$  值存入 ESP32 内部 Flash 中,采用线性差值的办法就可以在整个量程内根据  $x$  的值计算出对应的测量值,如图 7 所示。

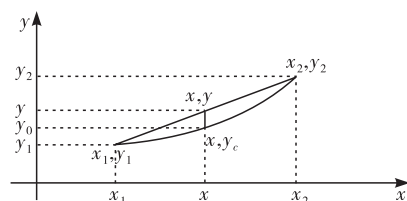


图 7 线性插值示意图

对于其中的任意一段,设两个端点的坐标为  $(x_1, y_1)$  和  $(x_2, y_2)$ , 则曲线上的任意一点  $(x, y_c)$  可以用直线上的点  $(x, y)$  近似代替, 对于给定的  $x$  值则有:

$$y = y_1 + \frac{x - x_1}{x_2 - x_1}(y_2 - y_1) \quad (16)$$

应用这种方法使仪表对电路元件及传感器一致性要求降低, 经过简单的调整就可达到要求, 提高了硬件兼容性, 可以达到提高仪表测量精度, 扩展仪表量程的目的。

在实际应用中按照当前通道传感器的量程、测量精度、传感器特性, 选定特定的点在力标准试验机上对传感器进行标定, 如图 8 所示。将标定点的 A/D 测量值  $ad_n$  ( $n = 0, 1, 2, 3 \dots$ ) 和对应的力值  $Ps_n$  ( $n = 0, 1, 2, 3 \dots$ ) 保存到 ESP32 单片机的内部 FLASH 中。ESP32 内部有 4 MB 片内 Flash, 可以存储多通道传感器的标定数据, 在负荷测量过程中单片机根据传感器的通道编号找到标定数据存储位置, 根据 A/D 实时测量值  $ad_x$  判断其所在区间, 然后根据内插方程式 (17) 可以计算出当前的测量值。

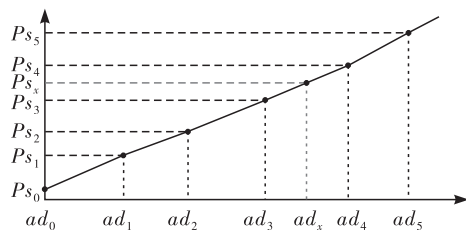


图 8 负荷 4 通道标定曲线图

$$Ps_x = \frac{(ad_x - ad_{n-1})(Ps_n - Ps_{n-1})}{(ad_n - ad_{n-1})} + Ps_{n-1} \quad (17)$$

其中:  $Ps_x$  为当前力测量值;  $ad_x$  为测量点的 ADC 转换值  $ad_{n-1} \leq ad_x \leq ad_n$ ;  $Ps_n$  为标定点  $n$  对应的力值;  $ad_n$  为标定点  $n$  对应的 ADC 转换值;  $Ps_{n-1}$  为标定点  $n-1$  对应的力值;  $ad_{n-1}$  为标定点  $n-1$  对应的 ADC 转换值。

### 2.5 负荷测量仪温度补偿

负荷测量仪表是由高性能的电子元件和高稳定性的电路组成, 环境温度的变化会影响电子器件和模拟电路的稳定性, 使测量系统产生温度漂移误差。各部分温漂误差叠加在一起形成的温度附加误差是非线性的, 对高精度负荷测量是不可忽略的。为了掌握环境温度变化对仪表测量误差的影响, 将负荷测量仪表放置于环境试验箱中, 仪表所接的 S 型力传感器置于环境试验箱外, 用力标准机装置给传感器加 100 N 固定负荷, 改变环境试验箱的温度,

温度补偿前测量数据如表 3 所示, 仪表在  $0 \sim 40 \text{ }^\circ\text{C}$  之间最大相对误差为  $4.7 \times 10^{-5}$ 。

表 3 环境温度补偿前仪表不同温度测量值与误差值

仪表内环境温/ $^\circ\text{C}$	1#测量值 /N	1#测量误差/N	2#表测量值/N	2#表测量误差/N
0.5	100.007	0.007	100.005	0.005
9.5	99.987	-0.013	100.010	0.010
19.8	100.015	0.015	100.013	0.013
29.7	100.022	0.022	100.025	0.025
39.6	100.035	0.035	100.047	0.047

通过对负荷测量仪温度和测量误差进行分析, 以  $20 \text{ }^\circ\text{C}$  时的测量值为原点, 计算其他温度 ( $t \text{ }^\circ\text{C}$ ) 时仪表的显示值与  $20 \text{ }^\circ\text{C}$  显示值的差值  $\Delta x = x_t - x_{20}$ , 用最小二乘法拟合拟合  $\Delta t$  与  $\Delta x$  之间的温度补偿函数, 通过补偿函数对于负荷测量仪进行环境温度补偿, 补偿后测试数据如表 4 所示。由表 4 可知温度补偿后仪表在  $0 \sim 40 \text{ }^\circ\text{C}$  间最大相对误差为  $2.0 \times 10^{-5}$ 。

表 4 环境温度补偿后仪表不同温度测量值与误差值

仪表内环境温/ $^\circ\text{C}$	1#测量值 /N	1#测量误差/N	2#表测量值/N	2#表测量误差/N
1.3	100.013	0.013	100.014	0.014
10.2	100.015	0.015	100.016	0.016
19.5	100.015	0.015	100.014	0.014
30.8	100.014	0.014	100.017	0.017
41.5	100.018	0.018	100.020	0.020

### 3 测量验证

用 0.01 级的静重式力标准机标准装置, 测量范围  $20 \sim 10\,000 \text{ N}$ , 按照检定规程 JJG144—2007 中的测试方法, 对该设计负荷测量仪和所连接的 CH-5 通道 S 型力传感器标定后, 进行测试, 测试数据如表 5 所示, 由表 5 可知负荷测量仪连接传感器整体的测量误差优于 0.03%。

表 5 负荷测量仪测试结果

标准装置负荷 /N	进程(压向力) /N	进程(拉向力) /N
0	0.000	0.005
100	100.009	99.989
200	200.022	199.976
300	300.011	299.958
400	400.035	399.933
500	499.967	499.934
600	599.921	599.921
800	799.936	799.906
1000	1000.023	999.878

(下转第 74 页)

## 参考文献:

- [1] 靳菲, 阎维平, 苏宏亮, 等. W型火焰锅炉一次风粉参数测量及调平试验研究[J]. 热力发电, 2013, 42(11): 54-59.
- [2] 蔡小舒, 俞基安. 电厂煤粉粒径浓度和速度的在线测量技术研究[J]. 动力工程, 1999, 19(6): 466-470.
- [3] 薛明华. 超声法测量颗粒两相流粒径及浓度的理论和实验研究[D]. 上海: 上海理工大学, 2008.
- [4] 宋鼎, 彭黎辉, 陆耿, 等. 采用去模糊图像处理的气/固两相流固体颗粒速度测量方法[J]. 仪器仪表学报, 2007(11): 1937-1941.
- [5] 朱芳波. 电站锅炉煤粉浓度的微波测量方法研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2007.
- [6] 许传龙, 宋志英, 王式民, 等. 静电传感技术在燃煤电站煤粉测量中的应用[J]. 锅炉技术, 2008, 39(1): 32-37.
- [7] YAN Y, Byrne B, Coulthard J. Sensing field homogeneity in mass flow rate measurement of pneumatically conveyed solids [J]. Flow Measurement Instrument, 1995 (6): 115-119.
- [8] XU L J, Robert Carter, YAN Y. Mass flow measurement of fine particles in a pneumatic suspension using electrostatic sensing and neural network techniques[J]. Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2005 (3): 17-19.
- [9] 徐苓安. 相关测量技术[M]. 天津: 天津大学出版社, 1988.
- [10] 薛年喜. MATLAB在数字信号处理中的应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2003.
- [11] 柳竹欣. 电站锅炉煤粉浓度实时监测系统的设计与应用研究[D]. 北京: 华北电力大学, 2007.
- [12] YIN W, ZHANG L, DONG L, et al. Design of a laser-induced breakdown spectroscopy system for on-line quality analysis of pulverized coal in power plants[J]. Applied Spectroscopy, 2009, 63(8): 865-872.
- [13] 周邢银. 煤粉浓度测量用电容式传感器优化设计研究[D]. 保定: 华北电力大学, 2005.
- [14] XU C, WANG S, TANG G, et al. Sensing characteristics of electrostatic inductive sensor for flow parameters measurement of pneumatically conveyed particles[J]. Journal of Electrostatics, 2007, 65(9): 582-592.
- [15] YAN Y, Byrne B, Woodhead S, et al. Velocity measurement of pneumatically conveyed solids using electrodynamic sensors[J]. Measurement Science and Technology, 1995, 6(5): 515.
- [16] 许传龙, 赵延军, 杨道业, 等. 静电传感器空间滤波效应及频率响应特性[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2006(04): 556-561.
- [17] 许传龙, 王式民, 孔明, 等. 静电传感器空间灵敏度特性研究[J]. 计量学报, 2006(04): 335-338+396.
- [18] 张文彪. 用于稀相气固两相流的静电传感器测量机理分析[D]. 天津: 天津大学, 2014.
- [19] 王超, 吴伟平, 张文彪. 用于速度分布测量的多电极静电传感器优化设计[J]. 传感器与微系统, 2014(08): 87-93.
- [20] XU C, LI J, WANG S. A spatial filtering velocimeter for solid particle velocity measurement based on linear electrostatic sensor array [J]. Flow Measurement and Instrumentation, 2012(26): 68-78.

(上接第64页)

## 4 结论

负荷测量仪表采用硬件电路设计和相应的软件算法相结合, 同时加入测量误差补偿和环境温度补偿, 保证了整个系统的准确度, 解决了仪表大量程宽温度范围使用过程中准确度无法保证的问题。设计过程在有关学者关于减小仪表测量误差研究的基础上, 提出了新的设计和见解。通过实验验证可以看出负荷测量仪表接传感器整体测量误差较小, 并且具有良好的重复性。

## 参考文献:

- [1] 钟金德. 多通道负荷测量仪设计与应用[J]. 上海计量测试, 2023, 50(4): 23-26+31.
- [2] 王一鸣, 赵伟明, 冯海盈. 并联式标准测力仪的设计与实现[J]. 工业计量, 2024, 34(03): 78-81.
- [3] 姜浩然, 乌仁图雅. 测力仪自动化校准技术研究[J]. 模具制造, 2023, 23(12): 156-158.
- [4] 夏国民. 应变式力与称重传感器非线性补偿案例[J]. 衡器, 2023, 52(10): 14-15+30.
- [5] 刘晓蒙. 提高电阻应变式轧制力测力仪测量精度的方法[J]. 包钢科技, 2023, 49(02): 78-82.
- [6] 刘明强, 沈兆坤, 胡洪林, 等. 高精度传感器温度漂移补偿分析与研究[J]. 化工自动化及仪表, 2024, 51(04): 614-620.
- [7] 许广文, 郭增军, 王艳霞, 等. 高精度温度测量仪表环境温度补偿方法研究[J]. 工业计量, 2022, 32(06): 26-27+31.
- [8] 谷恒. 应变式力传感器交/直流激励测量方法研究与系统研制[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2021.
- [9] 陈攀宇, 杜江, 王彦. 数字压力表误差补偿设计与算法分析[J]. 计量与测试技术, 2021, 48(6): 96-100.
- [10] 董振宇. 基于微处理器的传感器高性能处理模块设计与实现[D]. 济南: 山东大学, 2020.