

# 压阻式高温压力传感器温度补偿与信号调理设计与测试

薛胜方<sup>1,2</sup>, 梁庭<sup>1,2</sup>, 雷程<sup>1,2</sup>, 李志强<sup>1,2</sup>, 单存良<sup>1,2</sup>

(1. 中北大学 仪器科学与动态测试教育部重点实验室, 太原 030051;  
2. 动态测试技术山西省重点实验室, 太原 030051)

**摘要:** 设计制作了一种集成信号调理电路的高温压阻式压力传感器, 包含倒装式的压敏敏片、无源电阻温度补偿电路和信号调理电路组成; 压敏芯片的制作采用 SOI 材料和 MEMS 标准工艺, 温度补偿和信号调理电路采用高温电子元件; 试验表明, 无源电阻温度补偿具有显著的效果; 此外, 采用了高温信号调理电路来提高传感器的输出灵敏度, 通过温度补偿来降低输出灵敏度; 与传统的经验算法相比, 所提出的无源电阻温度补偿技术具有更小的温度漂移, 在 220 °C 条件下传感器输出灵敏度为 4.93 mV/100 kPa, 传感器灵敏度为总体测量精度为  $\pm 2\%$ FS; 此外, 由于柔性传感器的输出电压可调, 因此不需要使用一般的电压转换器随动压力变送器, 这大大降低了测试系统的成本, 有望在恶劣环境下的压力测量中得到高度应用。

**关键词:** 高温压阻式压力传感器; 无源电阻温度补偿; 信号调理

## Design and Test of Temperature Compensation and Signal Conditioning of Piezoresistive High Temperature Pressure Sensor

Xue Shengfang<sup>1,2</sup>, Liang Ting<sup>1,2</sup>, Lei Cheng<sup>1,2</sup>, Li Zhiqiang<sup>1,2</sup>, Shan Cunliang<sup>1,2</sup>

(1. Key Laboratory of Instrumentation Science & Dynamic Measurement (North University of China), Ministry of Education, Taiyuan 030051, China; 2. Shanxi Provincial Key Laboratory of Dynamic Testing Technology, Taiyuan 030051, China)

**Abstract:** A high-temperature piezoresistive pressure sensor with integrated signal conditioning circuit is designed and manufactured, which consists of flip-chip pressure sensitive film, passive resistance temperature compensation circuit and signal conditioning circuit. The production of pressure-sensitive chips uses SOI materials and MEMS standard technology, and the temperature compensation and signal conditioning circuits use high-temperature electronic components. Experiments show that passive resistance temperature compensation has significant effects. In addition, a high-temperature signal conditioning circuit is used to improve the output sensitivity of the sensor, and temperature compensation is used to reduce the output sensitivity. Compared with the traditional empirical algorithm, the proposed passive resistance temperature compensation technology has a smaller temperature drift. The output sensitivity of the sensor is 4.93mV/100KPa under the condition of 220 °C, and the overall measurement accuracy of the sensor is  $\pm 2\%$ FS. In addition, because the output voltage of the flexible sensor is adjustable, there is no need to use a general voltage converter to follow the pressure transmitter, which greatly reduces the cost of the test system, and is expected to be highly applied in pressure measurement in harsh environments.

**Keywords:** high temperature piezoresistive pressure sensor; passive resistance temperature compensation; signal conditioning

## 0 引言

在高温测试环境中, 硅基 MEMS 压阻式压力传感器的敏感芯片的压敏电阻具有正温度系数, 压敏电阻的阻值会随着测试温度的升高而增大; 而芯片自身具有负温度系数的压阻系数, 随着测试温度的升高而减小, 产生的结果就是压力传感器敏感芯片的电桥输出零位和灵敏度电压都会随着测试温度的变化而产生漂移<sup>[1]</sup>。

对于耐高温应用的压力敏感芯片, 由于芯片本身的加工工艺条件受限以及高温高压的测试环境等严苛条件下, 温度的改变会导致测量参数的漂移是, 对传感器的测量精度产生影响<sup>[2]</sup>。因此, 对传感器的敏感芯片进行温度补偿及信号调理进行设计测试也是传感器整体性能表现的关键因素, 本文基于 SOI 倒装压阻式高温压力敏感芯片, 对其温度补偿及其后端信号调理电路进行设计分析, 并对整体传感器进行校准测试, 性能表现良好。

收稿日期: 2020-11-28; 修回日期: 2020-12-23。

基金项目: 山西省重点研发计划项目(201903D121123); 山西省自然科学基金项目(201801D121157, 201801D221203)。

作者简介: 薛胜方(1995-), 男, 山西运城人, 硕士研究生, 主要从事 MEMS 压力传感器的设计及制备方向的研究。

通讯作者: 梁庭(1979-), 男, 山西长治人, 博士, 副教授, 主要从事微机电系统(MEMS)技术领域方向的研究。

引用格式: 薛胜方, 梁庭, 雷程, 等. 压阻式高温压力传感器温度补偿与信号调理设计与测试[J]. 计算机测量与控制, 2021, 29(2): 256-261, 266.

### 1 高温敏感芯片温度补偿研究

压阻式压力传感器实现信号测量的原理是硅的压阻效应, 当被测压力介质作用在芯片上时, 引起敏感膜表面各处的应力发生变化, 芯片上的压力变化引起压敏电阻变化进而转换成电学信号, 通过惠斯通电桥电路实现信号输出<sup>[3]</sup>。

其电桥补偿参数主要包含三个方面: 零位补偿、零位温度漂移补偿和灵敏度温度漂移补偿。电桥参数温度补偿的方式主要分为软件补偿、硬件补偿、软件硬件同时补偿<sup>[4]</sup>。

其中, 硬件补偿的方式较多, 经常采用的硬件补偿方式有热敏电阻补偿、低温度系数的电阻网络补偿、二极管补偿、三极管补偿和可增益运算放大器补偿等; 软件补偿通常是采用反函数法和神经网络算法等技术算法的方式补偿; 硬件软件同时补偿是在硬件补偿的基础上再用软件补偿方法加以修正, 以得到更高的补偿精度<sup>[5]</sup>。相比较软件补偿, 硬件补偿具有简单、高效、低成本的特点, 在工业生产制造中更容易实现, 因此得到广泛应用。

#### 1.1 温度补偿模型及算法研究

本次设计分析的模型为无源电阻网络温度补偿模型, 采用低温度系数电阻实现网络补偿。与其它的硬件补偿方法相比, 它们所采用的的补偿方式均要求补偿电路紧靠敏感头桥臂电阻, 保证补偿电路与桥臂电阻处于同一温度场中, 通过感知桥臂电阻周围的温度变化来补偿电桥的输出温度漂移。而低温度系数电阻网络补偿方法最大的优点就是不要求补偿电路紧靠敏感头桥臂电阻, 这使得低温度系数电阻网络补偿电路使用更灵活, 传感器敏感头封装更便捷, 同时由于消除了补偿电路与压阻电桥的环境温度梯度的影响, 可以进一步地提高补偿精度<sup>[6]</sup>。

常规低温度系数电阻网络补偿电路原理如图 1 所示。

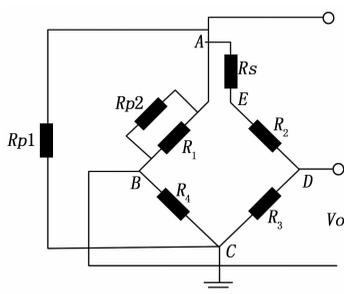


图 1 常规低温度系数电阻网络补偿电路

其中, 零位补偿和零位温度漂移补偿公式如式 (1) ~ 式 (3) 所示, 灵敏度温度漂移补偿公式如式 (4) 所示。其中,  $R_B$  为桥臂电阻,  $V_{CS}$  为电桥零位输出电压,  $V_B$  为桥臂电压,  $TCR_B$  为桥臂电阻  $R_B$  的温度系数,  $\alpha$  为输出电压灵敏度的温度系数。

$$R_s = KR_B \tag{1}$$

$$R_{P2} = \frac{(1+K)(\sqrt{1+K+1})}{K}R_B \approx \frac{2R_B}{K} \tag{2}$$

$$K = \frac{4V_{CS}}{V_B} \tag{3}$$

$$R_{P1} = -\frac{\alpha}{\alpha + TCR_B}R_B \tag{4}$$

但是, 利用该算法公式的前提是压阻电桥的 4 个桥臂电阻阻值相差不大, 温度系数一致且不考虑传感器封装后残余应力带来的影响, 否则会导致零位温度漂移补偿失效, 进而影响灵敏度温度补偿效果。而本次设计提出的无源电阻网络温度补偿模型是基于传感器敏感头封装后的实际测量数据进行解算求解的, 不受敏感头封装的残余应力、电桥自身参数偏移等影响, 补偿精度较高且具有广泛的应用价值。

#### 1.1.1 低温度系数电阻网络温度补偿原理

低温度系数电阻网络温度补偿是指在低温度系数电阻网络补偿中, 补偿电阻的温度系数视为零, 或者是与压敏电桥桥臂电阻相比较时, 补偿电阻的温度系数可以选择忽略, 即补偿电阻温度系数的大小应小于桥臂电阻温度系数的 1%<sup>[7]</sup>。通常情况下, 压阻硅压敏电阻的温度系数大于 2 000 ppm, 而低温度系数电阻网络中的补偿电阻的温度系数应该小于 200 ppm<sup>[8]</sup>。

##### 1) 电桥零位补偿和零位温度漂移补偿

已知电桥桥臂电阻  $R_i$  的温度表达式如式 (5) 所示, 其中  $\alpha_R$  为桥臂电阻温度系数, 其表达式如式 (6) 所示:

$$R_i = R_0(1 + \alpha_R(t - t_0)) \tag{5}$$

$$\alpha_R = \frac{R_i - R_0}{R_0} \times \frac{1}{t - t_0} \tag{6}$$

零位补偿和零位温度漂移补偿的主要工作方式是在桥臂电阻的位置上通过串联或者并联的方式增加一个低温度系数的电阻, 通过改变电桥中某一个桥臂的电阻值和温度系数, 从而达到零位补偿和零位温度漂移补偿的效果<sup>[9]</sup>。

当采用串联低温度系数电阻方式时, 电阻  $G$  的温度系数非常小, 可视为零, 如式 (7) 所示。通过计算可得到补偿后的整体桥臂的总温度系数, 与式 (6) 相比较, 通过串连低温度系数补偿电阻  $G$  后的桥臂整体温度系数  $\alpha_{R+G}$  要小于原来未补偿的桥臂电阻温度系数  $\alpha_R$ 。

$$\begin{aligned} \alpha_{R+G} &= \frac{(R_i + G) - (R_0 + G)}{R_0 + G} \times \frac{1}{t - t_0} \\ &= \frac{R_i - R_0}{R_0 + G} \times \frac{1}{t - t_0} \end{aligned} \tag{7}$$

当采用并联低温度系数电阻的方式时, 同上, 其中补偿电阻  $G$  的温度系数近似为零, 通过公式计算可得到总体桥臂的温度系数, 计算公式如式 (7) 所示。通过计算结果可知, 通过并联补偿后的桥臂整体温度系数  $\alpha_{R//G}$  小于原来未补偿的桥臂电阻温度系数  $\alpha_R$ 。

$$\begin{aligned} \alpha_{R//G} &= \frac{R_i // G - R_0 // G}{R_0 // G} \times \frac{1}{t - t_0} = \\ &= \frac{G}{R_i + G} \left( \frac{R_i - R_0}{R_0} \times \frac{1}{t - t_0} \right) = \frac{1}{\frac{R_i}{G} + 1} \times \alpha_R \end{aligned} \tag{8}$$

由上面分析可知, 增加串行补偿电阻阻值或减小并行

补偿电阻阻值均能降低桥臂电阻的温度系数。

2) 电桥灵敏度温度漂移补偿设计

电桥灵敏度温度漂移补偿的方式是在恒压源供电下, 通过在惠斯通电桥外部串联低温度系数补偿电阻  $R_s$  (如图 2 (a) 所示); 或者是在恒流源供电模式下, 在惠斯通电桥的外部通过并联低温度系数补偿电阻  $R_p$  (如图 2 (b) 所示) 方式实现电桥的灵敏度温度漂移补偿<sup>[10]</sup>。

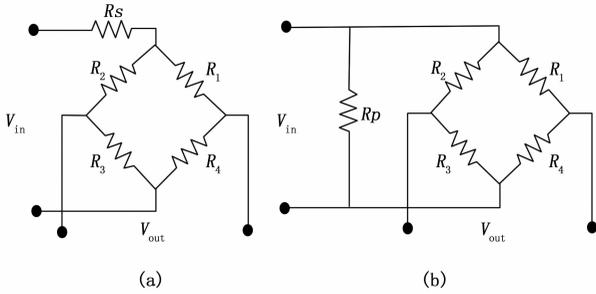


图 2 电桥灵敏度补偿连接

当以恒压源作为供电模式时, 电桥的输出电压  $V_{out}$  的表达式为:

$$V_{out} = V_{in} \left( \frac{R_B(T)}{R_B(T) + R_s} \right) \times S(T) \times P \quad (9)$$

式中,  $V_{in}$  为供电电压,  $R_B(T)$  为等效桥臂电阻,  $R_s$  为串接的灵敏度调整电阻,  $S(T)$  为电桥灵敏度,  $P$  为加载载荷压力值。其中,  $R_B(T)$  会随着温度的升高而增大, 温度系数为  $TCR_B$ ,  $S(T)$  会随着温度的升高而减小, 温度系数为  $TCS$ 。通过公式可知, 当温度发生变化时, 选取合适的  $R_s$ , 可以有效地补偿灵敏度变化的大小。

恒压源供电时灵敏度温度补偿的原理: 当温度升高时, 电桥电阻  $R_B(T)$  增大, 而串联的补偿电阻  $R_s$  几乎不变, 则电桥电阻  $R_B(T)$  的分压比例增加, 输出电压变大, 适时地补偿了灵敏度随温度变化导致的输出电压减小的部分, 可以保证输出电压不随温度而改变。同理, 图 2 (b) 中的恒流源供电也可以采用相同的方法解释。

1.1.2 无源电阻网络温度补偿模型及算法

本次设计提出的无源电阻网络温度补偿模型, 即采用的上述低温度系数电阻网络补偿方法, 根据不同的传感器敏感头测试结果, 选用不同的补偿方案计算模型参数。本模型需要提供的测量参数主要包括高温压力传感器两个补偿温度阈值  $T_0$ 、 $T_1$  ( $T_0 < T_1$ ) 和两个压力载荷  $P_0$ 、 $P_1$  ( $P_0 < P_1$ ) 下的 4 个桥臂电阻阻值, 如表 1 所示。

表 1 补偿模型所需传感器的测量参数表

	$R_1$	$R_2$	$R_3$	$R_4$
$(T_0, P_0)$	$R_1(T_0, P_0)$	$R_2(T_0, P_0)$	$R_3(T_0, P_0)$	$R_4(T_0, P_0)$
$(T_0, P_1)$	$R_1(T_0, P_1)$	$R_2(T_0, P_1)$	$R_3(T_0, P_1)$	$R_4(T_0, P_1)$
$(T_1, P_0)$	$R_1(T_1, P_0)$	$R_2(T_1, P_0)$	$R_3(T_1, P_0)$	$R_4(T_1, P_0)$
$(T_1, P_1)$	$R_1(T_1, P_1)$	$R_2(T_1, P_1)$	$R_3(T_1, P_1)$	$R_4(T_1, P_1)$

同时由于恒压源供电模式下的电路简单, 便于耐高温

环境下的实际应用, 因此高温压力传感器也常常采取恒压源供电的模式进行温度补偿<sup>[11]</sup>。以下介绍两种采用恒压源供电模式的压阻电桥传感器无源电阻网络温度补偿模型及算法。如图 3 所示, 图 3 (a) 为传感器常温下初始零位电压为负的补偿模型, 图 3 (b) 为传感器常温初始零位电压为正的补偿模型。

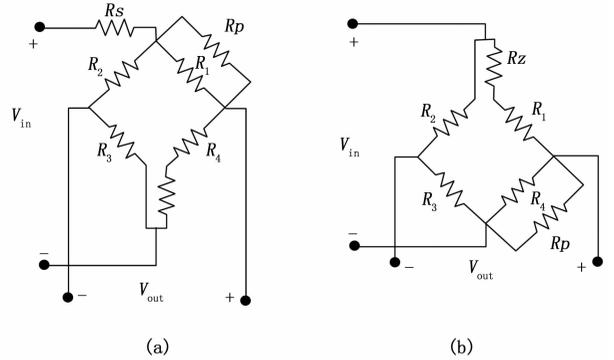


图 3 恒压源供电的无源电阻网络温度补偿模型

传感器的输出电压为:

$$V_{out}(T, P) = V_B(T, P) \times (K_+(T, P) - K_-(T, P)) \quad (10)$$

其中:  $K_+(T, P)$  为电桥输出端正极的分压系数,  $K_-(T, P)$  分别为电桥输出端负极的分压系数,  $V_B(T, P)$  为电桥的供电电压, 则:

$$V_B(T, P) = V_m \times \frac{R_B(T, P)}{R_B(T, P) + R_s} \quad (11)$$

对于图 3 (a) 中的补偿模型进行解析, 公式如下:

电桥电阻:

$$R_B(T, P) = (R_2(T, P) + R_3(T, P)) // (R_z + R_4(T, P) + R_1(T, P) // R_p) \quad (12)$$

分压系数:

$$K_+(T, P) = \frac{R_z + R_4(T, P)}{R_z + R_4(T, P) + R_1(T, P) // R_p} \quad (13)$$

$$K_-(T, P) = \frac{R_3(T, P)}{R_2(T, P) + R_3(T, P)} \quad (14)$$

将式 (11) ~ (14) 代入式 (10) 中, 即可得到图 3 (a) 模型的输出电压表达式为:

$$V_{out}(T, P) = V_m \times \frac{(R_2(T, P) + R_3(T, P)) // (R_z + R_4(T, P) + R_1(T, P) // R_p) \times (R_z + R_4(T, P) + R_1(T, P) // R_p) + R_s}{\left[ \frac{R_z + R_4(T, P)}{R_z + R_4(T, P) + R_1(T, P) // R_p} - \frac{R_3(T, P)}{R_2(T, P) + R_3(T, P)} \right]} \quad (15)$$

其中:  $R_z, R_p, R_s$  为待求解的模型参考值,  $R_i(T, P)$  ( $i = 1, 2, 3, 4$ ) 为已知的测量参数值。同理, 对于图 6 (b) 中的补偿模型也可采用相同方法得到输出电压的结果, 如式 (16) 所示。

$$V_{out}(T, P) = \frac{(R_2(T, P) + R_3(T, P)) // (R_Z + R_1(T, P) + R_4(T, P) // R_P)}{(R_2(T, P) + R_3(T, P)) // (R_Z + R_1(T, P) + R_4(T, P) // R_P) + R_S} \times \left[ \frac{R_1(T, P) // R_P}{R_Z + R_1(T, P) + R_4(T, P) // R_P} - \frac{R_3(T, P)}{R_2(T, P) + R_3(T, P)} \right] \quad (16)$$

根据电桥的补偿要求, 联立无源电阻网络温度补偿模型算法方程组 (17):

$$\begin{cases} V_{out}(T, P) = U_0 & \text{— 电桥的零位电压为 } U_0 \\ \frac{\partial V_{out}(T, P_0)}{\partial T} = 0 & \text{— 电桥零位温度漂移补偿} \\ \frac{\partial V_{out}(T, P_1)}{\partial T} = 0 & \text{— 电桥灵敏度温度漂移补偿} \end{cases} \quad (17)$$

从式 (16) 可得, 电桥零位的温度漂移补偿是指在初始压力  $P_0$  加载下, 传感器的输出电压不会随温度变化发生改变, 即  $V_{out}(T, P_0)$  对温度的偏导数为 0; 电桥灵敏度的温度漂移补偿是指在更高压力  $P_1$  加载条件下, 传感器的输出电压也不会随着温度的改变而发生波动, 即  $V_{out}(T, P_1)$  对温度的偏导数也为 0。通过 Matlab 对算法方程进行求解, 可得到补偿模型的参数值  $R_Z, R_P, R_S$ 。

### 1.2 温度补偿验证

为验证本次设计提出的温度补偿模型及算法的有效性, 对研制成功的 SOI 倒装式 MEMS 高温压力传感器的力敏芯片及传感器整体进行温度补偿验证试验 (采用成熟的传感器芯片进行试验, 可以排除研制样机可能存在的其它非温度漂移特征因素对试验结果的影响), 如图 4 所示。



图 4 SOI 倒装式高温压力敏感芯片单元

对该未补偿的压力敏感芯片单元进行温度范围 20~220 °C、绝对压力范围 100~2 000 kPa 的复合环境标定, 其标定曲线如图 5 所示。

如图 5 所示, 由于芯片加工工艺的限制或封装应力的影响, 使得压敏电阻阻值无法完全适配, 电桥输出的零位偏置电压为负, 同时随着温度的升高, 力敏芯片单元的输出电压明显降低; 通过计算可知, 在整个工作温度范围内, 传感器的总精度为 ±18%FS, 最大热零位漂移为 -11%FS, 最大热灵敏度漂移为 -25%。测试数据表明传感器在温度区间范围内, 产生了较大的参数漂移, 这极大的影响了传感器的测量精度。

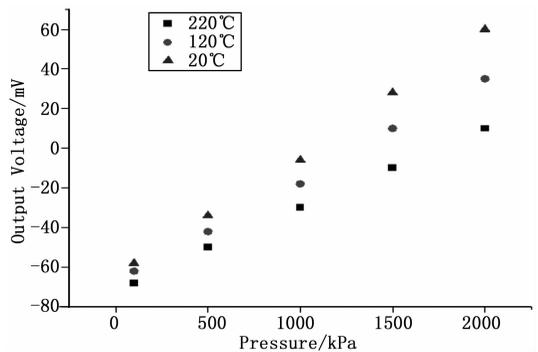


图 5 未补偿芯片单元的温度、压力标定图示

采用前面图 1 和式 (1) ~ (3) 所示的常规低温度系数电阻网络补偿电路对压力敏感芯片进行温度补偿, 测试结果如图 6 所示。可得到在整个工作温度区间范围内, 传感器的测试总精度为 ±12%FS, 最大热零位漂移为 +8%FS, 最大热灵敏度漂移为 -20%, 显而易见, 常规的补偿方法补偿效果并不理想。

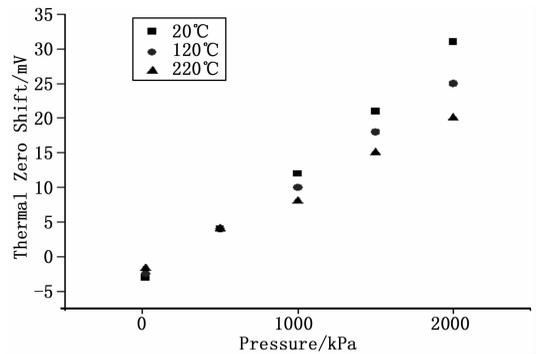


图 6 常规低温度系数电阻网络温度补偿标定

依据本次设计提出的无源电阻网络温度补偿模型的要求, 对阈值温度和压力条件下的桥臂电阻值进行测量, 测试结果如表 2 所示。

表 2 未补偿压力敏感单元在不同温度、压力下的桥臂电阻测量

	$R_1/k\Omega$	$R_2/k\Omega$	$R_3/k\Omega$	$R_4/k\Omega$
(20 °C, 2bar)	1.178	1.212	1.202	1.178
(20 °C, 2bar)	1.175	1.211	1.198	1.185
(20 °C, 2bar)	1.702	1.725	1.732	1.728
(20 °C, 2bar)	1.693	1.743	1.715	1.752

由于该压力传感器敏感芯片的电桥输出零位偏置电压为负值, 可适用图 3 (a) 中的恒压源供电模式下的无源电阻网络温度补偿模型, 根据其输出表达式及模型算法方程组, 采用 Matlab 软件对其进行求解, 可得最小的补偿电阻分别为:

$$R_Z = 25 \Omega, R_P = 45 k\Omega, R_S = 5 k\Omega$$

因此, 该敏感芯片的无源电阻网络温度补偿电路如图 7 所示。

对上述温度补偿后的力敏芯片进行温度、压力标定,

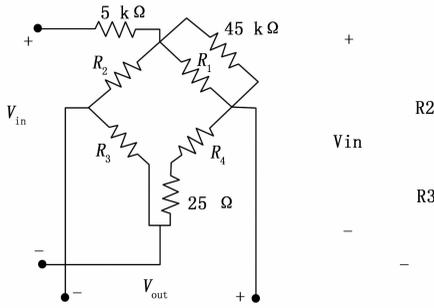


图 7 无源电阻网络温度补偿电路

结果如图 8 所示。

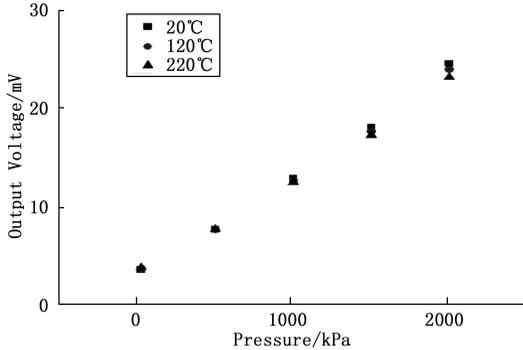


图 8 无源电阻网络温度补偿

由图 8 可知，在工作温度区间内，压力传感器的总精度为±1.5%FS，计算可得最大热零位漂移为+1.8%FS，最大热灵敏度漂移为-4.6%。相比较常规低温系数电阻网络温度补偿方法的压力敏感芯片单元，采用本无源电阻网络温度补偿模型和算法时，补偿效果较好，能够显著提高测量精度。

通过对多只压力敏感芯片单元进行补偿测试，均取得良好的温度补偿效果，从而验证了本次设计提出的无源电阻网络温度补偿模型及算法的有效性。

## 2 高温压力芯片信号调理设计

### 2.1 高温压力敏感芯片调理需求

对比图 5 与图 8 可知，由于电桥串联的灵敏度补偿电阻  $R_3$  的分压作用，压力敏感芯片补偿后的输出电压灵敏度与补偿前相比大幅下降，即灵敏度温度补偿是以牺牲电桥输出灵敏度大小来实现的，因此，我们需要增加信号调理电路模块，以达到对温度补偿后的传感器输出电压放大补偿的效果<sup>[12]</sup>。

另外，与常规常温压力传感器相比，耐高温压力传感器测试时需将压力传感器安装在高温测试区，往往需要通过较长的电缆将传感器输出引到低温区域进行信号采集，由于高温应用环境中的热噪声、电磁噪声等干扰因素比常规应用大的多，介于硅压阻式压力传感器输出信号通常在几十到一百多毫伏量级，则小信号在长距离传输中不可避免的会受到噪声干扰，且这种干扰不可忽略，会对测量精度产生严重影响。适量地放大调理电路模块，可以有效提

高传输信号的幅值并提高其信噪比<sup>[13]</sup>。

对于本次研究设计，通过设计与耐高温压力敏感芯片集成的耐高温信号调理电路，可以将压力传感器敏感头的小电压信号直接放大到 0~5 V 的标准电压条件下，再进行信号的输出，可以有效降低长距离信号传输时，环境噪声对传感器产生的信号干扰，提高测量精度。同时，由于采用标准信号输出，无需使用压力变送器，传感器信号可直接由标准信号采集卡采集，降低了应用成本。

### 2.2 耐高温信号调理电路设计

差分小信号放大常用的两种信号调理方式为单运放构成的差分输入信号放大器和集成仪表放大器<sup>[14]</sup>。对于前者而言，输入的差分信号负端由运算放大器反向端输入，输入阻抗不够高，不能匹配压力敏感芯片电桥电路的几 kΩ 量级的输出阻抗，电桥输出的小信号不能无损的传送到信号调理电路，造成信号失真<sup>[15]</sup>。

因此，在工业应用中，压力传感器的电桥输出信号常采用通用仪表放大器芯片实现，其具有较高的输入阻抗、良好的共模抑制比、输入偏移低及输出阻抗低等优点<sup>[16]</sup>。AD623 是 Analog Device 公司生产的一款典型的仪表放大器芯片，其电桥输出信号调理应用电路如图 9 所示。

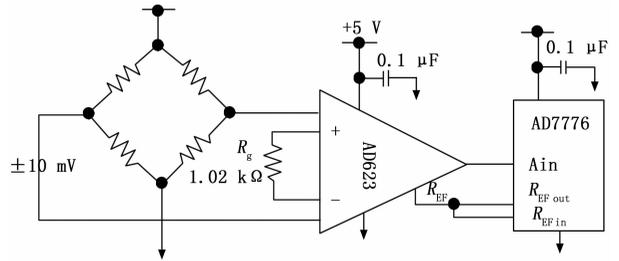


图 9 仪表放大器 AD623 电桥输出信号调理电路图

采用标准 5 V 供电，电桥输出差分电压的共模偏置为 2.5 V，信号输出范围为±10 mV，通过仪表放大器将小信号放大到后端 ADC 的信号输入范围内，仪表放大器增益可通过外部增益调整电阻  $R_G$  方便调整，输出偏置电压可由参考电压端  $R_{EF}$  输入。

本次设计的耐高温信号调理电路，同样需要工作在 200 °C 以上的高温环境中，而普通仪表放大器的最高工作温度为 85 °C，显然无法满足设计要求。因此我们选用 Honeywell 公司的 SOI 基 HT 耐高温系列的 IC 芯片进行信号调理电路设计，最高工作温度可达 330 °C，可以适应在 220 °C 条件下的长时间工作强度，满足耐高温信号调理电路的应用要求<sup>[8]</sup>。由于 HT 耐高温 IC 芯片中没有集成仪表放大器，我们采用由 3 个运算放大器组成的仪表放大电路进行替代，整体的耐高温信号调理电路如图 10 所示。图中运算放大器选用集成四运放 HT1104，线性稳压器选用 HTPLREG05。

耐高温信号调理电路原理如图 11 所示，其中由 3 个运算放大器构成的仪表放大电路如图 12 所示。其中， $V_{in+}$ 、 $V_{in-}$  为压力敏感芯片的正负输入端，输入信号通过两个运算放大器同相端输入，确保较高的输入阻抗。为防止信号

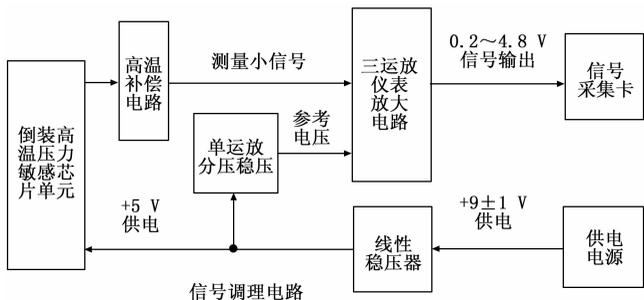


图 10 耐高温信号调理电路组成框图

放大电路由于射频整流效应影响零位电压的漂移, 此处采用  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$ 、 $R_3$ 、 $R_4$  构成 RC 低通滤波网络 (要求  $C_1 = C_2$ ,  $C_3 = 10 C_1$ ), 用于滤除射频噪声干扰, 差模与共模滤波截止频率见式 (18), 可根据压力敏感芯片的频响范围设定。

$$f_{DIFF} = \frac{1}{2\pi R(2C_1 + C_3)}$$

$$f_{CM} = \frac{1}{2\pi RC_3} \quad (18)$$

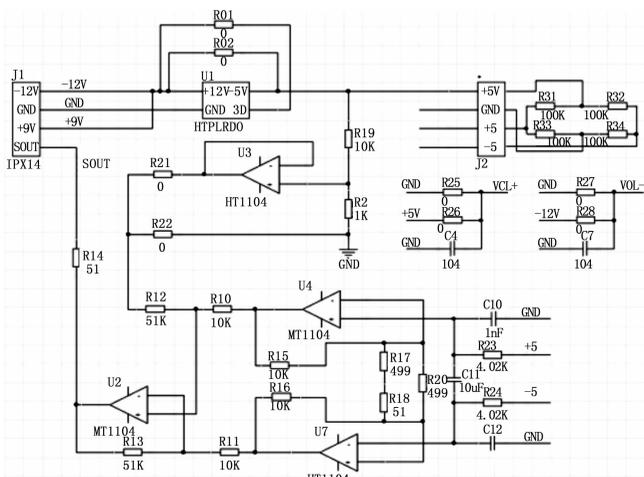


图 11 信号调理电路示意图

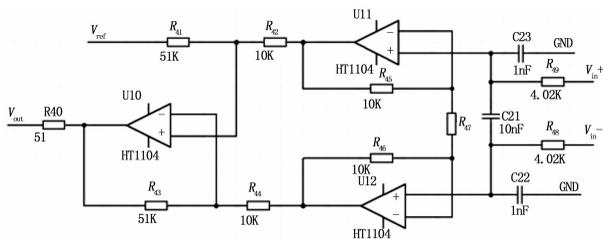


图 12 仪表放大电路示意图

$V_{ref}$  为输出信号的直流偏执电压, 可以通过线性稳压器输出分压得到。  $R_5$  为增益调整电阻, 该信号放大电路的输出电压表达式为式 (19), 可方便地通过改变增益电阻值调整信号输出范围。

$$V_{OUT} = 5.1 \times \left(1 + \frac{20K}{R_5}\right) \times (V_{in+} - V_{in-}) + V_{ref} \quad (19)$$

### 3 传感器整体性能测试

#### 3.1 常温环境压力传感器性能测试

常温压力测试实验压力量程为 2 MPa, 每间隔 100 kPa 进行一次读数, 将所得数据进行处理, 如图 13 所示为传感器测试结果, 从图中可以得到传感器灵敏度为 6.18 mV/100 kPa, 满足设计指标要求。其非线性误差、迟滞重复性等均小于 0.35%FS, 表明该传感器在常温环境下性能良好。

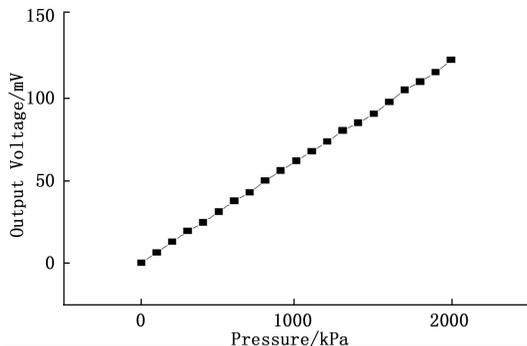


图 13 传感器常温校准曲线

#### 3.2 高温环境压力传感器性能测试

针对常温至 220 °C 条件下传感器的性能进行测试。每隔 100 kPa 压力, 待压力值稳定后通过高精度万用表读取传感器输出电压值。传感器在压力量程 2 MPa 的条件下不同温度下测试结果如图 14 所示。

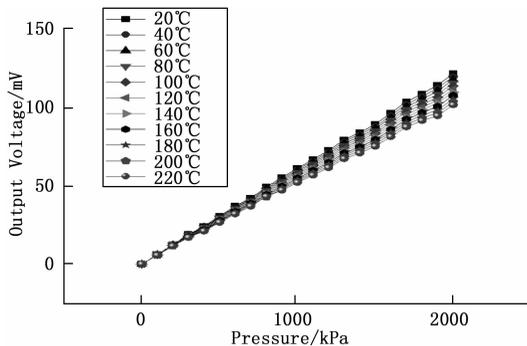


图 14 传感器全温区测试曲线

在 20~220 °C 补偿温度范围内, 总体测量精度为 ±2% FS, 传感器高温性能良好。随着温度的升高, 传感器零点会发生小范围的漂移, 灵敏度也会下降, 通过处理数据可得 220 °C 环境下传感器灵敏度为 4.93 mV/100 kPa, 满足设计指标。

### 4 结束语

本文介绍了压阻式压力传感器产生温度漂移的原因和常用温度补偿方法, 设计了低温度系数电阻网络温度补偿方法, 建立了补偿模型, 推导了补偿算法, 并通过试验验证了补偿算法的正确性, 相较之传统算法具有更好的补偿特性。采用耐高温器件设计了内置信号放大调理电路,

(下转第 266 页)