

(9) 自动控制, 液位仪表, 变送器, 设计, 资讯 http://www.cqvip.com

### 三、结束语

加荷速度对测力的影响是严重的。试验机

必须装有加荷速度指示器, 才能保障国家标准规定的各项加荷率得以实施, 使所测强变指标真实可靠。

## YB 型一体化液位变送器的设计

20-22

蒋继申

(杭州自来水公司设计室)

IP 273-02

**摘要** 本文介绍了一种新颖的液位变送器的设计思想、设计方法和产品的性能特点。对设计线路的各种补偿效果和输出性能作了定量分析, 并介绍了该产品的新的结构特点。

### 一、概述

液位测量是自动控制系统重要的测量项目, 特别是在自来水行业、水文站、化工系统中, 液位变送器得到广泛的应用。目前国内的液位变送器设计方案, 一般都是把液位变送器分为井下、井上两部分, 它们之间靠弱信号传递, 因此极易受外界干扰的影响。我们的目的是设计和制造一种适合测量各种液体液位的变送器, 并希望在下述一些性能方面加以改进。

1. 把敏感元件和各种补偿电路、放大电路集成在同一腔体内, 以提高输出信号幅度和抗干扰能力, 并可直接和二次仪表及计算机接口。
2. 实现零位温漂和灵敏度温漂的内补偿, 以提高测试准确度。
3. 改进结构, 以实现高可靠、使用方便的目的。

从实践结果来看, 预期的结果基本达到, 产品输出信号为 4~20mA (DC) 或 12±8mA (DC), 测量误差≤0.5%, 24 小时基线时漂低于 0.5%, 温漂指标也低于 0.5%, 已可满足各种要求严格的参数测量的需要。

### 二、一体化设计方案及优点

各类敏感元件的输出信号很弱, 当液位转换成电信号时最大的输出信号也只有几十毫伏, 这个弱信号在传输线上易受外界电、磁场

干扰, 对信号质量有很大影响, 如图 1。

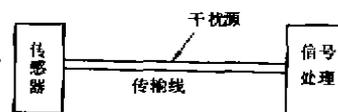


图 1

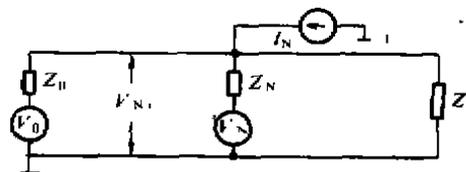


图 2

如图 2 所示, 传输线上引入的干扰或噪声, 可用等效电流源  $I_N$  和一个内阻为  $Z_N$  的等效电压源  $V_N$  来表示, 在传输线上的噪声电压  $V_{N1}$  为:

$$V_{N1} = I_N (Z_0 // Z_1 // Z_N) + V_N \frac{Z_0 // Z_1}{Z_N + (Z_0 // Z_1)}$$

在  $Z_1, Z_N \gg Z_0$  时, 有

$$V_{N1} = I_N Z_0 + V_N \frac{Z_0}{Z_0 + Z_N}$$

即干扰在传输线上建立的电压  $V_{N1}$  与  $Z_0$  有近似正比的关系, 前级输出阻抗  $Z_0$  越小,  $V_{N1}$  也越小。

传感器的信噪比  $N$  为:

$$N = \frac{V_0}{V_{N1}} = \frac{V_0}{I_N Z_0 + V_N \frac{Z_0}{Z_0 + Z_N}}$$

从上式可以看出,在相同的干扰条件下,信号强度  $V_1$  越大、输出阻抗  $Z_0$  越小,则信噪比越大,传输质量越高。

YB 型液位变送器的整体设计将压敏元件、零位补偿电路、灵敏度补偿电路、信号放大器、V/I 转换电路五部分设计在一个整体之中,让传感元件产生的信号在送到传输线之前,先经过放大和阻抗变换的处理,使之具有较高的信号强度和较低的输出阻抗,可以将外界干扰降到最低限度,提高了信号质量。

一体化设计的另两个优点是:

1. 提高了补偿效果,由于实行内补偿,补偿元件和传感元件处于同一环境中,因此具有补偿及时、完全的优点。
2. 可以保证远传质量,由于进入传输线的信号是标准直流信号,不必经过前置放大,适于远传,也降低了对二次仪表的要求。

### 三、线路设计

一体化液位变送器的电子线路如图 3 所示,  $E$  是压敏元件,采用“X”型横向电压型压力传感器,将压力转换成与之有对应关系的电压,由于液体内的压力随液位高度而变化,在液体密度  $\rho$  不变的情况下,液位高度  $H$  和液体底部压力  $p$  的大小成正比:

$$H \propto p / \rho$$

通过测量液体底部压力  $p$  的大小,可以正确反映出液位高度。

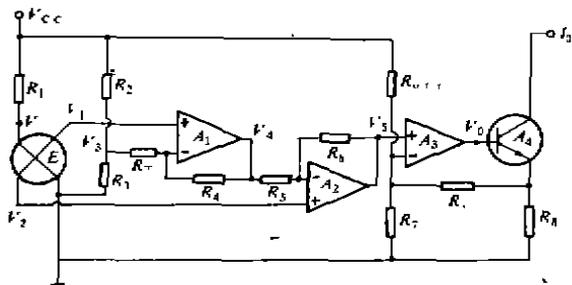


图 3

压力传感器  $E$  输出的电压信号,经过运算放大器  $A_1$ 、 $A_2$ 、 $A_3$  处理后,再经过三极管  $A_4$  转

换成标准直流电信号输出,下面分析各部分的作用。

#### 1. 灵敏度温漂补偿

由于压阻系数  $\pi$  是温度的函数,在室温附近  $\frac{\partial \pi}{(\pi \cdot \partial T)} = -1900 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ ,而传感元件  $E$  的内阻  $r$  具有正的温度系数,  $\frac{\partial r}{(r \cdot \partial T)} = 2400 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ ,当外加压力  $p$  时,传感元件  $E$  上的输出信号  $V_1$  为:

$$V_1 = \pi \cdot V \cdot p = V_2 - V_3 \quad (1)$$

在图 3 中,  $V = \frac{r}{r+R_1} \cdot V_{\infty}$  代入式 (1),

$$V_1 = \pi \cdot \frac{r}{r+R_1} \cdot V_{\infty} \cdot p$$

对温度  $T$  求导,得灵敏度温漂  $S_1$  为:

$$S_1 = \frac{\partial V_1}{V_1 \partial T} = \frac{\partial \pi}{\pi \partial T} + \frac{\partial r}{r \cdot \partial T} \cdot \frac{R_1}{r+R_1} \quad (2)$$

传感元件  $E$  的内阻  $r = 450\Omega$ ,代入上式算出,当  $R_1 = 1710\Omega$  时灵敏度温漂  $S_1 = 0$ ;当  $R_1 > 1710\Omega$  时补偿过度,  $S_1$  呈正值;当  $R_1 < 1710\Omega$  时补偿不足,  $S_1$  呈负值。室温附近灵敏度温漂  $S_1$  与补偿电阻  $R_1$  的关系曲线如图 4。

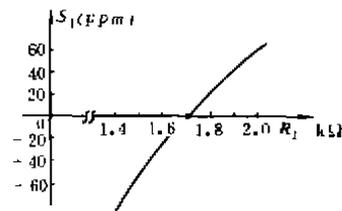


图 4

从上面分析知道,利用提升传感元件  $E$  的工作电压  $V$  来克服压阻系数  $\pi$  随温度升高而下降的趋势,当补偿电阻  $R_1$  取适当值时,补偿达到理想状态。

#### 2. 零位温漂补偿

从图 3 中可以算出:

$$V_4 = \left(1 + \frac{R_4}{R_T + R_2 // R_3}\right) V_1 - \left(\frac{R_3 R_4}{R_2 R_3 + R_3 R_T + R_2 R_T}\right) V_{\infty} \quad (3)$$

$$V_5 = \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right) V_3 - \frac{R_6}{R_5} V_4 \quad (4)$$

取  $R_4 = R_5$  时,得:

$$V_5 = (1 + \frac{R_6}{R_1})V_2 - (\frac{R_6}{R_1} + \frac{R_6}{R_7 + R_2 // R_3})V_1 + (\frac{R_3 R_4}{R_2 R_3 + R_3 R_7 + R_2 R_7})V_{\infty} \quad (5)$$

由于传感器本身有正的温度系数, 当温度上升时  $V_1$ 、 $V_2$  都上升, 要在输出电压  $V_5$  中消除温漂的影响,  $V_1$  的放大系数和  $V_2$  的放大系数应该相等, 即:

$$1 + \frac{R_6}{R_4} = \frac{R_6}{R_1} + \frac{R_6}{R_7 + R_2 // R_3}$$

$$\text{算出 } R_7 = R_6 - R_2 R_3 / (R_2 + R_3)$$

但由于  $V_2$  的电位高于  $V_1$  的电位, 因此  $R_7$  的数值应该比计算值略小, 一般在  $R_6$  前再乘上一个小于 1 的系数  $b$ , 使:

$$R_7 = b \cdot R_6 - R_2 R_3 / (R_2 + R_3) \quad (6)$$

系数  $b$  可通过实验来确定, 当  $R_7$  过大时, 补偿不足, 输出呈正温漂, 零位温漂  $S_2$  大于 0; 当  $R_7$  过小时, 补偿过度, 输出呈负温漂, 零位温漂  $S_2$  小于 0。补偿电阻  $R_7$  和零位温漂  $S_2$  的关系如图 5 所示。

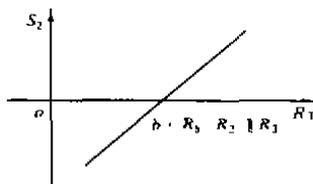


图 5

### 3. 信号放大和电压—电流转换电路

为了提高电路的输入阻抗, 运算放大器  $A_1$  和  $A_2$  组成同相串联差动放大电路, 传感器的信号从两个同相端输入, 经  $A_1$ 、 $A_2$  放大并以单端输出送至运算放大器  $A_3$ 。

在设计中, 取  $R_4 = R_5$ , 为了获得良好的共模特性和漂移特性, 运算放大器  $A_1$  和  $A_2$  的共模抑制比和失调误差应该尽量一致, 以发挥误差电压相互抵消的作用。

$A_3$  是主放大器, 兼作减法器, 其增益  $K_3$

为:

$$K_3 = \frac{R_7}{R_7 // R_{off}} + 1$$

输出电压  $V_0$  为:

$$V_0 = (\frac{R_8}{R_7 // R_{off}} + 1)V_5 - \frac{R_8}{R_{off}}V_{\infty} \quad (7)$$

将式 (5) 代入得:

$$V_0 = (\frac{R_8}{R_7 // R_{off}} + 1)(\frac{R_6}{R_4} + 1)V_2 - (\frac{R_8}{R_7 // R_{off}} + 1)(\frac{R_6}{R_4} + \frac{R_6}{R_7 + R_2 // R_3})V_1 + [(\frac{R_8}{R_7 // R_{off}} + 1)(\frac{R_3 R_4}{R_2 R_3 + R_3 R_7 + R_2 R_7} - \frac{R_8}{R_{off}})] \cdot V_{\infty} \quad (8)$$

输出的电压信号  $V_0$  经三极管  $A_4$  转换成与之成正比的电流信号  $I_0$ ,  $R_9$  是增益调节电阻, 它和输出电流  $I_0$  成线性关系。

从式 (8) 可以看出, 零位输出电压为:

$$V_{off} = [(\frac{R_8}{R_7 // R_{off}} + 1)(\frac{R_3 R_4}{R_2 R_3 + R_3 R_7 + R_2 R_7} - \frac{R_8}{R_{off}})] \cdot V_{\infty} \quad (9)$$

在电路中, 零位输出电流  $I_{off}$  是由压敏元件  $E$  的零位输出电压和运算放大器  $A_1$ 、 $A_2$ 、 $A_3$  的零位失调电压产生的, 我们可以通过调节零位调整电阻  $R_{off}$  的阻值来调整零位输出电流  $I_{off}$ 。

## 四、结构特点

### 1. 双层密封防水结构设计

考虑到变送器长期在液下工作, 设计采用“O”型圈及橡胶套管双层密封结构, 外界压力越大, 密封性能越好。

### 2. 螺纹接口和防淤头设计

螺纹接口适应投入式测量和外插式测量的两种不同测量方式。设计防淤头是为了防止工作环境中淤泥堵塞, 便于随时清淤。

3. 内部组装采用软封装工艺, 有较好的抗冲击性能。

