

第八章 变送器

- 变送器的作用是将各种工艺参数（如压力、温度、流量、液位）转换成相应的**统一标准信号**（**1-5V**或**4-20mA**）。
- 由于流量和液位都能用差压的方式加以测量，而且压力的测量也与差压的测量相似，因此仅介绍**差压变送器**和**温度变送器**。

8.1 变送器的构成

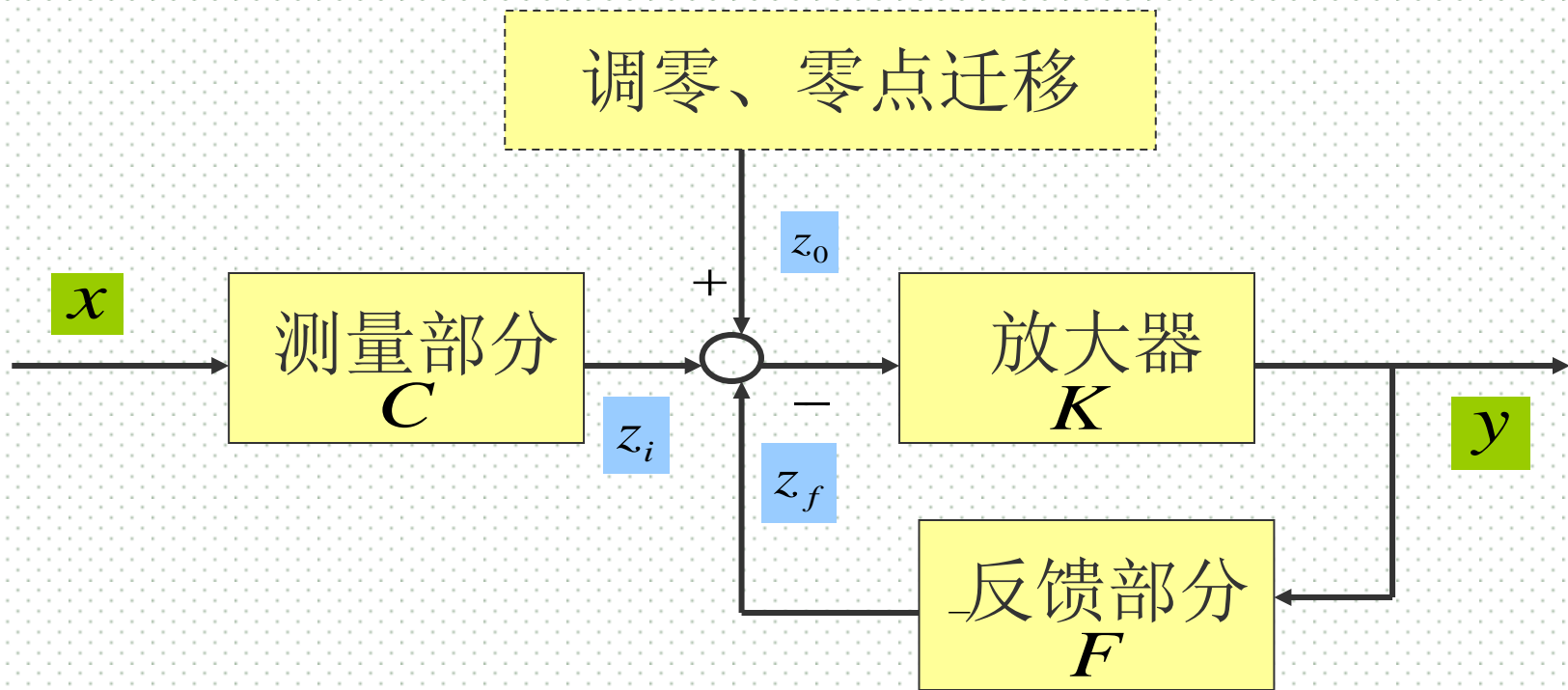
8.1.1 模拟变送器的构成

尽管各种变送器的测量参数不同、测量原理不同，但**构成原理是相同的**，都基于负反馈原理工作，都由三部分组成：

测量部分；

放大部分；

反馈部分。

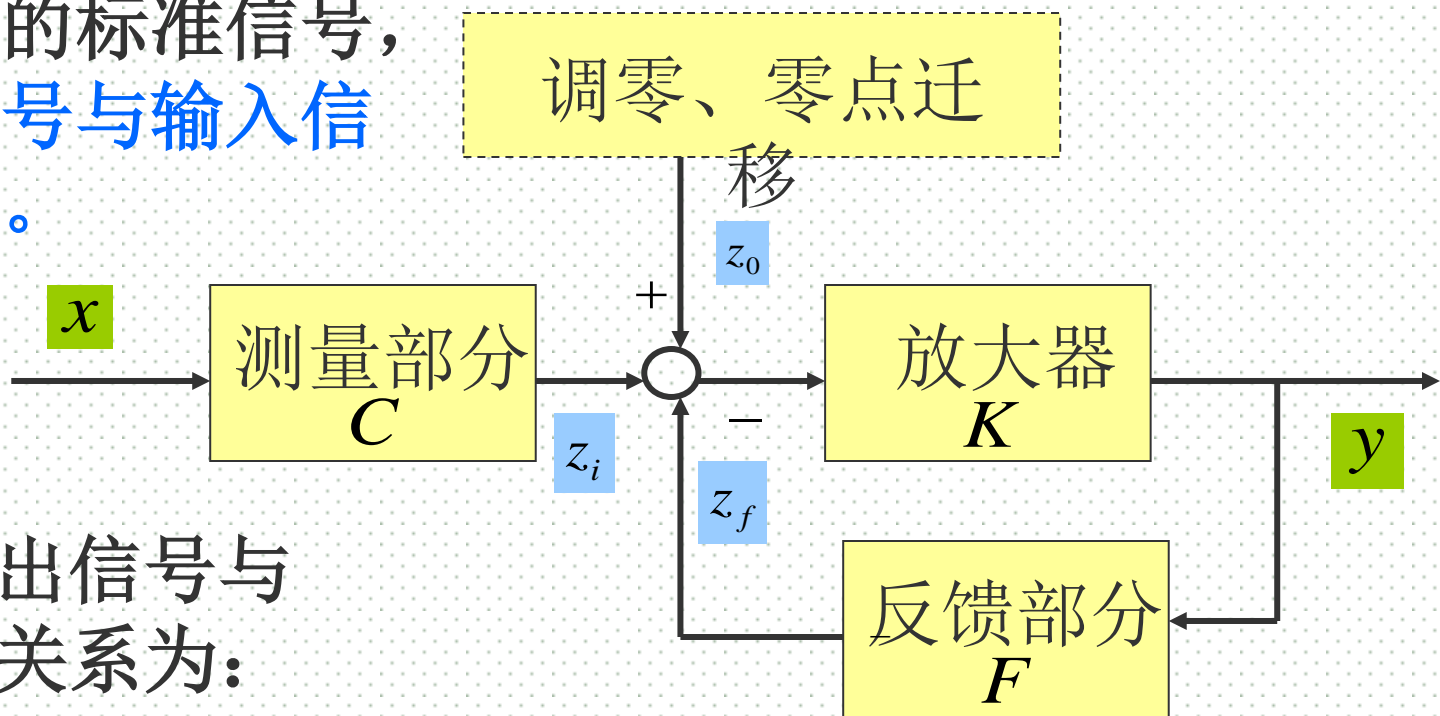


测量部分：将被测参数转换成能被放大器接受的输入信号（如电压、电流、位移、作用力或力矩等）；

反馈部分：将输出信号转换成反馈信号；

放大器：将两个输入信号的差值加以放大，并转换成**标准的输出信号**。

变送器的作用是将被测参数转换成统一的标准信号，要求其**输出信号与输入信号呈线性关系**。



变送器输出信号与输入信号的关系为：

$$y = \frac{K}{1 + KF} (Cx + z_o)$$

当变送器采用**深度负反馈**时， $KF \gg 1$
即

$$y \approx \frac{1}{F} (Cx + z_o)$$

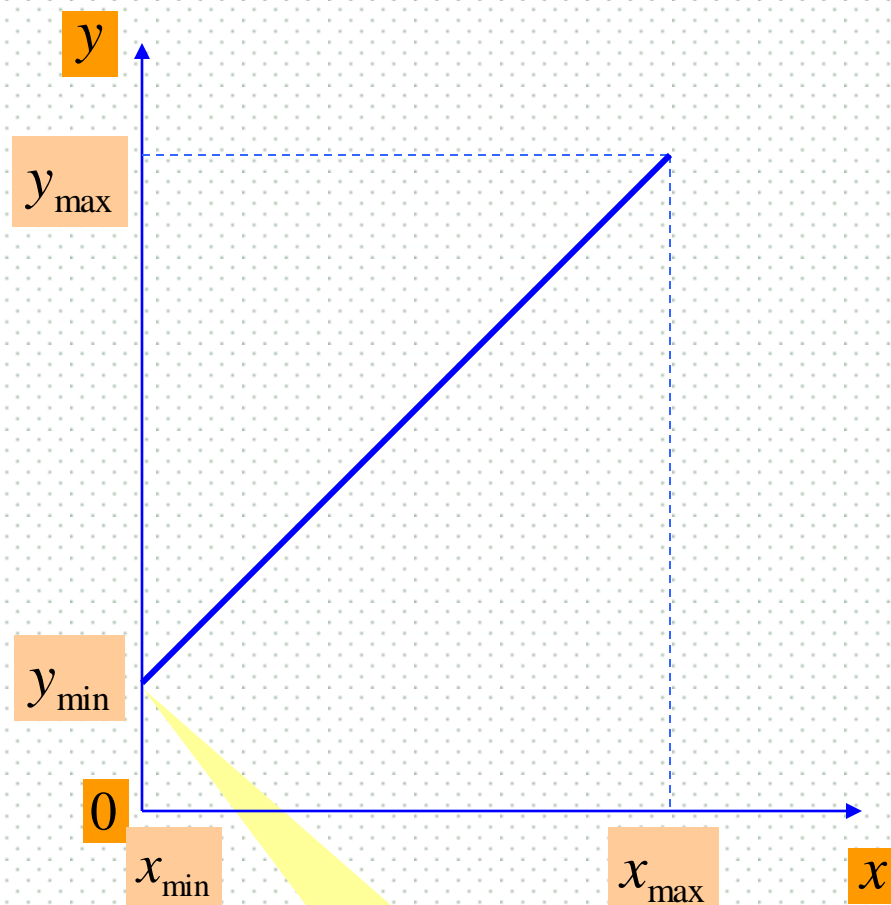
K —— 放大器的放大系数
 F —— 反馈系数
 C —— 转换系数
 z_o —— 调零或零点迁移信号

$$y \approx \frac{1}{F} (Cx + z_o)$$

从关系式中可以看出：

变送器输入与输出之间的关系仅与测量部分和反馈部分的特性有关，而与放大器的特性无关。

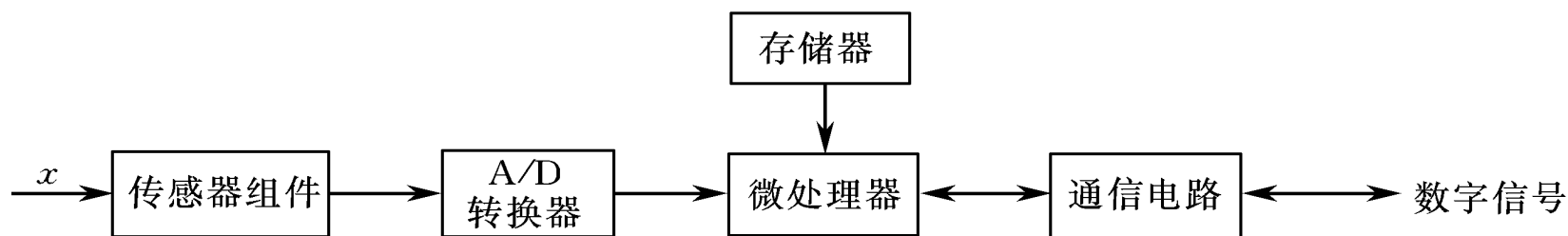
因此，只要转换系数和反馈系数是常数（这是比较容易做到的），变送器输入与输出之间的关系就是线性的。



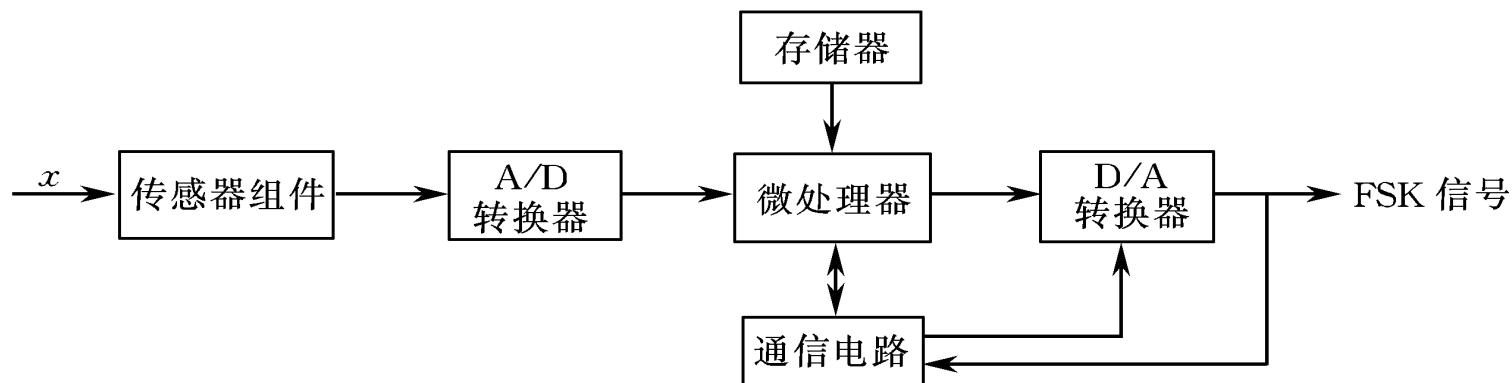
注意到：y的最小值不是零，故曲线的起点不在原点上

8.1.2 智能变送器的构成

智能变送器由以微处理器(CPU)为核心构成的硬件电路和由系统程序、功能模块构成的软件两大部分组成。



(a) 一般形式



(b) 采用 HART 协议通信方式

智能变送器通过通信电路挂接在控制系统网络通信电缆上，与网络中其他各种智能化的现场控制设备或上位计算机进行通信，传送测量结果信号或变送器本身的各种参数，网络中其他各种智能化的现场控制设备或上位计算机也可对变送器进行远程调整和参数设定。

所谓**HART协议**通信方式，是指在一条电缆中同时传输4~20mA DC电流信号和数字信号，这种类型的信号称为FSK信号。采用HART协议通信方式的智能变送器，微处理器将数据处理之后，再传送给D/A转换器转换为4~20mA DC信号输出。D/A转换器还将通信电路送来的数字信号叠加在4~20mA直流信号上输出。

通信电路对4~20mA直流电流回路进行监测，将其中叠加的数字信号转换成二进制数字信号后，再传送给微处理器。

智能变送器的核心是微处理器。微处理器可以实现对检测信号的线性化处理、量程调整、零点调整、数据转换、仪表自检以及数据通信，同时还控制A/D和D/A转换器的运行，实现模拟信号和数字信号的转换。由于微处理器具有较强的数据处理功能，智能变送器可实现如下功能：使用单一传感器以实现常规的单参数测量；使用复合传感器以实现多种传感器检测的信息融合；一台变送器能够配接不同的传感器。

通常，智能式变送器还配置有手持终端(外部数据设定器或组态器)，用于对变送器参数进行设定，如设定变送器的型号、量程调整、零点调整、输入信号选择、输出信号选择、工程单位选择和阻尼时间常数设定以及自诊断等。

智能变送器的软件分为系统程序和功能模块两大部分。系统程序对变送器硬件的各部分电路进行管理，并使变送器能完成最基本的功能，如模拟信号和数字信号的转换、数据通信、变送器自检等；功能模块提供了各种功能，供用户组态时调用以实现用户所要求的功能。

用户可以通过上位管理计算机或挂接在现场总线通信电缆上的手持式组态器，对变送器进行远程组态，调用或删除功能模块；也可以使用专用的编程工具对变送器进行本地调整。

8.1.3 量程调整、零点调整和零点迁移

- 量程调整、零点调整和零点迁移是各种变送器的一个共性问题。

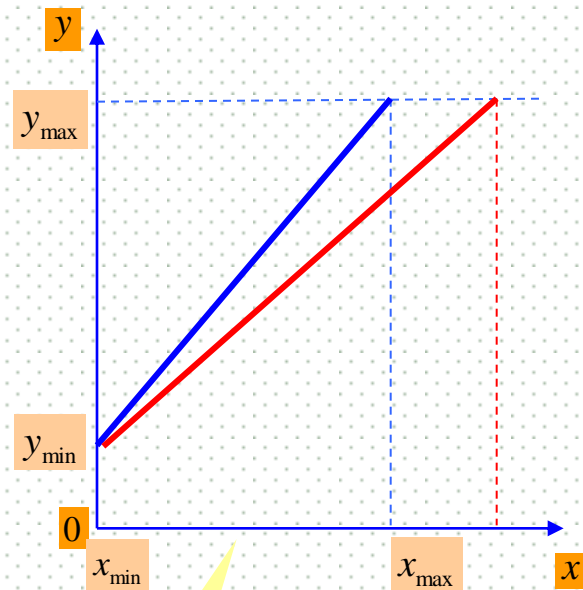
1. 量程调整

■ 量程：

❖ 是指变送器输出信号范围所对应的**输入信号范围**。

■ 量程调整：

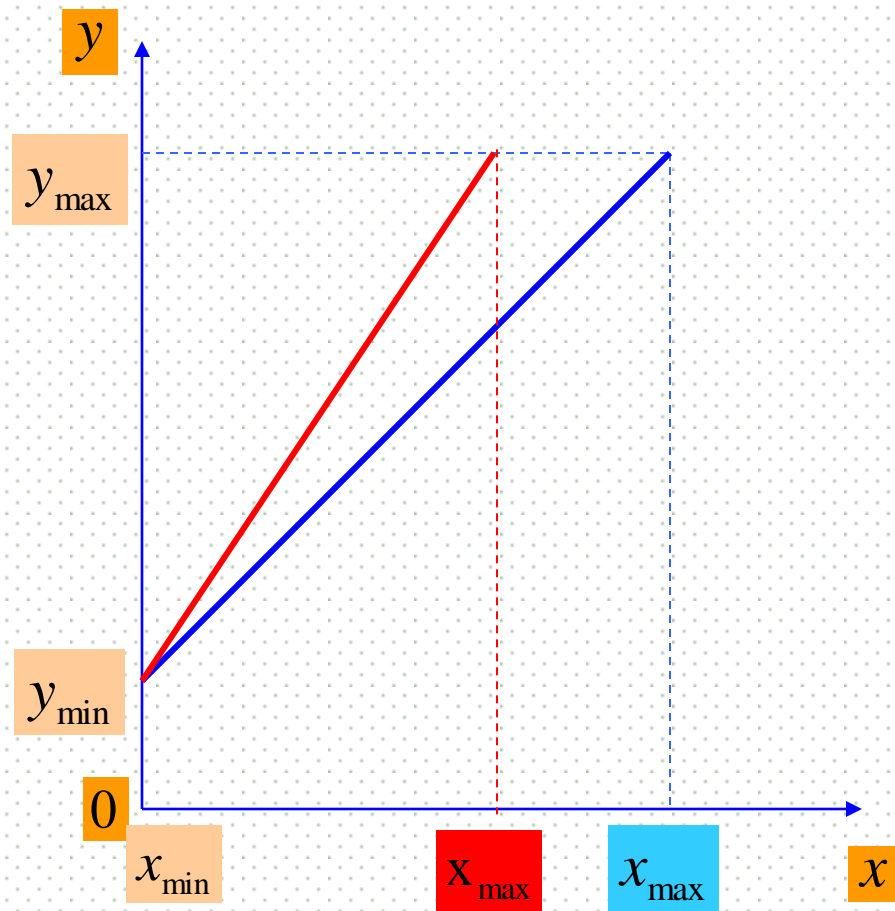
❖ 所谓量程调整，指的是满刻度调整，即使得**变送器输出信号的上限值与输入信号（即测量范围）的上限值相对应**。



变送器输出信号的范围不变
(1-5V或4-20mA)，而其输入
信号则随使用场合不同而
变化

量程调整后，使得输入输出特性的斜率发生了变化。**量程越大，斜率越小**，即灵敏度越差。

$$y \approx \frac{1}{F} (Cx + z_o)$$



通常，量程调整是通过改变反馈系数F来实现的，增大F，使量程增大。

也有些变送器通过改变转换系数C来调整量程。

2. 零点调整和零点迁移

➤ 零点调整和零点迁移都是使变送器的输出信号的下限值 y_{\min} 与测量信号的下限值 x_{\min} 相对应。

➤ 区别在于：

当 $x_{\min} = 0$ 时，采用零点调整的方法（调整量比较小）；

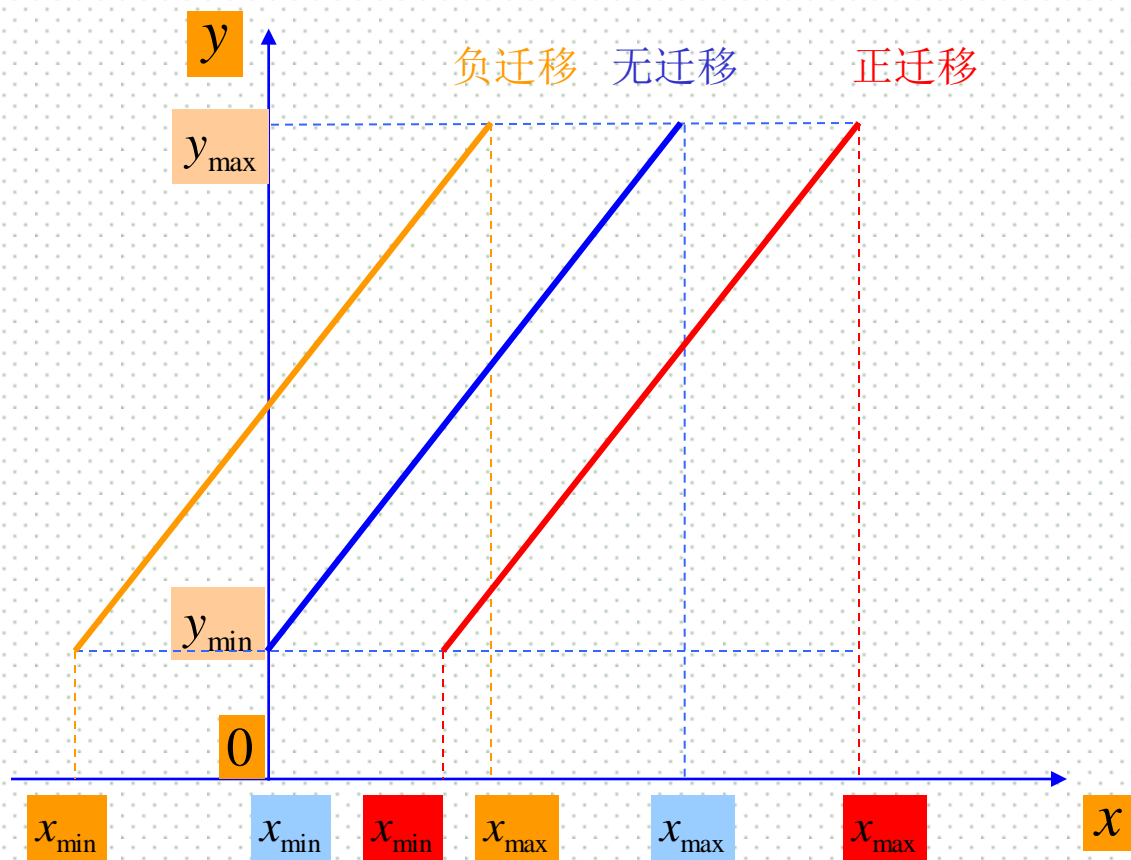
当 $x_{\min} \neq 0$ 时，需采用零点迁移的方法（调整量比较大）。

定义：

$x_{\min} = 0$ — — 无迁移

$x_{\min} > 0$ — — 正迁移

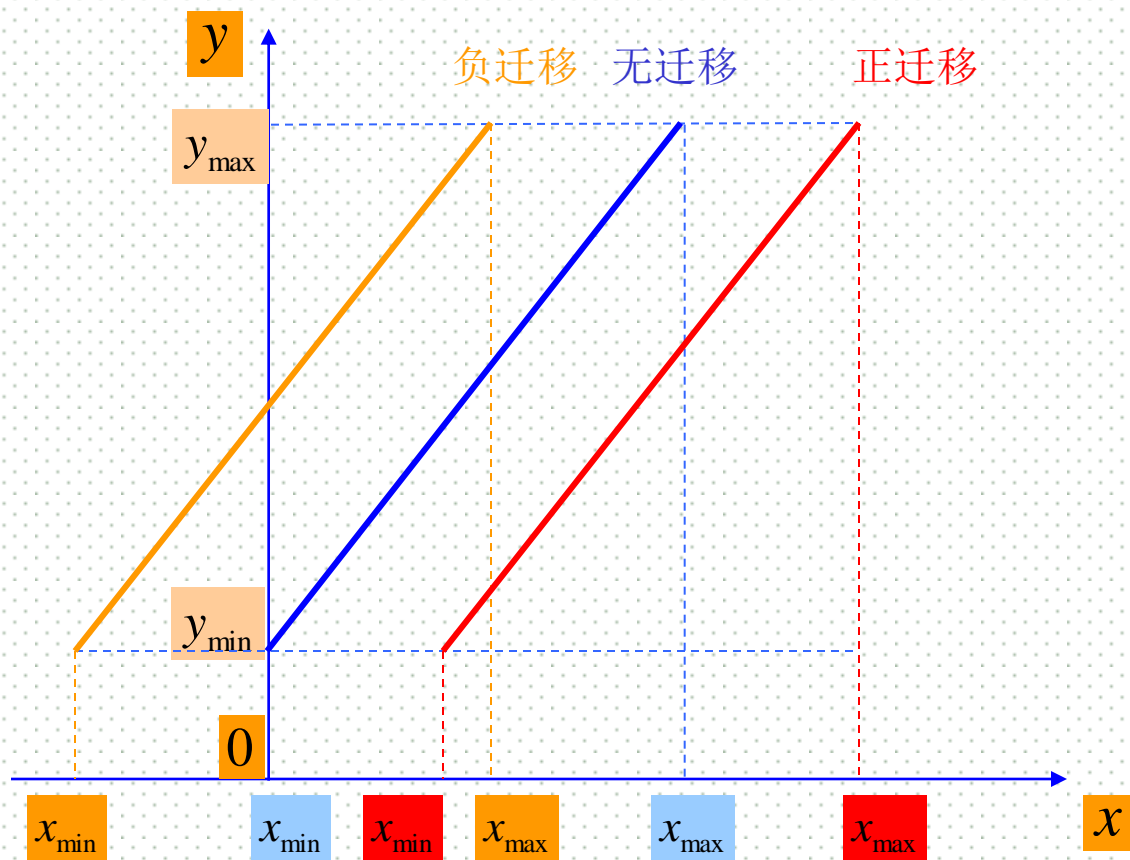
$x_{\min} < 0$ — — 负迁移



无迁移时，测量信号的下限值与输出信号的下限值重合；

正迁移时，输入输出的特性曲线向右平移一段距离；

负迁移时，输入输出的特性曲线向左平移一段距离。



可见，零点迁移后，仅改变了变送器测量范围的上下限，而未改变变送器的量程（即测量范围的大小不变）。

$$y \approx \frac{1}{F} (Cx + z_0)$$

零点调整和零点迁移是通过调整调零信号 z_0 来实现的。

当 $z_0 > 0$ 时，实现负迁移；

当 $z_0 < 0$ 时，实现正迁移。

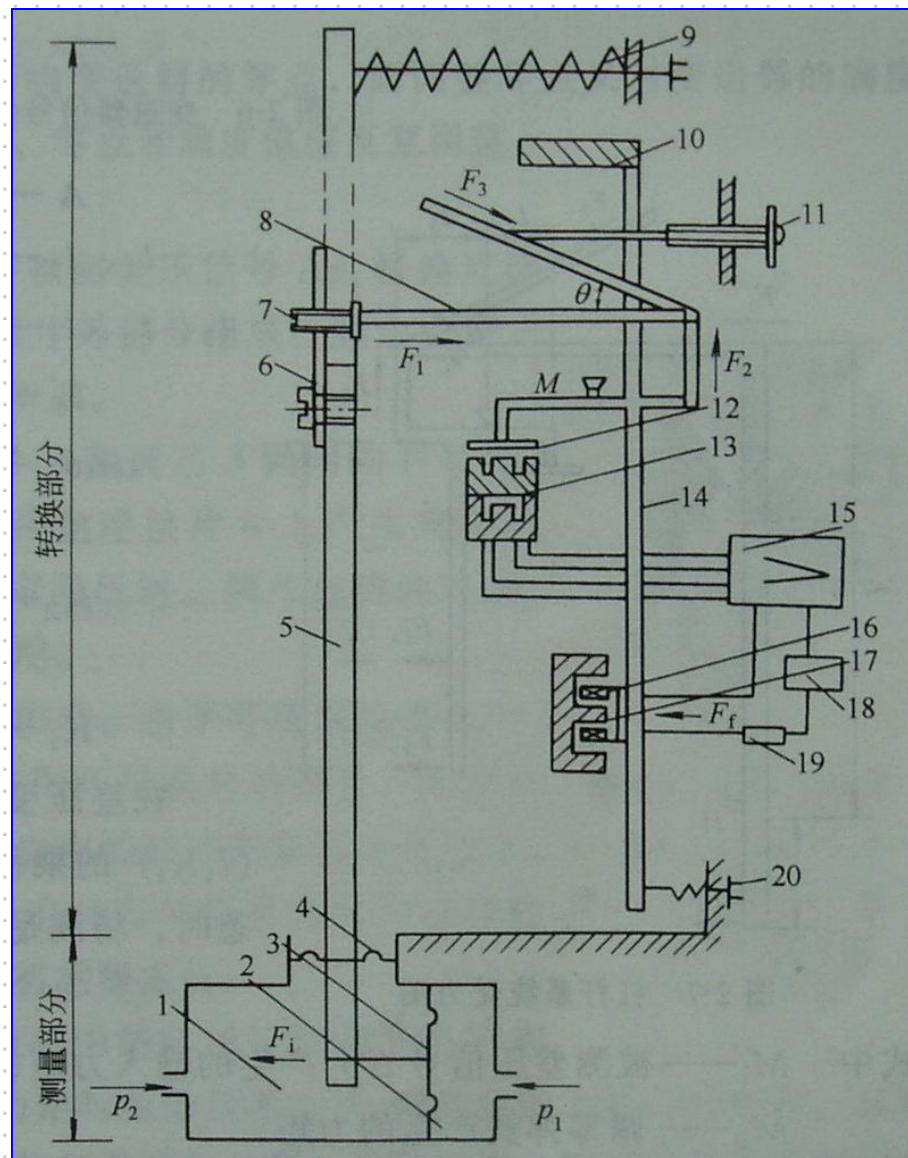
- ✓ 在实际生产过程中，常常需要对变送器进行零点迁移。
- ✓ 当被测介质不能直接送入差压变送器的测压室，需要使用隔离罐加以隔离时，由于隔离液的密度与被测介质的密度不等，从而必须对变送器的零点进行负迁移后，才能使变送器的输出信号处于正常的工作范围内；
- ✓ 当差压变送器的安装位置低于被测的最低液位时，则需要使用正迁移，才能使变送器的灵敏度不至于变得较低。
- ✓ 温度检测时，也可以使用零点正迁移，以缩小量程范围，提高变送器的灵敏度。

8.2 差压变送器

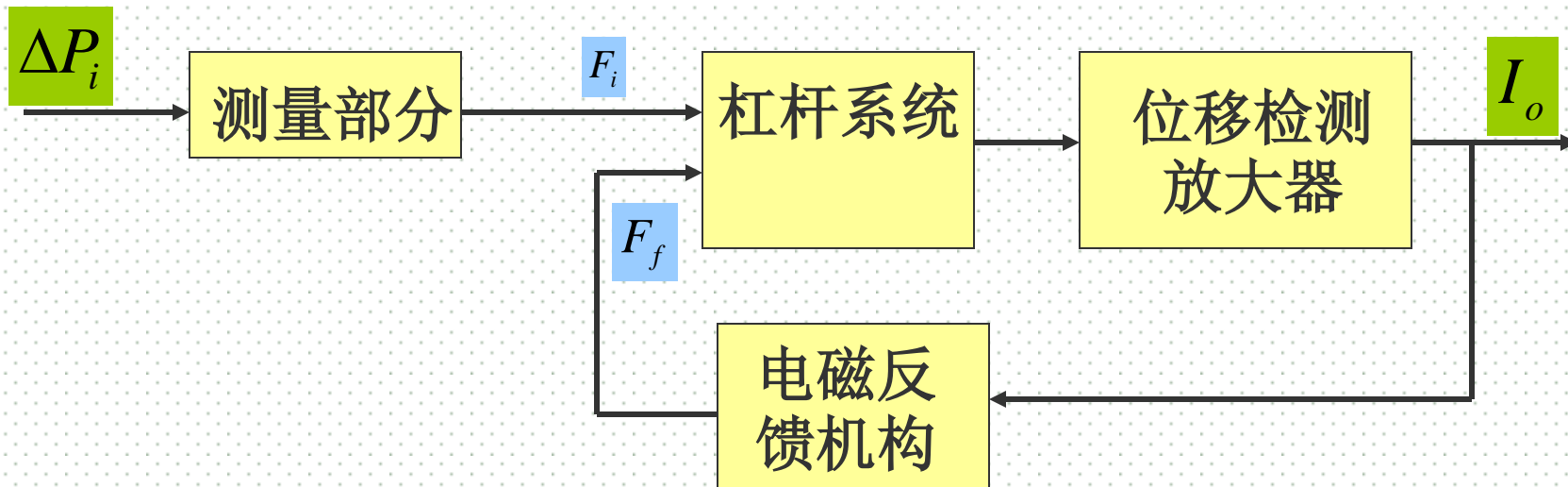
一. 力平衡式差压变送器

1. 概述

- 力平衡式差压变送器**基于力矩平衡原理**，即用电磁反馈力产生的力矩去平衡测量力产生的力矩。由于采用深度的负反馈，使变送器的**测量精度较高**（一般为0.5%），而且保证**输入与输出的关系是线性的**。
- 在该变送器的杠杆系统中，使用了**双杠杆**，而且采用固定支点的**矢量机构**，并用平衡锤使副杠杆的重心与其支点相重合，以提高仪表的可靠性和稳定性。



平衡式差压变送器可以分为四个部分：

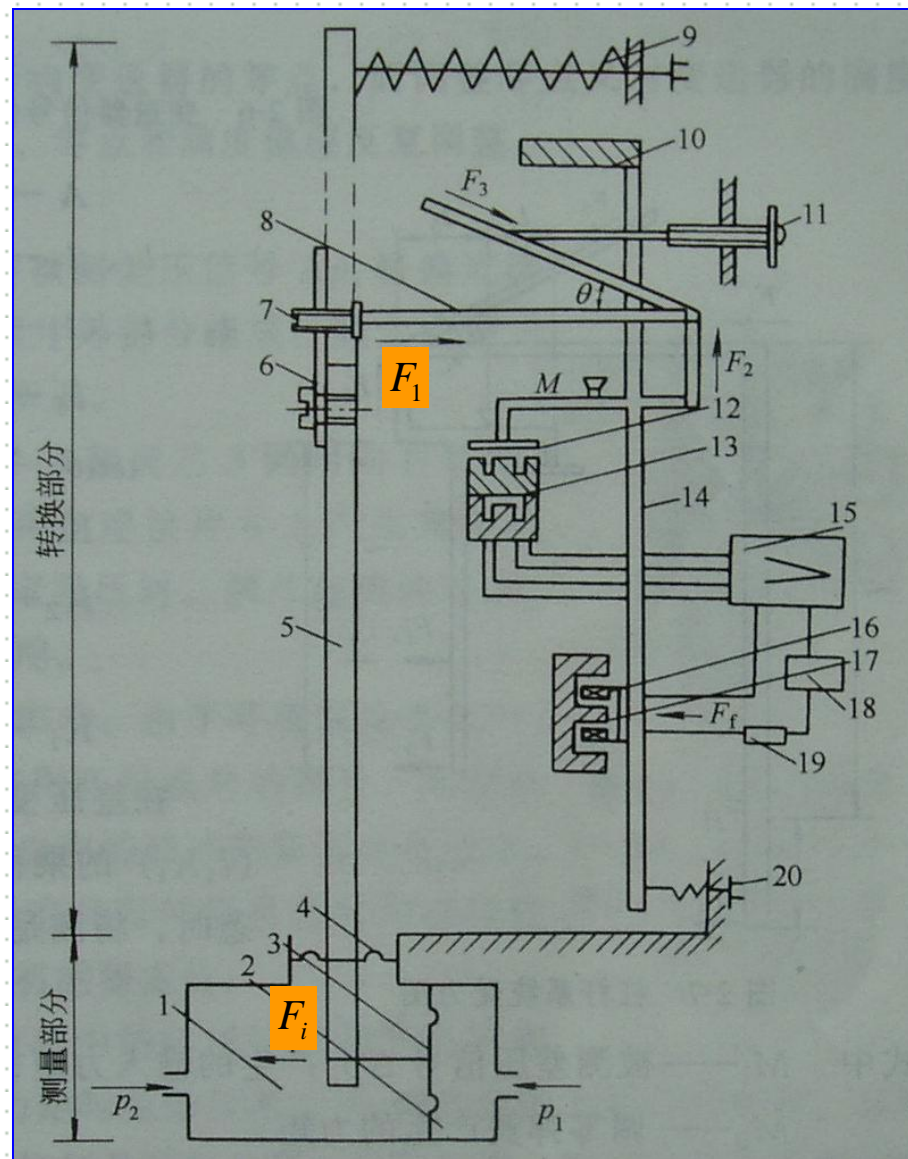


由测量部分产生的测量力和电磁反馈机构产生的反馈力在杠杆系统上的力矩加以比较后，使杠杆上的检测片产生微小的偏移，被位移检测放大器转换成统一的标准信号后输出。

2. 工作原理及公式推导

被测压力信号 P_1 和 P_2 分别引入高压室和低压室，作用在测量膜盒的两侧，使差压信号 ΔP 被转化成作用在主杠杆下端的测量力 F_i 。

该测量力使得主杠杆以封轴膜片为支点顺时针偏转，产生推力 F_1 ，以水平方向推动矢量机构。

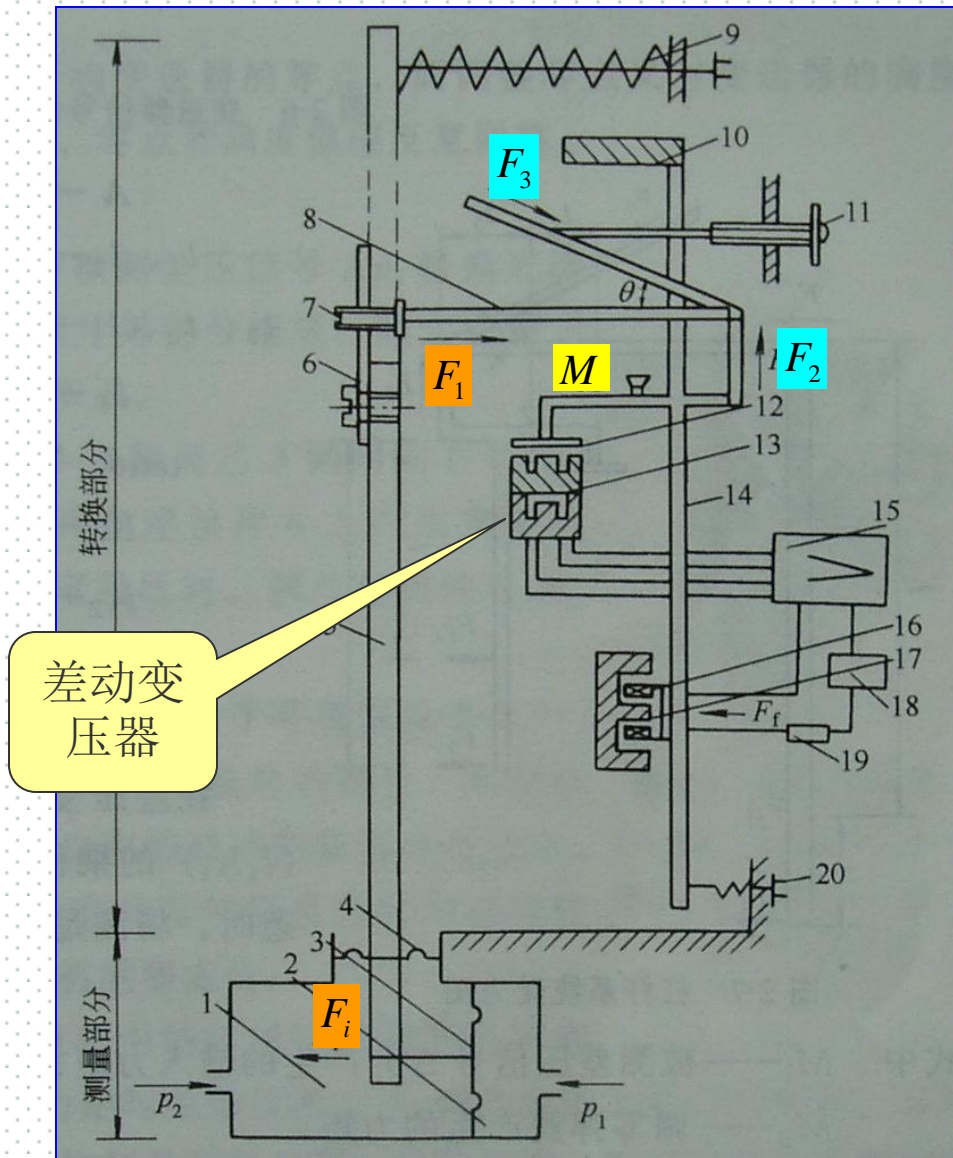
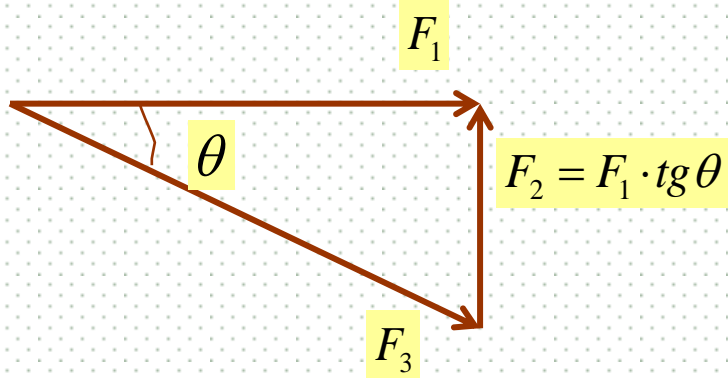


力： F_2 和 F_3 ；

其中 $F_2 = F_1 \cdot \tan \theta$, 垂直向上;

通过连接簧片带动副杠杆以
 M 为支点逆时针偏转；

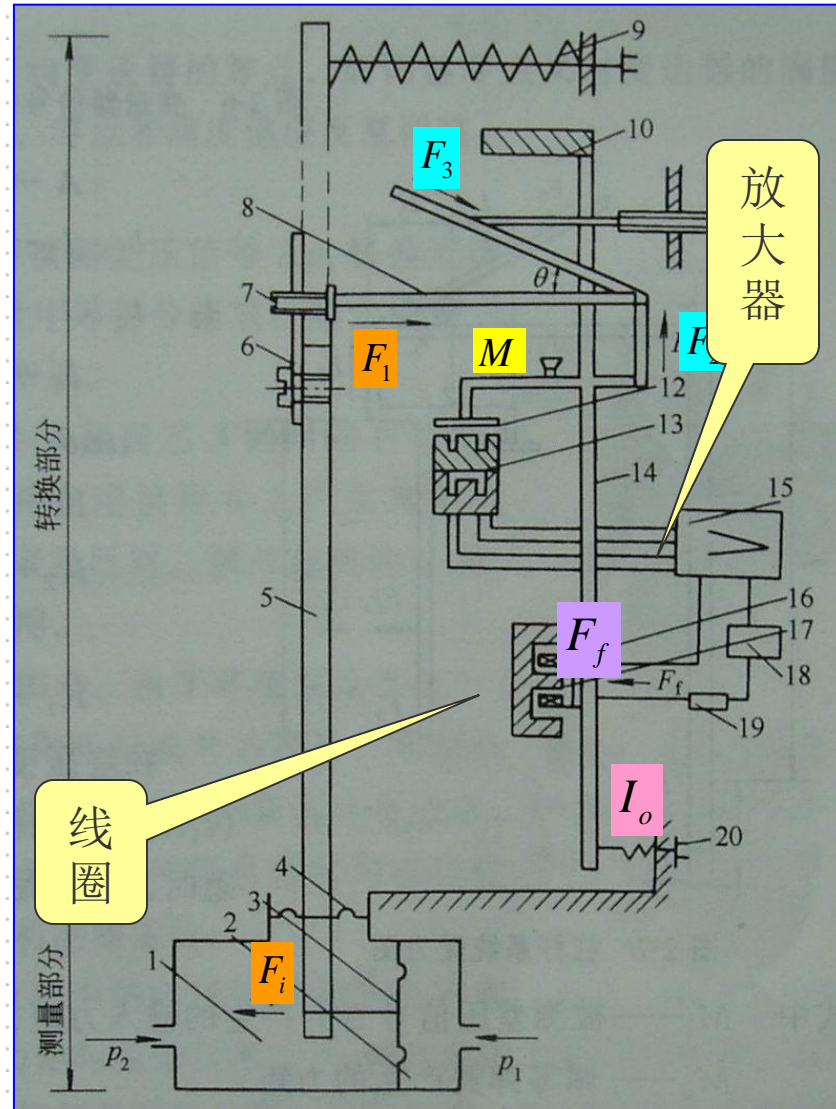
使固定在副杠杆上的检测片与差动变压器之间的间隙减小，差动变压器的输出电压增大。



放大器将差动变压器的输出加以转换，并放大成 $4 \sim 20\text{mA}$ 的直流电流信号，作为变送器的输出信号，送给负载，同时也经反馈线圈产生反馈力 F_f ($F_f = K_f I_o$)

在反馈力矩 M_f 的作用下，副杠杆顺时针偏转。

当作用力矩 M_i 和反馈力矩 M_f 相等时，杠杆系统达到平衡，放大器的输出电流反映出被测差压的大小。



根据力平衡关系，变送器输入与输出的关系可求取如下：

$$M_i = \Delta P \cdot A \cdot \frac{l_1}{l_2} \cdot \lg \theta \cdot l_3 = \frac{l_1 \cdot l_3}{l_2} A \cdot \lg \theta \cdot \Delta P$$

$$M_f = l_f \cdot K_f \cdot I_o$$

F_1

F_2

\therefore 稳态时， $M_i = M_f$

F_f

$$\therefore I_o = \frac{l_1 \cdot l_3 \cdot A \cdot \lg \theta}{l_2 \cdot l_f \cdot K_f} \cdot \Delta P$$

A ——膜片的有效面积
 K_f ——电磁反馈机构的结构常数
 θ ——矢量机构的矢量角

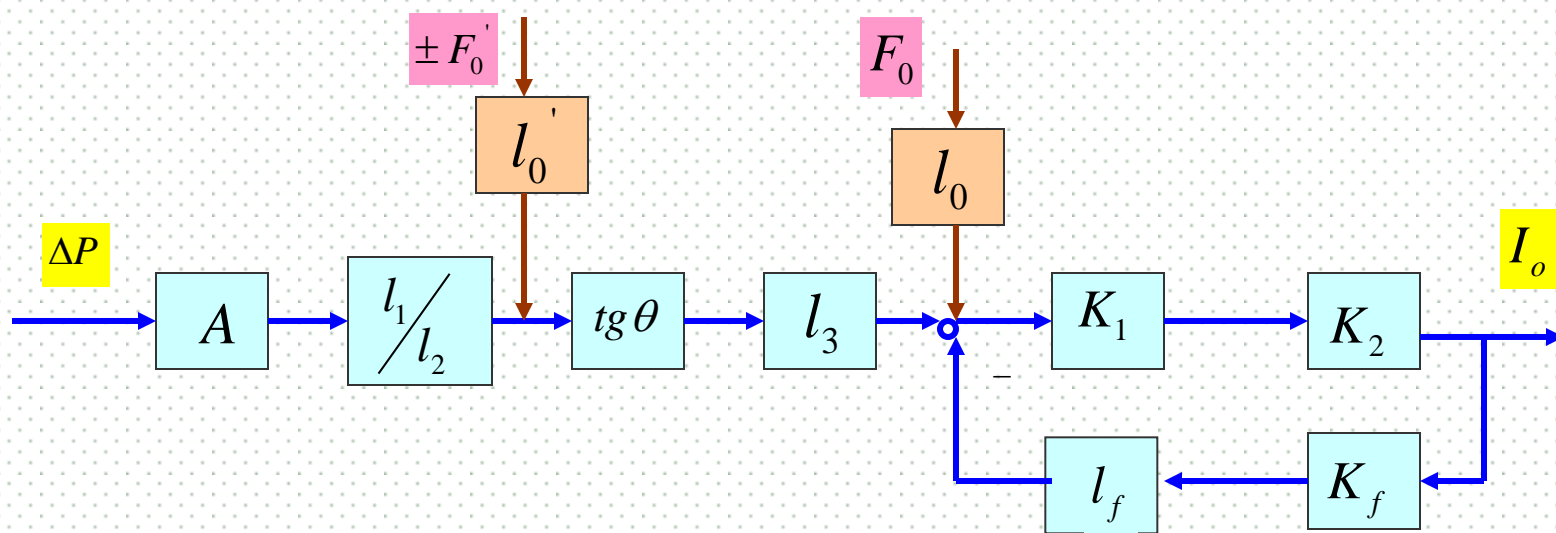
即差压变送器的输出电流与输入的差压成比例关系。

注意以下几点:

$$I_o = \frac{l_1 \cdot l_3 \cdot A \cdot \operatorname{tg} \theta}{l_2 \cdot l_f \cdot K_f} \cdot \Delta P$$

注意1. 在以上公式中没有涉及到检测片的位移、放大器的放大系数等，而实际的变送器的信号传输中是与它们有关的，即：

$$I_o = \frac{K_1 K_2}{1 + K_1 K_2 K_f l_f} \cdot \frac{l_1 \cdot l_3 \cdot A \cdot \operatorname{tg} \theta}{l_2} \cdot \Delta P$$



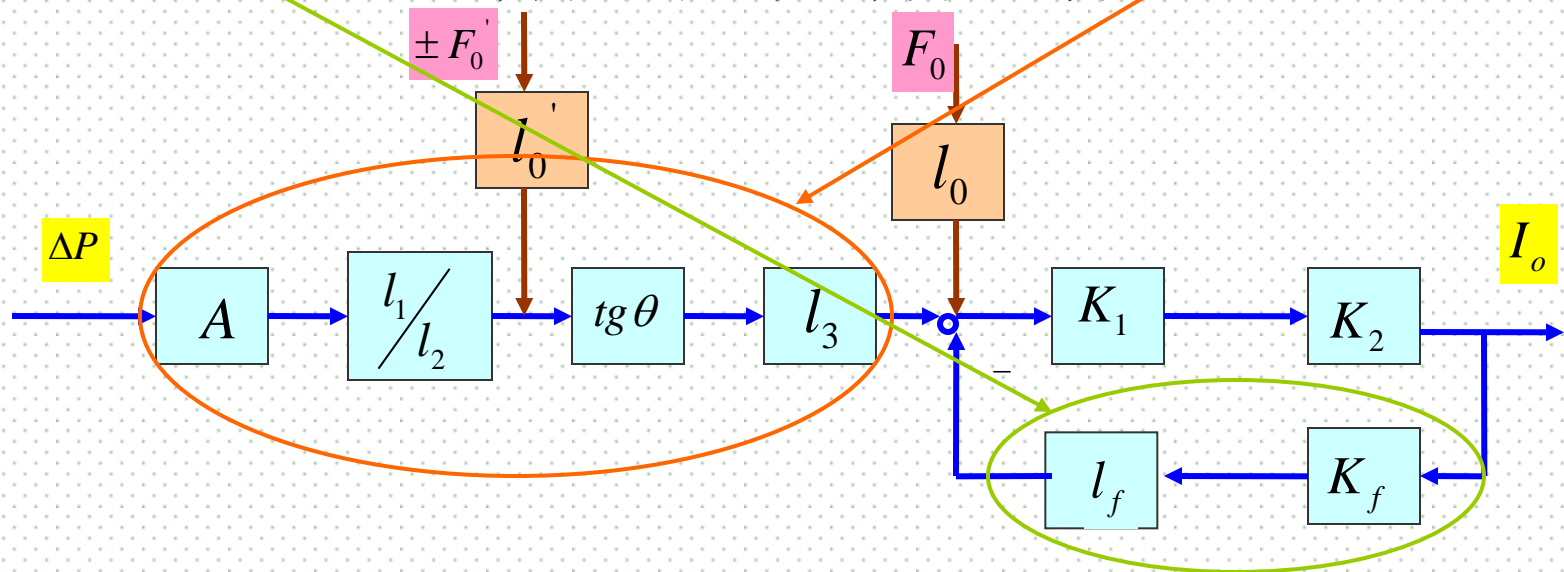
在满足深度负反馈的条件下

$$I_o = \frac{K_1 K_2}{1 + K_1 K_2 K_f l_f} \cdot \frac{l_1 \cdot l_3 \cdot A \cdot \tan \theta}{l_2} \cdot \Delta P$$

$$\frac{K_1 K_2}{1 + K_1 K_2 K_f l_f} \approx \frac{1}{K_f l_f}$$

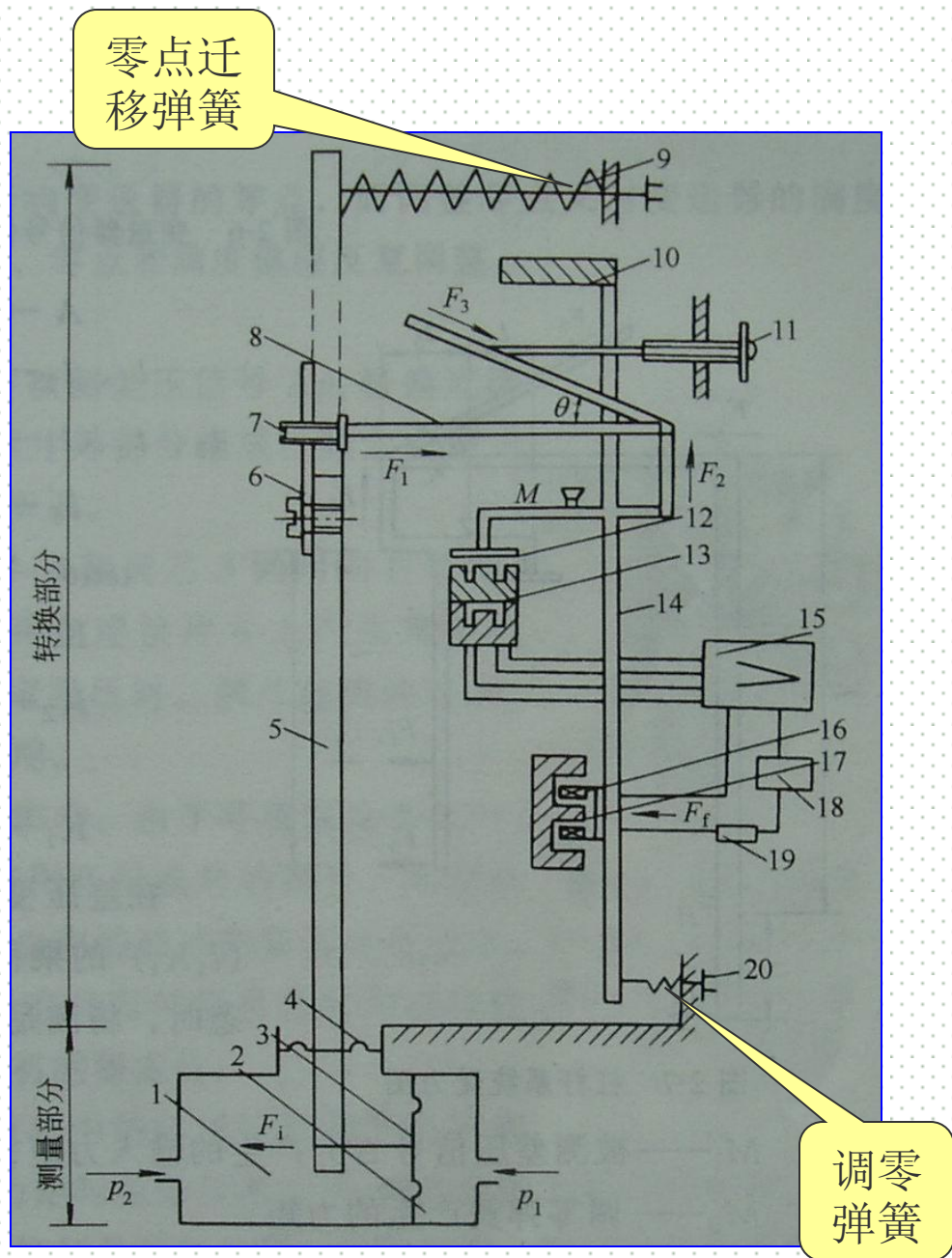
$$I_o = \frac{1}{K_f l_f} \cdot \frac{l_1 \cdot l_3 \cdot A \cdot \tan \theta}{l_2} \cdot \Delta P$$

即变送器的输入输出之间的关系只取决于测量部分和反馈部分的特性。



注意2. 调零弹簧20对副杠杆产生一个附加力 F_0 ，用于确定变送器输出电流的起始值（ $4mA$ ）；

零点迁移弹簧9对主杠杆产生一个附加力 F_0' ，用于实现变送器的零点正负迁移功能。



实际输入输出关系为:

$$I_o = \frac{l_3(l_1 \cdot A \cdot \Delta P \pm l_0' F_0') \cdot \operatorname{tg} \theta}{l_2 \cdot l_f \cdot K_f} + \frac{l_0}{l_f \cdot K_f} \cdot F_0$$

$$= K_p(\Delta P \pm \frac{l_0'}{l_1 \cdot A} F_0') + \frac{l_0}{l_f \cdot K_f} \cdot F_0$$

$$\text{其中 } K_p = \frac{l_1 \cdot l_3 \cdot A \cdot \operatorname{tg} \theta}{l_2 \cdot l_f \cdot K_f}$$

l_0 —— 调零弹簧至副杠杆支点的距离

l_0' —— 迁移弹簧至主杠杆支点的距离

零点迁移时应注意：

迁移后被测差压的上限不能超过该表所规定的上限值，迁移后的量程范围不得小于该表的最小量程。

举例：在某应用场合中，要求：

$$\Delta P = 7500 \sim 10000 \text{ mmH}_2\text{O}$$

最小量程为：3000mmH₂O

上限值为：10000mmH₂O

求迁移量及量程。

迁移量：7500mmH₂O
量程：2500mmH₂O

量程不符合要求

迁移量：7500mmH₂O
量程：3000mmH₂O

差压上限不符合要求

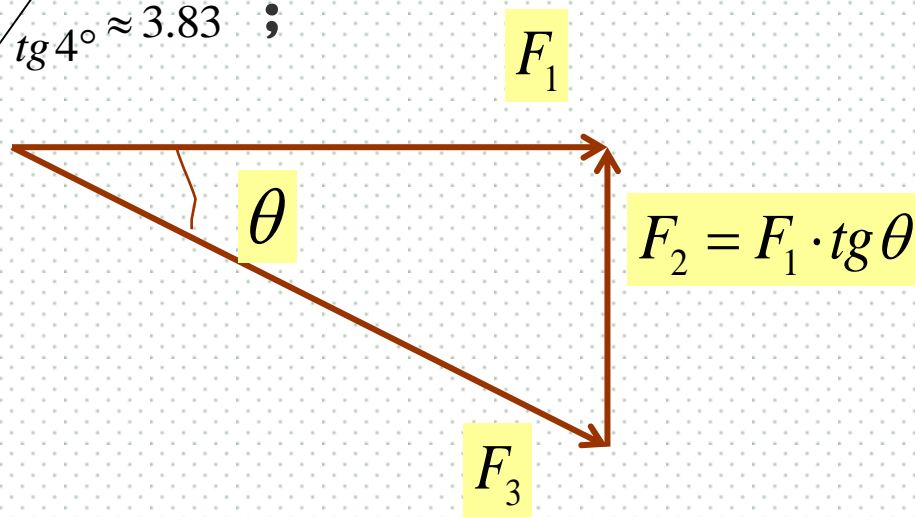
迁移量：7000mmH₂O
量程：3000mmH₂O

量程和差压上限都符合要求

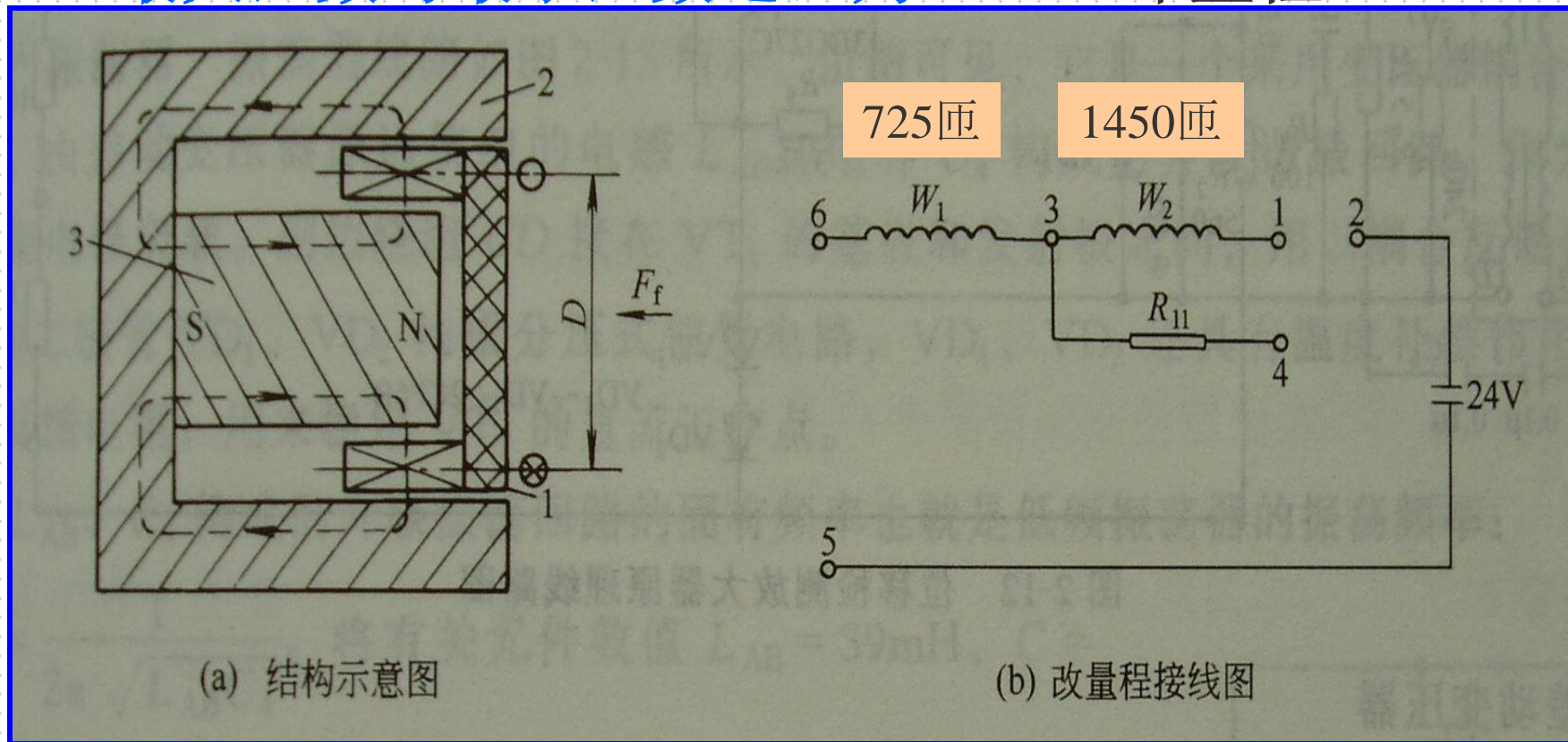
$$I_o = \frac{l_1 \cdot l_3 \cdot A \cdot \tan \theta}{l_2 \cdot l_f \cdot K_f} \cdot \Delta P$$

注意3. 量程范围的调整可以通过改变矢量角 θ 或电磁结构常数 K_f 来实现。

矢量角 θ 的变化范围为 $4^\circ \sim 15^\circ$ ，若仅用矢量机构调整量程，则量程比为 $\tan 15^\circ / \tan 4^\circ \approx 3.83$ ；



电磁结构常数 K_f 与反馈动圈的匝数有关，
最大匝数与最小匝数之比为 3:1，即量程



低量程时: 1-3短接, 2-4短接, $W = W_1 = 725$ 匝;

高量程时: 1-2短接, $W = W_1 + W_2 = 2175$ 匝。

把调整矢量角与调整反馈动圈的匝数结合起来，最大量程与最小量程之比可达 $3.8 \times 3:1 = 11.4:1$ 。

注意到：调整量程范围时会影响仪表的零点，而调整零点时也会影响仪表的满度值，故在进行仪表的调校时，要反复调整。

二. 电容式差压变送器

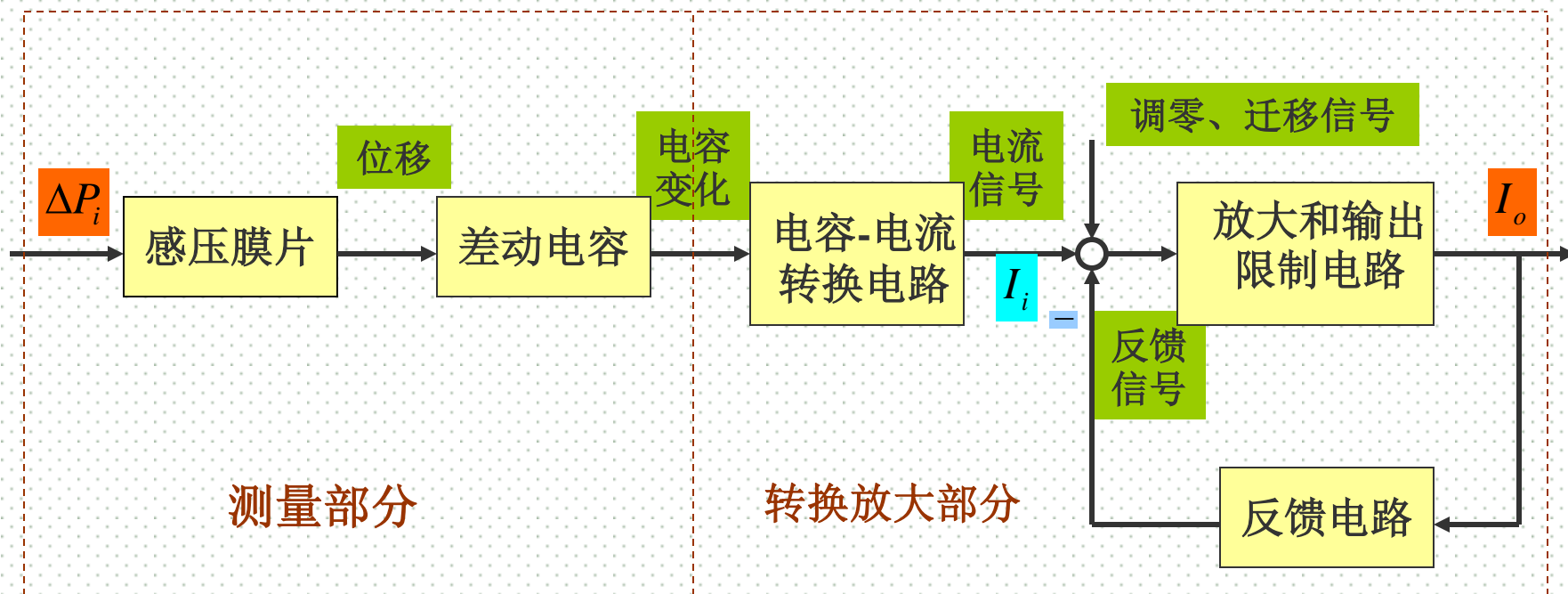
1. 概述

- 电容式差压变送器采用差动电容作为检测元件，从而使变送器没有机械传动及调整装置。
- 测量部分采用全封闭焊接的固体化结构。
- 仪表的特点：结构简单；
性能稳定、可靠；
具有较高的精度。

电容式差压变送器的构成：

（1）**测量部分**：感压膜片将被测的差压 ΔP_i 转换成膜片的位移，由于膜片是差动电容的可动电极，从而使差动电容的电容量发生变化；

（2）**转换放大部分**：电容量的变化被电容-电流转换成直流电流信号 I_i ，再由放大电路将该电流加以放大，输出4~20mA的直流电流 I_o 。该电流同时通过反馈电路送入放大器的输入端，与 I_i 进行比较，以保证 I_o 和 I_i 之间有线性关系。



变送器的主要性能:

基本误差: $\pm 0.25\%$; $\pm 0.35\%$; $\pm 0.5\%$

负载电阻: $0 \sim 600\Omega$ (电源电压为 $45V$ 时, $0 \sim 1650\Omega$)

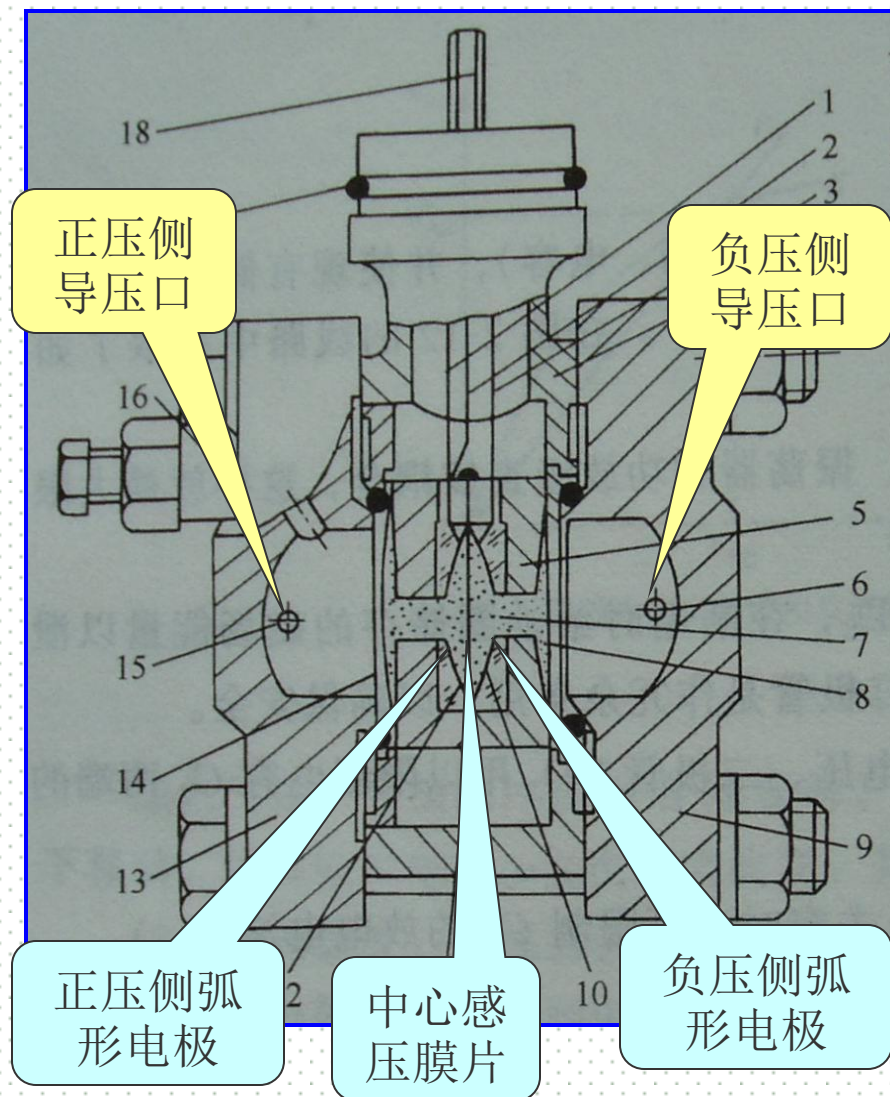
电源电压: $12 \sim 45V$ (一般为 $24V$)

2. 测量部分的工作原理及公式推导

被测的压差通过正压侧导压口和负压侧导压口引入正、负压室，分别作用在正压侧隔离膜片和负压侧隔离膜片上。

不可压缩的硅油将两边的压力传递到中心感压膜片的两侧，压差 ΔP 使得该膜片产生微小的位移 ΔS ，从而改变其与两边固定电极的距离。

作为固定电极的正压侧弧形电极和负压侧弧形电极与作为可动电极的中心感压膜片组成差动电容 C_{i1} 和 C_{i2} ，通过电极引线1、2、3引出。



若不考虑边缘电场的影响，中心感压膜片与两边固定电极构成的电容 C_{i1} 和 C_{i2} 平板电容，其电容量分别为：

$$C_{i1} = \frac{\varepsilon A}{S_1} = \frac{\varepsilon A}{S_0 + \Delta S}$$

$$C_{i2} = \frac{\varepsilon A}{S_2} = \frac{\varepsilon A}{S_0 - \Delta S}$$

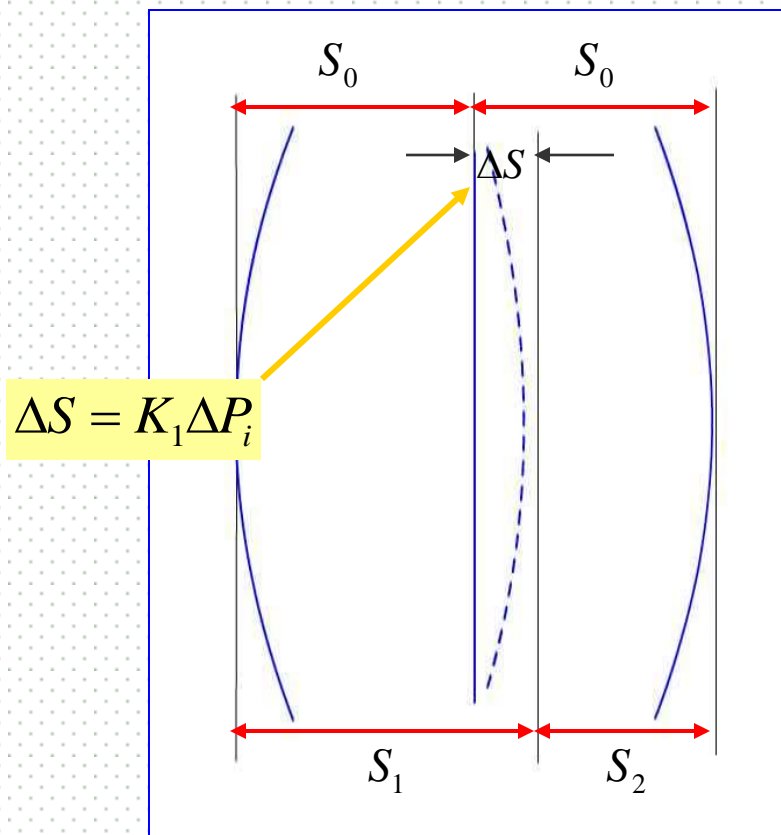
ε ——极板间介质的介电常数

A ——固定极板的面积

$\Delta S = K_1 \Delta P_i$ (K_1 由膜片材料和结构参数所确定)

设：

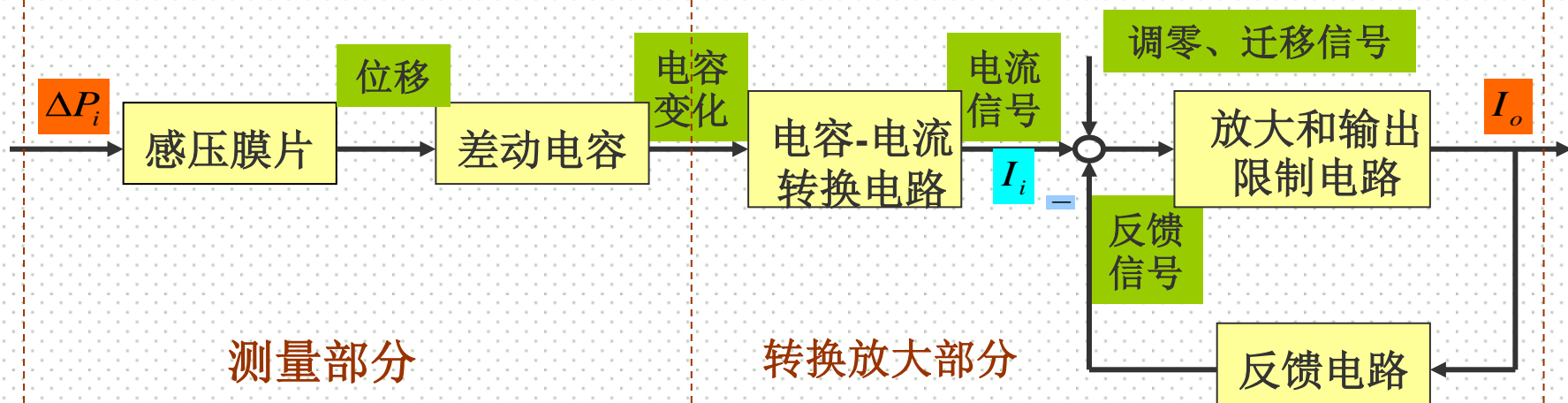
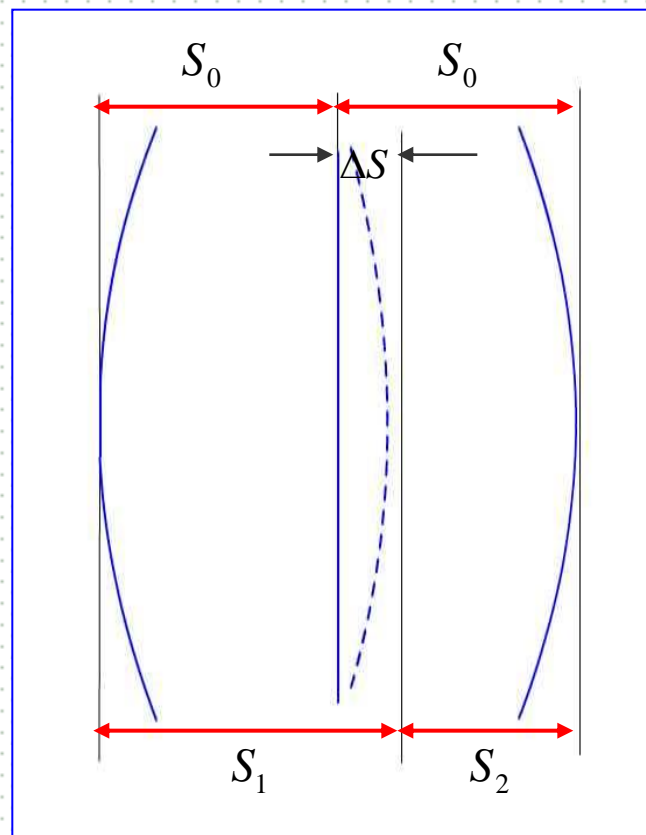
1. 中心感压膜片与两边固定电极的距离分别为 S_1 和 S_2 ；
2. 当压差 $\Delta P_i = 0$ 时，有：
 $S_1 = S_2 = S_0$



两电容之差为:

$$\begin{aligned}\Delta C &= C_{i2} - C_{i1} \\ &= \frac{\varepsilon A}{S_0 - \Delta S} - \frac{\varepsilon A}{S_0 + \Delta S} \\ &= \varepsilon A \left(\frac{1}{S_0 - \Delta S} - \frac{1}{S_0 + \Delta S} \right) \\ &= \varepsilon A \left(\frac{2 \cdot \Delta S}{S_0^2 - \Delta S^2} \right)\end{aligned}$$

电容的差值 ΔC 与位移 ΔS 的关系是非线性的。



两电容的差与两电容的和之比为：

$$\frac{C_{i2} - C_{i1}}{C_{i2} + C_{i1}} = \frac{\varepsilon A \left(\frac{1}{S_0 - \Delta S} - \frac{1}{S_0 + \Delta S} \right)}{\varepsilon A \left(\frac{1}{S_0 - \Delta S} + \frac{1}{S_0 + \Delta S} \right)}$$

$$= \frac{2\Delta S}{2S_0} = \frac{\Delta S}{S_0} = K_2 \Delta S$$

$$= K_1 K_2 \Delta P_i$$

$$\Delta S = K_1 \Delta P_i$$

$$\text{其中 } K_2 = \frac{1}{S_0}$$

即该值与位移 ΔS （也与差压 ΔP_i ）成线性关系。

注意到:

$$\frac{C_{i2} - C_{i1}}{C_{i2} + C_{i1}} = K_1 K_2 \Delta P_i$$

其中 $K_2 = 1/s_0$

- (1) $\frac{C_{i2} - C_{i1}}{C_{i2} + C_{i1}}$ 与随温度变化的介电常数 ϵ 无关, 从而可以避免温度变化对变送器的影响。
- (2) $\frac{C_{i2} - C_{i1}}{C_{i2} + C_{i1}}$ 的大小与 s_0 成反比, s_0 越小, $\frac{C_{i2} - C_{i1}}{C_{i2} + C_{i1}}$ 越大, 使测量部分的灵敏度越高。
- (3) 在考虑了分布电容的影响后, 差动电容的相对变化值应为:
- $$\frac{(C_{i2} + C_0) - (C_{i1} + C_0)}{(C_{i2} + C_0) + (C_{i1} + C_0)} = \frac{C_{i2} - C_{i1}}{C_{i1} + C_{i2} + 2C_0}$$
- 即分布电容带来非线性误差 (该误差将在线性调整电路中加以克服, 以保证变送器的精度)。

3. 转换放大电路

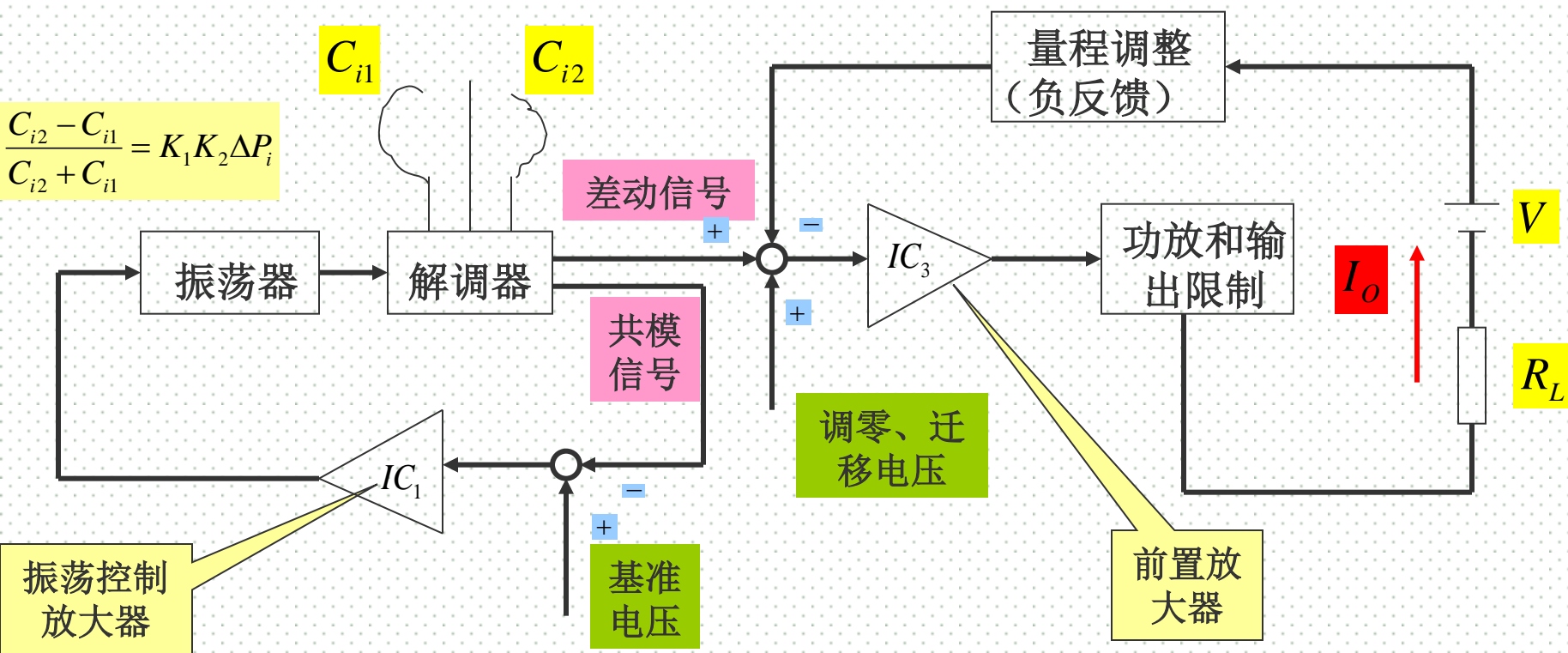
转换放大电路的作用是将差动电容的相对变化值转换成标准的电流输出信号（ $4 \sim 20mA$ ），并具有零点调整、正负迁移、量程调整等功能。

由振荡器供电的解调器对差动电容 C_{i1} 和 C_{i2} 进行相敏整流（即解调）后，输出两路信号：差动信号和共模信号。

共模信号与基准电压加以比较后，送到振荡控制放大器，放大后再为振荡器的供电。由于负反馈的作用，共模信号是一个常数，其作用是保证差动信号与输入的差压信号之间呈比例关系。

与输入的差压信号 ΔP_i 相对应的差动信号被送往前置放大器，再经过功率放大和输出限制电路，输出4~20mA的直流电流信号。

由于负反馈的作用，该电流信号与差动信号相对应。

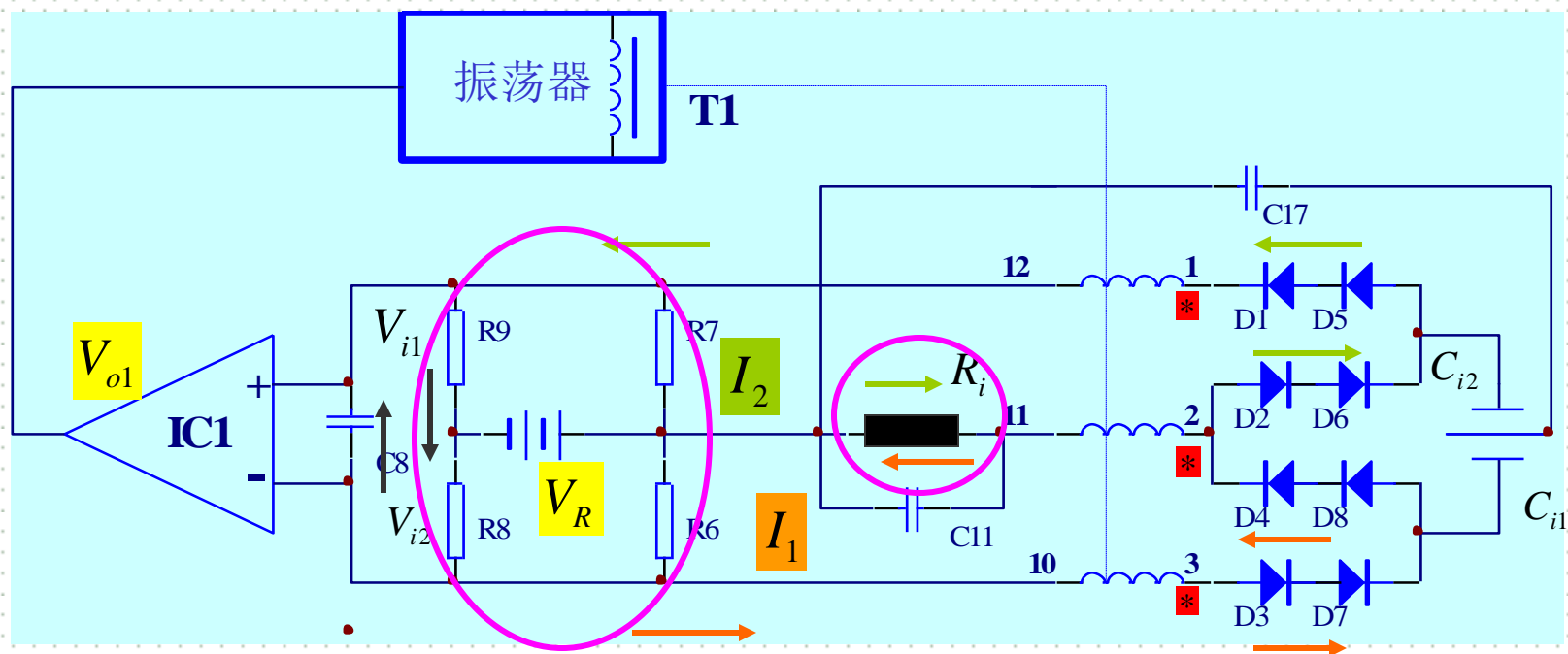


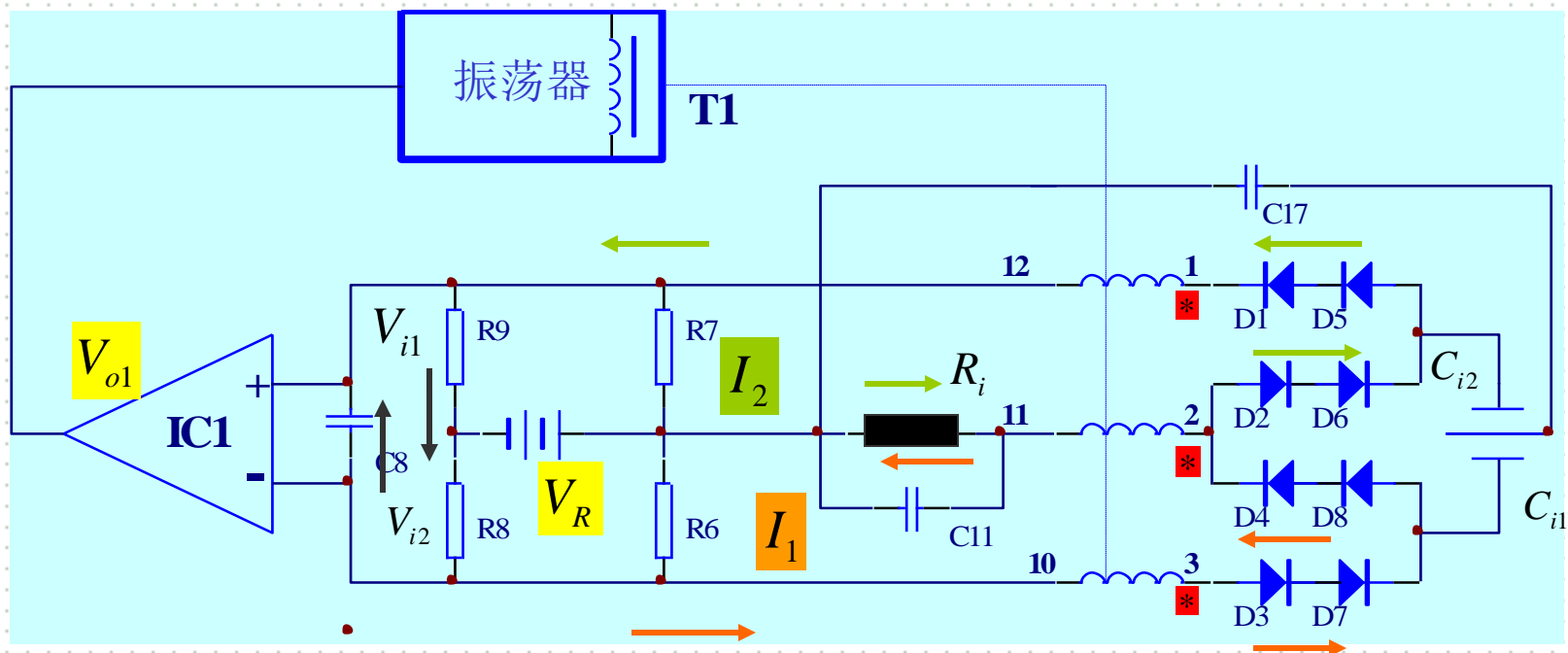
(1) 解调器

由于振荡器的作用，在变压器副边的三个绕组中产生高频电压，经过二极管的整流，在等效电阻 R_i 上流过方向相反的两个直流电流 I_1 和 I_2 。

两个直流电流的差值在等效电阻上的压降即为差动信号，送至下一级放大；

两个直流电流在电阻 $R_6 \sim R_9$ 上流过的方向是一致的，作为解调器输出的共模信号。

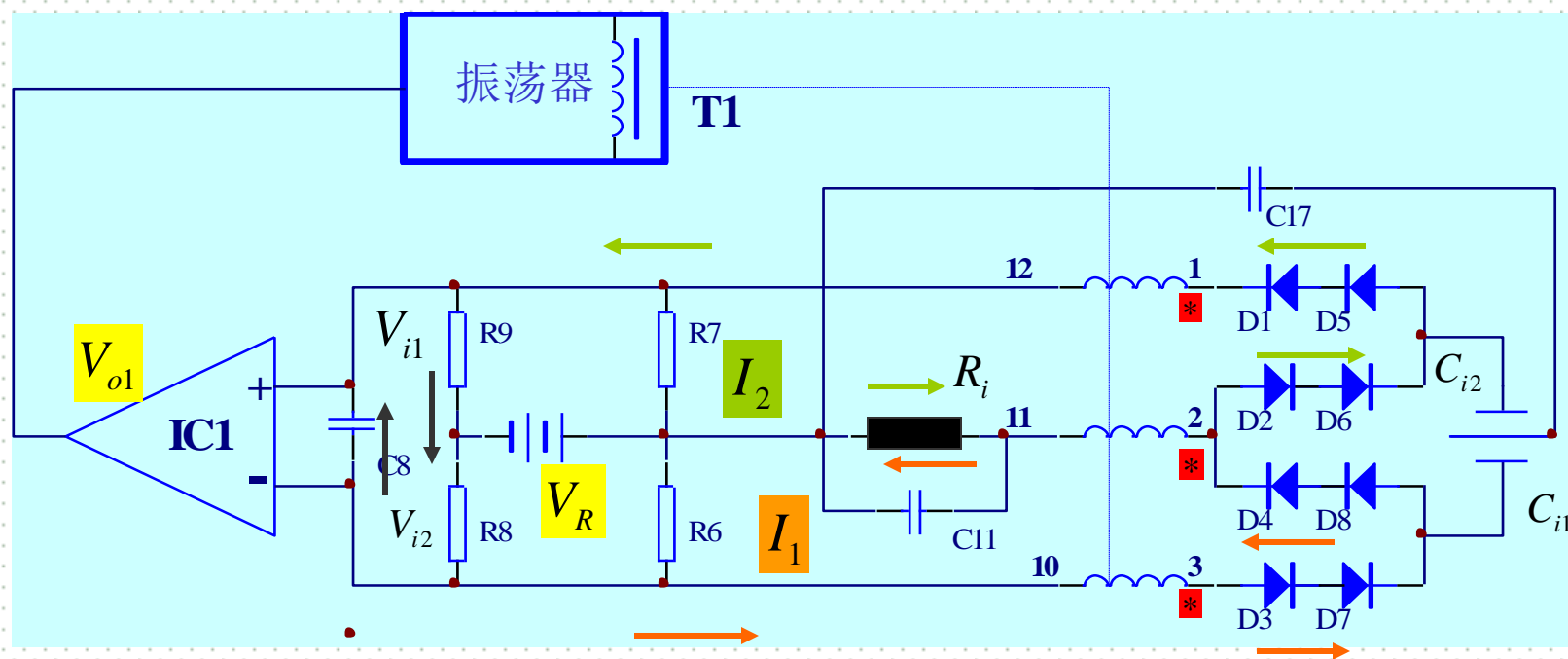




绕组2-11输出的高频电压由 D_4, D_8 和 D_2, D_6 整流，得到直流电流 I_1' 和 I_2'

I_1' 的路线： $T_1(11) \rightarrow R_i \rightarrow C_{17} \rightarrow C_{i1} \rightarrow D_8 \rightarrow D_4 \rightarrow T_1(2)$

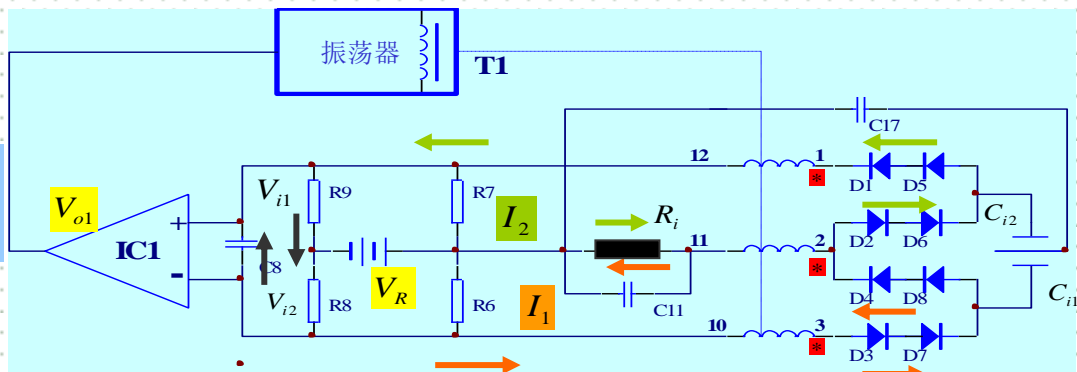
I_2' 的路线： $T_1(2) \rightarrow D_2 \rightarrow D_6 \rightarrow C_{i2} \rightarrow C_{17} \rightarrow R_i \rightarrow T_1(11)$



绕组1-12输出的高频电压由 D_1, D_5 整流，得到直流电流 I_2'' ， I_2'' 的路线： $T_1(12) \rightarrow R_7 // R_9 \rightarrow C_{17} \rightarrow C_{i2} \rightarrow D_5 \rightarrow D_1 \rightarrow T_1(1)$

绕组3-10输出的高频电压由 D_3, D_7 整流，得到直流电流 I_1'' ， I_1'' 的路线： $T_1(3) \rightarrow D_3 \rightarrow D_7 \rightarrow C_{i1} \rightarrow C_{17} \rightarrow R_6 // R_8 \rightarrow T_1(10)$

电流 I_1 和 I_2 的确定:



差动电容器的容量很小，在振荡器输出幅度恒定的情况下，通过 C_{i1} 和 C_{i2} 的电流 I_1 和 I_2 主要取决于这两个电容的容量，有：

$$I_1' = I_1'' = I_1, \quad I_2' = I_2'' = I_2$$

解调电路的时间常数比振荡周期小得多，可认为 C_{i1} 、 C_{i2} 两端的电压变化等于振荡器输出高频电压的峰-峰值 V_{pP} 。所以，电流的平均值为：

$$I_1 = \frac{C_{i1} V_{pP}}{T} = V_{pP} C_{i1} f$$

$$I_2 = \frac{C_{i2} V_{pP}}{T} = V_{pP} C_{i2} f$$

$$C = \frac{q}{V} = \frac{I \cdot T}{V}$$

T ——高频电压的周期
 f ——高频电压的频率

$$I_1 = \frac{C_{i1} V_{pP}}{T} = V_{pP} C_{i1} f$$

$$I_2 = \frac{C_{i2} V_{pP}}{T} = V_{pP} C_{i2} f$$

作用在 R_i 上的差动信号为：

$$I_2 - I_1 = V_{pP} (C_{i2} - C_{i1}) f$$

解调器输出的共模信号为：

$$I_2 + I_1 = V_{pP} (C_{i2} + C_{i1}) f$$

差动电容的相对变化值为：

$$\frac{C_{i2} - C_{i1}}{C_{i2} + C_{i1}} = \frac{I_2 - I_1}{I_2 + I_1} = \frac{I_i}{I_2 + I_1}$$

若共模信号 $I_2 + I_1$ 能维持恒定，差动电流 I_i 与差动电容的相对变化值之间就有线性关系。

(2) 振荡控制放大器

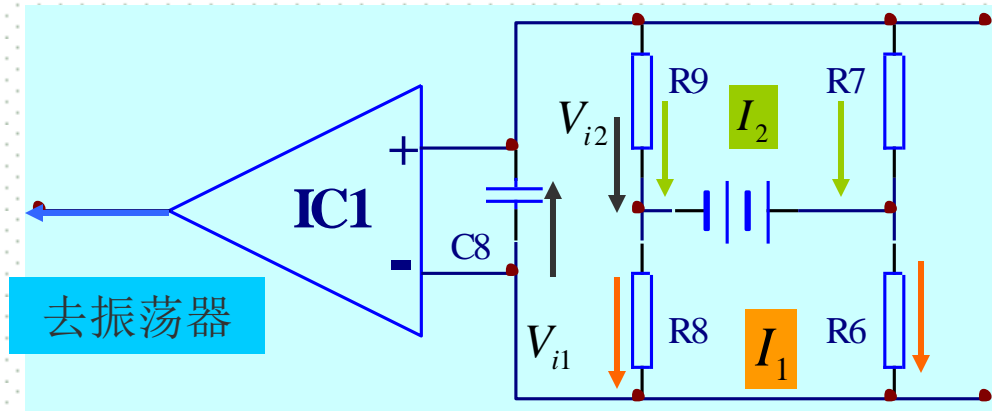
运算放大器的输入端接受两个电压信号：

$$\begin{aligned} V_{i1} &= \frac{V_R}{R_6 + R_8} \cdot R_8 - \frac{V_R}{R_7 + R_9} \cdot R_9 \\ &= \frac{V_R}{R_6 + R_8} (R_8 - R_9) \end{aligned}$$

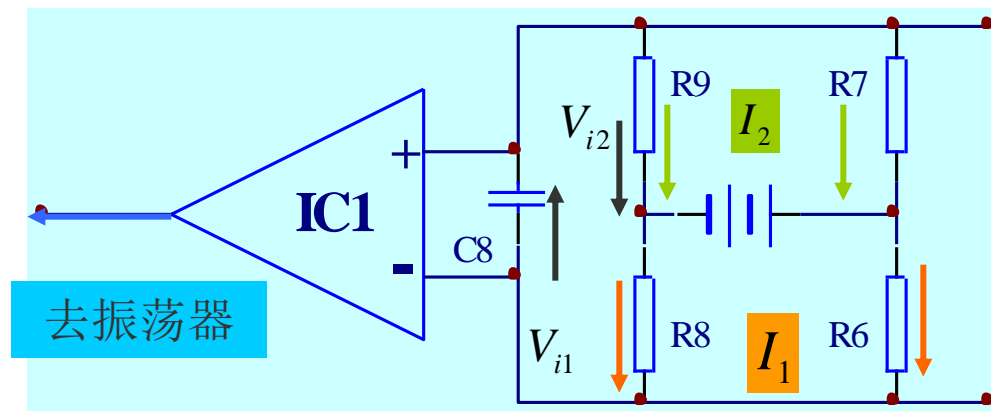
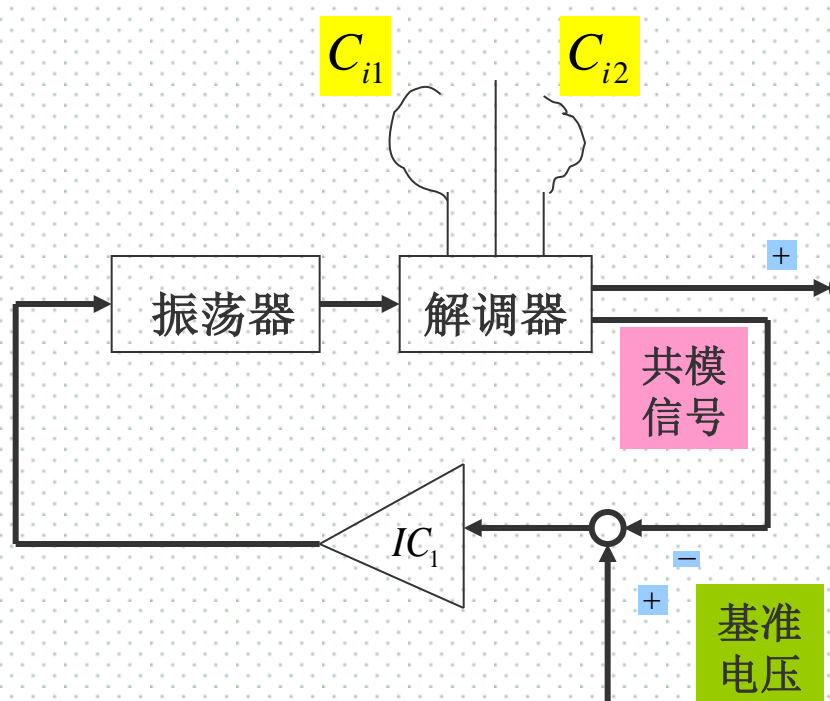
——基准电压

$$\begin{aligned} V_{i2} &= I_1(R_6 // R_8) + I_2(R_7 // R_9) \\ &= \frac{I_1(R_6 \cdot R_8)}{R_6 + R_8} + \frac{I_2(R_7 \cdot R_9)}{R_7 + R_9} \\ &= \frac{R_6 R_8}{R_6 + R_8} (I_1 + I_2) \end{aligned}$$

——共模信号



$$\begin{aligned} R_6 &= R_9 \\ R_7 &= R_8 \end{aligned}$$



IC_1 、振荡器以及解调器的一部分构成的是深度负反馈电路，当 IC_1 是理想运算放大器时，有： $V_{i1} = V_{i2}$

$$\frac{V_R}{R_6 + R_8} (R_8 - R_9) = \frac{R_6 R_8}{R_6 + R_8} (I_1 + I_2)$$

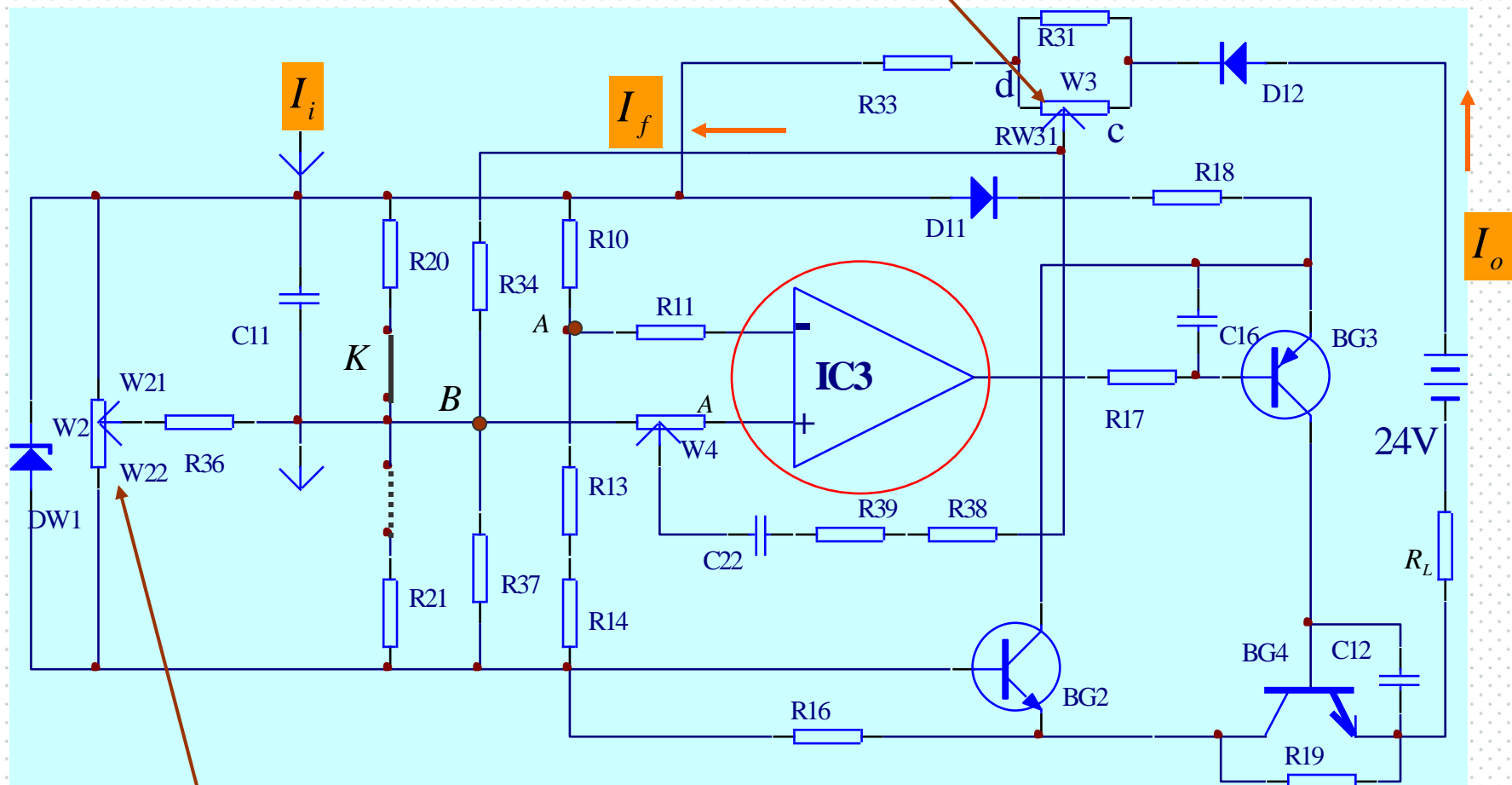
$$\text{即： } I_1 + I_2 = \frac{R_8 - R_9}{R_6 R_8} \cdot V_R$$

——常数

可见，振荡控制放大器能维持共模信号 $I_2 + I_1$ 恒定。

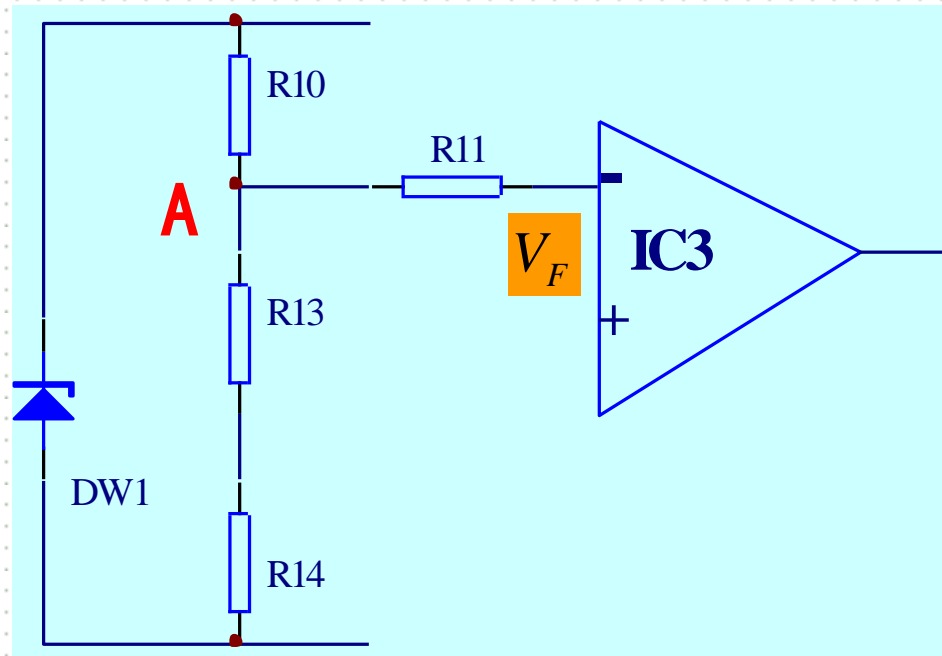
(3) 放大电路

调量程

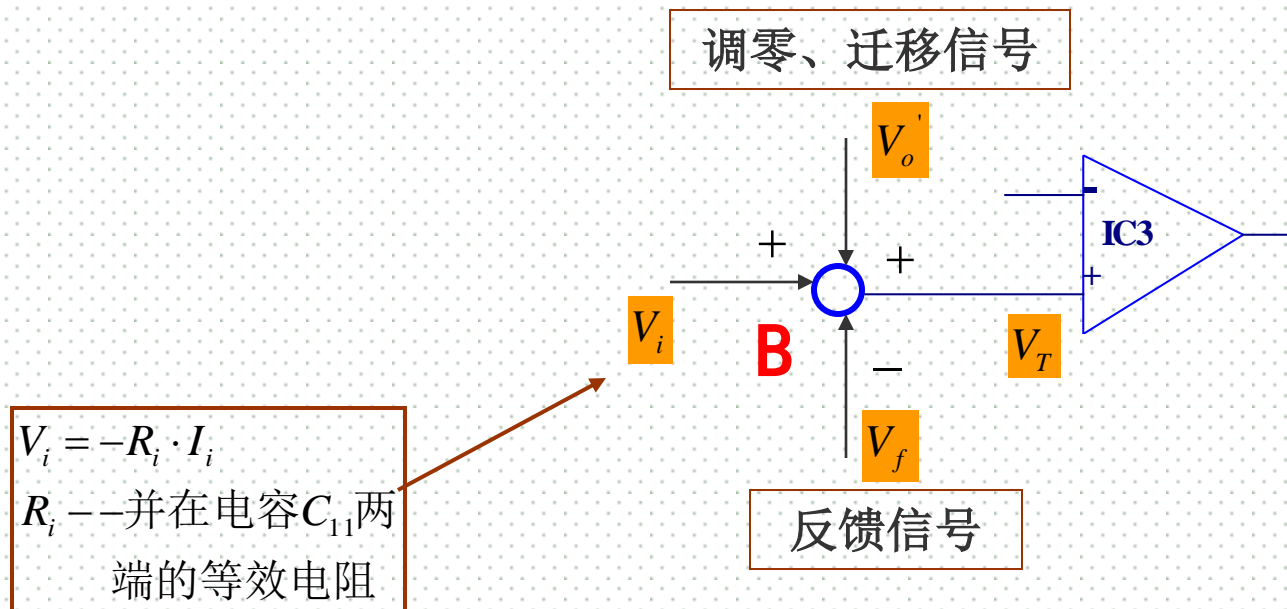


调零

放大及输出限制电路的原理图



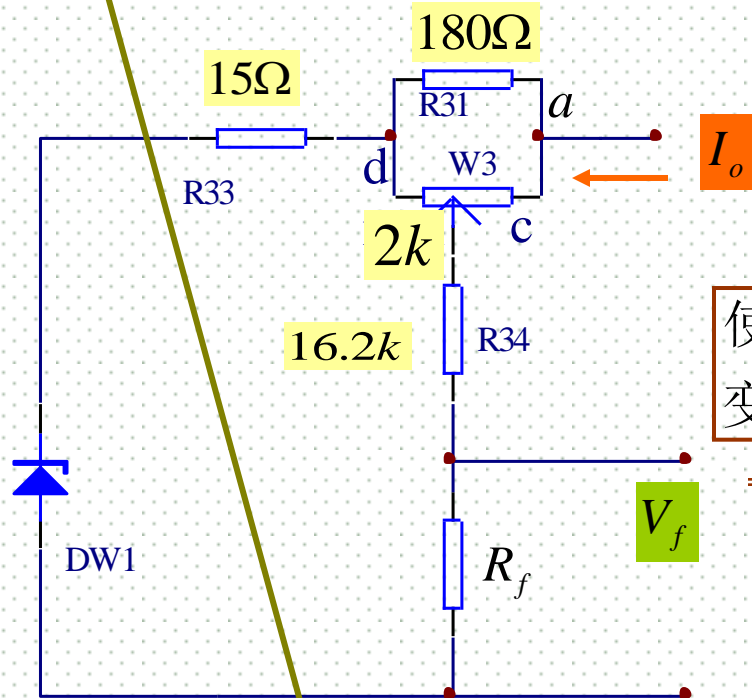
运算放大器 IC_3 的反相输入端电压 V_F 为一固定电压反相端 V_A



同相输入端电压 V_T 为 B 点电压 V_B ，由三个电压叠加而成：

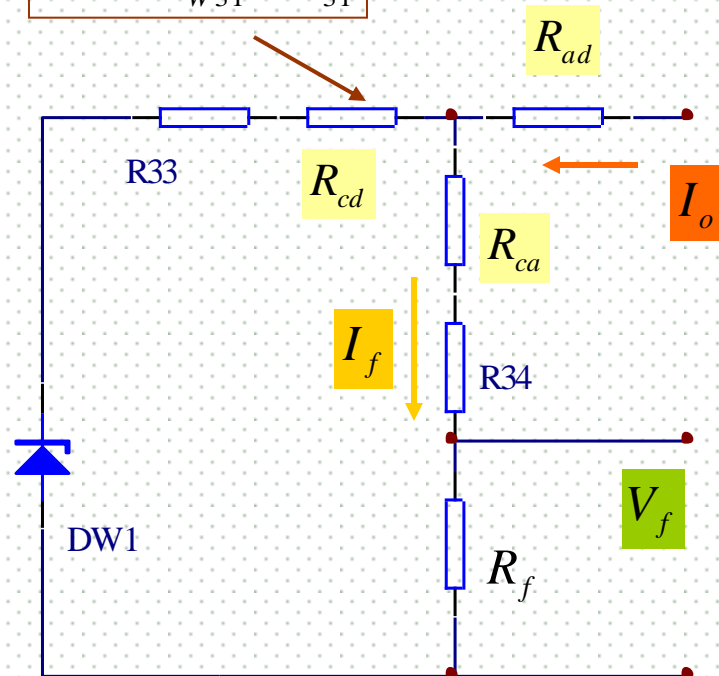
- (1) 解调器的输出电流 I_i 在 B 点产生的电压 V_i
- (2) 调零电压在 B 点产生的电压 V_o'
- (3) 调量程电路在 B 点产生的电压 V_f

调量程电路:



使用 $\Delta \rightarrow Y$
变换方法

$$R_{cd} = \frac{R_{W31} R_{31}}{R_{W31} + R_{31}}$$

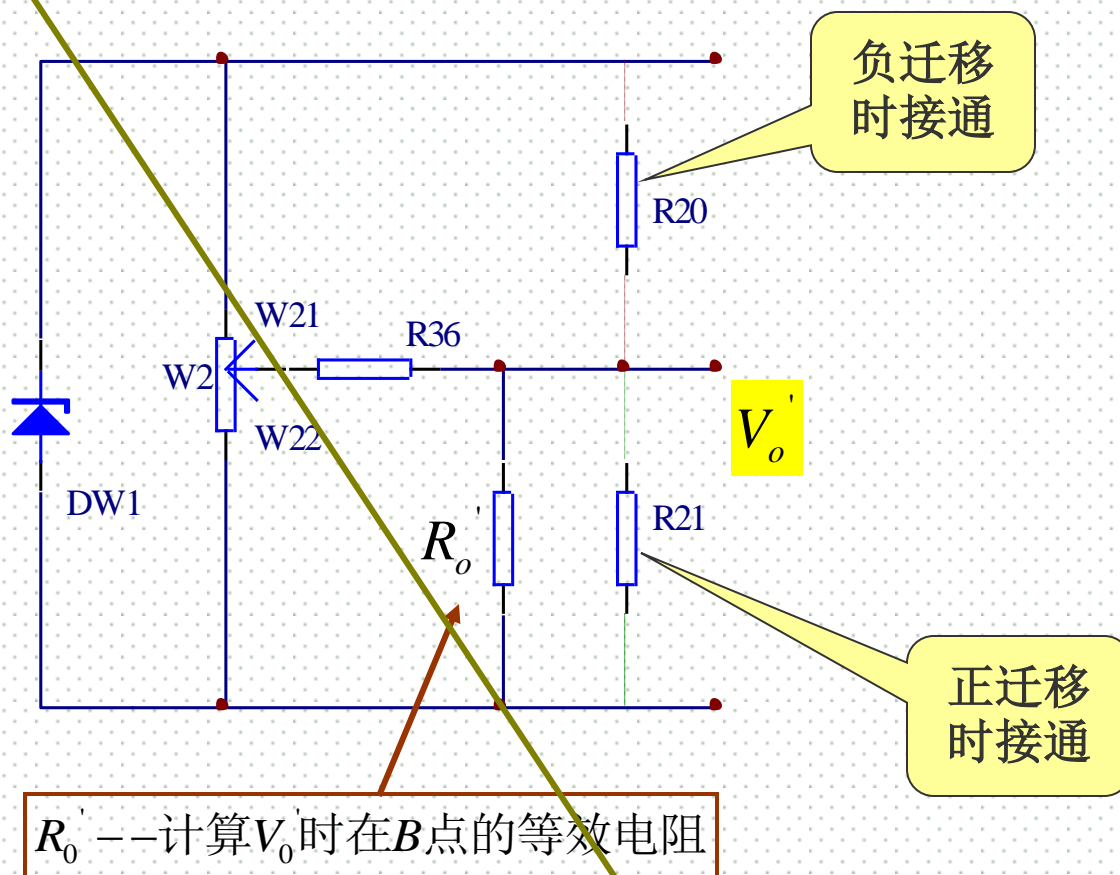


$$I_f = \frac{R_{cd} + R_{33}}{R_{cd} + R_{33} + R_{ca} + R_{34} + R_f} \cdot I_o \approx \frac{R_{cd} + R_{33}}{R_{34} + R_f} \cdot I_o$$

$$R_{34} + R_f \gg R_{cd} + R_{33}$$

$$V_f = I_f \cdot R_f = \frac{R_{cd} + R_{33}}{R_{34} + R_f} \cdot I_o \cdot R_f = \frac{R_f I_o}{\beta}$$

调零电路:



$$V_o' = \frac{V_{DW1}}{R_{W21} + R_{W22} // (R_{36} + R_o')} \cdot \frac{R_{W22}}{R_{W22} + R_{36} + R_o'} \cdot R_o' = \alpha \cdot V_{DW1}$$

把 IC_3 看成为理想运算放大器时，有：

$$V_F = V_T$$

$$\text{即： } V_A = V_B = -I_i R_i + \alpha V_{DW1} + \frac{R_f}{\beta} I_o$$

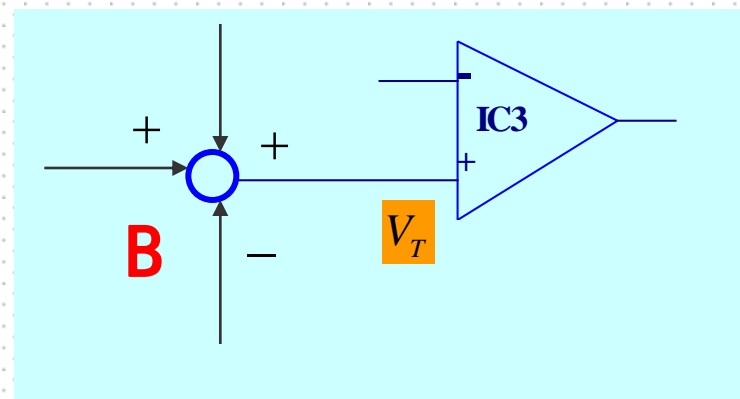
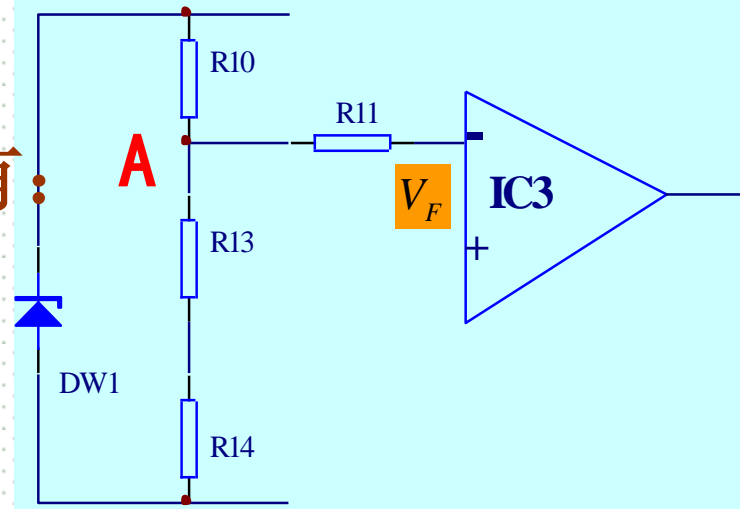
$$\frac{C_{i2} - C_{i1}}{C_{i2} + C_{i1}} = \frac{I_2 - I_1}{I_2 + I_1} = \frac{I_i}{I_2 + I_1}$$



$$\frac{C_{i2} - C_{i1}}{C_{i2} + C_{i1}} = K_1 K_2 \Delta P_i$$

$$\begin{aligned} I_o &= \frac{\beta R_i}{R_f} I_i + \frac{\beta}{R_f} (V_A - \alpha V_{DW1}) \\ &= \frac{\beta R_i}{R_f} (I_2 + I_1) \frac{C_{i2} - C_{i1}}{C_{i2} + C_{i1}} + \frac{\beta}{R_f} (V_A - \alpha V_{DW1}) \\ &= K_1 K_2 K_3 K_4 \Delta P_i + K_4 K_5 (V_A - \alpha V_{DW1}) \end{aligned}$$

$$K_3 = I_1 + I_2 \quad K_4 = \frac{\beta R_i}{R_f} \quad K_5 = \frac{1}{R_i}$$



$$I_o = K_1 K_2 K_3 K_4 \Delta P_i + K_4 K_5 (V_A - \alpha V_{DW1})$$

该式可说明以下几点：

1. 变送器的输出电流 I_o 与输入信号 ΔP_i 之间成比例关系；

2. 调整系数 α 可改变变送器的零点（在测量下限时，使变送器的输出为 $4mA$ ）。

3. 调整系数 β （调节电位器 W_3 ）可改变变送器的量程（在测量上限时，使变送器的输出为 $20mA$ ）

$$K_4 = \frac{\beta R_i}{R_f}$$

无迁移：仅调节电位器 W_2

正迁移：接通电阻 R_{20} ，并调节电位器 W_2

负迁移：接通电阻 R_{21} ，并调节电位器 W_2

$$I_o = K_1 K_2 K_3 K_4 \Delta P_i + K_4 K_5 (V_A - \alpha V_{DW1})$$

$$\text{其中 } K_4 = \frac{\beta R_i}{R_f}$$

注意到：

改变系数 β 后，不仅可以调整变送器的量程，同时也改变了变送器的零点；

同样，调整系数 α 使变送器零点发生变化的同时，也使其满度输出受到影响。

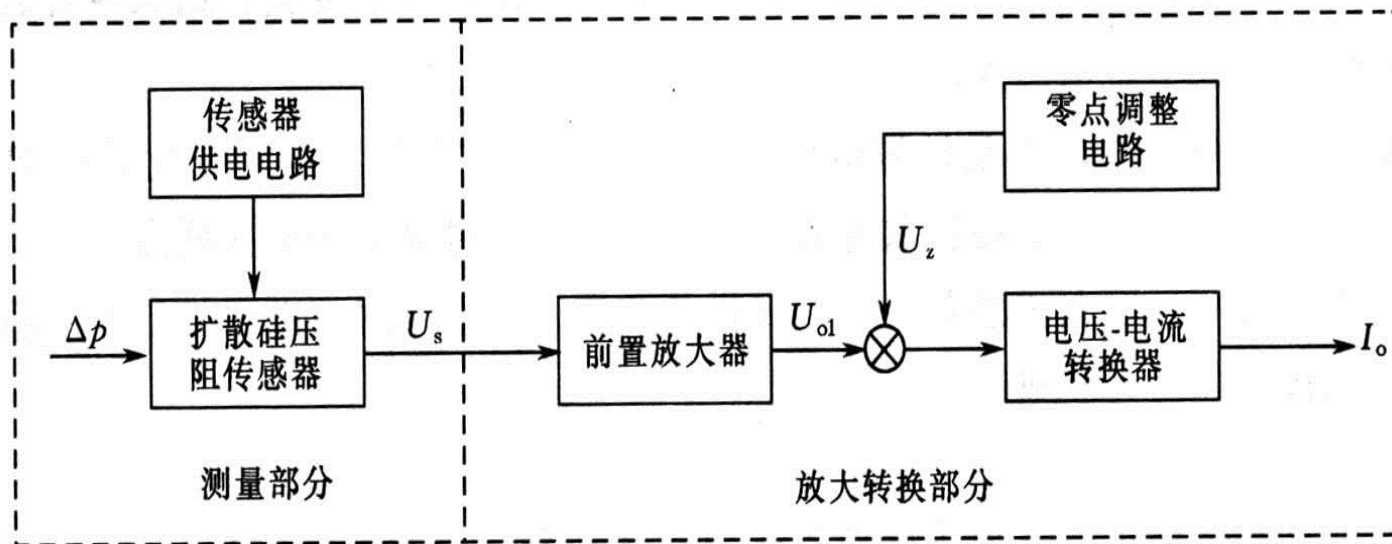
因此，在进行仪表的校验时，要对变送器的零点和满度反复调整。

三. 压阻式差压变送器

- 采用电阻应变片作为检测元件，将被测件上的应变变化转换为电信号。
- 通常是将应变片通过特殊的粘和剂紧密的粘合在产生力学应变基体上，当基体受力发生应力变化时，电阻应变片也一起产生形变，使应变片的阻值发生改变，从而使加在电阻上的电压发生变化。
- 这种应变片在受力时产生的阻值变化通常较小，一般这种应变片都组成应变电桥，并通过后续的仪表放大器进行放大，再传输给处理电路。

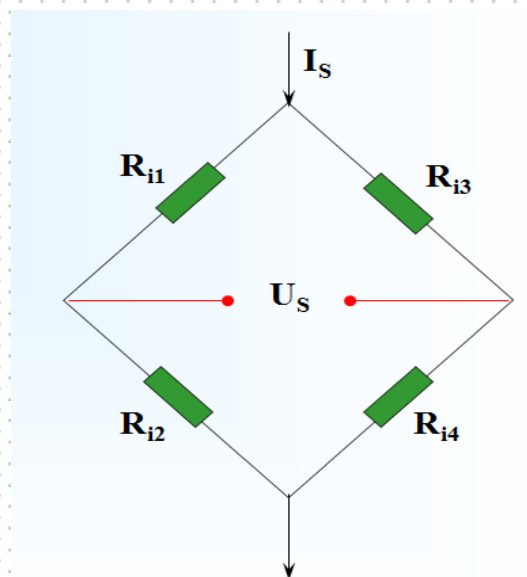
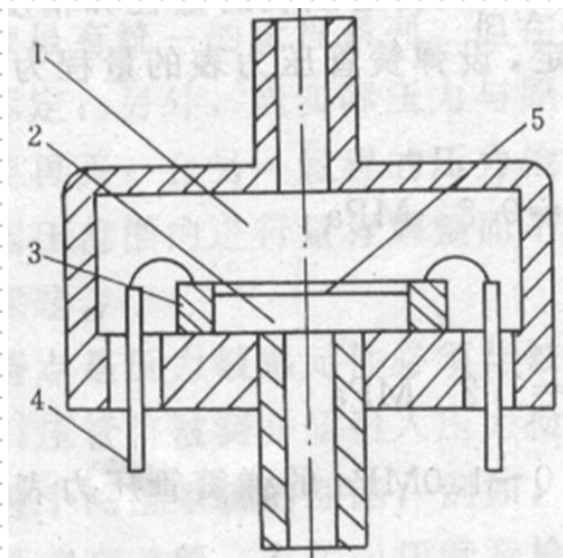
- 常见的压阻式差压变送器有扩散硅式和陶瓷式。
- 陶瓷压阻变送器中，压力直接作用在陶瓷膜片的前表面，使膜片产生微小的形变，厚膜电阻印刷在陶瓷膜片的背面。扩散硅压阻传感器中的应变电阻是采用集成电路技术，直接在单晶硅片上用扩散、掺杂、掩膜等工艺制成。

- 以扩散硅式压阻变送器为例



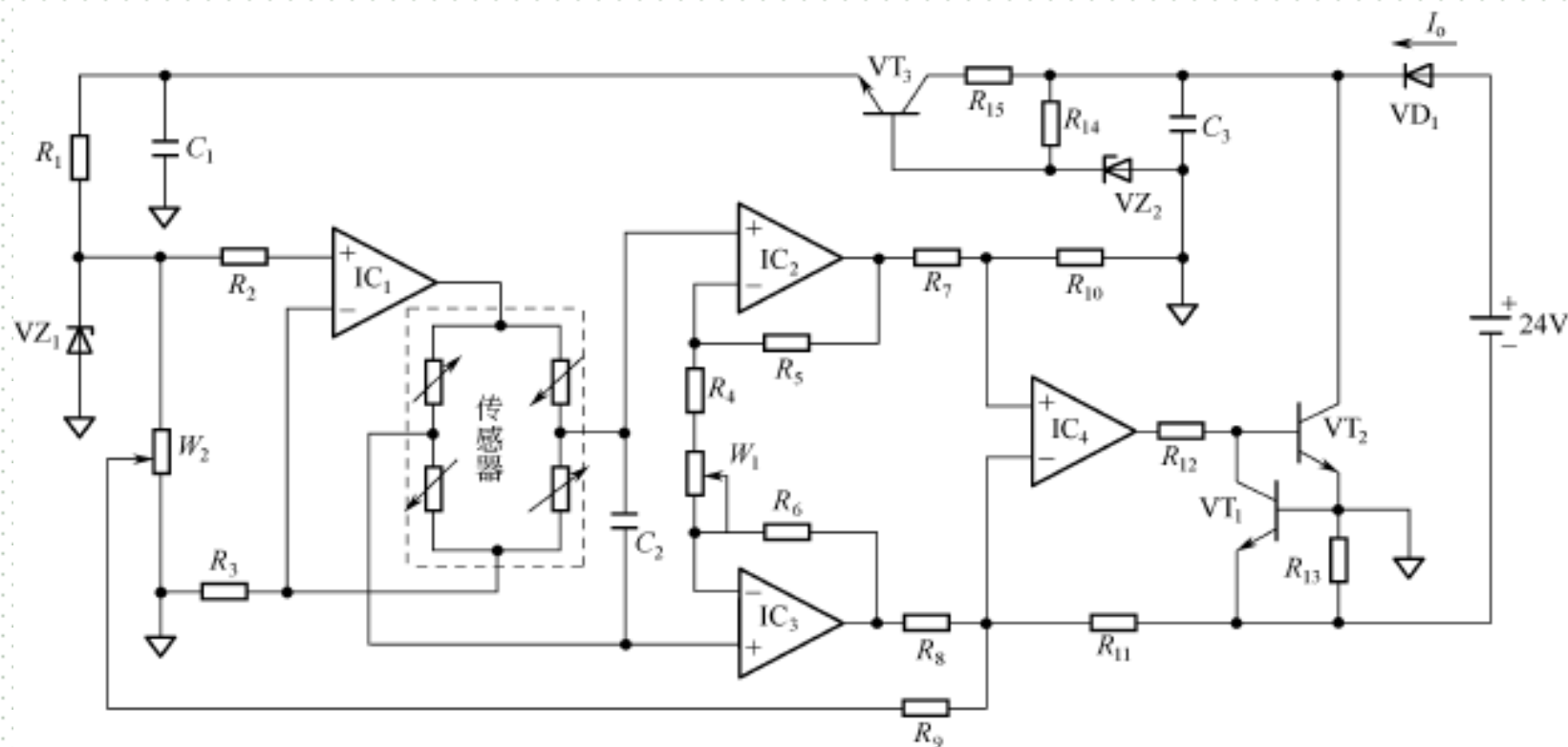
输入差压 Δp ，作用于测量部分的扩散硅压阻传感器，压阻效应使硅材料上的扩散电阻(应变电阻)阻值发生变化，从而使这些电阻组成的电桥产生不平衡电压 U_s 。 U_s 由前置放大器放大为 U_{o1} ， U_{o1} 与调零与零迁电路产生的调零信号 U_z 的代数和送入电压-电流转换器转换为整机的输出信号 I_o 。

一、测量部分



测量部分由扩散硅压阻传感器和传感器供电电路组成，其作用是把被测差压 Δp 成比例地转换为不平衡电压 U_s 。供电电路为传感器提供恒定的桥路工作电流。

二、放大转换部分



前置放大器起电压放大作用，它是一个由运算放大器 IC_2 、 IC_3 组成的高输入阻抗差动放大电路，传感器的输出电压加在 IC_2 、 IC_3 的同相输入端， IC_2 、 IC_3 的两个输出端之间的电压送至下一级。

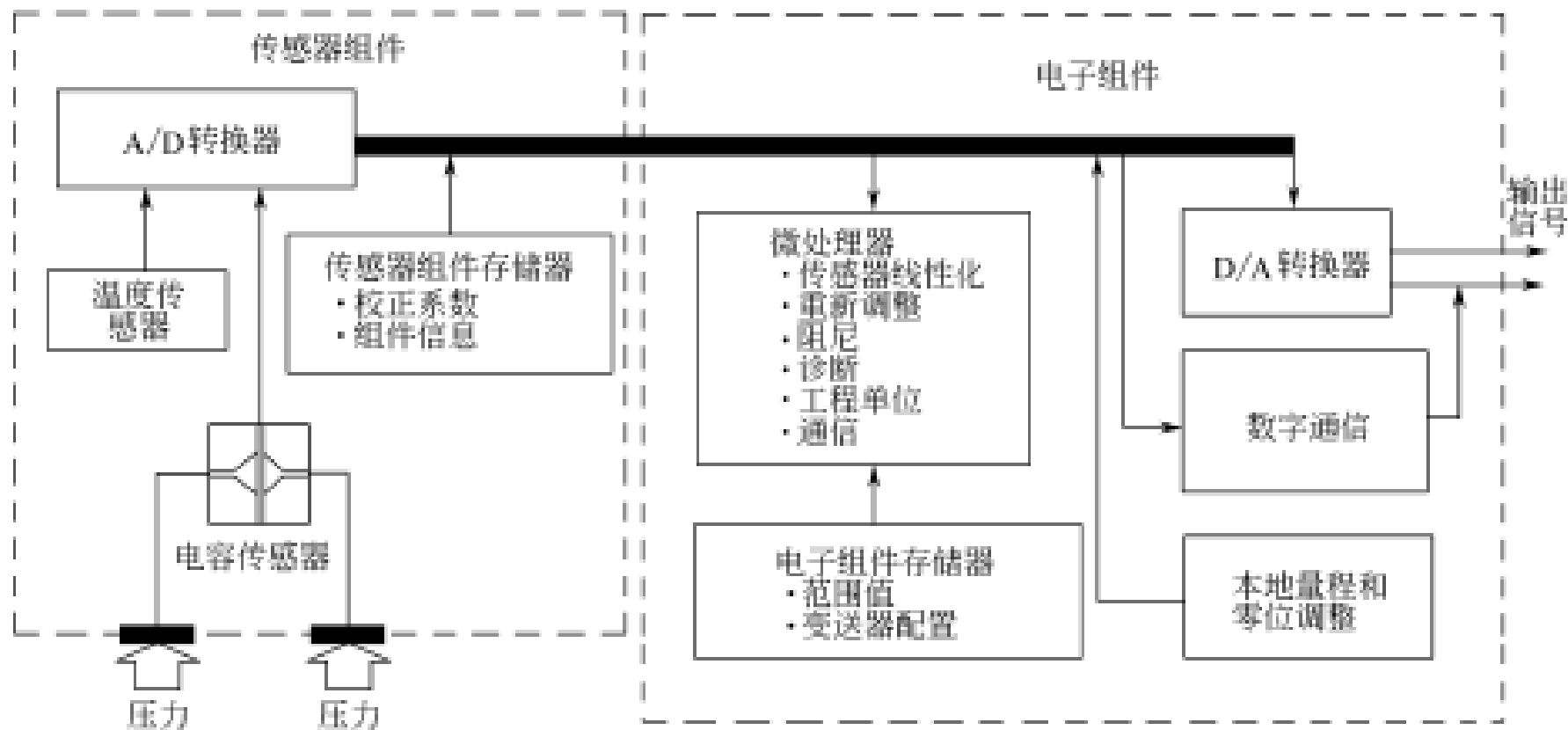
前置放大器的电压放大倍数可通过电位器 W_1 调整。电压-电流转换电路把前置放大器的输出电压转换成 $4\sim 20\text{mA}$ 的直流输出电流。它由运算放大器 IC_4 和晶体管 VT_1 、 VT_2 组成。 VT_2 起电流放大作用， VT_1 则有输出限幅的功能。当输出电流在 R_{13} 上所产生的压降使 VT_1 饱和导通时，输出电压不再增加而保持恒定。

图中，晶体管 VT_3 、稳压管 V_{22} 和电阻 R_{14} 、 R_{is} 组成稳压电路，用以对运算放大器和 VZ_1 供电。 VD_1 为防止电源反接的保护二极管

四. 智能式差压变送器

- 3051C差压变送器是Rosemount公司生产的智能变送器，有电容式和压电式两种，它将输入差压信号转换成4~20mA的直流电流，也可输出符合HART或FF通信协议的数字信号。
 - HART协议（Highway Addressable Remote Transducer，可寻址远程传感器数据公路）不是真正的现场总线，是由Rosemount公司1986年提出的实现4~20mA模拟信号与数字通讯兼容的标准，是现场总线的过渡性标准。
 - FF是基金会现场总线。

- 电容式3051C HART变送器的检测元件采用电容式压力传感器，除了电容式压力传感器之外，还配置了温度传感器，用以补偿热效应带来的误差。



8.3 温度变送器

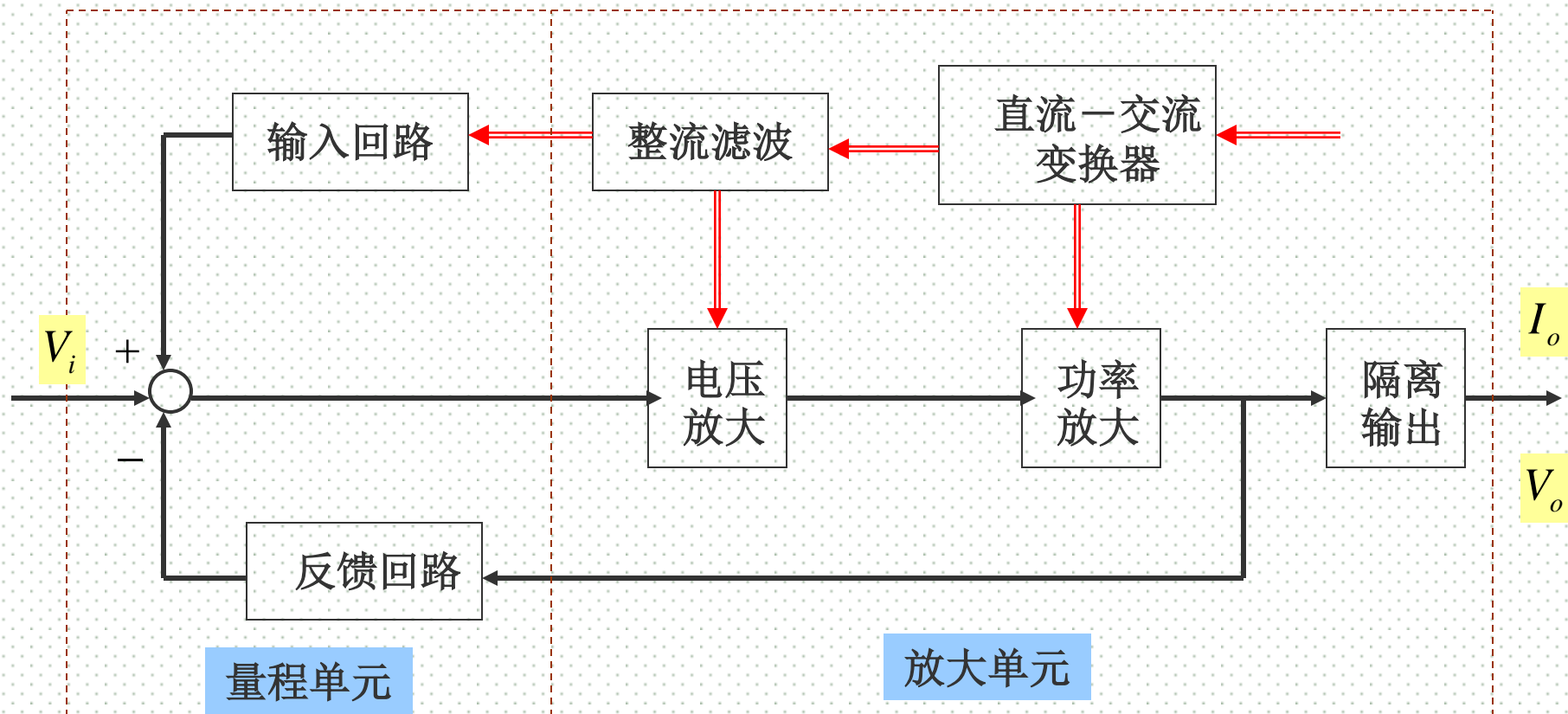
温度变送器可以与热电偶或热电阻配套使用（称为热电偶温度变送器或热电阻温度变送器），将温度信号转换成 $4 \sim 20mA$ 的标准统一信号；

也可以作为直流毫伏转换器来使用（称为直流毫伏变送器），将毫伏信号转换成标准统一信号（ $4 \sim 20mA$ ）。

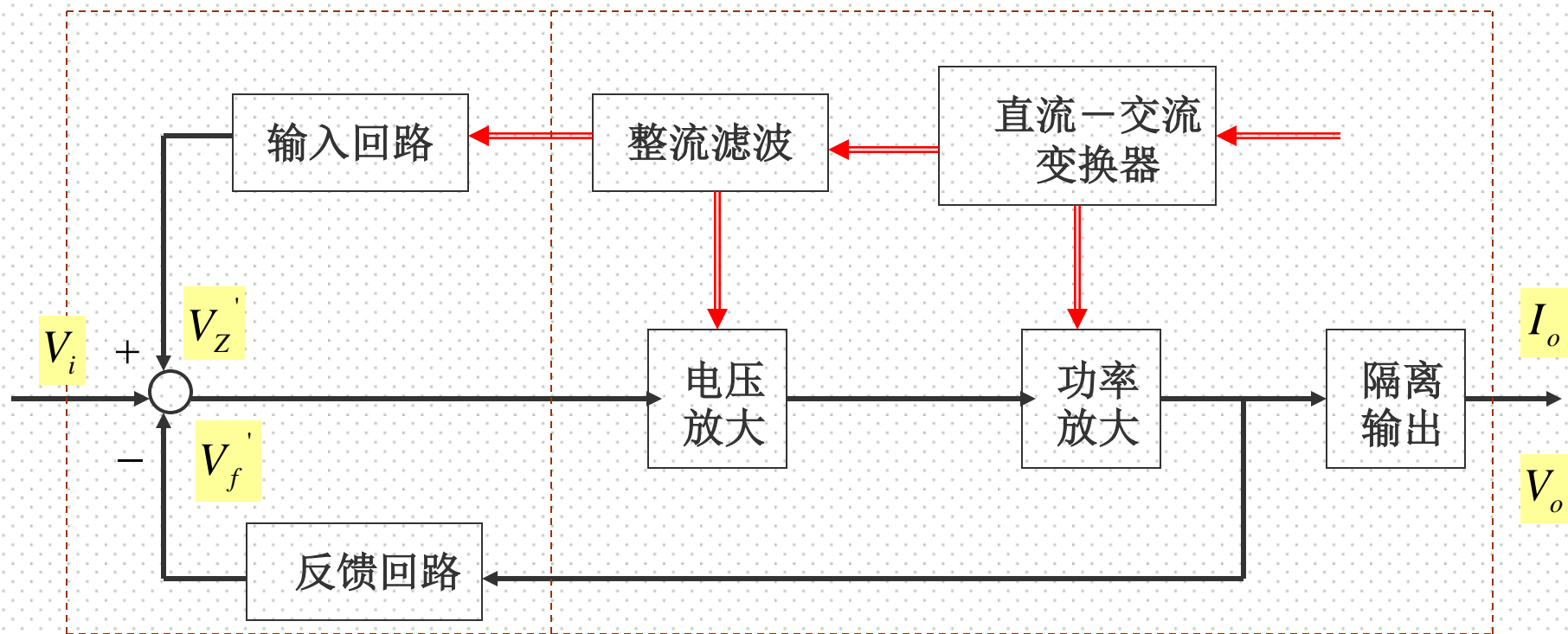
- 从结构上来说，温度变送器有由测温元件和变送器连成一个整体的一体化结构，也有测温元件另配的分体式结构。
- 模拟式温度变送器在与测温元件配合使用时，其输出信号有两种形式：
 - 输出信号与温度之间呈线性关系，但输出信号与变送器的输入信号(E_t 或 R_t)之间呈非线性关系；
 - 输出信号与温度之间呈非线性关系，而输出信号与变送器的输入信号(E_t 或 R_t)之间呈线性关系。
- 智能式温度变送器通过软件进行测温元件非线性补偿非常方便，并且补偿精度高，因此其输出信号与温度之间总是呈线性关系。

8.3.1 模拟式温度变送器

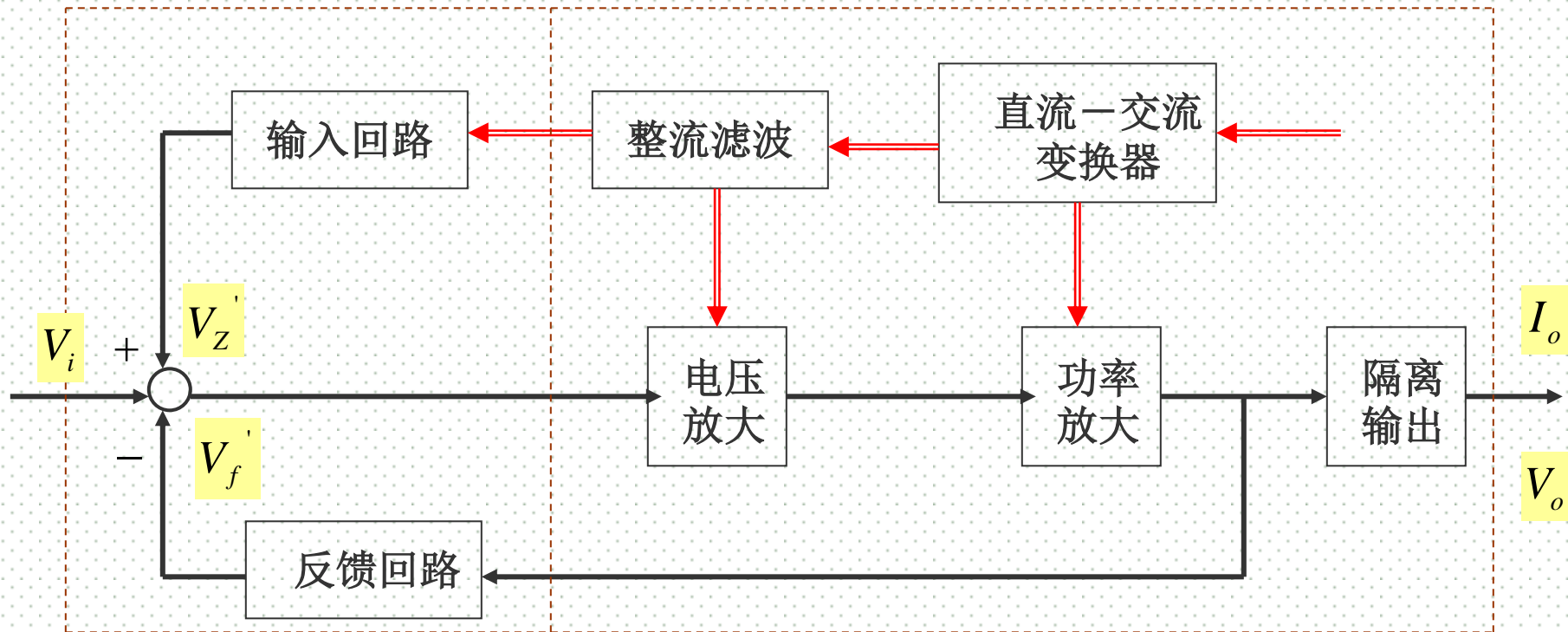
- 典型模拟式温度变送器由三部分组成：输入部分、放大器和反馈部分。测温元件，一般不包括在变送器内，而是通过接线端子与变送器相连接。



温度变送器可以分为两大部分, 其中量程单元随品种不同或测量范围不同而不同, 而放大单元则是通用的。



在量程单元中，对输入的电压信号 V_i 和零点调整及迁移信号 V_Z' 、反馈信号 V_f' 进行叠加运算，且有一些其他功能，如冷端温度补偿、非线性补偿及引线电阻补偿等。



在放大单元中，对量程单元的输出信号进行电压放大和功率放大后，经过隔离输出电路转换成 $4 \sim 20mA$ 或 $1 \sim 5V$ 的标准统一信号输出。

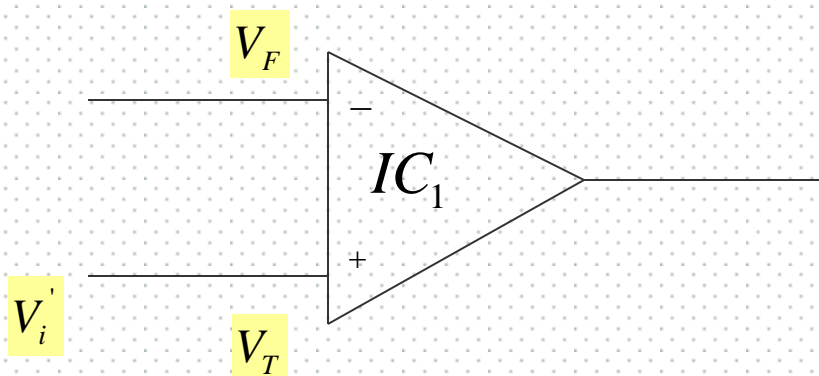
另外，为了能对仪表进行**隔离供电**，放大单元中包括直流-交流-直流变换电路，既为功率放大器提供方波电源，又为集成运算放大器和量程单元提供直流电源。

一、放大单元工作原理

1. 电压放大器

用直接耦合的方式将来自量程单元的微弱信号加以放大。

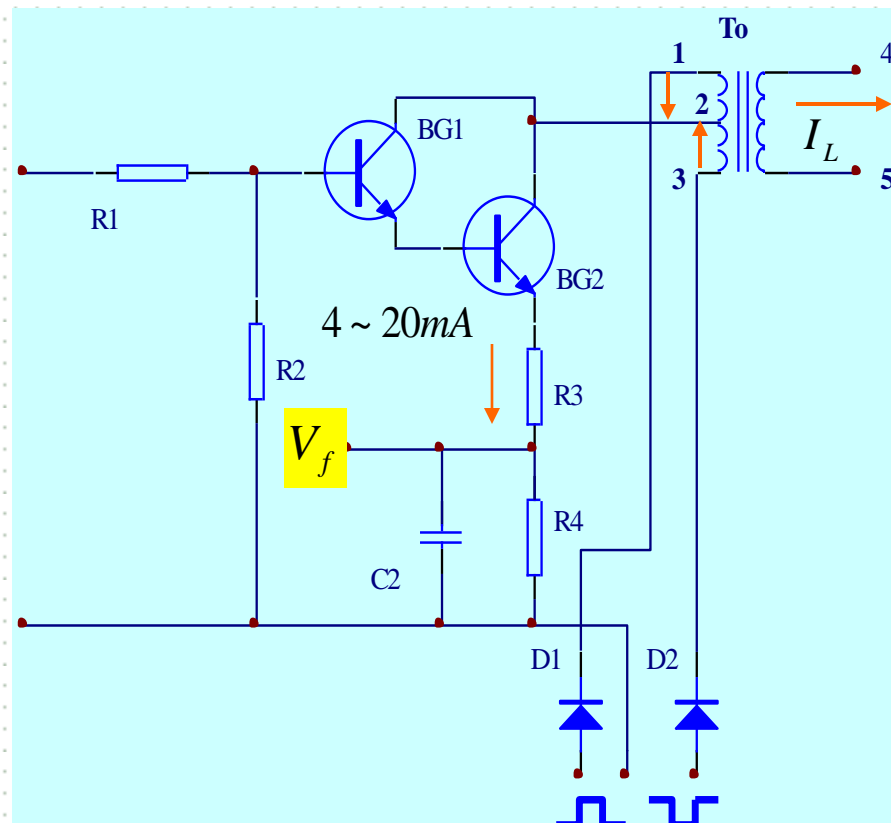
为降低由于温漂引起的误差，所采用的线性集成电路应是低漂移型的高增益运算放大器。



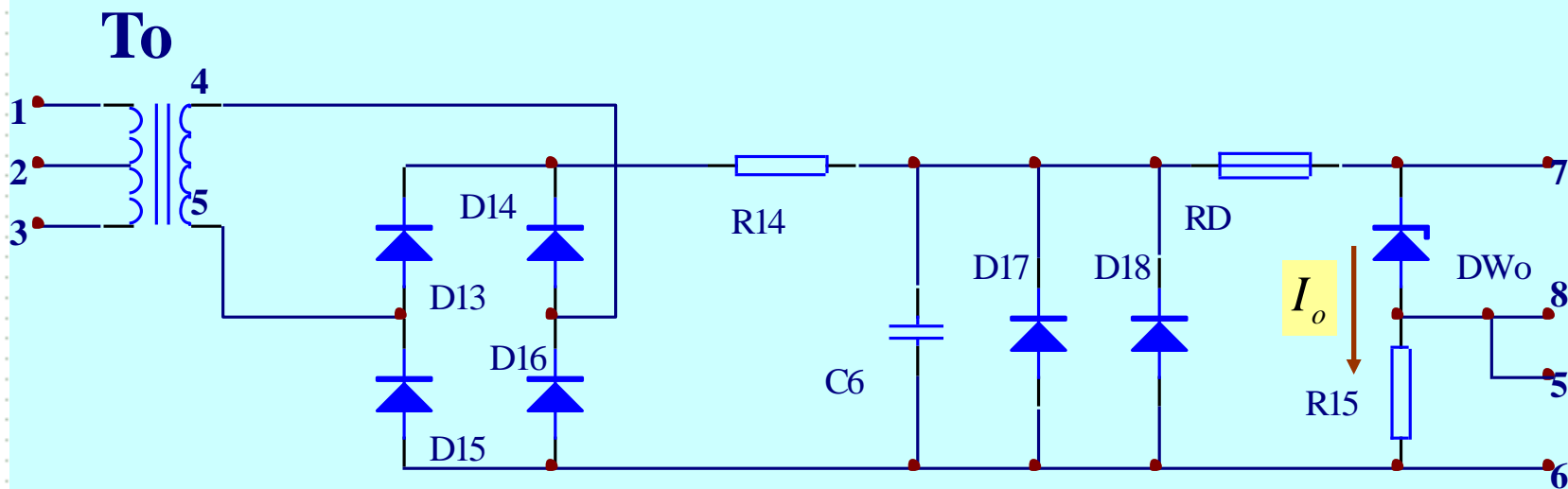
2. 功率放大器

功率放大器把运算放大器输出的直流电压信号转换成具有一定负载能力的交流电流信号，通过隔离变压器输出。

另外，由于流经复合管 BG_1 和 BG_2 射极电阻的电流与输出电流相等 ($4 \sim 20mA$)，因此在射极电阻上取出反馈电压 V_f ，送至量程单元。



3. 隔离输出电路



采用变流比为1:1的隔离变压器，使输入和输出之间没有直接电的联系。

变压器副边电流经过整流和滤波，得到4~20 mA的直流输出电流，在250 Ω 电阻上得到1~5V电压。

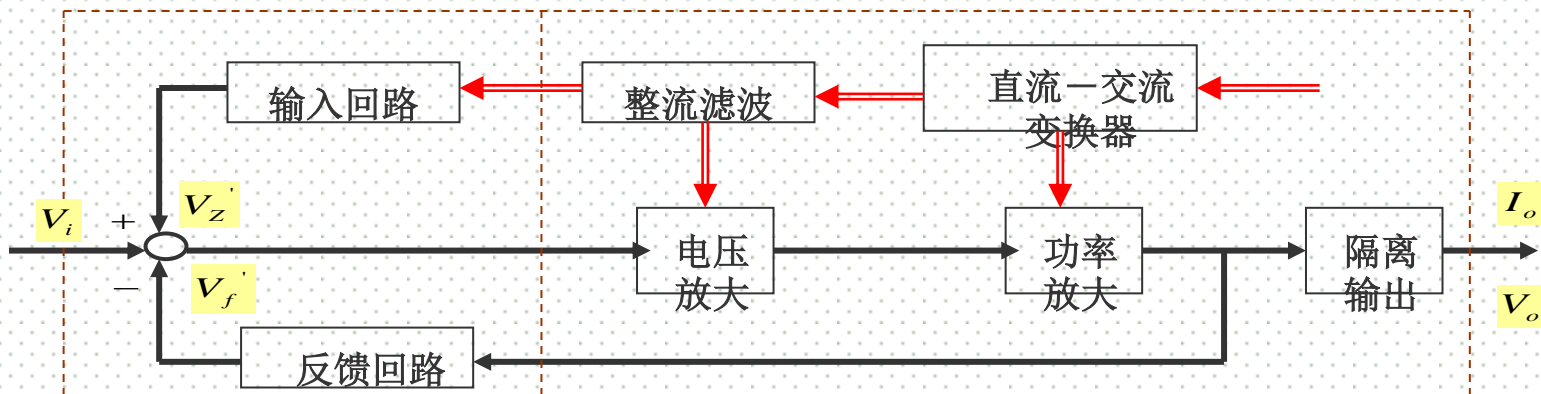
4. 直流-交流-直流 (DC/AC/DC) 变换器

➤ DC/AC/DC变换器先将的直流电压转换成交流方波电压，**为功率放大器提供方波电源**；

$4 \sim 5\text{kHz}$

➤ 再经整流、滤波和稳压，转换成直流电压，**为运算放大器和量程单元提供直流电源**。

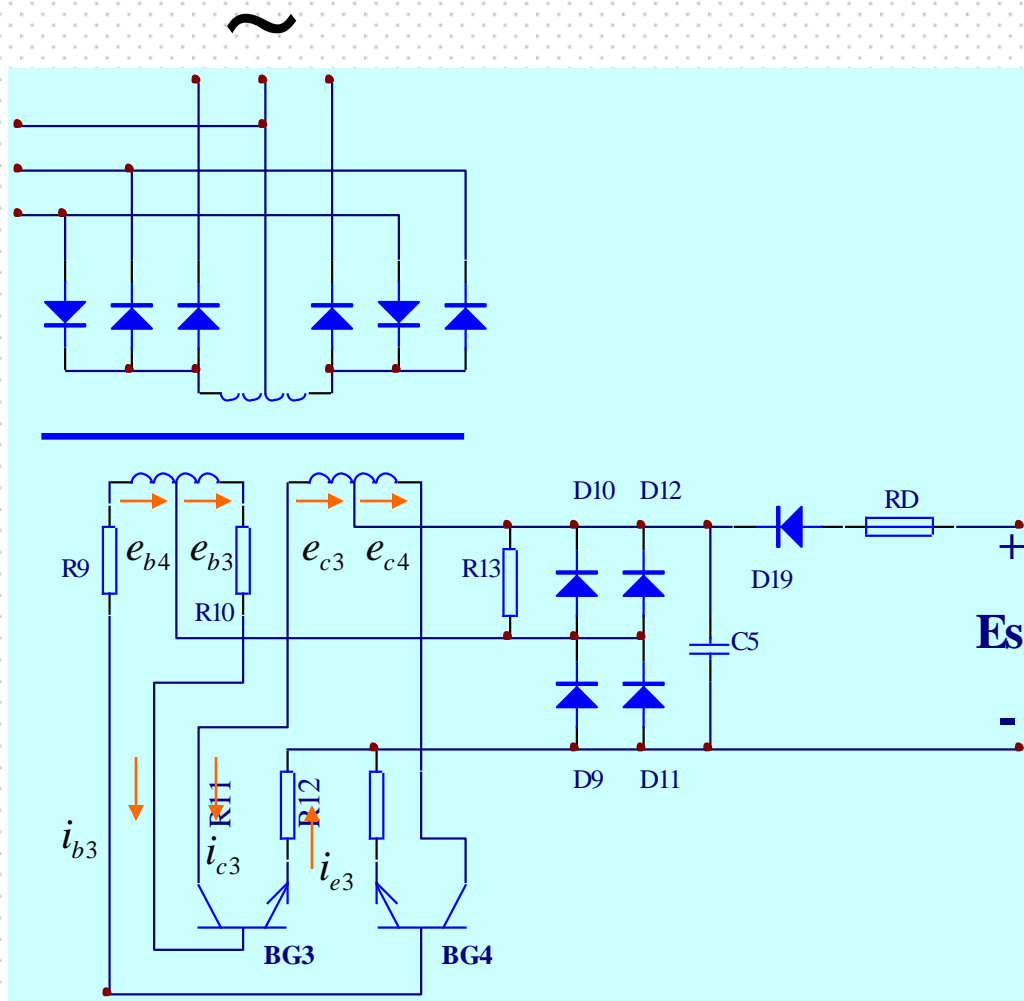
➤ 该变换器的核心部分是DC/AC变换电路，其实质是一个**磁耦合对称推挽式多谐振荡器**。



电源接通以后，电源电压通过 R_{13} 给 BG_3 和 BG_4 提供**基极偏置电流**，使两个晶体管的集电极电流都有**增加的趋势**。

由于**两个晶体管的参数不可能完全相同**，故增加的速度也不相同。假定 BG_3 的集电极电流 i_{c3} 增加得快些，则磁通正方向增加，在集电极绕组上产生的感应电势 e_{c3} 。

根据**电磁感应原理**，在两个基极绕组上分别产生感应电势 e_{b3} 和 e_{b4} 。从图中所示的方向可以看出， e_{b3} 使 BG_3 的基极回路产生 i_{b3} ，**而 e_{b4} 则使 BG_4 得截止**。



R_{13} 、 R_9 、 R_{10} —— 基极电阻
 R_{11} 、 R_{12} —— 发射极负反馈电阻

由于 i_{b3} 的作用，使得 i_{c3} 以增加，
而 i_{c3} 的增加又使 i_{b3} 更大。

该瞬间的正反馈作用使 i_{b3} 立即达到最大值，从而使 BG_3 立即进入饱和状态，即 BG_3 的管压降为：

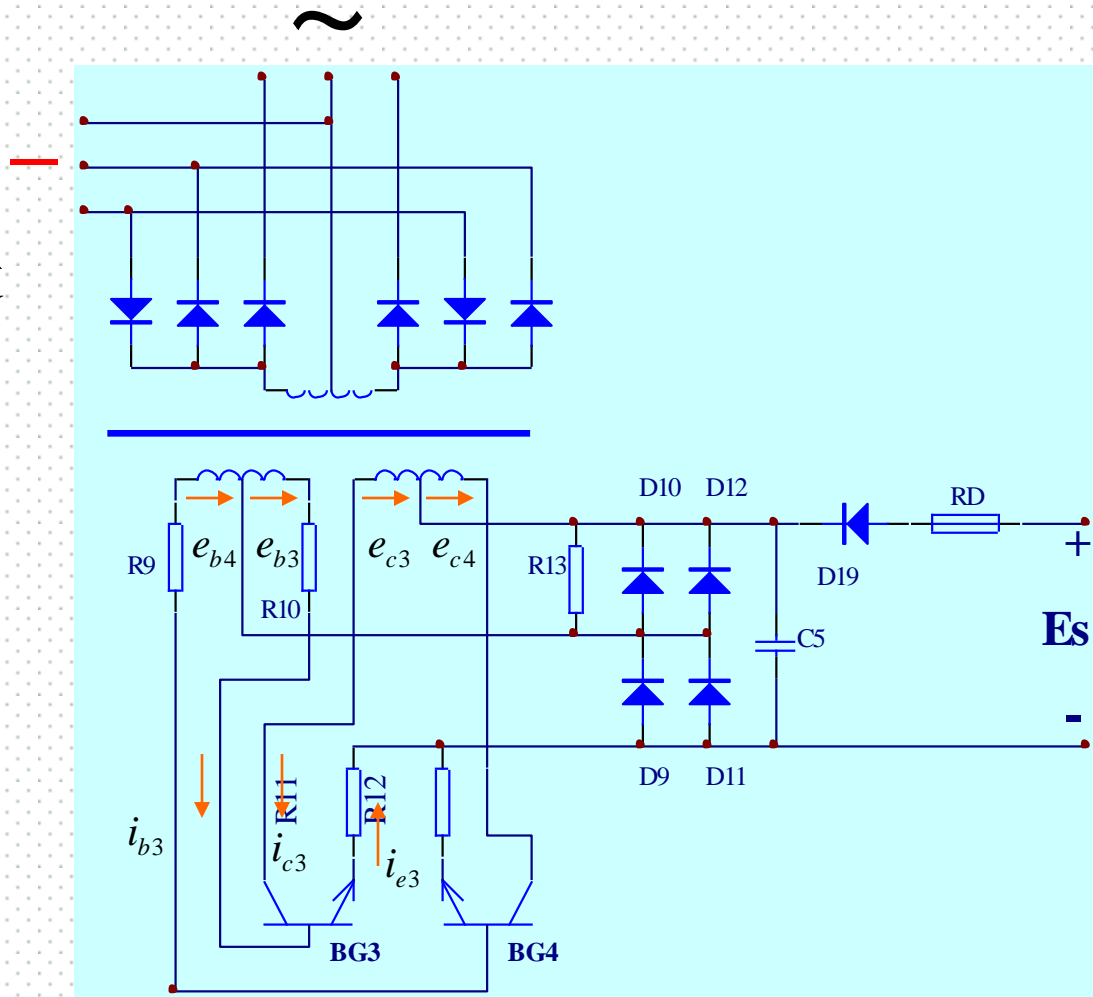
$$V_{ce} \approx 0$$

可见，此瞬间有：

$$e_{c3} \approx E_s$$

BG_3 基极绕组的感应电势为：

$$e_{b3} = \frac{W_b}{W_c} \cdot e_{c3} \approx \frac{W_b}{W_c} E_s$$

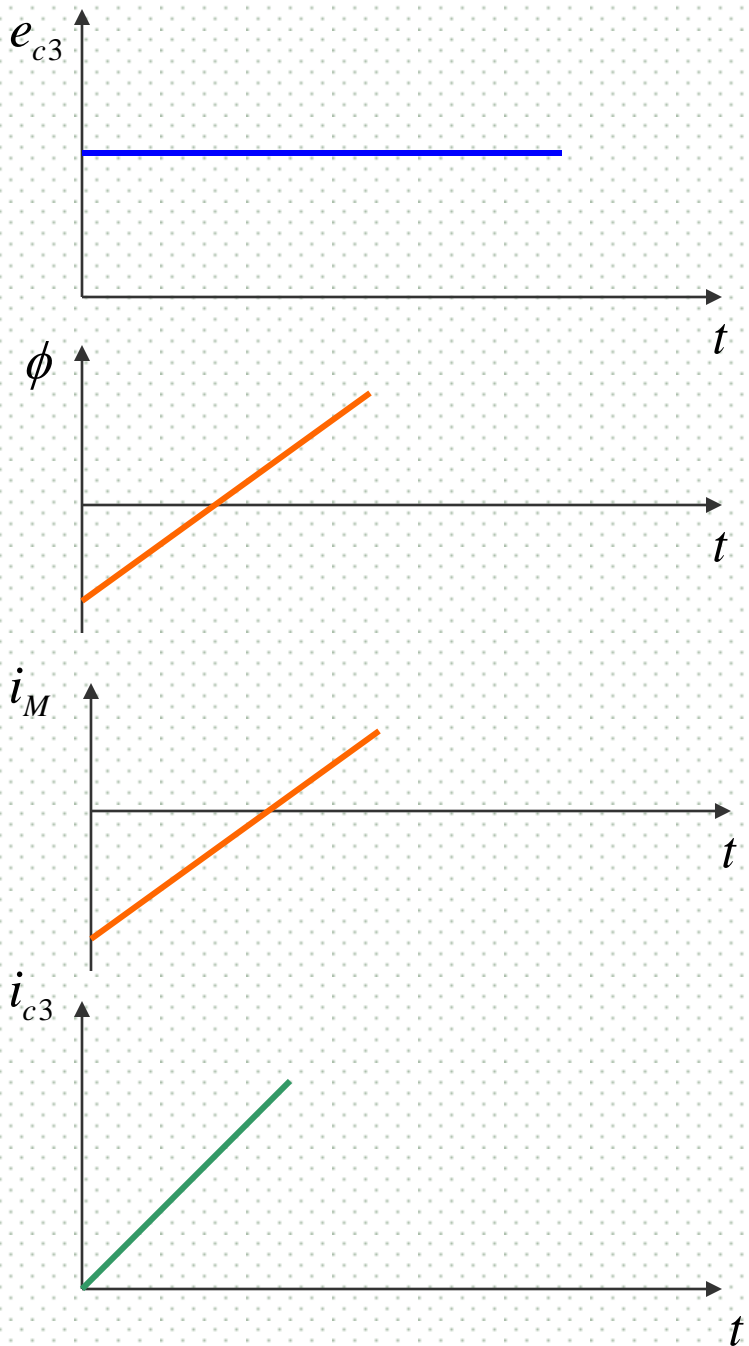


感应电势的大小与磁通的变化率成正比，即：

$$|e_{c3}| = W_c \frac{d\Phi}{dt}$$

在铁芯磁化曲线的线性范围内，
激磁电流 $i_M = \frac{W_c i_c - W_b i_b - W_L i_L}{W_c}$ 与磁通成正比。

因此，当 e_{c3} 近似为常数时，磁通及激磁电流都将随时间线性增加， i_{c3} 当然也随时间线性增加。



在 i_{c3} 随时间线性增加的同时， i_{b3} 则因发射极电位的不断增加而减小

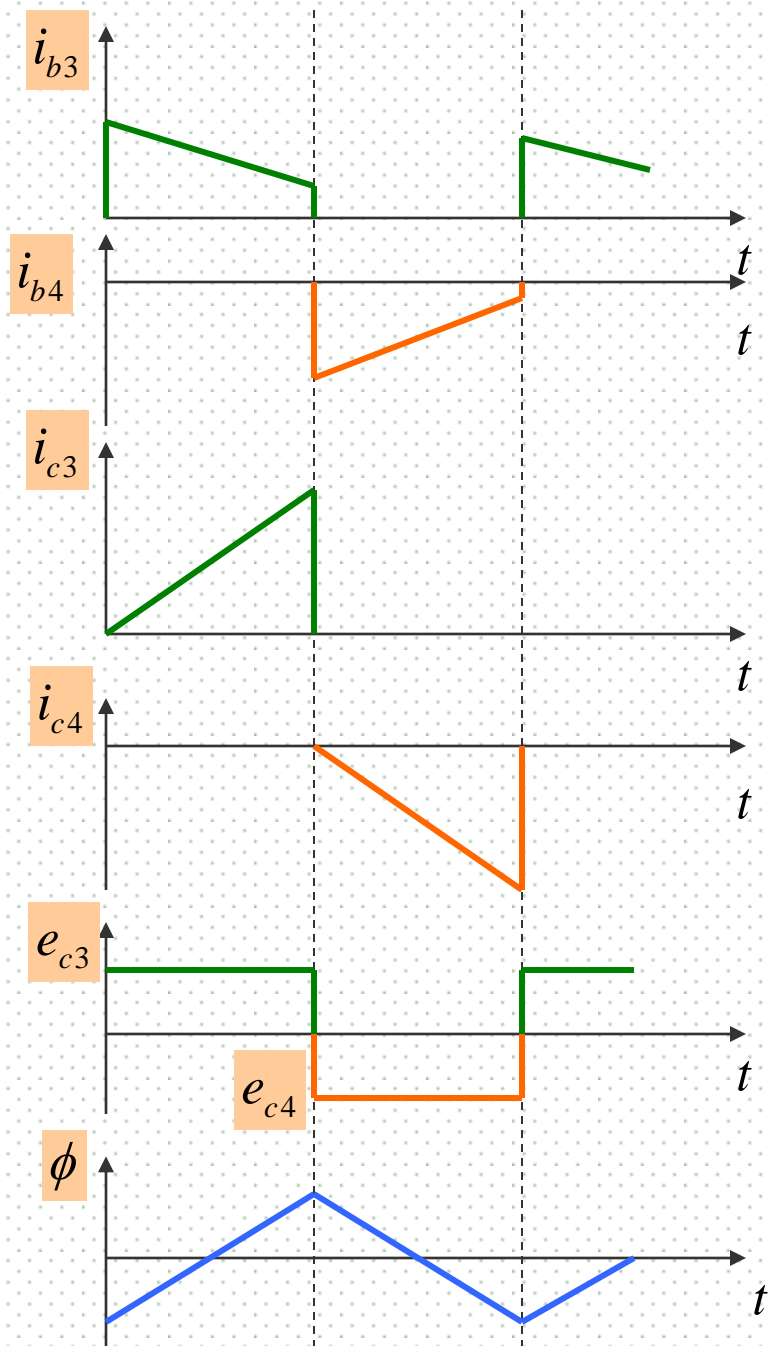
$$(i_{b3} = \frac{e_{b3} - i_{e3}R_{11}}{R_{10}} \approx \frac{e_{b3} - i_{c3}R_{11}}{R_{10}}), \text{ 直到与}$$

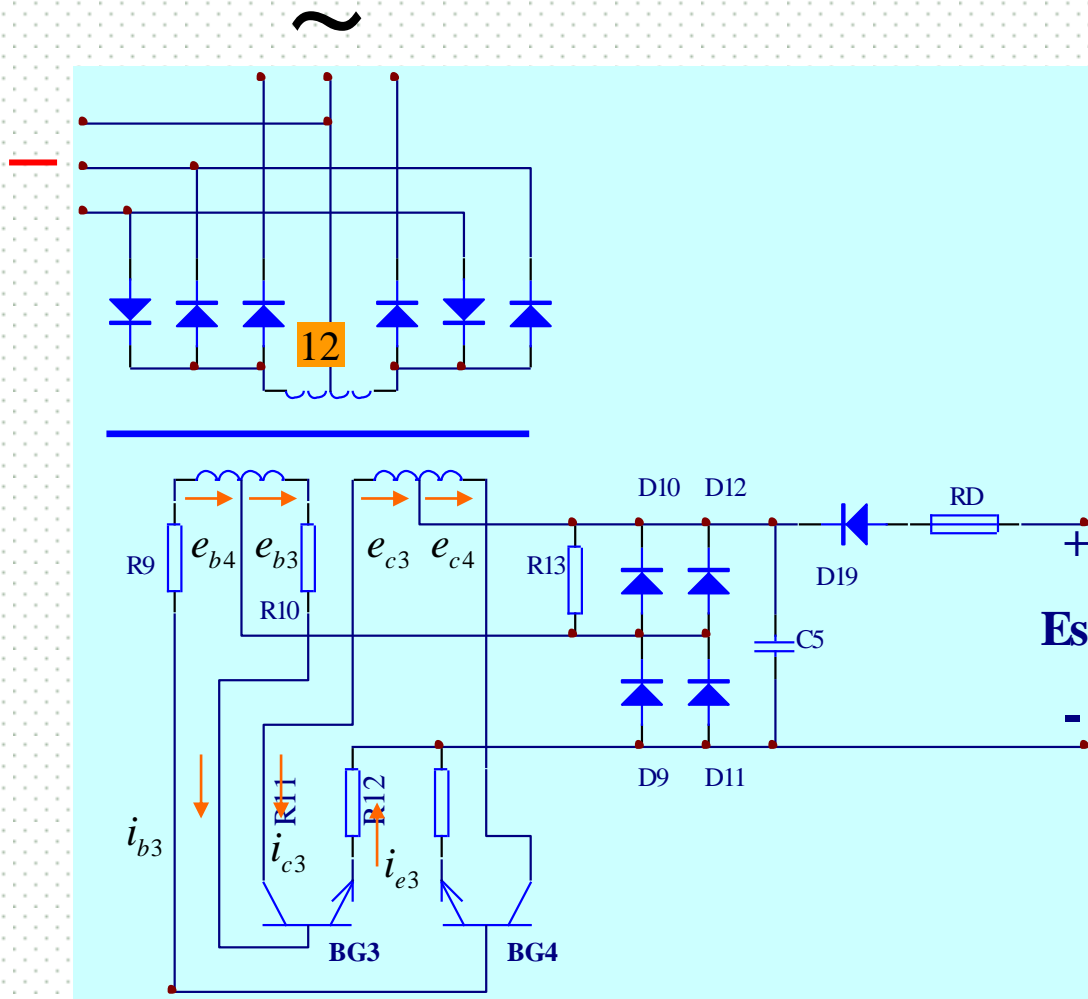
两者符合晶体管的电流放大规律为止，晶体管从饱和区退到放大区。此时， i_{c3} 达到最大值，而 i_{b3} 达到最小值。

与此同时，磁通 Φ 也达到最大值而不再增加，即： $\frac{d\Phi}{dt} = 0$ ，使得 e_{c3} 立即等于零， i_{c3} 也立即为零。

根据电磁感应原理，感应电势立即转变方向。在反向 e_{c3} 的作用下， BG_3 立即截止，而反向的 e_{b4} 使 BG_4 导通，开始与刚才 BG_3 相同的过程。

如此周而复始，形成自激振荡，在变压器的副边绕组上也得到感应电势 e_{L1} 和 e_{L2} 。

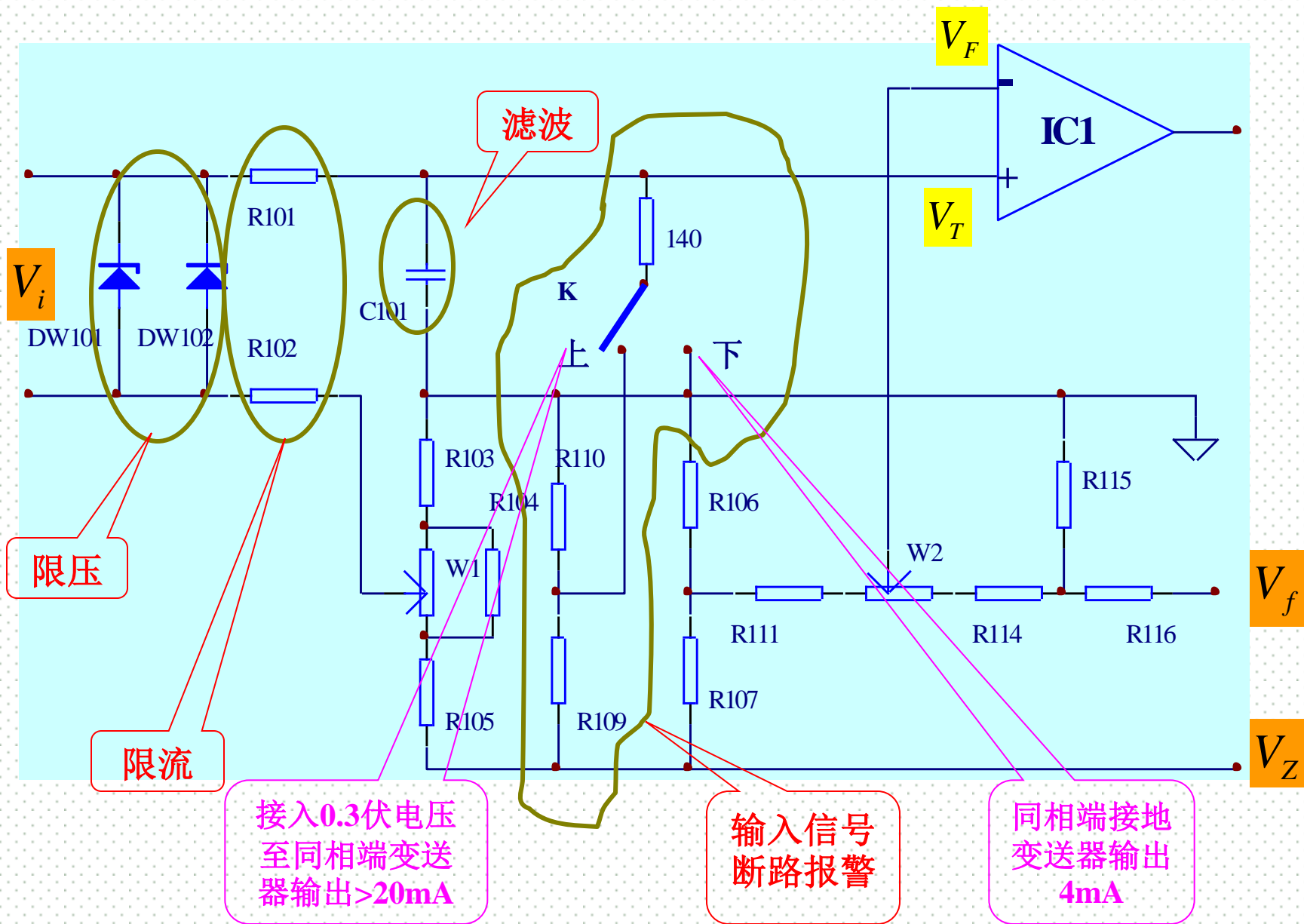


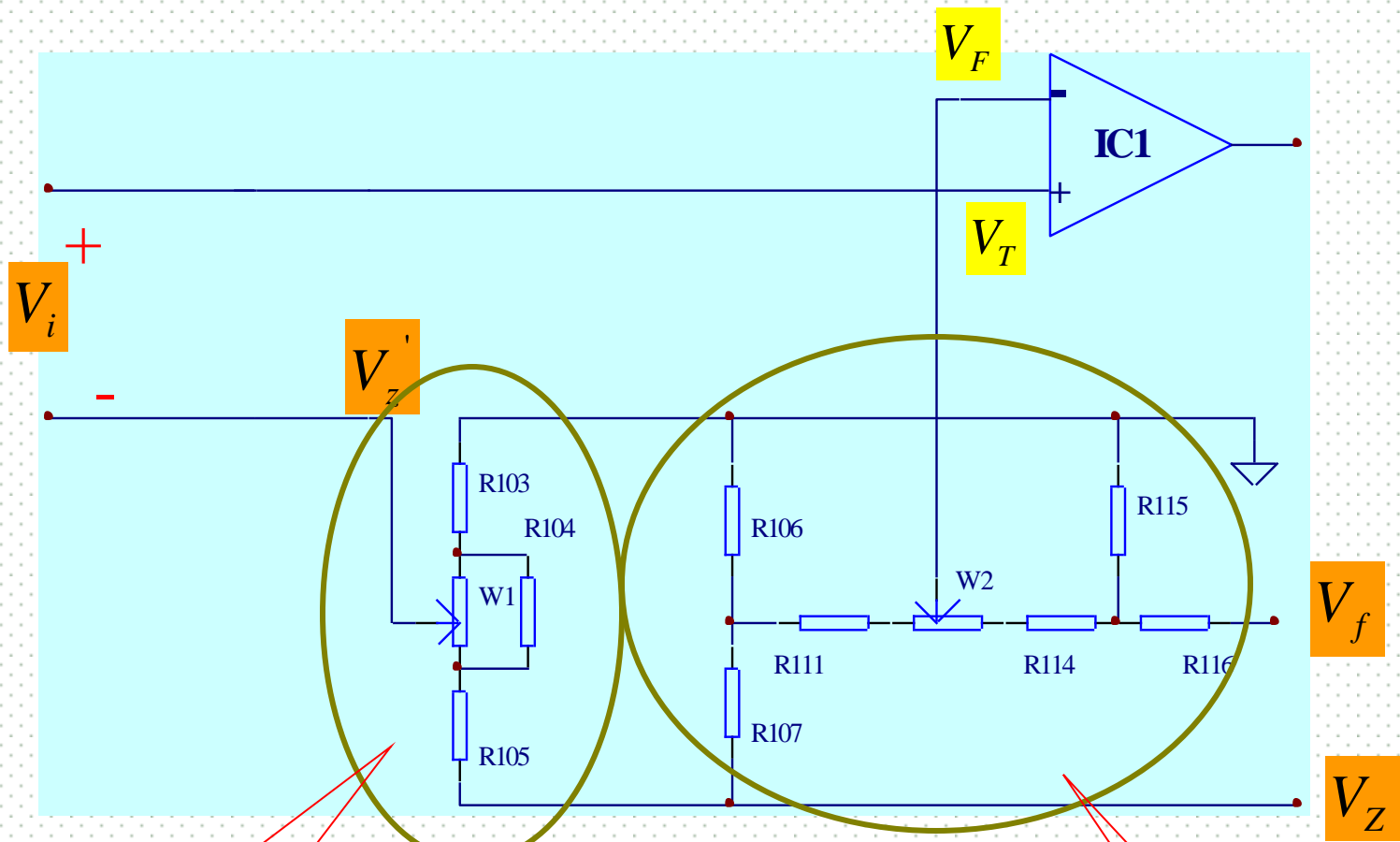


由于两个集电极绕组的匝数相等，副边的两个绕组匝数也相等，因此，当副边绕组以点12为参考点时，绕组中的感应电势大小相等、方向相反。

如果其负载是纯电阻，则变压器的副边输出的是方波信号。

三. 直流毫伏变送器量程单元

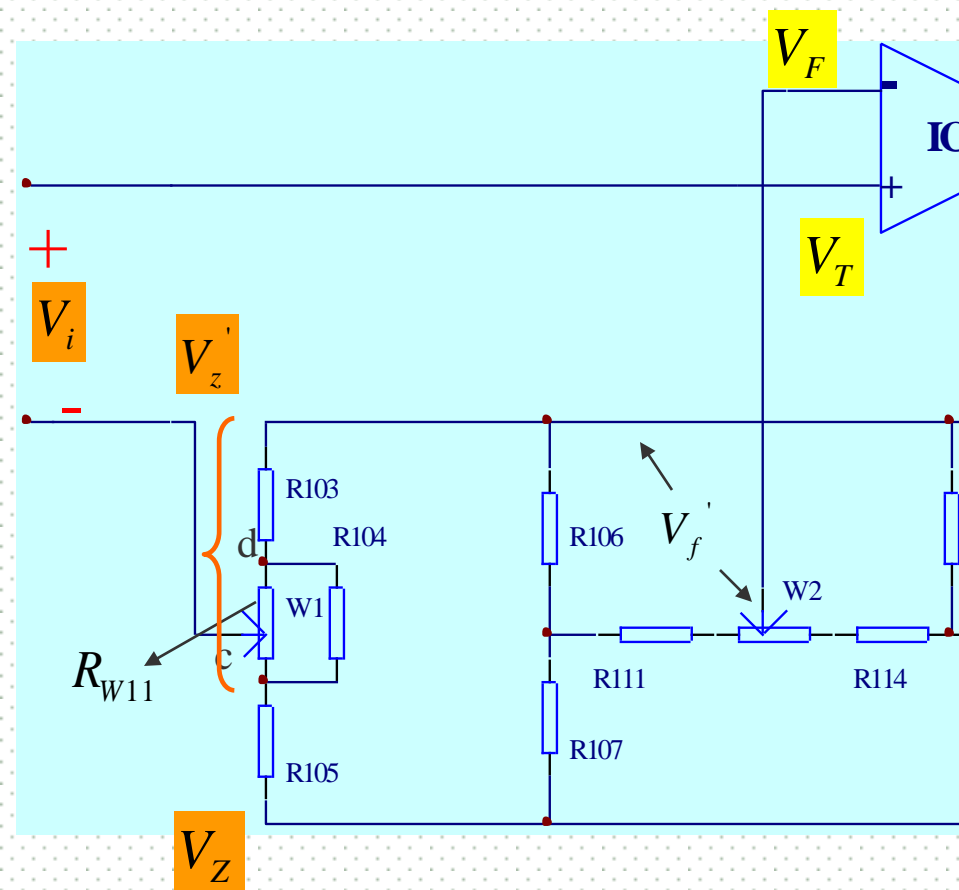




零点调整和零点迁移电路

量程调整电路

除去附加功能后的量程单元电路

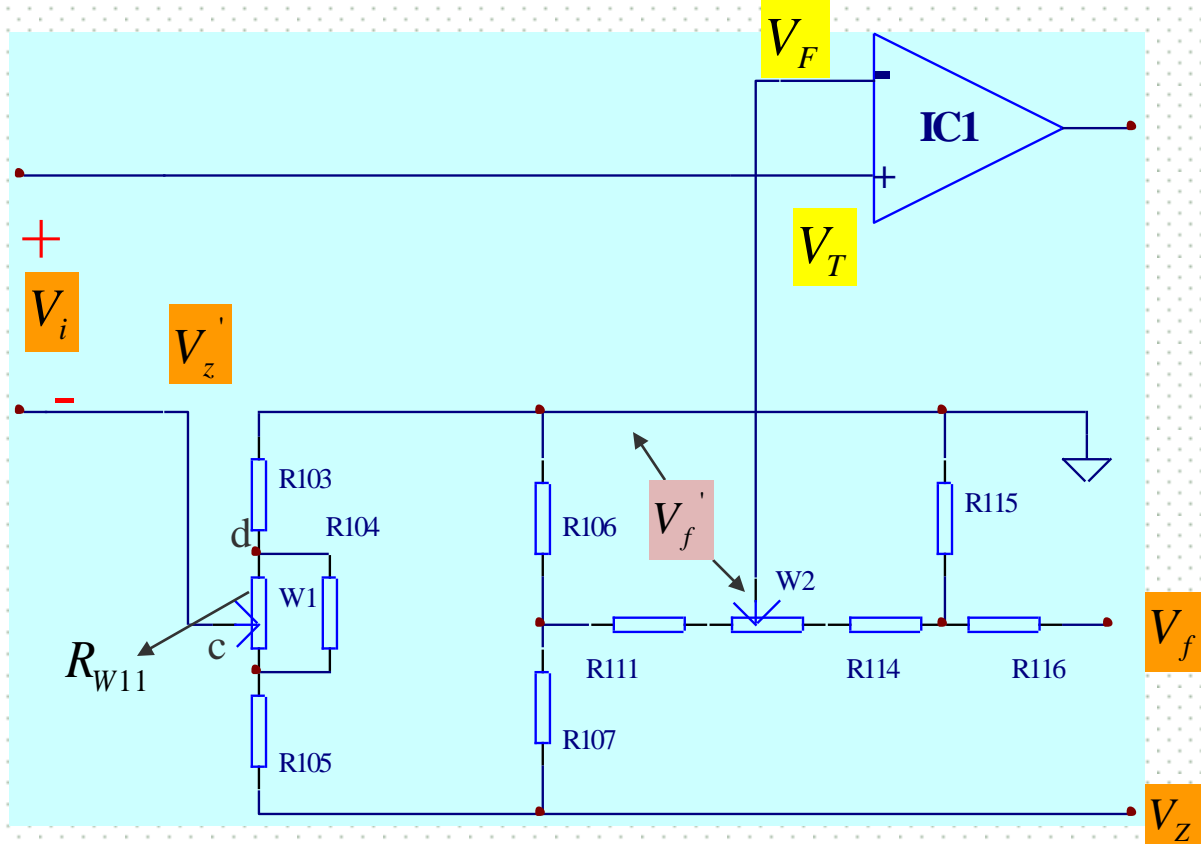


变送器的输入信号 V_i 和零点调整电压 V'_z 叠加后，作为运算放大器同相端的输入信号，即：

$$\begin{aligned}
 V_T &= V_i + V'_z \\
 &= V_i + \frac{R_{cd} + R_{103}}{R_{103} + R_{W1} // R_{104} + R_{105}} V_Z \\
 &\approx V_i + \frac{R_{cd} + R_{103}}{R_{105}} V_Z \\
 &= V_i + \alpha \cdot V_Z
 \end{aligned}$$

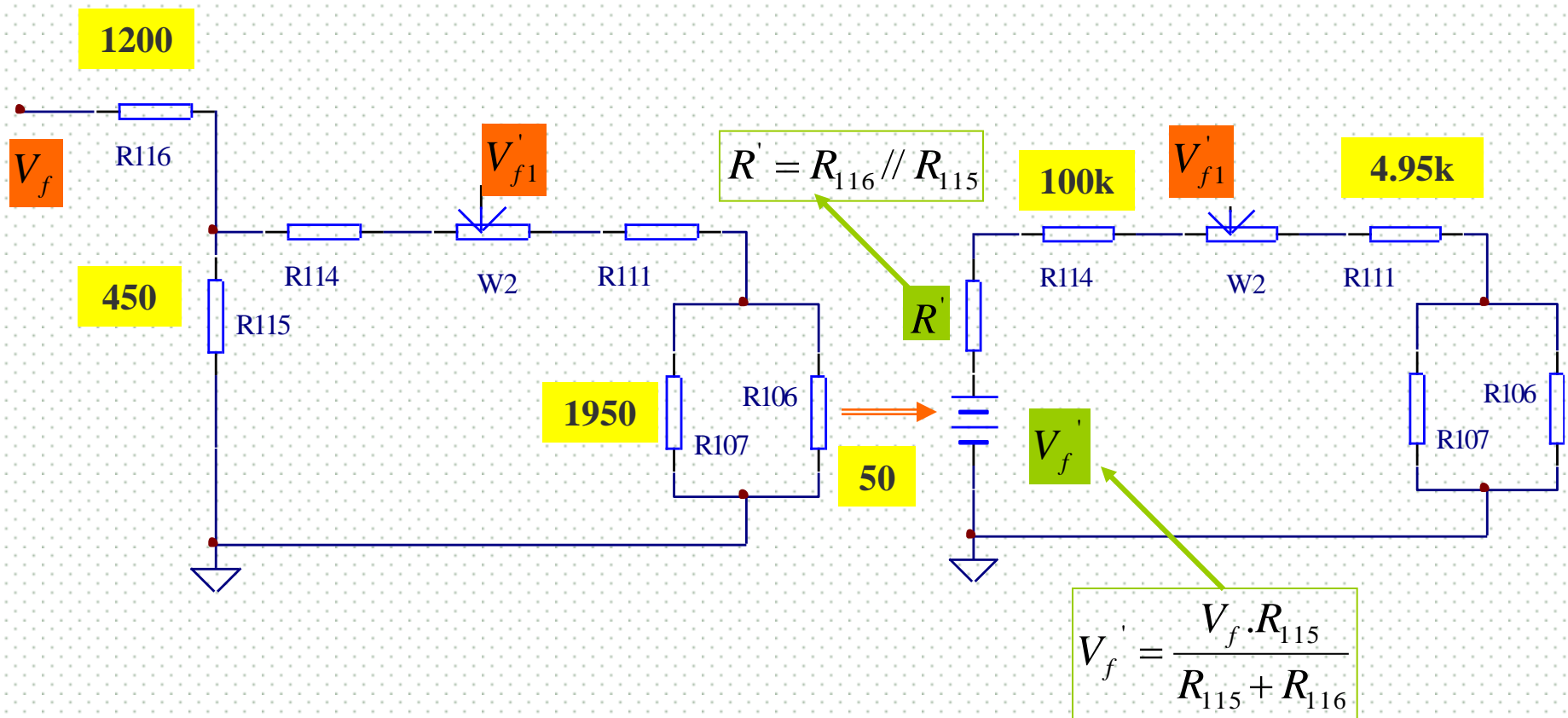
其中
$$R_{cd} = \frac{R_{W11} \cdot R_{104}}{R_{W11} + R_{104}}$$

（用 $\Delta-Y$ 转换方法得到）



运算放大器反向端的输入信号 V_F 是由反馈电压 V_f 和基准电压 V_Z 在反馈网络上的作用结果，即：

$$V_F = V'_f = V'_{f1} + V'_{f2}$$

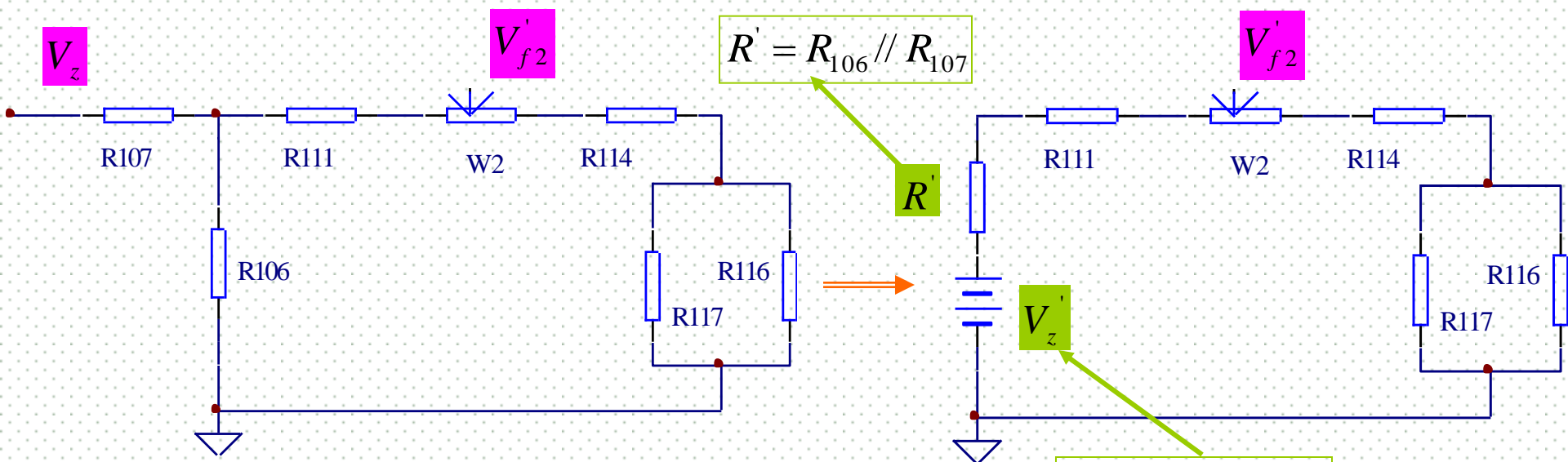


当反馈电压单独作用时，产生的电压为：

$$V'_{f1} = \frac{R_{115} \cdot V_f}{R_{115} + R_{116}} \cdot \frac{R_{106} // R_{107} + R_{111} + R_{W21}}{R_{106} // R_{107} + R_{111} + R_{W2} + R_{114} + R_{115} // R_{116}}$$

$$\approx \frac{R_{115}}{R_{115} + R_{116}} \cdot \frac{R_{106} + R_{111} + R_{W21}}{R_{111} + R_{114}} \cdot V_f$$

$$V_f = I_o R_4 = \frac{V_o}{R_{15}} R_4 = \frac{V_o}{5}$$



当基准电压单独作用时，产生的电压为：

$$V'_{f2} = \frac{R_{106} \cdot V_z}{R_{107} + R_{106}} \cdot \frac{R_{115} // R_{116} + R_{114} + R_{W22}}{R_{106} // R_{107} + R_{111} + R_{W2} + R_{114} + R_{115} // R_{116}}$$

$$\approx \frac{R_{106}}{R_{107}} \cdot V_z$$

阻值与其他电阻
相比要大得多

运算放大器反相端的输入信号:

$$\begin{aligned} V_F &= V'_f = V'_{f1} + V'_{f2} \\ &= \frac{R_{115}}{R_{115} + R_{116}} \cdot \frac{R_{106} + R_{111} + R_{W21}}{R_{111} + R_{114}} \cdot \frac{V_o}{5} + \frac{R_{106}}{R_{107}} \cdot V_Z \\ &= \frac{1}{\beta} \cdot V_o + \gamma \cdot V_Z \end{aligned}$$

$$V_T = V_i + \alpha \cdot V_Z$$

$$V_F = \frac{1}{\beta} \cdot V_o + \gamma \cdot V_Z$$

当 IC_3 为理想运算放大器时，有 $V_F = V_T$ ，即：

$$V_i + \alpha \cdot V_Z = \frac{1}{\beta} \cdot V_o + \gamma \cdot V_Z$$

整理后得：

$$V_o = \beta \cdot [V_i + (\alpha - \gamma) \cdot V_Z]$$

$$V_o = \beta \cdot [V_i + (\alpha - \gamma) \cdot V_z]$$

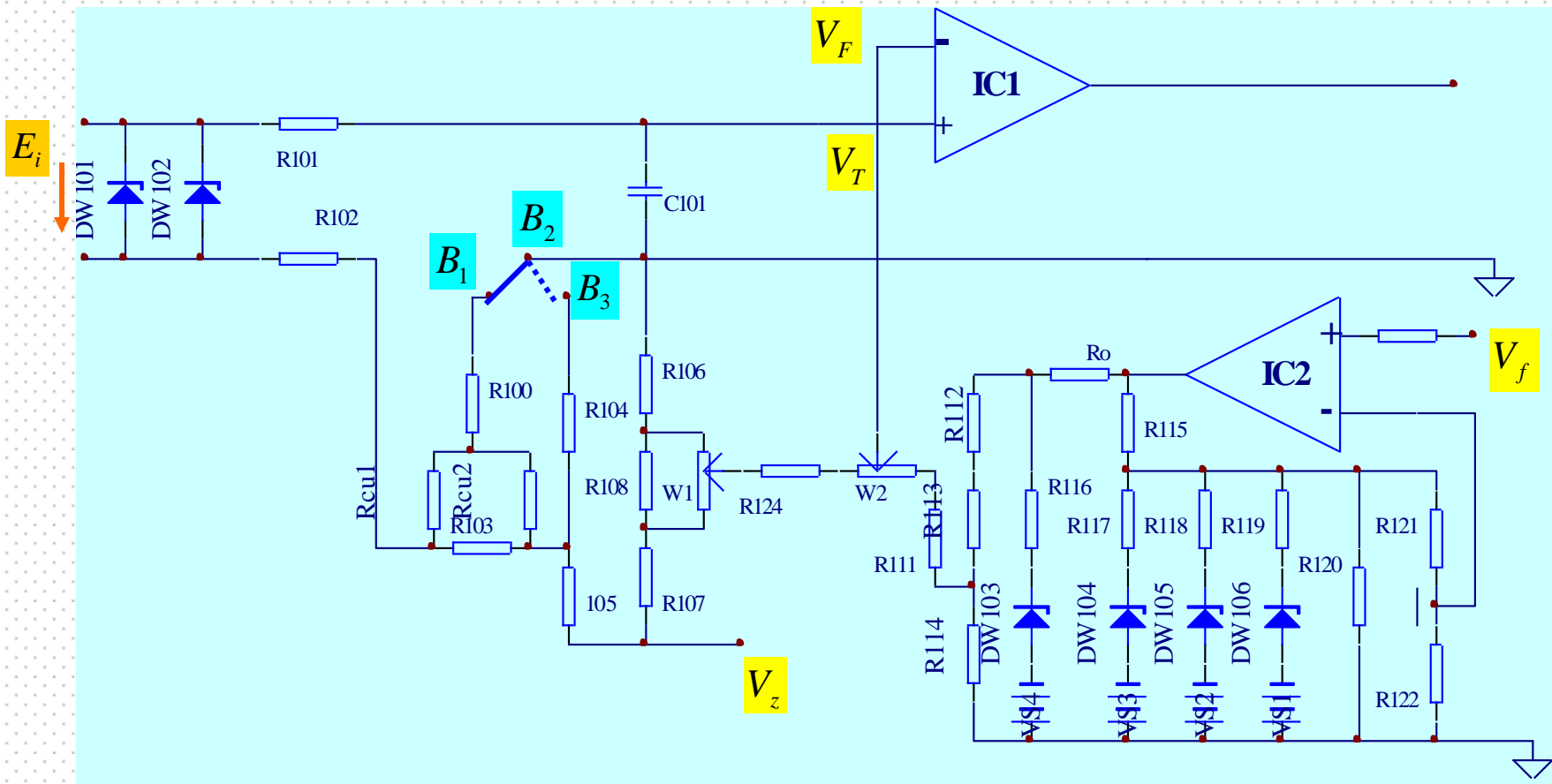
① $(\alpha - \gamma)U_z$ 这一项表示了变送器的调零信号，改变 α 值可实现正向或负向迁移。

更换电阻 **R103** 可大幅度地改变零点迁移量。而改变 **R104** 和调整电位器 **RP1**，可在小范围内改变调零信号。

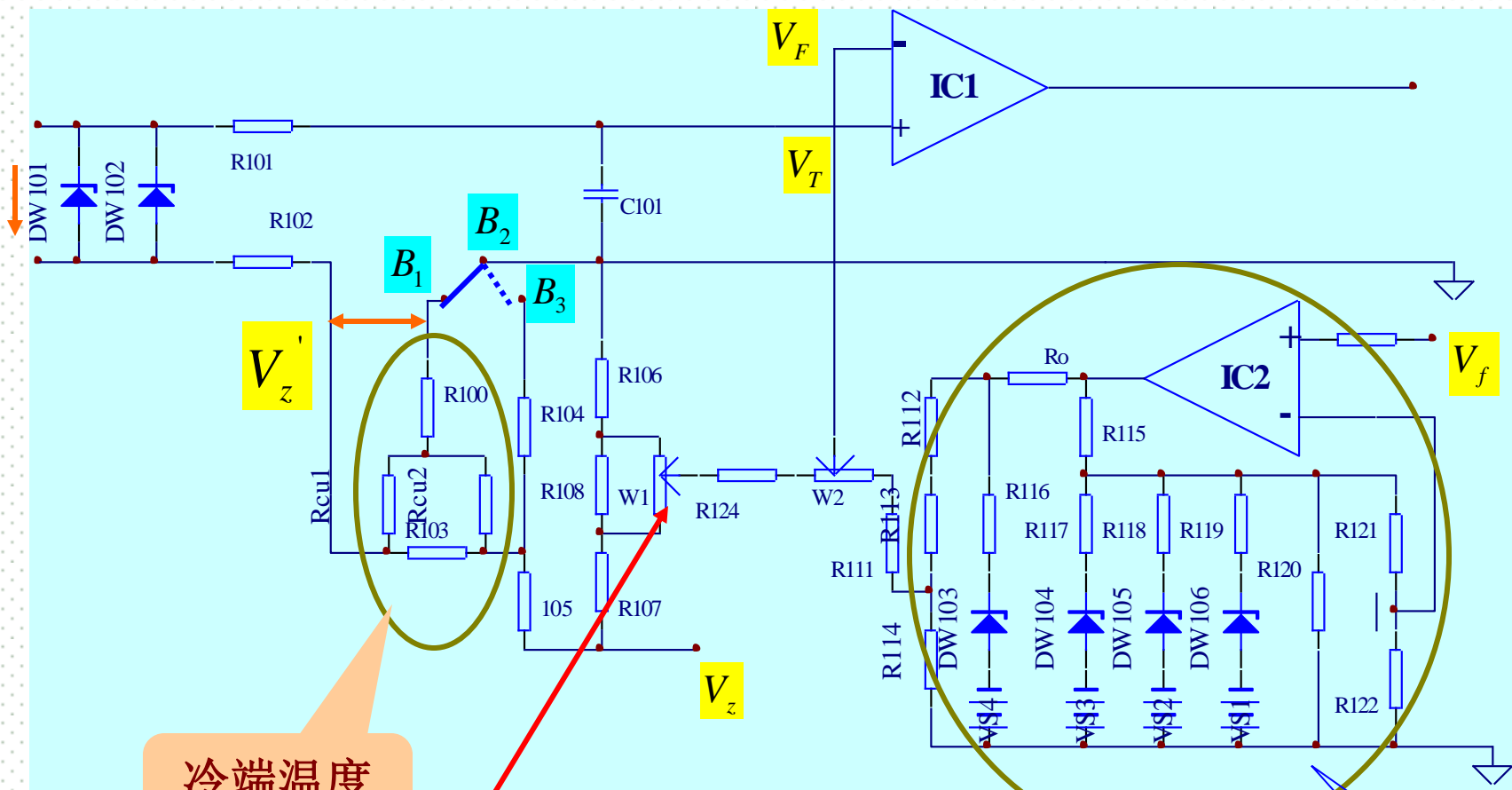
② β 为输出与输入之间的比例系数，由于输出信号 U_o 的范围(1~5V)是固定不变的，因而比例系数愈大就表示输入信号范围也即量程范围愈小。改变 **R114** 可大幅度地改变变送器的量程范围。而调整电位器 **RP2**，可以小范围地改变比例系数。

③调整 **RP2**，改变比例系数，不仅调整了变送器的输入（量程）范围，而且使调零信号也发生了变化，即调整量程会影响零位，这一情况与差压变送器相同。另一方面，调整 **RP1** 不仅调整了零位，而且满度输出也会相应改变。因此在仪表调校时，零位和满度必须反复调整，才能满足精度要求。

四. 热电偶温度变送器量程单元



该电路原理图中有与直流毫伏变送器**相同的**限压、限流、以及断路报警电路，**相仿的**零点调整、迁移电路和量程调整电路。



冷端温度
补偿电路

线性化
电路

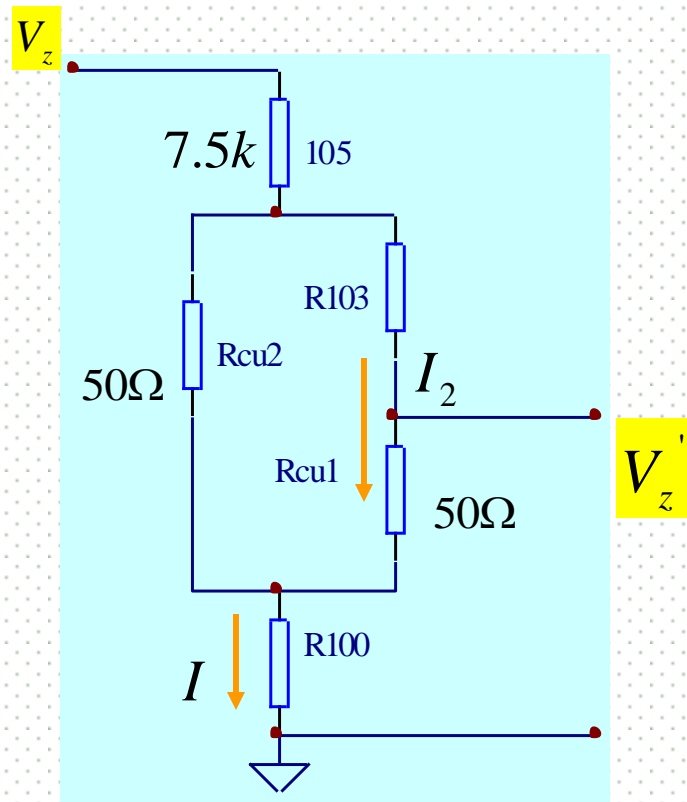
与直流毫伏变送器不同之处在于：

- (1) 输入回路中增加了热电偶冷端温度补偿电路，并把调零电位器 W_1 移到反馈回路的支路上；
- (2) 在反馈回路中增加了线性化电路。

1. 热电偶冷端温度补偿电路

在四线制的温度变送器中用了两个铜电阻进行冷端温度补偿，电阻的阻值在 0°C 时都固定为 50Ω ；

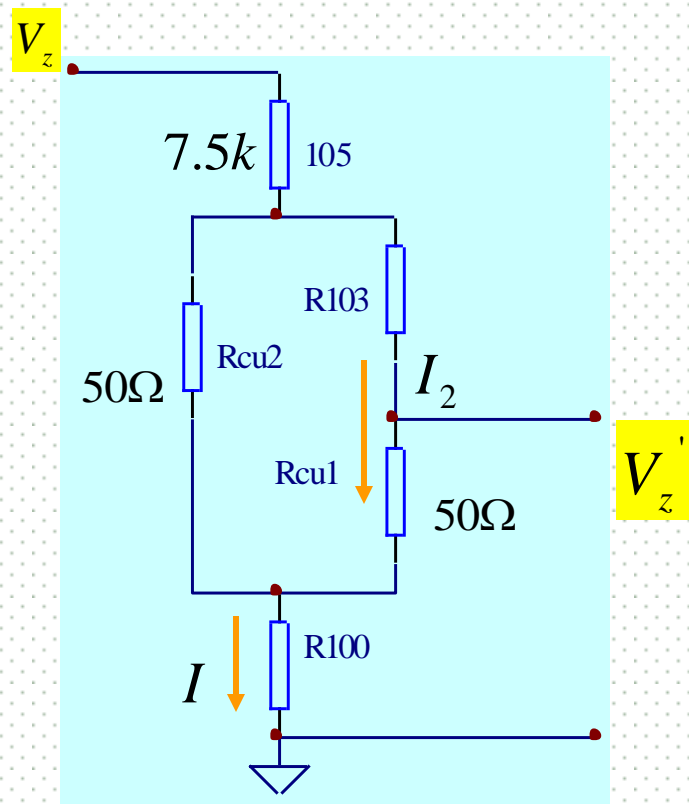
其余电阻为**锰铜电阻**或精密金属膜电阻，阻值的大小由热电偶的分度号所决定。



冷端温度补偿电压为：

$$\begin{aligned}
 V'_Z &= I \cdot R_{100} + I_2 \cdot R_{cu1} \\
 &= \frac{V_Z}{R_{105} + (R_{103} + R_{cu1}) // R_{cu2} + R_{100}} \cdot (R_{100} + \frac{R_{cu2}}{R_{103} + R_{cu1} + R_{cu2}} \cdot R_{cu1}) \\
 &\approx \frac{1}{R_{105}} \cdot (R_{100} + \frac{R_{cu1} R_{cu2}}{R_{103} + R_{cu1} + R_{cu2}}) \cdot V_Z
 \end{aligned}$$

当冷端温度发生变化时， R_{cu1} 和 R_{cu2} 的阻值也发生变化，从而补偿了热电偶的热电势由于冷端温度变化而发生的变化。



电阻 R_{105} 的阻值确定为 $7.5k\Omega$ ， R_{100} 和 R_{103} 的阻值根据以下两个条件加以计算：

$$t = 0^{\circ}\text{C} \text{ 时, } V'_Z = 25\text{mV} \text{ (此时 } R_{cu1} = R_{cu2} = 50\Omega \text{)}$$

$$t = 50^{\circ}\text{C} \text{ 时, } V'_Z = 25\text{mV} + \Delta E_t \text{ (此时 } R_{cu1} = R_{cu2} = R_{cu50} \text{)}$$

其大小由热电偶的分度号所决定

2. 线性化原理及电路分析

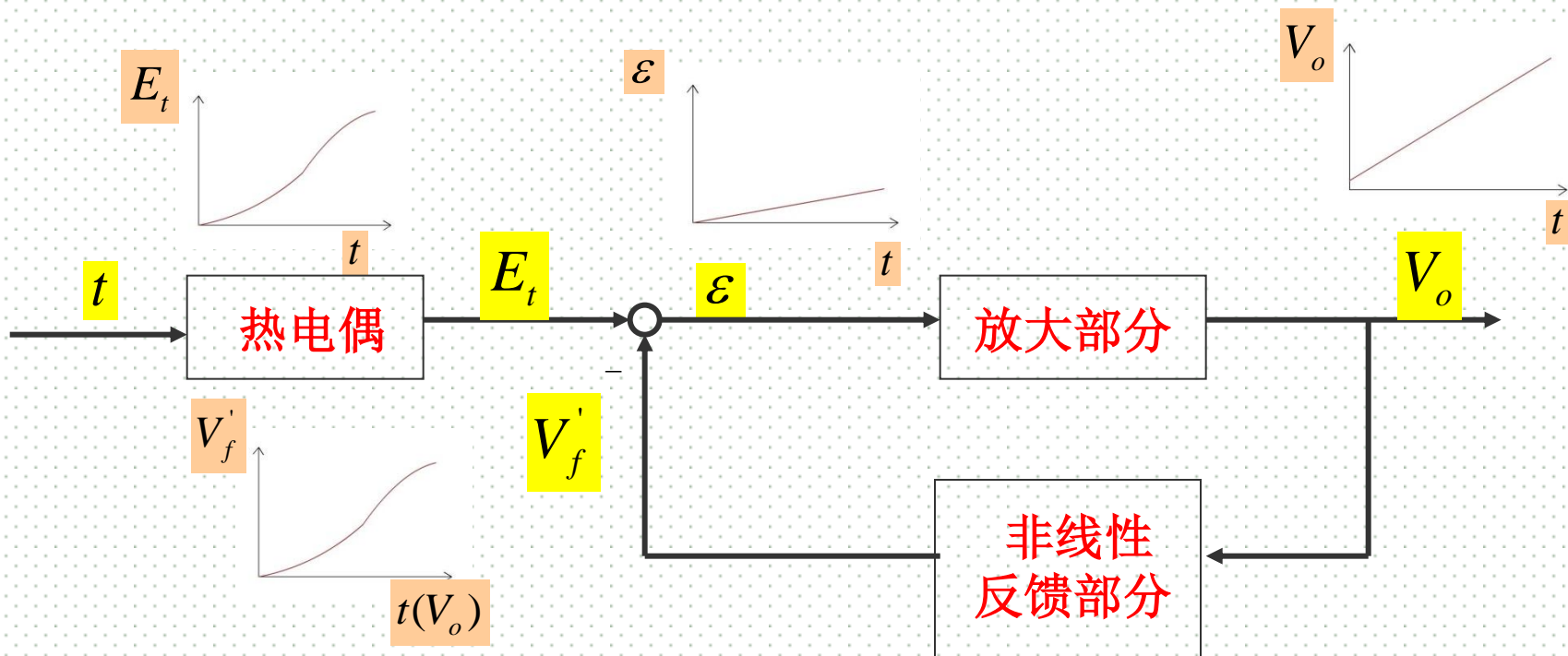
- ❖ 热电偶输出的热电势与温度的关系是非线性的，而且热电偶的分度号不同时，其特性曲线的形状也不同。
- ❖ 铂铑-铂热电偶的 $E-t$ 特性是下凹的，在测量范围内，最大非线性误差约为6%；
- ❖ 镍铬-镍硅热电偶的 $E-t$ 特性先是下凹，后为上凸，在测量范围内，最大非线性误差约为1%。
- ❖ 要使温度变送器的输出信号与温度之间呈线性关系，就必须采用线性化措施。

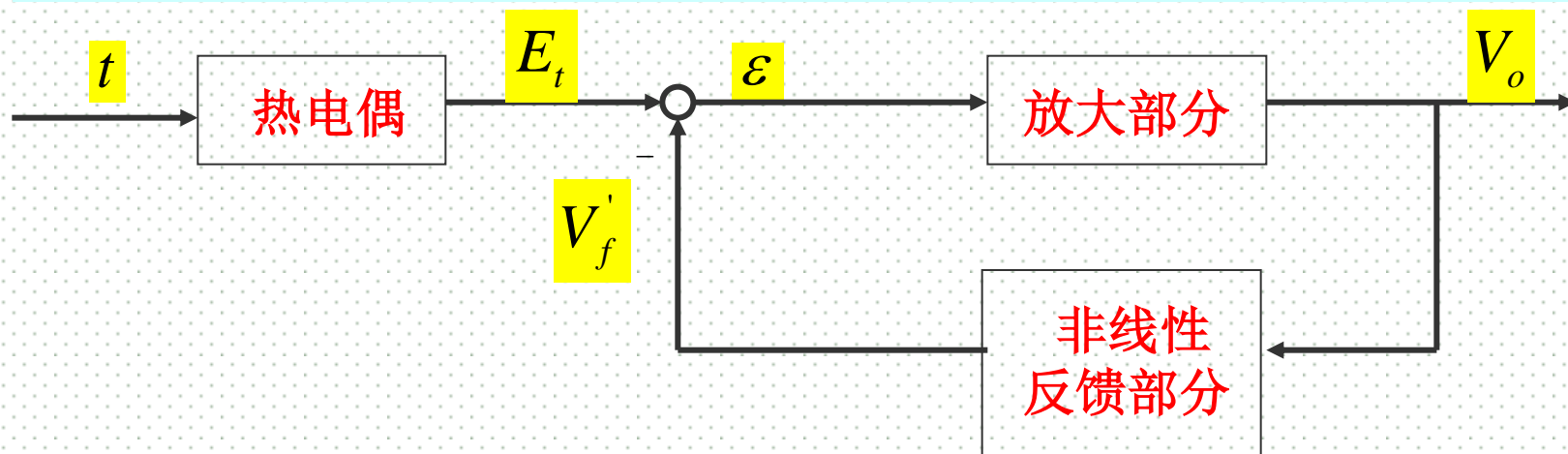
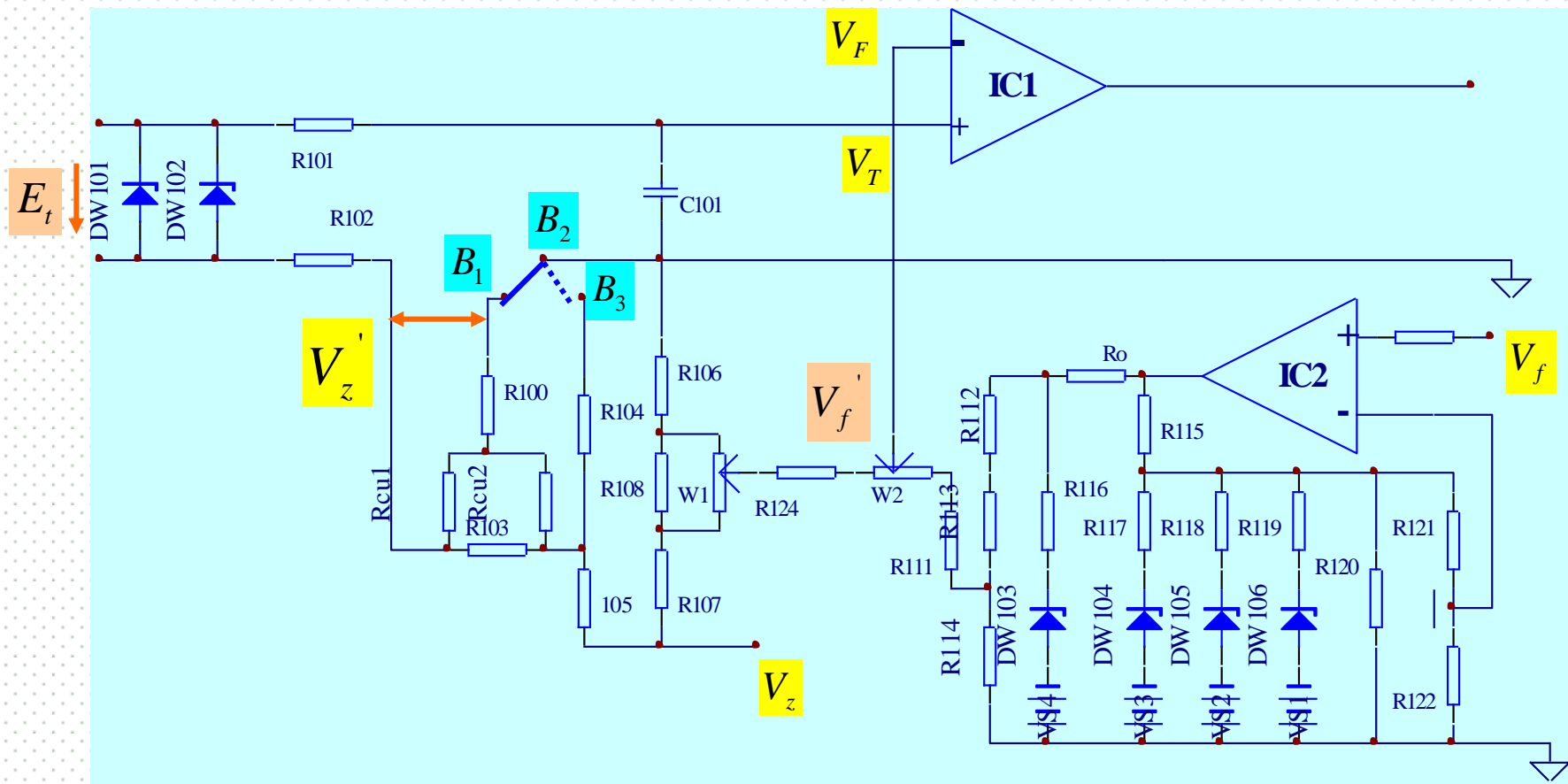
(1) 线性化原理

对于深度负反馈系统，放大器的输入信号与负反馈信号近似相等。

温度变送器的输入信号 E_t 与温度 t 呈非线性关系。

如果非线性反馈回路的输出信号与变送器的输出信号（对应着温度）也呈非线性关系，而且两个非线性关系是相对应的，放大器的输出与温度就呈线性关系。



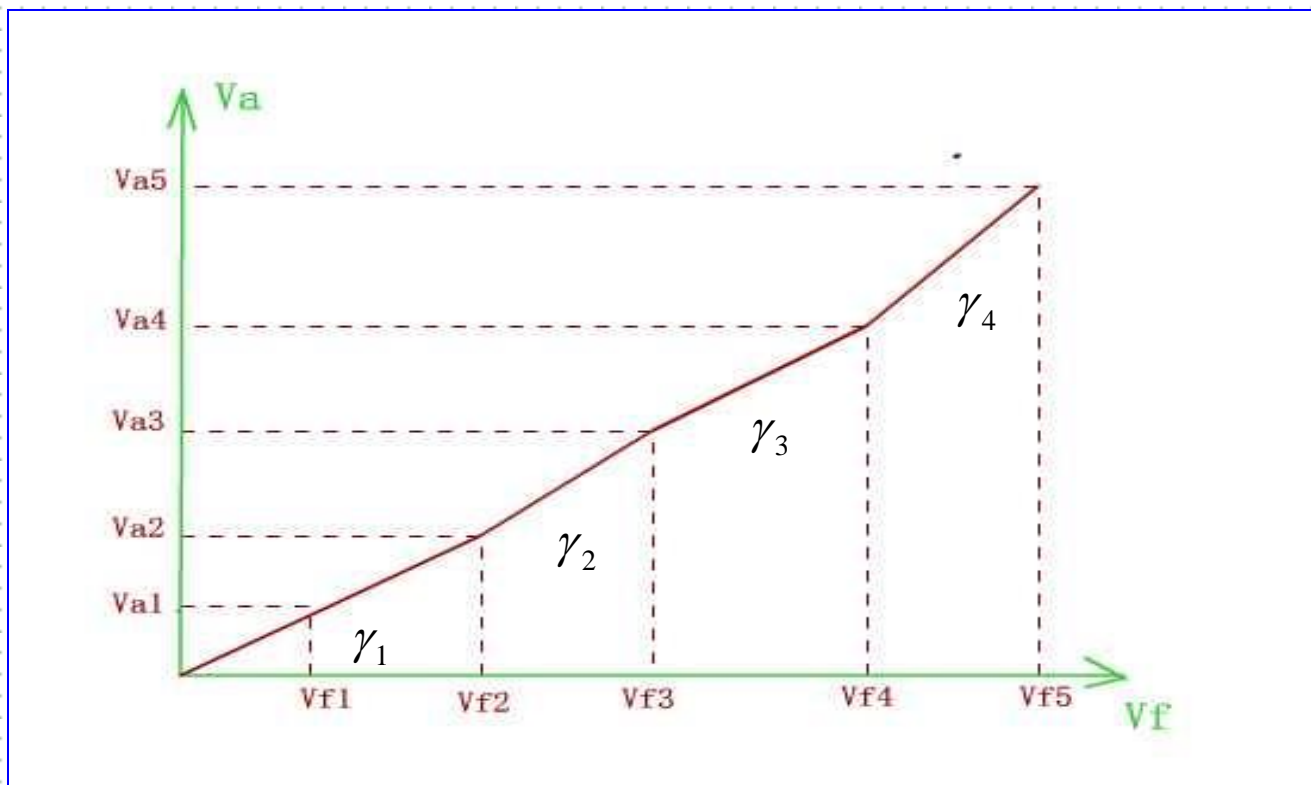


(2) 线性化电路

非线性特性可以利用折线来近似表示，折线的段数及每一折线的斜率大小由被近似的非线性特性而定。

假定某非线性曲线由4条折线来近似，折线的斜率为：

$$\gamma_i = \frac{\Delta V_{ai}}{\Delta V_{fi}}$$



$$\gamma_2 > \gamma_1$$

$$\gamma_3 < \gamma_2$$

$$\gamma_4 > \gamma_3$$

如何实现上述的特性曲线？

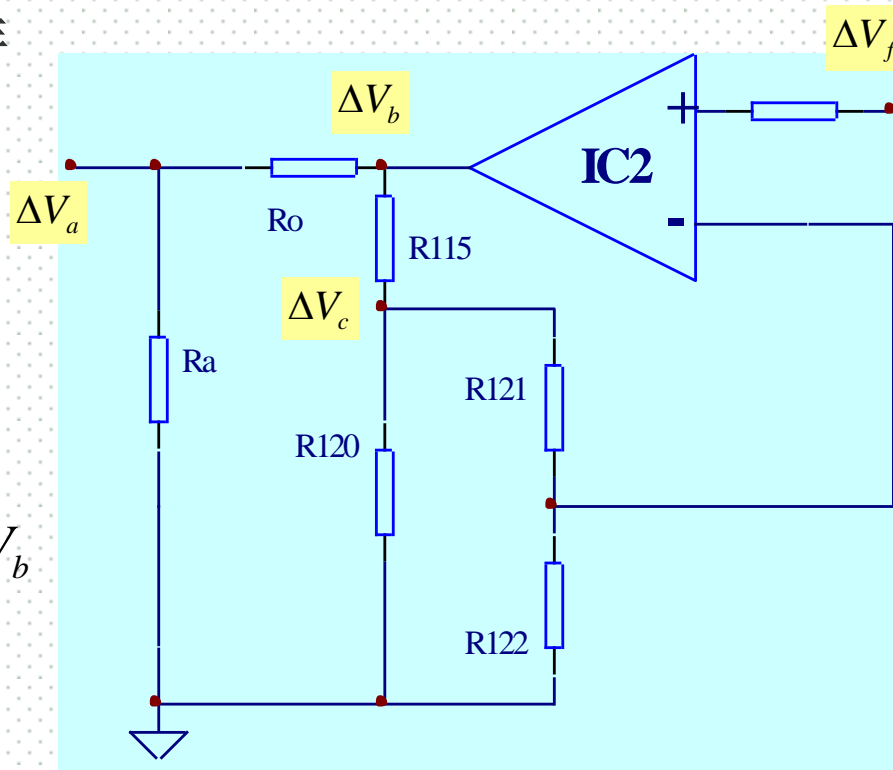
先假定曲线的斜率是不变的，则非线性反馈回路的简化图如图所示。

若 IC_2 为理想运算放大器，此时有：

$$\Delta V_f = \frac{R_{122}}{R_{121} + R_{122}} \cdot \Delta V_c$$

$$\Delta V_c = \frac{R_{120} // (R_{121} + R_{122})}{R_{120} // (R_{121} + R_{122}) + R_{115}} \cdot \Delta V_b$$

$$\Delta V_a = \frac{R_a}{R_o + R_a} \cdot \Delta V_b$$



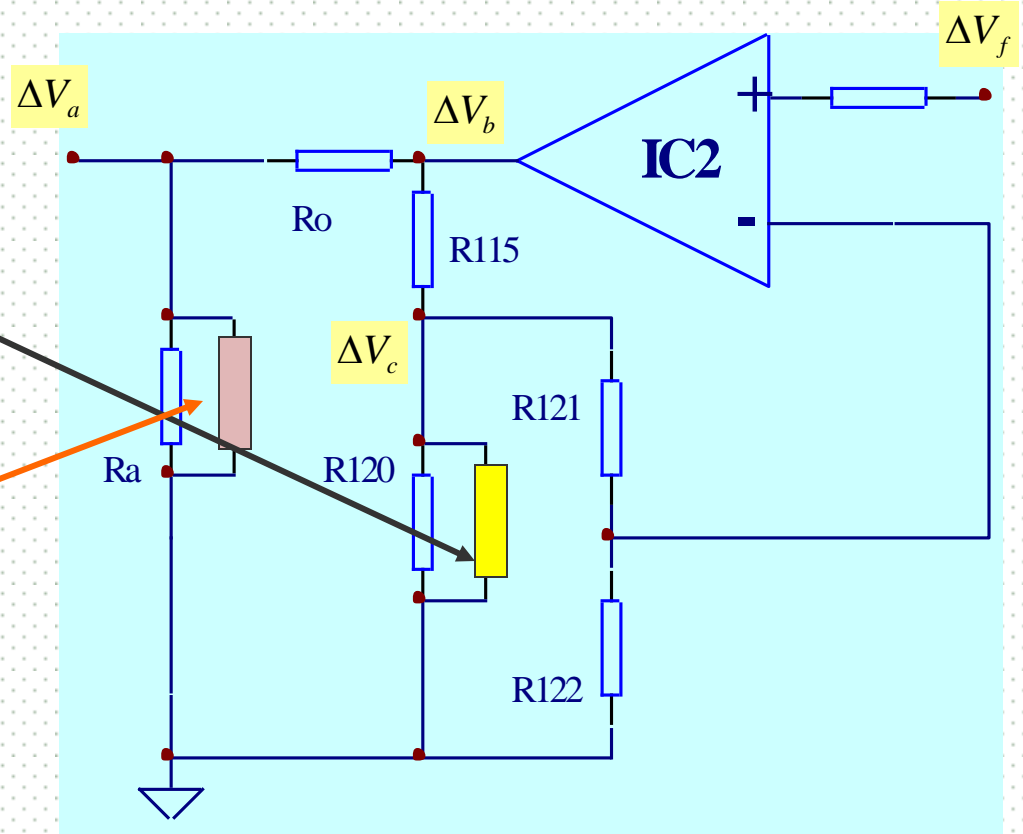
$$\text{解得： } \underline{\Delta V_a} = \left[1 + \frac{R_{121}}{R_{122}} + \frac{R_{115}}{R_{122}} \left(1 + \frac{R_{121} + R_{122}}{R_{120}} \right) \right] \cdot \frac{R_a}{R_o + R_a} \cdot \underline{\Delta V_f}$$

$$\text{斜率: } \gamma = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_f} = \left[1 + \frac{R_{121}}{R_{122}} + \frac{R_{115}}{R_{122}} \left(1 + \frac{R_{121} + R_{122}}{R_{120}} \right) \right] \cdot \frac{R_a}{R_o + R_a}$$

$R_a \downarrow \rightarrow \gamma \downarrow$
 $R_{120} \downarrow \rightarrow \gamma \uparrow$

如果要求后一段直线的斜率大于前一段时，可在 R_{120} 上并联一个电阻，使输出 V_a 增大；

如果要求后一段直线的斜率小于前一段时，可在 R_a 上并联一个电阻，使输出 V_a 减小。

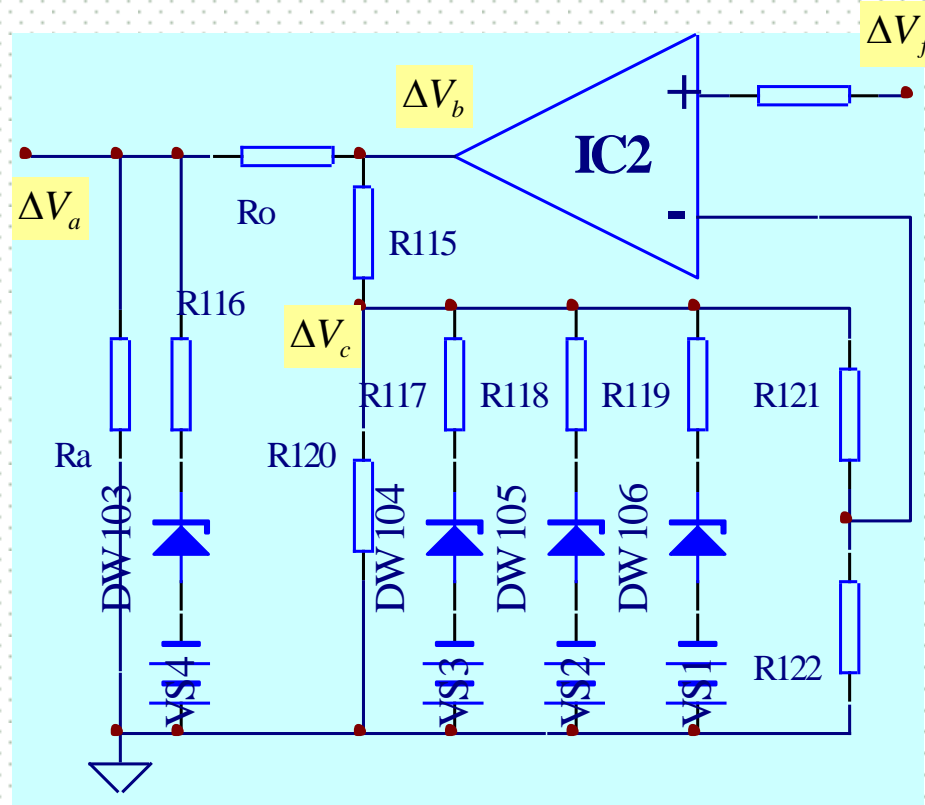


❖ 实际的非线性运算电路根据需要在 R_{120} 或 R_a 上并联若干个电阻，每一电阻都与稳压管 DW （稳压值为 V_D ）及基准电压 V_s 串联。

❖ **稳压管的特性为：**在击穿之前，电阻极大，相当于开路；而击穿之后，动态电阻极小，相当于短路。

❖ 基准电压对公共点而言为负值。

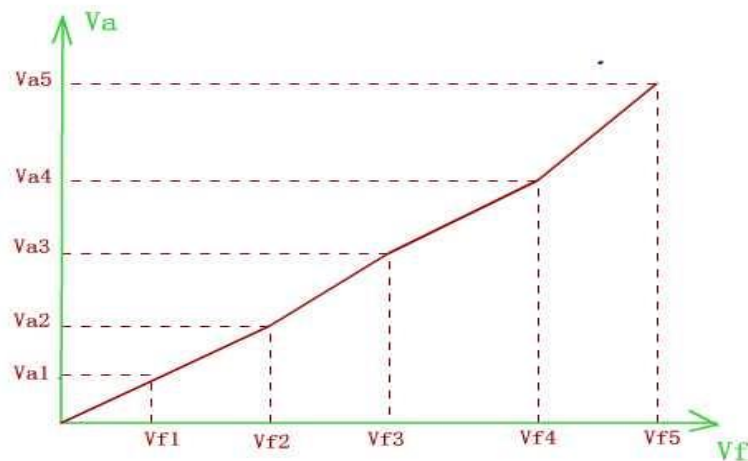
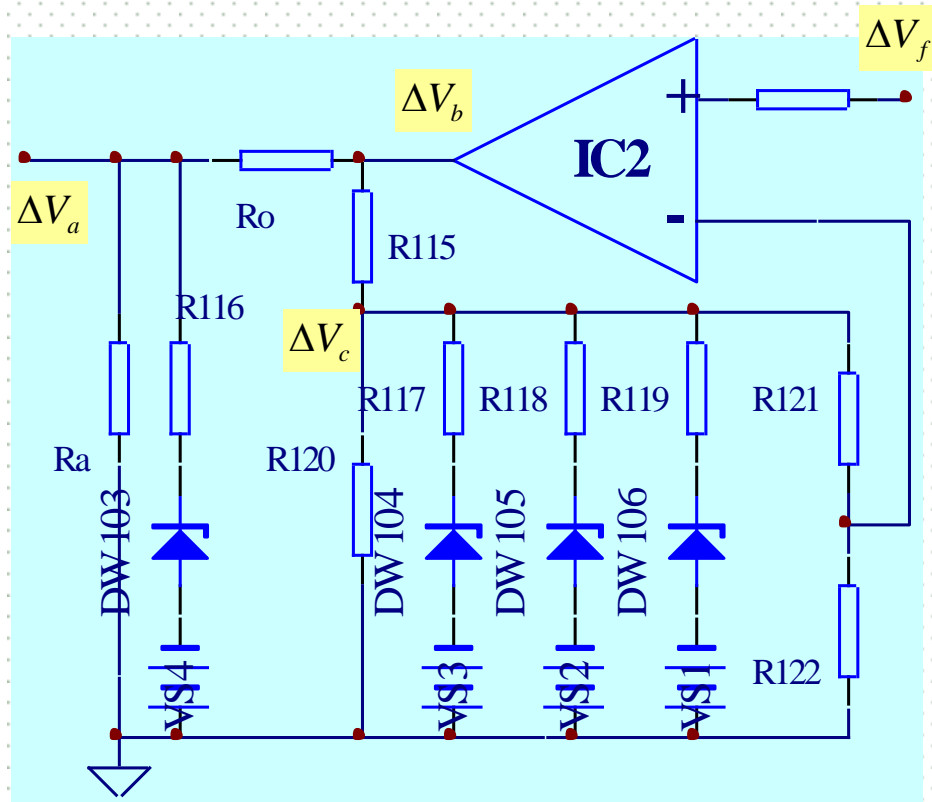
❖ 基准电压的数值和稳压管的击穿电压取决于折线的拐点。



当 V_f 增大到使得 $V_C \geq V_D + V_{s1}$ 时, 稳压管 DW_{106} 被击穿 (其余稳压管仍未导通), 将 R_{119} 并联到 R_{120} 上, 使斜率 γ 变大。

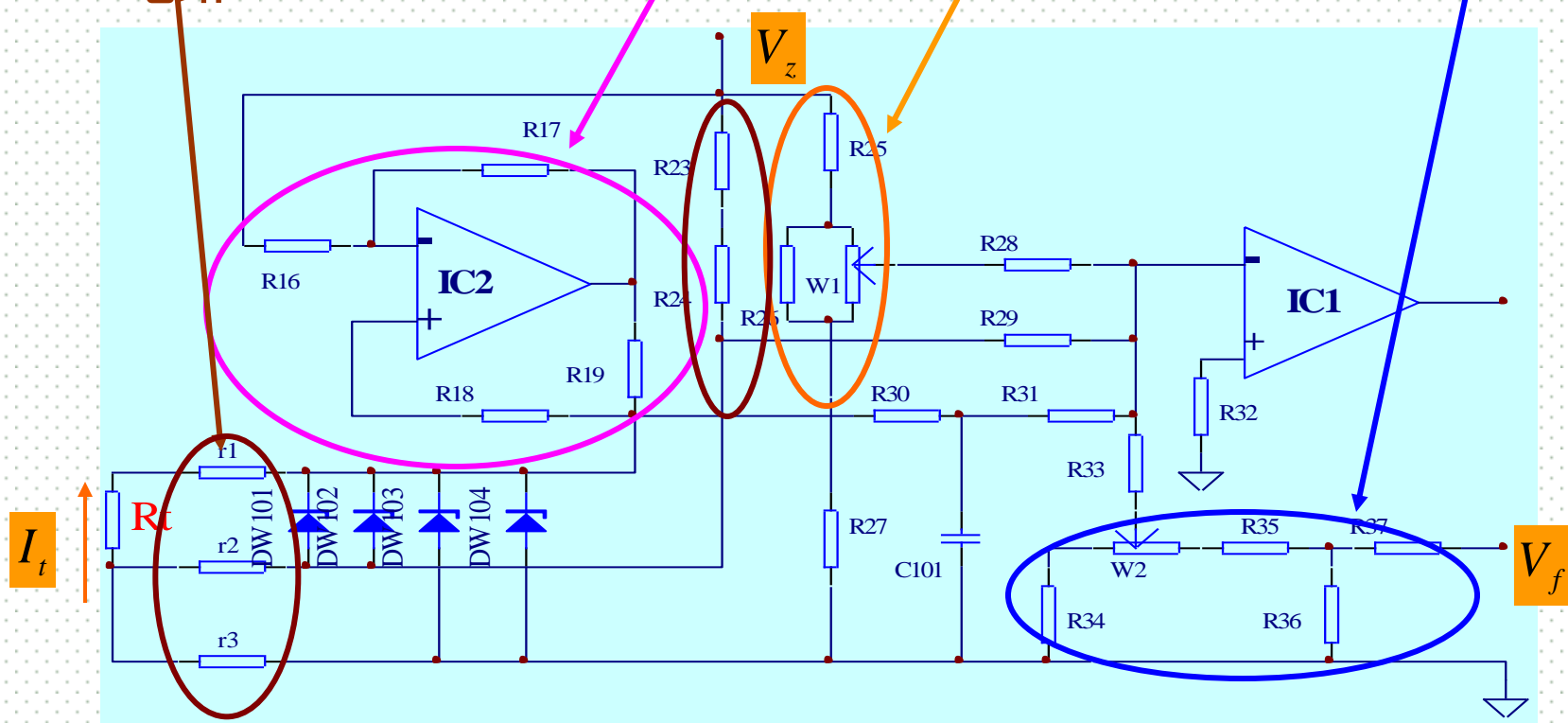
当 V_f 增大到使得 $V_a \geq V_D + V_{s4}$ 时, 稳压管 DW_{103} 被击穿, 从而将 R_{116} 并联到上, 使斜率 γ 变小。

如果能根据所要求的斜率去选配相应的并联电阻的阻值, 就能使非线性运算电路的输出特性与热电偶的特性相一致, 达到非线性补偿的目的。



五. 热电阻温度变送器量程单元

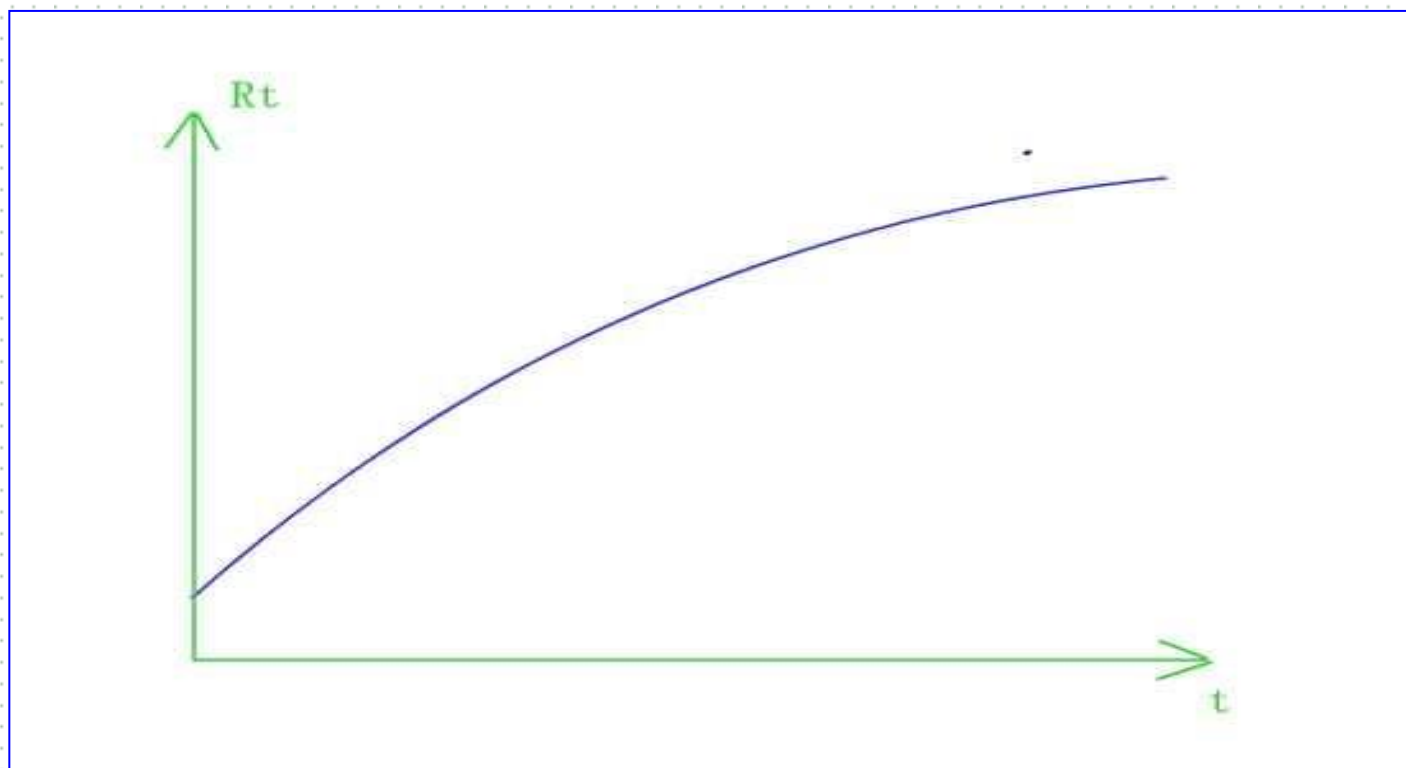
- 热电阻两端的电压随温度而变化，线性化之后送至运算放大器IC1的**反相输入端**。
- 与热电偶温度变送器相比，变送器的**零点调整、零点迁移及量程调整电路**基本相同，但**线性化电路**的原理不同，且在输入回路中。另外，热电阻温度变送器不需要冷端温度补偿电路，却需要**引线补偿电路**。



1. 线性化原理及电路分析

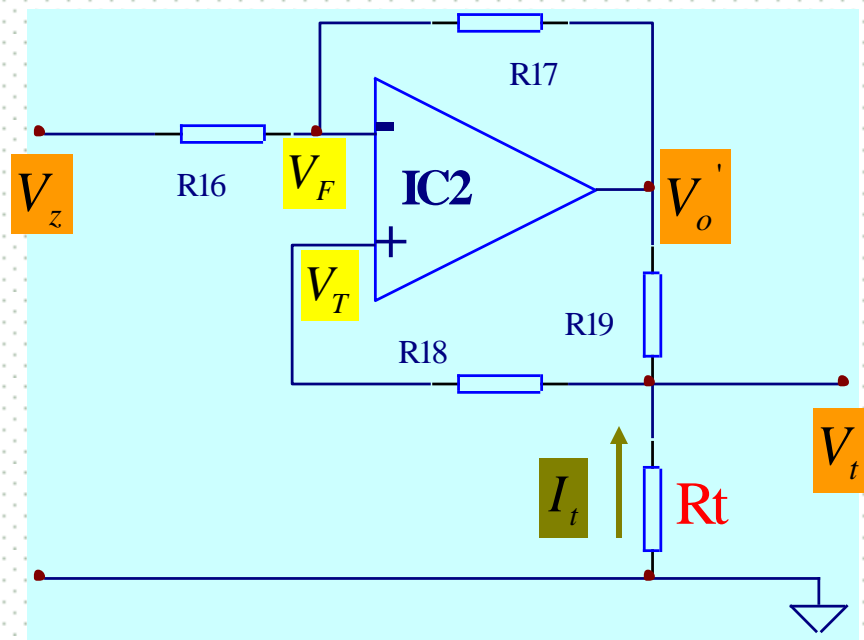
铂电阻的 $R_t \sim t$ 特性曲线的形状呈上凸形，即热电阻的阻值增加量随温度升高而逐渐减小。

在 $0 \sim 500^{\circ}\text{C}$ 范围内，最大的非线性误差约为 2%。



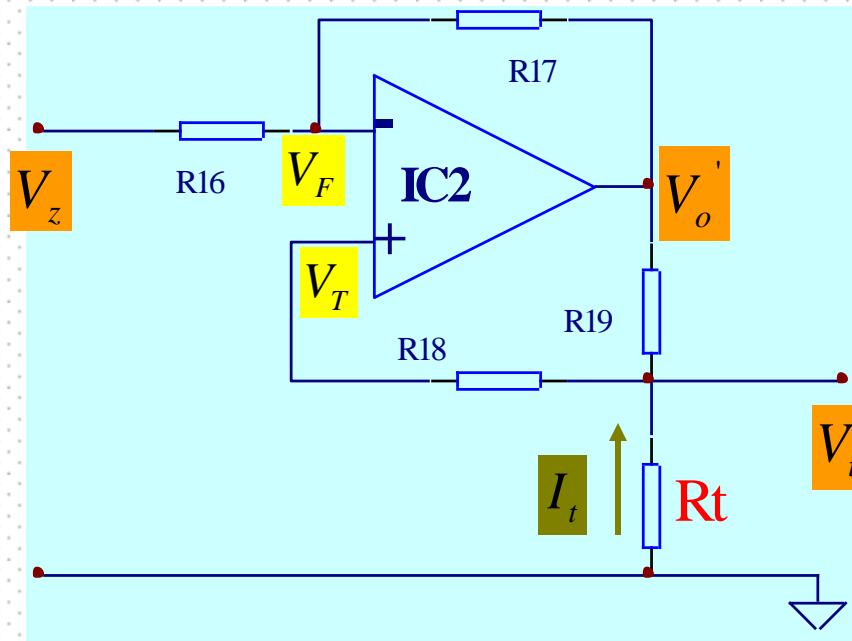
线性化电路采用正反馈方法，即把热电阻两端的电压信号引到运算放大器的同相端。

当热电阻随温度升高而增大时， IC_2 的输出电压由于同相端电压 $V_T \approx V_t$ 升高而增大，从而使输出电流也增大。



如果 $I_t \sim t$ 特性曲线呈下凹形，则 $V_t (= I_t R_t)$ 与温度的关系就是线性的。

$R_t \sim t$ 特性
呈上凸形



$$V_T = V_t = -I_t R_t$$

$$\begin{aligned} V_F &= \frac{V_Z}{R_{16} + R_{17}} \cdot R_{17} + \frac{V_o'}{R_{16} + R_{17}} \cdot R_{16} \\ &= \frac{V_Z}{R_{16} + R_{17}} \cdot R_{17} + \frac{-I_t (R_t + R_{19})}{R_{16} + R_{17}} \cdot R_{16} \end{aligned}$$

当 $V_F = V_T$ 时，有：

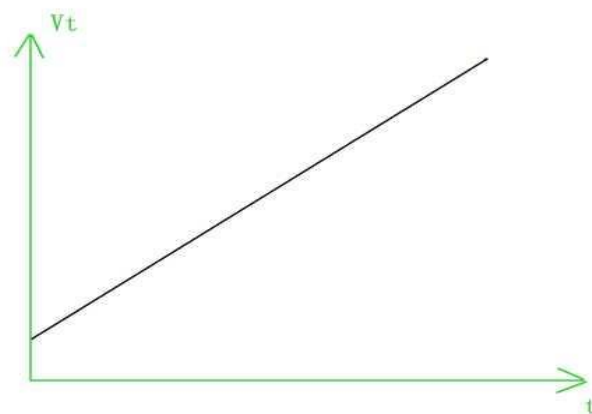
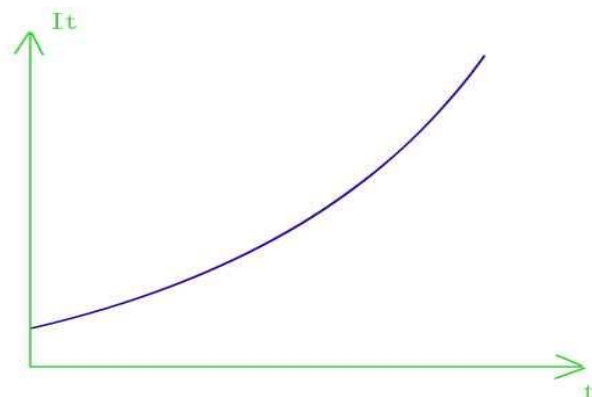
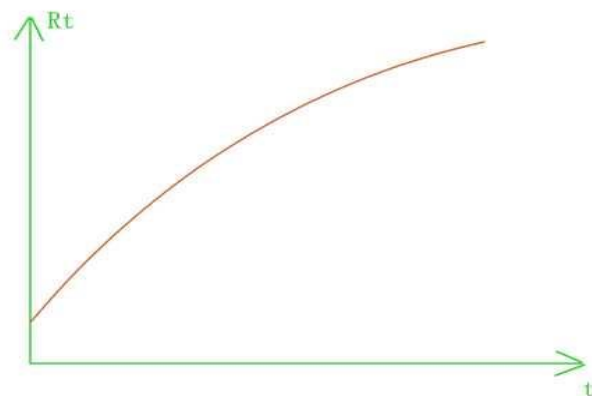
$$I_t = \frac{R_{17}}{R_{16}R_{19} - R_{17}R_t} V_Z = \frac{\frac{R_{17}}{R_{16}R_{19}} V_Z}{1 - \frac{R_{17}R_t}{R_{16}R_{19}}} = \frac{gV_z}{1 - gR_t}$$

$$V_t = \frac{gV_z}{1 - gR_t} \cdot R_t$$

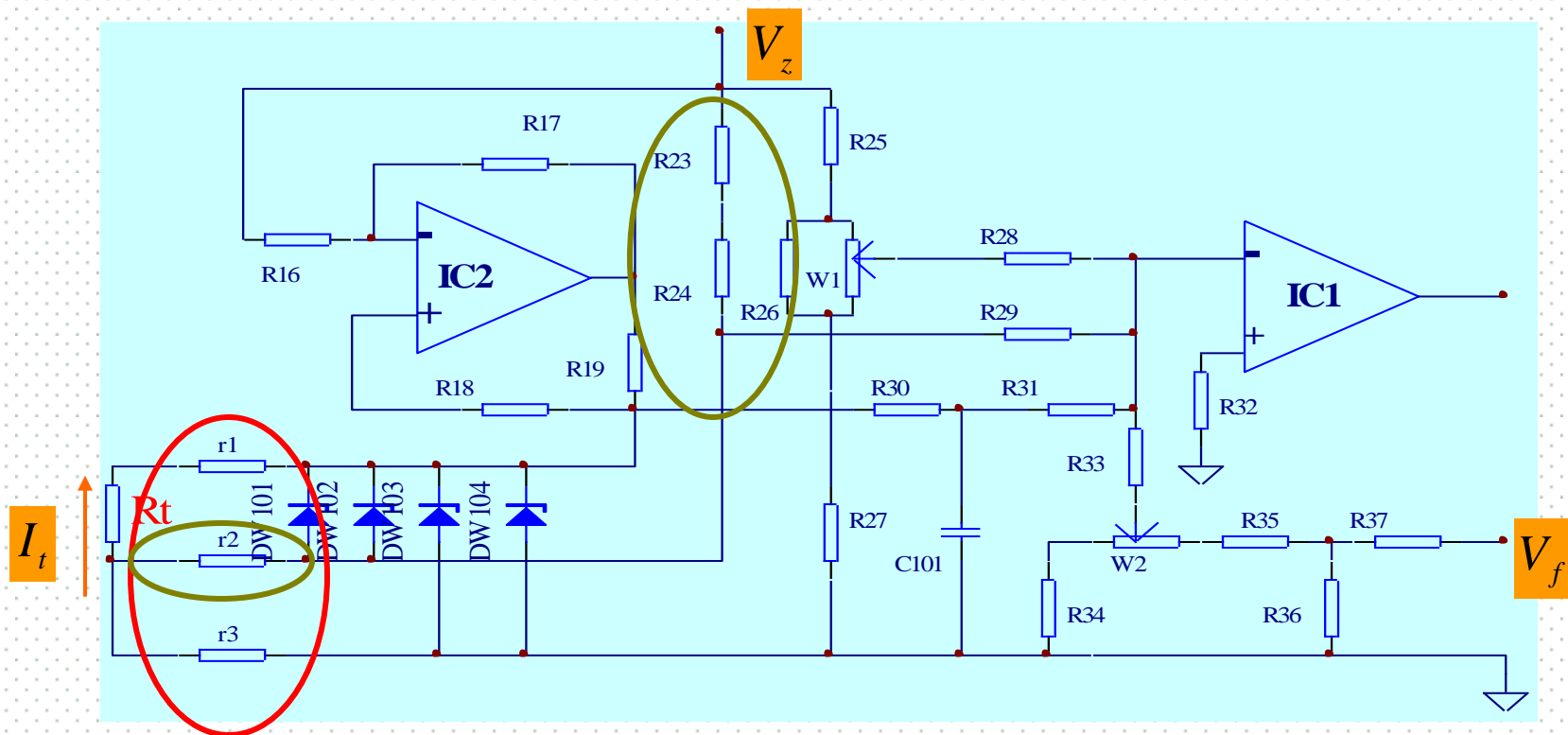
$$g = \frac{R_{17}}{R_{16}R_{19}}$$

如果满足 $gR_t < 1$ ，则当热电阻的阻值与温度之间呈上凸形函数关系时，电流与温度之间呈下凹形函数关系。

当选择合适的元件参数，电压与温度之间呈线性函数关系。

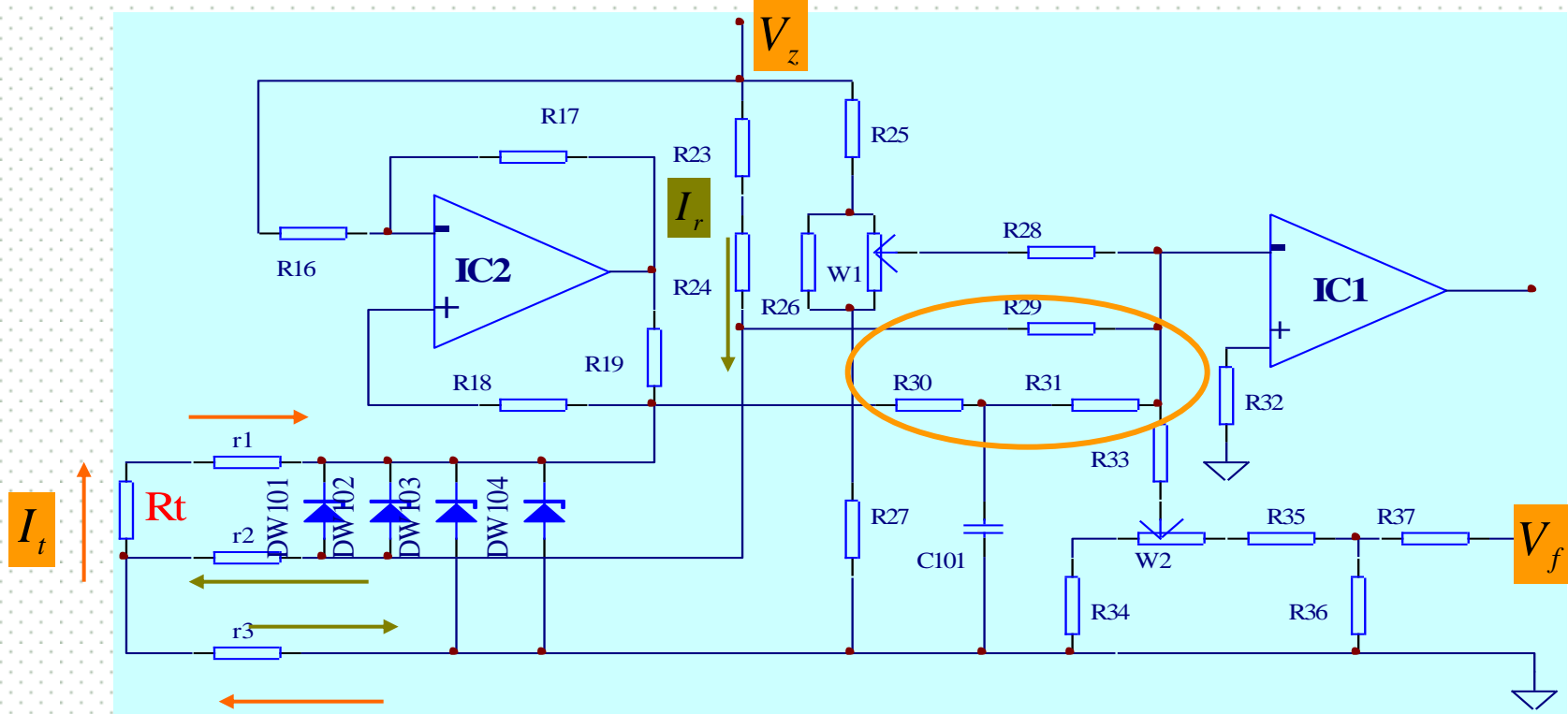


2. 引线电阻补偿电路



在温度变送器中，虽然热电阻不是连接在电桥的某一桥臂之中，引线电阻依然会带来测量误差，为此仍必需采用**三线制的连接方法**（引线电阻为 $r_1 = r_2 = r_3 = 1\Omega$ ）。

并通过由 r_2 、 R_{23} 和 R_{24} 组成的**引线补偿电路**来消除引线电阻的影响。



基准电压 V_Z 通过 R_{23} 和 R_{24} 产生引线补偿电流 I_r ，流经 r_2 和 r_3 。

流过热电阻的电流 I_t 也流经 r_3 和 r_1 。

调整 R_{24} ，使引线补偿电流 I_r 与流过热电阻 R_t 上的电流 I_t 大小相等($I_r = I_t$)。可以看到， r_1 上仅流过电流 I_t ， r_2 上仅流过电流 I_r ，而 r_3 上同时流过 I_t 和 I_r 。

由于 I_t 和 I_r 大小相等、方向相反，因此在 r_3 上产生的压降之和等于零，而在 r_1 和 r_2 上产生的压降分别通过 R_{29} 及 $R_{30} + R_{31}$ 在运放 IC_1 的反相端叠加，其结果也为零 ($R_{29} = R_{30} + R_{31}$)，从而消除了热电阻引线电阻的影响。

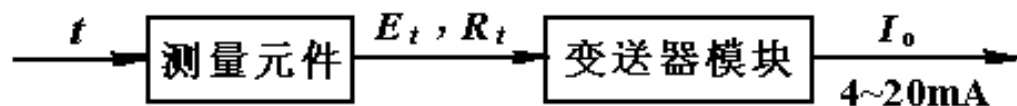
应注意的是：

I_t 是变化的，在测温范围内
只有一点使 $I_r = I_t$ 成立，因此，
只有在该点上才能实现全补偿。

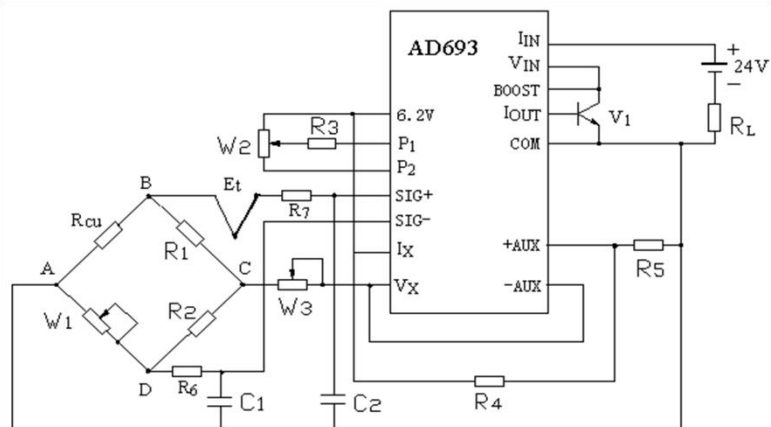
通常取变送器的量程上限作
为全补偿点。

8.3.2 一体化温度变送器

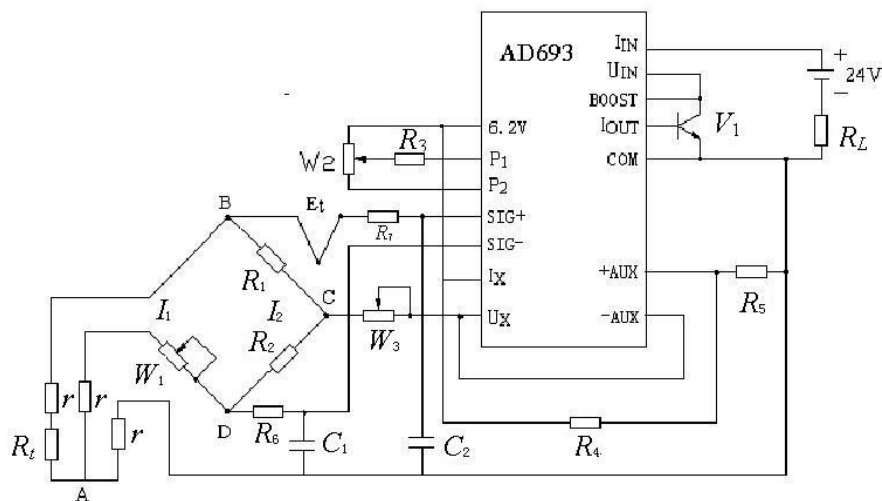
- 一体化温度变送器是指将变送器模块安装在测温元件接线盒或专用接线盒内的一种温度变送器，变送器模块和测温元件形成一个整体，可以直接安装在被测温度的工艺设备上，输出为标准信号。
- 它具有体积小、重量轻、现场安装方便以及输出信号抗干扰能力强，便于远距离传输等优点，对于热电偶变送器，不必采用昂贵的补偿导线，节省安装费用。因而在工业生产中得到广泛应用。



- 一体化温度变送器品种较多，其变送器模块大多数以一片专用变送器芯片为主，AD693就是一种常用的芯片。
- AD693 是美国模拟器件公司的单片集成电路产品，能对热电偶、电桥、压力传感器信号进行放大、补偿、压流变换以实现远程传送，它能和多种传感器直接配合使用，处理 $0\sim 100\text{ mV}$ 之间各种量程信号，以 $4\sim 20\text{ mA}$ 电流输出到测量与控制系统。



热电偶温度变送器



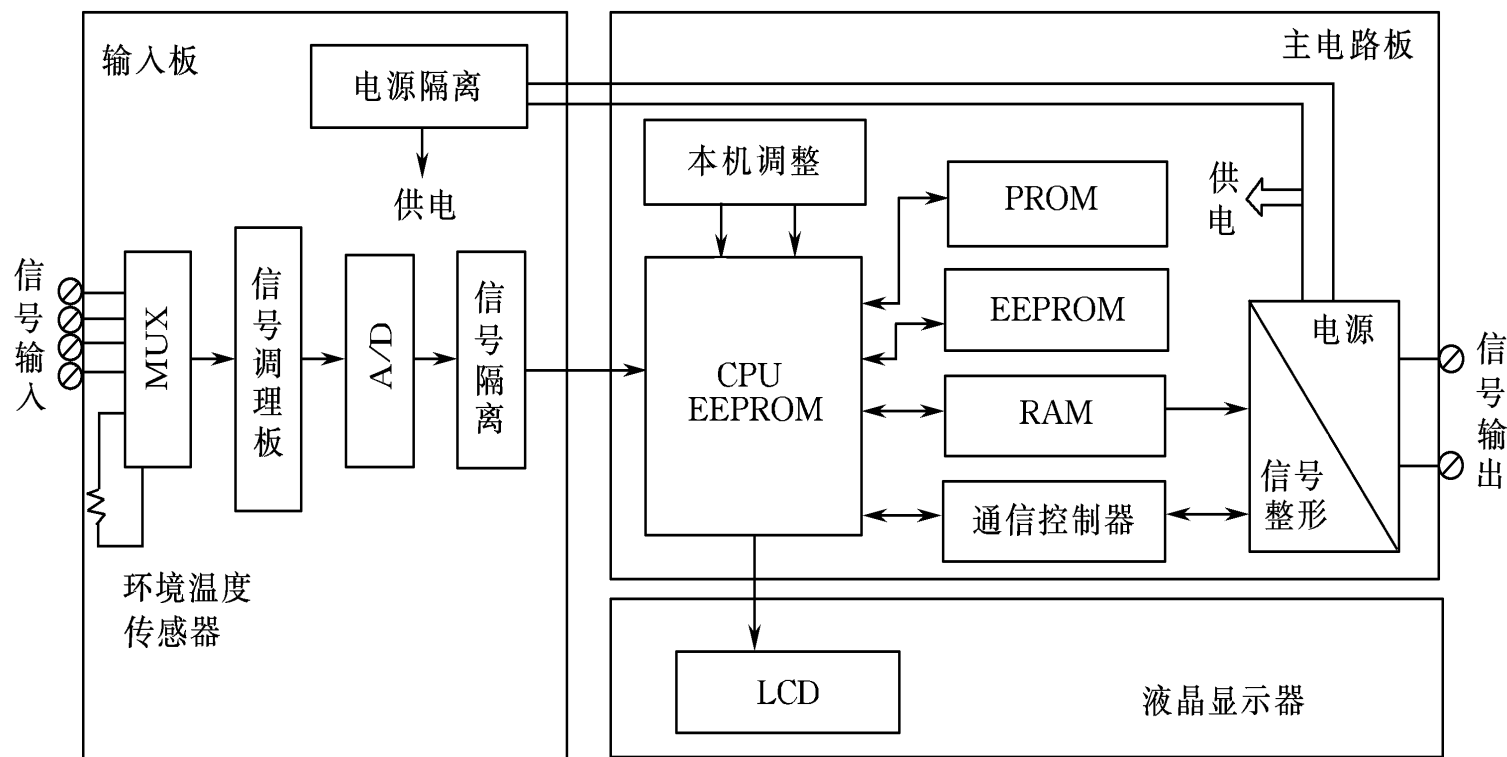
热电阻温度变送器

8.3.3 智能式温度变送器

- 智能温度变送器有采用HART协议通信方式，也有采用现场总线通信方式。

-

- **TT302智能温度变送器**是一种符合**FF通信协议**的现场总线智能仪表，可与热电偶或热电阻配合使用，也可与具有电阻或毫伏输出的传感器配合使用。具有量程范围宽、精度高、环境温度和振动影响小、抗干扰能力强、安装维护方便等特点。



END