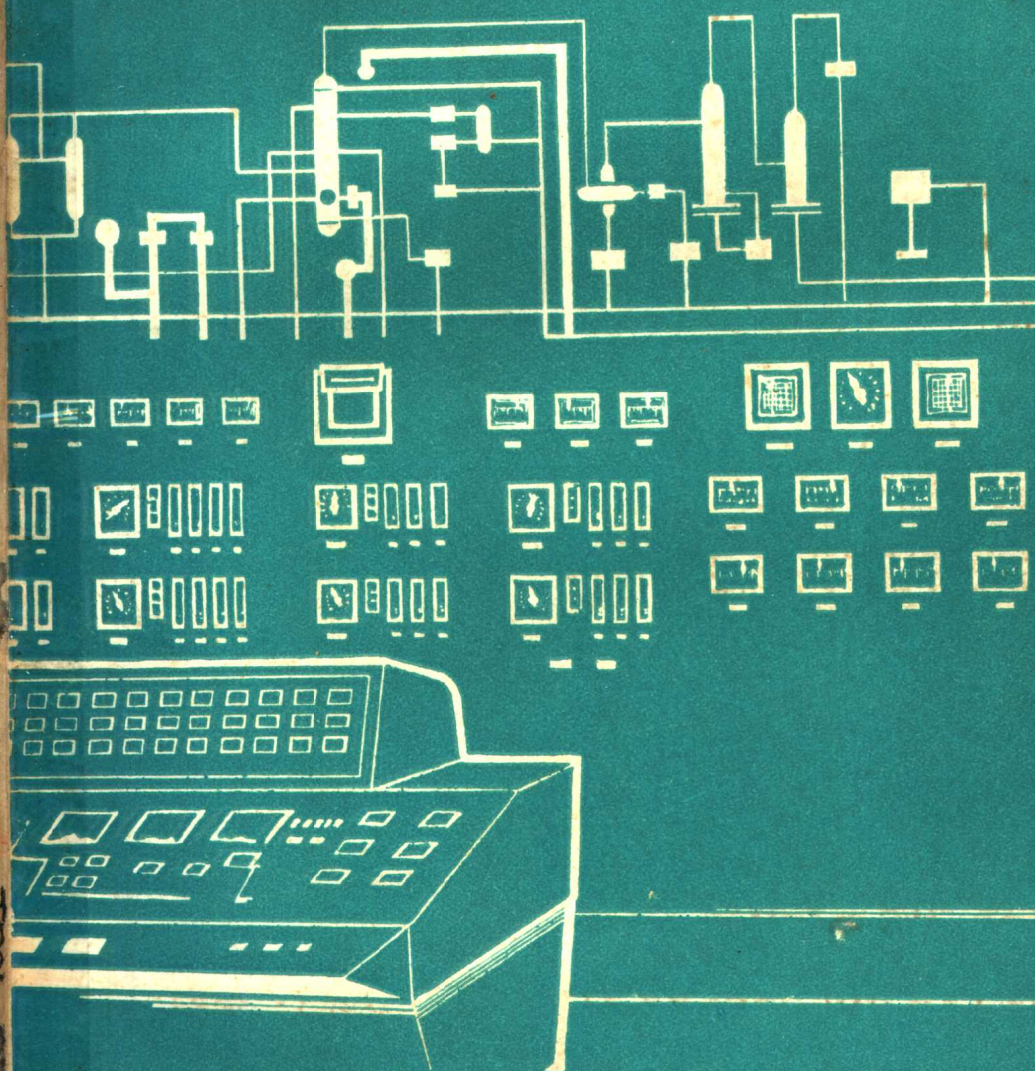


资料 4

自动显示仪表译文集

第一集



上海工业自动化仪表研究所

一九七二年十月

毛主席语录

外国一切好经验，
好的科学技术，我们都要吸收过来，为我们所用。拒绝向外国学习是不对的。当然，迷信外国认为外国的东西都是好的，也是不对的。

自动显示仪表译文集

第一集目录

现代多线快速记录仪的工作方式和应用面.....	1
校正一次转换器动态的自动电位差计.....	7
记录仪表用频率/电流转换器.....	17
数字记录仪表用可编程序的控制器.....	26
制造自动平衡多范围补偿记录仪的几个设计观点	33
一种新的无放大器、无触点的线记录仪.....	41
无放大器线记录仪上的新研究.....	51
记录仪发条与传动装置最佳参数的选择.....	60
用单边负载传感电位计直接控制销式检流计.....	65
A C K 条型电位差计.....	71
高精密比率电位计.....	75
仪表显示新技术.....	83

现代多线快速记录仪的工作方式和应用面

(Arbeitsweise und Einsatzmöglichkeiten moderner Mehrkanalschnellschreiber, K. P. Goertz, Regelungstechnische Praxis und Prozess-Rechentechnik 2/1970, 65~67).

惯例的多线记录仪的应用范围，由于发展成为现代的高功能快速记录仪而大大扩展了。通过装入合适的伺服系统而能直接记录频率 200 赫的过程，从而能解决科学和技术上大多数的记录问题。

1. 一般情况

多线记录仪今天已成为科学与技术中不能或缺的东西，尤其大多数的物理量能通过合适的转换器变成等价的电压来加以遥传。多线记录仪在许多应用场合较之其他记录仪表具有更大的优点。

- 立即能读出动态过程。
- 直接记录下对时间的变数。
- 同时记录下许多变数的过程。
- 高的正确度和记录的分析度。
- 一次完成的定局性的记录不需要再显影和定影。
- 记录是能复制的。

2. 基 础

在快速记录仪上最重要的要求是一个弹簧伺服系统，它要直到一个频率（约 200 赫）可靠地工作。这样高的记录频率就需要对每一记录速度合适的记录系统。最后纸速还要能在广阔的范围里可调。

a) 弹簧伺服系统

惯用记录仪的核心是一只简单的直流电压表带弹簧返回的记录形式。一只活动线圈处于永性磁钢的磁场中。线圈的致偏角和与线圈相联的记录笔是与通过线圈流动的电流成正比的。返回力是通过一根扭力弹簧来产生的。这是一个通过电流来控制的系统，它的效率受返回弹簧的刚度、记录笔的质量和记录笔压力或是记录纸上的摩擦力的限制（图1）。这系统可是没有伺服性能。一种用得很多的弹簧伺服系统是以平衡原理为基础的，根据它工作的是大多数XY（座标）记录仪和所谓滑线电阻式记录仪。这乃系一种调节（图2）。在滑线电阻滑臂上的电压将与测量机构的输入电压相比较。每个电压差就在差动放大器里加以放大，并驱动伺服马达，它是和记录笔及滑线电阻的滑臂机械地相联的。马达一直运转直到滑臂在某点停下，在这点上放大器的输入电压差是等于零为止。

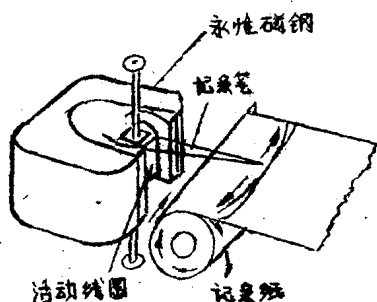


图1 带弹簧返回的记录着的直流电压计

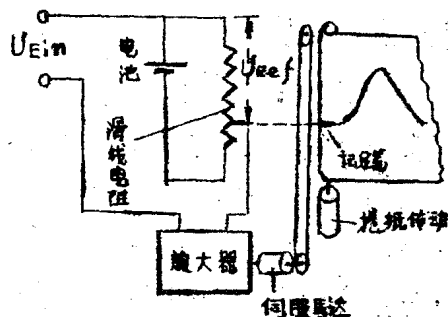


图2 根据补偿原理带零平衡的记录笔传动装置。 U_{Ein} —输入电压（测量电压）； U_{Ref} —滑臂上的参比电压。

这种系统的记录精确度受参比电压 U_{Ref} 的精度、伺服马达的精度和滑线电阻（电位器）的线性的限制。这系统的静态精度很好，可是用了滑线电阻与触点式的滑臂，不能测量较高的频率。

补偿原理的下一步发展是一个带无触点位置和速度反馈的伺服系统。一个典型的结构上的解决例子可在BRUSH厂的伺服系统上予

以说明(图3)。

速度反馈是通过伺服马达轴影响的测速线圈来实现的。它在调节回路里起着微分组件的作用。在这个反馈分支里,调整好系统的衰减,以免在较高频率时过分减弱。位置反馈不是通过滑线电阻而是无触点地通过一只差动变压器作为引出头。输入信号

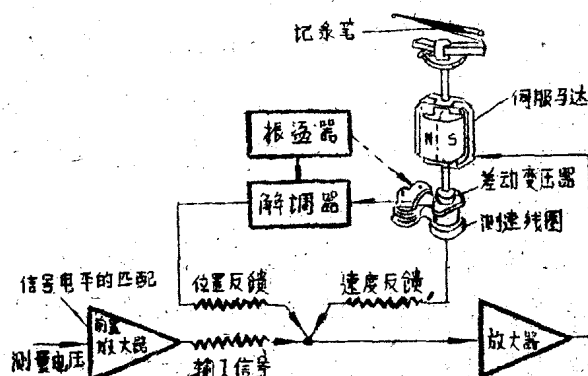


图3 带位置和速度反馈的伺服系统

通过放大器而使伺服马达动作。这差动变压器产生一个相应于伺服马达转向的交流电压,它解调后作为直流电压回到放大器的输入上。

差动变压器工作如下(参阅图4)。当移动于变压器铁芯空隙里的铝臂位于中间时,通过初级电流在激励线圈里感应的磁场在两边磁路里同样强。如果铝臂偏向左方或右方,那末变压器相应一边的空隙

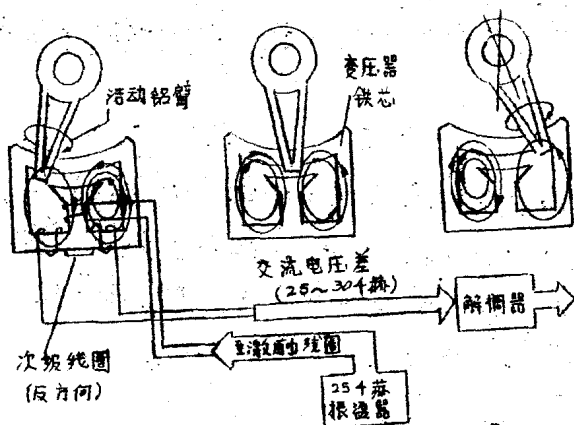


图4 差动变压器作为无触点的反馈元件

就起变动,磁通也就不同而在相反向绕的次级线圈里感应的电压就有差别而成为一个交流电压差。这个结果的交流电压是与臂的偏转,从而记录笔的偏转成正比的。它经解调后作为直流电压进入放大器的总点上。初级线圈受一只25千赫振荡器的激励。次级线圈输出上出现的相移或频移(对激励频

率)通过“相敏的”解调器作为伺服马达转向的一致化行动。这样就产生一个直流信号,从这上可以看出铝臂从变压器铁芯中间位置向左或向右偏了的位置。在这些情形下就得到了一种很精美的反馈元件,比滑线电阻引出法远为效率高并且可靠。

b) 墨水压力系统

一只高性能快速记录仪必须要有一个配合任何需要的记录速度的记录系统。这个要求能通过一个墨水压力系统来满足(图5)。用一只墨水压力瓶(或泵)会产生一个压力约1.1~1.4的超(大气)压。墨水引入一根分配管,用电磁方法来使墨水流的通入或不通入。

从与卷纸传动装置一起开关的分配管使墨水到达各别的记录笔里。关断时有一个适当的机构使墨水从记录笔里吸回到分配系统里去。

记录笔尖的接触压力约为30磅。通过这个比较高的记录压力与高的墨水压力,就能在特殊处理过的记录纸上产生一条在任何速度都不变粗细的线。线是立刻就干的。记录速度能高达每秒钟几米。

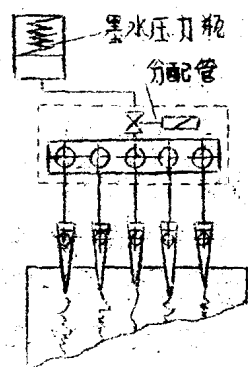


图5 墨水压力系统

c) 卷纸系统

多线记录仪的第三结构部分是卷纸系统。驱动一般是通过一只以恒速运转的马达,它直接与一个传动装置耦合。转换多达12种不同速度是用一个在传动装置里的电磁耦合器。传动装置的出轴譬如通过齿带来拖动卷纸辊。一卷纸的长度能达150米。

3. 多线快速记录仪的结构

对一只多线快速记录仪的基本要求和解决的可能性了解后,现在可以观察一下实在的高性能快速记录仪了,借助于它能把原来那种多线记录仪的任务范围大大扩展。例如图6举一只典型的BRUSH厂

的快速记录仪，这只记录仪具有六条模拟通道和四条标志或逻辑通道。对每条模拟通道在面板上装有输入灵敏度和记录笔的零点偏移用的电位器开关。逻辑通道具有电磁操作的记录笔，它能留在两个指定位置，供模拟记录的标志用。它们能在面板上手动、内部通过时间发送器或外面通过开关来操作。纸速的挑选则通过按钮。

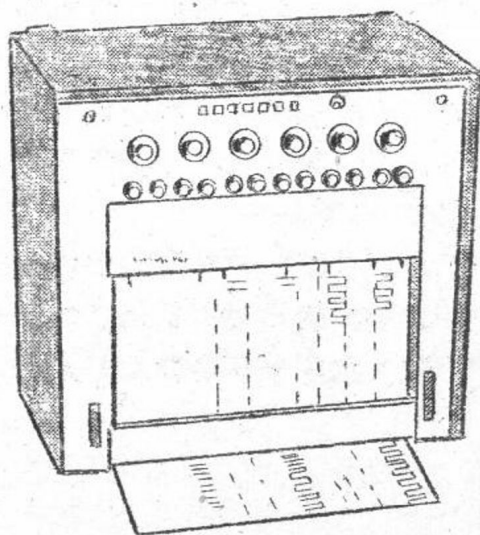


图 6

4. 应用例子

下面略举几个不同的应用面。

a) 工业方面的应用

除在发展中和实验工作中把物理量或其等量的电压加以记录之外，多线快速记录仪在生产中也愈来愈多地采用了。

典型的例子是冶炼和轧制厂的自动操作方面。快速记录仪作为监视工业设备的有效记录仪已得到了证实。图 7 所示为这种快速记录仪装在一个较大的调整和最终检验的转换线上的情形（现场照片，从略）。

一个很先进、有发展的应用面是在化工生产工业里的过程控制上。这里快速记录仪供 pH 值、电导率、较低的直流电压电位等的记录，常特别有利。另外再有一个化学方面的应用是在质谱光谱学上。

b) 科学方面的应用

多线快速记录仪适用于作为模拟和混合系统的经典的输出仪器。此外还能把桥路和测量仪表如差动电压表、振荡分析器、频率分析器

电子滤波器和直流电压放大器等的结果记录下来。在航空和宇宙航行方面有不少这类仪表在使用。图8所示为许多8线快速记录仪之一用于蒙斯顿NASA（美全国航空与宇宙航行局——译注）阿波罗导弹与人造卫星的实验工作中的情况（现场照片，从略）。

c) 医学方面的应用

在医学上多线快速记录仪用来记录生物物理学数据也越来越多了。图9所示的多线快速记录仪正在记录一个EKG（心电图——译注）操作中呼吸、血压、体温以及病人的脑电波的情形（现场照片，从略）。

（上接第16页）

6. 结 论

校准的自动电位差计可有效地用来校正时间常数在15分钟以内的热电偶。

利用校准的电位差计来校正一次转换器的方法能普遍用在许多种等级的变送器上，这类变送器用一阶和二阶线性方程描叙，同时它们具有恒定的系数和直流输出。

参考文献〔1〕~〔5〕从略。

校正一次转换器动态的自动电位差计

(АВТОМАТИЧЕСКИЙ ПОТЕНЦИОМЕТР
С ДИНАМИЧЕСКОЙ КОРРЕКЦИЕЙ
ПЕРЕМЕННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ
И.М. ПАНАСЕНКО 等, 《АВТОМА-
ТИЧЕСКОЕ УПРАВЛЕНИЕ》, ИЗД
АН СССР

引 言

在自动检测系统中, 惰性变送器往往会严重地妨碍动态高精度的获得。

例如高压下的化工和热工对象的快速温度变化, 由于热电偶或电阻温度计的粗套管所引起的惰性在实际中是不可能进行测量的。对这些对象的温度过程的记录, 例如应用自动电位差计来进行记录, 将很难反映出实际情况。所以有关减少变送器惰性对测量系统动态精度的影响问题是十分重要的。

变送器的惰性可通过结构上的方法来减少。然而, 这时变送器的结构却要相当复杂。在很多场合下, 结构上的改变一般是不可能实现的。

减少变送器惰性的最有效方法是在其线路中接入专门校正装置。这种校正方法与结构上的方法之区别在于它适用于很多种等级的变送器。

在参考文献(1)(2)中介绍了两种校正装置。

通常最普遍的是与变送器串联的中间校正装置(1)。其中最简单的是RC微分无源四端网络。

但是接入无源电路会引起显著的衰减, 并且缺乏变送器的那样小信号, 因而首先需要对它们进行前置放大。对于这一种用来校正时间常数大的变送器的无源电路来说, 在其线路中要求接入许多电容, 这就使得装置结构变得笨大。

装在运算放大器上的环节同样亦能用作中间校正装置。借助于这

种校正装置，亦能在应用不多的电容情况下校正很大的时间常数，不过只有在输入信号相当大（10伏或10伏以上）的情况下运算放大器的工作才相当精确。

因此，在上述两种场合下，对变送器信号要求应用稳定放大系数大的测量放大器来进行前置放大。至于这类放大器的设计乃是一项单独的工作，目前还没有解决。

变送器信号的前置放大，同样也可以应用带固定滑线变阻器的二次测量仪表，来自这滑线变送器的信号被输入到补偿电路或运算放大器中。这种解决办法过于笨大，且未必适合。

从以上所述可以看出，要设计出一种用于变送器时间常数大的而十分简单的中间校正装置，是相当困难的。

另一方面，可改变动态特性的测量仪表可用作校正装置〔3〕。应用这类仪表，可以用相当简便的工具来校准大的时间常数。

本文的目的在于设计一种可供自动检测系统中校正热电偶惰性（时间常数在15分钟以内）用的校准的自动电位差计。

1. 一次转换器惰性的校正原理和校正装置的特性测定

很明显，系统的快速性依通过频带来决定。为了在每个瞬间能使系统的输出信号准确地与被测值相符，系统的幅度相位特性不应该根据低于被测值 f 的频谱 $H(\omega)$ 截止频率 ω_c 时的频率来决定（图1，a），即

$$W_c(j\omega) = W_{\pi}(j\omega)W(j\omega) = C = \text{const} \quad \dots\dots\dots (1) \\ 0 \leq \omega \leq \omega_c$$

式中： $W_c(j\omega)$ ， $W_{\pi}(j\omega)$ ， $W(j\omega)$ 分别为系统的幅度相位特性、变送器的幅度相位特性、中间校正装置或校准的二次仪表的幅度相位特性。

然而在使用热电偶和电阻温度计的场合下，变送器的幅频特性在信号的工作频率 $0 \leq \omega \leq \omega_c$ 范围内急剧下降（图1，B）。实际上，化工和热工对象当中所用极大多数热电偶都可以写成下面一阶线性方程：

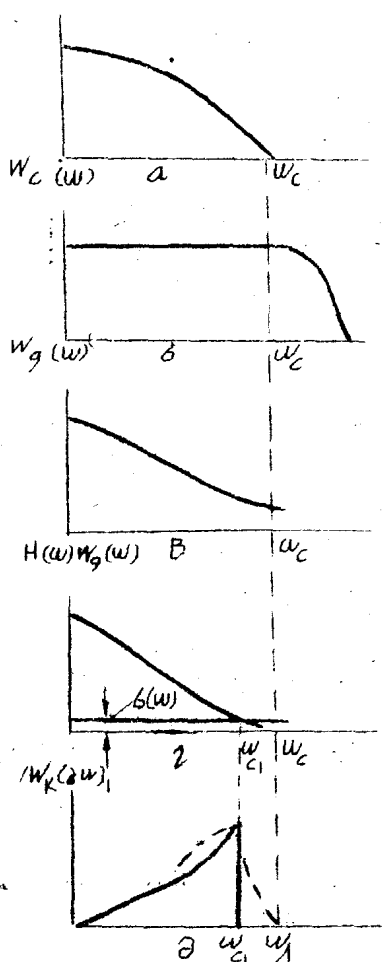


图 1

整个系统（变送器——二次仪表）的幅度相位特性与这个频率范围内的频率无关，即从方程（1）中可看出

$$W(j\omega) = \frac{C}{W_H(j\omega)}$$

可见二次仪表的幅度相位特性应该与变送器的幅度相位特性相反。

接着，我们再来讲一下，如果自动电位差计是二次测量仪表的话，则如何才能校正一次转换器的惰性。

$$T \frac{dx}{dt} + X = Kf \dots\dots\dots (2)$$

式中：T—变送器的时间常数；

f—变送器的输出值；

X—应当测量的值。

根据方程（2），它们的幅频特性将为

$$|W_H(j\omega)| = \left| \frac{K}{T(j\omega) + 1} \right| \dots\dots\dots (3)$$

大的时间常数值T（该值实际上取决于变送器的不可消除的结构特点）将使被测值的频谱高频率大大衰减。

通常二次测量仪表的工作都具有在尽可能大的频率范围成扁平的幅频特性。因此，二次仪表能测量包括变送器在内的所有误差值。

很明显，要想消除这些误差，在频率工作范围内应该这样来校正二次仪表的幅度相位特性，使

因为自动电位差计是一种闭式追随系统，所以可使它的幅度相位特性成为所需的一种，同时将校正环节接入电位差计的反馈电路中〔3〕。

为了测定校正环节的传递函数，可全部应用图2所示的系统的方框图。

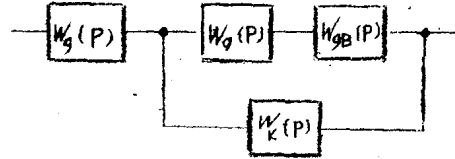


图 2

这个系统的传递函数为

$$W_c(P) = -W_{\Delta}(P) \frac{W_y(P) W_{\Delta B}(P)}{1 - W_y(P) W_{\Delta B}(P) W_k(P)} \quad \dots\dots\dots (4)$$

根据变送器的方程(2)，变送器的传递函数为

$$W_{\Delta}(P) = K_{\Delta} \frac{1}{TP+1} \quad \dots\dots\dots (5)$$

带电动机的且具有足够精度的电位差计的放大器可用二阶方程来描述〔5〕，它的传递函数为

$$W_{\Pi}(P) = W_y(P) W_{\Delta B}(P) = \frac{K_y}{P(T_{\Delta B}P+1)} \quad \dots\dots\dots (6)$$

其中 $T_{\Delta B} \leq 1$ 。

为了确保追随系统的静态误差很小起见， K_y 值要选取大大地大于1。

将式(5)中的 $W_{\Delta}(P)$ 值和式(6)中的 $W_{\Pi}(P)$ 值代入式(4)中，即可求出 $W_k(P)$ 值，在该值下可完成条件式(1)：

$$W_k(P) = \frac{1}{\epsilon K_y} \frac{\epsilon T T_{\Delta B} P^3 + \epsilon (T + T_{\Delta B}) P^2 + \epsilon P + 1}{TP+1} \quad \dots\dots\dots (7)$$

式中： $\epsilon = \frac{C}{K_K K_y}$ 。

在式(7)的后一项比例中，分子阶大于分母阶，同时具有这种传递函数的环节实际上是不能实现的。但却可以设计出一种校正环节，其幅度相位特性相当接近于频率工作范围内所要求的幅度相位特性。

这种环节的传递函数与式(7)有所区别，在分母中二阶项和三阶项的系数很小。然而式(7)中分母阶的升高将在槽路放大系数值很大时使整个系统变成不稳定，而这放大系数对确保静态误差很小来说是必要的。

另一方面，因为方程(7)中 ε 同样很小，所以连 ε 的项可以忽略不计，同时校正环节的幅度相位特性与变送器的幅度相位特性相一致。

在这种情况下

$$W_c(P) = - \frac{1}{\frac{TT_{AB}}{K_y K_K} P^3 + \frac{T+T_{AB}}{K_y K_K} P^2 + \frac{1}{K_y K_K} P + 1} \frac{K_A}{K_K} \quad (8)$$

十分明显，如果

$$\frac{TT_{AB}}{K_y K_K} < \frac{T+T_{AB}}{K_y K_K} \frac{1}{K_y K_K}$$

则系统将是稳定的。但是由于 $T_{AB} < 1$ ，即 $T_{AB} \ll T$ ，所以不等式可变成下面式子：

$$T_{AB} < \frac{1}{K_y K_K} \cdot$$

因此，只有当槽路的放大系数相当小的情况下，即在静态误差相当大的情况下，系统才是稳定的。

为了减少静态误差而不破坏系统的稳定条件，则槽路中必须导入一次导数。这时，校正环节的传递函数为

$$W_K(P) = \frac{K(T_1 P + 1)}{T P + 1}$$

而系统的稳定条件可写成：

$$T_1 > T_{AB} \cdot$$

2. 当通路内存在有干扰时对校正仪表特性的测定

由于校准的二次仪表的幅度相位特性(图1, Ⅱ)之结果, 将强调指出高频干扰。所以在高频干扰相当大的情况下, 根据通路内干扰大小的不同来选择校正环节的参数是十分重要的。

变送器的输入端输入有频谱 $H(\omega)$ 的被测值(图5, a), 该变送器的幅频特性 $F(\omega)$ 如图1, B所示。变送器输出端上的信号当 $\omega \geq \omega_{c1}$ 时, 将变成干扰电平的可约的信号。很明显, 如果二次仪表的幅频特性在频率 $\omega \geq \omega_{c1}$ 时急剧下降(降至零)(图1, Ⅱ), 则可获得满意的结果。

接着我们再研究一下, 在应用安库列兴方法(Метод Аккулишина)时, 二次仪表的幅度相位特性在 $0 \leq \omega \leq \omega_{c1}$ 下应具有怎样的性质。

我们认为, 变送器的输入端输入有信号 $f(t)$ (图3)。函数 $f(t)$ 是周期 $3T$ 的直角周期函数, 其中 T —— 变送器的时间常数。将函数 $f(t)$ 分解为傅立叶级数:

$$\begin{aligned} f(t) &= \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos \omega_n t + b_n \sin \omega_n t \\ &= \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} F_n(\omega_n t) \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

设在频率 $\omega_0, \omega_1, \dots, \omega_n$ 下变送器的传输常数为 $K_0, K_1, \dots, K_n$ 和相移 $\varphi_0, \varphi_1, \dots, \varphi_n$ 。

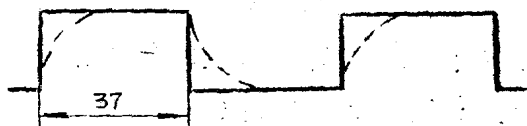


图3

因为当经过变送器的信号传输时第 n 个被测值分量(9)乘上相应常数 K_n 和移动 φ_n , 所以在这种情况下变送器输出端上的信号为

$$f_1(t) = \frac{a_0}{2} K_0 + \sum_{n=1}^{\infty} K_n \Gamma_1(\omega_n t + \varphi_n) \dots\dots\dots (10)$$

在频率 $\omega_n > \omega_{c1}$ 时, 方程 (10) 中 $K_n \Gamma_1(\omega_n t + \varphi_n)$ 一项的值将变成干扰电平 $\varepsilon(\omega)$ 的可约值 (白色噪声)。在频率 $0 \leq \omega \leq \omega_{c1}$ 时干扰影响可忽略掉。

取校准的二次仪表的幅度相位特性与变送器在 $0 \leq \omega \leq \omega_{c1}$ 频率范围内的幅度相位特性 $F(\omega)$ 相反, 同时当 $\omega_{c1} \leq \omega \leq \infty$ 时等于零, 即

$$\left. \begin{aligned} \text{当 } 0 \leq \omega \leq \omega_{c1} \text{ 时, } W_K(j\omega) &= \frac{1}{W_H(j\omega)} \\ \text{当 } \omega_{c1} \leq \omega \leq \infty \text{ 时, } W_K(j\omega) &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (11)$$

这时整个系统 (变送器——校准的仪表) 输出端上的信号为

$$f_2(t) = \frac{a_0}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \Gamma_1(\omega_n t + \varphi_n) \cdot$$

很明显, 从方程 (9) 和 (10) 中可以看出, 变送器——二次仪表的系统之再现误差等于傅立叶级数的余数 $\gamma(t)$:

$$\gamma(t) = f_2(t) - f_1(t) = \sum_{n=c_1}^{\infty} \Gamma_1(\omega_n t + \varphi_n) \cdot$$

从三角级数定理可看出, 比起相同项数下其他三角级数的余数来, 傅立叶级数的余数是最小的。

因此, 当二次仪表的幅度相位特性与 $0 \leq \omega \leq \omega_{c1}$ 频率范围内变送器的幅度相位特性相反时, 情况 (11) 能给出最小误差。

准确实现具有 (11) 幅度相位特性的校正环节是不可能的。此幅度相位特性的模数在图 1, H 中用折断曲线表示。然而这样一种校正环节还是可以实现, 它的幅度相位特性在很大工作频率部分都与所要求的接近于一致, 并在 $\omega > \omega_{c1}$ 下产生急剧偏斜。这种环节的幅度相位特性在同一图中用虚线表示出。

3. 用二阶方程描述的变送器之校正

很明显，幅度相位特性在频率工作范围内的扩展将引起系统的快速性的增加。

产生这样的问题，即有关利用一阶校正环节来校正以高阶方程描述的变送器的可能性之问题。

在理论上可以这样讲，这种对二阶变送器的校正将大大增加系统过渡函数的增长速度。

通过应用积分平方准则的方法曾求得了系统的最佳调整系数（系对于变送器时间常数相当大而言）。

运算结果指出，如果变送器的传递函数为

$$W_{\pi}(P) = \frac{1}{\tau_1 \tau_2 P^2 + (\tau_1 + \tau_2)P + 1}$$

而校正环节（在电位差计反馈电路中）的方程为

$$W_{\text{K}}(P) = \frac{1}{TP + 1}$$

则在 $T = \tau_1 + \tau_2$ 时可获得最好的结果（对 τ_1 和 $\tau_2 > 10$ 秒*而言）。

4. 仪表说明

仪表样机是在 $\Theta\Pi\Delta - 07$ 型电子电位差计的基础上设计成的，其原理图如图 4 所示。

校正环节 1 建立在 $\Theta\text{My} - 8\text{A}$ 型电子模拟装置的运算放大器的基础上〔4〕。在结构上，校正环节（运算放大器连同电源部分）做成电位差计的附加装置。在设计中考虑到根据热电偶在 1 ~ 15 分钟范围内的时间常数值之不同，用改变 R 和 C 的方法来调整仪表的可能性。因为运算放大器不能在小输入信号的情况下工作，故在其输入端输入来自高阻滑线变阻器 2 的电压，此滑线变阻器接入稳定基准电压。运

* 当 $\tau_1 = 90$ 秒和 $\tau_2 = 180$ 秒时，系统的过渡函数的增长速度增加 5 倍。