

石油化工自控仪表

(第二分册)

电动单元组合仪表

毛主席语录

列宁为什么说对资产阶级专政，这个问题要搞清楚。这个问题不搞清楚，就会变修正主义。要使全国知道。

路线是个纲，纲举目张。

打破洋框框，走自己工业发展道路。

中国人民有志气，有能力，一定要在不远的将来，赶上和超过世界先进水平。

前 言

伟大领袖毛主席关于学习无产阶级专政理论问题的最新指示发表之后，学习“理论问题”的群众运动已在全国形成，有力地推动了我国社会主义革命和社会主义建设事业的迅猛发展。我厂全体革命职工和全国化肥战线上的同志们一样：决心“抓理论学习、促工业生产”，“推优夺高产”，生产更多化肥支援工农业生产，为祖国的社会主义建设和支援世界作出新贡献。

为坚持在学术领域内实现无产阶级对资产阶级的全面专政为满足我厂职工“为革命学技术”的迫切愿望，提高仪表和自动化工作管理水平，在斗争中培养一支又红又专的仪表维修队伍，为社会主义革命和建设作出更大的贡献，并达到和兄弟单位交流技术经验的目的。在厂党委的正确领导下，仪表车间党支部广泛发动群众，具体组织和领导了三结合的仪表资料编写小组。遵照毛主席关于“工业学大庆”“打倒洋框框，走自己工业发展道路”的伟大教导，结合仪表车间工人同志和技术人员的实践经验，对我厂自控系统中所用的国产和进口仪表有关资料，力求进行全面系统的收集整理和编写工作。内容包括：用途、主要技术特性、基本结构、工作原理、调校修理及使用中应注意事项等。全部共分三册，第一分册包括成分分析仪表、信号联锁系统和电工测试仪表。第二分册是电动单元组合仪表，包括变送单元、运算单元、调节单元、显示仪表及辅助单元五部分。第三分册为 ARCH-1000 型电子计算机的原理和应用介绍。

因我们仪表专业知识浅薄，水平很低，加之时间短促。因此肯定有不少缺点和错误，诚请同志们批评和指正。

在编写过程中，不少兄弟单位曾给予热情支持和帮助，在此谨表感谢。

编 者

1975年5月

目 录

第一部分 变送单元

(一) 差压变送器	1
I ODZ-II 系列 DBC 型差压变送器	1
II TEC_4-Pd_H 差压变送器 (法)	22
III Wp1500 型双法兰式差压变送器 (美)	30
(二) 压力变送器	38
I DDZ-1 型压力变送器	38
II DBY 系列压力变送器	44
(三) 温度变送器	47
I TEC-T 型温度变送器	47
II DBW 型温度变送器	55
III DZH-01 型温度变送器	68
(四) 液面变送器	72
I “Modic” 液面变送器	72
(五) 流量变送器	80
I 电磁流量计	80
II TEC_4-QH 流量变送器	98
III 椭圆齿轮流量计	105

第二部分 运算单元

(一) CAG 模拟演算器	118
(二) DJC-01 型电子乘除器	123
(三) DXJ-01 比例积单元	132
(四) DXS-10Z 比例积算器	140
(五) ER333 型积算器 (英)	148
(六) 频率转换器 DZP-01 (上海)	156
(七) 三波段频率转换器 DZP-11 (西安)	161
(八) 电流开方器 ER306 型	167
(九) DJK-11 型电动开方器 (西仪)	172

第三部分 调节单元

(一) 法国 R_s 电动调节器	177
(二) 日本 E-line 指示调节器	201
(三) DTL-120 型电动调节器	210
(四) DTL-121 型电动调节器	226
(五) DTB-71 电动调节器	234

第四部分 指示、记录式显示仪表

(一) 自动平衡电子电位差计概述	239
(二) 电子自动平衡电桥概述	254
(三) XWD-100 型电子电位差计 (西安仪表厂)	260
(四) XWC 电子电位差计 (上海自动化仪表二厂)	270
(五) XWD 电子电位差计 (济南自动化仪表厂)	274
(六) EWP 转盘式电子管电位差计 (济南自动化仪表厂)	275
(七) $\begin{matrix} \text{XQD} \\ \text{XDD} \end{matrix}$ 系列晶体管小型自动平衡电桥	279
(八) EQX ₁ 型自动平衡电桥 (上海综合仪表厂)	281
(九) DXJ 记录仪 (大连仪表厂)	285
(十) PEC 小型记录仪 (法国)	288
(十一) MEC1 指示记录仪 (法国)	289
(十二) VKP85 型记录表 (日本 TTA-1A 型红外分析专用表)	306
(十三) 美国 SPEEDOMAX. W 记录仪 (意大利 Fractomatic 型工业色谱仪 专用记录仪)	310

第五部分 辅助单元

(一) DZD-031 电/气转换器 (天津仪表厂)	313
(二) DDZ-I 型电/气转换器 (天津仪表厂)	315
(三) DDZ-I 型气/电转换器 (上海调节器厂)	316
(四) DZQ-02 型气/电转换器 (上海调节器厂)	320
(五) DCQ-02 型操作单元 (上海调节器厂)	322

附录 I 温度—热电值对照表

一、铂铈—铂热电偶分度表	325
表 1 分度号: LB-2	325

表 2	分度号: LB	330
表 3	分度号: III (国产仿苏)	331
二、镍铬—镍铝(硅)热电偶分度表		331
表 4	分度号: EU	331
表 5	分度号: XA (国产仿苏)	335
三、镍铬—铜镍热电偶分度表		336
表 6	分度号: EA	336
表 7	分度号: XK (国产仿苏)	339
四、双铂铑热电偶分度表		339
表 8	分度号: LL	339
五、德国 DIN48710 型镍铬—镍热电偶分度表		345
表 9		345
六、辐射高温计分度表		345
表 10	WFT 型	345
表 11	WET-202 型 (分度号 T_1 、 T_2)	346

附录 II 温度—电阻值对照表

一、铂热电阻分度表	347
表 12 分度号: B_1 , BA_1 , B_2 , BA_2	347
表 13 德 DIN-48710 型铂电阻分度表	348
二、铜电阻电阻值对照表	348
表 14 分度号: G	348

(一) 差压变送器

I、DBC 型差压变送器

一、用途及特点

DBC 型差压变送器是 DDZ-Ⅱ 型电动单元组合仪表中的基本单元，在工业生产过程中，可连续测量蒸汽、气体、液体的流量，差压、阻力、液位等。实际上就是工业用无刻度检测仪表。它的作用是将被测参数转换成 $0\sim 10mA$ 的直流信号，以便供自动指示记录，并能与调节器、遥控仪或计算机等配合，实现对各参数的自动调节。

作为变送单元，不仅要求将被测参数转换成直流电流信号，而且必须严格保证输出电流数值与被测参数大小成比例关系。为此在变送单元中引入负反馈是十分必要的，而且是行之有效的。

理论和实践证明，如果变送器的开环放大倍数很大，变送器的输出，输入之间的关系主要取决于它的反馈环节的特性。这样如果设法使反馈环节比例系数稳定可靠，则变送器基本上也能达到稳定可靠的目的。

二、差压变送结构介绍

电动差压变送器的作用是将差压 ΔP 信号转变为直流电流 I_n 输出。输出信号的变化范围是 $0\sim 10mA$ ；输出电流不能因负载变化而变化即具有恒流性能；输入与输出成线性比例关系，且满足测量精度等级的要求。

差压变送器是根据力平衡原理工作的，其整机结构如图 1-1 所示。

输入差压通过测量元件，产生一输入作用力，此力通过引出杆 2 与主杠杆 3 相连。主杠杆的转动支点是轴封膜片 5。主杠杆的上端用传力拉条 10 作用到付杠杆 19 上，付杠杆的下端装有反馈动圈 22，由于反馈动圈在永久磁钢 25 的间隙中，当线圈中流过输出电流 I_n 时，便产生一个反馈力。

付杠杆的传动支点是量程调整螺钉 18 的顶尖。量程调整螺钉可以沿着基座 16 的槽上下移动，改变付杠杆两端作用力的力臂来调整量程，调好后，量程调整螺钉用锁紧螺帽 17 固定。量程调整螺钉的顶尖是做成偏心的，因此，当旋转量程调整螺钉时，顶尖上下移动，从而可实现量程细调。磁分路螺钉 26 能改变反馈动圈周围的磁场强度，用来实现量程细调。20 是调零弹簧，旋转调整螺钉 21 可以改变变送器的机械零点。13 是迁移弹簧，旋转调整螺钉可以改变变送器的机械零点。13 是迁移弹簧，旋转调整螺钉 14，压缩或拉伸弹簧 13，用

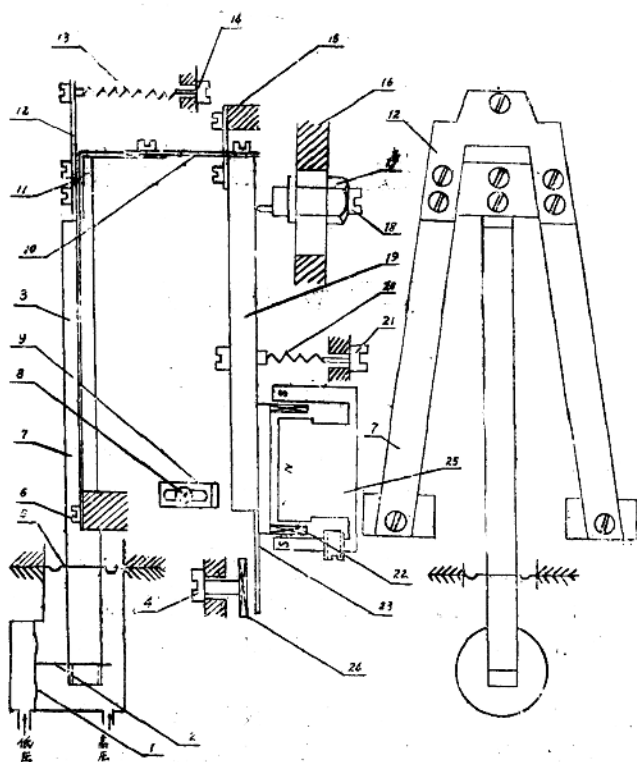


图 1-1 差压变送器传动机构

- | | | |
|----------|------------|------------|
| 1. 测量元件 | 2. 引出杆 | 3. 主杠杆 |
| 4. 调整螺钉 | 5. 轴封膜片 | 6. 吊带固定螺钉 |
| 7. 平衡吊带 | 8. 限位固定螺钉 | 9. 限程片 |
| 10. 传力拉条 | 11. 角形固定片 | 12. 固定片 |
| 13. 迁移弹簧 | 14. 调整螺钉 | 15. 承重拉条 |
| 16. 基座 | 17. 锁紧螺帽 | 18. 量程调整螺钉 |
| 19. 付杠杆 | 20. 调整弹簧 | 21. 调整螺钉 |
| 22. 反馈动圈 | 23. 检测铝片 | 24. 平面检测线圈 |
| 25. 永久磁钢 | 26. 调磁分路螺钉 | |

来实现正迁移或负迁移。

在付杠杆的下端装有检测铝片 23。当铝片位移时，使平面检测线圈 24 的电感量发生变化。旋转调整螺钉 4 可以改变平面检测线圈与铝片的相对位置，实现电气调零。9 是付杠杆的限程片，松开固定螺钉 8，限程片可以水平移动，用来调整付杠杆的最大行程，保证铝片与平面检测线圈之间有一个最小距离。整个变送器是垂直放置的，为了支承付杠杆的重量，在付杠杆的上端有承重拉条 15，承重拉条很薄，它并不影响付杠杆上端的微小水平移动。

轴封膜片 5 起两个作用，一个是密封作用，一个是作为主杠杆的转动支点。因为整个机

构是力平衡式的，主杠杆的转动是很微小的，因此轴封膜片做为转动支点，其摩擦力矩甚小。该膜片不能承受较大的轴向压力，但对差压变送器来说，在轴封膜片下面通有静压，为了不使轴封膜片在静压下产生轴向位移，破坏机构的力平衡关系，在变送器的机械结构中装有一对平衡吊带7，这样由于静压作用在轴封膜片所产生的轴向作用力，除一部分由轴封膜片承受外，大部分由平衡吊带7所承受。吊带经过淬火处理很硬，可以认为轴封膜片在静压作用下不产生轴向位移。

由结构示意图可见，差压变送器可由四部分组成：差压测量；杠杆系统；位移检测放大器及磁电反馈系统。

差压变送器的动作过程是这样的：当高低压容室同时通入 $P_1 P_2 (P_1 > P_2)$ 两压力时，弹性元件在 $\Delta P = P_1 - P_2$ 的作用下，因变形而产生微小的位移，通过引出杆引出了测量力而作用于主杠杆下端，在测量力 F 的作用下，主杠杆将以轴封膜片为支点产生顺时针方向的偏转，在主杠杆的上端用传力拉条与付杠杆相连，因此 F 通过主杠杆及传力拉条作用到付杠杆上端，而付杠杆又以量程调整螺钉为支点产生一顺时针方向的偏转，结果带动位移检测片和反馈动圈一起移动。 ΔP 增加，检测片靠近检测线圈，检测线圈的有效电感量由于检测片的靠近而减小。电感量的减小经高频振荡放大器转换成相应的直流输出 I_H ；另一方面 ΔP 增加，使反馈线圈离开永久磁钢向外移动，当输出电流通过反馈线圈时，该电流在磁场中将产生作用于线圈的电磁力，这个力的方向是使付杠杆以量程调整螺钉为支点向逆时针方向转动，使该线圈向磁钢里边吸，使检测片远离检测线圈，总之，此反馈力图使杠杆系统恢复到原来的平衡位置。

当上述测量力产生的顺时针力矩与反馈力产生的逆时针力矩达到平衡时，杠杆系统在新的位置平衡下来。此时输出电流 I_H 就代表了此时输入差压。

动作的过程是“现象”，是我们“入门的向导”。从现象中应抓住实质性的东西，什么是实质性的东西呢？那就是变送器的输入 ΔP 和输出 I_H 是通过它们产生的力 F 入和 F 反在杠杆上形成力矩平衡，从而使 F 入与 I_H 成比例关系。因此差压变送器是建立在力矩平衡的基础上的，而位移检测高频振荡放大器只是帮助达到力矩平衡关系的手段。位移检测器虽能测得微小的位移变化（该位移仅有10微米），但此位移几乎可以忽略不计，它不是决定仪表性质的东西。图1-2(A)可以清楚地表示差压变送器的工作原理。下面通过对杠杆系统

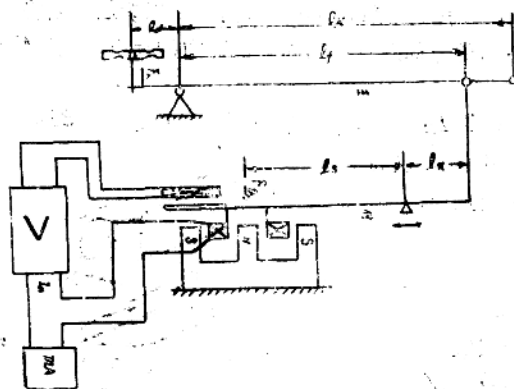


图 1-2(A) 差压变送器原理图

受力情况的分析计算把各部分有机的联系起来。

图 1-2(A) 可以抽象成如图 1-2(B) 的方块图。

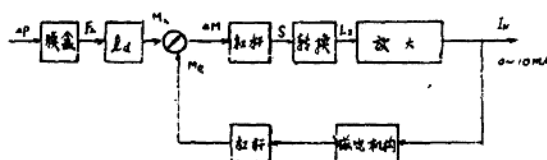


图 1-2(B) 差压变送器原理方块图

三、差压变送器的力矩平衡关系

1. 测量力 $F_{\text{入}}$

由膜盒及紧固它的两法兰、密封膜片等部件组成了差压变送器的测量部分，膜盒与法兰构成测量差压的正、负压室，它是测量部分的主体，是差压变送器的感受元件。膜盒在变送器中的作用是将其输入压力 P_1 、 P_2 ($P_1 > P_2$) 造成的差压值按一定比例关系转换成相应的力。在膜盒的两侧所受之力为 $P_1 S_{\text{膜}}$ 及 $P_2 S_{\text{膜}}$ ，测量元件上所受力 $F_{\text{入}}$ 为：

$$F_{\text{入}} = S_{\text{膜}}(P_1 - P_2) = S_{\text{膜}} \cdot (\Delta P) \quad (1-1)$$

由式(1-1)中可见，在测量过程中， $S_{\text{膜}}$ 不变的话，差压与输入力 $F_{\text{入}}$ 成正比的线性关系。由于变送器采用力平衡原理工作，各元件之间没有多大位移，因此膜片也没有多大位移（仅 2~8 微米），所以可使膜片的有效面积在测量范围内保持不变，这就保证了 $F_{\text{入}}$ 与 ΔP 之间的固定比例关系。

2. 反馈力 $F_{\text{反}}$

对于“电差变”的要求是差压由小到最大值相应的输出为 0~10mA 的变化，且要求它们之间为线性关系。

输出电流 I_H 通过位于磁钢间隙中的反馈线圈。我们知道一根通电导线在磁场中会受磁场力的作用，而导线受力方向可由左手定则来确定。同样通电线圈位于磁场中受力作用也产生运动，见图 1-8 所示。按图中所示 I_H 的方向，可以确定动圈将往磁钢里边移动。在设计时，不仅要知道反馈力的方向而且必须知道反馈力的大小。根据物理学知识可以直接写出：

$$F_{\text{反}} = B \cdot L \cdot I_H \quad L = \pi \cdot D_{\text{平}} \cdot W \quad F_{\text{反}} = \pi \cdot B D_{\text{平}} \cdot W \cdot I_H$$

B ——磁场的磁感应强度(高斯)；

$D_{\text{平}}$ ——动圈之平均直径；

W ——动圈匝数。

上式可写成：

$$F_{\text{反}} = K_D \cdot I_H$$

K_D ——电磁结构系数；

$$K_D = B \cdot \pi \cdot D_{\text{平}} \cdot W$$

当结构固定之后， B 、 $D_{\text{平}}$ 、 W 均为

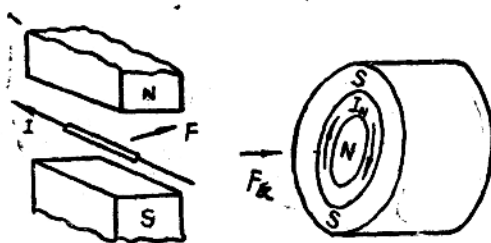


图 1-3 电力磁方向

常数, K_D 亦为常数。 $F_{反}$ 随 I_H 而变化。

3. 力矩平衡

双杠杆系统是力矩平衡的中心环节。

差压变送器的输出电流 I_H 与输入信号 ΔP 应成比例的关系, 下面进一步研究为什么是比例关系; 其比值由那些因素决定的。要弄清这些问题, 必须分析杠杆系统上受力的情况。

双杠杆系统的受力情况可由图 1-4 表示。受力方向如图所示。

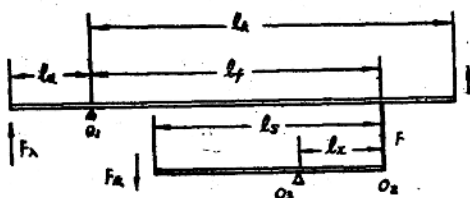


图 1-4

当整机已经调整达到零点平衡时, 调零弹簧的作用力已被零位输出电流产生的作用所平衡, 所以在分析时没考虑调零弹簧的作用。

为了首先抓住基本的东西, 暂不考虑迁移弹簧力, 即无迁移情况。

按图 1-4 可列出下列力矩方程式:

主杠杆上:

$$F_A \cdot l_A = F_{反} \cdot l_{反} \quad (1-2)$$

付杠杆上:

$$F \cdot l_1 = F_{反} \cdot (l_2 - l_0)$$

由上式可解得:

$$F_A = \frac{l_1(l_2 - l_0)}{l_A \cdot l_{反}} \cdot F_{反} = K_{反} \cdot F_{反}$$

$$K_{反} = \frac{l_1(l_2 - l_0)}{l_A \cdot l_{反}}$$

将 $F_A = S_{膜} \cdot \Delta P$; $F_{反} = B \cdot \pi \cdot D_{平} \cdot W \cdot I_H$ 代入上式:

$$I_H = K \cdot \Delta P \quad (1-8)$$

式中

$$K = \frac{S_{膜}}{B \cdot \pi \cdot D_{平} \cdot W} \cdot \frac{l_1}{l_A} \cdot \frac{l_2 - l_0}{l_{反}}$$

系数 K 中 l_0 是可变的, 当量程调整螺钉固定在某一位置时, l_0 就为一常数, 所以 K 是一可随 l_0 而变的常数。

我们按力矩平衡关系求得了 I_H 与 ΔP 的关系式 (1-8), 由该式很容易确定量程支点与测量范围之关系, 下面通过一些计算说明之。

1) 杠杆传动比的确定

量程支点的变动就意味着杠杆系统的力矩传动比例的调整。在分析杠杆传动比例时, 暂不考虑调零弹簧力及迁移力。根据结构考虑, 取 $l_1 = 168 \text{ mm}$; $l_2 = 100 \text{ mm}$, 设计时所取测量力矩:

$$M_{最大} = 650 \text{ kg} \cdot \text{mm}$$

设计时所取反馈力:

$$F_{反}=200g$$

从(1-3)式中求得:

$$l_e = \frac{l_f \cdot l_s \cdot F_{反}}{l_s \cdot F_{入} + l_f \cdot F_{反}} = \frac{158mm \cdot 0.2kg \cdot 100mm}{650kg \cdot mm + 158mm \cdot 0.2kg} = 4.6mm$$

国产的差压变送器在结构上可以通过支点的调整, 来适应不同测量范围的要求。

上调厂的产品一般取最大测量力矩与最小测量力矩之比为3, 即取 $M_{最小} = \frac{1}{3} M_{最大}$ 。

$M_{最小} = \frac{1}{3} \cdot 650kg \cdot mm$ 代入上式求得 $l_e = 12.7mm$, 说明若把量程支点下移到 $l_e = 12.7mm$ 处, 测量范围仅有原来的 $\frac{1}{3}$ 。在选定了某种测量弹性元件之后, 一台差变可以使用在不同的测量范围的场合, 但是最大与最小力矩比的范围不能无限扩大, 所以一台差变不能测量所有差压范围, 它受到测量元件的线性度、杠杆长度、变送器精度等限制。所以目前 $\frac{M_{最大}}{M_{最小}}$ 在8~10之间。由此可知 l_e 不同, 杠杆的传动比就不同, 这传动比之确定取决于最大量程的变化范围。

2) 零点迁移

上面分析是假设不加迁移的情况下进行的。在实际生产控制中常常要求提高测量精度与灵敏度, 以足满自动调节系统精度的要求。因此在变送单元设有零点迁移机构, 使变送器的测量范围不从零开始。如某一差变其测量范围为0~600mm水柱, 为提高测量精度, 希望改为400~600mm水柱, 对400~600mm水柱的输入, 其输出相应为0~10mA。为达到此目的, 我们若在差变的主杠杆上端, 装一迁移弹簧, 这一弹簧力加到主杠杆上, 用来平衡初始值所产生的力, 从而使输出为零。迁移的实质是在主杠杆加一迁移力, 然后杠杆进行重新平衡。

所谓迁移, 就是把某一量程的起始点由“零”迁移到“某一值”, 这值可以为正亦可为负, 即能实现正迁移, 亦可实现负迁移。

带有零点迁移机构的“差变”的作用原理仍然是力矩平衡原理, 即 $M_{入} = M_{反} + M_{迁}$ 。这里不再详细计算。实际调整中对迁移应遵循几个原则:

(1) 迁移后量程保持不变

由图1-5看出, 不管实现正迁移还是负迁移, 迁移后测量线之斜率不变。

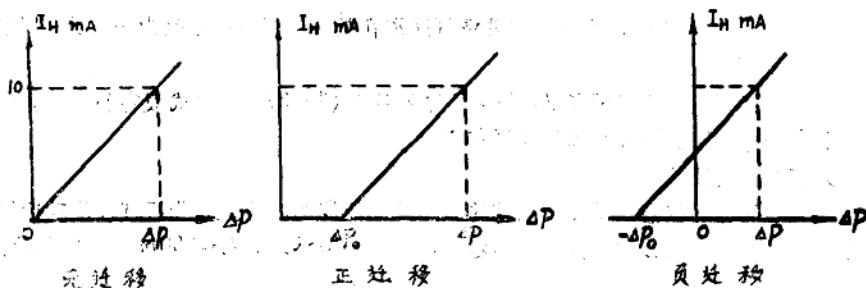


图 1-5 迁移

(2) 迁移范围

一般应小于变送器的最大测量范围。在实际调整中迁移步骤如下：以前例说明之。

某台差变最大测量范围为 $0 \sim 600\text{mm}$ 水柱。

第一步：将差变的量程调整为 $0 \sim 200\text{mm}$ 水柱。

第二步：输入 400mm 水柱之差压即 ΔP_0 ，调整迁移弹簧，使其输出为零。

第三步：输入 600mm 水柱，这时输出应为 10mA 。

通过本节对差压变送器受力情况分析 & 力矩平衡计算可以有机地把各部分联系起来，了解其工作原理。下面对位移检测放大器进行介绍。

四、位移检测放大器

从位移检测放大器线路图中可以看出，它可分为五部分：位移检测器；双调谐振荡器；桥式输出线路；直流功放级及电源。力平衡式变送器对检测放大器的要求可以归纳如下：

(1) 要求它灵敏度高。因变送器以力平衡原理工作，并非位移平衡式，故测量弹性元件与杠杆系统的位移极小，也可以说最终归结到检测片的位移极小 ($\Delta S = 10\mu\text{m}$)，而输出必须满足 $0 \sim 10\text{mA}$ 范围。

(2) 要求线性度要好。

(3) 带负载能力强。在力平衡变送器中为取得反馈力，在输出回路中串入反馈线圈 (约 $2\text{K}\Omega$)，因此放大器的负载实际上是动圈电阻加上外接负载电阻，所以总负载要求在 $2\text{K}\Omega \sim 8.5\text{K}\Omega$ 范围变化，在此范围内，变送器仍应工作在线性区以满足各项性能指标要求。

为了满足上述要求，下面对放大器及其工作状态分别进行介绍。

1. 检测铝片与检测线圈组成检测器，它的作用是将位移转换成电感 L_2 的变化，工作原理如图 1-6(A) 所示。

当平面线圈内有高频电流通过时，这高频激磁电流将产生高频交变磁通 ϕ_2 ，当高频磁通穿过铝片时，铝片相当一个短路线圈，它在高频磁通的切割下，由于电磁感应作用，在铝片中感应出高频涡流，这涡流又同时产生一与 ϕ_2 变化方向相反的磁通 ϕ_3 ，这样一来，就使线圈 L_2 中通过的有效磁通由 ϕ_2 变为 $(\phi_2 - \phi_3)$ 。根据电感定义，磁通链 ψ 与电流 i 的比值称为电感 L ，即：

$$L = \frac{\psi}{i}$$

由于铝片的涡流效应，使通过 L_2 线圈中磁通链 ψ 减小了，故线圈的电感 L_2 减小了。当铝片愈靠近平面线圈 (S 减小)，涡流愈大，则线圈的电感 L_2 愈小。也就是 S 愈小，电感 L_2 愈小，这就完成了位移 S 与电感 L_2 的转换。实验可知：

没有铝片时： $L_2 = 1.4$ 微亨

有铝片时：当

$S = 8\text{mm}$ $L_2 = 1.4$ 微亨

$S = 2\text{mm}$ $L_2 = 1.2$ 微亨

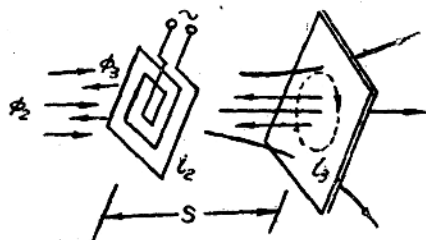


图 1-6(A) 位移检测器原理

$$\begin{aligned} S=1mm & \quad L_2=0.9 \text{ 微亨} \\ S=0mm & \quad L_2=0.04 \text{ 微亨} \end{aligned}$$

图 1-6(B) 中 L 平面线圈的电感为 0.9 微亨。在实际有效的工作区内 $L < L_2$ 。

为什么选用铝片作为检测片呢？这是因为：①电感 L_2 的变化是利用涡流效应，铝片具有良好的导电性，故涡流效应大。②铝片质量轻，可使仪表杠杆系统质量减小，这对仪表动态特性有利。③铝是非磁性物质，不受永久磁钢的恒定磁场以及外界交变磁场的影响而产生附加的电磁吸力，故不影响杠杆系统的平衡关系。由于上述原因，位移检测片都采用铝片。

2. 高频振荡器：

采用高频振荡器有二个目的，其一是向检测线圈 L_2 提供高频电流（因 L_2 数值极小，必须用高频来满足电路对输入电量的要求）。其二将检测线圈的电感变化转换成电压信号，因此也可以说它是一个电感电压转换器，图 1-6(B) 为总电路图。这个高频振荡器是一个双调谐回路的振荡器。 LC_1 组成集电极调谐回路， L_2C_2 组成基极调谐回路，集电极与基极之间用 C_3 偶合。

R_1, R_2 ——直流偏置电阻。

C_b ——隔直电容，用以防止 L_2 将直流偏置电压短路。

C_0 ——用来旁路高频交流成分，使双调谐回路构成电感三点式振荡器。

R_3 ——射极负反馈电阻。

C_e ——射极交流旁路电容

R_4 与 C_1L 之并联阻抗组成集电极负载。

1) 振荡器的起振

我知道一个放大器能够变为稳定的自激振荡器必须具备两个条件：

①相位平衡条件：电路必须具有正反馈，即反馈信号与输入信号同相位。

②振幅平衡条件：反馈信号大小应大于或等于输入信号的幅值，即 $K\beta \geq 1$ 。

为什么必须具备这两个条件呢？因为振荡器在振荡过程中是要消耗能量的，若使振荡器能连续振荡，就必须不断地向振荡器补充能量，正反馈只能使振荡器具有振荡的可能性，至于是否能使之保持连续振荡，那么还要看正反馈所能补充能量的多少，只有补充能量等于或大于消耗的能量才能使之形成自激振荡器。下面就研究电路在什么工作状态下才能满足这两个条件。

分析电路能否起振，只需讨论它的交流分量之通路。在总电路图中，对高频情况讲来， C_b, C_e 的容抗很小，可以认为短路。这样可将该电路简化为图 1-7(A)。

假定集电极 LC_1 并联回路之谐振频率为 f_{01} ，基极 L_2C_2 并联回路之谐振频率为 f_{02} ，对图 1-7(A) 所示电路形成自振荡的频率 f 只有三种可能：

(1) $f = f_{01} = f_{02}$;

(2) $f > f_{01}, f > f_{02}$;

(3) $f < f_{01}, f < f_{02}$ 。

对于情况(1)：当 $f = f_{01} = f_{02}$ 时，两谐振回路 LC_1, L_2C_2 均呈纯电阻性阻抗，而且阻值甚大，可先简为图 1-7(B) 所示的情况，这种电路是不能形成自激振荡的，首先它不满足正反馈条件。

对于情况(2)：当 $f > f_{01}, f > f_{02}$ 时， C_1L, C_2L_2 均呈容性阻抗，如图 1-7(C) 所示，

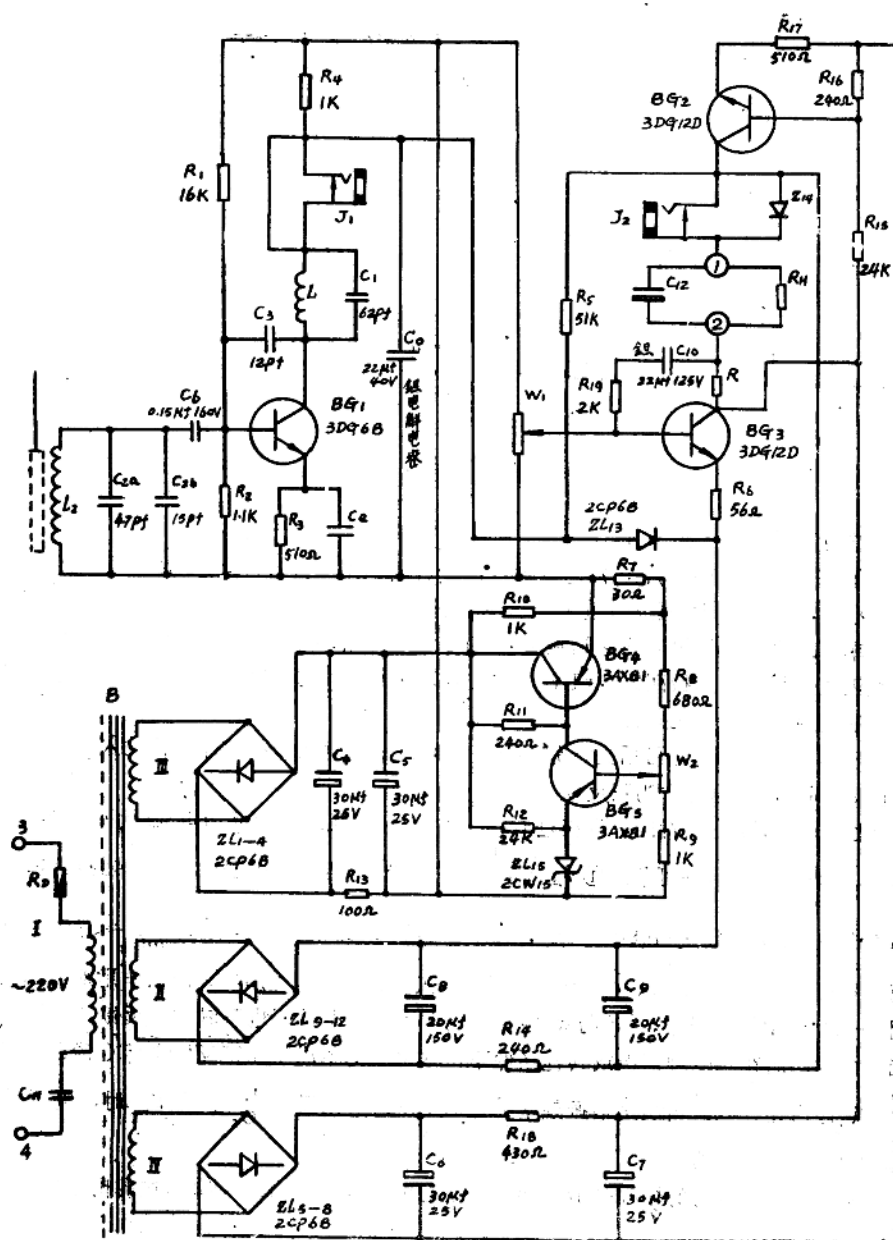


图 1-6(B) 高频放大器原理图

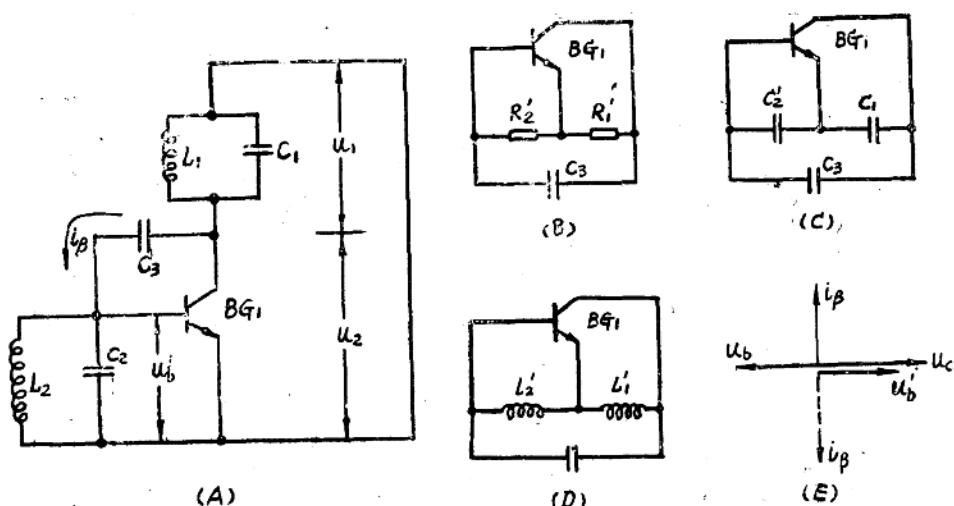


图 1-7 双调谐振荡等效电路及其简化电路

这种电路也不能满足振荡条件。

对于情况(3): 当 $f < f_{01}$, $f < f_{02}$ 时, 两个并联回路 $L_1 C_1$, $L_2 C_2$ 均呈感性阻抗, 如图 1-7(D)所示, 很明显它是一个电感三点式振荡电路, $(L_1' + L_2')$ 与 C_3 组成谐振回路, 自激振荡频率 f 取决于此谐振回路之谐振频率, 即取决于 C_3 , $L_1' + L_2'$, 而 (1) 与 (2) 两种情况下均不能组成 LC 式的谐振回路也组不成多级 RC 移相式振荡电路, 故只有当 f 小于 f_{01} 及 f_{02} 时, 才能满足相位平衡之条件。

关于相位平衡条件也可用矢量分析法来证明, 即证明在什么条件下使输入电压 u_b' 与输出电压 u_c 同相位, 这时才为正反馈。

从图 1-7(A) 可以看出, 设流过 C_3 及 $C_2 // L_2$ 并联回路的反馈电流为 i_s , 若以 u_c 为基准量, 这时 i_s 有两种可能: ① i_s 超前 $u_c 90^\circ$ (当 C_3 与 L_2' 串联后呈容性阻抗, 即 $\frac{1}{j\omega C_3} > j\omega L_2'$); ② i_s 落后于 $u_c 90^\circ$ (当 C_3 与 L_2' 串联后呈感性阻抗, 即 $\frac{1}{j\omega C_3} < j\omega L_2'$)。先按第①种情况画出 i_s 及 u_b (L_2' 上的电压) 的矢量图, 而 u_b 经 $BG1$ 倒相作用则可画出 u_b' , 如图 1-7(E) 中实线所示, u_b' 与 u_c 同相, 证明了在此条件下电压满足正反馈条件即振荡的相位条件。而在第②种情况或其他条件下, 本电路均不满足此正反馈条件 (请自行证明)。综合以上所述, 只有当回路谐振频率 $f < f_{01}$, $f < f_{02}$ 以及 $\frac{1}{j\omega C_3} > j\omega L_2'$ 时, 电路才能满足振荡的相位平衡条件。

下面分析一下振荡的振幅平衡条件。当没有电容 C_3 时, 由 $BG1$ 组成的电路放大倍数为 K :

$$K = \frac{u_c}{u_b}$$

反馈系数 β 为正反馈到基极的电压 $u_{反}$ 与 u_c 之比, 即 $\beta = \frac{u_{反}}{u_c}$, 而 $u_{反} = u_{L_1'}$ 。

由图1-7(D)看出, 在 $L_1' + L_2'$ 与 C_3 组成的谐振回路中, 通过 L_1' 与 L_2' 的电流是相同的, 而在数值上 $u_o = u_{L_1'}$, 所以可得 β 等于电感 L_1' 与 L_2' 之比, 即:

$$\beta = \frac{u_{L_2'}}{u_{L_1'}} = \frac{L_2'}{L_1'}$$

要满足振荡的振幅条件, 必须满足 $K\beta \geq 1$, 此条件是易于满足的, 适当地选择 BG1 管的放大系数, 使 $K > 1$ 就行, 实际在工作区 L_2' 与 L_1' 是很接近的, $\beta \rightarrow 1$ 。

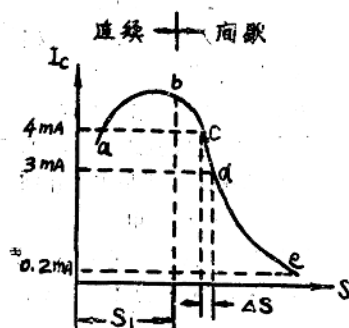
以上说明了适当地选择电路元件参数, 电路就能满足振荡条件, 当电路中存在某些扰动因素, 如电源接通的瞬变过程, 电子元件的热躁动等等, 这些微小的电量变化, 通过电路正反馈逐步增强最后则形成自激振荡。

2) 振荡器的工作情况:

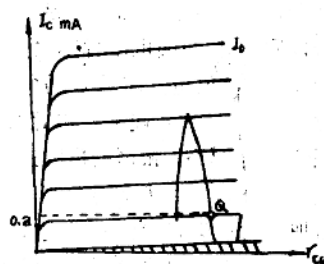
该振荡器的工作状态随检测片与检测线圈之间的距离 S 不同而异, 如图1-8(A)所示。在 a 点时, 高频振荡器就满足振荡的两个条件, 形成稳定振荡。当铝片向外移 $S \uparrow$ 时, $L_2 \uparrow$, 也就是 $L_2' \uparrow$, 从 $\beta = \frac{L_2'}{L_1'}$ 中知道, 反馈系数 $\beta \uparrow$ 。这表示由于电感 $L_2 \uparrow$, 正反馈增强, 于是集电极电流 $I_o \uparrow$, 这时对应于图1-8(A)中的 ab 段, 振荡频率约 14~15 兆周。虽然铝片位移 S 变化能引起 I_o 的变化, 但是很不灵敏, 满足不了整机对放大器灵敏度的要求, 因此 ab 段不能作为振荡器的工作区。

当 S 进一步增加, 连续振荡的幅值增大, 当 S 增大到 b 点以后, 振荡波形就由连续振荡变为间歇振荡, 从“量变”发展到“质变”。马克思说: “单纯的量的变化到一定点时, 就会转化为质的差别。”为说明本电路间歇振荡状态出现的原因, 首先必须指出振荡器在直流偏置上的二个特点: ① BG1 直流工作点很低, $u_{be} = 0.65$ 伏, 静态工作电流 $I_o = 0.2mA$, 工作点靠近截止区, 趋于乙类偏置状态。② BG1 射极电阻 R_e 较大 ($R_e = 510\Omega$), 使直流负反馈作用很强。以上两个特点对振荡器的工作状态有决定性影响。下面分析为什么会出现间歇振荡。

由于 BG1 的工作点靠近截止区, 使 BG1 接近于乙类工作状态, 未起振时, I_o 很小, 起振后振荡的交变电流 i_o 。正半周有电流, 而负半周大部分被截止, 见图1-8(B)。当 S 增加, 则 $L_2 \uparrow$, β 正反馈电压增加, 使集电极平均电流 $I_o \uparrow$, 这是曲线 ab 段的过程, 到 b 点时 $I_o = 5mA$ 。



(A) $I_c - S$ 曲线



(B) BG1 的工作曲线

图 1-8