

④首届学术报告会④

编号
电—8301

论文资料

工业控制机的抗干扰措施

(王 大 华)

常州工业技术学院

八三·十二

工业控制机是对生产过程进行监视控制的设备，为了能够对生产过程进行有效的监视，就必须保证输入信号的正确性和可靠性，然而对于工业控制机来说，标准生产过程的参数大都来自生产现场，因而从测量点到计算机要经过几十米甚至几百米的距离众所周知，生产现场存在各种干扰，这些干扰信号增加了系统静态和动态误差并降低可靠性，当被测信号被干扰信号“淹没”时，计算机就无法工作，因此对低电平信号通道来说，为要维持输入信号的一定精度以及保证计算机可靠的工作，就必须采取抗干扰措施。

对于现场的干扰问题一定要予以高度重视，否则则尽管计算机及其配套设备是先进的，但由于没有采取有效的抗干扰措施，有可能不能满足监视要求，甚至使计算机根本无法工作，因而在方案设计、订购设备、现场施工过程中就要仔细分析现场干扰情况的反应采取的相应的抗干扰措施。

一、现场干扰类型。

现场干扰既种类很多，几乎包括所有动力线，电气和机械设备，既可能来源于外部亦可能来源于内部，既有随机的亦有相关的，因此对不同情况必须进行具体分析，针对不同于扰应采取相应的抗干扰措施。

现场产生干扰主要原因有。

电磁感应，当信号线和太电流的导线平行敷设而且距离较小或者信号线放在电动机、变压器、电动机等产生磁场等设备附近时，由于磁场切割信号线，因而在信号线内产生了感应电流。

静电感应，信号线周围存在高压线路，通过电容耦合而产生静电干扰。

漏电阻，多芯电线或电缆变压器口绝缘不好，干扰信号可以从通过漏电阻影响低电平信号。

接触电位差，两种不同金属接触存在温差，在接触处产生热

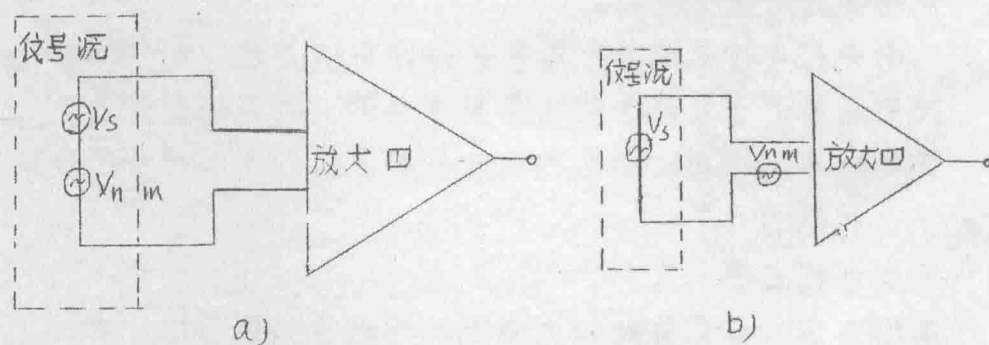
触电位差，并引入回路。

多点接地：由于存在地电流，因此当信号线存在二点以上接地时就会产生干扰。

辐射干扰：辐射干扰既可以来自控制机内部亦可来自外部。内部干扰如时钟脉、振荡器、电机或继电器接点火花等；外部干扰如大功率收音机，电视机，或者雷电站等，甚至步话机，飞机飞过亦会引起误差。对于辐射干扰最有效的抑制方法是屏蔽法。

干扰按其进入信号通道的方式不同，一般可分为串模干扰和共模干扰两大类。

1. 串模干扰又称常态干扰或横向干扰，它是叠加在被测直流信号上的交流信号，通常用 E_{nm} 表示，这种串模干扰多数是输入信号线感应出来的，也有的是从信号线或其它原因中产生的，如图一所示：



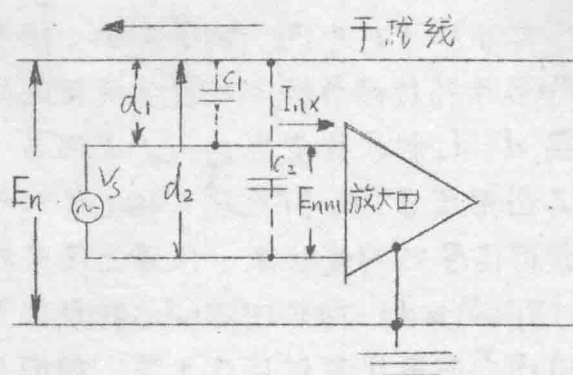
图一：串模干扰示意图

a) 干扰来自信号源。

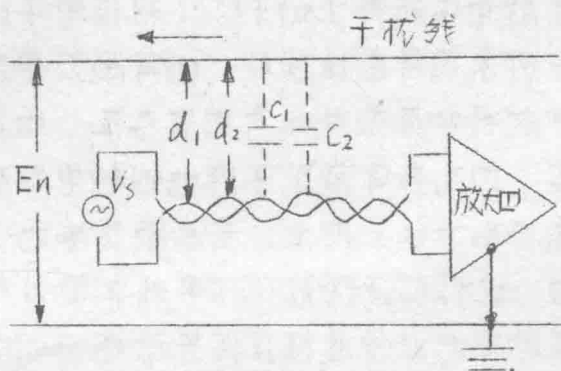
b) 干扰来自引线。

由图一可见：串模干扰的特点是干扰信号和被测信号是串联在一起的，消除串模干扰的方法有三：(一) 采用输入滤波器，将干扰信号滤掉，但滤波器具有电容之类的储能元件，因而有一定的时

间干扰，所以只适用于低速的数据采集系统，即采用此法来抑制串模干扰对数据采集系统的采样速度要受到限制或只能用于低速数据采集系统。(二) 对输入信号采取平均值测量，把对称变化的干扰信号平均掉，理论上如果采样周期严格地等于干扰电压的周期或整数倍数，则干扰电压对测量结果的影响将等于零，事实上采样周期不可能绝对等于正倍数的干扰电压周期，而且对于那些频率很高，频带很宽的叠加噪音，由于周期多样化也难以用此法完全消除。(三) 使用对绞屏蔽电线，并保证正确的接地，这是应用最为普遍的方法，其原理如图二所示。

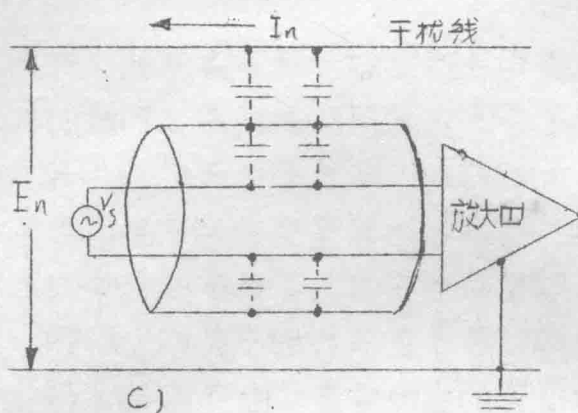


a) 未采用对绞屏蔽电线。



b) 采用对绞电线。 c) 采用屏蔽电线。

图二：采用对绞屏蔽电线抗串模干扰原理图。



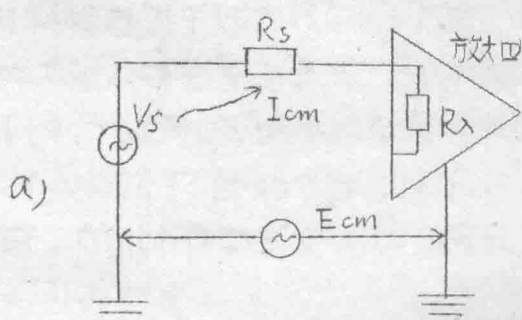
由图二(a)可见, 由于信号线未采用对绞线, 所以信号线受到通有交流电压 E_n , 电流 I_n 的干扰线的磁场的干扰和电场的干扰, 干扰线的电流 I_n 产生磁场切割二根信号线, 因此在信号回路中感应电压, 此电压大小和干扰电流, 频率大小, 信号回路所包围的面积成正比, 而与干扰线信号线间的距离成反比. 由于干扰线到二信号线的距离 d_1, d_2 和分布电容 C_1, C_2 不相等, 因而在二根信号线上产生的感应电压不同, 即在输入端上造成干扰电压 E_{nm} .

图二(b)是把信号线对绞起来, 使得二信号线与干扰线间的距离大致相等, 即 $d_1 = d_2$, 而且回路的面积是正负相间, 其和接近于零, 因此磁场感应电压也就接近于零; 同时因 $C_1 = C_2$ 从而使电场的影响亦大为减小, 这就说明信号线采取对绞后, 电磁场的干扰大为减小, 而减小的程度决定于绞距.

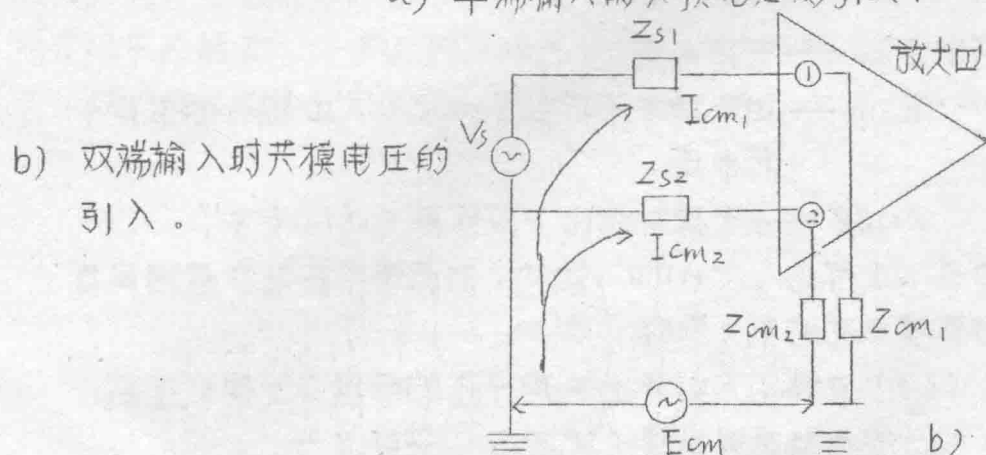
为了进一步防止静电场所产生的干扰, 对低电子的信号线还应采取屏蔽的方法, 即采用屏蔽信号线, 但屏蔽层要接地才能起到屏蔽作用. 因为干扰线和屏蔽层间有电容存在, 而屏蔽层和信号线之间亦存在电容, 因此若屏蔽层不接地则静电感应对信号线仍有影响, 其原理如图二(c)所示. 若屏蔽层接地, 则它对于干扰线来说处于零电位, 这样就使内部的信号线不受外界静电感应的干扰, 当然屏蔽层的接地必须遵循在信号线处一点接地的原则, 否则将会引起共模干扰, 这在后面要进行讨论.

2. 共模干扰、

共模干扰又称共态干扰或纵向干扰，一般而言信号发生器和控制机相隔一段距离，由于存在地电流，因此信号地和控制机地之间存在一个电位差，这就是共模电压 E_{cm} ，它可以是直流电压，也可以是交流电压，其数值可达几十伏，严重时可达几百伏，它与现场和机口接地情况及其他产生干扰的因素有关，如一次表电压互感器漏电流往往会引入很高的共模信号，图三为产生共模干扰的原理图。图三(a)为单端输入时产生共模干扰的原理。由于地电位不同，所以二接地处 A、B 之间存在电位差，这就是共模电压 E_{cm} ，此电压加在信号回路上，因而就产生了共模电流 I_{cm} 。



a) 单端输入时共模电压的引入。



b) 双端输入时共模电压的引入。

图三 共模电压引入原理图。

I_{cm} 大小由下式决定：

$$I_{cm} = \frac{E_{cm}}{Z_s + R_L}$$

只引到放大口輸入端的共模电压为：

$$E_{nm} = I_{cm} Z_s = \frac{E_{cm} Z_s}{Z_s + R_\lambda}$$

由于 $R_\lambda \gg Z_s$ 所以上式变为：

$$E_{nm} \approx \frac{E_{cm} Z_s}{R_\lambda} \text{ --- (1)}$$

式中 E_{nm} ——由共模电压产生的等效輸入电压；

R_λ ——放大口輸入阻抗；

Z_s ——信号源内阻和导线电阻之和。

由上面分析可以看出，由于 I_{cm} 产生的干扰已转换成串模干扰的形式加入到放大口的輸入端。由式(1)可知，放大口輸入阻抗 R_λ 越大，信号源内阻和导线电阻之和 Z_s 越小，则 E_{nm} 越小，即干扰电压越小，即抑制共模干扰能力越强。

一般同共模抑制比 $CMRR$ 来衡量共模抑制能力，其表达式为：

$$CMRR = 20 \log \frac{E_{cm}}{E_{nm}} \text{ --- (2)}$$

式中 E_{cm} ——共模电压；

E_{nm} ——由共模电压产生反映在放大口輸入的串模干扰电压。

$CMRR$ ——共模抑制比，以分贝 (db) 表示。

由式(2)可见， $CMRR$ 愈大，抗干扰能力愈强或或者说抑制共模干扰的能力愈强。

图三(b)为双端輸入时产生共模干扰的原理，共模电压 E_{cm} 在①②端之间也转换成串模干扰电压，其数值为：

$$\begin{aligned} E_{nm} &= E_{cm1} - E_{cm2} \\ &= E_{cm} \frac{Z_{s1}}{Z_{cm1} + Z_{s1}} - E_{cm} \frac{Z_{s2}}{Z_{cm2} + Z_{s2}} \end{aligned}$$

由于 $Z_{cm1} \gg Z_{s1}$, $Z_{cm2} \gg Z_{s2}$ 所以上式变为:

$$E_{nm} = E_{cm} \left(\frac{Z_{s1}}{Z_{cm1}} - \frac{Z_{s2}}{Z_{cm2}} \right) \text{----- (3)}$$

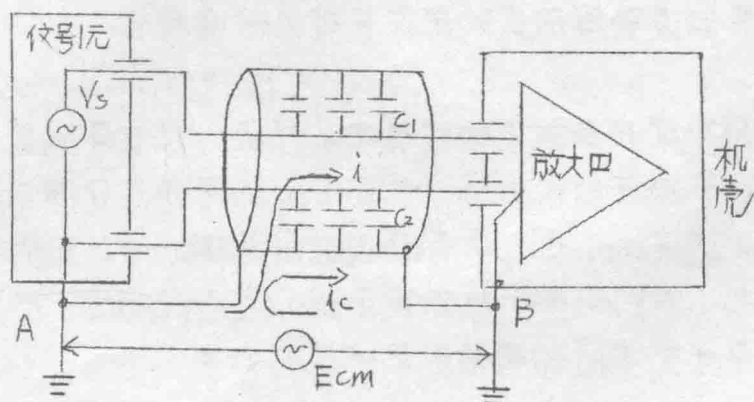
式中 Z_{cm1} , Z_{cm2} 分别为放大器输入部分对机壳地的漏阻抗。

由上式可知,为了提高抗共模干扰能力,信号引入线要尽量短,而且阻抗值要求相等,而且 Z_{cm1} , Z_{cm2} 要做得尽量大。

若 $\frac{Z_{s1}}{Z_{cm1}} = \frac{Z_{s2}}{Z_{cm2}}$, 则 $E_{nm} = 0$, 即共模抑制比为无穷大,亦就是说共模电压对信号不产生干扰,这说明双端输入时抗共模干扰能力强。当然实际上要做到 $\frac{Z_{s1}}{Z_{cm1}} = \frac{Z_{s2}}{Z_{cm2}}$ 是不可能的,因 Z_{s1} , Z_{s2} 不易做得对称,而且在晶体管电路共模输入阻抗也不可能做得很高,因此在输入端 ① ② 间总会产生干扰电压,因此必须采取措施,减小共模电压干扰的影响。下面我们从理论上来分析一下应采取什么措施才能减小共模干扰的影响。

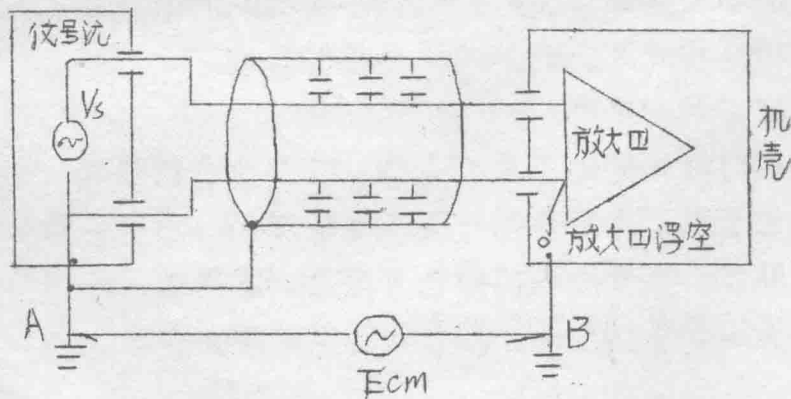
(1) 保证正确的接地。

为了保证计算机安全可靠的工作,计算机系统应有一个稳定的独立的接地系统,而信号线一般亦是接地的,为了要有较高的抗共模干扰能力,信号线到计算机只应在一处接地。兹说明如下。若如盒四那样信号子线和屏蔽 都有二个接地处 A 和 B, 则共模电



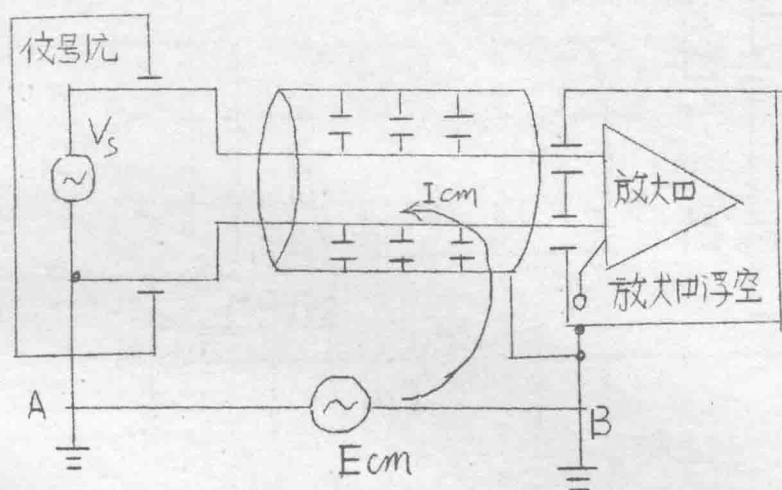
盒四 信号线及屏蔽二处接地。

压 E_{cm} 产生电流 i 通过下面一根信号线构成回路，电流在信号线电阻上产生的压降和有用信号串在一起形成了干扰，另外由于屏蔽亦是单点接地，所以 E_{cm} 加在二接地端产生了电流 i_c ，屏蔽层虽为金属网或金属带，但是总有一定的电阻，因而在屏蔽层上形成电位梯度，通过屏蔽层与信号线间的分布电容 c_1, c_2 耦合到信号线上去，以上说明，不管是信号线，还是其屏蔽层如果存在二点接地则就产生了共模干扰，图五是输入放大电路即使信号线和屏蔽层只在信号源处一点接地情况，这样由共模电压产生的电流就不可能通过信号线或其屏蔽层构成回路，即不会产生共模电流，因而亦就不会产生共模干扰。



图五 信号线及其屏蔽层只在信号源处一点接地。

图六是屏蔽层只在放大器端接地之情况，尽管屏蔽层亦是单点接地，但由于接在放大器端，因而 E_{cm} 仍可通过分布电容 c_1, c_2 产生干扰电流 I_{cm} ，因此屏蔽层只能单点接地而且只能在信号源处单点接地，否则仍要产生共模干扰，为了说明由于接地不正确造成抗共模干扰下降的情况现举例说明如下：



图六 屏蔽反在放大器输入端接地。

有一抗共模干扰能力较好的输入系统，对不平衡阻抗为 1000Ω 之信号抗共模干扰能力为 120db ，即

$$20 \log \frac{E_{cm}}{E_{nm}} = 120\text{db} \quad \text{即} \quad \frac{E_{cm}}{E_{nm}} = 10^6$$

如果输入端“+”“-”对地漏阻抗均为 Z_3 其数值为 $10^9\Omega$

则：

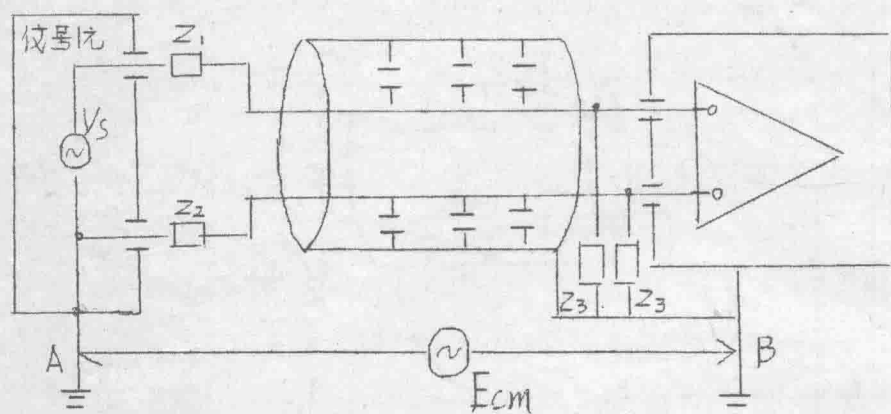
$$E_{nm} = \left(\frac{Z_1}{Z_3 + Z_1} - \frac{Z_2}{Z_3 + Z_2} \right) E_{cm}$$

$$\approx \frac{Z_1 - Z_2}{Z_3} E_{cm}$$

式中 $Z_1 - Z_2$ 为不平衡阻抗其值为 1000Ω 则

$$\frac{E_{cm}}{E_{nm}} = \frac{Z_3}{Z_1 - Z_2} = 10^6$$

如果屏蔽反接地线接在放大器输入端（如图七所示）我们来分析一下共模抗干扰能力下降到什么程度。



图七 屏蔽层接地不正确造成放大器抗共模能力下降。

已知信号线长 300 呎，信号线每屏蔽层的分布电容为 $40 \mu\text{F}/\text{呎}$ ，则分布电容总较为 $300 \times 40 = 12000 \mu\text{F}$ 。由此可见，由于分布电容存在并和 Z_3 串联，因而使输入端漏阻抗 Z_3 大为降低，在 50 赫，分布电容的阻抗为 265000Ω ，所以输入端漏阻抗变为：

$$Z'_3 = \frac{10^9 \times 265000}{10^9 + 265000} \approx 265000$$

因此 $\frac{E_{cm}}{E_{nm}}$ 由 $\frac{Z_3}{Z_1 - Z_2} = 10^6$ 下降到 $\frac{Z'_3}{Z_1 - Z_2} = 265$

由此可见，由于接地不正确使系统的抗共模干扰能力大为降低，即从原来的 120 dB 降低到 48 dB 左右。

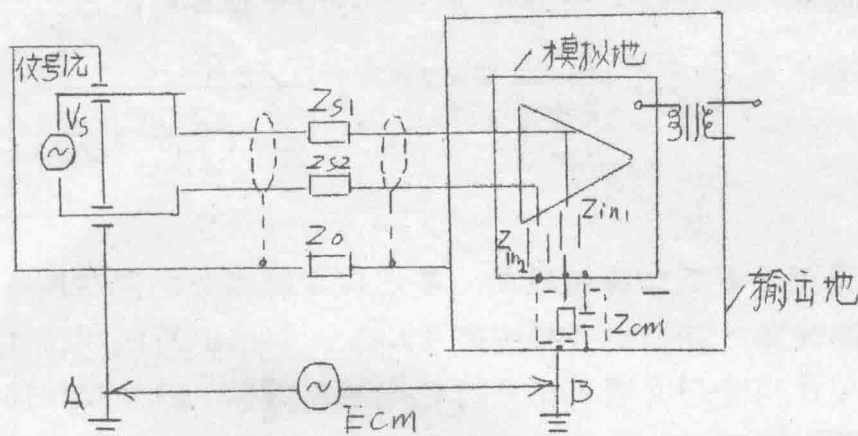
由上可知，信号源具有不平衡阻抗时，要求放大器输入端浮接，并且对地漏电阻尽可能大，除此之外，信号线及屏蔽层应在信号处一点接地，才能提高输入系统的抗共模干扰能力。

(2) 输入放大器采用浮地输入：

由上面分析可知，为要提高系统的抗共模干扰能力，对放大器的要求是输入高、低端对地漏阻抗越大越好，为此输入放

大口一般采用浮地输入以提高放大口输入高、低端对地漏阻抗。

浮地分单反浮空和双反浮空，由于双反屏蔽浮空具有高的抗共模干扰能力，所以得到了广泛的应用，图八为单反浮空原理图。



图八 单反浮空原理

由图可见，放大口部分放在内层，共地线称为模拟地，它与外壳是通过脉冲差压口联接的，故对地是浮空的。 Z_{cm} 表示模拟地与输出间的绝缘阻抗，和不采用浮地输入的放大口相比，因回路中串了一个较大的阻抗 Z_{cm} ，因而大大减小了流过放大口输入端共模电流，因而大大提高了共模抑制能力，图中 Z_{in1} , Z_{in2} 为放大口输入高、低端相对模拟地的输入阻抗， Z_o 为信号线屏蔽层电阻。由图可见，共模电压 E_{cm} 在 Z_o 上的分压为：

$$E_{Z0} = \frac{Z_o}{Z_o + Z_{cm}} E_{cm} \approx \frac{Z_o}{Z_{cm}} E_{cm} (\because E_{cm} \gg Z_o)$$

上式说明，采用单反浮空后作用在信号线路上的共模电压大为减小，这样由 E_{cm} 加在放大口输入端的串模电压为：

$$E_{nm} = E_{Z0} \left(\frac{Z_{s1}}{Z_{in1}} - \frac{Z_{s1}}{Z_{in2}} \right)$$

将 $E_{Z0} = \frac{Z_o}{Z_{cm}} E_{cm}$ 代入上式得

$$E_{nm} = \frac{Z_o}{Z_{cm}} \left(\frac{Z_{s1}}{Z_{in1}} - \frac{Z_{s2}}{Z_{in2}} \right) E_{cm} \text{----- (4)}$$

上式說明，采用了單反浮空后由共模电压 E_{cm} 引起的放大
口輸入端的串模电压減小了 $\frac{Z_o}{Z_{cm}}$ 倍。这时的共模抑制比为：

$$CMRR = 20 \log \frac{E_{cm}}{E_{nm}} = 20 \log \frac{Z_{cm}}{Z_o \left(\frac{Z_{s1}}{Z_{in1}} - \frac{Z_{s2}}{Z_{in2}} \right)}$$

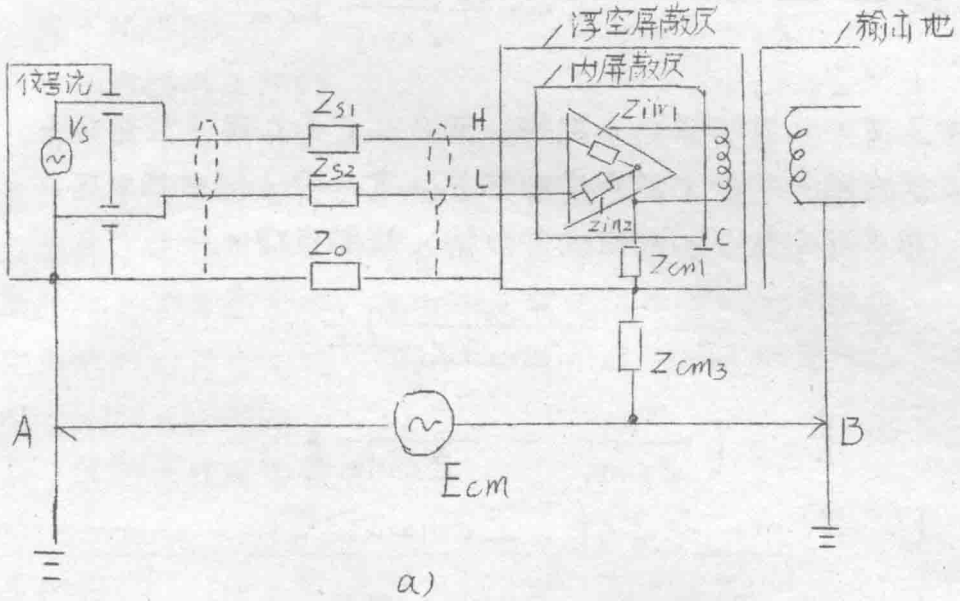
----- (5)

由于采用了差压口隔离技术，差压口二繞組間的漏阻抗能做得很高，因此輸入回路的共模电流 I_{cm1} ， I_{cm2} 可降得很低。但是这种單反浮空对交流通路系統絕緣並不理想，因为模拟部分的电流也是由电网經差压口后正流而得的，即使电流差压口浮起来，电路与机壳之間仍有寄生电容，当有交流共模电压时就要产生影响，因此广泛采用双反屏蔽浮空保护技术，也叫做二次浮空。盒内为共壳理盒，由盒可見，测量放大口另于内屏蔽层内；其他与内反屏蔽层相連，並通过隔离差压口輸出，另一反屏蔽就是浮空屏蔽层（大屏蔽层），並接到信号线一端，二屏蔽层之間是絕緣的，放大口輸入端 对大屏蔽地的阻抗分别为 Z_{cm1} ， Z_{cm2} 对模拟地（内屏蔽）的阻抗分别为 Z_{in1} ， Z_{in2} ，信号线内阻和引綫电阻之和为 Z_{s1} ， Z_{s2} ； Z_o 为屏蔽层电阻； Z_{cm3} 为大屏蔽层对放大口輸出地的阻抗。 Z_{cm1} ， Z_{cm2} ， Z_{cm3} 都是由分布电容和漏电阻并联組成。

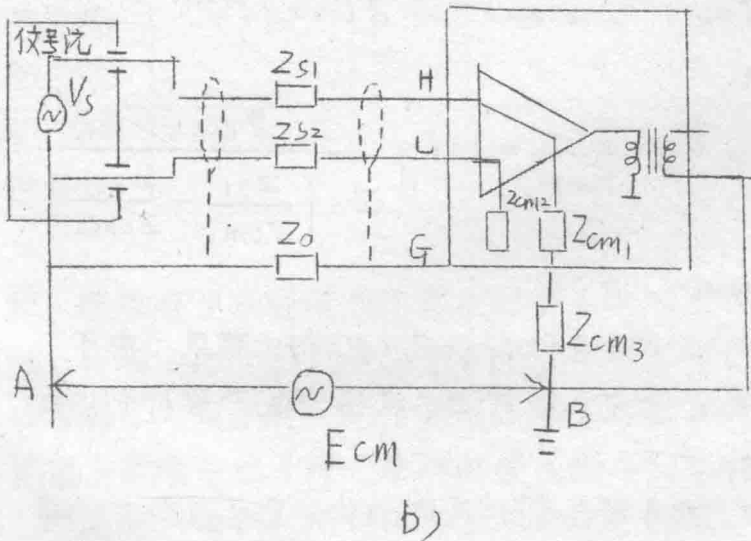
由盒可見，放大口有三类地：即（1）用“⊥”表示的浮空测量地（即模拟地或放大口綫路地）；（2）用“⊕”表示的内反屏蔽地（即信号共模地或远端地）；（3）用“⊖”表示的輸出共模地（即机口地或近端地）。

由于設置了内屏蔽层，对信号线，信号綫，放大口和隔离口的前予部分形成了一個完整的静电屏蔽网，这樣除了可以防止外

电路的串接于枕外，还使 E_{cm} 在 Z_o 上的分压加到放大器的输入端。



a) 双反屏蔽浮空线路。



b) 相应的简化图

图九 双反屏蔽浮空原理。

在 Z_0 上的分压值为

$$E_{z0} = \frac{Z_0}{Z_0 + Z_{cm3}} E_{cm} \doteq \frac{Z_0}{Z_{cm3}} E_{cm}$$

($\because Z_{cm3} \gg Z_0$)

通常 Z_0 仅为几欧姆至几十欧姆，而 Z_{cm3} 为几百兆欧至几千兆欧，这样就把一个很大的共模电压 E_{cm} 变为很小的共模电压 E_{z0} ，由共模电压 E_{z0} 加在放大器输入端的串模电压为：

$$E_{nm} = \left(\frac{Z_{s1}}{Z_{cm1} + Z_{s1}} - \frac{Z_{s2}}{Z_{cm2} + Z_{s2}} \right) E_{z0}$$

$$\doteq E_{z0} \left(\frac{Z_{s1}}{Z_{cm1}} - \frac{Z_{s2}}{Z_{cm2}} \right)$$

($\because Z_{cm1} \gg Z_{s1}, Z_{cm2} \gg Z_{s2}$)

将 $E_{z0} = \frac{Z_0}{Z_{cm3}} E_{cm}$ 代入上式得：

$$E_{nm} = \frac{Z_0}{Z_{cm3}} \left(\frac{Z_{s1}}{Z_{cm1}} - \frac{Z_{s2}}{Z_{cm2}} \right) E_{cm} \dots (6)$$

放大器共模抑制比为：

$$CMRR = 20 \log \frac{E_{cm}}{E_{nm}} = 20 \log \frac{Z_{cm3}}{Z_0 \left(\frac{Z_{s1}}{Z_{cm1}} - \frac{Z_{s2}}{Z_{cm2}} \right)}$$

----- (7)

上式和一次浮空输入的共模抑制比讨论式(5)相比可见，由于 $Z_{cm1} > Z_{in1}$ ， $Z_{cm2} > Z_{in2}$ ，所以二次浮空的共模抑制比比一次浮空的共模抑制比为大。

由以上分析可知，为了提高输入系统的抗共模干扰能力，1) 要采用对绞屏蔽电线，并且确保信号线和屏蔽层在信号线处可靠接地；2) 选用高的抗共模干扰能力的输入放大器；3) 当共模电压很高或要求共模电流很小时，可在信号线和输入通道之间插入

一个隔离放大器，阻隔关摸电流，隔离放大器可用光隔离技术或变压器耦合二种没隔离技术。

二 抗干扰措施：

1. 采用对绞屏蔽电线。

为了减小空间的交变电场对微小的输信号的影响，需要采用屏蔽电线，但是屏蔽电线的屏蔽效果和屏蔽层所选用材料及复盖率有关，屏蔽层的复盖率（即密度）一般要大於85%。表一为屏蔽结构及其屏蔽效果，表中干扰衰减比 = $\frac{E_1}{E_2}$ ，式中 E_1 ——屏蔽不接地时的感应电压； E_2 ——屏蔽接地时的感应电压，屏蔽效果 $(db) = 20 \log \frac{E_1}{E_2}$ 。

表一：屏蔽电线屏蔽效果

屏蔽结构	干扰衰减比	屏蔽效果(db)
铜网 密度85%	103 : 1	40.3
铜带叠绕 密度90%	376 : 1	51.5
铝聚脂衬 脂带叠卷	6060 : 1	76.4

屏蔽电线对于高频电磁干扰及地电流中的高频电流干扰当有地回路存在时，由于高频电流在屏蔽层外表面有集肤效应，只要干扰频率远高于屏蔽电线的截止频率就能起到抑制作用。但当干扰频率的低于屏蔽电线的截止频率时集肤效应可以忽略不计，因此屏蔽电线对低频电磁的屏蔽效果甚差，因此要求绞线对绞，对绞线抑制电磁的效果与绞距有关。见表二

表二：对绞线抑制干扰效果。

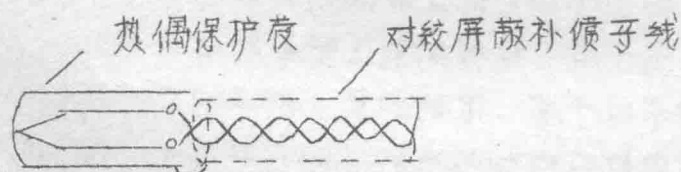
项 目		干扰衰减比	抑制效果(dB)
平 行 线		1 : 1	0
多 芯 电 线	绞 距		
	100 m.m	14 : 1	23
	75 m.m	71 : 1	37
	50 m.m	112 : 1	41
	25 m.m	141 : 1	43

由表二可见，对绞线绞距越小，抑制干扰效果越好，为要得到40 dB 以上的抑制效果，绞距必须小于50m.m。

由以上讨论可见，为要得到较好的屏蔽效果，对绞屏蔽电线应满足下列技术要求：对绞线距离 $< 50\text{m.m}$ ，芯线之间和芯线对屏蔽反之间的分佈电容愈小愈好，一般为50~80 pF/呎或更高，芯线之间和芯线对屏蔽反之间以及屏蔽反对外绝缘护套之间的绝缘电阻应大于 $20\text{M}\Omega/\text{公里}$ ；对铜丝编织屏蔽反其编织密度应大于85%，对铜带叠绕的屏蔽反其重叠率不低于15%。

2. 电线的正确敷设和连接。

1) 所有热电偶的数端应和保护管保持良好的接触，补偿导线的屏蔽反用子线和保护管相连接。如图十所示。



图十 热电偶补偿导线屏蔽反接地示意图。