

第 8 章 计算机控制系统的电磁兼容性设计

计算机控制系统不同于一般的办公自动化系统,计算机控制系统的工作环境比较恶劣,往往要和各种大功率设备协同工作,经常存在严重的干扰。计算机控制系统要求在如此复杂的干扰环境中稳定可靠地工作,这就需要解决一个难度很大的课题——抗干扰。人们常常遇到这样的情况:一个在实验室运行正常的系统,当安装在实际的环境中无论怎样也不能稳定工作,甚至变成一堆废物。一个系统设计好后,可能会出现干扰严重而无法挽回的后果,究其设计上的原因就是电磁兼容性的设计不完善。因此,本章专门研究在设计中如何使干扰不引起工作错误,而不能等系统受到干扰才去寻找抗干扰的办法。

8.1 电磁兼容性的概述

电磁兼容性(Electromagnetic Compatibility)简称 EMC,是指一个设备或系统在其设置的预定场所投入实际运行时,应具有既不受周围电磁环境影响,又不影响周围环境,也不发生性能恶化和误动作,而按设计要求正常工作的能力。即设备或系统在电磁环境中的适应能力。

人们希望电子或电气设备或系统有良好的电磁兼容性。当有不希望的电噪声危害和影响设备或系统正常工作时,称之为存在电磁干扰。电磁干扰可以来自设备或系统内部,也可以来自设备和系统外部,前一种情况为内部干扰,后一种情况为外部干扰。

实践证明,电磁干扰产生和形成的条件是:

- ① 有产生电磁干扰的发射体,即干扰源;
- ② 存在传递电磁干扰的途径,即耦合通道;
- ③ 有承受电磁干扰的接收体,即受扰体。

上述 3 个条件即是电磁干扰三要素。因此为了保证装置或系统在工业电磁环境中免受或减少内外电磁干扰,从设计阶段开始便应从 3 个方面采取抑制措施。即:

- ① 抑制干扰源;
- ② 切断或衰减电磁干扰的传播途径;
- ③ 提高装置和系统的抗干扰能力。

上述三点就是抑制电磁干扰的基本原则,可以将电磁干扰的形成和抑制的原则用图 8-1 直观地表示出来。

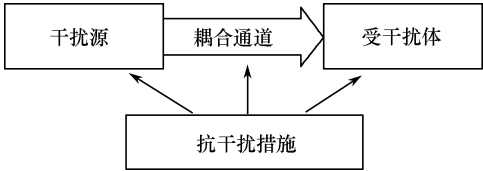


图 8-1 电磁干扰的形成和抑制

可以用“电磁兼容不等式”作为对电子或电气设备电磁兼容性评价原则进行评价。即

$$\text{噪声发送量} \times \text{耦合因素} < \text{噪声敏感度}$$

电磁干扰经干扰源产生后,一般是经导线、大地或空间传入设备或系统的。通常把经导线传

播的干扰称为传导干扰,把经空间传播的干扰称为辐射干扰。各种电子或电气设备的噪声敏感度指的是其允许承担噪声的最高极限值。设备和系统的不同部位具有不同的噪声敏感度,当传导和辐射噪声到达设备或系统的相应部位(即进入电源电路、输入/输出口等)后,形成侵入噪声。当此噪声量小于侵入部位的噪声敏感度时,设备或系统不受其干扰。如果设备或系统所有噪声入口部位都达到这一条件,并且有足够裕量时,这就意味着设备或系统达到了电磁兼容性要求。

8.2 噪 声 源

噪声源分自然噪声源和人为噪声源两类。自然噪声源如电子部件的热噪声和空中雷电。虽然电子设备和系统发展迅速,应用广泛,但自然噪声源的种类基本未变,它们仍然是影响电子设备提高灵敏度和性能的主要原因。而人为噪声(如电路内的无用耦合、汽车点火塞火花等),随电子设备和系统的增加与普及而相应增加。因为人为噪声源种类繁多,因此对它们做系统的描述比较困难,多数情况下不易明确提供模型。但由于它们本来是人为造成的,所以能够加以抑制。自然噪声源因为是自然现象,很难在发生源上进行控制和抑制。

下面介绍电磁环境中几种典型的人为噪声源。

汽车:汽车发动机点火系统发出的电脉冲噪声。它来自发动机的旋转,所以即使停车,仍然发生电噪声。早期的电视机常有雪花故障,就是接收到了汽车点火的火花。

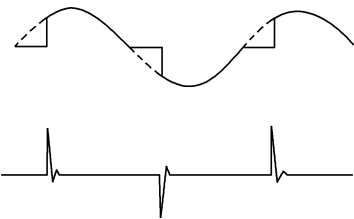


图 8-2 晶闸管相位控制波形和感应的噪声

晶闸管:用晶闸管对工频交流电进行控制,如对灯光亮度的连续调节、对直流电动机的速度控制。晶闸管在上述应用中进行导通延时相位控制时,将产生如图 8-2 所示电压波形,其前沿部分周期性地感应出脉冲噪声,严重污染工频电源。为了除去此噪声,要停止相位控制,而采用电压过零时触发,改成以工频半个周期为单位的通—断控制,通过改变通—断时间来进行连续控制。

无线电收发装置:在生产过程控制系统中,有时从成套设备的启、停到生产运行,控制室与生产现场之间使用无线电收发装置交流信息,控制室的人员一边巡视仪表上的指示值,一边用无线电收发装置对现场生产人员发指示。而无线电收发装置的通、断往往会影晌调节仪表等低电平输入电路的正常工作。因为直接关系到大型生产过程的正常运行,故应受到重视。在民航飞机上禁止使用手机也是这个原因。

电机:直流电机或带有换向器的交流电机(如手电钻),由于有整流子和碳刷的摩擦,以及换流时产生的火花,通过导线传导出来,再从导线辐射到低电平电路,造成对低电平电路的干扰。如图 8-3 所示。

日光灯:有镇流器、启辉器及灯管中的辉光放电。

电弧焊机:特别是在高频引弧时会产生强度很大的干扰信号。

交、直流继电器、电磁阀等:由于是电感性元件,在绕组导通和断开时会产生很高的反向电压,使得控制开关产生强烈火花放电,既会烧坏开关触点,而且会干扰低电平电路。为了抑制火花产生,要按图 8-4 所示,对于直流继电器在继电器绕组上并上续流二极管,对于交流继电器在继电器绕组上并上阻容吸收电路。

高频加热炉、大功率变压器和电抗器产生的交变磁场,对邻近低电平电路和变压器产生磁耦合,从而使得这些电路和变压器受到干扰。

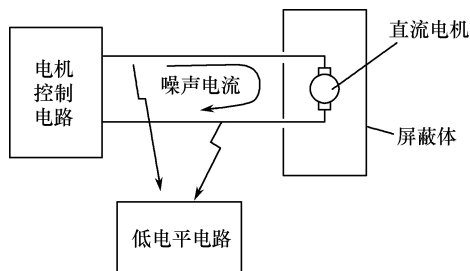


图 8-3 电机产生的干扰

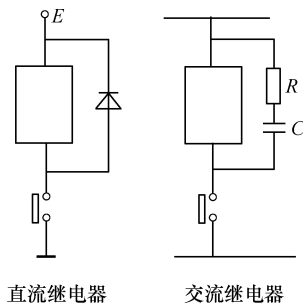


图 8-4 继电器防火花放电

电化作用:低电平电路的信号通路之间使用不同金属时,由于两种金属之间的电化作用,也会产生噪声。当两种金属连接处有湿气时,就形成了化学的湿性电池,产生电压的大小取决于这两种金属在电化次序表中的相关位置。另外,两种不同的金属接触时会发生腐蚀作用,这也会形成噪声。铜和铝接触,腐蚀最快,如果铜镀锡后,则电化作用将变慢。

摩擦电效应:当电缆中的介质不与导体保持接触时,介质由于摩擦可以带电,称之为摩擦电效应。它往往是由于电缆机械弯曲而引起的,这种电缆的带电即成为噪声源,为此要防止电缆急剧弯曲并防止电缆活动。

导线的运动:当一段导线在磁场中运动时,导线的两端就会产生电压。由于到处都有电源线或大电流配线,因此在大多数地方都有杂散磁场,若一个工作于低电平的导线在磁场中运动,导线上就会产生噪声。这个问题在振动环境中特别严重,应将电缆固定起来。

8.3 噪声抑制技术

8.3.1 屏蔽

处于噪声和受噪声影响的电路及设备之间,能阻断噪声影响的金属导体称为屏蔽体。通常屏蔽体把对象分成两个空间,一个是有噪声源及其所形成的电场和磁场的空间,另一个是被屏蔽的没有电磁场的空间。有如下两种情况:噪声源在屏蔽体外、噪声源在屏蔽体内,如图 8-5 所示。

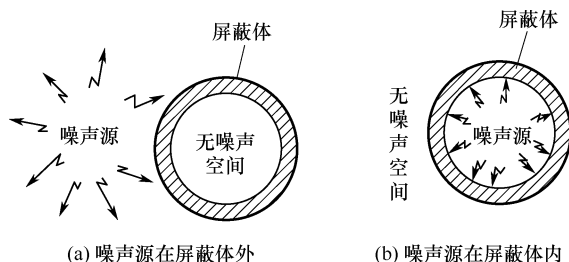


图 8-5 噪声源的位置

由于噪声源与受扰对象之间的耦合现象有电场引起的静电耦合和磁场引起的电磁耦合,所以屏蔽体也要有不同特性。

1. 静电屏蔽

如图 8-6 所示,有两条导线,向导线 1 加交流电压 V_1 ,因静电耦合作用,导线 2 产生电压 V_2 , V_2 称为静电感应电压。其等效电路如图 8-7 所示。 C_{12} 是两导线之间的电容; C_{20} 是导线 2 对地电容; C_{10} 是导线 1 对地电容; V_2 的大小近似由 C_{12} 和 C_{20} 的比值决定,如式(8-1)所示。从式中可

见,减少 C_{12} 便能有效地减少静电感应电压 V_2 ,使 C_{12} 减少的措施是静电屏蔽。

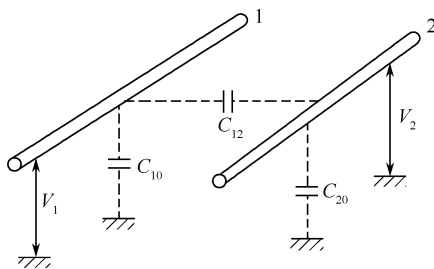


图 8-6 导线 1、2 间的静电耦合

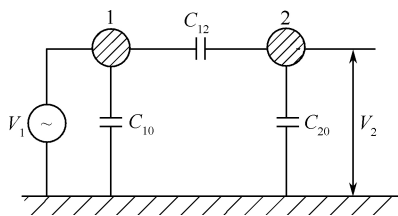


图 8-7 静电耦合等效电路

$$V_2 = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{20}} V_1 \quad (8-1)$$

静电屏蔽是把一接地屏蔽体插在导体 1 和导体 2 之间。一插入屏蔽体,则导线和屏蔽体之间产生电容 C_{1S} 和 C_{2S} ,取代了原来的 C_{12} ,由于该屏蔽体接地,故等效电路成为在 C_{10} 和 C_{20} 上并上 C_{1S} 、 C_{2S} ,使 C_{12} 不存在了,如图 8-8 所示,从而消除了 V_2 。

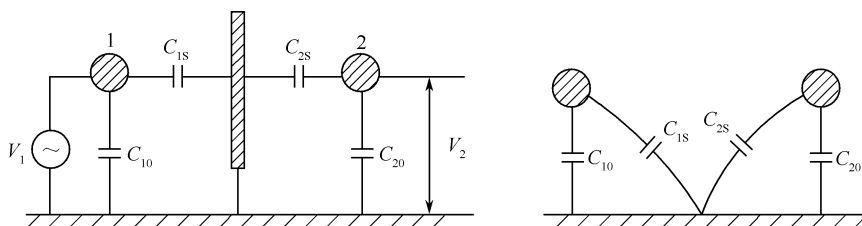


图 8-8 静电屏蔽原理

也可以认为是屏蔽体阻断了从导体 1 到导体 2 的电力线,因此如果屏蔽体的高度不够,便不能把电力线完全阻断, C_{12} 便不能变为零。如果屏蔽体圈围了导线 1 或导线 2,便形成完全屏蔽,屏蔽线就是利用这一原理,如图 8-9 所示。

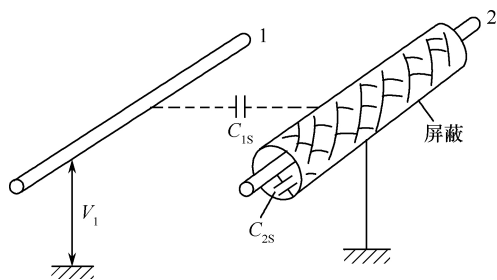


图 8-9 屏蔽线

静电屏蔽不仅仅用于导线,将整个电路装进金属箱中,将该箱接地,以防噪声,这时称为屏蔽壳。电子设备大多把整机装入金属壳,该壳接地便对外部噪声起屏蔽作用。

2. 电磁屏蔽

当有电流流过导体时,在导体周围会产生与该电流相对应的磁通,设电流为 I ,磁通为 Φ , $\Phi = LI$,比例常数 L 称为电感。当流经线路 1 的电流所产生的部分磁通与形成环路的回路 2 交链时,回路 2 便有感应电压产生,这种现象称为电磁耦合或电磁感应。

如图 8-10 所示,设回路 2 的面积为 A ,与其交链的磁通密度为 $\mathbf{B}$ (矢量), $\mathbf{B}$ 与构成平面 A 的法线之间的夹角为 α ,感应电压为

$$V_2 = j\omega AB \cos\alpha \quad (8-2)$$

式中, B 是正弦波随角频率 ω 而变化的磁通密度。

如果用 1、2 两个回路间的互感 M 描述感应电压时,则构成式(8-3),式中电流 I_1 为流经线路 1 的交流电流,角频率为 ω ,式(8-3)的等效电路如图 8-11 所示。

$$V_2 = j\omega MI_1 \quad (8-3)$$

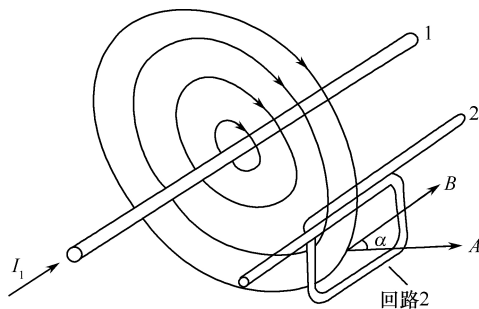


图 8-10 电磁感应

电磁感应的意思是,电流 I_1 流经回路 1 时,相当于在回路 2 中接入电压源 V_2 。从 V_2 的两个表达式中可得出抑制电磁感应的指导思想是:

- ① 拉开回路 1 与回路 2 之间的空间距离,减少交链磁通,这样处理相当于减小 B 值;
 - ② 缩小回路 2 的面积 A ;
 - ③ 改变角 α 的大小,使 $\cos\alpha$ 的值接近零。
- ②、③两种处理相当于减小 M 值。

电磁屏蔽是设法使回路 1 的磁通发生扭曲,或将其引向其他方向,避免与回路 2 交链。可以在两个电路之间置一磁导率很高的金属板,由于磁通进入比空气磁导率大得多的磁性材料,所以消除了电磁耦合。如图 8-12 所示。

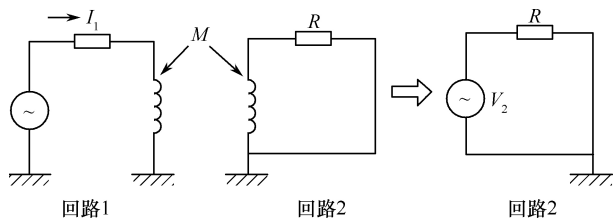


图 8-11 电磁感应

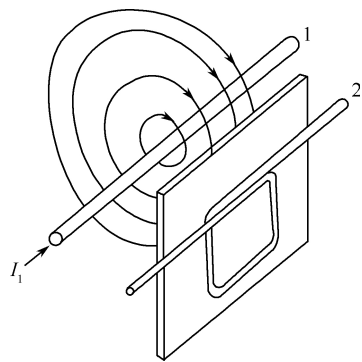


图 8-12 电磁屏蔽

易受外来磁通影响的变压器和磁头等器件,可置入坡莫合金等高磁导率的金属外壳内,以防止磁通进入它们内部。

对静电屏蔽加一块金属薄板就起作用,而对电磁屏蔽,板壁过薄时无效,同时也与屏蔽体的形状有关。另外,若板壁过厚,往往会产生涡流,而涡流会形成反磁场,阻碍磁通进入屏蔽板。

有一种积极利用涡流反磁场作用的电磁屏蔽,这种屏蔽不用高磁导率,而用高电导率(低电阻率)的铜板或铝板将被屏蔽物体包在里面,这时外面磁通进不去、里面磁通不外溢,这种屏蔽结构接地时,能阻断电力线的进出,所以兼有静电屏蔽作用。

为区分上述两种屏蔽,有时把采用高磁导率的屏蔽称为磁屏蔽,把采用高导电率材料的屏蔽称为狭义的电磁屏蔽。尤其后一种电磁屏蔽是把对象物体密封在屏蔽壳内,故其外形颇为重要,当频率较高时,即使微小孔缝也会降低屏蔽效果。

3. 双绞线

前面已提到,在抑制电磁感应的方法中,除避免磁通和回路交链外,缩小回路所圈围的面积,

也是一种有效方法。传输信号的往复两根导线间有若干距离,所以出现圈围面积。如图 8-13 所示,用双绞线连接两个回路,导线中电流产生的磁通相互抵消而对外部无影响。用两根导线互相扭绞与两根导线平行方式相比感应最小,通过扭绞,不仅缩小了圈围的面积,而且就局部来说,感应电压的极性相反,从整体来看,感应变小,这种现象在前面式(8-2)中

$$A\cos\alpha = \int d(A\cos\alpha) = A\int \cos\alpha d\alpha \tag{8-4}$$

也可以认为是利用 $\cos\alpha$ 的周期整数倍积分值为零的性质。

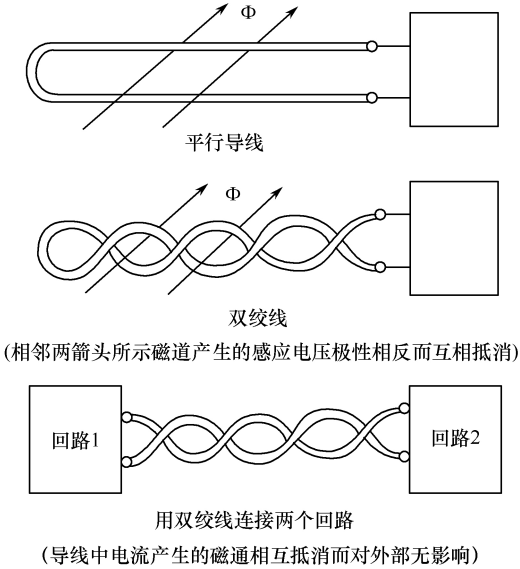


图 8-13 平行导线和双绞线

反过来讲,电流流过往复两路导线时产生的磁场以互相扭绞时对外部影响最小,这是因为一根导线的电流产生的磁通和另一根导线的电流产生的磁通符号相反而互相抵消的缘故。

8.3.2 接地

1. 接地的目的

接地技术对计算机控制系统是极为重要的,不恰当的接地会对系统产生严重的干扰,而正确的接地却是抑制干扰的有效措施之一。

接地又叫接大地,即使电路和电子设备与地球的电位相同。概括划分,接地有两个目的,第一确定基准电位;第二保护操作人员免于触电。

第一种目的是基于地球是个导体,因为体积很大,静电容也非常大,所以电位稳定。虽说是接地,然而有时不能连接地球,如飞机和人造卫星便是这种情况,这时以飞机机身或卫星的电位为基准电位。

第二种目的是 50Hz 交流电经高压输电线路送到用户附近时先由变压器降为 220V 或 380V。220V 的变压器副边是接地的,其目的是当遇到变压器的绝缘损坏或电线互碰而漏进高压电时,副边受到的触电电压不至于超过 $220 \times \sqrt{2} = 311V$ 。而 380V 的副边经常采用中点接地,这种接地是安全措施。使用 220V 电源的设备,在其金属外壳上设置接地端子也出自同样道理。当机壳里面的电路与机壳间的绝缘老化时,机壳上会出现电压,为防止电压引起触电而将机壳接地。

2. 接地方式

在计算机控制系统中,一般有以下几种地线:模拟地、数字地、安全地、系统地和交流地。

模拟地是系统中的传感器、变送器、放大器、A/D 和 D/A 转换中模拟电路的零电位。由于模拟信号往往有精度要求,有时信号较小,且直接与生产现场相连,因此必须认真对待。有时为区别远距离传感器的弱信号地与主机的模拟地关系,把传感器的地又叫信号地。

数字地是控制系统中各种数字电路的零电位,应该与模拟地分开,避免模拟信号受数字脉冲的干扰。

安全地又称为保护地或机壳地,其目的是使设备机壳与大地等电位,以避免机壳带电影响人身和设备安全。通常安全地机壳包括机架、外壳、屏蔽罩等。

系统地是以上几种地的最终回流点,直接与大地相连。由于地球是体积非常大的导体,其静电电容也非常大,电位比较恒定,因此将它的电位作为基准电位,即零电位。

交流地是计算机交流供电电源地,即为动力线地,其地电位很不稳定。在交流地上任意两点之间,往往很容易就有几伏甚至几十伏的电位差存在。另外,交流地也很容易带来各种干扰。因此,交流地绝对不允许与上述几种地相连,而且,交流电源变压器的绝缘性要好,要避免漏电现象。

显然,正确接地是一个十分重要的问题。尽管作为基准电位的地球电位是稳定不变的,当电子电路的接地点选取不当及接地回路设计不好时,也会引起由基准电位的变化而引入噪声。导致基准电位变化的原因有下面两项。

① 接地回路中有信号电流,由于接地线路的阻抗而产生电压降,使电路基准电位发生变化。

② 有两个以上接地点使接地回路成为环路(闭合回路)时,接地点间的电位差和对环路的电磁感应使环路中出现电流,从而发生电压降,使电路基准电位发生变化,如图 8-14 所示。接地回路中的环路称为接地环路。

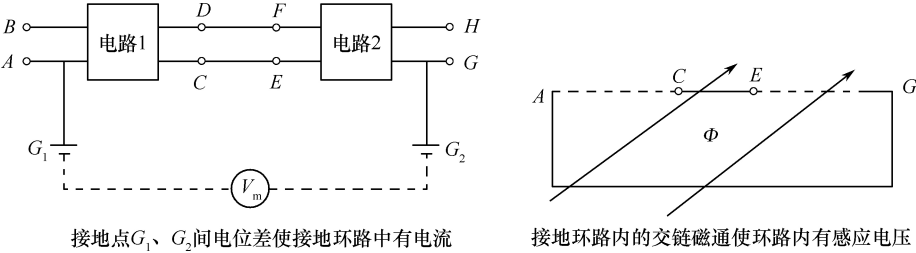


图 8-14 接地环路

以抑制噪声为目的的电路接地技术多种多样,归纳起来都是防止上述两项,所以采取以下措施:

- ① 尽量减小接地回路的阻抗;
- ② 接地回路中尽量不出现电流;
- ③ 勿形成接地环路。

考虑 A、B、C、D 多个电路的接地方式时,可分成一点接地方式和多点接地方式。

① 一点接地方式:如图 8-15 所示,有串联方式和并联方式两种,其功能是防止形成接地环路。

电流流过接地导线时,导线中或多或少均有阻抗,所以要从阻抗的影响来比较两种接地方式。下面分析只有 A、B 两个电路的简单情况。

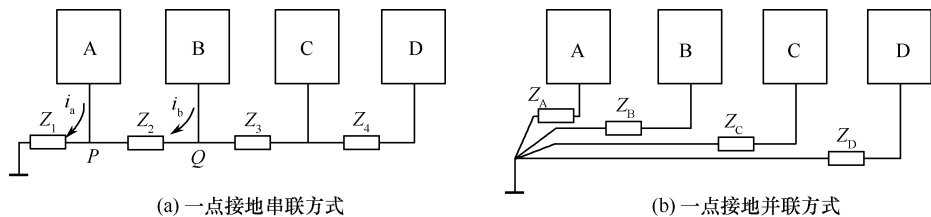


图 8-15 一点接地方式

从串联方式中可以看出,电路电流 i_a 、 i_b 都流经阻抗 Z_1 ,所以 Z_1 是 A、B 的公共阻抗,因此电路 A 的电位基准点 P 的电位是 $V_P = (i_a + i_b) \cdot Z_1$,电路 B 的电位基准点 Q 的电位是 $V_Q = (i_a + i_b) \cdot Z_1 + i_b \cdot Z_2$,就是说电路 B 的电流 i_b 对电路 A 的电位有影响,电路 A 的电流 i_a 对电路 B 的电位有影响。假设电路 A 是一个高增益的电路,输入信号电平较低,电路 B 是一输出放大电路或开关电路,信号功率电平较大,一般情况下,因为 $i_a < i_b$,所以 $i_b Z_1$ 便形成噪声,对电路 A 的输入信号发生干扰,即使 A、B 两个电路的作用对调,电路 B 也会产生很恶劣的影响。

并联方式则不同,由于没有公共阻抗,A、B 两个电路互不干扰,不会出现上面讲的干扰故障,不过若 A、B...等电路数量增加,并联方式便复杂了。

实际使用的接地方法如图 8-16 所示。把输出电流所经过的接地线(噪声地线;继电器、电动机、高功率电路)与确定基准电位的接地线(信号地线;低电平电路)分开,尽量不让电流流经确定基准电位的接地线。为操作安全而使机壳接地的接地线也要分开。3 种不同功能的接地线并联于一点并接地。而各电路间的相同功能的接地线则采用串联方式。这种接地方式对低频线路有很好效果,但频率升高时,地线阻抗明显增加,此时可采用多点接地方式。

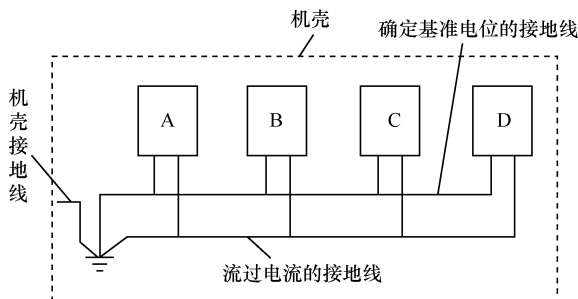


图 8-16 用于低频电路的一点接地方式

② 多点接地方式:高频信号电路在接地阻抗上起主导作用的是电感,所以必须采用能使接地阻抗保持最低值的接地方式。因此,设置一个低阻抗接地面。如图 8-17 所示,以最短距离把各元件接地端子接到此接地面上,这便是多点接地方式。

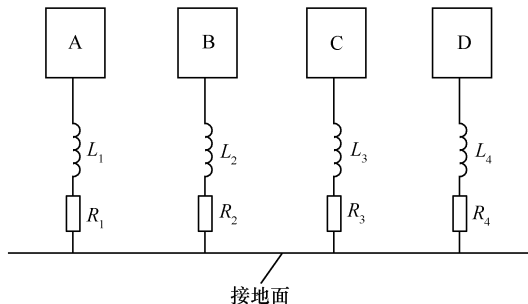


图 8-17 多点接地方式

这里所讲的高频信号是指 10MHz 以上,波长在 30m 以下的信号。对这个频段,由于有趋肤效应,增加接地面导体的厚度也无济于降低阻抗,所以倒是用镀银的接地面为好。

一般来说,当信号频率小于 1MHz 时,可以采用一点接地方式;当信号频率高于 10MHz 时,采用多点接地方式。在 1~10MHz 之间,若采用一点接地,其地线长度不得超过波长的 1/20,否则应使用多点接地。

8.3.3 去耦

前面说的接地回路的公共阻抗会引起几个电路之间的相互干扰,实际上不只是接地回路阻抗,很多时候电源电路的内阻抗也对多个电路起公共阻抗作用,成为无用耦合和噪声的根源。消除这种公共阻抗有害耦合的措施是去耦。

1. 去耦滤波器

公共阻抗不可能完全消除为零,所以应设计一种能针对信号频带,避免公共阻抗耦合影响的滤波器,即去耦滤波器,以图 8-18 为例。

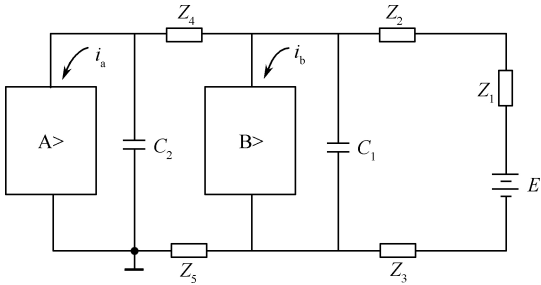


图 8-18 去耦滤波器

Z_1 为直流电源 E 的内阻抗,该电源对 A、B 两电路供电,A、B 可以是放大电路,也可以是逻辑电路、开关电路。 Z_2 、 Z_3 、 Z_4 、 Z_5 表示电源和电路之间的阻抗,现在讨论没有 C_1 、 C_2 时的电路情况。

Z_1 、 Z_2 、 Z_3 是 A、B 两电路的公共阻抗,流经 Z_1 、 Z_2 、 Z_3 的电流是 $i_a + i_b$,所以电路 A 和 B 之间通过电压降 $(i_a + i_b) \cdot (Z_1 + Z_2 + Z_3)$ 发生干扰。由于不会有内阻抗等于零和导线电阻等于零的配线,所以不能排除其耦合。若 A、B 两电路的信号仅在一较高频率范围内而不含直流分量时,则接入 C_1 、 C_2 是有效的。从 A、B 两电路看的阻抗,因接入 C_1 和 C_2 而大幅度降低,所以减轻了公共阻抗的影响。为了减少电路间的相互干扰,也可以加大 Z_4 ,用 Z_4 和 C_2 构成低通滤波器。 C_1 、 C_2 称为旁路电容,与 Z_2 和 Z_5 等合在一起称为去耦滤波器。

对于高速逻辑电路,电源线和接地线的电感及电阻形成阻抗 Z_2 、 Z_3 、 Z_4 和 Z_5 ,往往使逻辑元件误动作,这时在该逻辑元件附近接入高频特性好的 C_1 和 C_2 可以解决问题。

2. 数字滤波

前面提到的屏蔽、接地都是从抑制噪声源角度出发的,而一旦噪声进入有用信号成为差模噪声就很难排除。一般来说,噪声的变化速度比起被检测信号来说还是比较快的,因此可以采用滤波的方法进行抑制。常用 RC 滤波网络。当噪声的变化速度较慢时,RC 滤波网络的参数的选择会遇到困难,这时可以利用计算机的信息处理能力,通过数字滤波来实现。

常用的数字滤波方法有以下几种。

(1) 平均值滤波法

平均值滤波法有算术平均值滤波法和加权平均值滤波法。

算术平均值滤波法就是对某一被测参数连续采样多次,计算其算术平均值作为该点采样结果,即

$$\bar{X} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i \tag{8-5}$$

式中, $\bar{X}$ 为测量数据的平均值; X_i 为第 i 次测量值; n 为采样次数。

这种滤波方法特别适用于对称性噪声,信号的变化有一个平均值。算术平均值法对信号的平滑程度完全取决于采样次数 n ,当 n 较大时,平滑程度高,但灵敏度低;当 n 较小时,平滑程度低,但灵敏度高。 n 的选择应视具体情况而定,尽可能少占用计算机时间,又能达到好的滤波效果。为方便求取平均值, n 一般取 2、4、8、16 之类的 2 的整数幂,以使用移位来代替除法。

由式(8-5)可以看出,算术平均值滤波法对每次采样值给出相同的加权系数,即 $1/n$,实际上有些场合需要增加新采样值在平均值中的比例,这时可采用加权平均值滤波法,即

$$\bar{X} = \sum_{i=1}^n \alpha_i X_i \tag{8-6}$$

式中, α_i 为加权系数,且满足 $0 \leq \alpha_i \leq 1, \sum_{i=1}^n \alpha_i = 1$ 。

加权系数体现了各次采样值在平均值中所占的比例,可以根据具体情况决定,一般采样次数越靠后,取得的数越大,通过合理地选择 α_i ,可以获得更好的滤波效果。这种滤波方法可以根据需要突出信号的某一部分,抑制另一部分,适用于纯滞后较大、采样周期短的控制过程。为了提高运算速度,也可以改进为加权递推平均值滤波的方法。

(2) 中位值法

将某个被测参数连续采样 3 次以上,从中挑选大小居中的那个值作为有效的测量值,即中位值法。

中位值法对于消除脉冲干扰和机器不稳定造成的跳码现象相当有效。被测参数变化较慢,采用中位值法滤波效果比较好,但对快速变换的参数,则不宜使用。中位值法的滤波效果可以用图 8-19 加以说明。如果 3 次采样中有一次混入脉冲干扰,则这次混入干扰只有两种可能,即比真值大或小,不可能居中,因此滤波后混入脉冲干扰被滤掉。如果 3 次采样有两次混入脉冲干扰,且两次脉冲干扰的极性相反,根据中位值法,干扰仍然被滤掉。只有在 3 次采样中有两次发生同极性的脉冲干扰时,脉冲干扰才得以进入计算机。但出现这种情况的概率是很小的。

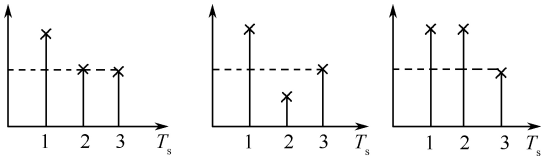
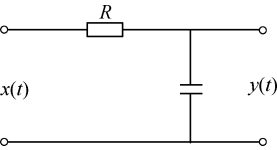


图 8-19 中位值滤波

(3) 惯性滤波

如图 8-20 所示为 RC 滤波电路。其传递函数为



$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{1 + T_0 s} \tag{8-7}$$

式中, $T_0 = RC$ 。

这个电路实现对低频干扰的滤波的最大困难在于大时间常数及高精度的 RC 网络不易制作,因 T_0 大则要求电容 C 大,漏电流就增大,使 RC 网络误差增大。而此时用数字滤波则比较容易实现。

图 8-20 RC 滤波电路

数字惯性滤波的算式为

$$y(nT_s) = (1-Q)y[(n-1)T_s] + Qx(nT_s) \tag{8-8}$$

式中, $Q = \frac{1}{1+T_0/T_s}$, 且 $0 < Q < 1$, 称为滤波系数; T_s 为采样周期。

由式(8-8)可知, 只要测得现时刻 $x(nT_s)$ 的值, 通过此式计算就可得到现时刻滤波后的值 $y(nT_s)$ 。这种滤波方法模拟了具有较大惯性的低通滤波功能。

数字滤波方法不需要增加硬件设备, 只需要在程序上给予考虑, 而且由于稳定性高, 不存在阻抗匹配问题, 易于多路复用, 所以用途较广。各种数字滤波算法各有优缺点, 在实际应用中可以根据实际情况综合运用, 以保证数据准确、快速地反映被控对象的实际情况, 为控制提供有效的数据。

对于工频干扰严重的场合, 也可以采用积分比较型的 A/D 转换器对传感器来的微弱信号进行转换。因为这种转换器在转换时间内是对被测信号的积分值进行转换的, 只要采样周期选为工频 50Hz 的整倍数, 那么工频干扰就会被滤掉。

在计算机应用高度普及的今天, 不断地有新的滤波方法出现, 限于篇幅, 本书不做详细介绍。

8.3.4 隔离

在 8.3.2 节中提到, 由于地球的电容非常大, 而且是良导体, 所以认为它的电位稳定并且处处均等。但实际上并非如此。地球的电位与信号电平相比是相对稳定的, 可是若取地球上的两点, 则它们的电位互有差异, 几乎没有完全相同的。出现电位差的原因大多是由于存在地电流, 可是有时也因地电极材料、接地点的地质成分和水分等的差异而使电位分为几级, 且随时间发生某种变化。

接地电位叫地电位, 场所不同, 地电位便不一样, 并随时间而变。接地点有接地电阻, 所以电位也随接地电流的状况而改变。

1. 接地环路和共模噪声

当电子电路(指输入端有传感器和转换器等电子电路)的接地点有两个以上时, 便构成接地环路。

如图 8-21 所示。图 8-21(a)为两点接地例子, 一个接地点在传感器热电偶侧, 另一个在放大器输出侧, 接地点 G_1 和 G_2 的地电位有差别时, 接地环路便有电流。设放大器输入侧的导线电阻为 R , 环路电流为 i , 则电压 iR 作为共模噪声加到放大器输入端。如果 i 为直流, 便不能用滤波器除掉, 这时切断接地环路才是根本的解决方法。此时应如图 8-21(b)所示, 实行一点接地。但是, 热电偶用在温度很高的电炉内时, 由于对地绝缘电阻因高温而降低, 同时又有寄生电容, 所以很难使接地环路完全消失。

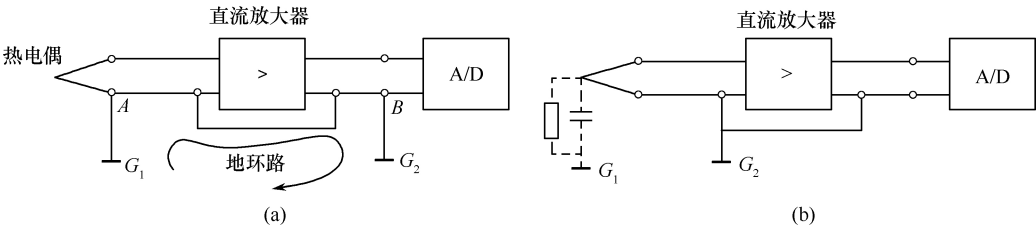


图 8-21 接地环路

图 8-22 所示为各自接地的两台电子设备相连时出现的接地环路。时常看到检测仪表内接有计算机, 或检修时把其他测量仪表接入电路, 这时很难像图 8-21(b)那样取消某一方的接地,

对于这种情况,可用隔离技术把信号部分提取出来,具有隔离功能的器件称为隔离器。

2. 隔离器法

(1) 变压器隔离

用变压器进行隔离的方法如图 8-23 所示。

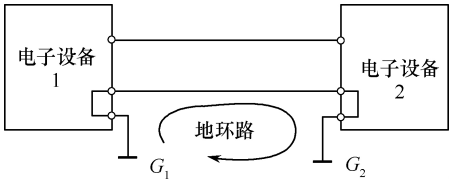


图 8-22 接地环路

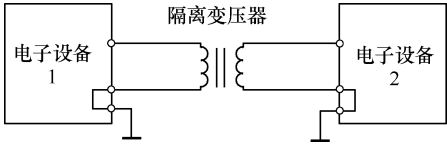


图 8-23 用变压器隔离

信号内没有直流分量时用这种方法最简便,但信号的频域宽广时不能用。把含直流分量的信号调制成交流,经变压器耦合到接收端再进行解调,即隔离放大器,如图 8-24 所示。这种隔离方法常用于工业检测领域。

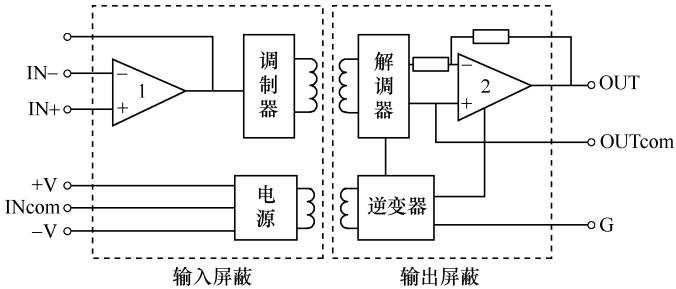


图 8-24 隔离放大器

(2) 光电隔离

常用的光电隔离器件是光电耦合器。光电耦合器由发光二极管和光敏三极管(或达林顿管、晶闸管等)封装在一个管壳内组成。发光二极管两端作为信号的输入,光敏晶体管的发射端或集电极端作为信号的输出,内部通过光实现耦合。当输入端加电流信号时,发光二极管发光,光敏晶体管受光照后因光敏效应产生电流,使输出端产生相应的电信号,实现了以光为介质的电信号传输。由于光电耦合器是用光传送信号,两端电路无直接电气联系,因此,切断了两端电路之间地线的联系,抑制了共模干扰。其次,发光二极管动态电阻非常小,而干扰源的内阻一般很大,能够传送到光电耦合器输入端的干扰信号很小。再者,光电耦合器的发光二极管只有在通过一定电流时才能发光,由于许多干扰信号幅值虽然高,但能量较小,不足以使发光二极管发光,从而可以有效地抑制干扰信号。

光电耦合器的发光二极管正常发光的电流一般需要几毫安,用常规的 TTL 门电路难以驱动,因此常采用如图 8-25 所示方法来驱动。图中限流电阻的作用是保证流过输入端的电流为所需的驱动电流。

开关驱动的特点是结构简单、可靠,常用于手动开关输入的场合;OC 门驱动,由于集电极开路门驱动具有较大的驱动能力,并可在较高的电压下工作,同时采用门电路,故可与计算机系统接口兼容,因而这种方式是目前应用最广的一种;当光电耦合器所需驱动电流较大或需多个光电耦合器并联时,常采用晶体管驱动方式,因此其特点是具有较强的驱动能力,并能方便地与计算机系统接口。

用光电耦合器进行隔离的方法如图 8-26 所示。图 8-26(a)所示为选用线性光电耦合器实现

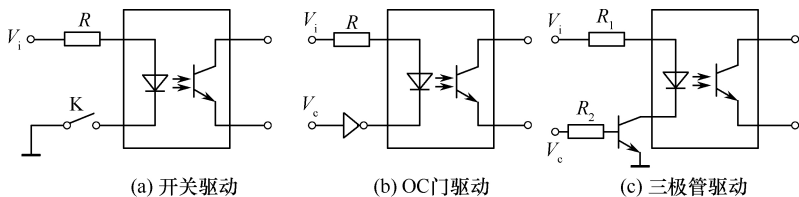


图 8-25 光电耦合器的驱动

模拟信号隔离。由于光电耦合器的线性范围有限,且难以满足对微弱信号低漂移的要求,因此限制了其使用。图 8-26(b)所示为采用脉冲光电隔离。它把光电耦合器与压频(V/F)变换器、频压(F/V)变换器组合起来,形成组合式模拟隔离器,不仅隔离方便,信号抗干扰性强,而且对模拟信号的远距离传送尤为有效。因此这种方法受到广泛重视。

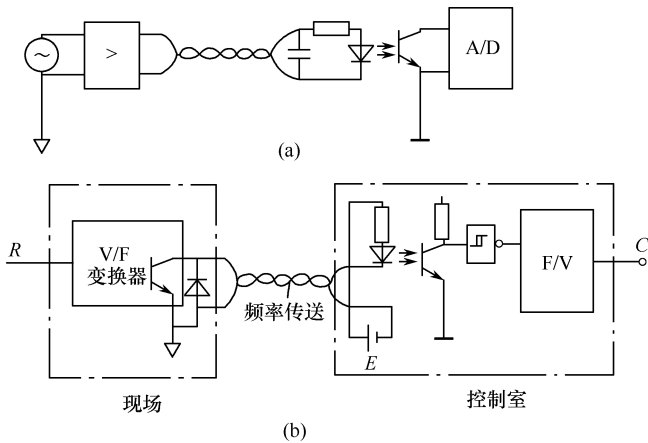


图 8-26 光电耦合器进行隔离

对于脉冲信号、数字信号和开关量信号的光电隔离,采用开关型的光电耦合器,其耦合电路与输入、输出信号的性质和要求有关,需根据实际情况进行设计。

3. 提高抗共模噪声能力的方法

(1) 采用差分放大器做信号前置放大

图 8-27 所示为基本结构图,差分放大器有 1、2 两个输入端,其输入电阻分别为 R_{a1} 和 R_{a2} 。接地点 G_1 、 G_2 的地电位差(即共模噪声)为 V_g 、电阻为 R_g ,电子设备 1 的输出用 V_s 、 R_s 表示,连接到差分放大器的两根导线电阻分别为 R_{c1} 和 R_{c2} 。

考察共模噪声的影响。令 $V_s=0$,差分放大器两输入端的电压 V_1 、 V_2 ,其共模噪声只有转变成差模噪声才对输出有影响,因此,有

$$V_1 - V_2 = \left(\frac{R_{a1}}{R_{a1} + R_{c1} + R_s} - \frac{R_{a2}}{R_{a2} + R_{c2}} \right) V_g \quad (8-9)$$

式中,由于 R_g 与 R_{a1} 、 R_{a2} 相比,其值十分小而可忽略不计。

差分放大器一般都是 $R_{a1} \approx R_{a2}$,如果 R_{a1} 和 R_{a2} 的值比 R_s 、 R_{c1} 、 R_{c2} 大很多,则从式(8-9)可知 $V_1 - V_2$ 的值接近于零,证明共模噪声的影响受到了抑制。

(2) 用浮地输入双层屏蔽来抑制共模噪声

这是利用屏蔽方法使输入通道的模拟地浮空,从而达到抑制共模噪声的目的。这种方法常用于对精度要求较高的场合,其原理如图 8-28 所示。将模拟量输入通道的电路用两个金属屏蔽盒包起来,外屏蔽层就是机壳,机壳接安全地,称为机器地。电路板、内屏蔽层、外屏蔽层三者绝

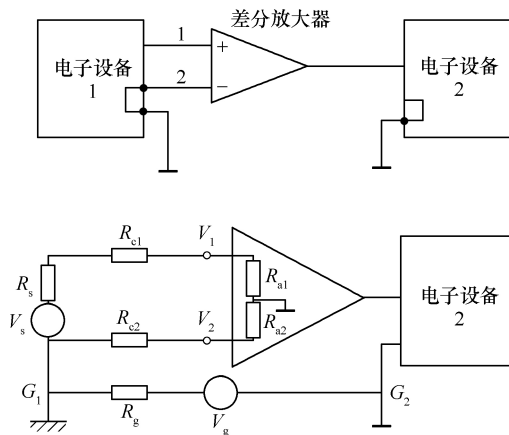


图 8-27 差分放大

缘。由于存在分布电容、漏电阻等,因此实际上存在两个阻抗,如图 8-28 中的 Z_1 、 Z_2 。传输线使用屏蔽线,屏蔽层在输入端接地,屏蔽层的另一端接内屏蔽层。在这样的结构中,屏蔽线的屏蔽层给共模噪声电流提供了一条通道,显然流过的共模噪声电流不会直接产生常模噪声干扰,它只在屏蔽层的电阻 R 上产生一个电压降,成为被测信号输入回路的实际共模噪声电压,由于 R 和 Z_2 比较起来是很小的,所以这个共模噪声电压也是很小的。这个共模噪声电压又经 Z_s 和 Z_1 的第二次分压才成为对模拟量输入通道的常模噪声。同样地,由于 $Z_s \ll Z_1$,所以转变成差模噪声是极其微小的。

尽量加大内屏蔽层和机壳之间的分布阻抗 Z_2 是抑制共模噪声的有力措施。由于内屏蔽盒里边的电路并不多,所以它的体积一般是比较小的,只要仔细考虑它与机壳之间的绝缘和相对距离,是可以增大 Z_2 分布阻抗的。但是由于电源变压器原、副边分布电容的影响,使得 Z_2 提高是有限的,所以要在电源变压器上采取措施。变压器的原、副边都要加屏蔽层,如图 8-29 所示。将原边屏蔽层接机器地,副边屏蔽层接浮地的内屏蔽盒。采用这一措施后,可使变压器分布电容降到几个 pF,可以大大提高共模抑制效果。

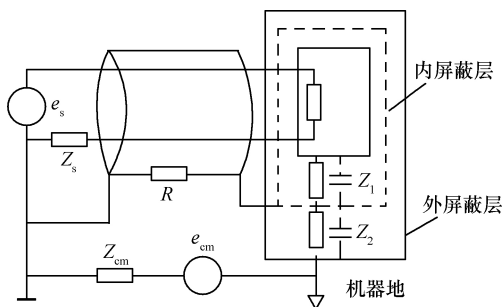


图 8-28 浮地输入双层屏蔽

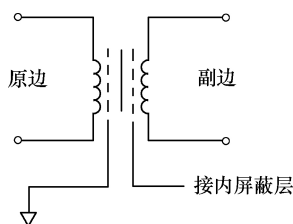


图 8-29 变压器屏蔽接法

8.4 数字信号的传输

对使用低电平信号,信号频谱很宽,从直流到几百兆赫范围内工作的数字系统来说,带有急剧电磁变化的外来干扰大多成为噪声源。掌握所生噪声向系统传播的物理机理,查明噪声侵入实际线路的路径是制定有效措施的必要条件。另一方面,数字系统内部的逻辑通一断,虽然电平低,可使电压、电流变化极其急剧,这也成为数字系统固有的内部噪声源。

1. 串扰噪声

在元器件集成度大幅度提高的条件下,安装大规模集成电路器件的印制线路板和插装印制线路板机箱及数字系统都踏上高密度装配的发展道路。因此,印制线路板的印制导线越发细密,相距很近的印制线条中有高速开关电流流过,所以从前发生在多股往复导线等电缆中的串扰噪声,在印制线路板上也成为不能忽视的问题。尤其在毗邻的平行敷设多根信号线的数据总线中,在地址信息和输入/输出数据被送到总线,或从总线取出的时间里,由于多支电流在相应的位线中,同时发生急剧变化而产生串扰噪声不能忽略不计,总线接口电路中的故障大多起因于此。

串扰的发生机理:如图 8-30 所示为发生串扰的原理。图中 GR 为脉冲驱动线,BF 为被感应线,都是无耗损线路,特性阻抗为 Z_0 。两端都以 Z_0 为终端,没有反射,加于驱动线发送端 G 的脉冲沿线路传输,速度为 v_p ,于 t 时间到达距 G 端 x 远的点。设这两条线间单位线长的互容为 C_m ,互感为 L_m ,到达 x 点的脉冲经 C_m, L_m 而在被感应线上出现图中箭头所示的电流 i_c 和 i_L 。

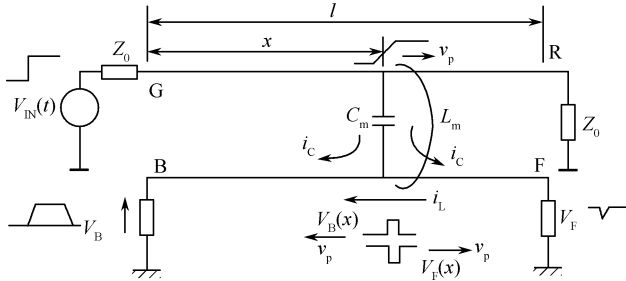


图 8-30 发生串扰的原理

从图 8-30 得知,在被感应线上,电流 i_c 和 i_L 从 x 点向近端 B 去的极性相同,而向远端 F 去的极性相反。此电流于 x 点附近在被感应线上产生向近端 B 去的脉冲 $V_B(x)$ 和向远端 F 去的脉冲 $V_F(x)$ 的传输速度都是 v_p 。

$$V_B(x) = f(i_c + i_L)$$

$$V_F(x) = f(i_c - i_L)$$

加到驱动线发送端 G 的脉冲对于任意的 x 点,都在被感应线上产生上述的 $V_B(x)$ 和 $V_F(x)$,并以速度 v_p 在线路中传输,经过 T_d 时间到达接收端 R,被终端 Z_0 吸收。因此在被感应线的 B 端和 F 端看到串扰 V_B 和 V_F ,等于从 $0 \leq x \leq l$ 的各 x 点传输来的 $V_B(x)$ 和 $V_F(x)$ 的总和。

$V_B(x)$ 的方向与在传输线上的脉冲前进方向相反,而 $V_F(x)$ 的方向与脉冲前进方向相同,各自的速度都是 v_p 。从而作为 $V_B(x)$ 总值的 V_B 只随 x 在时间坐标(脉冲宽度)轴上增加,假定驱动脉冲经过线路 1 的传输时间为 T_d ,则 B 端看到的串扰 V_B 的脉宽为 $2T_d$, V_B 称为反向串扰(近端串扰)。

另一方面,驱动脉冲经过 x 点时所感应的 $V_F(x)$ 以与驱动脉冲相同速度传向 F 端,所以作为 $V_F(x)$ 总值的 V_F 只随 x 在电压坐标轴上增加。在驱动脉冲到达 R 端(终端)时,同时出现在 F 端, V_F 称为正向串扰(远端串扰)。如图 8-31 所示, $V_{IN}(t)$ 是加了上升时间为 T_1 、峰值为 V 的脉冲,其中 $T_1 < 2T_d$,从图中可归纳下面 3 点:

① 反向串扰的峰值和驱动脉冲的峰值成正比,与线长和驱动脉冲的前沿 dV/dt 无关;

② 反向串扰的脉宽和线长成正比,等于传输时间 T_d 的 2 倍;

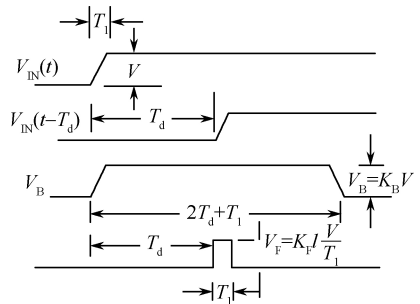


图 8-31 近端串扰与远端串扰

③ 正向串扰的峰值与线长和驱动脉冲的前沿 dV/dt 成正比。

为了减少线间的串扰,在使用扁平电缆传送数据信号时,要使用地线将数据线间隔开进行传送。

2. 反射

(1) 传输线路与特性阻抗

如果通路的长度和在它上面传输的信号波长很接近,传输线的影响会使通路上的信号发生畸变。在 100MHz 的情况下,只要几厘米长的导线就会显示出不可忽略的传输效应。对于 50Hz 的信号,在平常的接线中传输线效应是不显著的,但对几百 km 长的电力传输线就会变得很显著,对时钟频率在 1~10MHz 范围内而通路又被限定在一块印制板中的逻辑电路的设计,传输线的影响一般可以忽略,但在信号用总线从一块板传送到另一块板时,就有显著的传输线效应,而信号从一个机箱传送到另一个机箱时就会有影响。对于运行在时钟频率为 50~100MHz 的很高速的设备,甚至对于被限定在一块电路板上的信号线,除了那些非常短的线之外也必须作为传输线来处理。

图 8-32 所示为传输线及负载。一个电压 V 加到这个线路上,并沿着这条线路传送到一个负载阻抗 Z_L 。由电磁理论可知,信号以光速沿着这条传输线传播,电压和电流一起传送,在传送信号时,这条传输线作为一个分布电感和电容网络在工作,如图 8-33 所示。



图 8-32 传输线及负载

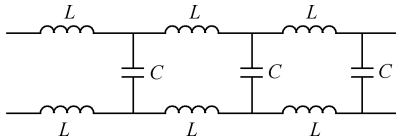


图 8-33 传输线的等效电路

在求解波的传播方程时,我们得到这条线上的每一点电压为

$$V_0 = I_0 Z_0 \quad (8-10)$$

式中, V_0 是传送的电压; I_0 是传送的电流; Z_0 是这条线的波阻抗,又称为特性阻抗,它是这条线的电感 L 和导线之间电容 C 的函数,而 L 和 C 分别是每单位长度上的电感和电容的值。具体来说,有

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

在这条线的末端,传输的电压和电流与负载电阻 Z_L 相遇,在这一点和在这条线的每个其他点上一样,必须满足欧姆定律,但是单独用 V_0 和 I_0 是不能满足欧姆定律的,这是因为一般来说, V_0/I_0 不等于 Z_L ,而必定等于 Z_0 。欧姆定律要求在这条线的末端出现一个反射波,并且向着源端传输。反射波的起始电压和电流的值使直接波和反射波合在一起在负载电阻上满足欧姆定律。在这个定义上,反射波是直接波到达不匹配的负载阻抗引起的,这个阻抗确定了反射波的初始值。反射波和直接波一样,满足传输线的波动方程,因此,对反射波有

$$V_R = I_R Z_0 \quad (8-11)$$

为了得到一个描述负载端上状态的方程式,使用如图 8-34 所示的符号规定。

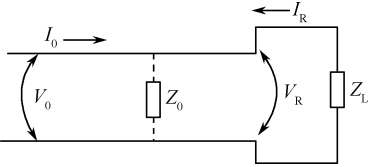


图 8-34 传输线负载端等效电路

从图 8-34 可以看到,反射电压值和直接电压都加在负载上,但反射电流和直接电流方向相反,因此在负载上有

$$V_0 + V_R = Z_L (I_0 - I_R) \quad (8-12)$$

上面给出了包括 4 个变量 V_0 、 V_R 、 I_0 及 I_R 的 3 个方程式。给定任一变量,就能求得其他 3 个变量,通过消去 I_0 及 I_R ,可以求得 V_R/V_0 的值,该值称为反射系数。用某种简单的代数处理得

$$\frac{V_R}{V_0} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \tag{8-13}$$

这个反射系数告诉我们,反射波的大小是这条线上传送电压的函数。应该注意,反射波不会比直接波大,而且反射波可以具有和直接波相同或相反的极性。对于短路负载,反射系数为 -1 ;而对于开路负载,这个系数是 $+1$ 。这两种情况都产生反射系数的最大值。

在负载阻抗 Z_L 选择得等于传输线的波阻抗 Z_0 时,反射系数为 0 即完全没有反射波。在这种情况下,负载电阻与这条线是匹配的。注意:若 Z_0 大于 Z_L ,则反射系数是负的,这时,反射波部分地抵消了传送波;若 Z_0 小于 Z_L ,则反射系数是正的,反射波增强了传送波。

下面举几个实例来说明各种信号源及负载阻抗如何在这条线上引起不同的反射。如图 8-35 所示为末端开路,因此反射系数是 $+1$ 。物理直觉告诉我们,如果等待足够长的时间,这条线就会充电到加在这条线上的全电压 V_0 。

如果有一小的源阻抗 Z_s ,使得源端反射系数接近于但不完全等于 -1 ,那么这条线路一开始电压 V_0 加到串联负载 Z_s 和 Z_0 上,使得沿这条线路第一次直接波的大小等于 $V_0 Z_0 / (Z_s + Z_0)$ 。反射回来的波形具有相同的幅度。当反射波到达源端时(反射回来是负的),几乎具有相同的幅度。在这里,电压是 3 个不同波形的和:开始的直接波、末端的反射波以及第二次直接波。由于从末端来的反射波和第二次直接波的幅度非常接近,而极性是相反的,所以它们几乎相互抵消了。因此近端电压稍微高于第一次的直接波电压。到达源端的下一个反射波是负极性的,而这个波又以几乎相同的大小以正极性被反射出去。此时,源端上的电压跌落到差不多和第三次沿着这条线发射的直接波一样。以后的反射重复这种情况,使得线上的源端电压在 V_0 上下振荡,之后随着时间的推移而逐渐消失。当第一个直接波到达末端时,末端对渐近线电压产生了最大的偏移,此时这个电压大约是 V_0 的两倍。在第二个直接波到达这个负载后,这个电压几乎摆动到 0。以后的反射使电压在 V_0 的上下来回摆动,摆动的幅度逐渐减小到 0。

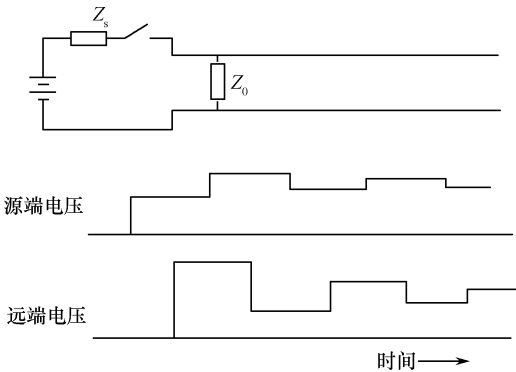


图 8-35 末端开路

图 8-36 所示为前一例子的略加变化的情况,即近端接了一个与传输线匹配的 Z_0 ,起始的直接波是加在串联 Z_0 和线阻抗 Z_0 上的电压,这样,使得 $V_0 Z_0 / (Z_s + Z_0) = V_0 / 2$ 沿着这条线传播。在末端这个电压跳到 V_0 ,这是因为反射波等于入射波。这个波往回传播到源端,在那里它被匹配的阻抗所吸收。当反射波到达源端时,整个线被充电到 V_0 。在这种情况下,一个来回的传播,使整条线充上了电。

图 8-37 所示为一条在末端匹配的传输线,这条线的负载阻抗为 Z_0 。当一个波在这条线上传送到末端时,在那里被吸收而没有反射。当用这种终端负载时,源端的阻抗通常被做得尽可能小,以使所有的电压几乎都到达末端。

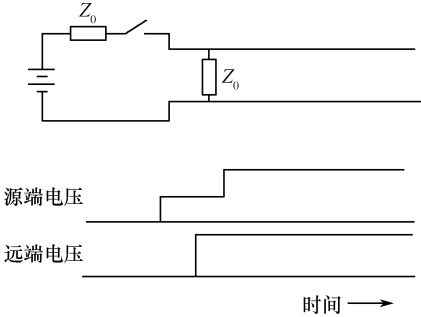


图 8-36 末端开路、源端有匹配阻抗

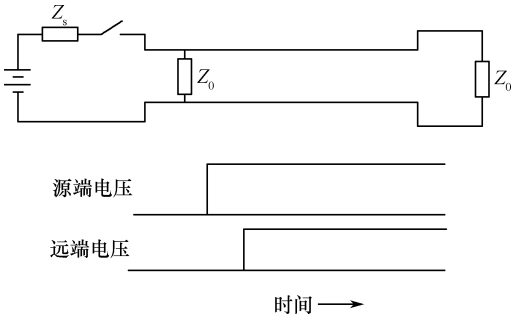


图 8-37 末端匹配的情况

一种复杂些的情况是源端和负载都不与传输线匹配。在这条线上有来回多次的反射,直到电压到达它的渐近值为止。

(2) 点对点传输时传输线的使用方法

点对点传输时传输线的使用方法如下:

- ① 在每个信号变换后,等待足够长时间使线上的反射消失,而不是用通过传输线上的终端负载来减少反射;
- ② 在末端用一个匹配的终端负载,使之在线上不会产生反射;
- ③ 在源端用一个匹配的终端负载吸收从末端来的反射波。

第②③种方法如图 8-38 所示。方法①用于低速系统,允许几个来回的行程传播时间;方法②速度快,只一个单程传输时间,但负载上的功率损耗大;方法③产生一个反射波,可避免损耗,如果远端阻抗无限大,那么当直接波到达时,在末端的电压会很快上升到最终值,因此这种应用大多要求具有非常高的输入阻抗的特殊传输线的接收器。尽管源端接负载的方法要产生反射波,但在点对点的结构中,它可以与远端接负载的方法以同样的速度运行。

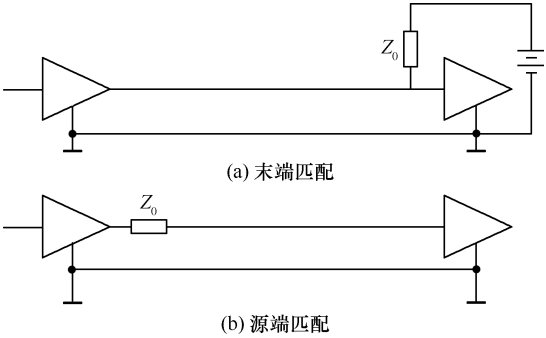


图 8-38 传输线的使用方法

表 8-1 为具有代表性的传输线的波阻抗 Z_0 参数。

当线的远端有多个支路而不是单个负载时,波反射就出现复杂的情况。一种更有用的在传输上的分支方法,就是要求支路相对传输线来说波阻抗非常高,分支线非常短,而且它的接收器有无限大的阻抗。高阻抗的分支,阻止直接波吸收大量的能量,接收器的无限大的阻抗,反射所有传入短线的波,使它沿着这条短线往回传送,重新进入传输线。短线保证传入短线的波以尽可能小的延迟重新进入传输线。