

第 3 章

干扰噪声及其抑制

某个外部干扰源产生噪声,并经过一定的途径将噪声耦合到信号检测电路,从而形成对检测系统的外部干扰噪声。例如,检测电路的一部分电路可能像天线一样拾取各种无线电波,也可能拾取直流机电刷的电火花和由接触器触头所产生的电磁辐射波;变压器或电机的交变磁场可能会在检测电路中感应出同样频率的电压或电流;干扰噪声会经过分布电感或分布电容耦合到附近的电路导线中;即使是检测电路中导线的机械振动,也可能因为切割磁力线而感应出干扰噪声。这种干扰噪声受检测设备的布局及结构的影响很大,通过认真设计检测电路的物理特性,仔细安排电路导线的长度和位置,可以把这种噪声减到最小。

外部干扰问题大都与磁场耦合或电场耦合有关,还有一些干扰噪声是由导线引入的。这类噪声的研究领域和降噪技术有时称为电磁兼容性(EMC)。

环境干扰噪声对检测结果影响的大小与检测电路的布局 and 结构密切相关,其特性既取决于干扰源的特性,又取决于耦合途径的特性,而与电路中元件的优劣无关。这类噪声可能是随机的,也可能是确定性的。

通常,干扰噪声源功率要比检测电路中有用信号的功率大得多,经过耦合途径后,噪声功率大为减弱,但相对于微弱的有用信号可能还是十分可观的。要削弱干扰噪声的不利影响,可以采取多种方式,例如降低噪声源的功率(这在很多情况下往往难于实现),削弱耦合途径的耦合强度,通过改变检测电路的布局 and 结构来改善它对干扰噪声的敏感性等。在多数情况下,耦合途径是复杂而且不清楚的,在分析过程中往往要做某种程度的近似。

3.1 环境干扰噪声

3.1.1 干扰噪声源

干扰噪声种类很多,它可能是电噪声,通过电场、磁场、电磁场或直接的电气连接耦合到敏感的检测电路,这些都是电磁兼容性所涉及的领域;干扰噪声的本源也可能是机械性的,

例如,通过压电效应,机械振动会导致电噪声;甚至温度的随机波动也可能导致随机的热电势噪声。下面只列举出常见的噪声源。

1. 电力线噪声

随着工业电气化的发展,工频(50Hz)电源几乎无处不在,因此工频电力线干扰也就普遍存在。电力线干扰噪声主要表现在以下几个方面:

(1) 尖峰脉冲

由于电网中大功率开关的通断,电机、变压器和其他大功率设备的启停以及电焊机等原因,工频电网中频繁出现尖峰干扰脉冲。这种尖峰脉冲的幅度可能是几伏、几百伏有时甚至是几千伏,持续时间一般较短,多数在微秒数量级。这种尖峰干扰脉冲的高次谐波分量很丰富,而且出现得频繁、幅度高,是污染低压(220V)工频电网的一种主要干扰噪声,对交流供电的电子系统会带来很多不利影响。

多数检测仪表都是由工频电力线供给能源,电网的尖峰脉冲干扰一般是通过电源系统引入到检测电路中。如果不采取适当的措施抑制电源的尖峰脉冲干扰,就有可能导致检测波形的畸变,严重时甚至会导致信号处理计算机的程序跑飞和死机。

(2) 工频电磁场

在由工频电力线供电的实验室、工厂车间和其他生产现场,工频电磁场几乎是无处不在。在高电压、小电流的工频设备附近,存在着较强的工频电场;在低电压、大电流的工频设备附近,存在着较强的工频磁场;即使在一般的电器设备和供电线的相当距离之内,都会存在一定强度的50Hz电磁辐射波。工频电磁场会在检测电路的导体和信号回路中感应出50Hz的干扰噪声。

(3) 电网电压波动

工业电网电压的欠压或过压有时会达到额定电压的 $\pm 15\%$,如果检测系统的电源稳压电路性能不高,工频电压的波动就有可能串入到检测信号中。随着电力工业的发展和供电质量的不断提高,电网电压波动问题渐趋缓和。

2. 电气设备噪声

电气设备必然产生工频电磁场,而且在开关时还会在电网中产生尖峰脉冲。某些特殊的电气设备还有可能产生射频噪声,例如高频加热电器和逆变电源。

电动交通系统使用的大功率电动机切换时都会产生噪声,由于感性负载的电流突变,会产生可达到几百伏的瞬态电压。在稳定运行状态下,电机电刷会产生电弧,造成电磁辐射。这些干扰噪声还会经电源线传导到附近的系统。所有使用电动机的家用电器都有类似的问题。

工业设备例如继电器控制设备、电气开关设备、激光切割机、微波炉等,医疗设备例如重症监护设备、物理治疗设施、CT扫描仪等,这些设备都是电磁噪声源。这些设备中还广泛采用DC/DC转换器和开关式直流电源,所产生的噪声频谱可以扩展到几兆赫兹甚至更高。

此外,某些电气设备还会产生放电干扰,包括辉光放电、弧光放电、火花放电和电晕放电。

(1) 辉光放电

最常见的辉光放电是荧光灯和霓虹灯。当两个电极之间的气体被电离时,因为离子碰

撞而产生辉光放电。辉光放电所需电压取决于电极之间的距离、气体类型和气压。发生辉光放电后,气体击穿,此后只需较低电压就可以维持气体电离和辉光放电。辉光放电会产生超高频电磁波,其强度取决于放电电流。

(2) 弧光放电

最典型的弧光放电是电焊,这是一种金属雾放电。电弧电流产生的高温将电极金属熔化,并气化形成电弧光。弧光放电会产生高频电磁波辐射,也会造成局部电网的电压波动和尖峰脉冲干扰。弧光放电基本频率为 2.8MHz 左右,其频谱覆盖 3kHz~250MHz 的频率范围。

(3) 火花放电

在电气设备触点通断的瞬间,触点处的断续电流会引起火花放电。例如,接触器触头的瞬间通断、直流机电刷的持续通断、内燃机的点火系统等。火花放电产生的电磁辐射频率范围很宽,辐射能量也比较大。例如,汽车点火干扰的频率范围约为 20~1000MHz,作用范围可达 50~100m。在电火花加工设备的附近,更会产生强烈的火花放电干扰。

(4) 电晕放电

当高压输电线绝缘失效时会产生间歇脉冲电流,形成电晕放电。一般的检测设备都远离高压输电线,交流供电也是经多级降压变压器而来,变压器的低通滤波作用使得电晕放电干扰的高频分量大幅度衰减,但其低频分量还会产生不利影响。

3. 射频噪声

随着无线广播、电视、雷达、微波通信事业的不断发展,以及手机的日益推广,空间中的射频噪声越来越严重。射频噪声的频率范围很广,从 100kHz 到吉赫兹数量级。射频噪声多数是调制(调幅、调频或调相)电磁波,也含有随机的成分。检测设备中的传输导线都可以看作是接收天线,程度不同地接收空间中无处不在的射频噪声。因为射频噪声的频率范围一般都高于检测信号的频率范围,利用滤波器可以有效地抑制射频噪声的不利影响。

4. 地电位差噪声

如果检测系统的不同部件采用不同的接地点,则这些接地点之间往往存在或大或小的地电位差。在一个没有良好接地设施的车间内,不同接地点之间的地电位差可达几伏甚至几十伏。在飞机的机头、机翼和机尾之间,电位差可达几十伏。汽车的不同部件之间很可能存在几伏的电位差。即使在同一块电路板上,不同接地点之间的地电位差也可能在毫伏数量级或更大。

如果信号源和放大器采用不同的接地点,则地电位差对于差动放大器来说是一种共模干扰,而对于单端放大器来说是一种差模干扰,分别如图 3-1(a)和图 3-1(b)所示,图中的 u_G 是地电位差。因为地电位差噪声的频率范围很可能与信号频率范围相重叠,所以很难用滤波的方法解决问题。克服地电位差噪声不利影响的有效办法是采用合适的接地技术或隔离技术。

5. 雷电

雷电噪声的特点是大幅度随机尖峰短脉冲。雷电发生时的一次电流可达 10^6 A,云与地面之间的感应电场可达 1~10kV/m,其强度上升时间为微秒数量级。雷电会造成幅度很大的电场和磁场,也会产生高强度的电磁辐射波,频率范围从几十千赫兹到几十兆赫兹。此

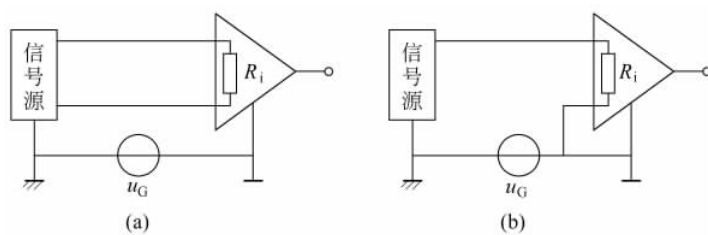


图 3-1 地电位差噪声

(a) 共模噪声；(b) 差模噪声

外,在云与地雷电的附近,大地的地电位差也会发生剧烈变化,可高达几千伏。

6. 天体噪声

由于宇宙射线和太阳黑子的电磁辐射,大气中普遍存在天体噪声。太阳风暴期间,太阳因能量增加向空间释放出大量高速带电粒子流,包括 X 射线和远紫外线(指波长为 $0.1 \sim 140\text{nm}$ 的电磁波)、射电波(波长为 $1\text{mm} \sim 10\text{cm}$ 的电磁波),高能粒子流和等离子体云等都会大大加强,并有可能引发地球磁暴,使得地球的电磁环境大为恶化。天体噪声的频率很高,一般在吉赫量级以上,远远超出了一般检测系统的频带范围,所以,一般情况下对普通检测仪表影响不大。

7. 机械起源的噪声

在非电起源的噪声中,机械原因占多数。例如,电路板、导线和触点的振动,有可能通过某种机-电传感机理转换为电噪声。而在不少应用场合,很难避免电路的机械运动和振动。例如,装设在运载工具或工业设备的运动部件中的检测电路振动的幅度可能很大,电缆线的运动和振动更是常见。

由机械运动或振动转换为电噪声的机-电传感机理有很多种,下面列举常见的几种。

(1) 摩擦电效应

两种不同的物质相互摩擦会产生电荷的转移,使得一种物质带正电,另一种物质带负电。这种摩擦电效应有可能导致高阻抗小信号电路中的干扰噪声。例如,在用同轴电缆连接高输出阻抗信号源和高输入阻抗放大器的情况下,弯曲电缆的过程会使组成电缆的导体和绝缘体之间形成摩擦或断断续续的接触,导致电荷传输和电缆芯带电,也会给电缆内外层导体之间的分布电容充电,形成电缆芯和外屏蔽层之间的噪声电压。随着电缆任何一端连接这两个导体的电阻的减小,分布电容的放电速度加快,噪声电压幅度会明显减小。

例如,当用手弯曲 1m 长的同轴电缆时,如果同轴电缆和外屏蔽层之间连接的电阻为 $10\text{M}\Omega$,则噪声电压峰值能达到 5mV 以上;如果该电阻降为 $1\text{M}\Omega$,则噪声电压峰值可以降低到 1mV 以下。

此外,在电路中通过把所有的电缆绑扎紧固,从而减少或消除电缆的弯曲,能有效地减少电缆摩擦电噪声。当上述措施仍然不能把摩擦电噪声降低到可以接受的程度时,可以采用特殊的低噪声电缆,这种电缆的外部屏蔽导体和内部绝缘体之间有一个石墨层,其润滑作用减缓了两者之间的摩擦,而且在绝缘体表面附着一层导电的石墨,提高了绝缘体表面电荷

的活性,从而提高电荷平衡的速度,防止电荷的聚集。但是,这种电缆是“低噪声”,而不是“无噪声”,它只能减少而不是消除摩擦电噪声。当经受振动或热胀冷缩时,它仍然要产生小幅度的摩擦电噪声。所以,在微弱信号检测电路中,所有的连接线应该尽量短,而且要固定在不振动的结构上,远离温度变化较大的气流,以防热胀冷缩。

(2) 导体在磁场中的运动

根据法拉第定律,导体在磁场中运动产生的电动势如图 3-2 所示,为

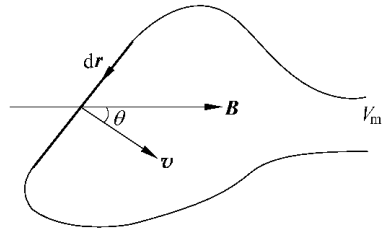


图 3-2 导体在磁场中运动产生的噪声

$$V_m = \int (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) \cdot d\mathbf{r} \quad (3-1)$$

式中, \mathbf{v} 为导体移动的速度; \mathbf{B} 为磁感应强度; $d\mathbf{r}$ 为沿导体长度的微分元。

如果导体长度为 l , 设导体与磁场方向垂直, 而且磁场强度 \mathbf{B} 在 l 上均匀, 运动方向与 \mathbf{B} 之间的夹角为 θ , 则有

$$V_m = lBv \sin\theta \quad (3-2)$$

如果 B 不是静态磁场而是交变磁场, 那么导体运动所产生的电动势上还要叠加通过互感产生的噪声。

即使信号线是在微弱的地磁场中运动, 对于微弱信号检测系统来说, 所产生的噪声电动势也可能是不容忽视的。例如, 如果磁场强度为 $4 \times 10^{-5} \text{ Wb/m}^2$, 长度为 1m 的信号线以 1cm/s 的速度垂直于磁场运动, 则产生的噪声电压为 $0.4 \mu\text{V}$ 。

(3) 压电效应

在受到压力时, 附着于压电材料表面的电极之间会产生电位差, 而当电压施加在这些电极上时, 压电材料也会产生变形, 这就是压电效应。压电效应很明显的材料常用于制作机械量传感器, 还有一些常用的绝缘材料也有一定的压电效应, 例如陶瓷绝缘体和某些印制电路板材料。当这些材料振动时, 附着在其表面的导体之间会产生噪声电压。通过防振动安装来减少检测电路的振动, 或通过选择压电效应较小的绝缘材料, 可以有效地减少压电效应噪声。

(4) 颤噪效应 (microphony)

任何被绝缘体分隔的两个导体都形成一个电容 C , 电容的大小取决于导体的面积、几何形状、相互位置和方向以及绝缘体的介电常数。当空间电荷 Q 聚积在由此形成的电容上时, 两个导体之间的电压为

$$V = Q/C$$

如果由机械原因导致两个导体的相互位置发生变化, 则电容 C 发生变化, 电容两端的电压也相应变化。当电容 C 变化 ΔC 时, 电压的变化量 ΔV 为

$$\Delta V \approx \frac{dV}{dC} \Delta C = -\frac{Q}{C^2} \Delta C \quad (3-3)$$

这正是电容式麦克风的工作原理。当声压波使得作为电容器一个极板的麦克风膜片移动时, 电容发生变化, 电容两端电压变化, 从而把声音转换成电信号。

对于电路板中靠得很近的导体, 以及电缆线的芯线和屏蔽层之间, 也会存在这种效应, 机械振动可能会使它们构成的电容发生变化, 在这些导体上就产生了噪声电压, 这种现象叫

做颤噪效应。

克服颤噪效应的有效方法是避免关键电路元件(包括电缆)发生机械振动,此外,降低携带微弱信号的电缆的稳态电压(从而减少了 Q)也能缓解颤噪效应产生的噪声。

除上述几种由机械原因产生噪声的机理外,机械运动或振动引起电路器件和连接线的移位或变形,还会使分布参数发生变化,从而导致噪声耦合强度的变化。

8. 其他噪声源

(1) 电化学噪声

如果电路板清理得不好,某些电化学物质的污染与湿气混合就有可能形成电解液,与其接触的电路中的不同金属就可能构成一个电化学电池。例如,印制电路板上的铜箔、焊锡以及没有清理掉的焊剂有可能形成这样的电池。通过彻底清洁电路板,并用防潮涂料处理覆盖电路板,可以有效地缓解甚至克服电化学噪声问题。

(2) 温度变化引起的噪声

当两种不同金属的两个接点分别处于不同温度 T_1 和 T_2 时,会产生正比于温差 $T_2 - T_1$ 的热电势 e_T ,如图 3-3 所示。当空气紊流或其他原因导致这两个接点之间的温差随机变化时,热电势也会随机变化。在印制电路板上构成接点的不同金属可以是铜箔和镀金条,也可以是铜箔和焊接所用的铅-锡合金。

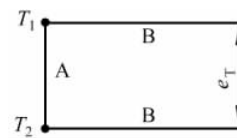


图 3-3 接点温差产生的热电势 e_T

在微弱信号检测电路中避免形成不同金属的接点可以消除热电势噪声,但是这可能很难做到。通过选择形成接点的金属材料,使得接点的热电势较小,可以降低热电势噪声的幅度。例如,铜-镉/锡合金接点的热电势约为 $0.3\mu\text{V}/^\circ\text{C}$,而铜-铅/锡合金接点的热电势约为 $1\sim 3\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。

有的电阻的阻值随温度变化,半导体 PN 结的正向压降随温度变化,这些都会把温度变化转换为电压或电流变化。

通常温度变化的速度是缓慢的,由温度变化导致的电路电压变化常常叫做“温度漂移”。在微弱信号检测电路的敏感部位采用低温度系数的电阻,并采用对称平衡的差动输入放大器电路(这种放大器的温度系数较小),可以有效地减少温度漂移。

温度敏感元件的温度变化速度取决于这些元件附着的物理结构的热容量,以及热传输通道的导热率。通过把敏感电路装配在高导热率、大热容量的散热器上,可以减少电路元件温度的变化及温度梯度,这对抑制各种由温度变化引起的噪声都有效。

(3) 触点噪声

接触不良的插头插座、开关触点以及焊接不良的焊点会导致触点噪声。机械振动会使这些不良触点的接触电阻发生变化,温度变化会使触点膨胀或收缩,也会导致接触电阻发生变化。当电流流过变化的接触电阻时,也会形成噪声电压。

触点的重负荷工作会导致触点表面的氧化和机械性能恶化,以及接触压力变低。湿气和灰尘的积聚,会在触点表面上形成薄膜,导致接触不良,接触电阻增大。更糟的情况是接触电阻波动,导致流过触点的电流波动。

3.1.2 干扰噪声的频谱分布

在上述各种干扰噪声中,电磁场干扰和射频干扰噪声几乎无处不在,它们所覆盖的频率范围也很广。在电气化的世界里,工频电磁场和地电位差随处可见,而且其幅度常常是相当可观的。检测电路内部必然包含一定数量的电子元件,它们所固有的白噪声(例如热噪声和散弹噪声)以及 $1/f$ 噪声必然存在。图3-4示出这些内部和外部噪声大致的频谱分布以及各类噪声的频率范围。

在当今的电气化、信息化社会中,电磁环境异常复杂,而且愈来愈复杂,电磁干扰噪声分布在很宽的频率范围内。如果按最常见的频谱来划分,则可粗略分为以下几个频段:

(1) 超低频噪声:几赫兹以下的干扰主要由温度和机械原因引起,电路内部产生的超低频噪声则主要来自 $1/f$ 噪声。

(2) 工频噪声:频率50Hz左右,工频电磁场辐射主要来自输、配电系统以及电力牵引系统、大功率电器,而检测系统的交流电源也往往要引入50Hz干扰。

(3) 低频噪声:30kHz以下的辐射干扰,主要来自雷电、核爆炸以及地震所产生的电磁脉冲,以及工频电源的谐波,大功率电器设备开关时造成的浪涌等。

(4) 长波噪声:频率范围10~300kHz,包括交流输电谐波干扰及交流电气铁路的高次谐波干扰等。

(5) 射频噪声:多数射频噪声的频率范围为300kHz~300MHz。无线电广播和电视广播,工业设备和医疗设备,输电线电晕放电,高压设备和电力牵引系统的火花放电,以及内燃机、电动机、家用电器、照明电器等的电磁辐射干扰,大都在此频率范围内。

需要注意的是,射频噪声的起因不仅可能是电视或无线电广播信号,而且很多脉冲源都有可能发射射频干扰噪声,例如电弧、电火花加工、汽车火花塞等。

(6) 微波噪声:频率范围为300MHz以上,包括高频、超高频、极高频干扰,雷达和移动通信是这一频段的干扰源。随着微波通信业务的日益发展和微波电子设备应用的日益广泛,此频段的干扰越来越严重。广义的射频噪声包括30GHz以下的微波噪声。

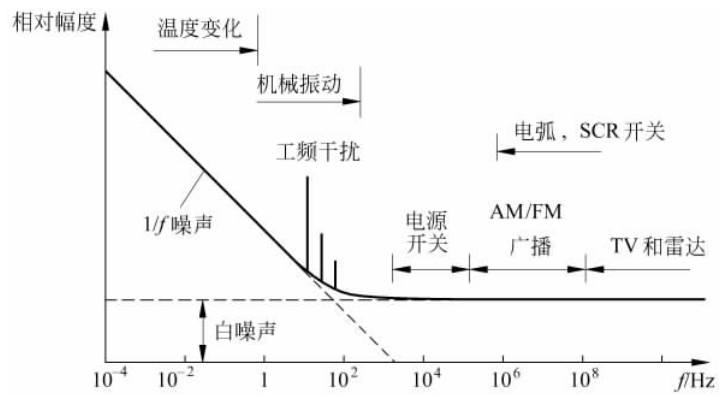


图 3-4 噪声频谱分布

可见,在任何频段,都找不到不存在干扰噪声的间隙。因此,检测系统的抗干扰能力就成为其能否正常工作的一项重要性能指标,对微弱信号检测系统尤其如此。

3.2 干扰耦合途径

外部干扰源产生的噪声影响到检测系统的正常工作,是经由某种传播途径被耦合到了检测系统之中。抑制干扰噪声有3种方法:

- ① 消除或削弱干扰源;
- ② 设法使检测电路对干扰噪声不敏感;
- ③ 使噪声传输通道的耦合作用最小化。

在多数情况下,对于产生噪声的外部干扰源很难采取有效措施将其消除或隔离,但是如果能够切断或削弱干扰耦合途径的传播作用,则可以有效地降低干扰噪声对检测系统的不利影响。

在各种干扰耦合途径中,辐射场耦合是最普遍的耦合方式,也是最难以计算的一种耦合方式。通常,载有时变电流的电路总要向外发射电场和磁场,其强度可以利用麦克斯韦方程来计算。从理论上来说,给定发射源电流的特性,并给定敏感接收电路以及与其相耦合的电路结构,利用麦克斯韦方程可以计算出接收电路各部分的感生电压和电流。但是实际上,即使是在简单的情况下,边界条件往往是非常复杂的,为了把实际问题转换为可以求解的问题,总要进行一些粗略的简化。

如果干扰辐射场的波长为 λ ,则在小于 $\lambda/(2\pi)$ 的距离内,要计算电路之间经由场的耦合情况,需要分别考虑电场耦合和磁场耦合。在检测仪表内部,电场耦合通过导线之间的分布电容来计算,磁场耦合通过导线之间的互感来计算。因为频率为30MHz的辐射场的波长为10m,而检测电路内部导线之间的距离通常为几厘米或更短,距离设备内部干扰源小于 $\lambda/(2\pi)$ 的条件一般是可以满足的。对于设备外部的干扰源,要根据具体情况进行分析判断。

在距离干扰源 $\lambda/(2\pi)$ 以上的地方,主导的耦合方式是辐射电磁场平面波。仪表之外的射频噪声耦合到检测电路主要是通过这种耦合方式。

除了辐射场耦合方式外,常见的干扰噪声耦合方式还有传导耦合、电源耦合和公共阻抗耦合方式。例如,检测电路的供电电源线有可能将工频电网上的各种噪声耦合到检测电路中。下面分别介绍这些干扰噪声耦合方式。

3.2.1 传导耦合

1. 传导耦合

传导耦合是经导线传导引入干扰噪声,也包括经电感、电容和变压器引入干扰噪声。例如,交流电源线会将工频电力线噪声引入到检测装置,长信号线会把工频和射频电磁场、雷电等感应出的噪声引入信号系统。

噪声源和检测电路之间的电气连接是噪声耦合的直接途径,人们也许会认为这种耦合很容易避免,而事实上并非如此。在很多实际情况中,对噪声敏感的检测电路与噪声源的连接又是必要的。例如,检测电路必须通过电气连接从直流电源或工业电源获取能量,而这些电源都是干扰噪声源。如果检测电路和大功率模拟电路或开关电路共同工作,连接两者的地线很可能就是一条噪声传播途径。

解决传导耦合的一种方法是使信号线尽量远离噪声源,另一种方法是在信号线和电源线进入检测系统时,采取有效的去耦合滤波措施,见本章 3.6.3 节。

此外,传导耦合和辐射场耦合之间也具有一定的联系,传导导线有可能拾取辐射场噪声,传导导线的噪声电压和噪声电流也有可能向外发射电磁场。在设计检测设备的抗干扰措施时,需要综合考虑上述各因素。

按照“传导耦合是经导线传导引入干扰噪声”的定义,下面介绍的公共阻抗耦合和电源耦合也可以归入传导耦合一类,但是它们又具有各自的特殊性,所以分别加以介绍。

2. 公共阻抗耦合

公共阻抗耦合是常见的一种噪声耦合方式,常发生在两个电路的电流有共同通路的情况中。如果多个电路共同使用一段公共导线,例如公共电源线或公共地线,则当其中的任何一个电路的电流发生波动时,都会在公共导线的阻抗上产生波动电压,形成对其他电路的干扰。例如,图 3-5 中的电路 1 的电流 i_1 发生波动时,通过公共阻抗 Z_C 和 Z_G 的作用,将使 A、B 两点的电位发生波动,进而影响电路 2 的正常工作。

应该注意的是,公共阻抗 Z_C 和 Z_G 除电阻之外还有电感分量,而且即使对于相当低的频率,其电感分量也有可能超过其电阻分量。

直径为 d ,长度为 $l(l \gg d)$ 的圆截面非磁性直导线的电感为

$$L \approx 0.2l[\ln(4l/d) - 1] \quad (\mu\text{H})$$

例如,对于直径为 1mm 长度为 10cm 的铜导线,其电感约为 $0.1\mu\text{H}$,频率为 10kHz 时的感抗为 $6.3\text{m}\Omega$,频率为 10MHz 时的感抗为 6.3Ω 。

随着频率的提高,因为集肤效应,电流密度逐渐向导线表面附近集中,导致导线电阻增加,因此公共电阻是频率的函数。对于圆形截面的铜导线,其交流电阻 R_{AC} 与直流电阻 R_{DC} 之比为^[5]

$$R_{AC}/R_{DC} = 3.79d\sqrt{f} \quad (3-4)$$

式中, d 为导线直径,m; f 为电流频率,Hz。例如,对于直径为 1mm 长度为 10cm 的铜导线,其直流电阻约为 $2.19\text{m}\Omega$;而对于频率为 10MHz 的电流其电阻约为 $26.2\text{m}\Omega$ 。

将导线的电阻和电感综合考虑在内,导线的阻抗为

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (2\pi fL)^2}$$

如果在多个电路共同使用的公共导线中含有插头插座或开关之类的金属触点,则公共阻抗会大为增加。厂家给出的金属接触电阻一般为 $2\sim 20\text{m}\Omega$,但如果触点不干净,接触电

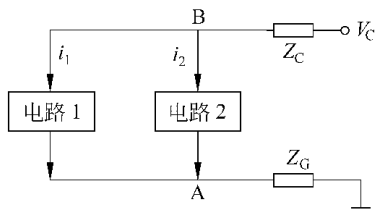


图 3-5 公共阻抗耦合

阻有可能比 $20\text{m}\Omega$ 高很多。

利用合适的接地措施可以有效地克服公共阻抗耦合噪声,这将在“电路接地”一节中做详细介绍。

3. 电源耦合

(1) 直流电源干扰噪声

在检测电路的直流电源 V_c 上一般都不同程度地叠加有各种其他噪声,例如电源电路中的整流器、电压调节器件以及其他元件的固有噪声,如果电源整流器输出滤波器不理想,电源输出还会叠加有工频 50Hz 及其高次谐波的分量,以及工频电源线上其他噪声的分量。

此外,因为直流电源的输出阻抗以及连接导线的阻抗不为零,电路的工作电流变化也会导致电源电压 V_c 的波动,这类似于公共阻抗耦合。为了防止其他电路(例如数字电路和大功率模拟电路)的电流噪声经过电源耦合到微弱信号检测电路中,必要时应该考虑对微弱信号检测电路采用单独的电源供电。

解决直流电源耦合噪声的方法是选用低噪声、低输出阻抗的直流电源。在电路中增设电源滤波电容和放大器偏置电路滤波电容,也是抑制直流电源噪声的有效方法。

(2) 交流电源噪声

工频电网上连接着很多其他电气设备,某些高频设备会使交流电源线上叠加一些高频噪声。某些大功率开关器件会使交流电源线上产生尖峰噪声,这些尖峰噪声的宽度很窄,但是幅度很高,高次谐波很丰富,而且出现频繁。工频电源线还是各种射频干扰的接收天线,它会接收各种无线广播和无线通信的射频信号。将这些噪声耦合到检测电路的过程属于传导耦合,即经过 220V 电源线耦合。

如果没有采取必要的防备措施,上述噪声有可能经过电源耦合到敏感的检测电路,例如没有设置滤波的放大器偏置电路会把电源噪声直接耦合到放大器输入端。对于微弱信号检测电路,电源噪声很可能是最主要的噪声来源,所以必须采取适当措施加以预防。

解决电源噪声的方法是选用低噪声、低输出阻抗的电源。在电路中增设电源滤波电容和放大器偏置电路滤波电容,也是抑制电源噪声的有效方法。

在电源的交流输入侧并联压敏电阻(varistor),可以有效地抑制尖峰干扰和电网出现的浪涌电压。当压敏电阻两端的电压低于其标称电压时,压敏电阻的阻值接近无穷大,内部几乎无电流流过,对电路的正常工作没有影响;当压敏电阻两端的电压高于其标称电压时,压敏电阻将迅速击穿导通,并由高阻状态变为低阻状态,工作电流也急剧增大,从而给尖峰干扰提供了一个低阻通路。当其两端电压再次低于标称额定电压时,压敏电阻又能恢复为高阻状态。

压敏电阻必须具有在短暂时刻流过很大电流的能力,这种能力称之为通流容量,这是压敏电阻的一个重要性能指标,多数压敏电阻的通流容量可达 $100\text{A}\sim 20\text{kA}$ 。在压敏电阻低阻导通的瞬间,其导通电阻与电网阻抗形成串联分压的关系。实际上,电网的高频阻抗要比其工频阻抗大得多,而持续时间很短的尖峰干扰的频率成分很高,这有助于压敏电阻发挥其抑制尖峰的作用。

交流电源噪声滤波器是滤除电源噪声的有效措施,其典型电路如图 3-6(a)所示。电路中的电容和电感取值都较小,对于工频为 50Hz 的电压,电容的阻抗很大,电感的阻抗很小,所以对 50Hz 交流电源的正常通过没有多大影响;但是对于高频干扰,电源滤波器中旁路电

容的阻抗很小,而通路中滤波电感的阻抗很大,所以对高频干扰的衰减作用较大。电感 L 对串模交流干扰不起抑制作用,但当出现共模干扰时,由于两个线圈的磁通方向相同,经过耦合后对共模高频噪声呈现很大的衰减作用,故称作共模扼流圈。它的两个线圈分别绕在低损耗、高磁导率的铁氧体磁环上。适当增加电感量 L ,可以改善对低频噪声的衰减特性。这种电源滤波器对抑制来自交流电网的尖峰干扰十分有效。

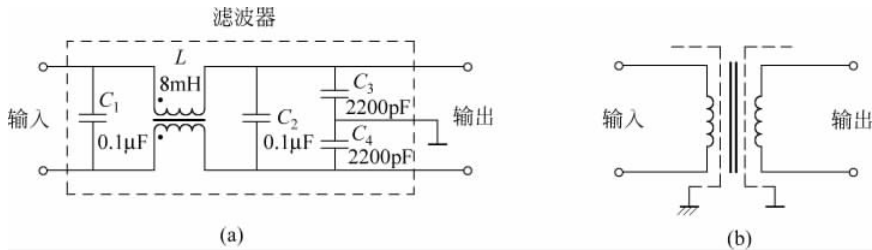


图 3-6 电源干扰噪声抑制方法

(a) 交流电源噪声滤波器; (b) 电源变压器绕组屏蔽

需要指出,当电源噪声滤波器的额定电流较大时,共模扼流圈的线径也要相应增大,以便能承受较大的电流。 C_1 和 C_2 容量范围大致是 $0.01 \sim 0.47 \mu\text{F}$,主要用来滤除串模干扰。 C_3 和 C_4 能够有效抑制共模干扰,其容量范围为 $2200 \text{pF} \sim 0.1 \mu\text{F}$ 。为减小交流电源漏电流,这些电容的容量不宜太大。 $C_1 \sim C_4$ 的耐压值均为 630V DC 或 250V AC 。

图 3-6(a)所示电源噪声滤波器的作用是双向的,一方面消除或削弱来自交流电网的噪声干扰,保证电子设备的正常运行;另一方面可以防止电子设备本身产生的噪声窜入交流电网。如果将两个这样的电源噪声滤波器串接使用,则效果更好。此外还可以利用小电容,在交流电源火线对大地以及零线对大地之间构成高频低阻抗通路,以滤除两线对地共模的高频干扰。

高频干扰还可能通过电源变压器初、次级线圈之间的分布电容耦合到变压器输出端。在变压器初、次级线圈之间装设接地的金属箔屏蔽层,可以有效地抑制这种耦合作用,但要注意,金属箔的两个端边必须相互绝缘,以防止在变压器中形成一个短路环。如果在变压器初、次级线圈之间装设两个相互绝缘的屏蔽层,靠近变压器原边的屏蔽层接到交流电源地,而靠近变压器副边的屏蔽层接到仪表地,则屏蔽作用更好,如图 3-6(b)所示。

3.2.2 电场耦合

通过电场耦合,干扰源导体的电位变化会在敏感电路中感应出电噪声。电场噪声可以看作是由不同电路之间的分布电容耦合传播的,所以电场耦合又称为容性耦合。

1. 分布电容

分布电容(或称寄生电容)是电场耦合的主要途径,下面是一些导线分布电容的计算公式。

(1) 两条平行直导线间的分布电容 C 可以表示为

$$C = \frac{\pi \epsilon l}{\operatorname{arccosh}(D/d)} \quad (\text{pF}) \quad (3-5)$$

当 $D/d > 3$ 时

$$C \approx \frac{\pi \epsilon l}{\ln(2D/d)} \quad (\text{pF}) \quad (3-6)$$

式中, D 为导线间的中心距离, mm; d 为导线直径, mm; l 为较短的一根导线的长度, mm; ϵ 为周围介质的介电常数, 对于空气, $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-3} \text{ pF/mm}$ 。

例如, 空气中长度为 10cm 的两根导线相距 2mm, 导线直径为 1mm, 根据式(3-6)可得, 它们之间的分布电容约为 2pF。

(2) 对于图 3-7 所示的空气中的直导线与平面, 它们之间的分布电容 C 可以表示为

$$C = \frac{l}{18 \ln(4h/d)} \quad (\text{pF}) \quad (3-7)$$

式中的 d 、 l 、 h 如图 3-7 中所示, 单位为 mm。

在实际情况中, 精确估算导体之间的分布电容往往是很困难的。附近的其他导体会改变电场的分布, 从而改变分布电容的大小; 附近的绝缘体的介电常数不同于空气, 也会使得分布电容发生变化。例如, 对于印制电路板上的两条铜箔布线之间的分布电容, 很难找出其数学表达式。

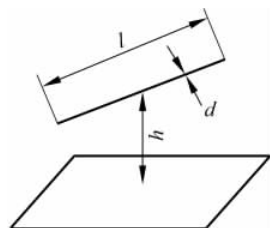


图 3-7 直导线与平面之间的分布电容

2. 电场耦合噪声

为了说明电场耦合噪声的实际情况, 考虑图 3-8 所示的放大器输入电路。导线 AB 载有其他电路的信号或随机噪声 u , 经分布电容 $C = 2\text{pF}$ 耦合到放大器输入端, 形成放大器输入噪声 V_i , 放大器的输入电阻为 $R_i = 10\text{k}\Omega$ 。

如果 u 为单一频率 f 的干扰噪声, 根据图 3-8 所示的串联分压关系可得

$$\frac{V_i}{u} = \frac{j2\pi f R_i C}{1 + j2\pi f R_i C} \quad (3-8)$$

由于通常分布电容 C 很小, 其容抗要比 R_i 大得多, 所以 $2\pi f C R_i \ll 1$, 式(3-8)可简化为

$$V_i \approx j2\pi f C R_i u \quad (3-9)$$

例如, 如果导线 AB 为 $f = 50\text{Hz}$ 的 220V 交流电源线, 由式(3-9)可以计算出, 电场耦合到放大器输入端的工频噪声有效值大约为 1.4mV。

如果 u 为脉冲数字信号, 脉冲上升沿和下降沿的最大变化率为 $du/dt = 2\text{V}/\mu\text{s}$, 考虑到分布电容 $C = 2\text{pF}$ 的容抗要比 R_i 大得多, 可得 $i \approx C du/dt = 4\mu\text{A}$, 那么耦合到放大器输入端的电压幅度 $V_i = i R_i = 40\text{mV}$, 如图 3-9 所示。

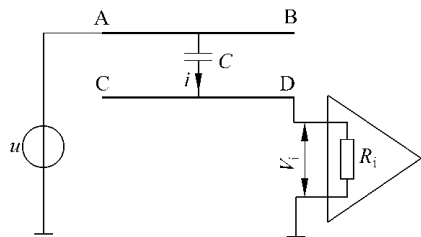


图 3-8 噪声经电场耦合到放大器输入电路

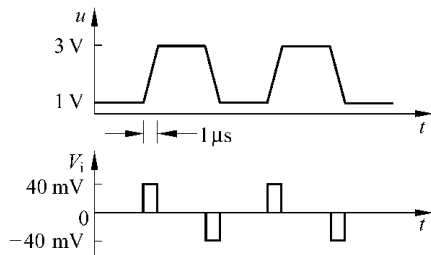


图 3-9 数字信号经电场耦合的波形

如果导线 AB 载有随机噪声 u , 其功率谱密度函数为 $S_u(f)$, 则根据式(1-82)所示的随机噪声通过线性系统的响应, 可得 V_i 的功率谱密度函数为

$$S_{V_i}(f) = S_u(f) |V_i/u|^2 = S_u(f) \left| \frac{j2\pi f R_i C}{1 + j2\pi f R_i C} \right|^2 \quad (3-10)$$

当 $2\pi f C R_i \ll 1$ 时, 式(3-10)可简化为

$$S_{V_i}(f) \approx S_u(f) (2\pi f C R_i)^2 \quad (3-11)$$

由式(3-9)和式(3-11)可见, 放大器的输入电阻越高, 噪声频率越高, 则放大器对电场耦合噪声越敏感。所以, 在电场耦合噪声比较明显的场合, 放大器的输入阻抗不宜太高。

例 3-1 设图 3-8 电路中 AB 导线载有限带白噪声, 其功率谱密度 $S_u(f)$ 在频率 $0 \sim 10\text{kHz}$ 范围内为 $10^{-6} \text{V}^2/\text{Hz}$, 在此范围之外为零, 如图 3-10(a) 所示。在 $C = 2\text{pF}$, $R_i = 10\text{k}\Omega$ 的情况下, 试求放大器输入端噪声 V_i 的有效值。

解: 对于噪声的最高频率 $f = 10\text{kHz}$, 电容 C 的容抗为 $|X_C| = 1/(2\pi f C) = 8\text{M}\Omega \gg R_i$, 即 $2\pi f C R_i = 1.256 \times 10^{-3} \ll 1$, 所以可以利用式(3-11)来计算 V_i 的功率谱密度函数 $S_{V_i}(f)$, 其形状示于图 3-10(b)。再计算出 V_i 的功率为

$$\begin{aligned} P_{V_i} &= \int_0^{10^4} S_{V_i}(f) df = \int_0^{10^4} S_u(f) (2\pi f C R_i)^2 df \\ &= 52.6 \times 10^{-10} \quad (\text{V}^2) \end{aligned}$$

V_i 的有效值为

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{P_{V_i}} = 72.5 \quad (\mu\text{V})$$

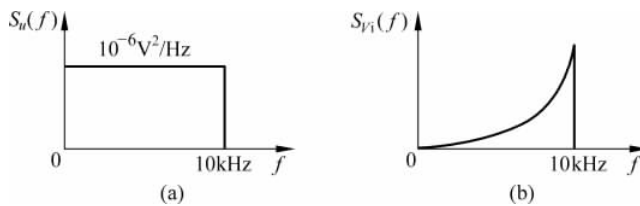


图 3-10 宽带噪声电场耦合干扰的功率谱密度函数

(a) 噪声源; (b) 放大器输入端噪声

3. 抑制电场耦合噪声的常用方法

为了抑制电场耦合噪声, 最直接的方法是减少干扰导线和敏感信号线之间的分布电容, 常用的方法有:

(1) 信号线远离干扰线

由式(3-6)可见, 两条导线的间距 D 越大, 则它们之间的分布电容越小, 所以应该尽量使信号线远离干扰线。如果不能远离, 则尽量避免两者互相平行, 最好使两者互相垂直。

(2) 利用地平面减少线间电容

两条导线附近的其他导体将对电场发生影响, 从而改变这两条导线之间的分布电容。例如, 如果两条圆形截面平行直导线置于地平面之上, 导线到地平面的距离为 h , 如图 3-11(a) 所示, 则导线之间的分布电容 C 可以表示为^[5]

$$C = \frac{\pi\epsilon l \ln[1 + 4(h/D)^2]}{[\ln(4h/d)]^2 - [0.5 \ln(1 + 4(h/D)^2)]^2}$$

式中的 l, d, D 同式(3-6)。上式成立的条件是 $h \gg d, D \gg d, l \gg D, l \gg h$ 。上式说明,随着导线与地平面之间的距离缩短,两线之间的分布电容减少。在多层印制电路板上,布设这样的地平面不难实现。

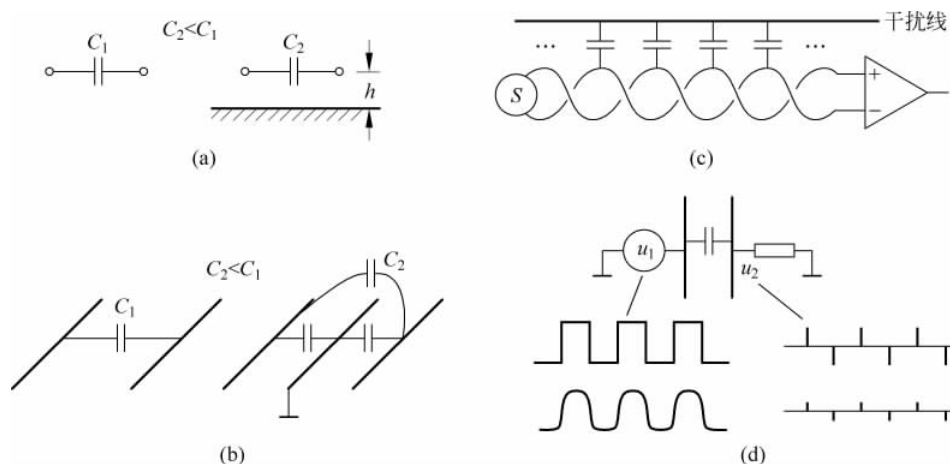


图 3-11 抑制电场耦合噪声的常用方法

- (a) 利用地平面减少线间电容; (b) 在信号线和干扰线之间布设地线;
 (c) 利用双绞线将噪声转换为共模噪声; (d) 限制噪声的变化斜率

(3) 在信号线和干扰线之间布设地线

在不能利用地平面减少线间电容的地方,在信号线和干扰线之间布设一条地线,如图 3-11(b)所示,这种接地导线可以实现部分屏蔽,也可减少线间电容。

(4) 利用双绞传输线,将干扰变为共模噪声

如图 3-11(c)所示,利用双绞线传输信号,并利用差分放大器放大信号,因为双绞线扭绞得非常均匀,干扰线对两条信号线之间的分布电容大致相等,使得电场耦合噪声对放大器而言为共模噪声,只要放大器的共模抑制比足够高,就能有效抑制干扰噪声。

(5) 限制干扰噪声的斜率

如果敏感信号线附近有传输脉冲数字信号的导线,脉冲的下降沿和上升沿含有丰富的高次谐波,由式(3-9)可知,电场耦合噪声的幅度正比于频率,限制干扰源脉冲的下降沿和上升沿的斜率为某一数值,将大大减少其高次谐波的幅度,从而减少电场耦合噪声的幅度,如图 3-11(d)所示。为了适应电磁兼容性的要求,IC 厂家已经推出限制脉冲斜率的接口芯片,例如 RS-232、RS-422 和 RS-485 串行传输接口芯片都有这种产品。

除这些常用方法外,敏感信号线使用屏蔽电缆,并将屏蔽层接地,能够有效抑制电场干扰噪声,详见 3.4.2 节。

3.2.3 磁场耦合

1. 电流的磁场

磁场耦合又叫做电感性耦合,也可称之为互感耦合。载有电流 i 的单一导线会在导线

周围产生磁场,如图 3-12 所示。对于长直导线,在距离导线 r 处的磁感应强度为^[5]

$$B = \frac{\mu_0 i}{2\pi r} = 2 \times 10^{-7} i/r \quad (\text{Wb/m}^2) \quad (3-12)$$

式中, μ_0 为空气的导磁率, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$; i 为流过导线的电流, A。例如,对于载有 1A 电流的长直导线,在距离导线 1cm 处的磁感应强度约为 $20\mu\text{Wb/m}^2$ 。

2. 电磁感应耦合

对于磁场中的导体回路,当穿越它的磁通 Φ 发生变化时,在该回路中感应出感生电动势 v

$$v = -d\Phi/dt \quad (3-13)$$

如图 3-13 所示,在回路面积 A 上对磁感应强度 B 进行积分,可以计算出磁通 Φ

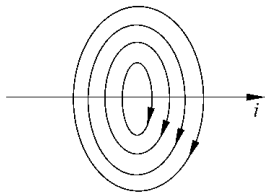


图 3-12 载有电流的单一导线产生的磁场

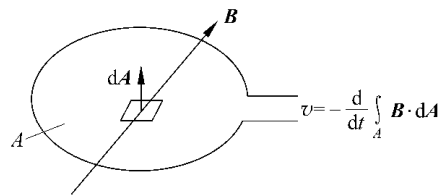


图 3-13 感生电动势计算

$$\Phi = \int_A \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} \quad (3-14)$$

将式(3-14)代入式(3-13)得

$$v = -\frac{d}{dt} \int_A \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} = -\frac{d}{dt} \int_A B_n dA$$

式中, B_n 为磁感应强度 B 垂直于回路平面的分量。

如果在回路面积 A 中 B_n 的平均值为 B_A , 则

$$v = -A \frac{dB_A}{dt} \quad (3-15)$$

对于正弦变化的磁场,设其垂直于放大器输入回路的平均磁感应强度为

$$B_A = B_0 \sin(2\pi ft)$$

由式(3-15)可得,感应噪声电动势为

$$v = 2\pi f A B_0 \cos(2\pi ft) \quad (3-16)$$

如果平均磁感应强度 B_A 的方向与感应平面法线之间的夹角为 θ , 则感应电压的幅值为

$$v_p = 2\pi f A B_0 \cos\theta \quad (3-17)$$

设平均磁感应强度 B_A 的有效值为 B_{rms} , 则感应电压的有效值 v_{rms} 为

$$v_{\text{rms}} = 2\pi f A B_{\text{rms}} \cos\theta \quad (3-18)$$

例如,电源变压器的工作频率为 $f = 50\text{Hz}$, 其杂散磁场垂直于放大器输入回路的平均磁感应强度的幅值为 $B_0 = 1\text{mWb/m}^2$, 放大器输入回路面积为 $A = 1\text{cm}^2$, 由式(3-17)可得,感应噪声电动势的幅值为

$$v_p = 2\pi f A B_0 = 31.4 \quad (\mu\text{V})$$

3. 经互感耦合

两个回路磁场耦合的情况示于图 3-14(a), 图中放大器 A_1 的输出电流产生磁场, 其磁力线与放大器 A_2 的输入回路相交。当 A_1 的输出电流 i_1 发生变化时, 其周围的磁场强度也随时间变化, 经过互感使 A_2 输入回路中的磁通 Φ_2 相应地发生变化。设它们之间的互感为 M , 则

$$M = \frac{\Phi_2}{i_1} \quad (3-19)$$

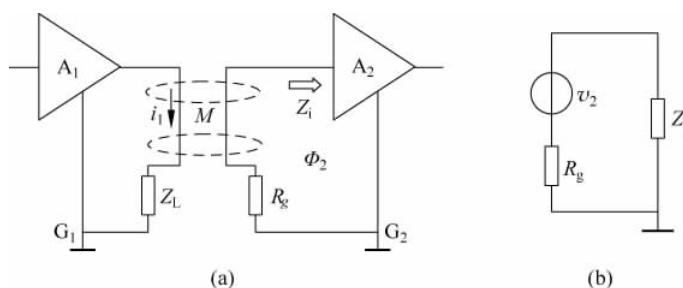


图 3-14 两个电路经互感耦合

(a) 两个放大器电路之间的互感耦合; (b) A_2 输入回路的等效电路

互感 M 取决于两个回路的面积、相互之间的方向及距离, 而与 G_1 和 G_2 点是否为浮地或接地无关。由于 M 的作用, A_2 输入回路中感应出感生电动势 v_2 , 如图 3-14(b) 所示。将式(3-19)代入式(3-13), 得

$$v_2 = -M \frac{di_1}{dt} \quad (3-20)$$

式(3-20)说明, 在电路 2 中产生的感应电压正比于电路 1 电流的变化率。对式(3-20)两边做傅里叶变换得

$$V_2(f) = -j2\pi f M I_1(f)$$

或

$$|V_2(f)| = 2\pi f M |I_1(f)| \quad (3-21)$$

如果电流 i_1 的功率谱密度为 $S_{i1}(f)$, 则 v_2 的功率谱密度为

$$S_v(f) = (2\pi f M)^2 S_{i1}(f) \quad (3-22)$$

v_2 的功率为

$$\overline{v_2^2} = \int_0^{\infty} S_v(f) df = (2\pi M)^2 \int_0^{\infty} S_{i1}(f) f^2 df \quad (3-23)$$

对于圆形截面长度为 l 的两条非磁性平行导线, 其互感 M 为^[5]

$$\begin{aligned} M &= \frac{\mu_0 l}{2\pi} [\ln(2l/d_s) - 1] \quad (\text{H}) \\ &= 0.2l [\ln(2l/d_s) - 1] \quad (\mu\text{H}) \end{aligned} \quad (3-24)$$

式中, μ_0 为空气的磁导率, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$; d_s 为导线间距, $d_s \ll l$, 单位为 m。互感大小与导线直径无关。

在很多实际情况中, 感应回路的面积较大, 其靠近磁场干扰源导线处的磁感应强度要比

远离磁场干扰源导线处的磁感应强度大很多,这时利用干扰源导线与敏感导线之间的互感来计算磁场感应噪声电压要更方便一些,这样可以避免沿着感应面积的积分。如果干扰电路的导线和敏感检测电路的导线之间有一段长度比较接近,而其他部分又相距较远,就可以只根据相邻部分导体的尺寸和间距,由式(3-24)来近似计算两个电路之间的互感。

例如,在图 3-15(a)所示电路中,如果两个电路靠近部分的导体长度为 $l=10\text{cm}$,间距为 $d_s=2\text{mm}$,由式(3-24)可以计算出,它们之间的互感 M 约为 $0.072\mu\text{H}$ 。

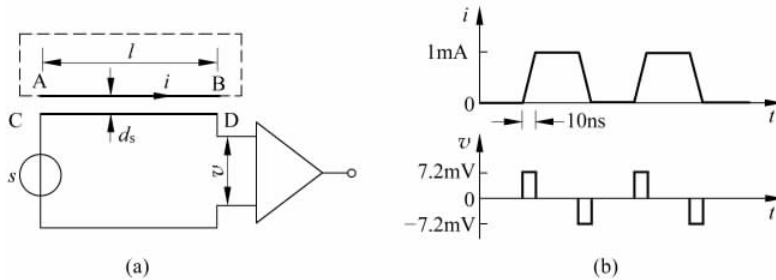


图 3-15 噪声经互感耦合
(a) 电路; (b) 数字信号经互感耦合波形

如果上述电路中的 AB 是脉冲电路的一部分,流经它的电流变化率为 0.1mA/ns ,那么根据式(3-20),在放大器输入回路中感应出的噪声幅度大约为 7.2mV ,如图 3-15(b)所示。

如果导线 AB 是工频电源线的一部分,流经它的 50Hz 电流的有效值为 1A ,根据式(3-21),在放大器输入回路中感应出的噪声有效值为 $v_{\text{rms}}=22.6\mu\text{V}$ 。

如果流过导线 AB 的电流 i 为宽带噪声,其功率谱密度 $S_i(f)$ 在频率 $0\sim 10\text{kHz}$ 范围内恒定为 $10^{-6}\text{A}^2/\text{Hz}$; 在此范围之外为零。根据式(3-23),在放大器输入回路中感应出的噪声电压有效值为

$$\begin{aligned} v_{\text{rms}} &= 2\pi M \left[\int_0^{\infty} S_i(f) f^2 df \right]^{1/2} \\ &= 2\pi \times 0.072 \times 10^{-6} \left[\int_0^{10^4} 10^{-6} f^2 df \right]^{1/2} \\ &= 0.26 \quad (\text{mV}) \end{aligned}$$

两个电路之间的互感要受附近的第三个电路导体的影响,第三个电路的阻抗越低,则对互感的影响越大,因为在第三个电路中由感应出的电动势产生的电流会起削弱原磁场的作用。

如果相距 d_s 的两条平行导线同时又平行于地平面导体,如图 3-16 所示,则这两条导线之间的互感为^[5]

$$\begin{aligned} M &\approx \frac{\mu_0 l}{4\pi} \ln[1 + (2h/d_s)^2] \quad (\text{H}) \\ &= 0.1l \ln[1 + (2h/d_s)^2] \quad (\mu\text{H}) \quad (3-25) \end{aligned}$$

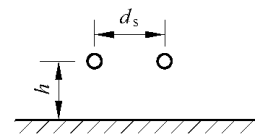


图 3-16 平行导线又平行于地平面导体

式中, μ_0 为空气的磁导率, $\mu_0=4\pi \times 10^{-7}\text{H/m}$; l 为导线长度,单位为 m ; d_s 为导线间距, $d_s \ll l$,单位为 m ; h 为导线到地平面的距离, $h \ll l$,单位为 m 。例如,对于图 3-15(a)所示电路中的 AB 和 CD 平行导线,如果在它们旁边相距 2mm 处放置与其相平行的平面导体,则

平行导线之间的互感由 $0.072\mu\text{H}$ 减少为 $0.016\mu\text{H}$ 。

4. 抑制磁场耦合干扰的常用方法

磁场耦合不同于电场耦合,表现在两方面:其一,减少接收电路的输入阻抗能有效地减少电场耦合噪声,但是对磁场耦合却没有效用;其二,电场耦合噪声一般表现为导线对地电压,这是一种共模噪声,而磁场耦合噪声一般表现为与信号输入线相串联的感生电压,这是一种差模噪声。

如果可能,应该尽量使微弱信号检测电路远离时变磁场,以减少干扰磁场的磁感应强度 B 。如果做不到远离干扰源,就必须采取一系列的预防和降噪措施,常用的方法有以下几种。

(1) 尽量减少信号线与干扰源之间的互感

由式(3-21)可知,在频率 f 和 I_1 确定的条件下,要想减少 V_2 ,必须减少两个电路之间的互感 M ,有三种解决方案:

- 通过适当设计电路布局,限制敏感电路的感应面积 A ;
- 调整两个电路所在平面的夹角 θ ,使它们尽量互相垂直;
- 信号线应尽量贴近大面积的地线,以减少该导线与其他电路导线之间的互感 M ,如图3-17(a)所示。

(2) 信号传输使用双绞线

如果干扰源电流在双绞线中流动,而不是沿地线流动,因为双绞线扭绞得非常均匀,则双绞线相邻结产生的干扰磁场具有一定的相互抵消作用。检测信号线使用双绞线对抑制磁场干扰也有一定的作用,因为双绞线能有效减少感应面积 A ,而且双绞线相邻结产生的感生电动势符号相反,具有一定的相互抵消作用,如图3-17(b)所示。

(3) 限制干扰噪声的斜率

由式(3-20)可知,磁场耦合噪声的幅度正比于干扰源电流的变化率 di/dt ,因此如果可能,微弱信号电路附近的脉冲数字电路应该采取一些限斜率的措施,使得脉冲信号的上升沿和下降沿变得平滑,这样可以有效地降低磁场耦合噪声的幅度,如图3-17(c)所示。例如,附近的串行通信电路尽量采用限斜率的通信接口芯片,或采用合适的滤波技术。

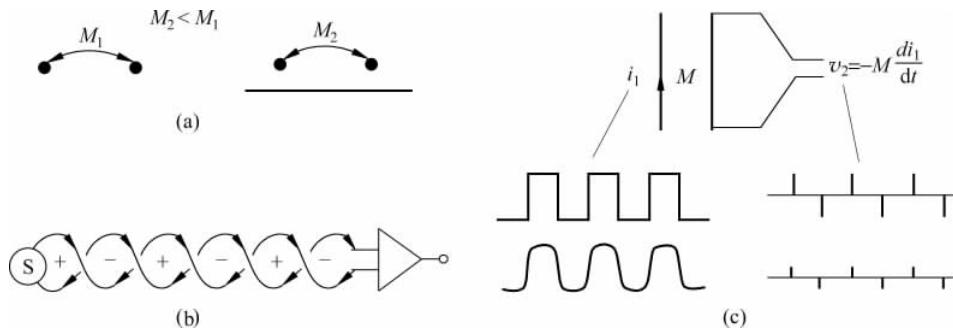


图 3-17 抑制磁场干扰的几种方法

(a) 利用大面积的地线减少互感; (b) 双绞线相邻结产生的感生电动势相互抵消; (c) 减少干扰源 di/dt

(4) 铁磁材料屏蔽

如果条件(例如散热条件)允许,可以用高磁导率材料容器把有可能释放干扰磁场的变压器或其他设备封装屏蔽起来,以降低其漏磁,如图 3-18(a)所示。对于敏感的微弱信号检测电路,也可以用高磁导率材料容器把电路封装屏蔽起来,以阻止外来干扰磁场进入检测电路,如图 3-18(b)所示。此外,为了减少变压器的漏磁,应该使用环形铁芯变压器,它比 E 形铁芯变压器的漏磁少,这样可以减少来自变压器的磁场耦合噪声。

图 3-18 所示两种屏蔽方法的实质是,将磁场干扰源产生的磁通引导至铁磁材料中,而不与信号回路相交连。为了达到这个目的,屏蔽层的磁阻应该越小越好。

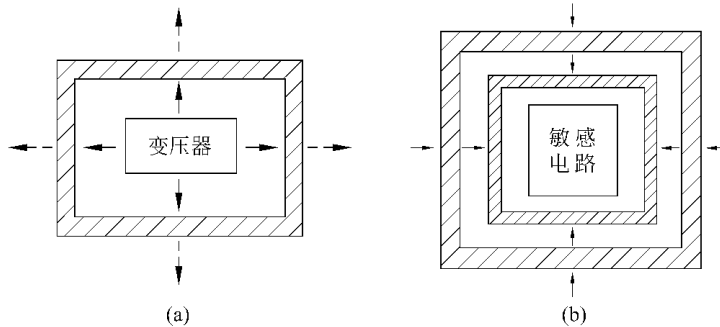


图 3-18 利用铁磁物质屏蔽抑制磁场干扰
(a) 屏蔽干扰源; (b) 屏蔽敏感电路

磁通所流经的路径称之为磁路,磁路的磁阻 R_m 为

$$R_m = \frac{l}{\mu S} \quad (3-26)$$

式中, l 为磁路长度; S 为磁路横截面积; μ 为磁导率。

为了减少屏蔽罩的磁阻 R_m , 应选用磁导率高的材料(例如铁、硅钢片、坡莫合金等), 屏蔽层要有足够的厚度以增大截面积 S , 在垂直于磁通方向不应有开口。

一种常用的磁屏蔽材料是镍铁高磁导率合金(μ -metal), 但是高磁导率材料的缺点是, 在相当低的磁场强度下它就会达到磁饱和, 因此在高磁场强度下其屏蔽作用失效。为了解决这个问题, 可以采用两层屏蔽, 如图 3-18(b)所示, 外层屏蔽材料的磁导率不是很高, 但是使其达到磁饱和的磁场强度却很高, 内层屏蔽采用高磁导率材料。如果外层屏蔽将干扰磁场强度降低到内层高磁导率材料的饱和强度以下, 内层屏蔽就可以充分发挥作用。

由磁场引起的干扰要比由电场引起的干扰更难消除, 主要原因是磁场能够穿透很多种导体材料。钢对磁场的屏蔽作用远远优于铜和铝。随着磁场频率的升高, 铁磁材料的磁导率会降低, 因此对于射频磁场干扰, 铁磁材料的屏蔽效果不太好, 在这种情况下, 可以利用高导电率的非铁磁导体进行屏蔽, 因为磁场在屏蔽导体中感应出的涡流会产生相反方向的磁场, 对干扰磁场具有抵消作用。镍铁高磁导率合金在低频段的磁屏蔽作用是非常有效的, 但在频率高于 1kHz 时, 其磁导率会随频率升高快速下降; 当频率高达 100kHz 时, 其磁屏蔽作用还不如其他金属, 例如钢、铜和铝。

3.2.4 电磁辐射耦合

任何载有交变电流的电路都会向远场辐射电磁波,高频电路的辐射作用更为明显,因为高频辐射源波长更短,辐射源距离其远场与近场分界点更近。电磁辐射耦合兼有电场和磁场耦合的特点,无线广播、电视、雷达等都是以这种方式传播的,这也是射频噪声和天体噪声的主要耦合方式。

在远场中,电磁辐射波是一种平面波,电场向量和磁场向量互相垂直,且都垂直于传播方向,电场强度与磁场强度之比为确定值,等于传播介质的特征阻抗。频率为 f 、波长为 λ 的电磁辐射波在自由空间的传播速度为

$$v = f\lambda \approx 3 \times 10^8 \quad (\text{m/s})$$

例如,长度为 l 的短直导线载有频率为 f 的交变电流 I ,如图 3-19(a)所示。如果 $l \ll \lambda/(2\pi)$,那么在相距 r 处的电场强度为^[5]

$$|\mathbf{E}_e| = \frac{Ilf\mu_0 \sin(\theta)}{2r} = \frac{0.2\pi Ilf \sin(\theta)}{r} \times 10^{-6} \quad (\text{V/m}) \quad (3-27)$$

式中, μ_0 为自由空间的磁导率, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m} = 4\pi \times 10^{-4} \mu\text{H/mm}$; θ 为导线与传播方向之间的夹角。其他参数如图 3-19(a)所示。

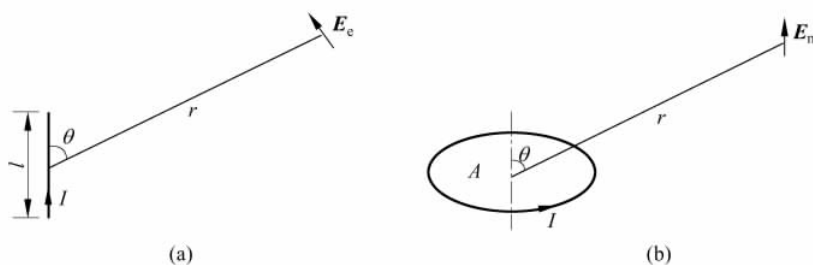


图 3-19 远场中的电场矢量

(a) 直线发射器; (b) 圆环发射器

如果同样的电流流过面积为 A 的环,如图 3-19(b)所示,则在环的直径 $d \ll \lambda/(2\pi)$ 的条件下,在相距 r 处的电场强度为^[5]

$$\begin{aligned} |\mathbf{E}_m| &= \frac{\mu_0^{3/2} \epsilon_0^{1/2} \pi I A f^2 \sin(\theta)}{r} \quad (\text{V/m}) \\ &= \frac{0.1316 I A f^2 \sin(\theta)}{r} \times 10^{-13} \quad (\text{V/m}) \end{aligned} \quad (3-28)$$

式中, ϵ_0 为自由空间的介电常数, $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-3} \text{pF/mm}$; μ_0 为自由空间的磁导率, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-4} \mu\text{H/mm}$; θ 为圆环法线与传播方向之间的夹角; A 为圆环面积。其他参数如图 3-19(b)所示。

式(3-27)和式(3-28)说明,频率 f 越高,电磁辐射场的强度越高。在距离辐射源的距离大于一定数量的地方,只有高频电磁场比较显著。当 $\theta = 90^\circ$ 时,在相距辐射源 10m 处,对于载有 10mA 电流,长度为 10cm 的直线天线和面积为 10cm^2 的环形天线,若干频率的电场强度分别列于表 3-1 中。在远场中,电场强度与磁场强度之比为确定值(空气中为 377Ω),

知道了电场强度,就可以推算出磁场强度。

表 3-1 不同频率情况下的 $|E_e|$ 和 $|E_m|$

频率 f/Hz	$ E_e /(\text{V/m})$	$ E_m /(\text{V/m})$
10	0.628×10^{-9}	0.132×10^{-17}
10^4	0.628×10^{-6}	0.132×10^{-11}
10^7	0.628×10^{-3}	0.132×10^{-5}

式(3-27)和式(3-28)适用于自由空间。当场中存在其他物质结构,尤其是存在导体时,电磁场的强度将发生变化,这些公式只可用于推测场强的数量级以及说明距离、频率和发射器几何尺寸对场强的影响。

除了专业的无线电发射器,火花塞、电弧、直流电机电刷、大功率接触器、变频器、工作于高频的其他电路(例如计算机)、医学中的热疗设备等都会发射电磁波。电磁辐射噪声不仅来自电路外部,也可能来自电路内部,检测设备内任何载有高频电流的导线都会向周围发射电磁波。例如,数字信号的快速上升沿和下降沿都包含有高频分量,对模拟电路有可能形成电磁辐射噪声。因此,应该尽量缩短电路中有可能形成发射源的导线长度和回路面积,甚至在必要时限制脉冲信号上升沿和下降沿的斜率。

微弱信号检测电路中的任何导体都会像天线一样拾取电磁辐射噪声,电路中的有用信号越微弱,相对而言电磁辐射噪声的影响就越严重。而且,检测电路中的非线性器件可能对接收到的电磁辐射噪声进行解调或变频,所以电磁辐射噪声不但会影响高频电路,还会影响中频和低频检测电路。

电磁辐射波兼有电场和磁场的性质,所以图 3-11 和图 3-17 中相同的措施对抑制电磁辐射噪声也有效。此外,因为导体对于电磁辐射噪声具有反射和吸收的作用,所以用导体屏蔽罩来屏蔽发射源或敏感电路都能有效地衰减电磁辐射噪声。

3.3 屏蔽

屏蔽(shielding)可以用来控制电场或磁场从空间的一个区域到另一个区域的传播,这是克服电场耦合干扰、磁场耦合干扰以及电磁辐射干扰的最有效手段。屏蔽的目的是利用导电材料或高磁导率材料来减少磁场、电场或电磁场的强度。

屏蔽可以应用于噪声源,通过用屏蔽材料把干扰源包围起来以减弱干扰场的强度,如图 3-18(a)所示;屏蔽也可以应用于需要抑制噪声的检测电路,通过用屏蔽材料把敏感电路包围起来以减弱电路附近的场强,如图 3-18(b)所示;也可以两者都屏蔽,这样抑制场耦合噪声的效果会更好。

屏蔽的范围可以是电缆、个别器件、部分电路或整个电路系统,甚至是保护房间或建筑物。本章主要涉及部件和电路的保护,其他方面的保护属于电磁兼容性相关的领域。屏蔽对于削弱或切断电场、磁场和电磁辐射 3 种干扰耦合方式都是行之有效的。

金属层屏蔽的效果问题可以用两种方法中的任何一种进行分析确定:一种方法是利用电路理论进行分析,另一种方法是利用场的理论。在电路理论方法中,噪声场在屏蔽层中感

应出电流,该电流产生附加场,试图在一定区域抵消原噪声场。

另一种方法是把屏蔽层看成具有损耗和反射作用的传输线问题,损耗是电流在屏蔽层中产生热能的结果,而反射的成因是入射波和屏蔽层阻抗的差异。本节的大部分内容将采用这种方法。

通常情况下,计算屏蔽的有效性是十分困难的。屏蔽壳内的电场强度和磁场强度取决于屏蔽壳外部干扰场的频率和幅度、屏蔽壳相对于干扰场的方向、屏蔽壳的尺寸和形状、屏蔽壳材料、接缝和开口的情况等因素。为了定性地理解各种不同因素对于屏蔽效果的影响,有必要对屏蔽的分析做粗略的简化。

屏蔽和接地是抑制干扰噪声的两种最有效的手段,两者又相互关联,例如,抑制电场噪声的屏蔽层接地后会更有效。

针对磁场干扰、电场干扰和电磁场干扰,所采取的屏蔽方式和屏蔽材料是有区别的。因此,在介绍各种不同的屏蔽措施之前,有必要首先了解干扰场的传播方式和波阻抗的概念。

3.3.1 场传播与波阻抗

1. 近场与远场

对于某一种具体情况,主要起作用的究竟是哪种干扰,取决于干扰场的性质。场的性质取决于以下因素:

- (1) 产生电磁场的源的性质;
- (2) 传播介质的性质;
- (3) 干扰源和观测点之间的距离。

在靠近干扰源的地方(近场),场的性质主要取决于干扰源的特性;在远离干扰源的地方(远场),场的性质主要取决于传播介质的特性。

任何载有交变电流的导线都会向其周围发射交变的电场和磁场,电场强度和磁场强度之比取决于干扰源的性质、观测点到干扰源的距离以及传播介质的性质。传播介质中的电场强度 E 和磁场强度 H 之比称为波阻抗 Z_w ,即

$$Z_w = \frac{E}{H} \quad (3-29)$$

对于尺寸较小的空气中的发射源,波阻抗随着到干扰源的距离 r 及干扰源性质而变化的情况示于图 3-20。当距离 $r < \lambda/2\pi$ (λ 为波长)时,称之为近场,或感应场;当距离 $r > \lambda/2\pi$ 时的场称为远场,或辐射场; $r = \lambda/2\pi$ 附近的区域为过渡区。对于尺寸较大的发射源,例如专业的无线电发射源,其发射天线的尺寸与波长为同一个数量级,近场的范围会更广。

在近场,波阻抗 Z_w 取决于干扰源的性质以及到干扰源的距离。当干扰源为小电流高电压时,近场以电场为主,波阻抗 Z_w 较高, $Z_w = E/H > 377\Omega$,干扰主要由容性耦合引入;当干扰源为大电流低电压时,近场以磁场为主,波阻抗 Z_w 较低, $Z_w = E/H < 377\Omega$,干扰主要由感性耦合引入。

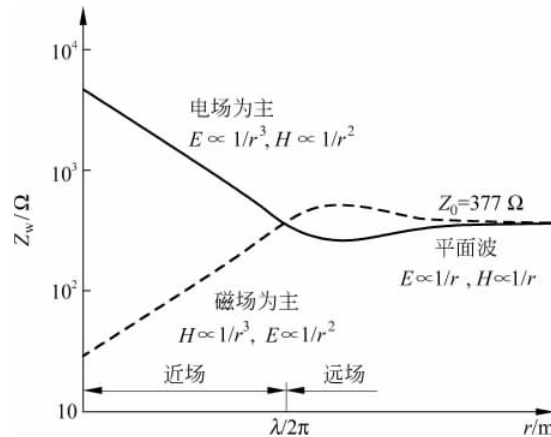


图 3-20 波阻抗随距离变化的情况

在以电场为主的情况下,随着距离的增加,电场强度 E 以 $1/r^3$ 的速率衰减,而磁场强度 H 以 $1/r^2$ 的速率衰减,所以 $Z_w = E/H$ 逐渐减少,最后减小为传播介质的特征阻抗 Z_0 。而在磁场为主的情况下,随着距离的增加,电场强度 E 以 $1/r^2$ 的速率衰减,而磁场强度 H 以 $1/r^3$ 的速率衰减,所以 $Z_w = E/H$ 逐渐增加,最后增加为传播介质的特征阻抗 Z_0 。

在远场中,电场强度 E 和磁场强度 H 以固定比率(例如在空气中 $E/H = 377\Omega$)组合而形成平面辐射电磁波,这时如果已知 E 或 H 中的任何一个,就可以推算出另外一个。随着距离的增加,远场中的电场强度 E 和磁场强度 H 都以 $1/r$ 的速率衰减,这时的电场矢量和磁场矢量互相垂直,两者又都垂直于传播方向。对于图 3-19 所示的两种发射天线,其辐射场的电场和磁场的形状分别示于图 3-21(a)和(b)。图中的实线表示磁场,虚线表示电场。

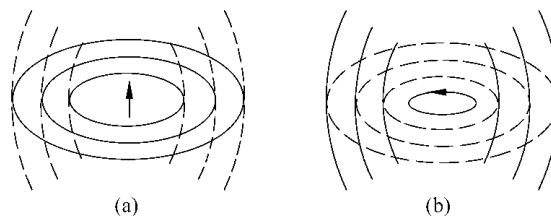


图 3-21 小型发射天线的辐射场
(a) 电偶极子天线; (b) 磁偶极子天线

2. 特征阻抗与波阻抗

(1) 特征阻抗

传播介质的特征阻抗 Z_0 定义为

$$Z_0 = \sqrt{\frac{j2\pi f\mu}{\sigma + j2\pi f\epsilon}} \quad (3-30)$$

式中, ϵ 为传播介质的介电常数; μ 为传播介质的磁导率; σ 为传播介质的电导。

对于绝缘体传播介质, $\sigma \ll 2\pi f\epsilon$, 其特征阻抗与频率 f 无关, 式(3-30)可简化为

$$Z_0 = \sqrt{\mu/\epsilon} \quad (3-31)$$

而对于空气,其特征阻抗 Z_0 为常数

$$Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 377\Omega \quad (3-32)$$

式中, ϵ_0 为空气的介电常数, $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-3}$ pF/mm; μ_0 为空气的磁导率, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-4}$ μ H/mm。

对于金属导体, $\sigma \gg 2\pi f\epsilon$, 其特征阻抗也称为屏蔽层阻抗 Z_s , 由式(3-30) 可得

$$Z_s = \sqrt{\frac{j2\pi f\mu}{\sigma}} \quad (3-33)$$

或

$$|Z_s| = \sqrt{\frac{2\pi f\mu}{\sigma}} = 3.68 \times 10^{-7} \sqrt{\frac{f\mu_r}{\sigma_r}} \quad (\Omega) \quad (3-34)$$

式中, μ_r 为对空气的相对磁导率, $\mu_r = \mu/\mu_0$; σ_r 为对铜的相对电导, $\sigma_r = \sigma/\sigma_c$, $\sigma_c = 5.82 \times 10^7$ S/m。

若干导体材料的相对电导 σ_r 和相对磁导率 μ_r 列在附录的表 A-3 中。

将附录表 A-3 中的数据代入式(3-34)可知,对于铜,其特征阻抗为 $|Z_s| = 3.68 \times 10^{-7} \sqrt{f}$; 对于铝, $|Z_s| = 4.71 \times 10^{-7} \sqrt{f}$; 对于钢, $|Z_s| = 3.68 \times 10^{-5} \sqrt{f}$ 。优良导体的特征阻抗要比空气小得多。例如,当频率 $f = 1$ MHz 时,铜的特征阻抗为 $3.68 \times 10^{-4} \Omega$ 。

(2) 波阻抗

在远场中,介质对平面波的波阻抗 $Z_w(E/H)$ 等于传播介质的特征阻抗 Z_0 。

在近场中, E 和 H 的比率(即波阻抗)不再是常数,不再等于传播介质的特征阻抗 Z_0 , 而是取决于场的性质以及到场源的距离,所以电场干扰和磁场干扰必须分别考虑。在以电场为主的近场中,空气的波阻抗约为^[36]

$$|Z_w|_E \approx \frac{1}{2\pi f\epsilon_0 r} \quad (3-35)$$

式中的 r 是到干扰源的距离。而对于以磁场为主的近场,空气的波阻抗约为^[36]

$$|Z_w|_M \approx 2\pi f\mu_0 r \quad (3-36)$$

3.3.2 屏蔽层的吸收损耗

1. 集肤效应与集肤深度

在导体横截面内,电流分布是不均匀的。高频电流有向导体的表面之下集中的趋势,称为集肤效应。

集肤深度 δ 定义为场强衰减到原值(深度为 0 时的值)的 $1/e$ 或 37% 时所需的深度,其值为

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f\mu\sigma}} \quad (\text{m}) \quad (3-37)$$

将 $\sigma = \sigma_r\sigma_c$ 和 $\mu = \mu_r\mu_0$ 代入式(3-37),考虑到 $\sigma_c = 5.82 \times 10^7$ S/m 和 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m,得

$$\delta = \frac{0.066}{\sqrt{f\mu_r\sigma_r}} \quad (\text{m}) \quad (3-38)$$

式中的频率 f 若取单位为 MHz,则 δ 的单位为 mm。

表 3-2 列出若干种可能用作屏蔽材料的常见金属在不同频率下的集肤深度。

表 3-2 不同金属在不同频率下的集肤深度

频率/Hz	集肤深度 δ /mm		
	铜	铝	钢
50	8.97	11.5	0.91
60	8.5	10.9	0.86
100	6.6	8.5	0.66
1000	2.1	2.7	0.20
10k	0.66	0.84	0.08
100k	0.20	0.27	0.02
1M	0.08	0.08	0.008
10M	0.02	0.025	0.0025
100M	0.0066	0.0076	0.0020

2. 吸收损耗

当电磁波穿过屏蔽层时,因为感应电流的欧姆损耗,部分能量转换为热,导致电磁波强度得以衰减,称之为吸收损耗或穿透损失。吸收衰减遵从常规的指数规律,即

$$E_x = E_0 \exp(-x/\delta) \quad (3-39)$$

$$H_x = H_0 \exp(-x/\delta) \quad (3-40)$$

式中, E_0 和 H_0 分别为入射电场强度和磁场强度, E_x 和 H_x 分别为屏蔽层内深度 x 处的电场强度和磁场强度; δ 为集肤深度。

将吸收损耗表示为分贝,由式(3-39)和式(3-40),厚度为 x 的屏蔽层的吸收损耗 A 为

$$\begin{aligned} A &= -20\lg(E_x/E_0) = -20\lg(H_x/H_0) \\ &= 20\lg[\exp(x/\delta)] = 8.69(x/\delta) \quad (\text{dB}) \end{aligned} \quad (3-41)$$

式(3-41)说明,厚度为集肤深度的屏蔽层的吸收衰减约为 9dB。吸收衰减 A 与屏蔽层厚度 x 的关系示于图 3-22(a),该图对电场、磁场和平面波都适用。

将式(3-38)代入式(3-41),得

$$A = 132x \sqrt{f\mu_r\sigma_r} \quad (\text{dB}) \quad (3-42)$$

式中,厚度 x 的单位为 m。式(3-42)说明,屏蔽材料的磁导率越高,导电率越高,屏蔽层越厚,对电磁波的吸收衰减越大。

此外,吸收损耗 A 取决于电磁场频率 f 。对于两种厚度的铜和钢屏蔽层,吸收损耗随频率变化的曲线示于图 3-22(b)。可以看出,频率越高,吸收损耗越大。例如,0.5mm 厚的铜屏蔽层在频率 1MHz 情况下吸收损耗很可观(约为 66dB),但是在频率低于 1kHz 的情况下,吸收损耗几乎为零。图 3-22(b)还说明,钢的吸收损耗明显优于铜。

由附录中的表 A-3 可见,与良导体相比,铁磁材料的相对磁导率 μ_r 增加很多(500~25 000 倍),而相对电导 σ_r 虽然有所减少,但减少的却不多。两项因素综合考虑,根据式(3-42),铁磁材料的吸收损耗远远高于良导体。此外,因为吸收损耗正比于 $x\sqrt{f}$,所以在干扰频率较低(例如低于 1000Hz)时,在主要依靠吸收损耗实现屏蔽效能的场合,即使使用钢屏蔽层,为了达到显著的吸收损耗,屏蔽层也应该尽量厚一些。

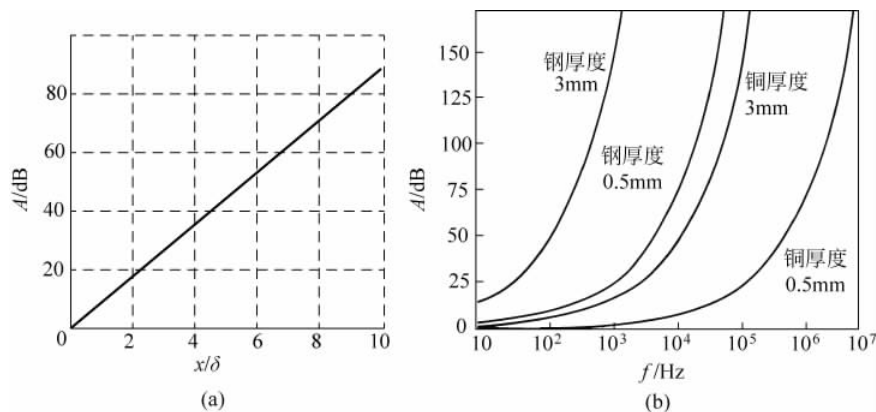


图 3-22 吸收损耗 A 变化情况
(a) 随屏蔽层厚度 x 变化; (b) 随频率 f 变化

3.3.3 屏蔽层的反射损耗

屏蔽层表面对电磁波的反射作用对电磁波的场强具有衰减作用。当电磁波入射到两种传播介质的交界处时,一部分电磁波被反射,另一部分电磁波穿过界面,如图 3-23(a)所示。

反射损耗与反射界面两边介质的特征阻抗有关。在垂直入射情况下,电场传播系数为^[5,36]

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (3-43)$$

而磁场传播系数为

$$\frac{H_2}{H_1} = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad (3-44)$$

式中, $E_1(H_1)$ 是入射波的强度, $E_2(H_2)$ 是穿过界面的透射波强度, Z_1 和 Z_2 分别是反射界面两边传播介质的波阻抗。

如果介质 1 是绝缘体(例如空气),而介质 2 是导体,则 $Z_2 \ll Z_1$, 式(3-43)和式(3-44)可简化为

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{2Z_2}{Z_1} \quad (3-45)$$

$$\frac{H_2}{H_1} = 2 \quad (3-46)$$

当电磁波穿过屏蔽层时,入射电磁波遇到两个界面,所以经历了两次反射衰减,如图 3-23(b)所示。设屏蔽材料的特征阻抗为 Z_s ,屏蔽层之外的空间介质的波阻抗为 Z_w ,在穿越第二个界面时,电场和磁场的传播系数分别为

$$\frac{E_t}{E_s} = \frac{2Z_w}{Z_w + Z_s} \quad (3-46a)$$

$$\frac{H_t}{H_s} = \frac{2Z_s}{Z_w + Z_s} \quad (3-46b)$$

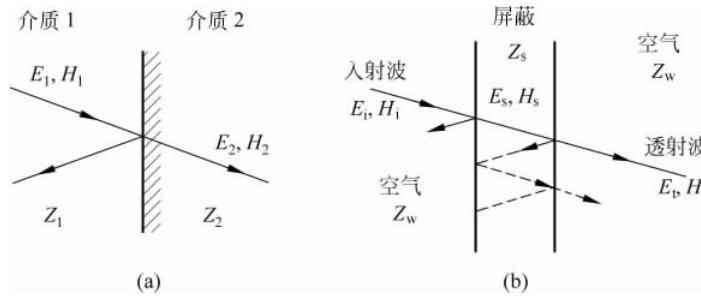


图 3-23 电磁波的反射

(a) 电磁波在界面处反射和穿透；(b) 电磁波穿过屏蔽层

在不考虑屏蔽层的吸收作用和多次反射作用情况下，利用式(3-43)~式(3-46b)，可得

$$\frac{E_t}{E_i} = \frac{E_s}{E_i} \cdot \frac{E_t}{E_s} = \frac{4Z_s Z_w}{(Z_s + Z_w)^2} \quad (3-47)$$

$$\frac{H_t}{H_i} = \frac{4Z_s Z_w}{(Z_s + Z_w)^2} \quad (3-48)$$

对比式(3-47)和式(3-48)可见，虽然电场和磁场在屏蔽层的每个界面反射系数不同(见式(3-43)~式(3-46b))，但穿越屏蔽层的两个界面后的净效果是一样的。

对于空气中的金属屏蔽层，满足 $|Z_s| \ll |Z_w|$ 的条件，则有

$$\left| \frac{E_t}{E_i} \right| = \left| \frac{H_t}{H_i} \right| = \frac{4|Z_s|}{|Z_w|} \quad (3-49)$$

需要注意的是，虽然从式(3-49)看起来屏蔽层对电场的衰减和对磁场的衰减是一样的，但是对于屏蔽材料为金属、自由空间为空气的常见情况，根据式(3-43)，对电场的反射衰减主要发生在从空气到金属的入射界面，而根据式(3-44)，对磁场的反射衰减主要发生在从金属到空气的出射界面。

将反射损耗表示为分贝，有

$$R = -20 \lg \frac{|E_t|}{|E_i|} = -20 \lg \frac{|H_t|}{|H_i|} = -20 \lg \frac{4|Z_s|}{|Z_w|} \quad (3-50)$$

式中， Z_w 是入射波阻抗， Z_s 是屏蔽层波阻抗。良好的屏蔽层必须反射尽可能多的能量，即具有高反射损耗。从式(3-50)可推断出，高反射损耗需要 Z_w 和 Z_s 具有显著的差异。

式(3-50)所表示的反射损耗 R 适用于垂直入射的情况。如果不是垂直入射，则反射损耗随入射角的增加而增加。式(3-50)不但适用于平面波，也适用于其他电磁波，因为任何其他波都可以由平面波叠加组合出来。式(3-50)不但适用于平面形屏蔽层，而且适用于弯曲的屏蔽层，条件是曲率半径远大于屏蔽层的集肤深度。

下面分别分析远场和近场中的反射损耗，以及屏蔽层内的多次反射导致的效应。

1. 远场中的反射损耗

对于远场中的平面波，波阻抗 Z_w 等于空气的特征阻抗 Z_0 (377 Ω)，式(3-50)变为

$$R = -20 \lg \frac{|Z_s|}{94.25} \quad (3-51)$$

由式(3-51)可见，屏蔽层的特征阻抗 Z_s 越小，则反射损耗越大。将式(3-34)所表示的导体

屏蔽层的波阻抗 Z_s 代入式(3-51)得

$$R = 168 + 10\lg \frac{\sigma_r}{f\mu_r} \quad (\text{dB}) \quad (3-52)$$

式(3-52)说明,屏蔽材料的电导越高、磁导率越低,对远场电磁波的反射损耗越大。与式(3-42)对比可知,虽然钢比铜的吸收损耗大,但是其反射损耗要比铜小。式(3-52)还说明,随着平面波的频率升高,反射损耗减少。

对于远场中的平面波,三种屏蔽材料铜、铝和钢的反射损耗 R 随频率 f 变化的情况示于图 3-24。

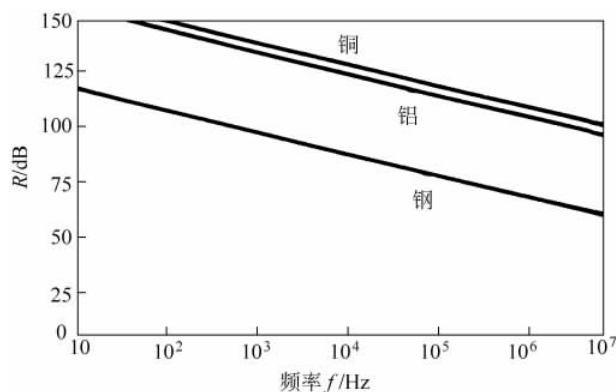


图 3-24 几种屏蔽材料对平面波的反射损耗 R 随频率变化情况

2. 近场中的反射损耗

在近场中,波阻抗 Z_w 不取决于介质的特征阻抗,而是取决于干扰源的特性以及到干扰源的距离。如果干扰源是高电压小电流,则干扰场以电场为主,波阻抗 Z_w 高于 377Ω ; 如果干扰源是低电压大电流,则干扰场以磁场为主,波阻抗 Z_w 低于 377Ω 。

(1) 电场为主的近场中的反射损耗

由式(3-50)可知,反射损耗是波阻抗 Z_w 的函数,在以电场为主的近场中,波阻抗 Z_w 较大,因此反射损耗也较大。用式(3-35)所表示的电场为主的近场中空气的波阻抗 $|Z_w|_E = (2\pi f\epsilon_0 r)^{-1}$ 代替式(3-50)中的 $|Z_w|$,得到以电场为主的反射损耗 R_E 为

$$R_E = -20\lg(8\pi f\epsilon_0 r |Z_s|)$$

式中, r 是到干扰源的距离,单位为 m 。将自由空间的介电常数 $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} \text{F/m}$ 代入上式得

$$R_E = -20\lg(2.225 \times 10^{-10} f r |Z_s|)$$

将式(3-34)所表示的导体屏蔽层的波阻抗 $|Z_s|$ 代入上式得

$$R_E = 322 + 10\lg \frac{\sigma_r}{\mu_r f^3 r^2} \quad (\text{dB}) \quad (3-53)$$

式中的 r 是到场源的距离,单位为 m 。

(2) 磁场为主的近场中的反射损耗

在以磁场为主的近场中,波阻抗 Z_w 较小,因此反射损耗也较小。用式(3-36)所表示的

磁场为主的近场中空气的波阻抗 $|Z_w|_M = 2\pi f\mu_0 r$ 代替式(3-50)中的 $|Z_w|$, 得磁场为主的反射损耗 R_M 为

$$R_M = -20\lg \frac{|4Z_s|}{2\pi f\mu_0 r} \quad (3-54)$$

将自由空间磁导率 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ 代入上式得

$$R_M = 20\lg \frac{1.97 \times 10^{-6} fr}{|Z_s|}$$

将式(3-34)所表示的导体屏蔽层的波阻抗 Z_s 代入上式, 整理可得

$$R_M = 14.6 + 10\lg \frac{\sigma_r fr^2}{\mu_r} \quad (\text{dB}) \quad (3-55)$$

如果 μ_r 很大, 由上式计算出的 R_M 可能是负值, 这是因为得出式(3-50)的条件 $|Z_s| \ll |Z_w|$ 已不能满足而导致的误差, 这时可取 $R_M = 0$ 。如果计算出的 $R_M > 0$, 则上述误差可以忽略。

3. 统一的反射损耗计算公式

将式(3-52)、式(3-53)和式(3-55)综合在一起, 可得统一的反射损耗计算公式为

$$R = C + 10\lg \frac{\sigma_r}{\mu_r f^n r^m} \quad (\text{dB}) \quad (3-56)$$

对于平面波、电场和磁场, 式(3-56)中的常数 C 、 n 和 m 分别列在表 3-3 中。

表 3-3 式(3-56)中使用的常数

场的类型	C	n	m
平面波	168	1	0
电场	322	3	2
磁场	14.6	-1	-2

根据式(3-52)~式(3-55), 分别对于和干扰源相距 1m 和 30m 的铜屏蔽层, 各种反射损耗随频率变化的情况示于图 3-25。

图 3-25 上部的两条线是针对以电场为主的近场的, 波阻抗 Z_w 较大, 反射损耗也较大; 下部的两条线是针对以磁场为主的近场的, 波阻抗 Z_w 较小, 反射损耗也较小。对于到干扰源的任何指定距离 r , 3 种曲线在 $f = 300 \times 10^6 / (2\pi r)$ 处汇合, 此处相当于近场和远场的分界点, 即图 3-20 中的 $r = \lambda / 2\pi$ 处。

由图 3-25 可见, 在低频情况下, 屏蔽层对磁场的反射损耗较小。当与干扰源之间的距离未知时, 可粗略假设对低频磁场的反射损耗约为零。

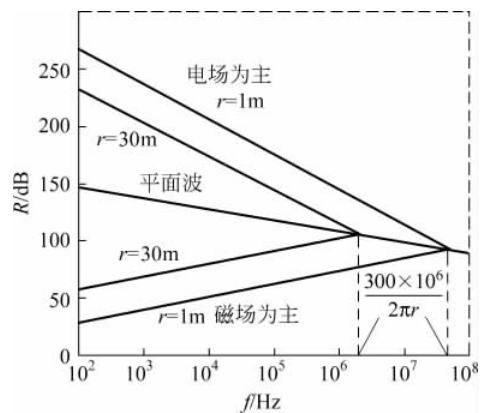


图 3-25 铜屏蔽层反射损耗随频率和距离变化

图 3-25 中的曲线适用于只产生电场或只产生磁场的点发射源。实际的干扰源发射的往往是电场和磁场的组合, 所以实际的反射损耗曲线位于图 3-25 所示的电场为主曲线和磁

场为主曲线之间的某处。

4. 屏蔽层中的多次反射

如图 3-23(b)中的虚线所示,当电磁波进入屏蔽层后,从第二个界面反射回的电磁波会被第一个界面再次反射,返回到第二个界面时又被反射,如此往复。每次被第二个界面反射时,都会有部分电磁波透射过该界面进入图中的右侧空间,导致屏蔽效果下降,这种下降可以用多次反射校正项 B_s (dB)来表示, B_s 为负数。

在电磁波第二次到达第二个界面时,已经三次穿越屏蔽层厚度,如果屏蔽层较厚,其吸收损耗较大,这种多次反射造成的影响可以忽略。对于电场中的金属屏蔽层,根据式(3-43)和式(3-45),由于 $Z_2 \ll Z_1$,大部分入射波被第一个界面反射掉,只有很少部分进入屏蔽层,所以屏蔽层内的多次反射作用可以忽略。由于屏蔽层对平面波的反射损耗 R 比多次反射校正项 B_s 要大得多,也可以忽略 B_s 。而对于磁场中的薄屏蔽层,多次反射可能导致屏蔽效果明显下降,则 B_s 是不可忽略的。

根据文献[5],多次反射校正项 B_s 可表示为

$$B_s = 20 \lg \left| 1 - \left(\frac{Z_w - Z_s}{Z_w + Z_s} \right)^2 \exp \frac{-2(1+j)x}{\delta} \right| \quad (3-57)$$

式中的 x 为屏蔽层厚度, δ 为集肤深度,屏蔽层的波阻抗 Z_s 由式(3-34)给出。一般情况下 $Z_s \ll Z_w$,则式(3-57)可以简化为

$$B_s = 10 \lg [1 - 2 \times 10^{-0.1A} \cos(0.23A) + 10^{-0.2A}] \quad (3-58)$$

式中的 A 为吸收损耗。如果屏蔽材料的吸收作用足够大 ($A > 15$ dB),则 B_s 可以忽略。

对于磁场中的金属屏蔽层,根据式(3-44)和式(3-46),由于 $Z_2 \ll Z_1$,大部分入射波穿过第一个界面进入屏蔽层,而且穿越后强度加倍,屏蔽层内的磁场强度如此之大,其在屏蔽层内多次反射的效应必须加以考虑。

对于厚度为 x 、集肤深度为 δ 的金属屏蔽层,根据附录 C 中的推导,磁场多次反射导致的校正项 B_s 可表示为

$$B_s = 20 \lg (1 - e^{-2x/\delta}) \quad (\text{dB}) \quad (3-59)$$

注意由式(3-59)计算得出的校正项 B_s 为负值,说明由于多次反射,屏蔽层实际的磁场屏蔽效果要小于吸收损耗和反射损耗之和。而且,屏蔽层越薄 (x/δ 越小),校正项 B_s 的绝对值越大。当屏蔽层较厚时,磁场在屏蔽层内传播的过程中会被吸收, B_s 的绝对值会较小。针对若干种不同的 x/δ ,由磁场的多次反射导致的校正项 B_s 的数值列于表 3-4。

表 3-4 不同 x/δ 的薄屏蔽层对磁场的多次反射校正项 B_s

x/δ	0.001	0.002	0.005	0.01	0.02	0.05	0.1	0.2	0.5	1
B_s/dB	-54	-48	-40	-34	-28	-20	-15	-9.6	-4	-1.3

3.3.4 屏蔽效果分析

屏蔽是放置在空间两个区域之间的金属层,屏蔽可以用来控制电场和磁场从一个区域到另一个区域的传播。如果屏蔽层包围干扰源,则屏蔽作用可以将干扰源的电磁场限制在

屏蔽层之内；如果屏蔽层包围检测电路的某个区域，则屏蔽作用可以将干扰源的电磁场排斥在该区域之外。屏蔽可用于单个器件、传输电缆、部分电路或整个电路系统。屏蔽效果说明屏蔽层对电磁场衰减的程度，这取决于屏蔽层的反射损耗、吸收损耗、屏蔽层内多次反射导致的校正项以及屏蔽层上的开孔和接缝情况等。

1. 屏蔽总效果

屏蔽效果可以根据由屏蔽层引起的磁场强度和电场强度的衰减程度来说明。用分贝来表示这种衰减程度会比较方便，可以把由各种不同的效应产生的屏蔽效果相加得到总的屏蔽效果。对于电场，屏蔽效果定义为

$$S = 20\lg(E_i/E_t) \quad (\text{dB})$$

对于磁场，屏蔽效果定义为

$$S = 20\lg(H_i/H_t) \quad (\text{dB})$$

式中的 E_i 和 H_i 分别表示入射电场和磁场的场强， E_t 和 H_t 分别表示穿越屏蔽层透射过去的电场和磁场的场强。

将屏蔽层的吸收作用、反射作用及其他因素综合考虑在一起，屏蔽的总效果可以表示为

$$S = A + R + B_s \quad (\text{dB}) \quad (3-60)$$

式中， A 为吸收损耗，dB； R 为反射损耗，dB； B_s 为屏蔽层内的多次反射引起的校正项，dB。吸收损耗对于远场和近场是一样的，对于电场和磁场也是一样的。而反射损耗取决于场的类型以及波阻抗。

式(3-60)中的吸收损耗 A 由式(3-42)给出。根据干扰场的不同性质(远场、电场为主的近场和磁场为主的近场)，反射损耗 R 分别由式(3-52)、式(3-53)和式(3-55)给出，或由统一的公式(3-56)给出。对于电场和平面波，多次反射的校正项 B_s 一般可以忽略；对于磁场， B_s 由式(3-59)给出。由这些公式可以看出：

- ① 吸收损耗 A 和反射损耗 R 都随屏蔽材料电导的增加而增加。
- ② 屏蔽材料的磁导率增加时，吸收损耗 A 增加，但是反射损耗 R 减少。
- ③ 频率 f 提高时，吸收损耗增加，磁场中的反射损耗增加；如果屏蔽材料的磁导率为恒定值，则电场和远场中的反射损耗随频率 f 的提高而减少。
- ④ 对于磁场中的薄屏蔽层，需要把多次反射校正项 B_s 考虑在内。

通常情况下，计算屏蔽效果是十分困难的。屏蔽罩内的电场强度和磁场强度取决于屏蔽罩外部干扰场的频率和幅度、干扰场的入射方向和极化情况、屏蔽罩的厚度和形状、屏蔽罩材料、接缝和开口的情况等因素。所有这些因素很难被建模和量化用于计算目的。因此，测量 S 比预测 S 要容易得多。

2. 平面波屏蔽效果

对于远场中的电磁辐射平面波，屏蔽层的总损耗是吸收损耗 A 和反射损耗 R 的综合结果，如式(3-60)所示，其中的多次反射校正项 B_s 可以忽略，因为它与反射损耗相比微不足道。根据式(3-42)和式(3-52)，0.5mm 厚的铜箔屏蔽层对平面波的屏蔽效果示于图 3-26。

由图 3-26 可见，随着频率 f 升高，反射损耗减少，这是因为铜屏蔽层的波阻抗 Z_s 随频率升高而增大，见式(3-34)。随着频率 f 升高，吸收损耗增大，这是因为集肤深度 δ 随频率升高

而减少,见式(3-37)。屏蔽总效果最差的是在中频段,在图 3-26 所示情况下大约在 10kHz 附近。根据图 3-26,对于低频平面波,屏蔽效果主要来自反射损耗;而对于高频平面波,屏蔽效果主要来自吸收损耗。在射频情况下,吸收损耗和反射损耗都起衰减作用,这时可以使用较薄的屏蔽层,因为在射频情况下集肤深度很小。

3. 电场屏蔽效果

从前面介绍的公式和图表可以看出,电场更容易屏蔽,利用任何良导体在任何频率都能取得较好的屏蔽效果。由图 3-25 可见,低频段屏蔽层对电场的反射损耗较大,因此电场屏蔽不必依靠吸收损耗,可以使用较薄的屏蔽层,而且多次反射引起的校正项 B_s 可以忽略,因为反射损耗要比 B_s 大得多。在高频段,反射损耗有所减少,必要时还要利用屏蔽层的吸收损耗。

如果屏蔽层非常薄,那么它的吸收作用可以忽略,对由多次反射导致的校正项 B_s 应该加以考虑。如果屏蔽层厚度小于其集肤深度,而且其电阻 R_s 小于其波阻抗 Z_w ,则其屏蔽效果可以表示为^[5]

$$S \approx 20 \lg |1 + Z_w / (2R_s)| = 20 \lg |1 + 0.5 Z_w \sigma x_s| \quad (3-61)$$

式中, $R_s = (\sigma x_s)^{-1}$, x_s 为屏蔽层厚度。如果屏蔽层是附在绝缘衬底上的金属膜,那么衬底的厚度可能会对屏蔽效果产生一定的影响。

4. 磁场屏蔽效果

在以磁场为主的近场中,由图 3-20 可见,空气的波阻抗 Z_w 较小,根据式(3-50),这时的反射损耗也较小,所以有必要依靠屏蔽层的吸收作用来达到屏蔽效果。对于频率为几兆赫兹以上的磁场干扰,可以利用非铁磁材料的吸收作用进行屏蔽。如果干扰磁场频率不高,根据式(3-55),反射损耗不够大,必要时需要增加屏蔽层厚度以增加吸收损耗。如果屏蔽层较厚(吸收损耗 $> 9\text{dB}$),则多次反射引起的校正项 B_s 可以忽略。如果屏蔽层较薄,则需要把 B_s 考虑在内, B_s 可由式(3-59)计算得出。

对于低频磁场干扰,普通金属屏蔽层(例如铜或铝)的反射损耗和吸收损耗都很少,这是最难屏蔽的干扰,需要利用高磁导率的铁磁材料实现屏蔽。

5. 屏蔽效果概要

分别对于平面波、电场和磁场,0.5mm 厚的铝屏蔽层实现的总屏蔽效果 S 随频率 f 变化的曲线示于图 3-27。由图可见,除低频磁场

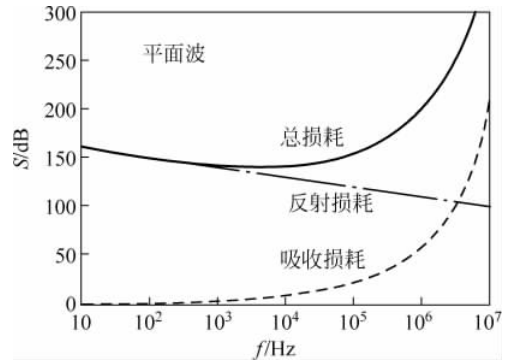


图 3-26 0.5mm 厚的铜箔在远场中的屏蔽效果

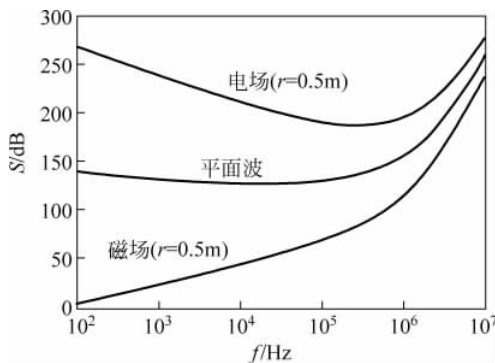


图 3-27 0.5mm 厚的铝屏蔽层实现的总屏蔽效果 S 随频率 f 变化的曲线

外,其他情况下均能获得比较可观的屏蔽效果。

对于 1MHz 以上的高频干扰,各种情况下吸收损耗都对屏蔽效果起主要作用,只要屏蔽层足够厚,大部分应用中屏蔽效果都不错。对于超过 30MHz 的高频干扰,因为集肤深度显著降低,薄金属片或沉积在塑料薄膜上的薄导电涂层就足够了。对于低频率的应用,屏蔽通常采用厚度可观(1mm 以上)的金属层,如果是低频磁场干扰,往往需要使用铁磁材料的屏蔽层。

没有开孔和接缝的屏蔽层能够达到的屏蔽效果列于表 3-5,表中的“—”处反射损耗很小,有关的近似公式无效。

表 3-5 不同屏蔽层材料在不同频率能达到的屏蔽效果

屏蔽层材料	频率/Hz	吸收损耗 ^① /dB(对所有场)	反射损耗 ^② /dB		
			电场	磁场	远场
铜	10	0.4	312	—	158
	10 ⁴	13.2	222	35	128
	10 ⁷	417	132	65	98
钢	10	4.2	272	—	118
	10 ⁴	132	182	—	88
	10 ⁷	2950	95	28	61

注:① 1mm 厚屏蔽层的吸收损耗。

② 距离干扰源 0.1m 处的反射损耗。

6. 铁磁材料屏蔽

与良导体相比,铁磁材料的磁导率 μ 增加很多,电导 σ 有所减少,导致以下效果:

- (1) 吸收损耗增加;
- (2) 反射损耗减少。

在低频磁场情况下,反射损耗很少,屏蔽效果主要靠高磁导率材料的吸收损耗。

在低频电场或平面波情况下,主要的屏蔽机理是反射损耗,而铁磁屏蔽层的反射损耗还不如其他良导体,所以不宜使用铁磁材料屏蔽。

除了吸收作用之外,铁磁材料的高磁导率具有集中磁力线的作用,这会降低屏蔽层之外区域的磁场强度,从而提高屏蔽效果。

虽然铁磁材料的低频磁导率很高,但是,其磁导率随着频率的升高而减少,低频磁导率越高,磁导率开始减少的频率越低。不同频率下钢的相对磁导率列于表 3-6,表中数据说明,当频率高于 100kHz 时,钢的相对磁导率逐渐减少,在频率为 10MHz 时降为 500。

表 3-6 不同频率下钢的相对磁导率

频率 f /Hz	10 ²	10 ³	10 ⁴	10 ⁵	10 ⁶	10 ⁷	10 ⁸	10 ⁹	10 ¹⁰
相对磁导率 μ_r	1000	1000	1000	1000	700	500	100	50	1

镍铁高磁导率合金低频情况下的相对磁导率为 2×10^4 ,而当频率为几千赫兹时其磁导率就会减少一半,在频率为 100kHz 时,其相对磁导率甚至低于普通冷轧钢板。所以,镍铁

高磁导率合金只适用于频率为 10kHz 以下的磁场。此外,在进行加工或受到机械应力或热应力的情况下,镍铁合金或坡莫合金等高磁导率材料的磁导率会降低,所以在使用过程中要注意,不要使其跌落或受到碰撞,否则就应该对其进行退火处理,以恢复其磁导率。此外,使用高磁导率材料进行屏蔽还要注意避免出现磁饱和现象,必要时采用双层屏蔽,如图 3-18(b)所示。

实验数据表明,在靠近干扰源的近场中,当频率不高于 100kHz 时,钢的磁场屏蔽性能优于铜。但当频率高于几百 kHz 时,铜的磁场屏蔽性能将超越钢。

对于直流磁场,屏蔽效果主要依靠高磁导率材料集中磁力线的作用。直径为 r ,厚度为 $d(d \ll r)$ 的球形屏蔽盒对直流磁场的屏蔽效果为^[5]

$$S_D = 20 \lg \left(1 + \frac{2\mu_r d}{3r} \right)$$

式中的 μ_r 为屏蔽材料的相对磁导率。

7. 多层屏蔽

当单层屏蔽不能有效解决问题时,可以使用多层屏蔽,如图 3-18(b)所示。

对于频率很低的磁场干扰,可能需要使用很高磁导率的屏蔽材料,例如镍铁高磁导率合金(μ -metal),但是如前所述,这种材料在很低的磁场强度下就会达到磁饱和状态,所以有必要采用双层屏蔽结构。如图 3-28 所示,第一层屏蔽使用低磁导率材料,但它的磁饱和强度较高;第二层屏蔽使用高磁导率材料,虽然它的磁饱和强度较低,但是经过第一层屏蔽的衰减,到达第二层屏蔽的磁场强度已经比较低,不会使它饱和。利用第二层屏蔽的高磁导率,可以把干扰磁场衰减到很低的水平。

在多层屏蔽中,也可以使用非铁磁导体(例如铜)作为第一层,用铁磁材料作为第二层。在非常苛刻的条件下,还可以附加第三层屏蔽。多层屏蔽不但增加吸收损耗,而且增加反射损耗。

8. 屏蔽层上的开孔和接缝

前面的分析计算都是针对没有开孔和接缝的连续屏蔽层。在这种情况下,只要选择合适的屏蔽材料,就可以达到相当好的屏蔽效果。除了低频磁场外,很容易达到 100dB 以上的屏蔽效果。

但是实际的屏蔽层要考虑通风、连接、安装及维修等问题,往往需要开一些孔缝,并用盖板封装,形成一些安装接缝。这些开孔和接缝会使屏蔽效果大为降低,很可能它们对屏蔽效果起着决定作用。这并不是说前面的理论和分析没有用,利用前面介绍的公式可以确定所需要的连续屏蔽层情况,之后再尽量减少由开孔和接缝造成的漏场。

开孔和接缝造成的漏磁场问题比漏电场问题更为严重,所以重点要寻找减少漏磁场的方法,这些方法足可以把漏电场减到很小。

开孔和接缝造成的漏磁场的大小主要取决于下列 3 个因素:

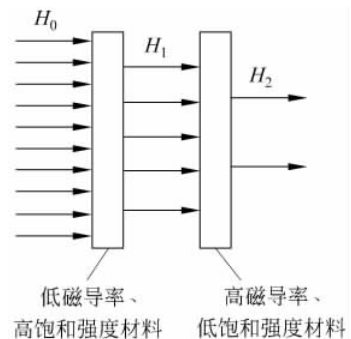


图 3-28 多层磁屏蔽用于克服磁饱和问题

- ① 干扰场的波阻抗；
- ② 干扰场的频率；
- ③ 开孔和接缝的最大直线尺寸。

噪声磁场在屏蔽层中感应出电流,这些电流产生的附加磁场抵消原噪声磁场,从而产生屏蔽效果。为了使这种抵消作用有效发生,必须允许感应出的屏蔽层电流自由流动。如果屏蔽层上的孔缝导致的不连续性迫使感应电流按不同于外界磁场感应出的路径流动,屏蔽效果就打了折扣。感应电流绕路越远,屏蔽效果越差。所以,漏磁场主要取决于开孔的最大直线尺寸,而不是开孔的面积。

图 3-29 示出同样面积的两开孔方式,图 3-29(a)中的长孔使感应电流绕路较远,屏蔽效果受影响较大,即使长孔的宽度再窄一些也无济于事;图 3-29(b)开孔较多,但是所有孔的直线尺寸都不大,感应电流绕路不多,屏蔽效果受影响较小。所以,大量的小孔比同样面积的一个大孔产生的漏磁要少。

图 3-29(a)所示的长矩形孔还形成一种槽缝天线,屏蔽盒的接缝也很容易形成这种槽缝天线。如果槽缝长度大于波长的十分之一,即使槽缝的宽度很窄,也会引起相当可观的漏磁。当槽孔长度等于波长的一半时,槽缝天线的辐射作用最大。当槽缝长度短于波长的一半时,长度每减少十倍,辐射作用减少 20dB,屏蔽效果增加 20dB。

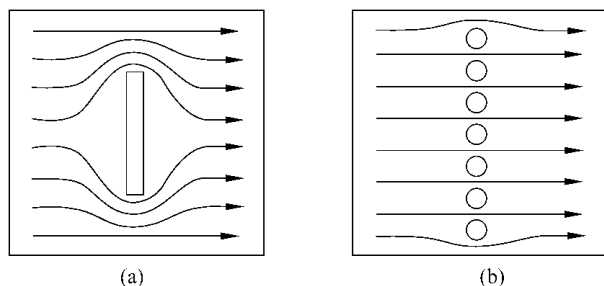


图 3-29 开孔对屏蔽层感应电流的影响
(a) 一个大孔; (b) 多个小孔

对屏蔽层的接缝进行焊接或铜焊可以保持屏蔽层的连续性,从而可以将接缝漏磁减到最少。对于不能焊接的接缝,例如设备机壳的盖板或开门处的接缝,要想方设法保持屏蔽层的电气连续性,以防止形成槽缝天线。利用导电的 EMI 衬垫压紧在接缝处就是一种很好的办法,这种办法能在几千赫兹到几吉赫的频率范围内控制漏磁。一种最常用的 EMI 衬垫是把金属编制网做成条状,截面为矩形或圆形。EMI 衬垫的材料应该与同它接触的屏蔽层金属相兼容,以防发生锈蚀。因此,镍铜合金或镀银黄铜衬垫不应与铝屏蔽盒一起使用。

9. 屏蔽层上的波导管

如果屏蔽层上的开孔做成波导管的形状,则可以使干扰场获得进一步的衰减。图 3-30 所示为长度为 l , 直径为 d 的

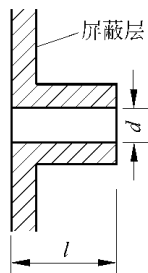


图 3-30 屏蔽层上的波导管

圆形波导管的剖面,其截止频率为

$$f_c = \frac{0.175 \times 10^9}{d} \quad (\text{Hz}) \quad (3-62)$$

式中 d 的单位为 m。对于长方形的波导管,如果其截面最大尺寸为 r ,其截止频率为

$$f_c = \frac{0.15 \times 10^9}{r} \quad (\text{Hz})$$

当干扰场的频率比波导管的截止频率低很多时($f < f_c/3$),对于垂直入射的平面波,圆形波导管提供的附加衰减为

$$S = 32 \frac{l}{d} \quad (\text{dB}) \quad (3-63)$$

而长方形波导管提供的衰减为

$$S = 27.2 \frac{l}{r} \quad (\text{dB})$$

式中的 r 为波导管截面的最大尺寸。

从式(3-63)可以看出,加长波导管的长度 l 可以增加对干扰场的衰减;而且只要符合 $f < f_c/3$ 的限制条件,衰减效果与频率无关。

在实际应用中,如果屏蔽层上的开孔直径小于屏蔽层厚度,就形成了波导管,其长度等于屏蔽层厚度。使用蜂窝状波导管构成的通风格栅可以很好地衰减漏电磁场。

10. 屏蔽效果小结

综上所述,关于金属材料的屏蔽作用可以总结如下:

- (1) 对于电场和平面波,反射损耗很大。随着频率升高,反射损耗有所减少。
- (2) 对于低频磁场,反射损耗一般较小。
- (3) 无论是电场、平面波还是磁场,反射损耗都是电导除以磁导率所得商的函数,增大磁导率会减少反射损耗。
- (4) 厚度等于集肤深度的屏蔽层提供大约 9dB 的吸收损耗。
- (5) 随着频率升高,吸收损耗增大。对于多数屏蔽材料,当频率高于 1MHz 时,吸收损耗对屏蔽效果起主要作用。
- (6) 吸收损耗正比于屏蔽材料的磁导率和电导乘积的平方根,增大磁导率会增大吸收损耗。
- (7) 磁场比电场更难以屏蔽。
- (8) 对于低频磁场要用高磁导率磁性材料进行屏蔽。
- (9) 电场、平面波和高频磁场要用良导体材料进行屏蔽。
- (10) 开孔和接缝情况对高频干扰的屏蔽效果至关重要。为了减少干扰场的泄漏,机壳接缝处必须保持电气连接的连续性。
- (11) 漏磁场的量取决于屏蔽层上开孔的最大尺寸,而不是取决于开孔的面积。
- (12) 大量的小孔比同样面积的一个大孔漏磁要少。

3.4 电缆屏蔽层接地

屏蔽中的相当一部分问题涉及设备之间连线的屏蔽,这种连线经常使用屏蔽电缆。在低噪声设计中,用于连接电路或设备的电缆的类型、布线和接地方式是非常重要的,必须认真考虑。当电缆的屏蔽层合理接地时,它对干扰噪声的抑制作用不止是3.3节中介绍的吸收损耗和反射损耗,还会有一些其他的重大降噪作用,合理的接地还可以使非铁磁物质的屏蔽层对磁场干扰产生重大的抑制作用。

屏蔽和接地是抑制外来干扰噪声的两种最基本,也是最重要的手段,两者之间又紧密相关。接地是抵御干扰噪声的一种重要方法。将屏蔽与接地合理地组合起来,可以解决大部分的干扰问题。无论是大型的复杂电子设备,还是印制电路板上的单一电路,接地问题都同样重要,接地的基本原理也大致相同。

为了能够讨论电缆屏蔽层接地后的屏蔽效果,首先介绍屏蔽电缆的某些特性。

3.4.1 电缆屏蔽层和芯线之间的耦合

实现设备之间屏蔽连接的最常用方法是利用同轴电缆将信号发送端和信号接收端连接起来。首先考虑同轴电缆屏蔽层电流产生的磁场。如图3-31(a)所示的一段同轴电缆,设其芯线和屏蔽层之间的互感为 M ,屏蔽层两端之间的电阻为 R_s ,电感为 L_s ,当外部电压 v_s 使得流经屏蔽层的电流为 i_s 时,由 i_s 产生的磁通为

$$\Phi = L_s i_s \quad (3-64)$$

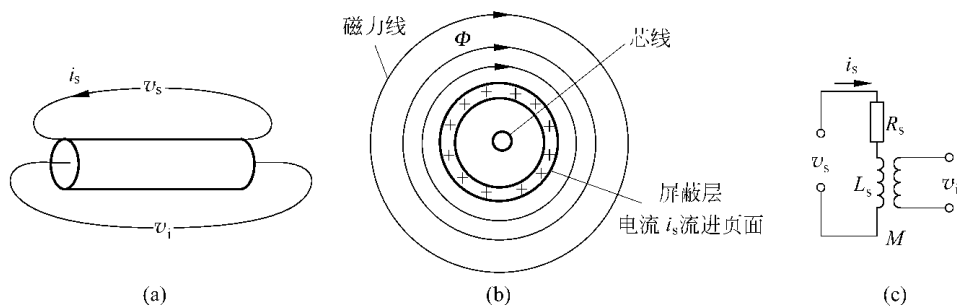


图 3-31 同轴电缆屏蔽层和芯线之间的耦合

(a) 同轴电缆; (b) 屏蔽层电流 I_s 产生磁通 Φ ; (c) 等效电路

如果屏蔽层为圆形,其外壁和内壁同轴,那么 i_s 沿屏蔽层横截面的电流密度分布是均匀的,则在屏蔽层内部没有磁场,磁通 Φ 都分布在屏蔽层外部,如图3-28(b)所示。换言之,由 i_s 产生的磁通 Φ 全部包围芯线导体。根据式(3-19),屏蔽层和芯线之间的互感为

$$M = \Phi / i_s \quad (3-65)$$

对比式(3-64)与式(3-65)可得

$$M = L_s \quad (3-66)$$

式(3-66)是后面经常引用的一个重要结果,在分析用非铁磁屏蔽材料来屏蔽磁场干扰的效果时,将会使用这个结果。注意,上述结果成立的条件与芯线在屏蔽层内的位置无关,也就是说不要求芯线与屏蔽层同轴。如果屏蔽层不是圆形或其外壁和内壁不同轴,那么不能保证屏蔽层横截面的电流密度分布均匀,则屏蔽层电流在屏蔽层内部有可能产生一定的磁通,这时互感 M 和电感 L_s 会有一些小的差异。

图 3-31(a)的等效电路示于图 3-31(c),图中的 R_s 为屏蔽层电阻,流过屏蔽层的电流为

$$i_s = \frac{v_s}{R_s + j\omega L_s} \quad (3-67)$$

由屏蔽层电流 i_s 在芯线上感应出的电动势为

$$v_i = j\omega M i_s \quad (3-68)$$

将式(3-66)代入式(3-68)得

$$v_i = j\omega L_s i_s \quad (3-69)$$

将式(3-67)代入式(3-69)得

$$\frac{v_i}{v_s} = \frac{j\omega L_s}{R_s + j\omega L_s} \quad (3-70)$$

或

$$\left| \frac{v_i}{v_s} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_c/f)^2}} \quad (3-71)$$

式中

$$f_c = \frac{R_s}{2\pi L_s} \quad (3-72)$$

叫做屏蔽层的截止频率。 $|v_i/v_s|$ 随频率 f 的变化曲线示于图 3-32。

从式(3-71)和图 3-32 可以看出,当屏蔽层电流流动时,如果其频率高于屏蔽层的截止频率 f_c 的 5 倍,那么芯线上感应出的噪声电压几乎等于屏蔽层的外加电压,即 $|v_i| \approx |v_s|$ 。同轴电缆截止频率的典型值为 1kHz 左右,而铝箔屏蔽电缆的截止频率可能高达 7kHz,这是因为铝箔屏蔽层很薄,其电阻 R_s 较大。

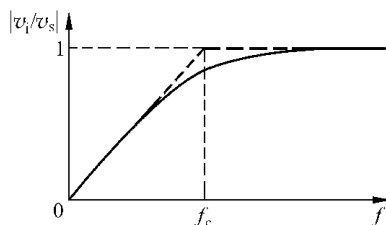


图 3-32 同轴电缆 $|v_i/v_s|$ 随频率 f 变化的曲线

如果电缆是放大器的输入信号线,那么由任何噪声源 v_n (例如地电位差、干扰磁场或干扰电场)导致的屏蔽层电流 i_s 都有可能在放大器输入端形成噪声电压。在图 3-33(a)所示电路中,设屏蔽层电感为 L_s ,屏蔽层电阻为 R_s ,屏蔽层与芯线之间的互感为 M ,可得图 3-33(b)所示的等效电路。屏蔽层噪声电流在放大器输入端产生的噪声电压为

$$u_n = i_s(j\omega L_s + R_s) - j\omega M i_s \quad (3-73)$$

因为 $L_s = M$,所以可得

$$u_n = i_s R_s \quad (3-74)$$

式(3-74)说明,由任何原因导致的屏蔽层电流都会在放大器输入端产生等于 $i_s R_s$ 的噪声电压。即使屏蔽层单点接地,噪声源到屏蔽层的电场耦合也有可能导致屏蔽层电流。因此,为了最大限度地抑制噪声,尽量不要用屏蔽层作为信号导线,而且电路的一端应该与地

隔离(即屏蔽层单点接地),以防地电位差导致屏蔽层电流。

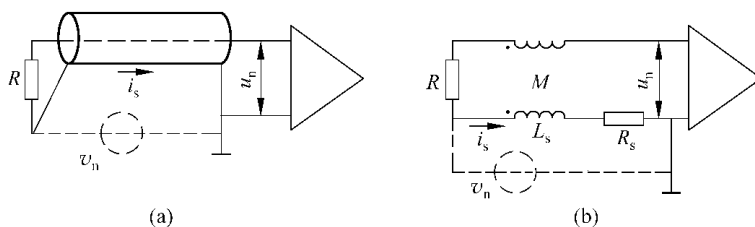


图 3-33 屏蔽层电流导致放大器输入噪声

(a) 实际电路; (b) 等效电路

3.4.2 电缆屏蔽层接地抑制电场耦合噪声

没有屏蔽的两条导线的电场噪声耦合情况示于图 3-34。导线 1 载有交变噪声电压 u_1 , 它也可能是其他电路(例如数字电路或功率放大电路)中的一段导线。导线 2 是微弱信号线, 连接到放大器输入端, 放大器对地输入电阻为 R 。导线 1 和导线 2 之间的分布电容为 C , C_{1G} 是导线 1 的对地分布电容, C_{2G} 是导线 2 的对地分布电容以及放大器的输入电容。

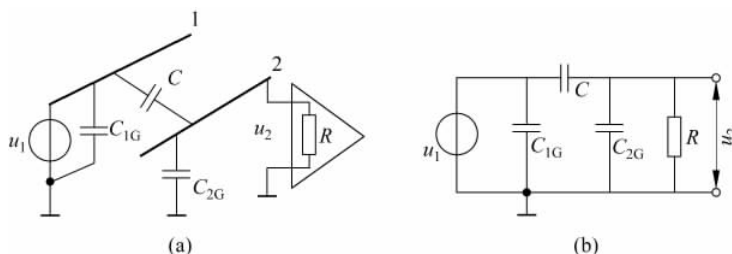


图 3-34 两条导线容性耦合

(a) 实际电路; (b) 等效电路

根据图 3-34(b)所示的等效电路, 考虑到任何直接并联在电压源上的小电容(例如 C_{1G}) 都可以忽略, 因为它对噪声耦合没有影响, 可得 u_1 耦合到导线 2 的噪声电压为

$$u_2 = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega R(C + C_{2G})} u_1 \quad (3-75)$$

当干扰源的频率 ω 为确定值时, 感应的电压噪声 u_2 对于信号放大电路的输入电阻 R 的依赖关系很大。如果 $\omega \gg [R(C + C_{2G})]^{-1}$, 则式(3-75)简化为

$$u_2 = \frac{C}{C + C_{2G}} u_1 \quad (3-76)$$

这时的噪声电压 u_2 与 u_1 是电容 C 和 C_{2G} 的串联分压关系, 而且与 ω 无关。而当 $\omega \ll [R(C + C_{2G})]^{-1}$ 时, 式(3-75)简化为

$$u_2 = j\omega RC u_1 \quad (3-77)$$

由式(3-75)可得

$$\left| \frac{u_2}{u_1} \right| = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + [\omega R(C + C_{2G})]^2}} \quad (3-78)$$

$|u_2/u_1|$ 可以看作是容性耦合的敏感度, $|u_2/u_1|$ 随频率 ω 变化的曲线示于图 3-35, 图中的 $\omega_c = 1/[R(C+C_{2G})]$ 为拐点频率。

由式(3-75)~式(3-78)及图 3-35 可以得出以下结论:

(1) 在所有频率范围内, 容性耦合的敏感度都取决于分布电容 C 的大小。为了减小 C , 应使信号线尽量远离干扰噪声传输线, 尽量避免两者平行布线(互相垂直最好)。而且, 信号线的长度越短越好。

(2) 由式(3-77)可见, 接收到的干扰噪声幅度 $|u_2|$ 正比于干扰源噪声的幅度 $|u_1|$ 和频率 ω , 因此, 当微弱信号检测电路附近有高频干扰源时, 必须采取必要措施, 克服电场噪声的影响。

(3) 因为分布电容通常很小, 其容抗很大, 所以在高阻抗、低电压电路中电场耦合噪声问题更为严重。信号放大器对地输入电阻 R 越大, 对电场干扰噪声越敏感。所以, 在微弱信号检测电路中, 前置级放大器的输入阻抗应尽可能小一些。

一般情况下, 带有负反馈的运算放大器的输出阻抗很小, 因此可以认为其输出端对电场干扰是不敏感的。但是对于低频放大器, 随着频率升高, 运算放大器的开环增益会降低。当频率升高到一定程度, 负反馈放大器的输出阻抗也可能相当大, 例如达到 $10 \sim 100\Omega$ 的数量级。因此, 高频电场干扰对于负反馈放大器的输出端也是有影响的。例如, 数字脉冲信号的高频分量有可能经电场耦合在低频放大器输出端产生窄脉冲噪声。

对于图 3-34 所示的两条导线容性耦合情况, 把接收放大器的输入导线加上导体构成的屏蔽层 S , 并将屏蔽层接地, 如图 3-36 所示, 各分布电容与图 3-34 有一些差异。

考虑到直接跨接在干扰源两端的电容对于噪声耦合可以忽略, 根据图 3-36(b) 所示的等效电路, 可得 u_1 耦合到导线 2 的噪声电压为

$$u_2 = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega R(C + C_{2G} + C_{2S})} u_1 \quad (3-79)$$

如果

$$\omega \gg \frac{1}{R(C + C_{2G} + C_{2S})}$$

则式(3-79)可简化为

$$u_2 \approx \frac{C}{(C + C_{2G} + C_{2S})} u_1 \quad (3-80)$$

这时的干扰噪声是电容分压关系。而当 $\omega \ll 1/[R(C + C_{2G} + C_{2S})]$ 时, 式(3-79)可简化为

$$u_2 = j\omega RC u_1 \quad (3-81)$$

粗看起来, 式(3-81)与式(3-77)相同, 式(3-80)也与式(3-76)相类似。但是对比图 3-36 与图 3-34 可以看出, 图 3-36 中的 C 已不再是导线 1 和导线 2 之间的分布电容, 而是导线 1 和导线 2 露出屏蔽层之外的端头之间的分布电容, 所以屏蔽后引入的干扰噪声要比不屏蔽时的干扰噪声小得多。这是利用接地的屏蔽层抑制电场干扰的要点。如果屏蔽层是金属丝编织层, C 还包括电场穿过编织层孔洞形成的导线 1 和导线 2 之间的电容。

根据式(3-79), 同样可以画出与图 3-35 相类似的屏蔽后的 $|u_2/u_1|$ 随频率变化的曲线。电场耦合屏蔽要注意以下几点:

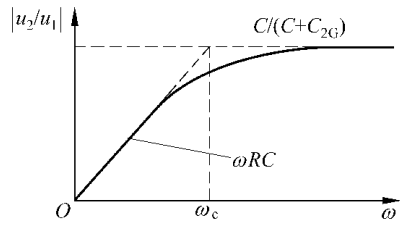


图 3-35 容性耦合敏感度随频率 ω 变化曲线

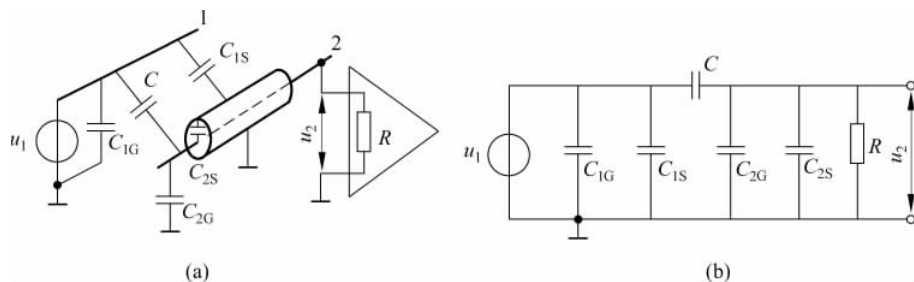


图 3-36 两条导线容性耦合加屏蔽

(a) 实际电路; (b) 等效电路

- (1) 只有把屏蔽层连接到电路地时,屏蔽才会更有效;
- (2) 应避免杂散电流流过屏蔽层;
- (3) 当检测系统中使用多个独立的屏蔽时,应把它们串接起来,最后连接到信号地。

为了使分布电容 C 尽量小,必须使导线 2 露出屏蔽层外的端头尽量少,必要时还要在放大器输入端点的焊盘周围在印制电路板上布上一圈地线,将屏蔽层尽量均匀地焊接在这圈地线上。如图 3-37 所示,屏蔽层均匀端接到地比猪尾式端接屏蔽效果要好。

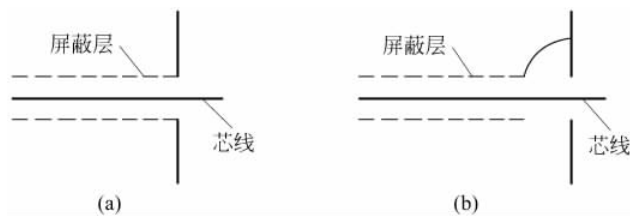


图 3-37 电缆屏蔽层端接

(a) 均匀端接; (b) 猪尾式端接

3.4.3 电缆屏蔽层接地抑制磁场耦合噪声

在具有磁场干扰的场合,防止或削弱检测电路感应磁场噪声的最好方法是屏蔽。根据干扰磁场的不同特性,屏蔽材料可以是铁磁物质,也可以是非铁磁物质。根据 3.3 节中的分析,铁磁物质屏蔽主要是利用屏蔽层的吸收损耗来减少磁感应强度 B ; 而非铁磁物质屏蔽主要是由屏蔽层的涡流效应和反射损耗来减少磁感应强度 B 。

此外,根据式(3-18),对于某一频率 f 的干扰磁场,感应电压噪声有效值为 $v_{\text{rms}} = 2\pi fAB_{\text{rms}} \cos\theta$,磁场感应电压正比于噪声接收回路对磁场噪声的感应面积 A 。如果能有效减少 A ,也就能很好地抑制磁场干扰。

将非铁磁物质屏蔽层适当接地,可以改变磁场感应面积 A 。感应面积 A 取决于感生电流流经的路径。如果信号线周围放置的非铁磁导体屏蔽改变了感生电流流经的路径,从而使感应面积 A 有所减少,则该屏蔽具有某种程度的磁场干扰抑制作用。而当使用非铁磁物质进行磁场屏蔽时,屏蔽层的接地方式对于感生电流流经的路径具有决定作用。

1. 信号线两端接地,屏蔽层不接地或单点接地

在图 3-38(a)所示的电路中, R_i 为放大器输入电阻,图中省略了信号源,信号回路两端接地,屏蔽层没有接地,干扰磁场产生的感生电流 i_1 的流动路径不因屏蔽层的存在而发生变化,因此有效感应面积 A 也没有变化。在图 3-38(b)所示的电路中,屏蔽层单端接地, A 同样没有因为屏蔽层的存在而改变。

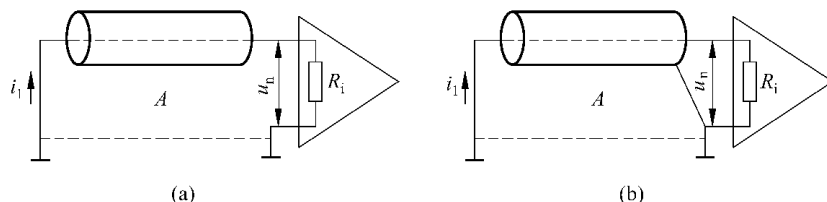


图 3-38 信号回路两端接地、屏蔽层不接地或单端接地
(a) 屏蔽层不接地; (b) 屏蔽层单端接地

在这两种情况下,设垂直于纸面存在一个交变的干扰磁场,在电路中产生的感生电动势在图中表示为 u_n ,因为屏蔽的存在不改变感生电流 i_1 的流动路径及其包含的面积 A ,所以除了屏蔽层对干扰磁场的吸收衰减和反射衰减外,屏蔽层没有产生附加的衰减作用。

2. 信号线两端接地,屏蔽层也两端接地

这种情况如图 3-39(a)所示,设屏蔽层电感为 L_s ,电阻为 R_s ,信号线与屏蔽层之间的互感为 M ,可得这种情况的等效电路,如图 3-39(b)所示。

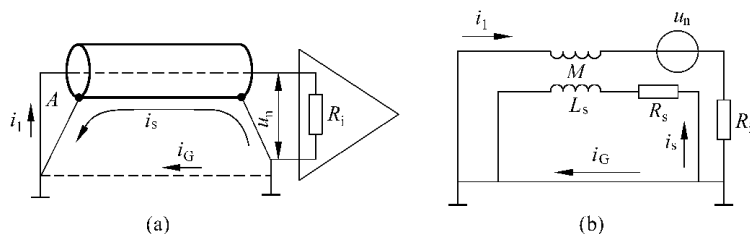


图 3-39 信号回路两端接地、屏蔽层两端接地
(a) 实际电路; (b) 等效电路

如果垂直于纸面存在一个交变的干扰磁场,该干扰磁场在信号线上产生感生电流 i_1 ,那么 i_1 流回信号线可以有两个通路:一路是经屏蔽层流回,设这支电流为 i_s ;另一路是经地线流回,设这支电流为 i_G 。下面分析 i_s 和 i_G 的分配比例。

列出图 3-39(b)下面的小回路的电路方程为

$$i_s(j\omega L_s + R_s) - i_1(j\omega M) = 0 \quad (3-82)$$

将式(3-66)代入式(3-82)得

$$i_s = \frac{j\omega}{j\omega + R_s/L_s} i_1 \quad (3-83)$$

由此可得屏蔽层电流 $|i_s|$ 随频率 ω 变化的曲线,如图 3-40 所示。

图 3-40 中的拐点频率为 $\omega_c = R_s/L_s$ 。由图 3-40 可知,当干扰磁场的频率 $\omega \gg R_s/L_s$ 时,流经屏蔽层的电流 i_s 接近等于信号导线感生电流 i_1 ,而经过地线的回流 $i_G = i_1 - i_s$ 近似为零。换言之,在高频情况下,由于屏蔽层与中心导线之间存在互感 M ,所以感生电流由屏蔽层流回的阻抗要低于地线。在这种情况下,对干扰磁场的感应面积 A 只剩图 3-39(a) 中的两个三角区域。通过合理的布线,可以使剩余的 A 接近于零,从而使电路对磁场干扰的敏感度大为降低。

当干扰磁场的频率 ω 降低到 $5R_s/L_s$ 以下时,频率 ω 越低,经地线流回的感生电流越大,等效感应面积 A 越大,屏蔽效果越差。

图 3-39(a) 所示屏蔽层接地方法具有一个致命的缺陷:当两个接地点之间存在地电位差噪声 u_G 时,该地电位差噪声将导致干扰电流 i_s 流过屏蔽层,经互感 M 在信号线中感应出噪声电压 u_n 。当信号线对地阻抗很大或不接地时,这种情况的等效电路示于图 3-41。

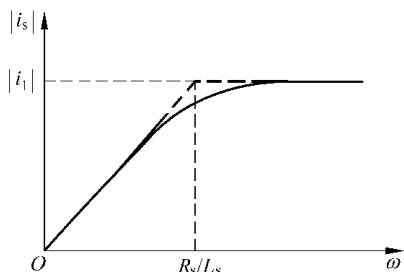


图 3-40 屏蔽层电流 i_s 随频率 ω 变化曲线

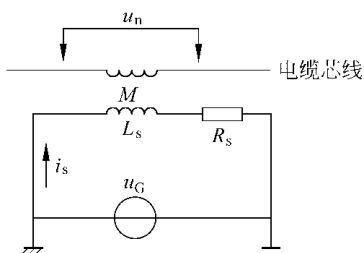


图 3-41 屏蔽层两端接地时地电位差的影响

由地电位差 u_G 产生的流过屏蔽层的电流为

$$i_s = \frac{u_G}{j\omega L_s + R_s} \quad (3-84)$$

由 i_s 在电缆芯线感应出的噪声电压为

$$u_n = j\omega M i_s \quad (3-85)$$

将式(3-83)代入式(3-85),并考虑到式(3-66) $M=L_s$,可得

$$u_n = \frac{j\omega u_G}{j\omega + R_s/L_s} \quad (3-86)$$

或

$$\frac{|u_n|}{|u_G|} = \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + (R_s/L_s)^2}} \quad (3-87)$$

根据式(3-87)画出 $|u_n|/|u_G|$ 随频率 ω 变化的曲线,如图 3-42 所示。可以看出,当 $\omega \gg 5R_s/L_s$ 时, $|u_n| \approx |u_G|$ 。这说明,当地电位差频率较高时,通过屏蔽层电流的感应作用,将在电缆芯线上感应出几乎与地电位差幅度相同的噪声。除了地电位差,上述结论对于任何引起屏蔽层电流的其他干扰都适用。

3. 信号线与屏蔽层都单端接地

为了解决上述问题,可以改用图 3-43 所示的一点接地方式,这时无无论干扰磁场的频率高低,感生电流 i_1 都 100% 流经屏蔽层,从而有效地减少感应回路面积 A ,达到抑制磁场干扰的目的。而且,因为只有一点接地,所以地电位差噪声不会引入到信号回路。

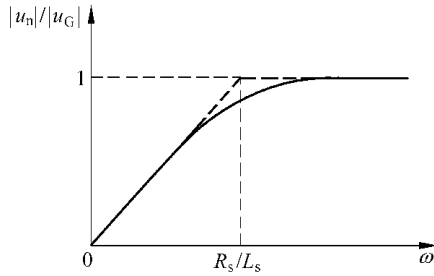
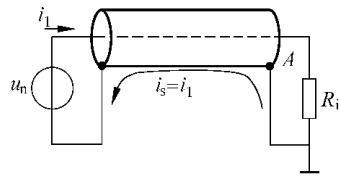
图 3-42 $|u_n|/|u_G|$ 随频率 ω 变化的曲线

图 3-43 一点接地方式

上述利用屏蔽层接地来抑制外部干扰磁场的方法不仅适用于敏感的信号电路,还适用于产生干扰磁场的外部干扰源电路。例如,设图 3-43 所示的电路为干扰源电路, u_n 为干扰电压源,由 u_n 产生的流经导线的电流 i_1 产生干扰磁场。当把干扰源导线加上一一点接地的屏蔽层后,因为屏蔽层电流 $i_s = i_1$,而且方向与 i_1 相反,所以由屏蔽层电流 i_s 产生的磁场对由 i_1 产生的磁场具有很大的抵消作用,这使得由整体电路产生的干扰磁场大为削弱。

4. 屏蔽层混合接地

当频率低于 1MHz 时,通常使用图 3-43 所示的屏蔽层一点接地电路来抑制磁场干扰,这种接地方式还可以避免地电位差的不利影响。但是当频率高于 1MHz 或电缆长度超过波长的 $1/12$ 时,因为集肤效应使得单位长度的屏蔽层阻抗增加,所以为了确保屏蔽层各处电位都保持在地电位,常常有必要把屏蔽层多点接地。在高频情况下还存在另一个问题,即图 3-43 中的浮地端的对地分布电容对干扰噪声构成了对地通路,这使得该端屏蔽层保持与地隔离很困难,甚至不可能。

因此,在高频情况下常常要把屏蔽层两端接地。对于长电缆,每隔波长的 $1/10$ 距离设一个接地点,或将电缆线贴近地线铺设,利用屏蔽层和地线之间的分布电容形成高频通路。根据式(3-83)和图 3-40,这种接地方式对于高频干扰磁场能有效地减少感应面积 A 。

对于式(3-87)和图 3-41 所示的地电位差在电缆芯线上感应出噪声的问题,如果地电位差噪声主要是工频 50Hz 噪声,则可以利用图 3-44 所示的混合接地方式来解决。在低频段,因为电容的容抗很大,所以电路相当于单点接地;在高频段,因为电容的容抗很小,所以电路相当于两点接地。典型的接地电容值约为 3nF,对于 10MHz 频率,其容抗约为 5Ω ,而对于 1kHz 频率其容抗约为 $50k\Omega$ 。使用这种混合接地方式时,要注意接地电容的引线要尽量短,以减少其寄生电感,防止高频情况下其阻抗增加太多。

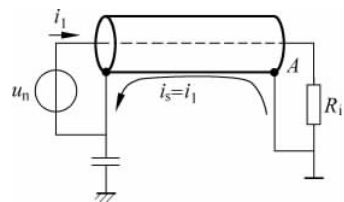


图 3-44 混合接地方式

3.5 电路接地

设计检测设备的接地系统基于 3 个目的:一是减少多个电路的电流流经公共阻抗产生的噪声电压,即减少图 3-5 所示的公共阻抗耦合噪声;二是缩减信号回路感应磁场噪声的

感应面积；三是消除地电位差对信号回路的不利影响。

电路或设备的“地”定义为用作电路或系统电压参考的等电位点或等电位板。应当指出,这里所说的电路“地”和工频电源线的“地”是有区别的。工频电源线地又称为安全地,地线不同点之间的电位差可达零点几伏甚至几伏。电路的“地”又称为信号地,其电位可能是交流电源线的地电位,也可能不是。如果将电路地与交流电源线的地相连,则接地兼有安全的功效。本书中的接地内容仅限于信号地。

3.5.1 电路的接地方式

从微弱信号检测的角度考虑,选择和设计接地方式的主要出发点是避免电路中各部分电路之间经公共地线相互耦合,因为这一部分电路的信号对于另一部分电路往往就是噪声。可以采用多种措施来达到这个目的,例如选用低功耗器件,减少流经地线的电流;在高噪声电路中增设电源滤波电容,使其流经地线的电流变得平滑;采用横截面积较大的地线,以减少地线阻抗,但要注意,在高频情况下集肤效应会使阻抗增大;更重要的是根据电路特点选择合适的接地方式。

在下述的各种电路接地方式中,必须考虑到任何导线都具有一定的阻抗,通常由电阻和电感组成;而且,电路中各个物理上分隔开的“地”点往往处于不同的电位。

1. 串行单点接地

所谓串行单点接地,就是把各部分电路的“地”串接在一起,之后在某一点接到电源地,如图3-45所示。图中的 Z_1 、 Z_2 和 Z_3 分别表示各段接地导线的阻抗, i_1 、 i_2 和 i_3 分别表示各部分电路的地电流。

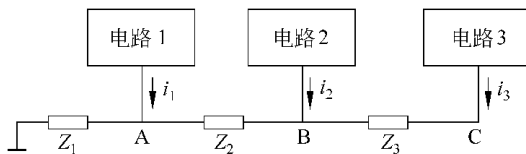


图3-45 串行单点接地

图3-45中的A、B、C点电位分别为

$$u_A = Z_1(i_1 + i_2 + i_3)$$

$$u_B = Z_1(i_1 + i_2 + i_3) + Z_2(i_2 + i_3)$$

$$u_C = Z_1(i_1 + i_2 + i_3) + Z_2(i_2 + i_3) + Z_3 i_3$$

因为这种接地方式接线简单,布线方便,所以在对噪声特性要求不高的电路中使用得很普遍,尤其广泛应用于脉冲数字电路。但是对于各部分电路功率差异较大的情况,这种接地方式显然是不合适的,因为功率较大的电路会产生较大的地线电流,转而影响小功率电路。对于有的部分是数字电路、有的部分是模拟电路的情况,尤其是微弱信号检测电路的情况,更不能使用这种接地方式。

2. 并行单点接地

并行单点接地方式示于图 3-46, 图中的各部分电路都使用各自独立的接地线, 所以在低频情况下, 各电路的地电流不会经过地线阻抗相互耦合而形成干扰。

图 3-46 中的 A、B 和 C 点电位分别如下

$$u_A = Z_1 i_1$$

$$u_B = Z_2 i_2$$

$$u_C = Z_3 i_3$$

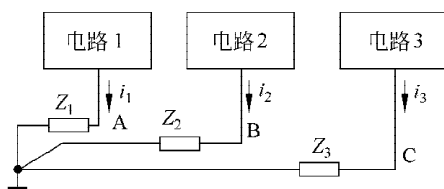


图 3-46 并行单点接地

可见, 对于并行单点接地方式, 各部分电路的地电位只是自身的地电流和地线阻抗的函数, 与其他电路无关。但是当电路复杂时, 多个独立的接地线也会增加系统的成本和布线的难度。

在高频情况下, 各部分电路接地线之间会经过分布电容和分布电感的耦合而形成相互干扰。而且频率越高, 接地线的感抗越大, 接地线之间的分布电容的容抗越小, 这种相互影响越严重。当频率低于 1MHz 时, 这种接地方式比较适用; 当频率为 1~10MHz 时, 要注意最长的接地线不要超过波长的 1/20; 当频率高于 10MHz 时, 接地线的等效阻抗会很大, 而且会像天线一样向外发射电磁波噪声, 必须考虑使用多点接板地方法。

3. 多点接板地

多点接板地方法用于高频电路以降低接地阻抗, 如图 3-47 所示, 各部分电路就近连接到板地上。所谓板地, 可以是金属板条, 也可以是金属机壳, 或者是大面积的接地平面。在不能提供接地平面情况下, 可以使用网格平面代替。板地本身的高频阻抗要尽量小。

因为高频电流的集肤效应, 增加板地的厚度并不能减小其高频阻抗, 而增加板地的表面积, 或在板地的表面镀金或镀银可以减小其高频阻抗。各部分电路连接到板地的导线要尽量短, 为的是降低其高频阻抗。

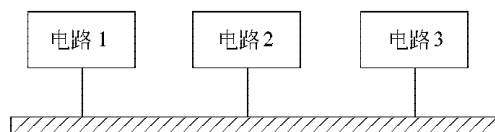


图 3-47 多点接板地

这种接地方式适用于工作频率高于 10MHz 的模拟电路或高速数字电路。这里每部分电路的地电流都有自己的路径, 而且接地阻抗显著减少。其原因是:

- (1) 每部分电路都连接到地平面上距离最近的点;
- (2) 地平面提供了一个低阻抗路径。

如果把多点接板地方法用于低频情况, 尤其是地电流较大的情况, 则因各部分电路的地电流都流经板地, 板地阻抗会导致一定程度的相互耦合, 所以其低频特性劣于并行单点接地方式。

4. 混和接地方式

如果各部分电路的工作频率范围很宽,既有高频分量又有低频分量,则可以采用图 3-48 所示的混和接地方式,该方式是在并行单点接地的基础上,各部分电路又用小电容 C 就近接到板地,所以该方式综合了前两种接地方式的优点。对于低频地电流,小电容 C 阻抗很大,该方式相当于并行单点接地;而对于高频地电流,小电容 C 阻抗很小,该方式相当于多点接板地。

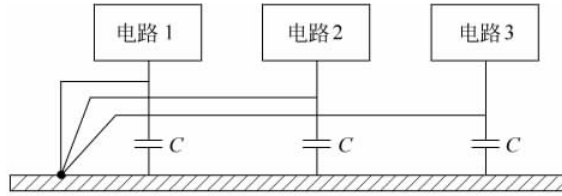


图 3-48 混和接地方式

3.5.2 放大器输入信号回路接地

电路中不同点的电位总有或多或少的差异,如果放大器输入信号回路有多个接地点,它们之间的地电位差就有可能耦合到信号回路,形成噪声。

在图 3-49(a)所示的电路中, u_s 是信号源, R_s 是信号源电阻, R_1 和 R_2 表示导线电阻, R_i 表示放大器输入电阻, R_G 表示地线电阻。因为信号源和放大器分别在两个不同的地方接地,接地点之间的地电位差 u_G 会在放大器的输入端产生噪声电压 u_n 。

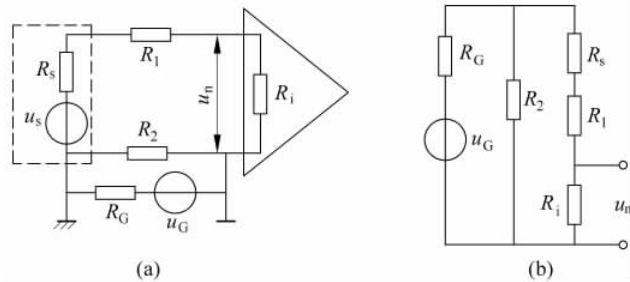


图 3-49 信号回路两点接地

(a) 实际电路; (b) 等效电路

根据图 3-49(b)所示等效电路,当 $R_2 \ll R_s + R_1 + R_i$ 时,放大器输入端噪声电压 u_n 为

$$u_n = \frac{R_i}{R_i + R_1 + R_s} \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_G} \cdot u_G \quad (3-88)$$

例如,当 $R_1 = R_2 = 1\Omega$, $R_s = 500\Omega$, $R_i = 10\text{k}\Omega$, $R_G = 0.01\Omega$ 时,若 $u_G = 1\text{mV}$,则 $u_n = 0.95\text{mV}$ 。可见,地电位差的大部分作为噪声电压呈现在放大器的输入端。

为了解决上述地电位差噪声引入到放大器输入端的问题,可在放大器输入信号回路中采用单点接地、差动放大、平衡差动放大等方法。

1. 单点接地

所谓单点接地,指的是放大器输入信号回路只有一个接地点,或者是放大器信号输入端接地,而信号源不接地,或者是放大器信号输入端不接地,而信号源接地,分别如图 3-50(a)和图 3-50(b)所示。因为只有一个接地点,地电位差 u_G 与输入信号回路不会发生耦合,从而克服了 u_G 的不利影响。

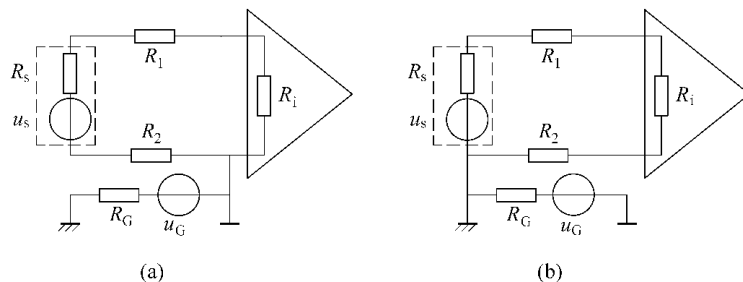


图 3-50 信号回路单点接地

(a) 放大器接地而信号源不接地; (b) 放大器不接地而信号源接地

2. 差动放大

如果因为传感器及放大器的某种工程需要,信号源和放大器必须分别在不同地点分别接地,则为了削弱地电位差的不利影响,可以采用差动放大的方法。

如图 3-51(a)所示,差动放大器的两个输入端电压分别为 u_A 和 u_B ,输出电压为 $u_o = K(u_A - u_B)$, K 为放大器的放大倍数。图中的 R_{i1} 和 R_{i2} 是放大器的差动输入电阻,一般情况下 $R_{i1} = R_{i2}$ 。其他参数的意义与图 3-50 相同。

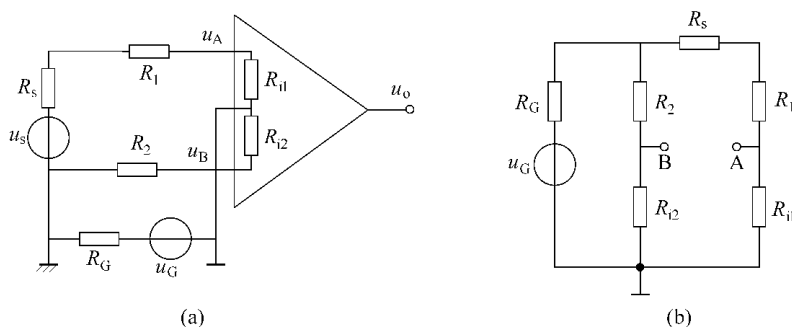


图 3-51 用差动放大器削弱地电位差的不利影响

(a) 差动放大器电路; (b) 地电位差对信号影响的等效电路

当 $R_G \ll R_{i1} + R_{i2}$ 时,由信号电压 u_s 单独作用,产生的放大器输出电压为

$$u_{os} = K(u_{As} - u_{Bs}) = \frac{R_{i1} + R_{i2}}{R_{i1} + R_{i2} + R_s + R_1 + R_2} \cdot u_s \cdot K \quad (3-89)$$

式中, u_{As} 和 u_{Bs} 分别表示 u_s 单独作用产生的 A 点和 B 点信号电压,当 $R_{i1} + R_{i2} \gg R_s + R_1 + R_2$ 时

$$u_{os} \approx Ku_s \quad (3-90)$$

当 u_G 单独作用时,等效电路如图 3-51(b)所示。当 $R_G \ll R_{i1} + R_{i2}$ 时,地电位差 u_G 在放大器输入端产生的噪声电压 u_n 为

$$u_n = u_{An} - u_{Bn} = \left(\frac{R_{i1}}{R_{i1} + R_s + R_1} - \frac{R_{i2}}{R_{i2} + R_2} \right) \cdot u_G \quad (3-91)$$

当 $R_{i1} \gg R_s + R_1$ 、 $R_{i2} \gg R_2$ 时,式(3-91)括弧中的两项相减趋向于零,从而使 u_G 产生的输出端噪声大为衰减。例如,当 $R_1 = R_2 = 1\Omega$, $R_s = 500\Omega$, $R_{i1} = R_{i2} = 10\text{k}\Omega$, $R_G = 0.01\Omega$ 时,若 $u_G = 1\text{mV}$,由式(3-91)可得 $u_n = 46\mu\text{V}$,比图 3-49 所示电路的情况大为改善。而且,增加放大器输入电阻或减少信号源电阻可以进一步降低噪声电压,例如,如果把 $R_{i1} = R_{i2}$ 增加到 $100\text{k}\Omega$,把 R_s 减少到 100Ω ,则 $u_n = 1\mu\text{V}$ 。

3. 平衡差动放大

在式(3-91)中,一般情况下 $R_1 = R_2$, $R_{i1} = R_{i2}$,但是 R_s 的存在使得括号内不为 0,从而导致放大器输入端的噪声电压 $u_n \neq 0$ 。解决这个问题的一种方法是使用差动平衡式放大电路。所谓平衡电路,指的是电路的两个支路具有相同的阻抗,而且对地阻抗也相同。平衡的目的是使两个支路感应的噪声相同。对于差动放大器来说,干扰噪声呈现为共模噪声,利用放大器较大的共模抑制比(CMRR)可以有效地抑制噪声。

在图 3-52 所示的平衡差动放大电路中, $u_{s1} = u_{s2}$ 为信号源差动电压, $R_{s1} = R_{s2}$ 为信号源电阻。此外,传输信号的两条导线电阻相同,即 $R_1 = R_2$,而且具有同样的对地分布阻抗。这样一来,信号源、传输线、放大器都是平衡的,地电位差 u_G 在放大器输入端只产生共模噪声,不产生差模噪声。

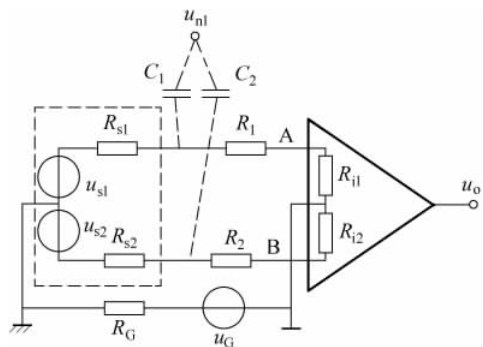


图 3-52 平衡差动放大

对于这样的差动平衡式放大电路,如果存在一个外界电场干扰源 u_{n1} ,如图 3-52 中的虚线所示,则只要电路的平衡度好,两条传输导线的对地阻抗就大致相同,它们到干扰源的分布电容 C_1 和 C_2 也大致相同, u_{n1} 在差动放大器的两个输入端 A 点和 B 点产生的噪声电压也大致相同。由于输出电压 $u_o = K(u_A - u_B)$,所以两条信号传输线上感应的电场干扰噪声会相互抵消。也就是说,差动平衡式放大电路能有效地抵御电场干扰噪声。实际上,电路的平衡度反映了整体电路系统的共模抑制比。为了使电路的平衡度好,可以采用双绞传输线。

如果存在一个垂直于纸面的干扰磁场,则感应电压将是一个串联在信号回路中的差模噪声,根据式(3-18),干扰磁场感应电压正比于感应面积 A 。采用双绞线传输信号可以有效地减少 A ,而且双绞线相邻结产生的感生电动势具有一定的相互抵消作用,从而可有效地削弱磁场干扰噪声的影响,如图 3-17(b)所示。

电路系统的平衡取决于信号源的平衡、信号传输线的平衡、差动放大器的平衡以及分布参数的平衡。一般来说,工作频率越高,越难做到好的平衡,因为分布参数对电路平衡起的作用越大。

如果对差动平衡式放大电路的信号传输线加以屏蔽,则电路的抗干扰能力可以进一步

提高。在以屏蔽作为基本降噪手段的场合,也可以利用平衡技术进一步提高电路输出的信噪比。

3.5.3 防护屏蔽

防护屏蔽(guarding shields)是围绕放大器输入部分的内部浮动屏蔽。防护屏蔽层未必接地,而是连接到对于输入信号相对稳定的电位。

当信号来自高阻抗信号源时,防护屏蔽是降低输入电容和漏电流影响的一种有效方式。如果运算放大器的输入电流为 pA 数量级,漏电流很可能处于同一量级,这样的电路需要采用防护屏蔽以减少漏电流。

1. 三种常用放大器信号输入电路的防护屏蔽

最常遇到的运算放大器线性应用是同相放大器、反相放大器和电压跟随器。对于这三种电路配置,要注意以下两点:

(1) 防护屏蔽连接点的电位应该与放大器输入端电位相同,其对地阻抗要足够低,以吸收漏电流而不引起过多的偏移。

(2) 对于任何理想的运算放大器,其反相输入端与同相输入端具有基本相同的电位。

基于上述条件,三种常用放大器配置的防护屏蔽连接电位示于图 3-53,图中具有内部阴影的方框表示防护屏蔽。为了减小输入失调电压,每种电路中的各电阻值必须满足电路旁边的公式,式中的 R_s 表示连接到输入端的信号源的内阻。

对于图 3-53(a)电路,根据运放“虚短”的概念,信号输入端电位几乎等于运放反相输入端的电位,而这又等于点 A 处的电位,条件是 R_3 两端电压为零。实际上,运放输入电流很小,但从不为零,通常为几十纳安量级。要构建一个低噪声放大器, R_3 数值不应太大,一般不大于几千欧,为的是限制其热噪声。所以, R_3 两端电压通常不超过几十微伏。所以,点 A 和信号输入端之间的电位差可以忽略,将防护屏蔽层连接到 A 点是适宜的。

对于图 3-53(b)电路,只要 R_3 两端的电压降可以忽略,运放负输入端的电位几乎等于点 A 的电位(地电位)。这表明,将防护屏蔽层连接到 A 点是适宜的。

对于图 3-53(c)电路,点 A 直接连接到输出。由于电压增益为 1,只要 R_1 两端的电压降可以忽略不计,点 A 的电位就等于信号输入端电位。所以,将防护屏蔽层连接到 A 点是合适的。

在上述三种情况下,将防护屏蔽层连接到 A 点的前提是

- (1) 运算放大器输入失调电流必须尽可能小;
- (2) 采用低值电阻 R_3 或 R_1 。

此外必须注意:

(1) 为了限制漏电流,整个电路板必须用三氯乙烯或酒精小心地清洗,以除去助焊剂,然后用压缩空气吹干。电路板应利用环氧树脂或硅橡胶进行涂覆,以防受到灰尘、水蒸气或任何其他杂质的污染,这些污染会在元件之间造成不希望的导电路径。

(2) 集成电路的外壳要尽可能靠近电路板,以缩短其引线。

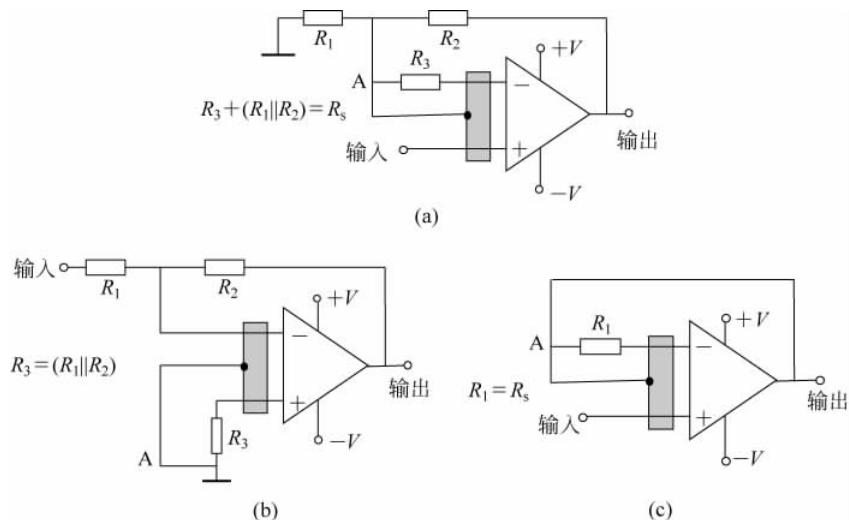


图 3-53 三种常用放大器配置的防护屏蔽连接电位

(a) 同相放大器；(b) 反相放大器；(c) 电压跟随器

2. 传感器-放大器信号传输电路的防护屏蔽

如图 3-54(a)所示,压电式传感器或电容式传感器通过一个屏蔽双芯电缆连接到放大器的输入端,该电路最关键的问题之一是严重的带宽限制。

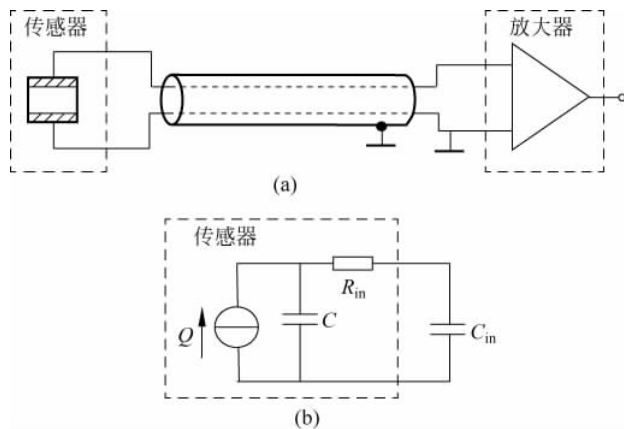


图 3-54 压电式或电容式传感器连接到放大器

(a) 电路布局；(b) 等效的低通滤波器

假设电缆-放大器系统的输入电容 C_{in} 是几十皮法,压电式或电容式传感器的内部电阻 R_{in} 很大,大致是绝缘体电阻(约 $1G\Omega$)。这样在放大器输入端就出现一个等效低通滤波器,如图 3-54(b)所示,其截止频率低至几赫兹。为了避免这种情况,必须降低输入电容 C_{in} 。

另一个问题是电缆中的漏电流。如果放大器工作的输入偏置电流为 pA 量级,漏电流会降低放大器的性能,由于两个电流大小为相同量级。

解决上述两个问题的办法是对信号线加防护屏蔽。

采用图 3-55 中所示的电路方案,可以减少漏电流和输入电容的影响。图中的电压跟随器增益为 1,以使点 A 电位等于点 B 电位。连接点 B 和点 C,可确保信号线与其屏蔽层之间的电压为零,因此消除了漏电流问题。由于跟随器输出阻抗很低,可以驱动系统的输入电容(放大器输入导线 BD 对地电容),避免了频带限制问题。因此,跟随器必须放置在尽可能接近传感器的地方,以减少高电阻信号源驱动的电线的长度。

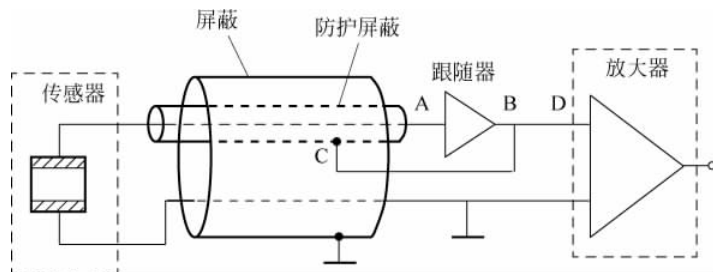


图 3-55 高阻抗传感器信号线的防护屏蔽

3. 差动放大器信号输入电路的防护屏蔽

当差动放大器的信号输入电路不完全对称平衡时,共模干扰(例如地电位差、电场干扰噪声)在差动放大器的两个输入端 A 点和 B 点产生的噪声电压将会不同,经放大将在放大器输出端产生噪声电压 $u_{on} = K(u_{An} - u_{Bn})$ 。

如果将放大器的地、放大器屏蔽罩以及传输线的屏蔽层接至某一防护电位 u_g ,而不是接到仪表端的地,以使共模噪声 u_g 只产生共模输入,而不产生差模输入,这就是防护屏蔽的目的。防护屏蔽的电路连接示于图 3-56(a)。

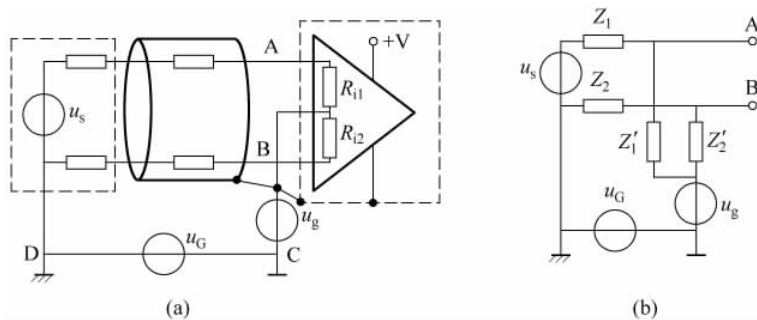


图 3-56 防护屏蔽原理

(a) 电路连接; (b) 等效电路

将各种分布参数都考虑在内,设信号源电压 u_s 上端到放大器输入端 A 的等效阻抗为 Z_1 , u_s 下端到放大器输入端 B 的等效阻抗为 Z_2 , A 点对地等效阻抗为 Z'_1 , B 点对地等效阻抗为 Z'_2 ,由图 3-56(b)所示等效电路可得,相对于右端 C 点地, A 点电位为

$$u_A = u_g + \frac{Z'_1}{Z_1 + Z'_1}(u_G + u_s - u_g) \quad (3-92)$$

相对于右端 C 点地, B 点电位为

$$u_B = u_g + \frac{Z'_2}{Z_2 + Z'_2}(u_G - u_g) \quad (3-93)$$

式(3-92)与式(3-93)相减可得,A、B两点之间的电压 u_{AB} 为

$$u_{AB} = u_A - u_B = \left[\frac{Z'_1}{Z_1 + Z'_1} - \frac{Z'_2}{Z_2 + Z'_2} \right] \cdot (u_G - u_g) + \frac{Z'_1}{Z_1 + Z'_1} u_s \quad (3-94)$$

式(3-94)右边的第一项表示 u_G 和 u_g 共同作用在放大器输入端产生的噪声电压,第二项表示 u_s 在放大器输入端产生的信号电压。为了使共模干扰 u_G 在放大器输入端不产生噪声电压,由式(3-94)可知有下列3种解决方法:

(1) 使 $Z_1 = Z_2, Z'_1 = Z'_2$, 这样式(3-94)右边的中括弧中为零, u_G 对 u_{AB} 无影响。这实际上就是前面介绍的平衡式电路。

(2) 使 $u_g = u_G$, 这样式(3-94)右边的小括弧中为零, u_G 对 u_{AB} 无影响。这时的电路连接方式如图3-57所示,称为传感器接地、放大器浮空式防护屏蔽。

图3-57所示电路在放大器屏蔽罩内没有任何直接到C点的接地,这就意味着放大器只能用电池或静电隔离变压器供电,这在实现中会有一些麻烦。因此,实际电路常在放大器防护罩的外面再加一层接到C点仪表地的屏蔽罩,如图3-58所示。

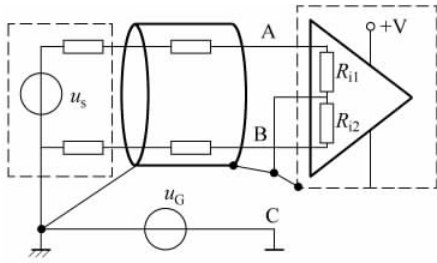


图 3-57 传感器接地、放大器浮空式防护屏蔽

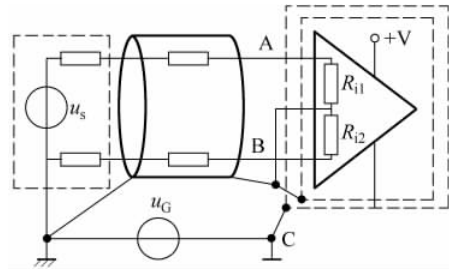


图 3-58 双屏蔽罩电路

(3) 令防护电压 $u_g = (u_A + u_B)/2$, 与式(3-92)和式(3-93)联立求解, 可得

$$u_G - u_g = - \frac{Z'_1 / (Z_1 + Z'_1)}{Z'_1 / (Z_1 + Z'_1) + Z'_2 / (Z_2 + Z'_2)} u_s$$

将上式代入式(3-94), 得

$$u_{AB} = u_A - u_B = \frac{u_s}{1 + (Z_1 / Z'_1 + Z_2 / Z'_2) / 2} \quad (3-95)$$

这时 u_{AB} 不再是 u_G 的函数, 所以 u_G 对 u_{AB} 无影响, 称之为防护屏蔽。在实用电路中, 一般都有 $R_{11} = R_{12}$, 常利用 R_{11} 和 R_{12} 的连接点取得 $u_g = (u_A + u_B)/2$ 电位, 再使用电压跟随器增加其驱动能力, 如图3-59所示。在集成高精度数据放大器中, R_{11} 和 R_{12} 的连接点大都引出到某个管脚, 便于连接到电压跟随器的输入端, 其输出可以用来驱动电缆和放大器的屏蔽层, 使其保持在 $(u_A + u_B)/2$ 电位。

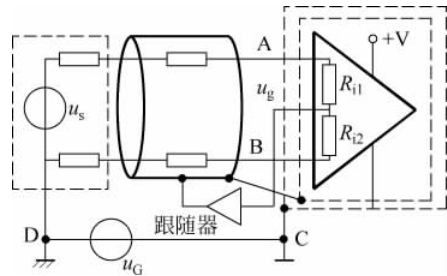


图 3-59 利用跟随器增加防护电压驱动能力

3.6 其他噪声抑制技术

3.6.1 隔离

在干扰噪声比较严重的场合,隔离是一种非常重要的抑制干扰的措施。对于不可能实现一点接地原则的场合,或者对于为安全起见两端设备必须分别接地的情况,如果测量系统中存在着较大的地电位差噪声,则隔离是克服这种共模噪声不利影响的最有效措施。下面分别介绍常用的几种隔离技术。

1. 变压器隔离

利用变压器原边和副边之间固有的电气隔离特性,可以将系统中接地点不同的各电路之间的电气连接隔离开来,如图 3-60 所示,图中的地电位差 u_G 不会形成放大器输入端的共模噪声,而有用信号 u_s 可以经变压器耦合传输到放大器输入端。此外,变压器还可以起到阻抗变换的作用。

变压器隔离具有一定的局限性。对于低频信号,要求变压器的电感要大,而这会导致变压器体积太大,并使得性能下降。此外变压器的外部屏蔽和线圈之间的内部屏蔽,会大大增加成本。如果变压器绕组之间的分布电容较大,则不能较好地隔离高频地电位差噪声。在变压器初、次级线圈之间装设接地的金属箔屏蔽层可以解决分布电容问题,但要注意,屏蔽层必须适当接地才能有效。

2. 光电耦合隔离

光电耦合隔离电路示于图 3-61。一般的光电耦合隔离器件成本很低,最大隔离电压 2.5kV,绝缘电阻 1T Ω ,残余耦合电容 1pF 量级,使用中的电路工艺设计也很方便,但是信号传输关系是非线性的,所以一般的光电耦合集成芯片只能用于数字信号。如果需要隔离模拟信号,可以使用模拟量光电耦合器芯片。

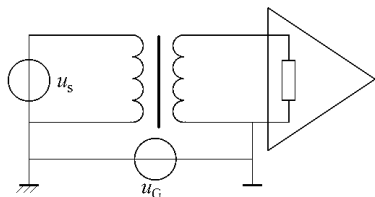


图 3-60 变压器隔离

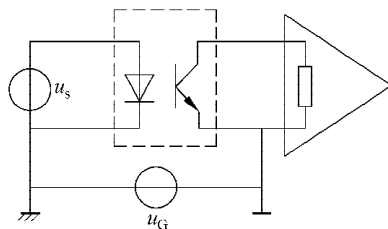


图 3-61 光电耦合隔离

图 3-62(a)所示是 HCNR200/201 模拟量光电耦合隔离集成电路的管脚布局,其非线性度仅 0.01%,频带宽度为 DC~1MHz 以上,隔离电压可达 5000V。模拟量光电耦合集成

电路内包含一个高性能 LED,它同时照亮两个紧密匹配的光敏二极管,内部结构保证每个光敏二极管接受大致相同的光量,其中的输入光敏二极管(PD_1)用来检测和稳定 LED 的发光输出,而输出光敏二极管(PD_2)将稳定、线性的 LED 光输出转换为电流。因此,LED 的非线性特性和漂移可以被消除。

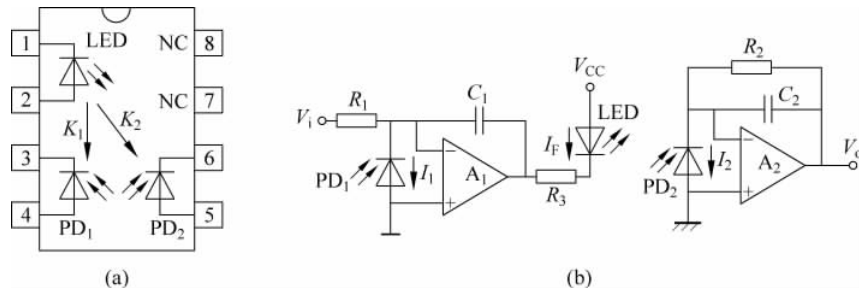


图 3-62 模拟量光电耦合器

(a) HCNR200/201 管脚布局; (b) 电压/电压隔离电路

这种光电耦合电路可以用来解决各种应用中的模拟量隔离问题,满足高稳定性、线性度和带宽要求,而且成本低。利用这种光电耦合电路,通过灵活的设计,隔离电路可以工作在各种不同的模式,包括单极/双极、交流/直流、反相/正相等模式。

图 3-62(b)所示是一种电压/电压隔离电路,图中的放大器 A_1 与 PD_1 组成光反馈电路,用来自动检测和调整 LED 的电流,补偿 LED 光输出的非线性和漂移。输出光敏二极管 PD_2 将稳定、线性的 LED 光输出转换为电流,再经运放 A_2 转换为电压。设放大器 A_1 负输入端的输入阻抗为无穷大,则流过 R_1 及 PD_1 的电流为

$$I_1 = V_i/R_1$$

注意上式中的 I_1 只取决于 V_i 和 R_1 ,与 LED 的光输出特性无关。当 LED 的光输出随温度或其他因素变化时,放大器自动调整 I_F 使 I_1 保持稳定,并正比于输入电压 V_i 。

光电耦合集成电路内部结构保证两个光敏二极管的光电流 I_2 与 I_1 之比为一常数,即

$$I_2/I_1 = K$$

此常数 K 不随温度和时间而改变,也不随 LED 光输出的非线性和漂移而改变,只取决于图 3-62(a)中的光路传输系数 K_2 和 K_1 之比。由图 3-62(b)的输出电路可得

$$V_o = I_2 R_2 = KI_1 R_2 = KV_i R_2/R_1$$

可见,输出电压 V_o 与输入电压 V_i 之比为固定值 KR_2/R_1 ,与 LED 的光输出特性无关,从而在保证隔离的条件下实现了电压的线性传输。

这种光电耦合集成电路的使用非常灵活,通过适当的电路组态,在提供电路隔离功能的同时,可以实现单极性或双极性输入输出、电流转换为电压、电压转换为电流等不同功能,也可以实现工业仪表常用的 $4\sim 20\text{mA}$ 电流信号与 $1\sim 5\text{V}$ 电压信号之间的相互转换。对于具体的应用电路,读者可参阅相关的厂家资料。

3. 隔离放大器

隔离放大器集成电路的输入信号和输出信号在电气上是互相隔离开的,隔离耐压可以高达千伏,而信号的传输又是线性的,所以隔离放大器可以用于模拟信号,如图 3-63 所示。

隔离放大器可分为三类：

(1) 利用内部耦合变压器的放大器，在传送信号过程中抑制任何直流分量。

由 Analog Devices 公司(ADI)制成的隔离放大器，利用高频载波对传送的信号进行频率调制(或脉冲宽度调制)，其带宽不超过 10kHz。输入和输出之间实现隔离电压 3.5kV。只需要一个直流电源，第二个电源来自一个转换器，其线圈与第一个电源共用相同的磁芯。

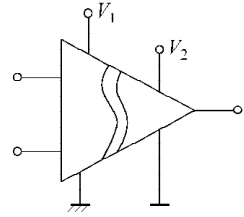


图 3-63 隔离放大器

(2) 利用内部光电耦合的放大器，例如 Burr-Brown 公司的隔离放大器 ISO100。根据芯片的数据表，其最大隔离电压约为 750V。为了改善线性，第二个光电二极管是由输入电路的 LED 发射的光激发，得到的信号被用来抵消信号转换过程中的非线性。

(3) 利用内部电容耦合的放大器，其中所传输的信号是频率调制信号。例如 Burr-Brown 公司的 ISO106 放大器，最大隔离电压 3.5kV，带宽 70kHz。

还有一种三端口隔离放大器，它的输入电路、输出电路、电源三者之间都进行了隔离，隔离电压可达几百伏到上千伏，使用起来十分方便。

3.6.2 共模扼流圈

共模扼流圈又称为纵向扼流变压器或平衡-不平衡变压器，它由两个共磁芯的电感线圈组成，如图 3-64(a)所示。当两个不同方向的电流(差模电流)流过共模扼流圈时，两个线圈产生方向相反的磁场，磁场相互抵消，因此线圈两端表现出的阻抗很小。但是，当共模电流流过扼流圈时，两个线圈会产生方向相同的磁场，磁场相互加强，因此线圈两端表现出高阻抗。正是由于具有这种特性，共模扼流圈可以起到遏制共模干扰噪声的作用，而对差模信号电流又呈现低阻抗，直流信号也能正常传输。共模扼流圈电路连接示于图 3-64(b)，图中的 u_s 为差模信号电压， u_G 为地电位差共模干扰电压。

1. 差模信号回路

图 3-64(c)示出共模扼流圈电路中信号回路的等效电路，图中的 L_1 和 L_2 分别表示共模扼流圈两个线圈的电感， M 表示两个线圈之间的互感， R_1 和 R_2 表示两个绕组的导线电阻，各路电流定义如图所示。

考虑图 3-64(c)下面的小回路，列出其回路方程

$$i_2(j\omega L_2 + R_2) - i_1(j\omega M) = 0 \quad (3-96)$$

式(3-96)中左端的相减表示出差模电流对阻抗的抵消作用。根据式(3-66)，对于紧耦合的两个磁性回路， $L_1 = L_2 = M$ ，由式(3-96)可得

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{j\omega}{j\omega + R_2/L_2} \quad (3-97)$$

由式(3-97)可得，下支路电流 $|i_2|$ 随频率 ω 变化曲线如图 3-65 所示。

注意到导线电阻 R_2 很小，而共模扼流圈电感 L_2 一般较大，图 3-65 中的拐点频率 R_2/L_2 很低。所以对于信号 u_s 的大部分频率分量， $i_2 \approx i_1$ ， $i_G = i_1 - i_2 \approx 0$ ，也就是说，绝大部分信

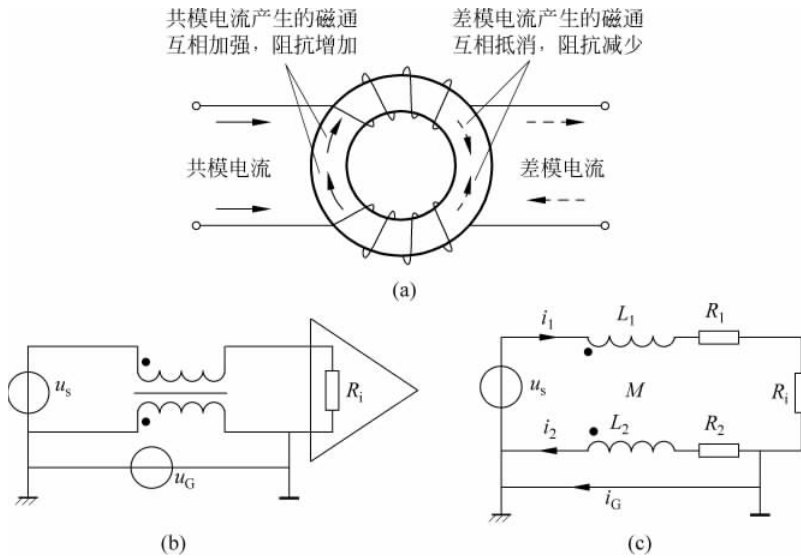


图 3-64 共模扼流圈电路
(a) 共模扼流圈结构; (b) 电路连接; (c) 差模信号回路等效电路

号电流经共模扼流圈的下支路流回,而不是经地线流回。

考虑图 3-64(c)上面的回路,得

$$u_s = j\omega(L_1 + L_2)i_1 - 2j\omega Mi_1 + (R_i + R_1 + R_2)i_1 \quad (3-98)$$

由 $L_1 = L_2 = M, R_i \gg R_1 + R_2$, 得

$$i_1 \approx u_s / R_i \quad (3-99)$$

对于直流信号和极低频率信号, $\omega \approx 0$, 式(3-98)变为 $u_s = (R_i + R_1 + R_2)i_1$, 在 $R_i \gg R_1 + R_2$ 的情况下, 式(3-99)仍然成立。

由上面的分析可知,对于各种频率的信号乃至直流信号,共模扼流圈对差模信号电流均呈现低阻抗,不影响信号的正常传输。

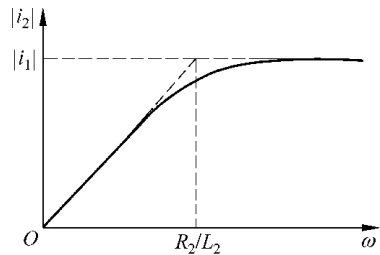


图 3-65 下支路电流 i_2 随频率 ω 变化的曲线

2. 共模地电位差噪声回路

考虑只有地电位差共模干扰电压 u_G 存在的情况,图 3-64(b)共模扼流圈电路可以表示为图 3-66 所示的等效电路。

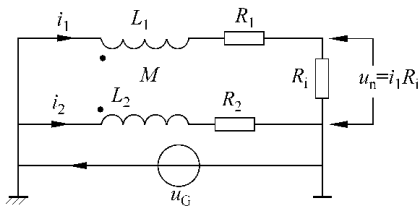


图 3-66 共模地电位差噪声回路等效电路

当共模扼流圈不存在时,由于 $R_i \gg R_1, u_G$ 的大部分将呈现在放大器输入电阻 R_i 两端。当共模扼流圈存在时, R_i 两端的噪声电压 u_n 取决于这时的 i_1 。

i_1 回路方程为

$$u_G = j\omega L_1 i_1 + j\omega M i_2 + (R_1 + R_i) i_1 \quad (3-100)$$

i_2 回路方程为

$$u_G = j\omega L_2 i_2 + j\omega M i_1 + R_2 i_2 \quad (3-101)$$

式(3-100)和式(3-101)中,右端都包括含有 $j\omega M$ 的项,它的相加表示出共模电流对阻抗的相互增强作用。由 $L_1=L_2=M=L$,解得

$$i_1 = \frac{u_G R_2}{j\omega L(R_1 + R_2 + R_i) + R_2(R_1 + R_i)} \quad (3-102)$$

因为 $R_i \gg R_1 + R_2$,式(3-102)可以简化为

$$i_1 = \frac{u_G R_2}{j\omega L R_i + R_2 R_i} \quad (3-103)$$

由 $u_n = i_1 R_i$,得

$$u_n = \frac{u_G}{1 + j\omega L/R_2} \quad (3-104)$$

由式(3-104)可得共模扼流圈电路中 u_n 与 u_G 的关系曲线,如图 3-67 所示。可以看出,当噪声频率 $\omega \gg R_2/L$ 时, $u_n \ll u_G$ 。共模扼流圈的导线电阻 R_2 要尽量小,而电感 L 要尽量大,这样图 3-67 中的拐点频率 R_2/L 就可以很低,以抑制大部分共模干扰噪声的不利影响。换言之,要根据共模干扰噪声的最低频率决定共模扼流圈的电感 L 和导线电阻。显然,共模扼流圈电路不能抑制直流共模干扰。

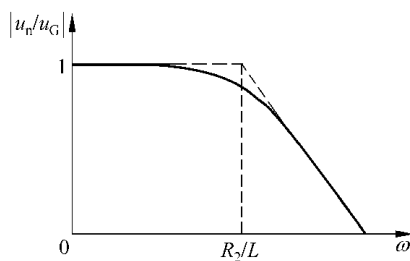


图 3-67 共模扼流圈电路中 u_n 与 u_G 关系曲线

3.6.3 信号线和电源线的抗干扰措施

1. 导线进入屏蔽罩的滤波

对于屏蔽罩内的检测电路,其信号往往来自屏蔽罩外部,这就需要信号线穿越屏蔽层进入罩内;检测电路需要能量,这就需要从外部引入电源线。这些进入屏蔽罩的导线很可能在完成自身功能的同时,也把噪声引入到了屏蔽罩内,这是一种传导耦合干扰。

为了保持屏蔽罩的有效性,应该把通过屏蔽层的导线和屏蔽层之间的噪声电压降低到可以接受的水平,屏蔽层低噪声边的导线中流动的噪声电流也应该越小越好。对于屏蔽罩所包围的检测电路来说,上述噪声可能是由其他电路传导而来,也可能是电磁场感应到导线上的。如果上述噪声通过导线越过屏蔽罩进入到检测电路附近,它就会在屏蔽罩内再次辐射,干扰微弱信号检测电路。因此,无论是信号线还是电源线,所有进入屏蔽罩的导线必须滤波。

2. 利用穿心电容滤波

任何穿越屏蔽罩的电线必须采用穿心电容滤除杂散噪声。穿心电容的结构和在屏蔽罩上的安装方法示于图 3-68。

穿心电容本质上是一个圆柱形电容器,围绕中心导线的电介质具有高介电常数,一般尺寸的穿心电容的容量约为 1nF,通过螺纹连接或焊接将其外体安装到屏蔽罩上,见图 3-68(b)。由于接地电流可以通过外体周围 360°散开,与此相关的电感非常小。为了满足这个条件,穿心电容外体的整个圆周必须紧固到屏蔽壳壁上。

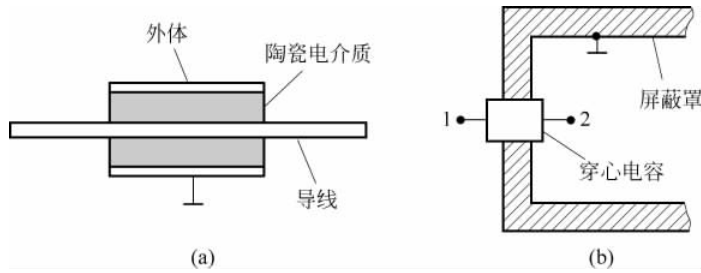


图 3-68 穿心电容

(a) 结构；(b) 在屏蔽罩上的安装方法

穿心电容的两种常用符号示于图 3-69(a), 其等效电路示于图 3-69(b), 图中的 L 是导线的寄生电感。可以看出, 这相当于 T 型低通滤波器。当正确安装到金属壁上时, 高频滤波有效频率高达几吉赫兹。

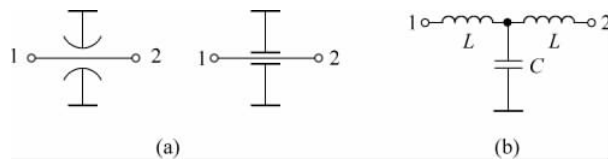


图 3-69 穿心电容符号和等效电路

(a) 常用符号；(b) 等效电路

3. 利用铁氧体磁珠滤波

铁氧体是低密度陶瓷材料组合物, 由氧化铁、氧化钴、氧化镍、氧化锌、氧化镁和一些稀土氧化物等组成, 不同制造商生产的铁氧体成分会有区别。铁氧体电阻率很高, 因此涡流非常小, 即使频率高达吉赫兹量级, 涡流损耗仍然很低。而对于普通铁磁物质, 涡流损耗随频率的平方增加。所以, 在高频应用中常选用铁氧体。

有若干种类型的铁氧体磁珠: 单孔珠或多孔珠, 管形或对开拼合形、球形等, 以及表面安装型。对开拼合形磁珠可以扣合到导线和电缆上, 或将导线或元件引线穿过磁珠。

铁氧体磁珠精致价廉, 可用于在电路中引入高频交流阻抗, 而不影响 DC 或低频信号的传输。铁氧体磁珠对抑制 10MHz 以上的噪声很有效, 个别类型的产品还可以用于抑制低至 1MHz 的噪声。

铁氧体磁珠适用于多种应用, 包括:

- 抑制传导干扰进入或离开一个电路或系统;
- 共模和差模滤波;
- 限制负载中高浪涌电流的初始峰值;
- 抑制高频振荡。

图 3-70 示出套在导线上的圆柱形铁氧体磁珠, 以及其高频等效电路和典型电路符号。等效电路中的电感 L 和电阻 R 取决于频率, 电阻 R 源自铁氧体物质的高频磁滞损耗。

多数制造商标明铁氧体磁珠的阻抗幅值随频率变化的特性, 有的厂商给出一种频率(通常是 100MHz)或几种频率下的阻抗幅值。阻抗幅值 $|Z|$ 由下式给出

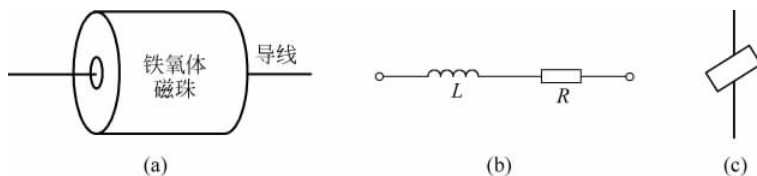


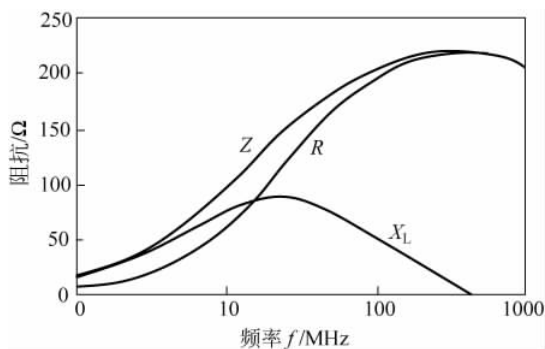
图 3-70 套在导线上的铁氧体磁珠

(a) 结构；(b) 高频等效电路；(c) 典型电路符号

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (2\pi fL)^2} \quad (3-105)$$

某种典型铁氧体磁珠的电阻 R 、感抗 X_L 和阻抗 Z 随频率 f 变化的曲线示于图 3-71。当用于噪声抑制时，推荐使用在其阻抗主要表现为电阻的频率范围。各种铁氧体产品可以覆盖 1MHz~2GHz 的适用频率范围。

由图 3-71 可见，在 DC 和音频频率，铁氧体抑制器提供的额外串联阻抗微不足道，因此插入损耗很低。然而，它们能显著地衰减较高频率的噪声，使高频干扰的能量大部分被抑制器吸收，而不是被传输到另一部分电路。

图 3-71 一种典型铁氧体磁珠的 R 、 X_L 和 Z 随频率变化的曲线

如果将导线多圈穿过铁氧体磁珠，则其阻抗按正比于圈数平方的关系增加，但是各圈之间的分布电容会使其高频阻抗降级。如果在其适用频率的低端需要增加阻抗，也许会采取这种措施，但不会超过两三圈，多数噪声抑制应用中只有一圈。

铁氧体磁珠提供的噪声衰减还取决于源阻抗 Z_S 和负载阻抗 Z_L ，磁珠阻抗 Z 应满足 $|Z| \gg |Z_S| + |Z_L|$ 的关系。因为铁氧体磁珠的阻抗较低，约为 30Ω 至 600Ω ，所以适用于低阻抗电路，例如电源、串联谐振电路、可控硅开关电路等等。需要注意的是，多孔磁珠比单孔磁珠具有更高的阻抗。如果单一磁珠不能提供足够的阻抗，也可以采用多圈或多个磁珠的方法。

铁氧体磁珠不需要接地就能起作用，因为其效用在于引入一个串联电感，构成基本的低通滤波器。它们不需要重新设计电路，而且实现起来并不复杂。铁氧体磁珠容易套在电线或电缆上，带状电缆可以安装铁氧体钳。在高频情况下，预计可使导线的串联电感增加几百倍。使用时应特别注意磁珠电路的直流电流，一定不要超过制造商给出的限制，以避免铁氧体出现磁饱和，导致性能恶化。

4. 导线进入屏蔽罩后的进一步滤波

屏蔽罩之外的导线往往扮演天线的角色,接收各种射频电磁波。如果不对进入屏蔽罩信号的频带加以限制,检测电路中的非线性器件有可能对这些高频干扰进行解调,将其转换为频率较低的干扰噪声,其频带有可能进入检测系统频带宽度之内。图 3-72(a) 和(b)所示是对进入屏蔽罩的低频信号线进行低通滤波,如果是窄带信号,则应采用带通滤波器。

图 3-72(b)所示是对进入屏蔽罩的差动信号进行滤波,同样的电路也可以用于对交流电源线进行低通滤波。图中电容的容量必须小,否则会造成较大漏电。如果用于交流电源滤波,最好使用市场上出售的成品电源滤波器,其中除了滤波功能外,还常常附有尖峰抑制功能。

应该注意的是,上述滤波电路本身就可能辐射干扰噪声,为了解决这个问题,可以给滤波器再加一个内部屏蔽罩,如图 3-72(c)所示。

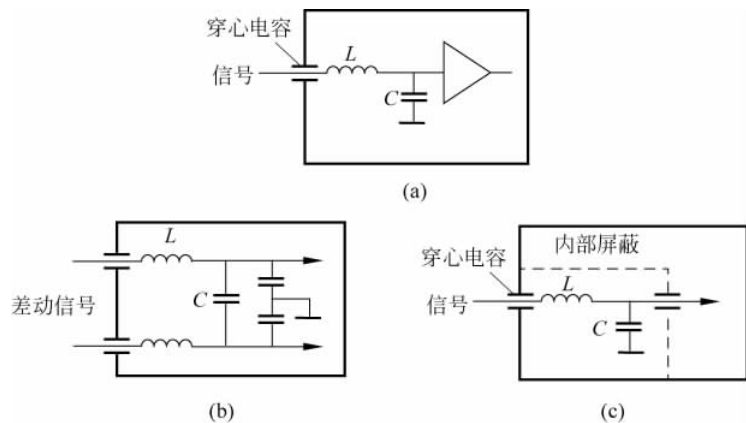


图 3-72 导线进入屏蔽罩的滤波

(a) 信号线滤波; (b) 差动信号线或交流电源滤波; (c) 利用内部屏蔽层防止滤波器的辐射

5. 长距离传输用电流信号

当信号传输距离较长时,为了减少干扰噪声的侵入,应尽量使用电流信号而不是电压信号。电流传输信号的原理示于图 3-73,图中的 i_s 为电流信号源,接收端的电流放大器 A_1 将其转换为电压信号 u_o 。理想运算放大器输入端的输入电流等于零(虚断),则电流 i_s 全部流经电阻 R_f ,考虑到 B 点为虚地,得

$$u_o = i_s R_f$$

当 i_s 变化时,B 点的虚地电位保持不变,所以电流放大器的输入电阻 R_i 为零。而电流源 i_s 的输出电阻 R_s 为无穷大。电路的这些特性有利于抵御某些干扰。例如,如果地线 CD 间存在地电位差 u_G ,如图中虚线所示,因为 R_s 为无穷大,所以 u_G 不会导致 i_s 变化,也不会导致 B 点电位变化,因而输出电压 u_o 不会受影响。如果干扰磁场在信号线 AB 和地线 CD

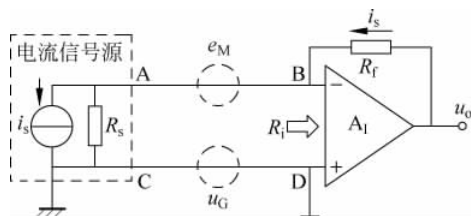


图 3-73 长距离传输用电流信号

所包围的面积中感应出感生电动势 e_M ，基于同样理由， e_M 也不会影响 u_o 。

长距离传输用电流信号能够提高抗干扰能力的原理，已经成功应用于常规工业检测仪表。相关规则规定，在仪表室范围内可以用 $1\sim 5V$ 标准信号进行传输，而室外长距离传输必须用 $4\sim 20mA$ 的标准电流信号。所谓“长距离”，在不同场合具有不同的标准，对于微弱信号检测电路，如果干扰环境比较恶劣，也许若干厘米就是长距离，就应该考虑使用电流信号而不是电压信号进行传输。

6. 前置放大器尽量靠近信号源

如果信号传输线不可避免地要拾取某种干扰噪声，则所传输的信号幅度应该尽量高一些，这样检测仪表接收到的信号的信噪比才能高一些。

如图 3-74(a)所示，如果信号源输出信号幅度较小，放大的任务靠检测仪表完成，则信号线拾取的干扰噪声会使信噪比严重恶化。如果在靠近信号源的部位设置一个前置放大器，将信号放大到较高幅度再传输，如图 3-74(b)所示，虽然信号线拾取的干扰噪声依旧，但检测仪表接收到的信号的信噪比可以大为提高。所以，前置放大器应该尽量靠近信号源。

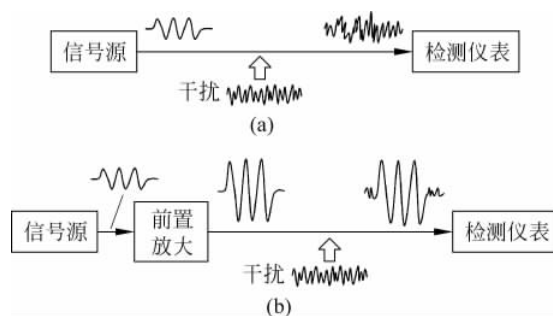


图 3-74 前置放大器靠近信号源有利于提高信噪比
(a) 前置放大器置于检测仪表内；(b) 前置放大器置于信号源处

抗干扰方法小结：

本章对外部干扰噪声进行了分析和讨论，各种抑制干扰噪声的技术和方法可以归纳为 3 类：一是抑制干扰源的噪声，二是消除或切断干扰噪声的耦合途径，三是对敏感的检测电路采取抗干扰措施。下面列出一些常用的抗干扰方法：

(1) 抑制干扰源的噪声

- ① 如果允许，就将干扰源围闭在屏蔽罩内；
- ② 对噪声源的出线进行滤波；
- ③ 限制干扰源脉冲的上升沿和下降沿的斜率；
- ④ 用压敏电阻或其他措施抑制干扰源电感线圈的浪涌电压；
- ⑤ 将产生噪声的导线与地线绞合在一起；
- ⑥ 对产生噪声的导线采取屏蔽措施；
- ⑦ 用于抑制电磁辐射的干扰源屏蔽层要两端接地。

(2) 消除或切断干扰噪声的耦合途径

- ① 微弱信号线越短越好，而且要远离干扰导线；

- ② 低电压信号线采用双绞线或贴近地线放置；
- ③ 信号线加屏蔽(高频信号线采用同轴电缆),伸出屏蔽层的信号线端越短越好；
- ④ 用于保护低电压信号线的屏蔽层要单点接地,同轴电缆用于高频要将屏蔽层两端接地,电路系统也要单点接地,高频电路就近接板地；
- ⑤ 对敏感电路要加屏蔽罩,进入该屏蔽罩的任何其他导线都要加滤波和去耦措施；
- ⑥ 如果低电压信号端子和带有干扰噪声的端子处于同一个连接器中,在它们之间放置地线端子；
- ⑦ 低电压电路和高电压电路避免使用公共地线；
- ⑧ 电路接地线和设备接地线要分开；
- ⑨ 接地线越短越好,避免地线形成环状；
- ⑩ 微弱信号检测要采用差动放大电路,电路的信号源和负载对地阻抗要平衡；
- ⑪ 采用隔离措施,避免地电位差耦合到信号电路。

(3) 检测电路的其他抗干扰措施

- ① 检测电路的通频带宽度要尽可能窄,尽量使用选频滤波；
- ② 直流电源线一定要加去耦滤波,滤波电解电容要用高频小电容旁路,各部分电路的电源滤波电容应尽量靠近该电路；
- ③ 信号地线、其他可能造成干扰的电路地线以及设备地线要分开；
- ④ 使用屏蔽罩。

习题

3-1 图 P3-1 中,地电阻 $R_G = 5\text{m}\Omega$,地电流 i_G 为宽带噪声,其功率谱密度为 $10^{-12}\text{A}^2/\text{Hz}$ 。设放大器为理想低通滤波器,矩形通带为 $\text{DC}\sim 10\text{kHz}$,通带内增益为 1。有用信号 u_s 为频率 1kHz 的正弦信号,其有效值 $U_s = 5\mu\text{V}$ 。

- (1) 计算放大器输出端的功率信噪比。
- (2) 如何改善输出端信噪比？

3-2 列举 5 种由机械运动产生的电噪声,并给出抑制噪声的方法。

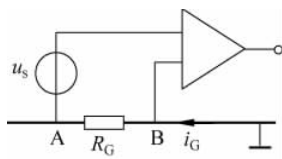


图 P3-1

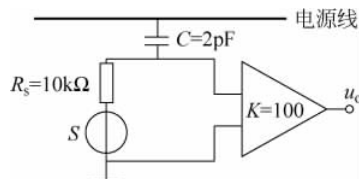


图 P3-3

3-3 图 P3-3 中放大器的电压增益 $K = 100$,输入阻抗很大。信号源内阻 $R_s = 10\text{k}\Omega$ 。电源线与信号线之间的分布电容为 2pF ,电源线载有 50Hz 交流电及其谐波,对地电压有效值分别为: $10\text{V}(50\text{Hz}), 5\text{V}(100\text{Hz}), 2.5\text{V}(150\text{Hz})$ 。

- (1) 计算并画出放大器输出端噪声 u_o 的功率谱。

(2) 如果信号 S 有效值为 $200\mu\text{V}$, 频率为 200Hz , 计算放大器输出端功率信噪比。

(3) 如何改善输出端信噪比?

3-4 放大器的输入电路包含面积为 2cm^2 , 50Hz 电源变压器产生的磁感应强度垂直于输入电路平面, 平均幅值为 1mWb/m^2 。

(1) 计算由此产生的放大器输入端的噪声幅值。

(2) 如果信号源的有效值为 10mV , 计算放大器输入的功率信噪比。

(3) 如何改善输出信噪比?

3-5 分别计算 1MHz 和 100MHz 电磁场干扰源到近场和远场分界点之间的距离。

3-6 干扰源频率为 435kHz , 检测设备距离干扰源 200m , 利用 1mm 厚的铜屏蔽层屏蔽检测设备, 分别计算屏蔽层对干扰场的吸收损耗 A 和反射损耗 R (表示为分贝)。

3-7 如果屏蔽层为 0.1mm 厚的铜箔, 计算集肤深度等于屏蔽层厚度的频率。

3-8 吸收损耗大于 15dB 时可以忽略多次反射校正项, 计算吸收损耗等于 15dB 时的屏蔽层厚度与集肤深度之比和多次反射校正项。

3-9 放大器的输入电路形成一个面积为 10cm^2 的环路, 此环路与一段电力线共面, 相距 1m , 电力线电流为 10A (有效值), 频率 50Hz 。对电路加屏蔽罩来抑制电力线的磁场干扰, 以使放大器输入环路中的感生电动势降至 20nV (有效值)。设磁场在屏蔽罩上均匀分布, 屏蔽罩采用钢材 ($\mu_r=1000, \sigma_r=0.1$), 计算屏蔽罩厚度 x 。

3-10 利用波导管效应, 希望直径 1cm 的圆孔对干扰场增加 64dB 的衰减。计算波导管长度和适用的频率范围。

3-11 图 P3-11 中的屏蔽层电感为 L_s 、电阻为 R_s , R_G 为等效地电阻。将 i_s/i_1 表示为频率的函数。

3-12 对于正文中图 3-73 所示电路系统:

(1) u_o 对下列哪种干扰噪声敏感?

- ① 地电位差 u_G ; ② 50Hz 电力网的交变电场;
- ③ 50Hz 电力网的交变磁场; ④ A、B、C、D 点的热电势;
- ⑤ A、B、C、D 点的电化学生电势。

(2) 信号线 AB 与电力网 ($220\text{V}, 50\text{Hz}$) 之间的分布电容 $C_p=2\text{pF}$, 当 $R_f=100\text{k}\Omega$ 时, 计算 u_o 中的 50Hz 交流噪声有效值。

(3) 如果信号线采用屏蔽线抗干扰, 屏蔽层应如何接地?

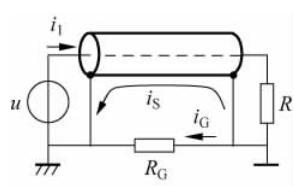


图 P3-11