

第5章 屏蔽技术

屏蔽是利用屏蔽体来阻挡或减小电磁能传输的一种技术,是抑制电磁干扰的重要手段之一。从电磁场理论的观点,可以这样说,有两个电磁场,在其分界面上存在有物体,如果因该物体的存在而能将这两个电磁场看成是相互独立存在的,那么这两个相互界面就被称为屏蔽,而分界面上所存在的物体,就被称为屏蔽体。

本章将讨论各种屏蔽的工作原理和分析方法,讨论屏蔽效果的定量计算,以及工程实用的屏蔽技术。

5.1 概 述

1. 屏蔽的目的和作用

屏蔽有两个目的,一是限制内部辐射的电磁能量泄漏出该内部区域,二是防止外来的辐射干扰进入某一区域。屏蔽作用是通过一个将上述区域封闭起来的壳体实现的。这个壳体可做成板式、网状式以及金属编织带式等,其材料可以是导电的、导磁的、介质的,也可以是带有非金属吸收填料的。

关于电磁屏蔽的作用原理,可以有两种解释。第一种解释是,在一次场(由源引起场)的作用下,屏蔽体表面因受感应而产生电荷,屏蔽体内产生电流和磁化,这些电荷、电流和极化产生二次场,二次场与一次场叠加形成合成场,在被防护区域的合成场必弱于一次场。第二种解释是,利用屏蔽体反射、衰减并引导场源所产生的电磁能量使它不进入被防护区。

第一种解释比较简单,但它的不足之处是在叙述某些物理过程方面有缺陷。第二种解释的观点比较正确,其不足之处是这种概念不适用于静态场。两种解释形式不同,但其本质是相同的。因为金属结构对于电磁能量的反射和引导作用的机理本身,与这些结构表面上和壁内电荷、电流和磁极化的产生有着不可分割的联系。

2. 屏蔽的分类

屏蔽的分类方法有多种。根据屏蔽的工作原理,可将屏蔽分为3大类:电屏蔽、磁屏蔽和电磁屏蔽。

电屏蔽的屏蔽体用良导体制作,并有良好的接地。这样就把电场终止于导体表面,并通过地线中和导体表面上的感应电荷,从而防止由静电耦合产生的相互干扰。

磁屏蔽主要用于低频情况下,屏蔽体用高磁导率材料构成低磁阻通路,把磁力线封闭在屏蔽体内,从而阻挡内部磁场向外扩散或外界磁场干扰进入,有效防止低频磁场的干扰。

电磁屏蔽主要用于高频情况下,利用电磁波在导体表面上的反射和在导体中传播的急剧衰减来隔离高频电磁场的相互耦合,从而防止高频电磁场的干扰。

我们不必把这3种类型的屏蔽进行对比,正如静电场和静磁场是电磁场的特殊情况一样,静电屏蔽和磁屏蔽是电磁屏蔽的一种特殊类型。

根据屏蔽的对象不同,可把屏蔽分为主动屏蔽和被动屏蔽。主动屏蔽的屏蔽对象是干扰

源,限制由干扰源产生的有害电磁能量向外扩散。被动屏蔽的屏蔽对象是敏感体,以防止外部电磁干扰对它产生有害影响。

3. 屏蔽效能

各种屏蔽体的性能,均用该屏蔽体的屏蔽效能来定量评价。屏蔽效能定义为空间某点上未加屏蔽时的电场强度 E_0 (或磁场强度 H_0) 与加屏蔽后该点的电场强度 E_1 (或磁场强度 H_1) 的比值,表示为

$$SE = E_0/E_1 \text{ (电屏蔽效能)} \quad \text{或} \quad SE = H_0/H_1 \text{ (磁屏蔽效能)} \quad (5-1)$$

用分贝 dB 表示为
$$SE(\text{dB}) = 20\lg \frac{E_0}{E_1} \quad \text{或} \quad SE(\text{dB}) = 20\lg \frac{H_0}{H_1} \quad (5-2)$$

表 5-1 给出了衰减量与屏蔽效能的关系。表 5-2 给出了不同用途的机箱对屏蔽效能的要求。

表 5-1 衰减量与屏蔽效能的关系

无屏蔽场强	有屏蔽场强	屏蔽效能 SE(dB)
10	1	20
100	1	40
1000	1	60
10000	1	80
100000	1	100
1000000	1	120

表 5-2 不同用途的机箱对屏蔽效能的要求

机箱类型	屏蔽效能 SE(dB)
民用产品	40 以下
军用设备	60
TEMPEST 设备	80
屏蔽室、屏蔽舱	100 以上

应该指出,在最简单的情况下,屏蔽效能仅有一个数值。属于这种情况的有:用均匀无限大平面对平面电磁波的半空间屏蔽;用均匀球面对位于其中心的点源屏蔽;用均匀无限长圆柱形屏蔽体对位于其轴上的线源屏蔽。在电磁屏蔽理论中,首先研究的正是这些情况,即将实际情况变为理想化。当然,这种理想化在相当程度上会影响评价的精确性。在特别复杂的情况下评价屏蔽效能时,需要采取一些假设,这样,评价的精确性将更加降低,在进行计算时,只能确定屏蔽效能可能最低的数量级。

5.2 电屏蔽

电屏蔽是为了防止两个回路(或两个元件、部件)间电容性耦合引起的干扰。电屏蔽体由良导体制成,并有良好的接地(一般要求屏蔽体的接地电阻小于 $2\text{ m}\Omega$)。这样,电屏蔽体既可防止屏蔽体内部干扰源产生的干扰泄漏到外部,也可防止屏蔽体外部的干扰侵入内部。

5.2.1 电屏蔽的原理和分析

图 5-1 所示为主动屏蔽的电屏蔽原理。图(a)所示为空间中的孤立导体 A 上带有电荷 $+q$ 的电力线分布情况。在此情况下,电荷 $-q$ 可认为是位于无限远的地方。图(b)所示为用导体壳 B 包围导体 A 时的电力线分布情况。此时屏蔽体的内侧感应出 $-q$,外侧感应出 $+q$,屏蔽体内部不出现电力线,仅此一点与图(a)不同。这种情形下的电力线始于屏蔽体外侧的 $+q$,终止于无限远处的 $-q$ 。显然,单纯采用把带电导体包起来的办法,实际上根本起不到屏蔽的作用。

图(c)所示为导体 B 被接地的情况。在这种情况下,导体 B 的电位为零,导体 B 外部的电力线消失,即带电荷导体 A 所产生的电力线被封闭在导体 B 包围的内部区域,这时导体 B 才真正有屏蔽作用。

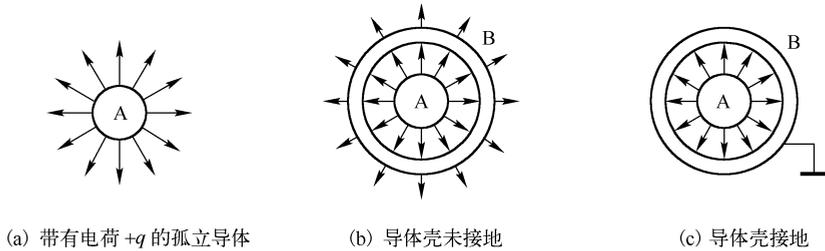


图 5-1 主动屏蔽的电屏蔽原理

应该指出,从图(b)转向图(c)的过渡状态中,在导体 B 和接地线之间将有电流通过。如果导体 A 带的是静电荷,图(c)就表示过渡状态结束达到稳定状态时的屏蔽效果。如果导体 A 带的是时变电荷,则接地线中因对应电荷的变化势必也要流过电流。另外,因导体 B 和接地线均不是理想导体,在导体 B 上将存在残留电荷,使得导体 B 的外部实际上也残留有静电场和感应电磁场。

图 5-2 所示为被动屏蔽的电屏蔽原理。导体处于静电平衡状态,导体表面的各处均处于等电位,其内部空间就不会出现电力线,实现了对外界电场的屏蔽作用。从原理上说,被动屏蔽的屏蔽导体可不必接地。但实际应用中的屏蔽导体,其内部空间的被屏蔽体同外部是不可能完全绝缘的,多少总会有直接或间接的静电耦合,即屏蔽是不完善的。因此仍应将屏蔽体接地,使其保持地电位,以保证有效的屏蔽。

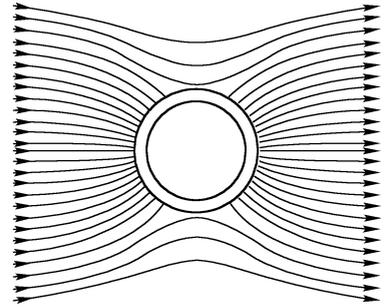


图 5-2 被动屏蔽的电屏蔽原理

5.2.2 低频电屏蔽效能的计算

对低频电屏蔽的分析,采用电路理论较为方便,干扰源和被干扰对象(接受器)之间的电场耦合可用二者之间的分布电容的耦合来度量。图 5-3 为干扰源和接受器之间未加屏蔽,此时干扰源通过两者间的分布电容耦合在接受器端产生的感应电压为

$$U_{N0} = \frac{C_{SR0} U_S}{C_{SR0} + C_R} = \frac{U_S}{1 + C_R / C_{SR0}} \quad (5-3)$$

式中, U_S 为干扰源电压, C_{SR0} 为干扰源与接受器间的耦合电容, C_R 为接受器对地分布电容。

从式(5-3)可看出,要使接受器端的感应电压 U_{N0} 减小,可把接受器(可能是某敏感元件或导线)尽可能贴近底板,增大 C_R 。也可以尽量拉开干扰源和接受器间的距离,以减小 C_{SR0} 的值来达到目的。

图 5-4 所示为干扰源和接受器之间置入屏蔽体 P,但屏蔽体未接地。设 C_p 为屏蔽体对地电容, C_{SP} 为干扰源与屏蔽体间的分布电容, C_{RP} 为接受器与屏蔽体间的分布电容, C_{SR} 为加屏蔽体后的剩余耦合电容。因 C_{SR} 很小,可暂不考虑其影响,不难得出

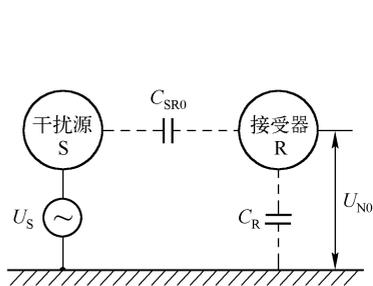


图 5-3 未加屏蔽的耦合

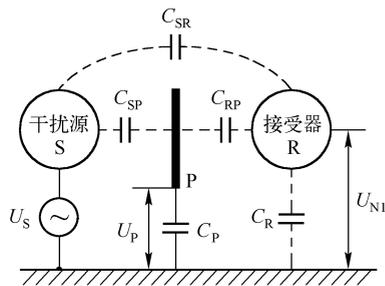


图 5-4 加未接地屏蔽的耦合

$$U_P = \frac{C_{SP} U_S}{C_{SP} + C_P + C_{RP} C_R / (C_{RP} + C_R)} \quad (5-4)$$

故

$$U_{N1} = \frac{C_{RP} U_P}{C_{RP} + C_R} = \frac{1}{1 + C_R / C_{RP}} \cdot \frac{C_{SP} U_S}{C_{SP} + C_P + C_{RP} C_R / (C_{RP} + C_R)} \quad (5-5)$$

从式(5-5)可看出,若 $C_P \ll C_{SP}$, 以及 $C_{RP} C_R / (C_{RP} + C_R) \ll C_{SP}$, 则有

$$U_{N1} = \frac{C_{RP} U_S}{C_{RP} + C_R} = \frac{1}{1 + C_R / C_{RP}} U_S \quad (5-6)$$

由于金属屏蔽体 P 比干扰源 S 更接近接受器 R, 且屏蔽体的尺寸比干扰源尺寸大, 所以 $C_{SR} < C_{RP}$ 。比较式(5-3)与式(5-6), 可知 $U_{N1} > U_{No}$, 即加了不接地的屏蔽体后, 非但没有起到屏蔽作用, 反而增加了干扰源和接受器之间的耦合, 增加了干扰效应。

图 5-5 所示为将屏蔽体 P 良好接地的情况, 此时屏蔽体对地电容 C_P 趋近于无穷大, 使屏蔽体的电位 U_P 趋于零, 因此接受器上感应的电压也趋于零, 屏蔽体起到良好的屏蔽作用。

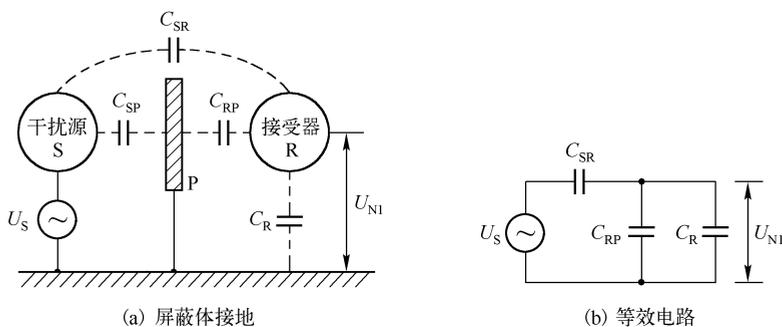


图 5-5 屏蔽体接地及其等效电路

实际上, 屏蔽体不是无限大的, 干扰源与接受器之间必然存在剩余电容 C_{SR} 。图 5-5(b) 可视为考虑 C_{SR} 时图 5-5(a) 的等效电路, 得

$$U_{N1} = \frac{C_{SR} U_S}{C_{RP} + C_R + C_{SR}} \approx \frac{C_{SR} U_S}{C_{RP} + C_R} \quad (5-7)$$

还需要考虑的一个因素是, 屏蔽体接地总是有接地阻抗存在, 若屏蔽体是通过导线接地的, 则接地阻抗还与频率有关。当接地线在时变场的作用下在地电流流过时, 接地阻抗上产生电压降, 使屏蔽体的电位不为零, 从而导致屏蔽性能降低。

按屏蔽效能的定义, 对电屏蔽, 有

$$SE(\text{dB}) = 20 \lg |E_0 / E_1|$$

式中, E_0 为未加屏蔽时的电场强度, E_1 为加屏蔽后的电场强度。但在具体的低频电屏蔽结构中, 用场的方法来计算 (或测量) 电场强度是困难的。可利用线性系统中, 感应电压正比于干扰场强这一性质, 用路的办法来计算屏蔽效能, 表示为

$$SE(\text{dB}) = 20 \lg |U_{N0}/U_{N1}| \quad (5-8)$$

式中, U_{N0} 为屏蔽前接受器上的感应电压, U_{N1} 为屏蔽后接受器上的感应电压。

5.2.3 电屏蔽的设计要点

为了获得有效的电屏蔽, 在设计时必须注意下列几点:

(1) 屏蔽体必须良好接地, 最好是屏蔽体直接接地。

(2) 正确选择接地点。图 5-6 所示为干扰源 S 和接受器 R 之间加入屏蔽体 P, S 和 R 的接地点分别为 G_S 和 G_R , 当屏蔽体的接地点 G_P 选在 G_S 和 G_R 中间时, 由于地线不是理想导体, 地电流 I_G 会在 G_P 和 G_R 间产生电位差 U_G 。 U_G 通过 P、 C_{RP} 和 C_R 构成的回路, 造成地电流干扰串入接受器 R。为了减小 U_G 的影响, 接地点 G_P 应接近 G_R , 即屏蔽体的接地点应靠近被屏蔽的低电平元件的接地点。

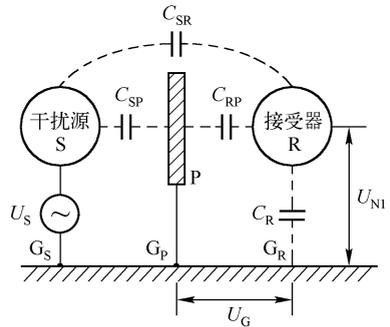


图 5-6 屏蔽体接地点选择

(3) 合理设计屏蔽体的形状。影响电屏蔽效能的另一因素是剩余电容 C_{SR} 。盒形屏蔽比板状或线状屏蔽有更小的剩余电容, 全封闭的屏蔽体比带有窗孔和缝隙的屏蔽体更为有效。

(4) 注意屏蔽材料的选择。在时变场作用下, 屏蔽体上有电流流动, 为减小屏蔽体上的电位差, 电屏蔽体应选用良导体, 如铜、铝等。在高频时, 铜屏蔽体表面应镀银, 以提高屏蔽效能。

(5) 电屏蔽体的厚度。单就电屏蔽而言, 对厚度没有要求, 只要屏蔽体结构的刚性和强度满足要求就可以。

5.2.4 多级级联电路的屏蔽盒结构

在电子设备内部的多级级联电路, 为防止级间寄生耦合, 各级之间要进行屏蔽隔离, 在结构上, 一般是公用一个屏蔽盒, 级间用中隔板分开, 其盖子有共盖和分盖两种形式。

(1) 共盖结构

共盖结构就是各级屏蔽公用一个盖子, 其结构及等效电路如图 5-7 所示, 图中 S 是干扰

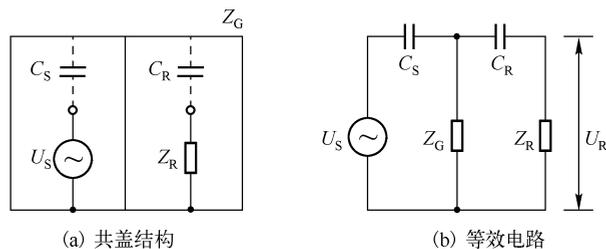


图 5-7 共盖结构及其等效电路

源, R 是接受器, Z_R 是接受器的对地阻抗, Z_C 是盖子与箱体间的接地阻抗。假定屏蔽盒的箱体部分是良好接地的, 在干扰源 S 的作用下, 由等效电路很容易求出接受器 R 上的感应电压为

$$U_R = \frac{j\omega C_S Z_C}{1 + j\omega C_S Z_C} \cdot \frac{j\omega C_R Z_R}{1 + j\omega C_R Z_R} U_S \quad (5-9)$$

由上式可见, 减小 Z_C 可减小 U_R , 也就提高了屏蔽体的电屏蔽效能。为了提高共盖结构的屏蔽效能, 可在中隔板上加装专用螺母, 改善盖子与箱体中隔板的电接触, 减小缝隙影响。亦可在中隔板与盖板间安放导电衬垫改善接触。

(2) 分盖结构

分盖结构就是在每一屏蔽隔板间单独用盖子封闭, 图 5-8 为其结构及等效电路。从等效电路可写出接受器 R 上的感应电压表达式为

$$U_R = \frac{j\omega C_S Z_{G1}}{1 + j\omega C_S Z_{G1}} \cdot \frac{j\omega C Z_{G2}}{1 + j\omega C Z_{G2}} \cdot \frac{j\omega C_R Z_R}{1 + j\omega C_R Z_R} U_S \quad (5-10)$$

式中, Z_{G1} 、 Z_{G2} 为盖子与箱体间的接触阻抗, 减小 Z_{G1} 和 Z_{G2} 都能提高屏蔽效能。从式(5-10)可见, 分盖结构的屏蔽效能优于共盖结构。但是分盖结构成本高, 仅用在级间隔离要求高的设备中。

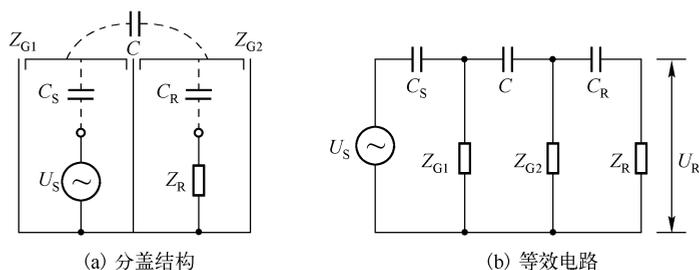


图 5-8 分盖结构及其等效电路

5.3 磁 屏 蔽

在载有电流的导线、线圈或变压器周围空间都存在磁场。若电流是时变的, 则磁场也是时变的, 处在时变磁场中的其他导线或线圈就会受到干扰。另外, 电子设备中的各种连接线往往会形成环路。这种环路会因外磁场的影响而产生感应电压, 即受到外磁场干扰。若环路中有强电流, 则会产生磁场发射, 干扰其他设备。

减小磁场干扰的方法, 除在结构上合理布线、安置元、部件外, 就是采取磁屏蔽。

5.3.1 磁屏蔽的原理和分析

低频磁屏蔽和射频磁屏蔽的屏蔽原理是不同的。低频磁屏蔽, 是利用铁磁性物质的磁导率高、磁阻小, 对磁场有分路作用的特性来实现屏蔽的。例如, 图 5-9 所示为由导磁材料制成的屏蔽体对低频线圈进行磁屏蔽的磁力线分布情况。由于铁磁材料的磁阻比空气磁阻小得多, 磁力线被集中于屏蔽层中, 从而使低频线圈产生的磁场不越出屏蔽层。同理, 为了保护对磁场敏感器件不受低频磁场的干扰, 可把该器件置于用铁磁材料制成

的屏蔽壳内,磁力线主要通过磁阻小的屏蔽层,从而保护置于壳内的器件不受外界磁场的影响。

低频磁屏蔽技术适用于从恒定磁场到 30 kHz 的整个甚低频段。在电子设备的设计中,通常需要抑制 50 Hz 电源产生的磁场干扰。低频磁屏蔽还与核电磁脉冲(NEMP)防护有密切关系。

与低频磁屏蔽不同,射频磁屏蔽则是利用良导体在入射高频磁场作用下产生涡电流,并由涡电流的反磁通抑制入射磁场,如图 5-10 所示。

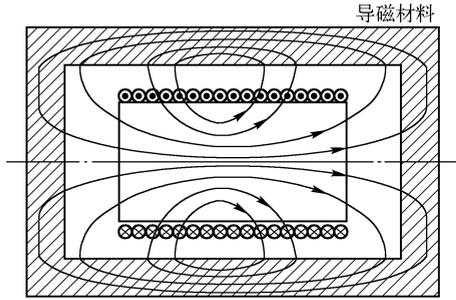


图 5-9 低频磁屏蔽原理

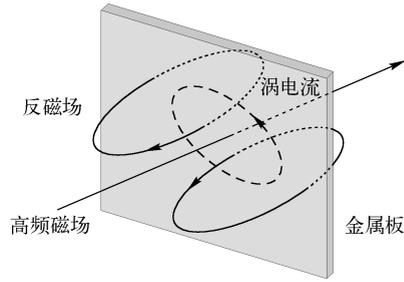


图 5-10 射频磁屏蔽原理

关于射频磁场的分析,将在电磁屏蔽中一起讨论。而有关低频磁屏蔽,既可以采用磁路分析的方法,也可以采用场分析的方法。

5.3.2 磁屏蔽效能的计算

磁屏蔽的屏蔽效能不仅与屏蔽体材料有关,还与屏蔽体的结构形式有关。下面计算薄壁球形屏蔽体的磁屏蔽效能。

1. 薄壁球形屏蔽体

在图 5-11 中,外界均匀磁场 H_0 投射到球形磁屏蔽体上,屏蔽体的外半径为 a ,内半径为 b ,材料的磁导率为 μ 。

设 U_{m1} 、 U_{m2} 和 U_{m3} 分别表示 $r < a$ 、 $a \leq r \leq b$ 和 $r > b$ 三个区域的标量磁位函数,它们满足拉普拉斯方程,即

$$\nabla^2 U_m = \frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial r} \left(r^2 \frac{\partial U_m}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2 \sin \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\sin \theta \frac{\partial U_m}{\partial \theta} \right) = 0 \quad (5-11)$$

外磁场 H_0 的磁标位 $U_{m0} = -H_0 r \cos \theta$ 。

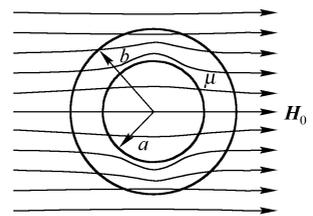


图 5-11 薄壁球形屏蔽体

应用分离变量法,将式(5-11)分离为两个常微分方程,一个是以 r 为变量的欧拉方程,一个是以 θ 为变量的勒让德方程。求解这两个方程,并注意到无限远处磁场均匀的边界条件,可得到方程式(5-11)具有下面形式的解

$$\begin{aligned} U_{m1} &= A_1 r \cos \theta, & r < a \\ U_{m2} &= \left(A_2 r + \frac{B_2}{r^2} \right) \cos \theta, & a \leq r \leq b \\ U_{m3} &= \left(-H_0 r + \frac{B_3}{r^2} \right) \cos \theta, & r > b \end{aligned}$$

在不同媒质分界面上,磁场应满足的边界条件是

$$r = a \text{ 时} \quad U_{m1} = U_{m2}, \quad \mu_0 \frac{\partial U_{m1}}{\partial r} = \mu \frac{\partial U_{m2}}{\partial r}$$

$$r = b \text{ 时} \quad U_{m2} = U_{m3}, \quad \mu \frac{\partial U_{m2}}{\partial r} = \mu_0 \frac{\partial U_{m3}}{\partial r}$$

$$\text{解得} \quad A_1 = -\frac{9\mu_r H_0}{(2\mu_r + 1)(\mu_r + 2) - 2(\mu_r - 1)^2 (a/b)^3}, \quad A_2 = -\frac{3(2\mu_r + 1)H_0}{(2\mu_r + 1)(\mu_r + 2) - 2(\mu_r - 1)^2 (a/b)^3}$$

$$B_2 = -\frac{3(\mu_r - 1)a^3 H_0}{(2\mu_r + 1)(\mu_r + 2) - 2(\mu_r - 1)^2 (a/b)^3}, \quad B_3 = -\frac{(\mu_r - 1)(2\mu_r + 1)(b^3 - a^3)H_0}{(2\mu_r + 1)(\mu_r + 2) - 2(\mu_r - 1)^2 (a/b)^3}$$

故得到球壳内的标量磁位

$$U_{m1} = -\frac{9\mu_r H_0}{(2\mu_r + 1)(\mu_r + 2) - 2(\mu_r - 1)^2 (a/b)^3} r \cos\theta$$

$$\text{磁场强度则为} \quad \mathbf{H}_1 = -\nabla U_{m1} = \frac{9\mu_r}{(2\mu_r + 1)(\mu_r + 2) - 2(\mu_r - 1)^2 (a/b)^3} \mathbf{H}_0$$

由上式可知,球壳内为一均匀磁场,方向与外磁场 \mathbf{H}_0 一致。

根据屏蔽效能的定义得到

$$SE = 20\lg \left| \frac{H_0}{H_1} \right| = 20\lg \left| \frac{(2\mu_r + 1)(\mu_r + 2) - 2(\mu_r - 1)^2 (a/b)^3}{9\mu_r} \right| \quad (5-12)$$

$$\text{若 } \mu_r \gg 1, \text{ 则} \quad SE \approx 20\lg \left| \frac{5 + 4(a/b)^3 + 2\mu_r[1 - (a/b)^3]}{9} \right| \quad (5-13)$$

令 $t = b - a, R = (a + b)/2$, 若 $t \ll 1$, 则

$$a \approx b \approx R, \quad 1 - (a/b)^3 = (b^3 - a^3)/b^3 \approx 3t/R$$

$$\text{式(5-13)变为} \quad SE \approx 20\lg \left(1 + \frac{2\mu_r t}{3R} \right) \quad (5-14)$$

2. 非球形屏蔽腔体的屏蔽效能

实际上,在电子设备中极少使用球形屏蔽体,我们讨论球形屏蔽体,是因为它具有最简单的边界条件。对于非球形屏蔽体,可将其体积转换为一个等效半径为 R_e 的球体,从而应用式(5-14)计算屏蔽效能。等效内半径 R_e 按下式计算

$$R_e = \sqrt[3]{\frac{3V}{4\pi}} \approx 0.62 \sqrt[3]{V} \quad (5-15)$$

式中, V 为非球形屏蔽体的内容积。

【例 5-1】 矩形屏蔽盒的尺寸为 $150 \text{ mm} \times 200 \text{ mm} \times 200 \text{ mm}$, 壁厚为 2 mm 。试计算用钢板(取 $\mu_r = 1000$)和坡莫合金(取 $\mu_r = 10\,000$)作为屏蔽材料时的屏蔽效能。

解: 等效球体的内半径为

$$R_e = 0.62 \sqrt[3]{150 \times 200 \times 200} = 112.66 \text{ mm}$$

故用钢板作为材料时的屏蔽效能为

$$SE \approx 20\lg \left(1 + \frac{2\mu_r t}{3R_e} \right) = 20\lg \left(1 + \frac{2 \times 1000 \times 2}{3 \times 112.66} \right) = 22.17 \text{ dB}$$

用坡莫合金作为材料时的屏蔽效能为

$$SE \approx 20\lg \left(1 + \frac{2\mu_r t}{3R_e} \right) = 20\lg \left(1 + \frac{2 \times 10\,000 \times 2}{3 \times 112.66} \right) = 41.54 \text{ dB}$$

最后指出,低频磁场干扰是电子设备干扰的棘手问题之一,原因是磁屏蔽体的屏蔽效能不高。为了提高屏蔽效能,除采用高磁导率的材料,增加屏蔽厚度外,还可采用双层或多层屏蔽。

5.3.3 磁屏蔽体的设计要点

在进行磁屏蔽设计时要遵循以下几点:

(1) 磁屏蔽体应选用铁磁性材料,如钢、工业纯铁、硅钢、高磁导率铁镍合金等,应从费效比要求选择合适材料。

(2) 屏蔽体腔内若含有磁性元件时,则应使磁性元件与屏蔽体内壁留有一定间隙,以防止磁短路现象。

(3) 磁屏蔽效能随壁厚的增加而提高,但壁厚一般不宜超过 2.5 mm,否则加工困难。在单层屏蔽不能满足要求时,可采用双层甚至多层屏蔽结构。

(4) 屏蔽强磁场时,要防止屏蔽体的磁饱和,其方法有下列三种:

① 选用不易饱和的磁性材料,如优质硅钢等;

② 增加屏蔽体壁厚,但不宜太厚;

③ 采用双层或多层磁屏蔽。

(5) 屏蔽体上的接缝与孔洞的配置要注意方向,开孔的排列尽可能使磁路长度增加量最小。缝的长边平行于磁通流向,圆孔的排列要使磁路的长度增加量最小。

(6) 根据磁屏蔽机理,屏蔽体不需接地,但为了防止电场感应,一般还是接地为好。

5.4 电磁屏蔽

电磁屏蔽是用屏蔽体阻止高频电磁能量在空间传播的一种措施。用于屏蔽体的材料是金属导体或其他对电磁波有衰减作用的材料。屏蔽效能的大小与电磁波的性质以及屏蔽体的材料性质有关。

5.4.1 电磁屏蔽的原理和分析

屏蔽体对于电磁波的衰减有 3 种不同机理:

(1) 在空气中传播的电磁波到达屏蔽体表面时,由于空气和金属交界面的阻抗不连续,在分界面上引起波的反射。

(2) 未被屏蔽体表面反射而透射入屏蔽体的电磁能量,继续在屏蔽体内传播时被屏蔽材料衰减。

(3) 在屏蔽体内尚未衰减完的剩余电磁能量,传播到屏蔽体的另一个表面时,又遇到金属和空气阻抗不连续界面而再次产生反射,并重新折回屏蔽体内。这种反射在屏蔽体内的两个界面之间可能重复多次。

屏蔽分析的目的是为了从理论上获取屏蔽效能值,便于在进行屏蔽设计时预测屏蔽的性能和所能达到的指标。

对于电磁屏蔽机理的分析,可以应用电路理论,即根据电磁感应原理,通过屏蔽体上涡流的屏蔽效应来分析计算电磁屏蔽。也可应用电磁场理论,分析计算电磁波在不同媒质分界面上的反射和在媒质中传播时的衰减。还可应用传输线理论,计算行波在有损耗非均匀传输线

中产生的反射和衰减。

本节采用电磁场理论的方法来分析电磁屏蔽,其结果将揭示电磁屏蔽体对干扰场量衰减的物理过程。

5.4.2 单层金属板的电磁屏蔽效能

屏蔽效能计算是屏蔽分析与设计的重要步骤。根据电磁屏蔽的电气特性可分为实心型屏蔽和非实心型屏蔽两类。

实心型屏蔽,是指把屏蔽体看成一个结构上完整的、电气上连续均匀的无限大金属板或全封闭壳体的一种屏蔽。也就是说,在屏蔽体上不存在孔洞、缝隙等任何电气不连续的因素。虽然这是一种理想情况,但对无限大金属板屏蔽体的研究,易于揭示关于屏蔽的各种现象的物理实质,容易引出一些重要公式。

图 5-12 所示为无限大平面均匀屏蔽体对电磁波进行屏蔽的情形。设金属平板左右两侧均为空气,因而在左右两个界面上出现波阻抗突变,入射电磁波在界面上就产生反射和透射。在左边的界面上,入射波的一部分被反射回空气。从电磁屏蔽的作用看,一部分电磁能量被反射,就是屏蔽体对电磁波衰减的第一种机理,称为反射损耗,用 R 表示。剩余部分就透射入金属板内继续传播,而电磁波在金属中传播时,其场量振幅要按指数规律衰减。从电磁屏蔽的作用看,场量的衰减反映了金属板对透射入的电磁能量的吸收,就是屏蔽体对电磁波衰减的第二种机理,称为吸收损耗,用 A 表示。在金属板内尚未衰减掉的剩余能量达到金属板的右边界面上时,又要发生反射,并在金属板的两个界面之间来回多次反射。只有剩余的一小部分电磁能量透过右边界面进入被屏蔽的空间。从电磁屏蔽的作用看,电磁波在金属板的两个界面之间的多次反射现象,就是屏蔽体对电磁波衰减的第三种机理,称为多次反射修正因子,用 B 表示。

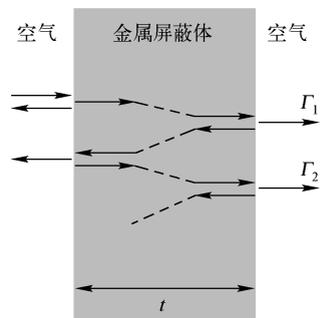


图 5-12 无限大平面均匀屏蔽体对电磁波的屏蔽

因此,无限大平面均匀屏蔽体的屏蔽效能可用下式确定

$$SE = ARB \text{ (倍)} \quad (5-16)$$

式中, R 为反射损耗, A 为吸收损耗, B 为多次反射修正因子。

$$\text{用分贝 (dB) 表示为} \quad SE = R + A + B \text{ (dB)} \quad (5-17)$$

现在进一步讨论金属平板对入射电磁波的屏蔽作用,并导出屏蔽效能的计算公式。在这里,采用等效传输线理论来分析电磁波传播问题。

设入射场强(图中画出的是电场)是被归一化的(即设入射波电场 $E_0 = 1$)。由于空气-金属界面上阻抗不匹配,电磁波入射到空气与金属界面上时发生反射,其反射系数为

$$\rho_{wm} = \frac{Z_m - Z_w}{Z_m + Z_w}$$

式中, Z_w 为空气中电磁波的波阻抗(Ω), Z_m 为金属特性阻抗(Ω)。

当电磁波入射到空气与金属界面上时,反射回空气的归一化场强为 ρ_{wm} ,透射入金属板的归一化场强为 $\Gamma_{wm} = 1 + \rho_{wm}$ 。

由于金属中的电阻损耗,透射入金属板的电磁波在金属板内传播时要被衰减,当其到达金

属板的右边界面时出现较低的场强,归一化场强值为

$$\Gamma_{mw} = \Gamma_{wm} e^{-\gamma l} = (1 + \rho_{wm}) e^{-(\alpha + j\beta)l}$$

式中, $\gamma = \alpha + j\beta$, 为传播常数; α 为衰减常数; β 为相位常数。

在右边的金属与空气界面上, 电磁波再次产生反射和透射。反射波的归一化场强为

$$\rho_{mw1} = \rho_{mw} \Gamma_{mw} = \rho_{mw} (1 + \rho_{wm}) e^{-(\alpha + j\beta)l} \quad (5-18)$$

式中, $\rho_{mw} = \frac{Z_w - Z_m}{Z_w + Z_m} = -\rho_{wm}$ 。

透射入被屏蔽空间的电磁波的归一化场强则为

$$\Gamma_1 = (1 + \rho_{wm}) (1 + \rho_{mw}) e^{-(\alpha + j\beta)l} \quad (5-19)$$

由金属板的右边界面反射回金属的电磁波(如式(5-18)表示)仍按 $e^{-\gamma l}$ 规律在金属内衰减, 到达左边界面时剩下的归一化场强为

$$\rho_{wm2} = e^{-\gamma l} \rho_{mw1} = \rho_{mw} (1 + \rho_{wm}) e^{-2\gamma l}$$

然后, 此波再次被反射, 向右边界面传输, 到达右边界面后, 透射入被屏蔽空间的电磁波的归一化场强为

$$\Gamma_2 = (1 + \rho_{wm}) (1 + \rho_{mw}) \rho_{mw}^2 e^{-3\gamma l}$$

随后的过程就是依次重复反射、衰减、透射, 直至电磁能量在金属板内消耗完。上述过程的细节见图 5-12。

显然, 通过金属板进入被屏蔽空间的电磁场强应为各次透射波场强之和, 用归一化场强表示为

$$\begin{aligned} \Gamma_T &= \Gamma_1 + \Gamma_2 + \cdots + \Gamma_n + \cdots \\ &= (1 + \rho_{wm}) (1 + \rho_{mw}) e^{-\gamma l} + (1 + \rho_{wm}) (1 + \rho_{mw}) \rho_{mw}^2 e^{-3\gamma l} + \cdots + \\ &\quad (1 + \rho_{wm}) (1 + \rho_{mw}) \rho_{mw}^{2(n-1)} e^{-(2n-1)\gamma l} + \cdots \\ &= (1 + \rho_{wm}) (1 + \rho_{mw}) e^{-\gamma l} [1 + \rho_{mw}^2 + \cdots + (\rho_{mw}^2 e^{-2\gamma l})^{n-1} + \cdots] \\ &= (1 + \rho_{wm}) (1 + \rho_{mw}) e^{-\gamma l} \frac{1}{1 - \rho_{mw}^2 e^{-2\gamma l}} \end{aligned}$$

由此得金属板的屏蔽效能为

$$SE = 20 \lg \frac{1}{|\Gamma_T|} = 20 \lg \frac{1}{|(1 + \rho_{wm})(1 + \rho_{mw})|} + 20 \lg |e^{\gamma l}| + 20 \lg |1 - \rho_{mw}^2 e^{-2\gamma l}| \quad (5-20)$$

将上式与式(5-17)比较, 可得到

$$R = 20 \lg \frac{1}{|(1 + \rho_{wm})(1 + \rho_{mw})|} = 20 \lg \left| \frac{(Z_w + Z_m)^2}{4Z_w Z_m} \right| \quad (5-21)$$

$$A = 20 \lg |e^{\gamma l}| \quad (5-22)$$

$$B = 20 \lg |1 - \rho_{mw}^2 e^{-2\gamma l}| = 20 \lg \left| 1 - \frac{(Z_w - Z_m)^2}{(Z_w + Z_m)^2} e^{-2\gamma l} \right| \quad (5-23)$$

下面将详细讨论屏蔽效能, 分别研究 3 个损耗分量: 吸收损耗 A , 反射损耗 R , 多次反射修正因子 B 。

1. 吸收损耗

如式(5-22)所示, 吸收损耗为

$$A = 20 \lg |e^{\gamma l}|$$

式中,传播常数 $\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{\mu\epsilon_c} = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)}$

对于金属导体,因 $\sigma \gg \omega\epsilon$,故

$$\gamma = \alpha + j\beta \approx \sqrt{j\omega\mu\sigma} = (1 + j)\sqrt{\pi\mu\sigma f}$$

将上式代入式(5-22),得

$$A = 20\lg |e^{-\alpha t}| = 20\lg e^{-\alpha t} = 20\alpha t \lg e = 8.98\alpha t \approx 0.131t\sqrt{f\mu_r\sigma_r} \quad (\text{dB}) \quad (5-24)$$

式中, t 为金属屏蔽体的厚度(mm), μ_r 为相对磁导率, σ_r 为相对于铜的电导率,铜: $\sigma = 5.82 \times 10^7 \text{ S/m}$ 。

由式(5-24)可见,吸收损耗正比于金属板的厚度 t ,且随频率、相对磁导率和相对电导率的增加而增加。

2. 反射损耗

如式(5-21)所示,反射损耗为

$$R = 20\lg \frac{1}{|(1 + \rho_{wm})(1 + \rho_{mw})|} = 20\lg \left| \frac{(Z_w + Z_m)^2}{4Z_w Z_m} \right| \quad (5-25)$$

通常, $|Z_w| \gg |Z_m|$,即空气中电磁波的波阻抗远大于金属的特性阻抗。则得

$$R \approx 20\lg \left| \frac{Z_w}{4Z_m} \right| \quad (5-26)$$

从前面的讨论已知,在不同的场区,波阻抗的表达式是不同的,分别讨论如下:

① 金属屏蔽体处于远场区时,空气中电磁波的波阻抗为 $Z_w = 377\Omega$,而金属屏蔽体的特性阻抗为

$$|Z_m| = \left| \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}} \right| = \sqrt{\frac{2\pi\mu}{\sigma} f} = 3.69 \times 10^{-7} \sqrt{\frac{\mu_r}{\sigma_r} f}$$

故反射损耗为 $R_w \approx 168.1 - 10\lg\left(\frac{\mu_r}{\sigma_r} f\right) \quad (\text{dB}) \quad (5-27)$

此即金属板对平面波的反射损耗。

② 金属板处于近场区,且以电场为主,此时空气中电磁波的波阻抗为

$$|Z_{we}| = \frac{1}{2\pi f\epsilon_0 r}$$

式中, r 为金属板至场源的距离。故反射损耗为

$$R_e \approx 321.7 - 10\lg\left(\frac{\mu_r}{\sigma_r} r^2 f^2\right) \quad (\text{dB}) \quad (5-28)$$

此即金属板对近区电场的反射损耗。

③ 金属板处于近场区,且以磁场为主,此时空气中电磁波的波阻抗为

$$|Z_{wm}| = 2\pi f\mu_0 r$$

故反射损耗为 $R_m \approx 14.56 + 10\lg\left(\frac{\sigma_r}{\mu_r} r^2 f\right) \quad (\text{dB}) \quad (5-29)$

此即金属板对近区磁场的反射损耗。

可以看出,屏蔽体的反射损耗不仅与材料自身的特性(电导率、磁导率)有关,而且与金属屏蔽体所处的位置有关。因而在计算反射损耗时,应先根据电磁波的频率及场源与屏蔽体间的距离确定所处的区域。如果是近区,还需知道场源的特性。若无法知道场源的特性及干扰

的区域(无法判断是否为远、近场)时,为安全起见,一般选用 R_m 的计算公式,因为 R_e 、 R_w 、 R_m 存在以下关系: $R_e > R_w > R_m$ 。

3. 多次反射修正因子

如式(5-23)所示,多次反射修正因子为

$$B = 20 \lg |1 - \rho_{mw}^2 e^{-2\gamma t}| = 20 \lg \left| 1 - \frac{(Z_w - Z_m)^2}{(Z_w + Z_m)^2} e^{-2\gamma t} \right|$$

式中,传播常数 $\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)}$ 。对金属导体, $\gamma \approx (1 + j) \sqrt{\pi\mu\sigma f}$, 即 $\alpha \approx \beta = \sqrt{\pi\mu\sigma f}$ 。

在分析金属板中的多次反射时,相位因子是必须考虑的。因此

$$e^{-2\gamma t} = e^{-2(\alpha + j\beta)t} = e^{-2\alpha t} e^{-j2\beta t}$$

利用 $A = 20 \lg e^{\alpha t}$, 得 $e^{2\alpha t} = 10^{2A/20}$, 则 $2\alpha t = \ln 10^{2A/20} = 0.23A$ 。于是

$$e^{-2\gamma t} = e^{-2\alpha t} e^{-j2\beta t} = 10^{-0.1A} e^{-j0.23A} = 10^{-0.1A} (\cos 0.23A - j \sin 0.23A)$$

故多次反射修正因子 B 可用吸收损耗 A 表示为

$$B = 20 \lg \left| 1 - \frac{(Z_w - Z_m)^2}{(Z_w + Z_m)^2} 10^{-0.1A} (\cos 0.23A - j \sin 0.23A) \right| \quad (5-30)$$

若 $|Z_w| \gg |Z_m|$, 则有 $B = 20 \lg |1 - 10^{-0.1A} (\cos 0.23A - j \sin 0.23A)| \quad (5-31)$

多次反射修正因子并不是任何时候都必须计入的。当频率较高或金属较厚时,吸收损耗较大。电磁波能量进入屏蔽体后,在第一次到达金属板右边的界面之前已被大幅度衰减,再次反射回金属的电磁波能量将更小,所以多次反射的影响很小。一般只要 $A > 10$ dB, 就可不考虑多次反射的影响。但在屏蔽体很薄或频率很低时,吸收损耗很小,此时必须考虑多次反射损耗。图 5-13 示出了多次反射修正因子随吸收损耗变化的曲线 ($|Z_w| \gg |Z_m|$)。

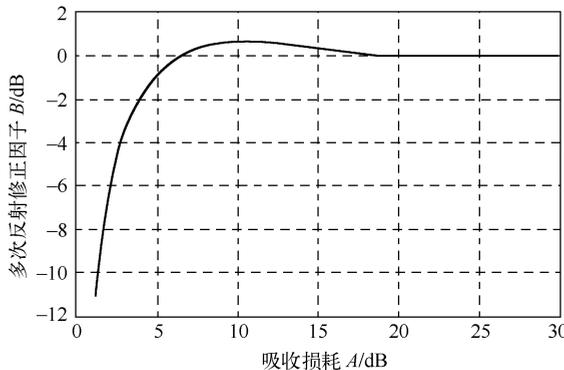


图 5-13 多次反射修正因子随吸收损耗变化的曲线

为便于查阅,单层金属板屏蔽效能计算公式汇总表见表 5-3。

表 5-3 单层金属板屏蔽效能计算公式汇总表

类别		计算公式	
		$SE = R + A + B \quad (\text{dB})$	
吸收损耗		$A = 0.131t \sqrt{f\mu_r\sigma_r} \quad (\text{dB})$	
反射损耗	远场区	$R_w \approx 168.1 - 10 \lg(\mu_r f / \sigma_r) \quad (\text{dB})$	
	近场区	电场源	$R_e \approx 321.7 - 10 \lg(\mu_r r^2 f^2 / \sigma_r) \quad (\text{dB})$
		磁场源	$R_m \approx 14.56 + 10 \lg(\sigma_r r^2 f / \mu_r) \quad (\text{dB})$
多次反射修正因子		$B = 20 \lg 1 - 10^{-0.1A} (\cos 0.23A - j \sin 0.23A) $	

【例5-2】有一大功率线圈的工作频率为30 kHz,在离该线圈0.5 m处放置一块铝板($\mu_r=1, \sigma_r=0.61$),以屏蔽线圈对某敏感设备的影响。设铝板厚度为0.5 mm,试计算铝板的屏蔽效能。

解:先判断屏蔽板处于哪个场区。

$$\frac{\lambda}{2\pi} = \frac{c}{2\pi f} = \frac{3 \times 10^8}{2\pi \times 20 \times 10^3} = 2.39 \times 10^3 \text{ m}$$

可见 $r=0.5 \text{ m} \ll \lambda/(2\pi)$,屏蔽板处于近场区。另外,干扰源是大功率线圈,干扰场以磁场为主,故反射损耗为

$$\begin{aligned} R_m &= 14.56 + 10\lg\left(\frac{\sigma_r r^2 f}{\mu_r}\right) = 14.56 + 10\lg\left(\frac{0.61 \times 0.5^2 \times 20 \times 10^3}{1}\right) \\ &= 14.567 + 34.84 = 49.4 \text{ dB} \end{aligned}$$

吸收损耗为 $A = 0.131t \sqrt{f\mu_r\sigma_r} = 0.131 \times 0.5 \sqrt{0.61 \times 1 \times 20 \times 10^3} = 7.24 \text{ dB}$

此时应考虑多次反射修正因子,为此先计算出铝板的特性阻抗 Z_m 和近场区以磁场为主的空气中的波阻抗 Z_{wm} 。

$$|Z_m| = 3.69 \times 10^{-7} \sqrt{\frac{\mu_r}{\sigma_r} f} = 3.69 \times 10^{-7} \sqrt{\frac{20 \times 10^3 \times 1}{0.61}} = 6.68 \times 10^{-5} \Omega$$

$$|Z_{wm}| = 2\pi f \mu_0 r = 2\pi \times 20 \times 10^3 \times 4\pi \times 10^{-7} \times 0.5 = 0.08 \Omega \gg |Z_m|$$

则多次反射修正因子为

$$\begin{aligned} B &= 20\lg |1 - 10^{-0.14} (\cos 0.23A - j\sin 0.23A)| \\ &= 20\lg |1 - 10^{-0.1 \times 7.24} [\cos(0.23 \times 7.24) - j\sin(0.23 \times 7.24)]| \\ &= 0.3 \text{ dB} \end{aligned}$$

则该金属屏蔽板总的屏蔽效能为

$$SE = R + A + B = 49.4 + 7.24 + 0.3 = 56.94 \text{ dB}$$

5.4.3 双层屏蔽的电磁屏蔽效能

如果要求屏蔽体有很高的屏蔽效能,可采用双层屏蔽来实现。图5-14所示为有间隔的双层屏蔽原理图,设两屏蔽层相互平行,场源在第一屏蔽层的左半空间,被屏蔽区为第二屏蔽层的右半空间。

双层屏蔽的屏蔽效能分析,可采用与单层屏蔽完全相同的方法分析,在此不再赘述。计算公式为

$$SE = A + R + B_2 \quad (\text{dB}) \quad (5-32)$$

式中,总吸收损耗为

$$A = A_1 + A_2 = 0.131t_1 \sqrt{f\mu_{r1}\sigma_{r1}} + 0.131t_2 \sqrt{f\mu_{r2}\sigma_{r2}} \quad (\text{dB}) \quad (5-33)$$

它等于两屏蔽层的吸收损耗之和。

总反射损耗为

$$R = R_1 + R_2 = 20\lg \left| \frac{(Z_w + Z_{m1})^2}{4Z_w Z_{m1}} \right| + 20\lg \left| \frac{(Z_w + Z_{m2})^2}{4Z_w Z_{m2}} \right| \quad (5-34)$$

它等于两屏蔽层的反射损耗之和。

两屏蔽层内部及两层之间的多次反射修正为

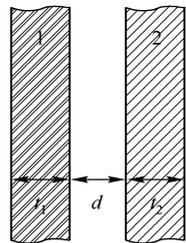


图5-14 有间隔的双层屏蔽

$$B_2 = 20\lg |1 - N_1 10^{-0.14A_1} e^{-j0.23A_1}| + 20\lg |1 - N_2 10^{-0.14A_2} e^{-j0.23A_2}| + 20\lg |1 - N_0 e^{-j2\beta_0 d}| \quad (\text{dB}) \quad (5-35)$$

一般情况下,两层之间的空气(或其他介质)中的反射起着主要作用,故

$$B_2 \approx 20\lg |1 - N_0 e^{-j2\beta_0 d}| \quad (\text{dB}) \quad (5-36)$$

以上各式中: μ_{r1} 、 μ_{r2} 分别为两屏蔽层材料的相对磁导率; σ_{r1} 、 σ_{r2} 分别为两屏蔽层材料的相对电导率; t_1 、 t_2 分别为两层屏蔽层的厚度(mm); d 为两屏蔽层间距(m); f 为场源频率(Hz); β_0 为电磁波在空气中的相位常数; Z_{m1} 、 Z_{m2} 分别为两屏蔽层的特性阻抗; Z_w 为电磁波在空气中的波阻抗。

$$N_1 = \left(\frac{Z_w - Z_{m1}}{Z_w + Z_{m1}}\right)^2, \quad N_2 = \left(\frac{Z_w - Z_{m2}}{Z_w + Z_{m2}}\right)^2, \quad N_0 = \frac{(Z_w - Z_{m2})[Z_w - Z(d)]}{(Z_w + Z_{m2})[Z_w + Z(d)]}$$

$$Z(d) = Z_{m2} \frac{Z_w \cosh[(1+j)0.115A_2] + Z_{m2} \sinh[(1+j)0.115A_2]}{Z_{m2} \cosh[(1+j)0.115A_2] + Z_w \sinh[(1+j)0.115A_2]}$$

当两屏蔽层采用同一种金属材料 and 相等的厚度时,即 $\mu_{r1} = \mu_{r2} = \mu_r$, $\sigma_{r1} = \sigma_{r2} = \sigma_r$, $t_1 = t_2 = t$, 则有

$$A = 2A_1 = 2 \times 0.131t \sqrt{f\mu_r\sigma_r} \quad (\text{dB}) \quad (5-37)$$

$$R = 2R_1 = 2 \times 20\lg \left| \frac{(Z_w + Z_m)^2}{4Z_w Z_m} \right| \quad (\text{dB}) \quad (5-38)$$

$$B_2 \approx 20\lg |1 - N_0 e^{-j2\beta_0 d}| \quad (\text{dB}) \quad (5-39)$$

则此时的总屏蔽效能为

$$SE = A + R + B_2$$

$$= 2 \left(0.131t \sqrt{f\mu_r\sigma_r} + 20\lg \left| \frac{(Z_w + Z_m)^2}{4Z_w Z_m} \right| \right) + 20\lg |1 - N_0 e^{-j2\beta_0 d}| \quad (5-40)$$

5.4.4 薄膜屏蔽的电磁屏蔽效能

工程塑料机箱因其造型美观、加工方便、重量轻等优点,而得到越来越广泛的应用,尤其是计算机等小型电子设备多使用工程塑料机箱。为使机箱具有屏蔽作用,通常用喷涂、真空沉积以及粘贴等技术在机箱上包覆一层导电薄膜。设该导电薄膜的厚度为 t ,电磁波在导电薄膜中传播时的波长为 λ_t ,若满足 $t < \lambda_t/4$,则称这种屏蔽层为薄膜屏蔽。

由于薄膜屏蔽导电层很薄,吸收损耗可以忽略。薄膜屏蔽的屏蔽效能主要由反射损耗和多次反射修正因子确定,可按实心型屏蔽的相关公式进行计算。表5-4给出了不同厚度的铜薄膜在频率为1 MHz和1 GHz时,屏蔽效能的计算值。由表中数值可见,当满足 $t < \lambda_t/4$ 时,

表5-4 铜薄膜屏蔽层的屏蔽效能

屏蔽层厚度	105 nm		1259 nm		2196 nm		21 960 nm	
	1 MHz	1 GHz	1 MHz	1 GHz	1 MHz	1 GHz	1 MHz	1 GHz
吸收损耗 A	0.014	0.44	0.16	5.2	0.29	9.2	2.9	92
反射损耗 R	109	79	109	79	109	79	109	79
修正因子 B	-47	-17	-26	-0.6	-21	-0.6	-3.5	0
屏蔽效能 SE	62	62	83	84	88	90	108	171

薄膜的屏蔽效能几乎与频率无关。但当屏蔽层厚度 $t > \lambda_f/4$ 时 (表中 $t = 21\ 960\ \text{nm}$ 时), 屏蔽效能将随频率升高而增加。这是因为薄膜厚度增大时, 屏蔽层的吸收损耗增加, 多次反射修正因子趋于零。

值得注意的是, 薄膜屏蔽的屏蔽效能计算值与实测值之间可能存在较大差别。这是由于包覆导电薄膜的工艺过程中固有的质量控制问题, 使得薄膜可能存在不充实区。

5.4.5 非实心型屏蔽体的电磁屏蔽效能

在电气上存在不连续的屏蔽体, 称为非实心型屏蔽体。

前面的讨论假设屏蔽材料是均匀的, 不存在电气上的不连续性, 且认为金属平面尺寸很大, 因而既不存在泄漏, 也不产生边缘效应。实际上, 这种理想屏蔽体是不存在的。以电子设备的机箱为例 (如图 5-15 所示), 由于电气连接电缆进出、通风散热、测试与观察, 以及电表安装等的需要, 总是需要在机箱打孔。另外, 构成箱体时总是存在金属面间的接缝 (如两金属板用铆接或螺钉紧固时残留缝隙) 和两金属极间置入金属衬垫后形成的开口和缝隙。这样, 电磁能量就会通过孔洞、缝隙等泄漏, 导致屏蔽效能的降低。

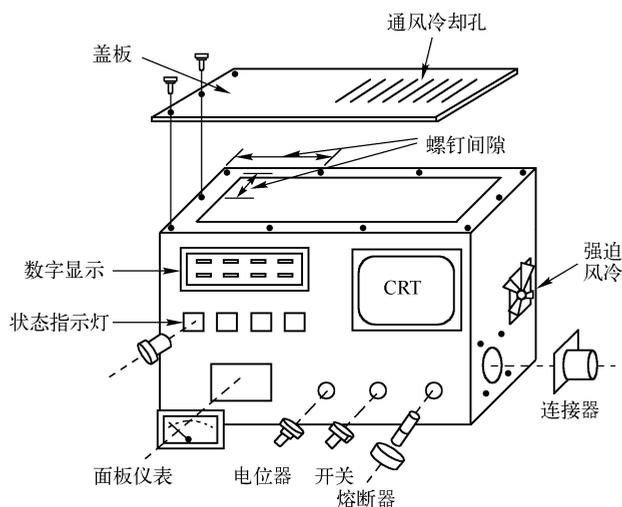


图 5-15 典型机箱示意图

通常应用非均匀屏蔽理论来分析非实心型屏蔽体的屏蔽效能, 该理论把影响总屏蔽效能的各种因素 (例如孔、缝、形状等) 考虑为电磁能量泄漏的平行传输通道, 用等效屏蔽效能因子来描述, 表示为 SE_p 的形式 (p 为序号且 $p \geq 2$)。例如, SE_2 为孔洞因素 (用来估计各种电气不连续孔洞对屏蔽效能的影响)、 SE_3 为结构形状因素 (用来估计高频时结构形状对屏蔽效能的影响)、 SE_4 为结构尺寸因素 (用来估计高频时是否发生谐振)、 SE_5 为固定接缝因素 (用来说明焊接、铆接和螺钉连接等固定接缝对屏蔽效能的影响)、 SE_6 为活动接缝因素 (用来说明接触簧片、各种电磁兼容性衬垫等活动接缝对屏蔽效能的影响)、 SE_7 为混合屏蔽因素 (用来说明屏蔽体不同部位采用了不同材料, 或采用了不同屏蔽结构对屏蔽效能的影响)、 SE_8 为天线效应因素 (用来估计屏蔽体上的凸出物在高频时具有天线效应, 对屏蔽效能的影响)、 SE_9 为滤波器因素 (用来估计滤波器性能不佳或安装不当对屏蔽效能的影响) 等。

屏蔽体内总的泄漏场应为各泄漏因素所造成的泄漏场之和。设各泄漏因素的屏蔽效能为 $SE_p (p=1, 2, \dots, n)$, 即

$$SE_p = 20 \lg \left(\frac{E_0}{E_p} \right)$$

则第 p 种因素产生的泄漏电场为

$$E_p = E_0 10^{-SE_p/20}$$

如果不考虑从不同途径透入到屏蔽体空间内的电磁场在传输过程中的相位差异, 则透入到屏蔽体空间内的总电场为

$$E = \sum_{p=1}^n E_p = E_0 \sum_{p=1}^n 10^{-SE_p/20}$$

故实际屏蔽体的综合屏蔽效能为

$$SE_{\Sigma} = 20 \lg \left(\frac{E_0}{E} \right) = -20 \lg \left(\sum_{p=1}^n 10^{-SE_p/20} \right) \quad (5-41)$$

式(5-41)将不同传播途径透入到屏蔽体空间内的电磁场看成是同相位的, 计算的屏蔽效能只是近似估计, 比实际的屏蔽效能可能要略小一些。实际上不同传播途径引起的相位差与很多因素有关, 如材料、频率、距离和电气上不连续因素等, 要确定不同传播途径引起的相位差是极为困难的, 而且从工程上考虑对实际屏蔽效能的计算也没有必要很精确, 一般应使设计的屏蔽体具有一定的安全余量。

【例 5-3】 设某一频率下, 机壳屏蔽材料本身有 110 dB 的屏蔽效能, 各泄漏因素造成的等效屏蔽效能因子为: (1) 滤波与连接器面板: 101 dB; (2) 通风孔: 92 dB; (3) 门泄漏: 88 dB; (4) 接缝泄漏: 83 dB。求机箱的总屏蔽效能。

解: 根据式(5-41)得

$$\begin{aligned} SE_{\Sigma} &= -20 \lg(10^{-110/20} + 10^{-101/20} + 10^{-92/20} + 10^{-88/20} + 10^{-83/20}) \\ &= -20 \lg(0.32 \times 10^{-5} + 0.89 \times 10^{-5} + 2.51 \times 10^{-5} + 3.98 \times 10^{-5} + 7.08 \times 10^{-5}) \\ &= -20[-5 + \lg(0.32 + 0.89 + 2.51 + 3.98 + 7.08)] = 76.6 \text{ (dB)} \end{aligned}$$

由上述计算结果可知, 实际屏蔽体的屏蔽效能受到各种因素影响时, 对总屏蔽效能起决定作用的是电磁能量泄漏最大的那个因素。比如, 在例 5-3 中若消除接缝因素, 则总屏蔽效能变为 82.27 dB, 增加约 6 dB。

5.4.6 装配面处接缝泄漏的抑制

不同部分的结合处, 不可能完全接触, 只在某些接触点是真正接触的, 因此, 缝隙的存在是难免的。这些缝隙构成了电磁波的泄漏源, 特别是对于高频电磁波, 缝隙的泄漏是十分严重的。

为了减小缝隙处的电磁泄漏, 提高缝隙的电磁屏蔽效能, 增加缝隙深度是一种有效的方法。缝隙深度越深, 衰减越多。图 5-16 所示为增加缝隙深度 h 的两种结构。

在缝隙处使用电磁密封衬垫也是提高缝隙的电磁屏蔽效能的常用方法, 如图 5-17 所示。电磁密封衬垫对电磁波的密封作用就像在流体容器中的盖子上使用橡胶密封衬垫一样, 通过使用电磁密封衬垫, 能很容易地实现缝隙的电磁密封。电磁密封衬垫的两个基本特性是导电性和弹性。常用的电磁密封衬垫有铍铜指形簧片、导电橡胶、橡胶芯金属网套等。

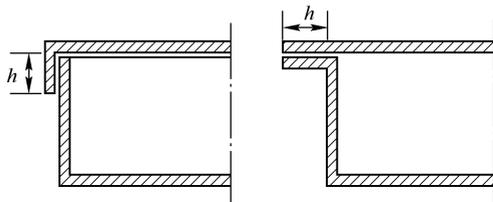


图 5-16 增加缝隙深度 h 的两种结构



图 5-17 增加电磁密封衬垫

5.4.7 通风孔的屏蔽

大部分屏蔽外壳或在热密度较大的电子设备的机壳,需要空气自然对流或强迫风冷,因此需在外壳上开通风孔。这些孔将损害屏蔽结构的完整性,故必须对通风孔进行处理或安装适当的电磁防护罩,它将提供相当大的射频衰减但又不会显著妨碍空气流动。下面介绍 3 种屏蔽性能较好的通风孔形式。

1. 在通风孔上加金属丝网罩

加金属丝网是指将大面积通风孔通过由丝网构成的许多小孔来减少电磁泄漏的。金属网网的屏蔽作用主要靠反射损耗。实验结果表明,对于孔隙率大于或等于 50%,在所需衰减的电磁波的每个波长上有 60 根以上的金属网丝时,就可得到与金属板的反射损耗相近的值。但丝网的吸收损耗远小于金属板的吸收损耗,故丝网的屏蔽效能低于金属板。

丝网的网孔越密、网丝越粗、网丝的导电性越好,则丝网的屏蔽性能越好。但网孔过密、网丝过粗,对空气的阻力就越大。图 5-18 所示为不同规格的单层丝网在近区主要为磁场时的屏蔽效能。由图可见,频率高于 100 MHz 时,屏蔽效能将显著下降。通常,单层丝网可用于 100 kHz ~ 100 MHz 的频段内;在 100 MHz 以上频率或要求屏蔽效能较高时,可采用双层丝网或多层复式屏蔽网。

在通风孔上加金属丝网,结构简单,便于和屏蔽体安装在同一平面,成本低,适用于屏蔽要求不太高的场合。

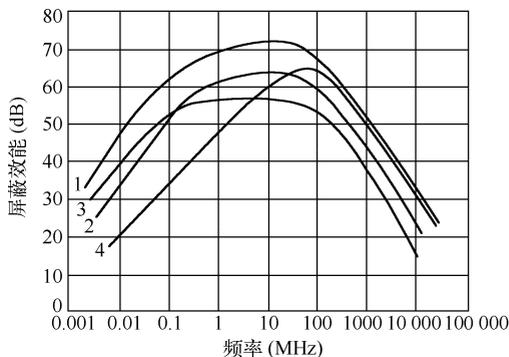
2. 用穿孔金属板做通风孔

它是在金属板上打许多阵列小孔,达到既能通风散热,又不致过多泄漏电磁能量的目的。就结构形式而言,可以直接在屏蔽体的壁上打孔,或将打好孔的金属板安装在屏蔽体的通风孔上。孔眼的形状常用的有方形和圆形,如图 5-19 所示。

带孔的金属板的屏蔽效能的计算是一个较复杂的问题,下面给出的计算公式较为实用,可以用来计算带孔金属板和金属网的屏蔽效能。

$$SE = A + R + B + K_1 + K_2 + K_3 \quad (5-42)$$

式中, A 为孔的吸收损耗(dB), R 为孔的反射损耗(dB), B 为多次反射修正因子(dB), K_1 为与



曲线 1—22 目,紫铜网丝直径: $\phi 0.375$ mm
 曲线 2—11 目,紫铜网丝直径: $\phi 0.375$ mm
 曲线 3—22 目,紫铜网丝直径: $\phi 0.188$ mm
 曲线 4—22 目,铁网丝直径: $\phi 0.375$ mm

图 5-18 单层金属丝网的屏蔽效能