EMC 资料

QQ：8204136

Email：hdapple_2000@hotmail.com

2004-3

电磁干扰测量与诊断

当你的产品由于电磁干扰发射强度超过电磁兼容标准规定而不能出厂时，或当由于电路模块之间的电磁干扰，系统不能正常工作时，我们就要解决电磁干扰的问题。要解决电磁干扰问题，首先要能够“看”到电磁干扰，了解电磁干扰的幅度和发生源。本文要介绍有关电磁干扰测量和判断干扰发生源的的方法。

１．测量仪器

谈到测量电信号，电气工程师首先想到的可能就是示波器。示波器是一种将电压幅度随时间变化的规律显示出来的仪器，它相当于电气工程师的眼睛，使你能够看到线路中电流和电压的变化规律，从而掌握电路的工作状态。但是示波器并不是电磁干扰测量与诊断的理想工具。这是因为：

A.　所有电磁兼容标准中的电磁干扰极限值都是在频域中定义的，而示波器显示出的时域波形。因此测试得到的结果无法直接与标准比较。为了将测试结果与标准相比较，必须将时域波形变换为频域频谱。

B.　电磁干扰相对于电路的工作信号往往都是较小的，并且电磁干扰的频率往往比信号高，而当一些幅度较低的高频信号叠加在一个幅度较大的低频信号时，用示波器是无法进行测量。

C.　示波器的灵敏度在 mV 级，而由天线接收到的电磁干扰的幅度通常为 V 级，因此示波器不能满足灵敏度的要求。

测量电磁干扰更合适的仪器是频谱分析仪。频谱分析仪是一种将电压幅度随频率变化的规律显示出来的仪器，它显示的波形称为频谱。频谱分析仪克服了示波器在测量电磁干扰中的缺点，它能够精确测量各个频率上的干扰强度。

对于电磁干扰问题的分析而言，频谱分析仪是比示波器更有用的仪器。而用频谱分析仪可以直接显示出信号的各个频谱分量。

1.1　频谱分析仪的原理

频谱分析仪是一台在一定频率范围内扫描接收的接收机，它的原理图如图 1 所示。

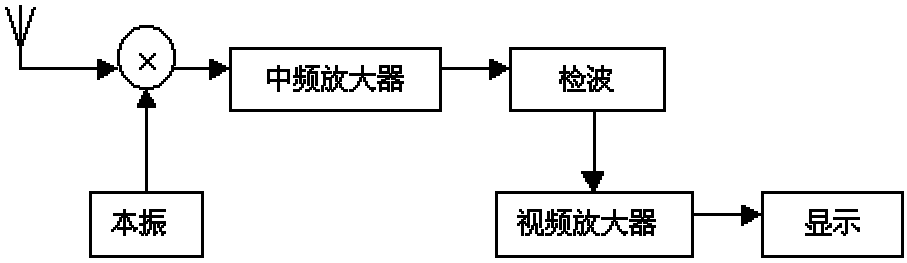


图 1 频谱分析仪的原理框图

频谱分析仪采用频率扫描超外差的工作方式。混频器将天线上接收到的信号与本振产生的信号混频，当混频的频率等于中频时，这个信号可以通过中频放大器，被放大后，进行峰值检波。检波后的信号被视频放大器进行放大，然后显示出来。由于本振电路的振荡频率随着时间变化，因此频谱分析仪在不同的时间接收的频率是不同的。当本振振荡器的频率随着时间进行扫描时，屏幕上就显示出了被测信号在不同频率上的幅度，将不同频率上信号的幅度记录下来，就得到了被测信号的频谱。

根据这个频谱，就能够知道被测设备是否有超过标准规定的干扰发射，或产生干扰的信号频率是多少。

1.2 频谱分析仪的使用方法

要获得正确的测量结果，必须正确地操作频谱分析仪。本节简单介绍频谱分析仪的使用方法。正确使用频谱分析仪的关键是正确设置频谱分析仪的各个参数。下面解释频谱分析仪中主要参数的意义和设置方法。

A. 频率扫描范围：

规定了频谱分析仪扫描频率的上限和下限。通过调整扫描频率范围，可以对感兴趣的频率进行细致的观察。扫描频率范围越宽，则扫描一遍所需要时间越长，频谱上各点的测量精度越低，因此，在可能的情况下，尽量使用较小的频率范围。在设置这个参数时，可以通过设置扫描开始频率和终止频率来确定，例如：start frequency = 1MHz, stop frequency = 11MHz。也可以通过设置扫描中心频率和频率范围来确定，例如：center frequency = 6MHz, span = 10MHz。这两种设置的结果是一样的。

B. 中频分辨带宽：

规定了频谱分析仪的中频带宽，这项指标决定了仪器的选择性和扫描时间。调整分辨带宽可以达到两个目的，一个是提高仪器的选择性，以便对频率相距很近的两个信号进行区别。另一个目的是提高仪器的灵敏度。因为任何电路都有热噪声，这些噪声会将微弱信号淹没，而使仪器无法观察微弱信号。噪声的幅度与仪器的通频带宽成正比，带宽越宽，则噪声越大。因此减小仪器的分辨带宽可以减小仪器本身的噪声，从而增强对微弱信号的检测能力。

分辨带宽一般以 3dB 带宽来表示。当分辨带宽变化时，屏幕上显示的信号幅度可能会发变化。若测量信号的带宽大于通频带带宽，则当带宽增加时，由于通过中频放大器的信号总能量增加，显示幅度会有所增加。若测量信号的带宽小于通频带宽，如对于单根谱线的信号，则不管分辨带宽怎样变化，显示信号的幅度都不会发生变化。 信号带宽超过中频带宽的信号称为宽带信号，信号带宽小于中频带宽的信号称为窄带信号。根据信号是宽带信号还是窄带信号能够有效地定位干扰源。

C. 扫描时间：

仪器接收的信号从扫描频率范围的最低端扫描到最高端所使用的时间叫做扫描时间。扫描时间与扫描频率范围是相匹配的。如果扫描时间过短，测量到的信号幅度比实际的信号幅度要小。

D. 视频带宽：

视频带宽的作用与中频带宽相同，可以减小仪器本身的带内噪声，从而提高仪器对微弱信号的检测能力。

2．用频谱分析仪分析干扰的来源

2.1　根据干扰信号的频率确定干扰源

在解决电磁干扰问题时，最重要的一个问题是判断干扰的来源，只有准确将干扰源定位后，才能够提出解决干扰的措施。根据信号的频率来确定干扰源是最简单的方法，因为在信号的所有特征中，频率特征是最稳定的，并且电路设计人员往往对电路中各个部位的信号频率都十分清楚。因此，只要知道了干扰信号的频率，就能够推测出干扰是哪个部位产生的。

对于电磁干扰信号，由于其幅度往往远小于正常工作信号，因此用示波器很难测量到干扰信号的频率。特别是当较小的干扰信号叠加在较大的工作信号上时，示波器无法与干扰信号同步，因此不可能得到准确的干扰信号频率。

而用频谱分析仪做这种测量是十分简单的。由于频谱分析仪的中频带宽较窄，因此能够将与干扰信号频率不同的信号滤除掉，精确地测量出干扰信号频率，从而判断产生干扰信号的电路。

2.2　根据干扰信号的带宽确定干扰源

判断干扰信号的带宽也是判断干扰源的有效方法。例如，在一个宽带源的发射中可能存在一个单个高强度信号，如果能够判断这个高强度信号是窄带信号，则它不可能是从宽带发射源产生的。干扰源可能是电源中的振荡器，或工作不稳定的电路，或谐振电路。当在仪器的通频带中只有一根谱线时，就可以断定这个信号是窄带信号。

根据傅立叶变换，单根的谱线所对应的信号是周期信号。因此，当遇到单根谱线时，就要将注意力集中到电路中的周期信号电路上。

3．用近场测试方法确定辐射源

除了上述的根据信号特征判断干扰源的方法以外，在近场区查找辐射源可以直接发现干扰源。在近场区查找辐射源的工具有近场探头和电流卡钳。检查电缆上的发射源要使用电流卡钳，检查机箱缝隙的泄漏要使用近场探头。

3.1 电流卡钳与近场探头

电流探头是利用变压器原理制造的能够检测导线上电流的传感器。当电流探头卡在被测导线上时，导线相当于变压器的初级，探头中的线圈相当于变压器的次级。导线上的信号电流在电流探头的线圈上感应出电流，在仪器的输入端产生电压。于是频谱分析仪的屏幕上就可以看到干扰信号的频谱。仪器上读到的电压值与导线中的电流值通过传输阻抗换算。传输阻抗定义为：仪器 50? 输入阻抗上感应的电压与导线中的电流之比。对于一个具体的探头，可以从厂家提供的探头说明书中查到它的转移阻抗 Z_T。因此，导线中的电流等于：

$$I = V / Z_T$$

如果公式中的所有物理量都用 dB 表示，则直接相减。

对于机箱的泄漏，要用近场探头进行探测。近场探头可以看成是很小的环形天线。由于它很小，因此

灵敏度很低，仅能对近场的辐射源进行探测。这样有利于对辐射源进行精确定位。由于近场探头的灵敏度较低，因此在使用时要与前置放大器配套使用。

3.2 用电流卡钳检测共模电流

设备产生辐射的主要原因之一是电缆上有共模电流。因此当设备或系统有超标发射时，首先应该怀疑的就是设备上外拖的各种电缆。这些电缆包括电源线电缆和设备之间的互连电缆。

将电流探头卡在电缆上，这时由于探头同时卡住了信号线和回流线，因此差模电流不会感应出电压，仪器上读出的电压仅代表共模电流。

测量共模电流时，最好在屏蔽室中进行。如果不在屏蔽室中，周围环境中的电磁场会在电缆上感应出电流，造成误判断。因此应首先将设备的电源断开，在设备没有加电的状态下测量电缆上的背景电流，并记录下来，以便与设备加电后测量的结果进行比较，排除背景的影响。

如果在用天线进行测量时将频谱分析仪的扫描频率局限感兴趣的频率周围很小的范围内，则可以排除环境中的干扰。

3.3 用近场探头检测机箱的泄漏

如果设备上外拖电缆上没有较强的共模电流，就要检查设备机箱上是否有电磁泄漏。检查机箱泄漏的工具是近场探头。将近场探头靠近机箱上的接缝和开口处，观察频谱分析仪上是否有感兴趣的信号出现。一般由于探头的灵敏度较低，即使用了放大器，很弱的信号在探头中感应的电压也很低，因此在测量时要将频谱分析仪的灵敏度调得尽量高。根据前面的讨论，减小频谱分析仪的分辨带宽能够提高仪器的灵敏度。但是要注意的是，当分辨带宽很窄时，扫描时间会变得很长。为了缩短扫描时间，提高检测效率，应该使频谱分析仪的扫描频率范围尽量小。因此一般在用近场探头检测机箱泄漏时，都是首先用天线测出泄漏信号的精确频率，然后使仪器用尽量小的扫描频率范围覆盖住这个干扰频率。这样做的另一个好处是不会将背景干扰误判为泄漏信号。

对于机箱而言，靠近滤波器安装位置的缝隙是最容易产生电磁泄漏的。因为滤波器将信号线上的干扰信号旁路到机箱上，在机箱上形成较强的干扰电流，这些电流流过缝隙时，就会在缝隙处产生电磁泄漏。

4．容易犯的错误

当设备不能满足有关的电磁兼容标准时，就要对设备产生超标发射的原因进行调查，然后进行排除。在这个过程中，经常发现许多人经过长时间的努力，仍然没有排除故障。造成这种情况的原因是诊断工作陷入了“死循环”。这种情况可以用下面的例子说明。

假设一个系统在测试时出现了超标发射，使系统不能满足电磁兼容标准中对电磁辐射的限制。经过初步调查，原因可能有 4 个，它们分别是：

- 主机与键盘之间的互连电缆（电缆 1）上的共模电流产生的辐射
- 主机与打印机之间的互连电缆（电缆 2）上的共模电流产生的辐射
- 机箱面板与机箱基体之间的缝隙（开口 1）产生的泄漏
- 某显示窗口（开口 2）产生泄漏

在诊断时，首先在电缆 1 上套一个铁氧体磁环，以减小共模辐射，结果发现频谱仪屏幕上显示的信号并没有明显减小。于是试验人员认为电缆 1 不是一个主要的泄漏源，将铁氧体磁环取下，套在电缆 2 上，结果发现频谱仪屏幕上显示的信号还没有明显减小。结果试验人员得出结论，电缆不是泄漏源。

于是再对机箱上的泄漏进行检查。用屏蔽胶带将开口 1 堵上，发现频谱仪屏幕上显示的信号没有明显

减小。试验人员认为开口 1 不是主要泄漏源，将屏蔽胶带取下，堵到开口 2 上。结果频谱仪上的显示信号还没有减小。试验人员一筹莫展。之所以会发生这个问题，是因为试验人员忽视了频谱分析仪上显示的信号幅度是以 dB 为单位显示的。下面我们看一下为什么会有这种现象。

假设这 4 个泄漏源所占的成分各占 1/4，并且在每个辐射源上采取的措施能够将这个辐射源完全抑制掉。则我们采取以上 4 个措施中的一个时，频谱仪上显示信号降低的幅度 ΔA 为：

$$\Delta A = 20 \lg (4 / 3) = 2.5 \text{ dB}$$

幅度减小这么少，显然是微不足道的。但这却已经将泄漏减少了 25%。

正确的方法是，当对一个可能的泄漏源采取了抑制措施后，即使没有明显的改善，也不要将这个措施去掉，继续对可能的泄漏源采取措施。当采取到某个措施时，如果干扰幅度降低很多，并不一定说明这个泄漏源是主要的，而仅说明这个干扰源是最后一个。按照这个步骤对 4 个泄漏源逐个处理的结果如图 1 所示。

在前面的叙述中，我们假定对某个泄漏源采取措施后，这个泄漏源被 100%消除掉，如果这样，当最后一个泄漏源去掉后，电磁干扰的减小应为无限大。实际这是不可能的。我们在采取任何一个措施时，都不可能将干扰源 100%消除。泄漏源去掉的程度可以是 99% ，或 99.9% ，甚至 99.99 以上，而决不可能是 100% ！所以当最后一个泄漏源去掉后，尽管改善很大，但仍是有限值。

当设备完全符合有关的规定后，如果为了降低产品成本，减少不必要的器件，可以将采取的措施逐个去掉。首先应该考虑去掉的是成本较高器件/材料，或在正式产品上难于实现的措施。如果去掉后，产品的电磁发射并没有超标，就可以去掉这个措施。通过试验，使产品成本降到最低。

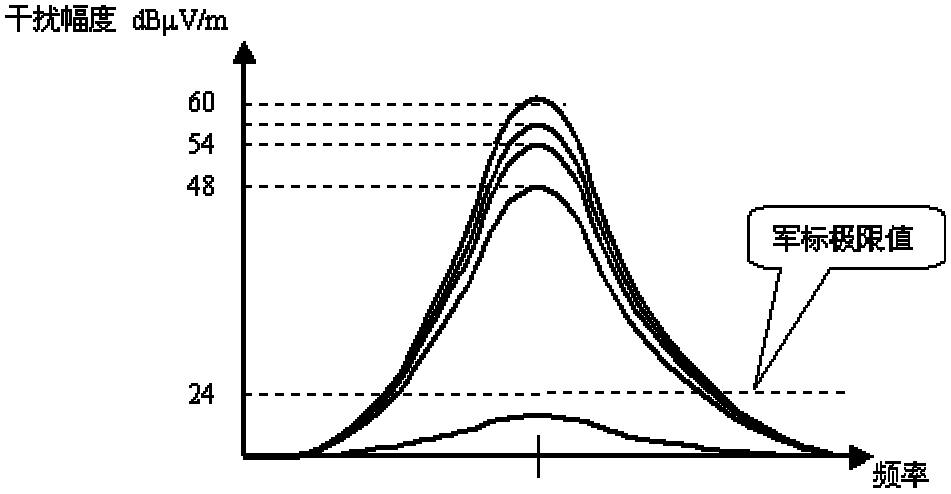


图 2 抑制 4 个泄漏源时干扰幅度的变化

5．产品电磁兼容测试诊断步骤

图 3 给出了一个设备或系统的电磁干扰发射与故障分析步骤，按照这个步骤进行可以提高测试诊断的效率。

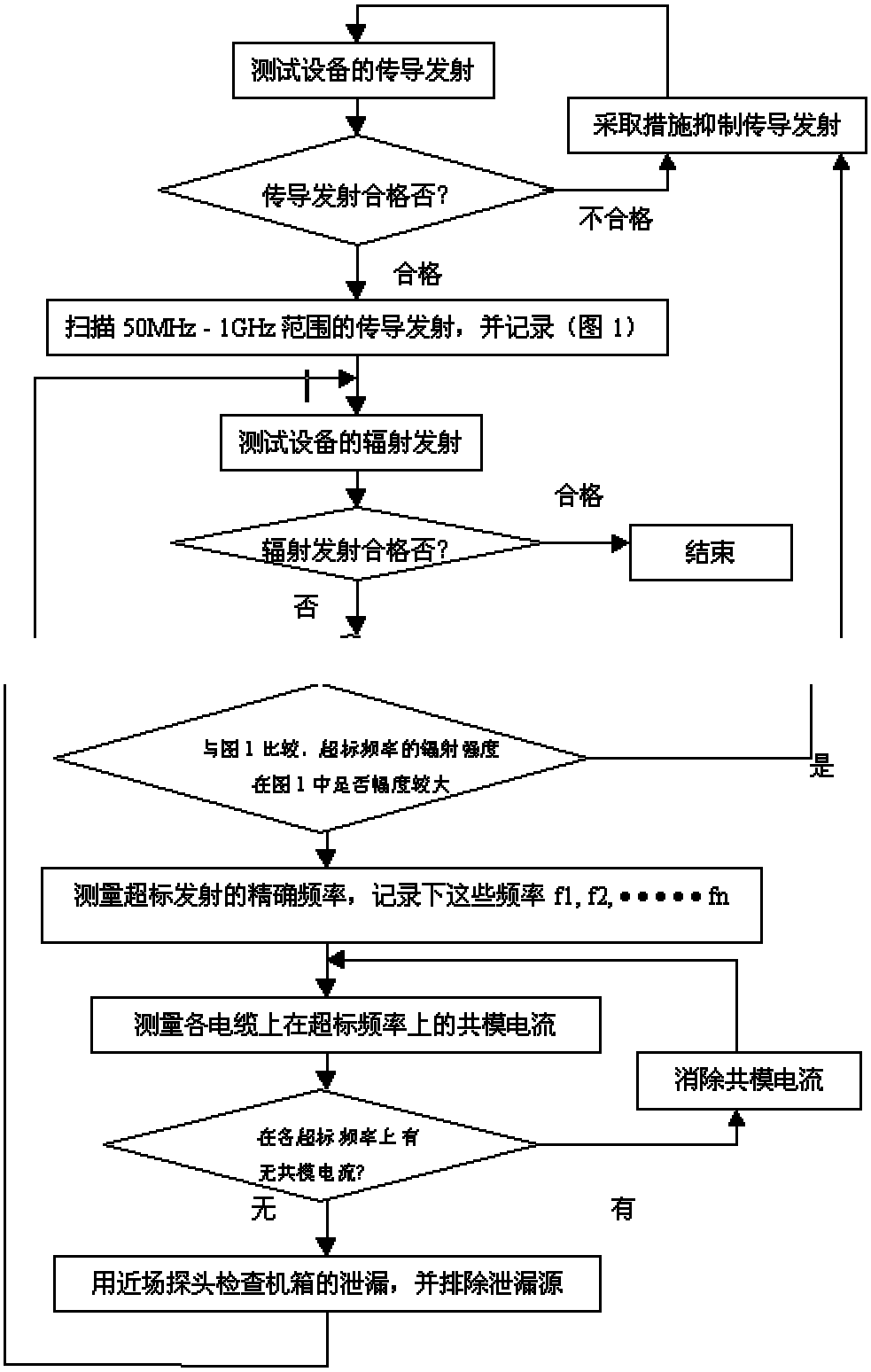


图 3 电磁兼容测试诊断步骤

关于图 3 的说明如下：

- 电磁兼容测试一般首先测量干扰发射，因为干扰发射的试验费用一般比敏感度试验费用低。另外当设备的干扰发射能够满足要求时，往往敏感度也不会有大的问题。

因为几乎所有的解决干扰发射的措施同样对改善敏感度有效。

- 测量干扰发射时要先测量传导发射，不仅要在标准规定的频率范围内测量，还要对更高的频率进行摸底测量。当电源线上有较强的干扰电流时，要先解决这个问题。因为这些传导干扰电流会借助导线的天线作用产生辐射，导致辐射发射不合格。
- 当传导发射完全合格后，再进行辐射发射测试。对于辐射发射不合格的频率，要记录下精确频率，便于在用近场探头查找问题时，将频谱分析仪的扫描范围设置在干扰频率附近。

６．附录

测量仪器配件供应厂商：

- **惠普公司：**
  提供频谱分析仪，前置放大器，近场探头，电流卡钳等，能够构成一套完整的干扰发射诊断系统。

- **Electro –metrics ：**
  生产电磁干扰接收机与测试系统，天线，近场探头，阻抗稳定网络等。
  Web: http://www.electro-metrics.com/
  Email: info@emihq.com

- **Tektronix ：**
  电磁干扰测试接收机，频谱分析仪。
  www.tek.com

- **Solar Electronics Company：**
  满足 GJB-151A 要求的各种电流卡钳和干扰注入卡钳，脉冲发生器，扫频功率源。
  http://www.solar-emc.com/

- **A.H.System ：**
  各种测试天线。
  http://www.ahsystems.com/

- **ETS ：**
  各种测试天线，电流卡钳，干扰注入卡钳 ，近场探头，GTEM 小室，测试转台，天线塔，阻抗稳定网络；
  http://www.emctest.xom/

- **Amplifier Research ：**
  能满足各种标准中敏感度试验的功率放大器。
  http://www.ar-amps.com/

- **CPI: www.cpii.com/satcom/industrl/index.htm**

- **Fischer Custom Communicatons ：**
  满足 EN50082-2, IEC 1000-4-6, ENV 50141 等标准要求的传导敏感度测量附件，如耦合解耦网络，干扰注入钳等。
  http://www.fischercc.com/

- **Thermo Voltek ：**
  功率放大器。
  http://www.kalmus.com/

- **Noise Laboratory ：**
  测量线路板上的近场辐射的线路板辐射扫描测试仪
  http://www.noiseken.com/

- **Haefely ：**
  满足 IEC 和 EN 标准要求的各种干扰发生器，如静电放电模拟器，电快速脉冲模拟器，浪涌模拟器等。
  http://www.haefely.com/

- **KeyTek ：**
  满足 IEC 和 EN 标准要求的各种干扰发生器，如静电放电模拟器，电快速脉冲模拟器，浪涌模拟器等。
  http://www.keytek.com/

地线干扰与抑制

1．地线的定义

什么是地线？大家在教科书上学的地线定义是：地线是作为电路电位基准点的等电位体。这个定义是不符合实际情况的。实际地线上的电位并不是恒定的。如果用仪表测量一下地线上各点之间的电位，会发现地线上各点的电位可能相差很大。正是这些电位差才造成了电路工作的异常。电路是一个等电位体的定义仅是人们对地线电位的期望。

HENRY 给地线了一个更加符合实际的定义，他将地线定义为：**信号流回源的低阻抗路径**。这个定义中突出了地线中电流的流动。按照这个定义，很容易理解地线中电位差的产生原因。因为地线的阻抗总不会是零，当一个电流通过有限阻抗时，就会产生电压降。

因此，我们应该将地线上的电位想象成象大海中的波浪一样，此起彼伏。

2．地线的阻抗

谈到地线的阻抗引起的地线上各点之间的电位差能够造成电路的误动作，许多人觉得不可思议：我们用欧姆表测量地线的电阻时，地线的电阻往往在毫欧姆级，电流流过这么小的电阻时怎么会产生这么大的电压降，导致电路工作的异常。

要搞清这个问题，首先要区分开导线的电阻与阻抗两个不同的概念。电阻指的是在直流状态下导线对电流呈现的阻抗，而阻抗指的是交流状态下导线对电流的阻抗，这个阻抗主要是由导线的电感引起的。任何导线都有电感，当频率较高时，导线的阻抗远大于直流电阻，表 1 给出的数据说明了这个问题。在实际

电路中，造成电磁干扰的信号往往是脉冲信号，脉冲信号包含丰富的高频成分，因此会在地线上产生较大的电压。对于数字电路而言，电路的工作频率是很高的，因此地线阻抗对数字电路的影响是十分可观的。

表 1 导线的阻抗（Ω）：

频率 Hz	D = 0.65 10cm	 1m	D = 0.27 10cm	 1m	D = 0.065 10cm	 1m	D = 0.04 10cm	 1m
10	51.4m	517m	327m	3.28m	5.29m	52.9m	13.3m	133m
1k	429m	7.14m	632m	8.91m	5.34m	53.9m	14m	144m
100k	42.6m	712m	54m	828m	71.6m	1.0	90.3m	1.07
1M	426m	7.12	540m	8.28	714m	10	783m	10.6
5M	2.13	35.5	2.7	41.3	3.57	50	3.86	53
10M	4.26	71.2	5.4	82.8	7.14	100	7.7	106
50M	21.3	356	27	414	35.7	500	38.5	530
100M	42.6		54		71.4		77	
150M	63.9		81		107		115	

如果将 10Hz 时的阻抗近似认为是直流电阻，可以看出当频率达到 10MHz 时，对于 1 米长导线，它的阻抗是直流电阻的 1000 倍至 10 万倍。因此对于射频电流，当电流流过地线时，电压降是很大的。

从表上还可以看出，增加导线的直径对于减小直流电阻是十分有效的，但对于减小交流阻抗的作用很有限。但在电磁兼容中，人们最关心的交流阻抗。为了减小交流阻抗，一个有效的办法是多根导线并联。当两根导线并联时，其总电感 L 为：

$$L = (L_1 + M) / 2$$

式中，L_1 是单根导线的电感，M 是两根导线之间的互感。

从式中可以看出，当两根导线相距较远时，它们之间的互感很小，总电感相当于单根导线电感的一半。因此我们可以通过多条接地线来减小接地阻抗。但要注意的是，多根导线之间的距离不能过近。

3. 地线干扰机理

3.1 地环路干扰

图 1 是两个接地的电路。由于地线阻抗的存在，当电流流过地线时，就会在地线上产生电压。当电流较大时，这个电压可以很大。例如附近有大功率用电器启动时，会在地线在中流过很强的电流。这个电流会在两个设备的连接电缆上产生电流。由于电路的不平衡性，每根导线上的电流不同，因此会产生差模电压，对电路造成影响。由于这种干扰是由电缆与地线构成的环路电流产生的，因此成为地环路干扰。地环路中的电流还可以由外界电磁场感应出来。

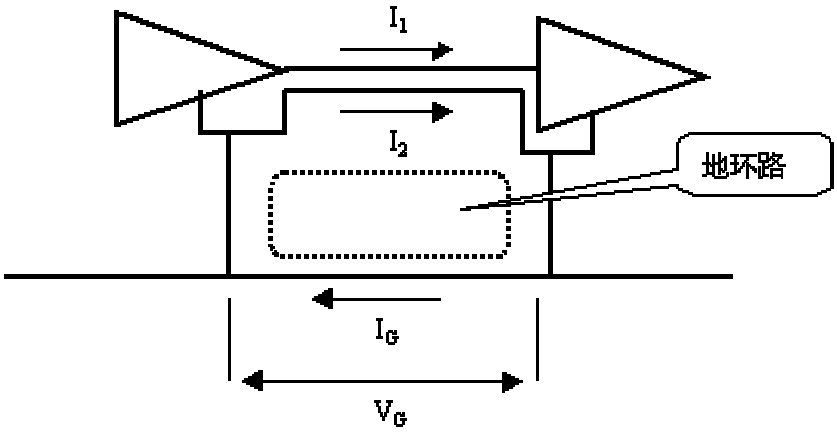


图 1 地环路干扰

3.2 公共阻抗干扰

当两个电路共用一段地线时，由于地线的阻抗，一个电路的地电位会受另一个电路工作电流的调制。这样一个电路中的信号会耦合进另一个电路，这种耦合称为公共阻抗耦合，如图 2 所示。

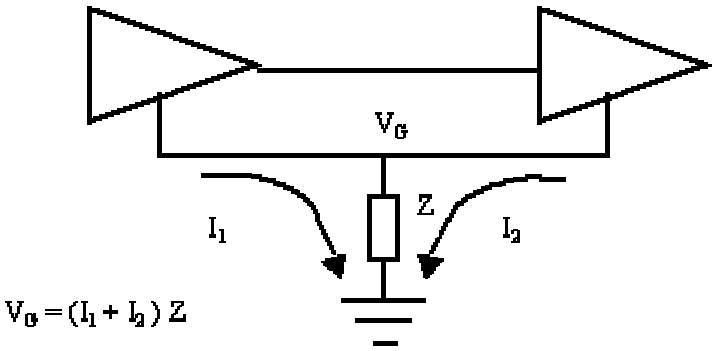


图 2 公共阻抗耦合

在数字电路中，由于信号的频率较高，地线往往呈现较大的阻抗。这时，如果存在不同的电路共用一段地线，就可能出现公共阻抗耦合的问题。图 3 的例子说明了一种干扰现象。

图 3 是一个有四个门电路组成的简单电路。假设门 1 的输出电平由高变为低，这时电路中的寄生电容（有时门 2 的输入端有滤波电容）会通过门 1 向地线放电，由于地线的阻抗，放电电流会在地线上产生尖峰电压，如果这时门 3 的输出是低电平，则这个尖峰电压就会传到门 3 的输出端，门 4 的输入端，如果这个尖峰电压的幅度超过门 4 的噪声门限，就会造成门 4 的误动作。

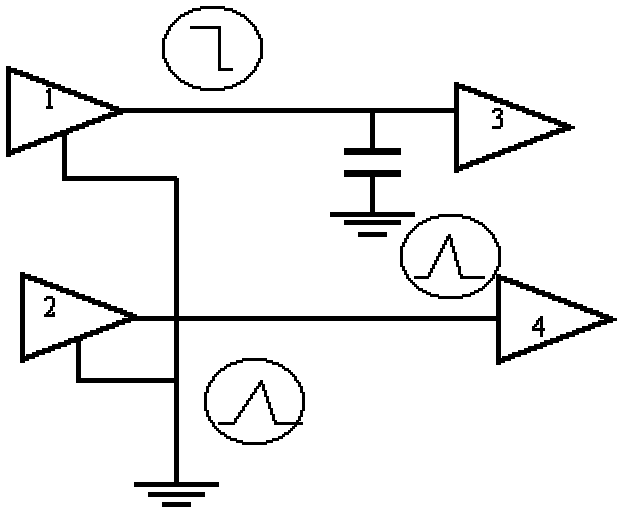


图 3 地线阻抗造成的电路误动作

4．地线干扰对策

4.1 地环路对策

从地环路干扰的机理可知，只要减小地环路中的电流就能减小地环路干扰。如果能彻底消除地环路中的电流，则可以彻底解决地环路干扰的问题。因此我们提出以下几种解决地环路干扰的方案。

A．将一端的设备浮地

如果将一端电路浮地，就切断了地环路，因此可以消除地环路电流。但有两个问题需要注意，一个是出于安全的考虑，往往不允许电路浮地。这时可以考虑将设备通过一个电感接地。这样对于 50Hz 的交流电流设备接地阻抗很小，而对于频率较高的干扰信号，设备接地阻抗较大，减小了地环路电流。但这样做只能减小高频干扰的地环路干扰。

另一个问题是，尽管设备浮地，但设备与地之间还是有寄生电容，这个电容在频率较高时会提供较低的阻抗，因此并不能有效地减小高频地环路电流。

B．使用变压器实现设备之间的连接

利用磁路将两个设备连接起来，可以切断地环路电流。

但要注意，变压器初次级之间的寄生电容仍然能够为频率较高的地环路电流提供通路，因此变压器隔离的方法对高频地环路电流的抑制效果较差。提高变压器高频隔离效果的一个办法是在变压器的初次级之间设置屏蔽层。但一定要注意隔离变压器屏蔽层的接地端必须在接受电路一端。否则，不仅不能改善高频隔离效果，还可能使高频耦合更加严重。因此，变压器要安装在信号接收设备的一侧。

经过良好屏蔽的变压器可以在 1MHz 以下的频率提供有效的隔离。

C．使用光隔离器

另一个切断地环路的方法是用光实现信号的传输。这可以说是解决地环路干扰问题的最理想方法。用光连接有两种方法，一种是光耦器件，另一种是用光纤连接。光耦的寄生电容一般为 2pf，能够在很高的频率提供良好的隔离。光纤几乎没有寄生电容，但安装、维护、成本等方面都不如光耦器件。

D．使用共模扼流圈

在连接电缆上使用共模扼流圈相当于增加了地环路的阻抗，这样在一定的地线电压作用下，地环路电流会减小。但要注意控制共模扼流圈的寄生电容，否则对高频干扰的隔离效果很差。共模扼流圈的匝数越多，则寄生电容越大，高频隔离的效果越差。

4.2 消除公共阻抗耦合

消除公共阻抗耦合的途径有两个，一个是减小公共地线部分的阻抗，这样公共地线上的电压也随之减小，从而控制公共阻抗耦合。另一个方法是通过适当的接地方式避免容易相互干扰的电路共用地线，一般要避免强电电路和弱电电路共用地线，数字电路和模拟电路共用地线。

如前所述，减小地线阻抗的核心问题是减小地线的电感。这包括使用扁平导体做地线，用多条相距较远的并联导体作接地线。对于印刷线路板，在双层板上布地线网格能够有效地减小地线阻抗，在多层板中专门用一层做地线虽然具有很小的阻抗，但这会增加线路板的成本。

通过适当接地方式避免公共阻抗的接地方法是并联单点接地，如图 4　所示。并联接地的缺点是接地的导线过多。因此在实际中，没有必要所有电路都并联单点接地，对于相互干扰较少的电路，可以采用串联单点接地。例如，可以将电路按照强信号，弱信号，模拟信号，数字信号等分类，然后在同类电路内部用串联单点接地，不同类型的电路采用并联单点接地，如图 5 所示。

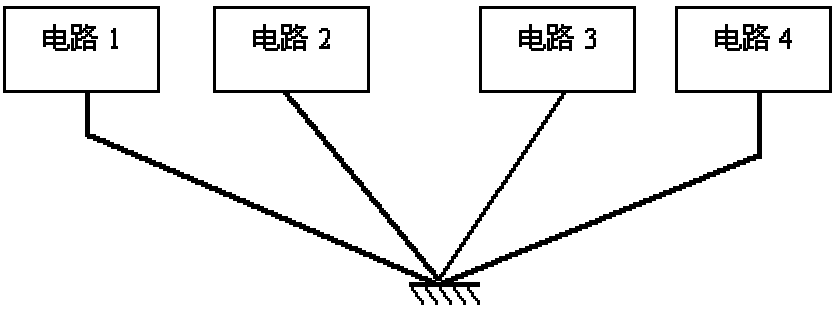


图 4 并联单点接地

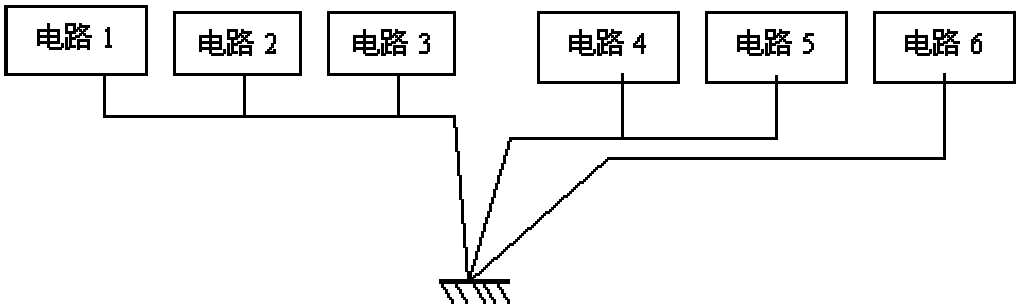


图 5 串并联混合单点接地

5．小结

地线造成电磁干扰的主要原因是地线存在阻抗，当电流流过地线时，会在地线上产生电压，这就是地线噪声。在这个电压的驱动下，会产生地线环路电流，形成地环路干扰。当两个电路共用一段地线时，会

形成公共阻抗耦合。

解决地环路干扰的方法有切断地环路，增加地环路的阻抗，使用平衡电路等。解决公共阻抗耦合的方法是减小公共地线部分的阻抗，或采用并联单点接地，彻底消除公共阻抗。

抑制电缆干扰的制胜武器－滤波连接器

1. 电缆是系统的最薄弱环节

令许多产品开发人员不解的事情是：为什么两台独立进行电磁干扰测试时完全合格的设备通过电缆连接起来后，系统就不在合格了。这是忽略了电缆的辐射作用。实践表明，按照屏蔽设计规范设计的屏蔽机箱一般很容易达到 60-80dB 的屏蔽效能，但往往由于电缆处置不当，造成系统产生严重的电磁兼容问题。90%的电磁兼容问题是由于电缆造成的。这是因为电缆是高效的电磁波接收天线和辐射天线。

电缆产生的辐射尤其严重。电缆之所以会辐射电磁波，是因为电缆端口处有共模电压存在，电缆在这个共模电压的驱动下，如同一根单极天线，如图 1 所示。

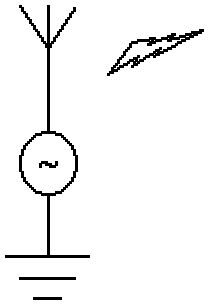


图 1 电缆共模辐射模型

它产生的电场辐射如下式所示：

$$E = 12.6 \times 10^{-7} (f I L)(1/r)$$

式中，I 是电缆中的共模电流强度，L 是电缆的长度，f 是共模信号的频率，r 是观测点到辐射源的距离。要减小电缆的辐射，可以减小高频共模电流强度，缩短电缆长度。电缆的长度往往不能随意减小，控制电缆共模辐射的最好的方法是减小高频共模电流的幅度，因为高频共模电流的辐射效率很高，是造成电缆超标辐射的主要因素。

减小电缆上共模高频电流的一个有效方法是在电缆的端口处使用低通滤波器，滤除电缆上的高频共模电流。传统上都是将滤波器安装在线路板上的电缆端口处，如图 2 所示。

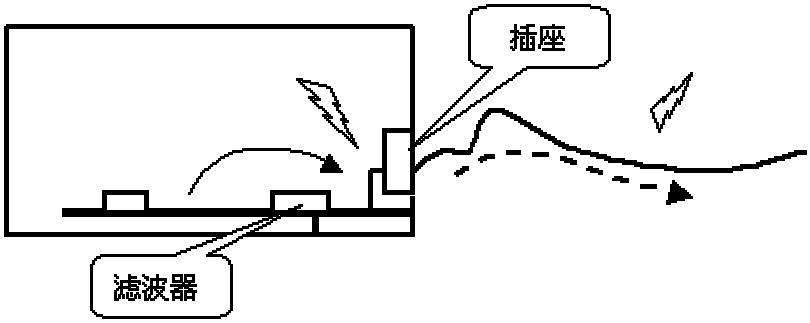


图 2 线路板上的共模低通滤波器

滤波器的这种安装方式有一个问题就是经过滤波后的信号线在机箱内较长，容易再次感应上干扰信号，形成新的共模电流，导致电缆辐射。再次感应的信号有两个来源，一个是机箱内的电磁波会感应到电缆上，另一个是滤波器前的干扰信号会通过寄生电容直接耦合到电缆端口上。解决这个问题的方法是尽量减小滤波后暴露在机箱内的导线长度。

滤波连接器是解决这个问题的理想器件。滤波连接器的每个插针上有一个低通滤波器，能够将插针上的共模电流滤掉。这些滤波连接器往往在外形和尺寸上与普通连接器相同，可以直接替代普通连接器。由于连接器安装在电缆进入机箱的端口处，因此滤波后的导线不会再感应上干扰信号，如图 3 所示。

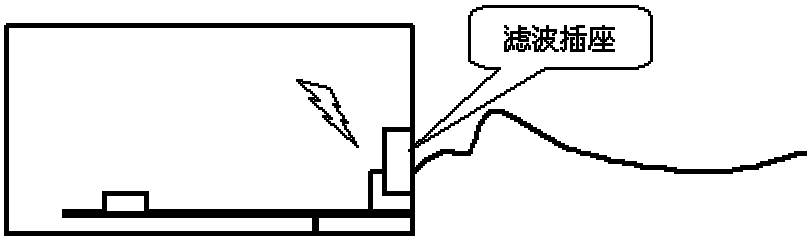


图 3 滤波连接器能够防止滤波后的导线再次感应上干扰

当然使用屏蔽电缆也能够解决电缆辐射的问题。但使用滤波连接器的方案在许多方面要优于屏蔽电缆，下面列举一些滤波连接器的优点：

- 滤波连接器能够将电缆中的干扰电流滤除掉，从而彻底消除电缆的辐射因素。而屏蔽电缆仅仅是防止干扰

通过电缆辐射，实际这些干扰电流还在电缆中。因此当主机通过屏蔽电缆与打印机连接时，干扰电流会流进打印机，通过打印机的天线效应辐射。

- 滤波连接器抑制电缆辐射的效果比屏蔽电缆更稳定。屏蔽电缆的效果在很大程度上决定于电缆的端接。由于电缆频繁的拆装或较长时间后搭接点的氧化，端接阻抗会增加，造成屏蔽效能下降。
- 使用滤波连接器后，可以降低对电缆端接的要求，降低生产成本，避免使用价格昂贵的高质量屏蔽电缆，降低成本。

滤波连接器中的滤波电路有较简单的单电容型或单电感电路，也有较复杂的 ? 型，? 型或 T 型电路。

2. 使用滤波连接器的注意事项

2.1 滤波器的接地

滤波连接器必须良好接地才能起到预期的滤波作用。对于直接安装在面板上的滤波连接器，似乎只要保证机箱与滤波连接器之间是导电接触就不会有问题，但是在要求较严格的场合（如要满足军标的干扰发射限制要求），还是需要足够的重视。因为许多场合滤波连接器与机箱之间的接触并不是十分充分的，而仅在一些点接触。这样高频的接触阻抗是比较大的。为了避免这一点，往往需要在滤波连接器与机箱面板之间安装电磁密封衬垫。

另外，对于含有旁路电容的滤波连接器（大部分都含有），由于信号线中的大部分干扰被旁路到地上，因此在滤波器与地的接触点上会有较大的干扰电流流过。如果滤波器与地的接触阻抗较大，会在这个阻抗上产生较大的电压降，导致较强的辐射。

如果滤波连接器安装在线路板上，并且通过线路板上的地线与机箱相连，则要注意为滤波器提供一个干净的滤波地，这个地与线路板上的信号地分开，仅通过一点连接。并且要与机箱保持良好的搭接。

2.2 所有针都要滤波

有些厂商提供的滤波连接器可以根据用户的要求提供特殊的滤波连接器，这些连接器的某些插针上没有滤波器。用户之所以要求某些芯上不装滤波器，大致有两种情况，一种是连接器中的某些芯传输的信号频率很高，轻微的滤波也会造成信号失真，因此只好不对这些芯进行滤波。另一种情况是有些用户为了降低成本，要求厂商仅在传输信号的芯上安装滤波器。

在使用种滤波器时，要注意它的滤波效果可能很差。因为机箱中的干扰信号会耦合到电缆中的所有导线上，这样电缆中没有经过滤波的芯线会将感应的信号带出机箱，产生共模辐射。另外，当频率较高时，电缆中导线之间的耦合也非常严重，这样没有经过滤波的导线上的电流会耦合到经过滤波的导线上，造成严重的辐射。

所以滤波连接器中的芯都需要滤波。实际上如果为了降低成本在某些芯线上不安装滤波器是没有必要的，因为现在流行的制造工艺是将电容阵列板安装在连接器中，这种工艺并不会因少几个电容而降低成本。如果有些信号由于频率较高而不允许滤波，则在设计时可以考虑将这些信号连接到单独的连接器上，然后对这些信号线使用屏蔽性能较好的屏蔽电缆。

2.3 屏蔽机箱

我们已经描述了滤波连接器的好处。但要注意，获得这些好处的前提条件是滤波器的输入端与输出端是被隔离开的。因此如果机箱本身不是屏蔽的，则滤波连接器就失去了这些好处。所以只有在屏蔽机箱上才有必要使用滤波连接器。

3. 试验结果

我们在计算机上分别使用普通连接器和滤波连接器进行辐射发射研究。从这些结果中可以看出，当使用屏蔽机箱时，主要的辐射源是电缆。这时使用滤波连接器可以使辐射发射降低10-30dB。

图4是测试环境的背景，以这个作为参考。图5是计算机通过普通连接器连接上打印电缆时的宽带发射。

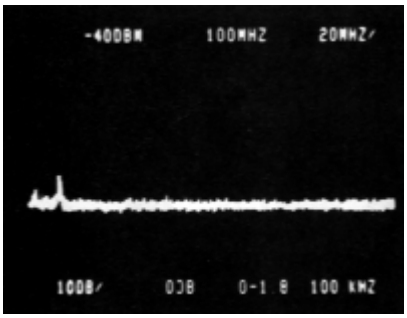


图4 测试环境背景

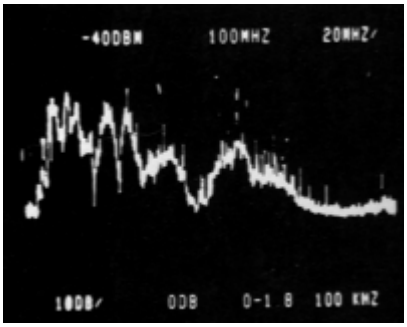


图 5 主机通过普通连接器连接打印电缆

图 6 是使用了滤波连接器后的辐射情况，可以看出，辐射已经明显减小。如果将电缆拔下，辐射的情况与图 6 基本相同。因此，可以认为电缆产生的辐射已经基本消除。剩余的辐射是其它原因造成的，首先一个原因是电源线。要消除这些剩余的干扰，需要更换一个性能更好的电源线滤波器。

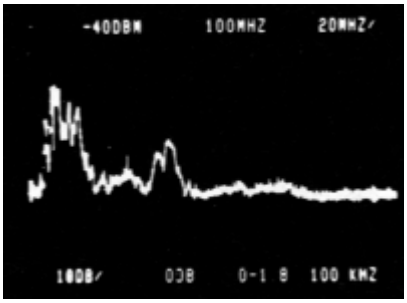


图 6 使用滤波连接器后的辐射情况

4. 滤波连接器的选用

选用滤波器连接器时，除了要选用普通连接器时要考虑的因素外，滤波器的截止频率是一个重要的参数。当连接器中各芯线上传输的信号频率不同时，要以频率最高的信号为基准来确定截止频率。虽然许多厂商可以按照用户的要求在不同的芯上安装不同截止频率的滤波器，但这往往是不必要的。因为只要有一根信号线上有频率较高的共模电流，它就会耦合到连接到同一个连接器上的其它导线上，造成辐射。一般滤波连接器厂商给用户的参数是滤波器中的电容值，为了知道不同电容值对应的截止频率，往往还提供一张电容与截止频率的对照表。

对于脉冲信号，我们可以将滤波器的截止频率选在 1/? tr 处，tr 是脉冲的上升时间。当脉冲的上升时间不知道是，可以用脉冲信号的 15 次谐波作为滤波器的截止频率。

基本概念答疑

问： 什么是 EMI？与 EMS 及 EMC 有何区别？

答： 在电气干扰领域有许多英文缩写。这里所提 EMI(Electro Magnetic Interference)直译是电磁干扰。这是合成词，我们应该分别考虑“电磁”和“干扰”。

所谓“干扰”，指设备受到**干扰**后性能降低以及对设备产生干扰的**干扰**源这二层意思。第一层意思如雷电使收音机产生杂音，摩托车在附近行驶后电视画面出现雪花，拿起电话后听到无线电声音等，这些可以简称其为与“BC I”“TV I”“Tel I”，这些缩写中都有相同的“I”（干扰）（BC：广播）

那么 EMI 标准和 EMI 检测是 EMI 的哪部分呢？理所当然是第二层含义，即干扰源，也包括受到干扰之前的电磁能量。

其次是“电磁”。电荷如果静止，称为静电。当不同的电位向一致移动时，便发生了静电放电，产生电流，电流周围产生磁场。如果电流的方向和大小持续不断变化就产生了电磁波。

电以各种状态存在，我们把这些所有状态统称为电磁。所以 EMI 标准和 EMI 检测是确定所处理的电的状态，决定如何检测，如何评价。

与 EMS 和 EMC 的区别在哪里？

EMS（Electro Magnetic Susceptibility）直译是“电磁敏感度”。其意是指由于电磁能量造成性能下降的容易程度。为通俗易懂，我们将电子设备比喻为人，将电磁能量比做感冒病毒，敏感度就是是否易患感冒。如果不易患感冒，说明免疫力强，也就是英语单词 Immunity，即抗电磁干扰性强。

EMC（Electro Magnetic Compatibility）直译是“电磁兼容性”。意指设备所产生的电磁能量既不对其它设备产生干扰，也不受其他设备的电磁能量干扰的能力。

EMC 这个术语有其非常广的含义。如同盲人摸象，你摸到的与实际还有很大区别。特别是与设计意图相反的电磁现象，都应看成是 EMC 问题。

电磁能量的检测、抗电磁干扰性试验、检测结果的统计处理、电磁能量辐射抑制技术、雷电和地磁等自然电磁现象、电场磁场对人体的影响、电场强度的国际标准、电磁能量的传输途径、相关标准及限制等均包含在 EMC 之内。

问：最近出现很多带有干扰这个名词的东西，请问什么是干扰？

答：最近“干扰”的概念使用越来越广泛，与必须存在的东西相对应，一切不希望有的东西都可称做“干扰”。

具体到“电磁干扰”，可以按照下面所列七类进行划分：

1. 按照发生源划分
2. 按照传播路径划分
3. 按照辐射干扰的产生原因划分
4. 按照不同设备的工作原理划分
5. 按照发生的频率划分
6. 按照频率范围划分
7. 不同的交流电源

而且可以在每一类中进一步分类。根据发生源可将干扰细分如图 1～图 4。

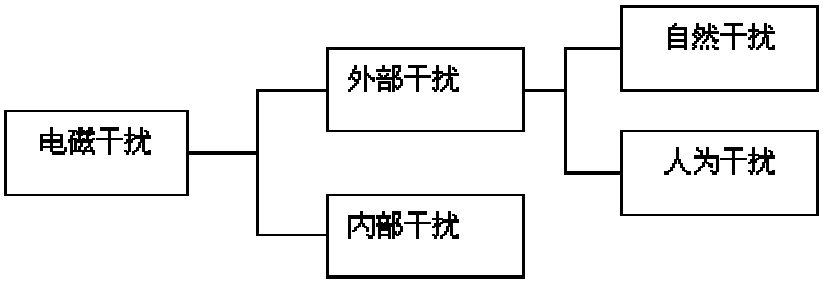


图 1 电磁干扰源类别

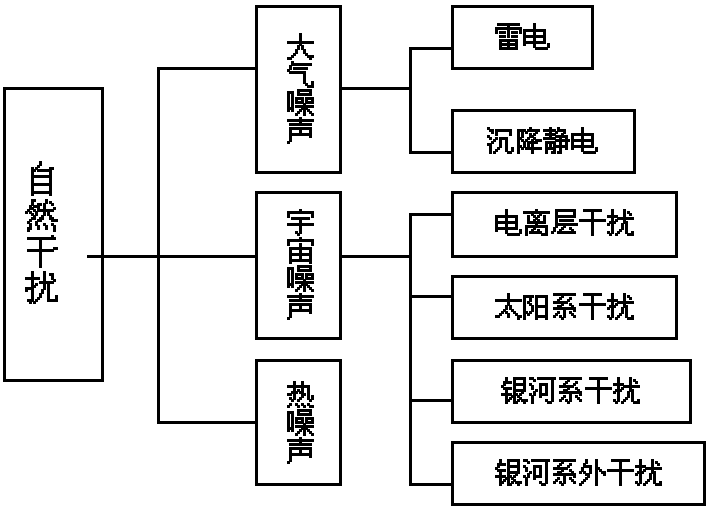


图 2 自 然 干 扰 源 类 别

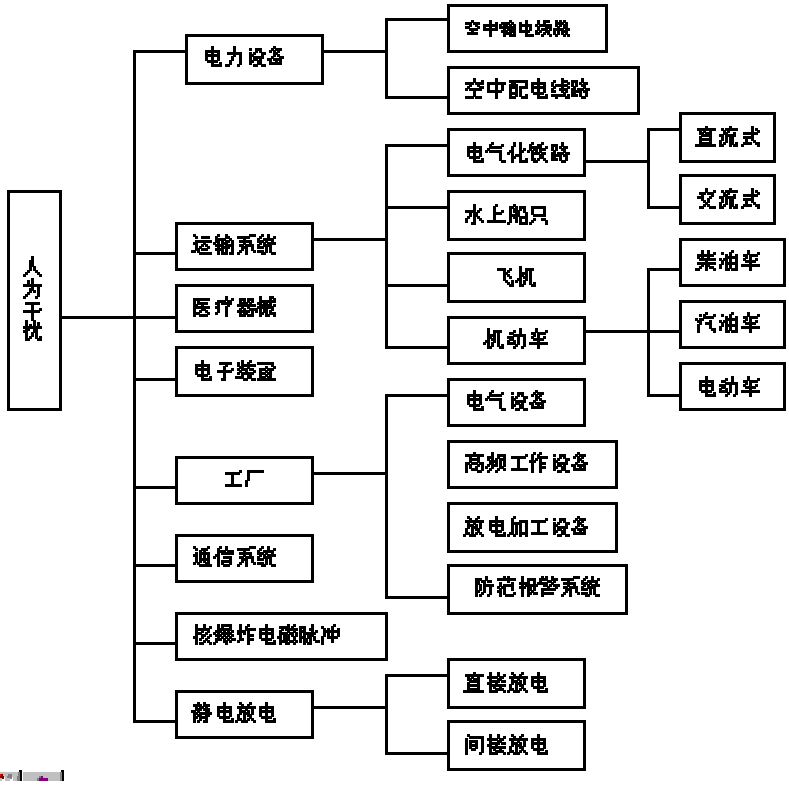


图 3 人 为 干 扰 源 类 别

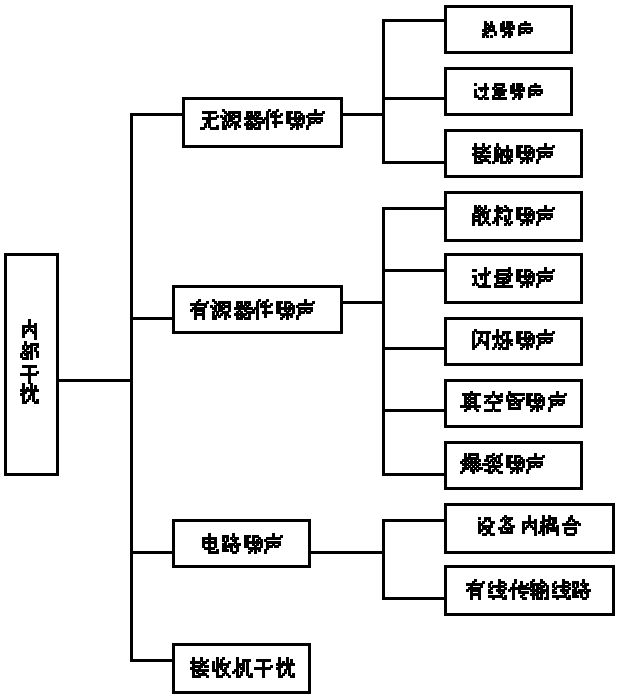


图 4 内部干扰源类别

从受干扰方面来看，外来噪声是外界干扰，内部噪声是机内噪声。

除此之外，噪声按传递途径分类如图 5 所示。

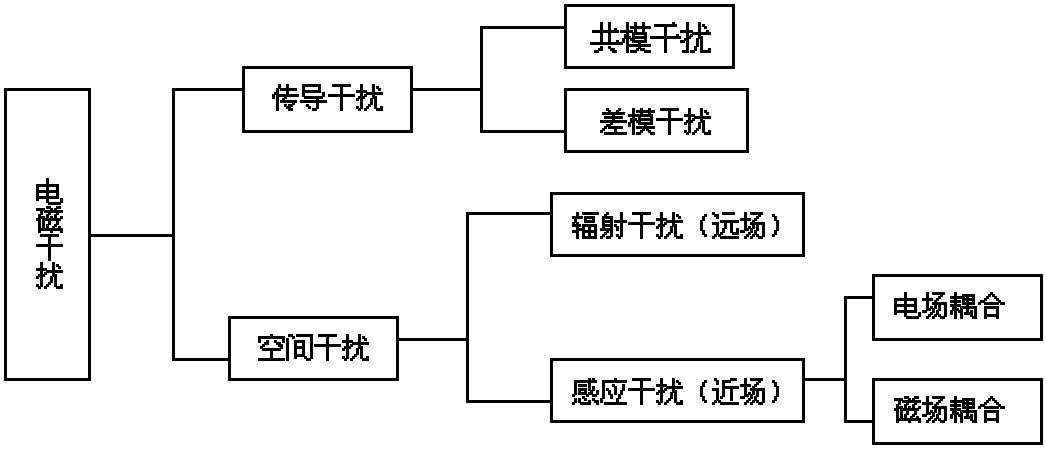


图 5 按照干扰传输路径分类

干扰传播的途径如图 6 所示。有通过电源线、信号线、地线、大地等途径传播的“传导干扰”，也有通过空间直接传播的“空间干扰”。

这些噪声并不独立存在，在传播过程中又会出现新的复杂噪声。

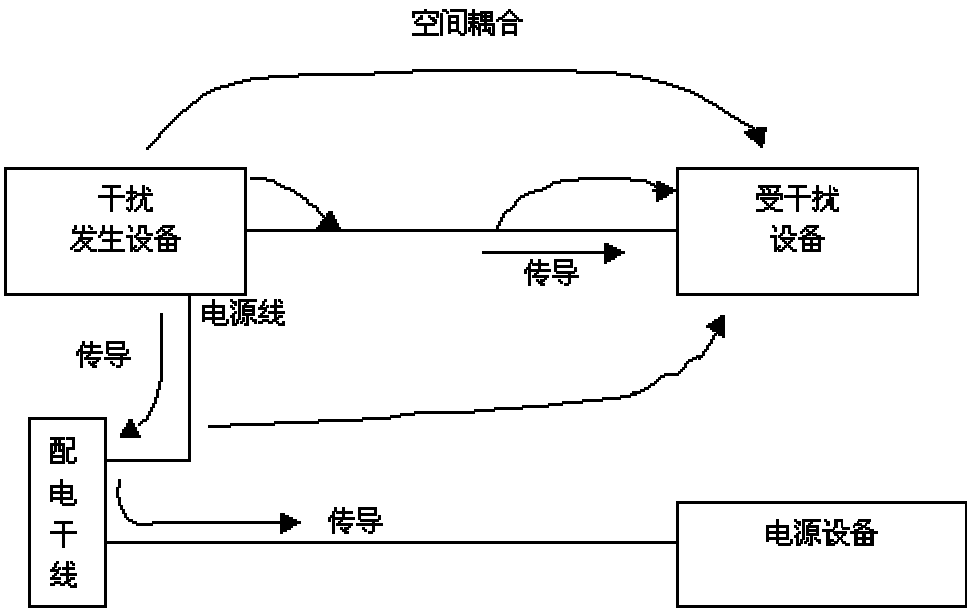


图 6 干扰传播路径

造成数字电路工作不正常的干扰可分为：① 电源干扰，② 反射，③ 振铃（LC 共振）：上冲、下冲，④ 状态翻转干扰，⑤ 串扰干扰（相互干扰、串音），⑥ 直流电压跌落。

造成开关电源质量下降的干扰分为：① 出现在输出入端子上的干扰（电流交流声，尖峰脉冲噪声，回流噪声）；② 影响内部工作的干扰（开关干扰，振荡，再生噪声）。

按发生的频率分为：突发干扰，脉冲干扰，周期性干扰，瞬时干扰，随机干扰，跳动干扰。

造成交流电源质量下降的干扰分为：高次谐波干扰，保护继电器，开关的震颤干扰，雷电涌，尖峰脉冲干扰，喷射环电弧，瞬时浪涌。

将来可能会将下面这些项目归入到交流干扰内：瞬时停电，瞬时下降，频率变化，电压变化，高次谐波失真。

另外还干扰按频率分为：低频干扰，高频干扰。

如上所述，干扰可以分成很多类别，这些干扰既产生于电气电子设备，又干扰电气电子设备，造成设备的故障和停用，带来

经济和人员伤害。为了使各种设备能够互不干扰，正常工作，应运而生了 EMC 技术。

简而言之，EMC 是“不发干扰，不受干扰”。现在国内外都在研究开发 EMC 技术，并应用于电气电子设备的制造中。

问： 什么是共模干扰和差模干扰？为什么有二种？

答： 从干扰源发出的干扰泄漏到外部的途径、或者是干扰侵入到受干扰的设备中的途径，有电压、电流通过电源线或信号线的传导传输和靠电磁波在空间辐射传输二种途径。

电压电流的变化通过导线传输时有二种形态，我们将此称做“共模”和“差模”。设备的电源线、电话等的通信线、与其它设备或外围设备相互交换的通讯线路，至少有两根导线，这两根导线作为往返线路输送电力或信号。但在这两根导线之外通常还有第三导体，这就是“地线”。干扰电压和电流分为两种：一种是两根导线分别做为往返线路传输；另一种是两根导线做去路，地线做返回路传输。前者叫“差模”，后者叫“共模”。

如图 1 所示，电源、信号源及其负载通过两根导线连接。流过一边导线的电流与另一边导线的电流幅度相同，方向相反。但是干扰源并不一定连接在两根导线之间。由于噪声源有各种形态，所以也有在两根导线与地线之间的电压。其结果是流过两根导线的干扰电流幅度不同。

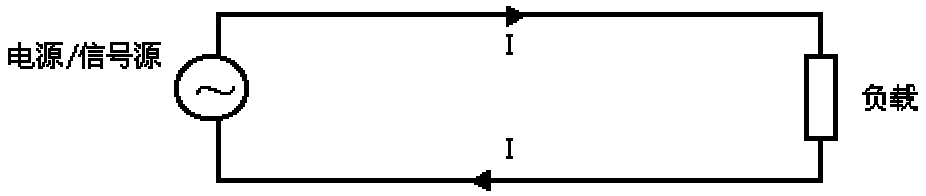


图 1 差模干扰

请看图 2，在加在两线之间的干扰电压的驱动下，两根导线上有幅度相同但方向相反的电流（差模电流）。但如果同时在两根导线与地线之间加上干扰电压，两根线就会流过幅度和方向都相同的电流，这些电流（共模）合在一起经地线流向相反方向。我们来考察流过两根导线的电流。一根导线上的差模干扰电流与共模干扰同向，因此相加；另一根导线上的差模噪声与共模噪声反向，因此相减。因此，流经两根导线的电流具有不同的幅度。

我们再来考虑一下对地线的电压。如图 2，对于差模电压，一根导线上是（线间电压）/2，而另一根导线上是 -（线间电

压）/2，因而是平衡的。但共模电压两根导线上相同。所以当两种模式同时存在时，两根导线对地线的电压也不同。

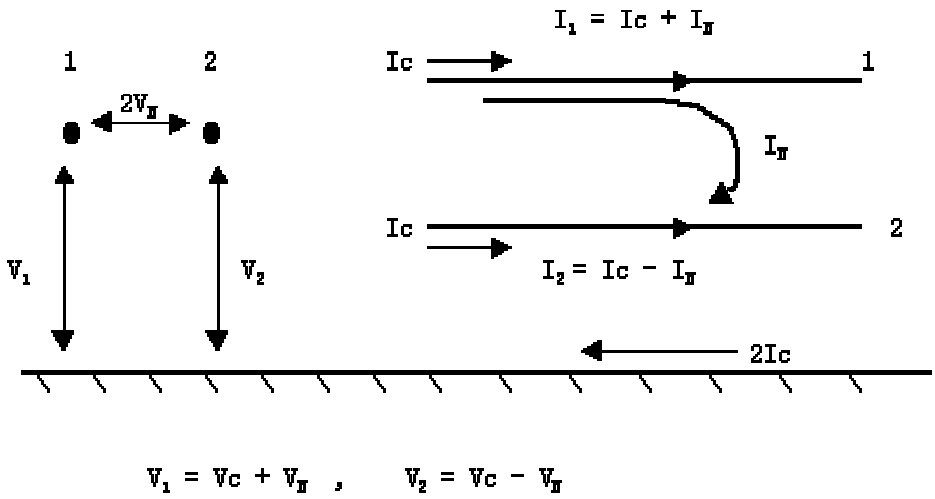


图 2 对地电压/电流与差模、共模电压/电流之间的关系

因此，当两根导线对地线电压或电流不同时，可通过下列方法求出两种模式的成分：

$$V_N = (V_1 - V_2) / 2 \quad V_c = (V_1 + V_2) / 2$$

$$I_N = (I_1 - I_2) / 2 \quad I_c = (I_1 + I_2) / 2$$

通过被连接的电路，两根导线终端与地线之间存在着阻抗。这两条线的阻抗一旦不平衡，在终端就会出现模式的相互转换。即通过导线传递的一种模式在终端反射时，其中一部分会变换成另一种模式。

另外，通常两根导线之间的间隔较小，导线与地线导体之间距离较大。所以若考虑从导线辐射的干扰，与差模电流产生的辐射相比，共模电流辐射的强度更大。

与此相反，可以说因外部电磁场干扰在导线上产生的干扰电压/电流，或附近的导线等产生的静电感应、电磁感应等的耦合是一样的。

问： 传导噪声与辐射噪声的区别是什么？

答：当我们开空调时，室内的荧光灯会出现瞬间变暗的现象，这是因为大量电流流向空调，电压急速下降，利用同一电源的荧光

灯受到影响。还有使用吸尘器时收音机会出现啪啦啪啦的杂音。原因是吸尘器的马达产生的微弱（低强度高频的）电压/电流变化通过电源线传递进入收音机，以杂音的形式放了出来。

这种由一个设备中产生的电压/电流通过电源线、信号线传导并影响其它设备时，将这个电压/电流的变化叫做“传导干扰”。所以为对症下药，通常采用的方法是给发生源及被干扰设备的电源线等安装滤波器，阻止传导干扰的传输。另外，当当信号线上出现噪声时，将信号线改为光纤，也可隔断传输途径。

当摩托车从附近道路通过时，电视会出现雪花状干扰。这是因为摩托车点火装置的脉冲电流产生了电磁波，传到空间再传给附近的电视天线、电路上，产生了干扰电压/电流。

象这种通过空间传播，并对其它设备电路产生无用电压/电流，造成危害的干扰称为“辐射干扰”。由于传播途径是空间，解决辐射干扰的方法除前面所讲的滤波之外，还要对设备进行屏蔽方能有效。

如上所述，干扰的根源是电压/电流产生不必要的变化，这种变化通过导线直接传递给其它设备，造成危害，这叫“传导干扰”。另外，由于电压电流变化而产生的电磁波通过空间传播到其它设备中，在电路或导线上产生不必要的电压/电流，并造成危害的干扰叫“辐射干扰”。但是，实际上并不能这样简单区分。

例如：文字处理机或计算机等计算设备的干扰源，虽然是在设备内部电路上流动的数字信号的电压/电流，但这些干扰以传导干扰的方式通过电源线或信号线泄漏，直接传递给其他设备。同时这些导线产生的电磁波以辐射干扰的形式危及附近的设备。而且计算设备本身内部电路也产生电磁波，以辐射干扰的形式危及其他设备。

最后，就辐射干扰再做一些较详细的说明。

根据天线原理，如果导线的长度与波长相等，则容易产生电磁波。例如：数米长的电源线会产生 VHF 频带（30M-300MHz）的辐射干扰。在比此频率低的频带内，因波长较长，当电源线中流过同样的电流时，不会辐射太强的电磁波。所以在 30MZz 以下的低频带主要是传导干扰。但是，伴随着传导干扰会在电源线周围产生干扰磁场，给 AM 广播等带来干扰。

另外，如前所述，由于在 VHF 宽带内电源线泄漏的干扰能转变成电磁波扩散到空间，因此辐射干扰成为比传导干扰更主要的问题。在比此更高的频率上，比电源线尺寸更小的设备内部电路会产生辐射干扰，危害其它设备。

总而言之，当设备和导线的长度比波长短时，主要问题是传导干扰，当它们的尺寸比波长长时，主要问题是辐射干扰。

问：为何要对电磁干扰发射加以规范？实际中真会出现危害吗？

答：无线电频谱是人类共有的有限资源。为了有效利用这些资源、保护为开展必要的无线电业务（如：广播，移动、固定、无绳电话，无线导航业务等）而使用的无线电频谱，必须限制无用的干扰波（如：电子望远镜泄漏的基波及高次谐波，接收机本地振荡器的辐射，信息技术设备泄漏的高频信号，冰箱、洗衣机、食品绞汁机、烤面包器等工作时辐射的无线电频谱）的辐射。而且为了今后进一步合理利用、开展无线电业务，必须确保频率频谱不被侵占。

首先，要决定应该保护的无线电业务电场强度水平及检测干扰的临界值，考虑干扰源和受扰设备位置关系（保护距离）等能够容许的干扰强度。其次，应以所有容许的干扰强度为基准进行系统设计，使即使有干扰波侵入也不发生误动作。

因此，首先要保证无用的干扰波发射不要超过限制规定；其次必须预先掌握能够容许的干扰波强度。

当然，在系统设计阶段就要非常关注能使用的频率频谱。使用广播接收机时事前就要考虑本地振荡频率，工业、科研及医用无线频谱设备事前都要确认能使用的频率频谱。但对数字设备、马达应用设备及有开关触点的设备（烤面包机等使用恒温器的设备），由于其频率频谱带宽，有可能进入规定的频谱中。所以主管电波管理的行政部门要制定限制对电磁发射的容许值。

但其中重要的是在计算容许值时，没有考虑自家同时使用有可能成为干扰源的设备和受扰设备的情况。以不会给第三者带来干扰为前提确定的容许值。

为此，我们引进了一个概念——保护距离。即应该知晓在某种条件下使用设备时，仍可能会产生干扰。

如前所述，在高度发达的信息社会，为了保护广义上的信息传输设备，为了有效利用所需的频率频谱，应该尽可能地限制无用的干扰波。

问：辐射干扰及传导干扰的规定值是如何确定的？

答：通过电源线传导的“传导干扰”和通过空间传播的“辐射干扰”会影响其它设备，当这些干扰较强时，便被 TV、收音机接收，成为干扰波。这里要研究的是多强的干扰可以不与理会。如表 1、2 所列，在 FCC Part 15 中规定了传导干扰限值和非功能辐射器辐射出的电磁波的限值。

顺便说一下，即使是符合 FCC 及 VCCI 的辐射干扰规定的设备，在其附近的地方放置收音机也能听到杂音。例如：将符合 3m 法规定的设备放在 AM 收音机附近，如 30cm 时，由于 20log（3/0.3）=20[dB]，因此辐射干扰增加 20dB，收音机受到干扰的机会增大。

举例来说：A 级设备在 80MHz 频率处，即使以 80μV/m 的辐射强度合格，当距离减小为 30cm 时，其辐射强度便成为 800μV/m，是标准值 100μV/m 的 8 倍（高出 18.1dB）。作为干扰足以被收音机接收到。

再者，干扰电波具有一种特性，当从发生源很近的地方附近移开时，先以距离三次方的速率衰减，稍远些时，以距离的二次方速率衰减，最后随距离线性衰减。相反，随着距离的减小，当靠近干扰源时，干扰强度就会急剧增加。

具有法律约束的“EMI 标准”主要着眼点是抑制对分配的无线频率产生干扰的 RFI 干扰。也就是说，要对广播电视、飞机导航、紧急无线等国家认可的“无线通讯”产生干扰的电波加以限制。

可以这样解释，受到干扰的“无线通讯”能够忍受的最大限值。即使满足了工作需要，因使用条件不同，仍存在着引起干扰的危险性，因此可以理解是“限度值”。

将此与以将国际标准内容统一为目标的 CISPR 相比较略有不同。CISPR 是各国代表自由审议产生的。各国 EMI 标准反映了各自国家的具体情况，最终要由各国自己制定（德国、美国以法律形式，日本的 VCCI 自行制定）。CISPR 公布的内容无法律约束力。

虽说如此，但最近各国仍在协商妥协，这种倾向今后还会继续下去。

表 1 FCC 第 15 部分的传导极限值

频率（MHz）	极限值（mV）

0.45 ～ 1.705	1000
1.705 ～ 30	3000

频率（MHz）	极限值（mV/m）	
	3mA 级	10mA 级
30 ～ 88	100	90
88 ～ 216	150	150
216 ～ 960	200	210
960 以上	500	300

实例分析

故障现象：

某直流放大器在进行 GJB151 中的 CS06 试验时，放大器出现饱和现象而失效。

故障原因分析：

该直流放大器安装在一块线路板上，为了安装方便，整块线路板通过一条电缆与其它电路模块连接起来，如图 1 所示。

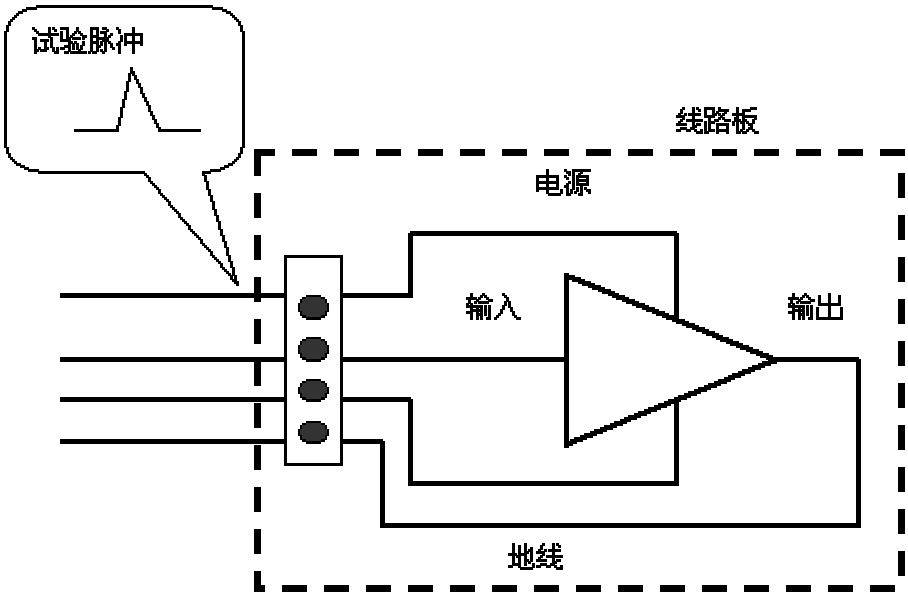


图 1 某直流放大器安装结构

由于电缆中导线平行，因此导线之间的寄生电容较大。GJB151 中的 CS06 试验是在电源线上施加 400V 的尖峰脉冲干扰电压。由于尖峰脉冲信号的高频成分较多，干扰能量会通过导线之间的寄生电容耦合到放大器的输入端。尽管这个放大器是直流放大器，但设计者并没有限制放大器的带宽，结果放大器对耦合到输入端的高频信号进行了放大。由于放大器的输入线与输出线之间也有较大的寄生电容，因此放大后的输出信号又被耦合到输入信号线上，结果形成正反馈，导致放大器饱和。

解决措施：

要解决这个问题可以有两个方案，首先可以将导线分开，减小导线之间的寄生电容，特别是将电源线与放大器的输入线分开，这样可以避免试验脉冲的能量耦合进放大器的输入端。

另一个办法是压缩放大器的频带，使放大器对耦合进输入端的高频信号没有响应。因为，既然是直流放大器，就应该使放大器仅对直流附近的信号有放大作用。而根据电容耦合的理论，频率较低的信号是不容易耦合的。

与设计者商量以上两个方案，设计者认为，将导线分开会影响使用的方便性，不能通过一条电缆将放大器接入系统，总体设计师不同意。如果更换一个带宽较窄的放大器，虽然可以解决这个问题，但是在航天产品推荐目录上没有合适的产品。

因此为了解决这个问题，只有在放大器的外围安装滤波器件，压缩放大器的带宽，使放大器对耦合进输入端的高频信号没有响应。频率较低的信号耦合效率较低，不会造成放大器饱和的问题。采取措施后的电路如图 2 所示。在放大器的输入端安装一个低通放大器。这样相当于压缩了放大器的带宽。采取这个措施后，放大器顺利通过了 CS06 试验。

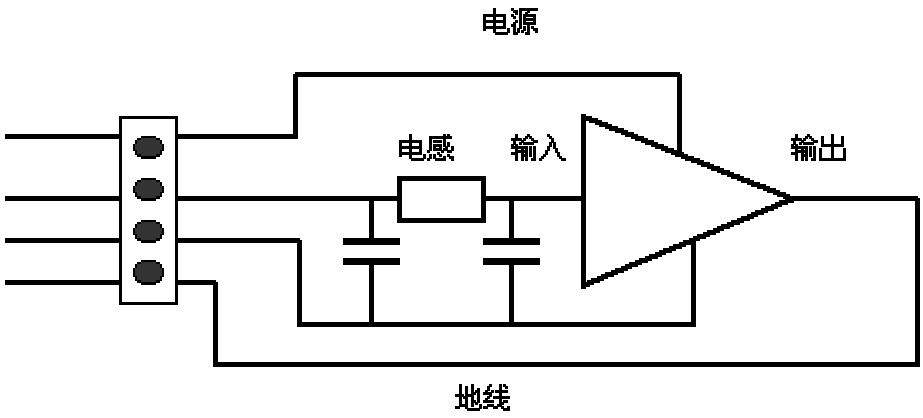


图 2 改造后的放大器电路

启示：

- 在保证功能的前提下，尽量压缩电路的带宽，不要使用超过需要的带宽。
- 线路板布线时，要考虑信号线之间的耦合问题。

低频磁场的屏蔽

对于许多人而言，低频磁场干扰是一种最难对付的干扰，这种干扰是由直流电流或交流电流产生的。例如，由于炼钢的感应炉中有数万安培的电流，会在周围产生很强的磁场，这个强磁场会使控制系统中的磁敏感器件失灵，最常见的磁敏感设备是彩色 CRT 显示器。在磁场的作用下，显示器屏幕上的图象会发生抖动、图象颜色会失真，导致显示质量严重降低，甚至无法使用。低频磁场往往随距离的衰减很快，因此在很多场合，将磁敏感器件远离磁场源是一个减小磁场干扰的十分有效的措施。但当空间的限制而无法采取这个措施时，屏蔽是一个十分有效的措施。但要注意的是，低频磁场屏蔽与与射频屏蔽是完全不同的，射频屏蔽可以用铍铜复合材料、银、锡或铝等材料，但这些材料对磁场没有任何屏蔽作用。只有高导磁率的铁磁合金能屏蔽磁场。

1.基本原理

根据电磁屏蔽的基本原理，低频磁场由于其频率低，趋肤效应很小，吸收损耗很小，并且由于其波阻抗很低，反射损耗也很小，因此单纯靠吸收和反射很难获得需要的屏蔽效能。对这种低频磁场，要通过使用高导磁率材料提供磁旁路来实现屏蔽，如图 1 所示。由于屏蔽材料的导磁率很高，因此为磁场提供了一条磁阻很低的通路，因此空间的磁场会集中在屏蔽材料中，从而使敏感器件免受磁场干扰。

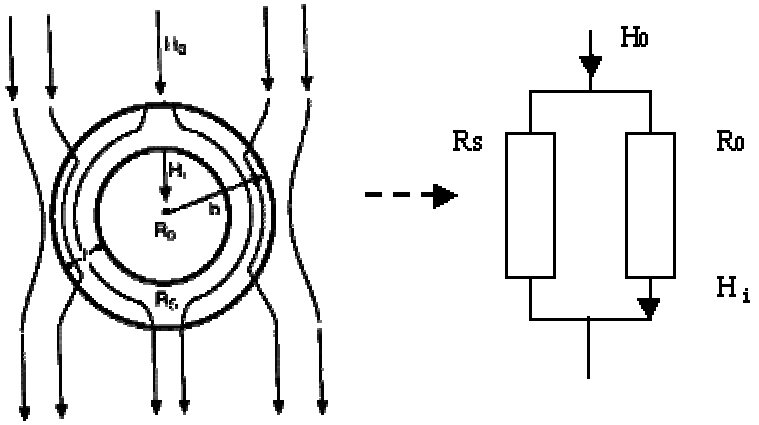


图 1 高导磁率材料提供了磁旁路，起到屏蔽作用

从这个机理上看，显然屏蔽体分流的磁场分量越多，则屏蔽效能越高。根据这个原理，我们可以用电路的的计算方法来计算磁屏蔽效果。用两个并联的电阻分别表示屏蔽材料的磁阻和空间的磁阻，用电路分析的方法来计算磁场的分流，由此可以计算屏蔽效果。

计算屏蔽效果

$$H_i = H_0 Rs / (Rs + R_0)$$

式中：

$H_i =$ 屏蔽体内的磁场强度

$H_0 =$ 屏蔽体外的磁场强度

$Rs =$ 屏蔽体的磁阻

$R_0 =$ 空气的磁阻

磁阻的计算公式

$$磁阻 = S / (m A)$$

式中：

$S =$ 磁路长度

$m = m_{0mr}$

$m_r =$ 屏蔽材料的相对磁导率

$A =$ 磁通流过的面积

因此圆形管子的磁阻为

$$Rs = p b / (m_{0mr} 2t L)$$

为了简单，设截面为正方形，管子内空气的磁阻为：

$$R_0 = 2 b / (m_0 2b L)$$

屏蔽效能为：

$$SE = H_0 / H_i$$

对于高导磁率屏蔽材料，$Rs << R_0$ ，因此，屏蔽效能为：

$$SE = R_0 / Rs = 2_{mr} t / p b$$

从公式中可以看出，屏蔽材料的导磁率越高、越厚，则屏蔽效能越高。另外，b 越小，屏蔽效能越高，这意味着，屏蔽体距离所保护的空间越近，则效果越好。

2.基本概念

磁场强度（H）：　单位是奥斯特，与磁场源的强度和距离有关

磁通密度（B）：　单位是高斯，度量穿过每平方厘米的磁力线数量，与源的方向有关

磁导率　（m）：　表征材料为磁力线提供通路的能力，$_m = B / H$

饱和强度　　：　在饱和强度下，材料不能再通过多余的磁力线

磁阻　　（R）：　表征材料对通过磁通的阻碍特性，定义为：$R = L / m A$，L 是磁通路径长度（cm），A 截面面积（cm^2）

3.屏蔽材料

如前所述，磁屏蔽需要高导磁率材料，满足这种要求的材料是铁镍合金，这种材料具有很高的磁导率。一种常用的合金的化学成分如表 1 所示。这种材料在正确热处理的条件下，起始磁导率（直流，磁通密度为 40 高斯）可达到 60，000，最高磁导率可达到 400，000。

表 1

成分	Ni	Mo	Mn	Si	Fe
数量（%）	80	4.2	0.5	0.35	其余

磁导率并不是固定不变的，它会随外加磁场、频率等变化。磁导率随频率的变化如图 2 所示。从图中可以看出，不同厚度的材料的频率特性也不一样，较厚的材料磁导率随频率下降更快一些。

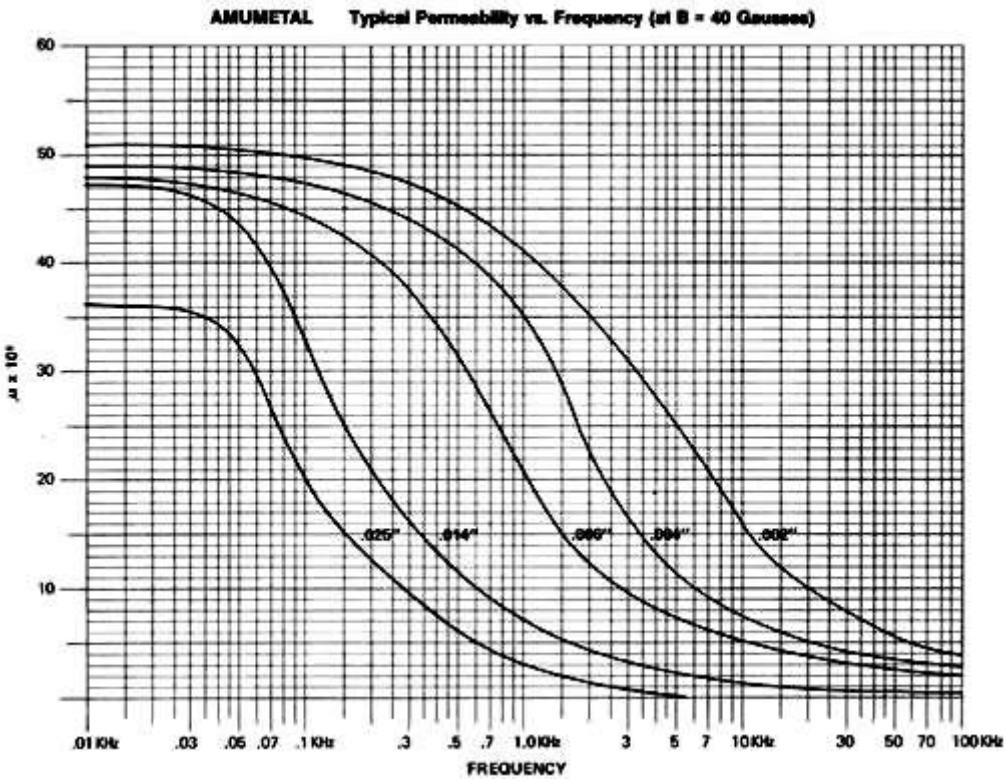


图 2 磁导率与频率关系

磁导率还与外加磁场强度有关，当外加磁场强度较低时，磁导率随外加磁场的增加而升高，当外加磁场强度超过一定值时，磁导率急剧下降，这时称材料发生了饱和，典型高导磁率材料的磁导率随外加磁场的变化如图 3 所示。材料一旦发生饱和，就失去了磁屏蔽作用。材料的磁导率越高，越容易饱和。因此，在很强的磁场中，磁导率很高的材料可能并没有良好的屏蔽效能。在选材料时，关键一点是选择同时具有适当饱和特性和足够磁导率的材料。表 2 给出了一些常用合金的的磁特性。

表 2

材料	饱和强度（高斯）	磁导率

		最高	起始
铁磁合金（80%镍）	8，000	400，000	60，000
铁磁合金（48%镍）	15，000	150，000	12，000
硅钢	20，000	5，000	3，000
碳钢	22，000	3，000	1，000

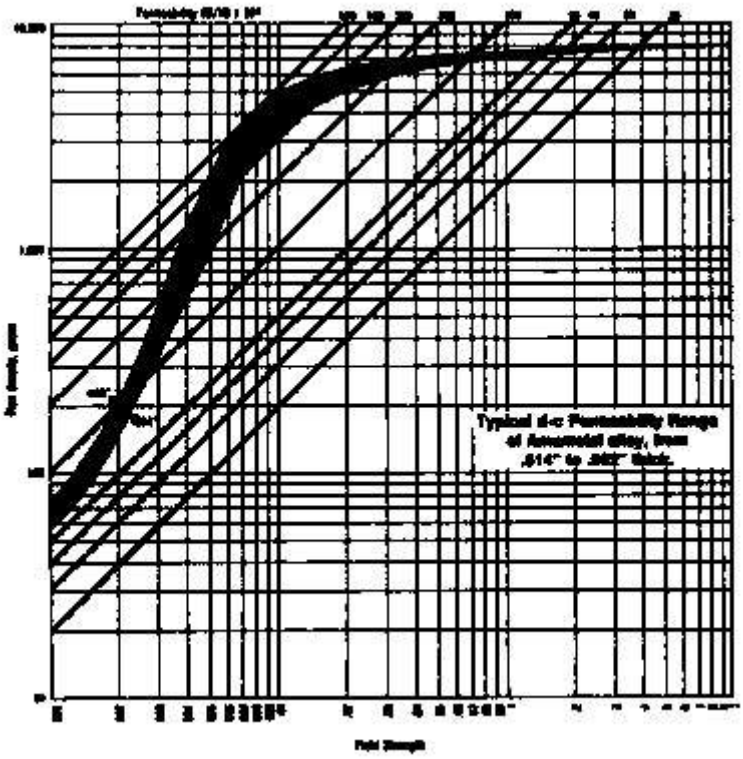


图 3 常用高磁导率的磁导率与外加磁场的关系

4.注意事项

高导磁率材料在机械冲击的条件下会极大地损失磁性，导致屏蔽效能下降。因此，屏蔽体在经过机械加工后，如敲击、焊接、折弯、钻孔等，必须经过热处理以恢复磁性。热处理要在特定条件下进行，一般要在干燥氢气炉中以一定的速率加热到 1177 ° C，保持 4 个小时，然后以一定的速率降温到室温。由于热处理的条件极其严格，因此最好是委托材料厂家进行屏蔽体的加工，在工件完成后，进行热处理。如果，用户一定要自己加工，记住要按照材料厂家提出的条件对屏蔽体进行热处理，以获得最佳屏蔽效能，最理想的方法是将工件寄到厂家进行热处理。

在对拼接处进行焊接时，要使用屏蔽材料母料做焊接填充料，这样可以保证焊缝处的高导磁率。如果屏蔽效能要求较低，也可以采用点焊或铆接的方式固定，但要注意拼接处的屏蔽材料要有一定的重叠，以保证磁通路上较小磁阻。

当需要屏蔽的磁场很强时，仅用单层屏蔽材料，不是达不到屏蔽要求，就是会发生饱和。这时，一种方法是增加材料的厚度。但更有效的方法是使用组合屏蔽，将一个屏蔽体放在另一个屏蔽体内，它们之间

留有气隙。气隙内可以填充任何非导磁率材料做支撑，如铝。组合屏蔽的屏蔽效能比单个屏蔽体高得多，因此组合屏蔽能够将磁场衰减到很低的程度。

5.实际应用

计算机的 CRT 显示器受到磁场干扰而发生图象扭曲、失真、滚动等现象是最常见的磁干扰现象。对这种干扰，最有效的方法是将显示器屏蔽起来。屏蔽有两种方法，一种是仅对显象管屏蔽，如图 4 所示，另一种是对整个显示器屏蔽，如图 5 所示。

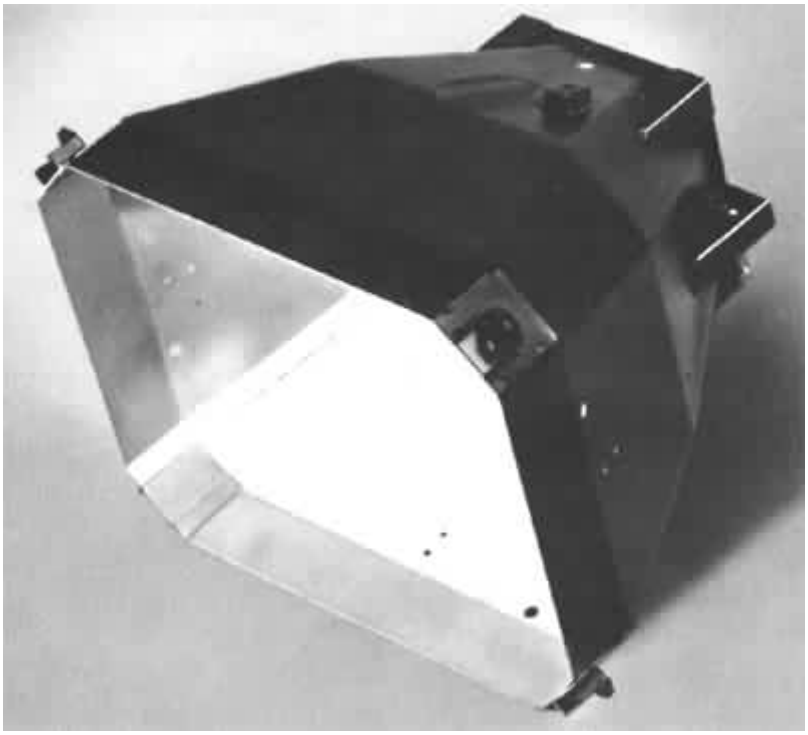


图 4 显象管屏蔽罩

图 5 显示器屏蔽罩

根据前面所述的磁屏蔽理论，屏蔽体将要保护器件包的越紧，则屏蔽效果越好。因此，仅将显象管屏蔽起来方法屏蔽效果更好。但这需要将显示器拆开，重新安装屏蔽，不是一般条件下可以做的。并且，这种方法中使用的屏蔽罩往往需要按照显象管的实际尺寸订做，成本很高。在实际中，将显示器整体屏蔽起来是更加实用的方法。当显示器发生了磁场干扰时，用户只要采购一台标准的显示器屏蔽罩就可以解决问题了。

当磁场不是很强时，仅用一块高导磁率材料遮挡一下也能够解决问题。例如，在一个办公区域中，使用着大约 20 多台工作站，其中有几台的屏幕发生了抖动。调查表明，干扰源是在显示器正下方的电力电缆。电缆中的电流每相仅有 30 安培，结果是，在显示器处测量的磁场强度超过了 70 毫高斯。解决的方法是在地板，显示器与电缆之间，放置一块高导磁率屏蔽材料，然后在屏蔽材料上盖一块地毯，如图 6 所示。

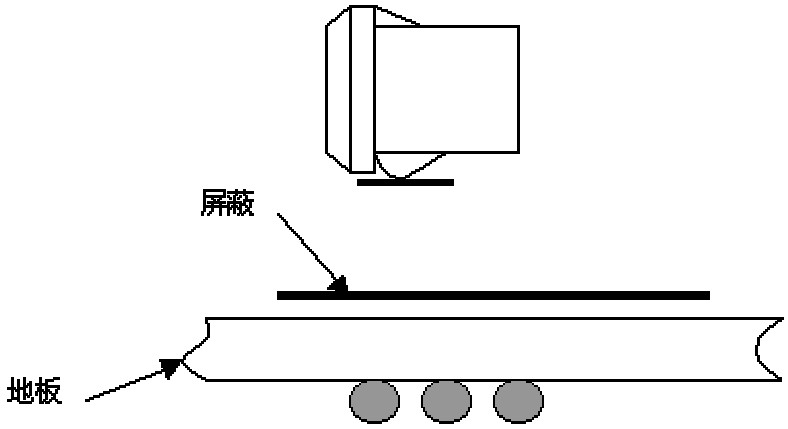


图 6 高导磁率材料能遮挡磁场

在办公室的另一位置，由于靠近配电盘，两台工作站的显示器必须进行屏蔽。

电磁干扰滤波电容器使用方法

电容器是电路中最基本的元件之一，利用电容滤除电路上的高频骚扰和对电源解耦是所有电路设计人员都熟悉的。但是，随着电磁干扰问题的日益突出，特别是干扰频率的日益提高，由于不了解电容的基本特性而达不到预期滤波效果的事情时有发生。本文介绍一些容易被忽略的影响电容滤波性能的参数及使用电容器抑制电磁骚扰时需要注意的事项。

1 电容引线的作用

在用电容抑制电磁骚扰时，最容易忽视的问题就是电容引线对滤波效果的影响。电容器的容抗与频率成反比，正是利用这一特性，将电容并联在信号线与地线之间起到对高频噪声的旁路作用。然而，在实际工程中，很多人发现这种方法并不能起到预期滤除噪声的效果，面对顽固的电磁噪声束手无策。出现这种情况的一个原因是忽略了电容引线对旁路效果的影响。

实际电容器的电路模型如图 1 所示，它是由等效电感（ESL）、电容和等效电阻（ESR）构成的串联网络。

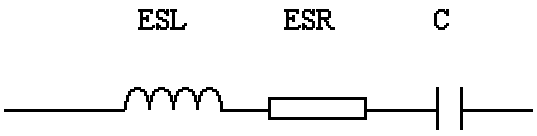


图 1 实际电容器的等效电路

理想电容的阻抗是随着频率的升高降低，而实际电容的阻抗是图 1 所示的网络的阻抗特性，在频率较低的时候，呈现电容特性，即阻抗随频率的增加而降低，在某一点发生谐振，在这点电容的阻抗等于等效串联电阻 ESR。在谐振点以上，由于 ESL 的作用，电容阻抗随着频率的升高而增加，这是电容呈现电感的阻抗特性。在谐振点以上，由于电容的阻抗增加，因此对高频噪声的旁路作用减弱，甚至消失。

电容的谐振频率由 ESL 和 C 共同决定，电容值或电感值越大，则谐振频率越低，也就是电容的高频滤波效果越差。ESL 除了与电容器的种类有关外，电容的引线长度是一个十分重要的参数，引线越长，则电感越大，电容的谐振频率越低。因此在实际工程中，要使电容器的引线尽量短，电容器的正确安装方法和不正确安装方法如图 2 所示。

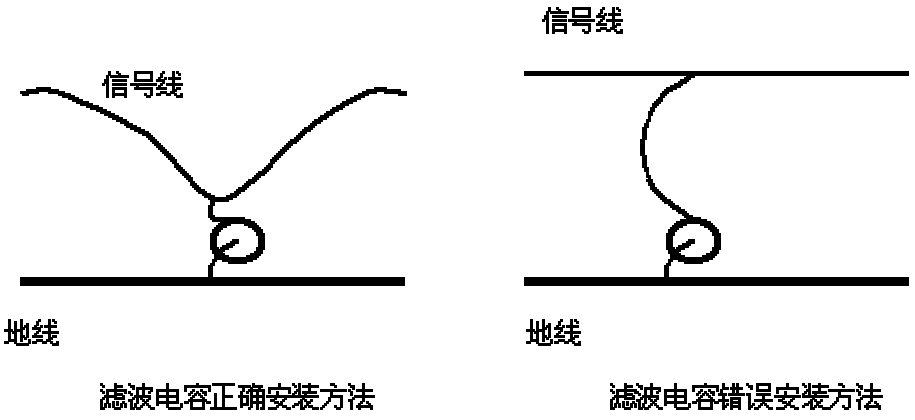


图 2 滤波电容的正确安装方法与错误安装方法

根据 LC 电路串联谐振的原理，谐振点不仅与电感有关，还与电容值有关，电容越大，谐振点越低。许多人认为电容器的容值越大，滤波效果越好，这是一种误解。电容越大对低频干扰的旁路效果虽然好，但是由于电容在较低的频率发生了谐振，阻抗开始随频率的升高而增加，因此对高频噪声的旁路效果变差。表 1 是不同容量瓷片电容器的自谐振频率，电容的引线长度是 1.6mm（你使用的电容的引线有这么短吗？）。

表 1

电容值	自谐振频率（MHz）	电容值	自谐振频率（MHz）
1m F	1.7	820 pF	38.5
0.1m F	4	680 pF	42.5
0.01m F	12.6	560 pF	45
3300pF	19.3	470 pF	49
1800 pF	25.5	390 pF	54
1100pF	33	330 pF	60

尽管从滤除高频噪声的角度看，电容的谐振是不希望的，但是电容的谐振并不是总是有害的。当要滤除的噪声频率确定时，可以通过调整电容的容量，使谐振点刚好落在骚扰频率上。

2.温度的影响

由于电容器中的介质参数受到温度变化的影响，因此电容器的电容值也随着温度变化。不同的介质随着温度变化的规律不同，有些电容器的容量当温度升高时会减小 70%以上，常用的滤波电容为瓷介质电容，瓷介质电容器有超稳定型：COG 或 NPO，稳定型：X7R，和通用型：Y5V 或 Z5U 三种。不同介质的电容器的温度特性如图 2 所示。

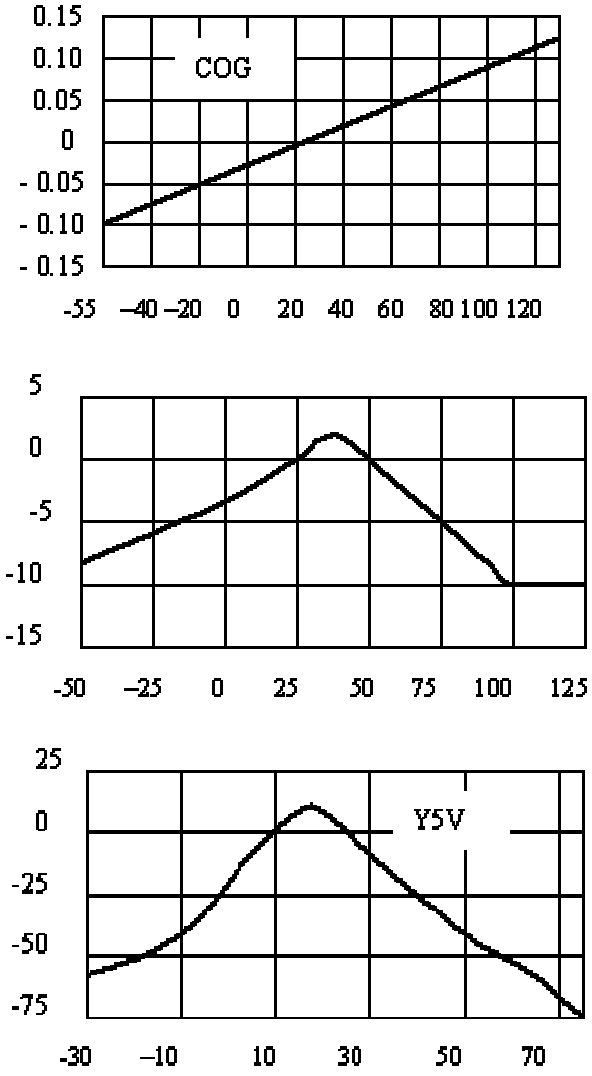


图 3 不同介质电容器的温度特性

从图中可以看到，COG 电容器的容量几乎随温度没有变化，X7R 电容器的容量在额定工作温度范围变化 12%以下，Y5V 电容器的容量在额定工作温度范围内变化 70%以上。这些特性是必须注意的，否则会出现滤波器在高温或低温时性能变化而导致设备产生电磁兼容问题。

COG 介质虽然稳定，但介质常数较低，一般在 10～100，因此当体积较小时，容量较小。X7R 的介质常数高得多，为 2000 ～ 4000，因此较小的体积能产生较大的电容，Y5V 的介质常数最高，为 5000 ～ 25000。

许多人在选用电容器时，片面追求电容器的体积小，这种电容器的介质虽然具有较高的介质常数，但温度稳定性很差，这会导致设备的温度特性变差。这在选用电容器时要特别注意，尤其是在军用设备中。

3.电压的影响

电容器的电容量不仅随着温度变化，还会随着工作电压变化，这一点在实际工程必须注意。不同介质材料的电容器的电压特性如图 3 所示。从图中可以看出，X7R 电容器在额定电压状态下，其容量降为原始值的 70%，而 Y5V 电容器的容量降为原始值的 30%！了解了这个特性，在选用电容时要在电压或电容量上留出余量，否则在额定工作电压状态下，滤波器会达不到预期的效果。

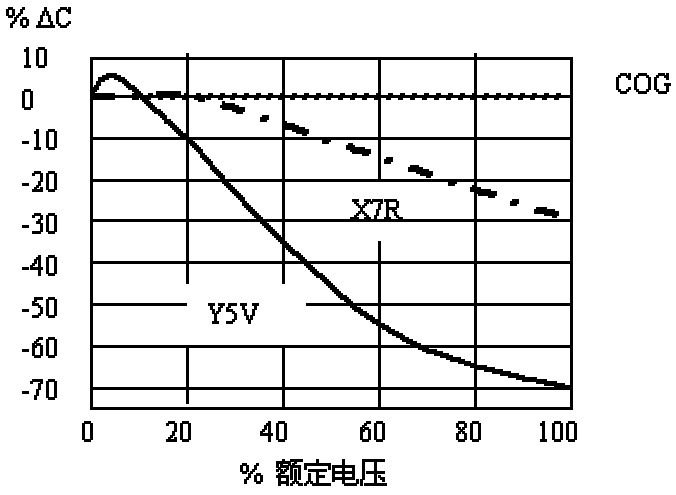
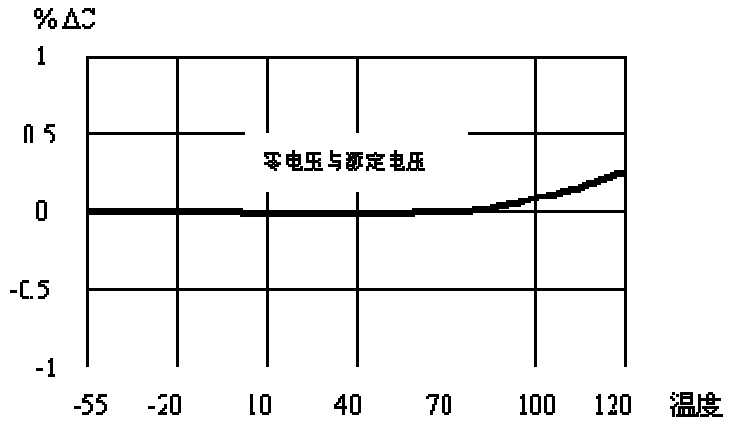
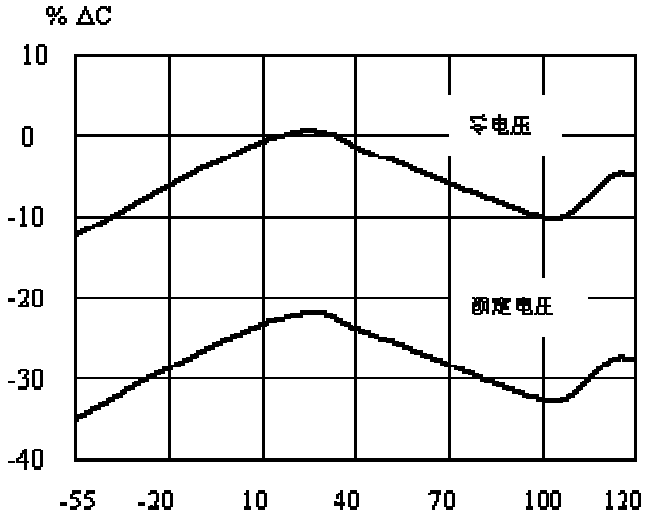


图 4 电容器的电压特性

综合考虑温度和电压的影响时，电容的变化如图 4 所示。





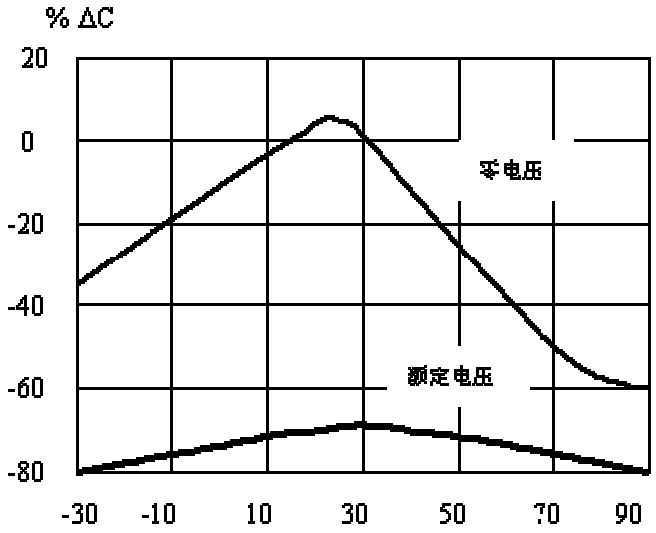


图 5 电容器的温度/电压特性

5.穿心电容的使用

在实际工程中，要滤除的电磁噪声频率往往高达数百 MHz，甚至超过 1GHz。对这样高频的电磁噪声必须使用穿心电容才能有效地滤除。普通电容之所以不能有效地滤除高频噪声，是因为两个原因，一个原因是电容引线电感造成电容谐振，对高频信号呈现较大的阻抗，削弱了对高频信号的旁路作用；另一个原因是导线之间的寄生电容使高频信号发生耦合，降低了滤波效果，如图 5 所示。

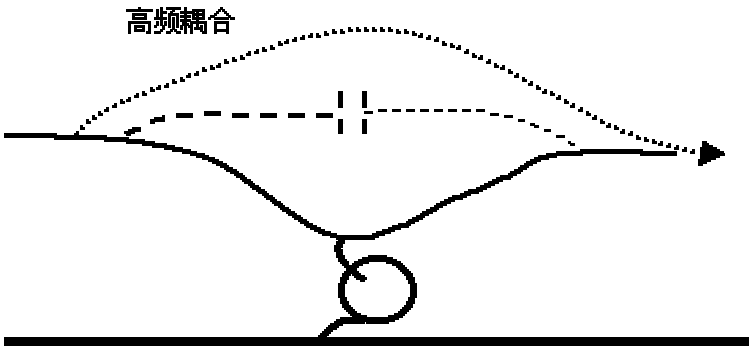


图 6 普通电容在高频滤波中的问题

穿心电容之所以能有效地滤除高频噪声，是因为穿心电容不仅没有引线电感造成电容谐振频率过低的问题，而且穿心电容可以直接安装在金属面板上，利用金属面板起到高频隔离的作用。但是在使用穿心电容时，要注意的问题是安装问题。穿心电容最大的弱点是怕高温和温度冲击，这在将穿心电容往金属面板上焊接时造成很大困难。许多电容在焊接过程中发生损坏。特别是当需要将大量的穿心电容安装在面板上时，只要有一个损坏，就很难修复，因为在将损坏的电容拆下时，会造成邻近其它电容的损坏。

随着电子设备复杂程度的提高，设备内部强弱电混合安装、数字逻辑电路混合安装的情况越来越多，电路模块之间的相互骚扰成为严重的问题。解决这种电路模块相互骚扰的方法之一是用金属隔离舱将不同性质的电路隔离开。但是所有穿过隔离舱的导线要通过穿心电容，否则会造成隔离失效。当不同电路模块之间有大量的联线时，在隔离舱上安装大量的穿心电容是十分困难的事情。为了解决这个问题，国外许多厂商开发了“ 滤波阵列板 ”，这是用特殊工艺事先将穿心电容焊接在一块金属板构成的器件，使用滤波阵列板能够轻而易举地解决大量导线穿过金属面板的问题。但是这种滤波阵列板的价格往往较高，每针的价格约 30 元。

1999 年，北京天亦通公司开发成功了 TLZ － 1 系列滤波阵列板（专利申请中）。这种滤波阵列板的滤波性能接近国外产品，但价格仅为国外产品的 1/10 以下。TLZ － 1 系列滤波阵列板的密度是标准 2.54mm，可以直接与扁平电缆插座配合，便于安装，可广泛用于电子设备的滤波隔离（图 6）。

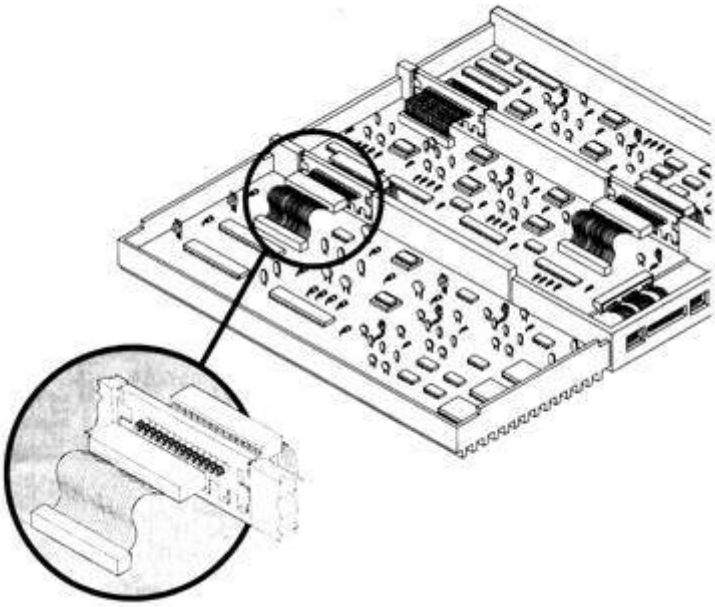


图 7 滤波阵列板用于电路隔离

国家质量技术监督局发布《电磁兼容认证管理办法》

为了进一步贯彻执行电磁兼容国家标准，提高产品的电磁兼容性，减少因产品电磁骚扰发射造成的危害，保护人身健康、设备安全和环境，并促使产品满足抗扰度要求，保护用户和消费者利益，提高产品的市场竞争力，促进对外贸易的发展，国家质量技术监督局近日发布了《电磁兼容认证管理办法》，自发布之日起施行。

《电磁兼容认证管理办法》是依据《中华人民共和国标准化法》、《中华人民共和国产品质量法》和《中华人民共和国质量认证管理条例》等制定的，全文共 25 条。

该办法第二条和第三条中，将产品分为两类：对有强制性电磁兼容国家标准或强制性电磁兼容行业标准以及标准中有电磁兼容强制条款的产品，国家实行安全认证制度，在进入流通领域时实施强制性监督管理。产品目录和强制性监督管理的日期由国家质量技术监督局发布。对有推荐性电磁兼容国家标准或推荐性电磁兼容行业标准的产品，国家实行合格认证制度，企业可根据自愿原则向相关认证机构申请认证。该办法指出，凡在中国境内销售、使用列入电磁兼容安全认证产品目录中的产品的企业，均应申请电磁兼容认证。

该办法第五条规定：电磁兼容认证的基本模式，为型式试验加工厂质量体系检查及认证后监督。监督检查每年至少一次，包括对工厂质量体系的检查和对带有认证标志产品的抽样检验。申请认证的产品经认证合格的，由认证机构批准认证，领发认证证书，相关企业应在产品或其包装上使用认证标志，认证证书有效期为四年。认证机构由国家质量技术监督局批准和授权。

该办法第十条至第十四条，分别对在认证证书有效期内，应按照有关规定重新换证的各种情况，应注销相应的认证证书，责令停止使用认证标志的各种情况，认证机构应暂停企业使用认证证书和认证标志的

各种情况，以及认证机构应撤销持有者的认证证书，责令其停止使用认证标志，并向社会公告的各种情况，都作出了规定。

该办法第十五条至第十九条指出，认证检验任务应由认证机构有合约关系的认证检测机构承担。规定了认证检测机构必须是公正的第三方，在法律上具备出具公正数据的资格，并取得中国实验室国家认可委员会的认可，还规定认证检测机构和检查人员必须对其出具的检验报告和检查报告负责，必须依法保守认证产品的技术秘密，不得非法占有他人的科技成果。

该办法第二十二第规定，通过认证的产品出厂销售对达不到认证时所要求的电磁兼容技术指标，生产企业应负责包修、包换、包退，由于产品电磁兼容性达不到认证的技术指标要求而对用户或消费者造成损失的，生产企业应当依法承担赔偿责任。

第二十四条规定，本办法由国家质量技术监督局负责解释。

《电磁兼容认证管理办法》的发布施行，必将大大推动我国电磁兼容事业的发展。

信息技术设备的电磁兼容性标准

自 80 年代以来，我国加快了制定电磁兼容性国家标准的步伐。1988 年 6 月发布了与国际无线电干扰特别委员会的“ CISPR22：1985 ” 等效的国家标准“ GB9254 1988 ”，标准名称是《信息技术设备的无线电干扰极限值和测量方法》，并于 1998 年 11 月 1 日起实施。1993 年该标准成为强制性国家标准。之后，考虑到标准的适用性与时效性，又根据第三版的 “ CISPR22：1997 ” 对 GB9254 1988 进行了修改，实施日期为 1999 年 12 月 1 日。该标准自实施之日起替代 GB9254 1988，但其中有关电信端口的内容滞后半年实施。该标准仍作为强制性标准执行。同期还发布了 GB/T17618 1998《信息技术设备抗扰度限值和测量方法》，该标准等同于“ CISPR24：1997 ” ，并作为推荐标准来实施，此两项电磁兼容性产品类国家标准的发布将为制定国内信息技术设备产品标准提供技术依据。

1.信息技术设备定义

信息技术设备是 GB9254 中最为重要的术语之一，它界定了该标准适用的范围。GB9254 的 3.1 给出了明确的定义：

信息技术设备是同时满足条件 (a) 和 条件 (b) 的任何设备；

(a). 能对数据和电信消息，进行录入、存储、显示、检索、传递、交换或控制（或几种功能的组合）；该设备可以配置一个和多个通常用于信息传递的终端端口；

(b). 额定电压不超过 600V。

根据产品的使用环境，信息技术设备分为 A 级和 B 级，它们分别要满足 A 级电磁兼容标准和 B 级电磁兼容标准，B 级标准要严于 A 级标准。一般来说，在以下场所使用的信息技术设备属于 B 级；

a. 住宅区，如四合院、公寓等；
b. 商业区，如商店、超市等；
c. 商务区，如写字楼、银行等；

d. 公共娱乐场所，如电影院、餐馆、迪厅等；
e. 户外场所，如加油站、停车场和体育中心等；
f. 轻工业区，如车间、实验室等。

满足 A 级电磁兼容标准的产品在使用说明书或产品标牌上通常作如下内容的声明：

“此产品满足电磁兼容 A 级，在生活环境中，该产品可能会造成无线电骚扰。在这种情况下，可能需要用户对其骚扰采取切实可行的措施。”

2.限值

2.1 电源端子的传导骚扰限值

电磁骚扰可以通过设备的电源端子传导发射，造成电网的污染。因此，电磁兼容标准中对电源端子的传导骚扰发射进行了限制，这就是电源端子传导发射限值。表 2 给出了 A 级和 B 级电源端子的传导骚扰限值。

表 2 电源端子的传导骚扰限值

A 级				B 级	
频率范围 MHz	限值 dBμV		频率范围 MHz	限值 dBμV	
	准峰值	平均值		准峰值	平均值
0.15 ～ 0.50	79	66	0.15 ～ 0.50	66 ～ 56	56 ～ 46
0.50 ～ 50	78	60	0.50 ～ 5	56	46
			5 ～ 30	60	50

2.2 电信端口的共模传导骚扰限值

电缆上的共模电流会产生很强的电磁辐射，大部分设备在不联电信电缆时能够顺利通过有关的标准，而联上电缆后就不再满足标准的要求，这就是由于电缆中共模电流产生了共模辐射。因此本项对电信端口的共模传导发射提出了限制，表 3 给出了 A 级和 B 级电信端口的共模传导骚扰限值。

表 3： 电信端口的共模传导骚扰限值

频率范围 MHz	A 级				B 级			
	电压限值 dBμV		电流限值 dBμA		电压限值 dBμV		电流限值 dBμA	
	准峰值	平均值	准峰值	平均值	准峰值	平均值	准峰值	平均值
0.15 ～ 0.5	97～87	84～74	53～43	40～30	84～74	74～64	40～30	30～20
0.5 ～ 30	87	74	43	30	74	64	30	20

2.3 辐射发射骚扰限值

信息设备在工作时会向空间辐射电磁波，这构成了对其它设备的骚扰，特别是对无线接收设备的影响很大。因此，本项对设备辐射的电磁波强度提出了限制。表 4 给出了 A 级和 B 级辐射骚扰限值。

表 4： 辐射骚扰限值

频率范围 MHz	准峰值 dBμV/m	
	A 级	B 级
30～230	40	30
230～1000	47	37

2.4 机箱的抗扰度限值

机箱要对外界的各种骚扰有一定的抵抗能力，根据实际环境中存在的骚扰，分为表 5 所示的三类。

表 5： 机箱抗扰度试验限值

电磁环境	抗扰度限值
工频磁场	50 或 60Hz 1A/m（r.m.s）
射频电磁场	≤80 ~ 1000MHz 3V/m（r.m.s,未调制）80%AM(1KHz)
静电放电	4KV(接触放电) 8KV(空气放电)

2.5 信号端口和抗扰度限值

信号端口上的骚扰来自空间电磁波在电缆上感应的电流，根据实际环境中的电磁骚扰现象，有表 6 所示的三种。

表 6： 信号端口和电信端口抗扰度限值

电磁环境	抗扰度限值
射频连续波传导	0.15~80MHz 3V（r.m.s,未调制）80% AM(1KHz)
浪涌（冲击）	1.5KV(峰值) 4KV(峰值)10/700μs
电快速瞬变脉冲	0.5KV(峰值) 5/50ns 5KHz(重复频率)

2.6 直流电源端口抗扰度限值

直流电源端口的抗扰度要求如表 7 所示。

表 7： 电源输入端口的抗扰度限值

电磁环境	抗扰度限值
射频连续波传导	0.15~80MHz 3V（r.m.s,未调制）80%AM(1KHz)
浪涌（冲击）	1.2/50 (8/20) μs 0.5KV(峰值)
电快速瞬变脉冲	0.5KV(峰值) 5/50ns 5KHz(重复频率)

2.7 交流电源端口抗扰度限值

交流电源端口的抗扰度要求如表 8 所示。

表 8：交流电源端口抗扰度要求

电磁环境	抗扰度限值
射频连续波传导	0.15~80MHz 3V（r.m.s,未调制）80%AM(1KHz)
电压暂降	＞95%减小 0.5 周期 30%减小 25 周期
电压短时中断	＞95%减小 250 周期
浪涌（冲击）	1.2/50(8/20) μs 1KV(峰值)，线 线 2KV(峰值)，线 地
电快速瞬变脉冲	1.0KV 5/50ns 5KHz(重复频率)

3.测量方法

3.1 电源端子传导骚扰测量方法

3.1.1 测量设备

进行电源端子传导发射测量需要 3 种设备：

- 骚扰测量设备：用来定量计量骚扰强度的设备，可以是 EMI 测量接收机，也可以是频谱分析仪，频率范围要覆盖 150KHz~30MHz，具有峰值、准峰值和平均值检波功能，满足 GB/T6113.1 规定的要求。

- 线路阻抗稳定网络（LISN）：由于电源端子传导发射的强度与电网的阻抗有关，因此为了使测量具有唯一性，必须在特定的阻抗条件下测量，LISN 就提供了这样一个环境，GB9254 标准中使用的 LISN 为 50Ω/50μH，要满足 GB/T6113.1 第 8 章规定的要求。

- 接地平板：受试设备要放置在接地金属板上进行试验，该金属板比被测设备边框大 0.5 米，最小尺寸为 2m×2m;

3.1.2 测量方法

电源端子传导骚扰测量主要测量被测设备沿着电源线向电网发射的骚扰电压，做这项试验时要注意的是：调整受试设备工作状态，找出最大骚扰所对应的工作状态为试验结果。

3.2 电信端口共模骚扰测量方法

3.2.1 测量设备

进行电源端子传导发射测量需要 4 种设备：

- 骚扰测量设备：用来定量计量骚扰强度的设备，同电源端口传导发射测量的要求相同。
- 阻抗网络：共模终端阻抗为 150Ω±20Ω，相角 0°±20°；隔离度在 150KHz 1.5MHz 为 35 55dB，随频率线性上升，在 15 30MHz 时大于 55dB；纵向转换损耗对 3 类电缆 150KHz 1.5MHz 为 80 55dB±3dB，1.5 30MHz 时大于 50 25dB±3dB，并随频率线性下降；
- 容性电压探头：阻抗 ＞ 1MΩ，并联电容 ＜ 5pF；
- 电流探头：插入阻抗≤1Ω；
- 接地平板比被测设备边框大 0.5m，最小尺寸为 2m×2m。

3.2.1 测量方法

电信端口配置为两组以上平衡对线或非屏蔽电缆时，采用电压法和电流法；

电信端口配置为平衡电缆或同轴（屏蔽）电缆时，采用电流法。

详见 GB9254 附录 C。

3.3 辐射骚扰测量方法

3.3.1 测量设备与场地

- 椭圆形开阔场或半电波暗室，水平和垂直场地衰减测量值与理想场地的理论值之差不得大于±4dB；
- 测量接收机：30 1000MHz，满足 GB/T6113.1；
- 天线：对数偶极子天线或双锥天线，满足 GB/T6113.1；
- 接地平板：符合 GB/T6113.1；

3.3.2 测量方法

将天线取水平极化方向并置于某一适当高度，转台置于某一适当角度，在 30 1000MHz 范围内用峰值检波进行初测；

在 0° 360°之间旋转转台，在初测时骚扰较大的频率点上，寻找被测设备最大骚扰电平（准峰值）；

在 1 4m 高度范围内升降天线，寻找该频率点上的电大骚扰电平；

改变天线极化方向，改为垂直极化，重复上述测量。

3.4 静电放电抗扰度试验

放电次数和部位：对受试设备进行 200 次放电，其中 150 次分别在 3 个试验点上进行直接接触放电，另一个试验点选在水平耦合板前边缘中心，进行 50 次间接放电，对孔、缝隙每个试验点至少进行 10 次单次空气放电；

放电极性：进行正、负极性的静电放电。

3.5 射频电磁场辐射抗扰度试验

频率范围：80 1000MHz；

试验信号：用 1KHz 正弦波对试验信号进行 80%幅度调制；

3.6 电快速瞬变脉冲群抗扰度试验

设备有多个相同端口时，仅对其中之一进行试验；多芯电缆按单根电缆进行试验；不超过 3m 长的数据电缆端口不进行此项试验。

3.7 电压暂降、短时中断和电压变化抗扰度试验

对试验电压暂降规定为周期＞95%、30%两个等级，对应两个不同的试验周期：0.5、25。

3.8 射频场感应的传导骚扰抗扰度试验

对受试设备只施加 $3V_{rms}$（未调制）试验电压。

3.9 浪涌（冲击）抗扰度试验

D.C.电源端口(仅适于直接与室外电缆连接的端口)施加 0.5KV(线 地)骚扰电压；

A.C.电源端口施加 1KV(线 线)、2KV（线 地）骚扰电压；直接与室外连接的信号和电信端口施加 1.5KV、4KV 骚扰电压。

以上抗扰度试验方法可参看 GB/T17618 1998 和 GB/T17626。

基本概念

问：最近在看资料时，常遇到“ 电磁骚扰 ”和“ 电磁干扰 ”两个术语，它们有什么不同？

答：根据中华人民共和国国家标准 GB/T4365-1995，“ 电磁兼容术语 ”，电磁骚扰和电磁干扰的定义分别如下：

电磁骚扰：任何可能引起装置、设备或系统性能降低或对有生命或无生命物质产生损害作用的电磁现象。电磁骚扰可能是电磁噪声、无用信号或传播媒介自身的变化。

电磁干扰：电磁骚扰引起的设备、转输通道或系统性能的下降。

从上面定义可知，电磁骚扰仅仅是电磁现象，即客观存在的一种物理现象，它可能引起降级或损害，但不一定已经形成后果。而电磁干扰则是电磁骚扰引起的后果。

问：电磁骚扰什么场合最多，它们是怎样产生的？

答：电磁骚扰最多的场合如下：高速数字信号线路、开关电路、脉冲发生电路和大功率控制电路等在极短的时间内电压电流急速变化的场合，所含有电感和电容的电路通断的场合。

另外，磁场、电场、电荷等电量急速变化时，同样产生电磁骚扰。

开关动作的电路中，电压/电流的增大或衰减时间 t 越短，则噪声的带宽越宽；急速变化的电压 V 及电流 I 的幅值越大，则噪声的幅度越大。

特别是在电感性负载的电路中，电路从通转换成断的瞬间，容易产生如图 1 所示的断续的电磁干扰。图中的噪声波形由小逐渐变大，这对应了开关触点之间的距离由小到大的过程。

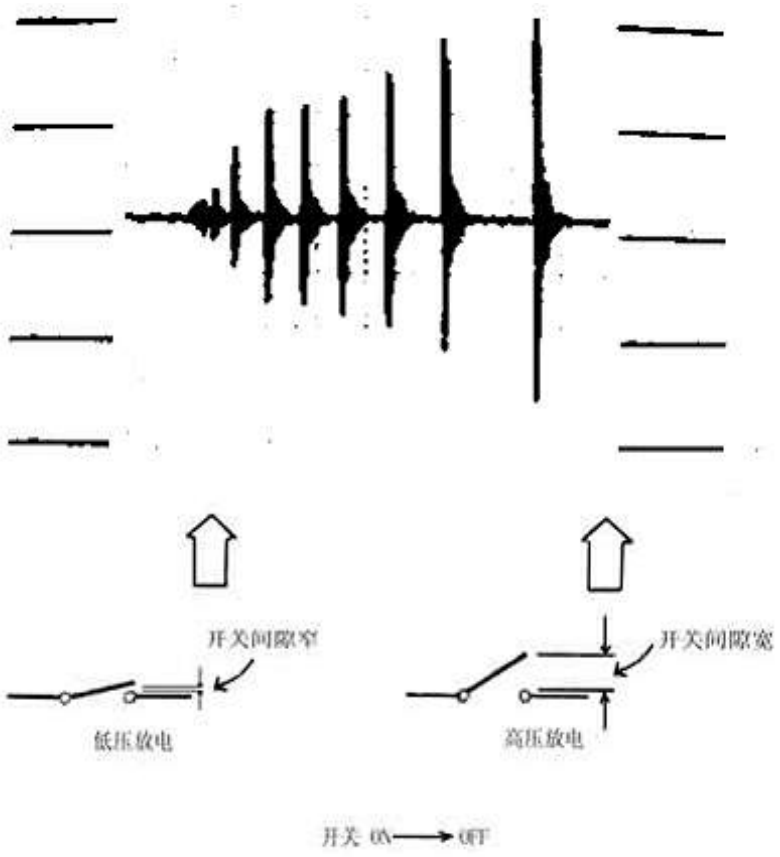


图 1 从通变为断时的噪声

在图 2 所示的电路中，直流电压 V_D 在 L 和 R 串联的负载上产生电流 I 时，开关 S 从通转换成断的瞬间，在 L 两端产生比 V_D 大数十倍、有时上百倍的极性相反的尖峰电压（称为电感反冲电压）。

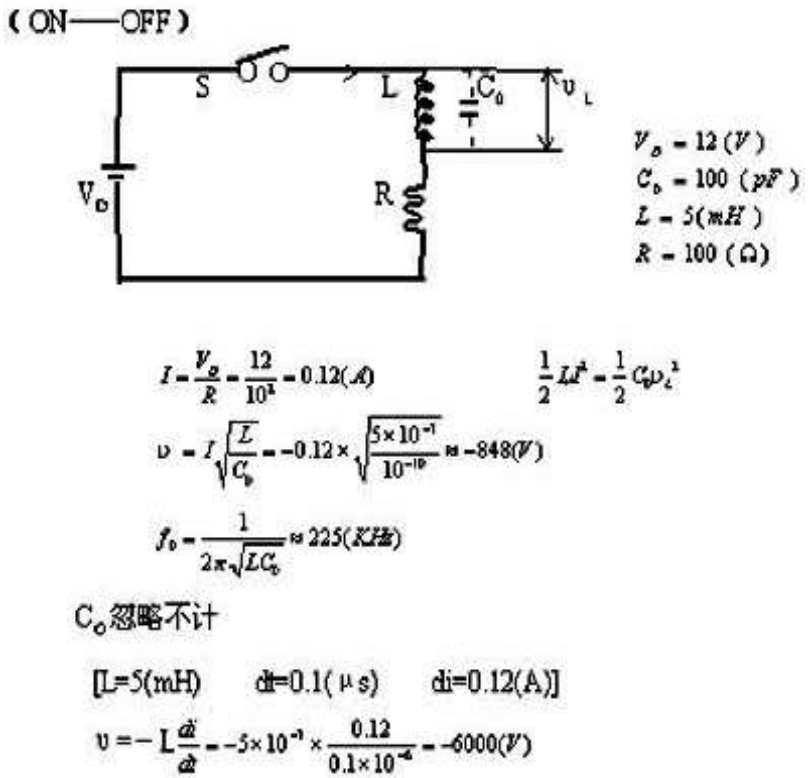
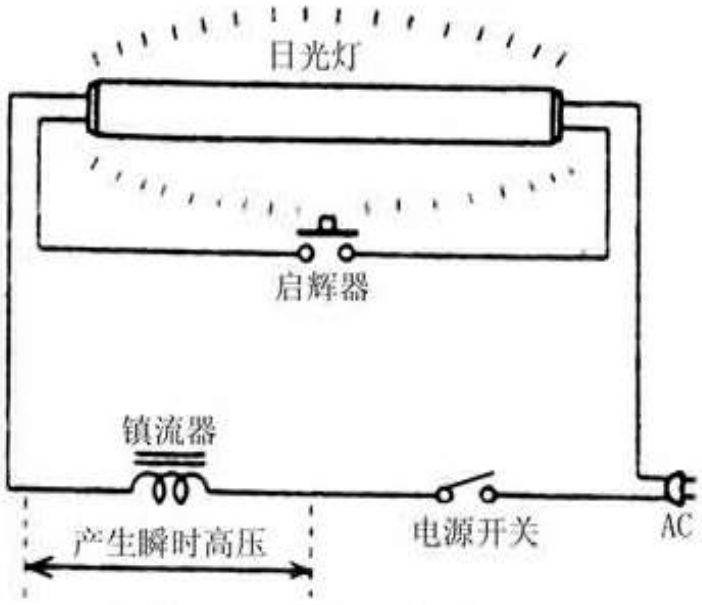


图 2 电感电路断开的情况

当 L 两端有寄生电容 C_0 时，会有以下现象：

A. 当 C_0=100pF 时，产生约 - 848V，225kHz 的振荡；
B. 当 C_0 可以忽略时，将达到 - 6000V；
C. 寄生电容越大，电感两端的电压越低，振荡频率也越低。
D. 实际电路中，即使在电感 L 两端连接电容器，因为电容器引线电感的影响，不会得到电容器的最佳效果，衰减振动波形的下降部分 dυ/dt 变大，剩下高频部分。
E. 电容器必须是耐高压的，否则有可能被破坏。

图 3 是利用镇流器两端产生的高压点燃日光灯的电路。它所产生的振荡高压一旦传入其他电器设备，旧会成为骚扰。



当启辉器由 ON 变为 OFF 时，在镇流器两端产生瞬时高压

图 3 日光灯的启动电路。

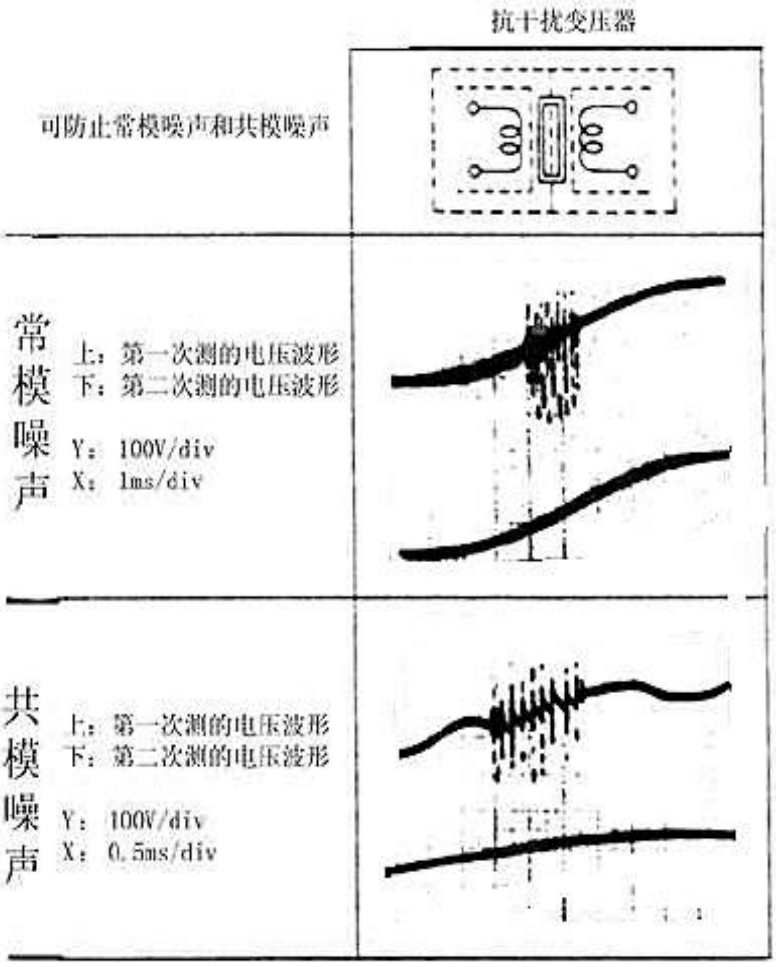


图 4 是针对继电器触点跳跃产生的噪声使用抗干扰变压器的效果。

问：高压线会产生什么样的电磁波，它会有什么影响，怎么对付这种骚扰？

答：随着电力需求的增长，电力传送越来越高压化。高压往往会发生局部放电，向空间发射电磁波。这种电磁波对中波广播信号和 VHF 频带的电视信号影响最大。

A. 噪声特性

局部放电可以分为正电晕放电、负电晕放电和火花放电三种。三种放电的频率特性如图 1 所示。从图中可以看出，正电晕放电产生噪声随着频率的增加按照正比例规律衰减，因此重要对中波广播信号产生骚扰。火花放电产生的噪声，从广播频段到电视频段几乎没有衰减，因此对广播和电视都有影响。

另外，导体表面电位的变化越大，越容易发生正电晕放电，因此导体表面上一旦有水滴状突起物，噪声旧会增加。因此雨天的噪声比晴天要大，雨越大，噪声越强，但是当降雨量超过 10mm / h 时，噪声就不再增加。

B. 对策：使用较粗的导体或多根导体能够减小导体表面电位变化，从而抑制噪声。绝缘子上的放电往往是由于受到盐分等污染或固定不好产生。这时，可用噪声检测器查出问题所在，然后采取适当的措施。

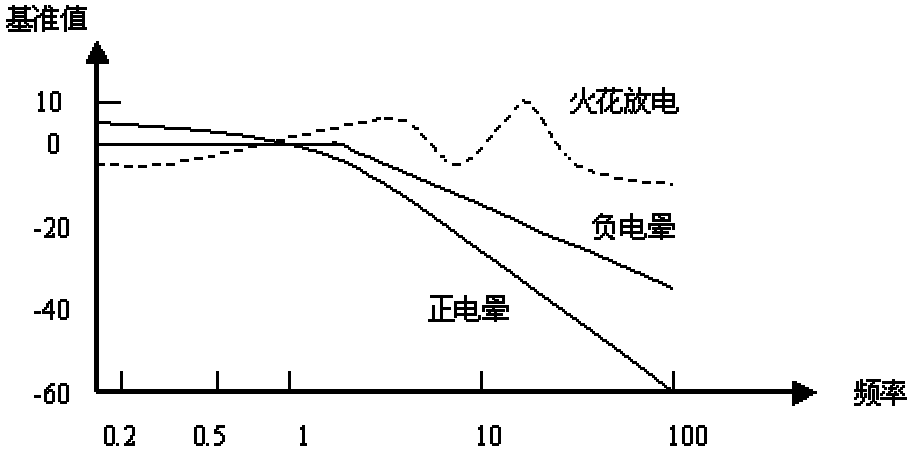


图 6 各种放电的频率特性

问：那些方法能够减小电磁骚扰？请简单介绍一下。

答：减小电磁骚扰的方法有屏蔽、滤波、电路设计、线路板布线等。

屏蔽：用金属材料将机箱内部产生噪声封闭起来的方法称为屏蔽。屏蔽对防止外部噪声进入机箱也是同样有效的。电场屏蔽和磁场屏蔽的方法是不同的。

电场屏蔽中用导体将噪声源包围起来，然后接地，旧能达到屏蔽的目的。并且，由于导体表面的反射损耗很大，因此很薄的材料（铝箔、铜箔）也有很好的屏蔽效果。另外，机箱上即使有缝隙，也不会产生太大的影响。

磁场屏蔽中，直流磁场/低频磁场和高频磁场的屏蔽方法是不同的。直流磁场/低频磁场的屏蔽需要用厚的高导磁率材料包围起来，高频磁场的屏蔽要使用导电率高的材料完全封闭起来。

滤波：将有用信号和噪声分离开，滤除噪声的器件。根据电路原理，有用扼流圈阻止噪声的方法，用电容旁路噪声的方法，和两者结合的方法，如图 1 所示。

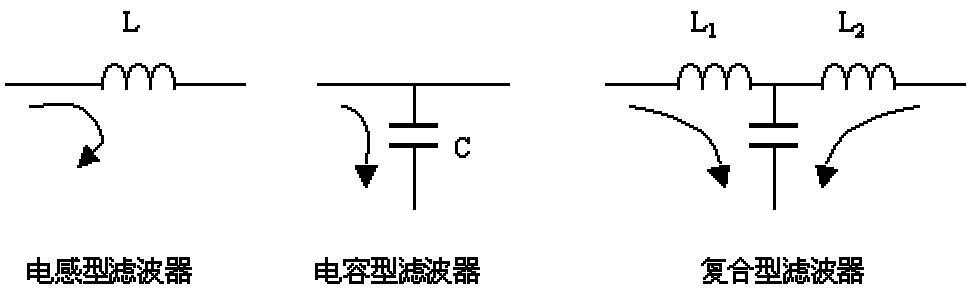


图 7 干扰滤波器

电路设计：由于时钟频率越高，高频能量辐射越强，因此在数字电路中不要使用过高的时钟频率。线路板上的总线、较大的环路面积和较长的导线都是强辐射源，因此，除非必要，要尽量避免这些情况的出现。使用大规模集成电路能够大幅度减少线路板上走线，从而减小辐射。在选用集成电路时，也有些问题需要注意。例如，高速 MOS 电路在高频使用时，消耗功率较大，并且由于输出电压幅度较高，低频段的高次谐波较强，这些都会导致较强的辐射。高速肖特基电路由于脉冲上升时间很短，因此会在很高的频率范围内产生辐射。在功能允许的条件下，尽量使用标准型电路。

线路板：线路板上的走线是主要的辐射源。走线产生辐射主要是由于逻辑电路中电流的突变，在导线的电感上产生了感应电压，这个电压会产生较强的辐射。另外，由于导线其着辐射天线的作用，因此导线的长度越长，辐射的效率越高。因此，线路板布线的基本原则是，减小导线的电感，例如使用最短的走线，电流较大的电源线和地线要粗一些。图 2 是一个锁相环路的实例。（a）是采取措施前的情况，（b）是采取措施以后的情况。所采取的措施包括将集成电路之间的联线缩短为 1/2，地线改为地线网格。从图中可以看出，辐射改善了 20dB 以上。

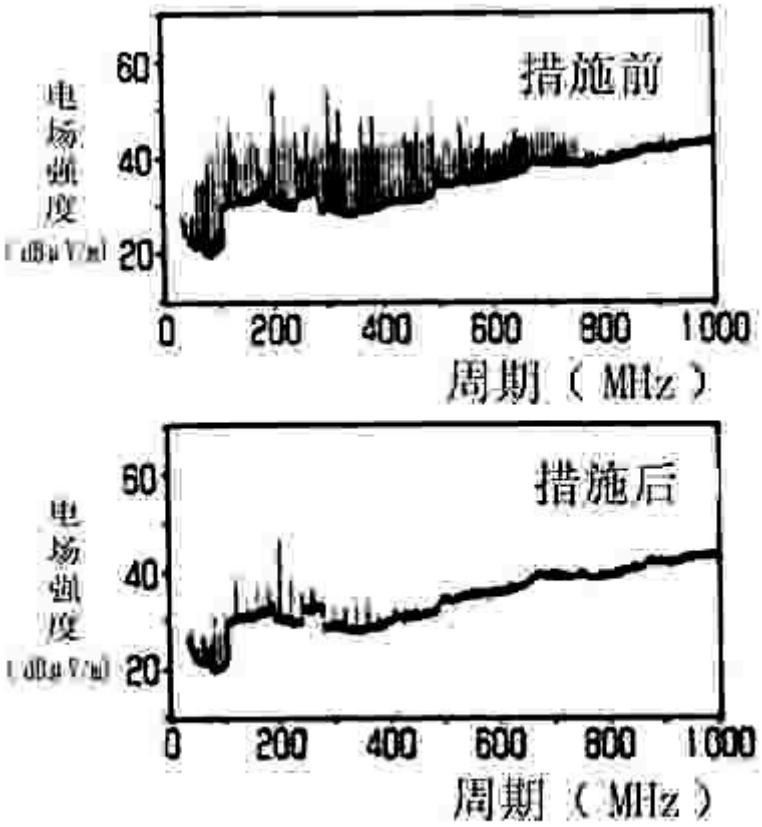


图 8 线路板的噪声对策效果

问：电缆产生的噪声是共模的还是差模的？

答：电缆产生的噪声两者都有。电子设备中噪声有从信号电缆和电源电缆上产生的传导噪声和空间辐射的辐射噪声两大类。这两大类中有分为共模噪声和差模噪声两种。

差模传导噪声是电子设备内噪声电压产生的与电源电流或信号电流相同路径的噪声电流，如图 1 所示。减小这种噪声的方法是在电源线和信号线上串联电感（差模扼流圈）、并联电容或用电感和电容组成低通滤波器，减小高频的噪声，如图 2。

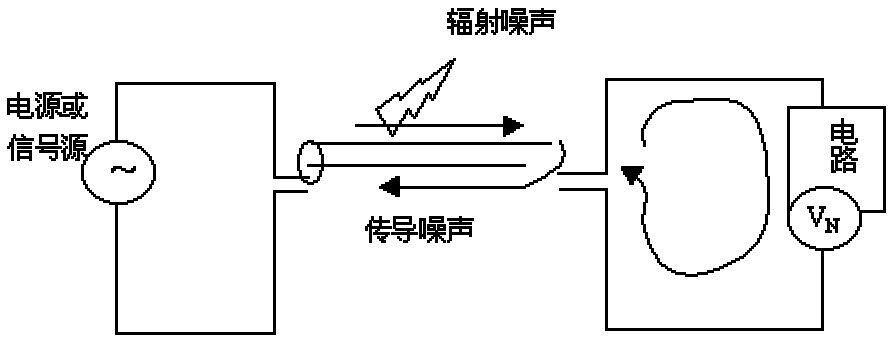


图 9 差模噪声

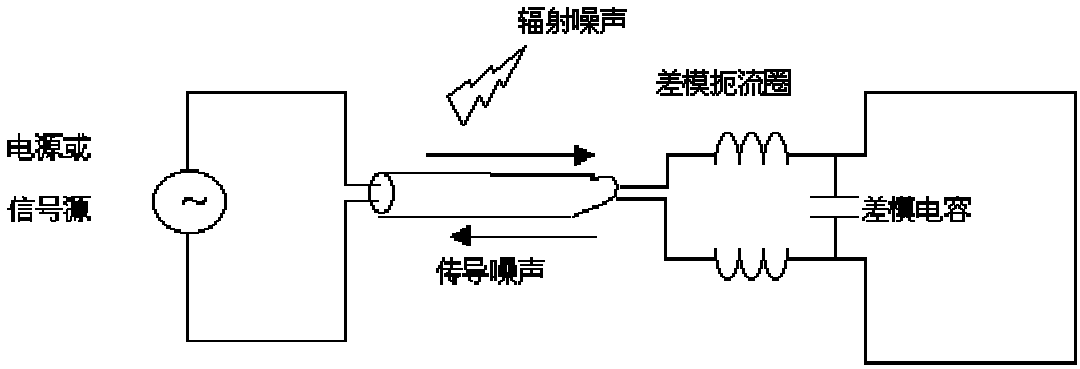


图 10 差模噪声的抑制

共模传导噪声是在设备内噪声电压的驱动下，经过设备与大地之间的寄生电容，在电缆与大地之间流动的噪声电流，如图 3 所示。减小共模噪声的方法是在电源线或信号线中串联电感（共模扼流圈）、在导线与地之间并联电容器、使用 LC 滤波器，图 4 所示。共模扼流圈是将电源线的火线和零线（或信号线和回流线）同方向绕在铁氧体磁芯上构成的，它对线间流动的差模电源电流和信号电流阻抗很小，而对两根导线与地之间流过的共模电流阻抗很大。

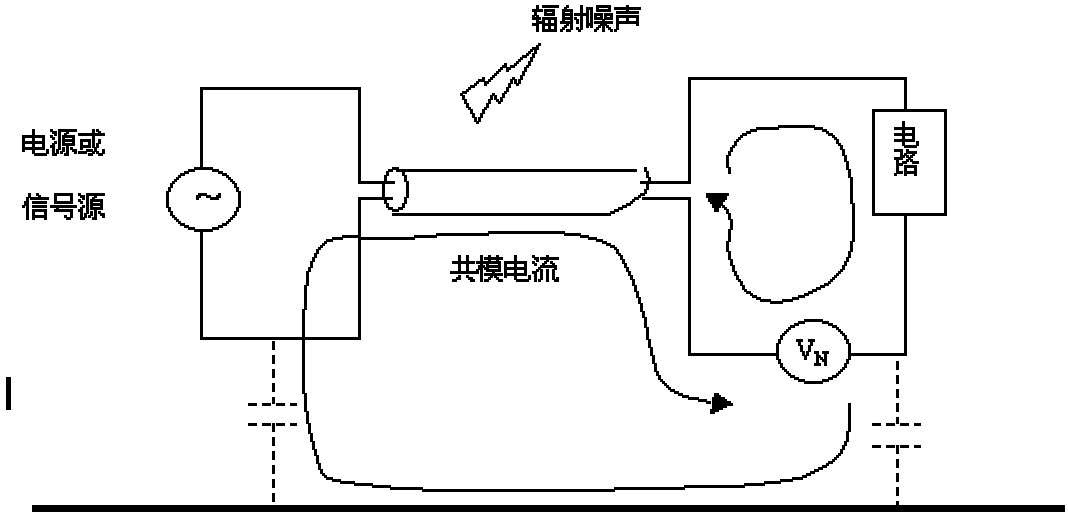


图 11 共模噪声

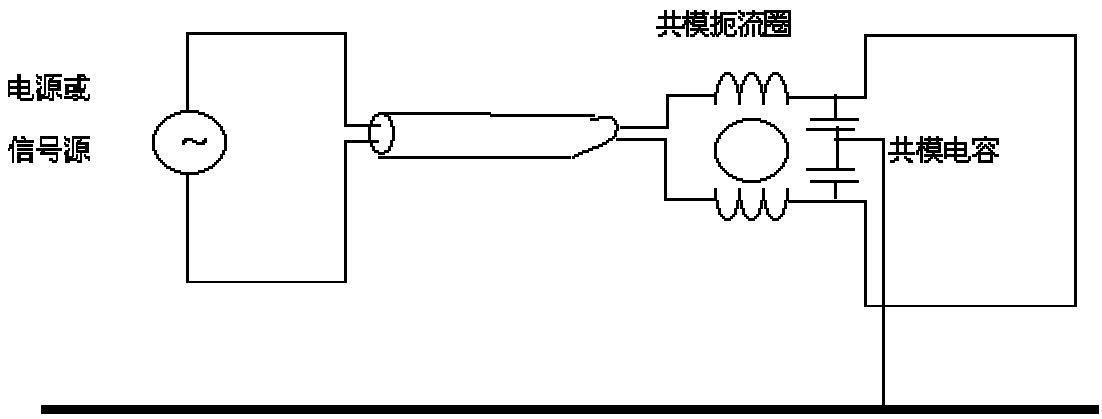


图 12 共模噪声的抑制

差模辐射噪声是图 1 中电缆中的信号电流环路所产生的辐射。一般情况下，这种噪声产生的电场强度与观测点到电缆的距离成反比，与电流环路的面积和电流成正比，与频率的平方成正比。因此，减小这种辐射的方法是在信号输入端加 LC 低通滤波器阻止噪声电流流进电缆；使用扁平电缆或屏蔽电缆，在相邻的导线中传输信号电流和回流电流，使环路面积减小。

共模辐射是由于电缆端口上有共模电压，在这个共模电压的驱动下，从电缆到大地之间有共模电流流动而产生的。辐射的电场强度与观测点到电缆的距离成反比，（当电缆长度比电流的波长短时）与电缆的长度和频率成正比。减小这种辐射的方法有：通过在线路板上使用地线网格或地线面降低地线阻抗，在电缆的端口处使用共模扼流圈或 LC 低通滤波器。另外，尽量缩短电缆的长度和使用屏蔽电缆也能减小辐射。

问：接地线（Ground）与接大地（Earth）有什么不同？

答：在实际工作中，人们往往统称接地，并不区分两者，但认真追究起来，往往会发生概念的混乱。

一般，地线指做为电压基准点或面的电路或结构；有些人将大地算做地线一种，也有人不将大地算做地线的一种。

接大地的一个例子是，电气设备的接地问题。电气设备的外壳接地后，即使电路与外壳之间的绝缘强度降低甚至破坏，也不会发生电击伤害，而仅会将保险烧断。因此，电气设备的接地是法律所规定的。

虽然电子设备为了正常工作而需要一个理想的基准地线面，但是电子电路的地线与接大地没有关系。计算器和便携式收音机即使没有接大地也能正常工作，不能接大地的飞机和飞船上搭载的各种电子设备利用飞机/飞船的金属外壳做地线面，也能够正常工作。

虽然从抗雷电和静电放电的角度，以及安全的角度，电子设备需要接大地，但是从电磁骚扰的角度看，大地可能形成地环路，对信号造成干扰。

在落地式的大型电子设备中，有将内部电路连接到金属机柜上的机柜地端子，也有为内部电路地线电流提供的低阻抗通路的信号地端子。在简单设备的场合，机柜地与信号地在内部连接起来，然后作为接大

地端。图 1 是两台设备接地情况。两台设备与地板之间是绝缘的，信号端子与机柜接地分别在一点接地。这样，流过设备的噪声电流就不会流到信号地线上，因此不会造成电位基准面的变动。并且，由于各个信号端子分别接地，因此不会发生地线电流的相互干扰。

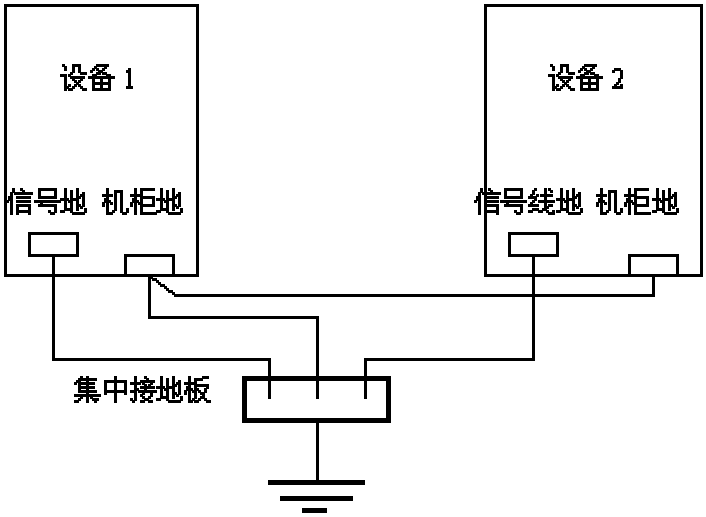


图 13 机柜接地实例

关于怎样设计才能使计算机设备满足有关的电磁兼容标准的文章已经很多了，但是关于家用电器的文章很少。许多家用电器是有马达驱动的，在这些装置中，马达产生的电磁骚扰是一个严重的问题。这些骚扰问题比时钟频率问题和传输线问题难解决得多，因为与计算机设备中的十分确定的时钟频率相比，这些骚扰没有规律，并且很难预测。当这些问题出现时，人们要确保所采取的措施使噪声远低于允许的极限值，以适应一些不可预测因素的影响。这里的“远低于”指低于极限值 10～20dB。这能够保证产品在不同的生产场合都满足要求。另外，应该经常对生产线上的产品进行抽样，以确认产品是满足规范要求的。

欧洲比美国对家用电器的要求更严。在美国，如果一台数字设备是家用电器所专用的，它可以免受联邦通信委员会（FCC）规范第 15 部分的限制。但是，FCC 第 15 部分规定，如果获免的家用电器被发现产生有害骚扰，则该设备的使用者要停止使用（15.103 节）。这节中还强烈建议获免装置的制造商要努力使装置满足技术标准。

另一方面，欧洲要求家用电器满足电磁兼容指令（89/336/EEC）。如果家用电器含有微处理器，适用的部分是 EN55022，如果装置含有马达，适用的部分是 EN55014。如果需要满足 EN55022，则还要进行电磁兼容指令中的敏感度部分试验，这是 EN50082-1。

在这组规范中之所以还提到安全规范（EN60334-XX），是因为解决电磁兼容问题所用到的一些措施与安全规范相矛盾。例如，在解决电磁兼容问题时，在交流输入端安装电容器必须慎重。虽然这能够解决电磁兼容问题，但是会导致过大的对地漏电流，超出安全规范的规定。

1 家用电器中的问题

家用电器中的问题包括：塑料机壳、长导线束、多个马达、安装电磁兼容器件所需要的空间以及两线电源（没有地线）。

塑料机壳由于其美观价廉，而广泛应用。但是他们常常给产品的电气部分带来接地的问题。

另一个潜在的问题是一些家用电器的工作部分与控制部分往往相距较远（如吸尘器）。这种设计往往要求滤波器与负载之间有较长的导线。由于成本或设计时欠考虑，这些导线往往没有扎束。结果，这些产品的电磁兼容特性变化很大。如果从生产线上抽取 10 件样品，结果只有 5 件满足要求，这将是十分麻烦的事情。

还有一个问题是产品含有多个马达。这将使噪声问题更加严重，特别是当有电刷式马达时。马达越多，则问题越严重。这时，要么对整个系统进行处理，要么逐个处理各个马达。

另一个普遍存在的问题是，当产品设计完毕后，没有空间来安装解决问题的器件。在设备进行最后试验时，设备的外壳已经设计好，并且模具已经作好，没有一点地方安装额外的器件。

最后一个问题是不带地线的双股电源线。许多装置使用双股电源线，这带来滤波的问题。滤波器没有参考地可用。这时，要着重考虑屏蔽和线-线间的滤波。

2 解决措施

前面已经介绍了有关的规范和容易出问题的薄弱环节，下面讨论一下这些问题的解决方法。解决电磁兼容的手段无非是电容、电感（扼流圈）、电源滤波器和接地。

不幸的是，电磁兼容问题通常是在产品已彻底完成设计并组装完毕时发现。这时考虑电磁兼容是十分困难的。制造商不仅面临着时间上的紧迫，而且项目预算已经用完，责任工程师已经调到其它项目上，不能随时帮助解决有关的问题。如果在产品的开发阶段就考虑这些则容易的多。

2.1 电容

电容通过向噪声源的公共端提供一条阻抗很低的通路来将电压尖峰旁路掉。尖峰电压主要是由马达电刷产生的。电容可以接在马达的每根引线与地之间，也可以接在两根引线之间。如果尖峰噪声是共模的，则跨接在引线之间的电容几乎没有什么效果。但是这种由电刷产生的随机噪声通常是差模的。尽管这样，在电刷与地之间接入电容会有很大效果。电容安装什么位置或怎样连接主要取决于所面临的噪声的种类。电压尖峰是由电刷与换向片触点的断开产生的。

尖峰的幅度可以通过将电刷材料换成较软的材料或增加电刷对换向片的压力来减小。但是这会缩短电刷的寿命周期和其它一些问题。

要使电容具有较好的滤波效果，它与噪声源的公共地之间的联线要尽量短。自由空间中的导线的电感约为每英寸 1nH。如果电刷产生的噪声频率为 50～100MHz，与电容连接的导线的长度为 4～6 英寸，那么即使不考虑电容的阻抗，仅导线电感的阻抗也已经有：

$$X_L = 2\pi f L = 3.77\ \Omega$$

总阻抗还需要加上电容（0.1μF）的阻抗，$X_C = 1/2\ \pi\ f\ C = 0.159\ \Omega$。

从这个结果可以看出，单看电容的阻抗，这是一个非常好的旁路型滤波器。但是由于引线电感的影响，已经根本不起滤波器的作用了。如果将导线的长度缩短为 1 英寸，则电感的阻抗仅为 0.628Ω，这时滤波电容的效果提高了 20%。

当用马达外壳做接地端时，壳体上的漆必须去掉，以便导线能够良好的与地接触。依靠连接螺钉的 4、5 个螺纹来连接不是一个好办法。即使产品的外壳是金属的，将滤波器件直接安装在噪声源上，而不是靠近噪声源或外壳的某个最方便的位置，是一个聪明的选择。这消除了任何额外的引线长度，使噪声回到噪声源的阻抗最小，具有最佳的滤波效果。

2.2 电源线滤波器

在许多产品中，电源线滤波器都是必要的。电源线滤波器安装正确时，是一种简捷的解决干扰的方法。电源线滤波器保证了电网免受产品内部噪声的污染。但是，与其它滤波器件一样，使用电源线滤波器的关

键点也是保证连接到噪声源公共端的导线尽量短。

电源线滤波器中有可以滤除差模和共模噪声的电感和电容。这种滤波器是滤除电源线干扰的简单而又经济的方法。电源线滤波器要安装在电源线入口处。在有些产品中，滤波器安装在产品的中部，这会使产品内部产生的辐射干扰耦合到电源输入端，使滤波器完全失效。记住以下三点，你的产品就有更大的可能符合电磁兼容标准：

1）使用电源线滤波器；

2）良好的系统地线；

3）滤波器的衰减频率低到 150kHz；

很难从滤波器产品样本上选择到合适的电源线滤波器。工业标准规定在 50Ω 输入/输出条件下测量滤波器的特性。在现实中，没有一个恰好为 50Ω 的环境。进行传导发射测试时，在电源线的输入端要接入线路阻抗稳定网络（LISN）。这为所有的测试机构提供了一个标准的试验方法。LISN 的作用主要是为滤波器的输入端在测试频率范围内提供稳定的 50Ω 阻抗。滤波器输出端的阻抗由家用电器产品本身决定，这绝不会恰好为 50Ω。如果恰好为 50Ω，你就可以利用滤波器样本上的数据来确定哪个滤波器的性能更好。在实际中，通常要通过试验来确定一只最合适的滤波器。作为一个原则，当实际阻抗条件不清楚时，可以将滤波器样本中给出的数据减小 20dB 使用，以保证在实际产品中的效果。

在两线电器上，滤波器的性能不如在三线电器上好。滤波器有两种滤波机理，这就是串联和旁路。在两线系统中，只有串联滤波（电感）和线－线间滤波电容起作用，线－地电容不起作用。

2.2 电感器件

减小噪声的另一个方法是在电刷上直接放置一个电感器件。电感的作用是防止当电刷通过换向片间隙时流进电刷电流的突然变化。电感的电感量大约为 10～25μH。

串联在电路中的扼流圈可以和到地的旁路电容组合起来构成一个低通滤波器，这可以增强单个电感或电容的滤波效果。这对抑制传导噪声很有好处。单个电容和 LC 滤波器之间的差别是很大的。 LC 滤波器比单个电容具有更宽的滤波带宽，因此对电刷产生的宽带噪声具有更大的效果。

以上介绍的滤波技术能够消除传导干扰，但是尖峰产生的辐射干扰也是需要抑制的。这可以通过屏蔽来实现。

2.3 接地

接地也是很重要的一个方法。在前面所讨论的技术中已经多次提到接地。滤波器如果不接好地，就达不到设计的性能。对于旁路电容，如果接地阻抗过大，就起不到良好的旁路作用。这里的阻抗过大是指阻抗超过数 mΩ。

地线是消除噪声的路径。如果使用了性能良好的滤波器件，但是没有提供良好接地路径，器件的滤波效果将大打折扣。在非金属机箱中，没有将所有器件连接起来的接地板，这时滤波是十分困难的。要获得一个良好的地线，可以将产生噪声的器件限制在一块公共地线板上。

3 总结

马达，特别是带电刷的马达，会产生大量的噪声。电器要满足电磁兼容标准的要求，必须对这些噪声进行处理。解决这些问题的最好时机是在产品的设计阶段，而不是产品开发周期最终阶段。许多试验是可

以在产品装入最终机壳之前进行的。设计人员要注意，导线束的状态必须与最终产品中的导线束状态很接近。

对地线的处理十分重要。如果没有良好的地线，滤波器和其它电磁兼容器件都不能有效地工作。另外，建议对实际电路做一个简单的分析，包括马达绕组，以便了解个别滤波器件是怎样影响噪声的。这并不需要复杂的计算机辅助分析，只要了解阻抗与滤波器件之间的简单关系就可以了。

家用电器可以通过设计或修改是其达到有关规范的要求。尽管要满足电磁兼容标准需要预先考虑、精心设计和预先测试，但这都不是很困难的。由于马达产生的噪声在幅度和频率上有很大的随机性，因此要使产品的干扰发射与规定的极限值之间有较大的富裕量。还有，即使使用同一种器件，器件之间的差异性要比想象的大得多。

电子设备要在复杂的电磁环境中正常工作，满足日益严格的电磁兼容标准，电磁屏蔽是十分必要的。有一点需要注意的是屏蔽体的总体屏蔽效能是由屏蔽体中最薄弱的环节决定的，要使屏蔽体的屏蔽效能达到某一个值，屏蔽体上的所有部位都要达到这个值。例如要求屏蔽系统在 10GHz 时获得大于或等于 100dB 屏蔽水平，则屏蔽体上的所有组成部件，均应达到这个水平的屏蔽效能；假如其中某一部分在组装时只达到了 60dB，则整个屏蔽系统的屏蔽效能将降到 60dB。因此，屏蔽系统的各个组成部分，其屏蔽性能水平的匹配是十分重要的。屏蔽体上的电磁屏蔽薄弱环节是由于各种原因需要保留的孔洞和不同部分的连接形成的缝隙。解决孔洞电磁泄漏的一个方法是截止波导。

1 截止波导

波导是简单的管状金属结构，它在电气上呈现高通滤波器的特性。波导允许截止频率以上的信号通过，而低于截止频率的信号则被阻止或衰减，这与高通滤波器的频率特性相似。利用这个特性，我们可以设计波导的截止频率使干扰信号的频率落在波导的截止区内，这样干扰信号就不能穿过波导，换言之，波导起到了电磁屏蔽的作用。工作在截止区的波导称为截止波导。

波导的截止频率可应用下列公式计算：

对于圆形截面的波导： $f_{cutoff} = 6900 / D$

式中：D －直径（英寸）；f_{cutoff} －频率（MHz）

对于矩形截面的波导： $f_{cutoff} = 5900 / L$

式中：L －矩形截面的对角线长度（英寸）；f_{cutoff} －频率（MHz）

要保证波导对电磁波有较大的衰减，应使波导的截止频率为要屏蔽的电磁波频率的 5 倍以上。当满足这个条件时，长度为 T 的波导对电磁波的衰减 S 为：

对于圆形截面的波导： $S = 32 T / D$ (dB)

对于矩形截面的波导： $S = 27 T / L$ (dB)

2 截止波导的应用

当屏蔽体上需要有物理实体的连通，并且这种连通不能造成电磁泄漏时，可以考虑使用截止波导管，例如，供暖、通风、观察孔、显示孔、器件调节孔等情况。在将截止波导应用到屏蔽体上时，要注意以下

几个问题，这些问题往往被设计人员所忽视。

1）波导管必须是截止的：许多设计人员在使用截止波导衰减公式计算衰减时忽略了这个条件。波导管对于频率在截止频率以上的电磁波没有任何衰减作用。要应用上面的衰减计算公式，至少要使波导的截止频率是所屏蔽频率的 5 倍。在一些特殊的场合，如果作为截止波导使用的金属管道的直径超过所设截止频率对应的最大直径时，可以在波导管上加装一段蜂窝板材料。安装蜂窝板后，金属管道的直径可以增加到你所希望的任何尺寸，并还能保持高的屏蔽效能；并且对整个金属管道来说，不必要求其直径与长度之比，因为蜂窝板本身已保证了直径与长度比。

2）不能有金属材料穿过截止波导管：有些设计人员虽然注意了波导截止的问题，但是常常将金属材料穿过波导管，这些金属材料包括器件的调节杆、电缆等。当有金属材料穿过截止波导管时，会导致严重的电磁泄漏。需要注意的是有些光缆的内部加有金属加强筋，这时将光缆穿过截止波导时也会引起泄漏。

3）波导管的安装：波导与屏蔽体基体之间的连接也是一个潜在的泄漏源。最可靠的方法是焊接，在屏蔽体上开一个尺寸与波导管截面相同的孔，然后将波导管的四周与屏蔽体连续焊接起来。如果波导管本身带法兰盘，利用法兰盘来将波导管固定在屏蔽体上，需要在法兰盘与屏蔽体基体之间安装电磁密封衬垫。

在屏蔽设计中使用最多的截止波导要数蜂窝板了。蜂窝板的原理是将大量的截止波导焊接在一起，构成截止波导阵列，这样可以形成很大的开口面积，同时能够防止电磁波泄漏。由于这里的截止波导截面是六角形的，形成阵列后很象蜂巢，因此称为蜂窝板，见图 1 所示。

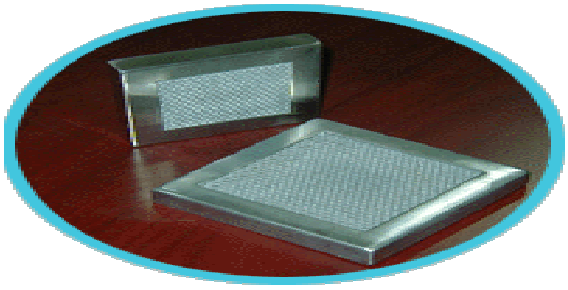


图 1 用在通风口的蜂窝板

3 蜂窝板的应用

蜂窝板材料有铝箔粘接和金属板（钢板、铜板等）焊接两种。铝箔粘接的蜂窝材料是将铝箔一层一层按照一定规律粘接起来，然后拉开形成的。这种材料以往用在飞机的机翼中，因此国内很多地方都可以生产。但是值得注意的是这种材料不能直接用于电磁屏蔽。因为每个蜂窝的周边导电不连续。在实际工程中，看到很多情况是将这种材料直接应用。这样使用时屏蔽效果是很差的。因为这种原始的蜂窝材料，蜂窝单元之间的电气连接是靠在加工过程中由于“失误”造成蜂窝单元之间的“短路”形成的，它的随机性很大。要将这种材料用到电磁屏蔽上，必须进行金属涂覆处理，利用金属涂层在每个蜂窝周边形成连续导电层。一般采用的金属涂层工艺是化学镀，金属材料一般是镍。这种化学镀的成本较高，往往经过化学镀的蜂窝的成本已经接近金属板焊接蜂窝板。美国 SPIRAL 公司发明了一种特殊加工工艺，能够解决铝箔蜂窝导电性的问题，同时保持较低的成本，在下一期我们将提供这篇文章。铝箔粘接的蜂窝板的另一个问题是强度，当有较强的外力作用到蜂窝材料上时，会损坏蜂窝。因此在使用这种材料时要注意在蜂窝外安装适当的防护网。

金属板焊接的蜂窝板是一种较理想的屏蔽材料，它没有铝箔蜂窝板的缺点，屏蔽效能高。虽然国外很多文献指出这种材料成本高的问题，但鉴于国内铝箔化学镀的成本也较高，与铝箔蜂窝板相比这个缺点还不是很突出。科力亚特公司制造的金属焊接蜂窝板在成本上已经接近铝箔蜂窝板。

常用的蜂窝板的厚度为 1/2 英寸，蜂窝单元的对边尺寸一般为 l/8"(3.18mm) 、3/16"(4.76mm)。

使用蜂窝板材料时需要注意的问题同样是蜂窝板周边与屏蔽基体的搭接问题。这涉及到两个搭接点，一个是蜂窝板芯与边框的搭接，另一个是边框与屏蔽体基体的搭接。对于成品的蜂窝板，蜂窝板芯与边框之间的搭接是焊接好的，不需要使用者考虑（但不排除有些低质产品没有焊接，而采用压接的可能性，压接连接是不允许的，使用者在采购时要特别注意这个问题）。使用者需要处理好的是蜂窝通风板边框与机箱之间的搭接问题。由于成品的蜂窝通风板边框已经制作成法兰盘，有些已经配好电磁密封衬垫，这时蜂窝板可以直接安装在机箱上。如果成品蜂窝板的边框上没有配好电磁密封衬垫，则需要使用者自己配上，决不能不用电磁密封衬垫直接安装。当然最好的安装方法是将蜂窝板直接焊接到屏蔽壳体上。如果采用直接焊接的方法，可以使用没有配边框的蜂窝板芯，这样可以降低成本。

天线端口对雷电等电磁脉冲是十分敏感的。经验表明，使用符合国际雷电防护区域（LPZ）所认可的防雷器并正确安装能有效地防止雷电对天线的损坏。LPZ 的目的是使含有巨大能量的雷电电流沿规定的路径入地，同时还要避免外部雷电防护系统与设备接地部分之间的电位差。

本文描述了雷电现象及其对现代家用电器和对现代测量控制系统与调压系统兼容性的影响。LPZ 提供了防止这些影响的方法和在雷雨期间使用家用电器或计算机的可能性。本文还举例说明了浪涌防护器件的安装方法，并对有关的国际标准做了概述性介绍。

1 雷击

雷电、浪涌或瞬态干扰等会对设备的电源和数据传输系统造成影响甚至硬件损坏。要保证电子设备，包括计算机、电视机等，能够不间断地工作，所有可能暴露在这些干扰中的器件和设备都必须满足有关的要求。这些干扰对系统的破坏所造成的损失往往远大于防护系统的价格。

雷击、浪涌或瞬态干扰对电子设备造成损坏的途径有许多种，甚至距离雷击区两公里以外的高灵敏系统也可能遭到损坏。雷击防护的一个基本措施是利用建筑物中金属材料，典型的是钢筋，形成防护网络或法拉第网格。现代建筑技术允许建筑物的金属部分与外部防雷系统作为一个整体进行接地。

小型建筑物比较易于使用避雷器或过压抑制器来进行雷击防护。而建筑物中分散的电子系统则要求整个建筑物有系统的雷电防护措施。

2 避雷装置

所有雷击防护装置的目的都是使很大的雷击电流沿着规定的路径入地，并且要避免雷击防护装置与其它电子设备之间的地电位差。然而，保险公司提供的统计数据表明，即使天线系统的安装正确，它也可能受到破坏，尤其是系统中的过压敏感器件，如图 1。其中的原因是现有的天线系统和接地方式仅能对雷电电流产生的瞬变磁场提供有限的防护。而这个磁场能够在系统中的所有回路中感应出高压，在这些回路的一端，如天线地、天线连线和电源处，产生足以使器件损坏或工作失常的过压。有关雷击的关键参数可以在国际标准 IEC1024 和 IEC1312 中找到。

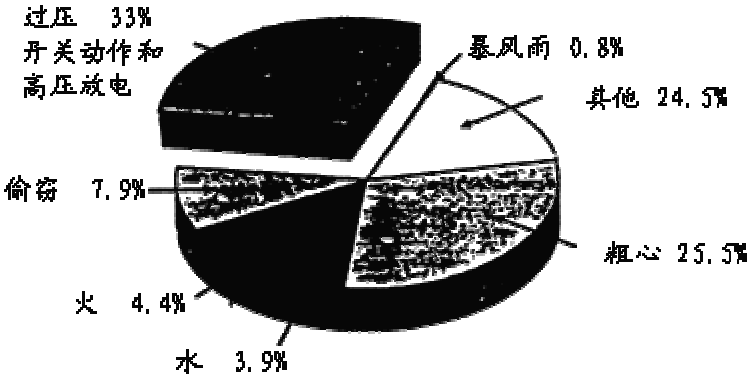


图 1 天线设备损坏的原因

3 电场耦合

对卫星天线产生影响的主要机理是电场耦合和辐射耦合。在有电流流过天线连接线或外部雷电防护装置的外壳时，就会产生电位差。这是由于任何一个导体都存在电感，这个电感对于频率很高的雷电电流而言具有较大的阻抗。理论计算表明，这种电位差最高可达 1600kV。

图 2A 中所示的电源和天线之间的电位差不仅会在天线电缆与地之间产生电弧，而且会在安全地和信号地之间产生电弧。当天线安装在建筑物上时，必须考虑图 2A 所示的电位差的影响，如果体现安装在建筑物附近，必须使用图 2B 所示的安装方式。

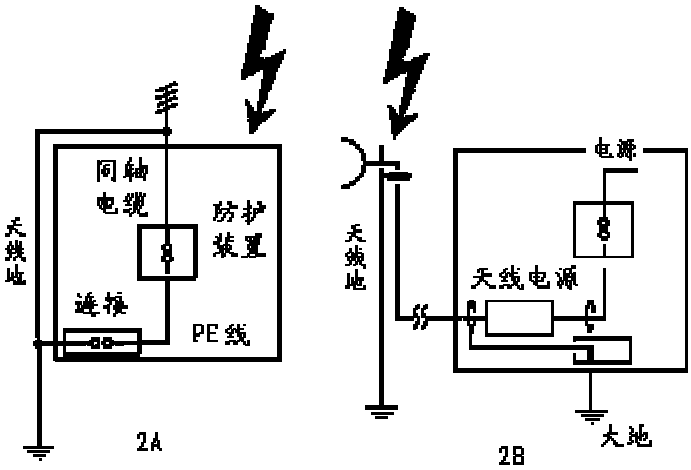


图 2 天线与电源之间的电位差

4 辐射耦合

由雷电产生的电磁场称为雷电电磁脉冲（LEMP），由于这种电磁脉冲在回路中感应的电流幅度很大，并且电流变化率（di / dt）很大，在回路电感的作用下会产生很高的电压，导致电路中器件的击穿。

按照当地标准或国际标准将天线接地是正确的。需要说明的是，天线系统内的各种元器件，如放大器、开关、分流器等，都会受到损坏。在安装中，建议采取以下几个措施：

1）通过接地来避免电位差的存在（图 3）

2）使用浪涌防护器件消除对外部网络，如电源，的电位差（图 4）

在 EN 和 IEC 标准中，对如何接地有明确的要求。浪涌抑制装置的作用是，在浪涌持续期间把设备的地电位拉至参考电位。

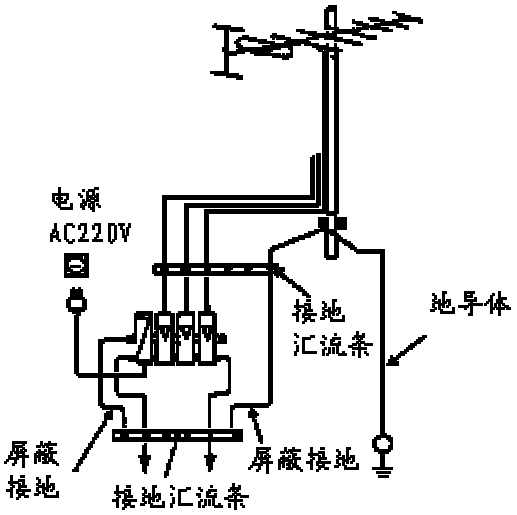


图 3 天线放大器的等电位屏蔽接地

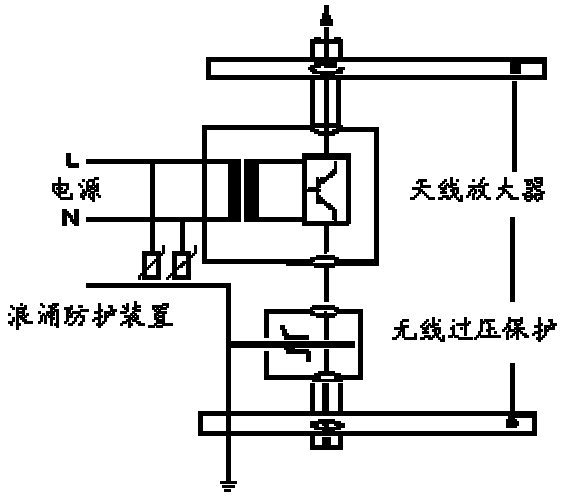


图 4 天线放大器的浪涌防护装置和接地

单个的气体放电管不能提供令人满意的浪涌抑制效果。图 5 是 230 的气体放电管与性能较好的天线保护装置对尖峰电压的抑制效果比较。天线保护装置是一种满足 IEC 标准的过压保护装置，用于卫星天线和分散设备的过压保护。该保护装置安装在天线的一端，如图 6 所示。

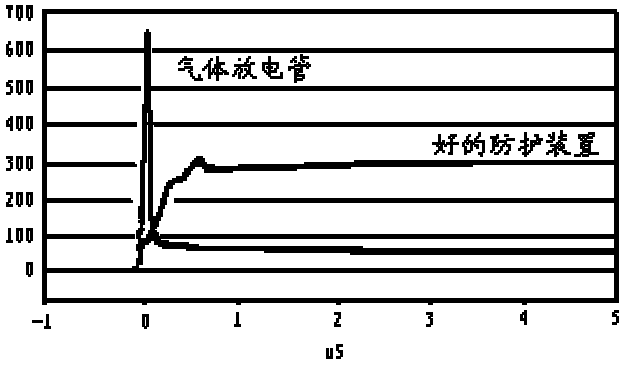


图 5 放电管与性能较好的天线保护装置

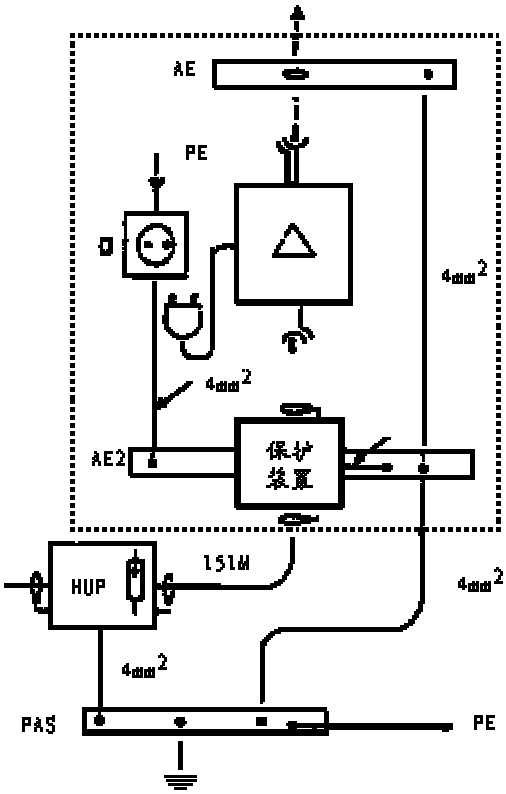


图 6 天线放大器的保护

天线保护装置由频率补偿压敏电阻（V）和频率补偿抑制二极管（E）组成，如图 7 所示。它们通过与压敏电阻并联的耦合电容（ck）与地相连。二极管的作用是限制上升时间很短的脉冲电压的峰值，而压敏电阻的作用是限制上升时间较长的脉冲电压的峰值。使用这种装置能将保护电平限制在 350V 以下，并在 300kHz～2GHz 的频率范围插入损耗小于 1.5dB。

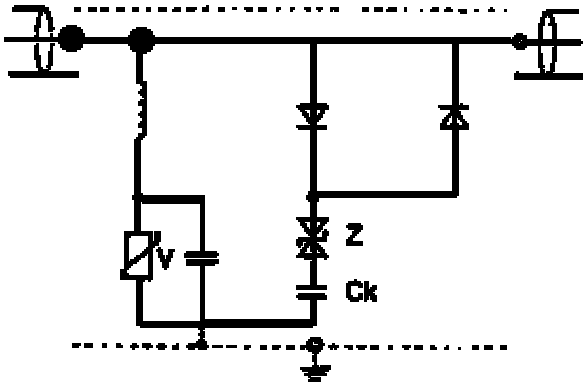


图 7 天线保护装置的原理

接地从字面来看上十分简单事情，但是对于经历过电磁干扰挫折的人来说可能是一个最难掌握的技术。实际上在电磁兼容设计中，接地是最难的技术。面对一个系统，没有一个人能够提出一个绝对正确的接地方案，多少会遗留一些问题。造成这种情况的原因是接地没有一个很系统的理论或模型，人们在考虑接地时只能依靠他过去的经验或从书上看到的经验。但接地是一个十分复杂的问题，在其它场合很好的方案在这里不一定最好。关于接地设计在很大程度上依赖设计师的直觉，也就是他对“接地”这个概念的理解程度和经验。因此，我们将不断地为大家有关接地方面的文章，使大家循序渐进地形成对接地的直觉。

1 接地的方法

接地的方法很多，具体使用那一种方法取决于系统的结构和功能。“接地”的概念首次应用在电话的设计开发中。从 1881 年初开始采用单根电缆为信号通道，大地为公共回路。这就是第一个接地问题。但是用大地作为信号回路会导致地回路中的过量噪声和大气干扰。为了解决这个问题，增加了信号回路线。现在存在的许多接地方法都是来源于过去成功的经验，这些方法包括：

1）单点接地：如图 1 所示，单点接地是为许多在一起的电路提供公共电位参考点的方法，这样信号就可以在不同的电路之间传输。若没有公共参考点，就会出现错误信号传输。单点接地要求每个电路只接地一次，并且接在同一点。该点常常一地球为参考。由于只存在一个参考点，因此可以相信没有地回路存在，因而也就没有干扰问题。

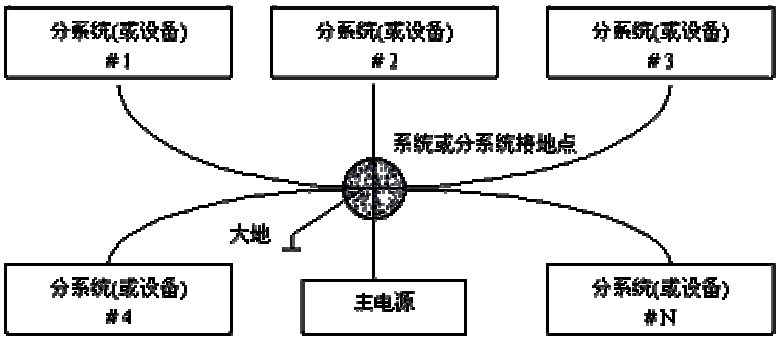


图 1 单点和星形接地

2）多点接地：如图 2 所示，从图中可以看出，设备内电路都以机壳为参考点，而各个设备的机壳又都以地为参考点。这种接地结构能够提供较低的接地阻抗，这是因为多点接地时，每条地线可以很短；并且多根导线并联能够降低接地导体的总电感。在高频电路中必须使用多点接地，并且要求每根接地线的长度小于信号波长的 1/20。

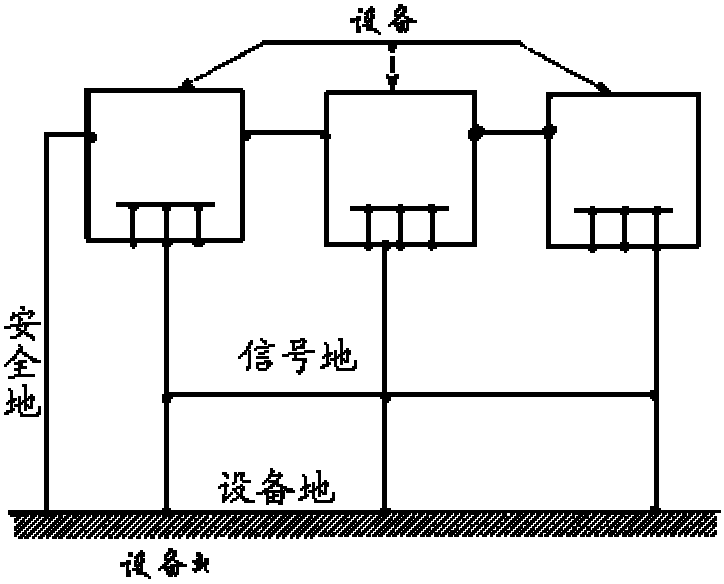


图 2 多点接地

3）混合接地：混合接地既包含了单点接地的特性，又包含了多点接地的特性。例如，系统内的电源需要单点接地，而射频信号又要求多点接地，这时就可以采用图 3 所示的混合接地。对于直流，电容是开路的，电路是单点接地，对于射频，电容是导通的，电路是多点接地。

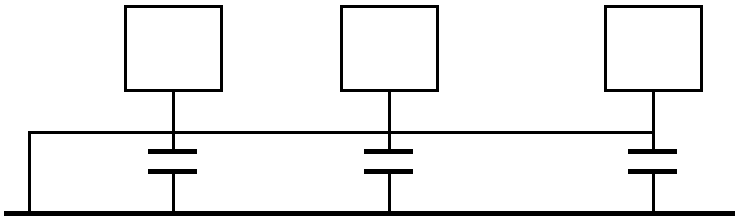


图 3 混合接地

当许多相互连接的设备体积很大（设备的物理尺寸和连接电缆与任何存在的干扰信号的波长相比很大）时，就存在通过机壳和电缆的作用产生干扰的可能性。当发生这种情况时，干扰电流的路径通常存在于系统的地回路中。

在考虑接地问题时，要考虑两个方面的问题，一个是系统的自兼容问题，另一个是外部干扰耦合进地回路，导致系统的错误工作。由于外部干扰常常是随机的，因此解决起来往往更难。

2 接地要求

要求接地的理由很多，下面列出几种：

1）安全接地：使用交流电的设备必须通过黄绿色安全地线接地，否则当设备内的电源与机壳之间的绝

缘电阻变小时，会导致电击伤害。

2）雷电接地：设施的雷电保护系统是一个独立的系统，由避雷针、下导体和与接地系统相连的接头组成。该接地系统通常与用做电源参考地及黄绿色安全地线的接地是共用的。雷电放电接地仅对设施而言，设备没有这个要求。

3）电磁兼容接地：出于电磁兼容设计而要求的接地，包括：

* 屏蔽接地：为了防止电路之间由于寄生电容存在产生相互干扰、电路辐射电场或对外界电场敏感，必须进行必要的隔离和屏蔽，这些隔离和屏蔽的金属必须接地。

* 滤波器接地：滤波器中一般都包含信号线或电源线到地的旁路电容，当滤波器不接地时，这些电容就处于悬浮状态，起不到旁路的作用。

* 噪声和干扰抑制：对内部噪声和外部干扰的控制需要设备或系统上的许多点与地相连，从而为干扰信号提供“最低阻抗”通道。

* 电路参考：电路之间信号要正确传输，必须有一个公共电位参考点，这个公共电位参考点就是地。因此所有互相连接的电路必须接地。

以上所有理由形成了接地的综合要求。但是，一般在设计要求时仅明确安全和雷电防护接地的要求，其它均隐含在用户对系统或设备的电磁兼容要求中。

3 接地技术应用

目前所应用的接地技术和方法可以说是过去解决问题的经验总结。典型的接地要求往往限制在所谓的“单点接地”上。

通常在电路这一级上不专门提出对接地的具体要求，因为在这一层次上提出具体要求是不合适的。对数字电路而言，大多数逻辑芯片读采用单端电路的方式工作。也就是说，所有信号的电位以电源回路为参考的话，其电位是 0V。在模拟电路中，情况也类似。当元器件之间的距离很近时，要完成逻辑信号的产生、处理和波形整形是很容易的，但如果传输线过长或者参考点电位不正确的话，都会产生问题。我们要建立这样的概念：接地并不是每个部分或每个系统都需要的，比如单块的线路板并不非要接地才能正常工作。当设备之间要传输数据时，接地就是十分必要的了。图 4 给出了一些地线的概念。

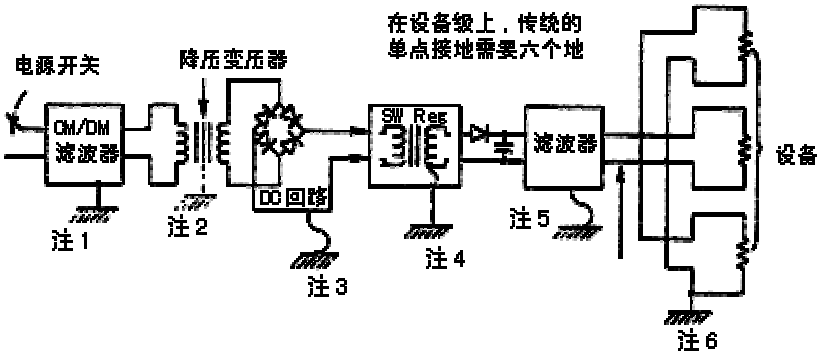


图 4 设备的地线

对从事电机驱动项目的工程师来说，电磁兼容性要求是十分重要的。大多数新型交流电机需要高效的换向器，这就要求功率半导体具有高的转换速率和极快的上升时间。傅立叶变换表明其谐波占有的带宽可达数十兆赫。若需要满足 EMC 指令，则需要在共模和差模都具有连续且较宽阻带的低通滤波器。为了满足 EMC 要求，建议设计者可首先处理好电机/换向器组件，然后针对存在的 EMC 问题挑选一标准滤波器来

改进 EMC。在许多场合，由于没有对内部电路参数予以充分的考虑，结果找不到一个适宜的解决方法。

根据我们多年在实验室里反复测试获得的经验，我们认为“凑巧的话“，精心筛选出的滤波器能够恰好解决现场问题。恰好解决的意思是产品能够满足指定标准的最低要求。然而，考虑不周的设计，例如对地电容过大，会引起巨大的浪涌电流，造成过载保护动作。正确的解决方案对整个工程的长期效应、可靠性及使用寿命来说都是至关重要的。我们的结论是，要使产品具有较高的质量，使用高质量的特制器件是一个更经济的途径。

特制的优点显而易见，这由图 1、图 2、图 3 可看出，这是我们 EMC 测试室内 R&S EP6 自动测试系统的记录结果，这是单相电机的例子。

. 图 1 是系统没有滤波时的性能；

. 图 2 是安装了从滤波器样本中选择的标准滤波器后的性能；

. 图 3 是安装了专门设计的滤波器后的性能。

安装滤波器后获得的改进效果由图 1 与图 2 的比较中可以看出。从图 4 所示的预期的滤波器特性曲线后，会发现一个粗心的工程师易犯的严重错误。图 4 所示的滤波器特性是在理想电阻性负载条件下测试得到的，而实际情况并非如此。作为例子，我们研究 2MHz 处预期的滤波器特性及实际结果，则可清楚地看到：预期大约为 60dB 衰减的曲线实际上只改善了 38dB，在 10MHz 只改善了不到 20dB。

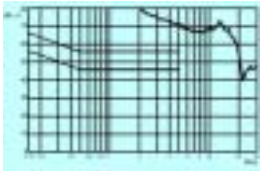


图 1 无滤波电机

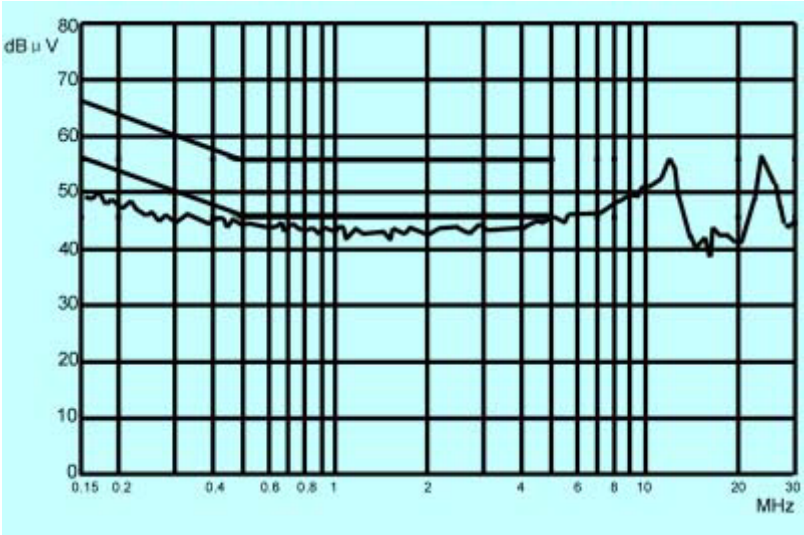


图 2 使用现成滤波器的电机

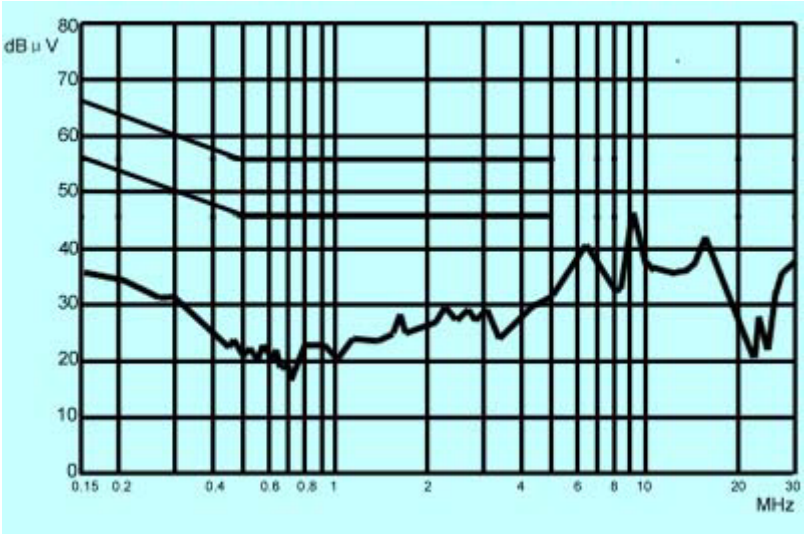


图 3 使用特制滤波器的电机

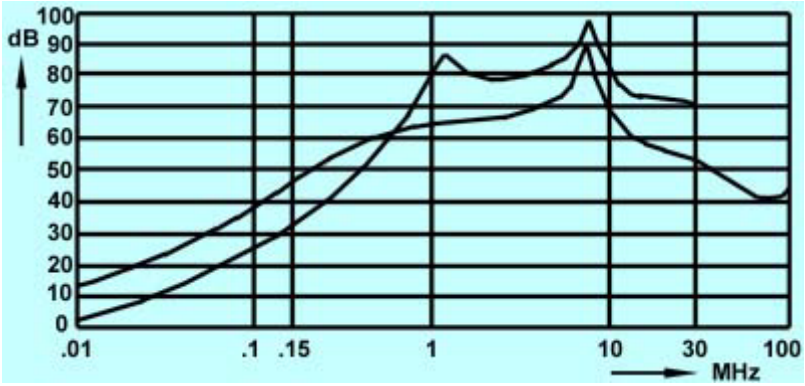


图 4 标准滤波器的响应曲线

图 1、图 2、图 3 是电源线上产生的传导干扰电压与 EN55011：1991 B 级标准中规定的平均值与准峰值极限值的比较结果。

传统滤波理论是在负载已知且恒定的前提下发展的，在这里，允许有很小的寄生参数作用。用这个理论计算一个低通滤波器中的器件参数是一个极其简单的事，这个低通滤波器在通带内是无损的，但阻带上的衰减是从源看进去的阻抗的函数。理想情况也许如此。可是，在各种负载及速度条件下，换向器供电条件是十分复杂的，对设计人员而言是十分不确定的。在这种条件下，设计经验与工程经验的结合和对整个系统的电子与机械构造的详尽认识比传统理论要可靠得多。

图 5 和图 6 是专为某个电机驱动项目设计的单相和三相滤波器的电路结构，注意共模线圈的使用。在三相滤波器中，电容星形接地和中线的连接方法可以是体积最小。电机滤波器的负载电流为从几安至 280 安。

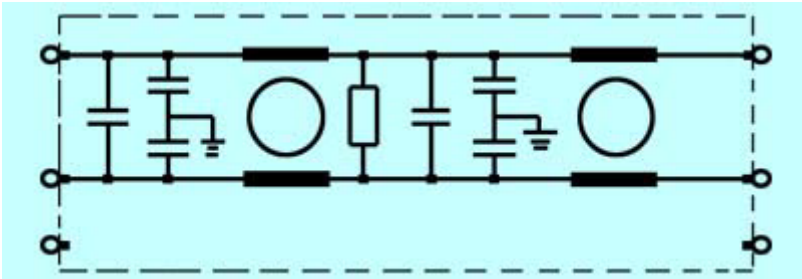


图 5 专用电机单相滤波器电路结构

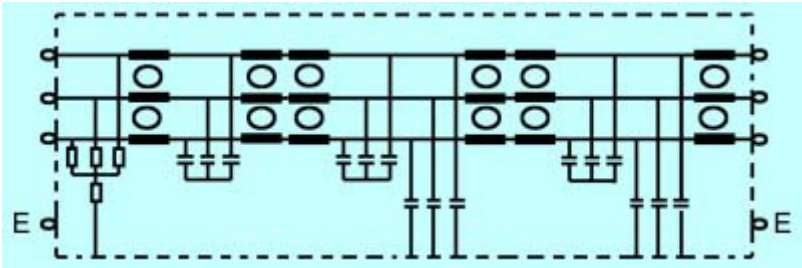


图 6 专用电机三相滤波器电路结构

近年来，计算机迅速普及，使用的环境也越来越多样化。其中，当计算机与带静电的人体接触时，静电放电导致计算机损坏或误动作的机会也大大增加。本文介绍一些防止静电危害的方法和实例。

造成集成电路损坏的静电放电浪涌一般通过接口连接器进入设备。因此，为了防止器件的损坏，一般在接口处安装浪涌吸收器件。通常使用的器件有齐纳二极管和压敏电阻。压敏电阻是一种阻值随两端电压变化的器件。普通状态下，内部阻值非常高，但是当两端施加高电压时，阻值急剧减小。因此，当压敏电阻上施加了浪涌电压时，它就与地导通，为浪涌能量的泄放提供一条通路。下面通过实例介绍防止静电放电危害的措施。

现象：

这个例子中，在计算机的壳体上做静电放电试验；当放电电压达到 6kV 时，计算机开始出现误动作。现象是：计算机运行文字处理程序时，做静电放电，就出现与按下“ESC”键相同的结果，图 1。

图 1 静电放电产生的误动作

原因分析：

首先，分析键盘工作的原理，分析的结果表明，键盘在以下两种情况下会发出“ ESC ”信号：

1. 按下“ ESC ”键；
2. 收到主机发来的复位信号；

由此，可以推测误动作的原因可能有以下 3 种情况：

1. 键盘向主机发送的信号发生变化，并且变成“ ESC ”的信号；
2. 从主机发出了相当于复位的信号，键盘收到后，发出‘ ESC“ 信号；

3．键盘内的控制电路误认为“ ESC ”键被按下；

下一步，为了进一步确认原因，在施加静电放电时，测量各个位置对水平耦合板（假设的地）的电位，图 2。结果表明，主机机箱的后面接收静电放电的部位和键盘接口部位电位几乎相同，而键盘与主机机箱之间的电位不同。由于这个电位差的存在，键盘接口与键盘地之间会有短暂电流流过。

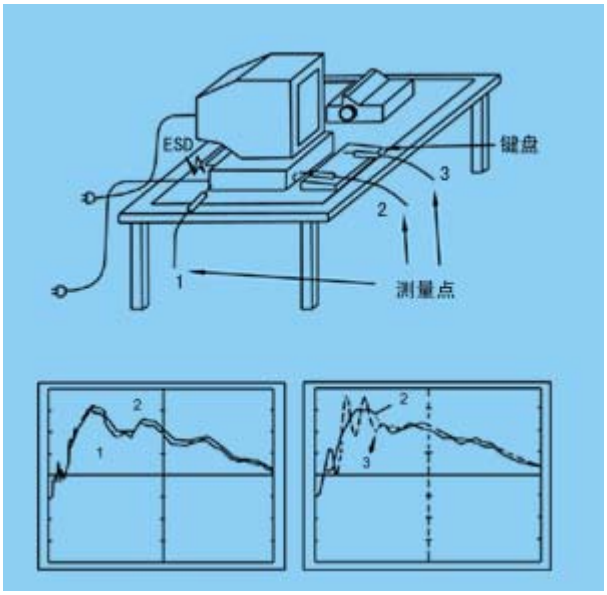


图 2 静电放电导致各位置的电位变化

为了确认这个短暂电流是否成为误动作的原因，在主机与键盘之间的电缆上套上一个铁氧体磁环，以抑制这个电流，看误动作是否有所改善，图 3。结果是：没有铁氧体时，当静电放电电压达到 5kV 时会发生误动作，而加了铁氧体后，8kV 才出现误动作。因此，可以判断这个短暂电流是造成误动作的原因。因此，可以确定，造成误动作的原因不是上面假设的原因 3。

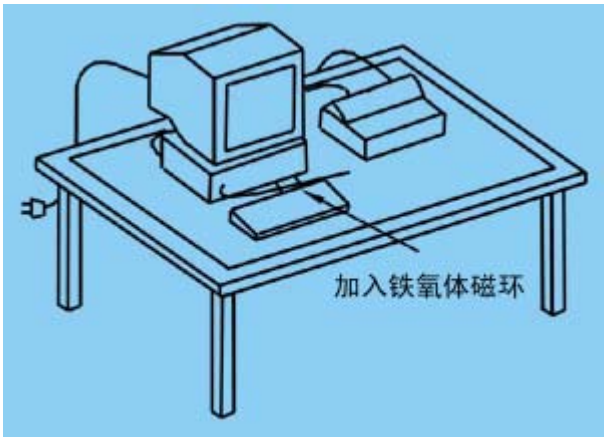


图 3 短暂电流影响的确认

为了进一步造成误动作原因是 1 还是 2，将键盘控制电路的复位输入端连接到高电平，比较出现误动作时的电压，图 4。通过将键盘复位输入固定在高电平，使电路无法接收复位信号，结果误动作不再发生。由此可以知道，误动作是由于键盘控制电路将短暂电流产生的电压误认为复位信号而产生的。因此，造成误动作的原因是上面假设的原因 2。

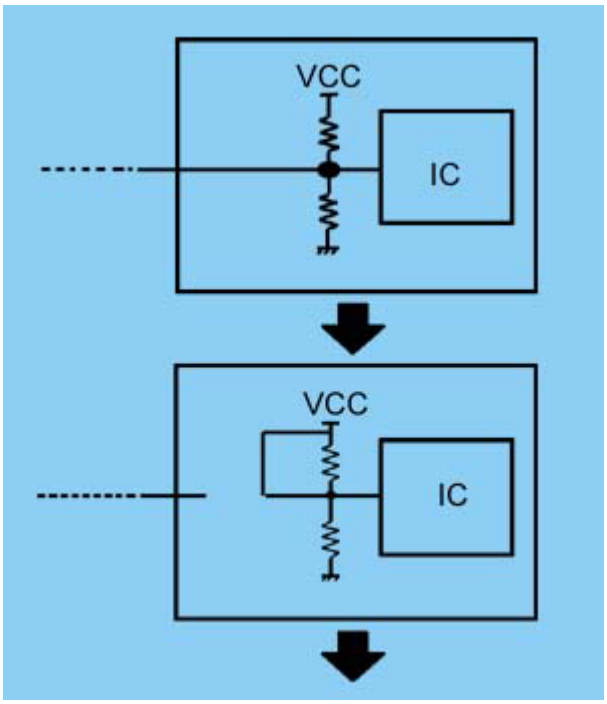


图 4 复位端影响的确认

总结以上的调查结果，误动作的机理如下：

1．由于静电放电的发生，主机与键盘之间产生电位差

2．在这个电位差的作用下，主机的地与键盘的地之间形成了短暂电流

3．由于电流的存在，键盘控制电路的复位端电位变化，控制器误认为收到了复位信号，发出“ESC”信号。

措施原理：

基于以上的机理，解决误动作的措施原理如下：

1．减小地电位差：在键盘内部加一块金属，并将其与信号地和机壳连接起来。这样可以减小与主机之间的电位差，减小短暂电流。

2．限制短暂电流：在电缆的连接处使用干扰抑制器件，以减小短暂电流。从而限制控制电路复位端上的电压。

措施实施：

首先，按照第一个原理，在键盘的内部加一块金属板，并将它与键盘的外壳地和信号地连接起来，图 5。结果使发生误动作时的电压从 5kV 提高到 8kV。虽然这个措施很有效，但这不仅会增加成本，而且使键盘的重量增加，不是很实用。下面，按照第二个原理可以有 3 个措施。

1．分离地线：键盘与主机之间的电缆是屏蔽电缆，其屏蔽层与外壳地相连，这可能成为短暂电流流入的原因，因此将电缆屏蔽层与外壳地分离。另外，为了改善地线，在键盘一侧将外壳地与信号地连接起来，图 6。结果是，当实验电压为负极性浪涌时，抗扰度提高了 1kV。

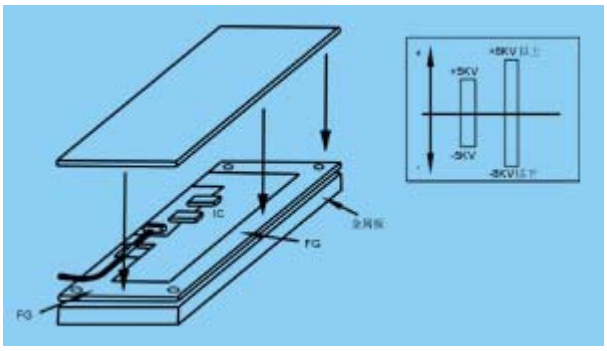


图 5 地线改善

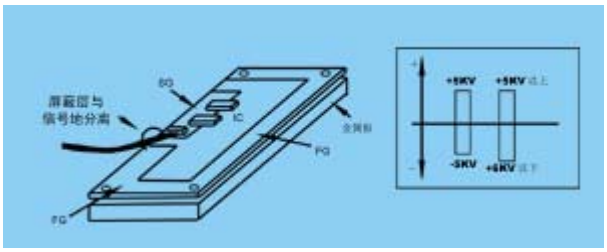


图 6 地线分离

2．在键盘的电源线上增加滤波器，图 7。这里使用了类似于穿心电容的三端电容，能够获得非常好的高频滤波效果。这一点很重要，因为静电放电浪涌的上升部分含有丰富的高次谐波，必须采取高频滤波措施。这个措施的结果使对正极性的浪涌抗扰度提高了 1kV。

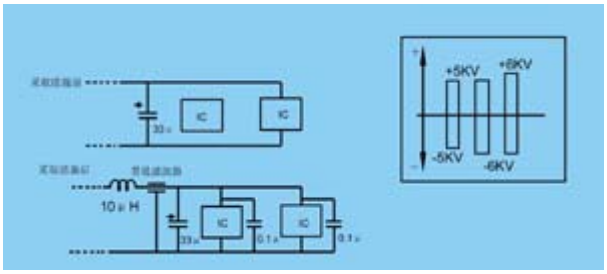


图 7 电源线滤波

3．在键盘控制电路的复位输入端插入共模扼流圈，图 8。要注意共模扼流圈的绕制方法，以保证高频具有较好的滤波特性。通过使用共模扼流圈，使对正、负极性浪涌的抗扰度都达到了 8kV 以上。

引言

EMI 衬垫是导电材料，填充在机箱缝隙中以提供一个连续的、低阻抗的连接。值得注意的是，除了环境条件的变化以外，衬垫材料释放的压力也会导致机箱尺寸的变化。

为了在任何情况下都能获得良好的电气连接，绝大多数衬垫都很柔软，并根据机箱尺寸变化，可以压缩到一定量值。衬垫的压缩率能改善接触阻抗，可以使屏蔽箱具有更高的屏蔽效能。因此，衬垫的弹性是一个关键因素，特别是按照 EMC 指令的要求，制造商要确保其产品在寿命期内保持良好的屏蔽效能。

另一个重要因素是关闭安装衬垫的面板时所需的总压力。在选择材料厚度、锁紧结构等方面这是一个

决定性因素。这些要求使设计工程师十分为难，因为一方面要保证良好的屏蔽效能，另一方面又要尽可能地降低成本。本文旨在为设计人员提供一个工具，通过比较主要衬垫系列的压力特性，使他们能迅速估计机箱上一段特定间隙所需的压力范围。

衬垫选择：

衬垫所需压力取决于它的材料组成、形状、压力方向及变形取向。我们用一个典型机柜屏蔽的例子来比较各种衬垫并评价其效果。

比较所选用的衬垫：

* 包在矩形开放孔尿烷泡沫（UFC）矩形芯上的导电布衬垫， 0.375 英寸/0.500 英寸 (图 1A 示)
* 铍铜指形簧片 (BCF) ，高：0.40 英寸 厚：0.004 英寸 (图 1B 示)
* 包在硅橡胶管状芯上的蒙乃尔丝网（SET），直径 ：0.348 英寸 (图 1C 示)
* 包在氯丁发泡橡胶芯上的蒙乃尔丝网（NSP），直径：0.348 英寸 (图 1D 示)
* 填充镍/石墨材料的 D 形橡胶条 （DET） 高：0.312 英寸 (图 1E 示)

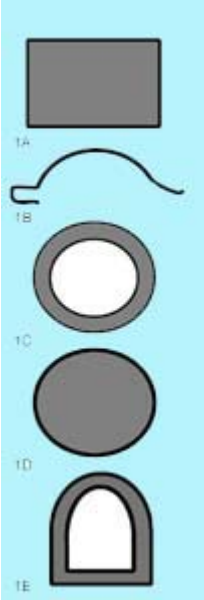


图 1 衬垫种类

平均压缩量：

图 6 表明压力（磅/英尺）与形变（相对于自由高度的百分数）的关系。虽然总体函数关系一致，但描述不同材料特性的斜率 Y/X 将发生变化。

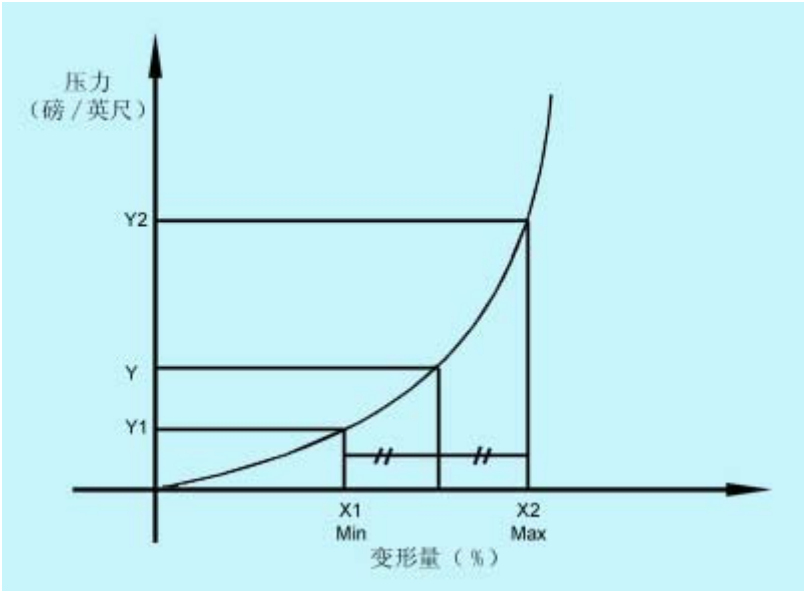


图 6 压力与形变的关系

平均压缩量 = 2Y / (X2－X1)，

或用形变量磅英尺/%来表示。

以上计算基于衬垫生产商提供的数据。为了评价每种衬垫的推荐压力，对推荐的最大和最小压缩量取了平均值。为了便于比较，数值以形变量的磅英尺/%表示。

表 1 列出了建议使用的各种衬垫的平均压力。

表 1 衬垫在推荐压缩量时所受的压力

类 型	压力（磅/英尺）	压缩比（%）
导电布 开孔尿烷泡沫芯（UFC）	4.83	30
铍铜指形簧片 (BCF)	25.00	30
蒙乃尔金属丝网(硅橡胶管状芯) （SET）	42.00	30
蒙乃尔金属丝网（氯丁发泡芯）（NSP）	49.50	30
D 形橡胶条（内部填充镍/石墨材料）（DET）	7.50	30

表 2 给出了将一英尺长特定的衬垫压缩自由高度的 1%时所需要的压力。实际使用时，这些数据据要乘上衬垫的总长度和推荐压缩量（30%）。

表 2 压缩一英尺指定衬垫所需压力

	UFC	BCF	SET	NSP	DET
Lbs.-lin.ft/%	0.16	0.83	1.40	1.65	0.25

结论

包在开孔尿烷泡沫芯（UFC）上的导电布由于其开孔结构和柔韧的导电织物（图 1C 示），需要的压力最小。所以，结合面的接触阻抗受压力变化的影响极小，能够保持原来的屏蔽效能始终不变。导电布上的

保护层可提高耐磨性并允许摩擦。生产时使尿烷泡沫芯与其外织物融合，从而使此材料可制成各种形状，叶片结构密封衬垫，比如 C 形衬垫，可以有更低的压缩率。

D 形橡胶条（内部填充镍/石墨材料）（DET），也有很低的压缩率，这主要是由于设计的几何尺寸。然而，压缩量的微小变化也能引起屏蔽效能的极大改变。

铍铜指形簧片（BCF)，比 UFC 大约需五倍多的压力。指形簧片的屏蔽效能受压力影响不大，但机械冲击（损坏簧片）是不容忽视的，特别是簧片较长时。

蒙乃尔金属丝网(硅橡胶芯）（SET）具有较高的压缩率（为 UFC 的 8.75 倍）。压缩永久形变会影响其屏蔽效能，因此也是一个必须考虑的因素。蒙乃尔金属丝网（聚氯丁海绵芯）（NSP）（为 UFC 的 10 倍以上）存在同样的问题。

必须注意得是，使用不同种类的衬垫材料时，面板关闭时所需的压力可以相差 10 倍，这对较大的屏蔽箱来说，是一个需要考虑的重要因素。

总结

各种衬垫在一定的应用范围内都有优缺点，对压缩量而言，各种衬垫的比较和最好的解决方案（包在开孔尿烷泡沫芯（UFC）上的导电布）揭示了合理选择衬垫的重要性。

这是每期里的一个特色栏目，主要讲述一些电磁干扰的事件。我们通过收集国内外有关资料，挑出一些极具代表性和启迪性的事件，每次 3－4 条介绍给大家。目的在于使大家在以后的相关工作中避免类似事件的再次发生。如果大家对我们所提供的资料有什么见解，非常感谢来信（E-mail 方式）与我们共同交流，探讨更好的处理方法，同时也欢迎大家把你们在实际工作中碰到的一些有趣的电磁干扰现象来信告诉我们，与大家共享。

1、为了处理不断增长的北海石油矿藏，苏格兰建立了两个 6MW 可变速感应电动泵抽油站，其中一个在 Negherly，一个在 Balbeggie，这两台设备一投入运行，本地电站和电话局收到的控诉便如洪水般的涌来，从区域看，投诉集中在距离这两台设备的高空供电线（33kV）12 英里以内的范围。距离供电线 4 英里的付费电话非常嘈杂，几乎不能使用，然而仅隔一条街道，一住户的电话却不受影响，其他征兆还有：电视帧同步丢失（屏幕滚动），辉光放电电路的振铃。尽管这两台装置的设计符合电力工业的 G5/3 谐波标准，这些现象证实它包含的更高次谐波，事实上可达 100 次（即 5kHz），这个问题成为所有些行业工作人员的一个共同头痛的问题。最终，这些问题引起政府部门的注意，因此迫切需要做些 EMC 补救工作。尽管这样极度困难，因为石油泵站停机的代价非常高，但最终还是完成了。

2、1992 年，医务工作者在将一心脏病人送往医院的途中，救护车上的监视器/电震发生器始终对她进行观察。不幸的是，当医务人员一打开无线通话机请求帮助时，心机就会关闭。结果这位病人死了。分析表明：因为救护车顶已由金属材料改为玻璃钢，使得监视器单元暴露在特别高的场内，同时车内又安装有远程无线天线。因此这证明：汽车屏蔽效能的降低与强辐射信号的结合对此设备干扰极大。

3、计算机室里，在靠近门边装有高科技猫门（磁感应触发），每当 Windows 加载或 Windows 应用程序运行时，猫门上的插销便不停地嗒嗒作响。

4、美国 Langley 空军基地救援调度中心报告称，他们用于侦探和营救的卫星在频率 121.5MHz 和 243MHz 处受到干扰。其波及范围大约在 8 英里左右。这个问题十分严重，因为在这些频率上，仅能在大约一英里的范围内检测到一般的警报发射机发出的信号。最后终于弄清此问题是由于高空输电线的连接不好所致。

5、“ 英雄工程 ”中有关工程师的一则广告引用海军电子战分部副主任，海军少将 Roland T Guilbalt 的话称，在沙漠屏障（DESERT SHIELD）和沙漠风暴（DESERT STORM）行动中都受到了严重的电磁干扰的影响。目前我们还得不到更多的有关信息，但推测是由于在军事上首次应用了大量的高科技民用设备。

6、在伦敦地区，电源线上有过多的谐波成分，结果导致交流电源电缆（包括泰晤士河下的部分电缆）过热。造成这种后果的主要原因是个人计算机的迅速普及。在有计算机的办公用房里，与荧光灯配合使用的功率补偿电容破裂越来越常见（电工通常是取掉破裂的电容器）。电源线谐波污染的另一个后果是，零线过热甚至损坏的现象，电子开关设备损坏的现象越来越普遍。在美国，火险公司被提醒：如果没有检验投保公司所使用的零线尺寸和对谐波电流的热承受能力，则不要承接新的保单。

1、问：为什么有些 ESD 地线有阻抗而有些没有呢？

答：ESD 地线的目的是将一导电面连接到与电源地等电位的地方， “ 硬地 ”是用不具有附加电阻的地线直接连接到地的；电源地与公共点接点之间的电阻基本为 0Ω。“ 软地 ”是具有内部串联电阻的地线，典型值为 1M，这样设计的目的是限制当操作者暴露在 110V 和最大 250V 的环境中时可能产生的伤害电流。ESD 联合会 ANEOS/ESD S6.1—1991 建议用“ 硬地 ”方式使 ESD 台面或者地板垫子接地。

2、问：我常穿一只防静电鞋，但常被告之两脚都要穿，为什么？

答：防静电鞋仅在穿戴正确并且要与导电地板或消耗地连在一起时才起作用。行走是摩擦生电的一个极好的例子。若你正确使用防静电鞋，且与 ESD 地板紧密连接，那么你身上的电荷泄入到地。因此，你与地之间构成的网络在电压上是相同的，但你一抬起穿有防静电鞋的脚，你就会再次充电，要么从你的衣服感应，要么因为摩擦和抬脚而产生摩擦电。若你穿有两只防静电鞋，你就会进一步大大减小比几伏电压高得多的净电荷的机会（典型值为 2000—5000V），因为你处于接地状态时间延长了，所以建议在靠近运动物体时，务必穿一双防静电鞋。

3、问：需要在机器与地间连接 1M 电阻吗？

答：不需要。参照生产厂商在机器或设备方面接地的要求可知，1M 电阻是用于保护人体的，参考以下的问题。旁注：将所有靠近 ESD 敏感工作站的孤立导体接地都是有好处的。可使意外的电场或电荷积累减至最小。

4、问：1M 电阻在半导体装配过程中的作用是什么？

答：假设 1：我们正谈论 ESD 控制问题；假设 2：人体与半导体及带有半导体的器件接触 ，在防静电腕、防静电鞋、拉链、地线等地方均可发现 1M 串联电阻，其作用是限制可通过人体的电流量，保护人体安全。1M 电阻的主要限定要求是：在 250V 交流有效值时，电流被限制到 250 微安，正好是大多数人的感知水平（神经系统发生反射的临界值）。电流在休表及体内物理感知的不同取决于人体大小、重量、水份、皮肤条件等。

5、问：内部含有电路板的装运箱是否需盖上盖子？这些装运箱是如何工作的？

答：一般需要盖上盖子，正确安装在装运箱上的盖子能对其内的电路板提供足够强的屏蔽，这些装运箱不仅能提供通常用途下的机械完整性，而且也能为内部提供 ESD 安全性。若拿掉盖子，任何杂散电场都可以引起电路板上众多独立导体的充电，这些诱生电荷是 ESD 的产生源。杂散电场的潜在源是很多的：人、衣物，未接地二轮车、显示器、家具、分隔间、任一非接地导体、任一绝缘体、电磁干扰等。在敞开的 ESD 装运箱中的电路板，在用接地车运输时会经过（或暴露到）几个带电源（电场），也会使内部设备发生问题。

6、问：若脚垫和防静电腕连到一起，它们需连到大地吗？

答：不，只是所处理的设备应拔去插头且电气连接到 ESD 地，只要导电部分（体表皮肤、ESD 脚垫、设备机壳、操作部件等）是等势的，ESD（泄放电荷）就不会发生，大地很适合作基准电压，如果你确认所有导电部分都连到地，那么就保证了这些导电部分均处于相同的电位，一旦两导体间存在电势差，就会导致电荷泄放产生 ESD。

7、问；环境空气的相对温度是如何影响 ESD 的？

答：相对湿度（RH）对表面积累电荷的性能产生直接影响。相对湿度越高，零部件储存电荷的时间就越短，表面电荷减小（因为相对湿度增加）的方式可通过复合或传导，当相对湿度增加，空气的电导率也随之增加。但即使是在 100%相对湿度时，电荷泄放速率的增加也不能取代适当的 ESD 控制操作规程。

8、问：相对温度的百分比是需控制在某一特定值？若是，如何才能决定这一数值呢？

答：在空气逐渐干燥时（相对温度的百分比减小），产生静电的能力变化是确定且明显的。在相对湿度 10%（很干燥的空气）时，在地毯上行走时，就能产生 35kV 的电荷，但在相对湿度 55%时将锐减至 7.5kV。工作环境的相对湿度的最佳范围在 25%—50%。一些清洁场所一般要求相对湿度在 50%，由于存在对腐蚀和湿度的影响较敏感的器件，其他环境需要较低的相对湿度。在最佳湿度范围检验设备及 ESD 抑制产品，有些 ESD 抑制产品是与湿度有关的。

9、问：强磁场（比如磁铁）会引起 ESD 吗？磁场与 ESD 间有一些什么联系吗？

答：只要磁场源和物体都是静止的，就不会由于强磁场而产生 ESD。磁场波动或物体移过磁力线，则将感应出电流（假如物体是导电的）。完全暴露在脉动磁场中的孤立导体，将积累足够的电荷而引起 ESD 问题，磁场也可从电磁噪声（EMI）产生，如果没有正确地屏蔽，那么就将会在孤立的导体上感应电流（电荷），有些 EMI 源是 PC、ESD、变压器、荧光灯等，在一般工作环境中，这些很可能是不太重要的骚扰源。

10、问：我们的电子装配车间有 ESD 导电地板，使用 ESD 专用接地鞋带，要求每个操作人员都要穿钢趾安全鞋。若不穿 ESD 专用接地鞋带，则不能通过接地鞋带检测器。我们的 ESD 专用接地鞋带用的是#2048 型号的塑料，用某种材质做成的鞋，具有 106—108 的阻抗，能减少静电，我应该买一台新的测试器或新鞋或其他什么东西吗？

答：首先，确保你的测试器最近已经校准，若没有则需校准。测试鞋的标准与接地鞋带不同，标准 ESD S9.1—1995，对 109 以下的阻抗使用 100V 阻抗仪，大多数接地鞋带测试器使用 6—12V 的开路电压，远低于对鞋采用的 100V 电压。如鞋本身材料在高压下导电，那么要么买一台更高电压的测试器，要么重新考虑静电泄放控制中的重要因素。一些脚部接地（脚跟带）测试器是在出厂时被校准在 750k—100 M，其他仅有 10 M 的，一些新的测试仪，提供大约 20—22V 开路电压，或许也有一定效果，另外，有一些 ESD 鞋，用于检测脚部接地测试器，因为它们在较低电压（在消耗区间里）时，能非常容易地导电。

1、 简述

当计算机与无线电广播设备共同工作时，无论它是用于控制还是解码，一个最烦人的问题是这些计算机产生的射频干扰。这些射频干扰不仅会占据一些没有使用的频段，还会在有用的频段中淹没所有的弱信号，干扰你所要接收的信号或使信号失真。在处理数字信号甚至是连续波时，这通常是不可接受的。因此，最近经常听到的问题是怎样才能减小或消除射频干扰。

让人感到失望的回答是：在大多数场合，没有办法完全消除计算机产生的射频干扰。

但也不要灰心：有一些具体的措施可以帮助你减小射频干扰，使其降低到可以接受的水平，在有些

场合，甚至可以全部消除。

本文是许多技术人员和我自己在工作中处理这类问题时遇到的一些现象及其建议的汇编。大家经常读到的有关射频干扰的文章可能都会涉及到解决发射机产生射频干扰的问题，但本文从接收机的角度进行讨论。

我想很多人已经尝试过通过增加接收机和天线与射频干扰源（在本案例中，指计算机和监视器）之间的距离来改善信号的质量，但这通常受到各种限制而无法获得所需要的距离。还有一个办法是试着改变计算机、监视器、接收机和天线的方向，看看情况是否变好一些。若所有这些都试过，还有别的办法吗？这就是本文主要讨论的问题。

2、 射频干扰源

在我们真正开始处理这个问题前，了解计算机产生射频干扰的原因及如何对接收机造成干扰的原理很有必要。计算机的两个主要部件是 CPU 和监视器（方便起见）。计算机运行在由内部晶振决定的特定时钟频率上。通常，时钟频率值大约是 4.77 MHz、8 MHz、12 MHz、16 MHz、20 MHz、25 MHz、33 MHz、40 MHz、50 MHz、66 MHz 和 80MHz（高速时钟永远是计算机制造业追求的目标，现在已有 GHz 频率的计算机出现）。但计算机中并不是只有一个时钟，显示卡和其它电路卡也有自己的时钟，因此计算机内会包含有几个晶振。正如你所看到的，这些时钟的震荡频率均分布在 HF 和 L-VHF 频段内，这将干扰我们想要接收的信号。更糟的是，这些时钟频率经常在计算机内部分成许多其他频率时钟。因为计算机是一个数字系统，这些信号的特征波形是方波，而方波含有大量的谐波。因为像素数据的速率相当高，处于高频区域，所以显显示卡也易产生射频干扰。所有这些原因解释了为什么计算机及监视器是产生射频的高手。

当计算机采用没有屏蔽作用的廉价塑料机箱时，这个问题更加突出。许多人认为，监视器是主要的射频干扰源之一，这是没错的。但我也发现，别看微机的键盘很不起眼，却也产生相当强的射频干扰。这是因为其电路板上有一个微处理器，该处理器的时钟频率在 3MHz 范围以内。由于键盘电路板上走线的布置就象一个良好的环路辐射天线，因此这个问题变得更为复杂，在数次谐波范围内均可发生干扰。监视器线路板上的时钟通常为 14.316MHz，因此你在这个频率会发现较强的辐射。

我们要做的第一件事就是决定 CPU 和监视器所产生的射频干扰有多大。可能 CPU 根本不辐射而监视器才是辐射源，或相反。这可以通过关掉监视器，而仅让 CPU 处于工作状态，观察射频干扰对无线电广播设备造成的影响来确认。 以下是一些建议：

（1）快速扫描整个频段，弄清射频干扰在什么频率处最强。这是很必要的，因为要是我们能在这些频率减小射频干扰，通常其它频率的射频干扰也会降低。

（2）从主机上依次断开鼠标、串口电缆、打印机电缆、键盘、视频电缆、显示器电源线等，将接收机用电池供电（如果可能），观察射频干扰是否减小。

（3）然后再依次连接上键盘、鼠标、串口电缆、并口电缆、显示电缆、显示器电源线（但先不要打开显示器），在连接的同时，注意射频干扰的变化。作完这些后，你对哪部分是主要的射频干扰源就有了一些认识。如果在以上的过程中，射频干扰一点也没增加，你真是太幸运了。

（4）打开显示器，同时注意射频干扰的增加，运行文字和图形两种模式的应用程序，看射频干扰是否有变化。

（5）重新把无线电广播设备连接到电源上，注意观察射频干扰的增加。

（6）断开与接收机连接的所有天线（包括内部和外部天线），观察射频干扰是否消失。注意有一些接收机，当你拔掉外部天线时，内部天线自动起作用。为了防止这个现象，可在天线插座上插入一个虚假的插头。

至此，你应该相当清楚哪些部件在产生射频干扰。要对射频干扰源精确定位，可按下面的建议来做：

“当通过以上的方法你不能确定干扰源时，需要检查来自监视器和计算机机壳的辐射。把同轴电缆的屏蔽层向下剥出几厘米，露出芯线，将芯线绕几圈，作成一个直径大约 2—5 厘米的小环，然后将芯线与你剥离的屏蔽层焊起来。把这个小环与你的接收机天线输入端连起来，用它来探测计算机系统。屏蔽不好的

计算机可用指形簧片、金属编织丝网、或其他导电材料非常容易地进行修补。对显示器进行屏蔽则困难得多，并且可能引起安全问题（高压）或过热。”

若觉得以上方法太麻烦，你可拿一个由电池供电的中短波收音机（其内部有磁棒天线）在计算机周围移动，并转动收音机。通常当收音机中的噪声最强时，它所处的位置就是主要的射频干扰源的位置。当然，收音机应调谐到已经可以听到射频干扰的频率上。在可疑设备附近按上述方法微调收音机，你可以知道射频干扰是何种性质的，它主要集中在什么频率范围内。

下面我们将讨论射频干扰路径的问题。

3、 射频干扰路径

射频干扰可经过许多路径串入接收机。可以通过电源、电源“接地”点、直接无线电发射，甚至还会通过设计不合理或使用不当的屏蔽体。有许多方法可以处理这些情况。在上述第 6 条中，若你的收音机在没有天线时仍受射频干扰的影响，那么说明收音机的屏蔽措施是很差的。在上述第 5 条中，若你把无线电广播设备再次连接到电源或适配器上时，射频干扰也随着增加，则说明射频干扰是通过电源线串进来的。若你的收音机通过串口或其他一些接口直接或间接连到计算机，这也可能是一条射频干扰的路径。当你做完上述第 3 条的实验时，你就可以明确这是否是一个问题。如果射频干扰随你再次连接外部天线而显著增大，那么，射频干扰可能来自直接发射或由天线耦合进来。

记住，在许多情况下，射频干扰由不止一条路径串入，因此，检查所有可能的路径是非常重要的。另一方面，若某一条路径主要的问题来源，那么你可以考虑仅仅对这条路径进行处理。其他一些基本的措施是让电缆和连线尽可能短。这可防止这些连线成为辐射射频干扰的因素。如果可能的话，将无线电接收机连到不同的电源线路上，只是应注意接地，防止形成危险电压（电势）。

4、 消除射频干扰

你也许知道，射频干扰不只是单方面的问题，而是多个问题的组合。可以分为三类：

* 屏蔽问题
* 滤波问题
* 设计问题

这个分类不是绝对的，但很方便。在许多场合，屏蔽质量差是首先考虑的因素。因此，我们将首先处理这个问题。下面我们正式进行这方面问题的探究。

5、 屏蔽问题

当我们谈论屏蔽时，有四件事情需要考虑，接收机本身，监视器，CPU 和天线/馈线组合。在有些设计中，劣质的屏蔽体既可以是设计中的固有的问题，也可以是由于连接器不清洁或元件的老化造成。仔细检查设备以确信所有连接点都是完好的，尤其要注意天线屏蔽、无线电设备的电源、CPU 屏蔽盒和电缆。确保导线没有老化且所有连接部分都是导电良好的，表面没有氧化物。氧化物不仅会使导电性能大打折扣，有时还会造成信号的整流，这会诱发其他问题。

如果问题是设计方面的，比如出现第二节中的第 6 条所述的现象，这说明无线电设备的屏蔽很差，或者是显示器、CPU 的屏蔽效果差，那么我们需要给其提供足够的屏蔽。这通常可采用锡/铝导电胶带或进行导电涂覆等方法来完成。基本的思路是必须在设备的机壳上形成一层对射频干扰有衰减作用的屏蔽层。做这项工作时必须非常仔细，因为屏蔽材料是导电的，有时可能意外地发生短路，损坏你的无线电设备或你正竭力保护的一切东西。导电涂覆是最易使用的，但价格也很贵。我认为：金属箔带可能提供更好的屏蔽效能，但它较难使用。

导电涂覆或导电漆虽然导电性较差，但可以更均匀地覆盖，并且可以应用到一些但很难触及到的部位。你需要做的事情是小心移去无线电设备或显示器的机壳，注意电缆及电气连接部分。记住，打开的机箱将会使设备得不到厂家保修。进行涂覆之前，要对机箱内部进行打扫，保证机箱里面清洁、干燥。为了获得

较好的屏蔽效果，可进行多次涂覆。经过屏蔽处理的机箱内部一些地方会与地接触。记住，在监视器里，机壳并不总是接到地的，因此应首先检查这一点。

欲使屏蔽有效，必须使屏蔽体尽可能地保持完整性，但是千万不要涂覆到开关上或任何可以引起短路的部分。同时也要防止堵塞通风孔。关于这一点，你能对屏蔽的原理感到大惑不解。在大多数彩色显示器中，显示器里面的金属罩起着屏蔽的作用。

一定要涂覆层干燥后才能进行安装。注意屏蔽体要良好接地，并避免蹭掉涂覆层。要是发生电弧放电，可在这些部分包上一些绝缘胶带。现在有很多种的导电漆，虽然大多数的屏蔽作用都可以，但要注意环境适应性和附着力等指标。如果你找不到一种合适的导电漆或金属箔，使用导电胶带也可以。记住，导电的屏蔽体千万不能与元件接触。注意，当摆弄显示器时，随时都有电击的危险。除非你非常熟悉显示器，否则千万别一个人操作。

下面是有人关于屏蔽的一点建议：

要是显示器本身就是发射源，那么你可在其外壳内部使用导电涂覆以减小杂乱信号。GC 电子公司制造了一台这样的设备，性能良好。为了美观起见，一般在机壳内表面进行喷涂。在装配显示器外壳时，注意高压部分应与导电机壳有足够的间距。如果间距很小的话，可在适当的地方胶上绝缘纸以防止电弧产生。如果是彩色显示器，其射线管里的罩网就能提供的一定的屏蔽效能，但若是单色显示器，则需在射线管前面加一层细铜网屏蔽体。如果再对铜网进行发黑处理，则它还兼有防反射的作用。

如果电缆发生辐射，首先你要确认所用的电缆是已屏蔽的电缆，然后在电缆上安装卡装式的铁氧体磁环。最好在所有的外部电缆上都装上这种磁环。

如果电脑本身是一个发射源，可把机箱不同部分搭接处的漆刮掉，以使机箱的不同部分能正确地搭接，再增加一些螺钉，使接缝上至少每 5 厘米有一颗。这就构成了一个良好的法拉第屏蔽罩。屏蔽罩上的所有开口应用铜网盖住。软驱开口最难处理，因为需经常使用。最佳解决方法是从机箱里面对其进行屏蔽，并容忍在软驱使用时产生的杂乱信号。

进行导电涂覆时，应确保所涂覆的表面是均匀的，可以重复涂几次以获得更好的屏蔽效能。别在一处浪费太多的导电漆，但也别留下太薄的地方。对键盘外壳也可采用此方法处理，但其效果往往不会令人满意，因为在产生干扰的电路（按键线路板）旁边设置完整的法拉第屏蔽罩极困难的。尽管这样，大部分键盘产生的干扰是不容忽视的。

电缆屏蔽也非常重要。不仅要确保视频电缆屏蔽良好，对串、并口电缆也应如此。当然，天线馈线也要很好地屏蔽。至于天线馈线，不要使用电视系统上的 75 同轴电缆线，因为这通常不能提供足够的屏蔽。可使用 RG-58-C/U 或其他一些型号的高屏蔽效能的电缆，比如 RG-8 等。屏蔽良好的天线馈线可以显著消除射频干扰。有人告诉我，设备都应通过较粗的导线或编织带接到一个良好的接地板上，要是可能的话，可以试一下。在电缆端接的地方，应使用诸如 PL-259 或类似型号的性能良好的连接器。有时，屏蔽良好的天线馈线能将射频干扰消除 80%以上。

6、 滤波问题

这代表了射频干扰的另一个主要路径。在一些质量差的设计中，射频干扰不能从计算机或显示器电源中滤除，这样，干扰就泄漏到电源线中，再传输到无线电设备电源，最终串入接收机的射频（有时是音频）部分。 此类问题通常可采用电源线滤波来加以改善。使用电源线滤波器时，一定要确认电源线滤波器额定电压满足要求，否则它将烧毁。有一种电源线滤波器是设计成插座形状的，你可以用它来替换设备上原来的插座。我不敢确定这种滤波器究竟能有多大的作用，如果你决定用它，应采取谨慎的态度。

几乎在所有的电缆上都可以安装铁氧体扼流圈。你可以通过安装这些东西来做些实验，验证实际的效果。你也可以在天线馈线上使用一些磁环，其作用相当于平衡-不平衡变换器，同时也可抑制屏蔽层中的射频干扰电流。我自己为我的同轴馈送对称振子天线绕制了一个初次匝比 4:1 的平衡-不平衡变换器（平衡转为不平衡），我发现从天线接收到的计算机射频干扰和其他干扰减少了许多，这是由于阻抗匹配和功率传

输特性也得到改善的结果。电源线滤波器和射频扼流圈的作用可能非常明显，可在各种场合进行实验，比如电源线路，一些音频线路等等。

另外，射频干扰不仅会通过视频电缆泄漏，还会通过串、并口中的数据线和控制线泄漏。在这些线上除了用铁氧体磁珠以外，还可在这些线路与地之间跨接一个小容量电容。对串并口线，可采用 0.01μF 的电容（最好用多层陶瓷电容）,对视频线,可在视频线（红绿蓝）、场同步线和行同步线到地间连入一 100pF 的电容。这可能会对信号有一些影响，可通过实验轻微增大或减小电容值。

如果你仅在固定的频段接收信号，在接收机前端安装一个带通，高通或低通滤波器可能有一些效果。但这不能减小带内噪声。在天线馈线中可使用陷波式滤波器，滤除特定频率的强干扰，比如显卡或波特率发生器上的 14.316MHz 的晶振。注意，所有滤波器都会引起信号一定程度的损耗，如果信号与有害发射很接近，那么你就不能用陷波式滤波器，因为有用信号也会被滤除。在这种情况下经常采用高 Q 值陷波式滤波器。

关于卡装式滤波器，有人发表以下看法：

“卡装式滤波器”是置于塑料壳中的一个分体式铁氧体磁环，用于 PC 机 射频干扰抑制。磁环的两部分紧扣在电缆上；塑料壳有一个折页和锁扣，可把这两部分锁在一起。在安装连接器之前，你也可以把整体铁氧体磁环套在电缆上，其效果与卡装式的相同。

这个铁氧体磁环的作用是增加射频电流在同轴电缆屏蔽层外层流动的阻抗，这在原理上可防止同轴电缆成为天线的一部分。

我不敢相信，当磁珠装在同轴电缆引入端时，一个或仅仅几个磁珠会表现出多大的作用。我认为应装很多磁珠以取得足够高的感抗，这样作用才会显著。

或许在干扰环境中使用磁珠更好些。

对于天线同轴电缆屏蔽线的接地方法，我认为应将其埋入地下或沿地表面铺设。这将更有效地减小本地噪声的串入，比在接收机上安装的几个磁珠要强得多。

电源线去耦或滤波是很重要的。大多数 PC 机的标准电源是开关电源。这种电源虽然效率很高，由于开关效应，产生尖峰脉冲信号和有害的谐波。不用说，如果处理不当，这些脉冲干扰会进入电网，再串入你的无线设备。但由于在设计时通常已经考虑到这点，所以这并不会造成严重的问题。问题更大的是 CPU 时钟信号通过电源串入电源线。这时还得使用电源线滤波器来解决这一问题。

通常，当仅仅是接收机的音频信号需要进入计算机时，你可考虑将信号隔离避免直接连到计算机的办法。一个简单的办法是，采用 1:1 音频变压器。我曾经用过这种方法，虽然有一些改善，但并不令人满意。其他隔离形式还有采用红外线或光纤等。这些将对有关的音频线提供很好的隔离，从而消除了这些线路上的射频干扰问题。

7、 设计问题

有时，射频干扰由设计不良的天线或接收机共同产生。例如，天线阻抗不匹配将使情况比想象的糟得多。这时，使用平衡-不平衡变换器和传输匹配器可以解决。尽管同轴天线馈线可以抑制射频干扰信号，但是不匹配的天线和馈线可以导致同轴电缆屏蔽层接收射频干扰信号。因此，如果你在使用同轴馈入式平衡偶极子天线，那么最好在馈入点装入一个平衡-不平衡变换器。其设计过程十分简单，在工程手册也可找到这方面的说明。天线与馈线之间的阻抗匹配也能通过平衡-不平衡变换器来解决。但这通常会引起一些信号的衰减。但对于性能良好的平衡-不平衡变换器而言，它所产生的损耗与馈线本身的损耗相比是不明显的。另外，信号强度的衰减经常可由改善的信/噪比来补偿。虽然使用天线调谐器（可提高选择性能）可减小一些带外射频干扰，但其效果很难确定。这些调谐器很容易做，一般业余爱好者即能胜任，市场上的这些产品相当昂贵，并附带一些并不实用的功能。

对不匹配天线系统，有如下看法：

在把同轴电缆连到平衡天线时，将引起天线馈线发生辐射，其逆过程同样会发生。如果你使用类似同轴电缆的非平衡线联到平衡接收天线上，同轴电缆的外层将耦合上噪声，并将噪声送到接收机的天线输入

端。可在同轴电缆和天线之间安装一个平衡-不平衡变换器来解决这个问题。

太大的增益，例如使用天线放大器，并不总是能提高信噪比，因为噪声随信号一起被放大。在这方面，通常在天线近旁安装一个放大器就足够了。

有一些数字设备的滤波设计不完善，这会导致对射频干扰抑制不够。这时可在设备的电源线与地之间跨接一些 0.1μF 的电容来进行补救。有些人可能觉得可笑，因为用一个大电容来代替不是更简单吗。但尽管这两者的直流电气特性相近，但分布电容对射频的效果截然不同。记住，一定要确保电源正确地去耦，且稳压器中没有意外的振荡发生。

天线的方向性也有助于改善射频干扰下的信号质量。从理论上讲，这是对的，不过我从来没有试过，也不知道实际效果究竟怎样。

天线调谐器和预选择器也有助于减小带外噪声，能提供一个更干净的信号，尤其是在天线前端用一个高 Q 值调谐器，其效果更佳。如果采用有源天线，应把天线安装在天线线杆的顶端/馈入点。这样可以仅仅放大有用信号而不放大来自计算机的射频干扰信号。这一点当使用宽带射频放大器时，由于它对噪声更敏感，更加重要。

如果你正在构建接口设备，尽量好地把它做成某种屏蔽箱或金属箱。这也有助于减小串入到电台的射频干扰。

8、 其他方法

除了上述介绍的方法以外，如果有人用计算机来接收等幅波/无线电报波或其他数字信号，良好的中频或音频滤波器将有利于消除有害噪声。对高档设备而言，除了开关电容滤波器、陷波式滤波器以外，数字信号处理自适应滤波器更加有效。带通滤波器很容易做，在实际应用之前要进行设计和实验。

对于要购置新计算机的人来说，我听说笔记本电脑的射频干扰水平很低，很适合电台之用。如果你不住在一层，需要使用不需要地线的平衡天线系统，否则你要制作一个人造地。

至于馈线的布线，记住应使馈线沿电源线平行分布，如可能的话应尽量避免使用荧光灯。有些老式的荧光灯的扼流圈会产生噪声。现在大多数房屋都很好，但较旧的建筑物中可能会有这个问题。当在配线时，记住这并不只有你的计算机/显示器产生射频干扰。你邻居的计算机系统也可能是一个噪声源，尤其是现在越来越多的人生活在公寓中。处理这个问题的方法是同你的邻居好好商量一下，或在墙里埋入某种类型的接地金属片或接地金属网。在钢筋混凝建筑物中，一般在墙里埋入钢条，因此这也并非绝对必要。

本文是 Joe Gwinn 对千兆以太网数据线缆如何屏蔽的一些看法。这些数据线缆（两对平衡电缆，150）上载有每秒 1.25×109（也即是 1.25 千兆）比特的数据流，我们用一对作为发送，而另一对作为接收，对 150 平衡电缆进行了全面的屏蔽。下面我们将讨论屏蔽电缆是在一端接地，还是两端都接地的问题。

Joe：

针对如何将屏蔽体接地（用金属片或使用电容）、过大的地电流将烧坏屏蔽体等问题，根据我在对低电平信号进行保护使其免受地环路干扰的经验，我建议：采用电阻而不是电容。

特别地，机壳与地之间的电压波动，很少超过 10V，要是把 100、1W 的碳膜电阻串接在屏蔽体的任一端，另一端直接接到机壳上，这样地电流被箝制在 0.1A，正好在屏蔽体可承受的范围内。双绞线可以使屏蔽体免遭 EMC 等其它因素的影响，适当的差动接收器可以很好地抑制 10V 左右的电源频率和谐波共模电压。

事实上，我发现实验室中的电压波动仅仅几个伏特，均采用 10、1W 串联碳膜电阻在大型建筑物和船上观测到的结果也仅有几伏。因此我针对有效值 10V 的电压设计。

对于哪端硬接地，哪端用串联电阻，这个未在通信信号上试过，但我认为接收端应硬接地，因为接收机是处理极低电平信号的，所以零阻抗接地比 100 接地效果好得多，因为屏蔽体对付的是高阻抗噪声源，与这些噪声源阻抗相比，100 不算大。但在甚高频也许例外。因此，100 电阻可用一电容旁路，这可防止单用 100 电阻引起的 ESD 击穿。

顺便说一下，地噪声可以是电源频率的三倍，要是用户系统有大量输入电容，5V 电源将从三相基本电源系统的三根引线馈送出。在飞行器自动控制系统中，我在 240Hz 的频率上测量到 2.4V 有效值的电压，直到绿色和白色地线被分开才消失，有效的源阻抗大约 1 左右，我没记错的话，其波形很类似正弦波。当其能够驱动电流通过 VME 总线的逻辑地时，系统状态立即翻转。当我把一根地线与另一条地线碰到一起时，我看到有火花冒出，意识到自己遇到了麻烦。

答 Joe （JOHNSON 博士）

我不同意你所建议的在屏蔽体一端使用电阻来获得有效的电磁屏蔽，这在高速数字电路场合并不适用。在高速数字中，欲使屏蔽体发挥其作用，必须在机壳两端与屏蔽体之间进行低阻抗连接，且连接阻抗要在屏蔽体作用的频率范围内都很低。相对高速连接器来说，屏蔽连接功效的度量称之为地线传输阻抗或屏蔽传输阻抗，这是个至关重要的参数，在你提到的例子中，在一端上的地线传输阻抗将达到 100，使屏蔽体无效。

在低速场合，包括高阻抗电路系统，围绕导体的大部分近场能量是电场模式（与磁场模式相对），屏蔽体仅需在一端接地，这时，屏蔽体作为一个包围导体的法拉第盒，阻止电场的进出。

在高速场合，包括高阻抗电路系统，围绕导体的大部分近场能量处于磁场模式，因此，仅磁场屏蔽会起作用，这即是两点接地屏蔽的作用。两端接地的屏蔽体允许高频电流在其内环流，这将抵消信号线中的电流，这些起反作用的电流产生磁场，进而抵消来自信号导体的磁场，从而取得磁场屏蔽效果。为了使磁场屏蔽正确地发挥作用，必须让电流可从电缆两端进出。因此就要求屏蔽电缆两端具有到机壳的低阻抗连接。

有办法使地线传输阻抗在高频时仍处于比较低的水平，但同时在 60Hz 时出现非常高的阻抗。这些方法是：屏蔽体以电容方式耦合到机壳，这用于需要高频屏蔽但要抑制 60Hz 电流环流的场合。

为了使容性耦合的屏蔽体正常工作，电容的阻抗在工作频率段要很低。比如，要是信号线通过 70 阻抗耦合到屏蔽体（这是电缆共模阻抗为 75 的另一种情形），屏蔽体通过 0.1 的阻抗线接到地上，我们会在屏蔽体上测量到一个电压，该电压等于 0.0013 倍共模信号电压，此例中的屏蔽体可以有 57dB 的屏蔽效能。

为了保证屏蔽体能应用在千兆位以太网络中，因此，要求地线传输阻抗（这是电缆屏蔽层与机箱之间的阻抗）在 625MHz 时小于 0.1，如果对比 BERG Metacug 屏蔽连接器规范，你会发现这种做法是不符合要求的。这种屏蔽连接器提供了一个直接连接屏蔽层与机箱的金属件，并且在整个连接器中，它包围着信号线导体。

为了用容性耦合屏蔽获得同样的效果，电容的有效串联自感应小于 16pH（皮亨），引线元件是不可能有这样小的电感的，必须用具有极低自感系数的分布电容。例如可能通过在连接器外壳与机壳之间加一片薄衬垫来获得，我们经常看到这种连接器的有关介绍，但却没有遇到一例应用在实际工作中。

我不赞成在工作中应用容性耦合屏蔽，原因如下：1、这样做将增加复杂度 2、没有实例证明它有作用 3、这不会超出实际应用的范围。记住：我们这里所讨论的铜线连接在近距离设备之间，它仅长 25m，它可专用于要连接到同一接地点的设备之间，且有意地将它接地在同一点，在设备之间将没有大的循环地电流。对于较长的连接，我们提供其它连接方式，这些方式根本不需要在任何一端接地（多模光纤、单模光纤、5 类非屏蔽双绞线）。屏蔽体两端直接接地是正确的。

11、问：测试防静电腕时有没有最低要求，而且最低或更合理的要求是什么？

答：在测试防静电腕时没有预先规定的最低要求，但一个非常好的经验是：在你每次戴上防静电腕或开始另一件工作时都对它进行测试，测试频度取决于你全力保护的 ESD 敏感设备，如果该设备相当昂贵并由一位操作者控制，经常的监视器是必要的，但如果该设备不是特别敏感且相对价格较低，那么定期的测试就足够了，在测试防静电腕时有几件你应查看的事情：确信防静电腕与手腕密切接触；导电纤维或金属/

导电物质紧贴着皮肤；金属扣环上的按扣很合适，线圈端的揿钮接头应很好地扎紧，香蕉插头弹簧弹性好，与香蕉插头塞孔接触紧密，其他应查看的事情是：线圈中的间歇中断（通常在末端），脏物、油和熔接在带子里面的外壳（这将降低带子的导电性能），对线圈中金属扣环上的按扣施 1—5 磅的张力是安全的。

12、问：要是采取了所有其他的 ESD 预防措施，戴防静电腕还有必要吗？（也就是两个接地（脚）带，罩衫、地板消耗材料、接地板等），如是，为什么？

答：如果操作者在导电地板上穿两只防静电鞋且不同时抬起两只脚跟，那么，防静电腕就不要了，如果操作者也穿罩衫，但不与身体或者地电气连接，这样罩衫仅有部分保护功能，其上积累的电荷可能没有地方释放，普遍的罩衫接地办法是：用一线绳系一按扣于罩衫的腰部，或者用一防静电腕扣至 ESD 罩衫的内部袖口上。

13、问：我们每周都要检查 ESD 工作台面以确保它正确地的通过 1M 电阻接地。在 ESD（硬地）与导电工作面接地（软地）间电阻读数不稳定的一般原因是什么？

答：电源地（ESD 地）与导电工作台面之间电阻读数不稳定的一个原因是地电流。如脚垫多点接地，则可能有地电流流过，这就会使欧姆表读数出错。其他可能的原因还有：仪表电池电压过低，仪表交流电源与正在测量的地之间的地环路等，最好切断仪器电源插头中的地线，一些数字仪表对其周围磁场或强电场是敏感的，在测量时注意检查电源分布电缆、EMI 源等，尽量在屏蔽区域内反复多测几次，以弄清问题是否已排除。

14、问：问题 6 的答案说：要是操作员、ESD 接地板等处于同一电位，就不可能发生 ESD，我想问的是，要是接地板“硬接地”，而且操作员佩戴防静电腕，并通过 1M 电阻接地，那么还是有可能发生危险，对吗？

答：不一定，当电流通过 1 M 电阻，其两端具有一电位差，在这点上你是正确的。ESD 控制的关键是在电荷安全泄放时间内消除体表或其他导体上的电荷，如果泄放时间为几个毫秒，那么在 0—0.01 秒间，1 M 电阻两端就存在一电位差，典型的身体动作大约为 500ms，因此，在你触摸到敏感设备时，你已经用 490ms 时间使电位衰减至 0。

15、问：为什么 ESD 屏蔽袋可泄放静电？泄放过程是怎样的？抗静电袋与 ESD 屏蔽袋之间有何不同？

答：ESD 屏蔽袋可以泄放静电，因为体袋子表面（内部、外部或两者）有导电性能且与另一导体（ESD 接地板）接触，要使屏蔽袋能泄放电荷，必须具有导电性，同时与一导体相连（通常需要接地），反静电袋具有抗静电特性，可以没有屏蔽、导电或 MVB 特性。所有防静电措施是指防静电袋摩擦充电不会超过一定电压（通常 250V）。屏蔽袋在袋子的各个部位都应具有金属薄片或导电胶片，这取决于你要保护的器件。用导电、抗静电、屏蔽和水蒸气隔离物质制成的袋子能保护几乎所有的敏感器件，但可能过保护。

16、问：我们生产印刷电路板的用户需要一个抗静电轮胎，一些轮胎生产厂家提供用导电橡胶或导电氯丁橡胶做成的轮胎，抗静电与导电性是一回事吗？

答：抗静电的含意是指当轮子在地面上滚动时，它不产生高于 250V 的电压。导电轮可以不是抗静电的，但如在 ESD 地板上滚动将释放。理想的轮子是既有导电性又有抗静电性的，当暴露在一个导体中时，它既不会产生过量的电荷也不会存储电荷。

17、问：有些人为其 PC 机维修台购买了几条“无线”ESD 防静电腕，据说其工作原理与复印机/激光打印机上的电晕相似。我认为这可能是复合系统的一部分，但他说使用要求中并没有提到需其他设备，最近，当他打开车门被电击时（戴有防静电腕）他确信这防静电腕根本没用，这个弹性带上有一小块长方形的整块塑制品，用一个黄铜色的螺钉拧着，螺钉帽露在外面，我小心打开一个发现 1M 电阻连接在第二个螺钉（与防静电腕连接片相连）与一个类似橡胶的软“C”形板（大约 1mm 厚、2cm2，掏空后形成）之间，用黄铜色螺钉拧着，这似乎是可行的吗？

答：不可行，在 ESD 安全区内，这不是可行的 ESD 控制装置。这些无源的“ 无线 ”防静电腕具有很多局限性，假如你由于摩擦起电达 10kV，并且你戴着无线防静电腕，需要在几个小时后才能降至 5kV（甚至几天，取决于环境的相对湿度），但绝不会少于 10V ，大部分电荷减少是因为你身体表面电荷的自然复合（此时是你的“ 无线 ”防静电腕的金属外壳）以及有一定相对湿度空气的导电率。（附：把头发剪到大约 1/4 英寸，你会得到同一效果。在头发上刷上导电胶，立刻你导电的头发末端就象在相当高的电压处的电晕放电尖端一样，使电流流入空气中或有助于增强自然复合过程。当你的头发离地非常接近于 0.1—1.5 英寸时，需考虑任意最少 3kV 电位差（因为空气的电介质强度）或者是加强的正常空气导电率，以使你处于几个 kV 以下。

18、问：要是一台设备放入箱中，引线悬空，这样引线具有大约几百欧姆的端对端、端对壳的电阻和 10pF 电容，要是充电时间达几分钟，悬空的引线很容易地充电至 1kV（相对地）。（充电方式可以是存储在靠近喷嘴的但接地不正确的干燥的 N2 箱体中，或穿上尼龙或布鞋在干燥的冬天走过一道长长的铺有地毯的大厅）具有接地措施的用户打开 ESD 袋，由于充电到 1Kv 时的引线通过其他已经放电的引线放电，造成器件损坏。加在氧化物上的电势使器件毁坏。所有引线均要很短路起来或打结以利于 ESD 保护，对吗？

答：对于你举的例子，我们假设设备处于箱体中（箱体可接地且导电）不用 ESD 包，在运输过程中，箱体可能与地分离，电荷可以从外部感应进来。在里面，设备可以随处移动，摩擦电荷从几伏到几千伏，这取决于彼此接触的物质。当一个已接地的操作者打开箱体，触摸或靠近悬空引线时，便有可能引发 ESD 产生。如果器件的引脚插在导电发泡物质中或采用 ESD 旁路条，设备对放电的敏感性及 ESD 损坏大为减小，何时使用旁路条或导电泡沫，取决于你待保护的器件类型、电荷存储方式以及装运方法。所以务必向生产商请教正确的预防措施。

19、问；有些带有防静电腕的 ESD 工作台可以直接接地，而另一些则需先引至 ESD 台垫（在对角），然后通过一电阻接地，哪个正确？

答：两者都未必正确，因为这取决于直接接地的防静电腕和工作台垫的电势，对 ESD 安全台而言，接地的概念是使所有导体均处于同一电位，这样就使两导体间的电位差降至最小。 由于电源地与大地总是在控制区内，因此是最方便的连接点。如果防静电腕及 ESD 台垫均接至同一接地点，那么它们电位相同，是正确的安装方式。防静电腕首先连到 ESD 台垫，然后穿过台垫，再从台垫对角穿出，最后接地，这样连接，台垫至地有附加的串联阻抗（电阻或电容），有时，操作者可以与接地的台式设备或位于台垫上的 ESD 敏感设备处于不同的电位。

21 问：当穿上防静电鞋套时，鞋套与脚部皮肤紧密接触重要吗，还有鞋套可以在鞋和短袜之间吗？

答：当穿着防静电鞋套操作电子仪器时，未必一定使鞋套直接与皮肤接触。防静电鞋套上的导电接头间接地把导电地板（地）接到人体（皮肤）。典型情况时，导电接头被脚踩在鞋垫和短袜之间。皮肤经过短袜电气连接到接头。脚的湿气使短袜导电，并在脚（皮肤）与接头之间提供一导电通路。当首次穿上鞋时，可穿 10 到 60 分钟以保证有足够的湿气，从而使短袜具有良好的导电性能，这样就使得皮肤可以有效地和导电接头相连。

22 问：目前，我的 公司一直用纸板模板检查 PCBA（集成块和表贴芯片）上缺少的组件。纸板放在 PCBA 顶部，会产生静电荷。根据组件的大小在纸板上开口，以检查是否有组件缺少。我想问的是，可以替换这个纸板的合适的材料是什么？同时我们如何才能自如地开口呢？

答：你可以用耗散模板替换纸板模板，只要它能合适地接到你工作台面的同一电源地。玻璃钢是可加工的，容易钻孔，也许能满足你的要求。应避免采用导电性能特强的的材料，因为它们可在组件和导电模板间导致 ESD 的发生。

23 问：按照 MIL-B-81705-B 标准测试胶片时，我需要表面电阻仪和静电衰减时间测试表，应如何选择呢？

答：在 MIL-B-81705C 中，对于 I 类遮挡材料， 关于静电衰减的测试程序在 FTM4046（衰减速率＜2s＝中规定；关于表面电阻“ X ”测试是按照 ASTM D257 进行，适用的范围是：内表面阻抗：1×105 ≤ X ≤ 1×1012 / 平方 ，外表面阻抗：X＜1×1012/平方。根据标准，用于这些测量的设备可在仪器仪表商店中买到，包括高速示波器、那安计、那伏计、高精度兆欧计、高压电源等。对于表面电阻：型号 41262 和 41272 都满足 ASTM D257 的要求；41272 还满足标准 EIA-541 和 ESD S11.11 要求。 对于静电衰减：我们没有与 MIL-B-81705C 相符的设备。型号 42630 正好与 ESD S3.1 的要求相符，可对胶片做一些初步的衰减测试，但要依据标准测试方法。

24 问：“ 零静电 ”枪是如何工作的？

答：“ 零静电 ”枪的工作是通过机械压缩（拉伸）晶体物质引起电荷分离并且在连接在晶体任何一端的两导线之间（彼此相距大约 2mm）感应出很高的电势（2 kV——5kV）来工作。晶体具有弹性（记忆性），因此它可以反复压缩以多次提供压电能量或静电放电，而其性能降低却非常小。

25 问：抗静电包装材料表层上所涂覆的表面活化剂是什么材料？它是怎样起作用的？

答：表面活化剂是物质表面活化的介质，用于增加或降低表面张力以使表层物质变湿或在表面上不断扩散。

26 问：我们在试图用较便宜的 ESD 地板拼起来改善合工作区域中不容易使用腕套地方的的接地效果。有没有一种涂料可以用在环氧漆喷涂的水泥地板上？用垫子不便于使用手推车，又不易打扫卫生，且价格相当昂贵。我们也会改变工作区的布置，这样垫子的形状尺寸就又不合适了。

答：对，是有一些经济的办法来解决你的水泥地板的保护问题。导电漆是一种单组分地板涂料，可使静电荷受控地损耗掉。对电子生产厂商、电子装配车间和库房来说，静电控制地板防静电导电喷涂很有效。一加仑涂料可喷涂 225 平方英尺，厚度 1—1.5 密耳（1 密耳=1/1000 英寸）。建议喷涂两层，电气接地保护涂层至少要有 60 平方英尺。

27、问：用防静电腕套测试仪测试防静电碗套，而不用象 Fluke 85 兆欧级的欧姆表，这有何好处？

答：不使用欧姆表测量的原因有如下几个：首先，典型的欧姆表的测试电压为 3V，这将得到与典型防静电腕套测试仪（开路电压 9 — 30 伏（取决于生产商））完全不同的读数。较低的测试（开路状态）电压将获得较高的电阻读数。其次，当读数高于或低于设定值时，欧姆表不会自动发出提示。最后，与防静电腕测试仪上的电气测试板和香蕉插座组合与欧姆表的引线接触结构往往是不同的。为了避免这个问题你可以为欧姆表作一个专门的夹具，但不会想专用夹具那样好用。

28 问：L 类型的三层橡胶垫子是用什么材料制成的？为什么要考虑其使用期限？若垫子内的金属丝网被剪掉，它还有作用吗？如果仍有作用，为什么呢？

答：L 类型的材料是三层白色或蓝色橡胶衬垫材料。在焊接和装配区域，软质损耗层发挥了很好的作用，其顶部和底部的使用寿命较长而且耐用。这种橡胶材料的电阻较高，耐磨，耐腐蚀，很容易清洗和保养。L 类型材料是耐热的，即使把它放在高温环境中，它也不会产生有毒的气体。焊接和焊剂不会损害其表面。L 类型的材料也适于净化间。导电层不是金属网，如果你割开垫子，只要每块接地良好，那么其性能不变。

29 问：我收到一些由现场返回的组件（已安装在电路板上的芯片，在通电测试时不能通过），在实验室分析后被确定为 ESD/EOS。这种潜在的故障发生的几率有多大？发生前有何征兆？

答：EOS 和 ESD 在物理过程上有些不同，进一步讲，ESD 可以分解为一次性损坏和较长的潜在性损坏，

这取决于 ESD 的能量和所作用的材料。对双极性器件的研究表明：80%的劣质运放由于 EOS 或高能量的 ESD 而损坏，另外 20%的运放也表现出较小的性能降低（由于潜在的 ESD 损害）。

30 问：在现场中使用 PC 机时，我注意到，在使用机器时戴上防静电腕，即使机器放在硬纸箱上，且插头没有插在插座里，也能将静电泄放掉。这是真的吗？

答：是的，将你与大块金属板或其他大导体相连，会使你体表的静电荷分布均匀，使你与导体处于同一电势。在一些场合，你可以这样做以使电源远离工作区。我们还是建议用一根单独的地线将机器接地到公共接地点，以保证在机器和人体间有正确的电气连接，使能够接触闯进工作区的外界物体的一切部分保持零伏电势。

31 问：我们在有三相四线制交流电源系统的老建筑物外作业，设备地通过电工金属管接至中性线，同时使防护导管穿过建筑物。我们可以将该导管作为 ESD 接地点吗？或者我们需对 ESD 系统安装一独立的接地系统吗？

答：是的，你可用导管作为 ESD 接地点。ESD 地线或“公共” 点接地的主要目的是创造“公共地点”，或者是为了消除导体间的电势差，使关键工作区中的所有导体和公共接地点等势。一旦导体间的电势差被消除，这些导体间产生 ESD 的能力就可降至最小。即使在工作区中的所有导体都接地，你仍面临着 ESD 的危险。因为外部导体仍会对 ESD 接地造成一定的电势差，从而对接地导体产生 ESD。这包括送料员（没有接地）给你（已接地）送零件，IC 芯片脱离保护导管到接地的底板，电路板安装在一个导体支架上，等等。

32 问：对于仅暴露在正常生活环境中的地板垫子，布满了灰尘，怎样清洁它呢？（这不包括请有资格的专业人员进行清洁和测试）

答：应该采取怎样的方法来清洁 ESD 地板垫子取决于你的控制计划。假设你有一个相当严格的控制计划，ESD 地板垫子的规格为 106——109，每天有 25 人来回走动。这种情况下，最好每天晚上干洗（清扫）地板垫子以清除灰尘（这将增加其绝缘及磨损），至少每周擦洗一次。你可以根据具体计划进行调整。最好在控制计划中给出允许的范围，每天进行测量并作出相应的图表，根据这些数据你可以定出清洁地板垫子的合适周期。

33 问：关于工作服的作用我不是很清楚。我公司里的职员认为如果带了碗套，工作服是多余的。这是由于人体上的，或衣服上的电荷，会通过腕套泄放到地。

答：这个问题问得太好了。这是一个普遍的错误概念。大多数衣服是绝缘或具有绝缘性能的（取决于衣服中的汗液多少、厚度、布料、层数等）。电荷在绝缘体上是不会移动的，它会一直保留在绝缘体上，经过一定的时间（通常是几小时或几天）后中和掉，或者与空气中的离子中和（人工干预时时间可降到几秒以下）。因此，你的袖子、腰带等可能带有几千伏的电压（它所产生的电场对于周围的导体而言是很强的），这可能会使附近隔离的导体上感应出电荷。因此工作人员需要穿上 ESD 工作服，将绝缘的衣服屏蔽起来，使衣服产生的静场最小。需注意的是，一定要把你的袖子塞进工作服里。

34 问：我需要将线路板组件从一接地的工件台送到一接地的波峰焊机上，但我没有做导电腊或地板垫子的预算。两者之间的距离为 20 英尺。组件在焊接前，必须水平放置和传送。为了使操作人员能传送这些部件，我可以将装载这些组件的小车隔离吗？

答：不要隔离这些推车。如果你将组件放在损耗性的密闭容器中（如搬运箱），那么你不必将推车接到一个导电/损耗性地板上，尽管最好这样做。在运输过程中，损耗性密闭容器可以使其内部的电势处于同一水平（也就是使放电最小或消除）。在打开之前，手提箱需放在一个有损耗的接地垫子上，消除与地之间的电位差，使与带防静电腕套的操作人员处于同一电位。

35 问：我公司一个部门的导电地板性能几乎超标，我问他们怎样清洁地板，他们说使用软度清洁剂，而不是专用清洁剂。我想问的是，有没有专用清洁剂？

答：软度清洁剂可以残留下绝缘物质，引起导电地板不合格。市场上有专用的导电地板清洁剂，不会留下残余绝缘物质。但对于有些导电地板，用清水擦洗就足够了。

36 问：静电荷在印刷行业中是一个常见的问题。纸张在通过压力机时，便会带上电荷。当同一纸张从压力机中送回来时，纸上已带上很多的电荷，使纸张彼此粘在一起。对此问题该如何解决？

答：每当一个物体与另一个物体表面接触和分离时，都会在两者的表面上引起电荷的不平衡，从而产生静电荷（静电场）。工业上的电离是解决这一问题的方法之一。这是在物体表面的附近（0.5 — 2 英寸）使用离子束，使物体表面处于大量正负离子的包围之中。在本质上，这个过程仅仅物体表面的一面上的静电荷发生中和，从而减小了感应电荷。在纸的两面均使用离子束可以最大限度的减小静电。一般应在物体接触和分离后对其使用离子束，在静电特别严重的地方，应首先对其进行离子处理。

使电路免受电磁干扰的威胁 --- 箱体屏蔽，电路滤波，电缆保护是满足目前电磁兼容要求的关键。

EN60601-1-2 在 1988 年 7 月成为强制性标准，医疗电子设备的设计人员面临着新的挑战。生产厂商越来越重视如何使高灵敏度设备对瞬态干扰和射频干扰具有抗扰性。另外，发射也是一个重要的问题，尤其是使用高速时钟电路的设备。高灵敏度模拟电路由于受到漏电流的限制和机箱表层的特殊处理要求，导致很多模拟电路仪器中的放大器和比较器电路在辐射场小于 1V/m 时停止工作。

根据 EN60601-1-2 要求所进行的静电放电测试（IEC 801-2：1991）

病人界面上的漏电流限制，使信号电缆解耦和屏蔽等典型的电磁兼容设计技术不再适用于医疗设备。这个问题推动了有效的加固方法的发展。关键点经常在印刷电路板布局和内部连接的选择上。用传输线和高频阻抗控制等方法经常可以获得满意的电磁兼容解决结果，这一点即使对于低频模拟电路也是正确的。

1． 保护评估

了解需要保护的程度，比如箱体、电缆屏蔽、电路滤波和给定的电路要满足的要求是最重要的。下面给出快速估算的步骤：

- 首先确定射频干扰量级，单位用 V/m（例如，3V/m）；

- 乘以预期的均匀场：当在全铁氧体布置的房间内试验时，乘以 2，当在半无反射室中试验时，乘以 4。（本例 中，假定全铁氧体布置的房间，乘以 2，产生 6V/m 场）
- 将场强的单位转换成分贝（6V/m=136dBμV/m）。
- 对于双调谐偶极子天线间的耦合，扣除基本调谐偶极子天线的损耗因子，大约 14dB；
- 如果频率在电缆、PCB 走线或设备尺寸（20log10f3/f0，式中，f3 是电缆、PCB 走线、设备长度的四分一波长频率）的谐振长度以下，则要减去理想损耗（-20lg（f3/f0）f3 是电缆、PCB 走线、机箱尺寸长度对应1/4波 长的频率)。比如36英寸长的电缆,其四分之一波长谐振频率是83.3MHz。如果 f0 是 26 MHz，那么则应减去 10dB。
- 在 100 的负载电阻上得到的数值为：136－14－10=112dBμV。
- 将 112 dBμV 转换为线性单位，这将产生一个 400mV 的感应电压。随着负载阻抗的增加，感应电压也增加。对于 100k 的负载，电压将差不多增加到 2V。
- 对于带内频率，将典型电路的带内噪声域值与 0.4 — 2V 相比。在此例中，假定 26MHz 在放大器的有效带宽内，那么可用电路的噪声域值，比如 5mV，直接与干扰值相比，就得到了必需的保护水平。在这个例子中,所需 的保护在 20lg0.4/0.005 到 20 lg2/0.005，或者是 38 — 52dB，取决于负载阻抗。

这仅仅是个近似值，建议采取应严格的分析方法。此例中，感应电压在 1/150～1/80 之间变化，取决于负载阻抗，表示对负载阻抗的感应电压大小的评估。把此值与模拟电路的噪声允许值比较，将对所需的保护环节有一个大致的了解。所需的保护包括：干扰频率范围上的电缆屏蔽保护，电缆屏蔽端接保护，箱体电缆入口的 I/O 低通滤波，I/O 共模扼流圈，差模驱动和接收、光耦隔离等。

２． 电路响应

虑一下典型仪器的带宽，放大器对 26MHz 的干扰有响应似乎不合情理。但是，IC 芯片内部的保护二极管能够对带外射频感应信号进行直流整流，引起放大器发生直流偏置并使其进入饱和状态。另一个可能是二极管的非线性，阻止了射频干扰，但允许对载波进行调制（需要 1kHz），使其与所期望的信号一致。

加固模拟电路的方法如下：

- 把所有电路视为射频电路。不管工作频率如何，将所有电路都视为高频电路，并正确地对其进行加固以防止高频干扰。将电缆屏蔽层单端接地的做法虽然能够防止电路受到低频地环路的影响，但会使电缆受到四分之一波长频率以上频率的远场感应电压的影响。必须使射频防护措施在整个试验频段内（150kHz ~ 1GHz）都有效。
- 仅在一端接地屏蔽体。在高频时，干扰差不多都是以共模形式出现或在元件引脚至地（或机壳）之间，而元件引脚与引脚之间则没有。因此，元件引脚至地间的回路需要加以处理。在高频时，外部电场在屏蔽电缆上感应出电流。电流和电压的最大值出现在四分之一波长为电缆长度的频率点上。在电缆谐振频率以上，电缆的屏蔽层开始失效。
- 屏蔽体两端接地。如果电缆屏蔽层在两端接地，其主要受干扰频率将发生在半波长等于电缆长度的频率上，本例中为 150MHz。如果屏蔽层的端接不是同轴方式，而是依靠小辫端接，则在谐振频率的奇数倍的频率上，屏蔽层将失去作用。单根小辫的屏蔽层端接意味着，最大的半波电流将仅通过小辫流动，从而在小辫周围产生极强的磁场。
- 端接同轴电缆屏蔽层。只有使屏蔽层上的电流通过多点接地，这些电流产生的磁场才会相互削弱，从而保护连接器中的信号针。所有连接器应是金属的，并应通过直接的金属与金属接触连接到机箱上（连接器和机箱都应是导电光洁表面）。应使用屏蔽护套，例如常用的 D 型连接器的那种。最好使用镀锡的“压纹”D 型连接器，最好不用 DIN 和小 DIN 连接器。
- 将屏蔽与非屏蔽引线安排到不同的连接器中。所有准备用滤波的方式来加固的信号插针应布置在同一个连接器中。连接器中的所有插针都应滤波。各滤波电容的容量差别不超过 10 倍。屏蔽和非

屏蔽引线不要穿过同一连接器。所有的屏蔽引线应绑扎在一起，这样它们可采用标准的端接方法来处理。对于多层屏蔽电缆，可通过一金属导电带短接在一起，或者使用专门的连接器护套，将每一层屏蔽都连接到连接器的外壳上。

3． 滤波电容值

如果在信号引线上采用线到机壳的滤波，那么其电容量会受到允许的泄漏电流的限制。滤波器中的共模电感的电感量如果较大，则电容的容量可以小些，同时仍然能够满足大多数电路所需要的低通滤波插损值。

- 对低频模拟电路采用编织网屏蔽电缆。通常模拟电路设计人员们有一个共识：屏蔽电缆的屏蔽层只能在一端接地。这样做的目的是防止屏蔽层中的地环路电流，这些电流会在负载电阻上感应出噪声电压。绞线可以有效地减小“地环路”磁场耦合。因此，为了提高灵敏模拟电路的抗扰性，应采用每英尺 18 绞距的双绞屏蔽电缆，并且屏蔽层两端都接地。
- 内部 I/O 信号尽量在 PCB 上传输，而不通过引线。连接器上出来的引线应通过线路板上的走线传输。即，这些走线应直接连到 I/O 连接器的针上。这样，信号走线可以获得最大的共模（针对机壳）阻抗，从而减小高频干扰耦合。

4． PCB 设计

正如数字电路的线路板一样，PCB 设计时应设置完整的地面和电源面，所有地线面应该连在一起。这些地线面应通过电容接到机壳，其电容值根据机箱允许的泄漏值来确定。接地的关键是地回路必须具有最小的电感。要是使用直流接地，电源地应相对于机壳浮起来，而仅在在母板或底板上通过一点与机壳连接起来。

5． 瞬态干扰

通常，静电放电（ESD）和电快速瞬变脉冲群（EFT）对数字电路的危害甚于其对模拟电路的影响。静电放电在 5 — 200MHz 的频率范围内产生强烈的射频辐射。此辐射能量的峰值经常出现在 35MHz — 45MHz 之间发生自激振荡。许多 I/O 电缆的谐振频率也通常在这个频率范围内，结果，电缆中便串入了大量的静电放电辐射能量。

当电缆暴露在 4 — 8kV 静电放电环境中时，I/O 电缆终端负载上可以测量到的感应电压可达到 600V。这个电压远远超出了典型数字的门限电压值 0.4V。典型的感应脉冲持续时间大约为 400 纳秒。将 I/O 电缆屏蔽起来，且将其两端接地，使内部信号引线全部处于屏蔽层内，可以将干扰减小 60 — 70dB，负载上的感应电压只有 0.3V 或更低。

电快速瞬变脉冲群也产生相当强的辐射发射，从而耦合到电缆和机壳线路。电源线滤波器可以对电源进行保护。线 — 地之间的共模电容是抑制这种瞬态干扰的有效器件，它使干扰旁路到机壳，而远离内部电路。当这个电容的容量受到泄漏电流的限制而不能太大时，共模扼流圈必须提供更大的保护作用。这通常要求使用专门的带中心抽头的共模扼流圈，中心抽头通过一只电容（容量由泄漏电流决定）连接到机壳。共模扼流圈通常绕在高导磁率铁氧体芯上，其典型电感值为 15 ～ 20mH。

6． 结论

实现电磁兼容的最好办法将所有的数字及模拟电路均视为对高频信号响应的电路，用高频设计方法来处理电缆屏蔽、PCB 布线和共模滤波。采用整块地平面和电源面也很重要，对模拟电路也该如此，这样做有利于限制高频共模环路。大多数瞬态干扰均属高频，并产生很强的辐射能量。通常，该辐射能量通过 I/O 电缆耦合进设备。一般情况下是通过模拟线路串入设备，然后再次耦合到高速数字电路，使其产生误动作。通过对所有模拟和数字电路的引线进行滤波，便可对这些电路进行保护。

１．静电放电

静电放电（ESD）是大家熟知的电磁兼容问题，它可引起电子设备失灵或使其损坏。当半导体器件单独放置或装入电路模块时，即使没有加电，也可能造成这些器件的永久性损坏。对静电放电敏感的元件被称为静电放电敏感元件（ESDS）。

如果一个元件的两个针脚或更多针脚之间的电压超过元件介质的击穿强度，就会对元件造成损坏。这是 MOS 器件出现故障最主要的原因。氧化层越薄，则元件对静电放电的敏感性也越大。故障通常表现为元件本身对电源有一定阻值的短路现象。对于双极性元件，损坏一般发生在薄氧化层隔开的已进行金属喷镀的有源半导体区域，因此会产生泄漏严重的路径。

另一种故障是由于节点的温度超过半导体硅的熔点（1415℃）时所引起的。静电放电脉冲的能量可以产生局部地方发热，因此出现这种机理的故障。即使电压低于介质的击穿电压，也会发生这种故障。一个典型的例子是，NPN 型三极管发射极与基极间的击穿会使电流增益急剧降低。

器件受到静电放电的影响后，也可能不立即出现功能性的损坏。这些受到潜在损坏的元件通常被称为“ 跛脚 ”，一旦加以使用，将会对以后发生的静电放电或传导性瞬态表现出更大的敏感性。

要密切注意元件在不易察觉的放电电压下发生的损坏，这一点非常重要。人体有感觉的静电放电电压在 3000 — 5000V 之间，然而，元件发生损坏时的电压仅几百伏。

静电放电的危害效应是在二十世纪七十年代开始认识到的，这是由于新技术的发展导致元件对静电放电的损坏越来越敏感。静电放电造成的损失每年可达到几百万美元以上。因此，许多大型的元件和设备制造厂引进专业技术以减小生产环境中的静电积累，从而使产品合格率和可靠性提高了许多。用户根据自己的经验也懂得了防治静电放电损害的重要性。

２．如何对付静电放电？

控制静电积累的第一步是要弄清楚静电荷的产生机理。

静电电压是由不同种类的物质相互接触与分离而产生。尽管摩擦能够使电荷积累得更多，但是摩擦并不是必要的。这种效应即是大家熟知的摩擦起电，所产生的电压取决于相互摩擦的材料本身的特性。磨擦起电序列表列出了各类物质的带电难易程度。对于相互接触的两种物质，电子会从序列表较上的物质转向较下的物质，这样就会使两种物质分别带正负电荷。序列表中的物质离得越远，各自所带的电荷数量也越大。常见物质的磨擦起电序列如表 1 所示。

表 1 摩擦起电序列	
● 人体	+
● 玻璃	
● 云母	
● 聚酰胺	
● 毛织品	
● 毛皮	
● 丝绸	
● 铝	
● 纸	

● 棉花	
● 钢铁	
● 木头	
● 硬橡胶	
● 聚脂薄膜	
● 聚乙烯	
● 聚氯乙烯	
● 聚四氟乙烯（PVC）大多数是负极性的	

电荷也可通过感应产生，这是带电体使其附近的另一物体上的电荷发生分离的结果。

３．实际问题解决

问题的解决包括：如果静电放电敏感元件（ESDS）在生产和维护期间暴露在外面，那么在这些元件附近，应防止电荷的积累，并且在运输和保管过程中，将这些元件按防静电放电的方法包装。

防止静电放电，有许多方法可以采用。最好的办法是满足要求且成本最低的方法，这样的方法对于不同的产品和不同的场合都是不同的。

４．静电放电保护区域（EPA）

静电放电保护区域（EPA），有时指安全操作区，是任意一种静电放电控制措施的核心所在。在此区域中，静电放电敏感元件（ESDS）或电路板，或包含这些的组件，都可以很安全地工作，因为电荷的数量得到控制，而不会产生破坏性电压。这种区域中通常包含工作台或工作台组、工作站、自动插件机一类的处理设备或者一块生产区。EPA 的范围必须清楚的标明，最好设置一围栏以防止未经允许的无关人员入内。EPA 区域内应使用静电荷积累最小的材料，并且可使电荷以受控制的方式泄入到大地中。

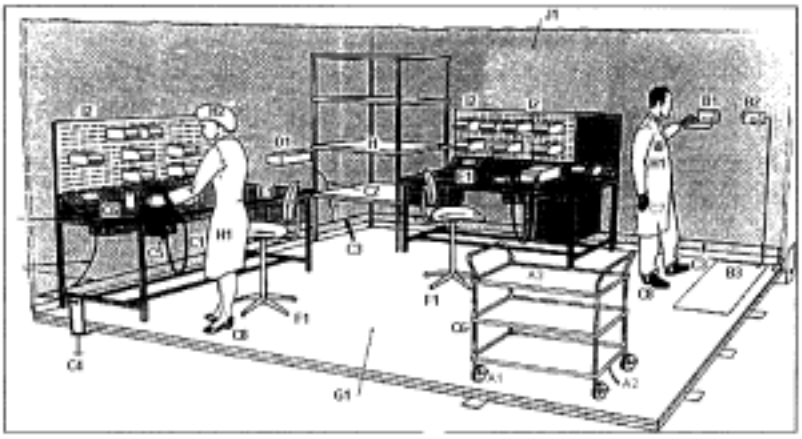


图 1 静电放电保护区

表２　静电放电保护区

A1 接地轮	A2 接地滑	A3 接地面	B1 腕套	B2 脚跟接地	B3 脚跟接

	片		测试器	测试器	地底脚板
C1 腕套和腕套绳	C2 接地线	C3 静电放电 接地设施	C4 地	C5 接地搭接点	C6 大地接地点
C7 手套	C8 脚趾和脚跟带箍	D1 电离剂	E1 工作面	F1 腿和座套已 接地的转椅	G1 人体接地地板
H1 工作服	H2 工作帽	I1 具有接地 面的搁板	I2 接地机架	J1 静电放电保护区标志	

典型的静电放电保护区如图 1 所示，此图摘自 EN100015-1，其中许多是新近的。该图给出了各种可能的措施，但并没有必要全部使用这些措施，这主要由特定的环境决定。所采用的其本原理就是等电位搭接，即将所有表面连接在一起，防止不同物体之间产生电位差。

工作面[E1]是静电损耗性的，通过静电放电的接地设施[C3]连接到地[C4]。工作站的操作人员通过导电腕[C1]上的导线和地电位点相连，然而，对于活动频繁的人员，最好是通过脚跟和脚趾带箍[C8]与静电损耗地板[G1]相通（即接地）。腕套的接地导线在接地点[C5]处进行端接。

操作人员所穿的破旧工作服[H1、H2]也应是静电损耗性的，并在靠近静电放电敏感元件附近遮住工作人员自己的衣服，所有破旧的手套也应是导电材料的。

转椅[F1]不应视为操作人员接地的基本方法，但值得注意的是，转椅上必须铺一层抗静电的材料，使座套、靠背和扶手均有与地相通的路径。

元件应存放在带有接地面的搁板[I1]上，或者是接地的机架[I2]上。这些东西与工作台都应通过接地导线[C2]与静电放电的地面相接。

当用手推车装运元件或子配件时，其表面导电性能应与工作面和导电机架的导电性能相似。如果接地轮[A1]导电性良好，且与手推车车架电气连接，那么不再需要使用接地滑片了。如果 EPA 的地板没有接地，那么当手推车停下来装卸东西时，则应将其接地点[C6]与大地接地点[C5]相连。

在操作人员的正常工作期间，对所采用的这些措施的效果应该用静电伏特计测量其静电势和静电场来评估。

在保护区内和进出口处，应使用标志[J1]来提醒他们注意。

应对腕套及其接地导线用导通测试仪定期进行检测。导电轮和脚趾带箍也应作类似的检测[B2，B3]。

５．安全性

EPA 内一般有加电的工具和设备。在这种环境中，将单个物件或设备直接连接到地是很危险的。正是由于此原因，腕套接地导线、转轮及脚趾带箍的连接处均要串入一只不低于 1M 的电阻。有些腕套接地导线的每端均有一只这样的电阻，因此，即使腕套接地导线接在加电维修的产品的带电接线端，也不会有危险。

腕套接地导线测试仪是一种检测电阻的阻值是否合适（如果太高 ，不可能实现等电势搭接 ;如果太低，会出现安全危害）的仪器。

腕套接地导线要配以可快速拔下的与其它电气插座不兼容的插头，这样可以保证它不会误插到其它电气插座上，并且，在紧急情况下容易拔下。

６．静电放电保护区内的实际工作

在静电放电保护区内，如果不遵守明确的工作规范，电荷和电势就不能保持在允许的范围内。一些会导致问题的例子包括：将装在不抗静电的塑料封面内的文件、塑料容器、杯子等带进静电放电保护区内，

使用会破坏地板或工作表面静电特性的清洁剂。

有关人员应接受足够的训练，不仅学习需要遵守的规程，还要了解必须遵守这些规程的理由。了解可能损坏的元件的有关参数也是有用处的。

应指定专人负责静电放电保护区的保养与维护，同时还要对规程的执行情况进行检查。这些检查也应作为质量管理体系认证的一部分加以核查。

７．运输与存放

运输带引脚的元件时，通常使用导电泡沫材料。这可以防止元件引脚间出现较高的电势差，对于双列直插式封装的元件，在散装运输过程中常采用静电损耗性管。

对于线路板组件，当位于静电放电保护区外时，应将其置于静电屏蔽袋或导电搬运箱内进行运输。有的包装袋使用导电材料制成，它可确保所有元件在稳定条件下处于同一电势，同时将偶然跑到袋上的静电荷耗散掉。这种方法不能用于带电池的电路板，对于这种情况，应采用衬里是静电损耗性材料的，而外层是导电材料的包装袋。这种袋子的价格更高，但可对加电和未加电的组件提供极好的保护作用。同样，内部装有固定电路板的导轨的导电箱不能与边缘上有裸露连接器的加电电路板一起使用。

８．现场维修

现场需要维修的产品上要设置一个静电连接点，这样，维修技术人员在打开设备的盖子之前，可以将腕套的接地导线连上。备件应放在静电屏蔽袋或箱子中进行运输，除非备件中不包含静电放电敏感元件。如果模块工作在暴露状态下，应将静电损耗性地板垫连接到产品的静电搭接点上，作为工作面使用。

９．有关标准

1987 年，英国进行了将实践规程编制成文件的第一次尝试，其成果是 BS5783。与其说这是一个关于应该进行哪些检测的标准，更不如称其为一个实践规范条款。这项工作的第二阶段是将这个标准转换欧洲组织中的一个规范，其编号是 CECC 000151，其标题为：“ 基本规范：静电敏感元件的保护第一部分：总体要求 ”。该标准 1991 年出版，1992 年重新编号为 EN 1000151。其它部分在 1993 年（第二部分：低湿度条件要求）和 1994 年（第三部分：清洁区要求，第四部分：高压环境要求）出版。这些部分的内容超出本文讨论范围。

标准不仅包括安装、维护和检验本文所述的措施方面的要求，而且也详细阐述了包括测试方法在内的静电保护器件自身的详细要求。

技术和工艺的不断发展和执行标准中积累的经验，以及自动化机械设备的普遍使用，使这些标准得到不断完善，包括使其结构更加合理化，同时将用户指南从标准化版本中分离出来。修订工作已纳入国际电工委员会所组织的国际论坛中，新制定的标准将在 IEC 1340 系列中发布，毫无疑问，这与欧洲标准是相辅相成的。有关标准部分如表 2 示：

表 2 国际电工委员会 1340 方案结构

表 2　国际电工委员会 1340 方案结构	
IEC 1340-1	概要
IEC 1340-1-1	静电原理指南
IEC 1340-1-2	定义与术语
IEC 1340-2	静电测量方法
IEC 1340-2-1	静电荷的消耗
IEC 1340-2-2	可充电性

IEC 1340-2-3	电阻及电阻系数
IEC 1340-3	静电效应模拟方法
IEC 1340-3-1	人体模型
IEC 1340-3-2	机器模型
IEC 1340-3-3	充电元件模型
IEC 1340-3-4	场效应模型
IEC 1340-4	特殊场合下的标准测试方法
IEC 1340-4-1	地板垫子的估测
IEC 1340-4-2	包装
IEC 1340-4-3	鞋类
IEC 1340-5	静电敏感元件的防护细则
IEC 1340-5-1	总体需求
IEC 1340-5-2	用户指南
IEC 1340-6	静电控制技术及评测其效应的方法
IEC 1340-6-1	电离剂

串扰的实质：

串扰是现代数字系统的必然产物。我们不能消除它，但我们要找到控制它的办法，从而更好的管理，或者是能够使其降低到可容许的范围内。

观察以下的电路，用串扰的概念分析，A 点的门电路是干扰源，D 点的门电路是受害源。只要干扰源一改变状
态，我们就可以观察到受害源处的脉冲串扰。

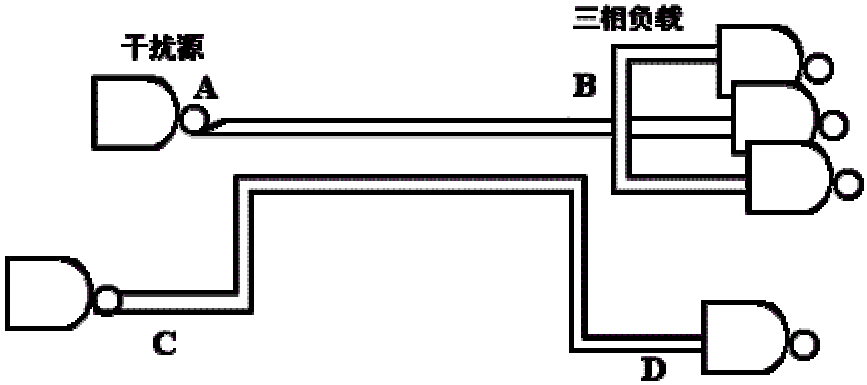


图１A

串扰中的一个有趣的现象是其方向性。串扰信号的波形是电流方向的函数。例如，上图中，如果我们将干扰源导线中的电流方向颠倒，则在受害源端感应到的串扰也将改变其极性。

方向性是一个极其重要的概念，因此要一步一步地详细讨论。首先，构建如图 1 所示的电路，当 A 处的门电路由低电平跳到高电平时，在 D 处测量串扰，会发现当干扰信号到达 B 的同时，在 D 处便会出现一

个负极性的串扰尖峰。
第二步，将干扰信号源中的电流方向颠倒，也即是说，将干扰源放在右端 B 处，原来右端的三负载放在左端 A 处，再次进行串扰测量，同时观察 D 点的信号有何变化，你会发现一个正极性的串扰尖峰。（极性改变）

极性发生改变说明串扰不是由电容耦合引起的。许多数字电路工程师都假设串扰是由寄生电容引起的，但其实并非如此。两个单端电路间的互电容耦合仅会产生正极性的串扰。

极性反转表明，干扰是（或部分）由于互感耦合造成的。这与变压器中的耦合机理一样。大家都知道，将变压器初级绕组的接线端子对调，就可以使次级电压的极性反向。计算机主板电路印制线中的耦合与之非常相似。如果你将每块电路板中的印制线视为极小的电流环路，你就会明白“ 串扰 ”变压器的工作原理。

我们可以首先假设 A 处门电路中的电流通过导线流到 B 端的负载，然后沿着电源和地线系统回流到门电路 A。干扰电流形成一个环路，可以将此环路视为变压器的初级绕组。

同一变压器的次级绕组离初级不远，它是门电路 C 开始处就形成的环路，并且沿受害源导线逐渐移动到负载端，然后又顺着电源及地线系统返回到门电路 C。

这两个环路在许多方面极象一个弱耦合的单匝变压器。

这种类似变压器的互感耦合对于数字电路设计具有深刻的含意。首先，这暗示了串扰是可以改变的，这取决于电路中所使用的负载。

例如，在上面电路图中，我们假设传输干扰电流的轨线很短，这时干扰电流是负载的函数。负载越重，干扰电流也越大，产生的串扰也越大。图中的三个负载的网络产生的串扰信号大约是同样电路、同样布局，但仅有一只负载的网络产生的串扰的三倍左右。

在驱动 SIMM 内存插槽的情况下，这种负载效应尤其突出。这种走线一般极短，但负载很大，因此驱动电流总体上差不多是由 SIMM 输入端的负载电容所控制的。当插入较多的 SIMM 内存条时，串扰便会增加。

当你在元件密集的多层电路板上解决串扰问题时，电路板印制线负载影响串扰的有关原理可帮助你发现和解决问题。现在有许多应用 IBIS I/O 模型的串扰预测工具，许多这样的新工具都能自动、高效地计算出串扰，包括负载效应。

42、问：保证地板 ESD 安全的正确方法是什么？仅使用静电损耗蜡是否可行？

答：采用防静电损耗地板涂层（蜡通常是绝缘的）是使地板静电安全的良好开端。为了完善静电放电安全地板系统，必须要配备防静电鞋或脚部静电接地条，小车或转椅上的拖链，入口处的静电放电警示信号（让职员穿防静电放电鞋）至静电放电安全区域，可选的区分静电放电地板的地板胶带。你也需遵循生产商关于应用和维护的说明。防静电地板关心的是技术细节，这包括应用和维护可以在 PDF 格式中找到。我们建议到少 60 平方英尺的地板整理剂以正确耦合到地（其作用如同一只大电容），从而减小电荷不平衡到零，同时也需至少三层整理剂以获得正确的地板阻抗范围（109/平方）（也就是说，也板越厚，其导性性就越好）。

43、问：室内地毯上有几张工作台，我可以做一些 ESD 垫子和接地条吗？

答：假定地毯地绝缘的且不抗静电，那么就需在室内铺 ESD 垫子和接地条以保护工作台，工作区外还应留至少 3 英尺左右。另外，在储存 ESD 敏感器件的地方，工作台顶也应采用 ESD 接地垫子进行保护。要确保 ESD 垫子具有损耗，这样才不会引起静电放电。这取决于垫子上人的走动频度，每个职员应在两只脚和一只手腕（或工作服）上使用接地条。最低保护（一旦地板及工作台垫子铺好后）是在工作台前部采用防静电腕和公共接地点。（为简易和便捷起
见）。

44、问：为了在两个测试电极间测量或计算尖峰放电的能级，需要使用高速示波器。如果要存储 100 毫焦

或更高的能量，需将电容值限制在多大的范围内？为了取得精确的读数，使用 500kHz 的频率够快吗？

答：两个与充电设备模型靠得很近的金属电极之间的响应，其泄电上升时间小于 200 皮秒。此响应以电磁脉冲形式被高速示波器输入端的偶极子天线所接收，为了精确地观察它，需要至少两次信号响应或 10GHz 的示波器。

45、问：有许多静电放电产品（防静电腕监视器模型 A98200）。该防静电腕监视器需校准吗？怎样才能校准它？有用来校准它的仪器吗？如有，大概需多少钱？能不能不校准呢？

答：在通常使用情况下应每年校准一次。

46、问：在无电磁污染的房间（100 级）里，通过铺地板垫子来进行静电放电保护。对此有何建议？

答：建议使用型号 L 的蓝色或白色垫子材料用来清洁房屋。型号 L 的蓝色材料具有电气损耗性，直英尺出售，宽度为 2 英尺。

47、问：印刷厂里的空气相对湿度控制在 50%。操作工人每当一触碰设备和诸如门把手之类的任何金属物体，他们就会感到一阵麻木。单独使用地板垫子是否足以对静电进行保护？对防静电鞋或防静电腕，其使用方法是怎样的？

答：有两个相当可能的原因是操作工人受到了对金属导体的静电放电。一个是由行走引起的摩擦起电；另一个是由于干净房屋涂层产生的摩擦电。物体上不平衡电荷的积累，在接触和分离时便产生了摩擦电，进而引起明显的静电放电现象。为了减小第一个问题，具有专门抗静电性质的静电放电地板垫子。静电放电地板整理剂系统诸如无锌防静电地板整理剂。防静电地板整理剂系统具有优秀的防静电特性，不允许摩擦充电超过 100V。

为了减小第二个问题，让操作人员穿上棉布衣服而不是人造纤维，尼龙，丝绸，毛料等等。为了减小人体的摩擦充电，干净房屋涂层。穿上静电放电工作服有很多好处，可在不同物质之间起隔离作用，一些防静电材料可引起电荷。也可试试采用由不同的物质构成的地板涂层，因为形成当前室内的涂层材料在摩擦起电序列表中处于较高水平（向下或向下）。

总之，正确的人体接地（带有防静电腕和脚部接地条的静电放电地板）能有效地消除这一问题。

48、问：静电放电安全工作站的公认标准是咋样的？也就是说，工作站的所有物体的电压都低于 100V 或其他的电势？这个要求具体在什么标准里阐述呢？

答：静电放电安全工作站安全依据产品发挥作用的灵敏度。对一些用户而言，这可能是 200V，而对另一些用户则可能是 20V！可参考元件生产商相关数据。

49、问：我们正在研制一样机，其内有大型的视频监视器。它的玻璃视窗表面产生静电场，偶而引起小火花，且很快跳到金属部件近旁，同时也会在与金属部件接触的人体上出现火花。有没有解决此问题的简单办法，比如接地等等？

答：玻璃视窗表面被充电到很高的电位，其原因很可能是内表面上的高能电子碰撞。这个高电势将产生很高的电场，使泄电发生移动。接地将是很有益处的，将玻璃视窗外表面用一导电的材料罩住，并同时将其接地，这样可减小积累的净电荷到一个极低的水平。可试用静电放电系统的 ，对玻璃外表面有静电损耗性，而且应将其表面接地（可将编织导剥去 1/4 英寸，并将这一端与玻璃的一边或一角相连）。

50、问：如何处理一次性静电放电接地条？

答：一次性防静电腕接地线使用说明如下：

1. 在处理静电敏感部件前应戴好防静电腕。
2. 打开接地条起始的 12 英寸，剥掉保护层到合适的长度，使之能与手腕很好配合。同时将外露部分

牢固地

粘贴到手腕周围。

3. 将接地条完全解开，从末端剥掉 4 英寸保护层，将外露粘胶面与电气地相连。

51、问：我们设计并生产开关电源，其内部电路有 EPOM，该产品由一块主要 PCB（双面板）构成，底面为焊接面，用 1 毫米厚的铝壳罩住（只是部分屏蔽，有通风槽等），背面全敞开着。我想问的是，哪种静电放电袋兼有包装作用？

答：精确的详细说明取决于你尽力保护的敏感设备以及业已运行的程序。你也可调出一级，参考 MIL-STD-1686 标准，当静电放电电压大于 0—1999V，对其造成的损坏极为敏感的元件被归类为有静电放电敏感性的元件。

对于一级设备，应该使用静电放电系统制成的静电放电袋，要严格遵守 MIL-B-81705C 中的电子及机械性能要求，这也有抗静电的内部特征。除了它的一些包装保护作用外，静电放电袋可用作静电放电保护，这样开关电源就可以正常地使用了。

52、问：我公司的部分业务是制造金融和保健方面的空白塑料卡片。这些卡片通过加热和挤压制成薄片，每次 10 片。每片形成过程如下：一张 PVC 芯材（通常厚度为 0.66 毫米）放在两个 PVC 覆盖板之间。然后再放到两片不锈钢传输板之间。10 张 PVC 板和传输板夹层置于两层 6.35 毫米厚的橡胶板之间，然后再把两块标准钢板放在外面。其中一张卡片则放在层压机的滚筒上，另外九张卡片一起加热半个小时左右。可是在分开每张卡片的时候却遇到了静电困扰。不锈钢传输板不停地震动，我在距卡片一英尺远处遭到静电放电电弧的电击。在厂房里铺上防静电垫子，并且操作工人戴上防静电手套后，传输板仍有一些震动。实际上，他们一触摸到新不锈钢板时，遭到的电击都很弱。每张卡片可能要使工人电击九次。我认为静电是在进行层压期间，由于加热和压力，使 PVC 板之间发生相互摩擦而产生的。一部分静电荷从塑料卡片转移到钢板上，这样就把静电荷传导给操作工人了。我不知道能否通过不锈钢传输板很快地将静电荷从塑料卡片的表面清除掉。我推测卡片上的静电荷是负极性的，那么，我能不能通过产生一些中间电荷给不锈钢传输板，将负电荷从卡片的表面引出来，再进行清除或减小它呢？

答：你所提出的问题似乎由于热电化学的加热和压缩过程中的电荷积累或分开卡片时产生的摩擦电。你所说的（卡片）看起来象一个大电容，当你生产多层交替导电且绝缘（或很高的电阻）的物质，实质上，多层交替导电物质已经形成电容。因此，你在一英尺远的地方遭了到静电放电的“ 电弧 ”，卡片之间的电场一定是很大的，一般可达 300000V，在大气压为 760 毫米汞柱，气温 25 度时很可能达到 600000V。最好将所有钢板在同一点接地，操作工人也在同一点上接地。这样将减小操作工人与钢板间的巨大的电势差。但仍需进一步测量电场，在分开卡片过程中，用电场计测量，看产生的静电荷是否具有接地作用。如确实是这样，就需要对卡片进一步使用压缩空气离子以中和 PVC 芯材上的电荷。

53、问：我使用产生负离子的空气清新剂。每当我一摸到其前部（金属部分），它就会喷出少许的清新剂。请问如何解决这一问题？

答：你所使用的空气清新剂采用高压电晕放电以发射清新剂离子。金属部分也许是发射器或是偏心板。如果此板不接地，你将受到“ 电击 ”或有电流从身体流过。高电压发射引线也会使你遭到电击。建议采取以下办法来解决这一问题：

- 不要接触金属部件检查电路，确信金属部件已和电源地接到一起
- 在金属部件前端罩上一绝缘物体（网状物），以使人体远离金属部件（需要检查其使用效果是否受影响）
- 重新将清新剂罐体定位，使用人体不易触摸到，并作上警告标志。
- 检查电源地的极性，试着将正负极对调一下

- 确保罐体接地正确

54、问：防静电腕测试器具有公共地，我们已将工作台接到大地。当防静电腕处于公共地时，它们能与接到大地时的作用一样吗？

答：对。实际上，与电源地相比而言，在建立公共点接地时，最好采取与大地相接以减小电子噪声，这取决于设备的几个因素（电子的），电源地或许可行。

55、问：电子元件做成的静电袋是由何种材料做的？它工作在正极性还是负极性条件下？

答：有几种类型的静电袋：屏蔽（内嵌金属，外附金属，蒸气屏蔽），防静电和导电性的。大多数通常采用的“静电”或静电放电袋是一个屏蔽袋，具有上述三种特性。屏蔽袋有一层金属，通常是铝（与铝箔相似），具有法拉第笼效应的“屏蔽”作用。静电放电屏蔽袋有以下几个特性：

- 机械（内部有机械部件）
- 电子屏蔽：(法拉第笼）以使电流（电压泄电）或透过膜片的静电放电最小。因此可以保护其内部不受静电放
  电干扰。
- 防静电：非摩擦充电，或禁止通过接触和分离产生的静电，也就是说，当物体在静电袋里四处运动。当在地板
  上行走，碰到金属物体，比如门的把手，将感到产生的静电火花放电的攻击（在地毯上行走时）。
- 导电性：允许电荷移动或表面的电荷可以移动到较低的或较高的电位，也就是说，当你将表面连接到接地点(零电位)。最好选用具有静电放电性质的导电材料（105—1010），超过 1011 的绝缘性极好的材料和任何导电性差的材料不宜采用。

典型的屏蔽袋由以下几部分组成：

- 聚酯（0.0127 毫米厚）
- 聚酯材料上沉积铝（10—25 埃，1 埃=10－10 米）
- 聚乙烯（0.0635 毫米）

56、问：冬季，在距计算机 17——20 英尺远的地方发生的静电放电使其重启动。你听说过吗？（是否有相关数据来证实在远处的静电放电会损坏有关设备？）如何来解决这一问题呢？

答：A、活动着的人经常带有大量的静电，可以通过铺防静电放电地板和穿防静电鞋来得以解决。

B、导电表面可以给快速的高能泄电提供通路，可在每个导电表面上铺静电损耗垫子和喷覆涂层，并将其可
靠接地。

C、干燥的环境，会进一步增加静电放电的危险，可对主要部分控制好湿度或采用空气离子束。

产品解决：使用静电损耗性和效果更佳的防静电地板整理剂，或对所有易受干扰的地方进行涂层保护。建议使用有良好抗静电特性的无锌地板整理剂，将其和防静电鞋（比如静电放电系统专用的型号为 24802 的防静电鞋）。这两种产品配合使用将大大减小摩擦电荷，在静电电击过程中可能是比较重要的因素之一。对所有非损耗表面应用典型防静电材料，用损耗材料替换所有导电表面（104），或者是用损耗性材料覆盖导电表面，即采用型号 T2 或型号 L 地板垫子材料。确保所有导电表面和操作人员（防静电鞋、防静腕等等）均接地。对导电表面采用较高电阻的材料，这样在静电放电中可以使转移的能量最小，同时可以减小或消除电磁干扰。

57、问：在晶片加工过程中，电路晶片

答：首先需要使半导体材料的曝光时间最小，使其达到很高能量的电子脉冲。高集成度微电路的晶片就像其他的封装芯片一样，能敏感地接收高能脉冲。金属衬垫可以更小点不易触碰。但如果带电导体对微型衬垫之一进行放电，且在两个点间传输电流或存在电势差，附近的半导体材料可能会遭到损坏。我们知道 ，但应用静电放电的逻辑和敏感半导体材料（针对某种设备），当两者结合时，可能会引起产品数量的降低或质量低下，进而使生产线效率降低。

58、问：不同型号的 ESD 地板垫子之间有何区别（即橡胶、乙烯树脂、3 层板、聚丙烯纤维、迭层绝缘板等等。）？它们可用于哪种环境中，价格怎样？

答：选择垫子材料，有以下几个因素：

首先要明确应用场合，垫子上是否焊线，是否将其用于恶劣的化学环境，落下强度，是用于地板还是工作台面？垫子电阻的内部参数是什么？只要考虑好了以上这些因素，以后的事情就会变得很简单。你打算给多少工作台铺垫子？或者是想铺多少平方英尺的垫子？是永久性的还是暂时性的？云母和玻璃纤维增强塑料可作为永久的覆盖物或作为汽车垫子材料。橡胶垫子具有良好的耐热性和耐化学腐蚀性，乙烯树脂更有效。你需要抗疲劳材料还是不需要呢？你需要与电子部件配合很好的地板垫子用具吗？或者你想按需要分割地板垫子吗？最后，你想要什么颜色？如果清楚这些问题，你就会正确作出选择。

59、问：如果你有一辆大卡车，它带有印刷电路插件支架，且放在没有静电放电的车库里。而你还是必须戴好防静电腕，并用锷鱼钳连到香蕉插头上。下面两点可行吗？或者是两者都没作用？

A、 将防静电腕的电缆线连到与计算机装配支架相同的卡车搁板上，确保在进行操作前，使你与卡车搁板处于 同一电位。

B、 在防静电腕电缆的末端，将锷鱼钳接到一接地盒，然后把手放在搁板上，计算机装配架以获得等电位，开 始检查装配架。

2．用锷鱼钳不好吗？如果，有何害处？

答：当在电路装配台上工作时，将防静电腕接到与与汽车外壳相似的机架上会有一定的好处。但必须严格按以下要求来做：装配台必须导电（＜1011），机架也需导电且连接到整个车体，防静电腕接至车体的连接点与这个电路相接。困为接触阻抗，接地完整性，摩擦起电和静电感应问题，不宜通过手将车体接地。车体非导电部分也可能具有电场（轮子，车箱等等），因此当你恰好在处理静电放电敏感部分之前松手的话，就有可能在车体导电部分对侧引起电荷分布不平衡。

将静电腕上的锷鱼钳接到公共接地点（CPG）是没有害处的。在使用前，你应从机械和电子两方面来检查连接的质量好坏，确保在锷鱼钳与公共接地点间具有良好的电气搭接，断开力（机械完整性）大于或等于 1 磅，小于整个 5 磅的拉力。

60、问：将静电放电地板系统连到房屋照明保护或接地系统上，这样做对吗？

答：我们强烈建议将静电放电接地系统与房屋照明保护地系统连接到一起。典型地，照明接地系统具有到地的直接且单独的路径，且没有突然的导线转折角。当照明中断时，这条路径上将会有很大的电流脉冲，如果静电放电接地系统也在这条路径中，务必使照明接地电路与房屋/大地接地电路隔离开。他们可在同一点相连接到房屋外面的 8 英尺长的接地杆处，但路径应相互独立。应由专业的电气技术人员检查，同时管理好电气代码。

7、美国洛杉矶 Hartman 公司已同意支付 60000 美元的民事罚款，以补偿其 1992 年生产的型号为 Hartman Pro1600 的吹风机由于本身的缺点所带来的损失。美国消费品安全委员会（CPSC）认为，这些吹风机在开/关旋钮处于“断开”位置时能自动接通电源。当加热器工作时，其风扇不转，可能引起内部器件过热而发生火灾。

8、美国汽车协会（AA）与地区咨询委员会（RAC）评价 1996 他们维护的大约 9000 次的汽车故障是由于射频干扰使遥控键失灵。一位 AA 发言人说：“ 目前，生产的具有遥控按键的汽车是有限的，如果我们现在已发现故障达到 9000 次，那么以后还会出现什么问题呢？ ”

9、最近，我们买了一个看起来很精巧的玩具之类的东西，它有一个强磁体，许多球状轴承紧紧吸附在它上面，因此它可作为极为精美的雕塑品。当时我们不能实现的是磁铁和办公桌不能很好的贴合在一起。我们发现，当载有数据的磁盘放在它上面时，所有数据均神秘地丢失了，显示屏上同时也出现彩虹状的各种颜色。唯一的可能的原因就是使用了办公桌，因此远离办公室。

10、美国食品及药物管理局（FDA）已对轮椅进行专门的审查，一个月以前，管理局勒令轮椅生产商对其进行屏蔽，同时对用户阐明，其具有潜在的干扰危险。FDA 是在收到 “ 关于电动轮椅反复无常的发生意料外运动的许多报告 ” 之后采取行动的。报告中包括，当近旁的民用波段发射机的火警器启动时，轮椅突然起动冲出路沿并掉下桥的事故。令人不可思议的是，至今没有一例致命性损伤的报告。（但由于干扰作用，轮椅有些零部件已损坏。）。

11、大约 1990 年，艾伦在英国坎伯威尔（Camberwell）铁路段租得一地下废弃的半圆形地下室。他借钱将它改造成录音室与预演室两间，总计费用达好几万英镑。直到 1991 年 11 月，这里的生意一直不错。但是，在一个难忘的星期六早上，有三支乐队预订上午演出，另外三支乐队预订下午演出，结果发生了意想不到的故障。所有摄影设备和功放开始发出颤音。一开始，乐队工作人员认为他们的设备出了问题。而在另一间地下室内的其他人员互相打电话，他们都遇到了同样的问题。艾伦打电话到英国铁路公司，星期一早上，一位英国铁路公司的工程师来到这里，现场听了听后说，导致这种情况的原因新安装的信号系统。铁路公司通过使电流在铁轨上流动来控制列车照明灯，当列车经过时，在铁轨间形成短路，从而使列车尾部的红灯点亮。最近，英国铁路公司已决定采用交变电流。长长的铁轨就象效果极佳的天线一般，辐射很强的交流磁场（在摄影室的许多地方，磁场大约在 1 安/米）。电流电属于音频，音调在 1kHz——4kHz 间。音调是复杂的颤音，其目的是为了保证整个系统不受外界的干扰。这种颤音从电源线和连接线上被接收到后，从混音台传出来而可以听到。甚至从没有加电的音箱中也能听到（将其电缆线拔掉并将终端短接）。当将电吉它与放大器相连时情况是最糟的。吉它拾音器的工作原理是失去被钢弦振动调制的磁场，然后将其转化为声音。它不能识别磁场是来自于英国铁路公司信号系统还是来自吉它振动的弦。

12、据星期日时报（SUNDAY TIMES）（98 年 2 月 15 日）和新科学家报（NEW SCIENTIST）（98 年 3 月 7 日）报道，比利时国际航空公司在 A340 大型客机新机群上安装了磁性托盘桌，以防止飞行中托盘发出的格格作响声。但这些小桌都有可能使计算机硬盘上的数据丢失。3 月 28 日，新科学家报道这件事情是不真实的。但在法兰克福德开往柏林的列车上，这类小桌已经投入使用了。结论似乎是：如果你打算在任意一种交通工具上使用计算机，那么你应该带着一个（钢！）纸夹，用它来检查桌面是否有磁性。

13、据 IEE 1998 年 4 月出版的 “ 控制与计算月刊 ” 第 52 页，高强度辐射场枪和电磁脉冲变压器炸弹已经能够用一般的标准元件容易地制成。甚至手工制作的高强度辐射场枪或电磁脉冲变压器炸弹在几百米远的地方也可以将微处理器毁坏。也许，在今后几年内，装备了某种电子设备的面包车驶过华尔街后，就可使数以千计的计算机丧失处理信息能力，而这些却不为当地公安部门所知。

14、这里介绍一些医疗事故。在一些医院，由于水管中的地电流产生了磁场，因此这些医院中不能使用高灵敏度的电子仪器。一个病人的导管泵被静电放电损坏，但万幸的是报警系统没有受到影响，护士听到了报警。在一次手术中，一台一塑料焊接机对病人的监控系统产生了干扰，致使没有探测到病人手臂中的血

液循环停止，后来这位病人的手臂只得切除掉。

电路设计人员如何确定在哪种场合该选用哪种滤波器呢？本文旨在帮助他们作出这种决定。

滤波器的选择看似神秘，但实质上并非如此。不过在很多场合，即使竭尽全力采取以下所述方法来选择，也还是需要实验多个滤波器后才能挑出最合适的一只。

那么，为什么要煞费苦心去正确的选择滤波器呢？按这里提供的准则来进行滤波器的筛选，至少可满足滤波器的正确尺寸和类型的要求，因此，试用滤波器仅仅是用一只滤波器替换另一只滤波器，同时检查传导及辐射发射，看哪只滤波器具有最佳的费效比。

如果在设计过程中没有足够的耐心去选择滤波器，墨菲法则（好象所有的物理、医疗和财政方面的公式都是从这里派生出来的）表明：最终证明是最合适的滤波器会与产品的其它要求完全不兼容。要么滤波器太大或太重而不能安装在铸塑模机壳内，需要一笔昂贵的重新制造模具的费用，要么需要一种不易实现的安装方法，要么由于滤波器的泄漏电流，将使推向市场的产品存在安全隐患问题。确实，如果没有仔细选择正确型号及类型的滤波器，那么按照墨菲法则，挑选合适的滤波器将增加研发和生产费用，同时也会推迟产品的上市时间。

滤波器有关指标的计算

通过将产品的发射频谱与相关的电磁兼容标准比较，可以估算用滤波器控制发射所需要的衰减量。对于抗扰性控制，可以通过比较外部电噪声（通常取自有关的电磁兼容抗扰度标准）与产品电子线路的敏感性以及干扰期间希望达到的性能等级来估算一个粗略值。

当明确知道一个产品实际的发射或敏感性能时，就可采取精确的计算而不去进行估测。不过，如果不是在一个可控的 50Ω阻抗环境中工作，在购买滤波器时，厂家提供的产品指标是靠不住的。

阻抗问题

滤波器的工作原理是在射频电磁波的传输路径上形成很大的特性阻抗不连续，将射频电磁波中的大部分能量反射回源处。大多数滤波器的性能是在源和负载阻抗均为 50 的条件下测得的，这使我们直接联想到极为重要的一点，这就是滤波器的性能在实际情况下不可能达到最佳。

考察一个典型的电源线滤波器，它安装在交流电源线与作为电子产品直流电源的交-直流变换器之间。白天，交流电源的阻抗在 2～2kΩ间变化，取决于与它连接的负载以及所关心的频率。连接到电子设备的电源线的特征阻抗大约在 150Ω，当整流器在电源波形的尖峰附近导通时，相当于短路，而在其它时间，相当于开路。

滤波器参数是在 50Ω的源和负载阻抗的测试环境下获得的，因为大多数射频测试设备采用 50Ω的源、负载及电缆。这种方法获得的滤波器性能参数是最优化的，同时也是最具有误导性的。

因为滤波器由电感和电容组成的，因此这是一个谐振电路。其性能和谐振主要取决于源端及负载端的阻抗。事实上，一只价格昂贵且 50/50 性能优秀的滤波器可能在实际中的性能还不如一只价格较低且 50/50 性能较差的滤波器好。

电源线滤波器

图 1 给出的单级电源线滤波器对源和负载的阻抗都很敏感，当工作在实际的源和负载阻抗条件下时，很容易产生增益，而不是衰减。这种增益通常出现在 150kHz～10MHz 的频率范围内，幅度可以达到 10 ～20dB。因此，在产品上安装一个不合适的滤波器后，可能会增加发射强度和/或使敏感性变得更糟。

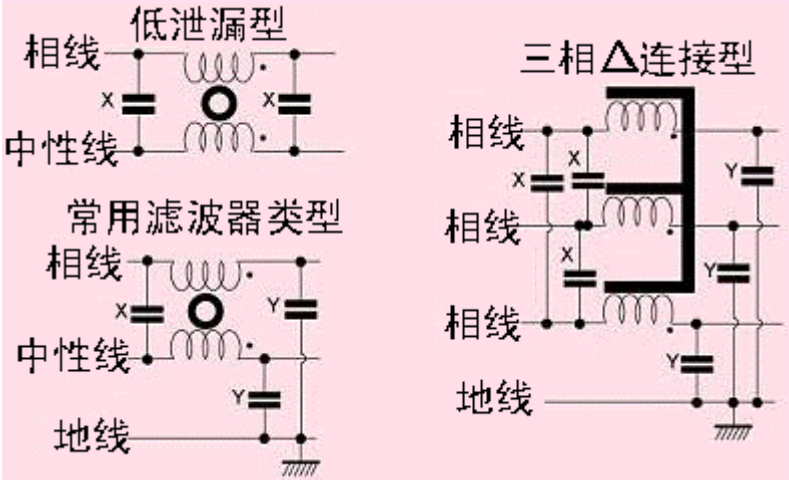


图 1 典型的单级电源线滤波器

图 2 所示的两级或更多级的滤波器，可以使内部接点保持在相对稳定的阻抗上，因此对负载及源的阻抗依赖不是很大，可以提供接近 50/50 指标的性能。当然，这些滤波器体积更大，价格更高。

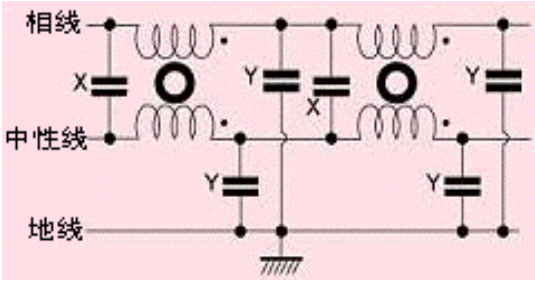


图 2 典型的两级电源线滤波器

为了解决阻抗问题，最好是购买生产厂家同时标明了在“匹配”的 50/50 测试系统中的指标和在“失配”条件下的指标的产品。失配的数据是在源阻抗为 0.1，负载阻抗为 100 的条件下，和相反的条件下，测得的。一个窍门是用所有这些曲线中的最坏情况形成一条衰减曲线图，并将其作为滤波器的技术指标。图 3 表示的是该过程的一个示例。当采用这种方法来选择滤波器以满足产品的预期目的时，滤波器的性能通常能够达到希望的效果，甚至更好一些。

图 3 根据厂商数据绘制的可靠的滤波器衰减图

大多数电源线滤波器采用共模扼流圈和连接在相线间的 X 电容处理差模干扰。如果滤波器用于解决开关电源、相位角功率控制器、马达驱动器等电路产生的低频高强度干扰问题，则通常需要比 X 电容所能提供的差模衰减更大的衰减，这时需要采用如图 4 所示的差模扼流圈。由于磁芯会发生饱和现象，所以很难以较小的体积获得较大的电感量。这些滤波器一般体积比较大而且也比较昂贵。

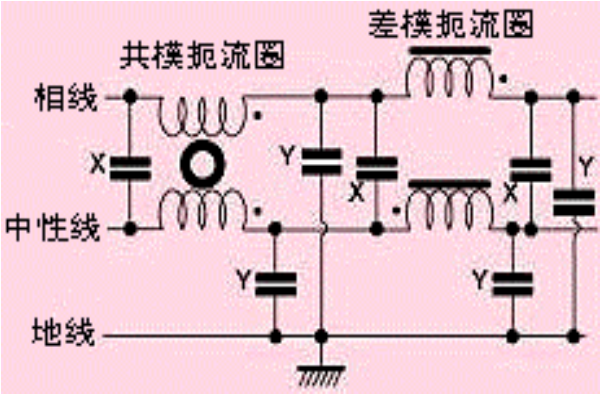


图 4 开关电源转换器上使用的典型滤波器

大多数电源线滤波器采用 Y 型电容，这些电容连接在相线与地线之间。为了不超过相关安全标准限定的地线允许泄漏值，这些电容的值大约在几 nF 左右。一般地，Y 电容应连接到噪声干扰较大的导线上（例如，仪表灵敏模拟电路中的电源线，开关电源中的整流器等）。

对于医疗设备，特别是与病人身体接触的，要求地线泄漏电流值相当低，因此使用任意一种 Y 型电容都是不行的。这时采用的滤波器需要更大的电感和/或采用多级级联，因此体积较大，价格较高。（最好是在设备与病人相连的那一端采用电池供电,仅通过光耦或光纤与交流电源供电的设备相连。）

在较大的系统里，来自大量 Y 型小电容的地线泄漏会产生很大的地线电流，这样就会产生地线电压差，从而导致不同设备间的互连电缆上产生“嗡嗡”的交流声和瞬态高电平。现代最佳解决方案是采用等势三维地线搭接，但许多陈旧的设施中不能实现这一点。因此，决定用在大系统里的设备应使用 Y 电容很小或根本没有 Y 电容的滤波器。

最好是使用满足安全认证的电源线滤波器。这些滤波器的安全性、可靠性、温度范围、额定电压和电流以及恰当的安全标准的应用均业已由厂家认证通过。

信号线滤波器

如果传导发射或辐射发射由不可避免的信号频谱引起，那么试图使用差模滤波器来减小这些发射并不是办法。不过对所关心的信号频谱范围内的频率，采用共模滤波是可行的，因为有用的信号是差模而非共模。

信号线滤波器的技术指标中，一般都忽略了地线噪声。驱动芯片会产生地线跳跃噪声，如果数字印刷电路板的地线面与机壳间的射频搭接不好，便会在所有导线中产生大量的数字 0V 噪声，因此，外封装上标有低转换速率的驱动芯片仍可能产生高电平的射频噪声。

低频模拟信号中使用的滤波器，尤其是当电子电路的灵敏度非常高时，需要采用如电源线滤波器一样的单级或多级电路。然而，在多数情况下，信号是数字化的或高电平模拟信号，对干扰不很敏感，因此可采用 R、L、C、RC、LC、T、或 π 型滤波器，如图 5 所示。

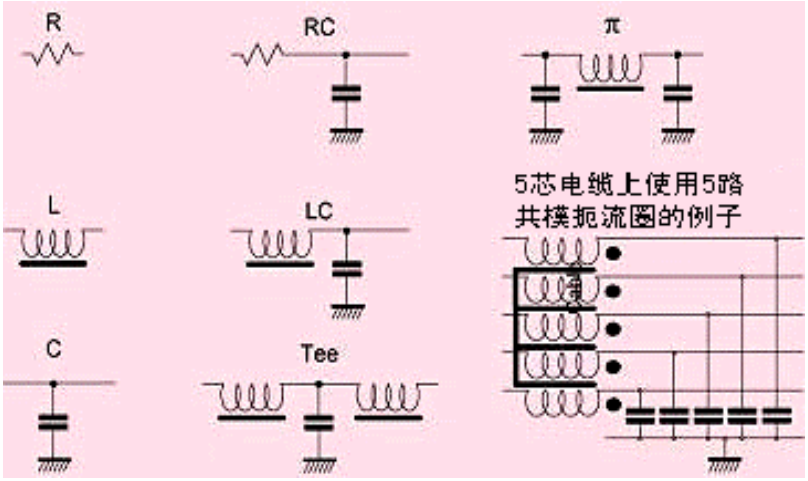


图 5 各种信号线滤波器

R 和 L 滤波器的基本工作原理是产生一个高阻抗以反射干扰，但这通常仅能获得几个 dB 的衰减。当源和负载阻抗都较低时，这种滤波器是最适合的。L 滤波器能产生谐振，因此最好由软铁氧体磁性材料做成（参见下述部分）。由于电阻中存在 0.2 pF 左右的寄生旁路电容,因此 R 滤波器在高频时会失去滤波效能.

C 滤波器能产生一个低阻抗来反射干扰，通常用在源和负载阻抗都比较高的场合。通常，C 滤波器的性能曲线看起来都是比较理想的，但实际上远不是这样。

具有较大 R 值的 RC 滤波器是比较理想的，因为它不会产生明显的谐振。但当信号频率在几 kHz 以上，或传输率在 kB/s 以上的电路中，高 R 值（最好是取 10k 左右）是不适合的。

LC、T 和 π 型滤波器可以有更高的衰减值，但当它们连接到非 50 的源和负载阻抗的环境中时会发生谐振现象。这个问题可以通过在电感上装入铁氧体来解决。铁氧体在低频（有时可达 10MHz 左右）时呈电感特性，但在较高的频率处，它们失去了电感特性而表现出电阻特性。铁氧体磁珠在 100MHz 时的有效阻抗超过 1k，但直流时的阻抗则小于 0.5，因而在无用频率处呈现高阻状态，在有用频率处呈现低阻状态。现在可以采购到型号众多的 SMD 铁氧体磁珠来满足各种频谱的需要。

射频滤波器的一个鲜为人知的特性就是当它不连接到良好的射频参考地时，其效果是很差的。唯一能够作为射频参考地的是 PCB 上的实心地平面、金属板或金属壳体（“法拉第笼”），理想情况下，在被滤波的最高频率处，它们都不应有大于波长 1/100 的孔洞（空气中 1GHz 时 3mm，或者在 FR4 纤维玻璃板中为 1.5mm）。

滤波器中的电容与射频地之间的连线也应小于波长的 1/100，同时还要保证电感很低。这就是说，除非在极低的频率下，否则安全地的绿/黄色导线不能作为滤波器地线。例如，如果装有 2.2nF 的 Y 型电容的电源线滤波器通过一根 10cm 长的绿/黄色导线接地，那么，在 20MHz 以上的频率时，由于地线电感的影响，其 Y 型电容将失效。

在估计绿/黄色导线地线的搭接性能时，可以假设导线的电感值约为 1nH/mm。滤波器唯一正确的连接是将滤波器壳壁直接与射频地参考面或壳体连接起来。当然，只要有直接的射频地线搭接，那么出于安全考虑，装入绿/黄色导线也未尚不可。

如果滤波器要安装在 PCB 板上，其电容必须直接连接到地平面上。如果没有地平面，安装含有电容的滤波器是劳而无功的。如果滤波器安装在一个金属板或屏蔽壳体上，那么它必须是导电连接的，有时甚至有必要在滤波器安装面贴上一圈导电衬垫，以使滤波器壳体与其搭接的金属面间形成无缝隙的射频搭接。

军用信号滤波器一般属于 C 和 π 型，因为多数常见的军事设备都有一个很结实的、设计完善的射频地（金属浇注机箱）。因此，这种场合使用的滤波器一般不会受到射频地不良所带来的影响。

不过，对民用品、商业用品及工业制品来说，射频地的完整性通常是一个严重的问题，因为得处处考虑产品成本。因此，我发现在这种情况下，性能较好的信号线滤波器一般是 RC、LC 或 T 型的，将电阻或电

感连接到外部导线上。这将使射频参考地线上的射频电流比 C 或 π 型滤波器产生的射频电流小得多。

如果一条电缆有多束芯线，通常最好的办法是将所有的芯线穿过一个共模扼流圈。如果减小敏感信号之间的串扰十分重要，则可以对芯线中各个信号分别采用共模扼流圈。图 5 表明用于五芯电缆的五路共模扼流圈的一个例子。表贴共模扼流圈在差不多 5mm 的正方体壳体内可达八路之多。

如果电源线滤波器不允许来自数字电路的 900MHz 的谐波泄漏到电源线中，这时就应考虑滤波器和屏蔽体的优化配合。这些接近微波频率的谐波会使产品的辐射发射加强。

射频滤波器的另一个鲜为人知的特性就是要将滤波器与屏蔽视为一个整体，两者相辅相成。错误的滤波器结构设计或安装方法很容易使产品辐射发射超标。

滤波器的结构和安装

如果欲在高频获得极佳的滤波性能，那么滤波器很容易由于其 PCB 走线和/或滤波与未滤波分界面上导线的射频泄漏而使其性能发生降级。许多工程技术人员对滤波器周围的射频泄漏疑惑不解，滤波和未滤波走线及导线必须尽可能地彼此远离，而且没有其他走线或导线穿过附近滤波/未滤波的边界线，通常，对滤波器未滤干净的残余泄漏采用屏蔽技术是非常必要的。

如果外部电缆滤波后进入具有地平面的 PCB 板或用作射频地的一个工业仪表面板，滤波器应安装在电缆进出 PCB 板或仪表面板的位置上，并且要直接连接到射频地线上。

如果外部电缆经滤波后进入屏蔽机柜，滤波器应安装在机柜的壁上，并且要在安装孔的周围一周与柜壁进行导电连接。隔离式滤波器是最好的选择（例如，穿心电容），但一般都比较贵而且难于安装。

市场上也可以采购某些型号的滤波连接器，比如 D 型连接器（通常只有 1nF 的电容，不过磁珠、T 和 π 型滤波器也是有效的）。

就电源线滤波器（通常适用于 0—400Hz 的频率，且性能基本不变）来说，面板安装的滤波器通常采用 IEC 插座。将这种金属外壳的带 IEC 插座的滤波器安装在屏蔽体上，如果滤波器壳体上没有缝隙，并且按图 6 所示的办法将它四周电气连接到屏蔽金属件上，可在数十兆赫兹的频率范围内获得较好的性能。有些厂商仅一味追求滤波器能否在传导发射测试频率（达到 30MHz）范围内正常工作，这种滤波器的成本较低，但使滤波器的屏蔽完整性受到影响，从而使产品不能通过电磁兼容标准中的辐射发射试验。

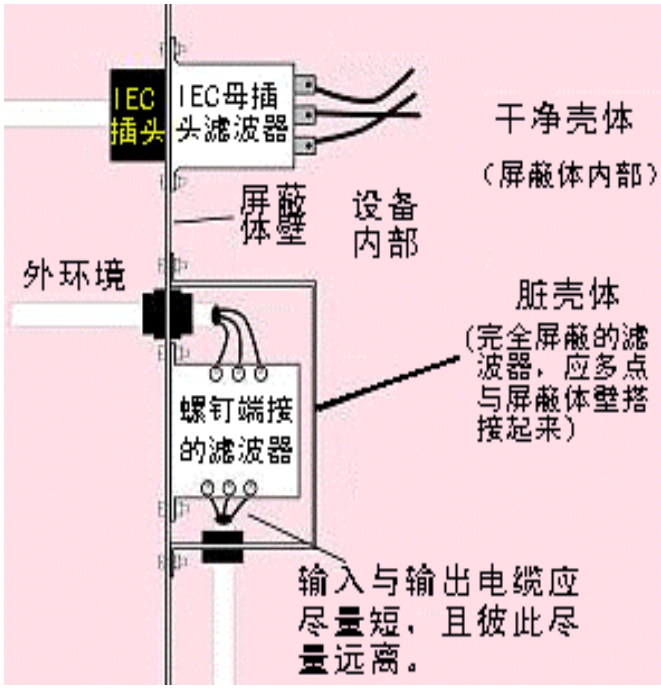


图 6 屏蔽体上电源线滤波器的安装方法

在大功率场合中，多数电源线滤波器采用螺钉接线方式，从而使隔离板安装不可能。图 6 表明镙钉安装的滤波器采用“脏盒”方法，同时用一个外层屏蔽盒将其封装在一个屏蔽的“脏盒”内。即使脏盒中的输入和输出电缆很短而且彼此远离，高频仍然可以泄漏出去，因此需要对某一条电缆或所有电缆套装磁环来解决。

电源滤波器的设计通常可从共模和差模两方面来考虑。共模滤波器最重要的部分就是共模扼流圈，与差模扼流圈相比，共模扼流圈的一个显著优点在于它的电感值极高，而且体积又小，设计共模扼流圈时要考虑的一个重要问题是它的漏感，也就是差模电感。通常，计算漏感的办法是假定它为共模电感的 1%，实际上漏感为共模电感的 0.5% ～ 4%之间。在设计最优性能的扼流圈时，这个误差的影响可能是不容忽视的。

漏感的重要性

漏感是如何形成的呢？紧密绕制，且绕满一周的环形线圈，即使没有磁芯，其所有磁通都集中在线圈“芯”内。但是，如果环形线圈没有绕满一周，或者绕制不紧密，那么磁通就会从芯中泄漏出来。这种效应与线匝间的相对距离和螺旋管芯体的磁导率成正比。共模扼流圈有两个绕组，这两个绕组被设计成使它们所流过的电流沿线圈芯传导时方向相反，从而使磁场为 0。如果为了安全起见，芯体上的线圈不是双线绕制，这样两个绕组之间就有相当大的间隙，自然就引起磁通“泄漏”，这即是说，磁场在所关心的各个点上并非真正为 0。共模扼流圈的漏感是差模电感。事实上，与差模有关的磁通必须在某点上离开芯体，换句话说，磁通在芯体外部形成闭合回路，而不仅仅只局限在环形芯体内。

如果芯体具有差模电感，那么，差模电流就会使芯体内的磁通发生偏离零点，如果偏离太大，芯体便会发生磁饱和现象，使共模电感基本与无磁芯的电感一样。结果，共模辐射的强度就如同电路中没有扼流圈一样。差模电流在共模环形线圈中引起的磁通偏离可由下式得出：

$$\Delta\Phi = \frac{L_{dm} \cdot \Delta I_{dm}}{n} \qquad \text{……（1）}$$

式中，是芯体中的磁通变化量，Ldm 是测得的差模电感，是差模峰值电流，n 为共模线圈的匝数。由于可以通过控制 B 总，使之小于 B 饱和，从而防止芯体发生磁饱和现象，有以下法则：

$$I_{dm} < \frac{n \cdot B_{max} \cdot A}{L_{dm}} \qquad \text{……（2）}$$

式中，是差模峰值电流，Bmax 是磁通量的最大偏离，n 是线圈的匝数，A 是环形线圈的横截面积。Ldm 是线圈的差模电感。

共模扼流圈的差模电感可以按如下方法测得：将其一引腿两端短接，然后测量另外两腿间的电感，其示值即为共模扼流圈的差模电感。

共模扼流圈综述

滤波器设计时，假定共模与差模这两部分是彼此独立的。然而，这两部分并非真正独立，因为共模扼流圈可以提供相当大的差模电感。这部分差模电感可由分立的差模电感来模拟。

为了利用差模电感，在滤波器的设计过程中，共模与差模不应同时进行，而应该按照一定的顺序来做。首先，应该测量共模噪声并将其滤除掉。采用差模抑制网络（Differential Mode Rejection Network），可以将差模成分消除，因此就可以直接测量共模噪声了。如果设计的共模滤波器要同时使差模噪声不超过

允许范围，那么就应测量共模与差模的混合噪声。因为已知共模成分在噪声容限以下，因此超标的仅是差模成分，可用共模滤波器的差模漏感来衰减。对于低功率电源系统，共模扼流圈的差模电感足以解决差模辐射问题，因为差模辐射的源阻抗较小，因此只有极少量的电感是有效的。

尽管少量的差模电感非常有用，但太大的差模电感可以使扼流圈发生磁饱和。可根据公式（2）作简单计算来避免磁饱和现象的发生。

用 LISN 原理测量共模扼流圈饱和特性的方法

测量共模线圈磁芯（整体或部分）的饱和特性通常是很困难的。通过简单的试验可以看出共模滤波器的衰减在多大程度上受由 60Hz 编置电流引起的电感减小量的影响。进行此项测试需要一台示波器和一个差模抑制网络（DMRN）。首先，用示波器来监测线电压。按如下方法从示波器的 A 通道输入信号，将示波器的时间基准置为 2ms/div，然后将触发信号加在 A 通道上，在交流电压达到峰值时会有线电流产生，此时滤波器效能的降级是意料中的事情。差模抑制网络（DMRN）的输入端连接到 LISN，输出端用 50 的阻抗进行匹配且与示波器的 B 通道相连。当共模扼流圈工作在线性区时，在输入电流波动期间，B 通道监测到的发射增加值不超过 6—10dB。图 1 为此测试在示波器上显示的结果，上面的曲线为共模发射；下面的曲线为线电压。在线电压峰值期间，桥式整流器正向导通且传送充电电流。

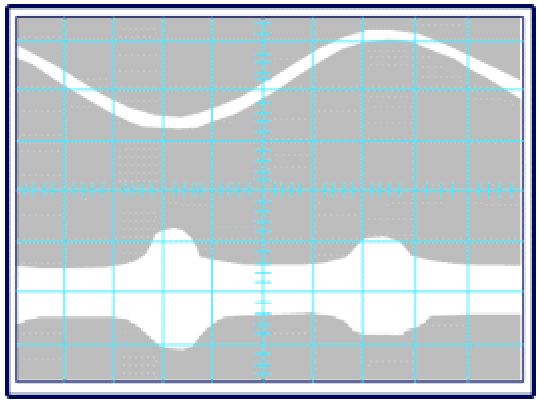


图 1 示波器上显示的由于 60Hz 充电电流引起的共模扼流圈的降级

如果共模扼流圈达到饱和，那么在输入浪涌增加时，发射将会增加。如果共模扼流圈达到强饱和，发射强度与不加滤波器时的情况是一样的，也就是说很容易达到 40dB 以上。

这些实验数据可用其他方法来解释。发射最小值（线电流为 0 的时候）是滤波器无偏置电流时表现出来的效果。峰值发射与最小发射的比率，即降级因子，用来衡量线电流偏移量对滤波器实际效果的影响。降级因子较大表明共模扼流圈磁芯完全没有得到恰当的使用，较好的滤波器的“固有降级因子”差不多在 2—4 之间。它是由两种现象产生的：第一，60Hz 充电电流引起的电感减小（如上所述）；第二，桥式整流器的正向及反向导通。共模发射的等效电路由一个阻抗约为 200pF 的电压源、二极管阻抗和 LISN 的共模阻抗组成，如图 2 所示。当桥式整流器正向偏置时，在源阻抗、25 和 LISN 共模阻抗之间会产生分压现象。当桥整流器反向偏置时，在源阻抗、整流桥反偏电容、LISN 之间产生分压现象。当二极管整流桥反向偏置电容较小时，对共模滤除有一定效果。当整流桥正向偏置时则对共模滤除没有影响。

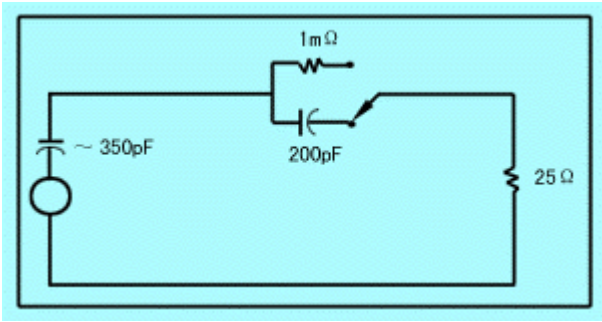


图 2 共模辐射等效电路

由于产生了分压，固有降级因子的预期值为 2 左右。实际值的变化相当大，主要取决于源阻抗和二极管整流桥反向偏置电容的实际大小。在 Flugan 发明的一个电路中，正是应用这个原理来减小镇流器的传导发射的。

用电流原理测量共模扼流圈饱和特性的方法

如果测试人员相当谨慎，那么就可以采取类似 MIL-STD-461 中的测试装置来检测共模扼流圈的饱和特性。这个原理的应用如下：测试时采用两只电流探头，低频探头监测线电流，高频探头仅测量共模发射电流。线电流监视器作为触发源。不过，使用电流探头的一个隐患是差模电流衰减是管芯内绕组导线对称性的函数。如果精心合理安排绕线布局的话，30dB 左右的差模电流衰减是能够得到的。即使达到这个衰减值，测得的差模分量也可能超过预期的共模分量值。可用如下两项技术来解决这一问题：第一，将一只 6kHz 转折频率的高阶高通滤波器与示波器串联（注意应用 50 的终端阻抗进行匹配）。第二，在每只 10μF 的电容与电源总线之间接入一根导线。为了测量共模辐射，电流探头应夹在这些载有极小线电流的导线近旁。

共模扼流圈内存在的差模与共模磁通

为了快速且浅显地介绍共模扼流圈的作用，可考虑采用以下论述：“共模扼流圈管芯两侧的磁场相互抵消，因此不存在磁通使管芯饱和。”尽管这种论述对共模扼流圈作用的直觉叙述具体化了，但实质上并非如此。

参考以下围绕麦克斯韦方程所进行的讨论：

* 假设电流密度 J 产生磁场 H，那么就可得出结论：附近的另一个电流不会抵消或阻止磁场或者是由此而产生的电场。

* 同样一个相邻的电流可以导致磁场路径的改变。

* 在环形共模电感的特殊场合中，每条引线中的差模电流密度可假定是相等的，且方向相反。所以由此而产生的磁场必定在环形磁芯周边上的总和为 0，而在其外部则不为 0！

磁芯的作用就好象它在线圈绕组的间隙处裂为两半时所表现出来的效果一样。每个绕组在环形线圈一半的区域内产生磁场，意指穿过空气的磁场必定会形成自封闭回路，图 3 是环形磁芯和差模电流磁路的示意图。

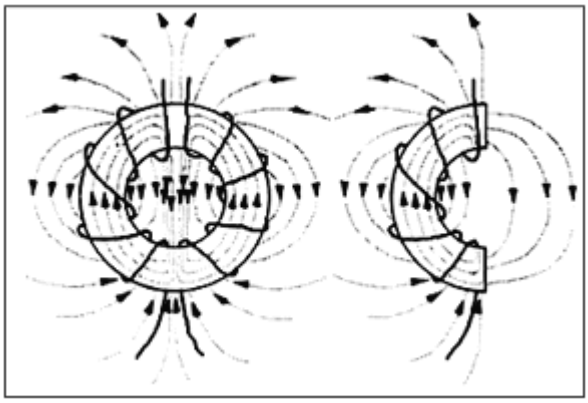


图 3 共模环形磁芯中差模磁路示意图

漏感综述

共模扼流圈能发挥一定的作用是由于μcm 比 μdm 大好几个数量级的缘故，因为共模电流通常很小，可以通过使 L/D 保持在较低值来获得更小的 μdm。

为了得到共模电感，同时又要使差模电感最小，最好是采用横截面积较大的磁芯绕制成多匝线圈。采用较大的螺旋管磁芯，也并非一定要这样的磁芯，可在共模扼流圈内并入有效的差模电感。因为差模磁通是远离磁芯（环形结构）的，因此可能会产生极强的辐射。尤其是滤波器安装在 PCB 板上的情况下，这种辐射可以耦合到电源线，使传导发射增强。当磁性材料被带到场内时（例如，环形磁芯放置在铁壳里），差模磁导率就可能会显著地增加，从而由于差模电流而导致磁芯的饱和。

无辐射共模扼流圈结构

为了实现有效的滤波器设计，磁通离开磁芯引起的辐射问题必须予以解决。其办法有是将差模磁通限制在磁性结构物体中（壶形铁芯），或者是为差模磁通（E 形铁芯）提供一条高磁导率的路径。

壶形铁芯结构

如果共模扼流圈采用壶形铁芯结构，那么就需两个绕轴。图 4 示意出了壶形铁芯窗格里的两组线圈及其产生的磁通路径。同时也表明了同一结构条件下的差模磁通路径。

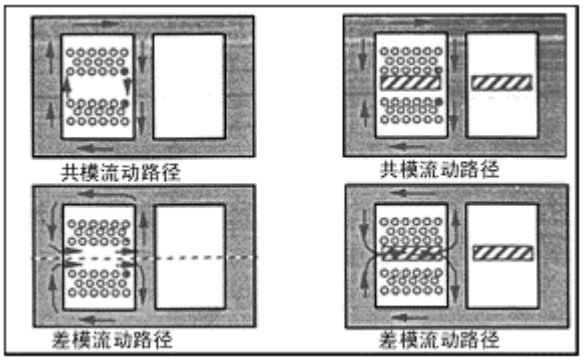


图 4 共模壶形铁芯电感中的磁路

注意第一组，所有的磁通均在铁芯内部。正是由于这种结构，从铁芯外表面到其中心垂直隔板间的空气隙长度决定了纯磁阻的大小。使用磁导率大于 10 的垫圈后，就可以通过改变垫圈（其值等于空气隙长度）内外半径的大小来控制纯磁阻。壶形铁芯的差模电感、共模扼流圈可按如下公式计算：

$$LDM = N^2 \cdot (\text{垫圈磁导率} + \text{壶形铁芯磁导率})$$

$$\text{垫圈磁导率} = \ln \frac{2\pi\mu_0 (l_5 - l_4)}{\left[\left(\frac{r_2}{r_1}\right)\cdot\left(\frac{r_3}{r_4}\right)\cdot\left(1-\frac{1}{\mu_r}\right)\right]} = \frac{2\pi\mu_0 (l_5 - l_4)}{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)\cdot\left(\frac{r_3}{r_4}\right)}$$

$$\text{壶形铁芯磁导率} = 2\pi\mu_0 \frac{1}{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)}\left[\frac{l_1}{3} + (l_2 - l_1) - (l_5 - l_4) + \frac{l_3 - l_2}{3})\right]$$

具体尺寸如图 5 所示。

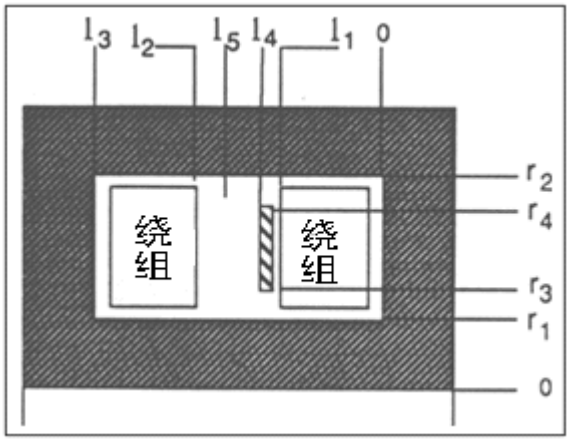


图 5 壶形铁芯计算差模电感时的具体尺寸

减小差模路径上的磁阻将使差模电感增加。使用这种共模扼流圈的最显著的优点就在于壶形铁芯具有固有的“ 自屏蔽 ”特性。

E 形铁芯结构

另外还有一种共模扼流圈，它比环形磁芯线圈更易绕制，但比壶形铁芯线圈的辐射更厉害，E 形铁芯线圈如图 6 所示。图中表明，共模磁通将外部引线上的两组线圈都联系在一起了。为了获得较高的磁导率，在外部引线上应没有空气隙。另一方面，差模磁通将外部引线和中心引线联系起来。差模路径中的磁导率可以通过使中心引线彼此隔开来取得，中心引线是产生辐射的主要区域。

61、问：我们有一 10000 级的洁净帐篷，在其内部，我们打算建造一个探究太空的装置。这个装置是依据光学原理设计的，对粒子和除气作用十分敏感。帐篷内还有大量的电子，我想知道清洁室和静电损耗要求下应使用的最好材料是什么？

答：清洁室内使用的最好材料是型号 L 的地板垫子材料。每卷宽 0.60cm，长 122m，在清洁室要求下，腕套应用来连接地板垫子，这些材料均可从有关厂商订货。

62、问：我们发现了磁疗的作用。在工作中，我们处于静电放电的环境中，工作服、鞋袜、腕套、椅子、

离子发生器、几乎所有的东西都带静电。我们想知道穿这些内有磁性鞋垫的鞋是否将损坏生产的成品。我们在空气室里安装了电子传感器元件，磁疗对如此多的人起作用，因此我们不愿放弃。任意信息将会大大地得到重视。对吗？

答：你所说的具有磁疗作用的鞋垫不会干扰静电放电程序。仅有的一个例外是：如果电极头处的磁场很强，你的脚又十分缓慢地移过一低阻抗导体，那么你就会产生出电流，如果能量不能泄放掉的话，便会引起故障，时间一长的话就会使泄电积累到相当高的水平。

63、问：在通过 MIL-883 模型后，我们发现了一个不同的情形，当屏蔽元件从屏蔽袋内移走时，它会被静电放电损坏。我也正在查找这方面的书籍，即在静电放电袋里的元件在保护状态下工作时，其引线需剪短。如何解释这一现象？

答：当屏蔽元件从屏蔽袋里移走时，它可能损坏。产生的静电可以对一个物体充电（就象屏蔽袋里的元件一样），可以在移动过程中产生静电放电问题。在订购屏蔽袋时你需要指明抗静电的特征参数。抗静电指的是材料所表现出来的摩擦充电行为。

64、问：我正努力寻找可与 MIL-W-80 标准相符的公司，这是一个与静电损耗性丙烯酸纤维或丙烯酸涂层相关的 1966 MIL 标准。请给予详细说明。

答：MIL-W-80 指的是片状或带状的固体物质，不能应用到地板涂层上。地板涂层也与几个工业公认标准（ANSI/ESD-S7.1 地板涂层表面阻抗的标准，AATCC TM-134-1979 是地板涂层产生静电的标准，FTMS 101C，M-4046 是地板涂层的电荷衰减标准）相符。

65、问：我的公司生产计算机，其可靠性测试之一是静电放电。测试时所采用的标准是 IEC-810-4 L3，空气：8kV，搭接电压：6kV。但我们想卖给美国加州的一个购买单位。请问用来测试时的静电放电电压有多少千伏？

答：在测试静电放电敏感性时，所采用的测试方法有以下三种：

1、 人体模型（＋4000V 和－4000V 的电压波形，0 和 500 的负载）
2、 充电元件模型（可达到 2000V 的电压波形）
3、 机械模型（＋400V 和－400V 的电压波形，0 和 500 的负载）

这包括了电压极限在内，注意根据不同的负载阻抗，会有不同的波形需求。在美国万宝路，麻萨诸塞州，在罗马，纽约的静电放电协会，这些标准对静电放电系统是有效的。

66、问：我有一个干粉灭火器，当粉末被一螺旋状的传送装置向上挤时，它会通过一金属探测器注入到一直径 15.2cm，长 91 cm 的不锈钢管中。当消防人员一接触灭火器的盖子时就会发生静电放电现象。我们努力将所有金属部分连接到同一单点接地点，而且在地板上放置一抗静电垫子。消防人员全身着全棉服装，这样就可到处走动且不需带腕套，对此还有什么好的建议吗？

答：当干粉通过不锈钢管并注满灭火器时，干粉和灭火器正在产生摩擦电。操作人员最可能感觉到静电泄电是由于这个过程引起的。你可试着将所有金属部件与单点接地点（CPG）连接，并使用抗静电地板垫子。你已经采取了一些重要的静电放电控制程序，但仍没有解决你的问题。你需要检查以下几点：

1、 灭火器封盖应导电用与同一单点接地点连接。
2、 灭火器壳体应是导电的，也要与同一单点接地点连接。

3、 如果上述两者均不导电，那么就应该考虑使用电离。

4、 抗静电地板垫子可以是导电的也可以是损耗性的，并且应连接到同一单点接地点。

5、 所有操作人员都应穿一双 2M 的防静电鞋，且与导电接地垫子相连，这样他们就不会在灭火器的封盖处成为静电放电事件的激励源。

只要按上述步骤来正确执行，你的问题就应得到控制。

67、问：最近，我用两块带有不同电荷的金属板（一块较小，一块较大且规则），即电荷板分析仪检验离子束，在同一区域及离子束间距两种方式下进行读数取样，发现较小的一块大约 6V 左右，而较大的一块示值为－8V。当尽力使离子束间距一样时，我该取哪一个值？当检测金属板时的读数显示为＋/－X 伏时，这是代表总体电压的 X%或是与正在检测的电荷有关呢？（例如，1500V 的 1%或 8V 的 1%？）

答：首先，对电荷板分析仪的两个分块分别进行检查，从而将其校准以确保它的准确性。其次，检验测量精度的产品说明书。第三，电荷板面积可以不同。离子束沿其轴向长度有几个发射源，确信你在同一距离且覆盖同一区域。如果发射源是直流的，且每隔一英寸其极性改变一次，你所进行的测量会由于电荷板的位置不同而受到影响。精确度应与电荷板测量出来的电压读数有关。检查产品数据图以确认它可应用到你的单元电路中。

68、问：工厂生产车间的地板多数都铺有一层静电损耗性瓷砖，但也有一些角落未铺。地板是混凝土结构的，我想知道这种办法是否具有足够的损耗性？在地板上涂上一层诸如导电蜡之类的导电涂层会起作用吗？

答：单独的混凝土不会形成完整的静电放电地板。即使在地板上，地下水可以通过渗出口渗出，从而使混凝土导电，但总有一些干湿不一致的地方。很显然，导电蜡是有用的，我们最好将导电蜡视为地板的涂层，因为涂层里没有蜡，蜡是绝缘的。在地板上涂蜡前，你应将混凝土地板掩盖严实以避免水引起的粘接不良问题，同时这也能增加地板涂层的覆盖度（通过减少地板的孔隙度）。其他的解决方案有：给混凝土地板涂上一层导电漆；用导电瓷砖或地板垫子；铺导电地毯或划分出一块区域作为非静电放电安全区。

69、问：我对防静电鞋很感兴趣，但不清楚静电放电地板必须具备的东西或者是说明书。如果要试地板的静电放电可塑性，必须采取什么措施，请给出一些建议，另外，地板满足要求的具体实施方案是怎样的呢？

答：根据标准 EIA-625，静电放电地板的电阻应大于 105 且小于 109。静电放电协会有一个试行标准 ESD DSTM54.1-1997，在测量电阻时，它将地板材料及鞋类物品归并在一起。这实际是一种测量方法，没有规定或建议工作在阻性区间。事实上，为了测试地板，标准 ANSI/ESD-S7.1-1994 有明确的测试方法，即用两个五磅的探针驱动 10V 或 100V 的电压。使用的仪器是 41273 型号的，专门在做这种测量时使用。

70、问：CMOS 集成芯片在经受严重静电放电的泄电冲击后，其可靠性会降级吗？

答：如果泄电的路径包括 CMOS 器件输入（针可焊点）端之一时，那么剧烈的静电放电将会使 CMOS 单元电路产生不稳定现象。这会使相关元件的寿命缩短且会产生间歇的故障。你可以切开有故障的元件封装，并将其放在高倍显微镜或扫描电子显微镜下，你就可看到已损坏的区域。

71、问：无线静电放电保护指的是什么？

答：唯一适用的迫使空气电晕放电进而离子化的措施可广泛用作“ 空气离子发生器 ”。静电放电系统有好几

个模型供选择，唯一取消的是放电时间，它取决于电荷泄放速率，空气流通速度和接近度最多接近于 2 秒，在产品生产期间急需保护的措施，但是在使用接地的腕套和静电放电地板垫子，第二种保护措施也是可行的。

72、问：如何判断抗静电屏蔽袋的失效，例如，袋上有折痕或者是小的孔洞。

答：在 MIL-B-81705C 标准文件中可以找到你的所有答案，特别地，如果一个抗静电屏蔽袋（型号 III）满足以下任意一个条件，则可以将其视为无效：

* 静电袋发生标准 MIL-B-81705C 中 4.8.4.1 节中详细说明的分层现象。
* 静电泄电衰减率大于 2 秒。
* 衰减电磁干扰不到 10dB。
* 小孔的直径大于 2mm。
* 不能屏蔽 30kV 以下的静电放电事件。
* 里外每平方面积上的表面电阻大于 1012，内部每平方面电阻小于 105。

总之，由于法拉第效应，如果屏蔽袋上有折痕或小孔，那么它仍有屏蔽作用。不过将这些静电袋扔掉是更安全的，这可能会花费更多的测试费，证明合格后只需将其替换掉。

73、问：

1、用于生产硬盘的等级 100 的清洁室，其标称湿度水平是多少？

2、Pomalux 是我知道的在静电放电安全性方面最好的唯一一种塑料物质，但却相当昂贵，还有其他类似的材料吗？

3、有没有通用的离子发生器？如果有，什么厂商生产呢？怎样才能检验它的结果是否正确？

4、 静电传感器的读数为什么会大幅度地变化？（也就是说没有重复性或大范围跃变。）

答：

1：良好的标称湿度在 40%——55%之间。你需最大限度地减小腐蚀，同时又要尽可能地加强静电放电保护。有可以测试湿度的纸张可供你方便之用。

2：静电安全性良好的材料还有乙烯树脂、橡胶、硬纸板和聚乙烯等，这取决于你所应用的场合。静电放电安全也意指抗静电特性、损耗特性及屏蔽特性，这也同样取决于你所应用的场合。

3 与 4：电荷板会析仪是监视电晕放电型的空气载流子离子发生器的首选仪器。而且，静电传感器每次测量一个小的区域，静电荷在导电或绝缘表面不必均衡。如果某一物质遭受到电场或摩擦电激励，自由电子就会发生不平衡现象。平衡不总是一致的，静电计传感器与所测表面的距离也会进一步使这种平衡发生变化。所测表面的几何结构也可以导致场强的变化，例如，曲面（柱状金字塔形）比较平的表面具有更强的场，因为电荷总是积聚在物体尖端处。

74、问：

1、导电指套可减少负荷吗？损耗性手套上使用导电指套有何好处？

2、我们有许多 3M 961 离子发生器，这些对零级站够好吗？

答：

1：导电指套的好处取决于下述几个问题：导电指套的规格是什么？你要处理什么问题？操作人员觉得最舒适的是什么？你要在清洁室里工作还是不在里面工作？总之，损耗性手套也会减小导电指套（＜104＝可能发生的静电放电的机会，但当使用一损耗性手套时则没有差异。手套比指套遮住手的面积更大，如果你在 12 种以上的场合中需戴手套的话，那么戴手套将是更有效的。

2：对于零级站，无论如何，任意粒子的容差都不能超过 2.5 微米。唯一的办法是获得一采用离子发生

器的零级清洁室，以保证清洁室内唯一的部件是电晕放电发射源。你也许知道一些具有电晕放电发射源的系统，我不熟悉 961 设备。如果它是架空或其他“ 鼓风机 ”类型的设备，那么，它不会满足你的标准。对于 100 级，我们的架空线路是良好的，一旦开始准备好，。。。。

75、问：假定我们公司的静电放电措施做得很好，只是下面一件事未使人满意：我们公司的职员喜欢将粉红色的抗静电泡沫塑料放在电脑主板下，他们觉得这样做可阻止主板在静电放电工作站产生滑动。因为他们相信，这会延长工作站表面的寿命。然而，我认为，这不大可能，因为泡沫是绝缘的。另一方面，因为测量，我带上一只静电计，放在这块泡沫上的东西（置于工作表面）将会消耗电荷。那么，这种情况可接受吗？

答：如果粉红色泡沫不损耗性的且电气连接到地，那么你就准备好了（一般可以使用）。事实上这取决于你努力保护的产品的静电放电敏感性。为了测量至泡沫地的表面阻抗，你需用一只兆欧计。在 10V 和 100V 两个电压处进行测量，表面电阻应在 105——109 之间，这才是安全的。

你说你使用静电场力计进行测量，这是好的，但这不会完全保证泡沫是安全的。你检验这只静电仪的一个特性是放电时间。最重要的是工作表面上的电荷应在不到 100ms 时间内消除干净。如果花几秒钟时间清除掉所有电荷，这将延长电荷泄放时间，可能使静电放电敏感元件遭受到静电放电的攻击。

还有其他的材料可供选择，可以将你的工作放在静电放电保护工作站上，且没有滑动特性。型号 T2 的地板垫子材料是这种情况下的最佳选择。

下面提出一些问题：

a、 我将要保护的元件的敏感度有多大？

b、 泡沫在安全损耗水平时可导电吗？

c、 泡沫内的电荷可在大约 100ms 内泄放掉吗？

d、 泡沫需接地吗（如果导电的话）？

e、 操作人员需戴静电放电腕套吗？

如果你均同意上述问题，那么你已经正在使用一些安全的静电放电防预措施。

76、问：我公司在工作台上试用静电放电鞋，腕套和地板垫子。如果操作人员正在焊接元件和其他可引起混乱或发热的部件时，有其他的材料可放在地板垫子上，同时又不损害静电放电性能吗？当空间有限时，那么操作人员就不必移动地板垫子吗？

答：对，你最好的选择是玻璃钢焊锡填料（FRP），是一种高耐热锡焊静电放电地板垫子。这可以检查你的标准橡胶或乙烯树脂静电放电工作台地板垫子，要么你可以订购一块更大的玻璃钢焊锡填料，即具有接地绳的工作台地板垫子。橡胶垫子也有良好的耐热特性（尽管不如 FRP 好）。建议采用型号 T2 或型号 L 的工作台地板垫子。

77、问：如果我们正用腕套和地板垫子，还需要穿上脚跟接地器吗？如果使用脚跟接地器，那么还需使用地板涂层吗？

答：如果操作人员来回走动，且靠近敏感性元件，那么必须使用脚跟接地器。它会使你在处理静电放电敏感元件时具有安全性。如果你在工作站间传送静电放电敏感产品或元件时，手推车及人体都应通过脚跟接地器或鞋（人体）、拖线（手推车）接地。并与恰当的接地地板相连。在静电放电敏感区附近采用接地地板垫子或抗静电地板涂层是很不错的想法，因为这些材料有极佳的限制摩擦充电的抗静电特性。如果工作人员必须不断走动，那么为了充分利用安全的静电放电方案，就需要在地板上铺一层抗静电放电的地板涂层，而且与静电放电鞋连在一起。

78、问：我计算机网络方面的工作，我们知道，相互接触的金属在接合面引起氧化，从而使系统产生问题。

我们正试着采取最佳方法来排除它，有些技术人员建议用橡皮将接合面擦干净，而另一些技术人员则声称这会引起静电放电事件，请问，这可能吗？
答：是的，橡皮擦能对金属接触面进行摩擦充电，因此有可能产生静电放电现象，尽管这是工作车间里清洗接合面的一种普遍方法。不过在擦洗搭接面时，只要将其接地就可将静电放电的危险降低到最小程度，或者在你裸手操作时，使用一块导电橡胶，并戴上腕套将其接地。

首先你要通过板上最敏感的元件对每块电路板进行估测，这样才能决定出它的敏感等级（静电放电敏感性）。这将告诉你电路板是否对静电放电很敏感。如果不敏感，你可能需采取一些简单的防预措施来避开潜在的静电放电危险。

测试静电放电敏感性的最好办法是找一块旧电路板，使用橡皮擦清洗焊点，然后用静电计来测量擦洗过程中产生的电场（测电压）。第一步你需将静电计调零，之后取前后两次读数。如果你读到的数值超过50V，那么建议你采用这种办法来清洁搭接面。

注意，并非所有的电路板都是如此。有些电路板可能内嵌了一些对静电放电非常敏感（0 级）的元件，或者是由不同材料制成（这样各种材料就会有不同的摩擦起电优先级）元件等等。橡皮擦也有不同的摩擦起电顺序/抗静电特性，这样每块电路板就应被视为一个独立的模块来对待。

79、问：我们可以将静电放电的接地端与电源线的接地端连接到一起吗？
答：对，电源的接地端就足够了。电源接地端可以是建筑物的地，电源地，大地，只要电源接地端和工作站的工作地之间的电势相等（即电势差为 0V）。这时最佳的地即是大地，但任意一个地都不会受到静电放电的干扰。电源地会传输电磁干扰噪声，这可能会产生一系列问题，主要取决于线路上的负载类型。

80、问：我们生产人员的保护措施包括穿静电放电工作服，如果工作服不在前面系扣的话，对其屏蔽效能的高低，我们一直存在分歧。工作服有没有必要扣住，换句话说，如果工作服不扣上的话，它会有屏蔽功能吗？
答：系上工作服是好的，其好处是保护外部的非导电和非接地衣物。即使工作服不系上，它也仍有一些保护作用，因为工作服袖口、背面及两侧都罩住了平时穿的衣服，只是前面未盖住。而身体的前面部分是多数敏感产品容易靠近/接触的部位。

16、1994 所 7 月 24 日，星期日下午 1 点 23 分，位于 Milford Haven 的 Texaco 炼油厂发生了一起爆炸事件，其爆炸当量与四吨高能炸药相当，它引发了一场大火，一直花了两天多时间才完全扑灭。距出事地点 3 公里远的一个商店的窗户被吹进了房屋。26 人受了轻伤。幸亏爆炸发生在星期日午餐时间，现场人员很少，否则情况将严重得多。重建费用大约需要 800 万美圆。厂内产品也受到严重的损失（极大地影响了英国的炼油能力）。事故是由星期日早上 7 点 49 分至 8 点 30 分之间发生的一场电暴引起的，电暴导致炼油厂内的许多电子设备工作异常。

短评：

剧事故调查的专家介绍，事故的原因是电暴引起的浪涌使一些动力泵电动机跳闸，而同时还有一部分电动机处于运行状态，这样就引发了大爆炸。由于在电暴期间，无数的小火载和设备异常的报警引起了极大的恐慌和混乱，人们忽略了一些本应清除的易燃物质残留在输油管道和储油桶中。五小时后这些物质被点燃，导致了激烈的爆炸。英国交流电配电网络中的浪涌发生频率是相当低的，这通常使人们忽略他们的产品、系统或设施抵抗电源浪涌的重要性。人们产生这种想法与一般的电磁兼容标准中不要求浪涌测试有关。上述的事故说明，对浪涌采取适当的防护策略是十分重要的。适合的基本测试标准有 IEC 61000-4-5 或 IEC 61000-4-12（振铃波），两个标准都是模拟电源网络上电暴的间接效果的。

工程技术人员总是尽力节省成本，预防措施的成本很容易估算出。然而，许多工程技术人员不习惯估算诸如雷暴之类的偶然发事件的风险，因此他们不能很好地与主管人员交换意见。就如有些人最近说过：

医生的不慎导致一个人死亡，而工程师的不慎使一群人死亡。事业和个人的责任也在此显得得失攸关，因此，最好向管理部分提交一份书面的成本/风险报告。

17、近来一公司购买了一台 ±8000 安培的特大功率直流驱动装置，安装在一个工厂里。订订购合同书上规定，并且厂商也宣称这台装置满足 EMC 指令要求。由于需要一间控制室（象大多数现代控制室一样，里面装满了计算机和 CRT 显示器），生产厂商声明，控制室可以位于该装置机柜的附近。当驱动装置运转起来时，视频显示器上的图像被挤成屏幕宽度的 50%以下。从视频显示器屏幕的变化情况可以直接知道装置的运动方向和负载状态，但是根本无法读出上面的信息。这个装置产生的磁场强度在 235mT 量级，大多数基于 CRT 显示器的图象当周围的磁场强度超过 1mT（1mT 约为 0.8A/m，也等于 10 毫高斯）时就开始抖动。厂商一再声明，尽管这台装置会干扰控制室内的视频显示器，但是它确实是满足 EMC 指令的。实际上，厂商的意思是该装置满足一般工业标准，但不包括任何低频磁场发射限制。但是如果你宣称满足了电磁兼容指令，就应该对任何干扰负责。

这个问题最后通过采用 LCD 液晶显示屏获得了解决。虽然也考虑过采用磁屏蔽和有源场取消装置，但这会使控制室的投入使用延后几个月，这会对生产造成较大的影响。

18、我们在生活中遇到这样一种现象，如果我们半夜起床进卫生间，打开电灯时风扇的定时器就开始工作。风扇将连续运转 20 分钟，当它停止运转时会产生干扰，点亮外面的安全灯（红外线触发 500W 的卤族气体电灯），这盏灯持续照明一段时间（15 分钟），灯光直射进卧室的窗户。

下面这件事你就更难以相信了，在 500W 卤族气体电灯前面，我们有一盏带有电感镇流器的高压钠灯。当将它关闭时会产生干扰，有时会使附近的收音机打开。这出戏的剧情是这样的.....

凌晨 2:00 起床，进入浴室点亮电灯，然后关掉电灯再回到卧室，20 分钟后，一束明亮的灯光将从窗户透射进来使你惊醒。如果你睡得很沉（或者是醒后又睡着了），15 分钟后，当电灯熄灭时，收音机却突然打开，因此又将你再次吵醒。这件事情要说明的问题是什么呢？如果你家中电器的 EMC 抗扰性很差，一定在睡觉前去卫生间。

19、早在八十年代初，我上学的时候，带我的教授被一件可怕的事情缠在了新泽西。好象是一家医院产科病房区的婴儿死亡率相当高。深夜，监视婴儿的监视器上的警示灯总是无缘无故地熄灭。对此，护士们很恼火，于是她们将监视器关闭，来回逐一巡视。

经过一番初步调查后，教授查明了这件事情的真相，原来附近一电视台的发射机得到美国通信委员会的许可，在大约午夜后可将其输出功率提高得相当高，但必须在早上六点前，或其它指定的时间，恢复到原来的水平。护士站与每个婴儿的监视器间的连接电缆在这些干扰频率处发生谐振，感应的电压而使监视器警示灯熄灭。医院在发现这个问题之前，已有差不多六名小孩死亡。

20、在落后国家中，电网电压过低或配置不当的现象是极其普遍的。我们知道，在西班牙，尽管官方专用供电网的电压在 230V±6%左右，但是大部分地区白天大部分时间的电压都在 150V 左右，显然是由于电网负载配置不当引起的。在英国，人们从不会遇到类似的情况，除了在雷电彻底摧毁供电网的前一秒钟。我曾坚持认为，在我们的供电网条件下，上述情况不可能发生。

一九九八年七月二十六日，星期日，晚上大约五点时，Denshaw 村庄里的电压突然降到有效值为 140V 左右（低于额定值 40%），虽然工程技术人员赶到现场解决了这一问题，但在这之前这种低电压一直持续了大约三个小时。在这期间，我们关掉了电冰箱和其他电机驱动的电器，因为它们会发出很奇怪的噪声。计算机虽然还在运转，但显示屏是黑的，这使我们担心数据会出什么问题，因此也同时将其统统关闭。

我知道，当电子控制设备工作在远离其额定交流电源的区间范围时，很可能会产生误动作，而且也明白低电压会损坏电机绕组和马达。显然，由于低电压，马达会减速，因此不会产生反电动势，这致使马达电流过大，绕组过热，烧坏绝缘层物质，使其过早地损坏（即使没有受到电击和火灾）。发展中国家相关电

气产品的制造商及其安全测试实验室，通常不会在供电电压波动±10%的范围（有时是±15%）内进行测试。直到七月二十六日星期日这天，我才认识到这个问题的重要性。

提要

本文主要讨论高速数合逻辑电路中，信号线的电磁发射频谱。作者提供一个模型，其总频谱由两个环路的谐振，即“信号环路”和与基本门电路相关的“旁通环路”控制。

简介

在数字电子设备中，PCB 板上的元件安装密度越来越高，快速逻辑器件的使用极为频繁。因此，电磁干扰就成为一个极其严重的问题。许多工程技术人员正着手处理这个十分棘手的问题。

如果在产品设计时就考虑 EMI 问题，那么就会使设计人员省下不少精力，从而进行更加具有创造性工作的研究。在设计阶段找到一条解决 EMI 问题的途径，这正是本文研究的目的所在。

在电磁兼容问题中有两个主题。一个是电磁发射问题，另一个是电磁抗扰性问题。本文讨论的是数字 PCB 板上的电磁发射。有许多办法用来预测 PCB 板的电磁发射。其大多数首先是建立足够精确的数字逻辑电路的等效模型，然后通过大量分析和仿真严格计算 PCB 上的所有电压或电流波形。这些办法都相当花费时间。

如果电磁发射可由几个截然不同的参数加以特性化，那么就可很容易地进行预测，电磁频谱的包络线由数字电路的谐振决定。本文目的就在于详细探究这些参数，以确定 PCB 板上上信号线的电磁发射频谱。

如图 1 所示，PCB 板上，可以流动两种瞬态环路电流，两个环路电流都可引起电磁波辐射。一个是 IC 芯片与其解耦电容组成的环路中流动的电流，作者称之为“旁路回路”。另一个是包括信号线的回路中流动的充电/放电电流。作者称之为“信号回路”。这与后者引起的电磁发射的预测值有关

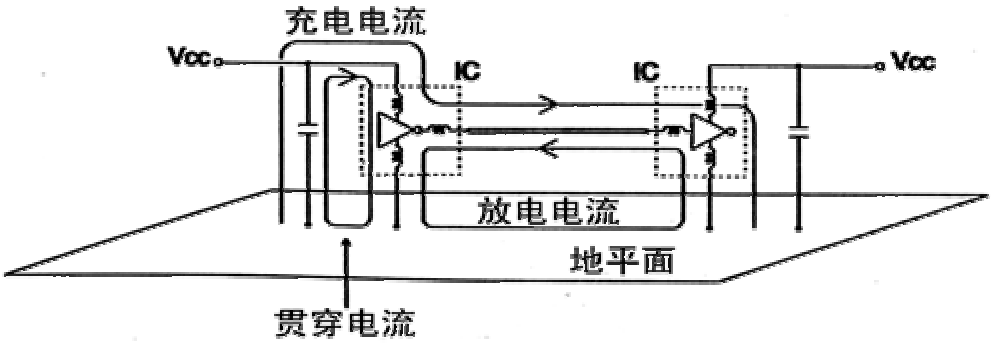


图 1 PCB 上的电流环路

近场 EMI 的测量

电磁场的特性取决于与源点的距离。在靠近源点处，场强与源电流成正比而与频率无关。另一方面，在源的远处点，场强与频率成正比。作者在 PCB 上 50mm 处放置一直径 19.4mm 的小环形天线，通过测量其感应电压从而求得“近场 EMI”的值，测量中的频率扫描范围高达 500MHz。

本文中，我们将讨论小环路天线中感应噪声电压的频谱，因为使用的环形天线的敏感性，电压与频率成正比。所以，感应电压的频谱包络线与远场频谱相似。

数字信号线的电磁发射频谱由线谱组成。本文中，我们将讨论仅考虑电磁噪声最坏情况下的频谱包络以及对电路参数发生微小变化很敏感的装置的频谱包络。

在背面铺有地平面的双层 PCB 板上模拟 100mm 长的导线，信号线有 118Ω 左右的阻抗，由 74AC 系列（74AC00）的 CMOS 与非门驱动。时钟频率为 5MHz。

在建议的工作范围（VGND≤Vin≤VCC），CMOS 输入端可以被视为电容。在实验中，信号线通过陶瓷电容接入。

为了确定电磁频谱由两种谐振控制，一种是“旁通环路”的谐振，另一种是“信号环路”的谐振，这里已给出了不同负载电容时测得的频谱。

计算近场 EMI 的步骤

EMI 产生源通常可划分为差模电流与共模电流。本文仅讨论前者。差模发射由电流环路的发射来模拟。环路被分成很短的几部分。每部分均视为一个电偶极子。因此，我们以整个电偶极子来计算信号线的电磁发射。利用计算机计算电磁发射差不多要花 10 分种左右的时间。

为了计算 PCB 的电磁发射，需了解 PCB 上的瞬时电流。这样我们可以按图 2 的方法在等效电路中运行 SPICE。该电路由 IC 输出模块、信号线和负载电容组成。

IC 输出模型是 74AC 系列的高速 CMOS IC 的准实验等效模型。因为 CMOS 输出端设有缓冲级。CMOS 门被模拟为串联的转换器。C_{DS}是 FET 源极与漏极间的寄生电容。因为 74AC00 中有四个与非门，寄生电容 Cp 的总值被定义如下：

$C_P=4C_{DS}$

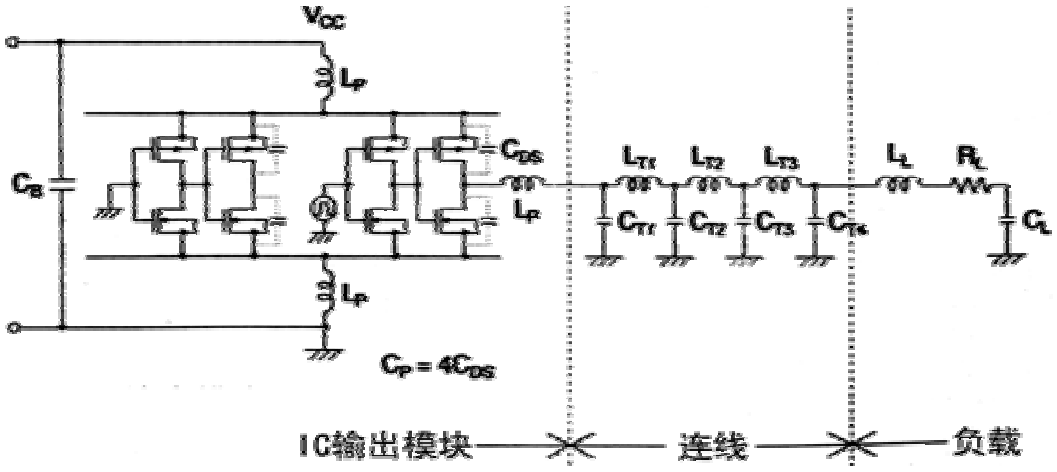


图 2 PCB 上逻辑电路的等效模型

L_P=12.5nH , C=16pF , L_{T1} =L_{T2} =L_{T3}=71.4nH/3

C_{T1}= C_{T4}= 5.18pF/6, C_{T2} = C_{T3} = 5.18pF/3

L_L =15nh, R_L =0Ω,C_L =6,10,15,20pF

如图 2 示，在等效电路中，Lp 是 VCC 、GND 或 IC 输出引脚的电感。

图 2 中，CB 是去耦电容，因为电容 CB 比寄生电容 CP 大得多，因此在仿真中去耦电容可以忽略。

电磁频谱在高达 500MHz 的频率范围内都是可以计算出来的。在频率范围内，可以将信号线视为集总常数电路，因为信号线（=100mm）比波长短。所以信号线被模拟成一系列 PI 网络。

L_{T1}、L_{T2}和 L_{T3}中流动的信号电流被视为 PCB 中的瞬时电流。

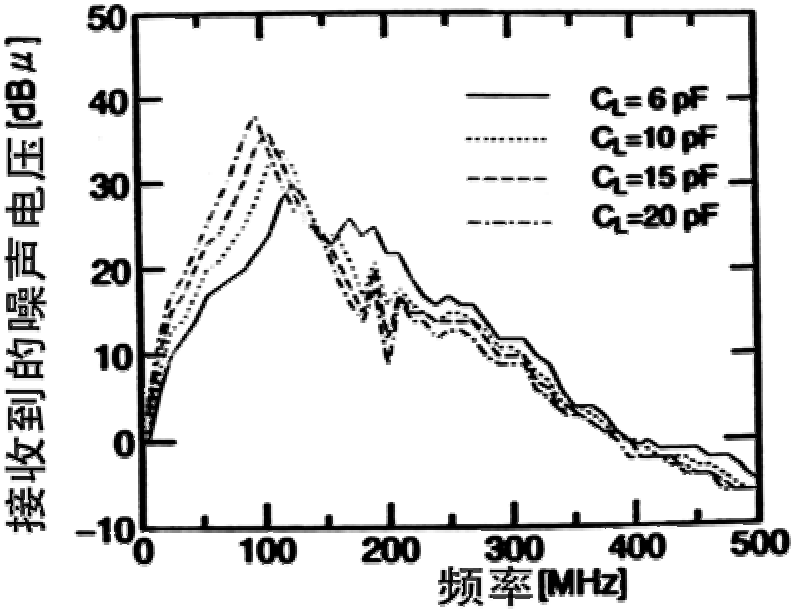
在 PCB 实验件上，信号线通过陶瓷电容接入。因此，模拟的负载线路如图 2 所示：CL 是负载电容，LL 是负载电感，RL 是负载电阻。

信号线的电磁发射频谱

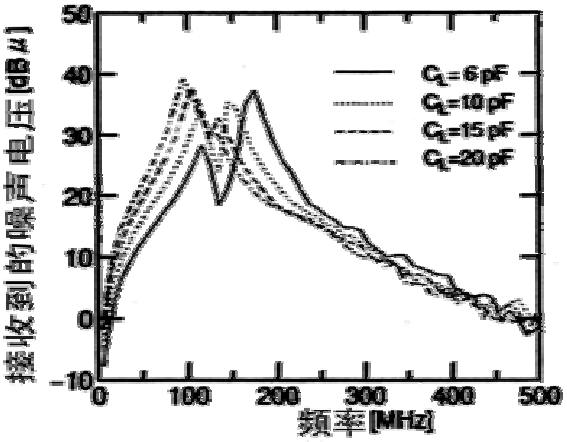
本节中，基于前面所述的两个谐振环路的信号线中的电磁发射频谱将予以讨论。

负载电容依从关系

本小节旨在说明在信号线的电磁发射频谱方面，有两个与上述两个谐振回路相关的峰值。



(a) 测量值



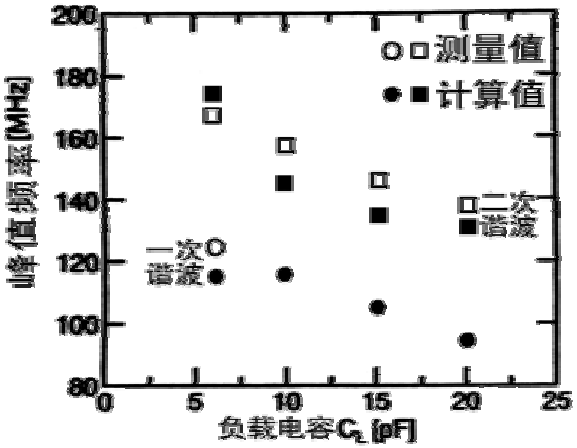
(b) 计算值

图 3 由负载电容决定的频谱

图 3 是不同 CL 时的频谱曲线。图 3（a）是 100mm 的信号线所产生的电磁发射频谱。图 3（b）是将其视为图 3（a）的“ 副本 ”,通过计算得出的频谱。

图 3 中，每一负载电容下的频谱均有两个峰值，在 CL 很大时，每条谱线的肩凸部分被视为第 2 个峰值。图 4 中给出了每一峰值的频率。作者称较低的峰值频率为“ 第 2 个峰值频率 ”。根据图 4，两个峰值频率

均随负载电容 CL 的增大而降低。第一个峰值频率的计算结果与 CL≠6pF 时所测得的结果符合。至于第二个峰值频率。计算值与测量近似符合；两者间的最大差值是 15MHz。



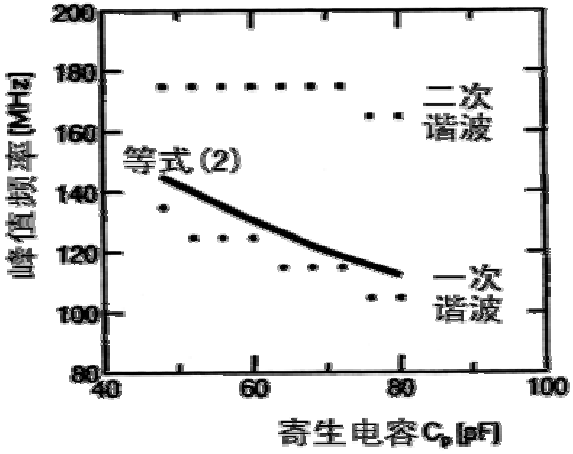


图 4 由负载电容决定的峰值频率;C_P=64pF　　图 5 由寄生电容决定的峰值频率;C_L=6pF

本小节中，我们将讨论如何控制频谱的第一个峰值。为了清楚起见，需模拟不同的寄生电容 CP。图 5 是不同 CP 值下 CL=6pF 时计算出的电磁发射峰值频率。根据图 5，第一二个峰值频率几乎不随 CP 的变化而改变。另一方面，第一个峰值频率则随 CP 变化而变化，因为第一个峰值频率与旁通环路的谐振频率有关。假设“信号环路”与“旁通环路”互不干扰，那么“旁通环路”的谐振频率可由等式（2）给出：

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{2L_p C_p}} \qquad (2)$$

等式（2）的结果如图 5 中的实线所示，第一个峰值频率的变化与等式（2）中的 fr 极为相似。

负载电阻的依从关系

本小节中，讲述第二个峰值出现在频率上的原因。为了探讨这一问题，需在不同负载时同时进行计算和测量。

图 6 是不同负载时的频谱，图 6（a）是 100mm 长。CL=6pF 的信号线所产生的电磁发射的测量频谱。图 6（b）是图 6（a）“ 副本 ”的计算频谱。计算步骤与前面提到的做法完全一样。

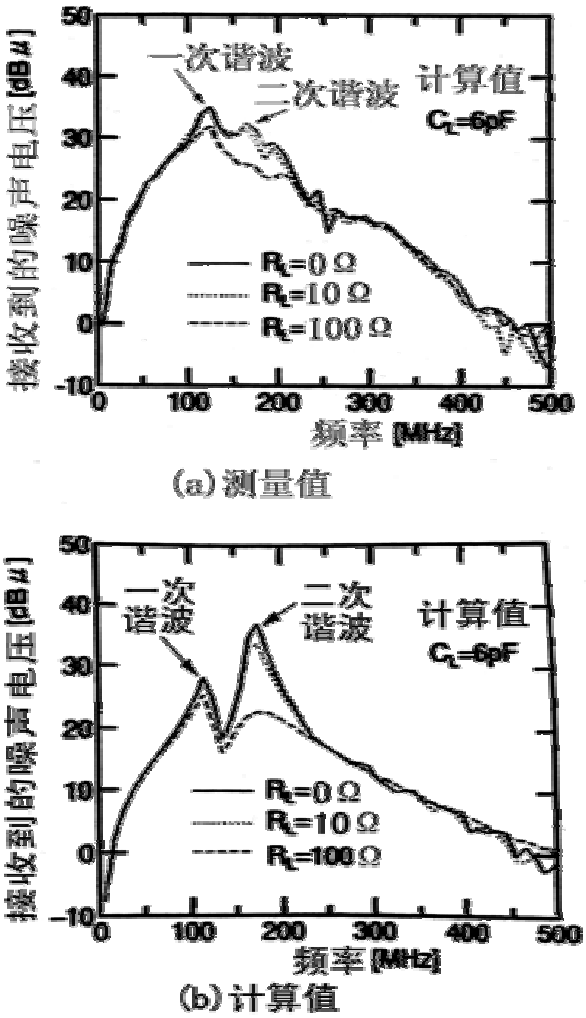


图 6 由负载电阻决定的频谱

根据图 6，第二个峰值随不同的负载电阻而变化。但第一个峰值则保持不变。第二个峰值取决于谐振“ 信号环路 ”的 Q 因子大小，而第一个峰值则与“ 信号环路 ”无关。若 RL 达到 100Ω，则两个峰值都会改变。因为信号线的特征阻抗等于 118Ω，当 RL-=100Ω，RL 可视为串联谐振电阻，因此，振荡电流得以衰减，电流引起的电磁发射被消除掉。

结论

我们讨论了 PCB 上信号线产生的电磁发射频谱的峰值频率，电磁频谱取决于两个谐振环路，一个是“ 旁路环路 ”，它由 IC 芯片和去耦电容构成。另一个是“ 信号环路 ”，包括信号线在内。

为了预测电磁发射频谱，需要知道其峰值频率和高度。峰值频率可被预测为两个谐振回路的两个谐振频率，峰值高度的预测以后再作讨论。

概述

军标 461C 在 CE01 发射（60Hz-20kHz）的频率范围内规定了电子设备产生谐波电流的极限值。这些发射是开关电源产生的电磁干扰的典型特征。计算机模型已经被用来研究军用电源配电系统上非线性负载的效应。可以用理想电流源并联适当负载阻抗来模拟非线性负载引起的谐波骚扰。电流源可以假定为谐波成分与测量值符合。谐波电压和电流可在电源配电系统中的不同点求得，总的谐波骚扰被估计为特殊线路接法时的质量因数。总谐波骚扰的预测值将与实际的船上测量值相近。

绪论

在过去几年中，人们已非常重视军用电源配电系统中非线性负载的效应。功率转换器，尤其是开关调节闸，将把谐波电流引入到电源配电系统中。谐波电流会带来许多问题，包括对其他电子系统的干扰，使电机和其他磁性元件增加功耗，二次谐波转矩可以导致额外的机械振动，增加的谐波成分将通过输入端与地间的电容流入到船体甲板上。这些谐波发射聚集在两个频率范围：60Hz-20kHz（CE01 发射）和 20kHz-50MHz（CE03 发射）。CE01 发射通常与整流器和输入平滑滤波器有关，CE03 发射则与直流—直流变换器中使用的实际开关频率有关。因为许多工程技术人员，包括设计中的开关电源，如何处理电源配电系统中的这些设备所产生的电磁干扰是一个相当重要的问题。图 1 示意了实验室配电系统中的谐波骚扰情况。已经设计出最坏的计算机模型来估计典型的军用电源配电系统中的这种电磁干扰的影响。

测量几种常用电源以确定各种平滑滤波器的效果。典型的开关电源使用容性的平滑滤波器。这会因为滤波器的低成本、轻重量、小体积而产生相当好的波纹电流。不过，电容性平滑滤波器在较低的频率处会变得越来越不起作用，并且允许增加的谐波电平回送到源设备，因此通常不能通过 CE01 发射测试。图 2 是采用容性平滑滤波器的三相电源的频谱图。该频谱在一些点上（第 13 次谐波）比较得平坦，然后以 1/n3 的速度衰减。对其他几个电源测试的结果，发现衰减率在 $1/n—1/n^3$ 之间。

开关电源在 20kHz—50MHz 的范围内也呈现出传导发射的性质。设计人员一般选择开关频率在 20kHz 左右，因为低于 20kHz 的频率可以使设备产生电磁干扰而且很难滤除。40kHz 以上的频率会引起额外的电磁干扰，但这比较容易滤掉。

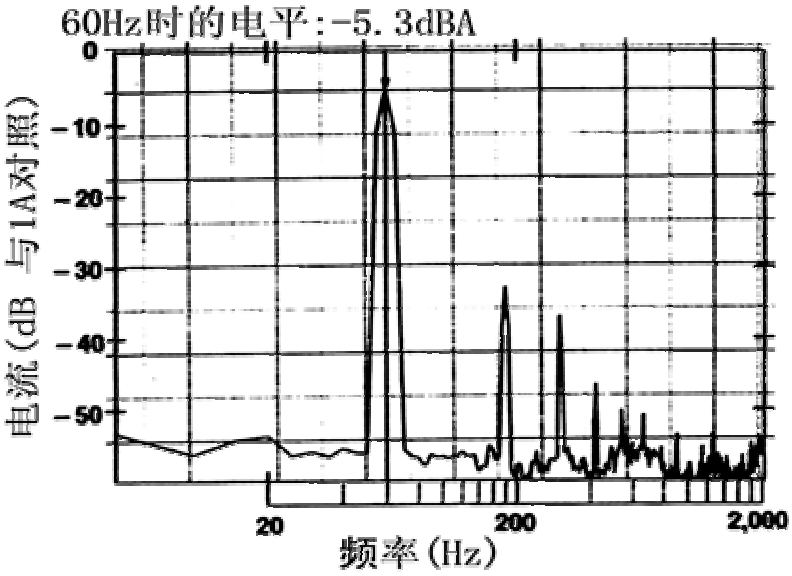


图 1．实验室单相电源线上 60Hz 处的谐波骚扰

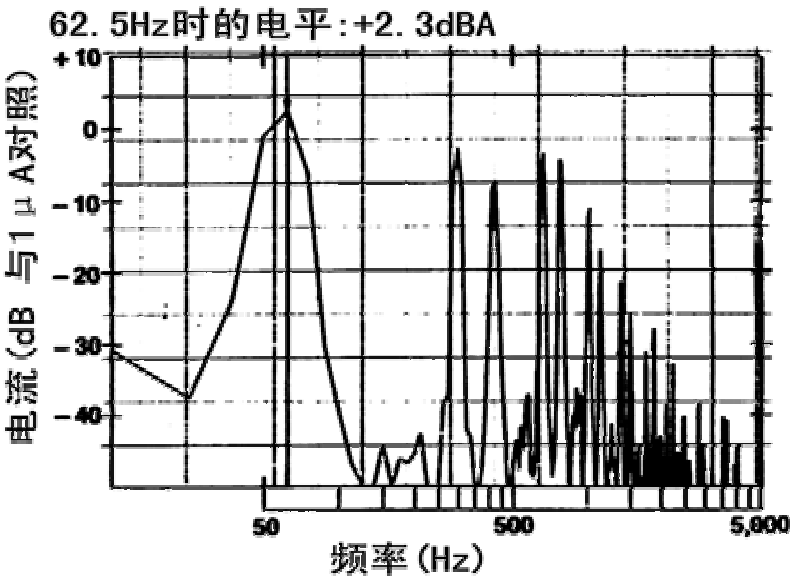


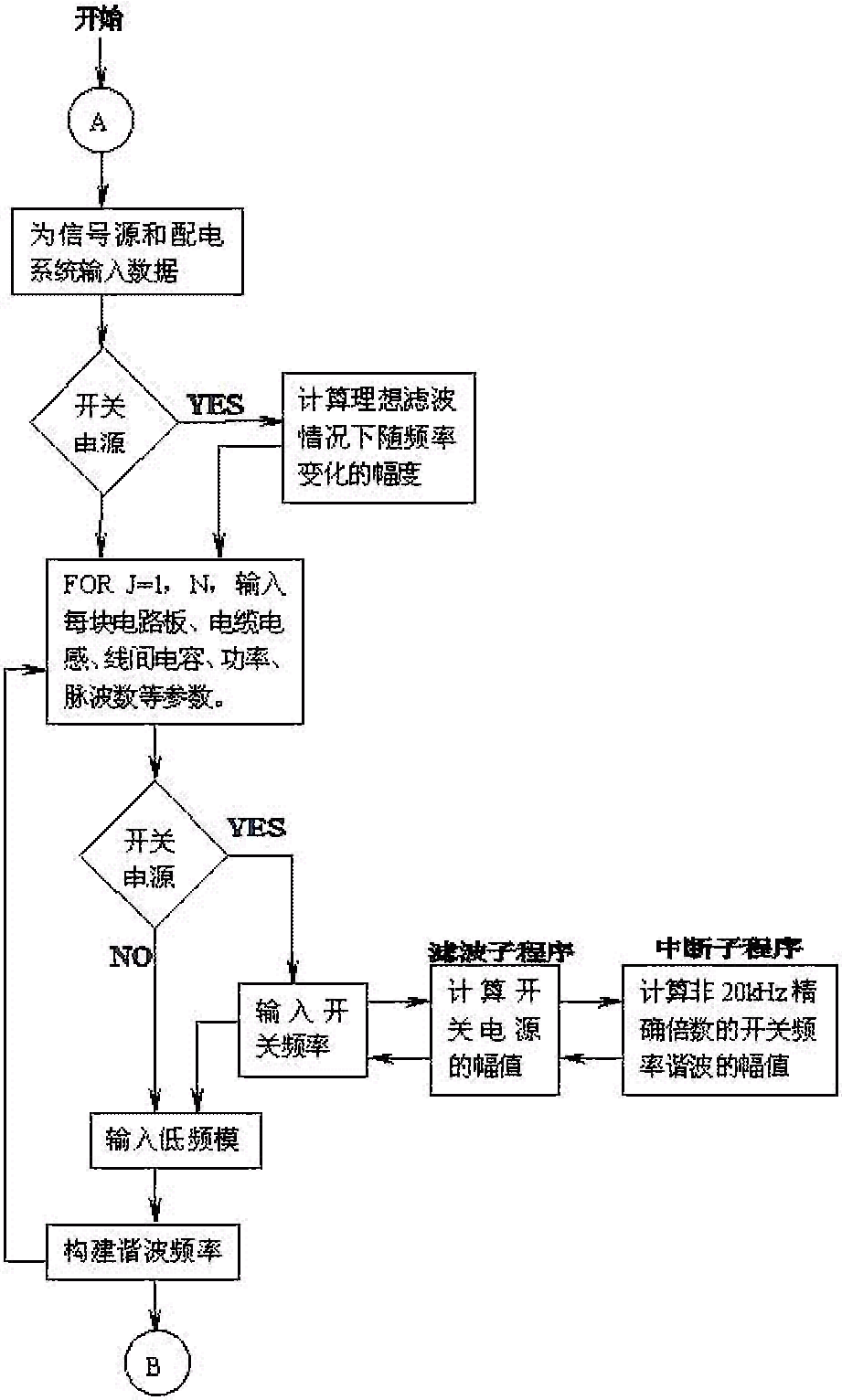
图 2. BQQ-5 型 4B 电源 A 相电源线的电流频谱

一些生产商正在生产 100W 的在 200kHz 工作的开关电源，但这个频率范围内电源的传导发射在很大程度上都依赖于生产商提供的滤波措施。在此问题上，不是对每种电源都提供一个详细的摸型，而是采用一般最坏情况下的开关摸型。可以假设：整流器和开关电路间的滤波器能够最优化地提供平滑滤波、电路可靠性和开关频率处必要的衰减作用。

因为此问题旨在研究输入电源线上开关调节闸的作用，仅对整流器，输入滤波器和直流—直流转换器予以讨论。包括各种整流器和滤波器级联的测量以及几种计算机模型的设计。关于这一点，对先进的和落后的模型都应予以探究。在测量和先进的建模方面，需要广泛了解电路元件的详细情况。尽管这种要求使先进的模型在 EMI 分析方面并无多大用处，但这种模型仍然足以提供对设备的进一步理解。在落后的模型中，非线性信号源被具有适量谐波成分的等效电流源取代。此方法用作 EMI 分析是理想的。因为熟悉开关电源的整体特性且能够轻易地计算出具体数据。因此，EMI 模型可以构建出来，在具体电源中可以计算出非线性开关电源的有效作用，而不需要了解电路各元件的情况。

计算机模型

POWSUP 这个新编写的计算机程序，已用来预测开关电源的 CE01 和 CE03 传导发射水平。该程序是 1976 年编写的用于预测三相电源总线上非线性负载的总体谐波电压骚扰的源程序的一个副产品。与其源程序相似，POWSUP 是一个交互式程序，要求用户回答所模拟的电源系统的各种参数。输出送到显示屏上，因此用户可以观察到电源线上各个位置处的电压和电流。对模型中的所有负载和确定的频段都可以求得总谐波畸变。如果开关电源被视为负载，则流回信号源的 CE03 电流也可以得出。在每一模型端，用户可以选择运行另外一种模式。图 3 是计算机程序的流程图。


开始
A
为信号源和配电系统输入数据
开关电源
YES
计算理想滤波情况下随频率变化的幅度
FOR J=1，N，输入每块电路板、电缆电感、线间电容、功率、脉波数等参数。
开关电源
YES
NO
滤波子程序
中断子程序
输入开关频率
计算开关电源的幅值
计算非20kHz精确倍数的开关频率谐波的幅值
输入低频模
构建谐波频率
B

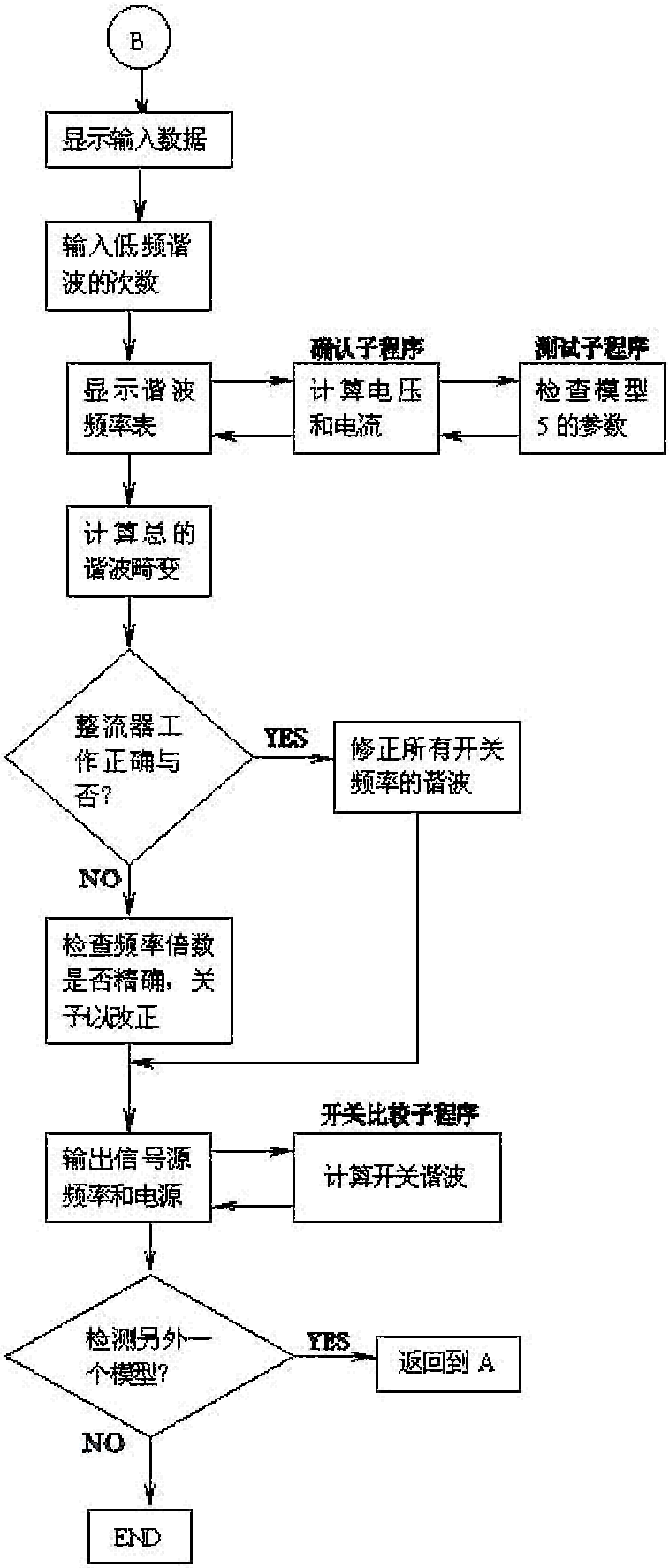

B
显示输入数据
输入低频谐波的次数
确认子程序
测试子程序
显示谐波频率表
计算电压和电流
检查模型5的参数
计算总的谐波畸变
整流器工作正确与否?
YES
修正所有开关频率的谐波
NO
检查频率倍数是否精确，关予以改正
开关比较子程序
输出信号源频率和电源
计算开关谐波
检测另外一个模型?
YES
返回到 A
NO
END

图 3 电源（POWSUP）计算机程序流程图

POWSUP 分为 CE01 和 CE03 两块。程序可以计算出给定参数的船上电源线的谐波电压。这些电压可用来预测电源线上各处预期的 THD。谐波畸变可以使敏感设备遭受会导致其功能降低的电压的影响。MIL—STD—461C 的 CS01 细则给出了能够导致敏感设备功能降级的输入电源线上所需的电压等级。据此，船舶设计者可在设备正式安装到工作台之前，明确标标出潜在的问题区域。

CE01 模型

计算机程序模块是一个平衡的三相星形或三角形接法的充当单相线路的电源配电系统。非线性负载引起的谐波畸变可由旁路负载阻抗的理想电流源来进行模拟。这些电流源可被假设其谐波成分与测量值匹配。模型可以分析多达 10 个并联安装在信号源处的平衡负载。在电源配电系统中的各个地方均可求出谐波电压与电流，可以把整体谐波畸变估作特定线路接法时的性能因数。模型可以容纳 60Hz 或 400Hz 的信号源。

图 4（a）是典型的三角形接法的电源配电系统。图 4（d）是等效的星形配电系统。如果系统是平衡的，那么我们就可把三角形接法的系统用等效的星形接法的系统的有关公式来描述如下：

$$Z_{an} = \frac{Z_{ab}}{3} \qquad |I_{an}| = \sqrt{3}|I_{ab}| \qquad |V_{ab}| = \sqrt{3}|V_{an}|$$

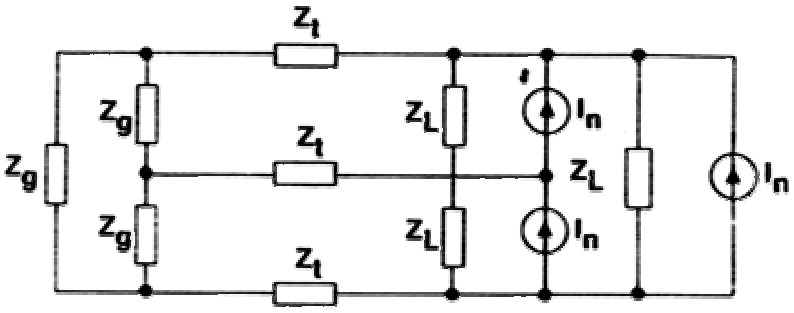


图 4（a）三角形电源配电系统

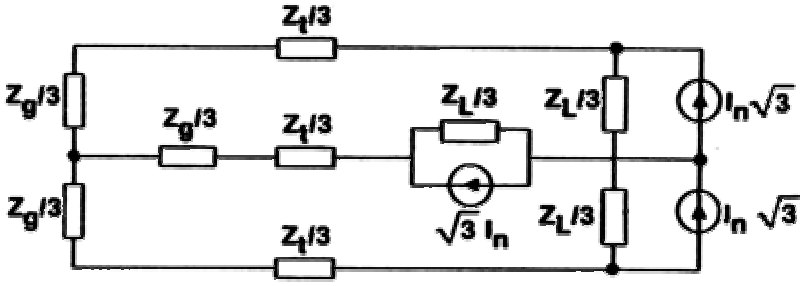


图 4（b）等效的星形电源配电系统

每种模型的总电源都有一个等效的表达式。对于星形接法的配电系统，变换到负载的总电源的表达式如下：

$$P = 3|V_{an}||I_{an}|P_f \qquad (1)$$

假定功率因数 Pf 已经归一化。将等式（1）中的 V 和 I 等价交换，可以发现，变换到负载的总电源处于等价的三角形接法的系统中。一旦决定应用星形接法的表达式，我们就仅需分析电路的一条支线路来决定系统的电压和电流。图 4（c）是简化为一条支线的星形系统。

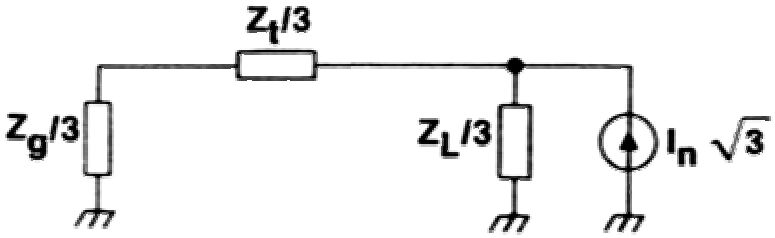


图 4（c）星形电源配电系统的一条支路

图 4 中有关电源系统的参数含义如下：Zg：总阻抗 Zt：传输线阻抗 Z_L：负载阻抗 In：n 次谐波电流的幅值

图 5 是带有 N 个并联的非线性负载的电源配电系统的一条分支。为了预测这些负载产生的谐波畸变，可用线性电流来取代非线性负载，线性电流源的特性由以下表达式决定：

$$R=\frac{V_{ab}^2}{P_0}\text{(相线与中性线间)} \quad 和 \quad I_1=\frac{P_0}{3V_{ab}}\text{(相线间电流)}$$

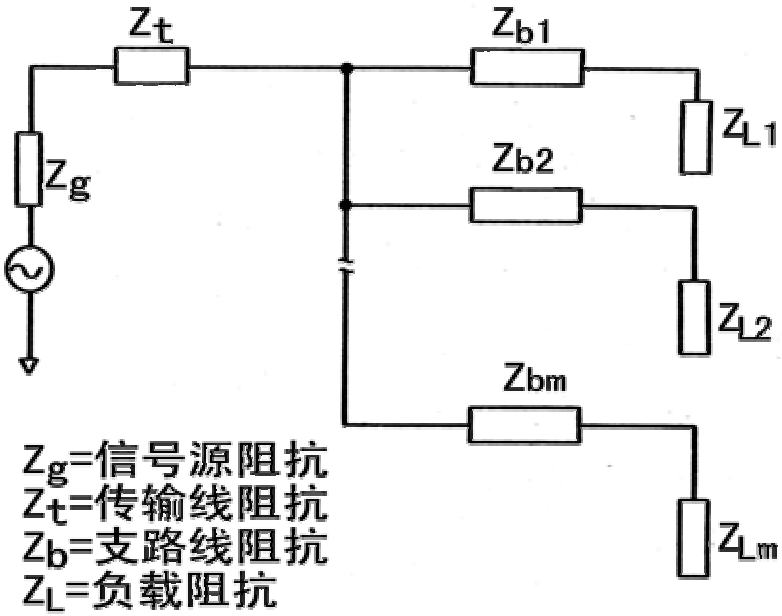


图 5 带有并联非线性负载的电源配电系统的一条分支

电流源的频谱特性可确定有如下的特征：1/n，1/n1.5 ,1/n^2 或基频的 3%，或容性耦合模型。它们分别表示衰减率为－20dB/dec、－30dB/dec、－40dB/dec 和 0dB/dec。容性耦合模型代表第 13 次谐波的平直谱线然原按 60dB/dec 和 0dB/dec。容性耦合模型代表第 13 次谐波的平直谱线，然后按－60db/dec 的衰减率下降。1/n 模型表示感性滤波器模型，用于其电感比主要电感大很多的场合。其他模型指的是根据实验观察到的衰减率。3%模型是 MIL—STD—46IC 强制的约束条件。对于注意信号源，给定的谐波幅度可由下式决定：

$$I_n = I_1 SF \frac{1}{n^m}$$

式中：n:谐波数量，m：衰减斜率 SF：比例因子 I1：基频幅度 In：n 次谐波电流幅值。

比例因子参数允许打算执行的平坦频谱模型。对于 3%模型，SF=0.03，m=1。事实上，任何平坦的频谱模型都可以按此参数实行。

减小低频整流谐波幅度的技术之一就是使用多相电源。在我们讨论的模型中。我们假设电源系统是三角形连接的三相平衡系统。三相全波整流器的脉波数为 6。这说明谐波次数有 6n±1 的关系。电源的脉冲速度越高，将以 6 的倍数成倍地改变谐波频率。例如，脉波数为 24 的电源系统，其第一个谐波的次数将是 23 次。其他的谐波将按 24n±1（n=1、2、3 …）依次产生。注意 1/23=0.04 很接近军标 3%谐波电流的限制。因为随着生产技术的发展，这种技术设备已经得到有效地应用，因此分析脉波数大于 6 的非线性负载是非常必要的。

为了计算每个负载端和信号源输出端（见图 6）的谐波电压，必须弄清楚返回到信号源的电流。为了计算电流，必须计算线路的总导纳。以下分析步骤说明了如何计算谐波电压和电流。不同谐波频率时的各支路变量定义如下：

Vgo：信号源输出端电压

Yg：信号源和传输线的导纳

Am：从第 m 条支路到第 m 条支路的总电流，或从第 m 条分支电路看进去的总导纳返回到信号源的电流速率

Im(f)：频率 f 时第 m 条支路的电流

Y_{rcm}：第 m 条支路中 RC 网络的导纳

Yr：除开第 m 条支路外各支路的总导纳

Z_{lm}：第 m 个负载的阻抗

Ym：第 m 条支路的导纳

Z_{bm}：电源电缆第 m 条支路的阻抗

Cm：第 m 条支路的电容

Rm：第 m 个负载的电阻

R_{bm}：电源电缆第 m 条支路的电阻

L_{bm}：电源电缆第 m 条支路的电感

Zg：总阻抗

Zt：传输线阻抗

Rg：总电阻

Lg：相线与中性线间的总电感

Rt：传输线电阻

Lt：传输线电感

Vm：第 m 个负载的电压

信号源输出端电压（如图 6）为：

$V_{go}(f)=I_t(f)/Y_g(f)$ 式中：$I_t(f)=\sum_{m=1}^{M}A_m(f)I_m(f)$ 是返回到频率 f 的信号源的总电流。

$$A_m=\frac{Y_g(f)}{Y_{rcm}(f)+Y_r(f)+Y_g(f)+Y_{rcm}Z_{\partial m}\{Y_r+Y_g\}}$$

是从第 m 条支路看进去的总导纳。各个导纳如下：

$$Y_r=\sum_{m=1}^{M}\lambda_{mr}Y_m(f) \qquad \lambda_{mr}=\begin{cases}1, & m\neq r\\ 0, & m=r\end{cases}$$

$$Y_m(f)=\frac{Y_{rcm}(f)}{Z_{\partial m}(f)Y_{rcm}(f)+1}, \quad Y_{rcm}=\frac{j\omega C_m R_m+1}{R_m}$$

第 m 条支路的阻抗 Zbm(如图 6)为：$Z_{bm}=R_{bm}+j\omega L_{bm}$,信号源导纳为 Yg=1/(Zg+jωLg)， 式中 Zg=Rg+jωLg Zt = Rt + jωLt 。因此，第 m 个负载上的电压可以由下式得到：

$$V_m=Z_{\partial m}I_n\sqrt{3}+V_{go}$$

如图 6 所示，这是个近似值。非线性负载可以用带有串联负载的电流源来代替；本例中，电压方程是准确的。因此，作为一次近似，假设负载端的电压骚扰取决于与该负载连接的支路电压降，而且电压畸变是由返回到信号源的谐波电流引起的。注意，在此特殊模型中。Rbm，Rt 和 Rg 都假设其线性电阻为 0，这对低频谐波来说是一个极好的近似。

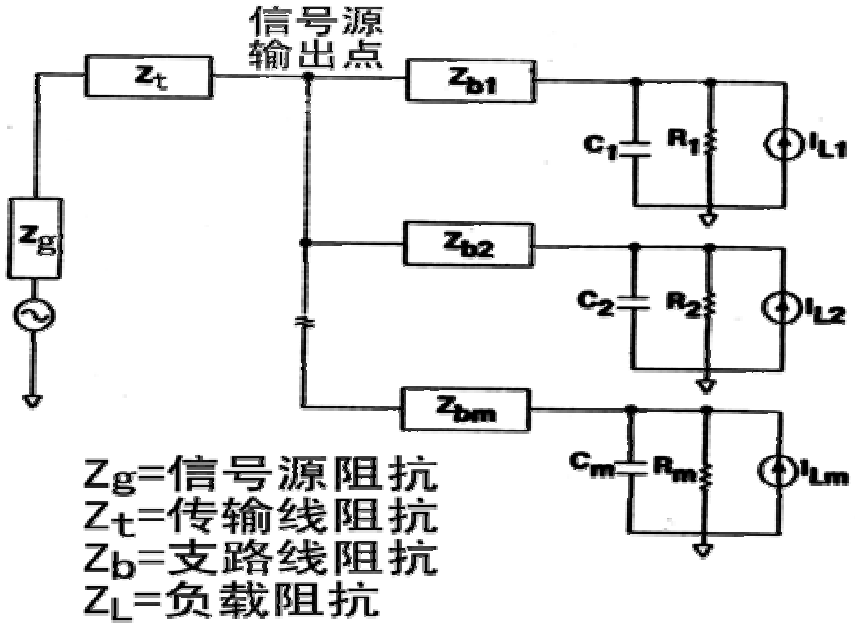


图 6 m 个线性电流源取代 m 个非线性负载的电源配电系统的一条支路

THD 可用 IEEE（电气与电子工程师学会）的标准定义的近似方法求解出来。因此，对于三相非线性电源，其 THD 为： $THD = \frac{(V_5^2 + V_7^2 + V_{11}^2 + V_{13}^2)^{1/2}}{V_1} 100 + 1\%$ 式中：V_1为基频有效值电压。附加的 1%是用来说明流入到信号源的谐波电压畸变。

总之，CE01 模型包括多相电源，脉波数为 6 的整流器（较高脉波数的谐波数量由 600/P 决定，这里 P 为脉波数）有高达基波的 100 个谐波分量，五个谐波衰减模型的选择，其中一个模型用于容性耦合的电源线上，其他分别用来计算在每个谐波分量时返回到信号源的 CE01 传导发射电流；计算所有谐波分量的 THD；错误查找程序和多线程循环处理功能。

CE03 发射模型

开关电源是用线性电流源来代替非线性负载的一个模型，该线性电流源与其取代的负载有相似的频谱特性。CE03 电流源如与 CE01 电流源并联将会有不确定的阻抗。为了阻止 CE01 电流源的电流流经其他的支路，这样做是必要的。这个新电流源将取代平滑滤波器和开关电路，这都需进行模拟实验。因为大多数开关调节器在直流 — 直流隔离时属于变压器耦合。这里第二个电流源的阻抗实际上是由输出功率计算出的电阻值，或者有：

$R = V^2ab / P_o$

在计算这个电流源的幅值时，应考虑平滑滤波器的特性。

CE03 电流源的特性可通过假设的最坏情况的模型而得到。图 7 是最坏情况下开关拓扑结构的简易模型，是反极性变换器。这里单刀双掷开关代表接通和截断输入电流的开关管，结果，在装置的输入端出现方波信号。当开关断开时，负载上的二极管仍然有电流存在。然而，开关管有确定的上升和下降时间；典型的开关管的上升时间在 100ns 数量级。

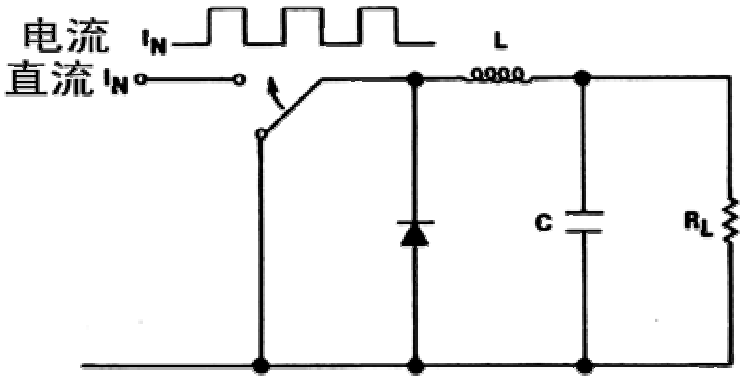


图 7 采用反极性拓扑结构的开关电源的简易模型

因此，在此模型中，开关电源用一个对称的周期梯形波来代替。图 8（a）是推荐选用的电流源波形。对于对称梯形脉冲的不定序列，其标准傅立叶系数为：

$$C_n = \frac{2}{(n\pi)^2} f t_r \sin[n\pi f(t_0 + t_r)] \sin(n\pi f t_r)$$

式中常数如图 8（a）中定义。

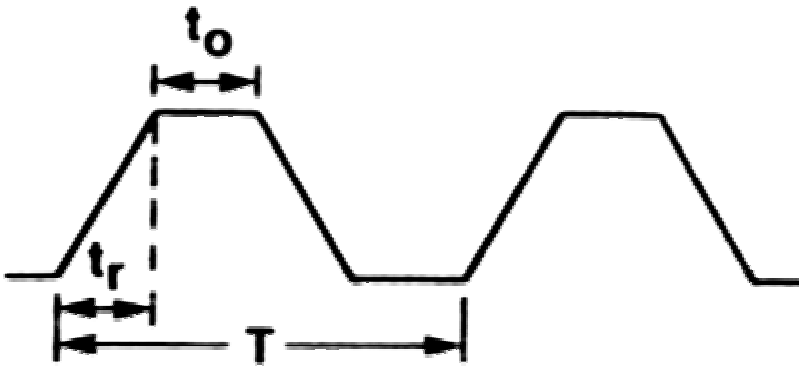


图 8（a） 梯形波　　周期 T=50μs，上升时间 tr=30ns，占空比 t0=25

为了更精确地模拟开关电流的波形，也包括二极管的导通尖峰恢复电流。将二极管恢复峰值电流作为一个脉冲来模拟，主要以指数方式衰减正弦波。因为总的波形是两个独立效应的合成结果，波形可以在频域内单独分析。图 8（b）是指数衰减的正弦脉冲，可如下表示：

$$f(t) = e^{-\alpha t} \sin bt$$

式中α=衰减指数，b=2πf₀，f₀= 正弦波频率。

图 8（b）中波形的傅立叶系数可由 f（t）在整个周期内积分求得，如下示：

$$C_n = 1/T \int_0^T f(t)\, e^{-j2\pi n t f} dt$$

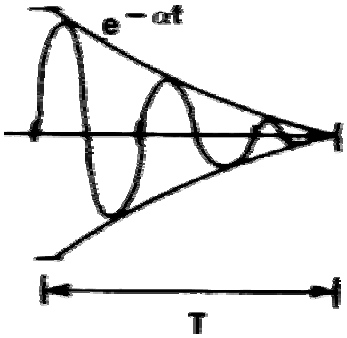


图 8（b）指数衰减的正弦脉冲脉

T=50μs f0=3MHz α=1.153×105 t=50μs

积分得出的归一化系数如下：

$$C_n = \frac{1}{2jT}\left(\frac{e^{Z_1 t} - 1}{Z_2} - \frac{e^{-Z_1 t} - 1}{Z_1}\right)$$

式中： $Z_1 = \alpha - j(b - 2n\pi f_0)$　　$Z2 = \alpha + j(b + 2n\pi f_0)$

二极管恢复峰值的梯形开关电流的合成波形如图 9 示。合成的傅立叶波形也表示在图中。该曲线是开

关频率 20kHz，上升时间 30μs，导通尖峰电流 1A 时测得的。该曲线作为我们建立模型的基础。在模型中我们采用理想的平滑滤波器以计算估计的 CE03 电流源的幅值。图 10 是该滤波器的特征曲线，图 11 是 20kHz 时 1A 开关电流通过平滑滤波器反射的估计幅值。注意在此新模型中，可允许高达 100kHz 的开关频率。对于大于 1A 的开关电流，可由下式计算其幅值：$R_x = 20\log(I_1)$

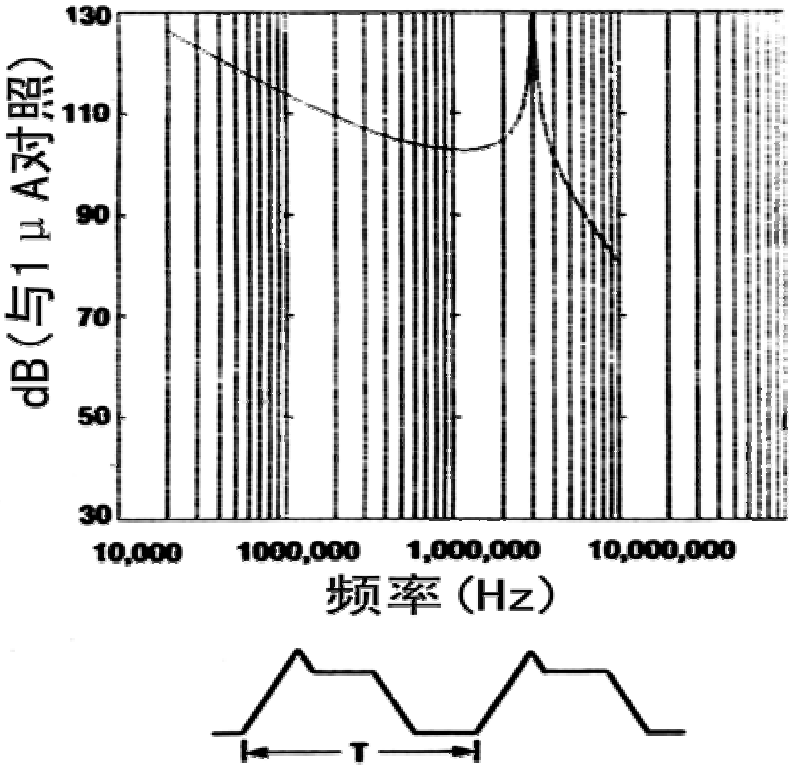


图 9 叠加二极管恢复尖峰的梯形波在 20KHz 时的傅立叶系数

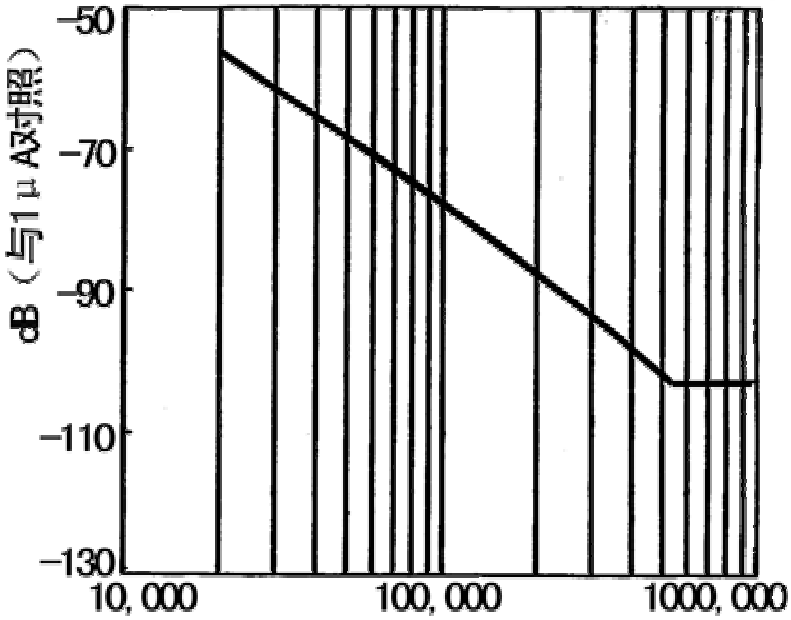


图 10 理想的平滑滤波器

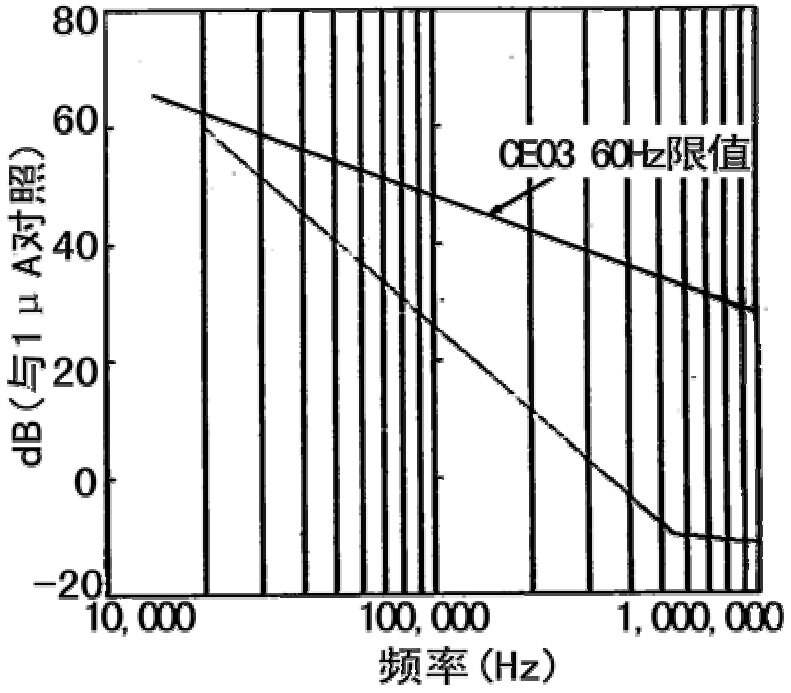


图 11 20kHz 时开关电源模型通过平滑滤波器反射的估计幅值。

以及 60Hz 时负载电流≤1A 时 CE03 的极限曲线，注意，CE03 极限曲线在 1MHz 以上未标示出。

开关电源样机的运行

在本节中，样机的运行是用一假定的电源配电系统来图解计算机模型的性能。对于不同脉波数的系统，可以计算出总的谐波畸变率和回馈电流。计算机模型与 43.2kW 的发电机，400Hz 的电源配电系统上采用的船舶测量措施相仿，测量和计算出的 THD 说明了电源配电系统的各种负载接入情况。

因为低频传导发射控制着电源总线上的谐波畸变情况，图 12 是 135kW、400Hz，带有六个非线性负载的电源配电系统。表 1 比较了不同多相电源在源输出点的 THD，并假设所有信号源均有 1/n 的衰减率，00 的触发角和瞬时换向。

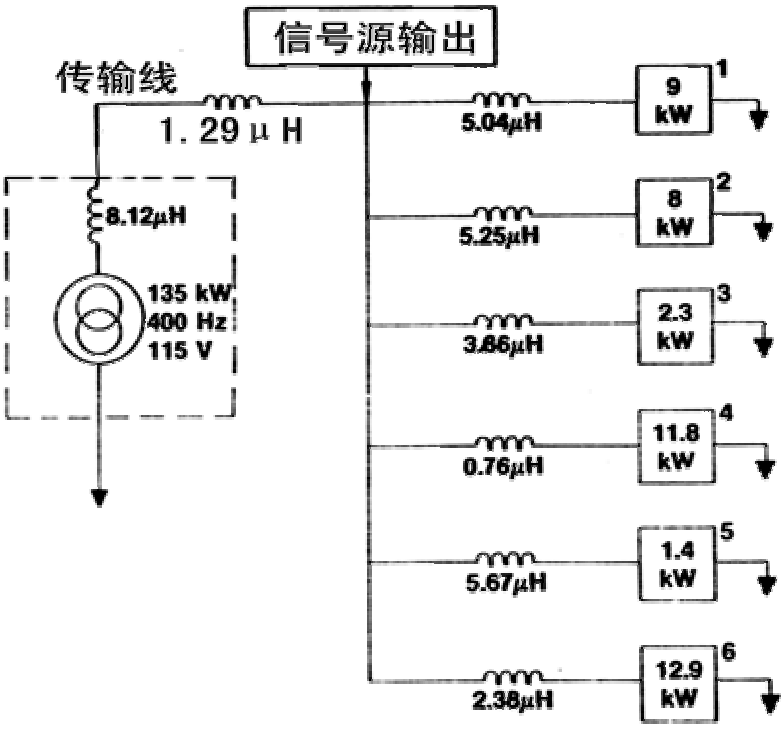


图 12 假想的电源线路

显然，随着脉波数的增加，THD 降低。事实上，对于脉波数为 18 的电源，THD 差不多为 5%，这是电压畸变率的极限值，对于脉波数为 24 的电源，THD 在此极限值以内。然而，谐波电流带来的真正问题不是畸变类型，而是不同频率时流回信号源的电流量。表 2 是不同脉波数时返回到信号源的电流。注意在其甚低频率范围内流动的大电流。如果允许这些电流通过线地间的滤波器在装置上流动，那么就可能产生干扰敏感设备或低电平信号传输线的高能磁场。因此，装置电流是很明显的问题，尤其在甚低频范围更是如此。

表 1 多相电源输出端总谐波畸变（THD）的比较

脉波数	THD（%）
6	8.5
12	6.4
18	5.1
24	4.3

表 2 不同脉波数时返回到信号源的预测 CE01 电流值

频率（Hz）	电 流（A）

	脉波数为 6	脉波数为 12	脉波数为 18	脉波数为 24
2000	41.8			
2800	27.8			
4400	15.0	15.0		
5200	11.6	11.6		
6800	7.5		7.5	
7600	6.2		6.2	
9200	4.4	4.4		
10000	3.8	3.8		3.8
14000	2.4		2.4	
14800	1.8		1.8	
18800	1.2	1.2		1.2
19600	1.1	1.1		1.1

最后，船上测量数据将同预测数据进行比较；图 13 是船上数据测量的电源配电系统。该实验中，THD 是通过 400Hz，43.2kW 的电源配电系统在不同负载时测得的。可试着模拟具有适当衰减值的不同信号源；然而，在模型间所测得的谐波衰减值通常是有效的。在那些模型中，应选用最合适的模型。在数据有效时包括线地间电容。表 3 总结了测量数据与预测 THD 比较的结果。所有负载都是脉波数为 6 的信号源。尽管图中的数据根本不精确，但表中数据足以说明选择的模型是预测预期 THD 的一个很不错的初步尝试。表 4 是从这些负载返回到信号源的期望电流值。这些数据可按表 3 中同样的条件求出。表 4 中列出的电流值很重要；如果允许它流过装置，它们将产生相当大的干扰。控制这种装置电流传播的一个办法是对所有非线性设备进行隔离。尽管这样会使装置电流得以控制，但是附加的隔离措施会增加装置的重量和额外的资金。

表 3 船上 THD 测量数据与预测值的比较

负载	测量值 THD (%)	预测值 THD (%)	模型编号
1	3.3	5.00	2
2	3.4	5.01	2
3	4.2	5.02	2
4	3.54	5.02	2
5	3.76	4.99	2
6	4.39	5.15	2
7	3.94	5.14	2

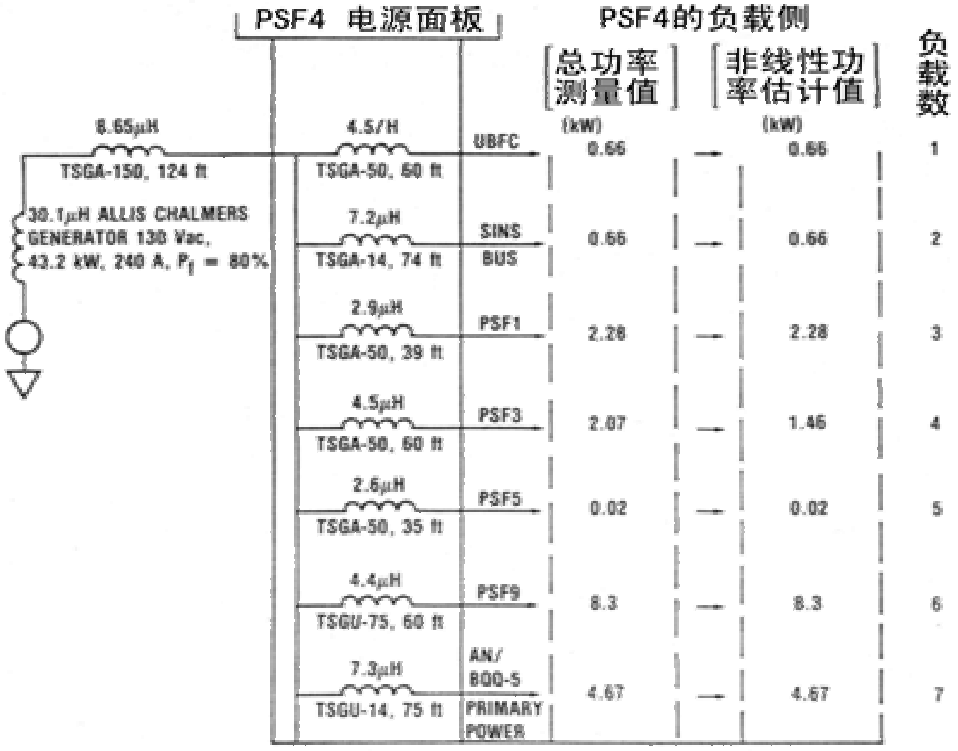


图 13 43.2kw ，400Hz 船上电源配电系统模型

表 4 根据船上测量的数据预测的返回信号源的发射电流值

频 率	电 流（A）
2000	7.0
2800	3.9
4400	1.6
5200	1.1

结论

通过对开关电源在 60Hz-50MHz 频率范围内的谐波畸变模型的研究，能同时处理低频 CE01 和高频 CE03 的信号源的计算机程序已经开发出来。它可以计算各种非线性负载在这两个频率范围内流回到信号源的传导发射电流。这些负载可接成需要的任何一种类型，可以有不同的脉波数，而且可利用耗 的或开关电源。这些结果已正明与船上电源配电系统的实际测量值完全符合。这个程序可用作一个有效的设计工具，用以预测电源系统非线性负载在最差情况时的谐波畸变率。这些数据对那些不熟悉电源配电系统非线性大功率负载的效应的工程技术人员来说是没有什么用处的，但它并不需要对每一负载都作深入的了解。

EMC 设计技术

新的一篇连载文章又开始了。这篇文章给出了在电气/电子/结构设计中实用的电磁兼容技术。全部内容预计 6 个月登完。本文的读者对象为电子产品设计人员，产品范围包括了从电源模块、单板计算机、马达驱动器等零部件到独立的或联网的产品，如计算机、视听设备、仪器等整个范围。

文章中介绍的技术包括：

1. 电路设计（数字电路、模拟电路、开关电源、通信设备）和器件选择
2. 电缆和连接器
3. 滤波器和瞬态干扰抑制
4. 屏蔽
5. 线路板设计（包括传输线）
6. 静电放电、机电设备和电源功率因数校正

由于已经有很多关于以上问题的教科书，因此这篇文章仅将问题提出并介绍最实用技术中的一些关键点，这些内容都是十分重要且实用的。但我们在这里并不介绍这些技术为什么管用，而仅介绍这些技术是什么，怎样应用。当然，了解这些技术的原理对于灵活应用这些技术是十分必要的，您可以参考其它教科书和参加我们的培训课程。

1． 电路设计及 EMC 器件选择

在新设计及开发项目的开始，正确选择有源与无源器件及完善的电路设计技术，将有利于以最低的成本获得 EMC 认证，减少产品因屏蔽和滤波所带来的额外的成本、体积和重量。 这些技术也可以提高数字信号的完整性及模拟信号信噪比，可以减少重复使用硬件及软件至少一次，这也将有助于新产品达到其功能技术要求，尽早投入市场。这些 EMC 技术应视为公司竞争优势的一部分，有助于使企业获得最大的商业利益。

1.1 数字器件与 EMC 电路设计

1.1.1 器件的选择

大部分数字 IC 生产商都至少能生产某一系列辐射较低的器件，同时也能生产几种抗 ESD 的 I/O 芯片，有些厂商供应 EMC 性能良好的 VLSI（有些 EMC 微处理器比普通产品的辐射低 40dB）；大多数数字电路采用方波信号同步，这将产生高次谐波分量，如图 1 示。时钟速率越高，边沿越陡，频率和谐波的发射能力也越高。 因此，在满足产品技术指标的前提下，尽量选择低速时钟。在 HC 能用时绝不要使用 AC，CMOS4000 能行就不要用 HC。要选择集成度高并有 EMC 特性的集成电路，比如：

* 电源及地的引脚较近
* 多个电源及地线引脚
* 输出电压波动性小
* 可控开关速率
* 与传输线匹配的 I/O 电路
* 差动信号传输
* 地线反射较低
* 对 ESD 及其他干扰现象的抗扰性
* 输入电容小
* 输出级驱动能力不超过实际应用的要求
* 电源瞬态电流低（有时也称穿透电流）

这些参数的最大、最小值应由其生产商一一指明。由不同厂家生产的具有相同型号及指标的器件可能有显著不同的 EMC 特性，这一点对于确保陆续生产的产品具有稳定的电磁兼容符合性是很重要的。

高技术集成电路的生产商可以提供详尽的 EMC 设计说明，比如 Intel 的奔腾 MMX 芯片就是这样。设计人员要了解这些并严格按要求去做。详尽的 EMC 设计建议表明：生产商关心的是用户的真正需求，这在选择器件时是必须考虑的因素。在早期设计阶段，如果 IC 的 EMC 特性不清楚，可以通过一简单功能电路（至少时钟电路要工作）进行各种 EMC 测试，同时要尽量在高速数据传输状态完成操作。发射测试可方便地在一标准测试台上进行，将近场磁场探头连接到频谱分析仪（或宽带示波器）上，有些器件明显地比其他一些器件噪声小得多，测试抗扰度时可采用同样的探头，并连到信号发生器的输出端（连续射频或瞬态）。但如果探头是仪器专配的（不只是简单的短路环或导线），首先要检查其功率承受能力是否满足要求。测试时近场探头需贴近器件或 PCB 板，为了定位“关键探测点”和最大化探头方向，应首先在整个区域进行水平及垂直扫描（使探头在各个方向相互垂直），然后在信号最强的区域集中进行扫描。

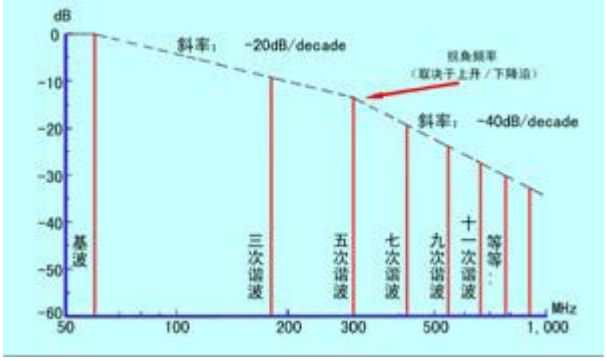


图 1 上升/下降时间为 1ns 的理想 60MHz 方波的频谱

1.1.2 不宜采用 IC 座

IC 座对 EMC 很不利,建议直接在 PCB 上焊接表贴芯片,具有较短引线和体积较小的 IC 芯片则更好，BGA 及类似芯片封装的 IC 在目前是最好的选择。安装在座（更糟的是，插座本身有电池）上的可编程只读存储器（PROM）的发射及敏感特性经常会使一个本来良好的设计变坏。因此，应该采用直接焊接到电路板上的表贴可编程储存器。

带有 ZIF 座和在处理器（能方便升级）上用弹簧安装散热片的母板，需要额外的滤波和屏蔽，即使如此，选择内部引线最短的表贴 ZIF 座也是有好处的。

1.1.3 电路技术

* 对输入和按键采用电平检测（而非边沿检测）
* 使用前沿速率尽可能慢且平滑的数字信号（不超过失真极限）
* 在 PCB 样板上，允许对信号边沿速度或带宽进行控制（例如，在驱动端使用软铁氧体磁珠或串联电阻）
* 降低负载电容，以使靠近输出端的集电极开路驱动器便于上拉，电阻值尽量大
* 处理器散热片与芯片之间通过导热材料隔离，并在处理器周围多点射频接地。
* 电源的高质量射频旁路（解耦）在每个电源管脚都是重要的。
* 高质量电源监视电路需对电源中断、跌落、浪涌和瞬态干扰有抵抗能力
* 需要一只高质量的看门狗
* 决不能在看门狗或电源监视电路上使用可编程器件
* 电源监视电路及看门狗也需适当的电路和软件技术，以使它们可以适应大多数的不测情况，这取决于产品的临界状态
* 当逻辑信号沿的上升/下降时间比信号在 PCB 走线中传输一个来回的时间短时，应采用传输线技术：

a 、经验：信号在每毫米轨线长度中传输一个来回的时间等于 36 皮秒

b 、为了获得最佳 EMC 特性，对于比 a 中经验提示短得多的轨线，使用传输线技术

有些数字 IC 产生高电平辐射，常将其配套的小金属盒焊接到 PCB 地线而取得屏蔽效果 。PCB 上的屏蔽成本低，但在需散热和通风良好的器件上并不适用。

时钟电路通常是最主要的发射源，其 PCB 轨线是最关键的一点，要作好元件的布局，从而使时钟走线最短，同时保证时钟线在 PCB 的一面但不通过过孔。当一个时钟必须经过一段长长的路径到达许多负载时，可在负载旁边安装一时钟缓冲器，这样，长轨线（导线）中的电流就小很多了。这里，相对的失真并非重要。长轨线中的时钟沿应尽量圆滑，甚至可用正弦波，然后由负载旁的时钟缓冲器加以整形。

1.1.4 扩展频谱时钟

所谓的“ 扩展频谱时钟 ”是一项能够减小辐射测量值的新技术，但这并非真正减小了瞬时发射功率，因此，对一些快速反应设备仍可能产生同样的干扰。这种技术对时钟频率进行 1% ~ 2% 的调制，从而扩散谐波分量，这样在 CISPR16 或 FCC 发射测试中的峰值较低。所测的发射减小量取决于带宽和测试接收机的积分时间常数，因此这有一点投机之嫌，但该项技术已被 FCC 所接受，并在美国和欧洲广泛应用。调制度要控制在音频范围内，这样才不会使时钟信号失真，图 2 是一时钟谐波发射改善的例子。扩展频谱时钟不能应用于要求严格的时间通信网络中，比如以太网、光纤、FDD、ATM、SONET 和 ADSL。

绝大多数来自数字电路发射的问题是由于同步时钟信号。非同步逻辑（比如 AMULET 微处理器，正由 steve Furbe 教授领导的课题组在 UMIST 研制）将大大地降低发射量，同时也可获得真正的扩频效果，而不只是集中在时钟谐波上产生发射。

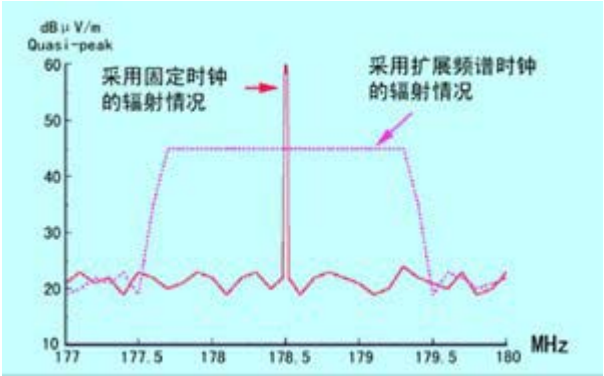


图 2 时钟扩频导致的辐射降低

1.2 模拟器件和电路设计

1.2.1 选择模拟器件

从 EMC 的角度选择模拟器件不象选择数字器件那样直接，虽然同样希望发射、转换速率、电压波动、输出驱动能力要尽量小，但对大多数有源模拟器件，抗扰度是一个很重要的因素，所以确定明确的 EMC 订购特征相当困难。

来自不同厂商的同一型号及指标的运算放大器，可以有明显不同的 EMC 性能，因此确保后续产品性能参数的一致性是十分重要的。敏感模拟器件的厂商提供 EMC 或电路设计上的信噪处理技巧或 PCB 布局，这表明他们关心用户的需求，这有助于用户在购买时权衡利弊。

1.2.2 防止解调问题

大多数模拟设备的抗扰度问题是由射频解调引起的。运放每个管脚都对射频干扰十分敏感，这与所使用的反馈线路无关（见图 3），所有半导体对射频都有解调作用，但在模拟电路上的问题更严重。即使低速运放也能解调移动电话频率及其以上频率的信号，图 4 表明了实际产品的测试结果。

为了防止解调，模拟电路处于干扰环境中时需保持线性和稳定，尤其是反馈回路，更需在宽频带范围内处于线性及稳定状态，这就常常需要对容性负载进行缓冲，同时用一个小串联电阻（约为 500）和一个大约 5PF 的积分反馈电容串联。

进行稳定度及线性测试时，在输入端注入小的但上升沿极陡（<1ns）的方波信号（也可以通过电容馈送到输出端和电源端），方波的基频必须在电路预期的频带内，电路输出应用 100MHz（至少）的示波器和探针进行过冲击和振铃检查，对音频或仪表电路也应如此，对更高速模拟电路，要选取频带更宽的示波器，同时注意使用探头的技巧。

超过信号高度 50%的过冲击表明电路不稳定，对过冲击应予以有效的衰减，信号的任何长久的振铃（超过两个周期）或突发振荡表明其稳定度不好。

以上测试应在输入及输出端均无滤波器的情况下进行，也可以用扫频代替方波，频谱分析仪代替示波器（更易看出共振频率）

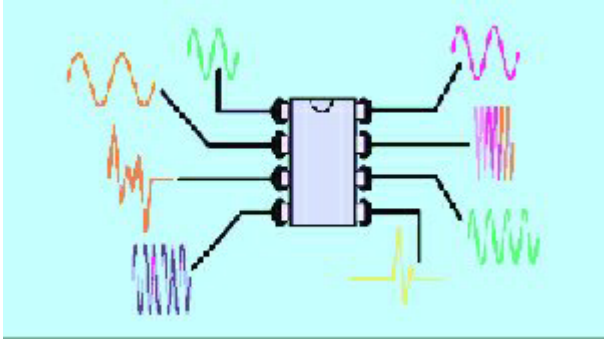


图 3 任何半导体器件都会发生解调，所有引线都敏感

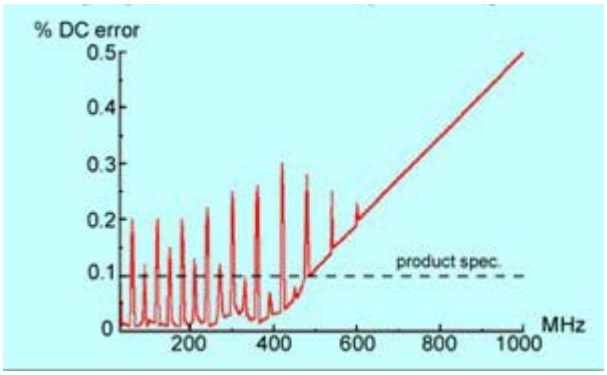


图 4 运算放大器能够有效地解调射频信号

1.2.3 其它模拟电路技术

获得一稳定且线性的电路后，其所有联线可能还需滤波，同一产品中的数字电路部分总会把噪声感应到内部连线上，外部连线则承受外界的电磁环境的骚扰。滤波器将在后面介绍。

决不要试图采用有源电路来滤波和抑制射频带宽以达到 EMC 要求，只能使用无源滤波器（最好是 RC 型）。在运放电路中，只有在其开环增益远大于闭环增益时的频率范围内，积分反馈法才有效，但在更高频率，它不能控制频率响应。

应避免采用输入、输出阻抗高的电路，比较器必须具有迟滞特性（正反馈），以防止因为噪声和干扰而使输出产生误动作，还可防止靠近切换点处的振荡 。不要使用比实际需要快得多的输出转换比较器，保持 dv/dt 在较低状态。

对高频模拟信号（例如射频信号），传输线技术是必需的，取决于其长度和通信的最高频率，甚至对

低频信号，如果对内部联接用传输线技术，其抗扰度也将有所改善。

有些模拟集成电路内的电路对高场强极为敏感，这时可用小金属壳将其屏蔽起来（如果散热允许），并将屏蔽盒焊接到 PCB 地线面上。

与数字电路相同，模拟器件也需要为电源提供高质量的射频旁路（去耦），但同时也需低频电源旁路，因为模拟器件的电源噪声抑制率（PSRR）对 1kHz 以上频率是很微弱的，对每个运放、比较器或数据转换器的每个模拟电源引脚的 RC 或 LC 滤波都是必要的，这些电源滤波器转折频率和过渡带斜率应补偿器件 PSRR 的转折频率和斜率，以在所关心的频带内获得期望的 PSRR。

一般的 EMC 设计指南中都很少涉及射频设计，这是因为射频设计者一般都很熟悉大多数连续的 EMC 现象，然而需要注意的是，本振和 IF 频率一般都有较大的泄漏 ，所以需要着重屏蔽和滤波。

1.3 开关电源设计

开关电源的特征就是产生强电磁噪声，若不加严格控制，将产生极大的干扰。下面介绍的技术有助于降低开关电源噪声，能用于高灵敏度的模拟电路。

1.3.1 电路和器件的选择

一个关键点是保持 dv/dt 和 di/dt 在较低水平,有许多电路通过减小 dv/dt 和/或 di/dt 来减小辐射，这也减轻了对开关管的压力，这些电路包括 ZVS（零电压开关）、ZCS（零电流开关）、共振模式.(ZCS 的一种)、SEPIC（单端初级电感转换器）、CK（一套磁结构，以其发明者命名）等。

减小开关时间并非一定就能引起效率的提高，因为磁性元件的 RF 振荡需要强损耗的缓冲，最终可以观察到不断减弱的回程。使用软开关技术，虽然会稍微降低效率，但在节省成 本和滤波/屏蔽所占用空间方面有更大的好处。

1.3.2 阻尼

为了保护开关管免受由于寄生参数等因素引起的振荡尖峰电压的冲击常需要阻尼，如图 5 示。阻尼器连到有问题的线圈上，这也可以减小发射。

阻尼器有多种类型：从 EMC 角度看，RC 阻尼器通常在 EMC 上是最好的，但比其他的发热多一些。权衡各方面的利弊，在缓冲器中应谨慎使用感性电阻。

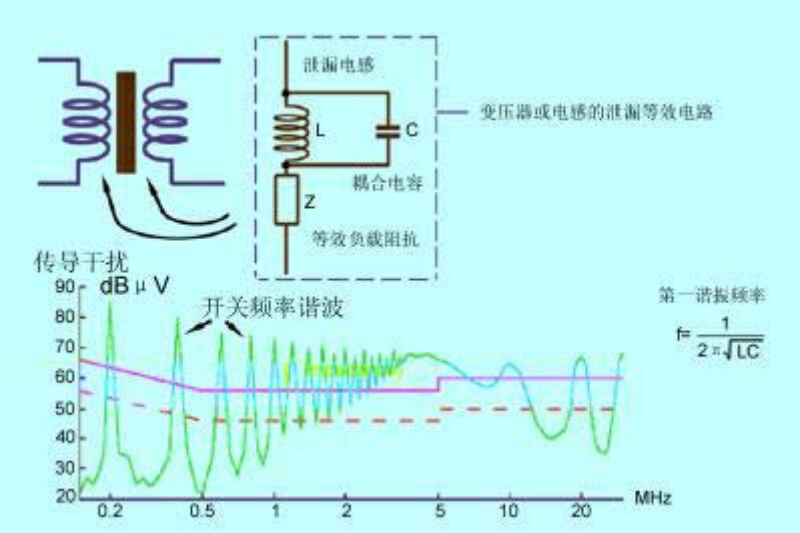


图 5　开关电源电路中需要阻尼

1.3.3　散热器

散热器与集电极或 TO247 功率器件的漏极之间有 50pF 的电容，因此可以产生很强的发射。仅仅直接地把散热片连到机壳，这只是把噪声引向大地，很可能不能减小总体发射水平。

较好的做法是：把它们连到一恰当的电路结点——一次整流输出端，但要注意安全要求。具有屏蔽作用的绝缘隔离片可以连接到开关管上，把它们屏蔽内层接至一次整流端，散热片要么悬浮要么连到机壳。

散热片也可以通过电容连到有危险电压的线上，电容的引线和 PCB 轨线构成的电感可能会与电容“谐振”，这可对解决某些特殊频率上的问题特别有效。应该在样机上多次试验，最终找到散热片的最佳安装方法。

1.3.4　整流器件

用于一次电源上的整流器和二次整流器，因为其反向电流，可以引起大量的噪声，最好使用快速软开关型号的器件，如图 6 示。

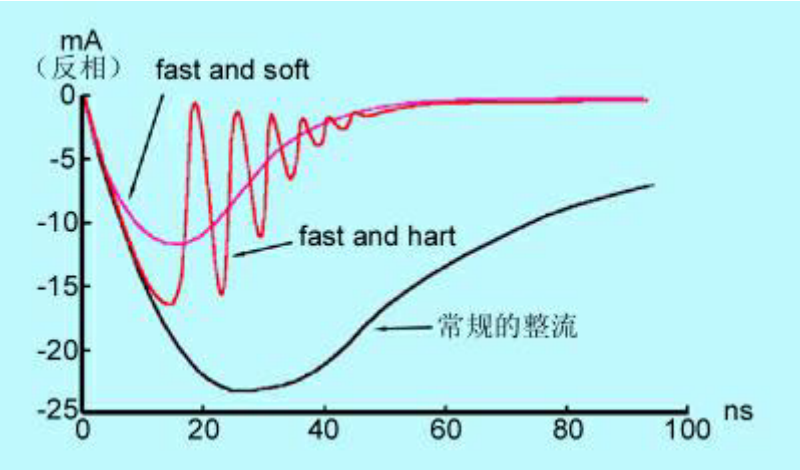


图 6 快恢复软开关整流器的改进

1.3.5　磁性元件有关问题及解决方案

特别需注意的是电感和变压器的磁路要闭合。例如，用环形或无缝磁芯，环形铁粉芯适合于存储磁能的场合，若在磁环上开缝，则需一个完全短路环来减小寄生泄漏磁场。

初级开关噪声会通过隔离变压器的线圈匝间电容注入到次级，在次级产生共模噪声，这些噪声电流难以滤除，而且由于流过路径较长，便会产生发射现象。

一种很有效的技术是将次级地用小电容连接到初级电源线上，从而为这些共模电流提供一条返回路径，但要注意安全，千万别超出安全标准标明的总的泄漏地电流，这个电容也有助于次级滤波器更好的工作。

线圈匝间屏蔽（隔离变压器内）可以更有效地抑制次级上感应的初级开关噪声。虽然也曾有过五层以上的屏蔽，但三层屏蔽更常见。靠近初级线圈的屏蔽通常连到一次电源线上，靠近次级线圈的屏蔽经常连到公共输出地（若有的话），中间屏蔽体一般连到机壳。在样机阶段最好反复实验以找到线圈匝间屏蔽的最好的连接方式。

以上两项技术也能减小输入端上感应的次级开关噪声。适当大小的输出电感可以将次级交流波形变成半正弦波（图 7 上半部分），因此可以显著地减小变压器绕组间噪声（直流纹波和噪声）。但这仍将在波形不连续处产生噪声骚扰，比较好的方法采用适当大小的两边绕线的磁性元件，如图 7 下半部分所示，这里的黑点标志绕线的始端（一般惯例），这样便可在次级得到无噪声的完整正弦波，还能改善直流纹波和噪声，同时也能减小发射。

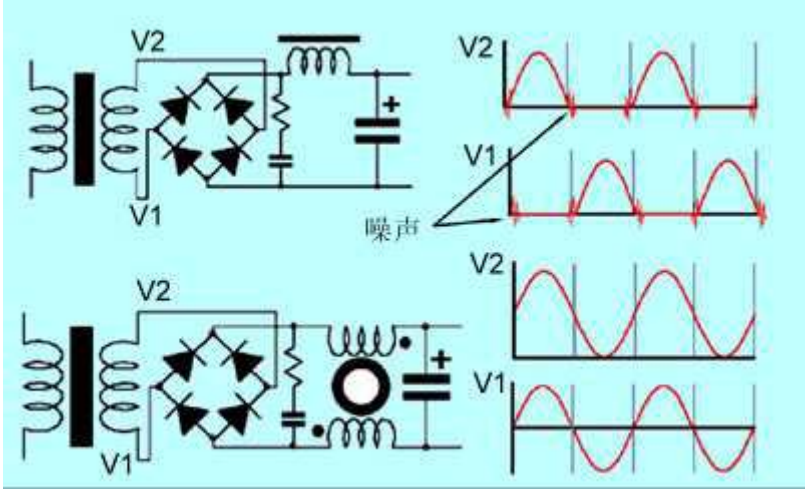


图 7 用输出电感改善输出噪声

1.3.6 时钟扩频

与数字时钟扩频相似的一项技术，防止发射集中在几个窄带频点，这在开关电源中同样有效，扩频范围经常比 1%或 2%大很多，有些大功率电源生产商几乎采用白噪声。

1.4 信号通信器件及电路设计

1.4.1 最好使用非金属导线通信

金属电缆通信有许多 EMC 问题。从 EMC 方面考虑，最佳通信方式是红外线（如 IRDA）或光纤，只要发射机噪声不是很大且接收机有一定的抗扰性（目前金属外壳屏蔽的种类很多）就不会发生问题。

使用不含金属的光纤时，经常可以直接将光纤穿过屏蔽体连接到内部 PCB 板或电路模块上，而不会破坏屏蔽体的屏蔽效能；然而，金属电缆则必须在穿过屏蔽体的地方进行滤波和/或屏蔽搭接。

1.4.2 金属导线通信技术

单端信号通信技术在发射和抗扰度方面的 EMC 性能都很差，因此仅限于在低频、低数据传输率和短距离场合应用。只要保持 PCB 所有轨线下的地线面的完整性，同时不通过任何连接器或电缆，这种通信方式就不会有不良影响。因此单一 PCB 产品往往是成本最低的。

为了获取优质完整信号和 EMC 特性，高频或远程（有时甚至在线路板上 ）信号需用平衡信号来发送和接收，这将在本节着重讨论。

图 8 是一个优劣对比的例子，该实例中传感器输出的毫伏级信号通过电缆连接到一个放大器上。在第一种连接中，将电缆屏蔽层和零电压点连接起来是不好的，这里使用的“小辫”连接方式也不好，另外电缆屏蔽层仅一端接地同样是不可取的。在宽阔或工业场地中，当电缆屏蔽层两端接地时，会有电缆屏蔽层发热的问题，要解决这个问题应采用在平行地导体（PEC）上铺设通信电缆以使两端等电位的方法，而不能采用将屏蔽层一端悬浮起来的方法来解决。这个 PEC 可以是接地网状的金属件、电缆管或专门为此目的而铺设的较粗的标准电缆。对电缆铺设方面的 EMC 技术的进一步讨论超出了本节范围，但 IEC61000-5-2 是很有用的参考资料。

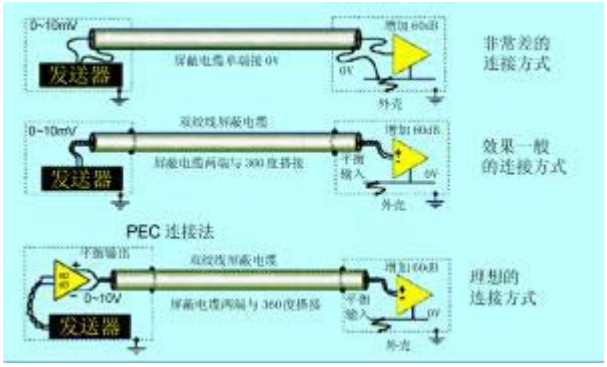


图 8　通信中的正确与错误连接

对于低频信号（1MHz 以下）通信中，出于抗扰度的考虑，采用较高电压是有好处的，但对于 10MHz 以上的频率，这将引起较强发射，因此应采用较低的电压（例如用于 ECL 和 LVD 芯片的电压）。

传输线技术对高速模拟或数字信号是必要的，这取决于连接线长度和通信的最高频率（见第 5 章）。即使是低频信号，在其内部连接采用传输线技术，也将使其抗扰度大大提高。

平衡驱动/接收电路在减少发射和改善抗扰度上更为有效，RS485 是平衡通信的一个例子。最重要的一点是在整个频率范围内达到良好的平衡输入/输出。使用平衡输入/输出接收/驱动芯片是最基本的方法，但也可用隔离变压器，这还可增加共模抗扰度。

为获得最佳的发射和抗扰度性能，采用平衡结构的双绞线或屏蔽双绞电缆是必要的。双绞线中的微小差异（即使是标识绝缘材料的颜料的介电常数）也是相当重要的。

平衡是非常重要的，因此在高性能电路中，即使 PCB 布局本身也要处于物理平衡（镜像）状态，同时务必将平衡线布置在线路板的同一层。平衡所获得的效果用共模抑制比（CMPR）来度量。

当用变压器获得电隔离时，其绕组间电容限制了高频时的 CMRR。为了在所关心的整个频带内获得连续的良好共模抑制性能，要串联一个共模扼流圈。共模扼流圈一定要贴近电缆或连接器。即使采用平衡输入/输出芯片，其 CMRR 在较高频率也会降低，因此也需要共模扼流圈。图 9 说明了这两个例子，这两种方法对任意速率或频带的数字及模拟通信都能改善发射和抗扰度。图 10 表明如何选择变压器及共模扼流圈，以使所关心的整个频带都具有良好的 CMPR。

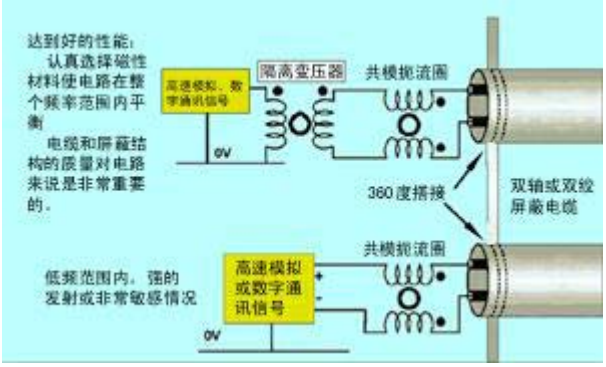


图 9 性能良好的高速电路实例

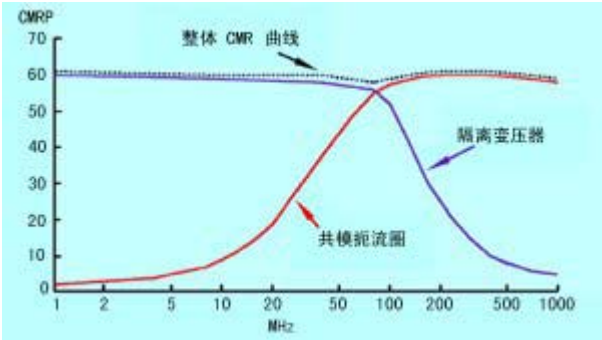


图 10 选择磁性器件使全频段内有较高的 CMRR

对于专业的音频通信网络，信号频率延伸到 20Hz 或更低，因此隔离变压器需要做得很大，其绕组间巨大的寄生电容使 CMPR 在 1MHz 以就下降至 0，因此需要更大的共模扼流圈，以保证在 100kHz 以下的仍有一定的 CMRR。很难找到一个在整个频段内都能提供理想的 CMPR 的共模扼流圈， 因此要解决整个频段内的共模抑制问题可能需要将两个以上的共模扼流圈串联起来。

当使用同轴电缆而不用双绞线或屏蔽双绞线时，若 EMC 和信号完整性受到破坏，图 11 中所使用的技术将有助于获得最大的改善。

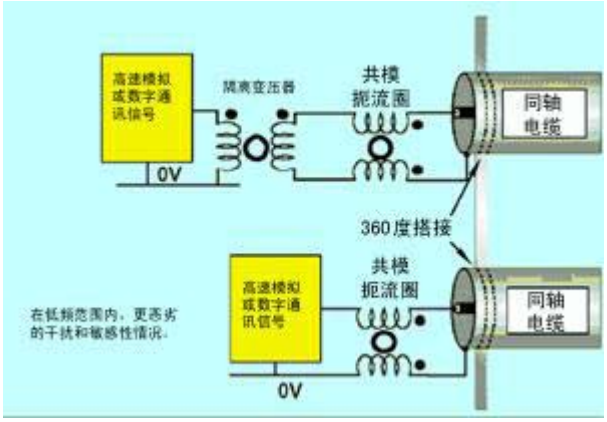


图 11 一些性能较低的通信电路

很多通信仍是低频或低速率的，其信号并非很容易引起发射或受到干扰（例如，进出 8 位模数转换器的模拟信号就没有 12 位转换器敏感，事实上 16 位和更高位的转换器会更敏感）这样的信号经常在多芯电缆中以单根导线传送以节省成本，如图 12 示（RS232 应用的一个例子）。

这里一根电缆有 N 股芯线，最好在电缆每一端通过有 N 个绕组的共模扼流圈连到电路上，图 12 表明了一 8 芯电缆上使用的 7 绕组共模扼流圈，因为一根芯线按 RS232 标准连到机壳地。

RS232 仅适于短程通信，因为其单端信号在以发射方式辐射能量时，其完整性很快受损。因此，尽管图 12（图 11 底部电路也如是）看似很简单，但单端信号的使用需要注意共模抑制和/或电缆和/或连接器的质量，（电缆、连接器种类和质量在第二章讨论）。

使用具有很慢输出沿的驱动信号可大大降低发射程度，另外，标准驱动电路可经过滤波来减少其高频分量。

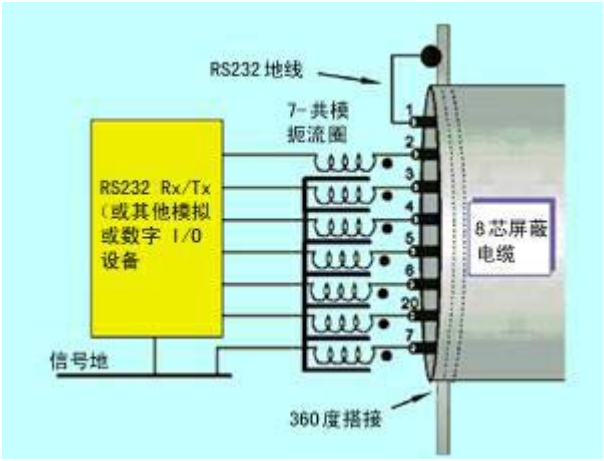


图 12 低速率数据电路的例子（这是 RS232）

1.4.3 光隔离器

光隔离器对数字信号来说是一项常用的技术，但典型光耦的输入/输出电容大约为 1pF,这在 10MHz 以上的频率范围内阻抗很低，通过与电路阻抗相配合，便破坏了电缆中信号的平衡。

如前所述，选择合适的共模扼流圈将恢复高频时的平衡，解决在进行快速前沿信号通信时具有的发射或抗扰度问题，图 13 是在高速光隔离连接中的一个成功例子。

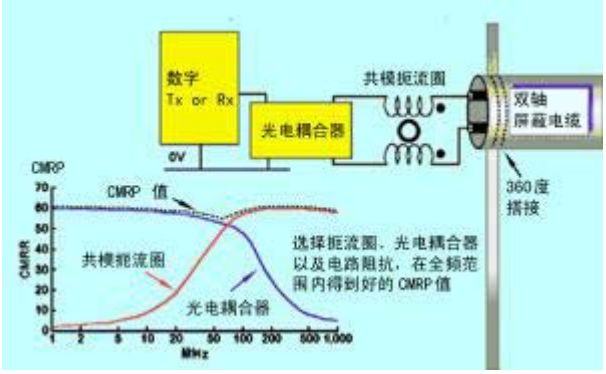


图 13 高速率光耦

许多低速数据信号中使用光耦，并且经常采用同轴或多芯电缆，多芯电缆中的每一根导线传输一路信号，并有一根公共回流线。这些实例中，只要在接到光耦的每根信号线上串联一个铁氧体磁环就能有效地控制高频干扰。

现在，模拟信号也能通过光耦进行隔离，线性度可达 0.1%（例如，用 IL300 等器件）。

1.4.4 外部 I/O 保护

外部 I/O 电缆完全暴露在电磁环境中。对给定的信号和半导体器件来说，以上各图中 EMC 性能较好的电路仅需要较少的滤波或保护措施。

所有上述的通信电路都可能需要额外的滤波以满足电磁兼容要求。

对于 ESD、瞬态和浪涌现象，如果图 9、图 11、.图 13 各图中的上半部分电路中的隔离变压器或光耦能经受住所施加的电压，则能够提供较好的保护。射频滤波也能对 ESD 或快速瞬变脉冲提供一定程度的保护作用。

以上无隔离变压器或光耦的电路几乎均需用二极管或瞬态抑制器进行过压保护，但在低速数据流或低频时采取有力的滤波措施也能解决问题。对于控制信号，可在紧靠连接器的地方串联 10K 或 100K 电阻，然后用 100nF 或 10 nF 的电容接到 PCB 地线面上，这样对几乎所有电磁干扰都会产生很好的屏障作用，不过

这样会使逻辑状态的翻转变得迟缓。

数字通信通常需遵循完善的数字协议，以防止数据冲突，因为保护装置只是阻止对半导体器件的物理损坏。

在样机电路板上预留布置额外保护性器件的地方，同时要及早测试，以弄清其必要性。

1.4.5“无地”和“浮地”通信

电隔离的另一说法是“无地”和“浮地”，但这些术语常被误解或误用。

以上采用隔离变压器或光耦的电路都是“无地”和“浮地”的极好例子，因为在没有电流从通信设备经 0V 或机壳在 TX 和 RX 间流动。即使电缆屏蔽层两端被连接到机壳上，也是这样。事实上，泄漏电流会流过寄生电容，在 CMRR 很小时这个电流可意外地达到很大的值。

术语“无地”和“浮地”有时也用于电平衡输入或输出，如图 9 的下半部分电路。尽管 CMRR 特性较好的电路仍会通过 0V 或机壳产生低的泄漏，但这种电路并没有进行电隔离，对浪涌更脆弱。电平衡电路也因两导线中某一条不经意接地时产生不稳定现象而引起注意。

需要注意的是，实际的隔离效果受到给两边设备供电的电源本身隔离效果的限制。

决不能试图通过去掉任意一个设备的保护地来获得“无地"，这样将导致严重人身伤害后果，同时也与必须遵循的几条标准相抵触。若存在“地环路”问题，可用适当的电路和安装技术（比如 PEC），但千万别牺牲安全性。

最好避免象“无地”和“浮地”之类的术语，代之以简单电路术语陈述实际所需或想要表示的意思。

屏蔽层不能两端端接的情况：

在一些场合，明确规定不能通过电缆屏蔽层或其他导体连到设备地，有关设备依然连到电源系统地，但接地系统用特殊方式进行控制。这不利于用低成本获得 EMC，屏蔽层仅一端连接将使电路及其导体的平衡更加重要，这对一个给定信号来说，想达到预期的发射及抗扰度特性更困难，而且费用更昂贵。

就安全性而言，还要注意表面漏电流和绝缘间距。在较大的设备上，当屏蔽层没有两端端接时，脉冲可在未连接处引起电弧，还可能引发火灾或有毒气体。当脉冲到来时，若人体碰巧触摸屏蔽层和其他设备，人体也能感觉到电流的冲击。很显然，若电缆屏蔽层两端不端接，则会在一些电缆和电路器件上增加额外的电气及 EMC 压力，使脉冲、瞬变和 ESD 破坏更容易发生。

1.4.6 危险区和高度安全通信

在正常和异常条件下，需采取特殊的装置限制最大有效功率，有时也需要其它一些限制。由专业化公司制造的这些装置的 EMC 性能是至关重要的。

1.4.7 通信协议

数字通信数据传输协议对发射和抗扰度来说是极其重要的，购买执行这些协议的芯片比自己研制好得多。一般的协议简单明了，但却不利于 EMC。执行 CAN 、MIL—5TD—1553、LONWORKS 等协议的芯片内凝聚了数百个人年的干扰抑制经验，任何一个普通的工程组都不能与之相比，因此多花点钱购买现成的产品是值得的。本章不进一步讨论协议的具体内容。

1.5 无源器件的选择

所有的无源器件都包含寄生电阻，电容和电感。在高频及 EMC 问题容易发生的高频段，这些寄生参数经常占主导地位，并使器件功能彻底发生变化。例如，在高频，碳膜电阻或者变成电容（由于大约 0.2PF 的旁路电容 C），或者变成电感（由于引线自感和螺线），这二者甚至会谐振，从而使结果变得更为复杂；线绕电阻在几千赫兹以上是无用的，而 1kΩ 以下的碳膜电阻直到几百兆赫兹仍保持其电阻性。

电容由于其内部结构和其外引线自感的影响会发生谐振，超过第一个谐振频率点后，就呈现显著的感

抗。

从 EMC 角度，表贴元件是首选器件，因为其寄生参数小得多，而且能在直到很高的频率提供令人满意的参数。比如，表贴电阻（1k(以下）在 1GHz 时仍保持电阻性。对器件的限制还有功率（尤其是对付浪涌的）、dv/dt 承受能力（若 dv/dt 值过大，固体钽电容就会短路），di/dt 承受能力等。严重的温度系数也会影响无源器件，必要时要降额使用。

对电容而言，陶瓷介质常具有最好的高频率特性，所以表贴陶瓷电容往往是最好的。有些陶瓷介质具有很大的温度或电压系数，但 COG 或 NPO 材料没有温度及电压系数可言，是性能非常稳定的高质量高频率电容器。但当容量大于 1nF 时，其外形比较大，且比其它介质的陶瓷电容贵得多。

SMD 元件较有引线的元件的功率标称值低，但由于大功率往往发生在较低频率，在这些地方还是可以使用引脚元件的。磁性元件应具有闭合磁路，这已在上面提到过，这对抗扰度和发射都是重要的。若不可完全避免（收音机磁性天线是什么形状？），使用棒状磁芯扼流圈和电感时必须倍加小心。即使用在线性电源中的电源变压器，在把级间屏蔽层接至保护地时，也可以有较好的 EMC 特性。

无源器件的所有这些非理想性，使滤波器设计比教科书中介绍的电路复杂得多，而且没有仿真分析工具可用。当将无源器件在高频下使用时，（例如，将高达 1GHz 的干扰电流耦合至地平面），了解所有的寄生参数是十分有用的，通过简单的累加可以推断其影响。合格器件的生产厂商向用户提供了产品有关的寄生数据，有时甚至还提供宽频带范围的阻抗特性（这些常常揭示出器件自身的谐振）。

有些无源器件需安全评定，尤其是连到危险电压上的所有器件，交流电源通常是最严重的。最好只使用符合安全标准且印有其识别标志（SEMKO、DEMKO、VDE、UL、CSA 等等）的元件。但元件上的标识符号并不意味什么，更好的办法是给符合安全标准的元件取得全部测试认证的一份副本，同时检查应注意的一切现象。

如果在高速信号的场合或要满足 EMC 的场合使用寄生参数未知的无源器件，可能要进行多次设计，并推迟产品推上市场的时间。

2 电缆都是天线

2.1 频谱利用及潜在的干扰

图 14 给出了日常生活中常用的频率范围，包括交流电源频率、音频、长、中、短波收音机占有的频段、调频及电视广播、蜂窝电话常用的 900MHz 及 1.8GHz。但实际的频谱远比这拥挤得多，9KHz 以上的频段几乎都被用于特定的场合。随着微波技术广泛应用于日常生活，该图中所示的频率也很快将扩展至 10GHz（甚至 100GHz）。

图 15 在图 14 上覆盖了一些大家不太熟悉的频谱，这些频谱是普通电气及电子设备所发射的。

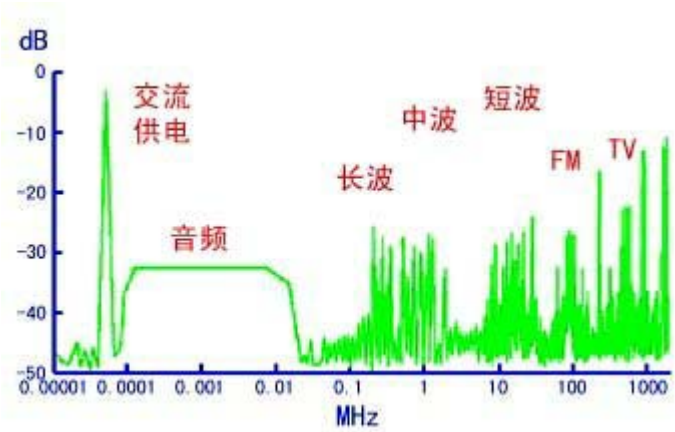


图 14 日常生活中使用的频率

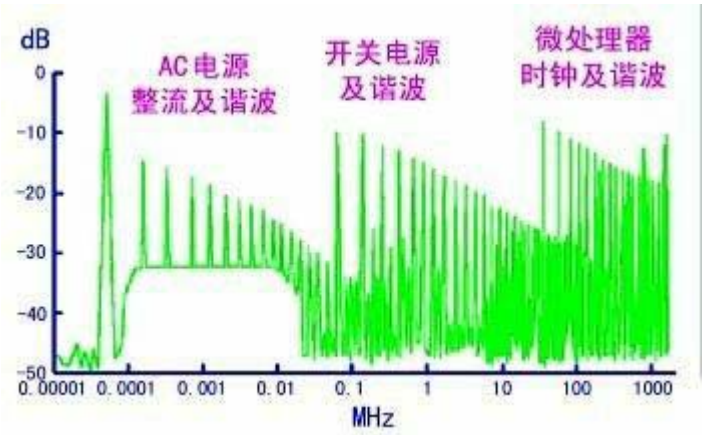


图 15 叠加我们产生的干扰后的频谱

交流电源整流器件在基频至相当高的谐波频率范围内均可发射开关噪声，具体情况取决于这些器件的功率。5 千伏安左右的电源（线性或开关模式）由于其 50 或 60Hz 桥式整流所产生的开关噪声，通常在数 MHz 频率以下不能满足传导发射的限制要求。可控硅直流电机驱动装置及交流移相控制系统所产生的噪声也大致如此。这些噪声极易干扰中长波和部分短波广播。

开关电源的工作基频一般在 2kHz 至 500kHz 之间。开关电源在其工作频率 1000 倍的频率处仍具有很强的发射是常见的。图 15 给出了个人计算机中常用的频率为 70kHz 的开关电源的发射频谱。这将干扰包括调频广播在内的广播通信。图 15 中还给出了由 16MHz 时钟微处理器或微控制器产生的典型发射频谱。这些器件的发射通常会在 200MHz 甚至更高的频率超过发射极限值。目前，由于个人计算机采用 400MHz 甚至 1GHz 以上的时钟频率，因此数字技术必然会对高端频谱产生干扰。

之所以会发生以上各种现象，是因为所有导体都是天线。它们把传输的电能转变成电磁场，然后泄漏到广阔的环境中。同时，它们也能把其周围的电磁场转变成传导电信号。这是放之四海而皆准的真理。因此，导体是信号产生辐射发射的主要原因，也是外来场使信号受到污染的原因（敏感度和抗扰度）。

2.2 导体的泄漏与天线效应

电场（E）由导体上的电压产生，磁场（M）由环路中流动的电流产生。导体上的各种电信号均可产生磁场和电场，因此，所有导体都可将其上的电信号泄漏至外部环境中，同时也将外部场导入信号中。

在远大于所关心频率的波长（λ）的 1/6 处，电场和磁场汇合成包含电场和磁场的完整电磁场（平面波）。例如：对于 30MHz，平面波的转折点在 1.5m；对于 300MHz，平面波的转折点在 150m；对于 900MHz，平面波的转折点在 50m。因此随着频率的增加，仅仅把导体视为电场或磁场的发射和接收器是不够的，如图 16 示。

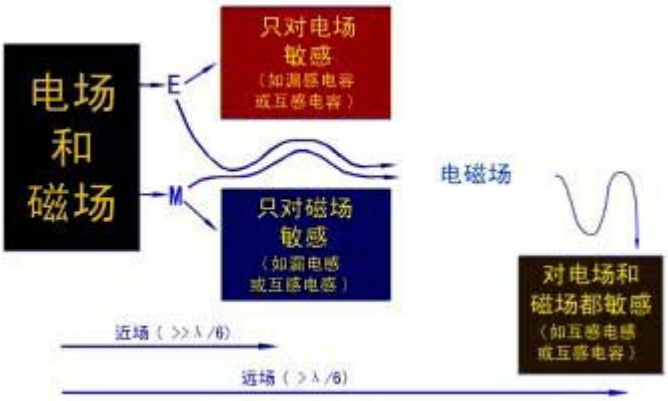


图 16 电场和磁场随着距离增加变为电磁场

随频率增加的另一个效应是：当波长（λ）与导体的长度比拟时，会发生谐振。这时信号信号几乎可以 100%转换成电磁场（或反之）。例如，标准的振子天线仅是一段导线，但当其长度为信号波长的 1/4 时，便是一个将信号转变成场的极好的转换器。

虽然这是一个很简单的事实，但对于使用电缆及连接器的技术人员而言，认识到所有的导体都是谐振天线这一点很重要。 显然，我们希望它们都是效率很低的天线。如果假定导体是一个振子天线（很适合我们的目的），我们就可以利用图 17 来帮助我们分析。

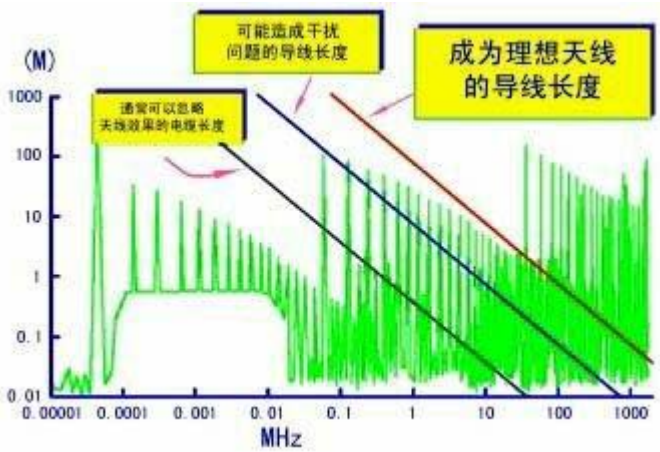


图 17 电缆长度与天线效率

图 17 的纵轴表示导体长度（单位：米），为了便于观察，将图 15 的频谱复制出来。最右边的斜线给出了导体成为理想天线时导体的长度与频率的关系。

很明显，在常用的频段内，即使很短的导体也能产生发射和抗扰度问题。可以看到，在 100MHz 处，1 米长的导体就是很有效的天线，在 1GHz 处，100mm 的导体就成为很好的天线。这个简单的事实就是使 EMC 被称为“ 黑色艺术 ”的主要原因。

前几年， 日常生活中广泛使用的频率都较低，典型的电缆不能成为很有效的天线，这就是为什么电气配线“ 惯例 ”趋于过时的原因。

图 17 中，中间的斜线表示虽然导体没有成为高效的天线，但仍有可能引起问题的导体长度。左边的斜线表示导体的长度极短，其天线效应可忽略的情况（特别严格的产品除外）。有人说：“ 没问题，我已经接地了 ”，你听这话多少次了？在 EMC 业界人士中，射频是色盲是经常的笑话。因此不能将传输射频信号

的黄/绿色导线（美国标准中规定安全地线为黄/绿色）想象成很好的地，并且，所有用于接地的导体也都是天线。

2.3 所有电缆受其固有电阻、电容、电感影响

暂时不考虑场和天线的作用，先看下面几个简单的例子。这些例子可以说明：在常用的频率范围内，与理想状态微小的偏差也会导致导体上所传输的信号出现问题。

* 直径 1mm 的导线，在 160MHz 时，其电阻是直流状态时的 50 倍还要多，这是趋肤效应的结果，迫使 67%的电流在该频率处流动于导体最外层 5 微米厚度范围内。
* 长度为 25 mm，直径为 1 mm 的导线具有大约 1pF 左右的寄生电容。这听起来似乎微不足道，但在 176MHz 时呈现大约 1kΩ 的负载作用。若这根 25 mm 长的导线在自由空间中，由理想的峰-峰电压为 5V、频率为 16MHz 的方波信号驱动，则在 16MHz 的十一次谐波处，仅驱动这根导线就要 0.45mA 的电流。
* 连接器中的引脚长度大约为 10mm，直径为 1 mm，这根导体具有大约 10nH 左右的自感。这听起来也是微不足道的，但当通过它向母板总线传输 16MHz 的方波信号时，若驱动电流为 40mA，则连接器针上的电压跌落大约在 40mV 左右，足以引起严重的信号完整性和/或 EMC 方面的问题。
* 1 米长的导线具有大约 1μH 左右的电感，当把它用于建筑物的接地网络时，便会阻碍浪涌保护装置的正常工作。
* 滤波器的 100 mm 长的地线的自感可达 100nH，当频率超过 5MHz 时，会导致滤波器失效。
* 4 米长的屏蔽电缆，如果其屏蔽层以长度为 25mm“小辫”方式端接，则在 30MHz 以上的频率就会使电缆屏蔽层失去作用。

经验数据：对于直径 2 mm 以下的导线，其寄生电容和电感分别是：1pF / 英寸和 1 nH/毫米（对不起没有统一单位，但这更容易记忆）。其简单的算术关系式如下：

$$Z_C = \frac{1}{\sqrt{2\pi f C}} \qquad Z_L = 2\pi f L$$

2.4 避免使用导体

以上的种种分析表明：随着频率升高，电缆的问题越来越多。用它来完整地传输信号和防止它产生泄漏越来越困难。

即使对诸如音频之类的低频信号，电缆也开始呈现越来越多的问题。由于所有的半导体器件在直到数百 MHz 的频段（即使象 LM324 之类的低速运放）内都具有晶体检波器的特性，所以电缆天线效应会使音频信号不知不觉地受到污染。

因此，从以最经济的手段满足 EMC 要求的角度来说，最好彻底避免金属电缆和连接器。可以使用非金属导线进行通信，目前已经有许多类似的产品出现，包括：

* 光纤（更适宜非金属导线场合）
* 无线通信（例如：Bluetooth；局域网）
* 红外（例如：IrDA）
* 自由空间微波和激光通信（例如：两建筑物之间）

2.4.1 非导体产品的成本/效益分析

许多设计人员认为：只有采用传统的电缆和导线才能压缩成本。但当考虑到一个完整项目的成本、产品或系统的可靠性和电磁兼容性、安装等诸多因素时，经常可以发现，光纤或无线通信的总成本较低。当

然，这时一切都晚了。

对于信号电缆及连接器而言，除了最简单的电子产品以外，原材料价格与销售价格没有什么必然的联系。对信号完整性、EMC 兼容性、过充电的危险、高返修率的风险、质量投诉、产品滞销等方面进行正确的成本/效益分析是十分必要的。

设计工程师们不愿考虑他们设计出的产品所具有的商业风险，但他们是唯一决定产品是否具有竞争力的人（通常需求是由市场人员提出）。但是，如果电子工程师们一味地只考虑产品的功能参数和原材料价格，那么，他们公司将失去竞争优势，同时还会承受不可预测的商业风险。

2.5 电缆隔离和布局

电缆安装规则不是本书所讨论范围，但产品设计人员需要了解这些规则，以设计产品的外部连接。下面简单概述一下标准 IEC61000-5-2：1997 和其它一些标准中关于信息设备和远程通信设备安装方面的建议。

A. 所有建筑物要按照 BS6651 附录 C 的规定或等价的标准安装雷电保护系统，至少将其内部搭接网络与大地连接起来。在建筑物中，所有钢材、金属件、电缆输送管、导管、设备机壳、接地导体应交叉搭接，形成三维搭接网络，搭接网格尺寸不得大于 4 米。

B. 将电源电缆和信号电缆从最敏感到噪声最强至少分成“四级”。

C. 设备单元之间的电缆在单一路径上分布（因此要求设备具有单一的连接面板），但在不同电缆之间应至少保留最低间隙。

D. 只要没有设备厂家的明文禁止，都应该将电缆屏蔽层两端 3600 端接至设备屏蔽壳上。

E. 将所有电缆贴近构成地线网格的导体或金属件分布，防止过多的屏蔽层电流。

F. 当没有建筑网格地时，可采用电缆托架、电缆输送管、导管等来代替，要是这些都没有，可采取较粗的接地导体，用它构成平行地导体（PEC）。PEC 必须两端搭接到设备机壳地，同时信号电缆要沿着它布置。

隔离的需求、PEC、屏蔽层两端搭接都会影响互联电缆面板布局的设计、连接器种类选择、搭接重型 PEC 方法等因素。图 18 给出了用屏蔽电缆和非屏蔽电缆将屏蔽壳体连接起来的技术。

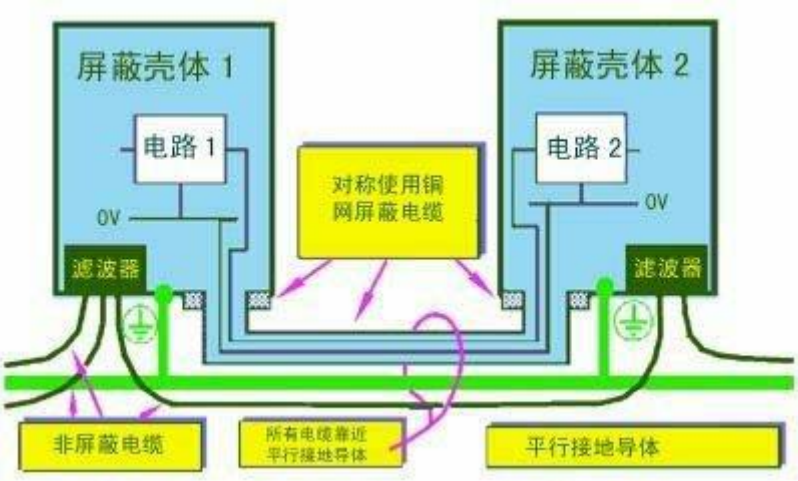


图 18 安装屏蔽机箱时的正确方法

对于设备之间较短的连接（比如微机主机与显示器、打印机和调制解调器之间的连接），假如所有的互联设备均由同一电源线供电，并且所有连至建筑物其它部分的长电缆（比如网络电缆）全部被电隔离（例如以太网），则仅上面 D 项的要求（屏蔽电缆屏蔽层两端与屏蔽机箱 3600 端接）是必须的。对家庭高保真音响及家庭影院系统来说，这些屏蔽搭接技术也是不可缺少的。然而，A 项也经常方便地用来保护这些设备免受雷电带来的损害。

2.6 选择最优电缆

翻开信号电缆生产厂商的产品目录，你就会发现，即使用于同一目的，可供选择的电缆种类也各式各样。这就给人们一个提示：所有的电缆均有其不足之处。要想为具体应用场合选择最好的电缆是相当困难的，同时也可能相当昂贵、相当笨重、相当硬的，同时只能专门订货，订货周期为 26 周，最小订量为每卷 5 千米。

2.6.1 传输线

传输线技术可以防止电缆成为谐振天线。

当信号电流环路的发送和回流导线靠得很近时，就会产生强烈的耦合，其互电容和互电感的组合构成了特性阻抗：

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

式中：L 和 C 分别表示每单位长度（所关心的最高频率处的波长的分数）的电感和电容。对电缆和连接器来说，Z0 可以计算出来，（对 PCB 走线也能算出，见本书第 5 章）

当 Z0 在互联电缆的全长上都保持恒定，且驱动和/或输出阻抗（源端和负载端）与 Z0 匹配时，就形成了受控阻抗的传输线，这种传输线不会发生谐振。导线的固有电感与电容也不会带来太多问题。这就是为什么射频和所有 E M C 测试设备均用 50 传输线电缆及连接器的原因，同时也是高速和/或远程数据总线和串行通信线路也采用传输线的原因（通常阻抗在 50——120 之间）。

世界上没有十全十美的事情，即使电缆不谐振，并且是最好的传输线，轻微的泄漏依然是存在的。另外，在铺设电缆过程中，由于弯折、形变、捆扎、挤压、反复屈伸、损坏或与不适当的连接器配合使用，会引起阻抗 Z0 的变化，从而进一步使传输线性能降低（使泄漏增加）。

不幸的是：在目前的高频范围内，制造优质的传输线电缆互连线的成本是相当高的。例如，微波测试设备使用的柔韧电缆，价格高达每米数百英镑。这就是 GHz 以太网采用非屏蔽双绞线的原因。这必须采用复杂的数字信号处理算法以减小数据传输率并进行随机扩展，且这需要四对线。因此，尽管传输线的性能非常好，它并不是解决电缆高频问题的万能手段。

2.6.2 设备内部和外部连线的 EMC 考虑

在设备内部，如果其屏蔽体及外部电缆的屏蔽和滤波都很好的话，几乎任何一种类型的导线和电缆都可使用，尽管信号的完整性将受到一定程度的损坏。这里的问题就是对于高性能数字或模拟电子设备，对其进行屏蔽和滤波的成本将是很高的，而使用昂贵的内部电缆反而要经济得多。

最经济的方法是尽量避免在设备内使用互联电缆，使所有非光纤信号通过互插在一起的 PCB 走线传输（最好是单块 PCB，即使通过柔性线路板连接也不是很理想）。为了达到这个目的，PCB 需按照第 5 章介绍的方法来进行设计，使 PCB 的一面专门作为一个地线面。这一般都能减少屏蔽和滤波带来的额外的成本，最大程度地降低产品成本，同时还因为这样做能保持信号的完整性，所以还能够减少反复开发试验的次数。

在设备外部，不管是数字产品还是模拟产品，包含单线信号的非屏蔽电缆问题很大。对数字信号进行滤波也不能使发射减少很多，因为单线驱动会在信号自身频率处产生大量的共模电流，从而使产品不能通过传导或辐射发射的测试，具体情况取决于信号频率。不论何种滤波措施，都将或多或少地影响信号，这是其不利的一面。

对低频模拟信号而言，采取滤波技术是很有效的，但在精度高于±0.05%（12 位）时，滤波的成本及其电路板的面积将迅速增加。当然，滤波器不能去除带内干扰（比如电源线的交流声），但设计很好的平衡通信系统很容易能将其削除。

2.6.3 双馈送导线

当不使用传输线时，总可以用双导线。在与发送路径尽可能近的地方为回流电流提供一个专门的馈送通路(不经过任何地或屏蔽层)。即使用单线传输信号时，将所有回馈导线均接至一公共参考电位，也能起到一定的作用。由于磁通补偿效应，回流电流在最接近发送导线路径中流动，而不会选择其它电流路径。利用此现象，可以使电缆中场模式恒定，同时也能减小电场和磁场的泄漏。图 19 给出了基本原理，这在实践中有广泛的应用。

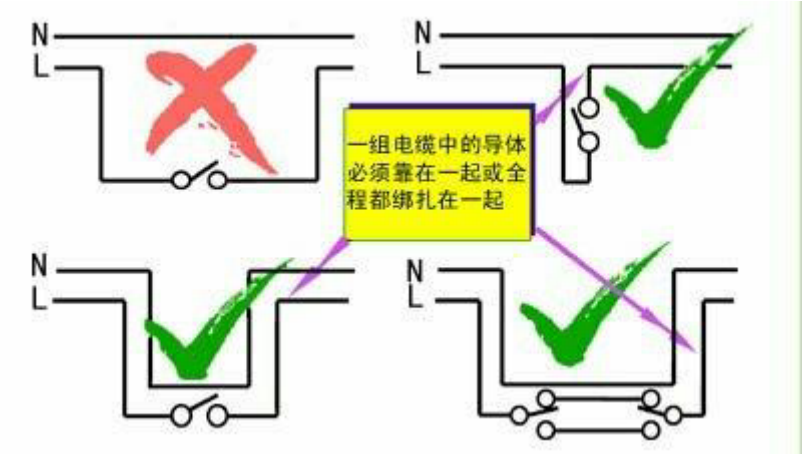


图 19 导体的布置

图 19 表示的是一对电源线，其中一条线上装有开关，但同样的原理也适合于信号线。在最高频率处，要使电路仍能很好的工作，整个电流回路上的发送和返回导线的间距是至关重要的，决不要死套 EMC 原则。

含有大量单线传输（即，以 0V 为参考点）信号的扁平电缆对 EMC 和信号完整性来说是很不理想的。但对其屏蔽会导致僵硬、体积增大。建议在高档的电缆组件中应避免这种电缆。

在扁平电缆中采用双馈送导线技术可以显著地改善其 EMC 特性，按下面顺序来布置导线是最好的：

回流线，信号线，回流线，信号线，回流线，...

经常建议采用但效果稍差的另一种办法是：

回流线，信号线，信号线，回流线，信号线，信号线，回流线，...

在源端的扁平电缆上装上扁平铁氧体磁环（共模扼流圈）通常可以显著改善其性能，因为，在高频时，导线对就如同由一个平衡的源驱动一般。当然如能使用适当的平衡驱动/接收电路就更好了。

双绞线对比平行导线对要好得多。还可以使用扭绞三芯线，扭绞四芯线等，使所有的信号发送和返回路径靠近。

在电源电缆中，极力推荐使用绞线：在一条电缆中，将所有的相线和零线组合并扭绞起来（单相有两根，三相有三根，三相加零线则有四根），这样能大大减小电源线磁场的发射。由电源线产生的磁场会分布在建筑物的整体面积中，这会对基于 CRT 原理的 VDU 监视器造成影响。

使用平衡电路和共模扼流圈的双绞线对高达数十 MHz 的信号都是有效的的信号都是有效的，实际效果取决于电路的“平衡状态”、电缆和连接器。任何电路的不平衡性会使有用的信号转变成无用的共模电流，并以场的形式泄漏掉。仅仅几微安的共模电流就足以使发射试验失败。扭绞紧密且相当标准的绞线对可使电缆在更高频率时具有较好的效果。

有许多种类的双绞线可供选用，有的作为传输线用（明确规定特性阻抗 Z0）。但双绞线技术不适于群端接。所谓的“麻花扁平”电缆由多组双绞线在一起构成一根带状电缆，但使用群端接连接器时，会有大约 100mm 左右长的平行导体，这会使 EMC 性能受到影响。

2.6.4 充分发挥屏蔽电缆的作用：关于屏蔽层

电缆屏蔽必须对整条电缆在 360°范围内覆盖。目前，要以较低的成本使电缆屏蔽具有较高的效果越来越困难，除非信号线的干扰很小或不敏感。

用电缆的屏蔽层作为信号回流路径不再是最好的应用方法。同轴电缆的问题是它的屏蔽层既传输信号的回流，又传输外部干扰电流。虽然应用趋肤原理可使电流处于屏蔽层的不同表面，但仅对于实心铜屏蔽层这是有效的，柔性编织屏蔽层并不能很好地分离电流，结果回流电流会发生泄漏，同时干扰电流也渗入进来。

你是否会有这样的想法：所有的射频测试设备均采用柔韧的同轴电缆，因此它们肯定是没有问题的。但下次你再进电磁兼容试验室时可以仔细观察一下这些电缆，你会发现：用于高频的电缆很粗、很硬，而且也很昂贵，原因之一是它们至少有两层以上的屏蔽层。它们还使用昂贵的的螺装连接器（比如 N 型头），且总是用来匹配 50Ω 的传输线。应该谨慎地对它们进行处理，如果你处理不当，你将遇到麻烦。当频率比 EMC 试验室的平均频率更高时，必须采用与汽车刹车管一样硬的半刚性或刚性同轴电缆。

可以两种办法来度量屏蔽电缆的屏蔽 效能，一种是屏蔽效能（SE），另一种是转移阻抗（ZT）。SE 是众所周知的。ZT 当在屏蔽电缆上注入射频电流时，中心导体上的电压与这个电流的比值。对于给定频率，只有较低 ZT，才会导致较高的 SE。理想的情况是，在整个频率段上 ZT 的值为几个 mΩ(。以下是几种典型类型的屏蔽电缆的屏蔽效能的粗略总结，但须记住：在每一种类的电缆中，会有许多不同之处，性能也会相差很多。

* 屏蔽层为螺旋缠绕箔带的电缆在所有频率都不理想，当频率超过 1MHz 时，其性能逐渐变坏。
* 箔带轴向包裹的屏蔽层比螺旋缠绕箔带要好得多。
* 编织网屏蔽层在整个频率范围内都比箔带要好得多，但当频率超过 10MHz 时，其性能逐渐变差。
* 在箔带上覆盖一层编织网、双层编织网或三层编织网均比单层编织网好得多，但均在大于 100MHz 时逐渐变差。
* 两层或更多层相互隔离开的屏蔽层更好一些，但仅限于大约 10MHz 以下，在较高频率，屏蔽层之间的谐振将降低其屏蔽效能，因此在某些频率它可能比单层屏蔽更差。
* 实心铜屏蔽层（比如，半刚性屏蔽层，刚性屏蔽层）比编织网类好得多，其屏蔽效能在高频时不断增加，这不象编织网或箔带，超过某一频率后开始下降。圆形金属导管可用来增强极高频率处的屏蔽特性。
* “超级屏蔽”电缆采用编织网屏蔽层与(金属或类似的高导磁率材料包裹层组合起来。其性能与实心铜屏蔽层一样好，甚至更好，而同时还有一定的柔韧性。但其价格昂贵，仅适合于性能比价格更重要的场合（比如航空、军事）。
* 我只知道一家供应带有铁氧体的屏蔽电缆的生产商（欧洲），该电缆可以改善高频性能，且具有良好的柔韧性，同时其价格也没有“超级屏蔽”电缆高。

为了降低屏蔽电缆的成本，同时又要保证产品具有良好的电磁兼容特性，我们需对每一个信号和其回流采用双馈送导线方法，最好使用双绞线，如上面对非屏蔽电缆所讨论的结果，采用平衡驱动/接收也是很有效的。

2.6.5 充分发挥屏蔽电缆的作用：端接屏蔽层

对高性能数字和模拟产品而言，使用同轴电缆且将其屏蔽层接至电路的 0V 走线上经常会导致发射和抗扰度方面的 EMC 问题。在产品上将 BNC 连接器绝缘也经常会导致 EMC 性能不良。

电缆屏蔽层总是应该连接到屏蔽机箱上（即使它们已连接到电路的 0V 点），除非能够提供充足的工程理由或 EMC 依据来证明可以不这样连接。“我们常常这样做”并不是理由。

电路开发平台应尽量提供与真实产品相同的结构及与外界的连接。否则电路设计者可以采用各种互联线使 PCB 在开发平台上顺利通过测试（我也经常这样做），然后把它留给别人去整理成实际产品并解决相应的 EMC 问题。

但即使是高质量的屏蔽电缆，如果屏蔽层连接不好，其效果也是很差的。电缆屏蔽层需要 360°端接，（即：与它所穿过的屏蔽机箱表面形成完整的圆周连接）。因此所采用的连接器是很重要的。

绝对不要采用“小辫”的连接方式，除非屏蔽层仅需几 MHz 以下起作用。当使用小辫方式端接屏蔽层时，一定要使其尽可能短。把小辫分成两条，每侧一条也有一定作用。在八十年代中期，某公司将其所有小辫连接的外壳安装型 BNC 全部换为符合 EMC 原则的压接型 BNC。尽管压接工具价值大约在 600 英镑左右，但他们惊奇地发现，因为压接组装工效很高，而且由于可靠性高而降低了返修率，所以他们很快赚了不少钱。因此，小辫连接不仅不利于 EMC 问题的解决，而且也不经济。

电缆屏蔽的“黑色魔术”的秘密是：如果电缆所连接的连接器或屏蔽体的屏蔽效能较低，则电缆的屏蔽效能也会降低。

对一些非屏蔽产品使用屏蔽电缆也能获得较好的效果，但前提是这些产品没有内部互联线，且其 PCB 有完整的地平面，并只安装小型器件。这是因为 PCB 地平面同任何金属板一样，产生了一个削弱场强的区域，在一定的频率范围内起到某些屏蔽作用。该技术的成功应用取决于产品的电子技术水平，对高性能数字产品或模拟产品而言则未必可行。电缆屏蔽层应 360°端接到 PCB 地平面上。

2.6.6 将电缆屏蔽层两端端接

对有些人这可能象是奇谈怪论。但随着目前高频的广泛应用，若一端不端接则经常引起很严重的泄漏。两端端接的电缆也允许屏蔽层在磁场的各个方向上发挥作用。

当然，屏蔽层两端端接会导致屏蔽层在两端地电位差的驱动下产生电流，这可能会产生交流声，甚至使电缆烧毁。但如果这样的地电流存在的话，表明接建筑物的地线系统很差，会导致地线电位不稳或过大的雷电浪涌电流损坏保护欠佳的电子设备。在雷电期间，电缆未端接的一端被击穿并非罕见，结果导致严重的危害。

有时建议把电缆屏蔽层在一端进行电气搭接，而另一端用一小电容进行搭接。其目的是阻止额外的电源频率的屏蔽电流。尽管电容在极高频率时不能提供很低的电感，但这多少还是有一些作用的。但对防止浪涌及击穿问题没有什么效果。现在市场上可以购买到内部带有屏蔽 - 机壳电容的绝缘 BNC 连接器，它在 1GHz 时仍有很好的性能，但价格差不多 20 英镑一只。电隔离通信可以避免屏蔽电缆两端端接，但一定要注意各种细节问题，尤其是安装接线的故障和浪涌等带来的安全性及可靠性问题。非金属光纤是最好的电隔离信号通信方式，而且使用最方便。

上面第 2.5 节简要陈述了在不使电缆过热和降低安全而又能获得良好 EMC 特性的情况下，目前广泛采用的最佳电缆安装方法（例如，用并联地线减小地线电流），要了解更详细的内容，可参考 IEC 61000-5-2 ：1997。

2.7 电缆连接器的最佳使用

连接器上也会有同电缆相同的 EMC 问题，毕竟它们只是处于刚性壳体中的短导线。

最好将连接器分成用于内部连接和外部连接的两种，因为在浪涌或静电放电发生时，从外部到内部针脚之间可能会发生打火现象。这种打火会将保护装置旁路掉（保护装置不能起到保护作用）。

2.7.1 非屏蔽连接器

可控阻抗的传输线连接器在高速底板或电缆中应用越来越广泛。

若不使用传输线，要用普通多引脚连接器（如 DIN41612，螺钉压接片）获得改进的电磁兼容性能和信号完整性，需要确保每个“发送”针脚旁边都有一个信号回流针脚，至少应为每两个信号提供一个回流针脚。这种方法与平衡信号配合起来效果是最好的，对于单线传输信号，效果也是很明显的。

2.7.2 用于 PCB 板间的连接器

在 PCB 板（如子插件板到母板）间使用连接器中应用上述原则，即多个 0V 针脚分布在连接器全长和全

宽中，也具有非常好的效果。用同样的方法来布置电源针脚也能收到显著的效果。照下面连接器针脚安排，可获得最佳的信号完整性及 EMC 性能（对于共用电源线的信号线）：

0V　信号，+V　0V　信号，+V　0V　信号，+V　0V　　等等。

下面的方法性能较低，但经常也能满足要求，且可以节省几只针脚：

0V　信号，+V　信号　0V　信号，+V　信号，　0V 等等

在将连接器延伸至两块线路板公共边的全长，而且在全长上任意散布 0V 和电源连接点也是很好的。有些事实表明：随机布置的连接器针脚可以分解驻波模式，从而提供更好的性能。在敏感信号和噪声信号间设置额外的地线可以阻止串扰的发生。

前面已经说过，要尽量避免在线路板上安装连接器，有一层地线面的单块线路板或柔性线路板效果较好。另外，避免使用插座安装的集成电路。芯片插座的每个引脚都是一根小天线，而且正好在敏感源或噪声源的近旁。

2.7.3 屏蔽连接器

屏蔽电缆的屏蔽层必须将芯线完整的覆盖起来，两端也不例外。因此电缆两端的连接器外壳必须能够与电缆所安装的屏蔽机箱 360°电气搭接。矩形连接器护套中的床鞍夹紧方式能够满足大多数场合对搭接的要求。绝对要避免使用小辫连接，再短也不行。图 20 给出了典型 D 形连接器的屏蔽端接方式。

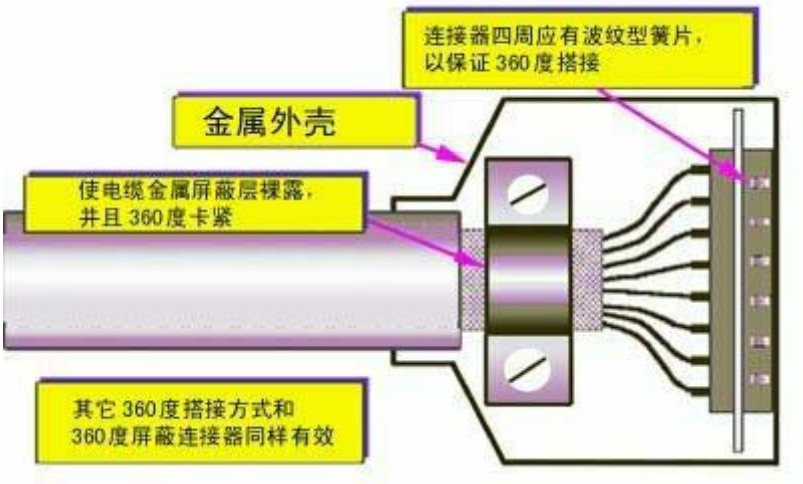


图 20　（D 形）连接器护套中的屏蔽电缆 360°端接

同轴电缆和双股屏蔽电缆由于连接器是金属螺纹的，效果大大改善。这些连接器在高频时性能和可靠性都远高于卡装式的（如 BNC）。因此，你在卫星电视接收机外壳上看到的都是这种连接器。

多芯电缆也最好使用螺纹连接的圆形连接器，但实际中使用 D 形的或其它等矩形连接器的更多。对于连接器制造商而言，屏蔽电缆与连接器 360°连接，然后在连接到屏蔽箱上这种要求似乎很难实现。因此在选定一种连接器时，一定要特别注意是否能实现这一点。在实现屏蔽层搭接这一点上，要特别注意单簧片、线夹和导线等连接方式，这些都是变形的小辫，会限制高频时的效果。

不幸的是，许多工业标准的连接器没有提供正确端接电缆屏蔽层的方式，而且现在正在设计的一些连接器也没有考虑 360°端接的要求。

当连接器与屏效较低的机箱或电缆一起使用时，其屏蔽效能也会降低。图 21 给出了将连接器与机箱搭接时需要考虑的一些因素。

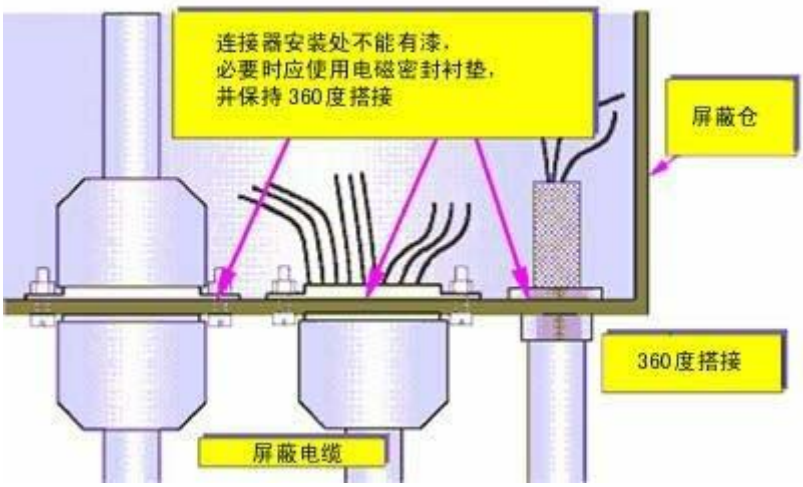


图 21 与屏蔽机箱相连的电缆屏蔽层

静电放电

序言

近日来，许多人通过信函咨询有关静电放电的问题，有些人甚至带着他们的产品来公司进行讨论，寻求妥善解决的方法。从他们急切的心情中，可以理解静电放电问题真是让人伤透了脑筋。特别是北方地区，冬季越来越干燥，几乎人人身上都携带着数千伏的静电（过去化纤衣料较少，这个问题还不是很突出），静电的潜在危害无处不在。

随着电子/信息技术的发展，设计人员的知识增长呈现出前所未有的速度。但是与与日俱增的静电和更加严格的静电放电抗扰度要求相比，设计人员有关静电和静电放电的知识却没有增加。这就是为什么我们设计产品总是会出现静电放电方面的问题的原因。事实上，设计人员在设计产品时，几乎没有固定的思路来防止静电放电问题。当问题出现时，他们会尝试各种方法，直到问题解决。往往当问题解决时，他们并不知道为什么解决，并且心里还是忐忑不安，生怕问题没有彻底解决。之所以会这样，是因为我们不知道静电放电对设备造成影响的机理，因而也就不知道怎样来消除这种影响。

本站试图尽自己所能，协助大家冲破这个障碍。为此，本站计划用 5 个月的时间（5 次）介绍有关静电放电机理、对设备造成影响的机理和解决静电放电问题的方法。具体安排如下（可能会有微小调动）：

第一次：静电放电的模型，静电放电对电子设备的影响

第二次：固件、软件和线路板上的对策

第三次：电缆与机箱设计指南

第四次：电路设计指南

第五次：制造、运输和安装过程中的注意事项

1.静电放电模型

要完全理解静电放电（E 电弧 D）事件，必须首先了解静电放电产生的原因。本章对静电放电进行详细的论述。为了使讲解更具体，以在地毯上行走的人接触电气设备为实例。本例中的设备是计算机的键盘（因为键盘是操作员最频繁接触的）。但一定要记住，这里介绍的静电放电过程适合于其它任何场合。

首先我们假设人体是不带电的，然后讨论人体充电的过程。当人在地毯上行走时，鞋跟会与地毯碰撞接触。这时，电荷会在地毯和鞋之间移动，具体移动方向取决于鞋子和地毯材料的分子结构。这通常称为摩擦充电。许多文献都给出了摩擦生电的排序表，说明什么物质可以从什么物质吸引电子。实际上，很难确定一个能够用实验重复的精确序列。有时人造织物会从橡胶吸引电子，而有时相反。这通常用物质表面不纯来解释。因此，在实际中很难预见鞋子是带正电还是负电。但有一点是肯定的，就是鞋子上会带电，而地毯上的脚印上会带相反的电荷。当人在地毯上行走时，鞋子上的电荷越来越多，直到鞋子存不下为止。

与充电过程相反的过程是回放电流。大部分回放电流流过鞋子和地毯，一小部分流过空气。较高的湿度会降低介质的电阻，增加回放电流。这意味着鞋子的充电会达到一个平衡点，在平衡点，充电电流等于回放电流。温度也会影响介质的电阻，但比湿度的影响小得多。

至此，我们仅讨论了鞋子和地毯这样一些绝缘介质。不要忘记，还有人体这样一个导体存在。鞋跟上的静电荷会产生一个静电场，在这个静电场的作用下，脚跟处会感应出极性相反的电荷，于是人体上的电荷要重新分布。人体组织，除了皮肤以外，是十分良好的导体，因此在人体的其它部分会产生与脚上电荷极性相反的电荷。例如，假设鞋跟从地毯吸引电子，地毯上留下了正电荷，鞋子上带负电荷，这些负电荷会将人体上的正电荷吸引到脚上，于是人体的其它部位剩下负电荷。人体上的电荷量取决于前面所述的回放电流。电压可以达到很高，甚至发生辉光放电。

辉光放电是空气电离的结果。空气电离是指当加在气体上的电场强度很高时，气体中的自由电子或离子将获得足够的能量，撞击其它原子和分子，产生更多的自由电子和离子，形成导电气体。只要外界的电场强度足够大，就能维持这一状态。

下面，再把实例中的键盘加入到讨论中。当人体接近键盘时，会在键盘上靠近人体（手臂）部位感应出相反的电荷。由于键盘是接地的，因此其充电过程是由电子在键盘内部的地线上流动而产生的（没有接

地的设备是由电荷重新分布来抵消人体电荷的)。在本例中，由于人体带负电荷，因此键盘会通过地线失去电子而带正电荷。人体与键盘之间的距离越近，键盘上相反的电荷越多。键盘充电的速度与人体接近键盘的速度有关。但是即使接近速度很快，充电电流的上升速率也是很低的，因此，在放电发生之前形成的充电过程并不会对键盘的工作造成任何影响。

比充电更重要的一个因素是放电之前存在与人体和设备之间的静电场。这个电场会在设备上感应出不同的电压。设备上不同部位的电位差如果太大，会造成集成电路等器件的损坏（这意味着并不只有静电放电会带来危害)。

我们将本例中的人体和键盘用图 1 所示的模型来表示。

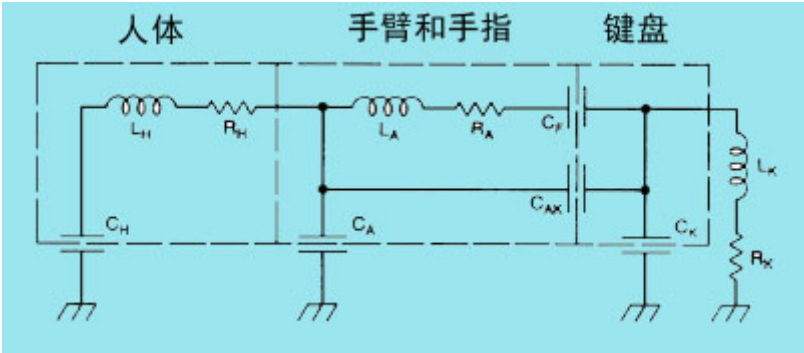


图 1 人体和键盘静电放电系统的模型

图中各参数的含义如下：

C 人体 = 人体和大地之间的电容

R 人体 = 人体的电阻

L 人体 = 人体的电感

C 臂 = 人手臂与大地之间的电容

C 臂键 = 人手臂与键盘之间的电容

R 臂 = 人手臂放电路径的电阻

L 臂 = 人手臂放电路径的电感

C 指 = 人手、手指与键盘之间的电容

C 键盘 = 键盘与大地之间的电容

R 键盘 = 键盘到大地路径的电阻

L 键盘 = 键盘到大地路径的电感

C 指 、C 臂键 与 C 键盘 之间的电阻和电感很小，因此没有包含在这个模型中。关于这个模型，需要强调以下 5 点：

1) 虽然模型中用集总参数来描述，但是一定要清楚在实际中是分布参数。（在精确描述静电放电过程方面，传输线理论更适合）

2) C 人体 、C 臂 和 C 键盘 通常称为自由空间电容，因为这两个电容元素（身体和地球）通常距离较远，接近自由空间的电容值。注意，这并不是不变的，当人体靠近大地时，人体的电容更大一些。

3) 在 C 臂键盘 与键盘之间或 C 臂 与 C 人体 与大地之间没有电感或电阻。这意味着在设计用来模拟这个模型的静电放电发生器时要非常仔细。甚至一根导线的电感也会严重影响结果。

4) 这个模型中的设备是接地的。手持或袖珍设备中没有 R 键盘 和 L 键盘 。

5) 虽然这个模型是针对人体-键盘模型提出的，但实际是非常通用的。通过改变 L、R、C，可以作为其它静电放电现象的模型。

前面的模型完整地描述了静电放电事件中发生的充电过程。下面要讨论放电过程。当人的手指靠近键盘时，手指与键盘之间的场强会很强，导致空气击穿。这首先形成一个离子导电通路，然后形成电弧，这时开始了主要的放电过程。

虽然在电弧发生之前手指向键盘逼近的速度并不重要，但是在电弧发生期间手指逼近键盘的速度却非常重要。电弧形成所需要的时间远比电弧的持续时间长。由于在电弧形成过程中手指保持向键盘移动，因此快速移动时比慢速移动时形成的电弧间隙小（即使电压是相同的）。因此，对于快速移动，与电弧间隙的电压会很高。由于更快的电流上升速率和更大的幅度，因此会产生更强的静电放电。

对前面的模型稍微进行修改，就可以用来描述静电放电过程。如图 2 所示，基本模型保持不变，仅在电弧放电路径上与 C 指 并联了电阻和电感。R 电弧 和 L 电弧 并不是常数，在电弧发生过程中是发生变化的。特别是 R 电弧 的值，开始时较大，随着空气电离程度的增加，越来越小。

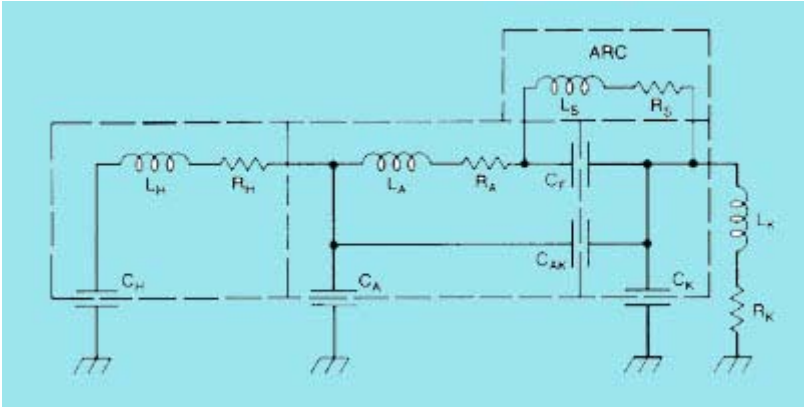


图 2 包含了弧光的静电放电模型

这个模型虽然有一定的局限性，但是能够比较确切地描述静电放电的过程。当电弧形成时，首先使 C 指 放电。 R 电弧 、L 电弧 和 C 指 形成了一个阻尼震荡回路。阻尼特性取决于 R 电弧 ，而回路的振荡频率取决于 L 电弧 和 C 指 。C 指 的量值取决于手指和手的大小。较小的手和较细的手指具有较小的 C 指 ，而从理论上讲，较小的 C 指 具有较高的频率。但是，较细的手指也会在较低的电压形成辉光放电。辉光放电的发生会严重影响放电波形。在这个模型中，辉光放电的离子流可以看成将 C 指 、C 臂键盘 和 C 臂 短路的旁路电阻。在电弧发生之前，离子流提供的旁路会对 C 指 充电。这意味着，放电波形中的高频成分会减少。因此，只有当辉光放电没有发生时，静电放电的最高频率才取决于 R 电弧 、L 电弧 和 C 指 的量值。

当 CF 放电时，由 C 键盘 、C 臂 和 C 臂键盘 构成的并联网络也开始放电。但是，这个并联网络的放电电流不仅仅流过 R 电弧 和 L 电弧 ，也流过 R 臂 和 L 臂 。另外这个并联网络的电容大于 C 指 。这意味着 C 臂 和 C 臂键盘 的放电比 C 指 单独放电要慢。对于 C 人体 ，放电路径包括 R 人体 、L 人体 、 R 臂 、L 臂 和 L 电弧 。另外，C 人体 的放电路径还包含由 R 键盘 、L 键盘 和 C 键盘 构成的并联网络。

需要指出的是，在 C 指 、C 臂键盘 和 C 臂 的放电电流中，仅有很少一部分流过键盘的接地路径。并且，经过 C 人体 的放电电流中的任何高频成分都趋向流过 C 键盘 ，而不是键盘的地线。键盘地线中的电流仅限于 C 人体 放电电流中的低频成分。

R 、L 和 C 的值决定了放电电流的波形。如前所述，C 指 的放电电流会产生很高的频率。C 臂 和 C 臂键盘 的放电产生较高的频率。最后，C 人体 的放电产生较低的频率。电容放电不仅会产生上述频率范围内的电流，还会产生阻尼振荡。根据 R 、L 和 C 的具体数值，这种阻尼振荡可以是过阻尼，也可以是欠阻尼。不同的波形如图 3~7 所示。

图 3 极高频率

图 4 高频

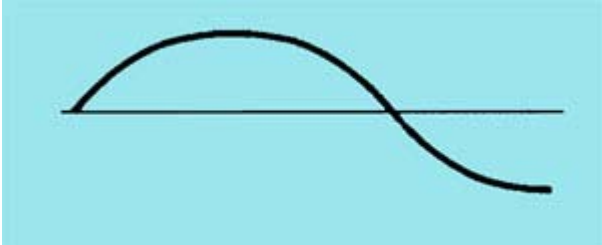


图 5 低频

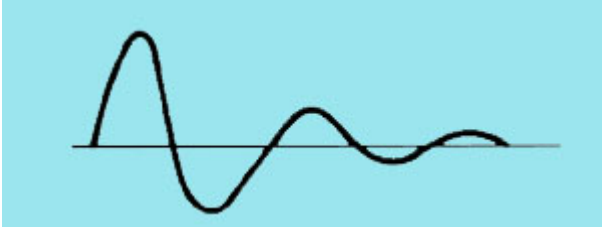


图 6 欠阻尼

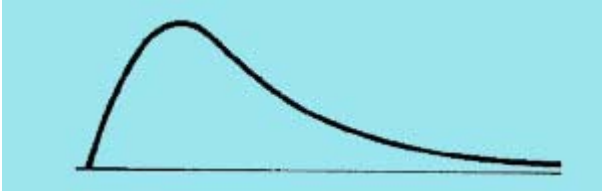


图 7 过阻尼

计算机仿真和实验都表明波形不是过阻尼就是阻尼很大的振荡，这取决于人体的具体位置和大小。典型放电的完整波形如图 8 所示（虚线表示有电晕放电影响时的波形）。

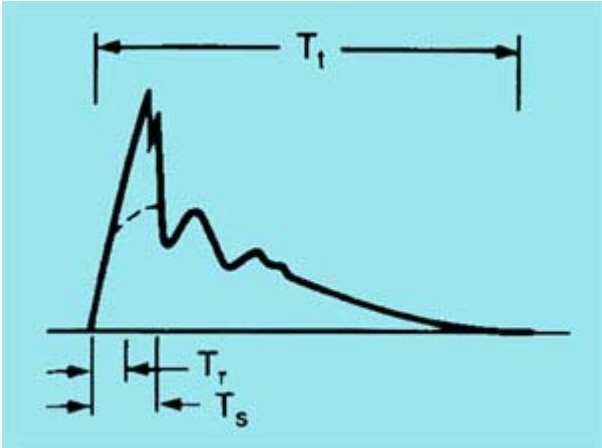


图 8 典型人体静电放电电流波形

在这个波形中，低频成分转移的电荷比高频成分多，但是高频成分 会产生更强的场。 由实验得出的各个参数的范围如下：

Tr （上升时间） = 200ps 至 70ms

TS（尖峰宽度） = 0.5ns 至 10ns

Tt （持续长度） = 100ns 至 2(s

计算机模型计算结果表明，范围可能更宽。

不仅电流波形在时间特性上差异很大，而且幅度也回在 1A 至 200A 范围内变化（计算机模型计算的结果给出更宽的范围）。正是由于不同条件下静电放电的特性差异性很大，因此电子设备对静电放电的响应很难预测。所幸的是，我们可以用统计的方法来处理这个问题。一定要记住的一个事实是，静电放电时间产生的能量很大，频率很高（高达 5GHz）。另一个重要的事实是，C 指 、C 臂键盘 、C 臂 、L 臂 和 R 臂对高频的产生有很大影响。过去使用的简单 RC 模型忽略了这一点。

图 9 是一个忽略了人体实际情况的简单 RC 模型。这个模型把问题简化得太厉害了，因此导致了许多不正确的结果。

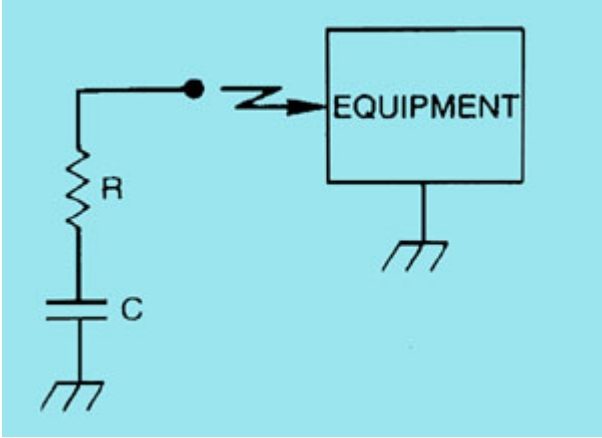


图 9 静电放电的简单 RC 模型

以上对充电和放电过程进行了完整的讨论。但还有些事情需要说明。许多实验表明，在一个静电放电事件中，会发生多次放电。这些放电陆续减弱，间隔从 10(s 至 200ms。导致这种多次放电的因素有 2 ~ 3 个。请再看一下模型，如果 R 人体 和 L 人体 的值较大，则即使 C 人体 上还有电荷，C 臂 和 C 指 也会发生完全放电。当 C 臂 和 C 指 放电完毕时，电弧会熄灭。这时，C 人体 会对 C 臂 和 CF 充电，直到空气再次被击穿。结果再次发生电弧，C 臂 和 CF 开始放电。这个过程一直持续下去，直到 C 人体 上的电荷放净。C 人体 上的电荷主要集中在脚跟处，在脚底表面也会分布一些。因此，R 人体 包含了皮肤电阻，其阻值是较大的。但这只能解释多次放电之间的间隔为(s 级的现象，更长的间隔则说不通。放电间隔要大于 200ms，R 人体 和 L 人体 的就必须很大。人体似乎达不到这样高的数值。因此造成更长间隔的放电的原因可能有两个，一个是鞋跟的介质吸收效应。我们可以将鞋跟看成一个 RC 网络，其电阻很大。这个 RC 网络向人体提供电荷。

另一个原因是可能是因为人体向键盘移动。如前所述，当没有足够的能量维持电弧通路时，电弧会熄灭。直到手指距离键盘更近时，电弧才会再次发生。这时电弧间隙较小，激发电弧所需要的能量也较低。

如果确实存在对 C 臂 和 C 指 的再次充电，那么即使没有多次放电，充电也会发生。这种再充电（会导致多次放电）会影响电子设备。如果人体再充电，设备（本例中为键盘）肯定也再充电。由于再充电电流的上升时间在(s 数量级（甚至更慢），因此大部分电流会经过设备的接地路径，而不是 C 键盘 （C 键盘至通常在数十 pf 数量级）。对于(s 数量级的快速再充电，流过地线的电流会对设备的工作产生一定的影响，构成与静电放电相关的频率较低的噪声源。无论如何，当人体初始电荷较高时，多次放电更容易发生。

多次放电的现象可以解释另一个许多实验员观察到的现象。这就是，较高电压的静电放电和较低电压的静电放电都比中等电压的静电放电造成的问题严重。之所以会这样，是因为快上升时间和高尖峰信号才是造成问题的主要原因。电压较低时，辉光放电的作用很小，因此上升时间会很快，峰值电流也很大。中等电压时，有辉光放电发生，这使上升时间增加，并减小了峰值电流。电压较高时，虽然也会有辉光放电发生，但是会发生多次放电。在每个多次放电序列中，会有一个以上的低电压放电，这会导致快速上升时间和高峰值电流，产生严重的问题。

2.静电放电对电子设备的影响

上一章，我们以人体走过地毯然后接触键盘为例建立了静电放电事件的模型。下面仍用这个例子来讨论静电放电的影响，但得出的结论具有一般性。虽然我们使用的例子很简单，但是实际的大多数系统要复杂得多。一定要记住，解决静电放电问题要从系统的角度考虑问题。上一章中建立的静电放电模型是将键盘看成一个单独的模块，具有集中的电容、电感和电阻。实际上，这个模块往往是一个壳体，壳体内有键盘的开关和电子线路。如果没有其它的放电路径或屏蔽，从人体产生的静电场和放电电流会直接影响键盘系统内的电子器件。

静电场的强度取决于充电物体上的电荷数量，和与其它电荷量不同的物体之间的距离。人体上的电压通常会达到 8~10kV。有时电压会更高，达到 12~15kV。许多文献上称，人体的电压可以达到 30kV。但这是假设身体的最小辉光放电放电半径为 1 厘米。实际上，人体上许多部位的半径小于 1 厘米，因此在通常条件下是不会出现这种电压的。人体上的最高电压应该是 20kV。（衣服、头发或鞋上会有更多的电荷，因为这些物质导电性较差，因此受电晕的影响较小）

在本例中，当人的手指接近键盘时，手指上的静电场会引起介电物质的极化和键盘内电荷的重新分布。导体内的电荷重新分布会加剧介电物质的机化，甚至强度会达到将介质击穿的程度。这种现象在集成电路中尤为普遍，因为集成电路中的介质层很薄。

虽然静电场本身会造成问题，但放电的后果更严重，因为这有直接注入电荷的效应。这时，原来存在于人体与设备之间的能量会转移到 IC 这类内部器件之间。在这些强电场的作用下，芯片会被击穿而损坏。击穿发生后，伴随着电荷的重新分布，会有较大的电流，这个电流会烧毁键盘内的电子器件。

解决电荷注入问题的一个方法是在人体和电子器件之间放置一块绝缘屏障。只要这个屏障不被击穿，就不会发生放电。另一个方法是在人体与器件之间放置一块金属挡板。当然，这个金属挡板与器件之间必须有良好的绝缘，使它与器件之间不会发生放电。这时，静电放电事件是向金属板注入电荷，而不是器件。无论使用哪种屏障，静电场的问题都不能解决。使用金属挡板时的不同点是，当放电发生后，电场是在挡板和器件之间，而不是在人体和器件之间。要彻底解决静电场的问题和电荷注入问题，必须将系统（包括电缆）完全包围起来，或者将金属挡板接地。当金属板与大地连接后，金属板上的电荷会泄放掉，从而消除静电场。将系统完全包围起来的金属壳体可以保证没有任何电场到达系统，即使壳体的外表面充满了电荷也没有关系。（这相当于系统中所有的设备都有金属外客，电缆也是屏蔽的场合）

金属挡板的方法常被用来保护设备，一旦安装好并接地后，其效果是很好的。电流注入和电场的问题不仅会造成设备立即损坏，还会造成潜在的损坏，使设备在现场出现问题。不幸的是，人们对低于数千伏的电场或放电是毫无察觉的，因此当他对设备造成损坏时，甚至他还不知道。这个问题在第 8 章进一步讨论。

再回到前面的例子，假设键盘在制造和运输过程中是有良好保护的。并假设键盘在一块金属板的下面，金属板与电路绝缘，并接地。当放电发生时，电流流过这个金属板和地线。这个电流分为两组，第一组，电荷重新分布电流使板上的电荷与手指和手臂上的电荷均等。在这种场合，金属板是电荷源。第二组，接地线上的电流会使人体上的电荷与大地的电荷均等。这种场合，金属板不再是主要的电荷源，而仅是电流的一个路径。

在前面的静电放电模型中，放电脉冲中的高频成分主要是由手、臂和键盘的电容产生的放电电流引起的。这些高频电流是金属板内的电荷再分布电流。另外，在这个模型中，由人体对地电容形成的放电电流

主要导致低频成分，并携带了大部分放电能量。这些低频电流是地通路电流。金属板上的高频再分布电流的物理路径取决于人体和金属板的位置，并呈现辐射状，如图 10 所示。

图 10 静电放电的辐射状电流

人体上的低频放电电流的路径是选择一条电阻最小的路径直接到地，如图 11 所示。当然这个描述是近似的，实际情况要更复杂一些。

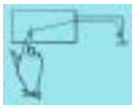


图 11 流向地的静电放电电流

在了解放电电流的路径和频率的基础上，可以分析它们对电子系统性能的影响。在本例中，低频电流被旁路到地，因此键盘和系统的其它部分可以免受这种高能电流的损害。对于设计而言，防止电荷注入和损坏是最基本的要求。但是，这些电流（特别是高频电流）产生的场仍然会有严重的影响。

当放电电流在系统内部流动时，会对电流路径上的许多天线产生激励。这些天线的辐射效率主要取决于天线的尺寸。静电放电产生的频率的波长可以在数厘米至数百米的范围内。由于四分之一波长天线是效率最高的（即使 1/16 波长的天线，其辐射也是十分可观的），因此 1.5cm ~ 150m 长的导线都可以是高效的天线。下面还以键盘为例，看一下电子系统中的天线是怎样形成的。

前面已经说过，在键盘的上面有一块金属板，但是键盘上按键需要较大的开孔（现实世界中的壳体很少是完全的屏蔽体，因为总会有各种各样的开口，即使没有开口，不同部分结合处的缝隙也总是存在的）。并且，通常电缆是与金属板联在一起的，电缆往往呈螺旋状，如图 12 所示。金属板与连到大地的电缆共同构成了一个环天线、缝隙天线和直线天线的组合（更复杂的系统会包含更多的天线）。

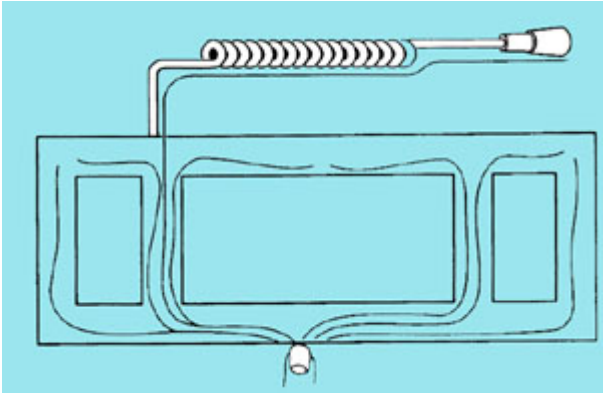


图 12 键盘上的静电放电电流

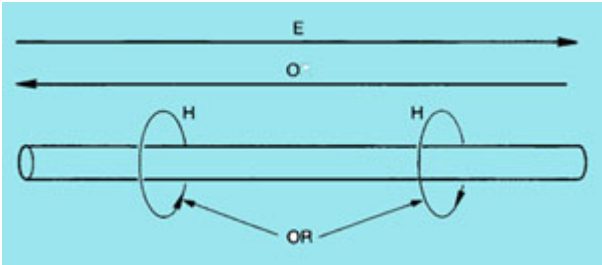


图 13 是电缆的情况

为了简化分析，我们分别考虑各个环节。图 13 是电缆的情况。电缆相当于一根直天线，场的方向如图所示。场的具体方向取决于人体所带电荷的极性。由于人体所带电荷的极性通常是未知的，因此在后面的图中将方向省略。

图 14 给出了电缆上螺旋部分产生的场的方向。这是一个典型的环天线。另外，当拉伸螺旋电缆时，这个环天线会在不同的频率上谐振。

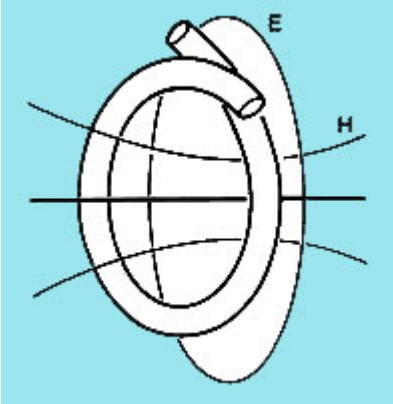


图 14 静电放电电流在电缆螺旋部分产生的场

根据尺寸不同，金属板上的开口可以看成缝隙天线，或将开口之间的导体看成独立的天线，它所产生的场与直电缆相似（图 15）。

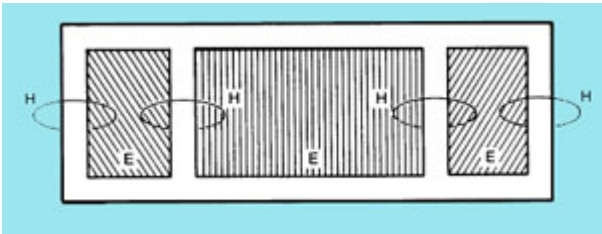


图 15 静电放电电流在金属板上产生的场

上面各图都表明静电放电产生的场既有电场（E）也有磁场（H）。但是在近场区（距离天线 1/6 波长以内），电场和磁场的相对强弱是不可预测的。对于 1GHz，1/6 波长为 5 厘米。这意味着，对于大多数静电放电频率而言，键盘内的大部分电子器件处于近场，大多数电子系统也是这种情况。场的相对强度取决于许多因素，例如天线增益，但是通常，高阻抗天线更易辐射电场，低阻抗天线更易辐射磁场（这是很自然的，因为电场是由电压产生的，磁场是由电流产生的）。通常高阻抗和低阻抗的天线都是同时存在的，因此两种场也都存在。

由金属板和电缆发射的场回被系统内的电子电路所接收。当静电放电电流产生的磁力线从天线辐射出

来后，会穿过电路中的导体。这个强度变化的磁力线在系统中的导体上产生感应电流。同样，辐射电场也会在系统电路上感应出电压。

就象高阻抗天线更易辐射电场一样，高阻抗天线也更易接收电场。同样，低阻抗天线更易接收磁场。这意味着，无论系统电路的阻抗是高还是低，总会接收一种场。磁场会在低阻抗回路中感应出电流，电场会在高阻抗线上感应出电压。尽管每个电路都不同，但有一些典型的阻抗组合。电压和地电路通常是低阻抗的，输出电路既可以高阻抗也可以低阻抗。这意味着，电源和地电路对磁场感应的电流敏感，必须采取措施。另一方面，输入电路往往对电场更敏感，必须对感应电压采取措施。而在输出电路中，电压和电流的效应都要考虑。

在分析静电放电的影响时，还要记住，场不仅对系统内的电路会产生直接的影响，而且还会产生间接的影响。这是通过场在导体上感应出电流或电压，然后导体将电流或电压传导到场本身达不到的地方产生的。一个典型的例子是场在电缆屏蔽层上感应出电流。如果电缆屏蔽层没有良好端接，感应电流会穿进本来屏蔽良好的机箱。这时，尽管原始的场不能穿透机箱，但通过电缆上的感应电流，场还是会对机箱内的电路造成影响。

另一个需要注意的问题是共模噪声会转化为差模噪声。这一点很重要。因为如果共模噪声在整个系统中都保持共模形态，则对系统的实际影响很小。不幸的是，由于幅度、相位和频率成分的变化不同，原始的共模噪声总是会在系统的某一点变为差模噪声。例如，如果电缆中每一条线端接方式不是完全相同，电缆上的共模噪声会在电路输入端变为差模噪声。

虽然静电放电解决方案贯穿整个系统，但是如果不将系统从概念上分解为若干部分，分析将是十分困难的。在后续的各章中，将讨论固件（软件）、线路板、电缆和系统其它部分的静电放电对策。但是，一定要记住，系统问题绝不能通过仅对系统的一部分进行处理来解决。系统的抗扰能力由其最薄弱的环节决定。因此，必须对系统的所有部分采取防护措施。

3.固件和软件设计原则

看到这个题目后，许多读者会吃惊，在对付静电放电方面，除了众所周知的硬件方法以外，固件和软件也起着重要的作用。

虽然固件设计不能防止系统中器件的损坏，，但是能够有效地避免一些非永久性的损坏。通过适当写入的固件，不可恢复的设备故障（死锁）通常可以避免，可恢复的故障也可以减少 10 倍。

如同硬件上的静电放电措施一样，抗静电放电的固件也是有代价的。通常，程序会更大一些，这意味着需要更长的编程时间和存储单元。权衡得失时，要将这种代价与单纯依靠硬件解决静电放电问题时的成本做对比。在许多微处理器的应用中，固件措施的成本要比硬件低。

在编写静电放电抗扰性强的固件时一定要树立的的一个观念是“ 不确定性 ”。也就是，一定不能认为端口、寄存器等的状态是一定的。例如，当使用一个索引寄存器时，应该问一下，如果这个索引发生错误时，会发生什么问题。如果仅是仅发生一些暂时的或无关紧要的问题，如发光二极管闪烁，则不需要什么特殊的处理。如果会发生很严重的问题，例如系统发生死锁，则必须采取措施来避免问题的发生。

固件（软件）静电放电措施可以分为两类：

* 刷新
* 检验和重新写入

下面从概念上讨论每种措施，并给出一些例子。由于不可能预见到所有的特殊情况，要使固件能够抵抗静电放电，设计人员必须对整个系统有一个全面的了解。虽然下面的讨论主要针对固件，但是其中的许多概念对于软件设计也是适用的。

刷新：

进行刷新时，程序员不关心过去的情况，而仅是用确定的数据来保证今后的状态。例如，在从 8409 的端口读取数据时，一定要先向端口写入数据。即使这个端口从上次更新以后一直没有改写，也要进行这个步骤。绝不要认为端口上还保留着上次写入的数据。刷新时需要考虑的其它因素包括：

A) 按照一定的时间间隔打开中断使能端（在 8049 中是 RETR，在 8051 中是 RETI）

B) 当端口用于串行数据输出时，刷新停止位的电平。

C) 刷新锁存器和端口输出状态。

D) 定期读取控制和选择输入，保证系统工作在适当状态。

E) 对于 8049 和 8051 处理器，每个程序环路中至少有一条寄存器选择指令。

在进行刷新时，另一个需要考虑的因素是刷新的顺序。有时，刷新的顺序十分重要。例如，在同步输入/输出中，数据线一定要在时钟线之前刷新。否则，经过刷新的时钟会使数据位丢失。如前所述，一定要考虑在错误条件下每条指令的顺序。

检验和复位：

有时，单纯刷新还是不够的。在有些情况下，刷新甚至会掩盖一些严重的问题。在这些情况下，寄存器、端口等需要通过检验来确认其状态。如果状态不对，程序应该试图对其进行更正。

进行复位（或初始化）时一定要非常谨慎。虽然系统的状态可能有疑问，但是将系统彻底初始化并不是一个好方法。这会丢失所有过去的数据。应该遵守的原则是，使系统处于最可能的状态，而这个状态应该使问题的危害最小。如果有些关键的项目没有最可能的状态，则应该将其状态保留起来。这便于以后采用投票的方式来确定当前状态。通常，“ 3 取 2”的投票方式就可以了。

检验函数通常可以分为 3 类。特别要做以下检验，如果发现错误，需要初始化。

A) 检验程序流是否正确：

1) 在主程序中，在子程序返回前，要定期检验子程序堆栈指针，以确认子程序在预定的范围内运行。

2) 如果不检查堆栈指针（或在检查堆栈指针的基础上），可以使用“ 标牌 ”来帮助发现程序运行中的问题。当进入一个子程序时，保存标牌，当离开子程序时，检查这个标牌。

3) 在禁用区域中安排“ 陷阱 ”码，例如编码表或无用的中断矢量。当程序要执行这些码时，就被抓住（例如在未使用的表格中安排返回指令）。

为了检查程序流是否正常，在程序中还应该包含以下两个子程序：

4) 为了确认主程序运行正常，应该有一个永远不会停止和失效的计时程序。

5) 主程序应定时检查上面的定时程序，确认其是否运行正常（如果微处理器没有内置的计时器，可以使用外置的硬件“ 看门狗 ”电路。当处理器没有按时将计时器复位时，外置电路会将处理器复位）。

B) 检验存储的数据和信息是否正确

1) 定期对保留的项目进行表决，如果没有一致性，进行初始化。特别，状态标志（特别是使能标志）要保留有备份。除了备份以外，还可以使用纠错码。

2) 对于索引和其它一些十分重要的寄存器，在使用其所存储的数据之前，要对其数值或范围先进行检查。

3) 如果关键数据很多而不适合备份，或者无法检验所有信息时，可以用检验和或周期性冗余检验（CRC）来对数据块检验。

C) 对输入和输出进行检验

1) 利用各种方法，如奇偶校验、检验和等，对输入进行检验

2) 确认输入数据的合理性，有些数据可能有明显的错误。

3) 对所有输入级电平至少取样两次以实现对噪声的“软件滤波”

4) 通过使接收机响应输出级来进行校验输出端

5) 接收装置应能识别所有有效的输入信号，如果接收装置不能识别，那么发送装置应具有再传输能力。

如果以上措施均不能正确检查，则要求能自动恢复。当然，这种恢复能力通常不能与加电（或硬件）

复位过程中的初始化程序不同，RAM 不应清除掉。实际上，由于静电放电（ESD）而使错误程序反向复位时，执行硬件初始化程序不应妨碍处理器的工作。这通常可以通过检查执行硬件复位程序的标志寄存器的优先级来完成。如果已经设定标志，则应避免完全复位。当主程序执行时，此标将被重新设定，一般仅被处理器的实际硬件复位所清除。特别地，通常应按以下步骤来完成复位：

1、复位子程序堆栈指针。

2、复位 FIFO 指针。

3、复位计数器。

4、阻止可疑码的传输。

5、在复位完成时才允许中断，然后再重新启动计数器。

6、复位中断不确定的标志

7、刷新输出。

8、如果主机系统接受复位，最好使其发磅一代码以通知复位已完成。那么，主机就可以采取措施来确保系统的

所有部分都谐调一致地工作。

9、当然，复位程序必须清除引起复位动作的具体问题。

上述大部分讨论假定系统正处于执行程序的状态中（尽管不一定正确），`如果程序包括表格，处理器可能会尽力去执行这些单元值并将其作为指令。从理论上讲，内存单元值可能会引起看门狗计数器停止计数，从而使处理器进入死循环。对于这种情况，可将逻辑分析仪接到地址总线，这样有可能找到问题的症结所在。循环期间的一个内存单元值应由一个返回指令来代替。这一般会使处理器跳出循环，于是程序可能会发生变化，因此，被替换的单元值便经过特殊方式进行了处理。（如果有可能的话，空闲的内存单元地址应用于控制这个返回操作码。实际上，如前处述，将返回码填满所有空闲地址是极有可能的。）当然，这个逻辑分析仪也能够发现程序其他部分的死循环。然而，如利用带有伪程序的单片微处理器来进行设计，那么地址总线将变得无效。这种情况下，在调试后，程序可以在仿真系统中具有“静电放电加固”的性质。一旦程序被调试好且运行正常的话，它就可随意改变寄存器的值以模拟静电放电效果。

程序计数器是很关键的，应被设置成随意值。而且，子程序堆栈指针应设置成变量值。通过在仿真过程中作这些变化且不影响结果，许多潜在的问题都可以得以发现。这种方法并不总是有效的，但带有特殊问题的系统是不允许的。应用这些原理，与固件相关的静电放电问题相对来说会很少的。

4.印刷线路板设计指南

本章及随后几章将讨论静电放电引起的系统问题的硬件解决措施。为了便于对系统硬件解决进行讨论，将系统上的静电放电效应划分成以下三个部分：

1．静电放电之前静电场的效应

2．放电产生的电荷注入效应

3．静电放电电流产生的场效应

尽管印刷线路板（PWB，通常也称之为 PCB）的设计会对上述三种效应都产生影响，但是主要是对第三种效应产生影响。下面的讨论将针对第三条所述的问题给出设计指南。

通常，源与接收电路之间的场耦合可以通过下列方式之一减小（这些通用方法也会在其它讨论场的章节中提

到）：

1．在源端使用滤波器以衰减信号

2．在接收端使用滤波器以衰减信号

3．增加距离以减小耦合

4．降低源和/或接收电路的天线效果以减小耦合

5．将接收天线与发射天线垂直放置以减小耦合
6．在接收天线与发射天线之间加屏蔽
7．减小发射及接收天线的阻抗来减小电场耦合
8．增加发射或接收天线之一的阻抗来减小磁场耦合
9．采用一致的、低阻抗参考平面（如同多层 PCB 板所提供的）耦合信号，使它们保持共模方式

在具体设计中，如电场或磁场占主导地位，应用方法 7 和 8 就可以解决。然而，静电放电一般同时产生电场和磁场，这说明方法 7 将改善电场的抗扰度，但同时会使磁场的抗扰度降低。方法 8 则与方法 7 带来的效果相反。所以，方法 7 和 8 并不是完善的解决方案。不管是电场还是磁场，使用方法 1 ～ 6 与 9 都会取得一定的效果，但 PCB 设计的解决方法主要取决于方法 3 ～ 6 和 9 的综合使用。

下面详细阐述通过方法 3 ～ 6 和 9 解决问题的六条实践法则及其原因所在。

一、保持环路面积最小

任意一个电路回路中有变化的磁通量穿过时，将会在环路内感应出电流。电流的大小与磁通量成正比。较小的环路中通过的磁通量也较少，因此感应出的电流也较小，这就说明环路面积必须最小。应用这一经验的困难之处是如何找到环路。每个人都知道图 16 中所示的环路，但要正确识别图 17 中所示的环路则比较困难。

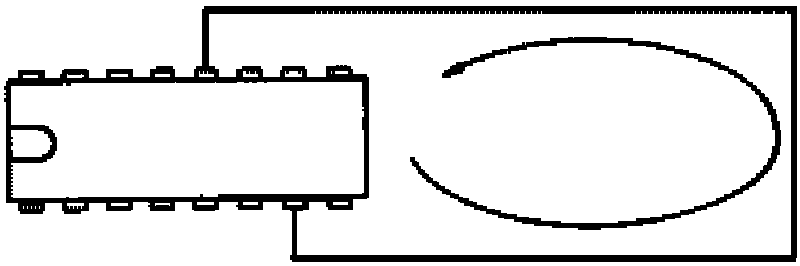


图 16 简单的 PCB 回路

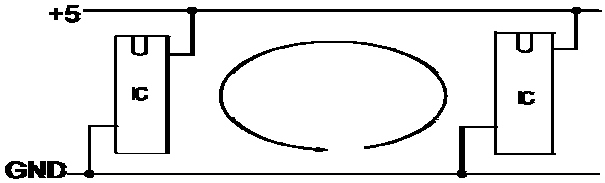


图 17 电源线与地线构成的 PCB 回路

与其试着去找出所有可能的环路，还不如采取下列步骤来减小环路面积：

A、 电源线与地线应紧靠在一起以减小电源和地间的环路面积。图 18 示例说明了电源线与地线同集成电路连接的几种不同方法。

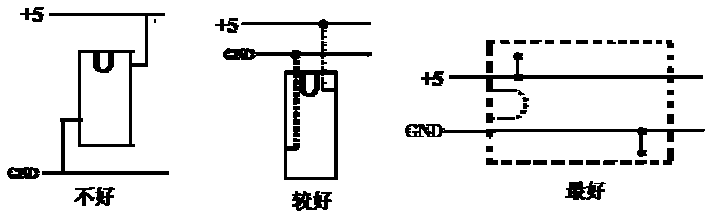


图 18 电源与地形成的环路面积的减小

B、多条电源及地线应连接成网格状。图 19 和图 20 说明了这一点：在这个典型的 PCB 设计中，PCB 的一面布垂直线，而另一面则布水平线（此图中仅画出地线）。

如图 19 所示，这个典型的地线结构会使环路面积很大，可以在双面板上添加一些连接线以减小环路面积，如图 20 所示。网格构成的环路面积小得多，这将使感应电流很低，出现问题的可能性也较小。插在底板（或母板）PCB 上的 PCB 板，应该有多个地线和电源线节点，且在连接器长度方向上均匀布置。这将有利于减小整个系统的环路面积。

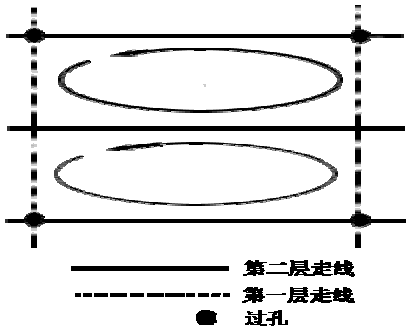


图 19 典型的 PCB 地线结构

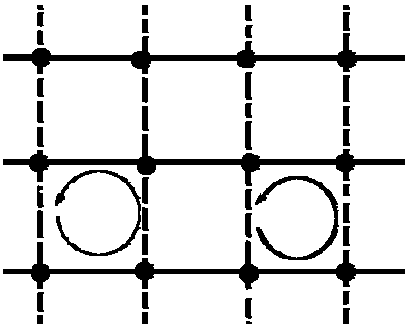


图 20 地线网格

上述步骤 A 和 B 既可减小电源与地之间的环路面积，同时也可减小环路天线的效能，下面讲的步骤 C 和 D 将降低天线及信号线的效率。

C、 并联的导线必须紧紧地放在一起，最好仅使用一条粗导线。图 21 表明了这一原则。这就是说，地平面不应

有大的开口，因为这些开口如同平行导线一般，其作用等同于环路天线。

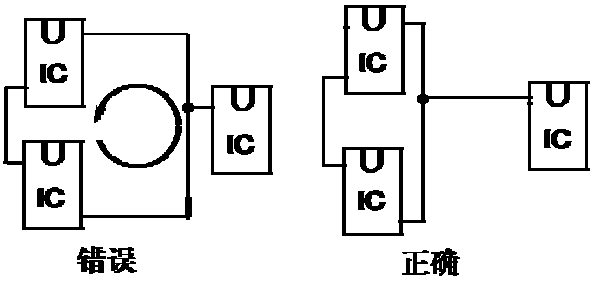


图 21 缩短平行路径

D、 信号线应与地线应紧挨着放在一起。在每根信号线的旁边安排一条地线。不过，这也许会产生很多平行地线。为了避免这个问题，如前所述，可采用地平面或地线网格，而不采用单条地线。一个例子如图 22 所示。在这里，假设由于某种原因信号线不能移动。

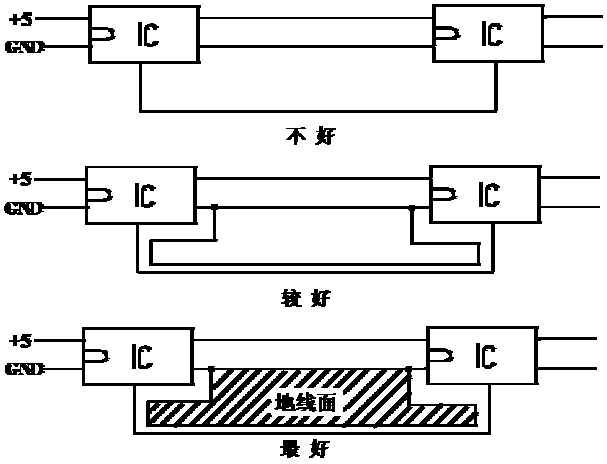


图 22 信号线与地线紧挨着布线

可在与信号线相对的一面上布置地线面，如图 23 所示。实际上，将空余 PCB 部分填以地线面是个好办法 。

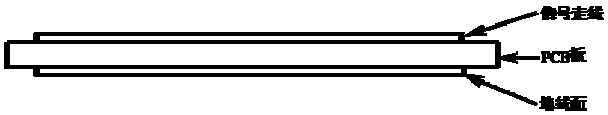


图 23 信号线与地线或地平面的分层布线

E、 特别敏感的器件之间的较长的电源线或信号线应每隔一定间隔与地线的位置对调一下。对调的含义是将一

根导线从上移到下面，或从左边移到右边，另一根导线则做相反的调整。图 24 表明了这种方法与减小环路面积

的等同效果：对调有关导线后，只有较小的环路存在。

F、 在电源线与地线间安装高频旁路电容。因为在静电放电较低的频率段，旁路电容的阻抗较低，在

这些频率

处，旁路电容能有效减小电源与地间的环路面积。然而，在静电放电较高的频率段，由于寄生电感的影响，即使

是高频电容，其作用也很有限。

当然，电源线与地线彼此靠得越近，滤波电容的效果就越不明显。因为环路面积已经足够小了。图 25 和 26 说明了这种效果。即使在每个元件旁边都安装旁路电容器，图 25 中的电路仍有很大的环路面积。

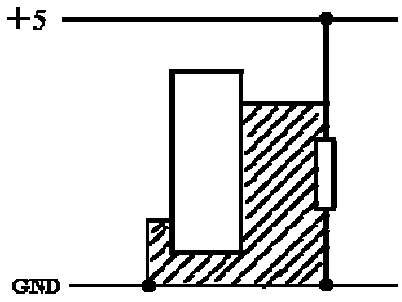


图 25 安装旁路电容器的大环路面积

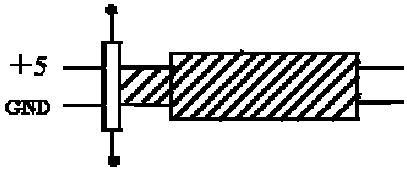


图 26 安装旁路电容的小环路面积

图 26 中所示的电路，由于将电源线与地线紧挨着放在一起布置，使得环路面积大大减小。然而，即使将电源线与地线并列分布，较长的导线仍会导致较大的环路面积。

二、使导线长度尽量短

天线要具有较高的效率，其长度必须是波长很大的一部分。这就是说，较长的导线将有利于接收静电放电脉冲产生的更多的频率成份；而较短的导线只能接收较少的频率成分。因此，短导线从静电放电产生的电磁场中接收并馈入电路的能量较少。

使导线尽可能短是一个比是环路面积尽量小更容易实现的措施。因为它不象信号环路那样不容易识别，环路面积的尽可能小不可能立即看到，而导线的长短则是很显然的。有关设计步骤如下：

a）使所有元件紧靠在一起，PCB 设计人员不应将元件过于分散而占用更多的面积；

b）在相关的元件组，相互之间具有很多互连线的元件应彼此靠得很近。例如，I/O 器件是与 I/O 连接器尽量靠得近些；

c）如有可能的话，从线路板的中心馈送电源或信号，而不要从线路板边缘馈送，如图 27 所示，中间的馈送信号使大多数元件的连线最短。当线路板为正方形时，这样做的效果最明显，当线路板狭长时，效果则不很明显。但只要可能，还是应该尽量这样做。

前面提出的 PCB 设计规则主要针对静电放电电流产生的场效应。但值得注意的是，前面介绍的降低天

线效率的方法，这也有助于防止共模噪声转化成会带来更大麻烦的差模噪声，这在本章开始列出的一般性方法的第 9 条中已提及过。之所以有这样的效果，是因为前述的各种步骤都有助于减小各种 PCB 回路的阻抗差异。例如，规则一中的步骤 D 特别有用，因为这样处理会使信号线与相关地线的回路阻抗几乎相等。因此，串入到这两条路径中的共模噪声在幅度上也很接近，产生的差模噪声极小。另外，PCB 设计也能采取措施减小由于静电场和电荷注入所带来的问题。下面讲述的规则就与这个问题有关，你会发现有几个规则与前述规则相同。

三、尽可能在 PCB 上使用完整的地线面（建议采用多层板）

前面已提到过，地线面有助于减小环路面积，同时也降低了接收天线的效率。地线面作为一个重要的电荷源，可抵消静电放电源上的电荷，这有利于减小静电场带来的问题。PCB 地线面也可作为其对面信号线的屏蔽体（当然，地线面的开口越大，其屏蔽效能就越低）。另外，如果发生放电，由于 PCB 板的地平面很大，电荷很容易注入到地线面中，而不是进入到信号线中。这样将有利于对元件进行保护，因为在引起元件损坏前，电荷可以泄放掉。（然而，即使泄放到地的电荷也可能损坏器件，应采取措施加以避免）

四、加强电源线和地线之间的电容耦合

电源线与地线间的耦合通过两种方式来实现，这在前面已经提到过。

A、 使电源线与地线靠得很近，或采用多层 PCB 板。这将在电源线和地线间产生更多的寄生电容。

B、在电源线与地线之间接入高频旁路电容(电容组合方式可适用于静电放电频率较低和较高的场合)。电源线与地线间的耦合将有助于减小电荷注入问题。两个物体之间由各个物体上电荷量的差异造成的电压取决于两者（V=Q/C）间的电容。如果 X 库仑的电荷注入到电源线中，就会在电源线和地线间产生 Y 伏的电压。如果电源线与地线间的电容增加一倍，X 库仑的电荷将仅仅产生 Y/2 伏的电压。当然，这个较小的电压造成损坏的可能性也相应减小。

五、隔离电子元件与静电放电电荷源

在静电放电效应的讨论中，曾指出注入到电子仪器中的电荷可通过隔离来解决。对于 PCB 设计，这主要指将电子仪器与可能的电荷源隔离开，也与连接器端口或感应电流趋于集中的信号线相隔离。可采取以下两个步骤来进行隔离：

A、 使电子元件与 PCB 走线远离会暴露在静电放电中的 PCB 部分（例如，操作人员可直接触摸到的地方）。

B、 使电子元件和 PCB 走线远离会暴露在静电放电中的任意一个金属物体（包括螺钉、机架、连接器外壳等）。后一个要求小于下面的设计规则相关联。

六、PCB 上的机壳地线的阻抗要低，隔离要好

尽管 PCB 轨线上的阻焊层有利于隔离 PCB 走线，但阻焊层可能会导致插针孔发生电弧。

A、 隔离机壳地线的最好方法是使之远离电子仪器。另外，如果机壳地线的阻抗很低，静电放电电流易于通过，就不会发生电弧。当然，如此迅速的电荷泄放会产生更强的场，但这比电荷通过电弧直接注入到电路中好得多。

B、 机壳地线的长度不能超过其宽度的四或五倍。比这个比例更宽的地线仅能使其阻抗（电感）稍微减小，但是更窄的地线却会使其阻抗大幅度增加。这个长宽比例意味着机壳地线必须很短才行，否则当地

线增长时，其宽度要很宽。

设计规则的优先级

至此，关于防止静电放电危害的 PCB 设计技术的讨论已告一段落。当然，有些时候，这些规则不能全部满足。这时，必须有意识地对一些东西进行取舍。本章开始部分提出三类潜在的静电放电危害可用于确定处理静电放电问题的一般顺序。通常是采用以下顺序来进行考虑：

1、 防止电荷注入到系统电路，因为这会造成损坏电路。

2、 防止静电放电电流产生的场带来的问题。

3、 防止静电场。

所幸的是，这些规则的大部分都是兼容的，在典型的 PCB 设计中，所有的问题都可以得到很好的解决。

PCB 设计指南总结

对于静电放电问题的解决方案，可按以下十二条规则来进行（按优先顺序排列）：

1、 PCB 上的非绝缘机壳地线必须与其他走线相距至少 2.2 毫米。这适用于连接到机壳地上的所有物体，包括轨线；

2、 机壳地线的长度不应超过其宽度的五倍；

3、 使未绝缘的电路与操作人员可触摸到的 PCB 区域或未接地的金属物体相隔至少 2 厘米以上；

4、 电源线与地线要么并排平行地放在 PCB 的同一层上，要么放在相邻的两层；

5、 地平面和地线必须连成网格状。在任意一个方向上，垂直地线与水平地线至少每隔 6 厘米连接一次。尤其是双面 PCB 板，也就是说，PCB 板的第一层可以布水平的地线，而第二层可布垂直的地线，必须至少每隔 6 厘米放置一个过孔以将两者相连（当然，在小于 6 厘米的地方进行连接是更好的，地平面比地线网格要好一些）；

6、 所有信号线必须在地线面边缘或地线以内 13 毫米以上。地线既可以布在与信号线相同的层，也可布在与之

紧挨着的层上。如果信号线的长度达到 30 厘米或其以上，则必须在其旁边放置一根地线，在信号线上方或其

相邻面上放置地线也是可以的；

7、 电源线与地线之间跨接的旁路电容器，彼此之间的距离不能大于 8 厘米（这样每片集成块可能会有多个旁路

电容相连）；

8、 相互之间连线较多的元件要靠在一起；

9、 所有元件必须尽可能靠近 I/O 连接器（注意，首先应满足第 3 条）；

10、将 PCB 的空余部分全部填以地线（应注意在每隔 6 厘米的地方进行连接以产生地线网格）；

11、如可能的话，将馈送电源线或信号线从 PCB 板的边缘中心处引出，而不应从某一个角上引出来。

12、对于特别敏感且较长的信号线（30 厘米或更长），应每隔一定间隔与其地线对调。

注意：这些设计规则必须应用到系统内的所有 PCB 板上（例如主板及插在上面的板卡）。例如，当应用第 2 条时，机壳地线长度包括母板与子板所有地线的长度之和。

5 电缆设计指南

静电放电（ESD）会产生静电场效应，电荷注入效应和静电放电电流产生的场效应，这在第四章已论述过。正确地布置系统电缆和进行屏蔽设计可有助于解决这三种效应带来的问题。本章中将讨论如何处理系

统电缆来解决静电放电问题。

在讨论系统电缆的处理时，为方便起见，将第四章中所提出的三种静电放电效应重新整理成以下两条效应：

* 辐射噪声效应
* 传导噪声效应

辐射噪声包括泄放电流产生的静磁场，电场和磁场。传导噪声包括直接的电荷注入以及电场和磁场感应的电流。当然，在实际情况下，这些效应并不是彼此独立存在的。但为了简化讨论，我们分别考虑每一种效应。

首先讨论电缆的屏蔽或衰减及传导问题，20kV 的电压在空气中的放电距离可达 2cm。所以，为了防止电荷注入到电子线路中，设计人员可以采取以下三种措施：

A）设计设备时，采取措施使操作员不能到达距离电子线路 2cm 之内内，或接触与电子线路相距 2cm 以内的未接地金属物件；

B）将所有电子电路用比空气更好的绝缘物质进行绝缘处理；

C）提供一个除了电子线路以外的另一个电荷注入对象。

上述措施 1 与 2 将在第六章中着重讨论，因为这与屏蔽机箱的设计联系很紧密。而措施 3 主要取决于系统电缆的设计。如第二章所述，静电放电对象必须有一条到地的路径以消除静电场。

到地的路径必须保持低阻抗。否则，可能有电弧通过电子线路形成的更低阻抗的通路。为了获得低阻抗路径，最重要的是必须保证系统电缆的阻抗较低。对于多数系统，电缆线阻抗相当低，不过高频时由于趋肤效应，阻抗会有所增加。可加大电缆芯线的表面积来缓解这一问题（这将在以下电缆屏蔽的讲述中进一步讨论）。

引起电缆阻抗增加的另一个原因是连接点处的接触阻抗。连接点处的的锈蚀可以产生与趋肤效应差不多的阻抗作用，为了防止锈蚀并使电缆的阻抗较低应考虑以下几个准则：

A）彼此接触的物体应在电化学序列上相容

在潮湿的环境中，电势不同的金属物体间会发生电化学腐蚀，其程度取决于接触物件的电势差的大小。电势差越大，腐蚀就越严重。表 1 给出了部分电化学序列表，应当注意的是，每一项中所列的电动势有时可能会发生变化。例如，铍铜有时可与铝配合使用。

根据环境的不同，可允许电动势有较大的波动，在恶劣的海洋环境中，允许的电势差不应超过 0.25V。一般情况下，除了与铝搭接外，电势差保持在 0.75V 以下是没以问题的。例如，镀锌钢板机壳很容易用黄铜接线片与铜接地导线相连。

表 1 电化学序列表

金 属	电动势（伏特）	金 属	电动势（伏特）	金 属	电动势（伏特）
镁	+2.37	铬	+0.74	铅	+0.13
镁合金		铁或钢	+0.44	黄铜	
铍	+1.85	生铁		铜	-0.34
铝	+1.66	镉	+0.40	青铜	
锌	+0.76	镍	+0.25	铜镍合金	
锡	+0.14	铅锡焊料		镍合金	
不锈钢		银焊料		银	-0.80
石墨		铂	-1.20	金	-1.50

B）接触处不应有连续电流流动

除了上述讨论的电化学腐蚀外，还有一种电解腐蚀。电解腐蚀一般是电流通过电解液从在一个金属物

体流到另一个金属物体时发生。（潮湿环境中的搭接可以实现电解腐蚀）即使在电势差不存在的金属物体间也会发生电解腐蚀。不过，如果没有电流流动，电解腐蚀就不会发生。很明显，机壳地或屏蔽连接不应有恒定电流流过，因此，这条规则很容易遵守。

C）尽可能采用阴极材料

阴极材料，比如金，比阳极材料稳定得多，空气能很容易地使阳极材料发生氧化，如铝。另一方面，大家都知道，金不易氧化。很显然，材料的选择有一定的余地，但设计者在使用材料时一定要考虑其氧化性。

如果可采取措施控制材料的氧化和趋肤效应，则影响静电放电电流的主要因素是高频静电放电频率处的电缆的传输线效应。理想情况下，良好的阻抗匹配可保证对泄入到地的系统能量的影响最小，但事实上这是不可能的。系统机壳地不仅包括其内部连接线，而且也包括房屋内交流电源线上的安全地等等。整个地线路径的阻抗在各个连接点必须实现阻抗匹配，这也是实际工作中不可能完全实现阻抗匹配的原因。

然而，尽管这样，低阻抗地线路径仍可能允许大量的静电放电电荷流过，这样可阻止电荷对电子设备的飞弧放电。因为即使一条完全的开路线末端，如果输入线数是四分之一波长的奇数倍，那么，它看起来就象短路一样。同样地，如果输入线数是半波长的整数倍时，短路线末端也如同短路一样，因此，不管地线路径上终端匹配的型式如何，对许多频率成份而言，其阻抗是相对较低的。

然而，对有些频率成份，地线路径的阻抗看起来却相对较高。如同在第四章提到过的，也意味着系统机壳地路径必须与系统电子线路隔离。否则，将在系统的机壳地与其他线间发生飞弧放电。隔离显然就是对电缆进行绝缘处理。不过，在连接点，机壳地与其他电路线间通常会有空气隙（连接器通常没有气密的缝隙）。

D）机壳接地线及连接器针脚引线与其他导线间的空气隔离大于 2.2mm 以防止飞弧放电。

可惜的是，大多数连接器针脚间的隔离均小于 2.2mm。由于 2.2mm 这个经验数据比较保守，因此，这种连接器也还是可以采用的。多数 D 型和 DIN 型连接器很不错，因为其外壳与针间的距离大约就是 2.2mm，因此，机壳地线可方便地与外壳相连。另一种方法是机壳地用一个与其他连接器完全分离的连接器，这种情况下，2.2mm 的隔离距离很容易获得。

采取以上步骤减少传导带来的问题后，就需要考虑辐射引起的问题。首要的辐射问题是来自机壳本身的辐射，系统机壳地路径的阻抗不匹配会产生驻波，驻波会使电场和磁场沿系统电缆的分布，因此，必须采取一些方法来减小系统内其他信号线上这些场的效应。

第四章列举了九种减小天线耦合的方法，这九种方法中，仅方法 6 能有效地隔离电缆线。方法 6 是在发射机与接收机间安装一屏蔽体，这即是下面的电缆设计规则。

E）采用屏蔽电缆且将其屏蔽层与机壳地相连

由于趋肤效应，静电放电电流聚集在屏蔽体外表面上流动（这就是导线在高频时表现出较大阻抗的原因之一）。屏蔽体比一般导线具有更大的表面积，这样将减小“趋肤效应阻抗”，也可假定屏蔽体足够厚，静电放电电流将沿着屏蔽体的外表面流动，其内层仍是一个屏蔽体。因此，在场到达电缆内部的其他连线前，屏蔽体的内层可以减小静电放电电流产生的场。

F）电缆屏蔽层的厚度应至少为 0.025mm（在 1MHz—5GHz 频率范围内，作为屏蔽材料的铜或铝的厚度不必很厚）

一旦采取措施对电缆进行了屏蔽，就要充分发挥它的实际效果。许多设计人员对所谓的“地环路”问题太看重。因此，他们坚持认为电缆层应仅在一端接地。不幸的是，这样做虽然助于减小低频（比如 60Hz）噪声问题，但显然会使屏蔽作为一个静电放电路径而失效。这就需要下一个电缆处理措施。

G）电缆屏蔽必须在其两端高频连接到机壳上

* 如果不会形成地环路，或者地环路不是问题（参考以下说明），最好的连接方法是在两端直接用金属连接。一个通常不会形成地环路的例子是，连接终端与键盘的电缆。

* 如果会形成地环路，并且会产生问题（参考以下注释）。这时，可将电缆屏蔽层在一端金属连接到机壳上，而另一端则通过一高频电容器连接到机壳上。典型的例子就是计算机与打印机间的互连。当然，关键一点是，计算机与打印机都通过交流插座连接到安全地（“绿色线”）。这会在两个交流插座间形成地环路。

注意：如果在地环路中，互连到一起的电子设备的接地点之间没有电势差，那么地环路未必是问题。总之，电缆屏蔽层端接得越好，地环路产生问题的可能性也就越小。

H）电缆屏蔽层应在电缆进入设备处连接到机壳上，其未屏蔽部分则应最短。

注意，由于静电放电电流的影响，电缆屏蔽层的外部会产生辐射噪声。靠近 PCB 板或在屏蔽体内布置的屏蔽电缆，对 PCB 板或屏蔽体内的每一个部件而言，都可视为一根发射天线。电缆屏蔽层仅屏蔽其内部的导线，使之免受静电放电噪声的干扰。实际上，屏蔽电缆也对其外部的所有设备辐射静电放电噪声。 同样，将电缆屏蔽层连接到机壳的一条长“小辫” 也是一根发射天线。不要使其围绕在敏感的输入端口附近。当然，长小辫带来的另一个问题是增加了屏蔽连接的阻抗，从而降低了屏蔽效能。

但是，对于那些没有机壳可供连接的系统设计问题该如何解决呢？例如，对于一个塑料外壳的键盘，没有导电的底盘，要将其通过一六芯电缆连接到主机终端，该如何处理呢？

I）如果电缆一端没有机壳，可采取的方案是：将电缆屏蔽层通过一高频电容器连接到逻辑地。

设计出来的单元电路如没有机壳连接点，那么它不是一个完善的设计方案（第六章中讨论）。然而，如果别无选择，逻辑地只得充当电缆屏蔽层一端的机壳接地点。这决不是一个理想的解决方案，也不可能提高静电放电的抗扰性能。实际上，有时，这反而可能会引起静电放电问题。这种方法能够起作用，关键在于从未屏蔽电缆到各个输入端口处的静电放电辐射是否会比电缆屏蔽层通过电容至逻辑地产生的静电放电噪声耦合更大或更小。总的来说，逻辑接地系统越好，这种办法改善静电放电抗扰性的可能性就越大。

屏蔽耦合电容器所需的额定电压跟其电容与静电放电源的电容的比值直接相关。记住，对一给定的电荷量级，一个物体上的电压大小由其电容量决定。耦合电容由待耦合的频率决定。典型的电缆在逻辑地与屏蔽层之间已经存在几百皮法的电容。因此，再增加几百皮法的电容影响不是很大。为了获得某种显著的效果，从屏蔽层到逻辑地的耦合电容至少为 1000pF。另一方面，大的电容具有极大的寄生电感，因此，它不能耦合高频。这即是说，典型的耦合电容应小于 0.01μF。（可采取较小电容器的并联连接来获取较好的耦合效果，假定连接的寄生电感可控制得很小。）

容量 3900pF，耐压 1kV 的陶瓷电容最适宜作为耦合电容。该电容与电缆已有的电容并联，会耦合相当宽广的静电放电频率。而且，人体电容在 150pF 左右，当应用 3900pF 的耦合电容后，体表 20kV 的电荷将会减小到小于 1kV 的水平。

电缆电容的有关讨论随之又带出来有关电缆电感滤波的问题（典型情况是采用铁氧体磁珠）。从静电放电的立场上看，在设计良好的屏蔽电缆上安装共模铁氧体滤波器不总是一个好的办法。因为任何屏蔽都不是理想的，铁氧体内的电缆屏蔽层上的静电放电电流将在屏蔽层中的导线上感应出反向电流。当然，即使没有铁氧体，也有类似的问题，不过铁氧体增加了屏蔽层与内导线间的互感，这样就增加了这种效应。如果电缆线上需要安装铁氧体磁珠（为了减小发射强度以满足美国联邦通信委员会 FCC 等标准），需遵守以下的规则。

J）静电放电电流路径不要与其它导线一同穿过铁氧体（如果静电放电路径不经过任何一个铁氧体，则这种情况是最好的）

然而，如果电缆没有屏蔽，或者如果屏蔽层效果不大，静电放电噪声被等量感应（以共模方式）进电缆内的所有导线上，共模铁氧体可能是有用的。在这种情况下，电缆内的所有导线上将会有显著的感应干扰，当然，共模铁氧体将减小这种共模干扰。在这种情况下，可采用以下的规则来处理。

K）如果在电缆信号线上安装铁氧体磁珠，当将其置于信号线的接收端时，其效果最佳，这样可滤除信号线拾取的噪声。

L）电缆中多余的导线必须剪去或加以适当的连接

当电缆中的芯线比实际需要的多得多时，用下面两种方法处理这些多余的芯线：

* 剪断多余的芯线，这样就不会有悬浮的导线穿过屏蔽体外面；
* 将多余的导线与电缆内的其它芯线并联起来。

M）扁平电缆应每隔一根导线设置一条逻辑地线，而敏感信号线则应设置在地线之间

即使屏蔽的扁平电缆也会有一些磁通量通过。因此，为了使环路面积最小（参考第四章中有关环路面积的讨论），每条信号线都应尽量靠近地线。而且，敏感导线必须尽可能地远离电缆线边缘，因为这些地方最易发生泄漏。

电缆设计指南小结

A．在电化学序列中，彼此远离的两种物质的搭接电压不要超过 0.75V。

B．阳极（多数是正极）材料必须比阴极材料具有较大的未包裹表面。

C．采用屏蔽电缆，且将其屏蔽层连接到机壳地。机壳与其他元件引脚间的空气距离至少为 2.2mm。

D．屏蔽材料必须至少 0.025mm 厚。（最好是完全屏蔽的）

E．将电缆屏蔽层在两端与机壳相连。最好是采取导电连接，但是如果需要阻止明显的地环路问题，那么就需要采用高频（电容）连接。

F．电缆屏蔽层必须在其进出设备的 4cm 处连接到机壳，未屏蔽的电缆部分必须小于 4cm。

G．多余的电缆芯线必须剪掉，或者是与其他导线并联连接。

H．电缆屏蔽层兼作机壳地的情况下，通常不应穿过铁氧体磁珠，也绝不能与其他导线共用铁氧体磁珠。

I．如果采用铁氧体磁珠，则应将其安装在电缆的接收端。

J．如果电缆的屏蔽层的一端不能连接到机壳，可将其通过 3900pF、1kV 的陶瓷电容连接到逻辑地。

面向产品设计人员的电磁兼容

编辑絮语	杨继深
尽管电磁兼容技术是一项实践性很强的技术，知识和实力要在实践中逐渐积累和培养，但系统地学习一些知识将使你在实践中思考问题思路更清晰，处理问题更具有灵感。国外有关电磁兼容方面的书籍很多，这些书各有特色，广泛阅读这些书籍无疑能极大地丰富电磁兼容方面的知识，培养综合运用知识的能力。为了帮助我国的工程师们尽快提高电磁兼容水平，我们挑选一些较好的图书或较好的章节以连载的形式介绍给读者，每周出一次，使读者通过日积月累获得丰富而系统的知识。首先我们选载的书是"产品设计人员要了解的电磁兼容"。本书介绍了电磁兼容技术中的基本概念、在产品设计中需要考虑的电磁兼容措施等。	

1 电磁骚扰耦合机理

1.1 骚扰源与受害者

1.1.1 公共阻抗耦合

1.1.1.1 导电连接

1.1.1.2 磁场感应

1.1.1.3 电场感应

1.1.1.4 负载电阻的影响

1.1.1.5 空间间隔

1 电磁骚扰耦合机理

1.1 骚扰源与受害者

所有电磁兼容性问题毫无例外地包含两个因素，一个是骚扰发射源，另一个是对这个骚扰敏感的受害者。若这两者都不存在，也就没有电磁兼容性问题。如果骚扰源和受害者在同一设备单元内，称“系统内”电磁兼容性问题；如果骚扰源和敏感设备是两个不同的设备，例如，计算机监视器和无线电接收机，则称为“系统间”问题。大部分电磁兼容标准都是针对系统间电磁兼容的。同一设备在一种情况下是骚扰源，而在另一种情况下或许是受害者。

设备要满足性能指标，减小骚扰耦合往往是消除干扰危害的唯一手段，因此弄清楚骚扰耦合到受害者上的机理是十分必要的。通常减小骚扰发射的方法也能提高抗骚扰性，但为了分析方便，我们往往分别考虑这两方面的问题。

骚扰源和受害者在一起时，就有从一方到另一方的潜在干扰路径。组建系统时，你必须知道发射特征和组成设备的敏感性，以确定是否要做紧耦合实验。遵守已出版的发射和敏感度标准并不能保证解决系统的电磁兼容性问题。标准的编写是从保护特殊服务(在发射标准中，主要指无线电广播和远程通信)的观点出发的，并要求骚扰源和受害者之间有最小的隔离。

许多电子硬件包含着具有天线能力的元件，例如电缆、印制电路板的印制线、内部连接导线和机械结构。这些元件可以电场、磁场或电磁场方式传输能量并耦合到线路中。在实际中，系统内部耦合和设备间的外部耦合，可以通过屏蔽、电缆布局以及距离控制得到改善。地线面或屏蔽面既可以因反射而增大干扰信号，也可以因吸收而衰减干扰信号。电缆之间的耦合既可以是电容性的，也可以是电感性的，这取决于其走向、长度和相互距离。绝缘材料也可以因吸收使减小场强，尽管在许多场合与导体相比可以忽略。

1.1.1 公共阻抗耦合

公共阻抗耦合是由于骚扰源与受害者共用一个线路阻抗而产生的。最明显的公共阻抗是阻抗实际存在的场合，例如骚扰源和受害者共用的导体；但公共阻抗也可以是由两个电流回路之间的互感耦合，或者由于两个电压节点之间的电容耦合产生的。理论上，每个节点和每个回路通过空间都能耦合到另一节点和回路。实际上耦合程度随距离增大急剧下降。图 1.3 表示一对平行导线的互电容和互感与其分离程度的变化关系。

1.1.1.1 导电连接

当骚扰源（图 1.1 中系统 A 的输出）与受害者（系统 B 的输人）共用一个地时，则由于 A 的输出电流流过 X－X 段的公共阻抗，在 B 的输人端产生电压。公共阻抗仅仅是由一段导线或印制板走线产生的。因为导线的阻抗呈感性，因此输出中的高频或高 di／dt 分量将更容易耦合。当输出和输人在同一系统时，公共阻抗构成乱真反馈通路，这可能导致振荡。

解决方法如图 1.1 所示，在这个方法中，分别连接两个电路，因而在两个电路之间没有公共通路，也就没有公共阻抗。这个方法的代价是多用一根导线。这个方法可用于任何包含公共阻抗的电路，例如电源汇流条连接。大地是公认的最常见的公用阻抗因素，但在电路图中表示不出来。

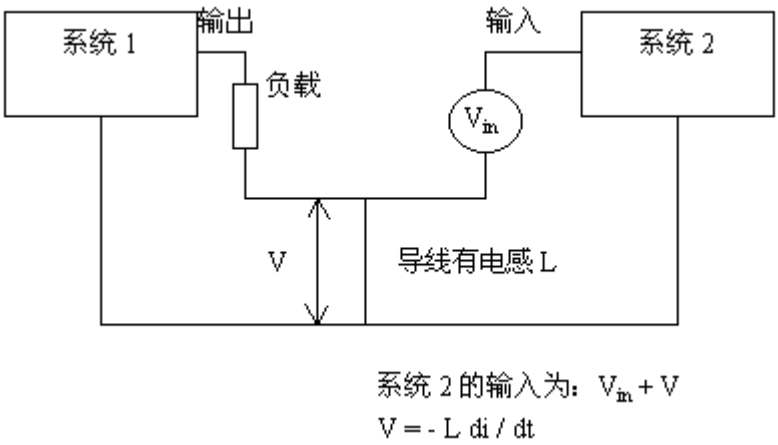


图 1.1 传导性公共阻抗耦合

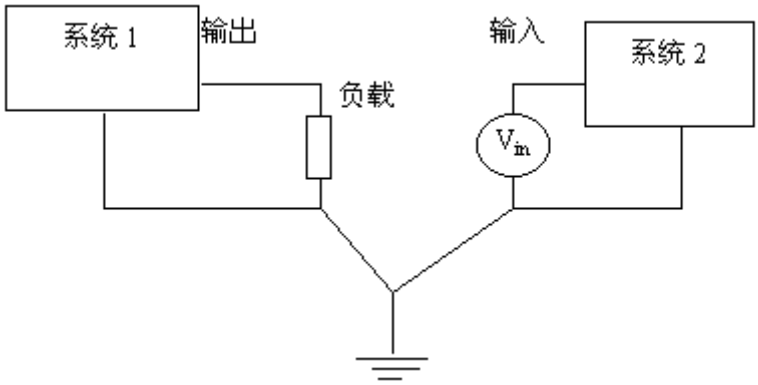


图 1.2 传导性公共阻抗耦合

1.1.1.2 磁场感应

导体中流动的交流电流会产生磁场，这个磁场将与临近的导体耦合，在其上感应出电压（图 1.3）。受害导体中感应电压由公式（1.1）计算：

V＝ －MdIL／dt （1.1）

式中：M 是互感，单位享利。

M 取决于骚扰源和受害电路的环路面积、方向、距离，以及有两者之间无磁屏蔽。互感的计算公式在附录中给出，通常靠近的短导线之间的互感在 0.1 ~ 3(H 之间。磁场耦合的等效电路相当于电压源串接在受害者的电路中。值得注意是两个电路之间有无直接连接对耦合没有影响，并且无论两个电路对地是隔离还

是连接的，感应电压都是相同的。

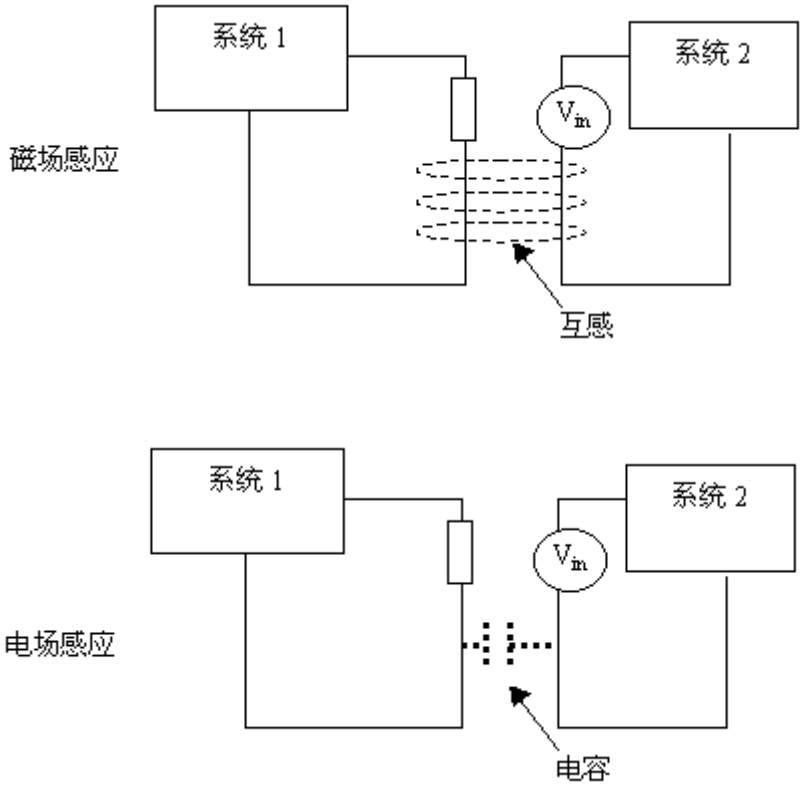


图 1.3 磁场和电场感应

1.1.1.3 电场感应

导体上的交流电压产生电场，这个电场与临近的导体耦合，并在其上感应出电压（图 1.3）。在受害导体上感应的电压由公式(1.2)计算：

V = CC × Zin × dVL/dt (1.2)

式中 CC 是耦合电容, Zin 是受害电路的对地阻抗。

这里假设耦合电容阻抗大大高于电路阻抗。噪声似乎是从电流源注入的，其值为 CC×dVL/dt。

CC 的值与导体之间距离、有效面积以及有无电屏蔽材料有关。典型例子是两个平行绝缘导线，间隔 0.1 英寸时，其耦合电容大约为每米 50pF；未屏蔽的中等功率电源变压器的初次级间电容大约为 100——1000pF。

在上述情况中，两个电路都必须连接参考地，这样耦合路径才能完整。但是如果有一个电路未接地，并不意味着没有耦合通路。未接地的电路与地之间存在杂散电容，这个电容与直接耦合电容串联。另外，即使没有任何地线，A 至 B 的低电压端之间也存在寄生电容。噪声电流还是能够加到 RL 上，但其值由 CC 和杂散电容的串联值决定。

1.1.1.4 负载电阻的影响

需要注意的是，磁场和电场耦合的等效电路之间的差异决定了电路负载电阻的变化引起的结果是不同的。电场耦合随 RL 增加而增大，而磁场耦合随 RL 增加而减小。这个性质可以用于诊断：比如你在观察耦合电压时，改变 RL，你能够推断哪一种耦合模式起主导作用。同样道理，磁场耦合对低阻抗电路的影响更大，而电场耦合对高阻抗电路影响更大。

1.1.1.5 空间间隔

互电容和互感都受骚扰源和受害导体之间的物理距离的影响。图 1.4 表示在给出了自由空间中两平行

导线之间的距离对其互电容的影响，以及对地平面（为每个电源提供回流通路）上两导体的互感的影响。

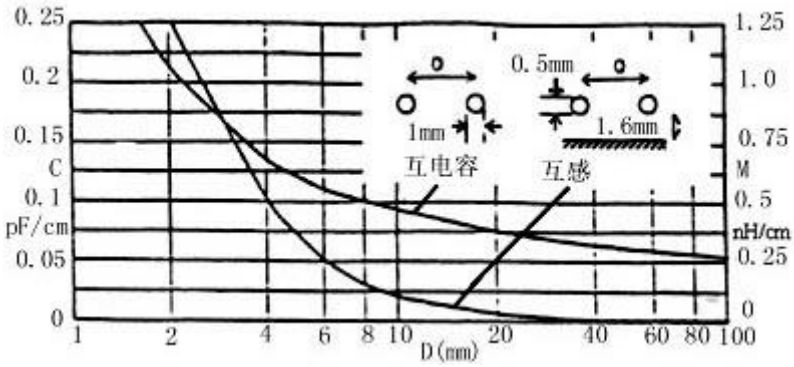


图 1.4 互电容与互电感与距离的关系

1.1.2 电源耦合

1.1.3 辐射耦合

1.1.3.1 电磁场的产生

1.1.3.2 波阻抗

1.1.3.3 耦合方式

1.2 发射

1.2.1 辐射发射

1.2.1.1 来自印制电路板的辐射

1.1.2 电源耦合

所干扰能够从干扰源经电源配电网络进人受害者，因两者是连接在一起的。因此对高频不利，尽管从线路上可以容易地预测阻抗，但是在高频时很难精确估算。在电磁兼容试验中，电源的射频阻抗可用 50Ω网络并联 50μH 电感近似表示（LISN）。对于短距离传输线，例如在同一线路上临近的设备，两个设备经电源线的耦合可用图 1.5 的等效电路描述。

对于较长的距离，在 10MHz 以下，电源电缆是损耗很低的，特性阻抗约为 150 — 200Ω的传输线。然而在任何一个局部配电系统中，因负载连线、电缆接头和配电元件起的骚扰和间断将是影响射频传输特性的主要因素。所有这些因素将增加损耗。

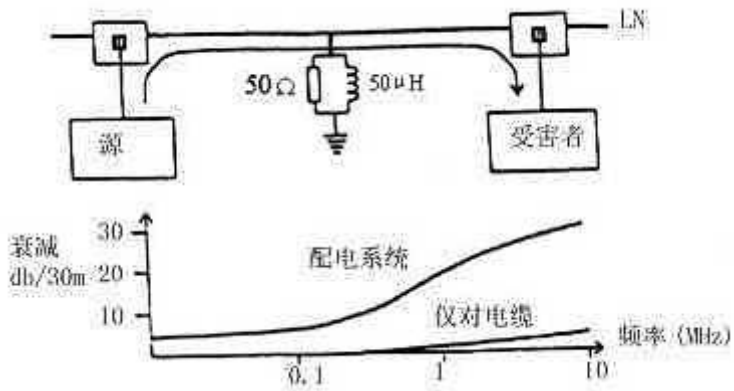


图 1.5 经电源网络的耦合

1.1.3 辐射耦合

为了理解能量是如何通过没有互联的较远的距离从源耦合到受害者的，需要了解一些电磁波传播的特性。本节介绍一些必要的概念。电磁波理论在许多著作中都有论述。

1.1.3.1 电磁场的产生

电场（E 场）产生于两个具有不同电位的导体之间。电场的单位为 m/V，电场强度正比于导体之间的电压，反比于两导体间的距离。

磁场（H 场）产生于载流导体的周围，磁场的单位为 m/A，磁场正比于电流，反比于离开导体的距离。

当交变电压通过网络导体产生交变电流时，产生电磁（EM）波，E 场和 H 场互为正交同时传播。传播速度由媒体决定；在自由空间等于光速 3×108 m /s。在靠近辐射源时，电磁场的几何分布和强度由干扰源特性决定，仅在远处是正交的电磁场。如图 1.6。

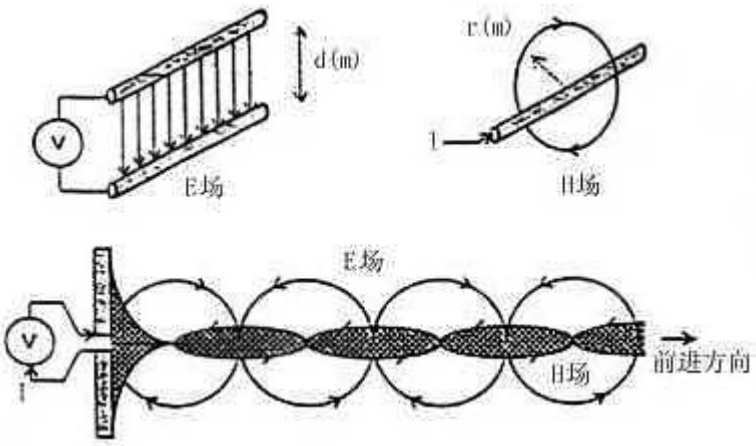


图 1.6 电磁场

1.1.3.2 波阻抗

电场强度与磁场强度之比称为波阻抗（图 1.7）。对于任何已知电磁波，波阻抗是一个十分关键的参数，因为它决定了耦合效率，也决定了导体的屏蔽效能。对于远场，d＞λ/2π，电磁波称为平面波，平面波的阻抗是恒定的，等于公式 1.3 所示的自由空间的阻抗：

$$Z_0 = (\mu_0/\varepsilon_0)^{0.5} = 120\pi = 377\Omega$$

式中，$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} H/m$；$\varepsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} F/m$。 (1.3)

在近场，d＜λ/2π，波阻抗由辐射源特性决定。小电流、高压电辐射体（例如棒）主要产生高阻抗的电场，而大电流、低电压辐射体（例如环）主要产生低阻抗磁场。如果辐射体阻抗正好约 377Ω，那么实际在近场能产生平面波，这取决于辐射体形状。

λ/2π附近的区域，或近似六分之一波长的区域，是近场和远场之间的传输区域。平面波总是假设是在远场，当分别考虑电场或磁场波时，则假设是在近场。

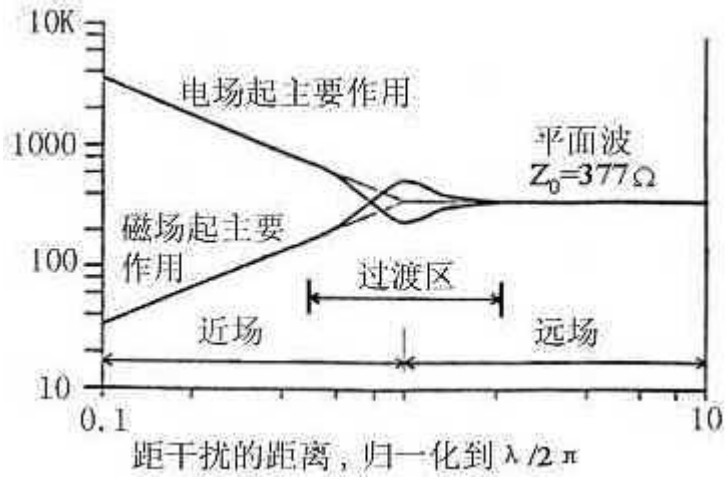


图 1.7 波阻抗

1.1.3.3 耦合方式

差模、共模和天线模辐射场耦合是学习电磁兼容的基本概念。在本书中这些概念将以各种形态反复出现。在骚扰的发射和入侵耦合方面都要应用。

差模

考察一根电缆连接起来的两台设备，图 1.8。电缆中两根靠近的导线传输差模（去和回）信号电流。辐射场可以耦合到这个系统，并在两根电线之间感应出差模骚扰；同样，差模电流自身产生辐射场。地参考面（可以是设备外部，也可以是设备的支撑结构）在耦合中不起作用。

共模

电缆上还传输共模电流，即在每根导线上都以同一方向流动。这些电流通常与信号电流毫无关系。共模电流可以由外部电磁场耦合到由电缆、地参考面和设备与地连接的各种阻抗形成的回路引起。共模电流可以引起内部差模电流，设备对差模电流是敏感的。另外，共模电流也可以由地平面和电缆之间的内部噪声电压引起，这是辐射发射的主要原因。需要注意的是，与导线和设备外壳有关的寄生电容和电感是共模耦合回路的主要部分，在很大程度上决定着共模电流的辐度和频谱分布。这些寄生电抗是偶然产生的，而不是设计的，因此控制或预测这些参数比控制或预测那些决定差模耦合的参数，例如电缆的间隔和滤波参数，更困难。

天线模

天线模电流沿电缆和地平面同向传输。天线模电流通常不是由内部噪声的产生，但是当整个系统．包括接地平面，暴露于外场时，天线模电流将会流动。例如．飞机飞入雷达发射的波束区域时；飞机机身作为内部设备的接地平面，它象内部导线一样传输同样的电流。当不同的电流通路上的阻抗不同时，天线模电流会变为差模或共模，只有这时，天线模才成为系统的辐射场敏感性问题。

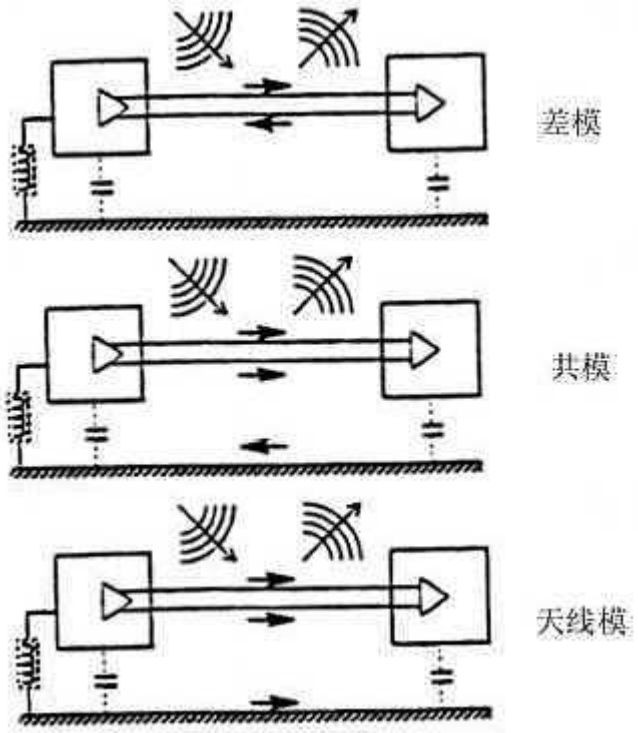


图 1.8 辐射耦合方式

1.2 发射

当你按照规范设计产品，却缺乏有关系统或系统工作的环境的知识，你应区别发射和敏感度两个概念，设计产品使满足发射和敏感度的最低要求。各种标准中规定了极限值，但是个别用户或市场部门可能有特殊的要求。在那些来自国际无线电干扰特别委员会（CISPR）的标准中，发射又分为系统产生的辐射发射和以共模电流形式出现在接口和电源电缆上的传导发射。通常，辐射（高频）和传导（低频）之间的分界点在 30MHz。辐射发射本身可以分为来自内部印制电路板或其它导线的发射，以及连接设备的外部电缆上的共模电流发射。

1.2.1 辐射发射

1.2.1.1 来自印制电路板的辐射

在多数设备中，主要的发射源是印制电路板（PCB）上电路（时钟、视频和数据驱动器，及其它振荡器）中流动的电流。来自 PCB 的辐射发射可用载有骚扰电流的小环天线（图 1.9）模型描述。小环是指其尺寸小于感兴趣频率的四分之一波长（λ／4）（例如 75MHz 为 lm）。多数 PCB 环路当发射频率到几百兆赫时仍认为是“小”的。当其尺寸接近λ／4 时，环路上不同点的电流相位是不同的，这个效应可在指定点上降低场强。当一个环路在地平面上时，在距环路 10m 处的最大电场强度与频率的平方成正比：

$$E = 263 \times 10^{-12} (f^2 A I_S) \qquad V/m \qquad (1.4)$$

式中：A 是环路面积（cm^2），f 是源电流 I_S（mA）的频率（MHz）。

在自由空间中，电场随着离源的距离按正比例地下降。这里使用 10m 是因为这是欧洲辐射发射标准的标准测量距离。对于最坏的情况，由于地平面的反射，考虑最坏情况时要将辐射场强增加一倍。这也是符合试验标准要求的。

公式中的环路面积必须是已知的，这个环路是由信号电流和回流构成的环路。公式 4 假设 IS 是在单一

频率上。由于方波有丰富的谐波，Is 必须应用付里叶计算。

评估 PCB 设计

你可以利用公式 1.4 来粗略地预测已知 PCB 是否要加额外的屏蔽。例如，若 A ＝ 10cm2， Is ＝ 20 mA，f = 50MHz，电场强度 E 为 42dBμV／m，它超过了欧洲 B 级极限值 12dB。如果频率和工作电流是固定的，并且环路面积不能减小，则屏蔽是必要的。

但是反过来推导的结论是不成立的，即根据公式 1.4 预测 PCB 的差模辐射不超标，并不能说明设备不需要屏蔽。因为 PCB 上小环路的差模电流决不是仅有的辐射发射源；在 PCB 上流动的共模电流，特别是电缆上流动的共模电流，对辐射起更大的作用。

PCB 上的共模电流，与差模电流（克希霍夫电流定律决定）相比，是很难预测的。共模电流的返回通路常常是经杂散电容（位移电流）至其它临近物体，因此一个完整的预测方案必须详细考虑 PCB 和其外壳的机械结构以及对地和对其它设备的接近程度。正是由于这种原因，电磁兼容落了个“ 黑色艺术 ”的称号。

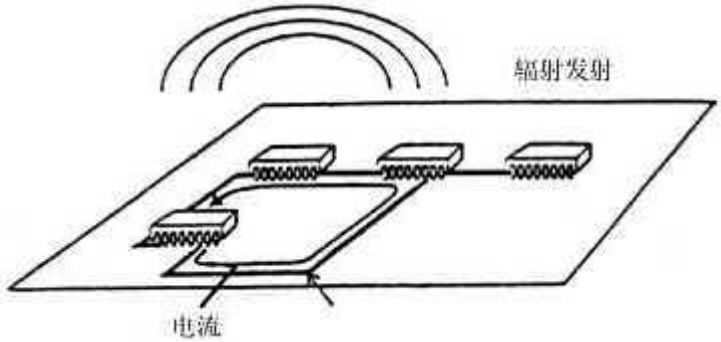


图 1.9 印制电路板的电磁辐射

1.2.1.2 电缆辐射

1.2.1.3 共模电缆噪声

1.2.2 传导发射

1.2.2.1 耦合路径

1.2.1.2 电缆辐射

VHF 频段的辐射耦合主要由电缆辐射决定，而不是 PCB 的直接辐射。这是由于常用的电缆在 30——100MHz 范围内谐振，在这个频率范围内电缆的辐射效率比 PCB 结构要高。这种干扰电流是由 PCB 上或设备中其它地方的地噪声产生的共模电流，共模干扰电流可能沿导体或沿屏蔽电缆的屏蔽体流动。电缆在较低频段的辐射模型是地平面上的短单极天线（L＜λ/4）（当电缆很长而谐振时，该模型无效），图 1.10。在 10m 处最大电场强度，加上由于地面反射增加 6dB，与频率成正比：

$$E = 1.26 \times 10^{-4}(f \ L I_{cm}) \qquad V/m \qquad (1.5)$$

式中：L 是电缆长度，单位米；

I_{cm} 是在电缆上流动的共模电流，单位毫安；

f 是共模电流的频率，单位 MHz。

对于 1 米长的电缆， 如果在 10m 处场强小于 42dB(V／m，则共模电流必须小于 20μA。请注意这比等效差模电流小 1000 倍！

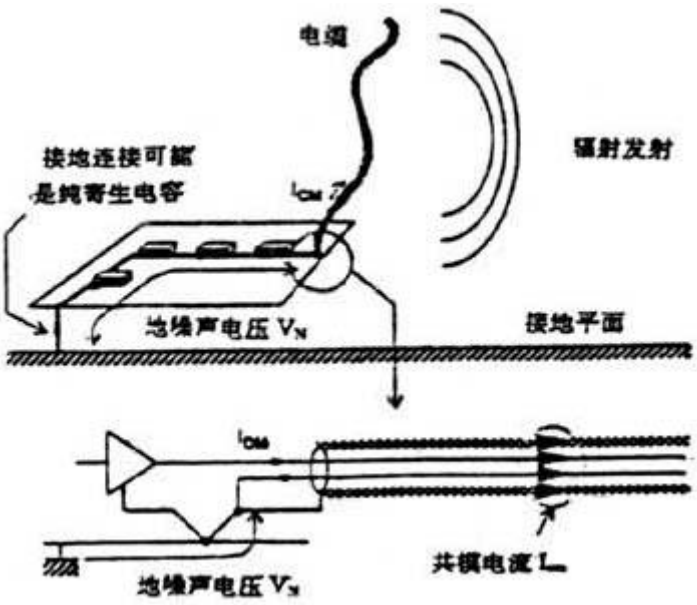


图 1.10 电缆辐射

1.2.1.3 共模电缆噪声

尽管显得罗嗦，但还是有必要强调正确区分电缆共模电流与差模电流的重要性。图 1.10 中的差模电流 IDM 在电缆中的一根导体上向一个方向流动，而在另一根导体上向相反的方向流动。差模电流通常等于信号电流或电源电流，但不在屏蔽体中流动。只要由两根导线形成的环路面积很小，差模电流产生的辐射在总辐射中占的比例就很小；这是因为两根导体中的电流产生的辐射效果互相抵消。共模电流 ICM 在电缆中所有导体上的流动方向相同，也可能包括屏蔽体，并且与信号电流毫无关系。共模电流经有关的接地网络返回，因此，辐射环路很大，且不受控。结果是很小的 ICM 可以产生很大的发射信号。

1.2.2 传导发射

设备电路中或电源中的干扰会耦合到连接设备的电源电缆上。耦合也可以是其它电缆与电源电缆之间的容性或感性耦合。由于直到目前为止，基于 CISPR 的标准规定只在电源电缆上测量发射，因此关于传导发射的讨论集中在电源电缆上。然而，信号和控制电缆确实也起耦合通路的作用， 在修订的标准中将增加对这些电缆的测量。

产生的传导干扰可以为差模（在火线和中线之间或信号线之间）或共模（在火线／中线/信号和地线之间），也可以为两者的组合。对于信号和控制线，仅限制共模电流。对于电源端口，在远端要测量火线和大地之间、中线与大地之间的电压。差模发射通常与电源的低频开关噪声有关，而共模发射可能是由于高频开关元件、内部电路电源或内部电缆的耦合引起的。

1.2.2.1 耦合路径

图 1.11 所示的使用开关电源的产品的等效电路给出了能够产生这些发射的各种路径。在 2.2.4 中将更详细地讨论开关电源的噪声发射。在开关电源输入端产生的差模电流 Icm，由杂散电容的不均衡和电源电缆中的导体互之间的互感转换为在测量点对地的干扰电压。

高频开关噪声分量 VNsupply；，通过 Cc 耦合至电源电缆的 L/N 和 E 之间，通过 CS 耦合至接地平面。电路地线噪声 VNcc τ（数字电路噪声和时钟谐波）通过 CS 到参考地，并经信号电缆以 ICMsig 或经安全地以 ICME 耦合出去。

实际上所有这些干扰机理是同时存在的，杂散电容 Cs 分布广泛且不可预知，如果机箱是非屏蔽的，杂散电容与设备和另一物体之间的距离密切相关。局部屏蔽的外壳可能会使耦合更严重，因为这往往产生较大的电容。

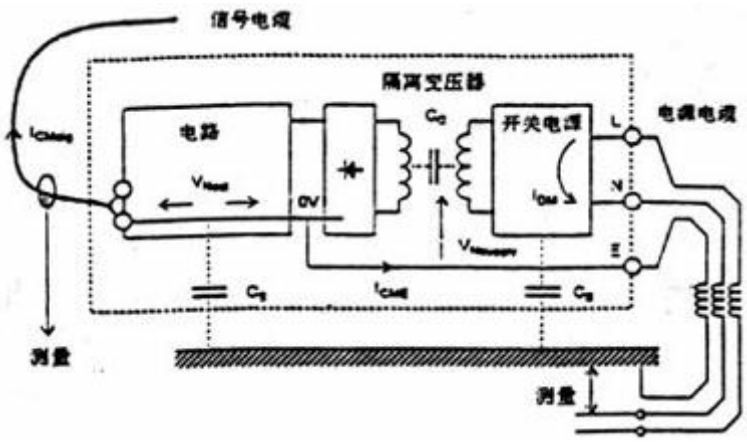


图 1.11 电源发射的耦合路径

1.2.3 电源谐波
1.2.3.1 供电商的问题
1.2.3.2 非线性负载
1.2.3.3 串联电阻的影响
1.2.3.4 相位控制

1.2.3 电源谐波

在电磁兼容指令的范畴中，有一种电磁兼容现象经常被划分为“发射”，这就是电源电流的谐波成分。这种说法有些不恰当，因为设备并没有“发射”任何东西，它仅仅是吸取电源的基频和一些谐波能量。

1.2.3.1 供电商的问题

电源谐波问题对供电机构来说确实是一个问题，他要提供高质量电源。如果在实际电源配电点上的总负载有高次谐波分量，非零的配电电源阻抗将会引起该点上电压波形失真。这反过来会对连接在该点的其它设备造成问题，并且电流本身也会给供电商带来问题（例如造成变压器和补偿元件过热）。供电商当然可选择大功率的配电元件或采取特殊保护措施，但这样做费用很高，并且供电商有理由要求用户承担一些由他们产生的电网污染而增加成本。

在八十年代，谐波污染在不断增加，主要原因是由于使用了大量小功率电子负载。其中，家用电视机和办公信息技术设备要承担 80%的责任。其它产生大量的谐波电流的设备还没有广泛应用并带来严重问题，或者在个别安装地点已经采取了措施，如工业场所。但是，供电商还是非常着急对所有种类的电子产品实施谐波限制。

1.2.3.2 非线性负载

接在电源上的纯电阻性负载仅在基频（50Hz）出现电流，但大多数电子设备不是电阻性负载。普通整流电容器的输人端在电压波形的峰值处吸取大电流；而在其他时间不吸取电流。用于功率控制（灯、电动机、加热器等）的所谓三端双向控制方法仅在每半周内出现电流。这些电流的波形可以用傅立叶级数表示，傅立叶级数中的谐波幅度是规范中所限制的对象。这些电流遵循付里叶级数的谐波幅值分布。（有关标准是 EN60555 的第二部分，1987 年版本用于民用产品）。

有一种建议是扩大 EN60555 的适用范围，使其覆盖更广泛的产品，实际上将涉及到所有一定功率以上的交流供电电子设备，这些电子设备有整流——储能等环节。谐波限制对输人器件的参数设计有很大的影响，主要是串联阻抗（这通常根本不是所希望的输入器件）。图 1.12（a）是在时域中计算的电流波形的傅立叶分析，表示了一个整流——储能器与相当大的串联电阻组合的输入电流的谐波。这个串联电阻的值通常不易获得的，除了效率十分低的变压器——输入电源。5 次谐波正好符合 EN60555—2 修订草案所规定的极限值。

1.2.3.3 串联电阻的影响

图 12（b）展示了由于输人端的电阻减小为 1/10 而导致的的电流谐波变化。这个电阻值是开关电源的典型值，而许多高效电源引以为自豪的就是较低的 Rs。峰值输人电流明显增加，而电流宽度变窄，这导致了高得多的峰值比（峰值与均方根电流之比），也就是更高的谐波。

除非在低功率的场合，通过增加串联电阻来满足谐波限制从功耗的角度说是昂贵的。在实际中，故意消耗输人功率的 10 — 20% 对 50 — 100W 以上电源是难以接受的。另一种方法串联输人扼流圈，由于它必须在 50Hz 的频率上有效，因此其尺寸和重量代价都是很大的。 也可以使用功率因子修正（PFC），它将电流波形变换为近似正弦波，但是成本和复杂程度增加很多。PFC 是一种电源前端的开关模式变换器，因此在减小输入电流谐波的同时，它也产生额外的射频开关噪声。可以将 PFC 与开关电源的其它特征结合起来，这样如果你一定要使用开关电源，将仅有一点额外的电源质量恶化现象。这也适合其它补偿性设计要求，如宽带（90 - 260V）电压要求。这种电源在市场上已经可以买到。除非你是一个电源专家，否则要设计一个 PFC-SMPS 需要付出巨大的努力。

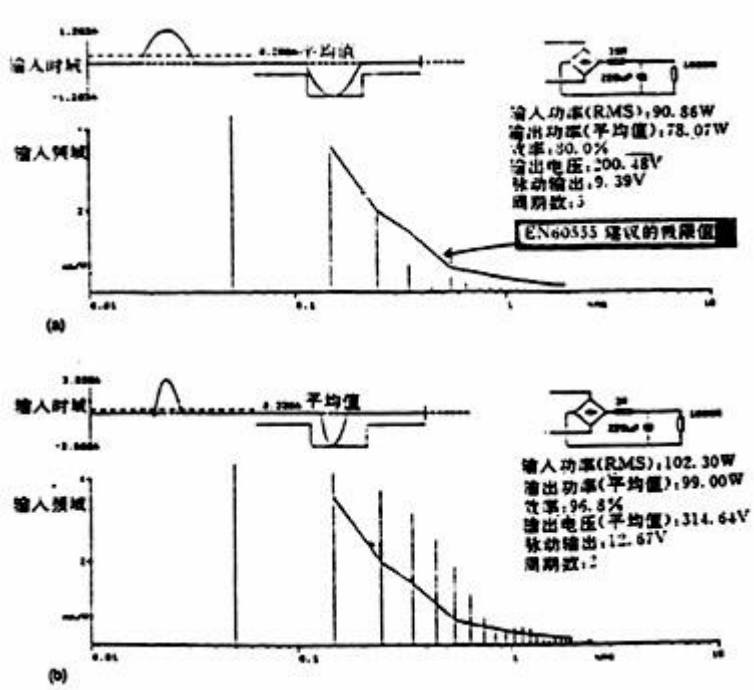


图 1.12 整流-储能电路的电源输入电流谐波

1.2.3.4 相位控制

功率控制电路，它是电源波形的相位上变化开关点，是输入电流上的另一类主要谐波失真源。照明控制器是一个典型的例子。图 1.13 在 90(（周期中的峰值，对应半功率）开关时的这种波形的谐波分量。谐波分量最大值就出现在这个点上，随着相位变化到 90(的任何一侧，谐波强度会下降。照明调节器在没有输入滤波器或 PFC 的情况下能否满足 EN60555-2 的限制值取决于它的功率，因为这些限制值是不变的。超过 5A 的调光器，如果没有任何措施，将超出限制值。

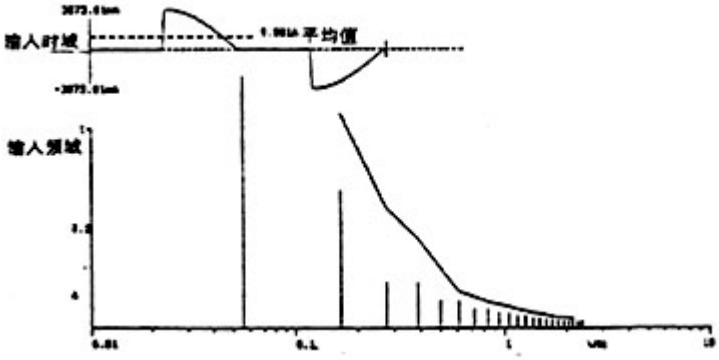


图 1.13

1.3 敏感性
1.3.1 辐射场
1.3.1.1 电缆谐振
1.3.1.2 电流注入
1.3.1.3 空腔谐振

1.3 敏感性

电子设备对环境电磁场和经连接电缆耦合到端口骚扰敏感。静电放电可以经电缆或设备外壳耦合进来，临近的放电通够产生局部电场，可直接耦合到设备。潜在的危害包括：

* 辐射射频场
* 传导瞬态
* 静电放电（ESD）
* 磁场
* 电源电压畸变

可以先不管法规是如何要求的，当设备设计成对这些效应，特别是 ESD 和瞬态，不敏感时，设备制造厂可以节约大量的现场返修费用。然而，免遭 ESD 或射频干扰对屏蔽和电路抑制措施的要求比发射控制的要求更严格。

1.3.1 辐射场

外场既可以与内部电路和导线以差模直接耦合，也可以在电缆上感应共模电流（图 1.14）。与内部导线和印制线的耦合在几百赫以上的频率范围最严重，这是因为几英寸的导线长度在这些频率上接近谐振长度。

射频电压或电流耦合进模拟电路后，可以引起非线性、过载或直流偏置等效应，耦合进数字电路后可以破坏数据传输。调制场比非调制场的影响更大。辐射场的源还可以是步话机、移动电话、大功率广播发射机和雷达。典型的场强是在 20MHz 至 1GHz 的频率范围内为 1 至 10V／m，在这些源的附近，场强可能更高一些。

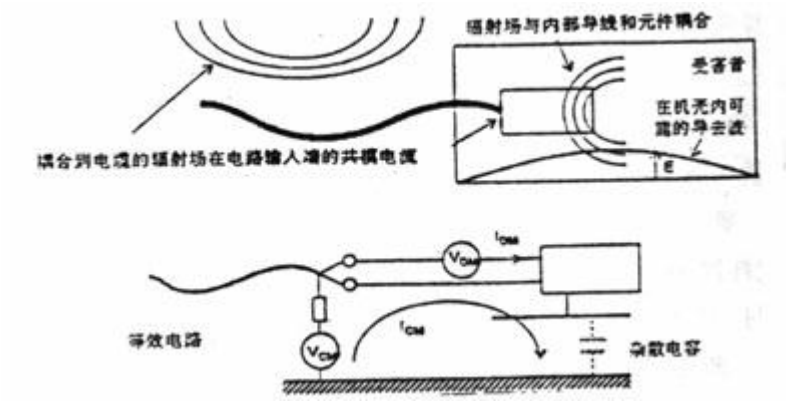


图 1.14 辐射场耦合

1.3.1.1 电缆谐振

在甚高频段（30 ～ 100MHz）的低端，电缆将射频能量耦合进设备的效率是最高的。外界电磁场在电缆的屏蔽体，当没有屏蔽时，在电缆的所有导体上，感应出共模电流。在典型的安装方式中，当设备的尺寸与干扰信号半波长相比较小时，共模电流主要决定了电磁场与设备的相互作用。

与接地的受害设备相连的电缆，可以用地平面上的单根导线模型表征，它相当于传输线（图 1.15 ）。在第一个谐振点出现之前，在外界场在这种传输线上感应的电流随频率增高而平稳地增大，第一个谐振点以后，在更高的谐振频率处出现一系列峰值和零值。耦合在电缆谐振频率上增强，谐振频率是由电缆长度和电缆末端上的负载决定的。长度为 2 米的电缆在 37．5MHz 时发生 1／4 波谐振，在 75MHz 时发生半波谐振。

电缆负载

主谐振模由电缆远端射频阻抗（高或低）决定。如果电缆与不接地的物体连接，例如手动控制器，将呈现高的射频阻抗，它将在四分之一波谐振点处产生强的耦合电流，而在半波谐振点处产生高的耦合电压。附加的电容负载，例如人体电容将使谐振频率降低。

相反，当电缆与一接地物体相连时，例如独立接地的外围设备，电缆在远端呈现低的阻抗，在半波处产生强的耦合电流，而在四分之一波长谐振点处有高的耦合电压。附加的电感负载，例如与地相连导体的电感，将降低谐振频率。

图 1.16 扼要地总结了这些效应。电缆的射频共模阻抗的变化范围从四分之一谐振频率处约 35(到最大为几百欧姆。方便的方法是取平均值（在许多标准中也是这样）150(。因为电缆结构、布置和与接地物体之间的距离是不受设计者控制的，因此要精确地预测谐振和阻抗是不划算的。

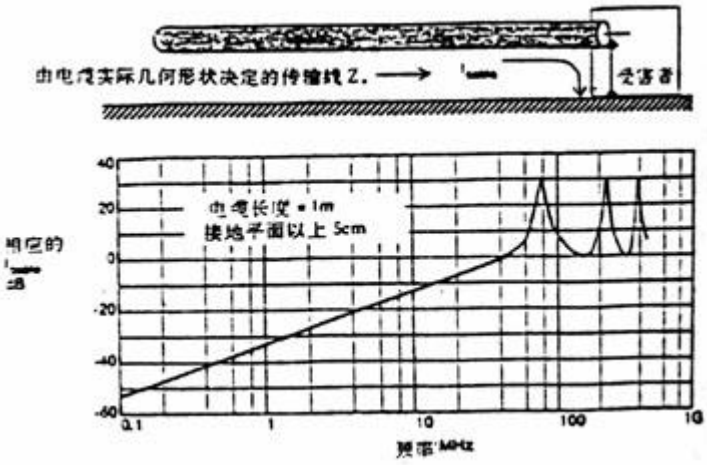


图 1.15 电缆的辐射场耦合

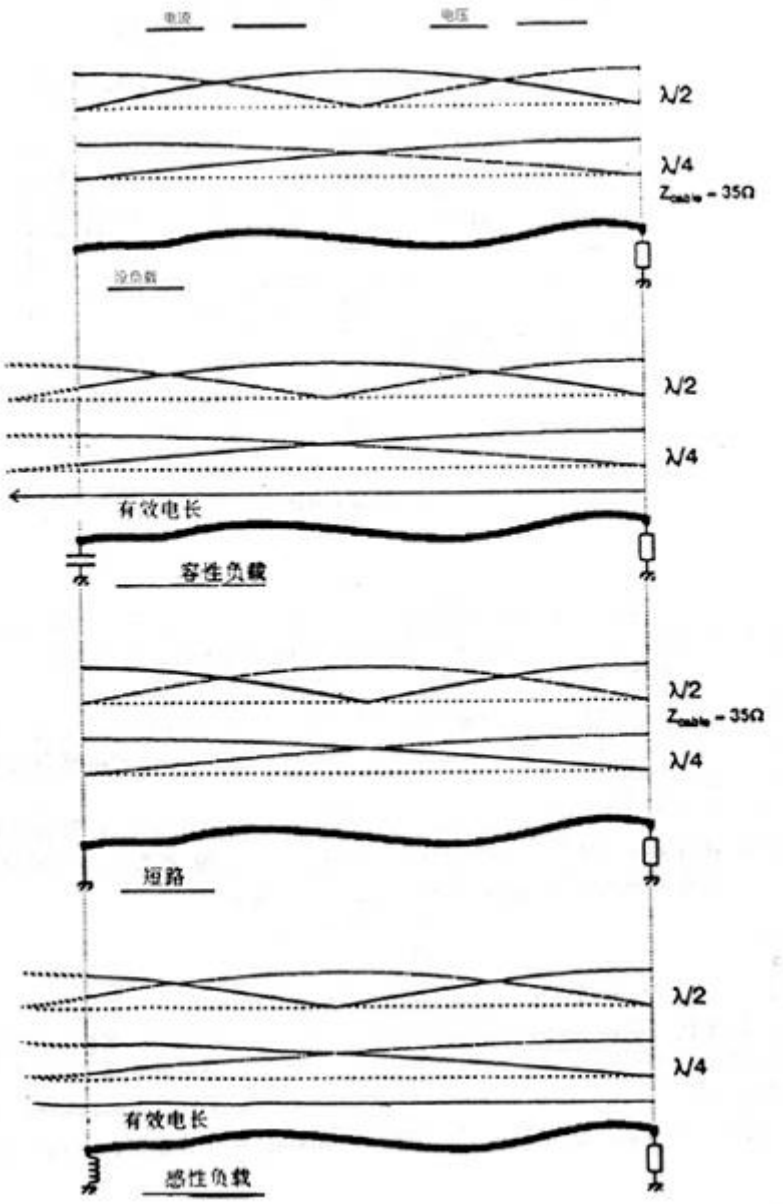


图 1.16

1.3.1.2 电流注入

一种不需要考虑电缆结构而对设备敏感度进行试验的便利方法是直接在电缆端口上注入射频共模电流或电压。这在设备的尺寸没有达到半波长时，较好地表征了较低频率时的真实耦合情况。这也可以产生与辐射耦合相关联的电磁场。干扰电流的路径，也即对电路的影响，取决于内、外电路与地之间的射频阻抗，如图 1-17。连接其它电缆将在很大程度上改变电流流向，特别是附加电缆在 PCB 或设备上的不同位置时。施加 1V 电压或注入 10mA 电流，一般相当于 1V/m 的辐射场强。

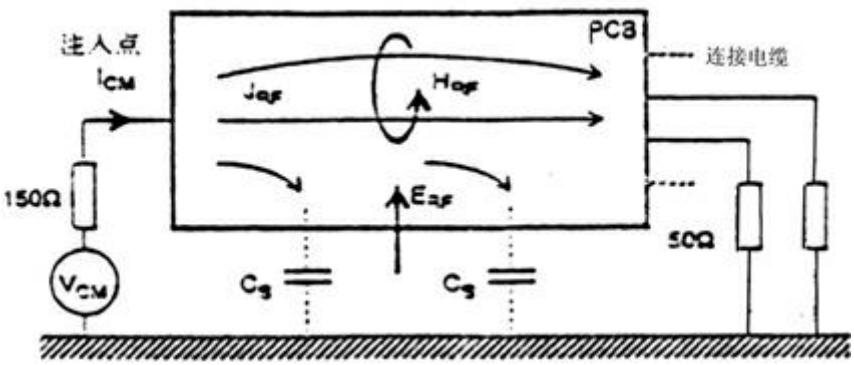


图 1-17 共模射频注入

1.3.1.3 空腔谐振

屏蔽壳体会形成谐振腔体。当两对边之间尺寸是半波的倍数时，在两对边之间会形成驻波。在腔体的中部电场增强，而在腔体的边缘磁场增强。这就是为什么在 UHF 频段内会在某些频率上出现敏感度峰值。

根据机壳尺寸精确预测谐振频率是很少成功的，因为机壳内的物体会使谐振“失谐”。但是对于空腔，谐振频率为：

F = 150 （1.6）

式中：l，h，W 是机壳尺寸，单位是米。k，m，n 是正整数，但同一组中最多只能有一个是零。

当机壳各边尺寸近似相等时，可能的最低谐振频率由公式（1.7）表示：

F (212/ l (212／h (212／w MHz (1.7)

干扰。

1.3.2 瞬态

1.3.2.1 耦合模式

1.3.2.2 信号线上的瞬态

1.3.3 静电放电（ESD）

1.3.3.1 静电放电波形

1.3.3.2 ESD 保护措施

1.3.4 磁场

1.3.4.1 磁场屏蔽

1.3.5 电源电压波动

1.3.2 瞬态

瞬态过电压发生在电源线上，这是电网中的其它部位有开关操作或遭受雷击引起的。超过 1kV 的瞬态电压占观察到的瞬态总数的 0．1%。德国某机构作过统计，在 40 个地方进行的总时间约 3400 小时的测量中，共观测到 2800 个超过 100V 的火线对地的瞬态。从这些结果中分析了峰值幅度、上升速率和能量分量。表 1.1 给出了在 4 种类别的地方瞬态的平均发生率。图 1.18 给出了瞬态的相对数量作为最高瞬态幅度的函数。这表示瞬态数粗略地与峰值电压的立方成反比。

高能量的瞬态可以危害设备电源中的有源元件。快速上升前沿是破坏电路运行的最主要因素，因为它们受耦合通路的衰减最小，并能在感性地线和信号线中产生较大的电压。研究表明，瞬态的上升速率近似与风致电压的平方根成正比。典型值为 200V 脉冲时为 3V／nS，对 2kV 脉冲时为 10V／ns。其它的现场实验表明机械开关产生多个瞬态（族），其上升时间为几毫微秒（ns），峰值幅度为几百伏特。电源网络的衰减将快速上升脉冲限制在发生地的局部。

模拟电路对触立的短瞬态几乎没有响应，而数字电路很容易受它们影响。作为一般的导则，微处理器至少要承受幅度为 2kV 的试验脉冲。当阈值低于 1kV 时，在几乎所有环境中发生故障的频度将是不能容忍的；而阈值在 1kV～2kV 之间时，仅发生偶然的故障。对于高可靠设备，推荐 4—6kV 的阈值。

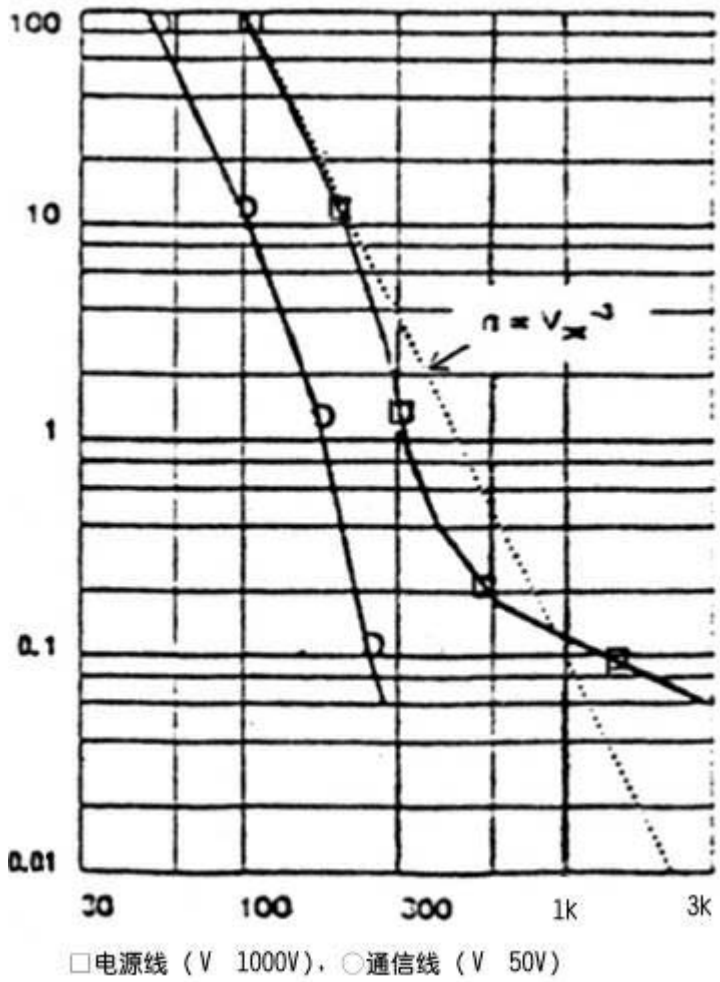


图 1.18 瞬态的相对数量（百分比）与最高瞬态幅值的关系（伏）

1.3.2.1 耦合模式

电源瞬态可能以差模（火线和零线之间对称）或共模（火线／零线和大地之间不对称）出现。电源网络中的导体之间的耦合通常是两种模式的混合。差模尖峰电压往往有较慢的上升时间和较高的能量。为了防止输入电路损坏，需要采取抑制措施。如果抑制措施是安装在电路内部的，它不能影响电路的正常工作。抑制共模瞬态更困难一些，因为要求在火线与大地之间连接抑制元件，或者与地线串接，还因对大地的杂散电容比较难控制。耦合路径与共模射频信号十分相似。不幸的是，这种干扰也更易造成损害，因为瞬态电流是在地回路里流动的。

1.3.2.2 信号线上的瞬态

快速瞬态通常以共模的方式通过寄生电容耦合到信号电缆上。特别是当电缆靠近脉冲干扰源或沿脉冲干扰源布置时。尽管这种瞬态的幅度通常比电源网络上的瞬态幅度低，但它直接耦合进电路的 I／O 端口并流进电路地线。

其它一些传导瞬态源是远程通讯线和汽车 12V 电源。汽车环境中的瞬态常常是正常电压范围的数倍。最严重的瞬态（图 1.19）是卸载，它发生在急速充电时交流发电机负载突然断开时；感性负载断开时，例如电机和线圈；以及交流发电机磁场消失时，它在点火开关关掉时产生负电压脉冲。近期颁布的标准（ISO 7637）规定了在汽车应进行的瞬态试验。

关于电话用户线上的共模瞬态的研究表明，幅度与发生率的分布也是符合图 18 中的立方的倒数规律。实际的幅度比电源线上的低（峰值很少超过 300V）。人们发现瞬态的振荡频率一般为 1Mz，上升时间为 10—20us。

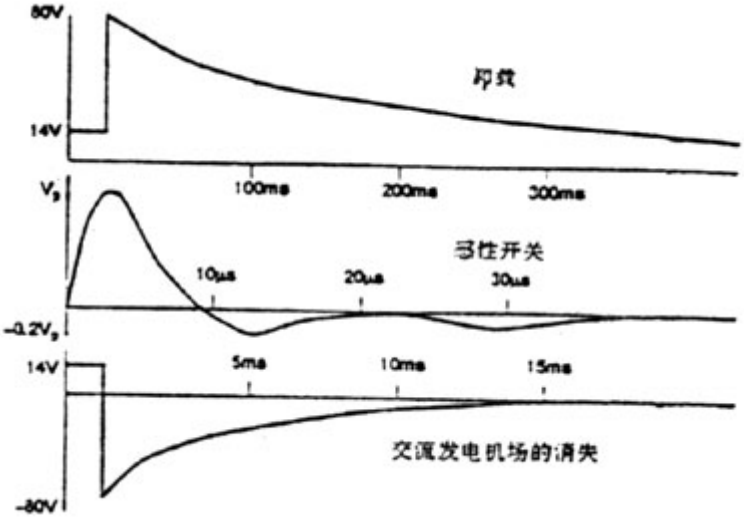


图 1.19 汽车中的瞬态

1.3.3 静电放电（ESD）

当两个非导体材料一起摩擦时，电子会从一种材料转移到另一种材料上。这导致在材料表面积累摩擦电荷。由材料运动引起的电荷量是摩擦起电序列（图 20（a））中材料间隔的函数。其它一些因素是接触的紧密程度、分离的速率和湿度。人体能够通过摩擦起电充电到几千伏。

当人体（最坏的情况是握着一个金属物体，例如钥匙）接近导电物体时，如果窄气隙上的电位梯度足够高，电荷会以火花的形式转移到那个物体上。电荷转移中的能量既可以低得不易察觉；也可能造成十分疼痛的感觉。

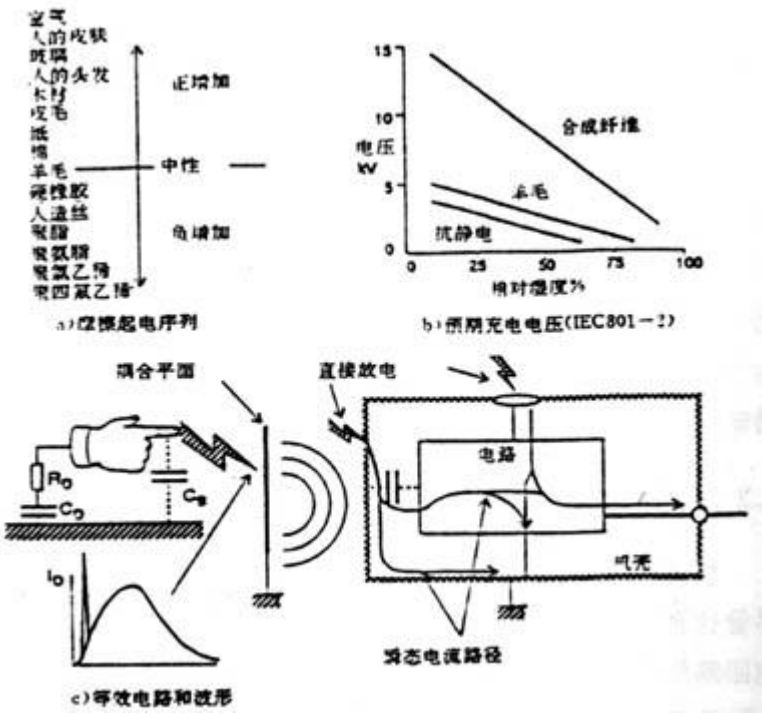


图 1.20 静电放电

1.3.3.1 静电放电波形

当带静电的物体接近接地物体时，产生的放电电流由十分快（亚毫微秒级）的前沿和较慢的放电曲线组成。手或金属的放电电流波形的特性是接近速度、电压、电极的几何形状和相对湿度的函数。图 20（c）给出了这种情况的等效电路。电容 CD 通过高阻充电到静电电压 V。当充电和漏电路径随着环境条件和物体的移动而发生变化时，V 的实际值也会发生变化。当放电开始时，直接跨接在放电点的自由空间电容 Cs 产生初始电流峰值，这个峰值仅受电路电感的限制，而主放电电流受放电电阻 RD 的限制。

静电放电产生的等效电流几十安培的的亚毫微妙级瞬态电流，通过复杂的路径经过设备流到大地，如果它它流过电路线路，很可能使数字电路发生误动作。放电路径在更大程度上是由杂散电容、机壳塔接和导线电感决定的，而不是由设计者刻意设计的。放电电流产生的强磁场能在临近的导体中感应瞬态电压，这些导体通常不是静电放电电流所流过的路径。即使不直接向设备放电，临近的放电，例如对金属台或金属椅的放电将产生强辐射场，这个场会耦合到没有保护的设备上。

1.3.3.2 ESD 保护措施

当设备置于金属壳内时，金属壳本身能够引导 ESD 电流在内部电路的外围。外壳上的孔洞或缝隙对于电流而言是一个高阻抗壁垒，在它们的周围会产生瞬态场，因此必须尽量减少这些因素。所有金属盖和面板必须以低阻抗（ 直流 2.5 mΩ ）连接至少在两点搭接起来。面板之间的长“ 搭接 ”导线必须避免，因为它们在 ESD 发生时要辐射强电磁场。I／O 电缆和内部导线可提供低阻抗通路，同样它们也为共模射频干扰出入设备提供了路径。消除内部线束和电缆敏感性的最佳方法是取消这些互连电缆，使用板间直接连接的经济设计。外部电缆的屏蔽层按照 3.1.5 节所述的原则很好地连接到地线结构上，即电缆的屏蔽体以 360(搭接到连接器外壳上，而不用小辫方式连接。

绝缘外壳使对 ESD 电流的控制更难，必须要有一个精心设计的、低电感的地线。但是，如果外壳能够设计得没有通气孔，那末，只要材料的介电强度足够高，就不会发生放电。然而，你还必须防止非直接放电产生的电磁场。

1.3.4 磁场

低频磁场能够在闭合导线回路中感应干扰电压，其大小取决于磁场贯穿的面积。非环形磁芯的电源变压器和开关电源变压器是这种磁场的发生源，它们会干扰同一设备中的敏感电路或器件。其它任何设备必须对这种干扰不敏感。有些特殊环境能引起强的低频或直流磁场，例如使用大电流的电解工厂或某些医疗仪器。

单匝回路中感应的电压是：

V = A ． dB/dt （1.8）

式中：A 是回路面积，m2； B 是垂直于回路平面的磁通密度，T。

这样的磁场很少影响数字电路或大信号模拟电路，但是能够对工作频带与干扰频率相同的低电平电路造成干扰，例如音频或精密仪器。一些受磁场影响的特殊装置，例如光电倍增器或阴极射线管， 对磁场也是敏感的。

1.3.4.1 磁场屏蔽

常规屏蔽对低频磁场是无效的，因为低频场的屏蔽取决于反射而不是吸收。由于磁场的波阻抗很低，因此反射损耗很小。因为仅仅是垂直于回路的磁通量分量才感应电压，所以改变源和回路的相对方向也许有一定效果。只有能提供高吸收损耗的材料才可能对磁场屏蔽，例如钢、(金属或玻莫合金。随着频率升高，这些材料的导磁率降低，从而使屏蔽效果降低，而非磁性材料，例如铜或铝变得更加有效。在 100kHz 附近，它们的屏蔽效能大致相等。高导磁率材料在高场强中还会饱和，经过加工还会损失磁导率。

1.3.5 电源电压波动

电压降低和中断是所有电源网络的特性，这通常是由于系统中某处的故障或负载开关（图 1.21）所致。只要输人储能保持时间足够长，这种事件就不会对设备产生影响。但是如果情况不是这样，则会发再起动和输出瞬变。典型的中断（与停电不同）能够持续 10—500 ms。

在大多数工业化国家里，负载和线电压的浮动保持在 +10%到-15%范围之间。大多数欧共体国家倾向于 230V +10% -6%或 230V +6% -10%。在白天，当电源系统负载变化，电压在这个范围缓慢变化。标

称电压不包含用户允许的电压降，因此你应设计稳定的电源，至少满足一 15%的极限值。统计表明，在城市里超过正常电压 10%的波动，每月至多出现 4 次，在乡村里发生次数更多，那里是经架空线供电。注意，更宽的电压（和频率）波动和更频繁的中断在那些没有良好电网的国家里是十分普遍的。在使用小型发电机供电的场合，这种情况也是普遍的。

电源电压的谐波失真是负载的函数，如 1.2.3.2 中所讨论的，这些负载从电网吸取严重失真的电流波形。虽然当幅度较高时会对功率修正电容器、电机和变压器有严重影响，也可能会对音频系统产生影响，但是大多数电子电源是不受这种失真的影响。

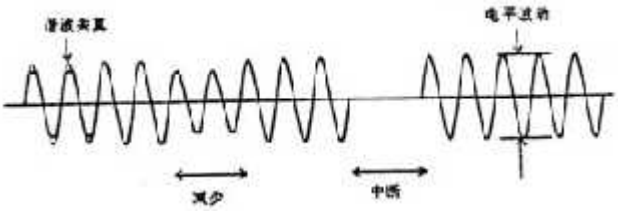


图 1.21 电源波动

2 电路、布局和接地
2.1 布线与接地
2.1.1 系统划分
2.1.1.1 划分的系统

2 电路、布局和接地

良好的电磁兼容设计开始于对干扰流入和流出设备的控制原理。所有包含电子装置的产品都会受到干扰和产生干扰。要改善产品的电磁兼容性，可以设置阻挡层或电流路径使入侵的干扰在进入电路之前被吸收或分流，而向外发射的干扰在离开电路之前被吸收或分流掉。

可以认为电磁兼容控制措施是在三个层次上实施的，这三个层次如图 2.1 所示。

第一层次的措施包括电路设计措施，如解耦、平衡电路、带宽和速度限制，以及线路板设计和接地。在一些简单的场合，特别是没有外接电缆的场合，这些措施可能是足够的。在第二个层次，必须考虑内部电路和外部电路之间的接口电缆。这些电缆是干扰进出设备的有效路径。对于某些设备（特别是那些电路设计已经定型的）必须在接口上进行滤波。连接器的选择和安装是这一措施的关键。

完全屏蔽（第三层次）是一个昂贵的措施，只有当其它措施都已经使用而仍然不能满足要求时才考虑。由于很难事先预测第一层次措施的效果，因此最好能够为后续的屏蔽作好一定的准备。这是指在结构上允许用金属进行屏蔽，如果是模具成型的塑料机箱，机箱应该方便进行导电涂覆，并且开口、缝隙等满足射频屏蔽的要求，有适当的接地连接机构。

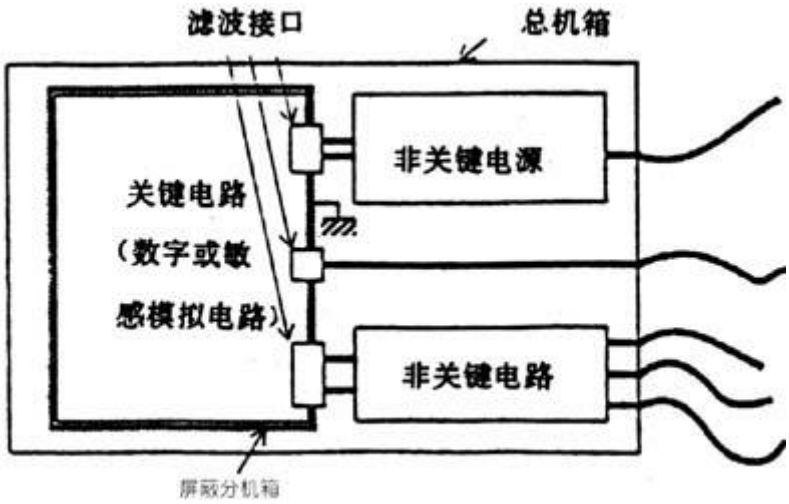


图 2.1 电磁兼容措施

2.1 布线与接地

在设计的一开始就考虑布局与地线是解决电磁干扰问题最廉价和有效的方法。良好设计的地线系统并不会增加一分钱的成本。90%的电磁兼容问题是由于布线和接地不当造成，良好的布线和接地既能够提高抗扰度，又能够减小干扰发射。最重要的几个原则如下：

* 将系统隔离，以便对干扰电流的控制

* 将地线作为电流通道对待，通过这个通道，干扰电流既能进入设备，又能传出设备。因此要仔细安排接地点，减小地线阻抗。

* 通过精心布置高电流变化率（di/dt）回路来减小电流环路的辐射和敏感度。

2.1.1 系统划分

设计的第一步是系统划分。没有划分或划分不好的系统(图 2.2)，虽然其器件和子系统可能分布在不同的区域，但是它们之间的接口会定义不当，与外界的接口散乱在四周。这使得对各个接口上的共模干扰电流的控制很难。接口散乱意味着接口之间的距离较大，当外界有干扰进人系统时，会在不同接口之间的地线上感应很高的地电压，并且内部的辐射干扰容易耦合到电缆上。

通常，解决这种系统的问题的唯一方法是将整个系统屏蔽起来，并对每个接口滤波。在许多场合，要兼顾屏蔽的完整性和良好的操作性是困难，甚至是不可能的，机箱上必要的开口会破坏屏蔽体的有效性。

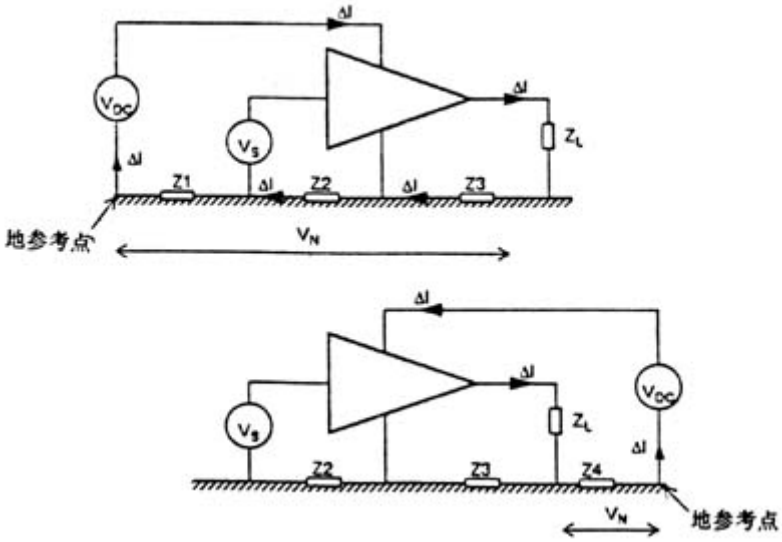


图 2.2 任意布置的系统

2.1.1.1 划分的系统

划分将系统按 EMC 的观点分为关键部分和非关键部分。关键部分指那些包含辐射源的电路，如微处理器逻辑或视频电路，或那些对入侵干扰特别敏感的电路，如微处理器和低电平模拟电路。非关键电路指那些信号电平、带宽和电路功能既对干扰不敏感，又不会产生干扰的电路，如非时钟同步逻辑、线性电源、功率放大级等。图 2.3 是这种划分的例子。

关键电路的控制

关键电路应放在屏蔽盒内，所有进出屏蔽盒的连接线都应该经过滤波或屏蔽。屏蔽盒可以将整个产品包围起来，也可以仅包围一部分电路，这取决于电路的特性。一个设计原则是使穿过屏蔽盒的导线最少，并相对集中，因为屏蔽电缆和滤波器都会增加设备的成本。没有电气接口的产品，如袖珍计算器或红外遥控器，从电磁兼容的角度看具有理想的外壳。

需要注意的是屏蔽既起着阻挡辐射干扰的作用，又起着地线回流电流参考点的作用。在许多场合，特别是当使用完整地线面线路板结构时，后一种作用更重要。

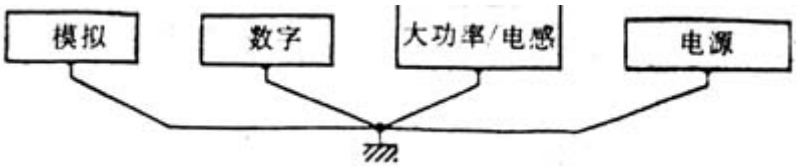


图 2.3 系统划分

2.1.2 接地
2.1.2.1 通过地线阻抗的电流
2.1.3 地线系统
2.1.3.1 单点接地
2.1.3.2 多点接地
2.1.3.3 混合接地

2.1.2 接地

当系统适当地划分后，就该考虑接地问题了。大家公认的接地的目的有两个，一个是为伤害电流提供

一个通路，这是安全地；另一个是为从外部进人到系统的信号提供一个参考。古典的地线定义是“作为电路或系统参考的等电位点或面”。然而，当地线上有电流流过时，这个定义是没有意义的。即使信号电流能够忽略不计，外界电场或磁场在地线上感应的地电流也会引起电位的变化。一个设计良好的地线系统能够使这种电位差保持最小，但不能消除它。有人建议抛弃传统使用的术语“地线”，而用术语“参考点”，以突出节点的目的。

地线的另一个定义是“电流能够流回源的一条低阻抗路径”。这个定义强调了电流的流动和对低阻抗的要求，在高频电路中更加适用。地电流总是构成电流环路的一部分。我们的任务是将环路设计成在关键区域感应电压足够小。为了达到这个目的，要将地线设计得尽量紧凑。

2.1.2.1 通过地线阻抗的电流

在设计地线时，必须知道地电流的实际流动路径。通过图 2.4 中的放大器，我们来说明这一点。大输出电流ΔI 从负载回到电源。如果它的流动路径 Z1 — Z2 — Z3，则在 Z2 上会产生一个电压，这个电压与输入 Vs 是串联的。当幅度和相位满足一定的条件时，电路会发生振荡。这就是 1.1.1 中所说的一个公共阻抗耦合的例子。

将回流路径简单改变一下，使电流流过 Z4，就解决了这个问题。从电磁兼容的目的看，不稳定通常不是问题，而在阻抗上产生的干扰电压 VN 会导致发射和敏感度方面的问题。在高频（数 kHz 以上）或电流变化率较高的场合，任何导体都呈现电感性，其阻抗随着频率的升高而增加，因此，地干扰随着频率的增加而增加（V=－L di／dt）

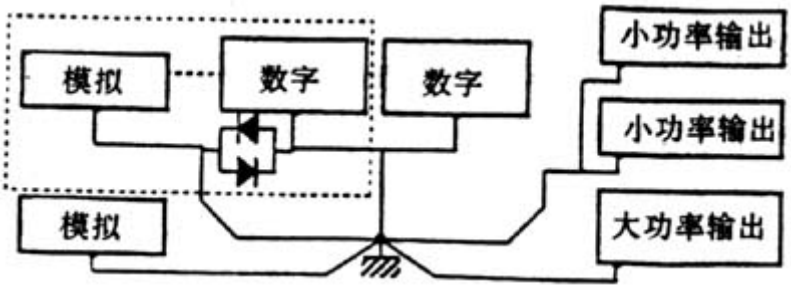


图 2.4 地电流路径

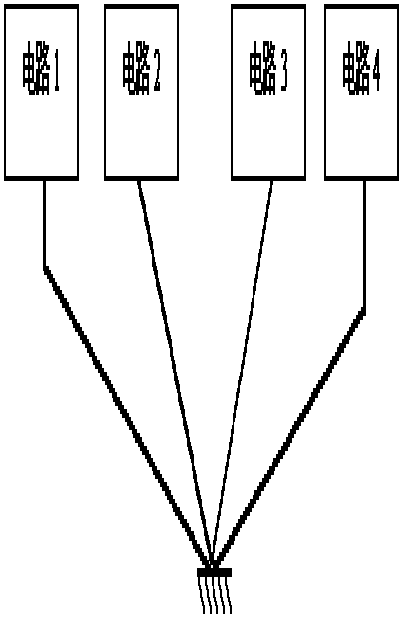
2.1.3 地线系统

不考虑安全接地的需要，仅从电路参考点的角度考虑，接地可以分为单点接地、多点接地和混合接地三种。

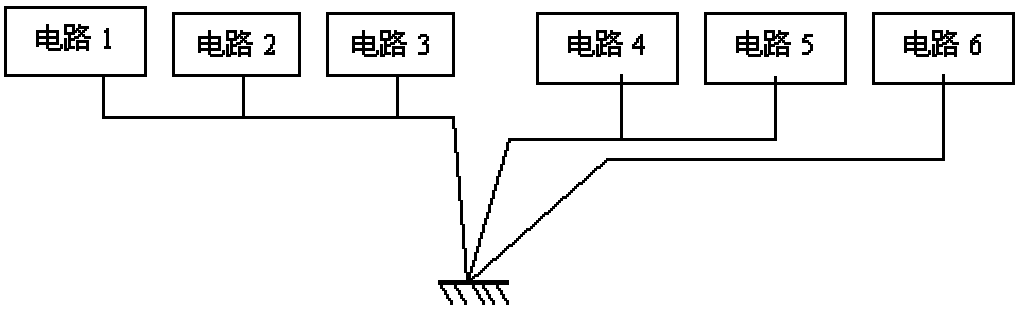
2.1.3.1 单点接地

单点接地系统（图 2.5(a)）在概念上是最简单的，并且它能够消除公共阻抗耦合和低频地环路。每一个电路模块都单独地接到一个单点地上，每一个子单元在同一点与机架相连。地线上其它部分的电流不会耦合进电路。这种结构在 1MHz 以下能工作得很好，但是当频率升高时，每一条较长的地线意味着电路之间会产生共模电压。当地线的长度超过 1／4 波长时，各个电路实际上是隔开的。

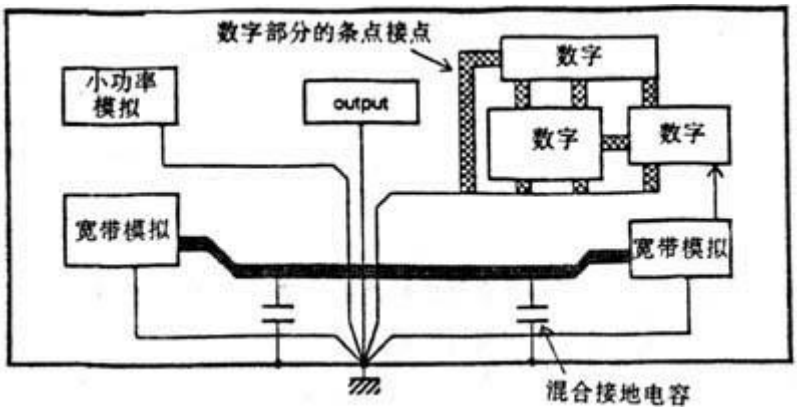
单点接地的一种改进方式是，将具有类似特性的电路连接在一起，然后将每一个公共点连接到单点地，如图 2.5(b)所示。这样在那些对公共阻抗耦合不敏感的电路之间会产生一些公共阻抗耦合，而使高频电路有良好的局部接地。为了减少公共阻抗耦合，干扰最大的电路应最靠近公共点。当一个模块中有一个以上的地时，它们应该通过背对背二极管连接到一起，避免当电路断开时造成电路损坏。



(a)单点接地



(b)改进的单点接地



(c) 多点和混合接地

图 2.5 单点接地

2.1.3.2 多点接地

混合与多点接地（2.5(c)）能够避免单纯单点接地带来的高频问题。在数字电路和高频大信号电路中必

须使用多点接地。模块和电路通过许多短（＜0.1λ＝线连接起来，以减少地阻抗产生的共模电压。另一种方法，子单元通过许多短线与机架、地平面或其它低阻抗导体连接起来。这种方式不适合敏感模拟电路，因为这样连接形成的环路容易受到磁场的影响。在这种结构中，要避免 50Hz 交流电产生的干扰是十分困难的。在更高的频率或电平工作的电路对这种干扰不是很敏感。多点接地的子系统在整个系统中可以与其它子系统单点接地。

2.1.3.3 混合接地

混合接地使用电抗性器件（电感和电容）使接地系统在低频和高频时呈现不同的特性。这在宽带灵敏电路中是必要的。在图 2.5(c)所示的例子中，一条较长的电缆的屏蔽外层通过多个电容接到机壳上，避免射频驻波的产生。电容阻止了直流和低频电流，因此能够避免两个模块之间的地环路的形成。

在使用电抗元件作接地系统的一部分时，应注意寄生谐振的现象，这种谐振会使干扰增强。例如，当在一条自感为 0.1μH 的电缆上使用电容量为 0.1μF 的电容时，将在 1.6MHz 处产生谐振。在这个频率上，电缆的屏蔽层根本没有接地。

当将直流地和射频地（例如可以是机箱或机架结构）分开时，将每个子系统的直流地通过 10～100nF 的电容连到机架上。这两种地应在一点有低阻抗连接起来，连接点应选在最高频率（di／dt）的信号存在的位置，如处理器的母板或插卡的主板。

Powered by xiaoguo's publishing studio
QQ:8204136