

# 电磁兼容原理及应用

林福昌 李化

# 前 言

随着电气、电子技术的迅速发展,电磁环境日趋复杂,电磁干扰和电磁兼容问题日渐突出。电磁兼容应用范围涉及所有用电领域,现代工业和生活中几乎所有的用电设备都需要解决电磁兼容性问题,以保证人身安全和设备的安全工作。

电磁兼容学科是一门综合性交叉学科,实用性很强。本书注重从实际出发,结合强电类工程实际的特点,介绍了电磁兼容的基本知识,包括电磁干扰的产生和电磁兼容性的实现技术,以及一些常见的电磁干扰问题及其解决方法。本书第1章介绍了电磁兼容的基本概念和电磁干扰源及危害。第2章介绍了传导和辐射两类干扰的产生机理。第3章至第5章介绍了接地、屏蔽和滤波等三种主要的电磁兼容性技术。第6章介绍了电磁干扰的发射和敏感性测量技术。第7至第9章结合实际,具体介绍了静电防护、电子系统的电磁兼容设计和浪涌抑制技术。第10章介绍了与电力系统相关的一些典型的电磁兼容问题。

本书是作者在面向电气工程专业本科生和研究生开设的“电磁兼容原理及应用”课程讲义的基础上编写而成的。林福昌编写了第1、2、3、6、7章,李化编写了第4、5、8、9、10章。戴玲、何正浩、钟和清、陈耀红、刘毅、李倩、鲁万新、李文婷、周益峰等参加了部分章节的编写工作,全书由林福昌统稿。

由于电磁兼容技术的内容涉及多个学科大类,服务对象广泛,相关理论和技术发展迅速,加之作者水平有限,书中难免存在错误和不足,敬请读者批评指正。

编 者

2008年11月

# 目 录

- 1 概述
  - 1.1 引言
  - 1.2 电磁兼容的基本概念
    - 1.2.1 电磁兼容性概念
    - 1.2.2 差模干扰和共模干扰
    - 1.2.3 分贝单位的定义及换算关系
    - 1.2.4 电磁干扰三要素
  - 1.3 主要的电磁干扰源
    - 1.3.1 电磁干扰源的分类
    - 1.3.2 自然干扰源
    - 1.3.3 人为干扰源
  - 1.4 电磁干扰的危害
    - 1.4.1 电磁干扰对电气、电子设备的危害
    - 1.4.2 电磁能量对易燃易爆装置的危害
    - 1.4.3 电磁干扰对燃油的危害
    - 1.4.4 电磁能量对人体的危害
- 2 电磁干扰传输和耦合理论
  - 2.1 电磁干扰的传输途径
  - 2.2 传导耦合原理
    - 2.2.1 电阻性耦合
    - 2.2.2 电容性耦合
    - 2.2.3 电感性耦合
    - 2.2.4 传导耦合的综合考虑
  - 2.3 辐射耦合原理
    - 2.3.1 辐射场强
    - 2.3.2 辐射耦合方式
    - 2.3.3 电磁辐射对电路产生的干扰
    - 2.3.4 减小辐射干扰的措施
- 3 接地技术
  - 3.1 保护接地与信号接地
    - 3.1.1 接地的含义与类型
    - 3.1.2 保护接地
    - 3.1.3 信号接地
  - 3.2 电路和系统接地方式的选择
    - 3.2.1 单点接地
    - 3.2.2 多点接地
    - 3.2.3 混合接地
  - 3.3 地线回路中的干扰及抑制技术
    - 3.3.1 地线回路中的电磁干扰
    - 3.3.2 抑制地环路干扰的技术
  - 3.4 电缆屏蔽体的接地
    - 3.4.1 低频电缆屏蔽体接地点的选择

### 3.4.2 高频电缆屏蔽体的接地

## 4 屏蔽技术

### 4.1 概述

### 4.2 电场屏蔽

#### 4.2.1 静电屏蔽

#### 4.2.2 交变电场屏蔽

### 4.3 磁场屏蔽

#### 4.3.1 低频磁屏蔽

#### 4.3.2 高频磁场的屏蔽

### 4.4 电磁屏蔽

#### 4.4.1 电磁屏蔽的原理

#### 4.4.2 传输线理论与屏蔽效能分析

#### 4.4.3 屏蔽效能计算的解析法

#### 4.4.4 薄膜屏蔽和多层屏蔽

### 4.5 孔缝泄漏的抑制措施

## 5 滤波与滤波器

### 5.1 概述

#### 5.1.1 滤波器的插入损耗及频率特性

#### 5.1.2 电磁干扰滤波器的特点

#### 5.1.3 滤波器的分类

### 5.2 反射式滤波器

#### 5.2.1 低通滤波器

#### 5.2.2 高通滤波器

#### 5.2.3 带通滤波器与带阻滤波器

### 5.3 吸收式滤波器

#### 5.3.1 吸收式滤波器原理与应用

#### 5.3.2 铁氧体抗干扰磁芯

### 5.4 电源 EMI 滤波器

#### 5.4.1 电源 EMI 滤波器的网络结构

#### 5.4.2 电源 EMI 滤波器的安装

### 5.5 有源滤波器

## 6 电磁兼容性测试技术

### 6.1 测试场地

#### 6.1.1 开阔区域测试场地

#### 6.1.2 屏蔽室

#### 6.1.3 电波暗室

#### 6.1.4 混波室

### 6.2 主要测试设备

#### 6.2.1 传导干扰测量探头

#### 6.2.2 天线

#### 6.2.3 电磁干扰测量仪/频谱分析仪

### 6.3 电磁干扰发射测量

#### 6.3.1 传导发射测量

#### 6.3.2 辐射干扰发射测量

- 6.4 电磁干扰敏感度测试
  - 6.4.1 传导干扰敏感度测试
  - 6.4.2 辐射干扰敏感度测试
- 7 静电干扰及静电防护
  - 7.1 静电的产生
    - 7.1.1 摩擦起电
    - 7.1.2 感应起电
    - 7.1.3 人体静电起电
  - 7.2 静电放电 (ESD)
    - 7.2.1 ESD 的类型与特点
    - 7.2.2 ESD 模型
  - 7.3 静电的危害
    - 7.3.1 引起爆炸和火灾
    - 7.3.2 对人体的危害
    - 7.3.3 对电子设备的危害
  - 7.4 静电干扰的防护
    - 7.4.1 静电接地
    - 7.4.2 ESD 的防护
- 8 电子设备的电磁兼容设计
  - 8.1 常用元器件的选择
    - 8.1.1 电阻
    - 8.1.2 电容
    - 8.1.3 电感
    - 8.1.4 二极管
    - 8.1.5 集成电路的封装
  - 8.2 线路终端的匹配连接
  - 8.3 印制电路板的布局和布线
    - 8.3.1 PCB 上布线的寄生参数及影响
    - 8.3.2 布局设计
    - 8.3.3 布线设计
    - 8.3.4 PCB 的接地设计
- 9 浪涌抑制技术
  - 9.1 雷电浪涌的产生与传递
    - 9.1.1 雷电的产生与特性
    - 9.1.2 雷电干扰的机理
  - 9.2 建筑物防雷与接地技术
    - 9.2.1 直 (侧) 击雷防护技术
    - 9.2.2 建筑物的接地
    - 9.2.3 用电设备的接地保护
    - 9.2.4 雷击过电压的防护
  - 9.3 浪涌抑制器件
    - 9.3.1 气体放电管
    - 9.3.2 氧化锌避雷器
    - 9.3.3 稳压二极管

- 9.3.4 TVS
- 9.3.5 几种常用瞬态干扰抑制器件的比较
- 9.4 电子设备的端口防护技术
  - 9.4.1 电源端口保护
  - 9.4.2 信号线端口保护
  - 9.4.3 接地端口保护
- 10 电力系统电磁兼容问题
  - 10.1 电力系统谐波
    - 10.1.1 谐波的产生
    - 10.1.2 主要谐波源
    - 10.1.3 谐波的危害
    - 10.1.4 谐波的治理
  - 10.2 发电厂、变电站的地电位干扰及保护措施
    - 10.2.1 发电厂、变电站的地电位升高
    - 10.2.2 地电位升高的危害
    - 10.2.3 防止地电位干扰的措施
  - 10.3 发电厂、变电站内的暂态干扰
    - 10.3.1 发电厂和变电站内的干扰源
    - 10.3.2 开关操作引起的暂态干扰
    - 10.3.3 气体绝缘变电站（GIS）中开关操作引起的暂态干扰
  - 10.4 冲击试验时的电磁干扰
    - 10.4.1 电缆外皮流过电流时造成的干扰
    - 10.4.2 测量仪器内部回路中干扰电流压降造成的干扰电压
    - 10.4.3 从电源线接受的干扰
    - 10.4.4 电磁场直接窜入仪器造成的干扰
    - 10.4.5 仪器处的电位升高
    - 10.4.6 减少干扰的一般方法

参考文献

# 1 概述

## 1.1 引言

随着科学技术的不断发展,各种电气和电子设备已广泛应用于国民经济的各个部门以及人们的日常生活中。电气和电子设备在正常运行的同时,也往外发射有用或无用的电磁能量,这些能量会影响其它设备的正常工作,这就是电磁干扰( Electromagnetic Interference ,EMI)。

严格地说,只要把两个以上的电气元件置于同一环境中,工作时就会产生电磁干扰。在两个系统之间会出现系统间的干扰,如真空吸尘器或其它带直流电机的家用电器打开时,在电视机屏幕上会有“线条”出现。在系统内部各设备之间会出现干扰,如汽车内自动点火系统对车内收音机的干扰,雷达发射机对雷达接收机的干扰等。在同一电子设备的各部分电路间也会存在相互间的干扰,如数字电路对共用同一电源的低电平模拟电路的干扰。

人为的或自然界的电磁干扰源(如雷电)有可能使系统或设备的工作信号产生失真。当工作信号很弱时,就会严重影响信号的准确传递,如电气设备绝缘内部的局部放电信号,由于信号非常微弱(电流为微安量级),常常因受到无线电、其它运行的高压设备等的影响而难以实现准确测量。当电磁干扰能量较大时,会使系统或设备的性能发生有限度的降级,甚至可能使系统或设备失灵,干扰严重时会使系统或设备发生故障或事故。如在一个民用机场的综合办公楼里,安装了一台大型计算机系统。这个系统会随时丢失或存储错误数据,后来发现问题是由于当机场监视雷达辐射到这个综合办公楼时,系统被同步了。随着电子器件的集成化程度提高和工作电压的降低,干扰问题显著增加。数字信号处理技术和计算机技术的迅速发展,使数字信号开关量的转换速度大为提高,加剧了电磁干扰的噪声源强度和密度。当大量的电子设备集中在狭小的空间时,相互间的电磁干扰会非常严重,如在飞机或舰艇上,一般要装备许多种雷达,当所有雷达同时工作时,一部雷达可能遭受其它雷达的干扰。

客观事实使人们认识到电磁干扰的危害。1933年,国际电工技术委员会(IEC)建议成立国际无线电干扰特别委员会(CISPR)来处理不断出现的EMI问题。为保障人类生命安全和电子设备的正常运行,减轻和消灭电磁污染,自1983年以来,我国已经陆续发布了近百项有关电磁兼容设计要求和测试方法等的国家标准和国家军用标准。自2000年以来,我国推行了强制执行的电气和电子产品电磁兼容认证制度。

为了保障电子系统或设备的正常工作,必须研究电磁干扰,分析、预测干扰,限制干扰强度,研究抑制干扰的有效技术手段,提高抗干扰能力,并进行合理的设计等,以使共同环境中的系统和设备能执行各自的正常功能。这种对电磁干扰进行分析、设计和验证测试的学科领域就是电磁兼容(Electromagnetic Compatibility, EMC)。

电磁兼容性学科包含的内容十分广泛,实用性很强。几乎所有的现代工业包括电力、通信、交通、航天、军工、计算机、医疗卫生等都必须解决电磁兼容性问题。电磁兼容性学科涉及的理论基础包括数学、电磁场理论、天线与传播理论、电路理论、信号分析、通信理论、材料科学、生物医学等等,所以说电磁兼容性学科是一门尖端的综合性学科。实际上电磁兼容性学科的研究对象并不仅限于电气电子设备,而且涉及到自然干扰源、核电磁脉冲、静电放电、电磁辐射对人体的生态效应,信息处理设备电磁泄漏产生的失密,检测地震前的电磁辐射进行震前预报等等问题。所以有些学者把电磁兼容性学科也称为环境电磁学。

## 1.2 电磁兼容的基本概念

### 1.2.1 电磁兼容性概念

#### (1) 电磁噪声与电磁干扰

电磁噪声是指不带任何信息,即与任何信号都无关的一种电磁现象。电磁噪声的来源有自然界、机电设备或其它人为装置。电磁噪声通常是脉动的和随机的,但也可以是周期性的。

电磁干扰则是指任何能中断、阻碍、降低或限制通信电子设备有效性能的电磁能量。严格地说,噪声和干扰的含义是不同的,干扰指的范围更宽。

电磁干扰的形式很多。例如,由大气无线电噪声引起的天电干扰,由输电线以及各种电子和电气设备工作时引起的工业干扰,由传输电路间的电或磁的相互耦合引起的干扰等。

#### (2) 电磁兼容性

如何使处于同一电磁环境下的各种电气、电子设备或系统能够正常工作而又互不干扰,达到所谓的“兼容”状态,已成为现代电气和电子技术发展过程中必须解决的难题。于是,抑制干扰的技术也就发展起来了,并且越来越受到人们的重视,这就是电磁兼容性技术。

电磁兼容是指电气、电子设备或系统的一种工作状态,在这种工作状态下,它们不会因为内部或彼此间存在的电磁干扰而影响其正常工作。电磁兼容性则是指电气、电子设备或系统在预期的电磁环境中,按设计要求正常工作的能力,它是电气、电子设备或系统的一种重要的技术性能。按上述定义,电磁兼容性包含以下两方面的含义:

1) 设备或系统应具有抵抗给定电磁干扰的能力,并且有一定的安全裕量,即它应不会因受到处于同一电磁环境中的其它设备或系统发射的电磁干扰而产生不允许的工作性能降低。

2) 设备或系统不产生超过规定限度的电磁干扰,即它不会产生使处于同一电磁环境中的其它设备或系统出现超过规定限度的工作性能降低的电磁干扰。

在分析中,通常要把系统内电磁兼容性和系统间电磁兼容性区分开来,前者指的是在给定系统内部的各分系统、设备及部件相互之间的电磁兼容性;后者则指的是给定系统与其工作的电磁环境中的其它系统之间的电磁兼容性。

### 1.2.2 差模干扰和共模干扰

电磁兼容技术的一对基本概念为差模干扰和共模干扰。

#### (1) 差模干扰

差模干扰电压  $U_{dg}$  出现于电流回路的来、去引线之间,与回路工作电源  $U_s$  串联在一起如图 1-1 所示。 $U_{dg}$  在回路中产生差模电流  $I_{dg}$ ,在被干扰系统的输入接头(用  $Z_L$  表示)间造成干扰电压信号,与回路的有效信号叠加在一起。

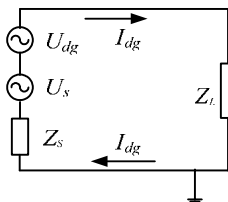




图 1-1 差模干扰的定义

差模干扰的产生大多来自磁耦合或共模 / 差模转换。它和有用信号是串联的，会引起测量误差、误动作等。图 1-1 中，当电源内阻  $Z_S \ll Z_L$  时，回路中感应的干扰电压  $U_{dg}$  全部作为被干扰系统的干扰电压（和有用信号串联）。

(2) 共模干扰

共模干扰  $U_{cg}$  出现于信号芯线和中性线（例如测量接地线）之间。它的产生是由于在中性线和回路之间插入了一个干扰电压源  $U_{cg}$ ，例如一个瞬态地电位的提高，如图 1-2。

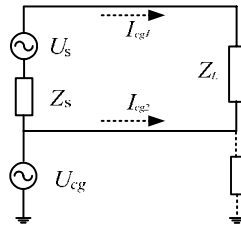


图 1-2 共模电压的定义

共模电压不形成与有用信号串联的干扰电压，大的共模电压有可能在信号线和仪器外壳或线路中性点间引起表面闪络，也可能造成永久性的损害。

当信号电路与地回路之间有多点相连时，共模电压将在来、去引线中驱动出不同的电流（图 1-2 中  $I_{cg1}$  和  $I_{cg2}$ ），它们在阻抗上引起不同的电压降。来、去引线上具有不同的对地电压，从而在接收机的输入端（用  $Z_L$  表示）产生了差模干扰电压，即出现了共模/差模转换。不同的阻抗造成共模电压完全或部分转为差模电压，它的大小等于来、去引线的对地电位之差。

### 1.2.3 分贝单位的定义及换算关系

电磁兼容问题常用表征干扰发射和接收的电磁参数表示，如电压、电流、场强、功率等，这些量的取值范围非常大。感兴趣的相关量是干扰量与被干扰量的比值，或干扰被抑制的程度，因此对电磁兼容的定量评价常用与被讨论量的比值来表示。因为在电磁兼容领域中这些参数的宽范围是常见的，所以常用分贝（dB）表示，分贝有压缩数据的特点，可以用来表示变化范围很大的数值关系。用分贝表示可以使许多以 10 为底的乘幂的比值有简单明了的表示。这种表示方法更大的优点是可以把相乘的比值变成简单的相加，因而能够采用某些概念，如信噪比等。

(1) 功率的分贝单位

两个功率比值的 dB 定义为

$$P_{dB} = 10 \lg \frac{P_1}{P_2} \quad (1-1)$$

其中， $P_1$  为某一功率电平； $P_2$  为用于比较的基准功率电平； $P_1$  和  $P_2$  应采用相同的单位。

需要说明的是，dB 仅为两个量的比值，是无量纲的。随着 dB 表示式中的基准参考量的单位不同，dB 在形式上也带有某种量纲。如以  $P_2 = 1W$  作为基准功率，式（1-1）的分贝值就表示  $P_1$  功率相对于 1W 的倍率，即以 1W 为 0dB。此时以带有功率量纲的分贝 dBW 表示  $P_1$ ，称为分贝瓦，所以

$$P_{dBW} = 10 \lg \frac{P_W}{1W} = 10 \lg P_W \quad (1-2)$$

式中， $P_W$  为以 W 作单位的功率电平， $P_{dBW}$  为以 dBW 作单位的功率电平。

例如，将 50W 的功率转换为 dBW，则

$$(50W)_{dBW} = 10 \lg \frac{50W}{1W} = 10 \lg 50 = 17.0 \text{dBW}$$

如果式 (1-1) 中用  $P_2 = 1\text{mW}$  作为功率基准， $P_1$  的分贝值就用符号 dBmW 表示其单位，称为分贝毫瓦，即

$$P_{dBmW} = 10 \lg \frac{P_{mW}}{1\text{mW}} = 10 \lg P_{mW} \quad (1-3)$$

显然， $0\text{dBW} = 30 \text{dBmW}$ 。

类似地，如果式 (1-1) 中以  $P_2 = 1\mu\text{W}$  作为参考基准功率， $P_1$  的分贝值单位就用 dBμW 表示，称为分贝微瓦。功率用 W 作单位与用 dBW、dBmW、dBμW 作单位的换算关系为

$$\begin{cases} P_{dBW} = 10 \lg P_W \\ P_{dBmW} = 10 \lg P_{mW} = 10 \lg \frac{P_W}{10^{-3}W} = 10 \lg P_W + 30 \\ P_{dB\mu W} = 10 \lg P_{\mu W} = 10 \lg \frac{P_W}{10^{-6}W} = 10 \lg P_W + 60 = 10 \lg P_{mW} + 30 \end{cases} \quad (1-4)$$

在电磁兼容工程中，除了功率习惯用分贝单位表示以外，电压、电流和场强也常用分贝表示。

## (2) 电压的分贝单位

电压的分贝单位定义为

$$U_{dB} = 20 \lg \frac{U_1}{U_2} \quad (1-5)$$

式中， $U_2$  为基准电平。分贝值表示  $U_1$  相对于  $U_2$  的比值的对数函数，反映  $U_1$  和  $U_2$  两个电压的倍率关系。

电压的单位有伏 (V)、毫伏 (mV) 和微伏 (μV)，对应的分贝单位分别有 dBV、dBmV 和 dBμV，分别表示为

$$\begin{cases} U_{dBV} = 20 \lg \frac{U}{1V} = 20 \lg U_V \\ U_{dBmV} = 20 \lg \frac{U_{mV}}{1\text{mV}} = 20 \lg U_{mV} \\ U_{dB\mu V} = 20 \lg \frac{U_{\mu V}}{1\mu V} = 20 \lg U_{\mu V} \end{cases} \quad (1-6)$$

电压用 V 作电压单位和用 dBV，dBmV，dBμV 作单位的换算关系为

$$\begin{cases} U_{dBV} = 20\lg \frac{U_V}{1V} = 20\lg U_V \\ U_{dBmV} = 20\lg \frac{U_V}{10^{-3}V} = 20\lg U_V + 60 \\ U_{dB\mu V} = 20\lg \frac{U_V}{10^{-6}V} = 20\lg U_V + 120 = 20\lg U_{mV} + 60 \end{cases} \quad (1-7)$$

例如,  $U_1 = 10V$ , 用 dBV 单位表示, 等于 20dBV; 用 dBmV 单位表示, 等于 80dBmV; 用 dB $\mu$ V 单位表示, 等于 140 dB $\mu$ V。

即  $10V = 20dBV = 80dBmV = 140dB\mu V$ 。

### (3) 电流的分贝单位

电流的单位有安培(A)、毫安(mA)和微安( $\mu$ A), 对应的分贝单位分别有 dBA、dBmA 和 dB $\mu$ A, 分别表示为

$$\begin{cases} I_{dBA} = 20\lg \frac{I}{1A} = 20\lg I_A \\ I_{dBmA} = 20\lg \frac{I_{mV}}{1mA} = 20\lg I_{mA} \\ I_{dB\mu A} = 20\lg \frac{I_{\mu V}}{1\mu A} = 20\lg I_{\mu A} \end{cases} \quad (1-8)$$

带格式的: 允许文字在单词中间换行

删除的内容:

电流用 A 单位和用 dBA, dBmA, dB $\mu$ A 作单位的换算关系为

$$\begin{cases} I_{dBA} = 20\lg \frac{I_A}{1A} = 20\lg I_A \\ I_{dBmA} = 20\lg \frac{I_A}{10^{-3}A} = 20\lg I_A + 60 \\ I_{dB\mu A} = 20\lg \frac{I_A}{10^{-6}A} = 20\lg I_A + 120 = 20\lg I_{mA} + 60 \end{cases} \quad (1-9)$$

例如, 有  $I = 100mA$ , 用 dBA 单位表示, 等于 -20dBA; 用 dBmA 表示, 等于 40dBmA; 用 dB $\mu$ A 表示, 等于 100 dB $\mu$ A。

即  $100mA = -20dBA = 40dBmA = 100dB\mu A$ 。

### (4) 电场强度、磁场强度的分贝单位

电场强度(E)的单位有 V/m、mV/m 和  $\mu$ V/m, 对应的分贝单位分别有 dBV/m、dBmV/m 和 dB $\mu$ V/m。以 dBV/m 表示时, 它是以 1V/m 为基准的电场强度分贝数, 即

$$E_{dBV/m} = 20\lg \frac{E_{V/m}}{1V/m} = 20\lg E_{V/m} \quad (1-10)$$

因为  $1V/m = 10^3mV/m = 10^6\mu V/m$ , 所以存在  $1V/m = 0dBV/m = 60dBmV/m = 120dB\mu V/m$ 。

磁场强度(H)的单位有 A/m、mA/m 和  $\mu$ A/m, 对应的分贝单位分别有 dBA/m、dBmA/m 和 dB $\mu$ A/m。以 dBA/m 表示时, 它是以 1A/m 为基准的磁场强度分贝数, 即

$$H_{dBA/m} = 20\lg \frac{H_{A/m}}{1A/m} = 20\lg H_{A/m} \quad (1-11)$$

从分贝的定义可以看出,由于分贝反映了两个数之间的比值。因此,当两个数采用相同的单位时(如电压均用V或mV)表示,则其比值的分贝值是不变的。因此,分贝值也常用于表示干扰被抑制的程度,分贝值越高,则干扰抑制效果越好。

## 1.2.4 电磁干扰三要素

形成电磁干扰必须同时具备以下三个因素:

- (1) 电磁干扰源,指产生电磁干扰的元件、器件、设备、分系统、系统或自然现象;
- (2) 耦合途径或称耦合通道,指把能量从干扰源耦合(或传输)到敏感设备上,并使该设备产生响应的媒介;
- (3) 敏感设备或称被干扰设备、干扰接收设备,指对电磁干扰产生响应的设备。

所有的电磁干扰都是由上述三个因素的组合而产生的,把它们称为电磁干扰三要素。如图1-3所示。

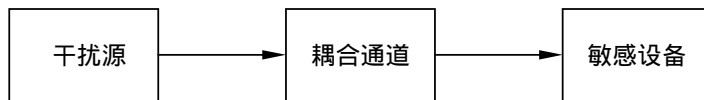


图 1-3 电磁干扰三要素

由电磁干扰源发出的电磁能量,经过某种耦合通道传输至敏感设备,导致敏感设备出现某种形式的响应并产生干扰效果。这一作用过程及其效果,称为电磁干扰效应。

关于电磁干扰的耦合途径,一般分成两种方式,即传导耦合方式和辐射耦合方式。电磁干扰源通过其中的一种耦合方式或同时通过两种方式,对敏感设备进行干扰。

敏感设备是由不同电路原理、不同结构和不同器件组成的、具体的受干扰的电气设备,它们在同一电磁干扰作用下的响应程度差别很大,通常用敏感度来描述敏感设备对电磁干扰的响应程度。敏感度门限是指敏感设备最小可辨别的不希望有的响应信号电平,即敏感电平的最小值。敏感度越高,表示干扰作用响应的可能性越大,即设备抗电磁干扰的能力越差。显然,电气设备的敏感度越高,对信号响应的电平越小,对电磁干扰作用影响性能的门限也越低。

在分析和设计电气设备的电磁兼容性,或解决出现的电磁干扰问题时,首先必须分清干扰源、耦合途径和敏感设备三个基本要素,其中前两个因素尤其难于寻找和分析。在复杂的电气设备中,有时一个元器件,它既是干扰源,同时又被其它信号干扰;有时一个电路受许多干扰源的共同作用;有时干扰途径来自几个渠道,既有传导耦合,又有辐射耦合。为了达到电气设备或系统的电磁兼容性,需要尽量削弱干扰源,抑制干扰耦合途径,降低每个设备的敏感度。

## 1.3 主要的电磁干扰源

### 1.3.1 电磁干扰源的分类

电磁影响的起源可以来自自然界或是人为的。

电磁干扰源有许多种划分方法。按功能划分,有功能性干扰源和非功能性干扰源;按性质划分,有自然干扰源和人为干扰源;按传输方式划分,有传导干扰源和辐射干扰源;按频

带划分,有窄带干扰源和宽带干扰源,等等。功能性干扰源是指设备实现功能过程中造成对其它设备的直接干扰,如雷达、无线电通信;非功能性干扰源是指用电装置在实现自身功能的同时伴随产生或附加产生的副作用,如开关闭合或切断产生的电弧放电、继电器和汽车点火系统。

电磁干扰源通过传导或辐射形式施加电磁干扰。传导干扰是指可以用电路等效的无用的电磁能量,辐射干扰是指从电子设备或其连接中泄漏到空间的无用的电磁能量。

## 1.3.2 自然干扰源

自然干扰源包括大气噪声源、天声噪声源和元器件内部的热噪声源等。大气噪声源包括雷电放电和局部自然干扰源,天声噪声源包括太阳噪声和宇宙噪声。

### 1.3.2.1 雷电放电

雷电是一种大气物理现象,更确切地说是伴随雷电产生的雷电电磁脉冲。雷电电磁脉冲是最为严重的自然电磁干扰源。

#### (1) 雷电的产生及特点

雷云是积聚了大量电荷的云层。当雷云中电荷积累到一定程度,空间电场强度超过大气游离放电的临界电场强度(约 $30\text{kV/cm}$ )时,就会发生云间或对大地的放电,雷电就是由雷云放电引起的。对地面物体而言,起主要破坏作用的是雷云对大地(或接地物体)的放电。

雷电具有以下几个特点:(1)冲击电流大,其峰值范围为数kA至数百kA。(2)持续时间短,一般雷击分为先导放电和主放电两个阶段,其中主放电持续时间约 $50 - 100\mu\text{s}$ 。(3)雷电往往是多重的,同一放电通道中往往有多次放电尾随,放电之间的时间间隔约为 $0.5 - 500\text{ms}$ 。(4)频带宽,雷电冲击波的上升时间多为 $1 - 5\mu\text{s}$ ,雷电冲击波从极低频到 $50\text{MHz}$ 都有能量分布,主要能量分布在 $100\text{kHz}$ 左右,高频分量随 $1/f^2$ 衰减。来自雷电放电的大气干扰的传播取决于频率。在极低频,地波可以传播数百km;电离层波也可传播非常远的距离。雷电的中频和低频分量的传播与相应频率的无线电信号传播相似。

#### (2) 雷电的破坏作用

雷电的危害一般分为直接雷击和雷击感应。

当雷电流直接击中到地面或接地物体(如建筑物)时,大电流将产生强烈的热效应和电动力效应。雷电流流过导体时还将造成不同点之间严重的电位不平衡,在电子设备中造成干扰,也可能使绝缘闪络。同时,雷电放电辐射的电磁能量,对附近和远场点的电气和电子设备产生电磁干扰,对存放易燃物品的建筑物也易引起爆炸的危险。

雷击感应主要有静电感应和电磁感应两种。雷电放电时,先导通道中电荷所产生的静电场突然消失,会在其它导体上感应高电压,这就是静电感应。由于雷电流有极大的峰值和陡度,在它周围的空间产生变化的强大电磁场,处在此电磁场中的导体会感应出较大的电动势,这就是电磁感应。雷击感应的浪涌如果感应在线路上,将沿线路传输并作用到电气和电子设备上,将对其造成极大的危害。对电子设备的危害主要是由雷击在电源和通信线路中感应的电压和电流浪涌引起的。

### 1.3.2.2 局部自然干扰源

沙暴和尘暴是局部的自然干扰源。带电尘粒与导电表面或介质表面相撞后，分别带上不同极性的电荷，可能造成放电。

### 1.3.2.3 天声噪声源

太阳噪声是主要的天声噪声源之一，有热噪声和非热噪声二种形式。处于静止期的太阳所发射的热辐射占据了整个无线电频段。在高于 30GHz 的频段，由太阳表面（绝对温度为 6000K 左右）产生的黑体辐射所覆盖；在较低频段，由太阳的高温表层（色球层和光球层）提供绝大部分辐射。处于活动时期的太阳所产生的辐射与太阳黑子的面积及数目有关。剧烈活动的太阳将产生大于静止期太阳辐射 60dB 的辐射。太阳雀斑也是太阳噪声源的重要形式。1981 年 5 月，各地天文台曾观察到两次奇异的三级双带雀斑，当雀斑发展到极大时，导致全球无线电通信中断两个小时。

宇宙噪声来自非太阳系的外层空间，峰值出现在 150MHz - 200MHz。在 20MHz - 500MHz 频率范围内，宇宙噪声影响相当大。这些噪声会使航天飞行器产生一些随机失效或异常现象，还可能造成通信和遥测中断。

### 1.3.2.4 热噪声

热噪声是电阻一类导体或元器件中由于电子的布朗运动而引起的电噪声。在一定温度下，导体中电子与分子撞击会产生一个短暂的电流小脉冲。由于随机性，电流小脉冲的平均值为零。但电子的随机运动会产生一个交流成分，这个交流成分即为热噪声。从直流到微波范围，电阻热噪声具有均匀的功率谱密度。

## 1.3.3 人为干扰源

除了自然干扰源之外，随着科学技术的发展，人们不断地生产和应用各种用电装置，其中有些装置是用以专门辐射电磁能量的，例如，广播、通信、电视、雷达等无线电装置；还有些装置是无意地辐射电磁能量，例如，交通车辆、照明设备、输电线、工业、科学及医用电子设备等，这些有意或无意产生的电磁能量形成了人为干扰。

### 1.3.3.1 开关操作

开关操作会产生电磁干扰，主要是由于开关在通或断的工作过程中会产生快速变化的电压和电流，这些浪涌电流和尖峰电压形成了干扰源。当开关触头间隙的场强大于介质的击穿场强时，就会发生放电；放电电流较大时，放电就转化为电弧放电。任何开关装置，在断开和闭合时都产生瞬变，在正常工作期间，会出现电弧。由于电弧的存在导致电极的发热，触点金属温度很容易达到金属的汽化点。电流过零时，电弧熄灭，间隙内金属微粒和空间电荷的存在使间隙的击穿电压很低，间隙电压的恢复将使电场迅速超过间隙放电所需的值，电弧

就会重燃。由于开关触点要弹跳几次才能完全闭合，因此介质绝缘强度的部分恢复与间隙电压恢复之间的竞争，会使电弧出现多次熄灭与重燃，整个转换过程中的瞬态电压实际是由一群脉冲组成的。

在切除或闭合电感负载时，这种现象更为明显。实际上，所有回路都存在电感，如图 1-4 所示，图中  $Z_S$  表示源阻抗， $Z_L$  表示负载阻抗，电源电压为  $U_S$ 。当开关断开时，电流迅速从一定值减小到零，由于电流变化率很大，电路电感两端产生幅值很高的瞬时电压脉冲  $V_{pk}$ 。此高电压脉冲将击穿触点间的空气间隙，形成电弧，从而使电流继续流动。电弧产生的条件在实际中是很容易满足的。这是一个瞬态的过程，与电弧熄灭类似，将造成电流的急剧变化，回路中的电感两端会形成幅值很高的电压脉冲，也会产生干扰。这种回路的突然通断形成的电流和电压变化对与开关相联的电路和器件的工作造成严重影响。

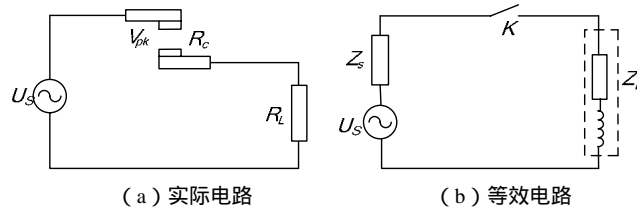


图 1-4 开关触点断开示意图及其等效电路

开关间隙的击穿时间随间隙距离的减小而迅速下降，如果开关电极之间的间隙在 1mm 或以内，则击穿时间为 ns 级或 ns 级以下，因此将导致回路中的高频电流产生，高频分量可以高达数百 MHz。电流波形上升或下降的时间越短，占有的频带越宽，含有的高次谐波越丰富，会产生高频辐射。研究表明，电弧可以在 5MHz - 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 25MHz - 75MHz 之间。高频辐射将在配电线上引起电压及电流的冲击，这种高频辐射和电压电流的冲击就形成了对其它电路的干扰。

继电器是在自动控制中用得很多的一种开关器件，它是一种回路中带有线圈电感的触点开关。在系统或设备中，开关控制着一个或多个回路的通断。每一次通断都伴随着迅速的电流浪涌以及高压浪涌，将产生几百伏的浪涌电压，引起电磁干扰。高压变电站中的开关操作以及直流换流站中换流阀导通和关断时都会产生高频电磁场辐射，影响电力系统二次设备的正常运行。

电气化火车的牵引车辆和市内电车都有接触网装置，导电弓在接触网上的跳动和抖动产生随机和周期性的脉冲干扰，一方面脉冲电流沿接触网的导线传导进入电网形成干扰，另一方面向空间辐射电磁波。

汽车、摩托车、拖拉机等机动车辆的点火装置，是很强的宽带干扰源，产生干扰最主要的原因仍是电流的突变和电弧现象。点火时产生波形前沿陡峭的火花电流脉冲群和电弧，火花电流峰值可达几千安培，并且具有振荡性质，在 100MHz 以内的频率范围内具有很大的干扰场强。例如马路两旁的居民家中电视机屏幕上经常可以接收到汽车、摩托车驶过的干扰信号，汽车等机动车辆中还有发动机风扇、雨刮器的马达等电气设备都会辐射电磁干扰。

很多家用电器，如电扇、洗衣机、吸尘器、电冰箱、空调机、手持电动工具、组合音响、电视机、荧光灯等，它们的功率虽不大，但在启动、转换、停止的瞬间产生较强的电磁干扰。

工业机器中的各种机床，如车床、铣床、冲床、钻床、刨床等，它们的主驱动电机及其控制调速系统，由于功率较大，启停频繁，它们向电网中发射传导干扰，同时也向周围空间散发高频辐射干扰。

### 1.3.3.2 静电放电 (ESD)

静电放电 (ESD) 即积累的静电电荷放电, 是一种自然现象, 也是一种有害的干扰源。当两种介质特性不同的材料发生接触或相互摩擦时, 两者之间会发生电荷的转移, 在材料表面会积累大量正电荷或负电荷。

固体、液体甚至气体都会因接触分离而带上静电, 飞机、车辆、用电设备以及人体都会积累电荷成为带电体。通常人体带电量为  $(0.5 - 5) \mu\text{C}$  (微库仑), 人体对地电容约为数百皮法拉 (pF), 根据  $U = Q / C$  关系, 静电场足以使人体充电到很高的电位。若假设人体对地电容取  $C = 150\text{pF}$ , 人体带电量  $Q = 3\mu\text{C}$ , 可以计算得人体对地电压为  $U = 20\text{kV}$ 。

当电荷积累到一定量时, 带电物体与其它物体接近时就会产生电晕放电或火花放电, 形成静电放电干扰。在弹药、火工品及易燃易爆气体、粉尘等静电危险场所, 因静电危害造成了许多燃烧、爆炸等恶性事故。当把绝缘性很高的粉粒由气流输送经过管道和滑槽进入大型料仓时, 在沉积的圆锥型粉堆表面可能发生强烈的放电。随着粉料的不断灌充, 堆积状态的粉体电荷密度迅速增加, 表面的场强也不断增强。当场强增加到一定程度时, 首先在粉堆的顶部产生空气电离, 形成从仓壁到粉堆顶部的等离子体通道, 使粉堆与仓壁之间发生静电放电。在航天、航空方面, 静电危害曾使飞机坠毁、火箭发射失败、卫星发生故障。

随着电子设备在电力系统中的广泛应用, 静电放电也会对电子设备产生干扰。当带电体接触电子设备时, 产生的放电电流造成噪声干扰, 影响电子设备的正常工作, 还可能导致设备的永久性损坏。大多数半导体器件都很容易受静电放电而损坏, 特别是大规模集成电路器件更为脆弱, 静电荷在物体上的累积往往使物体对地形成高电压, 在附近形成强电场。很强的静电场会导致 MOS 场效应器件的栅氧化层被击穿, 使器件失效。另一种故障是静电放电脉冲的能量产生局部发热, 使半导体局部熔断损坏。潜在性静电危害是一般静电危害中最棘手的问题, 它不易被发现, 如当 MOS 器件栅极上外加电场时, 在该电场作用下, 如果栅极没有被击穿, 也可以使  $\text{SiO}_2$  膜中及  $\text{Al/SiO}_2$  界面处所俘获的  $\text{Na}^+$  离子漂移而群集在  $\text{SiO}_2/\text{Si}$  界面的缺陷中心处, 为器件使用中的局部击穿埋下隐患, 造成潜在的静电伤害。在静电放电过程中会产生上升时间极快、持续时间极短的初始大电流, 并产生强烈的电磁辐射形成静电放电电磁脉冲, 其电磁能量往往会引起电子系统中敏感部件的损坏、翻转, 或使保护装置误动。

### 1.3.3.3 输电线路

随着输电线路电压等级的不断提高, 高压输电线路所产生的电磁辐射对通信线路、广播电视、人体产生的影响, 越来越受到人们的关注。

#### (1) 工频电磁干扰

输电线路对通信线路的影响包括静电感应和电磁感应。由于静电耦合作用, 输电线路的电场会在邻近的通信线路上产生感应电压, 即静电感应。同样, 输电线路的磁场也会在邻近的通信线路上产生感应电压。

高压输电线是其邻近地方的电场和磁场源。这种输电线载有电压通常超过  $100\text{kV}$ 、电流超过  $1000\text{A}$ 。图 1-5 所示为一条架设高度距地面约  $10\text{m}$  的  $500\text{kV}$  输电线下方地面处的电场。由图可知, 较高的电场强度存在于输电线的下方, 而且一般电场最大值出现在边相导线的外侧附近。



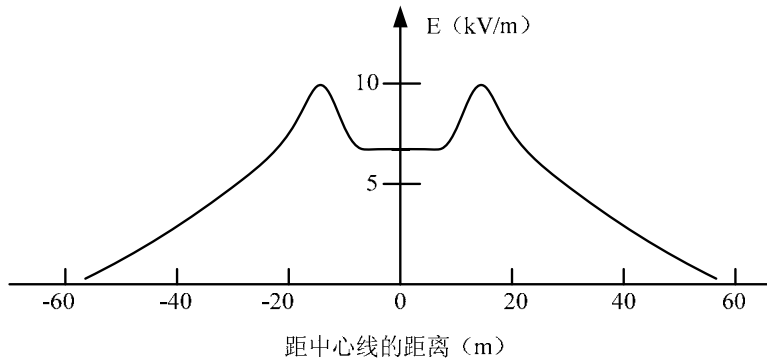


图 1-5 500kV 输电线路下方地面处的电场强度

## (2) 瞬态电磁干扰

在瞬态干扰方面，输电线路主要存在电晕放电和间隙击穿等问题。

高压输电线路工作时，导线（电极）附近存在很强的电场。由于宇宙射线和其它作用，在导线表面附近空气中存在的大量的自由电子，在电场作用下加速撞击气体分子，使气体分子发生电离。电场强度越高，气体电离加剧。伴随着电离和复合等过程，辐射出大量光子，在黑暗中可以看到在导线附近空间有蓝色的晕光，同时还伴有滋滋放电声，这种特定形式的气体放电称为电晕放电。在工频电压的每半个周期内，当电场强度比较高时，就会产生电晕；当场强较低时，电晕放电就会熄灭。因此，电晕放电是以脉冲群的形式存在，脉冲群宽度为几毫秒，组成脉冲群的窄脉冲重复频率很高，宽度和上升时间为数纳秒。

高压输电线路的导线、绝缘子和各种金具上较容易出现电晕。一般来说，交流线路的无线电干扰比直流线路的大。

发生电晕放电时，会产生高频脉冲电流，而且会辐射出大量电磁波，造成对电子设备和无线电的干扰。随着输电线路电压的不断提高，延伸范围不断扩大，线路上电晕造成的无线电干扰已成为输电线路对外不可忽视的电磁干扰。

在恶劣天气条件下，如雨天和雪天，电晕放电会大大加剧，高压电力传输线干扰电平可能提高 10 - 20dB。随着电力线路的老化，干扰电平也会发生变化。

间隙击穿发生在电力设备两个互相靠近、电位不等的尖端之间。间隙击穿时，放电电流产生很高的辐射频谱，辐射分量延伸至特高频段。我国的中波调幅广播频率范围为 0.5 - 1.6MHz，电视广播频率范围为 48.5 - 92MHz，而输电线路产生的无线电杂音频率范围为 0.1 - 100MHz，所以对中波无线电广播和电视的部分频道有较大影响。

### 1.3.3.4 无线电干扰源

无线电是指在自由空间（空气和真空）传播的电磁波，其频率范围为一个有限频带，上限频率为 300GHz，下限频率较不统一。在各种射频规范中，常见的有三种：3kHz - 300GHz（ITU - 国际电信联盟规定），9kHz - 300GHz，10kHz - 300GHz。

无线电技术是通过无线电波传播信号的技术，其原理在于导体中电流强弱的改变会产生无线电波。作为现代文明标志的广播电视、四通八达的通讯工具、空中交通管理雷达、远程导航仪器等先进设备，它们的发射机发射很强的电磁波，对于它们相应的接收设备来说，这些电磁波是传送信息的重要载体，但是对于其它各种电子仪器和设备来说却是危险的干扰源。由于这些干扰源通常都具有高频、宽频带的特点，所以其它系统感应的干扰电压和电

流就比较大，就会对其它系统的工作产生影响。

截止到 2006 年底，我国的无线电台站的总数达到了 260 多万，卫星地球通信站 1.3 万个，广播电台 4.6 万个，在用卫星通信网络 170 个，包括单向和双向的。大量的移动通信发射机也都是电磁辐射干扰源。

一台发射机除了发射工作频带内的基波信号外，还带有谐波信号发射和非谐波信号发射，它们将对有限的频谱资源产生污染。

随着辐射源数量的增加，干扰辐射的数量也在增加。对电磁兼容的需要也变得越来越重要。广播发射机为了保证具有较远的信息传送距离，往往辐射较强的发射功率，因此，对自然环境干扰就不能忽略不计。采用高功率低频、中频和高频发射机已经引起电离层结构的改变。同时还有一些意外事故，譬如空中和海上的失事，消防、公安和卫生保健服务活动的受阻等，都有可能是无线电干扰的结果。现在已经制定了一些相关的法律，比如禁止在医院、机场、飞机上、军事重地等使用移动电话，就是为了防止无线电干扰。

## 1.4 电磁干扰的危害

电子设备和系统受强电设备干扰或系统内部的电磁影响，造成性能下降或不能工作的情况，是电磁干扰最为常见的危害。在军事上，由于飞机和军舰等军事装备中防御电子系统和进攻电子系统的相互干扰不能同时兼容工作，而遭到对方发射导弹的攻击的战例也很多。

概括而言，电磁能量对人类活动有三大危害：(1) 电磁干扰会破坏或降低电子设备的工作性能；(2) 电磁干扰能量可能引起易燃易爆物的起火和爆炸，造成武器系统的失灵、储油罐起火爆炸，带来巨大的经济损失和人身伤亡；(3) 电磁干扰能量可对人体组织器官造成伤害，危及人类的身体健康。

### 1.4.1 电磁干扰对电气、电子设备的危害

电磁干扰对电气、电子设备或系统，特别是对含有半导体器件的设备或系统会产生严重的破坏作用。半导体器件的损伤阈值一般为  $10^{-5} - 10^{-2} \text{J/cm}^2$ ，易损器件则降为  $0.1 - 1 \mu\text{J/cm}^2$ ；若不损坏器件，只引起瞬时失效或干扰，其损伤阈值还要低 2 - 3 个数量级。

上述损坏效应归纳起来主要有：

#### (1) 高压击穿

当器件接收电磁能量后可转化为大电流，在高阻抗处也可转化为高电压，结果可引起接点、部件或回路间的电击穿，导致器件的损坏或瞬时失效。例如脉宽  $0.1 \mu\text{s}$ 、电流幅值为 1A 的电流脉冲，可在 1pF 的电容接点产生 100kV 电压，该接点被击穿后还会产生数百 kHz 的衰减正弦振荡，并辐射出电磁波。

#### (2) 器件烧毁或受瞬变干扰

除高压击穿外，器件因瞬变电压造成短路损坏的原因一般都归结于功率过大而烧毁，或 PN 结的电压过高而击穿，无论是集成电路、存储器还是晶体管、二极管、可控硅等都是同样的。大多数半导体器件的最低损坏的有效功率为  $1 \mu\text{s}$ 、10W 或  $10 \mu\text{J}$ ，一些敏感器件为  $1 \mu\text{s}$ 、1W 或  $1 \mu\text{J}$ 。一般硅晶体管 E 和 B 之间的反向击穿电压为 2 - 5V，而且它还随温度升高而下降，干扰电压很容易把它们损坏。

关于半导体器件损坏或受瞬变干扰的过程还可以出现以下几种情况：

1) 所有 CMOS 器件都用氧化膜绝缘或用它保护集成电路中的不同元件，但氧化膜的厚度只有几  $\mu\text{m}$ ，一旦电压超过氧化膜的绝缘强度便会将它击穿，造成短路。

2) 当电流通过 PN 结构时, 由于电流的不均匀往往会烧毁镀敷的金属导体, 造成开路。

3) 出现因瞬变电压的能量尚不足以立即造成损坏, 但会使性能下降, 数据丢失, 产生误动作, 使半导体进入不能自动复原的导通状态 (俗称死机); 而切断电源重新开机后又恢复正常现象。

4) 器件存在潜伏性的损毁过程, 即器件反复经受瞬变电压的冲击, 每次都使性能降低一些, 积累起来后会在某一天使产品出现灾难性的损坏。以整流二极管为例, 在经受很高的瞬变电压之后, 二极管的反向漏电流会增加。每经受一次冲击, 反向漏电流会增加一些, 表面看来设备仍能工作, 性能没有明显变化, 但发热增大, 到最后有一天会由于偶然的一个瞬变电压导致二极管烧毁。这种潜伏性损毁在半导体中是屡见不鲜的, 半导体在制造时产生的缺陷也会造成潜伏性损毁。对于无源器件, 瞬变电压也同样会造成无源元件的烧毁或性能降低, 如降低耐压和额定工作电压以及降低其它电气性能。

#### (3) 电涌冲击

对有金属屏蔽的电子设备, 即使壳体外的微波能量不能直接辐射到设备内部, 但是在金属屏蔽壳体上感应的脉冲大电流, 像浪涌一样在壳体上流动, 壳体上的缝隙、孔洞、外露引线一旦将一部分浪涌电流引入壳内设备, 就足以使内部的敏感器件损坏。

#### (4) 影响电路正常工作

电磁干扰对低压电子电路有较大影响。对模拟电路的影响随干扰强度的增大而增大, 直接影响电路的工作性能和参数; 对数字电路, 电磁干扰容易导致信号电平的变化, 从而影响数据链传输的准确性。

## 1.4.2 电磁能量对易燃易爆装置的危害

在现代飞机、导弹、坦克和军舰上有许多电引爆装置, 它已成为军械系统必不可少的设备。例如: 美国土星火箭上大约使用了 150 个电爆装置; 一架飞机使用的电爆装置也在百个以上。电磁波通过电爆装置的控制线路, 感应耦合形成干扰电流可引起爆炸。可能干扰电爆装置, 使其误引爆。电磁波对电引爆器构成严重威胁的例子不胜枚举。

早在 1932 年英国就有射频能量造成意外爆炸事故的记载。1949 年美国杜邦公司记载, 在石油勘探船上, 由于一台 50W 发射机的水平天线 (长 7.6m, 工作频率 1602kHz) 在一枚 5 磅烈性炸药的引爆电路上感应出 0.42A 的电流而引起意外爆炸。

另外, 飞机机翼悬挂的副油箱在无线电辐射干扰下引起误投放; 军舰的鱼雷在调频广播电台电磁波作用下出现意外发射等等事故屡见不鲜。大量试验表明, 这些都是由于电磁干扰的能量所致。

## 1.4.3 电磁干扰对燃油的危害

各种燃油在强电磁场作用下有发生燃烧和爆炸的危险。一般的常见事故有三种情况。

#### (1) 直接照射

试验表明, 燃油蒸汽在电磁波频率为 2MHz - 13MHz 范围发射天线辐射的电磁波照射下, 如果发射功率为 100W, 天线与燃油距离为 11.5m - 75m 之间就会发生自燃而引起爆炸。

#### (2) 电火花点燃

在大功率发射天线周围给飞机加油时, 在特定条件下当油枪嘴从飞机油箱中抽出来的瞬间会引起爆炸。据试验研究指出, 引起电弧和电火花放电所需要的伏安极限是 50VA。一辆中型加油车为飞机加油时, 如在飞机油箱附近存在电磁波辐射, 这个电磁波频率若在 24MHz

- 32MHz 之间, 场强只需要 37V/m 即可获得引起火花放电的电磁能量, 达到 50VA 的极限值。

1989 年 8 月 12 日, 我国青岛市黄岛地区一座 2.3m<sup>3</sup> 半地下式非金属油罐在雷雨中一声雷响后起火, 引爆了周围的三座油罐。大火烧了 104 小时, 共死亡 19 人, 78 人受伤, 烧掉原油 3.6 万吨。事后分析表明, 引起如此大事故的原因是油罐内的钢筋和金属构件互不连接, 日久钢筋外露, 因雷电感应产生火花, 当时油库人员违章在雷雨中为油罐输油, 从而引燃油气导致了事故的发生。

### (3) 静电放电

当易挥发的燃油装在密封的油罐车中运输时, 由于燃油在车罐内晃动摩擦会造成电荷积累, 产生静电放电。当挥发的油蒸汽和空气的混合物比例合适时就会起火爆炸。

## 1.4.4 电磁能量对人体的危害

电磁能量通过对人体组织器官的物理化学作用会产生有害的生理效应, 造成较严重的危害。电磁辐射对人体的危害表现为热效应和非热效应两方面。

热效应是由电磁辐射强度大于 10mW/cm<sup>2</sup> 时产生的, 使机体体温升高。这是由于生物组织在电磁场作用下, 产生“位移”电流, 电介质振动和局部感应涡流而引起的。不同频率、不同场型的外界激发强场可使电子重新排列, 分子自旋轴向偏转, 分子或电子间的摩擦加速。电磁辐射通过对细胞加热增加血液的流通和发热, 并使外部神经末梢受到加热刺激作用产生病理、生理和神经反应。电磁辐射的生物作用与功率密度成正比, 且波长愈短, 组织穿透深度愈小, 组织内吸收能量就愈大。研究表明, 1GHz 以下的射线能透入深部组织, 并在此处被吸收; 频率低于 150MHz 时则能透过人体。当频率为 1GHz - 3GHz 时, 电磁波透入的程度因组织的特性而有所不同, 其结果是在组织的表层或深部都有可能被吸收。而在 3GHz 以上, 能量主要被皮肤吸收, 只加热表面皮肤。人的整个身体的温度超过正常体温时, 每升高 1°C, 基础代谢大约增加 5% - 14%, 在组织中的氧气需要增加 50% - 100%。因此热效应对人体的伤害是明显的, 人体的不同部位由于散热效率不同, 受伤害的程度不一样。

非热效应是由低于 10mW/cm<sup>2</sup> 的低中强度辐射长期作用引起的。非热效应的作用机理目前虽然还不完全了解, 但它确实存在危害, 表现为在适当频率和强度的电磁场中, 人的血液特性有微小变化, 在射频场作用下, 染色体结构出现异变。

过量的电磁辐射可导致有害的作用, 重要的是如何确定能造成危害的辐射能量。包括我国在内的很多国家, 制订了有关电磁辐射公众照射的安全性规定。美国及大多数西方国家采用的最高安全接触水平为: 在正常环境条件下, 对入射电磁能的频率为 10MHz - 100GHz 时, 连续波的辐射防护标准定为 10mW/cm<sup>2</sup>。可调频场的功率密度按 0.1 小时求其平均值, 即接触时间在 0.1 小时或以上者, 其功率密度为 10mW/cm<sup>2</sup>; 或者在任何 0.1 小时期间内, 能量密度为 1mW·h/cm<sup>2</sup>。

高压输电线路在运行时, 将在周围产生较强的工频电场和工频磁场。关于工频电场对人体影响的机理, 尚未取得一致结论。国外医学研究结果表明, 强电输电线的电磁场对人体组织将产生有害影响。据德国医学杂志报道, 住在强电输电线附近的居民, 由于强电场的长时间作用, 血液和神经系统发生变性, 使一些居民受电的污染而死亡。前苏联研究结果表明, 当电场强度在 5kV/m 以下时, 对人身安全并不构成威胁, 但这只是对维护工作人员来说的, 并未考虑长时间居住条件下对人们的长期污染问题, 其影响尚需进行试验确定。同样, 关于工频磁场对人体的影响, 也尚未有一致的看法。实际上, 家用电器在居室中产生的电磁波要比高压输电线强很多倍。这些电器很多都是在人体很近的地方使用, 如剃须刀和电吹风。每天使用剃须刀的时间如超过 2.5 分钟, 就会对身体造成伤害。受电磁波辐射的时间越长, 受

到的危害越严重。

## 2 电磁干扰传输和耦合理论

### 2.1 电磁干扰的传输途径

任何电磁干扰的发生都必然存在干扰能量的传输和传输途径（或传输通道）。通常认为电磁干扰传输有两种方式：一种是传导传输方式，另一种是辐射传输方式。因此从被干扰的敏感器角度来看，干扰的耦合可分为传导耦合和辐射耦合两类。

对于耦合方式的具体划分，有多种方式。一种比较简单的划分方法为：把电容性耦合、电感性耦合以及综合两者共同作用的两导体间的感应耦合均归属于传导范畴，而辐射耦合则是场对路的电磁场感应。即传导耦合包括通过线路的电路性耦合，以及导体间电容和互感而形成的耦合，可以建立电路模型进行分析。

传导传输必须在干扰源和敏感器之间有完整的电路连接，干扰信号沿着这个连接电路传递到敏感器，发生干扰现象。这个传输电路可包括导线、设备的导电构件、供电电源、公共阻抗、接地平面、电阻、电感、电容和互感元件等。

辐射传输则是通过介质以电磁波的形式传播，干扰能量按电磁场的规律向周围空间发射。常见的辐射耦合有三种方式：（1）电磁波被天线接收，称为天线耦合；（2）空间电磁场对导线感应，称为场对线耦合；（3）空间电磁场对闭合回路的耦合，称为闭合回路耦合。

在实际工程中，两个设备之间发生干扰通常包含着许多种途径的耦合，如图 2-1 表示家用电吹风机对电视机产生干扰的耦合途径。电吹风机是干扰源，它一方面产生射频噪声，向空间发射，以辐射传输的方式通过电视机天线耦合引起干扰（图中 ①）；同时射频噪声还在电视机的电源线中感应，再以传导方式进入电视机（图中 ②）；另一方面，吹风机还在电源中产生高频谐波和尖脉冲波，通过连接导线以传导耦合方式使电视机受到干扰（图中 ③）。这样可以看到电视机受到三种途径的干扰。正因为实际中发生的电磁干扰是多途径的，反复交叉耦合，才使电磁干扰变得难以准确分析与控制。

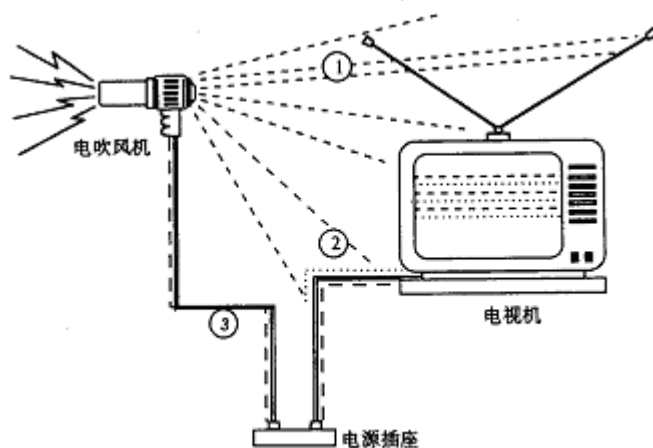


图 2-1 电吹风机对电视机的干扰

### 2.2 传导耦合原理

传导耦合按其原理可分为三种基本的耦合形式：电阻性耦合、电感性耦合和电容性耦合，

分别简称为阻性耦合、感性耦合和容性耦合。在实际情况中，它们往往是同时存在、互相联系的。

## 2.2.1 电阻性耦合

### 2.2.1.1 耦合机理

电阻性耦合是最常见最简单的传导耦合方式。其耦合途径为载流导体，如两个电路的连接导线、设备和设备之间的信号连线、电源和负载之间的电源线等。它们除了正常传递控制信号和供电电流之外，还通过导线传送干扰信号，如可控硅调速装置中较严重的高频干扰通过导线传输给电动机，使电枢发热；各种按键开关操作时因触头抖动引起的瞬态干扰会沿控制线传导耦合到被控制电路；印刷电路板受潮后引起线间绝缘强度降低易发生漏电干扰等。

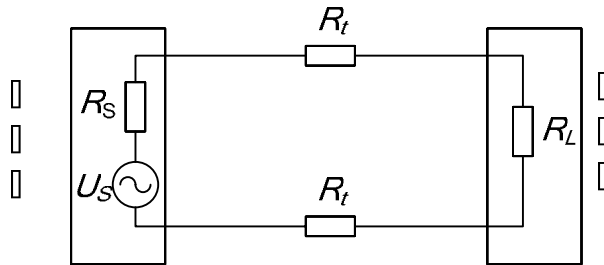


图 2-2 电阻性传导耦合电路

图 2-2 为电阻性传导耦合的典型电路，干扰源通过传输线（其电阻用电阻  $R_t$  表示）直接耦合到干扰接收器（输入电阻为  $R_L$ ）上。设  $U_s$  为干扰源电压， $R_s$  为干扰源内阻，则接收器上电压为

$$U_L = \frac{R_L}{R_s + 2R_t + R_L} U_s \quad (2-1)$$

图中干扰源电压  $U_s$  常常是两个电路共用的连接导线  $R_t$  上的压降。当其中一个电路工作时，由于导线具有一定的阻抗，因此两端有电压降落。这个降落的电压将对另一个电路产生干扰。

### 2.2.1.2 导线的阻抗

#### (1) 导线的电阻

在直流条件下，导线电阻  $R_{DC}$  为

$$R_{DC} = \frac{\rho l}{S} \quad (2-2)$$

式中， $l$  为导线长度， $S$  为导线截面积， $\rho$  为导线电阻率。

在交流条件下，由于导体内部电磁场能量的消耗，电流集中于导线表面，这就是趋肤效应。电流聚集在导体表面的深度，可以用透入深度  $\delta$  表示：

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu\sigma}} = \frac{66}{\sqrt{\mu_r \sigma_{cu} f}} \quad (\text{mm}) \quad (2-3)$$

式中， $\mu$ 、 $\sigma$ 分别为导体的磁导率和电导率， $\mu_r$ 、 $\sigma_{cu}$ 分别为导体的相对磁导率和相对于铜的电导率， $f$ 为频率。

由上式可见，频率越高，导体的电导率越高或磁导率越高，则趋肤效应越明显，透入深度越小。如在 50Hz 时，铜导体的透入深度为 9.33mm；而在 500kHz 时，透入深度仅为 0.0933mm。虽然铁的电导率较铜的低，但磁导率很高（约为铜的 1000 倍），因此铁导体中的趋肤效应较铜导体中明显得多。如在 50Hz 和 500kHz 时，铁导体中的透入深度分别为 0.712mm 和 0.00712mm。受趋肤效应影响，在交流条件下的导线的实际电阻较直流时大，且频率越高，电阻越大。

在高频条件下，由于趋肤效应使电流集中于表面，等效于导线的截面积减小。当频率很高时，对于直径为  $d$  的导线， $\delta \ll d$ ，其导电截面积变为

$$S = \pi d \delta \quad (2-4)$$

于是，高频情况下圆直铜导线的交流电阻为

$$R_{AC} \approx R_{DC} \frac{\pi (d/2)^2}{\pi d \delta} = R_{DC} \frac{d}{4\delta} \quad (2-5)$$

上式成立的前提条件是，电流密度在导电截面内是均匀的。实际上，在高频条件下，在导电截面中电流不是均匀分布的，越靠近导线外层的导体电流密度越大。因此，导线的交流电阻较上式给出的值更大。

扁平矩形截面导线是接地线中常用的一种，如输电网中的母线，印刷板中的地线等均为扁平矩形截面。它的直流电阻为

$$R_{DC} = \frac{\rho l}{wt} \quad (2-6)$$

式中， $l$  为长度， $w$  为线宽， $t$  为线的厚度。考虑趋肤效应时，交流电阻近似为

$$R_{AC} = \frac{\rho l}{w \cdot \delta} \quad (2-7)$$

### (2) 导线的电感

在高频时，除了考虑交流电阻外，导线的电感将起主要作用。对于长度为  $l$ 、直径为  $d$  的圆直导线，其电感为

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left( \ln \frac{4l}{d} - \frac{3}{4} \right) \quad (2-8)$$

扁平矩形线的电感为

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left( \ln \frac{2l}{w+t} + \frac{1}{2} \right) \quad (2-9)$$

式中， $l$ 、 $w$ 、 $t$  分别为扁平矩形线的长度、宽度和厚度。

### (3) 导线的阻抗

导线的阻抗为电阻与感抗之和，即

$$Z_g = R_{AC} + jX_L = R_{AC} + j2\pi fL \quad (2-10)$$



### 2.2.1.3 电阻性耦合例子

在实际工程中,常见的有两种典型的电阻性耦合模式:公共地阻抗耦合,公共电源耦合。

#### (1) 公共地阻抗耦合

公共地阻抗耦合是指设备与设备之间的公共接地线的阻抗,或者电路和电路的公用信号回线的微小阻抗所产生的干扰传递。公共地线包括机壳接地线、机框搭接线、金属接地板、接地网络和接地母线等。

在电路设计中,强调公共地之间的等电位概念。根据上一节分析,地线电阻并不是绝对为零,而是有 mΩ 级的阻值,印刷电路板上一根长 10 cm,厚 0.03 mm,宽 1 mm 的铜箔地线,它的直流电阻为  $R_{DC} = 57.33 \text{ m}\Omega$ 。如果电路工作在高频下,还要考虑它的电感影响。在 1 MHz 频率下,该地线的阻抗接近  $1 \Omega$ ,可见公共地阻抗的耦合是不可低估的传导路径。

图 2-3 是一个公共地阻抗耦合的实际电路。图中电流  $I_1$  可经过 GH 段地线阻抗  $Z_g$  耦合到回路 2 中,从而对  $I_{C2}$  造成影响。

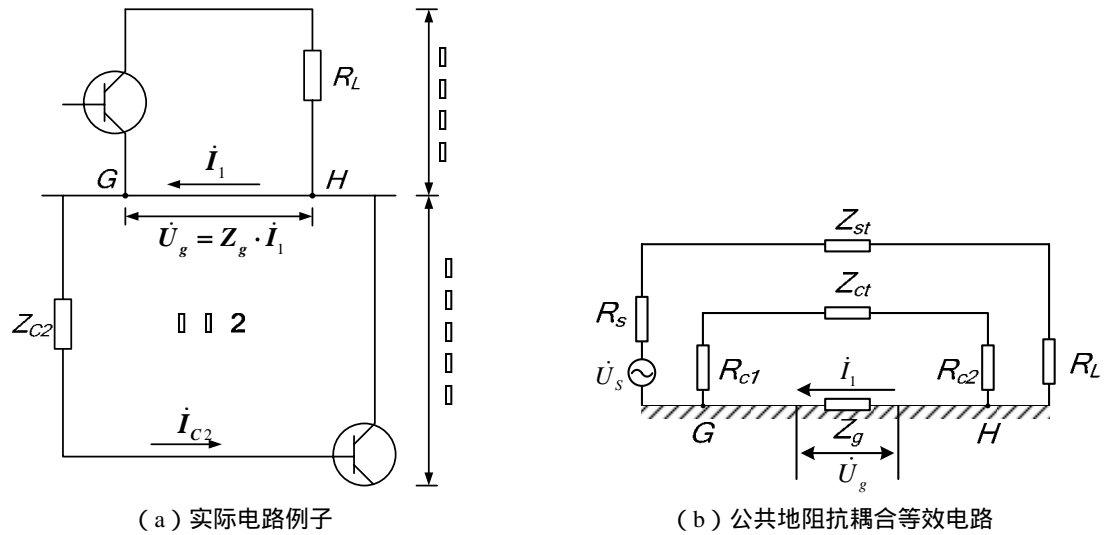


图 2-3 公共地阻抗耦合电路

公共地阻抗耦合可以用图 2-3 (b) 所示的等效电路来分析。图中  $U_s$  为干扰源电压,  $R_s$  为干扰源内阻,  $R_L$  为干扰源回路的负载,  $Z_{st}$  为干扰源回路的连接线阻抗,  $R_{C1}$  和  $R_{C2}$  分别是被干扰回路的内阻和负载,  $Z_{Ct}$  是被干扰回路的连线阻抗,  $Z_g$  为 GH 段共地阻抗。

在干扰源回路中,一般有  $R_s + Z_{st} + R_L \gg Z_g$ , 因此可得回路电流  $I_1$  为

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_s}{R_s + R_L + Z_{st}} \quad (2-11)$$

$I_1$  在共地阻抗  $Z_g$  上引起干扰电压  $U_g$  为:

$$\dot{U}_g = \dot{I}_1 Z_g = \frac{Z_g}{R_s + R_L + Z_{st}} \dot{U}_s \quad (2-12)$$

$Z_g$  上的电压降  $U_g$  在接收回路中引起负载  $R_{C2}$  上附加的干扰电压为

$$\dot{U}_{C2} = \frac{R_{C2}}{R_{C1} + R_{C2} + Z_{Ct}} \dot{U}_g = \frac{R_{C2} Z_g \dot{U}_s}{(R_{C1} + R_{C2} + Z_{Ct})(R_s + R_L + Z_{st})} \quad (2-13)$$

需要说明的是,在上述典型电路中,通常接收回路也是存在信号源的。为了分析共地阻

抗耦合的干扰电压，假设它不作用，得到作用在  $R_{C2}$  上的净干扰量  $U_{C2}$ 。

## (2) 共电源耦合

在实际中，一个公用电源供电给多个负载是比较常见的。如图 2-4 是一个共电源供电电路，这种共电源的供电方式会造成传导耦合干扰。共电源耦合是由电源内阻抗引起的传导耦合。当电路 1 由于阻抗  $R_1$  的变化发生突变，或感应了干扰电压时，就会在电阻  $R_0$ （含电源内阻和线路阻抗）上产生一个干扰电压增量，导致电源输出电压变化，从而传递到电路 2 中。电路 1 中的电压突变量可以视为一个暂态电压源，如图中的  $U_{1s}$ 。

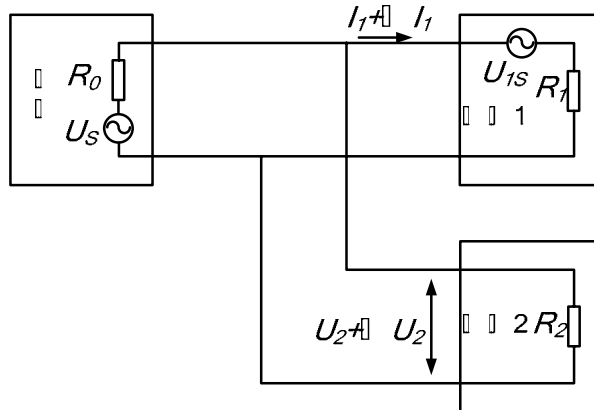


图 2-4 共电源供电电路的干扰传递

由图可以得到该突变电压在电路 2 上造成的电压变化量  $\Delta U_2$  为

$$\Delta U_2 = \frac{R_2 // R_0}{R_2 // R_0 + R_1} U_{1s} = \frac{R_2 R_0}{R_1 R_2 + R_1 R_0 + R_2 R_0} U_{1s} \quad (2-14)$$

可见只要任一负载电路中产生干扰信号，都会通过电源内阻耦合传导到其他负载电路中。由上式可见，如  $R_0 = 0$ ，则  $\Delta U_2 = 0$ ，即电源无内阻，干扰就不会传导。而实际上电源内阻不可能为零。

## 2.2.2 电容性耦合

### 2.2.2.1 耦合机理

电场中的任何一个导体都要受到其它带电导体的影响。当物体带电荷时，电荷周围存在电场。电场中的导体在外部场的作用下，其内部的电荷将重新分布，导体周围的电场发生变化，这是一种电场耦合。

两个导体间电场耦合的程度取决于导体的形状、尺寸、相互位置和周围介质的性质，即取决于两导体的分布电容  $C$ 。由电场分析可求得两导体的电位和以及导体的电量  $Q$ ，从而可以计算得到各种结构导体间的分布电容。

图 2-5 表示电路 1 和电路 2 通过两根导线间电容  $C_{12}$  引起电容性耦合的情况。电路 1 中导体 A 有对地电压  $U_s$ ，为干扰源。导体 B 所在的电路 2 为干扰接收电路。通过图 2-5 (b) 所示的等效电路，可以得到传导耦合到接收电路的电压  $U_C$ 。可以得到

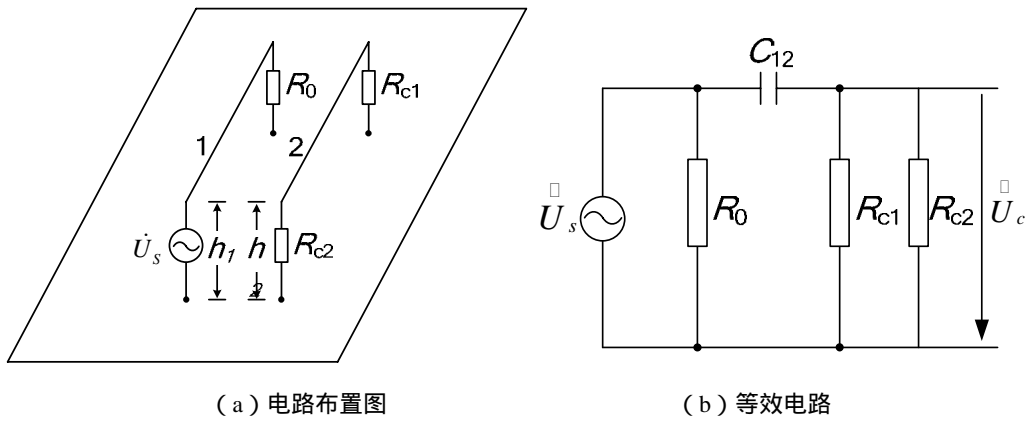


图 2-5 电容耦合模型

$$\dot{U}_c = \frac{R_c}{R_c + jX_c} \dot{U}_s \quad (2-15)$$

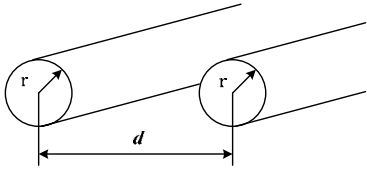
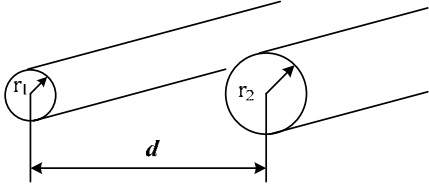
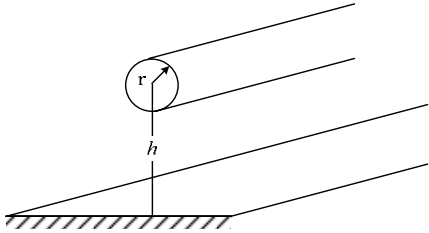
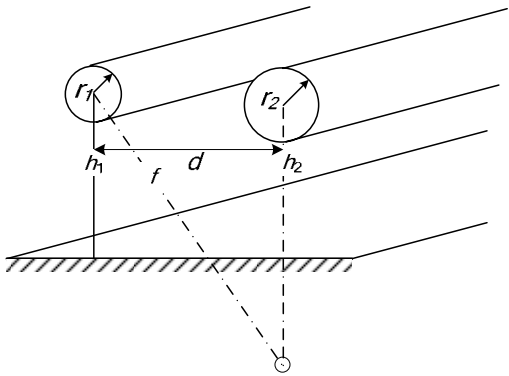
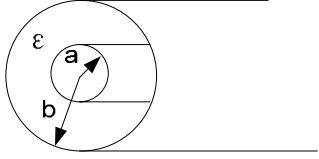
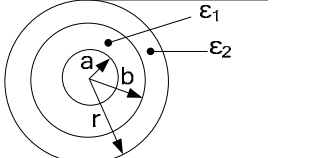
式中， $R_c = R_{c1} // R_{c2}$ ， $X_c = -\frac{1}{\omega C_{12}} = \frac{1}{2\pi f C_{12}}$ ，即

$$\dot{U}_c = \frac{j2\pi f C_{12} R_c}{1 + j2\pi f C_{12} R_c} \dot{U}_s \quad (2-16)$$

一般导体间的耦合电容  $C_{12}$  都很小，有  $2\pi f C_{12} R_c \ll 1$ ，可以认为， $U_c$  正比于  $f C_{12} R_c$ 。因此干扰源频率  $f$  越高电容耦合就越强；同时，接收电路的阻抗  $R_c$  越高，感应的电容耦合干扰越大；干扰源与接收器之间的分布电容  $C_{12}$  越小，干扰耦合就越小。

表 2-1 列出了常见导线分布电容的计算公式。

表 2-1 几种传输线电容计算公式

传输线类型	图示	单位长度的电容 (F/m)
平行直导线		$\frac{C}{l} = 1.21 \times 10^{-11} \frac{1}{\lg \left( \frac{d + \sqrt{d^2 - 4r^2}}{2r} \right)}$ <p>当 <math>d \gg r</math> 时</p> $\frac{C}{l} = 1.21 \times 10^{-11} \frac{1}{\lg \frac{d}{r}}$
		<p>当 <math>d \gg r_1, r_2</math> 时</p> $\frac{C}{l} \approx \frac{2.42 \times 10^{-11}}{\lg \frac{d^2}{r_1 r_2}}$
地面上方平行直导线		$\frac{C}{l} = \frac{2.42 \times 10^{-11}}{\lg \left( \frac{h + \sqrt{h^2 - r^2}}{r} \right)}$
		$\frac{C}{l} = \frac{1.1 \times 10^{-10} \ln \frac{f}{d}}{\ln \frac{2h_1}{r_1} \ln \frac{2h_2}{r_2} - \left( \ln \frac{f}{d} \right)^2}$ <p>当 <math>r_1 = r_2 = r, h_1 = h_2 = h</math> 时</p> $\frac{C}{l} = \frac{1.1 \times 10^{-10} \ln \frac{\sqrt{d^2 + 4h^2}}{d}}{\left( \ln \frac{2h}{r} \right)^2 - \left( \ln \frac{f}{d} \right)^2}$
同轴电缆		$\frac{C}{l} = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{b}{a}}$
		$\frac{C}{l} = \frac{2\pi}{\frac{1}{\epsilon_1} \ln \frac{b}{a} + \frac{1}{\epsilon_2} \ln \frac{r}{b}}$

## 2.2.2.2 电容性干扰例子

### (1) 导线对导线的电容性耦合

如图 2-6 所示，导线 1 为干扰源，其对地电压为  $U_1 = 10V$ ，干扰源的频率  $f = 10MHz$ ，导线 2 所在的干扰接收电路中接有一负载  $R_C$ 。导线 1 和导线 2 的直径均为  $d = 2mm$ ，两导线相距  $a = 20mm$ ，导线离地面高度  $h = 10mm$ 。

干扰模型及其等效电路如图 2-7 所示。

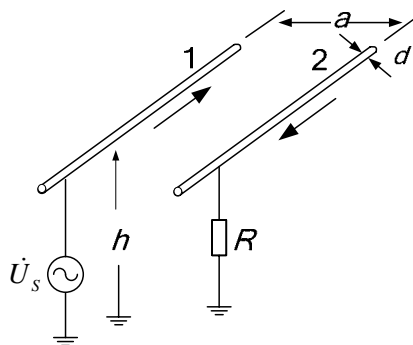
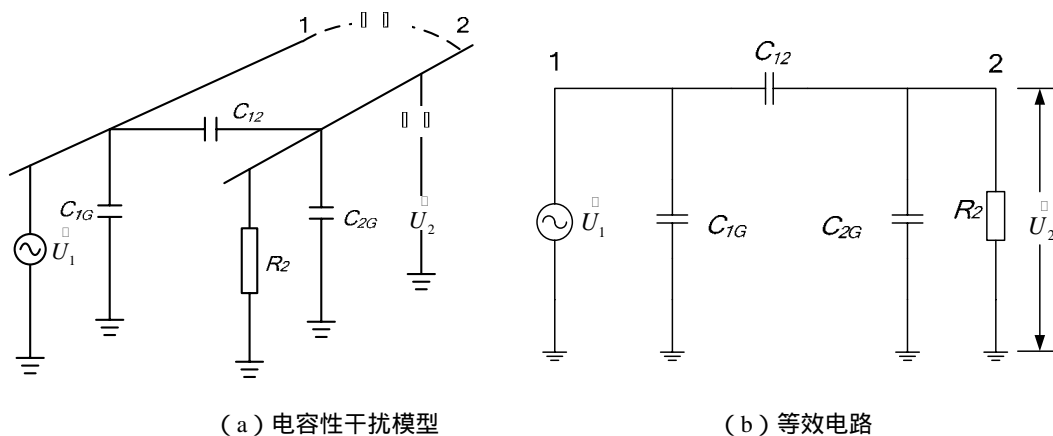


图 2-6 两导线布置图

由等效电路可知，导体 2 感应的对地干扰电压  $U_2$  可表示为

$$\dot{U}_2 = \frac{\left( \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G}} \right) \dot{U}_1 R_2}{R_2 + \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G})}} \quad (2-17)$$



(a) 电容性干扰模型

(b) 等效电路

图 2-7 图 2-6 的干扰模型

若  $R_2$  为低阻抗，且远小于分布电容  $C_{12}$  及  $C_{2G}$  的阻抗，则上式可化简为

$$\dot{U}_2 = j\omega R_2 C_{12} \dot{U}_1 \quad (2-18)$$

若负载电阻较大，且  $R_2 \gg \left| \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G})} \right|$ ，则式 (2-17) 可化简为

$$\dot{U}_2 = \left( \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G}} \right) \dot{U}_1 \quad (2-19)$$

参照表 2-1, 可以估算,  $C_{12} \approx 10\text{pF/m}$ ,  $C_{2G} \approx 10\text{pF/m}$ 。因此  $U_2 = \frac{1}{2}U_1 = 5(\text{V})$

若  $R = 50\Omega$ , 由于  $R = 50\Omega \ll |X_C|$ , 因此可以根据式 (2-18) 可以求得感应的电容性干扰, 设线长为  $1\text{m}$ , 则

$$X_C = -\frac{1}{\omega(C_{12} + C_{2G})} = -\frac{1}{20\pi \times 10^6 \times (20 \times 10^{-12})} = -\frac{1}{4\pi} \times 10^4 \Omega$$

将  $X_C$  代入式 (2-18), 可以得到  $U_2 \approx 0.314\text{mV}$ 。

### (2) 屏蔽体的作用

在上例中, 设  $R_2$  为无穷大, 如图 2-8 (a) 所示, 在导体 2 外加一层同轴屏蔽体 S, 其等效电路如图 2-8 (b) 所示。

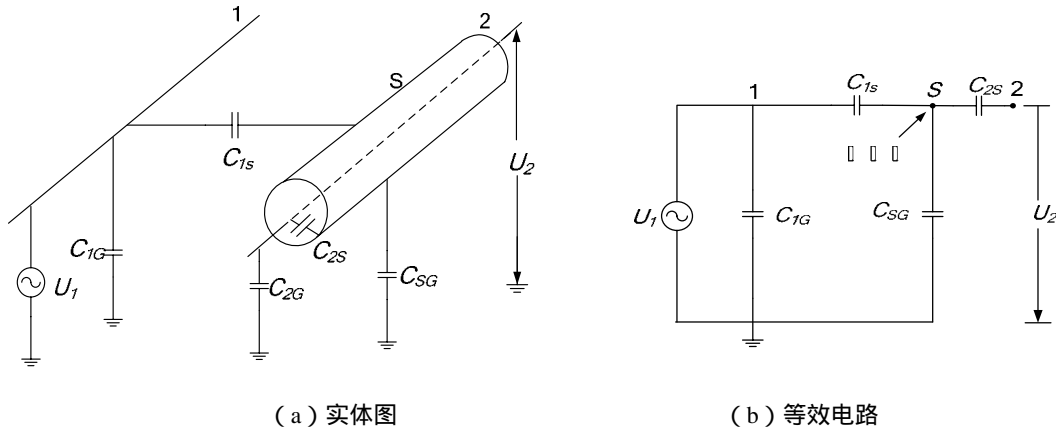


图 2-8 导体 2 有屏蔽体的电容干扰情形

屏蔽体对地电压为

$$U_S = \left( \frac{C_{1S}}{C_{1S} + C_{SG}} \right) U_1$$

近似取  $C_{SG} = 10\text{pF/m}$ , 得到屏蔽体上受干扰的电压为  $U_2 = \frac{1}{2}U_1 = 5(\text{V})$ 。

显然, 如屏蔽不接地, 则屏蔽体接收的干扰电压是较大的。一般将屏蔽体良好接地, 则  $U_S = 0$ 。若导体 2 完全在屏蔽体内, 从图 2-8 (b) 可以看出, 因  $C_{2S}$  上无电流流动, 导体 2 至地端的阻值亦为无穷大, 故导体 2 上的干扰电压为  $U_2 = U_S$ , 因屏蔽体接地, 即  $U_S = 0$ , 故  $U_2 = 0$ 。

对于导体 2 稍有暴露于屏蔽体外的情况, 如图 2-9 所示。导体 2 对地有较小的分布电容  $C_{2G}$ , 导体 1 与 2 之间有较小的分布电容  $C_{12}$ 。此时导体 2 上的感应电压为

$$U_2 = \left( \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2S} + C_{2G}} \right) U_1$$

从上式可以看出, 导体 2 受干扰的程度取决于其暴露于屏蔽体外的部分与导体 1 之间的分布电容, 暴露部分越长, 则  $C_{12}$  越大, 干扰电压就越大。

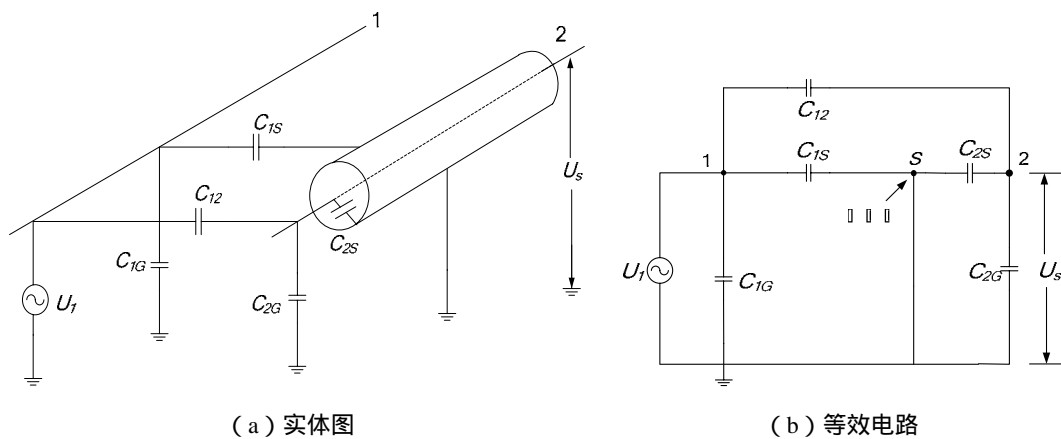


图 2-9 导体 2 超出接地屏蔽物外的电容性耦合

## 2.2.3 电感性耦合

### 2.2.3.1 耦合机理

当回路中流过变化的电流时，在它周围的空间就会产生变化的磁场，这个变化磁场又会在相邻回路中感应电压，就把一个干扰电压耦合到了接收电路中，因此电感耦合也称磁场耦合。图 2-10 (a) 所示为产生电感性耦合的两个电路。两回路之间存在互感  $M$ ，根据电磁感应原理得到接收电路中的感应电压等于

$$e_s = M \frac{di_1}{dt} \quad (2-20)$$

如果  $I_1$  是正弦交流电流则有

$$\dot{E}_s = j\omega M \dot{I}_1 \quad (2-21)$$

其中， $\omega$  为干扰电流的角频率。

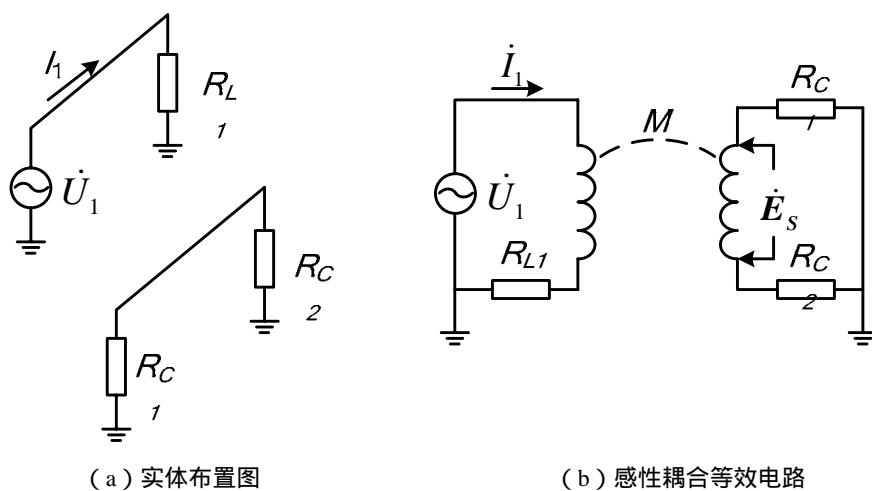


图 2-10 电感性耦合电路

干扰源的电流  $I_1$  越大，产生的磁场也越强，于是电感性耦合干扰也越大。回路之间距离越近，互感就越大，电感性耦合也越强。表 2-2 列出了常见导线（长度为  $l$ ）相互间的互感计算公式。

表 2-2 导线间的互感计算公式

形状	图示	互感公式（单位长度）
两组平行传输线		$\frac{M}{l} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{\sqrt{(D-b\sin\theta)^2 + (a-b\cos\theta)^2}}{\sqrt{(D+b\sin\theta)^2 + (a+b\cos\theta)^2}} \square$ $\frac{\sqrt{(D+b\sin\theta)^2 + (a-b\cos\theta)^2}}{\sqrt{(D-b\sin\theta)^2 + (a+b\cos\theta)^2}}$
		$\frac{M}{l} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{\sqrt{(D-b)^2 + (a-d)^2}}{\sqrt{(D+b)^2 + (a-d)^2}} \square$ $\frac{\sqrt{(D+b)^2 + (a+d)^2}}{\sqrt{(D-b)^2 + (a+d)^2}}$
两根平行导线		<p>当 <math>l \square d</math> 时 <math>\frac{M}{l} = \frac{\mu_0}{2\pi} (\ln \frac{2l}{d} - 1)</math></p>
		$\frac{M}{l} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{\sqrt{d^2 + 4h^2}}{d}$
线圈和导线平行		$\frac{M}{l} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{b}{a}$

### 2.2.3.2 带屏蔽体时的电感性耦合

#### (1) 管状屏蔽体对被干扰物的屏蔽

当图 2-11 (a) 中的导体 2 外有一管状屏蔽体 S 时，其等效电路如图 2-11 (b) 所示，回路 1 与屏蔽体和导体 2 之间分别有互感  $M_{1S}$  和  $M_{12}$ 。导体 1 上的电流  $I_1$  在屏蔽体上感应的干扰电势为



$$\dot{E}_{S1} = j\omega M_{1S} \dot{I}_1 \quad (2-22)$$

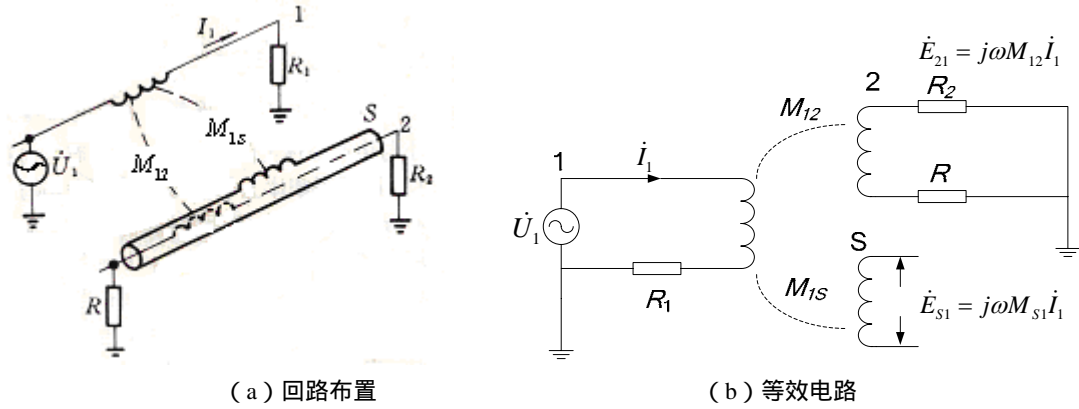


图 2-11 导体 2 带有屏蔽体的电感耦合

当屏蔽体不接地或单端接地时，在屏蔽体 S 上不产生电流，屏蔽体 S 也就不会在回路 2 中感应磁通，因此并不会影响被干扰电路（回路 2）所感应的电感性干扰。电路 2 仅受回路 1 中电流的影响，所受干扰与没有屏蔽体时相同。

当屏蔽体两端接地时，如果管状屏蔽体上的电流  $I_S$  对称于轴心，则管内不会有磁场存在，只有管状屏蔽体外才会有磁通  $\phi$  存在，屏蔽体的自感为

$$L_S = \frac{\phi}{I_S} \quad (2-23)$$

如在管内放置一导体 2，如图 2-12 所示，从图中可以看出，管状屏蔽体上的电流  $I_S$  所产生的磁力线会围住中心导体。因为屏蔽体上电流感应的磁通  $\phi$  完全被中心导体交链，故屏蔽体与中心导体之间的互感  $M_{2S}$  为

$$M_{2S} = \frac{\phi}{I_S} \quad (2-24)$$

由式 (2-23) 和式 (2-24) 得

$$L_S = M_{2S} \quad (2-25)$$

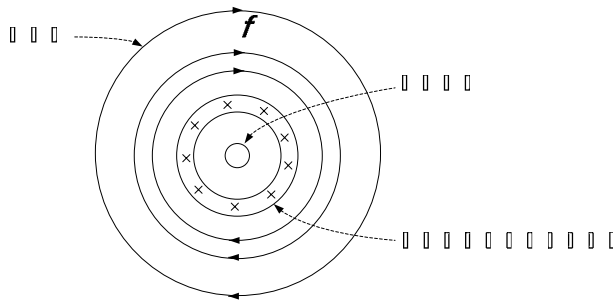


图 2-12 含屏蔽层电流的同轴电缆

当屏蔽体两端接地时，屏蔽体与中心导体的等效电路如图 2-13 所示。设外回路 1 在屏蔽体 - 地回路中穿过的磁通为  $\phi_1$ ，管状屏蔽体被外界磁场感应的电流为  $I_S$ ，则

$$\dot{E}_{S1} = -j\omega\phi_1 = \dot{I}_S (R_S + j\omega L_S) \quad (2-26)$$

式中， $R_s$  为屏蔽体的电阻。

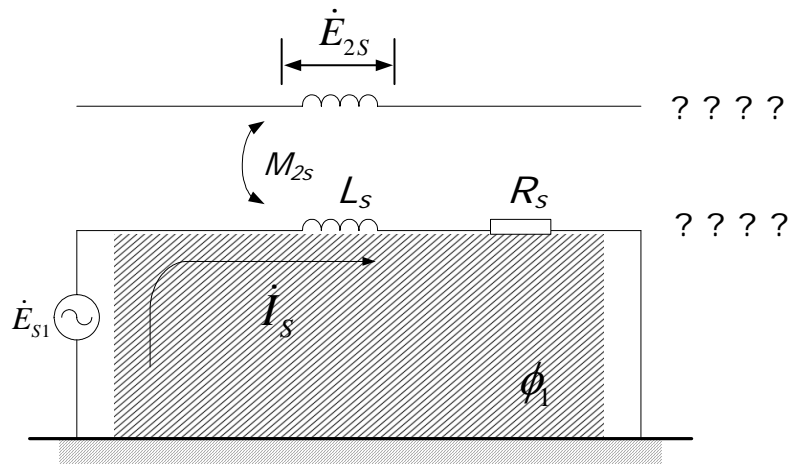


图 2-13 屏蔽导体的回路电路

由上式可得

$$\dot{I}_s = \frac{\dot{E}_{S1}}{R_s + j\omega L_s} \quad (2-27)$$

$I_s$  在中心导体上感应的电势为

$$\dot{E}_{2s} = j\omega M_{2s} \dot{I}_s \quad (2-28)$$

因为  $L_s = M_{2s}$ ，所以

$$\dot{E}_{2s} = \left[ \frac{j\omega}{j\omega + \frac{R_s}{L_s}} \right] \dot{E}_{S1} \quad (2-29)$$

令  $\omega_c = \frac{R_s}{L_s}$ ，称为屏蔽层的截止频率。当  $\omega = \omega_c = \frac{R_s}{L_s}$  即  $f = f_c = \frac{R_s}{2\pi L_s}$  时，

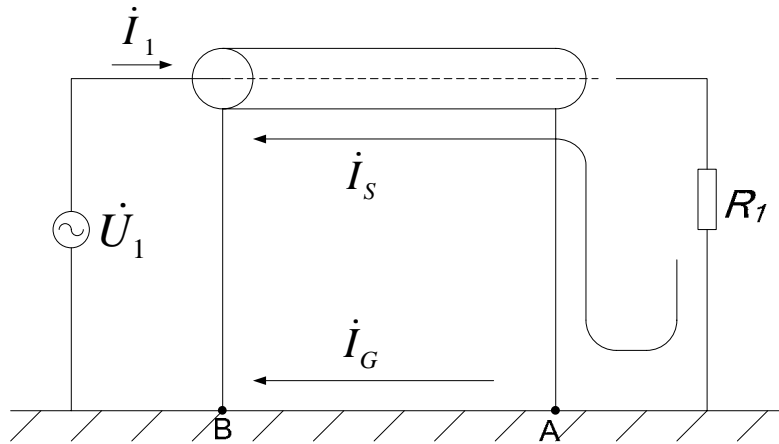
$|\dot{E}_{2s}| = 0.707 |\dot{E}_s|$ 。也就是说，当屏蔽体上有电阻  $R_s$  时，中心导体由屏蔽体感应的电势小于屏蔽体被外导体 1 感应的电势。

当  $\omega > 5\omega_c$  时， $R_s$  对电流的影响可以忽略，则有  $|\dot{E}_{2s}| \approx |\dot{E}_s|$ ，中心导体被屏蔽体电流感应的电势等于屏蔽体被外回路 1 感应的电势。由式 (2-26) 分析可知，当  $\omega \gg \omega_c$  时， $L_s I_s \approx -\phi_1$ ，即屏蔽层感应电流  $I_s$  与外回路 1 电流  $I_1$  在屏蔽层 - 地回路 (图 2-13 中阴影部分) 中产生的磁通大小相等、方向相反，回路内不存在磁通，因此中心导体中的总的感应干扰电势为零，即中心导体被完全屏蔽。

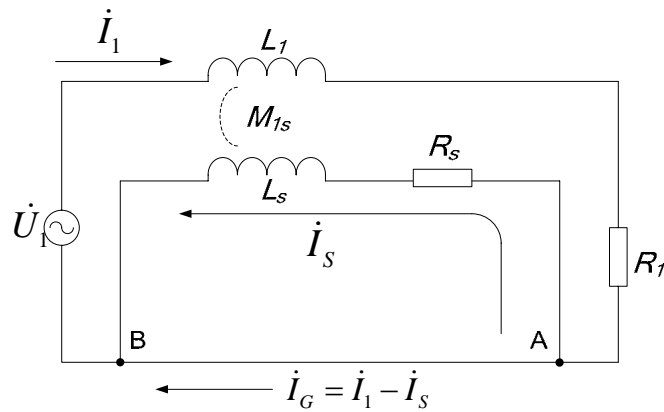
## (2) 管状屏蔽体对干扰源的屏蔽

导体 1 (干扰源) 带有一管状屏蔽体时，其对外干扰与屏蔽体的接地方式有关。若屏蔽体两端同时接地，如图 2-14 所示，屏蔽体 - 地回路满足

$$j\omega M_{1S}\dot{I}_1 - (j\omega L_S + R_S)\dot{I}_S = 0 \quad (2-30)$$



(a) 实际电路



(b) 等效电路

图 2-14 屏蔽体与接地面间的分流

由  $L_S = M_{1S}$ ，得

$$\dot{I}_S = \frac{j\omega L_S}{j\omega L_S + R_S} \dot{I}_1 = \frac{j\omega}{j\omega + \frac{R_S}{L_S}} \dot{I}_1 = \frac{j\omega}{j\omega + \omega_c} \dot{I}_1 \quad (2-31)$$

当  $\omega \gg \omega_c$  (如  $\omega > 5\omega_c$  以上) 时,  $|\dot{I}_S| \approx |\dot{I}_1|$ , 即屏蔽体上的  $I_S$  大小与中心导体上的电流  $I_1$  相同, 而方向相反, 回路回流不经过地而全部流经屏蔽体。此时  $I_S$  产生的磁场与中心导体上  $I_1$  产生的磁场完全相抵消。屏蔽体外不再有磁场存在, 从而抑制了磁(感性)耦合, 但此时要求频率较高 ( $\omega > 5\omega_c$ ), 否则  $I_S < I_1$ 。

### (3) 屏蔽体接地方式的影响

从上述分析可以看出, 无论是要减小回路感应的电感性干扰, 还是减小回路对外界磁场的影响, 关键在于减少磁场耦合的磁通。若将屏蔽体置于导体外, 使其成为新的环路, 从而减少回路包围的面积, 就可以达到减小磁场干扰的目的。当屏蔽体两端接地时, 若屏蔽体直

流电阻远小于屏蔽体的感抗（高频条件下），对于被干扰回路，则干扰磁通被屏蔽体电流产生的磁通抵消，可以防止被屏蔽回路被外界的干扰；对于干扰源电路，回路电流全部流经屏蔽体，被屏蔽回路和屏蔽层回流产生的磁场也互相抵消，对外界没有干扰。

而在低频条件下，屏蔽体直流电阻不远小于屏蔽体的感抗，此时被屏蔽回路仍能接受干扰或成为干扰源。

为解决这一问题，可将屏蔽体的一端不接地而与负载连接。则  $|i_s| = |i_1|$  且方向相反，返回电流产生的磁场抵消了中心导体产生的磁场，从而抑制了对外回路的电感性耦合，如图 2-15 所示。此时即使对于频率较低的信号也经屏蔽体流回，屏蔽效果较两端接地时好。

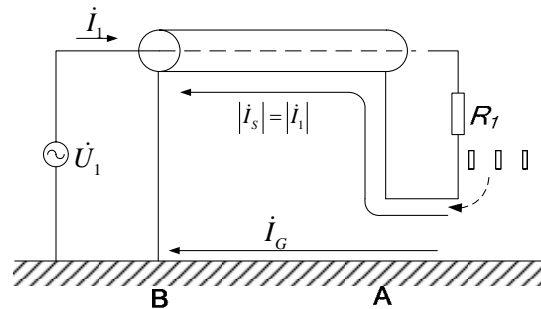


图 2-15 屏蔽体单端接地

图 2-16 所示为某电感性耦合测试装置实测的干扰衰减量。各被测电路均为两端接地，测试干扰频率为 50kHz，远超过各类屏蔽层截止频率的 5 倍以上。在电路未加任何屏蔽时，定义 1MΩ电阻上的测得的实际噪声电压的衰减量为 0dB。从图中可以看出，电缆屏蔽层构成电流回路（如两端接地）时对噪声具有较高的抑制能力，而具有屏蔽的单端接地电路的抗干扰能力更强。

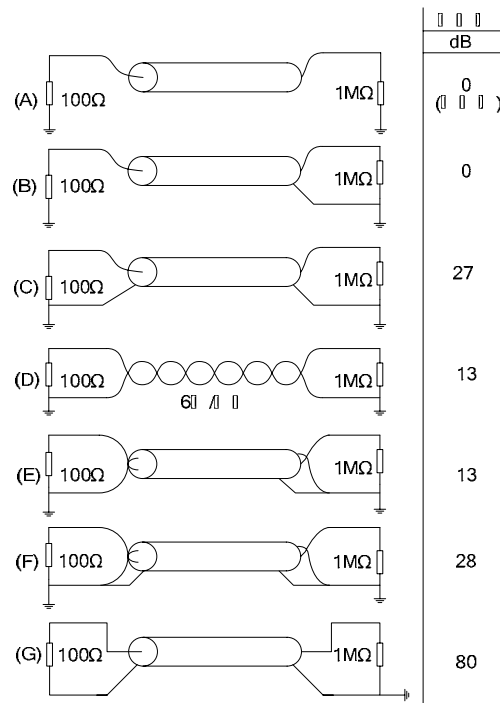


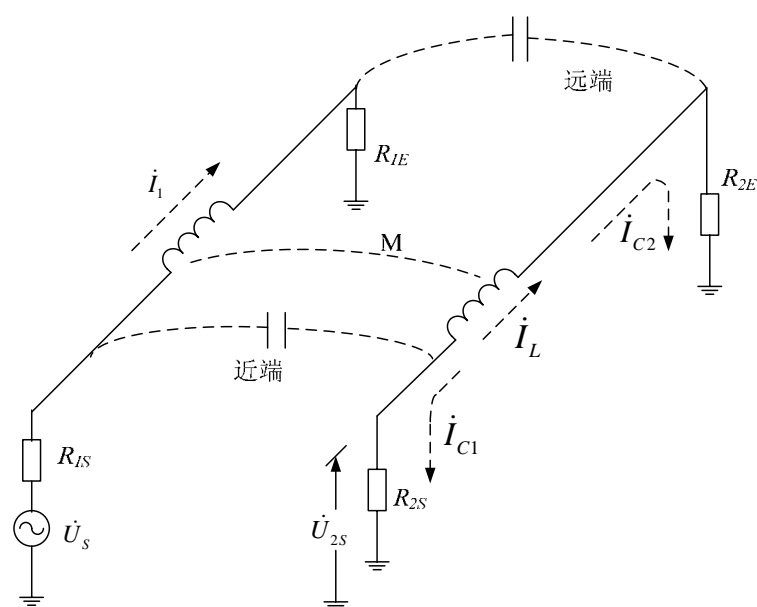
图 2-16 干扰实验结果

## 2.2.4 传导耦合的综合考虑

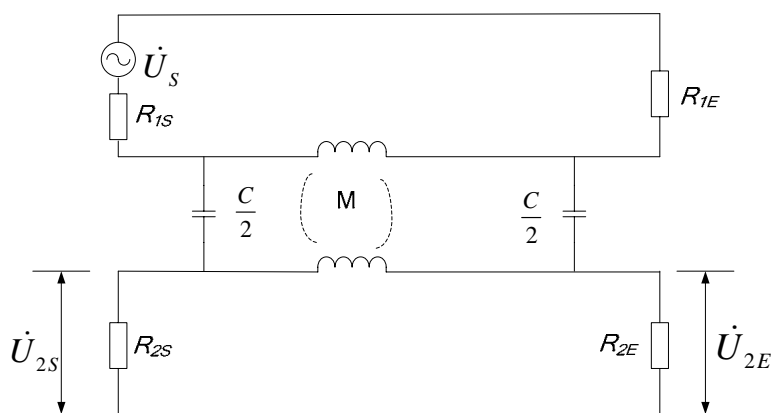
上述关于电阻性、电容性耦合以及电感性耦合的模型及分析，是假定只有单一类型的干扰耦合，而没有其它类型耦合的情况。实际上，各种耦合途径是同时存在的。当耦合程度较小且只考虑线性电路分量时，各种传导耦合的干扰电压可以分开计算，然后再求得其综合干扰效应。

以电容性耦合与电感性耦合的综合干扰为例，两种耦合干扰的主要差别在于：电感性耦合干扰电压串联于被干扰回路上，而电容性耦合干扰电压并联于被干扰回路上。因此在靠近干扰源的近端和远端，电容性耦合干扰在被干扰电路的电流方向相同，而电感性耦合的电流方向相反。图 2-18 给出了电容性耦合和电感性耦合同时存在的情况。设在  $R_{2S}$  及  $R_{2E}$  上的电容耦合电流分别为  $I_{C1}$  及  $I_{C2}$ ，而电感耦合电流分别为  $I_{L1}$  及  $I_{L2}$ 。显然  $I_{L1} = -I_{L2} = I_L$ ，因此，在靠近干扰源近端  $R_{2S}$  上的耦合干扰电压为

$$\dot{U}_{2S} = (\dot{I}_{C1} - \dot{I}_L)R_{2S} \quad (2-32)$$



(a) 两回路之间的耦合



(b) 等效电路

图 2-17 电容性耦合与电感性耦合的综合影响

远端负载  $R_{2E}$  上的耦合干扰电压为

$$\dot{U}_{2E} = (\dot{I}_{C2} + \dot{I}_L)R_{2E} \quad (2-33)$$

可见，对于靠近干扰源端（近端），总干扰电压等于电容性耦合电压减去电感性耦合电压；而对于靠近负载端，或者远离干扰源端，总干扰电压等于电容性耦合电压加上电感性耦合电压。

图 2-17 (b) 为图 2-17 (a) 的等效电路，由上面的分析可以求得，在靠近干扰源端（近端）的干扰电压为

$$\begin{aligned} \dot{U}_{2S} &= \dot{U}_{(\text{电容性耦合})} - \dot{U}_{(\text{电感性耦合})} \\ &= \dot{U}_s \left[ \frac{R_{1E}}{R_{1S} + R_{1E}} \cdot \frac{R_2}{R_2 + jX_C} \right] - \dot{U}_s \left[ \frac{j\omega M}{R_{1S} + R_{1E}} \cdot \frac{R_{2S}}{R_{2S} + R_{2E}} \right] \end{aligned} \quad (2-34)$$

$$\text{其中, } R_2 = \frac{R_{2S}R_{2E}}{R_{2S} + R_{2E}}, \quad X_C = -\frac{1}{\omega C}$$

靠近负载端（远端）的干扰电压为

$$\begin{aligned} \dot{U}_{2E} &= \dot{U}_{(\text{电容性耦合})} + \dot{U}_{(\text{电感性耦合})} \\ &= \dot{U}_s \left[ \frac{R_{1E}}{R_{1S} + R_{1E}} \cdot \frac{R_2}{R_2 + X_C} \right] + \dot{U}_s \left[ \frac{j\omega M}{R_{1S} + R_{1E}} \cdot \frac{R_{2E}}{R_{2S} + R_{2E}} \right] \end{aligned} \quad (2-35)$$

对平行传输线，当频率很高或导线长度远大于波长时，不能用集中阻抗的方法来处理分布参数阻抗。导线上每段感应的干扰不同，需要用分布参数电路理论进行干扰耦合的分析。如图 2-18 所示将导线分成多个微段（长度为  $dx$ ）等效电路，设导线 1 和导线 2 单位长度上的自感分别为  $L_1$  和  $L_2$ ，自电容分别为  $C_1$  和  $C_2$ ，两线间的互感和互电容分别为  $M$  和  $C_{12}$ 。

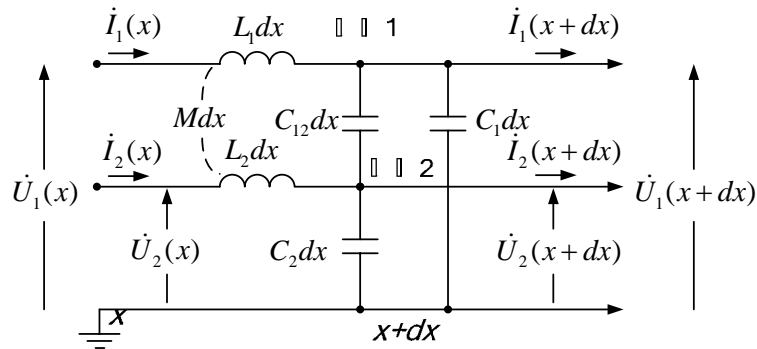


图 2-18 微段高频耦合等效电路

对此等效电路，可以建立如下方程组：

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\dot{U}_1(x)}{dx} &= -j\omega[L_1\dot{I}_1(x) + M\dot{I}_2(x)] \\ \frac{d\dot{U}_2(x)}{dx} &= -j\omega[M\dot{I}_1(x) + L_2\dot{I}_2(x)] \\ \frac{d\dot{I}_1(x)}{dx} &= -j\omega[(C_1 + C_{12})\dot{U}_1(x) - C_{12}\dot{U}_2(x)] \\ \frac{d\dot{I}_2(x)}{dx} &= -j\omega[-C_{12}\dot{U}_1(x) + (C_2 + C_{12})\dot{U}_2(x)] \end{aligned} \right\} \quad (2-36)$$

结合传输线首、末端的电压和电流条件，即可求得任一导线对另一条导线的电容性和电感性耦合及其在首、末端的干扰电压和电流。

## 2.3 辐射耦合原理

电磁辐射干扰是指干扰源通过空间传播耦合到被干扰设备的干扰，如输电线路电晕放电产生的无线电干扰，在交流电路中的交流电流和交流电压在周围空间会产生交变的电场和磁场。在近场区，干扰表现为电容性耦合干扰和电感性耦合干扰，而在远场区则通过辐射电磁波造成干扰。干扰源以电磁辐射的形式向空间发射电磁波，把干扰能量隐藏在电磁场中。任一带有交变电流的导体都会在周围产生电磁场并对外辐射一定强度的电磁波，相当于一段发射天线。处于交变电磁场中的任一导体则相当于一段接收天线，会产生一定的感应电动势。导体的这种天线效应是导致电子设备相互产生电磁辐射干扰的根本原因。

### 2.3.1 辐射场强

#### 2.3.1.1 辐射场强的分析

导体对外的辐射场强取决于多种因素，如辐射场的类型、空间介质的性质、电磁场在空间的折反射等。概括而言，辐射干扰源主要有两类：即电偶极子辐射和磁偶极子辐射。

电偶极子是足够短的细载流导线，其长度 $\Delta l$ 远小于电磁波的波长 $\lambda$ 。如图 2-19 所示通有均匀分布的电流为  $I$  的电偶极子，在空间中离偶极子中点距离为  $r$  处产生的电磁场为

$$\begin{cases} \dot{E}_\theta = \frac{\dot{I}\Delta l \sin \theta}{4\pi\omega\varepsilon_0} \left( -\frac{\beta^2}{r} + \frac{j\beta}{r^2} + \frac{1}{r^3} \right) e^{-j\beta r} \\ \dot{E}_r = \frac{\dot{I}\Delta l \cos \theta}{2\pi\omega\varepsilon_0} \left( \frac{j\beta}{r^2} + \frac{1}{r^3} \right) e^{-j\beta r} \\ \dot{H}_\varphi = \frac{\dot{I}\Delta l \sin \theta}{4\pi} \left( -\frac{\beta}{r} + \frac{j}{r^2} \right) e^{-j\beta r} \end{cases} \quad (2-37)$$

式中， $\varepsilon_0$  为空间介电常数， $\beta = 2\pi/\lambda$  为相位系数， $E$ 、 $H$  分别表示电场强度和磁场强度。

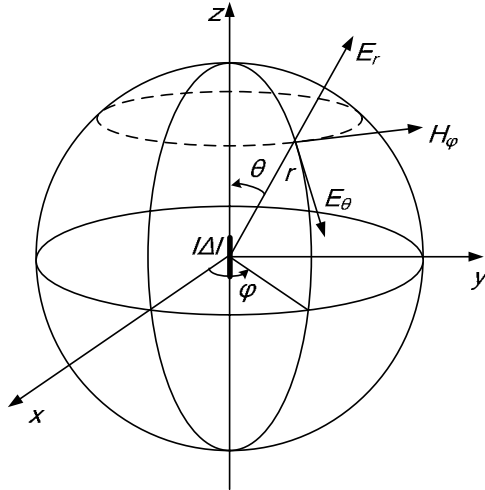


图 2-19 电偶极子的辐射场

磁偶极子是一个直径足够小的载流圆环，其直径  $d$  远小于电磁波的波长  $\lambda$ ，如图 2-20 所示通有均匀分布的电流为  $I$  的磁偶极子，在空间中离偶极子圆心距离为  $r$  处产生的电磁场为

$$\begin{cases} \dot{H}_\theta = \frac{i\Delta S\beta^3 \sin\theta}{4\pi} \left( -\frac{1}{\beta r} - \frac{1}{j(\beta r)^2} + \frac{1}{(\beta r)^3} \right) e^{-j\beta r} \\ \dot{H}_r = \frac{i\Delta S\beta^3 \cos\theta}{2\pi} \left( -\frac{1}{j(\beta r)^2} + \frac{1}{(\beta r)^3} \right) e^{-j\beta r} \\ \dot{E}_\varphi = \frac{i\Delta S\beta^3 \sin\theta}{4\pi\omega\varepsilon_0} \left( \frac{1}{r} - \frac{1}{j(\beta r)^2} \right) e^{-j\beta r} \end{cases} \quad (2-38)$$

式中， $\Delta S$  为圆环面积。

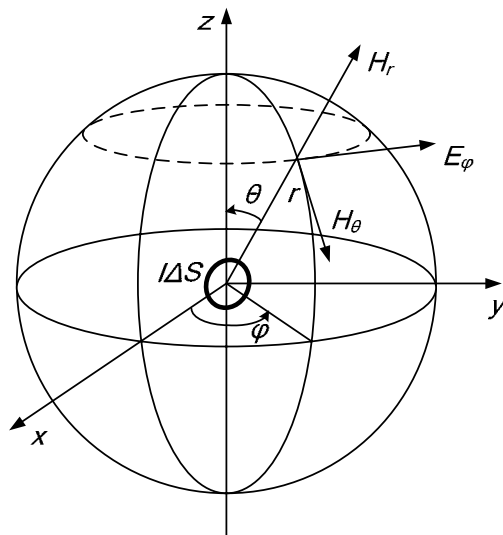


图 2-20 磁偶极子的辐射场

式 (2-37) (2-38) 只适用于电流值为常数的小载流单元，对实际的导线或电路，回路上各处电流不一定相同，可以采用叠加的办法进行求解。对实际导线，可以将导线细分为多个小段，将这些小段在空间某点产生的电磁场计算后进行叠加，其结果即为该导线在空间某



点产生的总的电磁场。对实际载流电路，可以把一个大的圆环细分为许多较小的小圆环，如图 2-21 所示，其中第  $i$  个圆环的面积为  $S_i$ ， $P$  点处的总场强即为所有小圆环辐射的场强之和。

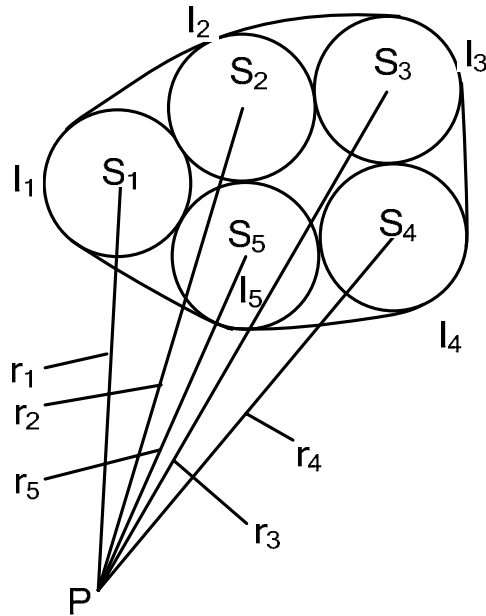


图 2-21 环形载流回路的分割

### 2.3.1.2 共模电流与差模电流

如图 2-22 所示，设有一对长度为  $l$ 、间距为  $d$  的平行载流导线（如印制电路板中的导线、设备中的电缆等），导线中分别流过电流  $I_1$  和  $I_2$ 。导线对中的电流可以分解成大小相等、方向相同的共模电流  $I_C$  和大小相等、方向相反的差模电流  $I_D$ ，两者之间存在如下关系：

$$\begin{cases} I_1 = I_C + I_D \\ I_2 = I_C - I_D \end{cases} \quad (2-39)$$

可以得到

$$\begin{cases} I_C = \frac{I_1 + I_2}{2} \\ I_D = \frac{I_1 - I_2}{2} \end{cases} \quad (2-40)$$

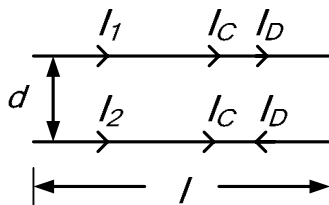


图 2-22 平行双导线的共模和差模电流

对平行导线对中共模电流的辐射场强可以按电偶极子辐射场进行分析，对差模电流的辐射场强可以按磁偶极子辐射场进行分析。设计算场点到导线对中心的距离  $r$  远大于导线的长

度  $l$ ，且沿导线上各点的电流均相同，可以得到共模电流产生的最大场强为

$$|\dot{E}_{C\max}| = 1.257 \times \frac{|\dot{I}_C| fl}{r} \times 10^{-6} \quad (2-41)$$

差模电流产生的最大场强为

$$|\dot{E}_{D\max}| = 1.316 \times \frac{|\dot{I}_D| f^2 ld}{r} \times 10^{-14} \quad (2-42)$$

一般而言，用于信号传输的平行导线的共模电流远小于差模电流，但从电场结果可以看出，共模电流的辐射场强却大于差模电流的辐射场强。为减小平行导线对的辐射干扰，应当缩短导线长度，减小回路面积。

### 2.3.1.3 近区场与远区场

电磁场分为近场（或感应场）和远场（或辐射场），划分的依据是  $r$  与  $\frac{1}{\beta}$ （ $= \frac{\lambda}{2\pi}$ ）的大小关系。从式（2-37）和（2-38）可以看出，当  $\beta r \ll 1$  时，电磁场为近区场性质。此时  $E$  和  $H$  表达式中因子  $e^{-j\beta r} \approx e^0 = 1$ ，可以忽略  $\frac{1}{\beta r}$  的低次项，于是可以简化  $E$  和  $H$  的表达式，如表 2-3 所示。

当  $\beta r \gg 1$  时，电磁场为远区场性质。此时  $E$  和  $H$  表达式  $\frac{1}{\beta r}$  的高次项可以忽略，场强取决于低次项， $E$ 、 $H$  主要由  $\frac{1}{r}$  项决定，也可以简化  $E$  和  $H$  的表达式，结果见表 2-3。

表 2-3 电偶极子、磁偶极子产生的近场、远场的近似表示

	电偶极子	磁偶极子
近场 $\beta r \ll 1$	$\dot{E}_\theta \approx \frac{\dot{I} \Delta l \beta}{4\pi\epsilon_0 r^3} \sin \theta$ $\dot{E}_r \approx \frac{\dot{I} \Delta l \beta}{2\pi\epsilon_0 r^3} \cos \theta$ $\dot{H}_\varphi \approx j \frac{\dot{I} \Delta l \beta}{4\pi r^2} \sin \theta$	$\dot{H}_\theta \approx \frac{\dot{I} \Delta S}{4\pi r^3} \sin \theta$ $\dot{H}_r \approx \frac{\dot{I} \Delta S}{2\pi r^3} \cos \theta$ $\dot{E}_\varphi \approx j \frac{\dot{I} \Delta S}{4\pi\omega\epsilon_0 r^2} \sin \theta$
远场 $\beta r \gg 1$	$\dot{E}_\theta \approx j \frac{\dot{I} \Delta l \beta^2}{4\pi\omega\epsilon_0 r} \sin \theta e^{-j\beta r}$ $\dot{H}_\varphi \approx j \frac{\dot{I} \Delta l \beta}{4\pi r} \sin \theta e^{-j\beta r}$	$\dot{H}_\theta \approx j \frac{\dot{I} \Delta S \beta^2}{4\pi\omega\epsilon_0 r} \sin \theta e^{-j\beta r}$ $\dot{E}_\varphi \approx j \frac{\dot{I} \Delta S \beta^3}{4\pi\omega\epsilon_0 r} \sin \theta e^{-j\beta r}$

空间中某点的电场强度与磁场强度的比值称为波阻抗，即

$$Z = \frac{E}{H} \quad (2-43)$$

在远场区中，电偶极子和磁偶极子产生的电场和磁场的相位相同，方向相互垂直，电磁波为平面电磁波，电场强度与磁场强度幅值之比是常数，即

$$Z_{\text{远}} = \frac{E}{H} = Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377\Omega \quad (2-44)$$

因此，远场的波阻抗与场源性质、场源频率及空间场点的位置无关。如果空间介质为海水、金属导体等，则其波阻抗将发生变化。

在近场区中，电场和磁场相位相差  $90^\circ$ 。对于电偶极子，幅值之比为

$$Z_{\text{电}} = \frac{E_\theta}{H_\phi} = \frac{1}{\omega\epsilon_0 r} = Z_0 \frac{\lambda}{2\pi r} \ll Z_0 \quad (2-45)$$

对于磁偶极子，幅值之比为

$$Z_{\text{磁}} = \frac{E_\phi}{H_\theta} = \omega\mu_0 r = Z_0 \frac{2\pi r}{\lambda} \gg Z_0 \quad (2-46)$$

可见，在近场区，波阻抗与场源的性质有关。电偶极子产生的近区场的波阻抗大于磁偶极子产生的近区场的波阻抗。这是因为前者以电场为主，称为容性耦合高阻抗场；而后者以磁场为主，称为感性耦合低阻抗场。在近场区和远场区，波阻抗随场点到场源的距离的变化曲线如图 2-23 所示。

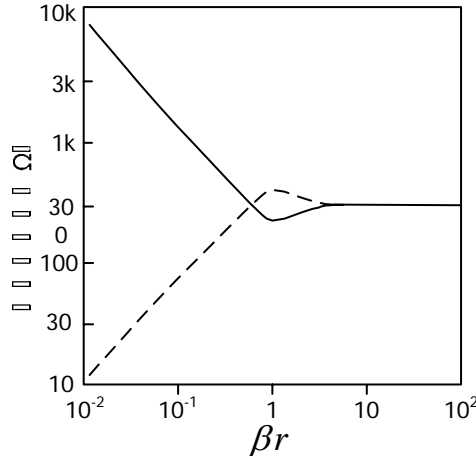


图 2-23 波阻抗随距离的变化

在实际工程中，理想的电偶极子和磁偶极子是不存在的。通常把杆状天线和电路中高电压小电流的辐射源视为电偶极子，其近区场以电场为主；将环状天线和电路中具有低电压大电流的辐射源视为磁偶极子，其近区场以磁场为主。

### 2.3.2 辐射耦合方式

实际的辐射干扰有一部分是通过接收机的天线感应进入接收电路的；但大多数是通过电缆导线感应，然后沿导线进入接收电路的；也有一部分是通过电路的闭合连接回路感应形成

的。因此辐射干扰通常存在三种主要耦合途径：天线耦合、导线感应耦合和闭合回路耦合。

### (1) 天线耦合

天线耦合就是通过天线接收电磁波。对于有意接收无线电信号的接收机都是通过天线耦合方式获得所需的电信号。

然而在电子设备和系统中还存在着无意的天线耦合，例如放大器三极管的基极管脚虚焊，悬空的基极管脚成为一根天线，它可以接收电磁信号。因此在电磁兼容工程中对于无意的天线耦合必须给予足够的重视，因为这种耦合“天线”往往很难被发现，然而它却给高灵敏度电子设备和通信设备带来许多电磁干扰麻烦。电磁兼容中常见的典型天线结构有双极/单极天线、回路天线、缝隙天线等，如图 2-24 所示。

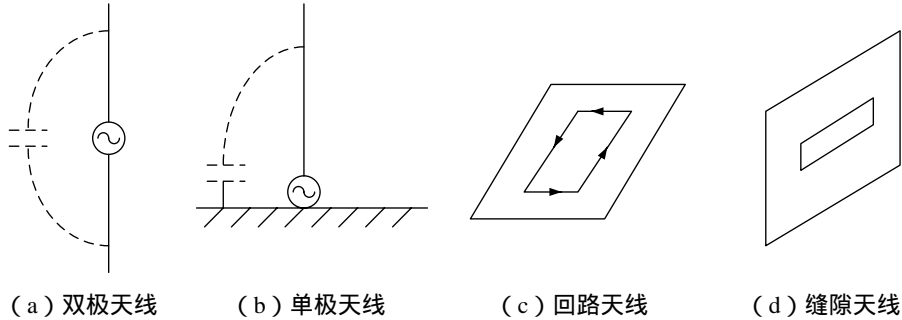


图 2-24 典型的天线结构

对双极和单极天线结构，导线感应的开路电压为

$$U = \int_0^l E \cdot ds \approx El \quad (\text{若 } l \ll \lambda) \quad (2-47)$$

式中， $E$  为电场强度， $l$  为导线受到电场干扰段的长度， $\lambda$  为电场信号的波长。

### (2) 导线感应耦合

一般设备的电缆线是由信号回路的连接线以及电源回路的供电线、地线捆绑在一起构成的，其中每一根导线都与输入端阻抗和输出端阻抗以及返回线构成一个回路，因此设备电缆线是设备内部电路暴露在机箱外面的部分，它们最容易受到干扰源辐射场的耦合而感应出干扰电压（或电流），沿导线进入设备形成辐射干扰，如图 2-25 所示。此时导线仍可视作天线，可以用式（2-47）计算感应的干扰。

在导线比较短、电磁波频率较低的情况下，可以把图 2-25 中导线和阻抗构成的回路看作为理想的闭合环路，电磁场通过闭合环路引起的干扰属于闭合回路耦合。

对于两个设备离得较远、电缆线很长且辐射电磁场频率较高的情况（例如  $l > \lambda / 4$ ），导线上的感应电压不能再看成是均匀的，分析时需要把它等效成许多分布的电压源。

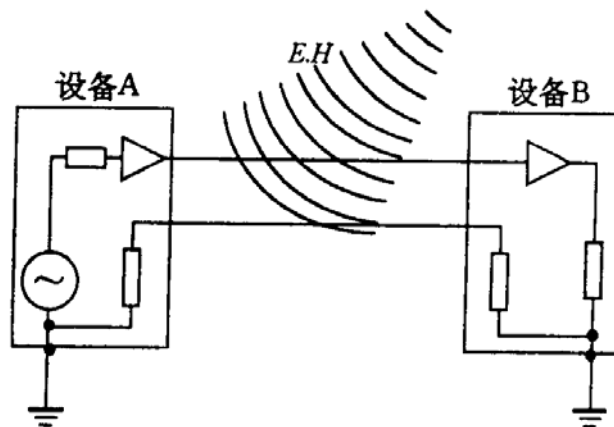


图 2-25 电磁辐射对导线的感应耦合

### (3) 闭合回路耦合

图 2-26 为按正弦变化的电磁场在闭合回路中的感应耦合。对图中右边接收电路起干扰作用的主要是 x 方向的电场  $\vec{E}_x$  和 y 方向的磁场  $\vec{H}_y$ ，设闭合回路长为  $l$ ，回路面积为  $S$ ，根据电磁感应定律，闭合回路中产生的感应电压为

$$U = \oint \vec{E} \cdot d\vec{l} \quad (2-48)$$

或者等于

$$U = -\frac{d\phi}{dt} = -\frac{\partial}{\partial t} \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (2-49)$$

对于近场情况，由于 E 和 H 的大小与场源性质有关。当场源为电偶极子时，近区场以电场为主，闭合回路的耦合为电场感应，可以通过对电场强度沿闭合回路路径积分（式（2-48））得到感应电压。若场源为磁偶极子，近区场以磁场为主导，闭合回路的耦合为磁场感应，可以通过对从回路中穿过的磁通的变化率积分得到感应电压（式（2-49））。

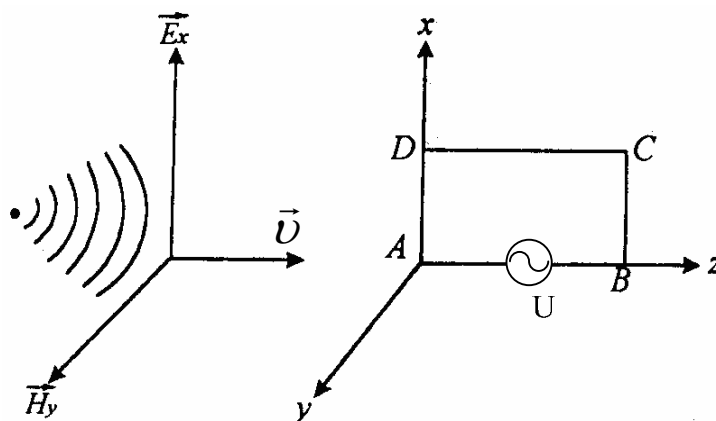


图 2-26 电磁场对闭合回路的耦合示意图

对于远场区情况，电磁场可以看成平面电磁波，电场强度 E 和磁场强度 H 的比值处处相等，可以通过电场强度 E 沿闭合路径积分得到感应电压，也可以通过磁场强度 H 对闭合回路的面积积分得到感应电压。

## 2.3.3 电磁辐射对电路产生的干扰

### (1) 共模干扰

如图 2-27 所示，对悬浮于空间的导线，其周围有一水平的电场或垂直的磁场，此导线如同一个接收天线，会在两导线上感应开路电压  $U$ 。此共模干扰电压将在导线上产生一电流，其回流的电流为存在于导线间分布电容的位移电流。当电容分布在导线上时，有一对应的回路面积存在，其形状类似于橄榄球，此面积称为天线的等效面积。因低频时的容抗较高，因此电流值较小。

当导线的两端各接有电气设备或电路时，回路面积与导线电容都会增加，导致共模电压及电流增加。如图 2-28 所示，当导线两端的设备直接接到接地面时，会在回路中产生较大的共模干扰电流。

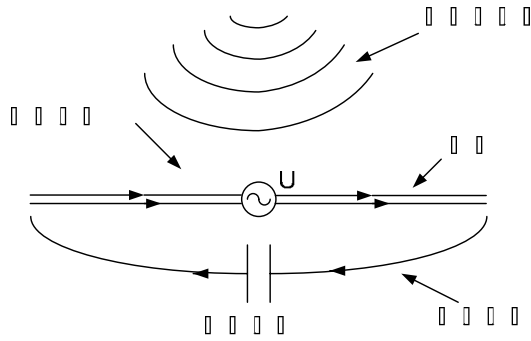


图 2-27 直接引入导线的开路电压

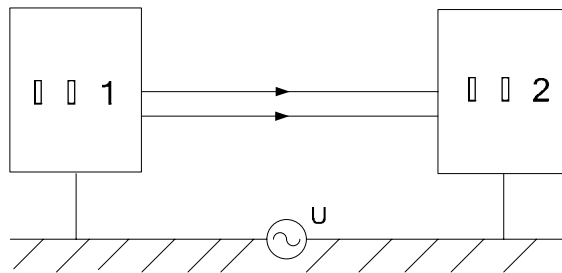


图 2-28 回路面积及共模噪声电流

(2) 差模干扰

如图 2-29 所示，电场或磁场会直接透入导线之间（图中两距离为  $d$  的导线之间所围的面积），从而产生差模干扰，直接将干扰信号加在被干扰回路的输入/输出端（图中设备 1 和设备 2）。

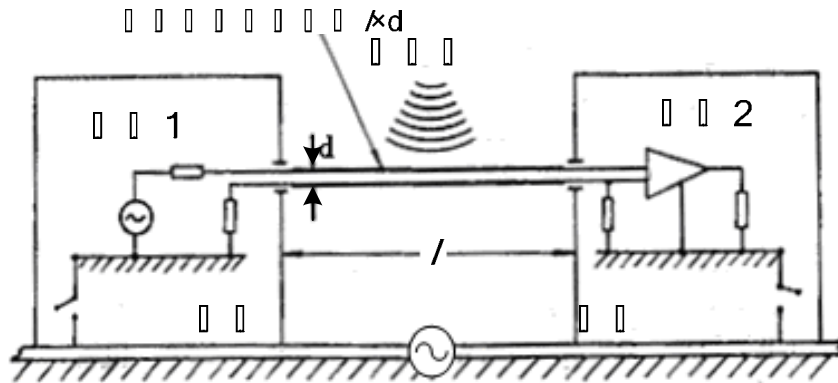


图 2-29 电磁场对连接导线的差模干扰

对于非平衡导线，例如同轴电缆，也会产生差模干扰，虽然对于同轴电缆较难给出类似图 2-29 的面积。其实际干扰包含两部分：(1) 场对导线的干扰，使电缆屏蔽层存在干扰电流；(2) 电缆的转移阻抗将电缆屏蔽层电流转换成差模干扰，侵入受害放大器或电路的输入端。

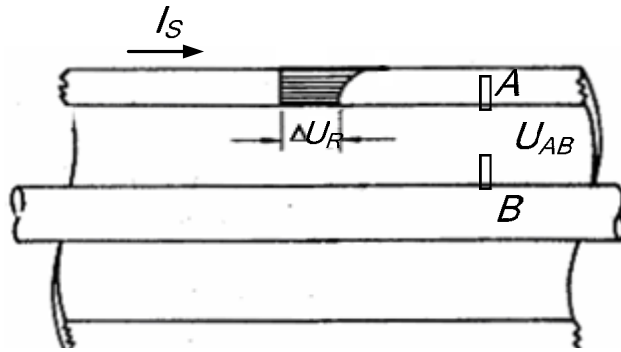


图 2-30 同轴电缆转移阻抗含义示意图

图 2-30 说明了电缆的转移阻抗将电缆屏蔽层电流  $I_S$  转换为电缆芯线与屏蔽层之间的差模干扰电压的情况。电流  $I_S$  会在屏蔽层中产生阻性压降  $\Delta U_R$ ；同时， $I_S$  产生的磁场有部分渗入屏蔽层与芯线之间造成屏蔽层 - 芯线之间的互感小于屏蔽层的自感，芯线感应的纵向电压小于屏蔽层自感感应的电压，两者的差为  $\Delta U_L$ 。两个电压差同时作用使电缆同一截面上的屏蔽层与芯线（图中 A 和 B 点）之间存在差模电压  $U_{AB}$ 。根据上述分析，这个电压与电缆长度成正比。为了方便地表示电缆屏蔽层引起的电缆中的差模干扰，引入转移阻抗的概念。电缆屏蔽体的转移阻抗  $Z_T$  定义为单位长度屏蔽体感应的差模电压  $U$  与屏蔽体表面上通过的电流  $I_S$  之比，即

$$Z_T = \frac{U}{I_S} \quad (2-50)$$

图 2-31 所示为几种典型同轴电缆的转移阻抗与频率的关系。电缆的屏蔽性能越好，则转移阻抗越低，转移阻抗随着趋肤深度的减少而降低。当频率低于 100kHz 时， $Z_T$  正比于电缆的表层电阻；超过 10MHz 时， $Z_T$  正比于电缆隔离层的互感。对于实心屏蔽层的电缆，其表层深度随频率的平方根成反比，因而  $Z_T$  值随频率的增加而递减；对于双层屏蔽的电缆，当频率大于 10MHz 时，受隔离层电感的影响， $Z_T$  以正的斜率上升。

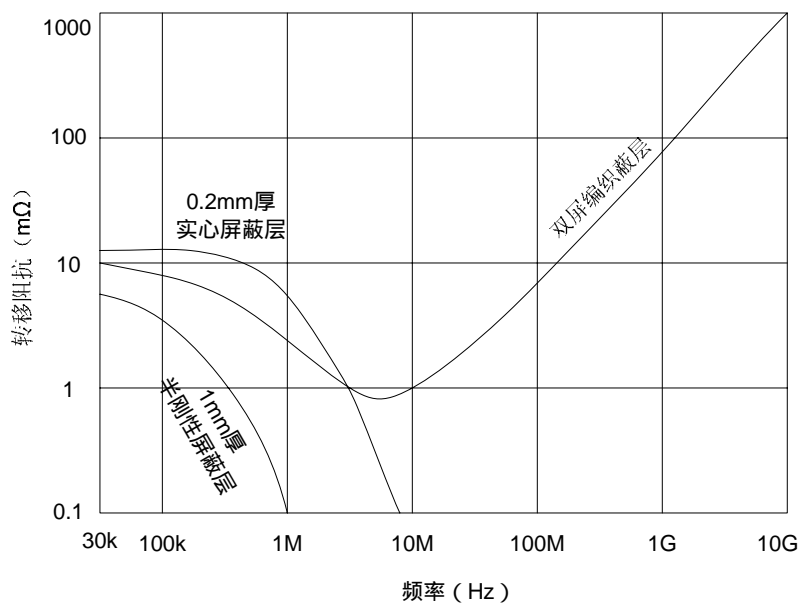


图 2-31 同轴电缆的转移阻抗与频率的关系

## 2.3.4 减小辐射干扰的措施

根据电磁辐射干扰的形成原因，可以得到减少辐射干扰的措施主要有：

- 1) 辐射屏蔽：在干扰源和干扰对象之间插入一金属屏蔽物，以阻挡干扰场的传播。
- 2) 距离隔离：拉开干扰源与被干扰对象之间的距离，电磁场能量强度随距离增大迅速衰减。
- 3) 方向性隔离：利用天线方向性的特点，让干扰源方向性最小点对准被干扰对象，以达到减小干扰的目的。
- 4) 结构缩小：减小连接线的长度和高度，减小接地回路的面积。



## 2 电磁干扰传输和耦合理论

### 2.1 电磁干扰的传输途径

任何电磁干扰的发生都必然存在干扰能量的传输和传输途径（或传输通道）。通常认为电磁干扰传输有两种方式：一种是传导传输方式，另一种是辐射传输方式。因此从被干扰的敏感器角度来看，干扰的耦合可分为传导耦合和辐射耦合两类。

对于耦合方式的具体划分，有多种方式。一种比较简单的划分方法为：把电容性耦合、电感性耦合以及综合两者共同作用的两导体间的感应耦合均归属于传导范畴，而辐射耦合则是场对路的电磁场感应。即传导耦合包括通过线路的电路性耦合，以及导体间电容和互感而形成的耦合，可以建立电路模型进行分析。

传导传输必须在干扰源和敏感器之间有完整的电路连接，干扰信号沿着这个连接电路传递到敏感器，发生干扰现象。这个传输电路可包括导线、设备的导电构件、供电电源、公共阻抗、接地平面、电阻、电感、电容和互感元件等。

辐射传输则是通过介质以电磁波的形式传播，干扰能量按电磁场的规律向周围空间发射。常见的辐射耦合有三种方式：（1）电磁波被天线接收，称为天线耦合；（2）空间电磁场对导线感应，称为场对线耦合；（3）空间电磁场对闭合回路的耦合，称为闭合回路耦合。

在实际工程中，两个设备之间发生干扰通常包含着许多种途径的耦合，如图 2-1 表示家用电吹风机对电视机产生干扰的耦合途径。电吹风机是干扰源，它一方面产生射频噪声，向空间发射，以辐射传输的方式通过电视机天线耦合引起干扰（图中 ①）；同时射频噪声还在电视机的电源线中感应，再以传导方式进入电视机（图中 ②）；另一方面，吹风机还在电源中产生高频谐波和尖脉冲波，通过连接导线以传导耦合方式使电视机受到干扰（图中 ③）。这样可以看到电视机受到三种途径的干扰。正因为实际中发生的电磁干扰是多途径的，反复交叉耦合，才使电磁干扰变得难以准确分析与控制。

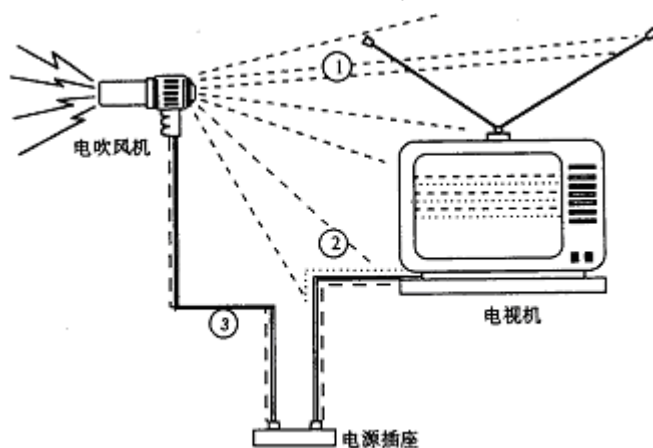


图 2-1 电吹风机对电视机的干扰

### 2.2 传导耦合原理

传导耦合按其原理可分为三种基本的耦合形式：电阻性耦合、电感性耦合和电容性耦合，

分别简称为阻性耦合、感性耦合和容性耦合。在实际情况中，它们往往是同时存在、互相联系的。

## 2.2.1 电阻性耦合

### 2.2.1.1 耦合机理

电阻性耦合是最常见最简单的传导耦合方式。其耦合途径为载流导体，如两个电路的连接导线、设备和设备之间的信号连线、电源和负载之间的电源线等。它们除了正常传递控制信号和供电电流之外，还通过导线传送干扰信号，如可控硅调速装置中较严重的高频干扰通过导线传输给电动机，使电枢发热；各种按键开关操作时因触头抖动引起的瞬态干扰会沿控制线传导耦合到被控制电路；印刷电路板受潮后引起线间绝缘强度降低易发生漏电干扰等。

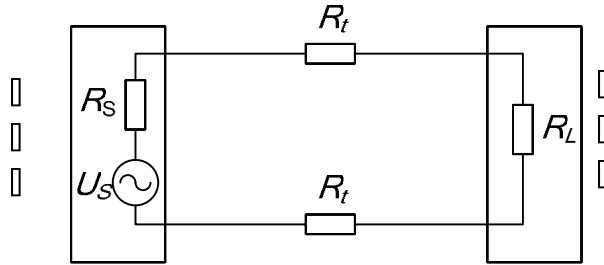


图 2-2 电阻性传导耦合电路

图 2-2 为电阻性传导耦合的典型电路，干扰源通过传输线（其电阻用电阻  $R_t$  表示）直接耦合到干扰接收器（输入电阻为  $R_L$ ）上。设  $U_s$  为干扰源电压， $R_s$  为干扰源内阻，则接收器上电压为

$$U_L = \frac{R_L}{R_s + 2R_t + R_L} U_s \quad (2-1)$$

图中干扰源电压  $U_s$  常常是两个电路共用的连接导线  $R_t$  上的压降。当其中一个电路工作时，由于导线具有一定的阻抗，因此两端有电压降落。这个降落的电压将对另一个电路产生干扰。

### 2.2.1.2 导线的阻抗

#### (1) 导线的电阻

在直流条件下，导线电阻  $R_{DC}$  为

$$R_{DC} = \frac{\rho l}{S} \quad (2-2)$$

式中， $l$  为导线长度， $S$  为导线截面积， $\rho$  为导线电阻率。

在交流条件下，由于导体内部电磁场能量的消耗，电流集中于导线表面，这就是趋肤效应。电流聚集在导体表面的深度，可以用透入深度  $\delta$  表示：

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu\sigma}} = \frac{66}{\sqrt{\mu_r \sigma_{cu} f}} \quad (\text{mm}) \quad (2-3)$$

式中， $\mu$ 、 $\sigma$ 分别为导体的磁导率和电导率， $\mu_r$ 、 $\sigma_{cu}$ 分别为导体的相对磁导率和相对于铜的电导率， $f$ 为频率。

由上式可见，频率越高，导体的电导率越高或磁导率越高，则趋肤效应越明显，透入深度越小。如在 50Hz 时，铜导体的透入深度为 9.33mm；而在 500kHz 时，透入深度仅为 0.0933mm。虽然铁的电导率较铜的低，但磁导率很高（约为铜的 1000 倍），因此铁导体中的趋肤效应较铜导体中明显得多。如在 50Hz 和 500kHz 时，铁导体中的透入深度分别为 0.712mm 和 0.00712mm。受趋肤效应影响，在交流条件下的导线的实际电阻较直流时大，且频率越高，电阻越大。

在高频条件下，由于趋肤效应使电流集中于表面，等效于导线的截面积减小。当频率很高时，对于直径为  $d$  的导线， $\delta \ll d$ ，其导电截面积变为

$$S = \pi d \delta \quad (2-4)$$

于是，高频情况下圆直铜导线的交流电阻为

$$R_{AC} \approx R_{DC} \frac{\pi (d/2)^2}{\pi d \delta} = R_{DC} \frac{d}{4\delta} \quad (2-5)$$

上式成立的前提条件是，电流密度在导电截面内是均匀的。实际上，在高频条件下，在导电截面中电流不是均匀分布的，越靠近导线外层的导体电流密度越大。因此，导线的交流电阻较上式给出的值更大。

扁平矩形截面导线是接地线中常用的一种，如输电网中的母线，印刷板中的地线等均为扁平矩形截面。它的直流电阻为

$$R_{DC} = \frac{\rho l}{wt} \quad (2-6)$$

式中， $l$  为长度， $w$  为线宽， $t$  为线的厚度。考虑趋肤效应时，交流电阻近似为

$$R_{AC} = \frac{\rho l}{w \cdot \delta} \quad (2-7)$$

### (2) 导线的电感

在高频时，除了考虑交流电阻外，导线的电感将起主要作用。对于长度为  $l$ 、直径为  $d$  的圆直导线，其电感为

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left( \ln \frac{4l}{d} - \frac{3}{4} \right) \quad (2-8)$$

扁平矩形线的电感为

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left( \ln \frac{2l}{w+t} + \frac{1}{2} \right) \quad (2-9)$$

式中， $l$ 、 $w$ 、 $t$  分别为扁平矩形线的长度、宽度和厚度。

### (3) 导线的阻抗

导线的阻抗为电阻与感抗之和，即

$$Z_g = R_{AC} + jX_L = R_{AC} + j2\pi fL \quad (2-10)$$

### 2.2.1.3 电阻性耦合例子

在实际工程中,常见的有两种典型的电阻性耦合模式:公共地阻抗耦合,公共电源耦合。

#### (1) 公共地阻抗耦合

公共地阻抗耦合是指设备与设备之间的公共接地线的阻抗,或者电路和电路的公用信号回线的微小阻抗所产生的干扰传递。公共地线包括机壳接地线、机框搭接线、金属接地板、接地网络和接地母线等。

在电路设计中,强调公共地之间的等电位概念。根据上一节分析,地线电阻并不是绝对为零,而是有  $m\Omega$  级的阻值,印刷电路板上一根长 10 cm,厚 0.03 mm,宽 1 mm 的铜箔地线,它的直流电阻为  $R_{DC} = 57.33 m\Omega$ 。如果电路工作在高频下,还要考虑它的电感影响。在 1 MHz 频率下,该地线的阻抗接近  $1 \Omega$ ,可见公共地阻抗的耦合是不可低估的传导路径。

图 2-3 是一个公共地阻抗耦合的实际电路。图中电流  $I_1$  可经过 GH 段地线阻抗  $Z_g$  耦合到回路 2 中,从而对  $I_{C2}$  造成影响。

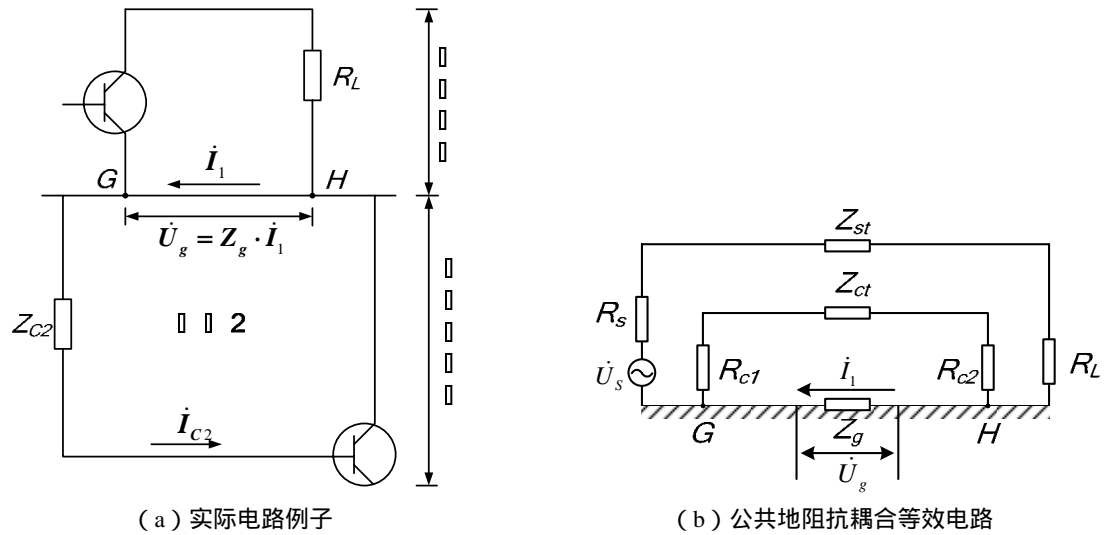


图 2-3 公共地阻抗耦合电路

公共地阻抗耦合可以用图 2-3 (b) 所示的等效电路来分析。图中  $U_s$  为干扰源电压,  $R_s$  为干扰源内阻,  $R_L$  为干扰源回路的负载,  $Z_{st}$  为干扰源回路的连接线阻抗,  $R_{C1}$  和  $R_{C2}$  分别是被干扰回路的内阻和负载,  $Z_{Ct}$  是被干扰回路的连线阻抗,  $Z_g$  为 GH 段共地阻抗。

在干扰源回路中,一般有  $R_s + Z_{st} + R_L \gg Z_g$ , 因此可得回路电流  $I_1$  为

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_s}{R_s + R_L + Z_{st}} \quad (2-11)$$

$I_1$  在共地阻抗  $Z_g$  上引起干扰电压  $U_g$  为:

$$\dot{U}_g = \dot{I}_1 Z_g = \frac{Z_g}{R_s + R_L + Z_{st}} \dot{U}_s \quad (2-12)$$

$Z_g$  上的电压降  $U_g$  在接收回路中引起负载  $R_{C2}$  上附加的干扰电压为

$$\dot{U}_{C2} = \frac{R_{C2}}{R_{C1} + R_{C2} + Z_{Ct}} \dot{U}_g = \frac{R_{C2} Z_g \dot{U}_s}{(R_{C1} + R_{C2} + Z_{Ct})(R_s + R_L + Z_{st})} \quad (2-13)$$

需要说明的是,在上述典型电路中,通常接收回路也是存在信号源的。为了分析共地阻

抗耦合的干扰电压，假设它不作用，得到作用在  $R_{C2}$  上的净干扰量  $U_{C2}$ 。

## (2) 共电源耦合

在实际中，一个公用电源供电给多个负载是比较常见的。如图 2-4 是一个共电源供电电路，这种共电源的供电方式会造成传导耦合干扰。共电源耦合是由电源内阻抗引起的传导耦合。当电路 1 由于阻抗  $R_1$  的变化发生突变，或感应了干扰电压时，就会在电阻  $R_0$ （含电源内阻和线路阻抗）上产生一个干扰电压增量，导致电源输出电压变化，从而传递到电路 2 中。电路 1 中的电压突变量可以视为一个暂态电压源，如图中的  $U_{1s}$ 。

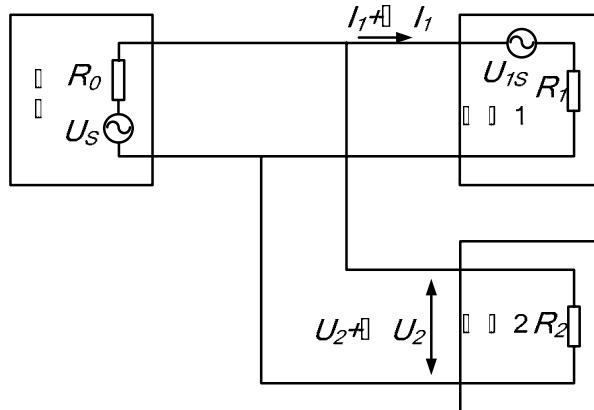


图 2-4 共电源供电电路的干扰传递

由图可以得到该突变电压在电路 2 上造成的电压变化量  $\Delta U_2$  为

$$\Delta U_2 = \frac{R_2 // R_0}{R_2 // R_0 + R_1} U_{1s} = \frac{R_2 R_0}{R_1 R_2 + R_1 R_0 + R_2 R_0} U_{1s} \quad (2-14)$$

可见只要任一负载电路中产生干扰信号，都会通过电源内阻耦合传导到其他负载电路中。由上式可见，如  $R_0 = 0$ ，则  $\Delta U_2 = 0$ ，即电源无内阻，干扰就不会传导。而实际上电源内阻不可能为零。

## 2.2.2 电容性耦合

### 2.2.2.1 耦合机理

电场中的任何一个导体都要受到其它带电导体的影响。当物体带电荷时，电荷周围存在电场。电场中的导体在外部场的作用下，其内部的电荷将重新分布，导体周围的电场发生变化，这是一种电场耦合。

两个导体间电场耦合的程度取决于导体的形状、尺寸、相互位置和周围介质的性质，即取决于两导体的分布电容  $C$ 。由电场分析可求得两导体的电位和以及导体的电量  $Q$ ，从而可以计算得到各种结构导体间的分布电容。

图 2-5 表示电路 1 和电路 2 通过两根导线间电容  $C_{12}$  引起电容性耦合的情况。电路 1 中导体 A 有对地电压  $U_s$ ，为干扰源。导体 B 所在的电路 2 为干扰接收电路。通过图 2-5 (b) 所示的等效电路，可以得到传导耦合到接收电路的电压  $U_C$ 。可以得到

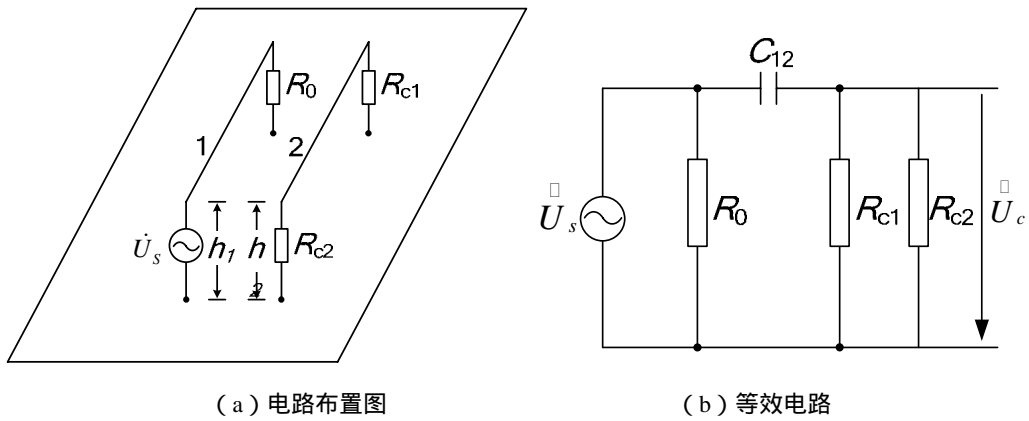


图 2-5 电容耦合模型

$$\dot{U}_c = \frac{R_c}{R_c + jX_c} \dot{U}_s \quad (2-15)$$

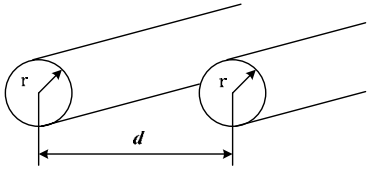
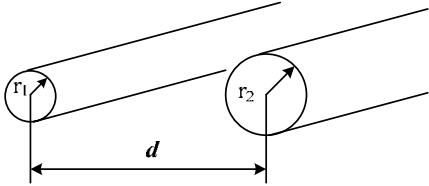
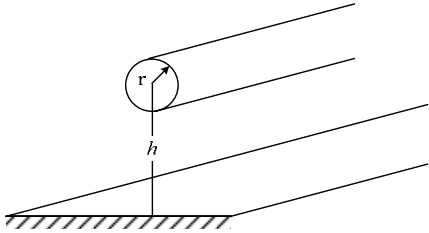
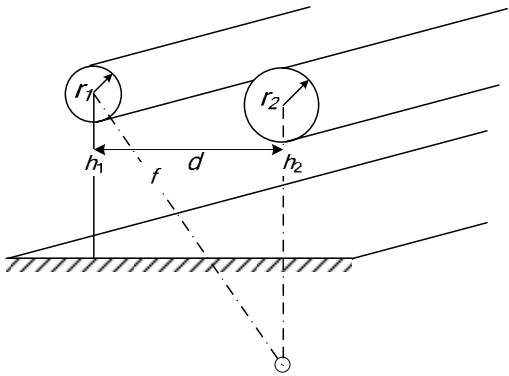
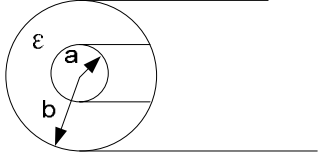
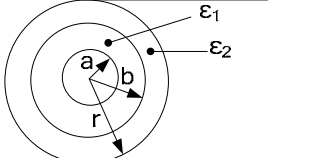
式中， $R_c = R_{c1} // R_{c2}$ ， $X_c = -\frac{1}{\omega C_{12}} = \frac{1}{2\pi f C_{12}}$ ，即

$$\dot{U}_c = \frac{j2\pi f C_{12} R_c}{1 + j2\pi f C_{12} R_c} \dot{U}_s \quad (2-16)$$

一般导体间的耦合电容  $C_{12}$  都很小，有  $2\pi f C_{12} R_c \ll 1$ ，可以认为， $U_c$  正比于  $f C_{12} R_c$ 。因此干扰源频率  $f$  越高电容耦合就越强；同时，接收电路的阻抗  $R_c$  越高，感应的电容耦合干扰越大；干扰源与接收器之间的分布电容  $C_{12}$  越小，干扰耦合就越小。

表 2-1 列出了常见导线分布电容的计算公式。

表 2-1 几种传输线电容计算公式

传输线类型	图示	单位长度的电容 (F/m)
平行直导线		$\frac{C}{l} = 1.21 \times 10^{-11} \frac{1}{\lg \left( \frac{d + \sqrt{d^2 - 4r^2}}{2r} \right)}$ <p>当 <math>d \gg r</math> 时</p> $\frac{C}{l} = 1.21 \times 10^{-11} \frac{1}{\lg \frac{d}{r}}$
		<p>当 <math>d \gg r_1, r_2</math> 时</p> $\frac{C}{l} \approx \frac{2.42 \times 10^{-11}}{\lg \frac{d^2}{r_1 r_2}}$
地面上方平行直导线		$\frac{C}{l} = \frac{2.42 \times 10^{-11}}{\lg \left( \frac{h + \sqrt{h^2 - r^2}}{r} \right)}$
		$\frac{C}{l} = \frac{1.1 \times 10^{-10} \ln \frac{f}{d}}{\ln \frac{2h_1}{r_1} \ln \frac{2h_2}{r_2} - \left( \ln \frac{f}{d} \right)^2}$ <p>当 <math>r_1 = r_2 = r, h_1 = h_2 = h</math> 时</p> $\frac{C}{l} = \frac{1.1 \times 10^{-10} \ln \frac{\sqrt{d^2 + 4h^2}}{d}}{\left( \ln \frac{2h}{r} \right)^2 - \left( \ln \frac{f}{d} \right)^2}$
同轴电缆		$\frac{C}{l} = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{b}{a}}$
		$\frac{C}{l} = \frac{2\pi}{\frac{1}{\epsilon_1} \ln \frac{b}{a} + \frac{1}{\epsilon_2} \ln \frac{r}{b}}$

## 2.2.2.2 电容性干扰例子

### (1) 导线对导线的电容性耦合

如图 2-6 所示，导线 1 为干扰源，其对地电压为  $U_1 = 10V$ ，干扰源的频率  $f = 10MHz$ ，导线 2 所在的干扰接收电路中接有一负载  $R_C$ 。导线 1 和导线 2 的直径均为  $d = 2mm$ ，两导线相距  $a = 20mm$ ，导线离地面高度  $h = 10mm$ 。

干扰模型及其等效电路如图 2-7 所示。

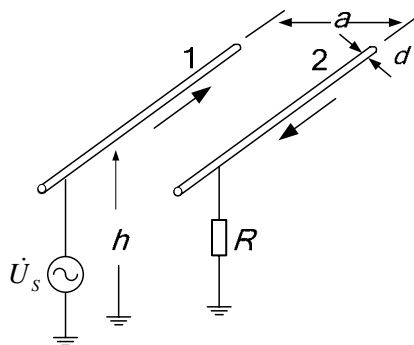
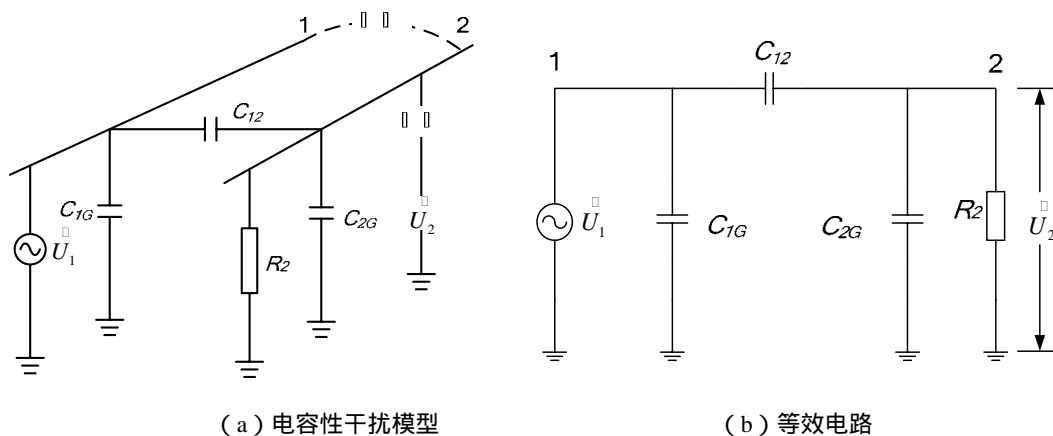


图 2-6 两导线布置图

由等效电路可知，导体 2 感应的对地干扰电压  $U_2$  可表示为

$$\dot{U}_2 = \frac{\left( \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G}} \right) \dot{U}_1 R_2}{R_2 + \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G})}} \quad (2-17)$$



(a) 电容性干扰模型

(b) 等效电路

图 2-7 图 2-6 的干扰模型

若  $R_2$  为低阻抗，且远小于分布电容  $C_{12}$  及  $C_{2G}$  的阻抗，则上式可化简为

$$\dot{U}_2 = j\omega R_2 C_{12} \dot{U}_1 \quad (2-18)$$

若负载电阻较大，且  $R_2 \gg \left| \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G})} \right|$ ，则式 (2-17) 可化简为



$$\dot{U}_2 = \left( \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G}} \right) \dot{U}_1 \quad (2-19)$$

参照表 2-1, 可以估算,  $C_{12} \approx 10\text{pF/m}$ ,  $C_{2G} \approx 10\text{pF/m}$ 。因此  $U_2 = \frac{1}{2}U_1 = 5(\text{V})$

若  $R = 50\Omega$ , 由于  $R = 50\Omega \ll |X_C|$ , 因此可以根据式 (2-18) 可以求得感应的电容性干扰, 设线长为  $1\text{m}$ , 则

$$X_C = -\frac{1}{\omega(C_{12} + C_{2G})} = -\frac{1}{20\pi \times 10^6 \times (20 \times 10^{-12})} = -\frac{1}{4\pi} \times 10^4 \Omega$$

将  $X_C$  代入式 (2-18), 可以得到  $U_2 \approx 0.314\text{mV}$ 。

## (2) 屏蔽体的作用

在上例中, 设  $R_2$  为无穷大, 如图 2-8 (a) 所示, 在导体 2 外加一层同轴屏蔽体 S, 其等效电路如图 2-8 (b) 所示。

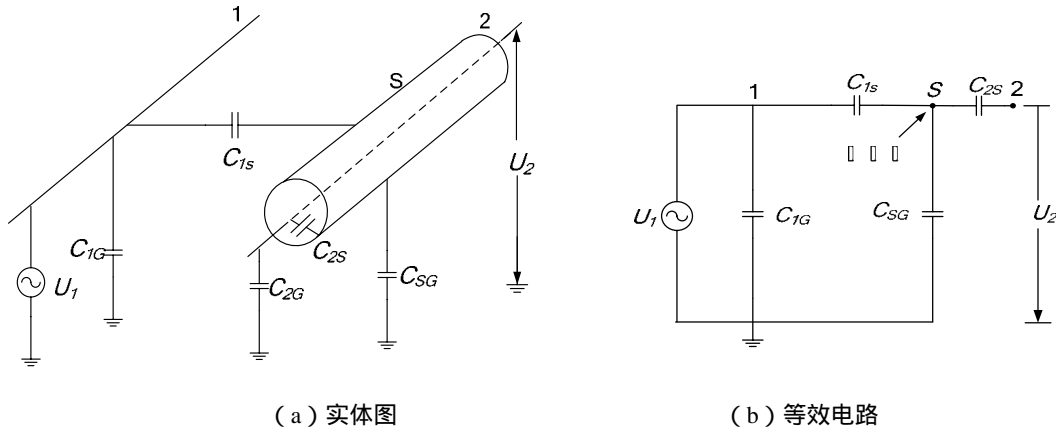


图 2-8 导体 2 有屏蔽体的电容干扰情形

屏蔽体对地电压为

$$U_S = \left( \frac{C_{1S}}{C_{1S} + C_{SG}} \right) U_1$$

近似取  $C_{SG} = 10\text{pF/m}$ , 得到屏蔽体上受干扰的电压为  $U_2 = \frac{1}{2}U_1 = 5(\text{V})$ 。

显然, 如屏蔽不接地, 则屏蔽体接收的干扰电压是较大的。一般将屏蔽体良好接地, 则  $U_S = 0$ 。若导体 2 完全在屏蔽体内, 从图 2-8 (b) 可以看出, 因  $C_{2S}$  上无电流流动, 导体 2 至地端的阻值亦为无穷大, 故导体 2 上的干扰电压为  $U_2 = U_S$ , 因屏蔽体接地, 即  $U_S = 0$ , 故  $U_2 = 0$ 。

对于导体 2 稍有暴露于屏蔽体外的情况, 如图 2-9 所示。导体 2 对地有较小的分布电容  $C_{2G}$ , 导体 1 与 2 之间有较小的分布电容  $C_{12}$ 。此时导体 2 上的感应电压为

$$U_2 = \left( \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2S} + C_{2G}} \right) U_1$$

从上式可以看出, 导体 2 受干扰的程度取决于其暴露于屏蔽体外的部分与导体 1 之间的分布电容, 暴露部分越长, 则  $C_{12}$  越大, 干扰电压就越大。

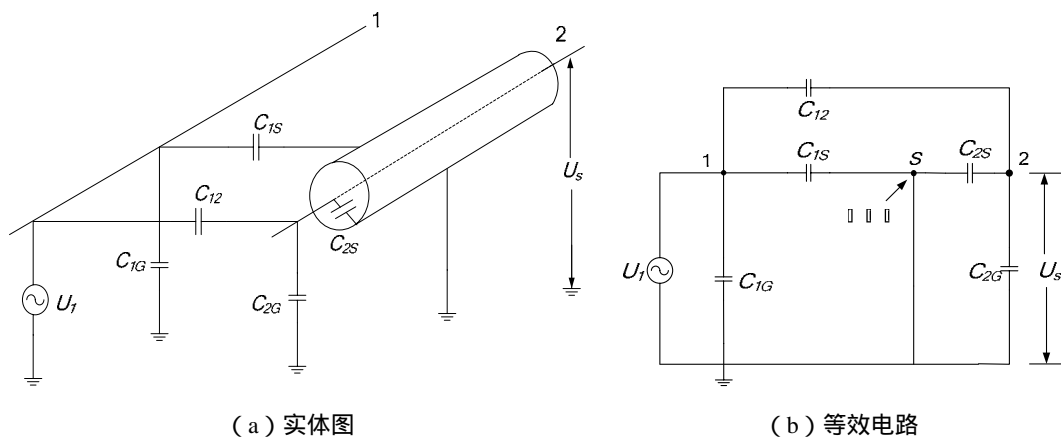


图 2-9 导体 2 超出接地屏蔽物外的电容性耦合

## 2.2.3 电感性耦合

### 2.2.3.1 耦合机理

当回路中流过变化的电流时，在它周围的空间就会产生变化的磁场，这个变化磁场又会在相邻回路中感应电压，就把一个干扰电压耦合到了接收电路中，因此电感耦合也称磁场耦合。图 2-10 (a) 所示为产生电感性耦合的两个电路。两回路之间存在互感  $M$ ，根据电磁感应原理得到接收电路中的感应电压等于

$$e_s = M \frac{di_1}{dt} \quad (2-20)$$

如果  $I_1$  是正弦交流电流则有

$$\dot{E}_s = j\omega M \dot{I}_1 \quad (2-21)$$

其中， $\omega$  为干扰电流的角频率。

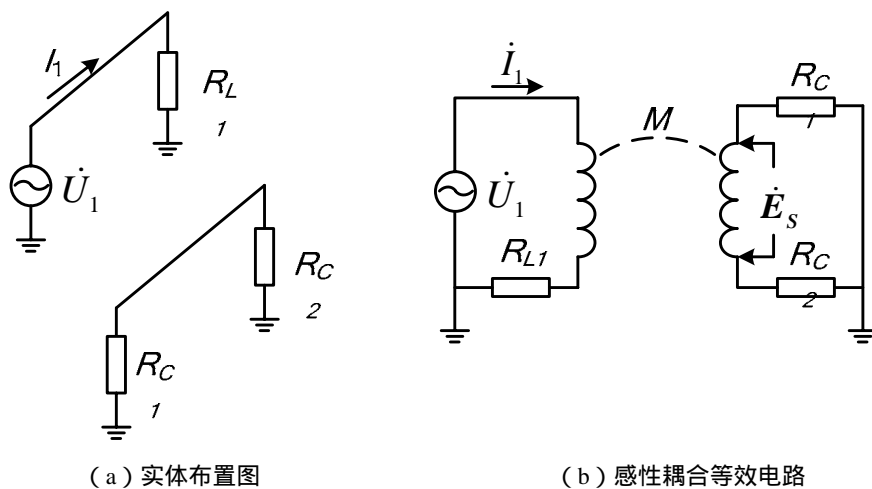


图 2-10 电感性耦合电路

干扰源的电流  $I_1$  越大，产生的磁场也越强，于是电感性耦合干扰也越大。回路之间距离越近，互感就越大，电感性耦合也越强。表 2-2 列出了常见导线（长度为  $l$ ）相互间的互感计算公式。

表 2-2 导线间的互感计算公式

形状	图示	互感公式（单位长度）
两组平行传输线		$\frac{M}{l} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{\sqrt{(D-b\sin\theta)^2 + (a-b\cos\theta)^2}}{\sqrt{(D+b\sin\theta)^2 + (a+b\cos\theta)^2}} \square$ $\frac{\sqrt{(D+b\sin\theta)^2 + (a-b\cos\theta)^2}}{\sqrt{(D-b\sin\theta)^2 + (a+b\cos\theta)^2}}$
		$\frac{M}{l} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{\sqrt{(D-b)^2 + (a-d)^2}}{\sqrt{(D+b)^2 + (a-d)^2}} \square$ $\frac{\sqrt{(D+b)^2 + (a+d)^2}}{\sqrt{(D-b)^2 + (a+d)^2}}$
两根平行导线		当 $l \square d$ 时 $\frac{M}{l} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left( \ln \frac{2l}{d} - 1 \right)$
		$\frac{M}{l} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{\sqrt{d^2 + 4h^2}}{d}$
线圈和导线平行		$\frac{M}{l} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{b}{a}$

### 2.2.3.2 带屏蔽体时的电感性耦合

#### (1) 管状屏蔽体对被干扰物的屏蔽

当图 2-11 (a) 中的导体 2 外有一管状屏蔽体 S 时，其等效电路如图 2-11 (b) 所示，回路 1 与屏蔽体和导体 2 之间分别有互感  $M_{1S}$  和  $M_{12}$ 。导体 1 上的电流  $I_1$  在屏蔽体上感应的干扰电势为

$$\dot{E}_{S1} = j\omega M_{1S} \dot{I}_1 \quad (2-22)$$

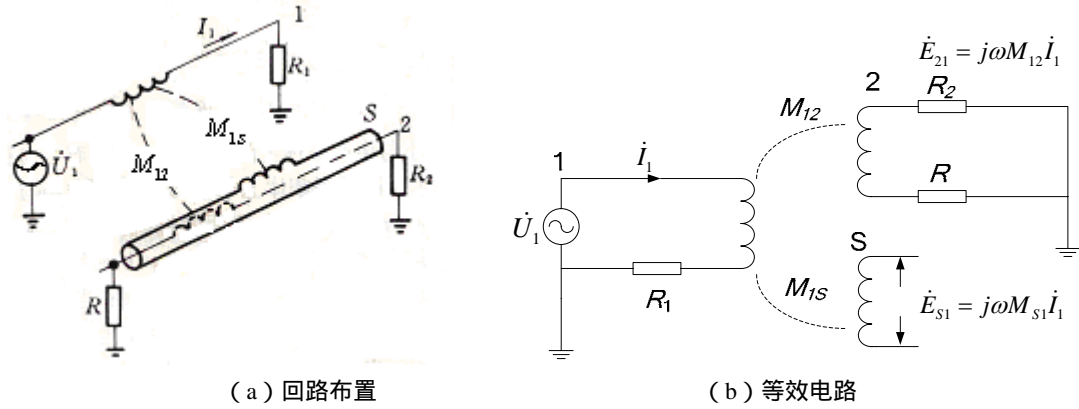


图 2-11 导体 2 带有屏蔽体的电感耦合

当屏蔽体不接地或单端接地时，在屏蔽体 S 上不产生电流，屏蔽体 S 也就不会在回路 2 中感应磁通，因此并不会影响被干扰电路（回路 2）所感应的电感性干扰。电路 2 仅受回路 1 中电流的影响，所受干扰与没有屏蔽体时相同。

当屏蔽体两端接地时，如果管状屏蔽体上的电流  $I_S$  对称于轴心，则管内不会有磁场存在，只有管状屏蔽体外才会有磁通  $\phi$  存在，屏蔽体的自感为

$$L_S = \frac{\phi}{I_S} \quad (2-23)$$

如在管内放置一导体 2，如图 2-12 所示，从图中可以看出，管状屏蔽体上的电流  $I_S$  所产生的磁力线会围住中心导体。因为屏蔽体上电流感应的磁通  $\phi$  完全被中心导体交链，故屏蔽体与中心导体之间的互感  $M_{2S}$  为

$$M_{2S} = \frac{\phi}{I_S} \quad (2-24)$$

由式 (2-23) 和式 (2-24) 得

$$L_S = M_{2S} \quad (2-25)$$

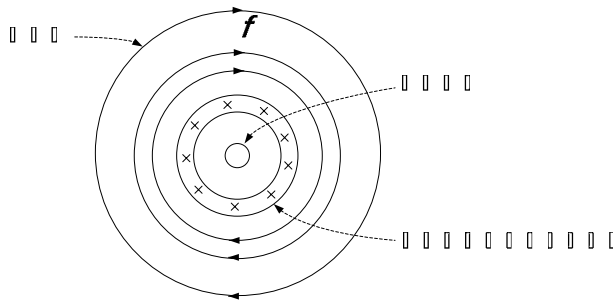


图 2-12 含屏蔽层电流的同轴电缆

当屏蔽体两端接地时，屏蔽体与中心导体的等效电路如图 2-13 所示。设外回路 1 在屏蔽体 - 地回路中穿过的磁通为  $\phi_1$ ，管状屏蔽体被外界磁场感应的电流为  $I_S$ ，则

$$\dot{E}_{S1} = -j\omega\phi_1 = \dot{I}_S (R_S + j\omega L_S) \quad (2-26)$$

式中， $R_s$  为屏蔽体的电阻。

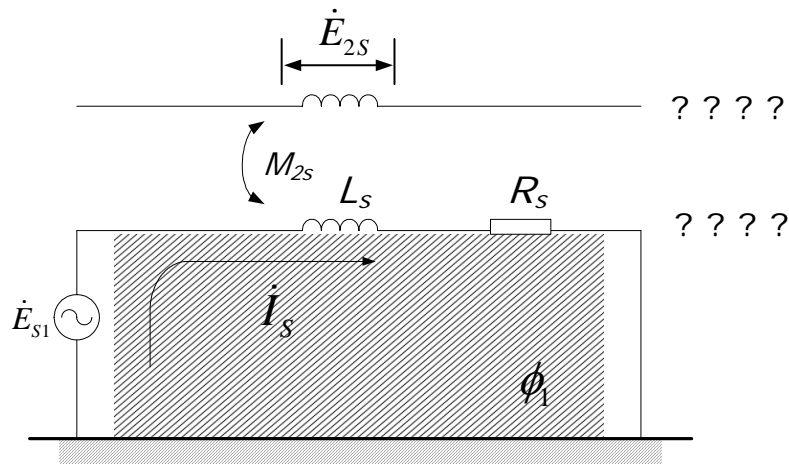


图 2-13 屏蔽导体的回路电路

由上式可得

$$\dot{I}_s = \frac{\dot{E}_{S1}}{R_s + j\omega L_s} \quad (2-27)$$

$I_s$  在中心导体上感应的电势为

$$\dot{E}_{2s} = j\omega M_{2s} \dot{I}_s \quad (2-28)$$

因为  $L_s = M_{2s}$ ，所以

$$\dot{E}_{2s} = \left[ \frac{j\omega}{j\omega + \frac{R_s}{L_s}} \right] \dot{E}_{S1} \quad (2-29)$$

令  $\omega_c = \frac{R_s}{L_s}$ ，称为屏蔽层的截止频率。当  $\omega = \omega_c = \frac{R_s}{L_s}$  即  $f = f_c = \frac{R_s}{2\pi L_s}$  时，

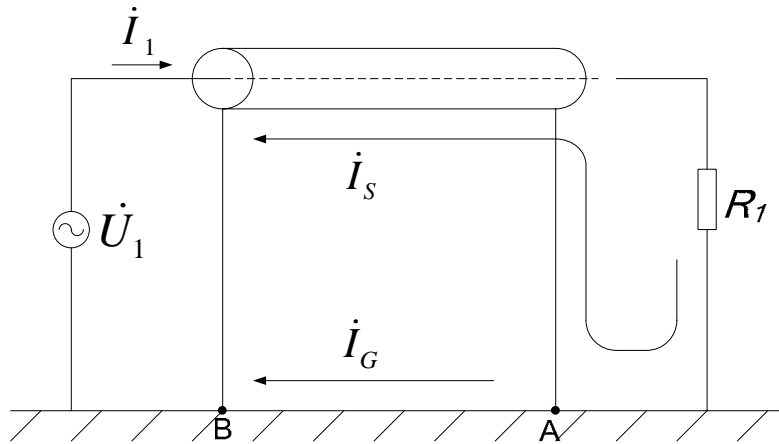
$|\dot{E}_{2s}| = 0.707 |\dot{E}_s|$ 。也就是说，当屏蔽体上有电阻  $R_s$  时，中心导体由屏蔽体感应的电势小于屏蔽体被外导体 1 感应的电势。

当  $\omega > 5\omega_c$  时， $R_s$  对电流的影响可以忽略，则有  $|\dot{E}_{2s}| \approx |\dot{E}_s|$ ，中心导体被屏蔽体电流感应的电势等于屏蔽体被外回路 1 感应的电势。由式 (2-26) 分析可知，当  $\omega \gg \omega_c$  时， $L_s I_s \approx -\phi_1$ ，即屏蔽层感应电流  $I_s$  与外回路 1 电流  $I_1$  在屏蔽层 - 地回路 (图 2-13 中阴影部分) 中产生的磁通大小相等、方向相反，回路内不存在磁通，因此中心导体中的总的感应干扰电势为零，即中心导体被完全屏蔽。

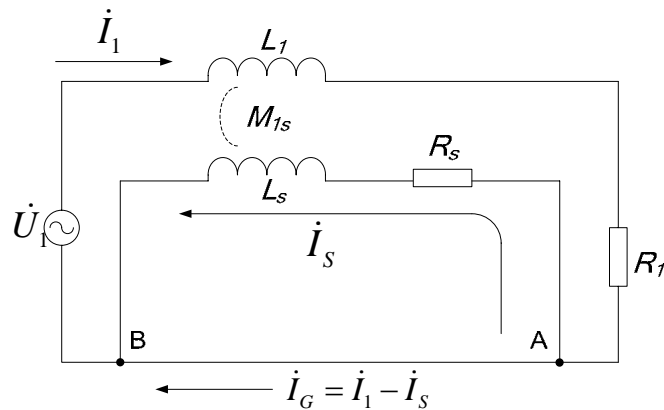
## (2) 管状屏蔽体对干扰源的屏蔽

导体 1 (干扰源) 带有一管状屏蔽体时，其对外干扰与屏蔽体的接地方式有关。若屏蔽体两端同时接地，如图 2-14 所示，屏蔽体 - 地回路满足

$$j\omega M_{1S}\dot{I}_1 - (j\omega L_S + R_S)\dot{I}_S = 0 \quad (2-30)$$



(a) 实际电路



(b) 等效电路

图 2-14 屏蔽体与接地面间的分流

由  $L_S = M_{1S}$ ，得

$$\dot{I}_S = \frac{j\omega L_S}{j\omega L_S + R_S} \dot{I}_1 = \frac{j\omega}{j\omega + \frac{R_S}{L_S}} \dot{I}_1 = \frac{j\omega}{j\omega + \omega_c} \dot{I}_1 \quad (2-31)$$

当  $\omega \gg \omega_c$  (如  $\omega > 5\omega_c$  以上) 时,  $|\dot{I}_S| \approx |\dot{I}_1|$ , 即屏蔽体上的  $I_S$  大小与中心导体上的电流  $I_1$  相同, 而方向相反, 回路回流不经过地而全部流经屏蔽体。此时  $I_S$  产生的磁场与中心导体上  $I_1$  产生的磁场完全相抵消。屏蔽体外不再有磁场存在, 从而抑制了磁(感性)耦合, 但此时要求频率较高 ( $\omega > 5\omega_c$ ), 否则  $I_S < I_1$ 。

### (3) 屏蔽体接地方式的影响

从上述分析可以看出, 无论是要减小回路感应的电感性干扰, 还是减小回路对外界磁场的影响, 关键在于减少磁场耦合的磁通。若将屏蔽体置于导体外, 使其成为新的环路, 从而减少回路包围的面积, 就可以达到减小磁场干扰的目的。当屏蔽体两端接地时, 若屏蔽体直

流电阻远小于屏蔽体的感抗（高频条件下），对于被干扰回路，则干扰磁通被屏蔽体电流产生的磁通抵消，可以防止被屏蔽回路被外界的干扰；对于干扰源电路，回路电流全部流经屏蔽体，被屏蔽回路和屏蔽层回流产生的磁场也互相抵消，对外界没有干扰。

而在低频条件下，屏蔽体直流电阻不远小于屏蔽体的感抗，此时被屏蔽回路仍能接受干扰或成为干扰源。

为解决这一问题，可将屏蔽体的一端不接地而与负载连接。则  $|i_s| = |i_1|$  且方向相反，返回电流产生的磁场抵消了中心导体产生的磁场，从而抑制了对外回路的电感性耦合，如图 2-15 所示。此时即使对于频率较低的信号也经屏蔽体流回，屏蔽效果较两端接地时好。

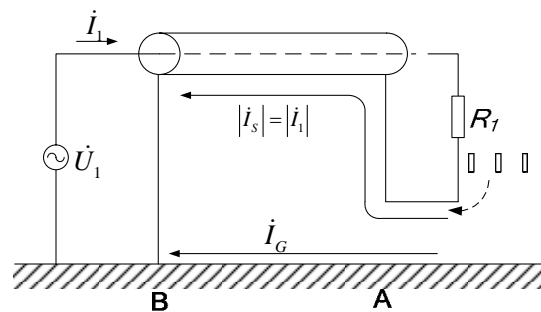


图 2-15 屏蔽体单端接地

图 2-16 所示为某电感性耦合测试装置实测的干扰衰减量。各被测电路均为两端接地，测试干扰频率为 50kHz，远超过各类屏蔽层截止频率的 5 倍以上。在电路未加任何屏蔽时，定义 1MΩ电阻上的测得的实际噪声电压的衰减量为 0dB。从图中可以看出，电缆屏蔽层构成电流回路（如两端接地）时对噪声具有较高的抑制能力，而具有屏蔽的单端接地电路的抗干扰能力更强。

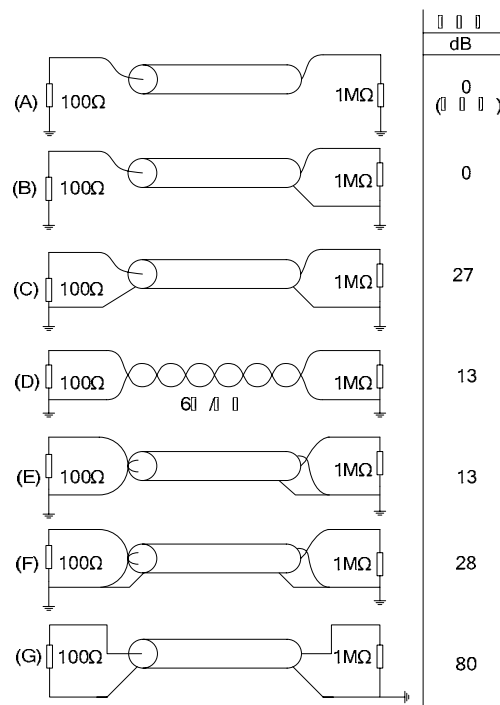


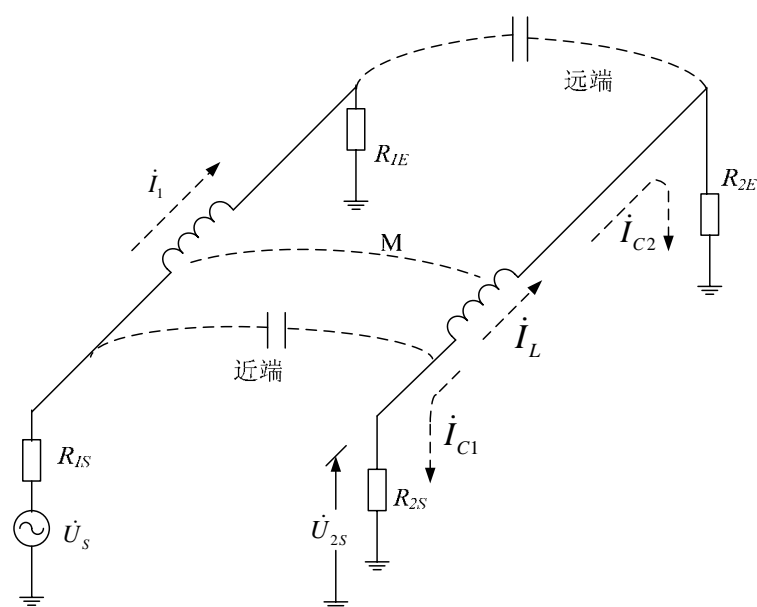
图 2-16 干扰实验结果

## 2.2.4 传导耦合的综合考虑

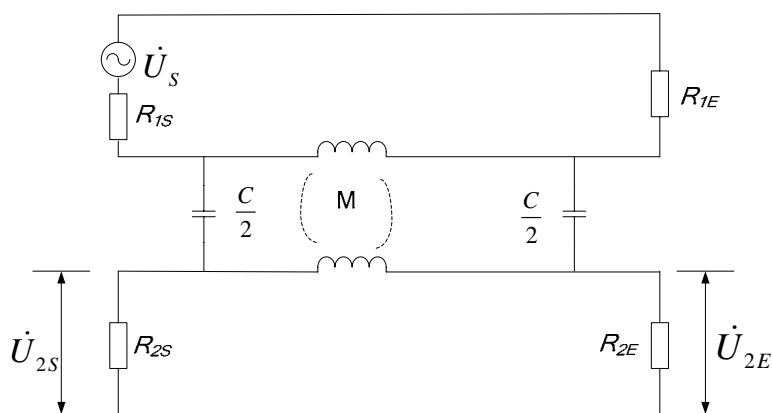
上述关于电阻性、电容性耦合以及电感性耦合的模型及分析,是假定只有单一类型的干扰耦合,而没有其它类型耦合的情况。实际上,各种耦合途径是同时存在的。当耦合程度较小且只考虑线性电路分量时,各种传导耦合的干扰电压可以分开计算,然后再求得其综合干扰效应。

以电容性耦合与电感性耦合的综合干扰为例,两种耦合干扰的主要差别在于:电感性耦合干扰电压串联于被干扰回路上,而电容性耦合干扰电压并联于被干扰回路上。因此在靠近干扰源的近端和远端,电容性耦合干扰在被干扰电路的电流方向相同,而电感性耦合的电流方向相反。图 2-18 给出了电容性耦合和电感性耦合同时存在的情况。设在  $R_{2S}$  及  $R_{2E}$  上的电容耦合电流分别为  $I_{C1}$  及  $I_{C2}$ ,而电感耦合电流分别为  $I_{L1}$  及  $I_{L2}$ 。显然  $I_{L1} = -I_{L2} = I_L$ ,因此,在靠近干扰源近端  $R_{2S}$  上的耦合干扰电压为

$$\dot{U}_{2S} = (\dot{I}_{C1} - \dot{I}_L)R_{2S} \quad (2-32)$$



(a) 两回路之间的耦合



(b) 等效电路

图 2-17 电容性耦合与电感性耦合的综合影响



远端负载  $R_{2E}$  上的耦合干扰电压为

$$\dot{U}_{2E} = (\dot{I}_{C2} + \dot{I}_L)R_{2E} \quad (2-33)$$

可见，对于靠近干扰源端（近端），总干扰电压等于电容性耦合电压减去电感性耦合电压；而对于靠近负载端，或者远离干扰源端，总干扰电压等于电容性耦合电压加上电感性耦合电压。

图 2-17 (b) 为图 2-17 (a) 的等效电路，由上面的分析可以求得，在靠近干扰源端（近端）的干扰电压为

$$\begin{aligned} \dot{U}_{2S} &= \dot{U}_{(\text{电容性耦合})} - \dot{U}_{(\text{电感性耦合})} \\ &= \dot{U}_s \left[ \frac{R_{1E}}{R_{1S} + R_{1E}} \cdot \frac{R_2}{R_2 + jX_C} \right] - \dot{U}_s \left[ \frac{j\omega M}{R_{1S} + R_{1E}} \cdot \frac{R_{2S}}{R_{2S} + R_{2E}} \right] \end{aligned} \quad (2-34)$$

$$\text{其中，} R_2 = \frac{R_{2S}R_{2E}}{R_{2S} + R_{2E}}, \quad X_C = -\frac{1}{\omega C}$$

靠近负载端（远端）的干扰电压为

$$\begin{aligned} \dot{U}_{2E} &= \dot{U}_{(\text{电容性耦合})} + \dot{U}_{(\text{电感性耦合})} \\ &= \dot{U}_s \left[ \frac{R_{1E}}{R_{1S} + R_{1E}} \cdot \frac{R_2}{R_2 + X_C} \right] + \dot{U}_s \left[ \frac{j\omega M}{R_{1S} + R_{1E}} \cdot \frac{R_{2E}}{R_{2S} + R_{2E}} \right] \end{aligned} \quad (2-35)$$

对平行传输线，当频率很高或导线长度远大于波长时，不能用集中阻抗的方法来处理分布参数阻抗。导线上每段感应的干扰不同，需要用分布参数电路理论进行干扰耦合的分析。如图 2-18 所示将导线分成多个微段（长度为  $dx$ ）等效电路，设导线 1 和导线 2 单位长度上的自感分别为  $L_1$  和  $L_2$ ，自电容分别为  $C_1$  和  $C_2$ ，两线间的互感和互电容分别为  $M$  和  $C_{12}$ 。

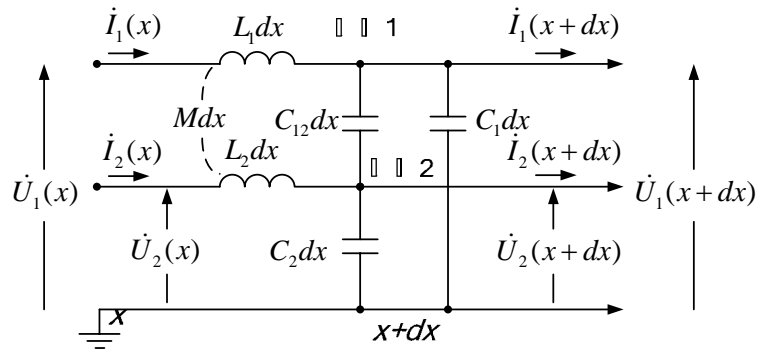


图 2-18 微段高频耦合等效电路

对此等效电路，可以建立如下方程组：

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\dot{U}_1(x)}{dx} &= -j\omega[L_1\dot{I}_1(x) + M\dot{I}_2(x)] \\ \frac{d\dot{U}_2(x)}{dx} &= -j\omega[M\dot{I}_1(x) + L_2\dot{I}_2(x)] \\ \frac{d\dot{I}_1(x)}{dx} &= -j\omega[(C_1 + C_{12})\dot{U}_1(x) - C_{12}\dot{U}_2(x)] \\ \frac{d\dot{I}_2(x)}{dx} &= -j\omega[-C_{12}\dot{U}_1(x) + (C_2 + C_{12})\dot{U}_2(x)] \end{aligned} \right\} \quad (2-36)$$

结合传输线首、末端的电压和电流条件，即可求得任一导线对另一条导线的电容性和电感性耦合及其在首、末端的干扰电压和电流。

## 2.3 辐射耦合原理

电磁辐射干扰是指干扰源通过空间传播耦合到被干扰设备的干扰，如输电线路电晕放电产生的无线电干扰，在交流电路中的交流电流和交流电压在周围空间会产生交变的电场和磁场。在近场区，干扰表现为电容性耦合干扰和电感性耦合干扰，而在远场区则通过辐射电磁波造成干扰。干扰源以电磁辐射的形式向空间发射电磁波，把干扰能量隐藏在电磁场中。任一带有交变电流的导体都会在周围产生电磁场并对外辐射一定强度的电磁波，相当于一段发射天线。处于交变电磁场中的任一导体则相当于一段接收天线，会产生一定的感应电动势。导体的这种天线效应是导致电子设备相互产生电磁辐射干扰的根本原因。

### 2.3.1 辐射场强

#### 2.3.1.1 辐射场强的分析

导体对外的辐射场强取决于多种因素，如辐射场的类型、空间介质的性质、电磁场在空间的折反射等。概括而言，辐射干扰源主要有两类：即电偶极子辐射和磁偶极子辐射。

电偶极子是足够短的细载流导线，其长度 $\Delta l$ 远小于电磁波的波长 $\lambda$ 。如图 2-19 所示通有均匀分布的电流为  $I$  的电偶极子，在空间中离偶极子中点距离为  $r$  处产生的电磁场为

$$\begin{cases} \dot{E}_\theta = \frac{\dot{I}\Delta l \sin \theta}{4\pi\omega\varepsilon_0} \left( -\frac{\beta^2}{r} + \frac{j\beta}{r^2} + \frac{1}{r^3} \right) e^{-j\beta r} \\ \dot{E}_r = \frac{\dot{I}\Delta l \cos \theta}{2\pi\omega\varepsilon_0} \left( \frac{j\beta}{r^2} + \frac{1}{r^3} \right) e^{-j\beta r} \\ \dot{H}_\varphi = \frac{\dot{I}\Delta l \sin \theta}{4\pi} \left( -\frac{\beta}{r} + \frac{j}{r^2} \right) e^{-j\beta r} \end{cases} \quad (2-37)$$

式中， $\varepsilon_0$  为空间介电常数， $\beta = 2\pi/\lambda$  为相位系数， $E$ 、 $H$  分别表示电场强度和磁场强度。

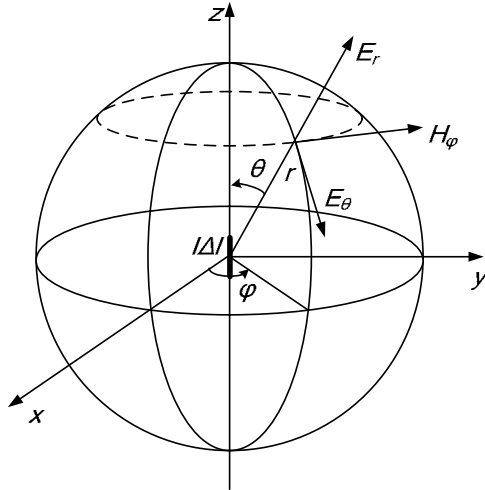


图 2-19 电偶极子的辐射场

磁偶极子是一个直径足够小的载流圆环，其直径  $d$  远小于电磁波的波长  $\lambda$ ，如图 2-20 所示通有均匀分布的电流为  $I$  的磁偶极子，在空间中离偶极子圆心距离为  $r$  处产生的电磁场为

$$\begin{cases} \dot{H}_\theta = \frac{i\Delta S\beta^3 \sin\theta}{4\pi} \left( -\frac{1}{\beta r} - \frac{1}{j(\beta r)^2} + \frac{1}{(\beta r)^3} \right) e^{-j\beta r} \\ \dot{H}_r = \frac{i\Delta S\beta^3 \cos\theta}{2\pi} \left( -\frac{1}{j(\beta r)^2} + \frac{1}{(\beta r)^3} \right) e^{-j\beta r} \\ \dot{E}_\varphi = \frac{i\Delta S\beta^3 \sin\theta}{4\pi\omega\varepsilon_0} \left( \frac{1}{r} - \frac{1}{j(\beta r)^2} \right) e^{-j\beta r} \end{cases} \quad (2-38)$$

式中， $\Delta S$  为圆环面积。

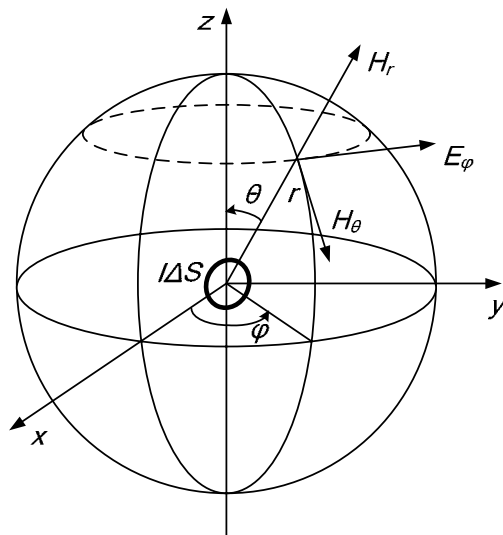


图 2-20 磁偶极子的辐射场

式 (2-37) (2-38) 只适用于电流值为常数的小载流单元，对实际的导线或电路，回路上各处电流不一定相同，可以采用叠加的办法进行求解。对实际导线，可以将导线细分为多个小段，将这些小段在空间某点产生的电磁场计算后进行叠加，其结果即为该导线在空间某

点产生的总的电磁场。对实际载流电路，可以把一个大的圆环细分为许多较小的小圆环，如图 2-21 所示，其中第  $i$  个圆环的面积为  $S_i$ ， $P$  点处的总场强即为所有小圆环辐射的场强之和。

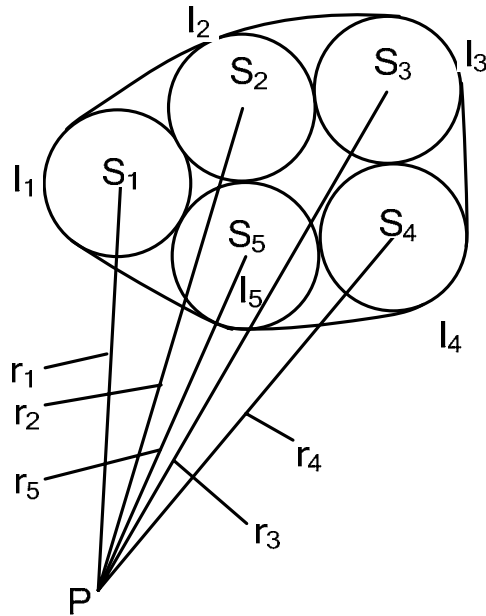


图 2-21 环形载流回路的分割

### 2.3.1.2 共模电流与差模电流

如图 2-22 所示，设有一对长度为  $l$ 、间距为  $d$  的平行载流导线（如印制电路板中的导线、设备中的电缆等），导线中分别流过电流  $I_1$  和  $I_2$ 。导线对中的电流可以分解成大小相等、方向相同的共模电流  $I_C$  和大小相等、方向相反的差模电流  $I_D$ ，两者之间存在如下关系：

$$\begin{cases} I_1 = I_C + I_D \\ I_2 = I_C - I_D \end{cases} \quad (2-39)$$

可以得到

$$\begin{cases} I_C = \frac{I_1 + I_2}{2} \\ I_D = \frac{I_1 - I_2}{2} \end{cases} \quad (2-40)$$

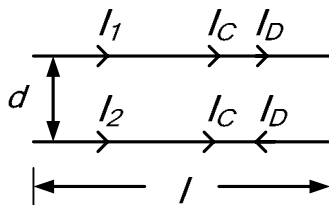


图 2-22 平行双导线的共模和差模电流

对平行导线对中共模电流的辐射场强可以按电偶极子辐射场进行分析，对差模电流的辐射场强可以按磁偶极子辐射场进行分析。设计算场点到导线对中心的距离  $r$  远大于导线的长

度  $l$ ，且沿导线上各点的电流均相同，可以得到共模电流产生的最大场强为

$$|\dot{E}_{C\max}| = 1.257 \times \frac{|\dot{I}_C| fl}{r} \times 10^{-6} \quad (2-41)$$

差模电流产生的最大场强为

$$|\dot{E}_{D\max}| = 1.316 \times \frac{|\dot{I}_D| f^2 ld}{r} \times 10^{-14} \quad (2-42)$$

一般而言，用于信号传输的平行导线的共模电流远小于差模电流，但从电场结果可以看出，共模电流的辐射场强却大于差模电流的辐射场强。为减小平行导线对的辐射干扰，应当缩短导线长度，减小回路面积。

### 2.3.1.3 近区场与远区场

电磁场分为近场（或感应场）和远场（或辐射场），划分的依据是  $r$  与  $\frac{1}{\beta}$ （ $= \frac{\lambda}{2\pi}$ ）的大小关系。从式（2-37）和（2-38）可以看出，当  $\beta r \ll 1$  时，电磁场为近区场性质。此时  $E$  和  $H$  表达式中因子  $e^{-j\beta r} \approx e^0 = 1$ ，可以忽略  $\frac{1}{\beta r}$  的低次项，于是可以简化  $E$  和  $H$  的表达式，如表 2-3 所示。

当  $\beta r \gg 1$  时，电磁场为远区场性质。此时  $E$  和  $H$  表达式  $\frac{1}{\beta r}$  的高次项可以忽略，场强取决于低次项， $E$ 、 $H$  主要由  $\frac{1}{r}$  项决定，也可以简化  $E$  和  $H$  的表达式，结果见表 2-3。

表 2-3 电偶极子、磁偶极子产生的近场、远场的近似表示

	电偶极子	磁偶极子
近场 $\beta r \ll 1$	$\dot{E}_\theta \approx \frac{\dot{I} \Delta l \beta}{4\pi\epsilon_0 r^3} \sin \theta$ $\dot{E}_r \approx \frac{\dot{I} \Delta l \beta}{2\pi\epsilon_0 r^3} \cos \theta$ $\dot{H}_\varphi \approx j \frac{\dot{I} \Delta l \beta}{4\pi r^2} \sin \theta$	$\dot{H}_\theta \approx \frac{\dot{I} \Delta S}{4\pi r^3} \sin \theta$ $\dot{H}_r \approx \frac{\dot{I} \Delta S}{2\pi r^3} \cos \theta$ $\dot{E}_\varphi \approx j \frac{\dot{I} \Delta S}{4\pi\omega\epsilon_0 r^2} \sin \theta$
远场 $\beta r \gg 1$	$\dot{E}_\theta \approx j \frac{\dot{I} \Delta l \beta^2}{4\pi\omega\epsilon_0 r} \sin \theta e^{-j\beta r}$ $\dot{H}_\varphi \approx j \frac{\dot{I} \Delta l \beta}{4\pi r} \sin \theta e^{-j\beta r}$	$\dot{H}_\theta \approx j \frac{\dot{I} \Delta S \beta^2}{4\pi\omega\epsilon_0 r} \sin \theta e^{-j\beta r}$ $\dot{E}_\varphi \approx j \frac{\dot{I} \Delta S \beta^3}{4\pi\omega\epsilon_0 r} \sin \theta e^{-j\beta r}$

空间中某点的电场强度与磁场强度的比值称为波阻抗，即

$$Z = \frac{E}{H} \quad (2-43)$$

在远场区中，电偶极子和磁偶极子产生的电场和磁场的相位相同，方向相互垂直，电磁波为平面电磁波，电场强度与磁场强度幅值之比是常数，即

$$Z_{\text{远}} = \frac{E}{H} = Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377\Omega \quad (2-44)$$

因此，远场的波阻抗与场源性质、场源频率及空间场点的位置无关。如果空间介质为海水、金属导体等，则其波阻抗将发生变化。

在近场区中，电场和磁场相位相差  $90^\circ$ 。对于电偶极子，幅值之比为

$$Z_{\text{电}} = \frac{E_\theta}{H_\phi} = \frac{1}{\omega\epsilon_0 r} = Z_0 \frac{\lambda}{2\pi r} \ll Z_0 \quad (2-45)$$

对于磁偶极子，幅值之比为

$$Z_{\text{磁}} = \frac{E_\phi}{H_\theta} = \omega\mu_0 r = Z_0 \frac{2\pi r}{\lambda} \gg Z_0 \quad (2-46)$$

可见，在近场区，波阻抗与场源的性质有关。电偶极子产生的近区场的波阻抗大于磁偶极子产生的近区场的波阻抗。这是因为前者以电场为主，称为容性耦合高阻抗场；而后者以磁场为主，称为感性耦合低阻抗场。在近场区和远场区，波阻抗随场点到场源的距离的变化曲线如图 2-23 所示。

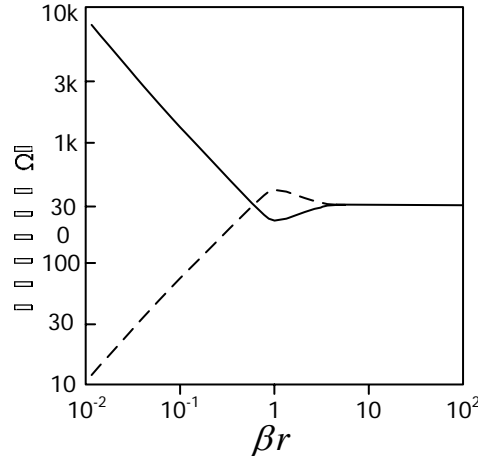


图 2-23 波阻抗随距离的变化

在实际工程中，理想的电偶极子和磁偶极子是不存在的。通常把杆状天线和电路中高电压小电流的辐射源视为电偶极子，其近区场以电场为主；将环状天线和电路中具有低电压大电流的辐射源视为磁偶极子，其近区场以磁场为主。

### 2.3.2 辐射耦合方式

实际的辐射干扰有一部分是通过接收机的天线感应进入接收电路的；但大多数是通过电缆导线感应，然后沿导线进入接收电路的；也有一部分是通过电路的闭合连接回路感应形成

的。因此辐射干扰通常存在三种主要耦合途径：天线耦合、导线感应耦合和闭合回路耦合。

### (1) 天线耦合

天线耦合就是通过天线接收电磁波。对于有意接收无线电信号的接收机都是通过天线耦合方式获得所需的电信号。

然而在电子设备和系统中还存在着无意的天线耦合，例如放大器三极管的基极管脚虚焊，悬空的基极管脚成为一根天线，它可以接收电磁信号。因此在电磁兼容工程中对于无意的天线耦合必须给予足够的重视，因为这种耦合“天线”往往很难被发现，然而它却给高灵敏度电子设备和通信设备带来许多电磁干扰麻烦。电磁兼容中常见的典型天线结构有双极/单极天线、回路天线、缝隙天线等，如图 2-24 所示。

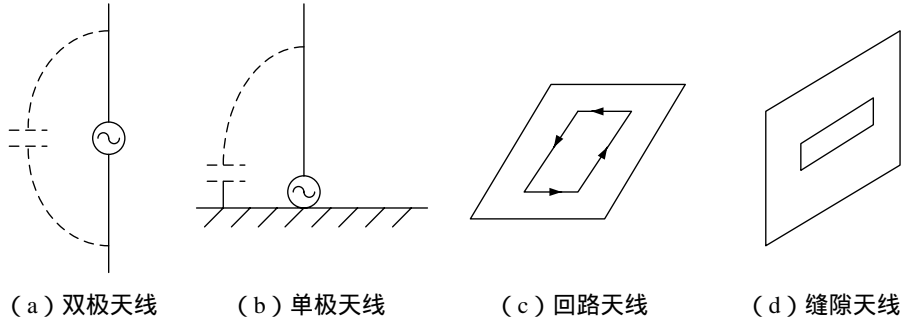


图 2-24 典型的天线结构

对双极和单极天线结构，导线感应的开路电压为

$$U = \int_0^l E \cdot ds \approx El \quad (\text{若 } l \ll \lambda) \quad (2-47)$$

式中， $E$  为电场强度， $l$  为导线受到电场干扰段的长度， $\lambda$  为电场信号的波长。

### (2) 导线感应耦合

一般设备的电缆线是由信号回路的连接线以及电源回路的供电线、地线捆绑在一起构成的，其中每一根导线都与输入端阻抗和输出端阻抗以及返回线构成一个回路，因此设备电缆线是设备内部电路暴露在机箱外面的部分，它们最容易受到干扰源辐射场的耦合而感应出干扰电压（或电流），沿导线进入设备形成辐射干扰，如图 2-25 所示。此时导线仍可视作天线，可以用式（2-47）计算感应的干扰。

在导线比较短、电磁波频率较低的情况下，可以把图 2-25 中导线和阻抗构成的回路看作为理想的闭合环路，电磁场通过闭合环路引起的干扰属于闭合回路耦合。

对于两个设备离得较远、电缆线很长且辐射电磁场频率较高的情况（例如  $l > \lambda / 4$ ），导线上的感应电压不能再看成是均匀的，分析时需要把它等效成许多分布的电压源。

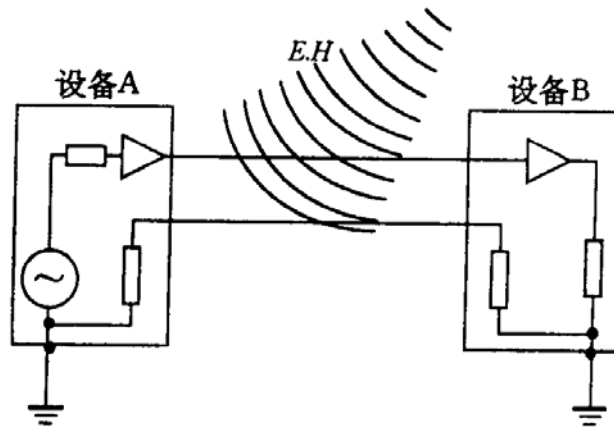


图 2-25 电磁辐射对导线的感应耦合

### (3) 闭合回路耦合

图 2-26 为按正弦变化的电磁场在闭合回路中的感应耦合。对图中右边接收电路起干扰作用的主要是 x 方向的电场  $\vec{E}_x$  和 y 方向的磁场  $\vec{H}_y$ ，设闭合回路长为  $l$ ，回路面积为  $S$ ，根据电磁感应定律，闭合回路中产生的感应电压为

$$U = \oint \vec{E} \cdot d\vec{l} \quad (2-48)$$

或者等于

$$U = -\frac{d\phi}{dt} = -\frac{\partial}{\partial t} \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (2-49)$$

对于近场情况，由于 E 和 H 的大小与场源性质有关。当场源为电偶极子时，近区场以电场为主，闭合回路的耦合为电场感应，可以通过对电场强度沿闭合回路路径积分（式（2-48））得到感应电压。若场源为磁偶极子，近区场以磁场为主导，闭合回路的耦合为磁场感应，可以通过对从回路中穿过的磁通的变化率积分得到感应电压（式（2-49））。

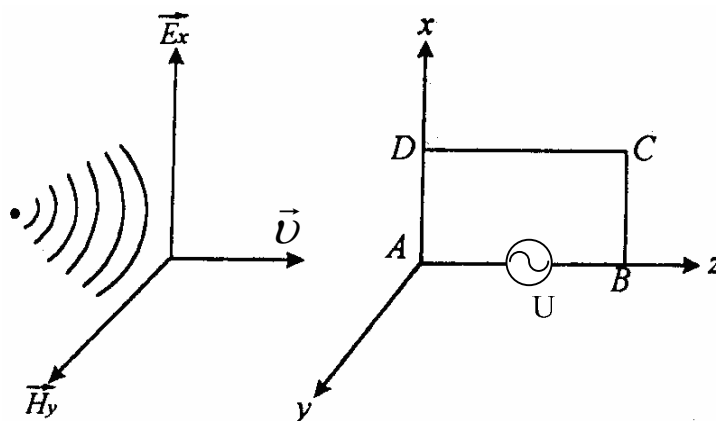


图 2-26 电磁场对闭合回路的耦合示意图

对于远场区情况，电磁场可以看成平面电磁波，电场强度 E 和磁场强度 H 的比值处处相等，可以通过电场强度 E 沿闭合路径积分得到感应电压，也可以通过磁场强度 H 对闭合回路的面积积分得到感应电压。

## 2.3.3 电磁辐射对电路产生的干扰

### (1) 共模干扰

如图 2-27 所示，对悬浮于空间的导线，其周围有一水平的电场或垂直的磁场，此导线如同一个接收天线，会在两导线上感应开路电压 U。此共模干扰电压将在导线上产生一电流，其回流的电流为存在于导线间分布电容的位移电流。当电容分布在导线上时，有一对应的回路面积存在，其形状类似于橄榄球，此面积称为天线的等效面积。因低频时的容抗较高，因此电流值较小。

当导线的两端各接有电气设备或电路时，回路面积与导线电容都会增加，导致共模电压及电流增加。如图 2-28 所示，当导线两端的设备直接接到接地面时，会在回路中产生较大的共模干扰电流。



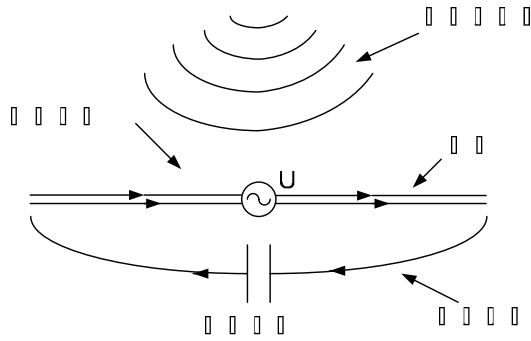


图 2-27 直接引入导线的开路电压

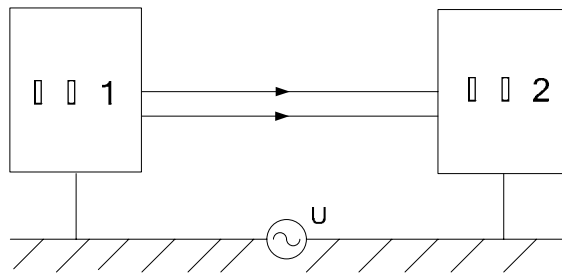


图 2-28 回路面积及共模噪声电流

(2) 差模干扰

如图 2-29 所示，电场或磁场会直接透入导线之间（图中两距离为  $d$  的导线之间所围的面积），从而产生差模干扰，直接将干扰信号加在被干扰回路的输入/输出端（图中设备 1 和设备 2）。

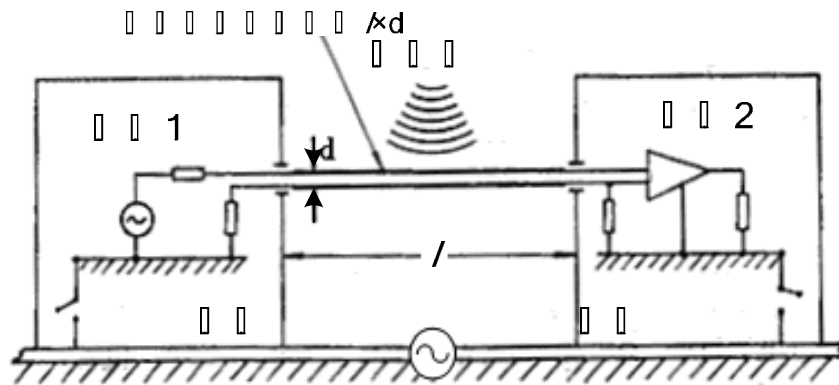


图 2-29 电磁场对连接导线的差模干扰

对于非平衡导线，例如同轴电缆，也会产生差模干扰，虽然对于同轴电缆较难给出类似图 2-29 的面积。其实际干扰包含两部分：(1) 场对导线的干扰，使电缆屏蔽层存在干扰电流；(2) 电缆的转移阻抗将电缆屏蔽层电流转换成差模干扰，侵入受害放大器或电路的输入端。

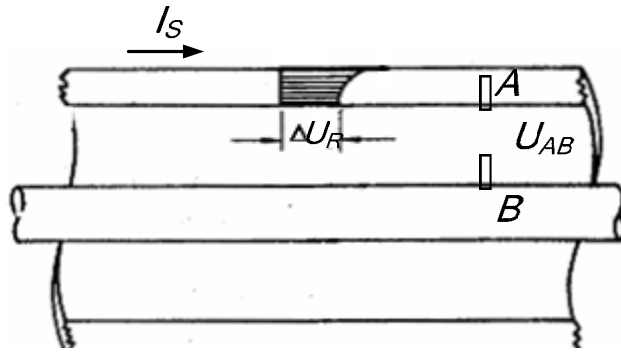


图 2-30 同轴电缆转移阻抗含义示意图

图 2-30 说明了电缆的转移阻抗将电缆屏蔽层电流  $I_S$  转换为电缆芯线与屏蔽层之间的差模干扰电压的情况。电流  $I_S$  会在屏蔽层中产生阻性压降  $\Delta U_R$ ；同时， $I_S$  产生的磁场有部分渗入屏蔽层与芯线之间造成屏蔽层 - 芯线之间的互感小于屏蔽层的自感，芯线感应的纵向电压小于屏蔽层自感感应的电压，两者的差为  $\Delta U_L$ 。两个电压差同时作用使电缆同一截面上的屏蔽层与芯线（图中 A 和 B 点）之间存在差模电压  $U_{AB}$ 。根据上述分析，这个电压与电缆长度成正比。为了方便地表示电缆屏蔽层引起的电缆中的差模干扰，引入转移阻抗的概念。电缆屏蔽体的转移阻抗  $Z_T$  定义为单位长度屏蔽体感应的差模电压  $U$  与屏蔽体表面上通过的电流  $I_S$  之比，即

$$Z_T = \frac{U}{I_S} \quad (2-50)$$

图 2-31 所示为几种典型同轴电缆的转移阻抗与频率的关系。电缆的屏蔽性能越好，则转移阻抗越低，转移阻抗随着趋肤深度的减少而降低。当频率低于 100kHz 时， $Z_T$  正比于电缆的表层电阻；超过 10MHz 时， $Z_T$  正比于电缆隔离层的互感。对于实心屏蔽层的电缆，其表层深度随频率的平方根成反比，因而  $Z_T$  值随频率的增加而递减；对于双层屏蔽的电缆，当频率大于 10MHz 时，受隔离层电感的影响， $Z_T$  以正的斜率上升。

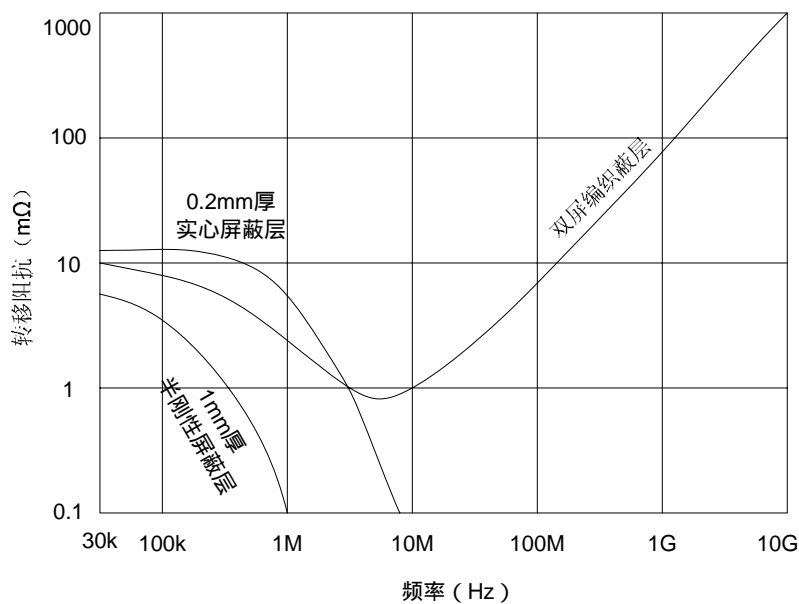


图 2-31 同轴电缆的转移阻抗与频率的关系

## 2.3.4 减小辐射干扰的措施

根据电磁辐射干扰的形成原因，可以得到减少辐射干扰的措施主要有：

- 1) 辐射屏蔽：在干扰源和干扰对象之间插入一金属屏蔽物，以阻挡干扰场的传播。
- 2) 距离隔离：拉开干扰源与被干扰对象之间的距离，电磁场能量强度随距离增大迅速衰减。
- 3) 方向性隔离：利用天线方向性的特点，让干扰源方向性最小点对准被干扰对象，以达到减小干扰的目的。
- 4) 结构缩小：减小连接线的长度和高度，减小接地回路的面积。

## 3 接地技术

实现设备和系统的电磁兼容性是一项复杂的技术任务,对于解决这个问题不存在万能的方法。接地、屏蔽与滤波技术是进行电子设备或系统的电磁兼容性设计的三种最基本的方法。

接地是抑制电磁干扰、提高电子设备电磁兼容性的重要手段,是电子设备或系统正常工作的基本技术要求之一。正确的接地既能抑制电磁干扰的影响,又能抑制设备向外发射干扰;反之,错误的接地会引入共地线干扰、地回路干扰等电磁干扰,甚至会使电子设备无法正常工作。

### 3.1 保护接地与信号接地

#### 3.1.1 接地的含义与类型

地的定义是作为电路或系统基准的等位点或平面。接地就是指在系统的某个选定点与某个电位基准面之间建立低阻的导电通路。

电子设备中的“地”通常有两种含义:一种是“大地”,另一种是“系统基准地”。电子设备接地的目的有两个:一是为了安全,即接大地以泄放电荷,称为安全接地或保护接地;二是为信号电压提供一个稳定的零电位参考点,称为信号接地或系统基准地。

理想的基准导体(或称接地平面)必须是一个零电位、零阻抗的物理实体,当电流流过时其上各点之间不应存在电位差,它可以作为系统中所有电信号的参考点。然而,理想的接地平面是不存在的,因为即使是电阻率接近于零的超导,其表面两点之间也会呈现出某种感抗效应,因此,所谓理想接地平面仅是近似而已。但是,即使如此,这个概念仍然是很有用的。

#### 3.1.2 保护接地

大地具有非常大的电容量,是理想的零电位。保护接地是以大地的电位作为零电位,把电子设备的金属外壳、线路选定点等部件通过由接地线、接地极等低阻抗导体组成的接地装置与大地相连接,以此避免因事故导致金属外壳上出现过高的对地电压而危及操作人员和设备的安全。

如图 3-1(a)所示,若电子设备外壳不接地,其内部的电路与机壳间存在泄漏电阻、分布电容等杂散阻抗。该设备工作时,机壳对地的电压为

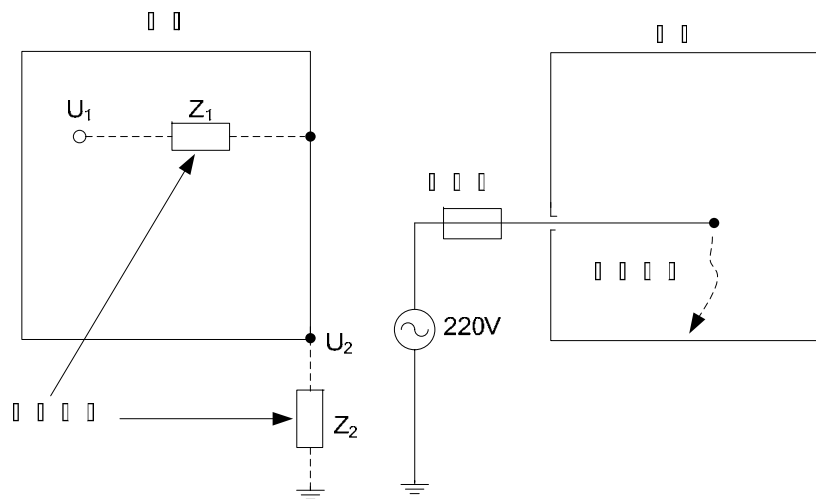
$$U_2 = \left( \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \right) U_1 \quad (3-1)$$

式中,  $U_1$ ——电路中高压部件的电压;

$U_2$ ——机壳电压;

$Z_1$ ——电路与机壳间的杂散阻抗;

$Z_2$ ——机壳与大地间的杂散阻抗。



(a) 机壳通过杂散阻抗而带电 (b) 机壳因绝缘击穿而带电

图 3-1 机壳接地的作用

机箱上的电压  $U_2$  取决于  $Z_1$  和  $Z_2$  的大小，若机壳对地阻抗  $Z_2$  比电路与机壳间的阻抗  $Z_1$  大得多，则机箱上的电压  $U_2$  就接近高压部件端的电压  $U_1$ ，会危及操作人员的安全。若机壳接地，则  $Z_2 \rightarrow 0$ ， $U_2 \rightarrow 0$ ，此时接触机壳的人体就不会有被电击的危险。

图 3-1 (b) 表示的也是一种较危险的情况，带有保险丝的电源线对电子设备供电。若机壳不接地，一旦电源线与机箱间的绝缘被击穿，机壳上就会带有电源电压。当人员触及机壳时，电源线的电流将直接通过人体入地，发生触电现象。若机壳接大地，就会因有大量电流流动而使保险丝熔断，从而保持机箱不带电。

保护接地使设备外壳与大地之间建立了低阻抗通路，还能使雷击电流、静电放电电流直接流入大地，保持设备外壳的低电位，保证了人身安全。

### 3.1.3 信号接地

系统基准地是指为信号电流提供低阻抗回流路径的基准导体(在电子设备中通常以金属底座、机壳、屏蔽罩或粗铜线、铜带等作为基准导体)，并设该基准导体电位为相对零电位，简称为系统地。所谓信号接地，就是指线路选定点与基准导体(系统地)的连接。

良好的系统地应是由良导体组成的低电阻导体，而基准导体本身的电感又很小。即要求尽量降低多电路公共接地阻抗上所产生的干扰电压，同时还要尽量避免形成不必要的回路。理论上它应能够吸收所有信号，从而使设备能稳定的工作。

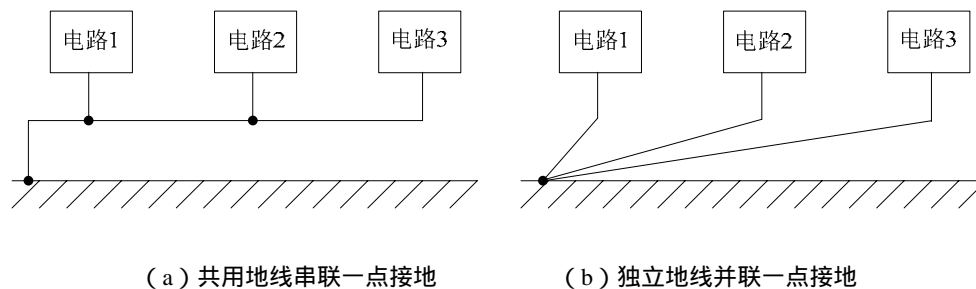
系统地不一定要和大地具有相同的电位。在某些情况下，也不必与大地相连通。将系统与大地连接，往往是出于以下考虑：第一，提高电子设备电路系统工作的稳定性。将电子设备的系统与大地相连，使它有一个公共的零电位基准面，因而能有效地抑制外界电磁场的影响，保证电路稳定工作。第二，泄放因静电感应而在机壳上积累的电荷，避免电荷积累过多形成的高压导致设备内部放电而造成干扰。第三，为操作人员提供安全保障。

在电子设备中有三种基本的信号接地方式：单点接地、多点接地和浮地。

#### (1) 单点接地

单点接地是指整个电路系统中，只有一个点被定义为接地参考点，其它各个需接地的点

通过公共地线串联到该点，亦可由各点分别引出独立地线直接接于该点，如图 3-2 所示。如果系统包含多个机柜，则每个机柜的地是独立的。而在每个机柜内部，对于每个接地系统则是采用单点接地的方式。最后再把整个系统中的各个机柜连接到系统唯一的接地参考点上。



(a) 共用地线串联一点接地 (b) 独立地线并联一点接地

图 3-2 单点接地

### (2) 多点接地

多点接地是指电子设备或系统中各个接地点都直接接到距它最近的接地平面上，以使接地引线的长度最短，如图 3-3 所示。这里所说的接地平面可以是设备的底板，也可以是贯通整个系统的接地母线，在比较大的系统中，还可以是设备的结构框架。

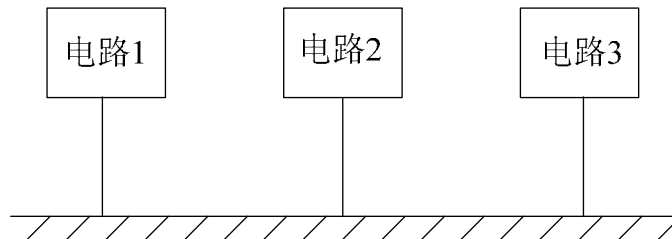


图 3-3 多点接地

### (3) 浮地

对电子设备而言，浮地是指设备地线系统在电气上与大地绝缘（隔离），这样可以减小由入地电流引起的电磁干扰。图 3-4 表示系统地悬浮的情形，各个电路的系统与信号基准地连通，但与大地绝缘。

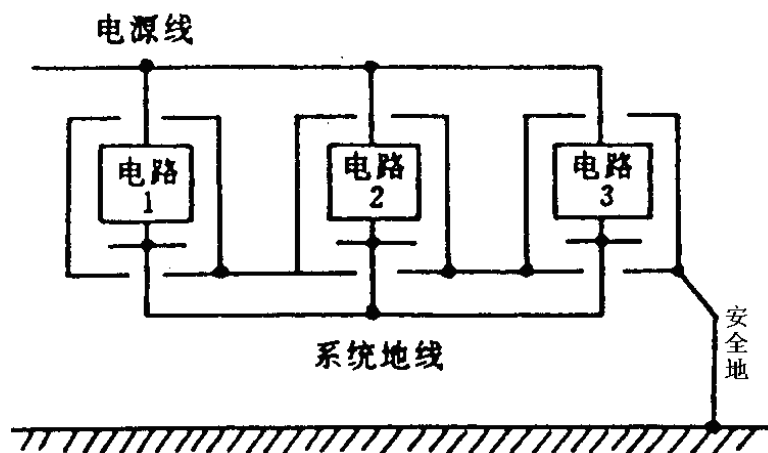


图 3-4 浮地系统

## 3.2 电路和系统接地方式的选择

理想的等电位接地面是不存在的。当接地面中流过电流的时候,由于电阻和电感的存在,会使接地面的不同点间存在电位差。良好的接地应该尽量避免形成不必要的地回路,并尽量减轻由于多个电路共用接地阻抗而产生的干扰电压对电路工作的影响。

### 3.2.1 单点接地

单点接地可以有效地避免形成地回路干扰,在低频系统中被广泛采用。单点接地又可分为串联单点接地和并联接地两种方式。

所谓串联单点接地,是用一公共接地线接到电位基准点,需要接地的部分就近接到该公共接地线上。这种接地方式较简单,各个电路的接地引线比较短,其电阻相对较小,但因各单元共用一条线,易引起公共地阻抗干扰。从抑制干扰的角度看,串联式单点接地是性能最差的接地方式。

对图 3-2(a) 所示接地电路的串联单点接地方式,其等效电路如图 3-5 所示。设电路 1、电路 2、电路 3 注入地线的电流分别为  $I_1$ 、 $I_2$ 、 $I_3$ ,通常地线的直流电阻不为零,设  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$  分别为公共接地线上各段导线的电阻。共用地上 A、B、C 点的电位分别为

$$\begin{cases} U_A = (I_1 + I_2 + I_3)R_1 \\ U_B = (I_1 + I_2 + I_3)R_1 + (I_2 + I_3)R_2 \\ U_C = (I_1 + I_2 + I_3)R_1 + (I_2 + I_3)R_2 + I_3R_3 \end{cases} \quad (3-2)$$

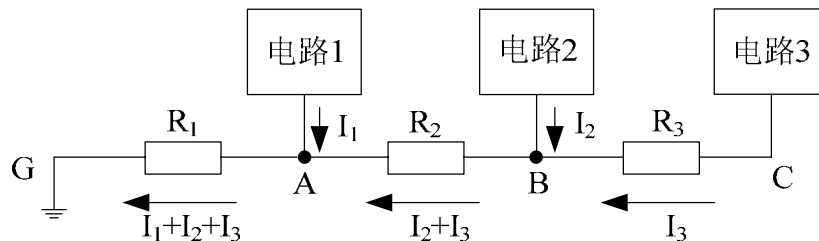


图 3-5 串联单点接地的等效电路

可见,多级电路单点接地时,不同接地点处的电位均不为零,可能相差甚多且相互影响很大。在具体实施中,要把低电平电路放置在最靠近接地点 G 的地方,电路最接近于基准电位,该电路接地线也最短,使受干扰的可能性尽量减小。反之,若把接地点选在高电平端,则会使低电平电路相对于基准电位有大的电位差,接地线也最长,就容易受到干扰。

所谓并联单点接地,是将需要接地的各部分分别以独立接地导线直接连到电位基准点(一般是直流电源的负极或零伏点),如图 3-2(b) 所示,其等效电路如图 3-6 所示。图中,接地点 A、B、C 的电位分别为

$$U_A = I_1R_1, \quad U_B = I_2R_2, \quad U_C = I_3R_3 \quad (3-4)$$

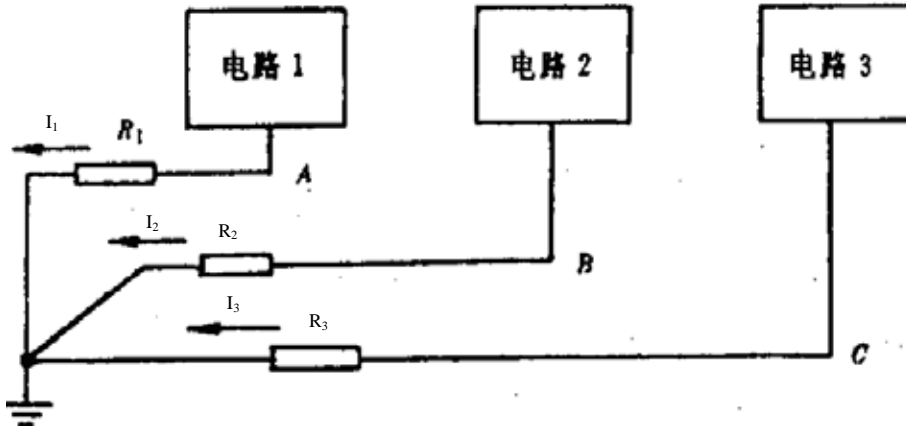


图 3-6 并联式单点接地

可见,采用并联接地方式时,各电路的地电位只与本电路的地电流及地阻抗有关,不受其它电路的影响,这种接地方式在低频时能有效地避免各单元间的公共地阻抗干扰。其缺点是接地线既多且长,会导致设备体积增大。这种接地方式会造成各地线相互间的耦合,且随着频率升高而增强,相邻地线间的电感性耦合和电容性耦合都会增强,易造成各单元间的相互干扰。

如图 3-7 所示为在高频时的实际情况,由于接地线具有寄生分布电感、分布电容和与频率有关的引线电阻(由于趋肤效应),即使较短的一段地线也有较大的阻抗,而且由于分布电容的作用,可能会产生谐振效应,图中各电路并不处在相同的电位,实际上也很难实现“单点接地”。

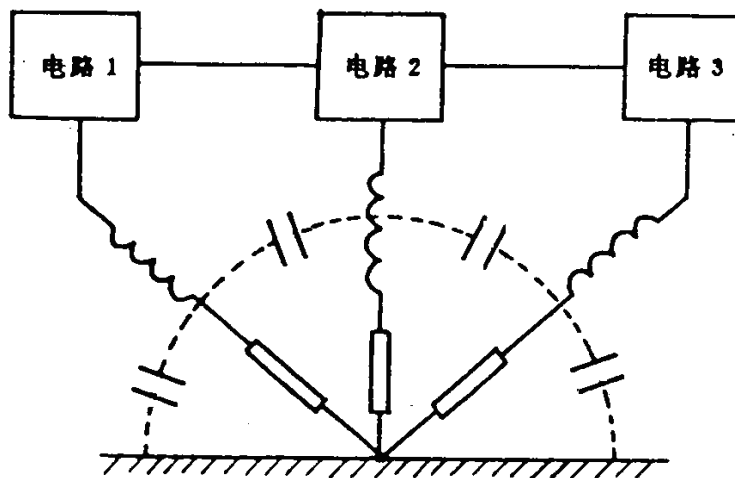


图 3-7 高频时单点接地的实际形态

特别在高频时,当地线的长度接近于波长的  $1/4$  时,它就像一根终端短路的传输线,此时地线不仅起不到接地作用,而且将会有很强的天线效应向外辐射干扰,因此一般要求地线的长度不大于信号波长的  $1/20$ 。

如前所述,串联单点接地容易产生公共地阻抗耦合的问题,解决的办法是并联单点接地。但是并联单点接地往往由于地线过多而没有可实现性。因此,在实际中可以灵活采用这两种接地方式,如可以将电路按照信号特性分组,相互不会产生干扰的电路放在一组,一组内的电路采用串联单点接地,不同组的电路采用并联单点接地。这样既解决了公共阻抗耦合问题,又避免了地线过多过长的问題,因此这种接地方式适用于较低的频率范围(一般小于  $1\text{MHz}$ ),或者接地线长度小于波长的  $1/20$  的情况。



### 3.2.2 多点接地

在高频情况下应该采用多点接地的方式,以尽可能限制接地线长度,使其高频阻抗和驻波效应减至最小。图 3-8 为图 3-3 所示多点接地的等效电路。图中各电路对地的电位差为

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = \dot{I}_1(R_1 + j\omega L_1) \\ \dot{U}_2 = \dot{I}_2(R_2 + j\omega L_2) \\ \dot{U}_3 = \dot{I}_3(R_3 + j\omega L_3) \end{cases} \quad (3-3)$$

为了降低电路的地电位,每个电路的地线应尽可能短。

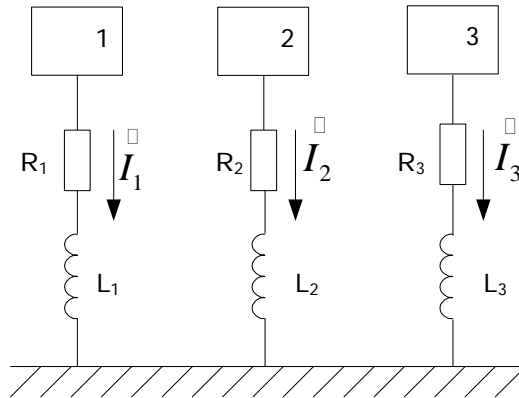


图 3-8 高频电路的多点接地

多点接地的优点是电路结构比单点接地简单,而且由于采用了多点接地,接地线上可能出现的高频驻波现象就显著减少。但是,采用多点接地以后,设备内部就形成了许多地线回路,造成地回路干扰,对设备内频率较低的电路信号会产生不良影响。

一般来说,在频率高于 10MHz 时,应采用多点接地方式。对于 1MHz 到 10MHz 间的频率而言,只要最长接地线的长度小于波长的 1/20,则可采用单点接地方式以避免公共阻抗耦合。

### 3.2.3 混合接地

如果电路的工作频率范围宽,在低频情况下需采用单点接地,在高频情况下需采用多点接地,对此可以采用混合接地的方法。混合接地使接地系统在低频和高频时呈现不同的特性。

混合接地一般是在单点接地的基础上通过一些电感或电容多点接地,利用了电感、电容器件在不同频率下有不同阻抗的特性,使地线系统在不同的频率下具有不同的接地结构。

如图 3-9 表示一个低电平视频电路,希望低频段实现单点接地,高频段多点接地。图中同轴电缆的屏蔽层与两端的机壳连接,主回路的机壳被直接接地,而负载一侧的机壳通过电容(或寄生电容)对高频进行接地。此电容对低频呈现高阻抗,避免了低频地电流回路的形成,实现低频条件下单点接地;高频时该电容呈极低阻抗,实现了高频条件下两点接地。

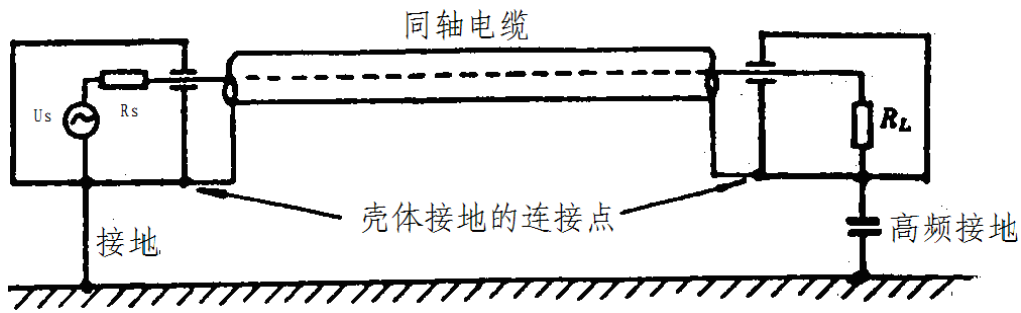


图 3-9 用电容接地以避免低频地回路干扰

图 3-10 为在低频时多点接地的例子，这种接地方式用得不如图 3-9 那样普遍。采用电感在低频下多点接地是为了泄放电荷的安全需要，也有助于阻止地线中的感应瞬变现象和电磁干扰噪声进入计算机供电逻辑总线。

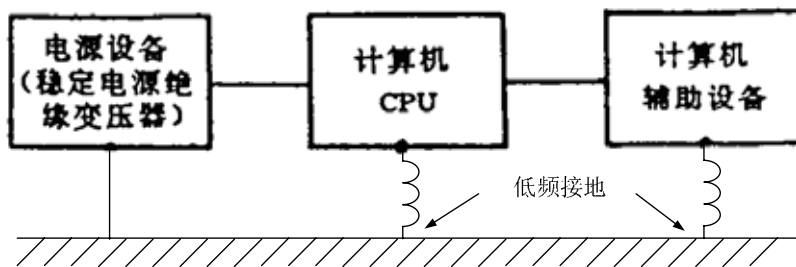


图 3-10 带高频隔离的安全接地

图 3-11 表示电子设备的混合接地的一个例子，它把设备内的地线分成两大类：电源地和信号地。设备中各部分的电源地线都接到电源总地线上，所有信号地线都接到信号总地线上。两根总地线最后汇总到一个公共的参考地。在信号地中，根据各部分的不同工作频率而分别采用单点接地和多点接地。

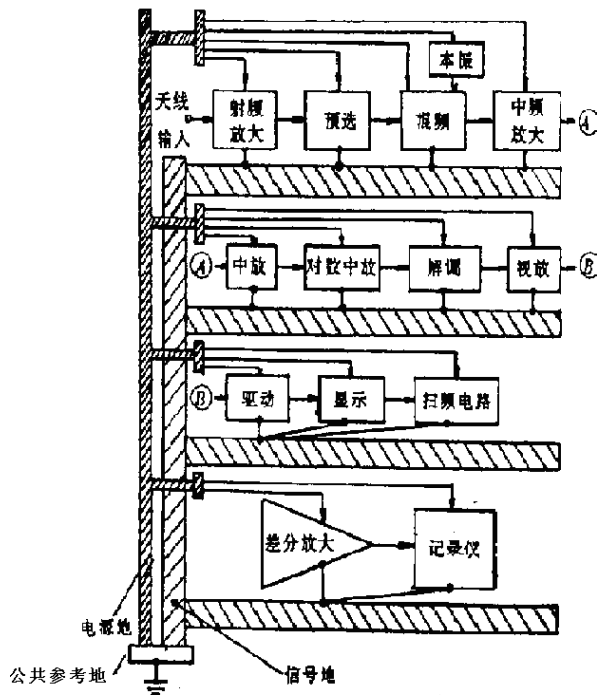


图 3-11 电子设备的混合接地

### 3.3 地线回路中的干扰及抑制技术

#### 3.3.1 地线回路中的电磁干扰

在实际的电子设备中，地线本身既有电阻分量又有电抗分量，当有电流流过地线时，就会产生电压降，通过一定的耦合方式对电路形成干扰。

地环路干扰是一种常见的干扰现象，其根本原因是地线上不同接地点的电位差。这种干扰常常发生在通过较长电缆连接的相距较远的设备或电路之间。由于设备中各级电路不可能都采用一点接地，不同接地点之间的电位差导致了地环路电流。由于电路的不平衡性，地环路电流导致了对电路信号造成影响之差模干扰电压。如图 3-12 所示，由于每根导线上的电流不同，电路 2 的输入端口之间就会产生干扰。

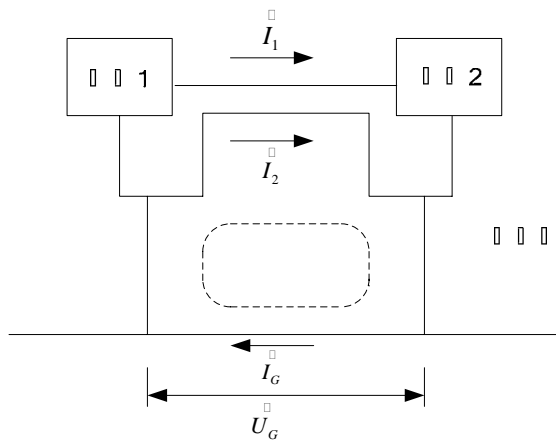


图 3-12 地环路干扰

图 3-13 表示以差分放大器作为负载的电路，在地线电位差  $U_G$  的作用下，放大器输入端的差模干扰电压为

$$\dot{U}_N = \left( \frac{Z_1}{R_1 + Z_1} - \frac{Z_2}{R_2 + Z_2} \right) \dot{U}_G \quad (3-4)$$

式中  $R_1$ 、 $R_2$  分别为信号源内阻与传输线阻抗之和， $Z_1$ 、 $Z_2$  分别为两条导线与接地点之间的漏阻抗。

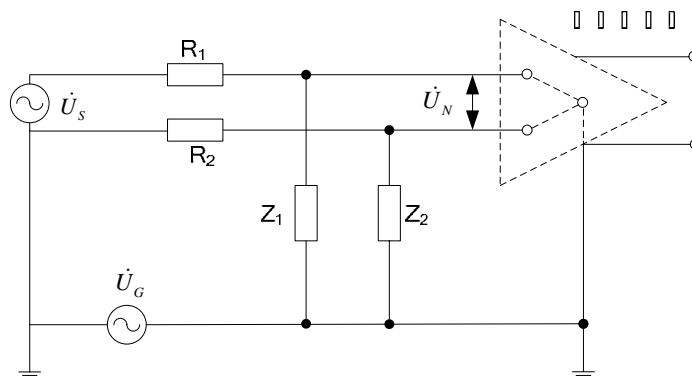


图 3-13 地环路电压引起的差模干扰

除了两个设备的地电位不同会造成地环路干扰外，当设备处于交变的电磁场中时，在信

号线和终端形成的环路中也会感应出环路电流，从而对电路产生干扰。

当两个电路共用一段地线时，由于地线阻抗，其中某一电路的地电位也会受另一电路工作电流所造成的地电位升高的影响，如图 3-14 所示。

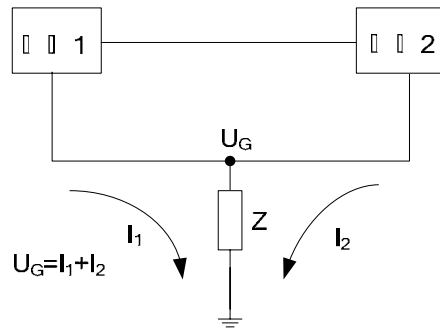


图 3-14 公共阻抗耦合

根据地环路干扰的产生原理，可以采用下述几种解决方法：

- 1) 减小地线的阻抗，从而减小干扰电压。
- 2) 增加地环路的阻抗，从而减小环路电流。当阻抗很大时，实际上是将地环路切断。
- 3) 消除公共阻抗耦合，避免共用地线，一般要避免强电和弱电线路共用地线。

### 3.3.2 抑制地环路干扰的技术

有许多方法可以减小地回路耦合的干扰，其中多数涉及隔离、浮地等技术。

#### 3.3.2.1 隔离变压器

隔离变压器通过阻隔地回路的形成来抑制地回路干扰，如图 3-15 所示。图中电路 1 的输出信号经变压器耦合到电路 2，地环路被变压器所阻隔，但对交变信号的传输没有影响。但是，由于变压器绕组之间存在分布电容，通过此分布电容形成地环路的等效电路如图 3-15 (b) 所示。不计电路 1 的内阻和电路电阻，设变压器绕组之间的分布电容为  $C$ ，电路 2 的输入电阻为  $R_L$ 。

由图 3-16 可见，由地环路电压  $\dot{U}_G$  在负载  $R_L$  上产生的地环路电流为

$$\dot{i} = \frac{\dot{U}_G}{R_L + \frac{1}{j\omega C}} \quad (3-5)$$

式中， $\omega$  为地环路电压的角频率。

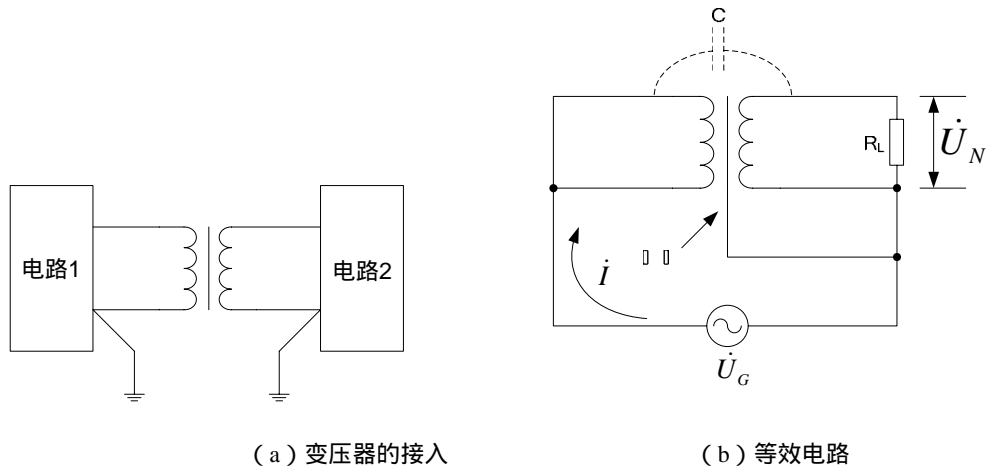


图 3-15 用隔离变压器阻隔地环路干扰

地环路电流  $\dot{I}$  在回路 2 的  $R_L$  上产生的干扰压降为

$$\dot{U}_N = \frac{\dot{U}_G}{R_L + \frac{1}{j\omega C}} R_L \quad (3-6)$$

将上式整理，得

$$\frac{\dot{U}_N}{\dot{U}_G} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C R_L}} \quad (3-7)$$

因此

$$\left| \frac{\dot{U}_N}{\dot{U}_G} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{1}{\omega C R_L} \right)^2}} \quad (3-8)$$

上式表示了隔离变压器抑制地回路干扰的能力。  $U_N$  越小，抑制干扰的能力就越强。当没有隔离变压器，直接采用信号线传输时，干扰电压  $U_G$  全部加到  $R_L$  上。而采用隔离变压器后加到  $R_L$  上的电压为  $U_N$ 。

由式 (3-8) 可知，当  $\omega C R_L \ll 1$  时，  $\left| \frac{\dot{U}_N}{\dot{U}_G} \right| \approx 1$ 。所以要提高隔离变压器的抗干扰能力，

有效的办法是减小变压器绕组间的分布电容  $C$  (因为  $\omega$  和  $R_L$  表示了电路的特征，不能改变)。如在变压器之间加上电屏蔽就可以有效地减小绕组之间的分布电容  $C$ ，从而有效地阻隔地环路的干扰，如图 3-15 (b) 中所示。为此，应将电屏蔽层接至  $R_L$  的接地端，从而使绕组之间的分布电容  $C$  越小。屏蔽层对变压器绕组的包围越严密，两绕组之间的分布电容就越小，地回路干扰的传递也越小。

隔离变压器对地线中较低频率的环路干扰具有良好的抑制能力，但不适于抑制传输直流信号干扰。

### 3.3.2.2 差分平衡电路

当电路两输入端对地平衡时，即为平衡差分器件。图 3-17 (a) 为简单的差分放大器电路，地环路干扰电压  $U_G$  同时加于两输入端，由于电路是平衡的，两个输入端（如图中 A、B 点）对地具有完全相同的阻抗，相应的噪声电流等量地加于两输入端，所以总的输入噪声恰好相互抵消。

图 3-17 (b) 为分析地环路干扰的等效电路。增益为 A 的放大器含有两个输入电压  $U_1$  和  $U_2$ ，其输出电压为

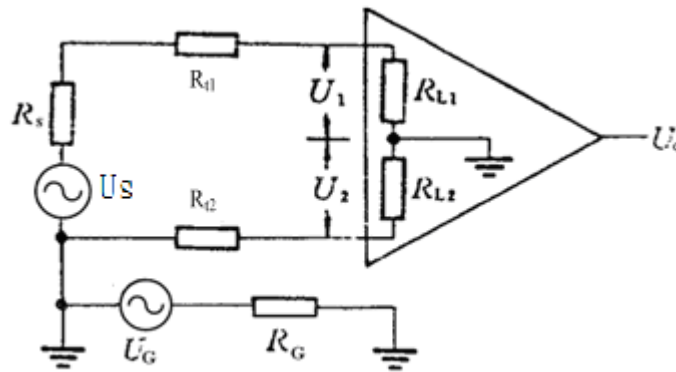
$$U_0 = A(U_1 - U_2) \quad (3-9)$$

当负载  $R_L$  远大于地线电阻  $R_G$  时， $U_G$  在放大器输入端引起的干扰电压为

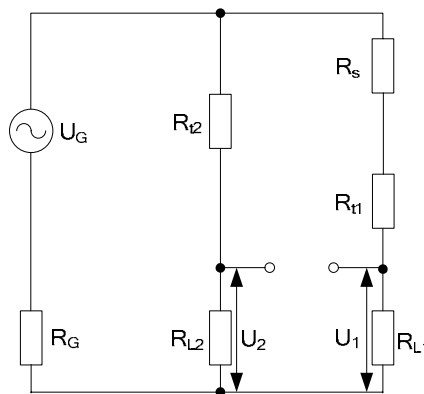
$$U_N = U_1 - U_2 = \left( \frac{R_{L1}}{R_{L1} + R_{t1} + R_s} - \frac{R_{L2}}{R_{L2} + R_{t2}} \right) U_G \quad (3-10)$$

式中， $R_{t1}$ 、 $R_{t2}$  分别为信号传输线的电阻。

由上式可见，若信号源内阻  $R_s$  相对较小，且阻抗平衡，即  $R_{L1}=R_{L2}$ ， $R_{t1}=R_{t2}$ ，则  $U_N \approx 0$ 。



(a) 差分放大电路



(b) 干扰分析等效电路

图 3-17 差分放大器

当放大器输入阻抗  $R_{L1}$  与  $R_{L2}$  增大时， $U_N$  将减小。如图 3-17 中，设  $U_G = 100\text{mV}$ ， $R_G = 0.01\Omega$ ， $R_s = 500\Omega$ ， $R_{t1} = R_{t2} = 1\Omega$ ，若  $R_{L1} = R_{L2} = 10\text{k}\Omega$ ，由式 (3-10) 可算出  $U_N = 4.6\text{mV}$ 。如果  $R_{L1} = R_{L2} = 100\text{k}\Omega$ ，则由式 (3-10) 得  $U_N = 0.5\text{mV}$ 。此时， $U_N$  几乎减小 20dB。

实际上，在差分器件或相关的整个电路中，总会存在某些不平衡，此时，地环路干扰电

压  $U_G$  中的一部分将作为差分电压作用在放大器的输入端。

图 3-18 为差分电路减小  $U_N$  的改进电路，图中接入电阻  $R$  用以提高放大器的输入阻抗，以减少地环路干扰电压  $U_G$  的影响，但没有增加信号  $U_S$  的输入阻抗。考虑到  $R_G \ll (R + R_{AB})$ ，此时  $U_G$  在放大器输入端引起的干扰电压为

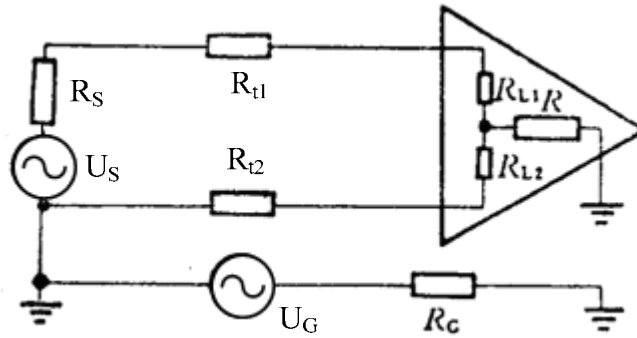
$$U_N = U_1 - U_2 = \left( \frac{R_{L1}}{R_{L1} + R_{t1} + R_s} - \frac{R_{L2}}{R_{L2} + R_{t2}} \right) U_{AB} \quad (3-11)$$

式中， $U_{AB}$  为  $U_G$  在图中 AB 两点产生的电压：

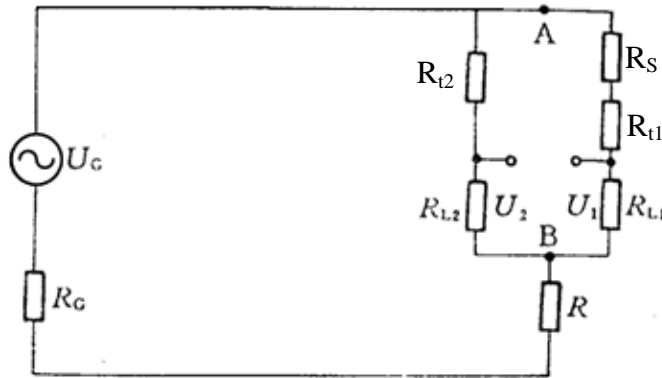
$$U_{AB} = \frac{R_{AB}}{R_G + R + R_{AB}} U_G \quad (3-12)$$

式中， $R_{AB} = (R_s + R_{t1} + R_{L1}) // (R_{t2} + R_{L2})$ ；

由于  $U_{AB} < U_G$ ，因此由式 (3-11) 所计算的  $U_N$  将小于由式 (3-10) 所计算的  $U_N$ 。而对于信号  $U_S$  而言，并没有增加输入阻抗。



(a) R 的接入



(b) 干扰分析等效电路

图 3-18 差分放大器的改进电路

### 3.3.2.3 纵向扼流圈

当传输的信号中有直流分量或很低的频率分量时，不能用隔离变压器隔离地环路干扰，此时可以采用如图 3-19 所示的纵向扼流圈。纵向扼流圈又称为中和变压器，能通过直流或低频信号，而对地回路共模干扰电流却呈现相当高的阻抗，使其受到抑制。

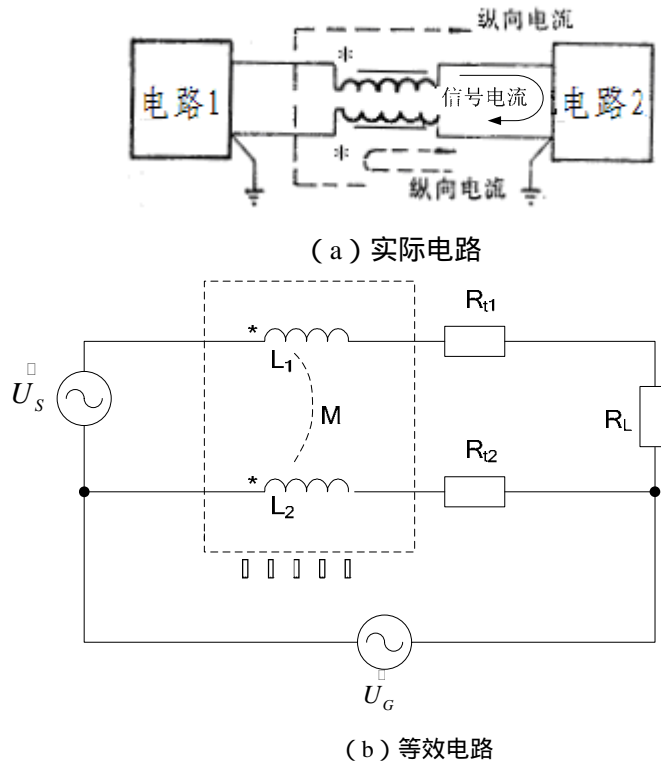


图 3-19 用纵向扼流圈阻隔地环路干扰

纵向扼流圈由两个绕向相同、匝数相同的绕组所构成，一般常用双线并绕而成。信号电流（差模电流）在两个绕组流过时方向相反，产生的磁场互相抵消，呈现低阻抗。所以扼流圈对信号电流不起扼流作用，并且不切断直流回路。地线中的干扰电流是一种共模电流，流经两个绕组的方向相同，产生的磁场同向相加。因此扼流圈对回路干扰电流呈现高阻抗，起到抑制地环路干扰的作用。

图 3-19 (a) 的电路性能可用图 3-19 (b) 的等效电路进行分析。图中， $U_G$  是地电位差或地线环路经电磁场耦合形成的地环路干扰电压。信号源电压  $U_s$  通过纵向扼流圈并经连接线电阻  $R_{t1}$  和  $R_{t2}$  接至负载  $R_L$ ，纵向扼流圈可用两绕组的电感  $L_1$ 、 $L_2$  和互感  $M$  表示。若扼流圈的两绕组完全相同，且在同一个铁芯上构成紧密耦合，则有  $L_1=L_2=M$ 。

#### (1) 扼流圈对信号电压的影响

根据叠加原理，在分析纵向扼流圈对信号电压  $U_s$  的影响时可以忽略地环路电压  $U_G$  的影响。因  $R_{t1}$  与  $R_L$  串联，且  $R_{t1} \ll R_L$ ，故  $R_{t1}$  可忽略不计。于是，图 3-19 (b) 的等效电路可简化为图 3-20 的形式。

信号电流  $I_s$  流经负载  $R_L$  后就分成两路，一部分电流  $I_G$  直接由地线返回电源，另一部分流经  $R_{t2}$  和电感为  $L_2$  的绕组后返回。由  $R_{t2}$ 、 $L_2$  和地线组成的回路满足

$$(\dot{I}_s - \dot{I}_G)(R_{t2} + j\omega L_2) - \dot{I}_s j\omega M = 0 \quad (3-13)$$



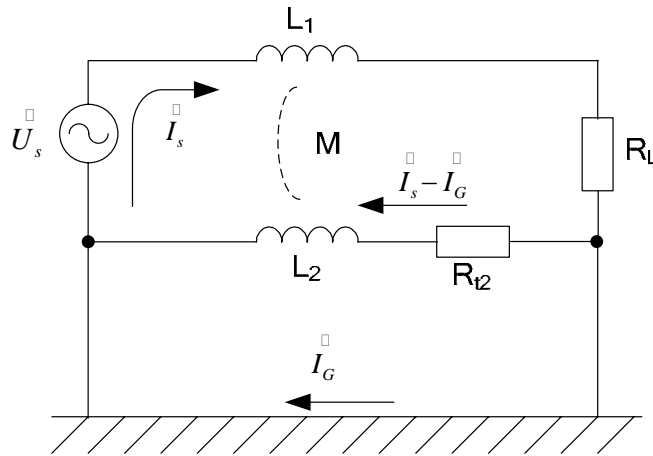


图 3-20 纵向扼流圈对  $U_s$  影响分析的等效电路

令  $L = M = L_2$ ，代入上式并整理，可得

$$\dot{i}_G = \frac{\dot{i}_s}{1 + \frac{j\omega L}{R_{t2}}}$$

$$\text{或 } |\dot{i}_G| = \frac{|\dot{i}_s|}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L}{R_{t2}}\right)^2}} = \frac{|\dot{i}_s|}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}} \quad (3-14)$$

式中， $\omega_c = \frac{R_{t2}}{L}$ 。

当  $\omega = \omega_c$  时， $|\dot{i}_G| = 0.707|\dot{i}_s|$ 。随着信号频率的增大，经地线回流的信号电流比例越来越小。当  $\omega \gg \omega_c$  时， $I_G \rightarrow 0$ ，这时绝大部分信号电流经  $R_{t2}$ 、 $L_2$  回流。

$U_s$ 、 $L_1$  与  $R_L$  所在的回路满足

$$\dot{U}_s = \dot{I}_s(j\omega L_1 + R_L - j\omega M) + (\dot{I}_s - \dot{I}_G)(R_{t2} + j\omega L_2 - j\omega M) \quad (3-15)$$

将  $M = L_1 = L_2$  代入上式并整理，可得

$$\dot{i}_s = \frac{\dot{U}_s - \dot{I}_G R_{t2}}{R_L + R_{t2}} \quad (3-16)$$

因为  $R_{t2} \ll R_L$ ，且当  $\omega \gg \omega_c$  时， $I_G \rightarrow 0$ ，所以上式可简化为

$$\dot{i}_s \approx \frac{\dot{U}_s}{R_L} \quad (3-17)$$

上式说明，流经负载  $R_L$  的信号电流  $I_s$ ，相当于没有接入纵向扼流圈时的电流。因此，当扼流圈的电感足够大，且满足  $\omega \gg \omega_c$  时，可以认为扼流圈对信号传输没有影响。

(2) 扼流圈对地环路电压干扰电压  $U_G$  的抑制作用

此时可不考虑信号电压  $U_G$  的影响，等效电路如图 3-21 所示。当未加扼流圈时，地环路干扰电压  $U_G$  全部加在  $R_L$  上；加上扼流圈后，流经扼流圈两个绕组的干扰电流分别为  $I_1$ 、 $I_2$ 。

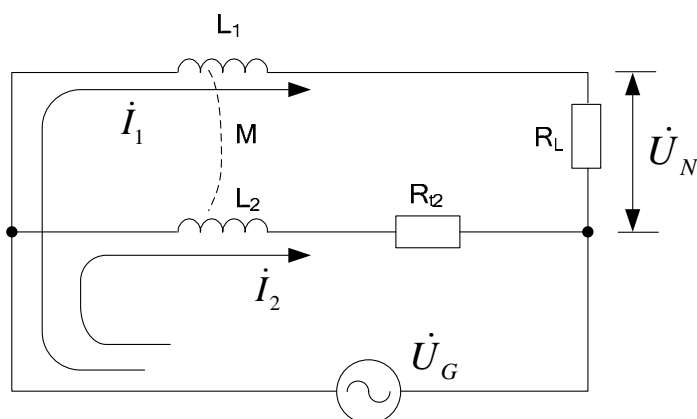


图 3-21 纵向扼流圈对  $U_G$  影响的等效电路

由  $I_1$  回路与  $I_2$  回路可得方程组

$$\dot{U}_G = j\omega L_1 \dot{I}_1 + j\omega M \dot{I}_2 + \dot{I}_1 R_L \quad (3-18)$$

$$\dot{U}_G = j\omega L_2 \dot{I}_2 + j\omega M \dot{I}_1 + \dot{I}_2 R_{t2} \quad (3-19)$$

由式 (3-19) 得

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_G - j\omega M \dot{I}_1}{j\omega L_2 + R_{t2}} \quad (3-20)$$

令  $L = M = L_1 = L_2$ ，并将上式代入式 (3-18)，得

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_G R_{t2}}{j\omega L (R_{t2} + R_L) + R_{t2} R_L} \quad (3-21)$$

因为  $R_{t2} \ll R_L$ ，所以  $R_{t2} + R_L \approx R_L$ ，由式 (3-21) 可得

$$\dot{U}_N = \dot{I}_1 R_L = \frac{\dot{U}_G R_{t2}}{j\omega L + R_{t2}} \quad (3-22)$$

或

$$\frac{\dot{U}_N}{\dot{U}_G} = \frac{1}{1 + \frac{j\omega L}{R_{t2}}} \quad (3-23)$$

即

$$\left| \frac{\dot{U}_N}{\dot{U}_G} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{\omega L}{R_{t2}} \right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)^2}} \quad (3-24)$$

当  $\omega = 5\omega_c$  时， $\left| \dot{U}_N \right| = 0.197 \left| \dot{U}_G \right|$ 。可见，扼流圈能很好地抑制地回路的干扰。干扰信号的角频率  $\omega$  愈高，扼流圈的电感  $L$  愈大、扼流圈的绕组及导线的电阻  $R_{t2}$  愈小，抑制干扰

的效果愈好。因此，扼流圈的电感应具有如下关系

$$L \propto \frac{R_{L2}}{\omega} \quad (3-25)$$

从上述分析可以看出，增大信号传输线的电感可以增强电路抵制地环路干扰的能力。根据这一原理，可以在传输线的来、去电流线上套装铁氧体磁环。其效果如同纵向扼流圈，可以增加信号线的电感，从而提高抗地环路干扰的能力。

### 3.3.2.4 光电耦合器和光纤

光电耦合器件用来传递信息，从输入端（发光元件）传送到输出端（受光元件）的光电耦合器件使得输入和输出在电气上完全隔绝，如图 3-22 所示，因而能有效地抑制地回路干扰。光电耦合器由发光源和受光元件组装在一起构成。封装在一起的红外发光二极管和硅光敏三极管是一种常用的光电耦合器。

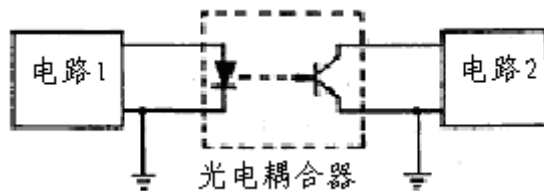


图 3-22 利用光电耦合器断开地回路

接入光电耦合器的工作原理是：利用发光二极管的发光强度随通过它的电流变化的特性，把电路 1 的信号电流变换成强弱不同的光信号；光敏三极管再把强弱不同的光信号转换成相应的信号电流，从而完成子电路 1 和电路 2 之间的信号传输。

在电子系统的电磁兼容性领域内，常采用光纤作为强电磁干扰环境中的信号传输线以及作微弱检测信号的传输线。光纤的突出优点是具有无感应性和高度的电气隔离性，能从本质上消除电磁干扰。图 3-23 是用光纤消除地回路耦合的示意图，实质上也可以看成是在共模地回路中引入了一个高阻抗。

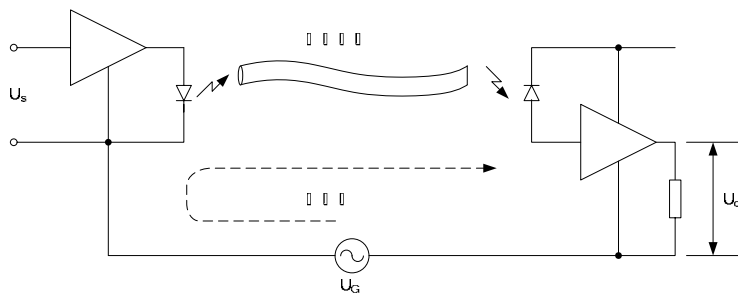


图 3-23 用光纤消除地回路耦合

### 3.3.2.5 浮地

浮地是一种将电路或设备与公共接地平面，或可能引起回路电流的公共导线进行隔离的方式。这种接地方式的特点是各电路的接地面互相隔离而无公共的接地平面，因而可消除各级电路间的接地电位差的干扰。

浮地的效果取决于是否能做到完全的浮地隔离。若浮地系统对地电阻很大、对地分布电容很小,则由外部共模干扰引起的流过电子线路的干扰电流就很小,其影响就可以忽略。此外,这种方式对直接进入的传导干扰同样有抑制作用,并能避免因接地不当而产生的干扰。

但浮地方式不能适应复杂的电磁环境。一个较大的电子系统有着较大的对地分布电容,特别是在高频条件下,很难保证真正的悬浮。当系统基准电位因受干扰而不稳定时,通过对地分布电容出现位移电流,使设备不能正常工作。因此这种抑制地回路干扰的方法只适用于低频。当频率升高时,分布电容引起的位移电流可使浮地起不到隔离作用。

浮地方式还容易使设备产生静电积累,当积累电荷达一定程度后在设备与大地、电路与金属壳体间会发生静电击穿。为了解决这个问题,在设备与大地之间接入一个阻值很大的电阻,以消除静电积累的影响。

随着绝缘材料的发展和绝缘技术的提高,低频、小型电子设备由于容易做到真正的绝缘,采用浮地方式的比较多。大型及高频电子设备则不宜采用浮地方式。

### 3.4 电缆屏蔽体的接地

一般地说,在其它电路中用到的单点接地和多点接地概念,同样适用于电缆屏蔽体的接地,即低频时采用单点接地,高频时采用多点接地。电缆屏蔽接地点的选择会影响屏蔽电缆抑制干扰的能力。

#### 3.4.1 低频电缆屏蔽体接地点的选择

低频(指频率为 100kHz 以下)电路使用的电缆,其屏蔽体也要接地,原则上采用单点接地方式。如果采用多点接地,就可能有噪声耦合到信号电路。采用单点接地方式时,应根据信号源和放大器的接地情况合理选择接地点。

##### (1) 信号源不接地,接收器接地

如图 3-24 (a) 所示, $U_{g1}$  为接收器公共参考端的对地电位, $U_{g2}$  为两个接地点之间的电位差, $C_1$  和  $C_2$  分别是电缆的两根芯线与屏蔽体间的分布电容, $C_{12}$  为两芯线之间的分布电容。传输电缆屏蔽体可能的四个接地点位置分别为经如图中的虚线 A、B、C、D 连接到地。

通过 A 点接地显然是最差的一种接地方式,因为这种接法会将屏蔽体中感应的噪声电流引入接收器的输入端,并在输入端阻抗上产生干扰电压,此干扰电压叠加于正常信号电压上。

屏蔽体经导线 B 接地的等效电路如图 3-24 (b) 所示,此时  $U_{g1}$ 、 $U_{g2}$  经  $C_1$ 、 $C_{12}$  组成的分压器将在接收器输入端产生一附加的干扰电压,其值为

$$U_{12} = \frac{C_1}{C_1 + C_{12}}(U_{g1} + U_{g2}) \quad (3-26)$$

因此这种接法是不合适的。

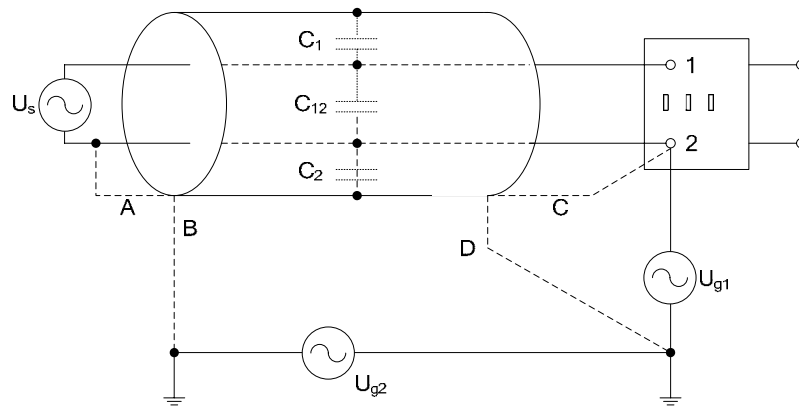
屏蔽体经导线 C 接地的等效电路如图 3-24 (c) 所示,此时  $U_{g1}$ 、 $U_{g2}$  在接收器输入端无响应,即  $U_{12} = 0$ 。

屏蔽体经导线 D 接地的等效电路如图 3-24 (d) 所示,此时  $U_{g1}$  与  $C_1$ 、 $C_{12}$  组成的分压器将在接收器输入端产生一附加的干扰电压,其值为

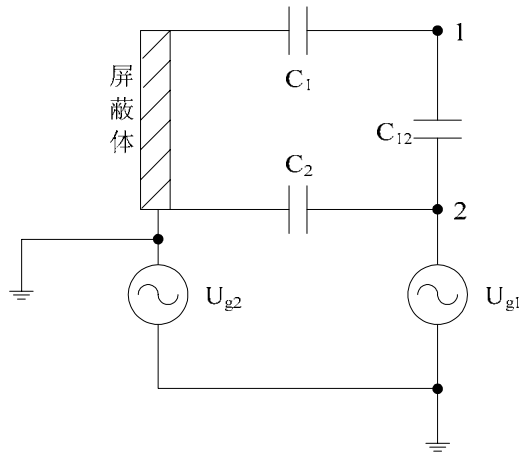
$$U_{12} = \frac{C_1}{C_1 + C_{12}} U_{g1} \quad (3-27)$$

因此这种接法也是不合适的。

从以上分析可看出,对于信号源不接地、接收器接地的情形,唯一可行的办法是屏蔽体用导线 C 接地,即要把屏蔽体接在接收器的公共参考点上。



(a) 可能的接地点选择



(b) B 点接地

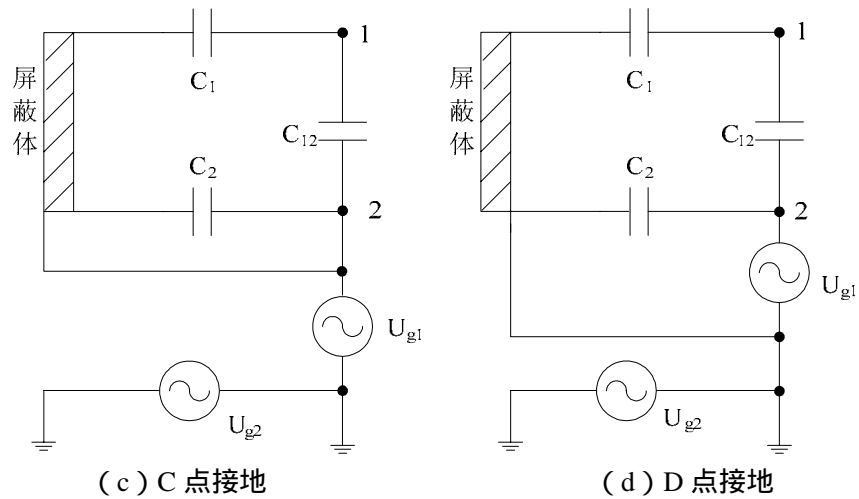


图 3-24 信号源不接地、接收器接地时屏蔽体的接地点

(2) 接收器不接地、信号源接地

如图 3-25 (a) 所示, 屏蔽体四种的接地有图中虚线 A、B、C、D 所示四种可能的方式。通过 C 点接地显然无法被采用, 因为它会将屏蔽体中的噪声电流引入接收器输入端, 并在输入端阻抗上产生一干扰电压叠加于信号电压上。

屏蔽体经导线 A 接地的等效电路如图 3-25 (b) 所示, 此时  $U_{g1}$ 、 $U_{g2}$  在接收器输入端无响应。

屏蔽体经导线 B 接地的等效电路如图 3-25 (c) 所示, 此时  $U_{g1}$  在接收器输入端的响应为

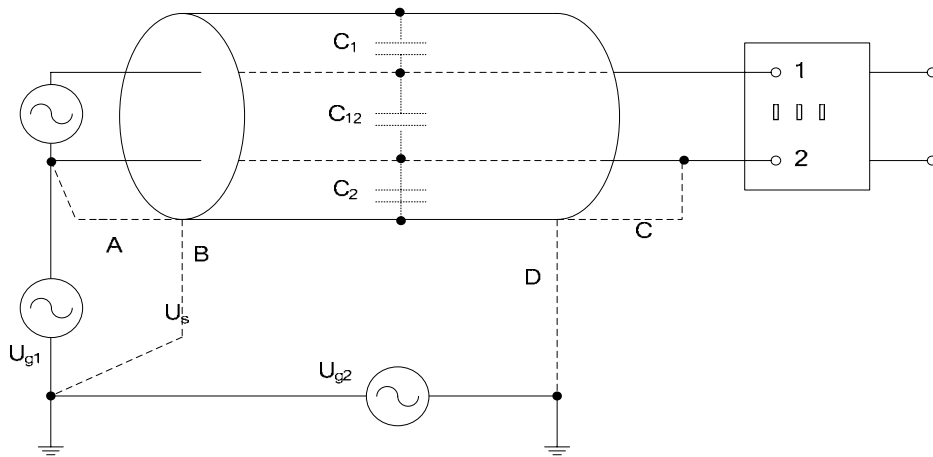
$$U_{12} = \frac{C_1}{C_1 + C_{12}} U_{g1} \quad (3-28)$$

屏蔽体经导线 D 接地的等效电路如图 3-25 (d) 所示, 此时  $U_{g1}$ 、 $U_{g2}$  在接收器输入端的响应为

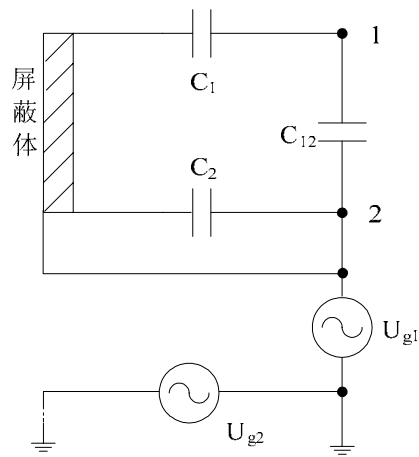
$$U_{12} = \frac{C_1}{C_1 + C_{12}} (U_{g1} + U_{g2}) \quad (3-29)$$

从以上分析可看出, 对于接收器不接地而信号源接地的情形, 合理的办法是把屏蔽体经导线 A 接地, 即把屏蔽体接在信号源的公共参考点上。

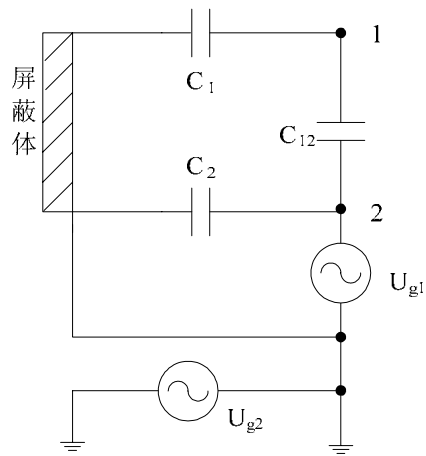
以上对于屏蔽双绞线的分析完全适用于同轴电缆和有屏蔽体的双绞线, 即在信号源端接地, 但不是两端都接地。



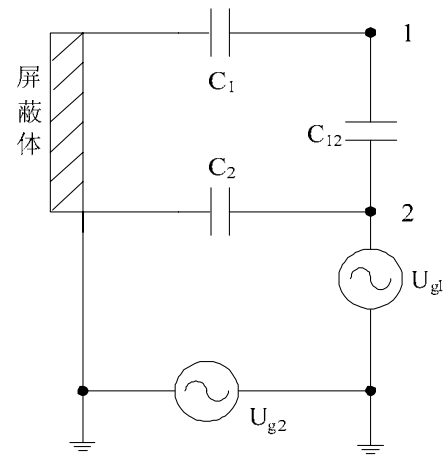
(a) 可能的接地点选择



(b) A 点接地



(c) B 点接地



(d) D 点接地

图 3-25 接收器不接地、信号源接地时屏蔽的接地点

### 3.4.2 高频电缆屏蔽体的接地

工作频率高于 1MHz 或导体长度超过工作信号波长 $\lambda$ 的 1/20 时，因为杂散电容的影响，已难以实现单点接地。电缆屏蔽体必须采用多点接地的方式，以保证其接地的实质效果。

当电缆长度较短时，将电缆屏蔽层分别接信号端和接收器的信号地。对于较长的电缆，一般要求每隔  $0.1\lambda$  就接地一次，这样就可有效防止电缆屏蔽体上出现高电平噪声电压。另外，由于高频的趋肤效应，噪声电流只在屏蔽体的外表面流动，而信号仅在导体内层流动，相互间的干扰也可减至最小。



# 4 屏蔽技术

## 4.1 概述

抑制以场的形式造成干扰的一种有效方法是电磁屏蔽。所谓电磁屏蔽就是以某种材料（导电或导磁材料）制成的屏蔽壳体（实体的或非实体的）将需要屏蔽的区域封闭起来，形成电磁隔离，使其内部产生的电磁场不能越出这一区域而干扰区域外部设备，而外部电磁场不能进入这一区域（或者进出该区域的电磁能量将受到很大的衰减）。

电磁屏蔽的作用原理是屏蔽体对电磁能量的反射、吸收和引导作用，而这些作用与屏蔽结构表面和屏蔽体内所感应的电荷、电流及极化现象密切相关。屏蔽体的屏蔽效果由该屏蔽体对电磁场强度削弱的程度决定，通常用屏蔽效能来衡量。屏蔽效能定义为在电磁场中同一地点无屏蔽存在时的电磁场强度与加屏蔽体后的电磁场强度之比，用 SE 表示。

$$SE = \left| \frac{E_0}{E_S} \right| \quad \text{或} \quad SE = \left| \frac{H_0}{H_S} \right| \quad (4-1)$$

式中， $E_0$ 、 $H_0$  分别为无屏蔽时某点的电场强度和磁场强度；

$E_S$ 、 $H_S$  分别为加屏蔽后同一点的电场强度和磁场强度。

因为这个比值范围很大，实用中常用分贝表示：

$$SE = 20 \lg \left| \frac{E_0}{E_S} \right| \quad (\text{dB}) \quad \text{或} \quad SE = 20 \lg \left| \frac{H_0}{H_S} \right| \quad (\text{dB}) \quad (4-2)$$

由屏蔽效能的定义可以看出，屏蔽效能的数值越大，说明屏蔽效果越好。

根据屏蔽的工作原理，可将屏蔽分为电场屏蔽、磁场屏蔽和电磁场屏蔽三大类。

## 4.2 电场屏蔽

电场屏蔽简称电屏蔽，其目的是减少设备（或电路、组件、元件等）间的电场感应，它包括静电屏蔽和交变电场的屏蔽。

### 4.2.1 静电屏蔽

根据电磁场理论可知，置于静电场中的导体在静电平衡的条件下，具有下述性质：

- 1) 导体内部任何一点的电场为零；
- 2) 导体表面上任何一点的电场方向与该点的导体表面垂直；
- 3) 整个导体是一个等位体；
- 4) 导体内部没有静电荷存在，电荷只能分布在导体的表面上。

即使是内部存在空腔的导体，在静电场中也有上述性质。因此，如果把有空腔的导体放在电场中，由于导体的内表面无净电荷，空腔空间中也无电场，所以该导体起了隔绝外电场的作用，使外电场对空腔空间并无影响。反之，如果把导体接地，即使空腔内有带电体产生电场，在腔体外面也无电场，这就是静电屏蔽的理论根据。如图 4-1 (a) 所示，从带有电荷

$+Q$  的静电场源  $A$  出发的电力线使整个空间都存在着电场。当用球形壳体  $B$  包围带电体  $A$  时，球形壳体内侧将感应出等量的电荷  $-Q$ ，外侧感应出等量的电荷  $+Q$ ，如图 4-1 (b) 所示，除了壳体  $B$  的壁内不存在电场外，其它区域的电场与 4-1 (a) 相同。因此，如仅用屏蔽体将静电场源包围起来，实际上起不到屏蔽作用。只有将屏蔽体接地，此时壳体  $B$  外表面上的感应电荷流入了大地，带电体  $A$  所产生的电力线被封闭在屏蔽体内部，屏蔽体才能真正起到屏蔽的作用，如图 4-1 (c) 所示。这种将场源屏蔽起来的屏蔽叫主动屏蔽。

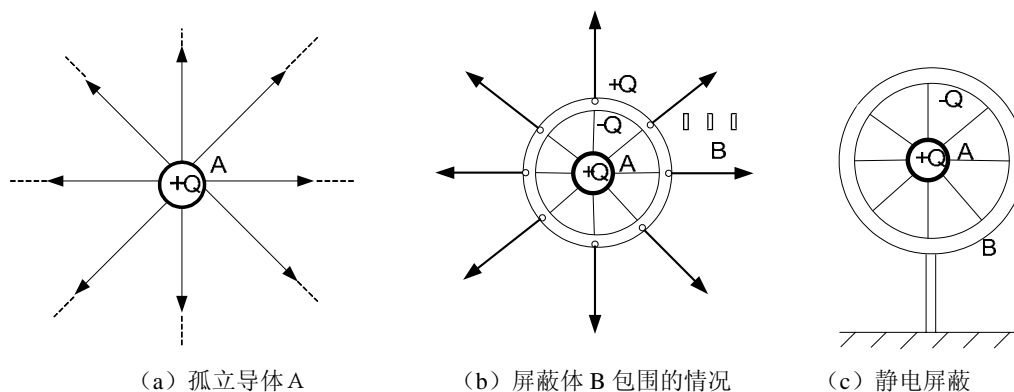


图 4-1 主动静电屏蔽

当屏蔽体外有静电场的干扰时，由于屏蔽体  $B$  为等位体，其壳体体内部空间不会出现电力线，即屏蔽体内部不存在电场。而屏蔽体之外有电力线，存在并终止在屏蔽体上，如图 4-2 所示。在电力线的端点有面电荷出现于屏蔽体的外表面，在屏蔽体的两侧出现等量异号的电荷，而屏蔽体内部没有电荷。当屏蔽体完全封闭时，不管该屏蔽体是否接地，屏蔽体内部的外电场均为零。这种将电场挡在屏蔽体外的屏蔽是一种被动屏蔽。但实际上屏蔽体是不可能完全封闭的，如果不接地，就会引起电力线侵入，造成直接或间接的静电耦合。为防止这种现象，常常将屏蔽体接地。

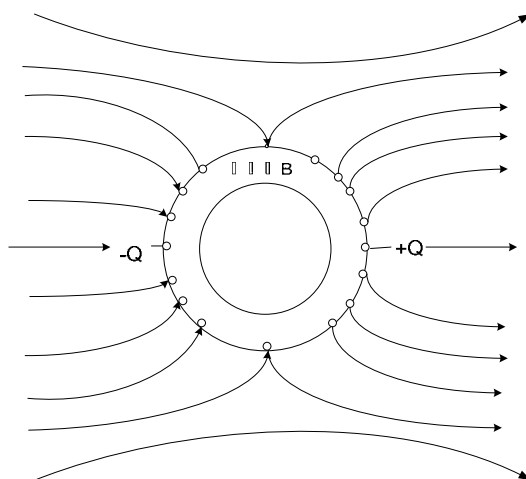


图 4-2 被动静电屏蔽

## 4.2.2 交变电场屏蔽

对于交变电场的屏蔽原理，可以用电路理论加以解释，此时干扰源与被干扰对象之间的电场感应可以用分布电容描述。

如图 4-3 所示，设有一电压为  $U_S$  的交变干扰源  $S$ ，在其附近有一被干扰对象（干扰接

收器) C, 接收器 C 与地之间的分布电容为  $C_C$ , C 与 S 之间存在分布电容  $C_{SC}$ , 则接收器 C 上感应的干扰为

$$U_C = \frac{C_{SC}U_S}{C_{SC} + C_C} \quad (4-3)$$

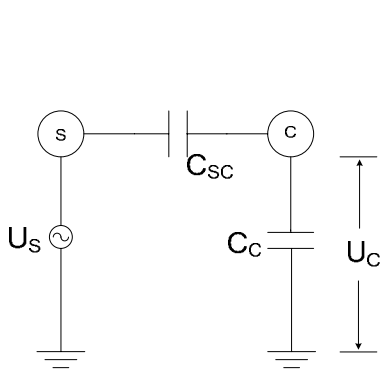


图 4-3 交变电场耦合电路

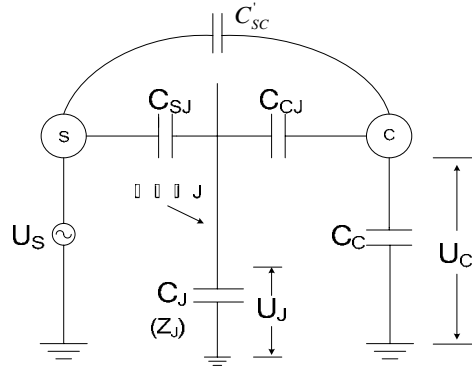


图 4-4 交变电场屏蔽等效电路

从上式可以看出, 干扰源与接收器之间的分布电容越大, 则接收器受到的干扰电压越大。为了减小干扰, 可使干扰源与受感器尽量远离; 当无法满足要求时, 则要采用屏蔽。

为了减小 S 对 C 的干扰, 在两者之间加入作为屏蔽体的大导电板 J, 如图 4-4 所示。由于屏蔽体足够大, 从干扰源 S 出发的电力线仅有很小的一部分 (泄漏的电力线) 到达接收器 C, 因此 S 与 C 之间的分布电容  $C'_{SC}$  远小于图 4.3 中的电容  $C_{SC}$ 。设 S、C 与大导电板 J 之间的分布电容分别为  $C_{SJ}$  和  $C_{CJ}$ 。由于泄漏的电力线很少, 因此  $C'_{SC}$  很小, 可以忽略, 可以得到

$$U_J = \frac{C_{SJ}U_S}{C_{SJ} + C_J + \frac{C_{CJ}C_C}{C_{CJ} + C_C}} \quad (4-4)$$

$$U_C = \frac{C_{CJ}U_J}{C_{CJ} + C_C} \quad (4-5)$$

从上述表达式可以看出, 接收器接收的干扰电压  $U_C$  取决于屏蔽导体的电位  $U_J$ , 及接收器与屏蔽导体之间的分布电容  $C_{CJ}$ 。而  $U_J$  的大小主要受屏蔽导体 J 与干扰源之间的分布电容

$U_{SJ}$  的影响。在屏蔽体离地较远, 且离干扰源 S 很近的情况下, 有  $C_{SJ} \gg C_J$  及  $C_{SJ} \square \frac{C_{CJ}C_C}{C_{CJ} + C_C}$ ,

则由式 (4-4) 可以得到  $U_J \approx U_S$ 。在这种情况下, 由式 (4-5) 得

$$U_C \approx \frac{C_{CJ}}{C_{CJ} + C_C} \cdot U_S \quad (4-6)$$

装上屏蔽体后, 由于金属板的尺寸远比干扰源尺寸大, 接收器 C 与屏蔽导体 J 之间的

分布电容  $C_{CI}$  远大于式 (4-3) 中的  $C_{SC}$ 。比较式 (4-3) 和 (4-6)，由式 (4-6) 得到的干扰电压较式 (4-3) 更大。因此，在加了不接地的屏蔽体后，可能非但没有起到屏蔽作用，反而增大了干扰。

从式 (4-5) 可以看出，屏蔽体起作用的条件是  $U_J$  得到有效降低。当屏蔽体与地之间的阻抗  $Z_J$  很小时，忽略干扰源与干扰接收器之间的漏电容，则屏蔽体的对地电压为

$$\dot{U}_J \approx \frac{Z_J}{Z_J + \frac{1}{j\omega C_{SJ}}} \dot{U}_S \approx j\omega C_{SJ} Z_J \dot{U}_S \quad (4-7)$$

由此可见，屏蔽体的接地电阻越小，屏蔽体受到的感应电压越小，接收器所受到的干扰也越小。此时  $U_J$  取决于屏蔽体的接地电阻，如屏蔽体良好接地，则  $Z_J \approx 0$ ， $U_J \approx 0$ 。在这种情况下，接收器 C 感应的电压主要源于 S 与 C 之间的分布电容  $C'_{SC}$ ，干扰接收器 C 感应的干扰电压为

$$U_C = \frac{C'_{sc} U_S}{C'_{sc} + C_C + C_{CJ}} \quad (4-8)$$

当屏蔽体很大的时候， $C'_{sc} \rightarrow 0$ ，接收器 C 感应的干扰电压  $U_C$  很小。

根据上述分析，屏蔽体必须可靠接地，且屏蔽体必须选用导电性能好的材料，只有这样才能有效地减少干扰。一般情况下，要求接地的接触阻抗小于  $2m\Omega$ ，在比较严格的场合要求小于  $0.5m\Omega$ 。若屏蔽体不接地或接地不良，将可能导致加屏蔽体后，干扰变得更大，因而对这点应特别引起注意。

从上述分析可以看出，电场屏蔽的实质是在保证屏蔽体良好接地的条件下，将干扰源发生的电力线终止于由良导体制成的屏蔽体，从而切断干扰源与接收器之间的电力线交链。

## 4.3 磁场屏蔽

磁场屏蔽简称磁屏蔽，是用于抑制磁场耦合实现磁隔离的技术措施，它包括低频磁屏蔽和高频磁屏蔽。

### 4.3.1 低频磁屏蔽

低频（100kHz 以下）磁场屏蔽常用的材料是高磁导率的铁磁材料（如铁、硅钢片、坡莫合金等）。低频磁场屏蔽的原理是利用高磁导率的材料对干扰磁场进行分路。根据磁路理论，磁路上 a、b 两点间的磁位差为

$$U_m = R_m \phi_m = \int_a^b \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (4-9)$$

式中， $R_m$  为 a、b 两点间的磁阻， $\phi_m$  为通过磁路的磁通量：

$$\phi_m = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (4-10)$$

式中 S 为磁路的截面积，B 为穿过 S 的磁感应强度。因此

$$R_m = \frac{\int_a^b \vec{H} \cdot d\vec{l}}{\int_s \vec{B} \cdot d\vec{S}} \quad (4-11)$$

若磁路截面  $S$  是均匀的，且磁场也是均匀分布的，磁场方向与磁路的截面垂直，则上式可简化为

$$R_m = \frac{Hl}{BS} = \frac{l}{\mu S} \quad (4-12)$$

式中， $\mu$ 为材料的磁导率。

由式(4-9)可见，当两点间磁位差  $U_m$  一定时，磁阻  $R_m$  越小，则磁通  $\phi_m$  越大。由式(4-12)可见， $R_m$  与  $\mu$  成反比，因而选用高磁导率的铁磁材料做磁屏蔽体时，其磁阻很小，所以大部分磁通流过磁屏蔽体。

以圆柱形磁屏蔽体为例，屏蔽体由铁磁材料制成，如图 4-5 所示，屏蔽体的内、外半径分别为  $r_1$  和  $r_0$ ，屏蔽体高度为  $h$ 。将它置于均匀场中，圆柱体的轴线与磁场方向平行，稳态时磁场分布如图中所示。

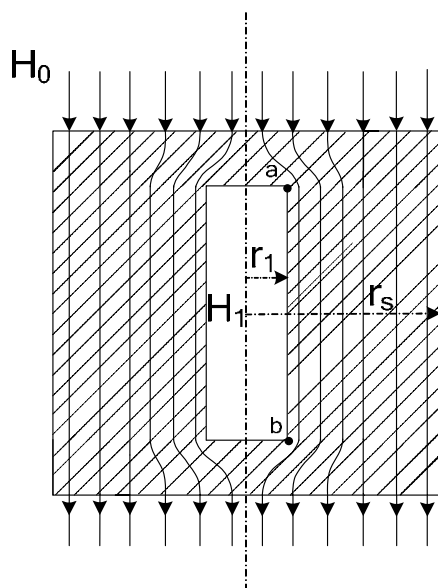


图 4-5 圆柱形磁屏蔽体

设屏蔽体外均匀磁场的磁场强度为  $H_0$ ，屏蔽体壁内的磁场强度为  $H_s$ ，空腔内的磁场强度为  $H_1$ 。可以看出流入整个屏蔽体的磁通为

$$\phi_0 = \mu_0 H_0 \pi r_s^2 \quad (4-13)$$

式中， $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} (H/m)$  为真空的磁导率。

流经屏蔽体壁内的磁通为

$$\phi_s = \mu_s H_s \pi (r_s^2 - r_1^2) \quad (4-14)$$

式中， $\mu_s$  为屏蔽体材料的磁导率。为讨论方便，设空腔内的磁场是均匀的，则流经空腔的磁通为

$$\phi_1 = \mu_0 H_1 \pi r_1^2 \quad (4-15)$$

从而有

$$\phi_0 = \phi_s + \phi_1 \quad (4-16)$$

应用磁路理论，并忽略上下两端的边缘效应，由式（4-12），沿轴向屏蔽体壁构成的磁阻为

$$R_{ms} = \frac{h}{\mu_s \pi (r_s^2 - r_1^2)} \quad (4-17)$$

沿轴向空腔构成的磁阻为

$$R_{m1} = \frac{h}{\mu_0 \pi r_1^2} \quad (4-18)$$

在不穿过其它电流的磁路中，沿不同回路两点间的磁位降相同，即图中 a、b 两点间沿屏蔽体壁内和空隙两条途径的磁位差相同，即  $R_{m1}\phi_1 = R_{ms}\phi_s$ ，沿气隙的磁路与沿屏蔽体壁的磁路呈并联布置，由式（4-16），得

$$\phi_1 = \frac{R_{ms}}{R_{ms} + R_{m1}} \phi_0 = \frac{\mu_0 H_0 \pi r_1^2 r_s^2}{\mu_r (r_s^2 - r_1^2) + r_1^2} \quad (4-19)$$

式中， $\mu_r$  为屏蔽体材料的相对磁导率。

将式（4-15）代入式（4-19），得

$$H_1 = \frac{H_0 r_s^2}{\mu_r (r_s^2 - r_1^2) + r_1^2} \quad (4-20)$$

因此，圆柱形屏蔽体的屏蔽效能为

$$SE = \frac{H_0}{H_1} = \frac{\mu_r (r_s^2 - r_1^2) + r_1^2}{r_s^2} \quad (4-21)$$

由此可见，要想提高磁屏蔽性能，应采用高磁导率的屏蔽材料，且增大屏蔽体的壁厚。

实际上屏蔽体不可避免地带有缝隙或开孔。如图 4-6 所示的密绕螺管线圈，用铁磁材料做的屏蔽罩加以屏蔽。线圈产生的磁场主要沿屏蔽罩壁通过，即磁场被限制在屏蔽层内，见 4-6 (a)，从而使线圈周围的电路或元件不受线圈磁场的影响。同样，外界磁场也将通过屏蔽罩壁而很少进入罩内，见图 4-6 (b)，从而使外部磁场不致影响到屏蔽罩内的线圈。若铁磁材料的磁导率  $\mu$  越高，屏蔽罩越厚，则磁阻越小，磁屏蔽效果越好。需要指出的是，用铁磁材料做的屏蔽罩，在垂直于磁力线方向上不应有开口或有缝隙。因为这样的开口或缝隙会切断磁力线，使磁阻增大，磁屏蔽效果变差。

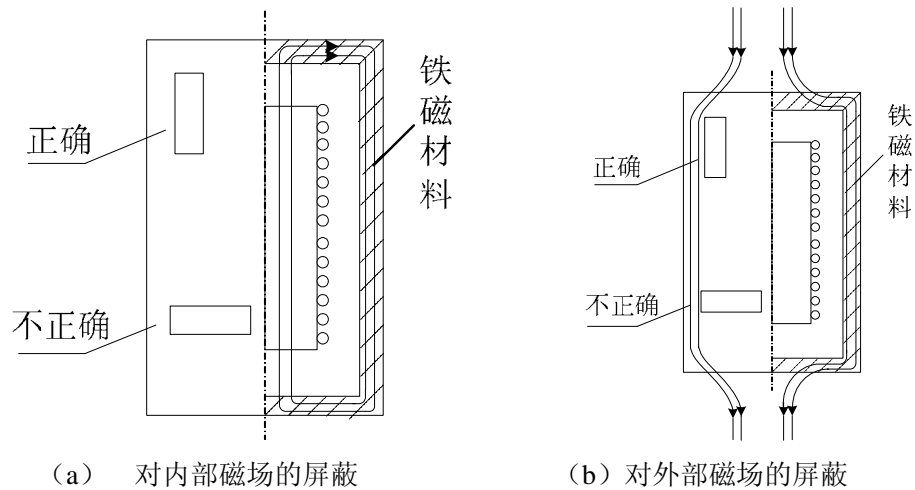


图 4-6 螺旋管的屏蔽

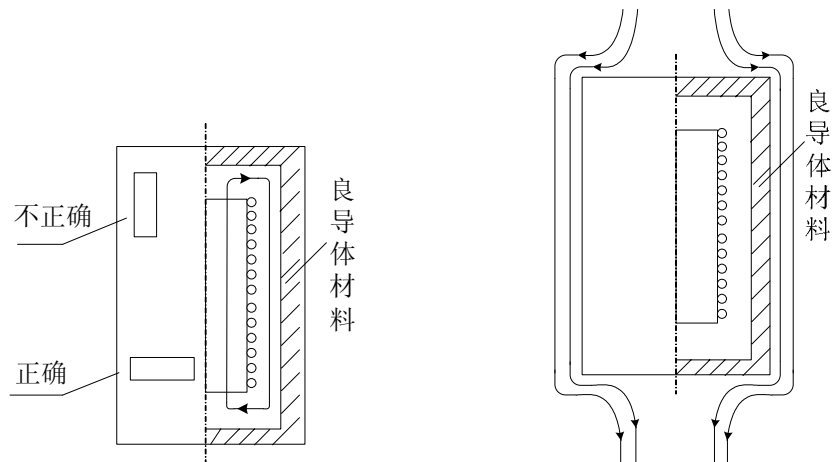
铁磁材料的屏蔽只适用于低频，不能用于高频磁场屏蔽。因为高频时铁磁材料中的磁性损耗很大（包括磁滞损耗和涡流损耗），从而造成线圈品质因素下降等不利影响。在高频情况下铁磁材料的磁导率也将明显下降，其屏蔽效能将大大劣于低频。

### 4.3.2 高频磁场的屏蔽

高频磁场屏蔽采用的是低电阻率的良好导体材料，如铜、铝等。其屏蔽原理是利用电磁感应现象在屏蔽壳体表面所产生的涡流产生的反向磁场来达到屏蔽的目的，也就是说，利用了涡流反磁场对于原干扰磁场的排斥作用，来抵消进入屏蔽体的磁场。例如将线圈置于用良导体做的屏蔽盒中，则线圈所产生的磁场将被限制在屏蔽盒内，同样外界磁场也将被屏蔽盒的涡流反磁场排斥而不能进入屏蔽盒内，从而达到对高频磁场屏蔽的目的，如图 4-7 所示。

由高频磁场屏蔽的原理可知，屏蔽盒上所产生的涡流的大小将直接影响屏蔽效果。下面通过屏蔽线圈的等效电路来说明影响涡流大小的因素。把屏蔽壳体看成是一匝线圈，图 4-8 表示屏蔽线圈的等效电路。图中， $I$  为线圈的电流， $M$  为线圈与屏蔽盒之间的互感， $r_s$ 、 $L_s$  分别为屏蔽盒的电阻及电感， $I_s$  为屏蔽盒中产生的涡流，则有

$$i_s = \frac{j\omega M i}{r_s + j\omega L_s} \quad (4-22)$$



(a) 对内部磁场的屏蔽

(b) 对外部磁场的屏蔽

图 4-7 高频磁场屏蔽

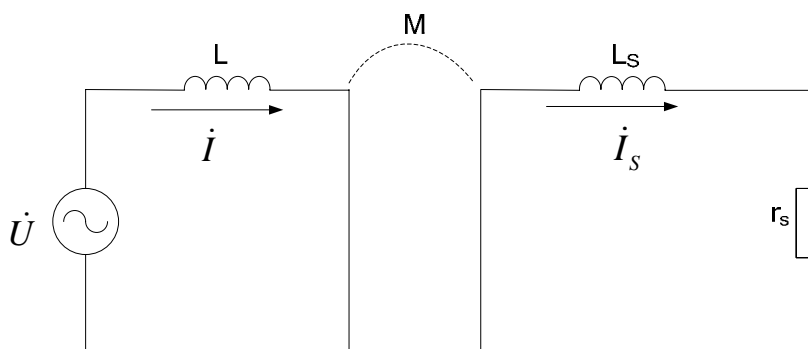


图 4-8 屏蔽线圈等效电路

在高频情况下，可以认为  $r_s \ll \omega L_s$ ，于是

$$i_s \approx \frac{M}{L_s} i \quad (4-23)$$

由上式可以看出，在高频情况下，屏蔽盒上产生的涡流  $I_s$  的大小与频率无关；但在低频时，有  $r_s \gg \omega L_s$ ，这时  $\omega L_s$  可忽略不计，则有

$$i_s \approx \frac{j\omega M}{r_s} i \quad (4-24)$$

这说明在低频时，产生的涡流小，而且涡流与频率成正比。可见，利用感应涡流进行磁屏蔽在低频时效果并不好，这种方法主要用于高频情况。

从式 (4-22) 也可看出，屏蔽盒（屏蔽材料）的电阻  $r_s$  越小，则产生的涡流越大，而且损耗也小。所以高频的屏蔽材料要用良导体，常用的是铝、铜及铜镀银等。此外，屏蔽层上开口方向应尽量使之不切断涡流，如图 4-7 所示。屏蔽盒是否接地不影响屏蔽效果，这一点与电场屏蔽不同，在电场屏蔽中必须接地。但如果将良导体金属材料做的屏蔽盒接地，则它同时具有电场屏蔽和高频磁场屏蔽的作用，所以实际使用中屏蔽盒应接地。

## 4.4 电磁屏蔽

在交变电磁场中，电场分量和磁场分量总是同时存在，只是在频率较低的范围内，干扰一般发生在近场，而近场中随着干扰源的特性不同，电场分量和磁场分量有很大差别。高压小电流源以电场为主，磁场分量可以忽略，这时就可以只考虑电场的屏蔽。而低压大电流干扰源则以磁场为主，电场分量可以忽略，这时就可以只考虑磁场屏蔽。

随着频率增高，电磁辐射能力增强，将产生辐射电磁场，并趋向于远场干扰。远场中的电场和磁场均不能忽略，因而就要对电场和磁场同时屏蔽，即进行电磁屏蔽。高频时即使在设备内部也可能出现远场干扰，因此需要电磁屏蔽。

通常所说的屏蔽，一般指的是电磁屏蔽，即是指对电场和磁场同时加以屏蔽。电磁屏蔽一般也是指用来防止高频电磁场的影响的。



电磁屏蔽是用屏蔽体阻止高频电磁能量在空间传播的一种措施。屏蔽体的材料是金属导体或其它对电磁波有衰减作用的材料,屏蔽效能的大小与电磁场的性质以及屏蔽体的材料特性有关。

#### 4.4.1 电磁屏蔽的原理

电磁屏蔽是用屏蔽体阻止高频电磁波在空间传播的技术措施,屏蔽体起着切断或削弱电磁波传输的作用。

对于远场情况的交变电磁场,电场分量和磁场分量同时存在。对交变电磁场屏蔽的机理,有三种理论:

(1) 感应涡流理论。这种理论解释电磁屏蔽机理比较形象易懂,物理概念清楚。但难以用它推导出定量的屏蔽效果表达式,关于干扰源特征、传播介质、屏蔽材料的磁导率等因素对屏蔽效果的影响也难以解释清楚。

(2) 电磁场理论。严格来说,它是分析电磁屏蔽原理和计算屏蔽效能的经典学说。但是由于电磁场的边界条件问题,分析复杂且求解过程繁琐,因此在实际中很少使用。

(3) 传输线理论。它是根据电磁波在金属屏蔽体中传播的过程与传输线中传输过程相似的原理,用传输线方程来等效分析计算。这一理论和方法不仅可以简明分析屏蔽理论,而且还能比较方便地定量计算屏蔽效果。

本节根据传输线理论对电磁屏蔽进行机理和屏蔽效能分析。

按照传输线理论,屏蔽体对于电磁波的衰减有三种不同机理:

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

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

(3) 在屏蔽体内尚未衰减完的剩余电磁能量,传播到屏蔽体的另一个表面时,又由于金属和空气阻抗的不连续在其交界面再次发生反射,并重新折回屏蔽体内。这种反射在屏蔽体内的两个界面之间可能重复多次。

#### 4.4.2 传输线理论与屏蔽效能分析

图 4-9 反映了金属板对电磁波的屏蔽机理。



射系数  $\rho_t = \frac{Z_W - Z_m}{Z_W + Z_m} = -\rho_0$ 。因此透射波场强  $E_{t2}(t)$  为

$$E_{t2}(t) = E_{t1}(t)(1 + \rho_t) = (1 - \rho_0^2)e^{-\gamma t} \quad (4-29)$$

反射波场强  $E_{r2}(t)$  为

$$E_{r2}(t) = E_{t1}(t) \cdot \rho_t = (1 + \rho_0)e^{-\gamma t} \cdot \rho_t \quad (4-30)$$

该反射波以  $e^{-\gamma x}$  的衰减规律向  $(-x)$  方向传播，在到达  $x=0$  处再次反射，其反射波场强为

$$E_{r3}(0) = E_{r2}(t)e^{-\gamma t} \cdot \rho_t = (1 + \rho_0)e^{-2\gamma t} \cdot \rho_t^2 \quad (4-31)$$

$E_{r3}(0)$  向  $x$  方向传播，再次到达  $x=t$  时，其入射场强为

$$E_{r3}(t) = E_{r3}(0)e^{-\gamma t} = (1 + \rho_0)e^{-3\gamma t} \cdot \rho_t^2 \quad (4-32)$$

在此处又发生反射和透射，其中透射波  $E_{t3}(t)$  成为穿过屏蔽体的又一部分透射电磁波。该透射波场强为

$$E_{t3}(t) = E_{r3}(t)(1 + \rho_t) = \rho_t^2(1 - \rho_0^2)e^{-3\gamma t} \quad (4-33)$$

如此往复类推，可得透过屏蔽体的电磁波的总的场强为

$$\begin{aligned} \sum E_t(t) &= (1 - \rho_0^2)e^{-\gamma t} + (1 - \rho_0^2)\rho_t^2 e^{-3\gamma t} + (1 - \rho_0^2)\rho_t^4 e^{-5\gamma t} + \dots \\ &= (1 - \rho_0^2)e^{-\gamma t} [1 + \rho_t^2 e^{-2\gamma t} + \rho_t^4 e^{-4\gamma t} + \dots] \end{aligned} \quad (4-34)$$

因此，屏蔽体的屏蔽效能为

$$\begin{aligned} SE &= \frac{E_0(t)}{E_S(t)} = \left| \frac{1 \cdot e^{-\gamma_0 t}}{(1 - \rho_0^2)e^{-\gamma t} [1 + \rho_t^2 e^{-2\gamma t} + \rho_t^4 e^{-4\gamma t} + \dots]} \right| \\ &= \left| e^{(\gamma - \gamma_0)t} (1 - \rho_0^2)^{-1} [1 + \rho_t^2 e^{-2\gamma t} + \rho_t^4 e^{-4\gamma t} + \dots]^{-1} \right| \end{aligned} \quad (4-35)$$

式中， $\gamma_0$  为自由空间电磁波的传播常数。

令

$$\begin{cases} A = |e^{(\gamma - \gamma_0)t}| \\ R = |(1 - \rho_0^2)^{-1}| \\ B = |[1 + \rho_t^2 e^{-2\gamma t} + \rho_t^4 e^{-4\gamma t} + \dots]^{-1}| \end{cases} \quad (4-36)$$

其中，A 称为吸收损耗；R 称为反射损耗；B 称为多次反射损耗。于是有  $SE = A \cdot R \cdot B$ 。

用分贝表示，则屏蔽效能为

$$SE = 20 \lg A + 20 \lg R + 20 \lg B \quad (\text{dB}) \quad (4-37)$$

### 4.4.3 屏蔽效能计算的解析法

由上述分析可知，分析屏蔽效能的主要任务是计算吸收损耗  $A$ 、反射损耗  $R$  和多次反射损耗  $B$ 。

#### (1) 吸收损耗

吸收损耗是电磁波穿过屏蔽体时在屏蔽体中所产生的热损耗。由  $A = e^{(\gamma - \gamma_0)t}$  知， $A$  取决于传播常数  $\gamma$  和屏蔽层厚度  $t$ 。由于只考虑损耗，因此，只要取其实部  $\alpha$  (衰减常数) 即可，它是反映电磁波在金属屏蔽体中产生涡流发热导致能量衰减的因子，是产生损耗的主要因素。另外考虑到自由空间衰减系数  $\alpha_0 \ll \alpha$ ，故可忽略  $\gamma_0 t$  因子。于是  $A$  的指数项简化后，由式 (4-28)，可表示为

$$A = e^{\alpha t} = e^{t\sqrt{\pi\mu f\sigma}} = e^{t/\delta} \quad (4-38)$$

其中  $\delta = (\sqrt{\pi\mu f\sigma})^{-1}$  为趋肤深度。

用分贝数表示吸收损耗为

$$A = 20\lg(e^{t/\delta}) = 8.68 \frac{t}{\delta} \quad (\text{dB}) \quad (4-39)$$

为了便于计算，常用屏蔽体材料的相对电导率  $\sigma_r$  和相对磁导率  $\mu_r$  来表示吸收损耗

$$A = 0.131t\sqrt{f\mu_r\sigma_r} \quad (\text{dB}) \quad (4-40)$$

式中， $t$  为屏蔽体厚度 (mm)；

$\mu_r$  为屏蔽体的相对磁导率；

$\sigma_r$  为屏蔽体材料相对于铜的电导率。

由此可见，吸收损耗随电磁波频率、屏蔽材料的电导率、磁导率及屏蔽体厚度的增大而增大，表 4-1 为电磁屏蔽常用金属材料的相对磁导率、相对电导率以及厚度与吸收损耗的关系。

表 4-1 常用金属材料的  $\mu_r$  和  $\sigma_r$  及其屏蔽厚度与吸收损耗的关系

金属	$\sigma_r$	$\mu_r$	f(Hz)	t(mm)		
				8.68dB	20dB	40dB
铜	1	1	$10^2$	6.7	15.4	30.8
			$10^4$	0.67	1.54	3.08
			$10^6$	0.067	0.154	0.308
			$10^8$	0.0067	0.0154	0.0308
铝	0.63	1	$10^2$	8.35	19.24	38.48
			$10^4$	0.835	1.924	3.848
			$10^6$	0.0835	0.1924	0.3848
			$10^8$	0.00835	0.01924	0.03848
钢	0.17	180	$10^2$	1.2	2.76	5.52
			$10^4$	0.12	0.276	0.552
			$10^6$	0.012	0.0276	0.0552
			$10^8$	0.0012	0.00276	0.00552

坡莫合金	0.108	8000	10 <sup>2</sup>	0.23	0.52	1.04
			10 <sup>4</sup>	0.023	0.052	0.104
			10 <sup>6</sup>	0.0023	0.0052	0.0104
			10 <sup>8</sup>	0.00023	0.00052	0.00104

从表中可以看出，对于吸收损耗，当  $f \geq 1$  MHz 时，用 0.5mm 厚的任何金属板制成的屏蔽体，都能将场强减弱 100 倍（效能为 40dB）以下。随着频率的升高，同样厚度的金属屏蔽层的屏蔽效能会随之增大。因此，在选择材料时，应着重考虑材料的机械强度、刚度和防腐等因素。对于低频屏蔽，应采用大的铁磁材料，如冷扎钢板、坡莫合金等。

### (2) 反射损耗

反射损耗是由屏蔽体与自由空间交界面处阻抗不连续引起的。

由于  $\rho_0 = \frac{Z_m - Z_w}{Z_m + Z_w}$ ， $\rho_i = -\rho_0$ ，因此反射损耗的表达式可写为

$$R = (1 - \rho_0^2)^{-1} = \frac{(Z_m + Z_w)^2}{4Z_m Z_w} \quad (4-41)$$

一般情况下，自由空间的波阻抗比金属材料的波阻抗要大得多，即  $Z_w \gg Z_m$ ，故上式可简化为

$$R \approx \frac{Z_w}{4Z_m} \quad (4-42)$$

其模量为

$$|R| \approx \left| \frac{Z_w}{4Z_m} \right| \quad (4-43)$$

任何均匀材料的特性阻抗为

$$Z_i = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\varepsilon}} \quad (4-44)$$

对于高电导率的金属材料， $\sigma \gg \omega\varepsilon$ ，因此金属材料的波阻抗为

$$\begin{cases} Z_m = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}} = \sqrt{\frac{j2\pi f\mu}{\sigma}} = (1+j)\sqrt{\frac{\pi\mu f}{\sigma}} \\ |Z_m| = \sqrt{2}\sqrt{\frac{\pi\mu f}{\sigma}} = 3.69 \times 10^{-7} \sqrt{\frac{\mu_r f}{\sigma_r}} \end{cases} \quad (4-45)$$

在不同类型场源和场区中，自由空间的波阻抗  $Z_w$  的数值是不一样的：

1) 在远区平面波情况下

$$Z_w = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi = 377(\Omega) \quad (4-46)$$

2) 在近区以电场为主时，波阻抗为

$$\begin{cases} Z_w = \frac{1}{j\omega\epsilon_0 r} \\ |Z_w| = \left| \frac{1}{j\omega\epsilon_0 r} \right| = \frac{1}{2\pi f \epsilon_0 r} = 1.8 \times 10^{10} / fr \end{cases} \quad (4-47)$$

3) 在近区以磁场为主时, 波阻抗为

$$\begin{cases} Z_w = j\omega\mu_0 r \\ |Z_w| = \omega\mu_0 r = 2\pi f \mu_0 r = 8\pi^2 \times 10^{-7} fr \end{cases} \quad (4-48)$$

将  $Z_w$  在三种不同情况下的计算式和金属波阻抗  $Z_m$  代入式 (4-42), 用分贝表示, 可得不同情况的反射损耗为

1)  $r \gg \frac{\lambda}{2\pi}$  时, 对远区平面场

$$R_p = 168 + 10 \lg \left( \frac{\sigma_r}{\mu_r f} \right) \quad (\text{dB}) \quad (4-49)$$

2)  $r \ll \frac{\lambda}{2\pi}$  时, 对近区电场为主情况

$$R_e = 321.7 + 10 \lg \left( \frac{\sigma_r}{f^3 r^2 \mu_r} \right) \quad (\text{dB}) \quad (4-50)$$

3)  $r \ll \frac{\lambda}{2\pi}$  时, 对近区磁场为主情况,

$$R_m = 14.6 + 10 \lg \left( \frac{fr^2 \sigma_r}{\mu_r} \right) \quad (\text{dB}) \quad (4-51)$$

在计算反射损耗时, 首先应区分屏蔽体在场源的近区还是远区, 如果是近区还要进一步区分场源的特性。反射损耗的一般规律是随着电导率的增加及磁导率的下降而增大。电场反射随频率下降及源与屏蔽体间距离的下降而增大; 磁场反射随频率升高及源与屏蔽体间距离的增大而增大。图 4-10 列举了铜和铁两种材料的屏蔽体在场源 1m 处对近区场和远区场的反射损耗随频率变化的特性曲线。在低频情况下, 反射损耗大于吸收损耗, 它是屏蔽效能中的主要作用因素。随着频率的升高, 反射损耗逐渐下降。

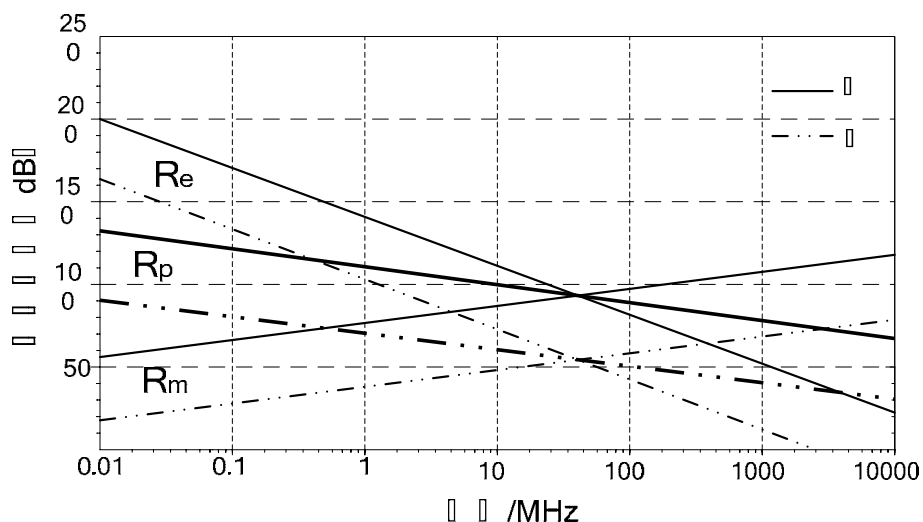


图 4-10 铜和铁的反射损耗

### (3) 多次反射损耗

在计算多次反射损耗  $B$  的式 (4-36) 中, 令  $X = \rho_t^2 e^{-2\gamma t}$ , 则有

$$B = [1 + \rho_t^2 e^{-\gamma t} + \rho_t^4 e^{-4\gamma t} + \dots]^{-1} = [1 + X + X^2 + X^3 + \dots]^{-1} \quad (4-52)$$

由于  $|\rho_t| = \left| \frac{Z_w - Z_m}{Z_m + Z_w} \right| < 1$ ,  $|e^{-2\gamma t}| < 1$ , 因此  $|\rho_t^2 e^{-2\gamma t}| \ll 1$ , 符合  $|X| < 1$  的条件, 因此

$$B = \left[ \frac{1}{1 - X} \right]^{-1} = 1 - X = 1 - \rho_t^2 e^{-2\gamma t} \quad (4-53)$$

用分贝表示, 为

$$B = 20 \lg \left| \left[ \frac{1}{1 - X} \right]^{-1} \right| = 20 \lg |1 - \rho_t^2 e^{-2\gamma t}| \quad (\text{dB}) \quad (4-54)$$

其中

$$e^{-2\gamma t} = e^{-2(1+j)\alpha t} = e^{-2\alpha t} \cdot e^{-2j\alpha t} \quad (4-55)$$

在分析吸收损耗  $A$  时, 由式 (4-38) 可得  $A = 20 \lg e^{\alpha t}$ 。若  $A$  (dB) 已知, 则  $e^{\alpha t} = 10^{0.05A}$ , 将等式两边平方后, 得  $e^{2\alpha t} = 10^{0.1A}$ ; 则  $2\alpha t = \ln 10^{0.1A} = 0.23A$ 。将此结果代入式 (4-55) 中, 最后得多次反射损耗为

$$B = 1 - \left( \frac{Z_m - Z_w}{Z_m + Z_w} \right)^2 10^{-0.1A} (\cos 0.23A - j \sin 0.23A) \quad (4-56)$$

用分贝表示为

$$B = 20 \lg \left| 1 - \left( \frac{Z_m - Z_w}{Z_m + Z_w} \right)^2 10^{-0.1A} (\cos 0.23A - j \sin 0.23A) \right| \quad (\text{dB}) \quad (4-57)$$

当屏蔽层较厚或频率较高时,屏蔽体吸收损耗较大,电磁波在屏蔽材料内经过第一次传播到达第二分界面时,场强已很小。在多次反射后场强更小。因此,当屏蔽体吸收损耗较大,一般取  $A > 10\text{dB}$  时,多次反射损耗可忽略不计。但是在屏蔽层较薄或频率较低时,吸收损耗很小,一般在  $A < 10\text{dB}$  时,多次反射作用对屏蔽效能的影响就必须考虑。

**例:** 某高频信号源附近有一精密放大器的屏蔽盒,箱体由铁皮制成,壁厚  $0.6\text{mm}$ 。已知高频发射源为高阻抗电场,频率为  $100\text{kHz}$ ,放大器盒距发射源  $1.5\text{cm}$ 。试求屏蔽体的屏蔽效能。

解:(A) 吸收损耗计算。

查表 4-1 知铁材料的  $\mu_r = 1$ ,  $\sigma_r = 0.15$ 。由题意知  $t = 0.6\text{mm}$ , 代入式 (4-40) 得

$$A = 0.131t\sqrt{f\mu_r\sigma_r} = 0.131 \times 0.6 \times \sqrt{10^5 \times 1 \times 0.15} = 8.6 \quad (\text{dB})$$

(B) 反射损耗计算

反射损耗与场源特性及场区有关,首先分析屏蔽盒所在场区。

$$\lambda = \frac{C}{f} = \frac{3 \times 10^8}{10^5} = 3000 \quad (\text{m})$$

$$\frac{\lambda}{2\pi} = 3000 / 2\pi = 477 \quad (\text{m})$$

因为  $r = 1.5\text{m} \ll 477\text{m}$ , 因此屏蔽盒所处场区为近区电场,由式 (4-50) 得

$$R_e = 321.7 + 10\lg\left(\frac{\sigma_r}{f^3 r^2 \mu_r}\right) = 159.9 \quad (\text{dB})$$

(C) 多次反射损耗

由于  $A = 8.6\text{dB} < 10\text{dB}$ , 因此应考虑多次反射损耗 (B) 值。先求近区电场波阻抗  $Z_w$  为

$$Z_w = \frac{1}{2\pi f \epsilon_0 r} = 1.2 \quad (\text{k}\Omega)$$

白铁皮的波阻抗为

$$Z_m = 3.69 \times 10^{-7} \sqrt{\frac{f\mu_r}{\sigma_r}} = 3.0 \times 10^{-4} \quad (\Omega)$$

可以求得多次反射损耗为

$$B = 20\lg\left|1 - \left(\frac{1200 - 3 \times 10^{-4}}{1200 + 3 \times 10^{-4}}\right)^2 \times 10^{-0.1 \times 8.6} (\cos 0.23 \times 8.6 - j \sin 0.23 \times 8.6)\right| = -1.3\text{dB}$$

(D) 屏蔽效能 SE

$$SE = A + R + B = 8.6 + 159.9 - 1.3 = 167.2 \quad (\text{dB})$$

#### 4.4.4 薄膜屏蔽和多层屏蔽

电磁屏蔽技术的发展,使屏蔽体的形式不再局限于单层金属平板模式,先后出现了薄膜屏蔽、多层金属屏蔽等多种屏蔽形式。

(1) 薄膜屏蔽



薄膜屏蔽采用喷涂、真空沉积、电镀和粘贴等工艺技术，在工程塑料和有机介质表面覆盖一层导电薄膜，使其对电磁波具有反射和吸收作用。一般导电薄膜的厚度应小于电磁波在其内部传播波长的 1/4。

仍然可以按照金属板屏蔽理论分析计算薄膜屏蔽体的屏蔽效能，但是由于导电层很薄，吸收损耗变得极其微小，屏蔽效能主要由反射损耗和多次反射损耗决定。如导电铜漆是一种铜基导电涂料，专用于无线电干扰屏蔽和需要高导电表面的场合。表 4-2 所示为铜薄膜的屏蔽效能与厚度、频率的关系，给出了吸收损耗 A、反射损耗 R 和多次反射损耗 B 的典型数据。

表 4-2 铜薄膜的屏蔽效能

薄膜厚度 (μm)	频率 (Hz)	A (dB)	R (dB)	B (dB)	SE (dB)
0.105	1M	0.14	109	-47	62
	1G	0.44	79	-17	62
1.25	1M	0.16	109	-26	83
	1G	5.2	79	-0.6	84
2.196	1M	0.29	109	0.6	110
	1G	9.2	79	0.6	90
21.96	1M	2.9	109	-3.5	108
	1G	92	79	0	171

## (2) 多层屏蔽

为了得到全频段良好屏蔽的特性，有时采用两层甚至三层屏蔽材料做成屏蔽体。例如电导率高的金属材料，往往磁导率低，它们对高频电场有着很好的屏蔽，而低频磁场中不尽人意。有些高磁导率的合金对低频磁场可以提供很好的屏蔽，但在高频电场中往往屏蔽效能却很低，因此将两种材料做成双层屏蔽体就可得到高低频都满意的屏蔽特性。

在需要高度抑制干扰时可应用多层混合结构的电磁屏蔽体。屏蔽体主要由交替使用的抗磁层（铜、铝）及强磁层（钢、坡莫合金）制成。多层屏蔽体的特点是其屏蔽效果很高而屏蔽体中的能量损耗则比较小。

设计多层屏蔽时要注意几点：

1) 在选择材料、确定材料的组合以及确定材料的配置顺序时，外层应该用反射能力强的抗磁材料（铜、铝），而内层则用强导磁材料（钢、坡莫合金）。最好在内部采用几种磁导率很大的不同材料。

2) 层厚的最佳比与屏蔽体的设计频段有关。从屏蔽效果来考虑，在 10kHz 以下，一般铜层（铝层）与钢层的厚度相当；在 10kHz~20kHz 以上，采用薄铜层（薄铝层）与厚钢层；在直流以及频率很低（0~0.5kHz）时，或在频率超过 1MHz 时，由钢制成的均匀强磁屏蔽体可以取得最好的效果。频率越高，越厚的钢层越有效。

多层屏蔽时外层必须使用抗磁材料，外层的厚度应等于电磁场在最高传输频率时的穿透深度。

3) 各层应尽可能做成整块的，要具有最大的电气密闭性。

## 4.5 孔缝泄漏的抑制措施

在电气上存在不连续的屏蔽体，称为非实心型屏蔽体。实际上，理想的屏蔽体（实心型

屏蔽体)是不存在的,屏蔽体表面常存在不连续点,如由于制造、装配、维修、散热及观察要求,屏蔽体上面一般都开有形状各异、尺寸不同的孔缝。以电子设备的机箱为例,由于电气连接电缆进出、通风散热、测试与观察以及仪表安装等的需要,总是需要在机箱上打孔。另外,构成箱体时总是存在金属面间的接缝(如两金属板用铆接或螺钉紧固时残留缝隙)和两金属极间置入金属衬垫后形成的开口和缝隙。这样,电磁能量就会通过孔洞、缝隙泄漏,导致屏蔽效能的降低。金属屏蔽壳体内电磁能量的泄漏主要不决定于金属的物理特性,而取决于不连续点的尺寸、形状及位置。当不连续点的尺寸与其谐振值匹配时,对应频率的屏蔽效能会迅速降低。这些孔缝等不连续点对于屏蔽体的屏蔽效果起着重要的影响作用,因此必须采取措施来抑制孔缝的电磁泄漏。

以上多种因素中,接缝因素和孔洞因素对屏蔽效能的影响最大。

#### (1) 装配面处接缝泄漏的抑制

装配面处接合点的屏蔽性能主要取决于接合点在通过连接处所形成低接触电阻的能力。可以采用下述方法:

##### 1) 装配面处加入导电衬垫

使用电磁密封衬垫可以实现缝隙的电磁密封,衬垫的电气特性应与屏蔽体的特性近似以保持分界面上有很高的电气导电性能。电磁密封衬垫的两个基本特性是导电性和弹性,任何导电的弹性材料都可以作为电磁密封衬垫用。常用的衬垫有金属丝网屏蔽条、铍铜指形簧片、导电橡胶、橡胶芯金属网套等。其中金属丝网屏蔽网已广泛用于军用和民用电子设备。屏蔽质量很大程度上取决于连接面的材料状况,氧化或其它老化现象会导致连接点处的屏蔽质量下降。衬垫连接点的屏蔽效能随频率升高而下降。

另外,在使用中需要注意,电磁密封衬垫会由于过量压缩而彻底损坏,在使用时要对压缩进行限位。通常将圆形衬垫安装在槽内,安装槽内同时起固定衬垫和限位的作用。

##### 2) 增加缝隙深度或增大金属之间的搭界面

不同部分的结合处构成的缝隙是一条细长的开口。在平整的结合处也不可能完全接触,只能在某些点接触上是真正接触的,构成一个空洞阵列。

根据电磁场理论,具有一定深度的缝隙可看作波导,而波导在一定条件下可以对在其内部传播的电磁波进行衰减,深度越深,衰减量越大。另一方面,当缝隙很窄时,缝隙之间的电容较大,其阻抗可以等效为电阻与电容并联。由于容抗随频率升高而降低,因此在频率较高时,屏蔽效能较好。增加金属之间的搭接面积可以增大电容,使阻抗减小,从而减小泄漏。

#### (2) 通风冷却孔泄漏的抑制

##### 1) 覆盖金属丝网

将金属丝网覆盖在大面积的通风孔上,能显著地防止电磁泄漏。金属网的结构简单,成本低,通风量较大,适用于屏蔽要求不太高的场合。金属网的屏蔽性能与网孔直径、网孔疏密程度、网丝交点处的焊接质量及网丝材料的导电率有关。图 4-11 所示为各种不同规格和材料的金属网在近区主要为磁场时的屏蔽效能。由图可见,在频率高于 70MHz 后,屏蔽效能开始下降,因而金属网不适用于数百兆赫兹以上的高频情况。

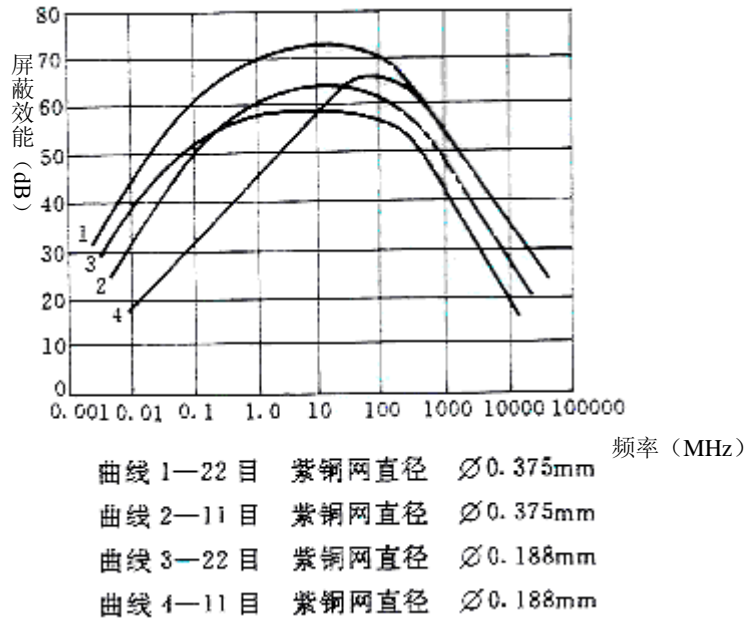


图 4-11 单层金属网的屏蔽

### 2) 穿孔金属板

一般而言，孔洞尺寸愈大，电磁泄漏也就愈严重，屏蔽效能愈低。为了提高屏蔽效能，可在满足屏蔽体通风量要求的条件下，以多个小孔替代大孔（显然应为小圆孔），这就需要采用穿孔金属板。穿孔金属板通常有两种结构形式，一种直接在机箱或屏蔽体上打孔，另一种是单独制成穿孔金属板，然后安装到机箱的通风孔上。

打孔金属板的孔径越小，金属板越厚，屏蔽效果越好。与金属丝网相比，由于不存在金属丝网的网栅交点接触不稳定的缺陷，因此穿孔金属板的性能比较稳定。

### 3) 截止波导通风孔

金属丝网和穿孔金属板在频率大于 100MHz 时，其屏蔽效能将大为降低。尤其是当孔眼尺寸不是远小于波长甚至接近于波长时，其泄漏将更为严重。

由电磁场理论可知，波导对于在其内部传播的电磁波，起着高通滤波器的作用，高于截止频率的电磁波才能通过。基于上述理论，就出现了截止波导通风孔阵，如由六角形蜂窝金属材料制成的嵌板，如图 4-12 所示。单根截止波导的横截面有矩形、圆形和六角形等，其中六角形波导的截止频率为

$$f_c = \frac{150}{W} \times 10^9 \text{ (Hz)} \quad (4-58)$$

式中，W 为六角形内壁外接圆的直径 (mm)。

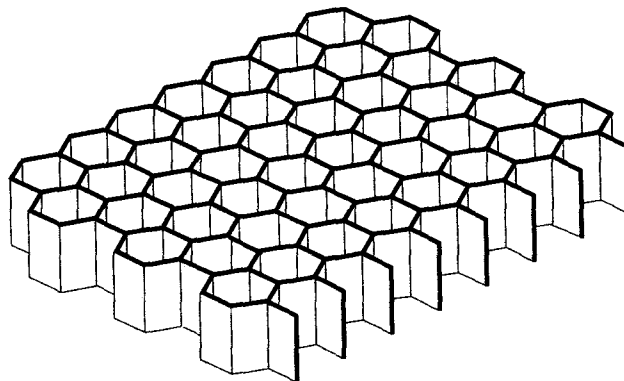


图 4-12 截止波导通风孔

与金属丝网和穿孔金属板相比，波导通风孔具有工作频带宽、对空气的阻力小、机械强度高优点。其缺点是制造工艺复杂、体积大、制造成本高。

(3) 观察窗口泄漏的抑制

电子设备的观察窗口包括指示灯、表头面板、数字显示器及 CRT（阴极射线管）等，这一类孔洞的电磁泄漏往往最大，因而必须加以电磁屏蔽。可供选择的方案包括：

- 1) 使用波导衰减器；
- 2) 使用金属丝网或带有金属丝网的玻璃夹层板；
- 3) 对重要的器件进行屏蔽，对进入器件的所有导线滤波；
- 4) 使用导电玻璃。

表 4-3 所示为金属丝网与导电玻璃屏蔽效能的比较。从表中可以看出，覆盖金属丝网的窗口屏蔽效能优于导电玻璃，且随着频率的增高优势越来越大，因此在甚高频和微波波段宜选用金属丝网。

表 4-3 金属丝网与导电玻璃屏蔽性能比较

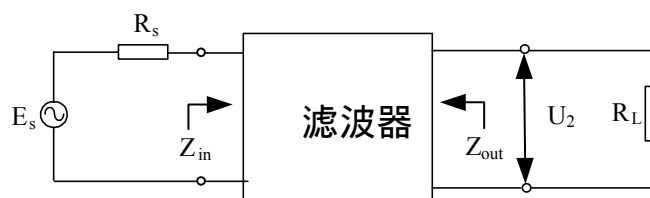
频率 (Hz)	丝网屏蔽效能 (dB)	导电玻璃屏蔽效能 (dB)
1M	98	74~95
10M	93	52~72
100M	82	28~46
1G	60	4~21

# 5 滤波与滤波器

## 5.1 概述

实践表明，一个系统即使经过良好的设计并且采用正确的屏蔽和接地措施，也仍然会有不需要的信号或能量传导进入此系统，致使该系统的效能降低，甚至引起系统失灵。

在电磁兼容领域，滤波是指从混有噪声或干扰的信号中提取有用信号分量的一种方法或技术。实现滤波功能的滤波器可以对某一频率范围的传输能量的衰减很小，使能量容易通过；而对另一频率范围的传输能量有很大的衰减，从而抑制了能量的传输。因此，采用滤波器可以抑制与有用信号频率不同的成分的干扰，显著减小干扰电平，从而提高接收设备的信噪比。所以，采用滤波器无论抑制干扰源和消除干扰耦合，或是增强接收设备的抗干扰能力，都是抑制干扰的有效手段。



$E_s$  为信号源， $R_s$  为信号源阻抗， $R_L$  为负载阻抗

图 5-1 滤波器工作原理图

### 5.1.1 滤波器的插入损耗及频率特性

滤波器是由一些集中参数的电阻、电感和电容或由分布参数所构成的能够实现滤波功能的电路网络。滤波器接在信号传输路径中，用于过滤传导信号，可以将其视为一个四端网络，如图 5-1 所示。 $Z_{in}$  为滤波器输入端口的等效阻抗， $Z_{out}$  为滤波器输出端口的等效阻抗。从滤波器的作用机理看，对需要抑制的频率分量， $Z_{in}$  和  $Z_{out}$  呈并联低阻抗和/或串联高阻抗特性；对有用信号， $Z_{in}$  和  $Z_{out}$  呈并联高阻抗和/或串联低阻抗特性。

滤波器的表征特性包括多个方面，如额定电压、额定电流、截止频率、工作温度范围等。而描述滤波器性能的最主要参数是插入损耗（又称衰减），插入损耗  $L_m$  的定义为

$$L_m = 20 \lg \left( \frac{U_1}{U_2} \right) \quad (\text{dB}) \quad (5-1)$$

式中， $U_2$ ——信号源通过滤波器在负载阻抗上建立的电压；

$U_1$ ——不接滤波器时信号源在同一负载阻抗上建立的电压。

插入损耗用分贝（dB）表示，分贝值越大，说明抑制干扰的能力越强。

插入损耗的大小是随信号频率的不同而变化的，通常把插入损耗随频率的变化曲线称为滤波器的频率特性。所谓滤波器的通带是指较小的插入损耗值（ $<3\text{dB}$ ）所对应的频率范围，而阻带是指较大的插入损耗值（ $>3\text{dB}$ ）所对应的频率范围。插入损耗为  $3\text{dB}$  对应的频率点称为滤波器的截止频率  $f_c$ 。良好的滤波器应该在其通带内有很小的插入损耗值，而在阻带内有很大的插入损耗值。

从图 5-1 可以看出，插入损耗值不仅取决于滤波器的内在特性，同时还决定于滤波器的

外加阻抗（信号源、负载的阻抗）。因此，设计滤波器时需要考虑与滤波器所接入回路的负载阻抗和信号源的阻抗特性相匹配。

按照滤波器的截止频率，可把滤波器大致分为四种：低通滤波器、高通滤波器、带通滤波器和带阻滤波器。图 5-2 给出了各种滤波器的频率特性曲线，实际滤波器的频率特性比较平缓。

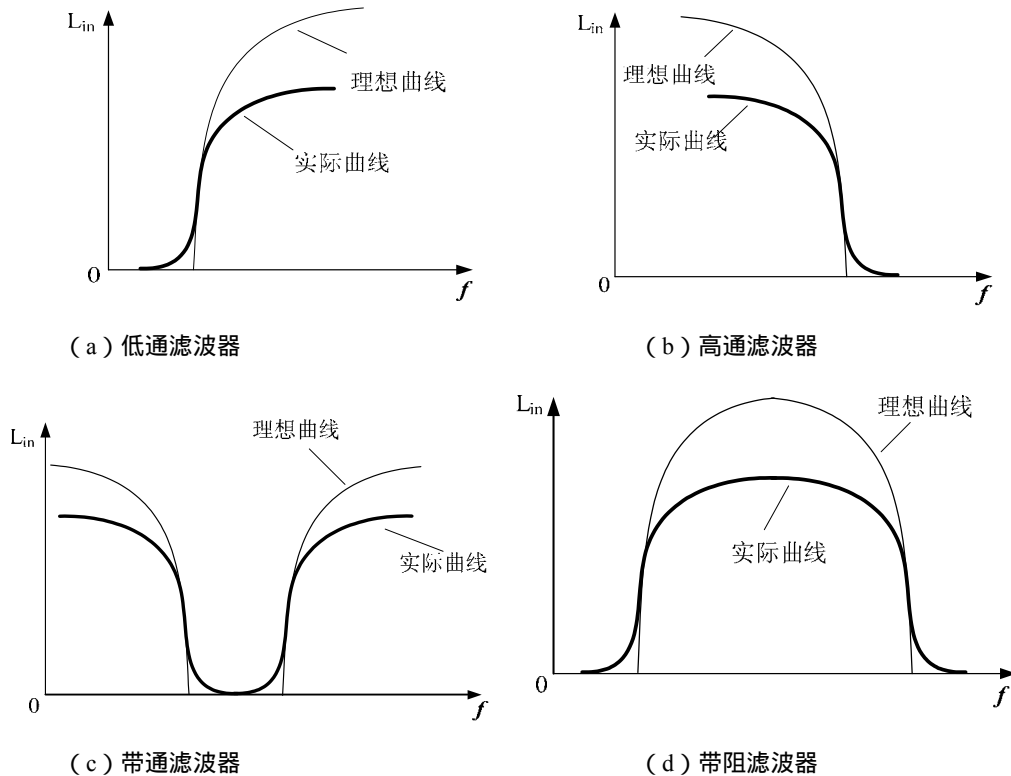


图 5-2 四种滤波器的频率特性

## 5.1.2 电磁干扰滤波器的特点

电磁干扰滤波器（又称 EMI 滤波器）在技术上要求具有以下特点：

1) 电磁干扰滤波器往往工作在阻抗不匹配的条件下，干扰源的阻抗特性变化范围很宽，其阻抗通常是整个频段的函数。由于经济和技术上的原因，不可能设计出全频段匹配的干扰滤波器。若一种滤波器的衰减量不能满足要求时，可以采用级联的办法，以获得比单级更高的衰减。

2) 干扰源的电平变化幅度很大，有可能使电磁干扰滤波器出现饱和效应。

3) 由于电磁干扰频带范围很宽，其高频特性非常复杂，因此难以用集中参数等效电路来模拟滤波电路的高频特性。

4) 电磁干扰滤波器在阻带内应对干扰有足够的衰减量，而对有用信号的损耗应降低到最小限度，以保证有用电磁能量的最高传输效率。

在设计电磁干扰滤波器时应考虑如下几个方面：

1) 应明确工作频率和所要抑制的干扰频率，如两者非常接近，则需要应用频率特性非常陡峭的滤波器，才能把两种频率分离开来。

2) 由于电磁干扰形式和大小的多样性，滤波器的耐压必须足够高，以保证在高压情况下可靠地工作。

3) 滤波器连续通过最大电流时,其温升要低,以保证以该额定电流连续工作时,不破坏滤波器中器件的工作性能。

4) 为使工作时的滤波器频率特性与设计值吻合,要求与它连接的信号源阻抗和负载阻抗的数值等于设计时的规定值。

5) 滤波器必须具有屏蔽结构,屏蔽箱盖和本体要有良好的电接触,电容引线应尽量短。

6) 作为电磁干扰防护用的滤波器,其故障往往较其它单元和元件的故障更难寻找,因此滤波器应有较高的工作可靠性。

### 5.1.3 滤波器的分类

滤波器的种类很多,从不同的角度,有不同的分类方法。

1) 按照滤波原理,可分为反射式滤波器和吸收式滤波器。

2) 按照工作条件,可分为无源滤波器和有源滤波器。

3) 按频率特性,可分为低通滤波器、高通滤波器、带通滤波器和带阻滤波器。

4) 按使用场合,可分为电源滤波器、信号滤波器、控制线滤波器、防电磁脉冲滤波器、防电磁信息泄漏专用滤波器、印制电路板专用微型滤波器等。

## 5.2 反射式滤波器

反射式滤波器由电抗元件,如电感器和电容器组成,这些元件在理想情况下是没有损耗的。这种滤波器不是靠消耗能量,而是将不希望有的频率成分的能量反射回信号源而达到抑制的目的。

### 5.2.1 低通滤波器

低通滤波器是电磁兼容技术中用得最多的一种滤波器,用来抑制高频电磁干扰。例如,电源线滤波器就是一种低通滤波器,当直流或工频电流通过时,没有明显的功率损失(插入损耗小),而对高于这些频率的信号进行衰减。在放大器电路和发射机输入、输出电路中的滤波器通常也是低通滤波器,具有衰减脉冲干扰、减少谐波和其它杂波信号等多种功能。

低通滤波器的种类很多,按其电路形式可分为并联电容滤波器、串联电感滤波器及  $\Gamma$  型、 $\Pi$ 型和T型滤波器等。

#### 5.2.1.1 基本电路

##### (1) 并联电容滤波器

并联电容滤波器是最简单的低通滤波器,通常连接于携带干扰的导线与回路地线之间,如图 5-3 所示。在本章的分析中假设信号源内阻与负载阻抗相等,均为  $R$ 。这种滤波器用来旁路高频能量,流通期望的低频能量或者信号电流。

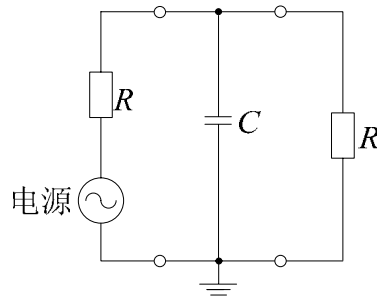


图 5-3 并联电容滤波器的接入

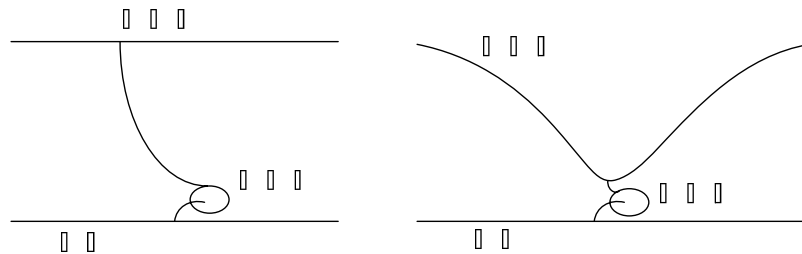
其插入损耗为：

$$L_m = 10 \lg [1 + (\pi fRC)^2] = 10 \lg \left[ 1 + \left( \frac{\omega RC}{2} \right)^2 \right] \quad (\text{dB}) \quad (5-2)$$

式中， $f$  为频率， $\omega$  为角频率， $C$  为电容量； $R$  是信号源电阻和负载电阻。

作为滤波器的电容器应具有良好的高频响应特性。由于实际的电容器存在的一定的寄生电感，同时在接入时存在连接线的引线电感，因此，并联电容滤波器实际上是一个电容、电感相串联的支路。这个支路在某一频率点上会发生谐振，阻抗最小，此时滤波效果最好。谐振频率由电感和电容共同决定，电容值或电感值越大，则谐振频率越低，高频滤波效果越差。超过谐振频率点后，滤波器回路实际上呈电感特性，频率越高，阻抗越大，削弱了对高频信号的旁路作用。因此，对这种滤波器，要使谐振频率远高于干扰信号频率，这使其使用受到限制。

电感值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，谐振频率越低。在实际工程中，要滤除的电磁干扰的频率往往高达数百 MHz，甚至 GHz 量级，因此，应使电容器的引线尽量短，如图 5-4 所示。



(a) 错误安装方法

(b) 正确安装方法

图 5-4 滤波电容的安装方法

穿心电容是用薄膜卷绕的短引线电容，它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。穿心电容安装方式及其电路表示如图 5-5 所示。由于穿心电容的小电感结构使其谐振频率可达 1GHz 以上，因此可用于高频滤波。同时穿心电容安装方便，价格较低，因此在电磁兼容技术中应用很多。



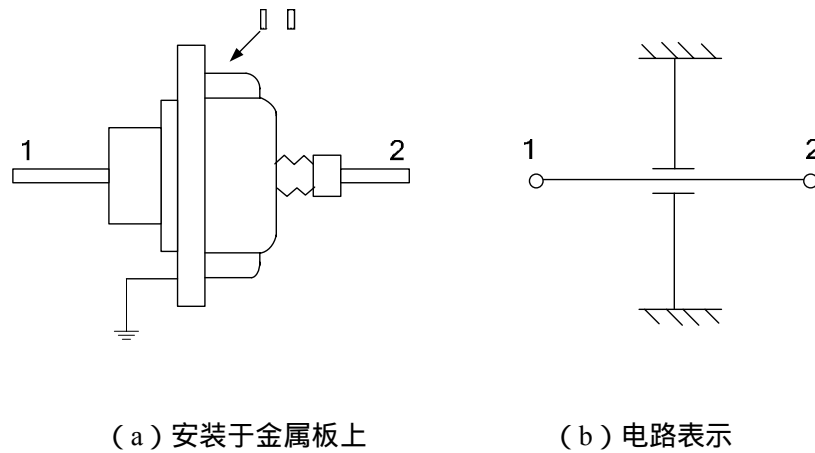


图 5-5 穿心电容

### (2) 串联电感滤波器

串联电感滤波器是低通滤波器的另一简单形式，在其电路构成上，电感器与携带干扰的导线串联连接，如图 5-6 所示。

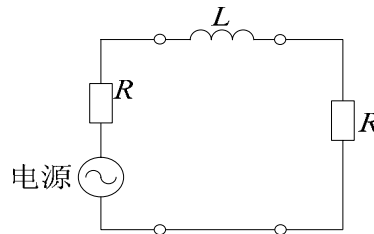


图 5-6 串联电感滤波器的接入

其插入损耗为：

$$L_{in} = 10 \lg \left[ 1 + \left( \frac{\pi f L}{R} \right)^2 \right] = 10 \lg \left[ 1 + \left( \frac{\omega L}{2R} \right)^2 \right] \quad (\text{dB}) \quad (5-3)$$

式中， $L$  是滤波器的电感量。

由于在实际的电感中，线匝之间和电感两端均存在电容，与电感相并联。因此，也存在一个谐振频率点。超过谐振频率点后，滤波器回路实际上呈电容特性，其高频滤波性能变差。因此，对这种滤波器，也要使谐振频率点远高于干扰信号频率。

### 5.2.1.2 多级滤波器

由式 (5-2) \ (5-3) 可知，低通滤波器在截止频率以外的阻带中的输出显然与频率有关，频率每增高一个量级，以 dB 为单位的阻带衰减增大 20dB。事实上，这一衰减特性对于希望在通带内损耗小，而在通带外希望有相当大的衰减的大多数实际应用是不够的。为满足实际应用要求，需要采用多级滤波器。根据插入损耗的计算方法可以推导得到，对于一个  $n$  级的滤波器 ( $n$  为电感、电容元件的数量)，它具有截止频率外的阻带衰减为  $20 \times n \text{ dB}/10$  倍频程的特性。滤波器的阻带衰减与相对频率的关系如图 5-7 所示。

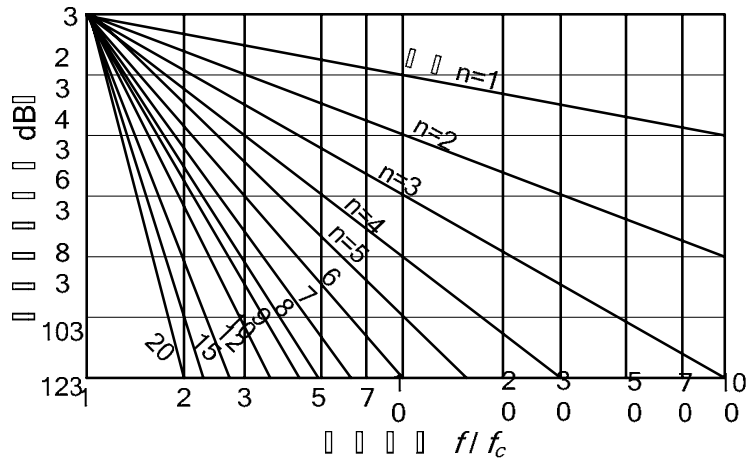


图 5-7 滤波器的阻带衰减与相对频率的关系

常用的低通滤波器有  $\Gamma$  型、反  $\Gamma$  型、 $\pi$  型和 T 型，其电路结构与插入损耗表达式如表 5-1 所示。其中  $\pi$  型滤波器是实际中使用最普遍的形式，其优势包括容易制造、宽带高插入损耗和适中的空间需求。采用金属壳体屏蔽的滤波器能够改善  $\pi$  型滤波器的高频性能。对于非常低的频率，使用  $\pi$  型滤波器可提供高衰减，如屏蔽室的电源线滤波。但实际使用中  $\pi$  型滤波器抑制瞬态干扰不是十分有效。T 型滤波器能够有效地抑制瞬态干扰，但需要两个电感，因此使滤波器的总尺寸变大。

表 5-1 低通滤波器的电路结构和插入损耗

滤波器类型	电路结构	插入损耗 (dB)
$\Gamma$ 型		$L_m = 10 \lg \left[ \frac{(2 - \omega^2 LC)^2 + \left( \omega CR + \frac{\omega L}{R} \right)^2}{4} \right]$
反 $\Gamma$ 型		$L_m = 10 \lg \left[ \frac{(2 - \omega^2 LC)^2 + \left( \omega CR + \frac{\omega L}{R} \right)^2}{4} \right]$
$\pi$ 型		$L_m = 10 \lg \left[ (1 - \omega^2 LC)^2 + \left( \frac{\omega L}{2R} - \frac{\omega^3 LC^2 R}{2} + \omega CR \right)^2 \right]$
T 型		$L_m = 10 \lg \left[ (1 - \omega^2 LC)^2 + \left( \frac{\omega L}{R} - \frac{\omega^3 L^2 C}{2R} + \frac{\omega CR}{2} \right)^2 \right]$

各种滤波电路的应用选择根据信号源及负载阻抗的相对大小而定。当信号源内阻及负载电阻都比较小时，应选用 T 型滤波器；当两者的阻抗都比较高时，应选用  $\pi$  型滤波器；当

两者的阻抗相差较大时，则应选用  $\Gamma$  型或反  $\Gamma$  型滤波器。如对于低信号源阻抗和高负载阻抗，可以选用  $\Gamma$  型滤波电路；反之，对于高信号源阻抗和低负载阻抗，应选用反  $\Gamma$  型滤波电路。

例：工作频率范围为 (2~30) MHz 的高频接收机，为保证其前端不受附近某甚高频发射机（设其工作频率范围为 66MHz~72MHz）的影响，需接入低通滤波器。设接收机天线的阻抗为  $72\Omega$ ，要求低通滤波器的通带外衰减至少有 30dB。

解：为保证在元件公差为 5% 时出现的截止频率不低于 30MHz，可选择 32MHz 为设计时的截止频率；而最低的干扰频率  $f_i=66\text{MHz}$ ，其归一化（相对）频率为  $f=f_i/f_c=66/32=2.06$ 。

查图 5-7 所示的滤波器衰减特性，可知为在相对频率 2.06 时获得不小于 30dB 的衰减，所需的级数为  $n=5$ 。

因此设计一截止频率为 32MHz、源和负载阻抗皆为  $72\Omega$  的 5 级低通滤波器，电路元件值如图 5-8 所示。

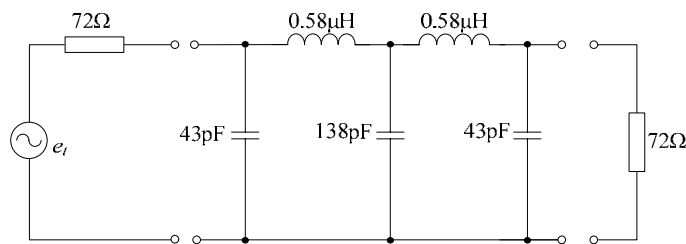


图 5-8 5 级低通滤波器

该低通滤波器的频率响应如图 5-9 所示，可见频率 66MHz 处的衰减为 31dB，满足要求。通带内的插入损耗在 30MHz 时约为 2dB，在 28MHz 以下则低于 1dB。

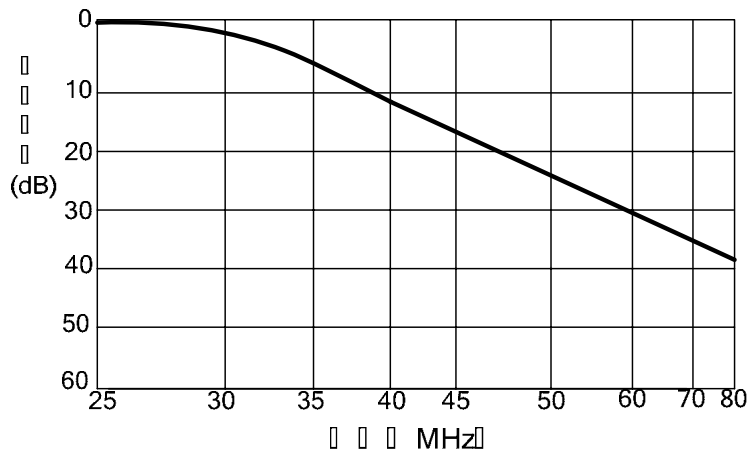


图 5-9 5 级低通滤波器的频率响应

## 5.2.2 高通滤波器

高通滤波器主要用于从信号通道中排除交流电源频率以及其它低频外界干扰，其网络结构与低通滤波器的网络结构具有对称性，高通滤波器可由低通滤波器转换而成。当把低通滤波器转换成具有相同截止频率的高通滤波器时，需要保证滤波器的输入阻抗不变，即保证

$$\frac{1}{\omega_c C} = \omega_c L \quad \text{或} \quad \frac{1}{2\pi f_c C} = 2\pi f_c L \quad (5-4)$$

这点从单级的滤波器上很容易看出。如图 5-6 所示的串联电感低通滤波器，要转换成相同截止频率的高通滤波器，只要将电感替换成满足上式的电容即可。两种滤波器在截止频率点处，负载阻抗所获得的电压的模量相等。

推广而言，低通滤波器与高通滤波器之间电气参数的转换方法是：

1) 把每个电感  $L$  (H) 转换成数值为  $1/(\omega_c^2 L)$  (F) 的电容  $C$ 。

2) 把每个电容  $C$  (F) 转换成数值为  $1/(\omega_c^2 C)$  (H) 的电感  $L$ 。

例如，对截止频率为  $(1/2\pi)$ Hz 的滤波器，只要把 2H 的电感换成 0.5F 的电容，10F 的电容换成 0.1H 的电感。如图 5-10 给出了两种由低通滤波器向高通滤波器转换的例子，对应的截止频率均为  $(1M/2\pi)$  Hz，此时  $\omega_c = 10^6$  rad/s，按上述办法，以  $\mu$ H 和  $\mu$ F 为单位的电容和电感可以直接用倒数转换。

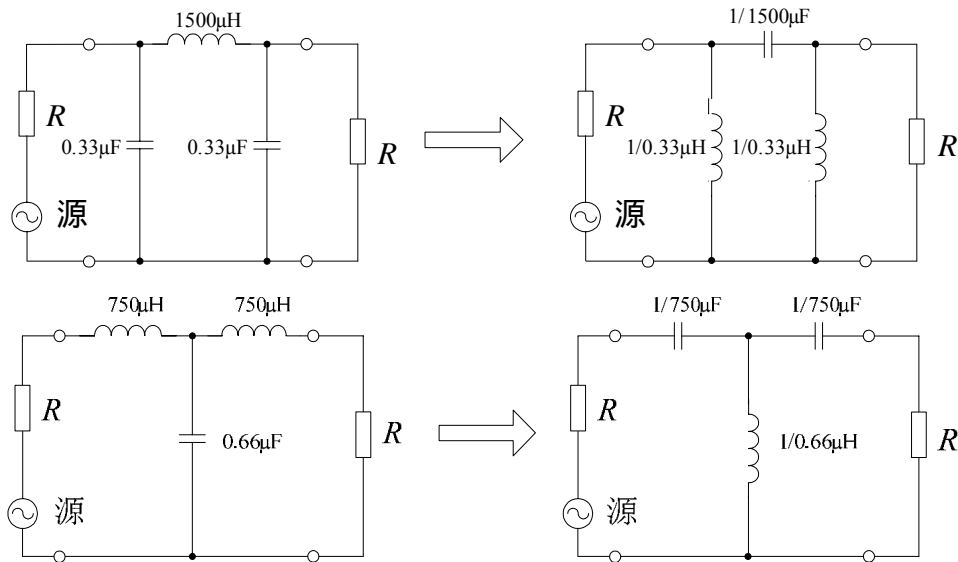


图 5-10 由低通滤波器向高通滤波器的转换

### 5.2.3 带通滤波器与带阻滤波器

带通滤波器对通带之外的高频及低频干扰能量进行衰减，其基本构成方法是由低通滤波器经过转换而成为带通滤波器。带阻滤波器对特定的窄带内的干扰能量进行抑制，通常串联于干扰源和干扰对象之间，也可将一带通滤波器接于干扰线与地之间来起到带阻滤波器的作用。

## 5.3 吸收式滤波器

### 5.3.1 吸收式滤波器原理与应用

一般的反射式滤波器的电感器及电容器都不可能是理想的电感及电容。在电感的匝间存在分布电容，它和电感构成谐振电路；当频率低于谐振频率时，呈电感性，而当频率高于此谐振频率时又呈电容性。因此一个实际的反射滤波器的频率特性往往并不是那么理想。此外，滤波器的输入、输出阻抗与指定的源和负载阻抗的失配又会使能量反射，所以低通滤波器的频率特性有时会出现振荡，有时候把一个滤波器插入传输干扰的线路时，实际上将形成干扰电压的增加而不是减小。在这种情况下，可使用吸收式滤波器来抑制不需要的能量，使之转化为热损耗，而仍保证有用信号的顺利传输。

吸收式滤波器是另一种类型的滤波器，其原理是将不希望有的干扰频率成分的能量损耗在滤波器内（使之转化为热能），而不是反射回去，因此这种滤波器又称为有耗滤波器。凡缠绕在磁芯上的扼流圈、铁氧体磁环、内外表面镀上导体的铁氧体管所构成的传输线都可以作为吸收式滤波器。

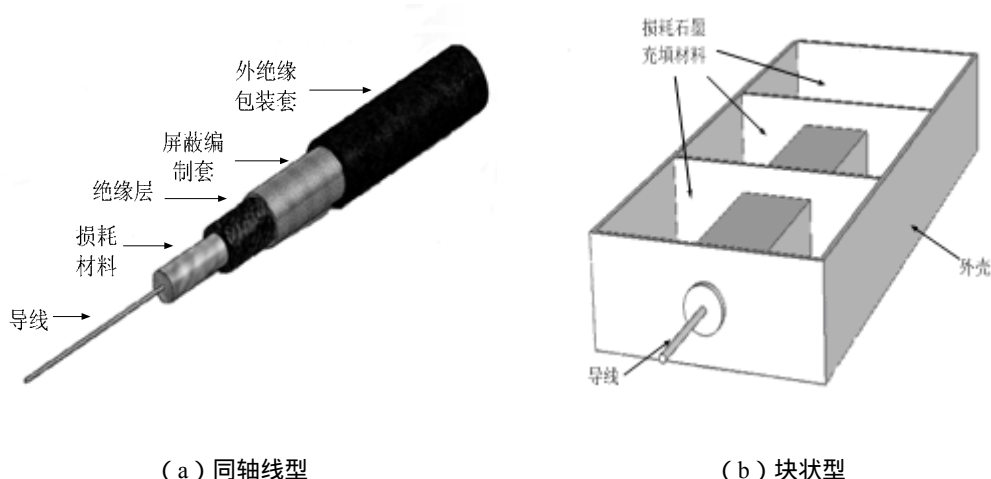


图 5-11 两种吸收式滤波器结构示意图

吸收式滤波器通常做成具有媒质填充或涂覆的传输线形式，可以做成同轴线型或块状型，如图 5-11 所示。媒质材料可以是铁氧体材料或其它的损耗材料。例如，取一段短的铁氧体管，在其内、外表面上，沉积着导电的银涂层，以形成同轴传输线的内、外导线。这段传输线的损耗是很大的，既有电损耗又有磁损耗，而且随着频率的增加而迅速增大，因此可以作为低通滤波器，广泛地用于对电源线的滤波。在电力系统中，常用这种同轴结构型的铁氧体管做成有耗滤波器。图 5-12 给出了两个铁氧体管制成的吸收式滤波器的插入损耗曲线。两个铁氧体管外径均为 15mm、内径均为 9.5mm，只是长度不同，一个为 75mm，另一个为 150mm。由图可见，滤波器的截止频率与铁氧体管的长度成反比。

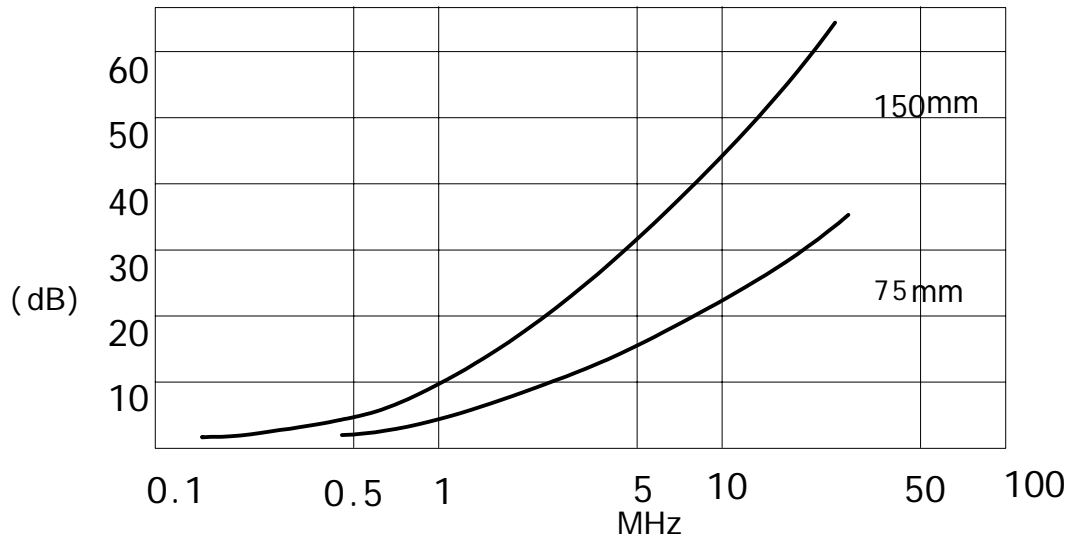


图 5-12 铁氧体管的插入损耗

吸收式滤波器与反射式滤波器的主要区别在于，吸收式滤波器的低频段（如低于100kHz）的插入损耗特性较差，高频段（如100MHz以上）的插入损耗特性较好；反射式滤波器则与之相反。在某些对插入损耗要求高的场合，可设法把这两种电磁干扰滤波器结合起来使用，可得到更好的滤波效果。按此方法构成的滤波器，既有陡峭的频率特性，又有很高的阻带衰减。例如在低通反射滤波器的前面，接入一小段同轴线，在同轴线中间用6:1的铁粉和环氧树脂组合介质材料填充，这一组合滤波器的衰减特性如图5-13所示。显然，它的衰减特性曲线有陡峭的斜率，而阻带的衰减也明显地改善了。

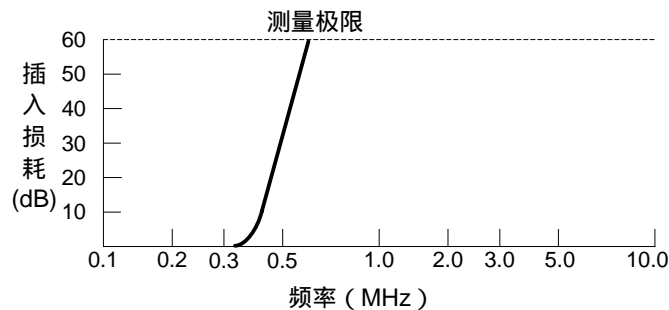


图 5-13 接入有损耗线后低通反射滤波器的频率特性

### 5.3.2 铁氧体抗干扰磁芯

铁氧体是一种价廉物美的有耗器件，其作用相当于低通滤波器，较好地解决了电源线、信号线和连接器的高频干扰抑制问题，而且具有使用简单、方便、有效、占用空间不大等一系列优点。

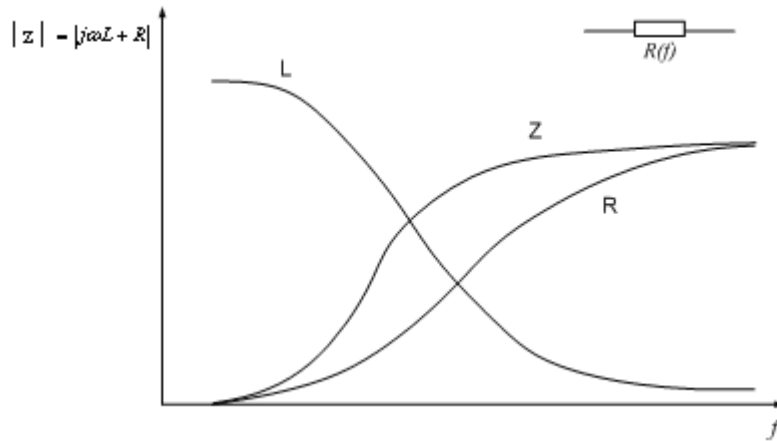


图 5-14 铁氧体的频率特性

在低频段时，铁氧体阻抗主要由电感成分构成，电阻  $R$  很小，磁芯的磁导率较高，因此电感量较大，电感起主要作用，铁氧体抗干扰磁芯呈现出非常低的感性阻抗值，不影响数据线或信号线上有用信号的传输。这时的磁芯损耗较小，整个器件是一个低损耗、高品质因数 ( $Q$ ) 特性的电感。但这种电感容易造成谐振，因此在低频段，有时可能出现干扰增强的现象。

在高频段时，铁氧体阻抗主要由电阻成分构成，随着频率升高，磁芯的磁导率降低，导致电感量减小，感抗成分减小。但是这时磁芯的损耗增加，电阻成分增加，导致总的阻抗增加。当有高频能量穿过磁性材料，电阻性分量就会把这些能量转化为热能耗散掉，从实质上减小干扰。

因此，它的等效电路为由电感  $L$  和电阻  $R$  组成的串联电路，其中  $L$  和  $R$  都是频率的函数，其频率特性如图 5-14 所示。例如相对磁导率为 850 的铁氧体，在 10MHz 时阻抗小于  $10\Omega$ ，而超过 100MHz 后阻抗大于  $100\Omega$ ，使高频干扰大大衰减。这样，就构成了一个低通滤波器。

不同的铁氧体抑制元件，有不同的最佳抑制频率范围。通常铁氧体的磁导率越高，抑制的频率就越低。此外，铁氧体的体积越大，抑制效果也越好。但在有直流或交流偏流的情况下，还存在铁氧体饱和的问题，抑制元件横截面越大越不易饱和，可承受的偏流越大。根据安装位置的不同，铁氧体的抑制效果也会有很大区别，铁氧体抑制元件应当安装在靠近干扰源的地方，对于输入/输出电路，应尽量靠近屏蔽外壳的进、出口处。

## 5.4 电源 EMI 滤波器

每一台电子设备都需要电源供电，有的由电网提供 220V, 50Hz 交流电，有的需要直流电压。无论交流电源还是直流电源，都会产生比较严重的电磁干扰，影响设备的功能和性能。通常抑制电源线干扰最主要而有效的方法就是采用滤波器，这种滤波器称为电源 EMI 滤波器，又称为电网滤波器、进线滤波器，它是 EMI 滤波器中的一种。从频率的角度来说，电源 EMI 滤波器属于一种低通滤波器，它无衰减地把直流、50Hz、400Hz 的电源功率传输到设备上去，却大大衰减经电源线传入的 EMI 信号，保护设备免受其害。同时，它又能抑制设备本身产生的 EMI 信号，防止其进入电网，污染电磁环境，危害其它设备。

## 5.4.1 电源 EMI 滤波器的网络结构

任何电源线上的干扰都可用共模和差模干扰来表示，且可把信号线（L）- 地线（PE）和中性线（N）- PE 之间的共模干扰信号，L - N 之间的差模干扰信号均看作是独立的 EMI 源。把电源内的 L - PE、N - PE、L - N 看作独立网络端口，以便分析干扰信号和有关的滤波网络。

图 5-15 表示单相电源 EMI 滤波器的基本网络结构，它是由集中参数元件构成的无源低通滤波网络。该网络中有 2 个电感器  $L_1$ 、 $L_2$ ，三个电容器  $C_x$ 、 $C_{y1}$  和  $C_{y2}$ 。当把此滤波器插入电源和负载（被干扰设备）之间时， $L_1$  和  $C_{y1}$ ， $L_2$  和  $C_{y2}$  就分别构成 L-PE 和 N-PE 两对独立端口间的低通滤波器，用来抑制从电源线上侵入的共模干扰信号，因此  $C_{y1}$ 、 $C_{y2}$  也被称为共模电容。

电路中的  $L_1$  和  $L_2$  是绕在同一磁环上的两个独立线圈，两线圈同向并绕，匝数相同，组成了纵向扼流圈。滤波器接入电路后，两线圈内方向相反的有用信号电流产生的磁通在磁环内相互抵消，不会使磁环达到饱和状态，从而保持  $L_1$  和  $L_2$  的电感量不变。但是，由于在实际制造中不可能使磁环材料绝对均匀，两线圈的绕制也不可能完全对称等原因，使得  $L_1$  和  $L_2$  的电感量不相等。于是  $L_1$  和  $L_2$  之差（ $L_1 - L_2$ ）构成了差模电感，和  $C_x$ （差模电容）又构成了 L-N 独立端口间的低通滤波器，用来抑制电源线上的差模干扰信号。

差模电容器  $C_x$  的电容量一般为  $0.1 \sim 1\mu\text{F}$ 。除了承受电源的额定电压外， $C_x$  两端还会叠加各种干扰电压。这些干扰电压包括因接通或断开电子设备的电源、或因断开感性负载，在电源电路中产生过渡过程，此时在  $C_x$  两端出现的电压的峰值可能远大于正常情况下的电源电压。因此，应根据电源 EMI 滤波器的应用场合和可能存在的 EMI 信号峰值，选用具有合适的安全等级的  $C_x$ 。

为了在规定频率电压作用下，将流过共模电容器  $C_y$ （ $C_{y1}$  和  $C_{y2}$ ）的电流（即漏电流）控制在较小的范围内，需要对电容器的电容量进行限制， $C_{y1}$  和  $C_{y2}$  一般在  $0.001 \sim 0.01\mu\text{F}$  之间。同时，还要求这种电容器在电气和机械性能方面，具有足够的安全裕度，以避免可能发生的击穿短路现象。若  $C_y$  发生击穿短路，并同时发生电源系统的 PE 线与机壳断开，这时若人触摸到设备外壳，便会危及人身安全。

EMI 滤波器分直流型 EMI 滤波器和交流型 EMI 滤波器两种，它们的区别在于使用的旁路电容不一样。直流 EMI 滤波器使用的旁路电容为直流电容，反之，则用的是交流电容。

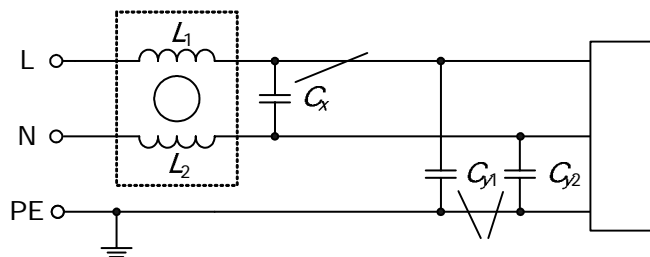


图 5-15 电源 EMI 滤波器的基本电路图

图 5-15 所示的电路为无源网络，具有互易性，安装在系统中既能有效抑制电子设备外部的 EMI 信传入设备，又能大大衰减设备本身工作时传入电网的 EMI 信号。

图 5-16 所示为实测的某单级电源 EMI 滤波器的插入损耗曲线，对应于图 5-15 所示电路， $L_1 = L_2 = 2\text{mH}$ ， $C_x = 0.66\mu\text{F}$ ， $C_{y1} = C_{y2} = 2200\text{pF}$ 。滤波器呈低通特性，约在  $60\text{MHz}$  时对共模干扰出现最大衰减，而对差模干扰其衰减则随着频率的提高而增大。



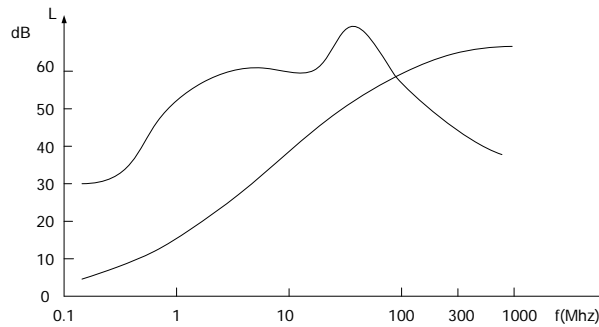


图 5-16 某电源 EMI 滤波器的插入损耗

## 5.4.2 电源 EMI 滤波器的安装

设计制造得好的滤波器也可能因为安装不当而降低对干扰信号的抑制能力。最常出现的问题有：

(1) 滤波器的输入端和输出端距离太近且无隔离,存在明显的电磁耦合路径,如图 5-17 所示。这样存在于滤波器某一端的 EMI 信号会逃脱滤波器对它的抑制,而直接耦合到滤波器的另一端去。在捆扎设备电缆时,如把滤波器电源端和负载端的电线捆在一起,无疑会加剧滤波器输入输出端的电磁耦合,严重破坏滤波器和设备屏蔽体对 EMI 信号的抑制作用。

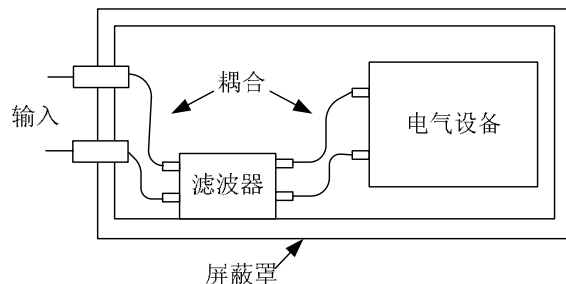


图 5-17 滤波器的错误安装 (1) ——输入输出耦合

(2) 输入线太长,外面进来的干扰还没有经过滤波,就直接通过空间场耦合的方式干扰到电气设备上,电气设备产生的干扰也可以直接耦合到电源线上,如图 5-18 所示。

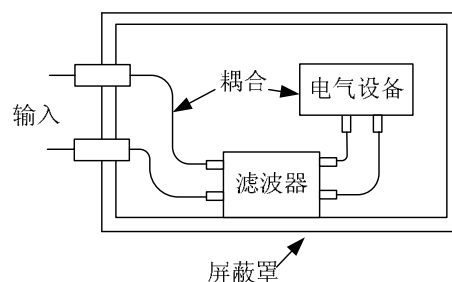


图 5-18 滤波器的错误安装 (2) ——输入线过长

(3) 滤波器的外壳与系统地之间没有良好的电气连接,如图 5-19 所示,把滤波器安装在塑料板或绝缘物体上。因为大部分滤波器内部的共模滤波电容器连接到滤波器的金属外壳上,在安装时通过将金属外壳直接安装在设备机壳上来实现滤波器的接地。如果滤波器的外壳没有与机壳相连,使共模滤波电容悬空,则起不到滤波的作用。

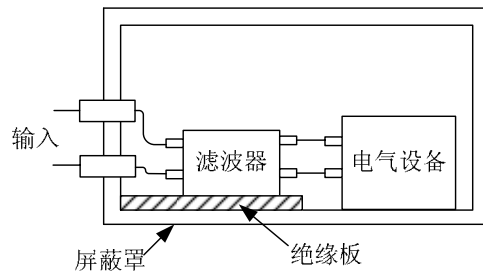


图 5-19 滤波器的错误安装 (3) ——滤波器与机壳之间有绝缘板

可以采取的一个补救措施是用导线将滤波器的外壳连接到机箱上,但过长的接地线意味着明显的接地电感和电阻,可能严重破坏滤波器的共模抑制能力,因此应用金属螺钉与星形弹簧垫圈把滤波器牢牢地固定在设备机壳上。

如图 5-20 所示为推荐的安装 EMI 电源滤波器的方法:滤波器的输入线很短,借助设备的屏蔽外壳,把 EMI 滤波器的电源端和负载端隔离开来,把滤波器输入和输出端可能存在的电磁干扰耦合控制到最低程度。另外滤波器和机壳之间应有良好的电接触。

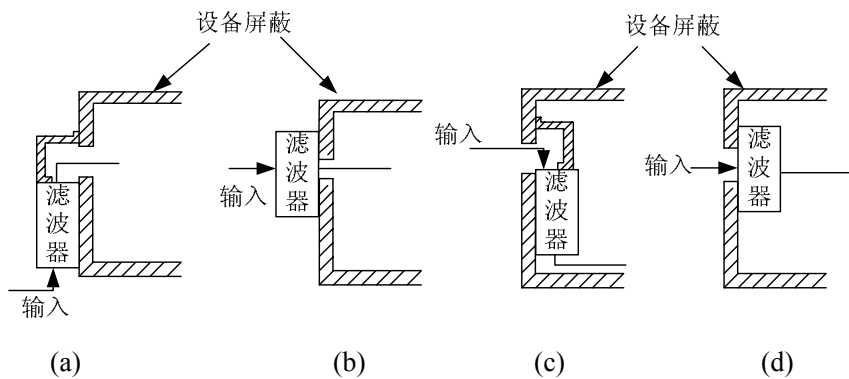


图 5-20 滤波器的推荐安装方法

## 5.5 有源滤波器

有源滤波器是含有有源器件的滤波网络。与利用电感器、电容器实现滤波功能的无源滤波器相比,有源滤波器可以省去体积庞大的电感元件,便于小型化和集成化,适于实现较低频率的滤波。另外,有源滤波器可以获得电压或电流增益,以补偿滤波网络的损耗或衰减。有源滤波器的有源器件是晶体管和运算放大器。随着集成电路器件的快速发展,有源滤波器在低通、高通、带通和带阻滤波器中都有应用。

有源滤波器主要有三种类型:

1) 用有源元件模拟电感线圈的频率特性,对干扰信号形成一个高阻抗电路,称为有源电感滤波器。

2) 用有源元件模拟电容器的频率特性,将干扰信号短接到地,称为有源电容滤波器。

3) 能产生与干扰电流振幅相等,相位相反的电流,通过高增益反馈电路把电磁干扰抵消掉的电路,称为对消滤波器。图 5-21 表示一种根据相位抵消原理构成的有源滤波器,其工作原理是:输入功率通过调谐于电源频率的带阻滤波器,馈送到放大器。而被放大的干扰分量,再通过串接于电源线上的变压器反相地回输到电源线上。因此,除了电源和基波频率外,其它所有的频率成分都将因反相回输的作用而被衰减。其衰减量的大小,取决于放大器的功率增益。自动频率控制(AFC)电路可以在有限范围内调节带阻滤波器,以补偿带阻滤

波器调整元件的任何可能变化，使其谐振频率始终保持与电源频率保持一致。

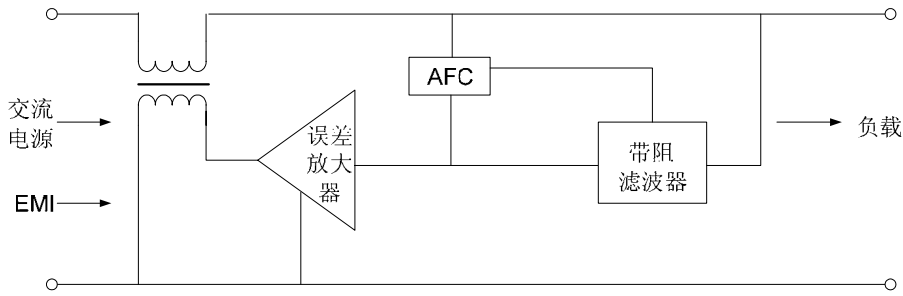


图 5-21 用于抑制电源线路干扰的有源滤波器

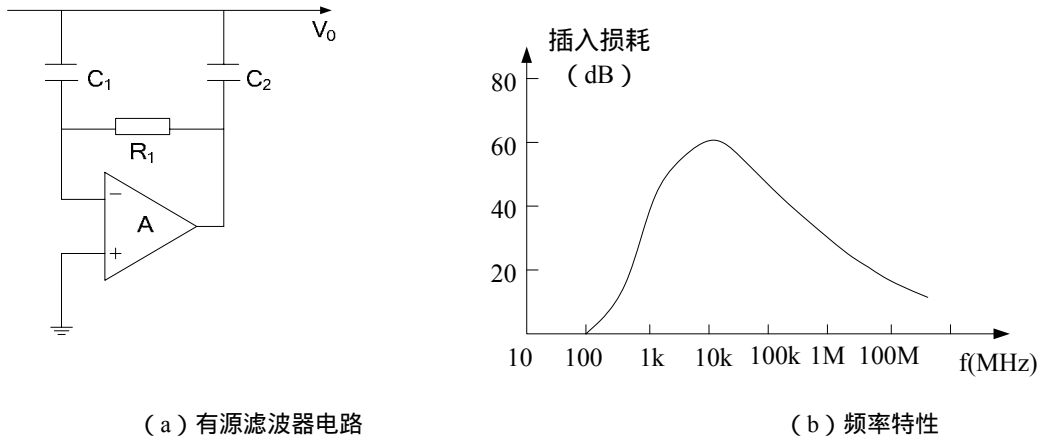


图 5-22 有源滤波器及其频率特性

图 5-22 是一种有源滤波器和它的频率特性。这种有源滤波器低频性能好，但当频率提高时，由于环路增益在 1 以下，滤波效果很快降低。

有源滤波器一般可以和无源滤波器组合使用，利用有源滤波器对频率较低的干扰信号加以大幅度的衰减，用一般的无源滤波器对频率比较高的干扰信号进行衰减。图 5-23 表示这种组合滤波器和组合后得到的滤波器频率特性。由图可见，组合后特性得到明显改善。

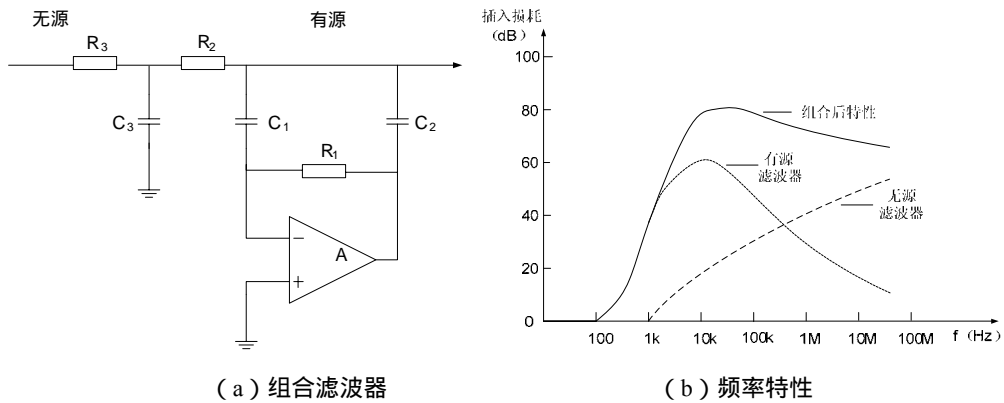


图 5-23 组合滤波器及其频率特性

# 6 电磁兼容性测试技术

电磁干扰防护及兼容设计所采取措施的效果，可以通过建立适当的模型进行分析及预测。但实际电磁干扰的情况很复杂，许多因素难以全部预计到，因此对电子设备的干扰防护能力及兼容性往往需要进行测量才能最后确定。电磁兼容性测试是验证电子设备电磁兼容性设计的合理性及最终评价电子设备质量的手段。为了科学地评价电子设备的电磁兼容性，就必须在研制的整个过程中，对各种干扰源的干扰发射量、干扰传递特性以及电子设备的干扰敏感度进行定量测定，鉴别设备是否符合电磁兼容性标准或规范；找出设备设计及生产过程中在电磁兼容性方面的薄弱环节，为用户安装和使用设备提供依据。

电磁兼容性测试的目的就是要找出干扰源的干扰特性和被干扰对象的抗干扰能力，以利于采取相应的措施解决问题。因此，电磁兼容性测试是电磁兼容性设计与验证必不可少的重要环节。

由于任一电子设备既可能是一个干扰源，又可能是干扰接收器（敏感设备），所以电磁兼容性测试分为两大类：一是对电磁干扰发射的测量，即对干扰源的测量；二是对设备的电磁干扰敏感度的测量或抗扰度的测量，以及设备所能承受的最大的干扰强度，而不至于工作不正常或损坏。

发射测试是测量电子或电气设备工作（或静态）时向外发射的电磁能量。主要内容有：

- 1) 电子元器件和设备在各种电磁环境中的传导和辐射发射量的测量，如电子设备的交流供电电源中的脉冲干扰和持续干扰测量等；
- 2) 各种信号传输方式下干扰传递特性的测量，如各种传输线的传输特性的测量。

敏感度测试是测量电子设备抵御外界电磁干扰的能力。主要内容有：

- 1) 对电源线、信号线、地线等注入干扰的传导敏感度测量；
- 2) 对电场、磁场辐射干扰的辐射敏感度测量和电磁屏蔽效果测量；
- 3) 对静电放电干扰的敏感度测量。

## 6.1 测试场地

在电磁兼容性测量中，场地的电磁环境是影响测量结果的重要因素之一。要保证没有外部干扰对测量结果的影响而不降低测量精度，同时还不要影响其他系统的正常工作，这就要求电磁兼容性测量要有统一的测量场地。

### 6.1.1 开阔区域测试场地

开阔区域测试场地是进行辐射发射专业测试的规定设施，它提供了最直接、普遍可接受的方法。一个开阔区域测试场地需要一个已校准的接收天线、正确的接地层及优质的同轴电缆，必须远离金属物体和高强度电磁场，诸如广播塔、电力线、树林、地下电缆和金属管道等，周围也尽量不要有强电磁干扰源，这可以保证精确地检测被测设备（Equipment Under Test, EUT）的辐射发射。

开阔区域测试场地的结构如图 6-1 所示。EUT 和接收天线位于椭圆的两个焦点，椭圆长轴为 EUT 与天线之间距离  $R$  的 2 倍，短轴长度为  $\sqrt{3}R$ 。EUT 与接收天线之间的距离一般

为 3m、10m 或 30m，具体数据取决于使用的测试规范和被测设备的物理尺寸。有的标准还要求地面敷设金属板。

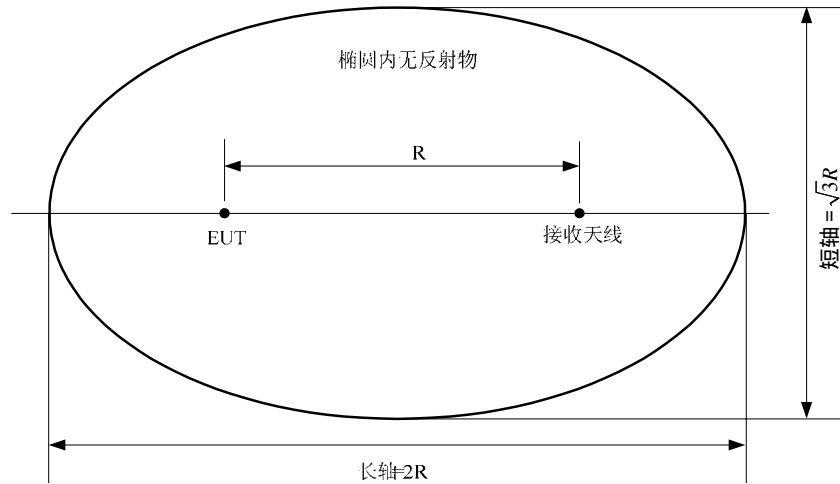


图 6-1 开阔区域测试场地结构

在电磁兼容领域,开阔测试场地主要用于在 30MHz~1GHz 频率范围内对 EUT 进行电磁辐射干扰测试,并可适用于较大型 EUT 的测试。理想的开阔测试场地可作为最终判定测量结果的标准测试场地。开阔测试场地也可用于电磁辐射敏感度(抗扰度)的测量,但不宜施加过大的场强,以免对外部环境造成电磁干扰。随着社会的发展,开阔测试场地越来越难找。选择远离城市的郊外地区,虽可减少和避开电磁干扰,但却给日常维护和测试以及生活管理带来诸多不便。使用开阔区域测试场地最主要的缺点是电磁环境中可能包含有超过 EUT 所传输的信号的噪声。此外,开阔测试场地位于室外,自然界气候的影响也使其不能全天候工作,这也制约了开阔测试场的广泛使用。

## 6.1.2 屏蔽室

电磁屏蔽室是一种防止电磁干扰、净化电磁环境的设施,是开阔测试场地的一种替代设施。屏蔽层不仅要敷设在墙壁和屋顶上,而且地下也要敷设,因为大地的自然屏蔽效果很有限。所有六面都要焊接起来,使屏蔽室形成一个完整的法拉第笼。屏蔽材料可用铜、铁或铝的薄板或网。屏蔽室结构的形式有单层网或板,双层网或板,一层网和一层板等。采用何种材料和结构形式要根据屏蔽的要求和经济条件来综合考虑。屏蔽效果以双层钢板式的最好,以下依次为网、板结合,双层网,单层板和单层网。图 6-2 给出了不同结构形式的屏蔽示意图,各形式的屏蔽效能(以 dB 数表示)引自已建成的高压实验室的实测资料,个别的为模拟测试数据。这些屏蔽形式在 0.5MHz~5MHz 范围内均能起到较好的屏蔽作用。

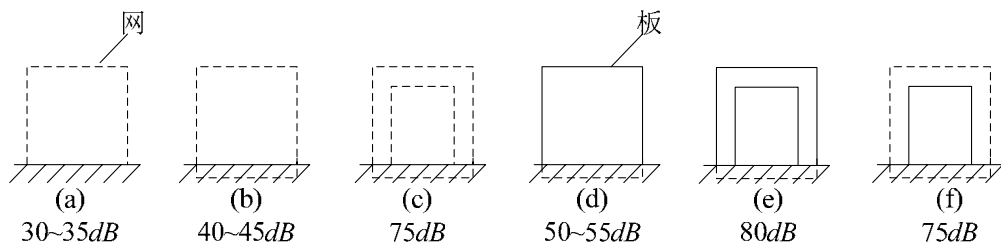


图 6-2 不同结构形式的屏蔽效果图,除(d)外,所有分贝数均为大型实验室的实测数据  
如果用钢板作屏蔽层,为了吸音和通风,则应在板上打孔。对电磁屏蔽而言,孔愈大,

孔数愈多，则屏蔽效果愈差。电力供应都必须经过滤波。由于荧光灯和日光灯会发射宽频带的电磁干扰，照明灯必须是白炽灯。屏蔽室从其功能上可分为两种形式，一种是被动屏蔽室，其作用是阻止外部电磁干扰进入室内；另一种是主动屏蔽室，其作用是使室内的大功率电磁干扰源的电磁能量不向外泄漏。在电磁兼容测试中使用的屏蔽室多属被动屏蔽室，屏蔽室内部的配置如图 6-3 所示。

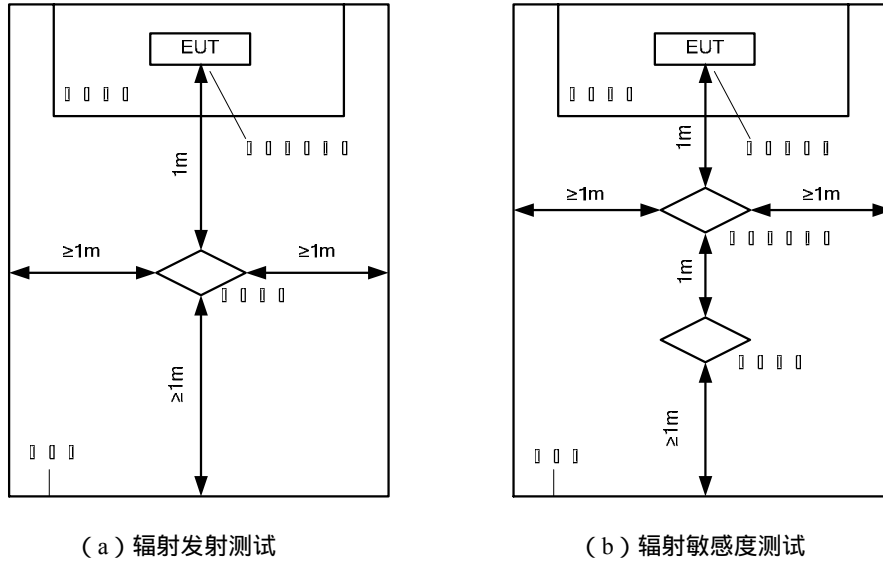


图 6-3 屏蔽室的配置

屏蔽室是一种用于进行诊断性的测试或调试已知辐射性 EMI 问题的设备，此外，这种房间也可用于常规电磁兼容性传导发射测试。

在使用屏蔽室进行电磁兼容性测试时，要注意屏蔽室的谐振及反射。根据电磁场理论，屏蔽室是一个大型矩形波导谐振腔，有多个谐振频率。当屏蔽室谐振时，其屏蔽效能大大下降，并且会在屏蔽室内产生驻波，造成很大的测量误差，因此在进行电磁兼容性测试时应避开这些谐振频率。另一方面，屏蔽室壁板的反射，会给测试结果造成误差。这种反射波可以是一次反射，也可以是多次反射，从而给测试结果引入误差。

### 6.1.3 电波暗室

电波暗室是为避免一般的屏蔽室内壁面反射对测试结果的影响，在壁面上加装电磁波吸收器而形成的，如图 6-4 (a) 所示。电磁波吸收器一般采用介质损耗型材料（如浸碳聚氨酯类的泡沫塑料、铁氧体瓦等），通常做成棱锥状、圆锥状及楔形状，如图 6-4 (b) 所示，以保证阻抗的连续渐变，从而保证对内置发射源的功率吸收而最大限度地减小反射。在一次反射情况下，若直射波与反射波的波程差为半波长的奇数倍，则合成场强将增强；若两者的波程差为半波长的偶数倍，其合成场强将减弱。对于二次反射，则合成场强情况将与上述结果相反。因此，根据测试对象合理设计吸收器的位置和结构，可以将反射最大程度地减小。吸收器材料要能在宽频带（例如 300MHz 至 40GHz）内吸收较大的功率而且有良好的阻燃性。吸收器的长度  $l$  与欲吸收的电磁波频率有关。欲吸收的电磁波频率越低，则吸收器的长度  $l$  越长，一般  $l$  应大于或等于最低吸收频率相对应的波长的四分之一。因此，电波暗室的工作频率下限不能太低，一般在几百兆赫兹以上，否则由于吸收器长度太长，使得暗室的有效空间大大减小。吸收器的尺寸应该适合于要测试的 EUT 的尺寸，从而可以保证辐射抗扰测试所需的场强和精度。常见的电波暗室分半电波暗室和全电波暗室两种。

半电波暗室是由五面装有吸波材料的屏蔽室组成的，地面为理想反射面。屏蔽室将内部空间和外部的电磁环境相隔离。在半电波暗室中进行电磁兼容性测试时，地板是一个重要的反射面。在辐射发射测试中，受试设备（EUT）的一部分发射信号通过地板反射，由接收天线测量吸收，就像办公室中的实际情况一样。

全电波暗室的六面都挂吸收器，全电波暗室中的辐射发射测量图如图 6-4 所示。与半电波暗室相比较，在全电波暗室中进行辐射发射测量时，接收天线不再接收来自 EUT 的地面反射波，而只接收直射波。

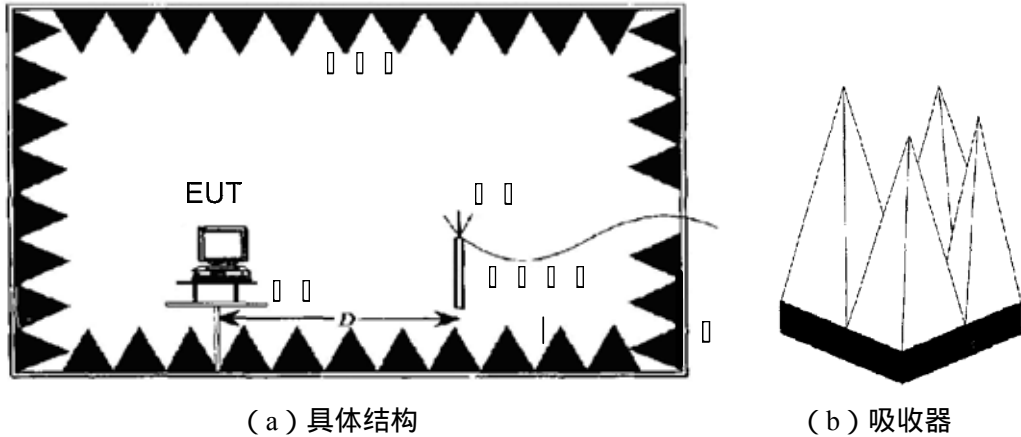


图 6-4 全电波暗室中的辐射发射测量

在电波暗室环境中测试的主要优点是其内部环境是净化的。由于房间的特定尺寸决定了共振频率，每一个电波暗室的测试结果将不同，这就使得在测试结果中获得高可信度有一定困难。由于在低频段吸收效率很低，因此电波暗室在这个频段是无效的。

## 6.1.4 混波室

混波室是一种新的电磁兼容性/电磁干扰测试设备，由墙体和模式激励板组成的矩形消音室构成，其中模式激励板可以阻止内部射频场透入到外墙。在屏蔽室的一些壁面上安装若干个尺寸和形状适当的模搅扰器，这样在室内一个局部区域内就可以产生均匀和各向同性的场，这个场的极化方向是随机变化的，这给测试带来了方便。混波器尤其适用于更高频率的测量，其典型工作频率是从几 MHz 至 20GHz。

混波室设计上是比较简单的，相对而言建造价格较低，而且能够给出多种场之间的切换，从而有可能在高频环境下进行辐射敏感度测试。混波室应用的困难之处在于如何分析室内场的分布，解释实验结果，并将所测结果与开阔测试场地的测量结果相联系起来。正是由于这个原因，混波室的使用目前还不是很普遍。

## 6.2 主要测试设备

在电磁兼容性测试中，除通用测量探头（传感器）外，还需要很多专用仪器和装置。

### 6.2.1 传导干扰测量探头

#### (1) 电压探头

电压探头的实质上是一个高阻抗的电阻分压器。这种探头的输入阻抗必须足够高，因此对于测试负载的影响可以不计。为保证高频信号测量的准确性，需要减小输入电容，通常电压探头的输入电容应小于 5pF（这对高频段尤为重要）。

## (2) 电流探头

电流探头是一种将流过导线的电流成比例地转换为电压的耦合装置，用来测量导线中流过的电流。电流探头的工作原理如图 6-5 所示，绕在磁环上的线圈通过与载流导线之间的互感感应出电压。设互感为  $M$ ，则线圈输出端的电压  $u$  为线圈的感应电势，即

$$u = M \frac{di}{dt} \quad (6-1)$$

电压波形和  $di/dt$  相同，其中  $i$  为被测电流。被测电流  $i$  可以通过上式的积分得到。

载流导线在测量线圈的中心，线圈中心线的半径为  $r$ ，线圈环的横截面积为  $S$ ，在整个圆周上共绕有  $n$  匝导线。根据安培环路定律，在线圈中心线圆周上，磁感应强度为

$$B = \mu H = \mu \cdot \frac{i}{2\pi r} \quad (6-2)$$

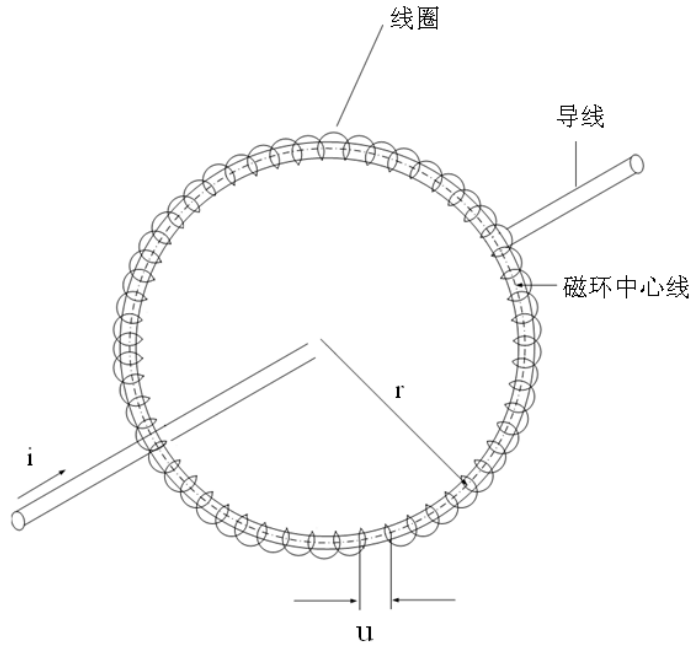


图 6-5 电流互感器示意图

线圈横截面积  $S$  内的磁通为

$$\phi = BS \quad (6-3)$$

线圈每匝的感应电势为  $-d\phi/dt$ ，将式 (6-2) 代入 (6-3)，得  $n$  匝线圈总的感应电势为

$$u = -nd\phi/dt = -\left(\frac{n \cdot S \cdot \mu}{2\pi r}\right) \cdot \frac{di}{dt} \quad (6-4)$$

由上式可见，电流探头输出端的感应电压与磁环的磁导率  $\mu$ 、截面积  $S$ 、线圈匝数  $n$ 、导线中电流  $i$  的变化率成正比。上式中的  $\mu$  为磁环的导磁系数。因此，在数值上互感  $M$  为

$$M = n \cdot S \cdot \mu / 2\pi r \quad (6-5)$$

由上式可知， $M$  与磁环的磁导率  $\mu$  成正比。根据电流大小和频率，可以选择具有不同磁导率和频率特性的磁环材料，或采用空心磁环。在电磁干扰测量中，一般采用具有高磁导率



的磁环，以获得较高的电压输出。

### (3) 功率吸收钳

当频率超过 30MHz 时，信号在电源线、信号线、控制线上的辐射能力加强，干扰能量主要通过辐射方式传输。若用电流探头测量，将会产生较大的测量误差。此时可以用功率吸收钳进行测量。功率吸收钳是一种能卡在导线上，又能沿着导线移动的装置，其工作原理与电流探头相同，用以测量被测导线上产生的干扰功率。功率吸收钳的实质是电流探头加上一段吸收负载。吸收负载衰减了原先可能出现在电流互感器处的反射和外来信号，使被测导线中高频干扰成分的传播保持阻抗匹配状态。然后在这种情况下，测出干扰电流，从而对被测导线中的干扰功率作出估计或校准。

## 6.2.2 天线

### 6.2.2.1 场域的划分

根据电磁场理论，相位常数  $\beta = 2\pi/\lambda$ ，因此有

$$\beta r = 2\pi \frac{r}{\lambda} \quad (6-6)$$

式中  $\lambda$  为电磁波的波长， $r$  表示观测点离辐射源的距离， $r/\lambda$  表示长度为  $r$  的距离内所包含的波长数。

离辐射源的距离满足  $\beta r \ll 1$  或  $r \ll \lambda$  的区域被认为是近场区。在近场区中，电磁强度  $E$  和磁场强度  $H$  之间并没有确定的比例关系，必须视场源的情况而定。对于电压源，以电场为主；而对于电流源，则以磁场为主。在近场中，场强与距离的关系十分密切，同时波阻抗不再是常数，因此电场和磁场的测试结果不能以自由空间的波阻抗进行转换。

离辐射源距离满足  $\beta r \gg 1$  或  $r \gg \lambda$  的区域称为远场区或辐射区。在远场中任一点的电磁场都具有横电磁场的特性，电场和磁场是同相位的，它们的方向都与波的前进方向垂直，电场和磁场是共面的；电场强度  $E$  和磁场强度  $H$  也互相垂直，且其比值是恒定的，等于媒质的波阻抗  $Z_0$

$$Z_0 = \frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377\Omega \quad (6-7)$$

### 6.2.2.2 近场天线

一般使用的电磁近场探头，要求其尺寸足够小，以分辨空间复合场的精细结构，并且不扰乱被测场。

#### (1) 电场测量探头

电场测量探头常采用偶极子天线。电场探头由三个在空间相互正交的不同小偶极子组成，每个偶极子测量的是在空间不同点上的场强分量，一个单一频率的入射场可以表示为三个正交分量的和。三个正交偶极子组成的探头的响应是各向同性的，与场的指向无关。如图 6-6 所示为一种具有各自中心的三个正交偶极子的实际排列。三个正交偶极子中的每一个在场中有正比于电场分量幅度平方的响应。当偶极子结构尺寸及电尺寸够小时，该区域内场是

均匀的，因此三个偶极子可分别测出电场的三个分量： $E_x$ 、 $E_y$ 、 $E_z$ 。而后经过检波并将三个分量求和放大，变成与电场成正比的电压。

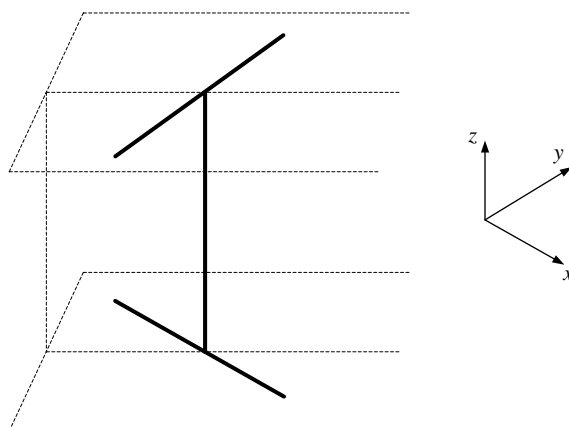


图 6-6 一种具有各自中心的三个正交偶极子的实际排列

采用电阻加载偶极子，可以克服偶极子的自谐振，使探头的频率响应拓宽，例如，可以制造 0.2MHz ~ 26GHz 的超宽带近场测量探头。

## (2) 磁场测量探头

近区磁场的测量通常采用环形天线，如图 6-7 所示。

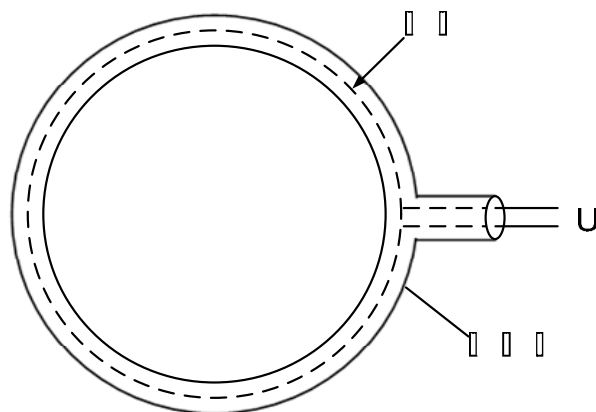


图 6-7 磁场测量探头

由导线绕成的线圈是磁场探头的基本形式。考虑到要屏蔽电场的干扰，磁场探头常采用电屏蔽结构。当通过环面的磁通发生变化时，在环上就会产生感应电压。

若环形天线的面积为  $S$ ，匝数为  $n$ ，当频率为  $f$  的磁场垂直穿透线圈平面时，线圈的感应电压为

$$U = 2\pi fnS\mu_0 H = 2\pi fnSB \quad (6-8)$$

由上式可知，线圈输出电压与电磁波频率、线圈匝数及在探头位置处所观察到的磁场强度成正比。这种形式的天线主要用于频率为 20Hz ~ 30MHz 的磁场测量。

### 6.2.2.3 远场天线

对于远场测量,各种类型的天线均可选用。天线能够发射或接收电磁场,合理设计天线可以使得电磁场源和接收机之间的耦合最强。

最常用的两种天线是双锥天线和对数周期天线(如图 6-8 所示),天线通过一个固定的电阻(如  $50\Omega$ )输出。

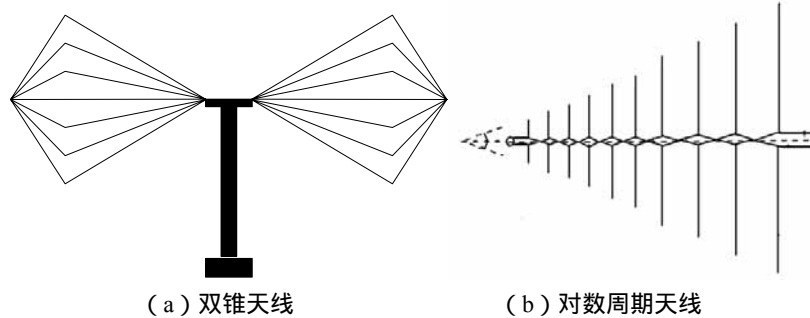


图 6-8 两种典型的电磁场测量天线

### 6.2.3 电磁干扰测量仪/频谱分析仪

电磁干扰信号测量分为时域测量和频域测量两大类,需要依据所测对象的特点进行选择。如果要测量干扰信号与时间的关系,如开关动作形成的瞬变信号,则需要用时域测量技术,常用的时域测量仪器有示波器、峰值电压表、暂态记录仪等。如果要测量干扰信号的频谱特性,则需要用频域测量技术。

由于频域测量仪器较时域测量仪器灵敏度高、频率范围宽、动态范围大,所以现在 EMC 测量特别是场强的测量多用频域法。这种电磁干扰测量仪实质上是一种选频测量仪,是电磁兼容性测试中应用最广、最基本的测量仪器。它能将由传感器输入的干扰信号(电压形式)中预先设定的频率分量,以一定的通频带选择出来,予以显示和记录,连续改变设定频率便能得到该信号的频谱。

电磁干扰测量仪的组成和工作原理如图 6-9 所示。测量仪测量信号时,先将仪器调谐于某个测量频率  $f_i$ ,该频率经高频衰减器和高频放大器后进入混频器,与本地振荡器的频率  $f_1$  混频,产生很多混频信号。经过中频滤波器后仅得到中频  $f_0 = f_1 - f_i$ ,中频信号经中频衰减器、中频放大器后由包络检波器进行包络检波,滤去中频信号,得到低频信号  $A(t)$ 。对  $A(t)$  再进行加权检波,根据需要选择检波器,经低频放大后可推动显示器显示出来。

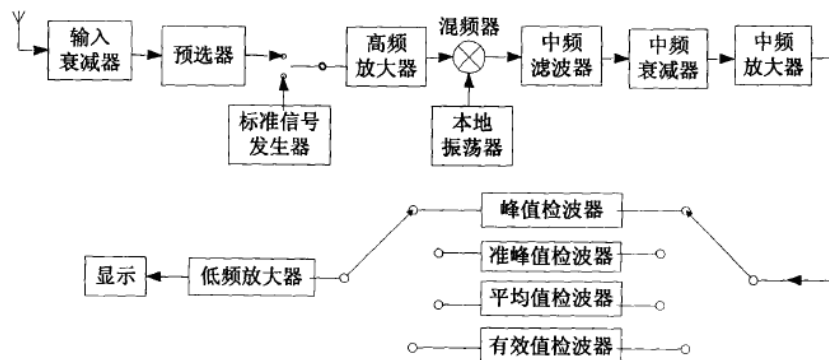


图 6-9 电磁干扰测量仪组成原理框图

测量仪有四种基本的检波方式：峰值检波、准峰值检波（这两种主要用于脉冲干扰测量），平均值检波（主要用于连续波测量），有效值检波（用于随机干扰测量）。

频谱分析仪能够非常直观而迅速地对被测信号进行频谱分析和幅值测量，在电磁兼容性测试中获得了广泛应用。频谱分析仪是一种自动调谐的波形分析仪，它的本地扫频振荡器是电压调谐振荡器，由控制扫描用的锯齿波电压来控制其振荡频率。对于本地扫频振荡器的每一个谐振频率，经过混频和中频放大器的选通作用，在仪器输出端得到输入信号中该对应频率的分量，这样就可连续得到输入信号中与本振扫频范围内各频率相对应的谐波分量值，并通过示波器显示出被测信号在扫频范围内的频谱图。

## 6.3 电磁干扰发射测量

### 6.3.1 传导发射测量

传导干扰电压或电流沿着地线网络/电源和信号线等路径传输，在其他电路和设备中产生相应的电流或电压，会对设备的正常工作产生或多或少的影响。目前，对电子设备影响最大的传导干扰为通过供电线路传导的干扰，这些干扰源通过电网可以将干扰信号传播到非常广泛的范围。随着微波技术的广泛应用，所涉及到的频率已扩展至 10GHz，这些电气设备中使用的频率成分，在提供服务的同时，不可避免地会泄漏到电源线，构成电磁环境中的干扰源。在电力线上的传导干扰的频谱大多集中在 50kHz—100MHz 之间，能量较大，对电子设备的影响也最为明显。这类干扰一般由开关电源引起，随着开关电源的广泛使用，这类传导干扰源已经成为威胁用电设备正常工作的重要因素。

传导发射测量是指测量在交、直流电源线上存在的，由被测设备产生的干扰信号，这类信号的测试频率范围通常为 25Hz—30MHz。传导发射测量的目的：测量被测设备工作时，从电源线、信号线和互连线上耦合出来的干扰信号，判断这些能量是否超过标准要求的界限值，从而保证在公共电网上工作的其它设备免受干扰。按照国家相关规定，任何使用公共电网和具有电子线路的产品都必须满足 EMC 要求。

#### 6.3.1.1 传导发射电压测量

对干扰电压测量的基本要求是必须保证外界干扰不会影响实际结果和测量精度。除了测量要在屏蔽室中进行外，还必须采用人工电源网络，亦称线路阻抗稳定网络（Line Impedance Stabilizing Network, LISN）。LISN 是一种耦合装置，安装在被测产品的电源输入端。LISN 主要应用于测量 EUT 沿电源线向电网发射的噪声电压，如图 6-10 所示为传导干扰电压测量框图。

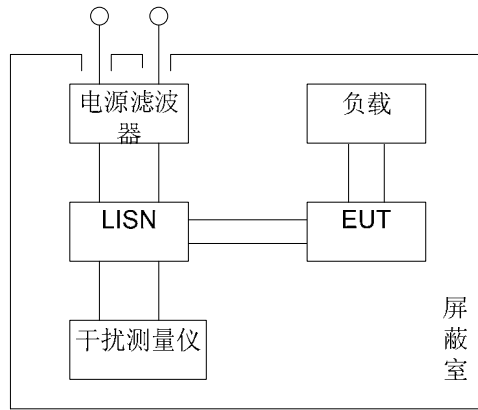


图 6-10 传导干扰电压测量示意图

LISN 主要起隔离和耦合作用，即阻止 EUT 产生的高频电磁干扰进入电网，同时衰减来自电网的干扰信号；通过耦合电容把高频干扰信号输入到测量接收机。为了保持测量的一致性，从交流电源线看进去的阻抗必须稳定。LISN 在受试设备端子与参考地之间或受试设备端子之间提供稳定的阻抗，便于在不同电网和受试设备条件下测试结果的相互比较。典型的 LISN 原理框图如图 6-11 所示。

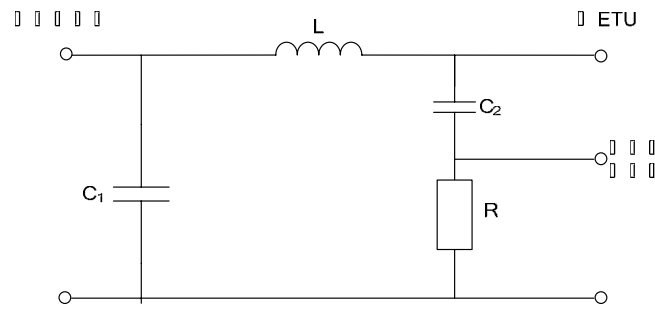


图 6-11 典型的 LISN 原理图

由图可知，串联电感  $L$  将接到公共电源的电源线与受试设备进行高频隔离，但同时又为供电的受试设备提供低频供电通路。来自电源的高频干扰噪声被  $C_1$  旁路，而来自受试设备电源线的高频干扰噪声则通过  $C_2$  耦合至串联电阻  $R$ ，并将电压送至干扰测量仪。电阻  $R$  一般为  $50\Omega$ 。

典型的传导干扰测量实际布置如图 6-12 所示，图中 LISN 至干扰测量仪之间连接一高通滤波器的目的是为了保护测量仪的输入衰减器。

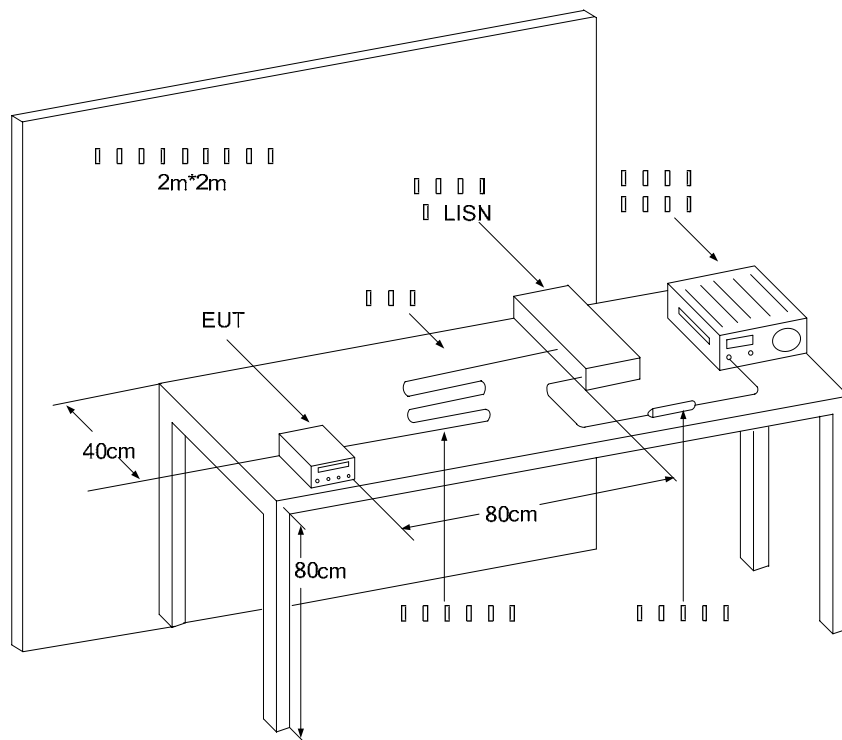


图 6-12 传导干扰实际测量布置图

### 6.3.1.2 传导发射电流测量

为了全面地确定 EMI 噪声源的特性，要求测量 EMI 电流；为了测量电网的等效高频阻抗，也必须测量其高频电流分量。所以，测量传导干扰电流在传导 EMI 测量中，也是非常基本、重要的测量内容。通过不同的布置方式，可以用电流探头分别测量差模电流、共模电流、屏蔽电流等。

### 6.3.2 辐射干扰发射测量

电磁辐射发射测量目的是测量被测设备辐射的电磁能量是否超过标准要求，以便控制设备和系统辐射的电磁能量。辐射发射测试考察被测量设备经空间发射的信号，这类测试的典型频率范围是 10kHz—1GHz。

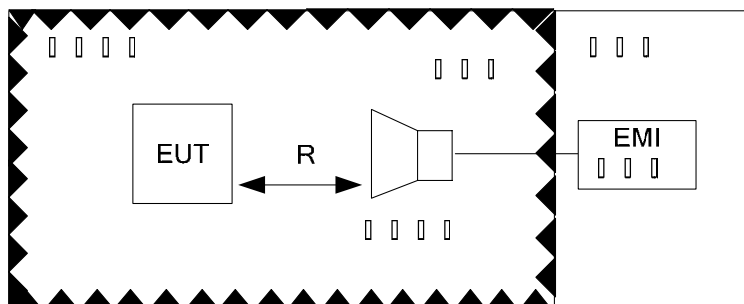


图 6-13 辐射发射测量平面布置图

为消除环境中电磁干扰的影响，测量应在屏蔽暗室内进行，如图 6-13 所示。对被测件

(EUT)与接收天线之间的距离 R 和天线高度,不同的标准有不同的要求,测量中需改变接收天线的极化和 EUT 方向。辐射干扰发射测量包括磁场发射测试和电场发射测试。

#### (1) 磁场辐射发射测量

一般采用环形磁场接收天线。如国军标 151A/152A 中规定,测量 25Hz~100kHz 频段来自被测件及其电线和电缆的磁场发射时,环直径为 13.3cm,测量距离为 7cm。测量时,将环天线平行于被测件的待测面,或平行于电缆的轴线,移动环天线,记录接收机指示的最大值,并给出所测频点和磁场强度的测量曲线。

#### (2) 电场辐射发射测试

电场辐射发射测量有天线测量法和近场探头测量法两种。

天线测量法用于测量 10kHz~18GHz 频段来自被测件及电源线和互连线的电场泄漏,测试要求在半电波暗室中进行,以排除外界电磁环境的影响。测试设备包括测量接收机、测量天线及阻抗稳定网络等。在整个测量频段,需由多副天线覆盖,不同频段需更换测量天线。

近场探头测量法用于近距离探测被测件的电磁场辐射发射,如在机箱表面探测有电磁泄漏的缝隙,在电路板表面探查电磁辐射大的元器件,通过不同部位接收值大小的变化,可以辨别电磁辐射或泄漏的位置。此方法多用于诊断测试。由于近场探头实际为电小天线,因而接收的频率不高,灵敏度偏低,常与前置放大器(即预放)相连,以提高接收的灵敏度。

## 6.4 电磁干扰敏感度测试

### 6.4.1 传导干扰敏感度测试

传导干扰敏感度测试是为了确定受试设备在传导干扰的作用下,其抗干扰能力是否符合规定的要求。进行敏感度测试首先需要模拟干扰量,还需要一套将干扰量和被试设备相连的耦合网络,耦合网络包含与被试设备连接的耦合元件和与电源连接的去耦合元件。传导干扰敏感度测试示意图如图 6-14 所示。

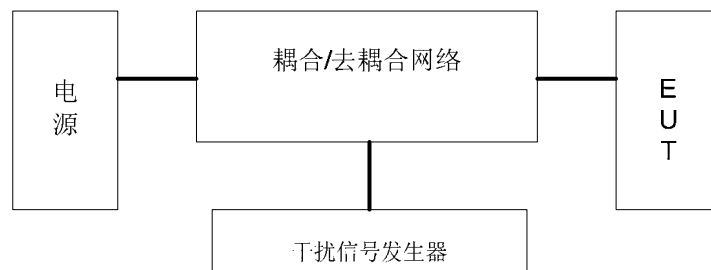


图 6-14 传导干扰敏感度测试示意图

#### 6.4.1.1 干扰信号发生器

电气或电子电路和系统中所遇到的电磁干扰常常不是连续波模式干扰,而是脉冲或瞬态形式的干扰。虽然对脉冲干扰的本质没有唯一的描述,但是电快速瞬变脉冲群、浪涌、静电放电这三种脉冲电磁干扰已经广泛应用于敏感度测试。

##### (1) 电快速瞬变脉冲群

在同一供电回路中，多种设备在工作过程中（如开关、继电器等在使用时）会产生瞬态脉冲，对设备产生干扰，这种干扰以脉冲群形式出现。如果电感性负载多次重复切换，脉冲群就会以相应的时间间隔多次重复出现，且具有脉冲上升时间短、重复率高、能量低和频谱分布较宽等特点。这种干扰可能导致电气设备性能下降或失灵，因此需要进行电快速瞬变脉冲群敏感度测试。

电快速瞬变脉冲群发生器的原理与冲击电压发生器的原理相似，如图 6-15 所示。直流高压电源  $U$  经充电电阻  $R_c$  向储能电容  $C_1$  充电。当  $C_1$  上电压大于火花间隙的击穿电压时，火花间隙击穿，回路导通， $C_1$  首先经波头电阻  $R_1$  向杂散电容  $C_2$  充电， $C_2$  两端电压上升，形成冲击电压的波头；同时  $C_1$  和  $C_2$  经过波尾电阻  $R_2$  放电， $C_2$  两端电压将下降，形成冲击电压的波尾。脉冲群发生器通过  $C_2$  输出的单个冲击电压波形如图 6-16 (a) 所示。标准规定单个脉冲的上升时间  $5(1 \pm 30\%)$  ns，脉冲持续时间（半峰值）为  $50(1 \pm 30\%)$  ns，一般要求开路输出电压范围为  $0.25\text{kV}(1 - 10\%) - 4\text{kV}(1 + 10\%)$ 。

当火花间隙中的电弧随放电电流的减小逐渐熄灭后，直流高压电源  $U$  再次对  $C_1$  充电，然后再形成下一次放电，循环往复，形成脉冲群。通过控制高压电源  $U$  的输出电压，可以使脉冲群按设定的重复率产生，如图 6-16 (b) 所示。标准规定脉冲群持续时间为  $15(1 + 20\%)$  ms；脉冲群周期为  $300(1 \pm 20\%)$  ms；视实际需要，单个脉冲的重复频率一般为  $2.5\text{kHz}/5\text{kHz}$ 。

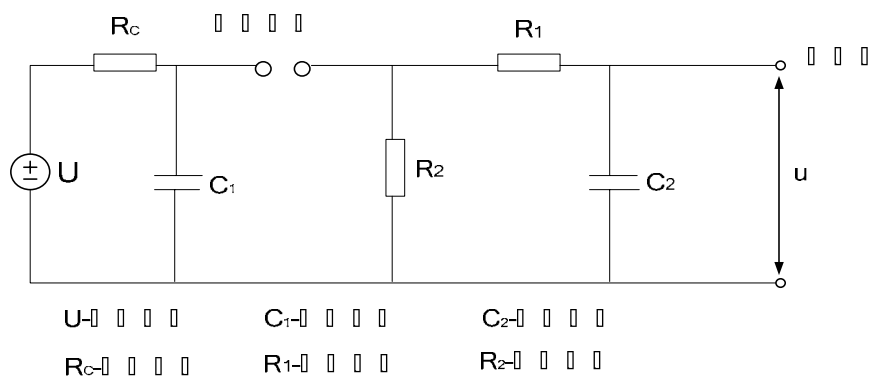
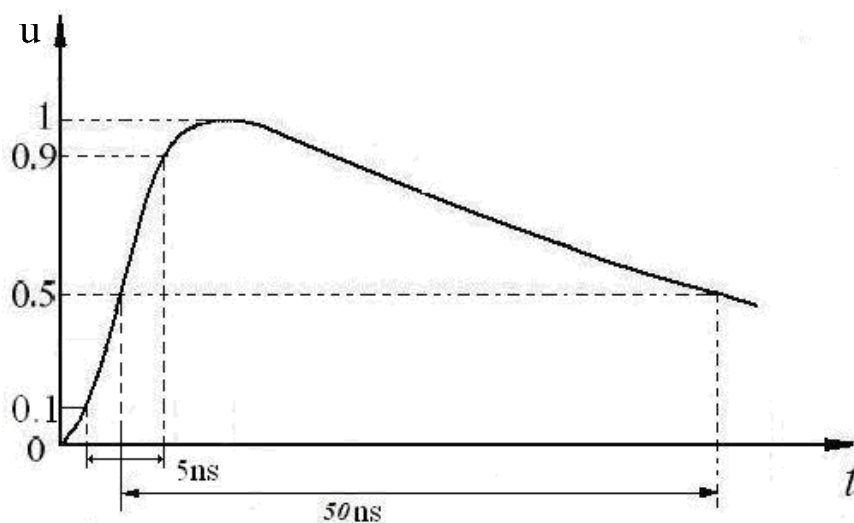
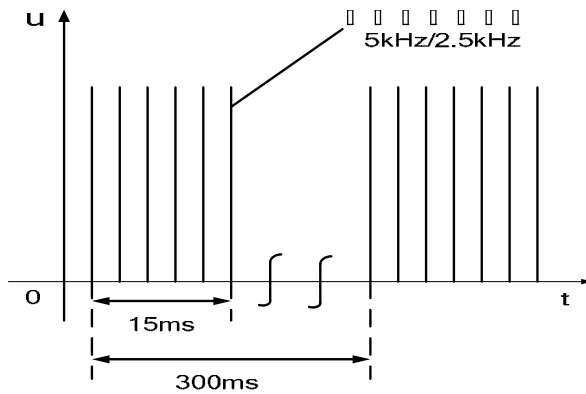


图 6-15 电快速瞬变脉冲群发生器电路原理图



(a) 单个脉冲的波形





(b) 快速瞬变脉冲群示意图

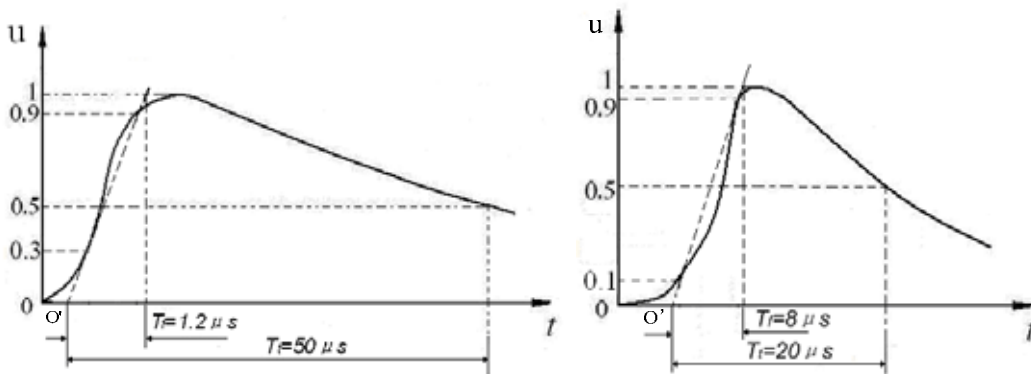
图 6-16 电快速瞬变脉冲群波形

### (2) 浪涌

电子设备在不同环境和安装条件下可能受到雷击或开关操作引起的瞬态过电压，浪涌敏感度测试主要是模拟设备在此过程中所产生的浪涌电压与电流。

浪涌信号的产生原理与电快速瞬变脉冲群的产生原理相似，只是这是一种单次放电，因此将图 6-17 中的火花间隙改为可控放电开关（如触发球间隙，可控硅等）。此外，由于浪涌持续时间至少为数十微秒，因此回路中的  $C_1$ 、 $C_2$  参数均有较大的变化。

波头时间  $T_f$  主要由  $R_1$  和  $C_2$  决定， $T_f = 3.24R_1C_1$ 。波尾时间主要由  $C_1$  和  $R_2$  决定， $T_t = 0.7R_2C_1$ 。选择  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $C_1$ 、 $C_2$  各元件值，可使发生器在高电阻负载上产生一个  $1.2/50 \mu s$  的电压浪涌，或可以向短路电路提供一个  $8/20 \mu s$  的电流浪涌波，波形如图 6-17 所示。对于实际的冲击电压和冲击电流波形，其起始部分通常比较模糊，在最大值附近的波形比较平坦，很难确定起始零点和到达最大值的时间。同时由于回路中固有电感的作用，电流不能突然增大，因而开路电压和短路电流波形的起始阶段较平滑。实际中通常确定视在零点，如图中的  $O'$ ，采用视在波头时间和视在半峰值时间来定义冲击电压和冲击电流波形。



(a) 开路电压波形

(b) 短路电流波形

图 6-17 电压脉冲和电流脉冲波形图

### (3) 静电放电

静电放电发生器用于模拟由于人体或其他物体接近或接触电器设备表面发生的静电高压放电。静电放电发生器的原理图如图 6-18 所示。测试时，闭合开关  $K$ ，主储能电容  $C_S$  通

过电阻  $R_{ch}$  由高压电源充电，然后逐渐将放电电极移近被试设备（EUT）；当距离足够短时  $C_s$  上的电压将放电电极与被试设备之间的空气间隙击穿，并通过电阻  $R_d$  和放电开关向 EUT 放电，形成放电电流脉冲。

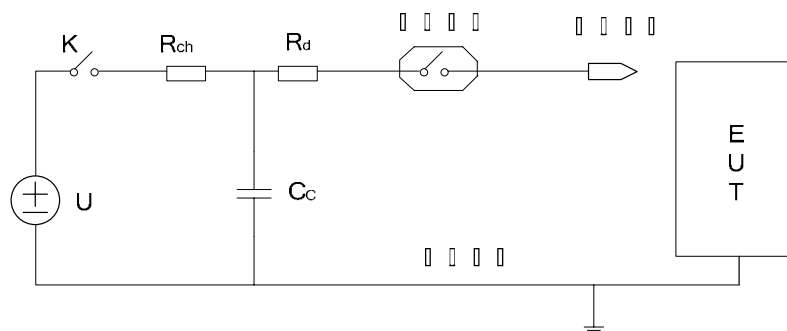


图 6-18 静电放电发生器电路原理图

标准中推荐的静电放电测试电流波形如图 6-19 所示。根据不同的测试对象和环境，分成四个不同的等级，分别规定了相应的放电电流参数，其中放电电流幅值  $I_{pp} = 7.5 \sim 30A$ ， $I_{30ns} = 4 \sim 16A$ ， $I_{60ns} = 2 \sim 8A$ 。

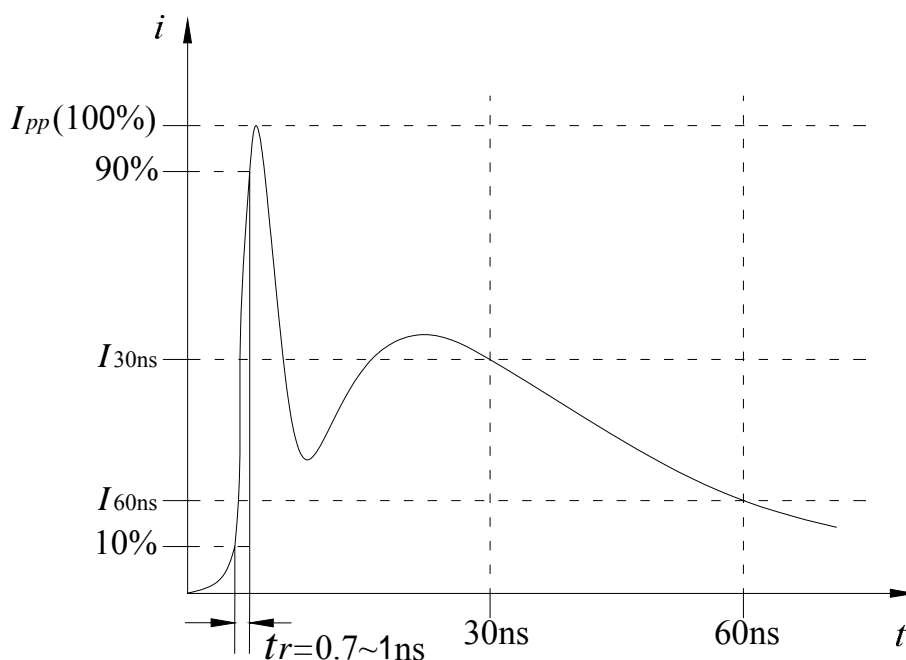


图 6-19 静电放电脉冲的电流波形

#### (4) 高频干扰

射频场感应的传导干扰主要是指由射频发射机（如中短波发射机、调频发射机和电视发射机）产生空间电磁场，这些电磁场在敏感设备的各种连接馈线上感应电流或电压，作用于设备的敏感部分的干扰。对设备产生干扰也可以由各种干扰源通过链接到设备上的电源线直接对设备产生干扰。注入电流测试是进行射频敏感度测试的主要方法。

### 6.4.1.2 耦合与去耦合网络

耦合网络将干扰信号发生器产生的传导干扰送到被试设备 (EUT) 进行测试,而去耦合网络保证干扰信号不对电源产生干扰。干扰发生器与被试设备的耦合可以是电容性的也可以是电感性的。

差模干扰和共模干扰的电容性耦合的简化线路如图 6-20 所示,图中干扰信号发生器与被试设备通过  $C_K$  耦合。串联阻抗  $L_1$ 、 $L_2$  一方面可以阻止测试脉冲进入电源,另一方面它的存在也保证了能在被试设备上产生一定的波形。如果没有串联阻抗,则电源的相对微小的电阻实际上将把多数干扰发生器短路。滤波器  $C_N$  则保证了与电源的去耦合,阻止高频干扰信号进入电源。

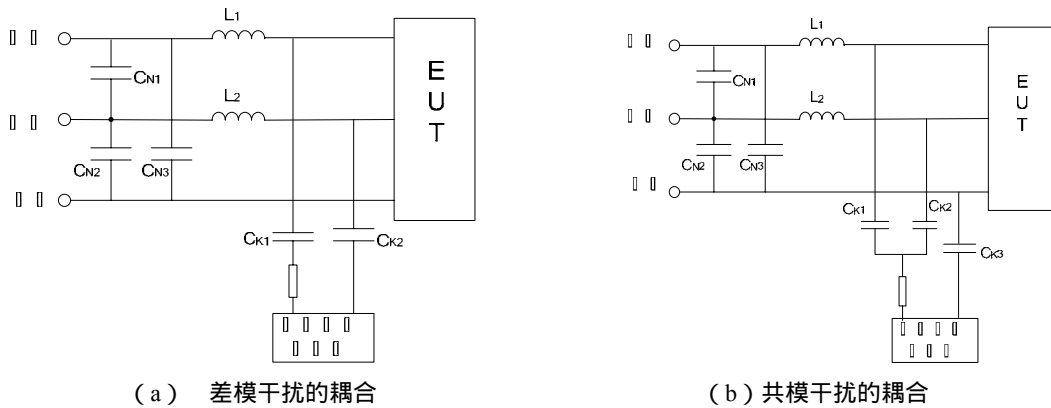


图 6-20 经过电容耦合与引线相连的干扰量的模拟

图 6-21 所示为差模干扰和共模干扰的电感性耦合的简化线路。对电源的去耦合主要是耦合电容  $C_K$  在起作用,对高频来说  $C_K$  是短路的,所以无论是差模干扰还是共模干扰,干扰量都不能通过变压器进入电源。各种耦合装置引入端都附带了一个隔离变压器,这样使单边接地的干扰发生器也可应用。电感耦合因缺乏大功率宽带脉冲传输器,因此比电容耦合较少采用。

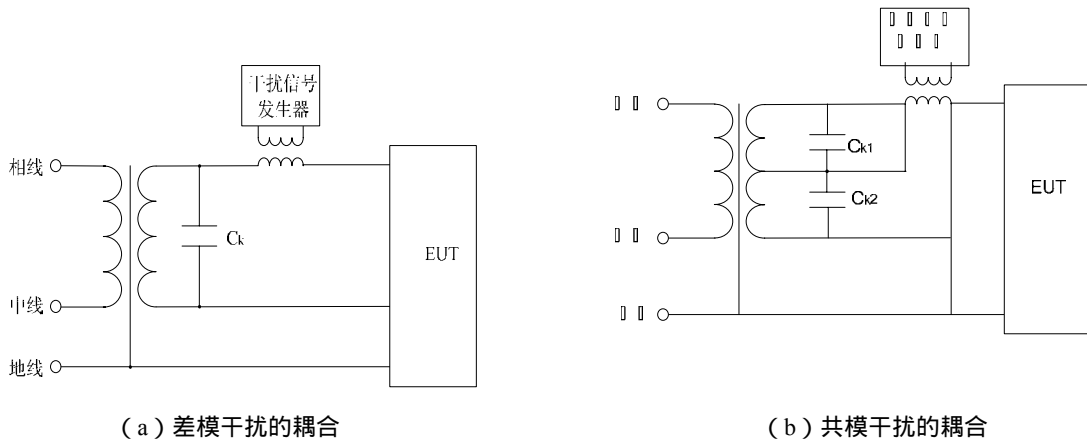


图 6-21 电感性耦合的与引线相连的干扰量的模拟

### 6.4.2 辐射干扰敏感度测试

任何电子设备在足够高的场强辐射下都可能出现故障或性能降低。辐射敏感度测试的目

的是确定在典型工作环境中可能遇到的辐射场照射下受试设备是否对磁场或电场敏感,从而确定是否影响正常工作。

电磁干扰的频率范围,大致可分为:

1) 工频及音频干扰(50Hz及其谐波),主要涉及电力系统、电力牵引系统以及有线广播等;

2) 甚低频干扰(30kHz以下),雷电亦属此范围;

3) 载频干扰(10kHz~300kHz),包括高压直流输电、高次谐波干扰、交流输电及电气轨道的高次谐波干扰;

4) 射频、视频干扰(300kHz~300MHz),涉及工业、科学、医疗设备、输电线电晕放电、高压设备和电力牵引系统的火花放电以及内燃机、家用电器、电动机、照明电器等;

5) 微波干扰(300MHz~3GHz);

6) 瞬态干扰,包括核电磁脉冲、静电放电、雷电的浪涌干扰等。

### 6.4.2.1 磁场辐射敏感度测试——亥姆霍兹线圈法

常见的磁场敏感度测试方法有亥姆霍兹线圈法、环形天线法;对于大型设备,可采用单环形天线法或框形天线法。磁场敏感度测试一般分为电缆敏感度测试和机壳(方箱)敏感度测试两种,每种测试中又分为电源频率测试和尖峰信号测试两类。下面以亥姆霍兹线圈法为例进行介绍。

进行电源频率敏感度测试时,受试设备应置于均匀磁场内。对一般测量仪器及小型电子设备,可采用直径为1.5m的亥姆霍兹线圈。亥姆霍兹线圈由处于同一轴线上相互平行的两个同样大小的环形线圈组成,两环形线圈的间距等于线圈的半径,如图6-22所示。两线圈产生的磁场叠加,就可在线圈轴线中心点O附近形成一个相当均匀的磁场。受试设备(EUT)就放置于两个线圈之间。亥姆霍兹线圈的使用频段一般为30Hz~15kHz。

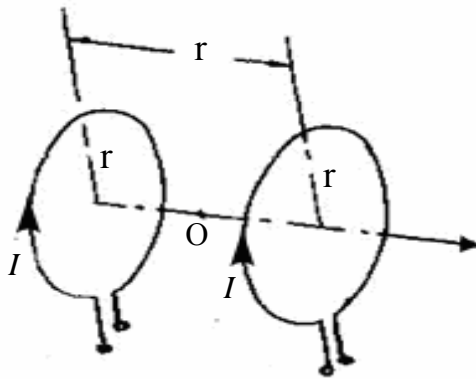


图 6-22 亥姆霍兹线圈

每个环形线圈的中心轴线上产生的磁场可用下式计算:

$$B = \frac{\mu_0 r^2 n I}{2[r^2 + x^2]^{3/2}} \quad (6-9)$$

式中: $\mu_0$ 为空气磁导率; $n$ 为单个线圈的匝数; $I$ 为单个线圈的电流(A); $r$ 为线圈半径(m); $x$ 为线圈轴线上测试点至环平面的距离(m); $B$ 为线圈轴线上测试点的磁通密度(T)。

两线圈轴线中心处O点磁场由两个绕组产生的磁场叠加,可以测量也可由下式计算得:

$$B_0 = \frac{\mu_0 r^2 n I}{\left[ r^2 + \left( \frac{r}{2} \right)^2 \right]^{3/2}} = \frac{8.99 n I}{r} \times 10^5 \text{ (pT)} \quad (6-10)$$

测试时，将受试设备放置于两个线圈中心轴线的中间部位，调节信号源，寻找最敏感的频率点，然后再调节信号源，逐步提高电平，监视受试设备的工作情况直至性能下降、失灵、或参数偏离超过技术条件的允许值。

### 6.4.2.2 电场辐射敏感度测试

常用的电场敏感度测试方法有天线法、平行板传输线法和横电磁波传输室法。

#### (1) 天线法

一般可采用发射天线法进行敏感度测试。在较低的频率范围内可以采用长天线，测量在屏蔽室内进行；而在较高的频率范围内（大于 30MHz）一般采用双锥天线，测量在带屏蔽的电波暗室内进行，也可以在屏蔽室内进行。如图 6-23 所示为典型的辐射敏感度测试装置，发射包括高频信号源、功率放大器、发射天线及测试暗室。这种设备允许沿 EUT 的整个平面产生一个恒定的射频信号，场强的监视将确保不把过量的能量加到设备上。

由发射源辐射的有效辐射功率与场和距离有关，如下式所示

$$\begin{cases} E = \frac{\sqrt{30P}}{r} \\ S = \frac{P}{4\pi r^2} \end{cases} \quad (6-11)$$

式中，E 为场强，P 为有效辐射功率，r 为离发射源的距离，S 为功率密度。

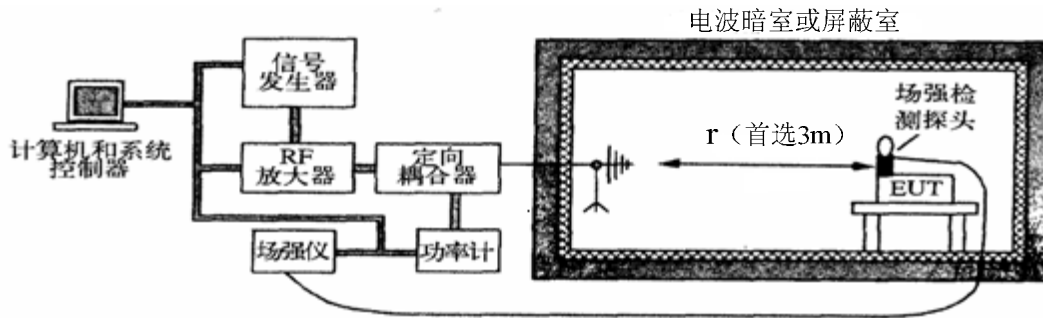


图 6-23 典型的辐射敏感度测试布置

#### (2) 平行板传输线法

在进行电子设备的电场辐射敏感度测试时，需要一个类似于远区场的均匀横电磁波的测量环境。根据传输线原理可制成如图 6-24 所示的平行板（或平行线阵），图中平板两端呈锥形平滑过渡到同轴插座，有良好的匹配性能。

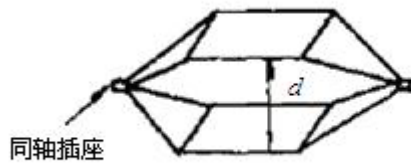


图 6-24 平行板线

在利用平行板线进行电磁兼容性测试时，平行板线的一端接功率信号源，另一端接匹配负载。这样在两平行板间基本上是横电磁波的行波状态，平行板间的电场为

$$E = \frac{U}{d} \quad (6-12)$$

式中的  $d$  为两板间的距离， $U$  为所加的电压。

平行板线的上限工作频率不仅与终端负载的匹配情况有关，而且与两板间的距离  $d$  有关。距离  $d$  越大，上限工作频率越低。当距离  $d$  与传输信号的  $\lambda/4$  可比拟时，平行板在其敞开的侧面将产生强烈辐射，会影响周围其他测量设备的工作，甚至危害测试人员的健康。因此应尽可能将平行板线放在电磁屏蔽室内，且周围放置电磁波吸收器，以减少反射。

当将频率进一步提高时，两板之间将出现高次模，导致板间电磁场发生畸变，通常把出现高次模的频率定为平行板线的上限工作频率。

### (3) 横电磁波传输室法

横电磁波传输室 (TEM Transmission Cell, 简称 TEM Cell) 是一种由同轴线演变而来，内部能传输均匀横电磁波的矩形箱体。横电磁波传输室由矩形外导体和平板中心导体(芯板)所构成，两端通过四棱锥过渡与  $50\Omega$  或  $75\Omega$  的同轴插座连接，以保证主段与锥形过渡段具有相同的波阻抗。芯板用绝缘支架固定，将横电磁波室分成两部分，受试设备的供电系统通过电源滤波器进入。当终端接以宽带匹配负载，始端馈入高频电磁能量时，室内就能建立起均匀的横电磁波。这种电磁波的电场和磁场强度不但存在固定的比例，而且与馈入传输室的射频功率或端电压也有固定的关系，很容易计算并进行控制。

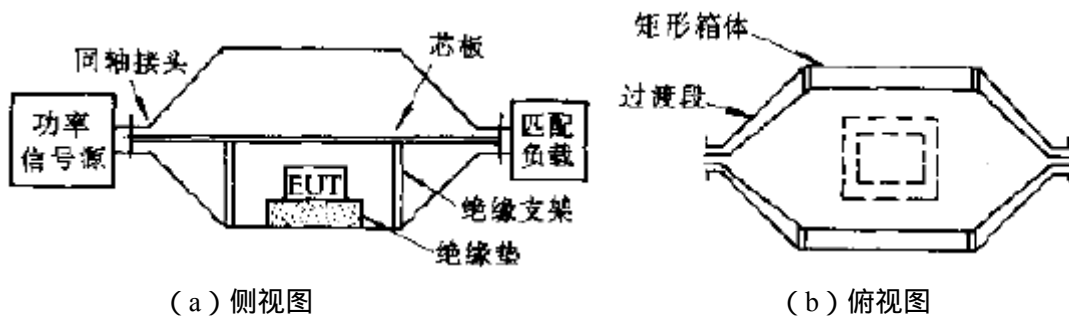


图 6-25 横电磁波传输室结构示意图

横电磁波传输室具备经济、占有空间小，能屏蔽室内外电磁场等特点，而且室内形成的电场较均匀、频带宽、精度高，可用于电场探头或小尺寸天线的定标及小型试样的电场辐射敏感度测试。其缺点是 EUT 受小室尺寸限制，而且工作频率越高，小室尺寸应越小。

### 6.4.2.3 屏蔽室屏蔽效能测试

屏蔽效能测试的结果与所用的测量方法有关。在 100Hz~20MHz 频段，用大环和小环天线测量磁场的屏蔽效能；在 300MHz~1000MHz 频段，用偶极子天线测量屏蔽室的电场屏蔽效能；在 1.7GHz~12.4GHz 频段，用喇叭天线及其等效天线测量屏蔽室的电场屏蔽效能。下面主要介绍大环和小环天线两种测试方法。

#### (1) 大环法

根据屏蔽室的安装环境，可分为优先大环法和备用大环法。如果屏蔽室四壁都可接近，采用优先大环法；如果屏蔽室只有部分墙面可接近，致使优先大环法测试无法进行，则采用备用大环法。

优先大环法测试是用一带绝缘护套的单匝发射环围绕屏蔽室，使屏蔽体感应出的电流流过屏蔽室的大部分接缝，以获得屏蔽室的整体性能，如图 6-26 所示。绕在长、宽、高分别为  $l$ 、 $w$  和  $h$  的屏蔽室上的大环构成一个平行四边形，其锐角在屏蔽室对角线的两个顶点上，钝角在另外两条棱上。两钝角离开地面的距离分别为  $C$  和  $D$ ：

$$D = \frac{w}{l+w}h, \quad C = \frac{l}{l+w}h \quad (6-13)$$

无屏蔽室时环中心处的磁场强度由环电流及屏蔽室尺寸计算确定；有屏蔽室时环中心处的磁场强度则由测量直接得到。适用频段为 100Hz~200kHz。

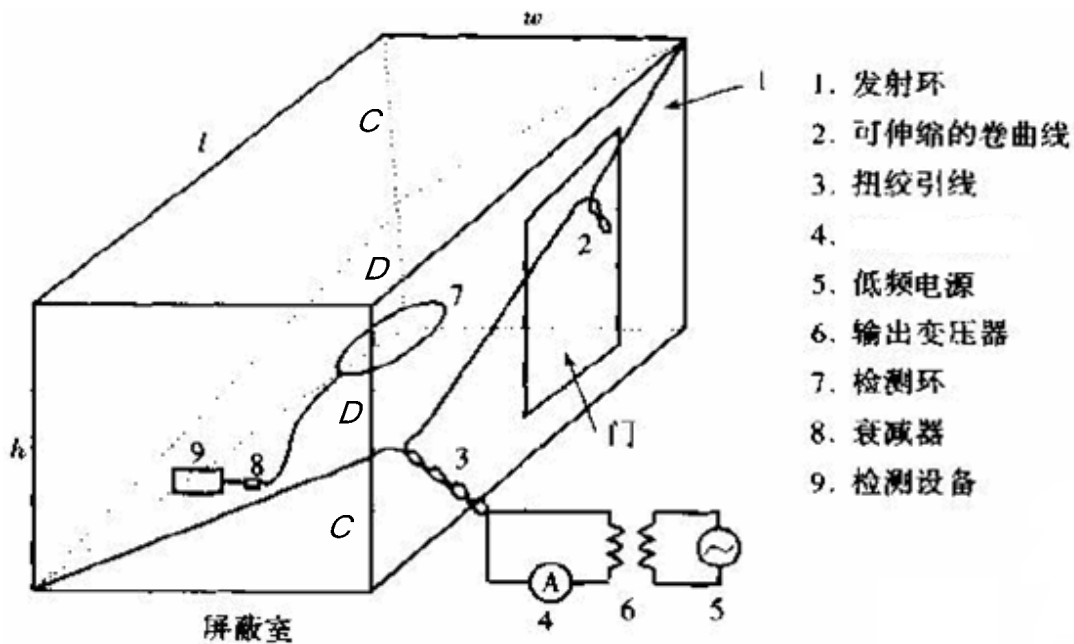


图 6-26 优先大环法测试屏蔽效能示意图

当发射环内无屏蔽室时，信号源在环平面中心产生的磁场为

$$H_0 = \frac{2I}{\pi w} \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{w}{l}\right)^2}{1 + \left(\frac{h}{l+w}\right)^2}} \quad (6-14)$$

式中： $H_0$  为环中心处的磁场强度； $I$  为环中流过的电流。

屏蔽室内的磁场  $H_1$  则可由磁场检测设备测量。

将  $H_0$  和  $H_1$  代入下式进行计算，即可得优先大环法测得的磁场屏蔽效能。

$$S_H = 20 \lg \frac{H_0}{H_1} \quad (6-15)$$

当屏蔽室只有部分墙面可接近,致使优先大环法测试无法进行,只能以备用大环法把屏蔽室可接近的部分前壁包围起来,如图 6-27 所示。将检测环置于屏蔽室中心,并平行与大环。使用仪器与环电流测试方法均与优先大环法相同。

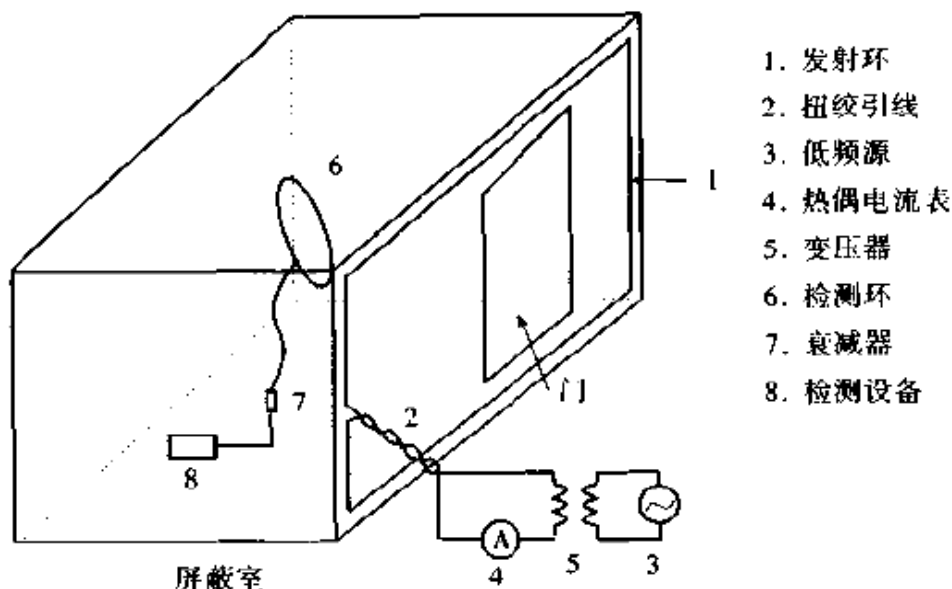


图 6-27 备用大环法测试屏蔽效能示意图 (4、热电偶电流表)

当发射环内无屏蔽室时,信号源在环平面中心产生的磁场强度为

$$H_0 = \frac{2I}{\pi} \frac{hl}{\sqrt{h^2 + l^2 + w^2}} \left[ \frac{1}{h^2 + w^2} + \frac{1}{l^2 + w^2} \right] \quad (6-16)$$

式中各量的定义与优先大环法相同,屏蔽效能亦按式 (6-15) 进行计算。

### (2) 小环法

小环法测试适合评价屏蔽室对其附近的干扰源的屏蔽效能,尤其适用于测量接缝、门缝、通风窗等不连续处的屏蔽效能,适用频段为 100Hz~20MHz。测试布置如图 6-28 所示。

测试时,发射环和接收环放在同一平面内,环的平面垂直于屏蔽室壁上的缝隙,测得漏磁场记为  $H_1$ 。

无屏蔽室时场的模拟:发射环与接收环共面放置,发射环边与接收环(检测环)边的距离为  $2d$  加上屏蔽壁厚度  $t_0$ ,无屏蔽室时信号源通过发射环产生的磁场强度  $H_0$  由接收环直接测得。将  $H_1$  和  $H_0$  代入式 (6-15) 即可计算得到磁场屏蔽效能。

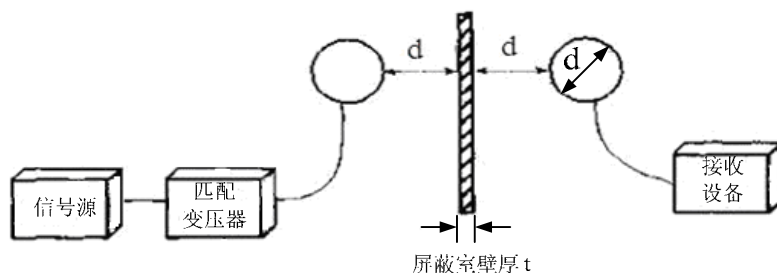


图 6-28 小环法测试屏蔽效能示意图



## 7 静电干扰及静电防护

静电是一种电能，它存在于物体表面，是正负电荷在局部失衡时产生的一种现象。静电现象是指电荷在产生与消失过程中所表现出的现象的总称，如摩擦起电就是一种静电现象。

静电放电（Electrostatic Discharge, ESD）是指具有不同静电电位的物体互相靠近或直接接触引起的电荷转移。当带了静电荷的物体（也就是静电源）跟其它物体接触时，这两个具有不同静电电位的物体依据电荷中和的原则，存在着电荷流动，传送足够的电量以抵消电压。这个电量在传送过程中，将产生具有潜在破坏作用的电压、电流以及电磁场，严重时会将物体击毁。

ESD 可能引起易燃易爆物的起火或爆炸，也可能导致半导体器件和集成电路的击穿或失效。随着微电子技术的快速发展，特别是随着集成电路结构尺寸的减小以及 MOS 集成电路的广泛使用，静电危害已成为微电子器件的重要破坏源，据报道我国每年因静电造成的直接经济损失高达几亿元人民币。静电防护问题越来越被关注，而 ESD 的防护领域也日渐广泛。

### 7.1 静电的产生

物质由原子组成，而原子由原子核和核外电子组成。电子带负电荷，而组成原子核的质子带正电荷，原子核中的中子不带电荷。在正常状况下，一个原子的质子数与电子数相等，正负电荷平衡，所以对外表现出不带电的现象。由于材料表面电荷的不平衡引起静电荷，这种电荷的不平衡产生了电场，该电场能够影响到远处的物体，此时物体具有静电。静电的电荷量依赖于物体的大小、形状、材料成分、表面特征和空气湿度等。静电的产生机理主要有摩擦起电和感应起电两种。

#### 7.1.1 摩擦起电

最常见的静电产生方式是摩擦起电。

两种物质在相互接触时由于不同原子得失电子的能力不同，外层电子的能级不同，会发生电子的转移并伴随能量的传递。因此在两种物质相互接触时，在界面两侧会出现大小相等、极性相反的两层电荷，称为双电层，双电层间的电位差称为接触电位差。只有当两种物质紧密接触的间距小于  $2.5 \times 10^{-9} \text{m}$  时，才会出现双电层和接触电位差。

摩擦是沿两物体接触面连续不断的接触和分离过程。在摩擦过程中，两物体的交接面反复接触，根据双电层理论，在接触面上会发生电荷的交换，电荷移动将在极短的时间内完成。达到平衡状态时，就可能在接触面处形成双电层。由于双电层效应，在接触面将会产生接触电位差，两个物体分别带上等量的正电荷和负电荷。接触时的电荷移动将在极短的时间内完成，可以认为过程的反复进行引起的接触时间的增加对带电量几乎不会带来什么影响。摩擦起电是以接触起电为主，包括摩擦产生的压电和热电效应等在内的综合现象。

在摩擦过程中，由于双电层上电荷正负是相对的，因此从外部看，两物体接触时并不显示电性。只有两种相接触物质分离时，才开始显示出带正电和带负电。而且分离后每个物体所带电荷的绝对值，与相互接触并处于平衡状态时双电层中正电荷或负电荷的绝对值不相

等，一般前者总小于后者。试验发现，若以 $Q_0$ 表示接触时双电层上任一物体所带电荷的绝对值，而以 $Q$ 表示分离后任意一个物体带电荷的绝对值，则存在

$$Q = KQ_0 \quad (7-1)$$

上式中 $K$ 的取值范围是( $0 < K < 1$ )，其原因是当两物体分离时，将会出现双电层中的一部分电荷的逸散现象。 $K$ 值的大小直接与相互接触的两个物体分离速度、接触面周围的环境和分离过程中所发生的场致发射、气体放电等物理现象有关。分离速度越快， $K$ 越接近于1，固体分离后带电量越接近于分离前双电层上任意一种电荷的电量；反之， $K$ 越接近于0，固体分离后带电量越小。

值得注意的是：摩擦只是接触—分离起电的一种情况，并不是静电起电的必要条件。单纯的接触—分离过程就会使物体带电，但摩擦确实可以使接触起电的效应增强。在摩擦、接触过程中，因过程的反复进行引起的接触时间的增加对带电几乎不产生什么影响。在反复接触、摩擦中，不是接触时间而是分离时间才是改变电荷增加特性的要素。

如果把摩擦后带正电荷的物质排在前面，带负电的排在后面，各种物质可以排列起来，就形成了静电序列表，如表7-1所示。静电序列表显示了不同材料电荷产生的情况。两种材料在序列中的位置相距越远，接触分离后所带的电量越大。

表7-1 静电起电材料序列

序号	起电物质	序号	起电物质	序号	起电物质
1	人 手	11	聚氨酯	21	合成橡胶
2	兔 毛	12	棉	22	丙烯酸
3	玻 璃	13	木 材	23	聚苯乙烯
4	尼 龙	14	钢	24	聚 酯
5	羊 毛	15	封 蜡	25	聚乙烯
6	皮 毛	16	硬橡胶	26	聚丙烯
7	铅	17	聚酯薄膜	27	聚四氟乙烯
8	丝 绸	18	环氧玻璃	28	硅橡胶
9	铝	19	铜、镍、银		
10	纸	20	黄铜、不锈钢		

## 7.1.2 感应起电

导体在静电场中，由于电荷间的相互作用，会使其内部的电荷重新分布，在靠近带电体的导体表面感应出异种电荷，远离带电体的表面出现同种电荷，这种现象叫静电感应。静电

感应的强弱与电场的强度及变化速度、被感应导体的大小和位置等因素有关。如果有一条接地引线接触到导体，则会将导体中感应的同种电荷引入大地，导体因失去了电荷而带与感应源相反符号的电荷，这种现象叫做感应起电。

感应起电通常是对导体来说的。对于绝缘材料，在静电场中由于极化也可使其带电，也把它称为感应起电。极化后的绝缘材料，其电场将周围介质中的某种自由电荷吸向自身，和绝缘材料上与之符号相反的束缚电荷中和。外电场撤走后，绝缘材料上的两种电荷已无法恢复电中性，因而带有一定量的电荷，这就是感应起电。在生产、测量等实际过程中，不难找到感应起电的例子，纤维在电场中带电就是感应起电的一例。

表面静电感应电荷  $Q_S$  可以用以下公式表示：

$$Q_S = \iint_S \varepsilon_0 E dS \quad (7-2)$$

式中： $S$  为受静电感应物体的表面积； $E$  为该表面的法向电场强度； $\varepsilon_0$  为真空介电常数。

这个感应电荷与带电体的总电荷相比虽然比较小，但在一般情况下都不应该忽略，有时因静电感应引起的电位可以达到数十千伏。

### 7.1.3 人体静电起电

人体是一个特殊的静电系统。在通常条件下，人体本身就是静电导体，而与人体紧密联系的衣服和鞋、袜等常常是由绝缘材料制成的，也就是说，人体和大地之间形成了一个电容器，可以存储静电能量。在日常活动中，人体系统会由于某种原因带上一定量的电荷。无论是对微电子器件，还是易燃易爆等场所，人体都是危险的静电源。当带电的人体系统接近接地导体时，就可能发生 ESD 现象。如果人体 ESD 的能量超过危险场所的敏感能量，就会发生静电事故。

人体静电起电的方式主要有三种：接触起电、感应起电和传导起电。

#### (1) 接触起电

在通常条件下人体电阻在数百欧姆至数千欧姆之间，故人体本身是一个静电导体。当人体被鞋、袜、衣服等所包覆，且这些物品一般是由高分子聚合物材料制成的，则在干燥环境中，人体可以看成是与地绝缘的导体。人在进行各种操作活动时，不可避免地要与各种物体发生接触—分离过程，如行走时鞋与地面的接触—分离，外衣与所接触的各种介质发生接触—分离或摩擦等。这些接触—分离过程会使人体带电。在干燥环境中的地毯上走动时，人体对地最高电压可以达到 20kV 左右。

#### (2) 感应起电

人体接近其它带电的人体或物体时，这些带电体的静电场作用于人体，由于静电感应，电荷重新分布。若人体静电接地，人体会带上与带电体异号的静电荷；若人体对地绝缘，人体上静电荷为零，但当对地电位不为零时，具有静电能量，此时也是静电带电。处在静电场中的人体，若瞬时接地又与地分离，人体上静电荷会不为零。

人体感应起电的电位有时会很很高，如人在带电雷雨云下面行走时，可被雷雨云感应出近 50kV 的静电。

#### (3) 传导起电

当人操作带电介质或触摸其它带电体时，会使电荷重新分配，带电物体的电荷就会直接传导给人体，使人体带上电荷，达到平衡状态时，人体电位与带电体电位相等。

## 7.2 静电放电 (ESD)

ESD 是指带电体周围的场强超过周围介质的绝缘击穿场强时,因介质产生电离而使带电体上的静电荷部分或全部消失的现象。

通常把偶然产生的 ESD 称为 ESD 事件。在实际情况中,产生 ESD 事件的原因往往是物体上积累了一定的静电电荷,对地静电电位较高。带有静电电荷的物体通常被称为静电源,它在 ESD 过程中的作用是至关重要的。

### 7.2.1 ESD 的类型与特点

由于带电体可能是固体、液体、粉体以及其它条件的不同,ESD 可能有多种形态,如表 7-2 所示。

表 7-2 各类 ESD 的发生条件与特点

种类	发生条件	特点及引燃引爆性
电晕放电	当电极相距较远,在物体表面的尖端或突出部位等电场较强处较易发生	有时有声光,气体介质在物体尖端附近局部电离,形成放电通道。感应电晕单次脉冲放电能量小于 $20\mu\text{J}$ ,有源电晕的单次脉冲放电能量则较大若干倍,引燃能力甚小
刷状放电	在带电电位较高的静电非导体与导体间较易发生	有声光,放电通道在静电非导体表面附近形成许多分叉,在单位空间内释放的能量较小,一般每次放电能量不超过 $4\text{mJ}$ ,引燃引爆能力中等
火花放电	主要发生在相距较近的带电金属导体间或静电导体间	有声光,放电通道一般不形成分叉,电极上有明显放电集中点,释放能量比较集中,引燃引爆能力较强
传播型刷状放电	仅发生在具有高速起电场合,当静电非导体的厚度小于 $8\text{mm}$ ,其表面电荷密度大于等于 $0.27\text{mC}/\text{m}^2$ 时较易发生	放电时有声光,将静电非导体上一定范围内所带的大量电荷释放。放电能量大,引燃引爆能力很强
粉堆放电	主要发生在容积达到 $100\text{m}^3$ 或更大的料仓中,粉体进入料仓时流量愈高,粉粒绝缘性愈好,愈容易形成放电	首先在粉堆顶部产生空气电离,形成仓壁到堆顶的等离子体导电通道,放电能量可达 $10\text{mJ}$ 以上,引燃引爆能力强
雷云放电	空气中带电粒子形成空间电荷云且规模大、电荷密度大的情况下发生,如承压的液体或液化气等喷出时形成的空间电荷云	放电能量极大,引燃引爆能力极强
电场辐射放电	依赖于高电场强度下气体的电离,当带电体附近的电场强度达到 $3\text{MV}/\text{m}$ 时,放电就可能发生	放电时,带电体表面可能发射电子,这类放电能量比较小引燃引爆能力较小,出现这类放电的概率也小

ESD 的特点主要有以下两点:

(1) ESD 可形成高电位、强电场、瞬时大电流

以前,人们认为静电是一种高电位、强电场、小电流的过程,但这种看法并不完全正确。有些 ESD 过程产生的放电电流的确比较小,如电晕放电,但是在大多数情况下 ESD 过程往

往会产生瞬时脉冲大电流,尤其是带电导体或手持小金属物体的带电人体对接地导体产生火花放电时,产生的瞬时脉冲电流的强度可达到几十安培甚至上百安培。

#### (2) ESD 过程会产生强烈的电磁脉冲辐射

以往人们在研究 ESD 的危害时,主要关心的是 ESD 产生的注入电流对电子器件、电子设备及其他一些静电敏感系统的危害和 ESD 的火花对易燃易爆气体、粉尘等的引燃、引爆问题,忽视了 ESD 的电磁脉冲效应。但是,近年来随着静电测试技术及测试手段的迅速发展,使人们对 ESD 这一瞬态过程的认识越来越清楚。在 ESD 过程中会产生上升时间极快、持续时间极短的初始大电流脉冲,并产生强烈的电磁辐射形成静电放电电磁脉冲(ESD Electromagnetic Pulse - ESD EMP),它的电磁能量往往会引起电子系统中敏感部件的损坏、翻转,使某些装置中的易爆品误爆,造成事故。

应当注意的是,实际的 ESD 是一个极其复杂的过程,它不仅与材料、物体形状和放电回路的电阻值有关,而且在放电时往往还要涉及到非常复杂的气体击穿过程,因而 ESD 是一种很难重复的随机过程。

## 7.2.2 ESD 模型

ESD 造成的损坏在电子元器件中占有相当高的比例,半导体器件的生产、封装、传递、试验、运输、整机调试及现场运行时,都可能因 ESD 损伤而失效。在近几十年的时间中,经过大量的研究,建立了相对成熟的针对不同 ESD 机理的模型,在对抗 ESD 设计,防 ESD 损伤及抗 ESD 能力检测技术、损伤分析技术等方面提供了很好的帮助,使电子元器件的抗静电损伤技术得到了长足的发展。

根据 ESD 产生的原因的不同及电路放电方式的不同,ESD 模型可分为以下几种:人体放电模型、带电器件放电模型、机器放电模型。

### 7.2.2.1 人体模型

当带静电的人体接近导电物体时,如果空气气隙中的电场强度足够高,电荷会以火花放电的形式转移到物体上。电荷转移中的能量既可能低得不易察觉,也可能造成十分疼痛的感觉。如图 7-1 所示为人体 ESD 的等效电路。人体能储存一定的静电电量,因此人体明显地存在电容效应。人体也有电阻,其值依赖于人体肌肉的弹性、水分和接触电阻等因数。电荷转移路径中还存在电感。目前广泛使用的人体模型测试电路中人体等效电阻和电容分别为 1500Ω 和 100pF,其简化等效电路如图 7-2 所示。

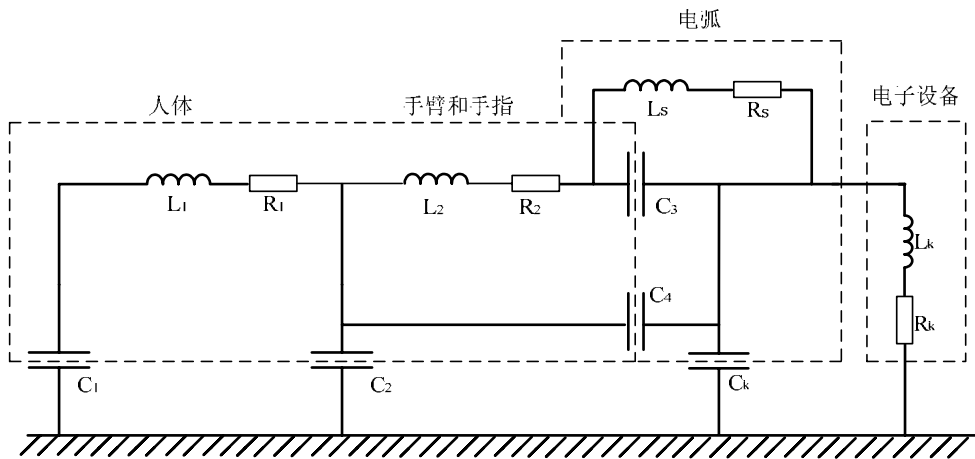


图 7-1 人体放电模型

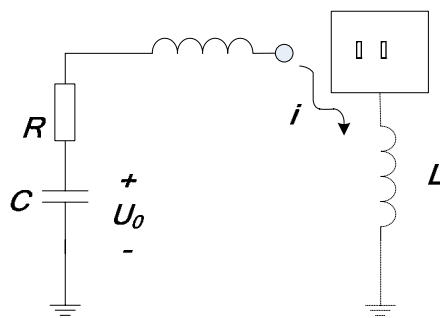


图 7-2 人体放电的简化模型

(1) 人体电容

人体电容值范围很宽，约 100 - 4000pF，典型值是在 50 - 250pF，有将近 80% 的电容值为 100pF 或更小。人体电容  $C_b$  可近似用经验公式表示为：

$$C_b = 0.55H + 0.0885\epsilon_r S/d \quad (\text{pF}) \quad (7-3)$$

- 式中： $H$ ——人体高度，cm；
- $\epsilon_r$ ——鞋底材料的相对介电常数；
- $S$ ——两只鞋底的总面积， $\text{cm}^2$ ；
- $d$ ——鞋底厚度，cm。

上式由两部分组成，即人体对地的杂散电容和人体脚底与地面之间的电容。设人体最大高度为 2m，人体对地的杂散电容约 110pF；按脚底面积共为  $300\text{cm}^2$ ，鞋底材料的相对介电常数为 2，鞋底厚度为 0.5cm 计算，得到脚底与地面之间的电容量约为 105pF。二者合计，得到人体电容为 215pF。在潮湿条件下，尽管电容量比较大，但并联等效电阻很小，不会积累电荷，不致产生静电危害。

(2) 人体电阻

人体电阻是非线性的，并与测试方法及测试条件有关，其值在 1.5k ~ 300k 之间，推荐值为 1.5k，典型值为 5k，实测的数据可如表 7-3 所示。影响人体电阻的因素有皮肤表面水分、盐、油，皮肤接触面积和压力，环境温度和湿度等。

表 7-3 人体电阻实测例子

测试部位	测试环境		人体电阻 (k )
	相对湿度 (%)	温度 ( )	
手腕至手腕	82	28	6.3
	66	23	14.6
手腕至脚踝	82	28	7.4
	66	23	24.5
手腕至大地	湿度较大		6
	比较干燥		300

从电磁兼容的角度来看，ESD 最重要的指标是电流波形特性。来自人体的 ESD 的典型波形如图 7-3 所示。测量结果表明，ESD 波形具有很短的上升时间 (<1ns) 和很高的起始尖峰。起始尖峰是从手/前臂组合体经由低电感通路放电的结果，电流峰值越大，且人体接近速度越快，脉冲上升斜率越陡。另一方面，人体放电会产生时间长得多的脉冲（其它部位放电结果），持续时间可到数十微秒。因此，这两种波形组合就反映了包含人体在内的 ESD 特性。

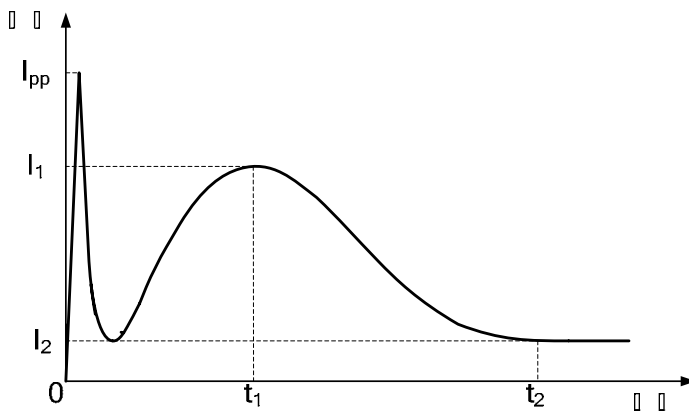


图 7-3 人体 ESD 典型电流波形

### 7.2.2.2 带电器件模型

并非所有的 ESD 都是外界对电子元器件进行的放电，由于器件本身积累静电而迅速放电造成对电子元器件的损坏，也是一种常见的 ESD 现象，例如从非防静电的包装袋内取出集成电路并把它放在导电平面时发生的 ESD 现象。半导体器件在装配、传递、试验、测试、运输及存储过程中，由于管壳与其它绝缘材料的相互摩擦，也会使管壳带电。

带电器件模型是基于已带静电的器件通过管脚对地放电引起器件失效而建立的。该模型假设有一个器件在其引线框架上或其它导电路径上被充电，然后通过一个管脚迅速对地放电，如图 7-4 所示。带电器件的电容值与器件的封装结构、外引脚排列形式及器件放置时的方位等因数有关，数值较小（一般为 1~20pF）。带电器件放电时，其内部放电通道的电阻 R 一般仅为几欧姆。考虑到 R 的值比较小，放电时器件外引脚的电感（nH 量级）对放电电流的影响不能忽略。因此带电器件模型采用 RLC 的电路结构。该模型电路对地放电时，得到的放电电流波形为迅速衰减的正弦波。带电器件有几个管脚同时与地接触时，就有几个放电通路，图中分别用不同的  $R_i$ 、 $L_i$ 、 $C_i$  表示。

器件放电时的脉冲峰值功率较高,可达几百瓦到几兆瓦,这么大的功率也会改变器件的参数,或使硅熔化造成器件的失效。对于多器件并联的放电通道模型,当有一个管脚接地时,器件的每条路径都有自己的放电特性,从而在路径之间产生电位差,严重时可以导致路径之间的绝缘击穿。

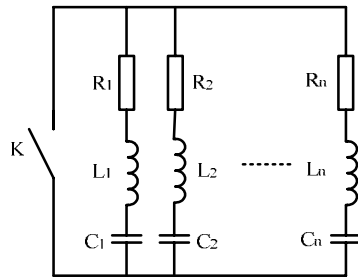


图 7-4 带电器件模型

### 7.2.2.3 电场感应模型

所有的带电体周围总是存在电场,当一个器件处于静电场中时,其内部将感应出电位差。此时,当某一管脚与地相碰时,器件就会对地放电,这种放电模型称为电场感应模型。将一个 CMOS 器件置于静电场中时,其栅介质层两侧就会感应出电位差。如果电位差足够大,就可能使栅氧化层击穿。

典型的电场感应模型为,当集成电路等器件装在印制板上紧挨带电体的表面处时,由于静电感应使导电材料充电。由于集成电路通过某种方式接地,当电场强度较高时,器件上积累的电荷就会沿此接地路径放电,造成对 ESD 敏感的集成电路失效。研究表明,集成电路等器件的 ESD 敏感度不仅取决于电路板和器件的感应电压,而且还取决于器件对地电容和放电路径上的电阻。同样,当设备感应的电压超过对地击穿电压,放电瞬变过程将导致设备受到干扰甚至失效。

一般情况下,静电场感应出来的电位差不会使器件立刻失效,但由于器件管脚相当于接收天线,引起与管脚相连导电部分的电场发生畸变,导致二氧化硅内部场强增加,此时就有可能引起 MOS 器件的栅极氧化膜被击穿。

以上介绍的三个 ESD 模型只是目前应用最多,标准认可最为广泛的几种。静电理论通过多年的发展,根据对以上 ESD 模型的拓展,目前还建立了如人体金属 ESD 模型、电容耦合 ESD 模型和夹具 ESD 模型等多种模型,这些模型都是依据现实环境中发生的 ESD 现象建立的模型,适用的范围有所不同。

## 7.3 静电的危害

随着科学技术的发展,高分子材料、微电子器件和电爆装置广泛应用于各个领域,静电造成的危害日益受到人们的关注。

静电造成的危害主要分三种类型:

- 1) ESD 引发的瞬时大电流(如火花放电)引燃引爆易燃、易爆气体混合物或易燃易爆物,造成意外燃烧、爆炸事故。
- 2) ESD 会使人体遭受电击,并且引发操作失误造成二次事故,或者通过人体感应的静



电对电子设备造成危害。

3) 静电荷可通过传导线路直接对电子设备造成损伤,而且 ESD 的电磁辐射或 ESD 电磁脉冲对电子设备也有很大的影响。

### 7.3.1 引起爆炸和火灾

爆炸和火灾是静电危害中最为严重的情况。当带电体与不带电体或静电电位很低的物体接近时,若局部电场强度超过电介质的击穿场强,就会发生放电现象,并产生火花。当 ESD 的火花能量达到或大于周围可燃物的最小点火能量,而且可燃物(如天然气、油田混合烃或稳定轻烃与空气形成的爆炸性混合物)在空气中的浓度或含量也已在爆炸极限范围之内时,就能立即引起燃烧或爆炸或火灾。

### 7.3.2 对人体的危害

当人体接近带有静电的导体时,或者带有静电的人体接近接地导体或机器设备等较大的金属物体时,只要人体和其它导体间的静电场超过空气的击穿场强时,都会形成静电火花放电,有瞬态大电流通过人体或人体的某一部分,使人体受到静电电击。在日常生活和工业生产中,静电引起的电击一般尚不能导致人员伤亡。但是可能发生手指麻木或引起恐慌情绪等等。由于人体受电击刺激带来的精神紧张,往往会造成手脚动作失常,被机器设备碰伤或从高空坠落,构成静电危害的“二次事故”。

一般而言,人体电容越大,或所带静电电压越高,即人体储存的电荷越多,人体 ESD 对人的影响也越大。静电电击不是电流持续通过人体的电击,而是 ESD 造成的瞬态冲击的电击,电击的严重程度取决于放电电流大小、通过时间和时刻、通电途径等。人体对 ESD 的感知度也与放电时转移的能量大小有关,通过人体 ESD 的能量在一定程度上取决于人体电容的大小,而人体电容与人体位置、人体姿势、鞋、地面等情况有关。

当人体电容为  $C$ , 所带静电电压为  $U$  时,所储存的电能为  $CU^2/2$ 。研究表明,当人体电容为 90pF 时,对不同电压下静电电击的反应如表 7-4 所示。

带格式的: 定义网格后不调整右缩进, 不对齐网格

表 7-4 静电电击时人体的反应

电压 (kV)	能量 (mJ)	电击的反应
1	0.045	没有感觉
2	0.18	手指外侧有感觉,但不疼痛
2.5	0.281	放电部位有针刺感和轻微冲击感,但不疼痛
3	0.405	有轻微和中等针刺痛感
4	0.72	手指轻微疼痛,有较强的针刺痛感
5	1.125	手掌乃至手腕前部有电击疼痛感
6	1.62	手指剧痛,手腕后有强烈电击感
7	2.205	手指、手掌剧痛,有麻木感
8	2.88	手掌乃至手腕前部有麻木感
9	3.645	手腕剧痛,手部严重麻木
10	4.5	整个手剧痛,有电流通过感
11	5.445	手指剧烈麻木,整个手有强烈电击感
12	6.48	由于强烈电击,整个手有强烈打击感

### 7.3.3 对电子设备的危害

ESD 对电子设备的危害主要有两种机理，其一是 ESD 电流直接流过电路造成破坏，另一种是 ESD 电流产生的电磁场通过近场的电容耦合、电感耦合或远场的空间辐射耦合等途径对电路造成干扰。

静电荷在物体上的积累往往使物体对地具有高电压，在附近形成强电场，若超过电子器件的绝缘击穿强度，就会造成局部击穿或损坏，对其性能造成很大的影响。在电子工业中，MOS 器件的栅氧化膜厚度为  $10^{-7}\text{m}$  数量级，当 100V 的静电电压加在栅氧化膜上时，就会在栅氧化膜上产生  $10^6\text{ kV/m}$  的强电场，超过一般 MOS 器件的栅氧化膜的绝缘击穿强度的  $(0.8\sim 1.0)\times 10^6\text{ kV/m}$ ，导致 MOS 场效应器件的栅氧化膜被击穿，使器件失效。表 7-5 为各种器件典型的耐静电电压值。

表 7-5 几种器件典型的耐静电电压值

器件类型	耐受静电电压值 (V)
MOSFET	100—200
结型FET	140—700
CMOS	250—3000
EPROM	~ 100
运算放大器	190—2500
双极型晶体管	380—7000
膜片电阻(厚,薄)器	300 - 3000
肖特基二极管	300 - 3000
肖特基TTL	1000—2500

当电路没有采取静电保护措施时，器件的栅氧化膜可能会被击穿。对于有保护措施的电路上，虽然击穿电压可以远高于 100V，但由于危险静电源的电压可以达到几千伏甚至几万伏，因此，高压静电场的击穿效应仍然是 MOS 电路的一大危害。高压静电场也可以使多层布线电路间介质击穿或金属导线间介质击穿，造成电路失效。在其它领域，由高压静电场导致的电介质击穿也造成了很多危害。

ESD 电流产生的电磁场可以直接穿透设备外壳，或通过孔洞、缝隙、输入输出等耦合到敏感电路，如图 7-5 所示。

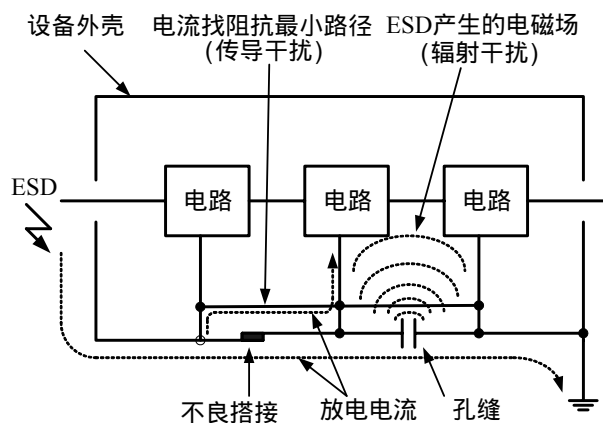


图 7-5 ESD 对电路工作影响的机理

在距 ESD 发生位置不远处，无论是电场还是磁场都是很强的，因此在 ESD 位置附近的

电路一般会受到较大影响。如图 7-6 所示为一个峰值 4kV 的 ESD 在不同距离上产生的电磁场。ESD 产生的电磁干扰属于宽带干扰，从低频一直到几个 GHz 以上，因此还会产生较强的辐射干扰。

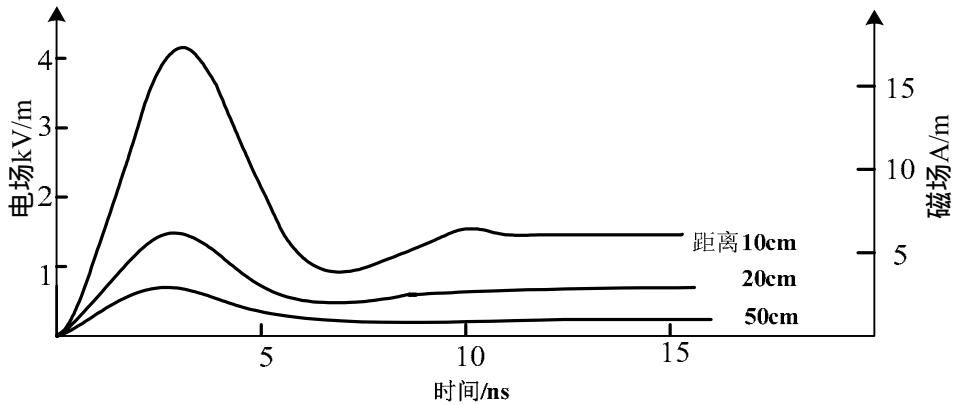


图 7-6 ESD 产生的电磁场

ESD 在电路中感应的电压或电流可以导致设备的热失效或绝缘击穿。另一方面,当 ESD 感应的干扰超过电路的信号电平时,电路运行就会失常。因为使设备损坏比导致它失常所需的电压和电流要大 1~2 个数量级,损坏更有可能在传导耦合时产生。也就是说,要造成损坏,ESD 电火花需要直接接触电路,而辐射耦合通常只导致失常。

另外,在某些生产过程中,如不消除静电,将会妨碍生产或降低产品质量,如在涤纶、腈纶和锦纶等合成纤维的生产过程中,静电问题就十分严重。在粉体加工行业,生产过程中产生的静电除带来火灾爆炸危险外,还会降低生产效率,影响产品质量。在塑料和橡胶行业,由于制品和辊轴的摩擦及制品的挤压和拉伸,会产生较多静电,如果不能迅速消散,会吸附大量灰尘。表 7-6 为各种静电危害的实例。

表 7-6 静电危害实例

危害原因	危害种类	危害形式	危害事例
放电作用	爆炸及火灾	引起易燃、易爆性物体起火或爆炸	输送汽油的设备不接地可能引起着火或爆炸
		引起粉尘爆炸、起火	硫磺粉、铝粉、面粉等均有可能发生爆炸
		引起易燃性气体爆炸或起火	高速气流如氢气喷出时,可能引起爆炸
	人身伤害	使人遭电击	橡胶厂压延机静电很高,容易发生电击
		因电击引起二次灾害	意外电击可能引起跌倒或从空中坠落
	妨碍生产	引起元件损坏或电子设备误动作	MOS型IC元件损坏或使用该元件的装置失灵
静电火花使胶片感光		使感光胶片报废	
力学作用	妨碍生产	纤维发生缠结、吸附尘埃等	影响产品质量
		使粉尘吸附于设备	影响粉体的过滤和输送
		印刷时纸张不齐、不能分开	影响工作效率和质量

删除的内容:

删除的内容:

## 7.4 静电干扰的防护

静电及其危害的机理主要包括静电产生的强电场，ESD 产生的电弧电流所引起的电位不均，以及电弧电流感应的瞬态电磁场的影响等。根据这些原理，有很多办法可以用来抑制静电积累及 ESD 产生的电磁干扰。这些办法包括：

- 1) 阻止静电的产生和积累，消除 ESD 源；
- 2) 隔离导体，阻止放电；
- 3) 为 ESD 电流提供替换通路，使其旁路；
- 4) 屏蔽电路，阻止 ESD 产生的电磁干扰耦合到电路或设备；
- 5) 通过选择抗静电级别较高的器件，设计合理的工艺和电路来增强系统的抗干扰性。

### 7.4.1 静电接地

在静电危险场所中尽量采用抗静电导体材料或静电消散材料，并进行合理的静电接地和搭接，严禁静电危险场所存在与地绝缘的导体。

静电接地是促进静电泄漏的方式之一，是最常用、最基本的防止静电危害的措施。静电接地与通常意义上的接地在概念上和量值上都不同。静电接地是指物体通过导体、防静电材料或其制品与大地在电气上可靠连接，确保静电导体与大地的静电电位相接近，不致因静电电位差造成火花而引起灾害。静电接地系统中并不要求一直都是金属导体，也就是说，静电接地电阻值可以很大，只要使物体保持良好的电荷泄漏通道即可。

对电子元器件进行静电防护的基本思路是，在可能产生静电的地方阻止静电的积累或迅速可靠地泄放已存在的电荷。如具有高输入阻抗的 MOS 器件的所有的输入引线均不能悬空，在每个输入端外部串联电阻，视不同电路接到电源地或电源源极上。

在电子工业生产中，引起元器件损坏和对电子设备的正常运行产生干扰的一个主要原因是人体 ESD。人体 ESD 既可能造成人体遭电击，又可能引发二次事故（即器件损坏），因此人体静电应引起足够重视。人体是普遍存在的一种静电危害源，对于静电来说，人体是导体，所以可以对人体采取接地的措施：

- 1) 让静电从脚导到大地，使用防静电地面，防静电鞋、防静电袜等形成组合接地。
- 2) 让静电从手导到大地，佩戴防静电腕带并接地，通过手泄放人体的静电。图 7-7 为典型的 ESD 防护工作台，其中限流电阻阻值一般为 MΩ 级，ESD 防护垫由低电阻率的材料组成，通过电阻接到大地系统。

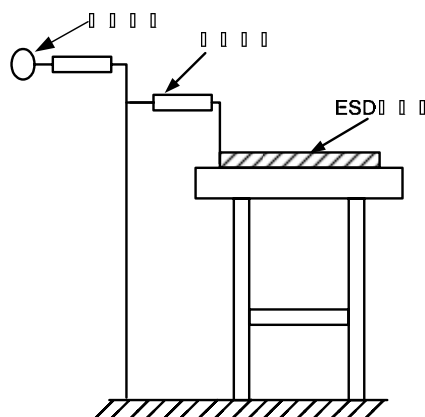


图 7-7 典型的 ESD 防护工作台

另外需要在对 ESD 敏感的元器件包装盒上设有明确的防 ESD 标志,在组装车间也应有明显的防静电标志。

## 7.4.2 ESD 的防护

### (1) 金属屏蔽体

如果将电子设备放入一个与其连接的金属机壳中,该金属盒没有任何进入点,那么外部静电电源对设备的 ESD 可能沿着机壳的外部接线进入大地,因此不会对内部元件造成干扰或损坏。外壳和接地设计是阻止 ESD 辐射及传导耦合的关键,金属屏蔽体通过接地线与大地相连。一个完整的封闭金属壳也能在辐射噪声中起屏蔽作用,但由于从电路到屏蔽壳体可能产生传导耦合,因而一些外壳设计使用绝缘体,在绝缘壳中放置一个金属的屏蔽体。

实际上,接地线由于它的长度将具有电感,ESD 电流通过接地线时会在其两端产生电位差,因此外壳的电位相对于大地则要升高;如果没有接地,外壳的电压会更高。在放电过程中,ESD 弧光放电电流在接地线的固有电感上将形成很高的电压,使得外壳的电位远高于大地,甚至可以高达数千伏。因此,在任何情况下,所有进入金属外壳的电路接地线应该与外壳相连,用以防止电路的电位与外壳的电位不同。由于电路不同部位之间的电位没有相对变化,而且放电电流并不经过电路,那么也就不会造成设备的损坏,保护了设备。

在电子设备中,常用机箱作为金属屏蔽外壳,机箱各部分之间应该实现良好的电连接。若机箱两部分之间的搭接阻抗较高,在流过 ESD 电流时,会产生电压降,不能保证电路正常工作。因此,除了保证很小的搭接阻抗,还需要采用一点接地的方式,如图 7-8 所示。

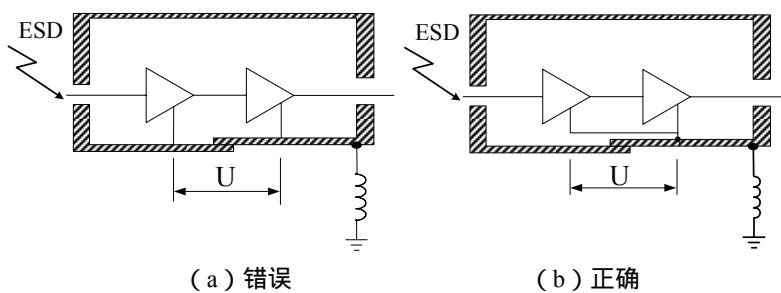
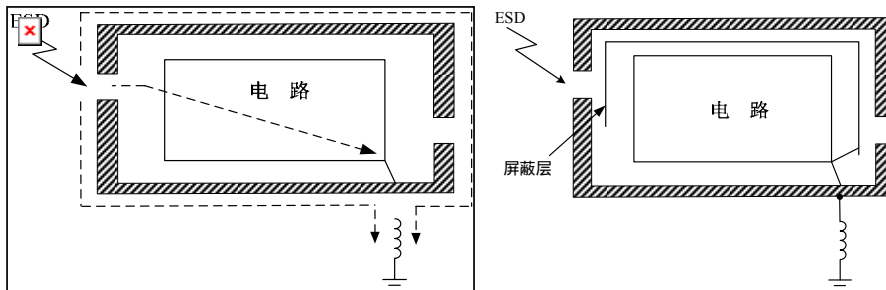


图 7-8 不良搭接的影响

实际上外壳具有很多穿透点或进入点,比如电缆、电源线的进口、排气口、螺杆等。由于机箱的不连续,ESD 也可能发生在外部静电源与屏蔽体内的电路板之间,造成电路板损坏,如图 7-9(a) 所示。如果用几个小孔代替一个大孔,从电磁干扰抑制的角度来说则更好。对比较大的孔,可以在电路与机箱之间加一屏蔽层,如图 7-9(b) 所示,屏蔽层应完全覆盖不连续处并与机箱连接。



(a) ESD 通过电路板

(b) 加屏蔽后的放电

图 7-9 增加屏蔽层防护 ESD

(2) ESD 二次放电的防护

对于一个电子设备而言，并非每个电路板都与外壳实现电连接。如图 7-10 所示，其中一根外部电源线穿透屏蔽层，电源线的接地线将有着非常大的电感。如果内部电路没有和外壳相连，则电路的电位与外壳的电位将不再相同，会产生大的电位差，甚至可能高达数千伏。由于放电回路上电感的影响，外壳的不同点处电位不同，可能存在很大的电位差，从而使设备的不同部分与外壳之间产生很大的电位差，这种电位差可能会造成机箱和电路之间的二次电弧或电介质击穿。由于没有电阻限流，二次电弧产生的电流可能很大，使电路板造成损坏。对此，可以通过增大外壳与地之间的距离以防止 ESD 二次放电的发生，对外壳接地的场合，间隙耐压一般要达到 1500V 以上。当电路与外壳之间的距离不能增大时，可以在外壳与电路之间加一层接地的挡板，挡住电弧。

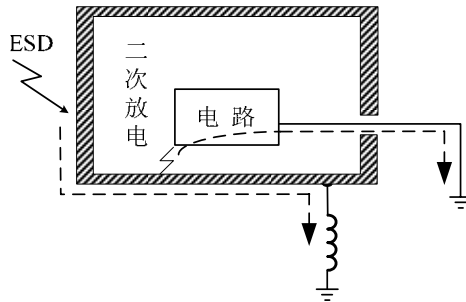


图 7-10 ESD 二次放电

(3) 屏蔽电缆的使用

在带孔的屏蔽外壳得到了适当的处理后，电缆则是将 ESD 的影响带入并影响到内部电路运行的主要途径。作为大多数系统中的最大天线，电缆最容易被电磁干扰感应出大的电压和/或电流，从而进入外壳内部，影响电子线路。为保证屏蔽效果，在电缆的两端，电缆屏蔽层必须与壳体屏蔽相连接。

防止 ESD 感应电流通过外部电缆深入外壳的方法之一就是将感应电流转移。如图 7-11 所示，在信号线和接地线之间接入一个滤波电容有助于将感应电流转移到外壳，这种措施可以采用的前提是 ESD 电流的频谱远高于信号电流。“线 - 线”“线 - 地”电容分别可以用于转移差模和共模 ESD 电流。但这个电容也会将外壳上的电流分流到电路中，为了避免这种情况的发生，可以在旁路电容与线路板之间安装铁氧体元件，增加流向线路板的路径的阻抗。

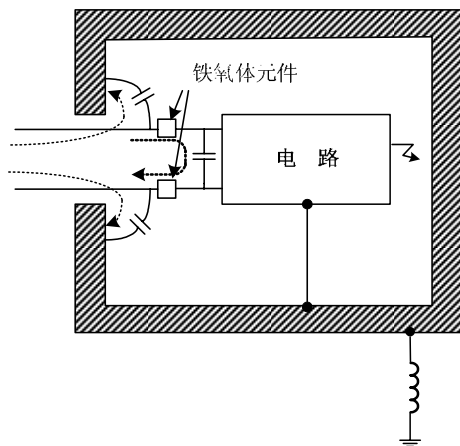


图 7-11 利用并联电容器转移 ESD 放电电流

防止 ESD 感应电流通过外部电缆深入外壳的另一个方法就是在通路上接入电阻。ESD 容易在外部电缆上产生共模电流并引起差模电压，为此，可以利用共模扼流圈、光耦合器等防护方式。图 7-12 所示为共模扼流圈方式，采用这种方法可以将 ESD 造成的共模电压降在扼流圈上，而不是另一端的电路上。

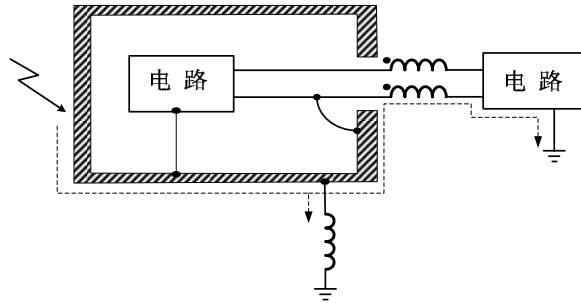


图 7-12 利用共模扼流圈防止子系统间通过电缆的共模 ESD 耦合

## 8 电子设备的电磁兼容设计

电子设备的电源电压低、信号弱，对电磁干扰比较敏感。实现系统电磁兼容性的一个重要内容是保证电子设备在外界和内部电磁干扰的作用下能够正常工作，使其达到设计目的，并实现预先设定的功能。电子设备由于种类繁多，引入电磁干扰的途径各异，对干扰的灵敏度也不同，因此相关的电磁兼容设计要根据具体情况而定。

电子设备以电子元件和印刷电路板为基本组成部件。要使电子电路获得最佳性能，除了元件的选择和电路设计之外，良好的电路板布线在电磁兼容性中也是一个非常重要的因素。印刷电路板 (Printed Circuit Board, PCB)，是指在绝缘材料上，按预先设计，制成线路、印制组件或两者结合而成的导电图形。PCB 是电子产品中电路元件的支撑件，它提供电路元件之间的电气连接，是各种电子设备中最基本和最重要的组成部分，其性能直接关系到电子设备质量的好坏。随着电子技术的发展，PCB 的密度越来越高，PCB 设计的好坏对电路的干扰及抗干扰能力影响很大。PCB 是所有精密电路设计中往往容易忽略的一种部件，也很少把电路板的特性设计到电路里去，它的整个效应对电路功能可能是有害的，因此在电磁兼容性设计中需要特别关注。

对电子设备的电磁兼容性设计要在设备的设计之初就加以考虑，在整个设备的设计、加工及安装过程中加以贯彻。不能等到出问题后才加以改进，这样既费时又不经济，而且往往不能满足要求。最经济有效的电磁兼容性设计方法，是在设计的早期阶段充分考虑评估电磁兼容性的技术要求，随着时间的推移，费用越来越高，如图 8-1 所示。

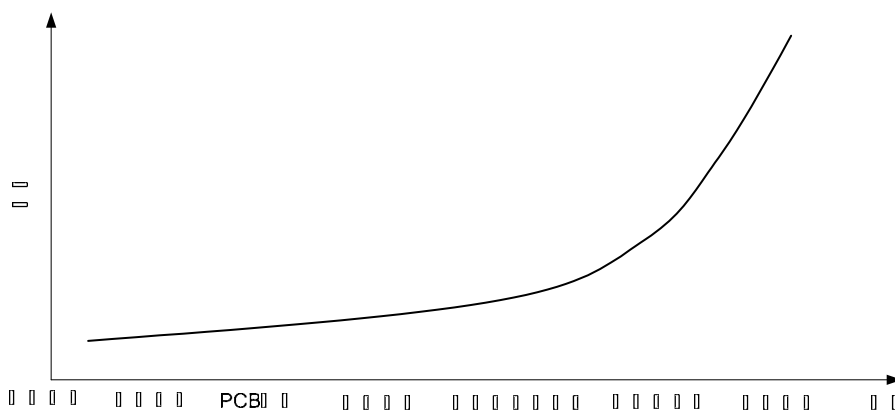


图 8-1 实现电磁兼容性的费用

与电磁兼容问题相关的参数主要有：频率、信号幅值、时间、阻抗和尺寸。良好的电路设计应在满足上述前四个参数要求的条件下具有较小的尺寸。

电子设备中的电磁兼容性设计一般涉及下述几个方面：电路中元件的选择，电路设计和布线，屏蔽、接地和抗串扰措施等。

电子元件的选择和 PCB 设计得当，将具有减少干扰和提高抗干扰度的优点，带来诸多好处：可以降低单位制造/价格比；减少研制过程中的迭代反复；缩短产品研发时间；提高设备可靠性；降低维护成本等。



## 8.1 常用元器件的选择

对电路中元器件的基本要求是具有满足设计要求的电气特性。然而,受杂散电容、固有电感和电阻等寄生参数及非线性特性的影响,电子器件在不同的频率条件下具有不同的阻抗特性,从而妨碍了电路整体性能的实现。这些参数和特性受器件的材料和结构的影响。同时,一些电子元器件在工作时会产生干扰,或在干扰环境中其性能会受到影响,因此对元器件的性能需要做基本的了解和分析。

电路中元器件的合理选用是电子设备实现电磁兼容性的第一步。每一种元件都有其各自特性,元件的选择和电路设计是影响电子设备电磁兼容性能的主要因素,合理选择元件类型和参数,有助于大大提高电路板的电磁兼容性能。对元器件而言,主要关心的参数是频率、信号幅值和阻抗等。

有两种基本的电子组件封装结构:有引脚元件直插组件和无引脚元件表面贴装组件。有引脚的组件有寄生效果,尤其在高频时。每个引脚形成了一个小电感,数值大约是 $1\text{nH}/\text{mm}$ 。引脚的末端也能产生一个小电容性效应,对本体为 $10\text{mm}$ 长、同轴形状的封装形式,两端之间的电容大约有 $4\text{pF}$ 。因此,引脚的长度应尽可能的短。与有引脚的组件相比,无引脚且表面贴装的组件的寄生参数要小一些,其典型值为 $0.5\text{nH}$ 的寄生电感和约 $0.3\text{pF}$ 的终端电容。从电磁兼容性的观点看,表面贴装组件效果最好,其次是放射状引脚组件,最后是具有轴向平行引脚的组件。

### 8.1.1 电阻

#### 8.1.1.1 电阻的类型与等效电路

电阻是电子设备中最常见的元件。常用的电阻可以分为线绕电阻和薄膜电阻两大类。线绕电阻用高阻合金线绕在绝缘骨架上制成,薄膜电阻为在骨架上蒸发或沉积具有一定电阻率的材料形成。根据电阻材料的不同,薄膜电阻可分为金属膜、金属氧化膜、合成(导电)膜电阻等种类,这些电阻外形一般为带引脚的同轴圆柱结构。金属玻璃釉电阻是将金属粉和玻璃釉粉混合,采用丝网印刷法印在基板上的一种电阻,这种电阻可以做成贴片结构的形式。

不同类型电阻的频率响应特性和 EMC 效果是不同的。理想的电阻是仅含有电阻分量的阻抗,而实际的电阻都存在寄生电感和电容,其等效电路如图 8-2 所示。图中 R 为直流电阻分量(电阻元件的特征值),L 和 C 分别为寄生电感(包括电阻中的寄生电感和引线电感)和元件两端之间的寄生电容。

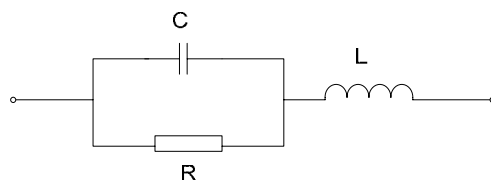


图 8-2 电阻元件的等效电路

电阻元件的等值阻抗为

$$Z = \frac{-j\frac{1}{\omega C}R}{R - j\frac{1}{\omega C}} + j\omega L = \frac{R}{R^2\omega^2C^2 + 1} + j\left(\omega L - \frac{R^2\omega C}{R^2\omega^2C^2 + 1}\right) \quad (8-1)$$

从上式可以看出,寄生电感和电容影响了电阻元件的阻抗特性,特别是在高频工作条件下。对于有引脚的电阻,从寄生电感角度考虑,应首选碳膜电阻,其次是金属膜电阻,最后是线绕电阻。由于线绕电阻有自身很强的电感特性,因此在频率敏感的应用中不能用它,它最适合用在大功率处理的电路中。碳膜电阻虽然包含电感,但因为它的引脚电感值并不大,有时适合于高频应用。在相对低的工作频率下(约兆赫兹数量级),金属膜电阻的电感影响较小,且精度较高,因此适合用于高功率密度或高准确度的电路中。

电阻的封装大小和寄生电容往往被忽略。寄生电容存在于电阻的两个终端之间,它们在非常高的频率时,尤其是频率达到 GHz 时,会对正常的电路特性造成破坏。在设计和安装时应尽可能缩短引脚和引线的长度以减小引线电感,如采用贴片式电阻。不过,对大多数应用电路而言,在电阻引脚之间的寄生电容不会比引脚电感对电路的 EMC 影响更大。

### 8.1.1.2 电阻的选用

在放大器设计中,电阻的选择是非常重要的,在高频环境下,电阻的阻抗会因为电阻的寄生电感效应而增加。因此,增益控制电阻的位置应该尽可能的靠近放大器电路,以减少电路板的电感。

在上拉/下拉电阻的电路中,晶体管或集成电路的快速切换会增加上升时间,为了减小这个影响,所有的偏置电阻必须尽可能靠近有源器件及它的电源和地,从而减少 PCB 连线的电感。

在稳压(整流)或参考电路中,直流偏置电阻应尽可能地靠近有源器件以减小去耦效应。

在 RC 滤波电路中,线绕电阻的寄生电感很容易引起振荡,所以必须考虑由电阻引发的电感效应。

除了电阻元件的寄生参数导致电阻性能的变化外,各类结构的电阻均会产生热噪声,有的还有接触噪声。在要求低噪声水平的电路设计中,需要考虑噪声电压这个因素。线绕电阻的噪声电压非常小,膜电阻的噪声电压约为  $0.1\mu\text{V}/\text{V}$ (即电阻上每施加 1V 的电压就产生  $0.1\mu\text{V}$  的噪声电压)。

## 8.1.2 电容

在电子电路中,电容器主要起滤波、储能、去耦、旁路和隔直等作用,不同类型的电容,因使用的结构和材料不同,其电容值、频率特性及损耗特性相差很大,这意味着一种类型的电容器会比另一种更适合于某种场合。正因为电容器的种类繁多,性能各异,因此选择合适的电容器并不容易。

### 8.1.2.1 电容器类型与特性

受电极材料、结构和引线的影响,电容器具有等效串联电阻(Equivalent Series Resistance, ESR)和寄生电感。考虑到寄生电感 L 和 ESR 后电容器的等效电路如图 8-3 所示。

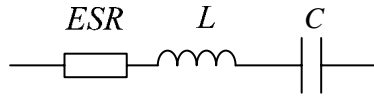


图 8-3 电容元件的等效电路

电容元件的等值阻抗为

$$\begin{aligned}
 Z &= Z_L + Z_C + ESR = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + ESR \\
 &= ESR + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)
 \end{aligned}
 \tag{8-2}$$

电容器的自谐振频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}
 \tag{8-3}$$

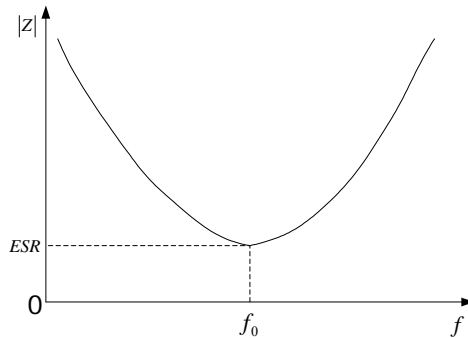


图 8-4 阻抗随频率变化

在这个频率点处，电容与寄生电感串联谐振，阻抗互相抵消。图 8-4 所示为电容器阻抗随频率的变化。在低于自谐振频率时，阻抗随频率增加而降低；在高于自谐振频率时，随着频率的增加，阻抗呈变大的趋势，且阻抗呈感性。因此，电容器的工作频率应低于其自谐振频率。要扩大电容器的应用频率范围，必须减小电容器的寄生电感。

在结构上电容器也分为引脚电容器和贴片电容器两种。电容器的引脚电感与其结构和体积有关，这些因素决定了寄生电感的大小。寄生电感存在于电容器的焊接引线之间，它使电容器在超过自谐振频率以上时，具有和电感一样的行为，会使电容器失去原先设定的功能。

根据介质材料的类型，常用的电容器有以下四种：

1) 电解电容器：主要有铝电解电容器和钽电解电容器两种。铝电解电容器通常是在绝缘薄膜层之间以螺旋状缠绕金属箔而制成，以在单位体积内得到较大的电容值，但也使内部电感增加。钽电解电容器的工作介质是在钽金属表面生成的一层极薄的五氧化二钽 ( $Ta_2O_5$ ) 膜，单位体积内所具有的容量也很大。钽电容器的内部感抗低于铝电解电容器，因而其电容的频率特性比铝电解电容器性能好，但也只在较低的频率范围内呈容性。

2) 纸质电容器：由纸作为绝缘介质和铝箔卷绕而成，其额定电容和电压值范围较广，且其 ESR 比电解电容器小得多，但仍具有较高的寄生电感值。

3) 陶瓷电容器：其结构为在陶瓷绝缘体中包含多个平行的金属电极，其寄生电感主要为电极结构的电感。陶瓷电容器体积小，并且具有极好的高频特性和较小的 ESR，但陶瓷电容器的特性随时间、温度和电压而变，且在瞬态过电压的作用下容易损坏。

4) 薄膜介质电容器：结构与纸质电容器类似，其绝缘介质为高分子材料薄膜，如聚酯、

聚丙烯、聚苯乙烯、聚碳酸酯等，等效串联电阻小，但能量密度很小，一般具有很低的介质损耗和稳定的频率特性。

### 8.1.2.2 电容的用途

电容器的 EMC 用途主要表现在利用电容器对交变信号呈现低阻抗的特性，作为低通滤波器，滤除高频干扰能量。

特定频段（比如高频干扰）的滤波效果取决于电容值及其寄生电感的谐振频率。一般来说，陶瓷电容器和电解电容器的杂散电感都在 10—30nH 之间，电解电容器的寄生电感要稍大一些。通常认为电解电容器的高频特性比陶瓷电容器要差，这是因为陶瓷电容器的电容值较小，自谐振频率较高，较适用于高频滤波。典型的陶瓷电容器的引线大约有 6mm 长，会引入 15nH 的电感，这种类型的电容器对应的自谐振频率如表 8-1 所示。如采用贴片式封装的电容器，则自谐振频率更高。电解电容器的电容值较大，谐振频率较低，一般在十至几十 kHz，适用的频率范围较低，对抑制低频干扰较有效。

表 8-1 陶瓷电容器的自谐振频率

电容值 (uF)	1	0.1	0.01	0.001
自谐振频率 (MHz)	2.5	5	15	50

通常将大容量的电解电容器与一个小容量的陶瓷电容器并联使用，可以有效地改善自谐振频率特性。当大容量的电解电容器达到谐振点时，电解电容器的阻抗开始随频率增加而变大；小容量的陶瓷电容器尚未达到谐振点，仍然随频率增加而变小，并将对旁路电流起主导作用。如图 8-5 所示为电压校准电路中电容器的应用。图中 470 $\mu$ F 的电解电容器用于较低频率滤波，减少输出脉动，称为旁路电容；0.1 $\mu$ F 的电容器用于较高频率的滤波，称为去耦电容。

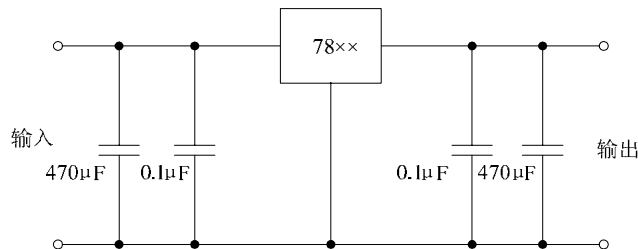


图 8-5 校准电路中的旁路与去耦电容

旁路电容和去耦电容都应该尽可能放在靠近电源输入/输出处以滤除高频噪声。去耦电容的取值大约是旁路电容的 1/100 到 1/1000。为了得到更好的 EMC 特性，去耦电容还应尽可能地靠近每个集成电路，因为布线阻抗将削弱去耦电容的滤波效果。陶瓷电容器常被用来去耦，其值取决于高频信号的上升时间和下降时间。例如，对一个 33MHz 的时钟信号，可使用 4.7nF 到 100nF 的电容；对一个 100MHz 的时钟信号，可使用 10nF 的电容。选择去耦电容时，除了考虑电容值外，ESR 值也会影响其去耦能力。为了保证去耦效果，应该选择 ESR 值低的电容，因为它会对信号造成大的衰减，特别是在工作频率接近电容器自谐振频率的场合。

各种类型的电容器各有其优缺点，选择电容器时要根据电容值、体积、应用的频率范围、环境温度条件以及不同的用途等来确定。

### 8.1.3 电感

电感是一种可以将磁场和电场联系起来的元件,其固有的可以与磁场相互作用的能力使其比其他元件更为敏感。巧妙地使用电感能够解决许多 EMC 问题。

#### 8.1.3.1 电感的阻抗特性

电感比起电容器和电阻而言的一个优点是它没有寄生电感,因此其表面贴装类型和引线类型没有什么差别。实际电感的绕组及磁芯都存在一定的损耗,以及匝与匝之间通过空气、绝缘层和骨架而存在分布电容,此外,多层绕组的层与层之间也存在分布电容。电感元件的等效电路如图 8-6 所示,图中  $L$  为元件的电感量, $C$  为总的寄生电容。电阻  $R$  表示铁芯和磁芯的铁耗和绕组的铜耗,对于铁氧体磁芯来说,在高频段,磁芯损耗占主要地位。

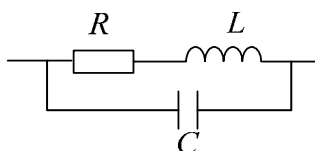


图 8-6 电感元件的等效电路

电感元件的等值阻抗为

$$Z = \frac{(R + j\omega L) \frac{1}{j\omega C}}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} \quad (8-4)$$

与电容器类似, $C$  和  $L$  在一定频率  $f_0$  处会产生谐振。当 ESR 很小时,自谐振频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (8-5)$$

当信号频率高于自谐振频率时,寄生电容起主导作用,阻抗呈减小的趋势。电感阻抗的频率特性如图 8-7 所示。从图中可以看出,寄生电容的存在不仅限制了电感元件的最高工作频率,而且使品质因数下降,工作稳定性降低。当超过电感元件的自谐振频率时,电感元件的作用与电容器相同,因此电感的工作频率应低于谐振频率。

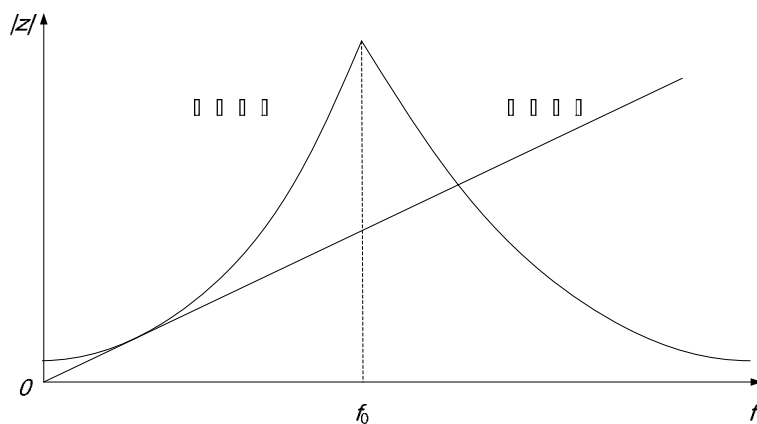


图 8-7 电感的阻抗特性

### 8.1.3.2 电感的结构

电感的基本结构是绕在骨架上的线圈。骨架材料可以分成非磁性材料和磁性材料两类。用非磁性材料做骨架做成的电感，其磁通不会饱和，因而电感量稳定，缺点是不能实现较大的电感量。因此，实际电路中的电感经常采用磁性材料做骨架。有两种基本类型的电感：开环和闭环结构，它们的不同在于内部的磁场环。在开环设计中，磁场通过空气闭合；而闭环设计中，磁场通过磁芯完成磁路。如图 8-8 所示。

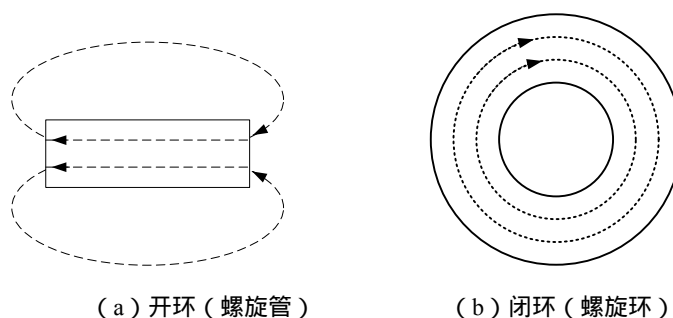


图 8-8 电感中的磁场

开环电感的磁场穿过空气，这将引起辐射并带来电磁干扰问题。在选择开环电感时，绕轴式比棒式或螺线管式更好，因为这样磁场将被控制在磁芯（即磁体的局部磁场）内，如图 8-9 所示。

对闭环电感来说，磁场被完全控制在磁芯内，因此在电路设计中这种类型电感更为理想。螺旋环状的闭环电感的一个优点是：它不仅将磁场控制在磁芯内，还可以自行消除外电路的磁场辐射。

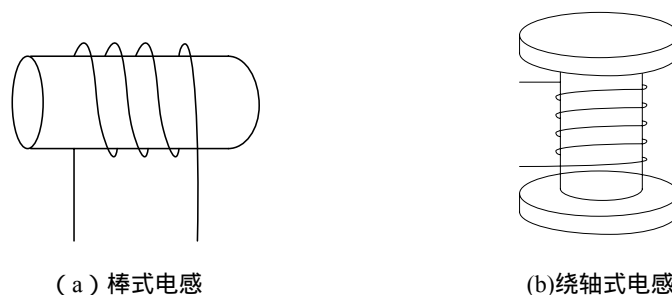


图 8-9 开环电感

在 EMC 应用中特别使用了两种特殊的电感类型：铁氧体磁珠和铁氧体磁环。磁性材料主要有两种，即铁和铁氧体。铁芯电感用于低频场合（几十 KHz），而铁氧体磁芯电感用于高频场合（到数 MHz），因此铁氧体磁芯电感更适用于 EMC 应用。铁氧体磁环或磁珠被普遍用于抑制信号线、电源线上的高频干扰和尖峰干扰，另外它还具有吸收静电放电脉冲干扰的能力。

铁氧体磁珠是一种单环电感，通常用单股导线穿过铁氧体型材而形成单环，如图 8-10 所示。这种器件的优点是低频（一直到数百 kHz）的衰减都很小，高频衰减相对很高，而其缺点是绝对衰减量比较小（典型的为 10dB）。铁氧体磁环的作用与铁氧体磁珠相似，只是内径较大，常用于套在电缆外面，因此可以提供共模和差模干扰信号的衰减。铁氧体夹在高达

数 MHz 的频率范围内的衰减均可达到 10dB 至 20dB。

工程应用中的电感含有寄生参数，材料、大小、线圈方式等不同，其寄生参数也不同。

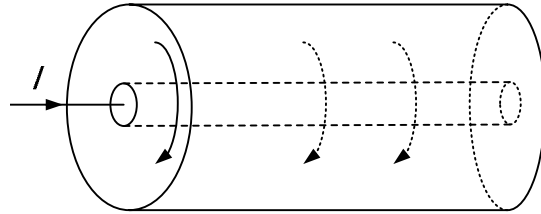


图 8-10 铁氧体磁珠

### 8.1.3.3 电感的用途

电感最广泛应用之一是用于电源滤波器，一典型交流电源滤波器如图 8-11 所示。 $L_1$  和  $L_2$  组成纵向扼流圈，绕在铁氧体磁环上的纵向扼流圈结构如图 8-12 所示，两根导线中的信号电流在磁芯中产生的磁力线方向相反，强度基本相同，故可以相互抵消，磁芯中总的磁感应强度为零，因此磁芯不会饱和。而对于两根导线上方向相同的共模干扰电流，则没有抵消的效果，会呈现较大的电感。

纵向扼流圈中的差模电感和  $C_{x1}$ 、 $C_{x2}$  构成差分滤波网络，滤除进线间的噪声。 $L_1$ 、 $C_{y1}$  和  $C_{y2}$  构成共模滤波网络，减小接线回路噪声和大地的电位差。对于 50  $\Omega$  的终端阻抗，典型的 EMI 滤波器对差模干扰的衰减能达到 50dB/十倍频程，对共模干扰的衰减可达到 40 dB/十倍频程。

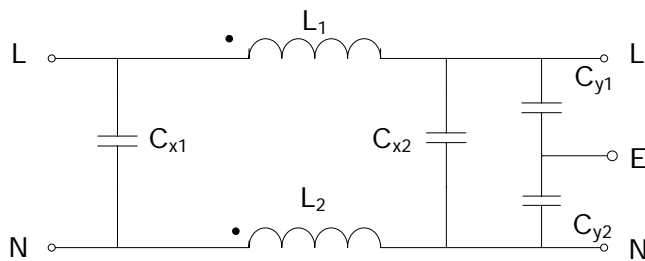


图 8-11 交流电源滤波电路

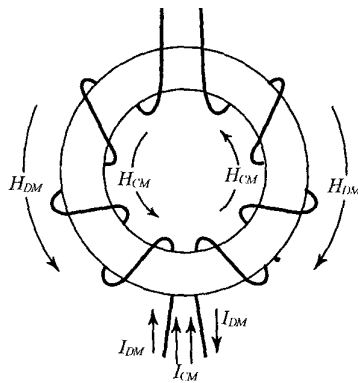


图 8-12 绕在铁氧体上的共模扼流圈结构

在电磁干扰抑制元件中，铁氧体电感用得最频繁，滤波电感的抑制效果与电感的电感量

和电感的寄生电容有关，滤波电感的有效滤波频率范围在电感的自谐振频率之下。大于这个频率时，高频噪声可以通过寄生电容，而不能达到预想的滤波效果，寄生电容越大，电感的自谐振频率就越低，电感的有效滤波频率范围也就越小。

## 8.1.4 二极管

二极管是最简单的半导体器件。由于其独特的特性，某些二极管有助于解决并防止与 EMC 相关的一些问题。表 8-2 列出了常见二极管的特性。

表 8-2 二极管特性

类型	特性	EMC 应用	注释
整流二极管	大电流；慢响应；低功耗	无	电源
肖特基二极管	低正向压降；高电流密度；快速反向恢复时间	快速瞬态信号和尖脉冲保护	开关电源
齐纳二极管	反向模式工作；快速反向电压过渡；用于钳位正向电压	ESD 保护；过电压保护；低电容高速信号保护	
发光二极管 (LED)	正向工作模式；不受 EMC 影响	无	当 LED 安装在远离 PCB 外的面板上作发光指标时会产生辐射
瞬态电压抑制二极管 (TVS)	类似齐纳二极管工作于雪崩模式；钳位正、负向瞬态电压	ESD 激发瞬时高电压抑制；高频干扰保护。	

对于负载为感性的电路，在高速开关电流的作用下，电流的突变会在电感两端形成瞬态过电压。二极管是抑制瞬态过电压干扰的最有效器件之一。如图 8-13 所示的控制终端开/关线圈，线圈中的开关瞬态脉冲可以耦合并辐射到电路的其它部分，用并联二极管  $D_1$  能抑制电压的波动。

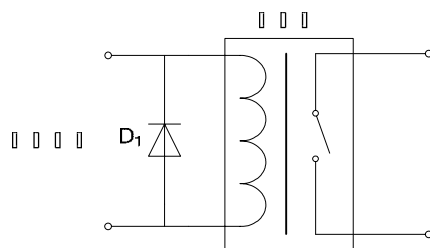


图 8-13 继电器瞬态浪涌抑制

图 8-14 所示是典型的变压和整流电路。图中  $D_2$  是肖特基或齐纳二极管，用于抑制滤波后的瞬态噪声电压。



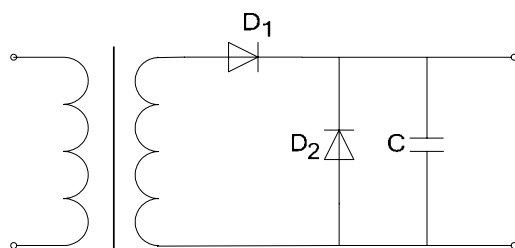


图 8-14 整流噪声电压抑制

## 8.1.5 集成电路的封装

集成电路有多种封装结构，对于分离组件，引脚越短，电磁干扰问题越小。因为贴片式器件有更小的安装面积和更低的位置，因而有更好的电磁兼容性能，因此应首选贴片式器件，甚至可以直接在 PCB 板上安装裸片。

集成块的引脚排列也会影响电磁兼容性能。电源线从模块中心连到集成块的引脚越短，它的等效电感越少，因此电源与地之间的去耦电容越近越有效。

## 8.2 线路终端的匹配连接

传输线是指一个适合在两个或多个终端间有效传播电信号或电功率的传输系统，如金属导线、波导、同轴电缆和 PCB 走线。一般地，当传输线路长度大于信号波长的  $1/20$ ，或传播时延大于信号上升时间的  $1/4$  时，传输线需要看成是由分布参数组成的长线。此时，如果传输线终端不匹配，或信号在阻抗不连续的 PCB 走线上传送，由于信号的折、反射，电路就会出现功能性问题和电磁干扰，包括电压下降、振荡等。阻抗失配越严重，反射电压就越高。为较好地保持传输信号的波形，必须考虑将传输线的特性阻抗与信号终端阻抗相匹配，以免引起信号的反射。传输线的特征阻抗为

$$Z_0 = \sqrt{L_0/C_0} \quad (8-6)$$

其中  $L_0$ 、 $C_0$  分别为传输线单位长度的电感和电容。

对于高速运行的电路，信号源和负载间的阻抗匹配非常重要，因为高频信号的波长很短，即使在同一 PCB 上也必须考虑传输线的阻抗匹配。为了抑制电路中出现的反射干扰，应尽可能缩短印制线的长度，必要时需要进行终端阻抗匹配。阻抗匹配的方法主要有以下几种，信号源的输出阻抗和负载的输入阻抗分别用  $Z_S$  和  $Z_L$  表示， $C_d$  为负载的输入电容。

### (1) 串联端接

如图 8-15 所示，在驱动源  $Z_S$  和分布式的传输线（特征阻抗为  $Z_0$ ）之间加上了源端接电阻  $R_S$ （ $= Z_0 - Z_S$ ，一般为  $15 \sim 75 \Omega$ ）以实现阻抗匹配，同时还能吸收负载的反馈。 $R_S$  必须离驱动源电路尽可能的近。

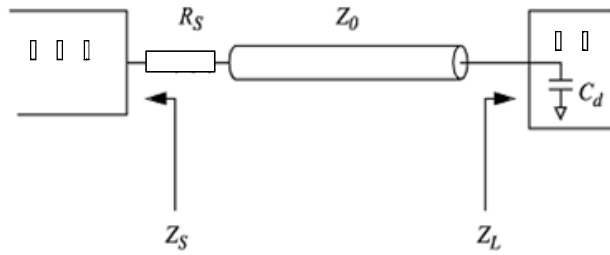


图 8-15 串联端接电路

### (2) 并联端接

如图 8-16 所示，在末端负载（阻抗为  $Z_L$ ）并联一个端接电阻  $R_p$ ，使  $R_p // Z_L$  和  $Z_0$  相匹配。 $R_p$  的值很小（一般为  $50\Omega$ ）。但这种方式很耗能量，还需要源驱动电路来提供较高的电流。

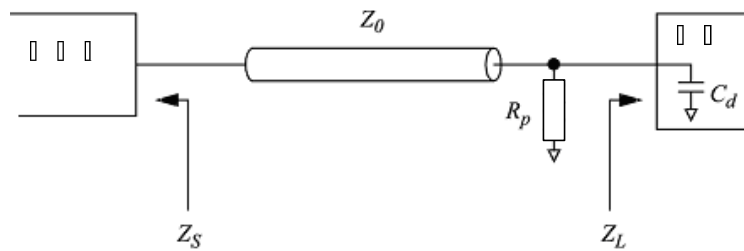


图 8-16 并联端接电路

### (3) RC 端接

如图 8-17 所示，这种方法类似于并联端接，但是增加了一个电容  $C_1$ 。与并联端接方法一样， $R$  为匹配  $Z_0$  的阻抗，即  $R // Z_L = Z_0$ 。 $C_1$  为  $R$  提供驱动电流并过滤掉从迹线到地的高频能量。因此，相比于并联端接方法，RC 端接方法需要的源驱动电流较小。

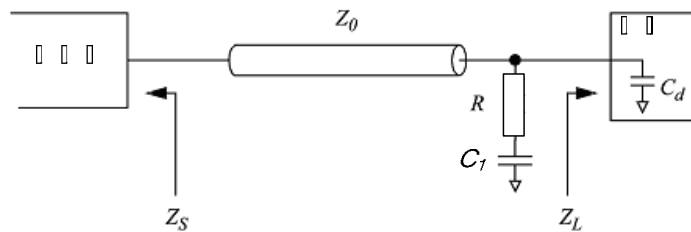


图 8-17 RC 端接

### (4) Thevenin 端接

如图 8-18 所示，电路由上拉电阻  $R_1$  和下拉电阻  $R_2$  组成，且  $R_1 // R_2 = Z_0$ ，这样就使逻辑高和逻辑低与目标负载相符。 $R_1$ 、 $R_2$ 、 $Z_L$  的值要保证最大电流不能超过驱动源电路的容量。

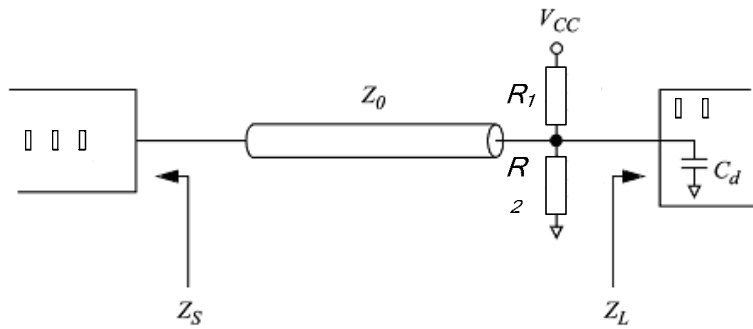


图 8-18 Thevenin 端接

### (5) 二极管端接

如图 8-19 所示,除了电阻被二极管替换以降低损耗之外,它与 Thevenin 端接方法类似。二极管  $D_1$  和  $D_2$  用来限制来自负载的过多信号反射量。与 Thevenin 端接方法不一样的是,二极管不会影响线性阻抗。对这种端接方法而言,选择肖特基和快速开关二极管是比较好的。

这种端接方法的优点在于不用已知  $Z_0$  的值,而且还可以和其他类型的端接方法结合使用。通常在微控制器 (MCU) 的内部应用这种端接方法来保护 I/O 端口。

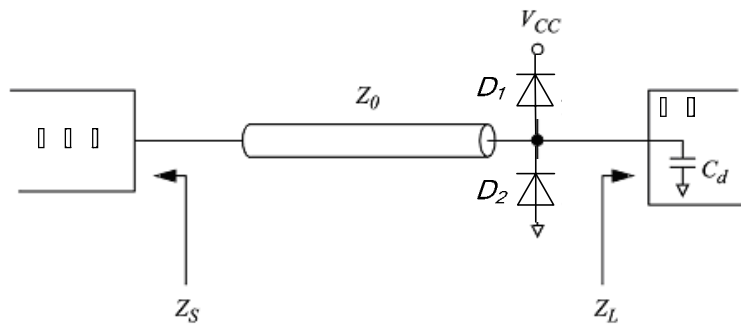


图 8-19 二极管端接

上述各种不同类型的终端匹配方法各有优缺点,在实际应用时可根据具体情况选择。在各种情况中都有参数选择问题,选择元件参数需要兼顾迹线阻抗,消除抖动、时钟信号延迟和边沿速率的关系。需要遵循的原则是,当印制迹线与信号波长相比拟时就一定要设计终端电阻。

## 8.3 印制电路板的布局 and 布线

除了元器件的选择和电路设计之外,良好的 PCB 布局和布线也是实现电子设备电磁兼容性的一个非常重要的因素。

PCB 是所有精密电路设计中往往容易忽略的一种部件。由于很少考虑 PCB 在电路中的电特性,可能使电路发生电磁兼容问题,对电路功能产生有害的影响。如果 PCB 设计得当,它将具有减少干扰和提高抗扰度的优点。

在 PCB 的设计中,主要目的是控制下述指标:

- 1) 来自 PCB 的辐射;
- 2) PCB 电路与设备中其它电路之间的耦合;
- 3) PCB 电路对外部干扰的灵敏度;

4) PCB 上各种电路之间的耦合。

总之,应使电路板上的电路正常实现各自的性能,各部分之间不发生干扰,对外辐射发射和传导发射尽可能低,外来干扰对板上电路不产生影响。

### 8.3.1 PCB 上布线的寄生参数及影响

PCB 中的迹线由铜箔制成,存在一定的电阻和电感;同时,由于 PCB 的面积与厚度都很小,因此迹线之间也存在较大的互感和电容。可以推算,在 0.25mm (10mil) 厚的碾压板上,位于地线层上方的 0.5mm (20mil) 宽、20mm (800mil) 长的迹线具有 2.7mΩ 的直流电阻,20nH 的电感,以及与地之间 1.66pF 的耦合电容。将上述值与元器件的寄生效应相比,这些都是可以忽略不计的,但所有布线的总和可能会超出寄生效应。这些寄生参数将对电路特别是高速电路的运行产生重要的影响,如信号幅值衰减、上升时间变缓等。

迹线、电线和电路之间的干扰形式同样表现为共阻抗耦合、感性耦合和容性耦合等传导耦合形式,以及辐射耦合。

串音是指干扰能量从一条线路传递到另一条,或多余的信息从一条信道“溢出”到一个相邻的信道。PCB 中的迹线、电线与电缆之间的串音是 PCB 线路中存在的最难克服的问题之一。

### 8.3.2 布局设计

布局的好坏将直接影响 PCB 布线的效果。合理的布局首先要考虑 PCB 尺寸大小,PCB 尺寸过大时,印制线条长,阻抗增加,抗噪声能力下降,成本也增加;尺寸过小,则散热不好,且邻近迹线易受干扰。在确定 PCB 的尺寸后,再确定特殊元件的位置。最后,根据电路的功能单元,对电路的全部元器件进行布局。

首先应对板上的元器件进行分组,目的是对 PCB 上的空间进行分割,同组的放在一起,以便在空间上保证各组的器件不至于相互干扰。一般先按使用电压进行分组,再按数字与模拟、高速与低速,以及电流大小进一步分组。不兼容的器件要相互分开,如发热器件远离关键集成电路,磁性组件要屏蔽,敏感器件则应远离 CPU 时钟发生器等。

在电子设备中,数字电路、模拟电路及电源电路的组件布局和布线特点各不相同,它们产生的干扰及抑制干扰的方法也不相同。此外,高频、低频电路由于频率不同,其干扰及抑制方法也不相同。所以在组件布局时,应该将数字电路、模拟电路和电源电路分别放置,将高频电路和低频电路分开。

在元器件布局方面,应把相互有关的器件尽量靠近放置,以获得较好的抗干扰效果。组件在 PCB 上排列的位置要充分考虑抗电磁干扰问题,各部件之间的引线要尽量短。

根据电路的功能单元对电路的全部元器件进行布局时,要符合以下原则:

1) 按照电路的流程安排各个功能电路单元的位置,使布局便于信号流通,并使信号尽可能保持一定的方向。

2) 以每个功能电路的核心元件为中心,围绕它来进行布局。元器件应均匀、整齐、紧凑的排列在 PCB 板上,尽量缩短和减少各元器件之间的引线和连接。

3) 在高频下工作的电路,要考虑元器件之间的分布参数。一般电路应尽可能使元器件平行排列。

4) 尽可能地减小环路面积,以抑制辐射干扰。

### 8.3.3 布线设计

由于 PCB 上的电子器件密度越来越大，走线越来越窄，信号的频率越来越高，不可避免的会引入电磁干扰。PCB 布线设计的目的是使板上各部分电路之间没有互相干扰，并使 PCB 的传导发射和辐射发射尽可能降低。

#### 8.3.3.1 布线原则

PCB 布线没有严格的规定，也没有能覆盖所有 PCB 布线的专门的规则。大多数 PCB 布线受限于板子的大小和铜板的层数。一些布线技术可以应用于一种电路，却不能用于另外一种。然而还是有一些普遍的规则可以作为普遍指导方针来对待。PCB 布线的一般原则是：

- 1) 增大走线的间距以减少电感耦合和电容耦合的干扰；
- 2) 平行的布电源线和地线以使 PCB 去耦电容达到最佳；
- 3) 将敏感的高频线布在远离高噪声电源线的地方；
- 4) 加宽电源线和地线以减少电源线和地线的阻抗。

#### 8.3.3.2 布线技术

##### (1) 分割

分割是指用物理上的分割来减少不同类型线之间的耦合，尤其是通过电源线和地线。图 8-20 给出了用分割技术将 4 个不同类型的电路分割开的例子。在地线面，非金属的沟道用来隔离四个地线面。L 和 C 作为板子上的每一部分的过滤器，用以减少不同电路电源面间的耦合。高速数字电路由于其更高的瞬时功率需求而要求放在电源入口处。接口电路可能会需要静电释放和瞬时抑制的器件或电路。对于 L 和 C 来说，最好使用不同值的 L 和 C，而不是用一个大的 L 和 C，因为这样它便可以为不同的电路提供不同的滤波特性。

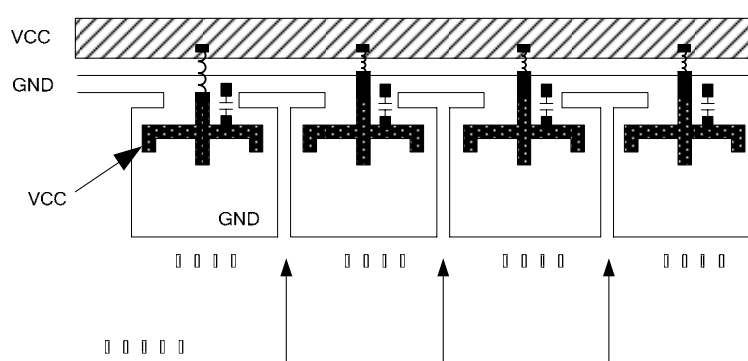


图 8-20 分割功能块

##### (2) 局部电源和集成电路间的去耦

局部去耦能够减少沿电源干线的噪声传播。连接着电源输入口与 PCB 之间的大容量旁路电容起着低频脉动滤波器的作用，同时作为一个电能贮存器以满足突发的功率需求。在每个集成电路 (IC) 的电源和地之间都应当有去耦电容，这些去耦电容应该尽可能地接近引脚，这将有助于滤除集成电路的开关噪声。在考虑安全条件下，电源线应尽可能靠近地线，

在电源线和地之间形成去耦电容；这种布置也减小了差模辐射的环面积，有助于减少电路的干扰。

### (3) 基准面的高频电流

不管是对多层 PCB 的基准接地层还是单层 PCB 的地线，电流的路径总是从负载回到电源。返回通路的阻抗越低，PCB 的电磁兼容性能越好。由于流动在负载和电源之间的高频电流的影响，长的返回通路将在彼此之间产生互耦。因此返回通路应当尽可能的短，环路区域应当尽可能的小。

### (4) 布线分离

布线分离的作用是将 PCB 同一层内相邻线路之间的串扰和噪声耦合最小化。如图 8-21 所示，在线与线、边沿到边沿间的隔离遵循 3W 规则。所谓 3W 规则是指为了减少线间串扰，应保证线间距足够大，当线与线中心距不少于 3 倍线宽时，则可有效降低线与线之间的电场和磁场耦合。为了进一步减小磁耦合，将基准地布放在关键信号附近以隔离其它信号在线上产生的耦合噪声。

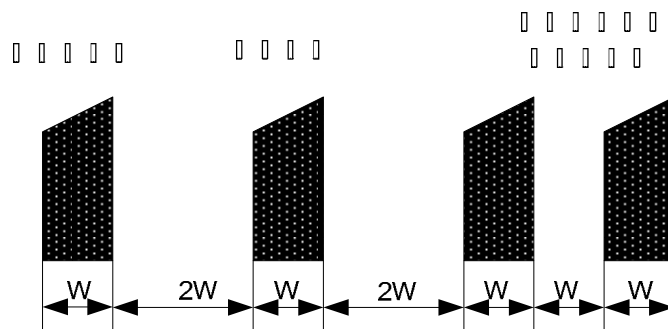


图 8-21 迹线隔离

### (5) 保护和分流

设置分流和保护线路的目的是对关键信号，如对在一个充满噪声的环境中的系统时钟信号进行隔离和保护。PCB 内的并联或者保护线路沿着关键信号的线路布放。保护线路不仅隔离了由其它信号在线产生的耦合磁通，而且也将关键信号从与其它信号线的耦合中隔离开来，如图 8-22 所示。

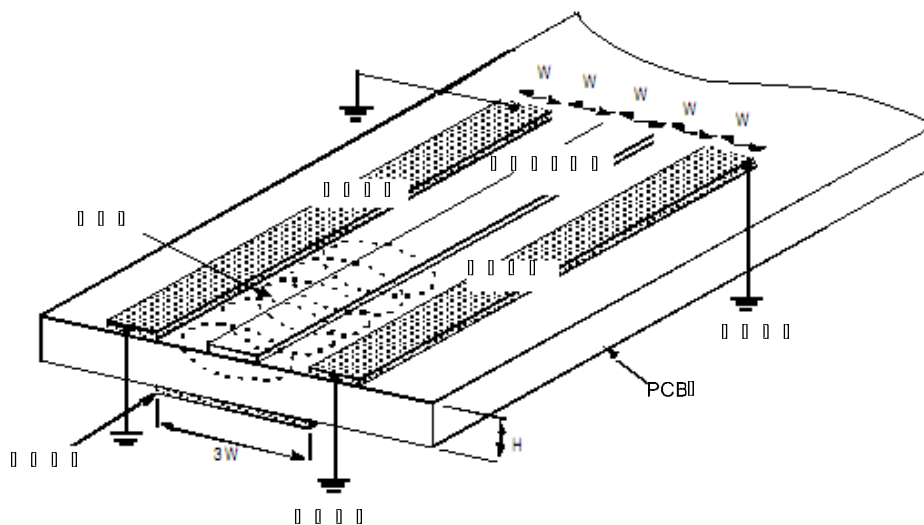


图 8-22 保护与分流电路

旁路线路和保护线路之间的不同之处在于旁路线路不必被端接（与地连接），但是保护

线路的两端都必须连接到地。为了进一步减少耦合，多层 PCB 中的保护线路可以每隔一段就加上与地相连的通路。

#### (6) 避免阻抗不连续及形成尖锐的拐角

信号路径的宽度从驱动源到负载应该是常数。改变路径宽度会对路径阻抗(电阻,电感和电容)产生改变,从而产生反射和造成线路阻抗不平衡,所以最好保持路径的宽度不变。

在一个线条中形成尖锐的拐角也可以引起阻抗的非连续性。因为这个尖锐的拐角会使线条的一个部分与另一个部分之间形成杂散的寄生电容,在内部的边缘也会产生集中的电场,易导致放电。该电场能产生耦合到相邻路径的噪声,因此,当转动路径时全部的直角路径应该采用平滑曲线转向或  $45^\circ$  的转向,如图 8-22 所示为  $45^\circ$  转弯路径,这种布线方式对上升时间达 1ns 以下的信号传输尤为重要。

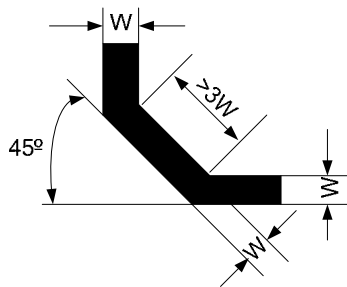


图 8-23 成角的路径

#### (7) 短截线的影响

由于阻抗的不连续,信号通过短截线容易产生反射。同时,虽然短截线长度可能不是系统的已知信号的波长的四分之一整数,但是附带的辐射可能在短截线上产生谐振,大大衰减流经它们的信号。因此,避免在传送高频率和敏感的信号路径上使用短截线(如图 8-24 所示)。

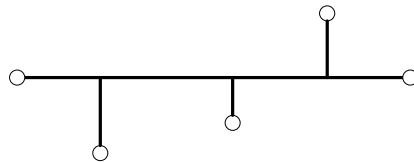


图 8-24 短截线

类似地,虽然星型或辐射型排列适用于来自多个 PCB 印制电路版的地线连接,但它带有能产生多个短截线的信号路径。因此,应该避免将星型或辐射型排列于高速和敏感的信号上。

#### (8) 最小化环路面积

任意一个电路回路中有变化的磁通量穿过时,都会在环路内感应出电流,电流的大小与磁通量成正比。较小面积的环路中通过的磁通量也少,感应出的电流也较小,因此环路面积必须最小。保持信号路径和它的地返回线紧靠在一起将有助于最小化地线环路,避免出现潜在的天线环。减小回路面积的另一种方法是在关键信号线边上布一条地线,这条线应尽量靠近信号线,这样就形成了较小的回路面积。

## 8.3.4 PCB 的接地设计

电子设备的接地包括安全地和信号参考地。通过一个低阻抗通路连接到大地上的接地方式定义为安全地,其主要作用是防止人、动物及其它生物触电。只要每个电子设备通过合适的方法连接于大地上的参考地,则不会有危险。这一接地线在高频时具有高阻抗,并随频率变

化。一般讲，安全地不需考虑电磁兼容性。

在 PCB 设计中，其接地是指接信号参考地。信号电流经过一个低阻抗的路径返还其驱动源，这就是信号地的作用。抑制或防止地线干扰是需要考虑的最重要的问题之一。无论在什么样的应用中，都必须减小电路之间的地电位差，或者完全避免有电位差。如果两个电路的参考电平不一致，就会产生功能问题，如噪声容限和逻辑开关门限电平紊乱，这个接地噪声电压就会导致地环路干扰的产生。系统中的每个 PCB 应至少有一个地线层，地线层不仅为高频电源充当一个低阻抗回流路径，而且也使电磁辐射最小化。由于地层的屏蔽作用，使得电路对外部电磁辐射的灵敏度也会降低。

在实时高速控制系统中，维持一个低阻抗、大面积的地是至关重要的，因此，应尽可能增大地线的面积。在单层（单面）PCB 中，接地线的宽度应尽可能的宽，地线宽度的改变应当保持为最低，否则将引起线路阻抗与电感的变化。在双层 PCB 中，另外的一种布局是将接地层放在一面，信号和电源线放于另一面。在这种布置方式中，将进一步减小信号回路的电感，以及减小辐射环路和对外界干扰的敏感度。对于数字电路可优先使用地线网格的布线方式，这种布线方式可以减少接地阻抗、接地回路和信号环路，如图 8-25 所示。

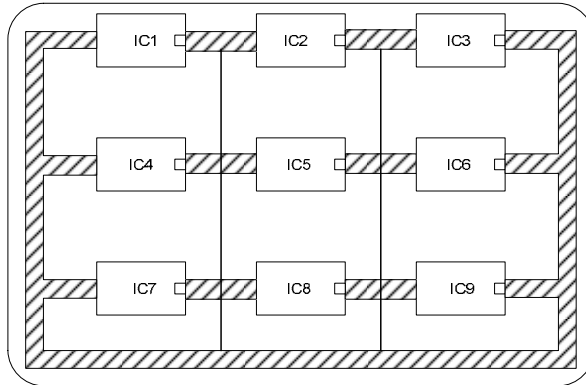


图 8-25 地线网格结构

分离电源面和地面的绝缘薄层存在 PCB 电容，电源线和地线的平行布放也将导致这种电容效应。PCB 电容的一个优点是它具有非常高的频率响应，以及均匀的分布在整個面或整条在线的低阻抗电感。它等效于一个均匀分布在整個板上的去耦电容，没有任何一个单独的分立组件具有这个特性。在多层 PCB 中，推荐把电源面和接地面尽可能近的放置在相邻的层中，以便在整個板上产生一个大的 PCB 电容。速度最快的关键信号应当放在临近接地面的一边，非关键信号则布放为靠近电源面。图 8-26 为一个典型的多层板的布线图。当电路需要不止一个电源供给时，可以采用接地层将每个电源分开。

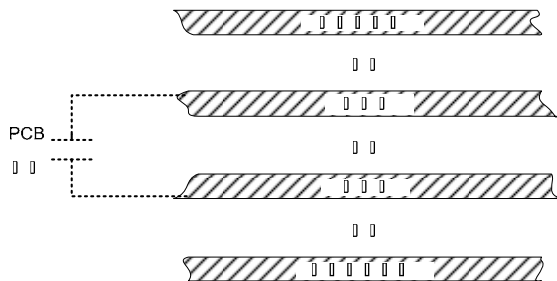


图 8-26 多层 PCB 的布线

当不使用地线面时，为了达到同样的效果，必须在高频电路或敏感电路的邻近设置一根地线。图 8-27 所示为一种错误的布线方式。图中，将微处理器 68HC11 的 2MHz E 时钟信号送到 74HC00，74HC00 的另一个输出送回到微处理器的一个输入端。两个芯片的距离较



近，可以使连接线尽量短。但它们的地线连到了一根长地线的相反的两端，结果使 2MHz 时钟信号的回流面积接近线路板的面积。实际上，可以从 A 到 B 连接一根短线，就可以使 2MHz 时钟的谐波辐射减少 15—20dB。如果使用网格地线，可以进一步降低辐射。

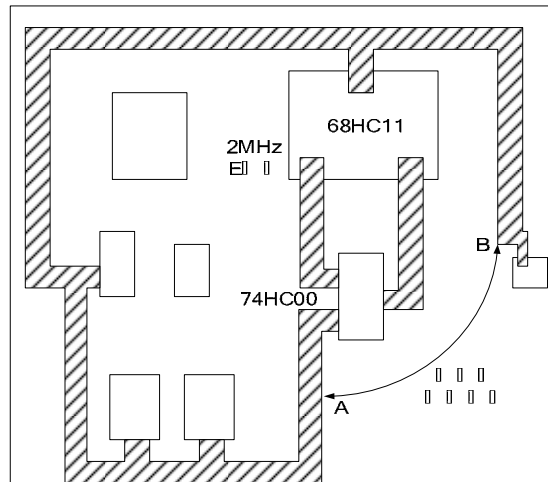


图 8-27 错误接地的例子

# 9 浪涌抑制技术

通常把在设备电源线、数据线或信号端口上出现的持续时间较短的瞬变过电压称为浪涌，其来源可以是雷击、高压设备中的开关操作、低压设备中的工作状态突变、静电放电、核电磁脉冲等。浪涌具有持续时间短（一般小于 1ms）、幅值高（可以达到数 kV 或数 kA）的特点。在浪涌作用下，设备电源和半导体器件可能遭受击穿或烧毁、设备失效、信号失真等危害。

## 9.1 雷电浪涌的产生与传递

雷击浪涌是最常见的一种浪涌形式，每年全球在雷害事故中的损失达数十亿美元。

### 9.1.1 雷电的产生与特性

#### 9.1.1.1 雷电的形成过程

雷电是由雷云放电引起的，关于雷云的聚集和带电至今还没有令人满意的解释，目前比较普遍的看法是：热气流上升时冷凝产生冰晶，气流中的冰晶碰撞后分裂导致较轻的部分带负电荷并被风吹走形成大块的雷云；较重的部分带正电荷并可能凝聚成水滴下降，或悬浮在空中形成一些局部带正电的云区。整块雷云可以有若干个电荷中心。负电荷中心位于雷云的下部，离地大约 500 - 10000m。它在地面上感应出大量的正电荷。

随着雷云的发展和运动，雷云中积聚了大量的电荷，一旦空间电场强度超过大气游离放电的临界电场强度（大气中约为 30kV/cm，有水滴存在时约为 10kV/cm）时，就会发生不同极性的雷云之间、或雷云对大地的火花放电。在防雷工程中，主要关心的是雷云对大地的放电。

雷云对大地放电通常分为先导放电和主放电两个阶段。云一地之间的线状雷电在开始时往往从雷云边缘向地面发展，以逐级推进的方式向下发展。每级长度约 10 - 200m，每级的伸展速度约  $10^7$ m/s，各级之间有 10 - 100 $\mu$ s 的停歇，所以平均发展速度只有  $(1\sim 8)\times 10^5$ m/s，这种放电称为先导放电。当先导接近地面时，地面上一些高耸的物体（如塔尖或山顶）因周围电场强度达到了能使空气电离的程度，会发出向上的迎面先导。当它与下行先导相遇时，就出现了强烈的电荷中和过程，出现极大的电流（数十到数百千安），伴随着雷鸣和闪光，这就是雷电的主放电阶段。主放电的过程极短，只有 50 - 100 $\mu$ s，它是沿着负的下行先导通道，由下而上逆向发展，故又称“回击”，其速度高达  $2\times 10^7 - 1.5\times 10^8$ m/s。以上是负电荷雷云对地放电的基本过程，可称为下行负雷闪；对应于正电荷雷云对地放电的下行正雷闪所占的比例很小，其发展过程亦基本相似。

观测结果显示，大多数云对地雷击是重复的，即在第一次雷击形成的放电通道中，会有多次放电尾随，放电之间的间隔大约为 0.5 - 500ms。主要原因是：在雷云带电的过程中，在云中可形成若干个密度较高的电荷中心，第一次先导—主放电冲击泄放的主要是第一个电荷中心的电荷。在第一次冲击完成之后，主放电通道暂时还保持高于周围大气的电导率，别

的电荷中心将沿已有的主放电通道对地放电，从而形成多重雷击。第二次及以后的放电，先导都是自上而下连续发展的，没有停顿现象。通常第一次冲击放电的电流最大，以后的电流幅值都比较小。

### 9.1.1.2 雷电特性

造成强电磁干扰的主要是雷云与大地之间的主放电过程。人们关心的雷电主要也是指主放电的特性和参数。

雷电放电涉及气象、地貌等自然条件，随机性很大，关于雷电特性的诸参数因此具有统计的性质，需要通过大量实测才能确定，防雷保护设计的依据即来源于这些实测数据。在防雷设计中，最关心的是雷电流波形及幅值分布等参数。

#### (1) 幅值分布的概率

雷电流是单极性的脉冲波。对一般地区，我国现行标准推荐雷电流幅值分布的概率如下：

$$\lg P = -\frac{I}{88} \quad (9-1)$$

其中， $I$  为雷电流幅值 (kA)； $P$  为幅值大于  $I$  的雷电流概率。例如，当雷击时，出现幅值大于 50kA 雷电流的概率为 33%，大于 88kA 的概率为 10%。该公式是从 1025 个有效的雷电流观测数据中归纳出来的。

对年雷暴日数小于 20 的地区（我国除陕南以外的西北地区、内蒙古的部分地区），雷电流幅值较小， $P$  可按下式计算：

$$\lg P = -\frac{I}{44} \quad (9-2)$$

#### (2) 波形和极性

虽然雷电流的幅值随各国气象条件相差很大，但各国测得的雷电流波形却是基本一致的。国际电工委员会 (IEC) 和我国国家标准都规定了标准雷电流的波形，如图 9-1 所示，图中波头时间  $T_1 = 1.2\mu\text{s}$ ，波长时间  $T_2 = 50\mu\text{s}$ 。根据实测统计，雷电流的波头时间大多为 1 - 5 $\mu\text{s}$ ，平均为 2 - 2.5 $\mu\text{s}$ 。雷电流的波长大多为 20 - 100 $\mu\text{s}$ ，平均约为 50 $\mu\text{s}$ ，大于 50 $\mu\text{s}$  的仅占 18 - 30%。

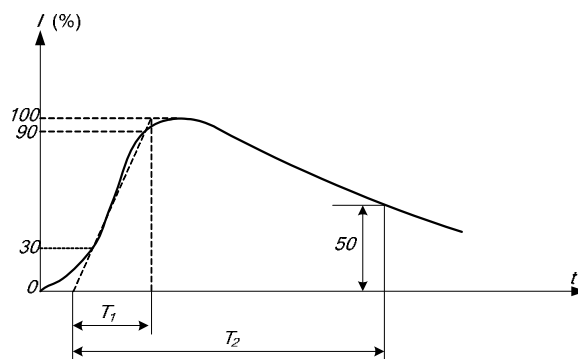


图 9-1 雷电流的波形

#### (3) 放电重复冲击次数和总持续时间

一次雷电放电常常包含多次重复冲击放电。根据世界各地约 6000 个实测波形记录的统计：55% 的落雷包含两次以上的冲击，(3 - 5) 次冲击占 25%，10 次冲击以上占 4%；平均

重复 3 次；最高记录可达 42 次。

一次雷电放电的总持续时间（包含多次重复冲击时间），据统计，有 50% 小于 0.2 秒，大于 0.62 秒的只占 5%。

## 9.1.2 雷电干扰的机理

### 9.1.2.1 输电线路中的雷击过电压

当雷击线路附近的大地时，由于电磁感应，在导线上将产生感应过电压。

在雷云积聚和下行先导发展过程中，由于静电场作用，架空线路导线轴向上的电场强度将与雷云异号的电荷吸引到最靠近先导通道的一段导线上，成为束缚电荷。与此同时，在先导放电通道附近的各类金属物体也因静电场作用而感应带电。雷云与大地之间的主放电开始后，由于主放电发展速度很快，在主放电通道中正负电荷在瞬间中和，下行先导建立的静电场消失。附近线路导体上的束缚电荷瞬间得到释放，但不能以相应的速度消失，电荷将沿导线向两侧运动，将在线路与大地之间产生高达几十甚至几百千伏的过电压。这种由于先导通道中电荷所产生的静电场突然消失而引起的过电压称为感应过电压的静电分量。

发生主放电时，由于主放电电流有很大的峰值和变化率，在放电通道周围将激发出迅速变化的强磁场，变化的强磁场将在导线和其它线路中产生感应电压。这种由于主放电通道中雷电流所产生的磁场变化而引起的感应电压称为感应过电压的电磁分量。对于输电线路而言，由于主放电通道与导线可以看成互相垂直，因此电磁分量不大，约为静电分量的 1/5。

感应过电压由静电分量和电磁分量叠加而成。计算结果表明，感应过电压波头时间与主放电电流的相近，波头时间大约为数微秒，波长时间约为数十微秒。从感应过电压产生原理看，主放电通道离导线的距离越近，雷电流幅值越大，导线悬挂高度越高，则感应过电压越大。雷击避雷线、杆塔等接地物体时也会在输电线路中形成感应雷过电压。

雷直接击中导线时，将在导线上形成很高的过电压，其值可以认为是导线波阻抗与雷电流的乘积。与感应过电压一样，直击雷过电压也将从击中点向线路两侧传播。

感应过电压和直击雷过电压循着导线以波的形式向两侧传播，由于电压幅值较高，在输电线上产生强烈的冲击电晕，对波有衰减作用，过电压的幅值会有所下降。通过输电线路传递，过电压窜入变压器等电力设备中，再通过配电设备的静电与电磁耦合传递，进入电力用户，造成危害；也可在其它导线（如数据传输线）上感应过电压后直接对电子设备造成危害。

### 9.1.2.2 雷击过电压通过变压器的传递

当雷击过电压波通过输电线路侵入变压器的高压绕组时，会在低压绕组中产生过电压。波由高压绕组向低压绕组传播的途径有两个：一个是通过静电感应的途径，另一个是通过电磁感应的途径。变压器绕组间的感应过电压可能超过低压绕组和连接在低压绕组端的电气设备的绝缘水平，造成绝缘击穿事故。

#### （1）绕组间的静电感应

当冲击电压刚加到一次绕组时，由于电感中电流不能突变，一、二次绕组的等值电路都可以用电容链表示，同时绕组之间又存在电容耦合；因此，二次绕组中的静电感应分量是通过电容耦合过来的，与变比无关。

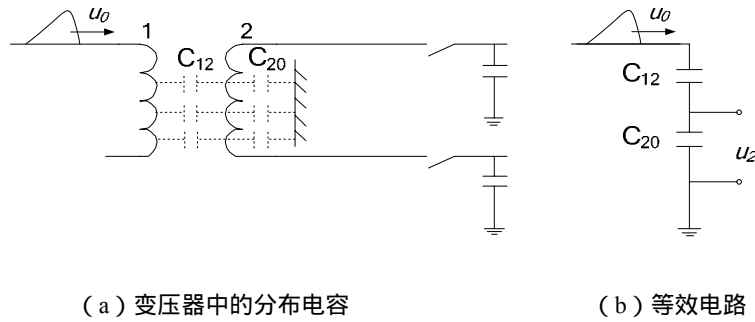


图 9-2 变压器绕组间的静电耦合

如图 9-2 (a) 所示，冲击波  $u_0$  侵入绕组 1，绕组 1、2 之间的总电容为  $C_{12}$ ，绕组 2 的对地总电容为  $C_{20}$ ，当绕组 2 开路时，其简化的等值电路如图 9-2 (b) 所示。

由等值电路图，可以得到绕组 2 上的静电感应电压为

$$u_2 = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{20}} u_0 \quad (9-3)$$

由于  $C_{20}$  远大于  $C_{12}$ ，故  $u_2$  的值远小于  $u_0$ 。因此，静电感应感应分量只有在波侵入高压绕组时，才会对低压绕组造成危害。低压绕组感应的过电压通过与其相连的很多电缆或线路进入用电设备。

### (2) 绕组间的电磁感应

高压绕组在冲击电压作用下，绕组电感中会逐渐通过电流，所产生的磁通将在二次绕组中感应出电压，这种电压就是电磁感应分量。电磁感应分量与变压器绕组的变比有关，但在冲击波作用下，铁心中的损耗很大，所以与变比也不成正比关系。低压绕组中感应的过电压也将沿与其相连的电缆和电路进入用电设备，从而造成危害。

## 9.1.2.3 雷击过电压的影响

雷击感应过电压顺着输电线路、变压器等进行传递，最终进入用户的用电设备。在传递过程中，由于雷电过电压的幅值很高，在导线上将产生强烈的冲击电晕。电晕会使雷击过电压冲击波衰减，但传递到用户端幅值依然很高，会对用电设备形成危害。由于用户端基本没有采取保护措施，雷电感应过电压窜入后，一般损坏用电设备的电源部分。

雷电电磁脉冲干扰能量，还能通过空间以电磁波形式耦合到低压用电设备和线路，经与用电设备相连的电源线、数据线等直接感应进入用电设备。所有的这些感应能量有可能耦合到各类有大量集成电路的电气和电子设备内，并通过电缆等传输与其他回路系统耦合，造成设备工作不正常，甚至损坏设备。

除了通过输电线路感应的过电压外，雷电直击建筑物时将对建筑物内的电气和电子设备造成严重威胁。雷击建筑物时，雷电流沿建筑物内金属构架等导体入地，使建筑物内各点电位严重不均，可能造成具有不同电位的物品之间的反击，过高的电位差也可能导致多点接地的传输电缆受到严重干扰，甚至烧毁。

## 9.2 建筑物防雷与接地技术

随着城市建设步伐的加快，建筑物的规模不断扩大，建筑物内部各种电子设备的使用日

趋频繁，尤其是计算机网络信息技术的普及和推广。每年因雷击破坏建筑物内部设备的事件时有发生，一旦发生雷击破坏所造成的经济损失是巨大的。因此，建筑物的防雷技术非常重要。

现代建筑物的综合防雷方案包括直击雷（侧击雷）防护、感应雷防护两方面。

## 9.2.1 直（侧）击雷防护技术

直（侧）击雷防护的目的是保护建筑物本身不受雷电损害，以及减弱雷击时巨大的雷电流沿着建筑物泄入大地时对建筑物内部产生的各种影响。直击雷防护装置主要包括接闪器、引下线和接地装置。

### 9.2.1.1 接闪器

接闪器（也叫接闪装置）的作用是吸引雷电，就是让在一定范围内出现的雷电能量按照人们设计的通道泄放到大地中去。接闪器即直接接受雷击的避雷针、避雷带（线）和避雷网，以及用作接闪的金属屋面和金属构件等。一般要根据建筑物的结构构造来选取采用合适的装置。

#### （1）避雷针

避雷针防雷的原理是根据电场畸变原理，将它周围一定范围内的雷电流引到自己身上通过引下线泄放入大地，从而避免了雷电流在建筑物上的某一点放电，达到保护建筑物的作用。当被保护对象仅仅是建筑物整体而不需要考虑其内部的电气设备时，使用避雷针防雷具有很好的效果。

单支避雷针的保护范围如图9-3所示，它是一个旋转的圆锥体。设避雷针的高度为 $h$ （m），被保护物体的高度为 $h_x$ （m），在 $h_x$ 高度上避雷针保护范围的半径 $r_x$ 由下述公式决定：

$$\left. \begin{array}{l} \text{当 } h_x \geq \frac{h}{2} \text{ 时, } r_x = (h - h_x)p \\ \text{当 } h_x < \frac{h}{2} \text{ 时, } r_x = (1.5h - 2h_x)p \end{array} \right\} \quad (9-4)$$

其中 $p$ 是考虑避雷针高度影响的校正系数，称为高度影响系数。当 $h \leq 30\text{m}$ 时， $p=1$ ；当 $30\text{m} < h \leq 120\text{m}$ 时， $p = 5.5/\sqrt{h}$ ；当 $h > 120\text{m}$ 时，按 $120\text{m}$ 计算。

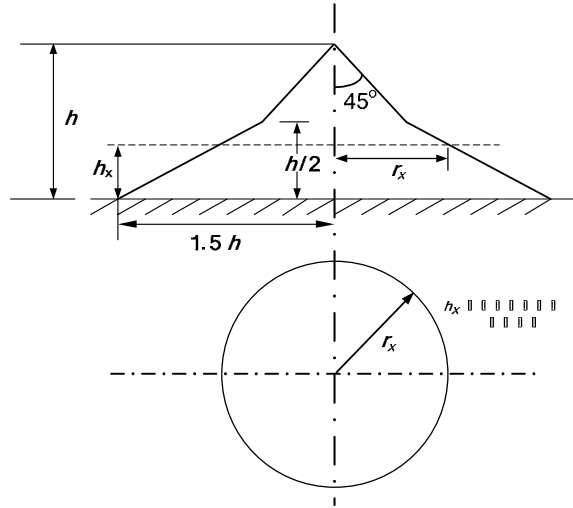


图 9-3 单支避雷针的保护范围

(2) 避雷线和避雷带

因为避雷线对雷云与大地间电场畸变的影响比避雷针小, 所以其引雷作用和保护宽度比避雷针要小。但因避雷线的保护长度较长, 故特别适于保护架空线路及大型建筑物。

单根避雷线的保护范围如图 9-4 所示, 可按下式进行计算

$$\left. \begin{aligned} \text{当 } h_x \geq \frac{h}{2} \text{ 时, } r_x &= 0.47(h - h_x)p \\ \text{当 } h_x < \frac{h}{2} \text{ 时, } r_x &= (h - 1.53h_x)p \end{aligned} \right\} \quad (9-5)$$

式中, 系数  $p$  与式 (9-4) 中相同。

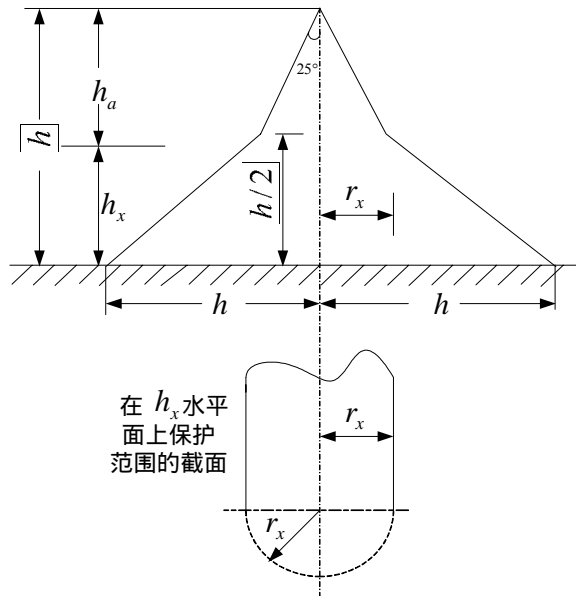


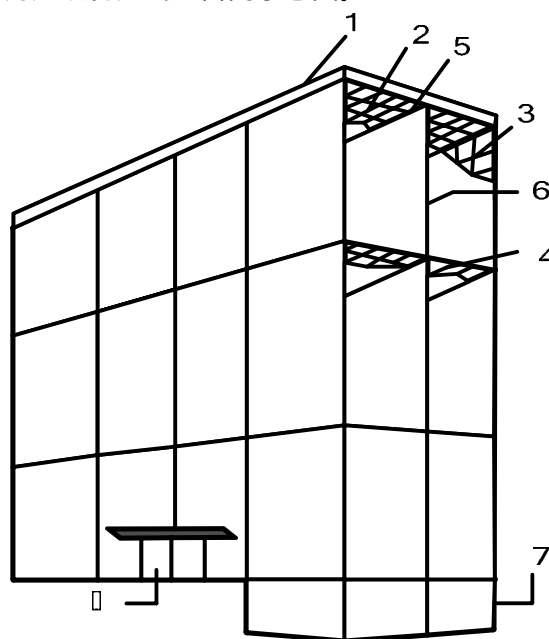
图 9-4 单根避雷线的保护范围

避雷带指在屋顶四周的女儿墙或屋脊、屋檐上安装的带型的金属接闪器。避雷带的防护原理与避雷线一样, 接闪面积大, 接闪设备附近空间电场强度相对较强, 更容易吸引雷电先导, 使附近尤其是比它低的物体受雷击的几率大大减少。

### (3) 避雷网

避雷网是指钢筋混凝土结构中的钢筋网,又叫笼式避雷网或暗装避雷网。只要每层楼的楼板内的钢筋与梁、柱、墙内的钢筋有可靠的电气连接,并与层台和地桩有良好的电气连接,形成可靠的暗网,就可很好地进行雷电防护。现在国内外新建的大楼基本都采用这种措施。避雷网也可以是单独制作的金属网架设在被保护的建筑物上方,这种结构叫明装避雷网。

笼式避雷网防雷将避雷网、引下线、接地装置组成一个大型金属网笼,它的主要依据是法拉第笼原理。对雷电冲击来说,它起到两种作用,一是均压作用;二是屏蔽作用。由于屏蔽效应,从理论上讲,当钢筋结构致密时,笼内空间的电场强度近似于零,笼上各处导体上的电位相等,则导体之间不会产生反击现象。利用这种方法可以保证建筑物内部的人身和设备的安全。图 9-5 所示为建筑物笼式避雷网示意图。



1—女儿墙避雷带; 2—顶板钢筋; 3—外墙板钢筋; 4—楼板钢筋;  
5—梁内钢筋; 6—柱内钢筋; 7—基础内钢筋

图 9-5 建筑物笼式避雷网示意图

#### 9.2.1.2 引下线

连接接闪器与接地装置的金属导体称为引下线,它的作用是把接闪器截获的雷电流引至接地装置。引下线可采用圆钢或扁钢来引电流,也可采用建筑物当中的柱筋来引电流。雷击时引下线上有很大的雷电流流过,会对附近接地的设备、金属管道、电源线等产生反击。为了减少和避免这种反击,现代建筑物应利用柱筋作避雷引下线。实践证明这种方法不但可行,而且比专门采用圆钢作引下线有更多的优点。因为柱钢筋与木梁、楼板的钢筋,都是连接在一起的,与接地系统形成一个整体的“法拉第”笼,笼内均处于等电位状态,所以雷电流会很快被分散掉,可以有效避免直击和旁侧闪击的现象发生。



### 9.2.1.3 接地装置

接地装置（接地体）一般有两种形式，即自然接地体和人工接地体。自然接地体利用埋在地下的金属构件、金属管道以及建筑物的基础底板钢筋作为接地体。该做法的优点是节省工程量和降低工程造价，同时大幅度减少接地电阻，但是长期使用时会造成建筑物的结构钢筋和管件发生电蚀现象，从而导致漏水和钢筋结构变细等严重后果。为了保护建筑物的安全，应采用人工接地体的方法。

## 9.2.2 建筑物的接地

接地网是建筑物综合防雷系统中的一个重要环节，不论是直击雷防护还是雷电感应防护，都是通过接地系统将侵入建筑物电子设备的雷电流逐级分流引入大地，因此，设计一个好的接地网对现代建筑物及其内部的电子设备防雷安全非常重要。设计良好的建筑物接地网对避免其它类型浪涌影响、保证电气设备的正常工作也具有重要意义。

### 9.2.2.1 接地网的概念

接地网是将多个接地体用接地干线连接而成的网状电极。与普通接地极相比，其边缘闭合、面积较大。在建筑物防雷设计规范中，接地装置就是指埋在地下并与大地接触的人工接地体。人工接地体由垂直接地体和水平接地体等电位联接构成，把它们结合成一个封闭的网络时，就称之为接地网。如图 9-6 所示就是一个接地网示意图，其中埋入地下的水平接地体距地面为 0.2-0.8m。接地网构成网格形（边长为 5m 左右）的主要目的是均压。

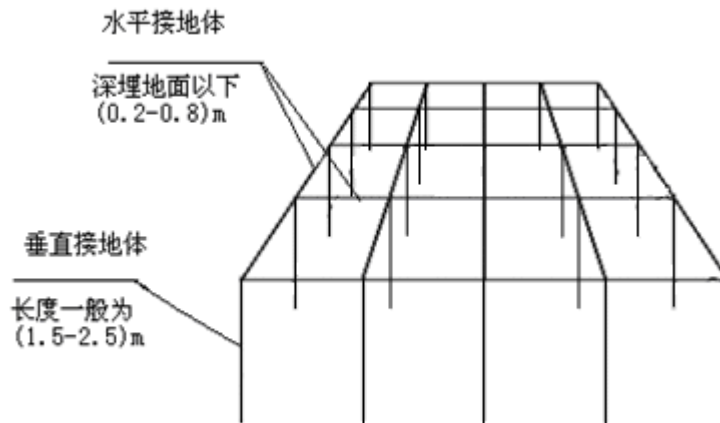


图 9-6 接地网示意图

现代建筑物普遍利用它的地下基础接地体作为泄放雷电流的地网。从表面上看，建筑物基础内的钢筋被混凝土包裹着，与地下的土壤隔离，钢筋中传导的雷电流难以泄散到大地中去。但从实际情况来看，含有水分的混凝土常具有较低的电阻率，能起到泄散电流的作用。在钢筋混凝土基础的制备过程中，硅酸盐水泥和水之间会发生相互作用，当干涸后，混凝土本体中产生了许多许多很小的毛细分支孔。在基础钢筋混凝土与含水分的土壤充分接触后，这些毛细分支孔会将土壤中的水分吸收到混凝土中去，从而使得混凝土中保持着可观的含水量，可以较为有效地降低混凝土的电阻率，这就为基础混凝土中钢筋结构被利用为自然接地

体创造了有利的条件。一般来说，地下土壤中常年含水量在 5% 以上时，就可以利用建筑物的基础内钢筋结构作为接地网。实际情况表明，一般高层建筑物的基础接地网的接地电阻往往小于  $1\Omega$ 。

### 9.2.2.2 建筑物内用电部设备与地网的连接

要实现建筑物内被保护的电子设备或装置与接地网之间的等电位连接，就需要设置接地汇集线和接地引入线，接地汇集线是指在建筑物内分布设置、可与各系统接地线相连的一组接地干线的总称，如图 9-7 所示。而接地网与接地汇集线之间相连的连接线称为接地引入线。接地汇集线通常由电位连接预留件构成，如果预留件还不足以连接，可以扩展为等电位连接带，也可以是环形封闭的。接地引入线可以由建筑物墙内的垂直钢筋代替。

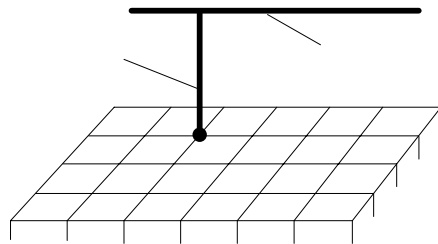


图 9-7 接地汇集线和接地引入线

## 9.2.3 用电设备的接地保护

### 9.2.3.1 三相四线制

三相四线制供电方式采用将保护线 PE 和中性线 N 并联合用一根 (PEN 线) 的方式，由于它具有简单、经济的优点，所以在我国这种接线方式从上世纪五十年代一直沿用至今。

#### (1) 正常运行时存在的弊端

在三相四线制供电方式中，当三相负载不平衡和低压电网的零线过长且阻抗过大时，零线中将有零序电流通过。在过长的低压电网中，由于环境恶化、导线老化、受潮等因素，导线的漏电电流通过零线形成闭合回路，致使零线也带一定的电位，这对安全运行十分不利。

对于建筑物内的用电设备来说，正常运行时，由于有单相负荷及三相不平衡负荷的存在，PEN 线总有电流流过，其产生的压降，将会呈现在电气设备的金属外壳上，对敏感性电子设备是不利的。尤其是高精度的测量仪器，对其测量结果的影响将不容忽视。同时 PEN 线上的电流也可能在电气装置内产生电位差和杂散电流，容易出现打火和干扰电子设备的现象。如示波器受这些干扰的影响时，就可能使得示波器输出波形发生畸变。

#### (2) PEN 断线时存在的安全隐患

在三相四线制供电方式中，由于保护线 PE 和中性线 N 并联合用一根 (PEN 线)，可能会存在一些安全隐患。城市建筑物内大部分用电设备都是单相负载，对于单相用电设备来说，最大的安全隐患是在发生电器外壳碰相线时，直接将 220V 相电压施加给此时正巧触摸外壳

的人，从而发生触电事故。如当建筑物的配电线路由于接头松脱，导线断线等故障，有可能造成图 9-8 所示的 A 点处开路，此时当其中一台设备开关接通后，由于电流无法从 PEN 线流回，这时 A 点后面的 PEN 线与相线连通，导致断开处后面所有 PEN 线上将出现相电压，这个高电压又被设备接地线引至所有插入插座的用电设备外壳上，而且其后的设备即使并未开启，外壳上也有 220V 电压，这对于经常使用这些电气设备的人是有威胁的。

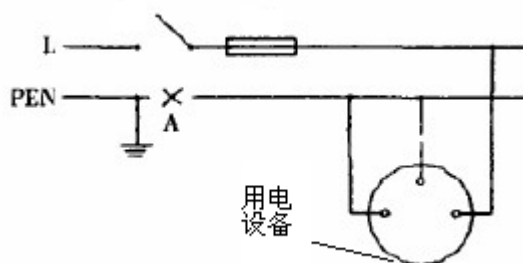


图 9-8 PEN 线断线示意图

如果发生 PEN 断线故障，如图 9-9 所示，三相负载中仍将有电流流过，只是中性线中电流  $I_0=0$ 。当三相负载平衡时，仍然可以正常工作；而当三相负载不平衡时，负载端中性点将发生偏移，其每相负载上的电压值将相差较大。如图 9-9 所示，A 相负载  $Z_A$  上电压  $U_{A0'}$  小于额定电压值，B 相、C 相负载上的电压值  $U_{B0'}$ 、 $U_{C0'}$  大于额定电压值，这样，三相负载都不能正常工作。在这种情况下，用电设备的使用寿命将会有不同程度的缩短，甚至可能在较短的时间内发生击穿、烧毁用电设备的后果。更为严重的是，在断线的同时，如又发生某一相线碰壳或与负载侧 PEN 线短路的故障，将使另外两相负载的电压达到 380V，这两相承受高压的负载将更加危险。

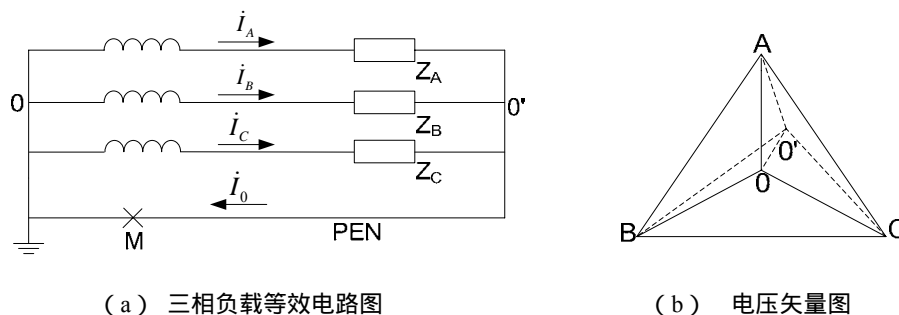


图 9-9 PEN 断线故障分析

### 9.2.3.2 三相五线制

三相五线制，是相对于三相四线制而提出的一种接线方式。这种接线方式将 PE 线和 N 线分开敷设，即它包括三根相线（火线），一根工作零线（N），一根保护地线（PE），其线电压、相电压、频率与三相四线制相同。

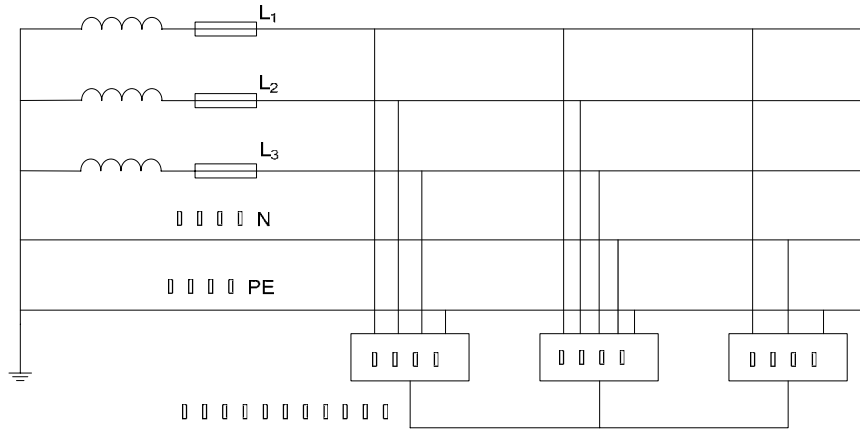


图 9-10 三相五线制接线示意图

在三相五线制接线方式中，用电设备上所连接的工作零线 N 和保护零线 PE 是分别敷设的，工作零线 N 与保护地线 PE 除在配电变压器中性点共同接地外，两线不再有任何的电气连接，如图 9-10 所示。工作零线上的电位不能传递到用电设备的外壳上，这样就能有效隔离三相四线制供电方式所造成的危险电压，使用电设备外壳上电位始终处在“地”电位，从而消除了设备产生危险电压的隐患。PE 线的作用是将用电设备外壳与大地相连，使得外壳上始终保持地电位。在给三相负载供电时，由于 PE 线和 N 线是分开的，所以即使接地保护 PE 线出现断线故障，也不会影响负载的正常工作。

在三相负载不完全平衡的运行情况下，工作零线 N 是有电流通过且是带电的，而保护零线 PE 不带电，因而该供电方式的接地系统完全具备安全和可靠的基准电位，这对电气和电子设备的正常运行是有利的。

## 9.2.4 雷击过电压的防护

对于建筑物中的电子设备来说，感应雷击是主要危害。雷击放电时，雷击过电压可能由高压输电线路感应后传播过来，或由雷电对电源线和数据传输线的直接感应传入，也可以在建筑物内的线路和金属物件上直接感应冲击电压。据不完全统计，全世界每年在装有避雷针的情况下，遭雷击导致的数十亿经济损失中，感应雷击导致的约占 85%。

直击雷过电压也通过线路上形成的过电压传播侵入电子设备。直击雷对电子设备危害的另一种途径是雷击建筑物，通过在建筑物钢筋结构上的电位不平衡对电子设备造成干扰；同时，直击雷产生的强烈变化的电磁场对电子设备也造成干扰。

建筑物防雷击过电压的措施主要包括屏蔽、等电位联结、共用接地装置、加装电源避雷器等，这些装置也称内部防雷装置。

### (1) 屏蔽

屏蔽的主要目的是对建筑物内的所有电子设备进行防护。利用钢筋混凝土结构内的顶板、地板、墙面和梁柱，使它们构成一个六面体的网笼，即笼式避雷网，使其达到屏蔽的条件。同时，电源线路和信号线采用屏蔽电缆，这种方法对于远处雷击造成的雷电波侵入和雷击电磁脉冲辐射有很好的屏蔽效果。

### (2) 等电位连接

等电位连接是把建筑物内及附近的所有金属管道、机器基础金属物及其他大型的埋地金属物、电缆金属屏蔽层、电力系统的重复接地线、防雷建筑物的接地线统一用电气连接的方法连接起来，使整个建筑物空间成为一个良好的等电位体。这样，在雷击时，建筑物内部和

附近大体上是等电位的,因而就不会发生内部的设备被高电位反击和人被雷击的事故。其具体措施如下:

首先进行总等电位连接,即将防雷保护地、防静电地、电气设备工作地等共地使用。将建筑物的基础钢筋、梁柱钢筋、金属框架、建筑物防雷引下线等连接起来,形成闭合良好的“法拉第笼”式接地,见图 9-5。将建筑物各部分的接地(包括交流工作地、安全保护地、直流工作地、防雷接地)与建筑物“法拉第笼”进行良好的电气连接,从而避免各接地线之间存在电位差,以消除感应过电压。

其次要做好局部等电位连接:机房门窗、设备外壳、等电位连接端子盒以及所有穿越防雷区界面的金属物和系统均应就近与等电位连接带(网)相连,确保机房内各接地线间的电位均衡。同时,还可以及时泄放聚集在地板表面和设备外壳上的静电电荷。

### (3) 共用接地装置

虽然采用独立接地不会使各系统之间造成互相干扰,但是当发生雷击的时候,各系统会因接触点的不同而造成接地电位的差异,这就很容易使电子设备因这瞬间的高电位而被击穿。共用接地采用“一点接地法”,即把各系统的接地线接到接地母线的同一点或同一金属平面上,它解决了各系统间的相互干扰问题以及 50Hz 工频信号对系统的干扰问题。

### (4) 加装电源避雷器

避雷器可以防护建筑物内设备遭受雷电闪击及其他干扰造成的传导电涌过电压,阻断过电压及雷电波的侵入,尽可能降低雷电对系统设备造成的冲击。许多雷击事故表明,有架空线进入室内的地方,遭受感应雷击的事故时有发生。因此,必须在总电源进线(配电房)加装电源避雷器,有条件的最好分级加装、重点保护。另外,凡有架空线进入室内电气设备的导线,均应在其入口处安装通信或信号过电压保护器。上述所有的过电压保护器(避雷器)的接地端要与建筑物的防雷接地装置直接进行电气连接,使之也成为等电位。

## 9.3 浪涌抑制器件

电气、电子设备可能由于雷击、高压线路操作过电压、静电放电等而承受浪涌电压(电流),必须采用浪涌抑制器件构成保护电路加以抑制。浪涌抑制器件被用来与被保护电路或设备并联,以便对超过电路或设备承受能力的过电压进行限幅、过电流进行分流,使浪涌能量得到泄放。目前常用的浪涌抑制器件有:气体放电管、金属氧化物压敏电阻和硅瞬变电压吸收二极管(TVS),硅二极管等。它们工作原理不同,但它们都具有非线性伏安特性,即两端电压低于规定电压时,通过电流很小;而当两端电压高于规定电压后,通过电流会迅速增大,电压则受到限制。这一特性能使其同时满足抑制浪涌泻流和低压限幅的要求,因而也就成为抑制浪涌的主导器件。

### 9.3.1 气体放电管

气体放电管采用陶瓷密闭封装,内部由两个或数个带间隙的金属电极,充以惰性气体(氩气或氖气)构成,其结构和工作原理如图 9-11 所示。当加到两端电极间的电压达到气体放电管内的气体击穿电压时,气体放电管开始放电,管内的气体迅速发生电离而形成导体,两电极间由绝缘转为近乎短路状态,电压降低至一个很低的值,大部分浪涌能量通过放电管转移。气体放电管的这种特性保护了设备免受浪涌电压的破坏或干扰。气体放电管具有很强的浪涌电流吸收能力、很高的绝缘电阻(在起弧以前,大于  $10^4\text{M}$ )和很小的寄生电容(小于  $2\text{pF}$ ),所以,气体放电管对设备的正常工作不会产生有害影响。

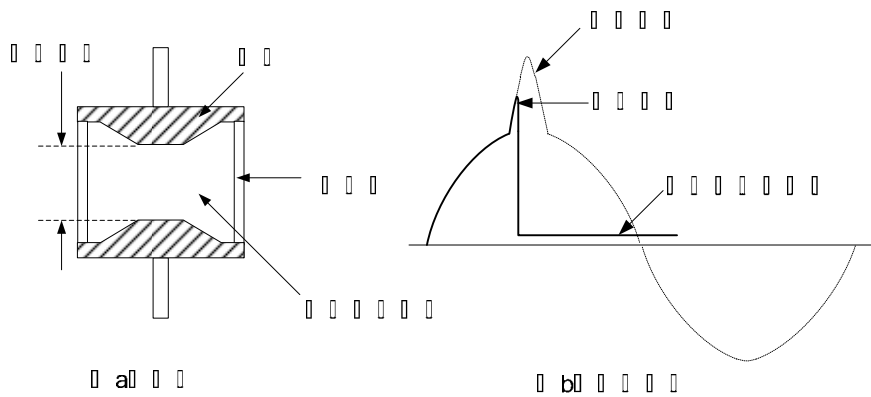


图 9-11 气体放电管的结构和工作原理

气体放电管有两个主要缺点。其一是响应时间慢( $\mu\text{s}$  数量级),如对直流放电起始为 90V 的气体放电管,它对电压上升速率为  $5\text{kV}/\mu\text{s}$  的浪涌,起弧电压达到 1kV。其二是绝缘恢复速度慢,即使浪涌已经消失,它仍保持导通状态,结果就会有电流由正常回路流出。一般来说,气体放电管只适合于作为线路和设备的第一级保护。

气体放电管的主要应用场合有:

1) 用在电源线或电话线入口处,作为抑制来自雷电、电力设备瞬时开关操作过电压等浪涌电压的第一级保护。

2) 用在射频发射机和接收机天线电缆上,保护敏感的射频电路不受到从天线馈线馈送来的闪电浪涌的破坏。由于气体放电管的电容较小,不会改变系统的阻抗特性,因此它非常适合用于高频传输线。

## 9.3.2 氧化锌避雷器

氧化锌( $\text{ZnO}$ )避雷器是二十世纪七十年代初开始出现的一种新型避雷器,由氧化锌非线性电阻片(压敏电阻)组成。氧化锌非线性电阻片是在以  $\text{ZnO}$  为主要材料的基础上,掺以微量的氧化铋( $\text{Bi}_2\text{O}_3$ )、氧化钴( $\text{CoO}$ )等添加物,经成型、烧结、表面处理等工艺过程制成,所以也称为金属氧化物电阻片,以此制成的避雷器也称为金属氧化物避雷器(MOA)。由于其优异的非线性特性和灵活的串、并联结构形式,氧化锌避雷器已广泛用于从超高压电网到电子器件的过电压保护。

### 9.3.2.1 氧化锌非线性电阻片

在微观结构上,氧化锌电阻片的结晶相主要包括三部分: $\text{ZnO}$  晶粒,包围着  $\text{ZnO}$  晶粒的  $\text{Bi}_2\text{O}_3$  晶界层,以及零散分布于晶界层中的尖晶石  $\text{Zn}_7\text{Sb}_2\text{O}_{12}$ 。 $\text{ZnO}$  电阻片的非线性特性主要取决于晶界层,在低电场下其电阻率很高;当层间电场强度达到  $10^4\sim 10^5\text{V}/\text{cm}$  时,其电阻率急剧下降到低阻状态。晶界层的介电常数约为  $1000\sim 2000$ ,因此  $\text{ZnO}$  电阻片存在较大的固有电容。 $\text{ZnO}$  电阻片的等效电路如图 9-12 所示。

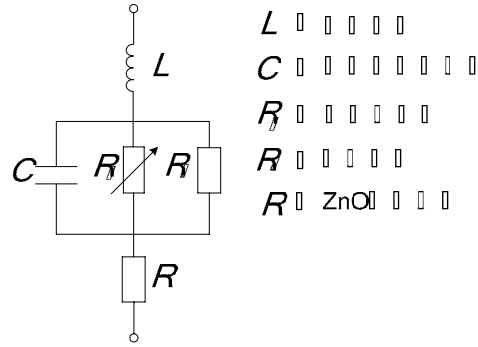


图 9-12 氧化锌电阻片的等效电路

ZnO 电阻片的伏安特性如图 9-13 所示，它在  $10^{-3} \sim 10^4 \text{A}$  的范围内呈现出良好的非线性。阀片的电阻随流过的电流大小呈非线性变化，其伏安特性如图 9-13 所示，也可用下式表示：

$$u = Ci^\alpha \quad (9-6)$$

其中，C 为与阀片的材料和尺寸有关的常数； $\alpha$  为非线性系数。

ZnO 电阻片的伏安特性可分为三个典型区域。在低电场区，电流密度与电场强度的开方成正比，非线性系数  $\alpha$  约为 0.1~0.2；在中电场区，晶界层电阻  $R_v$  减小，非线性系数  $\alpha$  大为下降，约为 0.01~0.04；在高电场区，ZnO 晶粒的本身电阻 R 起主要作用，电流与电压成正比，伏安特性曲线向上翘。

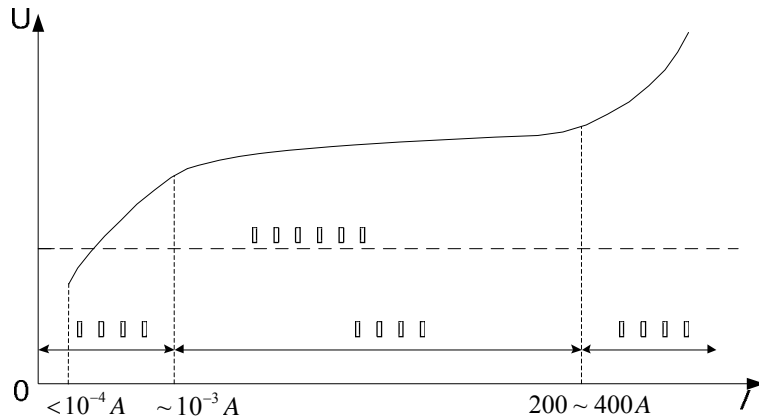


图 9-13 氧化锌电阻片的伏安特性

### 9.3.2.2 氧化锌压敏电阻的保护性能与参数

与气体放电管相比，ZnO 电阻片的通流能力大，其无间隙结构使之完全不受串联间隙被灼伤的制约。同时，ZnO 电阻片的无间隙结构也大大改善了陡波响应特性（响应时间一般为数十纳秒），不存在间隙放电电压随过电压陡度增大而增大的问题，提高了保护的可靠性。

当两端出现过电压时，通过电阻片的电流增大，ZnO 电阻片上的电压受其良好的非线性特性控制；当过电压作用结束后，ZnO 电阻片又迅速恢复绝缘体状态，对被保护回路和器件的正常工作不产生影响。

表征氧化锌压敏电阻保护性能的电气参数主要有两个：起始动作电压与压比。

(1) 起始动作电压（又称参考电压或转折电压）

大致位于 ZnO 电阻片伏安特性曲线由小电流区上升部分进入大电流区平坦部分的转折处，可认为避雷器此时开始进入动作状态以限制过电压。通常以通过 1mA 工频阻性电流分量峰值或直流电流时的电压  $U_{1mA}$  作为起始动作电压。

(2) 压比

指规定峰值的 8/20 $\mu$ s 的冲击电流（例如 10kA）作用下的两端残压  $U_{10kA}$  与起始动作电压  $U_{1mA}$  之比。压比 ( $U_{10kA}/U_{1mA}$ ) 越小，表明非线性越好，通过冲击大电流时的残压越低，电阻片的保护性能越好。目前产品制造水平所能达到的压比约为 1.6~2.0。

### 9.3.2.3 氧化锌压敏电阻的应用

虽然氧化锌压敏电阻较气体放电管有较多优点，但是它的极间电容较大，在高频、超高频电路中，往往因极间电容太大而受到限制。此外，压敏电阻的残压往往是起始动作电压的 2 倍以上，对半导体器件电路而言还是太高了。所以，电气电子设备往往都采用多级防雷保护，它们的作用是把前级压敏电阻泄露进来的残余电压进一步泄放，使其电压进一步降低，以确保设备安全和准确运行。

氧化锌压敏电阻的主要用途为：

1) 用于设备电源输入、电话线或其它的户外电线入口处，作为初级浪涌抑制器安装在建筑物的设备入口、电话入户墙座等处用来减少大能量脉冲（如雷击过电压）的能量。

2) 可以装在以下的设备上：设备所在位置的电源线长期存在瞬时突变（如负载切换、UPS 从应急状态到正常状态的转换等），或该设备本身（如机电设备或固态电源开关）经常造成电源线的电压突变。

3) 用于完善现有的电源滤波器的功能（普通的滤波器不能降低持续时间为数毫秒以上的浪涌幅度）。

4) 跨接在继电器、电感等线圈上，以限制因电流突变造成的电感反电动势。

5) 在静电干扰环境中，可用于保护 I/O 接口电路。

### 9.3.3 稳压二极管

稳压二极管和开关二极管是比较早期用于电子电路精确保护的器件。硅稳压二极管（又叫齐纳二极管）是按照特殊工艺过程制造出来的面接合型半导体二极管。稳压二极管在反向偏压状态下工作，靠反向击穿的伏安特性起钳位作用。稳压二极管的伏安特性曲线和普通二极管比较相似，只是反向特性曲线较陡、线性度好，如图 9-14 所示。一般二极管反向电压超过其反向耐压值时会被击穿而损坏，而稳压二极管则不同，它在承受反向电压达到稳压值时，反向电流急剧增大，电压的变化却很小。只要反向电流值不超过允许的最大电流，就可以正常工作。这是一种直到临界反向击穿电压前都具有很高电阻的半导体器件。

由于稳压二极管具备这种特性，所以在电子线路中得到了广泛的应用。稳压二极管广泛应用于过压保护回路中，如为防护来自电源的浪涌，可以采用如图 9-15 所示的稳压二极管保护电路。正常状态下，电源电压低于稳压管的击穿电压，因稳压管的反向电阻很大，对电源相当于开路，稳压管不导通。当电源电压过高时，稳压管被击穿导通，且电流增大，电压受到限制。

因为上述特性，稳压二极管主要被作为稳压器或电压基准元件使用。各种硅稳压管的稳



压范围可从几伏至几百伏，电流范围可从几毫安到几安。稳压二极管是根据击穿电压来分档的。为获得更高的稳定电压，可以将稳压二极管串联起来使用。

但稳压二极管的结电容比较大，如 2CW21E 在零偏时的电容达 1200pF，并且 PN 结电容与电压呈非线性关系，因而限制了其在高频电路中的应用。

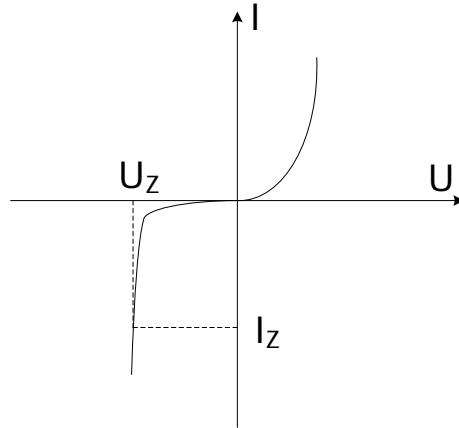
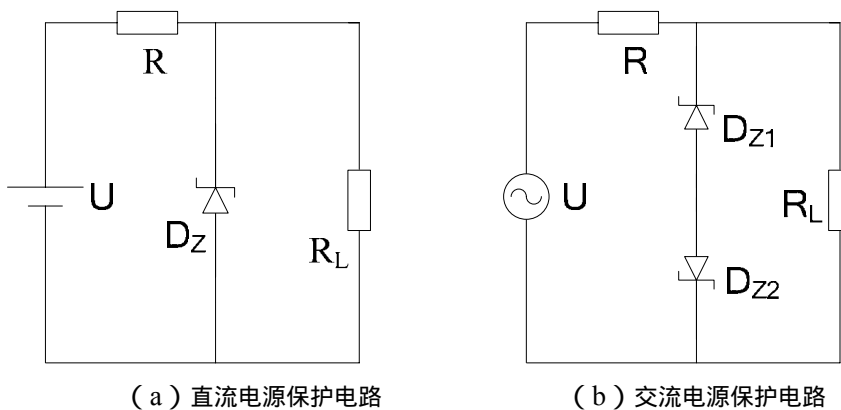


图 9-14 稳压管典型伏安特性曲线



(a) 直流电源保护电路

(b) 交流电源保护电路

图 9-15 稳压管保护电路

硅开关二极管防冲击电压，主要是用它的正向特性。开关二极管的响应时间短，结电容比较小，适宜用于高频和超高频范围，正好填补了稳压二极管结电容大的缺陷。由于开关二极管正向电压一般不大于 0.7V，为了得到较高的钳位电压往往要多个管子串联使用，同时也可以使结电容进一步减小。

### 9.3.4 TVS

近几年出现了一种新型的硅瞬变电压抑制器 (Transient Voltage Suppressor, TVS)。TVS 的电路符号与普通稳压二极管相同，是一种类似二极管的高效能保护器件，有单极性和双极性之分，它是在稳压二极管的基础上发展起来的，所以也是反向使用。

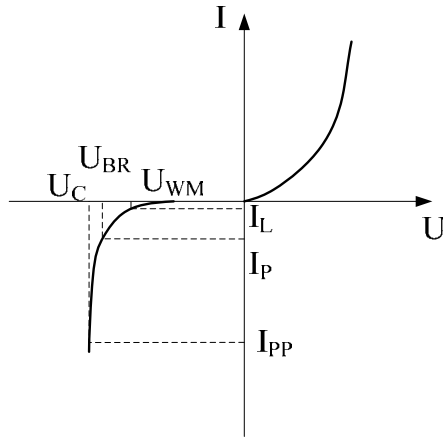


图 9-16 TVS 的电压 - 电流特性

TVS 管的正向特性与普通二极管相同，反向特性与典型的 PN 结雪崩器件相同，如图 9-16 所示。TVS 管的浪涌保护机理如下：在瞬态脉冲低压的作用下，TVS 两端的电压由额定反向关断电压  $U_{WM}$  上升到击穿电压  $U_{BR}$  而被击穿，流过 TVS 的电流由原来的反向漏电流  $I_L$  上升到  $I_P$ 。随着流过 TVS 管的电流的增大，电流达到峰值脉冲电流  $I_{PP}$ ，其两极的电压被箝位到预定的最大箝位电压  $U_C$  以下。其后，随着脉冲电流的衰减，TVS 管两极电压不断下降，最后恢复到起始状态。

TVS 管的显著特点为：响应速度快（可达  $10^{-12}$ s 级）、瞬时吸收功率大（吸收能力取决于 PN 结的面积，可达数 kW 以上， $I_{PP}$  可达数百安培）、漏电流小（ $10^{-9}$ A 级）、击穿电压偏差小、箝位电压比较准确（最大箝位电压  $U_C$  与击穿电压  $U_{BR}$  之比为 1.2 - 1.4）、体积小等。因此，使用 TVS 可以将浪涌快速、准确地限制在箝位电压下，可以实现大电流的旁路，这种特性对保护电气与电子装置免遭静电、雷电、操作过电压、断路器电弧重燃等各种电磁干扰十分有效，可有效地抑制共模、差模干扰，是微电子设备过电压保护的首选器件。

将两个单向电压抑制器串联对接使用，就可对正、负极性的脉冲过电压进行抑制。

### 9.3.5 几种常用瞬态干扰抑制器件的比较

各种浪涌抑制器件的共同特点为器件在阈值电压以下都呈现高阻抗，一旦超过阈值电压，则阻抗便急剧下降，都对尖峰电压有一定的抑制作用。但各自都有特点，图 9-17 给出了 4 种浪涌抑制器的特性，其参数对比见表 9-1。

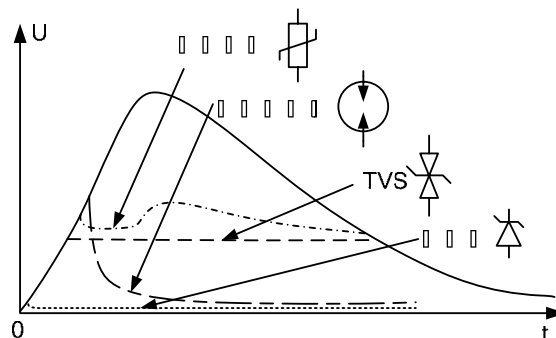


图 9-17 几种常用瞬态干扰抑制器件的特性

表 9-1 各种浪涌抑制器的参数对比

器件名称	气体放电管	压敏电阻	TVS	稳压管
标称电压	< 800V	数十伏以上	几十~1000 余伏	几伏~几百伏
响应时间	<1 $\mu$ s	$50 \times 10^{-9}$ s	$10^{-12}$ s	$10^{-12}$ s
电容量	小	较大	较小	较大
反向漏电流	小	小	较大	较大
电流吸收能力	大	视外形尺寸， 可以较大	一般	小
钳位电压与标称电压之比	<1	~2	1.5	1.5
应用	比较适合网络和设备的 一次保护	适合于作设备、部件及大 概率器件的瞬变过电压 保护	适合于设备、部 件、印制板、通信 线路的瞬变过电 压及静电保护	适合于印刷 电路板、集 成电路的过 电压保护

## 9.4 电子设备的端口防护技术

任何形式的浪涌对电子设备的影响，都可归纳为从电源、信号和接地端口侵入，如图 9-18 所示。因此，电子设备的端口防护也从以下三个方面入手：电源端口防护、信号线端口防护和接地端口防护。

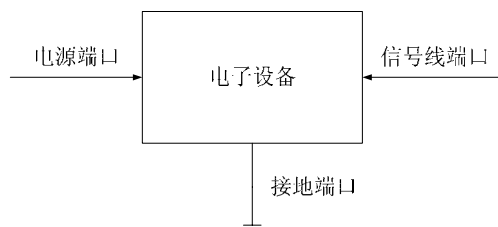


图 9-18 电子设备浪涌保护的 3 个关键端口

### 9.4.1 电源端口保护

电源端口是分布最广泛也最容易感应或传导雷电过电压等浪涌的部位，从配电箱到电源插座，这些电源端口可以处在任何位置。电子设备的电源保护由于其敏感性必须采用较低残压值的保护器件，此残压应当低于被保护设备的耐压能力。所以，对于电子设备电源保护应特别注意两点：一是前两级采用通流量大的保护器，在电子设备电源端口处则采用残压较低的保护器；二是最后一级的保护器中最好有滤波电路。

对于电源端口的防护，通常采用三级防护，从供电系统的入口开始逐步进行浪涌能量的吸收，对瞬态过电压进行分段抑制。

#### (1) 电源第一级防护

第一级保护是在用户供电系统入口各相进线和大地之间连接大容量的电源防浪涌保护器。这些电源防浪涌保护器是专为承受感应雷击的大电流和吸收高能浪涌能量而设计的，可

将大量的浪涌电流分流到大地。例如对于城市供电网的三相四线制系统，第一级电源防雷采用高能避雷器 4 个，在三相相线和零线上各并联一个高能避雷器，并与地连接。

### (2) 电源第二级防护

第二级保护是在重要或敏感用电设备供电的分路配电设备处安装浪涌保护器。这些浪涌保护器对通过了用户供电入口浪涌放电器的剩余浪涌能量进行更完善的吸收。如在上例中，在三相相线和零线上各并联一个过电压保护器，并与地连接。在正常情况下，保护器处于高阻状态，当电网由于雷击或开关操作出现瞬时脉冲电压时，过电压保护器里的氧化锌压敏电阻器立即导通，将该脉冲电压短路泄放到大地，从而保护设备；当该脉冲电压消失后，保护器又恢复高阻状态，以不影响设备的供电。

### (3) 电源第三级防护

电源第三级防雷保护用于电子设备的精细过压保护，安装在重要设备的电源插座上，以达到消除微小的瞬态过电压的目的。

电子设备的防雷及过电压防护是一项综合性工程，由于电子设备耐受过电压的能力远比电力设备低，有时需要集中不同防护过电压器件的各自优点，图 9-19 所示是实际应用中一个典型的多级防护电路。多级防护应包括泄流和限压等防护，第一级防护由气体放电管承担，主要用于泄放脉冲大电流，将暂态过电压的大部分能量进行旁路和吸收。第二级作为限压电路，由氧化锌避雷器承担，主要用于钳制电压，即限制电路中的残压。第三级防护由稳压二极管来承担，主要是限压和钳制电压，保证设备两端的残压在允许范围内。为了实现各级电路的较好配合，在各级之间可以串入滤波电感  $L$ ，主要起高频滤波（吸收浪涌脉冲的前沿高频能量）和级间隔离的作用。把滤波器件和限幅器件组合在一起，利于改善装置的保护性能。

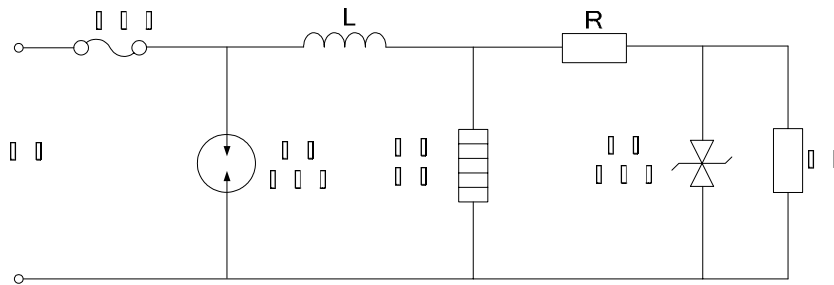


图 9-19 电源多级防护电路示意图

## 9.4.2 信号线端口保护

为了实现信号或信息的传递，电子设备总要有与外界相连接的部位，如信号交接端的总配线架、数据传输网的终端等。这些从外界接收信号或发射信号出去的接口都有可能受到雷电等浪涌的冲击，浪涌冲击一旦超过限值，信号端口和端口后面的设备就都有可能被损坏。

信号线端口保护现在已有许多类较为成熟的保护器件。在选择信号线端口保护器时，除了参考保护器本身的性能外，还应注意保护设备的传输速率、驻波比、工作电压、工作电流等相关指标，以达到最佳的保护效果。信号线端口的多级防护与电源线端口的多级防护原理相似，只是所选的过电压保护器的规格不同。

浪涌从信号端口传入电子设备要借助一定的物理介质，常见的介质有光纤、电缆和双绞线。对光纤的防雷主要是针对其金属护皮和金属芯线以防止浪涌的串入，从线路防护的要求看这些金属应接地，最好在埋地进户时接在底楼的接地汇接排上，而不要接在设备机架上。同轴电缆的防雷应加装相应的快速响应的避雷器，在入户处应接到机房汇接排。所有进出机

房的通信传输电缆应采用有金属屏蔽层的电缆埋地进出，其屏蔽层应就近接地。对于采用双绞线传输的信号系统，应在电子信号系统引入线路前端安装双绞线过电压保护器。

### 9.4.3 接地端口保护

在雷电发生时电子设备接地端口有可能受到地电位升高、地电位反击的影响，或者由于接地不良、接地不当使接地电阻过大，达不到参考电位要求而使设备损坏。接地端口不仅对接地电阻、接地方式、地网的设置等有要求，而且还与设备的电特性、工作频段、工作环境等有直接的关系。

电子设备接地端口的保护应采用等电位连接技术，其目的是减小电子设备之间及电子设备与金属部件之间的电位差。所谓等电位连接，是指用连接导线或过电压保护器将处在需要防雷空间内的防雷装置、建筑物的金属构架、金属装置、信号线、电源线、电气装置、通信装置等连接起来，形成一个等电位连接网络以实现均压等电位，从而防止保护空间内发生火灾、爆炸、生命危险和设备损坏。

通常把等电位连接分为三个层次，即总等电位连接、局部等电位连接和辅助等电位连接。总等电位连接是将建筑物每根电源进线及进出建筑物的金属管道、金属构架连成一体，一般有总等电位连接端子板，通过等电位连接端子板与各辅助等电位板采用放射连接方式或链接方式进行连接。局部等电位连接是将多个可接触的导电部分用导体进一步做等电位连接，如机柜、机架、设备外壳、PE 线等均应与局部等电位连接端子连接。当电气装置的某部分接地故障保护不能满足切断回路的时间要求时，通常做辅助等电位连接，使其满足降低接触电压的要求。

电子设备的等电位连接有其特殊性。它的等电位连接线必须通过过电压保护器与等电位端子板相连接，而不能直接与等电位端子板连接。连接方式如图 9-20 所示。

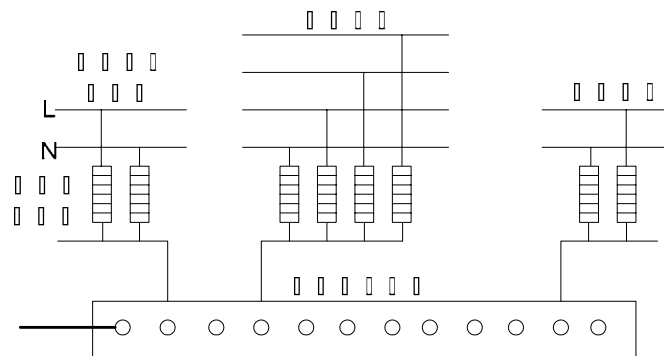


图 9-20 电子设备等电位连接

等电位连接是电子设备接地端口防护的重点，只有做好等电位连接，在浪涌电压产生时才不会在各金属物或系统间产生过高的电位差，并能保持与地电位基本相等的水平，从而使设备和人员受到保护。

# 10 电力系统电磁兼容问题

## 10.1 电力系统谐波

谐波是影响电能质量的重要因素之一，它通常是由电网中的非线性设备产生的。电力系统存在很多非线性设备，如各种电机、整流逆变装置、电弧炉、感应电炉和气体放电灯等，这些设备在工作时将会造成供电电压或电流的畸变，从而产生除基波分量外的各种谐波分量电压或电流，因此称之为谐波源。我国电力系统中，基波分量的频率为 50Hz，2 次谐波频率为 100Hz，3 次则为 150Hz，依此类推。

谐波对于电力系统是一种电磁污染，对设备的运行会产生许多不利的影响。

### 10.1.1 谐波的产生

一个周期为  $T$  的非正弦波信号  $x(t)$  可以用傅立叶级数展开，傅立叶级数的一般表达式为：

$$\begin{aligned} x(t) &= \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t) \\ &= \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega_0 t + \varphi_n) \end{aligned} \quad (10-1)$$

式中： $\omega_0 = 2\pi/T$ ， $n$  为正整数

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) dt \\ a_n &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \cos n\omega_0 t dt \\ b_n &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) \sin n\omega_0 t dt \\ A_n &= \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \\ \varphi_n &= \arctg \frac{b_n}{a_n} \end{aligned}$$

上式表明，一个周期信号可分解成直流分量与一系列正弦波信号之和，其中， $n=1$  时的正弦波分量为基波分量。所谓谐波是指傅立叶级数中  $n>1$  的正弦波分量。

例如单位幅值的角频率为  $\omega_0$  的正弦波电压，经全波整流后的电压波形如图 10-1 所示，展开成傅立叶级数为

$$u(t) = \frac{4}{\pi} \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{3} \cos 2\omega_0 t - \frac{1}{15} \cos 4\omega_0 t + \dots - \frac{\cos \frac{n\pi}{2}}{n^2 - 1} \cos n\omega_0 t + \dots \right) \quad (10-2)$$

$n = 2, 4, 6, \dots$

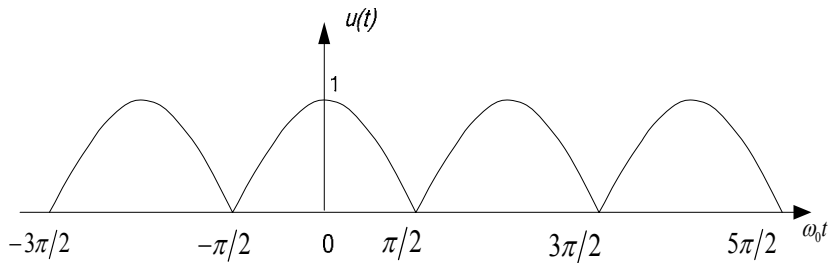
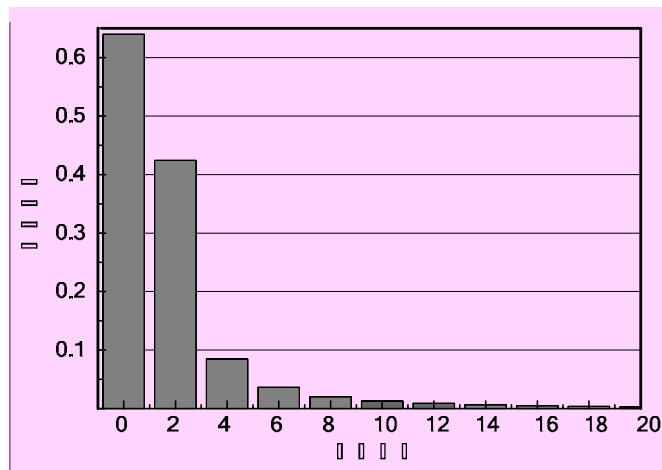


图 10-1 全波整流后的电压波形

各级频率分量的幅值-频率特性如图 10-2 所示。由图可知，经整流后的信号不再是单一频率的信号，而包含了丰富的谐波分量。



批注 [fclin1]: 谐波次数?

图 10-2 全波整流频谱

由 (10-1) 式可以得到，若函数  $x(t)$  满足条件  $x(t+T/2) = -x(t)$  ( $T$  为函数的周期)，

则其展开的傅立叶级数中只含基波和奇次谐波分量；若函数  $x(t)$  满足条件  $x(t+T/2) = x(t)$ ，

则其展开的傅立叶级数中只含直流和偶次谐波分量。

## 10.1.2 主要谐波源

谐波存在于电力系统发、输、配、供、用的各个环节，它产生的根本原因是由于电网中某些设备和负荷的非线性特性。向系统注入谐波电流或在系统中产生谐波电压的非线性元件统称为谐波源。在电力电子装置普及以前，传统非线性设备如变压器、旋转电机等是主要的

谐波源，而目前各种电力电子装置已成为主要的谐波源。

### 10.1.2.1 变压器（包括铁心电抗器）

对于单相变压器，励磁回路实质上就是具有铁芯绕组的电路。在不计磁滞及铁芯未饱和时，它基本上是线性电路。铁芯饱和后，它就是非线性的，如图 10-3 所示。不计磁滞和漏磁通，并忽略绕组电阻压降和漏抗压降的空载变压器，当外加电压为  $u = \sqrt{2}U \sin \omega t$  时，它被励磁回路反电动势所平衡，即

$$u = N \frac{d\phi}{dt} \quad (10-3)$$

式中， $N$ —变压器绕组匝数； $\phi$ —变压器铁芯主磁通。

从而

$$\phi = -\frac{\sqrt{2}U}{N\omega} \cos \omega t = \phi_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad (10-4)$$

式中， $\phi_m$  为磁通的幅值。

由此可知，要维持正弦波的电压，铁芯中的主磁通也应为正弦波。在铁芯不饱和时，磁化曲线是线性的，励磁电流与磁通成正比变化，是一个正弦波。当铁芯饱和时，磁化曲线是非线性曲线，励磁电流不再与磁通成正比变化，而是比磁通增加得更快。如图 10-3 所示，此时要维持变压器内的主磁通为正弦波，励磁电流将是一个尖顶的波形，波形中含有所有的奇次谐波，其中以 3 次谐波的分量最大。

在额定负载下，励磁电流只占额定电流的 5% 左右，对总电流的波形畸变可以忽略。

我国目前常用的大容量换流变压器的铁芯材料是冷轧硅钢片，其饱和磁密为 1.9~2.0T。工作磁密点通常较接近饱和磁密点，为 1.7~1.75T，因此励磁电流中含有谐波分量。

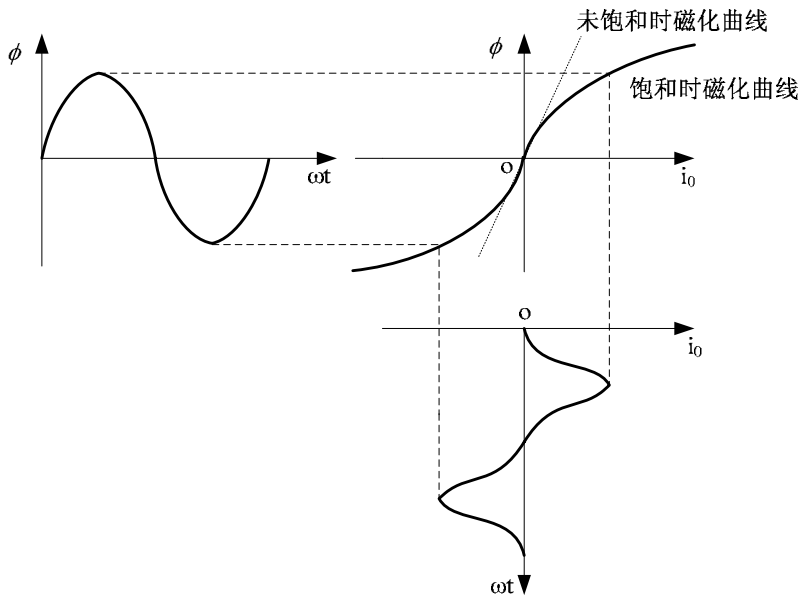


图 10-3 不考虑磁滞影响时的磁通和励磁电流波形



计及磁滞的影响时，铁芯磁化曲线为上升和下降两条曲线，而不是一条曲线，此时励磁电流波形发生扭曲，仍含有以3次谐波为主的奇次谐波。

如上所述，为了保证磁通波形和感应电势为正弦波，励磁电流中的3次谐波分量是需要的。在单相变压器中，3倍数次谐波电流和基波电流都有自己的回路，可自由流通，因此，磁通 $\phi$ 和电势 $e$ 的波形总是正弦形。对于三相变压器来说，情况就要复杂一些。由于三相绕组中的3倍数次谐波电流具有大小相等、时间相位相同的特征，所以当三相绕组为Y联接，又无中线引出时，3倍数次谐波电流无法同时流入或流出中性点，因而在这种情况下3次谐波电流不能流通。但当三相绕组为 $\Delta$ 联接或 $Y_0$ 联接时，3倍数次谐波电流可以在 $\Delta$ 构成的回路或 $Y_0$ 的中性线流通。因此，三相变压器中3倍数次谐波电流的流通情况与变压器联结方式密切相关。若变压器有一侧采用 $\Delta$ 联结，则可以以为3倍数次谐波提供通路，使磁通和电动势都很接近正弦波。若变压器没有 $\Delta$ 联结，则励磁电流中就没有3的倍数次谐波电流，这时由于磁化曲线的非线性就会在磁通中产生3倍数次谐波，使磁通变为平顶波。在三柱变压器中磁动势里3的倍数次谐波是各相同相位的，因此，这些谐波磁通的路径必须是由空气、油、变压器外壳构成的回路。而这种路径的磁阻很大，使3倍数次谐波的磁通仅为用独立铁芯时的10%左右，因此磁通和电动势仍接近正弦波。

变压器励磁电流的谐波分量和铁芯饱和程度直接相关，即和所加的电压有关。在正常情况下，所加电压为额定电压，铁芯基本工作在线性范围内，谐波电流含量不大。但在一些特殊运行方式，如在夜间轻负荷期间，尤其是在一些供电的边缘地区，运行电压偏高，导致铁芯饱和程度较严重，谐波增大。此时励磁电流占总负荷电流的比重变大，谐波也就更为严重。通常，此时的系统谐波阻抗也较大，致使谐波电压增加，对系统的影响较大。另外，在变压器投入运行、暂态扰动、负载剧烈变化及非正常状态运行时，都会产生大量的谐波。

### 10.1.2.2 大功率可控硅整流装置

经统计表明，由整流装置产生的谐波占有所有谐波的近40%，是最大的谐波源。

这类设备的典型代表是高压直流输电中的换流阀（包括整流阀和逆变阀）。交流侧基波电压在一个周期内的换相次数称为脉动数（或换相数），直流输电中常用的脉动数是6或12。三相六脉动的整流电路如图10-4所示，图中，V1~V6为组成6脉动换流器的6个换流阀， $L_r$ 为每相的换相电感。 $u_a$ 、 $u_b$ 、 $u_c$ 为换流器交流侧三相电压； $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$ 为交流侧三相电流； $u_d$ 为直流侧电压； $i_{dc}$ 为直流侧电流。

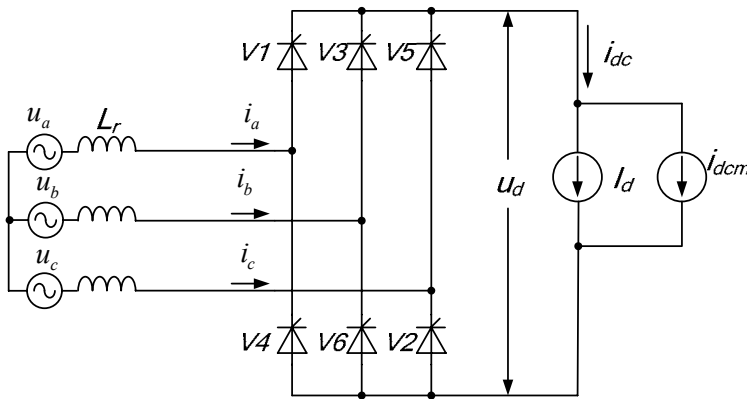


图 10-4 三相六脉动整流电路

电路工作原理如下：6 个可控硅整流器依次触发导通，每个桥臂的导通角为  $2\pi/3$ 。由一个桥臂导通过渡到另一个桥臂导通的过程称为换相。在电源电压的一个工频周期内有 6 次换相，所以称为六脉动整流。换相角为零度时的电压和电流波形如图 10-5 所示。

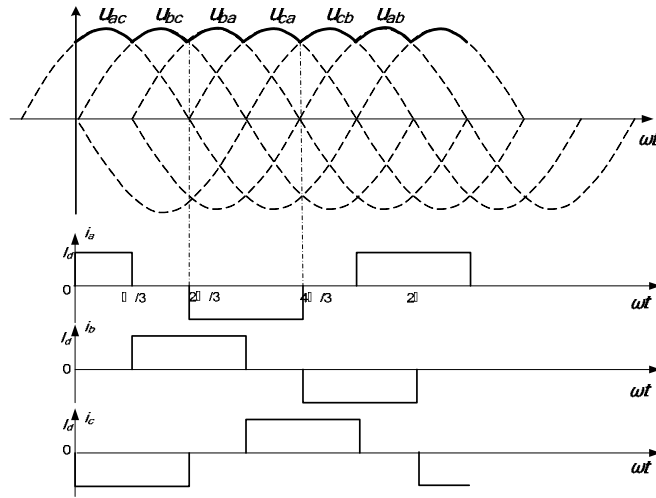


图 10-5 三相 6 脉动换流器交流侧电压和电流波形

在忽略换相过程影响的情况下（即  $L_r=0$ ），各相电流波形由正、负相间的矩形波组成，如图 10-5 所示，矩形波的脉宽为  $2\pi/3$ ，正、负脉冲之间的相位差为  $\pi$ 。为简化分析，这里取  $a$  相电流正矩形波的中点为时间（即相位）的参考点。这样， $i_a(\omega t)$  将为偶函数，其傅立叶级数中只含余弦项。由于三相对称且电流波形都呈对称函数， $i_a(\omega t)$  中只含基波及奇次谐波，从而得出傅立叶级数的系数为

$$\begin{aligned}
 A_n &= \frac{2}{\pi} \left[ \int_0^{\pi/3} I_d \cos n\omega t d(\omega t) + \int_{2\pi/3}^{\pi} -I_d \cos n\omega t d(\omega t) \right] \\
 &= \frac{2}{n\pi} I_d \left( \sin \frac{n\pi}{3} + \sin \frac{2n\pi}{3} \right) \quad (10-5) \\
 n &= 1, 3, 5, \dots
 \end{aligned}$$

在上式中， $(\sin \frac{n\pi}{3} + \sin \frac{2n\pi}{3})$  的取值与  $n$  有关：当  $n=1, 7, 13, 19, \dots$  时，其值为  $\sqrt{3}$ ；

当  $n=5, 11, 17, \dots$  时为  $-\sqrt{3}$ ；而当  $n=3, 9, 15, \dots$  时，即为 3 的倍数时，其值为 0。这样，得  $i_a(\omega t)$  的傅里叶级数展开式为

$$i_a(\omega t) = \frac{2\sqrt{3}I_d}{\pi} \left( \cos \omega t - \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t + \dots \right) \quad (10-6)$$

由式 (10-6) 并综合前面的分析结果，可以得出以下结论：在理想假设条件下，当忽略换相过程影响时，三相电流中除了基波分量以外，只含  $n=6k \pm 1$  ( $k=1, 2, 3, \dots$ ) 的奇次谐波分量而不含 3 的倍数次谐波，其中  $6k+1$  次谐波呈正序， $6k-1$  次谐波呈负序。各次谐波电流与基波电流有效值之比与谐波的次数  $n$  呈反比，不存在电流的零序分量。在此情况下，基波电流的有效值为

$$I_{10} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (10-7)$$

$6k \pm 1$  次谐波称为 6 脉动换流器交流侧的特征谐波。

直流侧的电压和电流也不是平滑恒定的直流。如图 10-5 所示，直流侧输出电压（电压曲线中实线部分）为脉动电压，每个周期内的波形为正弦波的一部分，幅值为线电压，重复周期为  $\pi/3$ ，即在交流电压的一个周期内有 6 次脉动。若选择电压幅值处为时间的起始点，则直流侧电压的傅立叶级数可以写成：

$$\begin{aligned} u_d &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_{pm} \left( 1 + \frac{2}{35} \cos 6\omega t - \frac{2}{143} \cos 12\omega t + \dots \right) \\ &= U_{eo} \left[ 1 + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k+1} \frac{2}{(6k)^2 - 1} \cos 6k\omega t \right] \end{aligned} \quad (10-8)$$

式中， $U_{pm}$ ——相电压幅值；

$$U_{eo} \text{——空载平均整流电压， } U_{eo} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_{pm}。$$

谐波的次数为 6 的倍数，即  $n=6k$  ( $k$  为正整数)。整流电压中谐波分量的大小与  $(n^2-1)$  成反比。

由以上的分析可知，设一个脉动数为  $p$  的换流阀，在它的直流侧产生  $n=kp$  次谐波电压，而它的交流侧则产生  $n=kp \pm 1$  次谐波电流，其中  $k$  是任意正整数。这些谐波称为换流阀的特征谐波。除此之外的其他频率的谐波称为非特征谐波。特征谐波是整流设备产生波形畸变的主要成分。增加脉动数可以提高特征谐波的频率，而各次谐波的幅值随谐波频率的增大而减小的。

由于在实际回路中存在电感，换相角一般不为零，存在换相过程，谐波的含量会更高。

### 10.1.2.3 其它谐波源

#### (1) 可控硅变频装置

变频装置常用于风机、水泵、电梯等设备。由于采用了相位控制，谐波成分很复杂，除含有整数次谐波外，还含有分数次谐波。这类装置的功率一般较大，随着变频调速技术的发展，电网的谐波含量也越来越多。

#### (2) 电力机车

由于电力机车为波动性很大的大功率单相整流负载，接入系统后，破坏了系统的对称运行条件，它不仅使电力系统中的负序电流增加，引起电压波动，而且给电力系统增加了一个重要的谐波源。一个周期内电力机车的整流变压器原方电流波形如图 10-6 所示。电流的波形对横轴对称，这样的波形只包含奇次谐波。

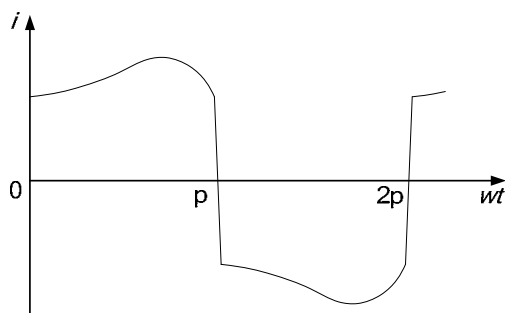


图 10-6 整流变压器原方电流波形

### (3) 市政生活用电

随着技术进步和生活水平、服务质量以及办公效率的提高，市政生活用电设备中的非线性用电设备数量和比重都迅速增大。电视机、录像机、计算机、调光灯具、调温炊具等具有调压整流装置，会产生较强的奇次谐波。在洗衣机、电风扇、空调器等有绕组的设备中，因不平衡电流的变化也能使波形改变。家用电器虽然功率较小，但数量巨大，也是谐波的主要来源之一。在发达国家中，居民和商业用的非线性负荷早已成为电网背景谐波的重要组成部分，估计在我国若干大城市也已进入这一阶段。据文献介绍，北京市某居民小区的 380V 配电网电压总谐波畸变率在 19 点 30 分要比 17 点 30 分时大 2.5%~3%，主要原因是 19 点 30 分是电视收看的高峰。

## 10.1.3 谐波的危害

在供电系统中，非线性负载是谐波源，向系统中注入谐波电流，这些谐波电流在电网上产生谐波压降，从而引起电网电压和电流波形发生畸变，导致电能品质变坏，使电网受到严重污染。谐波危害波及全网，对各种电气设备有不同程度的影响和危害。

谐波的危害主要表现在以下几个方面。

### (1) 影响各种电气设备的正常工作

发电机、变压器及电动机都会在运行过程中产生谐波，谐波电压过高则可能危及绕组绝缘。谐波电流在变压器的漏抗上会产生较大的电压降，影响变压器的输出电压和波形。对断路器，当电流波形过零点时，由于谐波的存在可能造成高的  $di/dt$ ，将使开断困难，并且延长故障电流的切除时间。对于 330kV 以上输电系统，过高的谐波电流能延长短路时的潜供电流，导致重合闸失效，造成大面积停电故障。当谐波在电网中传播时还会增大电压损耗与电能损耗，并严重影响部分设备的正常运行。

如果输电线是电缆线路，与架空线路相比，电缆线路对地电容要大 10~20 倍，而感抗仅为其 1/3~1/2，所以很容易形成谐波谐振，造成绝缘击穿。同时，电缆中的谐波电流会产生热损，使电缆介损、温升增大，导致电缆老化加速。据有关资料介绍，谐波的影响使电缆的使用寿命平均下降约 60%。对三相四线制的配电网，由于中性线正常运行时流过电流很小，故其导线较细，当大量的三次谐波流过中性线时，中性线过负荷，会使导线过热，损害绝缘，引起短路甚至火灾。

### (2) 使供电设备产生附加损耗

在金属导体中，可以近似地认为基波电流在整个截面内是均匀分布的。通过谐波电流时，由于集肤效应，电流集中在导体表面薄层，增大了谐波电流回路的电阻，使导体的有效电阻

增加，导致电网的功率损耗和能量损耗加大。由于集肤效应和邻近效应，使线路电阻随频率增加而提高，造成电能的浪费，并易造成输电线路和设备的局部过热。集肤效应、磁滞、涡流等随着频率的增高而加剧，导致附加损耗增大，对旋转电机和变压器，谐波电流则会引起铁损与铜耗的增加，从而使设备运行温度升高，其结果是要么会限制设备出力，要么缩短其使用寿命。此外，谐波还会使电机和变压器的机械震动和噪音增大。

### (3) 使电网中的电容器产生谐振

在工频条件下，系统中装设的各种用途的电容器的容抗比系统中的感抗要大得多，不会产生谐振。由于电容器对高次谐波阻抗很小，系统的谐波电压或电流会引起谐波电流放大，引起附加绝缘介质损耗。这种情况在发生谐振时尤为严重。当电容器的电容与电网的感抗组成的谐振串联或并联回路的谐振频率等于或接近于某次谐波分量的频率时，则会发生谐振，引起过电压和过电流，就会使得电容器因过热、过电压等而不能正常运行，导致电容器很容易发生过负荷直至绝缘击穿、电容器烧毁，给电力系统及用户造成严重危害。

### (4) 引起控制和测量误差

电力系统继电保护装置通常是按基频量的大小相位变化来动作的，波形畸变往往不能正确反映或歪曲了被保护回路的工作状态，从而引起误动作或拒绝动作，影响电网安全。

由于谐波造成的测量误差与电力系统测量仪表的频率特性有关，频率升高则仪表的响应下降。而仪表是按基波频率刻度的，故当存在高次谐波时，仪表显示值要比实际有效值低，造成电能计量的误差。

### (5) 干扰数据传输和通信

变流器在换相期间产生的脉冲电压所包含的谐波频率较高，可高达 1MHz 以上，它所引起的电磁干扰，对通信线路和设备会产生很大影响。谐波干扰会引起通讯系统的噪声，降低通话的清晰度。干扰严重时会引起信号的丢失，在谐波和基波频率的共同作用下引起电话铃响，甚至还会威胁通信设备和人身安全。

谐波对其他系统及电力用户危害也很大。谐波对计算机的骚扰主要是影响磁性元件（如磁盘等）和数据处理系统的精度和性能，所以一般对计算机电源中谐波的含量作了严格的规定和限制。另外，谐波还会使精密机械加工的产品质量降低，使设备寿命缩短、家用电器工况变坏等。

## 10.1.4 谐波的治理

### 10.1.4.1 减少谐波影响的技术措施

为减轻谐波影响，应优先对谐波源本身或在其附近采取适当的技术措施：降低谐波的含量，切断谐波的传递途径，增强敏感用户的抗谐波干扰能力。例如由前文对电力电子整流装置的谐波分析可知，各次谐波电流的幅值与谐波的次数成反比，所以增加换流装置的脉动数可以提高谐波的次数，从而有效减小谐波量，但也使装置更加复杂。目前在电力系统中主要使用的谐波治理措施如表 10-1 所列。实际措施的选择要根据谐波达标水平、措施的效果、经济性和技术成熟程度等综合比较后确定。

表 10-1 减少谐波影响的技术措施

序号	措施名称	实现途径	效果评价
	增加换流装置的脉动	改造换流装置或利用相互间	1) 可有效减小谐波量

1	数（相数）	有一定移相角的换流变压器	2) 换流装置容量应相等 3) 使装置复杂化
2	加装交流滤波装置	在谐波源附近安装若干单调谐及高通滤波器,以吸收谐波电流	1) 可有效地减小谐波量 2) 应同时考虑功率因数补偿和电压调整效应 3) 装置运行维护简单,但需专门设计
3	改变谐波源的配置或工作方式	具有谐波互补性的装置应集中,否则应适当分散或交错使用,适当限制谐波量大的工作方式	1) 可减小谐波的影响 2) 对装置的配置和工作方式有一定的要求
4	加装串联电抗器	在用户进线处加串联电抗器,以增大和系统的电气距离,减小谐波的相互影响	1) 可减小和系统谐波的相互影响 2) 应同时考虑功率因数补偿和电压调整效应 3) 运行维护简单,但应专门设计
5	改善三相不平衡度	从电源电压、线路阻抗、负荷特性等找出三相不平衡原因,加以消除	1) 可以有效地减小3次谐波的产生 2) 有利于设备的正常用电,减小损耗 3) 有时需要用平衡装置
6	加装静止无功补偿装置	采用静补装置时其容性部分设计成滤波器	1) 可有效地减小波动谐波源的谐波量,有效地抑制快速变化谐波 2) 有抑制电压波动、闪变、三相不对称和补偿功率因数的功能,具有综合的技术经济效益 3) 一次投资较大,需专门设计
7	增加系统承受谐波的能力	将谐波源由较大容量的供电点或由高一电压的电网供电	1) 可以减小谐波的影响 2) 在规划和设计阶段考虑
8	避免电力电容器组对谐波的放大	改变电容器组的串联电抗器,或将电容器组的某些支路改为滤波器或限定电容器组的投入容量	1) 可以有效地减小电容器组对谐波的放大并保证电容器组安全运行 2) 需专门设计
9	提高设备或装置抗谐波干扰能力,改善谐波保护性能	改进设备或装置性能,对谐波敏感设备或装置采用灵敏的谐波保护装置	1) 适用于对谐波(特别是暂态过程中谐波)较敏感的设备或装置 2) 需专门研究
10	采用有源滤波器等新型抑制谐波的措施	研制和逐步推广应用	目前还只用于小容量低压谐波源的补偿,造价较高

### 10.1.4.2 滤波器

在谐波源处就近装设滤波器是防止谐波超标的主要方法之一。滤波器可以分为无源滤波器、有源滤波器和混合型滤波器等三大类。

#### (1) 无源滤波器

LC 无源滤波器是一种常用的谐波补偿装置，它利用 LC 谐振来抑制谐波电流，当谐振频率与某一高次谐波频率相同时，滤波器所呈现的阻抗为零，则可将该次谐波滤除。针对需要滤除的谐波的频率特点，可以并联多个不同谐振频率的谐振回路以滤除多个高次谐波电流，这种方法简单易行，运行可靠及维护方便。目前实际装置中大都采用 LC 无源滤波器，它在吸收高次谐波的同时还具有改善负载功率因数的功能。但无源滤波器存在着某些缺点，如只能抑制固定的几次谐波，滤波易受系统参数的影响，对某些阶次谐波有放大的可能，耗费多、体积大等。常见的无源滤波器原理图如图 10-7 (a) 所示。滤波器在一个或两个谐波频率附近或者在某一个频带内呈现低阻抗，吸收相应的谐波电流，从而使电网中的谐波电流减少，达到抑制谐波的目的，图 10-7 (b) 所示为一种可以抑制两种频率谐波的双调谐无源滤波器原理。

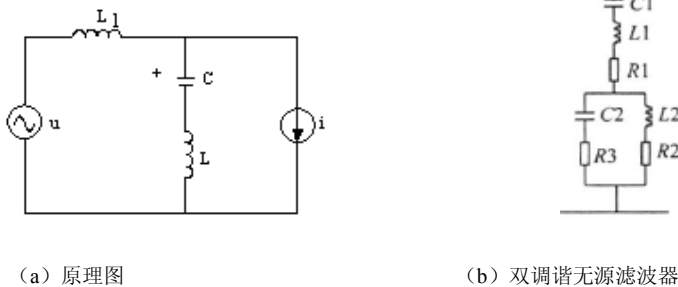


图 10-7 无源滤波器

#### (2) 有源滤波器

随着电力电子技术的发展，有源滤波器的应用越来越广泛。有源电力滤波器由全控电力电子器件构成，采取脉宽调制控制的变流器，提供与被补偿电流（或电压）大小相等、极性相反的电流（或电压），以抑制负载所产生的有害电流或电压（如：高次谐波电流、无功电流及零序负序电流）在电力系统中的传播，是性能较为理想的主动式综合补偿装置，原理见图 10-8。

与无源滤波器相比，有源滤波器具有高度可控性和快速响应性，能补偿各次谐波，可补偿无功，有一机多能的特点；滤波特性不受系统阻抗的影响，可消除与系统阻抗发生谐振的危险；具有自适应功能，可自动跟踪补偿变化着的谐波。目前在国外高低压有源滤波技术已应用到实践，而我国主要应用到低压有源滤波技术。随着容量的不断提高，有源滤波技术作为改善电能质量的关键技术，其应用范围也将从补偿用户自身的谐波向改善整个电力系统的电能质量的方向发展。

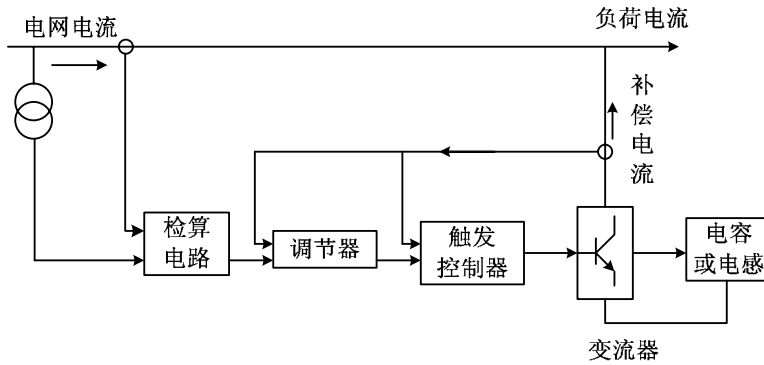


图 10-8 有源滤波器原理框图

## 10.2 发电厂、变电站的地电位干扰及保护措施

### 10.2.1 发电厂、变电站的地电位升高

在电气工程中，“地”的定义是不受入地电流的影响而保持着零电位的土地。将电气设备导电部分和非导电部分（例如电缆外皮）的某一节点通过导体与大地进行人为连接，使该设备与大地保持等电位的方法，称为接地。接地起着维持正常运行、保护、防雷、防干扰等作用。

实际上大地并不是理想的导体，它具有一定的电阻率。当有电流流过的时候，大地就不再保持等电位。如图 10-9 所示，当通过接地装置的电流注入大地时，电流以电流场的形式向周围远处扩散。离注入点越远，地中电流的密度就越小，电场越弱。因此可以认为在相当远（或称为无穷远）处，电流密度已近似为零，电场也为零，即该处仍保持零电位。由此可见，当接地点有电流流入大地时，该点相对于无穷远处的零电位有确切的电位升高，图 10-9 中  $U=f(r)$  表示了大地的电位分布情况。

把接地点处的电位  $U_M$  与注入电流  $I$  的比值定义为该点的接地电阻  $R$ ，即  $R=U_M/I$ 。以图 10-9 所示的与地面齐平的处于均匀土壤中的半球形接地电极为例，设接地电极的半径为  $r_0$ ，由接地电极流入大地的电流为  $I$ ，土壤的电阻率为  $\rho$ ，则在离开球心距离为  $r$  的土壤中，电流密度  $\delta$  为

$$\delta = \frac{I}{2\pi r^2} \quad (10-9)$$

该处的电场强度  $E$  则为

$$E = \delta\rho = \frac{I\rho}{2\pi r^2} \quad (10-10)$$

所以接地电极的电位（即由无穷远处到电极间的电压） $U_M$  为

$$U_M = -\int_{\infty}^{r_0} E dr = \frac{I\rho}{2\pi} \frac{1}{r} \Big|_{\infty}^{r_0} = \frac{I\rho}{2\pi r_0} \quad (10-11)$$

则半球形接地电极的电阻  $R$  为



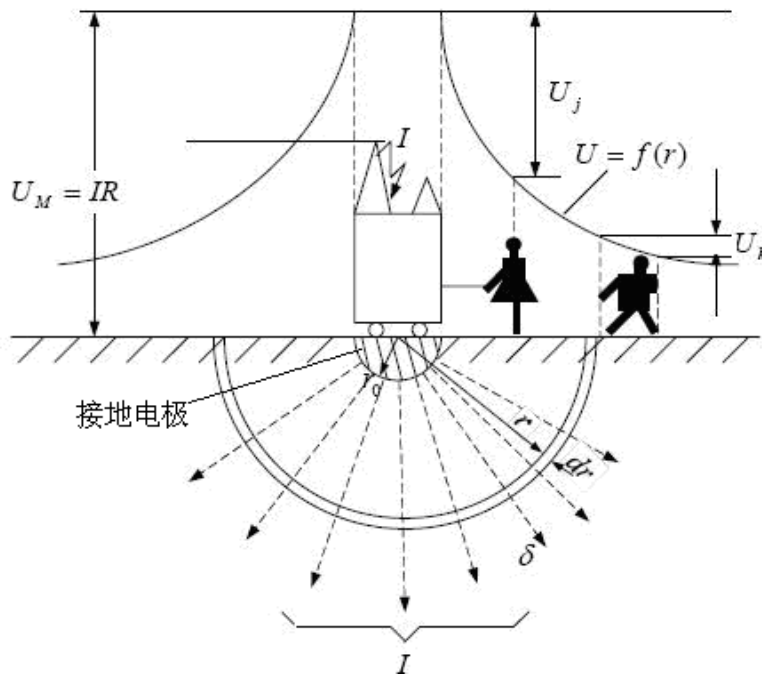
$$R = \frac{U_M}{I} = \frac{\rho}{2\pi r_0} \quad (10-12)$$

当接地电流  $I$  一定时，接地电阻  $R$  越大，则电位  $U_M$  越高，反之则越低；当接地电阻  $R$  一定时，接地电流  $I$  越大，则电位  $U_M$  越高，反之则越低。由此可见，接地电流  $I$  或接地电阻  $R$  过大都会造成地电位升高。

在半球形接地电极的电流场中，离球心  $r$  处的电位为

$$U_r = -\int_{\infty}^r E dr = \frac{I\rho}{2\pi r} \quad (10-13)$$

可见，大地中某点的电位随该点离接地电极的距离迅速下降，特别是在接地电极附近有较大的电位梯度。对不同结构形式的接地电极，电位分布和梯度均具有这一特性。两个离接地电极不同距离的点之间将产生电位差。在中性点直接接地系统中，当发生接地短路故障时，强大的接地电流经接地电极流入大地，就会在接地电阻和大地中产生很高的电压降。



$U_M$ ——接地点电位； $I$ ——入地电流； $U_j$ ——接触电压； $U_k$ ——跨步电压； $\delta$ ——地中电流密度； $U=f(r)$ ——大地表面的电位分布； $r_0$ ——半球形接地电极半径

图 10-9 半球形接地电极地电位分布示意图

上述分析的前提是假设入地电流在大地内向四周均匀扩散。实际上，当雷电流等冲击电流作用时，由于冲击电流的等值频率较高，冲击电流通过接地体时，接地体附近的阻抗区除有与工频电阻相似的电阻分量外，由于磁场和集肤效应的作用，还包括了较为显著的与频率有关的电阻和电感分量，冲击接地电阻与工频条件下的接地电阻值可能有很大差别。对于长度较大的接地体，这种影响更加明显。其结果会使接地体得不到充分利用，使接地装置的电阻大于工频接地电阻值，这种现象称为电感影响。接地体越长，土壤电阻率越小及雷电流波前越陡，则冲击电阻值增大越多，地电位升高越显著，接地电极附近的电位梯度也越高。

当雷电流通过防雷装置时，雷电流经接地装置泄入大地。如果接地装置的接地电阻过大，

在与接地装置相连或相近的杆塔、构架或设备外壳上也会产生很高的对地电位。

## 10.2.2 地电位升高的危害

### 10.2.2.1 对人体的危害

由于接地电阻的存在，电流离开接地体在地中扩散时，在地面上出现的电位梯度会使人体遭受接触电势和跨步电势的作用。人所站立的地点与接地设备之间的电位差称为接触电位差（取人手摸设备的 1.8m 高处，人脚离设备的水平距离 0.8m 处），如图 10-9 中的  $U_j$ ；人的两脚着地点之间的电位差称为跨步电位差（取跨距为 0.8m），如图 10-9 中的  $U_k$ 。它们都有可能达到很高的数值而使通过人体的电流超过危险值，尤其是雷击时，由于雷电流极大，雷击点附近都会产生很大的接触电势和跨步电势，危及人身安全。

### 10.2.2.2 对高压电气设备的危害

电流在接地电阻上的压降将引起接地电极电位的升高，可能使设备受到这一过电压的作用而损坏。

当雷电流经接地装置泄入大地时，与接地装置相连或相近的杆塔、构架或设备外壳也将处于很高的对地电位。从而使设备外壳与设备的导电部分之间产生高电压，称为反击过电压。如图 10-10 所示，雷击独立避雷针时，雷电流流过避雷针和接地装置，由于在避雷针引下线（可等效成电感）和接地电阻上的压降，将使避雷针处于很高的电位。如果设备靠近雷电流引下线，则在高电压作用下，这时雷电过电压就会向设备放电，引起了电位反击。反击过电压是电气设备遭受雷击损坏的重要原因。

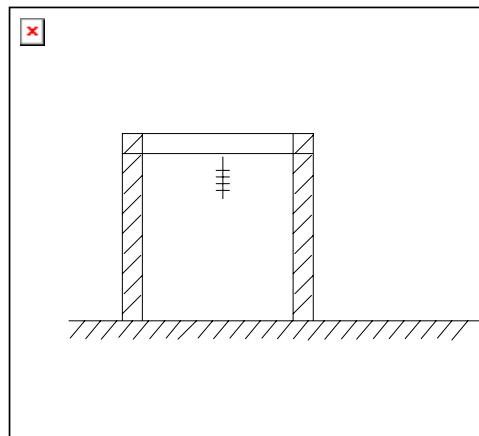


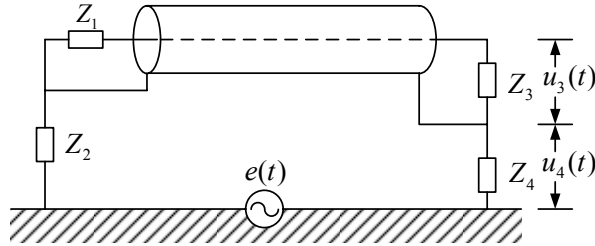
图 10-10 雷击避雷针引起的反击

### 10.2.2.3 对二次设备与电缆的危害

变电站入地电流会导致地网内电位分布的不均匀，不同点间存在电位差。地网与二次电

缆屏蔽层直接或者间接相连，这个电位差会施加在电缆的屏蔽层上，通过耦合作用使电缆芯线上产生电压和电流。侵入变电站内控制系统的途径可归为两种：共模耦合和差模耦合。

如图 10-11 所示，地电位差  $e(t)$  通过共阻抗耦合产生电缆末端对地电压  $u_4(t)$ ，同时在电缆外皮上形成电流。电缆外皮电流通过转移阻抗在电缆末端的二次设备输入端产生差模电压  $u_3(t)$ 。当电缆屏蔽层仅一点接地时，电缆对地电压会很大，可能导致电缆对地击穿，而当电缆两端接地阻抗很小（外皮两端接地）时，电缆外皮电流很大，可能导致电缆的烧毁。如差模干扰电压幅值超过二次设备入口端可以承受干扰的最大值，就会导致测量误差和保护装置误动作。



$Z_1$ —电缆首端元件等效阻抗  $Z_3$ —电缆末端输入阻抗  $Z_2$ 、 $Z_4$ —电缆首、末端接地阻抗

图 10-11 地电位差通过电缆引起的干扰

## 10.2.3 防止地电位干扰的措施

### 10.2.3.1 降低接地网的接地电阻限制地电位升高

发电厂和变电站内需要有良好的接地装置以满足工作、安全和防雷保护的接地要求。一般的做法是根据安全和工作接地要求敷设一个统一的接地网，然后再在避雷针和避雷器下面增加接地体以满足防雷接地的要求。

接地网面积大体与发电厂和变电站的面积相同，由扁钢水平连接，一般做成长孔形或方孔形，如图 10-12 所示。从保证安全出发，要求接地网的地电位升高最大值不超过 2000V，即发电厂、变电站电气装置保护接地的接地电阻应符合下列要求：

$$R \leq \frac{2000}{I} \quad (10-14)$$

式中：R——考虑到季节变化的最大接地电阻， $\Omega$ ；

I——计算用流经接地装置的入地短路电流，A。

可以采取以下降低接地电阻的措施：

1) 充分利用自然接地体：在接地工程中，充分利用混凝土结构物中的钢筋骨架、金属结构物以及上下水金属管道等自然接地体，这样能起到减小接地电阻、均衡电位的目的。

2) 外引接地装置：当发电厂、变电站附近有较低电阻率的土壤时，可敷设引外接地极，在低电阻率的地方铺设专门用于降阻的接地装置，然后用水平接地体与发电厂、变电站的人工地网可靠的连接起来，可以起到有效的降低工频接地电阻的作用。

3) 采用深井式接地极：当地下较深处有土壤电阻率较低的地质结构时，可用井式或深钻式接地极。把平面地网做成立体地网，利用下层低电阻率的地层来降阻。

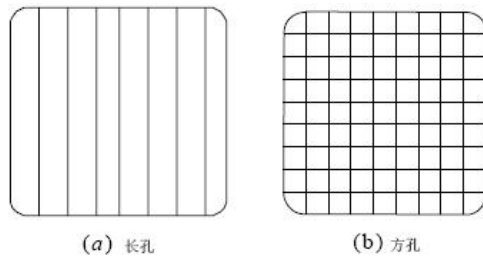


图 10-12 接地网示意图

### 10.2.3.2 改善地电位分布限制局部电位升高

一般情况下，发电厂、变电站接地网中的垂直接地体对工频散流作用不大。防雷接地装置可采用垂直接地体，作为避雷针、避雷线和避雷器附近加强集中接地和泄散雷电流之用。

在设计接地网时应尽量采用方孔地网以改善地面电位分布，对方孔地网的网格大小要从地电位分布均匀考虑，防止局部电位升高。特别是在避雷器、构架避雷针和主设备接地部分要增加垂直接地极或放射状接地极以改善冲击电位分布，防止雷电流入地时造成局部电位升高。减小接地电阻或改进接地装置的结构形状可以降低接触电位和跨步电压，通常要求两点

间电位差不超过  $250/\sqrt{t}$  (V) (t 为过电压作用时间，单位为 s)

### 10.2.3.3 等电位连接

等电位连接的目的是为了减小防雷空间内各种金属部件及各系统相互间的电位差。实现等电位连接的主体为：建筑物中设备的主要金属构件和进入建筑物的金属管道、供电线路(含外漏可导电部分)、防雷装置以及由电子设备构成的信息系统。

### 10.2.3.4 金属屏蔽接地

屏蔽是将电磁场干扰源至器件或设备的传输路径进行隔离，从而消除或减弱干扰源对其他器件或设备不良影响的后果。电缆是设备耦合干扰的主要途径之一，它能敏感地接收来自邻近干扰源所发射的电磁噪声。因此，采用屏蔽电缆作为抑制地电位干扰的主要措施。由于不接地的屏蔽层对电场干扰没有屏蔽作用，因此必须对屏蔽层接地且要一点接地；如果采用两点或多点接地方式，雷击时在电缆的屏蔽层上就会有电位差，两点电位不等，屏蔽层中就会流过电流，而屏蔽层是很薄的锡箔，若其上流过电流 I 很大就会烧熔屏蔽层与外层胶皮造成事故。同时为避免架空导线直接进入配电系统和信号系统，尽可能采用埋地电缆引入，并用金属导管屏蔽，屏蔽金属管在进入机房等建筑物前重复接地，最大限度地衰减从各种线缆上引入的冲击感应过电压。

### 10.2.3.5 改善设备的接地方式

在做好以上措施的基础上，还可以采取改善设备的接地方式的方法去保护设备。

如根据我国电力系统运行的有关规定，为了防止高压引入低压绕组而对设备和人员造成危害，电压互感器的二次回路只允许在控制室内一点接地。

许多变电站的控制室或继电器室相距就地电压互感器端子箱(即二次回路绕组处)较远，距离一般都达 100m 以上，在有些变电站甚至超过 300m。此时，在电压互感器一次侧雷电冲击电压幅值较高或波形较陡的恶劣运行条件下，传递到电压互感器二次绕组中性点的过电压将大大超过二次绕组中性点绝缘的雷电冲击耐受水平，尤以电容式电压互感器更为严重，电压端子箱处的电位与保护柜(即控制室处)之间的地电位差可达到数千伏，将对电压互感器的二次绕组中性点绝缘构成威胁。

为了防止出现这种情况，可以考虑在电压互感器端子箱将二次绕组中性点经过电压保护器(避雷器或保护间隙)接地，如图 10-13 所示。在雷电冲击作用下，保护间隙在电压互感器高压侧的雷电侵入波通过电容耦合到二次回路时可靠动作，并呈现低电阻，使电压互感器二次回路中性点接近直接接地，增大了二次回路的等值电容(与中性点不接地相比)，从而降低了二次回路上的静电耦合过电压，保护了二次回路的安全。

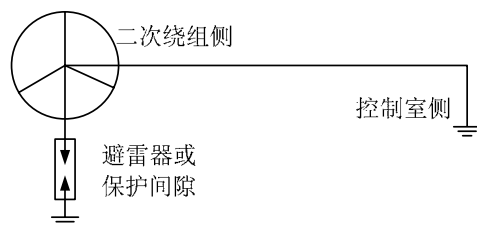


图 10-13 电压互感器二次回路接地方式示意图

在正常运行或发生工频短路时，二次绕组中性点与控制室之间的电位差比较小，电压保护器不动作，避免了出现多点接地。

## 10.3 发电厂、变电站内的暂态干扰

随着电力系统的容量增大和电力网的复杂化，控制的复杂程度也在增加，同时还要求反应快速，信息传输快，管理程序严格准确，电子设备特别是计算机技术必须大量采用。电子设备的大量采用，自然也给电力系统带来了大范围的电磁兼容问题。

发电厂和变电站是强电设备和弱电二次设备最为集中的场所。控制设备等二次设备通过测量，控制，通信线路及其它电缆与一次设备和其它变电站相连，极易受到电磁干扰。由于强电对二次设备的干扰轻则导致误动作或工作不正常，重则导致绝缘破坏和功能丧失，特别是前一项将显得越来越普遍。在许多国家，由于开关操作、雷电、系统短路等原因已在许多发电厂和变电站引起二次系统器件的损坏和导致开关的误动作，以致影响系统的正常运行。即使在正常运行状态下，由于高电压，大电流的影响，二次设备有时也不能正常工作。

## 10.3.1 发电厂和变电站内的干扰源

对计算机及低压设备和线路造成干扰的原因很多,只要一次电力设备回路中发生电流变化或通断的操作,或者出现电压的剧烈变化,就会出现干扰。概括起来干扰源可以分为以下六大类:

### (1) 工频强磁场

发电机及高压设备的大电流母线和大电流动力电缆附近有很强的工频磁场。在离发电机大电流母线数米远的空间,工频磁场强度可高达数千高斯或更高。工频强磁场干扰是计算机监控系统面临的突出问题,其中屏幕显示器是最薄弱的环节。随着计算机监控系统的广泛应用,很多地方遇到了这类问题。不过,当采取适当的屏蔽措施后,可使此种干扰的危害性得到显著抑制。

### (2) 一次线路中的开关操作

断路器、隔离开关等动作时会产生过电压,这是发电厂和变电站内最主要的干扰源,其发生频率高,容易引起高频振荡,引起暂态波过程。

### (3) 一次线路的事故接地

包括雷击高压线、操作过电压、污闪等引起的产生高频电流的接地;还有低频接地故障,如工频接地。入地电流引起地电位升高,电位差可达数千伏,并在地网中流过很大电流,二次线的屏蔽层各接地点不同引起线间的电位差;入地电流还通过产生的电磁场影响二次线路和设备。

### (4) 雷电

雷电是危害性最大的干扰源。雷电作用主要表现在以下三种情况:

1) 雷击高压线(包括架空地线)。雷击高压线产生的行波,其最大斜率可达  $50\text{MV}/\mu\text{s}$ ,波尾可达数十微秒。由于电晕原因,在行波传输过程中,波头斜率可降至  $1\text{MV}/\mu\text{s}$  以下。雷击可造成绝缘的击穿和大电流入地,造成对二次线路和设备的影响;另一方面,雷击高压线产生的行波通过电磁场作用直接对二次线路和设备造成影响。

2) 雷击建筑物的接地构架或已装设的避雷带等,如控制室等。一方面它将引起接地系统电位升高,另一方面经各接地导电结构入地的电流也产生电磁场从而产生干扰。

3) 雷电主放电通道电流辐射的电磁场对外界的电磁干扰。

### (5) 二次回路内部的操作

这种干扰指的是低压电子设备内部的各种相互干扰,如电感元件突然断电而在二次线中产生高频过电压。这些干扰具有高频、上升时间短等特点。

### (6) 其它干扰

如高频无线电干扰,静电放电,核电磁脉冲等。由于这些干扰的干扰水平比较低,出现的概率很低。

发电厂和变电站内主要干扰源对二次系统的影响可以归纳如图 10-14 所示。

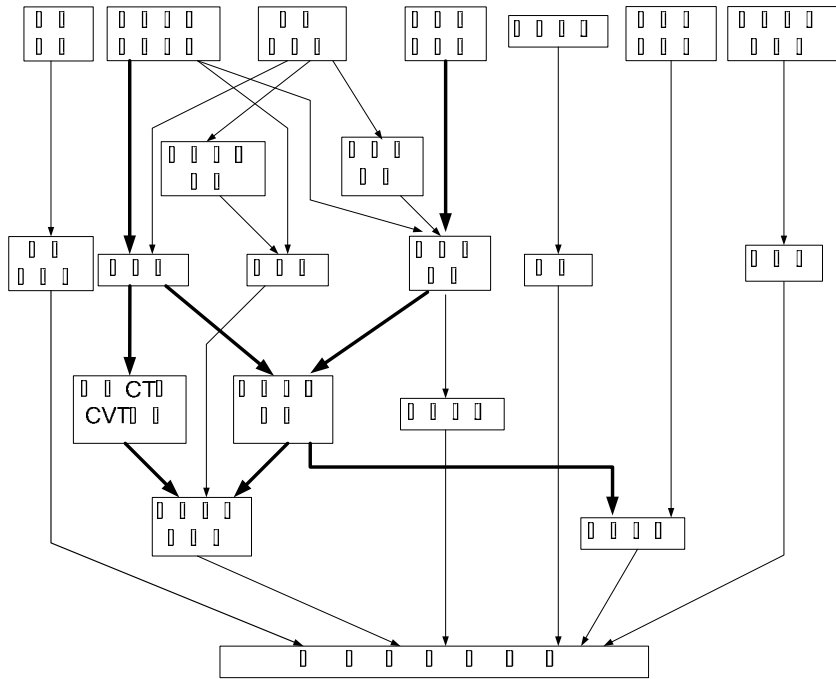


图 10-14 变电站内的干扰源及其耦合途径

## 10.3.2 开关操作引起的暂态干扰

### 10.3.2.1 暂态干扰的产生

当雷击高压输电线，或断路器、隔离开关等操作时，都会在线路和变电站内的母线上产生暂态过电压。下面以空载线路合闸过电压为例进行分析。

当进行空载线路计划性合闸操作时，假设三相接线完全对称，且三相断路器同时合闸，则可按单相电路进行分析。等值电路如图 10-15 所示，图中  $L_s$  为系统等值电感， $C_T$  为线路对地电容， $e(t)$  为电源电势。

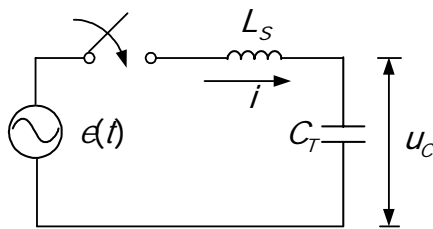


图 10-15 空载线路合闸的等值计算电路

在合闸瞬间，电源电压通过  $L_s$  对  $C_T$  充电，回路中将发生高频振荡，振荡频率为  $f_0 = 1 / (2\pi\sqrt{L_s C_T})$ 。可以认为在较短的时间内电源电压  $e(t)$  为恒定值，具体数值与合闸时

电源的相角有关。最严重的情况是在电源电压  $e(t)$  为幅值  $E_m$  时合闸，此时可以看作是合闸于直流电源  $E_m$  的振荡回路。在无阻尼状态下，回路中各点在振荡过程中所能达到的最大电压可以估算为： $U_{\text{最大}}=U_{\text{稳态}}+(U_{\text{稳态}}-U_{\text{初始}})$ 。因此，线路上各点通过由于振荡可以达到的最大值为  $[E_m+(E_m-0)]=2E_m$ ，如图 10-16 所示。

在进行空载线路的自动重合闸操作时，由于线路上残余电压的影响，合闸过电压幅值可能更大，理论上最大可以达到  $3E_m$ 。

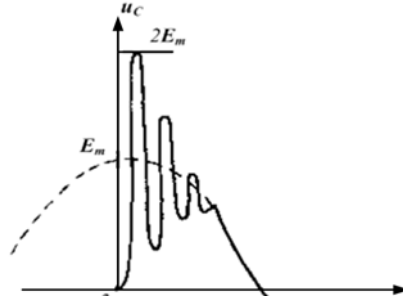


图 10-16 合闸过电压的波形

当进行切除空载线路操作或者切除空载变压器操作，或中性点不接地电网发生单相接地故障时，由于间隙突然熄弧或电弧重燃，在线路中也会产生很高的暂态过电压。如果回路参数  $L$  和  $C$  的数值都比较小，如切合小电容负载等，则振荡的频率会很高。试验结果表明，用隔离开关切合空载母线时，开关触头间将产生电弧重燃，电弧的持续时间大约在几微秒至几毫秒之间，上升时间则为纳秒级，所以每次重燃都会在回路中产生上升时间很短的行波，引起高频振荡。暂态过电压在线路上的传播还形成暂态电流。

雷击或开关操作产生的暂态过电压会通过各种耦合途径影响到二次线路和设备，造成暂态干扰，如图 10-17 所示为暂态过电压通过电容式电压互感器回路（CVT）的干扰。在高频暂态过电压作用下，高频电流经过接地引下线流入地中时，图中分压电容  $C_1$ 、 $C_2$  相当于短路，因此将在引线电感和接地电阻上通过阻性耦合形成很大的压降，使地电位抬升。阻性耦合造成的地电位抬升通过互感器绕组之间的容性耦合（静电感应）使二次回路电位升高，并在二次回路屏蔽层中感应干扰电流。一次侧绕组在高频过电压作用下，绕组电感中会逐渐通过电流，所产生的磁通将在二次回路中通过绕组间的电磁感应，形成差模干扰。同时，高压母线与二次回路电缆之间的杂散电容和互感，分别在二次回路中通过容性耦合和感性耦合在二次回路中感应干扰影响二次设备和系统。此外，开关中电弧重燃等在高压母线上引起的高频暂态电压和电流，还通过辐射形式对测量、保护和控制线路等产生干扰。



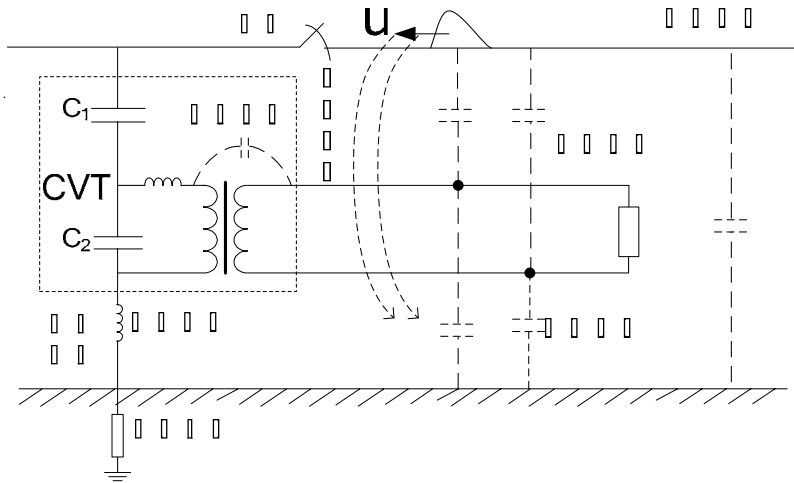


图 10-17 暂态干扰通过电容式电压互感器 (CVT) 的耦合

### 10.3.2.2 暂态干扰的危害及抑制措施

通常情况下，这些暂态干扰对其他线路和设备的危害主要有以下两个方面：

1) 过电压会造成绝缘损坏，引起接地故障，从而导致供电系统三相电压不平衡，电压暂降和电压波动，同时一次侧高压线上的暂态过程还可通过连到高压线上的设备（如 CVT、PT 等）直接耦合到低压回路，使设备受到高能量冲击而损坏。

2) 高频振荡过程中会产生辐射电磁场。引起接地故障后，故障的起始暂态过程也会产生脉冲磁场。当高频振荡的频率很高时，产生辐射电磁场会以母线为天线，对所有能够接收到电磁波的二次回路造成干扰，影响低压设备的正常运行。

针对电磁干扰的来源及其危害，可以采取下述措施。

1) 首先，加快开关的切换速度，避免电弧重燃，可能是减少所产生的电磁干扰量的一种有效方法，尽管这一措施并不必定会减小所产生的最大暂态幅值。对于气体绝缘变电站（GIS），其外壳的良好接地对减少电磁干扰是必要的。

2) 损坏往往是由于二次电缆屏蔽层不接地或只在一端接地引起的。一端接地本来是为了避免在电缆屏蔽层产生过量的环流，但这会使开关操作时在屏蔽层上产生的感应电压较高。根据需要可以加设冲击保护设备（保护间隙、避雷器等），抑制电缆端口对地电压。

3) 改善电缆的屏蔽和敷设方式。质量好的屏蔽能有效防止磁场的进入，减小会使差模干扰。将电缆屏蔽层尽量紧贴大地，也可以减少容性和感性耦合干扰。

### 10.3.3 气体绝缘变电站（GIS）中开关操作引起的暂态干扰

#### 10.3.3.1 VFTO 产生机理及特性

在敞开式变电站中，隔离开关切合空载母线时，开关触头引起高频振荡频率约在数十 kHz 至数 MHz 的范围内。在 GIS 中，由于 SF<sub>6</sub> 的绝缘性能和灭弧性能都远优于空气，所以

相邻电气设备的间距和母线长度都比同型空气绝缘变电站小得多，因而入侵波的衰减较小。而且电压陡波沿着 GIS 管道传播的过程中，遇到波阻抗发生改变就会发生反射和折射，所有在 GIS 中产生的多次反射和折射的各行波分量叠加在一起，就会形成波头更陡（上升时间一般为数纳秒）、频率高达几到几十 MHz 甚至上百 MHz 数量级的陡波前过电压，即为快速暂态过电压（VFTO），如图 10-18 所示为一实测的 VFTO 波形。

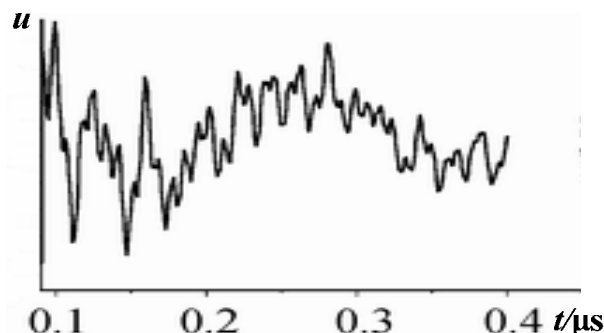


图 10-18 隔离开关闭合引起的典型快速暂态过电压波形

### 10.3.3.2 VFTO 的危害

由于快速暂态过电压具有上升时间短，持续时间短，电压变化快，发生频率高等特点，所以对有绕组的电气设备的绝缘具有较大威胁，且其在支持绝缘子上和开路末端的过电压幅值较高，容易引起 GIS 内部的闪络故障。

#### (1) 老化效应

与一般切除容性负荷的原理相同，GIS 隔离开关在切、合容性负荷时，会产生多次重燃或预击穿。由于隔离开关动作速度较慢，重燃的时间相对于隔离开关触头运动的时间而言是非常短的，因此重燃次数会较多。每重燃一次，就可能产生一定幅值的特快速暂态过电压。这过程不同于一般电力系统的暂态过程，每当隔离开关操作一次，就会产生多次的重燃和由它引起的许多次具有一定电压幅值的快速瞬变过程。而隔离开关的操作属于常规操作程序，那么 GIS 及其它电气设备就有可能在一个相当短的时间内经受成百次 VFTO 的考验，这对绝缘来说无异于接受一种性质与截波相近的老化试验，会给绝缘带来很大的损伤。

#### (2) 在变压器内部造成极不均匀的匝间电位分布和谐振过电压

VFTO 的最大受害者是变压器，无论是与 GIS 直接相连还是非直接相连接的变压器，在受到 VFTO 作用时，都会有两种影响：一是隔离开关触头击穿瞬间产生的阶跃波到达变压器时，相当于在变压器端部加上了一个陡波波头。对于直接相连的变压器，其上升时间可能只有数十纳秒，远远低于雷电冲击截波试验时波头的上升时间。这种陡波会在变压器绕组上造成极不均匀的匝间电压分布，对首端绕组危害极大。对非直接相连的变压器，因为经过了两个套管和一段线路，使陡波趋于平缓，其波头上升与雷电冲击截波相似。第二个影响是高频振荡可能在变压器内部激发起极高的谐振过电压。

#### (3) 暂态地电位升高

断路器或隔离开关操作在 GIS 中产生的 VFTO 会引起暂态地电位升高。VFTO 向断口两侧传播时，由于集肤效应，电流波仅沿母线的表层及外壳的内表层流动。当遇到终端套管、互感器等波阻抗发生变化的节点时，外表面流过电流，造成地电位升高。尽管暂态地电位升高衰减很快，但若不加限制，会产生火花放电，甚至外壳击穿，危及人身安全。

### 10.3.3.3 抑制 VFTO 影响的措施

由于 VFTO 的产生给电力系统带来了上述的诸多危害，因此有必要采取相应的措施对其进行限制，目前常用的限制措施如下：

1) 提高触头的分合速度。可以减少重燃次数、缩短燃弧时间，使出现 VFTO 的机率减少，也可以在一定程度上降低最高过电压的倍数。

2) 在保持电场基本均匀或稍不均匀、不破坏开关绝缘的完整性的前提下，适当增加触头间的不对称度，以降低残余电荷。这一方面可减少重燃过程，降低过电压幅值；另一方面又可减少分布在绝缘体表面的自由导电粒子的不均匀度对绝缘强度的影响。

3) 在触头之间插入分合闸电阻。在开关操作的过程中先串入电阻，阻尼作用使行波上升时间下降，幅值降低。研究表明选用适当的电阻值（约几百欧姆），可以很容易将过电压降至 1.5p.u.（1p.u.=相电压的幅值）以下。

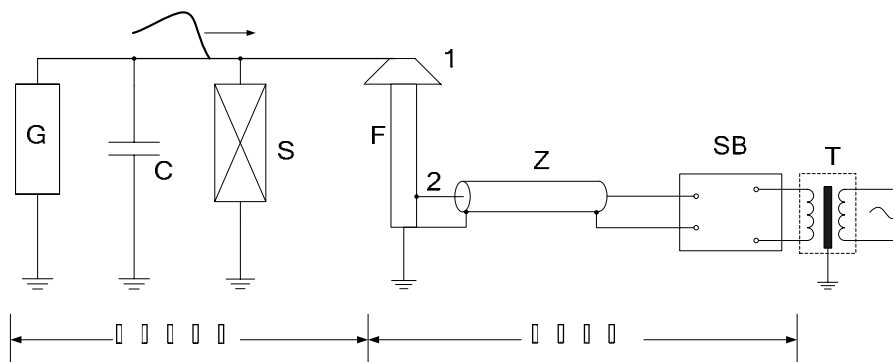
4) 采用氧化锌避雷器保护。由于 VFTO 很陡，带间隙的碳化硅避雷器不可能可靠保护，只有采用无间隙氧化锌避雷器来限制才比较有效，要注意每个避雷器对 VFTO 的保护距离有限，可能需要几个避雷器才能保护整个 GIS，但对氧化锌避雷器对 VFTO 的保护作用目前尚有争议。

5) 利用接地开关泄放残余电荷。研究表明接地开关动作能把 VFTO 峰值有效地限制在 2p.u.左右。

## 10.4 冲击试验时的电磁干扰

冲击试验回路中迅速变化的电压和电流可能在测量回路中引起附加的干扰信号，造成测量误差，也可能使控制、保护回路误动作，甚至使低压回路绝缘击穿，危及人身安全。

图 10-19 是一个典型的冲击试验测量回路。为了判定测量结果（例如一个示波图）受干扰的程度，可用下述办法进行验证：按实际工作情况布置试验测量回路，断开电缆芯与分压器输出点之间的连接（图中点 2）；在电缆首端芯线悬空和与外皮相连两种情况下启动冲击发生器；如示波器荧光屏上无偏转则可认为低压测量回路不受干扰；否则就有干扰。



G—发生器；C—负载电容；S—试品；F—分压器；Z—电缆；  
SB—示波器（或峰值表）；T—隔离变压器

图 10-19 冲击试验测量系统

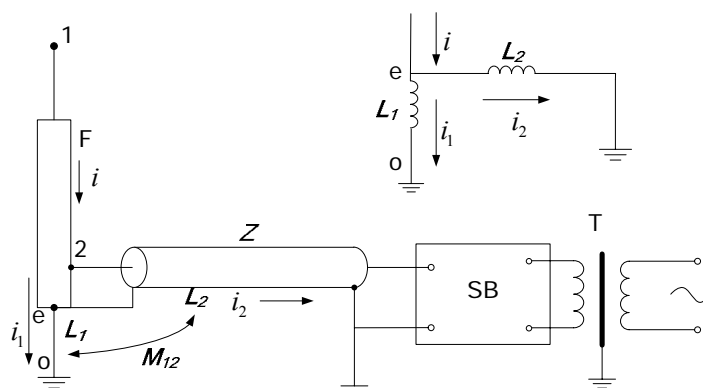
现将各种产生干扰的原因及其抑制措施分述如下。

## 10.4.1 电缆外皮流过电流时造成的干扰

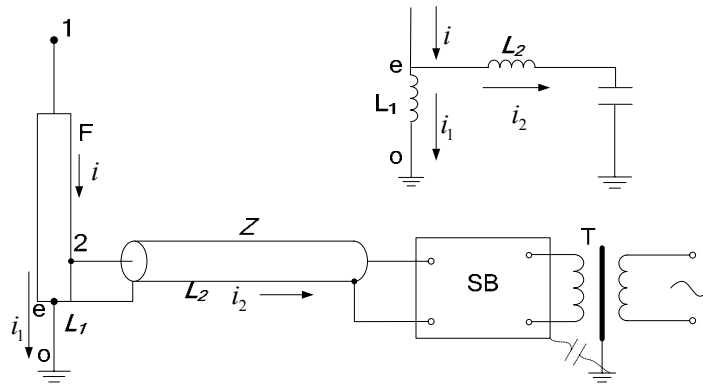
被测信号通过电缆时，电缆屏蔽层（外皮）中有电流流过，这是正常的。本节所说的“造成干扰的外皮电流”是指试验回路中电压电流变化引起的除正常电流以外的额外电流（以下简称外皮电流）。电缆外皮电流是造成干扰的重要原因。

### 10.4.1.1 分压器接地引线上电感压降在电缆外皮中引起的电流

图 10-20 (a)、(b) 为此情况的说明。分压器接地引线  $e-o$  有一定长度，忽略其不大的电阻，冲击电流  $i_1$  在它上面的压降主要是电感压降。在此压降的作用下，如果电缆外皮首末端均接地[图 10-20 (a)]，则有电流  $i_2$  流经电缆外皮。考虑多次反射的结果，可用集中的电感  $L_2$  代表外皮阻抗。设接地引线  $e-o$  段的电感为  $L_1$ ，忽略  $L_1$  与  $L_2$  之间的互感  $M_{12}$ ，则外皮电流  $i_2 = iL_1 / (L_1 + L_2) = iL_1 / L_2$ 。这里的  $i$  为分压器入地的总电流。假定接地引线长 1m， $L_1 \approx 1\mu\text{H}$ ；电缆长 20m，靠近地面时  $L_2 \approx 3\mu\text{H}$ ；则外皮电流  $i_2$  可达分压器入地电流  $i$  的 25%。为了减少外皮电流，电缆末端的外皮可不接地，如图 10-20 (b) 所示。但是，示波器信号输入端之一是与其外壳相连的，其内部电源变压器副方绕组的一端也总是接壳，在示波器内部电源变压器原方直接由实验室低压电源供电的情况下，变压器原副方绕组之间的电容和外壳的直接对地寄生电容相互并联，构成示波器的对地寄生电容  $C_S$ （此时内部电源变压器原方绕组经实验室低压电源的中线接地）。电缆外皮末端的直接接地线虽已断开，外皮电流仍可经上述对地寄生电容  $C_S$  成回路。不过，电流幅值已大为减少，电流波形也是振荡的。应该注意，这时示波器外壳电位等于寄生电容  $C_S$  上的压降，其幅值可高达千伏以上，对于操作人员和示波器内部电源变压器原副方绕组之间的绝缘都是危险的。一旦电源变压器绕组间绝缘击穿，高电压将经电源线窜到其他在同一低压电源上工作的仪器设备上。为此，冲击测量用的示波器（或峰值电压表等），应像图 10-19，10-20 中所画的那样，经绝缘较强的变比为 1:1 隔离变压器 T 供电或用电池供电。通常隔离变压器的绕组间和绕组对接地屏蔽层之间的绝缘可耐受 10 千伏以上的工频交流电压，这时，隔离变压器的副绕组与示波器外壳相连，其屏蔽可直接接地。因此，在电缆末端外皮不直接接地的情况下，外皮电流在回路中的寄生电容  $C_S$ ，就是隔离变压器副方绕组与接地屏蔽之间的电容和示波器外壳直接对地的寄生电容的并联总电容。 $C_S$  值约为 1000~2000pF。设电缆长 10m， $L_2 \approx 1.5\mu\text{H}$ ，取  $C_S \approx 1000\text{pF}$ ，外皮电流  $i_2$  的振荡频率约为 4MHz。可以认为， $i_2$  的频率上限不超过 5~10MHz。为了避免操作人员受示波器外壳高电位的威胁，整个示波器和操作人员均需与地绝缘起来。



(a) 电缆外皮两端接地



(b) 电缆外皮一端接地

图 10-20 分压器接地引线压降引起外皮电流

### 10.4.1.2 试验回路中电磁场变化感应的电缆外皮电流

图 10-21 给出了试验回路和外皮回路之间感应的情况。当试验回路的试品或负载电容中流过电流  $i_3$  时，通过两回路间的互感  $M_{32}$ ，外皮回路的感应出电势为  $M_{32} \cdot di_3/dt$ 。如试验回路一定， $M_{32}$  与外皮和地面间围成的面积  $l \cdot h$  有关，即与图 10-21 中阴影面积中包含的由  $i_3$  产生的磁通多少有关。如果电缆两端外皮接地，则有  $i_2 = i_3 \cdot M_{32}/L_2$ ，一般  $M_{32}/L_2$  可以按  $10^{-3}$  估算，如  $i_3 = 10\text{kA}$ ， $i_2$  可达 10A 左右。如电缆末端外皮不直接接地，则波形是振荡的，频率决定于  $L_2 \cdot C_s$ 。除了  $i_3$  感应的外皮电流外，高压引线等部分电压变化也会通过电容耦合在外皮中引起电流。不过，除  $du/dt$  很大的极端情况外，和磁耦合的影响相比，电容耦合的影响属于次要问题。

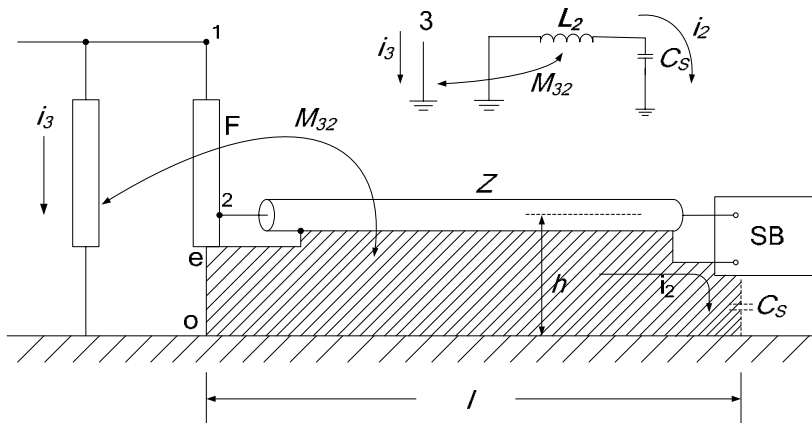


图 10-21 试验回路和电缆外皮回路之间的感应

以上所说的感应是变化较慢电磁过程产生的“似稳场”引起的。

由频率很高的电磁变化过程建立的“辐射场”也会在电缆外皮中感应出电流。在冲击试验回路中，发生器间隙的触发放电，试验回路的放电，实验室墙壁的反射等都会产生高达 100 兆赫兹的强辐射场；试验回路中的反射，视回路尺寸的大小，也可出现 30~50 兆赫兹的

高频辐射。不过，高频辐射引起的干扰受屏蔽层的强烈阻尼，衰减很快，和下面将要提到的直接窜入仪器的高频干扰相比，要轻得多。

### 10.4.1.3 电缆外皮电流产生的干扰电压

外皮电流会在电缆的芯皮间产生叠加在测量信号上的干扰电压。图 10-22 为使用单芯单屏蔽同轴电缆的情况。设电缆外皮电阻为  $R$ ，电感为  $L$ ，外皮对芯的互感为  $M$ ，可以得到

$$u_{BC} = -(R \cdot i + L \cdot di/dt) \quad (10-15)$$

$$u_{AC} = -M \cdot di/dt \quad (10-16)$$

$$u_{AB} = (u_{AC} - u_{BC}) = R \cdot i + (L - M) \cdot di/dt \quad (10-17)$$

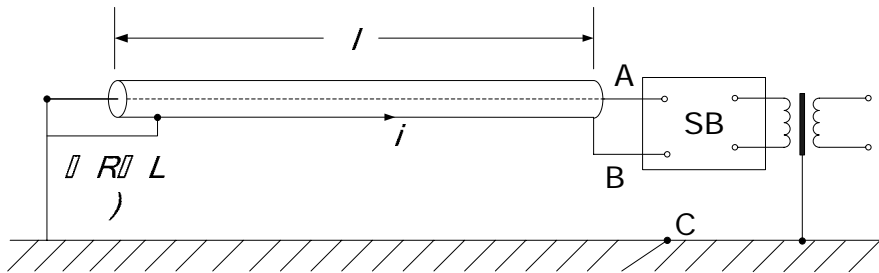


图 10-22 单芯单屏蔽同轴电缆外皮电流产生干扰电压的说明

对理想情况下的同轴电缆， $L=M$ ， $u_{AB}=R \cdot i$ ，如  $R$  很小，则  $u_{AB}$  可以忽略。但实际上  $L>M$ ， $R$  也不为零，因此  $u_{AB}$  总是存在，并随电流的频率增大而变大。可以借用转移阻抗的概念，即单位外皮电流在单位长度电缆上产生的干扰电压的大小来衡量电缆的特性。设外皮电流角频率为  $\omega$ ，则  $u_{AB}(\omega)$  可写成

$$\dot{U}_{AB}(\omega) = [R + j\omega(L - M)]\dot{I}(\omega) \quad (10-18)$$

转移阻抗为

$$\begin{aligned} Z(\omega) &= \dot{U}_{AB}(\omega) / l \cdot \dot{I}(\omega) = [R + j\omega(L - M)] / l \\ &= R' + j\omega(L' - M') \end{aligned} \quad (10-19)$$

式中的  $R'$ ， $L'$ ， $M'$  分别为单位长度电缆的有关参数， $l$  为电缆长度。

### 10.4.1.4 外皮电流及其干扰的抑制

为了抑制外皮电流及其干扰，可以采取以下措施：

1) 在单层屏蔽电缆外面套金属管或用双层屏蔽电缆，并将金属管或外层屏蔽两端接地，内层屏蔽末端不接地。此时，外层屏蔽将有电流流过，由于内屏蔽处于外屏蔽之内，且两层屏蔽和试验回路间互感差别很小，内屏蔽层的电流  $i_2 \approx 0$ 。如图 10-23，设外层屏蔽对电缆芯的互感为  $M_A$ ，对内层屏蔽的互感为  $M_B$ ，则有

$$u_{AC} = -M_A \cdot di/dt \text{ 及 } u_{BC} = -M_B \cdot di/dt$$

$$u_{AB} = (M_B - M_A) \cdot di / dt$$

转移阻抗为

$$Z(\omega) = \omega(M_B - M_A) / l = \omega(M'_B - M'_A)$$

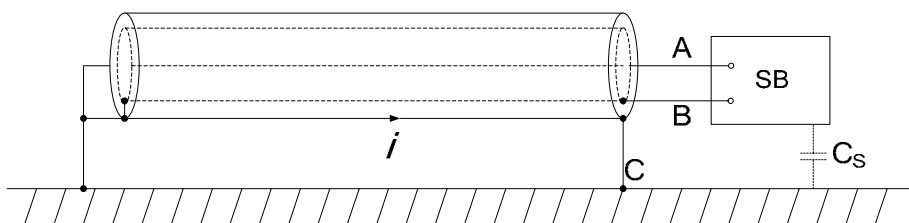


图 10-23 双层屏蔽电缆及干扰电流

比较单层和双层屏蔽电缆的转移阻抗可以看出，在频率很低时，单层屏蔽电缆的转移阻抗近似地等于  $R'$ ，而双层屏蔽电缆的转移阻抗近于零。频率较高时（数兆赫兹及以下），双层屏蔽电缆的转移阻抗也比单层的低得多，因而干扰电压也低得多。

2) 采用屏蔽良好的双芯电缆。由于屏蔽层（外皮）中的电流在两根芯线中引起的干扰电压大致相同，因此两根芯线之间的干扰电压相互抵消了很大一部分。电缆外皮与示波器外壳相连，两根芯线应经差分输入回路接到示波器。但应注意，要用屏蔽良好的电缆，一般的单层编织、网孔较大的屏蔽层难以保证取得降低干扰信号的效果。

3) 用双电缆系统。双电缆的接法如图 10-24。两根电缆的特性（型号、波阻等）和长度均相同，放置方式对称于感应源和接地点，必要时可将两根电缆绞扭起来，电缆首末端的外皮均接地。为了消除端部的反射，视配用的分压器的不同，在一端或两端接入匹配电阻。图示配用电阻分压器的情况。此种接法可使出现在两根电缆芯线之间的干扰电压因相互抵消大部分而显著减小。

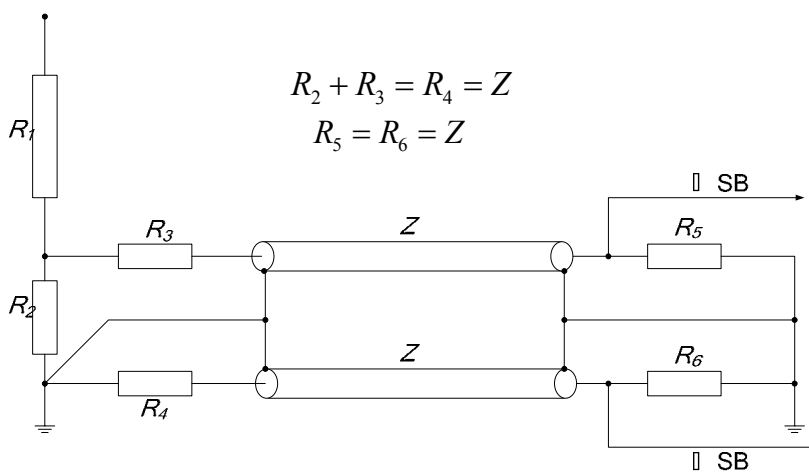


图 10-24 双电缆系统

(4) 电缆外皮外部套装磁性材料环。加上套环之后（图 10-25）加大的外皮电感，可使外皮电流减少从而使干扰信号随之减少。

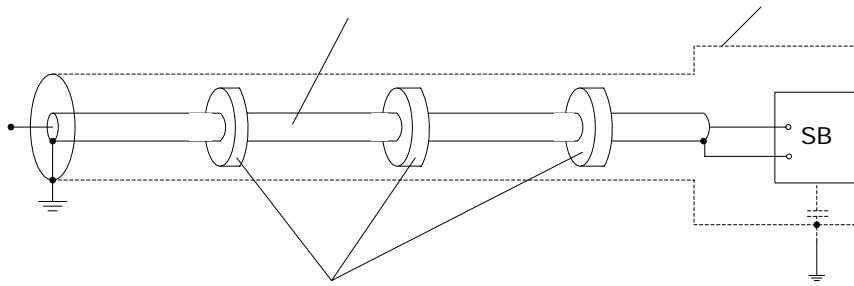


图 10-25 信号电缆外皮套装磁性材料环

### 10.4.2 测量仪器内部回路中干扰电流压降造成的干扰电压

在示波器（或峰值电压表）一侧直接入地或经电容  $C_S$  入地的干扰电流，可能有一部分流经仪器内部的接壳“母线”，并在“母线”上产生电压降，如图 10-26 所示。设输入电压为  $u$ ，由于干扰电流  $i'$  在接壳母线阻抗  $Z(t)$  上的压降  $\Delta u$  的存在，使输入放大器的信号由  $u$  变为  $(u - \Delta u)$ ，放大器输出到指示器的电压  $u'$  不再与  $u$  成比例而是等于  $G(u - \Delta u)$ ，即出现了干扰电压  $G \cdot \Delta u$  叠加到应有的信号上。对于带多级放大器的通用示波器和峰值表，这种干扰电压可能达到不能允许的数值。因此要尽量减小内部回路的阻抗  $Z(t)$ ，抑制流经内部的干扰电流。

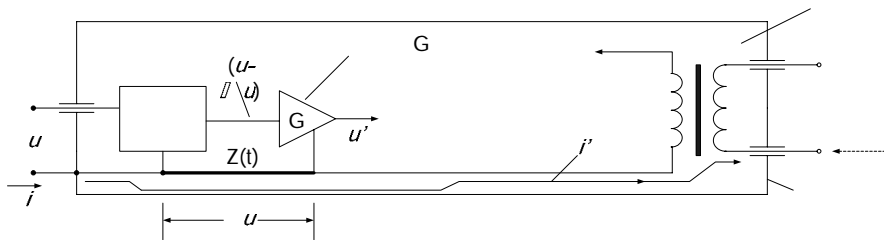


图 10-26 流经仪器内部接壳母线的干扰电流  $i'$  及其产生的电压降  $\Delta u$

### 10.4.3 从电源线接受的干扰

试验回路的电磁场不仅会在电缆外皮中感应出干扰电流，也会在接到仪器的电源线中感应出电流。此电流将按图 10-26 中所示虚线箭头的方向进入仪器，并和从电缆外皮来的干扰电流相互影响，产生自己的干扰信号。为了抑制此种干扰，接入屏蔽良好的隔离变压器是必要的。同时，应在电源和试品之间串入高频滤波器以阻止高频电流进入仪器。通常用  $\Pi$  形滤波器装在屏蔽室内的金属壁上。把电源线绕在一定的铁氧体芯上，穿过与屏蔽室金属壁相连的金属软管，即构成了这种滤波器（图 10-27）。



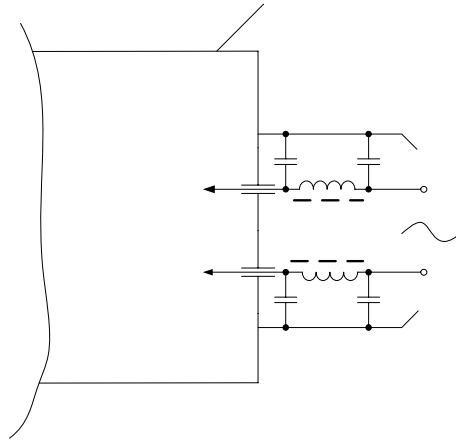


图 10-27 电源经滤波器接入方式

#### 10.4.4 电磁场直接窜入仪器造成的干扰

对于频率为数兆赫兹以下的似稳场，一般仪器的屏蔽往往是足够的。能够直接窜入仪器的主要是频率甚高的辐射场。为了抑制此种干扰，可将仪器放在金属屏蔽室内，即使屏蔽室在一侧开口，效果也较好。

#### 10.4.5 仪器处的电位升高

前文已指出，如果仪器端的电缆外皮不直接接地，且寄生电容  $C_S$  不大，则仪器外壳可能出现高达数千伏的电压，从而危及人身及电源变压器的安全。为此，可用隔离变压器或电池供电，由能耐高压的隔离变压器的绝缘承受出现的高电压，并使仪器和操作人员均位于绝缘台上，仪器外壳和地之间必要时可接入放电器。

#### 10.4.6 减少干扰的一般方法

综合本节所述的内容，可将减少干扰的一般方法小结如下：

- 1) 分压器接地引线的阻抗要低，可用长度小于 1 米，宽度大于 20 厘米的铜板或铝板作为接地引“线”。
- 2) 用双层屏蔽电缆，外层屏蔽两端接地，内层屏蔽仅在分压器处接地；或将电缆穿在金属管内，管的两端接地，管可埋入地下或放在地面上；亦可用双芯电缆和双电缆系统。
- 3) 电缆与地之间所包的面积应尽可能小，最好靠近接地回路，回路可用宽度大于 1 米的铜板或铝板为导体。
- 4) 仪器应经隔离变压器供电，亦可用电池供电。
- 5) 电源应经低通滤波器接到仪器，并可与隔离变压器配合使用，电源线亦可穿入金属管中，管两端接地。
- 6) 将仪器放在金属屏蔽室内。
- 7) 仪器和工作人员可位于绝缘台上。

8) 在某些干扰强烈或被测电压变化很快的情况下, 可用光电测量系统, 光电触发 (示波器) 系统等以截断干扰电流回路, 让工作回路测量回路在电气上完全脱离, 再配合以多层屏蔽。

图 10-28 为一个采取了若干措施的系统, 其中  $T_1$  为仪器的绝缘变压器,  $T_2$  为实验室电源绝缘变压器。用此回路测量幅值甚高的波尾截断波可得到满意的结果。

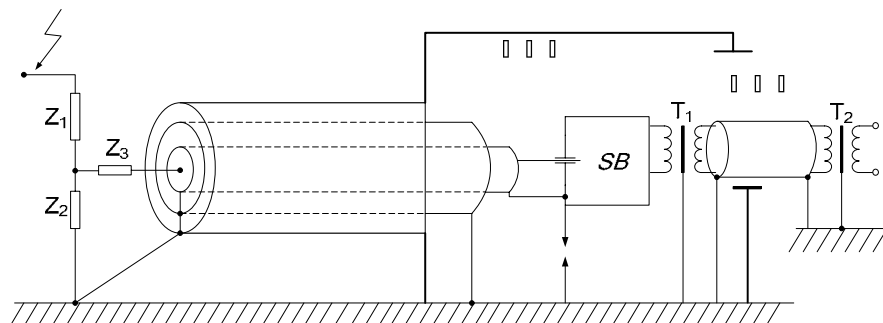


图 10-28 一个采取了若干抑制措施的测量系统

## 参考文献

- [1] 梁振光. 电磁兼容原理、技术及应用. 北京: 机械工业出版社, 2007
- [2] Clayton R.Paul. 电磁兼容导论. 北京: 人民邮电出版社, 2006
- [3] V.Prasad Kodali. 工程电磁兼容(第2版). 北京: 机械工业出版社, 2006
- [4] 王洪新. 电力系统电磁兼容. 武汉: 武汉大学出版社, 2004
- [5] 杨克俊. 电磁兼容原理与设计技术. 北京: 人民邮电出版社, 2004
- [6] 郭银景等. 电磁兼容原理及应用教程. 北京: 清华大学出版社, 2004
- [7] 赵凯华, 陈熙谋. 电磁学. 北京: 高等教育出版社, 2003
- [8] 蔡仁钢. 电磁兼容原理、设计和预测技术. 北京: 北京航空航天大学出版社, 1997
- [9] 徐鹏根等. 电子兼容性原理及应用. 北京: 国防工业出版社, 1996
- [10] 湖北省电磁兼容学会. 电磁兼容性原理及应用. 北京: 国防工业出版社, 1996
- [11] 电磁兼容性原理与技术. 江苏: 电子工业部第十四研究所. 1995
- [12] 王定华, 赵家升. 电磁兼容原理与设计. 成都: 电子科技大学出版社, 1995
- [13] 刘鹏程, 邱扬. 电磁兼容原理及技术. 北京: 高等教育出版社, 1993
- [14] 顾希如. 电磁兼容的原理、规范和测试. 北京: 国防工业出版社, 1988
- [15] B.E.凯瑟. 电磁兼容原理. 北京: 电子工业出版社, 1985
- [16] Mark I.Montrose, Edward M.Nakauchi. 电磁兼容的测试方法与技术. 北京: 机械工业出版社, 2008
- [17] 王守三. PCB 的电磁兼容设计技术、技巧和工艺. 北京: 机械工业出版社, 2008
- [18] 李景禄. 电力系统电磁兼容技术. 北京: 中国电力出版社, 2007
- [19] 周志敏, 纪爱华. 电磁兼容技术: 屏蔽·滤波·接地·浪涌·工程应用. 北京: 电子工业出版社, 2007
- [20] 林福昌. 高电压工程. 北京: 中国电力出版社, 2006
- [21] George J.Wakileh. 电力系统谐波—基本原理、分析方法和滤波器设计. 北

- 京：机械工业出版社，2005
- [22] 高攸纲. 屏蔽与接地. 北京：北京邮电大学出版社，2004
- [23] 区健昌等. 电子设备的电磁兼容性设计. 北京：电子工业出版社，2003
- [24] 林国荣，张友德. 电磁干扰及控制. 北京：电子工业出版社，2003
- [25] 张纬钺等. 过电压防护及绝缘配合. 北京：清华大学出版社，2002
- [26] 陈淑凤等. 电磁兼容试验技术. 北京：北京邮电出版社，2001
- [27] O' Hara Martin. EMC at Component and PCB Level Martin o'Hara, Oxford, England : Newnes, 1998
- [28] 钟道隆. 通信系统中的电磁干扰与屏蔽接地. 北京：国防工业出版社，1997
- [29] 邹云屏. 检测技术及电磁兼容性设计. 武汉：华中理工大学出版社，1995
- [30] 赖祖武. 电磁干扰防护与电磁兼容. 北京：原子能出版社，1993
- [31] 解广润. 电力系统过电压. 北京：水利电力出版社，1985
- [32] A.ETRNAD and C. REYNAUD.Design Aims in HV Substations to Reduce Electromagnetic Interference(EMI) in Secondary Systems. ELECTRA.1985, 100: 87-112
- [33] 冯慈璋. 电磁场(第二版) . 北京：高等教育出版社，1983
- [34] 华中工学院，上海交通大学. 高电压试验技术. 北京：水利电力出版社，1983
- [35] 代端明. 现代建筑物的防雷技术. 企业科技与发展，2007，14：121-122
- [36] 周本多，杨圣春. 电力系统谐波及其抑制. 安徽电气工程职业技术学院学报，2007，12（1）：13-16
- [37] 刘兆林，王建强. GIS 暂态地电位升高的研究. 高压电器，1992，1：17-22