

# 电磁兼容原理与设计技术

杨克俊 编著

人民邮电出版社

## 图书在版编目(CIP)数据

电磁兼容原理与设计技术/杨克俊编著. —北京:人民邮电出版社,2004.8

ISBN 7-115-12387-X

I. 电... II. 杨... III. ①电磁兼容性—理论②电磁兼容性—设计 IV. TN03

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2004)第 073804 号

## 内 容 提 要

本书系统介绍电磁兼容技术的基本知识、概念,以及国内、外电磁兼容技术标准,着重从工程实践角度阐述电磁兼容技术的原理、应用方法及应注意事项。全书共分 10 章,内容包括:屏蔽技术、滤波技术、接地技术、线路板设计、电缆设计、瞬态干扰抑制、电磁干扰诊断与解决技术以及在无线电通信系统和计算机系统 EMC 技术。

全书内容丰富,深入浅出,具有较强的实用性,适合从事电气和电子产品开发、设计、生产、管理、检验与维护的工程技术人员使用,同时也可供电气与电子工程、无线电与通信工程、计算机与自动控制、仪器与测量技术等专业的师生参考。

## 电磁兼容原理与设计技术

◆ 编 著 杨克俊

责任编辑 徐享华

◆ 人民邮电出版社出版发行 北京市崇文区夕照寺街 14 号

邮编 100061 电子函件 315@ptpress.com.cn

网址 <http://www.ptpress.com.cn>

读者热线 010-67129258

北京汉魂图文设计有限公司制作

北京顺义振华印刷厂印刷

新华书店总店北京发行所经销

◆ 开本:787×1092 1/16

印张:22.75

字数:552 千字

2004 年 月第 1 版

印数:1— 000 册

2004 年 月北京第 1 次印刷

ISBN 7-115-12065-X/TP·88-6

定价: .00 元

本书如有印装质量问题,请与本社联系 电话:(010)67129223

# 前 言

电磁兼容 (EMC, ElectroMagnetic Compatibility) 是指, 在复杂的电磁环境中, 每台电子、电气产品除了本身要能抗住一定的外来电磁干扰保持正常工作以外, 还不能产生对该电磁环境中的其他电子、电气产品所不能容忍的电磁干扰, 或者说, 既要满足有关标准规定的电磁敏感度极限值要求, 又要满足其电磁发射极限值要求, 这就是电子、电气产品电磁兼容应当解决的问题, 也是电子、电气产品要通过电磁兼容认证的必要条件。

电磁兼容技术是一门迅速发展的交叉学科, 涉及电子、计算机、通信、航空航天、铁路交通、电力、军事以及人民生活的各个方面。在当今信息社会中, 随着电子技术、计算机技术的发展, 一个系统中采用的电气及电子设备数量大幅度增加, 而且电子设备的频带日益加宽, 功率逐渐增大, 信息传输速率提高, 灵敏度提高, 连接各种设备的网络也越来越复杂, 因此, 电磁兼容问题日显重要。

现在, 许多国家对电子产品的电磁兼容性都做了强制性限制。我国已加入 WTO, 电磁兼容技术壁垒将是我国电子产品出口的更大障碍, 我国对部分电子产品的电磁兼容性也做了强制性要求, 自 2003 年 5 月 1 日起, 未获得强制性产品认证证书和未加施中国强制性认证标志的产品不得出口和在国内销售。但是, 我国产品的电磁兼容性指标与先进的国际标准比还有相当差距, 因此学习和借鉴国外先进技术和经验, 掌握电磁兼容技术, 培养自己的技术人才, 尤为紧迫。

为适应形势, 一个学习电磁兼容技术、培训电磁兼容技术人才的热潮已经掀起, 各种“电磁兼容技术培训班”如雨后春笋。本书突出实用性, 系统、全面讲述电磁兼容技术及基本概念, 正好迎合了这种形势, 不失为一本学习电磁兼容技术, 培训电磁兼容技术人才的好教材。

全书共分 10 章。第 1 章介绍电磁兼容的基本概念, 系统概述电磁兼容技术的基本知识。第 2~4 章详细介绍了最常用的三项基本电磁兼容技术, 即屏蔽技术、滤波技术和接地技术, 叙述了它们的技术原理、使用方法及应注意的事项。第 5 章讲述线路板设计, 从元器件的选择、干扰的抑制技术、新技术的发展到具体的设计技巧都做了详细叙述。第 6 章讲述电缆设计, 详细地叙述了干扰耦合的机理及抑制干扰的具体措施。第 7 章介绍了瞬态干扰, 如电快速瞬变脉冲群 (EFT)、雷击浪涌 (Surge) 和静电放电 (ESD) 的特性及常用的抑制器件。第 8 章详细讲述电磁干扰的诊断与解决技术, 包括使用的仪器设备。第 9 章讲述无线电通信系统中的电磁兼容技术, 着重介绍无线电波传播中产生的电磁波干扰以及为抑制这种电磁波干扰而发展起来的新技术。第 10 章讲述计算机系统上的电磁兼容技术, 针对计算机电磁兼容性问题的特殊性, 重点介绍了工控环境中计算机的抗干扰技术和计算机电磁信息泄露与防护技术。

作者在编写本书的过程中, 得到了国家无线电频谱管理研究所冯晓敏、高永龙高级工程师的大力协助和支持。西安邮电学院冯博教授为本书的编写提供了许多宝贵的建议和资料,

中国科学院陕西天文台杨怀旭、梁仲环两位高级工程师审阅了全书并提出了许多重要的修改意见，西北大学硕士研究生李俐为本书的绘图做了大量工作，西安电子科技大学硕士研究生杨伊宁、程青奇、王承杰、李斌、杨兴运、张廌、杨海波、杨广智、李鹏亮等参与了本书的编写，在此一并表示诚挚的感谢。

由于电磁兼容技术涉及面广，发展迅速，加之作者水平有限，书中错误和不当之处在所难免，敬请广大读者批评指正。

作者

2004 年 5 月于西安



# 目 录

|                        |    |
|------------------------|----|
| 第 1 章 电磁兼容技术概述         | 1  |
| 1.1 电磁兼容的概念            | 1  |
| 1.1.1 电磁干扰             | 1  |
| 1.1.2 电磁兼容的含义          | 6  |
| 1.1.3 电磁兼容性的实施         | 6  |
| 1.1.4 电磁兼容技术的发展        | 7  |
| 1.2 电磁兼容技术术语           | 9  |
| 1.2.1 一般术语             | 9  |
| 1.2.2 干扰术语             | 11 |
| 1.2.3 发射术语             | 12 |
| 1.2.4 电磁兼容性能术语         | 12 |
| 1.3 电磁兼容的工程方法          | 15 |
| 1.3.1 电磁兼容性的工程分析       | 15 |
| 1.3.2 电磁兼容性控制技术        | 16 |
| 1.3.3 电磁兼容性分析与设计方法     | 20 |
| 1.3.4 电磁兼容性测量与试验技术     | 25 |
| 1.4 电磁兼容标准             | 31 |
| 1.4.1 与电磁兼容技术标准有关的组织机构 | 31 |
| 1.4.2 我国的电磁兼容技术标准体系    | 34 |
| 1.4.3 电磁兼容技术标准与规范的内容特点 | 34 |
| 1.4.4 电磁兼容认证           | 36 |
| 1.5 电磁干扰信号的时域与频域分析     | 36 |
| 1.6 分贝的概念与应用           | 37 |
| 1.6.1 分贝的定义            | 37 |
| 1.6.2 分贝的应用            | 40 |
| 第 2 章 屏蔽技术             | 41 |
| 2.1 电磁屏蔽原理             | 41 |
| 2.1.1 电磁屏蔽的类型          | 41 |
| 2.1.2 静电屏蔽             | 41 |
| 2.1.3 交变电场的屏蔽          | 42 |
| 2.1.4 低频磁场的屏蔽          | 43 |
| 2.1.5 高频磁场的屏蔽          | 45 |
| 2.1.6 电磁屏蔽             | 47 |

|       |                       |    |
|-------|-----------------------|----|
| 2.2   | 屏蔽效能                  | 47 |
| 2.2.1 | 屏蔽效能的表示               | 47 |
| 2.2.2 | 屏蔽效能的计算               | 48 |
| 2.3   | 屏蔽材料的特性               | 56 |
| 2.3.1 | 导磁材料                  | 56 |
| 2.3.2 | 导电材料                  | 57 |
| 2.3.3 | 薄膜材料与薄膜屏蔽             | 57 |
| 2.3.4 | 导电胶与导磁胶               | 58 |
| 2.4   | 屏蔽体的结构                | 59 |
| 2.4.1 | 电屏蔽的结构                | 59 |
| 2.4.2 | 磁屏蔽的结构                | 61 |
| 2.4.3 | 电磁屏蔽的结构               | 62 |
| 2.5   | 孔缝泄漏的抑制措施             | 63 |
| 2.5.1 | 装配面处接缝泄漏的抑制           | 63 |
| 2.5.2 | 通风冷却孔泄漏的抑制            | 65 |
| 2.5.3 | 观察窗口(显示器件)泄漏的抑制       | 68 |
| 2.5.4 | 器件调谐孔(有连接杆的操作器件)泄漏的抑制 | 69 |
| 第3章   | 滤波技术                  | 70 |
| 3.1   | 电磁干扰滤波器               | 70 |
| 3.2   | 滤波器的分类及特性             | 73 |
| 3.2.1 | 反射式滤波器                | 74 |
| 3.2.2 | 吸收式滤波器                | 78 |
| 3.2.3 | 滤波连接器                 | 80 |
| 3.2.4 | 铁氧体抑制电磁干扰的应用          | 81 |
| 3.2.5 | 穿心电容滤波                | 84 |
| 3.3   | 电源线滤波器                | 85 |
| 3.3.1 | 共模干扰(骚扰)和差模干扰(骚扰)信号   | 85 |
| 3.3.2 | 电源线滤波器的网络结构           | 86 |
| 3.3.3 | 电源线滤波器的安装             | 86 |
| 第4章   | 接地和搭接技术               | 88 |
| 4.1   | 地回路干扰                 | 88 |
| 4.1.1 | 接地公共阻抗产生的干扰           | 88 |
| 4.1.2 | 接地电流与地电压的形成           | 89 |
| 4.1.3 | 地回路干扰                 | 90 |
| 4.2   | 抑制地回路干扰的技术措施          | 91 |
| 4.2.1 | 接地点的选择                | 91 |
| 4.2.2 | 差分平衡电路                | 95 |
| 4.2.3 | 隔离变压器                 | 97 |
| 4.2.4 | 纵向扼流圈                 | 98 |

|                            |     |
|----------------------------|-----|
| 4.2.5 光电耦合器 .....          | 100 |
| 4.3 接地及其分类 .....           | 100 |
| 4.3.1 接地的概念 .....          | 100 |
| 4.3.2 接地的要求 .....          | 101 |
| 4.3.3 接地的分类 .....          | 101 |
| 4.4 安全接地 .....             | 102 |
| 4.4.1 设备安全接地 .....         | 102 |
| 4.4.2 接零保护接地 .....         | 103 |
| 4.4.3 防雷接地 .....           | 104 |
| 4.4.4 安全接地的有效性 .....       | 104 |
| 4.5 信号接地 .....             | 105 |
| 4.5.1 单点接地 .....           | 105 |
| 4.5.2 多点接地 .....           | 107 |
| 4.5.3 混合接地 .....           | 108 |
| 4.5.4 悬浮接地 .....           | 108 |
| 4.6 搭接技术 .....             | 110 |
| 4.6.1 搭接的概念 .....          | 110 |
| 4.6.2 搭接方法与类型 .....        | 111 |
| 4.6.3 搭接的有效性 .....         | 112 |
| 4.6.4 搭接的实施 .....          | 113 |
| 4.6.5 搭接质量的测试 .....        | 114 |
| 第5章 线路板设计 .....            | 116 |
| 5.1 元器件的选择 .....           | 116 |
| 5.1.1 常用元器件的选择和电路设计 .....  | 116 |
| 5.1.2 有源器件敏感度特性和发射特性 ..... | 125 |
| 5.2 线路板上的电磁骚扰辐射 .....      | 130 |
| 5.2.1 共模辐射与差模辐射 .....      | 130 |
| 5.2.2 差模辐射 .....           | 131 |
| 5.2.3 共模辐射 .....           | 133 |
| 5.3 表面安装技术(SMT) .....      | 135 |
| 5.3.1 表面安装技术的发展 .....      | 136 |
| 5.3.2 新型片式器件的发展 .....      | 137 |
| 5.3.3 高密度电子组装技术 .....      | 137 |
| 5.4 印刷电路板(PCB)的设计 .....    | 137 |
| 5.4.1 单面板 .....            | 138 |
| 5.4.2 双面板 .....            | 142 |
| 5.4.3 单面板和双面板几种地线的分析 ..... | 142 |
| 5.4.4 多层板 .....            | 147 |
| 第6章 电缆设计 .....             | 152 |

|       |                           |     |
|-------|---------------------------|-----|
| 6.1   | 传导耦合 .....                | 152 |
| 6.1.1 | 电容性耦合 .....               | 152 |
| 6.1.2 | 电感性耦合 .....               | 158 |
| 6.1.3 | 电容性耦合与电感性耦合的综合考虑 .....    | 163 |
| 6.2   | 高频耦合 .....                | 165 |
| 6.2.1 | 分布参数电路的基本理论 .....         | 166 |
| 6.2.2 | 高频线间的耦合 .....             | 168 |
| 6.2.3 | 低频情况的耦合 .....             | 170 |
| 6.3   | 辐射耦合 .....                | 171 |
| 6.3.1 | 基本振子的电磁场分布 .....          | 171 |
| 6.3.2 | 辐射耦合 .....                | 177 |
| 6.4   | 处在电磁场中的传输线和电缆 .....       | 180 |
| 6.4.1 | 场到线的共模耦合与异模耦合 .....       | 180 |
| 6.4.2 | 场对高频传输线的耦合 .....          | 181 |
| 6.5   | 干扰耦合的抑制措施 .....           | 184 |
| 6.5.1 | 电容性耦合干扰抑制措施 .....         | 184 |
| 6.5.2 | 电感性耦合干扰的抑制措施 .....        | 184 |
| 6.5.3 | 辐射干扰耦合的抑制措施 .....         | 187 |
| 第7章   | 瞬态干扰的抑制 .....             | 189 |
| 7.1   | 电快速瞬变脉冲群(EFT) .....       | 190 |
| 7.1.1 | EFT 概述 .....              | 190 |
| 7.1.2 | EFT 干扰的抑制 .....           | 193 |
| 7.2   | 雷击浪涌 .....                | 196 |
| 7.2.1 | 直击雷、感应雷与浪涌 .....          | 196 |
| 7.2.2 | 雷击与瞬变脉冲电压 .....           | 200 |
| 7.2.3 | 雷害的防护 .....               | 202 |
| 7.3   | 静电放电(ESD)产生的电磁干扰 .....    | 204 |
| 7.3.1 | ESD 的基本概念 .....           | 204 |
| 7.3.2 | ESD 对电子设备的影响 .....        | 207 |
| 7.3.3 | 防护 ESD 影响的设计及措施 .....     | 207 |
| 7.4   | 抑制瞬变骚扰的常用器件 .....         | 211 |
| 7.4.1 | 气体放电管 .....               | 211 |
| 7.4.2 | 压敏电阻 .....                | 213 |
| 7.4.3 | 硅瞬变电压吸收二极管 .....          | 215 |
| 7.4.4 | TVS 应用的有关问题 .....         | 217 |
| 7.4.5 | 几种抑制瞬变骚扰器件的比较 .....       | 219 |
| 第8章   | 电磁干扰的诊断与解决技术 .....        | 222 |
| 8.1   | 样机(模型)和鉴定阶段中的电磁干扰问题 ..... | 222 |
| 8.1.1 | 实际的电磁干扰(EMI)问题 .....      | 223 |

|       |                                 |     |
|-------|---------------------------------|-----|
| 8.1.2 | 符合规范的问题 .....                   | 223 |
| 8.1.3 | 安排好开发/预测试的顺序 .....              | 223 |
| 8.2   | 检查是否符合发射规范 .....                | 225 |
| 8.2.1 | 测试场所的最低要求 .....                 | 225 |
| 8.2.2 | 仪器设备 .....                      | 225 |
| 8.2.3 | 待测设备(EUT)/样品的安装 .....           | 228 |
| 8.2.4 | 传导发射(CE)符合性测试 .....             | 228 |
| 8.2.5 | 设备不能接入 LISN 时采取的措施 .....        | 231 |
| 8.2.6 | 辐射发射(RE)测量的替代方法 .....           | 232 |
| 8.3   | 符合抗干扰性规范的检测 .....               | 243 |
| 8.3.1 | 测试场合的最低要求 .....                 | 243 |
| 8.3.2 | 传导敏感性测试的准备工作 .....              | 243 |
| 8.3.3 | 瞬变脉冲群(EFT)干扰测试 .....            | 244 |
| 8.3.4 | ESD 测试 .....                    | 247 |
| 8.4   | 现场电磁干扰问题的排查 .....               | 249 |
| 8.4.1 | 排查的准备 .....                     | 249 |
| 8.4.2 | 现场检查 .....                      | 250 |
| 8.4.3 | 检测电磁干扰电流 .....                  | 252 |
| 8.4.4 | 诊断、排查电磁干扰故障问题的“强行损坏”技术 .....    | 252 |
| 8.5   | 诊断、排查电磁干扰问题的思路概括 .....          | 257 |
| 8.5.1 | 诊断、排查电磁干扰故障的仪器和工具箱 .....        | 257 |
| 8.5.2 | 诊断、排查电磁干扰故障的过程 .....            | 258 |
| 8.5.3 | 诊断、排查电磁干扰故障问题的流程 .....          | 259 |
| 第9章   | 无线电通信系统中的电磁兼容技术 .....           | 263 |
| 9.1   | 无线电通信系统中的电磁波干扰(无线电干扰) .....     | 263 |
| 9.1.1 | 无线电发射机的杂散发射 .....               | 263 |
| 9.1.2 | 无线电波传播的杂散干扰(杂散波) .....          | 266 |
| 9.1.3 | 移动通信中的电磁波干扰 .....               | 269 |
| 9.1.4 | 共信道干扰与邻道干扰 .....                | 271 |
| 9.2   | 无线电通信系统中的电磁兼容技术 .....           | 273 |
| 9.2.1 | 频率的指配与管制 .....                  | 273 |
| 9.2.2 | 无线电发射机的杂散发射功率电平限值 .....         | 274 |
| 9.2.3 | 干扰协调区 .....                     | 278 |
| 9.2.4 | 频谱共用中的电磁兼容技术 .....              | 278 |
| 9.2.5 | 蜂窝移动通信系统中的电磁兼容技术 .....          | 279 |
| 9.2.6 | 无线电通信系统中的其他电磁兼容技术 .....         | 296 |
| 9.3   | 无线电通信系统中的电磁兼容标准 .....           | 299 |
| 9.3.1 | 我国有关无线电通信业务电磁兼容的国家标准与行业标准 ..... | 300 |
| 9.3.2 | 国际电联(ITU)有关无线电通信业务的电磁兼容标准 ..... | 300 |

|                                   |     |
|-----------------------------------|-----|
| 第 10 章 计算机系统中的电磁兼容技术 .....        | 306 |
| 10.1 计算机电磁兼容性问题的特殊性 .....         | 306 |
| 10.1.1 数字计算机中的干扰 .....            | 306 |
| 10.1.2 特殊环境中的计算机电磁兼容问题 .....      | 308 |
| 10.1.3 计算机病毒 .....                | 309 |
| 10.1.4 计算机的电磁泄漏 .....             | 309 |
| 10.2 工控环境中计算机的抗干扰技术 .....         | 309 |
| 10.2.1 工控计算机硬件的抗干扰设计 .....        | 310 |
| 10.2.2 工控计算机软件的抗干扰设计 .....        | 310 |
| 10.2.3 工控计算机抗干扰用到的软件技术 .....      | 314 |
| 10.3 计算机电磁信息泄漏与防护 .....           | 317 |
| 10.3.1 计算机电磁信息辐射泄漏的途径 .....       | 317 |
| 10.3.2 计算机电磁信息辐射的特点 .....         | 318 |
| 10.3.3 计算机电磁信息辐射泄漏的防护技术 .....     | 318 |
| 附录 A 电磁兼容国家标准 .....               | 322 |
| 附录 B 部分电磁兼容国际标准 .....             | 328 |
| 附录 C 电磁兼容认证的有关文件 .....            | 332 |
| 附录 D 电磁干扰(骚扰)源的频谱 .....           | 343 |
| 附录 E 传导、无线辐射、ESD 和 EFT 数据报表 ..... | 346 |
| 附录 F 无线辐射限值转换为共模电流限值 .....        | 350 |
| 参考文献 .....                        | 351 |

# 第 1 章 电磁兼容技术概述

## 1.1 电磁兼容的概念

### 1.1.1 电磁干扰

#### 1. 电磁干扰的定义

##### (1) 电磁骚扰 (EMD, ElectroMagnetic Disturbance)

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

##### (2) 电磁干扰 (EMI, ElectroMagnetic Interference)

电磁干扰是“电磁骚扰引起的设备、传输通道或系统性能的下降”。电磁骚扰仅仅是电磁现象，即客观存在的一种物理现象，它可能引起设备性能的降级或损害，但不一定已经形成后果。而电磁干扰是由电磁骚扰引起的后果。过去在术语上并未将物理现象与其造成的后果明确划分，统称为干扰 (Interference)。IECS0 (161) 于 1990 年发布后，引入了 Disturbance 这一术语 (中文译为“骚扰”)，给出了明确的区分。但是为了方便，通常人们在分析电磁干扰问题时常常是与电磁骚扰联系在一起讨论，或统称为电磁干扰。

#### 2. 电磁干扰 (骚扰) 源的分类

电磁干扰的分类可以有多种分法，例如，按传播途径分，有传导干扰和辐射干扰，其中传导干扰的传输性质有电耦合、磁耦合及电磁耦合；按辐射干扰的传输性质分，有近区场感应耦合和远区场辐射耦合；按频带分，有窄带干扰和宽带干扰；按干扰频率范围分，可分为 5 种 (见表 1-1)；按实施干扰者的主观意向分，可分为有意干扰源和无意干扰源；按干扰源性质分，有自然干扰和人为干扰 (如图 1-1 所示)，等等。后面我们将详细说明自然干扰和人为干扰。

表 1-1 电磁干扰的频率范围分类

| 根据频率范围电磁干扰的分类 | 频 率 范 围    | 典型电磁干扰源                     |
|---------------|------------|-----------------------------|
| 工频及音频干扰源      | 50 Hz 及其谐波 | 输电线<br>电力牵引系统<br>有线广播       |
| 甚低频干扰源        | 30 kHz 以下  | 雷电等                         |
| 载频干扰源         | 10~300 kHz | 高压直流输电高次谐波<br>交流输电及电气铁路高次谐波 |

续表

| 根据频率范围电磁干扰的分类 | 频 率 范 围       | 典型电磁干扰源                        |
|---------------|---------------|--------------------------------|
| 射频、视频干扰源      | 300kHz~300MHz | 工业、科学、医疗设备<br>电动机、照明电气<br>宇宙干扰 |
| 微波干扰源         | 300MHz~100GHz | 微波炉<br>微波接力通信<br>卫星通信          |

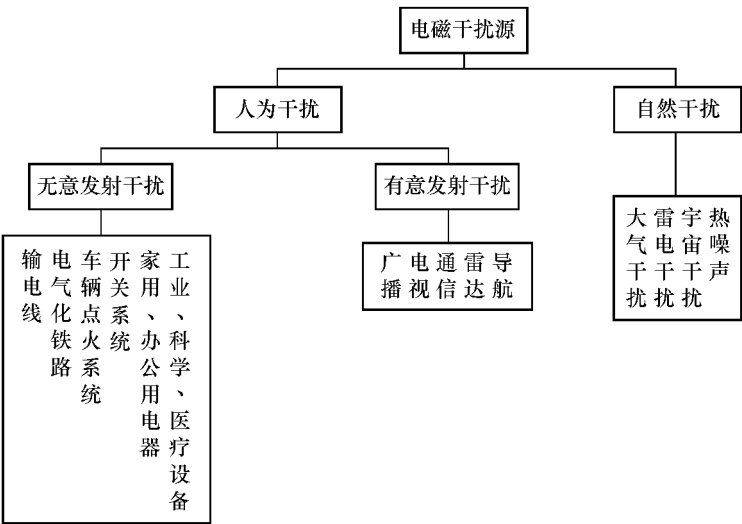


图 1-1 电磁干扰源分类

3. 电磁干扰的三要素

所有的电磁干扰都是由 3 个基本要素组合而产生的，它们是：电磁干扰源；对该干扰能量敏感的设备；将电磁干扰源传输到敏感设备的媒介，即传输通道或耦合途径（如图 1-2 所示）。相应地对抑制所有电磁干扰的方法也应由此三要素着手解决。

- (1) 电磁干扰源：指产生电磁干扰的任何元件、器件、设备、系统或自然现象。
- (2) 耦合途经（或称传输通道）：指将电磁干扰能量传输到受干扰设备的通道或媒介。
- (3) 敏感设备：指受到电磁干扰影响，或者说对电磁干扰发生响应的设备。

4. 自然干扰（噪声）

自然电磁干扰源存在于地球和宇宙，自然电磁现象会产生电磁噪声。自然干

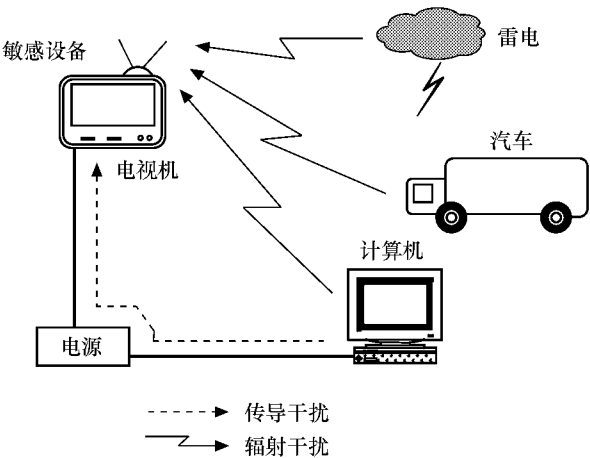


图 1-2 电磁干扰源作用于敏感设备的耦合途径



扰主要分为宇宙干扰、大气干扰、雷电干扰和热噪声。

#### (1) 宇宙干扰

宇宙干扰是来自太阳系、银河系及河外星系的电磁骚扰，主要包括太空背景噪声和太阳、月亮、木星等发射的无线电噪声。太阳无线电噪声则随着太阳的活动性明显变化，太阳活动高年无线电噪声显著增加。太阳的干扰频率从10MHz到几十GHz。银河系的干扰峰值出现在频段100~200MHz。宇宙干扰影响最大的频段是20~500MHz。

#### (2) 雷电干扰

雷电干扰主要是由夏季本地雷电和冬季热带地区雷电放电所产生。地球上平均每秒钟发生100次左右的雷击放电。雷电是一连串的干扰脉冲，其电磁发射借助电离层的传输可传播到几千公里以外的地方。雷电干扰的频谱在50MHz以下都有分布，主要能量分布在100kHz左右，对地球上20MHz以下的无线电通信影响较大。大气层中的其他自然现象（例如沙暴、雨雾等）也会形成较强烈的电磁噪声源。

#### (3) 大气干扰

大气干扰是指除雷电放电外大气中的尘埃、雨点、雪花、冰雹等微粒在高速通过飞机、飞船表面时，由于相对摩擦运动而产生电荷迁移从而沉积静电，当电势升高到1MV时，就发生火花放电、电晕放电。这种放电产生的宽带射频噪声频谱分布在几赫兹到几十兆赫兹的范围内，会严重影响高频、甚高频频段的无线电通信和导航。

#### (4) 热噪声

热噪声是指处于一定热力学状态下的导体中所出现的无规则电起伏，它是由导体中自由电子的无规则运动引起的，例如电阻热噪声、气体放电噪声、有源器件的散弹噪声。

### 5. 人为干扰（噪声）

人为干扰分别来自有意发射干扰源和无意发射干扰源。

#### (1) 有意发射干扰源

有意发射干扰源是专用于辐射电磁能的设备，例如广播、电视、通信、雷达、导航等发射设备，是通过向空间发射有用信号的电磁能量来工作的，它们对不需要这些信号的系统或设备将构成功能性干扰，而且是电磁环境的重要污染源。经过分析不难看出，这类干扰源有以下特点：

① 为了保证一定的作用距离，这些设备具有高功率的发射机，向空间发射大量的电磁能量。例如中波广播输出功率可达兆瓦，短波广播输出功率可达几百千瓦，目前我国电视广播1~12频道的输出功率一般为10kW，13频道以上的发射功率为30kW。远程雷达的脉冲发射功率可达10MW以上。

② 这些无线电发射设备，均按无线电管理的有关规定，工作在指定的频段上，以抑制各无线系统间的相互干扰，这些设备的发射功率及工作频率可人为地予以规定及限制，而且辐射能量的空间分布是由发射天线的方向性决定的。

③ 广播（包括调频广播）和电视发射台的数量多，发射功率大而且发射天线高，发射的电磁能量覆盖很广的区域，广播与电视发射对环境所造成的电磁污染比同功率的其他工业干扰源要大得多。因为前者发射的是有用信号不能施加电磁屏蔽，而后者产生的是无用干扰信号，可用屏蔽等技术措施予以抑制，而广播电视发射塔多建在城市附近，因此广播与电视发射是污染城市电磁环境的主要干扰源。

(2) 无意发射干扰源

有许多装置都无意地发射电磁能量，例如汽车的点火系统，各种不同的用电装置和带电动机的装置，照明装置、霓虹灯广告、高压电力线、工业、科学和医用设备以及接收机的本机振荡辐射等都在无意地发射电磁能量。这种发射可能是向空间的辐射，也可能是沿导线的传导发射，所发射的电磁能是随机的或是有规则的，一般占有非常宽的频带或离散频谱，所发射的功率可从微微瓦到兆瓦量级。无意发射干扰源主要有如下几种：

① 用于工业、科学、医疗及生活中的高功率设备

这类设备包括工业加热设备（感应加热器和介质加热器等），射频电弧焊、医疗加热设备（微波理疗机）微波外科手术设备、超声波发生器及微波炉等。这类设备的特点是功率高、数量多，一般输出功率可达千瓦甚至兆瓦，而且其数量在逐年迅速递增。他们工作时的电磁泄漏会造成很强的干扰。国际无线电干扰特别委员会（CISPR）对这类设备规定了干扰极限值（见附录 B）。

② 汽车等机动车辆

汽车等机动车辆的点火系统、发电机、风扇、风挡刮水器马达等，由于向外辐射电磁能量而造成干扰。通常，点火系统是最强的宽带干扰源，当点火时产生波形前沿很陡的电弧，其频谱是一个低频基波分量再加上许多谐波，以及占有很宽一段频谱的暂态（瞬态过程），这样的噪声在 10~100MHz 范围内具有很大的场强。一般观测表明，小汽车比卡车的噪声约小 10dB，而摩托车的噪声与卡车的噪声差不多，这是因为虽然摩托车比小汽车、卡车的功率小得多，但很少采取或根本没有采取屏蔽措施的缘故。例如，小汽车的金属外壳就可以提供约 15dB 的屏蔽作用。汽车干扰一般为垂直极化（特别是在 100MHz 频率以内的范围），汽车产生干扰的幅度一般为正态分布，而且干扰脉冲的峰值幅度与汽车点火系统的类型、汽车的速度、正常工作的机械负载以及汽车的老化和磨损程度等因素有关。随着经济的发展，个人占有汽车等机动车辆的数量每年以 12% 以上的速度增长。统计表明，当交通量增加一倍时，其干扰功率频谱强度就会增加 3~6dB，因此汽车等机动车辆是重要的干扰源之一。

③ 其他一些无意发射设备

表 1-2 列出了一些无意发射设备干扰源。

表 1-2 几种无意发射干扰源

| 设 备                           | 产生干扰原因                                                                                                                  | 特 点                                                                                                                                  |
|-------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 电动机                           | <ul style="list-style-type: none"><li>火花放电</li><li>滑动接触噪声（整流子电机中电枢与整流子间的滑动）</li></ul>                                   | 在电动机的接线端子上传导干扰电压可达几十微伏至几百毫伏，对于无金属壳的电动机，在 1m 距离处辐射干扰所引起的感应电压可达 3~5mV，这类干扰具有较宽的频带                                                      |
| 照 明 设 备<br>( 荧 光 灯、<br>日光灯等 ) | <ul style="list-style-type: none"><li>气体放电</li><li>弧光放电</li><li>辉光放电</li><li>伴随放电产生的高频振荡</li></ul>                      | 荧光灯工作时，除放电发光产生放电干扰外，两极板还会产生几千赫左右的高频振荡，在电源端子上引起的传导干扰电压可达几十微伏，甚至几十毫伏，同时，荧光灯本身及电线还将产生辐射干扰。日光灯在工作时将产生电击穿脉冲，从而造成射频辐射干扰，也可通过电线注入公共电源造成传导干扰 |
| 电力输电线                         | <ul style="list-style-type: none"><li>电晕放电（由导线表面场梯度引起空气电离）</li><li>由于绝缘子断裂、绑扎脱落等偶然发生的接触不良所产生的微弧以及受污染的导线表面上的火花</li></ul> | 一般只出现在电压高于 100kV 的线路上，通常不会影响调频和电视的接收，只对中、长波的接收有影响。但在某些情况下，当电力线工作在大于 2kV/cm 的电场梯度下，而天气又非常恶劣时，也会对电视的接收构成干扰，这仅限于 1 频道（40~60MHz）         |

续表

| 设 备   | 产生干扰原因                                                                                                                                                    | 特 点                                                                                                                                                                                                              |
|-------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 电气化铁路 | <ul style="list-style-type: none"><li>• 接触网和变电所等高压供电系统产生干扰</li><li>• 电弓脱离接触产生的火花干扰</li><li>• 电动机整流子和电刷之间的火花放电</li><li>• 交流电气铁路的真空开关产生的冲击电压和冲击电流</li></ul> | <ul style="list-style-type: none"><li>(1) 电气列车在牵引状态及惯性状态干扰电平没有明显差别</li><li>(2) 列车速度较高时，由于电弓的离线率增加，产生的干扰电平较高</li><li>(3) 列车进站时，由于站内道岔多，使车体颠簸晃动离线率升高，干扰电平也随之增加</li><li>(4) 电气火车的各种干扰中，以电弓脱离接触产生的火花干扰最为严重</li></ul> |
| 公共电源  | <ul style="list-style-type: none"><li>• 电源内阻不为零</li><li>• 电源的通、断产生的瞬态冲击电流、电压</li><li>• 传导干扰通过电源线向电源注入干扰</li></ul>                                         | 这是一种最重要的典型的传导干扰源。由于市电电源是公用的，而且电源内阻不等于“零”，尤其是在高频频段，电源除向设备提供有用的电能外，同时也提供了无用的成分。这些无用的成分通过对称的方式以及不对称的方式进入设备，从而构成了干扰。这些无用的成分可能是十几伏的低频干扰信号，也可能是几伏的高频干扰信号，还可能是数百伏或千伏左右的尖峰脉冲干扰信号以及衰减振荡形式的干扰信号                            |

④ 静电放电干扰

静电放电也是一种有害的电磁骚扰源。当两种介电常数不同的材料发生接触，特别是相互摩擦时，两者之间会发生电荷的转移，而使各自成为带有不同电荷的物体。当电荷积累到一定程度时，就会产生高电压。此时，带电物体与其他物体接近就会产生电晕放电或火花放电，形成静电骚扰。静电骚扰最为危险的后果是可能引起火灾，导致易燃、易爆物引爆；其次，可能导致测量、控制系统失灵或发生故障，也可能导致计算机程序出错、集成电路芯片损坏。

⑤ 核爆炸电磁脉冲

核爆炸时会产生极强的电磁脉冲，其强度可达  $10^5 \text{ V/m}$  以上，分布的范围极广。高空核爆炸的影响半径可达数千公里。核电磁脉冲对于武器、航天飞行器、舰船、地面无线电指挥系统、工业控制系统、电力电子设备等都会造成严重的干扰和破坏。

6. 电磁干扰（骚扰）源的时、空、频谱特性

(1) 干扰能量的空间分布

对于有意辐射干扰源，其辐射干扰的空间分布是比较容易计算的，主要取决于发射天线的方向性及传输路径损耗。

对于无意辐射源，无法从理论上严格计算，经统计测量可得到一些无意辐射源干扰场分布的有关数学模型及经验数据。

对于随机干扰，由于不能确定未来值，其干扰电平不能用确定的值来表示，需用其指定值出现的概率来表示。

(2) 干扰能量的时间分布

干扰能量随时间的分布与干扰源的工作时间和干扰的出现概率有关，按照干扰的时间出现概率可分为周期性干扰、非周期性干扰和随机干扰 3 种类型。周期性干扰是指在确定的时间间隔上能重复出现的干扰。非周期干扰虽然不能在确定的周期重复出现，但其出现时间是确定的，而且是可以预测的；随机干扰则以不能预测的方式变化，其变化特性也是没有规律的，因此随机干扰不能用时间分布函数来分析，而应用幅度的频谱率特性来分析。

(3) 干扰的频率特性

按照干扰能量的频率分布特性可以确定干扰的频谱宽度，按其干扰的频谱宽度，可分为窄带干扰与宽带干扰。一般而言，窄带干扰的带宽只有几十赫，最宽只有几百千赫。而宽带

干扰的能量分布在几十至几百兆赫，甚至更宽的范围内。在电磁兼容学科领域内，带宽是相对接收机的带宽而言，根据国家军用标准 GJB72-85 的定义，窄带干扰指主要能量频谱落在测量接收机通带之内，而宽带干扰指能量频谱相当宽，当测量接收机在  $\pm 2$  个脉冲宽内调谐时，它对接收机输出响应的影响不大于 3dB。

有意发射源干扰能量的频率分布，可根据发射机的工作频带及带外发射等特性得出，而对无意发射源，则用统计规律来得出经验公式和数学模型。附录 D 中列出了一些干扰源的频谱范围，并给出了几种简单脉冲波形的频谱。

### 1.1.2 电磁兼容的含义

电磁兼容 (EMC, ElectroMagnetic Compatibility) 一般指电气及电子设备在共同的电磁环境中能执行各自功能的共存状态，即要求在同一电磁环境中的上述各种设备都能正常工作又互不干扰，达到“兼容”状态。换句话说，电磁兼容是指电子线路、设备、系统相互不影响，从电磁角度具有相容性的状态。相容性包括设备内电路模块之间的相容性、设备之间的相容性和系统之间的相容性。

我国国家军用标准 GJB72-85《电磁干扰和电磁兼容性名词术语》中给出电磁兼容性的定义为：“设备（分系统、系统）在共同的电磁环境中能一起执行各自功能的共存状态，即：该设备不会由于受到处于同一电磁环境中其他设备的电磁发射而导致或遭受不允许的性能降级，它也不会使同一电磁环境中其他设备（分系统、系统）因受其电磁发射而导致或遭受不允许的性能降级”。可见，从电磁兼容性的观点出发，除了要求设备（分系统、系统）能按设计要求完成其功能外，还要求设备（分系统、系统）有一定的抗干扰能力，不产生超过规定限度的电磁干扰。

国际电工技术委员会 (IEC) 认为，电磁兼容是一种能力的表现。IEC 给出的电磁兼容性定义为：“电磁兼容性是设备的一种能力，它在其电磁环境中能完成自身的功能，而不致于在其环境中产生不允许的干扰”。

进一步讲，电磁兼容学是研究在有限的空间、有限的时间、有限的频谱资源条件下，各种用电设备或系统（广义的还包括生物体）可以共存，并不致引起性能降级的一门学科。电磁兼容的理论基础涉及数学、电磁场理论、电路基础、信号分析等学科与技术，其应用范围又几乎涉及到所有用电领域。由于其理论基础宽、工程实践综合性强、物理现象复杂，所以在观察与判断物理现象或解决实际问题时，实验与测量具有重要的意义。对于最后的成功验证，也许没有任何其他领域像电磁兼容那样强烈地依赖于测量。在电磁兼容领域中，我们所面对的研究对象（主要指电磁噪声）无论时域特性还是频域特性都十分复杂。此外，研究对象的频谱范围非常宽，使得电路中的集中参数与分布参数同时存在，近场与远场同时存在，传导与辐射同时存在，为了在国际上对这些物理现象有统一的评价标准和统一实现设备或系统电磁兼容的技术要求，对测量设备与设施的特性以及测量方法等均予以严格的规定，并制定了大量的技术标准。在国际上正在掀起一个电磁兼容要求法规化、电磁兼容技术标准国际化及推行电磁兼容强制性认证的热潮。

### 1.1.3 电磁兼容性的实施

为了实现系统内、外的电磁兼容，需从技术上和组织上两方面采取措施。

所谓技术措施，就是从分析电磁干扰三要素（即干扰源、耦合途经和敏感设备）入手，采取有效的技术手段：抑制干扰源，减少不希望有的发射；消除或减弱干扰耦合；增加敏感设备的抗干扰能力，削弱不希望的响应。这就要利用各种抑制干扰技术，包括合适的接地，良好的搭接，合理的布线、屏蔽、滤波和限幅等技术以及这些技术的组合使用，还包括电磁干扰的分析与预测、电磁兼容设计和电磁干扰测量技术等。

除了用技术措施来实现电磁兼容外，还必须采取组织上的措施。为了抑制干扰实现电磁兼容，国际上已成立一系列的组织，还有各国政府及军事部门等，它们制定了一系列电磁兼容标准、规范与频谱分配，规定了干扰发射的极限值，限制各种设备发射出超过标准的干扰，并使各种系统在指定的频域、时域及空域上工作，尤其是推行强制性电磁兼容认证，以保证电磁兼容的有效实施。

实现电磁兼容的技术措施与组织措施应该相互结合，统筹考虑。如果从组织上规定的标准过于严格，例如，允许的干扰发射的极限值过低，这将在技术上很难实现或花费很高代价。反之，如果组织上规定的极限值过高，许多无线电业务得不到保护，必须花费很高代价提高设备的抗干扰能力，甚至受技术水平所限，达不到理想效果。因此组织措施与技术措施两者必须兼顾，并根据技术水平的提高而相应修改一些标准与规范。

电磁兼容技术在控制干扰的策略上采取了主动预防、整体规划和“对抗”与“疏导”相结合的方针。人类在征服大自然各种灾难性危害中，总结出的预防和救治、对抗和疏导等一系列策略，在控制电磁危害中同样是极其有效的思维方法。

电磁兼容性控制是一项系统工程，应该在设备和系统设计、研制、生产、使用与维护的各阶段都充分地予以考虑和实施才可能有效。科学而先进的电磁兼容工程管理是有效控制技术的重要组成部分。

#### 1.1.4 电磁兼容技术的发展

##### 1. 电磁兼容技术发展简史

电磁兼容是通过控制电磁干扰来实现的，因此电磁兼容学是在认识电磁干扰、研究电磁干扰、对抗电磁干扰和管理电磁干扰的过程中发展起来的。

电磁干扰是一个人们早已发现的古老问题，1881年英国科学家希维塞德发表了《论干扰》一文，从此拉开了电磁干扰问题研究的序幕。此后随着电磁辐射、电磁波传播的深入研究以及无线电技术的发展，电磁干扰控制和抑制技术也有了很大的发展。

显而易见，干扰与抗干扰问题贯穿于无线电技术发展的始终。电磁干扰问题虽然由来已久，但电磁兼容这一新的学科却是到近代才形成的。在干扰问题的长期研究中，人们从理论上认识了电磁干扰产生的原因，明确了干扰的性质及其数学物理模型，逐渐完善了干扰传输及耦合的计算方法，提出了抑制干扰的一系列技术措施，建立了电磁兼容的各种组织及电磁兼容系列标准和规范，解决了电磁兼容分析、预测设计及测量等方面一系列理论问题和技术问题，逐渐形成一门新的分支学科——电磁兼容学。

早在1933年IEC就成立了CISPR，后来又成立了电磁兼容技术委员会（TC77）和电磁兼容咨询委员会（ACEC），IEC的上述3个委员会在电磁兼容方面的研究和国际标准化中起着特别重要的作用，出版了大量的电磁兼容方面的标准、指南和技术规范等。国际电信联盟（ITU）是另外一个涉及电磁兼容技术研究和标准化的重要国际组织，它由三大部门组成：电

信标准部（ITU-T）、无线电通信部（ITU-R）和电信发展部（ITU-D），先后制定并出版了大量的电磁兼容方面的建议、导则和手册等。这些都大大地促进了电磁兼容技术的发展。

为了解决电磁干扰问题，保证设备和系统的可靠性，20 世纪 40 年代初，人们提出了电磁兼容性的概念。1944 年，德国电气工程师协会制定了世界上第一个电磁兼容性规范 VDE-0878。1945 年，美国颁布了美国最早的军用规范 JAN-I-225。

20 世纪 60 年代以后，电气与电子工程技术迅速发展，其中包括数字计算机、信息技术、测试设备、电信、半导体技术的发展。在所有这些技术领域内，电磁噪声和克服电磁干扰产生的问题引起人们的高度重视，促进了在世界范围内电磁兼容技术的研究。

进入 20 世纪 80 年代以来，随着通信、自动化、电子技术的飞速发展，电磁兼容学已成为十分活跃的学科，许多国家（美国、德国、日本、法国等）在电磁兼容标准与规范，分析预测、设计、测量及管理等方面均达到了很高水平，有高精度的 EMI 及电磁敏感度（EMS）自动测量系统，可进行各种系统间的 EMC 试验，研制出系统内及系统间的各种 EMC 计算机分析程序，有的程序已经商品化，形成了一套较完整的 EMC 设计体系。在电磁干扰的抑制技术方面，已研制出许多新材料、新工艺及规范的设计方法。一些国家还建立了对军品和民品的 EMC 检验及管理机构，不符合 EMC 质量要求的产品不准投入市场。

随着科学技术的发展，对电磁兼容和标准不断提出新的要求，其研究范围也日益扩大。现在电磁兼容已不只限于电子和电气设备本身，还涉及到电磁污染、电磁信息安全、电磁生态效应及其他一些学科领域。所以某些学者已将电磁兼容这一学科扩大，改称为环境电磁学。

2. 我国电磁兼容技术的发展

我国由于过去的工业基础比较薄弱，电磁环境危害尚未充分暴露，对电磁兼容认识不足，因此对电磁兼容理论和技术的研究起步较晚，与国际间的差距较大。我国第 1 个干扰标准是 1966 年由原第一机械工业部制定的部级标准 JB-854-66《船用电气设备工业无线电干扰端子电压测量方法与允许值》。直到 20 世纪 80 年代初，我国才有组织、系统地研究并制定国家级和行业级的电磁兼容性标准和规范。我国自从 1983 年发布第 1 个国家电磁兼容标准（GB/T 3907-1983）《工业无线电干扰基本测量方法》到 2000 年，已发布了 80 多项有关的国家标准。

20 世纪 80 年代以来，国内电磁兼容学术组织纷纷成立，学术交流频繁。1984 年，中国通信学会、中国电子学会、中国铁道学会和中国电机工程学会在重庆召开了第 1 届全国性电磁兼容性学术会议。1992 年 5 月，中国电子学会和中国通信学会在北京成功地举办了“第一届北京国际电磁兼容学术会议（EMC’ 92/Beijing）”，这标志着我国电磁兼容学科的迅速发展并参与世界交流。

我国在 1986 年成立了“全国无线电干扰标准化技术委员会”（简称无干委），并先后对应 IEC/CISPR 成立了 A、B、C、D、E、F、G、S 共 8 个分技术委员会，见表 1-3。

表 1-3 全国无干委分技术委员会

| 分 会  | 分会 名 称                  | 成 立 时 间 |
|------|-------------------------|---------|
| A 分会 | 无线电干扰测量方法和统计方法          | 1987 年  |
| B 分会 | 工业、科学、医疗（ISM）射频设备的无线电干扰 | 1988 年  |
| C 分会 | 电力线高压设备和电牵引系统的无线电干扰     | 1987 年  |

续表

| 分 会  | 分 会 名 称                   | 成 立 时 间 |
|------|---------------------------|---------|
| D 分会 | 机动车辆和内燃机无线电干扰             | 1988 年  |
| E 分会 | 无线电接收设备干扰特性               | 1987 年  |
| F 分会 | 家用电器、电动工具、照明设备及类似电器的无线电干扰 | 1988 年  |
| G 分会 | 信息技术设备的无线电干扰              | 1993 年  |
| S 分会 | 全国无线电系统与非无线电系统电磁兼容特性      | 1989 年  |

以上 A~G 分会分别对应于 CISPR 的相应分会，其名称与任务完全与 CISPR 各分会相同。而 S 分会是根据我国的实际情况为处理各系统之间的电磁兼容而成立的。

1997 年，为全面规划和推进我国 EMC 标准的制定和修订工作，促进国内电磁兼容技术发展和保护电磁环境，及时成立了“全国电磁兼容标准化联合工作组”，其主要目的是：促进 EMC 标准的制定和修订工作，协调我国各相关 EMC 标准化组织，进而更好地适应电工、电子产品的 EMC 认证和市场需求。

20 世纪 90 年代以来，随着国民经济和高新科技产业的迅速发展，在航空、航天、通信、电子、军事等部门，电磁兼容技术受到格外重视，并投入了较大的财力和人力，建立了一批电磁兼容试验和测试中心以及电磁兼容性实验研究室，引进了许多现代化的电磁干扰和敏感度自动测试系统和试验设备。

在国家标准组织的基础上，各部委日益重视电磁兼容问题，纷纷制定各相关产品的行业电磁兼容标准。在这方面，原电子部和原邮电部都有一定数量的 SJ 和 YD 的电磁兼容行业标准，对国家电磁兼容标准作了有益的补充和完善。随着信息产业部的成立和我国信息产业的迅猛发展，通信设备的安全性和可靠性越来越受到人们的重视，特别是无线通信的发展对国家的频谱管理和空间电磁波的骚扰以及人身安全等方面提出了更高的要求。信息产业部科技司标准处根据实际情况特别制定了《信息产业部“十五”标准制定规划——通信电磁兼容标准体系》。

2001 年 12 月，国家发布《强制性产品认证管理规定》，英文名称为“China Compulsory Certification”，英文缩写简称为“CCC”，简称为“3C”认证，3C 认证对这些产品的安全性能、电磁兼容性、防电磁辐射等方面都作了详细规定。2002 年 5 月 1 日起，国家相关部门开始受理第一批列入强制性产品目录的认证申请，包括涉及安全、电磁兼容、环境保护要求的 19 大类、132 种产品。对列入目录的产品，凡未获得强制性产品认证证书和未加施“CCC”强制性认证标志的产品，不得出厂、进口和销售。这将进一步促进全民的电磁兼容性意识，促进电磁兼容技术的更深入的发展。

1.2 电磁兼容技术术语

1.2.1 一般术语

设备（equipment） 设备是指作为一个独立单元进行工作，并完成单一功能的任何电气、电子或机电装置。

**分系统 (subsystem)** 从电磁兼容性要求的角度考虑，下列任一状况都可认为是分系统：

- ① 作为单独整体起作用的许多装置或设备的组合，但并不要求其中的装置或设备独立起作用；
- ② 作为在一个系统内起主要作用并完成单项或多项功能的许多设备或分系统的组合。

以上两类分系统内的装置或设备，在实际工作时可以分开安装在几个固定或移动的台站、运载工具及系统中。

**系统 (system)** 系统是指“若干设备、分系统、专职人员及可以执行或保障工作任务的技术组合”。一个完整的系统，除包括有关的设施、设备、分系统、器材和辅助设备外，还包括在工作和保障环境中能胜任工作的操作人员。

图 1-3 给出了系统、分系统与设备的关系图。

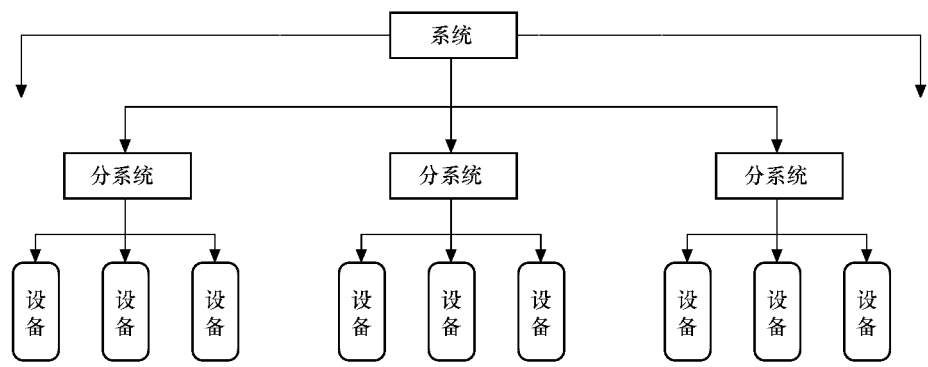


图 1-3 系统、分系统与设备关系图

**电磁兼容性 (electromagnetic compatibility)** 在不损失有用信号所包含的信息条件下，信号和干扰共存的能力。

**标准 (standard) / 建议 (recommendation)** 标准和建议是能够被重复和连续地使用，由认可的标准化组织批准的一套技术规范，其符合性不是强制性的而是推荐性的。IEC 对标准所下的定义为：标准是为了促进国际贸易，对某个技术领域达成国际一致意见的公开文档。一致意见是根据批准和出版国际标准的严格程序得到的。

**技术规范 (technical specification)** 技术规范在详细内容和完整性方面近似标准，因为未达成一致意见或还不成熟，未通过批准程序。技术规范规定了产品要求的特性，例如质量水平、性能、安全或尺寸，并包括可用于产品的要求，像术语、符号、试验和试验方法、包装、标志或标签等。

**技术报告 (technical reports)** 除了未达成一致意见外，技术报告还具有以下特点：

- ① 所涉及的内容仍处于技术发展阶段，不适于作为国际标准出版，但将来有可能成为国际标准；
- ② 将某个标准化组织的标准作为资料出版；
- ③ 包含与将要出版的国际标准不同内容的信息，例如特定技术领域的技术水平的调查信息。

**工业、科学、医疗设备 (industrial scientific and medical (ISM) equipment)** 按工业、科学、医疗、家庭或类似用途的要求而设计，用以产生并局部使用无线电频率能量的设备或装置，不包括用于通信领域的设备。

**电磁环境 (electromagnetic environment)** 存在于给定场所的所有电磁现象的总和。



“给定场所”即“空间”，“所有电磁现象”包括了全部“时间”与全部“频谱”。

### 1.2.2 干扰术语

**电磁噪声 (electromagnetic noise)** 是“一种明显不传送信息的时变电磁现象，它可能与有用信号叠加或组合”。电磁噪声通常是脉动的和随机的，但也可能是周期的。

**自然噪声 (natural noise)** 自然噪声是“由自然电磁现象产生的电磁噪声”，是来源于自然现象而不是由机械或其他人造装置产生的噪声。

**人为噪声 (man-made noise)** 是“由机电或其他人造装置产生的噪声”。

**无线电噪声 (radio noise)** 是“射频频段内的电磁噪声”。一般认为无线电频率是从 9kHz~3000GHz，而“电磁现象”则包括所有的频率，除包括无线电频率之外，还包括所有的低频（含直流）电磁现象。

**大气无线电噪声 (atmospheric radio noise)** 由大气自然现象产生的无线电噪声。

**无用信号 (unwanted signal, undesired signal)** 可能损坏有用信号接收的信号。

**干扰信号 (interfering signal)** 是“损害有用信号接收的信号”。比较术语“无用信号”和“干扰信号”可见，差别仅在于无用信号是“可能损害……”，而干扰信号是“损害……”，表明无用信号在某些条件下还是无害的，而干扰信号在任何情况下都是有害的。

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

**电磁干扰 (electromagnetic interference)** 是“由电磁骚扰引起的设备、传输通道或系统性能的下降”。电磁骚扰仅仅是电磁现象，即客观存在的一种物理现象，它可能引起设备性能的降级或损害，但不一定已经形成后果。而电磁干扰是由电磁骚扰引起的后果。过去在术语上并未将物理现象与其造成的后果明确划分，统称为干扰 (Interference)。只是进入 20 世纪 90 年代，IEC50 (161) 于 1990 年发布后，才明确引入了 Disturbance 这一术语。为了明确与过去惯用的干扰一词的区分，中文翻译为“骚扰”。这一标准还扩大了电磁骚扰的范畴，过去称之为电磁干扰的常常仅指电磁噪声，现在电磁骚扰还包括了无用信号。例如，对于受寻呼台干扰的电视频道，该寻呼台信号对寻呼系统而言是有用信号，但对被干扰的电视频道而言则为无用信号，即电磁骚扰。此外，电磁骚扰还包括了传播媒介自身的变化，这属于无源骚扰。例如，短波通信电离层的变化，空气中雨、雾等对微波通信的影响等。

**无线电干扰 (radio interference)** 无线电干扰是“在射频频段 (9kHz~3000GHz) 内的电磁干扰”。

**脉冲骚扰 (噪声) (impulsive disturbance noise)** 其效应能分解成一系列不连续脉冲的电磁骚扰 (噪声)。

**随机骚扰 (噪声) (random disturbance noise)** 时间上和 (或) 幅度上随机出现的大量不连续的电磁骚扰 (噪声)。

**传导干扰 (Conducted interference)** 沿着导体传播的电磁干扰。

**辐射干扰 (radiated interference)** 通过空间以电磁波形式传播的电磁干扰。

**宽带干扰 (broadband interference)** 有足够宽的频谱能量分布，以致所用的干扰测量仪在正负两个脉冲带宽内调谐时，其输出响应变化不大于 3dB 的一种电磁干扰。

**窄带干扰** (narrowband interference) 基本频谱能量处于所用干扰测量仪通带以内的电磁干扰。

**干扰源** (interference source) 任何产生电磁干扰的元件、器件、装置、设备、系统或自然现象。

**天电干扰** (atmospheric interference) 由大气无线电噪声引起的干扰。

**宇宙干扰** (cosmic interference) 由银河系的电磁辐射所造成的干扰。

**工业干扰** (industrial interference) 各种电气，电子设备或系统所产生的电磁干扰。

### 1.2.3 发射术语

**电磁发射** (electromagnetic emission) 是“从源向外发出电磁能的现象”，即以辐射或传导形式从源发出的电磁能量。此处的“发射”与通信工程中常用的“发射”含义并不完全相同。电磁兼容中的“发射”既包含传导发射，也包含辐射发射，而通信工程中的“发射”主要指辐射发射；电磁兼容中的“发射”常常是无意的，因而并不存在有意制作的发射部件，是一些本来做其他用途的部件（例如电线、电缆等）充当了发射源（部件）的角色，而通信中则是精心制作发射部件（例如天线等）并且“发射”是在无线发射台产生的，通信中的“发射”有时也使用 Emission，但更多的是使用 Transmission。

**电磁辐射** (electromagnetic radiation) 是由不同于传导机理所产生的有用信号的发射或电磁骚扰的发射。电磁辐射是将能量以电磁波形式由源发射到空间并且以电磁波形式在空间传播。

注意“发射”与“辐射”的区别。“发射”指向空间以辐射形式和沿导线以传导形式发出的电磁能量，而“辐射”指脱离场源向空间传播的电磁能量，不可将两者混淆。

**机壳辐射** (cabinet radiation) 由设备外壳产生的辐射，不包括所接天线或电缆产生的辐射。

**辐射发射** (radiated emission) 是通过空间传播的、有用的或不希望有的电磁能量。

**传导发射** (conducted emission) 是沿电源、控制线或信号线传输的电磁发射。

**宽带发射** (Broadband Emission) 是能量谱分布足够均匀和连续的一种发射。当电磁干扰测量仪在几倍带宽的频率范围内调谐时，它们的响应无明显变化。

**窄带发射** (narrowband emission) 是带宽比电磁干扰测量仪带宽小的一种发射。

**杂散发射** (spurious emission) 是在必要发射带宽以外的一个或几个频率上的电磁发射。这种发射电平降低时不会影响相应信息的传输。杂散发射包括谐波发射、寄生发射及互调制的产物，但不包括为传输信息而进行的调制过程在紧靠必要发射带宽附近的发射。

**谐波发射** (harmonic emission) 发射机发出的频率为载波频率整数倍的不是信号组成部分的一种发射。

**寄生发射** (parasitic emission) 发射机发出的由电路中不希望有的振荡引起的一种电磁辐射。它既不是信息信号的组成部分，也不是载波的谐波。

### 1.2.4 电磁兼容性能术语

**对骚扰的抗扰度** (immunity to a disturbance) 装置、设备或系统面临电磁骚扰不降低运行性能的能力。

**电磁敏感性** (EMS, ElectroMagnetic Susceptibility) 在存在电磁骚扰的情况下，装

置、设备或系统不能避免性能降低的能力。

注：敏感性高，抗扰度低。

时变量的电平 (level of time varying quantity) 用规定方式在规定时间间隔内求得的诸如功率或场参数等时变量的平均值或加权值。

注：电平可用对数来表示，例如相对某一参考值的分贝数；

level 一词，在强电领域习惯译为“水平”。

骚扰限值 (limit of disturbance) 对应于规定测量方法的最大电磁骚扰允许电平。

干扰限值 (limit of interference) 干扰限值（允许值）是“电磁骚扰使装置、设备或系统最大允许的性能降低”。

电磁兼容电平 (electromagnetic compatibility level) 预期加在工作于指定条件的装置、设备或系统上规定的最大电磁骚扰电平。

注：实际上电磁兼容电平并非绝对最大值，而可能以小概率超出。

性能降低 (degradation of performance) 是“装置、设备或系统的工作性能与正常性能的非期望偏离”。应注意，此种非期望偏离（向坏的方向偏离）并不意味着一定会被使用者觉察，但也应视为性能降低。

骚扰源的发射电平 (emission level of a disturbance source) 用规定的方法测得的由特定装置、设备或系统发射的某给定电磁骚扰电平。

来自骚扰源的发射限值 (emission limit from a disturb source) 规定电磁骚扰源的最大发射电平。

抗扰度电平 (immunity level) 将某给定的电磁骚扰施加于某一装置、设备或系统而该装置设备或系列仍能正常工作并保持所需性能等级时的最大骚扰电平。

注：超过此电平，该装置、设备或系统就会出现性能降低。而敏感性电平是指，刚刚开始出现性能降低的电平。所以对某一装置、设备或系统而言，抗扰度电平与敏感性电平是同一个数值。

抗扰度限值 (immunity limit) 规定的最小抗扰度电平。

抗扰度裕量 (immunity margin) 装置、设备或系统的抗扰度限值与电磁兼容电平之间的差值。

电磁兼容裕量 (electron-magnetic compatibility margin) 装置、设备或系统的抗扰度限值与骚扰源的发射限值之间的差值。

骚扰抑制 (disturbance suppression) 削弱或消除电磁骚扰的措施。

干扰抑制 (interference suppression) 削弱或消除电磁干扰的措施。

发射裕量 (emission margin) 装置、设备或系统的电磁兼容电平与发射限值之间的差值。

电源骚扰 (mains-borne disturbance) 经由供电电源线传输到装置上的电磁骚扰。

电源抗扰度 (Mains immunity) 对电源骚扰的抗扰度。

电源去耦系数 (mains decoupling factor) 施加在电源某一规定位置上的电压与施加在装置规定输入端且对装置产生同样骚扰效应的电压值之比。

电波暗室 (anechoic enclosure) 一种专门设计的房间，它具有吸收入射电磁波的各个界面，对所研究频段的电磁波，基本上保持无反射条件。

受试设备 (EUT, Equipment Under Test) 受试设备（试样）是“待试验或正在试验中的装置、设备、分系统或系统”。

**关键点 (key point)** 是分系统中对干扰最敏感的点，它与灵敏度、固有的敏感度、任务目标的重要性以及所处的电磁环境等因素有关。实际上这是一个电气点，通常处于分系统输出级之前。

**电磁干扰测量仪 (electromagnetic interference meter)** 是测量各种电磁发射电压、电流或场强的仪器。它实质上是一种按规定要求专门设计的接收机。

**敏感度门限 (susceptibility threshold)** 是“使试样呈现最小可辨别的、不希望有的响应的信号电平”。

**电磁干扰安全裕度 (electromagnetic interference safety margin)** 是敏感度门限与出现在关键试验点或信号线上的干扰之比值。

**电磁兼容性故障 (electromagnetic compatibility trouble)** 是“由于电磁干扰或敏感性原因，使系统或有关的分系统及设备失灵，从而导致使用寿命缩短、运载工具受损、飞机失事或系统效能发生不允许的永久性下降”。

图 1-4 和图 1-5 给出了上述有关术语之间的关系。

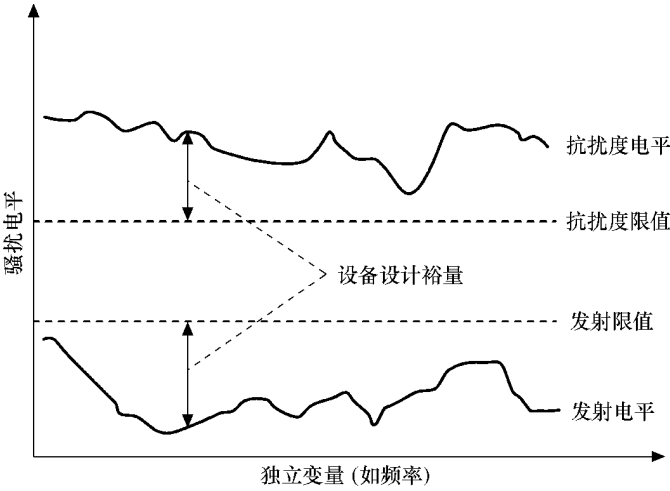


图 1-4 发射设备和敏感设备的限值与电平和独立变量（如频率）的关系

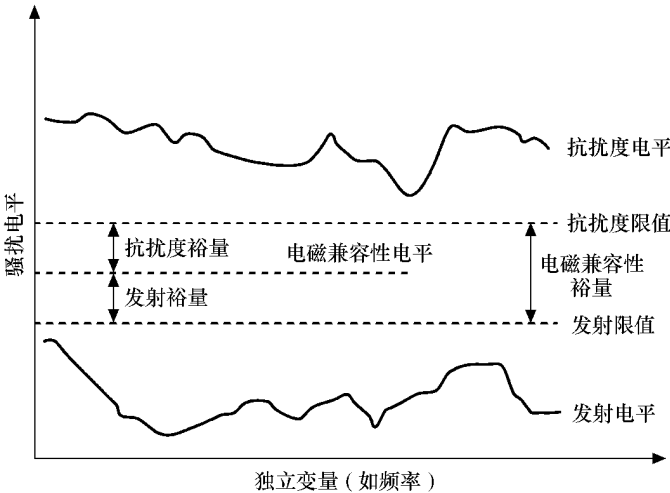


图 1-5 各个限值、电平、裕量与独立变量（如频率）的关系

## 1.3 电磁兼容的工程方法

### 1.3.1 电磁兼容性的工程分析

电磁兼容性分析与预测是进行合理的电磁兼容设计的基础。分析电磁兼容问题时必须从电磁兼容3个要素（即电磁干扰源、耦合途径、敏感设备）入手，分清楚每一个要素都是什么，对症下药地消除其中的某个因素，或采取相应的措施解决问题。

通过对电磁干扰的分析和预测，可以对可能存在的干扰进行定量的估计和计算，以免过高的设计措施造成不应有的浪费，同时也避免了系统建成后才发现不兼容而造成的损失。因为对于完工后系统的不兼容问题，要花费很大的代价去修改设计、重新调整布局，不仅造成很大浪费而且难于彻底解决，因此在系统设计开始阶段就开展电磁兼容性分析与预测是十分重要的。

随着通信、电子、信息技术的飞速发展，电子设备和系统的结构日益复杂，技术更加密集，频谱占用十分拥挤。在实际工程中，电磁干扰的耦合和传输很少以单一的基本耦合形态发生，而是多种基本耦合形态的组合，表现为综合性的典型耦合模式。例如，两根平行导线间的电磁耦合实质上是电容性耦合和电感性耦合的组合；电磁场对导线的感应耦合并传输到导线终端的耦合模式，实质上是空间辐射耦合和传输线传导两种基本形态的组合。这些典型的耦合模式在实际工程分析中通常作为一种固定的工程模式直接用于分析更复杂的电磁干扰问题，从而使电磁兼容工程分析的理论更加成熟。因此，分析和研究典型耦合模式成为电磁兼容研究中快速识别干扰机理的捷径。

另外，工程分析中经常采用的计算机模拟、计算机辅助分析、测量分析等技术方法也普遍适用于电磁兼容分析。自1968年由约翰逊（W. R. Johnson）和托马斯（A. K. Thomas）提出电磁兼容性的计算机辅助分析以来，至今已开发出各种不同规模的计算程序，影响较大、应用较广的程序有SEMCAP程序、IPP-1程序及IAP程序等。其中SEMCAP是系统和电磁兼容性分析程序，这是第一个综合性大规模的用计算机进行电磁兼容分析的程序；IPP-1程序是干扰预测程序，它用来分析和预测拟用的或现有的发射机和接收机之间的潜在干扰；IAP是系统内部的分析程序，该程序包括两部分：一个是系统内部电磁兼容性分析程序（1EMCAP）；另一个是对于闪电、静电、电爆器件、大风暴、飞机蓄电、非线性接收效应和电磁场分析的补充程序。IAP程序可提供：系统电磁兼容性薄弱环节估计，改编规范的极限值，弃权分析，对设计折中方案的兼容性分析，以及在对系统进行详细计算之前预计电磁兼容性控制的效果等。上述这些程序在功能、范围、输入特性、输出特性和模拟方法等方面各有其特点，用户可根据要求予以选择。

使用计算机分析虽然大大提高了预测电磁兼容的精度，但预测结果往往偏于保守，一般而言，干扰的预测值高于实测值约10dB，只有1%的实测值高于预测值，这是由于在预测非设计特性时使用了相当大的保险量。用计算机对电磁兼容性进行分析，使系统的电磁兼容性定量化，而且综合电磁兼容系统模型，使建立关键接受器的安全余量与系统有效性的关系成为可能。

随着设备和系统的集成化、数字化、宽带化和信息处理的高速化，以及新的导电材料、新的屏蔽材料、新的元器件以及新的工艺方法的出现，在采取解决电磁兼容问题的措施时必须综合考虑成本、质量、功能要求，权衡利弊研究出最合理的措施来满足电磁兼容性要求。

### 1.3.2 电磁兼容性控制技术

电磁兼容性控制技术即电磁干扰控制技术，大体可分为如下 6 类：

- (1) 传输通道抑制：具体方法有滤波、屏蔽、搭接、接地、合理布线。
- (2) 空间分离：地点位置控制、自然地形隔离、方位角控制、电场矢量方向控制。
- (3) 时间分隔：时间共用准则、雷达脉冲同步、主动时间分隔、被动时间分隔。
- (4) 频谱管理：频谱规划/划分、制定标准规范、频率管制等。
- (5) 电气隔离：变压器隔离、光电隔离、继电器隔离、DC/DC 变换。
- (6) 其他技术。

#### 1. 传输通道抑制

**滤波：**是将信号频谱划分为有用频率分量和骚扰频率分量，剔除和抑制骚扰频率分量，切断骚扰信号沿信号线或电源线传播的路径。借助滤波器可明显地减小传导干扰电平，因此恰当地设计、选择和正确地使用滤波器对抑制干扰是非常重要的。这些技术将在第 3 章中详细讨论。

**屏蔽：**是利用屏蔽体（具有特定性能的材料）阻止或衰减电磁骚扰能量的传输。屏蔽分被动屏蔽与主动屏蔽：被动屏蔽是通过各种屏蔽材料吸收及反射外来电磁能量来防止外来干扰的侵入，是将设备辐射的电磁能量限制在一定区域内，以防止干扰其他设备。屏蔽不仅对辐射干扰有良好的抑制效果，而且对静电干扰和干扰的电容性耦合、电感性耦合均有明显的抑制作用，因此屏蔽是抑制电磁干扰的重要技术。在实际工程设计中，必须在保证通风、散热要求的条件下，实现良好的电磁屏蔽（详见第 2 章）。

**接地：**接地是电子设备工作所必需的技术措施。接地有安全接地和信号接地，同时接地也引入接地阻抗及地回路干扰，事实证明接地设计对各种干扰的影响是很大的。因此，在电磁兼容领域中，接地技术至关重要，其中包括接地点的选择，电路组合接地的设计和抑制接地干扰措施的合理应用等。这些技术将在第 4 章中详细讨论。

**搭接：**是指导体间的低阻抗连接，只有良好的搭接才能使电路完成其设计功能，使干扰的各种抑制措施得以发挥作用，而不良搭接将向电路引入各种电磁干扰。因此在电磁兼容设计中，必须考虑搭接技术，以保证搭连的有效性、稳定性及长久性（详见第 4 章）。

**布线：**布线是印刷电路板（PCB）电磁兼容性设计的关键技术。选择合理的导线宽度，采取正确的布线策略，如加粗地线、将地线闭合成环路、减少导线不连续性、采用多层 PCB 板等（详见第 5 章）。

#### 2. 空间分离

空间分离是抑制空间辐射骚扰和感应耦合骚扰的有效方法。通过加大骚扰源和接受器（敏感设备）之间的空间距离，使骚扰电磁场到达敏感设备时其强度已衰减低于接受设备敏感度门限，从而达到抑制电磁干扰的目的。由电磁场理论可知：在近区感应场中，场强分布按  $1/r^3$  衰减，远区辐射场的场强分布按  $1/r$  减小。因此，空间分离实质上是利用干扰源的电磁场特性有效地抑制电磁骚扰。空间分离的典型应用在电磁兼容性工程中经常遇到，例

如，在移动通信系统中的蜂窝设计；在空间距离允许的条件下，为了满足系统的电磁兼容性要求，尽量将组成系统的各个设备间的空间距离增大；在设备、系统布线中，限制平行线缆的最小间距，以减少串扰；在 PCB 设计中，规定引线（Trace）条间的最小间隔。

空间分离也包括在空间有限的情况下，对骚扰源辐射方向的方位调整、骚扰源电场矢量与磁场矢量的空间取向控制。例如，舰船、飞机和导弹上有许多通信设施，由于空间条件的限制，它们只能安装在有限的空间范围内，为了避免天线间的相互干扰（天线对天线的耦合），常用控制天线方向图的方位角来实现空间分离；为了使电子设备外壳内的电源变压器铁芯泄漏的低频磁场不在 PCB 中产生感应电动势，应该调整变压器的空间位置，使 PCB 上的印制线与变压器泄漏磁场方向平行。

### 3. 时间分隔

当骚扰源非常强不易采用其他方法可靠抑制时，通常采用时间分隔的方法，使有用信号在骚扰信号停止发射的时间内传输，或者当强骚扰信号发射时，使易受骚扰的敏感设备短时关闭，以避免遭受损害。人们把这种方法称为时间分隔控制或时间回避控制。时间分隔控制有两种形式：一种是主动时间分隔，适用于有用信号出现时间与干扰信号出现时间有确定先后关系的情况；另一种是被动时间分隔，它是按照干扰信号与有用信号出现的特征使其中某一信号迅速关闭，从而达到时间上不重合、不覆盖的控制要求。

对于有用信号出现时间与干扰信号出现时间有确定先后关系的情况，采用主动时间分隔方式。例如，无线电通信中的时分多址（TDMA）和时分复用（TDM）有用信号与干扰信号分别被安排在不同的时间间隔发射，互不干扰。

如果干扰信号是突发性的，而有用信号出现时间又是不可能预先确定的，这样就不能确定干扰信号和有用信号的出现时间，只能由其中一个来控制另一个，使干扰信号与有用信号分隔。例如，飞机上的雷达在工作时发射的高功率电磁波是机载电子设备的强干扰源，为了不使无线电报警装置接收干扰信号而发出警报，可采用被动时间分隔法。由雷达先发送一个封锁脉冲，报警器接收封锁脉冲后立即将其电源关闭。这样，在雷达工作时，报警器就不会发出虚假警报，实现了时间分隔。雷达关闭后，报警器又重新接通电源恢复工作。时间分隔还可以应用于系统的不同任务剖面。

时间分隔法在许多高精度、高可靠性的设备或系统中（例如卫星、航空母舰、武器装备系统等）经常被采用，成为简单、经济而行之有效的抑制干扰的方法。

### 4. 频谱管理

无线电频谱是有限的、宝贵的自然资源，为了充分、合理、有效地利用无线频谱，保证各种无线电业务的正常运行，防止各无线电业务、无线电台和系统之间的相互干扰，信息产业部无线电管理局根据《中华人民共和国无线电管理条例》对无线电频谱实施管理。

频谱管理是必须依据有序的办法来划分频带、审批和登记频率的使用，建立管理频谱的法规和标准，解决频率的冲突，促进频谱的科学、合理、有效利用。

频谱的规划/划分是把频段划分给各种无线电业务，为特定用户指定频段。

制定国家标准规范是防止干扰以及在某些情况下确保通信系统达到所需通信性能的基础。这包括无线电设备的核准程序，无线电发射机、接收机和其他设备型号核准所要求的最低性能标准文件。

频谱管制是建立在强制性检查和监测的基础上，强制性检查包括：调查干扰投诉、调查

非法操作和不符合无线电台执照规定的操作、为诉讼案件收集信息并协助执法机构、进行技术测量（如发射机输出的噪声功率、失真等）。监测是同检查和标准的符合性密切相关的，能识别和测量干扰源，核定辐射信号的正确技术操作特性，从而检测并识别出非法发射机。

表 1-4 是我国 2000 年颁发的《无线电频率划分规定》中列出的无线电频带与波段名称，表 1-5 是常用字母代码与业务频段对应表，表 1-6 列出了各波段无线电波的主要用途。

表 1-4 无线电频带与波段名称

| 带 号 | 频 带 名 称  | 频 率 范 围     | 波 段 名 称  | 波 长 范 围                                                       |
|-----|----------|-------------|----------|---------------------------------------------------------------|
| —1  | 至低频（ELF） | 0.03~0.3Hz  | 至长波或千兆米波 | 10000~1000Mm（兆米）                                              |
| 0   | 至低频（ELF） | 0.3~3Hz     | 至长波或百兆米波 | 1000~100Mm（兆米）                                                |
| 1   | 极低频（ELF） | 3~30Hz      | 极长波      | 100~10Mm（兆米）                                                  |
| 2   | 超低频（ELF） | 30~300Hz    | 超长波      | 10~1Mm（兆米）                                                    |
| 3   | 特低频（ULF） | 300~3000Hz  | 特长波      | 1000~100km（千米）                                                |
| 4   | 甚低频（VLF） | 3~30kHz     | 甚长波      | 100~10km（千米）                                                  |
| 5   | 低频（LF）   | 30~300kHz   | 长波       | 10~1km（千米）                                                    |
| 6   | 中频（MF）   | 300~3000kHz | 中波       | 1000~100m（米）                                                  |
| 7   | 高频（HF）   | 3~30MHz     | 短波       | 100~10m（米）                                                    |
| 8   | 甚高频（VHF） | 30~300MHz   | 米波       | 10~1m（米）                                                      |
| 9   | 特高频（UHF） | 300~3000MHz | 分米波      | 微波<br>10~1dm（分米）<br>10~1cm（厘米）<br>10~1mm（毫米）<br>10~0.1dmm（丝米） |
| 10  | 超高频（SHF） | 3~30GHz     | 厘米波      |                                                               |
| 11  | 极高频（EHF） | 30~300GHz   | 毫米波      |                                                               |
| 12  | 至高频（THF） | 300~3000GHz | 丝米波      |                                                               |

注：频率范围和波长范围均含上限，不含下限。相应名词非正式标准，仅作简化称呼参考用。

表 1-5 常用字母代码与业务频段对应表

| 字 母 代 码 | 雷 达（GHz） |                        | 空间无线电通信                    |                                  |
|---------|----------|------------------------|----------------------------|----------------------------------|
|         | 频 谱 区 域  | 举 例                    | 标 称 频 段                    | 举 例（GHz）                         |
| L       | 1~2      | 1.215~1.4              | 1.5GHz 频段                  | 1.525~1.710                      |
| S       | 2~4      | 2.3~2.5<br>2.7~3.4     | 2.5GHz 频段                  | 2.5~2.690                        |
| C       | 4~8      | 5.25~5.85              | 4/6GHz 频段                  | 3.4~4.2<br>4.5~4.8<br>5.85~7.075 |
| X       | 8~12     | 8.5~10.5               | —                          |                                  |
| Ku      | 12~18    | 13.4~14.0<br>15.3~17.3 | 11/14GHz 频段<br>12/14GHz 频段 | 10.7~13.25<br>14.0~14.5          |
| K       | 18~27    | 24.05~24.25            | 20GHz 频段                   | 17.7~20.2                        |
| Ka      | 27~40    | 33.4~36.0              | 30GHz 频段                   | 27.5~30.0                        |
| V       | 40~75    | 46~56                  | 40GHz 频段                   | 37.5~42.5<br>47.5~50.2           |

注：对于空间无线电通信，K 和 Ka 频段一般只用字母代码 Ka 表示，相应代码及频段范围非正式标准，仅作简化称呼参考用。



表 1-6 各波段无线电电的主要用途

| 波 段 名 称 | 主 要 用 途                         |
|---------|---------------------------------|
| 超长波     | 导航、固定业务、频率标准                    |
| 长波      | 导航、固定业务                         |
| 中波      | 导航、广播、固定业务、移动业务                 |
| 短波      | 导航、广播、固定业务、移动业务、其他              |
| 米波      | 导航、电视、调频广播、雷达、电离层散射通信、固定业务、移动业务 |
| 分米波     | 导航、电视、雷达、对流层散射通信、固定业务、移动业务、空间通信 |
| 厘米波     | 导航、雷达、固定业务、移动业务、无线电天文、空间通信      |
| 毫米波     | 导航、固定业务、移动业务、无线电天文、空间通信         |

5. 电气隔离

电气隔离是避免电路中传导干扰的可靠方法，同时还能使有用信号正常耦合传输。常见的电气隔离耦合原理有机械耦合、电磁耦合、光电耦合等。

机械耦合是采用电气—机械的方法。例如，在继电器中将线圈回路和触头控制回路隔离开来，产生两个电路参数不相关联的回路，实现了电气隔离，然而控制指令却能通过继电器的动作从一个回路传递到另一个回路中去。

电磁耦合是采用电磁感应原理。例如，变压器初级线圈中的电流产生磁通，此磁通再于次级线圈中产生感应电压，使次级回路与初级回路实现电气的隔离，而电信号或电能却可以从初级传输到次级。这就使初级回路的干扰不能由电路直接进入次级回路。变压器是电源中抑制传导干扰的基本方法，常用的电源隔离变压器有屏蔽隔离变压器。隔离变压器（isolation transformer）的隔离方法，要求信号内没有直流分量。当信号的频域宽广时，隔离变压器把含直流分量的信号调制成交流信号，经电压互感器或电流互感器将其送到接收器再进行解调，这种隔离方法常用于工业检测领域。

光电耦合是采用半导体光电耦合器件实现电气隔离的方法。光电二极管或光电三极管把电流变成光，再经光电二极管或光电三极管把光变成电流。由于输入信号与输出信号的电平没有比例关系，所以不宜直接传输模拟信号。但因直流电平也能传输，所以利用光脉宽调制就能传输含直流分量的模拟信号，且有优良的线性效果。这种方法最适宜传送数字信号。

DC/DC 变换器是直流电源的隔离器件，它将直流电压  $U_1$  变换成直流电压  $U_2$ 。为了防止多个设备共用一个电源引起共电源内阻干扰，应用 DC/DC 变换器单独对各电路供电，以保证电路不受电源中的信号干扰。DC/DC 变换器是应用逆变原理将直流电压变换成高频交流电压，再经整流滤波处理，得到所需要的直流电压。由于 DC/DC 变换器是一个完整器件，所以它是一种应用广泛的电气隔离器件。

6. 其他技术

除上述技术外，控制干扰还有许多其他技术，如对消与限幅，当干扰的幅度很大时，要采用干扰的对消电路及限幅电路等抑制措施。干扰对消电路抑制干扰的原理是，给干扰提供两条传输途径，在一条路径上只携带干扰信号，且此干扰信号受到  $180^\circ$  的相移，幅度受到调节，并将其加入到包含信号和干扰的通道中，结果是干扰得到抵消，而剩下没有受到衰减

的所需要的信号。

干扰对消只适用于噪声的来源和特性均为已知，并且可以从总的混合信号中单独把噪声分离出来的场合，也就是说，只有在与有用信号相比，干扰信号具有某种独特的性质时，才可以使用干扰对消电路来抑制干扰。

对于幅度很大的窄脉冲干扰信号，使用峰值限幅电路具有最佳的抑制效果。它可以防止干扰的尖峰幅度超过所需要的信号电平，并防止系统过载。峰值限幅电路是通过所有超过预定门限电平的干扰脉冲进行箝位，以达到抑制干扰的目的。

随着技术的不断进步，抑制干扰的技术也在不断发展，如功率控制技术、自适应技术、数字化（传输、调制）技术等。

### 1.3.3 电磁兼容性分析与设计方法

#### 1. 电磁兼容性分析方法

随着电子技术的发展，电磁兼容技术也在不断向前发展，电磁兼容性分析方法逐步得到提高和完善，按其发展过程，通常分为 3 种方法，即问题解决法、规范法和系统法。

##### （1）问题解决法

该方法是解决电磁兼容问题的早期方法，首先按常规设计建立系统，然后再对现场实验中出现的电磁干扰问题，设法予以解决。由于系统已安装完工，要解决电磁干扰问题比较困难，为了解决问题可能进行大量的拆卸，甚至要重新设计，对于大规模集成电路要严重地破坏其图版。因此问题解决法是一种非常冒险的方法，而且这种头痛医头、脚痛医脚的方法是不能从根本上解决电磁干扰问题的。这种方法在设计阶段节省电磁兼容支持所增加的成本，但在产品的最后阶段解决电磁兼容问题不仅困难大，而且成本很高。这种方法只适合比较简单的设备。

##### （2）规范法

规范法比问题解决法较为合理的一种方法，该方法是按现行电磁兼容标准（国家标准或军用标准）所规定的极限值来进行计算，使组成系统的每个设备或子系统均符合所规定的标准，并按标准所规定的试验设备和实验方法核实它们与规范中规定极限值的一致性。该方法可在系统实验前对系统的电磁兼容提供一些预见性。其缺点有：

① 标准与规范中的极限值是根据最坏情况规定的，这就可能导致设备或子系统的设计过于保守，引起过储备保护设计；

② 规范法没有定量地考虑系统的特殊性，这就可能遗留下许多电磁兼容问题在系统实验时才能发现，并需事后解决这些问题；

③ 该方法对系统之间的电磁耦合常常不做精确考虑和定量分析；

④ 设备或子系统数据与系统性能并不是用固定的规范法联系起来，为了符合对设备或子系统的固定要求，导致提高成本来修改设计，但该固定要求不一定符合实际情况。

由上述可见，规范法的主要缺点在于既有可能过储备设计，同时谋求解决的问题又不一定是真正存在的问题。

##### （3）系统法

系统法是近几年兴起的一种设计方法，它在产品的初始设计阶段对产品的每一个可能影响产品电磁兼容性的元器件、模块及线路建立数学模型，利用计算机辅助设计工具对其电磁

兼容性进行分析预测和控制分配，从而为整个产品的满足要求打下良好基础。

系统法是电磁兼容设计的先进方法，它集中了电磁兼容方面的研究成就，根据电磁兼容要求给出最佳工程设计的方法。系统法从设计开始就预测和分析电磁兼容性，并在系统设计、制造、组装和实验过程中不断对其电磁兼容性进行预测和分析。由于在设计阶段采取电磁兼容措施，因此可以采取电路与结构相结合的技术措施。这种方法通常在正式产品完成之前解决 90% 的电磁兼容问题。

无论是问题解决法、规范法还是系统法设计，其有效性都应以最后产品或系统的实际运行情况或检验结果为准则，必要时还需要结合问题解决法才能完成设计目标。

## 2. 电磁兼容性设计方法

在设备或系统设计的初始阶段，同时进行电磁兼容设计，把电磁兼容的大部分问题解决在设计定型之前，可得到最好的费效比。如果等到生产阶段再去解决，非但在技术上带来很大的难度，而且会造成人力、财力和时间的极大浪费，其费效比如图 1-6 所示。

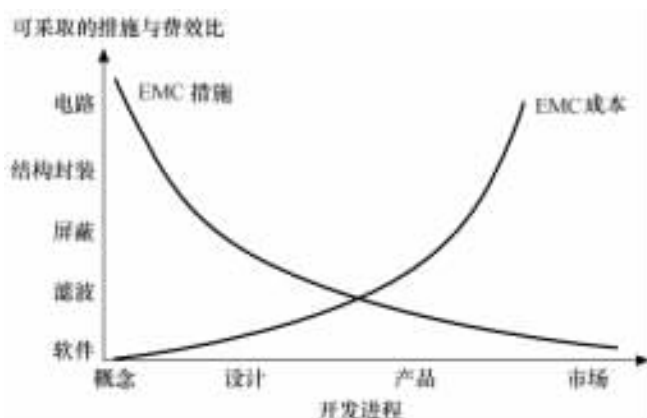


图 1-6 产品开发进程中的可采取的 EMC 措施与费效比

电磁兼容设计的基本方法是指标分配和功能分块设计，也就是首先要根据有关的标准（国际、国家、行业、特殊标准等）把整体电磁兼容指标逐级分配到各功能块上，细化成系统级、设备级、电路级和元件级的指标。然后，按照要实现的功能和电磁兼容指标进行电磁兼容设计，例如，按电路或设备要实现的功能，按骚扰源的类型，按骚扰传播的渠道以及按敏感设备的特性等。

### （1）电磁兼容设计的具体内容

#### ① 分析系统所处的电磁环境

为获得对于系统预定工作电磁环境的剖析，必须分析电磁环境，找出周围可能存在的人为干扰源和天然干扰源，为系统制定频谱与电磁场功率密度或场强的关系曲线图，以说明在指定频率范围内可能产生的干扰。

#### ② 选择频谱及频率

无线电频谱是有限的资源，由于频谱的用户日益增多，可供选择的频谱将受到限制，尤其在某些频段更为突出，信号频率十分拥挤。因此在进行系统设计时，对各分系统的频谱、频率及带宽进行精心选择，既要注意避免系统内相互间的干扰以及与周围电磁环境间的干扰，同时也要符合频谱管理的规定。

#### ③ 制定电磁兼容要求与控制计划

为了保证系统内及系统间的电磁兼容,必须制定电磁兼容性大纲。在此大纲中应规定系统的电磁兼容性要求,选取电磁兼容标准与规范以及电磁兼容的保证措施,制定电磁兼容控制计划及试验计划。控制计划的内容包括对系统参数提出要求,对系统提出电磁干扰及电磁兼容性要求,例如,减小发射频谱及接收机带宽、控制谐波量、边带及脉冲上升时间以及对结构、电缆网、电气与电子电路设计等提出要求。试验计划的内容包括测量仪表、实验设施、被测对象的状态、测试项目、试验步骤、试验报告等。

### ④ 设备及电路的电磁兼容设计

设备及电路的电磁兼容设计是系统电磁兼容设计的基础,是最基本的电磁兼容性设计,其内容包括控制发射、控制灵敏度、控制耦合以及接线、布线与电缆网的设计、滤波、屏蔽、接地与搭接的设计等。在设计中,可针对设备、分系统及系统中可能会出现电磁兼容问题,灵活地运用这些技术,并要同时采取多种技术措施。

### (2) 电磁兼容设计的主要参数

#### ① 敏感度门限和干扰允许值

敏感度门限指敏感设备对干扰所呈现最小的不希望有的响应电平。敏感度门限越小,设备的抗干扰的能力就越差,因此敏感门限值在进行保护性设计确定干扰允许值的基本出发点。干扰允许值必须小于能在敏感设备中引起错误响应的电平值,在进行保护性设计时,应考虑设备或系统工作受干扰时,在最敏感的频率和最危险的状态下所允许的干扰电平,在统计性设计时,应考虑设备或系统干扰电平的概率。

#### ② 电磁干扰安全系数

该参数指敏感度门限高于实际干扰的分贝数,是衡量设备或系统所具有的电磁兼容性程度(以分贝表示)。对于影响工程项目的安全或重要战术技术指标的设备或系统,取电磁干扰安全系数为 6dB,对于非主要的设备或系统取 3dB,对含有爆炸装置的设备则应取 20dB。

#### ③ 敏感度阈值

敏感度阈值是系统、分系统或设备不能正常工作的干扰临界电平值,是在其工作频段内,受电磁干扰最敏感的频段和最敏感的频率上的干扰临界电平值。这是衡量系统、设备受电磁干扰的易损性参数。电磁敏感度阈值愈低,说明系统、设备愈易受干扰。从概率统计学来定义,敏感度阈值是在一定置信度下,敏感设备或系统受电磁干扰电平的概率值。

#### ④ 失效干扰电平

系统和设备在受到强电磁干扰后将产生失效的现象。失效干扰电平也称为失效准则,它指系统不允许接受的电磁干扰电平。当不允许的干扰电平进入系统后,会使接收机电路或元件产生故障,其故障可能是永久性恶化或永久性失效。所谓永久性恶化是指,系统、分系统中设备受到干扰后,使元件遭到电气损坏或结构损坏,但元件仍然可起作用或暂时不起作用,当干扰消失后仍能工作,只是元件的工作性能降低,降到性能指标不允许的程度。永久性失效是指,系统、分系统中设备受到干扰后,由于电磁能量的作用,使元件遭到永久性电气损坏或结构损坏,例如,连接线熔化、金属镀层损坏或半导体结构损坏等,使元件永久性失效而不能工作。

#### ⑤ 费效比

通常将采取电磁兼容措施所投资的费用与系统效能之比称为费效比。从安全角度考虑,希望电磁兼容安全裕度越高越好,但选得过高,要采用的干扰抑制措施就越多,投

资的费用将增多。从经济观点来考虑,安全裕度不能太高,以减少投资,设计中应采用投资少而系统效能又高的设计方案,来减少费效比。实践证明,在设计开始时就进行电磁兼容设计与系统完工后出现电磁兼容问题时再着手解决的设计方法相比,前者有较低的费效比。

### (3) 电磁兼容设计的要点

#### ① 抑制电磁骚扰源的设计要点

- 尽量去掉对设备工作用处不大的潜在骚扰源,减少骚扰源的个数;
- 恰当选择元器件和线路的工作模式,尽量使设备工作在特性曲线的线性区域,以使谐波成分降低;
- 对有用的电磁发射或信号输出也要进行功率限制和频带控制;
- 合理选择发射天线的类型和高度,不盲目追求覆盖面积和信号强度;
- 合理选择数字信号的脉冲形状,不盲目追求脉冲的上升速度和幅度;
- 控制电弧放电,尽量选用工作电平低的、有触点保护的开关或继电器,选择加工精密的电机;
- 应用良好的接地来抑制接地干扰、地环路干扰和高频噪声。

#### ② 抑制干扰耦合的设计要点

- 把携带电磁噪声的元件和导线与连接敏感元件的连接线隔离;
- 缩短干扰耦合路径,宜使携带高频信号或噪声的导线尽量短,必要时使用屏蔽线或加屏蔽套;
- 注意布线和结构件的天线效应,对于通过电场耦合的辐射骚扰,尽量减小电路的阻抗,而对于磁场耦合的辐射,则尽量增加电路的阻抗;
- 应用屏蔽等技术隔离或减少辐射路径电磁骚扰,应用滤波器、脉冲吸收器、隔离变压器和光电耦合器等滤除或减少传导途径的电磁骚扰。

#### ③ 对敏感设备的设计要点

- 对于电磁骚扰源的各种防护措施,一般也同样适用于敏感设备;
- 在设计中尽量少用低电平器件,也不盲目选择高速器件。

### (4) 电磁兼容设计的程序

- ① 成立电磁兼容技术组,协调处理各种电磁兼容性事宜。
- ② 制定电磁兼容大纲,规划各种电磁兼容计划,协调各种技术参数。
- ③ 选用分析适用的标准规范,对标准中的各项要求进行分析和选择,必要时进行修改、删减或补充,以达到最佳费效比。
- ④ 分析设备或系统所处的电磁环境和提出电磁兼容性要求,正确选择设计的主攻方向。
- ⑤ 确定频谱要求,协调频率配置,消除可能的干扰。
- ⑥ 拟订电磁干扰控制计划,对元器件、模块、电路采取合理的干扰抑制和防护技术。
- ⑦ 拟订电磁兼容性分析预测方案。
- ⑧ 制定电磁兼容性验证要求和试验计划。
- ⑨ 如果没有电磁兼容性技术基础,还要配备电磁兼容性专业技术人员及必要的设备,对系统工程人员进行必要的电磁兼容性技术培训。

图 1-7 和图 1-8 给出了系统电磁兼容设计程序和设备电磁兼容设计流程。

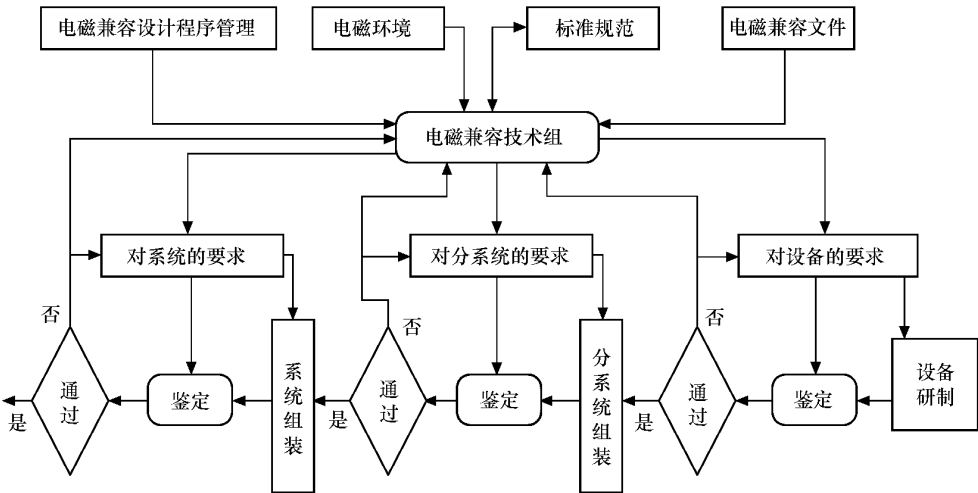


图 1-7 系统电磁兼容设计程序

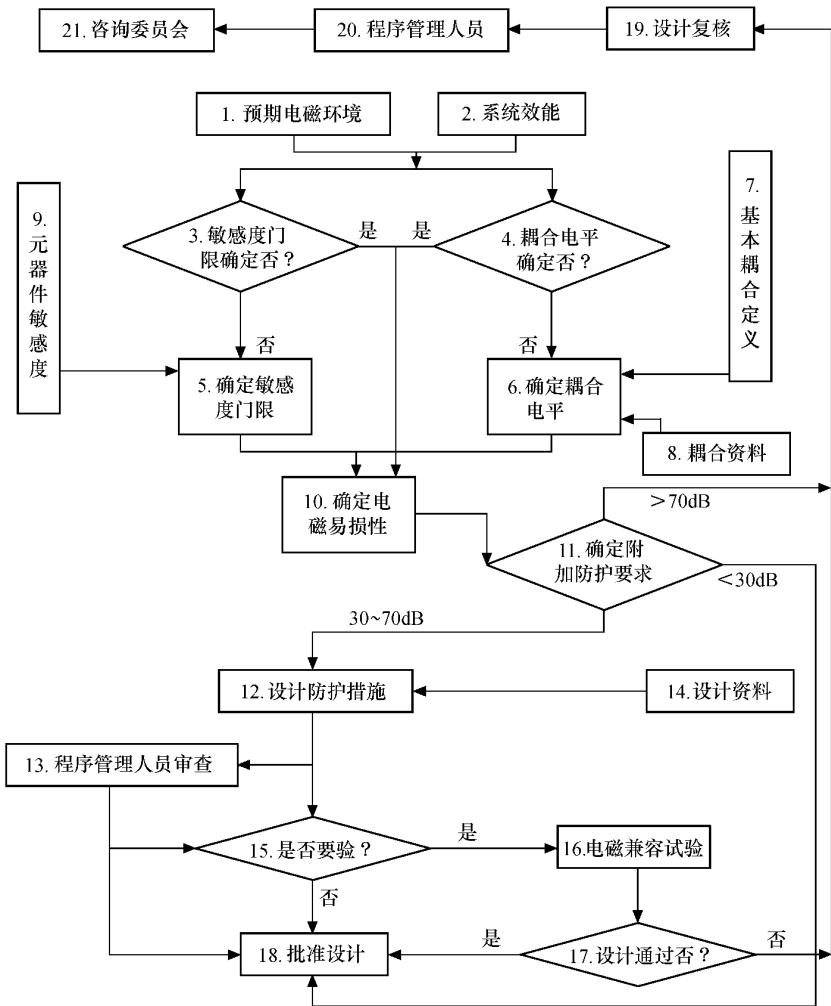


图 1-8 设备电磁兼容设计流程

对图 1-7 中的各方框解释如下:

① 电磁兼容设计程序管理包括编写电磁兼容性程序控制文件, 组织咨询委员会, 应用与修改标准与规范, 控制与管理系统的配置, 以及处理与协调有关电磁兼容设计事宜。

② 电磁环境包括预计可能遭到的各种自然干扰、人为干扰和系统本身干扰的各种数据; 标准规范包括指定和编写的各种规范。

③ 电磁兼容文件包括电磁兼容性大纲、控制计划与试验计划等。

④ 电磁环境和标准规范是系统电磁兼容设计的基本依据, 电磁兼容技术组在此基本依据的基础上, 根据电磁兼容文件, 通过电磁兼容设计程序管理分别向系统、分系统和设备提出电磁兼容性设计要求。

在研制过程中, 首先进行设备的研制, 待鉴定通过后, 再次进行分系统和系统的组装和鉴定, 在设备、分系统和系统的研制、生产和组装的各个阶段, 都必须进行电磁兼容性分析与预测, 应用各种干扰抑制技术等, 以保证电磁兼容性的实施。

对图 1-8 中各方框的解释如下:

① 方框 1、2 提供原始数据, 即电磁环境电平和系统效能的定量规定。方框 5、6 和 10 确定敏感度门限和耦合电平、预测电磁易损性。

② 方框 11 确定防护要求, 对于防护要求低于 30dB 的设备, 一般不需要附加防护措施, 设计将被提交批准, 如果防护要求在 30~70dB 之间, 则需附加防护措施, 如果预测表明将出现电磁易损性, 或防护要求超过 70dB, 则应进行复审或重新设计, 可以要求修改对预期环境的规定, 或对系统效能重新进行说明。

③ 方框 20 程序管理人员审查是对整个设计进行审查、试验验证, 以及对费效比进行评价, 并最后批准设计。

④ 方框 21 由程序管理人员组成的咨询委员会是作为考察、技术协商的机构。

在系统的电磁兼容设计中, 应根据标准所规定的极限值来设计子系统和设备, 而后根据规定的测量及试验标准进行检验, 由于标准与规范是作为一个通用文件, 其极限值是根据最坏情况规定的, 这就可能导致设计过于保守, 另一方面标准与规范没有定量地考虑各系统的特殊性, 根据规定的极限值设计不一定保证发生兼容问题, 这需要在电磁兼容性分析中加以修正。

### 1.3.4 电磁兼容性测量与试验技术

#### 1. 电磁兼容性测试的意义

为了确保电磁兼容设计的正确性和可靠性, 科学地评价设备的电磁兼容性能, 就必须在研制的整个过程中, 对各种干扰源的干扰量、传输特性和敏感器(受扰设备或元、器件)的敏感度进行定量测定, 验证设备是否符合电磁兼容性标准和规范; 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有效的数据, 因而电磁兼容性试验是电磁兼容性设计所必不可少的重要内容。由于电磁兼容分析与设计的复杂性, 以及各种杂散发射千差万别, 很难控制。因此, 对于电磁兼容技术来说, 其理论计算结果更加需要实际测量来检验, 至今在 EMC 领域对大多数情况仍主要依靠测试来分析、判断、解决问题。正如国内外一些专家所指出的“对于最后的成功验证, 也许没有任何其他领域像电磁兼容领域那样强烈地依赖于测量。”由此可见测量对电磁兼容领域的重要性。

2. 电磁兼容性测量的主要内容

由于任一电子设备既可能是一个干扰源，又可能是敏感设备（受感器），因而电磁兼容性试验分为电磁干扰发射（EMI）测量电磁敏感度（EMS）测量两大类，通常再细分为 4 类：辐射发射测试、传导发射测试、辐射敏感度（抗扰度）测试和传导敏感度（抗扰度）测试。

传导发射测试考察在交、直流电源线上存在由被测设备产生的干扰信号，这类测试的频率范围通常为 25Hz~30MHz。

辐射发射测试考察被测设备经空间发射的信号，这类测试的典型频率范围是 10kHz~1GHz，但对于磁场测量要求低至 25Hz，而对工作在微波频段的设备，频率高端要测到 40GHz。

辐射敏感度（抗扰度）是测量一个装置或产品防范辐射电磁场的能力。

传导敏感度（抗扰度）则测量一个装置或产品防范来自电源线或数据线上的电磁干扰的能力。图 1-9 显示了上述 4 类测量之间的关系。测量的具体内容包括干扰发射测量和敏感度测量。

(1) 干扰发射测量

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连续干扰测量等；

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和屏蔽效果等的测量。

(2) 敏感度测量

主要内容有：

- ① 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；
- ③ 对静电放电干扰的敏感度测量。

干扰发射、敏感度测量根据相应的电磁兼容性标准和规范，在不同频率范围内，采用不同方法进行。图 1-10 汇总了几个典型试验标准和规范中的测量项目。

3. 电磁兼容测量的标准

在电磁兼容（EMC）领域的所有标准（包括国际、各国）中，有关 EMC 测量的标准占有相当大的比重。EMC 标准是进行 EMC 测量的技术依据。在诸多国际、各国的 EMC 标准中，CISPR 有关 EMC 测量标准最受人们重视。其中，IEC61000 系列标准涉及电磁环境、发射、抗扰度、试验程序和测量技术等规范，尤其是第 4 部分 IEC61000-4 系列主要是关于测量技术的内容。如：

IEC610004-3 《辐射（射频）电磁场抗扰度试验》；

IEC610004-4 《电快速瞬变/脉冲群抗扰度试验》；

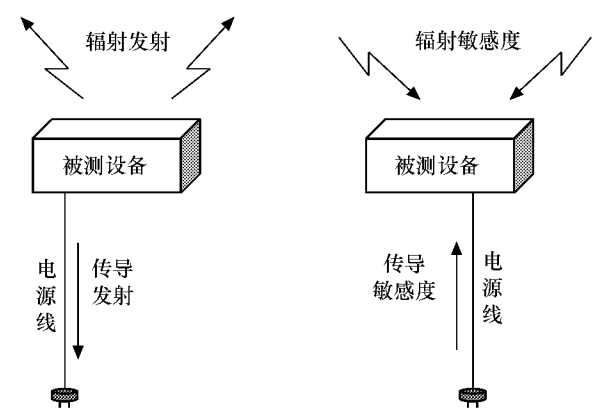


图 1-9 电磁兼容测试分类示意图



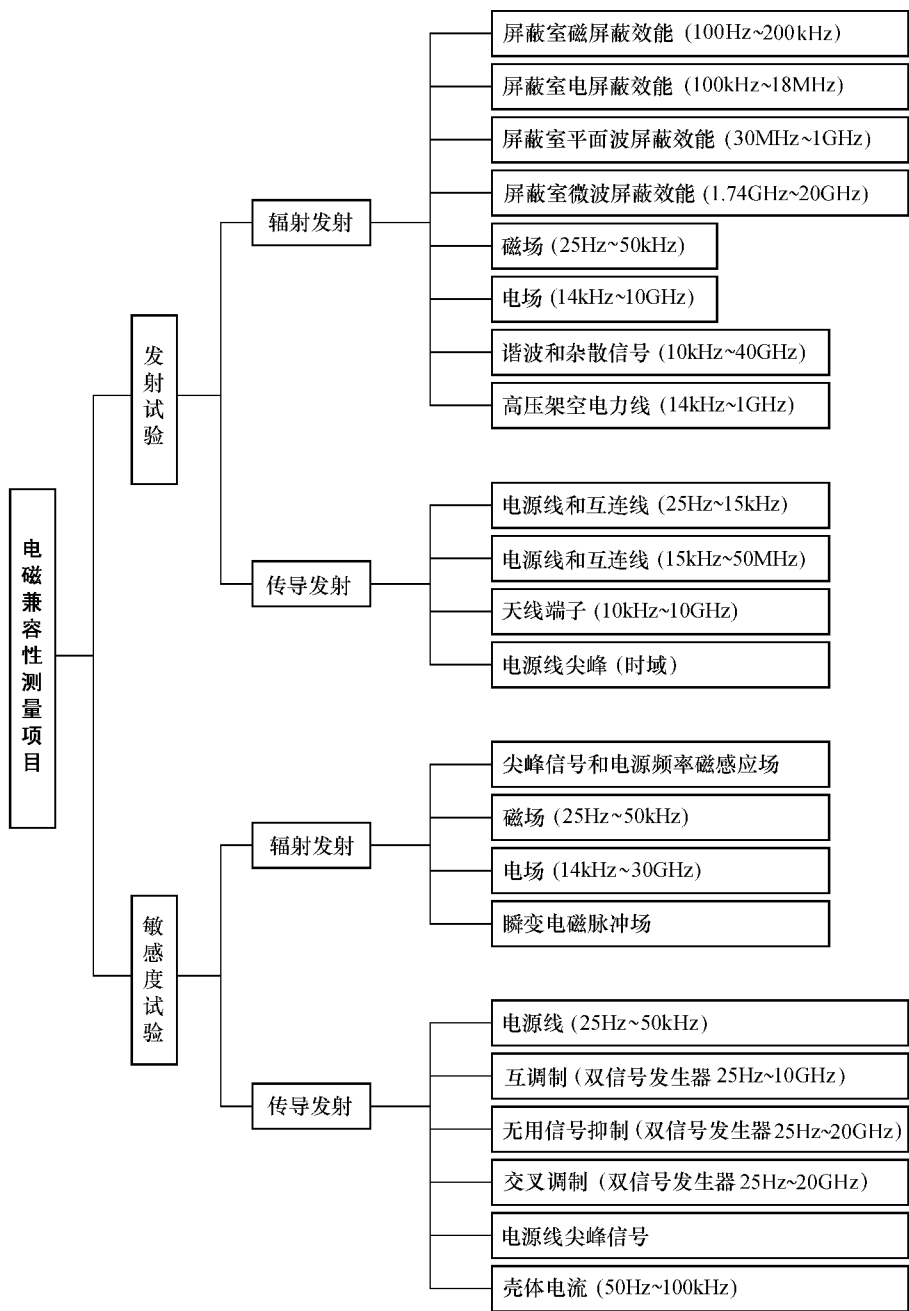


图 1-10 典型的电磁兼容性测量项目

- IEC61000-4-5 《浪涌（冲击）抗扰度试验》；
- IEC61000-4-6 《对射频场感应的传导骚扰抗扰度试验》；
- IEC61000-4-7 《供电系统及所连设备谐波和谐间波的测量和仪表通用指南》；
- IEC61000-4-8 《工频抗扰度试验》；
- IEC61000-4-9 《脉冲磁场抗扰度试验》；
- IEC61000-4-10 《阻尼振荡抗扰度试验》；

IEC61000-4-11 《电压暂降、短期中断和电压变化抗扰度试验》;

IEC61000-4-12 《振荡波抗扰度试验》;

IEC61000-4-15 《闪烁仪的功能和设计规范》;

IEC61000-4-16 《传导共模骚扰抗扰度试验方法》。

我国标准化组织已依据上述标准等地制定为国家标准, 如:

GB3907-83 《212 业无线电干扰基本测量方法》;

GB4343-84 《电动工具、家用电器和类似器具的无线电干扰特性测量方法和允许值》;

GB4824. 2-84 《工业、科学和医疗设备无线电干扰特性测量方法》;

GB4859-84 《电气设备的抗干扰特性测量方法》;

GB6114-85 《广播接收机干扰特性测量方法》;

GB6279-86 《车辆、机动船和火花点火发动机驱动装置无线电干扰特性的测量方法和允许值》;

GB7343-87 《10kHz~30MHz 无源无线电干扰滤波器和抑制组件抑制特性的测量方法》;

GB7349-87 《高压架空输电线、变电站无线电干扰测量方法》;

GB9254-88 《信息技术设备的无线电干扰极限值和测量方法》;

GB12190-90 《高性能屏蔽室屏蔽效能测量方法》。

另外, 国军标 GJB152A-97 《军用设备和分系统电磁发射和敏感度测量》与美军标 MIDSTD-462D 等效。该标准对军用产品的 EMC 性能指标的测量方法作了非常详细的叙述。

#### 4. 电磁兼容测量场地的要求

为了保证测试结果的准确性和可靠性, 电磁兼容性测量对测试环境有严格的要求, 测量场地有室外开阔试验场地、屏蔽室、电波暗室、TEM 及 GTEM 横电磁波小室等。

##### (1) 开阔试验场地 (OATS, Open Area Test Site)

开阔试验场地通常用于精确测定受试设备辐射发射极限值, 它要求平坦、空旷、开阔, 无反射物体, 远离建筑物、电线、树林、地下电缆和金属管道, 地面为平坦而导电率均匀的金属接地表面, 环境电磁干扰电平很小 (如军标 GJB152-86 要求至少低于允许的极限值 6dB), 场地尺寸在不同的 EMC 标准, 规范中要求不尽相同。

##### (2) 屏蔽室

屏蔽室的作用一方面是对外来电磁干扰加以屏蔽, 从而保证室内电磁环境电平满足要求。另一方面是对内部发射源 (如天线等) 进行屏蔽, 不对外界形成干扰。电磁兼容性标准规定, 许多试验项目必须在屏蔽室内进行。屏蔽室为一个由金属材料制成的六面体, 其中:

- 工作频率范围一般定为 14kHz~18GHz, 个别实验室要求频率上限为 40GHz。
- 预留 EUT 空间依具体情况而定, 如 2.0m×1.5m×1.5m。
- 屏蔽效能要求。推荐的屏蔽暗室屏蔽效能如表 1-7 所示。
- 归一化场地衰减指标。在规定频段内, 在 2.0m×1.5m 的垂直范围内 (离地 0.8~4m) 场地衰减偏差不得超过 ±4dB。

• 场地均匀性要求。在规定频段内, 在 2.0m×1.5m×1.5m 空间, 场地均匀性偏差在 0~6dB 之间。

- 屏蔽室的结构形式要求为

按材料分: 铜网式、钢板或镀锌钢板式、电解铜箔式、铜板式、钢丝网架夹心板式;

按结构分：单层、双层铜网式，单、双层钢板式，多层复合金属板式，单双层钢丝网架夹心板式；

按安装形式分：固定焊接式，拼装式。

影响屏蔽室性能的主要因素有：屏蔽门，屏蔽材料，电源滤波器，通风波导，拼装及焊接接缝、接地等。

从屏蔽效能来看，固定焊接钢板式最好，拼装钢板式次之，焊接铜板式、拼装钢丝网架夹心板式再次之，拼装铜网式最差。其中固定焊接钢板式，拼装钢板式均可满足国军标的要求，在 10kHz~20GHz 频率范围内前者可达到 110~120dB，后者可达 70~110dB。

在使用屏蔽室进行电磁兼容性测量时，要注意屏蔽室的谐振及反射。

表 1-7 屏蔽效能要求

| 屏蔽类别 | 频段范围       | 屏蔽效能      |
|------|------------|-----------|
| 磁场   | 14~100 kHz | 优于 80 dB  |
|      | 0.1~1MHz   | 优于 100 dB |
| 电场   | 30~1000MHz | 优于 110 dB |
|      | 1~10 GHz   | 优于 100 dB |
|      | 10~18 GHz  | 优于 85 dB  |
|      | 18~20GHz   | 优于 65 dB  |

(3) 电波暗室

电波暗室是针对一般屏蔽室各内壁面反射，影响测试结果而在 6 个壁面上加装吸波材料（对于模拟开阔场地测试，地板上不加吸波材料）而形成的。吸波材料一般采用介质损耗型（如聚氨脂类的泡沫塑料），为了确保其阻燃特性需在碳胶溶液中渗透。吸波材料通常做成棱锥状、圆锥状及楔形状，以保证阻抗的连续渐变。为了保证室内场的均匀，吸收体的长度相对于暗室工作频率下限所对应的波长要足够长（1/4 波长效果较好）因而吸收体的体积制约了吸波材料的有效工作频率（一般在 200MHz 以上），减小了屏蔽室的有效空间，电波暗室的屏蔽效能要求与屏蔽室相同。

(4) TEM——横电磁波传输小室

由于开阔场地、电波暗室本身的诸多缺点，1974 年美国国家标准局（NBS）的专家首先系统地论述了横电磁波传输小室（简称 TEM 小室，Transverse Electromagnetic Transmission Cell），其外形为上下两个对称梯形。横电磁波传输小室的优点是结构简单，主要缺点是可用频率上限与可用空间存在矛盾。标准 TEM 小室的测量尺寸大约限定在设计的最小工作波长的 1/4 范围。如果要进行 1GHz（波长 30cm）的测试，测试腔尺寸要限定在 7.5cm。如果对 PC 机进行测试，测试腔高度起码要有半米，即使加入一些侧壁吸收材料，可用频率上限也不会超过 300MHz。用 TEM 小室的方法测量已列入 CISPR 标准之中。为了克服 TEM 小室的缺点，1987 年瑞士 ABB 公司发明了 TEM 小室家族中的新成员，即 GTEM 小室，其外形为四棱锥形。GTEM 小室综合了开阔场、屏蔽室、TEM 小室的优点，克服了各种方法的局限性，便于进行几乎全部辐射敏感度及发射试验。其频率范围可覆盖 0~18GHz，模拟入射平面波，可以产生强的场强、对周围的人员和设备没有危害和干扰。

但 GTEM 小室的使用目前国际上尚有争论，还没有列入标准的测试方法之中，一般用于预测试。

(5) GTEM——吉赫横电磁波传输小室

GTEM 小室（Gigahertz Transverse Electromagnetic Cell，吉赫横电磁波传输小室）是近年来国际电磁兼容领域发展起来的一项新技术，其工作频率范围可从直流至数吉赫兹以上，内部可用场区大，对 EUT（被测设备）大小的限制与频率无关，既可以用于电磁辐射敏感度的测量，也可进行电磁辐射干扰的测试，该装置及技术为现代电磁兼容的性能评估与测定提供了强有力的手段。由 GTEM 组成的电磁辐射敏感度测试系统、电磁辐射干扰测试系统较之在开阔场地、屏蔽暗室中采用天线辐射、接收等测试方法可节省大量资金，同时对外界环境条件无特别要求。由于所需配置的仪器设备简单，效率高，可数倍地提高测量速度，易实现自动化测量。

GTEM 小室采用同轴及非对称矩形传输线设计原理，为避免内部电磁波的反射及产生高阶模式和谐振，总体设计为尖劈形。输入端口采用 N 型同轴接头，而后渐变至非对称矩形传输以减少结构突变所引起的电波反射。为使 GTEM 内部达到良好的阻抗匹配与较大的可用体积，选取并调测了合适的角度、芯板宽度和非对称性。为使球面波从源输入端到负载不产生时间差和相位差，并具有良好的高低频特性，终端采用电阻式匹配网络与高性能吸波材料组合成的复合负载结构。

5. 电磁兼容测量仪器的基本要求及配置

(1) 对电磁兼容测量仪器的基本要求

测量仪器工作时也会产生一定电磁干扰，为了保证测量的准确性，要求测量仪的干扰量至少比被测干扰电压或电流小 20dB，且比允许的干扰量小 40dB。测量精度要求为：电压测量时误差不超过±2dB，场强测量时误差不超过±3dB。

测量仪器接入测量回路后既不应改变被测电子设备的工作状态，也不应对被测干扰源明显分流，测量仪本身的干扰敏感度应远低于可能受到的干扰量。

(2) 电磁兼容测量仪器的基本配置

表 1-8 列出了电磁兼容测量仪器的基本配置。

表 1-8 电磁兼容测量仪器的基本配置表

| 测量种类     | 测量仪器                                                                                                                                  |
|----------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 电磁干扰发射测量 | 电子计算机（自动测试）<br>测量接收机（或频谱分析仪）<br>各式天线（有源、无源杆状天线，环状天线）<br>双锥天线、对数螺旋天线、喇叭天线及天线控制单元等<br>电流探头钳、电压探头、隔离变压器、功率吸收钳<br>穿心电容、存储示波器、各式滤波器、定向耦合器等 |
| 电磁敏感度测量  | 电子计算机（自动测试）<br>测量接收机（或频谱分析仪）<br>各式发射、接收天线<br>信号发生器、功率放大器、场传感器<br>注入隔离变压器、存储示波器、定向耦合器<br>射频抑制滤波器、隔离网络、光纤数据传输系统                         |
| 屏蔽效能测量   | 测量接收机（场强仪）步进衰减器，定向耦合器<br>各类发射、接收天线（杆状天线、环形天线、对数螺旋天线、喇叭天线）<br>各类信号发生器、功率放大器、输出变压器、数字电压表、滑线变阻器                                          |

1.4 电磁兼容标准

1.4.1 与电磁兼容技术标准有关的组织机构

1. 国际上重要的组织机构

(1) 国际电工委员会（IEC，International Electrotechnical Commission）

IEC 是世界上成立最早的非政府性国际电工标准化机构，是联合国经社理事会（ECOSOC）的甲级咨询组织。目前 IEC 成员国包括了绝大多数的工业发达国家及一部分发展中国家。这些国家拥有世界人口的 80%，其生产和消耗的电能占全世界的 95%，制造和使用的电气、电子产品占全世界产量的 90%。IEC 的宗旨是：促进电工标准的国际统一，电气、电子工程领域中标准化及有关方面的国际合作，增进国际间的相互了解。

IEC 对于电磁兼容方面的国际标准化活动有着特殊重要的作用。承担研究工作的主要是电磁兼容咨询委员会（ACEC）、无线电干扰特别委员会（CISPR）和电磁兼容技术委员会（TC77）。在 IEC 中，协调 CISPR、TC77 及其他 TC 和国际组织在电磁兼容（EMC）领域的协作关系的机构是 ACEC。ACEC 的单位成员包括 TC77、CISPR 和其他有关的技术委员会和分技术委员会等。

无线电干扰特别委员会（IEC/CISPR）和电磁兼容技术委员会（IEC/TC77）的组成如图 1-11 和图 1-12 所示。

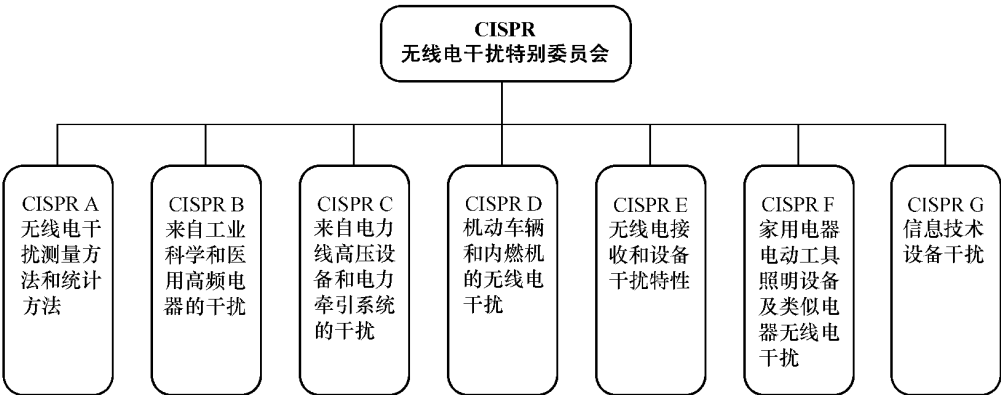


图 1-11 无线电干扰特别委员会（IEC/CISPR）的组织机构

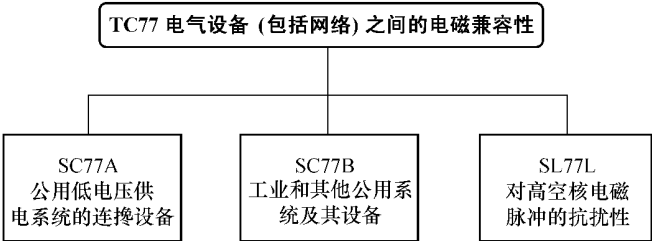


图 1-12 电磁兼容技术委员会（IEC/TC77）的组织机构

(2) 国际电信联盟 (ITU, International Telecommunication Union)

ITU 是联合国的一个专门机构，简称“国际电联”或“电联”。这个国际组织成立于 1865 年 5 月 17 日，是由法、德、俄等 20 个国家在巴黎会议为了顺利实现国际电报通信而成立的国际组织，定名“国际电信联盟”。

ITU 的宗旨是：维持和扩大国际合作，以改进和合理地使用电信资源；促进新技术的发展和应用，扩大技术设施的用途，以提高电信业务的效率；促进电信业务在全球普遍使用，协调各国行动。ITU 由三大技术部门组成（如图 1-13 所示），它们是电信标准部 (ITU-T)、无线电通信部 (ITU-R) 和电信发展部门 (ITU-D)。

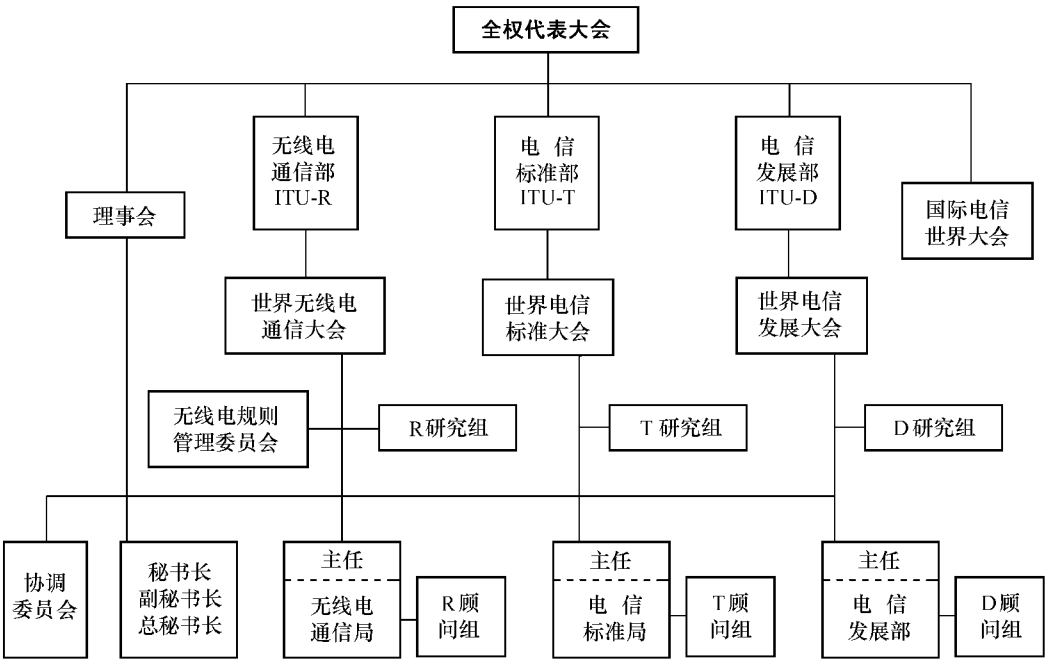


图 1-13 组织机构结构图

① 电信标准部 (ITU-T)，其主要职责是研究技术、操作和资费问题，制定全球性的电信标准。现有建议共 2700 个。标准化工作由 14 个研究组承担。研究的主要领域包括：

- IP 互通及相关问题；
- 移动在网络方面的问题；
- 网络接入技术 (XDSL)；
- 光通信联网技术；
- 资费和结算问题。

ITU-T 的结构包括世界电信标准化全会 (WTSA)、电信标准化顾问组 (TSAG)、标准化研究组 (SC) 和电信标准化局 (TSB)。

② 无线电通信部 (ITU-R)，ITU-R 研究无线通信技术和操作，出版建议书，还行使世界无线电行政大会 (WARC)、无线电咨询委员会 (CCIR) 和频率登记委员会的职能，包括：无线电频谱在陆地和空间无线电通信中的应用；无线电通信系统的特性和性能；无线电台站的操作；遇险和安全方面的无线电通信。ITU-R 现有建议共 1155 个。

无线电通信部门的研究组共有 7 个, 如下:

- R1 频率管理、业务间的兼容和频率共用
- R3 无线电电波传播
- R4 卫星业务
- R6 广播业务
- R7 科学业务
- R8 移动业务
- R9 固定业务

③ 电信发展部 (ITU-D), ITU-D 由原来的电信发展局 (BDT) 和电信发展中心 (CDT) 合并而成。其职责是鼓励发展中国家参与电联的研究工作, 组织召开技术研讨会, 使发展中国家了解电联的工作, 尽快应用电联的研究成果; 鼓励国际合作, 向发展中国家提供技术援助, 在发展中国家建设和完善通信网。ITU-D 设立了两个研究组。

(3) 美国电气电子工程师协会 (IEEE, Institute of Electrical and Electronics Engineers)

IEEE 于 1963 年由美国电气工程师学会 (AIEE) 和美国无线电工程师学会 (IRE) 合并而成, 是美国规模最大的专业学会。它由大约 17 万名从事电气工程、电子和有关领域的专业人员组成, 分设 10 个地区和 206 个地方分会, 设有 31 个技术委员会。IEEE 的标准制定内容有: 电气与电子设备、试验方法、原器件、符号、定义以及测试方法等。IEEE 的出版物有专门的 EMC 分册 (IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility)。IEEE 的部分电磁兼容标准目录见附录 D。

(4) 美国国家标准学会 (ANSI, American National Standards Institute)

美国国家标准学会是非赢利性质的民间标准化团体, 但它实际上已成为美国国家标准化中心, 美国各界标准化活动都围绕它进行。它使得政府有关系统和民间系统相互配合, 起到了政府和民间标准化系统之间的桥梁作用。ANSI 协调并指导美国全国的标准化活动, 给标准制定、研究和使用单位以帮助, 提供国内外标准化情报, 同时, 又起着行政管理机关的作用。

通过 ANSI 的参与活动, 美国快速介入 ISO 和 IEC 的标准制定工作。ANSI 参与了 ISO 的 78% 的技术委员会的项目和 91% 的 IEC 技术委员会的项目, 并领导了许多关键的技术委员会和分委会的工作。ANSI 的部分电磁兼容标准目录见附录 D。

(5) 欧洲电信标准化协会 (ETSI, Institute of European Telecommunication Standard)

ETSI 是由欧共体委员会 1988 年批准建立的一个非赢利性的电信标准化组织, 总部设在法国南部的尼斯。ETSI 的标准化领域主要是电信业, 并涉及与其他组织合作的信息及广播技术领域。ETSI 作为一个被 CEN (欧洲标准化协会) 和 CEPT (欧洲邮电主管部门会议) 认可的电信标准协会, 其制定的推荐性标准常被欧共体作为欧洲法规的技术基础而采用并被要求执行。ETSI 目前下设 13 个技术委员会, 主要涉及电磁兼容技术的是 TC ERM (EMC and Radio) 无线及电磁兼容技术委员会。它直接负责 ETSI 关于无线频谱和电磁兼容方面的技术工作, 包括研究 EMC 参数及测试方法, 协调无线频谱的利用和分配, 为相关无线及电磁设备的标准提供关于 EMC 和无线频率方面的专家意见。有关 ETSI 电磁兼容方面的标准参见参考文献。

(6) 欧洲电工技术标准化委员会 (CENELEC)

欧洲电工技术标准化委员会成立于 1973 年, 总部设在比利时的布鲁塞尔。CENELEC 得到欧共体的正式认可, 是在电工领域而且是按照欧共体 83/189/EEC 指令开展标准化活动

的组织。CENELEC 是个非赢利性组织。

CENELEC 负责协调各成员国在电气领域（包括 EMC）的所有标准，并负责制定欧洲标准。有关 CENELEC 电磁兼容方面的标准参见参考文献。

2. 我国与电磁兼容技术标准有关的组织机构

我国从事电磁兼容技术标准研究制定的主要组织机构有：全国无线电干扰标准化技术委员会，该委员会与 IEC/CISPA 相对应设立了 A、B、C、D、E、F、G、S 共 8 个分技术委员会（见表 1-3）；全国电磁兼容标准化技术委员会；中国通信学会电磁兼容委员会；中国电子学会电磁兼容分会。另外，各部、局、委下的标准化司、局（包括军事部门）等都组织、参与制定了大量的电磁兼容技术标准与规范（见附录 A）。

1.4.2 我国的电磁兼容技术标准体系

我国的电磁兼容技术标准和国际上的一样，也分为 4 类：基础标准、通用标准、产品类标准和系统间电磁兼容标准。

（1）基础标准（Basic Standards）。已发布的现行国家标准中有 20 个基础标准，这类标准涉及 EMC 术语、电磁环境 EMC 测量设备规范和 EMC 测量方法等，如 GB/T4365-95《电磁兼容术语》。

（2）通用标准（Generic Standards）。已发布的现行国家标准中有 4 个。其中 GB8702 主要涉及在强磁场环境下对人体的保护要求，GB/T14431 主要涉及无线电业务要求的信号/干扰保护比。

（3）产品类标准（Product Family Standards）。在我国此类标准数量最大，已发布的现行国家标准中有 47 个，如 GB9254、GB4343、GB4824 和 GB13837 等。

（4）系统间电磁兼容标准（Standards of Intersystem Compatibility）。除以上分类以外，我国的国标还包含相当数量的系统间 EMC 标准，它们主要规定了经过协调的不同系统之间的 EMC 要求，如 GB6364、GB13613-13620 等。在这些标准中，大都根据多年的研究结果规定了不同系统之间的防护距离，例如，机场中的通信导航设备为防护广播电台、短波通信发射台、高压电力系统、电气化铁道等系统所需的保护距离。

1.4.3 电磁兼容技术标准与规范的内容特点

由于电磁干扰已成为系统和设备正常工作的突出障碍，为了保证电磁兼容的实施，一些国际组织、各国政府及其军事部门以及一些企业集团等，在研究电磁兼容的过程中，制定了一系列的标准和规范，其目的在于能防止电磁干扰问题的发生，又不致为不必要的保护而付出太大的代价。标准是一般准则，而规范是一个包括详细数据、必须遵守的合同性文件，由标准可以导出各种规范。执行标准和规范是实现电磁兼容发挥系统效能的重要保证，是电磁兼容设计的基准和指导性文件，因而得到广泛的引用。

标准体系分基础标准、通用标准和产品标准 3 个纵向层次构成，每一个层次都包含两个方面的标准：发射和抗扰度。通用标准又按产品的使用环境将产品标准分为 A 类和 B 类。产品类标准通常是基于基础标准和通用标准基础上的更简明的技术文件。层次越低，规定越详细、明确、操作性越强；反之，标准的包容性越强，适用性越广。系统间电磁兼容标准则属于不同系统间的纵向联系。



标准与规范的种类和数目是相当多的,就其涉及的内容特点而言,主要有以下5个方面。

### (1) 规定了各种非预期发射的极限值

这是为了对人为产生的电磁能量(人为干扰)予以控制,以保护各种电子系统的正常工作。例如,为了防止汽车点火系统对地面移动通信系统的干扰,有关标准中规定在距汽车10m处,在30~88MHz频段内,峰值干扰电平不得超过 $-2\text{dB}\mu\text{V}/(\text{m}\cdot\text{kHz})$ ;在88~400MHz频段内,峰值干扰电平不得超过 $8\text{dB}\mu\text{V}/(\text{m}\cdot\text{kHz})$ 。为了保护电视及其他无线电系统的工作,CISPR对工业、科学、医疗(ISM)设备,规定了各种辐射干扰极限值,其中规定在距设备30m处,于30~470MHz频段中,在电视频带内的辐射干扰极限值为 $30\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$ ,在电视频带外辐射干扰极限值为 $54\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$ 。

此外为了保证人体不受电子产品辐射的伤害(人与机器间的兼容),有关部门规定了卫生辐射标准,其中对微波炉的辐射规定了限制,要求在工厂测试时,距其表面5cm处,辐射的功率密度不得超过 $1\text{mW}/\text{cm}^2$ ,在使用中,距表面与5cm处不得超过 $5\text{mW}/\text{cm}^2$ 。

在我国属于这一类的标准有国家军用标准 GJB476-88 和国家标准 GB4343-84、GB6279-86 和 GB7236-87 等。

### (2) 统一规定了测量方法

由于在一些标准中规定了设备电磁发射及敏感度的极限值,这些极限值往往是一个绝对量值,因此在检查产品是否满足这些极限值要求时,必须有统一的测量方法,才能保证测量数据的可比性,否则由于测量条件不同,测量设备及测量方法不同,所测量的结果也不相同,就无法说明是否满足极限值要求。因此在电磁兼容标准中,有相当数量的标准是规范测量方法,例如我国国家军用标准 GJB152-86 对传导发射、辐射发射、传导敏感度及辐射敏感度规定了一系列的测量方法。在我国属于这类标准的还有国军标 GJB403.7-87、GJB476-88、GJB1001-90 和国标 GB4824.2-84 等等。

### (3) 统一规定电磁兼容领域内的名词术语

为了使标准所规定的意义明确,要求使用标准的人员对其中的名词、术语等有关概念有共同的理解,因此有一些标准专门规定了有关名词术语。例如在使用标准和规范时,一个非常重要的参数是电磁干扰安全裕度,对该参数必须有明确的定义,它定义为敏感度门限与关键测试点或信号线上干扰的比值,通常设计可取电磁干扰安全裕度为6dB,而军用产品为20dB(不包括仪器误差和测量误差)。只有明确电磁干扰安全余量的定义,才能正确理解极限值的规定和正确地进行测量,因此有关名词术语标准,电磁发射与敏感度要求标准及相应的测量标准,是相互配合使用的,例如国家军用标准 GJB72-85、GJB151-86 和 GJB152-86 就是一套互相配合和联合使用的三军通用标准。

### (4) 规定了设备、系统的电磁兼容性要求及控制方法

根据电磁兼容技术的发展,人们对电磁干扰的控制的电磁兼容设计已有许多研究成果,根据这些技术成果和实际经验,在一些标准中概述了对系统电磁兼容性要求,其中包括系统功能性电磁发射和敏感度要求,规定了系统电磁环境控制,雷电保护、防静电干扰等技术准则,以及有关正确接地、搭接和屏蔽指南,此外,还规定了电磁兼容性验证的方法等。这类标准的数量很多,例如国家军用标准 GJB151-86、GJB358-87、GJB1014-90、GJB181-86、GJB786-89 和国家标准 GB6364-86、GB7432-87 和 GB7437-87 等。

(5) 国家 EMC 标准与国际 EMC 标准接轨

国家 EMC 标准绝大多数引自国际标准，其来源包括：引由 CISPR 出版物，例如 GB/T6113, GB15707, GB16607 等；引由 IEC 的标准，例如 GB4365, GB/T17626 系列标准等；部分引用美国军用标准，如 GB15540；部分引用 ITU 有关建议，如 GB/T15658。由于我国国家标准大多数引自国际标准（尤其是产品类标准），因此做到了与国际标准接轨。这为我国产品出口到国外奠定了电磁兼容方面的基础，也为提高我国国内的电磁兼容性水平、改善电磁环境创造了条件。目前国家电磁兼容技术标准的发布情况见附录 A。

1.4.4 电磁兼容认证

1. 电磁兼容认证的目的

我国开展电磁兼容认证的目的是提高产品的性能，保护人身健康、设备安全和保护环境，维护用户和消费者利益，提高我国电工、电子产品的电磁兼容性能力，提高产品的市场竞争力，促进国内外贸易的发展。

电磁兼容认证是针对产品的电磁兼容性进行的认证，是一项高技术含量的评价活动，涉及的产品门类多、覆盖的范围广。为贯彻国家有关电磁兼容标准，减少电磁干扰所造成的危害，提高产品的电磁兼容性能，国家质量技术监督局决定对相关产品开展电磁兼容认证，并发布了《电磁兼容认证管理办法》。国家将对有强制性电磁兼容国家标准或强制性电磁兼容行业标准以及标准中有电磁兼容强制条款的产品实行安全认证制度，实施电磁兼容安全认证的产品在进入流通领域时实施强制性监督管理；对有推荐性电磁兼容国家标准或推荐性电磁兼容行业标准的产品实行合格认证制度，企业可根据自愿的原则向认证机构申请认证。

2. 电磁兼容认证的管理、程序及要求

电磁兼容认证的基本模式为 ISO/IEC 推荐的 8 种认证制度中的第 5 种模式，即型式试验加工厂质量体系检查及认证后监督。监督应用检查每年至少一次，包括对工厂质量体系的检查和对带有认证标志产品的抽样检验。有关认证的流程请参见附录 C 中图 C-1 所示。

中国电磁兼容认证委员会（CEMC）是国家质量技术监督局依法授权的代表国家对产品电磁兼容性进行第三方公正评价的认证机构，由管理委员会和认证中心组成。委员会的工作受国家质量技术监督局领导，并接受社会各方面的监督。管理委员会由有关政府主管、生产、使用、科研和质量监督等部门的代表和专家组成，管理委员会负责制定委员会的章程、认证管理办法及与认证有关的重要工作文件，领导和监督认证中心的工作。认证中心是管理委员会领导下的认证实体，负责实施电磁兼容认证。

- 《电磁兼容认证管理办法》见附录 C
- 《电磁兼容认证规则和程序》见附录 C
- 《电磁兼容认证证书和认证标志管理办法》见附录 C
- 《电磁兼容认证质量体系要求》见附录 C

1.5 电磁干扰信号的时域与频域分析

通常，引起电磁干扰的重复性信号可以用其时域波形来表示。而且单脉冲干扰，如闪

电、静电放电（ESD）、电力线浪涌等，也总是用波形表示。从另一个方面来看，对 EMC 的描述和分析被定义在频域，如滤波器的性能、屏蔽材料和许多 EMC 元件。所以需要时将时域波形转换到频域，或相反由频域转换到时域。

由傅里叶定理可得，任何周期信号都能被表示为正弦和余弦信号的级数形式，其频率是基频的整数倍。然而，因为电磁干扰 EMI 的频域范围是从几赫兹到十亿赫兹，所以就需要花费很长时间对每一个谐波的幅度进行严格的分析，频域范围是从基波到几千至几万次的谐波。

由时域波形转换到频域波形，或相反由频域波形转换时域波形的有力工具是傅里叶变换（傅氏变换）。

对于非周期性的信号，用傅氏变换将信号从时域变换到频域，得到的频域波形称为频谱。对于非周期信号，频谱是连续的。对于周期性信号，用傅氏级数进行变换。这时的频谱是离散的，即只在有限的频率点上有能量。由于周期信号有限的能量分布在有限的频率上，因此周期信号的能量更集中，所以干扰作用更强。

频谱分析仪可以对干扰信号的频谱直接进行测量。

示波器可以对干扰信号的时域波形进行测量。

图 1-14 给出了干扰信号的时域与频域分析示意图。

在附录 D 中，表 D-2 示出了几种简单脉冲的时域与频域波形（频谱）。

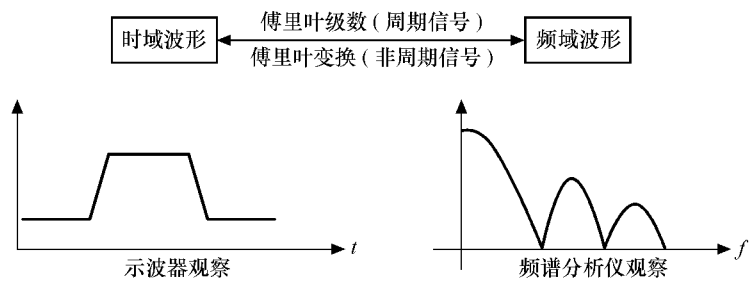


图 1-14 干扰信号的时域与频域分析示意图

## 1.6 分贝的概念与应用

### 1.6.1 分贝的定义

在电磁兼容测量中，常用不同的单位表述测量值的大小。分贝（decibel）这个单位常被工程技术人员采用。

#### （1）功率

电磁兼容测量中，干扰的幅度可用功率来表述。功率的基本单位为瓦（W），为了表示变化范围很宽的数值关系，常常应用两个相同量比值的常用对数，以贝尔（bel）为单位。对于功率损失，贝尔定义为：

$$\text{损失 (bel)} = \lg \frac{\text{输入功率}}{\text{输出功率}} \tag{1-1}$$

当输入功率等于 10 倍的输出功率时，其损失为  $\lg 10 = 1\text{bel}$ ；换言之，1bel 的损失对应于 10 : 1 的功率损失。

但是贝尔是一个较大的值，为使用方便，工程技术人员常采用 1/10 的贝尔单位 decibel，简称为分贝（dB）。这样 dB 被定义为：

$$\text{损失(dB)} = 10\lg \frac{\text{输入功率}}{\text{输出功率}} \quad (1-2)$$

dB 也常应用来表示两个相同量比值的大小，如功率  $P_1$  和  $P_2$  的比值为  $P_{\text{dB}}$ ，则有：

$$P_{\text{dB}} = 10\lg \frac{P_2}{P_1} \quad (1-3)$$

式中， $P_1$  和  $P_2$  应采用相同的单位。必须明确 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。比如基准参考量  $P_1$  为 1 W，则  $P_2/P_1$  是相对于 1 W 的比值，即以 1 W 为 0dB。此时是以带有功率量纲的分贝 dBW 表示  $P_2$ ，所以

$$P_{\text{dBW}} = 10\lg \frac{P_{\text{W}}}{1\text{W}} = 10\lg P_{\text{W}} \quad (1-4)$$

式中： $P_{\text{W}}$  是实际测量值，以 W 为单位； $P_{\text{dBW}}$  是用 dBW 表示的测量值。

功率测量单位通常还采用分贝毫瓦（dBmW）。它是以 1mW 为基准参考量，表示 0dBmW，即：

$$P_{\text{dBmW}} = 10\lg \frac{P_{\text{mW}}}{1\text{mW}} = 10\lg P_{\text{mW}} \quad (1-5)$$

显然， $0\text{dBmW} = -30\text{dBW}$  (1-6)

类似地，以  $1\mu\text{W}$  作为基准参考量，表示  $0\text{dB}\mu\text{W}$ ，称为分贝微瓦。dBW、dBmW、 $\text{dB}\mu\text{W}$  的换算关系为：

$$\begin{aligned} P_{\text{dBW}} &= 10\lg(P_{\text{W}}) \\ P_{\text{dBmW}} &= 10\lg(P_{\text{mW}}) = 10\lg(P_{\text{W}}) + 30 \\ P_{\text{dB}\mu\text{W}} &= 10\lg(P_{\mu\text{W}}) = 10\lg(P_{\text{mW}}) + 30 = 10\lg(P_{\text{W}}) + 60 \end{aligned} \quad (1-7)$$

## (2) 电压

电压的单位有伏（V）、毫伏（mV）、微伏（ $\mu\text{V}$ ），电压的分贝单位（dBV、dBmV、 $\text{dB}\mu\text{V}$ ）表示为：

$$\begin{aligned} U_{\text{dBV}} &= 20\lg \frac{U_{\text{V}}}{1\text{V}} = 20\lg U_{\text{V}} \\ U_{\text{dBmV}} &= 20\lg \frac{U_{\text{mV}}}{1\text{mV}} = 20\lg U_{\text{mV}} \\ U_{\text{dB}\mu\text{V}} &= 20\lg \frac{U_{\mu\text{V}}}{1\mu\text{V}} = 20\lg U_{\mu\text{V}} \end{aligned} \quad (1-8)$$

电压以 V、mV、 $\mu\text{V}$  为单位和以 dBV、dBmV、 $\text{dB}\mu\text{V}$  为单位的换算关系为：

$$\begin{aligned} U_{\text{dBV}} &= 20\lg \frac{U_{\text{V}}}{1\text{V}} = 20\lg U_{\text{V}} \\ U_{\text{dBmV}} &= 20\lg \frac{U_{\text{V}}}{10^{-3}\text{V}} = 20\lg U_{\text{V}} + 60 = 20\lg U_{\text{mV}} \end{aligned} \quad (1-9)$$

$$U_{\text{dB}\mu\text{V}} = 20\lg \frac{U_{\text{V}}}{10^{-6}\text{V}} = 20\lg U_{\text{V}} + 120 = 20\lg U_{\text{mV}} + 60 = 20\lg U_{\mu\text{V}}$$

### (3) 电流

电流的单位是安 (A)、毫安 (mA)、微安 ( $\mu\text{A}$ )，电流的分贝单位 (dBA、dBmA、dB $\mu\text{A}$ ) 表示为：

$$\begin{aligned} U_{\text{dBA}} &= 20\lg \frac{U_{\text{A}}}{1\text{A}} = 20\lg U_{\text{A}} \\ U_{\text{dBmA}} &= 20\lg \frac{U_{\text{mA}}}{1\text{mA}} = 20\lg U_{\text{mA}} \\ U_{\text{dB}\mu\text{A}} &= 20\lg \frac{U_{\mu\text{A}}}{1\mu\text{A}} = 20\lg U_{\mu\text{A}} \end{aligned} \quad (1-10)$$

电流以 A、mA、 $\mu\text{A}$  为单位和以 dBA、dBmA、dB $\mu\text{A}$  为单位的换算关系为：

$$\begin{aligned} U_{\text{dBA}} &= 20\lg \frac{U_{\text{A}}}{1\text{A}} = 20\lg U_{\text{A}} \\ U_{\text{dBmA}} &= 20\lg \frac{U_{\text{A}}}{10^{-3}\text{A}} = 20\lg U_{\text{A}} + 60 = 20\lg U_{\text{mA}} \\ U_{\text{dB}\mu\text{A}} &= 20\lg \frac{U_{\text{A}}}{10^{-6}\text{A}} = 20\lg U_{\text{A}} + 120 = 20\lg U_{\text{mA}} + 60 = 20\lg U_{\mu\text{A}} \end{aligned} \quad (1-11)$$

### (4) 电场强度

电场强度的单位是伏每分 (V/m)、毫伏每分 (mV/m)、微伏每分 ( $\mu\text{V/m}$ )，电场强度的分贝单位为 dBV/m、dBmV/m、dB $\mu\text{V/m}$ 。

$$E_{\text{dB}(\mu\text{V/m})} = 20\lg \frac{E_{\mu\text{V/m}}}{1\mu\text{V/m}} = 20\lg E_{\mu\text{V/m}} \quad (1-12)$$

$$\text{因为} \quad 1\text{V/m} = 10^3 \text{ mV/m} = 10^6 \mu\text{V/m} \quad (1-13)$$

$$\text{则} \quad 1\text{V/m} = 0\text{dBV/m} = 60\text{dBmV/m} = 120\text{dB}\mu\text{V/m} \quad (1-14)$$

### (5) 磁场强度

磁场强度 (H) 的分贝 dBA/m 是以 1A/m 为基准的磁场强度的分贝数，同理可定义 dBmA/m 和 dB $\mu\text{A/m}$  等，有些标准例如在 GJB151-86 中，用的是磁通密度 (B) 单位，考虑到

$$B = \mu H \quad (1-15)$$

$$\text{式中} \quad \mu = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$$

所以在数量上有如下关系：

$$\{B\}_{\text{dBt}} = \{H\}_{\text{dBA/m}} - 118\text{dB} \quad (1-16)$$

$$\text{因为} \quad 1\text{T (特拉斯)} = 10^{12}\text{PT} \quad (1-17)$$

则  $0\text{dBt} = 240\text{dBPT}$ ，因此

$$\begin{aligned} \{B\}_{\text{dBPT}} &= \{B\}_{\text{dBt}} + 240\text{dB} \\ \{B\}_{\text{dBPT}} &= \{H\}_{\text{dBA/m}} + 122\text{dB} \end{aligned} \quad (1-18)$$

### (6) 功率密度

功率密度的基本单位  $\text{W/m}^2$ ，常用单位为  $\text{mW/cm}^2$  或  $\mu\text{W/cm}^2$ 。它们之间的关系是：

$$S_{\text{W/m}^2} = 0.1 S_{\text{mW/cm}^2} = 10^2 S_{\mu\text{W/cm}^2} \quad (1-19)$$

采用分贝表示时，有：

$$S_{\text{dB}(\text{W/m}^2)} = S_{\text{dB}(\text{mW/cm}^2)} - 10\text{dB} = S_{\text{dB}(\mu\text{W/cm}^2)} + 20\text{dB} \quad (1-20)$$

(7) 宽带电磁干扰（EMI）度量单位

宽带 EMI 测量单位是将上述规定的分贝单位再归一化到单位带宽即可得出。例如，dBmV/kHz，为归一化到每 1kHz 带宽内的以 1mV 为基准的电压分贝数。

表 1-9 列出了电磁发射和敏感度极限值的单位。

表 1-9 电磁发射和敏感度极限值的单位

|       | 窄 带                                            | 宽 带                                      |
|-------|------------------------------------------------|------------------------------------------|
| 传导发射  | dBV、dBmV、dB $\mu$ V 等<br>dBA、dBmA、dB $\mu$ A 等 | dBV/kHz、dBmV/MHz 等<br>dBA/kHz、dBmA/MHz 等 |
| 传导敏感度 | dBV、dBmV、dB $\mu$ V 等                          | BV/kHz、dBmV/MHz 等                        |
| 辐射发射  | dBV/m、dBT 等                                    | dBV/（m·kHz）等<br>dBT/kHz 等                |
| 辐射敏感度 | dBV/m、dBT 等                                    | dBV/（m·kHz）等<br>dBT/MHz 等                |

1.6.2 分贝的应用

(1) 将 40W 转换为 dBW

$$(40\text{W})_{\text{dBW}} = 10\lg \frac{40\text{W}}{1\text{W}} = 10\lg 40 = 10 \times 1.602 = 16\text{dBW}$$

(2) 将参考单位改为毫瓦（dBm）

$$1\text{W} = 10^3\text{mW}$$

则

$$0\text{dBW} = 30\text{dBmW}$$

因此，16dBW 可表示为：30dBmW + 16dBmW = 46dBmW

(3) 将 8mV 转换为 dB $\mu$ V

$$\begin{aligned} (8\text{mV})_{\text{dB}\mu\text{V}} &= (8 \times 10^3\mu\text{V})_{\text{dB}\mu\text{V}} = 20\lg 8 + 20\lg(10^3) \\ &= (18\text{dB}\mu\text{V} + 60\text{dB}\mu\text{V}) = 78\text{dB}\mu\text{V} \end{aligned}$$

# 第 2 章 屏蔽技术

## 2.1 电磁屏蔽原理

抑制以场的形式造成干扰的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，即其内的电磁场不能越出这一区域，而外来的辐射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利用屏蔽体对电磁能流的反射、吸收和引导作用。而这些作用是与屏蔽结构表面上和屏蔽体内感生的电荷、电流与极化现象密切相关的。

### 2.1.1 电磁屏蔽的类型

电磁屏蔽按其屏蔽原理可分为电场屏蔽、磁场屏蔽和电磁场屏蔽。电场屏蔽包含静电屏蔽和交变电场屏蔽；磁场屏蔽包含低频磁场屏蔽和高频磁场屏蔽。电磁屏蔽的类型如图 2-1 所示。

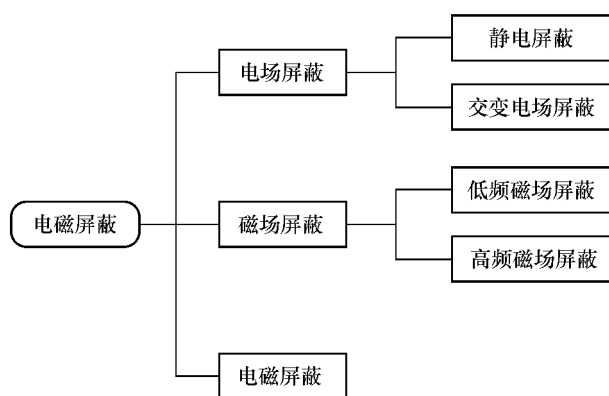


图 2-1 电磁屏蔽的类型

### 2.1.2 静电屏蔽

电磁场理论表明，置于静电场中的导体在静电平衡的条件下，具有下列性质：

- (1) 导体内部任何一点的电场为零；
- (2) 导体表面任何一点的电场强度矢量的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。

即使其内部存在空腔的导体，在静电场中也有上述性质。如果把有空腔的导体引入电场，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，即静电屏蔽原理。例如当屏蔽体内空腔存在正电荷  $Q$  时，如图 2-2 (b) 所示。屏蔽体内侧感应出等量的负电荷，外侧感应出等量的正电荷。从图 2-2 可以看出，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（图 2-2 (c)）时，才能将静电场源所产生的电力线封闭在屏蔽体内部。屏蔽体才能真正起到屏蔽的作用。

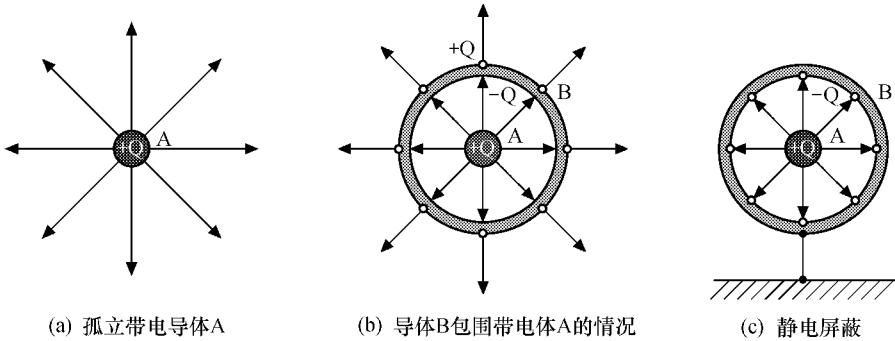


图 2-2 静电屏蔽

当空腔屏蔽体外部存在静电场骚扰时，由于空腔屏蔽导体为等位体，所以屏蔽体内部空间不存在静电场（如图 2-3 所示），即不会出现电力线，从而实现静电屏蔽。空腔屏蔽导体外部存在电力线，且电力线终止在屏蔽体上。屏蔽体的两侧出现等量反号的感应电荷。当屏蔽体完全封闭时，不论空腔屏蔽体是否接地，屏蔽体内部的外电场均为零。但是，实际的空腔屏蔽导体不可能是完全封闭的理想屏蔽体，如果屏蔽体不接地，就会引起外部电力线的入侵，造成直接或间接静电耦合。为了防止这种现象的发生，此时空腔屏蔽导体仍需接地。

总之，静电屏蔽必须具有两个基本要求：完整的屏蔽导体和良好的接地。

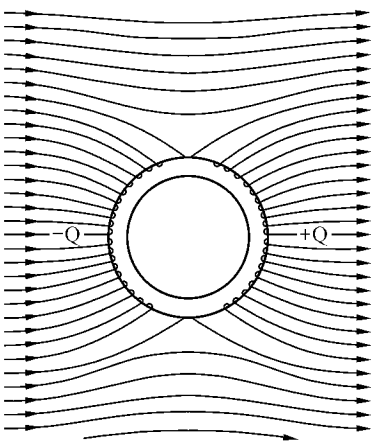


图 2-3 对外来静电场的静电屏蔽

2.1.3 交变电场的屏蔽

交变电场的屏蔽原理采用电路理论加以解释较为方便、直观，因为干扰（骚扰）源与接受器之间的电场感应耦合可用它们之间的耦合电容进行描述。

设干扰（骚扰）源  $g$  上有一交变电压  $U_g$ ，在其附近产生交变电场，置于交变电场中的接受器  $s$  通过阻抗  $Z_s$  接地，干扰（骚扰）源对接受器的电场感应耦合可以等效为分布电容  $C_j$  的耦合，于是形成了由  $U_g$ 、 $Z_g$ 、 $C_j$  和  $Z_s$  构成的耦合回路，如图 2-4 所示。接受器上产生的骚扰电压  $U_s$  为：



$$U_s = \frac{j\omega C_j Z_s}{1 + j\omega C_j (Z_g + Z_s)} U_g \quad (2-1)$$

从上式中可以看出, 干扰(骚扰)电压  $U_s$  的大小与耦合电容  $C_j$  的大小有关。分布电容  $C_j$  越大, 则接受器上产生的骚扰电压  $U_s$  越大。为了减小骚扰, 可使骚扰源与接受器尽量远离, 从而减小  $C_j$ , 使骚扰电压  $U_s$  减小。如果骚扰源与接受器间的距离受空间位置限制无法加大时, 则可采用屏蔽措施。

为了减少干扰(骚扰)源与接受器之间的交变电场耦合, 可在两者之间插入屏蔽体, 如图 2-5 所示。插入屏蔽体后, 原来的耦合电容  $C_j$  的作用现在变为耦合电容  $C_1$ 、 $C_2$  和  $C_3$  的作用。由于干扰(骚扰)源和接受器之间插入屏蔽体后, 它们之间的直接耦合作用非常小, 所以耦合电容  $C_3$  可以忽略。

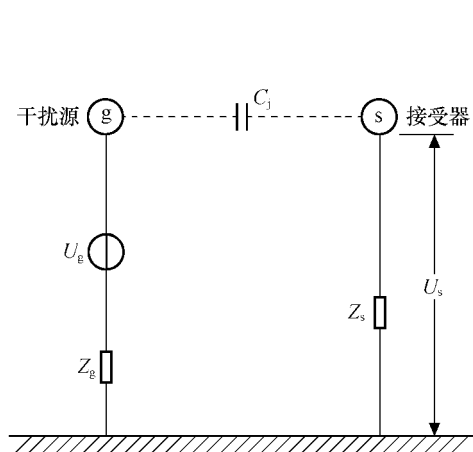


图 2-4 交变电场的耦合

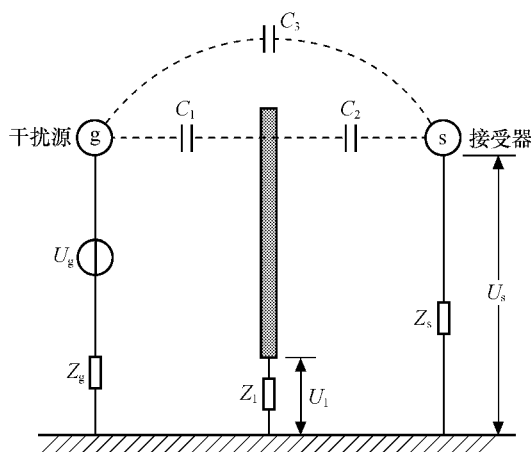


图 2-5 有屏蔽时交变电场的耦合

设金属屏蔽体的对地阻抗为  $Z_1$ , 则屏蔽体上的感应电压为:

$$U_1 = \frac{j\omega C_1 Z_1}{1 + j\omega C_1 (Z_1 + Z_g)} U_g \quad (2-2)$$

从而接受器上的感应电压为:

$$U_s = \frac{j\omega C_2 Z_s}{1 + j\omega C_2 (Z_1 + Z_s)} U_1 \quad (2-3)$$

由此可见, 要使  $U_s$  减小, 则必须使  $Z_1$  减小, 而  $Z_1$  为屏蔽体阻抗和接地线阻抗之和。这一事实表明, 屏蔽体必须选用导电性能好的材料, 而且必须良好地接地, 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  $2\text{m}\Omega$ , 比较严格的场合要求小于  $0.5\text{m}\Omega$ , 若屏蔽体不接地或接地不良, 则由于  $C_1 > C_j$  (因为平板电容器的电容量与两极板间距成反比, 与极板面积成正比)。这将导致加屏蔽体后, 干扰变得更大, 因而对于这点应特别引起注意。

从上面的分析可以看出, 电屏蔽的实质是在保证良好接地的条件下, 将干扰源发生的电力线终止于由良导体制成的屏蔽体, 从而切断了干扰源与受感器之间的电力线交连。

## 2.1.4 低频磁场的屏蔽

低频 (100kHz 以下) 磁场的屏蔽常用高磁导率的铁磁材料 (例如铁、硅钢片坡莫合金

等)，其屏蔽原理是利用铁磁材料的高磁导率对于干扰磁场进行分路。由于磁力线是连续的闭合曲线，我们可把磁通管所构成的闭合回路称为磁路，如图 2-6 所示，根据磁路理论有：

$$U_m = R_m \Phi_m \tag{2-4}$$

式中， $U_m$ 为磁路两点间的磁位差（A）， $\Phi_m$ 为通过磁路的磁通量（wb）

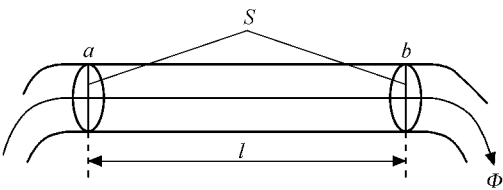


图 2-6 磁路与磁阻

$$\Phi_m = \int_s B \cdot ds \tag{2-5}$$

$R_m$ 为磁路中两点  $a$ 、 $b$  间的磁阻：

$$R_m = \frac{\int_a^b H \cdot dl}{\int_s B \cdot ds} \tag{2-6}$$

若磁路横截面  $S$  是均匀的，且磁场也是均匀的，则式（2-6）可简化为：

$$R_m = \frac{Hl}{BS} = \frac{l}{\mu S} \tag{2-7}$$

式中， $\mu$  为材料的导磁率（H/m）， $S$  为磁路的横截面积（ $m^2$ ）， $l$  为磁路的长度（m）。由式（2-4）可见，当两点间磁位差  $U_m$  一定时，磁阻  $R_m$  越小，磁通  $\Phi_m$  越大；由式（2-7）可见， $R_m$  与  $\mu$  是成反比的，导磁率  $\mu$  越大则磁阻  $R_m$  越小，此时磁通主要沿着磁阻小的途径形成回路。由于铁磁材料的磁导率  $\mu$  比空气的磁导率  $\mu_0$  大得多，所以铁磁材料的磁阻很小。将铁磁材料置于磁场中时，磁通将主要通过铁磁材料，而通过空气的磁通将大为减小，从而起到磁场屏蔽作用。

图 2-7 所示的屏蔽线圈用铁磁材料作屏蔽罩。由于其磁导率很大，其磁阻比空气小得多，因此如图 2-7（a）所示，线圈所产生的磁通主要沿屏蔽罩通过，即被限制在屏蔽体内，从而使线圈周围的元件、电路和设备不受线圈磁场的影响或骚扰。同样，如图 2-7（b）所示，外界磁通也将通过屏蔽体而很少进入屏蔽罩内，从而使外部磁场不致骚扰屏蔽罩内的线圈。

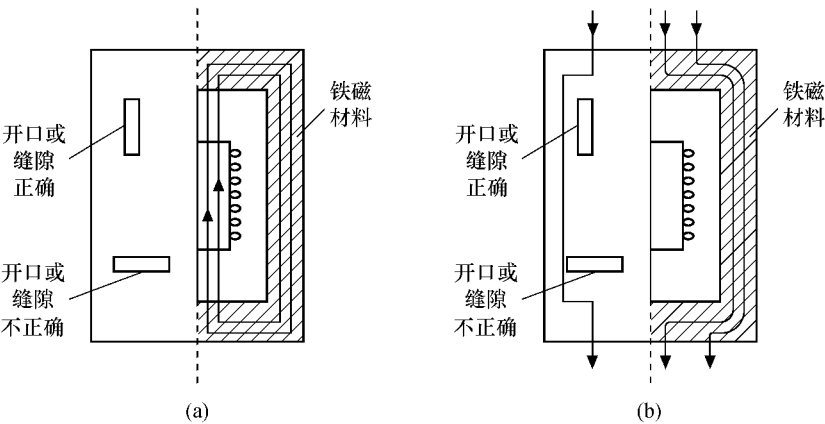


图 2-7 低频磁场屏蔽

使用铁磁材料作屏蔽体时应注意以下问题：

(1) 由 (2-7) 式可知，所用铁磁材料的磁导率  $\mu$  越高，屏蔽罩越厚（即  $S$  越大），则磁阻  $R_m$  越小，磁屏蔽效果越好。为了获得更好的磁屏蔽效果，需要选用高磁导率材料，并要使屏蔽罩有足够的厚度，有时需用多层屏蔽。所以，效果良好的铁磁屏蔽往往是既昂贵又笨重。

(2) 用铁磁材料做的屏蔽罩，在垂直磁力线方向不应开口或有缝隙。因为若缝隙垂直于磁力线，则会切断磁力线，使磁阻增大，屏蔽效果变差。

(3) 铁磁材料的屏蔽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（包括磁滞损耗和涡流损耗）很大，导磁率明显下降。

### 2.1.5 高频磁场的屏蔽

高频磁场的屏蔽采用的是低电阻率的良好导体材料，例如铜、铝等。其屏蔽原理是利用电磁感应现象在屏蔽体表面所产生的涡流的反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骚扰磁场的排斥作用，来抑制或抵消屏蔽体外的磁场。

根据法拉第电磁感应定律，闭合回路上产生的感应电动势等于穿过该回路的磁通量的时变率。根据楞次定律，感应电动势引起感应电流，感应电流所产生的磁通要阻止原来磁通的变化，即感应电流产生的磁通方向与原来磁通的变化方向相反。应用楞次定律可以判断感应电流的方向。

如图 2-8 所示，当高频磁场穿过金属板时，在金属板中就会产生感应电动势，从而形成涡流。金属板中的涡流电流产生的反向磁场将抵消穿过金属板的原磁场。这就是感应涡流产生的反磁场对原磁场的排斥作用。同时，感应涡流产生的反磁场增强了金属板侧面的磁场，使磁力线在金属板侧面绕行而过。

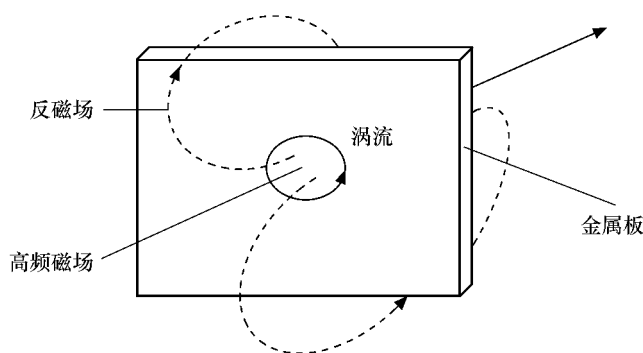


图 2-8 涡流效应

如果将线圈置于用良导体做成的屏蔽盒中，则线圈所产生的磁场将被限制在屏蔽盒内（如图 2-9 (a) 所示），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（如图 2-9 (b) 所示），从而达到对高频磁场屏蔽的目的。

根据上述对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诸多因素。把屏蔽壳体看成是一匝的线圈，图 2-10 表示屏蔽线圈的等效电路。图 2-10 中， $I$  为线圈的电流， $M$  为线圈与屏蔽盒间的互感， $r_s$ 、 $L_s$  为屏蔽盒的电阻及电感， $I_s$  为屏蔽盒上产生的涡流。

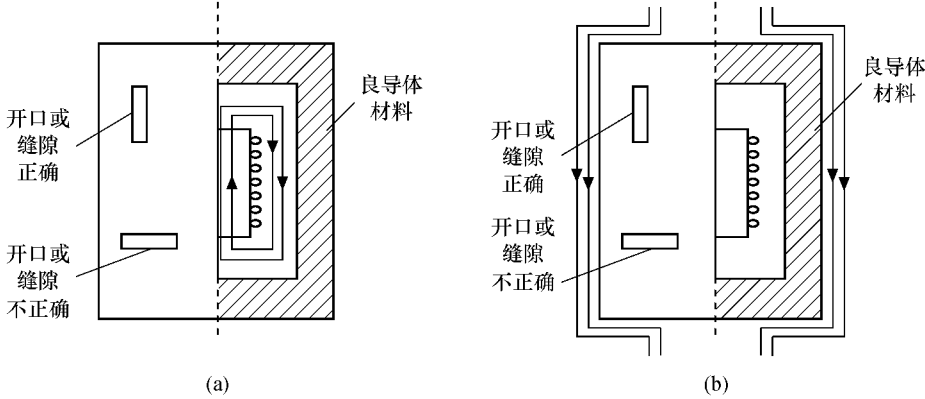


图 2-9 高频磁场屏蔽

则有：
$$I_s = \frac{j\omega MI}{r_s + j\omega L_s} \quad (2-8)$$

显然，从 (2-8) 式可看出：

(1) 在高频时， $r_s \ll \omega L_s$ 。这时  $r_s$  可忽略不计，

则有：

$$I_s \approx \frac{M}{L_s} I = k \sqrt{\frac{L}{L_s}} I \approx k \frac{n}{n_s} I = knI \quad (2-9)$$

式中： $k$  是线圈与屏蔽盒之间的耦合系数， $n$  为线圈的圈数， $n_s$  为屏蔽盒的圈数，可以视为一匝。根据

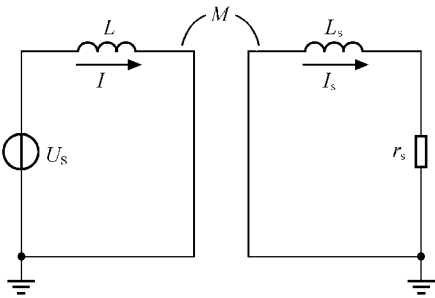


图 2-10 屏蔽线圈等效电路

(2-9) 式可见，屏蔽盒上产生的感应涡流与频率无关。这说明在高频情况下，感应涡流产生的反磁场已足以排斥原骚扰磁场，从而起到了磁屏蔽作用，所以导电材料适于高频磁场屏蔽。另一方面 (2-9) 式也说明，感应涡流产生的反磁场任何时候都不可能比感应出这个涡流的那个原磁场还大，所以涡流随频率增大到一定程度后，频率继续升高涡流就不会再增大了。

(2) 在频率低时，(2-8) 式可以简化为：

$$I_s = \frac{j\omega M}{r_s} I \quad (2-10)$$

由此可见，低频时产生的涡流也小，因此涡流反磁场也就不能完全排斥原骚扰磁场。故利用感应涡流进行屏蔽在低频时效果是很小的，这种屏蔽方法主要用于高频。

(3) 由 (2-10) 式可知，屏蔽体电阻  $r_s$  越小，则产生的感应涡流越大，而且屏蔽体自身的损耗也越小。所以，高频磁屏蔽材料需用良导体，常用铝、铜及铜镀银等。

(4) 由于高额电流的集肤效应，涡流仅在屏蔽盒的表面薄层流过，而屏蔽盒的内层被表面被涡流所屏蔽，所以，高频屏蔽盒无须做得很厚。这与采用铁磁材料作低频磁场屏蔽体时不同。对于常用铜、铝材料的屏蔽盒，当频率  $f > 1\text{MHz}$  时，机械强度、结构及工艺上所要求的屏蔽盒厚度，总比能获得可靠的高频磁屏蔽时所需要的厚度大得多，因此，高频屏蔽一般无须从屏蔽效能考虑屏蔽盒的厚度。实际中，一般取屏蔽盒的厚度为  $0.2 \sim 0.8\text{mm}$ 。

(5) 屏蔽盒在垂直于涡流的方向上不应有缝隙或开口。因为垂直于涡流的方向上有缝隙或开口时，将切断涡流。这意味着涡流电阻增大，涡流减小，屏蔽效果变差，如果需要屏蔽盒必须有缝隙或开口时，则缝隙或开口应沿着涡流方向。正确的开口或缝隙对削弱涡流影响

较小，对屏蔽效果的影响也较小，如图 2-9 所示。屏蔽盒上的缝隙或开口尺寸一般不要大于波长的  $1/50 \sim 1/100$ 。

(6) 磁场屏蔽的屏蔽盒是否接地不影响磁屏蔽效果。这一点与电场屏蔽不同，电场屏蔽必须接地。但是，如果将金属导电材料制造的屏蔽盒接地，则它就同时具有电场屏蔽和高频磁场屏蔽的作用。所以，实际使用中屏蔽体都应接地。

### 2.1.6 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。

在交变场中，电场分量和磁场分量总是同时存在的，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。高压低电流源以电场为主，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，电磁辐射能力增加，产生辐射电磁场，并趋向于远场干扰，远场中的电场、磁场均不能忽略，因而就要对电场和磁场同时屏蔽即电磁屏蔽。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。

如前所述，采用良导电材料，就能同时具有对电场和磁场（高频）屏蔽的作用。由于高频集肤效应，对于良导体而言其集肤深度很小，因此电磁屏蔽体无须做得很厚，其厚度仅由工艺结构及机械性能决定便可。

当频率在  $500\text{kHz} \sim 30\text{MHz}$  范围内，屏蔽材料可选用铝，而当频率大于  $30\text{MHz}$ ，则可选用铝、铜、铜镀银等。

值得注意的是，电磁屏蔽在完成电磁隔离的同时，可能会给屏蔽体内的场源或保护对象带来一些不良影响。若屏蔽体内是接在电压源上的线圈，则电压源所产生的电流随着屏蔽体的出现而改变，这是由于线圈产生的场在屏蔽体内表面上感应出电流及电荷，这些电流和电荷产生的二次场反作用于线圈上，在线圈中产生附加感应电动势，该附加感应电动势使线圈中的电流发生改变。

若屏蔽体内是无源的线圈闭合电路，则在外部场感应电动势的作用下，电路内将产生感应电流。改变外场使有屏蔽及无屏蔽的电动势保持不变，在这两种情况下，线圈中的电流是不同的，这是因为线圈中电流产生的场作用于屏蔽体，屏蔽体上电流、电荷产生的二次场反作用于线圈，或者说屏蔽体把复阻抗引入线圈内，从而改变了线圈中的电流。如果把线圈与外电路断开，使线圈内电流始终为零而不产生电磁场，这时屏蔽体只起电磁隔离作用而对其内的线圈无影响。

## 2.2 屏蔽效能

### 2.2.1 屏蔽效能的表示

屏蔽体的好坏用屏蔽效能来描述。屏蔽效能表现了屏蔽体对电磁波的衰减程度。由于屏

蔽体通常能将电磁波的强度衰减到原来的百分之一至万分之一，因此通常用分贝（dB）来表述。一般的屏蔽体的屏蔽效能可达 40dB，军用设备的屏蔽体的屏蔽效能可达 60dB，TEMPEST设备的屏蔽体的屏蔽效能可达 80dB 以上。

为了定量地说明屏蔽性能的好坏，通常引入一个新的物理量——屏蔽效能（SE, Shielding Effectiveness）（简称屏蔽），它定义为屏蔽前某点的场强与屏蔽后该点场强之比。用公式表示为：

$$\begin{aligned} SE_E &= \frac{|E_0|}{|E_s|} \\ SE_H &= \frac{|H_0|}{|H_s|} \end{aligned} \quad (2-11)$$

式中  $E_0$ 、 $H_0$  分别为屏蔽前某点的电场强度与磁场强度， $E_s$ 、 $H_s$  分别为屏蔽后某点的电场强度与磁场强度。在工程计算中常采用 dB 计算，其表示式为：

$$\begin{aligned} SE_E &= 20\lg \frac{|E_0|}{|E_s|} \\ SE_H &= 20\lg \frac{|H_0|}{|H_s|} \end{aligned} \quad (2-12)$$

对于电路来说，屏蔽效能可用屏蔽前后电路某点的电压或电流之比来定义，由于电屏蔽能有效地屏蔽电场耦合，而磁屏蔽能有效地屏蔽磁场耦合，对于辐射近场或低频场，由 (2-11) 或 (2-12) 式给出的  $SE_E$  和  $SE_H$ 。一般是不相等的，而对于辐射远场，电磁场是统一的整体， $E$  与  $H$  比值（波阻抗）为常数，电磁屏蔽之屏蔽  $SE_E = SE_H$ 。

另外，还可以用屏蔽系数  $\eta$  表示屏蔽效果，它是指被干扰电路加屏蔽体后所感应的电压  $U_s$  与未加屏蔽体时所感应的电压  $U_0$  之比，即

$$\eta = \frac{U_s}{U_0} \quad (2-13)$$

传输系数（或透射系数） $T_E$  是指存在屏蔽体时某处的电场强度  $E_s$  与不存在屏蔽体时同一处的电场强度  $E_0$  之比；或者  $T_H$  是指存在屏蔽体时某处的磁场强度  $H_s$  与不存在屏蔽体时同一处的磁场强度  $H_0$  之比，即

$$\begin{aligned} T &= \frac{E_s}{E_0} \\ T &= \frac{H_s}{H_0} \end{aligned} \quad (2-14)$$

传输系数（或透射系数）与屏蔽效能互为倒数关系，即：

$$\begin{aligned} SE_E &= 20\lg \frac{1}{T_E} \\ SE_H &= 20\lg \frac{1}{T_H} \end{aligned} \quad (2-15)$$

## 2.2.2 屏蔽效能的计算

屏蔽有两个目的：一是限制屏蔽体内部的电磁骚扰越出某一区域；二是防止外来的电磁干扰（骚扰）进入屏蔽体内的某一区域。屏蔽的作用通过一个将上述区域封闭起来的壳体实现。这个壳体可以做成金属隔板式、盒式，也可以做成电缆屏蔽和连接器屏蔽。屏蔽体一般

有实芯型、非实芯型（例如金属网）和金属编织带等几种类型。后者主要用作电缆的屏蔽。各种屏蔽体的屏蔽效果，均用该屏蔽体的屏蔽效能来表示。

计算和分析屏蔽效能的方法主要有解析方法、数值方法和近似方法。解析方法是基于存在屏蔽体及不存在屏蔽体时，在相应的边界条件下求解麦克斯韦方程。解析方法求出的解是严格解，在实际工程中也常常使用。但是，解析方法只能求解几种规则形状屏蔽体（例如球壳、柱壳、平板屏蔽体）的屏蔽效能，且求解比较复杂。随着计算机和计算技术的发展，数值方法显得越来越重要。从原理上讲，数值方法可以用来计算任意形状屏蔽体的屏蔽效能。然而，数值方法又可能成本过高。为了避免解析方法和数值方法的缺陷，各种近似方法在评估屏蔽体屏蔽效能中就显得非常重要，在实际工程中获得了广泛应用。

此外，依据电磁干扰（骚扰）源的波长与屏蔽体的几何尺寸的关系，屏蔽效能的计算又可以分为场的方法和路的方法。

### 1. 金属平板屏蔽效能的计算

理论分析得出，在屏蔽体两侧媒质相同时，总的磁场传输系数（或透射系数） $T_H$ 与总的电场传输系数（或透射系数） $T_E$ ，即

$$T_H = T_E = T = t(1 - re^{-2kl})^{-1} e^{(k_0 - k)l} \quad (2-16)$$

由（2-15）式有

$$\begin{aligned} SE &= -20\lg|T| = 20\lg \frac{(1 - re^{-2kl})e^{(k_0 - k)l}}{t} \\ &= 20\lg|e^{(k - k_0)l}| - 20\lg|t| + 20\lg|1 - re^{-2kl}| \\ &= A + R + B \quad (\text{dB}) \end{aligned} \quad (2-17)$$

式中， $A = 20\lg|e^{(k - k_0)l}|$  是电磁波在屏蔽体中的传输损耗（或吸收损耗）；

$R = -20\lg|t|$  是电磁波在屏蔽体的表面产生的反射损耗；

$B = 20\lg|1 - re^{-2kl}|$  是电磁波在屏蔽体内多次反射的损耗。

如图 2-11 所示，屏蔽体的屏蔽效能由两部分构成，吸收损耗和反射损耗。当电磁入射到不同媒质的分界面时，就会发生反射，于是减小了继续传播的电磁波的强度。反射的电磁波称为反射损耗，当电磁波在屏蔽材料中传播时，会产生损耗，这构成了吸收损耗。

$$SE = R + A + B \quad (\text{dB}) \quad (2-18)$$

#### （1）传输损耗（吸收损耗）A 的计算

吸收损耗是电磁波通过屏蔽体所产生的热损耗引起的，电磁波在屏蔽体内的传播常数

$$k = (1 + j)\sqrt{\pi f \mu \sigma} = \frac{1}{\delta} + \frac{j}{\delta} = \alpha + j\beta \quad (2-19)$$

式中， $\delta = \sqrt{\pi f \mu \sigma}$  为趋肤深度， $\alpha = 1/\delta$  为衰减常数， $\beta = 1/\delta$  为相移常数。

由于  $k_0 \ll \alpha$ ，因而吸收损耗可忽略  $e^{-k_0 l}$  因

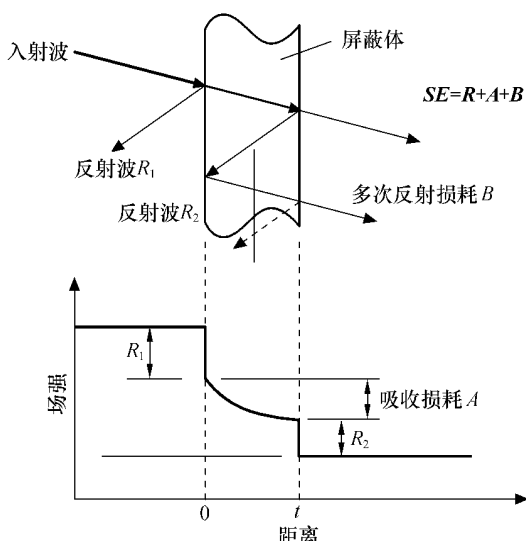


图 2-11 金属平板屏蔽效能的计算

子。因此以 dB 为单位吸收损耗表达式为：

$$A = 20\lg |e^H| = 1.31l\sqrt{f\mu_r\sigma_r} \qquad (\text{dB}) \qquad (2-20)$$

式中， $f$  为频率（Hz）， $\mu_r$ 、 $\sigma_r$  为屏蔽体材料相对于铜的相对磁导率和相对电导率（铜的  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  H/m， $\sigma_0 = 5.82 \times 10^7 / \Omega \cdot \text{m}$ ）， $l$  为壁厚（cm）。

从（2-20）式可以看出，在频率较高时，吸收损耗是相当大的，表 2-1 给出了几种金属材料在吸收损耗分别为  $A=8.68\text{dB}$ 、 $20\text{dB}$ 、 $40\text{dB}$  时所需的屏蔽平板厚度  $l$ 。

由表 2-1 可以看出：

① 当  $f \geq 1\text{MHz}$  时，用 0.5mm 厚的任何一种金属板制成的屏蔽体，能将场强减弱为原场强的 1/100 左右。因此，在选择材料与厚度时，应着重考虑材料的机械强度、刚度、工艺性及防潮、防腐等因素。

② 当  $f \geq 10\text{MHz}$  时，用 0.1mm 厚的铜皮制成的屏蔽体能将场强减弱为原场强的 1/100 甚至更低。因此，这时的屏蔽体可用表面贴有铜箔的绝缘材料制成。

③ 当  $f \geq 100\text{MHz}$  时，可在塑料壳体上镀或喷以铜层或银层制成屏蔽体。

表 2-2 列出了常用金属材料对铜的相对电导率和相对磁导率。由式（2-20），根据要求的吸收衰减量可求出屏蔽体的厚度，即

$$l = \frac{A}{0.131\sqrt{f\mu_r\sigma_r}} \qquad (2-21)$$

表 2-1 几种金属的电导率  $\sigma$ 、磁导率  $\mu$  及屏蔽厚度

| 金 属  | 电阻率 $\rho=1/\sigma$<br>$10^{-3} \Omega \cdot \text{mm}$ | 相对磁导率 $\mu_r$ | 频率 $f$ (Hz) | 所需材料厚度 $l$ (mm)                    |                                |                                |
|------|---------------------------------------------------------|---------------|-------------|------------------------------------|--------------------------------|--------------------------------|
|      |                                                         |               |             | 透入深度 $\delta$<br>$A=8.68\text{dB}$ | $2.3\delta$<br>$A=20\text{dB}$ | $4.6\delta$<br>$A=40\text{dB}$ |
| 铜    | 0.0172                                                  | 1             | $10^5$      | 0.21                               | 0.49                           | 0.98                           |
|      |                                                         |               | $10^6$      | 0.067                              | 0.154                          | 0.308                          |
|      |                                                         |               | $10^7$      | 0.021                              | 0.049                          | 0.098                          |
|      |                                                         |               | $10^8$      | 0.0067                             | 0.0154                         | 0.0308                         |
| 黄铜   | 0.06                                                    | 1             | $10^5$      | 0.39                               | 0.9                            | 1.8                            |
|      |                                                         |               | $10^6$      | 0.124                              | 0.285                          | 0.57                           |
|      |                                                         |               | $10^7$      | 0.039                              | 0.09                           | 0.18                           |
|      |                                                         |               | $10^8$      | 0.0124                             | 0.0285                         | 0.057                          |
| 铝    | 0.03                                                    | 1             | $10^5$      | 0.275                              | 0.64                           | 1.28                           |
|      |                                                         |               | $10^6$      | 0.088                              | 0.20                           | 0.4                            |
|      |                                                         |               | $10^7$      | 0.0275                             | 0.064                          | 0.128                          |
|      |                                                         |               | $10^8$      | 0.0088                             | 0.020                          | 0.004                          |
| 钢    | 0.1                                                     | 50            | $10^5$      | —                                  | —                              | —                              |
|      |                                                         |               | $10^6$      | 0.023                              | 0.053                          | 0.016                          |
|      |                                                         |               | $10^7$      | 0.007                              | 0.016                          | 0.032                          |
|      |                                                         |               | $10^8$      | 0.0023                             | 0.0053                         | 0.0016                         |
| 钢    | 0.1                                                     | 200           | $10^2$      | 1.1                                | 2.5                            | 5.0                            |
|      |                                                         |               | $10^3$      | 0.35                               | 0.8                            | 1.6                            |
|      |                                                         |               | $10^4$      | 0.11                               | 0.25                           | 0.5                            |
|      |                                                         |               | $10^5$      | 0.035                              | 0.08                           | 0.16                           |
| 铁镍合金 | 0.65                                                    | 12000         | $10^2$      | 0.38                               | 0.85                           | 1.7                            |
|      |                                                         |               | $10^3$      | 0.12                               | 0.27                           | 0.54                           |
|      |                                                         |               | $10^4$      | 0.038                              | 0.085                          | 0.017                          |
|      |                                                         |               | $10^5$      | 0.012                              | 0.027                          | 0.054                          |



表 2-2 常用金属材料对铜的相对电导率和相对磁导率

| 材 料 | 相对电导率 $\sigma$ | 相对磁导率 $\mu$ | 材 料   | 相对电导率 $\sigma$ | 相对磁导率 $\mu$ |
|-----|----------------|-------------|-------|----------------|-------------|
| 铜   | 1              | 1           | 白铁皮   | 0.15           | 1           |
| 银   | 1.05           | 1           | 铁     | 0.17           | 50~1000     |
| 金   | 0.70           | 1           | 钢     | 0.10           | 50~1000     |
| 铝   | 0.61           | 1           | 冷轧钢   | 0.17           | 180         |
| 黄铜  | 0.26           | 1           | 不锈钢   | 0.02           | 500         |
| 磷青铜 | 0.18           | 1           | 热轧硅钢  | 0.038          | 1500        |
| 镍   | 0.20           | 1           | 高导磁硅钢 | 0.06           | 80000       |
| 铍   | 0.1            | 1           | 坡莫合金  | 0.04           | 8000~12000  |
| 铅   | 0.08           | 1           | 铁镍钼合金 | 0.023          | 100000      |

(2) 反射损耗  $R$  的计算

反射损耗是由屏蔽体表面处阻抗不连续性引起的，计算为：

$$R = -20\lg|t| = 20\lg\left|\frac{(Z_w + \dot{\eta})^2}{4Z_w\dot{\eta}}\right| \tag{2-22}$$

式中， $\dot{\eta} = (1 + j)\sqrt{\frac{\pi\mu f}{\sigma}} \approx (1 + j)\sqrt{\frac{\mu_r f}{2\sigma_r}} \times 3.69 \times 10^{-7} \quad (\Omega) \tag{2-23}$

$Z_w$  为干扰场的特征阻抗，即自由空间波阻抗。 $\dot{\eta}$  为屏蔽材料的特征阻抗。

通常  $|Z_w| \gg |\dot{\eta}|$ ，则有：

$$R \approx 20\lg\left|\frac{Z_w}{4\dot{\eta}}\right| \tag{2-24}$$

自由空间波阻抗在不同类型的场源和场区中，其数值是不一样的。

① 在远场  $(r \gg \frac{\lambda}{2\pi})$  平面波的情况下

$$Z_w = 120\pi \approx 377 \quad (\Omega) \tag{2-25a}$$

② 在低阻抗磁场源的近场  $(r \ll \frac{\lambda}{2\pi})$

$$Z_w = j120\pi\left(\frac{2\pi r}{\lambda}\right) \approx j8 \times 10^{-6} fr \quad (\Omega) \tag{2-25b}$$

③ 在高阻抗电场源的近场  $(r \ll \frac{\lambda}{2\pi})$

$$Z_w = j120\pi\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right) \approx -j\frac{1.8 \times 10^{10}}{fr} \quad (\Omega) \tag{2-25c}$$

式中， $r$  为场源至屏蔽体的距离（m），把（2-25）式代入（2-24）式，可得出 3 种情况下的反射损耗，见表 2-3。

表 2-3 反 射 损 耗

| 干扰源的性质 | 反射损耗（dB）                                                                 | 应用条件                         |
|--------|--------------------------------------------------------------------------|------------------------------|
| 低阻抗磁场源 | $R_H \approx 14.6 - 20\lg\left(\sqrt{\frac{\mu_r}{fr^2\sigma_r}}\right)$ | $r \ll \frac{\lambda}{2\pi}$ |

| 续表     |                                                                               |                              |
|--------|-------------------------------------------------------------------------------|------------------------------|
| 干扰源的性质 | 反射损耗 (dB)                                                                     | 应用条件                         |
| 高阻抗电场源 | $R_E \approx 321.7 - 20\lg\left(\sqrt{\frac{\mu_r f^3 r^2}{\sigma_r}}\right)$ | $r \ll \frac{\lambda}{2\pi}$ |
| 远场平面波  | $R_p \approx 168 - 20\lg\left(\sqrt{\frac{\mu_r f}{\sigma_r}}\right)$         | $r \gg \frac{\lambda}{2\pi}$ |

注：F 为频率 (Hz)，r 为干扰源至屏蔽体的距离， $\mu_r$ 、 $\sigma_r$  是屏蔽材料相对于铜的磁导率和电导率。

从表 2-3 可以看出，屏蔽体的反射损耗不仅与材料自身的特性（电导率、磁导率）有关，而且与金属板所处的位置有关，因而在计算反射损耗时，应先根据电磁波的频率及场源与屏蔽体间的距离确定所处的区域。如果是近区，还需知道场源的特性，若无法知道场源的特性及干扰的区域（无法判断是否为远、近场）时，为安全起见，一般选用只  $R_H$  的计算公式，因为  $R_H$ 、 $R_E$ 、 $R_P$  存在以下关系：

$$R_E > R_P > R_H$$

(3) 多次反射损耗 B 的计算

多次反射损耗 B 计算为：

$$\begin{aligned} B &= 20\lg\left|1 - re^{-2kl}\right| \\ &= 20\lg\left|1 - \left(\frac{\dot{\eta} - Z_w}{\eta + Z_w}\right)e^{-2kl}\right| \end{aligned} \tag{2-26}$$

式中， $Z_w$  为干扰场的特征阻抗。 $\dot{\eta}$  为屏蔽材料的特征阻抗。

多次反射损耗是电磁波在屏蔽体内反复碰到壁面所产生的损耗。当屏蔽体较厚或频率较高时，导体吸收损耗较大，这样当电磁波在导体内经一次传播后到达屏蔽体的第二分界面时已很小，再次反射回金属的电磁波能量将更小。多次反射的影响很小，所以在吸收损耗大于 15dB 时，多次反射损耗 B 可以忽略，但在屏蔽体很薄或频率很低时，吸收损耗很小，此时必须考虑多次反射损耗。

2. 非实心型的屏蔽体屏蔽的计算

金属屏蔽体孔阵所形成的电磁泄漏，仍可采用等效传输线法来分析，其屏蔽效能表达式为

$$SE = A_a + R_a + B_a + K_1 + K_2 + K_3 \tag{2-27}$$

式中： $A_a$  为孔的传输衰减；

$R_a$  为孔的单次反射损耗；

$B_a$  为多次反射损耗；

$K_1$  为与孔个数有关的修正项；

$K_2$  为由趋肤深度不同而引入的低频修正项；

$K_3$  为由相邻孔间相互耦合而引入的修正项。

式中各参数的单位均为分贝 (dB)。(2-27) 式前三项分别对应于实心型屏蔽体的屏蔽计算公式中的吸收损耗、反射损耗和多次反射损耗。后三项是针对非实心型屏蔽引入的修正项。各项的计算公式如下；

(1)  $A_a$  项：当入射波频率低于孔的截止频率  $f_c$ （按矩形或圆形波导孔截止频率计算）时，可按下述两式计算：

矩形孔  $A_a = 23.7(l/W) \tag{2-28a}$

$$\text{圆形孔} \quad A_a = 32(l/D) \quad (2-28b)$$

式中:  $A_a$  为孔的传输衰减 (dB);

$l$  为孔深 (cm);

$W$  为与电场垂直的矩形孔宽度 (cm);

$D$  为圆形孔的直径 (cm)。

(2)  $R_a$  项: 取决于孔的形状和入射波的波阻抗, 其值由下式确定:

$$R_a = -20 \lg \left| \frac{4p}{(p+1)^2} \right| \quad (2-29)$$

式中,  $p$  为孔的特征阻抗与入射波的波阻抗之比, 根据波导理论可知, 在截止情况下矩形孔的特征阻抗为:

$$Z_{c1} = j \frac{2W}{\lambda} (120\pi) \quad (2-30a)$$

圆形孔的特征阻抗为:

$$Z_{c2} = j \frac{1.705D}{\lambda} (120\pi) \quad (2-30b)$$

各种入射波的波阻抗由 (2-25) 式给出, 对于低阻抗场的矩形孔有:

$$p = \frac{Z_{c1}}{Z_w} = \frac{j2W(120\pi)}{j120\pi \left( \frac{2\pi r}{\lambda} \right)} = \frac{W}{\pi r} \quad (2-31a)$$

对于低阻抗场的圆形孔有:

$$p = \frac{Z_{c2}}{Z_w} = \frac{j \frac{1.705D}{\lambda} (120\pi)}{j120\pi \left( \frac{2\pi r}{\lambda} \right)} = \frac{D}{3.68r} \quad (2-31b)$$

同理可得, 对于高阻抗场的矩形孔:

$$p = -4\pi W r / \lambda^2 \quad (2-32a)$$

对于高阻抗场的圆形孔:

$$p = -3.41\pi D r / \lambda^2 \quad (2-32b)$$

对于平面波场矩形孔:

$$p = j2W/\lambda = j6.67 \times 10^{-8} fW \quad (2-33a)$$

对于平面波场圆形孔:

$$p = j1.705D/\lambda = j0.57 \times 10^{-8} fD \quad (2-33b)$$

上式中,  $W$  为矩形孔宽边长度 (m),  $D$  为圆形孔的直径 (m),  $r$  是干扰源到屏蔽体的距离 (m),  $f$  是频率 (Hz),  $\lambda$  为波长 (m)。

(3)  $B_a$  项: 当  $A_a < 15\text{dB}$  时, 多次反射修正项由下式确定:

$$B_a = 20 \lg \left| 1 - \frac{(p-1)^2}{(p+1)^2} 10^{-A_a/10} \right| \quad (2-34)$$

式中  $p$  与 (2-27) 式中的  $p$  的意义相同,  $A_a$  由式 (2-26) 式给出。

(4)  $K_1$  项: 当干扰源到屏蔽体的距离比孔间距大得多时, 孔数的修正项由下式确定

$$K_1 = -10 \lg (an) \quad (2-35)$$

式中,  $a$  单个孔的面积 ( $\text{cm}^2$ ),  $n$  为每平方厘米面积上的孔数。如干扰源非常靠近屏蔽体, 则  $K_1$  可忽略。

(5)  $K_2$  项: 当趋肤深度接近孔间距 (或金属网丝直径) 时, 屏蔽体的屏效将有所降低, 用趋肤深度修正项表示这种效应的影响。

$$K_2 = -20 \lg(1 + 35P^{-2.3}) \quad (2-36)$$

式中,  $P$  为孔间隔导体宽度与集肤深度之比。

(6)  $K_3$  项: 当屏蔽体上各个孔眼相距很近, 且孔深比孔径小得多时, 由于相邻孔之间的耦合作用, 屏蔽体将有较高的屏蔽效。相邻孔耦合修正项由下式确定:

$$K_3 = 20 \lg \left[ \coth \left( \frac{A_a}{8.686} \right) \right] \quad (2-37)$$

### 3. 多层屏蔽体屏蔽效能的计算

在屏蔽要求很高的情况下, 单层屏蔽往往难以满足要求, 这就需要采用多层屏蔽。图 2-12 给出了三层屏蔽体的示意图。

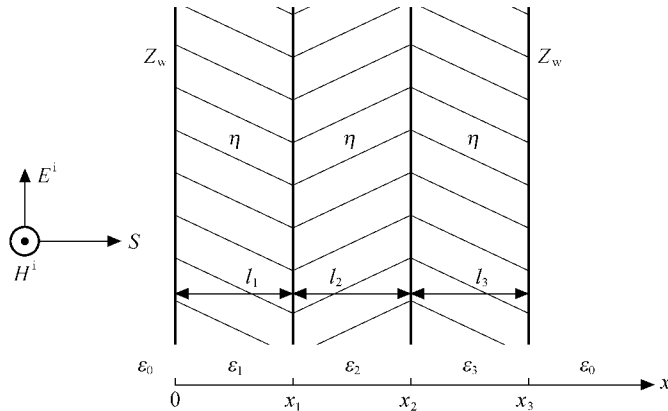


图 2-12 三层平板屏蔽示意图

理论分析得出, 三层屏蔽的屏蔽效能为:

$$SE = \sum_{n=1}^3 (A_n + B_n + R_n) \quad (\text{dB}) \quad (2-38)$$

式中,  $A_n$ 、 $R_n$ 、 $B_n$  分别为单层屏蔽的吸收损耗、反射损耗和多次反射损耗。其单位均为 dB。

同理, 可得出多层 ( $N$  层) 屏蔽体的屏蔽效能为:

$$SE = \sum_{n=1}^N (A_n + B_n + R_n) \quad (\text{dB}) \quad (2-39)$$

值得注意的是, 一般多层屏蔽体大多是如图 2-13 所示的结构, 其间的夹层为空气, 此时应用三层屏蔽体屏蔽效的公式 (设两个实体金属屏蔽体为同一种金属, 且厚度相等为  $l$ )。则有:

$$A = 2 \times 1.31 l \sqrt{f \mu_r \sigma_r} \quad (\text{dB}) \quad (2-40)$$

$$R = 2 \times 20 \lg \left| \frac{(Z_w + \eta)^2}{4 Z_w \eta} \right| \quad (\text{dB}) \quad (2-41)$$

$$B = 2 \times 20 \lg |1 - r e^{-2kl}| + 20 \lg |1 - r_2 e^{-i2\beta_0 l_2}| = 2B_1 + B_2 \quad (\text{dB}) \quad (2-42)$$

$$B_2 = 20 \lg |1 - r_2 e^{-i2\beta_0 l_2}| = 20 \lg \left| 1 - r_2 \left[ \cos \left( 4\pi \frac{l_2}{\lambda_0} \right) - j \sin \left( 4\pi \frac{l_2}{\lambda_0} \right) \right] \right| \quad (\text{dB}) \quad (2-43)$$

由于  $B_2$  在一定的频率范围内为负值, 说明采用图 2-13 所示的双层屏蔽体的屏蔽效可能小于两个单层屏蔽体屏蔽效之和。这是由于穿透第一层屏蔽体的电磁波在两壁之间的空间内多次反射

后, 仍会有相当一部分穿透第二层屏蔽体进入屏蔽空间, 造成屏蔽降低。

同时还应注意到, 在频率很高时, 电磁波在两屏蔽层间会产生谐振。当两屏蔽层间距  $l_2 = (2n-1)\lambda/4$  ( $n=1, 2, 3, \dots$ ), 即两层间距为  $1/4$  波长的奇数倍时, 双层屏蔽具有最大的屏蔽, 约为  $(2SE + 6\text{dB})$ , 其中  $SE$  为单层屏蔽。当  $l_2 = 2n\lambda/4$ , 即间距为  $1/4$  波长的偶数倍时, 屏蔽最小, 约为  $(2SE - R)$ , 其中  $R$  为单层屏蔽的反射损耗。

#### 4. 导体球壳屏蔽效能的计算

上面所用的分析方法是实际具有各种形状的屏蔽体作为无限大平板处理, 所得屏蔽效能仅仅是屏蔽体材料、厚度以及频率的函数, 而忽略了屏蔽体形状的影响。这种处理方法只适用于屏蔽体的几何尺寸比干扰波长大以及屏蔽体与干扰源间距离相对较大这种情况, 即只适用于频率较高的情况。

当需考虑屏蔽体的形状和计算低频情况的屏蔽效能时, 上述等效传输线法往往不能满足要求。利用电磁场边值问题的各种解法, 可求出屏蔽前后某点的场强, 从而可以进行屏蔽效能计算。电磁场边值问题的解法很多, 其中有解析方法 (分离变量法、格林函数法等) 和数值解法 (矩量法、有限差分法等), 对于求解导体球壳的屏蔽问题, 可用严格解析法来计算, 也可用似稳场解法。首先求解出低频场的屏蔽效能, 进而推广给出高频情况下的屏蔽效能公式。为了避免冗长的数学推导, 这里直接给出, 利用似稳场解法所求得的导体薄壁空心球壳在电屏蔽和磁屏蔽两种情况下的屏蔽效能公式:

(1) 电屏蔽情况导体球壳在低频和高频的屏蔽效能  $SE_{\text{LFE}}$  和  $SE_{\text{HFE}}$ , 分别为:

$$SE_{\text{LFE}} = -20\lg\left(\frac{3\omega\epsilon_0 a}{2\sigma d}\right) \quad (d < \delta) \quad (2-44a)$$

$$SE_{\text{HFE}} = -20\lg\left(\frac{3\sqrt{2}\omega\epsilon_0 a e^{-d/\delta}}{\sigma\delta}\right) \quad (d > \delta) \quad (2-44b)$$

(2) 磁屏蔽情况导体球壳在低频和高频的屏蔽效能  $SE_{\text{LFH}}$  和  $SE_{\text{HFH}}$ , 分别为:

$$SE_{\text{LFH}} = -20\lg\left(1 + \frac{2\mu_r d}{3a}\right) + 20\lg\left|1 + j\frac{ad\omega\mu_r\sigma}{3}\right| \quad (d < \delta) \quad (2-45a)$$

$$SE_{\text{HFH}} = -20\lg\left(1 + \frac{2\mu_r d}{3a}\right) + 20\lg\left|\frac{be^{d/\delta}}{3\sqrt{2}\delta}\right| \quad (d > \delta) \quad (2-45b)$$

在上式中,  $a$  为球壳的半径,  $d$  为壳壁的厚度, 且  $a \gg d$ 。  $\sigma$  为导电率,  $\delta$  为集肤深度,  $\mu_r$  为屏蔽材料的相对导磁率。

例如, 将一个半径为  $457\text{mm}$ , 壁厚为  $1.6\text{mm}$  的铝制球壳, 分别置于频率为  $1 \sim 10^5 \text{ Hz}$  的均匀交变电场和磁场中, 利用 (2-44) 式所计算出各频率上的电屏蔽的屏蔽效能如图 2-14 (a) 所示。利用 (2-45) 式所计算出的各频率上磁屏蔽的屏蔽效能如图 2-14 (b) 所示。图 2-14 中还给出了利用严格解析法所计算的理论曲线, 由图可见 (2-44) 式和 (2-45) 式具有较好的精度。这些公式还可用于近似计算正立方体壳作为屏蔽体时的屏蔽, 其方法是首先求出与该正立方体等体积的等效球壳的相应尺寸, 而后再利用 (2-44) 式和 (2-45) 式。

#### 5. 圆柱形壳体低频磁屏蔽效能的近似计算

当圆柱形屏蔽壳体的内半径  $a$ 、外半径  $b$  平均值  $r_e = (a+b)/2$  且  $r_e \gg d$  (屏蔽壳的厚

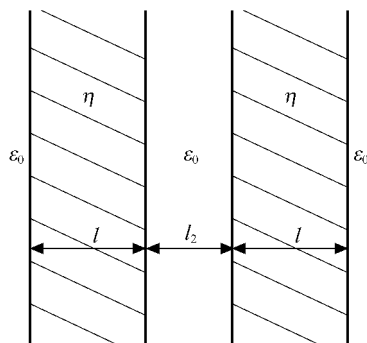


图 2-13 中间为空气夹层的双层屏蔽体

度)，干扰磁场方向垂直圆柱形屏蔽壳体的轴向时，屏蔽效能可近似计算为

$$SE = 20\lg\left(1 + \frac{\mu_r \cdot d}{2r_e}\right) \quad (\text{dB})$$

(2-46)

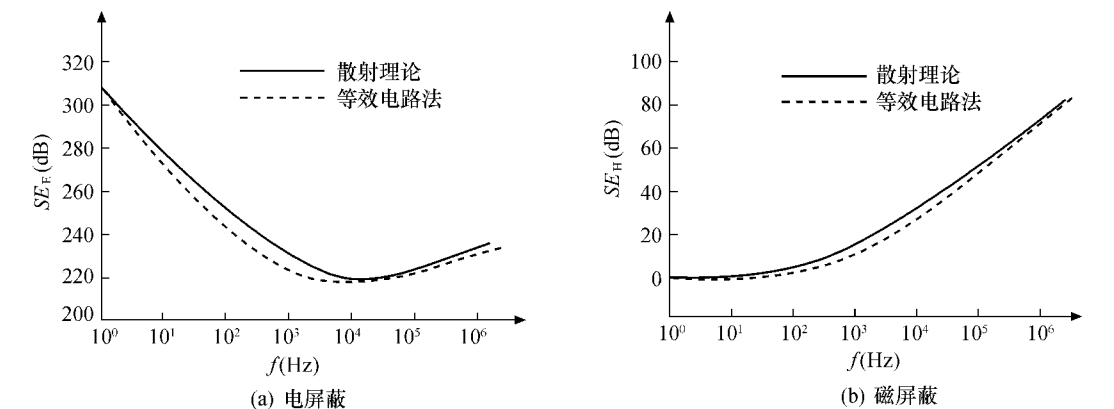


图 2-14 球壳屏蔽

2.3 屏蔽材料的特性

2.3.1 导磁材料

根据磁屏蔽理论，磁屏蔽是利用由高导磁材料制成的磁屏蔽体，提供低磁阻的磁通路使得大部分磁通在磁屏蔽体上的分流，来达到屏蔽的目的。因而磁导率成为选择磁屏蔽材料的主要依据。

表 2-1 和表 2-2 给出的常用材料的电特性参数中， $\mu_r$  值是直流情况下的相对磁导率，事实上磁屏蔽所采用的铁磁性材料，其相对磁导率  $\mu_r$  不是常数，而是外加磁场强度及场的变化频率的函数。

通常磁性材料分为弱磁性材料和强磁性材料两种。

弱磁性材料：顺磁性物质（如铝等金属）；

抗磁性物质（如铜等金属）。

强磁性材料：铁磁性物质（如铁、镍等金属）。

弱磁性材料的特点是：相对磁导率  $\mu_r = 1$ ， $B$  与  $H$  是线性关系， $\mu_r$  在任意频率的环境中，始终保持常数。

铁磁性材料的特点是： $B$  与  $H$  为非线性关系，频率增高，磁导率  $\mu_r$  降低。因而在进行磁屏蔽设计时，应根据实际情况选定  $\mu_r$ ，否则就会产生过大的误差，使屏蔽的定量设计失去了应有的作用。

铁磁性材料的磁化曲线及  $\mu_r$  随频率的变化

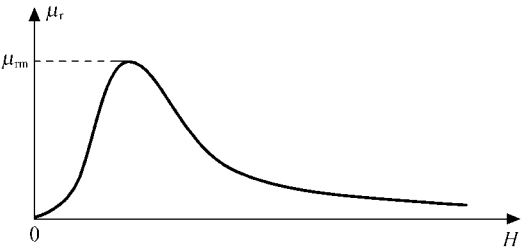


图 2-15 铁磁材料的  $\mu_r$ - $H$  曲线

关系曲线分别如图 2-15 及图 2-16 所示。

从图 2-16 可以看出，铁磁性材料在频率很高时，由于发生严重的磁损耗，使磁导率大为降低，因此只能采用导电性能良好的材料做为屏蔽体。

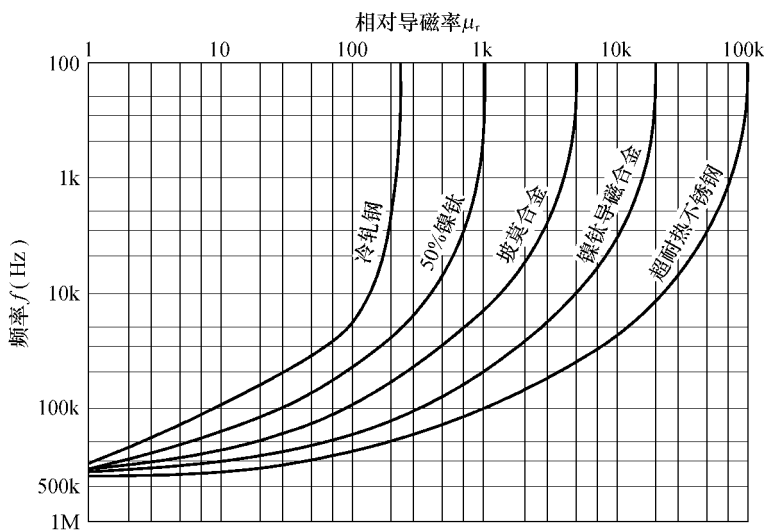


图 2-16 铁磁材料的  $\mu_r - f$  曲线

此外，铁磁性材料尤其是高磁导率材料，对机械应力较为敏感，因为这类材料在加工时，受到机械力的作用，使磁畴的排列方向混乱，导致磁导率大为降低。例如坡莫合金，经机械加工后未经退火处理的磁导率仅为退火后磁导率的 5% 左右。因此磁屏蔽体在经机械加工后，必须进行退火处理，使磁畴排列方向一致，以提高材料的磁导率，其退火工序安排在屏蔽罩的机械加工全部完成之后进行。

2.3.2 导电材料

根据屏蔽理论，电屏蔽和电磁屏蔽是利用由导电材料制成的屏蔽体并结合接地，来切断干扰源与感受器之间的耦合通道，以达到屏蔽的目的，因而电导率成为选择屏蔽材料的主要依据。

由于电导率是一常数，不随场强及频率的变化而变化，因此电屏蔽和电磁屏蔽设计较磁屏蔽要简单得多，只需根据应用情况及经济成本，选择尽可能好的导电材料即可。

2.3.3 薄膜材料与薄膜屏蔽

现代电子设备，尤其是计算机、通信与数控设备广泛地采用了工程塑料机箱，它的加工工艺性能好，通过注塑等工艺，机箱具有造型美观、成本低、重量轻等优点。为了具备电磁屏蔽的功能，通常在机箱上采用喷导电漆、电弧喷涂、电离镀、化学镀、真空沉积、贴导电箔（铝箔或铜箔）及热喷涂工艺，在机箱上产生一层导电薄膜，称为薄膜材料。假定导电薄膜的厚度为  $l$ ，电磁波在导电薄膜中的传播波长为  $\lambda_1$ 。若  $l < \lambda_1/4$  则称这种屏蔽层的导电薄膜为薄膜材料，这种屏蔽为薄膜屏蔽。

由于薄膜屏蔽的导电层很薄，吸收损耗几乎可以忽略，因此薄膜屏蔽的屏蔽效主要取决于反射损耗，表 2-4 给出了铜薄膜在频率为 1MHz 和 1GHz 时，不同厚度的屏蔽效能计算值。在表 2-4 中可见，薄膜的屏蔽几乎与频率无关。只有在屏蔽层厚度大于  $\lambda/4$  时，由于吸收损

耗的增加，多次反射损耗才趋于零，屏蔽效能才随频率升高而增加。

表 2-4 铜薄膜屏蔽层的屏蔽效能

| 屏蔽层厚度 (nm)        | 105   |      | 1250 |      | 2196 |      | 21960 |      |
|-------------------|-------|------|------|------|------|------|-------|------|
| 频率 $f$ (MHz)      | 1     | 1000 | 1    | 1000 | 1    | 1000 | 1     | 1000 |
| 吸收损耗 $A$ (dB)     | 0.014 | 0.44 | 0.16 | 5.2  | 0.29 | 9.2  | 2.9   | 92   |
| 反射损耗 $R$ (dB)     | 109   | 79   | 109  | 79   | 109  | 79   | 109   | 79   |
| 多次反射修正系数 $B$ (dB) | -47   | -17  | -26  | -0.6 | -21  | 0.6  | -3.5  | 0    |
| 屏蔽效能 $SE$ (dB)    | 62    | 62   | 83   | 84   | 88   | 90   | 108   | 171  |

表 2-5 给出了各类方法所形成的薄膜屏蔽层的电阻、厚度及所能达到的电磁屏蔽效能值。

表 2-5 各种喷涂方法可达到的屏蔽效能

| 方 法   | 厚度 ( $\mu\text{m}$ ) | 电阻 ( $\Omega/\text{mm}^2$ ) | 屏蔽效能 (dB) |
|-------|----------------------|-----------------------------|-----------|
| 锌电弧喷涂 | 12~25                | 0.03                        | 50~60     |
| 锌火喷涂  | 25                   | 4.0                         | 50~60     |
| 镍基涂层  | 50                   | 0.5~2.0                     | 30~75     |
| 银基涂层  | 25                   | 0.05~0.1                    | 60~70     |
| 铜基涂层  | 25                   | 0.5                         | 60~70     |
| 石墨基涂层 | 25                   | 7.5~20                      | 20~40     |
| 阴极喷射  | 0.75                 | 1.5                         | 70~90     |
| 电 镀   | 0.75                 | 0.1                         | 85        |
| 化 学 镀 | 1.25                 | 0.03                        | 60~70     |
| 银 还 原 | 1.25                 | 0.5                         | 70~90     |
| 真空沉积  | 1.25                 | 5~10                        | 50~70     |
| 电 离 镀 | 1.0                  | 0.01                        | 50        |

2.3.4 导电胶与导磁胶

导电、导磁胶是电子工业专用胶粘剂。由于目前用作胶粘剂的主体材料都是电磁的非导体，故所有的导电、导磁胶都是在普通胶粘剂中添加导电、导磁填料配制而成的。

1. 导电胶粘剂

导电胶粘剂是由树脂、固化剂和导电填料配制而成的。常用的树脂是环氧树脂、聚氨酯、酚醛树脂、丙烯树脂等。导电填料主要有银粉、铜粉、镀银粒子、乙炔炭黑、石墨、碳纤维等，导电填料用的是最多的是电阻率低、抗氧化好的银粉。这种银粉一般是由化学置换或电解沉淀法制成的超细银粉。为达到良好的导电性，一般银粉添加量为树脂的 2.5 倍左右，乙炔炭黑或石墨粉等用量为树脂的 0.5~1 倍左右。

2. 导磁胶粘剂

导磁胶粘剂是由树脂、固化剂和导磁铁粉（羰基铁粉）等组成。导磁胶主要用于各种变压器铁芯和磁芯的胶接。

表 2-6 给出了常用导电、导磁胶粘剂的参数。



表 2-6 常用导电、导磁胶粘剂

| 牌号及名称      | 组 成                                                  | 固 化 条 件                      |                                  |           | 剪切强度 $MF_A$ (铝)         |                       |                             |                        | 体积电阻率<br>( $\Omega \cdot \text{cm}$ ) | 特 点              |
|------------|------------------------------------------------------|------------------------------|----------------------------------|-----------|-------------------------|-----------------------|-----------------------------|------------------------|---------------------------------------|------------------|
|            |                                                      | 温度<br>( $^{\circ}\text{C}$ ) | 压力<br>( $\text{N}/\text{mm}^2$ ) | 时间<br>(h) | - 60 $^{\circ}\text{C}$ | 20 $^{\circ}\text{C}$ | 100 $^{\circ}\text{C}$      | 150 $^{\circ}\text{C}$ |                                       |                  |
| DAD-2 导电胶  | 聚氨酯, 还原银粉                                            | 20 或 50                      | 5                                | 965       |                         | $\geq 8$              |                             |                        | $1 \sim 5 \times 10^{-3}$             | 胶 接 范 围 广、韧性好    |
| DAD-3 导电胶  | 酚醛树脂、电解银粉                                            | 160                          | 5~1                              | 2~3       |                         | $> 15$                | 200 $^{\circ}\text{C} > 10$ |                        | $10^{-4}$                             | 胶接温度高、耐热性好       |
| DAD-8 导电胶  | 环氧树脂、胶、银粉                                            | 20                           | 5                                | 24        | 14.9                    | 17.4                  | 60 $^{\circ}\text{C}$ 10.8  |                        | $10^{-2} \sim 10^{-3}$                | 使用方便, 室温固化, 强度较高 |
| DAD-24 导电胶 | 环氧树脂、银粉                                              | 130                          | 5                                | 3         | 6.9                     | $\geq 5$              | 120 $^{\circ}\text{C}$ 6    | 4.3                    | $1 \sim 5 \times 10^{-4}$             | 电 阻 率 低, 耐热较好    |
| DAD-10 导电胶 | 环氧树脂、胶、银粉                                            | 100                          | 5                                | 1         | 7.2                     | $\geq 5$              | 60 $^{\circ}\text{C}$ 5     |                        | $10^{-3} \sim 10^{-4}$                | 电阻率低             |
| DAD-54 导电胶 | 环氧树脂、银粉                                              | 120                          | 5                                | 3         | 9.7                     | $\geq 6$              |                             | 4.5                    | $10^{-4}$                             | 电阻率低             |
| HH-701 导电胶 | 环氧树脂、银粉                                              | 20                           | 5                                | 24        |                         | $\geq 20$             |                             |                        | $10^{-3} \sim 10^{-4}$                | 电阻率较低、胶接强度高      |
| HH-711 导电胶 | 环氧树脂、银粉                                              | 80 150                       | 5                                | 1 2~3     |                         | $\geq 27$             |                             |                        | $10^{-3} \sim 10^{-4}$                | 电阻率较低、胶接强度高      |
| DLD-3 导电胶  | 环氧树脂、铜粉                                              | 120                          | 5                                | 3         |                         |                       |                             |                        | $10^{-3}$                             | 价廉, 胶接强度高        |
| DLD-5 导电胶  | 环氧树脂、镀银粒子                                            | 120                          | 5                                | 3         |                         |                       |                             |                        | $10^{-3}$                             | 价廉, 胶接强度高        |
| 铜粉导电胶      | 环氧树脂、铜合金粉                                            | 20                           | 5                                | 24        |                         | $\geq 8$              |                             |                        | $10^{-3} \sim 10^{-4}$                | 价廉, 电阻率较低        |
| 导热胶        | 618 环氧 100 份<br>液体丁醇 15 份<br>三乙醇胺 15 份<br>氧化铍粉 150 份 | 80~100                       | 5                                | 2~4       |                         | $\geq 15$             |                             |                        |                                       | 导 热 性 好, 可绝缘     |
| 导热胶        | 618 环氧 100 份<br>液体丁醇 15 份<br>三乙醇胺 15 份<br>羰基铁粉 250 份 | 80~100                       | 5                                | 2~4       |                         | $\geq 15$             |                             |                        |                                       | 导磁性良好            |

随着技术的发展, 新型导电、导磁胶粘剂也不断产生, 如硅脂导电胶 (CHO-BOND-1030)、环氧导电胶 (CHO-BOND-0584-29) 等。

导电胶的选用也应注意不同材料接触所引起的电化学腐蚀。导电胶对于某些环境因素 (如水浸、潮热等) 比较敏感, 导致胶接接头强度下降, 电阻率增高, 但对于温度不敏感。

2.4 屏蔽体的结构

2.4.1 电屏蔽的结构

根据上述的屏蔽理论, 影响电屏蔽屏蔽的一个的重要因素是分布电容  $C$ , 减小  $C$  就能提高

屏蔽。因此，电屏蔽体的形状最好设计为盒形，同时还应通过适当的结构设计，来进一步减小分布电容。

(1) 单层门盖结构

图 2-17 显示了在单层屏蔽盒存在时，电场干扰耦合至屏蔽体的途径，图中  $C_1$  为干扰源与屏蔽盒盖间的电容， $C_2$  为受感器与屏蔽盒盖间的电容， $Z_J$  为盒盖与盒体间的接触阻抗及盒体的接地电阻。 $Z_g$ 、 $U_g$  分别为干扰源的等效阻抗与电压。

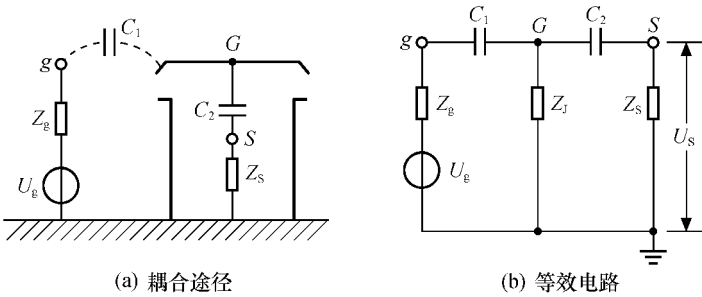


图 2-17 屏蔽体盒的耦合途径及等效电路

从图中 2-17 中的等效电路可求出受感器上感应电压  $U_s$  的表达式，考虑到  $|Z_{C_2}| \gg |Z_J|$ ，则有：

$$U_s = \frac{j\omega C_1 Z_J}{1 + j\omega C_1 Z_J} \frac{j\omega C_2 Z_s}{1 + j\omega C_2 Z_s} U_g \tag{2-47}$$

由 (2-47) 式可见，在采用了单层盖盒式屏蔽体后，从结构上考虑应尽可能减小盒盖与盒体间的接触阻抗及盒体的接地电阻  $Z_J$ 。除结构设计外，还应控制两接触面的表面状态。屏蔽体表面涂覆处理时，应确保电接触表面的金属裸露，装配前必须消除接触面上的绝缘保护层和氧化层，并用有机溶剂（如酒精等）将接触面上的油垢及灰尘除去，保证良好的电接触。

(2) 双层门盖结构

为了进一步提高屏蔽，机箱可采用双层门，屏蔽盒可采用双层盖，与单层盖的耦合等效电路相比，多了一次衰减，因而可提高屏蔽，但每层依然要采取改善电接触的措施。两层盖中央应避免直接接触，当两盖间距过小时，盖间要垫绝缘层。由图 2-18 中的等效电路，可求得受感器上感应电压的表达式。

$$U_s = \frac{j\omega C_1 Z_{J1}}{1 + j\omega C_1 Z_{J1}} \frac{j\omega C_2 Z_{J2}}{1 + j\omega C_2 Z_{J2}} \frac{j\omega C_3 Z_s}{1 + j\omega C_3 Z_s} U_g \tag{2-48}$$

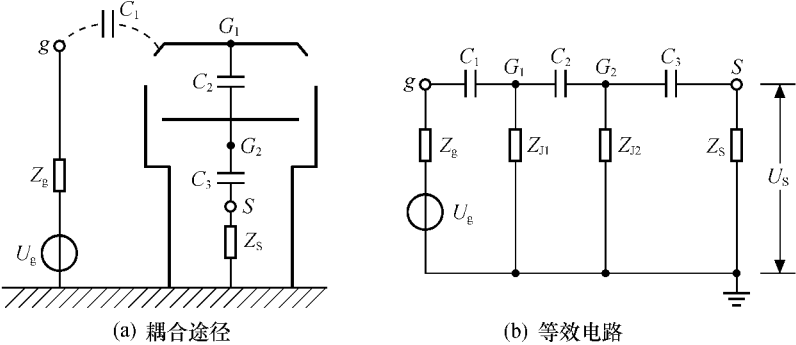


图 2-18 双层盖屏蔽体盒的耦合途径及等效电路

在电子设备的高频多级放大电路中，经常有几个级联电路共用一只屏蔽盒，中间用隔板将各级电路分开，对于这类屏蔽盒的盒盖处理一般采用共盖和分盖两种方式。图 2-19 是两级电路的共盖结构及其等效电路，从等效电路可以看出，它与单层盖结构是相同。图 2-20 是分盖结构及其等效电路，分盖结构的等效电路与双层盖结构相同，因而其屏蔽效能优于共盖结构。

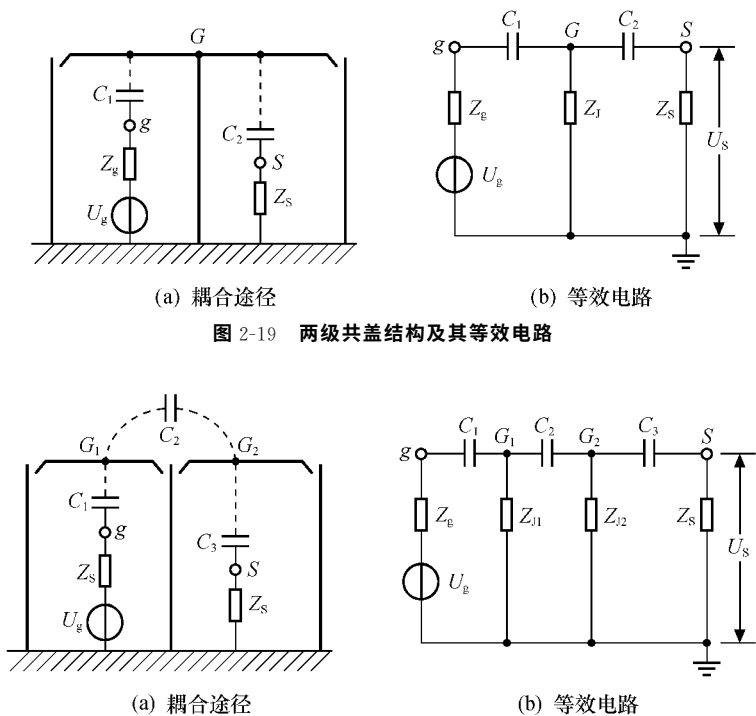


图 2-19 两级共盖结构及其等效电路

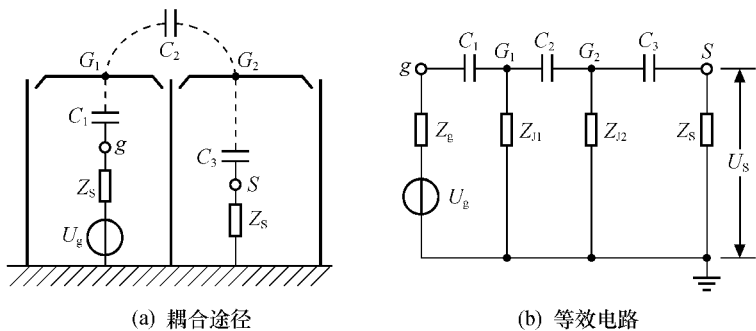


图 2-20 两级分盖结构及其等效电

2. 4. 2 磁屏蔽的结构

磁屏蔽是利用屏蔽体对磁通进行分流，因而磁屏蔽不能采用板状结构，而应采用盒状、筒状、柱状的结构。由于磁阻与磁路的横截面积  $s$  和磁导率成反比，因而磁屏蔽体的体积和重量都比较大。若要求较高的屏蔽时，一般采用双层屏蔽，此时在体积重量增加不多的情况下，能显著提高屏蔽效能。

图 2-21 给出了双层圆筒屏蔽的一组实测曲线，它是在恒定磁场下测量的，材料的  $\mu_{r1}$ 、 $\mu_{r2}$  均为 5000，圆筒尺寸如图 2-21 所示，由图可较直观地分析双层磁屏蔽体结构与屏蔽的关系。

当屏蔽体总厚度（包括两屏蔽层间的空气隙）不变时，在气隙约为总厚度的  $1/3$  时，将获得最大的屏蔽，屏蔽体总厚度越大，则屏蔽效能越好。

当屏蔽总厚度  $\delta$  为 1.35mm 时，用 0.3mm 厚的材料制成的双层圆筒与用 1.35mm 厚的同样材料制成单层圆筒的屏蔽几乎相等，而重量减轻了  $1/2$  左右。当  $P$  为 6.3mm 时，用 0.8mm 厚的双层圆筒比 6.3mm 厚的同样材料制成的单层圆筒的屏蔽更好，而重量仅为后者的  $1/3$  左右。

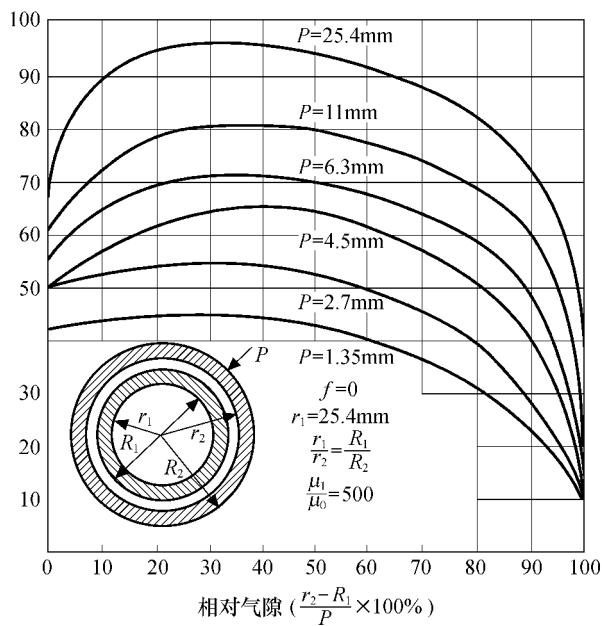


图 2-21 双层圆筒的屏蔽效能与气隙的关系

2.4.3 电磁屏蔽的结构

电磁屏蔽是利用屏蔽体对干扰电磁波的吸收、反射来达到减弱干扰能量作用的。因此，电磁屏蔽可采用板状、盒状、筒状、柱状的屏蔽体。对于电磁屏蔽体，其形状选择的标准应以减少接缝和避免腔体谐振为准。

前面已经指出，对于常见的屏蔽体，可以经过等效球壳来进行计算。因此只要不同形状的屏蔽体容积和壁厚相等，其屏蔽也应相等。但实测结果表明，圆柱形机箱的屏蔽比长方形机箱高，究其原因，主要是电磁泄漏量不同。

设图 2-22 中的圆柱体和长方体机箱的高度、体积相等，因而长方体机箱的边长与圆柱形机箱的半径有下列关系：

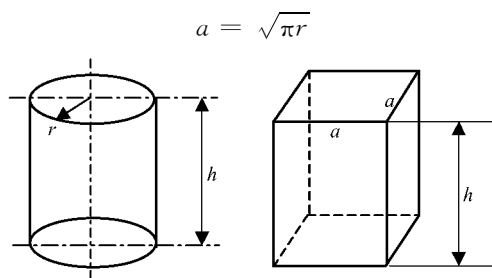


图 2-22

设盖板在机箱的表面，则圆柱体的接缝边长  $L=2\pi r$ ，长方体的接缝边长  $L=4a=4\sqrt{\pi r}$ ，因为  $4\sqrt{\pi} > 2\pi$ ，故长方体的接缝长于圆柱体，很多机箱的盖板沿长边设置，其缝隙更长，这是长方体机箱屏蔽效能较低的第 1 个原因。

第 2 个原因是在机械加工时，长方体机箱难以加工出配合较好的接口。第 3 个原因是长方形机箱的箱体与盖板多用螺栓连接，各段压力不均，易出现翘曲，导致缝隙加宽，而圆柱

形机箱的紧固螺栓均匀分布，压力均匀，因此缝隙较窄。从上面的分析来看，显然圆柱形机箱的屏蔽要高于长方体机箱的屏蔽。

根据电磁理论，屏蔽体是一个具有一系列固有频率的系统，当需要屏蔽的电磁场频率接近并等于屏蔽体的某一固有频率时，屏蔽效将急剧降低。由于结构设计不当造成的谐振现象的屏蔽，不仅不能使空间防护区的场减弱，反而会使之加强，此时应改变屏蔽体的形状或尺寸。

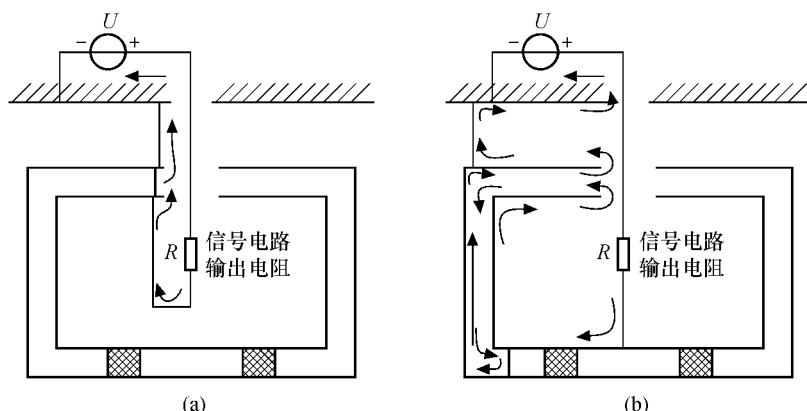


图 2-23 双层屏蔽结构

在屏蔽要求很高时，单层屏蔽往往难以满足要求，这就需要采用双层屏蔽，但值得注意的是，在结构设计时应注意双层屏蔽的连接形式，只有正确地进行连接，屏蔽体的实际屏蔽才与理论计算的屏蔽相符合。

图 2-23 是一双层屏蔽结构屏蔽一个信号电路的示意图。在屏蔽外来的辐射干扰时，除了在外层屏蔽体上产生感应电流和电荷外，信号电路的接地，也在屏蔽体上产生地电流，内外层单点连接隔断了层间的环流通路，使外层屏蔽体的电流不易在内层屏蔽体上产生响应，但连接点的位置选择应特别注意，图 2-23 (a) 的屏蔽层连接点位于信号电路的输出端。这样其地电流的影响范围减小，干扰也较小，因此图 2-23 (a) 的连接接地方式较好。反之图 2-23 (b) 的连接点远离输出端，地电流流经的范围较大，因此干扰也较大。

## 2.5 孔缝泄漏的抑制措施

实际的屏蔽体由于制造、装配、维修、散热及观察要求，其上面一般都开有形状各异、尺寸不同的孔缝，这些孔缝对于屏蔽体的屏蔽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。

图 2-24 是一个典型的机箱，由图可见，一般机箱将有机箱装配面处的接缝、通风冷却孔、观察窗口和器件调谐孔等。一般说来，孔缝泄漏量的大小主要取决于孔的面积、孔截面上的最大线性尺寸、频率及孔的深度。下面对孔缝泄漏的抑制措施进行阐述。

### 2.5.1 装配面处接缝泄漏的抑制

#### (1) 增加金属之间的搭界面

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，

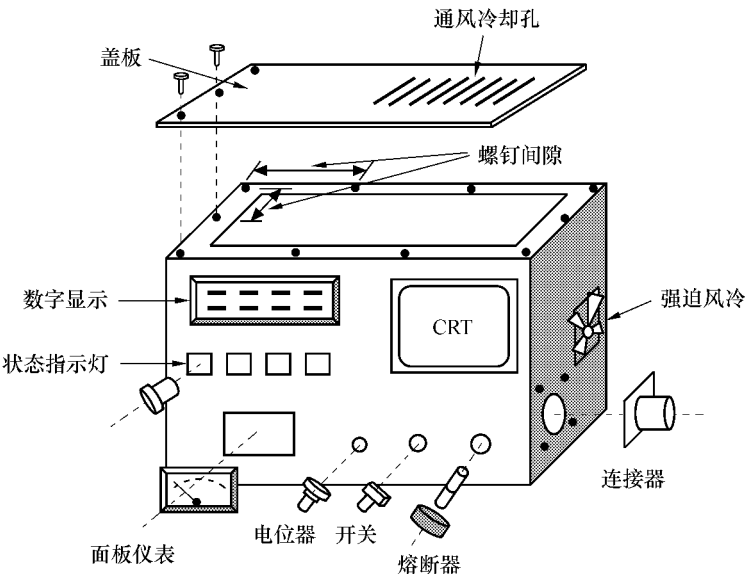


图 2-24 典型机箱示意图

只能在某些点接触上是真正接触的，这构成了一个孔洞阵列。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和电容并联（见图 2-25）。由于容抗随频率升高而降低，因此在频率较高时，屏蔽效能较高。增加金属之间的搭接面积可以减小阻抗，从而减小泄漏。

(2) 增加缝隙深度  $d$

根据电磁场理论，具有一定深度的缝隙均可看作波导，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，衰减越多，图 2-26 给出了增加缝隙深度  $d$  的两种结构。

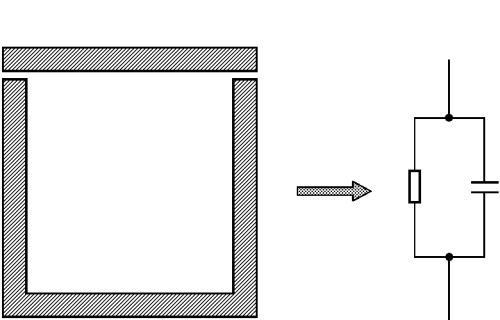


图 2-25 缝隙泄漏的等效电路

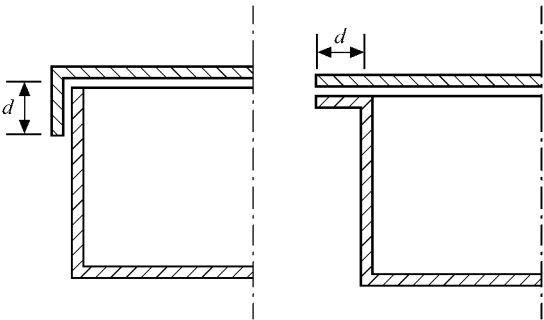


图 2-26 增加缝隙深度  $d$  的结构

(3) 装配面处加入电磁密封衬垫

在不同部分的结合处，即使使用铣床等机械加工，结合处也不可能完全接触上。因此，缝隙是在所难免的，这些缝隙构成了电磁波的泄漏源，特别是对于高频电磁波，缝隙的泄漏是十分严重的。最理想的方法是将这些缝隙焊接起来，但在许多场合这是不现实的。

常用的方法是在缝隙处使用电磁密封衬垫（如图 2-27 所示）。电磁密封衬垫对电磁波的密封作用就像在流体容器的盖子上使用橡胶密封衬垫一样，通过使用电磁密封衬垫，可以轻松地实现缝隙的电磁密封。电磁密封衬垫的两个基本特性是导电性和弹性。常用的衬垫有铍

铜指形簧片、导电橡胶、橡胶芯金属网套等。

当屏蔽的电磁波频率超过 10MHz 时，缝隙处使用电磁密封衬垫是十分必要的。

但是，如果接触面是铣床加工出来的，只要紧固螺钉的间距小于 2cm，就可以不用电磁密封衬垫。

电磁密封衬垫分为以下几种：

- 金属丝网衬垫（带橡胶芯的和空心的）
- 导电橡胶（不同导电填充物的）
- 梳状指形簧片（不同表面涂覆层的）
- 螺旋管衬垫（不锈钢的和镀锡镀铜的）
- 导电布衬垫
- 硬度较低易于塑性变形的软金属（铜、铅等）



任何导电的弹性材料都可以作为电磁密封衬垫用，但电磁密封衬垫必须具有较好的抗腐蚀性。

金属丝网衬垫：低频时的屏蔽效能较高，高频时屏蔽效能较低，一般用在 1GHz 以下的场合。

导电橡胶：与金属线网相反，低频时的屏蔽效能较低，而高频时屏蔽效能较高。并且能够同时提供电磁密封和环境密封。其缺点是较硬，弹性较差。新开发的双层导电橡胶克服了这些缺点。

梳状指形簧片：高频、低频时的屏蔽效能都较高，并且适用于滑动接触的场所。其缺点是价格较高。

螺旋管衬垫：屏蔽效能高，成本低，其缺点是受到过量压缩时容易损坏。

导电布衬垫：非常柔软，适合不能提供较大压力的场合。

电磁密封衬垫必须具有足够的形变量才能提供足够的屏蔽效能。因此，必须保证衬垫上有足够的压力。压力太小，不仅屏蔽效能低，而且屏蔽效能对压力很敏感（如图 2-28 所示），造成机箱的屏蔽效能不稳定。压力过大会造成衬垫的损坏。

加固螺钉的间距要适当，防止盖板在衬垫的弹力作用下发生变形，产生更大的缝隙。

电磁密封衬垫还会由于过量压缩而彻底损坏。因此在使用时要对压缩进行限位。通常将圆形衬垫安装在槽内，安装槽同时起固定衬垫和限位的作用。

不同金属的接触面上由于金属电位的差别，在电解液存在的环境下，会发生电化学反应，产生的盐化物是半导体，这会降低结合处的导电性，同时会引起额外的干扰。

### 2.5.2 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。金属丝网结构简单，成本低，通风量较大，适用于屏蔽要求不太高的场合。金属丝网的屏蔽性能与网丝直径、网孔

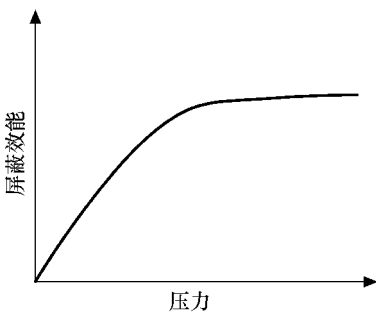


图 2-28 屏蔽效能对压力的关系

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 2-29 所示的是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，由图可见，在频率高于 70MHz 以后，屏蔽开始下降，因而金属网不适用于数百兆赫以上的高频情况。金属丝网覆盖在通风孔上的结构有两种方法，一种方法是把金属网覆盖在通风孔上后，周边用钎焊与屏蔽体壁面连接在一起。这种方法使金属丝网与屏蔽体之间有良好的电接触，但工艺复杂，且易破坏周围的保护镀层。另一种方法是用环形压圈通过紧固螺钉把金属网安装在屏蔽体的通风孔上。在安装之前，应把配合面上的绝缘涂层、氧化层、油垢等不导电物质清除干净，并应安装足够数量的螺钉以获得连续的接触。采用这种安装方法，只要在结构和工艺上仔细考虑，亦可在装配面上取得良好的电接触。

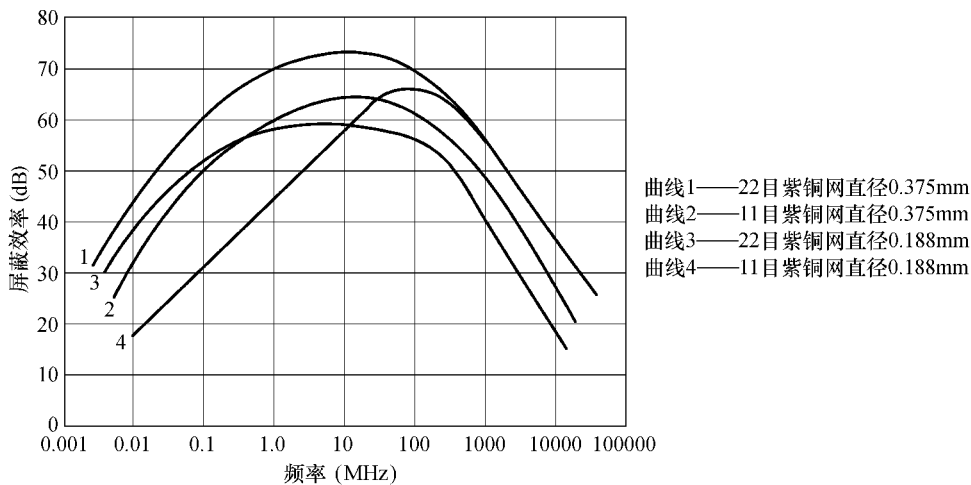


图 2-29 单层金属丝网的屏蔽效能与频率的关系

(2) 穿孔金属板

一般而言，孔洞尺寸愈大，电磁泄漏也就愈大，屏蔽愈差，为了提高屏蔽效能，可在满足屏蔽体通风量要求的条件下，以多个小孔代替大孔（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。穿孔金属板与金属丝网相比，它由于不存在金属丝网的网栅交点接触不稳定的缺陷，其屏蔽性能比较稳定。

(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。因此在甚高频段，设计一种既能满足通风散热要求，又能满足电磁兼容性要求的通风孔结构，显得尤为重要。

由电磁理论可知，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（如图 2-30 所示），基于上述理论，就出现了截止波导通风孔阵（如图 2-31 所示），它与金属丝网和穿孔金属板相比，具有如下优点：

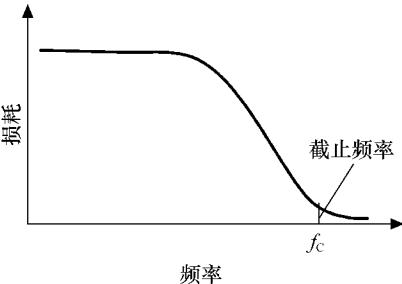


图 2-30 波导管的截止频率

- ① 工作频带宽，即使在微波波段仍有较高的屏蔽。



② 对空气的阻力小，风压损失小。

③ 机械强度高，工作稳定可靠。

其缺点是制造工艺复杂、体积大、制造成本高。

图 2-32 示出了圆波导、六角形波导和矩形波导的结构。

金属波导管的最低截止频率  $f_c$  (Cut off Frequency) 只与波导管横截面的内尺寸有关。

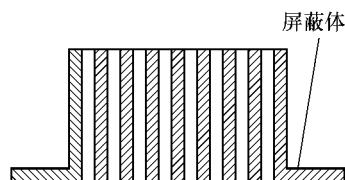


图 2-31 截止波导通风孔阵

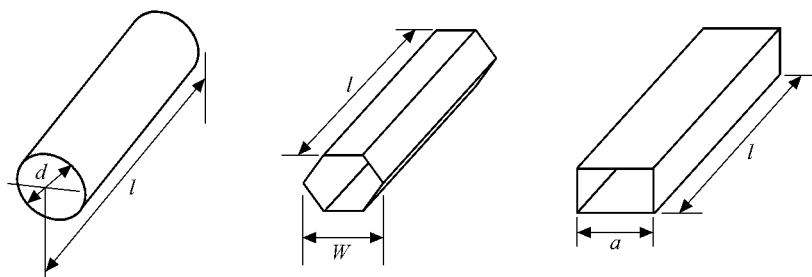


图 2-32 截止波导结构

圆波导管的最低截止频率为：

$$f_c = \frac{17.5}{d} \quad (\text{GHz}) \quad (2-49)$$

式中， $d$  表示圆形波导管的横截面内直径，单位为 cm。

矩形波导管的最低截止频率为：

$$f_c = \frac{15}{d} \quad (\text{GHz}) \quad (2-50)$$

式中， $d$  表示矩形波导管的宽边尺寸，单位为 cm。

六角形波导管的最低截止频率为：

$$f_c = \frac{15}{W} \quad (\text{GHz}) \quad (2-51)$$

式中， $W$  表示六角形波导管内壁的外接圆直径，单位为 cm。

低于截止频率的电磁波从波导管的一端传输至另一端的衰减与波导管的长度成正比，其关系式为：

$$A = 1.823 \times f_c \times l \times 10^{-9} \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \quad (2-52)$$

式中， $A$  为截止波导的衰减量（即屏蔽效能）(dB)， $f$  为电磁波的频率 (Hz)， $l$  为截止波导的长度 (cm)。在  $f \ll f_c$  的条件下，可得 3 种波导管的屏蔽效能分别为：

$$SE_{\text{圆}} = 32 \frac{l}{d} \quad (\text{dB}) \quad (2-53a)$$

$$SE_{\text{矩}} = 27.3 \frac{l}{d} \quad (\text{dB}) \quad (2-53b)$$

$$SE_{\text{六角}} = 27.35 \frac{l}{d} \quad (\text{dB}) \quad (2-53c)$$

设计截止波导通风孔的步骤如下：

(1) 首先应根据欲屏蔽的电磁波的最高频率  $f$  确定  $f_c$ ，为使波导有足够的衰减，应满足  $f_c \gg f$ ，一般取  $f_c = (5 \sim 10) f$ ；

(2) 然后根据电子设备的结构和加工条件选择波导的形状，并由  $f_c$  的表达式计算横截面积尺寸；

(3) 最后按所要求的屏蔽效能计算截止波导管的长度，一般要求  $l \geq 3a$ 、 $l \geq 3d$  或  $l \geq 3W$ 。

单层波导通风孔阵（波导通风窗）在 10GHz 时的屏蔽效能可达 100dB。为了提高屏蔽效能，还可采用双层互相交错重叠的蜂窝状板组成，利用波导孔错位处的界面反射来提高屏蔽效，如图 2-33 所示。

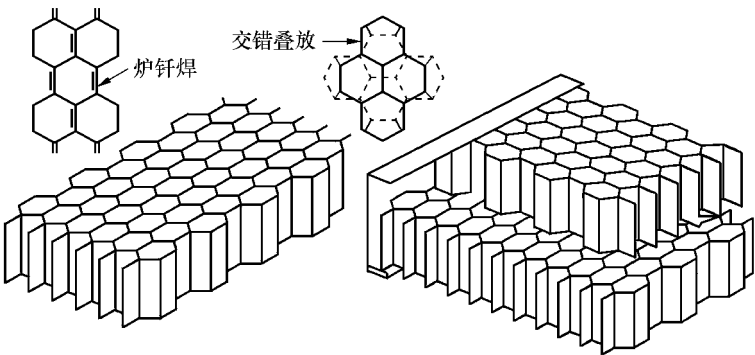


图 2-33 蜂窝状通风口

2.5.3 观察窗口（显示器件）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) 使用透明屏蔽材料。透明屏蔽材料有两种：一种是金属网夹在两层玻璃之间构成的，另一种是在玻璃上镀上一层很薄的导电层构成的。前一种方法的最大缺点是由于莫尔条纹造成自的视觉不适。后一种方法由于导电层的导电性较差，对磁场几乎没有屏蔽作用。

(2) 用隔离舱将显示器件与设备的其他电路隔离开。此方法仅适用于显示器件本身不产生较强电磁辐射的情况。

上述两种方法都存在屏蔽性能和透光性之间的矛盾。在使用时，一定要注意玻璃与屏蔽箱体之间的搭接，要求同屏蔽箱不同部分搭接一样，要使用电磁密封衬垫。

(3) 使用波导衰减器。

图 2-34 显示了对显示器的处理。图 2-35 显示了对表头孔的处理，图 2-35（a）为面板表头的附加屏蔽结构（隔离舱），面板与附加屏蔽体（隔离舱）之间还加入了导电衬垫，以减小缝隙和改善电接触，穿过屏蔽体（隔离舱）的表头引线由装在屏蔽体上的穿心电容引

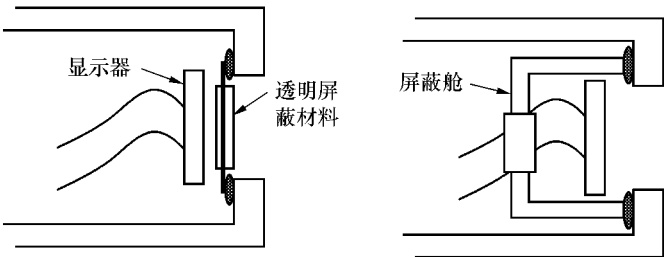


图 2-34 显示器的处理

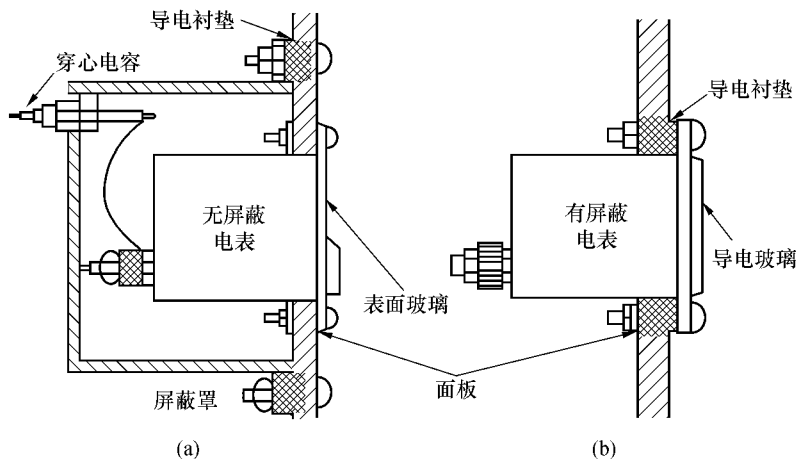


图 2-35 表头孔的处理

入，使引线所感应的干扰信号被旁路接地。图 2-35 (b) 显示了用带有屏蔽壳体的电表在面板上的安装结构，其特点是在电表的表头上再覆盖一层导电玻璃，以获得较为完善的屏蔽。

2.5.4 器件调谐孔（有连接杆的操作器件）泄漏的抑制

机箱内需要调控的元件（如可变电容器、可变电感器、电位器等）常用调谐轴伸出面板外，此时调谐轴与调谐孔之间所存在的间隙，同样会产生较大的电磁泄漏。

抑制调谐孔电磁泄漏的有效措施是采用截止波导结构（只能采用圆波导），此时调谐轴必须用绝缘材料制成。在圆波导内放入绝缘介质后的截止频率为：

$$f_c = \frac{17.6}{d \sqrt{\epsilon_r}} \times 10^9 \text{ (Hz)} \tag{2-54}$$

式中， $d$  为孔的直径（cm）， $\epsilon_r$  为绝缘材料的相对介电常数。

图 2-36 显示了对操作器件的处理。当操作杆较细，并且屏蔽体的屏蔽效能要求不是很高时，可以采用在屏蔽体上开一个小孔的方式来安装调节杆。如果操作杆较粗，并且屏蔽体的屏蔽性能要求较高，可以使用截止波导管的结构。

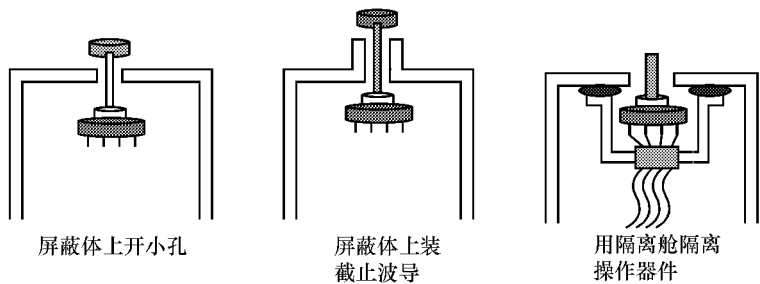


图 2-36 操作器件的处理

需要注意的是：使用上述两种方法时，不能使用金属杆穿过小孔或波导管。用隔离舱的方式可以保证操作器件的良好操作性，但操作器件本身必须是无辐射的。

# 第3章 滤波技术

## 3.1 电磁干扰滤波器

滤波技术是抑制电气、电子设备传导电磁干扰，提高电气、电子设备传导抗扰度水平的主要手段，也是保证设备整体或局部屏蔽效能的重要辅助措施。

实践表明，即使一个经过很好设计并且具有正确的屏蔽和接地措施的产品，也仍然会有传导骚扰发射或传导骚扰进入设备。滤波是压缩信号回路骚扰频谱的一种方法，当骚扰频谱成分不同于有用信号的频带时，可以用滤波器将无用的骚扰滤除。滤波器的作用是允许工作信号通过，而对非工作信号（电磁骚扰）有很大的衰减作用，使产生干扰的机会减为最小。

电磁干扰（EMI）滤波器属于低通滤波器，包括电源线滤波器、信号线滤波器等。为了满足 EMC 标准规定的传导发射和传导敏感度极限值要求，使用 EMI 滤波器是一种好方法，如图 3-1 所示。

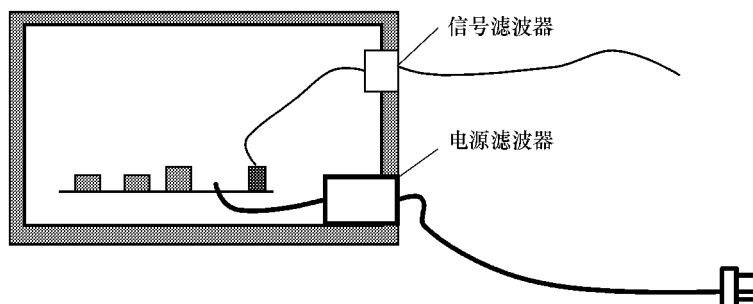


图 3-1 电磁干扰滤波器的使用

然而，完全消除沿导线传出或传进设备的骚扰通常是不可能的。滤波的目的是将这些骚扰减小到一定的程度，使传出设备的骚扰值不超过给定的规范值，使传入设备的骚扰不致于引起设备的性能降低或失灵。

### 1. EMI 滤波器的工作原理

EMI 滤波器的工作原理与普通滤波器一样，它能允许有用信号的频率分量通过，同时又阻止其他干扰频率分量通过。其工作方式有两种：一种是把无用信号能量在滤波器里消耗掉。这种滤波器中含有损耗性器件，如电阻或铁氧体等；另一种是不让无用信号通过，并把它们反射回信号源，并且必须在系统其他地方消耗掉。

### 2. EMI 滤波器的特点

EMI 滤波器在技术要求上具有以下特点：

(1) 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。由于经济和技术上原因，不可能设计出全频段匹配的干扰滤波器。

(2) 干扰源的电平变化幅度大，有可能使干扰滤波器出现饱和效应。

(3) 由于电磁干扰频带范围很宽（20Hz 到几十 GHz），其高频特性非常复杂，难以用集总参数等效电路来模拟滤波电路的高频特性。

(4) 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大传输效率。

(5) 电缆上的干扰按照干扰电流的流动路径分为共模干扰和差模干扰两种（如图 3-2 所示）。EMI 滤波器应该对这两种干扰都有抑制作用。

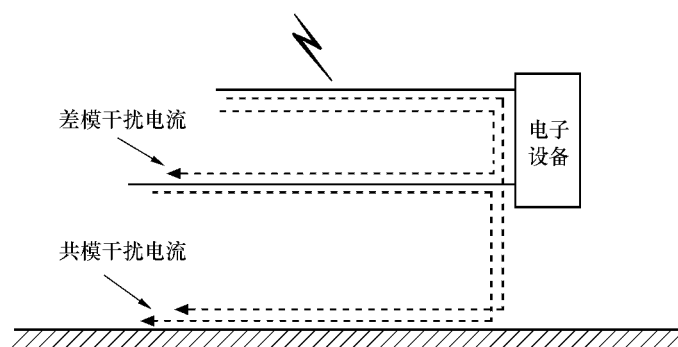


图 3-2 共模干扰电流与差模干扰电流

① 共模干扰，是指干扰电流在电缆中的所有导线上幅度/相位相同，其电流是在电缆与大地之间形成的回路中流动。这种干扰一般由外界电磁场在电缆中感应出来，或由于电缆两端的设备所接的地电位不同所致。信号电缆上的干扰主要以共模干扰为主。共模干扰本身不会对电路产生影响，但如果电路不平衡，共模干扰会转化为差模干扰，对电路产生影响。另外，如果设备在电缆上产生共模干扰电流，则会造成电缆强烈的电磁辐射（后面将看到共模辐射的效率远高于差模辐射），造成设备不能满足电磁兼容标准的要求，或对其他设备造成干扰。

② 差模干扰，是指干扰电流在信号线与信号地线之间流动的干扰。在信号电缆中，差模电流主要是电路的工作电流。差模干扰主要是由于电缆中不同信号线之间的电容耦合和电感耦合所致。而在电源线中，差模干扰往往是十分严重的问题，因为电网上其他电器电源通断时产生的干扰都是差模干扰。另外开关电源的非线性也会导致很强的差模干扰。从受干扰的角度看，差模干扰比共模干扰更危害性大，从干扰发射的角度看，共模干扰比差模干扰危害性更大。

### 3. 电磁干扰滤波器的插入损耗及频率特性

描述滤波器性能的最主要参量是插入损耗，插入损耗的大小随工作频率不同而改变。插入损耗的定义是：

$$L_{in} = 20 \lg \frac{U_1}{U_2} \quad (\text{dB}) \quad (3-1)$$

式中， $U_1$ ——信号源通过滤波器在负载阻抗上建立的电压（V）；

$U_2$ ——不接滤波器时信号源在同一负载阻抗上建立的电压（V）；

$L_{in}$ ——插入损耗（dB）。

频率特性是指插入损耗随频率变化的曲线称之为频率特性。滤波器的频率特性必须达到设计的要求，为此目的，和滤波器连接的负载阻抗值以及连接的信号源阻抗值也必须符合设计要求。另外，滤波器还必须有足够高的额定电压值，以保证能经受浪涌或脉冲干扰的恶劣电磁环境。按其频率特性，滤波器大体可分为 4 种：低通滤波器、高通滤波器、带通滤波器和带阻滤波器。图 3-3 给出了各种滤波器的频率特性曲线。

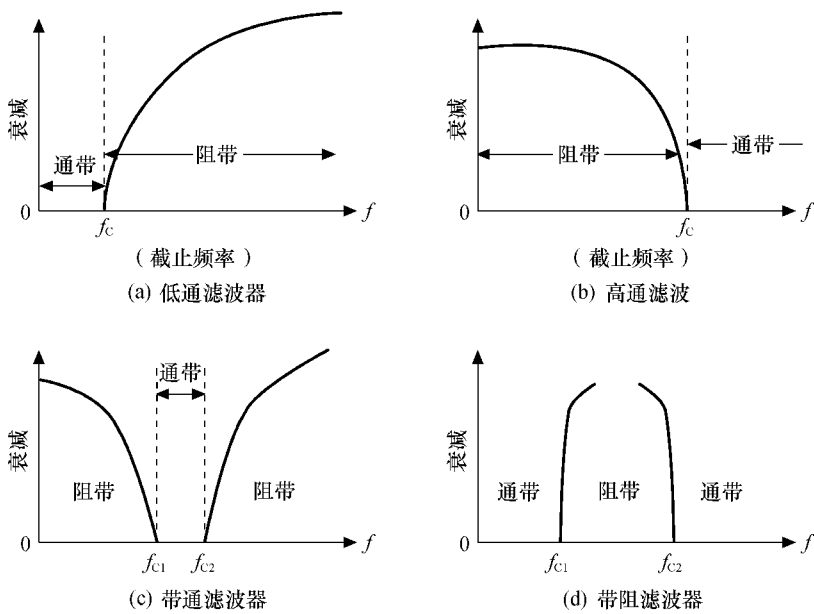


图 3-3 4 种滤波器的频率特性曲线

4. 干扰滤波器设计考虑

由于干扰滤波器的特殊要求，在设计和选用干扰滤波器时应注意如下所述问题。

- (1) 频率特性：首先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。所采用的干扰滤波器，应在宽带范围内，对共模和差模干扰均有很大的插入损耗，以抑制所有的乱真信号。
- (2) 耐压性能：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。当输入电压是脉冲电压或电压变化范围很大时，滤波器满足额定电压要求尤为重要，因为当外加电压超过额定电压时，滤波器内的器件可能被击穿或烧毁。
- (3) 额定电流：滤波器连续通以最大额定电流时，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) 阻抗特性：为使工作时的滤波器频率特性与设计值相符合，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。如果信号源（干扰源）输出阻抗是未知值，或者该值在一个很大范围内变化，则为使滤波器具有一个比较稳定的滤波特性，可以在它们的输出端和输入端同时并接一固定电阻。
- (5) 屏蔽：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，滤波器的电容引线应尽量短，最好选用低引线电感的穿心电容器。
- (6) 可靠性：要有较高的工作可靠性。因为作为防护电磁干扰用的滤波器，其故障往往

比其他元件的故障更难找，因此滤波器要比其他器件的可靠性要求高一些，如耐压、漏电流、绝缘、温升等性能，应满足相应的国家标准。

#### 5. 干扰滤波器的安装考虑

滤波器对电磁干扰的抑制作用不仅取决于滤波器本身的设计和它的实际工作条件，而且在很大程度上还取决于滤波器的安装。滤波器的安装正确与否对其插入损耗特性影响很大，只有安装位置恰当，安装方法正确，才能对干扰起到预期的滤波作用，在安装滤波器时应考虑下面几个问题：

(1) 安装位置。滤波器安装在干扰源一侧还是安装在受干扰对象一侧应由干扰的侵入途径而定。例如当只有一个干扰源影响多个敏感设备时，应在干扰源一侧接入一个滤波器，如果将滤波器接在敏感设备一侧，将需要多个滤波器；反之，如果只有一个敏感设备，而有多多个干扰源，则滤波器应安装在敏感设备一侧。因此，在干扰源数目较小的情况下应将滤波器接入干扰源一侧。这种接法的优点使干扰局限在干扰源附近，可降低对低电子线路的屏蔽要求。此外，如果干扰来自电源线的辐射，应在电源出口处加以滤波，否则辐射干扰将通过各种耦合途径达到敏感设备。

(2) 输入和输出侧的配线之间必须屏蔽隔离。滤波器的输入和输出侧的配线之间必须屏蔽隔离，引线应尽量短且不能交叉，否则两者之间的电磁耦合将旁路滤波器的作用，直接影响滤波效果。尤其在干扰源一侧安装滤波器时，更要尽量减小输入与输出间的耦合，以减少传导干扰及辐射干扰。

(3) 高频接地。滤波器应加屏蔽，其屏蔽体应与金属设备壳体良好搭接。若设备壳体是非金属材料，则滤波器屏蔽体应与滤波器地相连，并与设备地良好搭接。否则，高频接地阻抗将直接降低高频滤波效果。当滤波电容与地线阻抗谐振时，将产生很强的电磁骚扰。因此，滤波器的安装位置应尽量接近金属设备壳体的接地点，滤波器的接地线应尽量短。

(4) 搭接方法。一般将滤波器的屏蔽体外壳直接安装在设备的金属外壳上，以降低连接电阻。为了保证在任何情况下均有良好的接触，最好采用焊接、螺帽压紧等搭接方法。

(5) 电源线滤波器的安装。电源线滤波器应安装在敏感设备或者屏蔽体的入口处，并对屏蔽器加以屏蔽。

### 3.2 滤波器的分类及特性

滤波器的种类很多，根据不同的角度，有不同的分类，如下所述。

(1) 根据滤波原理可分为：反射式滤波器 (Reflective Filter) 和吸收式滤波器 (Dissipative Filter)。

(2) 根据工作条件可分为：有源滤波器 (Active Filter) 和无源滤波器 (Passive Filter)。

(3) 根据频率特性可分为：低通、高通、带通、带阻滤波器 (Low-pass Filter、High-pass Filter、Band-pass Filter、Band-reject Filter)。

(4) 根据使用场合可分为：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、印刷电路板专用微型滤波器等。

(5) 根据用途可分为：信号选择滤波器和电磁干扰滤波器两大类。

下面着重从原理上介绍反射式滤波器、吸收式滤波器和铁氧体环与穿心电容的滤波。

3.2.1 反射式滤波器

反射式滤波器通常由电抗元件，如电感器和电容器组合构成（理想情况，这些元件是无耗的），使在滤波器的通带内提供低的串联阻抗和高的并联阻抗，而在滤波器的阻带内提供大的串联阻抗和小的并联阻抗，也就是对干扰电流建立起一个高的串联阻抗和低的并联阻抗。反射滤波器是通过把不需要的频率成分的能量反射回信号源而达到抑制的目的。

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，是用来控制高频电磁干扰的。例如，电源线滤波器是低通滤波器，当直流或市电频率电流通过时，没有明显的功率损失，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出电路中的滤波器通常是低通滤波器，使其基波信号频率能通过而谐波和其他乱真信号受到衰减。在数字设备中，用低通滤波器滤除脉冲信号中的高次谐波。

低通滤波器的种类很多，按照元器件的个数分，有一阶和多阶之分，滤波器的阶数越高，过滤带越短。

按照其电路形式可分为并联电容滤波器、串联电感滤波器及 L 型、II 型和 T 型滤波器等。其结构与插入损耗叙述如图 3-4 和图 3-5 所示。

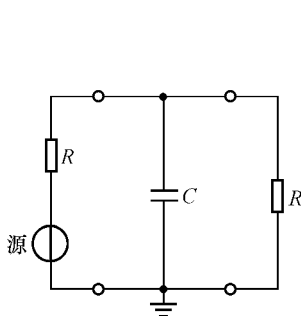


图 3-4 并联电容滤波器

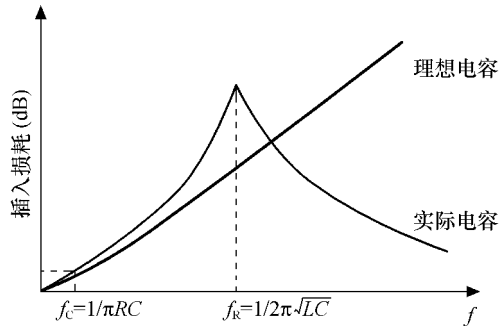


图 3-5 并联电容滤波器的插入损耗

(1) 并联电容滤波器

并联电容滤波器是最简单的低通 EMI 滤波器，通常连接于携带干扰的导线与回路地线之间，如图 3-4 所示。它用来旁路高频能量，流通期望的低频能量或者信号电流。

其插入损耗为：

$$L_{in} = 10\lg(1 + (\pi fRC)^2) \quad (\text{dB}) \tag{3-2}$$

式中， $f$  是频率，单位 Hz； $C$  是电容量，单位是 F； $R$  是连接滤波器两端的电阻，单位是  $\Omega$ 。图 3-5 显示了并联电容滤波器的插入损耗与频率的关系。

但由于实际的电容器引线上存在电感，因此其衰减曲线是 LC 串网络的衰减曲线。在某一点频率上会发生谐振（谐振频率  $f_R$ ），超过谐振点后，电容器呈现电感的阻抗特性，即频率越高，阻抗越大。当干扰频率超过谐振点后，频率越高，滤波效果越差。这在实际工程中必须引起足够的重视。要滤除高频的电磁干扰，一定要使电容器的谐振频率高于干扰频率。但有时也利用电容的这个特性对特定频率的干扰进行有效的滤波。通过调整谐振点，使谐振点在干扰频率附近。

提高谐振频率的方法是减小引线电感和电容。但有时为了滤除频率较低的干扰信号必须



使用较大的电容。因此减小引线电感才是最有效的方法。

要滤除频率较低的干扰需要使用容量较大的电容，而电容的容量大，谐振频率低，对高频干扰的滤波效果变差。为了提高高频的滤波效果，要使用容量较小的电容器，而这个电容器对低频干扰的滤波效果又较差。

怎样兼顾高频和低频的滤波要求？用一个大电容和一个小电容并联起来是一个解决方案。但需要注意的是，在大电容的谐振频率和小电容的谐振频率之间，大电容呈现电感特性，小电容呈现电容特性，实际是一个 LC 并联网络，这个 LC 并联网络在谐振频率上会发生并联谐振，导致其阻抗为无限大，这时滤波器的旁路效果很差，滤波性能很差。如果刚好在这个频率上有较强的干扰频率，就会出现干扰问题。

选用适当种类的电容也是十分重要的。作为滤波器元件，不同类型的电容器特性如下所述。镀金属纸介质电容器（Metalized Paper Capacitor）物理尺寸小，射频旁路能力差（因为引线电容器之间有高接触电阻）。在小于 20MHz 的频率范围内，可以使用标准铝箔卷绕电容器（Standard Wound Aluminum Foil Capacitor），超出此频率范围，电容和引线长度限制其使用。云母和陶瓷电容器（Mica and Ceramic Capacitor）的容量与体积的比值很高，串联电阻小，电感值小，具有相当稳定的频率、容量特性，适用于电容量小、工作频率高（高于 200MHz）的场合。穿芯电容器（Feed-through Capacitor）高频性能好，具有大约 1 GHz 以上的谐振频率，电感值小，工作电流和电压可以很高，有 3 个端子。

电解电容器（Electrolytic Capacitor）用于直流滤波。电解电容器是单极器件，其高损耗因数或者串联电阻使其不能作为射频滤波元件。直流电源输出端的射频旁路需要使用电解电容器。钽电解电容器的容量与体积的比值大，串联电阻、电感小，温度稳定性好，适用于工作频率小于 25 kHz 的场合。

陶瓷电容具有较好的高频特性，可用在干扰滤波上。但陶瓷电容的容量随着工作电压、电流频率、时间和环境温度等变化，这是必须注意的。

(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 3-6 所示。

其插入损耗为

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

式中， $L$  是电感量，单位是 H； $R$  是接在滤波器两端的电阻，单位是  $\Omega$ ； $f$  是频率，单位是 Hz。

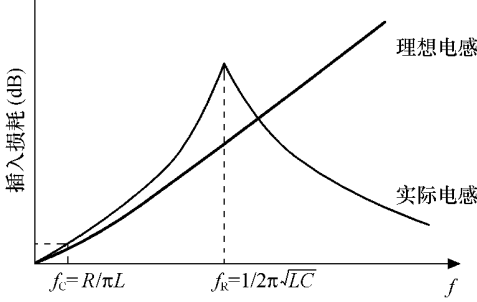


图 3-7 串联电感滤波器的插入损耗

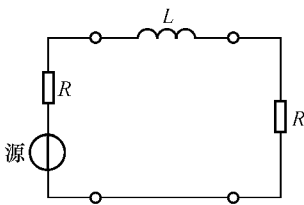


图 3-6 串联电感滤波器

是 Hz。图 3-7 显示了串联电感滤波器的插入损耗与频率的关系。

实际的电感绕组中总是存在电阻和电容的，因此实际电感可以等效为电感与电阻串联再与电容并联。

电感与寄生电容会形成并联谐振，在谐振点，阻抗非常大，因此滤波器的插入损耗非常大。在谐振点以上，电感的特性已经与电容相同，随着频率

升高而降低。因此一般电感的高频滤波性能不是很好。也可以利用谐振点上阻抗很大的特性，对特定频率的干扰进行有效地抑制。

电感可以是空心的，也可以是绕在高导磁率材料上的，如铁氧体、铁镍合金等。空心电感的最大好处是不会发生饱和，同时电感量随频率稳定，但由于磁力线发散到空间，会造成较强的干扰。带磁芯的电感由于磁力线集中在磁芯中，因此对外界的干扰较少。但正是由于这一特性，它容易受到外界干扰的影响。另外，当流过电感的电流较大时，磁芯会发生饱和，并且电感量随频率和工作电流变化。

要拓宽电感的频率范围，可以采用上述电容并联的思路，将两个谐振点不同的电感串联起来。对于要求较高的滤波器，可以将一个大电感分解成一个较大的电感和若干电感量不同的小电感，将这些电感串联起来，可以使电感的带宽扩展，但这付出的代价是元件的体积和成本增大。另外，要注意与电容并联同样的问题，即引入了额外的串联谐振点。谐振点上电感的阻抗很小。当要求较低时，也可以在同一个磁芯上将电感分段绕制。

(3) L 型滤波器

L 型滤波器的电路结构如图 3-8 所示。如果源阻抗与负载阻抗相等，L 型滤波器的插入损耗与电容器插入线路的方向无关。当源阻抗不等于负载阻抗时，通常将获得最大插入损耗。电容器并联，阻抗更高。

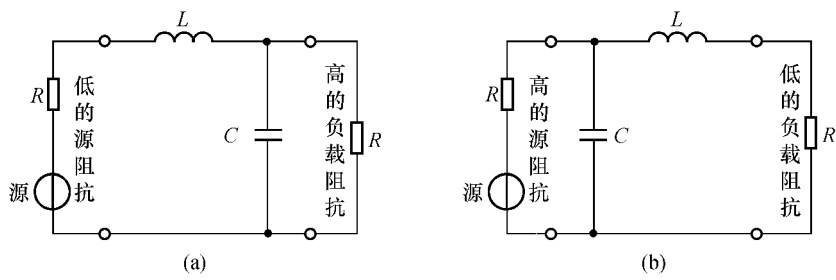


图 3-8 L 型滤波器

对于 L 型滤波器，源阻抗与负载阻抗相等时的插入损耗为：

$$L_{in} = 10\lg \left\{ \frac{1}{4} \left[ (2 - \omega^2 LC)^2 + \left( \omega CR + \frac{\omega L}{R} \right)^2 \right] \right\} \quad (\text{dB}) \quad (3-4)$$

(4) Π 型滤波器

Π 型滤波器的电路结构如图 3-9 所示，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。

Π 型滤波器的插入损耗为：

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

Π 型滤波器抑制瞬态干扰不是十分有效。采用金属壳体屏蔽滤波器能够改善 Π 型滤波器的高频性能。对于非常低的频率，使用 Π 型滤波器可提供高衰减，如屏蔽室的电源线滤波。

(5) T 型滤波器

T 型滤波器的电路结构如图 3-10 所示。T 型滤波器能够有效地抑制瞬态干扰，主要缺点是需要两个电感器，使滤波

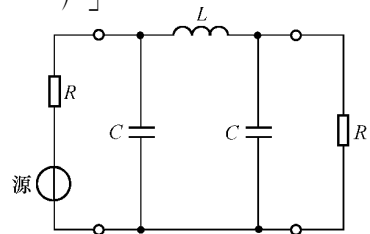


图 3-9 Π 型滤波器

器的总尺寸增大。

T型滤波器的插入损耗为：

$$L_{in} = 10 \lg \left[ (1 - \omega^2 LC)^2 + \left( \frac{\omega L}{R} - \frac{\omega^3 L^2 C}{2R} + \frac{\omega CR}{2} \right)^2 \right] \text{ (dB)} \quad (3-6)$$

## 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他低频外界干扰，高通滤波器的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终端和截止频率的高通滤波器时，其转换方法是：

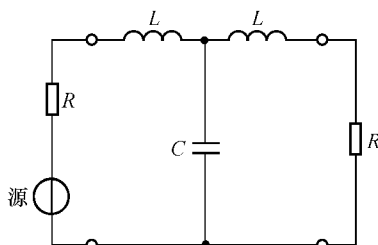


图 3-10 T型滤波器

(1) 把每个电感  $L$  (H) 转换成数值为  $\frac{1}{L}$  (F) 的电容  $C$ 。

(2) 把每个电容  $C$  (F) 转换成数值为  $\frac{1}{C}$  (H) 的电感  $L$ 。

例如，5H 的电感换成 0.5F 的电容，10F 的电容换成 0.1H 的电感，图 3-11 给出了两种由低通滤波器向高通滤波器转换的例子。

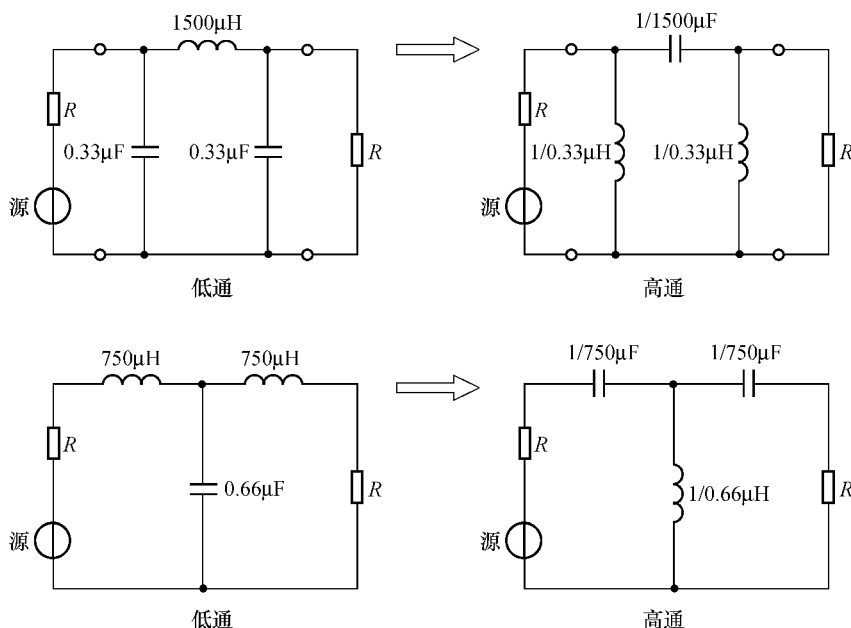


图 3-11 由低通滤波器向高通滤波器的转换

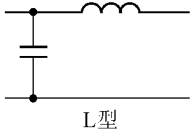
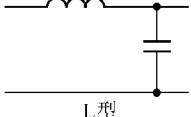
## 3. 带通滤波器与带阻滤波器

带通滤波器是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。带阻滤波器是对特定的窄带内的干扰能量进行抑制，带阻滤波器通常是串联于干扰源与干扰对象之间，也可将一带通滤波器并接于干扰线与地之间来达到带阻滤波的作用。

反射式滤波器的各种滤波器的应用选择，由滤波器型式、干扰源阻抗和干扰对象阻抗（负载阻抗）之间的组合关系确定。使用电源干扰抑制滤波器时，遵循输入端、输出端最大

限度失配的原则，以求获得最佳抑制效果，如表 3-1 所示。当源阻抗和负载阻抗都比较小时，应选用 T 型或者串联电感型滤波器；当源阻抗和负载阻抗都比较大时，应选用 II 型滤波器或者并联电容滤波器；当源阻抗和负载阻抗相差较大时，应选用 L 型滤波器。

表 3-1 滤波器的应用选择

| 源 阻 抗 | 负载阻抗（干扰对象） | 滤波器类型                                                                                     |
|-------|------------|-------------------------------------------------------------------------------------------|
| 低阻抗   | 低阻抗        | 串联电感型<br>T 型                                                                              |
| 高阻抗   | 高阻抗        | 并联电容型<br>II 型                                                                             |
| 高阻抗   | 低阻抗        | <br>L 型 |
| 低阻抗   | 高阻抗        | <br>L 型 |

4. 有源滤波器

上述用无源元件制造的电磁干扰滤波器有时庞大而笨重，使用晶体管的有源滤波器可以不需要过大的体积和重量就能提供较大值的等效  $L$  和  $C$ 。对低频低阻抗电源电路用有源滤波器更为合适。此滤波器的特点是尺寸小，重量轻，功率大，有效抑制频带宽。这种滤波器通常有 3 种类型，如图 3-12 所示。

(1) 有源电感滤波器

模拟电感线圈的频率特性，给干扰信号一个高阻抗电路，称作有源电感滤波器。

(2) 有源电容滤波器

模拟电容器的频率特性，将干扰信号短路到地，称作有源电容滤波器。

(3) 对消滤波器

一种能产生与干扰电源幅值同样大小、方向相反的电流，通过高增益反馈电路将电磁干扰对消掉的电路称作对消滤波器。在交流电源线中，采用对消干扰技术是最有效的方法。对消滤波器具有很高的效能，通过自动调谐器把滤波器的频率调到电源频率上，使滤波器仅能通过电源频率的信号，即使负载和源阻抗很低（ $1\Omega$  以下）时，也可得到 30dB 的衰减值。若要得到更高的衰减值时，可将滤波器进行联级。

3. 2. 2 吸收式滤波器

吸收式滤波器是由有耗元件构成的，它通过吸收不需要频率成分的能量（转化为热能）来达到抑制干扰之目的。因为尽管一些滤波器的输入输出阻抗可指望在一个相当宽的频率范围内与指定的源和负载阻抗相匹配，但在实际中这种匹配情况往往不存在。例如，电源滤波器几乎总不能实现与其连续的电源线阻抗相匹配。另一个例子是发射机谐波滤波器的设计，一般是使其在基频上与发射机的输出阻抗相匹配，而不一定在它的谐波频率上匹配。

正因为存在这种失配，所以很多时候当把一个滤波器插入传输干扰的线路时，实际上在

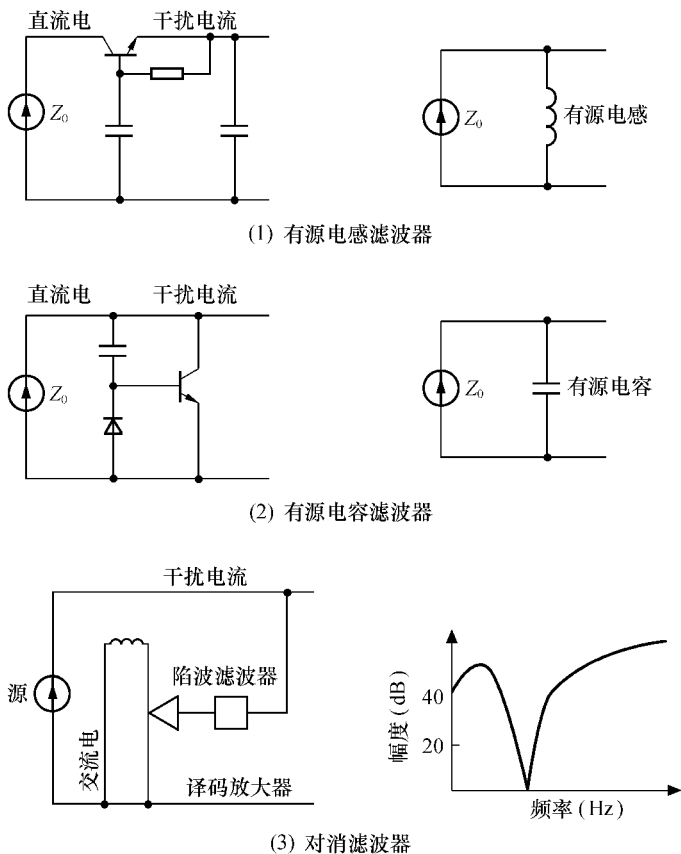


图 3-12 有源电磁干扰滤波器

线路上将形成干扰电压的增加而不是减小。这个缺陷存在于所有低损耗元件构成的滤波器中。这正是反射滤波器的缺点。因为，当滤波器和源阻抗不匹配时，一部分有用能量将被反射回能源，这将导致干扰电平的增加而不是减小，因而促使了吸收滤波器的产生，即用吸收滤波器来抑制不需要的能量（使之转化为热耗）。

1. 有损耗滤波器

为了消除 LC 型低通滤波器的频率谐振和要求终端负载阻抗匹配的弊端，使电磁干扰滤波器能在较宽的频率范围里具有较大的衰减。人们根据介电损耗和磁损耗原理研究出一种损耗滤波器。其基本原理是选用具有高损耗系数或高损耗角正切的电介质，把高频电磁能量转换成热能。在  $50\Omega$  测试系统里，具有高损耗系数的电介质的截止频率大于  $10\text{MHz}$ 。有一种具有电气密封的损耗石墨，截止频率可达到  $10\text{GHz}$ 。

有损耗滤波器通常做成具有媒质填充或涂覆的传输线形式，媒质材料可以是铁氧体材料或其他的损耗材料。例如，取一段短的铁氧体管，在其内表面和外表面上，以紧密接触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，而且随频率的增加而迅速增大，因此可作为低通滤波器，广泛地用于对电源线的滤波。图 3-13 给出了两个铁氧体管制成的吸收滤波器的插入损耗曲线。两个铁氧体管外径均为  $1.5\text{cm}$ 、内径均为  $0.95\text{cm}$ ，只是长度不同，一个为  $7.5\text{cm}$ ，另一个为  $15\text{cm}$ 。由图 3-13 可见，滤波器的截止频率与铁氧体管的长度成反比。

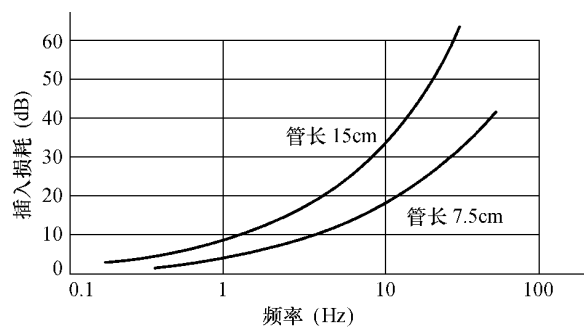


图 3-13 铁氧体管的插入损耗与频率的关系

2. 电缆滤波器

电缆滤波器是将铁氧体材料填充在电缆里制成的滤波器。例如，将铁氧体材料填充在同轴线内外导体间，可以构成有耗同轴电缆，如图 3-14 所示。电缆滤波器的特点是体积小，具有理想的高频衰减特性，只需较短的一段有耗电缆就可以获得预期的滤波效果。

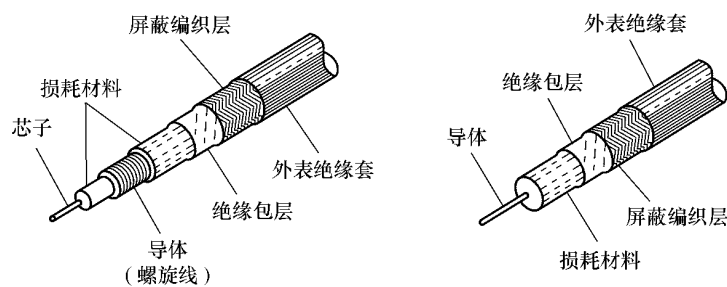


图 3-14 有耗同轴电缆的典型结构

3. 组合滤波器

将吸收式滤波器与反射式滤波器串联起来组合使用，可达到更好的滤波效果。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，在低通反射式滤波器前面接入一小段同轴线，在同轴线内外导体之间填充 6 : 1 的铁粉和环氧树脂组合介质材料。这一组合滤波器的频率特性如图 3-15 所示。显然，它的衰减特性有陡峭斜率，而阻带的衰减也明显地改善了。

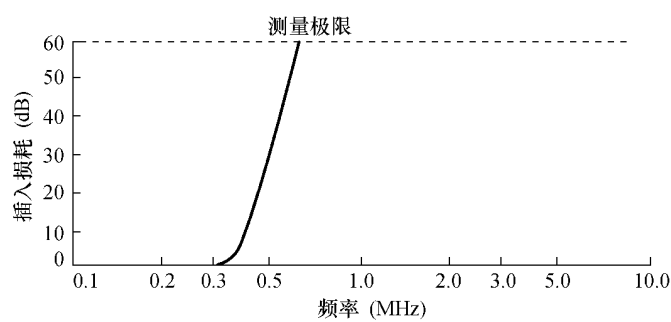


图 3-15 接入有耗线后低通反射滤波器的频率特性

3.2.3 滤波连接器

滤波连接器是从无引线、通过式电容概念引申来的，电容器安装在滤波连接器的每个管

脚上。在有些滤波连接器中，每个管脚还装有一个小铁氧体环，这样就形成了 L 型（C-L）滤波器或 II 型（C-L-C）滤波器。有些元件还使用了多层陶瓷介质电容阵列。有些连接器是阴阳适配器形式的。

一种比较好的选择是：用一个滤波器插件将一个无滤波功能的连接器迅速升级为一个滤波连接器（如图 3-16 所示）。滤波插件是一个薄的、有弹性的晶片，边上带有接触手指，可以嵌入标准连接器壳内，但连接器外壳必须是金属的并且要接地。该器件应用于从 10MHz~1GHz 以上减少带外发射的问题。

将铁氧体直接组装到电缆连接器内也可以构成滤波连接器，如图 3-17 所示。它在 100 MHz~10GHz 的频率范围内可获得 60dB 以上的衰减。

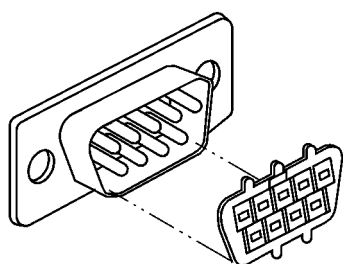


图 3-16 用电容滤波片将无滤波功能的插座升级为滤波插座

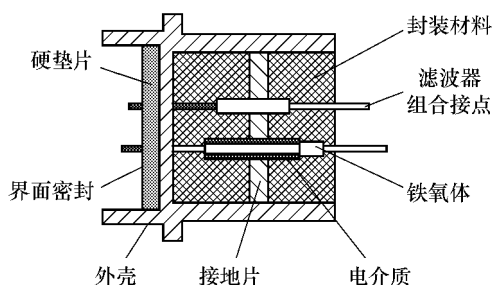


图 3-17 将铁氧体组装到电缆连接器内的滤波连接器

### 3.2.4 铁氧体抑制电磁干扰的应用

铁氧体是一种立方晶格结构的亚铁磁性材料。它的制造工艺和机械性能与陶瓷相似。但颜色为黑灰色，故又称黑磁性瓷。铁氧体的分子结构为  $\text{MO} \cdot \text{Fe}_2\text{O}_3$ ，其中 MO 为金属氧化物，通常是 MnO 或 ZnO。铁氧体材料是一种广泛应用的有耗器件，能将电磁骚扰的能量吸收后转化为热损耗，而起到滤波作用，可用来构成吸收式低通滤波器。

在抑制电磁干扰（骚扰）应用方面，对铁氧体性能影响最大的是铁氧体材料的特性——磁导率，它直接与铁氧体芯的阻抗成正比。铁氧体一般通过 3 种方式来抑制无用的传导或辐射信号。

（1）不太常用的是将铁氧体作为实际的屏蔽层来将导体、元器件或电路与环境中的散射电磁场隔离开。

（2）将铁氧体用作为电感器，以构成低通滤波器，在低频时提供感性—容性通路，而在较高频率时损耗较大。

（3）最常用的方式是将铁氧体芯直接用于元器件的引线或线路板级电路上。在这种应用中，铁氧体芯能抑制任何寄生振荡和衰减感应或传输到元器件引线上或与之相连的电缆线中的高频无用信号。

在第 2 和第 3 种方式中，铁氧体芯通过消除或极大地衰减电磁干扰（骚扰）源的高频电流，来抑制传导骚扰。采用铁氧体，能提供足够高的高频阻抗来减小高频电流。从理论上讲，理想的铁氧体能在高频段提供高阻抗；而在所有其他频段上提供零阻抗。但实际上，铁氧体芯的阻抗是依赖于频率的，在频率低于 1MHz 时，其阻抗最低，对于不同的铁氧体材料，最高阻抗出现在 10~500MHz 之间。

铁氧体电磁干扰（骚扰）抑制元件有着各种各样的规格、尺寸、形状，如铁氧体磁环、铁氧体磁珠、多孔磁珠、表面贴装磁珠等。铁氧体抑制元件广泛应用于 PCB（印刷电路板），电源线和数据线上。

### 1. 铁氧体抑制元件在 PCB 上的应用

EMI 设计的首要方法是抑源法，即在 PCB 上的 EMI 源处将 EMI 抑制掉。这个设计思想是将干扰（骚扰）限制在小的区域，避免高频干扰（骚扰）耦合到其他电路，而这些电路通过连线可能产生更强的辐射。

PCB 上的 EMI 源来自周期开关的数字电路。其高频电流在电源线和地之间产生一个共模电压降，造成共模干扰。电源线或信号线会将 IC 开关的高频噪声（骚扰）传导或辐射出去。在电源线和地之间加一个去耦电容，使高频噪音短路，但是去耦电容常常会引起高频谐振，造成新的干扰。在电路板的电源进口加上铁氧体抑制磁珠会有效地将高频噪音（骚扰）衰减掉。

### 2. 铁氧体抑制元件在电源线上的应用

电源线会把外界电网的干扰、开关电压的噪音（骚扰）传到主机。在电源的出口和 PCB 电源线的入口设置铁氧体抑制元件，既可抑制电源与 PCB 之间的高频干扰的传输，也可抑制 PCB 之间高频噪音（骚扰）的相互干扰。

值得注意的是，在电源线上应用铁氧体元件时有 DC 偏流存在。铁氧体的阻抗和插入损耗随着 DC 偏流的增加而减少。当偏流增加到一定值时，铁氧体抑制元件会出现饱和现象。在 EMC 设计时要考虑饱和或插入损耗降低的问题。铁氧体的磁导率越低，插入损耗受 DC 偏流的影响越小，越不易饱和。所以用在电源线上的铁氧体抑制元件，应选择磁导率低的材料和横截面积大的元件。

当偏流较大时，可将电源的出线（AC 的火线，DC 的中线）与回线（AC 的中线，DC 的地线）同时穿入一个磁管。这样可避免饱和，但这种方法只抑制共模噪音。

### 3. 铁氧体抑制元件在信号线上的应用

铁氧体抑制元件最常应用于信号线，例如在计算机中，EMI 信号会通过主机到键盘的电缆传入到主机的驱动电路，而后耦合到 CPU，使 CPU 不能正常工作。主机的数据或噪音也可通过电缆线传出去。铁氧体磁珠可用在驱动电路与键盘之间，将高频噪音（骚扰）抑制。由于键盘的工作频率在 1MHz 左右，数据可以几乎无损耗地通过铁氧体磁珠。

扁平电缆也可用专用的铁氧体抑制元件，将噪音抑制在其辐射之前。

### 4. 铁氧体磁环的应用

管状铁氧体磁环提供了一种抑制通过导线的不需要的高频噪声或正弦成分（振荡）的既简便又经济的方法。当导线穿过磁环时，在磁环附近的一段导线将具有单匝扼流圈的特性，在低频时具有低的阻抗。这个阻抗随着流过电流的频率升高而增大，在一个宽的高频带内，具有适中的高阻抗，以阻止高频电流的流通，因此可构成低通滤波器。

将磁环加长或把几个磁环同时穿入导线，则这段导线的等效电感和电阻值，将随磁环长度增大而增大，如果将导线绕上几圈，穿过磁环，则总电感和总电阻值将随圈数的平方而加大。不过，圈数的增加、匝间分布电容的存在和增大，使对高端频率的抑制作用随之下降，所以多匝线圈的应用只在相对低的频率上最有效。

上面是单根导线穿过磁环的情况，此时磁环虽然对高频干扰加以抑制，但对信号也有衰



减作用。近来已出现用于导线对的大型磁环，如图 3-18 所示，图中的磁环既可抑制共模电流，又不影响有用信号。由图 3-18 可见，磁环对共模干扰的插入损耗为：

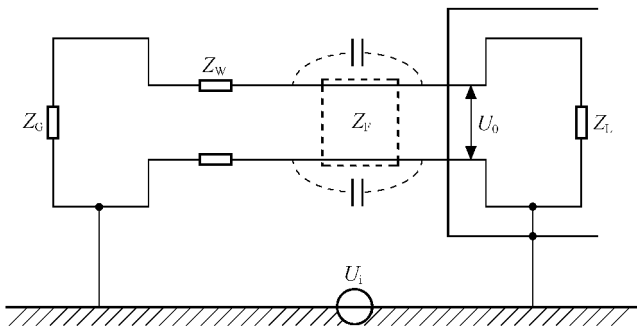


图 3-18 用于导线对的共模磁环

$$L_{in} = 20\lg \left| \frac{\frac{U_0}{U_i}(\text{无磁环})}{\frac{U_0}{U_i}(\text{有磁环})} \right| \quad (\text{dB}) \tag{3-7}$$
$$= 20\lg \left| 1 + \frac{Z_F}{Z_L + Z_W + Z_G} \right|$$

式中， $Z_L$  为负载阻抗， $Z_W$  为传输线阻抗， $Z_G$  包括信号源的内阻及接地阻抗， $Z_F$  为铁氧环所呈现的阻抗。由（3-7）式可见， $|Z_F|$  比回路阻抗  $|Z_L + Z_W + Z_G|$  越大，铁氧体环对共模干扰的抑制作用就越强。

5. 铁氧体抑制元件的选择与安装

铁氧体抑制元件有多种材料和各种形状、尺寸供选择。为选择合适的抑制元件，使对噪音（骚扰）的抑制更有效，设计者必须知道需要抑制的 EMI 信号的频率和强度，要求抑制的效果即插入损耗值以及允许占用的空间包括内径、外径和长度等尺寸。

（1）铁氧体材料的选择

不同的铁氧体抑制材料，有不同的最佳抑制频率范围，与磁导率有关。通常材料的磁导率越高，适用抑制的频率就越低。表 3-2 是常用的几种抑制铁氧体材料的适用频率范围。

表 3-2 常用的几种抑制铁氧体材料的适用频率范围

| 磁 导 率 | 最佳抑制频率范围     | 磁 导 率 | 最佳抑制频率范围    |
|-------|--------------|-------|-------------|
| 125   | >200MHz      | 2500  | 10MHz~30MHz |
| 850   | 30MHz~200MHz | 5000  | <10MHz      |

在有 DC 或低频 AC 偏流情况下，要考虑到抑制性能的下降和饱和，尽量选用磁导率低的材料。

（2）铁氧体抑制元件尺寸的选择

铁氧体材料选定之后，需要选定抑制元件的形状和尺寸。抑制元件的形状和尺寸会影响对噪音抑制的效果。

一般来说，铁氧体的体积越大，抑制效果越好。在体积一定时，长而细的形状比短而粗

的形状的阻抗要大，抑制效果更好。但在有 DC 或 AC 偏流的情况下，要考虑到饱和问题。铁氧体抑制元件的横截面积越大，越不易饱和，可承受的偏流越大。另外，铁氧体的内径越小，抑制效果越好。

总之，铁氧体抑制元件选择的原则是，在使用空间允许的条件下，选择尽量长、尽量厚和内径尽量小的铁氧体抑制元件。

(3) 铁氧体抑制元件的安装

同样的铁氧体抑制元件，由于安装的位置不同，其抑制效果会有很大区别。在大部分情况下，铁氧体抑制元件应安装在尽可能接近干扰源的地方。这样可以防止噪音耦合到其他地方，在那些地方可能噪音更难以抑制。但是在 I/O 电路，在导线或电缆进入或引出屏蔽壳的地方，铁氧体器件，应尽可能靠近屏蔽壳的进出口处，以避免噪音在经过铁氧体抑制元件之前耦合到其他地方。

铁氧体磁管穿在电缆上后要用热缩管封好。

3.2.5 穿心电容滤波

穿心电容是用薄膜卷绕的短引线电容，如图 3-19 所示，由于普通的小型陶瓷电容器的引线电感及其自身电容在高频时产生谐振，使其不适用于高频情况，而穿心电容的物理结构，使其自谐振频率可达 1GHz 以上，因此可用于高频滤波。加之穿心电容安装方便，价格较低，因此在电磁兼容技术中应用很多，图 3-20 给出了穿心电容的插入损耗，图 3-21 给出了穿心电容对高频共模干扰的旁路作用。

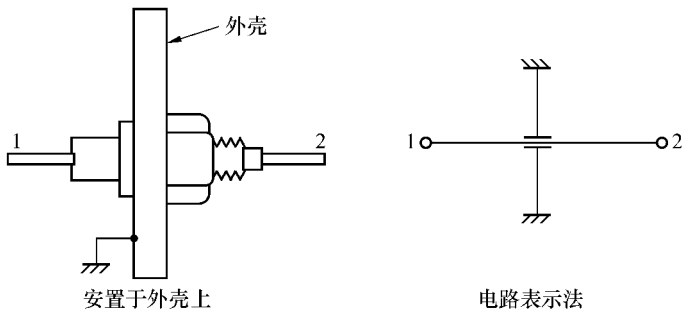


图 3-19 穿心电容

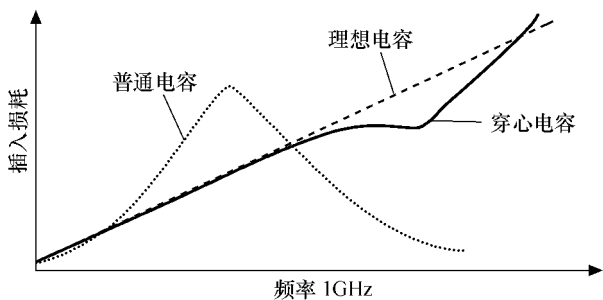


图 3-20 穿心电容的插入损耗

穿心电容与磁环经常一起用于抑制高频干扰，例如，一电动机碳刷发出的高频干扰将向外辐射或通过接线端传导至低电平电路，解决该问题的措施是首先加屏蔽层防止辐射耦合，

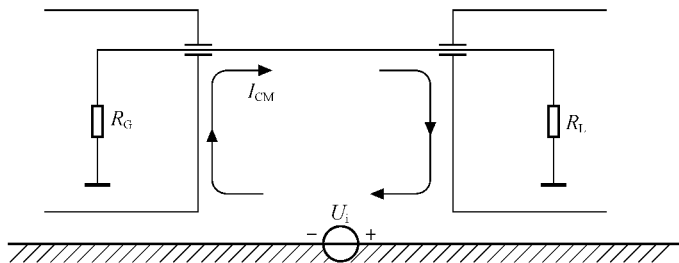


图 3-21 穿心电容对共模电流的旁路

然后将磁环与穿心电容加于导线上，穿心电容安装在屏蔽层上，如图 3-22 所示。由穿心电容和磁环所组成的高频滤波电路，将有效抑制干扰的高频耦合。

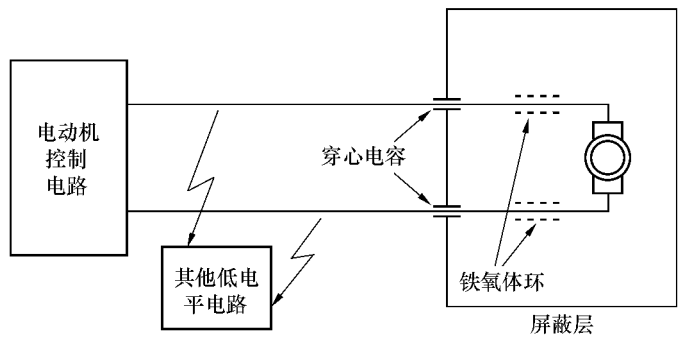


图 3-22 铁氧体环与穿心电容的组合应用

3.3 电源线滤波器

电源线 EMI 滤波器实际上是一种低通滤波器，它毫无衰减地把直流、50Hz、400Hz 等的直流或低频电源功率传送到设备上去，却大大衰减经电源传入的骚扰信号，保护设备免受其害。同时，又能大大抑制设备本身产生的骚扰信号，防止它进入电源，污染电磁环境，危害其他设备。电源线滤波器的重要指标是共模干扰和差模干扰的插入损耗。

3.3.1 共模干扰（骚扰）和差模干扰（骚扰）信号

电源线电磁干扰（骚扰）分为两类，共模骚扰信号与差模骚扰信号（如图 3-23 所示）。其中把相线（L）与地（E）、中线（N）与地（E）间存在的骚扰信号称之为共模（Common Mode）骚扰信号，即图 3-23 中的电压  $U_{NE}$  和  $U_{LE}$ ，对 L、N 线而言，共模骚扰信号可视为在 L 线和 N 线上传输的电位相等，相位相同的噪音信号。把 L 与 N 之间存在的骚扰信号称作差模（Differential Mode）骚扰信号，即图 3-23 中的电压  $U_{LN}$ ，也可把它视为在 L 和 N 线上有  $180^\circ$  相位差的共模骚扰信号。对任何电源系统内的传导骚扰信号，都可用共模和差模骚扰信号

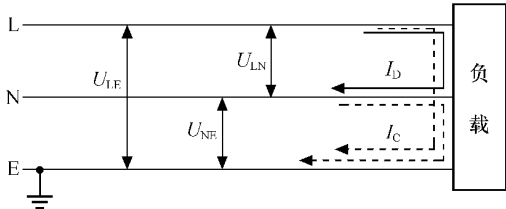


图 3-23 电源线上的共模与差模骚扰信号

来表示。并且可把 L-E 和 N-E 上的共模骚扰信号，L-N 上的差模骚扰信号看作独立的骚扰源，把 L-E、N-E 和 L-N 看作独立网络端口，以便分析和处理骚扰信号和有关的滤波网络。

3.3.2 电源线滤波器的网络结构

如前所述，电源线上呈现的干扰有两部分：共模电流和差模电流。为了抑制中线—地线、相线—地线和相线—中线间的共模骚扰和差模骚扰，电源线滤波器由许多 LC 低通网络构成，图 3-24 显示了电源线 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网络，该网络中有 2 个电感器， $L_1$  和  $L_2$ ；3 个电容器， $C_{Y1}$ 、 $C_{Y2}$  和  $C_X$ 。当把这个滤波器插入到被骚扰设备（负载）的供电电源入口处时，即把滤波器的（LINE）端接电源的进线，滤波器的（LOAD）端接被骚扰设备。这样， $L_1$ 、 $C_{Y1}$ 、 $L_2$  和  $C_{Y2}$ ，分别构成 L-E 和 N-E 两对独立端口间的低通滤波器，用来抑制电源系统内存在的共模骚扰信号， $C_{Y1}$ 、 $C_{Y2}$  也被称为共模电容。

其中， $L_1$  和  $L_2$  是绕在同一磁环上的两只独立线圈，称为共模扼流圈或共模线圈或共模扼流圈。它们所绕圈数相同，线圈绕向相反，致使滤波器接入电路后，两只线圈内电流产生的磁通在磁环内相互抵消，不会使磁环达到磁饱和状态，从而使两只线圈， $L_1$  和  $L_2$  的电感量值保持不变。但是，由于种种原因，如磁环的材料不可能做到绝对均匀，两只线圈的绕制也不可能完全对称等，使得， $L_1$  和  $L_2$  的电感量不相等。于是  $L_1$  和  $L_2$  之差（ $L_1 - L_2$ ）称为差模电感。它和  $C_X$  又组成 L-N 独立端口间的一只低通滤波器，用来抑制电源上存在的差模骚扰信号（ $C_X$  也被称为差模电容），从而实现对电源系统骚扰信号的抑制，保护电源系统内的设备不受其影响。

图 3-24 的电路是无源网络，它具有互易性。当电源线 EMI 滤波器安装在电源内后，它既能有效地抑制电源系统内存在的骚扰信号（即电子设备外部的骚扰信号）传入设备，又能大大衰减电子设备工作时本身产生的骚扰信号传向电源。

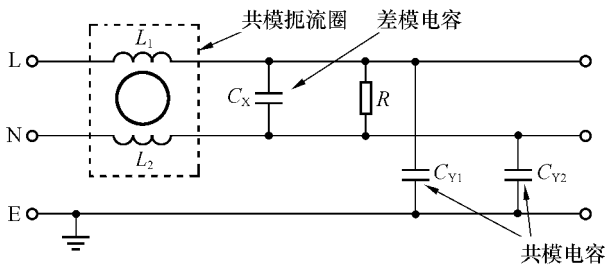


图 3-24 电源线 EMI 滤波器的基本电路图

3.3.3 电源线滤波器的安装

设计合理的电源线 EMI 滤波器，也可能因安装不当而降低它对骚扰信号的抑制能力。最常出现的问题有：

- （1）滤波器的输入端和它的输出端之间距离太近，且无隔离，因此存在明显的电磁耦合。这样一来，存在于滤波器某一端的骚扰信号会跳过滤波器对它的抑制，即不经过滤波器的衰减而直接耦合到滤波器的另一端去（如图 3-25 所示）。
- （2）滤波器的输入线过长，外面进来的干扰还没有经过滤波，就已经通过空间耦合的方式干扰到线路板上。而线路板上产生的干扰可以直接耦合到滤波器的输入线上，传导到机箱外面，造成超标的电磁发射（如图 3-26 所示）。

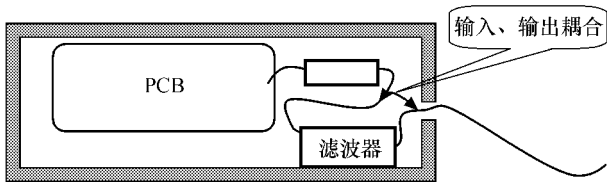


图 3-25 滤波器的错误安装 (1) —— 输入、输出靠得过近

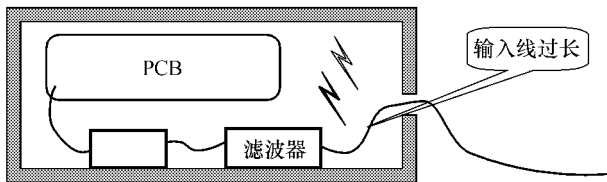


图 3-26 滤波器的错误安装 (2) —— 输入线过长

(3) 滤波器的外壳没连接到机壳上 (滤波器与机壳之间有绝缘层)。这是常见的安装错误，大部分滤波器内部的共模滤波电容连接到滤波器的金属外壳上，在安装时，通过将滤波器的金属外壳直接安装在机箱上实现滤波器的接地。在这种安装方式中，因滤波器的外壳没有与机壳连接，因此对于共模滤波电容悬空，起不到滤波的作用 (如图 3-27 所示)。

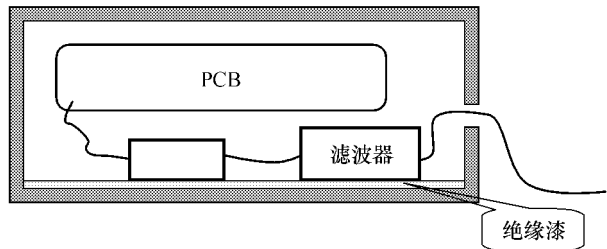


图 3-27 滤波器的错误安装 (3) —— 滤波器与机壳之间有绝缘层

当然一个补救措施是用导线将滤波器的外壳连接到机箱，但这种方式的效果较差，特别是滤波器的高频滤波效果会有较大下降。因为这种连接方式相当于延长了共模电容的引线。

电源线滤波器的正确安装方式是，滤波器的输入线很短，并且利用机箱将滤波器的输入端和输出端隔离开，滤波器与机壳之间接触良好。

采用这种安装方式必须要求滤波器的结构是特殊设计的。如果滤波器内用穿心电容做共模滤波电容，加上良好的内部隔离，并在滤波器与机箱之间使用电磁密封衬垫，滤波器的最高有效频率可以超过 1GHz (如图 3-28 所示)。

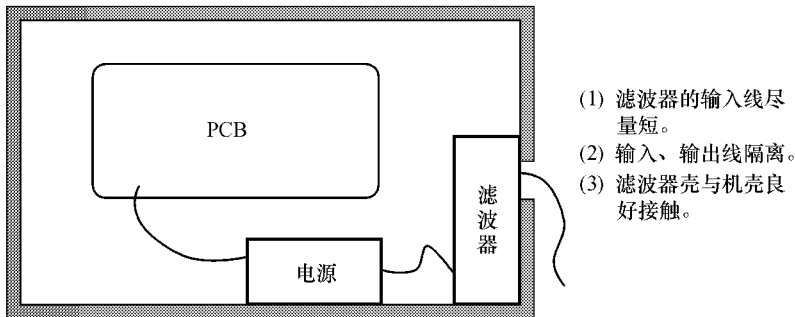


图 3-28 滤波器的正确安装

# 第 4 章 接地和搭接技术

接地技术是电磁兼容技术中的一项重要技术，也是任何电子、电气设备或系统正常工作时必须采取的重要技术。它不仅是保护设施和人身安全的必要手段，也是抑制电磁干扰，保障设备或系统电磁兼容性，提高设备或系统可靠性的重要技术措施。因为一些电路的电流需要经过地线形成回路，因而地线就是用电设备中该电路的公共导线。然而，任何导线（包括地线）都具有一定的阻抗（其中包括电阻和电抗），该公共阻抗使两个不同的接地点很难得到等电位。这样，公共阻抗使两接地点间形成一定的电压，从而产生接地干扰。恰当的接地方式可以为干扰信号提供低公共阻抗通路，从而抑制干扰信号对其他电子设备的干扰。因此，一方面，接地可引起接地阻抗干扰；另一方面，良好的接地还可抑制干扰。本章将讨论接地干扰的产生以及抑制接地干扰的技术措施。

## 4.1 地回路干扰

### 4.1.1 接地公共阻抗产生的干扰

两个不同的接地点之间存在一定的电位差，称为地电压。这是由于两接地点之间总有一定的阻抗，地电流流经接地公共阻抗，在其上产生了地电压，此地电压直接加到电路上形成共模干扰电压。例如，图 4-1 所示的接地回路，来自直流电源或者高频信号源的电流经接地面返回。由于接地面的公共阻抗非常小，所以在电路的性能设计时往往不予考虑。但是，对电磁干扰（骚扰）而言，在回路中必须考虑接地面阻抗的存在。

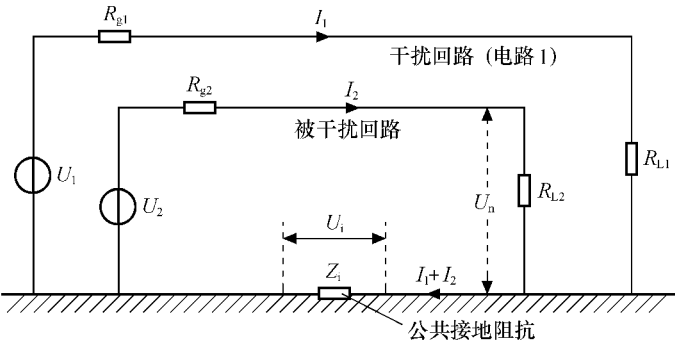


图 4-1 公共接地阻抗产生的电磁干扰

因此，在图 4-1 中所示的干扰回路和被干扰回路之间存在一个公共阻抗  $Z_i$ ，该公共阻抗上存在的电压为  $U_i = U_1 + U_2 = Z_i I_1 + Z_i I_2$ 。对被干扰回路而言， $Z_i I_1 = U_1$  是电磁骚扰电压，

而  $Z_i I_2 = U_2$  是对负载电压降的分压, 由于  $R_{L2} \gg |Z_i|$ , 因此, 一般情况下  $Z_i I_2$  对负载电压降的影响可以忽略不计, 仅考虑  $I_1$  所引起的电磁骚扰电压对负载的作用。如果不考虑被干扰回路的电流  $I_2$  在接地公共阻抗  $Z_i$  上的作用, 即令  $U_2 = 0$ , 则干扰回路 (电路 1) 中的电流  $I_1$  在接地公共阻抗  $Z_i$  上产生骚扰电压  $U_i = U_1$ , 此电压降使被干扰回路的负载  $R_{L2}$  受到干扰, 其干扰 (骚扰) 电压为:

$$U_n = \frac{Z_i R_{L2}}{(R_{g1} + R_{L1}) \cdot (R_{g2} + R_{L2})} U_1 \quad (4-1)$$

由此可知, 被干扰回路的负载  $R_{L2}$  受到的骚扰是电路 1 骚扰源  $U_1$  的函数。

#### 4.1.2 接地电流与地电压的形成

电子设备一般采用具有一定面积的金属板作为接地面, 由于各种原因在接地面上总有接地电流通过, 而金属接地板两点之间总存在一定的阻抗, 因而产生接地干扰电压。可见接地电流的存在是产生接地干扰的根源, 而接地电流产生的原因主要有以下 4 种。

##### 1. 由导电耦合而引起的接地电流

设备中的各级电路不可能总采用一点接地, 在许多情况下需采用两点接地或多点接地, 即通过两点或多点实现与接地面连接, 因此形成接地回路, 通过接地回路将流过接地电流, 如图 4-2 所示。

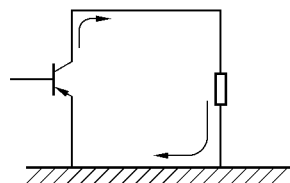


图 4-2 导电耦合的地电流回路

##### 2. 由电容耦合形成的接地电流

由于回路元件与接地面之间存在分布电容, 通过分布电容可形成接地回路, 电路中的电流总会有部分电流泄漏到接地回路中, 图 4-3 (a) 表示导电耦合和电容耦合而形成的接地回路, 并通过接地回路流过接地电流。图 4-3 (b) 表示在阻抗元件的高电位和低电位两点上的分布电容所形成的接地回路, 当该回路处于谐振状态时, 接地电流将很大。

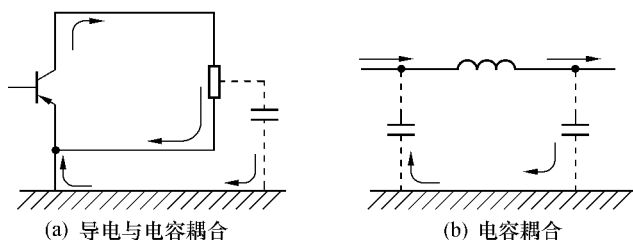


图 4-3 接地电流回路

##### 3. 由电磁耦合形成的感应地电流

当电路中的线圈靠近设备壳体时, 壳体相当于只有一匝的二次线圈。它和一次线圈之间形成变压器耦合, 机壳内因电磁感应将产生接地电流, 而且不管线圈的位置如何, 只要有变化磁通通过壳体, 就会产生感应地电流。

##### 4. 由金属导体的天线效应形成地电流

当有辐射电磁场照射到金属导体时, 由于接收天线效应使导体产生感应电动势, 如果金属体是箱体结构, 那么由于电场作用, 在平行的两个平面上将产生电位差, 使箱体有接地电流流过, 该金属箱体同回路相连时, 就会形成有接地电流通过的电流回路。

当两个用传输线连接的设备置于地面附近时，如图 4-4 所示。传输线的共模干扰将外界电磁场转换成回路中的共模干扰电压，虽然所形成的回路阻抗有高有低，但感应到回路中的干扰电压与阻抗无关，而导电耦合及电容耦合所形成的共地阻抗干扰电压与回路阻抗及电流有直接关系。

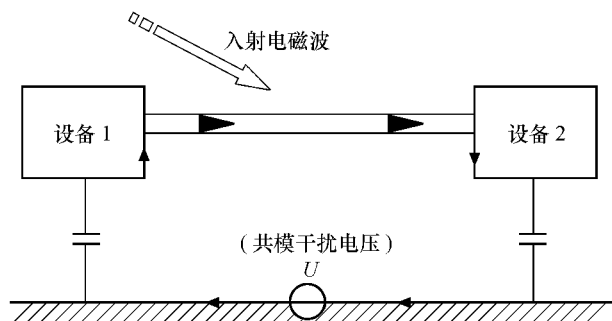


图 4-4 外界电磁波在传输线上形成的共模干扰

4.1.3 地回路干扰

从上述分析可以看出，由接地共阻抗以及传输导线或金属机壳的天线效应等因素在地回路中会形成骚扰电流与电压，该骚扰电压通过各种地回路感应到受害电路的输入端，而形成地回路干扰。

图 4-5 (a) 给出地环路干扰的实际电路，共模干扰电压  $U_i$ ，使回路  $ABCDEFGFGHA$  及  $ABCIJFGHA$  上流动干扰电流，由于这两个回路的阻抗不同，因此，该干扰电流在放大器

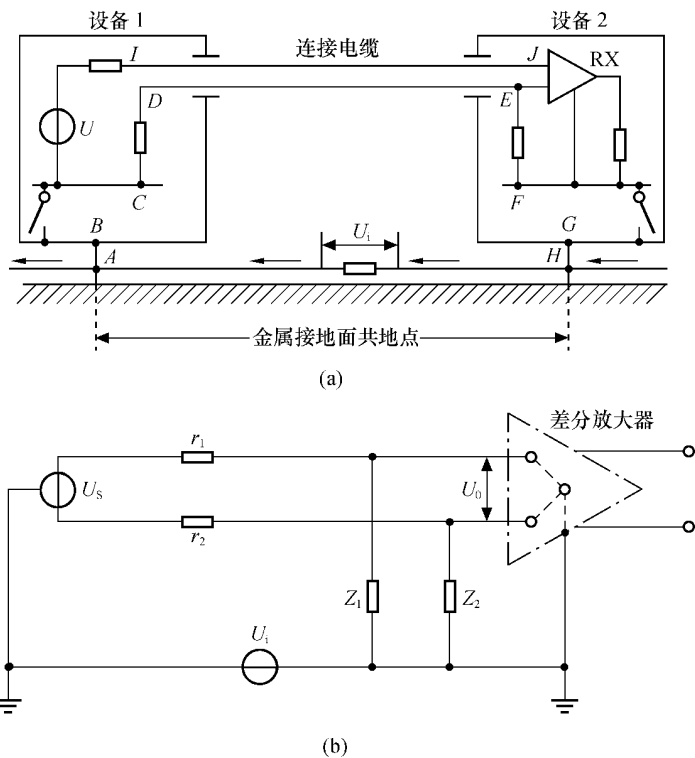


图 4-5 (a) 地回路干扰 (b) 分析地回路干扰的等效电路



输入端将会产生一干扰电压，图中所示的传输线及负载可为平衡型也可为非平衡型的，地回路干扰将以电路结构及传输线类型的不同而有不同的性质。为了说明地回路干扰的大小，定义地回路耦合系数  $GLC$  为：

$$GLC = \left| \frac{U_0}{U_i} \right| \quad (4-2)$$

用 dB 表示有：

$$GLC_{dB} = 20 \lg \left| \frac{U_0}{U_i} \right| \quad (dB) \quad (4-3)$$

式中， $U_i$  为地回路中共模干扰电压， $U_0$  为受害放大器输入端的干扰电压。

图 4-5 (b) 表示以差分放大器作为负载的简化等效电路，有该等效电路可得放大器输入端的地回路干扰电压为：

$$U_0 = \left( \frac{Z_1}{r_1 + Z_1} - \frac{Z_2}{r_2 + Z_2} \right) U_i = \frac{Z_1 r_2 - Z_2 r_1}{(r_1 + Z_1)(r_2 + Z_2)} U_i \quad (4-4)$$

因此，

$$GLC = \left| \frac{U_0}{U_i} \right| = \left| \frac{Z_1 r_2 - Z_2 r_1}{(r_1 + Z_1)(r_2 + Z_2)} \right| \quad (4-5)$$

式中， $r_1$ 、 $r_2$  为信号源内阻与传输线阻抗之和， $Z_1$  和  $Z_2$  分别为两条传输线相对接地点的漏电阻抗。

通常， $|Z_1| \gg r_1$ ， $|Z_2| \gg r_2$ ，则 (4-5) 式简化为：

$$GLC = \left| \frac{U_0}{U_i} \right| \approx \left| \frac{r_2}{Z_2} - \frac{r_1}{Z_1} \right| \quad (4-6)$$

对于理想的平衡电路， $r_1 = r_2$ ， $Z_1 = Z_2$ ，由 (4-6) 式，可得  $GLC = 0$ ，而对于单线接地的特殊情况，即  $Z_2 = 0$ ，由 (4-6) 式，可得  $GLC \approx 1$ ，由此可见，平衡电路能抑制共模干扰。

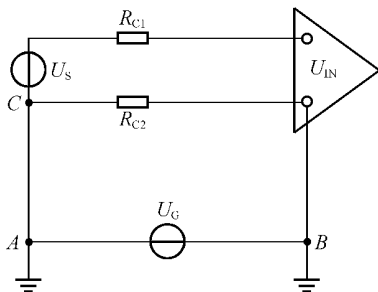
## 4.2 抑制地回路干扰的技术措施

### 4.2.1 接地点的选择

地回路干扰与接地点的位置及接地点的个数有直接关系，因此在进行接地设计时，必须进行恰当的接地点选择，包括选择接地点的位置及接地点的个数。

#### 1. 放大器与信号源的接地点选择

图 4-6 显示的是一个信号源与放大器连接的电路。如果信号源在 A 点接地，放大器在 B 点接地，则两接地点 A、B 之间存在地电位差  $U_G$ 。 $R_{C1}$  和  $R_{C2}$  为信号源与放大器连接导线的电阻。由图 4-6 可见，此时加至放大器输入端的电压为  $U_{IN} = U_S + U_G$ 。为了剔除地电压的干扰，应采用一点接地。如果采用 A 点接地，而 B 点不接地，即放大器所用的电源不接地，此时需要使用差分放大器。通常比较方便的一点接地方式是选择 B 点接地，而 A 点不接地。



在图 4-7 中，导线电阻  $R_{C1}$  和  $R_{C2}$  一般很小，通常在  $1\Omega$  图 4-6 放大器与信号源的接地点选择

以下, 取  $R_{C1}=R_{C2}=1\Omega$ 。两接地点  $A$ 、 $B$  之间存在的地电阻  $R_G$  更小, 比如取  $R_G=0.01\Omega$ 。信号源的内阻  $R_S$  一般为  $500\Omega$ 。设放大器的输入阻抗为  $10\text{ k}\Omega$ , 图 4-6 所示电路的等效电路可用图 4-7 来表示。

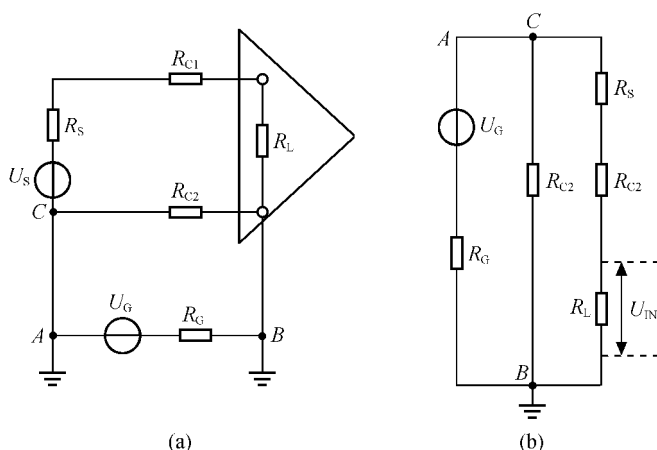


图 4-7 放大器与信号源的接地干扰分析

因为  $R_{C2} \ll R_S + R_{C1} + R_L$ , 由等效电路图 4-7 (b) 可得  $C$  点到地的电压为:

$$U_C = \frac{R_{C2}}{R_{C2} + R_G} U_G \quad (4-7)$$

则放大器输入端的干扰电压为:

$$U_{IN} = \frac{R_L}{R_L + R_{C1} + R_S} U_C \quad (4-8)$$

显然,

$$U_{IN} = \left( \frac{R_L}{R_L + R_{C1} + R_S} \right) \cdot \left( \frac{R_{C2}}{R_{C2} + R_G} \right) U_G \quad (4-9)$$

现在将信号源与放大器隔离, 即在信号源与地之间加入一个很大的阻抗  $Z_{SG}$  (即加在图 4-7 (a) 中的  $C$  点与  $A$  点之间)。此时, 接地干扰电压施加与放大器输入端的干扰电压值为:

$$U_{IN} = \left( \frac{R_L}{R_L + R_{C1} + R_S} \right) \cdot \left( \frac{R_{C2}}{Z_{SG} + R_{C2} + R_G} \right) U_G \quad (4-10)$$

比较 (4-9) 式与 (4-10) 式可知, 由于  $|Z_{SG}| \gg R_{C2} + R_G$ , 所以 (4-10) 式中的干扰电压值将大幅度降低, 即信号源与地隔离比与地连接时, 放大器输入端的干扰电压小得多。理想的隔离阻抗为无穷大, 此时放大器输入端的干扰电压值为零。

因此可以得出结论, 信号源与放大器连接构成电路时, 采用信号源与地隔离的一点接地方式, 可抑制接地干扰电压对放大器输入端产生的干扰。

## 2. 多级电路接地点的选择

多级电路的接地点应选择在何处为宜? 一般来说, 电子设备中的低电平级电路是受干扰的电路, 因此, 接地点的选择也应使低电平级电路受干扰最小。

图 4-8 所示的  $A$ 、 $B$ 、 $C$  三级电路, 其电平关系为  $A < B < C$ 。图 4-8 (a) 为接地点  $o$  选择在靠近高电平级电路的  $c$  端, 图 4-8 (b) 为接地点  $o$  选择在靠近低电平级电路的  $a$  端。

当多级电路接地点选择在靠近高电平级电路端时如图 4-8 (a) 所示, 低电平级电路端  $a$  点到地的电压为:

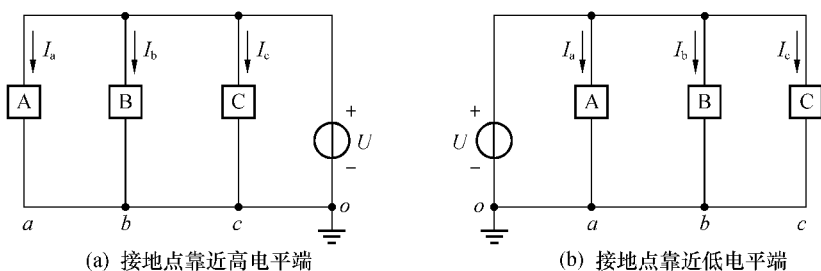


图 4-8 多级电路的接地

$$U_{ao(a)} = (R_{ab} + j\omega L_{ab})I_a + (R_{bc} + j\omega L_{bc})(I_a + I_b) + (R_{co} + j\omega L_{co})(I_a + I_b + I_c) \quad (4-11)$$

式中,  $R_{ab}$ 、 $R_{bc}$ 、 $R_{co}$  及  $L_{ab}$ 、 $L_{bc}$ 、 $L_{co}$  分别为  $ab$ 、 $bc$ 、 $co$  各段地线的电阻和电感。

当多级电路接地点选择在靠近低电等级电路端时如图 4-8 (b) 所示, 低电等级电路端  $a$  点到地的电压为:

$$U_{ao(b)} = (R_{ao} + j\omega L_{ao})(I_a + I_b + I_c) \quad (4-12)$$

比较 (4-11) 式与 (4-12) 式可以看出,  $|U_{ao(b)}| < |U_{ao(a)}|$ , 这说明接地点选择在靠近低电等级电路输入端时, 电路受地电位差的干扰最小, 因为这时  $a$  点只受  $ao$  段地线阻抗的影响。因此, 结论是, 多级电路的接地点应选择在低电等级电路的输入端。

### 3. 电缆屏蔽层的接地点选择

屏蔽电缆由绝缘导线外面再包一层金属薄膜即屏蔽层构成。屏蔽层通常是金属编织网或金属箔。如果屏蔽层是金属管, 则成为同轴电缆。屏蔽电缆的屏蔽层只有在接地以后才能起屏蔽作用, 但接地点必须正确选择。

在低频情况下, 即电缆长度远小于波长时, 一般采用单点接地的屏蔽层, 低频同轴电缆与屏蔽双绞线较好的接地方式如图 4-9 所示, 从图中可看出, 为了抑制地电压干扰, 可取在放大器端单点接地或在电源端单点接地, 但不能两端同时接地。

图 4-10 显示一未接地的信号源与已接地的放大器,  $U_{G1}$  为放大器参考端对地的电位差, 而  $U_{G2}$  为放大器端接地点与信号源端接地点之间的电位差。  $C_1$  和  $C_2$  分别为两传输线与屏蔽层间的分布电容, 而  $C_2$  为两线间的分布电容。图 4-10 中给出了 3 种接法 (接线 1、接线 2、接线 3)。

第 1 种接地方式的等效电路如图 4-11 (a) 所示。电容  $C_2$  两端的电压为放大器输入端的电压, 由图可见, 在  $U_{G2}$ 、 $U_{G1}$  与  $C_2$ 、 $C_1$  组成的回路中, 在  $C_2$  上的分压为:

$$U_{12} = \frac{C_1}{C_1 + C_2}(U_{G2} + U_{G1}) \quad (4-13)$$

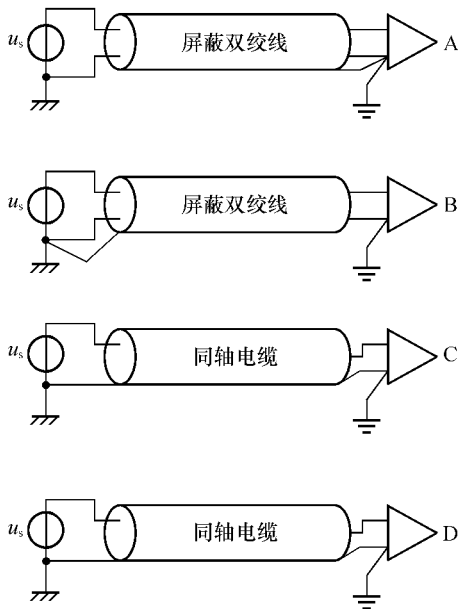


图 4-9 电缆屏蔽层的单点接地

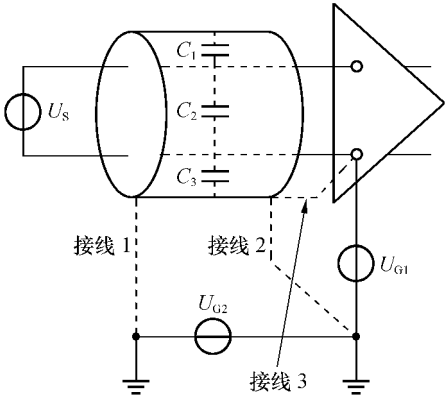


图 4-10 接地点选择的 3 种方式

式中  $U_{12}$  为在放大器输入端引起的接地干扰电压。  
对于第 2 种接地方式由等效电路图 4-11 (b) 可以看出：

$$U_{12} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} U_{G1} \quad (4-14)$$

对于第 3 种接地方式，由等效电路图 4-11 (c) 可得：

$$U_{12} = 0$$

显然，第 3 种接地方式能抑制地回路干扰，因此，对于未接地的屏蔽层及已接地的放大器电路，屏蔽层应接于放大器的共同参考点，如图 4-10 所示的接线 3，同理可得，对于接地的信号源和未接地的放大器，屏蔽层应接于信号源的共同参考点上（如图 4-12 所示的接线 1）。图 4-12 接地方式的等效电路如图 4-13 所示。

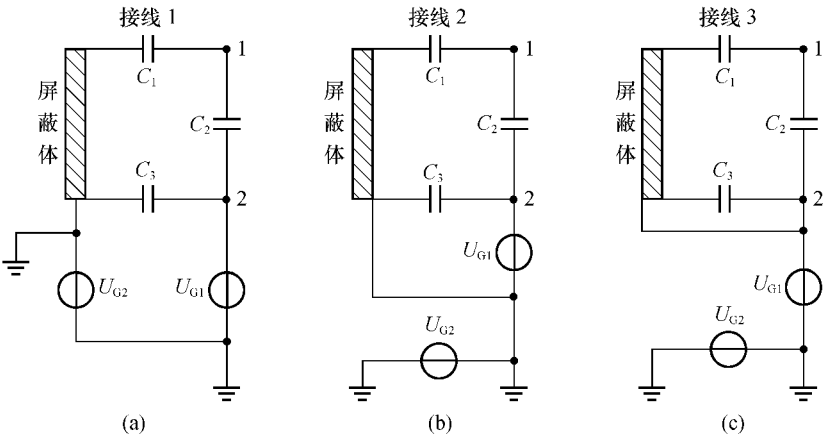


图 4-11 3 种接地方式的等效电路

对于高频情况，如果电缆的线长接近于  $1/4$  波长时，就应采用多点接地。一般取每隔  $1/10$  波长有一个接地点，至少应在屏蔽的两个端点接地。图 4-14 给出了较好的两端接地方式，该接地方式使地回路电流只经过低阻屏蔽层而不过过绞线或同轴电缆的内导体，因而可以抑制地回路干扰。

4. 谐振回路的接地点选择

众所周知，在并联谐振回路内部，其电流是外部电流的  $Q$  倍（ $Q$  为谐振回路的品质因数），有时谐振回路内部的电流是非常大的，如果把振荡回路中的电感  $L$  与电容  $C$  分别接地，如图 4-15 所示，由该图可见，在接地回路中将有高频大电流通过，会造成很强的地回路干扰。

若将谐振回路的  $L$ 、 $C$  取一点接地，使谐振回路本身形成一个闭合回线，如图 4-16 所示，此时高频大电流将不通过接地面，而抑制产生地回路干扰，因此谐振回路必须取单点接地。

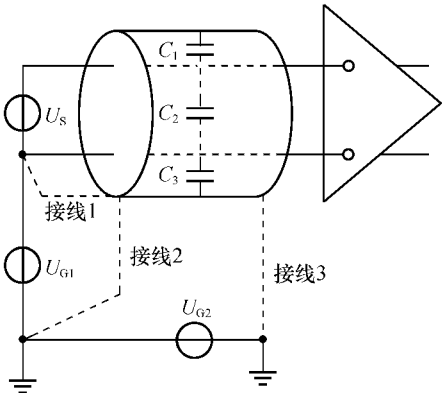


图 4-12 未接地的放大器接于接地的信号源接地方式

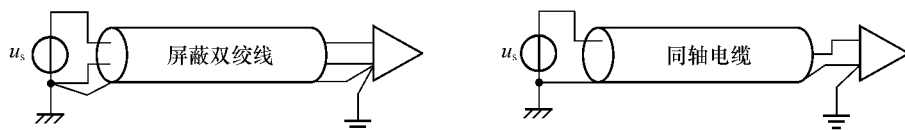


图 4-14 屏蔽层的两端接地

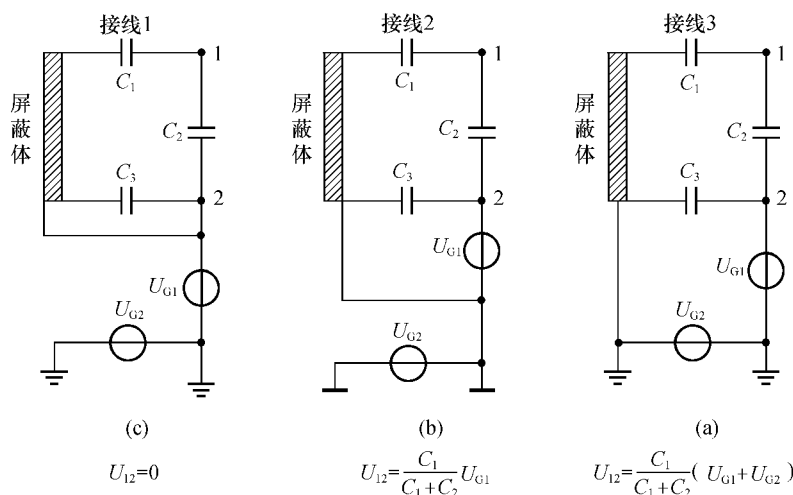


图 4-13 图 4-12 接地方式的等效电路

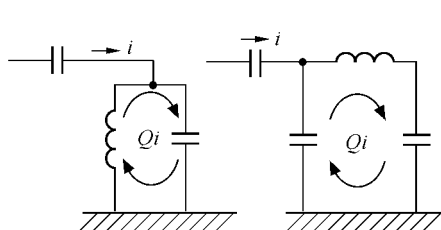


图 4-15 谐振回路的错误接法

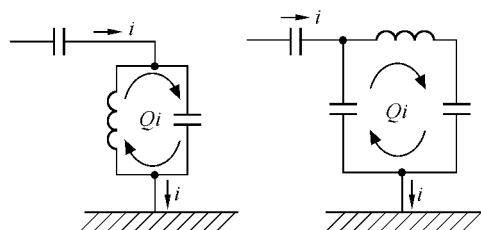


图 4-16 谐振回路的正确接法

### 4.2.2 差分平衡电路

差分平衡电路有助于减小接地电路干扰的影响。因为差分器件是按照加于电路两输入端的电压差值工作的。当两输入端对地平衡时，即为平衡差分器件。图 4-17 为一平衡差分器件示意图。输入电压  $U_s$  是差分器件响应的电压。地电压（干扰电压） $U_G$  同时加于两输入端，相应的噪声电流（以  $2i_g$  表示）等量地加于两输入端。这是由于电路是平衡的，每一输入端（如图中 A、B 点）对地具有完全相同的阻抗。所以，总的输入干扰恰好相互抵消。这说明差分器件对地电路信号不发生响应。从理论上讲，外界干扰电压被抵消掉（这里假定  $U_G$  的内阻为零）。

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，干扰电压  $U_G$  中的一部分将作为差分电压出现在等效电阻  $R$  上。这里的  $R$  表示 A 端和 B 端对地的漏电阻之差，即  $R = R_A - R_B$ （当平衡时  $R = 0$ ）。由于不平衡所引起的  $U_G$  的一部分  $\Delta U_G$  将出现在差分器件的输入端。

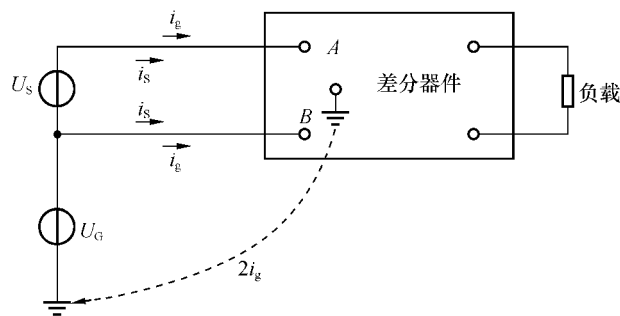


图 4-17 平衡差分器件示意图

图 4-18 (a) 给出了最简单的差分放大器电路，图 4-18 (b) 为计算其接地干扰的等效电路。图 4-18 中  $U_G$  为地干扰电压，放大器含有两个输入电压  $U_1$  与  $U_2$ ，输出电压  $U_0$  为：

$$U_0 = A (U_1 - U_2)$$

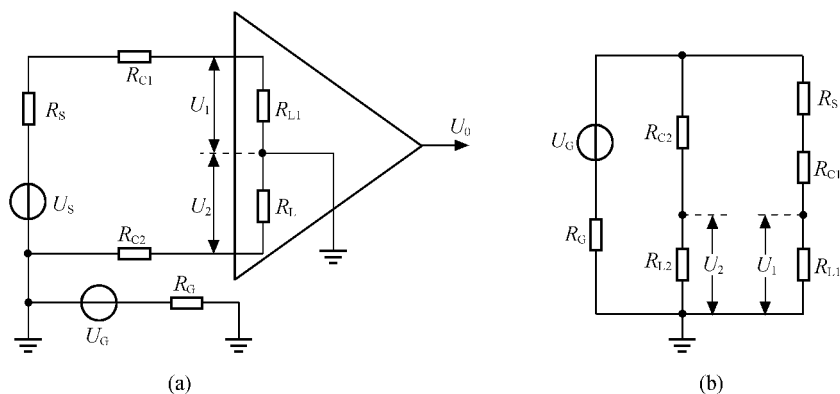


图 4-18 差分放大器

式中， $A$  为放大器的增益。当负载  $R_L$  远大于接地电阻  $R_G$  时，由等效电路图 4-18 (b) 可得  $U_G$  在放大器输入端引起的干扰电压为：

$$U_N = U_1 - U_2 = \left( \frac{R_{L1}}{R_{L1} + R_{C1} + R_S} - \frac{R_{L2}}{R_{L2} + R_{C2}} \right) U_G \quad (4-15)$$

由上式可见，若信号源内阻  $R_S$  相对很小，且阻抗平衡，即  $R_{L1} = R_{L2}$ ， $R_{C1} = R_{C2}$  则  $U_N = 0$ 。

当放大器输入阻抗  $R_{L1}$  与  $R_{L2}$  增加时，可使  $U_N$  减小。例如在图 4-18 中，设  $U_G = 100\text{mV}$ ， $R_G = 0.01\Omega$ ， $R_S = 500\Omega$ ， $R_{C1} = R_{C2} = 1\Omega$ 。若  $R_{L1} = R_{L2} = 10\text{k}\Omega$ ，由 (4-15) 式可算出  $U_N = 4.76\text{mV}$ 。如果  $R_{L1}$  与  $R_{L2}$  为  $100\text{k}\Omega$  而不是  $10\text{k}\Omega$ ，则由 (4-15) 式得  $U_N = 0.5\text{mV}$ ，此时， $U_N$  几乎减少 20 dB。

图 4-19 显示的是差分电路减小  $U_N$  的改进电路，图中接入电阻  $R$  用以提高放大器的输入阻抗，以减少地干扰电压  $U_G$  的影响，但没有增加信号  $U_S$  的输入阻抗。

计算图 4-19 (a) 接地干扰的等效电路如图 4-19 (b) 所示，设  $R_{AB}$  为图中 A、B 两点间的电阻， $R_G$  为接地电阻，一般有  $R_G \ll (R + R_{AB})$ ，此时  $U_G$  在放大器输入端引起的噪声电压为：

$$U_N = U_1 - U_2 = \left( \frac{R_{L1}}{R_{L1} + R_{C1} + R_S} - \frac{R_{L2}}{R_{L2} + R_{C2}} \right) U_{AB} \quad (4-16)$$

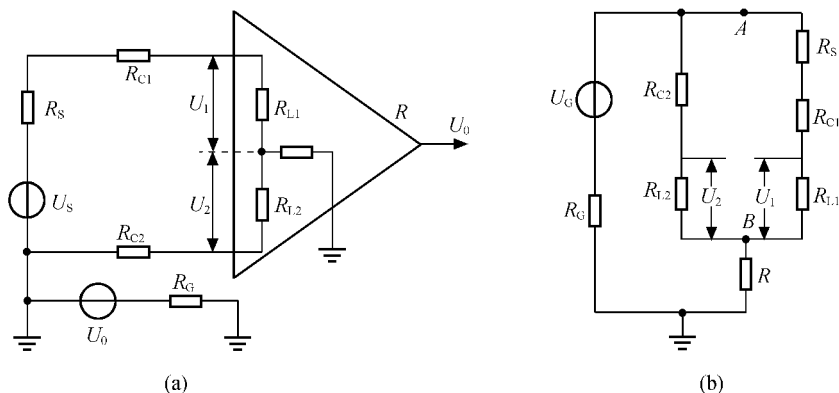


图 4-19 差分放大器的改进电路

式中,  $U_{AB}$  为  $U_G$  在图 4-19 (b) 中 A、B 两点产生的电压:

$$U_{AB} = \frac{R_{AB}}{R_G + R + R_{AB}} U_G \quad (4-17)$$

由于  $U_{AB} \ll U_G$ , 因此, 由 (4-16) 式计算所得到的  $U_N$  将小于由 (4-15) 式计算所得到的  $U_N$ 。而对信号  $U_S$  而言, 并没有增加输入阻抗。

#### 4.2.3 隔离变压器

隔离变压器是通过阻隔地回路的形成来抑制地回路干扰的, 如图 4-20 所示, 在该图中, 电路 1 的输出信号经变压器耦合到电路 2, 而地环路则被变压器所阻隔。但是, 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 4-21 所示, 该图中设输出电路的内阻为零, 变原器绕组之间的分布电容为  $C$ , 输入电路的输入电阻为  $R_L$ 。



图 4-20 用隔离变压器阻隔地环路

图 4-21 图 4-20 的等效电路

在分析隔离变压器阻隔地环路的干扰时, 根据电路分析的叠加原理, 可以不考虑信号电压的传输, 即将信号电压短路, 只考虑地回路电压  $U_G$ 。

由图 4-20 可见, 由地回路电压  $U_G$  产生的地回路电流为:

$$I = \frac{U_G}{R_L + \frac{1}{j\omega C}} \quad (4-18)$$

式中,  $\omega$  为地回路电压  $U_G$  的角频率,  $I$ 、 $U_G$  分别为地回路电流、电压。

地回路电流  $I$  在  $R_L$  上产生的压降为:

$$U_N = \frac{U_G}{R_L + \frac{1}{j\omega C}} R_L \quad (4-19)$$

将上式整理，得：

$$\frac{U_N}{U_G} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega CR_L}} \tag{4-20}$$

因此有：

$$\left| \frac{U_N}{U_G} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{1}{\omega CR_L} \right)^2}} \tag{4-21}$$

当没有采用隔离变压器，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  $U_N$ 。所以，(4-21) 式表示隔离变压器抑制地回路干扰的能力， $|U_N/U_G|$  越小，变压器抑制干扰的能力就越大。

由 (4-21) 式可知，当  $\omega CR_L \ll 1$  时， $|U_N/U_G| \ll 1$ 。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  $\omega$  是无法改变的，而减小负载电阻  $R_L$  会影响信号的传输）。如在变压器之间加一电屏蔽（如图 4-20 所示），就可以有效地减小绕组之间的分布电容  $C$ ，从而有效地阻隔了地回路的干扰。为了防止地回路电压  $U_G$  通过电屏蔽层与绕组之间的分布电容耦合加至负载  $R_L$ ，造成干扰，电屏蔽层应接至负载  $R_L$  的接地端。

必须指出，采用隔离变压器不能传输直流信号，也不适于传输频率很低的信号。但是，隔离变压器对地线中较低频率的干扰具有很好的抑制能力。同时，电路中的信号电流只在变压器绕组连线中流过，因此可避免对其他电路的干扰。

4.2.4 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，就不能用隔离变压器，因为隔离变压器使直流和低频信号无法通过。图 4-22 所示的纵向扼流圈或称为中和变压器，可以通过直流或低频信号，对地回路共模干扰电流呈现出相当高的阻抗，使它受到抑制。

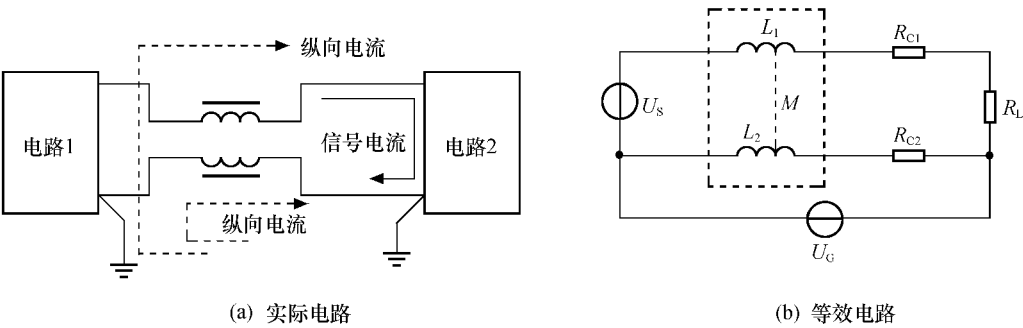


图 4-22 用纵向扼流圈阻隔地回路

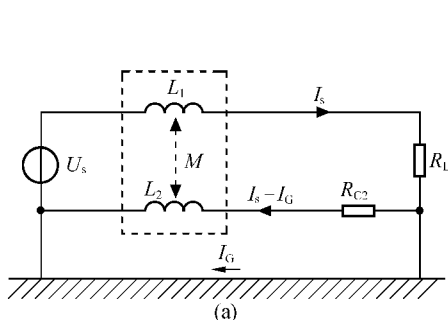
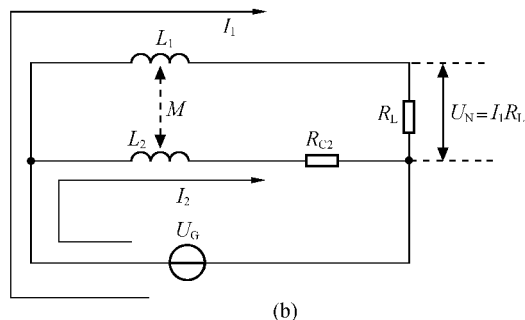
纵向扼流圈是由两个绕向相同、匝数相同的绕组所构成，一般常用双线并绕而成。信号电流在两个绕组流过时方向相反，称为异模电流，产生的磁场相互抵消，呈现低阻抗。所以，扼流圈对信号电流不起扼流作用，并且不切断直流回路。地线中的干扰电流流经两个绕组的方向相同，称为共模电流，产生的磁场同向相加。扼流圈对地回路干扰电流呈现高阻抗，起到抑制地回路干扰的作用。

图 4-22 (a) 的电路性能可用图 4-22 (b) 的等效电路加以分析。在图 4-22 (b) 中，信号源电压  $U_s$  通过纵向扼流圈并经连接线电阻  $R_{C1}$ 、 $R_{C2}$  接至负载  $R_L$ ，纵向扼流圈可用电感  $L_1$ 、 $L_2$



及互感  $M$  表示。若扼流圈的两个绕阻完全相同，且在同一个铁芯上构成紧耦合，则有  $L_1 = L_2 = M$ 。 $U_G$  是地电位差或地线环路经磁耦合形成的地回路电压（此处称为纵向电压）。

首先分析纵向扼流圈对信号电压  $U_s$  的影响。此时可暂不考虑  $U_G$ 。因  $R_{C1}$  与  $R_L$  串联，且  $R_{C1} \ll R_L$ ，故  $R_{C1}$  可忽略不计。这样，图 4-22 (b) 的等效电路可简化为图 4-23 (a) 的形式。

图 4-23 (a) 纵向扼流圈对信号电压  $U_s$  的影响图 4-23 (b) 纵向扼流圈对地回路电压  $U_G$  的影响

信号电流  $I_s$  流经负载  $R_L$  后就分成两路，一部分 ( $I_G$ ) 直接入地，另一部分 ( $I_s - I_G$ ) 流经  $R_{C2}$ 、 $L_2$  后入地。由流经  $R_{C2}$ 、 $L_2$  入地的回路可得：

$$(I_s - I_G)(R_{C2} + j\omega L_2) - I_s j\omega M = 0 \quad (4-22)$$

用  $M = L_2 = L$  代入上式并整理得：

$$I_G = \frac{I_s}{1 + \frac{j\omega L}{R_{C2}}}$$

或

$$|I_G| = \frac{|I_s|}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L}{R_{C2}}\right)^2}} = \frac{|I_s|}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}} \quad (4-23)$$

式中，取  $\omega L = R_{C2}$  时的角频率为  $\omega_c$ ，即

$$\omega_c = \frac{R_{C2}}{L} \quad (4-24)$$

$\omega_c$  称为扼流圈的截止角频率。当  $\omega = \omega_c$  时， $|I_G| = 0.707 |I_s|$ ，当  $\omega > \omega_c$  时，只有小部分信号流经地线。一般认为，当  $\omega \geq 5\omega_c$  时， $I_G \rightarrow 0$ ，这时绝大部分信号电流经  $R_{C2}$ 、 $L_2$  后入地。

根据图 4-22，取  $M = L_2 = L_1$ ，因为  $R_{C2} \ll R_L$ ，且当  $\omega \geq 5\omega_c$  时， $I_G \rightarrow 0$ ，所以近似地有：

$$I_s \approx \frac{U_s}{R_L} \quad (4-25)$$

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，使信号频率  $\omega \geq 5\omega_c$  时，可认为加入扼流圈对信号传输没有影响。

现在再分析纵向扼流圈对地回路电压  $U_G$  的抑制作用。此时可不考虑，信号电压（即将  $U_s$  短路），等效电路如图 4-23 (b) 所示。

未加扼流圈时，地回路干扰电压  $U_G$  全部加到  $R_L$  上。加扼流圈后，流经扼流圈两个绕组的干扰电流分别为  $I_1$ 、 $I_2$ ，在负载  $R_L$  上的干扰电压  $U_N = I_1 R_L$ 。

由  $I_1$  回路得  $U_G = j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_2 + I_1 R_L \quad (4-26)$

由  $I_2$  回路得  $U_G = j\omega L_2 I_2 + j\omega M I_1 + I_2 R_{C2} \quad (4-27)$

解方程组 (4-26) 与 (4-27)，并取  $M=L_2=L_1=L$ ，可得：

$$I_1 = \frac{U_G R_{C2}}{j\omega(R_L + R_{C2}) + R_L R_{C2}} \tag{4-28}$$

由  $U_N = I_1 R_L$ ，及  $R_{C2} \ll R_L$ ，可得：

$$\left| \frac{U_N}{U_G} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{\omega L}{R_{C2}} \right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)^2}} \tag{4-29}$$

式中， $\omega_c = \frac{R_{C2}}{L}$  为扼流圈的截止角频率。

当  $\omega \geq 5\omega_c$  时，由 (4-29) 式得， $|U_N/U_G| \leq 0.197$ 。由此可见，扼流圈能很好地抑制地回路的干扰。干扰的角频率  $\omega_c$  愈高，扼流圈的电感  $L$  愈大，扼流圈的绕组及导线的电阻  $R_{C2}$  愈小，则抑制干扰的效果愈好。为此，扼流圈的电感应具有如下关系：

$$L \gg \frac{R_{C2}}{\omega} \tag{4-30}$$

纵向扼流圈的铁芯截面应足够大，以便当有一定数量的不平衡直流通时不致发生饱和。

4.2.5 光电耦合器

切断两电路之间的地回路的另一种方法是采用光电耦合器，光电耦合器的原理图如图 4-24 所示。发光二极管发光的强弱随电路 1 输出信号电流的变化而变化。强弱变化的光使光电晶体管（或光敏电阻）产生相应变化的电流，作为电路 2 的输入信号。将这两种器件封装在一起就构成光电耦合器。光电耦合器完全切断了两个电路的地回路。这样，两个电路的地电位即使不同，也不会造成干扰。

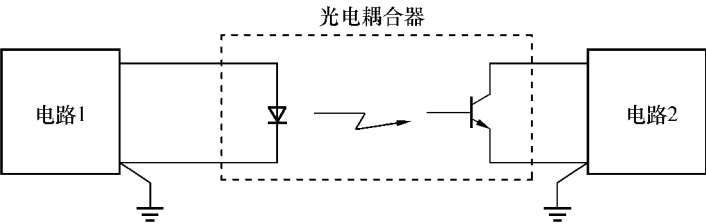


图 4-24 光电耦合器用于切断地回路

光电耦合对数字电路特别适用。在模拟电路中，由于电流与光强的线性关系较差，在传输模拟信号时会产生较大的非线性失真，故光电耦合器的使用受到限制。

4.3 接地及其分类

4.3.1 接地的概念

所谓“地”一般定义为电路或系统的零电位参考点。直流电压的零电位点或零电位面，它不一定为实际的大地地面，还可以是设备的外壳或其他金属板线。

“接地”一个含义是为电路或系统提供一个零电位参考点，另一个含义是为电路或系统与“地”之间建立低阻抗通路。

接地原意指与真正的大地连接以提供雷击放电的通路（例如，避雷针一端埋入大地），

后来成为为用电设备提供漏电保护（提供放电通路）的技术措施。并且接地的含义已经延伸为，一般来说，“接地”是指为了使电路、设备或系统与“地”之间建立低阻抗通路，而将电路、设备或系统连接到一个作为参考电位点或参考电位面的良导体的技术行为，其中一点通常是系统的一个电气或电子元（组）件，而另一点则是称之为“地”的参考点。例如，当所说的系统组件是设备中的一个电路时，则参考点就是设备的外壳或接地平面。

4.3.2 接地的要求

- （1）接地平面应是零电位，它作为系统中各电路任何位置所有电信号的公共电位参考点。
- （2）理想的接地平面应是零电阻的实体，电流在接地平面中流过时应没有压降，即各接地点之间没有电位差；或者说各接地点间的电压与线路中任何功能部分的电位比较均可忽略不计。
- （3）良好的接地平面与布线间将有大的分布电容，而平面本身的引线电感将很小。理论上它必须能吸收所有信号，而使设备稳定地工作，接地平面应采用低阻抗材料制成，并且有足够的长度、宽度和厚度，以保证在所有频率上它的两边之间均呈现低阻抗。用于安装固定式装备的接地平面应由整块铜板或铜网组成。
- （4）理想的接地，要求尽量减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地回路。

4.3.3 接地的分类

接地的目的如下：

- （1）为使整个系统有一个公共的零电位基准面，并给高频干扰电压提供低阻抗通路，达到系统稳定工作的目的。
- （2）为使系统的屏蔽接地，取得良好的电磁屏蔽效果，达到抑制电磁干扰的目的。
- （3）为了防止雷击危及系统和人体，防止电荷积累引起火花放电，以及防止高电压与外壳相接引起的危险。

通常，电路、用电设备的接地按其作用可分类为安全接地和信号接地两大类。其中安全接地又有设备安全接地、接零保护接地和防雷接地，信号接地又分类为单点接地、多点接地、混合接地和悬浮接地，如图 4-25 所示。

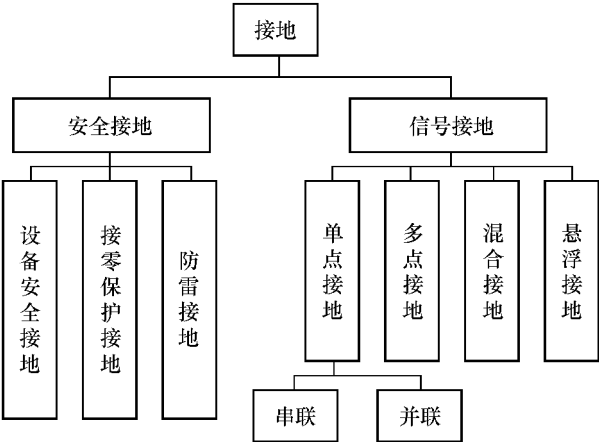


图 4-25 接地的分类

## 4.4 安全接地

安全接地就是为了安全（电路、设备及人身的安全）。安全接地又可称为保险接地，它是采用低阻抗的导体将用电设备的外壳连接到大地上，使操作人员不致因设备外壳漏电或静电放电而发生触电危险。安全接地也包括建筑物、输电线导线、高压电力设备的接地，其目的是为了防止雷电放电造成设施破坏和人身伤亡。众所周知，大地具有非常大的电容量，是理想的零电位，不论往大地注入多大的电流或电荷，在稳态时其电位保持为零，因此，良好的安全接地能够保证用电设备和人身安全。

### 4.4.1 设备安全接地

设备安全接地是安全接地的一种，为了人、机安全，任何高压电气设备、电子设备的机壳、底座均需要安全接地，以避免高电压直接接触设备外壳，或者避免由于设备内部绝缘损坏造成漏电打火使机壳带电。否则，人体触及机壳就会触电，如图 4-26 所示。

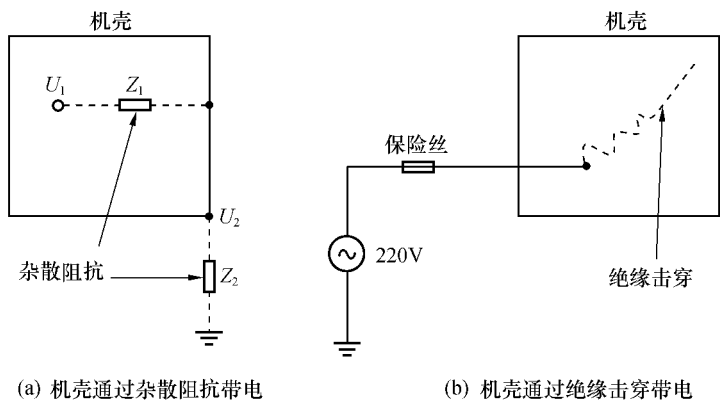


图 4-26 机壳接地的作用

机壳通过杂散阻抗（也称漏电阻）带电，或因绝缘击穿而带电，如图 4-26（a）、（b）所示。

在图 4-26（a）中， $U_1$  为电子设备中电路的电压， $Z_1$  为电路与机壳间的杂散阻抗， $Z_2$  为机壳与地之间的杂散阻抗， $U_2$  为机壳与地之间的电压。 $U_2$  是由机壳对地的阻抗  $Z_2$  上的分压形成的，即

$$U_2 = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} U_1 \tag{4-31}$$

当机壳与地绝缘，即  $Z_2 \gg Z_1$  时，则  $U_2 \approx U_1$ 。如果  $U_1$  足够大，人触及机壳时就会发生电击的危险。若机壳做了接地的设计，即  $Z_2 \rightarrow 0$ ，由（4-31）式可知， $U_2 \rightarrow 0$ 。此时人若触及已接地的机壳，因人体的阻抗远大于 0，则大部分电流将经接地线流入地端，因此不会有电击的危险。

图 4-26（b）所示为较危险的情况，其中显示了带有保险丝的交流电力线引入封闭机壳

内的情况。如果电力线触及机壳，机壳能提供保险丝所能承受的电流至机壳外。若人员触及机壳，电力线的电流将直接经人体进入地端。如果实施了接地的措施，当发生绝缘崩溃或电力线触及机壳时，会因接地而使电力线上有大量电流流动而烧掉保险丝，使机壳不再带电，而不会有电击的危险。

一般地讲，如果人体触及机壳，相当于机壳与大地之间连接了一个人体电阻  $Z_B$ 。人体电阻变化范围很大，人体的皮肤处于干燥洁净和无破损情况时，人体电阻可高达  $40 \sim 100\text{k}\Omega$ ；人体处于出汗、潮湿状态时，人体电阻降至  $1000\Omega$  左右。但是，流经人体的安全电流值，对于交流电流为  $15 \sim 20\text{mA}$ ，对于直流电流为  $50\text{mA}$ 。当流经人体的电流高达  $100\text{mA}$  时，就可能死亡发生。因此，我们国家规定的人体安全电压为  $36\text{V}$  和  $12\text{V}$ 。一般家用电器的安全电压为  $36\text{V}$ ，以保证触电时流经人体的电流值小于  $40\text{mA}$ 。为了保证人体安全，应该将机壳与接地体连接，即应该将机壳接地。这样，当人体触及带电机壳时，人体电阻与接地导线的阻抗并联，人体电阻远大于接地导线的阻抗，大部分漏电电流经接地导线旁路流入大地。通常规定接地电阻值为  $5 \sim 10\Omega$ ，所以流经人体的电流值将减小为原先的  $1/200 \sim 1/100$ 。

#### 4.4.2 接零保护接地

用电设备通常采用  $220\text{V}$ （单相三线制）或者  $380\text{V}$ （双相四线制）电源提供电力，如图 4-27 所示。设备的金属外壳除了正常接地之外，还应与电网零线相连接，称之为接零保护。

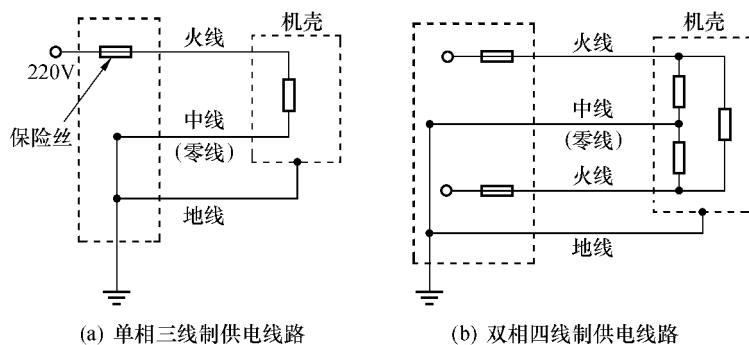


图 4-27 接零保护

当用电设备外壳接地后，一旦发生人体与机壳接触时，人体处于与接地电阻并联的位置，因接地电阻远小于人体电阻，使漏电电流绝大部分从接地线中流过。但是，接地电阻与电网中性点接地的接触电阻相比，在数量上相当，故接地线上的电压降几乎为相电压  $220\text{V}$  的一半。这一电压超过了人体能够承受的安全电压，使接触设备金属外壳的人体上流过的电流超过安全限度，从而导致触电危险。因此，即使外壳良好接地也不一定能够保证安全，为此，应该把金属设备外壳接到供电电网的零线（中线）上，才能保证安全用电，如图 4-27 所示，这就是所谓的“接零保护”原理。

室内交流配线可采用如图 4-27 (a) 所示的接法，图中“火线”上接有保险丝，负载电流经“火线”至负载再经“零线”返回，还有一根线是安全“地线”。该地线与设备机壳相连并与“零线”连接于一点。因而，地线上平时没有电流，所以没有电压降，与之相连的机

壳都是地电位。只有发生故障，即绝缘被击穿时，安全地线上才会有电流。但该电流是瞬时的，因为保险丝或电流断路器在发生故障时会立即将电路切断。

### 4.4.3 防雷接地

防雷接地是将建筑物等设施 and 用电设备的外壳与大地连接，将雷电电流引入大地，从而保护设施、设备和人身的安全，使之避免雷击，同时消除雷击电流窜入信号接地系统，以避免影响用电设备的正常工作。

设施的防雷接地（雷电保护）系统是一个单独的系统，由避雷针、下导体和与接地系统相连的接头组成。防雷接地是一项专门技术，有关详细内容请读者查阅其他技术文献。

### 4.4.4 安全接地的有效性

安全接地的质量好坏，关系到人身安全和设施安全，因此必须检验安全接地的有效性。

接地是否有效取决于接地电阻，接地电阻的阻值越小越好。接地电阻与接地装置、接地土壤状况以及环境条件等因素有关。一般来说，接地电阻应小于  $10\Omega$ ，针对不同的接地目的，对接地电阻有不同的选择。设备安全接地的接地电阻一般应小于  $10\Omega$ ； $1000\text{ V}$  以上的电力线路要求小于  $0.5\Omega$  的接地电阻；防雷接地一般要求接地电阻为  $10\sim 25\Omega$ ；建筑物单独装设的避雷针的接地电阻要求小于  $25\Omega$ 。接地电阻属于分布电阻。通常，接地电阻由接地导线的电阻、接地体的电阻和大地的杂散电阻三部分组成，其中大地杂散电阻起主要作用。因此，接地电阻的大小不仅与接地体的大小、形状、材料等特性有关，而且与接地体附近的土壤特性有很大关系。土壤的成分、土壤颗粒的大小和密度、地下水中是否含有被溶解的盐类等因素也影响接地电阻的阻值。除此之外，接地电阻还受环境条件的影响，天气的潮湿程度、季节变化和温度高低变化都影响接地电阻的阻值。因此，接地电阻的阻值并不是固定不变的，需要定期测定监视。当出现接地电阻阻值不符合接地要求时，可以采用保持水分、化学盐化和化学凝胶 3 种方法来有效地降低土壤的电阻率，以减小接地电阻。

接地装置也称为接地体，常见的有接地桩、接地网和地下水管等。通常把接地体分类为自然接地体和人工接地体两大类型。

埋设在地下的水管、输送非燃性气体和液体的金属管道、建筑物埋设在地下或水泥中的金属构件、电缆的金属外皮等属于自然接地体。一般来说，自然接地体与大地的接触面积比较大，长度也较长，因此其杂散电阻较小，往往比专门设计的接地体的性能更好。同时，自然接地体与用电设备在大多数情况下已经连接成整体，大部分故障漏电电流能在接地体的开始端向大地扩散，所以很安全。自然接地体还在地下纵横交叉，从而降低接触电压及跨步电压，所以  $1000\text{ V}$  以下的系统一般都采用自然接地体。

对于大电流接地系统，要求接地电阻阻值较低。埋设于地下的自然接地体因其表面腐蚀等使其接地电阻难以降低，因此需要采用人工接地体。必须指出，在弱信号、敏感度高的测控系统、计算机系统、贵重精密仪器系统中不能滥用自然接地体。例如水管，一般地水管与建筑物的金属构件及大地并没有良好的接触，其接地电阻阻值比较大，因此不宜作为接地体。人工接地体是人工埋入地下的金属导体，常见的形式有垂直埋入地下的钢管、角钢和水

平放置的圆钢、扁钢，还有环形、圆板形和方板形的金属导体。

有关人工接地体接地电阻的计算、接地电阻的测量和影响大地的杂散电阻的因素等，请查阅其他技术文献。

## 4.5 信号接地

信号接地定义为，给信号电流提供流回信号源的低阻抗路径。信号地线是指信号电路的地线或有信号电流流通的地线。交流电源的地线不能用作信号地线，因为一段电源地线的两点间会有数百微伏，甚至几伏的电压，这对低电平的信号电路来说是一个非常严重的干扰。

工程实践中，还常采用模拟信号地和数字信号地分别设置，直流电源地和交流电源地分别设置，大信号地与小信号（敏感信号）地分别设置，以及骚扰源器件、设备（如电动机、继电器、开关等）的接地系统与其他电子、电路系统的接地系统分别设置，以抑制电磁骚扰。

电路、设备的接地方式有单点接地、多点接地、混合接地和悬浮接地。

### 4.5.1 单点接地

单点接地只有一个接地点，所有电路、设备的地线都必须连接到这一接地点上，以该点作为电路、设备的零电位参考点（面）。单点接地又分为共用地线串联一点接地和独立地线并联一点接地（如图4-28所示）。

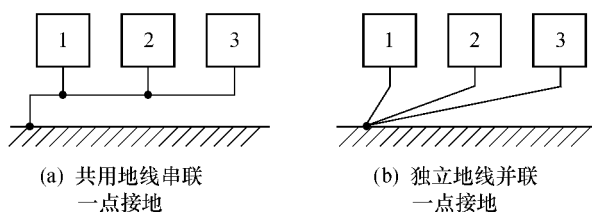


图 4-28 单点接地

#### 1. 共用地线串联一点接地

图4-29为一共用地线串联一点接地的示例。图4-29中，电路1、电路2、电路3注入地线（接地导线）的电流分别依次为 $I_1$ 、 $I_2$ 、 $I_3$ ； $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$ 分别依次为接地点 $G$ 至 $A$ 点、 $A$ 点至 $B$ 点、 $B$ 点至 $C$ 点之间的一段地线 $GA$ 段、 $AB$ 段、 $BC$ 段的地线阻抗。

则共用地线上 $A$ 点的电位为：

$$U_A = (I_1 + I_2 + I_3)R_1 \quad (4-32)$$

共用地线上 $B$ 点的电位为：

$$U_B = (I_1 + I_2 + I_3)R_1 + (I_2 + I_3)R_2 \quad (4-33)$$

共用地线上 $C$ 点的电位为：

$$U_C = (I_1 + I_2 + I_3)R_1 + (I_2 + I_3)R_2 + I_3R_3 \quad (4-34)$$

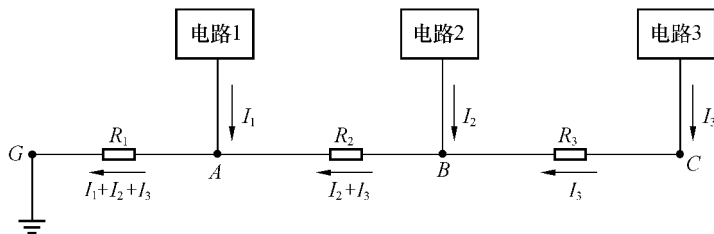


图 4-29 共用地线串联一点接地

通常地线的直流电阻不为零，特别是在高频情况下，地线的交流阻抗比其直流电阻大，因此共用地线上 A、B、C 点的电位不为零，并且各点电位受到所有电路注入地线电流的影响。从抑制干扰的角度考虑，这种接地方式是最不适用的。但是这种接地方式的结构比较简单，各个电路的接地引线比较短，其电阻相对小，所以这种接地方式常用于设备机柜中的接地。如果各个电路的接地电平差别不大，也可以采用这种接地方式，反之，高电平电路会干扰低电平电路。

采用共用地线串联一点接地时，要把低电平的电路放置在最靠近接地点 G 的地方，即图 4-29 中的 A 点，以便 B 点和 C 点的接地电位受其影响最小。

2. 独立地线并联一点接地

这种接地方式也简称单点接地，所谓单点接地是指在一个线路中，只有一个物理点被定义为接地参考点，其他各个需要接地的点都直接接到这一点上，如图 4-30 所示。如果系统包含多个机柜，则每个机柜的接地系统分别采用单点接地使机柜和电子线路的接地能够保持独立。各机柜接地点之间的互相连接仅在整个系统的单一参考点上实现。这样就使各机柜隔离开，以防止一个接地系统的环路电流影响其他的接地系统。

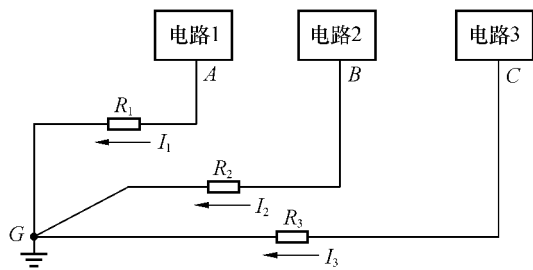


图 4-30 独立地线并联一点接地

在图 4-30 中，各电路分别用地线接于一个接地点 G。I<sub>1</sub>、I<sub>2</sub>、I<sub>3</sub> 依次表示电路 1、电路 2、电路 3 注入地线（接地导线）的电流，R<sub>1</sub>、R<sub>2</sub>、R<sub>3</sub> 依次表示电路 1、电路 2、电路 3 的接地导线的电阻。显然，各电路的地电位分别为：

$$\begin{cases} A \text{ 点: } U_A = I_1 R_1 \\ B \text{ 点: } U_B = I_2 R_2 \\ C \text{ 点: } U_C = I_3 R_3 \end{cases} \quad (4-35)$$

由上述可见，独立地线并联一点接地方式的优点是，各电路的地电位只与本电路的地电流及地线阻抗有关，不受其他电路的影响。

但是，独立地线并联一点接地方式存在以下缺点。

- (1) 因各个电路分别采用独立地线接地，需要多根地线，势必会增加地线长度，从而增加了地线阻抗，这样使用比较麻烦，结构笨重。
- (2) 这种接地方式会造成各地线相互间的耦合，且随着频率增加，地线阻抗、地线间的电感及电容耦合都会增大。
- (3) 这种接地方式不适用于高频。如果系统的工作频率很高，以致工作波长  $\lambda = c/f$  缩



小到可与系统的接地平面的尺寸或接地引线的长度比拟时，就不能再用这种接地方式了。因为，当地线的长度接近于  $\lambda/4$  时，它就像一根终端短路的传输线。由分布参数理论可知，终端短路  $\lambda/4$  线的输入阻抗为无穷大，即相当于开路，此时地线不仅起不到接地作用，而且将有很强的天线效应向外辐射干扰信号。所以，一般要求地线长度不应超过信号波长的  $1/20$ 。显然，这种接地方式只适用于低频。

### 3. 串联单点、并联单点混合接地

图 4-31 显示了串联单点、并联单点混合接地，从图中可以看出，模拟信号地和数字信号地分别设置，骚扰源器件、设备（如电动机、继电器、开关等）的接地系统与其他电子、电路系统的接地系统分别设置，以抑制电磁骚扰。

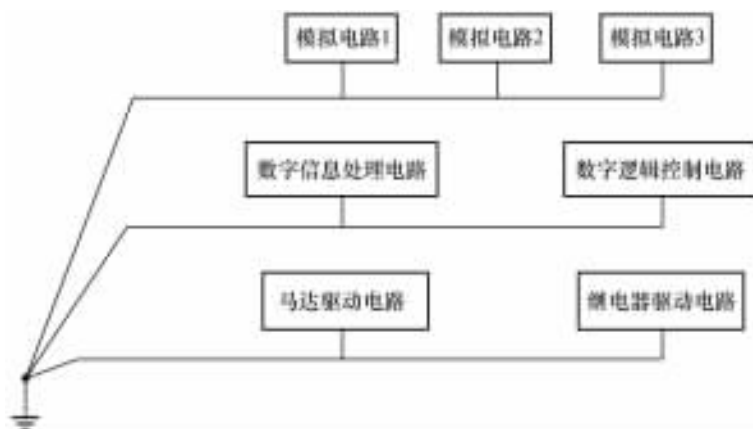


图 4-31 串联单点、并联单点混合接地

### 4.5.2 多点接地

多点接地是指某一个系统中各个需要接地的电路、设备都直接接到距它最近的接地平面上，以使接地线的长度最短，如图 4-32 所示。这里说的接地平面，可以是设备底座，也可以是贯通整个系统的接地线，在比较大的系统中还可以是设备的结构框架等。如果可能，还可以用一个大型导电物体作为整个系统的公共地。

图 4-32 中，各电路的地线分别连接至最近的低阻抗公共地。设每个电路的地线电阻及电感分别为  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$  和  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$ ，每个电路的地线电流分别为  $I_1$ 、 $I_2$ 、 $I_3$ ，则各电路对地的电位差为：

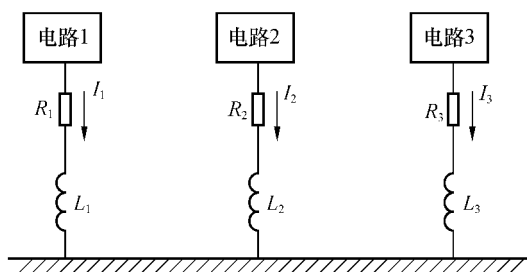


图 4-32 多点接地方式

$$\begin{cases} U_1 = I_1(R_1 + j\omega L_1) \\ U_2 = I_2(R_2 + j\omega L_2) \\ U_3 = I_3(R_3 + j\omega L_3) \end{cases} \quad (4-36)$$

为了降低电路的地电位，每个电路的地线应尽可能缩短，以降低地线阻抗。但在高频时，由于集肤效应，高频电流只流经导体表面，即使加大导体厚度也不能降低阻抗。为了在高频时降低地线阻抗，通常要将地线和公共地镀银。在导体截面积相同的情况下，为了减小

地线阻抗，常用矩形截面导体制成接地导体带。

多点接地方式的优点是地线较短，适用于高频情况，其缺点是形成了各种地线回路，造成地回环路干扰，这对设备内同时使用的具有较低频率的电路会产生不良影响。

综上所述，单点接地适用于低频，多点接地适用于高频。一般来说，频率在 1MHz 以下可采用一点接地方式，频率高于 10MHz 应采用多点接地方式，频率在 1~10MHz 之间，可以采用混合接地（在电性能上实现单点接地、多点接地混合使用）。如用一点接地，其地线长度不得超过  $0.05\lambda$ （波长），否则应采用多点接地。当然选择也不是绝对的，还要看通过的接地电流的大小，以及允许在每一接地线上产生多大的电压降。如果一个电路对该电压降很敏感，则接地线长度应不大于  $0.05\lambda$  或更小。如果电路只是一般的敏感，则接地线可以长些（如  $0.15\lambda$ ）。此外，由接地引线“看进去”的阻抗是该引线相对于地平面的特性阻抗  $Z_0$  的函数。而  $Z_0$  的大小，又和引线与接地平面的相对位置有关。一般来说，接地引线与接地平面平行时，其特性阻抗较小；当两者相互垂直时，则  $Z_0$  较大，而  $Z_0$  较大，则“看进去”的阻抗也较大。因此，当长度一定时，垂直于接地平面的接地引线其阻抗将大于平行于接地平面时的阻抗，所以要求垂直接地面的接地引线的长度应更短一些。

4.5.3 混合接地

如果电路的工作频带很宽，在低频情况需采用单点接地，而在高频时又需采用多点接地，此时，可以采用混合接地方法。混合接地系统在不同的频率呈现不同的接地结构，如图 4-33 所示。

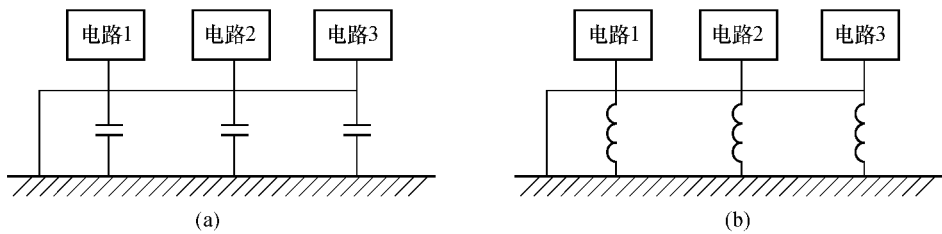


图 4-33 混合接地

图 4-33（a）所示的是低频时单点接地，高频时多点接地的接地系统。这种接地系统用在要抗高频干扰的传输低频信号的屏蔽电缆上，由于传输低频信号，需要单点接地，而在高频时，电缆是多点接地的。

图 4-33（b）所示的接地系统是低频时多点接地，而高频时单点接地。这种接地系统用的不如图 4-32（a）那么普遍，主要用在出于安全考虑，多个机箱需要接到安全地上而希望电路单点接地的场合。

图 4-34 为电子设备的混合接地的一个例子，它把设备的地线分成两大类：电源地与信号地。设备中各部分的电源地线都接到电源总地线上，信号接地有单点接地和多点接地，所有信号地都接到信号总地线上。两根总地线最后汇总到公共的参考地。

4.5.4 悬浮接地

悬浮接地就是将电路、设备的信号接地系统与安全接地系统、结构地及其他导电物体隔离。对电子产品而言，悬浮地是指设备的地线在电气上与参考地及其他导体相绝缘，即设备

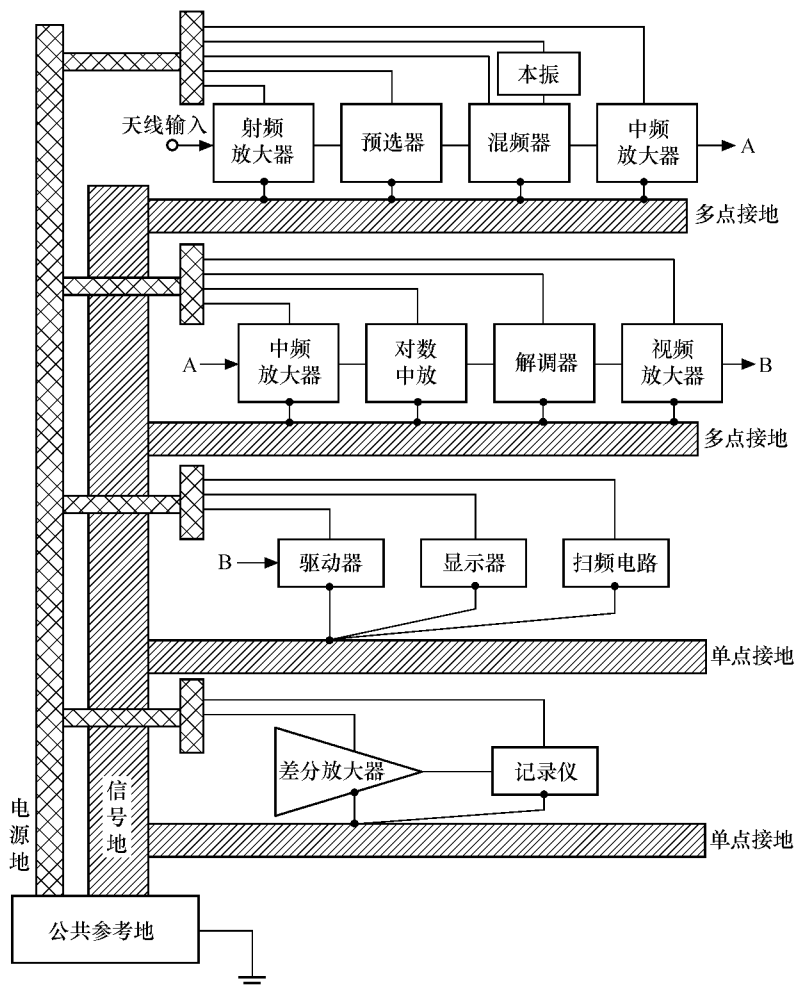


图 4-34 电子设备的混合接地

悬浮地。这种情况下，各个设备的内部电路都有各自的参考“地”，它们通过低阻抗接地导线连接到信号地，信号地与建筑物结构地及其他导电物体隔离。另一种情况是在有些电子产品中，为了防止机箱上的骚扰电流直接耦合到信号电路，有意使信号地与机箱绝缘，即单元电路悬浮地。图 4-35 中分别示出了这两种悬浮地。

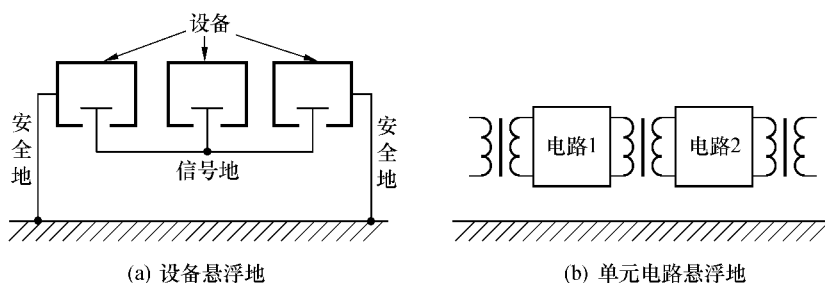


图 4-35 悬浮地

悬浮地接地的干扰耦合取决于浮地接地系统和其他接地系统的隔离程度，在一些大系统

中往往很难做到理想悬浮地。悬浮地容易产生静电积累和静电放电，在雷电环境下，还会在机箱和单元电路间产生飞弧，甚至使操作人员遭到电击。设备悬浮地时，当电网相线与机箱短路时，有引起触电的危险。所以，除了在低频情况下，为防止结构地、安全地中的干扰地电流骚扰信号接地系统外，悬浮地不宜用于通信系统和一般电子产品。

## 4.6 搭 接 技 术

### 4.6.1 搭接的概念

搭接是指两个金属物体之间通过机械、化学或物理方法实现结构连接，以建立一条稳定的低阻抗电气通路的工艺过程。搭接的目的在于为电流的流动提供一个均匀的结构面和低阻抗通路，以避免在相互连接的两金属件间形成电位差。因为这种电位差对所有频率都可能引起电磁干扰。

搭接技术在电子、电气设备和系统中有广泛的应用。从一个设备的机箱到另一个设备的机箱，从设备机箱到接地平面，信号回路与地回路之间，电源回路与地回路之间，屏蔽层与地回路之间，滤波器与机箱之间，接地平面与连接大地的地网或地桩之间，都要进行搭接。导体的搭接阻抗一般是很小的，在一些电路的性能设计中往往不予考虑。但是，在分析电磁骚扰时，特别是在高频电磁骚扰情况下，就必须考虑搭接阻抗的作用。

#### 1. 良好搭接的作用

良好搭接是减小电磁干扰，实现电磁兼容性所必须的。良好搭接的作用在于：

- (1) 减少设备间电位差引起的骚扰。
- (2) 减少接地电阻，从而降低接地公共阻抗骚扰和各种地回路骚扰。
- (3) 实现屏蔽、滤波、接地等技术的设计目的。
- (4) 防止雷电放电的危害，保护设备等的安全。
- (5) 防止设备运行期间的静电电荷积累，避免静电放电骚扰。

此外，良好搭接可以保护人身安全，避免电源与设备外壳偶然短路时所形成的电击伤害等。因此，搭接技术是抑制电磁干扰的重要措施之一。

#### 2. 不良搭接的影响

图 4-36 是一个不良搭接导致滤波电路失效的例子，干扰源与敏感设备之间接一  $\Pi$  型滤波器。该滤波器是一个低通滤波器，其作用是滤除设备电源线中的高频骚扰分量。在高频情况下，旁路电容器的电抗呈低阻抗，出现在电源线上的干扰信号沿着图 4-36 中的通路①被旁路至地。因此，干扰信号不会到达敏感设备，达到了滤波目的。但是，如果搭接不良，搭接处就会形成搭接阻抗  $Z_B = R_B + j\omega L_B$ ，当搭接阻抗大到一定值时，将有干扰电流经图 4-36 中的通路②到达敏感设备，使滤波器起不到隔离干扰的作用。这充分说明良好搭接的重要性。

不良搭接影响抑制电磁干扰措施的实施效果。

当外界电磁场作用在机箱上时，会在机箱上感应出电流，当受到雷击时，电流强度可以达到 20 万安培。如果机箱不同部分的搭接阻抗过大，就会在搭接部位产生电压，导致电路

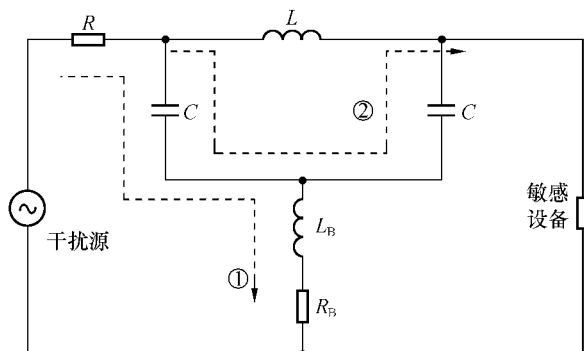


图 4-36 不良搭接的影响

的误动作。

美国的有关设计规范中规定，飞行器的搭接阻抗要小于  $2.5\text{m}\Omega$ ，因为当燃料局部电压超过  $500\text{V}$  时，会造成燃料燃烧。对于飞行器中的高精度仪表，搭接阻抗还要更小。

在大型机柜中，常用机柜作为整个系统的地线，如果机柜的各个部分之间搭接阻抗较大，在做静电实验时，会发生系统误动作或死机等现象。

电缆连接器与设备壳体的搭接能使电缆屏蔽获得最佳效果。如果没有搭接措施，或者搭接不良，连接器屏蔽效能将大为降低，不利于全部电缆的屏蔽完善性，不利于维持电缆的低损耗传输特性。

电流通路上存在没有牢固连接的搭接点，或者由于振动使搭接点松动，这样的搭接点会起到间歇式触点的作用。即使直流电流或工频交流电流通过这样的搭接点，在此搭接点所产生的放电火花也可能形成频率高达几百  $\text{MHz}$  的骚扰信号。

信号电路接地系统中，各个构件搭接不良会使接地措施形同虚设。不良搭接使搭接阻抗增加，会在搭接处形成干扰电压降，破坏理想接地等电位的要求。

防雷电保护网络中，雷击放电电流通过不良搭接点时，会在搭接处产生几千伏的电压降，由此产生的电弧放电可能造成火灾或者引起其他危害。

工频交流供电线路中，如果存在松动的搭接点，就会在某些用电负载上产生很高的电压降，足以损坏用电设备。同时大电流通过搭接点时，使搭接点处发热致使绝缘破坏，轻则造成线路故障，重则引起火灾。

#### 4.6.2 搭接方法与类型

搭接方法可分为永久性搭接和半永久性搭接两种。

(1) 永久性搭接。这是利用铆接、熔焊、钎焊、压接等工艺方法，使两种金属物体保持固定连接。永久性搭接在装置的全寿命期内，应保持固定的安装位置，不要求拆卸检查、维修或者做系统更改。永久性搭接在预定的寿命期内应具有稳定的低阻抗电气性能。

(2) 半永久性搭接。这是利用螺栓、螺钉、夹具等辅助器件使两种金属物体保持连接的方法，它有利于装置的更改、维修和替换部件，有利于测量工作，可以降低系统制造成本。

搭接类型分为两种基本类型：直接搭接和间接搭接。

(1) 直接搭接。这种搭接是两裸金属或导电性很好的金属特定部位的表面直接接触，牢固地建立一条导电良好的电气通路。直接搭接的连接电阻的大小取决于搭接金属接触面积、

接触压力、接触表面的杂质和接触表面硬度等因素。实际工程中，有许多情况要求两种互连的金属导体在空间位置上分离或者保持相对的运动，显然这一要求妨碍了直接搭接方式的实现。此时，就需要采用间接搭接。

(2) 间接搭接。这种搭接是采用搭接带（搭接条）或者其他辅助导体将两个金属物体连接起来。间接搭接的连接电阻等于搭接条两端的连接电阻之和与搭接条电阻相加。搭接条在高频时呈现很大的阻抗。所有高频时多采用直接搭接，设备需要移动或者抗机械冲击时需要用间接搭接。熔接、焊接、锻造、铆接、栓接等方法都可以实现两金属间的裸面接触。搭接前需要对搭接体表面进行净化处理，有时还在搭接体表面镀银或金来覆盖一层良导电层。

4.6.3 搭接的有效性

在直流情况下，我们只关心搭接的直流电阻。然而，随着频率的增大，集肤效应使这一电阻变大。同时，搭接处呈现的自感，搭接面之间存在的电容都会对搭接的有效性产生影响。因此，射频段搭接的有效性不完全取决于其直流电阻。当搭接长度  $l$  远小于波长，即  $l \ll \lambda$  时，搭接处的高频等效电路如图 4-37 所示。

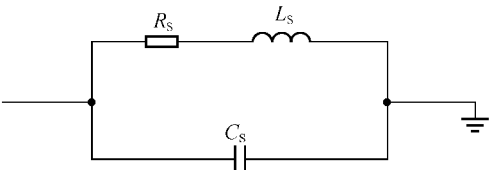


图 4-37 搭接处的高频等效电路

图 4-37 中，搭接电阻的值取决于搭接条的电阻率、半径和集肤深度，即：

$$R_s = \frac{\rho l}{2\pi a \delta} \tag{4-37}$$

式中， $\rho$  为电阻率 ( $\Omega \cdot \text{m}$ )， $a$  为半径 ( $\text{m}$ )， $\delta = (2\rho/\omega\mu)^{1/2}$  为集肤深度 ( $\text{m}$ )； $l$  为长度 ( $\text{m}$ )。搭接条的电感  $L_s$  是搭接条物理结构的函数，而电容  $C_s$  是搭接面的面积及搭接面间距的函数。

以 dB 为电位，搭接的有效性能够采用有搭接条与无搭接条时设备外壳上的感应电压的差来表示，它可能是负值。搭接条的谐振频率是搭接有效性最坏时的频率。

通常用搭接条的直流电阻来说明搭接质量。例如，某些军事规范要求直流搭接电阻小于  $0.1\Omega$ ，以预防冲击危害。MIL-B-5087-B 要求直流搭接电阻小于  $2.5\text{ m}\Omega$ 。在有闪电、爆炸、火灾危害倾向的区域，如果电源线对地短路，允许的电阻值取决于最大的故障电流。如果直流电阻大约为  $0.25\sim 2.5\text{ m}\Omega$ ，通常就能实现良好的射频搭接（Good RF Bond）。搭接电阻的基本表达式为：

$$R_{\text{DC}} = \frac{\rho l}{A} \tag{4-38}$$

式中， $A$  是搭接条的横截面积 ( $\text{m}^2$ )。搭接条的射频电阻远大于直流电阻。

宽而扁的导线比同样横截面积的圆导线具有较小的电感，应优先选择。为了减小搭接条的电感，应尽量减少搭接条的长宽比，搭接条的长度最好不要超过其宽度的 5 倍。

搭接的有效性还应考虑能承受突发的大故障电流的能力。在螺栓用于实现搭接的地方，对于  $100\text{A}$  的电流，螺栓的直径至少为  $0.65\text{cm}$ ；对于  $200\text{A}$  的电流，螺栓的直径至少为  $1.0\text{cm}$ 。电动机的启动电流通常可达几百安培，如果搭接点的电流容量很小，那么当大电流通过此搭接点时，该点将发热而成为一个“热点”。严重时该点可达到白炽的程度，使附近

金属熔化，甚至引燃附近的易燃气体而造成故障。因此，在搭接时必须考虑搭接点的电流量。图 4-38 给出对应不同故障电流时，搭接电阻的最大允许值及可能引燃易爆气体的电阻量级。

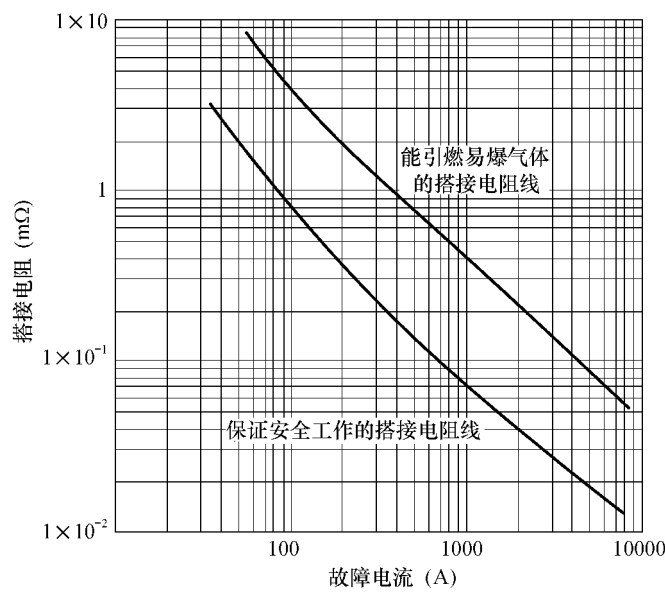


图 4-38 设备与机壳间最大允许搭接电阻与故障电流的关系

4.6.4 搭接的实施

1. 搭接处的电化学腐蚀

当两种不同的金属互相接触时，会出现一种质变，即腐蚀。所谓腐蚀是指在电化学序列中，属于不同组的两种金属（见表 4-1）在溶液（起电解液作用）存在情况下相互接触，形成了一个化学电池，使金属逐渐产生原电池腐蚀和电解腐蚀。能起电解液作用的液体有盐水、盐雾、雨水（雨水能够携带许多杂质使金属表面上各种杂质湿润）、汽油等。

表 4-1 常见金属的电化学序列（以对腐蚀的灵敏度递减排序）

| 第 1 组 |  | 第 2 组 |   | 第 3 组 |    |   |   | 第 4 组  |   |   | 第 5 组 |   |   |   |     |
|-------|--|-------|---|-------|----|---|---|--------|---|---|-------|---|---|---|-----|
| 镁     |  | 铝及其合金 | 锌 | 镉     | 碳钢 | 铁 | 铅 | 锡及锡铅焊料 | 镍 | 铬 | 不锈钢   | 铜 | 银 | 金 | 铂 钛 |

腐蚀的程度取决于两种不同金属在电化学序列中的组别和接触时所处的环境。适当地改变这两个因素，可使搭接的腐蚀减小。在电化学序列中同一组的两种金属接触时，不会发生明显的腐蚀现象。如果是不同组的两种金属接触，则在表 4-1 中，前面组别中的金属将构成一个阳极，而且受到较强的腐蚀；后面组别中的金属将构成一个阴极，相对而言它不受腐蚀。组别相差越远的两种金属接触时，腐蚀越严重。因此，两个相接触的金属材料，应尽量选择表 4-1 中同一组别的金属或者相邻组别中的金属。如果需要将第 2 组金属（例如铝）机壳与第 4 组金属（例如不锈钢）框架搭接时，为了减小对金属铝的腐蚀，可在两金属表面间放入一个第 3 组金属（例如镀锡）垫圈。这样即使保护层损坏，受腐蚀的将是线圈，而不是铝壳，因而可以保护机壳。此外，当两种不同金属搭接时，阴极和阳极的相对面积选择也是

很重要的，阴极越大意味着电子流量越大，因此阳极处的腐蚀作用越严重。减小阴极接触面积，可以使电子流量减少，从而减轻腐蚀。

2. 搭接表面的清理和防腐涂覆

为了获得有效而可靠的搭接，搭接表面必须进行精心处理，其内容包括搭接前的表面清理和搭接后的表面防腐处理。

搭接前的表面处理主要是清除固体杂质，如灰尘、碎屑、纤维、污物等；其次是有机化合物，如油脂、润滑剂、油漆和其他油污等，还要清除表面保护层和电镀层，如铝板表面的氧化铝层以及金、银之类的金属镀层。

搭接完成后，为了保护搭接体，在接缝表面往往要进行附加涂覆（例如涂油漆或者电镀）。应注意的是，若仅对阴极材料涂覆，会在涂覆不好的地方引起严重的腐蚀。因此，当不同金属接触时，特别应对阴极表面进行涂覆，或者在两种金属表面（阳极表面和阴极表面）都加涂覆，如图 4-39 所示。

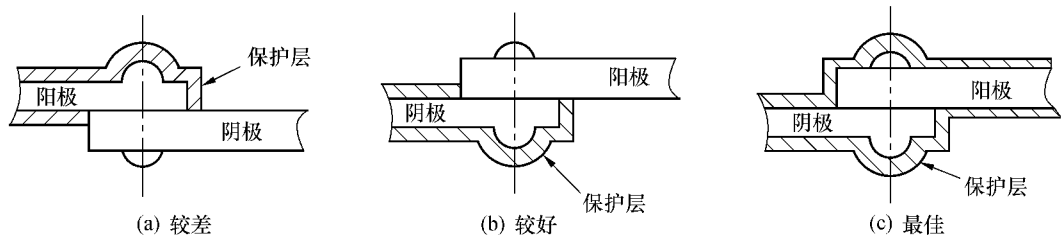


图 4-39 不同金属搭接处的涂覆

3. 搭接的加工方法

两种金属材料搭接的加工方法很多，按接合作用原理可分为物理、化学、机械 3 类不同的原理。

(1) 物理加工方法主要有熔焊、钎焊和软焊。热熔接合是通过气体燃烧和电弧加热使两种金属熔化流动形成连续的金属桥加工工艺，接合处的电导率高，机械强度好，耐腐蚀，但加工成本高。常用的熔接加工方法有气焊、电弧焊、氩弧焊、放热焊等。钎焊是一种金属流动工艺，它把连接的金属表面加热到低于熔点的温度，而后施加填充的金属焊料和适当的焊剂，通过焊料使连接金属表面的紧密接触实现结合。钎焊分为硬钎焊和软钎焊。软钎焊是一种更简单的连接工艺。钎焊使用的温度相当低，因此在那些可能出现大电流的场合不允许采用软钎焊的方法。

(2) 机械加工方法有螺栓连接、铆接、压接、卡箍紧固、销键紧固、拧绞连接等方法。

(3) 化学加工方法主要采用导电粘合剂。它是一种具有两种成分的银粉填充的热固性环氧树脂，经固化后成为一种导电材料。通常它用于搭接金属的表面，既使之粘合，又形成导电良好的低电阻通路。它不仅具有很好的防腐能力，还具有很强的机械强度。有时它和螺栓结合使用，效果更佳。

4.6.5 搭接质量的测试

对于搭接的效果（质量）可以通过测量确定。但一定要注意，搭接的阻抗决不仅仅是直流电阻，因此测量时不能简单地用欧姆表进行测量，而要用高频信号进行测量。在频率较高时，机箱与大地之间的寄生电容和导线的电感都不能忽略，因此实际的搭接阻抗是电感和电



容并联网络。在某个频率上会发生并联谐振，这时的阻抗为无限大。

目前用得最多的是采用四端法直接测量搭接点的直流或者低频搭接电阻。由图 4-40 可知，恒流源在被测搭接点（线、面）上形成电压降，然后用高灵敏度的数字电压表测出其电压降值再根据恒流源指示的电流值，推算搭接电阻。现在已经有商品型微欧计可供使用，但是其恒流源输出电流较小，限制了它对大面积搭接接头的测量。

另外，利用专门的高频搭接阻抗测量探头、网络分析仪或者带有跟踪信号源的频谱仪，可以测量出搭接条的高频阻抗特性。

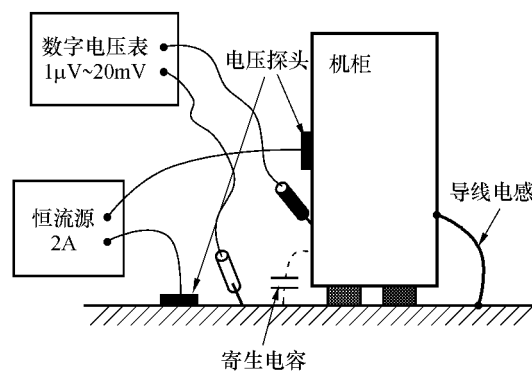


图 4-40 搭接阻抗的测量

## 第 5 章 线路板设计

在电子设备或系统的电磁兼容设计中，最重要的是元器件的选择尤其是有源器件的正确选择和印刷电路板（PCB）的设计。

### 5.1 元器件的选择

#### 5.1.1 常用元器件的选择和电路设计

下面将讨论一些常见的用来减少或抑制电磁骚扰的电子元、器件的选择和电路设计技术。

##### 1. 元件组

有两种基本的电子元件组：有引脚的和无引脚的元件。

有引脚线元件有寄生效果，尤其在高频时。该引脚形成了一个小电感，大约是  $1\text{nH}/\text{mm}$ /引脚。引脚的末端也能产生一个小电容性的效应，大约有  $4\text{pF}$ 。因此，引脚的长度应尽可能地短。

与有引脚的元件相比，无引脚且表面贴装的元件的寄生效果要小一些，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，表面贴装元件效果最好，其次是放射状引脚元件，最后是轴向平行引脚的元件。

##### (1) 电阻

由于表面贴装元件具有低寄生参数的特点，因此，表面贴装电阻总是优于有引脚电阻。对于有引脚的电阻，应首选碳膜电阻，其次是金属膜电阻，最后是线绕电阻。

由于在相对低的工作频率下（约 MHz 数量级），金属膜电阻是主要的寄生元件，因此其适合用于高功率密度或和高准确度的电路中。

线绕电阻有很强的电感特性，因此在对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。

在放大器的设计中，电阻的选择非常重要。在高频环境下，电阻的阻抗会因为电阻的电感效应而增加。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轻去耦效应

(即改善瞬态响应时间)。

在 RC 滤波网络中, 线绕电阻的寄生电感很容易引起本机振荡, 所以必须考虑由电阻引起的电感效应。

## (2) 电容

由于电容种类繁多, 性能各异, 因此选择合适的电容并不容易。但是电容的使用可以解决许多电磁兼容 (EMC) 问题。接下来的几小节将描述几种最常见的电容类型、性能及使用方法。

铝质电解电容通常是在绝缘薄层之间以螺旋状缠绕金属箔而制成, 这样可在单位体积内得到较大的电容值, 但也使得该部分的内部感抗增加。

钽电容由一块带直板和引脚连接点的绝缘体制成, 其内部感抗低于铝电解电容。

陶质电容的结构是在陶瓷绝缘体中包含多个平行的金属片, 其主要寄生为片结构的感抗, 并且通常这将在低于 MHz 的区域造成阻抗。

绝缘材料的不同频响特性意味着一种类型的电容会比另一种更适合于某种应用场合。铝电解电容和钽电解电容适用于低频终端, 主要是存储器和低频滤波器领域。在中频范围内 (从 kHz 到 MHz), 陶质电容比较适合, 常用于去耦电路和高频滤波。特殊的低损耗 (通常价格比较昂贵) 陶质电容和云母电容适合于甚高频应用和微波电路。

为得到最好的 EMC 特性, 电容具有低的 ESR (Equivalent Series Resistance, 等效串联电阻) 值是很重要的, 因为它会对信号造成大的衰减, 特别是在应用频率接近电容谐振频率的场合。

### ① 旁路电容

旁路电容的主要功能是产生一个交流分路, 从而消去进入易感区的那些不需要的能量。旁路电容一般作为高频旁路器件来减小对电源模块的瞬态电流的需求。通常铝电解电容和钽电容比较适合作旁路电容, 其电容值取决于 PCB 板上的瞬态电流的需求, 一般在  $10 \sim 470\mu\text{F}$  范围内。若 PCB 板上有许多集成电路、高速开关电路和具有长引线的电源, 则应选大容量的电容。

### ② 去耦电容

有源器件在开关时产生的高频开关噪声将沿着电源线传播。去耦电容的主要功能就是, 提供一个局部的直流电源给有源器件, 以减少开关噪声在板上的传播并将噪声引导到地。

实际上, 旁路电容和去耦电容都应该尽可能放在靠近电源输入处以帮助滤除高频噪声。去耦电容的取值大约是旁路电容的  $1/100 \sim 1/1000$ 。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块 (IC), 因为布线阻抗将减小去耦电容的效力。

陶瓷电容常被用来去耦, 其值决定于最快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  $4.7\text{nF} \sim 100\text{nF}$  的电容; 对一个 100MHz 时钟信号, 可使用  $10\text{nF}$  的电容。

选择去耦电容时, 除了考虑电容值外, ESR 也会影响去耦能力。为了去耦, 应该选择 ESR 低于  $1\Omega$  的电容。

### ③ 电容谐振

如何根据谐振频率选择旁路电容和去耦电容的值。如图 5-1 所示, 电容在低于谐振频率时呈现容性, 而在其他情况下, 电容将因为引线长度和布线自感呈现感性。表 5-1 列出了两

种陶瓷电容的谐振频率，一种具有标准的 0.25 英寸的引脚和 3.75nH 的内部互连自感，另一种为表面贴装类型并具有 1nH 的内部自感。我们看到表面贴装类型的谐振频率是通孔插装类型的两倍。

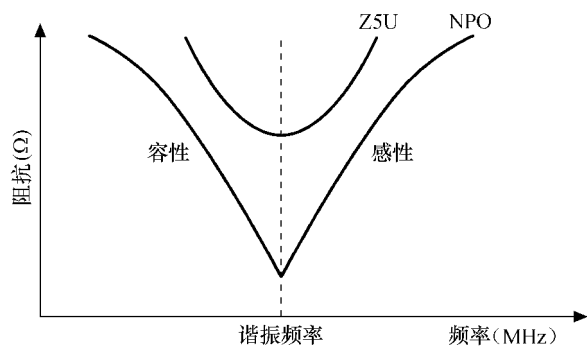


图 5-1 不同电介质材料的电容阻抗

表 5-1 电容的谐振频率

| 电 容 值              | 通孔插装 (0.25 英寸引线) | 表面贴装 (0805) |
|--------------------|------------------|-------------|
| 1.0 $\mu\text{F}$  | 2.5MHz           | 5MHz        |
| 0.1 $\mu\text{F}$  | 8MHz             | 16MHz       |
| 0.01 $\mu\text{F}$ | 25MHz            | 50MHz       |
| 1000 pF            | 80MHz            | 160MHz      |
| 100 pF             | 250MHz           | 500MHz      |
| 10 pF              | 800MHz           | 1.6GHz      |

另一个影响去耦效力的因素是电容的绝缘材料（电介质）。去耦电容的制造中常使用钽钛酸盐陶瓷（Z5U）和铌钛酸盐（NPO）这两种材料。Z5U 具有较大的介电常数，谐振频率在 1~20MHz 之间。NPO 具有较低的介电常数，但谐振频率较高（大于 10MHz）。因此 Z5U 更适合作为低频去耦，而 NPO 用作 50MHz 以上频率的去耦。

常用的做法是将两个去耦电容并联，这样可以在更宽的频谱分布范围内降低电源网络产生的开关噪声。多个去耦电容的并联能提供 6dB 增益以抑制有源器件开关造成的射频电流。

多个去耦电容不仅能提供更宽的频谱范围，而且能提供更宽的布线以减小引线自感，因此也就能更有效的改善去耦能力。两个电容的取值应相差两个数量级以提供更有效的去耦（如 0.1 $\mu\text{F}$ +0.001 $\mu\text{F}$  并联）。

需要注意的是数字电路的去耦，低的 ESR 值比谐振频率更为重要，因为低的 ESR 值可以提供更低阻抗的到地通路，这样当超过谐振频率的电容呈现感性时仍能提供足够的去耦能力。

(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、可以与磁场互相作用的能力使其潜在地比其他元件更为敏感。和电容类似，巧妙地使用电感也能解决许多 EMC 问题。

图 5-2 显示的是两种基本类型的电感：开环和闭环。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。

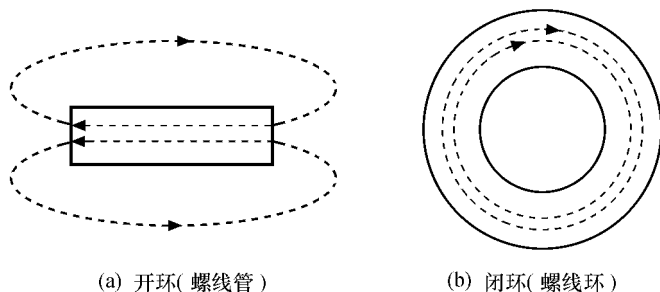


图 5-2 电感中的磁场

电感比起电容和电阻而言的一个优点是它没有寄生感抗，因此其表面贴装类型和引线类型没有什么差别。

开环电感的磁场穿过空气，这将引起辐射并带来电磁干扰（EMI）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（即磁体内的局部磁场），如图 5-3 所示。

对闭环电感来说，磁场被完全控制在磁芯，因此在电路设计中这种类型的电感更理想，当然它们也比较昂贵。螺旋环状的闭环电感的一个优点是：它不仅将磁环控制在磁心，还可以自行消除所有外来的附带场辐射。

电感的磁芯材料主要有两种类型：铁和铁氧体。铁和铁氧体可作电感磁芯骨架，铁磁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（可达 MHz）。因此铁氧体磁芯电感更适合于 EMC 应用。

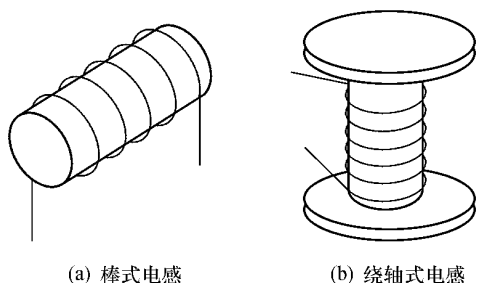


图 5-3 开环电感

在 EMC 的特殊应用中，有两类特殊的电感：铁氧体磁珠和铁氧体夹。

铁氧体磁珠是单环电感，通常单股导线穿过铁氧体型材而形成单环。这种器件在高频范围的衰减为 10dB，而直流的衰减量很小。

类似铁氧体磁珠，铁氧体夹在高达 MHz 的频率范围内的共模（CM）和差模（DM）的衰减均可达到 10~20dB。

在 DC-DC 变换中，电感必须能够承受高饱和电流，并且辐射要小。线轴式电感具有满足该应用要求的特性。在低阻抗的电源和高阻抗的数字电路之间，需要 LC 滤波器，以保证电源电路的阻抗匹配，如图 5-4 所示。电感最广泛的应用之一是用于交流电源滤波器，如图 5-5 所示。

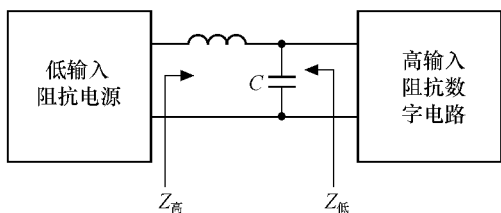


图 5-4 LC 滤波器

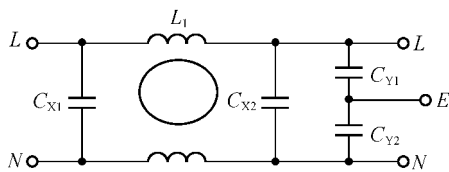


图 5-5 AC 电源滤波器

图 5-5 中， $L_1$  是共模扼流圈，它既通过其初级电感线圈实现差分滤波，又通过其次级电感线圈实现共模滤波。 $L_1$ 、 $C_{X1}$  和  $C_{X2}$  构成差分滤波网络，以滤除进线间的噪声。 $L_1$ 、 $C_{Y1}$ 、 $C_{Y2}$  构成共模滤波网络，以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 滤波器在差分模式能降低 50dB/十倍频程，而在共模降低为 40dB/十倍频程。

(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 相关的些问题。表 5-2 列出了典型的二极管及其特性。二极管有许多解决 EMC 问题的应用。

许多电路为感性负载，在高速开关电流的作用下，系统中产生瞬态尖峰电流。二极管是抑制尖峰电压噪声源的最有效的器件之一。下面举例说明用二极管实现尖峰抑制。

表 5-2 二极管特性

| 二极管类型                           | 特 性                                                    | 电磁兼容应用                   | 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             | 开关式电源                            |
| 齐纳二极管                           | 反向模式工作；快速反向电压过渡；用于嵌位正向电压；嵌位电压（ $5.1V\pm2\%$ ）          | ESD 保护；过电压保护；低电容高数据率信号保护 | ---                              |
| 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示时会产生辐射 |
| 瞬态电压抑制二极管（TVS）                  | 类似齐纳二极管单工作于雪崩模式；宽嵌位电压（即 5V 意味着 6V 到 12V）；嵌位正向和负向瞬态过渡电压 | ESD 激发瞬时高电压高瞬时尖脉冲保护      | ---                              |
| 变阻二极管（VDR；电压随电阻变化）（MOV；氧化金属变阻器） | 覆盖金属的陶瓷粒（每颗粒子的作用如同高垫的肖特基二极管，主线保护；快速瞬态响应）               | 主线 ESD 保护；高压和高瞬时保护       | 可选齐纳二极管和 TVS                     |

如图 5-6 所示，控制终端开/关线圈，线圈中的开关尖峰脉冲将耦合并辐射到电路的其他部分。二极管 D1 能嵌位电压的波动。

图 5-7 中的二极管用于抑制高压开关的尖峰电压。

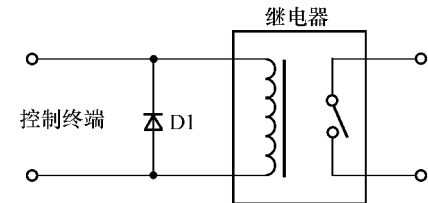


图 5-6 继电器瞬时尖峰抑制

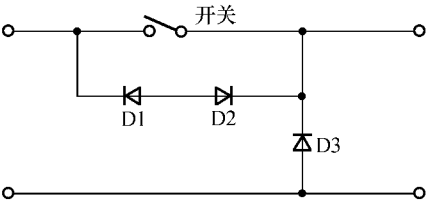


图 5-7 DC 开关尖峰抑制

图 5-8 是典型的变压和整流电路。D2 是肖特基或齐纳二极管，用于抑制滤波后的尖峰瞬态噪声电压。

在汽车控制应用中，无论有刷还是无刷电机，当电机运行时，都将产生电刷噪声或换向噪声。因此需要噪声抑制二极管，为了改进噪声抑制效果，二极管应尽量靠近电机接点。

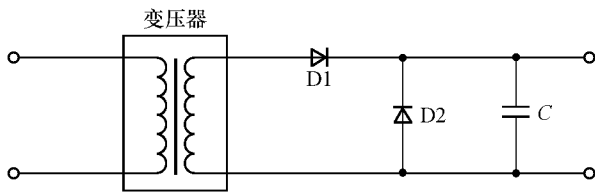


图 5-8 DC 变压器尖峰抑制

在电源输入电路中，需要用 TVS 或高电压变阻器进行噪声抑制。

信号连接接口的 EMI 问题之一是静电放电（ESD）。一种解决方法是，屏蔽电缆和连接器以保护它们不受外界静电的干扰；另一种方法是使用 TVS 或变阻器保护信号线。

## 2. 集成电路

现代数字集成电路主要使用 CMOS 工艺制造。CMOS 器件的静态功耗很低，但是在高速开关的情况下，CMOS 器件需要电源提供瞬时功率，高速 CMOS 器件的动态功率要求超过同类双极性器件。因此必须对这些器件加去耦电容以满足瞬时功率要求。

### （1）集成电路封装

现在集成电路有多种封装结构，对于分离元件，引脚越短，EMI 问题越小。因为表贴器件有更小的安装面积和更低的位置，因此有更好的 EMC 性能，所以应首选表贴器件，甚至于直接在 PCB 板上安装裸片。

IC 的引脚排列也会影响 EMC 性能。电源线从模块中心连到 IC 引脚越短，它的等效电感越少。因此 VCC 与 GND 之间的去耦电容越近越有效。

无论是集成电路、PCB 板还是整个系统，时钟电路是影响 EMC 性能的主要因素。集成电路的大部分噪声都与时钟频率及其多次谐波有关。因此无论电路设计还是 PCB 设计都应该考虑时钟电路以减低噪声。合理的地线、适当的去耦电容和旁路电容都能减小辐射。用于时钟分配的高阻抗缓冲器也有助于减小时钟信号的反射和振荡。

对于使用 TTL 和 CMOS 器件的混合逻辑电路，由于其不同的开关/保持时间，会产生时钟、有用信号和电源的谐波。为避免这些潜在的问题，最好使用同系列的逻辑器件。由于 CMOS 器件的门限宽，现在大多数设计者选用 CMOS 器件。由于制造工艺是 CMOS 工艺，因此微处理器的接口电路也优选这种器件。需要特别注意的是，未使用的 CMOS 引脚应该接地线或电源。在 MCU 电路中，噪声来自源连线/终端的输入，以致 MCU 执行错误的代码。

因为微控制器是基于 CMOS 技术制造的，因此 CMOS 器件也应是设计微控制器接口的首选的逻辑系列产品。关于 CMOS 设备，一个重要方面就是其不用的输入引脚要悬空或者接地。在 MCU 电路中，噪声环境可能引起这些输入端运行混乱，还导致 MCU 运行乱码。

### （2）电压校准电路

对于典型的校准电路，适当的去耦电容应该尽可能近地放置在校准电路的输出位置，因为在跟踪过程中，距离在校准的输出和负荷之间将会产生电感影响，并引起校准电路的内部振荡。一个典型例子，在校准电路的输入和输出中，加上  $0.1\mu\text{F}$  的去耦电容可以避免可能的内在振荡和过滤高频噪声。除此之外，为了减少输出脉动，要加上一个相对大的旁路电容（ $10\mu\text{F}/\text{A}$ ）。图 5-9 显示了校准电路的旁路和去耦电容。电容要放到离校准装置尽可能近的地方。

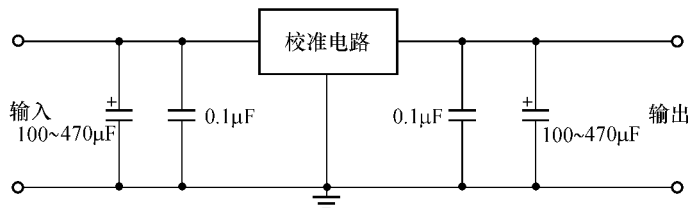


图 5-9 旁路与去耦调节器

(3) 线路的终端匹配连接

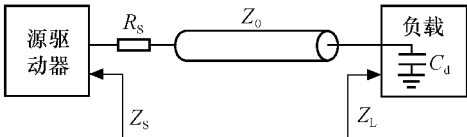
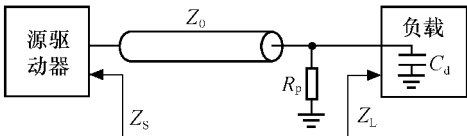
当电路在高速运行时，在源和目的间的阻抗匹配非常重要。因为错误的匹配将会引起信号反馈和阻尼振荡。过量的射频能量将会辐射或影响到电路的其他部分，引起 EMI（电磁兼容性）问题。信号的端接有助于减少这些非预计的结果。

信号端接不但能减少在源和目的之间匹配阻抗的信号反馈和振铃，而且也能减缓信号边沿的快速上升和下降。有很多种信号端接的方法，每种方法都有其利弊。表 5-3 给出了一些信号端接方法的概要。

表 5-3 信号端接方法的概要

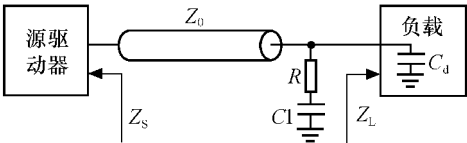
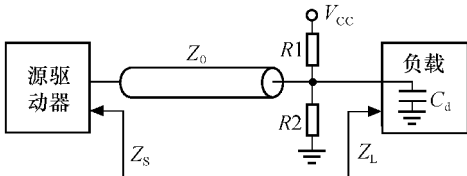
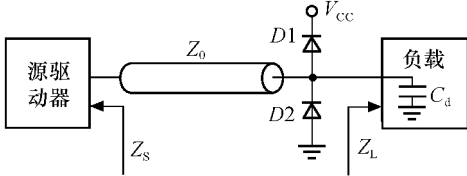
| 端 接 类 型  | 相 对 成 本 | 增 加 延 迟 | 功 率 需 求 | 临 界 参 数                                   | 特 性        |
|----------|---------|---------|---------|-------------------------------------------|------------|
| 串 联      | 低       | 是       | 低       | $R_S = Z_0 = R_0$                         | 好的 DC 噪声极限 |
| 并 联      | 低       | 小       | 高       | $R = Z_0$                                 | 功率消耗是一个问题  |
| RC       | 中       | 小       | 中       | $R = Z_0 \quad C = 20 \sim 600 \text{pF}$ | 阻碍带宽同时增加容性 |
| Thevenin | 中       | 小       | 高       | $R = 2 \times Z_0$                        | 对需要高功率     |
| 二极管      | 高       | 小       | 低       |                                           | 极限过冲，二极管振铃 |

表 5-4 信号端接电路及说明

| 端 接 方 法 | 端接电路说明                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           |
|---------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 串联端接    | <div></div> <p>在源 <math>Z_S</math> 和分布式的线迹 <math>Z_0</math> 之间，加上了源端接电阻 <math>R_S</math>，用来完成阻抗匹配。<math>R_S</math> 还能吸收负载的反馈。</p> <p><math>R_S</math> 必须离源驱动电路尽可能的近。<math>R_S</math> 的值在等式 <math>R_S = Z_0 - Z_S</math> 中是实数值，其值一般为 <math>15 \sim 75 \Omega</math>。</p>                                                                                                                       |
| 并联端接    | <div></div> <p>附加一个并联端接电阻 <math>R_p</math>，这样 <math>R_p // Z_L</math> 就和 <math>Z_0</math> 相匹配了。但是这个方法对手持式产品不适用的，因为 <math>R_p</math> 的值太小了（一般为 <math>50 \Omega</math>），而且这个方法很耗能量，再者这个方法还需要源驱动电路来驱动一个较高的电流（<math>100 \text{mA} @ 5 \text{V}</math>，<math>50 \Omega</math>）。由于 <math>Z_{in} C_d</math> 的值还使这个方法增加了一个小的延时，这里 <math>Z_{in} = R_p // Z_L</math>，而 <math>C_d</math> 是负载的输入分流电容。</p> |



续表

| 端 接 方 法     | 端接电路说明                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                  |
|-------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| RC 端接       | <div></div> <p>这个方法类似于并联端接，但是增加了一个 <math>C_1</math>。和在并联端接方法中一样，<math>R</math> 用于提供匹配 <math>Z_0</math> 的阻抗。<math>C_1</math> 为 <math>Z_0</math> 提供驱动电流并过滤掉从线迹到地的射频能量。因此，相比并：联端接方法，RC 端接方法需要的源驱动电流更少。<math>R</math> 和 <math>C_1</math> 的值由 <math>Z_0</math>、<math>T_{pd}</math>（环路传输延迟）和 <math>C_d</math> 确定。时间常数 <math>RC=3\times T_{pd}</math>，这里 <math>R//Z_L=Z_0</math>，<math>C=C_1//C_d</math>。</p> |
| Thevenin 端接 | <div></div> <p>此电路由上拉电阻 <math>R_1</math> 和下拉电阻 <math>R_2</math> 组成，这样就使逻辑高和逻辑低与目标负载相符。<math>R_1</math> 和 <math>R_2</math> 的值由 <math>R_1//R_2=Z_0</math> 决定。<math>R_1+R_2+Z_L</math> 的值要保证最大电流不能超过源驱动电路容量。举例来说，<math>R_1=220\Omega</math>，<math>R_2=330\Omega</math>。</p> $V_{ref} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times V_{CC} = \frac{330}{220 + 330} \times 5 = 3V$ <p>这里 <math>V_{CC}</math> 是驱动电压。</p>    |
| 二极管端接       | <div></div> <p>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。<math>D_1</math> 和 <math>D_2</math> 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，二极管不会影响线性阻抗。对这种端接方法而言，选择 Schottky 快速开关二极管是比较好的。</p> <p>这种端接方法的优点在于不用已知 <math>Z_0</math> 的值，而且还可以和其他类型的端接方法结合使用。通常在 MCU 的内部应用这种端接方法来保护 I/O 端口。</p>                                                                                                                         |

3. 微控制器（MCU）

现在，许多 IC 制造业者不断地减小 MCU 的尺寸以达到在单位硅片上增加更多部件的目的。通常减小尺寸会使晶体管更快。这样一来，虽然 MCU 时钟速率无法增加，但是上升和下降速度会增加，从而谐波分量使得频率值上升。许多情况下，减小微控制器尺寸无法通知给用户，这样最初时电路中的 MCU 是正常的，但以后在产品生命周期中的某个时间就可能出现 EMC 问题。对此最好的解决方法就是，在开始设计电路时就设计一个较稳健的电路。

许多实时应用方面都需要高速 MCU，设计者一定要认真对待其电路设计和 PCB 布线以减少潜在的 EMC 问题。MCU 需要的电源功率随着其处理功率的增加而增加。让供给电路（比如校准电路）靠近 MCU 是不难办到的，再用一个独立的电容就可以减少直流电源对其电路的影响。

MCU 通常有一个片上振荡器，它与自己的晶体或谐振器连接，从而避免使用其他时钟驱动电路的时钟。这个独立的时钟能更好地防止系统其他部份所产生的噪声辐射。在时钟频率方面，MCU 通常是对功率要求最高的设备，这样让时钟靠近 MCU 就能保证对时钟频率仅有最小的驱动需求。

### (1) I/O 口引脚

对于大多数 MCU，引脚通常都是高阻输入或混合输入/输出 (I/O)。高阻输入引脚易受噪声影响，并且在非正常终端时会引至寄存器锁存错误的电平。一个非内部终端的输入引脚需要有高阻抗（例如  $4.7\text{k}\Omega$  或  $10\text{k}\Omega$ ）连接每个引脚到地或者到供电电平，以便确保一个可知的逻辑状态。未连接的输入引脚通常浮动在供电电平的中间值周围，或者由于有内部泄漏通路而浮动在不确定的电压值。

对于 IRQ 或复位引脚（输入引脚）来说，其终端比普通 I/O 口引脚更为重要。如果噪声导致这两个引脚误触发，它将对整个电路的行为产生巨大的影响。当输入引脚未连接，同时输入锁存器半开半闭时，会导致 IC 内部电流泄漏，此时通常可以看到高电流消耗，尤其是在 CMOS 器件中。因此在输入引脚终端连接高阻抗可以减少供电电流。

### (2) IRQ 口引脚

由于中断请求 (IRQ) 对 MCU 操作有影响，因此它是元件中最敏感的引脚之一。从远端设备到 PCB 板上的 MCU，甚至在插件适配器或子系统卡上，IRQ 都可以被查询。因此，确保与中断请求引脚的任何连线都有瞬时静电释放保护是非常重要的。对于静电释放来说，在 IRQ 连线上有双向二极管、transorbs 或金属氧化变阻器终端通常就足够了，而且它们还能在不产生大的线路负荷的情况下帮助减少过冲和阻尼震荡。即便是对价格很敏感的应用，IRQ 线上的电阻终端也同样不可缺少。

### (3) 复位引脚

不恰当的复位将导致许多问题，因为不同的应用利用了 MCU 启动和断电的不同条件。复位最基本的功能保证了 MCU 一旦加电便开始用可控制的方式执行代码。

加电时，电源上升到 MCU 的工作电压，在晶振稳定之前需要等一段时间，因此在复位引脚上要有时间延时。最简单的延时就是电阻—电容 (RC) 网络，在电流经过电阻时电容开始充电，一直到电平达到了能被 MCU 在逻辑 1 状态时的复位电路检测到的值为止。

理想情况下没有严格规定电阻和电容的大小，但也有其他方面的考虑。复位引脚的内部泄漏电流通常规定不能超出  $1\mu\text{A}$ （针对 MotorolaHC08MCU），这意味着电阻最大为  $100\text{k}\Omega$ ，电容不能是电解电容，以保持停止电流的最小值。推荐使用陶瓷电容，因为，它结合了低价格、低泄漏、高频反应性能好的优点。复位引脚电容非常小（MotorolaHC08 MCU 低于  $5\text{pF}$ ）。对于最小阻抗值也有限制，因为最大上拉电流大约为  $5\text{mA}$ ， $1\text{V}$  ( $V_{\text{OL}}$ )。加上外部电容的低阻抗电压源，则确定了上拉电阻的最小值为  $2\text{k}\Omega$ 。用二极管来钳住复位引脚的电压也是一种推荐做法，能防止供电电压过度，并且能够在断电时令电容迅速放电。

### (4) 振荡器

许多 MCU 合成了倒相放大器，用来与外部晶体或陶瓷共振器一起构成皮尔斯振荡器结构。图 5-10 给出了 MCU 上使用的典型标准皮尔斯振荡器结构，晶体在  $1\sim 20\text{MHz}$  的频率范围。下面用简单的形式给出了 MCU 的内部电路，与非门后面是变极器。与非门有两个输入：一个连到 MCU 的 OSC1 脚，另一个连接到内部 STOP 上。

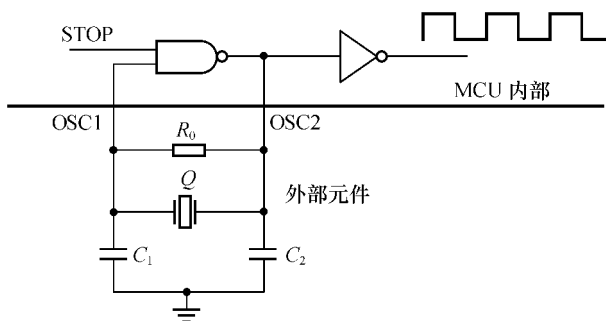


图 5-10 标准皮尔斯振荡器

对于振荡电路来说，必须有正反馈，且闭环增益必须比 1 大。电阻  $R_0$  导致了负反馈，增大了放大器的开环增益需求。 $R_0$  通常尽量大，以将反馈减到最小，同时克服加电时的电流泄漏。当使用 1MHz 和 20MHz 的晶体时， $R_0$  应该在 1~10M $\Omega$  的范围里。对于陶瓷谐振器， $R_0$  一般用 1M $\Omega$ 。

### 5.1.2 有源器件敏感度特性和发射特性

电磁兼容性问题的关键是模拟和逻辑有源器件的选择，必须注意有源器件固有的电磁敏感度特性和电磁骚扰发射特性。

#### 1. 电磁敏感度特性

为信号接收和信号处理所设计的芯片或器件可以分为调谐器件和基本频带器件两类。

调谐器件起带通元件作用，包含预期对中心频率及其附近频率的接收与放大，如通信接收机、各类放大器等。其频率特性包括中心频率、带宽、选择性和带外乱真响应等。基本频带器件起低通元件作用，包含从直流到截止频率的接收与放大，如低频放大器、视频放大器等。其频率特性包括截止频率和截止频率以外的抑制特性，以及带外乱真响应等。此外，这两种器件还具有两种重要特性，即输入阻抗和输入端的对称或不对称特性。

这两种器件最重要的敏感度参数是带内敏感度，这决定了它们的敏感度特性。灵敏度和带宽是评价敏感器件最重要的参数，灵敏度越高，带宽越大，抗扰度越差。

模拟器件的灵敏度以器件固有噪声为基础，即等于器件固有噪声的信号强度或最小可识别的信号强度称为灵敏度。模拟器件的带内敏感度特性取决于灵敏度和带宽。

逻辑器件的带内敏感度特性取决于噪声容限或噪声抗扰度，噪声容限即叠加在输入信号上的噪声最大允许值，噪声抗扰度可表示为。

$$\text{噪声抗扰度} = \frac{\text{支流噪声容限(V)}}{\text{典型输出翻转电压(V)}} (\%) \quad (5-1)$$

噪声容限可分为直流噪声容限、交流噪声容限和噪声能量容限。直流噪声容限把逻辑器件的抗扰度和逻辑器件典型输出翻转电压联系起来。交流噪声容限进一步考虑了逻辑器件的延迟时间，如果骚扰脉冲的宽度很窄，逻辑器件还没有来得及翻转，骚扰脉冲就消失了，就不会引起干扰。噪声能量容限则同时包含了典型输出翻转电压、延迟时间和输出阻抗，定义为：

$$N_E = \frac{U_{TH}^2}{Z_0} T_{pd} \quad (5-2)$$

式中， $N_E$ 为噪声能量容限， $U_{TH}$ 为逻辑器件的典型输出翻转电压， $T_{pd}$ 为延迟时间， $Z_0$ 为输出阻抗。如果噪声能量大于噪声能量容限则逻辑器件将误翻转。表 5-5 列出了各种逻辑器件族单个门的典型特性，包括直流噪声容限和噪声抗扰度，推荐使用 CMOS、HTL 器件。模拟和逻辑器件的带外敏感度特性用灵敏度和抑制特性斜率表示，因为有源器件的敏感度特性主要存在于带外，所以带外特性十分重要。低电平、高密度组装、高速、高频器件很容易受到骚扰，特别是脉冲骚扰。

表 5-5 各种逻辑器件族单个门的典型特性

| 逻辑族           | 典型输出翻转电压/V | 上升/下降时间/ns  | 带宽 $1/\pi t_r$ /MHz | 允许的最大 $U_{OL}$ 电压降/V | 无负载时电源瞬态电流/mA | 输入电容/pF | 单门输入电流 <sup>①</sup> 瞬/稳 | 速度×功率 <sup>②</sup> (PJ) | 直流噪声容限 <sup>②</sup> /mV | 噪声抗扰度 <sup>③</sup> (%) |
|---------------|------------|-------------|---------------------|----------------------|---------------|---------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|------------------------|
| ECL(10k)      | 0.8        | 2/2         | 160                 | 0.2                  | 1             | 3       | 1.2/1.2mA               | 50                      | 100                     | 12                     |
| ECL(100k)     | 0.8        | 0.75        | 420                 | 0.2                  |               | 3       | 3/0.5mA                 |                         | 100                     | 12                     |
| TTL           | 3.4        | 10          | 32                  | 0.5                  | 16            | 5       | 1.8/1.5mA               | 100~150                 | 400                     | 12                     |
| LP TTL        | 3.5        | 20/10       | 21                  |                      | 8             | 5       | 1/0.3mA                 | 35                      | 400                     | 12                     |
| STTL          | 3.4        | 3/2.5       | 120                 | 0.5                  | 30            | 4       | 5/4mA                   | 60                      | 300                     | 9                      |
| LS-TTL        | 3.4        | 10/6        | 40                  | 0.25                 | 10            | 6       | 2/0.6mA                 | 20                      | 300                     | 9                      |
| AS            | 3.4        | 2           | 160                 | 0.5                  | 40            | 4       | 7/1mA                   | 15                      | 300                     | 9                      |
| ALS           | 3.4        | 4           | 80                  | 0.5                  | 10            | 5       | 4.3/0.3mA               | 5                       | 300                     | 9                      |
| Fast          | 3          | 2           | 160                 | 0.5                  |               | 5       | 8/0.5mA                 | 10                      | 300                     | 10                     |
| CMOS 5V (15V) | 5 (15)     | 90/100 (50) | 3 (6)               |                      | 1 (10)        | 5       | 0.2/<10μA               | 5~50 (0.1~1MHz)         | 1V (4.5V)               | 20 (30)                |
| HCOMS (5V)    | 5          | 10          | 32                  | 2                    | 10            | 5       | 2.5/<10μA               | 10~150 (1~10MHz)        | 1V                      | 20                     |
| GAAS(1.2V)    | 1          | 0.1         | 3000                |                      |               | ≈1      | 10μA                    | 0.1~1                   | 100                     | 10                     |
| MOSFET        | 0.6, 0.8   | 0.03        | 10000               | 0.1                  |               | 0.6     | 12~16μA                 | 0.03                    | 100                     | 14                     |

注：① 驱动器件的电流，必须在最不利输入状态馈送到每个被驱动门；  
② 直流噪声容限值驱动门的  $U_{out}$  和被动门识别“1”或“0”所需要的  $U_{in}$  之间的差；  
③ 对某些工艺，像 CMOS 和 HCMOS，速度功率乘积与时钟频率有关，因为它们的输入阻抗大多为电容性的；  
④ 用噪声容限/翻转电压来表示，百分比越大，抗扰度越好。

2. 电磁骚扰发射特性

电子噪声主要来自设备内部的元器件，包括热噪声、散弹噪声、分配噪声、 $1/f$  噪声和天线噪声等。逻辑器件的电磁骚扰发射包括传导骚扰和辐射骚扰，前者可通过电源线、信号线、接地线等金属导线传输；后者可由器件辐射或通过充当天线的互连线进行辐射。凡是有骚扰电流经过的地方都会产生电磁骚扰发射。

传导骚扰随频率成正比增加，辐射骚扰则随频率平方而增加，所以，频率越高就越容易产生辐射。

逻辑器件是一种骚扰发射较强的、最常见的宽带骚扰源，器件翻转时间越短，对应逻辑脉冲所占频谱越宽，如图 5-11 所示，可表示为频谱宽度  $BW$  与上升时间  $t_r$  的关系：

$$BW = 1/\pi t_r \tag{5-3}$$

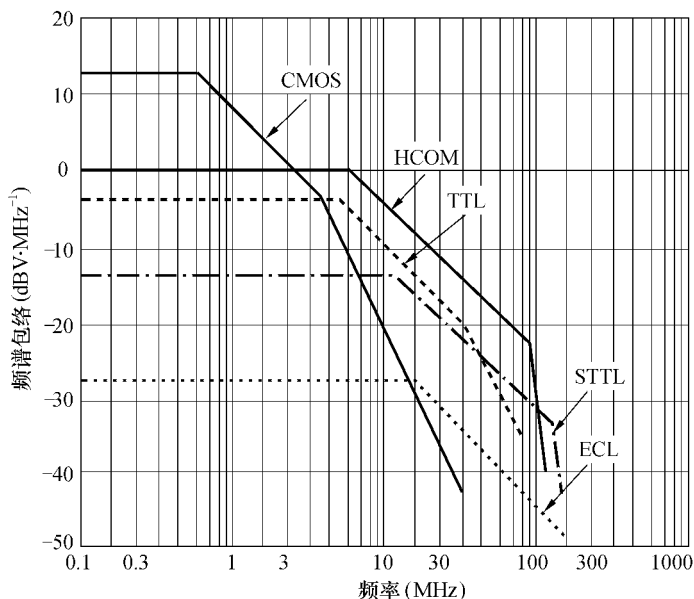


图 5-11 典型逻辑器件的电压频谱

实际辐射频率范围可能达到  $BW$  的 10 倍以上。例如  $t_r = 2\text{ns}$  时，频谱宽度  $BW = 159\text{MHz}$ ，实际辐射频率范围可达  $1.6\text{GHz}$  以上。

### 3. $\Delta I$ 噪声电流和瞬态负载电流

$\Delta I$  噪声电流和瞬态负载电流是产生传导骚扰和辐射骚扰的初始源，下面讨论这两种电流的危害。

#### (1) $\Delta I$ 噪声电流的产生与危害

在数字电路的信号完整性 (signal integrity) 问题中，一个很重要的组成部分是  $\Delta I$  噪声电流问题，也称为地线跳跃 (ground bounce) 问题。

$\Delta I$  噪声电流的产生和进行骚扰的基本机理是：当数字集成电路在加电工作时，它内部的门电路将会发生“0”和“1”的变换，实际上是输出高低电位之间的变换。在变换的过程中，该门电路中的晶体管（对于 TTL 电路是三极管，对于 CMOS 电路是场效应管）将发生导通和截止状态的转换，会有电流从所接电源流入门电路，或从门电路流入地线，从而使电源线或地线上的电流产生不平衡，发生变化。这个变化的电流就是  $\Delta I$  噪声的源，亦称为  $\Delta I$  噪声电流。由于电源线和地线存在一定的阻抗，其电流的变化将通过阻抗引起尖峰电压，并引发其电源电压的波动，这个电源电压的变化就是  $\Delta I$  噪声电压，会引起误操作并产生传导骚扰和辐射骚扰。

由于在集成电路内，多个门电路共用一条电源线和地线，所以其他门电路将受到电源电压变化的影响，严重时会使这些门电路工作异常，产生运行错误。这种  $\Delta I$  噪声电流也可称为芯片级  $\Delta I$  噪声电流。同时，在一块数字印刷电路板上，常常是多个芯片共用同一条电源线和地线，而多层数字印刷电路板则采用整个金属薄面作为电源线或地线，这样一个芯片工作引发的  $\Delta I$  噪声电流将通过电源线和地线骚扰其他芯片的正常工作，这就是电路板级  $\Delta I$  噪声电流。

图 5-12 为由 4 个门组成的数字电路。在门 1 翻转之前，它输出高电位，而且门 1 和门 3

之间的驱动线对地电容  $C_s$ 。被充电，其值等于电源电压。

当门 1 由高电位向低电位翻转时，将有电流  $\Delta I_1 = I_p$ ，由门电路注入地线， $C_s$  的放电电流  $\Delta I_2 = I_L$  也将注入地线。设前者为在  $2\text{ns}$  内引起的电流变化，为  $4\text{mA}$ ，由于地线电感  $L$  的作用，在门 1 和门 2 的接地端产生尖峰电压，引起电源电压的波动，即  $\Delta I$  噪声电压  $U$ 。设地线电感  $L$  为  $500\text{nH}$ ，则有电源电压的波动为：

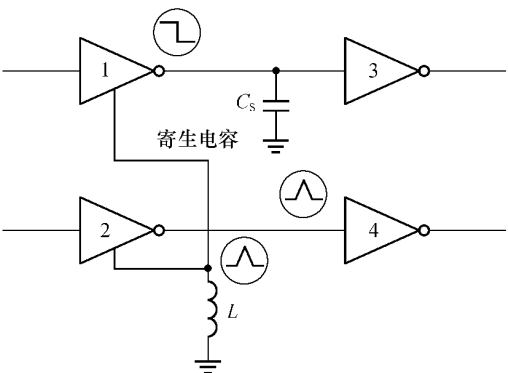


图 5-12 当门 1 由高电位向低电位翻转时产生的  $\Delta I$  噪声

$$U = -L \frac{di}{dt} = 500\text{nH} \frac{4\text{mA}}{2\text{ns}} = 1\text{V} \tag{5-4}$$

如果门 2 输出低电平，该尖峰脉冲耦合到门 4 的输入端，造成门 4 状态的变化。所以， $\Delta I$  噪声电压不仅引起了传导和辐射发射，还会造成电路的误操作，若想减少  $\Delta I$  噪声电压的幅度，需要减小地线电感  $L$ 。

$\Delta I$  噪声电压对数字电路的危害，可概括为：

- ① 影响同一集成芯片内其他门电路的正常工作。如果  $\Delta I$  噪声电压足够大，将使门电路的工作电源电压发生较大的偏移，从而使芯片工作异常，发生错误。
- ② 影响其他集成芯片的运行，一个芯片产生的  $\Delta I$  噪声将沿着电源分配系统传导，从而使其他芯片工作异常，发生错误。
- ③ 使门电路的输出发生波形扭曲变形，从而增加相连门电路的工作延迟时间，严重时可使整个电路的机器工作周期发生紊乱，导致工作错误。

随着集成电路运行速度日益提高，集成电路芯片和数字印刷电路板的集成度日益增大， $\Delta I$  噪声的骚扰日趋明显，过去忽略  $\Delta I$  噪声电压的电路设计方法已不能适应现代数字电路的发展。所以必须研究  $\Delta I$  噪声电压的特性，以期得到更有效地抑制  $\Delta I$  噪声电压的电路设计方法。

(2) 瞬态负载电流与  $\Delta I$  噪声电流的复合

瞬态负载电流  $I_L$  可由 (5-5) 式计算：

$$I_L = C_s \frac{du}{dt} \tag{5-5}$$

式中， $C_s$  为驱动线对地电容与驱动门电路输入电容之和， $du$ 、 $dt$  分别为典型输出翻转电压和翻转时间。使用单面板时，驱动线对地电容为  $0.1 \sim 0.3\text{pF/cm}$ ，多层板为  $0.3 \sim 1\text{pF/cm}$ 。当典型输出翻转电压为  $3.5\text{V}$ ，翻转时间为  $3\text{ns}$  时，设单面板上驱动线长度为  $5\text{cm}$ ，门电路共 5 个端口，每个端口输入电容为  $5 \times 10^{-12}\text{F/门}$ ，则瞬态负载电流为：

$$I_L = (5\text{cm} \times 0.3\text{pF/cm} + 5 \times 5\text{pF/门}) \times 3.5\text{V}/3\text{ns} = 30\text{mA}$$

当驱动线较长，使它的传输延迟超过脉冲上升时间时，瞬态负载电流可表示为：

$$I_L = \Delta U / Z_0 \tag{5-6}$$

式中， $\Delta U$  为翻转电压； $Z_0$  为驱动线特性阻抗；设  $Z_0 = 90\Omega$ ， $\Delta U = 3.5\text{V}$ ，则有  $I_L = 3.5/90 = 38\text{mA}$ 。瞬态负载电流  $I_L$  与  $\Delta I$  噪声电流将发生复合。由于逻辑器件发生导通和截止状态

的转换时,  $\Delta I$  噪声电流总是从所接电源注入器件, 或由器件注入地线; 而瞬态负载电流  $I_L$  则不然, 当脉冲从低到高翻转时,  $I_L$  为正且与  $\Delta I$  噪声电流叠加, 当脉冲从高到低翻转时,  $I_L$  为负且与  $\Delta I$  噪声电流抵消, 如图 5-13 所示。图 5-14 为逻辑器件工作时的传导骚扰电流和辐射骚扰场。很高的开关速度和存在引线电感及驱动线对地电容时, 将产生很高的瞬态电压和电流, 可以看到, 它们是传导骚扰和辐射骚扰的初始源。

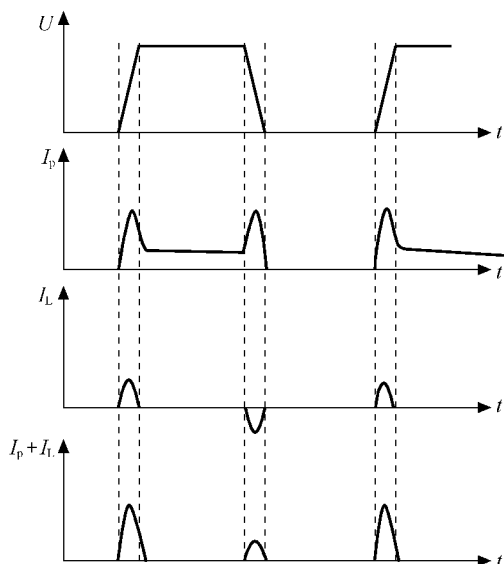
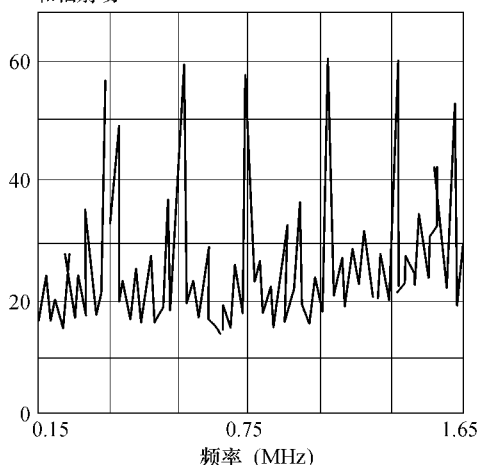
图 5-13 瞬态负载电流与  $\Delta I$  噪声电流的复合传导电流 dB $\mu$ A  
和辐射场

图 5-14 逻辑器件工作时的传导骚扰电流和辐射骚扰场

克服瞬态电压和电流的办法是: 减小  $L$ 、 $C_S$ 、 $\Delta I$  和  $\Delta U$ , 增加  $dt$ , 即  $t_r$ 。为此, 应优选多层板, 使引线电感上尽可能减小。此外, 还应减小驱动线对地分布电容和驱动门输入电容, 正确选择信号参数和脉冲参数等。安装去耦电容, 也是抑制  $\Delta I$  噪声电流的一种方法。

### (3) 去耦电容对 $\Delta I$ 噪声电流的抑制作用

在电子电路设计中采用去耦技术能够阻止能量从一个电路传输到另一个电路。在电路中, 当 CMOS 逻辑器件的众多信号管脚同时发生“0”、“1”变换时, 不论是否接有容性负载, 都会产生很大的  $\Delta I$  噪声电流, 使得器件外部的工作电源电压发生突变。这时可采用去耦技术来保证直流工作电压的稳定性, 确保各逻辑器件正常工作。一般是选择安装去耦电容来提供一个电流源, 以补偿逻辑器件工作时所产生的  $\Delta I$  噪声电流, 防止器件从电源和接地分布系统中吸取该电流, 从而造成电源电压的波动。从另外一个角度来说, 由于电路中电源线和地线结构表现为一个感性阻抗, 从而使  $\Delta I$  噪声电流表现为一个  $\Delta I$  噪声电压来破坏逻辑器件的工作, 去耦电容就可以补偿并减小这个感性阻抗, 以减小影响器件正常工作的  $\Delta I$  噪声电压。

去耦电容可以分为两种: 本地去耦电容和整体去耦电容 (旁路电容)。本地去耦电容可以就近为器件产生的  $\Delta I$  噪声电流提供一个电流补偿源。整体去耦电容则为整个电路板提供一个电流源, 来补偿电路板工作时所产生的  $\Delta I$  噪声电流。

#### ① 本地去耦电容

所有高速逻辑器件都要求安装本地去耦电容来满足器件开关时所需的突变电流, CMOS 器件极快的波形边缘变化更是要求如此。安装本地去耦电容减少了电源供给结构的感性阻

抗，阻止了器件工作电源电压的瞬间电压突变，可以保证逻辑器件的正常工作。

对每一个 CMOS 逻辑器件来说，一般需要安装  $0.001\mu\text{F}$  的电容，其位置应尽可能靠近地并联在器件的电源和接地管脚。现在人们常常采用一个值比较大的电容和一个值比较小（一般数量级相差 100 倍）的电容来作为一个去耦电容安装在器件旁，比如  $0.1\mu\text{F}$  和  $0.001\mu\text{F}$  的电容的并联，以便同时起到旁路和去耦的作用。

在使用本地去耦电容时，一定要保证  $\Delta I$  噪声电压引发的芯片直流电源电压的波动在正常工作电压的漂移限值内。

本地去耦电容  $C$  的计算方法如：

$$\text{由} \quad \Delta I = C \frac{dU}{dt} \quad (\text{A}) \quad (5-7)$$

$$\text{可得} \quad C = \frac{\Delta I}{dU/dt} \quad (\text{pF}) \quad (5-8)$$

式中， $\Delta I$  为  $\Delta I$  噪声电流与瞬态负载电流的复合； $dU$  为允许最大  $U_{\text{CC}}$  电压降（V）； $dt$  为上升/下降时间（ns）。

例： $\Delta I = 50\text{mA}$ ，要求  $dU \leq 0.1\text{V}$ ， $dt = 2\text{ns}$

$$\text{求得} \quad C = \frac{\Delta I}{dU/dt} = \frac{50\text{mA}}{0.1\text{V}/2\text{ns}} = 1000\text{pF}$$

注意选用温度系数小、引线电感小的电容器。

## ② 整体去耦电容（旁路电容）

整体去耦电容用来补偿印刷电路板与母板之间或印刷电路板与外接电源之间电源线及地线结构上发生的电流突变。它一般工作于低频状态，为本地去耦电容补充所需电荷，以保证工作电源电压的稳定。整体去耦电容一般为印刷电路板上所有负载电容  $C$  总和的 50~100 倍。其位置应紧靠整个印刷电路板外接电源线和地线。整体去耦电容又称为旁路电容。

## 5.2 线路板上的电磁骚扰辐射

线路板的辐射主要产生于两个源：一个是 PCB 走线，另一个是 I/O 电缆。电缆辐射往往是更主要的辐射源。因为电缆是效率很高的辐射天线。有些电缆尽管传输的信号频率很低，但由于 PCB 上的高频信号会耦合到电缆上，也会产生较强的高频辐射。

线路板上的辐射以共模和差模的方式辐射。

### 5.2.1 共模辐射与差模辐射

骚扰电流在导线上传输时有两种方式：共模方式和差模方式。一对导线上如果流过的电流大小相等、方向相反则称为差模电流，而一般有用信号也都是差模电流。一对导线上如果流过的电流方向相同则称为共模电流。骚扰电流在导线上传输时既可以差模方式出现，也可以共模方式出现。差模电流产生差模辐射，共模电流产生共模辐射（如图 5-15 所示）。



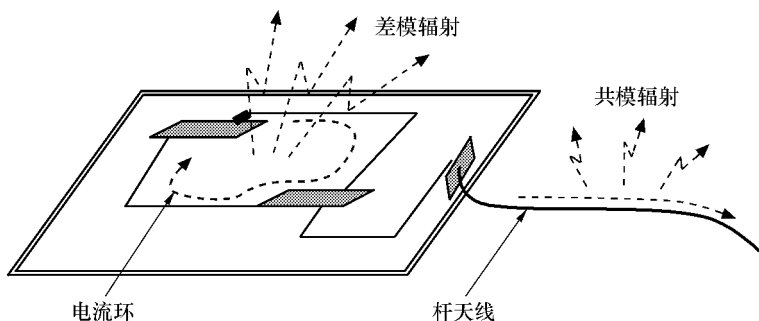


图 5-15 共模辐射与差模辐射

### 5.2.2 差模辐射

#### 1. 差模辐射场

差模电流流过电路中的导线环路时，将引起差模辐射，如图 5-15 所示。这种环路相当于小环天线，能向空间辐射电、磁场，或接收电、磁场。

用电流环模型计算得到差模电流的辐射电场强度为：

$$E = 131.6 \times 10^{-16} (f^2 AI) (1/r) \sin\theta \quad (5-9)$$

式中：\$E\$，电场场强，单位 V/m；

\$f\$，差模电流的频率，单位是 Hz；

\$A\$，差模电流的环路面积，单位是 \$\text{m}^2\$；

\$I\$，差模电流的强度，单位是 A；

\$r\$，观察点到差模电流环路的距离，单位是 m。

在电磁兼容分析中，常仅考虑最坏情况，因此，设 \$\sin\theta=1\$，由于在实际的测试环境中，地面总是有反射的，考虑这个因素，实际的值最大可增加一倍，即：

$$E = 263 \times 10^{-16} (f^2 AI) (1/r) \quad (5-10)$$

测量距离，对于军标，取 \$r=1\$，对于民用标准距离可以是 3m、10m 或 30m。

#### 2. 脉冲信号差模辐射的频谱

脉冲信号差模辐射的频谱是脉冲信号的频谱与差模辐射的频率特性的乘积。脉冲信号的频谱示于图 5-16，脉冲信号具有很宽的频谱，在线性—对数坐标中画出频谱的包络线有两个拐点，一个在 \$1/\pi d\$ 处，另一个在 \$1/\pi t\_r\$ 处。\$d\$ 是脉冲的宽度，\$t\_r\$ 是脉冲的上升时间。在 \$1/\pi d\$ 以下，包络线保持不变，在 \$1/\pi d\$ 至 \$1/\pi t\_r\$ 之间，以 20dB/dec 的速率下降，在 \$1/\pi t\_r\$ 以上，以 40dB/dec 下降。\$1/\pi t\_r\$ 的频率称为脉冲信号的带宽。非周期的脉冲信号的频谱是连续谱，周期信号的频谱是离散谱。由于离散谱的能量集中在有限的频率上，因此周期信号是电磁干扰发射的主要因素。

脉冲信号差模辐射的频谱示于图 5-17。

对于脉冲信号，其频谱包络线分为 3 段（如图 5-17 (b) 所示）：平坦段、20dB/dec 下降段、40dB/dec 下降段。

差模辐射频率特性线如图 5-17 (a) 所示，差模辐射的强度随着频率的升高而增加，增加速率为 40dB/dec；显然，脉冲信号差模电磁辐射的频谱包络线也为 3 段：40dB/dec 增加段，20dB/dec 增加段、平坦段。

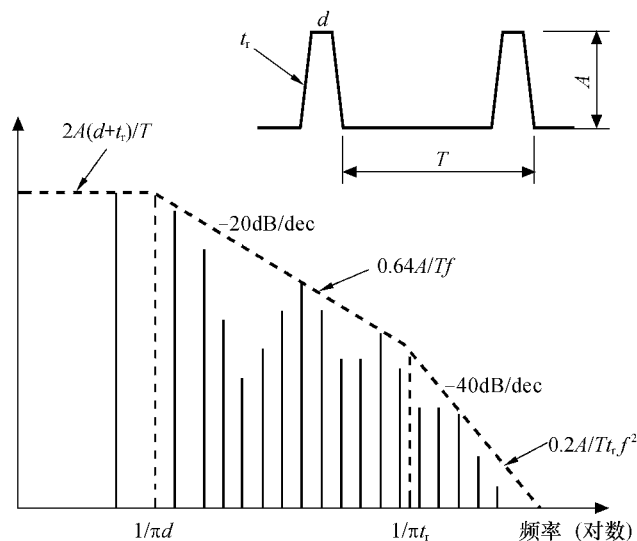


图 5-16 脉冲信号的频谱

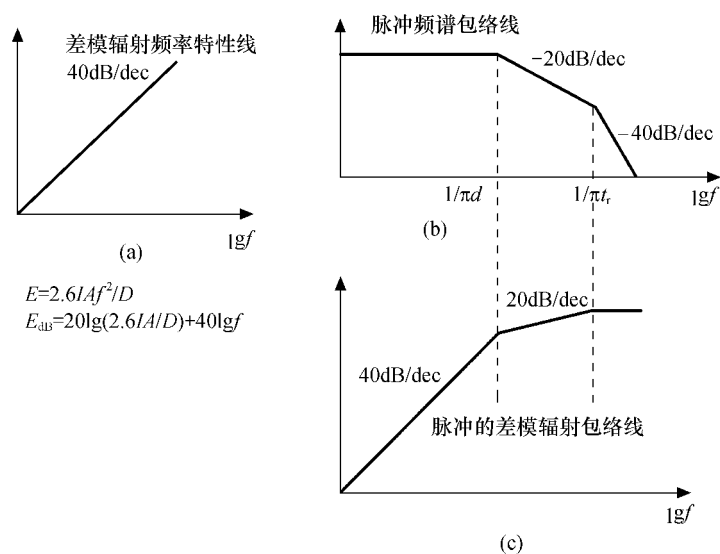


图 5-17 脉冲信号差模辐射的频谱

因此，有时尽管电路的时钟信号虽然不高，但却能产生频率很高的电磁辐射，就是因为差模辐射的频谱一直延伸到脉冲信号的全频段。

3. 减小差模辐射的方法

根据差模辐射的计算公式（5-10）式，可以直接得出减小差模辐射的方法：

- (1) 降低电路的工作频率；
- (2) 减小信号环路的面积；
- (3) 减小信号电流的强度。

高速的处理速度是所有软件工程师所追求的，而高速的处理速度是靠高度的时钟频率来保证的，因此限制系统的工作频率有时是不允许的。这里所说的限制频率指的是减少不必要的高频成分。主要指  $1/\pi t_r$  频率以上的频率。

信号电流的强度也是不能随便减小的，但有时缓冲器能够减小长线上的驱动电流。

最现实而有效的方法是控制信号环路的面积。通过减小信号环路面积能够有效地减小环路的辐射，表 5-6 给出了不同逻辑电路为了满足 EMI 指标要求所允许的环路面积。这是对于 10m 处，电磁辐射极限值在 30~230MHz 之间为 30dB $\mu$ V/m，在 230~1000MHz 之间为 37dB $\mu$ V/m 的情况下的面积限制。绝不意味着只要电路满足了这个条件 PCB 就能满足 EMI 指标要求。因为线路板的辐射不仅有差模辐射，还有共模辐射。而共模辐射往往比差模辐射更强。但如果不满足这些条件，PCB 肯定会产生超标电磁辐射。

表中是单个环路的辐射，如果  $n$  个环路辐射的辐射频率相同，则总辐射正比于 $\sqrt{n}$ 。

表 5-6 不同逻辑电路为了满足 EMI 指标要求所允许的环路面积

| 逻辑系列  | 上升时间 | 电 流 | 不同频率下允许的面积（cm <sup>2</sup> ） |       |       |        |
|-------|------|-----|------------------------------|-------|-------|--------|
|       |      |     | 4MHz                         | 10MHz | 30MHz | 100MHz |
| 4000B | 40   | 6   | 1000                         | 400   |       |        |
| 74HC  | 6    | 20  | 50                           | 45    | 18    | 6      |
| 74LS  | 6    | 50  | 20                           | 18    | 7.2   | 2.4    |
| 74AC  | 3.5  | 80  | 5.5                          | 2.2   | 0.75  | 0.25   |
| 74F   | 3    | 80  | 5.5                          | 2.2   | 0.75  | 0.25   |
| 74AS  | 1.4  | 120 | 2                            | 0.8   | 3     | 0.15   |

5.2.3 共模辐射

共模辐射是由于接地电路中存在电压降，某些部位具有高电位的共模电压（如图 5-18 所示），当外接电缆与这些部位连接时，就会在共模电压激励下产生共模电流，成为辐射电场的天线，如图 5-15 所示。这多数是由于接地系统中存在电压降所造成的。共模辐射通常决定了产品的辐射性能。

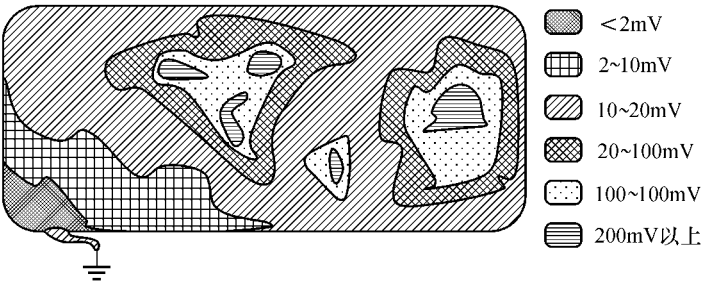


图 5-18 典型的地电位分布

1. 共模辐射场

共模辐射主要从电缆上辐射，可用对地电压激励的、长度小于 1/4 波长的短单极天线来模拟，对于接地平面上长度为  $l$  的短单极天线来说，在距离  $r$  处辐射场（远场）的电场强度为：

$$\begin{aligned} E &= 4\pi \times 10^{-7} (f \cdot I \cdot l) (1/r) \sin\theta \\ E &= 12.6 \times 10^{-7} (f \cdot I \cdot l) (1/r) \sin\theta \end{aligned} \tag{5-11}$$

式中： $E$ ，电场强度，单位为 V/m； $f$ ，共模电流频率，单位为 Hz； $I$ ，共模电流，单位为

A;  $l$ , 电缆长度, 单位为 m;  $r$ , 测量天线到电缆的距离, 单位为 m;  $\theta$ , 测量天线与电缆的夹角, 单位为度 ( $^{\circ}$ )。

这个公式适合于理想天线, 理想天线上的电流是均匀的, 实际天线顶端电流趋于 0, 在实践中, 可以在天线顶端加一个金属板, 构成容性负载, 从而获得均匀电流。实际电缆, 由于另一端接有一台设备, 相当于一个容性加载的天线, 即天线的端点接有一块金属板, 这时天线上流过均匀电流, 设天线指向为最大场强, 则得到最大场强计算公式。

$$E = 12.6 \times 10^{-7} (f \cdot I \cdot l) (1/r) \tag{5-12}$$

从公式中可以看到, 共模辐射与电缆的长度  $l$ , 共模电流的频率  $f$  和共模电流强度  $I$  成正比。与控制差模辐射不同的是, 控制共模辐射可以通过减小共模电流来实现, 因为共模电流并不是电路工作所需要的。

如果假设差模电流的回路面积是  $10\text{ cm}^2$ , 载有共模电流的电缆长度是 1m, 电流的频率是 50MHz, 令共模辐射的电场强度等于差模辐射的电场强度, 则得到:

$$I_d/I_c = 1000$$

这说明, 共模辐射的效率远远高于差模辐射。

2. 脉冲信号共模辐射的频谱

综合考虑脉冲信号的频谱和共模辐射的频率特性, 可以绘出共模辐射的频谱 (如图 5-19 所示)。共模辐射的频谱分为 3 段: 第一段随频率以 20dB/dec 的速率上升, 第二段为平坦, 第三段随频率以 20dB/dec 下降。

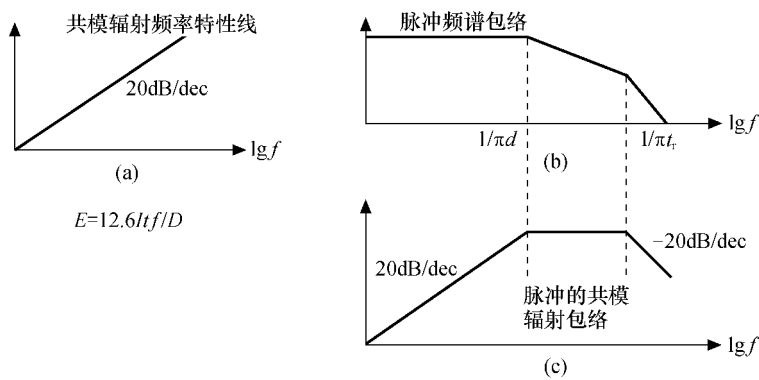


图 5-19 脉冲信号共模辐射的频

与差模辐射的不同点在于, 共模辐射的幅度超过  $1/\pi t_r$  后, 开始下降, 而不是保持不变。因此共模辐射主要集中在  $1/\pi t_r$  频率以下。

3. 减小共模辐射的方法

(5-12) 式表明, 共模辐射与共模电流的频率  $f$ 、共模电流  $I$  及天线 (电缆) 长度  $l$  成正比。因此, 减小共差模辐射应分别降低频率  $f$ , 减小电流  $I$ , 减小长度  $l$ , 而限制共模电流  $I$  是减小共模辐射的基本方法。为此, 需要做到以下几点:

- (1) 尽量减小激励此天线的源电压, 即地电位;
- (2) 提供与电缆串联的高共模阻抗, 即加共模扼流圈;
- (3) 将共模电流旁路到地;
- (4) 电缆屏蔽层与屏蔽壳体作  $360^{\circ}$  端接。

这里，采用接地平面就能有效地减小接地系统中的地电位。为了将共模电流旁路到地，可以在靠近连接器处，把印刷电路板的接地平面分割出一块，作为“无噪声”的输入/输出地，为了避免输入/输出地受到污染，只允许输入输出线的去耦电容和外部电缆的屏蔽层与“无噪声”地相连，去耦环路的电感应尽可能小。这样，输入/输出线所携带的印刷电路板的共模电流就被去耦电容旁路到地了，外部骚扰在还未到达元器件区域时也被去耦电容旁路到地，从而保护了内部元器件的正常工作。

将两根导线同方向绕制在铁氧体磁环上就构成了共模扼流圈，直流和低频时差模电流可以通过，但对于高频共模电流则呈现很大阻抗而被抑制。

5.3 表面安装技术（SMT）

表面安装技术（SMT，Surface Mount Technology）是 20 世纪 70 年代末发展起来的新型电子装联技术。SMT 是包括表面安装器件（SMD）、表面安装元件（SMC）、表面安装印刷电路板（SMB）表面安装设备以及在线测试等的总称。

采用 SMT 使得组装密度更高，电子产品体积更小，重量更轻，可靠性更高，抗震能力增强，高频特性好，电磁和射频干扰减少了，电磁兼容性好，而且易于实现自动化，提高了生产效率，降低了生产成本。一般来讲，采用 SMT 的产品体积缩小 40%~60%，重量减轻 60%~80%。

图 5-20 说明 SMT 的优点，曲线①为仅由单面板迹线引起的辐射，可见，辐射场强最大；曲线②为同一单面板上，标准芯片的辐射；曲线③为 SMC 芯片的辐射；曲线④为由 SMC 所采用的多层板迹线的辐射，可见，辐射减小了许多。

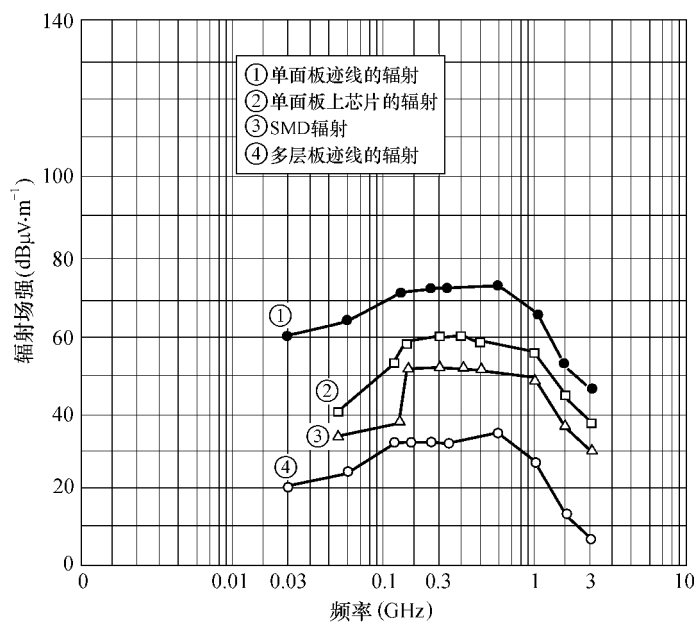


图 5-20 辐射发射的比较

电子整机应用 SMT 最多的是计算机,其次是通信、军用、消费类电子产品。新型个人通信能通过人造卫星实现全球通信,它有多种服务功能,没有 SMT 技术是实现不了的。

军用电子装备也是 SMT 用武之地,1998 年美国德州公司在机载军用计算机中采用了超高速集成电路 (VHSIC) 和多层陶瓷基板 SMT 技术。

SMT 新技术的重点是围绕高密度、高速度、细间距、多引脚、高可靠组装设计等进行。

### 5.3.1 表面安装技术的发展

SMT 的发展依赖 3 个基本要素:(1) 片式元器件,(2) 贴装工艺和设备,(3) 电路基板。20 世纪 90 年代以来,这三方面都取得了很大的技术进步。1996 年国外对全球四大电子市场(美国、欧洲、日本和太平洋沿岸国家)做的技术调查,以数字说明了这几方面的发展情况,如下所述。

#### 1. 加大使用片式元器件的比例

1996 年全球电子设备使用的电子元器件用量统计中,片式元器件和穿孔插装元器件占的比例,分别为 45% 和 26.1%,它们占了总使用量的 70% 以上。其他结构形式的元器件的使用量不到 30%,它们普遍适用于 SMT 的混合组装要求。片式元器件 1997 年在全球的使用量增加到 47.4%。先进的自动焊封装和倒装式元器件,1997 年增加到 2.5% 和 1.9%,它们的引脚中心距比一般 SMD 小得多,不但用于 SMT 制作高档产品,还为更新一代电子组装技术制作 MCM 产品作好了准备。

#### 2. 使用叠层电路基板

20 世纪 90 年代, SMT 发展了一种新型电路基板,可用来制作多芯片组件 MCM-L 的有机叠层基板, MCM-L 在 SMT 制作的产品中属高档产品,而在新一代微组装制作的产品中属低档产品。使用这种有机多层基板是由于:(1) 成本低,对现在成本很高的微组装 MCM 产品具有很强的吸引力;(2) 有机材料的叠层通孔、细线布线等工艺的技术进步很快,已能制作出厚度较小、互连密度较高的多层电路基板;(3) 有机多层基板制作的 MCM-L 与有机母板有相同或十分相近的热膨胀系数、能够显著提高电子部件及整机的可靠性。现在已出现的几种结构形式的有机叠层基板,为制作低成本 MCM 打下了基础。

#### 3. 采用先进贴装技术

现代 SMT 除采用片式结构和多种形式电子元器件、有机叠层电路基板之外,还要采用先进的贴装技术,才能组装出高密度的复杂电路产品。先进贴装技术可以从基板焊区尺寸变小、芯片贴装和焊接方法更先进等方面反映出来。全球使用的多种电路基板中,46% 以上的尺寸在  $60\sim 600\text{cm}^2$ ; 尺寸小于  $6\text{cm}^2$  的电路板虽然占 10%,但使用量却增长得最快,1997 年比 1996 年增加 30% 以上。随着电路基板尺寸的减小,上面的元器件尺寸也相应减小。例如瑞士研制出用于 MCM-L 的有机基板,菊花链结构焊区图形中,焊区宽度为  $100\mu\text{m}$ ,焊区中心距为  $200\mu\text{m}$ ,基板厚度为  $100\sim 710\mu\text{m}$ 。这么小的焊区尺寸,就是在 MCM 中也属先进水平。

在贴装和焊接方法中,无源元件一般都采用高速贴片机和波峰焊或红外再流焊设备来实现;而有源器件尤其是 IC,已从直接组装芯片结构,封装器件和丝焊方法,向芯片规模封装 (CSP)、网阵焊球封装 (BGA) 结构和倒装焊方向发展。这些技术有些是在下一代电子组装 (微组装) 技术中才使用。从贴装和焊接技术的发展变化中可以看出,代表电子组装技

术第4和第5代的表面贴装技术（SMT）和微组装（MPT），已互相交错和渗透。由这两种技术组装的产品也逐渐变得更加接近。

### 5.3.2 新型片式器件的发展

SMT使用的片式无源元件，除不断开发新品种和实现系列化、提高产品性能之外，主要的发展方向是超小型化。例如普遍使用的片式阻容元件，20世纪90年代已由1608型逐步取代2125型，而更小的1005型也扩大了应用比例。片式IC的发展方向是小间距多引脚封装结构，并已走向商品化，为生产高档次SMT电路组件创造良好条件。目前，片式IC的输入/输出（I/O）端已增加到上百个，引脚或引出端的中心距逐步减小到0.3mm。

除此之外，近10年来发展的新型片式元器件有两种基本类型。一种是在一块小基片上制造多个元器件，构成组合式片式元器件，它不但显著提高组装密度，还能改善可靠性。已走上实用道路的片式组合元器件有片式电阻网络、片式电容网络、片式RC滤波器、片式晶体振荡器等。另一种是可表面贴装的混合电路组件。日本在开发表面贴装型混合电路产品方面较成功，有的已进入实用阶段。例如表面贴装型压控振荡器采用混合集成技术制作，尺寸已小到 $6\text{mm} \times 8\text{mm} \times 3\text{mm}$ ，在数字通信中得到广泛使用。又如表面贴装型DC/DC变换器，采用先进混合集成技术制作，尺寸只有传统厚膜集成同类产品的 $1/3 \sim 1/5$ ，并已投入生产和使用。

### 5.3.3 高密度电子组装技术

SMT技术的发展，使微组装技术由芯片级发展到组件/插件级和分机级，成为高密度电子组装（High Density Electronic Package）技术。在提高组装密度的同时，为了保证高可靠性、可维修性和高信号传输速度，在总体设计上应尽量减少组装层次和外互连点，解决热阻匹配和传输延迟、分布参数的影响、信号串扰、电磁兼容等问题。

高密度电子组装技术可分为5个技术群，即：组装设计与测试技术；组装基板技术，包括单层与多层薄膜基板、多层印制板、高速印制板等；SMD/SMC；微焊接与互连接技术；微电子和光电子技术—集成电路技术。目前，高密度电子组装技术正面临细间距器件（FPK）的挑战。FPK一般指引线间距 $\leq 0.637\text{mm}$ 的有源SMD，I/O端数可由1、684、100增加到132、200甚至360、1000。其中，引线间距小于0.3mm时，称为超细间距器件（UFPT）。

为了推进电子设备“轻薄短小”化和高功能化，将几块芯片构成功能电路块，称为多芯片模块，简称MCM，把几块MCM组装在普通PCB上就可实现电子设备或系统级的功能。MCM将不仅在工业和军用电子设备中广泛采用，而且将会出现廉价的MCM用于民用电子设备，从而大大推进电子设备个人化的进程，进一步推进电子信息产业展现更加光辉的前景。

## 5.4 印刷电路板（PCB）的设计

PCB是所有精密电路设计中往往容易忽略的一种部件。由于很少把印刷电路板的电特

性设计到电路里去，所以整个效应对电路功能可能是有害的。如果印刷电路板设计得当，它将具有减少骚扰和提高抗扰度的优点。反之，将使印刷电路板发生电磁兼容性问题。

在设计印刷电路板时，设计的目的是控制下述指标：

- (1) 来自 PCB 电路的辐射；
- (2) PCB 电路与设备中的其他电路间的耦合；
- (3) PCB 电路对外部干扰的灵敏度；
- (4) PCB 上各种电路间的耦合。

总之，应使板上各部分电路之间不发生干扰，都能正常工作，对外辐射发射和传导发射尽可能低，外来骚扰对板上电路不发生影响。

印刷电路板的制造涉及许多材料和工艺过程，以及各种规范和标准。设计处理准则应符合 GB4588. 3-88《印刷电路板设计和使用》。该标准规定了 PCB 设计和使用的基本原则、要求 and 数据等。它对 PCB 设计和使用起指导作用。其中第 6 章“印刷电路板的布局设计”方法对电磁兼容性设计有一定的作用，是设计师应当遵守的设计准则。

5.4.1 单面板

单面板制造简单，装配方便，适用于一般电路要求，不适用于要求高的组装密度或复杂电路的场合。如果 PCB 的布局设计合理，可以实现电磁兼容性。

当进行单面或双面板（这意味着没有电源面和地线面）的布线时，最快的方法是先人工布好地线，然后将关键信号，如高速时钟信号或敏感电路，靠近它们的地回路布置，最后对其他电路进行布线。为了使布线从一开始就有一个明确的目标，在电路图上应给出尽量多的信息，包括：

- ① 不同功能模块在线路板上的位置要求；
- ② 敏感器件和 I/O 接口的位置要求；
- ③ 线路图上应标明不同的地线，以及对关键连线的要求；
- ④ 标明在哪些地方不同的地线可以连接起来，哪些地方不允许；
- ⑤ 哪些信号线必须靠近地线。

1. 线路板迹线的阻抗

精心的迹线设计可以在很大程度上减少迹线阻抗造成的骚扰。当频率超过数 kHz 时，导线的阻抗主要由导线的电感决定，细而长的回路导线呈现高电感（典型的为 10nH/cm），其阻抗随频率增加而增加。表 5-7 显示典型 PCB 走线和板阻抗与频率的关系。如果设计处理不当，将引起共阻抗耦合。减小电感的方法有如下两个：

- (1) 尽量减小导线的长度，如果可能，增加导线的宽度；
- (2) 使回线尽量与信号线平行并靠近。

地面之上单根圆直导线的电感可用下式计算：

$$L = 0.2S \left( \ln \left( \frac{4h}{d} \right) - 1 \right) \quad (\mu H) \tag{5-13}$$

式中， $h$  为导线离地的高度（m）， $S$  为导线的长度（m）， $d$  为导线的直径（m）。

地面之上扁平导线的电感可用下式近似计算：

$$L = 0.25S \left( \ln \left( \frac{2S}{W} \right) + 0.5 \right) \quad (\mu H) \tag{5-14}$$



式中， $S$  为导线的长度（m）， $W$  为导线的宽度（m）。

地面之上两根载有相同方向电流的导线的电感为：

$$L = (L_1L_2 - M^2) / (L_1 + L_2 - 2M)$$
 (5-15a)

若： $L_1=L_2$ ，则：

$$L = (L_1 + M) / 2$$
 (5-15b)

式中， $L_1$ 、 $L_2$  分别为导线 1 和导线 2 的自感， $M$  为互感。

两根电流方向相反的平行导线，由于互感作用，能够有效地减小电感，可表示为：

$$L = L_1 + L_2 - 2M$$
 (5-16)

当导线距离地线的高度为  $h$ ，两导线间的距离为  $D$  时，互感  $M$  为：

$$M = 0.1S \ln \left( 1 + 4 \frac{h^2}{D^2} \right) \quad (\mu H)$$
 (5-17)

当细导线相距 1 cm 以上时，互感可以忽略，当将细而长的迹线改成铜箔板时，直接得到的好处是：准无限大的板，无外部电感，它仅有电阻和内部电感，它是按集肤深度范围上的频率增加，而不是按在细导线情况下的频率增加。例如，在表 5-7 中，在 100MHz 频率，板阻抗仅为  $3.72\Omega$ ，即 30mA 开关电流在共地中仅引起  $100\mu V$  压降。因此，为了使电源和回路导线达到低阻抗，应使用尽可能宽的铜迹线。

当低阻抗板实现不了时，可以使用具有相当宽度的平直电源分配总线。对 EMI 而言，这些解决办法比导线更好，因为它们有小的电感和大的电容，所以平直总线能提供较低的阻抗。

表 5-7 印刷线路的阻抗 ( $W$ —迹线宽度， $t$ —迹线厚度， $l$ —迹线长度)

| 频率<br>(Hz) | 基线阻抗 (Ω)            |         |         |         |                     |         |         | 板阻抗<br>(Ω/mm <sup>2</sup> ) |
|------------|---------------------|---------|---------|---------|---------------------|---------|---------|-----------------------------|
|            | W=1mm      t=0.03mm |         |         |         | W=3mm      t=0.03mm |         |         |                             |
|            | l=10mm              | l=30mm  | l=100mm | l=300mm | l=30mm              | l=100mm | l=300mm |                             |
| 50         | 5.74 mΩ             | 17.2 mΩ | 57.4 mΩ | 172 mΩ  | 5.74 mΩ             | 19.1 mΩ | 57.4 mΩ | 813μΩ                       |
| 100        | 5.74 mΩ             | 17.2 mΩ | 57.4 mΩ | 172 mΩ  | 5.74 mΩ             | 19.1 mΩ | 57.4 mΩ | 813μΩ                       |
| 1k         | 5.74 mΩ             | 17.2 mΩ | 57.4 mΩ | 172 mΩ  | 5.74 mΩ             | 19.1mΩ  | 57.4 mΩ | 817μΩ                       |
| 10k        | 5.76 mΩ             | 17.3 mΩ | 57.9 mΩ | 174 mΩ  | 5.89 mΩ             | 20.0 mΩ | 61.4 mΩ | 830μΩ                       |
| 100k       | 7.21 mΩ             | 24.3 mΩ | 92.5 mΩ | 311 mΩ  | 14.3 mΩ             | 62.0 mΩ | 225 mΩ  | 871μΩ                       |
| 300k       | 14.3 mΩ             | 54.4 mΩ | 224 mΩ  | 795 mΩ  | 39.9 mΩ             | 177 mΩ  | 657 mΩ  | 917μΩ                       |
| 1M         | 44.0 mΩ             | 173 mΩ  | 727 mΩ  | 2.95Ω   | 131 mΩ              | 590 mΩ  | 2.18Ω   | 1.01 mΩ                     |
| 3 M        | 131 mΩ              | 516 mΩ  | 2.17Ω   | 7.76Ω   | 395 mΩ              | 1.76Ω   | 6.54Ω   | 1.71 mΩ                     |
| 10 M       | 437 mΩ              | 1.72Ω   | 7.25Ω   | 25.8Ω   | 1.31Ω               | 5.89Ω   | 21.8Ω   | 1.53 mΩ                     |
| 30 M       | 1.31Ω               | 5.16Ω   | 21.7Ω   | 77.6Ω   | 3.95Ω               | 17.6Ω   | 65.4Ω   | 2.20 mΩ                     |
| 100 M      | 4.37Ω               | 17.2Ω   | 72.5Ω   | 258Ω    | 13.1Ω               | 58.9Ω   | 218Ω    | 3.72 mΩ                     |
| 300 M      | 13.1Ω               | 51.6Ω   | 217Ω    | 395Ω    | 176Ω                |         |         | 6.39 mΩ                     |
| 1G         | 43.7Ω               | 172Ω    |         |         |                     |         |         |                             |

表 5-8 给出了 4 种不同传输线的特性阻抗与其几何形状的关系。表 5-8 中第 3 种选件是在板的同一面上，边对边放置。如果设置  $Z_0 < 10\Omega$ ，则第 3 种选件应当要求  $D/W$  约小于 1.01 ( $Z_{03} < 8\Omega$ )，那是不可能的，除非加一个分立的旁路电容器。因为表中第 2 种选件使用大面积的铜板，一般都需要多层板（将在后面讨论）。有时也可使用表中的第 1 种选件即双面板，也叫阳—阴 PCB。例如，表中第一种选件对总线宽为 8 mm 和间距为 0.2 mm，其

特性阻抗仅为  $4\Omega$ 。那么，对一个肖特基门的最大电压降为： $30\text{mA}\times 4\Omega=120\text{mV}$ 。

表 5-18 中第 4 种选件是第 2 种选件的变形，通常称带状线。表中阻抗计算公式为：

$$Z_{01} = (277/\sqrt{\epsilon_r})(h/W) \quad W > 3h \text{ 和 } h < 3t \tag{5-18a}$$

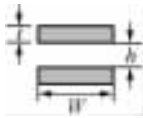
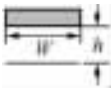
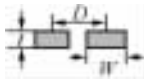
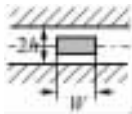
$$Z_{02} = (277/\sqrt{\epsilon_r})(h/W) \quad W > 3h \tag{5-18b}$$

$$Z_{03} = (277/\sqrt{\epsilon_r})(h/W)\ln(D/W + \sqrt{(D/W)^2 - 1}) \tag{5-18c}$$

(5-18c) 式中,  $W \gg t$  和  $D \gg$  到靠近接地板的距离

$$Z_{04} = Z_{02}/2 \tag{5-18d}$$

表 5-8 4 种不同传输线的特性阻抗

|               | 平行带①                                                                              | 带居地板上方②                                                                           | 带的边靠边③                                                                            | 带状线④                                                                                |
|---------------|-----------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------|
|               |  |  |  |  |
| $W/h$ 或 $D/W$ | $Z_{01} (\Omega)$                                                                 | $Z_{02} (\Omega)$                                                                 | $Z_{03} (\Omega)$                                                                 | $Z_{04} (\Omega)$                                                                   |
| 0.5           | 140                                                                               | 120                                                                               | NA                                                                                | 60                                                                                  |
| 0.6           | 124                                                                               | 108                                                                               | NA                                                                                | 54                                                                                  |
| 0.7           | 114                                                                               | 98                                                                                | NA                                                                                | 49                                                                                  |
| 0.8           | 110                                                                               | 95                                                                                | NA                                                                                | 47                                                                                  |
| 0.9           | 106                                                                               | 92                                                                                | NA                                                                                | 46                                                                                  |
| 1.0           | 104                                                                               | 90                                                                                | 0                                                                                 | 45                                                                                  |
| 1.1           | 98                                                                                | 84                                                                                | 25                                                                                | 42                                                                                  |
| 1.2           | 92                                                                                | 80                                                                                | 34                                                                                | 40                                                                                  |
| 1.5           | 86                                                                                | 70                                                                                | 53                                                                                | 35                                                                                  |
| 1.7           | 80                                                                                | 66                                                                                | 62                                                                                | 33                                                                                  |
| 2.0           | 72                                                                                | 60                                                                                | 73                                                                                | 30                                                                                  |
| 2.5           | 60                                                                                | 56                                                                                | 87                                                                                | 27                                                                                  |
| 3.0           | 54                                                                                | 48                                                                                | 98                                                                                | 24                                                                                  |
| 3.5           | 48                                                                                | 43                                                                                | 107                                                                               | 21                                                                                  |
| 4.0           | 42                                                                                | 40                                                                                | 114                                                                               | 20                                                                                  |
| 5.0           | 34                                                                                | 34                                                                                | 127                                                                               | 17                                                                                  |
| 6.0           | 28                                                                                | 28                                                                                | 137                                                                               | 14                                                                                  |
| 7.0           | 24                                                                                | 24                                                                                | 146                                                                               | 12                                                                                  |
| 8.0           | 21                                                                                | 21                                                                                | 153                                                                               | 11                                                                                  |
| 9.0           | 19                                                                                | 19                                                                                | 160                                                                               | 9                                                                                   |
| 10.0          | 17                                                                                | 17                                                                                | 166                                                                               | 8                                                                                   |
| 12.0          | 14                                                                                | 14                                                                                | 176                                                                               |                                                                                     |
| 15.0          | 11.2                                                                              | 11.2                                                                              | 188                                                                               |                                                                                     |
| 20.0          | 8.4                                                                               | 8.4                                                                               | 204                                                                               |                                                                                     |
| 25.0          | 6.7                                                                               | 6.7                                                                               | 212                                                                               |                                                                                     |
| 30.0          | 5.6                                                                               | 5.6                                                                               | 227                                                                               |                                                                                     |
| 40.0          | 4.2                                                                               | 4.2                                                                               | 243                                                                               |                                                                                     |
| 50.0          | 3.4                                                                               | 3.4                                                                               | 255                                                                               |                                                                                     |
| 100.0         | 1.7                                                                               | 1.7                                                                               | 293                                                                               |                                                                                     |

注：

- ① 采用聚酯薄膜介质， $\epsilon_r=5$ ；
- ② 采用纸底酚醛或玻璃环氧介质， $\epsilon_r=4.7$ ；
- ③ 采用空气介质；
- ④ 对应几何形状的阴影面积，由于端电容的影响，表中所列的  $Z_0$  可能大于实际值。

2. PCB 布线

在 PCB 布线时，应先确定元器件在板上的位置，然后布置地线、电源线，再安排高速

信号线，最后考虑低速信号线。

元器件的位置应按电源电压、数字及模拟电路、速度快慢、电流大小等进行分组，以免相互干扰。根据元器件的位置可以确定 PCB 连接器各个引脚的安排。所有连接器应安排在 PCB 的一侧，尽量避免从两侧引出电缆，减少共模辐射。

### (1) 电源线

如图 5-21 所示，在考虑安全条件下，电源线应尽可能靠近地线（如图 5-21 (a) 所示），以减小差模辐射的环面积，也有助于减小电路的交扰。而图 5-21 (b) 的环面积大，这种布线方式不好。

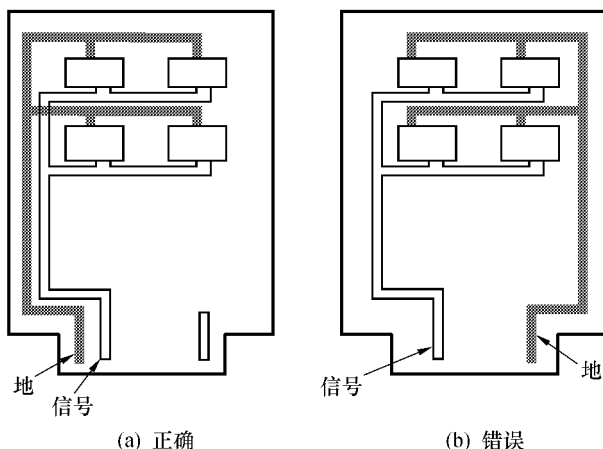


图 5-21 电源布线

### (2) 时钟线、信号线和地线的位置

图 5-22 (a) 中信号线与地线距离较近，形成的环面积较小；图 5-22 (b) 中信号线与地线距离远，形成环面积较大。所以采用图 5-22 (a) 布线形式比较合理。

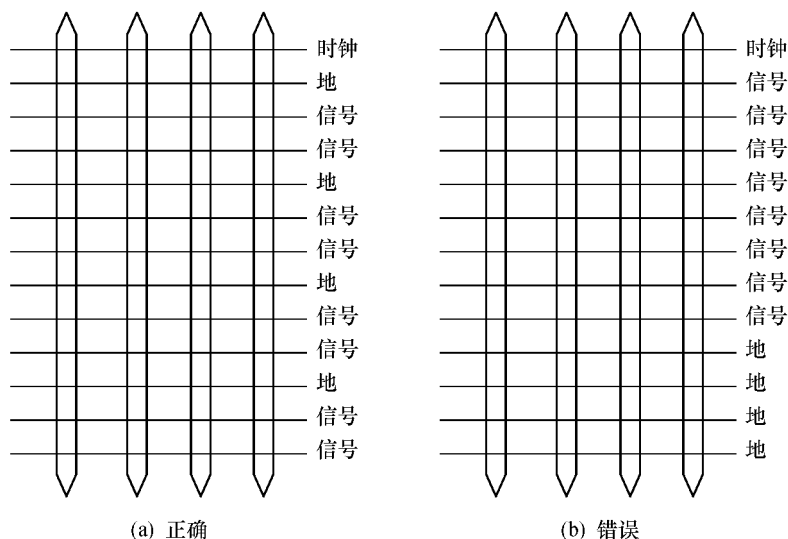


图 5-22 时钟线、信号线和地线的布线

### (3) 按逻辑速度分割

当需要在电路板上布置快速、中速和低速逻辑电路时，应按图 5-23 布置，高速的器件

(快逻辑、时钟振荡器等) 应安放在紧靠边缘连接器范围内, 而低速逻辑和存储器, 应安放在远离连接器范围内。这样对共阻抗耦合、辐射和交扰的减小都是有利的。

- (4) 应避免 PCB 导线的不连续性
- ① 迹线宽度不要突变;
- ② 导线不要突然拐角。

5.4.2 双面板

双面板适用于只要求中等组装密度的场合, 安装在这类板上的元器件易于维修或更换。

在高速数字电路中, 应该把印制迹线作为传输线处理。常用的印刷线路板传输线是微带线和带状线, 如表 5-8 中选件 2 和选件 4。微带线是一种用电介质将导线与接地面隔开的传输线, 印制迹线的厚度、宽度和迹线与接地面间介质的厚度, 以及电介质的介电常数, 决定微带线特性阻抗的大小。微带线准确的特性阻抗  $Z_0$  可用下式计算:

$$Z_0 = \frac{87}{\epsilon_r + 1.41} \ln\left(\frac{5.98h}{0.8W + t}\right) \tag{5-19}$$

式中:  $Z_0$ , 微带特性阻抗 ( $\Omega$ );  $W$ , 印制迹线的宽度 (mm);  $t$ , 印制迹线的厚度 (mm);  $h$ , 迹线与接地面间电介质的厚度 (mm);  $\epsilon_r$ , 相对介电常数。

因此, 使用双面板将有利于实现电磁兼容性设计。

5.4.3 单面板和双面板几种地线的分析

1. 地线网格

平行地线概念的延伸是地线网格, 这使信号可以回流的平行地线数目大幅度地增加, 从而使地线电感对任何信号而言都保持最小。这种地线结构特别适用于数字电路, 如图 5-24 所示。

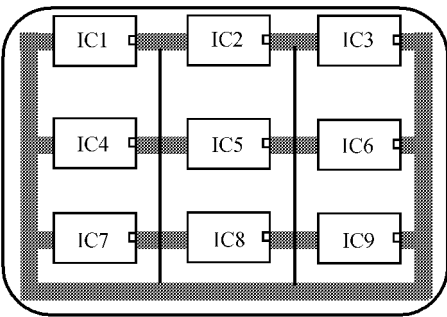


图 5-24 地线网格结构

在进行线路板布线时, 应首先将地线网格布好, 然后再进行信号线和电源线的布线。当进行双面板布线时, 如果过孔的阻抗可以忽略, 可以在线路板的一面走横线, 另一面走竖线。高速信号线尽量靠近地线, 以减小环路面积。

除了直流电源的地线要通过较大的电流, 需要有一定的宽度外, 地线网格中的其他导线并不需要很宽, 即使只有一根很窄的导线, 也比没有强。

地线网格的间距也不能太大, 因为地线的一个主要作用是提供信号回流路径, 若地线网格的间距过大, 会形成较大的信号环路面积。大环路面积会引起辐射和敏感度问题, 另外, 信号回流实际走环路面积小的路径, 其他地线并不起作用。

地线网格并不适合低频小信号模拟电路, 因为这时要避免公共阻抗耦合。当电路的工作

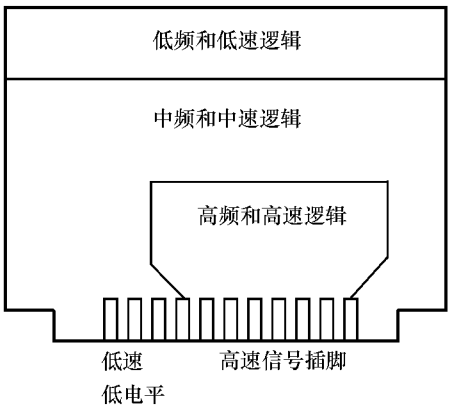


图 5-23 功能布线图

频带很窄时，地线上的高频骚扰并不是主要问题。为了降低对静电放电（ESD）的敏感性，一个低阻抗的地线网络是很重要的，但是必须与主参考地结构连接起来，这种连接可以是间接的（通过电容器），也可以是直接的。

在高速数字电路中，有一种地线方式是必须避免的，这就是“梳状”地线，如图 5-25 所示。这种地线结构使信号回流电流的环路很大，会增加辐射和敏感度，并且芯片之间的公共阻抗也可能造成电路的误操作。在梳齿之间加上横线，就很容易地将梳状地线结构变为地线网络了。

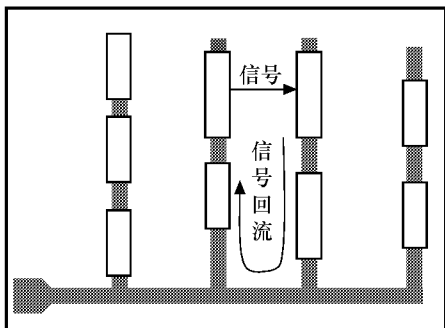


图 5-25 梳状地线结构

## 2. 地线面

地线网络的极端形式是平行的导线无限多，构成了一个连续的导体平面，这个平面称为地线面。这在多层板中很容易实现，它能提供最小的电感。这种结构特别适合于射频电路和高速数字电路。通常的四层板中还专门设置一个电源面，它能够在高频时提供一个低的“源—地”阻抗。

值得注意的是，从 EMC 的角度看，地线面的主要作用是减小地线阻抗，从而减少地线骚扰。地线面和电源面的屏蔽作用是很小的，特别是当器件安装在线路板表面时，几乎没有屏蔽作用，将地线面和电源面布置在外层几乎没有什么好处，特别是考虑调试、维修和修改等因素时。

图 5-26 比较了地线面上任意两点之间的阻抗和一条导线的阻抗，在较高的频率，阻抗开始增加，这是趋肤效应的结果。但这种效果是频率的平方根的函数（每十倍频程 10dB），而电感造成的阻抗变化与频率成正比（每十倍频程 20dB）。在地线面的中心位置，可以获得较理想的阻抗，而在靠近边缘处，阻抗值将变为中心值的 4 倍。

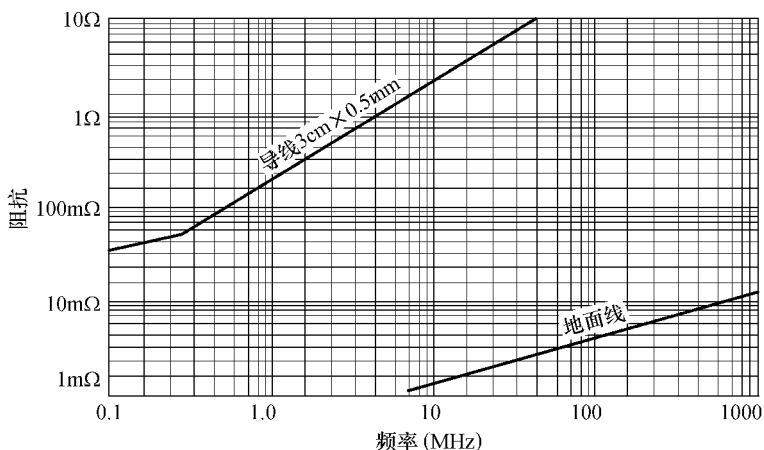


图 5-26 地线面与导线的阻抗比较

在双层板上也可以使用地线面，这决不是简单地将没有用到的面积上布上铜箔然后连接到地线上，因为地线面的目的是提供一个低阻抗的地线，因此它必须位于需要这种低阻抗地线的信号线的下面（或上面）。在高频，回流信号并不一定走几何上最短的路径，而会走最靠近信号线的路径。这是因为这种路径与信号线之间的环路面积最小，因此具有最小电感和

最小阻抗，所以地线面能够保证回流电流总是取最佳路径。图 5-27 是不同地线方式的比较，前已指出，两根电流方向相反的平行导线的环路电感为：

$$L = L_1 + L_2 - 2M$$

式中， $L_1$ 、 $L_2$  为每根走线的电感， $M$  是走线之间的互感。 $M$  与两根走线之间的距离成反比，当两根走线重合时， $M=L_1=L_2$ ， $L=0$ 。由于地线面与走线之间的距离很小，因此地线面能够减小信号环路的电感。

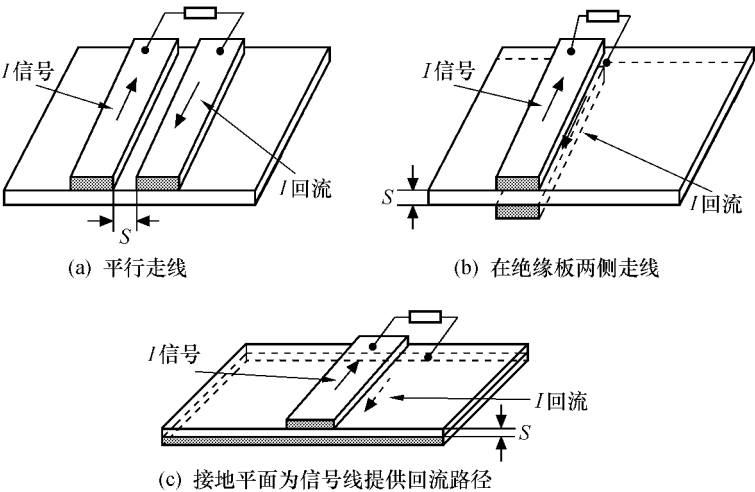


图 5-27 不同地线的比较（S 决定环路电感）

从以上讨论不难看出，地线面上的电流必须是连续的，这样才能取得预期的效果。当地线面必须断开时，应在重要的信号（如时钟信号）迹线下面设置一根连线，如图 5-28（a）所示。因此使用多层线路板布线，专门设置一层地线面是最简单的设计。

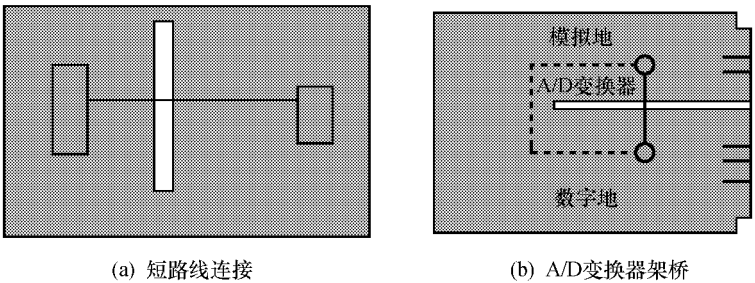


图 5-28 断开的地线面

地线面上因分开数字地和模拟地而需要开槽时，高速信号线不应跨越槽缝，以免环路面积扩大，因为电流总是走阻抗最小的路径。高频时，电流走环路电感最小的路径，环路面积越小，环路电感就越小。但如果高速信号线跨过槽缝，则回流线被迫绕过槽缝，使环路面积加大。必要时可以在槽上架“桥”，例如，A/D 变换器就可置于桥上（如图 5-28（b）所示），其“地”脚如果在模拟地一侧，数字信号的回流就可过“桥”回到地脚，从而保持环面积最小，此“桥”也可用电容器架设。

此外，还应避免将连接器安装在槽缝上，因为如果两侧存在较大的地电位差，就会通过外接电缆产生共模辐射。

地线面还能有效地控制串扰，这是一种系统内 EMC 问题。走线之间的串扰机理有电感

耦合、电容耦合以及共阻抗耦合等 3 种（如图 5-29 所示）。地线面可将公共地线阻抗  $Z_g$  减少 40~70dB，地线面由于使不同的信号回路不在一个平面内，因此对减少电感耦合也有好处。地线面对电容耦合的改善是由于导线对地的电容  $C_{1g}$ 、 $C_{2g}$  增大。

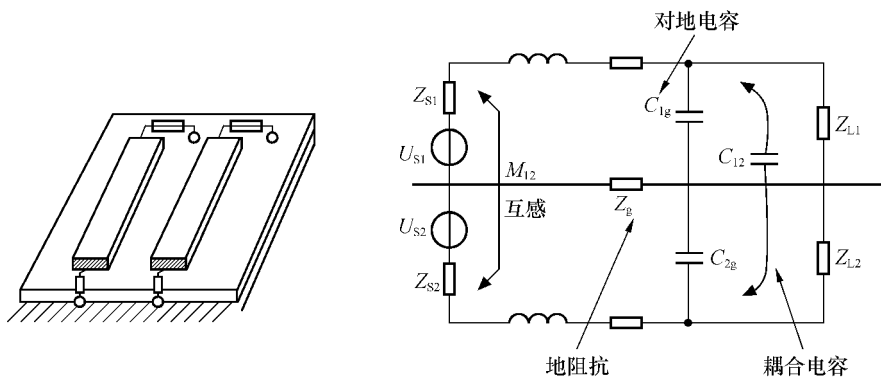


图 5-29 走线串扰机理

### 3. 环路面积

地线面的一个主要好处是能够使辐射的环路最小。这保证了 PCB 的最小差模辐射和对外界骚扰的敏感度。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 5-30 是两种错误的布线方式。

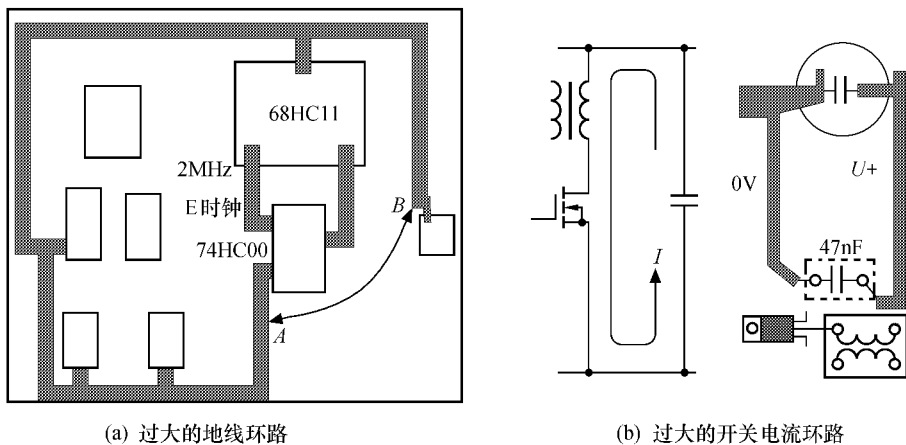


图 5-30 错误接地的例子

第 1 个例子（如图 5-30（a）所示）是微处理器 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 时钟信号的回流绕了 PCB 整整一周，其环路面积实际是线路板的面积！实际上，可从 A 到 B 连接一根短线，使 2MHz 时钟的谐波辐射减少了 15~20dB，如果使用地线网格，可以进一步使辐射降低。

第 2 个例子（如图 5-30（b）所示）是一个工作频率为 400kHz 的功率 MOSFET 构成的开关电源，瞬变时间为 10ns 数量级，因此开关波形的谐波分量超过了 100MHz。去耦电容器距离开关管的距离有几个厘米，结果在电源和地线之间形成了较大的环路。在开关管和变压器的邻近设置一只 47nF 的射频去耦电容，有效地减小了这个环路中的射频电流，结果使

10MHz 以上的传导发射减小了 20dB。

表面安装技术能够有效地减小信号环路面积。但为了充分发挥表面安装技术的优点，应使用专门有一层地线面的多层板布线。在双层板上使用表面安装技术仅能获得有限的改进，因为在双层板中，使用表面安装技术仅仅将整个板的尺寸减少了，也就是将走线减少了。而在多层板中，信号环路面积明显减少。

4. 输入输出地的结构

前面已指出，为了减小电缆上的共模辐射，需要对电缆采取滤波和屏蔽技术。但不论滤波还是屏蔽都需要一个没有受到内部骚扰污染的干净地。当地线不干净时，滤波在高频时几乎没有作用，除非在布线时就考虑这个问题，一般这种干净地是不存在的。干净地既可以是 PCB 上的一个区域，也可以是一块金属板。所有输入输出线的滤波和屏蔽层必须连到干净地上，如图 5-31 所示。干净地与内部的地线只能在一点相连。这样可以避免内部信号电流流过干净地，造成污染。

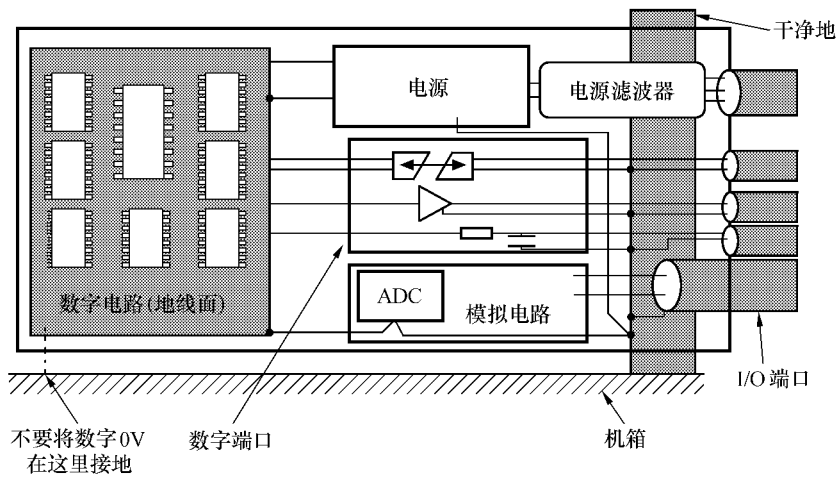


图 5-31 接口的接地

为了 ESD 防护的目的，必须将电路地线连接到机壳上。当电路地与机壳需要直流隔离时，可以使用一个 10~100nF 的射频电容器连接。

绝对不要将数字电路的地线面与模拟电路地线面的区域重叠，因为这样会使数字电路骚扰耦合进模拟电路。数字地和模拟地可以在数—模转换器的部位单点连接。

直接与数字电路相连的接口应使用缓冲器，以避免直接连到数字电路的地线上，较理想的接口是光隔离器，当然这会增加成本。当不能提供隔离时，可以使用以输入输出地为参考点的缓冲芯片，或者使用电阻或扼流圈缓冲，并在线路板接口处使用电容滤波。

5. 地线布线规则

由于对所有的信号线都实现最佳地线布线是不可能的，在设计时应重点考虑最重要的部分。从 EMI 的角度考虑，最重要的信号是高电流变化率 ( $di/dt$ ) 信号，如时钟线、数据线、大功率方波振荡器等。从敏感度的角度考虑，最重要的信号是前后沿触发输入电路、时钟系统、小信号模拟放大器等。一旦将这些重要信号分离出来，就可以把设计的重点放在这些电路路上。

在产品设计过程中，一个有效的工具是地线图。这是一张关于设备中所有地线连接的



图，包括所有的地参考点和地路径（通过机箱、电缆屏蔽层、走线、导线等）。这张图中仅有地线，其他电路可以简化。在产品开发的整个过程中，这张图的制作、保存和实施都由指定的 EMC 设计师来执行。

#### 5.4.4 多层板

对高速逻辑电路设计，使用单面板或双面板不能满足电磁兼容性要求时，应该研究多层板的应用。大部分多层板的通用形式如图 5-32 所示。该图形显示了各层结构的设想和每层功能的指定。

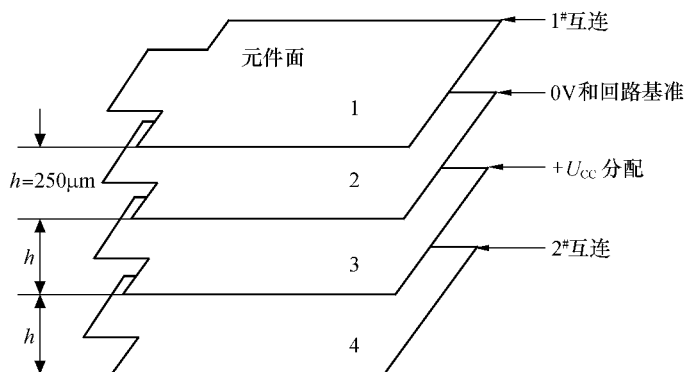


图 5-32 多层印刷电路板

多层 PCB 是由预浸环氧玻璃布把 3 层以上的分离导电图形粘结层压而成。电源和回路总线是由非浸蚀  $35\mu\text{m}$  铜箔板构成。这样，电源分配系统组成大的平面，具有极低分布源阻抗。因此，多层板比单面板或双面板更能避免共阻抗耦合、提供屏蔽（取决于布局）以及对多电平电压分配得到改善。多层板的缺点是只适用于在设计预期变化不大或没有变化的场合。

在图 5-32 中，板间是通过金属化孔互连，第 1 层被指定为互连板，含有元器件。第 2 层被指定为 0V 和回路基准电位，除了用于连接第 1 层与第 3 层的贯通孔之外，它是一个整体的地平面。第 3 层被指定为  $+U_{\text{cc}}$  分配层。第 4 层和第 1 层一样被指定为互连板。实质上，第 1 层上的走线与第 2 层地平面构成微带线，因此能严格地控制阻抗。0V 回路层和  $U_{\text{cc}}$  分配层形成一个低阻抗的电源分配系统，这归因于板间的大电容、铜箔的低电感和低电阻。它们还可以作为第 1 层和第 4 层辐射骚扰的屏蔽。

如果两块互连板是彼此叠放在一起，则相关的互连线要相互成  $90^\circ$  正交，以减少互连板间的交扰（串音）耦合。为军事应用的高速逻辑电路通常由 0V 回路板或  $U_{\text{cc}}$  板来屏蔽互连板。有时，还可在 0V 层和  $U_{\text{cc}}$  层之间加进专设的地网层，这样还可以进一步增加阻抗控制。

##### 1. 多层 PCB 设计

多层 PCB 设计中遇到的主要问题是电磁兼容设计。在进行多层 PCB 设计时，首先要考虑的是带宽。要强调的是：数字电路电磁兼容设计中要考虑的是数字脉冲的上升沿和下降沿所决定的带宽而不是数字脉冲的重复频率。矩形周期数字脉冲的傅里叶展开有下面形式：

$$C_A = 2A \frac{d + t_r}{T} \cdot \frac{\sin[n\pi(d + t_r)/T]}{n\pi(d + t_r)/T} \cdot \frac{\sin[n\pi t_r/T]}{n\pi t_r/T} \quad (5-20)$$

式中， $d$  是数字脉冲宽度， $t_r$  是数字脉冲的上升时间， $T$  是数字信号的重复周期。根据这个结果，可以把方形数字信号的印制板设计带宽定为  $1/\pi t_r$ ，通常要考虑这个带宽的十倍频。图 5-16 示出了矩形周期数字脉冲信号频谱的包络。

多层 PCB 的电磁兼容分析可以基于克希霍夫定律和法拉第电磁感应定律。根据克希霍夫定律，任何时域信号由源到负载的传输都必须构成一个完整的回路，一个频域信号由源到负载的传输都必须有一个最低阻抗的路径。这个原则完全适合高频辐射电流的情况，如果高频辐射电流不是经由设计中的回路到达目的负载，就一定是通过某个客观存在的回路到达的，这一非正常回路中的一些器件就会遭受电磁骚扰。但是，人们常常忽略这个事实。在数字电路设计中，人们最容易忽略的是存在于器件、导线、印制线和插头上的寄生电感、电容和导纳。例如，电容器的等效电路应当是电容、电感和电阻构成的串联电路。多层 PCB 设计要决定选用的多层板的层数。多层 PCB 的层间安排随着电路而变，但有以下几条共同原则：

- (1) 电源平面应靠近接地平面，并且安排在接地平面之下。这样可以利用两金属平板间的电容作电源的平滑电容，同时接地平面还对电源平面上分布的辐射电流起到屏蔽作用。
- (2) 布线层应安排与整块金属平面相邻。这样的安排是为了产生通量对消作用。
- (3) 把数字电路和模拟电路分开，有条件时将数字电路和模拟电路安排在不同层内。如果一定要安排在同一层，可采用开沟、加接地线条、分隔等方法补救。模拟和数字的地、电源都要分开，不能混用。数字信号有很宽的频谱，是产生骚扰的主要来源。
- (4) 在中间层的印制线条形成平面波导，在表面层形成微带线，两者传输特性不同。
- (5) 时钟电路和高频电路是主要的骚扰和辐射源，一定要单独安排、远离敏感电路。
- (6) 不同层所含的杂散电流和高频辐射电流不同，布线时，不能同等看待。

图 5-33 给出了一个 10 层板的层间安排的例子，第 1 层为优质布线层，第 2 层为地，第 3 层为布线层，第 4 层为另一布线层、第 5 层为地，第 6 层为电源层、第 7 和第 8 层为布线层、第 9 层为地、第 10 层为最后一个布线层。这种结构共有 6 个布线层，3 个地，在第 3 和第 4 层以及第 7 和第 8 层之间有填充层。层间安排确定后，根据布线的密集程度就可以确定采用多层板的层数和基本结构。

多层 PCB 设计中有两个基本原则用来确定印制线条间距和边距，如下所述。

(1) 20-H 原则。这是 W. Michael King 提出的，具体表述如下：所有的具有一定电压的 PCB 都会向空间辐射电磁能量，为减小这个效应，PCB 的物理尺寸都应该比最靠近的接地板的物理尺寸小  $20H$ ，其中  $H$  是两层印制板的间距。在一定频率下，两个金属板的边缘场会产生辐射。减小一块金属板的边界尺寸使其比另一个接地板小，辐射将减小。当尺寸小至  $10H$  时，辐射强度开始下降，当尺寸小至  $20H$  时，辐射强度下降 70%。根据 20-H 原则，按照一般典型 PCB 尺寸，20" 一般为 3mm 左右。

(2) 2-W 原则。当两条印制线间距比较小时，两线之间会发生电磁串扰，串扰会使有关

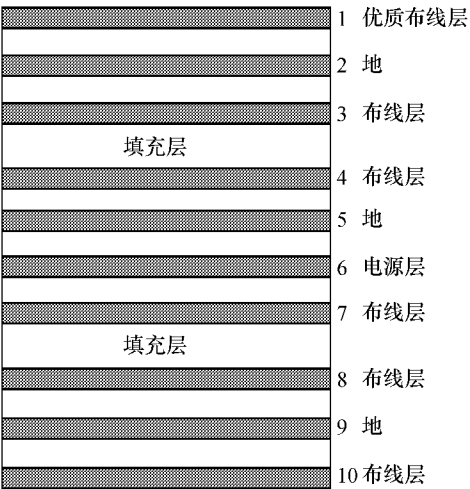


图 5-33 10 层板的层间安排

电路功能失常。为避免发生这种骚扰,应保持任何线条间距不小于2倍的印制线条宽度,即不小于 $2W$ , $W$ 为印制线路的宽度。印制线条的宽度取决于线条阻抗的要求,太宽会减少布线的密度,增加成本;太窄会影响传输到终端的信号的波形和强度。

PCB地线是PCB设计的另一个基本问题。首先,要建立分布参数的概念,高于一定频率时,任何金属导线都要看成是由电阻、电感构成的器件。所以,接地引线具有一定阻抗并且构成电气回路,不管是单点接地还是多点接地,都必须构成低阻抗回路进入真正的地或机架。25mm长的典型印制线大约会表现 $15\sim 20\text{nH}$ 的电感,加上分布电容的存在,就会在接地板和设备机架之间构成谐振电路。其次,接地电流流经接地线时,会产生传输线效应和天线效应。当线条长度为 $1/4$ 波长时,可以表现出很高的阻抗,接地线实际上是开路的,接地线反而成为向外辐射的天线。最后,接地板上充满高频电流和骚扰形成的涡流,因此,在接地点之间构成许多回路,这些回路的直径(或接地点间距)应小于最高频率波长的 $1/20$ 。选择恰当的器件是设计成功的重要因素,特别在选择逻辑器件时,尽量选上升时间比5m长的器件,决不要选比电路要求时序快的逻辑器件。

对PCB的布线还应注意以下具体问题。

#### (1) 过孔

过孔一般被使用在多层PCB中。当是高速信号时,过孔产生 $1\sim 4\text{nH}$ 的电感和 $0.3\sim 0.8\text{pF}$ 的电容的路径。因此,当铺设高速信号通道时,过孔应该被保持到绝对的最小。对于高速的并行线(例如地址和数据线),如果层的改变是不可避免,应该确保每根信号线的过孔数一样。

#### (2) $45^\circ$ 角的路径

与过孔相似,直角的路径转动应该被避免,因为它在内部的边缘能产生集中的电场。该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 $45^\circ$ 的。图5-34是 $45^\circ$ 路径的一般规则。

#### (3) 短截线

短截线(如图5-35所示)产生反射,同时也潜在增加 $\lambda/4$ 整数倍的天线到电路的可能。虽然短截线长度可能不是任何系统中的已知信号的波长的 $1/4$ 整数,但是附带的辐射可能在短截线上产生谐振。因此,避免在传送高频率和敏感的信号路径上使用短截线。

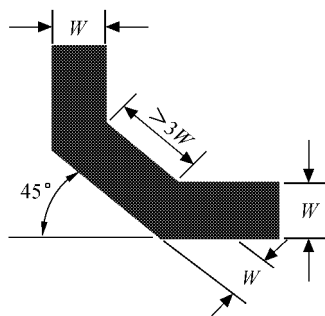


图 5-34 成角的路径

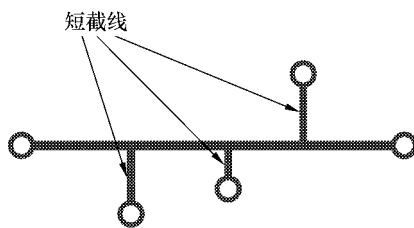


图 5-35 短截线

#### (4) 星形的信号排列

虽然星形排列适用于来自多个PCB的地线连接,但它带有能产生多个短截线的信号路径。因此,应该被避免用星形排列于高速和敏感的信号上。

### (5) 辐射型信号扰列

辐射型信号排列通常有最短的路径，以及产生从源点到接收器的最小延迟，但是这也能产生多个反射和辐射干扰，所以应该被避免用辐射型排列于高速和敏感的信号上。

### (6) 不变的路径宽度

信号路径的宽度从驱动到负载应该是常数。改变路径宽度对路径阻抗（电阻、电感和电容）产生改变，从而，能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。

### (7) 洞和过孔密集

经过电源和地位面的过孔的密集会在接近过孔的地方产生局部化的阻抗差异。这个区域不仅成为信号活动的“热点”，而且供电面在这点是高阻，像射频电流一样低效。

### (8) 切分孔隙

与洞和过孔密集相同，切分孔隙（即长洞或宽通道）在电源位面和地位面范围内产生不一致的区域，并且就像防护物一样减少它们的效力，也局部性地递增电源位面和地位面的阻抗。

### (9) 接地金属化的模块

所有的金属化的模块应该被连接到地，否则，这些大的金属区域能充当辐射天线。

### (10) 最小化环路面积

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环，因而，避免潜在的天线环。

## 2. 旁路电容与去耦电容的设计

设计 PCB 时经常要在电路上加电容器来满足数字电路工作时要求的电源平稳和洁净度。电路中的电容可分为去耦电容、旁路电容和容纳电容 3 类。去耦电容用来滤除高速器件在电源板上引起的骚扰电流，为器件提供一个局域化的直流，还能减低印制电路中的电流冲击的峰值。旁路电容能消除 PCB 上的高频辐射噪声。噪声能限制电路的带宽，产生共模骚扰。容纳电容则配合去耦电容抑制  $\Delta I$  噪声。

设计中最重要的是确定电容量和接入电容的地点。电容器的自谐振频率是决定电容设计的关键参数。电容器的自谐振频率的数值见表 5-1。

电源板和接地板之间构成的平板电容器也有自谐振频率，这一谐振频率如果与时钟频率谐振，就会使整个 PCB 成为一个电磁辐射器。这一谐振频率可以达到 200~400MHz。采用 20-H 原则还可以使这个谐振频率提高 2~3 倍。采用一个大容量的电容器与一个小容量的电容器并联的方法可以有效地改善自谐振频率特性。当大容量的电容器达到谐振点时，大电容的阻抗开始随频率增加而变大；小容量的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或去耦起主导作用。例如去耦电容为大容量电容器，则容纳电容作为小容量电容器。

去耦电容的电容量按式  $C = \frac{\Delta I}{\Delta U / \Delta t}$  计算，式中  $\Delta I$  为瞬变电流， $\Delta U$  为逻辑器件工作允许的电源电压值的变化， $\Delta t$  为开关时间。在电源引线比较长时，瞬变电流引起较大的压降，此时就要加容纳电容以便维持器件要求的电压值。设计时，先计算允许的阻抗  $Z_m = \Delta U / \Delta I$ ，然后，由引线电感  $L_w$  求出不超过  $Z_m$  对应的频率  $f_m = \frac{Z_m}{2\pi L_w}$ ，当使用频率高于  $f_m$  时，

要加容纳电容  $C_b = 1/2\pi f_m Z_m$ ,  $C_b$  值通常在  $10 \sim 100\text{pF}$  以上。

电容材料对温度很敏感, 要选温度系数好的。还要选择等效串联电感和等效串联电阻小的电容器, 一般要求等效串联电感小于  $10\text{nH}$ , 等效串联电阻小于  $0.5\Omega$ 。在每个 LSI 或 VLSI 器件处都要加去耦电容, 电源入口处要加入旁路电容。此外, I/O 连接器、距电源输入连接器远的地方、元件密集处、时钟发生电路附近都要加旁路电容器。

### 3. 时钟电路的电磁兼容设计

时钟电路在数字电路中占有重要地位。同时时钟电路也是产生电磁辐射的主要来源。一个具有  $2\text{ns}$  上升沿的时钟信号辐射能量的频谱可达  $160\text{MHz}$ , 其可能辐射带宽可达十倍频, 即能达到  $1.6\text{GHz}$ 。因此, 设计好时钟电路是保证达到整机辐射指标的关键。时钟电路设计主要的问题有如下几个方面:

#### (1) 阻抗控制

计算各种由 PCB 线条构成的微带线和微带波导的波阻抗、相移常数、衰减常数等。许多设计手册都可以查到一些典型结构的波阻抗和衰减常数。特殊结构的微带线和微带波导的参数需要用计算电磁学的方法求解。

#### (2) 传输延迟和阻抗匹配

由印制线条的相移常数计算时钟脉冲受到的延迟, 当延迟达到一定数值时, 就要进行阻抗匹配以免发生终端反射, 使时钟信号抖动或发生过冲。阻抗匹配方法有串联电阻、并联电阻、戴维南网络、RC 网络、二极管阵列等。

#### (3) 印制线条上接入较多容性负载的影响

接在印制线条上的容性负载对线条的波阻抗有较大的影响。特别是对总线结构的电路, 容性负载的影响往往是要考虑的关键因素。

描述传输线可以采用 3 种方式:

##### ① 用传输波阻抗 ( $Z_0$ ) 和传输时延 ( $t_d$ ) 两个参数描述传输线:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{1}{C}} \quad (5-21a)$$

$$t_d = 1 \times \sqrt{LC} \quad (5-21b)$$

##### ② 用传输波阻抗和 (与波长有关的) 归一化长度描述传输线。

##### ③ 用单位长度的电感、电容和印制线的物理长度来描述传输线。

在 PCB 设计中经常采用第 1 种方式描述由印制线条构成的传输线。此时, 传输时延的大小决定了印制线条是否需要采取阻抗控制的措施。当线条上有很多电容性负载时, 线条的传输时延将会增大, 与原来的传输时延有如下的关系:

$$t'_d = t_d \sqrt{1 + C_d/C_0}, \quad l_m \leq t_r/2t'_d \quad (5-22)$$

$t_d$  为不考虑容性负载时的线条传输时延,  $C_0$  为不考虑容性负载时的线条分布电容,  $l_m$  为无匹配的最大印制线条长度。

还有许多其他时钟电路设计问题, 如:

- ① 时钟区与其他功能区的隔离;
- ② 同层板中时钟线条屏蔽;
- ③ 时钟线避免换层;
- ④ 系统中没有严格时间关系的电路最好使用单独的时钟等问题。

## 第6章 电缆设计

电缆是效率很高的电磁波接收天线，空间的电磁干扰往往首先被电缆接收到，然后传入到设备中，造成电路的误动作。电缆还是效率很高的电磁波辐射天线，当设备被屏蔽起来后，电缆是产生电磁波辐射的主要原因。当设备或系统不能满足有关电磁干扰的限制要求时，90%是电缆的原因。

电缆中的导线都是平行的，而且平行走线距离最长，因此信号串扰是十分严重的，减小电缆中导线的串扰是电磁兼容设计中十分重要的内容。另外，即使不是同一根电缆中的导线，相互串扰也往往十分严重，要通过适当的设计来减小这些串扰。要解决串扰问题，首先要明确串扰的机理。

### 6.1 传导耦合

传导耦合包括通过导体间的电容及互感而形成的干扰耦合。

#### 6.1.1 电容性耦合

由于电容实际是由两个导体构成的，因此两根导线就构成了一个电容，我们称这个电容是导线之间的寄生电容。由于这个电容的存在，一个导线中的能量能够耦合到另一个导线上。这种耦合称为电容耦合或电场耦合。

##### 1. 电容性耦合模型

图 6-1 (a) 表示一对平行导线所构成两回路通过线间的电容耦合，其等效电路如图 6-1 (b) 所示。假设电路 1 为骚扰源电路，电路 2 为敏感电路， $C$  为导线 1 与导线 2 间的分布电容由等效电路可计算出在回路 2 上的感应电压为：

$$U_2 = \frac{R_2}{R_2 + X_C} U_1 = \frac{j\omega C R_2}{1 + j\omega C R_2} U_1 \quad (6-1)$$

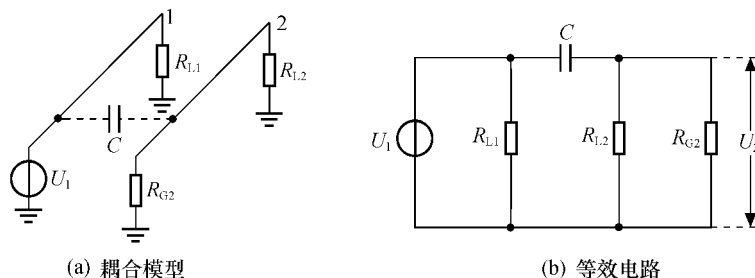


图 6-1 电容性耦合模型

式中,

$$R_2 = \frac{R_{G2}R_{L2}}{R_{G2} + R_{L2}}, X_C = \frac{1}{j\omega C}$$

当耦合电容比较小时, 即  $\omega CR_2 \ll 1$  时, (6-1) 式可以简化为:

$$U_2 \approx j\omega CR_2 U_1 \quad (6-2)$$

从 (6-2) 式可以看出, 电容性耦合引起的感应电压正比于骚扰源的工作频率  $\omega$ 、敏感电路对地的电阻  $R_2$  (一般情况下为阻抗)、分布电容  $C$ 、骚扰源电压  $U_1$ ; 电容性耦合主要在射频频率形成骚扰, 频率越高, 电容性耦合越明显; 电容性耦合的骚扰作用相当于在电路 2 与地之间连接了一个幅度为  $I_n = j\omega CU_1$  的电流源。

一般情况下, 骚扰源的工作频率  $\omega$ 、敏感电路对地的电阻  $R_2$  (一般情况下为阻抗)、骚扰电压  $U_1$  是预先给定的, 所以, 抑制电容性耦合的有效方法是减小耦合电容  $C$ 。

下面我们继续分析另一个电容性耦合模型。该模型是在前一模型的基础上除了考虑两导线 (两电路) 间的耦合电容外, 还考虑每一电路的导线与地之间所存在的电容。地面上两导体之间电容性耦合的简单表示如图 6-2 所示。

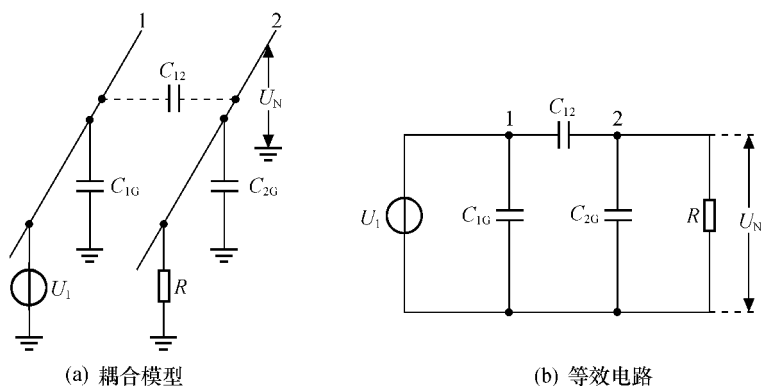


图 6-2 地面上两导线间电容性耦合模型

图 6-2 中,  $C_{12}$  是导体 1 与导体 2 之间的杂散电容,  $C_{1G}$  是导体 1 与地之间的电容,  $C_{2G}$  是导体 2 与地之间的电容,  $R$  是导体 2 与地之间的电阻。电阻  $R$  出自于连接到导体 2 的电路, 不是杂散元件, 电容  $C_{2G}$  由导体 2 对地的杂散电容和连接到导体 2 的任何电路的影响组成。

作为骚扰源的导体 1 的骚扰源电压为  $U_1$ , 受害电路为电路 2。任何直接跨接在骚扰两端的电容, 比如图 6-2 中的  $C_{12}$  能够被忽略, 因为它不影响在导体 2 与地之间耦合的骚扰电压  $U_N$ 。根据图 6-2 (b) 的等效电路, 导体 2 与地之间耦合的骚扰电压  $U_N$  能够表示为:

$$U_N = \frac{j\omega C_{12}R}{1 + j\omega R(C_{12} + C_{2G})} U_1 \quad (6-3)$$

如果  $R$  为低阻抗, 即满足:

$$R \ll \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G})}$$

那么, (6-3) 式可简化为:

$$U_N \approx j\omega C_{12} R U_1 \quad (6-4)$$

(6-4) 式表明, 电容性耦合的骚扰作用相当于在导体 2 与地之间连接了一个幅度为  $I_n = j\omega C_{12} U_1$  的电流源。(6-4) 式是描述两导体之间电容性耦合的最重要的公式, 它清楚地

表明了拾取（耦合）的电压依赖于相关参数。假定骚扰源的电压  $U_1$  和工作频率  $f$  不能改变，这样只留下两个减小电容性耦合的参数  $C_{12}$  和  $R$ 。减小耦合电容的方法是导体合适的取向、屏蔽导体、分隔导体（增加导体间的距离）。若两导体之间距离加大， $C_{12}$  的实际值会减少，因此降低导体 2 上感应到的电压，若两平行导体间分隔距离为  $D$ ，且导体直径为  $d$ ，则：

$$C_{12} = \pi\epsilon_0 / \cosh^{-1}(D/d) \quad (\text{F/m}) \tag{6-5a}$$

当  $D/d > 3$  时， $C_{12}$  可简化为：

$$C_{12} = \pi\epsilon_0 / \ln(2D/d) \quad (\text{F/m}) \tag{6-5b}$$

其中， $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \text{F/m}$ 。导体间的距离与电容性干扰之间的关系如图 6-3 所示。0dB 的参考点是取自导体间的相隔距离为导体直径的 3 倍，而由图中可看出相隔距离超过 40 倍的导体直径，再增加隔开的距离也无法得到显著的衰减量。

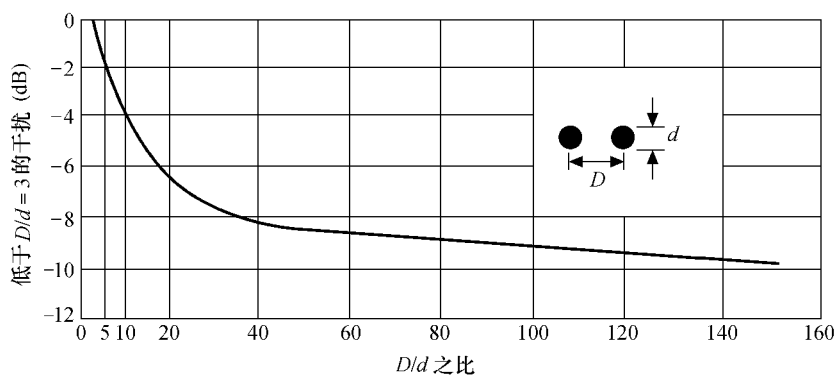


图 6-3 导体间的间隔对电容性干扰耦合的影响

如果  $R$  为高阻抗，即满足：

$$R \gg \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G})}$$

那么，（6-3）式可简化为：

$$U_N \approx \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G}} U_1 \tag{6-6}$$

（6-6）式表明，在导体 2 与地之间产生的电容性耦合骚扰电压与频率无关，且在数值上大于（6-4）式表示的骚扰电压。

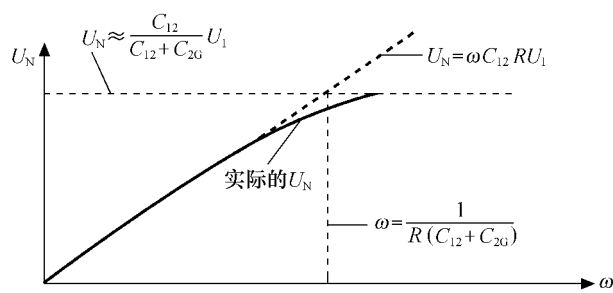


图 6-4 电容性骚扰耦合与频率的关系

图 6-4 给出了电容性耦合骚扰电压  $U_N$  的频率响应。它是（6-3）式的骚扰电压  $U_N$  与频率的关系曲线图。正如前面已经分析的那样，（6-6）式给出了最大的骚扰电压  $U_N$ 。图 6-4



也说明，实际的骚扰电压  $U_N$  总是小于或等于（6-4）式给出的骚扰电压  $U_N$ 。当频率满足下式关系时：

$$\omega = \frac{1}{R(C_{12} + C_{2G})} \tag{6-7}$$

（6-4）式就给出了是实际骚扰电压  $U_N$ （（6-3）式的值）的 $\sqrt{2}$ 倍的骚扰电压值。在几乎所有的实际情况中，频率总是小于（6-7）式所表示的频率，（6-4）式表示的骚扰电压  $U_N$  总是适合的。表 6-1 列出了几种典型传输线电容计算公式。表 6-2 列出几种导线及传输线间的互感公式。

表 6-1 几种典型传输线电容计算公式

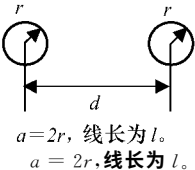
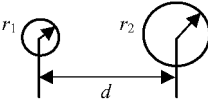
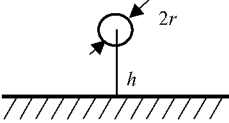
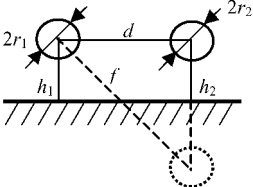
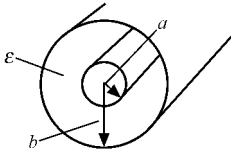
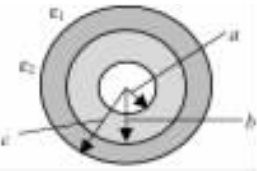
| 传输线类型     | 图 示                                                                                 | 单位长度的电容 (F/m)                                                                                                                                                                                                                                                                                                        |
|-----------|-------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 平行直导线     |    | $\frac{C}{l} = \frac{\pi\epsilon_0}{\operatorname{arccch} \frac{d}{a}} = \frac{\pi\epsilon_0}{\ln \left( \frac{d + \sqrt{d^2 - a^2}}{a} \right)}$ <p>当 <math>d \gg a</math> 时，</p> $\frac{C}{l} \approx \frac{\pi\epsilon_0}{\ln \frac{2d}{a}}$                                                                      |
|           |    | <p>当 <math>d \gg r_1, r_2</math> 时</p> $\frac{C}{l} \approx \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln \frac{d^2}{r_1 r_2}}$                                                                                                                                                                                                          |
| 与大地平行的直导线 |   | $\frac{C}{l} = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln \left( \frac{h + \sqrt{h^2 + r^2}}{r} \right)}$                                                                                                                                                                                                                             |
|           |  | $\frac{C}{l} = \frac{4\pi\epsilon_0 \ln \frac{f}{d}}{\ln \frac{2h_1}{r_1} \ln \frac{2h_2}{r_2} - \left( \ln \frac{f}{d} \right)^2}$ <p>当 <math>r_1 = r_2 = r, h_1 = h_2 = h</math> 时</p> $\frac{C}{l} = \frac{4\pi\epsilon_0 \ln \frac{f}{d}}{\left( \ln \frac{2h}{r} \right)^2 - \left( \ln \frac{f}{d} \right)^2}$ |
| 同轴电缆      |  | $\frac{C}{l} = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{b}{a}}$                                                                                                                                                                                                                                                                 |
|           |  | $\frac{C}{l} = \frac{2\pi}{\frac{1}{\epsilon_1} \ln \frac{b}{a} + \frac{1}{\epsilon_2} \ln \frac{c}{b}}$                                                                                                                                                                                                             |

表 6-2 几种导线及传输线间的互感公式

| 类 型          | 图 示 | 互 感 公 式                                                                                                                                                                                                                                                                                   |
|--------------|-----|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 两平行导线        |     | $\frac{M}{l} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left[ \ln \left( \frac{l + \sqrt{l^2 + d^2}}{d} \right) - \sqrt{1 - \frac{d^2}{l^2}} + \frac{d}{l} \right]$ <p>当 <math>l \gg d</math> 时</p> $\frac{M}{l} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left( \ln \frac{2l}{d} + \frac{d}{l} - 1 \right) \quad (\mu\text{H/m})$ |
| 平行于大地的两平行导线  |     | $\frac{M}{l} = 0.11 \ln \left( 1 + 4 \frac{h^2}{d^2} \right) \quad (\mu\text{H/m})$                                                                                                                                                                                                       |
|              |     | $\frac{M}{l} = 0.2 \ln \left( 1 + 2 \frac{h}{d} \right) \quad (\mu\text{H/m})$                                                                                                                                                                                                            |
| 长导线与矩形框同轴圆线圈 |     | $M = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \ln \frac{b}{a} \quad (\text{H})$                                                                                                                                                                                                                               |
|              |     | $M = \frac{\mu_0 \pi a_1^2 a_2^2}{2(a_1^2 + z^2)^{3/2}} \cos \theta \quad (\text{H})$                                                                                                                                                                                                     |
| 两组平行传输线      |     | $\frac{M}{l} = 0.2 \ln \frac{\sqrt{(D - b \sin \theta)^2 + (a + b \cos \theta)^2} \sqrt{(D + b \sin \theta)^2 + (a + b \cos \theta)^2}}{\sqrt{(D - b \sin \theta)^2 + (a - b \cos \theta)^2} \sqrt{(D + b \sin \theta)^2 + (a - b \cos \theta)^2}} \quad (\mu\text{H/m})$                 |
|              |     | $\frac{M}{l} = 0.2 \ln \frac{\sqrt{(D - b)^2 + (a + d)^2} \sqrt{(D + b)^2 + (a - d)^2}}{\sqrt{(D - b)^2 + (a - d)^2} \sqrt{(D + b)^2 + (a + d)^2}} \quad (\mu\text{H/m})$                                                                                                                 |

2. 屏蔽体对电容性耦合的作用

现在考虑导体 2 有一管状屏蔽体时的电容性耦合，如图 6-5 所示。其中  $C_{12}$  表示导体 2 延伸到屏蔽体外的那一部分与导体 1 之间的电容， $C_{2G}$  表示表示导体 2 延伸到屏蔽体外的那一部分与地之间的电容， $C_{1S}$  表示导体 1 与导体 2 的屏蔽体之间的电容， $C_{2S}$  表示导体 2 与其屏蔽体之间的电容， $C_{SG}$  表示导体 2 的屏蔽体与地之间的电容。

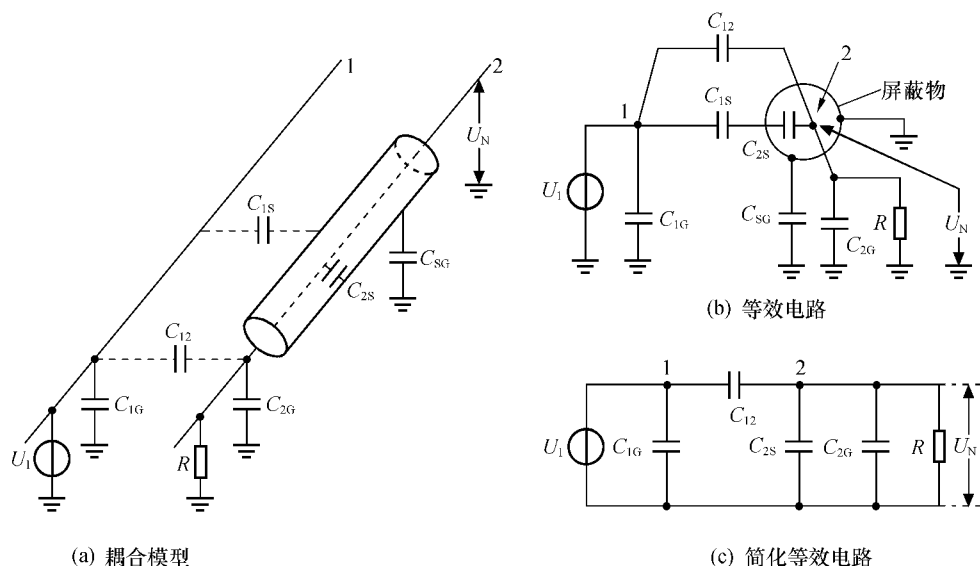


图 6-5 导体 2 具有屏蔽体时两导线间电容耦合模型

首先考虑导体 2 的对地电阻为无限大的值，导体 2 完全屏蔽，此时  $C_{12}$ 、 $C_{2G}$  均为零。由图 6-5 (b) 可知，屏蔽体拾取到的骚扰电压为  $U_S$ ：

$$U_S = \frac{C_{1S}}{C_{1S} + C_{SC}} U_1 \quad (6-8)$$

由于没有耦合电流通过  $C_{2S}$ ，所以完全屏蔽的导体 2 所拾取的骚扰电压为：

$$U_N = U_S \quad (6-9)$$

如果屏蔽体接地，那么电压  $U_S = 0$ ，从而  $U_N = 0$ 。导体 2 完全屏蔽，即导体 2 不延伸到屏蔽体外的情况是理想情况。

实际上，导体 2 通常确实延伸到屏蔽体外，如图 6-5 (a) 所示。此时， $C_{12}$ 、 $C_{2G}$  均需要考虑。

屏蔽体接地，且导体 2 的对地电阻为无限大的值时，导体 2 上耦合的骚扰电压为：

$$U_N = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G} + C_{2S}} U_1 \quad (6-10)$$

$C_{12}$  的值取决于导体 2 延伸到屏蔽体外的那一部分的长度。良好的电场屏蔽必须使导体 2 延伸到屏蔽体外的那一部分的长度最小，必须提供屏蔽体的良好接地。假定电缆的长度小于一个波长，单点接地就可以实现良好的屏蔽体接地。对于长电缆，多点接地是必须的。

最后，我们考虑导体 2 的对地电阻为有限值的情况。根据图 6-5 (c) 的简化等效电路，导体 2 上耦合的骚扰电压为：

$$U_N = \frac{j\omega C_{12} R}{1 + j\omega R (C_{12} + C_{2G} + C_{2S})} U_1 \quad (6-11)$$

当  $R \ll \frac{1}{j\omega (C_{12} + C_{2G} + C_{2S})}$  时，(6-11) 式可简化为：

$$U_N \approx j\omega R C_{12} U_1 \quad (6-12)$$

(6-12) 式和 (6-4) 式的形式完全一样，但是由于导体 2 此时被屏蔽体屏蔽， $C_{12}$  的值取决于

导体 2 延伸到屏蔽体外的那一部分的长度，因此  $C_{12}$  大大减小，从而降低了  $U_N$ 。

6.1.2 电感性耦合

当一根导线上的电流发生变化，而引起周围的磁场发生变化时，若另一根导一在这个变化的磁场中，则这根导线上会感应出电动势。于是，一根导线上的信号就耦合进了另一根导线。这种耦合称为电感性耦合或磁耦合。

1. 电感性耦合模型

电感性耦合也称为磁耦合，它是由磁场的作用所引起。当电流  $I$  在闭合电路中流动时，该电流就会产生与此电流成正比的磁通量  $\Phi$ 。 $I$  与  $\Phi$  的比例常数称为电感  $L$ ，由此我们能够写出：

$$\Phi = LI \tag{6-13}$$

电感的值取决于电路的几何形状和包含场的媒质的磁特性。

当一个电路中的电流在另一个电路中产生磁通时，这两个电路之间就存在互感  $M_{12}$ ，其定义为：

$$M_{12} = \frac{\Phi_{12}}{I_1} \tag{6-14}$$

$\Phi_{12}$  表示电路 1 中的电流  $I_1$  在电路 2 产生的磁通量。

由法拉第定律可知，磁通密度为  $B$  的磁场在面积为  $S$  的闭合回路中感应的电压为：

$$U_N = \frac{d}{dt} \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \tag{6-15}$$

其中  $\vec{B}$  与  $\vec{S}$  是向量，如果闭合回路是静止的，磁通密度随时间作正弦变化且在闭合回路面积上是常数， $\vec{B}$  与  $\vec{S}$  的夹角为  $\theta$ ，那么 (6-15) 式可简化为：

$$U_N = j\omega BS \cos\theta \tag{6-16}$$

如图 6-6 所示， $S$  是闭合回路的面积， $B$  是角频率为  $\omega$  (rad/s) 的正弦变化磁通密度的有效值， $U_N$  是感应电压的有效值。

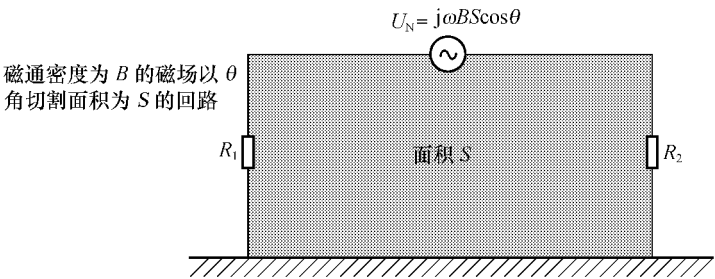


图 6-6 感应电压取决于回路包围的面积  $S$

因为  $BS \cos\theta$  表示耦合到敏感电路的总磁通量，所以能够把 (6-14) 式和 (6-16) 式结合起来，用两电路之间的互感  $M$  表示感应电压  $U_N$ ，有：

$$U_N = j\omega MI_1 = M \frac{di_1}{dt} \tag{6-17}$$

(6-16) 式和 (6-17) 式是描述两电路之间电感性耦合的基本方程。

图 6-7 表示由 (6-17) 式描述的两电路之间的电感性耦合。 $I_1$  是干扰电路中的电流， $M$

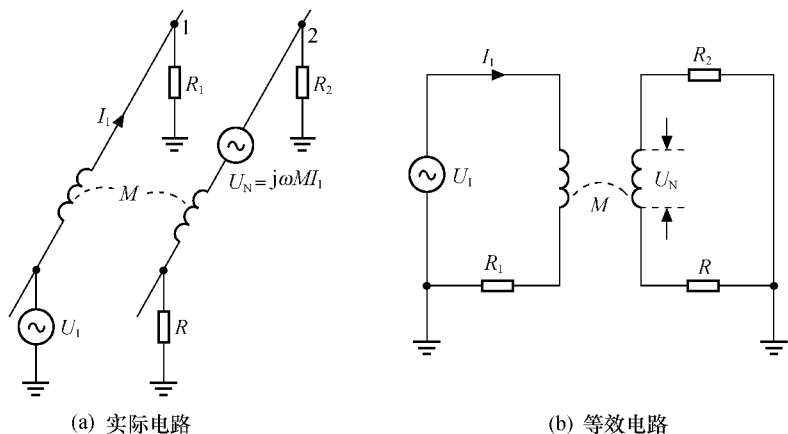


图 6-7 两电路间的电感性耦合

是两电路之间的互感。(6-16) 式和 (6-17) 式中出现的角频率为  $\omega$  (弧度/秒), 表明耦合与频率成正比。为了减小骚扰电压, 必须减小  $B$ 、 $S$ 、 $\cos\theta$ 。

欲减少  $B$  的值, 可利用加大电路间的距离或将导线绞绕, 使绞线产生的磁通密度  $B$  能互相抵消掉。至于受干扰电路的面积  $S$ , 可将导线尽量置于接地面上, 使其减至最小; 或利用绞线的其中一条为地电流回路, 使地电流不经接地平面, 以减少回路所围的面积。 $\cos\theta$  的减小则可利用重新安排干扰源与受干扰者的位置来实现。

磁场与电场间的干扰有区别: 第一, 减小受干扰电路的负载阻抗未必能使磁场干扰的情况改善; 而对于电场干扰的情况, 减小受干扰电路的负载阻抗可以改善干扰的情况。第二, 磁场干扰中, 电感耦合电压串联在被干扰导体中, 而电场干扰中, 电容耦合电流并联在导体与地之间。

利用这一特点, 可以分辨干扰是电感耦合还是电容耦合。在被干扰导体的一端测量干扰电压, 在另一端减小端接阻抗。如果测量的电压减小, 则干扰是通过电容耦合的; 如果测量的电压增加, 则干扰是通过电感耦合的 (如图 6-8 所示)。

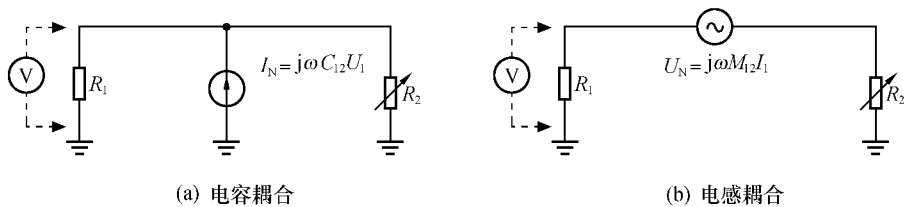


图 6-8 电容耦合与电感耦合的判别

2. 带有屏蔽体的电感性耦合

(1) 如果在图 6-7 的导体 2 外放置一管状屏蔽体时, 如图 6-9 所示。

考察一个屏蔽体是否对电感耦合起作用, 只要看屏蔽体的引入是否改变了原来的磁场分布。设屏蔽体是非磁性材料构成的, 且只有单点接地或没有接地。由于屏蔽是非磁性材料的, 因此它的存在对导体周围的磁通密度没有影响, 因此导体 1 与导体 2 的互感  $M_{12}$  没有变化。所以导体 1 在导体 2 上感应的电压与没有屏蔽时是相同的。

在磁场的作用下, 屏蔽体上也会感应出电压, 设导体 1 与屏蔽体间的互感为  $M_{1S}$ , 则导

体 1 上的电流  $I_1$  在屏蔽体上感应的电压为：

$$U_S = j\omega M_{1S} I_1 \tag{6-18}$$

但由于屏蔽体只单点接地或没有接地，因此屏蔽体上没有电流。所以不会产生额外的磁场，因此这个屏蔽层对磁场耦合没有任何影响、如果屏蔽体的两端接地，屏蔽层上会有电流流过，这个电流会产生一个附加的磁场。引起导体 2 周围磁场的变化，因此对电感耦合有一定影响。

为了分析这种情况，首先研究屏蔽层与内导体之间的耦合。

当一个空心管上有均匀电流  $I_S$  时，所有的磁场在管子外部，在管子的内部没有磁场。因此，当管子内部有一个导体时，管子上流过电流产生的磁场同时包围管子

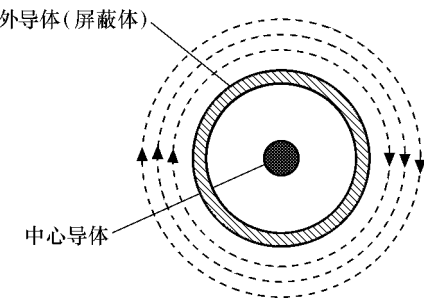


图 6-10 屏蔽层与内导体之间互感

式中，

$$I_S = \frac{U_S}{R_S + j\omega L_S} \tag{6-21}$$

其中  $L_S$  及  $R_S$  为屏蔽体的电感和电阻，考虑到  $M=L_S$ ，由 (6-20) 式，可得 (6-21) 式有：

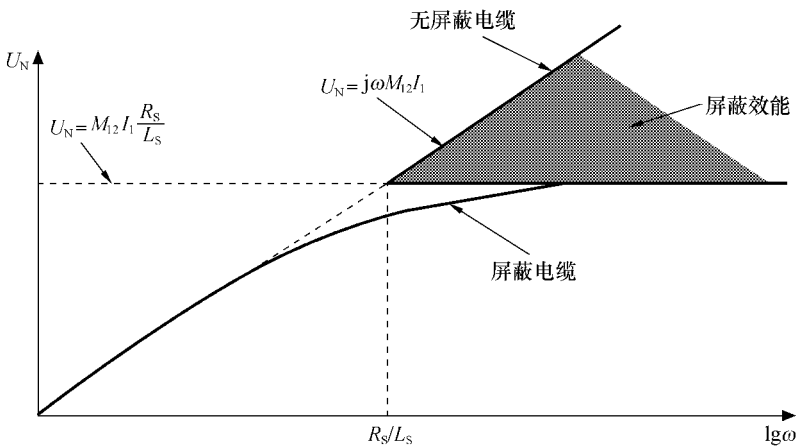


图 6-11 屏蔽层的磁场耦合屏蔽效果

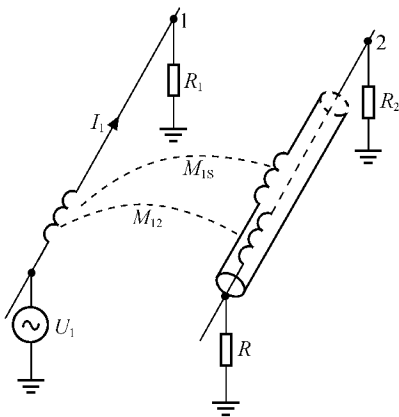


图 6-9 导体 2 带有屏蔽体的电感耦合

和内导体（如图 6-10 所示）。管子的电感（自感）为： $L_S = \Phi / I_S$ ，内导体与管子之间的互感为： $M = \Phi / I_S$ ，由于包围这两个导体的磁通相同，因此：

$$M = L_S \tag{6-19}$$

即屏蔽与内导体之间的互感等于屏蔽层的电感（自感）。这个结论是的假设是管子上的电流均匀分布，而没有规定内导体的位置，因此这个结论不局限于同轴电缆。图 6-11 显示了屏蔽层的磁场耦合屏蔽效果。

屏蔽体与中心导体的等效电路如图 6-12 所示，屏蔽体上的电流  $I_S$  在中心导体上感应的干扰电压为：

$$U_N = j\omega M I_S \tag{6-20}$$

$$U_N = \left[ \frac{j\omega}{j\omega + \frac{R_S}{L_S}} \right] U_S \quad (6-22)$$

当  $\omega \ll \omega_c$  (即  $\omega \ll R_S/L_S$ ) 时,  $U_N \approx j\omega L_S U_S / R_S$

当  $\omega = \omega_c = R_S/L_S$  或  $f = f_c = R_S/(2\pi L_S)$  时,  $|U_N| = 0.5 |U_S|$

当  $\omega = 5\omega_c = 5R_S/L_S$  时,  $|U_N| = 0.98 |U_S|$

这就是说, 当屏蔽体有电流  $I_S$  时, 中心导体上感应的干扰电压小于屏蔽体上的感应电压, 而当  $\omega \geq 5\omega_c$  时,  $|U_N| \approx |U_S|$  (如图 6-13 所示)。

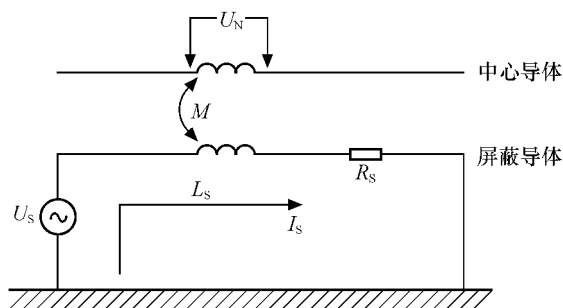


图 6-12 屏蔽体的等效电路

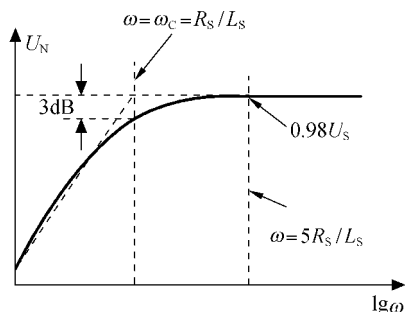


图 6-13 同轴电缆屏蔽体电流引起的中心导体上的感应电压

当图 6-9 屏蔽体两端接地时, 由于屏蔽体两端接地, 屏蔽体电流流动且产生一个干扰(骚扰)电压进入导体 2, 因此, 感应进入导体 2 的干扰(骚扰)电压有两部分: 导体 1 的直接感应骚扰电压  $U_{12}$  和感应的屏蔽体电流产生的骚扰电压  $U_{S2}$ 。注意, 这两个感应电压具有相反的极性。因此, 感应进入导体 2 的干扰(骚扰)电压可以表示为:

$$U_N = U_{12} - U_{S2} \quad (6-23)$$

根据上面的分析(参见(6-17)、(6-18)和(6-22)式)有:

$$U_{12} = j\omega M_{12} I_1 \quad (6-24)$$

$$U_{S2} = \left[ \frac{j\omega}{j\omega + \frac{R_S}{L_S}} \right] U_S = \left[ \frac{j\omega}{j\omega + \frac{R_S}{L_S}} \right] j\omega M_{1S} I_1 \quad (6-25)$$

注意到导体 1 与屏蔽体间的互感  $M_{1S}$ , 等于导体 1 与导体 2 间的互感  $M_{12}$  (相对于导体 1, 屏蔽体和导体 2 放置于空间的相同位置), 则(6-23)式变为:

$$U_N = j\omega M_{12} I_1 \left[ \frac{\frac{R_S}{L_S}}{j\omega + \frac{R_S}{L_S}} \right] \quad (6-26)$$

当频率很低时, 即  $j\omega L_S \ll R_S$ , 则有:

$$U_N = j\omega M_{12} I_1 \quad (6-27a)$$

这时, 电感耦合与无屏蔽相同。

当频率较高时, 即  $j\omega L_S \gg R_S$ , 则有:

$$U_N = M_{12} I_1 \frac{R_S}{L_S} \quad (6-27b)$$

这时，感应的干扰（骚扰）电压不随频率增加而增加，保持一个常数，这个数与没有屏蔽时的差值就是屏蔽效果，如图 6-11 中阴影所示部分。

(2) 当图 6-7 的导体 1（干扰源）带有一管状屏蔽体时，其干扰耦合与屏蔽体的接地方式有关，若屏蔽体两端同时接地时，如图 6-14 所示。

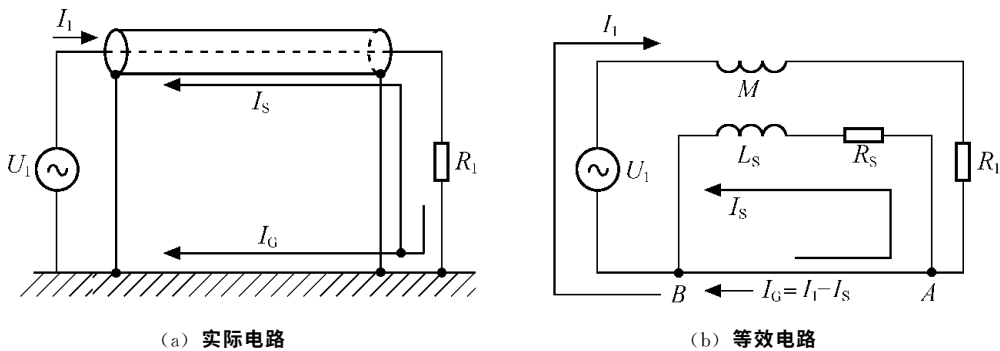


图 6-14 屏蔽体与接地面间的分流

由图 6-14 (b) 中接地回路 ( $A \rightarrow R_s \rightarrow L_s \rightarrow B \rightarrow A$ ) 可列出方程：

$$j\omega MI_1 = (j\omega L_s + R_s)I_s \tag{6-28}$$

考虑到  $L_s = M$ ，由上式可得：

$$I_s = \frac{j\omega L_s}{j\omega L_s + R_s} I_1 = \frac{j\omega}{j\omega + \frac{R_s}{L_s}} I_1 = \frac{j\omega}{j\omega + \omega_c} I_1 \tag{6-29}$$

式中， $\omega_c = R_s/L_s$ ， $\omega_c = 2\pi f_c$ ， $f_c$  是屏蔽体的截止频率（其值参见表 6-3），当  $\omega \gg \omega_c$  时（例如  $\omega = 5\omega_c = 5R_s/L_s$ ），则  $I_s \approx I_1$ ，即屏蔽体上的电流  $I_s$  大小与中心导体上的电流  $I_1$  相同，而方向相反，因此屏蔽体上电流  $I_s$  产生的磁场与中心导体上电流  $I_1$  产生的磁场相抵消，此时屏蔽体外不再有磁场存在，从而抑制了磁（电感）耦合。但这种措施只有当  $\omega > 5\omega_c$  时，能有效地减少磁场外泄，当频率较低时，由于  $|I_s| < |I_1|$ ，屏蔽体上的电流  $|I_s|$  产生的磁场不能抵消中心导体电流  $|I_1|$  产生的磁场，为了解决这一问题，可将屏蔽体的一端不接地面而与负载连接，如图 6-15 所示。

此时不管在任何频率上， $|I_s|$  均与  $|I_1|$  相等，方向相反，则  $I_s$  产生的磁场抵消了  $I_1$  产生的磁场，使屏蔽体外不存在磁场，而抑制了磁场（电感）耦合。

表 6-3 屏蔽体截止频率的测量值

| 电 缆    | 阻 抗 ( $\Omega$ ) | 截止频率 (kHz) | 5 倍截止频率 (kHz) | 备 注  |
|--------|------------------|------------|---------------|------|
| 同轴电缆   |                  |            |               |      |
| RG-6A  | 75               | 0.6        | 3.0           | 双层屏蔽 |
| RG-213 | 50               | 0.7        | 3.5           |      |
| RG-214 | 50               | 0.7        | 3.5           | 双层屏蔽 |
| RG-62A | 93               | 1.5        | 7.5           |      |
| RG-59C | 75               | 1.6        | 8.0           |      |



续表

| 电 缆               | 阻 抗 (Ω) | 截止频率 (kHz) | 5 倍截止频率 (kHz) | 备 注   |
|-------------------|---------|------------|---------------|-------|
| RG-58C            | 50      | 2.0        | 10.0          |       |
| 屏蔽的绞线             |         |            |               |       |
| 754E              | 125     | 0.8        | 4.0           | 双层屏蔽  |
| 24Ga              | —       | 2.2        | 11.0          |       |
| 22Ga <sup>a</sup> | —       | 7.0        | 35.0          | 铝箔屏蔽物 |
| 屏蔽的单线             |         |            |               |       |
| 24Ga              |         | 4.0        | 20.0          |       |

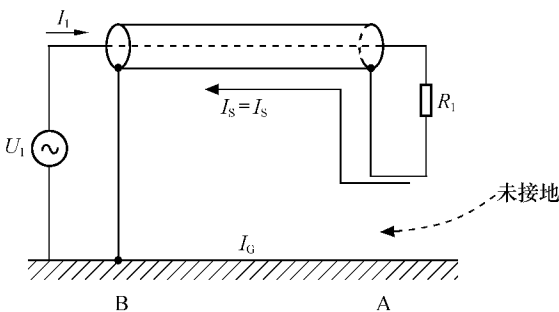


图 6-15 屏蔽体单端接地

6.1.3 电容性耦合与电感性耦合的综合考虑

前面研究电容性耦合及电感性耦合的模型及计算，是假定只有单一类型的干扰耦合，而没有其他类型耦合的情况，但事实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，电容性耦合（电耦合）和电感性耦合（磁耦合）的电压可以分开计算，然后再找出其综合干扰效应。

由前面的分析可知，电容性耦合与电感性耦合的干扰有两点差别：首先，电感性耦合干扰电压是串联于受害电路上，而电容性耦合干扰电压是并联于受害电路上；其次，对于电感性耦合干扰，可用降低受害电路的负载阻抗来改善干扰情况，而对于电容性耦合，其干扰情况与电路负载无关。

根据第一点差别不难看出，在靠近干扰源的近端和远端，电容耦合的电流方向相同，而电感耦合的电流方向相反。图 6-16（a）给出电容耦合和电感耦合同时存在的示意图，设在  $R_{2G}$  及  $R_{2L}$  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  $R_{2G}$  上的耦合干扰电压为：

$$U_{2G} = (I_{C1} + I_L)R_{2G} \tag{6-30}$$

远端负载  $R_{2L}$  上的耦合干扰电压为：

$$U_{2L} = (I_{C2} - I_L)R_{2L} \tag{6-31}$$

由上面公式可见，对于靠近干扰源端（近端）电容性耦合电压与电感性耦合电压相叠加，而对于靠近负载端，或者说远离干扰源端，总干扰电压等于电容性耦合电压减去电感性耦合电压，在进行相减计算时，是以复数形式进行的。

图 6-16（b）为图 6-16（a）的等效电路，由上面的分析可求得，在靠近干扰源端（近端）干扰电压为：

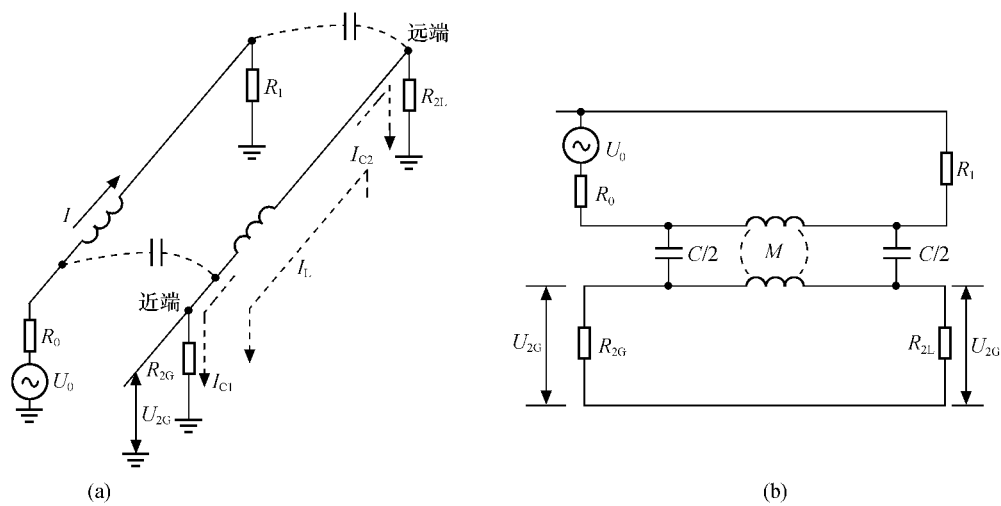


图 6-16 电容性耦合与电感性耦合的综合影响

$$\begin{aligned} U_{2G} &= U_{(电容性耦合)} + U_{(电感性耦合)} \\ &= U_0 \left[ \frac{R_1}{R_1 + R_0} \cdot \frac{R_2}{R_2 + X_C} \right] + U_0 \left[ \frac{j\omega M}{R_1 + R_0} \cdot \frac{R_{2G}}{R_{2G} + R_{2L}} \right] \end{aligned} \tag{6-32}$$

靠近负载端（远端）的干扰电压为：

$$\begin{aligned} U_{2L} &= U_{(电容性耦合)} - U_{(电感性耦合)} \\ &= U_0 \left[ \frac{R_1}{R_1 + R_0} \cdot \frac{R_2}{R_2 + X_C} \right] - U_0 \left[ \frac{j\omega M}{R_1 + R_0} \cdot \frac{R_{2G}}{R_{2G} + R_{2L}} \right] \end{aligned} \tag{6-33}$$

式中，
$$X_C = \frac{1}{j\omega C}$$
$$R_2 = \frac{R_{2L}R_{2G}}{R_{2L} + R_{2G}}$$

表 6-4 给出了几种导线及传输线的电感（自感）公式。

| 类 型   | 图 示 | 电 感（自感）公 式                                                                                  | 备 注                                                                                  |
|-------|-----|---------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------|
| 平行双导线 |     | $\frac{L}{l} = \frac{\mu}{\pi} \left( \ln \frac{2D}{d} + \frac{1}{4} \right) \text{ (H/m)}$ | D 两导线间的距离（m）；<br>d 导线的直径（m）；<br>l 导线的长度（m）；<br>$\mu$ 周围介质导磁率。<br>$\mu = \mu_0 \mu_r$ |

续表

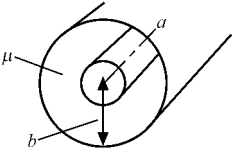
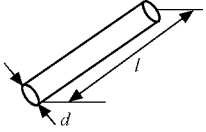
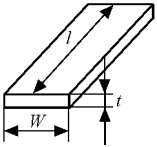
| 类 型    | 图 示                                                                               | 电 感（自感）公 式                                                                                                                                                                                                                  | 备 注                                                                                                                        |
|--------|-----------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 同轴电缆   |  | $\frac{L}{l} = \frac{\mu}{2\pi} \left( \ln \frac{b}{a} + \frac{1}{4} \right) \quad (\text{H/m})$                                                                                                                            | $a$ 内导线的半径 (m)<br>$b$ 外导线的半径 (m)<br>$l$ 同轴线的长度 (m)<br>$\mu$ 导体间介质导磁率<br>$\mu = \mu_0 \mu_r$                                |
| 单根直导线  |  | 导线的半径小于趋肤深度时<br>$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left( \ln \frac{4l}{d} - 1 + \frac{\mu_r}{4} + \frac{d}{2l} \right) (\text{H})$<br>导线的半径大于趋肤深度时<br>$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left( \ln \frac{4l}{d} - 1 \right) (\text{H})$     | $d$ 导线的直径 (m)<br>$l$ 导线的长度 (m)<br>$\mu_r$ 导线的相对导磁率，<br>对于非铁磁物质 $\mu_r = 1$ ，<br>$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} (\text{H/m})$ |
| 矩形截面导体 |  | 厚度远小于趋肤深度时<br>$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left( \ln \frac{2l}{W+t} + \frac{1}{2} + 0.2235 \frac{W+t}{l} \right)$<br>若 $l \gg W+t$ 时<br>$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left( \ln \frac{2l}{W+t} + \frac{1}{2} \right) (\text{H})$ | $W$ 板的宽度 (m)<br>$t$ 板的厚度 (m)<br>$l$ 板的长度 (m)                                                                               |

表 6-5 给出了导体的电阻公式。

表 6-5 导体的电阻公式

|      | 电 阻 公 式                                                                                                         | 备 注                                                                                                                        |
|------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 直流电阻 | 导体的电阻<br>$R_d = \frac{\rho l}{A} = \frac{l}{\sigma A}$<br>$\sigma = \frac{1}{\rho} = \sigma_0 \sigma_r$         | $\rho$ 导体的电阻率<br>$l$ 导体的长度<br>$\sigma$ 导体的电导率<br>$\sigma_0$ 铜的电导率<br>$\sigma_r$ 导体对铜的相对电导率<br>$A$ 导体的横截面积                  |
|      | 对于金属接地面<br>$R_d = \frac{\rho l}{A} = \frac{l}{\sigma l t} = \frac{1}{\sigma t} = \frac{1}{\sigma_0 \sigma_r t}$ | $l$ 两接地点间的距离<br>$t$ 接地板的厚度<br>$\sigma$ 接地板导体的电导率<br>$\sigma_0$ 铜的电导率<br>$\sigma_r$ 接地板金属相对铜的相对电导率                          |
| 交流电阻 | 低频时<br>$R = R_d \left( 1 + \frac{x^4}{3} \right)$<br>$x = 0.5r \sqrt{\pi f \sigma \mu}$                         | $R_d$ 直流电阻<br>$r$ 导线半径<br>$f$ 频率<br>$\sigma$ 导线的电导率<br>$\mu$ 导线的磁导率, $\mu = \mu_0 \mu_r$<br>$\mu_0$ 真空磁导率<br>$\mu_r$ 相对磁导率 |
|      | 高频时 $R = R_d \left( x + \frac{1}{4} + \frac{3}{64x} \right)$<br>$x = 0.5r \sqrt{\pi f \sigma \mu}$              | 同上                                                                                                                         |
|      | 工程上近似计算常用<br>$R \approx R_d K \sqrt{f}$<br>$K = 0.5r \sqrt{\pi \sigma \mu}$                                     | 同上                                                                                                                         |

6.2 高 频 耦 合

前面所研究的线间耦合是低频情况下的耦合，即导线长度较波长小得多的情况，当频率

较高时，其导线长度等于或大于  $1/4$  波长时，前面的公式就不再适用了，因为不能用集总阻抗的方法来处理分布参数阻抗。此时，区别电容耦合或电感耦合已没有意义，需要用分布参数电路理论，求解线上的电流波与电压波来计算线间的干扰耦合。

6.2.1 分布参数电路的基本理论

由电磁场理论可知，在导线或传输线上有分布电阻及分布电感，导线间存在分布电容和由于绝缘不完善而有分布电导。在低频时，或者说当波长远大于线长时，这些分布参数对线上传输的电流、电压的影响很小，而把电路作为集总参数电路来处理。当频率很高使线长可以和波长相比较时，线上的分布参数对电流、电压的影响很大，此时需要用分布参数理论来研究。

对于分布参数电路，线上任一无限小线元  $\Delta z$  上都分布有电阻  $R\Delta z$ ，电感  $L\Delta z$  及线间分布电导  $G\Delta z$  和电容  $C\Delta z$ 。这里  $R$ 、 $L$ 、 $G$  和  $C$  分别为线上单位长度的分布电阻、电感、电导和电容，其数值与传输线的形状、尺寸、导线材料及周围填充的介质参数有关。

对于距传输线始端  $z$  处线元  $\Delta z$  的等效电路可用图 6-17 表示，设  $z$  处的电压和电流分别为  $u(z)$  和  $i(z)$ ， $z+\Delta z$  处的电压和电流分别为  $u(z+\Delta z)$  和  $i(z+\Delta z)$ ，由于  $\Delta z \ll \lambda$  所以可将线元  $\Delta z$  看成集总参数电路，应用基尔霍夫（Kirchhoff）定律可导出均匀传输线方程：

$$\frac{dU}{dz} = -ZI \tag{6-34a}$$

$$\frac{dI}{dz} = -YU \tag{6-34b}$$

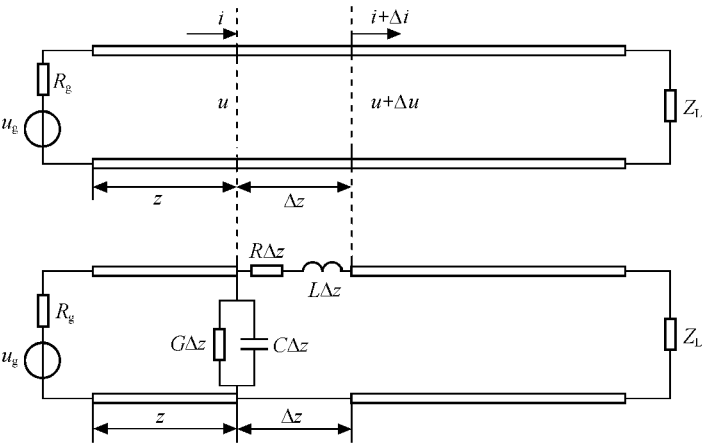


图 6-17 传输线上线元  $\Delta z$  的等效电路

式中，

$$Z = R + j\omega L \tag{6-35a}$$

$$Y = G + j\omega C \tag{6-35b}$$

$U$ 、 $I$  为  $U(z)$ 、 $I(z)$  的简写，分别为线上  $z$  处电压和电流的复振幅值（设电压，电流简谐变化），对于无耗传输线，忽略  $R$  和  $G$  的影响，则式（6-34）变为

$$\frac{dU}{dz} = -j\omega LI \tag{6-36a}$$

$$\frac{dI}{dz} = -j\omega CU \tag{6-36b}$$

该式为均匀无耗传输线方程。

由 (6-36) 式还可进一步得到如下方程：

$$\frac{d^2U}{dz^2} = -\beta^2 U \tag{6-37a}$$

$$\frac{d^2I}{dz^2} = -\beta^2 I \tag{6-37a}$$

式中， $\beta = \omega\sqrt{LC}$ ，方程 (6-37) 式的解为：

$$U(z) = A_1 e^{-j\beta z} + A_2 e^{j\beta z} \tag{6-38a}$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_0} (A_1 e^{-j\beta z} + A_2 e^{j\beta z}) \tag{6-38b}$$

式中， $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$ ，为无耗传输线上的特性阻抗。若已知在始端  $z = 0$  处的电压与电流，

$U(0) = U_0$ ， $I(0) = I_0$ ，则由 (6-38) 式可将线上一点的电压和电流用三角函数表示为：

$$U(z) = U_0 \cos\beta z - jZ_0 I_0 \sin\beta z \tag{6-39a}$$

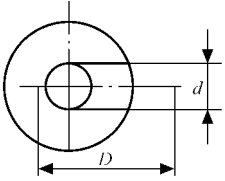
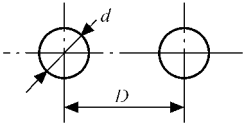
$$I(z) = I_0 \cos\beta z - j\frac{U_0}{Z_0} \sin\beta z \tag{6-39b}$$

由上式可得出任一点的等效阻抗为：

$$Z(z) = Z_0 \frac{Z_1 - jZ_0 \operatorname{tg}\beta z}{Z_0 - jZ_1 \operatorname{tg}\beta z} \tag{6-39c}$$

式中， $Z_1 = U_0/I_0$ ，为传输线始端的输入阻抗。表 6-6 列出了两种典型传输线的特性参数。

表 6-6 两种典型传输线的特性参数

| 传输线形式                              |  |  |
|------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------|
| 特性参数                               |                                                                                     |                                                                                      |
| 分布电容 $C$ ( $F \cdot m^{-1}$ )      | $\frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{D}{d}}$                                              | $\frac{\pi\epsilon}{\ln \frac{2D}{d}}$                                               |
| 分布电感 $L$ ( $H \cdot m^{-1}$ )      | $\frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{D}{d}$                                                  | $\frac{\mu}{\pi} \ln \frac{2D}{d}$                                                   |
| 分布电导 $G$ ( $S \cdot m^{-1}$ )      | $\frac{2\pi\sigma}{\ln \frac{D}{d}}$                                                | $\frac{\pi\sigma}{\ln \frac{2D}{d}}$                                                 |
| 分布电阻 $R$ ( $\Omega \cdot m^{-1}$ ) | $\frac{R_s}{\pi} \left( \frac{1}{D} + \frac{1}{d} \right)$                          | $\frac{2R_s}{\pi d}$                                                                 |
| 特性阻抗 $Z_0$ ( $\Omega$ )            | $\frac{\eta}{2\pi} \ln \frac{D}{d}$                                                 | $\frac{\eta}{\pi} \ln \frac{2D}{d}$                                                  |

注：

- (1)  $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$ ， $\epsilon_0 = 1/36\pi \times 10^{-9} F/m$ ；
- (2)  $\mu = \mu_0 \mu_r$ ， $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} H/m$ ；
- (3)  $R_s$  的取值见表 6-7， $\sigma$  为介质的电导率。

表 6-7 几种常用金属的  $R_s$  值

| 材 料 | $R_s (\Omega)$                 |
|-----|--------------------------------|
| 银   | $2.25 \times 10^{-7} \sqrt{f}$ |
| 紫铜  | $2.61 \times 10^{-7} \sqrt{f}$ |
| 铝   | $3.62 \times 10^{-7} \sqrt{f}$ |
| 黄铜  | $5.01 \times 10^{-7} \sqrt{f}$ |

注：  $f$  的单位为 Hz。

6.2.2 高频线间的耦合

如图 6-18 所示地面上方的两平行传输线，图中的地面还可看成二芯屏蔽电缆的屏蔽外导体或三线传输线的参考导体。设接有干扰源的导线为发射线，而受干扰的为接收线。线长为  $l$ ，其坐标由  $x=0$  到  $x=l$ ，在  $x=0$  处，发射线与参考导体间外加一激励电压  $u_g = U_s \sin \omega t$ ，线长  $l > \lambda$ ，导线周围是无耗均匀媒质，其介电常数与导磁率分别为  $\epsilon$  和  $\mu$ ，在  $x=0$  和  $x=l$  处发射电路端接阻抗分别为  $Z_{0G}$  和  $Z_{1G}$ ，而接收电路的端接阻抗分别为  $Z_{0R}$  和  $Z_{1R}$  其等效电路如图 6-19 所示。

图 6-19 中， $U_G(x)$  和  $U_R(x)$  分别表示线上任一点发射线和接收线相对参考导体的电压，而  $I_G(x)$  和  $I_R(x)$  分别为线上任一点发射线电流及接收线电流。

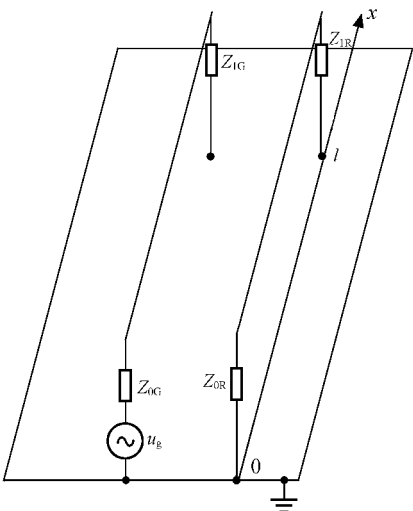


图 6-18 传输线的高频耦合

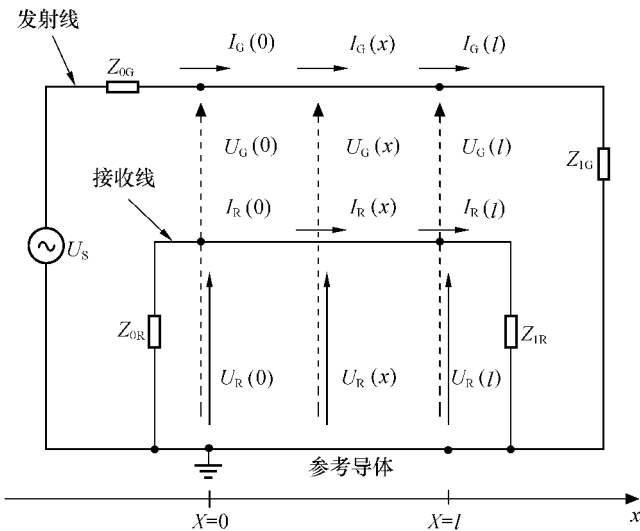
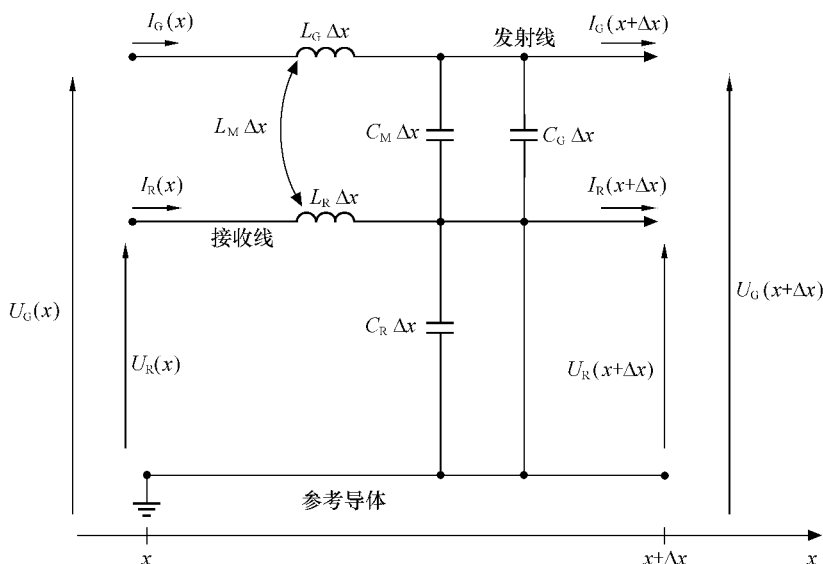


图 6-19 传输线高频耦合等效电路

下面用分布参数电路理论来计算高频线间的干扰耦合。设单位长度上，发射线和接收线的自电感分别为  $L_G$  和  $L_R$ ，自电容分别为  $C_G$  和  $C_R$ ，两线间的互感和互电容分别为  $L_M$  和  $C_M$ ，不考虑传输线上的损耗电阻，可得到一小段传输线  $\Delta x$  的等效电路，如图 6-20 所示。

图 6-20  $\Delta x$  线元高频耦合等效电路

由图 6-20 的等效电路，利用与方程 (6-34) 相同的推导方法可求出，当  $\Delta x \rightarrow 0$  时线上电压电流方程为

$$\begin{cases} \frac{dU_G(x)}{dx} = -j\omega[L_G I_G(x) + L_M I_R(x)] \\ \frac{dU_R(x)}{dx} = -j\omega[L_M I_G(x) + L_R I_R(x)] \\ \frac{dI_G(x)}{dx} = -j\omega[(C_G + C_M)U_G(x) - C_M U_R(x)] \\ \frac{dI_R(x)}{dx} = -j\omega[(C_R + C_M)U_R(x) - C_M U_G(x)] \end{cases} \quad (6-40)$$

求解传输线方程 (6-40) 式可得：

$$\begin{cases} U_G(l) = (\cos\beta l)U_G(0) - j\omega l \frac{\sin\beta l}{\beta l}[L_G I_G(0) + L_M I_R(0)] \\ U_R(l) = (\cos\beta l)U_R(0) - j\omega l \frac{\sin\beta l}{\beta l}[L_M I_G(0) + L_R I_R(0)] \\ I_G(l) = -j\omega l \frac{\sin\beta l}{\beta l}[(C_G + C_M)U_G(0) - C_M U_R(0)] + (\cos\beta l)I_G(0) \\ I_R(l) = -j\omega l \frac{\sin\beta l}{\beta l}[(C_R + C_M)U_R(0) - C_M U_G(0)] + (\cos\beta l)I_R(0) \end{cases} \quad (6-41)$$

设  $x=0$ ,  $x=l$  的端接条件为：

$$\begin{cases} U_G(0) = U_S - Z_{0G} I_G(0) \\ U_R(0) = -Z_{0R} I_R(0) \\ U_G(l) = -Z_{1G} I_G(l) \\ U_R(l) = -Z_{1R} I_R(l) \end{cases} \quad (6-42)$$

把 (6-42) 式代入 (6-41) 式中，可得接收线两端的干扰电压  $U_R(0)$  和  $U_R(l)$  为：

$$U_R(l) = \frac{S}{D} \left[ - \left( \frac{Z_{1R}}{Z_{0R} + Z_{1R}} \right) j\omega L_M I_{GD} + \left( \frac{Z_{0R} Z_{1R}}{Z_{0R} + Z_{1R}} \right) j\omega C_M U_{GD} \right] \quad (6-43a)$$

$$U_R(0) = \frac{S}{D} \left( \frac{Z_{0R}}{Z_{1R} + Z_{0R}} \right) j\omega L_M l \left( C + \frac{j2\pi(l/\lambda)}{\sqrt{1-k^2}} \alpha_{1G} S \right) I_{GD} \\ + \left( \frac{Z_{0R} Z_{1R}}{Z_{0R} + Z_{1R}} \right) j\omega C_M l \left( C + \frac{j2\pi(l/\lambda)}{\sqrt{1-k^2}} \frac{1}{\alpha_{1G}} S \right) U_{GD} \quad (6-43b)$$

式中,

$$D = q^2 - S^2 \omega^2 \tau_R \tau_G \left[ 1 - k^2 \frac{(1 - \alpha_{0G} \alpha_{1R})(1 - \alpha_{1G} \alpha_{0R})}{(1 + \alpha_{0R} \alpha_{1R})(1 - \alpha_{0G} \alpha_{1G})} \right] + j\omega q S (\tau_R + \tau_G)$$

$$q = \cos(\beta l) \quad S = \frac{\sin \beta l}{\beta l}$$

$$\alpha_{0R} = \frac{Z_{0R}}{Z_{CR}} \quad \alpha_{1R} = \frac{Z_{1R}}{Z_{CR}}$$

$$\alpha_{0G} = \frac{Z_{0G}}{Z_{CG}} \quad \alpha_{1G} = \frac{Z_{1G}}{Z_{CG}}$$

$$Z_{CG} = v L_G \sqrt{1 - k^2} \quad Z_{CR} = v L_R \sqrt{1 - k^2} \quad v = \frac{\omega}{\beta}$$

$$k = \frac{L_M}{\sqrt{L_G L_R}} \quad U_{GD} = \frac{Z_{1G}}{Z_{1G} + Z_{0G}} U_S \quad I_{GD} = \frac{U_S}{Z_{1G} + Z_{0G}}$$

$$\tau_G = \frac{L_G l}{Z_{0G} + Z_{1G}} + (C_G + C_M) l \frac{Z_{0G} Z_{1G}}{Z_{0G} + Z_{1G}}$$

$$\tau_R = \frac{L_R l}{Z_{0R} + Z_{1R}} + (C_R + C_M) l \frac{Z_{0R} Z_{1R}}{Z_{0R} + Z_{1R}}$$

上述公式中,  $Z_{CR}$  ( $Z_{CG}$ ) 为接收 (发射) 电路存在时发射 (接收) 电路的特性阻抗,  $k$  为耦合系数,  $U_{GD}$  和  $I_{GD}$  为发射线的直流电压和电流,  $\tau_G$  和  $\tau_R$  分别为发射和接收电路的时间常数。

### 6.2.3 低频情况的耦合

对于低频情况, 线长  $l \ll \lambda$ , 则有:

$$q = \cos \beta l \approx 1$$

$$S = \frac{\sin \beta l}{\beta l} \approx 1$$

并且忽略  $L_G$ 、 $L_R$ 、 $C_G$ 、 $C_R$  的影响, 则可求出:

$$\begin{cases} U_R(l) = U_R^L(l) + U_R^C(l) \\ U_R(0) = U_R^L(0) + U_R^C(0) \end{cases} \quad (6-44)$$

式中,

$$U_R^L(l) = - \frac{Z_{1R}}{Z_{1R} + Z_{0R}} j\omega L_M I_{GD}$$

$$U_R^L(0) = \frac{Z_{0R}}{Z_{1R} + Z_{0R}} j\omega L_M I_{GD}$$

$$U_R^C(l) = U_R^C(0) = \frac{Z_{0R} Z_{1R}}{Z_{0R} + Z_{1R}} j\omega C_M U_{GD}$$



$$I_{GD} = \frac{U_s}{Z_{1G} + Z_{0G}}$$

$$U_{GD} = \frac{Z_{1G}U_s}{Z_{1G} + Z_{0G}}$$

在 (6-44) 式中, 被干扰线上的端电压  $U_R(l)$  和  $U_R(0)$  均是两项干扰电压的叠加, 其中  $U_R^L$  为线间的互感  $L_M$  耦合产生的, 称为电感耦合,  $U_R^C$  为两线间电容  $C_M$  耦合产生的, 称为电容耦合, 不难看出 (6-44) 式与前节所推出的 (6-32) 式及 (6-33) 式是一致的。

根据 (6-44) 式可得到两传输线低频耦合 (电感性耦合及电容性耦合) 的等效电路如图 6-21 所示。

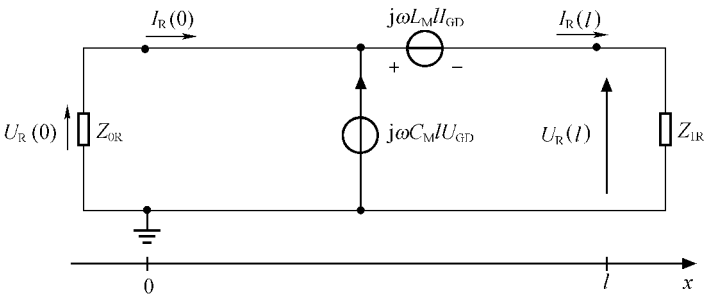


图 6-21 传输线低频耦合的等效电路

6.3 辐射耦合

在分析辐射耦合的骚扰源时常常用到两个基本的骚扰源 (天线) 模型, 即表示在图 6-22 中的长为  $l$  的电基本振子 (短线天线) 和表示在图 6-23 中的磁基本振子 (小圆环天线)。“短”和“小”是相对于其辐射的电磁波的波长  $\lambda$  而言的, 即  $l \ll \lambda$ ,  $a \ll \lambda$  基本振子也称为偶极子。

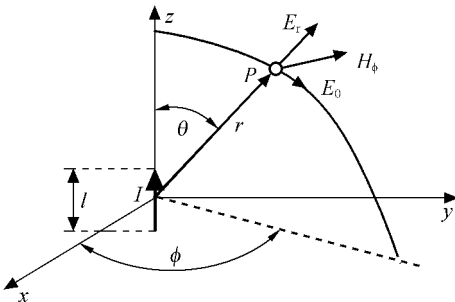


图 6-22 电基本振子

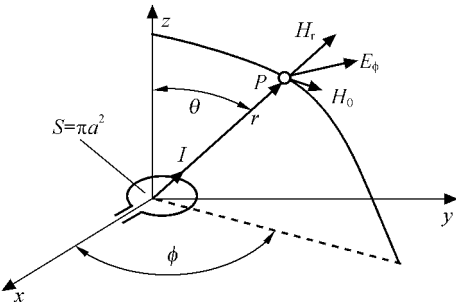


图 6-23 磁基本振子

6.3.1 基本振子的电磁场分布

1. 电基本振子的电磁场分布

电基本振子是指一段载有高频电流的短导线。所谓短, 是指其长度远小于所辐射的电磁波的工作波长 ( $l \ll \lambda$ ), 这时导线上各点电流的振幅和相位可视为相同。虽然实际的线天线

上各处电流的大小和相位不同，但其上的电流分布可以看成是由许多首尾相连的一系列电基本振子的电流组成，而各电基本振子上的电流可分别看作常数，因此电基本振子也称为电流元。电流元辐射场的分析计算是线天线工程计算的基础。

电基本振子的长度为  $l$ ，射频电流为  $I$  均匀分布在  $l$  上，放在球坐标系的原点，其电磁场的表达式为：

(1) 磁场强度的 3 个分量是：

$$H_r = 0 \quad (6-45a)$$

$$H_\theta = 0 \quad (6-45b)$$

$$H_\phi = \frac{k^2 l \sin\theta}{4\pi} \left[ \frac{j}{kr} + \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \quad (6-45c)$$

(2) 电场强度的 3 个分量是：

$$E_r = \frac{2 I l k^3 \cos\theta}{4\pi\omega\epsilon} \left[ \frac{1}{(kr)^2} - \frac{j}{(kr)^3} \right] e^{-jkr} \quad (6-46a)$$

$$E_\theta = \frac{I l k^3 \sin\theta}{4\pi\omega\epsilon} \left[ \frac{j}{kr} + \frac{1}{(kr)^2} - \frac{j}{(kr)^3} \right] e^{-jkr} \quad (6-46b)$$

$$E_\phi = 0 \quad (6-46c)$$

## 2. 磁基本振子的电磁场分布

磁基本阵子是一个半径为  $a$  ( $a \ll \lambda$ ) 的细导线小圆环，小环的面积  $S = \pi a^2$ ，载有高频时谐电流  $i = I_m \cos(\omega t + \phi)$ ，其复振幅为  $I = I_m e^{j\phi}$ ，如图 6-18 所示。当此细导线小圆环的周长远小于波长时，可以认为流过圆环的时谐电流的振幅和相位处处相同，所以磁基本阵子也被称为磁偶极子。磁基本阵子被放在球坐标系的原点，其电磁场的表达式为：

(1) 磁场强度的 3 个分量是：

$$H_r = \frac{IS \cos\theta}{2\pi} \left[ \frac{1}{r^3} + \frac{jk}{r^2} \right] e^{-jkr} \quad (6-47a)$$

$$H_\theta = \frac{IS}{4\pi} \sin\theta \left[ \frac{1}{r^3} + \frac{jk}{r^2} - \frac{k^2}{r} \right] e^{-jkr} \quad (6-47b)$$

$$H_\phi = 0 \quad (6-47c)$$

(2) 电场强度的 3 个分量是：

$$E_r = 0 \quad (6-48a)$$

$$E_\theta = 0 \quad (6-48b)$$

$$E_\phi = -j \frac{ISk}{4\pi} \eta \sin\theta \left[ \frac{jk}{r} + \frac{1}{r^2} \right] e^{-jkr} \quad (6-48c)$$

## 3. 近区场与远区场

(1) 远区场—辐射场

当  $kr \gg l$  或  $r \gg \lambda/2\pi$  时，场点  $P$  与源点的距离  $r$  远大于波长  $\lambda$ ，与这些点相应的区域称为远区，远区中：

$$\frac{1}{kr} \gg \frac{1}{(kr)^2} \gg \frac{1}{(kr)^3}$$

### ① 电基本振子远区的电磁场

在 (6-45) 式和 (6-46) 式中, 起主要作用的是含  $1/kr$  的低次幂项, 且相位因子  $e^{-jkr}$  必须考虑。基于此, 电基本振子远区的电磁场表达式可简化为:

$$E_{\theta} = j \frac{Ilk^2 \sin\theta}{4\pi\epsilon\omega} \frac{e^{-jkr}}{r} = j \frac{Il}{2\lambda} \eta \sin\theta \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (6-49a)$$

$$H_{\phi} = j \frac{Ilk \sin\theta}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} = j \frac{Il}{2\lambda} \sin\theta \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (6-49b)$$

从 (6-49) 式中可看出电基本振子的远区场有以下特点。

(a) 场矢量的方向。电场只有  $E_{\theta}$  分量, 磁场只有  $H_{\phi}$  分量, 其复坡印廷矢量为

$$\vec{S} = \frac{1}{2} \vec{E} \times \vec{H}^* = \vec{e}_r \frac{1}{2} E_{\theta} \cdot H_{\phi}^* = \vec{e}_r \frac{1}{2} \frac{|\vec{E}_{\theta}|^2}{\eta}$$

可见,  $\vec{E}$ 、 $\vec{H}$  互相垂直, 并都与传播方向  $\vec{e}_r$  相垂直, 因此, 电基本振子的远区场是横电磁波 (TEM 波)。

(b) 场的相位。无论  $E_{\theta}$  还是  $H_{\phi}$ , 其空间相位因子中都有  $e^{-jkr}$ , 即其空间相位随离源点的距离  $r$  增大而滞后, 等相位面是  $r$  为常数的球面, 所以远区辐射场是球面波。由于等相位面上不同点的  $E$ 、 $H$  振幅并非一定相同, 所以又是非均匀平面波。 $E_{\theta}/H_{\phi} = \eta$  是一常数, 等于媒质的波阻抗。

(c) 场的振幅。远区场的振幅与  $r$  成反比, 与  $I$ 、 $l/\lambda$  成正比。值得注意的是, 场的振幅与电长度  $l/\lambda$  有关, 而不是仅与几何长度  $l$  有关。

(d) 场的方向性。远区场的振幅还正比于  $\sin\theta$ 。在垂直于天线轴的方向上 ( $\theta=90^\circ$ ), 辐射场的振幅最大; 沿着天线轴的方向 ( $\theta=0^\circ$ ), 辐射场的振幅为零。这说明电基本振子的辐射具有方向性。这种方向性也是天线的一个主要特性。

### ② 磁基本振子远区的电磁场

同样, 在远区 ( $kr \gg 1$ ), 只保留  $E$ 、 $H$  表达式中含  $1/kr$  的项, 可由 (6-47) 式和 (6-48) 式得到磁基本振子的远区辐射场:

$$H_{\theta} = -\frac{ISk^2}{4\pi} \sin\theta \frac{e^{-jkr}}{r} = \frac{\pi IS}{\lambda^2} \sin\theta \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (6-50a)$$

$$E_{\phi} = \frac{ISk^2}{4\pi} \eta \sin\theta \frac{e^{-jkr}}{r} = \frac{\pi IS}{\lambda^2} \eta \sin\theta \frac{e^{-jkr}}{r} = -\eta H_{\theta} \quad (6-50b)$$

磁基本阵子的远区辐射场具有以下特点:

(a) 磁基本阵子的辐射场也是 TEM 非均匀球面波。

(b)  $E_{\phi}/H_{\theta} = \eta$ 。

(c) 电磁场与  $1/r$  成正比。

(d) 与电基本振子的远区场比较, 只是  $E$ 、 $H$  的取向互换, 远区场的性质相同。

### (2) 近区场—感应场

当  $kr \ll 1$  或  $r \ll \lambda/2\pi$  时, 场点与源点的距离  $r$  远小于波长  $\lambda$ , 与这些点相应的区域称为近区, 近区中:

$$\frac{1}{kr} \ll \frac{1}{(kr)^2} \ll \frac{1}{(kr)^3}, \quad e^{-jkr} \approx 1$$

### ① 电基本振子的近区电磁场

在 (6-45) 式和 (6-46) 式中, 起主要作用的是  $1/kr$  的高次幂项, 因而可只保留这一高次幂项而忽略其他项:

$$E_r = -j \frac{Il \cos \theta}{2\pi\omega\epsilon r^3} = \frac{2p}{4\pi\epsilon r^3} \cos \theta \quad (6-51a)$$

$$E_\theta = -j \frac{Il \sin \theta}{2\pi\omega\epsilon r^3} = \frac{p}{4\pi\epsilon r^3} \sin \theta \quad (6-51b)$$

$$H_\phi = \frac{Il \sin \theta}{4\pi r^2} \quad (6-51c)$$

式中  $p=Ql$ , 是电偶极矩的复振幅。因为已经把载流短导线看成一个振荡电偶极子, 其上下两端的电荷与电流的关系是  $I = j\omega Q$ 。

从以上结果可以看出: 近区中, 电基本振子 (时变电偶极子) 的电场复振幅与静态场的“静”电偶极子的电场表达式相同; 磁场表达式则与静磁场中用毕奥—沙伐定律计算的长为  $l$  载电流为  $I$  的一段线电流产生的磁场的表达式相同, 故电基本振子的近区场与静态场有相同的性质, 因此称其为似稳场 (准静态场)。此外, 近区中电场与磁场有  $\pi/2$  的相位差, 因此平均坡印廷矢量为零。也就是说, 电基本振子的近区场没有电磁能量向外辐射, 电磁能量被束缚在电基本振子附近, 故近区场又称为束缚场或感应场。应该指出, 这些结论是: 在满足  $kr \ll 1$  的条件下忽略了  $1/kr$  或  $1/(kr)^2$  等低次幂项后得出的, 是一个近似的结果。实际上, 正是那些被忽略了的低次幂项形成了远区场中的电磁波。

### ② 磁基本振子的近区电磁场

同样, 磁基本振子的近区场可以表示为:

$$E_\phi = -j \frac{ISk\eta}{4\pi r^2} \sin \theta \quad (6-52a)$$

$$H_r = \frac{IS}{2\pi r^3} \cos \theta \quad (6-52b)$$

$$H_\theta = \frac{IS}{4\pi r^3} \sin \theta \quad (6-52c)$$

### ③ 近区和远区的界定

上面按距离场源的远近来区分近场区和远场区, 现在定量地说明工程上如何划分这两个区域。为此将包含在 (6-46b) 式中的 3 项  $1/kr$ 、 $1/(kr)^2$  和  $1/(kr)^3$  随距场源的距离  $kr$  的变化规律表示在图 6-24 中。

从图 6-24 可见, 当  $kr=1$  时, 即在  $r = \lambda/\pi 2$  的地方,  $1/kr$ 、 $1/(kr)^2$ 、 $1/(kr)^3$  三项对场的贡献是一样的, 该处附近通常被看成是近场和远场的转换区域。工程上为了精确起见, 常常把近场区和远场区定义如下:

$$\text{远场区, } r \geq 10 \frac{\lambda}{2\pi}$$

$$\text{近场区, } r \leq 0.1 \frac{\lambda}{2\pi}$$

但是在电磁兼容手册上, 常常把近场区和远场区粗略地划分如下:

$$\text{远场区, } r \geq \frac{\lambda}{2\pi}$$

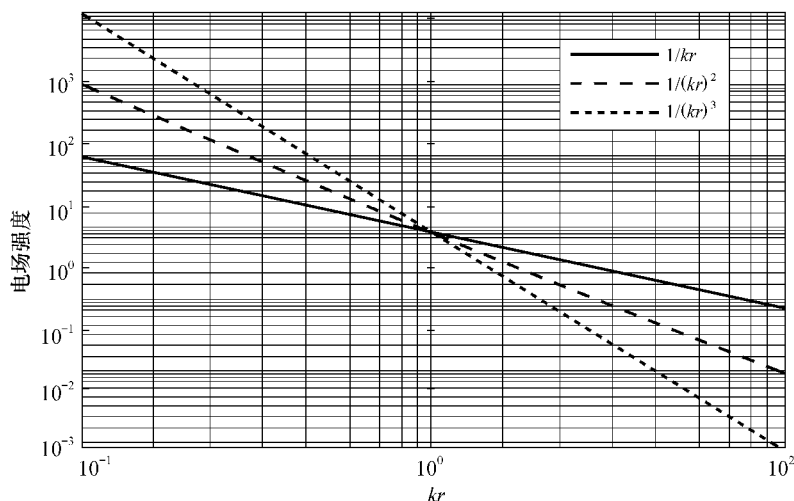


图 6-24 基本振子辐射场各项对电场强度的贡献

近场区,  $r \leq \frac{\lambda}{2\pi}$

以上的分析表明, 近场和远场的特性是完全不同的, 通常骚扰源的频谱是宽带的, 在进行远场测量时, 测量距离必须以骚扰频谱中最低的频率为依据来计算。

#### 4. 基本振子场的波阻抗

通常将空间某处的电场与磁场的横向分量的比值称为媒质的波阻抗  $Z_W$ 。由于一般情况下电场和磁场不同相, 因此波阻抗常常是复数, 即  $Z_W = |Z_W| e^{j\phi}$ 。电基本振子和磁基本振子远区场的波阻抗分别为  $Z_{EW}$ 、 $Z_{HW}$ , 即:

$$Z_{EW} = E_\theta / H_\phi = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \eta \quad (6-53a)$$

$$Z_{HW} = E_\phi / (-H_\theta) = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \eta \quad (6-53b)$$

它们都等于媒质的波阻抗 (特征阻抗)  $Z_W$ 。在自由空间, 基本振子的远区场波阻抗可以简化为:

$$Z_{EW} = Z_{HW} = Z_W = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi = 377\Omega \quad (6-54)$$

但是近区场的波阻抗表示式复杂的多, 且电基本振子和磁基本振子的近区场的波阻抗表示式完全不同。

##### (1) 电基本振子近场的波阻抗

电基本振子产生的辐射场的波阻抗的定义为:

$$Z_{EW} = \frac{E_\theta}{H_\phi}$$

将  $E_\theta$  和  $H_\phi$  的表示 (6-46b) 式和 (6-45c) 式代入上式, 求得波阻抗  $Z_{EW}$  的模为:

$$|Z_{EW}| = Z_W \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{kr}\right)^6}}{1 + \left(\frac{1}{kr}\right)^2} \quad (6-55)$$

对于远区场  $kr \gg 1$ ，则：

$$|Z_{EW}| = Z_w$$

对于远区场  $kr \ll 1$ ，则：

$$|Z_{EW}| = Z_w \frac{1}{kr} = Z_w \frac{\lambda}{2\pi r} \quad (6-56)$$

由 (6-51b) 式、(6-51c) 式还可求得电基本振子近场的波阻抗为：

$$Z_{EW} = \frac{E_\theta}{H_\phi} = -j \frac{1}{\omega \epsilon r} = -j \frac{k}{\omega \epsilon} \left( \frac{1}{kr} \right) = -j Z_w \frac{\lambda}{2\pi r} \quad (6-57a)$$

$$Z_{EW} = -j 120\pi \left( \frac{\lambda}{2\pi r} \right) = -j \frac{1.8 \times 10^{10}}{fr} \quad (\Omega) \quad (6-57b)$$

## (2) 磁基本振子近场的波阻抗

磁基本振子产生的辐射场的波阻抗的定义为：

$$Z_{HW} = \frac{E_\phi}{H_\theta} \quad (6-58)$$

由  $E_\phi$  和  $H_\theta$  的表示 (6-48c) 式和 (6-47b) 式可求得波阻抗的模为：

$$|Z_{HW}| = Z_w \frac{\sqrt{1 + \left( \frac{1}{kr} \right)^6}}{\left[ \left( \frac{1}{kr} \right)^2 - 1 \right]^2 + \frac{1}{kr}} \quad (6-59)$$

对于磁基本振子的远区场， $kr \gg 1$ ，则：

$$|Z_{HW}| = Z_w$$

对于磁基本振子的近区场， $kr \ll 1$ ，则：

$$|Z_{HW}| = Z_w kr = Z_w \frac{2\pi r}{\lambda} \quad (6-60)$$

另外，由磁基本振子近区场的表示 (6-52a) 式和 (6-52c) 式还可求得磁基本振子的近区波阻抗为：

$$Z_{HW} = -\frac{E_\theta}{H_\phi} = j Z_w kr = j Z_w \frac{2\pi r}{\lambda} \quad (6-61a)$$

$$Z_{HW} = j 120 \left( \frac{2\pi r}{\lambda} \right) = j 7.9 \times 10^{-6} fr \quad (\Omega) \quad (6-61b)$$

图 6-25 绘出了归一化波阻抗与距离  $kr$  的关系，从图中可以看：在远区，电、磁基本振子的波阻抗均趋于媒质的波阻抗  $Z_w$ ；在近区，电基本振子的波阻抗  $Z_{EW}$  大于媒质的波阻抗  $Z_w$ ，它产生的近区场中电场占优势。因此，在电磁兼容工程中，简单地称电基本振子的骚扰源模型为电场骚扰源，磁基本振子的波阻抗  $Z_{HW}$  小于媒质的波阻抗  $Z_w$ ，它产生的近区场中磁场占优势。在电磁兼容性工程中，简单地将其称为磁场骚扰源。

在近场中，波阻抗取决于源的性质和源到观察点的距离。如果源具有高电流、低电压（近场波阻抗小于媒质的波阻抗）的特性，那么近场中占优势的场是磁场。相反地，如果源具有低电流、高电压（近场波阻抗大于媒质的波阻抗）的特性，那么近场中占优势的场是电场。

在近场中，必须分别考虑电场和磁场，因为近区场的波阻抗不是常数。然而，在远场中，电场和磁场结合起来形成了平面电磁波（具有媒质的波阻抗）。因此，当讨论平面电磁

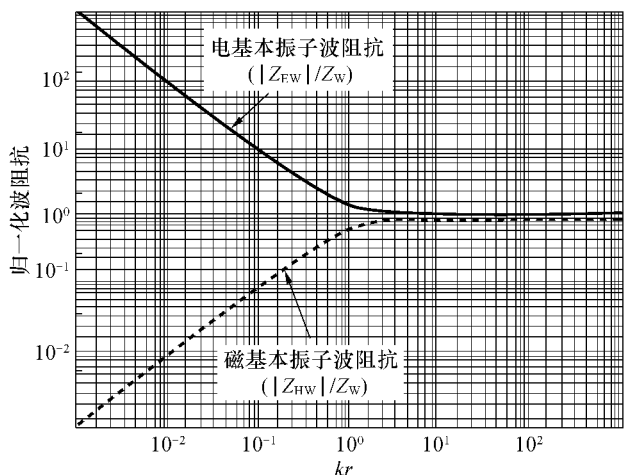


图 6-25 基本振子波阻抗与距天线距离的关系

波的时候，是假定电场、磁场处于远场区；当分开讨论电场、磁场时，就认为电场、磁场处于近场区。

6.3.2 辐射耦合

通过辐射途径造成的骚扰耦合称为辐射耦合。辐射耦合是以电磁场的形式将电磁能量从骚扰源经空间传输到接受器（骚扰对象）。这种传输路径小至系统内可想象的极小距离，大至相隔较远的系统间以及星际间的距离。许多耦合都可看成是近场耦合模式，而相距较远的系统间的耦合一般是远场耦合模式。辐射耦合除了从骚扰源有意辐射之外，还有无意辐射。例如，无线电发射装置除发射有用信号外，也产生带外无意发射。骚扰源以电磁辐射的形式向空间发射电磁波，把骚扰能量隐藏在电磁场中，使处于近场区和远区场的接受器存在着被骚扰的威胁。任何骚扰必须使电磁能量进入接受器才能产生危害，那么电磁能量是怎样进入接受器的呢？这就是辐射的耦合问题。

一般而言，实际的辐射骚扰大多数是通过天线、电缆导线和机壳感应进入接受器。或者是通过电缆导线感应，然后沿导线传导进入接受器；或者是通过接收机的天线感应进入接受器；或者是通过接受器的连接回路感应形成骚扰；或者是通过金属机壳上的孔缝、非金属机壳耦合进入接收电路。

因此，辐射骚扰通常存在 4 种主要耦合途径：天线耦合、导线感应耦合、闭合回路耦合和孔缝耦合。

1. 导体的天线效应

众所周知，任何载有时变电流的导体都能向外辐射电磁场，同样，任何处于电磁场中的导体都能感应出电压。因此，金属导体在某种程度上可起发射天线和接收天线的作用。例如，架空配电线、信号线、控制线均起天线作用，金属设备外壳也起天线作用，一个高 2m 的机架实际上在甚高频（VHF）波段可看成有效高度为 1m 的垂直天线。金属导体在辐射电磁场中产生的感应电动势正比于电场强度  $E$ （V/m）。对中波无线电广播所发射的垂直极化

波，此比例常数称为天线的有效高度  $h_e$  (m)，其感应电压  $U_i$  为：

$$U_i = E h_e$$

虽然在 6.3.1 节中已经导出了电基本振子（电流源，短线天线）和磁基本振子（磁流元，小圆环天线，小电流环）产生的电磁场的表达式，但是这些表达式的限定条件——场源的尺寸足够小 ( $l \ll \lambda$ ,  $a \ll \lambda$ ) 及场源上的高频电流均匀一致，与实际情况往往不符。例如，要求一根长为  $l$  的导线上的电流均匀一致是不切实际的，因为导线的末端电流必须为零。分析时可以把电流  $I$  用整个  $l$  长度上的平均电流来代替，或是把长为  $l$  的导线看成一段足够短的导线的串联，这样，在长度  $l$  上的电流变化就可以考虑进去了。图 6-26 就是沿长度方向电流发生变化的一根导线，其中某一小段为  $l_n$ ，相应的电流为  $I_n$ ，离观测点  $P$  的距离为  $r_n$ 。于是，每一小段都满足“足够短”的假设， $P$  点的总场强就等于每一小段的场强加以求和（要考虑每一小段对应的角度  $\theta_n$ ）或求积分。

同样地，一个半径远大于波长的载流导线圆环，也可以按其面积分成若干个小圆环，使小圆环的半径  $a_n \ll \lambda$ ，如图 6-27 所示。 $P$  点的总场强就等于每一小圆环场强之和或积分。如果场点及源点不是处于自由空间，例如辐射源靠近金属物体时，此时需考虑导体表面电磁场的边界条件，可利用镜像原理来计算辐射场，即除了考虑实际源以外，还有一个处在镜源位置的镜像源。

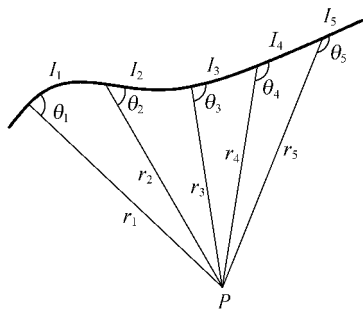


图 6-26 长导线的分段

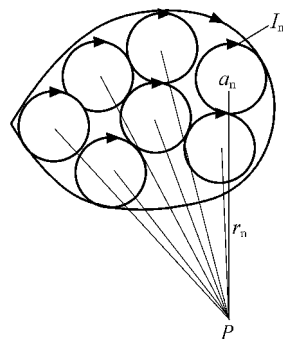


图 6-27 环形导线的分割

2. 小型电路的辐射模型

虽然我们可求得开路直导线及电流环路产生的电磁场。但在实际应用中，往往不是开路的直导线或理想的环路，大部分电路结构都是介于两者之间的，在近场区域中，按直导线模式预测的电场高于实际值，而按环路模式预测的磁场又低于实际值，因此必须进行某些必要的修正。

下面将对图 6-28 所示的小型电路导出其辐射电场的近似预测公式，为简便起见，这里只讨论垂直电流轴向和垂直电流环面积方向 ( $\theta = \pi/2$ ) 的场。

在前节中已经得出电流元（电基本振子）及小电流环（磁基本振子）产生的电磁场（6-46）及（6-48）式，其中电流元在  $\theta = \pi/2$  方向产生的电场为：

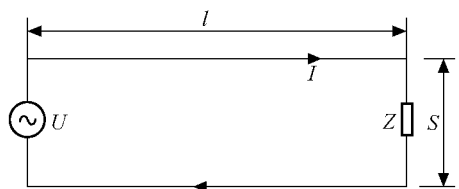


图 6-28 小型电路



$$E_{\theta} = \frac{Ilk^3}{4\pi\omega\epsilon} \left[ \frac{j}{kr} + \frac{1}{(kr)^2} - \frac{j}{(kr)^3} \right] e^{-jkr} \quad (6-62)$$

小电流环在  $\theta = \pi/2$  方向产生的电场为：

$$E_{\phi} = -j \frac{ISk}{4\pi} \eta \sin\theta \left[ \frac{jk}{r} + \frac{1}{r^2} \right] e^{-jkr} \quad (6-63)$$

由 (6-54) 式知，远区场的波阻抗：

$$Z_W = Z_{EW} = Z_{HW} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi = 377\Omega \quad (6-64)$$

对于近区场：

$$Z_{EW} = -j \frac{1.8 \times 10^{10}}{fr} (\Omega) \quad (6-65a)$$

$$Z_{HW} = j7.9 \times 10^{-6} fr (\Omega) \quad (6-65b)$$

式中  $Z_{EW}$  和  $Z_{HW}$  分别为高阻抗源（电基本振子）和低阻抗源（磁基本振子）的近场波阻抗，对于图 6-28 所示的小型电路，其波阻抗值取决于端接负载  $Z$ ，一般认为该电路的远场波阻抗为  $120\pi (\Omega)$ ，而近场波阻抗为：

$$Z_W \approx \begin{cases} Z_{EW} & (Z \geq Z_{EW}) \\ Z & (Z_{EW} \geq Z \geq Z_{HW}) \\ Z_{HW} & (Z \leq Z_{HW}) \end{cases} \quad (6-66)$$

首先考虑图 4-26 所报示的小型电路的远区场，如果端接阻抗  $|Z|$  值很大 ( $|Z| > 377\Omega$ )，可把该电路看成二个平行放置的电流所组成二元天线阵，如图 6-29 所示。

坐标原点取为两电流元中间，当  $\theta = \pi/2$  时，其远区辐射总场可写为：

$$E = E_{\theta} (e^{jk\frac{S}{2}} - e^{-jk\frac{S}{2}}) = jE_{\theta} 2\sin\left(\frac{\pi S}{\lambda}\right) \quad (6-67)$$

式中  $E_{\theta}$  由 (6-62) 式给出，考虑到  $S \ll \lambda$ ，则：

$$2\sin\frac{\pi S}{\lambda} \approx \frac{2\pi S}{\lambda} \quad (6-68)$$

将上式及 (6-62) 式代入 (6-67) 式中，忽略  $1/r$  的高阶项可得：

$$E \approx \frac{-Ilk^2}{4\pi\omega\epsilon_0 r} \frac{2\pi S}{\lambda} = \frac{-IAk^3}{4\pi\omega\epsilon_0 r} = -0.0132IAf^2 \frac{1}{r} = \frac{-0.0132UAf^2}{Zr} \quad (6-69a)$$

式中  $A = Sl$  为电路的面积， $U$  为电路的电压，频率  $f$  以 MHz 为单位， $Z$  为电路的阻抗。

如果小电路的端接阻抗  $|Z|$  较小，( $|Z| < 377\Omega$ )，可把该电路看成电流环，利用 (6-63) 式可得在  $\theta = \pi/2$  方向的远区电场为：

$$E \approx \frac{IAk^2\eta}{4\pi r} = \frac{IAk^3}{4\pi\omega\epsilon_0 r} = \frac{0.0132UAf^2}{Zr} \quad (6-69b)$$

比较 (6-68a) 式与 (6-68b) 式可见，两种辐射模式远区场的绝对数值是相同的。

对于近区场，若小电路的端阻抗  $|Z| > |Z_{HW}|$  时可将小电路看成一对电流元（如图 6-29 所示），把 (6-62) 式及 (6-68) 式代入 (6-67) 式中，只保留  $1/r^3$  项，得小电路的近

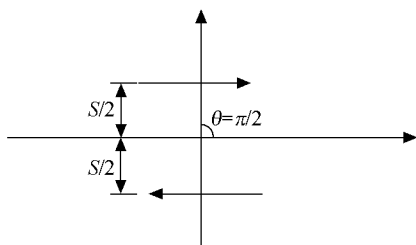


图 6-29 二元天线阵

区场为：

$$E \approx \frac{I l S k}{4 \pi \alpha \epsilon_0 r^3} = \frac{120 \pi I A}{4 \pi r^3} = \frac{30 V A}{Z r^3} \quad (6-70a)$$

若小电路的端接阻抗  $|Z| < |Z_{HW}|$ ，可用环形电流的辐射模式，由（6-63）式，取  $1/r^2$  项，可得：

$$E \approx \frac{I A k \eta}{4 \pi r^2} = \frac{I A \omega \mu_0}{4 \pi r^2} = \frac{0.63 I A f}{r^2} = \frac{0.63 U A f}{Z r^2} \quad (6-70b)$$

式中  $U$  为电路电压， $A$  为电路面积， $Z$  为电路阻抗， $f$  是以 MHz 为单位的频率值， $r$  为观察点距发生源的距离。

### 3. 天线与天线间的辐射耦合

天线与天线之间的近场耦合的计算是一个复杂的电磁场问题，因为一个天线的存在将影响另一天线的电流分布，求解这类问题往往要应用电磁场的数值计算技术，为了简便起见，这里只考虑处于远场距离的两天线间的辐射耦合。设  $G_T(\theta_T, \phi_T)$  和  $G_R(\theta_R, \phi_R)$  分别为发射天线和接收天线在指定方向上的增益（不一定是最大方向），其中  $(\theta_T, \phi_T)$  是由发射天线指向接收天线的方向来决定，而  $(\theta_R, \phi_R)$  是由接收天线指向发射天线的方向决定的，则接收天线对发射天线的功率响应由下式来确定：

$$P_R = P_T G_T(\theta_T, \phi_T) G_R(\theta_R, \phi_R) \left( \frac{\lambda}{4 \pi d} \right)^2 \quad (6-71)$$

式中： $P_R$  为接收天线的接收功率；

$P_T$  为发射天线的发射功率；

$G_T(\theta_T, \phi_T)$  为发射天线在指向接收天线方向的增益；

$G_R(\theta_R, \phi_R)$  为在发射频率上，接收天线指向发射天线方向的增益；

$d$  为两天线间的距离；

$\lambda$  为发射频率所对应的波长。

（6-71）式没有考虑两天线极化的影响，认为发射天线与接收天线是极化匹配的，而且端接匹配阻抗。

## 6.4 处在电磁场中的传输线和电缆

### 6.4.1 场到线的共模耦合与异模耦合

当电磁波照射到传输线上时，将出现场到线的耦合问题，沿线引起的分布小电压源可分共模（CM）和异模（DM）分量，如图 6-30 所示。该图中还画出了导线中的共模电流和异模电流，所谓共模电流指两导线上振幅相差很小而相位相同的电流，而异模电流指两导线上振幅相等而相位相反的电流，共模也称天线模、对称模和偶模，而异模也称为传输线模、反对称模和奇模。只有异模电流在端接阻抗中流动，而共模电流在传输的两个终端为零。

设接地平面上的传输线被一平面波所照射，见图 6-31 所示， $h$  为传输线距地面高度， $l$  为线长，在低频情况下， $h \ll \lambda$ ，如果导线受到与导线平行电场的激励，则导线上感应的开

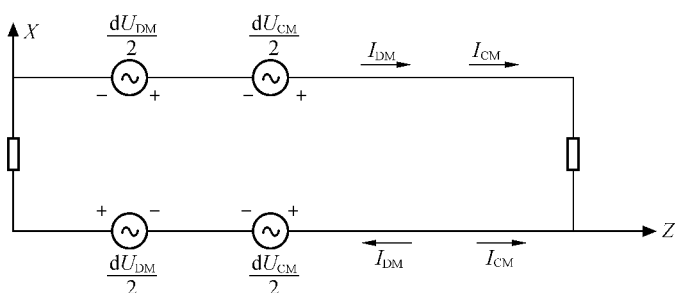


图 6-30 共模电流与异模电流

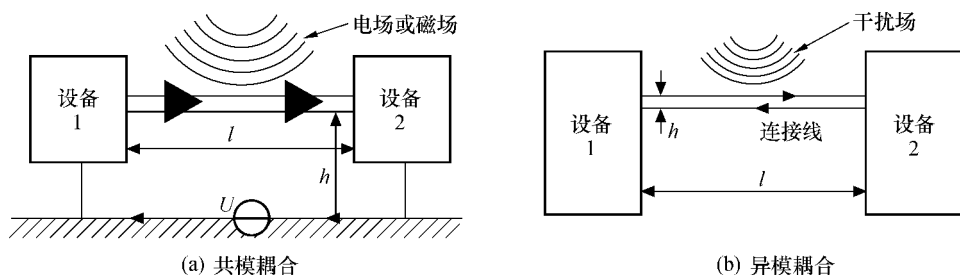


图 6-31 场对线的共模耦合与异模耦合

路电压为：

$$U = \int_0^l E dl \approx El \quad (6-72)$$

式中， $E$  为导线上切向电场强度， $l$  为导线的长度，对于图 6-31 (a) 所示的情况，当电磁场的入射方向在回路所在平面内，且电场与导线平行时，有：

$$U = (E^i + E^r)l = l(Ee^{jkh} - Ee^{-jkh}) = El2j\sin(kh) \quad (6-73)$$

如果电磁场的入射方向与回路所在平面夹角为  $\alpha$ ，入射电场矢量与导线  $l$  间的夹角为  $\theta$ ，此时 (6-73) 式成为：

$$U = Ej2l\cos\theta\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}h\cos\alpha\right) \quad (6-74)$$

式中， $U$  为共模耦合电压， $E$  为入射电场， $\lambda$  为波长，对于图 6-31 (b) 所示异模耦合电压，可利用同样方法可导出，事实上，只要将式 (6-74) 中的  $h$  换成  $b/2$ ， $b$  为两导线间的距离，便可得到同样条件下异模耦合电压的表达式：

$$U = Ej2l\cos\theta\sin\left(\frac{\pi b}{\lambda}\cos\alpha\right) \quad (6-75)$$

#### 6.4.2 场对高频传输线的耦合

当传输线的长度  $l > \lambda/4$  时 ( $\lambda$  为波长)，此时沿线的电流，电压是变化的，不能用前面阐述的低频方法，而必须采用分布参数电路的理论。当电磁波照射到高频传输线时，将引起沿线分布的许多无穷小的电压源，如图 6-32 所示。

由图 6-32 可见，沿线的分布的小电压源为：

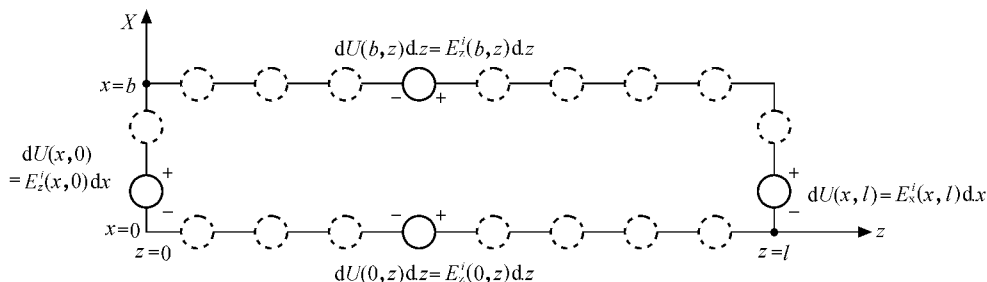


图 6-32 平面波激励的分布电压源

$$\begin{cases} dU(b,z) = E_z^i(b,z) dz \\ dU(0,z) = E_z^i(0,z) dz \\ dU(x,0) = E_x^i(x,0) dx \\ dU(x,l) = E_x^i(x,l) dx \end{cases} \quad (6-76)$$

首先考虑在线的中段一点  $z$  处有单一电压源  $U_g(z)$ ，如图 6-33 所示。由于实际情况下传输线的损耗很小，这里只考虑无耗线的情况，向源左边线段看去的阻抗为  $Z_{in}^L$ ，因为到左

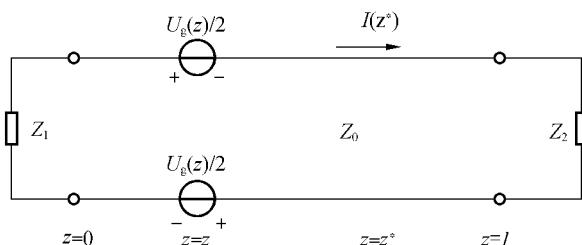


图 6-33 在中段有一电压源的双导线

边终端负载的距离为  $z$ ，则：

$$Z_{in}^L = Z_0 \frac{Z_1 + jZ_0 \tan \beta z}{Z_0 + jZ_1 \tan \beta z} \quad (6-77a)$$

同样地，向源右边看去的阻抗为：

$$Z_{in}^R = Z_0 \frac{Z_2 + jZ_0 \tan \beta(l-z)}{Z_0 + jZ_2 \tan \beta(l-z)} \quad (6-77b)$$

因此，线上点  $z$  处的电流可写成：

$$I(z) = \frac{U_g(z)}{Z_{in}^L + Z_{in}^R} \quad (6-78)$$

由 (6-39b) 式，并作适当的坐标移动可由电流  $I(z)$  给出线上的电流分布，为：

$$I(z^*) = I(z) \left[ \cosh \gamma(z^* - z) - \frac{Z_{in}^R}{Z_0} \sinh \gamma(z^* - z) \right] \quad (6-79)$$

将 (6-77)、(6-78) 代入 (6-79) 式，可求得所要求的电流分布表示式，经过数学运算后，所得结果为：

$$\begin{aligned} I(z^*) = & \frac{U_g(z)}{Z_0 D} [Z_0 \cos \beta z + jZ_1 \sin \beta z] \\ & \cdot [Z_0 \cos \beta(l-z^*) + jZ_2 \sin \beta(l-z^*)] \quad z^* > z \end{aligned} \quad (6-80a)$$

$$I(z^*) = \frac{U_g(z)}{Z_0 D} [Z_0 \cos \beta z^* + j Z_1 \sin \beta z^*] \quad (6-80b)$$

$$\cdot [Z_0 \cos \beta(l-z) + j Z_2 \sin \beta(l-z)] \quad z^* < z$$

式中,

$$D = (Z_0 Z_1 + Z_0 Z_2) \cos \beta l + j(Z_0^2 + Z_1 Z_2) \sin \beta l \quad (6-81)$$

设  $U_l(z)$  为沿线连续分布的电压源, 一般情况下,  $U_l(z)$  可作为沿线的位置函数而变化,  $U_l(z)$  的单位为  $v/m$  (与电场强度单位相同)。

长度为  $\Delta z$  的一小线段上的增量电压为  $\Delta U = U_l \Delta z$ , 在  $\Delta z$  趋于零的极限情况下, 我们有:

$$dU(z) = U_l(z) dz \quad (6-82a)$$

用  $dU(z)$  作为  $U_g(z)$ , 将 (6-82) 式代入 (6-80) 式, 并将所有  $dU(z)$  源的贡献相加, 也就是在整个线上积分, 可求得线上任一点  $z^*$  处的电流:

$$I(z^*) = \frac{Z_0 \cos \beta(l-z^*) + j Z_2 \sin \beta(l-z^*)}{Z_0 D} \int_0^{z^*} U_l(z) [Z_0 \cos \beta z + j Z_1 \sin \beta z] dz$$

$$+ \frac{Z_0 \cos \beta z^* + j Z_1 \sin \beta z^*}{Z_0 D} \int_{z^*}^l U_l(z) [Z_0 \cos \beta(l-z) + j Z_2 \sin \beta(l-z)] dz \quad (6-82b)$$

式中:  $\beta$  为传输线的相移常数;

$$D = (Z_0 Z_1 + Z_0 Z_2) \cos \beta l + j(Z_0^2 + Z_1 Z_2) \sin \beta l;$$

$$U_l(z) = E_z^i(b, z) - E_z^i(0, z);$$

$Z_0$  为传输线的特性阻抗。

除了在传输线上有分布电压源之外, 在传输线的两端  $z=0$  及  $z=l$  上还有分布电压源  $dU(x, 0)$  及  $dU(x, l)$ 。因为传输线两端有电压源  $U_{g1}$  和  $U_{g2}$  同时激励时, 沿线的电流分布等于  $U_{g1}$  和  $U_{g2}$  分别激励时产生的电流之和。根据 6.2.1 节所介绍的分布参数电路理论并应用叠加方法, 可求得两端激励的无耗传输线上的电流分布为:

$$I(z^*) = \frac{U_{g1}}{D} [Z_0 \cos \beta(l-z^*) + j Z_2 \sin \beta(l-z^*)] \quad (6-83)$$

$$- \frac{U_{g2}}{D} [Z_0 \cos \beta z^* + j Z_1 \sin \beta z^*]$$

式中,  $D$  由 (6-81) 式给出。

在 (6-83) 式中用  $dU(x, 0)$  代替  $U_{g1}$ ,  $dU(x, l)$  代替  $U_{g2}$ , 并沿线两端对分布源积分得:

$$I(z^*) = \frac{1}{D} [Z_0 \cos \beta(l-z^*) + j Z_2 \sin \beta(l-z^*)] \int_0^b E_x^i(x, 0) dx$$

$$- \frac{1}{D} [Z_0 \cos \beta z^* + j Z_1 \sin \beta z^*] \int_0^b E_x^i(x, l) dx \quad (6-84)$$

(6-84) 式为传输线两端的分布源在线上所激励的电流分布。由 (6-76) 式所给出的所有分布源在线上任一点  $z^*$  处所激励的电流为 (6-82) 式与 (6-84) 式之和, 在这些公式中:

$E_z^i(b, z)$  为入射到上导体 ( $x=b$ ) 上的  $z$  方向的电场;

$E_z^i(0, z)$  为入射到上导体 ( $x=0$ ) 上的  $z$  方向的电场;

$E_x^i(x, 0)$  为入射到左终端( $z = 0$ ) 上的  $x$  方向的电场;  
 $E_x^i(x, l)$  为入射到右终端( $z = l$ ) 上的  $x$  方向的电场。

6.5 干扰耦合的抑制措施

6.5.1 电容性耦合干扰抑制措施

(1) 两系统的耦合部分 (特别是电线、电缆) 的布置应使耦合电容尽量小, 使导线尽量短, 线间距离尽量大, 并尽量避免平行走线, 以减小电容性耦合。

(2) 对干扰源和被干扰者进行电屏蔽, 由 6.1.1 节对带有屏蔽体的电容性干扰耦合的分析可知, 屏蔽受干扰的传输线可使电容耦合电压受到抑制。

(3) 如果干扰源和干扰对象的基准点电路上是相互独立的, 则可采用平衡措施来消除电容性干扰, 图 6-34 给出了平衡措施的原理图及结构图, 平衡条件为:  $C_{13} : C_{23} = C_{14} : C_{24}$ 。该条件可用结构性措施来实现, 也可采用平衡电容器来实现, 主要的结构性措施有:

- ① 采用四芯导线;
- ② 导线互相绞合 (1 同 2, 3 同 4)。

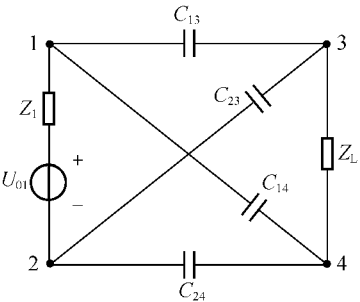


图 6-34 平衡原理及结构图

6.5.2 电感性耦合干扰的抑制措施

(1) 两个系统的电感耦合, 主要是导线和电缆间磁耦合。使线间距离尽量大, 导线尽量短, 避免平行走线并设法缩小电流回路所围成的面积使互感尽量地小, 可以抑制电感性耦合。

(2) 被干扰的导线环在干扰场中的放置方位应使它对干扰磁场切割的磁力线最小, 因而所耦合的干扰信号也最小。图 6-35 给出导线环的两种可能的配置方位, 由于两组电流环相互垂直因此磁耦合最小。

(3) 将一个电流的回路线间绕成极性交错的若干局部耦合环 (绞合线) 如图 6-36 所示, 使之沿导线长度方向的符号交变的局部耦合信号彼此相抵消。图 6-36 中  $Q$  为干扰源回路, 其电流回路为绞合线, 使其极性交错的相邻局部耦合环在周围所产生的磁场  $H_n$  与  $H_m$  相抵消; 图中  $E$  为被干扰回路, 其电流回路采用绞合线, 使之相邻局部耦合环上的感应电压极性相反而相互抵消; 因此采用绞合线能有效地抑制导线间的磁耦合。单位长度绞合次数越多则绞合的作用也就越大, 对电缆, 绞合次数约为每米 30 次。

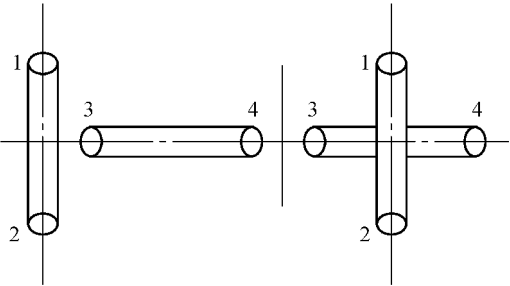


图 6-35 磁场去耦

如将若干两两绞合的导线同时敷于公共的电缆槽内, 每条绞合线在单位长度的绞合次数

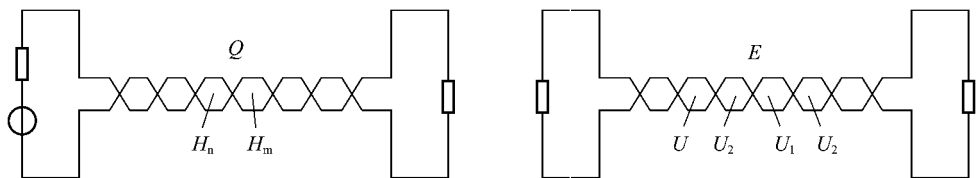


图 6-36 绞合

应彼此不同，才能有效地抑制干扰耦合。如图 6-37 所示，图中（a）表示两相同绞合线，当绞合点彼此对应时，其感应电压不但不能抵消，反而加强。图 6-37（b）指出由于绞合线结位置不同感应电压可以相抵消，图 6-37（c）、（d）表示两绞合线单位长度的绞合次数不同，其被感应侧的感应电压互相抵消。

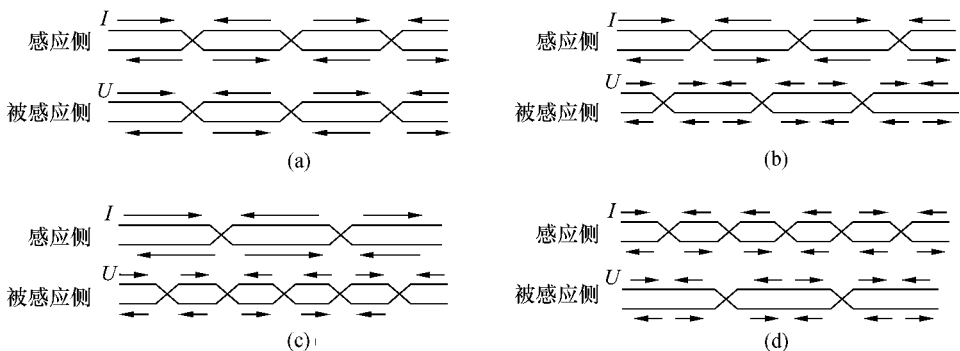


图 6-37 两对绞合线上的感应电压

（4）对干扰对象或干扰源进行磁屏蔽，来抑制磁场耦合，其屏蔽原理及效果在 6.1.2 节已经分析。电缆磁场屏蔽的实验结果示于图 6-38 和 6-39。

图 6-38 中的电路 a 到电路 f 的两端都接地，对于磁场的衰减量就没有图 6-39 中的电路 g 到电路 k（单端接地）的多。电路 a 对磁场并不形成任何屏蔽效果，1MΩ 电阻上测得的实际噪声电压为 0.8V。若以此为参考标准，定为 0dB，可用来比较其他电路的性能。电路 b 中的屏蔽层也是单端接地，对于磁场的屏蔽也无实质贡献。若两端接地，如电路 c，因工作频率较高，故对磁场的屏蔽会产生一些作用。若使用绞线，如电路 d，对磁场噪声干扰有相当大的抑制作用，但其效果会因两端都接地而打折扣（试比较电路 h 与电路 d）。若加上单端接地的屏蔽体，如电路 e，对抑制干扰的改善并无帮助。若屏蔽层两端都接地，如电路 f，因低阻值的屏蔽层会吸收一些感应的磁场电流，故对抑制干扰有些帮助。从图 6-38 中可看出，电路若要两端接地，电路 c 及 f 的结构最合适。

电路 g 的结构使磁场屏蔽作用有极大的改善，其原因是同轴电缆所围合的面积较小，且避免了地环路降低屏蔽效果的弊端。

电路 F 的绞线构造所提供的衰减量应高于 55dB，若无法取得更高的衰减量，其原因可能是电场干扰已影响到此电路结构。此处可利用电路 i 的结构加以改善。此电路外设置一屏蔽层，使衰减量增至 70dB。电路 g 的衰减量高于电路 i 的原因是同轴电缆所形成的面积比绞线小，故受磁场干扰的情况也不那么严重。若增加绞线的绞绕密度，则可加大磁场的衰减量。因电路 i 的屏蔽层并不作为地环路，故低频时，电路 i 较电路 g 有较大的衰减量。

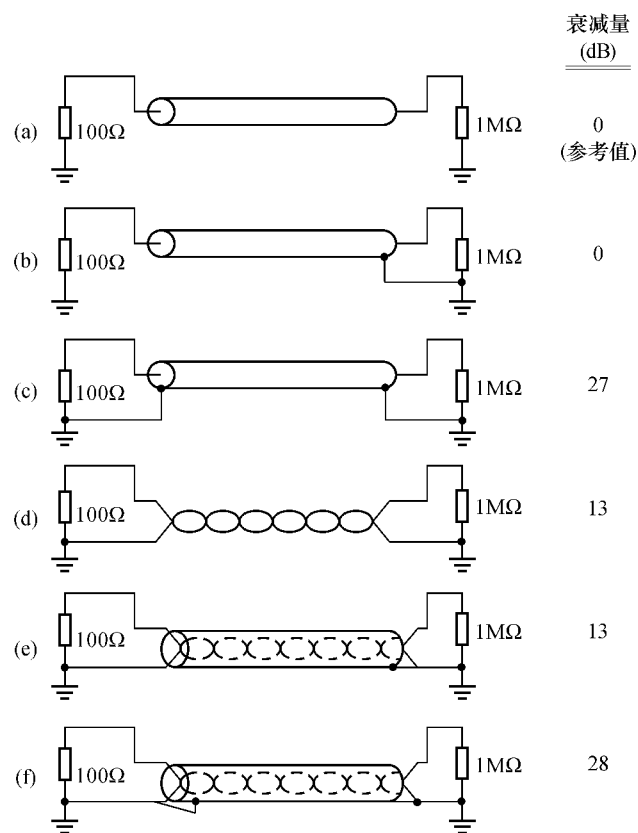


图 6-38 电缆磁场屏蔽的实验结果，各电路都两端接地，测试频率为 50kHz

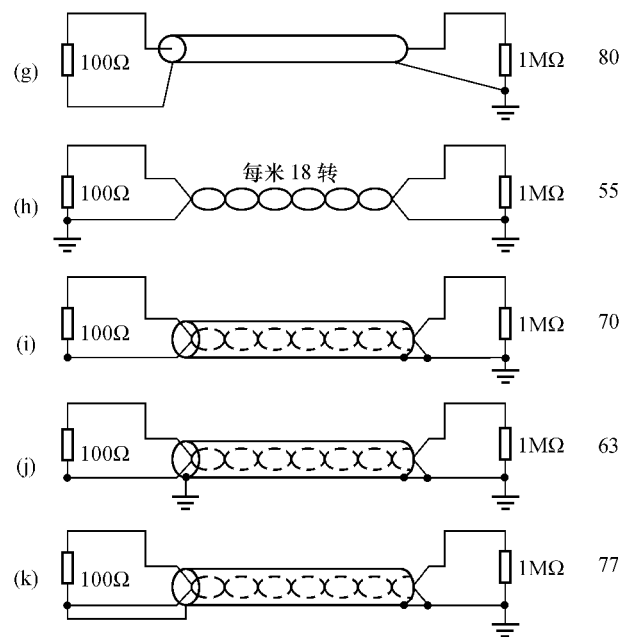


图 6-39 电缆磁场屏蔽的实验结果，各电路都单端接地，测试频率为 50kHz



若屏蔽层两端都接地，如电路 j，其衰减量就会有所减少。其原因是屏蔽层的电流会造成接地端的电位差，使两条绞线上引入的噪声电压不一样大（极性相反）。电路 k 的接法并不常被采用，因屏蔽层上的噪声电压或电流可能会被引入信号导线。但电路 k 的结构较电路 i 能提供更大的衰减，它综合了电路 i 与电路 g 的优点。利用电路 k 的结构时，要注意的一点是，屏蔽层与信号连接处最好只有一点，且该点上的屏蔽层噪声电压或电流不会再回流到导线内。

6.5.3 辐射干扰耦合的抑制措施

(1) 对辐射干扰最有效的抑制方法是电磁屏蔽。对于低阻抗源的近场，由于磁场是主要的，应采用磁屏蔽；对于高阻抗源的近场，其电场是主要的，采用电屏蔽；对于远区场的辐射耦合则采用电磁屏蔽。关于屏蔽技术的应用及工程设计，已在第 2 章中作了详细讨论。

(2) 为了降低平衡双导线上辐射性异模（差模）干扰，可采取如下措施：

① 应减小两传输导线之间的间距。因为异模干扰的大小取决于两往复导线上感应电动势之差，如果两导线分别与干扰源的距离相等，其感应电压也相等，则异模干扰电压为零，但实际情况总有距离之差，所以才存在异模干扰电压。为了降低异模电压，就应减小导线间的距离，然而间距太小时，线间电容增大，会影响高频特性。

② 以绞线代替平行双导线。(6-85) 式给出了计算绞线对异模干扰所提供的降低量的计算公式：

$$\text{降低量} = -20\lg\left\{\left(\frac{1}{2nl}\right)\left[1 + 2nl\sin\left(\frac{\pi}{n\lambda}\right)\right]\right\} \text{ (dB)}$$

(6-85)

式中， $n$  = 绞绕数每米；  
 $l$  = 导线长度 (m)；  
 $\lambda$  = 波长 (m)。

图 6-40 显示了绞线对异模干扰所提供的降低量，图中水平轴对应导线全长上的绞绕数，垂直轴为干扰降低量，单位为 dB，参数“为每米线长的绞绕数与干扰波长之积。利用该图可由导线全长上总的绞绕数和参数  $n\lambda$  查出对异模干扰的降低量。

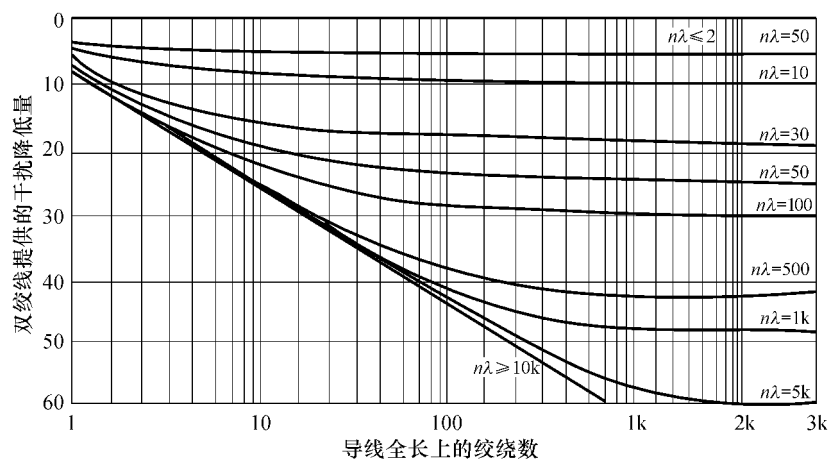
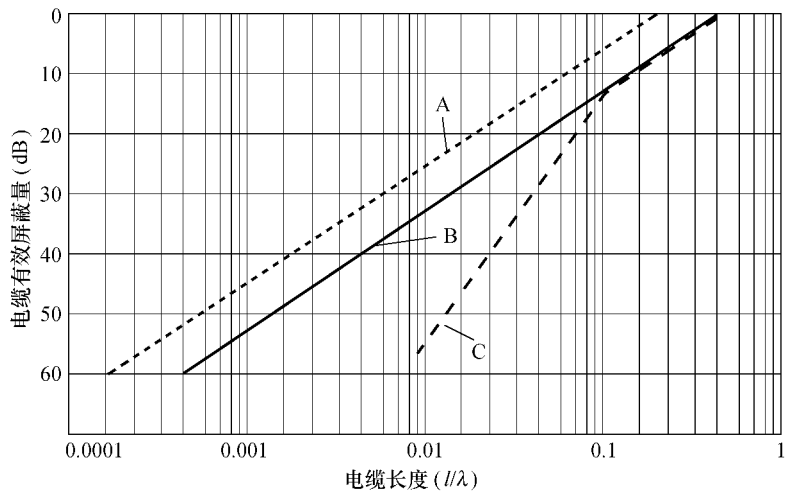


图 6-40 双绞线提供的差模干扰降低量

③ 在导线上加上单层、双层甚至三层网状屏蔽层。屏蔽层可单端接地或两端接地，图 6-42 给出了绞线加上网状屏蔽层所得抑制干扰效果。由图 6-41 可见，单层网状屏蔽层其干扰改善量对频率之斜率为 20dB/十倍频，双层屏蔽层为 40dB/十倍频，为了进一步提高对异模干扰的降低量，可用实体均匀的屏蔽层来代替网状屏蔽层。



A: 单层屏蔽，两端接地，斜率 20dB/10 倍频。  
B: 单层屏蔽，单点接地，斜率 20dB/10 倍频。  
C: 双屏蔽层在对边端点接地，斜率 40dB/10 倍频。

图 6-41 网状屏蔽层所提供的差模干扰降低量

(3) 为了降低辐射性共模干扰，应使传输线尽量靠近地面配置，减少回路面积 ( $A=lh$ ) 是减少辐射性共模干扰的有效方法，如图 6-42 所示。

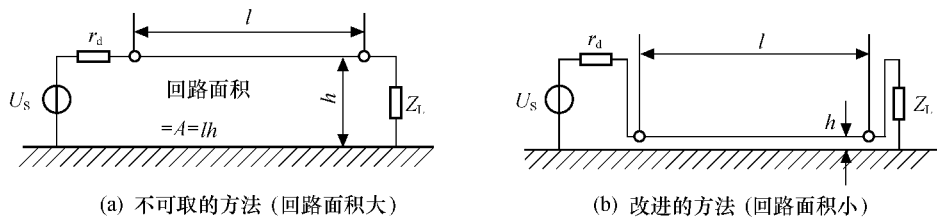


图 6-42 减少回路面积的配线

此外，由于辐射性共模干扰往往通过地回路将干扰电压耦合至敏感器的输入端，因此可采用抑制地回路共模干扰的一系列措施，例如采用平衡电路、隔离变压器、光电耦合装置、高频扼流圈、电路板的浮地、在导线上加磁环等措施。

# 第 7 章 瞬态干扰的抑制

有一类常见的干扰是瞬态脉冲干扰。这类干扰的特点是：幅度大，时间短，频谱宽，对设备的危害较大。解决这类干扰要使用一些特殊的器件。图 7-1 显示了瞬态干扰对设备危害的示意图。

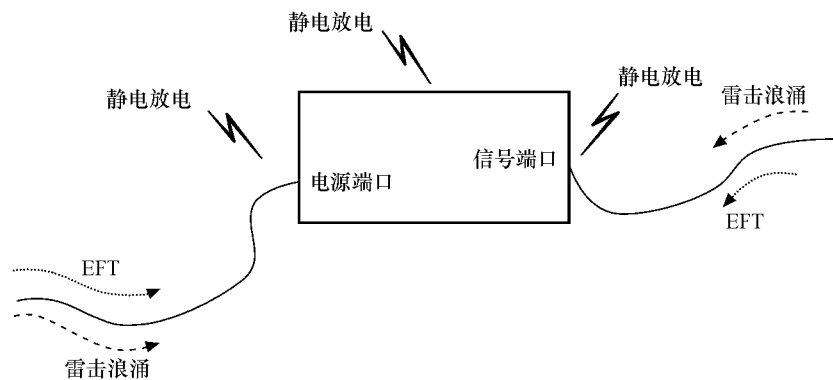


图 7-1 瞬态干扰对设备的危害

（1）瞬态干扰：指时间很短，但幅度较大的电磁干扰。常见的瞬态干扰（设备需要通过试验验证其抗扰度）有 3 种：电快速瞬变脉冲群（EFT，Electrical Fast Transient）、浪涌（SURGE）、静电放电（ESD，Electrostatic Discharge）。

（2）电快速瞬变脉冲群：由电路中的感性负载断开时产生。其特点是不是单个脉冲，而是一连串的脉冲，因此，它对电路的影响较大。因为一连串的脉冲可以在电路的输入端产生累计效应，使干扰电平的幅度最终超过电路的噪声门限。从这个机理上看，脉冲串的周期越短，则对电路的影响越大。因为，当脉冲串中的每个脉冲相距很近时，电路的输入电容没有足够的时间放电，就又开始新的充电，容易达到较高的电平。

（3）浪涌：浪涌主要是由雷电在电缆上感应产生的，功率很大的开关也能产生浪涌。浪涌的特点是能量很大，室内的浪涌电压幅度可以达到 6kV，室外往往会超过 10kV。浪涌虽然不像 EFT 那么普遍，但是一旦发生危害是十分严重的，往往导致电路的损坏。

（4）静电放电：雷电现象实际就是一种静电放电现象，它对设备电缆的影响已经体现在浪涌试验中了。实际环境中的另一类主要现象是人体接触设备时的静电放电。但在一些标准中增加了比人体放电更严酷的装置放电。这些静电放电对设备造成的影响从本质上讲以辐射干扰为主。表 7-1 列出了 3 种瞬态干扰的比较。

表 7-1 3 种瞬态干扰的比较

|        | ESD（静电放电） | EFT（电快速瞬变脉冲群） | SURGE（浪涌） |
|--------|-----------|---------------|-----------|
| 脉冲上升时间 | 极快，<1ns   | 很快，约 5ns      | 慢，μs 数量级  |
| 能量     | 低         | 中等（单个脉冲）      | 高         |

| 续表        |                      |               |           |
|-----------|----------------------|---------------|-----------|
|           | ESD（静电放电）            | EFT（电快速瞬变脉冲群） | SURGE（浪涌） |
| 电压（负载阻抗高） | 15kV 以上              | 10kV 以下       | 10kV 以下   |
| 电流（负载阻抗低） | 人体放电为几十安培，装置放电可达数百安培 | 几十安培          | 几千安培      |

注：NEMP（核电磁脉冲）也会在电缆中感应出浪涌，但它的上升时间很短，在 ns 级。

7.1 电快速瞬变脉冲群（EFT）

在电气和机电设备中常见的一种瞬态干扰，即 EFT，是由继电器、马达、变压器等电感器件产生的。一般来说，这些器件构成系统的一部分，因此干扰往往在系统内部产生。设计人员对此应给予足够的重视。

7.1.1 EFT 概述

1. 辉光放电和弧光放电

开关触点被击穿导通（可见到蓝光）的机理有两种：辉光放电和弧光放电（如图 7-2 所示）。

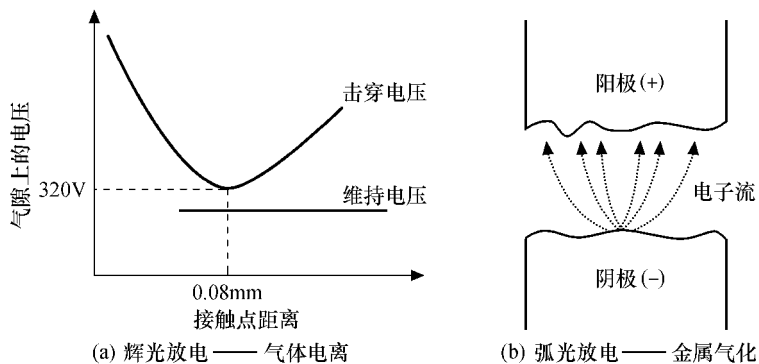


图 7-2 两种触点击穿导通机理

(1) 辉光放电

当加在气体上的电场强度较强时，气体中的自由电子或离子会获得足够能量，撞击其他原子或分子，产生更多的自由电子和离子，形成导电气体，这种状态称为气体电离。当触点之间的气体发生电离时，会发生一种能自行维持的辉光放电。

能够造成气体电离的电压称为起辉电压。起辉电压与气体种类、气体压力和触点之间距离有关。标准压力和温度下的空气，当触点间距是 0.08mm 时，起辉电压大约为 320V。触点间距增加或减小时，电压都要增加。

气体发生电离以后，只需要较低电压就能维持其电离状态。这个维持电压与触点的距离无关，在空气中大约为 300V。另外，为了维持导通，还需要一个最小电流，通常为几个 mA。

(2) 弧光放电

金属中的电子处于自由状态。有些电子的速度足够高，可以脱离金属表面。通常情况下，它们很快就会被拉回金属表面。但如果有一个外加电场能够克服这个拉回电子的力，则电子就成为空间的自由电子。所需要的电压梯度一般为 0.5MV/cm。在外界电场的作用下，

电子从阴极射向阳极，由于局部电流很大，使触点局部温度很高，这可能使金属汽化，形成了一个金属气体桥，这就是弧光放电。

一旦形成了金属气体桥，发生了弧光放电，只要外界电压能克服阴极电位，并且有足够的电流使金属汽化，弧光放电就能够保持。维持电压一般为  $10\sim 30\text{V}$ ，维持电流一般为  $1\text{A}$ 。当电压或电流不满足这个条件时，弧光放电就终止了。

气体金属桥上的电流由电路电阻和电源电压决定。

## 2. EFT 干扰产生的机理

如图 7-3 所示，在电感负载的电路中，当开关断开时，根据电感的特性，电感上的电流不能突然消失，为了维持这个电流，电感上会产生一个很高的反电动势，根据楞次定律，这个电压为：

$$E = \frac{d\varphi}{dt} = L \frac{di}{dt} \quad (7-1)$$

式中， $\varphi$  = 电感中的磁通 ( $\text{T} \cdot \text{m}^2$ )

$L$  = 电感 ( $\text{H}$ )

$i$  = 电感中的电流 ( $\text{A}$ )

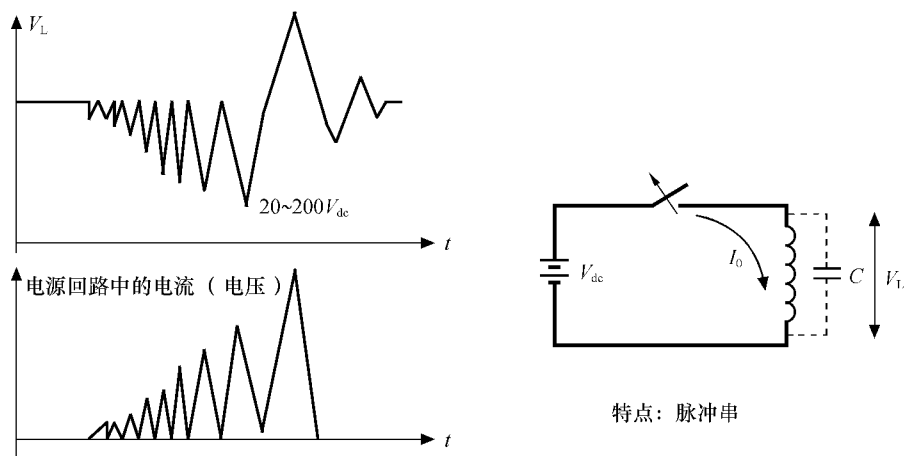


图 7-3 感性负载断开时产生的 EFT 干扰

这个反电动势向电感的寄生电容  $C$  反向充电。随着充电电压的升高，触点上的电压也升高，当达到一定程度时，将触点击穿，形成导电通路，电容  $C$  开始放电，电压开始下降；当电压降到维持触点空气导通的电压以下时，通路断开，又重复上面的过程。这种过程一直重复到由于触点之间的距离增加，电容上的电压不能击穿触点为止。

当电容不能通过击穿触点放电时，就通过电感回路放电，直到电感中的能量耗尽为止。

随着触点的距离越来越远，击穿触点需要的电压越来越高，因此电容上的电压越来越高。

随着击穿触点需要的电压越来越高，电容充电的时间越来越长，因此振荡波形的频率越来越低。

电容  $C$  每次击穿触点向电源回路反向放电时，会在电源回路上形成很大的脉冲电流，由于电源阻抗的存在，这些脉冲电流在电源两端形成了脉冲电压，从而对共用这个电源的其他电路造成影响。

由于击穿电压的上升时间在纳秒级，因此干扰的带宽可以到数百  $\text{MHz}$ 。

## 3. EFT 的特性

电感负载开关系统断开时，会在断开点处产生瞬态骚扰 (EFT)，这种瞬态骚扰由大量

脉冲组成。对 110V/220V 电源线的测量表明，这种脉冲群的幅值在 100V 至数千伏之间，具体大小由开关触点的机电特性（如触点打开的速度，触点断开时的耐压等）决定，脉冲重复频率在 1kHz~1MHz。对单个脉冲而言，其上升沿在纳秒级，脉冲持续期在几十纳秒至数毫秒之间。可见这种骚扰信号的频谱分布非常宽，数字电路对它比较敏感，容易受到骚扰。为此，IEC 专门制定了标准 IEC61000-4-4（1995）《电快速瞬变脉冲群抗扰度试验》来模拟电快速脉冲群对电气和电子设备的影响，与其对应的国标是 GB/T13926.4—92《工业过程测量和控制装置的电磁兼容性——电快速瞬变脉冲群要求》。由于这个标准在国际上非常有影响，不少国际组织或一些国内相关部门都将此标准引入其产品标准或作为通用标准。以国内为例，空调、预付费电能表、火灾报警器、加油机控制器等产品都已经引入了此标准。从实际测试结果来看，发现很大一部分受试产品（主要是数字式设备）都不能承受这种骚扰，经常出现程序混乱、数据丢失、控制电路失灵等现象。

IEC61000-4-4 对 EFT 的定义如图 7-4 所示。有关参数分别是：电压幅值、单个脉冲的上升时间、单个脉冲的脉宽、脉冲群持续时间、脉冲群重复频率和脉冲群周期等。标准规定的参数值通常都是典型值，符合统计规律，但也有例外，例如脉冲群重复频率指标。实际电磁

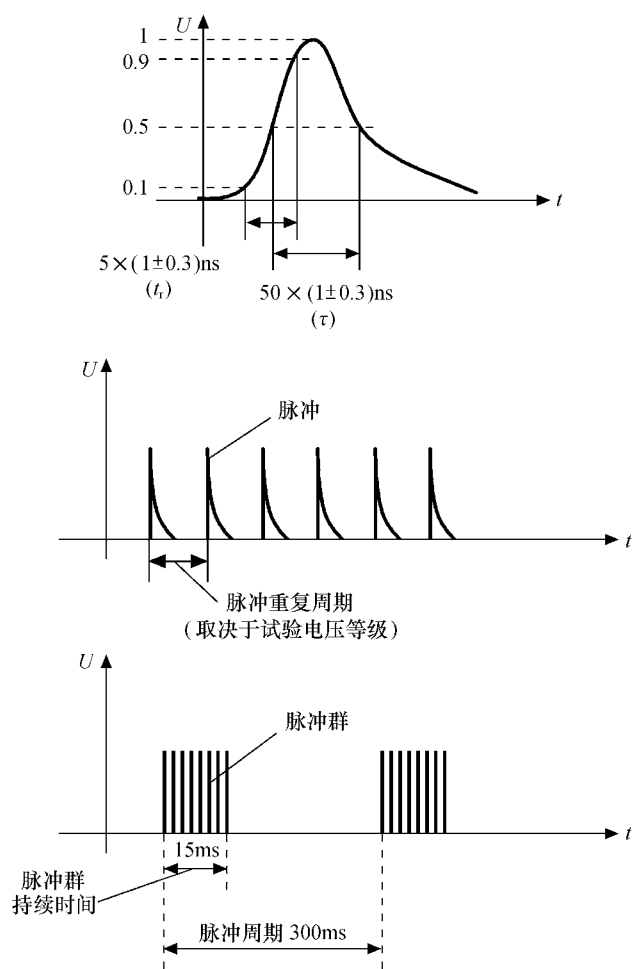


图 7-4 EFT 的波形定义

环境下脉冲群的重复频率从 10kHz~1MHz。但由于受当时元器件水平的限制，该参数只能做到几千赫兹，所以标准规定该参数值为 5kHz 和 2.5kHz 两种。目前，能输出 1kHz 脉冲群的产品已成熟，估计很快该指标将被修改。

对于上升时间，如果紧邻 EFT 源测量，其上升时间与静电通过空气放电而产生的脉冲上升时间相差无几（约 1ns）。如果离 EFT 源一定距离测量，则由于传输损耗、反射等作用，上升时间将延长。标准中规定的上升时间为 5ns，就是在考虑了众多因素以后的折衷值。试验时要求受试设备和 EFT 源之间的电缆（电源线、信号线等）长度短于 1m 就是考虑了这一因素。

EFT 信号的频谱宽度可从下式读出：

$$\Delta f = \frac{1}{\pi t_r}$$

(7-2)

式中， $\Delta f$ ——EFT 的频谱宽度（Hz）；

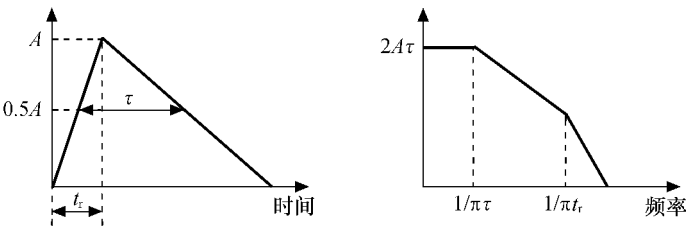
$t_r$ ——单脉冲的上升时间（s）。

将  $t_r$  等于 5ns 代入上式，可得出频谱宽度  $\Delta f$  为 70MHz。

表 7-2 列出了 EFT 的频谱特性，为了比较同时还列出了其他瞬态干扰的频谱。图 7-5 示出了相应的参数。

表 7-2 瞬态干扰的频谱

| 瞬 态 类 型 | $t_r$ | $\tau$ | $1/\tau\pi$ | $1/\pi t_r$ | A   | $2A\tau$  |
|---------|-------|--------|-------------|-------------|-----|-----------|
| EFT     | 5ns   | 50ns   | 6.4MHz      | 64MHz       | 4kV | 0.4V/MHz  |
| ESD     | 1ns   | 30ns   | 10MHz       | 320MHz      | 30A | 1.8μA/MHz |
| 浪涌      | 1.2μs | 50μs   | 6.3kHz      | 265kHz      | 4kV | 0.4V/MHz  |



A: 瞬态干扰脉冲的振幅

图 7-5 瞬态干扰的频谱

7.1.2 EFT 干扰的抑制

1. 减小 PCB 接地线公共阻抗

如图 7-1 所示的那样 EFT 骚扰信号通常由电源线或信号线传入受干扰设备，它是一组快速变化的脉冲信号。如果受干扰设备在电源端或信号输入输出端没有良好的滤波性能，则 EFT 信号会有一部分进入受干扰设备的后续电路。现代电子设备很少有不含数字电路的，而数字电路对脉冲骚扰比较敏感。侵入到后续电路的 EFT 信号通过直接触发电或静电耦合，会使数字电路工作异常。图 7-6 表示通过静电耦合而使数字电路受骚扰的情形。在 IC 输入端，EFT 对寄

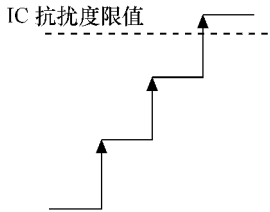


图 7-6 EFT 对 IC 寄生电容充电

生电容充电，通过众多脉冲的逐级累积，最后达到并超过 IC 的抗扰度限值。

另外，侵入的 EFT 信号还会通过 PCB 的公共地线骚扰受试设备，此处的地线是指电子设备中各电路和单元电位基准的连接线，即信号地线。由于任何地线既有电阻又有电抗，所以当有电流、流过时，必然会产生压降。对于 EFT 信号，其电流变化极快，含有大量高频分量。根据下式：

$$U = -L \frac{di}{dt} \quad (7-3)$$

可知在公共地线上很容易产生电位差，电压大小正比于  $L$  值和  $di/dt$  值。如果此压降低于数字电路的抗扰度电平，那么不会有干扰问题出现，否则有可能对共用该地线的其他电路单元产生干扰。就像 4.1.1 节讨论的那样，这可用图 7-7 来说明。

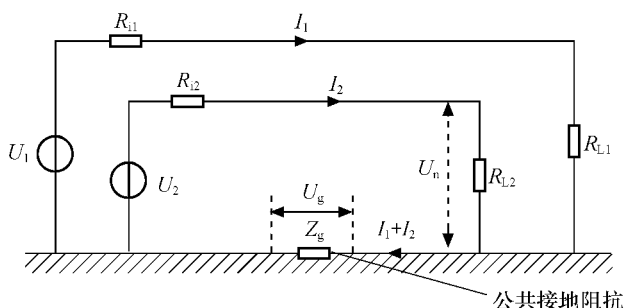


图 7-7 公共接地阻抗产生的干扰

图 7-7 中  $U_1$  表示骚扰电路 1 中的 EFT 电压， $U_2$  表示受干扰电路的信号电压， $Z_g$  为两电路之间的公共地阻抗。下面分析 EFT 电压  $U_1$  通过公共地阻抗  $Z_g$  在负载  $R_{L2}$  上产生的骚扰电压  $U_n$ 。

根据图 7-7 可得下述方程：

$$U_1 = I_1(R_{i1} + R_{L1}) + (I_1 + I_2)Z_g \quad (7-4)$$

$$U_g = (I_1 + I_2)Z_g \quad (7-5)$$

式中， $U_g$  为地电流在  $Z_g$  上产生的压降。

解方程得：

$$U_g = \frac{Z_g U_1}{R_{i1} + R_{L1} + Z_g} \quad (7-6)$$

通常  
则

$$U_g \approx \frac{Z_g U_1}{R_{i1} + R_{L1}} \quad (7-7)$$

这样， $U_g$  在  $R_{L2}$  上引起的噪声电压  $U_n$  为：

$$U_n = \frac{U_g R_{L2}}{R_{i2} + R_{L2}} = \frac{Z_g U_1 R_{L2}}{(R_{i1} + R_{L1})(R_{i2} + R_{L2})} \quad (7-8)$$

由 (7-8) 式可见，增大  $R_{i1}$ 、 $R_{i2}$  或减小  $R_{L2}$ 、 $Z_g$  都可减小  $U_n$  的值。对于  $R_{i1}$ 、 $R_{i2}$ ，可以用串联电阻、磁阻等方法来增大它们的值，对于  $Z_g$  可以用良好的布线、增加接地导线的面积等方法来减小。对于  $R_{L2}$  可以用旁路电容来减小，即使用滤波器。

## 2. EFT 电感瞬态干扰抑制网络

图 7-8 显示了在有电感负载的电路中，抑制 EFT 干扰的 6 种网络结构。



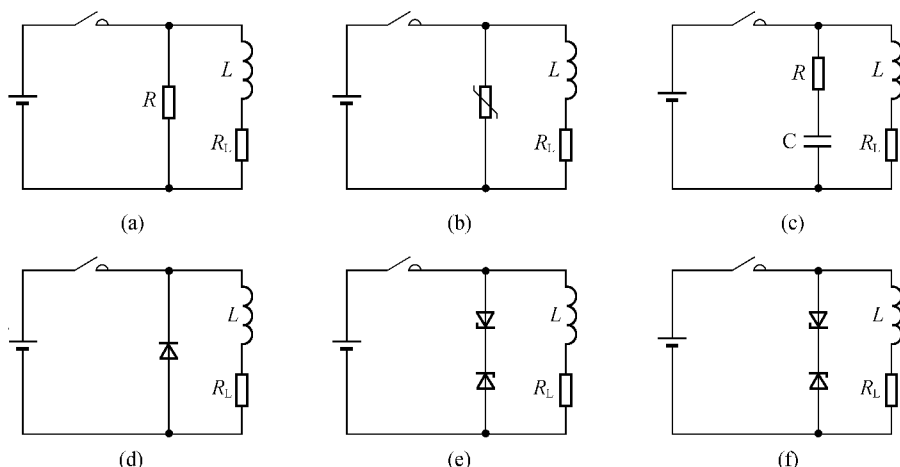


图 7-8 电感 EFT 干扰抑制网络

(1) 如图 7-8 (a) 所示, 在电感上跨接一只电阻, 当开关断开时, 电感使原来流过它的电流流过电阻。瞬态电压峰值随着电阻的增加而增加, 但不会超过稳态电流乘以电阻。如果  $R=R_L$ , 则瞬态电压等于电源电压, 这时触点上的电压等于电源电压加上线圈上的感应电压。这个电路的效率很低, 因为电阻要消耗能量。如果  $R=R_L$ , 则电阻与负载消耗相同的能量。

(2) 如图 7-8 (b) 所示, 用压敏电阻代替普通电阻, 当压敏电阻上的电压较低时, 其阻值较大, 但当其电压较高时, 其阻值较小, 与图 7-8 (a) 所示电路的原理相同。压敏电阻的截止电压要高于工作电压, 能量容量要大于  $0.5LI^2$  焦耳。

(3) 如图 7-8 (c) 所示, 用电阻—电容串联网络跨接在电感上, 当电路稳态工作时, 不消耗能量, 当触点断开时, 电容起始为短路, 电感驱动电流流过电阻。触点闭合时, 电感阻抗很大, 电流主要从电阻流过, 这时电阻要限制电流, 越大, 开关闭合时限流作用越好, 使之不能发生弧光放电, 这要求电阻较大。触点断开时, 电阻要提供能量泄放通路, 越小, 开关断开时反充电压越小, 因此越小越好, 折衷值为:  $V_{\text{峰}}/I_A < R < R_L$ ,  $I_A$  是弧光电流。假设最坏情况下,  $L$  上的所有能量转移到电容  $C$  上,  $CV^2/2 = LI^2/2$ ,  $V$  要小于辉光放电电压 (300V), 因此, 为了防止发生辉光,  $C > (I/300)^2 L$ 。

为了防止发生弧光, 电容充电速率要小于  $1V/\mu s$ ,  $C > 10^{-6} I$ 。

(4) 如图 7-8 (d) 所示, 在电感—上跨接一只半导体二极管, 二极管的连接方式使短路稳态工作时没有电流流过, 但是当开关断开时, 电容上的电压为相反极性, 于是, 二极管导通, 使电感上的电压被限制在很小的数值。这个电路的缺点是, 电感中的电流衰减很慢, 如果电感是继电器, 会延长释放时间。二极管峰值方向电压要高于电源电压, 正向电流要大于负载电流。如果在二极管上串联一电阻, 能够缩短继电器的释放时间, 但也限制了二极管的作用。

(5) 如图 7-8 (e) 所示, 用一只齐纳二极管与整流二极管串联起来, 可以缩短电感上电流的衰减时间, 因为当电压低于齐纳二极管的导通电压时, 电流就中断。触点上的电压等于电源电压加上齐纳二极管上的电压。

(6) 如图 7-8 (f) 所示, 可用于交流的场所。

### 3. 抑制 EFT 的其他方法

对频带这样宽、幅值又很大的 EFT 骚扰进行抑制不是件容易的事。仅用滤波器来抑制 EFT 难以达到目的。需要用几种方法（如滤波、接地、PCB 板布线等）配合使用方能取得较好的效果。大量的试验表明，EFT 的骚扰能量不像浪涌那样大，一般不会损坏元器件，它只是使受试设备工作出现“软”故障，如程序混乱、数据丢失等，换句话说，就是产品性能下降或功能丧失，一旦对产品进行人工复位，或将数据重新写入芯片，在不加 EFT 的情况下，产品又能正常工作。

抑制 EFT 的其他方法有：

- (1) 使用 EFT 滤波器或吸收器；
- (2) 将骚扰源远离敏感电路；
- (3) 正确使用接地技术；
- (4) 在软件中加入抗骚扰指令；
- (5) 安装瞬变骚扰吸收器。

通常这些方法都是结合使用，以达到最佳效果。

## 7.2 雷击浪涌

雷击是人们熟知的一种自然放电现象，它的危害很大，全球每年有数千人死伤于雷击事故，全球平均每年要发生 1600 万次闪电，直击雷电流最大值可达 210kA，平均值为 30kA，每次雷击所产生的能量大约为 550000kW·h，足以燃点 100 万个灯泡一小时，雷电产生的温度可高达 30000K（5 倍太阳表面温度），每年全球在雷害事故中的经济损失有数 10 亿美元，根据 IEEE 统计，在一处电网中每 8 分钟便有一个由雷击引起的瞬变脉冲电压产生，这相当于每 14 小时便有一次具破坏性的冲击，在欧、美国家每年有 20%~30% 的电脑故障是因感应雷引起，美国每年因雷电造成的损失约 50~60 亿美元，造成的火灾 3 万多起，仅 1998 年就使 10 多万台计算机受损。我国每年因雷击造成人员伤亡达三四千人，财产损失约 50~100 亿元人民币。在 1998 和 1999 年的两年间，全国造成直接经济损失在百万元以上的雷电灾害就有 38 起，仅上海市 1999 年由于雷电灾害所造成损失就达成 2 亿元。在我国广东省每年雷击 1 000 多次，造成直接及间接经济损失达数亿元。

### 7.2.1 直击雷、感应雷与浪涌

雷击一般分为直击雷击和感应雷击。

#### 1. 直击雷

直击雷击，是指雷电直接击在建筑物、构架、树木、动植物上，由于电效应、热效应和机械效应等混合力作用，直接摧毁建筑物，构筑物以及引起人员伤亡等。由于直击雷的电效应，有可能使机房微电子设备遭受浪涌过电压的危害。

每次雷电的产生其实是大量的正和负电离子互相中和时的放电现象。这种现象可以透过云层内部、云块与云块之间、云块与空气、云块与大地（地上的建筑物等）的瞬间放电中和形成，当然就直击雷的破坏性而言，莫过于云块与地上的物体发生放电所造成的毁灭性

破坏。

由于雷电发生时的能量巨大，平均可达 250kJ，温度可高达 30 000K（5 倍太阳表面温度），所以如有任何非金属物体（高阻值）成为这种放电的导通物体，必然会化为灰烬。

## 2. 感应雷

感应雷击（又称二次雷击），是指雷云之间或雷云对地之间的放电而在附近的架空线路、埋地线路、金属管线或类似的导体上产生感应电压，该电压通过导体传送至设备，间接摧毁微电子设备。感应雷击对微电子设备，特别是通讯设备和电子计算机网络系统的危害最大，据资料显示，微电子设备遭雷击损坏，80%以上是由感应雷引起的。

雷电放电过程中包括雷云与雷云之间放电，或透过向物体击打或直接击向大地，都会产生强大的静电感应和磁场感应，最终在附近金属物体或引线中产生瞬间尖峰冲击电流而破坏设备。它其实主要是透过电阻性或电感性两种方式（如图 7-9 所示）而耦合到电子设备的电源线，控制信号线或通信线上，最终把设备打坏。

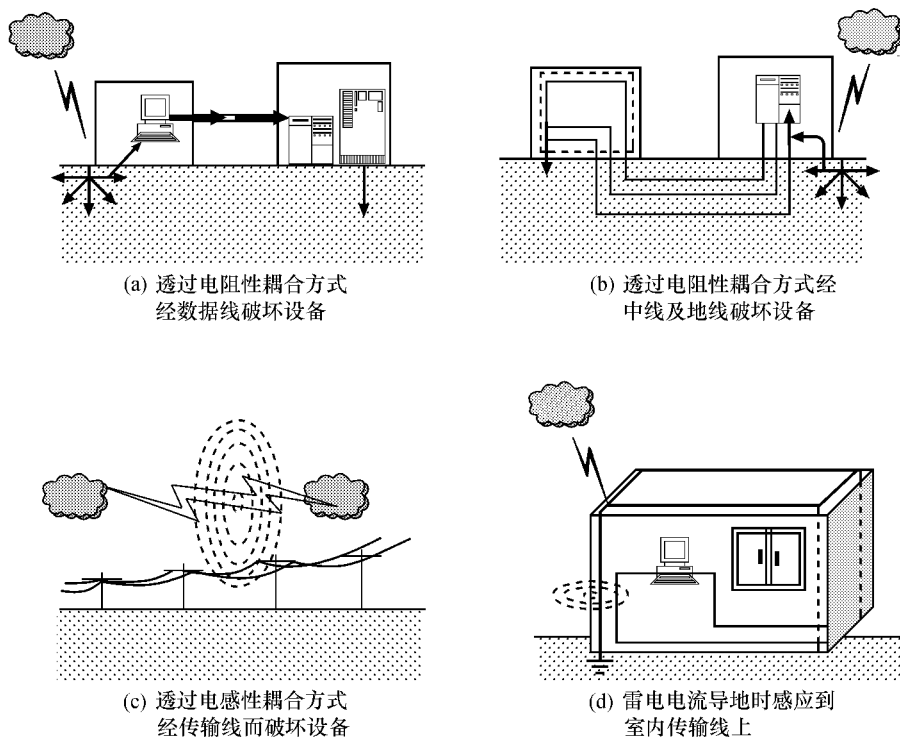


图 7-9 感应雷

感应雷击所造成的破坏性后果一般体现在：

(1) 传输或储存的信号或数据，不论数字或模拟的都会受到骚扰或丢失，甚至使电子设备产生误动作或暂时瘫痪；

(2) 由于重复受到较小幅度的雷电冲击，元器件虽不致马上烧毁，但却已降低其性能及寿命；

(3) 若情况较严重者，电子设备的线路板及元件便当即烧毁。

## 3. 浪涌

通常把由雷电在电缆上电击或感应产生的瞬变过电压脉冲称为浪涌（Surge）。Surge 也有被翻译成突波的。浪涌还可以由其他因素产生，一些资料将浪涌分为 5 个组成部分，见表 7-3。

表 7-3浪涌电压

| 浪涌电压 | 分 类   |           | 产生浪涌电压的原因    |
|------|-------|-----------|--------------|
|      | 雷 击   | 直击雷       | 雷击直接电击电源或信号线 |
|      |       | 感应雷       | 静电感应         |
|      |       |           | 电磁感应         |
|      | 线路涌浪  | 故障浪涌      | 相线与地短路引起的过电压 |
|      |       |           | 一相开路引起的过电压   |
|      |       |           | 其他原因         |
|      |       | 系统开关过电压   | 无负载时开关       |
|      |       |           | 切断电流         |
|      |       |           | 容性或感性负载开关    |
|      |       |           | 整流           |
|      |       |           | 其他原因         |
|      | 电磁感应  | EMI/RFI * | 使用电吹风，无绳电话等  |
|      | 静电感应  |           | 人体静电，摩擦静电等   |
|      | 核电磁脉冲 |           | 核爆炸          |

浪涌电压可以从电源线或信号线等途径窜入电气、电子设备，并损坏设备。

(1) 电源浪涌

电源浪涌并不仅源于雷击，当电力系统出现短路故障、投切大负荷时都会产生电源浪涌，电网绵延千里，不论是雷击还是线路浪涌发生的几率都很高。当距您几百公里的远方发生了雷击时，雷击浪涌通过电网光速传输，经过变电站等衰减，到您的设备时可能仍然有上千伏。这个高压很短只有几十到几百个微秒，或者不足以烧毁电子设备，但是对于电子设备内部的半导体元件却有很大的损害，或有可能造成您重要数据的丢失。

图 7-10 是美国 GE 公司测定一般家庭、饭店、公寓等低压配电线（美国是 110V，中国是 220V）在 10000 小时（约一年零两个月）内在线间发生的各种电压值浪涌的次数，我们

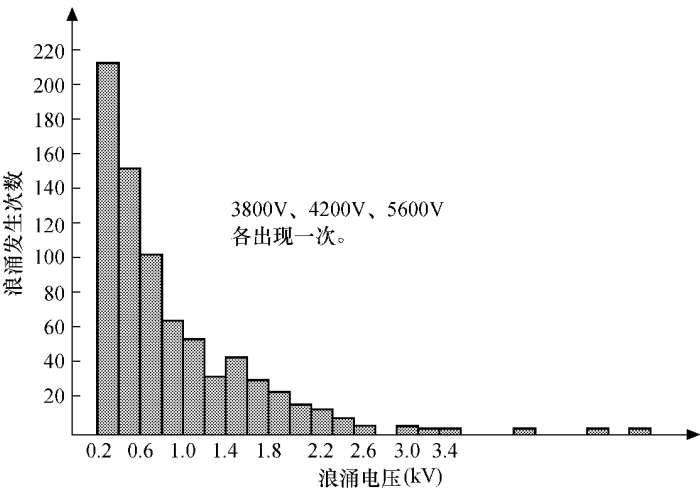


图 7-10 出现在配电线上的浪涌电压

可以看到超出原工作电压一倍以上的浪涌电压次数达到 800 余次，其中超过 1000V 的就有 300 余次。这样的浪涌电压完全有可能在其中一次损坏电脑或家用电器。

## (2) 信号系统浪涌

信号系统浪涌电压的主要来源是感应雷击、电磁干扰、无线电干扰和静电干扰。金属物体（如电话线）受到这些干扰信号的影响，会使传输中的数据产生误码，影响传输的准确性和传输速率。排除这些干扰将会改善网络的传输状况。

### 4. 雷电过电压（浪涌）对机房电子设备造成损害的主要途径

95% 的闪电发生在云对云之间，产生几百千安的电流和极强的闪电电磁脉冲（LEMP），如图 7-11 所示，雷电过电压（浪涌）对机房电子设备造成损害的主要途径有：

- (1) 网络数据线路在远端遭受直接或感应雷击，沿网络线路进入设备；
- (2) 有线通讯线路在远端遭受直接或感应雷击，沿通讯线路进入设备；
- (3) 建筑物内部的各种线路，通过感应雷击电磁脉冲辐射，进入设备；
- (4) 电源供电线路在远端遭受直接或感应雷击，沿供电线路进入设备；
- (5) 地电压过高，反击进入设备；
- (6) 天线遭受直接雷击或感应雷击；
- (7) 避雷针引下线，在避雷针接闪泄放雷电流时，产生 LEMP 电磁脉冲辐射；
- (8) 临近建筑物或附近地面、树木等遭受雷击，同时带来 LEMP 和附近地面的跨步电压（地电压反击）。

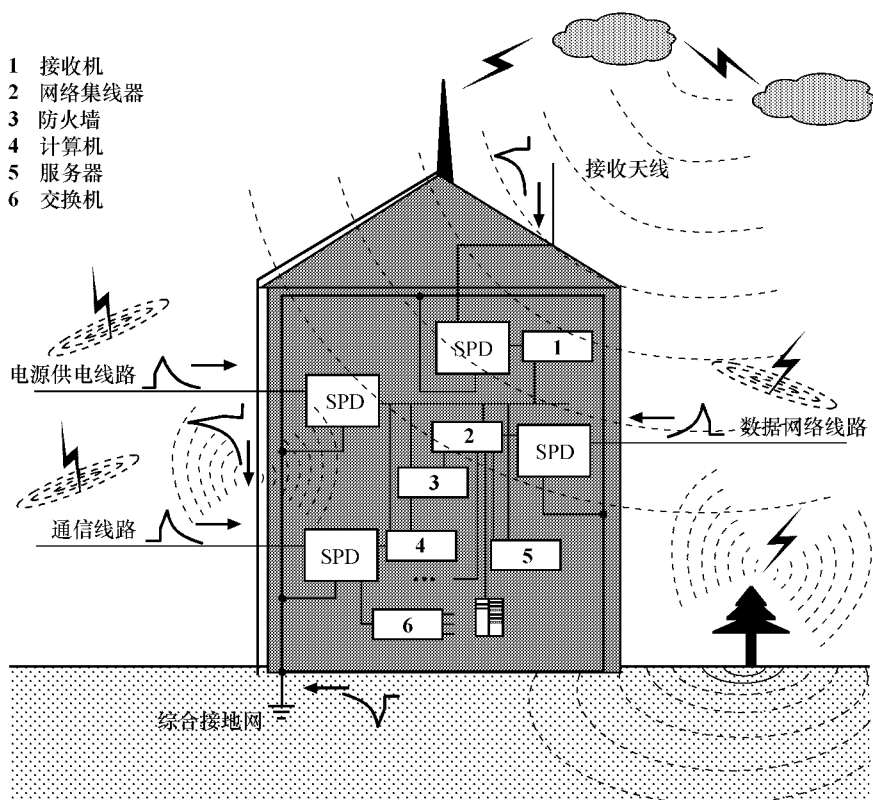


图 7-11 雷电过电压对电子设备造成损害的主要途径

7.2.2 雷击与瞬变脉冲电压

直击雷发生时，由于其二次感应效应即透过电阻性及电感性而破坏电子设备。造成破坏是因为它在电源线、信号线或数据线上产生了瞬变（毫秒至微秒级）脉冲过电压（如图 7-12 所示）。

这种瞬变脉冲电压的峰值远远高于一般设备所能承受的 700V 水平。根据国际上多个防雷标准如 ASI768、IEEE-587、IEC-1024 等，把一个建筑物内的电源输入及数据线所能感应到的最高电压及电流分为 A，B，C，D 及 E 五区，如图 7-13 所示。

每区的最高感应电压及电流又以此建筑物的所在位置不同而分为高、中及低雷击风险度，不同风险度有不同的感应电压及电流，详细数据见表 7-4。

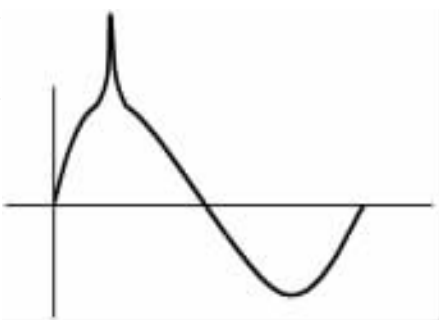
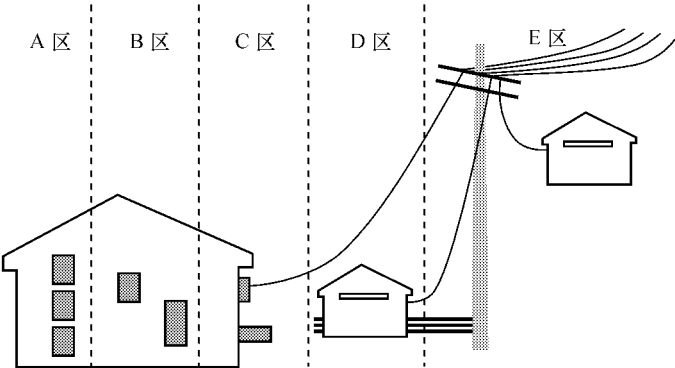


图 7-12 瞬变脉冲电压



| 类 别 | 定 义                           | 模拟雷电波形（按最高等级）                            |
|-----|-------------------------------|------------------------------------------|
| A 区 | 建筑物最深处，离主进线电源柜最少 18m 后的电源输出位置 | 6kV (1.2/50 $\mu$ s)，500A (8/20 $\mu$ s) |
| B 区 | 离主进线电源柜最少 9m 后的电源输出位置         | 6kV (1.2/50 $\mu$ s)，3A (8/20 $\mu$ s)   |
| C 区 | 主进线电源柜及其隔墙外                   | 20kV (1.2/50 $\mu$ s)，10A (8/20 $\mu$ s) |
| D 区 | 半山/高地/空旷地方                    | 可达 120 kA                                |
| E 区 | 高山地区/高雷击区                     | 可达 200 kA                                |

图 7-13 雷电感应国际分级简图

表 7-4 A、B、C 区的最高感应电压和电流

| A 区电源输入雷电感应 |             |            |
|-------------|-------------|------------|
| 雷击风险度       | 最高感应电压 (kV) | 最高感应电流 (A) |
| 低           | 2           | 167        |
| 中           | 4           | 333        |
| 高           | 6           | 500        |
| B 区电源输入雷电感应 |             |            |
| 雷击风险度       | 最高感应电压 (kV) | 最高感应电流 (A) |
| 低           | 2           | 1          |
| 中           | 4           | 2          |

续表

| B 区电源输入雷电感应 |            |           |
|-------------|------------|-----------|
| 高           | 6          | 3         |
| C 区电源输入雷电感应 |            |           |
| 雷击风险度       | 最高感应电压（kV） | 最高感应电流（A） |
| 低           | 6          | 3         |
| 中           | 10         | 5         |
| 高           | 20         | 10        |
| C 区数据线雷电感应  |            |           |
| 雷击风险度       | 最高感应电压（kV） | 最高感应电流（A） |
| 低           | 1.5        | 2.5       |
| 中           | 3          | 5         |
| 高           | 5          | 10        |

虽然每次雷电产生时其冲击波所维持的时间不是完全一样，但国际标准如 IEEE-587，BS6651、IEC1024、UL 等等用于测试防雷器性能的雷电模拟脉冲都如图 7-14 所示。

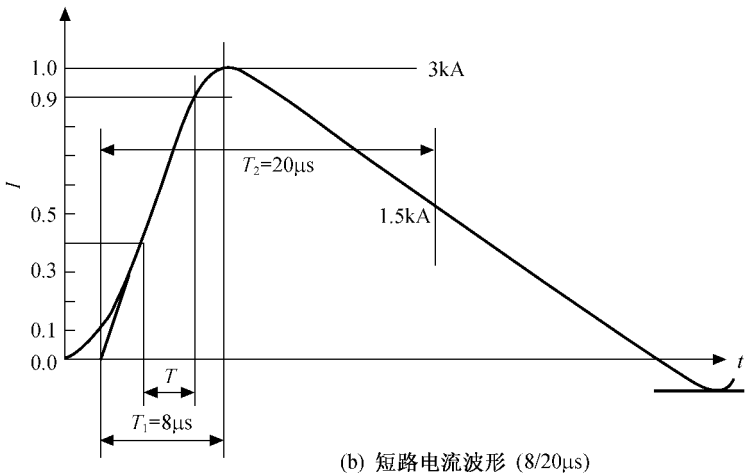
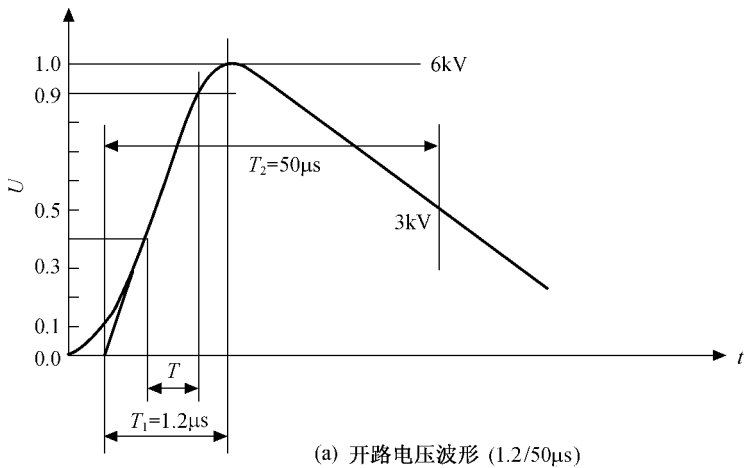


图 7-14  雷电模拟脉冲

7.2.3 雷害的防护

1. 完整的防雷方案

一个完整的防雷方案应包括两方面，即直击雷的防护和感应雷的防护，缺一不可。

(1) 直击雷

直击雷防护主要是使用避雷针、女儿墙避雷带、导地体和接地网，再加上主体钢筋而形成一个笼式框架即所谓“法拉第网”。这个笼式的框架，如要达到理想的效果，那么在没有避雷针的情况下，必须在最高部位布有不大于  $10\text{m} \times 20\text{m}$  的金属网格，如图 7-15 所示，整座建筑物的金属体如水管、铁门、天线等都要与这笼式框架连在一起，以达到最理想的防雷保护作用。

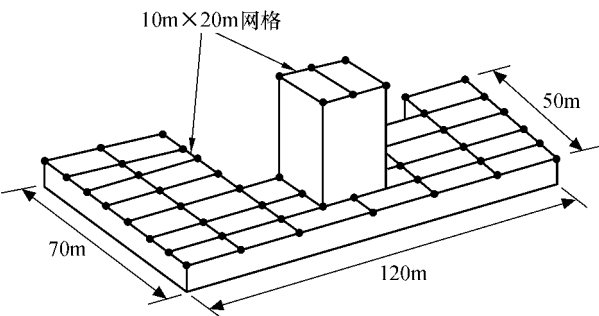


图 7-15 法拉第网

这也合乎我国建筑物防雷设计规则（GB50057—94），而且接地电阻会少于  $10\Omega$ 。

1752 年在富兰克林对避雷针的保护特性研究中发现，避雷针所能保护的範圍会因建筑物的高度不同而受影响，在不超过 20m 高度的情况下，所有在其  $45^\circ$  角方圆范围内的物体都会得到保护，而随着高度的增加，保护范围会减少，如图 7-16 所示。

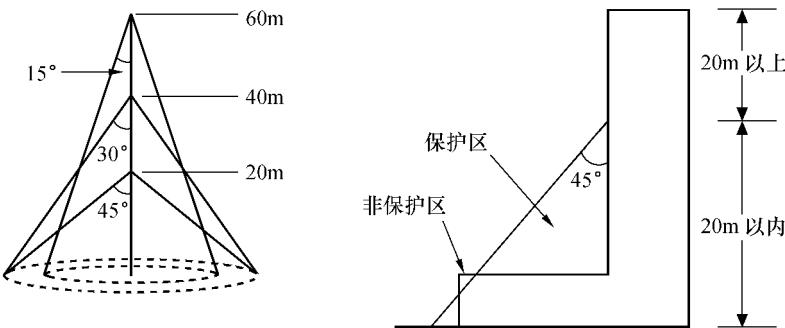


图 7-16 避雷针的保护范围

在比较高的建筑物的情况下，如 120m，其保护范围一般会根据“滚球原理”的方法得出，如图 7-17 所示。

(2) 感应雷

如前所述，感应雷主要是透过电源线、信号线或数据线入侵而破坏电子设备，所以感应雷的防护是要在各种线路的进出端口安装适当而优良的防雷器。如何决定是否要在某个地方安装防雷器，基本上可从以下因素去考虑：

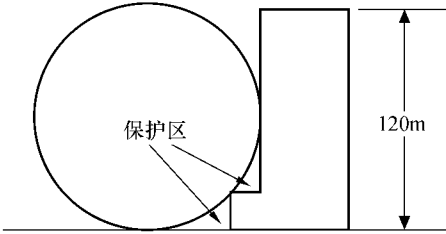


图 7-17 滚球原理



- ① 设备所在的地方是否处于高雷击区且经常有雷电发生；
- ② 设备本身的价值是否很高，值得保护；
- ③ 设备一旦发生损坏，是否容易导致人员伤亡；
- ④ 如设备本身价值不高，那么一旦它遭雷电击坏后，是否导致较严重的间接经济损失；
- ⑤ 接地网的设计及连接情况；
- ⑥ 设备的外接线路是否加有屏蔽，并且远离建筑物的接地金属体。

防雷器必须具备以下条件：

- ① 动作时间快，小于  $25\text{ns}$ ；
- ② 相容性，它不会对其所保护的设备或线路造成任何干扰及中断；
- ③ 能承受高电流，虽然直击雷电流可达  $200\text{kA}$ ，但一般二次感应雷电流不会超过  $10\text{kA}$

因此防雷器必须能承受  $10\text{kA}$  或以上的雷电电流；

④ 低“允通”电压，能把  $6000\text{V}$  的雷电冲击电压降到  $600\text{V}$ ，是一般电子设备所能承受的范围，即低于  $700\text{V}$ ；

- ⑤ 全面保护，电源防雷器必须能提供，相线对地线、中线对地线及相线对中线的全面保护；
- ⑥ 反复使用，在正常使用情况下可承受多次感应雷击，而自动回复原始保护状态；
- ⑦ 长寿命，经过老化测试能连续工作 20 年左右；
- ⑧ 安装简易。

## 2. 电源系统的防雷电过电压（浪涌）保护

对于低压供电系统，浪涌引起的瞬态过电压（TVS）保护，最好采用分级保护的方式来完成。从供电系统的入口（比如大厦的总配电房）开始逐步进行浪涌能量的吸收，对瞬态过电压进行分阶段抑制。通常采用三级保护。

第一级保护，应是连接在用户供电系统入口进线各相和大地之间的大容量电源防浪涌保护器（SPD, Surge Protection Device）。一般要求该级电源保护器具备每相  $100\text{kA}$  以上的最大冲击容量，要求的限制电压应小于  $1500\text{V}$ 。我们称为 CLASS I 级电源防浪涌保护器。这些电源防浪涌保护器是专为承受雷电和感应雷击的大电流和高能量浪涌能量吸收而设计的，可将大量的浪涌电流分流到大地。它们仅提供限制电压（冲击电流流过 SPD 时，线路上出现的最大电压成为限制电压）为中等级别的保护，因为 CLASS I 级的保护器主要是对大浪涌电流的吸收。仅靠它们是不能完全保护供电系统内部的敏感用电设备。

第二级保护，应该是安装在向重要或敏感用电设备供电的分路配电设备处的电源防浪涌保护器。这些 SPD 对于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，对于瞬态过电压具有极好的抑制作用。该处使用的电源防浪涌保护器要求的最大冲击容量为每相  $45\text{kA}$  以上，要求的限制电压应小于  $1200\text{V}$ 。我们称为 CLASS II 级电源防浪涌保护器。一般的用户供电系统作到第二级保护就可以达到用电设备运行的要求了（参见 UL1449-C2 的有关条款）。

第三级保护，可在用电设备内部电源部分使用一个内置式的电源防浪涌保护器，以达到完全消除微小瞬态的瞬态过电压的目的。该处使用的电源防浪涌保护器要求的最大冲击容量为每相  $20\text{kA}$  或更低一些，要求的限制电压应小于  $1000\text{V}$ 。对于一些特别重要或特别敏感的电子设备，具备第 3 级的保护是必要的。同时也可以保护用电设备免受系统内部产生的瞬态过电压影响。

## 3. 信号系统的防雷保护

数据信号传输线路采用有线传输方式时，其线缆宜采用屏蔽电缆或穿管埋地引入。在线

缆与信号接收器间安装 SPD。传输设备的天馈线应在 LZP0 区与 LZPZ1 区（参见 IEC 的防雷分区）交界处穿金属管屏蔽接地引入。在天馈线的发射设备端和接入设备端应安装 SPD。进入主机房的电话线宜穿金属管屏蔽接地引入，并应在接线盒前端的电话组线箱内安装 SPD。由同轴电缆或双绞线上网时，应在同轴电缆或双绞线上安装 SPD。使用含有金属部件的光缆传输时，应在光缆的终端将金属部件通过开关型 SPD 接到等电位上。

数据信号传输线路上安装 SPD，其接口、传输速率、特性阻抗、插入损耗、频带宽度等均必须能满足传输线路要求。

4. 其他保护技巧

共地的接地方式如图 7-18 所示，这是现今国际上推举的最佳接地方式，对于直击雷防护方面能起到一个既经济而又能达到低接地电阻的效果，有利于雷电流的泄放，另一方面对于感应雷的防护，因电阻性耦合（地电位差）所产生的破坏也可减到最小。

雷害的防护技巧可以总结为以下几点：

- (1) 一套良好的建筑物避雷网；
- (2) 外置设备尽量置于建筑物避雷网的保护角度方圆范围内；
- (3) 采用共地的接地措施；
- (4) 在电源、信号或数据线的各进出端口安装良好的防雷器；
- (5) 室内的设备应尽量远离建筑物避雷网导体金属体；
- (6) 室内的布线，包括各类传输线之间应尽量减少环路；
- (7) 尽量采用光纤。

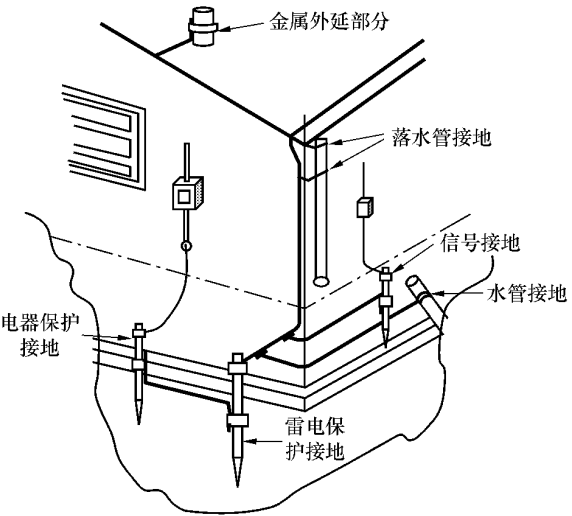


图 7-18 共地的接地方式

7.3 静电放电（ESD）产生的电磁干扰

7.3.1 ESD 的基本概念

1. 静电

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。

2. 静电的产生

(1) 接触分离起电。任何两个不同材质的物体接触后再分离，即可产生静电。当两个不同的物体相互接触时就会使得一个物体失去一些电荷如电子转移到另一个物体使其带正电，而另一个体得到一些剩余电子的物体而带负电。若在分离的过程中电荷难以中和，电荷就会积累使物体带上静电，所以物体与其他物体接触后分离就会带上静电。

(2) 摩擦起电。实质上摩擦起电是一种接触又分离的造成正负电荷不平衡的过程。摩擦

是一个不断接触与分离的过程。因此摩擦起电实质上是接触分离起电，而产生静电的最普通方法，就是摩擦生电。材料的绝缘性越好，越容易是使用摩擦生电。

摩擦起电是一个机械过程，依靠相对表面移动传送电量。传送的电量取决于接触的次数、表面粗糙度、湿度、接触压力、摩擦物质的摩擦特性以及相对运动速度。一个人或一辆车所能带的电量的电压值很大程度上由它们的电容决定。

(3) 感应起电。针对导电材料而言，因电子能在它的表面自由流动，如将其置于一电场中，由于同性相斥，异性相吸，正负离子就会转移。

(4) 传导起电。针对导电材料而言，因电子能在它的表面自由流动，如与带电物体接触，将发生电荷转移。

### 3. 静电放电

静电放电 (ESD, ElectroStatic Discharge) 是两个具有不同静电电位的物体，由于直接接触或静电场感应引起两物体间的静电电荷的转移。静电电场的能量达到一定程度后，击穿其间介质而进行放电的现象就是静电放电。

ESD 在一个对地短接的物体暴露在静电场中时发生。两个物体之间的电位差将引起放电电流，传送足够的电量以抵消电位差。这个高速电量的传送过程即为 ESD。在这个过程中，将产生潜在的破坏电压、电流以及电磁场。ESD 产生强大的尖峰脉冲电流，这种电流中包含丰富的高频成分，其上限频率可以超过 1GHz，取决于电平、相对湿度、靠近速度和放电物体的形状。在这个频率上，典型的设备电缆甚至印制板上的走线会变成非常有效的接收天线。因而，对于典型的模拟或数字电子设备，ESD 倾向于感应出高电平的噪声，它会导致电子设备严重地损坏或操作失常。

当距 ESD 位置距离较近时，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干扰。图 7-19 示出了一个 4kV 静电放电在不同距离上产生的电磁场。

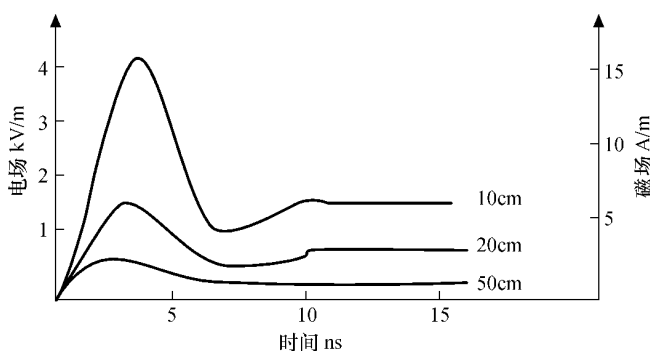


图 7-19 ESD 产生的电磁场

### 4. ESD 的模型

为了深入研究并防护 ESD，通过长期、大量的观测、实验研究已经总结出许多 ESD 产生危害的模型，其中，最常用的 3 种 ESD 模型如下所述：

(1) 人体模型，即指当人体活动时身体和衣服之间的摩擦产生摩擦电荷。人体的表面积大概相当于直径 1m 的球体。因此人体的电容大概为 50pF。另外，人体还与周围其他物体之间有电容，因此人体的电容量大约为 250pF。

人体的放电模型是 LCR 串连网络。电感常常被忽略，但电感值决定了放电电流的上升

时间。 $R$  的范围是  $500\Omega\sim10k\Omega$ 。取决于人体的哪一部分放电。手指放电,  $R$  约为  $10k\Omega$ , 手掌约为  $1k\Omega$ , 若用手握住金属体, 约为  $500\Omega$ 。

当人们手持 ESD 敏感的装置而不先拽放电荷到地, 摩擦电荷将会移向 ESD 敏感的装置而造成损坏。

(2) 微电子器件带电模型, 即指这些 ESD 敏感的装置, 尤其对塑料件, 当在自动化生产过程中, 会产生摩擦电荷。而这些摩擦电荷通过低电阻的线路非常迅速地泻放到高度导电的牢固接地表面, 因此造成损坏, 或者通过感应使 ESD 敏感的装置的金属部分带电而造成损坏。

(3) 场感类模型, 即有强电场围绕, 这可能来之于塑性材料或人的衣服, 会发生电子转化跨过氧化层。若电位差超过氧化层的介电常数, 则会产生电弧以破坏氧化层, 其结果为短路。

其他的模型还有: 机器模型、场增强模型、人体金属模型、电容耦合模型、悬浮器件模型等。

5. ESD 的特性

在 ESD 中, 波源附近的电磁场常显示出以下的趋势: 当电压相对来说比较低时, 脉冲窄并且上升沿陡; 随着电压值增加时, 脉冲变成具有长的拖尾的衰减振荡波。

图 7-20 (a) 表明 ESD 产生的 EMI 场强随放电电压的增长成减小的趋势。而放电脉冲的上升时间随着电火花间隙和放电电压的增大而变长 (如图 7-20 (b) 所示)。同时, 随着火花间隙的增大 (增加放电电压), 从离火花一定距离的地方观察到的频谱集中在低频范围内。

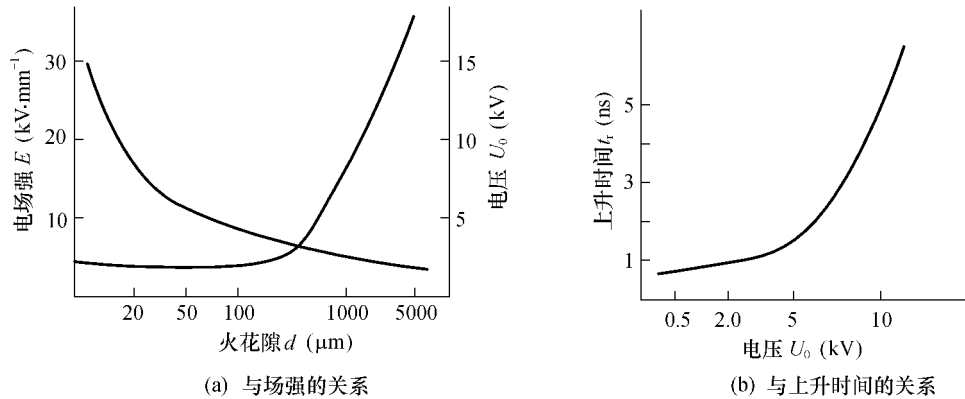


图 7-20 放电电压与场强及上升时间的关系

ESD 场的研究采用解析分析的方法, 它是基于一个简单的电偶极子模型。电火花模型简化为短的、与时间相关的线性源 (或电偶极子), 位于无限大的接地平板上。辐射场是由两个因素决定的: 瞬态电流的值以及它的上升时间。其中一个因素可能比另一个更显著, 这取决于观测点的位置是在 ESD 火花的近场区还是在远场区。

电场倾向于激励高阻天线和电压敏感性电路, 因而可以通过使某些潜在天线的阻抗变小而使这种激励减小。但这样可能增强磁场骚扰, 因为磁场比电场更容易穿透低阻抗屏蔽。磁场容易激发孔洞和缝隙泄漏, 最容易被低阻天线特别是电路回路接收, 因而避免使用回路是一条好的设计导则。但因为回路很难识别, 不使用回路难以实现。

解析分析显示 ESD 近场是磁场，磁场直接依赖于 ESD 电流。由此，可以预测最大的场强与最大的电流电平有关。磁场的远场与电场一样，依赖于对时间的导数。因而，具有低电平，高速上升沿的 ESD 放电火花将对周围的设备产生最大的骚扰。

### 7.3.2 ESD 对电子设备的影响

ESD 对电路的干扰有两种机理：一种是静电放电电流直接流过电路，对电路造成损坏；另一种是静电放电电流产生的电磁场通过电容耦合，电感耦合或空间辐射耦合等途径对电路造成干扰。

ESD 电流产生的场可以直接穿透设备，或通过孔洞、缝隙、通风孔、输入输出电缆等耦合到敏感电路。当 ESD 电流在系统内部流动时，它们激发路径中所经过的天线，这些天线的发射效率主要依赖于尺寸。ESD 脉冲所导致的辐射波长从几厘米到数百米，这些辐射能量产生的电磁噪声将损坏电子设备或骚扰它们的运行。ESD 对电路工作影响的机理可参见图 7-21。

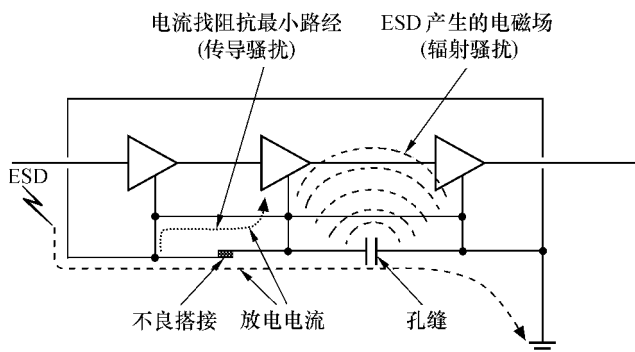


图 7-21 ESD 对电路工作影响的机理

电磁噪声可通过传导或辐射方式进入电子设备、电路及 ESD 的近场。辐射耦合的基本方式可以是电容或电感方式，取决于 ESD 源和接受器的阻抗。在远场，则存在电磁场耦合。

如果 ESD 感应的电压和/或电流超过电路的信号电平，电路操作将失常。在高阻电路中，电流信号很小，信号用电压电平表示，此时电容耦合将占主导地位，ESD 感应电压为主要问题。在低阻电路中，信号主要为电流形式，因而电感耦合占主导地位，ESD 感应电流将导致大多数电路出现问题。

两种主要的破坏机制是：①由于 ESD 电流产生热量导致设备的热失效；②由于 ESD 感应出高的电压导致绝缘击穿。两种破坏可能在一个设备中同时发生，例如，绝缘击穿可能激发大的电流，这又进一步导致热失效。

因为使设备产生损坏比导致它失常所必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。这就是说，造成损坏，ESD 电火花必须直接接触电路，而辐射耦合通常只导致失常。

### 7.3.3 防护 ESD 影响的设计及措施

#### 1. 减小 ESD 影响的设计原则

有很多办法减小 ESD 产生的 EMI 影响：完全阻止 ESD 的产生，阻止 EMI 耦合到电路

或设备以及通过设计工艺增加设备固有的抗骚扰性。

在一个环境中控制 ESD 而完全阻止 ESD 的产生是有可能实现的。但是对于场中的设备，必须通过设计工艺来增强系统的抗骚扰性。常用的设计方法是在设备危险点，例如输入端和地之间设置保护电路，这些电路仅仅在 ESD 感应电压超过限值时发挥作用。它们提供低阻抗的切换通道，系统存储的电荷可以由这些通道安全地流入地。保护电路可以包括多个电流分流单元。在工作时间，其中的一个单元能迅速打开，分流 ESD 电流，直到第 2 个更强力的单元被激活。集成电路中的保护单元主要功能是避免设备损坏。为了避免设备功能失效，例如，可以将计算机锁定，将对包含集成电路的电子电路采取附加保护措施。

### 2. 减小 ESD 影响的附加保护措施

电路的设计中应考虑到不允许出现无限制的等待或截止状态。

设备中不用的输入端不允许处于不连接或悬浮状态。

滤波器（分流电容或一系列电感或两者的结合）阻止 ESD 耦合到设备。如果输入为高阻抗，一个分流电容滤波器（使用杂散电感非常小的电容）最有效，因为它的低阻抗将有效地旁路高的输入阻抗，分流电容越接近输入端越好（在保护设备的管脚的 3~4cm 以内）。如果输入阻抗低，使用一系列铁氧体元件可以提供最好的滤波，这些铁氧体元件也应尽可能接近输入端。

在 1 ns 内可以打开的瞬态抑制器可用于代替分流电容，这些抑制器在打开并开始导通之前必须有高达几百微法的电容。

PCB 设计在提高系统的 ESD 抗骚扰特性中起着重要的作用，PCB 上的走线是 ESD 产生 EMI 的发射天线。为了把这些天线的耦合降低，线要求尽可能地短，包围的面积尽可能地小。同时，当元件没有均匀的遍布一块大板的整个区域时，共模耦合得到了增强。使用多层板或地线网格减小耦合，也能抑制共模辐射噪声。

外壳设计是另一个阻止 ESD 辐射及传导耦合的关键。一个完整的封闭金属壳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。大多外壳在保持完整性的基础上还有孔洞、排气口、螺杆等，如果用几个小孔代替一个大孔，从 EMI 抑制的角度来说则更好。为减小 EMI 噪声，缝隙边沿每隔一定距离应使用电连接。

一个正确设计的电缆保护系统可能是提高系统非敏感性的关键。作为大多数系统中的最大的天线，电缆特别易于被 EMI 感应出大的电压和/或电流。从另一方面，电缆提供低阻抗通道，如果电缆屏蔽同机壳地连接可间接地避免传导耦合。为减少辐射 EMI 耦合到电缆，线长和回路面积要减小，应抑制共模耦合并且使用金属屏蔽。在电缆的两端，电缆屏蔽必须与壳体屏蔽连接。

除了硬件措施外，软件 EMI 方案也是减少系统锁定等严重失常的有效方法。软件 ESD 抑制措施分为两种常用的类型：刷新、检查并且恢复。刷新涉及到周期性地复位到休止状态，并且刷新显示器和指示器状态。只需进行一次刷新然后假设状态是正确的，其他的事就不用做了。检查过程用于决定程序是否正确执行，它们在一定间隔时间被激活，以确认程序是否在完成某个功能。如果这些功能没有实现，一个恢复程序被激活。

ESD 产生的电磁场能量会导致设备运行失常甚至损坏。电子噪声（EMI）通过传导或辐射方式影响电子设备，耦合到一个设备中集成电路上的能量与峰值电场以及电场的转化产

物成比例。

### 3. 常见的 ESD 影响电子设备问题与改进

图 7-22 示出了不良搭接造成的影响及改进措施, 若机箱两部分之间的搭接阻抗较高, 如  $0.1\Omega$ , 当静电放电电流流过搭接点时, 会产生电压降, 如放电电流为  $30\text{A}$  时, 会有  $3\text{V}$  的电压。如果电路利用这个机箱作为公共地, 则意味着不同电路的参考电位会相差  $3\text{V}$ 。这不能保证电路的正常工作。

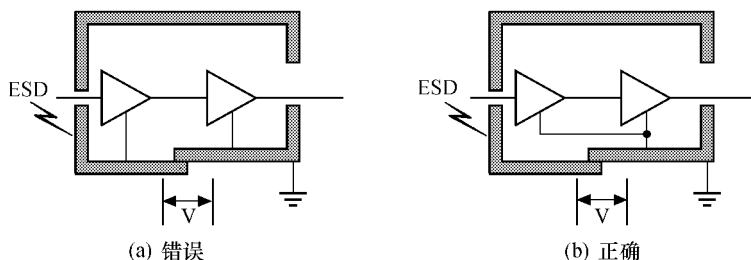


图 7-22 不良搭接的影响及改进

为了避免这种情况的发生, 可以采取两种办法: 一是减小机箱两部分之间的搭接阻抗, 另一种办法是采用单点接地。

这里还要注意的, ESD 电流的频率很高, 普通连接方式绝不意味着在这样高的频率下具有较低的阻抗。一定要按照搭接的规范进行搭接设计, 才能够保证对 ESD 具有真正低的阻抗,

图 7-23 是用增加屏蔽层来防护 ESD 的例子。图 7-23 (a) 表示在机箱中放有一电路板, 电路与机箱连接, 由于机箱不连续, ESD 电流会通过机箱同时也通过线路板泄放到地, 从而损坏线路板。在电路与机箱之间增加一层屏蔽, 屏蔽层应完全覆盖不连续处并与机箱连接 (如图 7-23 (b) 所示)。

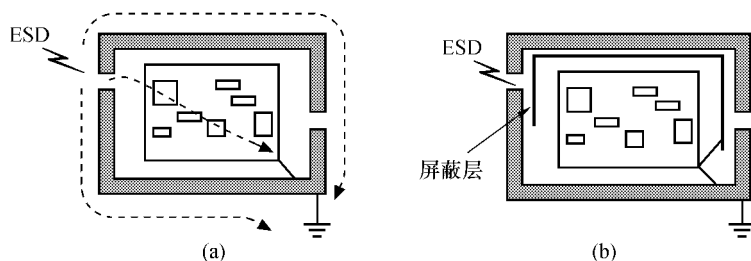


图 7-23 增加屏蔽层防护 ESD

图 7-24 示出了滤波电容对 ESD 的防护, 在信号线上安装一个对地的电容能够将电缆上感应的静电放电电流分流 ( $\text{ESD}_1$  感应的  $I_1$ ) 到机箱, 避免流到电路板上。但这个电容也会将机壳上的电流分流到信号线上 ( $I_2$ ) (如图 7-24 (a) 所示)。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一只铁氧体磁珠, 增加流向线路板的路径的阻抗 (如图 7-24 (b) 所示)。需要注意的是, 电容的耐压一定要满足要求, ESD 的电压可以高达数千伏。

图 7-25 表示 ESD 二次放电的防护。通常机箱内的电路会通过 I/O 电缆、电源线等接地, 当机箱上发生静电放电时, 机箱的电位上升, 而内部电路由于接地, 电位保持在地电位附近。这时, 机箱与电路之间存在着很大的电位差。这会在机箱与电路之间引起二次电弧

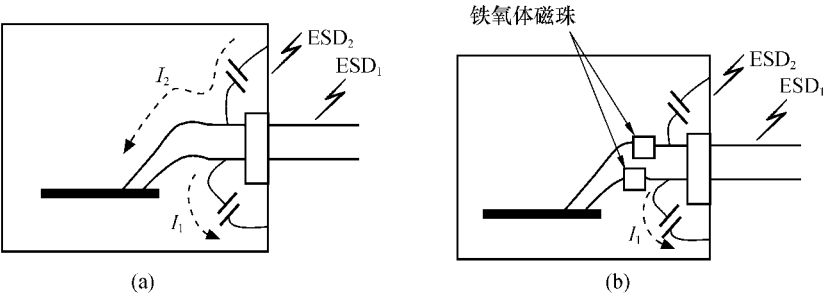


图 7-24 滤波电容对 ESD 的防护

(如图 7-25 (a) 所示)。由于没有电阻限流，这个电弧产生的电流可能很大。使电路造成损坏。当外壳没有接地时，机箱上的电位更高，可达到与静电源相当的程度。因此屏蔽机箱应接地。通过增加电路与外壳之间的距离可以避免二次电弧的发生。对于接地的场合，间隙耐压要达到 1500V，对于未接地的场合，间隙耐压要达到 25000V。当电路与外壳之间的距离不能增加时，可以在外壳与电路之间加一层接地的挡板，挡住电弧。这种方法常用在键盘和面板上。

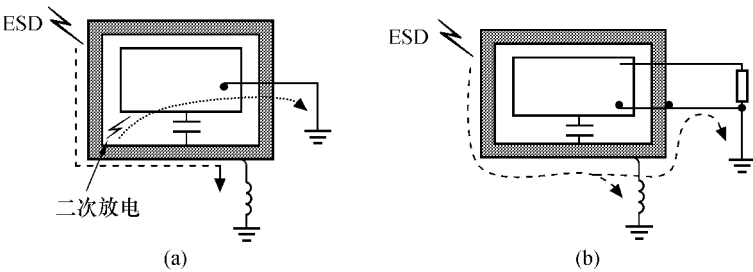


图 7-25 ESD 二次放电的防护

另外一种办法是把线路板与机箱连接在一起（如图 7-25 (b) 所示），如果电路与机箱连在一起，则只应通过一点连接。防止电流流过电路。当机箱上发生静电放电时，机箱的电位升高，由于线路板与机箱连接在一起，电路板的电位也同时升高。这时，干扰被以共模方式传到电缆上，并作用到另一端的设备上。若电缆是信号线，可能造成电路的损坏。线路板与机箱连接的点应在电缆入口处。

图 7-26 显示的是用屏蔽电缆对 ESD 防护。两个机箱之间用屏蔽电缆连接，通过电缆的屏蔽层将两个机箱连接在一起。这样可以使两个机箱之间的电位差尽量小。这里，机箱与电缆屏蔽层之间的搭接方式很重要。表 7-5 列出了一组实验数据。当一个机箱上发生 10000V 的静电放电时，另一个机箱上信号线与地之间的电压随着电缆屏蔽层的搭接方式不同而变化。

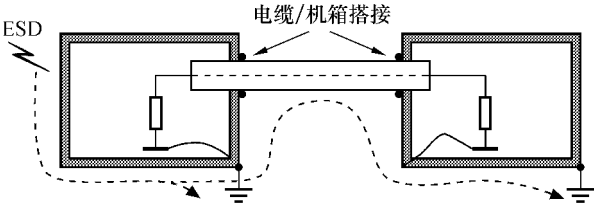


图 7-26 用屏蔽电缆对 ESD 防护



表 7-5 静电放电实验数据

| 屏蔽层搭接方式                            | 信号线对地之间的电压     |
|------------------------------------|----------------|
| 无屏蔽层或屏蔽层与机箱不连接                     | $>500\text{V}$ |
| 屏蔽层用导线与机箱连接                        | $16\text{V}$   |
| 屏蔽层焊接到连接器上，连接器通过螺钉与机箱连接            | $2\text{V}$    |
| 屏蔽层焊接到连接器上，连接器与机箱之间 $360^\circ$ 搭接 | $1.25\text{V}$ |
| 屏蔽层直接与机箱 $360^\circ$ 搭接            | $0.6\text{V}$  |

在实验中，发生静电放电一侧的机箱与电缆屏蔽层之间  $360^\circ$  搭接，而另一端采取不同的搭接方式。

图 7-27 表示用共模扼流圈抑制 ESD。在互联电缆上安装一个共模扼流圈可以使静电放电造成的共模电压降在扼流圈上，而不是另一端的电路。由于静电放电电流的上升时间很短，因此扼流圈的寄生电容必须最小化。

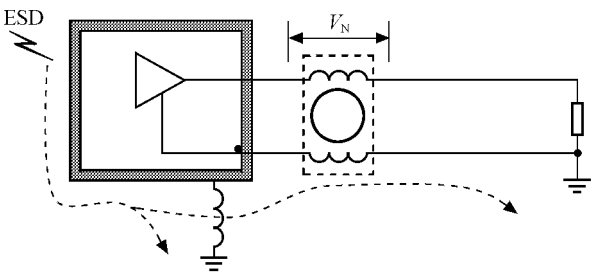


图 7-27 用共模扼流圈抑制 ESD

7.4 抑制瞬变骚扰的常用器件

由于滤波器的特性阻抗与电网以及负载阻抗不匹配，使得滤波器对瞬变骚扰的抑制能力变得非常有限。目前对付瞬变骚扰的最有效办法是采用瞬变骚扰吸收器。

常用的瞬变骚扰吸收器件有气体放电管（也称避雷管）、压敏电阻和硅瞬变电压吸收二级管。

瞬变吸收器最基本的使用方法就是直接与被保护的用电设备并联，以便对超过被保护设备预定电压值的情况进行能量转移。在评价这一参数时，可以取一种或几种特殊形状脉冲波形的峰值电流来考核。目前用的最多的是  $8/20\mu\text{s}$  的冲击电流（电流脉冲的前沿是  $8\mu\text{s}$ ，半峰值持续时间是  $20\mu\text{s}$ ）。也有用  $10/1000\mu\text{s}$  的冲击电流（前沿  $10\mu\text{s}$ ，半峰值持续时间是  $1000\mu\text{s}$ ）。前者是符合 IEC801-5 的标准电流脉冲波形，这也是目前许多国际和国内行业及产品标准中经常可以见到的一种用来考核设备抗扰性的脉冲波形。后者则多见于电信系统测试标准中的一种脉冲波形。

7.4.1 气体放电管

气体放电管又称避雷管，管内充有一定种类和一定浓度的惰性气体。当瞬变电压出现时，管内的气体被电离，它就立即变为短路状态，于是气体放电管两端的电压便迅速降到一

个很低的值上，它使大部分的瞬变能量被转移掉了，如图 7-28 所示。气体放电管的这种特性保护了设备免遭瞬变电压的破坏或干扰。

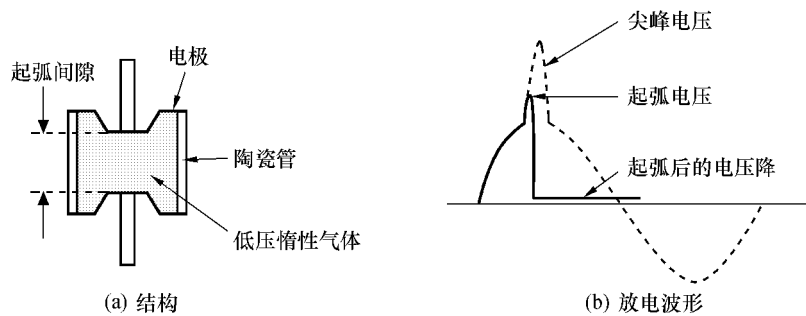


图 7-28 气体放电管的工作原理

表 7-6 给出了一些气体放电管的主要特性参数。

表 7-6 气体放电管的主要特性参数

| 序 号 | 直流起弧电压 (V)    | 浪涌起弧电压 (5kV/ $\mu$ s) | 浪涌放电电流 (kA (8/20 $\mu$ s)) | 放电寿命 (10/1000 $\mu$ s) | 电流中断电压 (V) | 气体放电管长度 (mm) (直径为 8mm) |
|-----|---------------|-----------------------|----------------------------|------------------------|------------|------------------------|
| 1   | 90 $\pm$ 20%  | Max. 1000 V           | 10                         | 100A $\times$ 1000 次   | 50         | 6.7                    |
| 2   | 145 $\pm$ 20% | Max. 1000 V           | 10                         | 100A $\times$ 1000 次   | 70         | 6.7                    |
| 3   | 230 $\pm$ 15% | Max. 1000 V           | 10                         | 100A $\times$ 1000 次   | 140        | 6.7                    |
| 4   | 350 $\pm$ 15% | Max. 1100 V           | 10                         | 100A $\times$ 1000 次   | 150        | 7.2                    |
| 5   | 470 $\pm$ 15% | Max. 2000 V           | 10                         | 100A $\times$ 1000 次   | 150        | 7.2                    |
| 6   | 600 $\pm$ 15% | Max. 2500 V           | 10                         | 100A $\times$ 1000 次   | 150        | 7.8                    |
| 7   | 800 $\pm$ 15% | Max. 2500 V           | 10                         | 100A $\times$ 1000 次   | 150        | 7.8                    |
| 8   | 230 $\pm$ 20% | Max. 1000 V           | 10                         | 500A $\times$ 100 次    | 115        | 11.7                   |
| 9   | 250 $\pm$ 20% | Max. 1000 V           | 10                         | 500A $\times$ 100 次    | 115        | 11.7                   |
| 10  | 350 $\pm$ 20% | Max. 1200 V           | 10                         | 500A $\times$ 100 次    | 150        | 11.7                   |
| 11  | 400 $\pm$ 20% | Max. 1200 V           | 10                         | 500A $\times$ 100 次    | 150        | 11.7                   |

从表 7-5 的数据可以看出气体放电管具有很强的浪涌电流吸收能力。另外，气体放电管还具有很高的绝缘电阻（在起弧以前，大于  $10^4\text{M}\Omega$ ）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。但是从它对浪涌起弧电压值的响应来看，与直流起弧电压之间存在着明显的差异。例如，对直流放电起始电压为  $90\text{V}$  的气体放电管来说，它对电压上升速率为  $5\text{kV}/\mu\text{s}$  的浪涌波，起弧电压要达到  $1000\text{V}$ 。这表明气体放电管对浪涌电压的响应速度较低。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如下所述：

(1) 用在电源线或电话线入口处，作为抑制来自闪电、电力设备瞬时开关等的浪涌电压的第一级保护。该器件一般用在需要加强保护的地方，且不易老化、不易被发现。它主要应用在交流电源线或电流受限的直流传输线（电话、无线电台）处，限制浪涌电流流入。

(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，不能改变系统的阻抗特性，因此它非常适合用于高频传输线。

#### 7.4.2 压敏电阻

压敏电阻又称金属氧化物变阻器，压敏电阻中含有氧化锌、铋、钴、锰和其他金属氧化物。其本体结构是在晶粒周围覆有一层玻璃釉的、能导电的氧化锌材料所构成（如图 7-29（a）所示）。这种结构形成了 PN 结半导体特性，是一种多结并联和串联在一起的器件。串联起来的结有着较高的电压额定值；而并联起来的结则有着较高的电流额定值。至于它吸收的能量额定值则取决于电压与电流两方面，并与压敏电阻的体积成正比。总之，厚度正比于电压，面积正比于电流，体积正比于能量。

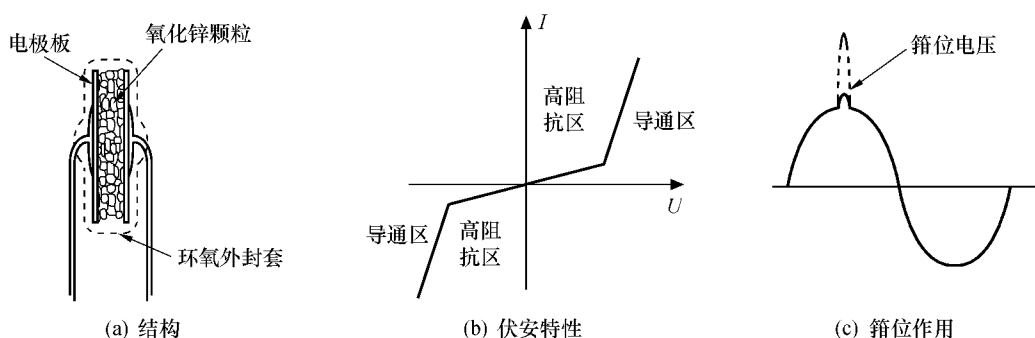


图 7-29 压敏电阻的工作原理

压敏电阻是电压敏感型器件，当加在压敏电阻两端的电压低于额定电压时，它的电阻几乎是无穷大，而稍为超过额定值后，电阻值便急剧下降，反应时间为纳秒级。

压敏电阻的伏安特性曲线（如图 7-29（b）所示）与两个特性一致的背对背连接的稳压管非常相似，因此压敏电阻对瞬变电压的吸收作用是通过箝位方式来实现的（如图 7-29（c）所示）。其结果是对线路有危害的这部分能量被线路阻抗和压敏电阻的阻抗所吸收，被转换成热量。只要压敏电阻有适当的功率额定值，将不会造成被保护设备的损害。

描述压敏电阻的电气参数中最主要是压敏电压和浪涌电流的吸收能力。压敏电压是指恒流条件下出现在压敏电阻上的电压值。不同的压敏电阻几何尺寸有不同的恒流测试条件。举例说，对外径为 5mm（实际尺寸 7mm）的压敏电阻，测试电流为 0.1mA；对外径为 7、10、14 和 20mm（实际尺寸为 9.5mm、14mm、17.5mm 和 24mm）的压敏电阻，测试电流为 1mA。

另一个值得一提的电气参数是残压比，它指的是具有规定峰值的波形（8/20 $\mu$ s 的标准冲击电流）通过压敏电阻时，其两端峰值电压（称为最大限制电压）与压敏电压之比。压敏电阻的残压比大约为 1.7~1.8。这表明压敏电阻在吸收大的冲击电流时，出现在压敏电阻两端（也就是被保护设备上）的电压有可能会超过被保护设备的允许值。这在选择压敏电阻来作瞬变吸收器时，应事先有所估计，如果确有可能遇到比较大的冲击电流，则应该选用外型尺寸大一些的压敏电阻才行。表 7-7 为压敏电阻的特性参数。

根据外形尺寸和标称压敏电压的不同，电容量的数值在数千和数百皮法之间，这意味着压敏电阻不适宜于在高频的场合下工作，比较适合于在工频系统中工作，具体应用于以下场合：

表 7-7 压敏电阻的特性参数

| 序 号 | 压敏电压 | 最大连续电流 |      | 最大限制电<br>压 $8/20\mu\text{s}$ |          | 最大峰值电流                 |      | 脉冲电流<br>( $8/20\mu\text{s}$ ) | 电容量<br>(1kHz) |
|-----|------|--------|------|------------------------------|----------|------------------------|------|-------------------------------|---------------|
|     |      |        |      |                              |          | $8/20\mu\text{s}$ (二次) | 2ms  |                               |               |
|     | V    | AC/V   | DC/V | $U_p$ /V                     | $I_p$ /A | I/A                    | I/A  | A                             | pF            |
| 1   | 39   | 25     | 31   | 77                           | 5        | 250                    | 3.5  | 60                            | 2600          |
| 2   | 47   | 30     | 38   | 93                           | 5        | 250                    | 4.5  | 60                            | 2200          |
| 3   | 56   | 35     | 45   | 110                          | 5        | 250                    | 5.5  | 60                            | 1800          |
| 4   | 68   | 40     | 56   | 135                          | 5        | 250                    | 6.5  | 60                            | 1300          |
| 5   | 82   | 50     | 65   | 135                          | 25       | 1250                   | 8.0  | 100                           | 1800          |
| 6   | 100  | 60     | 85   | 165                          | 25       | 1250                   | 10.0 | 100                           | 1400          |
| 7   | 120  | 75     | 100  | 200                          | 25       | 1250                   | 12.0 | 100                           | 1100          |
| 8   | 150  | 95     | 125  | 250                          | 25       | 1250                   | 16.0 | 100                           | 900           |
| 9   | 200  | 130    | 170  | 340                          | 25       | 1250                   | 20.0 | 100                           | 500           |
| 10  | 220  | 140    | 180  | 360                          | 25       | 1250                   | 23.0 | 100                           | 450           |
| 11  | 240  | 150    | 200  | 395                          | 25       | 1250                   | 25.0 | 100                           | 400           |
| 12  | 270  | 175    | 225  | 455                          | 25       | 1250                   | 30.0 | 100                           | 350           |
| 13  | 360  | 230    | 300  | 595                          | 25       | 1250                   | 35.0 | 100                           | 300           |
| 14  | 390  | 250    | 320  | 650                          | 25       | 1250                   | 40.0 | 100                           | 270           |
| 15  | 430  | 275    | 350  | 710                          | 25       | 1250                   | 45.0 | 100                           | 250           |
| 16  | 470  | 300    | 385  | 775                          | 25       | 1250                   | 45.0 | 100                           | 230           |
| 17  | 620  | 385    | 505  | 1025                         | 25       | 1250                   | 45.0 | 100                           | 130           |
| 18  | 680  | 420    | 560  | 1120                         | 25       | 1250                   | 45.0 | 100                           | 130           |
| 19  | 750  | 460    | 615  | 1240                         | 25       | 1250                   | 50.0 | 100                           | 120           |
| 20  | 780  | 485    | 640  | 1290                         | 25       | 1250                   | 50.0 | 100                           | 120           |
| 21  | 820  | 510    | 670  | 1355                         | 25       | 1250                   | 55.0 | 100                           | 110           |
| 22  | 910  | 550    | 745  | 1520                         | 25       | 1250                   | 60.0 | 100                           | 100           |
| 23  | 1000 | 625    | 825  | 1650                         | 25       | 1250                   | 65.0 | 100                           | 90            |
| 24  | 1100 | 680    | 895  | 1815                         | 25       | 1250                   | 70.0 | 100                           | 80            |

- (1) 用于设备电源输入、电话线或其他的户外电线入口处，作为初级、第一级浪涌抑制器安装在建筑的设备入口、电话入户墙座等处用来减少大脉冲（如闪电）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（例如：重负载切换、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）经常造成的电源线的电压突变。
- (3) 用于完善现有的电源线滤波器的功能（普通的滤波器不能降低持续时间在几毫秒以上的浪涌幅度）。
- (4) 跨接在继电器、螺线管等的线圈上，以限制来自电感断开的反向电动势。
- (5) 当连接器暴露于 ESD 环境时，可用于保护 I/O 接口电路。

最后还要说明一下采用引线方式安装的压敏电阻因其引线的感抗作用，完全掩盖了压敏

电阻的高速响应特点, 引线越长, 由于引线电感产生的附加感应电压 ( $U=L \, di/dt$ ) 就越大。而且感应电压随着骚扰脉冲的不同, 可正亦可负。为了得到满意的抑制效果, 压敏电阻的引线越短越好。

压敏电阻应根据使用电路的工作电压来选择标称电压值, 如果选择不当, 不仅起不到保护作用, 反而容易造成故障。一般在电路中可掌握在按使用电压的 1.2~1.4 倍的关系来选择标称电压值 (考虑到使用电压的波动范围), 同时要注意有效值和峰值间的换算。所以对 220V 系统来说, 选用的压敏电阻标称电压应为  $1.4 \times 1.4 \times 220\text{V} = 430\text{V}$ 。

如果按压敏电阻的浪涌电流吸收能力来选用, 大体上对于吸收能力为 1kA (8/20 $\mu\text{s}$  电流波) 的压敏电阻, 可用在可控硅保护电路上, 3kA 的可用于电器设备的浪涌吸收, 5kA 的可用于雷击及电子设备的过电压吸收, 10kA 的可用于雷击保护。

#### 7.4.3 硅瞬变电压吸收二极管

硅瞬变电压吸收二极管 (TVS, Silicon Transient Voltage Suppressor) 是十分有效的瞬变骚扰抑制器件。

当其两极受到反向瞬态高能量冲击时, 它能以 10~12 s 量级的速度, 将两级间的高阻抗变为低阻抗, 吸收高达数千瓦的浪涌功率, 使两极间的电压箝位于一个预定值 (一般小于 2 倍额定工作电压), 有效地保护电子电路中的精密元器件免受各种浪涌脉冲的破坏。

TVS 管的伏安特性, 其正向特性与普通二极管相同, 反向特性为典型的 PN 结雪崩器件。在瞬态脉冲电流的作用下, 流过 TVS 管的电流, 由原来的反向漏电流  $I_D$  上升到  $I_R$  时, 其两极呈现的电压由额定反向关断电压  $U_{off}$  上升到击穿电压  $U_{BR}$ , TVS 管被击穿。随着峰值脉冲电流的出现, 流过 TVS 管的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, 随着脉冲电流按指数衰减, TVS 管两极电压不断下降, 最后恢复到起始状态。这就是 TVS 管抑制出现的浪涌脉冲功率, 保护电子元件的过程。

TVS 管的显著特点为, 响应速度快 (10~12s 级)、瞬时吸收功率大 (数千瓦)、漏电流小 (10~9A 级)、击穿电压偏差小 ( $\pm 5\%U_{BR}$  与  $\pm 10\%U_{BR}$  两种)、箝位电压较易控制 (箝位电压  $U_c$  与击穿电压  $U_{BR}$  之比为 1.2~1.4)、体积小等。它对保护装置免遭静电、雷电、操作过电压、断路器电弧重燃等各种电磁波干扰十分有效, 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。

在电路中除非出现了瞬时过电压, TVS 在平时是不工作的。它的主要电参数是击穿电压 ( $U_{BR}$ )、漏电流 ( $I_0$ ) 和电容等。

在使用中, TVS 的击穿电压  $U_{BR}$  应当比被保护电路的工作电压选得高出 10% 以上, 以防止由于  $U_{BR}$  接近电路的工作电压而使 TVS 的漏电流影响了电路的工作, 同时也避免了由于温度效应所引起的 TVS 的  $U_{BR}$  变化。一旦瞬时过电压出现后, TVS 立即将尖峰电压箝位到安全电压 (或称箝位电压)  $U_0$ , 而让有害部分的能量以电流形式, 不经过被护电路, 而是通过了 TVS 给旁路掉了。

TVS 对浪涌功率和浪涌电流的吸收能力取决于 PN 结的面积, 对 TVS 的系列产品来说, 给出的峰值脉冲功率 ( $P_p$ ) 的吸收能力可以达到数千瓦。早期的器件是用 10/1 000 $\mu\text{s}$  波形来考核的, 现在则用 8/20 $\mu\text{s}$  的波形定义。器件吸收的峰值脉冲功率是由 TVS 上的箝位电压和流过 TVS 的冲击电流的峰值乘积来确定的。

在封装形式上，与选择的应用场合有关：对轴向引线的产品峰值功率可以达到 400W、500W、600W、1 500W 和 5000W。其中较大功率的器件主要用在电源馈线上；较低功率的器件则主要用在高密度安装的场合。对后者还可以采用双列直插和表面安装的吸收器阵列封装形式，例如用在保护 I/O 线免受静电放电的损害。容量小的 TVS 则可以用在数据传输线上，以防止高速传输的数字信号受到不应有的衰减。另外，尽管有些集成电路内部也有电阻、二极管或可控硅来保护，但对于出现的大功率瞬态电压还是不够的，这时就要用到 TVS 来处理所出现的瞬变过电压了。

根据箝位电压的不同，TVS 可用在 5~300V 左右的电路中。表 7-8 给出了 600W 吸收器的特性参数。

表 7-8 600W 瞬变电压吸收二极管

| 击穿电压         |           | 器件型号     | 反向偏离电压<br>$U_{wm}$ (V) | 在 $U_{wm}$ 时的最大反向漏电流 ( $\mu A$ ) | 最大峰值脉冲<br>电流 $I_{ppm}$ (A) | 在 $I_{ppm}$ 时的最大<br>箝位电压 (V) |
|--------------|-----------|----------|------------------------|----------------------------------|----------------------------|------------------------------|
| $U_{BR}$ (V) | 测试电流 (mA) |          |                        |                                  |                            |                              |
| 6.8          | 10.0      | P6KE6.8  | 5.5                    |                                  | 56                         | 10.8                         |
| 7.5          | 10.0      | P6KE 7.5 | 6.1                    | 1000.0                           | 51                         | 11.7                         |
| 8.2          | 10.0      | P6KE 8.2 | 6.6                    | 500.0                            | 48                         | 12.5                         |
| 9.1          | 10.0      | P6KE9.1  | 7.4                    | 200.0                            | 44                         | 13.8                         |
| 10           | 1.0       | P6KE10   | 8.1                    | 50.0                             | 40                         | 15.0                         |
| 11           | 1.0       | P6KE11   | 8.9                    | 10.0                             | 37                         | 16.2                         |
| 12           | 1.0       | P6KE12   | 9.7                    | 5.0                              | 35                         | 17.3                         |
| 13           | 1.0       | P6KE13   | 10.5                   | 5.0                              | 32                         | 19.0                         |
| 15           | 1.0       | P6KE15   | 12.1                   | 5.0                              | 27                         | 22.0                         |
| 16           | 1.0       | P6KE16   | 12.9                   | 5.0                              | 26                         | 23.5                         |
| 18           | 1.0       | P6KE18   | 14.5                   | 5.0                              | 23                         | 26.5                         |
| 20           | 1.0       | P6KE20   | 16.2                   | 5.0                              | 21                         | 29.1                         |
| 22           | 1.0       | P6KE22   | 17.8                   | 5.0                              | 19                         | 31.9                         |
| 24           | 1.0       | P6KE24   | 19.4                   | 5.0                              | 17                         | 34.7                         |
| 27           | 1.0       | P6KE27   | 21.8                   | 5.0                              | 15                         | 39.1                         |
| 30           | 1.0       | P6KE30   | 24.3                   | 5.0                              | 14                         | 43.5                         |
| 33           | 1.0       | P6KE33   | 26.8                   | 5.0                              | 12.6                       | 47.7                         |
| 36           | 1.0       | P6KE36   | 29.1                   | 5.0                              | 11.6                       | 52.0                         |
| 39           | 1.0       | P6KE39   | 31.6                   | 5.0                              | 10.6                       | 56.4                         |
| 43           | 1.0       | P6KE43   | 34.8                   | 5.0                              | 9.6                        | 61.9                         |
| 47           | 1.0       | P6KE47   | 38.1                   | 5.0                              | 8.9                        | 67.8                         |
| 51           | 1.0       | P6KE51   | 41.3                   | 5.0                              | 8.2                        | 73.5                         |
| 56           | 1.0       | P6KE56   | 45.4                   | 5.0                              | 7.4                        | 80.5                         |
| 62           | 1.0       | P6KE62   | 50.2                   | 5.0                              | 6.8                        | 89.05                        |
| 68           | 1.0       | P6KE68   | 55.1                   | 5.0                              | 6.1                        | 98.0                         |
| 75           | 1.0       | P6KE75   | 60.7                   | 5.0                              | 5.5                        | 108.0                        |

| 续表           |           |         |                        |                                      |                            |                              |
|--------------|-----------|---------|------------------------|--------------------------------------|----------------------------|------------------------------|
| 击穿电压         |           | 器件型号    | 反向偏离电压<br>$U_{wm}$ (V) | 在 $U_{wm}$ 时的最大反<br>向漏电流 ( $\mu A$ ) | 最大峰值脉冲<br>电流 $I_{ppm}$ (A) | 在 $I_{ppm}$ 时的最大<br>箝位电压 (V) |
| $U_{BR}$ (V) | 测试电流 (mA) |         |                        |                                      |                            |                              |
| 82           | 1.0       | P6KE82  | 66.4                   | 5.0                                  | 5.1                        | 118.0                        |
| 91           | 1.0       | P6KE91  | 73.7                   | 5.0                                  | 4.5                        | 131.0                        |
| 100          | 1.0       | P6KE100 | 81.0                   | 5.0                                  | 4.2                        | 144.0                        |
| 110          | 1.0       | P6KE110 | 89.2                   | 5.0                                  | 3.8                        | 158.0                        |
| 120          | 1.0       | P6KE120 | 97.2                   | 5.0                                  | 3.5                        | 173.0                        |
| 130          | 1.0       | P6KE130 | 105.0                  | 5.0                                  | 3.2                        | 187.0                        |
| 150          | 1.0       | P6KE150 | 121.0                  | 5.0                                  | 2.8                        | 215.0                        |
| 160          | 1.0       | P6KE160 | 130.0                  | 5.0                                  | 2.6                        | 230.0                        |
| 170          | 1.0       | P6KE170 | 138.0                  | 5.0                                  | 2.5                        | 244.0                        |
| 180          | 1.0       | P6KE180 | 146.0                  | 5.0                                  | 2.3                        | 258.0                        |
| 200          | 1.0       | P6KE200 | 162.0                  | 5.0                                  | 2.1                        | 287.0                        |
| 220          | 1.0       | P6KE220 | 175.0                  | 5.0                                  | 1.75                       | 344.0                        |
| 250          | 1.0       | P6KE250 | 202.0                  | 5.0                                  | 1.67                       | 360.0                        |
| 300          | 1.0       | P6KE300 | 243.0                  | 5.0                                  | 1.40                       | 430.0                        |
| 350          | 1.0       | P6KE350 | 284.0                  | 5.0                                  | 1.20                       | 504.0                        |
| 400          | 1.0       | P6KE400 | 324.0                  | 5.0                                  | 1.05                       | 574.0                        |
| 440          | 1.0       | P6KE440 | 356.0                  | 5.0                                  | 0.95                       | 631.0                        |

注：(1) 一般器件的击穿电压容差为 $\pm 10\%$ 。后缀“A”的容差为 $\pm 5\%$ 。后缀“C”则表示是双向工作的器件。例如 P6KE6.8CA 代表击穿电压为 6.8V，容差 $\pm 5\%$ ，双向工作。

(2) 对双向工作的器件，当  $U_R$  低于 10V 时， $I_D$  的值要加倍。

(3) 峰值电流的波形是 10/1000 $\mu s$ ，测试温度是 25℃。

7.4.4 TVS 应用的有关问题

下面讨论一些与 TVS 应用的有关问题。

1. 箝位电压与脉冲电流的关系

表 7-7 中的峰值吸收功率基本上是最大脉冲电流与最大箝位电压的乘积。要注意的是最大箝位电压与 TVS 的击穿电压（转折电压）不是一回事，最大箝位电压大约是击穿电压的 1.4~1.5 倍。这表明 TVS 有一定的动态电阻，这种情况在压敏电阻中已经见到了，但 TVS 比起压敏电阻有比较平坦的瞬变电压抑制特性。

实际的 TVS 瞬变干扰限定电压可用下式表示：

$$U_0 = (I_P/I_{PP})(U_{CMAX} - U_{BR}) + U_{BR}$$

(7-9)

式中： $I_P$  是实际的脉冲电流值；  
 $I_{PP}$  是额定的最大脉冲电流；  
 $U_{CMAX}$  是手册规定的最大箝位电压；  
 $U_{BR}$  是击穿电压。

实用中，手册里的  $U_{BR}$  值与 TVS 的实测值有 10%~20% 的波动。

2. TVS 对瞬变电压的峰值吸收功率与脉冲宽度的关系

表 7-7 中的 TVS 瞬变电压峰值吸收功率是以 10/1000 $\mu$ s 的非重复出现的脉冲来给出的，然而实际的瞬变脉冲的宽度是取决于脉冲源的，变化莫测。图 7-30 给出了前述 600W TVS 峰值吸收功率与脉宽之间的关系曲线，这条曲对其他功率等级的 TVS 也有一定的参考作用。

从图 7-30 可见，对 1000 $\mu$ s 脉宽的最大吸收功率是 600W；但是对于 50 $\mu$ s 脉宽的吸收功率可以增加至 2100W；对于 10ms（10000 $\mu$ s）的脉宽，最大吸收功率就只有 200W 了。这表明，TVS 对较窄的脉冲有较大的吸收功率峰值，对较宽的脉冲则有较小的吸收功率峰值。图 7-30 中的曲线是对双指数波形而言的，如果是半个正弦波形式的脉冲，吸收功率就要减到 75%；而对于一个方波来说，吸收功率要减到 66%。

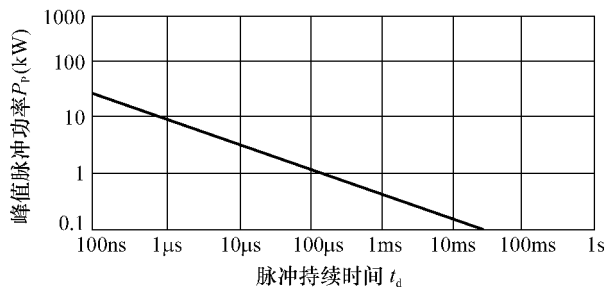


图 7-30 峰值脉冲功率与脉冲持续时间的关系

3. 对于小电流负载的 TVS 的使用

对于小电流负载来说，TVS 应用时还可在电源回路中适当地串上一个电阻，以便减小所使用的 TVS 的额定值。在图 7-31 中，当在 2 $\Omega$  的信号源阻抗电路中采用 5kW 的 TVS 来吸收高功率的脉冲电流，但考虑到正常工作期间的负载电流很小，即使在电源回路中串入一

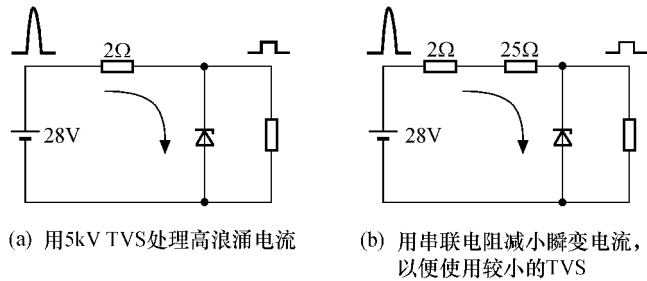


图 7-31 用 TVS 保护小电流负载

个 25 $\Omega$  的电阻也不致影响电路的正常工作，然而对所用 TVS 来说，情况就不同了，现在 TVS 吸收电流要减少到原先的 1/13.5，这样原先采用 5kW 的 TVS 的场合，就可以改用 500W 的 TVS 了。

4. 对于重复出现的瞬变电压的保护

在同一地方，雷击不可能重复出现，但在同一电路里由于包含了功率开关、继电器对电机的控制，这时，元件就可能经受有规律的、但又是非常短暂的瞬时过电压的作用。TVS 则可以非常有效地限制瞬时过电压，确保电路中其他元件的安全。

为了解决 TVS 在这方面的应用，有必要引进一个 TVS 的平均稳态功率的概念，它可以通过计算短暂脉冲的宽度来得到。注意，计算得来的平均功率必须在 TVS 所能容许的稳态



功率的范围内。例如在一个电动机驱动电路中,通过电动机绕组电感的电流将产生一系列频率为 120Hz,宽度为  $4\mu\text{s}$ ,峰值为 25A 的电流脉冲(如图 7-32 所示)。

在如图 7-32 所示的例子中,选用表面安装的 TVS 来作保护,TVS 的型号为 SMBJ6.5A,它将使单个脉冲的电压箝位到 11.2V。现在的问题是这种 TVS 能否用在这种场合中。下面作具体分析。

脉冲时间间隔等于频率的倒数,即:

$$1/120 = 0.0083\text{s}$$

峰值吸收功率是箝位电压与脉冲电流的乘积:

$$P_p = 11.2\text{V} \times 25\text{A} = 280\text{W}$$

平均功率为峰值功率与脉冲宽度对脉冲间隔比值的乘积:

$$P_{\text{avg}} = 280\text{W} \times (0.00040\text{s} / 0.0083\text{s}) = 0.134\text{W}$$

在 PCB 上, SMBJ6.5A 允许耗散 1W 的稳态功率,因此,上述计算表明电动机驱动电路中的瞬变吸收二极管的平均功率确实是在安全范围之内,同时瞬变电压确实可以被箝位在安全电平上。所以 SMBJ6.5A 的选择是正确的。如果计算出来的平均功率较大时,就必须重新选用稳态功率更高的 TVS。

#### 5. 环境温度与稳态功率间的关系

产品手册上所给的参数通常是在  $25^\circ\text{C}$  时作出的,随着环境温度的变化,稳态功率值也在变化。例如  $75^\circ\text{C}$  时的稳态功率只有额定值的 60%,如图 7-33 所示。

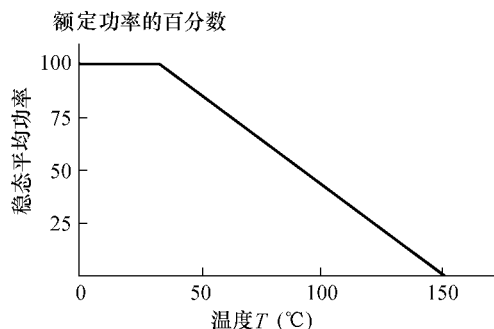


图 7-33 环境温度与稳态功率的关系

#### 6. TVS 与被保护线路的连接

TVS 有着非常好的接通特性,其典型值是亚

纳秒级的。如用 TVS 来保护电路时,最重要的就是要捕捉瞬变浪涌波的前沿,为此瞬变骚扰吸收二极管要越接近于被保护电路越好,其目的是减少 TVS 与被保护对象之间的分布电感。

#### 7. TVS 在较高电压和功率下的使用

对于轴向引线的 TVS 来说,最高限定电压不超过 440V,而表面安装式的最高限定电压不超过 170V。当将这些 TVS 串联起来时,就可以获得比这些电压更高的限定电压值。只是等效 TVS 的最大吸收电流取决于串联 TVS 中  $I_p$  最低的一个值。

同样,用几个限定电压较低的 TVS 串联起来代替同系列中限定电压较高的 TVS 时,由于串联使用的 TVS 要比单个高电压的 TVS 有较大的电流吸收能力,因此串联使用的 TVS 比单个同一系列中的较高电压的 TVS 管有高出数倍的功率吸收能力。

#### 7.4.5 几种抑制瞬变骚扰器件的比较

抑制瞬变骚扰的器件主要有压敏电阻、电压瞬变吸收二极管和气体放电管。下面对这 3

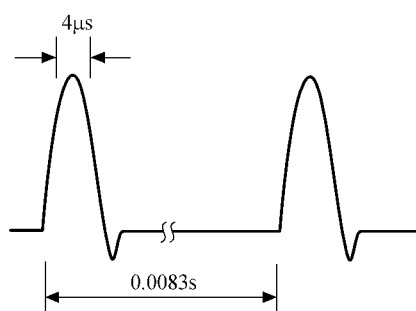


图 7-32 重复出现的瞬变脉冲电压

种器件的特性进行比较。

1. 压敏电阻

原理：当压敏电阻上的电压超过一定幅度时，电阻的阻值降低，从而将瞬变骚扰（如浪涌）的能量泄放掉，并将浪涌电压的幅度限制在一定的幅度。

特点：峰值电流承受能力较大，价格低。

缺点：箝位电压较高（相对于工作电压），随着受到浪涌冲击的次数增加，漏电增加，响应时间较长，寄生电容较大。

2. 电压瞬变吸收二极管（TVS）

原理：当 TVS 上的电压超过一定幅度时，器件迅速导通，从而将瞬变骚扰（如浪涌）能量泄放掉，并将浪涌电压的幅度限制在一定的幅度。

特点：响应时间短，钳位电压低（相对于工作电压）。

缺点：承受峰值电流较小，一般器件的寄生电容较大，如在高速数据线上使用，要用特制的低电容器件。

3. 气体放电管

原理：当放电管上的电压超过一定幅度时，器件变为短路状态，从而将瞬变骚扰（如浪涌）能量泄放掉。

特点：承受电流大，寄生电容小。

缺点：响应时间长，由于导通维持电压很低，因此会有跟随电流，不能在直流环境中使用（放电管不能断开），在交流中使用时也要引起注意（跟随电流会超过器件的额定功率值），可以在泄放电路中串联一个电阻来限制电流幅度。放电管的寿命约为 50 次（ $10 \times 1000\mu\text{s}$ ，500A 峰值电流），随后，导通电压开始降低。

说明：瞬变骚扰（浪涌）抑制器件的失效模式一般为短路。这个特点一方面为电路保护提供了安全保障，不会发生器件失效还不知道的问题，同时，也有可能造成电路工作的中断。

图 7-34 示出了 3 种瞬态干扰抑制器件的特性。

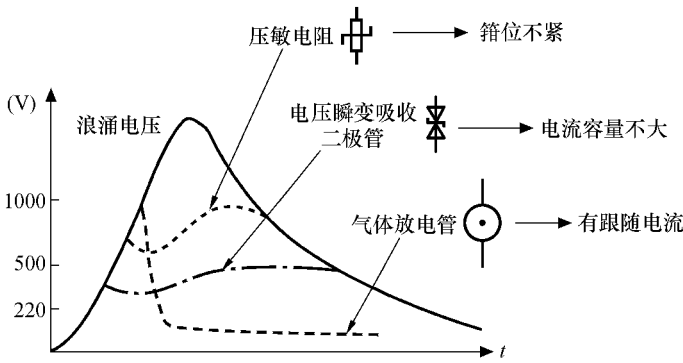


图 7-34 瞬态干扰抑制器件的特性

表 7-9 列出了各种瞬变骚扰吸收器的性能比较。

表 7-9 各种瞬变骚扰吸收器的性能比较

| 器 件 名 称 | 气 体 放 电 管          | 压 敏 电 阻        | 电 压 瞬 变 吸 收 二 极 管 |
|---------|--------------------|----------------|-------------------|
| 标称电压    | 100 ~ 800 V，其间档级甚少 | 几十至一千余伏，其间档级较多 | 几伏至四百伏左右，其间档级较多   |

续表

| 器 件 名 称                   | 气体放电管                | 压 敏 电 阻                               | 电压瞬变吸收二极管                               |
|---------------------------|----------------------|---------------------------------------|-----------------------------------------|
| 电流吸收能力                    | 大                    | 视外形尺寸而定，可以做<br>得较大                    | 一般                                      |
| 响应速度                      | 较低                   | 高                                     | 高                                       |
| 箝位电压与标称电压之<br>比（过电压、箝拉特性） | <1<br>箝位特性较理想        | 1.8~2<br>箝位特性较差                       | 1.4~1.5<br>箝位特性较平直                      |
| 电容量                       | 小                    | 较大                                    | 较小                                      |
| 应用                        | 比较适合于作网络和设备<br>的一次保护 | 适合于作网络、设备、部<br>件及大功率可控硅器件的<br>瞬变过电压保护 | 适合于作设备、部件、印制版<br>及通信线路的瞬变过电压及静<br>电等的保护 |

## 第 8 章 电磁干扰的诊断与解决技术

电磁兼容在电子产品的研制过程中有 3 个重要环节是缺一不可的，那就是电磁兼容的设计、电磁兼容的诊断和调试以及电磁兼容的标准检测。所有单位都希望自己的产品可以顺利通过国家的相应的电磁兼容标准检测，但如果你没有很好的把握电磁兼容的设计和诊断，那么，一方面就很难保证通过标准检测，另一方面事后修改调整结构和电路等都是十分不容易的事。目前在电磁兼容的设计以及标准测试方面的手段和工具相对较多，尤其是标准测试方面比较容易引起单位的重视。但是，在电磁兼容的调试、诊断方面的手段相对较少。事实上，由于电磁兼容本身的复杂性，虽然理论设计毫无疑问将起十分重要的作用，但产品的实际研制中出现的某些电磁干扰是理论设计中无法考虑和预见的。因此，电磁干扰的诊断及排除在产品的研制过程中就特别重要。

电磁干扰问题的诊断与排除与疾病的诊疗是同一个道理。面对一种症状（干扰问题），首先要知道导致这个疾病的原因（产生干扰的机理），然后对症施以适当的治疗（干扰抑制措施），治疗中离不开药物（干扰抑制器件），正确使用药物（器件的型号、参数、使用注意事项等）是十分关键的环节。

电磁干扰的检测、诊断离不开测量仪器，合理地选择、使用测量仪器也是十分重要的。在电磁兼容的诊断和调试过程中，有两方面的仪器是至关重要的：一方面是对辐射源的定位，性质和强度等的确定，因为它将直接导致产品的辐射指标超标，并将影响和干扰其他仪器和设备的正常运行；另一方面是敏感源的诊断与定位。一旦把敏感位置找到了，那么解决问题就容易多了。我们知道，一块线路板或者一台仪器，其对外的辐射主要是有一个或者几个辐射源所引起的，但由于电磁场的不可见性、方向性、立体性等特点，使得工程师很难凭借经验来进行辐射源位置的判断。传统的利用进场探头的方式虽然可以解决以部分问题，但是由于场强是立体式全方位发布的，所以这种手动的点式测试是很难让工程师精确判定辐射源的，例如，场强的方向是什么样的？是器件引起的还是布线引起的？是传导还是辐射？是电场还是磁场？是电缆还是接插件引起？这些问题都关系到如何解决问题的方法和手段，只有充分了解辐射源的性质以后才能得出合理的解决方案。

电磁干扰问题的诊断与排除应在以下 3 个环节中展开：

- （1）研发过程中——及早发现问题，为正式产品设计提供依据；
- （2）样机调试中——确定干扰问题，排除故障，使产品尽快通过试验；
- （3）现场中——确定干扰问题原因，解决干扰问题。

### 8.1 样机（模型）和鉴定阶段中的电磁干扰问题

假设在一个设备的原始设计中已经采取了某种程度的电磁兼容措施，这里所提供的工程

方法是十分有用的。在样机或鉴定阶段，可能会遇到如下的问题需要解决。

### 8.1.1 实际的电磁干扰 (EMI) 问题

(1) 自干扰：由于系统内部的电磁干扰问题，使正在研发的产品不能正常地工作。

(2) 实验室环境：如果系统不是安装在一间屏蔽室里，而是在一般的非电磁兼容要求的条件下，则实验室或工厂或其附近地区的某些噪声源可能干扰样机（模型）的运行。

处理这种环境问题的方法基本上与 8.4 节提到的解决现场问题的措施相同。此时有一个较明显的优势是：仍然可以灵活地对产品内部进行某些改进（如 PCB、封装等），而且很容易隔离周围环境的噪声源。

### 8.1.2 符合规范的问题

主要有超标发射（传导和辐射）和抗扰性差（传导和辐射）。

也许设计的产品并不存在实际的电磁干扰问题，甚至可能永远都不会存在。但是制定规范是为了保证在大多数可能的现场条件下使系统具有电磁兼容性，并有着很高的可信度，不符合规范的问题可能出现在下面几个阶段（越早发现越好）：

(1) 在实验室工作台上对某些部件或早期模型进行的工程电磁兼容评估，有时没有较好的屏蔽室，使用简单的诊断方法和仪器。

(2) 在试制的样品上进行电磁兼容性的预鉴定。

(3) 正式的电磁兼容性测试。

从上述的第 1~3 阶段，改进的自由度会逐步降低。而下面将阐述一些适当的方法来解决各种情况下出现的问题。

### 8.1.3 安排好开发/预测试的顺序

在这个阶段，要研究和验证一个设备的实际电磁兼容性能，而该性能可能从来没有被正式测试过。在典型的研发过程中，模型可能在其他的各个环节需要大量的时间和精力（而且常常需要挤时间），因而有效地使用时间和资源是很重要的，可参考以下的建议（如图 8-1 所示）。

(1) 发射测试可以较快完成。这并不需要像敏感测试那样去注意可能出现的故障，仅需要将设备打开并使之运行就可以了。根据这些测试的结果，最终所采取的措施往往也利于抗干扰性的改善。

① 发射测试过程中，传导发射是最快也是最简单的，这是因为：

- 测试设备相对来说比较容易安装；
- 查找干扰源也是相当容易的。

这包括电源线上从 10 ~ 150kHz 到 30 ~ 50MHz 的传导发射 (CE)，测量使用线路阻抗稳定网络 (LISN) 或电流探头。

② 接着通过以下方式进行辐射发射 (RE) 测试：

- 使用卡钳式探头用传导代替法；
- 使用近场探头。

(2) 从操作难易程度上分，将抗干扰测试安排在第三。相对于发射而言，传导抗干扰测

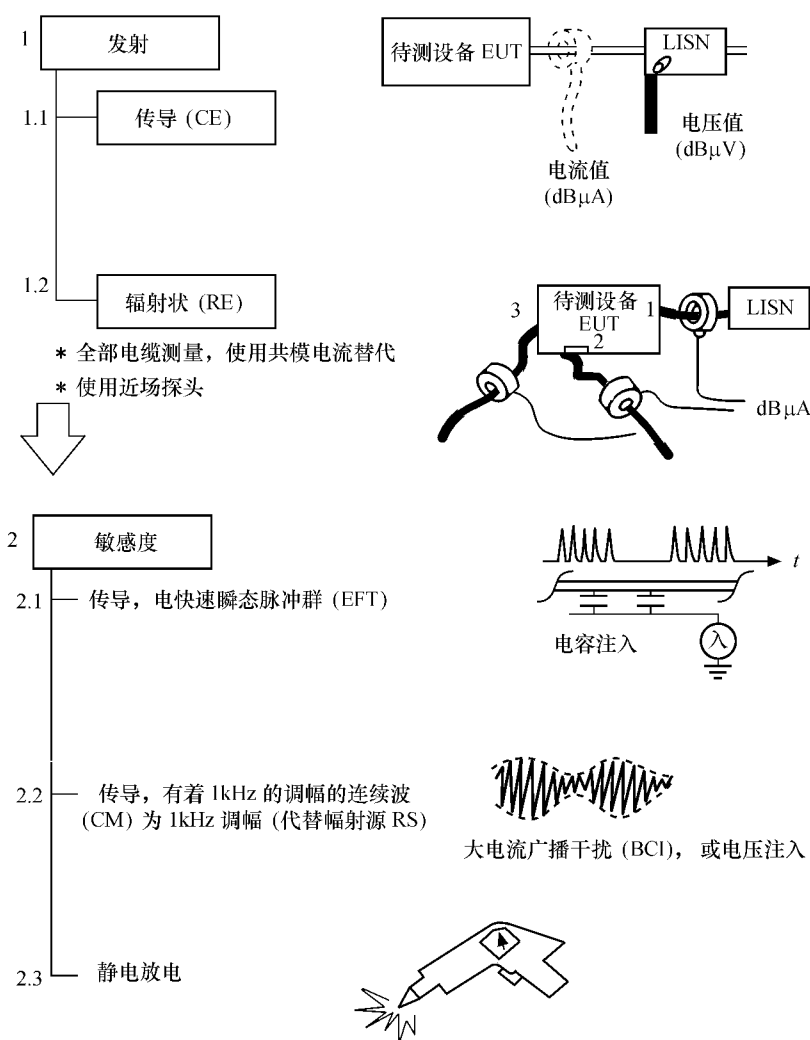


图 8-1 结构树及推荐的测试顺序

试是比较容易操作的，这是因为他们不需要使用电磁波暗室。实际上，在许多情况下，使用载波（CW）或脉冲激励的传导抗干扰性测试是唯一可以不在正规 EMC 实验室中进行的项目，通过测试，我们可以：

- 查找、隔离并最终对敏感器件或电路采取措施；
- 验证并改善耦合路径上使用的滤波器、屏蔽和其他抑制措施，这包括对瞬时问题的软件抑制方式，例如错误检测+自动恢复、看门狗（监视定时器）等。

如果抗干扰性测试可以在开发实验室内进行的话，推荐使用如下的试验顺序：

- ① 根据 IEC801-4（或 1000-4.4）关于电源和 I/O 电缆的标准，进行 EFT 试验。当然，这是整个试验过程中最容易也是最能暴露问题的项目。
- ② 射频（RF），载波（CW）场抗干扰性测试，可以使用替代方法，比如使用耦合/接耦网络（CDN）进行大电流（BCI）注入或电压注入。
- ③ ESD 试验，相对来说，操作起来比较前者容易（仅次于 EFT），但如果进行操作时

不够小心或产品整体不抗 ESD 的话，将使产品损坏。在开发阶段，不要进行雷电浪涌这样的大能量试验，这可能损坏设备。

## 8.2 检查是否符合发射规范

因为 EMC 规范已经逐渐开始强制执行，符合 EMC 规范是一个越来越难的课题，这很大程度上是由于数字电路速度和时钟频率的提高。为了将发射控制在限制值之内，对于传导发射，不能超过几百  $\mu\text{V}$ ，对于辐射而言，在 3m 处的辐射强度要控制在  $10\sim 100\mu\text{V/m}$ ，这需要采取严密的预防措施。

对发射情况的检查在下列两种条件下进行：

- 开发阶段，事先检查产品的传导（CE）或辐射（RE）发射是否在规范限制范围内；
- 产品的 EMC 测试失败后，分析其过度发射的原因，并对样机采取最优的抑制措施。

### 8.2.1 测试场所的最低要求

在对样机进行调试时，通常不是在屏蔽室中进行，此时测试场所至少应具有如下特征：

(1) 拥有干净的电磁环境，附近（至少 3m 内）不应存在像荧光管、空调压缩机、电梯、电源变压器、焊接设备或机械工具之类的高噪声源，同时测试也应避免在较高楼层、窗前进行，最好的地点是底层或地下室，借助建筑物避免电磁波的干扰。

(2) 没有噪声的电源线，待测设备（EUT）和测试仪表最好能连在不与其他噪声源连接的单独的交流支线上。由于这点一般并不容易保证，可以采用一种预防措施，这就是在电源的配电板上安装一个隔离变压器和一个 EMI 滤波器。从射频干扰的观点看，这种方法可以将 EUT 和测试设备与周围的传导性电磁干扰隔离。此外，这个隔离变压器也可以用来防止 LISN（人工电源）的峰值电流使漏电保护器误动作。如果 EUT 是一个直流供电设备（车辆、飞行器和宇航设备中都很常用），建议使用一组 12V 或 24V 电池，这样可以可靠地与周围的噪声隔离。

(3) 应设置一个测试地平面，样机（待测设备）按照其尺寸不同，可以放在工作台上，也可以放在地面上，无论那种情况，都要求地平面比样机（待测设备）测试系统的边缘，包括相关的电缆和测试设备，延伸出足够大的尺寸（实际上为一个传导性参考平面）。这个地平面的作用是代替充满噪声的，不确定的墙上插座的交流参考地（连接到真正的大地上，可能会产生较大的引线电感）。

这个接地平面可以使用任何一种金属板、铜板、铝板或是镀锌板都可以，而它的厚度也并不重要，因此很容易获得。该金属板还应是所有测试设备的参考地，其中包括：

- 将频谱分析仪、示波器等仪器的机壳接地；
- 对 LISN 和其他任何要求等电位的附件应机壳接地。

为了试验的可重复性，与 EUT 相连的电缆应高出地面一定的高度并保持高度不变。出于安全考虑（而不是基于测试 EMC 的考虑），接地平板应与当地的交流电源的大地相连。

### 8.2.2 仪器设备

传导干扰和辐射干扰对仪器设备的最低要求是：

(1) 频谱分析仪（或 EMI 接收机），频率范围为 10kHz ~ 1GHz，有足够的灵敏度（比如 10kHz 带宽的灵敏度为 -100dBm），并具有可选择的中频带宽（10kHz, 100kHz）。如果样机的时钟频率大于 100MHz，则需要频率范围达到 1.5 ~ 2.7GHz。

(2) 低噪声，宽带前置放大器，用来提高频谱分析仪的灵敏度，许多频谱分析仪的灵敏度不能满足测量一些严格的发射限制值的要求。这种放大器至少应具有以下特征：

- 增益  $\geq 14\text{dB}$ ，幅度平坦特性在  $\pm 1\text{dB}$  范围内变化，频率范围至少到 300MHz；
- 噪声系数应  $< 4\text{dB}$ 。

(3) EMI 电流探头，校准的频率范围达到 300MHz。

(4) 线路阻抗稳定网络（LISN），也叫人工电源网络，电磁兼容规范中广泛指定使用的是 50 $\mu\text{H}/50\Omega$  型（如图 8-2 和 8-3 所示）。如果产品类型决定要使用单相交流电测试的话，采用两端 LISN 就足够了，如果 EUT 的供电类型广泛多样（有单相、三相、直流等类型），最好使用多相 LISN（记住，可能会需要隔离变压器）。

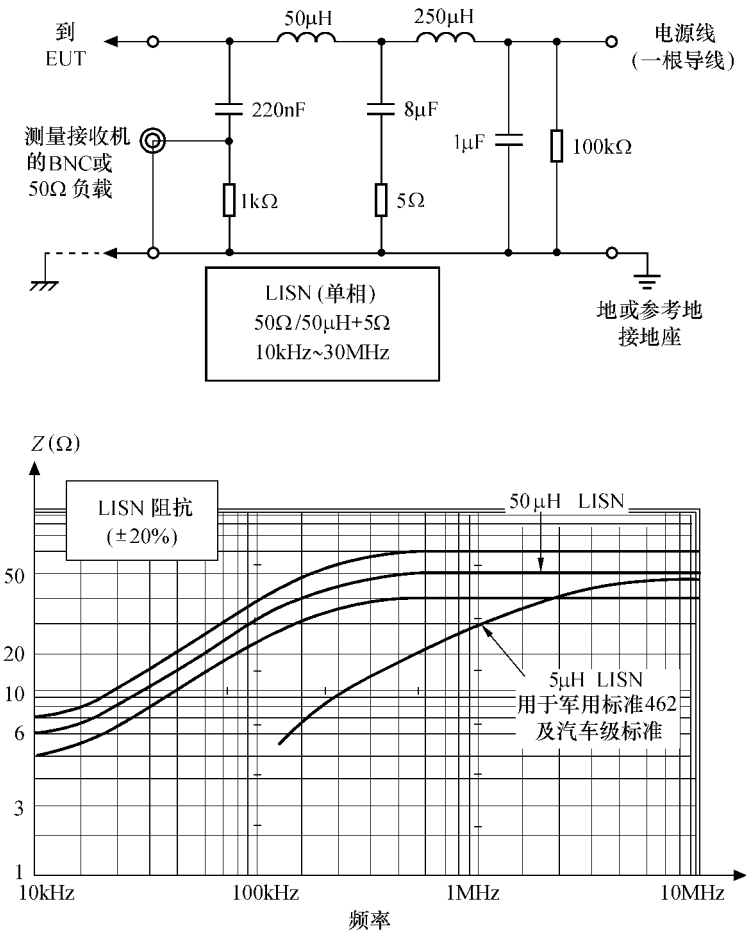
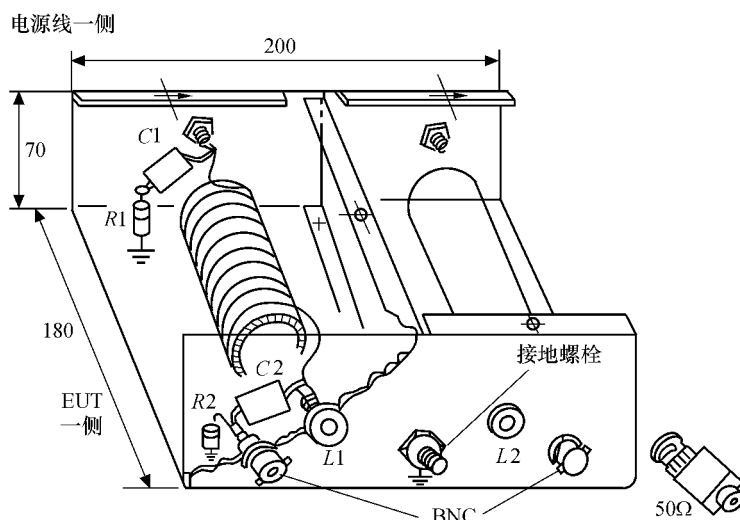


图 8-2 线路阻抗稳定网络（LISN）

(5) 记录仪，虽然并不是必需的，但是用它来对测试结果的重复性进行比较却是很方便的。一些现代分析仪都包含了一个 IEEE 总线或 RS232 输出，允许直接储存并将屏幕所显示的打印输出。型号较老的设备，一般有一个 X-Y 形式的输出端，可以连接到笔式曲线记





电感  $L_1$ 、 $L_2 = 50\mu\text{H}$ ，在 40mm 直径的 PVC 管上绕 56 匝

$C_1$ 、 $C_2$ ：0.22 $\mu\text{F}$ ，500V，5%

$R_1$ ：5 $\Omega$ ，10%，1/2W，碳膜电阻

$R_2$ ：1k $\Omega$ ，10%，1/4W，碳膜电阻

- $C_2$  与 BNC 和  $L_1$  插座之间的引线要很短
- $L_1$  和  $L_2$  之间必须有一个隔离墙，防止  $L_1$  与  $L_2$  之间的射频耦合
- 在没有使用的 BNC 插座上要连接 50 $\Omega$  负载。

以毫米为单位的尺寸是示意性的。机盒是由镀锌钢板制成，厚度 15 或 10mm。

图 8-3 仅用于摸底测试的自制 LISN

录仪。

(6) 高质量的同轴电缆，尽管这听起来好像只是琐碎的细节，然而这经常是造成测试结果异常、数据不能重复或其他问题的主要原因，人们在这方面往往浪费了太多的时间和精力。同轴电缆的问题包括：劣质电缆、电缆磨损和同轴连接器组装不当。保证测试结果可靠性的重要因素是：高质量高密度的编织层、与连接器的后部能完全密封并在一周充分连接、连接器两部分之间的接触等。选用正规厂家的射频电缆和连接器十分重要，若将厂家不明的同轴电缆与多用途的 BNC 连接器配合，将影响一系列测试的正常运行。如果有可能，应该使用双层编织同轴电缆和 N 型连接器，尽管这会使电缆的硬度和重量增加。使用双层编织同轴电缆有以下 3 个好处：

① 双层编织同轴电缆比单层编织电缆具有更好的抗干扰性，（屏蔽系数高 30dB），这可以保证测量不会受到受试件产生的干扰以外的噪声的影响。

② 双层编织同轴电缆具有更低的高频损耗。当电缆较短，并且频率低于 100MHz 时，这并不是主要问题。当长度在 3m 或 10m 以上，频率高于 300MHz 时，双层编织电缆所带来的这几个分贝就非常可贵了，它可以使测量系统有足够的动态范围。

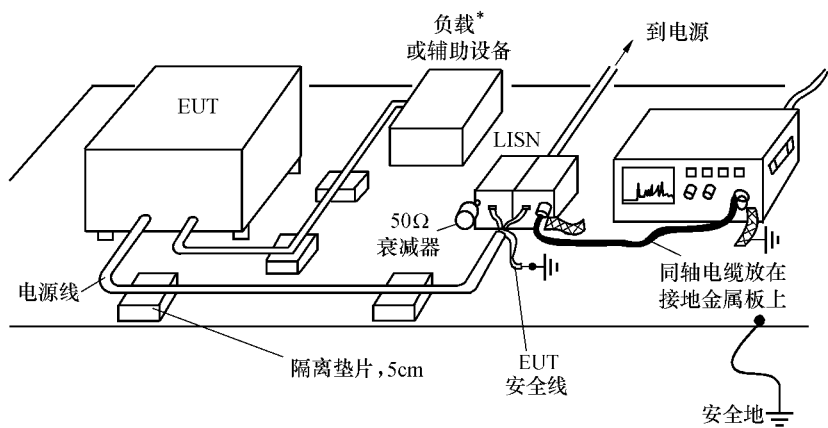
③ “N”型连接器由于采用螺纹配合，因此它比卡口锁定的 BNC 连接器具有更好的屏蔽性能，而且它连接也更加牢固。一种很好的替代品是它就是 TNC 连接器（BNC 的螺口形式），尽管它并没有得到广泛的应用，但它具有“N”型连接器的所有优点，同时也具有 BNC 体积小重量轻的特点。

(7) 天线，在故障诊断或摸底试验中，这是一个相当复杂的问题。如果 EUT 没有放置在屏蔽室或具有足够自由空间的开放测试场所内，就不能使用常规的 EMC 天线。因为周围环境的很多因素（比如邻近的导体、天花板等）会使这种测量结果的可信度很低，并且结果不可重复。因此，在后面所描述的故障诊断的分析技术中，我们尽量不使用标准天线，而采用电流探头或近场探头。

图 8-3 是仅用于摸底测试的自制 LISN（0.1~50MHz 范围内适用）。在进行交流电敏感度试验时，也可以用来注入 EMI，RF 口可以承受 30V 或 500V 的峰值（短时脉冲 $<50\mu\text{s}$ ），由于 C1 的值很小，允许使用 LISN 时加隔离变压器。

8.2.3 待测设备（EUT）/样品的安装

图 8-4 所示的是一种典型的临时安装方式，所有测试仪器和附件都通过短金属带连接到参考地板上。如果预先在这些接地点上安装几个平头螺钉就会使安装变得更加方便，注意与接地板之间的距离不小于 15cm，也可以采用大面积接触的导电胶带替代接地条。注意 EUT 和的电缆不要太靠近边界。EUT 需通过普通的电源电缆中的保护地线接地，除非它在正常时就是通过专用接地条直接接地的。



\* 如果辅助设备本身是交流供电的，它们必须有良好射频滤波，并且尽量通过 LISN 供电。

图 8-4 传导发射测试中测试安装

8.2.4 传导发射（CE）符合性测试

1. 测试准备

(1) 熟悉并记录与潜在 EMI 现象相关的 EUT 的特性，例如

- ① 是否存在开关电源？
- ② 开关频率是多少？

③ 注意电压设置。一些 EUT 是由几种交流电压供电的，例如 120V 和 240V。一定要对两种供电状况都进行试验，并且保留最坏的一个。低压供电初级电流是高压供电的两倍，这将产生更大的差模噪声，而高压供电意味着更高的电压变化率，这将导致更大的共模噪声。

④ 是否存在宽带干扰源（比如晶闸管控制 50/60Hz 斩波器、电刷型马达、气体放电管等）？

⑤ 逻辑单元使用的最高和最低时钟频率是多少？一般在电源或 I/O 端经常可以检测到时钟信号的傅里叶级数分量（特别是基波和奇次谐波），并且一般都大于 10MHz。

以上所有的概念对快速列出潜在的高频干扰源很有用。在测试过程中，应该尽量预测 EUT 电缆上可能产生的噪声的种类，特别是判断干扰是重复的还是随机，这对我们辨别频谱是宽带的还是窄带的很有好处。

例如，在 150kHz~30MHz 的传导发射测试的带宽为 9kHz（或者频谱分析仪上最接近的值，例如 10kHz）。如果该 EUT 包含了一个 30kHz 开关速率的开关电源，就不必担心宽带频谱和准峰值读数了，得到的所有读数都是窄带的，并且单位是  $\text{dB}_\mu\text{V}$ （有效值）。但是，如果使用 100kHz（或 300kHz）带宽测量的话，就会产生错误的结果。这种错误是不应使用带宽校正系数  $-20\log(100\text{kHz}/9\text{kHz})$  来校正，因为干扰源的重复频率为 30kHz，而应该使用校正系数  $-20\log(100\text{kHz}/30\text{kHz})$ ，也就是  $-10\text{dB}$ 。

（2）准备一些（最好只有一个）能够使受试件最大发挥其内部功能的工作状态，比如说恢复存储数据、检查外部设备，打印或显示等。

（3）如果不是在屏蔽室中做测试，还需要对周围的背景噪声进行检测。虽说相对于电源线上的传导干扰而言，LISN 扮演着滤波器的角色，但是 EUT 端的一部分电缆和测试装置的其他所有电缆都可以充当广播信号和其他电磁波信号的接收天线，如果 EUT 与辅助设备一起工作（模拟器，有源负载或外围设备等），还要确定的是：如果这些辅助设备是由独立电源线供电的，那么他们的电磁兼容性能至少要符合电磁兼容规范的要求；如果不是由独立电源供电，它们必须装有十分有效的电源线滤波器（即使是临时添加的）。

所有电缆距离地线面 5cm 以下，这可以防止电缆接收空间波长为这个距离 10 倍的电磁干扰。例如，这样布置的电缆与在地线面上 1m 处悬挂的电缆相比，可以将电缆上感应的 10MHz 的空间干扰减小 30dB。

对环境背景要做的最后检查是，将传感器（LISN 或探针）放置在适当的位置，关闭 EUT 电源，频谱分析仪或接收机设在“峰值保持”（peak-hold）模式。背景噪声比传导发射限值至少低 6dB。如果没有达到这个指标的话，从理论上说，这样的传导发射（CE）测量是无效的。但是，如果只是在少数几个特殊频率上没有达到该指标的话，可以试一试以下步骤：

（1）将超标的最大背景噪声的一些频率记录下来。

（2）如果超标的背景干扰是窄带的，检查一下它是否是由你测试装置内部或附近的干扰源产生的，如果是的话，将这个干扰源关闭或降低它对环境的影响，例如可以将干扰设备重新摆放，或将它的电缆重新布置，或在靠近干扰源的电缆上套上铁氧体磁环（绕 2~3 匝）。

（3）如果超标的背景干扰是宽带的，先试一下上述方法，如果还不行，则在该频段测试待测设备时，选用较小的带宽（如 1~3kHz）进行操作。如果待测设备（EUT）特征信号是窄带信号，其输出电平不会改变。如果是宽带，则背景噪声会衰减 10-20dB（这要看它是随机信号还是稳定重复变化的信号）。

（4）如果强干扰是由附近的无线电台造成的，你就无能为力了，这种强干扰在 LISN 口会很容易超过  $60\text{dB}_\mu\text{V}$ 。当然，你不能在 EUT 电缆上进行滤波。唯一可做的就是使 EUT 的

发射频率不与这些外部干扰的频率相同。这一点很容易做到，因为对 EUT 可能的发射频率都做了记录。

注意：对背景干扰先进行检查是必需的，禁止在正式测试过程中通过打开、关闭待测设备来检测背景噪声。这是因为：在某些情况下，EUT 的引线拾取（接收）的实验区内周围电磁干扰信号会被 EUT 的电路传输甚至放大，这时将 EUT 关闭，可以发现读出数据下降，这就是被我们误认为是 EUT 发射的干扰。

### 2. 测试步骤

因为传导测试的动态范围一般不是问题，因此在接收机的输入端至少要有 10dB 的衰减。如果可能的话，插入一个浪涌限幅器，并常与 6 或 10dB 的衰减器一起使用。一定要确认频谱分析仪没有饱和。要养成检查的习惯，特别是对强噪声 EUT 测量时，在输入端加一个 10dB 的衰减器，看读出的数据是否产生了 10dB 的衰减，如果是，说明频谱分析仪没有饱和，否则说明有饱和问题。

用“最大保持”方式在预定的频率范围内进行 5~10 次扫描。

在每个电源输入端重复上面的步骤。确认未测试端的 LISN 口装有 50Ω 的同轴负载。

### 3. 分析数据、诊断和解决措施

(1) 出现超标 ( $\Delta$ dB) 发射时，回到这些超标频率上，通过以下步骤确定干扰源：

- 如果有多个开关电源或 DC-DC 转换器，逐个关闭；
- 拆除快速逻辑的信息处理卡；
- 关闭马达（电刷型）；
- 拆除重复电火花源或放电管；
- 断开晶闸管。

(2) 判断窄带或宽带，许多规范对宽带干扰（与接收端带宽相比，重复率较低）都允许一定程度的容忍。我们精心地选择了峰值检波器来加快测量速度，但这有可能会影响到宽带发射的测量值。如果干扰是宽带的，则应将仪器调整到超标频率上，并将检波方式切换到准峰值检波状态，或通过改变带宽来确认干扰是宽带还是窄带的，如果是宽带的话，采用适当的放松因数或宽带校正值。

(3) 判断是共模还是差模。为了选择合适的解决方案，这点必须判断清楚。差模辐射（即，相对于中间极性，导线上的电压极性为+或为-）在低于几百千赫兹时占主要地位，因为它一般由于开关稳压器的电流的基波分量通过前端电容的等效串联电阻（ESR）和等效串联电感（ESL）引起。当输入电压值为最小时，差模干扰随着负载增大而增大（如图 8-5 所示）。

通过图 8-6 可以加深对共模和差模的认识。在图中，使用一只电流卡钳或一台差模-共模分离器来区分干扰电流的性质。共模发射（任意线与地间）典型的频率值一般都在几百 kHz 以上，并且一般在输入电压达到最高和负载最小时发射最强。

(4) 在超标频率上，共模电流在 I/O 信号电缆上是否也有泄漏。若有泄漏，说明在被测设备电源的两侧缺少共模去耦措施，共模电流流过零伏参考地及测试系统。

注意：当频谱分析仪与 LISN 相连时决不允许关闭受试设备，除非频谱分析仪的输入端加了涌浪抑制器，因为当 50μH 电感中的电流切断时产生的高压会损坏分析仪。

(5) 当用电流探头和频谱分析仪对发射进行监测时，对所有超标的谱线至少降低  $\Delta$ dB 再加上 6dB 的余量，这可以通过下列措施实现：

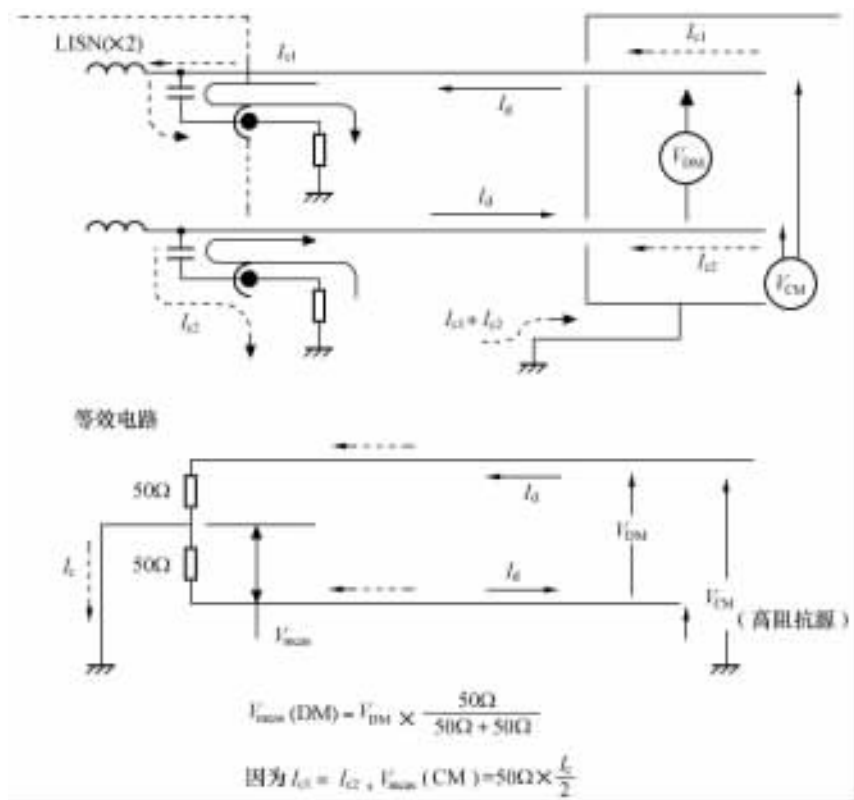


图 8-5 理解差模和共模电流流过 LISN 的路径，在 LISN 端口上读数是共模干扰和差模干扰的组合

- ① 提高电源模块的滤波性能，（比增加电源滤波器经济）。
  - ② 检查电源滤波器安装方面存在的问题。
  - ③ 检查电源滤波器的原理图（可从制造商提供的数据中获得），看电感和电容的数值是否满足共模或差模衰减的要求？警惕受试件产生的磁场辐射在其自身电源线感应的干扰（这是电磁干扰诊断中常见的陷阱之一。这种往往频率很低，让人以为是差模干扰，但是实际是以共模形式出现）。
- （6）通过再测试对第 4 步进行验证，检查所有的门和面板是否都关好。

8.2.5 设备不能接入 LISN 时采取的措施

有时待测电路模型不太容易直接与 LISN 连接。例如，电源输入可能是直流，有着符合标准的导线和专用电源插头，与 LISN 输出不相匹配。通常，LISN 的输出电流一般限制在 16~30A。虽然也有 100A 的 LISN，但其价格昂贵很难得到，在这种情况下，可采用下面的安装方法，相应的限制条件也需改进。应该把两根电源输入线分开（如果有护套，剥掉它们共有的护套）至少 1.5m 以上的长度，这段长度中至少应有 1.3m 被用带粘合剂的铜带紧压在接地板上。这样可以获得大约 200pF 的共模旁路电容。另外，导线至少有 3 匝穿过一个大铁氧体环，这样至少能获得 2μH/匝（见 8.6 节）的电感。这就制成了一种简易的 LISN，使频率在 1~5MHz 以上的大部分共模电流流入本地。

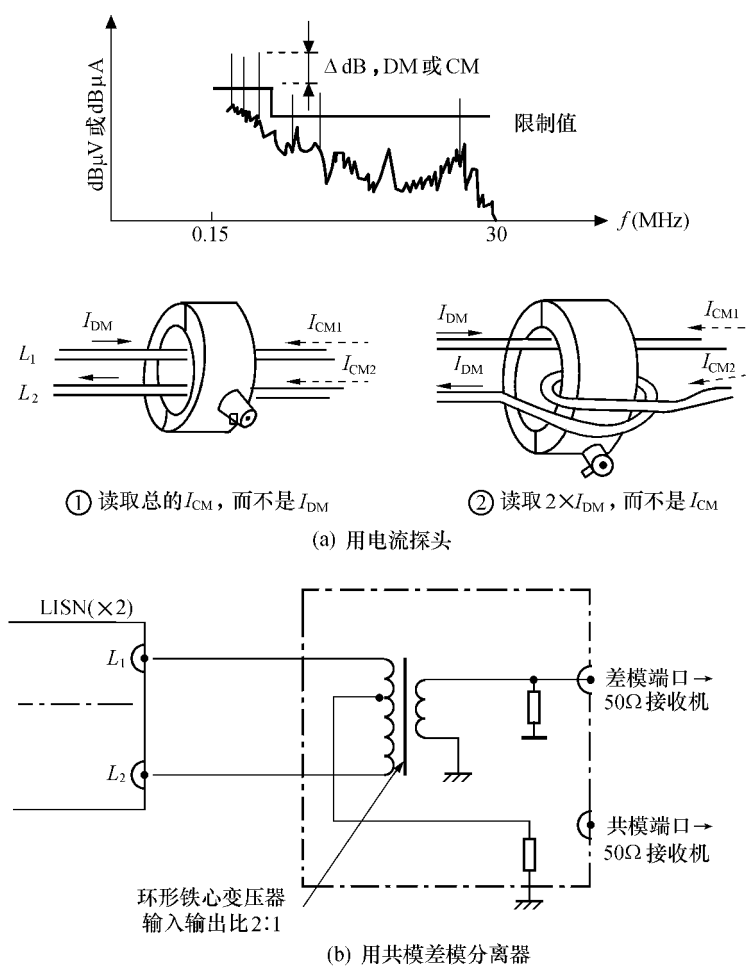


图 8-6 用电流探头或共模差模分离器确认干扰模式

这里的假设是，在几 MHz 以上，这种装置将为共模电流提供比实际电源线阻抗（无论什么阻抗）低的阻抗，这样共模电流能够达到最大值。

如果规范限制值是用电流表示的，解释说明起来就比较简单明了。如果规范限制值的单位用的是  $\text{dB}\mu\text{V}$ ，则必须进行某些换算，人们经常被误导——简单地用电流去乘  $50\Omega$ ，这是不对的。因为标准的 LISN 阻抗在  $500\text{kHz}$  以上时才能达到  $50\Omega$ 。图 8-7 中的转换曲线可将一个用  $\text{dB}\mu\text{V}$ （如 CISPR 或 FCC 颁布的 A 类或 B 类标准）表示的传导辐射（CE）限制值换算为一个等效的  $\text{dB}\mu\text{A}$  读数。

8.2.6 辐射发射（RE）测量的替代方法

产品要符合辐射发射（RE）限制（无论是 FCC、CSA、欧洲（EC）标准，还是军用 461 规范（MIL-STD-461）（除 TEMPEST 外）），是开发和试验中面临的严峻挑战。常见的过程是，开发工程师应尽量避免使用法则中规定不能使用的东西，并根据公司多年积累的秘诀，努力制造出不对外产生干扰，不受内部噪声影响的样机。然后将该设备拿到指定的场地进行测试，看是否能通过。在大多数情况下，都是不能通过的，除非事先进行了非常彻底的

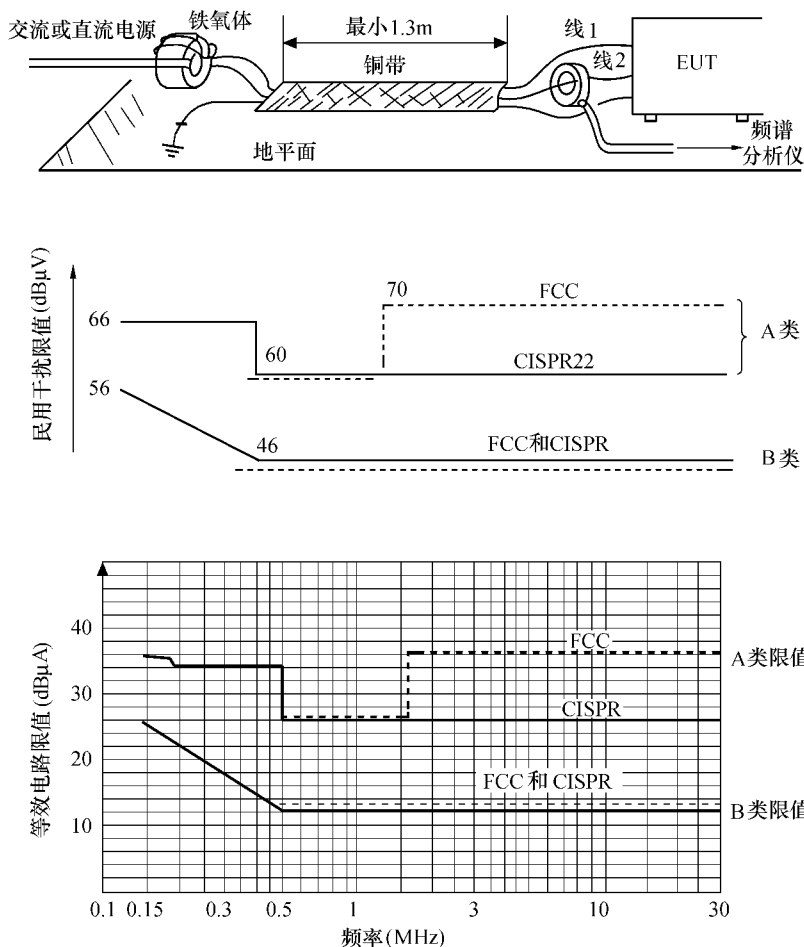


图 8-7 当 LISN 不能安装时电源线传导发射测量

发射分析和控制。然后要做的就是，进行一系列的再设计和反复测试，最终使发射频谱能够低于规范的限制。

这里推荐使用的方法不需要每次测试都在电磁兼容测试实验室做，所以可以为确认和抑制超标辐射节约时间。前面已经讲过（参见 8.2.2 节），大部分辐射发射预测都不需要电磁兼容天线、屏蔽暗室和 1 或 3m 的测试距离。

这种测试方法的基础是任意一条载有共模电流的电缆都比机箱本身更容易辐射，这个结论在 200~300MHz 频率以下都是正确的。这是因为电缆仅仅依靠其几何尺寸，一般都大于 1m，就可以成为有效的天线，而 PCB 轨线和内部连线仅是尺寸比电缆小 1~2 个数量级的偶极天线和小电流环天线。当频率大于 300MHz，波长小于 1m（也就是说 1/4 波长小于 0.25m）时，电缆的天线作用开始“萎缩”，取而代之的是机箱内部的辐射体。

因此，当我们面对这两类天线时，应尽量找出到底是什么使设备产生了超标辐射，是电缆、箱体内部还是两者皆有。

### 1. 实验准备

辐射干扰可能碰到的 EMI 频率与传导干扰基本相同，所以这里的测试准备和 8.2 节中的传导干扰是一样的。实际上，传导干扰检测工程中的待测设备的安装与操作模式都可应用

于辐射干扰测试中。

有以下两点需要强调：

(1) 在传导干扰测试过程中没有检测到的许多时钟谐波在这里可能成为潜在的辐射干扰源。认真记录在印刷电路板上使用的所有的石英晶体振荡器的频率。必须记录它们的精确值，例如：应记为“14.275MHz”而不能记为“14MHz”，因为在第 15~25 次谐波处，由四舍五入引起的误差会达到几 MHz。

将这些频率的谐波（包括奇次和偶次谐波）打印出来，至少应到第 30 次谐波。这会方便后面的测试工作，尤其是有可能将这些谐波频率误认为是被测设备周围环境的载波辐射干扰时，更会体现出这一点。

(2) 对于辐射干扰实验，检查环境噪声更为重要

① 电缆靠近接地板的方法已经无法抑制几百兆赫以上的电磁场干扰。（电缆在距接地板 5cm 的高度时，对 600MHz 以上频率电磁场耦合衰减很小）。

② 对高度低的环境的要求扩展到了 1GHz，如果所使用的时钟频率大于等于 200MHz 的话，则这个要求会更高，这点也同样适用于附属设备。

③ 对测量灵敏度的要求更高。我们必须能够检测出电缆上小到牛  $1\mu\text{A}$  的电流。根据不同的检流计（电流探头）类型，该灵敏度可换算为可检测信号的门限为  $2\sim 5\mu\text{V}$ （ $6\sim 14\text{dB}\mu\text{V}$ ）。同时需要一个低的背景噪声。这里明确规定在所使用的仪器列表中给出的是低噪声前置放大器。

将检流计（电流探头）安装在最长的 I/O 电缆上（距待测设备接线端子 30cm 以内），用于测量外界噪声，这看上去有点像共模电流的频谱，记录该频谱或将其存储在频谱分析仪中。记录这些外界噪声时采用的仪器设置最好能够与实际进行辐射发射测试时相同（参见 8.2.7 节）。

最后一步准备记录共模电流读数的数据表格（参见附录 E 的表格形式）。附录 F 简要描述了已知单位为  $\mu\text{V}/\text{m}$  的电场转化为等效的偶极子电流（ $\mu\text{A}$ ）的方法。这样，根据每个电场限值就可推出相应的共模电流极限值  $I_{\text{CMMAX}}$ （见表 8-1）。

表 8-1 检验辐射发射的共模电流限值

| $I_{\text{MAX}}$ (dB $\mu\text{A}$ ) | $f\rightarrow$ | 30~230MHz | 230~400MHz | 400~1000MHz |
|--------------------------------------|----------------|-----------|------------|-------------|
|                                      | Class A        | 20        | 26         | N/A         |
|                                      | Class B        | 10        | 16         | N/A         |

注：在某些频率处，FCC/CSA 和 CISPR 有大约 2dB 的差异，应用两者中较严格的 FCC、CSA 或 CISPR (11 或 22)。

表 8-1 中的值相应于无裕度情况。当考虑到测量的不确定性时，一个实际的标准结果显示在表 8-2 中。在两个标准之间有一些灵活的余地，到底选用哪一个应依赖于：

表 8-2 共模电流检测失败的实际判断标准

|  | f → | 30~230MHz             | 230~400MHz                   | 400~1000MHz |
|--|-----|-----------------------|------------------------------|-------------|
|  | A 类 | I<18dB <sub>μ</sub> A | I<24dB <sub>μ</sub> A        | 通过 RE 检验    |
|  | B 类 | I<8dB <sub>μ</sub> A  | I<14dB <sub>μ</sub> A        |             |
|  | A 类 | I<30dB <sub>μ</sub> A | 不要浪费时间将此 EUT 带到测试现场，肯定它已超过限值 |             |
|  | B 类 | I<20dB <sub>μ</sub> A |                              |             |



- (1) 工程造价与在 EMC 实验室里进行测试的开销费用对比是多少？
- (2) 你准备接受多少美元/dB 代价，即：有轻微不合格的设计投入批量生产后准备接受多少罚款？

对于要满足美国军标 MIL-STD-461C（对应的国军标 GJB151-86）规范的 EUT，可以参考表 8-3。在这里考虑了军标测试对受试件安装的特殊要求，即考虑了电缆在接地板上方 5cm 时产生的辐射衰减。对于 GB151 而言，在 400MHz 以下，粗略的关系表达式为：

$$I_{dB\mu A} = E_{spec} + 19.5 - 20\log F_{MHz}$$
 (8-1)

这个电流在电流卡钳输出端产生的电压为：

$$V_{out\ probe}(dB\mu V) = I_{CM}(dB\mu A) + Z_t(dB\Omega)$$
 (8-2)

式中  $Z_t$  是电流卡钳的传输阻抗，由电流卡钳生产商提供。

表 8-3 MIL-STD-461 (C)\* RE02 限值，飞行器类型

| f→                              | 50MHz | 100MHz | 200MHz | 300MHz | 400MHz |
|---------------------------------|-------|--------|--------|--------|--------|
| 窄带限值                            |       |        |        |        |        |
| $E_{SPEC} (dB\mu V/m)$          | 25    | 30     | 34     | 37     | 38     |
| 转化的 $I_{CM}$ 限值 $(dB\mu A)$     | 10    | 8.5    | 8      | 7      | 6      |
| 宽带限值                            |       |        |        |        |        |
| $E_{SPEC} (dB\mu V/m)$          | 72    | 68     | 65     | 69     | 72     |
| 转化的 $I_{CM}$ 限值 $(dB\mu A/MHz)$ | 57    | 47     | 38     | 39     | 40     |

注：\* 对于 MIL-STD-461D，这些值有几分贝的不同。

2. 试验步骤

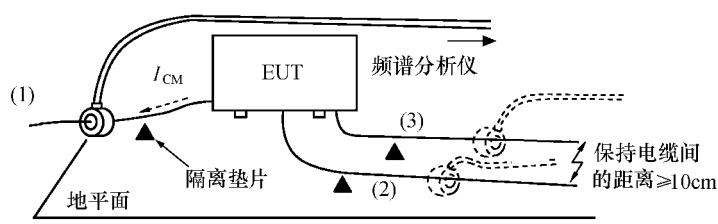
将频谱分析仪的带宽和检波方式按照辐射发射（RE）测量的要求设置，例如，对于 FCC 或 CISPR（GB9254）：

- (1) 分辨带宽——100 或 120kHz（对于特定的窄带干扰，可以减小到 30 或 10kHz）；
- (2) 检波方式——峰值检波，以最大保持方式扫描；
- (3) 视频带宽——300kHz 以上；
- (4) 扫描范围——如果将测量结果用于最后打印测量曲线，在标准规定的全频段内（30~1000MHz）扫描，但是在诊断过程中，应将每格的跨度控制在 5~10MHz 范围内，以便对有问题的发射进行精确的分析。

推荐的试验步骤如图 8-8 所示。

- (1) 将电流卡钳卡在第一根电缆上，距离受试设备的距离小于 30cm，并确认所有电缆至少有 1.5m 长的部分被拉直，并在参考地线板上方 5cm 处。I/O 电缆之间离开 10cm，以防止电缆之间的串扰耦合。
  - (2) 在预定的频率范围内扫描，检查是否有超过限制值的共模电流。
3. 对所有电缆或电缆束做同样的测试
4. 确认所有电缆上的共模电流频谱都没有超过限值

如果在某个频率上，有一根以上的电缆上的共模电流值接近限制值，要根据均方根相加的原则降低限制值。这些在电缆上的电流在相同频率不大可能会以相同的相位辐射，即彼此独立。因此，总电流应该看作是各个电缆电流平方和的开方。假定有 n 根电缆上的共模电流



- ④ 将电流探测器放在离 EUT 表面大约20cm处，观测最大读数时的距离
- ⑤ 检测电缆 (1)、(2)、(3) 上面的读数是否超过对于 RE 的传导 EMI 的代用标准 (见表8-1)

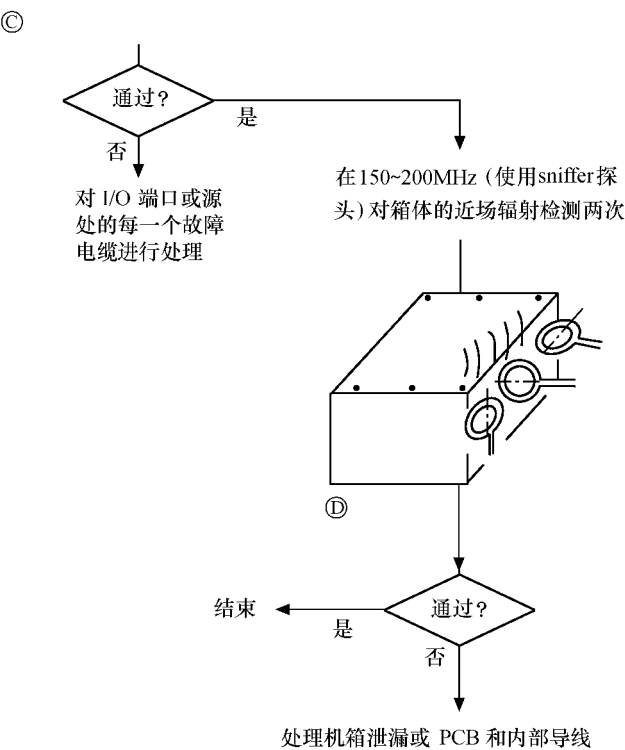


图 8-8 产品开发过程中对辐射发射 (RE) 评价的方法

值接近限制值，并假定第  $k$  根电流最大，则有：

$$I_{\text{总}} = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2} \leq \sqrt{n} I_k \tag{8-3}$$

相应地，限制值降低的数量（即限制值加严数值）取为  $-20\lg \sqrt{n} = -10\lg n$  (dB)。其具体数值见表 8-4。

表 8-4 限制值加严数值

| 具有相同电流的电缆数量 | 限制值加严数值 | 具有相同电流的电缆数量 | 限制值加严数值 |
|-------------|---------|-------------|---------|
| 1           | 0dB     | 4           | -6dB    |
| 2           | -3dB    | 5           | -7dB    |
| 3           | -5dB    |             |         |

当电缆数量为一到两根时,这种通过电缆共模电流预测辐射发射(RE)的替代方法是非常可靠的。但当电缆的数量逐渐增加时,这样的关系也逐渐变的不那么准确了。当电缆数超过5根时,它们之间的相互关系变的更加复杂了。如果 $n > 5$  (包括电源线),应该将超过5根的I/O电缆先拔掉,先对第1批电缆检测,然后再将剩余( $n-5$ )根电缆插上,将开始的5根拔掉,进行第2次测试。然而这只是临时措施,因为这样做改变了EUT和电缆间的复杂的内部关系。

5. 如果不能满足标准,必须分别处理每条具有较高共模电流的电缆

因为PCB不可能重新设计,这就意味着需要去密封输出端口或对电缆进行处理,包括:

- (1) 使用过滤连接器、反馈滤波器、铁氧体等对I/O端口滤波。
- (2) 在I/O端口周围,检查是否与机箱(底盘)等电位,即零V。
- (3) 检查EUT的内部电线,找出可能的串绕耦合。
- (4) 使用屏蔽电缆,如果已经屏蔽,则改进屏蔽层与机箱(底盘)的连接。

要不断地采取措施,直到所有电缆上地共模电流都满足了要求,但要注意:不能对一条电缆进行了改进之后,而问题却又转移到其他频率(例如其他的时钟谐波频率)或其他的电缆上,因为上述的措施改变了电缆上的某些共模阻抗。

6. 如果所有电缆经检查都是合格的(如图8-8中的◎,选择框“通过?”,答案是“是”),就要检查机箱在150到200MHz以上的辐射

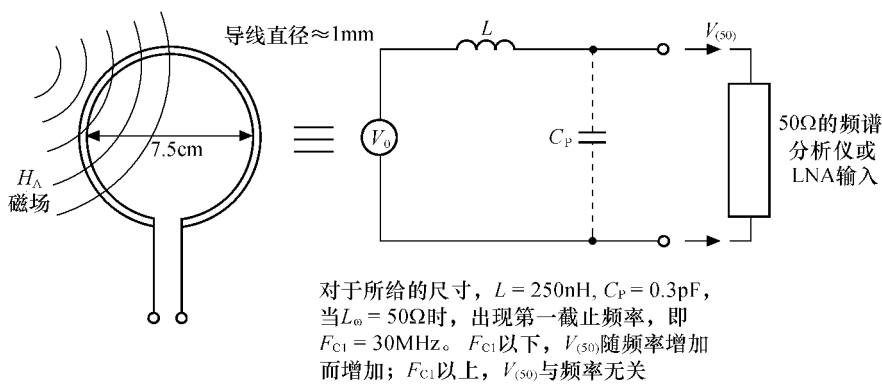
在电缆辐射和机箱辐射之间并没有明确的分界线。重要的因素是导体的尺寸和导体距离金属表面的高度(从某种意义上讲,指的是共模回路面积)。通常,EUT的外壳尺寸小于50cm。例如,对于19英寸机箱而言,PCB轨线和内部连线、带状电缆等的长度不会超过20~30cm,对于1~1.5GHz的波长,这些部件通常在1/4波长以下,并不是有效的辐射体。反之,在150~200MHz以下,外部电缆(一般长度都大于1m)却是非常强的辐射体。当然,对于机柜那样的超大型EUT,支架、底板之间的内部连线等,会导致在低频端由于机箱缝隙的泄漏引起机箱的辐射值与电缆辐射值相近。

检查外壳辐射(流程图8-8中的框①)要求使用近场探头。这种探头既可以买现成的,也可以自己制作(如图8-9所示)。

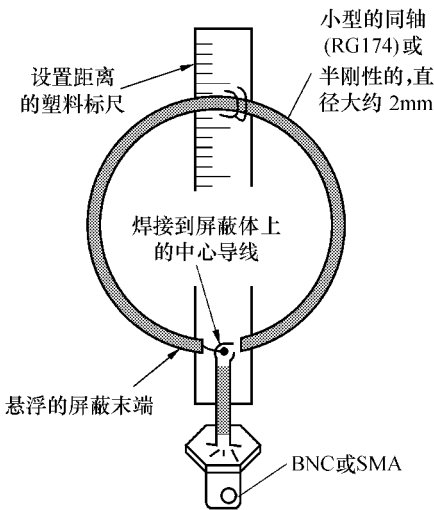
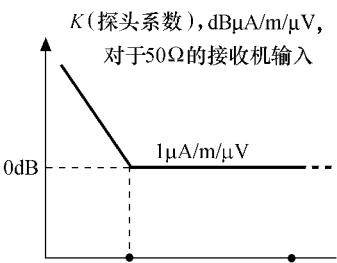
尽管有很多不同类型(测电场、磁场)、形状、尺寸的探头,但对于机箱、机柜或其他辐射源周围的辐射检测,折衷的方法是取直径在2.5~7.5cm(1~3in)的磁场环(采用7.5cm的sniser探头如图8-10所示),将它放置在离EUT侧面5~10cm的地方时,就能提供一个足够的灵敏度。更小的探头(如直径为1cm)可以用来寻找未经处理的PCB上的辐射点,这是因为搜索距离成比例地接近。磁场探头的优点如下:

- (1) 在近场环境中,磁场不像电场一样容易被其他目标如人体、仪器等的靠近所影响。
- (2) 通过某些简单的距离变换,近磁场读数容易转换到电磁场,用 $\mu\text{V/m}$ 表示。由于第(1)点的优点,它比近电场转换更可信。
- (3) PCB上的主要干扰源和其他被测设备内部辐射源可通过被测设备机箱孔和缝隙泄漏,这种辐射与阻抗低于 $377\Omega$ 的电流环的辐射相似,因而可看作是以磁场辐射为主。

比正常实验距离的10~30倍更接近被测设备的好处在于:测得机箱辐射将明显增加,而周围背景噪声并不变化。距离很近使某些频谱处在近场状态(在离被测设备10cm处,频率必须达500MHz以上才能达到远场状态),因此在测试过程中与被测设备保持恒定的距离



对于正弦波磁场,  $V_0 = \omega \times \mu_0 \times S \times H$   
 $V_0 = 2\pi f \times 4\pi \times 10^{-7} \times \pi r^2 \times H (\text{A/m})$   
对于所给的小环 ( $r = 0.0375\text{m}$ )  
 $V_0 (\mu\text{V}) = 0.35f (\text{MHz}) \times H (\mu\text{A/m})$   
在30MHz及其以上(至少到500MHz),  
 $V_{50\Omega} (\mu\text{V}) = H (\mu\text{A/m})$   
在远场, 因为 $E/H = 377\Omega$ , 所以  
 $0\text{dB}\mu\text{A/m} = 51.5\mu\text{V/m}$ ,  
因此, 对于30MHz以上, 探头系数  
(小环系数)  $K$ 为:  
 $H (\text{dB}\mu\text{A/m}) = V (\text{dB}\mu\text{V}_{50\Omega})$ ,  
或 $E (\text{dB}\mu\text{V/m}) = V (\text{dB}\mu\text{V}_{50\Omega}) + 51.5$



实践中用带有电场屏蔽的、直径7.5cm小环来防止近场容性耦合。  
为了避免100MHz以上时发生阻抗失配, 注意以下几点:

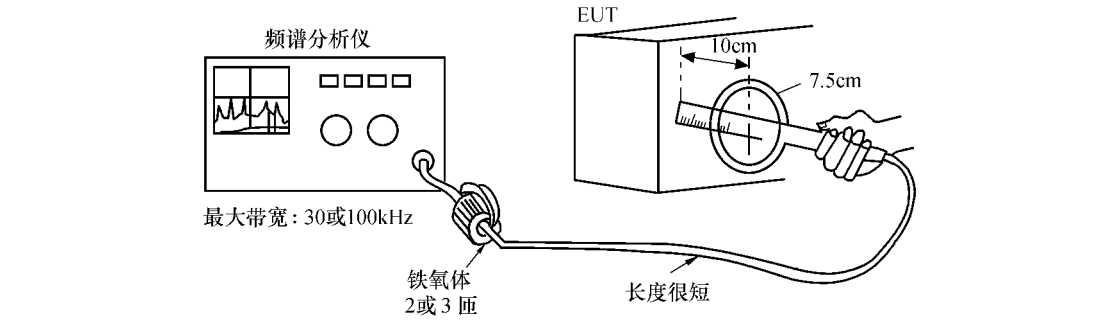
- 使到接收器的电缆尽量短 (<30cm)
- 以牺牲60dB灵敏度为代价, 在探头的输出端安装一只50 $\Omega$ 电阻
- 在探头的输出端安装一只低噪声放大器 (LAN)

图 8-9 自制近场探头

很重要。在近场的频率响应以  $1/d^2$  或  $1/d^3$  的速度衰减, 在辐射源至天线之间距离的微小改变都会导致读数的很大起伏。

近场探头既可以提供以  $\text{dB}\mu\text{A/m}$  为单位的真实磁场值, 也可以提供仅仅表示改善程度的相对值, 这取决于探头是否经过校准。当你没有正式测试的原始资料作参考时, 真实磁场

读数是非常重要的。



| $f$ (MHz)                      | 30   | 100    | 150  | 200    | 300  | 500                     |
|--------------------------------|------|--------|------|--------|------|-------------------------|
| B 类限值在 3m 时 (dB $\mu$ V/m)     | 40   | 40     | 40   | 40     | 46   | 46                      |
| 用作适当的近场 / 远场改正的因子              | 53.5 | 43     | 39.5 | 37     | 33.5 | 29.5 $\rightarrow$ (远场) |
| 在 0.1m 时, 变换的限值 (dB $\mu$ V/m) | 93.5 | 83     | 79.5 | 77     | 79.5 | 75.5 $\rightarrow$      |
| 表示为探测器输出端的限值 (dB $\mu$ V)      | 42   | 31.5   | 28   | 25.5   | 28   | 24                      |
| 读出 10dB 的裕度或动态范围               | (32) | (21.5) | (18) | (15.5) | (18) | (14)                    |

注: (1) 在所有的频率处, 对于 B 类所要求的装置干扰可加上 10dB 的裕度进行检测, 甚至不需要低噪声放大器。  
(2) 对近场的  $1/d^2$  做一个保守的假设来计算近似修正。为调整  $H_{(3m)} \rightarrow H_{(0.10m)}$  得到下面的公式:

修正因子 
$$Corr = \frac{D_{NF-FF}}{3m} \times \left( \frac{0.10}{D_{NF-FF}} \right)^2$$

式中, 
$$D_{NF-FF} = \frac{\lambda}{2\pi} = \frac{48}{F(\text{MHz})}$$

因此, 直到 500MHz 有, 
$$Corr = -83 + 20\log F(\text{MHz})$$

(3) 连接探头的同轴电缆应该有好的质量, 可加载铁氧体来抑制同轴电缆屏蔽层感应寄生电场。

图 8-10 用 7.5cm 的 sniser 探头以 0.10m 的距离实现近距离测量 3m 辐射限值 (B 类 CISPR 或 FCC)

为在被测设备上找出辐射热点, 一个很好的办法就是在被测设备周围 5~10cm 的固定距离处画一个扫描边界, 探头应该与距离控制杆 (例如, 一块废弃的塑料尺子) 相连接。探测时, 天线距离被测设备越近, 移动的增量越小越好。从理论上说, 每步的尺寸不能超过 1.5 倍的辐射源与天线之间的距离。

对于每一个探测点, 天线应定位在 X、Y、Z 轴等不同的方向上, 读取最大读数。

事先预测辐射热点的位置将节省大量的探测时间。平滑的金属表面并不产生辐射, 但不连续点会产生辐射, 特别是当附近有电流通路的时候, 寻找具有以下特性的区域:

- 盖板接缝和接头处
- 通风和显示开口
- I/O 连接器安装板安装处
- 电缆穿透区域, 包括滤波器区域 (如果滤波器没有很好的搭接, 它将成为高辐射器件) 和光纤入口

根据 EUT 在开发/生产周期中所处的阶段, 这些测试可以提供一些改善设备的方案, 包括:

- (1) PCB 板: 回路面积缩小、时钟线屏蔽、IC 去耦合以及大型 IC (MCM, PGA, 微处理器) 顶端的屏蔽。
- (2) 内部封装: 子板到母板回路面积缩小、消除串扰、导线到机壳的回路面积缩小。
- (3) 外壳屏蔽: 缝隙控制、用磁密封衬垫、I/O 插座的紧密接地等, 这些措施当时间紧迫时往往是唯一的选择。

上面这些方法看起来慢且要求苛刻, 然而, 根据经验, 同时考虑正规试验室每天 1~2

万元的测试费用，这种测试方法确实很经济。实际上，一些电磁兼容技术人员对这种测试技术进行了提炼，并作为他们企业模拟正规测试的方法。

7. 正式辐射发射测试失败后的检查

该方法同样适用于在正规的开放场所或屏蔽暗室内进行首次辐射发射测试失败后的检查。与开发过程不同的是，这时多了一条重要的线索，这就是可以用实际的辐射发射曲线作为你逐步改善设备的参考。首次辐射发射测试后，检查过程可以按以下步骤开始（如图 8-11 所示）：

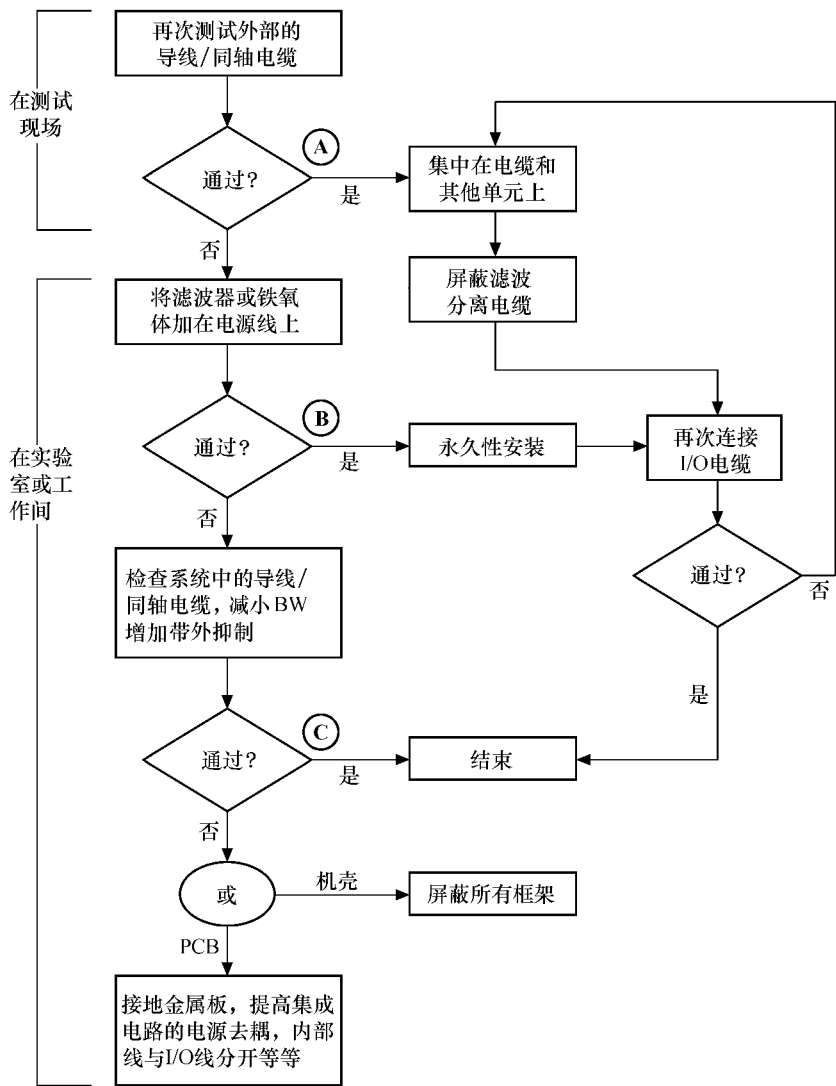


图 8-11 EUT 辐射发射测试失败时采取的策略

- (1) 当设备仍在测试现场时，拔掉所有外部电缆，当然不包括电源线。
- (2) 重新进行辐射发射测试，看被测设备是否能通过测试。
- (3) 如果结论为“是”（参见流程图 8-11 中的判决框），这意味着电缆为辐射源。
- (4) 如果结论为“否”，这可能存在以下两种情况之一：（a）辐射源是唯一剩下下来的电缆或电源线；（b）设备机壳存在辐射。

要确认为情况 (a)，可以在电源线上接入 1 或 2 个大铁氧体磁环，每个磁环至少绕上 2 (最好 3) 匝，并要尽量靠近 EUT 电源线的入口处放置，将整个电源线紧紧地压在接地板上。重新进行辐射发射 (RE) 测试，如果这时 EUT 可以通过测试，那么电源线就是最终的辐射源 (a) 项，否则就为 (b) 项，即外壳是辐射源。

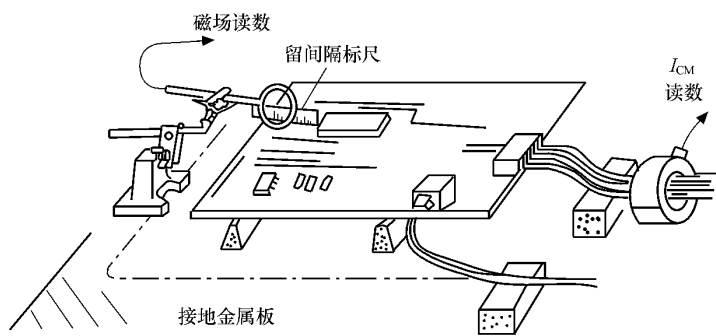
(5) 如果存在 (a) 项所指的情况 (即电源线辐射存在的情况)，则还需进行最后一项测试。在电源线辐射抑制措施仍然存在的条件下，连接上其他电缆，然后再进行辐射发射测试。因为虽然电源线发射起决定作用，可能将一些来自其他电缆的少量发射掩盖住，但这些较小的发射可能仍然会导致超标发射。如果存在其他辐射的电缆，则需要对电缆采取措施。

到这个阶段，可以将 EUT 带回工程实验室，使用前面介绍的方法来抑制辐射：对于每一频率的超标发射，必须使共模电流减小的 dB 数大于辐射发射超过标准限值的 dB 数 (加上一些余量)，记住如果只有外壳的辐射发射仍然超过限制值 (b) 项，则必须首先调整外壳。

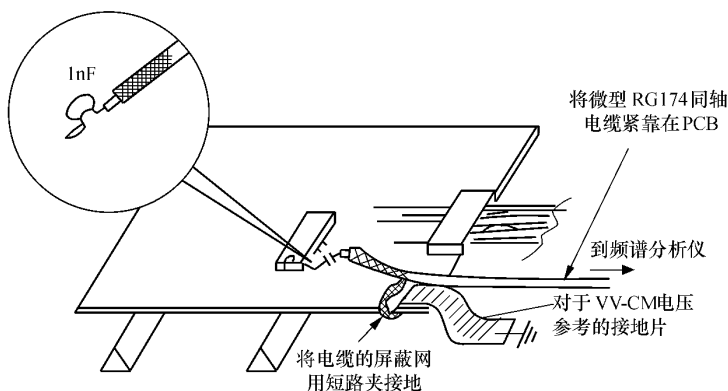
### 8. 电路板中辐射发射 (RE) 测试的替代方法

前述共模电流和近场探头的测试方法可以扩展到对 PCB 模型的辐射干扰分析上。对于某些产品这一点尤其是可行的，这些产品的主要功能和用户控制单元集中在单块电路板上，而没有其他附属的小配件。

PCB 应该放在参考接地板上，间距为几厘米，用垫片 (如图 8-12 所示) 隔开。理想情况下，垫片应该可以改变印刷电路板距离参考接地板的实际高度。I/O 电缆和其他装置的放



(a) 辐射测试的一般布局



(b) 用于测量特殊的 IC 引脚及电路板引线上的噪声电压频谱的系统，它能测出有问题的引线上的高于 50MHz 以上的高频分量，按照 FCC 或 CISPR 的 B 级标准，任何超过 1mV (60dBμV) 的共模电压谱波都是可能的疑点

图 8-12 辐射测试中印刷电路板的系统安装示例

置与 8.2.3 节中讲到的相似，测量共模电流的实验步骤也相同。对于近场检测，磁场探头的尺寸比对机壳屏蔽测量时的探头要小一些（如 1~2cm 的直径）。因为对靠近集成电路或关键引线的辐射点的测量需要较高的精度，所以探头距它们距离也应更小，如 1~2cm。由于  $1/d^2$  或  $1/d^3$  的关系，与被测对象保持恒定的距离很重要。

检测 PCB 辐射时，电压、电流探头可以在较高的频率值处直接通过测量芯片引脚或电路板上的引线找出存在辐射的元件、部件，尤其在数百兆赫兹的频率更是如此。

使用一个高通探头（如图 8-12 所示）便可以直接获取集成电路的引脚或电路引线上的信号。注意：我们要测量的是共模电压而不是差模电压，可以在接线端处通过将电路板的零参考电位接到参考接地板上来实现。通过短接，这个零电位点成为频谱分析仪的参考电位，电压测量值由此点计算。与探头相连的同轴电缆应短一些，贴在电路板表面上，使潜在感应信号的环路最小。

对电流频谱的测量可以用一个微型面电流探测器来实现，就像荷兰飞利浦公司的 B. Danker 开发研制的那种探测器（如图 8-13 所示）。例如，如果在不传输时钟频率信号的引线上发现时钟谐波的产物，则说明存在的串绕耦合可能将低速信号引线变成时钟谐波的辐射天线（如图 8-14 和图 8-15 所示）。

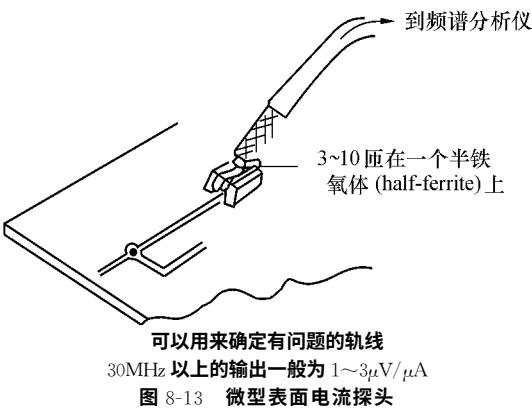
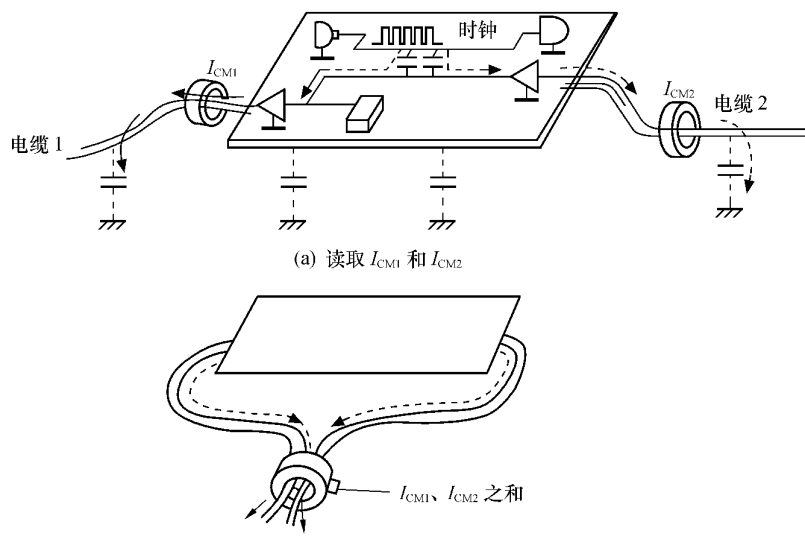


图 8-13 微型表面电流探头



(a) 读取  $I_{CM1}$  和  $I_{CM2}$

(b) 如果  $I_{CM1}$ 、 $I_{CM2}$  之和大于每一个单个电流，那么 I/O 噪声污染是由容性串扰引起（恒等于高阻抗耦合）

图 8-14 检查线路板（PCB）上由内部串扰引起的 I/O 电缆污染



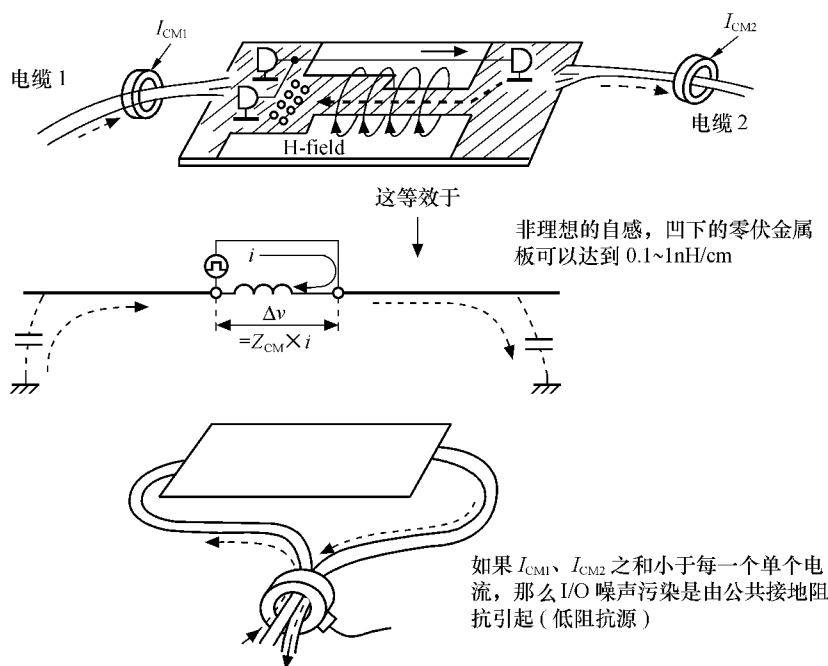


图 8-15 检测电路板上由公共地阻抗引起的 I/O 电缆干扰

## 8.3 符合抗干扰性规范的检测

### 8.3.1 测试场合的最低要求

正规的敏感度测试对场合的要求除了对射频环境的要求有所不同外，基本上与辐射测试（详见 8.2.1 节）的要求相同：

#### 1. 射频环境的考虑

这里不需要干净的射频环境。恰恰相反，在敏感性测试过程中需要发射强的高频或脉冲干扰，这可能会干扰系统周围的其他设备。因此明智的做法是，在离测试系统 5m 以内的范围内停止使用敏感性电子设备，如测试仪器（用 EMC 测试的除外）、计算机、办公设备、示波器等。

#### 2. 电源线的滤波和隔离

基于上述相同的原因，建议对待测设备（EUT）的电源电路进行滤波，如果有可能的话可以进行隔离。曾在辐射测试使用的 LISN，可与隔离变压器一起用在此处。

#### 3. 测试接地板

与辐射测试的要求相似（静电放电测试中的间接静电放电除外，它可能需要一组不同的金属平板）。

### 8.3.2 传导敏感性测试的准备工作

对于所有的敏感性或抗干扰性实验，都需要将待测设备设置在自动工作（最好自成回

路)模式,这样被测设备处在连续的正常工作状态。这可以通过使用一种自测试模式或特殊的仿真软件来实现:

(1) 连续运行被测设备电路,尽可能地仿真它在没有操作者干预情况下的、真正的工作状态。

(2) 能由以下方法清楚地指示一个误操作:

- 显示一个错误数据
- 打印一个报告
- 复位或死锁
- 激活一个发光二极管(LED) 或一个蜂鸣器等

不需要任何外部测量仪器(如示波器、数据记录器),除非它是通过光纤与系统相连。

这最后一点很重要。理论上在检查错误状态时,不应该使用外部监视设备,因为附加的检测器、电缆和监测设备本身可能使 EUT 在小信号时出错,给出错误的测试结果。另外,示波器、数据记录器、遥控键盘、ATE(自动测试仪器)、音频测量仪等可能在测试过程中被干扰,给出错误的信息。

对于大型系统,对于特定的硬件功能,惯例是采用一些应用软件来执行特定的操作模式,这将提高硬件测试过程的效率,提高击中敏感性的窗口的概率(在实验时间有限的情况下),这也使错误检测更为便利。

在这个开发研制阶段的测试过程中,最好是将附属设备数量限制到最少,连接在 I/O 电缆上的负载尽量是无源的,一个典型的例子就是发射接收(Tx/Rx)连在一起构成自循环模式。去掉除了光纤外连在被测设备上无用的电缆,对于辐射测试,附属设备必须与被测设备有相同等级的抗干扰能力,或与被测设备有一样有效的抗电磁干扰方案。

### 8.3.3 瞬变脉冲群(EFT)干扰测试

在所有的电磁兼容实验中,EFT 干扰测试系统的搭建是最简单、运行最容易、最有意义的实验之一。由于其频谱范围宽,从千赫兹覆盖到至少 60MHz,用它来测试出大多数数字设备和模拟设备在电磁兼容方面的缺陷。脉冲的包络可能被逻辑电路误认为一系列有效的比特,而单个的窄脉冲会触发对边沿敏感的门电路。对于模拟电路,脉冲包络能被灵敏的放大器检测到,这与脉冲调制的载波干扰相似。

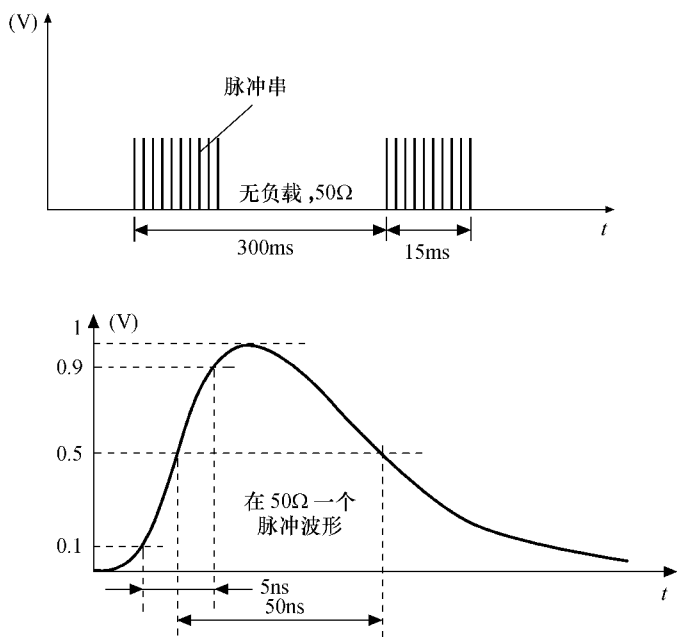
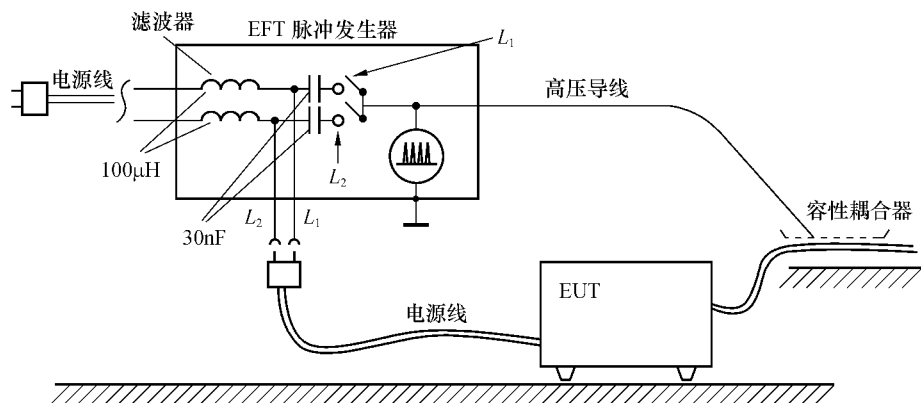
因为它相当于模拟来自附近电源设备的开关瞬态过程(触点重复动作等)的耦合,根据 IEC801-4 或 1000-4-4 的规范,此实验不仅适用于电源电缆上,也适用于任何信号/控制电缆上。

#### 1. 测试仪器和系统搭建

- 瞬时脉冲干扰发生器必须遵从 IEC801-4 或同等标准(如图 8-16 所示)。
- 使用一个容性耦合夹具或 30~50cm 宽的铝箔。

注意:发生器产生高达 4kV 的高压脉冲,在实验过程中,测试系统的各部分会带有高压。非专业人员操作是很危险的。

由于在电源线上叠加了高频脉冲,所以发生器包含了一个与 LISN 相似的高通耦合/去耦网络,这样被测设备的电源线可直接连接到发生器的电源输出。瞬时脉冲的注入在发生器内部完成,可选择 L1、L2、地或这 3 种的任意组合。无论哪种情况,注入脉冲都必须是加在导线与接地板之间,是共模信号。如果发生器内没有这样合适的交流耦合网络,或者如果 EUT 电源线无法连接到发生器的输出插座上(例如,因为导线的尺寸不相符),则可以选择使用容性夹具注入的



输出阻抗:  $50\Omega \pm 20\%$  (1~100MHz),  
重复率: 5kHz (除 4kV: 2.5kHz 以外)  
最大能量: 4mJ/脉冲 (当  $50\Omega$  下 2kV)

| 等级要求 | 实验电压 $\pm 10\%$ |            |
|------|-----------------|------------|
|      | 电源线 (kV)        | I/O 线 (kV) |
| 1    | 0.5             | 0.25       |
| 2    | 1.0             | 0.50       |
| 3    | 2.0             | 1.00       |
| 4    | 4.0             | 2.00       |

图 8-16 瞬时脉冲干扰发生器

方式。在这种情况下，因为 LISN 可能也不能连在电源线上，这时可以在高频部分对电源线进行隔离，在电源线的远端、接近实验室电源插座安装共模铁氧体环（至少 2 匝）即可。

容性注入到 I/O 电缆可通过容性夹具来实现，该夹具是一种 1m 长的折叠式耦合通道，它连接

到发生器的高压输出电缆上，该夹具在认证测试实验中是一个标准耦合器。然而，对于被测系统是一个实验的面板电路的情况，这种夹具的尺寸（且不考虑其价格）和重量是不适用的。可以使用大约 30~50cm 宽的铝箔外套紧贴在所有被测电缆上，它可提供 60~100pF 的分布电容同时向被测电缆进行共模信号注入。铝箔外套是实验的关键部分，必须与系统接地板保持大约 5cm 的高度，这与所有其他 EUT 电缆放置相同（如图 8-17 所示）。高压注入电缆的长度应该不超过 1m。

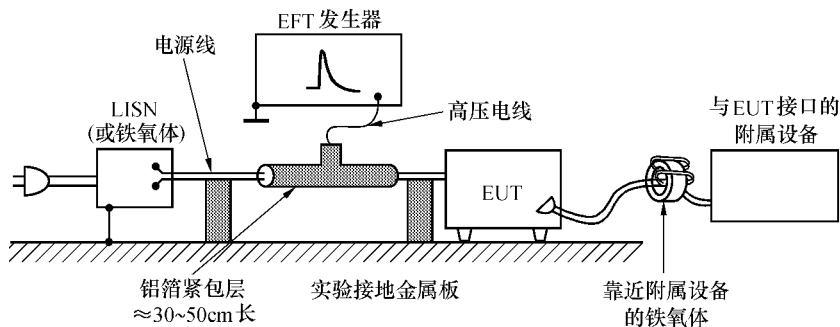


图 8-17 在研发阶段当 EUT 不能直接连到 EFT 发生器上时的测试系统

发生器必须放在接地板上，用一个很短的编织层电缆接地，这是很关键的细节问题，因为回路中太多的感应会影响实验结果。发生器不应离 EUT 太近，尽管它是一个正常的封闭的金属盒，4kV 脉冲和 5ns 上升时间是一个很强的瞬态过程，它在附近区域会辐射一个强场。EUT 暴露在此场中会影响实验结果。

附属设备必须也能承受上述测试，如 8.3.2 节所述，或者需要在接近附属设备处安装几匝线圈的共模铁氧体环。

2. 实验步骤

对于每一种极性的输入都应先从一个低的标准开始，保持至少 30s。输入信号的极性变化时不要直接从“+”变到“-”，而是由“+”到关闭为“0”再变到“-”极性，测试工程中不要触摸被测设备，不要让高压电缆松散地挂在靠近被测设备的地方。

(1) 先从电源线、低标准开始。如果没有其他特定标准的话，可使用 IEC801-4 标准，其中等级 3 就可以了。然而，因为这是一个研发测试，可试用一个更高的标准来了解系统 EMC 的裕度。

(2) 一步一步提高标准，注意所有 (+)、(-)、 $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_1+L_2$  等的组合。记录运行/失败的结果。

(3) 切断  $L_1$ 、 $L_2$ 、接地端。

(4) 向每根 I/O 电缆输入脉冲，容性耦合套应距离被测设备约 1m 的范围之内。如果电缆是屏蔽电缆，耦合套就套在带绝缘层的屏蔽电缆上。当测试 I/O 电缆时，应将被测设备的电源线接在发生器上，它能提供与主电源线的高频隔离。

在附录 J 中给出了一个实验记录的推荐格式。

3. 检测和安装

如果被测设备运行出现故障，降低发生器输出电压直到被测设备运行“无故障”为止，此时干扰电压作为所有电缆端口的基准干扰电压。检查下列问题：

- 缺少了或有不正确的电缆屏蔽连线（如引出线）
- 未接地的金属连接器

- 金属连接器与主机箱的连接不正确
- 缺少共模滤波电容或安装不正确（引线过长）
- 在被滤波之前，在设备内部的 I/O 电缆过长
- 电源线滤波器的安装不正确

为了提高抗干扰能力，可通过：

- 改正以上问题
- 用金属连接器代替塑料连接器（对被屏蔽电缆）
- 在有问题的端口插入已滤波的连接器（如阳性或阴性适配器）
- 在接近电缆入口处使用共模铁氧体线圈（2~3 匝）

重新测试验证以上改进措施。

注：如果一个措施不起作用，不要将其去掉，而是应该再加上另一个新的措施，因为电磁干扰是多路径的干扰机制。

### 8.3.4 ESD 测试

ESD 是引发 EUT 故障的主要因素之一。ESD 不仅覆盖极宽的频谱范围（1ns 上升时间对应 320MHz 波谱范围），而且当以传导方式耦合时会产生极强的电磁场。与主要通过在线缆上施加干扰的 EFT 测试过程相比，ESD 测试能够暴露出机箱屏蔽层和 PCB 外层的不足。从某种意义上讲，这是将在真正的 RF 测试中原本要半个小时才能完成的较宽的频谱范围的测试过程一下缩短到只需 100ns。

#### 1. 仪器装置

(1) ESD 发生器。遵照 IEC801-2（或 1000-4-2），最好是 1990 年以后的高压继电器的型号，内部阻抗 330Ω，电容 150pF。在校准负载上的信号的上升时间为 1ns。依据具体的情况，也可以使用其他模拟发生器。

(2) 场耦合金属板。如果 EUT 必须进行间接静电放电测试。

(3) EUT 安装。与其他抗干扰测试所需的准备工作相似（如图 8-18 所示），但这里要特殊强调的是 AE 的去耦合及抗干扰级别，如果需要的话，发生器的接地导线的位置是一个敏感参数；当对 EUT 正面进行测试时，接地导线应位于 EUT 相同侧的接地金属板上。

#### 2. 测试步骤

(1) 决定是间接放电（IESD）还是直接放电（DESD）过程，EUT 区域的放电类型：接触型或空气放电型（如图 8-18b 所示）。

(2) 每在 EUT 表面上或框架上确定放电点，并使用水笔作上标记。

(3) 以重复模式（每秒 5 或 20 个脉冲）先从低电平值开始（例如 2kV），对所有的放电点进行粗略的测试。

(4) 以 2kV/步为步长逐渐增加电平值，直到达到 ESD 标准并留有 1~2kV 的裕量。

(5) 如果检测出故障，返回故障区域以单点放电模式放电，使设备能进行软件恢复（如果可能的话）。每点至少进行 50 次放电测试，这是因为 ESD 脉冲是一种持续时间很短的随机现象，仅仅少量的放电次数可能产生错过故障区域的问题。

(6) 记录运行出现故障的电平（附录 E 为一数据报告单示例）。

(7) 认真记录错误或故障的类型。ESD 测试：故障诊断与解决。如果测试没有通过（如

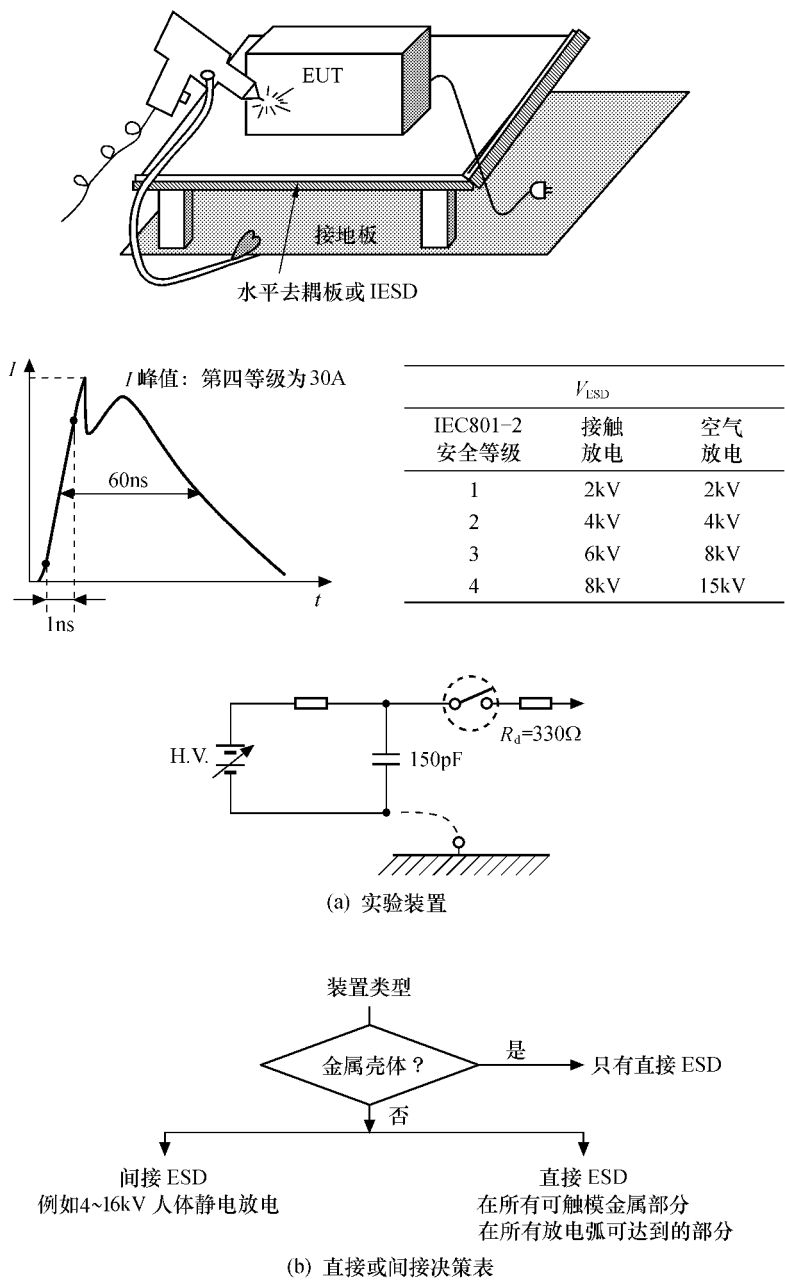


图 8-18 按照标准，模拟人体静电放电的测试系统的典型结构和示意图

EUT 没有达到安全级别 4，8kV 接触放电和空气中 15kV 非接触放电)。

(8) 仔细记录与回顾：所有放电点运行时出现的故障电平；相应的错误或故障类型。

(9) 当解决下列问题：

- 输入/输出电缆的屏蔽（或改进屏蔽层）
- 屏蔽连接器
- 滤波连接器、铁氧体、去耦电容
- 加固松了的面板、门等

- 加固可触开关、按键等
- 减小或充垫开槽和裂缝

应总是通过新的运行/出现故障框图来改进你的方案。

(10) 努力找到 ESD 电流路径以及改进措施对它们的影响，这可以考察改进措施是否有效。

(11) 不要轻易去掉看上去不起作用的改进措施，而是应该按部就班地将问题彻底解决。然后按顺序取消各项改进措施，以判断哪些措施是没有用的。

## 8.4 现场电磁干扰问题的排查

设备在用户那里发生了电磁干扰问题对工程师或技术人员来说是个严峻的挑战，因为很难再对现场的设备内部进行修改，所以就要对电磁兼容性进行升级，通常的做法是在外部加装设备或修改设备的物理安装结构。

这里推荐的解决方法是经过多年在现场实践得出来的。有时也会发生这种情况：有人使用某些技巧或瞎蒙的方法侥幸使问题得以快速解决，但是从长远看来，有规律的方法可以形成文档记录下来，为下次成功解决问题提供借鉴。

### 8.4.1 排查的准备

为了作到心中有数，有的放矢地解决问题，事先一定要非常认真地搜集到足够的信息。

#### 1. 向用户询问相关问题：

(1) 所出现的故障是间歇发生还是连续出现？如果是间歇的，该故障有先兆吗（即在哪些情况下可以重新产生）？这可能会关系到测试仪器的选择。

(2) 故障的产生是否与下列情况有关：一天当中的某个具体时间，闭合/关断电源线上的某些负载、固定或便携式发射机的运行。

#### 2. 现场有什么工具？

(1) 示波器？其带宽是多少？是否为存储式的？

(2) 频谱分析仪？频率范围是多少？

(3) 天线？

(4) 间歇发生问题的临时记录仪？

3. 如果有迹象表明是附近的无线发射设备造成的故障，那么就试图从下列途径获得发射机的数据：发射机操作员、当地无线电管理部门或其他途径，这些数据包括：

(1) 发射机的电源和天线增益；

(2) 频率；

(3) 发射机/天线与故障现场的距离及方向。

4. 许多情况下，可以事先进行大概的估算。例如，为了防止周围的射频场，迅速估计一下现场场强可能会找到原因。场强计算如下：

假设在自由空间的情况下，没有传播损耗（干燥空气）并且为远区场（距离（m） $> 48/f$ （MHz））。则场强计算为

$$E = \frac{1}{R} \sqrt{30 \cdot ERP} \quad (\text{V/m})$$

ERP（有效全向辐射功率）＝发射机输出功率（W）×天线增益，R 是距发射天线的距离（m）。

注：在下述情况下，局部场强值比上面的计算值搞出 3～6dB：

- (a) 接近导体（地面、墙体等）；
- (b) 占有很高比例的 AM（调幅）分量。

如果计算场强大于 1V/m，尤其在 VHF 和更高频率时，那可能就是产生故障的原因；若计算场强小于 0.1V/m，则可以排除这种可能。

5. 基于以上 4 条，对干扰源和耦合通道做出合理的假设。

6. 最后，对诊断和修复步骤预先做出计划。在解决问题之前，多准备几套方案以防预先估计失误。要事先做好处理意外情况的准备。

#### 8.4.2 现场检查

##### 1. 检查出故障的设备

- (1) 出故障的设备电源线上有电磁干扰滤波器吗？共模和差模滤波器都有吗？
- (2) 滤波器通过金属隔板或在金属壁上的安装正确吗？
- (3) 检查接地系统，通常存在多重接地环路。
- (4) 检查设备内部的控制电缆和信号电缆。它们是否被屏蔽了？屏蔽层是如何接地的？在哪里接地的？它们是否与大电流电源线的距离太近？
- (5) 信号线或电源线是否在金属电缆管道中走线？

##### 2. 检查现场的情况

- (1) 在电源线路上是否还有其他大负荷用户？
- (2) 是否使用便携式发射机？其功率及频率为多少？
- (3) 附近是否有雷达、FM/TV 发射机？
- (4) 附近是否有空调、RF 电弧焊接机、氙灯、电源变压器、交流调速电机、电介质加热器等？

##### 3. 连续或半连续出现的问题

连续或半连续出现的问题是指在一段合理的观察时间内，总在发生或发生很多次，可以反复的被探测到或重现。假设已经确认系统本身处于良好工作状态（没有自干扰或未处于临界状态），对于维护人员来说连续性问题是比较好解决的，因为这样可以更快的找到干扰源并且较容易的进行修复。

图 8-19 列出了解决问题的流程，第 1 个问题（图 8-19 中的 A 框）要回答“是”。这张表将引导你把电源电缆或输入/输出电缆作为耦合载体来考虑，这将在后面进行详细论述。

##### 4. 间歇出现的问题

间歇性问题占了现场问题的大部分，这使得在查清原因之前必须做很多准备工作。当对第 1 个问题（图 8-19 中的 A 框）回答“否”时，这种情况在图 8-19 的第 1 个垂直分支表示出来。该图说明了问题搜寻和查询的过程，目的是为了找到设备故障和周围设备的间歇性工作（开、关、负载变化）之间关系的证据。“周围”的概念很笼统，有可能指竖井里的电梯，或者指一个街区以外车库里的电弧焊接器，或者甚至是一个载波发射机或一部移动电话。不论是哪种情况，如果找到相关的原因并能重现故障（在图中 B 问题框回答“是”），下一步就可以确认干扰源，然后在下一个部分集中探讨干扰路径问题。

最终，你会发现经过一段常规的检查却找不到相应的原因（在同一判断框下回答



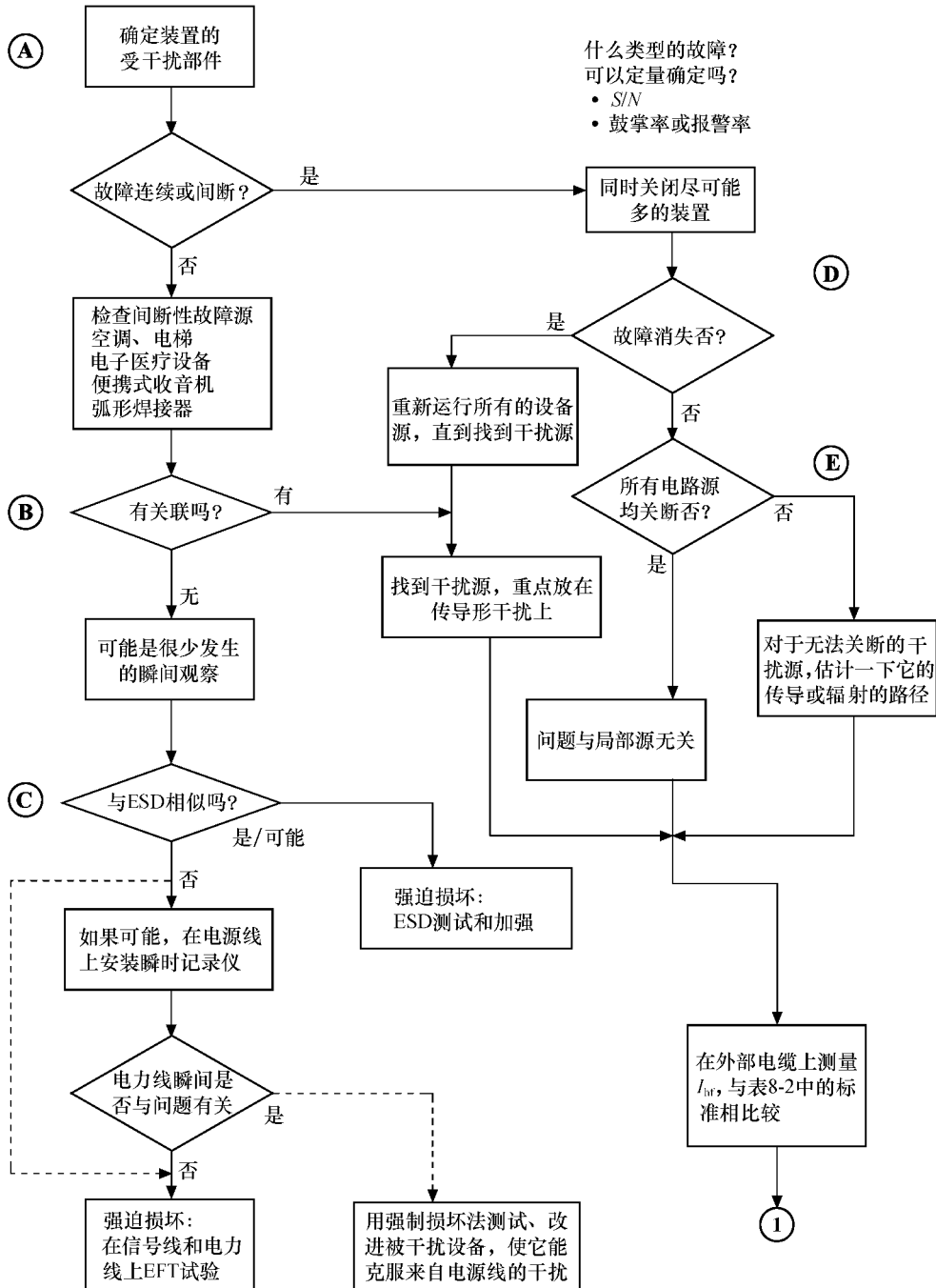


图 8-19 电磁干扰问题排查和故障诊断流程图（未考虑闪电问题）

“否”），在这种情况下，就要寻找以下可能：电力线扰动（这时需要旁路测量仪）或者瞬态不稳定（这可以通过下节介绍的“强行损坏”方法检测到）。

接下来的讨论是假设已经找到了干扰源，剩下的问题就是寻找并解决耦合路径问题。显然有一个更直接的解决方案：停止电磁干扰源的干扰！但这种方案通常是行不通的，因为干扰源有可能无法接近或不可能作调整，还可能因为产生电磁场（电磁波辐射）就是其正常功

能（例如广播台或其他发射装置）。但是，也不能就此放弃。在某些情况下，当干扰源产生的传导和辐射电磁干扰的等级不符合规定时，你甚至可以诉诸法律。

8.4.3 检测电磁干扰电流

下面的一系列步骤假定干扰源已经确定，并且在如图 8-19 所示的流程图的①处退出。使用检流计（最廉价、最有用处的测量电磁干扰仪器之一），在下列 3 个地方测量高频电流值：

- (1) 电源输入处（共模和差模）；
- (2) 接地导线（或金属带）；
- (3) 信号电缆。

当然，如果电磁干扰仅在某些附近的设备运行时才能产生（见前述的“间歇性问题”），要确保在测量时干扰源必须运行，最好是使用频谱分析仪，当受干扰电路不是灵敏度小于 1mV 的模拟或无线设备时，具有高灵敏度（至少几毫伏）和较大带宽（至少 100MHz）的示波器能够起到帮助作用。

利用检测器的传导阻抗  $Z_t$ ，使用下式将电压转换为电流：

$$I = \frac{V}{Z_t} \text{ 或 } I_{dB\mu A} = V_{dB\mu V} - Z_t(dB\Omega)$$

将测量的 (1)、(2)、(3) 3 个地方的电流列成一个表，把电流值最大的放在第 1 位，这种方法的推理是：如果电磁干扰是传导型的（或者为辐射型的，但是被电缆感应），射频电流的大小会成为耦合通道及其相关的重要线索。

这时，可以很快预测出哪些电缆是电磁干扰耦合通道。用电流最大值（毫安数量级）乘以受干扰电路的输入阻抗（例如，数字电路的输入阻抗为几百欧姆，运算放大器为几十千欧姆，无线接收设备的输入阻抗为 50Ω 或 75Ω）。

将结果与受干扰电路前端的灵敏度相比较，例如，电缆中流过的电流为 0.1mA，终端电阻为 120Ω，则在最坏情况下产生 12mV 的噪声，远低于任何数字装置的灵敏度。另一方面，该噪声可能会威胁到无线电设备、调制解调器、低电平控制放大器或其他灵敏装置。

在流程图的①处跳出，接着进入下一节（如图 8-20 所示），此时可以单独完善或去掉作为干扰耦合通道的电缆。最后一个问题是在流程图中选择框 F 处（如图 8-20 所示）的一个选择是电缆不是耦合路径（或不是唯一的耦合路径）。这种情况表明电磁干扰是通过机壳缝隙耦合进去的，这时必须进行相应的检查。

8.4.4 诊断、排查电磁干扰故障问题的“强行损坏”技术

1. 非相关的故障：“强行损坏”技术

返回流程图的第一部分（如图 8-19 所示），如果选择框 B 的答案为“否”，也就是说没有找到相关的原因，就要想到下列可能：电源线扰动、快速电流瞬变（EFT）或静电放电（ESD）现象。

第 1 种电磁干扰通常发生在固定的时间或雷雨天气，或注意一下同一建筑中其他设备是否发生类似的故障。

对于第 2 种电磁干扰，由于还没有确认所有可能的干扰源都已关闭，可能是由安装的众多电流接触器、继电器、螺线管当中的某一个产生的，这些器件在距离受干扰电路为几十米的范围之内。

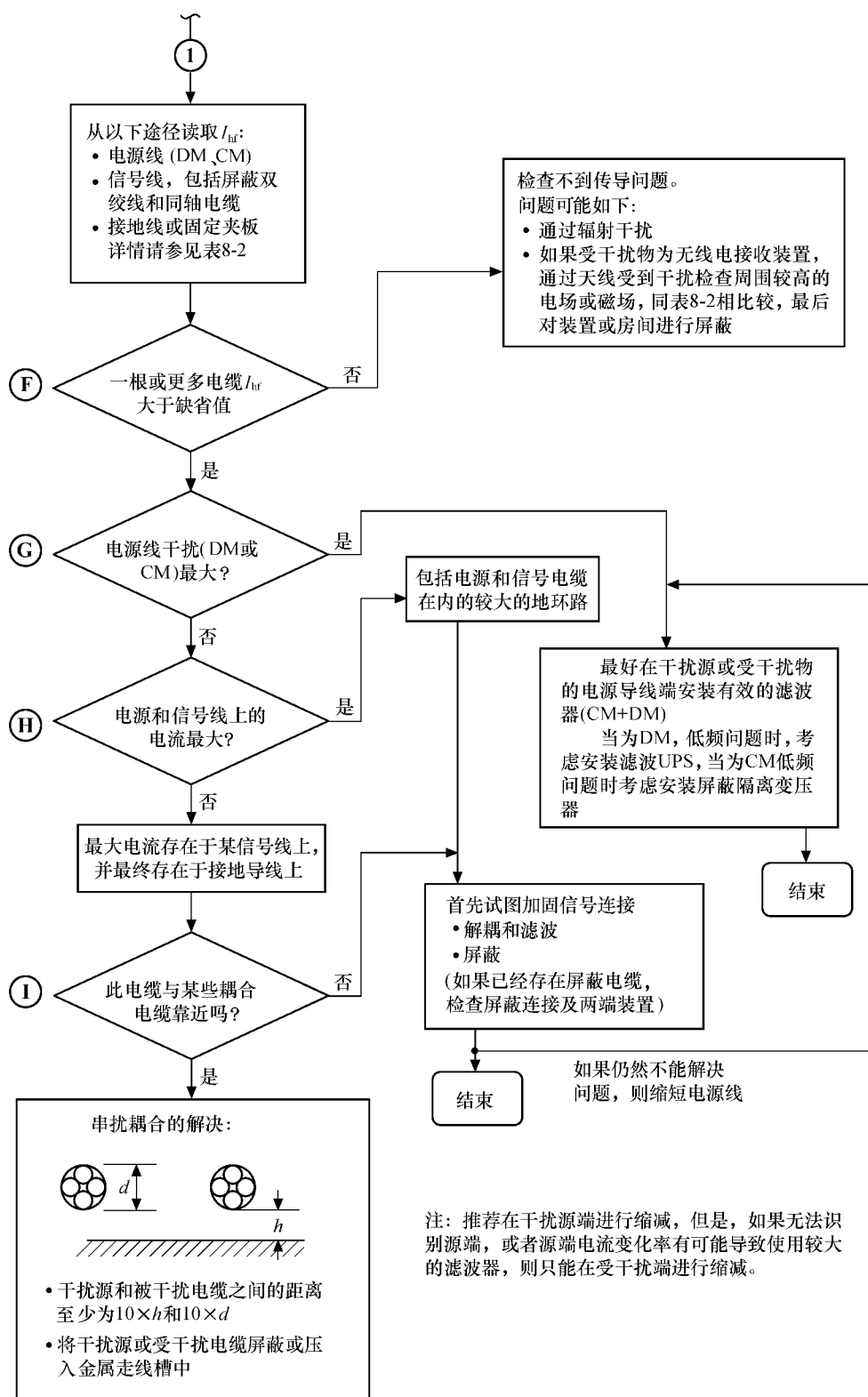


图 8-20 电磁干扰问题的解决方法 (续图 8-19)

第 3 种电磁干扰是：ESD 现象，这种干扰通常与季节有关，并且在冷而干燥的天气时增加，通常也与人的活动及地板铺设物的类型有关。

“强行损坏”技术是指：对于无法等待、难以捕捉到的干扰现象，则故意对被测设备加入一个窄脉冲（或一脉冲串），这些脉冲与所怀疑存在的电磁干扰的作用相当。开始时使用低电平的脉冲，然后渐渐增加电平值，直到设备发生故障，运行性能下降，或出现其他问题。如果这个阈值比期望的扰动要小，或在其范围之内（见表 8-5），那么就可以对设备进行调整，直到其满足或超过该类设备的抗干扰等级。然后，对设备观察几天或几周，没有出现以前的问题，或出现的次数大大下降就可以了。

表 8-5 当检测现场问题时，确信的抗扰性和确信的敏感性幅值的阶数（以法国 AEMC 为例）

| 接 口                        | 没有问题存在               | 有问题存在            |
|----------------------------|----------------------|------------------|
| 高频电场值，10~1000MHz           | 最坏频率处为 0.3V/m        | 最坏频率处为 10V/m     |
| 磁场值，电源频率                   | 0.3A/m（CRT，显微镜等）     | 1000A/m，“标准”设备   |
| 主装置电缆上的共模高频电流 <sup>①</sup> | 最坏频率处为 10mA          | 最坏频率时 300mA      |
| 信号电缆上的共模、高频电流 <sup>①</sup> | 0.3mA 模拟量，3mA 数字量    | 100mA，1A 屏蔽电缆    |
| 电源线上的 RMS 电压 <sup>①</sup>  | 0.4V，较差的电源稳压器        | 最坏频率时 10V        |
| 输入端的共模高频电压 <sup>①</sup>    | 对小信号为 3mV，数字量为 300mV | 无光隔 10V，有光隔 300V |
| 绿色导线的漏电流 <sup>②</sup>      | 1A，但具有交流保护           | 100A，视频+磁场       |

注：这些数据是所有类型设备的缺省值（无线电接收机除外，因为其对波段非常敏感）。“没有问题存在”一栏中的值是在没有敏感装置时测得的。“有问题存在”一栏中的值是任何设备甚至极不容易受干扰的设备受到干扰时的值。

① 对于峰值脉冲“等效”值，将 RMS 当前值乘以 100（典型值为 30~100）。  
② 对于电子设备允许 1Am/MVA。

这里假定：如果设备达到现场的标准抗干扰等级，该装置就不会受到任何短路、瞬时上升沿干扰的影响，甚至连问题产生的原因都再也找不到了。

这种方法能够很好地解决 EFT 和 ESD 问题，这将在下面解释，同时这种方法还可用于电源线扰动问题。

2. 用瞬变脉冲干扰（EFT）实现“强迫损坏”技术

EFT 安装测试流程基本上与研发测试流程相同（见 8.3.3 节）。它们的区别如下：

（1）实际中可能不存在参考接地板。如果被干扰设备在机架当中或者接近金属物，那么机架或金属物就是 EFT 发生器的参考地。否则，就需要安装临时参考地，例如将一层铝箔安装在发生器下（如图 8-21 所示）。由于 EFT 会在电缆上感应出噪声，所以不要将人工接地板与被测设备的机壳相连，因为这样会错误地形成实际的共模回路。

（2）不是在某种诊断条件下对某一正在开发的系统原型进行测试，而是对一个实际上已经运行的设备进行测试。对于用户已经发现的问题应非常重视，要保证强迫损坏检测技术不会造成严重的材料损害，甚至人身伤害，对于可能产生这种危险的环境要临时加以控制。

（3）如果被测设备电源线与 EFT 发生器交流输出端子不配套，将铝箔包层当作信号电缆那样来使用（见 8.3.3 节）。如果无法接触某根电缆或者不能够从电缆槽中取出足够长的一段电缆，那么至少可以将 EFT 信号耦合到金属电缆槽上。

从较低的电压开始，检查所有的电缆。被测设备能够达到的“运行”（无故障）电压，至少应该达到 IEC801-4 推荐的安全等级，见表 8-6。

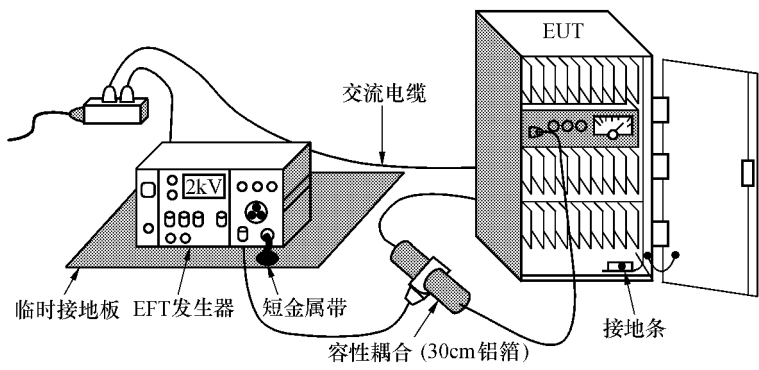


图 8-21 现场瞬变脉冲（EFT）注入测试法

表 8-6 IEC801-4 推荐的安全级

|       | EFT 在电源线上的值 (kV) | EFT 在信号线上的值 (kV) |
|-------|------------------|------------------|
| 住宅/商业 | 2                | 1                |
| 工业    | 4                | 2                |

如果没有达到这些抗干扰电压要求，那么参见 8.3 节的维修提示。作者曾多次亲眼见过在低至 250V 电压时系统出现故障的情形。

3. ESD 强迫损坏技术

这种方法适用于以下情况：故障可能是由 ESD 引起的，或者任何情况下都不能进行 EFT 测试。使用 ESD 来进行强迫损坏是一项强有力的故障诊断工具，并且具有很强的针对性。该方法能够精确定位设备中的薄弱环节。由于脉冲是精确可调的，可以对测试过程进行量化并且绘出响应曲线。

- (1) 在待测设备下安装一层铝箔，该铝箔作为接地基准成为测试期间射频参考地，并且提高测试可重复性，以使所得结果可以和通常抗干扰值作比较。不要将待测设备通过这个接地层接地，因为待测设备通常是通过其电源接地的。
- (2) 按照 8.3.4 节的要求，将放电区域分为直接（金属装置）和非直接 ESD（塑料）两种。
- (3) 将放电器的接地线与待测设备接地板相连。
- (4) 先从较小放电值开始，每点放电最少 30 次。
- (5) 按照每步 1kV 的步长增加，直至故障出现或者达到 ESD 标准要求。

对于已经安装好的设备，使用 IEC801-2 型放电探头，根据现场实际情况，应该达到下列“无故障”指标（见表 8-7）。

表 8-7 IEC801-2 推荐的无故障指标

|                         | 接触 ESD（直接或间接）kV | 空气放电 kV |
|-------------------------|-----------------|---------|
| 控制良好的相对湿度，水泥或金属地板或防静电地毯 | 4               | 4       |
| 普通办公环境，没有防静电措施          | 6               | 8       |
| 很干燥的环境，人的活动频繁           | 8               | 15      |

注意：

- 由于静电放电器会放出高电压，可能对于承受能力未知的设备及工作人员造成伤害。
- 这不应是一个破坏性检查测试：不要直接向与敏感性电子器件相连的部分放电，如

连接器管脚、薄膜开关、LED 等。

- 由于 ESD 引起的强辐射，要保证在附近 3m 范围内没有其他敏感设备。

4. 电源线监测

尽管 EFT 强迫损坏实验是通过电源瞬时变化实现的，但总有 EFT 强迫损坏技术无法实现的扰动区域：电源线长时间扰动，例如超过 0.1ms 的浪涌、短时掉电及电压不足等。

同样，这些问题也可以通过强迫损坏技术解决，但这需要在设备的电源线中插入电源线扰动模拟器。在现场，这项测试是很困难的，所以如果怀疑电源线存在干扰，可安装由 Dranetz、BMI 或其他厂家生产的电源线监测器。

如果还没有确定哪些干扰是容许的，哪些干扰是不容许的，那么安装监测装置是毫无意义的。要确定被干扰设备的抗电源扰动的实际性能，通常可在厂商的技术说明书中找到，否则可使用 CBEMA 模板（如图 8-22 所示）作为缺省模板，留有一些安全余量（例如 0.9 倍的说明容许值）来补偿安装时产生的变动。如果在一个观察周期后，监视器记录到了一些超过当前阈值的扰动，则表明已经发生了与时间相关的设备故障，这时就需要使用电源稳压调

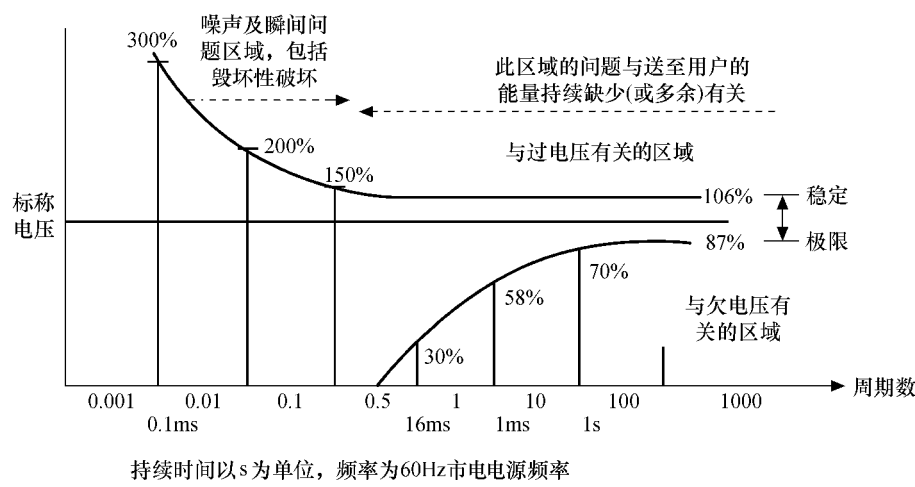


图 8-22 电源电压容许偏差模板及安装解决方案

节器或浪涌抑制器来解决。

## 8.5 诊断、排查电磁干扰问题的思路概括

前述几节对于诊断、排查电磁干扰问题作了详细的讨论，为了掌握其要点，在这一节中我们对诊断、排查电磁干扰问题的基本思路、关键问题、操作流程等进行简要概括。

### 8.5.1 诊断、排查电磁干扰故障的仪器和工具箱

#### 1. 仪器

- 频谱分析仪（或 EMI 接收机）
- 低噪声、宽带前置放大器
- EMI 电流检测器
- 线路阻抗稳定网络（LISN）
- EFT 发生器、ESD 发生器
- 记录仪
- 优质同轴电缆
- 天线

#### 2. 工具和附件

- 示波器（最小带宽（BW）100MHz，最好是 200MHz）
- 数字万用表（建议 20000 分辨率）
- 手动电容计（0.1pF 分辨率）
- H 场环，屏蔽
- 电流仪
- 带有香蕉插头的 1m 天线杆
- 10/1 的示波器探头，100MHz
- 两条 1.50m 的同轴电缆，RG58+BNC
- 带有可叠式香蕉插头的普通设备电缆
- 全套同轴适配器
  - 香蕉 BNC，阴性的和阳性的
  - BNC，阴性的对阴性的
  - “T” 型 BNC
  - N 对 BNC，BNC 对 N
  - SMA 对 BNC
  - BNC 对 TNC
- 50Ω/1W 的同轴负载，通过型
- 交流电源插座和二转三插头适配器
- 线圈架和鳄鱼夹

- 焊接烙铁和焊接材料
- 电线剥离器和卷线工具
- 最小的、普通工具箱（螺钉旋具、六角螺钉旋具、钳子、薄锉刀、砂纸等等）

### 3. 组件

- 重型铝箔卷
- 铜带，最小宽度为 25mm
- 钢编织垫
- 绝缘带
- 电缆屏蔽网带
- 金属编制网套和可压缩垫圈
- 电容器
  - 0.22 $\mu$ F 和 2.2 $\mu$ F, 500V（推荐聚丙烯，默认是金属聚酯）
  - 旁路滤波电容装置（1nF~1 $\mu$ F, 100V）
  - 陶瓷电容装置（22~2200pF）
  - 陶瓷电容+铁氧体组合三端器件
- 铁氧体
  - 用于电缆束的大的分开式的铁氧体，内部直径 12.7mm、电阻 $\geq 300\Omega$ （在 30~300MHz 时）
  - 用于扁平电缆的铁氧体
  - 用于电路板的各种小型铁氧体
- 滤波器
  - 电源线滤波器，最小电流为 1~10A，在 500kHz 频率处，达到衰减值为 50dB（共模）或 40dB（差模）
  - 滤波器连接适配器（例如：D 型 9 针和 25 针）
  - 0.5mH 共模扼流圈，两线和四线
- 变阻器（MOV），箝位电压为 130V 交流（美国），250V 交流（中国，欧洲国家）

### 8.5.2 诊断、排查电磁干扰故障的过程

诊断、排查电磁干扰故障应在研发过程中、样机调试过程中、现场中及时进行，其目的是要有效、迅速、经济地解决电磁干扰故障，使设备符合 EMC 规范的要求并确保其有良好的工作性能。

- （1）在研发过程中：及早发现问题，为正式产品设计提供依据；
- （2）在样机调试中：确定干扰问题，排除故障，使产品尽快通过试验；
- （3）在现场中：确定干扰问题原因，解决干扰问题。

诊断、排查电磁干扰故障的准备工作包括：仪器设备准备、对策器件、工具准备和数据准备。仪器设备、器件、工具准备参见 8.5.1 节。而数据准备包括：

（1）原始数据准备，即完整的发射测试曲线，超标点（包括临界点）的准确频率（精确到 100kHz 内）超标点的超标 dB 数，以上内容由实验室提供；以及被测设备内电路的周期信号（本振信号、时钟信号、开关电源、DC-DC 转换器等）的频率。



(2) 诊断前取得基准数据，即在开始工作前，先取得关注频率（超标频率）上的干扰发射的基准，包括辐射发射（无论什么天线）和传导发射（无论什么传感器），一旦定下来传感器，就不能再变（包括天线尺寸）。另外还要准备一份试验记录表，其形式见表 8-8。

表 8-8 试验记录表

| 频 率    | 超标 dB 数 | 基 准 数 | 改 进 后 数 |
|--------|---------|-------|---------|
| 156MHz | 17dB    | 65dB  | 45dB    |
|        |         |       |         |
|        |         |       |         |
|        |         |       |         |

图 8-23 示出了诊断、排除电磁干扰故障问题的最思路（步骤）。

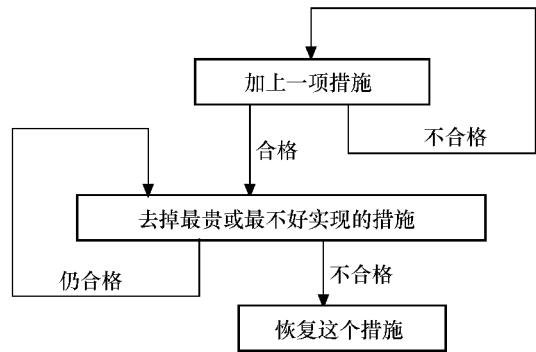


图 8-23 诊断电磁干扰问题的步骤

8.5.3 诊断、排查电磁干扰故障问题的流程

1. 传导发射超标的诊断

图 8-24 示出了传导发射超标诊断的流程。

2. 共模、差模电流判断

图 8-25 示出了用检流计（电流探头）测量共模、差模电流的原理。检流计输出为电压，图 8-25（a）是对传输线进行单根测量，若  $V_1 \neq V_2$ ，表明差模、共模混合，若  $V_1 = V_2$ ，则仅有共模或仅有差模电流。图 8-25（b）和图 8-25（c）是对传输线的双根一起测量，若  $V = 0$ ，则为差模电流，若  $V \neq 0$  则为共模电流成分。

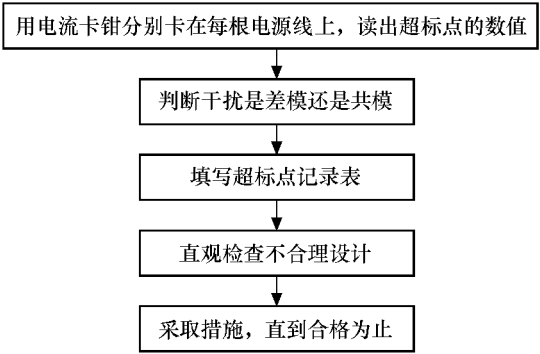


图 8-24 传导发射超标的诊断

共模、差模电流还可以用 8.2.4 节中介绍的共模差模分离器来确认（如图 8-6 所示）。

3. 辐射发射超标问题的诊断

图 8-26 示出了辐射发射超标诊断的流程。

4. 受辐射干扰的问题诊断

图 8-27 示出了受辐射干扰问题诊断的流程。

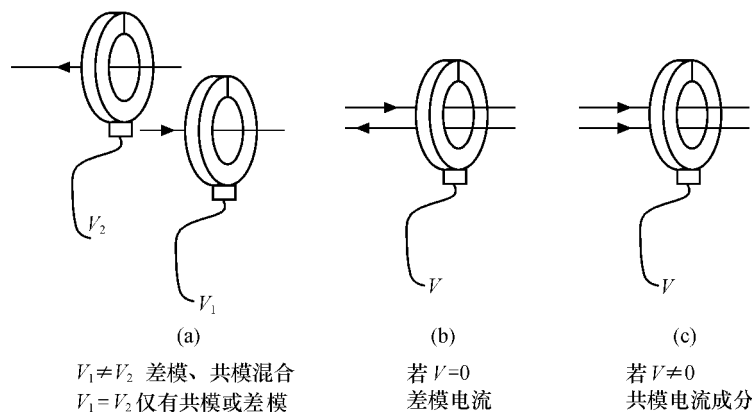


图 8-25 共模、差模电流的判断

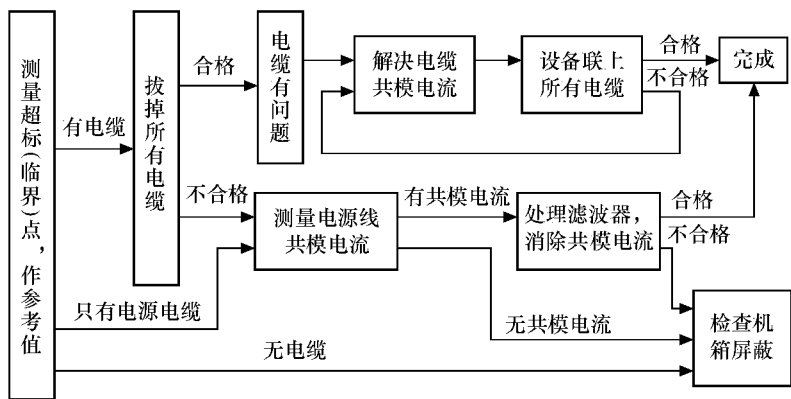


图 8-26 辐射发射超标的诊断

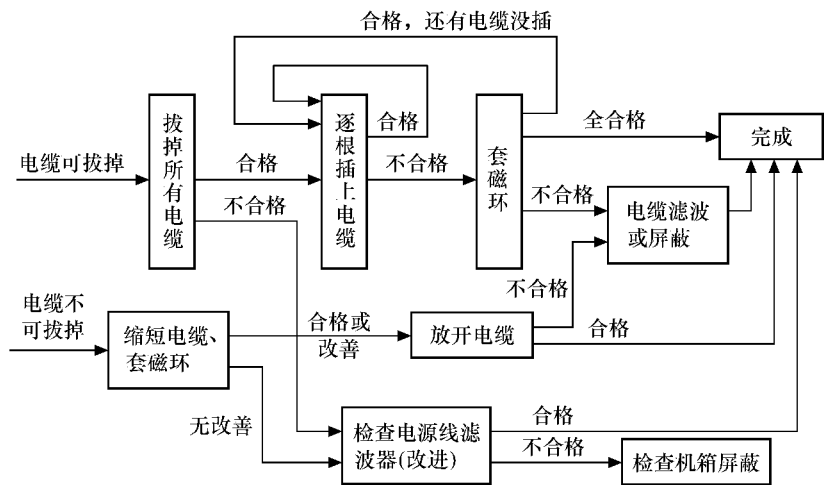


图 8-27 受辐射干扰问题诊断的流程

5. 解决差模发射问题

差模发射一般发生在 1MHz 以下开关电源的开关频率上，原因是滤波器的差模衰减不够，特别是使用了体积较小的滤波器。常用的解决方法是增加一个差模电容、两个差模电感

(如图 8-28 所示)。

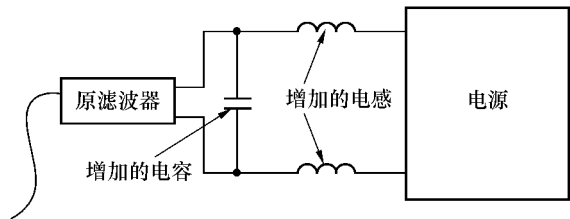


图 8-28 解决差模发射问题

6. 解决共模发射问题

(1) 解决共模发射问题的流程

图 8-29 示出了解决共模发射问题的流程。

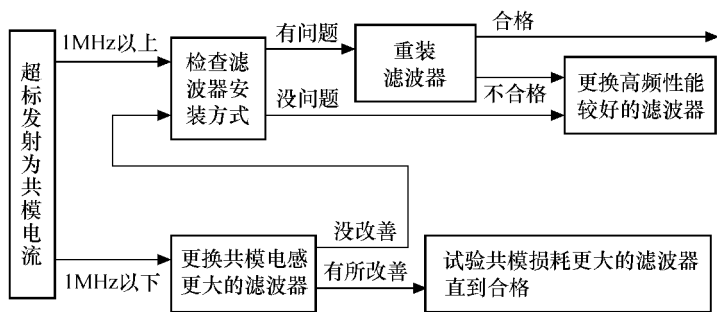


图 8-29 解决共模发射问题

(2) 解决电缆上的共模电流问题

图 8-30 示出了解决电缆上共模电流的流程。

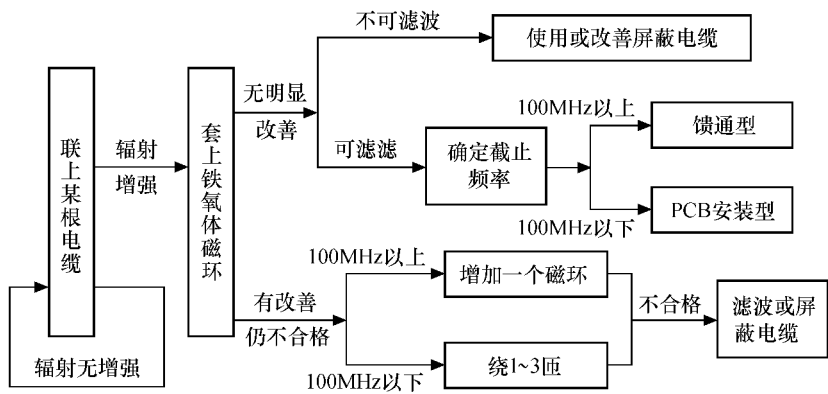


图 8-30 解决电缆上的共模电流

(3) 解决电源线共模电流问题

图 8-31 示出了解决电源线上共模电流的流程。

解决共模发射问题，主要涉及超标共模发射电流的检测和滤波器的正确使用。

7. 诊断机箱问题

图 8-32 示出了诊断机箱问题的流程。机箱问题涉及缝隙、孔洞及进出机箱的导线的检测与处理。

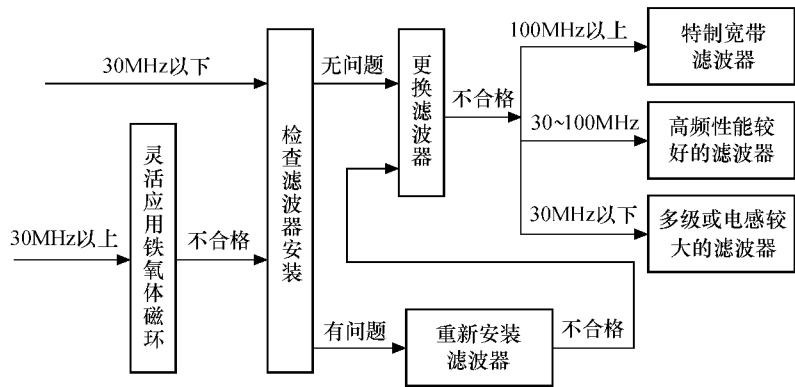


图 8-31 解决电源线上的共模电流

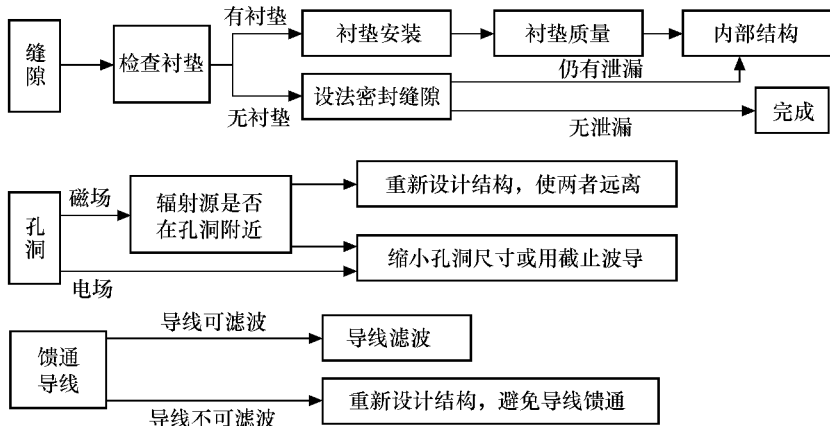


图 8-32 诊断机箱问题

8. 直接放电试验问题诊断

图 8-33 示出了诊断直接放电试验问题的流程，首先要预测静电放电电流的路径，然后根据情况，采取疏通（设置低阻抗放电路径）或阻断（切断放电路径）等技术解决问题。

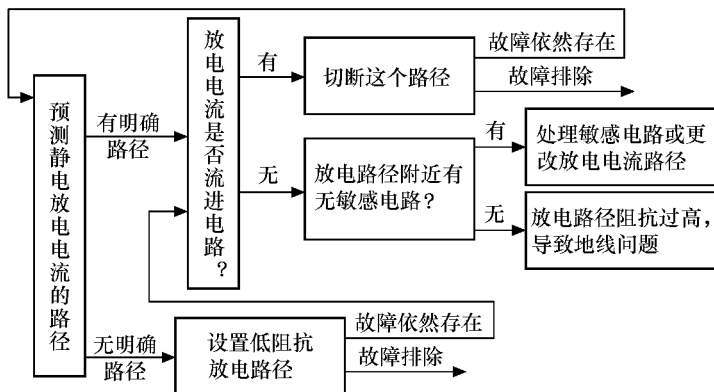


图 8-33 诊断直接放电试验问题的流程

## 第9章 无线电通信系统中的电磁兼容技术

无线电通信系统包括广播、电视、通信、雷达、导航等，其基本工作方式是通过向空间发射有用的电磁波信号并通过空间（对流层、电离层）传播后再接收这些电磁波信号来工作的。这些电磁波信号对于无线电通信系统本身是必须的、有用的，但是它们对不需要这些信号的系统或设备将构成功能性干扰，而且也是电磁环境的重要污染源。

无线电发射台在工作中可能会产生频率偏移；频率容限超宽，超功率发射产生谐波、倍频、带外杂散等干扰。同样无线电台在工作中也会受到同频、邻道、互调、杂散及阻塞等自然干扰和工业、科学、医疗等设备辐射的电磁波的非无线电设备的干扰。

近年来无线电通信的飞速发展，尤其是通信向着数字化、宽带化、网络化和信息传输的高速化方向发展，使无线电频谱的占用越来越拥挤，从而引发的电磁兼容性问题越来越多，愈来愈复杂。这包括系统内部、系统与系统之间、不同业务之间的电磁兼容问题。

无线电通信系统中的设备，如收、发信设备，信息处理设备作为电气、电子设备其电磁兼容性问题的处理同样可采用前述各章介绍的技术，如屏蔽、滤波、接地等。但是由于其利用电磁频谱特殊性，也带来了电磁兼容技术的新的特殊问题，本章将针对无线电通信系统的特殊性着重讨论有关的电磁兼容技术。

### 9.1 无线电通信系统中的电磁波干扰（无线电干扰）

无线电通信系统中的电磁波干扰（或称无线电干扰）是指在无线电通信过程中发生的，导致有用信号接收质量下降、损害或阻碍的状态及事实。无线电干扰信号是指通过直接耦合或间接耦合方式进入接收设备信道或系统的电磁波信号（电磁能量）。它可以对无线电通信所需接收信号的接收产生影响，导致性能下降，质量恶化，信息误差或丢失，甚至中断了通信的进行。因此，通常说，无用的无线电信号引起有用无线电信号接收质量下降或损害的事实，我们称之为无线电干扰（电磁波干扰）。

无线电干扰信号包括无线电发射机的杂散发射、带外发射、无线电波传播产生的杂散波、邻频道干扰以及频率共用时产生的同频干扰。

#### 9.1.1 无线电发射机的杂散发射

无线电发射机的杂散发射（Spurious emission）的定义为：必要带宽之外的某个或某些频率的发射，其发射电平可降低而不致影响相应信息的传送。杂散发射包括谐波发射、寄生发射、互调产物以及变频产物，但带外发射除外（如图9-1所示）。

凡频率落在离开发射的中心频率之外必要带宽的250%或更远的频率上的包括互调产

物、变频产物和寄生发射在内的所有发射通常都被认为是杂散发射。对于多通道或多载频发射机或转发器，几个载频可能同时从一个末级放大器输出或一个被激活的天线发射，发射的中心频率取发射机或转发器的-3dB带宽的中心。

1. 无线电发射的几个基本概念

(1) 必要带宽 (Necessary bandwidth)

对给定的发射类别而言，恰好足以保证在规定的条件下所要求的速率和质量的信息传输的频带宽度（如图 9-1 所示）。

对于多通道或多载频发射机或转发器，几个载频可能同时从一个末级放大器输出或从一个被激活的天线发射，此时必要带宽为发射机或转发器的频率带宽。

(2) 带外发射 (Out-of-band emission)

由调制过程产生的，刚超出必要带宽的一个或多个频率的发射，但杂散发射除外（如图 9-1 所示）。

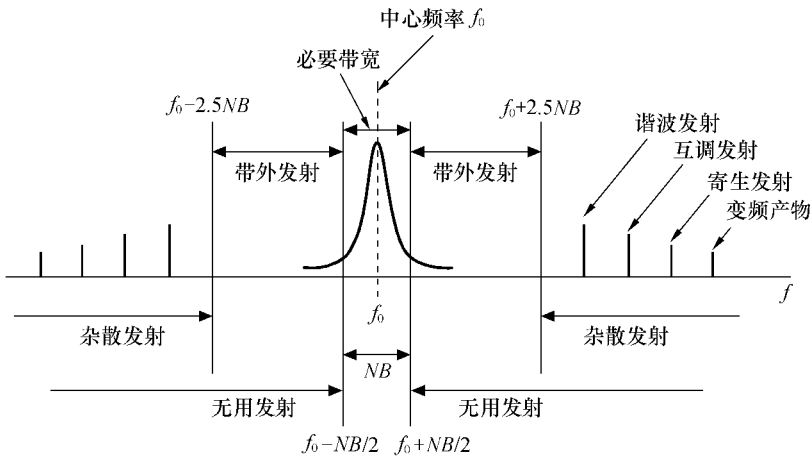


图 9-1 无线电发射机发射的频谱

频率落在刚超出必要带宽到离开发射中心频率 250%的必要带宽的频带范围内的任何不需要发射，都被看作是带外发射。对于多通道或多载频发射机或转发器，几个载频可能同时从一个末级放大器输出或一个被激活的天线发射，发射的中心频率取发射机或转发器的-3dB带宽的中心。

(3) 无用发射 (Unwanted emissions)

由杂散发射和带外发射组成的发射（如图 9-1 所示）。

(4) 谐波发射 (Harmonic emissions)

频率是发射中心频率整数倍的杂散发射。

(5) 寄生发射 (Parasitic emissions)

既不依赖于发射机的载频或特征频率而产生，也不依赖于产生载频或特征频率的振荡频率而产生的发射，它是由于电路中的寄生参量或自激引起的杂散发射。

(6) 互调产物 (Intermodulation products)

杂散互调产物产生于下列互调：①发射的载频与特征频率或谐波频率的振荡，或产生载频与特征频率的振荡；②与来自于本发射系统或其他发射机或发射系统的一个或几个有相同

特性的其他发射的振荡频率之间的互调。

#### (7) 变频产物 (Frequency conversion products)

在形成载频或特征频率过程中产生的任何振荡的杂散发射，但不包括载频和特征频率的谐波频率。

#### (8) 特征频率 (Characteristic frequency)

在给定的发射中，易于识别和测量的频率。

### 2. 谐波发射

发射机谐波发生的主要原因是射频功率放大器的波形失真。当发射机的阳极与输出电路之间在谐波频率上满足谐振条件时，谐波的幅度将高到难以接受的水平。

一般说来，在 HF 频段内，使用简单低通滤波器，可以将谐波的幅度降低到相对于有用发射大约为  $-60\text{dB}$ 。在大功率发射机中，有必要加装调谐滤波器降低某些谐波的幅度，使之低于最大允许的  $50\text{mW}$  电平。应当考虑到失谐会影响这些滤波器的衰减。这些滤波器的设计对该谐波上的驻波比应至少为 10。可以把滤波器安装在发射机的输出端，以便衰减所有的谐波，利用这种手段能以合理价格得到最高为  $30\text{dB}$  的衰减。

在某些情况下，可能需要进一步抑制离散频率的谐波。这可以利用谐振的  $\lambda/4$  开路传输线，可以是同轴电缆或是并联双绞线。

### 3. 寄生发射

寄生发射是振荡器在产生载波或特征频率时偶然生成的发射，其频率与载波或特征频率无关。寄生振荡的频率基本上与那些到达发射机的输入信号无关。无法给出抑制这些振荡方法的通用规则，由于寄生振荡与电路正常操作无关，每种情况都必须根据它们的意外现象去克服它。

抑制的办法如改善高低电平电路之间的屏蔽；在发射机的不同环节注意布线，在射频电路部分采用电缆线或采用具有滤波的引线；尽量克服为了消除一种频率振荡插入一电路后，反而又增加了一种新的频率振荡；尽量避免由于晶体管放大器极间电容的变化，在低频不能满足退耦条件时，而产生与基波无关的高频振荡。

### 4. 互调产物发射

引起互调产物发射的原因通常是发射机内的非线性元件所致，如混频器、调制器等。当若干个信号加至非线性器件上，由于非线性特性的作用，将生成大量的互调产物。另外，为了提高效率，发射机的输出级要工作在 C 类状态上，当一台发射机的输出级与另一台发射机的输出信号相互耦合时，也会产生互调产物。还有在无线电通信系统之间及系统之内，尤其在频分制的情况下，由于频率分配不当，各电台的布局和覆盖系数不合理而造成频率和功率关系不协调，也会产生互调产物的发射。如果在同一个系统中，采用多频道共用技术，由于频率配置不合理而使互调产物落入其中工作的频道之中，形成假发射，特别是在本频道不工作的情况下，还有发射存在，干扰接收台的正确接收。例如：一部发射机有 10 个频道数，若 1、3 频道有互调，其产物落入 5 频道，就影响了本台的 5 频道接收台的正常工作。

如果几个系统在同一地区，机间距离又较近，当具备非线性的条件时，也会形成相互调制的产物发射。如图 9-2 所示。

由混频理论可知，当两个或两个以上的信号加至非线性器件上，并且具有一定的信号强

度，这些信号将相互混合，如果所产生的互调产物落入某接收机通频带之内，就会造成干扰。发射机的末级放大级是产生互调产物的位置。

互调产物可包括内部互调产物（如上所述种种），也包括外部互调，如海岸电台，由于长期在海水的腐蚀下和空气的污染之中，又在强射频场内的作用下，天线、馈线、滤波器等异种金属相接触的地方形成半导体，在电气特性上具有了非线性特性，也是产生互调产物发射的地方。

在互调产物中，奇数阶产物造成干扰影响最大，在发射机内部和系统之间三阶互调产物在杂散发射分量中占主导地位。三次互调频率的方式是： $2f_1-f_2$ 和 $f_1+f_2-f_3$ ，其中 $f_1$ 、 $f_2$ 和 $f_3$ 分别为发射机1、2和3的载波频率。对于单个发射机，互调产物一般由于调制边带之间的互调产生。这些产物落入到相邻频道。更严重的问题会发生在两个以上发射机同站址而且信号从一个发射机耦合到另一个发射机输出级时。

在宽带发射业务中，外部互调产物的高奇阶互调产物所造成的干扰影响也是不可忽略的。

为了减少发射机互调干扰，可以采取以下措施：

(1) 尽量增加发射机之间的去耦损耗，如图 9-2 所示的  $L_c$ ，增大天线间的空间隔离度；在发射机输出端串接环行器或单向器；在发射机输出端和馈线之间插入高 Q 带通滤波器；发射机的各个环节必须有良好的匹配效果，以避免信号反射造成去耦损耗  $L_c$  的减小；选用屏蔽良好的馈线，并避免多根馈线相互靠近平行设置等。

(2) 选用无三阶互调的频道组。

(3) 调整发射机的工作状态。

(4) 采用自动功率控制系统，如陆地移动通信系统，当移动台距基站较近时，移动台发射功率自动降低。

(5) 改为时分、码分工作方式，失掉互调机会。因为在多频道共用下其载频发射受到时间分割或码分控制，不同发射频率无法进入非线性区工作，即失掉互调机会。

(6) 改进非线性的动态范围。

5. 变频产物发射

变频产物是由于混频器、放大器的非线性所造成的不希望信号，根据混频理论可知，只有当非线性二阶系数不为 0 时，才能产生变频信号，一般由和、差信号组成，不同于互调产物，即倍频后再和、差组成。其产物的抑制方法与抑制互调产物的方法基本上是相同的。

9.1.2 无线电波传播的杂散干扰（杂散波）

对于工作在 0.7GHz 以上频段的地面微波通信系统，可能存在多路径干扰，这种干扰（称杂散干扰或称杂散波）来源于在大气中的多种不同的传播机制，哪一种传播机制占优势，与气象、工作频率、通信要求的时间百分数、通信距离、路径的地形特征等有关。当多种传播机制同时发生时，不占优势的传播的波就成为占优势传播的波的干扰（杂散干扰）。

1. 无线电波（杂散波）传播的机制

图 9-3 示出了在近地空间产生无线电波传播杂散波的几种机制，它们是视线传播（直射）、

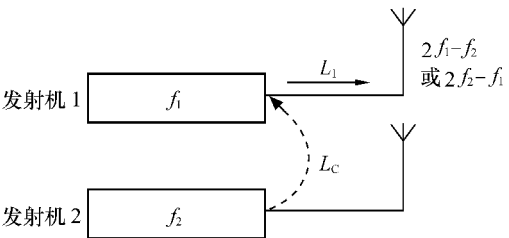


图 9-2 发射机间形成互调示意图



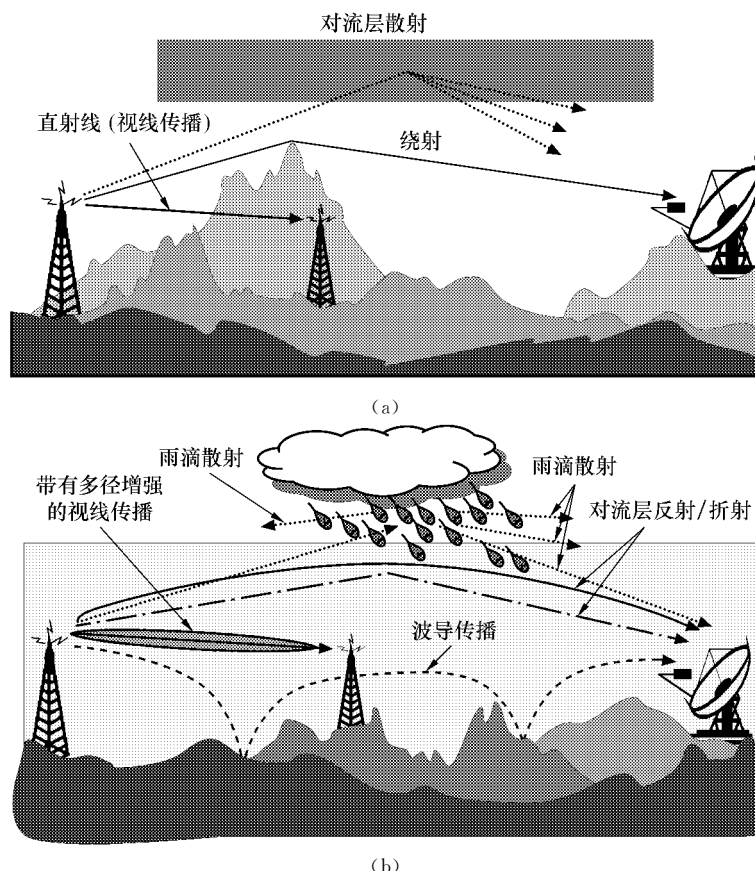


图 9-3 无线电波传播的机制

绕射传播、对流层散射传播、地表面波导传播、对流层反射与折射传播、降雨散射传播等。

(1) 视线传播 (直射线) (如图 9-3 (a) 所示)。在通常的大气条件下 (大气充分混合) 视线传播是最普遍存在的传播方式, 但当路径长度超过 5km 后由于多径和聚焦效应常常会产生短期信号增强 (称为带有多径增强的视线传播) (如图 9-3 (b) 所示)。

(2) 绕射传播 (如图 9-3 (a) 所示)。在通常的大气条件下, 除了视线传播外, 绕射传播也是一种普遍存在的传播方式, 预测绕射传播必须有效利用在光滑地面上的离散障碍物及不规则地形的信息。

(3) 对流层散射传播 (如图 9-3 (a) 所示)。在路径长度超过 100~150km 时, 对流层散射传播形成了所谓“背景干扰”电平, 这时绕射场变得很弱。然而除了几种特殊情况, 如敏感的地球站, 大功率发射源 (如雷达系统) 外, 由对流层散射产生的干扰电平还不是十分重要。

(4) 地表面波导传播 (如图 9-3 (b) 所示)。地表面波导传播或称大气波导传播或超折射波导传播, 在水面上或在平坦的沿海区域, 这种传播机制会产生很强的短时干扰。在很长的距离上 (在海上超过 500km), 其信号可达到很高的电平, 在某些的条件下其值可超过等效“自由空间”传播的电平。

(5) 对流层反射与折射传播 (如图 9-3 (b) 所示)。从高度到几百米的层的反射或折射传播是十分重要的传播机制, 它很有效地克服了由于路径不利的几何形状而产生的大地的绕射损耗。这种传播可跨越 250~300 km 的长距离。

(6) 降雨散射传播（如图 9-3（b）所示）。降雨散射传播可能是地面通信线路的潜在干扰源，由于它的无方向性，影响的区域是一个圆，但是，它的干扰信号电平相当低，而且只有降雨时才出现。

2. 杂散波信号电平的预测

为了分析杂散波的影响，有必要对杂散波的信号电平进行预测。由于杂散波的产生与变化与气象、工作频率、通信要求的时间百分数、通信距离、路径的地形特征等有关，因此要在一个很宽的距离和时间范围内给出一个统一的预测计算公式是十分困难的。例如，气象的变化或者路径条件的变化都有可能使某一种占优势的传播机制转变为另外一种传播机制，特别是在不同种类的气候区或地形区域的过渡区。

通过多年在世界范围内的实验研究和分析，国际电联（ITU）提出了一套杂散波的预测计算程序，参见国际电联建议书 Rec. ITU-R P. 452-8 《在 0.7GHz 以上频段微波地面站间干扰评价的预测程序》，有兴趣的读者可参阅此文件。

3. 地面上的附加杂散损耗

当地面上的建筑物、植被等处在天线波束范围内时，也会产生杂散波，尤其是当天线埋入在这些建筑物、植被等杂散体中时，会产生明显的附加绕射损耗（也称附加杂散损耗）。建筑物、植被等常常被称为杂散体（Clutter）。

(1) 杂散保护

用干扰保护（杂散保护）来处理杂散损耗是很方便的，其做法是，在传播路径两端（或某一端）的杂散体的状态及分布已知的情况下，把杂散损耗加到传播路径的两端（或某一端）。

通常对于干扰源（发端）和被干扰站（收端）的杂散损耗（高度增益）分别用  $A_{ht}$  (dB) 和  $A_{hr}$  (dB) 来表示，可用的附加保护是高度的函数。因此常用相对于杂散体标称高度的高度增益函数来作模型，不同类型的杂散体有不同的标称高度（见表 9-1）。

所谓干扰保护就是在计算路径的传输损耗时，在基本的传输损耗中再加上杂散损耗（高度增益） $A_{ht}$  (dB) 和  $A_{hr}$  (dB) 两项。

(2) 杂散体的种类与标称值

表 9-1 列出了用于高度增益改正的常见的杂散体种类，标称杂散高度  $h_a$  (m) 和离开天线的距离  $d_k$  (km) 被认为是这种杂散体最具代表性的平均值。由于认为对于某些情况知道的实际高度有不确定性，因此给出的改正模型是保守的。当杂散体的参数准确知道时，就可以直接代替表 9-1 中的值。

表 9-1 标称杂散体高度和距离

| 种 类                | 标称高度 $h_a$ (m) | 标称距离 $d_k$ (km) |
|--------------------|----------------|-----------------|
| 开阔地                | 0              |                 |
| 乡村（稀疏的植被、偶而出现的建筑物） | 4              | 0.1             |
| 针叶树                | 20             | 0.05            |
| 落叶树                | 15             | 0.05            |
| 市郊                 | 9              | 0.025           |
| 市区                 | 20             | 0.02            |
| 市中心区               | 25             | 0.02            |

## (3) 高度增益模型

用于保护本地杂散体影响的附加损耗（即杂散损耗或高度增益）用（9-1）式来计算：

$$A_h = 10.25 \times e^{-d_k} \left( 1 - \tanh \left[ 6 \left( \frac{h}{h_a} - 0.625 \right) \right] \right) - 0.33 \quad (9-1)$$

式中：

$d_k$ ，从标称杂散体点到天线的距离（km）；

$h$ ，天线在地面之上的高度（m）；

$h_a$ ，在地面之上的标称杂散体高度（m）。

## 9.1.3 移动通信中的电磁波干扰

移动通信也和上述微波通信一样是基于电磁波在空间传播来实现通信的。其传播的机制也不例外，主要有直射波、反射波和绕射波，但由于移动通信信道的特殊性，因此通信中形成的电磁波干扰以及解决干扰的技术都有其特点。

## 1. 多径干扰

## (1) 移动通信信道及电磁波传播的特点

## ① 移动通信信道的主要特点

a. 传播的开放性，这是所有无线电通信的共性。

b. 接收点地理环境的复杂性与多样性，这包括：

- 高楼林立的城市中心繁华区；
- 以一般性建筑物为主的近郊小城镇区；
- 以山丘、湖泊、平原为主的农村及远郊区；
- 建筑物内居住、办公环境。

c. 通信用户的随机移动性，这包括：

- 室内慢速环境下的通信；
- 室内外步行时的通信；
- 高速车载时的不间断通信；
- 卫星传送时的通信。

## ② 移动通信信道中电磁波传播的特点

a. 直射波：即视线传播，它是指在视距覆盖区内无遮挡的传播，直射波传播的信号最强。

b. 多径反射波：指从不同建筑物或其他物体界面反射后到达接收点的传播信号，其信号强度次之。

c. 绕射波：从较大的山丘或建筑物绕射后到达接收点的传播信号，其强度与反射波相当。

d. 散射波：从大小尺寸与通信工作波长相当的较小的物体（如树木、行人、电线杆、汽车、卡车等等）上散射后到达接收点的传播信号，其信号强度相对较小。

上述传播的电磁波在接收点就形成了多径干扰。

## (2) 移动通信中的多径干涉与衰落特性

## ① 多径干涉的特性

由于上述传播特点，到达接收点的传播信号是多条路径波的干涉，简称多径干涉。无线电波

以不同的时延从不同方向通过多条路径到达接收机时，它们在接收机天线处通过矢量叠加合成后得到振幅或大或小的合成信号，这取决于来波是否是相互加强地合成还是相互抵消地合成。其结果是，在某一个位置上的接收机可能接收到的信号强度和仅仅相隔距离不远的同类接收机接收的信号相差几十个分贝。对于移动用户，当用户接收机从某一位置移动到另一个位置时，各种来波之间的相位关系是变化的，也会引起大幅度的振幅和相位的起伏，这种起伏被称为衰落。

接收点信号强度的随机起伏变化（即衰落），有从几分之一秒至几秒或几分钟的快速短期周期变化，也有几十分钟或几小时的缓慢长周期变化。因此，移动通信环境中信号的衰落可以分成快衰落和慢衰落。

② 衰落的特性

衰落按随时间变化的快慢可以分成慢衰落和快衰落。

a. 慢衰落也称为长期衰落。当移动用户行进时，由于地形起伏或建筑物等的阴影效应，或有一较强的反射波的逐渐加入或消失，引起信号场强中值的缓慢起伏衰落。这种衰落也称为阴影衰落，它的统计特性服从对数正态分布。

b. 快衰落也称为短期衰落或多径衰落。它主要由多径传播引起，快衰落具有莱斯（Rician）分布或瑞利（Rayleigh）分布的统计特性，这取决于发射机和接收机之间有无视距（LOS）路径（视线传播），当有视距路径时一般服从莱斯分布，无视距路径时则服从瑞利分布。

衰落按其时、空、频率特性还可分为：时间选择性衰落，即在不同的时间衰落特性不一样；空间选择性衰落，即在不同的地点（空间）衰落特性不一样；频率选择性衰落，即在不同的频率衰落特性不一样。以上 3 类选择性衰落的产生与 3 类多径干扰有关。在实际的移动通信中，3 类选择性衰落都存在，它们的形成原因均是以多径传播所引起的，根据其产生条件大致可划分为以下 3 类：

a. 第 1 类多径干扰，是由于快速移动用户附近物体的反射而形成的干扰信号，其特点是在信号频域上产生 Doppler（多普勒）扩散而引起的时间选择性衰落。

b. 第 2 类多径干扰，它是由远处山丘与高大建筑物反射而形成的干扰信号，其特点是信号在时域和空间角度上产生了扩散，从而引起相对应的频率选择性衰落和空间选择性衰落。

c. 第 3 类多径干扰，由基站附近的建筑物和其他物体的反射而形成的干扰信号，其特点是严重影响到达天线的信号入射角分布，从而引起空间选择性衰落。

图 9-4 示出了上述 3 类多径干扰传播示意图。

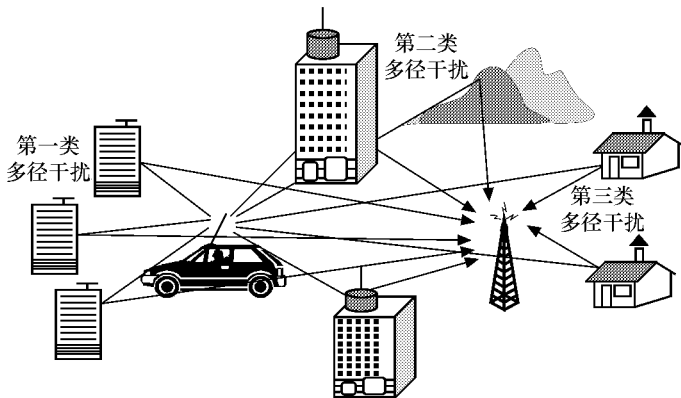


图 9-4 3 类多径干扰传播示意图

表 9-2 给出了在典型地理环境下，多径衰落在时域、频域和空域上产生的典型扩散值。

表 9-2 典型环境的典型扩散值

| 地 理 环 境 | 时延扩散 ( $\mu\text{s}$ ) | 角 度 扩 散     | 多普勒频率扩散 (Hz) |
|---------|------------------------|-------------|--------------|
| 室 内     | 0.1                    | $360^\circ$ | 5            |
| 农 村     | 0.5                    | $1^\circ$   | 190          |
| 都 市     | 5                      | $20^\circ$  | 120          |
| 丘 陵     | 20                     | $30^\circ$  | 190          |
| 小 区     | 0.2                    | $120^\circ$ | 10           |

2. 多址干扰（多用户干扰）

多址干扰是移动通信中另一类主要干扰，它与前面分析的多径干扰有所不同。

多址干扰最实质的原因是由于多个用户要求同时通信，而又不能完全将它们彼此隔开而引起的干扰。多址干扰与多址接入技术以及具体的信号多址划分的设计技术有直接关系。一般来说，在传统的频分与时分多址技术中，由于频分、时分划分的正交性，多址干扰小到可以忽略的程度，然而对于码分多址技术却不然，这是由于具体码组设计时，码组间的自相关特性，特别是互相关特性不理想而造成的多个用户之间的相互干扰。在实际的蜂窝系统中，小区内各用户间的多址干扰大约占总多址干扰的 60%，小区间的各用户所产生的多址干扰约占 40%。

在码分多址的移动通信体制中，比如 IS-95 以及各种主要第三代移动通信体制中（它们都是以码分多址为主），多址干扰是移动通信中最主要的干扰，因此移动通信中有很多新技术就是针对多址干扰来设计的，比如扩频码的设计、多用户检测技术和功率控制等。

在移动通信技术的发展中，为了抑制干扰，改善和提高移动通信的有效性、可靠性，特别是针对多径干扰的特性，已经发展了许多新技术，这些新技术有：主要用于抗慢衰落和远近效应的功率控制技术，主要用于抗频率选择性衰落的 Rake 接收技术，主要用于抗时间选择性衰落的信道交织技术，主要用于抗空间选择性衰落的分集接收和分集发送技术，主要用于抗多用户的多址干扰的多用户检测技术，既改善、提高有效性又改善、提高可靠性的智能天线技术与多载波通信技术等。

9.1.4 共信道干扰与邻道干扰

在接收机输入端的有用信号主要受 4 种类型的干扰导致性能恶化：共信道、相邻信道、减敏和互调。前 3 种类型的干扰可以用一个共同的方程式来表达。

接收机上的干扰电平  $I$  基本上讲主要是以下参数的函数：干扰源发射功率  $P_t$ 、在接收机方向上的干扰天线增益  $G_t$ 、干扰方向上的接收天线增益在  $G_r$ 、接收机与干扰机之间的间隔距离  $d$  的基本损耗  $L_b(d)$  和与  $\Delta f$  相关的频率相关抑制，并可用下式表示：

$$I = P_t + G_t + G_r - L_b(d) - FDR(\Delta f) \tag{9-2}$$

频率相关抑制（FDR）是  $\Delta f$  的函数， $\Delta f$  是干扰调谐频率与接收机的调谐频率的差。它还取决于接收机的特性。进一步的资料可以在 ITU-SM.337 建议中找到。

应当指出，方程（9-2）式可以用来计算有用信号电平，也能很好地利用适当的传播模型来计算传播损耗。

在多干扰源环境中，有关无线电干扰的另一个通用特性是总干扰功率是单个干扰功率之和，即：

$$I=I_1+I_2+\cdots+I_k \tag{9-3}$$

1. 共信道干扰

共信道干扰是由于有用信号与干扰信号在同一信道内工作而在中频放大器内产生的。由于有用信号与干扰信号重叠，方程（9-2）式中的  $FDR(\Delta f)$  等于零，而且干扰信号不能用正常手段滤除掉。共信道干扰的电平取决于接收机的共信道抑制特性和发射机的发射特性。

在不同的无线电业务中，共信道干扰的计算也有差别。在陆地移动业务中，共信道电台在最坏情况下彼此也要间隔开 120km。这个距离随着地形和使用的频段的不同而变化。在蜂窝无线电系统中，共信道间隔距离更近一些，允许信道在同一城市中重复使用。在固定业务中，天线的方向性在计算干扰电平时起到了非常重要的作用。当地面电台和地球站工作在同一频段内时，这是特别重要的。

共信道干扰的另一个原因是由于未经协调（或未经批准）的频率共用的情况。在这些情况下，可能的干扰源的数量与位置可能都不清楚，例如当干扰辐射来自民用设备时。

2. 相邻信道干扰

干扰台邻频道功率落入接收邻频道的接收机通带内造成的干扰，称为相邻信道干扰（邻频道干扰）。

邻道干扰造成的基本影响是有用信号、干扰和接收机对不同频率和间隔的不同特性之间相互作用的结果。这些都可以用频率—距离（FD）、频率相关抑制（FDR）或相对射频保护比来表示。FD 表示接收机与干扰机之间所要求的最小距离间隔随着它们调谐频率之差的变化而发生的变化。FDR 表示接收机选择性对无用发射机发射抑制的程度。相邻信道干扰电平取决于方程（9-2）式的  $FDR(\Delta f)$  值。当有用与无用发射机载频具有相同的频率或频率差  $\Delta f$  时，保护比是有用信号与无用信号之间所需的最小比值，通常在接收机输入端用 dB 表示。

对于接收机来说，当规定了可接受的干扰功率最大值  $I_M$  后，则只有满足下式时接收机性能才可以接受：

$$L_b(d) + FDR(\Delta f) \geq P_t + G_t + G_r - I_M \tag{9-4}$$

各类组合间隔曲线和可接受的接收机性能区域示于图 9-5 中。描述曲线 A 的方程为：

$$L_b(d) + FDR(\Delta f) = \xi \tag{9-5}$$

曲线以上部分是可接受的接收机性能区域，曲线以下部分是不可接受的接收机性能区域。

3. 减敏（阻塞干扰）

当干扰发射机非常靠近一个接收机操作时，就会发生灵敏度的降低；如果干扰信号足够强，可能使得接收机阻塞。减敏电平（阻塞干扰电平）取决于射频抑制特性，即接收机的  $FDR(\Delta f)$ 。典型的系统规范推荐用户选择接收机具有对这种有害

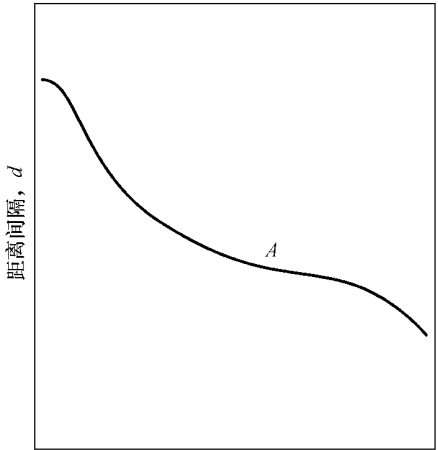


图 9-5 频率和距离间隔

干扰抑制的选择特性。用来避免减敏干扰的通用方法包括安装滤波器，重定站址和降低干扰电台发射机的过大功率。

## 9.2 无线电通信系统中的电磁兼容技术

### 9.2.1 频率的指配与管制

#### 1. 频率的指配

由于无线电频谱是一种有限的自然资源，其使用是没有国界的，因此所有国家都应有ITU《无线电规则》、ITU-R 建议、《程序规则》和国内管理文本和文件，用于指导解决各种国内无线电系统之间频率指配问题。

一个国内频率的指配过程，就是要保证新频率的使用不会对国内或国际已有的用户造成有害的干扰。

指配的过程包括对建议中的无线电业务进行需求分析，同时进行相关的研究，并根据国家频率划分规划指配频率。它还包括采取相关的步骤保护国内无线电通信系统免受另一国家指配频率的潜在干扰，这是指已在国际频率表（IFL）登记和无线电通信局的《频率周报》上公布的指配。

一旦频率指配给一个发射站或接收站，所有表示其占用的频谱和地理环境的技术和运行数据都应在国家频率登记表中注册。这个登记表不仅能作为今后选择其他可用频率的参考，而且能为采取有效措施调整频率规划提供基本的材料，以适应众多不同用户的需要。应当特别关注国家频率登记表的编制和及时更新，此登记表必须有足够的空间记录足够数量的指配和能够清晰、完整表述每个频率指配的全部信息。建议用计算机数据库处理和记录频率指配。

频率指配是有关机关通过一定程序将频率（频道）指配给某一电台在规定的条件下使用的行为。指配频率和使用频率，是一个事情的两个方面，是密切关联的。指配和使用频率的基本要求是：

- （1）指配频率和使用频率，必须遵守国家无线电频率划分和分配的有关规定；
- （2）指配频率和使用频率，必须按规定权限进行；
- （3）指配频率和使用频率，必须符合科学、经济、合理的原则，即必须使频率得到合理、充分、有效的利用。在满足完成通信任务的前提下，尽量节省频率。

#### 2. 频谱管制

频谱管制包括执法和监测两个方面。不过，这两个方面互相之间是紧密联系的，所以要作为一个整体内容来讨论。频谱管制是为了支持频谱管理的整个过程，并解决干扰的问题。

频谱管制通过提供测量信息来支持频谱管理，测量信息可用于：

- （1）通过验证发射信号的技术与操作特性，监测和识别未授权的发射机来确保同国家频谱管理的规则和法规相一致；
- （2）定位干扰源并解决干扰问题；
- （3）决定信道和频段的用途，包括评价信道的可用性并证实频率指配过程和频谱分析方

法的有效性。

使用的设施和设备，在很大程度上取决于所要求的技术先进性。如果频谱没有被大量地使用，简单的接收机、测向仪和频谱分析仪就会满足许多的任务。在复杂的电磁环境中，需要更精确的设备，包括固定的和可移动的、用于自动分析和数据存储的设备。大多数的监测是使用地面设备监测地面无线电信号。然而，有些情况要求从卫星设备上监测地面发射或者从地面设备上监测卫星信号。对监测设备、技术和国际监测方案更全面的论述，见ITU出版的《频谱监测手册》。

进行频谱管理，很少需要接收通信中传输的信息，知道信息在哪里，并决定其频率和其他技术参数以及它的来源和出现的时间就足够了。对于简单的调制方法，收听信息内容是很容易的，但相对查明信号的来源，需要采用这种方式的时候很少。通过辨别呼号识别发射机时，话音监测是很有用的。

频谱的有效管理取决于频谱管理人员通过执行频谱管理条例对频谱使用进行管制的权力。这种管制主要建立在强制检查和监测的基础上。然而，强制检查和监测的目的是强化频谱管理过程，而且将直接支持频谱管理和频谱使用的目标。因此，它们应永远同频谱管理的权力机关联系在一起，并应符合频谱管理总的优先级设置。

#### (1) 强制检查

应授权给频谱管理人员执行频谱使用的条例并进行相应处罚的权力。比如，应授权给频谱管理人员识别干扰源并要求其关闭，或者按照适当法律机制没收其设备的权力。不过，必须规定这种权力的使用限制。通常应把执法限制在技术问题上，而不是限制在被传输信息的内容上。

具有进行频率指配的权力，就必须有确定符合性的权力。通常需要一个有组织的机构，配备具备对设备进行检查的设备并有流动性，来加强国家和国际频率管理的法律和法规条令。这一机构在收集信息时，同监测部门和指配、发照机构紧密结合工作，在政策领域提供统计和信息分析。强制检查这一职能可依靠监测的输入信息，包括以下内容：

- 调查干扰投诉；
- 调查非法操作和不符合无线电台执照规定的操作；
- 为诉讼案件收集信息并协助执法机构；
- 确保无线电台的操作者遵守国家及国际法律、规则要求；
- 进行技术测量，如发射机的输出噪声功率、失真等，这很难或不太可能通过监测进行。

#### (2) 监测

监测是同检查和标准的符合性密切相关的，能够识别和测量干扰源，核定辐射信号的正确技术与操作特性，从而检测并识别出非法发射机。

测量系统在某些情形下有助于解决那些仅靠无线电系统理论特性知识无法解决的问题。它还可得到单个电台的用于强制和标准符合性目的的资料，而且可将其用来确定产生干扰的台站地点和标识。

为确保适当的可用性和覆盖范围，检查和监测活动在幅员辽阔的国家需要按地区来组织进行。

### 9.2.2 无线电发射机的杂散发射功率电平限值

无线电发射机的杂散发射是一种十分有害的干扰，规定无线电发射机的杂散发射功率电



平限值,有助于确保无线电发射机的质量,降低系统之间的干扰,保证组网质量。这些杂散发射的限值将有助于改善并保护在所有频段上的电信业务的工作。国标 GB13421-92、国际电联建议书 ITU-R SM 329-7 都给出了无线电发射机的杂散发射功率电平限值及测量方法。

### 1. 杂散发射限值的使用与参考带宽

#### (1) 杂散发射限值的使用

① 杂散发射的电平依据无线电发射机的业务特性应该用在杂散发射频率上在一个给定的参考带宽内由发射机供给天线馈线的峰值包络功率或平均功率表示。

② 杂散发射的电平也用(在杂散发射频率上)在地球表面的场强或功率通量密度来表示。

③ 下面给出的杂散发射限值仅适用于与定义一致的不包含带外发射的纯粹的杂散发射。

④ 杂散发射限值适用于频率在基本发射频率之上和之下但离开发射中心频率 250% 的必要带宽及之外的那些频率上。

⑤ 杂散发射测量的频率范围是从 9kHz~110GHz。在频率不超过 26GHz 时,实际的杂散发射应测到基频的五次谐波,对于基频在 13GHz 以上的系统仅须测到二次谐波。利用波导作为天线连接的系统不必作波导截止频率以下的杂散发射测量。

⑥ 来自除天线(天线和馈源)外系统的任何部分上的杂散发射将不应产生大于这个天线系统在杂散发射频率上被供给最大允许功率时产生的影响。

#### (2) 参考带宽

参考带宽是杂散发射功率电平被规定在其中的带宽,在测量杂散发射时规定使用下面的参考带宽。

① 在 9kHz~150kHz 之间参考带宽为 1kHz。

② 在 150kHz~30MHz 之间参考带宽为 10kHz。

③ 在 30kHz~1GHz 之间参考带宽为 100kHz。

④ 在 1GHz 以上参考带宽为 1MHz。

⑤ 作为一个特殊情况所有空间业务杂散发射的参考带宽规定为 4kHz。

⑥ 为正确测量雷达的杂散发射所要求的杂散发射参考带宽,一定要对每个雷达系统具体计算,并且测量方法一定要按 ITU-R M.1177 建议书的指导去做。三类雷达系统的参考带宽是:

- 对于固定频率或非脉冲编码雷达,是雷达脉冲宽度分之一(例如,雷达脉冲宽度是  $1\mu\text{s}$ ,那么参考带宽是  $1/1\mu\text{s}=1\text{MHz}$ );

- 对于固定频率,相位编码脉冲雷达,是相位编码段长度分之一(例如,码长是  $2\mu\text{s}$ ,那么参考带宽是  $1/2\mu\text{s}=500\text{kHz}$ );

- 对于调频(FM)或线性调频脉冲(Chirp)雷达,是由脉冲宽度(s)除调频频率间隔 FM(Hz)得到的量的平方根(例如,FM 是从 1250~1280MHz 或间隔 30MHz,脉冲宽度  $10\mu\text{s}$ ,则参考带宽是  $(30\text{MHz}/10\mu\text{s})^{1/2}=1.73\text{MHz}$ )。

### 2. 杂散发射的限值

杂散发射的限值分为 A、B、C 三类。

A 类:为所有被主管部门批准使用的无线电设备规定的最大杂散发射功率电平值,这些限值列在表 9-3 中。

B 类：为可能需要采用比 A 类中给出更严格限制的无线电设备规定的最大杂散发射功率电平值，这些限值列在表 9-4 中。

C 类：由国际无线电干扰特别委员会（CISPR）为信息技术设备（ITE）规定的辐射限值，这些限值列在表 9-5 中。

下面列出的限值是来自于最新版本的 ITU-R SM 329-7 建议书。

(1) A 类限值

表 9-3 给出了规定的杂散发射最大允许电平值，它是依据由发射机供给天线传输线的任何杂散分量功率来表示的。

表 9-3 杂散发射限值——A 类  
(为所有要使用的无线电设备规定的用于计算最大允许杂散发射功率的衰减值)

| 无线电业务种类和设备类型 <sup>(1),(2)</sup>                                                                           | 低于供给天线传输线功率 (W) 的衰减 (dB)                                                                 |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------|
| 除了下面引用的业务外的所有业务                                                                                           | 43 + 10lgP, 或 70dBc 中取数值较小那一个                                                            |
| 空间业务 (地球站) <sup>(3)</sup>                                                                                 | 43 + 10lgP, 或 60dBc 中取数值较小那一个                                                            |
| 空间业务 (空间站) <sup>(3)</sup>                                                                                 | 43 + 10lgP, 或 60dBc 中取数值较小那一个                                                            |
| 无线电测定                                                                                                     | 43 + 10lgPEP, 或 60dB 中取数值较小那一个                                                           |
| 广播电视 <sup>(4)</sup>                                                                                       | 46 + 10lgP, 或 60dBc 中取数值较小那一个<br>对 VHF 台, 绝对平均功率电平不得超过 1mW<br>对 UHF 台, 绝对平均功率电平不得超过 12mW |
| 调频 (FM) 广播                                                                                                | 46 + 10lgP, 或 60dBc 中取数值较小那一个<br>绝对平均功率电平不得超过 1mW                                        |
| 中频 (MF) 或高频 (HF) 广播                                                                                       | 50dBc 且绝对平均功率电平不得超过 50mW                                                                 |
| 来自移动站的单边带 (SSB) 业务 <sup>(5)</sup>                                                                         | 低于 PEP 43dB                                                                              |
| 工作在低于 30MHz 的业余无线电业务 (包括单边带 (SSB)) <sup>(5)</sup>                                                         | 43 + 10lgPEP, 或 50dB 中取数值较小那一个                                                           |
| 除了空间、无线电测定、广播、使用单边带 (SSB) 的移动台, 和业余无线电业务外工作在低于 30MHz 的其他业务 <sup>(5)</sup>                                 | 43 + 10lgX, 或 60dBc 中取数值较小那一个<br>对于单边带 (SSB) 调制, X = PEP<br>对于其他调制, X = P                |
| 低功率器件无线电设备 <sup>(6)</sup>                                                                                 | 43 + 10lgP, 或 40dBc 中取数值较小那一个                                                            |
| 应急示位无线电信标 (EPIRB)<br>应急定位器发射机 (ELT)<br>私人测位信标 (PLB)<br>搜寻救生转发器 (SART)<br>船舶应急发射机、救生艇发射机<br>陆上、空中或海上的应急发射机 | 无限制                                                                                      |

注:

P: 是在天线传输线的平均功率 (W)。当使用脉冲串传输时, 平均功率 P 和任何杂散发射的平均功率是在脉冲串的持续期内取功率的平均值来度量。

PEP: 是在天线传输线的峰值包络功率 (W)。

dBc: 是相对于无调制载波发射功率的分贝数。在无载波的情况下, 例如在一些数字调制方式中载波没有进入测量, 与 dBc 等效的参考电平是相对于平均功率 P 的分贝数。概括起来, dBc 是低于平均功率 P 的分贝数。

(1) 在一些数字和窄带大功率发射机的情况下, 对所有业务种类, 可能很难满足精确的 ±250% 必要带宽的限值。

(2) 当发射机和天线传输线间不能插入过度段时应当采用在国际电联 Rec、ITU-R SM 329-7 标准中给出的等效全自辐射功率 (e. i. r. p) 的测量方法。

(3) 对所有空间业务的杂散发射都采用 4kHz 带宽。

(4) 对模拟电视传输, 平均功率电平用一个特定的视频信号调制来定义, 这个视频信号一定要选择得使它的最大平均功率电平 (即, 对 NTSC 和 PAL 制视频信号的消息电平) 是供给天线传输线的。

(5) 使用单边带 (SSB) 的所有发射等级都包括在“单边带”那一类中。

(6) 低功率无线电设备是指最大输出功率小于 100mW 并且是用于短距离通信和控制目的的设备。

(2) B 类限值

表 9-4 列出了 B 类设备的由发射机供给天线传输线的任何杂散分量的最大允许杂散发射功率电平值。对于所有在这个表中没有列出的业务或系统 A 类限值是适用的。

表 9-4 杂散发射限值——B 类

| 设备类型                                         | 限 值                                                                                                                                                                                                                                         |
|----------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 固定业务                                         | —50dBm, 30MHz≤f<21.2GHz <sup>(1)</sup><br>—30dBm, 21.2GHz≤f<110GHz <sup>(1)</sup>                                                                                                                                                           |
| 固定业务—终端站（具有用户设备界面的出口站）                       | —40dBm, 30MHz≤f<21.2GHz <sup>(1)</sup><br>—30dBm, 21.2GHz≤f<110GHz <sup>(1)</sup>                                                                                                                                                           |
| 陆地移动业务（移动台和基站）                               | —36dBm, 9kHz≤f<30MHz<br>—36dBm, 30MHz≤f<1GHz <sup>(2)</sup><br>—30dBm, 1GHz≤f<110GHz <sup>(3)</sup>                                                                                                                                         |
| VSAT（Very Small Aperture Terminal，甚小口径天线地球站） | 见附录 B（甚小口径天线地球站（VSAT）杂散发射最大允许电平）                                                                                                                                                                                                            |
| 调频（FM）广播                                     | 87.5MHz≤f≤137MHz<br>—36dBm 对于 P<9dBW<br>75dBc 对于 9dBW≤P<29dBW<br>—36dBm 对于 29dBW≤P<39dBW<br>85dBc 对于 39dBW≤P<50dBW<br>—5dBm 对于 50dBW≤P<br>30MHz≤f<87.5MHz 和 137MHz<f<110GHz<br>—36dBm 对于 P<4dBW<br>70dBc 对于 4dBW≤P<40dBW<br>0dBm 对于 40dBW≤P |
| 无线电测定（只对固定站）（测风雷达、移动航空雷达和移动海事雷达除外）           | —30dBm                                                                                                                                                                                                                                      |
| 短距离设备、无线局域网、民用波段（CB）、无线电话和无线麦克风（话筒）          | —36dBm 9kHz≤除了下面列出的频率之外的频率<1GHz<br>—54dBm 在频段 47~74MHz、87.5~118MHz、174、230MHz 和 470~862MHz 中的所有频率<br>—30dBm 1GHz<f<110GHz                                                                                                                   |

P：是在天线传输线的平均功率（W）。当使用脉冲串传输时，平均功率 P 和任何杂散发射的平均功率是在脉冲串的持续期内取功率的平均值来度量。

f：杂散发射频率

(1) 对数字系统，B 类限值应当用于发射的两边且从 250%必要带宽+56MHz 开始，在这个开始点之内一定要使用 A 类限值。一个更详细的开始点一定要由主管部门确定。

(2) 对数字系统，B 类限值应当用于发射的两边且从 250%必要带宽 + 500kHz（或 10 倍的必要带宽，取较大的那一个）开始，在这个开始点之内一定要使用 A 类限值。一个更详细的开始点一定要由主管部门确定。

(3) 对数字系统，B 类限值应当用于发射的两边且从 250%必要带宽 + 1MHz（或 12 倍必要带宽，取较大的那一个）开始，在这个开始点之内一定要使用 A 类限值。一个更详细的开始点一定要由主管部门确定。

(3) C 类限值

表 9-5 列出了对 A 级（工业的）和 B 级（民用的）信息技术设备（ITE）的 C 类限值。定义 C 类设备为把无线电发射功能与信息技术设备组合在一起的设备。对 C 类限值本标准中只给出了频率低于 1GHz 的限值，1GHz 以上的限值还有待进一步研究确定。

表 9-5 杂散发射限值——C 类

| 频率（MHz）                 | E <sub>max</sub> （dB（μV/m）） | 测量距离（m） | 相应的 e. i. r. p.（dBm） |
|-------------------------|-----------------------------|---------|----------------------|
| A 级：适用于工业环境的信息技术设备（ITE） |                             |         |                      |
| 30~230                  | 40                          | 10      | —49                  |
| 230~1000                | 47                          | 10      | —42                  |

续表

| 频率 (MHz)                  | $E_{\max}$ (dB ( $\mu\text{V}/\text{m}$ )) | 测量距离 (m) | 相应的 e. i. r. p. (dBm) |
|---------------------------|--------------------------------------------|----------|-----------------------|
| B 级: 适用于民用环境的信息技术设备 (ITE) |                                            |          |                       |
| 30~230                    | 30                                         | 10       | -59                   |
| 230~1000                  | 37                                         | 10       | -52                   |

关于杂散发射的测量请参阅国标 GB13421-92，国际电联建议书 ITU-R SM 329-7。

9.2.3 干扰协调区

在分析同一频段的卫星地球站与微波地面站之间的电磁兼容性时常采用干扰协调区的概念，首先建立地球站的干扰协调区，干扰协调区本质上是空间隔离技术。

干扰协调区分为发射协调区和接收协调区。根据地球站和微波站的发射功率、它们所处的无线电气候区、地球站周围地形条件以及地球站微波站所允许的干扰电平等因素，以地球站站址为中心，在适当比例的地图上画出地球站发射协调区和接收协调区范围图。

发射协调区是指地球站周围的一个地区。位于此区域外地面微波站受到地球站的干扰电平不会超过允许的干扰电平，而处于这个区域内的微波站是否由于地球站的发射而产生不可接受的干扰，还要经过严格的计算后再确定。

收信协调区是指地球站周围的一个地区，位于此区外的微波站发射的电平不会对地球站造成不可接受的干扰，而在收信协调区内的微波站是否会对地球站造成不可接受的干扰，还要通过认真地计算和分析，最后确定。

处在协调区的地球站和微波站，双方是否会产生不可接受的干扰，还要由它们所处的地理位置、地形特性、天线指向、设备性能等诸多因素来具体确定。

首先做出地球站和微波站之间路径剖面图，根据此图和相关公式精确地计算出地球站和微波站之间的电波传输损耗，然后根据地球站和微波站的发信功率、天线辐射图等计算出地球站和微波站接收系统所接收到的干扰电平，通常对于地球站把干扰电平折算到接收天线输出端，而对微波站通常把干扰电平折算到微波收信机的输入端。在计算中，必须把地球站微波站之间各种通信业务的相互干扰都计算出来。根据接收到的干扰电平和相互允许的干扰门限值，最后确定地球站和微波站之间是否存在不可接受的干扰。如果存在，双方应协调解决，一般后建台站者应采取更多的措施。如降低发射功率，减少天线旁瓣辐射，通过选址等办法，增加二个站间的隔离。

在这里应该指出的是，后建站（微波站或地球站）接收系统受到的干扰，在站址选择时就应排除。这是由于地球站和微波站选址时，都必须对其周围电磁环境进行测试，确定无不可接受的干扰时，才最后确定站址。

地球站和微波站之间所允许的干扰门限值，在国内协调时应按国家标准规定。在国际间协调时，应按国际电信联盟无线电规则及其有关规定和建议来确定。地球站和微波站的主管部门也可以根据双方的具体情况，协商指定一个共同接受的标准。

9.2.4 频谱共用中的电磁兼容技术

随着无线电通信的飞速发展，频谱的利用越来越拥挤。由于无线电频谱的有限性，为了

适应新的业务和更有效地利用频谱资源，频谱共用的情况在不断增加。

在表 9-6 中列出了一些可以抑制干扰、促进频谱共用的技术方法（电磁兼容技术）。共用方法依据四维排列来分组，即频率分隔、时间分隔、空间位置分隔和正交信号隔离。有些方法是新的或是创新的，从而使得更有效地利用频谱或提供更大的灵活性。其中许多方法都是采用新的设备技术、对分析的计算机化以及引入一些新思路的结果。有些方法比较复杂，包括实时计算机控制的频率管理。

表 9-6 抑制干扰、促进频谱共用的技术方法（电磁兼容技术）

| 频 率 分 隔                                                                            | 空 间 分 隔                                                                                              | 时 间 分 隔                                                                      | 正 交 信 号 分 隔                             |
|------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------|
| 信道规划<br>动态实时频率指配<br>FDMA（频分多址）<br>编码：<br>• 纠错<br>• 压缩<br>发射与接收特性<br>动态可变分区<br>频率容限 | 站址选择<br>天线图鉴别<br>物理障碍<br>站址屏蔽<br>干扰功率：<br>• 动态发射机电平控制<br>• pfd 电平<br>• 功率谱密度电平（能量扩散）<br>• SDMA（空分多址） | 占空比控制<br>峰值占用周期交叉重叠<br>动态实时频率指配<br>TDMA（时分多址）<br>编码：<br>——纠错<br>——几缩<br>发射特性 | CDMA（扩谱）（码分多址）<br>天线极化<br>其他扩谱技术（跳频或混合） |

为了实现这些共用方法，还须制定设备所必须的特殊技术参数规范。这些参数的例子包括：

- (1) 共用业务的设备之间地理间隔距离的规范；
- (2) 共用业务的调制特性规范，如数字调制、扩谱；
- (3) 发射机功率的限值、功率通量密度的限值（ $p_{fds}$ ）、发射机天线的指向角；
- (4) 仅是点对点的传输；
- (5) 方向性和自适应天线的利用；
- (6) 共用业务设备的占空比和信息类型的约束，如只是间断地使用、只是模拟信号、只是数据；
- (7) 规定的干扰标准，即误比特率（BER）标准，要求的误码率标准以及为促进共用、协商放宽共用技术的标准。

9.2.5 蜂窝移动通信系统中的电磁兼容技术

在蜂窝移动通信系统中采用了许多新技术用来抑制干扰、提高通信容量、改进通信质量。这些技术都是针对移动通信中出现的一些特殊问题提出的，针对性很强，而且大多带有智能性，但它们的共同点都是抑制干扰、提高信噪比。因此也可以把这些技术看作是蜂窝移动通信系统中的电磁兼容技术。下面就一些关键的新技术作一简要介绍。

1. 无三阶互调干扰的频道组

在一个移动通信系统中，移动通信的基站都采用多信道共用方式，为了避免三阶互调干扰，在分配频率时，应合理地选用频道（或波道）组中的频率，使它们可能产生的互调产物不致落入同组频道中任一工作频道。

根据前面的分析可知，产生三阶互调干扰的频率是：

$$f_x = f_i + f_j - f_k \tag{9-6}$$

或

$$f_x = 2f_i - f_j \tag{9-7}$$

其中， $f_i$ 、 $f_j$ 、 $f_k$ 是频率集合  $\{f_1, f_2, \dots, f_n\}$  中的任意三个频率， $f_x$  也是该频率集合中的一个频率。

为了方便,常用频道序号来表征标称频率,如图 9-6 所示。图 9-6 中,频率为 158.000～158.300MHz,共分 12 个频道,频道间隔  $B$  是 25kHz,相应的频率序号为 1～12。例如 1 号频道的频率为 158.000MHz,2 号频道的频率为 158.025MHz……等。

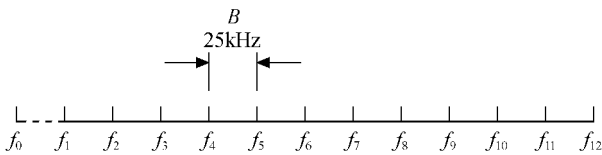


图 9-6 频道编号

假设初始频率为  $f_0 = f_1 - B$ , 则任一频道的频率可以写成:

$$f_x = f_i + BC_x \tag{9-8}$$

式中,  $C_x$  为频道序号。

这样就有:

$$\begin{cases} f_i = f_0 + BC_i \\ f_j = f_0 + BC_j \\ f_k = f_0 + BC_k \end{cases} \tag{9-9}$$

将 (9-8) 式、(9-9) 式、代入 (9-6) 式、(9-7) 式, 可得到以频道序号表示的三阶互调关系式:

$$C_x = C_i + C_j - C_k \tag{9-10}$$

$$C_x = 2C_i - C_j \tag{9-11}$$

(9-10) 式更具有普遍性, 因为当  $i \neq j \neq k$  时, (9-10) 式即为 (9-11) 式。

三阶互调关系式还可用频道序号的差值来表示, 任意两个频道间的差值为  $d_{i,x}$ , 即

$$d_{i,x} = C_x - C_i = \sum_{m=i}^{x-1} d_{m,m+1} \tag{9-12}$$

例如  $i=1, x=4$ , 则有:

$$d_{1,4} = C_4 - C_1 = \sum_{m=1}^3 d_{m,m+1} = d_{1,2} + d_{2,3} + d_{3,4} = 3$$

这个结果表明第 4 号与第 1 号频道的序号差值为 3, 频率间隔为  $3B$ 。利用频道序号差值表示互调关系式可方便地判别一组频道中是否存在互调干扰的问题。(9-10) 式的三阶互调关系式用频道序号的差值表示为:

$$d_{i,x} = d_{k,j} \tag{9-13}$$

因此, 判别某个无线区所选择的频道组有无三阶互调干扰, 只要判别各频道序号的差值有无相同即可。表 9-7 示出了无三阶互调频道组的例子。

上面仅考虑了无三阶互调的要求, 实际上在一组频道中, 如果两个相邻频道同时被占用, 通常会出现邻道干扰。若需要一组频道既无三阶互调又无邻道干扰, 那么频段利用率将更低, 以使用 4 个频道为例, 将占用 10 个频道, 如频道序号为 1、3、6、10, 或序号差值

为 2、3、4，频道利用率为 40％。表 9-8 列出了既无三阶互调又无邻道干扰的频道差值序列。

表 9-7 无三阶互调频道组

| 需用频道数 | 最小占用频道数 | 无三阶互调的频道组                                                                                                                                                                                | 频段利用率 |
|-------|---------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------|
| 3     | 4       | 1, 2, 4; 1, 3, 4                                                                                                                                                                         | 75 %  |
| 4     | 7       | 1, 2, 5, 7; 1, 3, 6, 7                                                                                                                                                                   | 57 %  |
| 5     | 12      | 1, 2, 5, 10, 12; 1, 3, 8, 11, 12                                                                                                                                                         | 42 %  |
| 6     | 18      | 1, 2, 5, 11, 13, 18; 1, 2, 9, 13, 15, 18;<br>1, 2, 5, 11, 16, 18; 1, 2, 9, 12, 14, 18                                                                                                    | 33 %  |
| 7     | 26      | 1, 2, 8, 12, 21, 24, 26; 1, 3, 4, 11, 17, 22, 26;<br>1, 2, 5, 11, 19, 24, 26; 1, 3, 8, 14, 22, 23, 26;<br>1, 2, 12, 17, 20, 24, 26; 1, 4, 5, 13, 19, 24, 26;<br>1, 5, 10, 16, 23, 24, 26 | 27 %  |
| 8     | 35      | 1, 2, 5, 10, 16, 23, 33, 35                                                                                                                                                              | 23 %  |
| 9     | 45      | 1, 2, 6, 13, 26, 28, 36, 42, 45                                                                                                                                                          | 20 %  |
| 10    | 56      | 1, 2, 7, 11, 24, 27, 35, 42, 54, 56                                                                                                                                                      | 18 %  |

表 9-8 无三阶互调、无邻道干扰的频道差值序列

| 需用频道数 | 最小占用频道数 | 无三阶互调、无邻道干扰的频道组的差值序列               | 频段利用率 |
|-------|---------|------------------------------------|-------|
| 3     | 6       | 2, 3; 3, 2                         | 50 %  |
| 4     | 10      | 2, 3, 4; 3, 2, 4; 3, 4, 2          | 40 %  |
| 5     | 15      | 2, 4, 3, 5; 2, 4, 5, 3; 3, 5, 2, 4 | 33 %  |
| 6     | 21      | 3, 4, 5, 6, 2; ...                 | 29 %  |
| 7     | 29      | 2, 8, 6, 5, 4, 3; ...              | 24 %  |
| 8     | 40      | 2, 4, 10, 3, 8, 7, 5; ...          | 20 %  |
| 9     | 50      | 2, 8, 5, 7, 4, 14, 3, 6; ...       | 18 %  |
| 10    | 62      | 4, 7, 5, 9, 10, 3, 15, 2, 6; ...   | 16 %  |

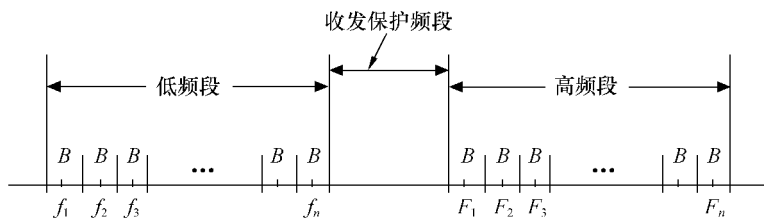
2. 数字蜂窝移动通信的多址技术

在表 9-6 中列出的抑制干扰、促进频谱共用的技术方法（电磁兼容技术）中，包含着多址技术，下面就以数字蜂窝移动通信为例，对多址技术作简要介绍。

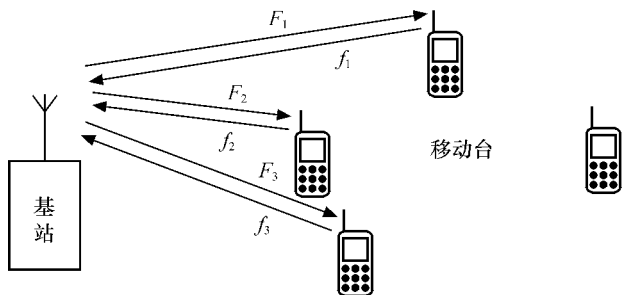
数字蜂窝移动通信的多址方式的基本类型有频分多址（FDMA）。时分多址（TDMA）和码分多址（CDMA）。实际中也常用到它们的混合方式，比如，时分多址/频分多址（TDMA/FDMA）、码分多址/频分多址（CDMA/FDMA）等。另外，还有新近发展起来的空分多址（SDMA）。

(1) 频分多址（FDMA，Frequency Division Multiple Access）

FDMA 是把通信系统的总频段划分成若干个等间隔的频道（或称信道）分配给不同的用户使用。这些频道互不交叠，其宽度应能传输一路数字话音信息，而在相邻频道之间无明显的串扰。图 9-7（a）是这种频道划分的示意图，图中，在高低两个频段之间留有一段保护频带，其作用是防止同一部电台的发射机对接收机产生干扰。图 9-7（b）是 FDMA 通信系统的工作示意图，由图可见，这种通信系统的基站必须同时发射和接收多个不同频率的信



(a) FDMA 的频道划分



(b) FDMA 系统的工作示意图

图 9-7 FDMA 系统

号；任意两个移动用户之间进行通信都必须经过基站进行中转，因而必须同时占用 4 个频道才能实现双工通信。不过移动台在通信时所占用的频道并不是固定指配的，它通常是在通信建立阶段由系统控制中心临时分配的，通信结束后，移动台将退出它占用的频道，这些频道可以重新分配给别的用户使用。

在数字蜂窝通信系统中，采用 FDMA 制式的优点是技术比较成熟和易于与现有模拟系统兼容；缺点是系统中同时存在多个频率的信号，容易形成互调干扰，尤其是基站因为要集中发送多个频率的信号，这种互调干扰就更容易产生。

(2) 时分多址 (TDMA, Time Division Multiple Access)

TDMA 是把时间分割成周期性的时帧，每一时帧再分割成若干个时隙（无论时帧或时隙都是互不重叠的），然后根据一定的分配原则，使各个移动台在每帧内只能在指定的时隙向基站发送信号。在满足定时和同步的条件下，基站可以分别在各时隙中接收到各移动台的信号而互不混扰。同时，基站发向多个移动台的信号都按顺序安排在预定的时隙中传输，各移动台只要在指定的时隙内接收，就能在合路的信号中把发给它的信号区分出来。图 9-8 是 TDMA 通信系统的工作示意图。其中，图 9-8 (a) 是基站向移动台传输，常称正向传输或下行传输；图 9-8 (b) 是移动台向基站传输，常称反向传输或上行传输。

TDMA 通信系统和 FDMA 通信系统相比具有以下主要特点：

- ① TDMA 系统的基站只用一部发射机，可以避免像 FDMA 系统那样因多部不同频率的发射机同时工作而产生互调干扰。
- ② TDMA 系统对时隙的管理和分配通常要比对频率的管理与分配简单。因此，TDMA 系统更容易进行时隙的动态分配。如果采用话音检测技术，即有话音时分配时隙、无话音时不分配时隙，还有利于提高系统容量。



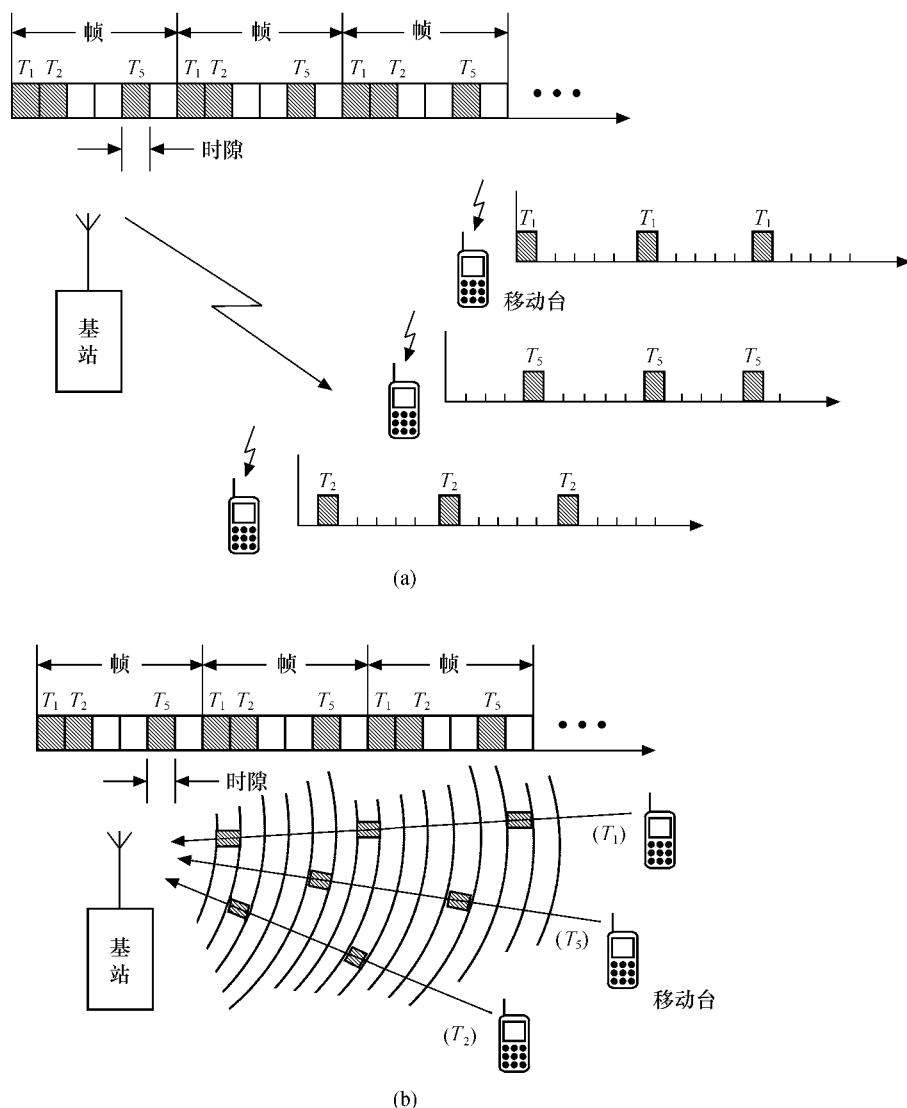


图 9-8 TDMA 通信系统工作示意图

③ 因为移动台只在指定的时隙中接收基站发给它的信息，因而在一帧的其他时隙中，可以测量其他基站发送的信号强度，或检测网络系统发送的广播信息和控制信息，这对于加强通信网络的控制功能和保证移动台的过区切换都是有利的。

④ TDMA 系统必须有精确的定时和同步，保证各移动台发送的信号不会在基站发生重叠或混淆，并且能准确地指定的时隙中接收基站发给它的信号。同步技术是 TDMA 系统正常工作的重要保证。

同步和定时是 TDMA 移动通信系统正常工作的前提。因为通信双方只允许在规定的时隙中发送信号和接收信号，因而必须在严格的时帧同步、时隙同步和比特（位）同步的条件下进行工作。如果通信设备采用相干检测，则接收机还必须获得载波同步。

由于信号在移动环境中传输时，经常受到干扰、噪声和多径衰落的损害，因而，同步信息必须采取相应的措施以减少它们引起的相应抖动，同时还要防止因为偶然的原因使接通收

机失步，引起通信中断。

时帧同步和时隙同步所采用的方法一样。如果需要，可以在每时帧或每时隙的前面分别设置一个同步码。对时帧同步和时隙同步的要求是建立时间短、错误捕获概率小、同步保持时间长和失步概率小。

从提高传输效率出发，希望同步码短一些；从同步的可靠性和抗干扰能力考虑，希望同步码长一些。对同步码的码型选择，应使之具有良好的相关特性，不易与信息流中的随机比特流相混淆而出现假同步。

系统定时或称网同步是 TDMA 移动通信系统中的关键问题。只有全网中有统一的时间基准，才能保证整个系统有条不紊地进行信息的传输、转换和交换，协调一致地对全网设备进行管理、控制和操作。就同步而言，可以保证各基站和移动台迅速地进入同步状态。

系统定时可以采用不同的方法。移动通信系统常用的是主从同步法，即系统所有设备的时钟均直接或间接地从属于某一个主时钟。主时钟通常有很高的精度，其信息以广播方式送给全网的许多设备，或者以分层方式逐层送给全网的许多设备。各设备从收到的时钟信号中，提取定时信息，或者说锁定到主时钟上。

移动通信系统也可能用到独立时钟同步法，即在网中各种设备内均设置高精度的时钟。在通信开始或通信进行的过程中，这些时钟只要根据某一标准时钟进行一次时差校正后，就可在很长的时间内不发生明显的漂移。这种办法要求各种设备均采用稳定度很高的振荡器来产生定时信号。这对于移动台尤其是小型手机而言，无论从价格方面或者从体积、重量方面考虑都不合适。

### (3) 码分多址 (CDMA, Code Division Multiple Access)

CDMA 是使用扩展频谱技术的一种多址方式，又称之为扩频多址 (SSMA)。扩展频谱技术的主要特征是使用码速率比发送信息数据速率高得多的伪随机编码，扩展作为基带信号的信息数据频谱，使之成为具有极低功率谱密度的宽带信号。接收端使用相关处理方法，将接收到的宽带信号恢复成带宽较窄的基带信号。

CDMA 方式是利用扩展频谱通信的多址性。各用户使用各自的扩频编码，这些扩频伪随机编码相互是正交的或接近正交的，因而各用户之间的扩频编码彼此相互影响很小（或为 0），因而能在同一极宽的频带内，允许一定数量的用户同时发送或接收信号，实现多址通信。

CDMA 方式虽然起步较晚，但其优越的性能，使之成为未来的移动通信系统的主要的多址接入技术。它具有如下优点：

- ① CDMA 系统中，许多用户共享同一频率，不管采用的是 TDD 方式还是 FDD 方式。
- ② 抗干扰，抗噪声能力强。
- ③ 由于信号被扩展在一较宽频谱上，从而可以减少多径衰落，如果频谱带宽比信道的相关带宽大，那么固有的频率分集将减少多径衰落的作用，这一点对移动通信尤为重要。
- ④ 在 CDMA 系统中，码片周期很短，而且通常比信道时延扩展小得多，超过一个码片延迟的多径信号可以被分离，并使用 RAKE 接收机来收集所需要信号中不同时延的信号能量，从而提高接收信号的信噪比。
- ⑤ 能在低功率谱密度情况下工作，而低的发射功率有利于降低干扰，并有利于移动通信使用者的健康。

⑥ 有一定的保密性能，由于不同的通话者使用不同的扩频编码，如果没有正确的扩频码就不能实现正确的解调。

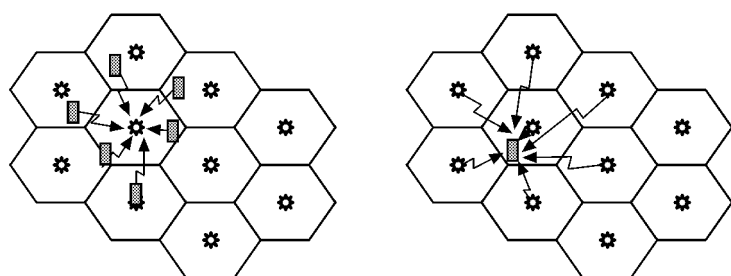
⑦ 由于采用相关接收方式，CDMA 通信可以在信噪比很低的情况下工作，其信号具有很强的隐蔽性。

⑧ 与 TDMA 和 FDMA 不同，CDMA 是干扰受限系统，减小干扰可以直接增加系统容量，因此，可以利用话音激活、前向纠错和扇型分区等技术提高频带利用率。

⑨ 在 CDMA 蜂窝系统中，相邻小区使用相同的频率，所以它可以实现宏分集和进行软切换，软切换由移动交换中心（MSC，Mobile Switching Center）来执行，MSC 通过监视来自两个或多个基站的特定用户信号，选择任意时刻信号最好的一个，而不用切换频率。

在 CDMA 通信系统中，不同用户传输信息所用的信号不是靠频率不同或时隙不同来区分的，而是用各不相同的编码序列来区分的。或者说，是靠信号的不同波形来区分的，如果从频域或时域来观察，多个 CDMA 信号是互相重叠的。接收机用相关器可以在多个 CDMA 信号中选出其中使用预定码型的信号，而其他使用不同码型的信号不能被解调。它们的存在类似于在信道中引入了噪声或干扰，通常称之为多址干扰。

CDMA 蜂窝系统的多址干扰是系统本身存在的内部干扰。CDMA 蜂窝通信系统的多址干扰一般可以分成两种类型：一种是基站在接收某一特定移动台的信号时，会受到本小区和邻近小区其他移动台所发信号的干扰，称为上行链路的多址干扰，如图 9-9（a）所示；另一种是移动台在接收所属基站信号时，会受到所属基站和邻近其他基站发给其他移动台的信号干扰，称为下行链路的多址干扰，如图 9-9（b）所示。



(a) 上行链路的多址干扰

(b) 下行链路的多址干扰

图 9-9 CDMA 系统中的多址干扰

#### (4) 空分多址 (SDMA, Space Division Multiple Access)

空分多址是通过控制用户的空间辐射能量来提供多址接入能力的。扇形天线可被看作是 SDMA 的一个基本方式，将来有可能使用自适应天线，它迅速地引导能量沿用户方向发送，这种天线最适合于 TDMA 和 CDMA 系统。

通常，在蜂窝系统中，反向链路的性能是影响系统性能的主要因素。原因有以下两个方面：(1) 用户位置的随机性和移动性，使得从每一用户单元出来的发射功率必须动态控制，以防止任何用户功率太高而干扰其他用户，而功率控制很难做到完善；(2) 用户的发射功率受到电池能量的限制，这就限制了反向链路功率控制的动态范围。通过空间过滤用户信号的方法，可以从每个用户接收到更多能量，并减小对其他用户的干扰，这样会使用户反向链路的性能得到改善。

如果不考虑无穷小波束宽度和无穷大快速搜索能力的限制，自适应式天线可以提供最理想的 SDMA，即能够为本小区内的每一个用户形成一个波束，而且，当用户移动时，基站会跟踪它。此外，一个完善的自适应式天线系统应能够为每一用户搜索其多个多径分量，并以最理想的方式进行合并。由于实现上述功能，系统需要无穷大的天线，所以理想自适应式天线是不可行的。图 9-10 给出了 3 种可能的基站天线配置模式。

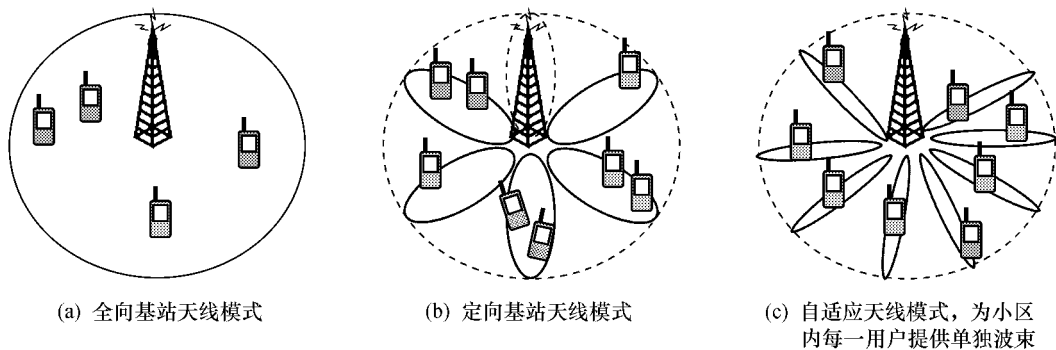


图 9-10 不同的天线模式

图 9-10 (a) 是全向天线模式，全向接收天线检测到来自此系统的所有用户的信号，因此，接收到的干扰最大；图 9-10 (b) 是定向天线模式，定向天线接收到的干扰值较小，因此，可以增加系统中的用户数；图 9-10 (c) 是自适应天线模式，假设对某一用户形成一波束模式，并使此模式在用户的方向上具有最大增益，这样的方向模式可通过在基站使用  $N$  元自适应阵列形成，此模式能在水平面的  $360^\circ$  范围内转动，以使服务用户总是处于该天线模式的主瓣中。这种模式干扰最小，用户数增加。

3. 功率控制技术

电磁波沿地面传播所产生的损耗近似与传播距离的 4 次方成比例。信号经过不同传播距离时，其损耗会有非常大的差异。例如，距离的比值为 100 时，损耗的比值达  $(100)^4 = 10^8$  (相当于 80dB)。显然，近距离强信号的功率电平会远远大于远距离弱信号的功率电平。因为 CDMA 系统的许多电台共用一个频率发送信号或接收信号，因而近距离强信号压制远地弱信号的现象很容易发生。人们把这种现象称之为“远近效应”。

CDMA 蜂窝系统的“远近效应”是一个非常突出的问题，它主要发生在反向传输链路上。因为移动台在小区内的位置是随机分布的，而且是经常变化的，同一部移动台可能有时处于小区边缘，有时靠近基站。如果移动台的发射机功率按照最大通信距离设计，则当移动台驶近基站时，必然会有过量而有害的功率辐射，造成辐射干扰。解决这个问题的办法是根据通信距离的不同，实时地调整发射机的所需功率，这就是通常所说的功率控制。

功率控制技术就是控制发射端的发射功率，减小小区间的干扰，补偿无线信道衰落，使得 CDMA 移动通信系统具有下列优点：

- (1) 功率消耗最小，延长移动台电池的寿命；
- (2) 降低干扰，最大化系统容量；
- (3) 保证通信链路要求的 QoS 以支持对 QoS 敏感的多媒体业务；
- (4) 提供服务区内不相等负载小区间的负载分流。

常见的 CDMA 功率控制技术可分为开环功率控制、闭环功率控制和外环功率控制 3 种

类型。

### (1) 开环功率控制

开环功率控制是指接收机通过测量接收到的专用给定信道的信号功率大小和有关信息,调整自己的发射功率,使其发射信号功率被控制在一个衡定的水平上,这就是被称为基于自动增益控制 (Automatic Gain Control AGC) 原理的开环功率控制。WCDMA 移动通信系统中反向链路的开环功率控制原理如图 9-11 所示。

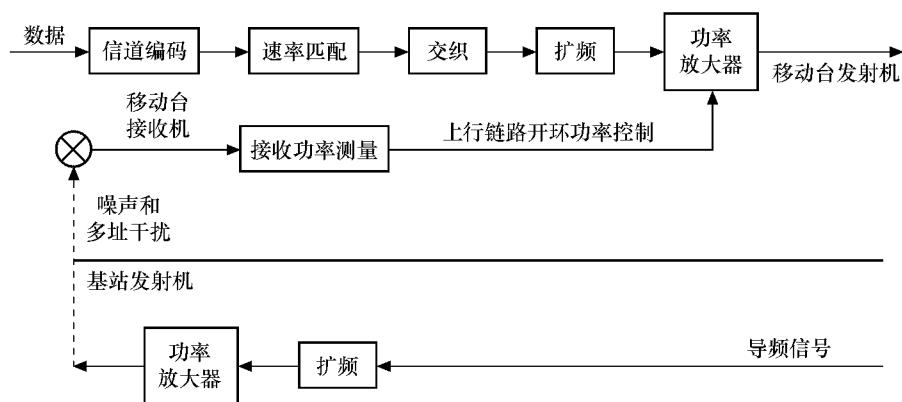


图 9-11 反向（上行）链路功率控制原理

开环功率控制可以用公式表示为：

$$P_t(\text{dBm}) = L(\text{dB}) + I(\text{dBm}) + C(\text{常数}) \quad (9-14)$$

其中,  $P_t(\text{dBm})$  为发射信号功率,  $L(\text{dB})$  为移动台测量得到的传播路径损耗,  $I(\text{dBm})$  为干扰信号功率, 由广播信道广播。

开环功率控制的主要特点是不需要反馈信息, 因此, 在无线信道突然变化时, 它可以快速响应变化, 此外, 它的功率调整动态范围大。但是正因为它没有反馈信息, 使得开环功率调整不够准确。

### (2) 闭环功率控制

我们仍以反向链路为例来说明闭环功率控制的原理。反向链路闭环功率控制是指基站接收端通过测量, 得到信干比 (SIR) 的估计值, 将此估计值与门限值进行比较, 产生功率控制命令, 这个命令通过无线信道传到移动台, 移动台的发射端根据此功率控制命令在开环发射功率控制设定的功率值基础上上升或下降某一功率值。闭环功率控制方式也被称为“乒乓”式或“反馈”式功率控制。门限 SIR (目标 SIR) 是由外环功率控制决定的。图 9-12 给出了 WCDMA 移动通信系统中反向链路的闭环和外环功率控制原理图。

闭环功率控制可以用 (9-15) 式来表示：

$$P_t(k+1) = P_t(k) - \Delta P \cdot C(\Gamma - \gamma) \quad (9-15)$$

其中,  $\Gamma$  为接收端测量得到的信噪比,  $\gamma$  为门限信噪比,  $C(\Gamma - \gamma)$  为功率控制命令,  $\Delta P$  为功率控制步长。

闭环功率控制是对开环功率控制的快速调整, 它的调整速度足够快以便跟踪快衰落, 因此, 闭环功率控制是任何克服非对称的多径衰落有效方法中的决定因素。

闭环控制的主要优点是控制精度高, 可以起到实际功控系统中的精控作用, 所以它是实

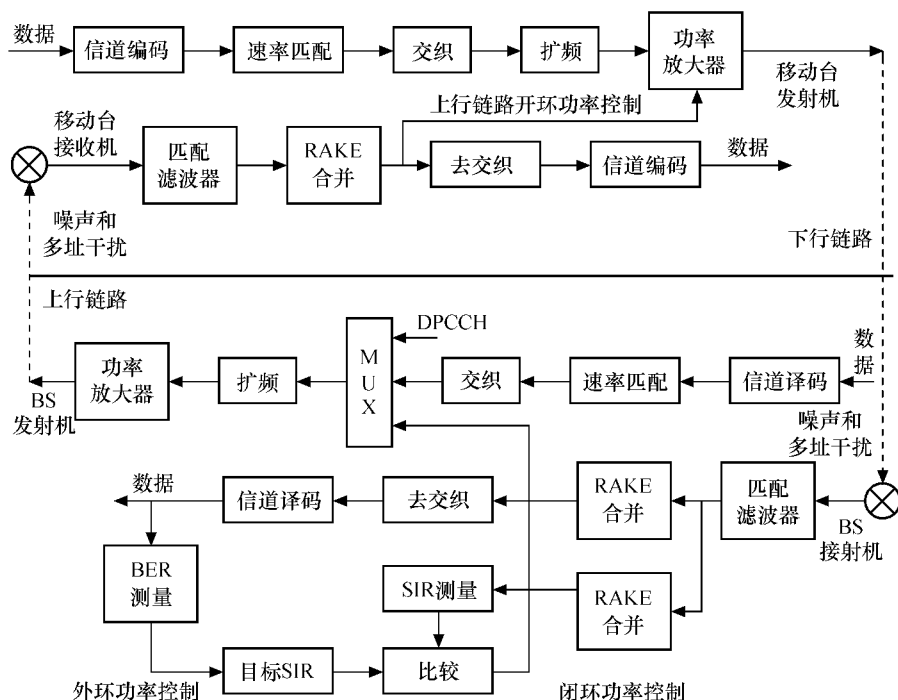


图 9-12 反向（上行）链路闭环和外环功率控制原理

际系统中常采用的主要精控手段。为了发挥闭环功控的优点和进一步克服它的主要缺点, 可以采用自适应功控、自适应模糊功控和基于神经网络的功控等多种改进性措施与实现算法。

### (3) 外环功率控制

外环功率控制技术则是通过对接收误帧率的计算，确定闭环功率控制所需的 *SIR* 门限（如图 9-12 所示）。外环功率控制通常需要采用变步长方法，以加快上述信干比门限的调节速度。

#### 4. 分集接收技术

移动通信信道的主要特点是衰耗、慢衰落和各类多径快衰落。其中对传输可靠性影响最大的是各类快衰落，它们是空间选择性衰落、频率选择性衰落和时间选择性衰落。分集技术就是其中的一种最为有效的根治这些快衰落的措施和“药方”。

分集技术是研究如何充分利用传输中的多径信号能量，以改善传输的可靠性。它也是一项研究利用信号的基本参量在时域、频域和空域中，如何分散开又如何收集起来的技术。从一开始研究如何将客观的多径衰落信道分散的信号能量有效的收集起来的措施，到今天如何主动的利用信号设计技术，能将多径衰落信道分散的信号能量更为有效的收集起来，这些都是分集技术所要研究的内容。

为了在接收端得到几乎相互独立的不同路径，可以通过空域、频域和时域的不同角度、不同方法与措施来加以实现。其中最基本的有如下几种：

### (1) 空间分集

- ① 利用不同接收地点（空间）收到的信号衰落的独立性，实现抗衰落的功能。
- ② 空间分集的基本结构为：发端一副天线发送，收端  $N$  副天线接收，如图 9-13 所示。

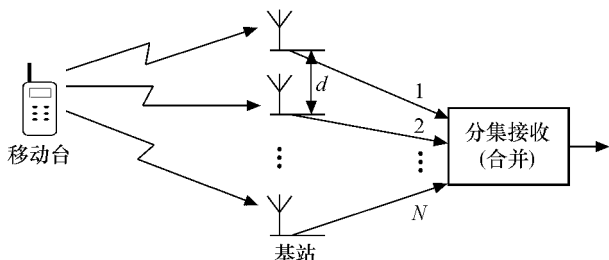


图 9-13 空间分集示意图

③ 接收天线之间的距离为  $d$ ， $d$  为相关区间，它应满足：

$$d \geq \frac{\lambda}{\varphi} \quad (9-16)$$

式中， $\lambda$  为波长， $\varphi$  为天线扩散角。

例如在城市中，扩散角一般为  $\varphi = 20^\circ$ （见表 9-2），则有：

$$d \geq \frac{360^\circ}{20^\circ} \times \frac{1}{2\pi} \times \lambda = \frac{9}{\pi} \lambda \approx 2.68\lambda$$

④ 分集天线数  $N$  越大，分集效果越好，但是不分集与分集差异较大，属于质变。分集增益正比于分集的数量  $N$ ，其改善是有限的，属于量变，且改善程度随分集数量  $N$  的增加而逐步减少。工程上要在性能与复杂性间作一折衷，一般取  $N = 2 \sim 4$ 。

⑤ 空间分集还有两类变化形式

- 极化分集。它利用在同一地点两个极化方向相互正交的天线发出的信号，可呈现出无关的衰落特性进行分集接收，即在收发端天线上安装水平与垂直极化天线，就可以把得到的两路衰落特性不相关的信号进行极化分集。其优点是：结构紧凑、节省空间。其缺点是：由于发射功率要分配到两副天线上，因此有 3dB 损失。

- 角度分集。由于地形、地貌和建筑物等接收环境的不同，使到达接收端的不同路径信号可能来自不同的方向，这样在接收端可采用方向性天线，分别指向不同的到达方向。而每个方向性天线接收到的多径信号是不相关的。

⑥ 空间分集中由于接收端有  $N$  副天线，若  $N$  副天线尺寸、增益相同，则空间分集除了可获得抗衰落的分集增益以外，还可获得每副天线 3dB 的设备增益。

(2) 频率分集

① 将待发送的信息，分别调制在不同的载波上发送至信道。

② 只要不同的载波之间的间隔足够大，载波间隔  $\Delta f$  大于频率相关带宽  $\Delta F$ ，即

$$\Delta f \geq \Delta F = \frac{1}{L} \quad (9-17)$$

式中， $L$  为接收信号时延功率谱的宽度。

同样，在城市中 800~900MHz 频段，典型的时延扩散值为  $5\mu\text{s}$ （见表 9-2），这时有

$$\Delta f \geq \Delta F = \frac{1}{L} = \frac{1}{5} = 200\text{kHz}$$

即要求频率分集的载波间隔大于 200kHz。

③ 频率分集与空间分集相比，其优点是减少了接收天线与相应设备的数目；缺点是要占用更多的频谱资源，并且在发送端有可能需要采用多部发射机。

### (3) 时间分集

① 对于一个随机衰落的信号，当取样时间间隔足够大时，两个样点间的衰落是互不相关的，利用这一特性可以构成时间分集。

② 将待发送的信号每隔一定时间间隔（大于时间相关区间  $\Delta T$ ）重复发送，在接收端就可以得到  $N$  条独立的分集支路。

③ 根据时间选择性衰落的特性，在时域上时间间隔  $\Delta t$  应大于时域相关区间  $\Delta T$ ，即

$$\Delta t \geq \Delta T = \frac{1}{B} \quad (9-18)$$

式中， $B$  为多普勒频移的扩散区间，它与移动台的运动速度成正比。可见，时间分集对处于静止状态的移动台是无用的。

④ 时间分集与空间分集相比，其优点是减少了接收天线数目，缺点是要占用更多的时隙资源，从而降低了传输效率。

### (4) 分集合并技术

分集接收中，在接收端从不同的  $N$  个独立信号支路所获得的信号，可以通过不同形式的合并技术来获得分集增益。如果从合并所处的位置来看，合并可以在检测器以前，即在中频和射频上进行合并，且多半是在中频上合并；合并也可以在检测器以后，即在基带上进行合并。

对于具体的合并技术来说，通常有 3 类，即选择式合并（Selection Diversity）、最大比合并（Maximal Ratio Combining）和等增益合并（Equal Gain Combining）。

#### ① 选择式合并

所有的接收信号送入选择逻辑，选择逻辑从所有接收信号中选择具有最高基带信噪比的基带信号作为输出。

#### ② 最大比合并

这种方法是对  $N$  路信号进行加权，再进行同相合并。最大比合并的输出信噪比等于各路信噪比之和。所以，即使各路信号都很差，以致于没有一路信号可以被单独解调时，最大比合并方法仍能合成出一个达到解调所需信噪比要求的信号。在所有已知的线性分集合并方法中，这种方法的抗衰落特性是最佳的。

#### ③ 等增益合并

在某些情况下，按最大比合并的需要产生可变的加权因子并不方便，因而出现了等增益合并方法。这种方法也是把各支路信号进行同相后再相加，只不过加权时各路的加权因子相等。这样，接收机仍然可以利用同时接收到的各路信号，并且，接收机从大量不能够正确解调的信号中合成一个可以正确解调信号的概率仍很大，其性能只比最大比合并略差，但明显比选择性分集好。

### (5) 发射分集

由于在移动通信中存在着严重的多径衰落，它影响传输的可靠性，为了提高可靠性往往在接收端引入分集技术，正如前面介绍的空间分集、频率分集等。但是有些分集技术比如空间分集只适合于基站，而在移动台由于体积、价格以及电池容量等方面的限制，使得多重天线的空间分集几乎不可行。

为了改善下行传输条件，能否利用线性系统的互易原理，将体积严重受限的移动台的接



收端分集技术等效地搬至发送端来实现, 这就是所谓的发送分集技术。可见实现发送分集从原理上看其首要条件是将移动信道看作是一个线性系统或至少是一个线性时变系统, 互易原理才能得以应用。严格地说, 移动信道是一个很复杂的非线性系统, 但是一般情况下均可以把它看作是一个近似的线性时变系统。

显然, 发射分集的概念实际上是由接收分集技术引伸而出的。发射分集的另一优点是能实现同一发射信号使多个移动台获得发射增益, 而其他技术的发射增益只是针对一个移动台。从理论和实际应用都发现, 同样阶数的发射分集具有与接收分集相似的分集增益, 只是在高误比特率的情况下, 接收分集的分集增益较发射分集大。

### 5. RAKE 接收技术

由于在多径信号中含有可以利用的信息, 所以, CDMA 接收机可以通过合并多径信号来改善接收信号的信噪比。RAKE 接收机就是通过多个相关检测器接收多径信号中各路信号, 并把它们合并在一起。CDMA 系统中的 RAKE 接收机如图 9-14 所示。

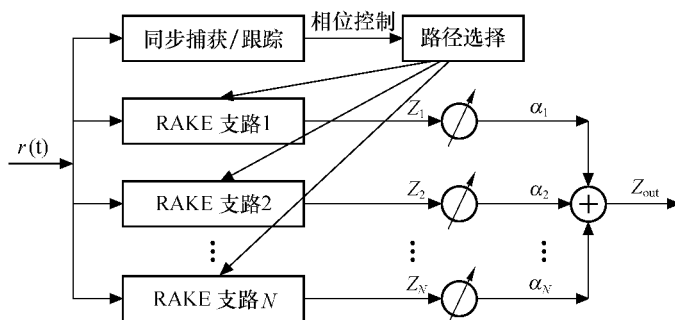


图 9-14 RAKE 接收原理框图

RAKE 接收机利用相关器检测出多径信号中最强的  $N$  个支路信号, 然后对每个 RAKE 支路的输出进行加权、合并, 以提供优于单路信号的接收信噪比, 然后再在此基础上进行判决。在室外环境中, 多径信号间的延迟通常较大, 如果扩频码速率选择的合适, 那么, CDMA 扩频码的良好自相关特性, 可以确保多径信号相互间有较好的非相关性。

假定 RAKE 接收机有  $N$  个支路, 其输出分别为  $Z_1, Z_2, \dots, Z_N$ , 对应的加权因子分别为  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ , 加权因子可以根据各支路的输出功率或信噪比决定。各支路加权后信号的合并可以根据实际情况采用如下的方法进行合并。

在接收端将  $N$  条相互独立的支路信号进行合并后, 可以得到分集增益。根据在接收端使用合并技术的位置不同, 可以分为检测前合并技术和检测后合并技术, 如图 9-15 所示。这两种技术都得到广泛应用。

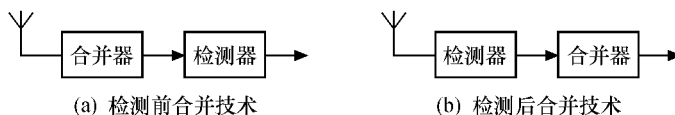


图 9-15 分集的合并

对于具体的合并技术来说, 与前述分集接收的合并技术相同, 通常有 3 类, 即选择式合并、最大比合并和等增益合并。

### 6. 交织技术

信道交织技术被用于抗由多径干扰引起的时间选择性衰落, 交织可以在不附加任何开销

的情况下，使数字通信系统获得时间分集。因此，在所有的第二数字蜂窝系统中，交织成为极其有用的一项技术。

交织器的作用就是将信源比特分散到不同的时间段中，以便出现深衰落或突发干扰时，来自信源比特中某一块的最重要的码位不会被同时干扰。而且，信源比特被分开后，还可以利用信道编码来减弱信道干扰对信源比特的影响，而交织器是在信道编码之前打乱了信源比特的时间顺序。

交织编码设计思想是通过交织与去交织将一个有记忆的突发差错信道，改造为基本上是无记忆的随机独立差错的信道，然后再用随机独立差错的纠错码来纠错。交织码的实现框图如图 9-16 所示。

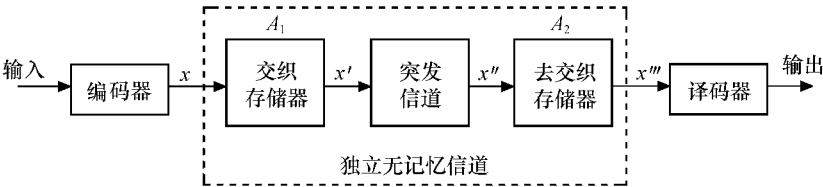


图 9-16 分组交织器实现框图

交织器有两种结构类型：分组结构和卷积结构。分组结构是把待编码的  $m \times n$  个数据位放入一个  $m$  行  $n$  列的矩阵中，即每次是对  $m \times n$  个数据位进行交织。通常，每行由  $n$  个数据位组成一个字，而交织器的深度，即行数为  $m$ ，其结构如图 9-17 所示。

由图 9-17 可见，数据位被按列填入，而在发送时却是按行读出的，这样，就产生了对原始数据位以  $m$  个比特为周期进行分隔的效果。在接收端的解交织操作则是与此相反进行的。例如，若假设有一组待发送的信息为：

|     |       |       |            |
|-----|-------|-------|------------|
| 1   | $m+1$ | ..... | $(n-1)m+1$ |
| 2   | $m+2$ | ..... | $(n-1)m+2$ |
| ⋮   | ⋮     |       | ⋮          |
| $m$ | $2m$  | ..... | $nm$       |

图 9-17 分组结构的交织器

$$x = (x_1, x_2, x_3, \cdots, x_{24}, x_{25}) \tag{9-19}$$

交织存储器为一个  $5 \times 5$  行列交织矩阵，它按列写入按行读出：

$$A_1 = \begin{bmatrix} x_1 & x_6 & x_{11} & x_{16} & x_{21} \\ x_2 & x_7 & x_{12} & x_{17} & x_{22} \\ x_3 & x_8 & x_{13} & x_{18} & x_{23} \\ x_4 & x_9 & x_{14} & x_{19} & x_{24} \\ x_5 & x_{10} & x_{15} & x_{20} & x_{25} \end{bmatrix} \tag{9-20}$$

交织器输出并送入突发信道的信息为：

$$x' = (x_1, x_6, x_{11}, x_{16}, x_{21}, x_2, x_7, \cdots, x_5, x_{10}, x_{15}, x_{20}, x_{25}) \tag{9-21}$$

假设突发信道产生两个突发：第 1 个突发产生于  $x_1$  至  $x_{21}$  连错 5 位；第 2 个突发产生于  $x_{13}$  至  $x_4$  连错 4 位。

突发信道输出端的信息为  $x''$  它可表示为：

$$x'' = (\dot{x}_1, \dot{x}_6, \dot{x}_{11}, \dot{x}_{16}, \dot{x}_{21}, x_2, x_7, \cdots, x_8, \dot{x}_{13}, \dot{x}_{18}, \dot{x}_{23}, \dot{x}_4, x_9, \cdots, x_{25}) \tag{9-22}$$

进入去交织器后，送入另一存储器，它也是一个  $5 \times 5$  行列交织矩阵，它按行写入，按列读出：

$$A_2 = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 & \dot{x}_6 & \dot{x}_{11} & \dot{x}_{16} & \dot{x}_{21} \\ x_2 & x_7 & x_{12} & x_{17} & x_{22} \\ x_3 & x_8 & \dot{x}_{13} & \dot{x}_{18} & \dot{x}_{23} \\ \dot{x}_4 & x_9 & x_{14} & x_{19} & x_{24} \\ x_5 & x_{10} & x_{15} & x_{20} & x_{25} \end{bmatrix} \quad (9-23)$$

去交织存储器的输出为  $x'''$ ：

$$x''' = (\dot{x}_1, x_2, x_3, \dot{x}_4, x_5, \dot{x}_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}, \dot{x}_{11}, x_{12}, \dot{x}_{13}, x_{14}, \\ x_{15}, \dot{x}_{16}, x_{17}, \dot{x}_{18}, x_{19}, x_{20}, \dot{x}_{21}, x_{22}, \dot{x}_{23}, x_{24}, x_{25}) \quad (9-24)$$

由上述分析可见，经过交织矩阵与去交织矩阵的变换后，原来信道中的突发错误，即两个突发5位连错和4位连错，却变成了  $x'''$  中的随机性的独立差错。

采用卷积结构的交织器，在多数情况下可以代替分组结构的交织器。而且，卷积结构在用于编码卷积时，可以取得很理想的效果。

因为接收机在收到了  $m \times n$  位并进行解交织以后才能解码，所以，所有的交织器都带有一个固定延时。现实中，当语音延时小于 40ms 时，人们还是可以忍受的，因此所有的无线数据交织器的延时都不超过 40ms。另外，交织器的字长和深度与所用的语音编码器、编码速率和最大允许时延有较大的关系。

### 7. 多用户检测技术

为了降低接收信号中的多址干扰以达到更好的通信质量，我们必须寻找降低多址干扰的方法。下面介绍的多用户检测技术就是一种很好的降低多址干扰的方法。

通常，对 CDMA 通信系统中的常规接收机，采用相关接收方法，即将接收信号通过匹配滤波器与本地的扩频码序列做相关，然后直接对匹配滤波器的输出进行比特判决。匹配滤波器的输出由3项组成：第1项是待解调用户的有用信号输出，第2项是系统中其他用户产生的多址干扰，第3项是信道噪声项。从常规接收机直接对匹配滤波器的输出进行判决可以看出，常规接收机完全没有利用其他用户的信息，而仅仅是把其他用户的干扰当成了噪声，多数情况下被当作高斯白噪声处理。也就是说，常规接收机根本没有意识到它所处的已经不是单用户的通信环境，它所接收到的信号成分中除了高斯白噪声以外，已经不仅仅是它自己的有用信号成分了。

而实际上，CDMA 通信系统是一个多用户同时接入的通信环境。分析结果表明，多址干扰与信道中的噪声具有不同的统计特性。最重要的是，多址干扰具有可估计、可再生的特性。这样就可以综合各个用户的有用信息，采用一定的信号处理手段去降低接收信号中的多址干扰直至为0，这就是多用户检测要实现的目标。

#### (1) 多用户检测器的一般结构

从原理上，首先要分清单个用户检测接收与多个用户检测接收之间的区别：

① 传统的单用户检测接收机（如图 9-18 所示）。它是将多址干扰、多径干扰当作等效加性高斯白噪声来处理，这是一种消极处理方式。

② 多用户检测接收机。充分利用有用伪码多址的已知结构信息与统计信息联合检测的多用户接收机，如图 9-19 所示。

③ 若进一步考虑到移动信道中的多径信道的特点，则可进一步给出下列两种形式的多径多用户最佳接收机结构。多径合并放在多用户检测之前（如图 9-20 所示），多径合并放在多用户检测之后（如图 9-21 所示）。

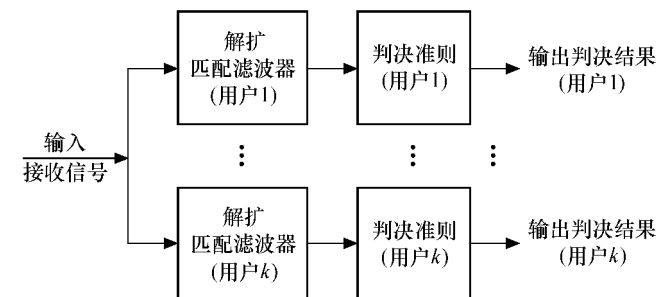


图 9-18 传统单用户接收机

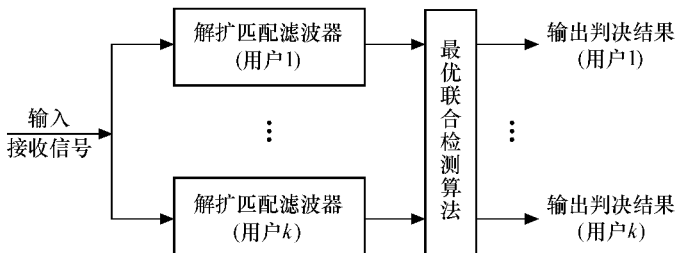


图 9-19 多用户检测接收机

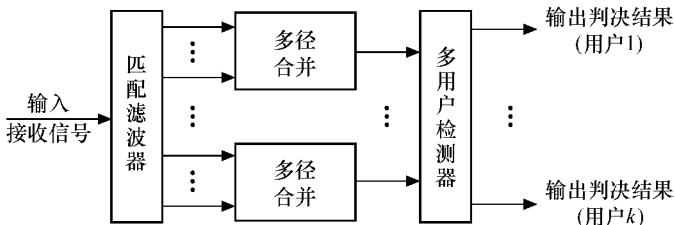


图 9-20 多径多用户检测接收机

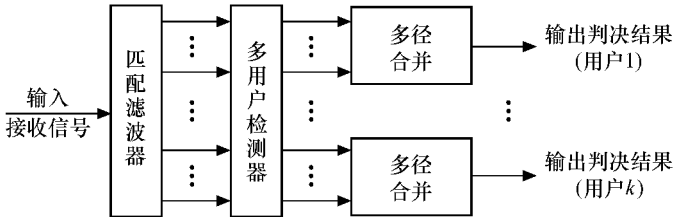


图 9-21 多径多用户检测接收机

显然上述多径、多用户检测的最佳接收机，既可以抗多址干扰也可以抵抗多径干扰，还可以减少远近效应的影响。

多用户检测接收机按其性能可以分为最佳接收机和准最佳接收机，按其结构是否带有反馈结构可以分为线性多用户接收机和非线性多用户接收机。线性多用户检测主要有解相关多用户检测和最小均方误差多用户检测方法两种。而所谓非线性多用户检测器则主要是指那些包含判决反馈结构的接收机。

(2) 多用户检测器的主要优缺点

① 主要优点

- 是消除或减弱多址干扰的有效手段；
- 是消除或减弱多径干扰的有效手段；

- 是消除或减弱远近效应的有效手段；
- 简化功率控制，降低功率控制精度；
- 弥补正交扩频码互相关性不理想所带来的消极影响；
- 改善系统性能、提高系统容量、增大小区覆盖范围。

## ② 主要缺点

- 大大增加系统设备的复杂度；
- 增加系统时延，特别是当采用自适应算法并对于扩频码较长的系统更是如此；
- 多用户检测一般需要知道用户扩频码的主要特征参量，这对于实际的多径时变信道则不是一件容易的事，它需要通过不停的信道估计来实现，而且估值的精度将直接影响多用户检测器的性能。

## 8. 正交频分复用 (OFDM) 技术

OFDM 是一种多载波技术，OFDM 抗多径传播与频率选择性衰落能力强。由于 OFDM 系统把信息分散到许多个载波上，大大降低了各子载波的信号速率，从而能减弱多径传播的影响，若再通过采用保护间隔的方法，甚至可以完全消除符号间干扰 (ISI)。OFDM 原理性示意图如图 9-22 所示。

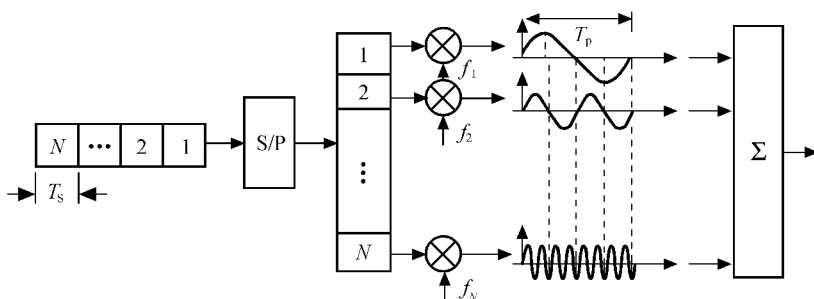


图 9-22 OFDM 原理性示意图

图 9-22 中，输入为高速串行信息数据码元 1、2、...、N，经串并的 S/P（串/并）变换后为 N 路低速并行码元，再分别调制在 N 个正交子载波（ $f_1$ 、 $f_2$ 、...、 $f_N$ ）上，最后在时域波形上相加合并发送至信道。

实际发送的并行码元信号周期  $T_p \geq NT_s$ ，即大于串行信息码元周期的 N 倍，而 N 为给定信号带宽 B 中所选用的子载波数。

N 越大，实际发送的并行码元信号周期  $T_p \geq NT_s$  就越长，抗符号间串扰 (ISI) 的能力也就越强。同时 OFDM 信号的功率谱也就越逼近于理想低通特性。

为了进一步消除 ISI 的影响，可以在每一路 OFDM 符号中插入保护区间  $T_g$ ，但要求  $T_g > \tau_{\max}$ ， $\tau_{\max}$  为最大的信道多径时延扩展值。

## 9. 智能天线技术

用于基站的智能天线是一种由多个天线单元组成的阵列天线。它通过调节各阵元信号的加权幅度和相位来改变阵列天线的方向，从而抑制干扰，提高信噪比。它可自动测出用户方向，并将波束指向用户，从而实现波束随着用户走。它可以提高天线增益，减少信号发射功率，延长电池寿命，减少用户设备的体积；或在不降低发射功率的前提下，大大增加基站的覆盖率。广义地说，智能天线实现了发信设备和传播环境、用户和基站间的最佳空间匹配。

通信。

用于手机的智能天线可以有效地提高通信性能，降低发射功率，减少电波对人体的影响。此外，由于智能天线可以从用户方向和传播时延获知用户位置，它将是一种不受建筑物阻挡的定位手段，可以为用户提供新的服务，如导航、紧急救助等。天线的空间分集可以克服快衰落，显著提高通信质量，有时也把它归入智能天线的范畴。

智能天线按照采用的天线方向图形状，可以分为两大类。

### (1) 自适应方向图智能天线

它采用自适应算法，其方向图与变形虫相似，没有固定的形状，随着信号及干扰而变化。它的优点是算法较为简单，可以得到最大的信号干扰比。但是它的动态响应速度相对较慢。另外，由于波束的零点对频率和空间位置的变化较为敏感，在频分双工系统中上下行的响应不同，因此它不适应于频分双工而比较适应时分双工系统。自适应天线阵着眼于信号环境的分析与权集实时优化上。

智能天线在空间选择有用信号，抑制干扰信号，有时我们称为空间滤波器。虽然这主要是靠天线的方向特性，但它是从信号干扰比的处理增益来分析的，它带来的好处是避开了天线方向图分析与综合的数学困难，同时建立了信号环境与处理结果的直接联系。自适应天线的重要特征是应用信号处理的理论和方法、自动控制的技术，解决天线权集优化问题。

### (2) 固定形状方向图智能天线

固定形状方向图形状基本不变。它通过测向确定用户信号的到达方向 (DOA, Direction of Arrival)，然后根据信号的 DOA 选取合适的阵元加权，将方向图的主瓣指向用户方向，从而提高用户的信噪比。固定形状波束智能天线对于处于非主瓣区域的干扰，是通过控制低的旁瓣电平来确保抑制的。与自适应智能天线相比，固定形状波束智能天线无需叠代、响应速度快，而且鲁棒性好，但它对天线单元与信道的要求较高。

## 9.2.6 无线电通信系统中的其他电磁兼容技术

### 1. 扩展频谱通信系统

一个扩展频谱系统可以被定义为多址系统，在这个系统中发射信号的能量被扩展到比信息所占带宽要宽得多的一个带宽里。例如，对双边带 AM (调幅) 信号，发射信号的带宽比信息带宽要宽，扩展系数为 2；对 FM (调频) 信号，典型的系数为 4 或更大，对线性扩谱系统，系数是 100。扩展频谱系统基本上是用较宽的发射带宽来换取降低 RF 功率谱密度，并且增加对在同频段的干扰信号的抑制度。扩谱系统有与传统的窄带系统共享频谱的能力，因为向窄带接收机通带内的发射的功率较低。另外，通过扩谱接收系统，高电平的干扰可以被抑制。

在扩谱系统中发射的信号与噪声类似，是一个宽带低功率密度信号，这样发射信号不一定被传统的接收机探测得到，只能通过适当的信号处理来获得相关信号的接收机来恢复。由于这些特点，一个扩谱发射不会对其他频谱的用户产生明显的干扰，但是，如果有大量的扩展频谱用户，宽带信号将成为噪声并明显提高信道的噪声水平。

扩展频谱系统使用线性或非线性干扰信号抑制技术，传统的 FM 方法作为非线性技术的典型，由于输入  $S/N$  的典型值必须大于 10dB 以便获得抑制噪声的线性改进，而扩谱系统使用线性技术，即使在输入有用比无用信号比是负的分贝时，改进量是常数。把输出的有用信

号与干扰信号之比  $(S/I)_{\text{out}}$  超过输入的有用信号与干扰之比  $(S/I)_{\text{in}}$  的增加量叫作系统处理增益  $(PG)$ ，处理增益是扩谱系统的重要特征，并且典型值为 100 或大于 100 因为  $PG$  定义为：

$$(S/I)_{\text{in}} = (S/I)_{\text{out}} - 10\log PG \quad (\text{dB}) \quad (9-25)$$

$PG$  为 100 的系统其最小输出  $S/I$  为 10dB，需要输入  $S/I$  至少为 -10dB，一个可以工作在输入  $S/I$  为 -10dB 的线性扩谱系统是特别需要的，尤其因为它能够有效的被使用在有用信号高于有用输入信号 10dB 的情况，传统的系统一般地在这种条件下不能发送信息。

扩谱系统进一步的优点是它们本身对非扩谱系统、使用不同编码的其他扩谱系统和没有特殊信号处理的系统具有保密性。使用编码算法也允许其他扩谱系统同时使用相同频带，只有很小量的交叉系统干扰。

### (1) 扩谱系统的类型

扩谱系统有时也称扩频系统，存在几种技术可以被用来实现扩展频谱通信的系统。最普遍的为人所知的技术是：直接序列扩谱、跳频扩谱以及混合扩谱。但是，也存在其他的技术。

① 直接序列扩谱 (DS)。直接序列调频被定义为一个使用数字编码比特率比信息信号比特率高的信号组成技术。每个数字信号的信息比特位被作为伪随机序列码发射。

在 DS 技术中，使用时间域或相关的方法，希望的数字信号  $S(t)$  乘以编码信号（伪噪声） $C(t)$  来提供扩谱（扩频）信号  $S'(t) = [S(t) \times C(t)]$ 。在多数情况下， $C(t)$  的带宽是  $S(t)$  的 100 到 1000 倍。这就有效地产生了具有宽带频谱的被发射的信号  $S'(t)$ 。在接收机中，信号乘以同步编码信号  $[C(t+\tau)]$ ，接着被滤波与信息带宽匹配。滤波降低了干扰信号电平因为干扰信号已被扩展到  $C(t)$  的带宽中且产生了扩展频谱系统的系统处理增益  $PG$ 。另一种方法使用了相关函数的傅里叶变换。图 9-23 给出了 DS 扩展频谱通信系统的原理结构图。

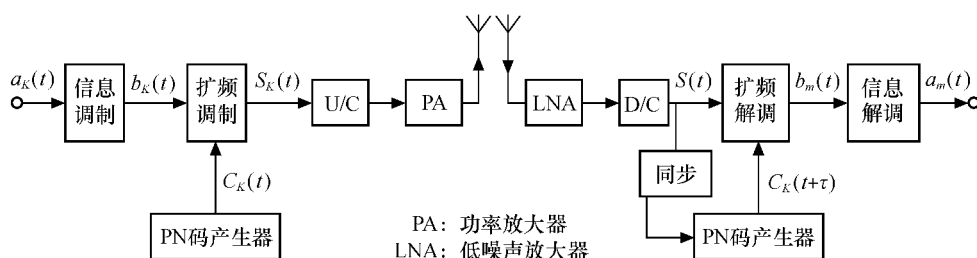


图 9-23 DS 扩展频谱通信系统的原理结构图

从图 9-23 中可以看出输入数字信号  $a_k(t)$  首先经过信息调制（如 PSK 调制），从而获得窄带已调信号  $b_k(t)$ ，然后该信号再与高速的伪随机序列（PN 码） $C_k(t)$  进行调制，此时输出信号  $S_K(t)$  的带宽将远大于传输信息的频谱宽度，因而称此过程为扩谱（扩频），其后将  $S_K(t)$  信号送至上变频（U/C）器中，将其转换成射频信号进行发射。在接收端，则将接收下来的射频信号送至下变频（D/C）器，其输出为中频信号  $S(t)$ ，此信号中夹杂着干扰和噪声信号，此时将此中频信号与发端  $C_k(t)$  PN 码序列相同的本地  $C_k(t+\tau)$  进行扩频解调。将中频信号  $S(t)$  变为窄带  $b_m(t)$  信号，当它经过信息解调器之后，将恢复出原数字信号  $a_m(t)$ 。

② 跳频扩谱 (FH)。跳频扩展频谱被定义作为使用自动切换发射频率的信号组成技术。从覆盖比信息带宽宽得多的频带的一系列频率中以伪随机的方式选择发射频率, 对应的接收机与发射机编码同步跳频来恢复所要的信息。

在一个基本的 FH 扩谱系统中, 载波频率以伪随机的方式不间断地在一个频率范围内以增量的方式变化, 变化速率接近信息速率。在 FH 发射机内, 一个编码发生器控制一个频率合成器或本振 (LO) 伪随机地改变发射频率。FH 扩谱信号的发射输出频谱与窄带或单频率信号看起来非常相似。长时间的平均频谱有被扩展的功率密度, 并且几乎与 DS 扩展频谱系统的带宽内的功率密度相等。

FH 扩谱接收机将输入信号和被同步操作的编码发射器控制的本振信号混合。这就产生了一个在中频通带中输出为常量的有用信号。干扰信号, 与 FH 带宽相比为窄带信号, 且与跳频 LO 不同步, 只偶然地出现在 IF 通带内。因此采用与 DS 扩谱系统相同的方式抑制了不需要的信号的功率。对宽带干扰信号, IF 通带在频率之间有效的进行跳频, 只收到与 IF 带宽成比例的干扰, 而且 PG 也与 DS 扩谱系统相同。

③ 混合扩谱。混合扩谱定义为直接序列扩谱和跳频扩谱的结合。在这个系统中, 一个 FH 调制器可能也与 DS 调制器结合来产生在每一个特定的跳频频率处的 DS 调制频谱。

④ 其他扩展频谱。非正弦载波 (NSC) 扩展频谱系统使用一个非正弦载波来提供附加的处理增益。在这种情况下载波被设计提供一个大的正弦频率扩展。大的处理增益可以通过与发射带宽相比较小的信息带宽来实现。另外的扩谱系统使用脉冲频率调制或“啾调制”, 在这种调制中载波扫过整个频带。特别是雷达系统可以使用一个是时间的线性函数的扫描速率。

### (2) 扩谱 (扩频) 通信系统的应用

扩展频谱系统的应用是很广的, 包括军用和民用。从军用的观点出发, 使用 FH 扩谱系统的战术应用为例, 本来就可以提供很高的抵抗阻塞的安全通信。加上适当的编码, 这样的系统实际上不可能被探测到, 例如商用的 DS 扩谱系统包括广域和可以对网络进行多址访问的本地无线网。其他扩谱系统的应用包括源数数据收集、高速公路玩具系统、交通 ID 系统、安全系统以及移动 (蜂窝) 和个人通信系统等。多数的应用都采用 DS 和 FH 扩谱技术。

在数字蜂窝移动通信系统中 CDMA 扩谱技术得到了广泛的应用, 正在发展的第三代蜂窝移动通信系统的所有技术方案中, 无一例外地都采用 CDMA 扩谱技术, 并对 CDMA 扩谱技术有了新的发展。

目前的一些应用包括用于建筑勘查、空中冰勘查和矿冶探测中的进地雷达系统。

扩谱技术的使用已被应用到无线电定位系统中并取得了很大的成功。另外, 在 MF 频段的测试结果表明, 在现有电信系统和使用扩谱技术的无线电定位系统之间有令人满意的兼容性。

### 2. 干扰消除器

通过干扰消除电路的应用来解决干扰问题, 在采用传统的干扰处理方法, 比如空间分隔、重新安置天线和滤波器等失败或无效时显得特别有优势。采用干扰消除器是交互式无线链路实现同时通信的一种方法。干扰消除器的另一种重要的用途是在复用系统中实现信道分隔。有很多种形式的干扰消除器可以用来显著减少对干扰的敏感度。下面简要介绍其中有势的类型。

#### (1) 单信道干扰消除器

单信道干扰消除器是一种处理接收机输入端有用信号和无用信号的附加混合的设备。其



最简单的形式通常是靠抽取出组成混合输入信号的无用或干扰信号，再以一定的方式处理，使它与混合信号重新组合到一起时，消除了无用信号的输出。这有效地降低了在输出信号中无用信号的成分。

另外地，单信道消除器更复杂的形式可以被用来区分占用公用带宽的信号，例如 AM 与 AM 信号，或 FM 与 FM 信号。研究表明在最佳接收机中使用干扰消除器分离在公用带宽内两个 AM 信号，使信号干扰比提高 25~28dB。研究也表明，如果两个 FM 信号有同样的载波频率和幅度但相位相差  $90^\circ$ ，则两个 FM 信号可以被分离而没有串话，这可以使信道容量增加一倍。

### (2) 多信道干扰消除器

多信道干扰消除器用在每个信道的输入端除有用信号以外，都有一个或几个无用信号同时存在的设备。

多信道干扰消除器的应用例子是在卫星通信系统里，为保护卫星地球站免受来自 4GHz 带宽的无线中继系统的干扰。在这种情况下，有用和干扰信号出现在一个信号输入端，另一种干扰信号出现在第 2 个输入端，当使用消除器来保护地球站时，需要辅助的天线和接收机，如果有用和无用信号有相同的载波，干扰会被压缩 40~50dB。

当有用和无用信号出现在两个输入点，比如出现在无线中继系统的中间站，建议使用多信道干扰消除器。

使用正交极化的系统也是扰消除器的一个例子，在正交信号被单独调制时，需要在接收机分离这样的信号。但是，在 4~20GHz 的频带内，因为降水可能会引起正交信号的去极化，会带来严重的信道间串话。使用矩阵型的干扰消除器，实质上可以去除由此引起的串话，卫星系统中使用的宽频带，也需用宽频消除器。

### (3) 脉冲干扰消除器

脉冲干扰消除器有两类：一种是使用频谱转换和限幅，另一种是消除器通过外插法和内插法还原信号的受影响部分。这些技术的解释可见原 CCIR 报告 830-1。

第一种类型的最简单的设备是由在频谱线性转换器 (LT) 之前和之后的限幅器组成的。输入和输出频谱转换器有相反的特性，这些特性分别提供微分和积分功能。限制电平根据脉冲干扰的特性来选择。

对信号受扰部分采用外插法和内插法的干扰消除器甚至比上面介绍的更有效，尽管它们相当复杂。内插器能够比外插器更加精确的恢复有用信号的受扰部分，但是，只有在干扰信号的重复率较低时，才能以较高的精度还原有用信号。外插和内插类型的脉冲干扰消除器非常多且可被设计成适应通信系统的特定特性。在使用频率分集接收的通信系统中，特别对于对流层系统，有一种去除脉冲型噪声的有效方法。这种方法，应用起来很简单，这种方法实际不论干扰脉冲有多长，都能还原信号的受扰部分，并且在许多情况下，几乎完全去除了干扰的影响。

## 9.3 无线电通信系统中的电磁兼容标准

随着无线电通信的飞速发展，无线电通信系统内和系统间的电磁兼容问题也十分突出，

为此许多国际组织（如国际电联（ITU））和各国政府的有关行政部门专门制定了大量的有关无线电通信业务的电磁兼容标准。下面分别列出我国及 ITU 的有关标准。

### 9.3.1 我国有关无线电通信业务电磁兼容的国家标准与行业标准

- GB 6364-1986 航空无线电导航台站电磁环境要求
- GB 6830-1986 电信线路遭受强电路危险影响的容许值
- GB/T 7432-1987 同轴电缆载波通信系统抗无线电广播和通信干扰的指标
- GB/T 7433-1987 对称电缆载波通信系统抗无线电广播和通信干扰的指标
- GB/T 7434-1987 架空明线载波通信系统抗无线电广播和通信干扰的指标
- GB/T 7495-1987 架空电力线路与调幅广播收音台的防护间距
- GB 9254-1998 信息技术设备的无线电骚扰限值和测量方法
- GB 12638-1990 微波和超短波通信设备辐射安全要求
- GB 13421-1992 无线电发射机杂散发射功率电平的限值和测量方法
- GB 13613-1992 对海中远程无线电导航台站电磁环境要求
- GB 13614-1992 短波无线电测向台（站）电磁环境要求
- GB 13615-1992 地球站电磁环境保护要求
- GB 13616-1992 微波接力站电磁环境保护要求
- GB 13617-1992 短波无线电收信台（站）电磁环境要求
- GB 13618-1992 对空、情报雷达站电磁环境防护要求
- GB/T 13619-1992 微波接力通信系统干扰计算方法
- GB/T 13620-1992 卫星通信地球站与地面微波站之间协调区的确定和干扰计算方法
- GB 15540-1995 陆地移动通信设备电磁兼容技术要求和测量方法
- GB 17618-1998 信息技术设备抗扰度限值和测量方法
- YD/T 968-1998 电信终端设备电磁兼容性限值及测量方法
- YD/T 983-1998 通信电源设备电磁兼容性限值及测量方法
- YD/T 1003-1999 卫星通信 VSAT 地球站电磁干扰的测量方法
- YD/T 1103-2001 无绳电话的电磁兼容性要求及测量方法
- YD 1138-2001 固定无线链路设备及其辅助设备的电磁兼容性要求和测量方法
- YD 1032-2000 900/1800MHz TDMA 数字蜂窝移动通信系统电磁兼容性限值和测量方法

**第一部分：移动台及其辅助设备。**

YD 1139-2001 900/1800MHz TDMA 数字蜂窝通信系统的电磁兼容性要求及测量方法

**第二部分：基站及其辅助设备。**

### 9.3.2 国际电联（ITU）有关无线电通信业务的电磁兼容标准

- Rec. ITU-R SM 329-7 Spurious Emissions（杂散发射）
- Rec. ITU-R SM 337-4 Frequency and Distance Separations（频率和距离隔离）
- Rec. ITU-R SM 433-5 Methods for the Measurement of Radio Interference and the Determination of Tolerable Levels of Interference（无线电干

**扰的测量方法和无线电干扰容许电平的确**

- Rec. ITU-R SM 669-1 **Protection Ratios for Spectrum Sharing Investigations (对于频谱共用的保护比)**
- Rec. ITU-R SM 853-1 **Necessary Bandwidth (必要带宽)**
- Rec. ITU-R SM 856-1 **New Spectrally Efficient Techniques and Systems (有效利用频谱的新技术和系统)**
- Rec. ITU-R SM 1045-1 **Frequency Tolerance of Transmitters (发射机的频率容限)**
- Rec. ITU-R SM 1047 **National Spectrum Management (国家频谱管理)**
- Rec. ITU-R SM 1049-1 **A Method for Spectrum Management to be Used for aiding Frequency Assignment for Terrestrial Services in Border areas (用于帮助边界区域陆地业务频率指配的谱测量方法)**
- Rec. ITU-R SM 1055 **The Use of Spread Spectrum Techniques (扩谱技术的利用)**
- Rec. ITU-R SM 1056 **Limitation of Radiation from Industrial, Scientific and Medical (ISM) Equipment (工业、科学和医疗设备的辐射限值)**
- Rec. ITU-R SM 1132 **General Principles and Methods for Sharing between Radio Services (无线电业务间频谱共用的一般原则和方法)**
- Rec. ITU-R SM 1134 **Inter-modulation Interference Calculations in the Land-Mobile Service (陆地移动业务的互调干扰计算)**
- Rec. ITU-R F 1108-2 **Determination of the Criteria to Protect Fixed Service Receivers from the Emissions of Space Stations Operating in Non-Geostationary Orbits in Shared Frequency Bands (确定保护固定业务接收机免受来至于工作在共用频段的非同步轨道空间站辐射干扰的准则)**
- Rec. ITU-R F 1190 **Protection Criteria for Digital Radio-Relay Systems to Ensure Compatibility with Radar Systems in the Radio-determination Service (确保数字微波接力系统与无线电测定业务中的雷达系统兼容的保护准则)**
- Rec. ITU-R F 1334 **Protection Criteria for Systems in the Fixed Service Sharing the Same Frequency Bands in the 1 to 3 GHz Range with the Land Mobile Service (对于共用 1~3GHz 频段的固定业务和陆地移动业务的保护准则)**
- Rec. ITU-R F 1402 **Frequency Sharing Criteria between a Land Mobile Wireless Access System and a Fixed Wireless Access System Using the Same Equipment Type as the Mobile Wireless Access System (在陆地移动无线接入系统和使用同类设备的固定无线接入系统间的频率共用准则)**
- Rec. ITU-R F 302-3 **Limitation of Interference from Trans-Horizon Radio-Relay Systems (对来自与跨越地平线的微波接力系统的干扰的限值)**
- Rec. ITU-R F 752-1 **Diversity Techniques for Radio-Relay Systems (微波接力系统的**

分集技术)

- Rec. ITU-R F 760-1 Protection of Terrestrial Line-of-Sight Radio-Relay Systems against Interference From the Broadcasting-Satellite Service in the Bands 20 GHz (对于频段接近 20GHz 的大地微波接力系统免受广播卫星业务干扰的保护)
- Rec. ITU-R F 1093-1 Effect of Multi-path Propagation on the Design and Operation of Line-of-Sight Digital Radio-Relay Systems (多径传播对微波接力系统设计和运行的影响)
- Rec. ITU-R F 1095 A Procedure for Determining Coordination Area between Radio-Relay Stations of the Fixed Service (确定固定业务微波接力站间协调区的程序)
- Rec. ITU-R F 1096 Methods of calculating Line-of-Sight Interference into Radio-Relay Systems to Account for Terrain Scattering (由大地散射对微波接力系统产生视线干扰的计算方法)
- Rec. ITU-R F 1097 Interference Mitigation Option to Enhance Compatibility between Radar Systems and Digital Radio-Relay Systems (增强雷达系统和微波接力系统间的电磁兼容性的抑制干扰的技术方法)
- Rec. ITU-R PL 372-6 Radio Noise (无线电噪声)
- Rec. ITU-R P 452-8 Prediction Procedure for the Evaluation of Microwave Interference between Stations on the Surface of the Earth at Frequencies above about 0.7 GHz (评价在 0.7GHz 以上频段地面上微波站间干扰的预测程序)
- Rec. ITU-R P 619-1 Propagation Data Required for the Evaluation of Interference between Stations in Space and Those on the Surface of the Earth (评价空间站和地面站间干扰所需求的传播数据)
- Rec. ITU-R P 620-3 Propagation Data Required for the Evaluation of Coordination Distance in the Frequency Range 0.85~60GHz (评价频段在 0.85~60GHz 的协调距离所需求的传播数据)
- Rec. ITU-R PL 842-1 Computation of Reliability and Compatibility of HF Radio Systems (高频无线电系统可靠性与电磁兼容性的计算)
- Rec. ITU-R PL 844-1 Ionospheric Factors Affecting Frequency Sharing in the VHF and UHF Bands (30MHz~3GHz) (影响甚高频和特高频频段 (30MHz~3GHz) 频率共用的电离层因素)
- Rec. ITU-R PL 1060 Propagation Factors Affecting Frequency Sharing in HF Terrestrial Systems (影响高频大地系统频率共用的传播因素)
- Rec. ITU-R M 218-2 Prevention of Interference to Radio Reception on Board Ships (对于在船上无线电接收干扰的预防)
- Rec. ITU-R M 589-2 Interference to Radio-Navigation Service from Other Services in the Frequency bands between 70 and 130kHz (在频段 70 和

130kHz 之间的其他业务对无线电导航业务的干扰)

- Rec. ITU-R M 691-1 Technical Characteristics and Compatibility Criteria of Maritime Radio-Location Systems Operating in the Medium Frequency Band and Using Spread-Spectrum Techniques (工作在中频段并采用扩谱技术的海上无线电定位系统的技术特性和电磁兼容准则)
- Rec. ITU-R M 831 Frequency Sharing between Services in the Band 4~30MHz (在 4~30MHz 频段业务间的频率共用)
- Rec. ITU-R M 1039-1 Co-Frequency Sharing between Stations in the Mobile Service below 1 GHz and FDMA Non-Geostationary-Satellite Orbit (NON-GSO) Mobile Earth Stations (在 1GHz 以下的移动业务站和频分多址 (FDMA) 非同步轨道卫星移动业务地球站间的频率共用)
- Rec. ITU-R M 1044-1 Frequency Sharing Criteria in the Amateur and Amateur-Satellite Services (在业余和业余卫星业务中的频率共用准则)
- Rec. ITU-R M 1072 Interference due to Inter-modulation Products in the Land Mobile Service between 25 and 3000MHz (由在 25~3000MHz 之间频段的陆地移动业务的互调产物产生的干扰)
- Rec. ITU-R M 1086 Determination of the Need for Coordination between Geostationary Mobile Satellite Networks Sharing the Same Frequency bands (需要在共用频段对同步轨道移动卫星网间作协调的确定)
- Rec. ITU-R M 1087 Methods for Evaluating Sharing between Systems in the Land Mobile Service and Spread-Spectrum Low-Earth Orbit (LEO) System in the Mobile-Satellite Services (MSS) below 1GHz (评价 1GHz 以下频段陆地移动业务的系统和卫星移动业务 (MSS) 中的扩谱低轨卫星 (LEO) 系统间频率共用的方法)
- Rec. ITU-R M 1089 Technical Consideration for the Coordination of Mobile-Satellite Systems Supporting the Aeronautical Mobile-Satellite (R) Service (AMS (R) S) (对于协调承担航空卫星移动业务 (AMS (R) S) 的卫星移动系统的技术考虑)
- Rec. ITU-R M 1141-1 Sharing in the 1~3GHz Frequency Range between Non-Geostationary Space Stations Operating in the Mobile-Satellite Service and Stations in the Fixed Service (在 1~3GHz 频段工作在卫星移动业务的非同步轨道空间站和工作在固定业务的站间的频率共用)
- Rec. ITU-R M 1142-1 Sharing in the 1~3GHz Frequency Range between Geostationary Space Stations Operating in the Mobile-Satellite Service and Stations in the Fixed Service (在 1~3GHz 频段工作在卫星移动业务的同步轨道空间站和工作在固定业务的站间的

频率共用)

- Rec. ITU-R M 1143-1 System Specific Methodology for Coordination of Non-Geostationary Space Stations (Space-to-Earth) Operating in the Mobile-Satellite Service with the Fixed Service (**协调工作在卫星移动业务的非同步轨道空间站与固定业务的具体方法**)
- Rec. ITU-R M 1177-1 Techniques for Measurement of Spurious Emissions of Radar Systems (**雷达系统杂散发射测量技术**)
- Rec. ITU-R M 1179 Procedures for Determining the Interference Coupling Mechanisms and Mitigation Options for Systems Operating in Bands Adjacent to and in Harmonic Relationship With Radar Stations in the Radio-determination Service (**确定工作在邻接及在无线电确定业务中的雷达站的谐波范围中的干扰耦合机制和抑制方法的程序**)
- Rec. ITU-R M 1183 Permissible Levels of Interference in a Digital Channel of a Geostationary Network in Mobile-Satellite Service in 1~3GHz Caused by Other Networks of This Service and Fixed-Satellite Service (**在 1~3GHz 频段由卫星移动业务和卫星固定业务在卫星移动业务的同步轨道网中的数字信道中产生的允许干扰电平值**)
- Rec. ITU-R M. 1186 Technical Considerations for the Coordination between Mobile Satellite Service (MSS) Networks Utilizing Code Division Multiple Access (CDMA) and Other Spread Spectrum Techniques in the 1~3GHz Band (**在 1~3GHz 频段采用码分多址 (CDMA) 和其他扩谱技术的卫星移动业务网间协调的技术考虑**)
- Rec. ITU-R M 1185-1 Method for Determining Coordination Distance between Ground Based Mobile Earth Stations and Terrestrial Stations Operating in the 148.0 ~ 149.9MHz Band (**确定工作在 148.0 ~ 149.9MHz 频段的地面基移动地球站和地面站间协调距离的方法**)
- Rec. ITU-R M 1231 Interference Criteria for Space-to-Earth Links Operating in the Mobile-Satellite Service with Non-Geostationary Satellite in the 137~138MHz Band (**对于在 137~138MHz 频段卫星移动业务的空间到地球链路对非同步轨道卫星的干扰准则**)
- Rec. ITU-R M 1232 Sharing Criteria for Space-to-Earth Links Operating in the Mobile-Satellite Service with Non-Geostationary Satellite in the 137~138MHz Band (**对于在 137~138MHz 频段卫星移动业务的空间到地球链路与非同步轨道卫星的频率共用准则**)
- Rec. ITU-R M 1314 Reduction of Spurious Emissions of Radar Systems Operating in the 3 GHz and 5GHz Bands (**降低工作在 3~5GHz 频段的雷达系统的杂**

**散发射)**

- Rec. ITU-R M 1318 Interference Protection Evaluation Model for the Radio Navigation Satellite Service in the 1559 ~ 1610MHz Band (**对于在 1559~1610MHz 频段的无线电导航业务的干扰保护评价模型**)
- Rec. ITU-R M 1388 Threshold Levels to Determine the Need to Coordinate between Space Stations in the Broadcasting-Satellite Service (Sound) and Particular Systems in the Land Mobile Service in the Band 1452~1492MHz (**对于 1452~1492MHz 频段确定需要在卫星广播业务 (声音) 的空间站和陆地移动业务的特殊系统间协调的门限电平**)。

## 第 10 章 计算机系统中的电磁兼容技术

计算机系统是一个十分复杂的数字信息传输与处理的系统。随着信息技术的发展和微型计算机的普及应用,计算机已成为目前应用最为广泛的信息处理和信息传输的电子设备。

由于计算机的高速化、高灵敏化、高密度集成化、小型化、多功能以及其推广普及,计算机的电磁兼容性问题更加突出。例如,高速化带来宽带噪声,高灵敏度使原可略去的弱小噪声不可忽略,高密度集成化增加了内部的耦合干扰,系统化使干扰问题更为恶化。特别是计算机的应用普及,使电磁环境更为复杂。所以,在计算机系统中电磁兼容性问题也越来越多,解决电磁兼容性问题的技术也越来越复杂,作为电子设备前述各章介绍的技术普遍适用,但由于计算机的特殊构造方式与特殊工作方式,因此也带来了电磁兼容技术的新的特殊问题,本章将针对计算机系统的特殊性着重讨论有关的电磁兼容技术,例如,在工控环境中软件的干扰抑制,计算机的病毒与防护,电磁信息的泄漏与防护等。

### 10.1 计算机电磁兼容性问题的特殊性

数字计算机是一种电子设备,它以高速运行(处理)及传送数字逻辑信号为两大特征,因而在电磁兼容性问题的研究中与其他电子设备相比,具有许多特殊的属性。

#### 10.1.1 数字计算机中的干扰

数字计算机是以数字脉冲信号来处理、传送信息的。数字计算机中的数字脉冲信号容易产生电磁辐射(干扰),这些电磁发射信号不但频谱成分丰富,而且携带信息。

数字计算机中含有数字电路和模拟电路,但以数字电路为主(包括开关模式工作的电路),其中应用最多的是二极管、集成电路块、微分电路、A/D 转换电路, D/A 转换电路。它们既是干扰源,又是干扰的敏感元器件,尤其是 MOS、D/A 最为敏感。

虽然数字计算机既是干扰信号的敏感接收装置,又是一个干扰源,但是,由于以低电平传送信号,属于低电平系统,故它在电磁环境中以受干扰为主。

干扰对数字电路与对模拟电路的影响有本质上的不同:对模拟电路的影响是连续的,随干扰强度的增大而加大,干扰消失后可恢复原状态;而数字电路是逻辑工作方式,存在阈值电平及与之相对应的干扰容限(又称噪声容限),只有超过干扰容限的干扰信号才有危害,比模拟电路有利。

数字计算机有存储功能、判断功能及高速运算功能,这为抗电磁干扰的设计提供了有利条件,但是也可能带来严重的弊端。如在模拟电路中,瞬时干扰消失后系统可恢复正常工作,而在有存储记忆功能的数字电路系统中,瞬时干扰过去后不能恢复,必然潜伏着危机。



脉冲干扰是研究的重点，因为数字计算机以识别二进制码为基础，其组成以数字电路为主，数字电路传送的是脉冲信号，同时也易对脉冲干扰敏感。以开关模式工作的开关及开关电源变化频率高达几十万赫，容易在内外产生脉冲干扰。

由于数字计算机传送脉冲信号，因而系统工作频率范围很宽（150kHz~500MHz），包含了中波、短波、超短波及微波前端，正好与各种通信、电视、医疗、军用仪器同频段，电磁环境复杂，被干扰的可能性极大，当其电磁辐射空间场强超过 126dB 时，将对计算机构成严重干扰，计算机受害的程度取决于干扰源的频率、场强及计算机自身的电磁敏感度，为了安全可靠，计算机系统按要求的最小带宽设计。

干扰是指有用信号以外的变化部分，是通常被称为噪声信号中能产生恶劣影响的那一部分，故有时又称它为噪声干扰信号或无意干扰信号。发现和寻找计算机干扰源的办法是寻找产生高频及电流电压发生瞬时变化（ $di/dt$ ， $du/dt$  值大）的部位。

计算机是个低电平系统，但是却能产生上千、上万伏的瞬时电压，RAM 正常工作时耗电电流很小，但是瞬间工作时 1 片能有 80mA 的电流，16 片则有 1.28A，若变化时间仅有 15ns，则由于  $di/dt$  太大，稳压电源无济于事。

通常计算机产生出有威胁的干扰部位包括：时钟发生器（产生几十兆赫左右的振荡）、高速逻辑电路、计算机开关电源、晶闸管、工频电源、电网线（感生雷电浪涌和电磁波）、带有电动机的部件（空调、打印机、磁盘驱动器）、开关元件（继电器、荧光灯、键盘等）、传输长线及电缆接头（终端不匹配产生波形失真、天线效应接收外界干扰）、监视器（CRT）、纸带、纸卡片、打印机（在高速处理时的静电感应）、印刷电路板（PCB）、机房内的地板、人的衣物鞋（产生静电）、机壳（接地不当的感应）、存储器磁媒体及有负载通断（尤其是感性负载）的场合。

干扰侵入计算机的主要途径有电源系统、传导通路、对空间电磁波的感应三方面（包括内部空间的静电场、磁场的感应），如图 10-1 所示。其中静电场、磁场的感应计算机内普遍存在，静电是 MOS 电路的大敌。由于机器内有大量的磁媒体（磁心存储器、打印机、电机、CRT 显示器），同时计算机工作于低电压大电流方式（5V、几百安），电源线、输入输出线构成高速大电流回路，故有较强的磁感应。

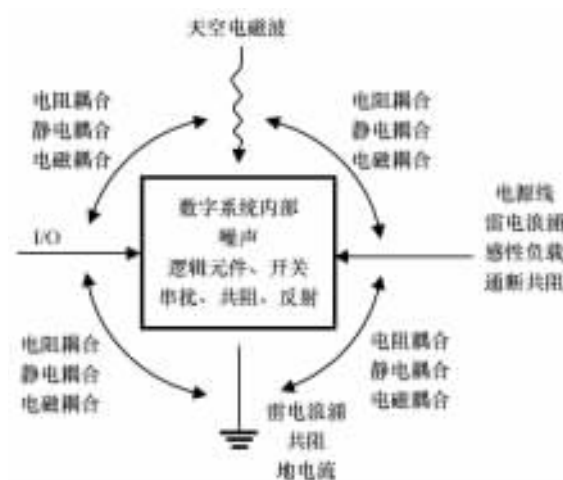


图 10-1 干扰侵入计算机的途径

高速性、高密度性和逻辑工作状态，使得计算机中使用的传输线常需注意按具有分布参数特性的长线的理论去考虑，长线有延时、波形畸变、受外界干扰等三方面问题，因此应采取屏蔽与匹配措施，甚至于 PCB 上的走线也要按下面公式验证后决定是否按长线处理：

$$L_c = \frac{t_r}{2T_p} \tag{10-1}$$

式中， $L_c$ ——临界长度；  
 $t_r$ ——上升时间；  
 $T_p$ ——延迟时间。

当线长大于  $L_c$  时，按长线处理。 $L_c$  的数值实质上是频率和波形 ( $t_r$ ) 的函数，当计算机的主频为 1MHz 时，高速组件的传输线为 0.5m 时作为长线处理；主频为 3MHz 时，0.3m 即作为长线处理。一根 5m 长的导线产生 17ns 的延时，对低速电路影响不大，对于高速门电路，平均延时才几纳秒，其影响不可忽略。

干扰信号在计算机中通常分为串模与共模干扰信号两种形态，在计算机中常用此来表征干扰作用的存在，如图 10-2 所示。

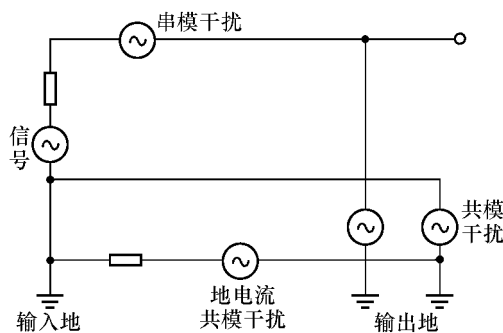


图 10-2 干扰信号的两种形态

串模干扰又称正态干扰、常态干扰、平衡干扰等，它是指串联于信号回路中的干扰，产生于传输线的互感，和频率有关，常用滤波和改善采样频率来减少。

共模干扰又称共态干扰、同相干扰、对地干扰、不平衡干扰，是干扰电压同时加到两条信号线上出现的干扰，因此线路传输结构保持平衡能很好地抑制共模干扰。另外，消除地电流，能消除共模干扰。消除地电流的办法是一点接地或浮空隔离（用脉冲变压器、扼流圈或光耦合器截断地电流）。共模干扰要变成串模干扰才能对电路起作用。

10.1.2 特殊环境中的计算机电磁兼容问题

1. 工控环境中的电磁兼容问题

在各类数字计算机中，电磁兼容性问题严重的是用于工业实时控制系统中的计算机（含微机、单片机、单板机）。由于工业现场各种动力设备不断地启停运行，工作环境恶劣、电磁干扰严重、干扰频繁、控制距离远、随机性大，可靠性和稳定性成为系统调试、安装、运行中的主要问题。生产现场中用到的一些大功率设备、开关器件往往与计算机共用供电线路，常通过“路”和“场”的途径去干扰计算机的工作，因此在工控环境中软件的干扰抑制就成为解决电磁兼容性问题的重点。

## 2. 军用环境中的电磁兼容问题

军用计算机和民用计算机具有不同的电磁兼容性抗干扰的敏感极限值，一般民用机极限值较高。由于军事的特殊性，工作环境十分复杂，对信息的可靠性、安全性要求又特别高，因此常常要采用一种特殊的电磁兼容技术，如 TEMPEST 技术。

特别是现代战争的发展，已经不是传统意义上武器的对抗，而发展成信息战、电子战、计算机战和网络战，其中有对敌信息及信息系统实施信息窃取、篡改、删除、欺骗、扰乱、阻塞、干扰、瘫痪等一系列的入侵活动和计算机病毒攻击，最终使敌计算机网络无法正常工作，并获取大量信息情报。这一类电磁兼容性问题已经不是本书讨论的范围，而是一门新的学科——信息战。

### 10.1.3 计算机病毒

“计算机病毒”是计算机特有的另一种干扰，它是一种预先估计不到的干扰程序或干扰指令，视为逻辑炸弹，对计算机有致命的危害。其特点是具有隐蔽性（进入数据文件中）、潜伏性（可高达几年）、可自我复制性（占去很大的存储单元）、可激发性、可传染性、多品种、无法理解及巨大的危害性，尤其是在计算机网络上易感染。目前对付病毒主要是用技术手段和立法手段。技术手段有取消信息共享的隔离法、对信息限制的分割法、限制病毒通过的阈值法、限制解释法等。立法内容主要是不许制造、不让销售、禁止传播等。

### 10.1.4 计算机的电磁泄漏

计算机的电磁泄漏包含两个含意，首先是指主机及其辅助设备产生的无意干扰对外界的辐射或传导。一个微机辐射的实测数据表明，不仅存在对外的泄漏，而且在比较宽的频率范围内已超过界限值，其覆盖的频率对无线电广播、电视等家用电器构成威胁。泄漏的另一个含意是指有用信息的泄漏，计算机中的电磁辐射信号不但频谱成分丰富，而且携带信息。它们虽然不一定是强信号，但是其影响并不全是由绝对大小决定的，往往是从相对关系认定的，特别是如果截获者对某信息感兴趣时，他会利用放大、特征提取、解密、解码的方式来获取该信息。即使是很小的信号，采用现代化的信息处理技术也是有可能被截获的，而信息被截获的危害，绝不次于设备工作被干扰，因此研究信息泄漏及防护技术是十分必要的。

## 10.2 工控环境中计算机的抗干扰技术

工控环境中计算机的抗干扰技术，应当包括硬件的抗干扰技术和软件的抗干扰技术。工业控制是计算机的最重要的应用领域，也是计算机的最艰难的应用环境。经验认为：工业控制计算机的抗干扰性能根本在硬件结构，软件抗干扰只是一个补充。硬件的设计应当尽可能地完善，不能轻易降低标准，让软件去补救。而软件的编写则要处处考虑到硬件可能的失效，可能受到的干扰等种种问题，在保证实时性、控制精度和控制功能的前提下，尽力提高系统的抗干扰性能。要考得很细致，努力赋予软件高度的智能。这样，软件才是完美的。把硬件和软件有机地结合起来，一个经得起长期现场考验的尽可能完善的工业控制系统才能实现。

### 10.2.1 工控计算机硬件的抗干扰设计

计算机的硬件抗干扰设计应当包括, 数字集成电路、动态 RAM、A/D 变换器、接口电路、计算机总线、I/O 接口及传输线、印制版、供电系统和计算机的显示器等所有部件的抗干扰设计。前述各章介绍的电磁兼容技术, 如滤波、屏蔽、接地、隔离等技术都能很好地用于工业控制计算机 (IPC, Industrial Process Control) 的硬件抗干扰设计。

随着经济的发展和工业自动化的需求, 用于工业控制计算机技术有了很大的进步, 出现了满足各种需求的种类繁多的 IPC, 例如:

(1) 可编程序控制器 (PLC)。

(2) 分布式控制系统 (DCS)。

(3) 工业 PC 机, 能适合工业恶劣环境的 PC 机, 配有各种过程输入输出接口板组成工控机。近年又出现了 PCI 总线工控机。

(4) 嵌入式计算机及 OEM 产品, 包括 PID 调节器及控制器 (单片机、单板机、控制器、家电等配套控制器)。

(5) 机电设备数控系统 (CNC、FMS、CAM)。

(6) 现场总线控制系统 (FCS)。

IPC 主要指基于 PC 总线的工业计算机, 依照国际 IEEE (国际电子电气工程师学会) 的工业标准设计的, 最初是为了适应工业控制现场的复杂环境、满足系统可靠性能的要求。

目前, Compact PCI (CPCI) 总线工控机得到了普遍的重视, 这是因为它既具有 PCI 总线的高性能又具有欧洲卡结构的高可靠性, 是符合国际标准的真正工业型计算机, 适合在可靠性要求较高的工业、和军事设备上应用。

CPCI 总线所具有的开放性、高可靠性、可热插拔 (Hot Swap), 使该技术除了可以广泛应用在通讯、网络、计算机电话整和 (Computer Telephony), 也适合实时系统控制 (Real Time Machine Control)、工业自动化、实时数据采集 (Real-Time Data Acquisition)、军事系统等需要高速运算、智能交通、航空航天、医疗器械、水利等模块化及高可靠度、可长期使用的应用领域。

CPCI 总线工控机从基础设计 (如芯片) 就高度重视电磁兼容性, 以及标准化。它采用高度集成化的工控机功能模块, 并引入当今实时数字信号处理热点——DSP 高速数据信号处理器作为智能数据处理核心, 极大地提高了系统数据处理能力及整体工控机的电磁兼容性和可靠性、稳定性。

### 10.2.2 工控计算机软件抗干扰设计

计算机系统在工业现场使用时, 大量的干扰源虽不能造成硬件系统的损坏, 但常常使计算机系统不能正常运行, 程序“跑飞”, 致使控制失灵, 造成重大事故。一些不稳定因素常产生于生产的全过程中, 实时控制系统往往是 24 小时连续工作, 不允许断电检测。这些令工业控制系统大受困扰的问题并不是硬件都能够解决的, 因为这些干扰信号大多数是瞬时存在, 时间间隔不确定, 传播途径不清楚。而计算机软件却能对付这类具有随机性、瞬时性的干扰, 例如在计算机的电源电压上, 由于开关、继电器、雷电的影响而形成的浪涌电压, 电源电压出现瞬间欠压、过压、掉电, 各种内外因素产生的瞬间

干扰脉冲都属于这类干扰。

软件抗干扰是一种价廉、灵活、方便的抗干扰方式。纯软件抗干扰不需要硬件资源，不改变硬件的环境，不需要对干扰源精确定位，不需定量分析，故实施起来灵活、方便。用于工业过程控制可很好地保证控制的可靠性。

用软件方法处理故障，实质上是采用冗余技术对故障进行屏蔽，对干扰响应进行掩盖，在干扰过后对干扰所造成的影响在功能上进行补偿，实现容错自救。同时，在调试和运行中用容错技术对干扰进行多层次多角度的预防、屏蔽和监测。

### 1. 工控软件的结构特点及干扰途径

在不同的工业控制系统中，工控软件虽然完成的功能不同，但就其结构来说，一般具有如下特点：

(1) 实时性。工业控制系统中有些事件的发生具有随机性，要求工控软件能够及时地处理随机事件。

(2) 周期性。工控软件在完成系统的初始化工作后，随之进入主程序循环。在执行主程序过程中，如有中断申请，则在执行完相应的中断服务程序后，继续主程序循环。

(3) 相关性。工控软件由多个任务模块组成，各模块配合工作，相互关联，相互依存。

(4) 人为性。工控软件允许操作人员干预系统的运行，调整系统的工作参数。在理想情况下，工控软件可以正常执行。但在工业现场环境的干扰下，工控软件的周期性、相关性及时性受到破坏，程序无法正常执行，导致工业控制系统的失控，其表现是：

① 程序计数器 PC 值发生变化，破坏了程序的正常运行。PC 值被干扰后的数据是随机的，因此引起程序执行混乱。在 PC 值的错误引导下，程序执行一系列毫无意义的指令，最后常常进入一个毫无意义的“死循环”中，使系统失去控制。

② 输入/输出接口状态受到干扰，破坏了工控软件的相关性和周期性，造成系统资源被某个任务模块独占，使系统发生“死锁”。

③ 数据采集误差加大。干扰侵入系统的前向通道，叠加在信号上，导致数据采集误差加大。特别是当前向通道的传感器接口是小电压信号输入时，此现象更加严重。

④ RAM 数据区受到干扰发生变化。根据干扰窜入渠道、受干扰数据性质的不同，系统受损坏的状况不同，有的造成数值误差，有的使控制失灵，有的改变程序状态，有的改变某些部件（如定时器/计数器、串行口等）的工作状态等。

⑤ 控制状态失灵。在工业控制系统中，控制状态的输出常常是依据某些条件状态的输入和条件状态的逻辑处理结果而定。在这些环节中，由于干扰的侵入，会造成条件状态错误，致使输出控制误差加大，甚至控制失常。

### 2. 程序运行失常的软件对策

系统受到干扰侵害致使 PC 值改变，造成程序运行失常。对于程序运行失常的软件对策主要是发现失常状态后及时引导系统恢复原始状态。

#### (1) 置监视跟踪定时器

使用定时中断来监视程序运行状态。定时器的定时时间稍大于主程序正常运行一个循环的时间，在主程序运行过程中执行一次定时器时间常数刷新操作。这样，只要程序正常运行，定时器不会出现定时中断。而当程序运行失常，不能及时刷新定时器时间常数而导致定时中断，利用定时中断服务程序将系统复位。在 8031 应用系统中作为软件抗干扰的一个事

例，具体做法是：

- 使用 8155 的定时器所产生的“溢出”信号作为 8031 的外部中断源 INT1。用 555 定时器作为 8155 中定时器的外部时钟输入；
- 8155 定时器的定时值稍大于主程序的正常循环时间；
- 在主程序中，每循环一次，对 8155 定时器的定时常数进行刷新；
- 在主控程序开始处，对硬件复位还是定时中断产生的自动恢复进行分类判断处理。

#### (2) 设置软件陷阱

当 PC 失控，造成程序“乱飞”而不断进入非程序区，只要在非程序区设置拦截措施，使程序进入陷阱，然后强迫使程序进入初始状态。例如 Z80 指令系统中数据 FFH 正好对应为重新启动指令 RST 56，该指令使程序自动转入 0038H 入口地址。因此，在 Z80 CPU 构成的应用系统中，只要将所有非程序区全部置成 FFH 用以拦截失控程序。并在 0038H 处设置转移指令，使程序转至抗干扰处理程序。

#### 3. 系统“死锁”的软件对策

在工业控制系统中，A/D、D/A、显示等输入/输出接口电路是必不可少的。这些接口与 CPU 之间采用查询或中断方式工作，而这些设备或接口对干扰很敏感。干扰信号一旦破坏了某一接口的状态字后，就会导致 CPU 误认为该接口有输入/输出请求而停止现行工作，转去执行相应的输入/输出服务程序。但由于该接口本身并没有输入/输出数据，从而使 CPU 资源被该服务程序长期占用，而不释放，其他任务程序无法执行，使整个系统出现“死锁”。对这种干扰造成的“死锁”问题，在软件编程中，可采用“时间片”的方法来解决。其具体步骤为：

- 根据不同的输入/输出外设对时间的要求，分配相应的最大正常的输入/输出时间。
- 在每一输入/输出的任务模块中，加入相应的超时判断程序。这样当干扰破坏了接口的状态造成 CPU 误操作后，由于该外设准备好信息长期无效，经一定时间后，系统会从该外设的服务程序中自动返回，保证整个软件的周期性不受影响，从而避免“死锁”情况的发生。

#### 4. 数据采集误差的软件对策

根据数据受干扰性质及干扰后果的不同，采取的软件对策各不相同，没有固定的模式。对于实时数据采集系统，为了消除传感器通道中的干扰信号，在硬件措施上常采取有源或无源 RLC 网络，构成模拟滤波器对信号实现频率滤波。同样，运用 CPU 的运算、控制功能也可以实现频率滤波，完成模拟滤波器类似的功能，这就是数字滤波。在许多数字信号处理专著中都有专门论述，可以参考。随着计算机运算速度的提高，数字滤波在实时数据采集系统中的应用将愈来愈广。在一般数据采集系统中，可以采用一些简单的数值、逻辑运算处理来达到滤波的效果。下面介绍几种常用的方法。

##### (1) 算术平均值法

对于一点数据连续采样多次，计算其算术平均值，以其平均值作为该点采样结果。这种方法可以减少系统的随机干扰。对采集结果的影响，一般 3~5 次平均即可。

##### (2) 比较取舍法

当控制系统测量结果的个别数据存在偏差时，为了剔除个别错误数据，可采用比较取舍法，即对每个采样点连续采样几次，根据所采数据的变化规律，确定取舍，从而剔除偏差数

据。例如，“采三取二”，即对每个采样点连续采样三次，取两次相同的数据为采样结果。

### (3) 中值法

根据干扰造成采样数据偏大或偏小的情况，对一个采样点连续采集多个信号，并对这些采样值进行比较，取中值作为该点的采样结果。

### (4) 一阶递推数字滤波法

这种方法是利用软件完成 RC 低通滤波器的算法，实现用软件方法代替硬件 RC 滤波器。一阶递推数字滤波公式为：

$$Y_n = QX_n + (1 - Q)Y_{n-1} \quad (10-2)$$

式中， $Q$ ——数字滤波器时间常数；

$X_n$ ——第  $n$  次采样时的滤波器输入；

$Y_n$ ——第  $n$  次采样时的滤波器输出。

采用软件滤波器对消除数据采集中的误差可以获得满意的效果，但应注意：选取何种方法应根据信号的变化规律选择。

## 5. RAM 数据出错的软件对策

在实时控制过程中，干扰造成比较严重的危害之一就是冲毁 RAM 中的数据。由于 RAM 中保存的是各种原始数据、标志、变量等，如果这些数据被破坏，会造成系统出错或无法运行，根据数据被冲毁的程度，一般可分为 3 类：

- 整个 RAM 数据被冲毁；
- RAM 中某片数据被冲毁；
- 个别数据被冲毁。

在工业控制系统中，RAM 的大部分内容是为了进行分析、比较而临时存放的，不允许丢失的数据只占极少部分。在这种情况下，除了这些不允许丢失的数据外，其余大部分内容允许短时间被破坏，最多只引起系统的一个很短时间的波动，很快能自动恢复正常。因此，在工控软件中，只要注意对少数不允许丢失的数据保护，一般常用的方法有“校验法”和“设标法”。这两种方法各有千秋，校验法比较繁琐，但查错的可信度高。设标法简单，但对数据表中个别数据冲毁的情况，查错则无能为力。在编程中一般应综合使用，其具体做法为：

- 将 RAM 工作区重要区域的始端和尾端各设置一个标志码“0”或“1”；
- 对 RAM 中固定不变的数据表格设置校验字。

在程序的执行过程中，每隔一定的时间通过事先设计的查错程序来检查其各标志码是否正常，如果不正常，则利用数据冗余技术通过抗干扰处理程序来进行修正。冗余数据表的一般设计原则是：

- 各数据表应相互远离分散设置，减少冗余数据同时被冲毁的概率；
- 数据表应尽可能远离栈区，减少由于操作错误造成堆栈被成数据冲的可能。

上述对 RAM 区域的恢复处理方法，在不同的应用系统中应根据的具体情况进行取舍。

## 6. 控制状态失常的软件对策

在条件控制系统中，人们关注的问题是能否确保正常的控制状态。如果干扰进入系统，会影响各种控制条件、造成控制输出失误。为了确保系统安全可以采取下述软件抗干扰措施。

### (1) 软件冗余

对于条件控制系统，将控制条件的一次采样、处理控制输出，改为循环采样、处理控制输出。这种方法具有良好的抗偶然因素干扰作用。

### (2) 设置当前输出状态寄存单元

当干扰侵入输出通道造成输出状态破坏时，系统可以及时查询当前输出状态寄存单元的输出现状态信息，及时纠正错误的输出状态。

### (3) 设置自检程序

在计算机系统内的特定部位或某些内存单元设状态标志，在运行中不断循环测试，以保证系统中信息存储、传输、运算的高可靠性。

上述介绍的几种有关工控软件的抗干扰编程方法是作者在工作实践中的体会。在设计工控软件的过程中只要采取相应的抗干扰措施，就可获得较好的抗干扰效果。如果结合各种硬件抗干扰措施一起使用，将会大大提高系统的可靠性。

## 10.2.3 工控计算机抗干扰用到的软件技术

软件抗干扰是一种价廉、灵活、方便的抗干扰方式。纯软件抗干扰不需要硬件资源，不改变硬件的环境，不需要对干扰源精确定位，不需定量分析，故实施起来灵活、方便。

工控计算机采用软件抗干扰措施是对硬件抗干扰措施的一个补充和延伸，其实质上是采用冗余技术对故障进行屏蔽，对干扰响应进行掩盖，在干扰过后对干扰所造成的影响在功能上进行补偿，实现容错自救。软件抗干扰运用得法可以显著提高工控系统的可靠性和智能。

工业控制计算机在现场环境恶劣，电磁干扰严重的工业现场面临着巨大的考验。其抗干扰能力是一个关键的因素。因此，除了整个系统的结构和每个具体的工控机都需要仔细设计硬件抗干扰措施之外，还需要注重软件抗干扰措施的应用。软件抗干扰技术就是利用软件运行过程中对自己进行自监视，与工控网络中各机器间的互监视，来监督和判断工控机是否出错或失效的一个方法。这是工控系统抗干扰的最后一道屏障。

### 1. 工控计算机实时控制软件运行过程中的自监视技术

自监视技术是工业控制计算机自己对自己的运行状态的监视。

某些类型的工控机 CPU 内部具有 Watchdog、Timer，例如 INTEL8098、80198 系列，就可以方便的通过设定 Watchdog 工作方式以及采用合适的软件编程的配合来达到自监视目的。而没有 Watchdog、Timer 的 CPU，例如 Z80、8051 系列等，当然也可以通过外加 Watchdog 电路，再配以软件完成自监视目的。这种软硬结合的自监视法通常是很有效的，可以大幅度提高工控机的抗干扰能力。如果 Watchdog 电路设计得好，并且软件也编制得好的话，不但可以及时发现程序“跑飞”，而且还可以实现“跑飞”程序修复。这是最好的自监视手段。

然而，这并不等于万无一失，例如可能发生的情况有：

- Watchdog 电路本身失效。
- 设置 Watchdog 的指令正好在取指令时被干扰而读错。
- Watchdog “发现”程序跑飞之后，其产生的复位脉冲或者 NMI 申请信号正好被干扰而没奏效等等。虽然以上的导致 Watchdog 失效的因素的几率很小，但总是存在的。另一方面，还有相当数量的工业控制计算机没有 Watchdog 电路。因此，下面重点讨论软件自监



视法。

### (1) 随时监督检查程序计数器 PC 的值是否超出程序区

计算机正常运行，其 PC 值一定在程序区内。如果 PC 值跑出程序区，计算机肯定已发生了程序“跑飞”。检查程序计数器 PC 值是否在程序区内的方法，是在一个经常要产生外部中断的某个中断服务程序中，读取转入该中断时托入堆栈的断点地址。如果该地址在程序区内，则认为 PC 值正常，否则一定是程序跑飞了。此时，程序跳转到机器的重启动入口或者复位入口，机器重新启动，于是机器又自救活了。如果没有一个这样合适的中断源，可以专门设置一个定时中断或者几个定时中断，在中断服务程序中检查 PC 值是否合法，一旦发现不对就立即转入机器的重启动入口。定时器中断的时间常数，可视机器的繁忙程度和重要性设定，一般从几毫秒到几百毫秒都可以。

这个方法的局限性是不能查出 PC 值在程序区内的乱跳，即此时 PC 值虽受干扰却并没有超出程序区，而是错位乱拼指令而构成一些莫名其妙的操作，或者死循环。

### (2) 主循环程序和中断服务程序相互监视

每个工控机的主循环程序和中断服务程序都有一定的运行规律可循，因此可以设计出主循环程序与各中断服务程序、各中断服务程序之间的相互监视。每个监视对要定义一个 RAM 单元，依靠对其计数/清零的方法表达相互监视信息。例如，某工控机的主循环程序循环一次最长时间为 80ms，它的一个定时中断时间常数为 10ms，当我们安排该定时中断监视主循环程序运行时，可以每次 10ms 中断对该 RAM 单元加 1 计数，而主循环程序每循环一次对该 RAM 单元清零。因此，正常运行时，这个监视计数 RAM 单元的计数值不可能  $\geq 9$ ，如果 10 ms 定时中断服务程序发现其计数值  $\geq 9$ ，就可知主循环程序已经被干扰跑飞或出现死循环，于是就跳转到机器的重启动入口，重新恢复运行。使用这个方法，如果设计得当的话，是非常有效的。经验证明，主循环程序被干扰跑飞可能性最大，中断服务程序越短小越不易跑飞。主循环程序和中断服务程序以及中断服务程序之间的相互监视，应当多设计几个监视对会更好。

### (3) 随时校验程序代码的正确性

工业控制计算机的实时控制程序代码通常都采用 EPROM 固化运行，一般不易发生被改写的情况。但程序成年累月地运行，我们有时也会发现极个别的单元出错。其原因可能是芯片质量问题或者因静电、雷击干扰等造成的改写。程序出错了，将直接造成运行错误或者无法运行。校验的方式可以采用累加和校验或者 BCH 校验（一种 CRC 校验方法）。当采用 BCH 校验时，其分组附加的冗余字节可以集中在程序区之外的某个 EPROM 区域里。校验方法是在某个短小而且经常发生的中断服务程序内安排一个校验模块，可以设计成每次循环校验一部分程序代码，分若干次校验完成；或者当代码少，任务轻松时也可以一次校验完。如果发现校验错，应当立即向工控网络主站报告或者以自身报警的办法告知操作人员，以便及时处理。

这个方法的局限性是被损坏的程序代码不是校验程序块，而且以该中断还可以正常响应为前提。由于该中断服务程序短小，通常还是有很大的概率自监视程序代码的正确性。

### (4) 随时校验 RAM 的正确性

RAM 成年累月运行，其质量因素和接插件接触因素都将导致其故障。这也将使控制系统发生错误。因此需要经常监视 RAM 的正确性。监视的办法可以安排在主循环程序，也可

以安排在某个经常要发生的中断服务程序中，分几次或者全部一次对 RAM 进行检查。检查的方法是先把被检查的 RAM 单元的内容读出，存放在某个通用寄存器里，然后对该单元写入一个特定码，再读出比较，如果不正确就说明该单元可能损坏，此时要及时报告工控网络主站或者自身报警，提醒操作人员处理。这个写入的特定码常用的是 55H-AAH 法，即写入 55H，再读出比较，如果正确，再写入 AAH，再读出比较，该组码对每个比特都有“0”、“1”写入读出检验，如果不正确时，最好再验证两次后才确定校验结果。不管该单元是否有错，校验之后都应还回它的原始数据，再报警或往下操作。

使用这个方法要注意处理好各个中断源的级别关系。

## 2. 实时控制系统的互监视技术（空间冗余）

一个分布式工控网络或者重要环节的双机热备份运行，都可以构成软件抗干扰的互监视法。主从式的工控网，主站和从站可以相互监视运行状况，环形网的相邻站或者全部站也都可以相互监视运行状况，双机热备份运行的两工控机，更应该相互监视。对于网络型的各站间的相互监视，主要是定时互相询问和按要求回答，如果没有按要求回答，则表示该站可能出问题（当然也可能是网络通信出问题），操作人员应及时前往处理。最简单的询问和回答码的设计是询问方发出一组数字，回答方经过某种简单的运算，例如求反，再发回询问方。这种相互监视法可检验被询站是否死机以及校验通信网络完好与否。而重要环节的双机热备份运行的相互监视则可做得很深入，除了这种询问回答方式之外，还应做到控制量是否正常的相互监视，发现问题应当及时报警，通知值班人员处理。

## 3. 其他常采用的软件抗干扰技术

### （1）广布陷阱技术

以上讨论的自监视法和互监视法都是建立在工控机能正确运行全部或部分程序的基础上的。有时一个意想不到的干扰，破坏了中断和所有程序的正常运行。此时 PC 机可能在程序区内，也可能在程序区之外，要使它能够自恢复正常运行，只有依赖于广布“陷阱”的技术了。

这里所谓的“陷阱”，是指某些类型的 CPU 提供给用户使用的软中断指令或者复位指令。例如，Z80 指令 RST 38H，其机器码为 FFH。CPU 执行该指令时，则将当前程序计数器的值压入堆栈，然后转到 0038H 地址执行程序。如果把 0038H 作为一个重启动入口，则机器就可以恢复新的工作了。再例如，INTEL8098、80198 系列的复位指令 RST，机器码也为 FFH。CPU 执行该指令时，其内部进行复位操作，然后从 2080H 开始执行程序。当然，80198 系列还有更多的非法操作码可作为“陷阱”指令使用，这时只需要在 2012H 的一个字的中断矢量单元取安排中断入口，并且编制一个处理非法操作码的中断服务程序，一旦遇到非法操作码就能进行故障处理。经验表明，“陷阱”不但需要在 ROM 的全部非内容区、RAM 的全部非数据区设置，而且在程序区内的模块之间广泛布置。一旦机器程序跑飞，总会碰上“陷阱”，立即就可以救活机器了。

### （2）重复功能设定法

工控机的很多功能的设定，通常都是在主程序开始时的初始化程序里设定的，以后再也不去设定了，这在正常情况下本无问题。但偶然的干扰会改变 CPU 内部的这些寄存器或者接口芯片的功能寄存器，例如，把中断的类型、中断的优先级别、串行口、并行口的设定修改了，机器的运行肯定会出错，因此，只要重复设定功能操作不影响其当前连续工作的性

能，都应当纳入主程序的循环圈里。每个循环就可以刷新一次设定，从而避免了偶然不测发生。对于那些重复设定功能操作会影响当前连续工作性能的，要尽量设法找机会重新设定。例如串行口，如果接收完某帧信息或者发送完某帧信息之后，串口会有一个短暂的空闲时，就应作出判断并且安排重新设定一次的操作。

### (3) 重要数据备份技术

工控机中的一些关键数据，应当有至少有两个以上的备份副本，当操作这些数据时，可以把主、副本进行比较，如果不同，就要分析原因，采取预先设计好的方法处理。还可以把重要数据采用校验和或者分组 BCH 校验的方法进行校验。这两种方法结合使用则更可靠。

### (4) 数字滤波技术

数字滤波技术既可称硬件仿真（代替滤波器的功能）技术，又可属时间冗余技术。它不靠硬件，而是靠计算机的高速、多次运算达到模拟并提高精度的目的。根据数据的性质不同，消除干扰的软件滤波的方法也不同，如下所述：

① 对温度、压力、流量等数值模拟量，可采取算术平均值滤波，因它对高斯型的噪声的滤除有效；

② 中值滤波对尖刺脉冲干扰、阶跃干扰等模拟量有效；

③ 一阶滞后滤波由于采用了递推技术，对快速的干扰源滤波有效；

④ 逻辑滤波用于开关量滤波，信号是二值状态，采用多数表决法，用“逻辑与”或“逻辑或”作滤波结果。

### (5) 冗余技术

① 时间冗余：多次采样输入、判断，以提高输入的可靠性；利用多次重复输出来判断，提高输出的可靠性；重新初始化，强行恢复正常工作。

② 指令冗余：对重要的指令重复写上多个，即使某一个被干扰，程序仍可执行。

③ 空间冗余：整机、电源、接口、数据区均可设置备份，软件用于判别干扰和转换设备。

用软件抗干扰的技术还有很多，例如，坏值剔除、人工控制指令的合法性和输入设定值的合法性判别等，这些都是一个完善的工业控制系统必不可少的。

## 10.3 计算机电磁信息泄漏与防护

### 10.3.1 计算机电磁信息辐射泄漏的途径

计算机是采用高速脉冲数字电路工作的，因此，只要处于工作状态就会向机器外辐射含有敏感信息的电磁波。按照电磁辐射的内容，大致可以分为以下几种情况：

(1) 无信息调制的电磁辐射，如计算机的开关电源、时钟频率、倍频和谐频等，这类电磁波辐射多数没有信息内容调制，个别的有 50Hz 交流电源或单一频率调制，不易造成敏感信息泄漏。

(2) 并行数据信息的电磁辐射。计算机系统内部的信息流主要有 4 个部分：数据总线、

地址总线、控制总线及 I/O 输出。其中，前 3 个部分信息的共同特征是都是并行数据流（8 位、16 位、32 位、64 位等），这些并行的数据信息泄漏后是极难还原的。这是因为：

- 并行的多位数据在时域上同步、频域上相关。从理论上讲，是难以将这些交织在一起的频谱信息分离开的。

- 这些并行的数据都是二进制编码。在不同的操作系统和不同的应用程序中，对同一组码的定义是完全不同的，因此很难确定某一组二进制码的确切含义。这类辐射信号的内容多数是反映计算机的运算过程，辐射频率主要集中在 2~450MHz 内。

（3）寄生振荡，即计算机电子线路中的分布电容、布线电感在特定条件下，对某一频率谐振而产生的振荡。这种辐射的频率范围不规律，从几十 kHz 到上千 MHz 都有，辐射的能量也不相等，有的辐射信号理论上可以传播数公里。

（4）计算机终端的视频信号辐射。计算机的 I/O 传输的数据一般是串行数据，如打印机、绘图仪、传真接口等，这些数据的速率低，其辐射信息容易还原。尤其是光栅扫描式阴极射线管显示器的视频信号辐射。由显示卡输出的视频信息经预处理、放大后加在显示器的阴极及控制栅极，信号的幅度高达 700V<sub>pp</sub>，行、场信号经同步、放大后，形成上百伏的高电压，偏转线圈的电流可以达到安培级。这些串行特征的视频信号在大幅度、大电流的情况下是很容易造成电磁信息辐射泄漏的。形成此类电磁辐射的部分有显示卡、连接线、CRT 视放电路等。

（5）计算机显示器阴极射线管产生的 X 射线。据报道，这种 X 射线也可以通过特殊的技术手段进行还原。

### 10.3.2 计算机电磁信息辐射的特点

通过对大量计算机测量发现，所有计算机都存在一定的电磁信息辐射泄漏情况。从电磁辐射总的情况来看，品牌机要好于组装机，新机型好于老机型，新机型的电磁辐射频率一般高于老的机型。另外，计算机的电磁辐射还具有以下特点：

- （1）电磁辐射信号多数为窄带信号；

- （2）辐射信号频率主要信号在几 MHz 到 500MHz 之间，100MHz 以下普遍存在较强的开关电源信号；

- （3）辐射频率分布在非常宽的频域范围内，这些频率多是谐波关系；

- （4）单个频率点一般只包含部分的视频信息。

### 10.3.3 计算机电磁信息辐射泄漏的防护技术

为了尽量减少计算机视频信息电磁泄漏的危险，必须采取安全防护措施。目前的防电磁信息泄漏技术措施主要有 3 种：信号干扰技术、电磁屏蔽技术和 TEMPEST 技术。

#### 1. 信号干扰技术

干扰技术又称为伪信息泄漏防护技术，是指把干扰器发射出来的电磁波和计算机辐射出来的电磁波混合在一起，以掩盖原泄漏信息的内容和特征等，使窃密者即使截获这一混合信号也无法提取其中的信息。

计算机电磁辐射干扰器大致可以分为两种：白噪声干扰器和相关干扰器。

白噪声干扰器采用白噪声作为干扰源，对计算机辐射信号进行覆盖。此类干扰器的优点

是结构简单、成本低，可以对放置在一起的多台计算机同时起到干扰作用。但存在以下不足：

(1) 干扰器的干扰信号和计算机的辐射信号之间没有相关联系。窃取者在接收这种白噪声干扰的混合信号后，仍然可以将噪声信号去除掉，从中提取出视频信息。

(2) 白噪声干扰器的辐射功率一般比较高，会造成电磁环境污染。由于这些原因，白噪声干扰器目前正逐步被相关干扰器所取代。

计算机视频辐射相关干扰器模仿计算机的显示规律，生成的干扰信号和计算机视频辐射信号具有相同的频谱特性，使辐射信号和干扰信号在空间混合后形成一种复合信号，因而破坏了原辐射的信号形态，使窃收者无法还原其信息。在具体实现过程中，必须考虑以下基本要求：

- (1) 干扰信号与辐射信号频域相同，即干扰信号时钟与信息像素时钟相同；
- (2) 干扰信号与泄漏信号时域相同，即有一定的帧周期重复特性；
- (3) 干扰信号自身的保密性要高，信号结构不能是单一的简单模式；
- (4) 能够自动跟踪显示模式的改变，自动适应各种不同模式下工作的显示终端；
- (5) 干扰信号应该具有相当程度的隐蔽性和欺骗性；

(6) 在保证干扰信号强度符合电磁兼容标准的前提下，必须保证干扰信号有足够的幅度和足够的频率覆盖范围。

相关干扰器的特点决定了相关干扰器和要保护的计算机必须是一对一的配置关系。也就是说，一台相关干扰器只能对一台计算机的视频辐射起到相关保护作用，对于周围的其他计算机只相当于是不相关干扰。由于相关干扰采用的并不是高场强覆盖式原理，其干扰信号的场强值可以做得非常接近或略高于计算机辐射的最大场强值，因而相关干扰器一般不会影响其他电子设备的正常工作。

## 2. 屏蔽技术

屏蔽室是一个导电的金属材料制成的大型六面体，它基于“法拉弟笼”的原理（即闭合导电球面体内电位差为零、电波的趋肤效应、反射衰减），能够抑制和阻挡电磁波在空中传播。它具有两种基本功能：①阻止外部电磁干扰进入屏蔽室；②使屏蔽室内的电磁能量不外泄。

屏蔽技术是防止计算机信息泄漏的重要手段，使用不同结构和材料制造的屏蔽室，一般可以使电磁波衰减 60~140dB。

屏蔽室的种类很多，按屏蔽材料分，有铜网式、钢板式、电解铜箔式等；按结构分，有单层钢板式、双层钢板式、多层复合式等；按安装形式分，有焊接式、组装式等。影响屏蔽室性能的因素有以下几个方面：

- (1) 屏蔽材料，导电率高的金属材料有助于提高屏蔽室的屏蔽效能；
- (2) 拼接、焊接工艺，焊接的效果一般好于其他拼接方式；
- (3) 通风窗和屏蔽室门，是屏蔽室的关键组件，直接影响屏蔽室的整体性能；
- (4) 电源滤波器。

妨碍屏蔽技术普遍应用的主要原因是造价太高、受安装场地等条件的限制。一般 20~30m<sup>2</sup> 场地的屏蔽室的造价即需几十至上百万元。因此屏蔽技术较为适用于重要的大型计算机设备或多台小型计算机集中放置的场合。

### 3. TEMPEST 技术

TEMPEST 技术即低辐射技术,是指在设计和生产计算机设备时,就对可能产生电磁辐射的元器件、集成电路、连接线、显示器等采取防辐射措施,从而达到减少计算机信息泄漏的最终目的。目前广泛采用的 TEMPEST 技术有:屏蔽,红、黑设备隔离,布线与元器件选择,滤波, I/O 接口和连接处理, TEMPEST 测试技术等。下面对 TEMPEST 防护技术进行简单的介绍。

TEMPEST,即“瞬时电磁脉冲发射标准”(Transient Electro-Magnetic Pulse Emanation Standard)或者“瞬时电磁脉冲发射监测技术”(Transient Electromagnetic Pulse Emanation Surveillance Technology)的英文缩写。据文献可查,该词最早出现在 1969 年美国制定的“EMC 计划”中。而美国早在 20 世纪 50 年代就开始了计算机“泄密发射”(Compromising Emanations)的研究,并在 1981 年颁布了一系列 TEMPEST 标准;80 年代中期,英国和北约颁布了类似的标准,其他国家也制定了相应的研究开发计划,这些标准都是非常机密的,此方面的研究工作也都是秘密开展的。随着 TEMPEST 技术的发展,其研究范围又增加了电磁泄漏的侦察检测技术,用于截获和分析对手的泄漏发射信号。1998 年,英国剑桥大学的科学家 Ross Anderson 和 Markus Kuhn 提出了“Soft Tempest”的概念,即通过“特洛伊木马”程序主动控制计算机的电磁信息辐射,这标志着 TEMPEST 技术从“被动防守”到“主动进攻”的转变。

我国是从 20 世纪 80 年代中期开始关注 TEMPEST 领域的,已经在计算机系统电磁信息泄漏的安全防护方面取得了一些研究成果。但因为起步晚,许多课题尚有待深入研究、发展。

TEMPEST 是信息安全保密的一个专门研究领域。它指对信息设备的电磁泄漏发射信号中所携带的敏感信息进行分析、测试、接收、还原以及防护的一系列技术。这里主要讨论电磁泄漏的防护,即低辐射技术,目前广泛采用的 TEMPEST 防护技术有以下几种。

(1) 屏蔽。屏蔽是 TEMPEST 技术中采取的基本措施。屏蔽的内容非常广泛,电子设备中每个零件、功能模块等都可以分别进行屏蔽。例如,使用屏蔽室、屏蔽柜对整个电子设备的屏蔽,使用隔离仓、屏蔽印刷线路板对设备中容易产生辐射的元器件进行屏蔽。

(2) 红、黑设备隔离。在安全通信和 TEMPEST 系统中,其基本单元可划为红设备和黑设备两个部分。其中,红设备是指处理保密信息、数据的设备,黑设备是处理非保密信息和数据的设备。红黑单元之间是绝对不允许进行数据传输的。通常是在两者之间建立红/黑界面,避免两单元的直接连接,仅仅实现黑到红设备之间的单向信息传输。

(3) 布线与元器件选择。采用多层布线和表面安装技术,尽量减少线路板上走线和元器件引线的长度,尽量选用低速和低功耗逻辑器件以减少高次谐波。

(4) 滤波。使用合适的滤波器,减弱高次谐波,减少线路板上各种传输线之间的辐射和红/黑信号的耦合。

(5) I/O 接口和连接。在输入/输出接口上除了使用滤波器外,还要使用屏蔽电缆,尽量减少电缆的阻抗和失配,使用屏蔽型连接器以减少设备之间的干扰。

(6) TEMPEST 测试技术。即检验电子设备是否符合 TEMPEST 标准。其测试内容并不限于电磁发射的强度,还包括对发射信号内容的分析、鉴别。

生产和使用低辐射计算机设备是防止计算机电磁辐射泄密的根本措施。国外的一些先进国家对 TEMPEST 技术的应用非常重视，对使用在重要场合的计算机设备的辐射要求极为严格。

附录 A 电磁兼容国家标准

表 A-1 已发布的电磁兼容国家标准一览表

| 序 号  | 国家标准号               | 标 准 名 称                                | 对应的国际标准号              | 需 检 项 目        |
|------|---------------------|----------------------------------------|-----------------------|----------------|
| 基础标准 |                     |                                        |                       |                |
| 1    | GB/T 3907-1983      | 工业无线电干扰基本测量方法                          | —                     | —              |
| 2    | GB/T 4365-1995      | 电磁兼容术语                                 | Eqv. IEC 60050; 1990  | —              |
| 3    | GB/T 4859-1984      | 电气设备的抗干扰基本测量方法                         | —                     | —              |
| 4    | GB/T 6113. 1-1995   | 无线电骚扰和抗扰度测量设备规范                        | Eqv. CISPR 16-1; 1993 | —              |
| 5    | GB/T 6113. 2-1998   | 无线电骚扰和抗扰度测量方法                          | Idt. CISPR 16-2; 1995 | —              |
| 6    | GB 9175-1988        | 环境电磁波卫生标准                              | —                     | —              |
| 7    | GB 10436-1998       | 作业场所微波辐射卫生标准                           | —                     | —              |
| 8    | GB/T 17624. 1-1998  | 电磁兼容 综述 电磁兼容基本术语和定义的应用与解释              | Idt. IEC 61000-1-1    | —              |
| 9    | GB/T 17626. 1-1998  | 电磁兼容 试验和测量技术 抗扰度试验 总论                  | Idt. IEC 61000-4-1    | —              |
| 10   | GB/T 17626. 2-1998  | 电磁兼容 试验和测量技术 静电放电抗扰度试验                 | Idt. IEC 61000-4-2    | 静电放电           |
| 11   | GB/T 17626. 3-1998  | 电磁兼容 试验和测量技术 射频电磁场辐射抗扰度试验              | Idt. IEC 61000-4-3    | 射频电磁场辐射        |
| 12   | GB/T 17626. 4-1998  | 电磁兼容 试验和测量技术 电快速瞬变脉冲群抗扰度试验             | Idt. IEC 61000-4-4    | 电快速瞬变脉冲群骚扰     |
| 13   | GB/T 17626. 5-1999  | 电磁兼容 试验和测量技术 浪涌（冲击）抗扰度试验               | Idt. IEC 61000-4-5    | 浪涌（冲击）         |
| 14   | GB/T 17626. 6-1998  | 电磁兼容 试验和测量技术 射频场感应的传导骚扰抗扰度             | Idt. IEC 61000-4-6    | 射频场感应的传导骚扰     |
| 15   | GB/T 17626. 7-1998  | 电磁兼容 试验和测量技术 供电系统及所连设备谐波、谐间波的测量和测量仪器导则 | Idt. IEC 61000-4-7    | —              |
| 16   | GB/T 17626. 8-1998  | 电磁兼容 试验和测量技术 工频磁场抗扰度试验                 | Idt. IEC 61000-4-8    | 工频磁场骚扰         |
| 17   | GB/T 17626. 9-1998  | 电磁兼容 试验和测量技术 脉冲磁场抗扰度试验                 | Idt. IEC 61000-4-9    | 脉冲磁场骚扰         |
| 18   | GB/T 17626. 10-1998 | 电磁兼容 试验和测量技术 阻尼振荡磁场抗扰度试验               | Idt. IEC 61000-4-10   | 阻尼振荡磁场骚扰       |
| 19   | GB/T 17626. 11-1999 | 电磁兼容 试验和测量技术 电压暂降、短时中断和电压变化抗扰度试验       | Idt. IEC 61000-4-11   | 电压暂降、短时中断和电压变化 |
| 20   | GB/T 17626. 12-1998 | 电磁兼容 试验和测量技术 振荡波抗扰度试验                  | Idt. IEC 61000-4-12   | 振荡波骚扰          |



续表

| 序 号   | 国家标准号             | 标 准 名 称                                  | 对应的国际标准号               | 需 检 项 目                                                                                                                             |
|-------|-------------------|------------------------------------------|------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 通用标准  |                   |                                          |                        |                                                                                                                                     |
| 21    | GB 8702-1988      | 电磁辐射防护规定                                 | —                      | —                                                                                                                                   |
| 22    | GB/T 14431-1993   | 无线电业务要求的信号/干扰保护比和最小可用场强                  | —                      | —                                                                                                                                   |
| 23    | GB/T 15658-1995   | 城市无线电噪音测量方法                              | —                      | —                                                                                                                                   |
| 24    | GB/T 17799.1-1999 | 电磁兼容 通用标准 居住、商业和轻工业环境中的抗扰度试验             | Idt. IEC 61000-6-1     | —                                                                                                                                   |
| 产品类标准 |                   |                                          |                        |                                                                                                                                     |
| 25    | GB/T 755-2000     | 旋转电机基本技术要求                               | Idt. IEC 60034-1; 1997 | ① 传导骚扰<br>② 辐射骚扰                                                                                                                    |
| 26    | GB/T 2819-1995    | 移动电站通用技术条件                               |                        | ① 端子干扰<br>② 辐射干扰场强                                                                                                                  |
| 27    | GB 4343-1995      | 家用和类似用途电动、电热器具，电动工具以及类似电器无线电干扰特性测量方法和允许值 | Eqv. CISPR 14; 1993    | ① 骚扰电压 0.15~30MHz<br>a. 连续骚扰电压<br>b. 断续骚扰电压<br>② 骚扰功率 30~300MHz                                                                     |
| 28    | GB 4343.2-1999    | 电磁兼容 家用电器、电动工具和类似器具的要求 第二部分：抗扰度          | Idt. CISPR 14-2; 1997  | —                                                                                                                                   |
| 29    | GB 4824-1996      | 工业、科学和医疗（ISM）射频设备电磁骚扰特性的测量方法和限值          | Idt. CISPR 11; 1990    | ① 骚扰电压 0.15~30MHz<br>② 辐射骚扰 30~1000MHz                                                                                              |
| 30    | GB 6829-1995      | 剩余电流动作保护器的一般要求                           | Eqv. IEC 60755; 1992   | 抗浪涌冲击                                                                                                                               |
| 31    | GB 6833.1-1986    | 电子测量仪器电磁兼容性试验规范 总则                       | Eqv. HP 765.001-77     | ① 磁场敏感度 30Hz~30kHz;<br>② 静电放电敏感度;<br>③ 辐射敏感度 14kHz~1000MHz;<br>④ 传导敏感度 30Hz~400kHz;<br>⑤ 电源瞬态敏感度, 尖峰信号, 电压瞬态, 频率瞬态;<br>⑥ 非工作状态磁场干扰; |
| 32    | GB 6833.2-1987    | 电子测量仪器电磁兼容性试验规范 磁场敏感度试验                  | Eqv. HP 765.002-77     |                                                                                                                                     |
| 33    | GB 6833.3-1987    | 电子测量仪器电磁兼容性试验规范 静电放电敏感度试验                | Eqv. HP 765.003-77     |                                                                                                                                     |
| 34    | GB 6833.4-1987    | 电子测量仪器电磁兼容性试验规范 电源瞬态敏感度试验                | Eqv. HP 765.004-77     |                                                                                                                                     |
| 35    | GB 6833.5-1987    | 电子测量仪器电磁兼容性试验规范 辐射敏感度试验                  | Eqv. HP 765.005-77     |                                                                                                                                     |
| 36    | GB 6833.6-1987    | 电子测量仪器电磁兼容性试验规范 传导敏感度试验                  | Eqv. HP 765.006-77     |                                                                                                                                     |
| 37    | GB 6833.7-1987    | 电子测量仪器电磁兼容性试验规范 非工作状态磁场干扰试验              | Eqv. HP 765.007-77     |                                                                                                                                     |
| 38    | GB 6833.8-1987    | 电子测量仪器电磁兼容性试验规范 工作状态磁场干扰试验               | Eqv. HP 765.008-77     |                                                                                                                                     |
| 39    | GB 6833.9-1987    | 电子测量仪器电磁兼容性试验规范 传导干扰试验                   | Eqv. HP 765.009-77     |                                                                                                                                     |
| 40    | GB 6833.10-1987   | 电子测量仪器电磁兼容性试验规范 辐射干扰试验                   | Eqv. HP 765.0010-77    |                                                                                                                                     |
| 41    | GB/T 7343-1987    | 10kHz~30MHz 无源无线电干扰滤波器和抑制元件特性的测量方法       | CISPR 17; 1981         | 插入损耗                                                                                                                                |

续表

| 序 号 | 国家标准号               | 标 准 名 称                                        | 对应的国际标准号                  | 需 检 项 目                                             |
|-----|---------------------|------------------------------------------------|---------------------------|-----------------------------------------------------|
| 42  | GB/T 7349-1987      | 高压架空线、变电站无线电干扰测量方法                             | —                         | 辐射发射                                                |
| 43  | GB 9254-1998        | 信息技术设备的无线电骚扰限值和测量方法                            | Idt. CISPR 22; 1997       | 传导发射<br>辐射发射                                        |
| 44  | GB/T 9383-1999      | 声音和电视广播接收机及有关设备抗扰度限值和测量方法                      | Idt. CISPR 20; 1998       | 天线端电流注入抗扰度, 电源端电流注入抗扰度, 音频输入和输出端注入抗扰度, 扬声器和耳机端注入抗扰度 |
| 45  | GB/T 11604-1989     | 高压电气设备无线电干扰测试方法                                | Eqv. CISPR 18-2; 1986     | —                                                   |
| 46  | GB/T 12190-1990     | 高性能屏蔽室屏蔽效能的测量方法                                | Ref. IEEE 299-1969        | 屏蔽效能                                                |
| 47  | GB 12638-1990       | 微波和超短波通信设备辐射安全要求                               | —                         | —                                                   |
| 48  | GB 13421-1992       | 无线电发射机杂散发射功率电平的限值和测量方法                         | —                         | —                                                   |
| 49  | GB 13836-1992       | 30MHz~1GHz 声音和电视信号的电缆分配系统设备和部件辐射干扰特性允许值和测量方法   | Idt. IEC 60728-1; 1986    | 设备和部件的辐射功率                                          |
| 50  | GB 13837-1997       | 声音和电视广播接收机及有关设备无线电干扰特性限值和测量方法                  | Idt. CISPR 13; 1996       | 本振辐射、天线端干扰电压、注入电源干扰电压                               |
| 51  | GB 14023-1992       | 车辆、机动船和由火花点发动机驱动的装置的无线电干扰特性的测量方法和允许值           | Eqv. CISPR 12; 1990       | 辐射骚扰<br>30~1000MHz                                  |
| 52  | GB/T 14048. 1-1993  | 低压开关设备和控制设备总则                                  | Eqv. IEC 60947-1; 1998    | ①抗低频传导<br>②抗高频传导<br>③抗高频辐射<br>④抗浪涌过电压, 传导           |
| 53  | GB/T 14598. 10-1996 | 电力继电器 第 22 部分: 量度继电器和保护装置的电气干扰试验 第四篇: 快速瞬变干扰试验 | Idt. IEC 60255-22-4; 1992 | —                                                   |
| 54  | GB/T 14598. 13-1998 | 量度继电器和保护装置的电气干扰试验 第 1 部分 1MHz 脉冲群干扰试验          | Eqv. IEC 60255-22-1; 1988 | —                                                   |
| 55  | GB/T 14598. 14-1998 | 量度继电器和保护装置的电气干扰试验 第 2 部分 静电放电试验                | Idt. IEC 60255-22-2; 1996 | —                                                   |
| 56  | GB 15540-1995       | 陆地移动通信设备电磁兼容技术要求和测量方法                          | —                         | —                                                   |
| 57  | GB 15707-1995       | 高压交流架空送电线无线电干扰限值                               | Ref. CISPR 18; 1986       | 辐射发射                                                |
| 58  | GB/T 15708-1995     | 交流电气化铁道电力机车运行产生的无线电辐射干扰的测量方法                   | Neq. CISPR 18. 16         | 辐射发射                                                |
| 59  | GB/T 15709-1995     | 交流电气化铁道接触网无线电辐射干扰测量方法                          | —                         | 辐射发射                                                |
| 60  | GB 15734-1995       | 电子调光设备无线电骚扰特性限值和测量方法                           | —                         | 传导骚扰电压                                              |

| 续表        |                   |                                      |                          |                                                                                |
|-----------|-------------------|--------------------------------------|--------------------------|--------------------------------------------------------------------------------|
| 序 号       | 国家标准号             | 标 准 名 称                              | 对应的国际标准号                 | 需 检 项 目                                                                        |
| 61        | GB 15949-1995     | 声音和电视信号的电缆分配系统设备与部件抗扰度特性限值和测量方法      | IEC 60728-1: 1986        | 辐射抗扰度屏蔽效果                                                                      |
| 62        | GB/T16607-1996    | 微波炉在 1GHz 以上的辐射干扰测量方法                | Eqv. CISPR 19: 1983      | 辐射功率干扰                                                                         |
| 63        | GB 16787-1997     | 30MHz~1GHz 声音和电视信号的电缆分配系统辐射测量方法和限值   | Idt. IEC 60728-1: 1991   | 辐射场强                                                                           |
| 64        | GB 19916.1-1997   | 家用和类似用途的不带过电流保护的剩余电流动作断路器 第一部分 一般规则  | Idt. IEC 61008-1: 1990   | 电快速瞬变脉冲群; 静电放电                                                                 |
| 65        | GB 16917.1-1997   | 家用和类似用途的带过电流保护的剩余电流动作断路器 第一部分 一般规则   | Idt. IEC 61009-1: 1991   | 电快速瞬变脉冲群; 静电放电                                                                 |
| 66        | GB 16788-1997     | 30MHz~1GHz 声音和电视信号的电缆分配系统抗扰度测量方法和限值  | Eqv. IEC 60728-1: 1986   | 系统前端骚扰信号; 骚扰抗扰度                                                                |
| 67        | GB/T 17618-1998   | 信息技术设备抗扰度限值和测量方法                     | Idt. CISPR 24: 1997      | ① 静电放电; ② 射频电磁场辐射; ③ 电快速瞬变脉冲群; ④ 浪涌(冲击); ⑤ 射频频场感应的传导; ⑥ 工频磁场; ⑦ 电压暂降、短时中断、电压变化 |
| 68        | GB/T 17619-1998   | 机动车电子电器组件的电磁辐射抗扰度限值和测量方法             | Ref. 95/54/EC (1995)     | 电磁辐射抗扰度                                                                        |
| 69        | GB/T 17625.1-1998 | 低压电器及电子设备发出的谐波电流限值 (设备每相输入电流 ≤ 16A)  | Idt. IEC 61000-3-2: 1995 | 谐波电流限值                                                                         |
| 70        | GB/T 17625.2-1999 | 对额定电流不大于 16A 的设备在低压供电系统产生的电压波动和闪烁的限制 | Idt. IEC 61000-3-3: 1994 | 电压波动和闪烁                                                                        |
| 71        | GB 17743-1999     | 电气照明和类似设备的无线电骚扰特性限值和测量方法             | Idt. CISPR 15: 1996      | ① 插入衰减测量<br>② 骚扰电压测量<br>③ 辐射电磁场测量                                              |
| 系统间电磁兼容标准 |                   |                                      |                          |                                                                                |
| 72        | GB 6364-1986      | 航空无线电导航台站电磁环境要求                      | —                        | —                                                                              |
| 73        | GB 6830-1986      | 电信线路遭受强电路危险影响的允许值                    | —                        | —                                                                              |
| 74        | GB/T 7432-1987    | 同轴电缆载波通信系统抗无线电广播和通信干扰的指标             | —                        | —                                                                              |
| 75        | GB/T 7433-1987    | 对称电缆载波通信系统抗无线电广播和通信干扰的指标             | —                        | —                                                                              |
| 76        | GB/T 7434-1987    | 架空明线载波系统抗无线电广播和通信干扰的指标               | —                        | —                                                                              |
| 77        | GB 7495-1987      | 架空电力线与调幅广播收音台的防护间距                   | —                        | —                                                                              |
| 78        | GB 13613-1992     | 对海中远程无线电导航台站电磁环境要求                   | —                        | —                                                                              |

续表

| 序 号 | 国家标准号           | 标 准 名 称                      | 对应的国际标准号 | 需 检 项 目 |
|-----|-----------------|------------------------------|----------|---------|
| 79  | GB 13614-1992   | 短波无线电测向台（站）电磁环境要求            | —        | —       |
| 80  | GB 13615-1992   | 地球站电磁环境保护要求                  | —        | —       |
| 81  | GB 13616-1992   | 微波接力站电磁环境保护要求                | —        | —       |
| 82  | GB 13617-1992   | 短波无线电收信台（站）电磁环境要求            | —        | —       |
| 83  | GB 13618-1992   | 对空情报雷达站电磁环境防护要求              | —        | —       |
| 84  | GB/T 13619-1992 | 微波接力通信系统干扰计算方法               | —        | —       |
| 85  | GB/T 13620-1992 | 卫星通信地球站与地面微波站之间协调区的确定和干扰计算方法 | —        | —       |

表 A-2 国家军用电磁兼容标准

| 序 号 | 标 准 编 号       | 标 准 名 称                                  | 对应国际标准        |
|-----|---------------|------------------------------------------|---------------|
| 1   | GJB72-85      | 电磁干扰和电磁兼容性名词术语                           | MIL-STD-463   |
| 2   | GJB151A-97    | 军用设备和分系统电磁发射和敏感度要求                       | MIL-STD-461D  |
| 3   | GJB152A-97    | 军用设备和分系统电磁发射和敏感度测量                       | MIL-STD-462D  |
| 4   | GJB2079-94    | 无线电系统间干扰的测量方法                            |               |
| 5   | GJB2436-95    | 天线术语                                     |               |
| 6   | GJB2420-95    | 超短波辐射生活区安全限值及测量方法                        |               |
| 7   | GJB2080-94    | 接收点场强的一般测量方法                             |               |
| 8   | GJB2117-94    | 横电磁波室性能测量方法                              |               |
| 9   | GJB/J3417-98  | 国防计量器具等级图——微波场强                          |               |
| 10  | GJB/J3415-98  | 微波场强计检定规程                                |               |
| 11  | GJB/J 3405-98 | 20~1000MHz 屏蔽室场分布测试方法                    |               |
| 12  | GJB1143-91    | 无线电频谱测量方法                                | MIL-STD-449D  |
| 13  | GJB1210-91    | 接地、搭接和屏蔽设计实施                             | MIL-STD-1857  |
| 14  | GJB/Z1389-92  | 系统电磁兼容性要求                                | MIL-STD-6051D |
| 15  | GJB/Z17-91    | 军用装备电磁兼容管理指南                             | MIL-HDBK-237A |
| 16  | GJB/Z25-91    | 电子设备和设施的接地、搭接和屏蔽设计指南                     | MIL-HDBK-419A |
| 17  | GJB/Z54-94    | 系统预防电磁能量效应的设计和试验指南                       |               |
| 18  | GJBZ105-98    | 电子产品防静电放电控制手册                            |               |
| 19  | GJB2081-94    | 87~108MHz 频段广播业务和 108~137MHz 频段航空业务之间的兼容 |               |
| 20  | GJB2926-97    | 电磁兼容性测试实验室认可要求                           |               |
| 21  | GJB3007-97    | 防静电工作区技术要求                               |               |
| 22  | GJB3590-99    | 航天系统电磁兼容性要求                              |               |
| 23  | GJB358-87     | 军用飞机电搭接技术要求                              |               |
| 24  | GJB786-89     | 预防电磁辐射对军械危害的一般要求                         |               |

续表

| 序 号 | 标 准 编 号    | 标 准 名 称            | 对应国际标准 |
|-----|------------|--------------------|--------|
| 25  | GJB1696-93 | 航天系统地面设备电磁兼容性和接地要求 |        |
| 26  | GJB344-87  | 钝感电起爆器通用设计规范       |        |
| 27  | GJB176-96  | 航天器布线设计和试验通用技术条件   |        |

附录 B 部分电磁兼容国际标准

表 B-1 部分 ANSI 电磁兼容技术标准目录

| 序 号 | 标 准 号                 | 标 准 名 称                                                    |
|-----|-----------------------|------------------------------------------------------------|
| 1   | ANSI C63. 2-95        | 电磁噪声和场强测量仪规范，频率范围 10kHz～40GHz                              |
| 2   | ANSI C63. 4-92        | 低压电子电器设备无线电噪声发射测量方法，频率范围 9kHz～40GHz                        |
| 3   | ANSI C63. 5-88        | 电磁兼容性，在电磁干扰控制中辐射发射的测量，天线的校准                                |
| 4   | ANSI C63. 6-96        | 电磁兼容性开阔试验场测量误差计算导则                                         |
| 5   | ANSI C63. 7-88        | 进行辐射发射测量的开阔试验场构造指南                                         |
| 6   | ANSI C63. 12-87       | 电磁兼容性限值推荐标准                                                |
| 7   | ANSI C63. 14-92       | 电磁兼容性（EMC），电磁脉冲（EMP）和静电放电（ESD）的技术词典                        |
| 8   | ANSI T1. 320-94       | 远程通信，用于远程通信中心站和同类可抵抗高电磁脉冲设备的线上电保护                          |
| 9   | ANSI/ASME MFC-16M-95  | 用电磁流量计方法封闭管道中液流的测量                                         |
| 10  | ANSI/ASTM D3251-95    | 膜绝缘电磁导线运用电绝缘热老化特性的测试方法                                     |
| 11  | ANSI/EIA 242-61（R86）  | 电磁延迟线的定义                                                   |
| 12  | ANSI/IEEE 1140-94     | 5Hz～400kHz 视频显示终端电磁场测量的标准程序                                |
| 13  | ANSI/IEEE 291-91      | 测量 30Hz～30GHz 正弦连续波电磁场强度的标准方法                              |
| 14  | ANSI/IEEE 199-91      | 电磁屏蔽室有效性测量                                                 |
| 15  | ANSI/IEEE 473-85（R97） | 电磁场测量（10kHz～10GHz）的推荐实施规范                                  |
| 16  | ANSI/IEEE C63. 13-91  | 工业用电源线电磁干扰滤波器的应用和评定指南                                      |
| 17  | ANSI/IEEE C63. 17-97  | 未经许可的个人通信服务（UPCS）设备的电磁和操作能力的测量方法                           |
| 18  | ANSI/IEEE C95. 1-91   | 人体受 3kHz～300GHz 射频电磁场辐射的安全等级（ANSIC95. 1-82 的修订件）           |
| 19  | ANSI/IEEEC95. 3-91    | 有潜在危害的电磁场的测量。射频和微波（ANSI C95. 3-73 和 ANSI C95. 5-81 的修订和合并） |
| 20  | ANSI/NEMA MW1000-93   | 电磁线                                                        |
| 21  | ANSI/SAE ARP936A      | 电磁干扰测量用 10 <sub>μ</sub> F 电容器                              |
| 22  | ANSI/UL 1283-96       | 电磁干扰滤波器                                                    |

表 B-2 部分 IEEE 电磁兼容技术标准目录

| 序 号 | 标 准 号          | 标 准 名 称                                                                                                                                           |
|-----|----------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 1   | IEEE 1140-1994 | 5Hz～400kHz 视频显示终端的电磁区域的测量程序 Procedures for the measurement of electric and magnetic fields from Video Display Terminals (VDTs) from 5Hz to 400kHz |

续表

| 序 号 | 标 准 号                | 标 准 名 称                                                                                                                                                                                                                   |
|-----|----------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 2   | IEEE 1302-1998       | 18kHz 直流导电垫圈电磁特性用指南<br>Guide for the electromagnetic characterization of conductive gaskets in the frequency range of DC to 18GHz                                                                                         |
| 3   | IEEE 1308-1994       | 使用仪器的推荐规程：电磁场强度仪表和磁流密度的规范 10Hz～3kHz<br>Recommended Practice for Instrumentation; Specification for Magnetic Flux Density and Electric Field Strength Meters-10Hz to 3kHz                                                  |
| 4   | IEEE 1309-1996       | 频率为 9kHz～40GHz 的电磁传感器和探针，不包括天线<br>Calibration of electromagnetic field sensors and probes, excluding antennas, from 9kHz to 40GHz                                                                                         |
| 5   | IEEE 291-1991        | 测量 30Hz～30GHz 正弦连续波电磁场强度的标准方法<br>Standard methods for measuring electromagnetic field strength of sinusoidal continuous waves, 30Hz to 30GHz                                                                              |
| 6   | IEEE 299-1997        | 电磁屏蔽室有效性测量 Standard methods for measuring the effectiveness of electromagnetic shielding enclosures                                                                                                                       |
| 7   | IEEE 473-1985        | 电磁场测量（10kHz～10GHz）的推荐规程 Recommended Practice for an Electromagnetic Site Survey（10kHz to 10GHz）R（1997）                                                                                                                    |
| 8   | IEEE C37. 90. 2-1995 | 中继系统对无线电收信机辐射电磁干扰的抗力 Withstand capability of relay systems to radiated electromagnetic interference from transceivers                                                                                                     |
| 9   | IEEE C63. 12-1999    | 电磁兼容性的推荐规程 Recommended Practice for Electromagnetic Compatibility Limits（ANSI/IEEE）                                                                                                                                       |
| 10  | IEEE C63. 13-1991    | 商用电磁干扰电力线滤波器的应用和评价指南 Guide on the Application and Evaluation of EMI Power-Line Filters for Commercial Use                                                                                                                 |
| 11  | IEEE C63. 14-1998    | 电磁兼容性、电磁脉冲和静态放电的美国国家标准技术字典 American National Standard Dictionary for Technologies of Electromagnetic Compatibility（EMC），Electromagnetic Pulse（EMP），and Electrostatic Discharge（ESD）                                       |
| 12  | IEEE C63. 17-1998    | 未经注册个人通信服务装置电磁和操作兼容性测量方法 Methods of measurement of electromagnetic and operational compatibility of Unlicensed Personal Communications Services（UPCS）devices                                                              |
| 13  | IEEE C63. 18-1997    | 医疗装置对特定无线频率发射机辐射电磁场免疫性估计的现场特别测试方法 Recommended Practice for an on-Site, AdHoc Test Method for Estimating Radiated Electromagnetic Immunity of Medical Devices to Specific Radio-Frequency Transmitters                     |
| 14  | IEEE C63. 2-1996     | 10Hz～40GHz 电磁噪声和电磁场强度检测仪表．规范<br>Electromagnetic noise and field strength instrumentation, 10Hz to 40GHz                                                                                                                   |
| 15  | IEEE C63. 5-1998     | 电磁兼容性的美国国家标准—电磁干扰中的辐射测量—天线刻度（9kHz～40GHz） American National Standard for Electromagnetic Compatibility • Radiated Emission Measurements in Electromagnetic Interference（EMI）Control-Calibration of Antennas（9kHz to 40GHz） |
| 16  | IEEE. C95. 1-1999    | 人类暴露在电磁场 3kHz～300GHz 频率波段的安全等级 Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3kHz to 300GHz（ANSI/IEEE）                                                             |
| 17  | IEEE C95. 3-1991     | 测量有潜在危险的电磁场—射频和微波 Recommended Practice for the Measurement of Potentially Hazardous Electromagnetic Fields - RF and Microwave Revision of ANSI C95. 3-1973 and ANSI C95. 5-1981（ANSI/IEEE）R（1997）                         |
| 18  | IEEE P356-2000       | （草案）地面媒体的电磁特性测量（Drift） Draft Guide for Measurements of Electromagnetic Properties of Earth Media                                                                                                                          |

表 B-3 IEC 61000 系列电磁兼容 Electromagnetic Compatibility (EMC) 标准目录  
(按 PART 顺序)

| 序 号                                                       | 标 准 号            | 标 准 名 称                                                                                |
|-----------------------------------------------------------|------------------|----------------------------------------------------------------------------------------|
| 第 1 部分/Part1: 综述/General                                  |                  |                                                                                        |
| 1                                                         | IEC 61000-1-1    | 电磁兼容 第 1 部分: 综述 第 1 分部分: 电磁兼容基本术语和定义的应用和解释                                             |
| 第 2 部分/Part 2: 环境/Environment                             |                  |                                                                                        |
| 2                                                         | IEC 61000-2-1    | 电磁兼容 第 2 部分: 环境 第 1 分部分: 环境的描述—公用供电系统中的低频传导骚扰和信号传输的电磁环境                                |
| 3                                                         | IEC 61000-2-2    | 电磁兼容 第 2 部分: 环境 第 2 分部分: 公用低压供电系统中的低频传导骚扰的兼容性电平                                        |
| 4                                                         | IEC 61000-2-3    | 电磁兼容 第 2 部分: 环境 第 3 分部分: 环境的描述—辐射和非网络频率的传导现象                                           |
| 5                                                         | IEC 61000-2-4    | 电磁兼容 第 2 部分: 环境 第 4 分部分: 工业企业中的低频传导骚扰的兼容性电平                                            |
| 6                                                         | IEC TR 61000-2-5 | 电磁兼容 第 2 部分: 环境 第 5 分部分: 电磁环境的分类法—基础 EMC 出版物                                           |
| 7                                                         | IEC TR 61000-2-6 | 电磁兼容 第 2 部分: 环境 第 6 分部分: 工业企业电源的低频传导骚扰的发射电平评估                                          |
| 8                                                         | IEC 61000-2-7    | 电磁兼容 第 2 部分: 环境 第 7 分部分: 不同环境里的低频磁场                                                    |
| 9                                                         | IEC 61000-2-9    | 电磁兼容 第 2 部分: 环境 第 9 分部分: 高空核电磁脉冲 (HEMP) 环境的描述—辐射骚扰—基础出版物                               |
| 10                                                        | IEC 61000-2-10   | 电磁兼容 第 2 部分: 环境 第 10 分部分: 高空核电磁脉冲 (HEMP) 环境的描述—传导骚扰                                    |
| 11                                                        | IEC 61000-2-11   | 电磁兼容 第 2 部分: 环境 第 11 分部分: 环境—高空核电磁脉冲 (HEMP) 环境的分类法                                     |
| 第 3 部分/Part 3: 限值/Limits                                  |                  |                                                                                        |
| 12                                                        | IEC 61000-3-2    | 电磁兼容 第 3 部分: 限值 第 2 分部分: 输入电流每相 $\leq 16\text{A}$ 的设备的谐波电流发射限值                         |
| 13                                                        | IEC 61000-3-3    | 电磁兼容 第 3 部分: 限值 第 3 分部分: 额定电流 $\leq 16\text{A}$ 的设备在低压供电系统的电压波动和闪烁限值                   |
| 14                                                        | IEC TR 61000-3-4 | 电磁兼容 第 3 部分: 限值 第 4 分部分: 额定电流 $> 16\text{A}$ 的设备在低压供电系统的谐波电流发射限值                       |
| 15                                                        | IEC 61000-3-5    | 电磁兼容 第 3 部分: 限值 第 5 分部分: 额定电流 $> 16\text{A}$ 的设备在低压供电系统的电压波动和闪烁限值                      |
| 16                                                        | IEC TR 61000-3-6 | 电磁兼容 第 3 部分: 限值 第 6 分部分: 中压和高压供电系统中畸变负荷的发射限值的评估, 基础 EMC 出版物                            |
| 17                                                        | IEC TR 61000-3-7 | 电磁兼容 第 3 部分: 限值 第 7 分部分: 中压和高压供电系统中波动负荷的发射限值的评估, 基础 EMC 出版物                            |
| 18                                                        | IEC 61000-3-8    | 电磁兼容 第 3 部分: 限值 第 8 分部分: 低压电气设施的信号传输—发射电平、频宽和电磁骚扰电平                                    |
| 19                                                        | IEC 61000-3-11   | 电磁兼容 第 3 部分: 限值 第 11 分部分: 额定电流 $\leq 75\text{A}$ 并按照一定条件连接的设备在公用低压供电系统中的电压变化、电压波动和闪烁限值 |
| 第 4 部分/Part 4: 试验和测量技术/Testing and Measurement Techniques |                  |                                                                                        |
| 20                                                        | IEC 61000-4-1    | 电磁兼容 第 4 部分: 试验和测量技术 第 1 分部分: IEC 61000-4 的系列标准总论                                      |
| 21                                                        | IEC 61000-4-2    | 电磁兼容 第 4 部分: 试验和测量技术 第 2 分部分: 静电放电抗扰度试验                                                |
| 22                                                        | IEC 61000-4-3    | 电磁兼容 第 4 部分: 试验和测量技术 第 3 分部分: 射频电磁场辐射抗扰度试验                                             |



续表

| 序 号                                                          | 标 准 号            | 标 准 名 称                                                                              |
|--------------------------------------------------------------|------------------|--------------------------------------------------------------------------------------|
| 23                                                           | IEC 61000-4-4    | 电磁兼容 第 4 部分：试验和测量技术 第 4 分部分：电快速瞬变脉冲群抗扰度试验                                            |
| 24                                                           | IEC 61000-4-5    | 电磁兼容 第 4 部分：试验和测量技术 第 5 分部分：冲击（浪涌）抗扰度试验                                              |
| 25                                                           | IEC 61000-4-6    | 电磁兼容 第 4 部分：试验和测量技术 第 6 分部分：射频场感应的传导骚扰抗扰度试验                                          |
| 26                                                           | IEC 61000-4-7    | 电磁兼容 第 4 部分：试验和测量技术 第 7 分部分：供电系统及所连设备谐波、谐波间的测量和测量仪器导则                                |
| 27                                                           | IEC 61000-4-8    | 电磁兼容 第 4 部分：试验和测量技术 第 8 分部分：工频磁场抗扰度试验                                                |
| 28                                                           | IEC 61000-4-9    | 电磁兼容 第 4 部分：试验和测量技术 第 9 分部分：脉冲磁场抗扰度试验                                                |
| 29                                                           | IEC 61000-4-10   | 电磁兼容 第 4 部分：试验和测量技术 第 10 分部分：阻尼振荡磁场抗扰度试验                                             |
| 30                                                           | IEC 61000-4-11   | 电磁兼容 第 4 部分：试验和测量技术 第 11 分部分：电压暂降、短时中断和电压变化抗扰度试验                                     |
| 31                                                           | IEC 61000-4-12   | 电磁兼容 第 4 部分：试验和测量技术 第 12 分部分：振荡波抗扰度试验                                                |
| 32                                                           | IEC 61000-4-13   | 电磁兼容 第 4 部分：试验和测量技术 第 14 分部分：电压波动抗扰度试验                                               |
| 33                                                           | IEC 61000-4-14   | 电磁兼容 第 4 部分：试验和测量技术 第 15 分部分：闪烁测量仪—功能和设计技术要求                                         |
| 34                                                           | IEC 61000-4-15   | 电磁兼容 第 4 部分：试验和测量技术 第 16 分部分：频率范围从 0Hz 到 150kHz 的传导、检模干扰抗扰度试验                        |
| 35                                                           | IEC 61000-4-16   | 电磁兼容 第 4 部分：试验和测量技术 第 17 分部分：直流电源输入端口波动抗扰度试验                                         |
| 36                                                           | IEC 61000-4-23   | 电磁兼容 第 4 部分：试验和测量技术 第 23 分部分：高空核电磁脉冲（HEMP）和其他辐射骚扰保护装置的实验方法                           |
| 37                                                           | IEC 61000-4-24   | 电磁兼容 第 4 部分：试验和测量技术 第 24 分部分：高空核电磁脉冲（HEMP）传导骚扰保护装置的实验方法—基础 EMC 出版物                   |
| 38                                                           | IEC 61000-4-27   | 电磁兼容 第 4 部分：试验和测量技术 第 27 分部分：不平衡度、抗扰度实验                                              |
| 39                                                           | IEC 61000-4-28   | 电磁兼容 第 4 部分：试验和测量技术 第 28 分部分：电源频率变化、抗扰度试验                                            |
| 40                                                           | IEC 61000-4-29   | 电磁兼容 第 4 部分：试验和测量技术 第 29 分部分：直流电源输入端口电压暂降、短时中断和电压变化抗扰度试验                             |
| 第 5 部分/Part 5：安装和调试导则/Installation and Mitigation Guidelines |                  |                                                                                      |
| 41                                                           | IEC TR 61000-5-1 | 电磁兼容 第 5 部分：安装和调试导则 第 1 分部分：总的考虑—基础 EMC 出版物                                          |
| 42                                                           | IEC TR 61000-5-2 | 电磁兼容 第 5 部分：安装和调试导则 第 2 分部分：接地和敷设电缆                                                  |
| 43                                                           | IEC TR 61000-5-3 | 电磁兼容 第 5 部分：安装和调试导则 第 3 分部分：高空核电磁脉冲（HEMP）保护概念                                        |
| 44                                                           | IEC TR 61000-5-4 | 电磁兼容 第 5 部分：安装和调试导则 第 4 分部分：高空核电磁脉冲（HEMP）抗扰性—抗高空核电磁脉冲（HEMP）辐射骚扰的保护装置的技术要求—基础 EMC 出版物 |
| 45                                                           | IEC 61000-5-5    | 电磁兼容 第 5 部分：安装和调试导则 第 5 分部分：对高空核电磁脉冲（HEMP）传导骚扰的保护装置的技术要求—基础 EMC 出版物                  |
| 46                                                           | IEC 61000-5-7    | 电磁兼容 第 5 部分：安装和调试导则 第 7 分部分：抗电磁骚扰的屏蔽物提供保护的等级                                         |
| 第 6 部分/Part 6：通用标准/Generic Standard                          |                  |                                                                                      |
| 47                                                           | IEC 61000-6-1    | 电磁兼容 第 6 部分：通用标准 第 1 分部分：居住、商业和轻工业环境中的抗扰度                                            |
| 48                                                           | IEC 61000-6-2    | 电磁兼容 第 6 部分：通用标准 第 2 分部分：工业环境中的抗扰度                                                   |
| 49                                                           | IEC 61000-6-4    | 电磁兼容 第 6 部分：通用标准 第 4 分部分：工业环境中的发射标准                                                  |

# 附录 C 电磁兼容认证的有关文件

- 《电磁兼容认证规则和程序》
- 《电磁兼容认证管理办法》
- 《电磁兼容认证证书和认证标志管理办法》
- 《电磁兼容认证质量体系要求》

## 《电磁兼容认证规则和程序》

### 1. 目的

为规范电磁兼容认证，保证认证的工作质量，根据《电磁兼容认证管理办法》，制定本规则。

### 2. 适用范围

本规则适用于认证产品目录内产品的电磁兼容认证。

### 3. 认证规则和程序

#### 3.1 申请认证必须具备的条件

3.1.1 中国企业持有工商行政管理部门颁发的《企业法人营业执照》；外国企业持有有关注册机构的登记注册证明。

3.1.2 产品符合国家有关电磁兼容标准及其补充技术要求，或者符合经中国电磁兼容认证委员会管理委员会以下简称（“管委会”）确认的有关电磁兼容标准。

3.1.3 产品质量稳定，能正常批量生产。

3.1.4 企业质量体系符合 GB/T19000 或者外国申请人所在国等同采用 ISO9000 族质量管理 and 质量保证标准及其补充要求。

#### 3.2 申请认证

符合申请条件的企业，可由企业法人代表或其委托的代理人向中国电磁兼容认证中心（以下简称“中心”）提出电磁兼容认证申请，并填写电磁兼容认证申请书。

#### 3.3 申请认证所提供的文件资料

3.3.1 电磁兼容认证申请书

3.3.2 申请认证企业的《企业法人营业执照》或登记注册证明复印件

3.3.3 产品质量稳定并具备批量生产能力的证明材料

3.3.4 申请企业的质量手册

3.3.5 申请认证产品的生产过程概况一式两份

3.3.6 产品说明书

### 3.3.7 产品结构说明一式两份

### 3.3.8 产品电原理图及印刷电路板图

### 3.3.9 产品电磁兼容关键器件一览表一式两份《电磁兼容认证及设计指南》(加盖公章)

### 3.3.10 需要时所要求提供的其他有关资料

## 3.4 受理申请

中心根据企业提交的文件资料, 决定认证申请的受理。经审查提交文件资料齐全的, 向企业发出电磁兼容认证受理申请通知书; 提交文件资料不齐全的, 向企业发出电磁兼容认证受理申请补充材料通知书, 企业应在通知书发出 3 个月内将修改补充资料报中心, 逾期不报视为放弃认证申请。

## 3.5 签订合同

中心同受理认证申请的企业签订电磁兼容认证合同书, 经双方签字盖章后生效, 企业按照《电磁兼容认证管理办法》的有关规定向中心交纳认证费用。

## 3.6 文件资料审查

### 3.6.1 中心检查部在认证合同生效后 15 日内完成对提交文件资料的审查。

### 3.6.2 经审查文件资料内容符合要求的, 向企业发出工厂检查通知书。

3.6.3 经审查文件资料内容不符合要求的, 向企业发出文件资料审查结果通知书。企业可在接到文件资料审查结果通知书后两个月内对提交的文件资料进行修改补充, 经审查符合要求后, 由中心向企业发出工厂检查通知书。逾期不对文件资料进行修改补充的, 视为自行撤销认证申请。

## 3.7 工厂检查

中心检查部在认证合同生效后 30 日内, 组织检查组依据 GB/T19002 标准及相应的针对产品电磁兼容性的补充要求, 对企业的质量保证体系和产品生产过程进行现场检查, 并提交工厂检查报告。经检查不合格的企业, 由检查组给出不合格项报告, 允许企业进行整改后再复查一次。企业应在给出不合格项报告之日起 6 个月内向中心提出复查申请, 并提交整改报告。逾期不提出复查申请的, 视为放弃认证申请。

## 3.8 产品检验

3.8.1 中心根据就近、申请认证企业自愿和中心协调相结合的原则, 安排有关签约实验室承担产品的认证检验任务。

### 3.8.2 产品检验的样品按相关标准的抽样规则抽取。

3.8.3 企业将抽取的样品送至中心指定的签约实验室进行检验, 如样品经确认属运输原因引起损坏的, 允许重新抽样。企业按有关产品检验收费标准向检测机构交纳产品检验费。

3.8.4 签约实验室依据标准和相应技术要求对样品进行检验, 并提交产品检验报告。须在现场检验的, 由检测机构派人到现场检验。

### 3.8.5 签约实验室在收到样品和检验费 20 日内完成对样品的检验。

## 3.9 批准认证

### 3.9.1 中心对企业的工厂检查报告和产品检验报告进行汇总审核, 报评定组评定。

### 3.9.2 评定组对中心所报的认证材料进行评定, 作出认证决定。

### 3.9.3 经评定认证合格的产品, 批准认证, 颁发认证证书, 并准许企业使用认证标志。

3.9.4 对未通过认证的产品，由中心向企业发出认证不合格通知书，说明不合格内容。

对未通过认证的产品，给予半年的整改期限，企业在整改期限内提出复查申请，并交纳复查费。复查合格的，按程序批准认证。复查未通过或超过整改期限未提出复查申请的，撤销本次认证申请。

3.9.5 通过认证的企业，在获准认证后 2 个月内，到中心签订认证标志使用合同，交纳认证批准费和年金，领取认证证书。

### 3.10 获准认证产品的监督

3.10.1 在认证证书有效期内，中心对获准认证产品进行监督检查。监督检查每年至少一次。监督检查包括对企业质量体系进行现场检查和对带有认证标志的产品进行抽样检验，以保证获证产品持续满足认证标准的要求。

3.10.2 中心根据工厂检查报告和产品检验报告，对监督检查结果做出评价，合格的准予继续使用认证证书和认证标志。

3.10.3 企业每半年将获准认证产品的质量综合情况及用户对产品的意见报中心，重大质量问题及时报告。

3.10.4 在认证证书有效期内，出现下列情况之一的，应按照有关规定重新换证：

- (1) 认证产品标准变更，经确认能满足变更后标准要求的；
- (2) 使用新的商标名称的；
- (3) 认证证书持有者变更的；
- (4) 产品型号、规格变更，经确认仍能满足标准要求的。

3.10.5 出现下列情况之一者，应注销相应的认证证书，责令停止使用认证标志：

- (1) 由于认证标准的变更，企业认为达不到电磁兼容标准要求，不再申请认证的；
- (2) 在认证证书有效期届满时，认证证书持有者未在认证证书有效期届满前 3 个月向中心提出重新认证申请的。

3.10.6 有下列情况之一者，暂停企业使用认证证书和认证标志：

- (1) 认证证书持有者或认证产品生产企业不能保持产品电磁兼容要求稳定合格的；
- (2) 监督检查发现认证产品的电磁兼容要求及其生产现状不符合认证时要求的；
- (3) 用户对获准认证产品的电磁兼容性能提出严重质量问题，并经查实的；
- (4) 认证证书和认证标志使用不符合规定要求的。

3.10.7 对于暂停使用认证证书和认证标志的企业，中心令其限期整改，整改期最长半年。整改结束后，企业向中心提交整改报告，申请恢复使用认证证书，经中心复查合格后，恢复其使用认证证书和认证标志。增加的有关费用按实际支出由企业负担。

3.10.8 有下列情况之一者，由中心提出并经管委会批准，撤销认证证书持有者的认证证书，责令其停止使用认证标志，并向社会公告：

- (1) 监督检查或跟踪检查不合格的；
- (2) 整改期满不能达到整改规定要求的；
- (3) 用户普遍反映获准认证产品有严重质量问题，且造成严重后果的；
- (4) 转让认证证书、认证标志的；
- (5) 拒不交纳年金的。

3.11 认证证书有效期 4 年，有效期满愿继续认证的企业应在有效期届满前三个月向中

心提出重新认证申请，有关程序同初次申请相同。

4. 认证要求的更改

4.1 因国家有关法律、法规规定及认证用标准变更引起认证要求更改时，中心应及时通知各有关单位。

4.2 因认证需要对认证要求进行更改的，在更改方式决定和更改生效前，中心应征求有关各方的意见。

4.3 在更改决定发布后，中心应证实申请认证企业在规定的时间内对其程序进行了必要的调整。

5. 以上规则和程序运用于电磁兼容产品认证，根据认证的需要可依据标准制定产品或产品类认证补充要求。

认证流程图如图 C-1 所示。

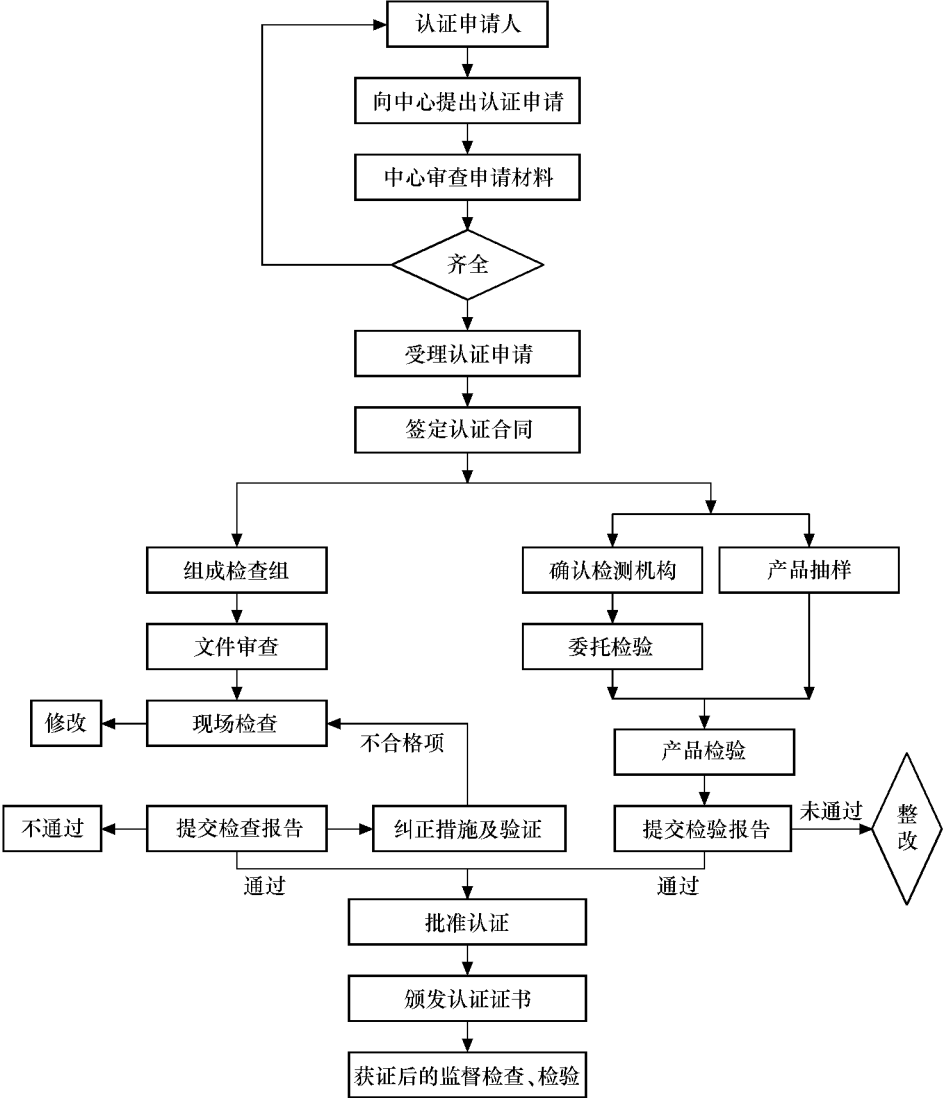


图 C-1 认证流程图

## 《电磁兼容认证管理办法》

**第一条** 为提高产品的电磁兼容性能,保护人身健康、设备安全 and 环境,保护用户和消费者利益,提高产品的市场竞争力,促进国内外贸易的发展,根据《中华人民共和国标准化法》、《中华人民共和国产品质量法》和《中华人民共和国质量认证管理条例》,制定本办法。

**第二条** 国家对有强制性电磁兼容国家标准或强制性电磁兼容行业标准以及标准中有电磁兼容强制条款的产品实行安全认证制度。

实施电磁兼容安全认证的产品在进入流通领域时实施强制性监督管理。

实施电磁兼容安全认证的产品目录和强制性监督管理的日期由国家质量技术监督局发布。

**第三条** 国家对有推荐性电磁兼容国家标准或推荐性电磁兼容行业标准的产品实行合格认证制度。企业可根据自愿的原则向相关认证机构申请认证。

**第四条** 在中国境内销售、使用列入电磁兼容安全认证产品目录中的产品的企业应申请电磁兼容认证。

产品电磁兼容认证工作由国家质量监督局批准和授权的认证机构具体实施。

**第五条** 电磁兼容认证的基本模式为型式实验加工厂质量体系检查及认证后监督。监督检查每年至少一次,包括对工厂质量体系的检查和对带有认证标志产品的抽样检查。

**第六条** 电磁兼容认证的依据是有关电磁兼容国家标准或行业标准、GB/T19002 标准及经国家质量技术监督局制定或确认的针对产品电磁兼容的补充技术要求和标准中的强制性条款。

**第七条** 申请认证的产品,经认证合格的,由认证机构批准认证,颁发认证证书。相关企业应在产品或其包装上使用认证标志。认证证书有效期为四年。

**第八条** 承担产品电磁兼容认证任务的认证机构,可根据与其他具备资格的认证机构、检验机构或检查机构等鉴定的协议,部分或全部使用其认证结果、检验结果或检查结果,发出本办法规定的认证证书。

上述协议签定前,须经国家质量技术监督局核查。签署的协议复印件应提交国家质量技术监督局备案。

**第九条** 认证机构负责编制通过认证的产品及其生产企业的名录并报国家质量技术监督局和向社会公布。必要时,通报相应地方人民政府质量技术监督行政部门。

**第十条** 在认证证书有效期内,出现下列情况之一的,应当按照有关规定重新换证:

- (一) 认证产品标准变更,经确认能满足变更后标准要求的;
- (二) 使用新的商标名称的;
- (三) 认证证书持有者变更的;
- (四) 产品型号、规格变更,经确认仍能满足标准要求的。

**第十一条** 出现下列情况之一者,应注销相应的认证证书,责令停止使用认证标志:

- (一) 由于认证标准的变更,企业认为达不到标准要求,不再申请认证的;

(二) 在认证证书有效期届满时, 认证证书持有者未在认证证书有效期届满前三个月向认证机构提出重新认证申请的。

第十二条 有下列情况之一者, 认证机构应暂停企业使用认证证书和认证标志:

- (一) 认证证书持有者或认证产品生产企业不能保持产品电磁兼容要求稳定合格的;
- (二) 监督检查发现认证产品的电磁兼容要求及其生产现状不符合认证时要求的;
- (三) 用户对获准认证产品的电磁兼容性能提出严重质量问题, 并经查实的;
- (四) 认证证书和认证标志使用不符合规定要求的。

第十三条 对于暂停使用认证证书和认证标志的企业, 国家质量技术监督局或其授权的认证机构应令其限期整改, 整改期间, 属国家强制监督管理的产品, 不得投放市场。整改结束经认证机构复查合格的, 恢复其使用认证证书和认证标志, 相关产品方能投放市场。

第十四条 有下列情况之一者, 认证机构应撤消持有者的认证证书, 责令其停止使用认证标志, 并向社会公布:

- (一) 监督检查或跟踪检查不合格的;
- (二) 整改期满不能达到整改目标的;
- (三) 用户普遍反映获准认证产品有严重质量问题, 且造成严重后果的;
- (四) 转让认证证书、认证标志的;
- (五) 拒不交纳年金的。

第十五条 认证检验任务应由与认证机构有和约关系的检测机构承担。认证机构应根据公平、公正、公开的原则和认证的需要, 择优选择检测机构。

第十六条 认证检测机构必须是公正的第三方, 在法律上具备出具公正数据的资格, 并取得中国实验室国家认可委员会的认可。

第十七条 承担工厂检查任务的检查人员, 应至少获得中国认证人员国家注册审核员资格。为确保审核组的专业能力, 必要时, 配备相关的技术专家。

第十八条 承担认证任务的检测机构和检查人员必须对其出具的检验报告和检查报告负责, 必须依法保守认证产品的技术秘密, 不得非法占有他人的科技成果。

第十九条 承担认证任务的检测机构违反本办法的规定或未按合同履行与认证机构的合同或不再具备国家认可资格的, 认证机构应采取中止、甚至终止合同的措施。

第二十条 认证机构对认证结果负责, 国家质量技术监督局和相关认可机构对认证结果不承担责任。

第二十一条 对获准认证的产品不符合认证时采用的电磁兼容标准而使用认证标志的; 对未经认证或认证不合格而使用认证标志的; 转让和冒用认证标志的, 由地方人民政府质量技术监督行政部门按《中华人民共和国产品质量认证管理条例》和《中华人民共和国产品质量法》的有关规定对有关企业进行查处。地方人民政府质量技术监督行政部门在对违反本办法规定的企业进行查处时, 涉及认证机构、检验机构或认证人员违规行为的, 应报国家质量技术监督局。国家质量技术监督局负责对上述机构进行处理。

第二十二条 通过认证的产品出厂销售时达不到认证时所要求的电磁兼容技术指标, 生产企业应负责保修、包换、包退。由于产品电磁兼容达不到认证时的技术指标要求而对用户或消费者造成损失的, 生产企业应当依法承担赔偿责任。

第二十三条 认证收费遵循不营利原则从申请认证企业收取, 具体收费办法按国家有关

规定执行。

第二十四条 本办法由国家和质量技术监督局负责解释。

第二十五条 本办法自发布之日起施行。



## 《电磁兼容认证证书和认证标志管理办法》

**第一条** 为加强对电磁兼容认证证书和电磁兼容认证标志（以下简称“认证证书”和“认证标志”）的管理，保证认证证书和认证标志的正确使用，维护电磁兼容认证的信誉，根据《产品质量认证证书和认证标志管理办法》、《电磁兼容认证管理办法》和《中国电磁兼容认证委员会章程》，制定本办法。

**第二条** 通过认证的企业，交纳认证批准费和年金后，领取认证证书，并准许其使用电磁兼容认证标志。认证证书由国家质量技术监督局组织印制并统一规定编号。

**第三条** 认证标志见附件

**第四条** 认证证书持有者应在产品或其包装上使用认证标志。认证标志由中心统一印制，认证证书持有者向中心申购。

**第五条** 认证证书持有者可将认证标志标示在产品、产品铭牌、包装物、产品使用说明书、出厂合格证上，亦可用于广告宣传。使用认证标志时，需在图案正下方标出认证证书编号，标志图案必须准确，严格根据公布的认证标志样式，按比例放大或缩小。

**第六条** 对认证标志的标示形式和位置，企业必须在首次使用前报中心审定。未经许可不得擅自使用。

**第七条** 认证证书持有者必须建立认证标志使用制度，每半年向中心报告一次认证标志的使用情况。中心对认证标志的使用进行监督。

**第八条** 对中、英文对照的认证证书，其内容发生争议时，以中文为准。

**第九条** 在认证证书有效期内，出现下列情况之一的，由中心审批，重新换证：

- （一）认证产品标准变更，经确认能满足变更后标准要求的；
- （二）使用新的商标名称的；
- （三）认证证书持有者变更的；
- （四）产品型号、规格变更，经确认仍能满足标准要求的。

**第十条** 认证证书持有者在原认证证书中要求增加同系列产品的，应当重新申请取证。

**第十一条** 认证证书持有者每年必须定期接受中心对其认证证书有效性的确认。

**第十二条** 有下列情况之一者，中心注销相应的认证证书，责令停止使用认证标志：

- （一）由于认证标准的变更，企业认为达不到电磁兼容标准要求，不再申请认证的；
- （二）在认证证书有效期届满时，认证证书持有者未在认证证书有效期届满前三个月向中心提出重新认证申请的。

**第十三条** 有下列情况之一者，中心暂停企业使用认证证书和认证标志：

- （一）认证证书持有者或者认证产品生产企业不能保持产品电磁兼容性能稳定合格的；
- （二）监督检查发现认证产品的电磁兼容性能及其生产现状不符合认证时要求的；
- （三）用户对获准认证产品的电磁兼容性能提出严重质量问题，并经查实的；
- （四）认证证书和认证标志使用不符合规定要求的。

**第十四条** 对于暂停使用认证证书和认证标志的企业，中心令其限期整改，整改期间，属国家强制监督管理的产品，不得投放市场。整改结束经中心复查合格的，恢复其使用认证

证书和认证标志，相关产品方能投放市场。

**第十五条** 有下列情况之一者，中心撤消持有者的认证证书，责令其停止使用认证标志，并向社会公布：

- （一）监督检查或跟踪检查不合格的；
- （二）整改期满不能达到整改目标的；
- （三）用户普遍反映获准认证产品有严重质量问题重后果的；
- （四）转让认证证书、认证标志的；
- （五）拒不交纳年金的。

**第十六条** 本办法由中国电磁兼容认证委员会管理委员会负责解释。

**第十七条** 本办法自发布之日起施行。

## 《电磁兼容认证质量体系要求》

### 1. 范围

本文件规定了电磁兼容认证质量体系要求。

在对申请电磁兼容认证的企业实施质量体系检查时，本要求与 GB/T19002-1994《质量体系生产、安装和服务的质量保证模式》(idt ISO9002: 1994) 标准同时使用。

### 2. 引用标准

下列标准所包含的条文，通过在本要求中引用而构成为本要求的条文。在本要求发布时，所示标准版本均为有效。所有标准都会被修订，使用本要求的各方应使用下列标准的最新版本。

GB/T6583-1994《质量管理和质量保证术语》(idt ISO8402: 1994)

GB/T19002-1994《质量体系生产、安装和服务的质量保证模式》(idt ISO9002: 1994)

### 3. 定义

本要求使用 GB/T6583-1994《质量管理和质量保证术语》中的术语及定义。

**电磁兼容性：**设备或系统在其电磁环境中能正常工作且不对该环境中任何事物构成不能承受的电磁骚扰的能力。

### 4. 质量体系要求

#### 4.1 基本要求

申请电磁兼容认证的企业应建立符合 GB/T19002-1994《质量体系生产、安装和服务的质量保证模式》标准要求的质量体系，并使之有效运行。

#### 4.2 特殊要求

针对电磁兼容专业性较强，技术复杂，影响产品电磁兼容性能的因素较多，结合产品认证的特点，申请电磁兼容认证的企业除应满足 4.1 条的基本要求外，还应满足以下特殊要求。

##### 4.2.1 产品电磁兼容性目标和质量控制

申请电磁兼容认证的企业应制定产品的电磁兼容性目标，并在企业质量体系中体现出对产品电磁兼容性能的有效控制，以保证产品的电磁兼容性能符合电磁兼容标准要求。企业应有相应的质量策划以使产品满足电磁兼容标准要求，最高管理层应定期对产品的电磁兼容性目标进行评价。

##### 4.2.2 设计控制

鉴于电磁兼容的特殊性，企业在产品设计阶段应进行电磁兼容设计。产品设计应考虑有关电磁兼容标准的要求，设计结果应形成文件，并对其进行有效确认，对于电磁兼容有关的内容如元器件的选用、滤波、屏蔽、布线、接地、安装等应做出明确规定。

##### 4.2.3 文件和资料控制

文件和资料控制应包括有关的电磁兼容标准，应注意标准版本的有效性。

##### 4.2.4 采购

采购文件中应对有电磁兼容要求的原材料采购进行明确规定，有条件时应对分承包方提

出有关电磁兼容的要求，尤其是在采购影响产品电磁兼容性能的关键件时更应注意。

### 4.2.5 过程控制

企业应根据产品电磁兼容的特点，确定并策划保证产品电磁兼容性能的生产、安装过程，确保这些过程在受控状态下进行。尤其应注意对影响产品电磁兼容性能的关键工序的控制，例如屏蔽、接地、导线的捆扎以及元部件的安装等。

### 4.2.6 检验和实验

企业应根据所有具备的检验和实验条件对进货检验、过程检验和最终检验做出规定，对一些不能单独检验其电磁兼容性能的元部件可通过检验其性能指标或整机验证的方式进行控制。

对不具备检验和实验条件的企业，其产品需送具备检验条件的检测机构进行整机摸底检验；进货检验可通过性能指标检验间接控制，并通过整机摸底实验来验证其有效性。

用于检验产品电磁兼容性能的仪器设备，其技术性能和准确度应满足相关标准要求，并须定期进行检定或校准。

### 4.2.7 记录

企业应保存外送检验或实验的记录，以证明与规定要求的符合性。记录应完整、清晰并有规定的保存期。

### 4.2.8 电磁兼容关键件控制

不同产品所设计的电磁兼容关键件不同，企业应进行有效的控制，确保关键件的正确使用。

### 4.2.9 产品电磁兼容一致性

企业应对产品的电磁兼容一致性进行控制，生产的获证产品应与申请认证的样机相一致，以保证获证产品满足认证执行标准的要求。

附件：申请认证需提供的文件资料

1. 电磁兼容认证申请书；
2. 申请认证企业的《企业法人营业执照》或登记注册证明复印件；
3. 产品质量稳定并具备批量生产能力的证明材料；
4. 申请企业的质量手册；
5. 申请认证产品的生产过程概况一式两份；
6. 产品说明书；
7. 产品结构说明一式两份；
8. 产品电原理图及印刷电路板图；
9. 产品电磁兼容关键件一览表一式两份（加盖公章）；
10. 需要时所要求提供的其他有关资料。

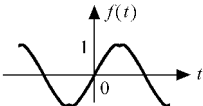
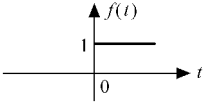
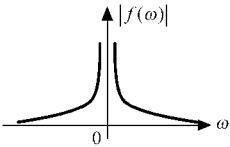
# 附录 D 电磁干扰（骚扰）源的频谱

表 D-1 电磁干扰（骚扰）源的频谱

| 源            | 频 谱                | 量 值                               |
|--------------|--------------------|-----------------------------------|
| 加热器（通断周期）    | 50kHz~25MHz        |                                   |
| 荧光灯          | 0.1~3MHz（峰值在 1MHz） | 20~300 $\mu$ V/kHz                |
| 水银弧光灯        | 0.10~1.0MHz        |                                   |
| 计算机逻辑组件      | 50kHz~20kHz        |                                   |
| 多路通信设备       | 1~10MHz            |                                   |
| 转换开关         | 1~25MHz            |                                   |
| 电源开关电路       | 0.5~25MHz          |                                   |
| 功率控制器        | 2~5kHz             |                                   |
| 磁铁电枢         | 2~4MHz             | 20.222 $\mu$ V/kHz<br>(250V 瞬时峰值) |
| 断路器凸轮触点      | 10~20MHz           |                                   |
| 电晕放电         | 0.1~10MHz          | 100 $\mu$ V/kHz                   |
| 双稳态电路        | 15kHz~400MHz       |                                   |
| 多谐振荡器        | 30~1000MHz         |                                   |
| 执行装置接触电弧     | 30~300kHz          |                                   |
| 马达           | 10~400kHz          |                                   |
| 开关形成的电弧      | 30~200MHz          |                                   |
| 偏心轮电传打字机     | 10~20MHz           | 200 $\mu$ V/kHz                   |
| 磁电枢          | 1.8~3.6MHz         |                                   |
| 打印磁铁         | 1.0~3.0MHz         |                                   |
| 直流电源开关电路     | 100kHz~30MHz       |                                   |
| 日光灯电弧        | 100kHz~3.0MHz      |                                   |
| 相乘器固态开关      | 300~500kHz         |                                   |
| 电源开关设备       | 100kHz~300MHz      |                                   |
| 电源线          | 50kHz~4.0MHz       |                                   |
| 斩波器、继电器双稳态电路 | 10kHz~200MHz       |                                   |

表 D-2 几种简单脉冲的频谱

|   | $f(t)$                                                                                                                                                                                                                                 |     | $F(\omega)$                                                                                                                                                                                  |     |
|---|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
|   | 函 数                                                                                                                                                                                                                                    | 图 象 | 频 谱                                                                                                                                                                                          | 图 象 |
| 1 | <b>矩形单脉冲</b><br>$f(t) = \begin{cases} E, &  t  \leq \frac{\tau}{2} \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$                                                                                                                                      |     | $2E \frac{\sin \frac{\omega\tau}{2}}{\omega}$                                                                                                                                                |     |
| 2 | <b>指数衰减函数</b><br>$f(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ e^{-\beta t}, & t \geq 0 \end{cases} \quad (\beta > 0)$                                                                                                                           |     | $\frac{1}{\beta + j\omega}$                                                                                                                                                                  |     |
| 3 | <b>三角形脉冲</b><br>$f(t) = \begin{cases} \frac{2A}{\tau} \left( \frac{\tau}{2} + t \right), & -\frac{\tau}{2} \leq t < 0 \\ \frac{2A}{\tau} \left( \frac{\tau}{2} - t \right), & 0 \leq t < \frac{\tau}{2} \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$ |     | $\frac{4A}{\tau\omega^2} \left( 1 - \cos \frac{\omega\tau}{2} \right)$                                                                                                                       |     |
| 4 | <b>高斯分布函数</b><br>$f(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}}$                                                                                                                                                       |     | $e^{-\frac{\sigma^2\omega^2}{2}}$                                                                                                                                                            |     |
| 5 | <b>矩形射频脉冲</b><br>$f(t) = \begin{cases} E \cos \omega_0 t, &  t  \leq \frac{\tau}{2} \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$                                                                                                                     |     | $E\tau \left[ \frac{\sin(\omega - \omega_0) \frac{\tau}{2}}{(\omega - \omega_0) \frac{\tau}{2}} + \frac{\sin(\omega + \omega_0) \frac{\tau}{2}}{(\omega + \omega_0) \frac{\tau}{2}} \right]$ |     |
| 6 | <b>单位脉冲函数</b><br>$f(t) = \delta(t)$                                                                                                                                                                                                    |     | 1                                                                                                                                                                                            |     |
| 7 | <b>周期性脉冲函数</b><br>$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT)$<br>(T 为脉冲函数的周期)                                                                                                                                                   |     | $\frac{2\pi}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta\left(\omega - \frac{2n\pi}{T}\right)$                                                                                                      |     |
| 8 | $f(t) = \cos \omega_0 t$                                                                                                                                                                                                               |     | $\pi [\delta(\omega + \omega_0) + \delta(\omega - \omega_0)]$                                                                                                                                |     |

| 续表 |                         |                                                                                   |                                                               |                                                                                    |
|----|-------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------|
|    | $f(t)$                  |                                                                                   | $F(\omega)$                                                   |                                                                                    |
|    | 函 数                     | 图 象                                                                               | 频 谱                                                           | 图 象                                                                                |
| 9  | $f(t) = \sin\omega_0 t$ |  | $j\pi[\delta(\omega + \omega_0) + \delta(\omega - \omega_0)]$ | 同上图                                                                                |
| 10 | 单位函数<br>$f(t) = u(t)$   |  |                                                               |  |





### 辐射 EMI 测试记录表

|            |          |
|------------|----------|
| 辐射 E 或 H 场 | 天线/探头位置: |
|------------|----------|

接收机:

输入衰减器 (没有经过读数前的计算):

低噪声前置放大器:

E-3

ESD 测试 log 表

测试设备 EUT：

测试日期：

测试类型：

原型：

发证或质检：

所使用的 EUT 软件：

辅助单元：

仿真器：

放电电阻器值：

上次检查时间：

EUT 放电点略图：

| 测试点序号 | $V_{\text{运行}}/V_{\text{故障}}$ 脉冲序号 | 观察：<br>直接接触，空气放电；或非直接，故障模式，解决方法等 |
|-------|------------------------------------|----------------------------------|
|       |                                    |                                  |

E-4 电快速瞬态 (EFT) 测试 log 表

EUT: \_\_\_\_\_

测试日期: \_\_\_\_\_

测试类型: \_\_\_\_\_

原型: \_\_\_\_\_

发证或质检: \_\_\_\_\_

所使用的 EUT 软件: \_\_\_\_\_

辅助单元: \_\_\_\_\_

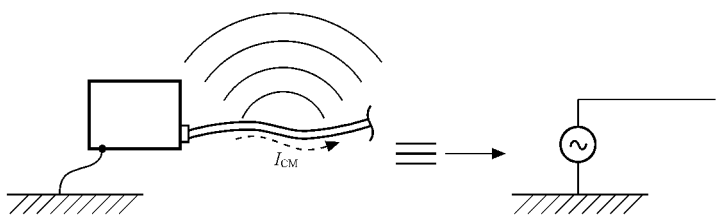
仿真器: \_\_\_\_\_

上次检查时间: \_\_\_\_\_

每两次测试之间的间隔时间 (默认为 1min): \_\_\_\_\_

| 极 性               | 电 平     |        |       |       |       |
|-------------------|---------|--------|-------|-------|-------|
|                   | 0. 25kV | 0. 5kV | 1kV   | 2kV   | 4kV   |
|                   | + / -   | + / -  | + / - | + / - | + / - |
| 1. 电源输入，直接注入      |         |        |       |       |       |
| 线 1               |         |        |       |       |       |
| 线 2               |         |        |       |       |       |
| 线 1+2             |         |        |       |       |       |
| 其他                |         |        |       |       |       |
| 观察结果 (故障类型、解决方法等) |         |        |       |       |       |
| 2. 信号线，电容注入       |         |        |       |       |       |
| 观察结果 (故障类型、解决方法等) |         |        |       |       |       |

# 附录 F 无线辐射限值转换为共模电流限值



在被测设备中，一个典型的电缆可看成是单极性驱动的，它的辐射场可由一个很简单的模型计算出来：

在实际的无线辐射测试系统中，如果同时满足下面 2 个条件：

- (1) 电缆长度  $l$  超过  $1/4$  工作波长时（即， $l(\text{m}) \geq 75/F(\text{MHz})$ ）；
- (2) 电缆距地面的高度超过约  $0.1$  工作波长（即， $h(\text{m}) \geq 30/F(\text{MHz})$ ）。

那么电场振幅与频率无关，可近似由下式计算：

$$E(\mu\text{V/m}) = 60 \frac{I_{\text{CM}}}{D} \quad (\text{条件为远场})$$

式中， $I_{\text{CM}}$  为共模电流（mA）， $D$  为到接收天线的距离（m）。

因此，在实际的测试系统中，按照 FCC 或 CISPR/EC 标准建立的测试系统，应满足：

- $F \geq 50\text{MHz}$
- $D \geq 1\text{m}$
- $l > 1.5\text{m}$
- $h > 0.6\text{m}$

可建立简单的合格/不合格的标准，基于共模电流的测量：

$$I_{\text{CM}}(\mu\text{A}) < E_{\text{限值}} \frac{D}{60}$$

对 Mil-Std-461 辐射标准测试（RE02），要将电缆放在离接地板 5cm 高的位置，这样可以减少辐射为  $10 h/\lambda$ ，因此可以放宽一定数值的共模电流  $I_{\text{CM}}$  的标准，频率为 50~600MHz。

## 参考文献

- [1] 刘鹏程, 邱扬. 电磁兼容原理及技术. 高等教育出版社, 1993
- [2] B. E. 凯瑟 著, 肖华庭 等译. 电磁兼容原理. 电子工业出版社, 1985
- [3] D. 斯托尔 著, 姜孟文 译. 工业抗干扰的理论与实践. 国防工业出版社, 1985
- [4] 陈伟化. 电磁兼容实用手册 (Handbook of EMC). 北京: 机械工业出版社, 2000
- [5] 赵玉峰. 环境电磁工程学. 化学工业出版社, 1982
- [6] 国家标准 GB/T 4365—1995. 电磁兼容术语
- [7] 维·罗特邪维兹 著, 冯竞 等译. 无线电工程中的电磁兼容. 人民邮电出版社, 1990
- [8] 曲长云 等. 电磁发射和敏感度测量. 东南大学出版社, 1985
- [9] 柳茂春. 无线电干扰计算. 国防工业出版社 1988
- [10] 白同云、赵姚同. 电磁干扰与兼容. 国防科技大学出版社, 1991
- [11] 陈穷 等译. 电磁兼容设计手册. 航空工业部, 1988
- [12] 王庆斌 等. 电磁干扰与电磁兼容技术. 北京: 机械工业出版社, 1999
- [13] 米切尔·麦迪圭安 著, 刘萍 等译. 电磁干扰排查及故障解决的电磁兼容技术. 北京: 机械工业出版社, 2002
- [14] 白同云 等. 电磁兼容设计. 北京: 北京邮电大学出版社, 2001
- [15] 林国荣编著, 张友德改编. 电磁干扰及控制. 北京: 电子工业出版社, 2003
- [16] 路宏敏. 工程电磁兼容. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2003
- [17] 高攸纲. 电磁兼容总论. 北京: 北京邮电大学出版社, 2001
- [18] 邱焱, 肖雳. 电磁兼容标准与认证. 北京: 北京邮电大学出版社, 2001
- [19] 陈淑凤 等. 电磁兼容实验技术. 北京: 北京邮电大学出版社, 2001
- [20] 单国栋 等. 计算机电磁信息泄漏与防护研究. 电子技术应用, 2002, (4)
- [21] 北京瑞特电子技术公司. 实践电磁兼容技术. 2000, <http://www.rite-emc.com.cn/>
- [22] 郭梯云 等. 移动通信. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1995
- [23] 吴伟陵. 移动通信中的关键技术. 北京: 北京邮电大学出版社, 2000
- [24] 邱铃 等. 第三代移动通信技术. 北京: 人民邮电出版社, 2001
- [25] 马政, 朱三保. 无线电管理与使用必读. 北京: 法律出版社, 1995
- [26] 国际电信联盟. 国家频谱管理手册. 无线通信局, ITU 1995 (日内瓦)
- [27] 伦德全. 电路板级的电磁兼容设计. <http://www.emscan.com.cn/>
- [28] 上海环球信息网络有限公司. 计算机病毒防范技术重点措施. <http://www.81890.net/gb/node2/node10/node113/>
- [29] 天亦通公司. 实践电磁兼容技术. <http://www.emcdoc.com.cn/>
- [30] 山西医科大学计算中心. 计算机病毒介绍. <http://www.sxmu.edu.cn/>
- [31] Rec. ITU-R SM 329-7 Spurious Emissions, 2000
- [32] Rec. ITU-R SM 1047 National Spectrum Management, 2000

- [33] Rec. ITU-R SM 1056 Limitation of Radiation from Industrial, Scientific and Medical (ISM) Equipment, 2000
- [34] Rec. ITU-R SM 1134 Inter-modulation Interference Calculations in the Land-Mobile Service, 2000
- [35] Rec. ITU-R P 452-8 Prediction Procedure for the Evaluation of Microwave Interference between Stations on the Surface of the Earth at Frequencies above about 0.7 GHz, 2000
- [36] Rec. ITU-R PL 372-6 Radio Noise, 2000
- [37] **美国军用标准 MIL-STD-1857. 接地、搭接和屏蔽设计的实施**
- [38] **国家军用标准 GJB 1295-91. 军队通用计算机系统使用安全要求**, 1991
- [39] **中华人民共和国公安部令第 51 号. 计算机病毒防治管理办法**, 2000
- [40] **中华人民共和国国务院令 147 号. 中华人民共和国计算机信息系统安全保护条例**, 1994