国际电气工程先进技术译丛

Springer

设备设计与系统集成的电磁兼容

Electromagnetic Compatibility for Device Design and System Integration

[德] Karl-Heinz Gonschorek
Ralf Vick 著

杨自佑 崔强 译

机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

关于本书

本书愿成为设计工程师的“EMC助手”。本书总结了原书作者在EMC分析、EMC系统设计和确定抗干扰措施方面的有益经验，以期能对从事研发和制造电气与电子产品工程师们提供帮助。本书将对策、途径、方法、图表曲线、经验法则、背景理论及计算机工具适当地搭配使用，以便解决EMC问题。本书附录中对一些物理基础知识的章节添加了必要的数学知识，从而兼顾完备性、必要性和精准性。原书作者提供的EMC经验主要是系统层面的，并且还提供了其他EMC专家在设备和电路板层级有价值的EMC设计经验。

国际电气工程先进技术译丛

设备设计与系统集成的电磁兼容

[德] Karl-Heinz Gonschorek
Ralf Vick 著
杨自佑 崔 强 译

机 械 工 业 出 版 社

本书详细讲述了设备级和系统级的电磁兼容设计理论，作者通过应用对策、不同的途径和方法、图表曲线、经验法则、背景理论以及计算机工具，来帮助读者解决电磁不兼容的问题。全书共分 11 章，内容包括：编著缘由与内容概述，对电压、电流、场和阻抗的思考，电场，磁场，电磁场，干扰模型，系统内的措施，大气噪声、电磁环境和限值，EMC 工程和分析，场计算的数值计算方法以及抗扰度试验的模型。为了便于读者加深对实际问题解决方法的理解，每章都附有习题和实际案例。

本书可供电子电气产品的设计人员、电磁兼容工程师和系统集成的设计人员使用，也可作为高等学校工科电子信息和通信类专业研究生的教材。

译 者 序

随着电子科学技术的发展，几乎所有的电子电气产品都含有集成电路（Integrate Circuit，IC）和印制电路板（Printed Circuit Board，PCB），这就会涉及电磁兼容性（Electro-Magnetic Compatibility，EMC）的问题。世界上的不同国家也都制定了各自的电磁兼容法规和标准（军用和民用），对在其地域范围内销售的产品都要强制符合这些法规和标准。因此，EMC 是必须要求的产品指标之一。

Karl-Heinz Gonschorek 教授和 Ralf Vick 教授编著的本书英文版《Electromagnetic Compatibility for Device Design and System Integration》，详细讲述了设备级和系统级的电磁兼容设计理论，作者通过应用对策、不同的途径和方法、图表曲线、经验法则、背景理论以及计算机工具，以帮助读者解决电磁不兼容的问题。全书共分 11 章，内容包括：编著缘由与内容概述，对电压、电流、场和阻抗的思考，电场，磁场，电磁场，干扰模型，系统内的措施，大气噪声、电磁环境和限值，EMC 工程和分析，场计算的数值技术以及抗扰度试验的模型。为了便于读者加深对实际问题解决方法的理解，每章都附有习题和实际案例。

本书可作为电子电气产品的设计人员、电磁兼容工程师和系统集成的设计人员使用，也可作用高等学校工科电子信息和通信类专业研究生的教材。

杨自佑、崔强参加了本书的翻译工作，并由崔强博士完成了全书的统稿和审校工作。在本书翻译的过程中，得到了北京邮电大学吕英华教授的指导和机械工业出版社王欢编辑的支持。译者在此表示诚挚的感谢。此外，译者还要特别感谢机械工业出版社对我们的厚爱和信任，把此书交予我们翻译。由于译者水平有限，翻译时间紧，书中的不妥之处在所难免，敬请广大读者批评指正。

译 者

2014 年 8 月

目　　录

译者序

第 1 章　编著缘由与内容概述 …… 1
1.1　如何获得本书的软件程序 …… 4
1.2　如何获得本书中的插图 …… 4

第 2 章　对电压、电流、场和阻抗的思考 …… 5

第 3 章　电场 …… 12
3.1　电场的效应及其计算 …… 13

第 4 章　磁场 …… 18
4.1　磁场的效应 …… 18
4.2　单芯和多芯电缆磁场强度的计算 …… 19
4.3　Geofol 变压器的磁场 …… 21
4.4　细导线的任意布置产生的泄漏场 …… 21
4.4.1　四导体布置的磁场 …… 22
4.4.2　绞合电缆的磁场 …… 22
4.4.3　使用程序 STRAYF 进行磁场计算的实例 …… 24
4.4.4　绞合电缆的磁场特性 …… 26

第 5 章　电磁场 …… 28
5.1　电磁波的特性 …… 28
5.2　电磁场的效应 …… 31
5.3　基本偶极子 …… 34
5.3.1　距离的转换 …… 38
5.3.2　场阻抗 …… 41
5.4　天线的有效高度、有效面积和辐射电阻 …… 43
5.5　口面天线电场强度的估算 …… 47
5.5.1　远场区的功率密度和电场强度 …… 48
5.5.2　近场区的功率密度和电场强度 …… 49
5.5.3　程序 APERTUR 简述 …… 50
5.5.4　程序 SAFEDIST 简述 …… 50

第 6 章　干扰模型 …… 53
6.1　电流耦合 …… 57
6.1.1　解决电流耦合干扰的措施 …… 59
6.2　容性耦合 …… 60
6.2.1　减小容性耦合的措施 …… 62
6.3　感性耦合 …… 63
6.3.1　磁去耦 …… 64
6.3.2　多芯电缆有效互感的定义 …… 65
6.3.3　减小感性耦合的措施 …… 67
6.4　电磁耦合 …… 69
6.4.1　减小电磁耦合的措施 …… 70
6.4.2　λ/2 耦合模型 …… 70
6.4.3　关于评估电磁耦合的一些说明 …… 72

第 7 章　系统内的措施 …… 78
7.1　有关接地、屏蔽、布线和滤波的一些说明 …… 79
7.1.1　接地 …… 79
7.1.2　屏蔽 …… 80
7.1.3　布线 …… 80
7.1.4　滤波 …… 83
7.2　电场屏蔽——屏蔽网 …… 89
7.3　磁场屏蔽 …… 91
7.3.1　静磁场和甚低频磁场的屏蔽 …… 91
7.3.2　中频磁场的屏蔽 …… 96
7.3.3　两平行板屏蔽交变磁场 …… 96
7.3.4　空心球体屏蔽磁场 …… 97
7.3.5　空心圆柱体屏蔽横向磁场 …… 97
7.3.6　空心圆柱体屏蔽纵向磁场 …… 97
7.4　谢昆诺夫屏蔽理论简介 …… 99
7.4.1　程序 SHIELD 的源代码 …… 102
7.5　泄漏、开孔、腔体谐振 …… 102
7.5.1　泄露、信号穿透 …… 103
7.5.2　低频谐振和腔体谐振 …… 108
7.6　电缆耦合和电缆的转移阻抗 …… 111
7.6.1　电缆耦合 …… 111
7.6.2　非绞合/绞合的两导体电缆的耦合 …… 112
7.6.3　屏蔽电缆的耦合 …… 114
7.6.4　电缆屏蔽层与设备输入端的连接 …… 130

第 8 章 大气噪声、电磁环境和限值 …… 135
8.1 大气噪声源和电磁环境 …… 135
8.2 限值的转换 …… 143
8.2.1 距离的转换 …… 143
8.2.2 电场与磁场的相互转换 …… 145

第 9 章 EMC 工程和分析 …… 148
9.1 复杂系统的设计阶段 …… 149
9.1.1 概念阶段 …… 149
9.1.2 技术设计阶段 …… 150
9.1.3 构建和制造阶段 …… 151
9.2 EMC 试验计划 …… 152
9.3 进行分析 …… 158

第 10 章 场计算的数值计算方法 …… 162
10.1 选择合适的数值计算方法 …… 164
10.2 合理性检查 …… 167
10.3 实例分析 …… 173
10.3.1 轿车中谐振的研究 …… 173
10.3.2 电介质材料对印制电路板辐射的影响 …… 173
10.3.3 移动电话的辐射 …… 174
10.3.4 护卫舰的电磁场 …… 176
10.4 数值方法的使用指南 …… 177
10.5 应用：天线耦合 …… 180
10.5.1 N 端口理论综述 …… 180
10.5.2 双端口的参数 …… 180
10.5.3 天线耦合的计算 …… 181
10.5.4 程序 MATCH 的源代码 …… 184

第 11 章 抗扰度试验的模型 …… 186
11.1 标准化的抗扰度试验方法 …… 186
11.2 建模抗扰度的统计方法 …… 188
11.2.1 故障概率 …… 189
11.3 故障频率函数 …… 191
11.3.1 抗扰度试验结果的解释 …… 192
11.4 时变抗扰度 …… 193
11.4.1 建模 …… 193
11.4.2 单片机设备的抗扰度 …… 197

附录 …… 200
附录 A1　圆柱导体布置的电场 …… 200
A1.1　电位系数和部分电容 …… 200
A1.2　接地平面上的水平导体 …… 201
A1.2.1　程序 HCOND 的源代码 …… 206
A1.3　接地平面上的垂直导体 …… 206
A1.3.1　程序 VROD 的源代码 …… 209
附录 A2　漏磁场 …… 209
A2.1　低漏磁场的电缆安装 …… 209
A2.1.1　单芯电缆（本书 4.2 节图 4.2 中的情形 a） …… 209
A2.1.2　具有一个正向导体和一个返回导体的电缆（本书 4.2 节图 4.2 中的情形 b） …… 210
A2.1.3　具有两个正向导体和两个返回导体的电缆（本书 4.2 节图 4.2 中的情形 c_1） …… 210
A2.1.4　公共接地平面上正向导体和返回导体的布置（本书 4.2 节图 4.2 中的情形 c_2） …… 211
A2.1.5　四个正向导体和四个反向导体的布置（本书 4.2 节图 4.2 中的情形 d） …… 212
A2.2　估计漏磁场的计算机程序 …… 212
A2.2.1　有限长导线的场 …… 212
A2.2.2　单层线圈的场 …… 214
A2.2.3　考虑相位关系 …… 217
A2.2.4　程序 STRAYF 的源代码 …… 218
附录 A3　自感和互感 …… 218
A3.1　y 轴上的有限长导体和 xy 平面上的梯形区域之间的互感 …… 219
A3.2　线段在 xy 平面所围区域的分解 …… 220
A3.3　空间中任意导体环路的处理 …… 221
A3.4　具有横向距离的两个圆环之间的互感 …… 222
A3.5　程序 MUTUAL 的源代码 …… 223
附录 A4　基本偶极子 …… 223
A4.1　赫兹偶极子 …… 223
A4.1.1　估算一般情况的场强分量 …… 224
A4.1.2　时谐激励的解 …… 225
A4.2　电流环（环天线） …… 227
A4.3　波阻抗的比较 …… 232
附录 A5　极化椭圆 …… 232
A5.1　二维情况（$E_z=0$） …… 233
A5.2　三维情况-时域解 …… 235
A5.2.1　极化椭圆平面的一些考虑 …… 236
A5.3　三维情况-频域解 …… 240
附录 A6　集肤效应和谢昆诺夫理论 …… 241

A6.1 半无限大导电空间中的集肤效应…… 242
A6.1.1 圆柱导体内的强集肤效应…… 243
A6.1.2 圆柱导体内的弱集肤效应…… 243
A6.2 谢昆诺夫屏蔽理论…… 244
A6.2.1 概述…… 244
A6.2.2 必要的公式…… 244
A6.2.3 屏蔽机理…… 245
A6.2.4 屏蔽效能…… 246
A6.2.5 谢昆诺夫理论的简单应用…… 246
A6.2.6 图示确定屏蔽效能的程序…… 247
A6.2.7 误差估算…… 250
A6.2.8 总结…… 251
附录 A7 系统 EMC 设计指导的示例 …… 251
A7.1 接地…… 252
A7.2 系统滤波…… 253
A7.3 屏蔽…… 253
A7.4 布线…… 253
附录 A8 印制电路板的布线和设备结构设计的 EMC 规则 …… 256
附录 A9 便于应用的计算电缆转移阻抗的程序 …… 261
A9.1 使用示波器计算电压比…… 264
A9.2 使用网络分析仪计算电压比…… 265
附录 A10 导体/结构的电容和电感 …… 269
附录 A11 电磁不兼容现象的报告 …… 275
附录 A12 习题答案 …… 278
附录 A13 物理常量和转换关系 …… 287
A13.1 物理单位和常量 …… 287
A13.2 压力单位的转换 …… 288
A13.3 能量单位的转换 …… 289
A13.4 电量和磁量的相互转换 …… 289
A13.5 转换为对数量 …… 290
A13.6 缩略语 …… 290
附录 A14 参考文献 …… 292

名词术语 …… 295

第 1 章　编著缘由与内容概述

原书作者在电磁兼容（EMC）领域已工作了 30 多年，其间发表了大量有关干扰、解决干扰的对策以及电磁场数值计算等方面的论文。此后，逐渐形成一个愿望：就是想将原书作者的全部 EMC 工作经验、有效的分析方法和有关干扰问题方面的解决措施等信息资料编成一部较全面的专著。于是就在 2003 ~ 2004 年进行了这项编著工作，并于 2005 年出版发行了本书的德文版。后来，原书作者与同事和出版商进行的一些讨论，启发了出版本书英文版的愿望。此外，如所期待的，这些讨论也建议原书作者对本书某些章节的内容作出修改。主要修改了两个方面：一是扩充程序列表；二是有关滤波器的章节。

有关程序列表，原书作者最初的愿望是全部包含在本书中。现在虽已经删去，但它们仍可以在原书作者的网页上获得，并且该网页所囊括的程序中有更多的应用实例。然而本书仅保留了部分非常少的程序列表。

关于滤波章节，大家一致认为对巴特沃兹（Butterworth）滤波器的理论讲述应简明，并应更多地讲述必要的 EMC 特性。因此，有关 EMC 特性的内容就扩展了，更多地从 EMC 的角度来说明元件特性，并从符合 EMC 安装方面提出建议。

鉴于上述的说明，所以本书的英文版不是德文原版《EMV fur Gerateentwickler und Systemmintegratoren》的单纯翻译，而是希望进一步的扩充和完善。不过还是有 90% 以上的内容来自德文原版。

哪一位青年科学家没有发表过论文，或是在学术讨论会上介绍自己研究成果的经历呢？这些始终都是他们为之自豪的。此后，他们在寻觅对文章的赞许或批评的过程中，是否明白读者回馈只是例外而不是惯例呢？然而尽管如此，作者还是会非常认真和热情地准备下一篇论文、下一项研究或是下一个研究成果的介绍。

所以，编著本书的想法缘自将作者过去的各种出版物和研究成果的演示文本加以总结概括进行编写；并尽可能在本书中说明作者在 EMC 分析、系统 EMC 的计划和确定抗干扰措施工作中获得的经验方面，三者间有那些内在联系和依从关系。

在着手编写本书的过程中，作者明显感觉到个人的经验始终是有限的。因此，为了编写一本综合性的 EMC 著作，许多问题的解决方案必须从其他的 EMC 文章和书籍中获得并加以修改以符合预知的概念。此外，也考虑了其他专家的建议。因此，在这里作者感谢澳大利亚珀斯市西澳大利亚电信研究所（Western Austrlian Telecommunication Research Institution，WATRI）的专家们，特别是 Schlagenhaufer 博士以及德国汉堡理工大学（Hamburg University of Technology）的 Singer 教授。他们慷慨无私地为作者提供了图片资料，自己的想法和问题的解决方案或他们的研究成果。

作者最初的想法是打算把自己的 EMC 工作经验作为本书的主要内容，但很快就明白所提供的解决方案必须作适当的修改，以便于那些试图解决类似问题或正在寻求看起

来无法解释的现象的答案的工程师们所理解和接受。

作者并不想让本书成为讲述 EMC 基本内容的入门书。相反地，是想让本书能对从事研发、制造电气和电子产品及系统的有经验的工程师们有所帮助和启发。此外，本书还能对计划新项目的 EMC 和解决实际的干扰案例提供帮助，同时也能对那些明显不兼容问题的分析提供理论支持，但主要是帮助找出解决问题的方法。

所以，本书打算成为工程师们的“EMC 助手”，书中将综合应用对策、途径和方法、图表曲线、经验法则、背景理论以及计算机工具，以便帮助工程师们解决电磁不兼容的问题。

使用分析方法代替反复试验解决干扰问题时，需要深入地理解干扰问题的物理背景。所以，本书附录讲述物理基础知识的同时，加入了必要的数学知识，目的是使本书的内容在完备性、必要性和精准性之间能够平衡兼顾。阅读本书时，读者会发现很多资料是熟知和学习过的电磁技术。留心的读者会发现基本偶极子在作者给出的物理图片中起着特殊的作用。同时也很明显的是，作者的 EMC 经验主要是系统级的，然而对于设备和电路板级的 EMC 问题，也考虑了其他专家有价值的经验。

通常，人们期待电磁兼容书籍能够给出解决具体问题的办法，可能的话，最好还能够给出适合读者的特定问题的解决办法。但由于不兼容问题之广泛犹如电磁技术及其应用种类繁多一样，因此任何书籍都不能满足这个要求。相比之下，作为 EMC 教科书能够满足以下两个要求：第一，它可以阐明和解释一定数量的 EMC 基本措施，这些措施包括抑制敏感度和发射，它们是制造的设备或系统不产生干扰的基础。作者把接地作为例子（它也是高频时提供低电位的措施），因为大约有 98% 的干扰案例是与接地不良或者与问题不相匹配的接地有关。第二，作为 EMC 教科书要能够解释物理量之间的关系和背景信息，可以帮助读者理解电磁耦合现象。例如，电压为什么与电场强度有关，电流为什么与磁场强度有关。对于 EMC 来说，它比其他的物理学科更适合用“已知的敌人并不是真正的敌人!”这句话来描述。把这句格言转用到 EMC，则可以非常确信地说：“如果已知干扰源，就可以很容易地找到出现不兼容的原因，那么干扰的抑制和消除就不是真正的大问题!”

已有的一些电磁兼容书籍认为，只须知道和使用一些公式和规则就足以很好地处理干扰问题，如加装电磁屏蔽消除辐射问题或者使用滤波器解决传导干扰问题。那些易读和使读者感到它是 EMC 专家所写的书一般来说价值不大。它们只是让读者初步认识干扰问题和解决问题的办法，或者进一步说是不能给出具体解决办法的。

本书首先讨论了以下现象：电流、电压和具有波阻抗的场是携带有用信号的电磁量；这些现象的次生效应，会产生电磁不兼容的问题。例如，一个电路的有用信号会成为另一个电路的干扰信号，常常是因为在传输该信息时，两个电路需要共用电源。

基于这个原因，在接下来的第 2 章，讲述的重点是不同类型的电磁场，它同时也是关于 EMC 思考的导论。通常，将电磁场技术分为电场（第 3 章），磁场（第 4 章）和电磁场，这对处理 EMC 问题是非常适合的。传播、产生（无用）信号的能力及抑制干扰的措施很大程度上取决于场的类型和它的特性。第 6 章讨论了干扰模型，其中研究了场的耦合问题。第 7 章讲述了减小耦合的措施和对策（系统内的措施）。

虽然本书有意识地省略了有关标准化实际内容的一章，但是在本书相应需要的地方会提到有关标准和法规的要求并作出必要的解释。由电磁不兼容引起的重大事故和损害经常用来证明 EMC 措施的必要性。毋须夸大，电磁兼容工作内容的 90% 是与满足法规要求的发射限值有关的。第 8 章的目的是引入规定限值的原理。先从自然噪声源开始讨论，并考虑需要特许批准的无线电业务的要求，非常详细地讨论了辐射发射的限值。然而在限值方面，民用所考虑的和军用所考虑的之间存在很大的差异似乎是必然的。

第 9 章介绍了设计步骤的顺序，这已经被证明是合理的和经济的，尤其是对于具有天线的复杂系统的电磁兼容计划。但在新设备的研发过程中，要引入这种系统的 EMC 计划法，将会是一种琐碎的工作。

书中特殊的一章（第 10 章）是专门用来讨论电磁场的数值分析和耦合的仿真软件。该章简短地介绍了具有仿真软件数学背景的有用程序。但一般说来此章并不是电磁场数值计算的概论。它的目的是帮助初学者使用现代仿真软件和选择正确的仿真方法来分析特定的问题。本章的重点在于应用。其目的是表明，如果合适的分析程序能正确应用的话，将是非常强大的工具。同时这里给出了经济应用的提示。

为了使读者熟悉电磁场的数值分析，书中还给出了一些具有参考答案的例子。选择的这些例子与实际应用具有一定的联系。想使用书中给出的软件的用户，可以向作者索要商业软件程序包的名字和来源。用户应当基于给定的例子，通过变化参数经过时间来熟悉软件，但不应仅限于此。用户应相信自己所使用的程序。Singer 教授和 Brüns 博士已经很好地完成了非常强大的程序包 CONCEPT 的演示版本。读者可以从作者的网站上下载。

敏感度试验的讨论和重要性，以及本书一位作者的专业经验，构成了处理这些问题的完整而又特殊的一章（即第 11 章）。基于概率论，所讨论的内容和相关公式能够表明现代电路和设备对脉冲型干扰信号抗扰度的置信区间。此外，本章还讨论了敏感度与时间相关的现象。

有关扩展公式的推导和图已移到附录中。此外，附录还包括了系统的 EMC 设计指导，它是读者特定项目指南的基础。

自然地，书里给出的内容是本书作者的自我展示。另一方面，若本书有助于较好地分析或者解决那些不管是假设的或者真实的各种干扰情况，那么这就达到了本书的目的。

在着手本书英文版时，Vick 教授也成为主要作者之一，因此也承担了本书的主要工作。

2009 年春天于德国德累斯顿　Karl H. Gonschorek
Ralf Vick

附注：本书中，数字尽可能的使用美国符号；这意味着使用小数点来代替德国常用的逗号。应记住的是，在某些地方这些符号可能没有进行变化。此外，还要说明的是，频率、阻抗和电量的缩写还是使用德国的符号，如 1GHz 代替 1Gc。

致谢：作者要特别感谢英国诺丁汉大学的 Mark Panitz 先生，他为本书英文版作了

大量的文字润色工作。

1.1 如何获得本书的软件程序

在出版本书德文版时，就曾打算附加书中软件程序的 CD（光盘）。不单是因为软件程序较短的适用性和不同的计算机操作系统，而是诸多原因导致被忽视。

如前所述，由德国汉堡理工大学的 Singer 教授和 Brüns 博士编写的 CONCEPT 程序是一种实用而功能强大的演示版本（Demo-Version）软件。

书中的其他程序软件，是由本书其中一位作者在他从事专业工作期间编写的。使用的编程语言是 Power-Basic，但这些程序并不一定是最优化的。本书中每个章节的信息都是充分完备的，对现代计算机资源的应用有着丰富经验的用户能编写出各自的满足其工作需要和兴趣爱好的程序。在大多数情况下，用户通过使用 Mathematica 或相似程序能够很快地得到具有演示图形的满意结果。同时也必须承认，工程师在实际工作中可能更希望使用现成和可靠的程序，而不需要去学习编程或使用数学软件。为了满足这方面的需要，上述程序可从作者的网站上得到。该网站可提供三种选择：

1）以 Power-Basic 编写的源代码，但不包括 CONCEPT；

2）在“Windows”中能执行的程序单元，可从主页 http：//www. ovgu. de/vick/emcbook. html 下载；

3）同时也可以获得源代码和能执行的完整程序的 CD（光盘），但这可能要预付 12 欧元。

1.2 如何获得本书中的插图

由于印刷上的限制，本书中的所有插图（原理图、草图和图片）是用黑白颜色印刷的。如果读者希望得到彩色版的插图，可从作者处得到。

由于 Springer 出版社的允许，本书中所有插图的 TIF 格式文件都可从网址 http：//www. ovgu. de/vick/emcbook. html 上下载。因此，凡出于教育等目的，本书的读者都可获得现成的插图。然而，作者要求引用时注明插图源自本书。

第 2 章　对电压、电流、场和阻抗的思考

为了使设备或系统满足 EMC，就必须采取一些措施。采取这些措施是为了电路的布局和印制电路板（PCB）的设计。它们包括设备内部元器件和导线的合理布排，以及扩展到制定一些系统构造时的设计准则。这些措施包括应用接地、滤波和屏蔽准则，以及进行与问题相匹配的导线和电缆的布线。此外，还可能包括系统内设备的布排和安装位置的设计计划。这些孤立的有时甚至看似无关的单个措施，如果读者能记住下面的一些电磁学的基础知识，那么就能将它们综合起来，灵活地应用到产品设计中。

- 电荷会产生电场，而电场又会对其他电荷产生作用力。这些作用力能使自由电荷产生运动。
- 运动的电荷（电流）会产生磁场，而磁场又会对其他的运动电荷（电流）产生作用力。时变电流产生的时变场能对静电荷产生作用力。这种效应称为“感应”，能产生感应电压。
- 电场和磁场在时间和空间上的变化彼此相关。时变场以电磁波的形式传播。

上述的电荷特性是客观存在必须接受的。一般来说，为了消除某些常见干扰，只有以下几种方法：

- 必须抑制不用作信号的电流。
- 必须减小无用电流以使它对其他系统的影响可以忽略。
- 必须激励额外的电流，使其产生的场能抵消已有的场。

最后一点在 EMC 措施中具有特别的意义，因为屏蔽效能、接地平面的影响，以及具有低泄漏场电缆布线的有效性都与这个原理有关。

电压：所有电磁问题的出发点都是落在基本电荷上。其量值为 $e = -1.609 \times 10^{-19}\mathrm{C}$。单个基本电荷是如此的小（一个电子的半径为 $3.4 \times 10^{-21}\mathrm{m}$），以致于 10^6 个基本电荷聚在一起才可视为一个点电荷 Q。基本电荷或电子的质量为 $9.14 \times 10^{-31}\mathrm{kg}$。

两个点电荷之间的相互作用力可以用矢量表示为

$$\vec{F} = \frac{Q_1 Q_2}{4\pi\varepsilon r^2}\vec{e}_{\mathrm{r}} \tag{2.1}$$

如果两个点电荷的极性相反，则它们之间的作用力是互吸的。但如果极性相同，则它们之间的作用力是互斥的。假定将一个电荷，如 Q_2，定义为试验电荷，那么将式（2.1）中得出的作用力除以试验电荷的量值，就可导出一个新的物理量，称为电场强度 E，即

$$\vec{E} = \frac{\vec{F}}{Q_2} = \frac{Q_1}{4\pi\varepsilon r^2}\vec{e}_{\mathrm{r}} \tag{2.2}$$

电场强度：电场强度是静止电荷上每单位电荷所受到的作用力。当存在电场强度时，就会在电荷上产生作用力，从而引起其移动。

要把两个大小相等，极性相反的电荷分开一定的距离，就需要在这个距离上施加一个作用力。换句话说，就是需要一定的能量。当释放这两个电荷时，它们就会运动而发生碰撞再次获得能量。因此，电荷在电场强度矢量方向上的移动会获得能量。把获得的能量与试验电荷联系起来，就可得到电位。空间中两点之间的电位差（从位置1移动到位置2）称为电压。因此，电压是给定电场工作电位大小的度量。这也与EMC有关：

如果在两个电极之间连接一个电压源，会使这两个电极及无关的金属结构上的电荷移动，直至每个电极和每个金属部分都能达到等电位。这样的叙述等于是说“金属表面的切向电场强度等于零!”。

如果电压的极性由正变为负（在此假定为正弦变化），则电荷极性也必须遵循这样的变化。在所有的电极和金属结构上，电荷会出现移动，就产生了规定的电流流动。如果电压的变化非常快，则电荷将不能跟随这个变化（从对一个慢交变场的静态考虑过渡到高频场的变化）。

在EMC领域，考虑从静态场或稳定场过渡到高频场特性的界限值定义为

$$l = \lambda/10 \text{（结构尺寸 } l = 1/10 \text{ 的波长）} \tag{2.3}$$

如果所研究的结构尺寸小于所考虑的最小波长（最高频率对应的波长）的1/10，就能采用静态场或稳定场的方法和条件。在此，我们取一个30cm×20cm的计算机的主板作为例子，如果假设其时钟频率为400MHz，那么就必须研究这个主板产生的高频问题。

电流：每一个电荷的移动称为电流。如果每秒有6.3×10^{18}个电子（载流子）通过导线的横截面，那么就定义该电流为1A。单个载流子根据它们自身的极性吸引或者排斥其他的载流子。此外，这时会出现另外一种力的效应作用在移动电荷上：

$$\vec{F} = q(\vec{v} \times \vec{B}) \tag{2.4}$$

式中，q——移动速度为v的电荷；

B——磁通密度，如由别的电流产生。

认识电流的第一个途径是电流可产生磁场强度，对于非磁性材料，由式$B = \mu H$，可以很容易地将磁场强度H转换成磁通密度B。

此外，对于一些简单的结构，磁场强度可用安培定律计算：

$$\oint \vec{H} \cdot \mathrm{d}\vec{s} = I \tag{2.5}$$

在此，重要的特性是电流都会产生磁场，反过来磁场又会对其他移动电荷产生作用力。仅结构完全对称的封闭金属屏蔽体，其周围空间不会存在电场或磁场。

为了将电能或信息通过电磁的方式从一处传输到另一处，就需要采用电压或电流。因此，要想避开电场或磁场的存在似乎是不可能的（除非在特殊的情况下，如完全对称全屏蔽的同轴电缆）。有鉴于此，EMC的任务就不能是消除所需要的电流或电压，而是为它们的传输规定一些地方和路径，目的是使其对其他电路的影响足够小。

为了在这一点上对电流作出完整的说明，应当提及除了传导电流以外，也还存在运流电流（即位移电流），它们是脱离了金属导体而存在的一种电流。这些电流通常并不是EMC关心的主要问题。此外，电流环路也可通过位移电流形成闭合回路，而位移电

流通常是因电介质材料中存在时变电场时产生的。

阻抗：若将环路或电路某点的电压除以其产生的电流，就可得到该点的输入阻抗。阻抗由实部和虚部组成。实部用于描述电路损耗的大小，虚部用于度量电路或环路中与电压或电流有关的场。阻抗的虚部可能呈容性，随着频率的增加其量值减小；或者可能呈感性，随着频率的增加其量值增大。

通常，电流总是流过电阻最小的路径。如果我们也考虑复阻抗的情况，就可以将这个原理扩展为，电流总是流过阻抗最小的路径。

在 EMC 领域，这个简单的原理有着特别的意义。如果出现了干扰并且已知干扰源，那么要减小干扰就必须找出干扰的耦合路径或电流的通路。若想到电流总是流过阻抗最小的路径的原理，则上述任务就可简化为寻找这条传输路径。在这样的分析中，不仅必须考虑电路中的分立元器件，而且还要考虑电流也可通过寄生的电场或磁场形成闭合回路。此外，分析中也必须考虑这些寄生场的有效阻抗。

下面引入第一个例子用来例证电流的特性。在导电平面（有损耗）的上方放置一根总长度为 1.2m，直径为 1mm 的圆柱导体（材料为铜）。该导体的结构是在其长度的中心处弯成 90°。要计算的是导电平面上的表面电流和等值的返回电流。其布置如图 2.1 所示。驱动电压位于导体和接地平面之间，放置在导体的左端，信号发生器的源阻抗为 50Ω。导体的右端直接与导电平面相连。

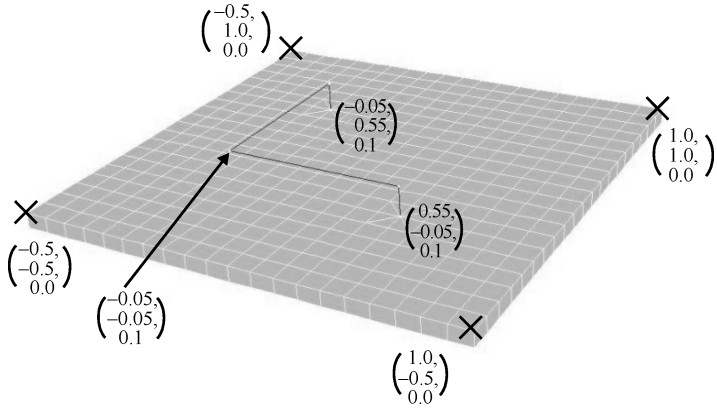


图 2.1　导电平面上一根弯折导体的布置

图 2.2 给出了当驱动信号的频率为 1kHz、10kHz、100kHz 及 1MHz 时，导电平面上的表面电流的分布情况。图中很明确地表明，当信号频率为 1kHz 时，从导体的短路右端到信号馈入点的表面电流的流向为直线路径。在此频率时，该路径具有最小的阻抗。当频率为 10kHz 时，可以看出电流路径稍微偏向导体的走向。而当频率为 100kHz 时，电流几乎完全沿着导线的路径。若考虑导体自感的话，可以推测别的路径都有较高的阻抗。

下面给出第二个例子，也可以用解析法进行分析，目的是清楚地表明场的集中效应。图 2.3 所示的布置，是由一根 240Ω 的两导体组成，其返回导体的两端直接与地相

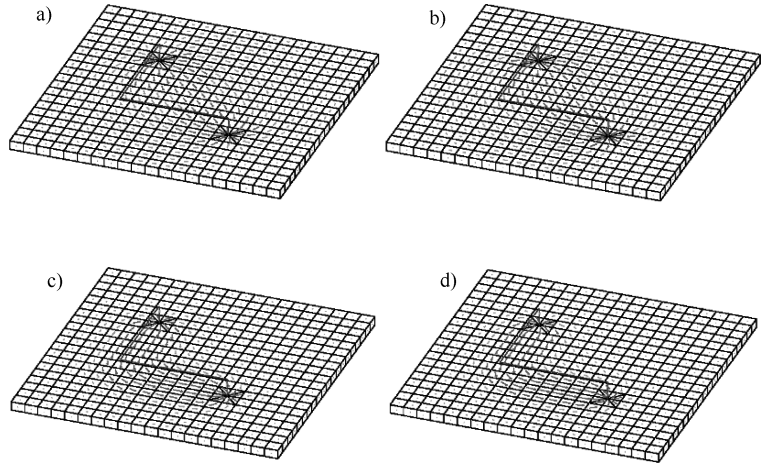


图 2.2 不同驱动电压频率时导电平面上的电流

a）1kHz b）10kHz c）100kHz d）1MHz

连，从而有效地形成了一个地环路。所选择的有关电路参数目的是使地回路的电阻仅为返回导体电阻的 1/10。当用 DC 电压给电路馈电时，可以求出总电流的 91% 是流向地的，而总电流的 9% 仅流向专用的返回导体。

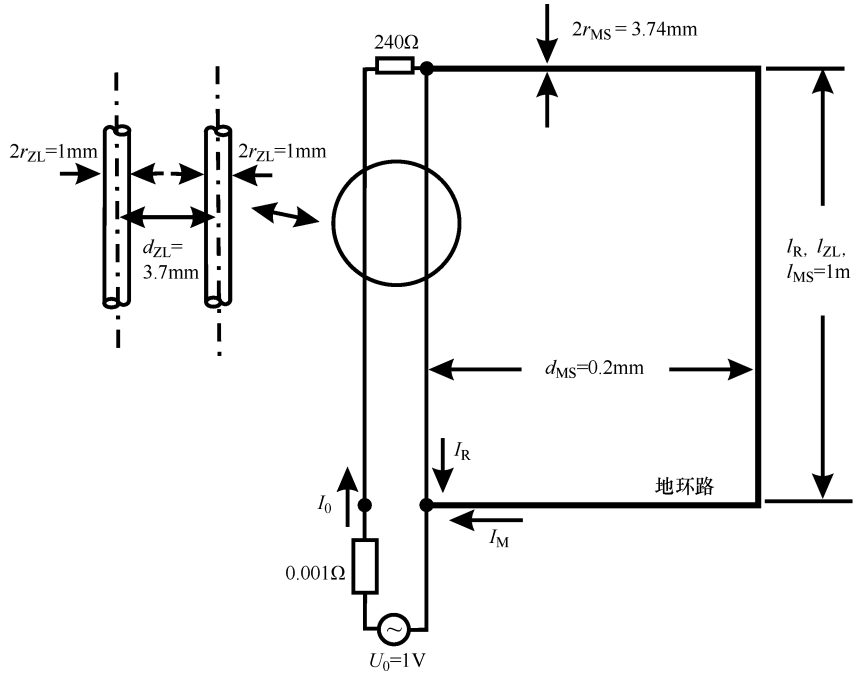


图 2.3 两圆导体的布置，其中返回导体接地形成地环路

由上述数据和电导率 $\kappa = 57 \times 10^6 \mathrm{S/m}$，可以计算出下列的网络参数：

返回导体的电阻

$$R_{\mathrm{R}} = \frac{l_{\mathrm{R}}}{\kappa \pi r_{\mathrm{R}}^2} = 22.3\mathrm{m\Omega} \tag{2.6}$$

地环路的电阻

$$R_{\mathrm{M}} = \frac{l_{\mathrm{M}}}{\kappa \pi r_{\mathrm{M}}^2} = 2.23\mathrm{m\Omega} \tag{2.7}$$

两导体的每米电感

$$L'_{\mathrm{ZL}} \approx \frac{\mu}{\pi} \ln \frac{d_{\mathrm{ZL}}}{r_{\mathrm{ZL}}} = 0.8\mu\mathrm{H/m} \tag{2.8}$$

两导体的每米电容

$$C'_{\mathrm{ZL}} \approx \frac{\varepsilon \pi}{\ln \dfrac{d_{\mathrm{ZL}}}{r_{\mathrm{ZL}}}} = 13.9\mathrm{pF/m} \tag{2.9}$$

地环路的自感

$$L_{\mathrm{MS}} \approx \frac{\mu l_{\mathrm{MS}}}{\pi} \ln \frac{d_{\mathrm{MS}}}{\sqrt{r_{\mathrm{ZL}} r_{\mathrm{MS}}}} = 2.13\mu\mathrm{H} \tag{2.10}$$

两导体与地环路之间的互感

$$M \approx \frac{\mu l_{\mathrm{ZW}}}{2\pi} \ln \frac{d_{\mathrm{ZL}}}{r_{\mathrm{ZL}}} \approx \frac{L'_{\mathrm{ZL}} l_{\mathrm{ZW}}}{2} = 0.4\mu\mathrm{H} \tag{2.11}$$

需要说明的是，对于 L_{MS} 和 M 的计算，采用的是平行导体的简化公式。

由于我们已经使用程序 CONCEPT 得到了 I_0、I_{R} 和 I_{M}，因此图 2.4 给出了作为频率的函数时电流 I_0、I_{R} 和 I_{M} 的曲线。图 2.4a、c、e 所示曲线的频率范围为 100Hz ~ 20kHz，图 b、d、f 所示曲线的频率范围为 100Hz ~ 5kHz。

只要我们研究一下图 2.4 所示曲线，电流 I_{R} 和 I_{M} 作为频率函数的特性，就可得出以下结论：

1. 当频率为 0Hz 时（这里，我们计算的频率是 100Hz 时的情况），返回电流是按照相关的电阻进行分配的。其中返回电流的 91% 流过地环路，而返回电流的 9% 流过专用的返回导体。

2. 随着频率的增加，地环路的电感阻抗变得越来越大。当频率 $f_{3\mathrm{dB}} = 1.7\mathrm{kHz}$ 时，该阻抗值等于返回导体的电阻值，即 $\omega L_{\mathrm{MS}} = R_{\mathrm{R}}$（在此频率时无需考虑集肤效应）。此时，返回电流的绝大部分流过专用的返回导体。

3. 随着频率的进一步增加，地环路的感抗变得越来越大。此时的结果是，全部的电流都流过专用的返回导体。然而，由于在两导体电路和地环路之间存在着互感 M，使地环路中仍有电流流过。这种效应使得测量到的返回电流减小为

$$I_{\mathrm{R}} \approx I_0 \left(1 - \frac{M}{L_{\mathrm{MS}}}\right) \tag{2.12}$$

地环路中流过的电流为

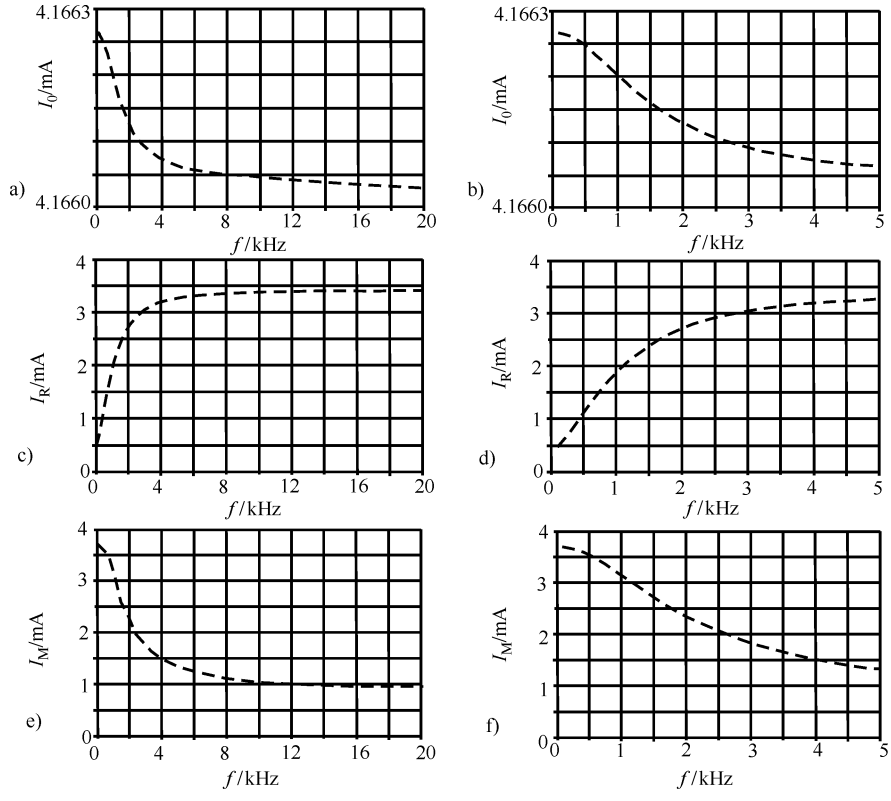


图 2.4 两导体布置中的电流特性

a）和 b）正向电流 I_0 c）和 d）返回电流 I_R

e）和 f）地环路电流 I_M b）、d）、f）部分频率范围下的电流

$$I_{MS} \approx I_0 \frac{M}{L_{MS}}$$

取 $I_0 = 1\text{V}/240\Omega \approx 4.2\text{mA}$ 和 $M/L_{MS} = 0.19$，则专用返回导体中测得的电流为 $I_R = 3.4\text{mA}$；该电流值与仿真的结果吻合得相当好。地环路里仍有 0.8mA（对于这个特定的布置）的电流流过；此电流是主要的辐射源。

一般建议减小地环路的电流以减小辐射，为此，必须减小两导体和地环路之间的互感 M；理想情况下，其应当减小到零。这可通过使用双绞导线或用于信道的同轴电缆实现。而对于减小地环路的自感，选择的自由度是很有限的。而增大地环路的自感就意味着增大环路的尺寸，但这种解决办法又与尽可能的减小环路面积以限制耦合和辐射的要求相矛盾。

习题

习题 2.1 有一平板电容器，平板之间的距离 $d = 1\text{mm}$，电容量 $C = 1\text{nF}$，电容器的加载电压 $U = 1000\text{V}$。求在电容器两个平板之间产生的力（牛顿）是多少？

习题 2.2

a）通过在天花板和地面上使用导线网格屏蔽入射到房间的电场。各网格之间存在导电连接。天花板和地面上的网格平面的对角线距离 $D=10\text{m}$，天花板和地面之间的距离 $d=3\text{m}$。试问在哪个频率以下时才可以接受使用静态场的假设来近似考虑屏蔽效能？

b）目前个人电脑的主板尺寸为 $30\text{cm}\times 20\text{cm}$。试问在哪个频率以下时，才可以接受使用静态场和稳定场的假设来准确地计算主板上的内部耦合及有害的影响？

习题 2.3　有一宽度 $b=10\text{cm}$ 的长金属平板，其上流过的电流 $I=10\text{A}$。试问在下列情况，距离 $d=1\text{cm}$ 时，磁场强度为多大？

a）距离金属平板的边沿。

b）位于金属平板中间的上部。

习题 2.4　一个运动的电子以速度 $v_x=60\ 000\text{km/s}$ 通过 $H_Z=2\text{A/m}$ 的磁场。试问运动的距离 $s=30\text{cm}$ 之后，这个电子与其初始轨迹线的偏移距离 d 为多大？

习题 2.5　频率 $f=50\text{Hz}$ 时，一根绞合的三导体电缆在距其轴线 $r_{\text{M}}=10\text{cm}$ 处产生的磁通密度可以用 $B_\varphi=B_0\cos(2\pi x/\text{SL})$ 来描述。式中，SL 为匝宽，$\text{SL}=0.8\text{m}$；$B_0=10\mu\text{T}$。磁通密度的方向垂直指向干扰区域。该干扰区的径向（相对于电缆轴线）尺寸 $d=1\text{cm}$（从 $r=9.5\text{cm}$ 开始），而轴向尺寸从 $x=0$ 开始，为 Δx。试问：

a）干扰区的长度 Δx 为多大时，耦合（开路电压）达到最大？

b）开路电压的最大值为多少？

c）干扰区的长度 Δx 为多大时，耦合达到最小？

注：可不考虑场的径向变化！

d）产生感应的区域用厚度为 $2R=0.4\text{mm}$ 的闭合铜线围起来，试问铜线环内的电流为多大？

e）频率为多大时铜线环的电阻等于其感抗（$R_{\text{W}}=\omega L$）？

注：使用两导体布置的关系式计算受影响的铜线环的自感。

第3章　电　　场

电磁场的基本理论在数学上可用四个麦克斯韦方程描述。这四个方程的积分形式如下：

安培环路定律

$$\oint_S \vec{H} \cdot \mathrm{d}\vec{s} = \int_A \vec{J} \cdot \mathrm{d}\vec{A} + \frac{\partial}{\partial t} \int_A \vec{D} \cdot \mathrm{d}\vec{A} = I_\mathrm{L} + I_\mathrm{V} \tag{3.1}$$

高斯定律

$$\oint_A \vec{D} \cdot \mathrm{d}\vec{A} = \int_V \rho \cdot \mathrm{d}V = Q \tag{3.2}$$

法拉第电磁感应定律

$$\oint_S \vec{E} \cdot \mathrm{d}\vec{s} = -\frac{\partial}{\partial t} \int_A \vec{B} \cdot \mathrm{d}\vec{A} = -\frac{\partial \phi}{\partial t} \tag{3.3}$$

$$\oint_A \vec{B} \cdot \mathrm{d}\vec{A} = 0 \tag{3.4}$$

式中，$\vec{H}$ 为磁场强度；$\vec{J}$ 为电流密度；$\vec{D}$ 为位移电流密度；I_L为传导电流；I_V为位移电流；ρ 为电荷密度；Q 为电荷量；$\vec{E}$ 为电场强度；$\vec{B}$ 为磁通密度；ϕ 为磁通；$\mathrm{d}\vec{s}$ 为式（3.1）和式（3.3）中区域 $\vec{A}$ 的无限小面元。

这四个积分形式的麦克斯韦方程可以用以下方式解释。

式（3.1）：磁场强度的闭环积分等于穿过该闭环所包围的区域的传导电流和位移电流之和。

式（3.2）：位移电流密度在闭合面上的积分等于该闭合面所包围的电荷量。

式（3.3）：电场强度的闭合面积分等于通过该闭合面的磁通量对时间的负导数。

式（3.4）：磁通密度在闭合面上的积分始终等于零（即不存在磁荷或磁单极子）。

电磁感应定律，即式（3.3），更熟知的形式为

$$u_\mathrm{i} = -\frac{\partial \phi}{\partial t} \tag{3.5}$$

式中，u_i为感应电压。

当评估电磁不兼容的问题时，需要指出的是，只有在信号位置点所围面积的环路是开路的情况，式（3.5）所表示的感应电压公式才是式（3.3）的一个有效简化。在环路的这个位置，点积 $\vec{E} \cdot \mathrm{d}\vec{s}$ 的所有部分的累加是可测量的。若环路有两个开口，那么外部电路决定了呈现在两个开口上的电压。若环路是闭合的（短路），并忽略环路的电阻，那么在环路中就必然会形成一个感应电流，这个感应电流产生的磁通量等于起始的磁通量。

在这里应做一个很重要的说明，即作为电磁学理论基础的麦克斯韦方程组，并没有明确地采用电压和电位的形式。

将电磁场划分为以下几种认为是非常有意义的：

a）静态场（与时间无关，无电流）

麦克斯韦方程组简化为

$$\oint \vec{H} \cdot \mathrm{d}\vec{s} = 0, \oint \vec{E} \cdot \mathrm{d}\vec{s} = 0, \oint_A \vec{D} \cdot \mathrm{d}\vec{A} = \int \rho \cdot \mathrm{d}V \text{ 和 } \oint_A \vec{B} \cdot \mathrm{d}\vec{A} = 0 \tag{3.6}$$

［应用］高压技术，电压和电荷的效应，电容的预测，静电场和静磁场的屏蔽。

b）稳定场（与时间无关，但有电流）

$$\oint \vec{H} \cdot \mathrm{d}\vec{s} = \int_A \vec{J} \cdot \mathrm{d}\vec{A} = \sum I \tag{3.7}$$

即安培定律的最简形式。其他的表达式与a）相同。

［应用］磁场的预测，自感与互感的计算。

c）似稳场（与 $\vec{B}$ 和电流的时变有关）

$$\oint \vec{E} \cdot \mathrm{d}\vec{s} = -\frac{\partial}{\partial t} \int_A \vec{B} \cdot \mathrm{d}\vec{A} = -\frac{\partial \phi}{\partial t} \tag{3.8}$$

即电磁感应定律。其他的表达式与b）相同。

［应用］集肤效应理论，涡流衰减。

d）高频场（所有的麦克斯韦方程）

［应用］电磁波辐射，电磁耦合，天线理论，屏蔽理论。

从EMC的角度讲，电场是由稳定电荷所产生的场。如果电荷以足够低的速度运动，以至于磁效应仍可忽略或者仅有少数带电粒子在运动（由于电路的高阻抗），那么从EMC的角度上讲，这些电荷产生的场仍然可以被理解并作为电场来处理。在频域，划分静态（稳定）场和非静态场的界限是取系统尺寸为 $l = \lambda/10$；其中 l 是所研究系统的最大尺寸，λ 为波长。在频率为 $16\frac{2}{3}$Hz、50Hz或400Hz时出现的电磁不兼容现象，既可能是电的不兼容（容性干扰），也可能是磁的不兼容（感性干扰，磁场的直接或间接效应）。

3.1 电场的效应及其计算

本书第2章中已解释了所有的电磁现象都源于电荷。电荷之间会存在力的作用，相同极性的电荷相互排斥，而不同极性的电荷则相互吸引。这种研究的结果得出了电场强度 E 和位移电流密度 D 的概念。空间某点的电场强度（作为矢量）描述了电场对电荷的作用力。例如，1V/m的电场强度对1C（库仑）的电荷所施加的力是1N（牛顿）。（电场）矢量的方向决定了力的作用方向。无束缚的电荷将会一直运动到力的作用等于零为止，或者机械的边界条件不允许其再进一步移动。电场强度既不可能存在于理想导体的内部，也不可能与它的表面相切。因此，必须满足条件 $E_{\tan} = 0$（$E_{\tan}$ 为切向分量）。在这里再次强调这个条件，是因为在评估电场的效应时是很有帮助的。对于停在高压线下的汽车，仅由于高压线电场的作用，在其车体上会产生50Hz的电流。这是因为受到这样的约束：每一时刻，在汽车车体表面的每一点，电场的切向分量都为零。

考虑到不能改变的定律：

$$E_{\tan 1} = E_{\tan 2} \tag{3.9}$$

其中

$$E_{\tan} = 0 \tag{3.10}$$

在理想的导电金属表面，许多耦合及电的现象将变得更加清楚。

在给定电荷分布的情况下，许多涉及处理电场的实际问题并不要求预估电位的分布（或电场的分布）。然而在大多数的情况下，必须要解决的是相反的问题，即已知给定电位分布，须求出产生这种电位分布的电荷分布。然后，根据这种电荷分布，可以预估出整个场的分布。采用这种方式，由于涉及积分的计算，所以比较困难。因此已知给定电荷情况预估场的分布，很显然不是一个简单的任务。关于此问题更详细的讨论见附录 A1 中有限长导线上电荷问题的求解。

当给定一组电位分布，其相反的问题是预估对应的电荷分布。这要更加困难，且仅对有限的问题能给出解析解。因此，大部分实际问题只能靠数值方法来成功地解决。一种经常使用的好的方法是电荷仿真法。如果我们将研究的问题只限于无限长和有限长导线上的电荷分布，则这种方法已经被证明对于处理这样的问题是很有价值的；但对于解决 EMC 问题，并不需要这种方法。附录 A1.2 讲述了对于水平方向的无限长导线上的电荷分布，预估了其电位及其场强分布的程序。接着，附录 A1.3 讲述了对于在公共接地平面上垂直的有限长圆柱导体上的电荷分布，预估了其电位及其场强分布的程序。如前所述，这两种简单的程序（HCOND，VROD）适用于预估平行导线布置的场分布。同时它们也非常适合估计出现的误差大小。下面给出了一些简单但很有代表性的应用例子。

例 3.1 在一栋住宅的附近，距其远 50m、距地面高 10m 处安装了一根 10kV 的高压线。住宅内的一间卧室打算使用平行导线的布置进行屏蔽。

为了简化起见，假设房间中间的屏蔽效能可通过电位为 0V 的极长的平行导线布置的屏蔽效能的建模来近似。完整布置如图 3.1 所示。进行屏蔽效能计算时，将房间中间（$x = 52.5\text{m}$，$z = 1.25\text{m}$）的场与高压线另外一侧对应点（$x = -52.5\text{m}$，$z = 1.25\text{m}$）的值加以比较。

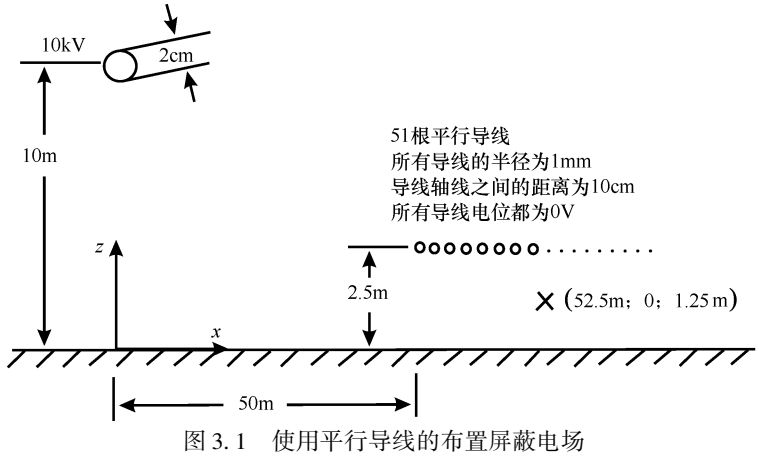


图 3.1 使用平行导线的布置屏蔽电场

使用 HCOND 程序，得到以下结果：

$$E_Z(52.5\text{m};\ 0;\ 1.25\text{m}) = -0.25\text{V/m}$$

$$E_Z(-52.5\text{m};\ 0;\ 1.25\text{m}) = -9.2\text{V/m}$$

使用以上得到的两个数值，计算出的屏蔽效能为 31.5dB。采用图 3.1 所示的布置和使用第 7 章的式（7.31），该式适用于金属丝网（这种情况意味着两个平行排列布置交叉成 90°），这种情况得到的屏蔽效能为 35dB。

例 3.2　研究附加的地走线对印制电路板（PCB）的影响。扁平走线使用圆柱导线代替，且圆柱导线的横截面积应与扁平走线的表面积相等。为了本例的计算，我们假定实际的相对介电常数 $\varepsilon_r = 2.5$。需要研究的是载有信号的两条走线之间的容性串扰。先考虑的是没有附加地走线的情况，然后再考虑在两条信号线的中间加上去耦地走线的情况。

首先考虑的布置如图 3.2a 所示。

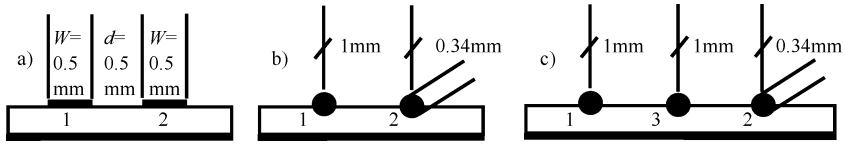


图 3.2　具有两条平行信号走线的印制电路板

（信号走线的厚度 $t = 35\mu\text{m}$，电介质板的厚度 $h = 1.8\text{mm}$）

a）首先考虑的布置　b）修改后的布置　c）加上去耦地走线的布置

图 3.2a 中，左边的导电通路由内阻抗 $R_i = 150\Omega$，开路电压为 1V 的信号发生器激励；其端接的负载阻抗 $R_L = 100\text{k}\Omega$。受影响的信号走线（即第 2 条信号线）在两端各通过 200Ω 的阻抗与地相连。等效电路（机电结合的）如图 3.3 所示。

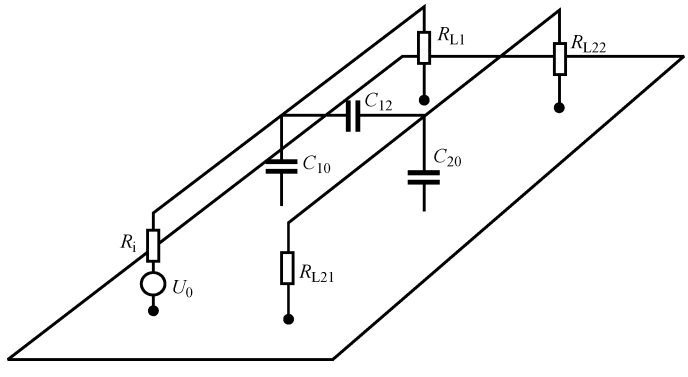


图 3.3　研究两个导体路径之间耦合情况的布置

根据信号走线的周长，可以计算出替代的圆柱体的横截面积和半径 $r = 0.17\text{mm}$。两条导线之间的距离选为 1mm。修改后的布置如图 3.2b 所示。

对重新构造的电路布置应用程序 HCOND，当 $\varepsilon_r = 1$ 时，可以确定以下的杂散电容：$C_{L10} = C_{L20} = 1.27\text{pF}$，$C_{L12} = 1.0\text{pF}$。而当 $\varepsilon_r = 2.5$ 时，重新计算可得以下的值：$C_{10} = C_{20} =$

3.2pF，C_{12} = 2.5pF。将所选择的信号源，负载阻抗和预估的电容结合起来，现在可以构造出一个完整的所研究的电路布置的等效电路（见图 3.4）。可以使用网络仿真程序计算耦合到受影响电路的电压。计算得到的电压如图 3.5 所示，图中曲线 a 表示在电阻 R_{L22} = 200Ω 上的电压。

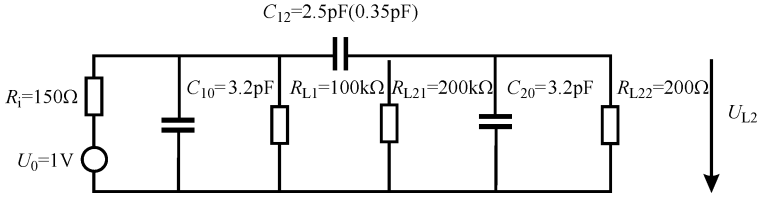


图 3.4　两条信号走线之间容性耦合的等效电路

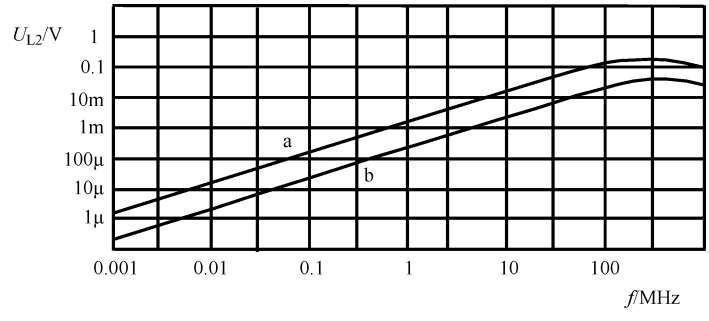


图 3.5　电压串扰

a—无附加的地走线　b—有附加的地走线

在本例的第 2 部分，已引入了附加的地走线（导线 3）。要分析的加上去耦地走线的布置如图 3.2c 所示。引入的附加地走线使得耦合电容 C_{12}从 2.5pF 减小到 0.35pF。然而，虽然存在了第三条导线，但电容 C_{10}和 C_{20}并没有显著地变化（＜10%）。附加了地线布置中的耦合电压，作为频率函数的曲线如图 3.5 所示的曲线 b。由图中的结果可以看出，去耦效果增加了 17dB，在许多情况下，这样就可以解决一些严重的干扰问题。这里，不再进一步研究与印制电路板的去耦机理有关的参数。

脉冲的幅度和陡度对该布置的影响也是我们感兴趣的问题。74HC 系列逻辑电路的翻转电压是 5V，陡度是每 6ns 上升 5V。图 3.6 给出了逻辑脉冲的上升情况和该脉冲耦合到第 2 条导线的波形。

先前在频率范围中观察到去耦作用的增强，也可从耦合脉冲幅值的变化上观察到。由于布置了附加的地走线，耦合脉冲的最大幅值从 204mV 减小到 29mV。通过这些结果，我们可以完全相信，借助这种措施，可以根本的提升印制电路板的内部 EMC 性能。

在某个文献中（取自研讨会的论文，直到目前仍然未能找到原始出版物），对于图 3.2a 所示的印制电路板上两导体路径之间的电容，给出了如下的计算公式：

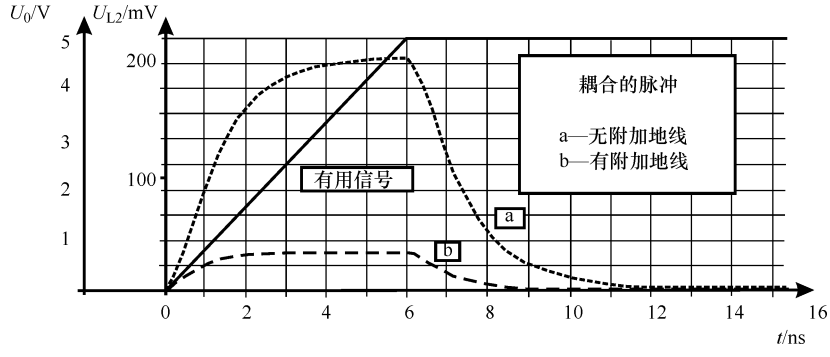


图 3.6　串扰脉冲

$$C_{10}=C_{20}\approx l\cdot\left\{\frac{9\omega\varepsilon_r}{h}\cdot\frac{56(\varepsilon_r-1)}{\ln\left(\frac{2h}{t}+\sqrt{\frac{4h^2}{t^2}-1}\right)}\right\} \tag{3.11}$$

$$C_{12}\approx l\cdot 6.4\cdot\left(1+\frac{\varepsilon_{rL}+\varepsilon_r}{2}\right)\cdot\frac{w}{d} \tag{3.12}$$

式中，ε_{rL}为信号走线上部空间的相对介电常数；ε_r为走线和地之间 PCB 材料的相对介电常数；l 的单位为 m；C_{10}、C_{12}的单位为 pF。

习题

习题 3.1　两个信号电路以星形四位的结构安装（见图 3.7）。由于隔离的不对称，有两个导体稍微偏离对称平面，偏离的角度 $\varphi=20°$。如果电路 1-1′中所用的电压为 100V，试问：在下列两种情况下，电路 2-2′中产生的容性干扰电压多大？

a）完全对称的情况（$\varphi=0°$）

b）隔离不对称的情况（$\varphi=20°$）

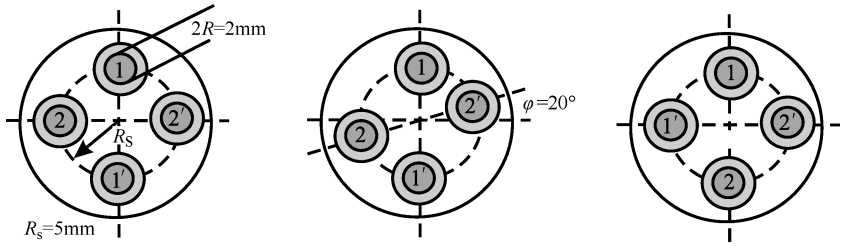


图 3.7　星形四位电缆的生产缺陷和安装错误的情况（所有的缆芯直径 2R = 2mm）

由于安装中的错误，星形四位电缆出现图 3.7c 所示的不正确的连接。试问：

c）电路 2-2′中新产生的干扰电压多大？

提示：通过从 1 至 1′两个方向的电容分配，确定部分电容和预估 2-2′的电位差。

第4章　磁　　场

在前几章中已经提到，电流都会产生环绕其自身的磁场。在 EMC 领域，这种磁场称为泄漏磁场。为了采取最恰当的措施来消除这种泄漏磁场的影响，必须要已知、预测或至少大概知道这种场的特性。对于一个不含高磁导率材料的结构，借助适用的泄漏场的计算机程序或应用一些简单的公式，是能够产生这样一个用于 EMC 对策所需要的并符合准确度水平的泄漏磁场的近似值。但如果希望得到的场的数值能接近高磁导率材料的场值，那么就需要使用测量数据。而对于某些特殊情况，就需要使用基于有限元法的复杂程序进行结果的计算。本章的 4.1 节扼要地重述了磁场的效应，随后的 4.2 节到 4.4 节讲述了一些近似计算磁场的公式，本章的最后给出了泄漏场的计算机程序的应用。

4.1　磁场的效应

低频磁场的效应可以分为以下两种：

a）直接效应　例如，电子束受到作用力时产生的有害偏转。

$$\vec{F} = q \cdot (\vec{v} \times \vec{B}) \tag{4.1}$$

b）间接效应　根据电磁感应定律，电流和电压的感应现象。

$$u_i = -\frac{d\phi}{dt} \tag{4.2}$$

对于效应 a），其与磁场的大小成正比；对于效应 b），还正比于磁通 ϕ 对时间的导数。

本书参考文献［GON88］总结和讨论了由低频磁场引起的计算机元器件受到干扰的所有频谱，以及可能采取的对策。

这里，仅选择一些对计算机元器件产生干扰的数据作简要介绍：

- 由于磁场（$16\frac{2}{3}$Hz 或 50Hz）的变化，显视器屏幕上色点的明显移动：2A/m；
- 显视器（CRT）上色彩的变化：20A/m；
- 在磁存储介质写入或读出期间出现干扰：500A/m；
- 由 50Hz 的工频场在电路中感应的无用电压：2000A/m；
- 磁存储介质上信息的改变：>5000A/m。

在本段中，我们可以很感兴趣地认识到，通过使用计算机的显示器或电视机可以预估接触导线和其他电设备产生的强的泄漏磁场。预估的方法是根据场的方向和大小；其准确度系数可达到 2。当已知场的大小还有其方向就能够推断场源。

1. 大小

可见的，但很微小的，难以看见的移动：1 ~ 2A/m。

d = 1mm 的有害偏移：10 ~ 20A/m。

2. 方向

根据式（4.1），运动带电粒子上的作用力与电荷量、电荷的速度，以及磁通密度的大小成正比。该作用力与速度和磁力线垂直。让我们回忆一下，阴极射线管中的带电粒子是从它的末端发射到图像屏幕上，这样我们可以很简化地观察到三种可能的情况（见图 4.1）。有趣的是，平行射线管轴线的场会形成螺旋形的干扰曲线。可以这样解释，如果我们认为带电粒子的速度分量垂直于射线管的轴线，那就必然会在屏幕的边界和角落产生图像。

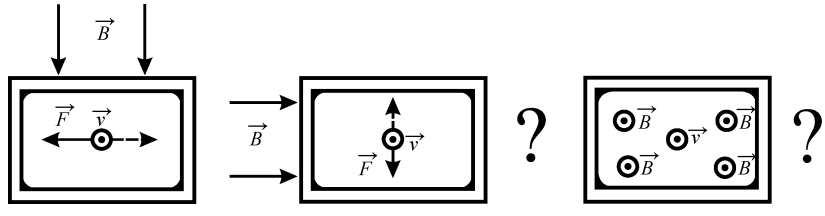


图 4.1　低频磁场对显视器的影响

4.2　单芯和多芯电缆磁场强度的计算

a）EMC 中最重要的公式之一为

$$H_{\varphi} = \frac{I}{2 \cdot \pi \cdot r} \tag{4.3}$$

应用该公式，就可以确定载有电流为 I 的单根无限长导线所产生的磁场强度。场强的方向为 φ，因此其垂直于从电流到场观察点的矢径。此外，它也垂直于导线的轴线。磁场的方向可以想象为右螺旋的方向。

b）考虑一个这样的电路布置，其正向导体与返回导体互相平行，它们中心之间的距离为 d。那么，在距其 r（这里，r 远大于 d）处的磁场强度可以近似表示为

$$H_{\varphi} \approx \frac{I \cdot d}{2 \cdot \pi \cdot r^2} \tag{4.4}$$

但上式具有足够的精度。这种情况下的磁场强度随着距导线距离的 2 次方而减小。

c）以低泄漏场的方式布置正向和返回导体，其中每根导体里有 2 根芯线，芯线排列顺序为正向—返回—返回—正向，可以推导出这种情况下的磁场强度表达式为

$$H_{\varphi} \approx \frac{2 \cdot I \cdot d^2}{2 \cdot \pi \cdot r^3} \tag{4.5}$$

这种情况下的磁场强度随着场点距导体的距离的 3 次方而减小。如果芯线以线束布置，第一层为正向—返回，第二层为返回—正向，则也可得到场强与距离之间 $1/r^3$ 的关系。若两导体系统（一根正向芯线和一根返回芯线）放置在高导电率的公共接地平

面上方，根据镜像原理，则也可得到场强与距离之间 $1/r^3$ 的关系。

d）要得到场强与距离之间 $1/r^4$ 的关系，就必须使用 8 根芯线（4 根正向芯线和 4 根返回芯线）；而要得到场强与距离之间 $1/r^5$ 的关系，则需要使用 16 根芯线。图 4.2 给出了上述所有的导线布置情况。有关补偿效应的更详细信息见本书附录 A2.1。

习题

习题 4.1　电源电缆打算以低泄漏场的 4 芯电缆布置（见图 4.2c），电缆内的电流（一个方向的总电流）达到 2000A。

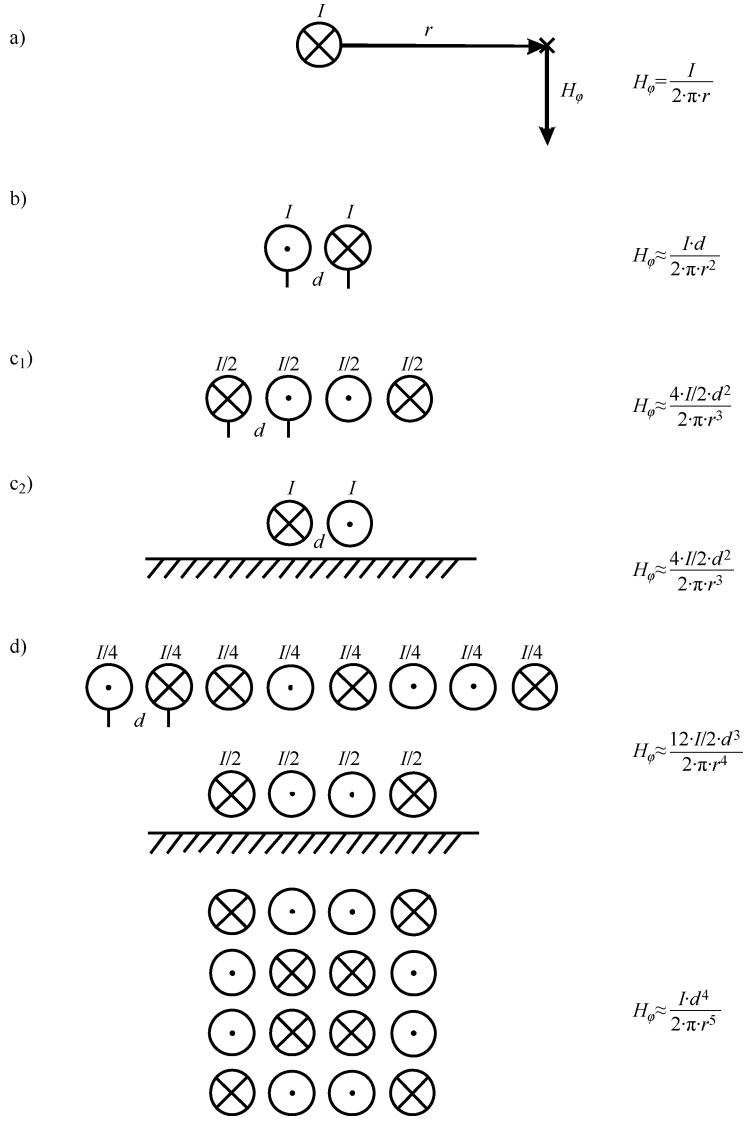


图 4.2　低泄漏磁场的电缆布置

a）如果芯线间的距离（母线宽度）$d=4\text{cm}$，则距电缆 2m 处的泄漏场多大？

b）由于安装上的缺陷，采用的相序是 + − + −，则在距电缆 2m 处的新泄漏场多大？

习题 4.2　在作心电图（Electrocardiogram，ECG）的患者附近，按照德国标准 VDE 0107，在 50Hz 时允许的最大泄漏磁场为 0.4μT。现有一电源电缆，承载的最大电流为 40A，距其 0.8m，如果必须满足标准 VDE 0107 中规定的限值，则电源电缆内允许的最大芯线间隔距离为多大？

4.3　Geofol 变压器的磁场

中压变压器产生的磁场是人们主要关心的辐射源，它将 10/6kV 的中压降到 400/230V 的电源电压。在计划阶段，项目工程师至少要估计将来泄漏磁场的情况。特别是多层建筑物里的供电电源产生的泄漏磁场，虽然很难估计，但这是我们当今所关心的。许多情况下，中压变压器都是安装在住宅的地下室里。和现存的电视机（TV）和计算机相比，它们对居民并不产生任何的危害。但对于电子束监视器，会受到很大干扰。

为了估计变压器，特别是 Geofol 变压器（Geofol 为德国西门子公司的注册商标，是一种树脂浇注干式变压器）产生的磁场大小，德国西门子公司经过大量的实际测量，推导出了计算这种变压器磁场的经验公式。该公式已证明产生的是磁场的最大值，即

$$H_{\max}=H_{0.5}\cdot\frac{u_{\text{kurz}}}{6\%}\cdot\sqrt{\frac{P_{\text{nenn}}}{630\text{kV}\cdot\text{A}}}\cdot\left(\frac{0.5\text{m}}{r}\right)^2 \tag{4.6}$$

式中，$H_{0.5}$为距变压器表面 0.5m 处的磁场强度；u_{kurz}为以% 表示的阻抗电压；P_{nenn}为额定功率，单位为 kV·A；r 为距变压器表面的距离，单位为 m。

如果无法得到 $H_{0.5}$的测量值，则应当选择 100A/m 作为它的一阶近似值。

例如，一个额定功率 P_{nenn}为 200kV·A、阻抗电压为 6% 的变压器，在 $r=2.5\text{m}$ 处产生的磁场强度 $H_{\max}=2\text{A/m}$。那么这个值必须与 4.1 节中规定的敏感度值相当。

当使用该公式时，必须要考虑的是，在许多情况下，载流母线将产生较高的磁场。因此，为了估计整个电磁环境，必须既考虑变压器产生的磁场也要考虑母线产生的磁场（见 4.4 节）。很多情况下，使母线更紧密地聚在一起（补偿作用）或将它们安装在地板上以代替装在天花板上，或者反之亦然，仍可解决磁场干扰的问题。

习题

习题 4.3

a）一台 Geofol 变压器的参数为 $u_{\text{kurz}}=4\%$、$P_{\text{nenn}}=100\text{kV}\cdot\text{A}$，则在 $r=3\text{m}$ 处它产生的磁场强度多大？

b）试着解释一下取一阶近似时，为什么该磁场与变压器的负载条件无关？

4.4　细导线的任意布置产生的泄漏场

坐标轴的 y 轴上，从 $y=0$ 到 $y=a$ 的一根有限长直导线，载流为 I，在 $x-y$ 平面产

生的磁场强度可以用下式计算（见本书附录 A2.2，更详细的信息见本书附录 A2.6）：

$$\underline{\vec{H}} = \frac{\underline{I}}{4\pi}\left(\frac{y-a}{x\sqrt{x^2+(y-a)^2}} - \frac{y}{x\sqrt{x^2+y^2}}\right)\vec{e}_z \tag{4.7}$$

下划线的（复数）量表明了，电流的相位转化为了场的相位。使用计算机程序应用这个公式并进行一些坐标的转换，几乎就能估计任意方向布置的细导线的磁场。在本书附录 A2.2.4 中，借助计算机程序 STRAYF 研究了一些导线布置的磁场，该程序可从作者的网页上得到。计算得到的显示结果是磁通密度 B，它可以很容易地换算到磁场强度 H（$B=\mu H$）。它也能计算单个电极、直导线的连接（多边形）、线圈和绞合电缆的磁通密度。此外，它也能计算所有这些单元任意组合的磁通密度。

4.4.1 四导体布置的磁场

为了再一次证明相序的重要性，在此研究一下两组四导体布置的磁场。在进行以下的研究时，我们使用的是本书附录 A2.2 中的程序。为了进行比较，同时也分别给出了两导体布置产生的磁场（图 4.3 中 $d_{\text{two conductor}} = d$）。

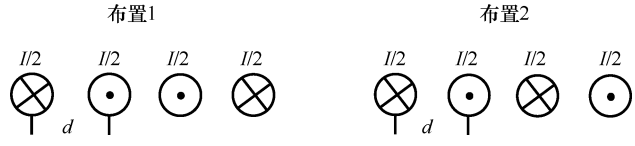


图 4.3 有补偿作用和无补偿作用的四导体布置

图中导线的长度为 100m（垂直图的平面），我们计算了距导体的中点，$r=1$m 到 $r=10$m 的磁场值。这里，r 垂直于导线的轴线。导体芯线之间的距离 d 为 5mm，通过的电流 $I=1000$A。

计算的结果如图 4.4 所示。从图中可看出，对于布置 1，其产生磁场的减小与 $1/r^3$ 成正比。相反地，布置 2 产生磁场的减小与 $1/r^2$ 成正比，这与两导体产生的磁场曲线完全重合。

4.4.2 绞合电缆的磁场

为了减小对（两导体）电缆的耦合，或者同样地为了减小来自（两导体）电缆的耦合，将芯线进行绞合已被证明是一个有效的措施。正向芯线和返回芯线互相绞合，目的是使它们形成两根无限延长的紧密交织的线缆。对于绞合电缆，需要定义所谓的术语*芯径*。它定义为从绞合电缆的几何中心到单根缆芯的径向距离。芯径主要由单根芯线的绝缘层和它们的韧性决定。对于一阶近似，芯径的长度为绝缘层的厚度加上单根芯线的半径。此外，还要定义匝宽或匝长（SL），它是电缆芯线围绕着假想的电缆轴旋转 360° 时，完整的一匝所具有的长度。通信电缆的典型匝长约为 0.1～0.2m，电力电缆的匝长约为 0.8～1.2m。

要计算绞合电缆的磁场最好采用适当的计算机程序。可使用前面的 STRAYF 程序估计绞合电缆的泄漏磁场，该程序的源代码可在作者的主页上得到，其用法在本书附录

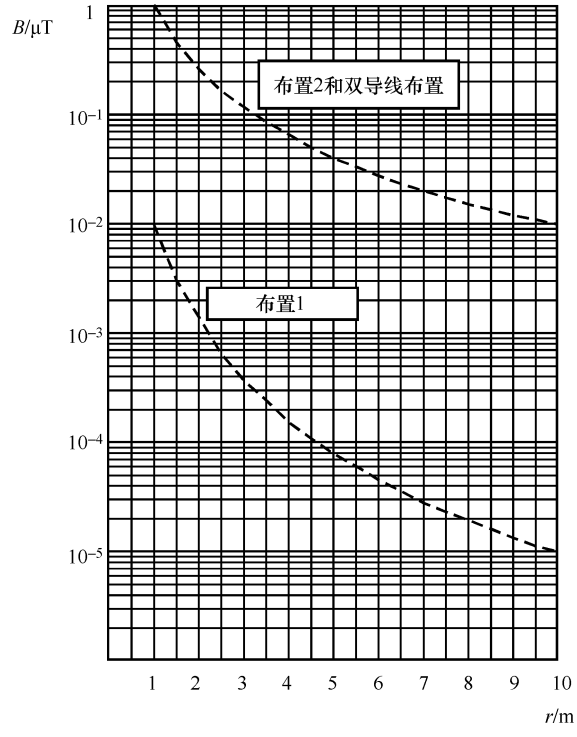


图 4.4　四导体的不同布置产生的磁场

A2.2 中有更详细的说明。本书附录 A2 中给出了编写此程序所需要的公式和关系式。使用这种基本的方法，使用多边形表示螺旋形芯线，这样就可将场的问题简化为几何图形的估计。

对绞合电缆的泄漏磁场以及这些泄漏场耦合到绞合和非绞合双线电缆的更深一步的研究见本书参考文献［GON85］。

需要说明的是，对于绞合电缆磁场的计算只能给出大概的计算步骤，原因如下：

a）绞合时的起始角或多或少是任意的；

b）绞合电缆必须有连接到电路或其他电缆的接头；

c）绞合的方式并没有严格的定义。

在实际当中，绞合电缆是用一种称为摆动行程的方式生产的。摆动行程是用机械的方法来绞合一组原先是平行的线束。它是用一个装置夹住一束平行的导线，再以预先确定的匝数扭转它们。然后，绞合的电缆通过有固定长度的装置，再以相反的方向进行绞合。

为了用图来表明电缆绞合产生的影响，图 4.5 所示的曲线比较了四组两导体电缆产生的磁场。这四种情况，电缆中的电流 $I = 1\text{A}$，芯径 $R = 1.5\text{mm}$。四条曲线对应的匝宽长度分别为 10cm，30cm，90cm 及无限长（未绞合）。

图中曲线对应的是，径向距离 $r = 0.01 \sim 1\text{m}$ 时，磁力线垂直于电缆轴时的磁通密度值。

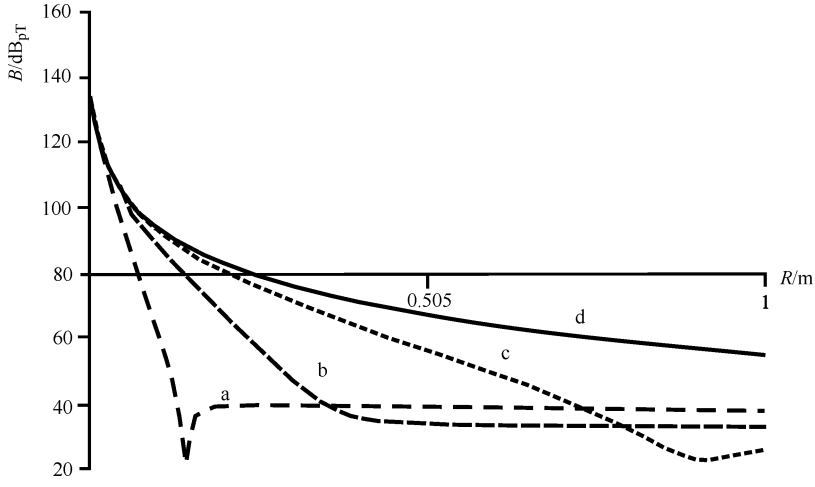


图 4.5 芯径为 1.5mm、电流为 1A 时绞合电缆的磁场
（磁场是按规定磁力线垂直于电缆轴时计算的）
a—匝宽 SL = 0.1m b—匝宽 SL = 0.3m c—匝宽 SL = 0.9m d—非绞合

4.4.3 使用程序 STRAYF 进行磁场计算的实例

下例（绞合电缆的磁场）的目的是为了演示本书附录 A2.2 中所给程序的应用，以帮助读者进行自己的计算。下面将更深入地研究绞合电缆的一些特性。

所研究的电缆参数如下：

总长度为 2m；

匝宽为 25cm；

3 芯，芯距（双芯半径）为 4mm；

电流 $I_1 = 10A$，0°，$I_2 = 10A$，120°，$I_3 = 10A$，240°。

研究下面两种情况：

a）绞合电缆轴向磁场（单位为 μT），结果见表 4.1。

b）距电缆轴径向距离 1cm 处的磁场（单位为 μT），结果见表 4.2。

表 4.1 绞合电缆轴向磁场 （单位：μT）

XA	BXR	BXI	BYR	BYI	BZR	BZI	BB
0.75	-6.5E-07	-1.1E-06	-1.5E+02	+3.9E-06	+9.7E-06	-1.5E+02	+1.5E+02
0.78	-5.7E-08	-4.2E-07	-1.2E+02	+9.7E+01	-9.7E+01	-1.2E+02	+1.5E+02
0.81	-2.1E-06	-5.9E-07	-2.6E+01	+1.5E+02	-1.5E+02	-2.6E+01	+1.5E+02
0.83	+1.0E-06	-1.2E-06	+7.4E+01	+1.3E+02	-1.3E+02	+7.4E+01	+1.5E+02
0.86	+2.1E-07	-2.5E-06	+1.4E+02	+5.2E+01	-5.2E+01	+1.4E+02	+1.5E+02
0.89	-2.2E-06	-1.3E-06	+1.4E+02	-5.2E+01	+5.2E+01	+1.4E+02	+1.5E+02

（续）

XA	BXR	BXI	BYR	BYI	BZR	BZI	BB
0.92	+9.2E-07	-1.8E-06	+7.4E+01	-1.3E+02	+1.3E+02	+7.4E+01	+1.5E+02
0.94	+1.4E-06	-1.8E-06	-2.6E+01	-1.5E+02	+1.5E+02	-2.6E+01	+1.5E+02
0.97	-3.2E-07	-9.7E-07	-1.2E+02	-9.7E+01	+9.7E+01	-1.2E+02	+1.5E+02
1.00	+1.2E-06	-7.2E-07	-1.5E+02	+1.2E-04	-1.2E-04	-1.5E+02	+1.5E+02
1.03	+1.3E-06	+2.5E-07	-1.2E+02	+9.7E+01	-9.7E+01	-1.2E+02	+1.5E+02
1.06	+1.3E-06	+3.0E-07	-2.6E+01	+1.5E+02	-1.5E+02	-2.6E+01	+1.5E+02
1.08	+2.6E-06	+2.7E-06	+7.4E+01	+1.3E+02	-1.3E+02	+7.4E+01	+1.5E+02
1.11	+1.7E-06	+9.0E-07	+1.4E+02	+5.2E+01	-5.2E+01	+1.4E+02	+1.5E+02
1.14	+9.8E-08	+1.7E-06	+1.4E+02	-5.2E+01	+5.2E+01	+1.4E+02	+1.5E+02
1.17	+3.1E-06	+2.3E-08	+7.4E+01	-1.3E+02	+1.3E+02	+7.4E+01	+1.5E+02
1.19	+1.4E-06	+2.1E-06	-2.6E+01	-1.5E+02	+1.5E+02	-2.6E+01	+1.5E+02
1.22	+8.8E-07	+1.6E-06	-1.2E+02	-9.7E+01	+9.7E+01	-1.2E+02	+1.5E+02
1.25	+3.2E-06	+1.6E-06	-1.5E+02	+2.4E-04	-2.3E-04	-1.5E+02	+1.5E+02

表 4.2　平行于绞合电缆，距电缆轴径向距离 1cm 处的磁场（单位：μT）

XA	BXR	BXI	BYR	BYI	BZR	BZI	BB
0.75	+2.7E-01	-1.4E+00	-6.3E+00	+1.3E+00	-1.1E+00	+5.6E+00	+7.2E+00
0.78	-8.8E-01	-7.8E-01	-5.9E+00	+4.1E+00	+3.4E+00	+3.2E+00	+7.3E+00
0.81	-1.7E+00	-1.7E-01	-1.5E+00	+5.0E+00	+6.6E+00	+6.1E-01	+7.0E+00
0.83	-1.3E+00	+4.7E-01	+4.2E+00	+4.8E+00	+5.4E+00	-1.9E+00	+7.2E+00
0.86	-2.4E-01	+1.2E+00	+6.5E+00	+3.0E+00	+1.1E+00	-4.5E+00	+7.3E+00
0.89	+6.9E-01	+1.5E+00	+5.1E+00	-1.2E+00	-2.8E+00	-6.1E+00	+7.0E+00
0.92	+1.1E+00	+9.3E-01	+2.0E+00	-6.1E+00	-4.3E+00	-3.8E+00	+7.2E+00
0.94	+1.1E+00	-3.7E-01	-6.4E-01	-7.2E+00	-4.4E+00	+1.3E+00	+7.3E+00
0.97	+9.8E-01	-1.4E+00	-3.6E+00	-3.8E+00	-3.8E+00	+5.4E+00	+7.0E+00
1.00	+2.7E-01	-1.4E+00	-6.3E+00	+1.3E+00	-1.1E+00	+5.6E+00	+7.2E+00
1.03	-8.8E-01	-7.8E-01	-5.9E+00	+4.1E+00	+3.4E+00	+3.2E+00	+7.3E+00
1.06	-1.7E+00	-1.7E-01	-1.5E+00	+5.0E+00	+6.6E+00	+6.1E-01	+7.0E+00
1.08	-1.3E+00	+4.7E-01	+4.2E+00	+4.8E+00	+5.4E+00	-1.9E+00	+7.2E+00
1.11	-2.4E-01	+1.2E+00	+6.5E+00	+3.0E+00	+1.1E+00	-4.5E+00	+7.3E+00
1.14	+6.9E-01	+1.5E+00	+5.1E+00	-1.2E+00	-2.8E+00	-6.1E+00	+7.0E+00
1.17	+1.1E+00	+9.3E-01	+2.0E+00	-6.1E+00	-4.3E+00	-3.8E+00	+7.2E+00
1.19	+1.1E+00	-3.7E-01	-6.4E-01	-7.2E+00	-4.4E+00	+1.3E+00	+7.3E+00
1.22	+9.8E-01	-1.4E+00	-3.6E+00	-3.8E+00	-3.8E+00	+5.4E+00	+7.0E+00
1.25	+2.7E-01	-1.4E+00	-6.3E+00	+1.3E+00	-1.1E+00	+5.6E+00	+7.2E+00

4.4.4 绞合电缆的磁场特性

通过观察绞合电缆的泄漏磁场，可看出它们如下的一些特性：

1. 对称驱动的三相电源电缆的轴向磁场为圆极化。

2. 由于电缆绞合的一些补偿作用，电缆附近的磁场幅度显著地减小。场的减小程度远大于非绞合电缆。对于距电缆更远的距离（当该距离与匝长可比时），绞合电缆的性能趋于非绞合电缆。

3. 通过研究载有三相对称电流的四导体电缆，可以看出磁场中多出一些零点，它们也可通过测量得到。横轴方向两个零点之间的距离对应于匝长。图4.6给出了在观察平面之上一条NYM 4×4电缆的磁场分布情况。

有关绞合电缆产生的磁场的更深入的研究可参考本书参考文献［GON85］。

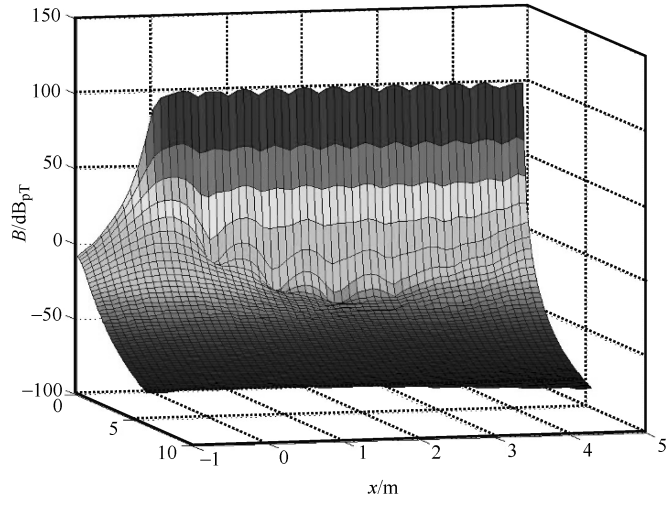


图4.6 NYM 4×4电源电缆的磁通密度分布图（载有的三相对称电流为1A，电缆位于x轴上，$x=0\sim6$m，图的绘制从径向$r=0.1$m处开始）

习题

习题4.4 本例中使用STRAYF程序，比较两种计算的结果。

1. 计算 应用SFELD程序计算双芯绞合电缆的磁场。电缆的芯径为5mm，匝长SL=40cm，载流$I=1$A。电缆总长度$l=2$m。

2. 计算。将绞合电缆转变成扁平结构（见图4.7），试估计这种新结构电缆的磁场。

a）计算平行于电缆轴并相距10cm、长度（从$x=0$起始）为1m时的磁力线，将上述两种计算结果画在同一张图上。

b）上述两种计算结果的最大值的差D（单位为dB）多大？

习题4.5 y轴上（从$y_1=0$到$y_2=2$m）的一根有限长导线，载流$I=10$A。

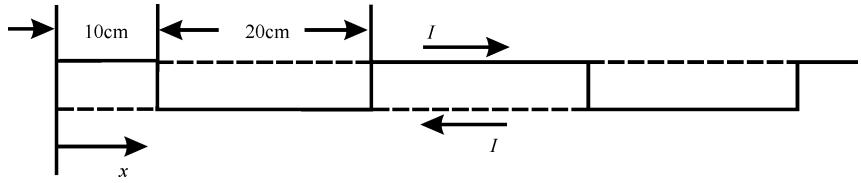


图 4.7　使用改变面方向的矩形单元重新构造的绞合电缆

a）应用安培环路定律（式（4.3）），计算（0.5m，1m，0m）处的磁场强度。

b）用式（4.7）计算（0.5m，1m，0m）处的磁场强度。

c）解释为什么 a）和 b）的计算结果有差异？在这两个公式中必须满足的边界条件是什么？

d）距离多大时，两种计算结果的偏离小于 1%？

习题 4.6　雷击（最大冲击电流 $I=100\text{kA}$，变化率 $\mathrm{d}i/\mathrm{d}t=100\text{kA}/8\mu\text{s}$）放电进入到保护设施的避雷针中（见图 4.8）。雷击电流等分进入到被保护建筑物四角的避雷器中。

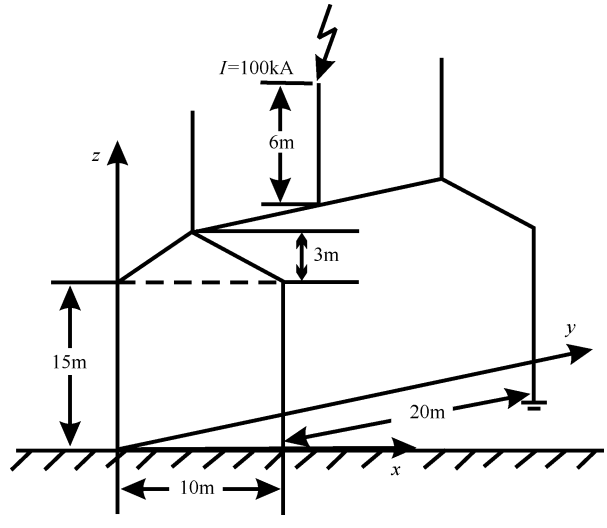


图 4.8　装有 3 根避雷针和 4 个避雷器的雷电保护系统

a）在外墙的中间（10m，10m，7.5m）出现的磁通密度多大？

b）如果磁通密度垂直地穿过位于外墙中部的面积为 0.1m^2 的环，则在环中产生的开路电压多大？

c）在距避雷器 30cm 处（0m，0.3m，5m）产生的磁场强度多大？

提示：无需考虑避雷针的雷击路径。忽略电流的流动时间和地中的电流。

第5章　电　磁　场

从电磁兼容的角度来讲，电磁场的场分量，即电场强度 E 和磁场强度 H，并不是互相独立的场量，而必须将两者视为相互依存的场量，当存在一个场源或一个场激励时两种场就形成了电磁波。此外，在了解电磁场的特性时，必须考虑其固有的时延效应(传播时间效应)。在频域里是用相位差描述的。真空中，电磁场以光速传播，其最佳的近似值为 $c_0 = 3 \times 10^8 \mathrm{m/s}$。在电介质中，电磁波的传播速度减小为光速除以相对介电常数的二次方根：

$$v = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{5.1}$$

当电磁波在通信线路（电缆）里传播时，很明显的是不再以光速传播，而是以相当低的速度传播。对于标准的实验室电缆，通常 $\varepsilon_r = 2.25$。因此，传播速度减小为 $v = c_0/1.5$。因此，电磁波在标准的实验室电缆中 1ns 传播的距离仅为 20cm。传播速度的降低也意味着电缆中的波长减小了。

5.1　电磁波的特性

电磁波的特性既与时间有关，也与空间有关。图 5.1 给出了同一电磁波在两个不同的位置时，其幅度作为时间的函数。

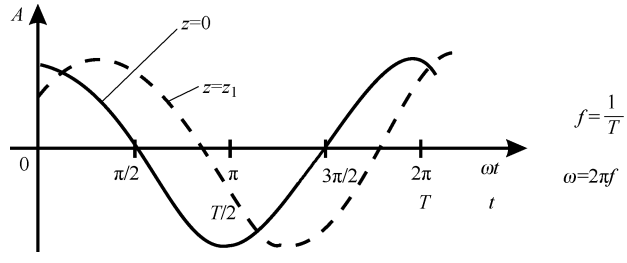


图 5.1　在两个不同的位置时作为时间函数的电磁波的幅度

$$z = 0 : a(t) = A \cdot \cos\frac{2\pi t}{T} = A \cdot \cos 2\pi f \cdot t = A \cdot \cos\omega t \tag{5.2}$$

$$z = z_1 : a_1(t) = A \cdot \cos\omega(t - \tau) \tag{5.3}$$

$$\tau = \frac{z_1}{v}; v = \lambda \cdot f = \frac{\lambda \cdot \omega}{2\pi}; \lambda = \frac{v}{f} \tag{5.4}$$

从 $z = 0$ 传播到 $z = z_1$ 的波，同位置 $z = 0$ 的波相比，在位置 z_1 时间上要晚一些达到其最大值。z_1 的过程要相对落后于 $z = 0$ 的过程。根据这个波与时间的关系，可用时间

作为参数推导出波的空间关系（见图 5.2）。

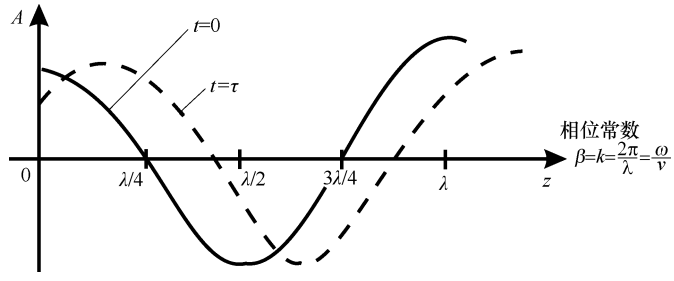


图 5.2　以时间为参数作为位置的函数的波

对于沿 $+z$ 方向传播的波，可用下面的公式描述：

$$a(t)=A\cdot\cos(\omega t-\beta\cdot z+\varphi) \tag{5.5}$$

若传播中没有衰减，则

$$\underline{a}(t)=\underline{A}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega t-\beta z)} \tag{5.6}$$

若传播中有衰减，则

$$\underline{a}(t)=\underline{A}\cdot \mathrm{e}^{-\alpha z}\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega t-\beta z)} \tag{5.7}$$

为了对应 $+z$ 方向，则沿 $-z$ 方向传播的波可表示为

$$a(t)=A\cdot\cos(\omega t+\beta z+\varphi) \tag{5.8}$$

若传播中没有衰减，则

$$\underline{a}(t)=\underline{A}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega t+\beta z)} \tag{5.9}$$

若传播中有衰减，则

$$\underline{a}(t)=\underline{A}\cdot \mathrm{e}^{\alpha z}\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega t+\beta z)} \tag{5.10}$$

电磁波通常用电场强度矢量 $\vec{E}$ 和/或磁场强度矢量 $\vec{H}$ 描述。波具有传播方向，其方向垂直于上述的两个场矢量。传播矢量，即所谓的坡印廷矢量 $\vec{S}$，为矢量 $\vec{E}$ 和 $\vec{H}$ 的矢量积（叉积）：

$$\vec{S}=\vec{E}\times\vec{H} \tag{5.11}$$

当考虑径向传播的电磁波时，可以推出，此时电磁波仅有 E_ϑ 和 H_φ 分量，式（5.11）可简化为

$$S_\mathrm{r}=E_\vartheta H_\varphi \tag{5.12}$$

在天线的远场，E_ϑ 和 H_φ 同相，它们两者之比近似等于 377Ω：

$$\Gamma_0=\frac{E_\vartheta}{H_\varphi}=377\Omega \tag{5.13}$$

该值也称为自由空间的波阻抗 Γ_0。在天线（或电磁场源）的近场，通常只有一个主要分量。如果场的 $\vec{E}$ 分量为主要分量（如近似于赫兹偶极子），则该场就称为“高阻抗场”；如果场的 $\vec{H}$ 分量为主要分量（如近似于电流环），则该场就称为“低阻抗场”。在天线的近场，$\vec{E}$ 和 $\vec{H}$ 通常不同相，这时的波阻抗为复数。将在 5.2 节更详细地讨论

这些场量关系，以及与基本辐射体天线的关系。

相对于公共的导电平面，电磁波可以分成以下几种极化波：

a）水平极化波（见图 5.3），

电场矢量位于反射平面。

b）垂直极化波（见图 5.4），

磁场矢量位于反射平面。

c）椭圆极化波（见本书附录 A5）。

电场矢量由 2 个或 3 个不同相位的正交分量组成。

图 5.3 给出了水平极化的电磁波，以角度 α 入射到金属壁上，其被完全反射，图中也给出了其驻波的反射图。

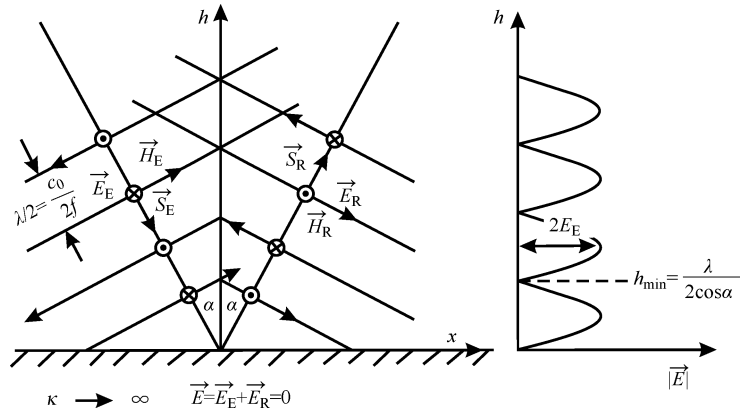


图 5.3 金属壁反射的平面波（水平极化波）

当测量反射平面上的电磁场（水平极化）时，必须考虑到会存在这个反射场。在下述位置可找到电场强度的第一个最大值：

$$h_{max}=\frac{\lambda}{4\cdot\cos\alpha} \tag{5.14}$$

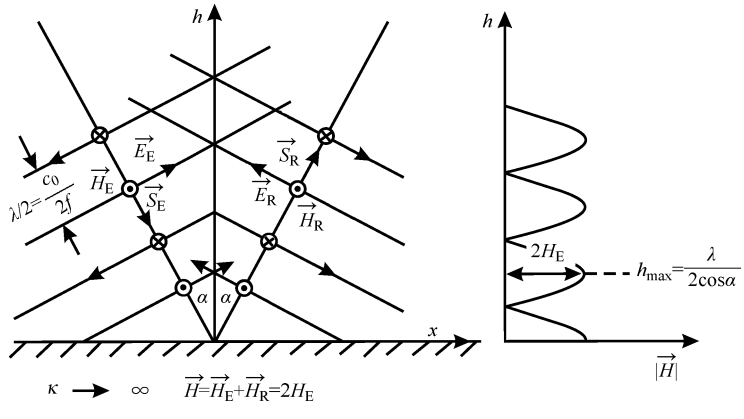


图 5.4 金属壁反射的平面波（垂直极化波）

在讨论垂直极化波时，为了更精确的分析，电场矢量一般分成水平分量和垂直分量，水平分量必然为零（即 $E_{\tan}=0$），而其垂直分量则在反射平面加倍。然而对于判断不兼容的情况，通常并不需要将电场矢量分成这两种分量。

习题

习题 5.1　电磁波（频率为 10MHz，垂直极化）以 $\alpha=60°$（相对于金属平面的法线）的角度入射到金属平面上。入射场的电场强度的大小为 1V/m（RMS 有效值）。

a）平行于金属表面（图 5.4 所示的 x 方向）方向上的功率密度（坡印廷矢量的大小）多大？

b）该波在 x 方向的传播速度多大？

c）该波磁场强度的最大值（最大 RMS 值）？出现在什么高度？

习题 5.2　平面电磁波（水平极化）以 $\beta=20°$（相对于该平面的）入射到金属平面上。入射场的电场强度的大小为 1V/m（RMS 有效值）。

a）在金属平面出现的是哪个场强分量？

b）将入射的功率密度分解为平行于及垂直于该平面的分量，则这些分量各为多大？

c）这些分量在该平面内会发生什么情况？

5.2　电磁场的效应

当电磁波入射到一个理想的金属导电结构上，就会形成反射电磁场。在该理想导电结构的表面，电场的切向分量必然为零，否则会产生极大的表面电流。因此，当估计或计算高频电磁场时，通常都采用电场的切向分量 $E_{\tan}=0$ 作为边界条件。

在（远离）天线的远场，通常认为此时的电磁波为平面电磁波，$\vec{E}$ 和 $\vec{H}$ 的方向互相垂直，同时也垂直于坡印廷矢量 $\vec{S}$，因此也垂直于它的传播方向。若 $\vec{E}$ 和 $\vec{H}$ 同相，它们之比为 $\Gamma_0=377\Omega$。所以，$|\vec{S}|=2.65\text{mW/m}^2$ 的电磁波的电场强度为

$$|\vec{E}|=\sqrt{|\vec{S}|\cdot\Gamma_0}=1\text{V/m} \tag{5.15}$$

磁场强度为

$$|\vec{H}|=\frac{|\vec{E}|}{\Gamma_0}=\sqrt{\frac{|\vec{S}|}{\Gamma_0}}=\frac{1}{377}\text{A/m}=2.65\text{mA/m} \tag{5.16}$$

当该电磁波入射到金属壁上，就将产生全反射。反射的电场强度（准确地说是水平分量）E_{R} 可以用电场 E 的反射系数 r_{E} 进行计算：

$$r_{\text{E}}=\frac{\Gamma_{\text{m}}-\Gamma_0}{\Gamma_{\text{m}}+\Gamma_0} \tag{5.17}$$

同时

$$E_{\text{R}}=r_{\text{E}}\cdot E_{\text{E}} \tag{5.18}$$

式中，E_E为入射的电场强度；Γ_m为金属壁的波阻抗。由下式给定：

$$\Gamma_m = (1+j)\cdot\sqrt{\frac{\omega\mu}{2\kappa}} = (1+j)\cdot\frac{1}{\kappa d} \tag{5.19}$$

式中，$\omega = 2\pi f$为角频率；μ为磁导率；κ为电导率；d为集肤深度。例如，对于铜，在10kHz时，计算得出的波阻抗Γ_m很小，$\Gamma_m = (1+j)\times 26.3\mu\Omega$。

对于波阻抗值Γ_m很小的情况，式（5.17）可简化为

$$r_E \approx -1 + \frac{2\Gamma_m}{\Gamma_0} \tag{5.20}$$

得到的反射系数为

$$r_E \approx -1 + \frac{2}{\kappa d\Gamma_0} + j\frac{2}{\kappa d\Gamma_0} \tag{5.21}$$

反射电场强度的大小为$|E_R| = |r_E|\cdot|E_E|$。若取$E_E = 1V/m$，铜材，则在10kHz时，$|E_R| = 0.999\ 999\ 86V/m$。这个结果表明，电磁波会在金属表面产生全反射的假设是正确的。然而，对于估计金属壁的屏蔽效能来说，穿透进金属壁内的这小部分的电磁波是极其重要的（见本书7.4节）。

必须记住以下两点：

1）当电磁波入射到金属壁上时，将几乎产生全反射。

2）金属表面的切向电场强度近似为零。

为了使切向电场强度为零，金属表面必须有流动的电流，这种电流会产生补偿电场，使其与入射电场形成的合成电场强度等于零。

考虑一个位于无限大金属平面之上的电装置，则可以假想在该金属平面下方有一个虚拟的镜像电装置存在（镜像原理），于是就可以满足边界条件$E_{tan} = 0$。

图5.5给出了一个环路和它的镜像。所选的坐标系统符合一般惯例。从中可看出$+z$方向的电流产生的镜像电流也在$+z$方向；而对于x方向和y方向的电流的镜像电流，则方向相反。

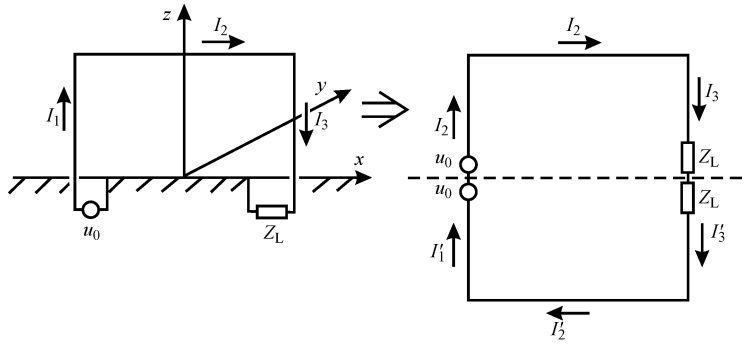


图5.5　导电接地平面上的环路及其镜像

当使用模拟镜像法对普通导电平面上的布置进行分析时，仅需考虑半空间中存在的物理场和其在半空间中的辐射，因此：

导电接地平面上的金属杆的电容是位于自由空间中的长度为其两倍且馈电点在杆中心的杆电容的两倍。

导电平面上的环路电感值是该环在自由空间中电感值的一半。

同接地平面上的 $\lambda/4$（四分之一波长）单极子天线的辐射电阻（36.6Ω）相比，自由空间中 $\lambda/2$（半波长）偶极子天线的辐射电阻（73.2Ω）为其两倍。

镜像原理（接地平面下的虚拟镜像布置）的基本方法也允许我们计算以下几项：

a）接地平面上电场强度的法向分量。

b）接地平面内的电荷分布。

c）接地平面上磁场强度的切向分量。

d）接地平面上的表面电流。

这种想法，即入射场会产生一个对其自身的补偿场，对于理解电磁场及其耦合很有帮助。我们考虑一个位于电磁场内的杆天线，其轴向平行于电场强度的方向。很明显，沿着杆流动的电流（电流分布）起着补偿入射场强的作用，从而使其表面上每个位置的场强始终为零。如果在杆的中点垂直于其轴将它切开，在缝隙之间连接接收机，则在接收机端会产生接收电压，从而可以测量补偿电流的效应。

通常，电磁场的作用有以下几个方面：

1）可在金属结构上产生电流。

2）这些产生的电流可使用接收电压检测出来。

3）电磁场是功率和能量的载体。

4）电磁场的电场分量在有耗电介质材料里会产生 $P/m^3 = E^2/\kappa$ 的功率密度损耗。

根据电磁学中的互易原理，通过反述，可得出以下结论：

1. 如果金属物体的表面有高频电流流动，则其结构表面将会辐射电磁场。

2. 如果金属结构受到高频振荡电压的激励，则它会产生高频电流。

互易原理还有以下一些重要的推论：

1. 对于天线（或任意结构），无论是辐射还是接收，其输入阻抗都是相同的。

2. 无论是辐射还是接收，天线的方向图都是相同的。

对于一些非常简单的结构（如赫兹偶极子，小电流环，$\lambda/2$ 偶极子，$\lambda/4$ 单极子），可根据麦克斯韦方程分析确定电磁场的大小分布情况。但对于一些实际当中的电磁场问题的场分析，只能采用近似的方法求解或用典型的计算机程序。在有些情况下，只能对实际系统或者实体模型进行测量才能得到满意的结果。

习题

习题5.3 在导电平面上高度 $h = 10\text{cm}$ 处（z 方向），放置一根非常长的导体（半径 $R = 1\text{mm}$）。导体与平面之间的电压 $U_0 = 10\text{V}$，产生的电流 $I = 1\text{A}$（流进图的平面，y 方向）。

a）如在导体下方看导电平面，则表面电荷的分布 $\sigma = f(x)$ 是怎样的？

b）如在导体下方看导电平面，则表面电流的分布 $J_F = f(x)$ 是怎样的？

c）在导体正下方的表面电荷及表面电流的最大值是多少？

5.3 基本偶极子

最简单的天线是赫兹偶极子。其特征是，与所研究的波长相比，其长度很短。当研究这种短偶极子时，我们假设，偶极子上所有位置的电流都相同，但随时间呈正弦变化。由于电荷的守恒，电流既不能流向偶极子，也不能离开偶极子，因此电荷必须聚集在偶极子的两端。但随着电流的正弦变化，又会产生两个具有不同极性的电荷对再稳定地聚集。（见图 5.6）

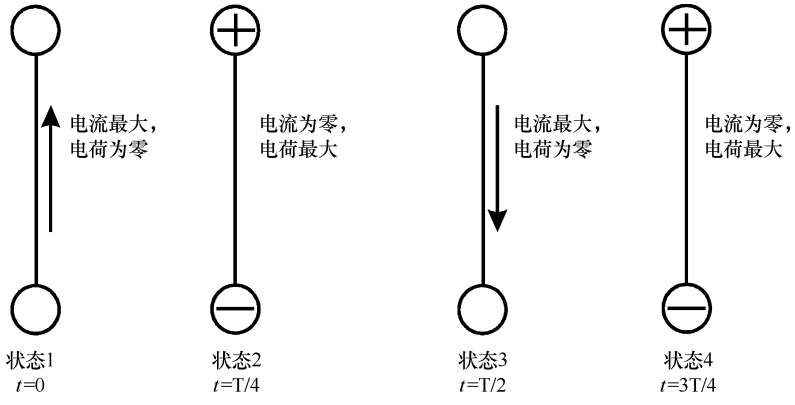


图 5.6 赫兹偶极子上电荷的变化过程，T 为（一次）正弦振荡的周期

在这些电荷对之间存在着场线，场线的变化随着电荷对的变化。此外，偶极子也开始向周围空间进行辐射。图 5.7 所示为电荷对返回之前、期间（图 5.6 所示的状态 3）、之后时电场随时间的分布。

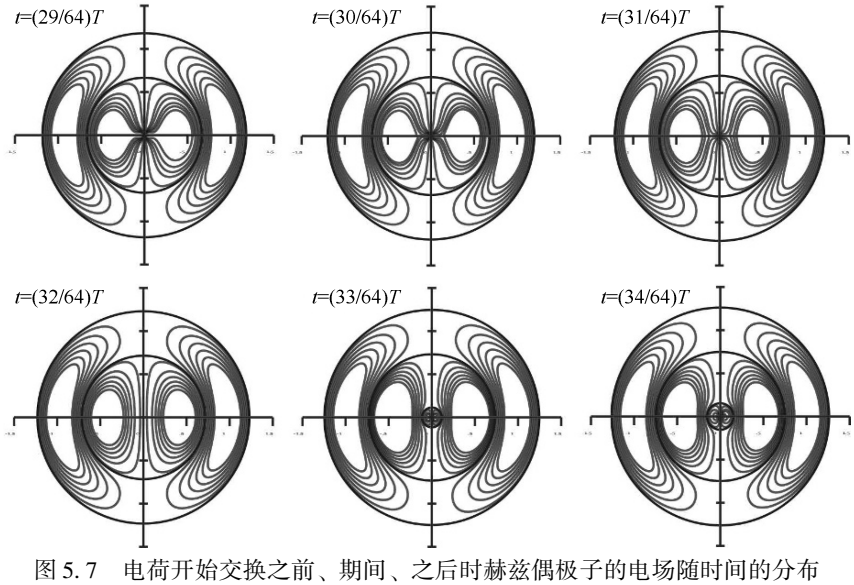


图 5.7 电荷开始交换之前、期间、之后时赫兹偶极子的电场随时间的分布

赫兹偶极子可以用两端加载有平板的短杆结构来近似。通过位于杆中间的连接线对其进行馈源，如图 5.8 所示。

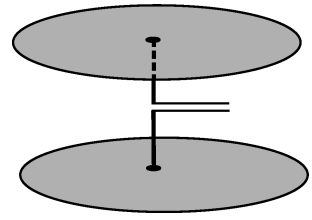


图 5.8　赫兹偶极子的实际结构

第二种结构非常简单的天线是电流环。其特征是，与所研究的波长相比，其半径很小。环内流动的电流不随位置变化，但随时间呈正弦变化。这个环电流会产生磁场，它也将作为电磁场向空间传播。环内的电流形成了一个*虚拟的*磁偶极子。电流环的场结构图与赫兹偶极子的场结构图有着相同的轮廓形状，只是现在的场线表示的是 H 场。当和图 5.6 所示赫兹偶极子的状态 1 对应时，电流环内的电流为零。

图 5.9 给出了在各自的坐标系统中的两种基本偶极子。在以下的章节中，各个方向和场分量的命名都与这些坐标系统有关。

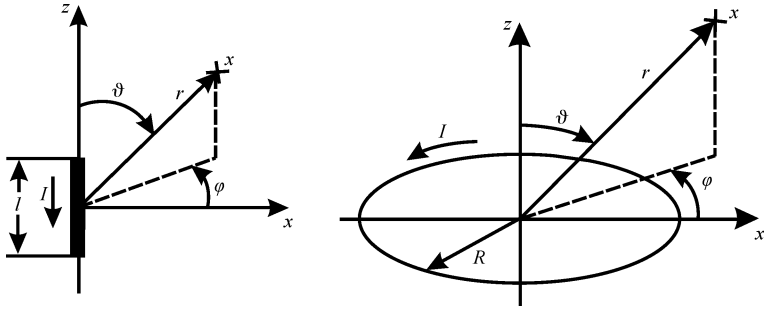


图 5.9　电偶极子和磁偶极子的方位

注：赫兹偶极子和磁偶极子（电流环）的数学推导见本书附录 A4。

基本偶极子的方程不难理解，实际线天线的辐射特性可从偶极子的场量关系式中推导出来。基本偶极子的方程式能提供与距离或相关分量有关的近似场量值。此外，这些方程式也是谢昆诺夫（Schelkunoff）屏蔽理论的基础。

对于赫兹偶极子，可推导出以下复数形式的场方程式：

$$E_\vartheta = \frac{\hat{I}l\pi}{\lambda^2}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi r}{\lambda}} \sin\vartheta \left\{ \left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2 - \mathrm{j}\left[\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^3 - \frac{\lambda}{2\pi r}\right]\right\} \tag{5.22}$$

$$E_r = \frac{2\hat{I}l\pi}{\lambda^2}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi r}{\lambda}} \cos\vartheta \left\{ \left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2 - \mathrm{j}\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^3\right\} \tag{5.23}$$

$$H_\varphi = \frac{\hat{I}l\pi}{\lambda^2} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi r}{\lambda}} \sin\vartheta \left\{ \left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2 + \mathrm{j}\frac{\lambda}{2\pi r}\right\} \tag{5.24}$$

将 E_ϑ 除以 H_φ 就得到赫兹偶极子所谓的辐射阻抗（即波阻抗和场阻抗）：

$$\Gamma_{\mathrm{W}} = \frac{E_\vartheta}{H_\varphi} = \Gamma_0 \frac{\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right) - \mathrm{j}\left[\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2 - 1\right]}{\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right) + \mathrm{j}}$$

$$\Gamma_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \tag{5.25}$$

对于磁偶极子，可推导出以下的方程式：

$$H_\vartheta = \hat{I}R^2 \frac{2\pi^3}{\lambda^3} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi r}{\lambda}} \sin\vartheta \left\{ \left[\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^3 - \frac{\lambda}{2\pi r} \right] + \mathrm{j}\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2 \right\} \tag{5.26}$$

$$H_r = \hat{I}R^2 \frac{4\pi^3}{\lambda^3} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi r}{\lambda}} \cos\vartheta \left\{ \left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^3 + \mathrm{j}\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2 \right\} \tag{5.27}$$

$$E_\varphi = \hat{I}R^2 \frac{2\pi^3}{\lambda^3} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi r}{\lambda}} \sin\vartheta \left\{ \frac{\lambda}{2\pi r} - \mathrm{j}\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2 \right\} \tag{5.28}$$

$$\Gamma_{\mathrm{W}} = \frac{-E_\varphi}{H_\vartheta} = \Gamma_0 \frac{1 - \mathrm{j}\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)}{\left[1 - \left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2\right] - \mathrm{j}\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)} \tag{5.29}$$

图 5.10 给出了作为$\frac{\lambda}{2\pi}$的函数时两种基本偶极子的场阻抗曲线。近场（邻近场源）时，赫兹偶极子的场阻抗远大于自由空间的场阻抗 $\Gamma_0 = 377\Omega$。相反的，近场时，磁偶极子的场阻抗则远小于 Γ_0。因此，赫兹偶极子的场称为高阻抗场，而磁偶极子的场称为低阻抗场。

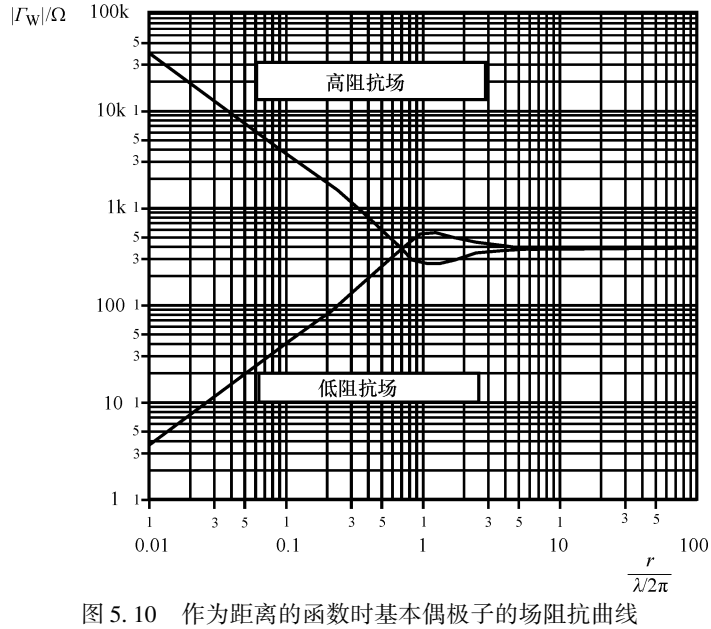


图 5.10　作为距离的函数时基本偶极子的场阻抗曲线

时域时使用以下基本偶极子场量方程：

对于赫兹偶极子

$$E_\vartheta(t) = \frac{\hat{I}l\pi}{\lambda^2} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \sin\vartheta \left\{ \left[\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^3 - \frac{\lambda}{2\pi r} \right] \sin\left(\omega\left(t - \frac{r}{v}\right)\right) + \left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2 \cos\left(\omega\left(t - \frac{r}{v}\right)\right) \right\} \tag{5.30}$$

$$E_r(t)=\frac{2\hat{I}l\pi}{\lambda^2}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\cos\vartheta\left\{\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2\cos\left(\omega\left(t-\frac{r}{v}\right)\right)+\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^3\sin\left(\omega\left(t-\frac{r}{v}\right)\right)\right\} \tag{5.31}$$

$$H_\varphi(t)=\frac{\hat{I}l\pi}{\lambda^2}\sin\vartheta\left\{\frac{-\lambda}{2\pi r}\sin\left(\omega\left(t-\frac{r}{v}\right)\right)+\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2\cos\left(\omega\left(t-\frac{r}{v}\right)\right)\right\} \tag{5.32}$$

对于磁偶极子

$$H_\vartheta(t)=\hat{I}R^2\frac{2\pi^3}{\lambda^3}\sin\vartheta\left\{\left[\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^3-\frac{\lambda}{2\pi r}\right]\cos\left(\omega\left(t-\frac{r}{v}\right)\right)-\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2\sin\left(\omega\left(t-\frac{r}{v}\right)\right)\right\} \tag{5.33}$$

$$H_r(t)=\hat{I}R^2\frac{4\pi^3}{\lambda^3}\cos\vartheta\left\{\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^3\cos\left(\omega\left(t-\frac{r}{v}\right)\right)-\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2\sin\left(\omega\left(t-\frac{r}{v}\right)\right)\right\} \tag{5.34}$$

$$E_\varphi(t)=\hat{I}R^2\frac{2\pi^3}{\lambda^3}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\sin\vartheta\left\{\frac{\lambda}{2\pi r}\cdot\cos\left(\omega\left(t-\frac{r}{v}\right)\right)+\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2\sin\left(\omega\left(t-\frac{r}{v}\right)\right)\right\} \tag{5.35}$$

与场量方程有关联的一个重要物理量是距离 $r=r_0=\lambda/(2\pi)$。这个距离称为过渡距离，或俗称为“*魔距离*”。对于距离 r 远小于 r_0（邻近偶极子，近场区）的情况，只考虑场量之和中含有 $(r_0/r)^3$ 和/或 $(r_0/r)^2$ 的项。然而，对于远场区，只需考虑含有线性关系 r_0/r 的项。

因此，在本书随后所有的估算中，近场到远场的过渡点固定在距离 $r_0=\lambda/(2\pi)$。近场时只考虑含有比例 r_0/r 的 2 次或 3 次方的项。然而，对于远场，只需考虑含有线性关系 r_0/r 的项。此外，场的延迟（因果间的时延）只在远场的方程式中考虑。

总之，对于赫兹偶极子，可得出以下关系式：

近场时

$$E_\vartheta=-\mathrm{j}\frac{\hat{I}l\pi}{\lambda^2}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\sin\vartheta\cdot\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^3 \tag{5.36}$$

$$E_r=-\mathrm{j}\frac{2\hat{I}l\pi}{\lambda^2}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\cos\vartheta\cdot\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^3 \tag{5.37}$$

$$H_\varphi=\frac{\hat{I}l\pi}{\lambda^2}\sin\vartheta\cdot\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2 \tag{5.38}$$

$$\Gamma_{\mathrm{W}}=\frac{E_\vartheta}{H_\varphi}=-\mathrm{j}\Gamma_0\cdot\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right) \tag{5.39}$$

远场时

$$E_\vartheta=\mathrm{j}\frac{\hat{I}l\pi}{\lambda^2}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi r}{\lambda}}\sin\vartheta\cdot\frac{\lambda}{2\pi r} \tag{5.40}$$

$$E_r=0 \tag{5.41}$$

$$H_\varphi=\mathrm{j}\frac{\hat{I}l\pi}{\lambda^2}\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi r}{\lambda}}\sin\vartheta\cdot\frac{\lambda}{2\pi r} \tag{5.42}$$

$$\Gamma_{\mathrm{W}}=\Gamma_0 \tag{5.43}$$

类似地，对于磁偶极子，可得出以下近似关系式：

近场时

$$H_\vartheta = \hat{I}R^2\frac{2\pi^3}{\lambda^3}\sin\vartheta\cdot\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^3 \tag{5.44}$$

$$H_r = \hat{I}R^2\frac{4\pi^3}{\lambda^3}\cos\vartheta\cdot\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^3 \tag{5.45}$$

$$E_\varphi = -\mathrm{j}\hat{I}R^2\frac{2\pi^3}{\lambda^3}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\sin\vartheta\cdot\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2 \tag{5.46}$$

$$\Gamma_{\mathrm{W}} = \frac{-E_\varphi}{H_\vartheta} = \mathrm{j}\Gamma_0\left(\frac{2\pi r}{\lambda}\right) \tag{5.47}$$

远场时

$$H_\vartheta = -\hat{I}R^2\frac{2\pi^3}{\lambda^3}\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi r}{\lambda}}\sin\vartheta\cdot\frac{\lambda}{2\pi r} \tag{5.48}$$

$$H_r = 0 \tag{5.49}$$

$$E_\varphi = \hat{I}R^2\frac{2\pi^3}{\lambda^3}\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi r}{\lambda}}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\sin\vartheta\cdot\frac{\lambda}{2\pi r} \tag{5.50}$$

$$\Gamma_{\mathrm{W}} = \frac{-E_\varphi}{H_\vartheta} = \Gamma_0 \tag{5.51}$$

习题

习题 5.4　确定在赫兹偶极子端部出现的最大电荷量：

a）以公式的方式。

b）以数值的方式，计算参数为 $l=1\mathrm{m}$，$f=1\mathrm{MHz}$，电流 $I=1\mathrm{A}$。

习题 5.5　在直径 $2R=1\mathrm{m}$ 的电源环路近场，频率 $f=100\mathrm{kHz}$ 时测得的电场强度为 1mV/m，在环路平面内场点与环的中心之间的距离 $r=5\mathrm{m}$。试问环内的电流多大？

习题 5.6　为什么要在磁偶极子的场阻抗方程式（5.29）$\Gamma_{\mathrm{W}}=\frac{-E_\varphi}{H_\vartheta}$ 中引入负号？

5.3.1　距离的转换

在测量过程中经常需要进行距离的转换。例如，已经在 3m 距离测量的受试设备的电场，然而要求是测量其在 10m 距离的电场。这就会涉及该问题，即如何将测量距离 3m 时的测量值转换到测量距离 10m 时的测量值呢？在民用标准中给出的辐射发射信号限值，一般都规定测量距离是 10m 或 30m。如果采用民用限值的受试设备要使用到军用环境中，则限值距离要相应减小。这就产生了该问题，我们怎样将 10m（30m）距离的限值转换到 1m 距离的限值。更普遍的问题是，如果我们知道在距离 r_2 的场强值，那么在距离 r_1 的场强值是多少呢？

一般来讲，对此问题要给出准确的数值是不太可能的。然而，可以使用基本偶极子的场量方程进行一阶近似。但是，必须考虑到，这些近似值只有在以下情况时有效：

a）采用的是线天线（杆天线或鞭天线）。

b）测量距离远大于天线长度。

对于口面（aperture）天线（缝隙、面和表面天线），还必须考虑其他的距离定律。此外，由于通常并不知道受试设备如何辐射，或EUT的哪个部分产生辐射，所以通用的距离转换公式是存在问题的。于是国际无线电干扰特别委员会（CISPR）的方法是允许在较小的距离上测量，但是必须满足测量距离为10m的限值。这种方法虽然似乎过于严格，但却是有根据的。虽然在多数情况下，电缆和线路都在辐射，但在较高的频率范围时，不能忽略的是受试设备的整个表面作为口面天线进行的辐射。

基本偶极子的方程表明，它们场的主要分量（赫兹偶极子的E分量，磁偶极子的H分量）是与$(r_0/r)^3$、$(r_0/r)^2$及(r_0/r)有关项之和。一种严格的方法是，假设，在距离满足$r=r_0$之前，场的主要分量与$(r_0/r)^3$项有关；在距离满足$r=r_0$之后，场的主要分量则与(r_0/r)有关。那么只要考虑了上述的一些条件，就可以很容易地将测量结果从一个距离转换到另外一个距离。

转换方法如下：

1）根据所感兴趣的频率，计算过渡距离r_0，即

$$r_0=\frac{\lambda}{2\pi}=\frac{c_0}{2\pi f} \tag{5.52}$$

2）如果两点（距离）都在近场（$r_1<r_2$），则用$1/r^3$进行换算，即

$$E_1=E_2\cdot\frac{r_2^3}{r_1^3} \tag{5.53}$$

3）如果两点（距离）都在远场，则用$1/r$进行换算，即

$$E_1=E_2\cdot\frac{r_2}{r_1} \tag{5.54}$$

4）如果一点位于远场（r_2）而另外一个点位于近场（r_1），则从r_2转换到r_0采用$1/r$，从r_0转换到r_1采用$1/r^3$，得

$$E_1=E_2\cdot\left(\frac{r_2}{r_0}\right)\cdot\left(\frac{r_0}{r_1}\right)^3 \tag{5.55}$$

例5.1 距离电场源$r_2=20$m处，频率$f=3$MHz时，测得的电场强度$E_2=80\text{dB}_{\mu\text{V/m}}$。那么当距离电源$r_1=3$m时，计算电场强度为多大？

解： 频率$f=3$MHz时对应的过渡距离$r_0=15.9$m，因此，r_2位于远场，而r_1位于近场。应用以上讨论的关系式可得到如下的结果：

$$E_1=10\text{mV/m}\times\left(\frac{20}{15.9}\right)\times\left(\frac{15.9}{3}\right)^3=1.873\text{V/m}=125.4\text{dB}_{\mu\text{V/m}} \tag{5.56}$$

为了帮助读者理解，我们使用简化的偶极子方程，以图示的方式来解释以上讨论的场量关系式。将场强归一化到距离1m，就可得出图5.11所示曲线。

频率$f=48$MHz时，场的过渡距离为$r=r_0=1$m。所以在频率$f=48$MHz时，距离r小于1m时位于近场（60dB/lg（距离）），而距离r远大于1m时位于远场（20dB/lg（距离））。当频率小于48MHz时，则$1/r$区域相应地起始在更远的距离；例如，$f=10$MHz时，距离$r=4.8$m。当频率大于48MHz时，则$1/r$区域起始在更近的距离；例如，$f=1$GHz时，距离$r=4.8$cm。而$f=48$MHz，虽然是随意选择的，但能够得到很有

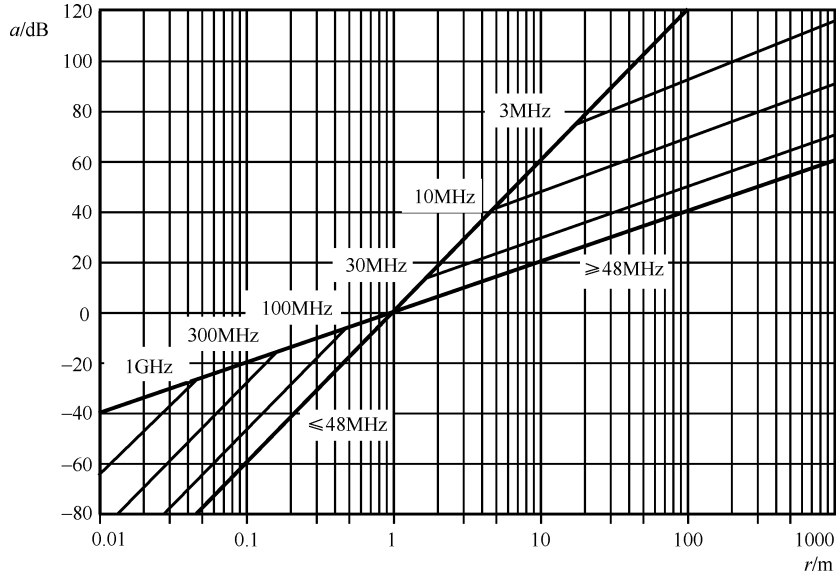


图 5.11 不同距离时场强转换的曲线图

解释力的曲线图。

为了进行距离转换须要遵循以下的步骤：在所研究频率的曲线上，计算从距离 r_1 移动到距离 r_2 时对应场强的差值 Δa（单位为 dB）；然后，使用 Δa，利用下面的公式计算要转换的场强：

$$E(r_2) = E(r_1) \cdot 10^{-\frac{\Delta a}{20}} \tag{5.57}$$

等同地，可得到

$$H(r_2) = H(r_1) \cdot 10^{-\frac{\Delta a}{20}} \tag{5.58}$$

$$\Delta a = a(r_2) - a(r_1) \tag{5.59}$$

例 5.2 在距电场天线 100m 处，频率为 10MHz 时，测得的电场强度为 $40\text{dB}_{\mu\text{V/m}}$。当距离为 3m 时，换算得到的场强值（见图 5.12）为

$$E(3\text{m}) = 40\text{dB}_{\mu\text{V/m}} + 38\text{dB} = 78\text{dB}_{\mu\text{V/m}} \tag{5.60}$$

习题

习题 5.7 在距电场源 $r_1 = 3\text{m}$ 处，频率 $f = 3\text{MHz}$ 时，测得的电场强度 $E = 10\text{mV/m}$，当距离 r_2 为下述距离时，所计算出的场强为多大？

a）$r_2 = 10\text{m}$

b）$r_2 = 25\text{m}$

习题 5.8 在距场源 $r_2 = 200\text{m}$ 处，当频率 $f = 1\text{MHz}$ 时，场源产生的电场强度 $E = 46\text{dB}_{\mu\text{V/m}}$。假设场源为磁场。试问：

a）距离 $r_1 = 5\text{m}$ 时，磁场强度多大？

b）如果认为场源是一个半径 $R = 30\text{cm}$ 的圆环，则环中的电流多大？

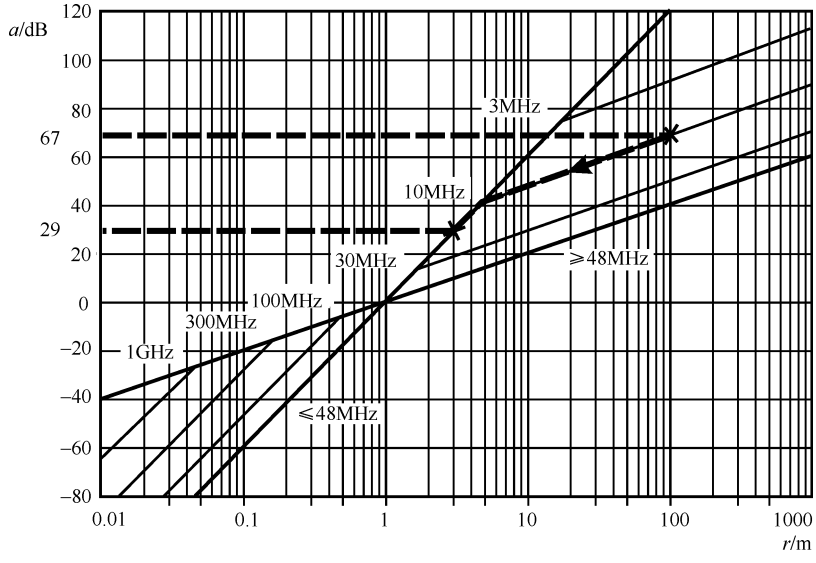


图 5.12　例 5.2 中用于计算场强差值 Δa 的曲线图

5.3.2　场阻抗

图 5.10 给出了，由式（5.25）和式（5.29）推导的，将场阻抗作为距偶极子距离的函数。但应指出有趣的一点，在魔距离（过渡距离）附近存在这样一个区域，在此区域里，赫兹偶极子（高阻抗场）的场阻抗小于磁偶极子（低阻抗场）的场阻抗，并且小于 377Ω。此外，也存在这样一个区域，磁偶极子的场阻抗大于赫兹偶极子的场阻抗，并且大于 377Ω。

场阻抗的大小走向中出现的这种奇怪的现象通常并不需要考虑也没必要考虑。这里再次应用先前的假设，即在近场我们只考虑最高幂次的场量项（$(r_0/r)^x$ 中选 $x=3$ 和 $x=2$ 的项），而在远场只考虑线性项（$x=1$），从而得到图 5.13 所示的曲线。由图中可看出，不管是高阻抗场还是低阻抗场，从点 $r/r_0=1$ 开始，两者的场阻抗 $\Gamma_W=\Gamma_0=377\Omega$。随着距离的减小，高阻抗场的场阻抗将依照下述规律变化：

$$|\Gamma_W| \approx \frac{r_0}{r} \cdot \Gamma_0 \tag{5.61}$$

而低阻抗场的场阻抗将依照下述规律变化：

$$|\Gamma_W| \approx \frac{r}{r_0} \cdot \Gamma_0 \tag{5.62}$$

有关场阻抗特性的知识能告诉我们一些什么呢？

其对以下两个方面有所帮助：

1）如果“已知”辐射源（线天线，鞭天线、杆天线或环天线）的特性，那么就能在场的电场分量和磁场分量之间进行近似的转换。

2）如果“未知”辐射源的特性，那么通过测量 E 分量和 H 分量也能预估辐射源的

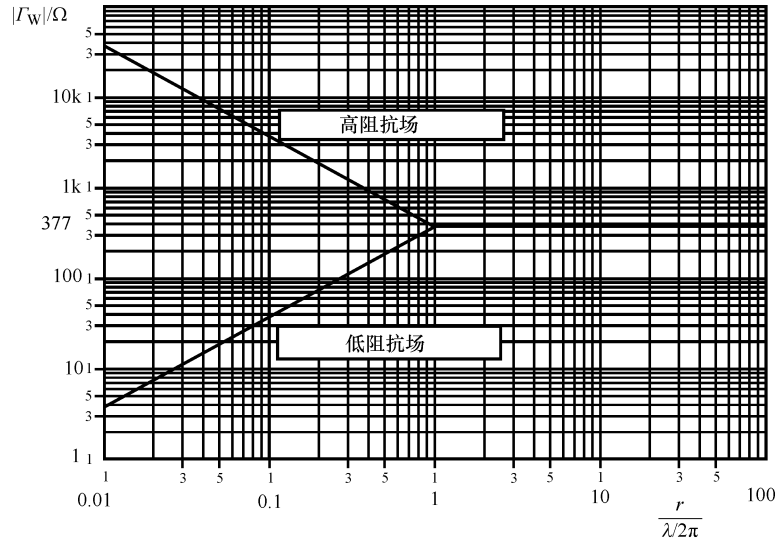


图 5.13 基本偶极子的场阻抗

特性。再根据源特性方面的知识，就可以提出适当的屏蔽措施。此外，搜寻干扰源时这些信息也非常有参考价值。

例 5.3（与上述第一点有关的例子） 已知在 $r=3\text{m}$ 距离处，当频率 $f=10\text{MHz}$ 时，电天线的电场强度等于 $78\text{dB}_{\mu\text{V/m}}$。那么在该点的磁场强度分量多大？

解： 当频率 $f=10\text{MHz}$ 时，计算出的过渡距离 $r_0=4.8\text{m}$。由于 $r=3\text{m}$，比值 $r/r_0=0.625$。当 $r/r_0=0.625$ 时，电天线的场阻抗 $\Gamma_W=600\Omega$。

所以，由这个场阻抗值可算出磁场强度的值为

$$H(3\text{m})=78\text{dB}_{\mu\text{V/m}}-56\text{dB}_{\mu\text{V/}\mu\text{A}}=22\text{dB}_{\mu\text{A/m}} \tag{5.63}$$

例 5.4（与上述第二点有关的例子） 军用电子设备在频率 $f=100\text{kHz}$ 时，其辐射电场超过规定限值 15dB（MIL-STD-461 中的电场限值）。建议采用附加的屏蔽措施使其能满足限值要求。试问推荐采用哪种方法？

解： 在 100kHz 时，应使用环天线测量距离设备表面 1m 处的磁场强度。

如果 E/H 的比值远大于 377Ω，则设备超过限值的原因是存在高阻抗干扰源。若没有屏蔽壳体，则可选用金属壳体限制电场辐射（也可使用具有金属内层的塑料外壳）。若已经使用了屏蔽壳体，那么就应该检查搭接或电缆屏蔽连接是否不良。

如果 E/H 的比值小于 377Ω，则说明存在低阻抗干扰源。这时就要运用 Schelkunoff 屏蔽原理（见本书 7.4 节），必须设计和制作一个可解决该干扰问题的屏蔽壳体。

习题

习题 5.9 在距雷达显示器屏幕 1m 处，在 22.5kHz 时测得的电场强度 $E=83\text{dB}_{\mu\text{V/m}}$。如果假设它是下列干扰源时，试问磁场强度多大？

a）电场干扰源

b）磁场干扰源

习题 5.10　如果要为一个电子设备设计一个屏蔽壳体。壳体内电路工作时的时钟频率为 1MHz。在没有屏蔽壳体时，距离电子设备 1m 处测得的电场强度为 10mV/m，磁场强度为 0.6μA/m。

a）试问电子设备产生的是电场干扰还是磁场干扰？

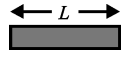
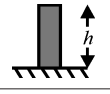
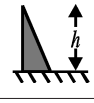
b）试说明哪条有效的规则可用来制作屏蔽壳体？

5.4　天线的有效高度、有效面积和辐射电阻

在 5.3 节，已经讨论了赫兹偶极子和磁偶极子的辐射场。

我们通常关心的是这些结构上不同于偶极子的天线的特性（如辐射电阻、方向性、天线的有效高度及主瓣方向上的场强等），而基本偶极子及其关系式是推导各个特性值的理论基础。表 5.1 列出了很多经常使用的线天线及其特性值。

表 5.1　EMC 领域的一些重要天线的特性值

天　　线	电流分布	方向性	天线的有效面积	天线的有效高度	辐射电阻/Ω	主瓣方向上的场强 E/(V/m)（其中，I/A，P/W，r/m）
各向同性天线		1	$\frac{\lambda^2}{4\pi}$			$\frac{5.48}{r}\sqrt{P}$
赫兹偶极子		1.5	$1.5\frac{\lambda^2}{4\pi}$	L	$80\pi^2\frac{L^2}{\lambda^2}$	$60\frac{\pi}{\lambda r}IL$
导电接地平面上顶端加载的短天线		3	$3\frac{\lambda^2}{16\pi}$	h	$160\pi^2\frac{h^2}{\lambda^2}$	$120\frac{\pi}{\lambda r}Ih$
顶端无加载电容的短天线		1.5	$1.5\frac{\lambda^2}{4\pi}$	$\frac{L}{2}$	$20\pi^2\frac{L^2}{\lambda^2}$	$30\frac{\pi}{\lambda r}IL$
导电接地平面上无负载的短天线		3	$3\frac{\lambda^2}{16\pi}$	$\frac{h}{2}$	$40\pi^2\frac{h^2}{\lambda^2}$	$60\frac{\pi}{\lambda r}Ih$
$\lambda/2$ 偶极子		1.64	$1.64\frac{\lambda^2}{4\pi}$	$\frac{\lambda}{\pi}$	73.1	$60\frac{I}{r}$
导电接地平面上的 $\lambda/4$ 的单偶极子		3.28	$3.28\frac{\lambda^2}{16\pi}$	$\frac{\lambda}{2\pi}$	36.6	$60\frac{I}{r}$
自由空间中的小环天线	环面积 F（任何形式）	1.5	$1.5\frac{\lambda^2}{4\pi}$	$\frac{2\pi F}{\lambda}$	$80\pi^2\frac{4\pi^2F^2}{\lambda^4}$	$120\frac{\pi^2FI}{\lambda^2 r}$
全波偶极子		2.41	$2.41\frac{\lambda^2}{4\pi}$		199.1	$120\frac{I}{r}$

以下的段落中将使用例子解释和阐明了表 5.1 中各个天线的特性值。

方向性 D 与天线增益 G_k

$$D=\frac{\text{天线的最大辐射强度}}{\text{辐射强度的平均值}}$$

$$D=\frac{\text{天线的最大辐射强度}}{\text{各向同性辐射天线的辐射强度}}$$

若用口述的话，即天线的方向性是其最大辐射强度与总辐射功率相同的各向同性辐射体的辐射的比值。如果在天线远场选择一个固定的距离，则天线的方向性也可以叙述如下：方向性是这样一个系数，即某天线的辐射功率必须乘以该系数后才能使用各向同性辐射天线的一些关系式。

增益 G_k 的单位常用 dB 表示。在通常假定天线的损耗可以忽略的情况下存在如下的关系式：

$$G_k=10\lg D \tag{5.64}$$

例 5.5 与各向同性辐射天线相比，$\lambda/2$ 偶极子天线的增益为

$$G_k=10\lg 1.64=2.15\text{dB} \tag{5.65}$$

和 $\lambda/2$ 偶极子天线相比，各向同性辐射天线为了在主辐射方向上达到与 $\lambda/2$ 偶极子天线相同的场强，就必须要馈入更大的功率。也就是其馈入的功率是 $\lambda/2$ 偶极子的 1.64 倍。

天线的有效面积 A_W

设天线所在位置的功率密度为 S，即

$$S=\frac{1}{2}E\cdot H=\frac{1}{2}\frac{E^2}{\Gamma_0} \tag{5.66}$$

式中，场阻抗 $\Gamma_0=377\Omega$；E 和 H 为峰值。那么接收天线的有效面积 A_W 乘以天线所在位置的功率密度 S 就得到功率，该功率是传输给与天线阻抗相匹配的接收机上的功率，即

$$P_{max}=\frac{1}{2}E\cdot H\cdot A_W=\frac{1}{2}\frac{E^2}{\Gamma_0}\cdot A_W \tag{5.67}$$

如果接收机的输入阻抗等于天线阻抗的共轭复值，就可得到最大的功率。

天线的有效高度 l_W

天线的有效高度 l_W 是一个虚拟量，它与天线所在位置的场强相乘就可得到天线的开路电压，即

$$U_L=l_W\cdot E \tag{5.68}$$

天线的辐射电阻 R_r

无耗天线的辐射电阻 R_r 等于天线输入阻抗的实部。它的使用和任意元件的电阻一样：

$$P=\frac{1}{2}\cdot\hat{I}^2\cdot R_r \tag{5.69}$$

式中，$\hat{I}$ 为产生辐射的馈入电流峰值。

对于一般的天线，建立的等效电路如图 5.14 所示。

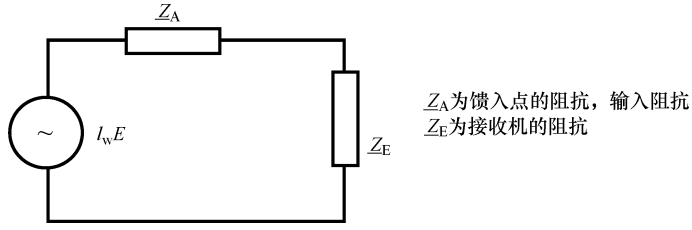


图 5.14　接收天线的等效电路

假设接收机的输入阻抗$\underline{Z}_E$是天线馈入点阻抗的共轭复数（$\underline{Z}_E = \underline{Z}_A^*$），那么就能够从接收天线得到最大功率$P_{max}$。因此，天线有效面积、天线有效高度和天线辐射电阻之间的关系可表示为

$$A_W = \frac{l_W^2 \Gamma_0}{4R_r} \tag{5.70}$$

主瓣方向上的场强

天线主瓣方向是指天线在远场产生最大场强值的方向。对于前面讲述过的杆天线，其主瓣方向垂直于天线轴线。同样地，对于环天线，其主瓣方向处在环面内（垂直于环面的法向矢量）。

估计l_W和R_r的一些注意点

如前所述，参数l_W和R_r可从基本偶极子的方程推导出来。对于实际的中心馈电的线天线，天线上的电流可由下式进行一阶近似，即

$$I(z) = I_0 \cdot \sin\frac{2\pi}{\lambda}\left(\frac{l}{2} - |z|\right) \tag{5.71}$$

天线位于z轴上，在$z=0$处馈电。

这些参数的详细推导很复杂。但是，可以这样解释其推导原理：按照式（5.71），我们假设整个天线上每一小段 dz 中的电流恒定不变，于是赫兹偶极子的所有假设都适用于天线上的每一小段 dz，这样就可以简单地将所有短偶极子（dz）的电流分布叠加，然后进行正确的积分。

采用这个步骤，就能得到如下的**计算辐射电阻的方法**：

先将远场的辐射功率密度（坡印廷矢量值）乘以无穷小面元，再在整个球面上进行积分，所得结果然后除以馈入点电流的二次方，就得到辐射电阻，即

$$R_r = \frac{\int_{\text{sphere}} \vec{S} \cdot \mathrm{d}\vec{A}}{I^2} \tag{5.72}$$

雷达方程的推导

使用天线有效面积的推导结果，可以很容易直观地导出雷达方程。雷达方程可以用来估计干扰源对设备的潜在干扰。

各向同性辐射天线在距离r处产生的辐射功率密度为

$$\vec{S} = \frac{P_{ab}}{4\pi r^2} \cdot \vec{e}_r = S_{Si} \cdot \vec{e}_r \tag{5.73}$$

增益为 G_S 的天线在主瓣方向产生的辐射功率密度 S_S 为

$$S_S = \frac{P_{ab} \cdot G_S}{4\pi r^2} \tag{5.74}$$

若将有效面积为 A_E 的第二副天线放置在距离 r 处，则从第二副天线接收的最大功率可由下式计算：

$$P_{Empf} = S_S \cdot A_E = \frac{P_{ab} \cdot G_S}{4\pi r^2} \cdot A_E \tag{5.75}$$

最后，代入关系式 $A_E = G_E \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi}$，可得到

$$P_{Empf} = P_{ab} \cdot G_S \cdot G_E \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 \tag{5.76}$$

为了检验雷达方程的有效性，可以考虑采用 2 个间隔距离为 100m 的 $\lambda/2$ 偶极子，两者的方向正对。发射偶极子的频率为 15MHz 时，辐射功率为 100W。现在我们想知道传输给与接收偶极子匹配的接收机的功率是多少？

根据表 5.1 所示，$\lambda/2$ 偶极子的输入阻抗 $Z_{ein} = 73.1\Omega$。若要辐射 100W 的功率，则要求天线上的电流 $I = 1.17A$。该电流在距离 100m 处产生的电场强度为 0.7V/m，因此辐射（功率）密度是 $1.3mW/m^2$。对于所考虑的 $\lambda/2$ 偶极子，其有效面积的值为 $A_E = 59.9m^2$（见表 5.1），用有效面积的值乘以这个功率密度就得到接收机的输入功率 $P_{Empf} = 78mW$。同样地，使用式（5.76）也可得到 $P_{Empf} = 78mW$。

习题

习题 5.11　制造商规定八木（Yagi）天线的增益为 $8.2dB_i$（下角标 i 指出该增益是相对于各向同性辐射天线），天线的发射功率 $P_{ab} = 100W$，试问：

a）在距天线 2km 处，该天线产生的理论电场强度多大？

b）$\lambda/2$ 偶极子需用多大的功率才能在其主瓣方向上（$\vartheta = 90°$）获得上述相同的场强？

习题 5.12　高增益天线所在位置，接收到的场强 $E_{eff} = 100\mu V/m$。将天线与一个匹配的接收机（其输入阻抗与天线阻抗匹配）相连，输入到接收机的功率是 100nW。试问天线的有效面积多大？

习题 5.13　在高阻抗电路的输入端，用高阻抗探头（10MΩ，1pF）测得 $f = 550kHz$ 时的干扰电压 $U_{SS} = 100mV$。而在电路位置处测得的电场强度 $E_{rms} = 1V/m$。试问连接到电路输入端的电缆的天线有效长度是多长？

习题 5.14　吊车和它的吊杆形成一个接收环路。试问：

a）若吊车和吊杆形成的环路面积 $A = 10m^2$，则其所构成的环路在频率 $f = 1MHz$ 时的天线有效高度多大（忽略接地平面的镜像）？

b）如果邻近的中波电台在吊车处产生的电场强度 $E_{eff} = 50V/m$，那么环路的开路电压为多大？

c）对于给出的情况，使用感应定律计算开路电压。

习题 5.15　频率为多少时，$\lambda/2$ 偶极子的开路电压（V）等于天线所在位置处的电场强度（V/m）？

习题 5.16　一个中波台（$f=980\text{kHz}$）的发射功率为 1MW。其发射机天线杆（高度为 $h=30\text{m}$）可看作高出地面的短天线。在距天线 $r=300\text{m}$ 处有条公路。试问：

a）公路上的电场强度多大？

b）汽车经过时为什么几乎没有发生严重的干扰？

习题 5.17　一台电子设备在频率 $f=100\text{MHz}$ 时产生的干扰辐射功率 $P_{ab}=100\mu\text{W}$。在距其 $r=5\text{m}$ 处安装了一个可以看作 $\lambda/2$ 偶极子的宽带天线。如果与各向同性辐射天线相比，干扰源的增益（方向性）为 1.5，则试问耦合到宽带天线的开路电压多大？

习题 5.18　在理想导电地面上，有个机械高度 $h=5\text{m}$ 的垂直天线，在 $f=2\text{MHz}$ 时的发射功率 P_{ab} 为 100W。天线用直径 $2R=12\text{mm}$ 的铜杆制成。馈源位于地面和杆的底部之间。那么

a）对于理想的无耗天线，试计算馈入电流 I_0？

b）在距天线 10km 处，E 和 H 的场强值各为多大？

c）给出一种近似描述天线损耗 P_V 的方法，天线总的损耗多大？

d）计算该天线的效率 $\eta=\dfrac{P_{ab}}{P_{ab}+P_V}\times 100\%$。

e）辐射功率和损耗功率（有效功率和无功功率的比值）之间的比值多大？

习题 5.19　对于匹配天线，常使用 π-形网络，它由对地的可变电容及电容之间的可变电感线圈组成。在这种装置中，可变电容两块平板之间的距离很大。试作出解释。

习题 5.20　一个装置中有个高出地面且其高度 $h_1=30\text{cm}$ 的发射杆天线，当 $f_1=250\text{MHz}$ 时，距离 $r_1=5\text{m}$ 处测得的电场强度 $E_1=1\text{V/m}$。若有个高度 $h_2=3\text{m}$ 的杆天线，当 $f_2=25\text{MHz}$ 时，距离 $r_2=50\text{m}$ 处能测得的电场强度 E_2 多大？假定两种情况下驱动电压相同。

5.5　口面天线电场强度的估算

以上仅研究了线天线（由线振子、杆、导线、电缆等组成的天线结构）的一些特性。但 EMC 工程师也经常需要近似估算一些口面天线产生的场强值。

如果已知天线的增益或波瓣宽度，要估算远场的场强值则相对比较简单。但要对所谓的波束形成区作出预估，则就比较困难。波束形成区是这样一个区域，在该区域中通过单个射线路径结构性和破坏性的叠加来形成雷达波束。

下面给出了可以近似计算口面天线近场辐射的方法和公式。

通常研究天线时，必须将天线的场区分为近场区和远场区，对于口面天线，近场区称为菲涅尔（Fresnel）区，远场区称为夫琅和费（Fraunhofer）区。在夫琅和费区，主波束已形成，且场强简单地随 $1/r$ 减小。如上所述，在菲涅尔区，可观察到干扰特性，也可得到由干扰特性产生的大家熟知的具有最大值和最小值的干扰波形图。有关这方面效应的更多细节可参见本书参考文献［GO/NE93］的第 5 章的附件 A1。

5.5.1 远场区的功率密度和电场强度

在远场区，电场强度和磁场强度互相垂直，并具有相同的相位角，功率密度 S（坡印廷矢量的幅值）由下式确定：

$$S = E \cdot H = E^2 / \Gamma_0 \tag{5.77}$$

式中，E 和 H 的值为有效值，$\Gamma_0 = 377\Omega$。

当距天线的距离满足下式时，上式才是有效的：

$$r_0 = \frac{2 \cdot D^2}{\lambda} \tag{5.78}$$

式中，D 为圆形口面天线的直径；λ 为波长。

这里，直径 D 须远大于波长 λ。距离 r_0 是先前讨论过的过渡区。

对于发射功率为 P 的各向同性球形辐射体，远场的功率密度由下式确定：

$$S_i = \frac{P}{4\pi r^2} \tag{5.79}$$

对于增益为 G 的天线，上式变为

$$S = \frac{P \cdot G}{4\pi r^2} \tag{5.80}$$

由式（5.77）和上式，远场区时有如下的关系式：

$$E = \frac{5.5}{r}\sqrt{P \cdot G} \tag{5.81}$$

式中，r 的单位为 m；P 的单位为 W；E 的单位为 V/m。通常，口面天线的增益是给定的。然而，如果没有给定，对于最坏情况下的近似，也可根据天线的几何面积计算天线增益。增益 G 与天线有效面积 A_e 和辐射的信号波长有关：

$$G = \frac{4\pi \cdot A_e}{\lambda^2} \tag{5.82}$$

对于口面天线，其有效面积 A_e 小于几何面积 A。有效面积 A_e 与几何面积之比称为有效系数 η：

$$A_e = \eta A \tag{5.83}$$

因此，增益 G 由下式确定：

$$G = \eta \cdot \frac{4\pi \cdot A}{\lambda^2} \tag{5.84}$$

此外，对于圆形口面天线，其几何面积为

$$A = \frac{\pi \cdot D^2}{4} \tag{5.85}$$

而对于尺寸为 L_a 和 L_b 的椭圆天线，可由下式计算面积 A：

$$A = \frac{\pi \cdot L_a \cdot L_b}{4} \tag{5.86}$$

应用式（5.84）~式（5.86），可根据天线的几何尺寸近似计算增益。唯一的困难是必须求出有效系数的实际值。然而，由于天线制造商总是尽力获得高的天线效率，当我们

不能得到该值时，作为“最坏情况”下的近似，可以采用天线效率 $\eta = 1$。因此，根据知道的天线几何面积和发射功率，仍然能够估算远场的辐射。

5.5.2　近场区的功率密度和电场强度

当距离 $r > D$ 时，口面天线的近场可从 r 延伸到过渡距离 r_0。结合式（5.78）和式（5.85），可得到以下用于计算过渡距离 r_0 的公式：

$$r_0 = 2.55 \cdot A/\lambda \tag{5.87}$$

另一方面，对于过渡距离 r_0，还可用式（5.80）计算功率密度 S_0，即

$$S_0 = \frac{P \cdot G}{4\pi r_0^2} \tag{5.88}$$

依据上式，本书参考文献［BI/HA59］中给出了计算近场功率密度 S_n 的公式：

$$S_n = 26.1 \cdot S_0 \cdot \left[1 - \frac{2}{w}\sin w + \frac{2}{w^2} \cdot (1 - \cos w)\right] \tag{5.89}$$

式中，$w = \dfrac{\pi}{8x}$；$x = \dfrac{r}{r_0}$。

当 $x = 0.1$ 时，式（5.89）的函数取得最大值，此时对应的距离 $r = 0.1\ r_0$。功率密度的最大值 $S_n = 41.3\ S_0$。即在 $r = 0.1\ r_0$ 时，最大值 $S_n = 41.3\ S_0$。

如果要求电场强度值，可用下式计算（RMS 值）：

$$E_n = \sqrt{S_n \cdot \Gamma_0} \tag{5.90}$$

图 5.15 给出了归一化到 S_0 的功率密度曲线图。图中所示结果可由式（5.89）和式（5.80）计算得出。

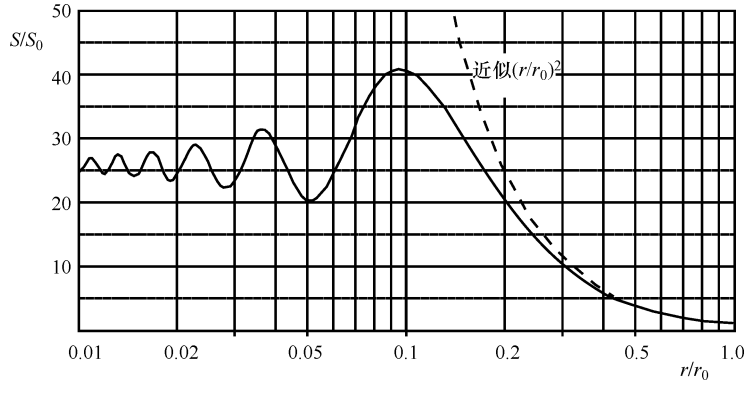


图 5.15　作为距离的函数时口面天线的功率密度

以下给出了使用程序 APERTUR 进行计算得到的一些结果。该程序可从作者处得到或参见本书的德文版。作为输入量，需要以下一些参数：辐射功率 P，天线增益 G，天线直径 D，频率 f 及从天线表面到场点的距离 r。输出量为电场强度。

例 5.6　输入量：直径 $D = 0.4\text{m}$（圆形口面天线），增益 $G = 2000$（33dB_i），频率 $f = 12\text{GHz}$，辐射功率 $P = 1\text{MW}$，距离 $r = 2\text{km}$。输出场强 $E = 122.5\text{V/m}$。

例 5.7 输入量：$D = 1\text{m}$，$G = 1000$，$f = 9.8\text{GHz}$，$P = 1\text{kW}$，$r = 10\text{km}$。输出量：$E = 0.55\text{V/m}$。

5.5.3 程序 APERTUR 简述

如前所述，非常简单的计算机程序可从作者的主页上得到。本章中所述理论已用小型 BASIC 程序实现。远场的场强值可以很容易地使用通用式（5.81）检验。近场值用式（5.89）计算，过渡距离 r_0 用式（5.78）计算。

5.5.4 程序 SAFEDIST 简述

过去编写的第 1 版 SAFEDIST 程序是用于回答口面天线的安全距离问题。由于考虑到读者可能对此感兴趣，故在此给出，但也可从作者的主页上得到。

```
10      pi=3.1415926536#
20      key off
30      cls
40      print "Program for calculating the safety distance"
50      print "of aperture antennas"
60      print "copyright: Prof. Dr.-Ing. K. H. Gonschorek"
70      print "***********  Version Jan. 20, 1996  *************"
80      print "=========================================="
90      print ""
100     input "do you need an explanation (y/n)?  ",a$
110     if a$ = "y" or   a$ = "y" then gosub 500
120     print
130     input "Pulse peak power in Watt?            ",pp
140     print
150     input "Pulse repetition frequency in Hertz?         ",fp
160     print
170     input "Pulse duration in seconds?                ",t
180     p0 = pp*fp*t
190     print
200     input "Diameter 1 of the antenna in metres?        ",d1
210     print
220     input "Diameter 2 of the antenna in metres?        ",d2
230     print
240     input "Frequency in GHz?                    ",f
250     r0=6.66666667#*d1*d2*f
260     print
270     input "Antenna gain as factor?                  ",g
280     print
290     if g >   .5 then goto 350
300     input "Horizontal opening angle (3 db-angle) in degree?     ",phi
310     print
320     input "Vertical opening angle in degree?       ",theta
330     g= .6*13133*pi/phi/theta
340     print
```

```
350   if phi < .5 then phi = 157/sqr(g)
351   input "Allowed radiation density in w/m/m?     ",pn
360   print
361   input "Do you wish to consider turning of the antenna (y=1/n=0)?",ent
362   if ent = 1 then pn=pn*360/phi
370   pdr0=p0*g/4/pi/r0/r0
380   r=4.4631*r0/(pn/pdr0+3.4191)
390   rk=.1*r0
400   if r > rk goto 440
401   pn = pn*phi/360
404   rz = 2*p0/pn/pi/pi/d2
405   if ent = 0 then rz = rk
406   print
410   print using "Safety distance   rn =  ###.##  metres";rz
420   print "========================================="
430   goto 480
440   if r < r0 goto 460
450   r = r0*sqr(pdr0/pn)
460   print
465   print using "Safety distance   rf =  ###.## metres";r
470   print"========================================="
480   print
490   end
500   rem subroutine ***explanation*****
510   cls
520   print "This program calculates the safety distance of aperture antennas."
530   print
540   print "After specifying the following characteristics"
550   print"                    pulse peak power"
560   print"                    pulse repetition frequency,"
570   print"                    pulse duration,"
580   print"                    diameter of antenna 1,"
590   print"                    diameter of antenna 2,"
600   print"                    frequency in GHz,"
610   print"                    gain,"
620   print"                    allowed radiation density,"
630   print
640   print "the distance will be calculated, where the real radiation density"
650   print "is equal to the allowed, specified radiation density."
660   print
670   print "remarks: 1. If circular antennas are treated diameter 1 of the"
680   print "                antennais equal to the diameter 2!"
690   print "           2. If the gain is specified to '0' , the program expects the"
700   print "              specification of both opening angles (3 db angles)."
710   print"
720   print "The progamm is based on the theory of Bickmore und Hansen."
730   print
740   print "please press a key!"
```

```
750     a$ = inkey$: if a$ = "" then goto 750
760     cls
770     return
```

例 5.8 输入量：$P_{peak}=1\text{kW}$，$f_{rep}=1\text{kHz}$，$t_{on}=100\text{ns}$，$d_1=1\text{m}$，$d_2=2\text{m}$，$f=12\text{GHz}$，$G=1000$，$P_{allowed}=200\text{W}/\text{m}^2$。输出量：$r_{safe}=16\text{m}$。

第 6 章　干 扰 模 型

在分析已知干扰或可疑干扰时，借助干扰模型的方法被证明是很有用的。干扰模型由干扰源、耦合路径和受扰者组成。

图 6.1 给出了这样的干扰模型。图中给出的一些说明是减小耦合时应考虑的一般措施。

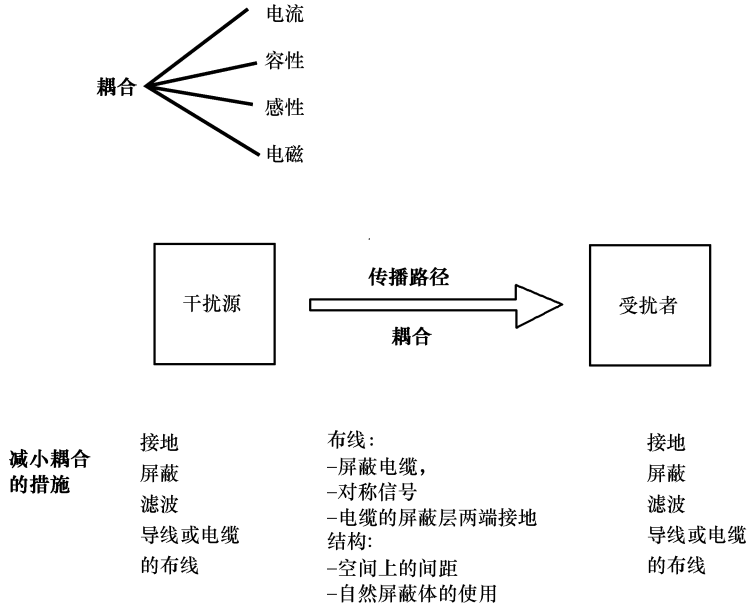


图 6.1　干扰模型

干扰信号可以经由以下的途径从干扰源传输到受扰者：

- 电（流）的耦合（经由公共阻抗）
- 电容性耦合（通过电场效应）
- 电感性耦合（通过磁场效应）
- 电磁耦合

物理上，每一种耦合的产生都是由于电磁场的作用。这里所述的分类只是对许多可能的耦合途径给出一定的顺序。这些分类方法可使我们很容易地发现产生干扰的耦合类别。对于耦合类别的判定，通常采用排除法，即作为假设，把所有的耦合途径都予以考虑。然后，根据耦合途径的特性逐步排除一些，直到剩下少数途径时再作更详细的分析。

三步法

第一步　在着手分析一个实际干扰案例时，通常仅知道干扰的效应。这时，分析的任务是找出干扰信号的进入点（入口）。干扰信号一般通过电源、信号线、传感器或驱动器进入敏感的电子设备，或者对敏感电子设备直接辐射而产生。在分析和解决干扰问题时，通常采用排除法（例如，对于电池供电的设备，可排除通过电源产生的干扰；或者对于具有好的屏蔽的设备，可排除直接辐射干扰）。当研究受干扰的电路，特别是找出干扰的入口时，脉冲群发生器（陡直多脉冲发生器）是很有帮助的。

第二步　如果已确定是干扰，即持续地出现或可复现，那么接下来就是寻找干扰源。对于持续的发射干扰源和已知的干扰效应情况（第一步），寻找干扰源通常并不费时。对于偶尔会产生脉冲干扰的那些干扰源，在具有授权开关（Switching Authorisation）的独立系统中要找到它们的概率很小。能够持续观测电源电压的电源监视器，对于寻找随机干扰源，已证明是非常有用的设备。

第三步　如果找到了干扰源，就可能需要考虑和研究与耦合路径有关的问题。通常这样的情况是，受扰者具有足够的抗扰度（根据试验报告或敏感度试验），且干扰源产生的信号在通常期望的限值内。如果出现了不兼容的情况，那就要怀疑是否未遵循基本的设计规则，或者电缆连接或接地存在设计问题。

为了例证上面的三步法，下面给出三个案例，它们可以通过干扰模型和所有可能干扰路径的研究得到解决。

例 6.1（干扰源问题）　问题出现在具有 25 台计算机显示器的数据处理中心。在房间的某个角落，可以观察到显示器屏幕上的图像受到干扰。

受扰者：显示器屏幕上出现轻微抖动的图像和模糊的线条，这类干扰是由无用的低频强磁场产生的。将一个线圈放在监视器的位置，使用实时频谱分析仪进行干扰测量，观察到幅度大小为 3 ~ 6A/m 的 50Hz 场。

干扰源：这种大小的低频磁场只能由非对称电流产生。很可能来源于中压变压器或机床。在起初的讨论中，曾怀疑两个建筑物之间中性线上的补偿电流是干扰源，但并没有检测到明显的干扰源。最后确定是在数据处理中心下面的地下室里的空调系统的电源电缆。通过估算表明，流过该电缆的非对称电流至少为 30A，在监视器位置测量到的磁场就是该电流产生的。实际上测量到的电流为 35A。因此，产生干扰的原因在于空调器。

例 6.2（受扰问题）　在一个剧院大厅，整个照明系统会偶尔出现故障（持续时间为 2 天，一个月出现一次这样的干扰事件）。照明系统由程控系统控制，好像是这个系统出了问题。由于在晚上演出时，剧院有可能会突然出现无照明的情况，因此这种问题是很严重的。为了防止人们恐慌，必须加装应急照明系统。

受扰者：经过视觉检查之后，立刻怀疑程控照明控制系统出了故障。该系统有大量的滑动电位器，因此怀疑，问题出在这些滑动电位器上。

根据视觉检查，这些模拟的滑动电位器没有很好地屏蔽。

干扰源：通过一天的分析，并没有确定出干扰源的位置。

耦合路径：认为是模拟控制系统受到了（电磁场）的直接辐射。

排查：在有滑动电位器的房间里用一个脉冲群发生器产生脉冲场（脉冲群发生器的输出端直接与 2m 长的铜条相连，该铜条横跨控制系统且距其 0.5m）。使用这样不确定的场脉冲，会复现整个照明控制系统出现的故障。完全没有必要按照标准的规定将试验信号直接耦合到电源线或信号线进行试验以使整个照明熄灭。通过这个试验证实了，控制系统没有足够的抗扰度是引起照明故障的原因。

例 6.3（耦合路径的问题）　潜艇上的甚低频（Very Low Frequency，VLF）接收受到干扰。来自环境的信号骚扰现象表明，它与潜艇的潜水深度无关。

受扰者：在接收 VLF 时（潜艇接收的频率为 20～50kHz），接收机在 4kHz 的频带内听到清楚的信号，这些信号肯定由潜艇的自身系统产生。此外，也非常怀疑这些信号是通过直接耦合进入灵敏天线的。

干扰源：很快就鉴别出驱动电动机的静止变流器是干扰源，其基准时钟频率为 4kHz。关断变流器确认了这个推断。

耦合路径：按照系统的 EMC 设计指南，离开压力壳的所有电缆必须在它们的进出点（通过特殊的电缆连接）与地 360°搭接。怀疑在该进出点与地搭接不良。对于此类故障的查找，尽管非常费时，但这种方法证明是很有效的。最后发现，一个外部模块虽然已被焊入到压力壳内，但这个模块的电缆没有充分的屏蔽，导致信号从潜艇内部传到外界环境。就是该信号被 VLF 接收机截获。

经验不易互通，但可作为例子

● 30min 的干扰模型就可能对干扰分析的成功或失败作出判断。该模型必须表征出干扰源，以及可能的耦合路径和受扰体，以便于使用排除法减少不良的（泄露）点。

● 对于偶然出现的干扰，抱怨者必须记录骚扰的描述，包括干扰的种类、干扰的时间、气候条件和干扰发生时可能出现的任何奇特现象。

● 如果忽略接收到的无线电干扰，则低频范围（直到 1MHz）的干扰经常可以以高概率追溯到是传导干扰信号或接地不良或接地故障。

● 中频范围（1～100MHz）的电子电路干扰仅出现在大功率的无线电台附近。受扰体必须具有相应（$\lambda/4$，$\lambda/2$）波长的电缆，这些电缆这时会成为有效的接收天线。

● 随着频率的进一步增加（100MHz 以上），为了限制干扰发射和提高抗扰度，必须更加考虑产品的结构设计和屏蔽措施。

● 数字电路通常只受到传导信号的干扰（如开关动作的瞬态信号、并联电源线路的短路故障、雷击电压或电流）。

● 在 1～5MHz 以上干扰电流超过限值的过冲表明，是不正确的滤波或滤波器安装错误。

● 在计算机的早期年代，操作者与接口元器件之间的静电放电曾经是严重的问题。

为了在电磁兼容方面获得成效，必须研究干扰信号的实际大小或幅度及设备的敏感性。获得牌照的无线电业务发射的场强幅度为 1～10V/m，重要接收信号的场强幅度为 1～10μV/m，这些必须认为是绝对的标准值。图 6.2 给出了正弦信号（通信信号）时的干扰发射和抗扰度的情况。

除了图 6.2 给出的只能作为粗略的参考值以外，读者也应掌握一些有关电子电路对

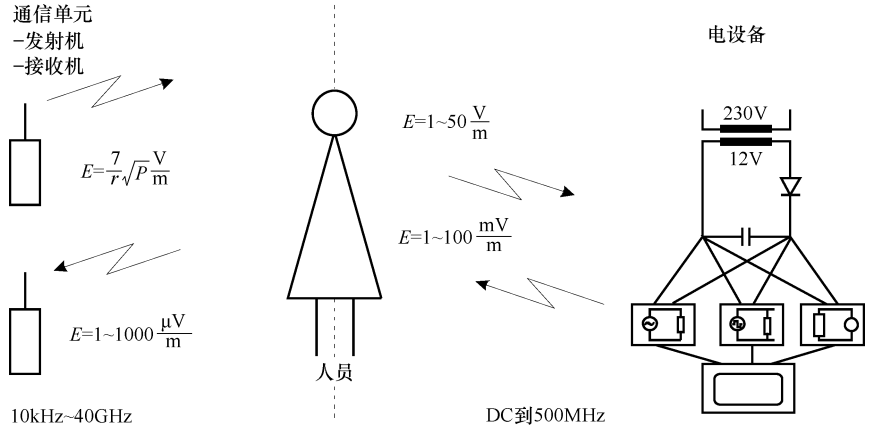


图 6.2 有用和无用的电磁信号

瞬态干扰信号的敏感度知识。

作为粗略的参考，应该记住下面的一些数据：

脉冲群（快速瞬变）的脉冲电压是 1kV（即陡直、连续、小能量的脉冲串）；

浪涌的脉冲电压是 1kV（陡度约为 1μs 的大能量单脉冲）；

静电放电（ESD）的脉冲电压是 4～8kV（静电放电）。

图 6.3 给出了可能出现在低压电源中的非对称脉冲电压。

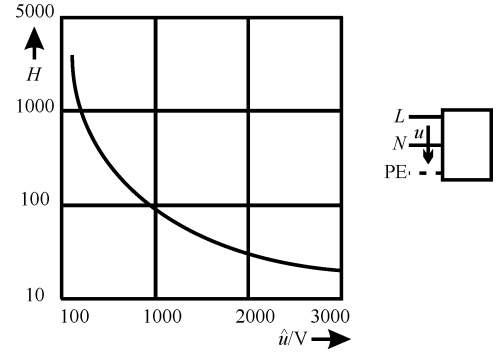


图 6.3 以过电压频次 H（$u>\hat{u}$）/1000h 描述的在低压电源网络中的非对称过电压

图 6.3 所示的是过电压频次，它表示在 1000h 内，幅度 $u>\hat{u}$ 的过电压发生了多少次。例如，在标准的低压电源网络中，根据该图可看出，每 1000h 将有 90 个脉冲的幅度大于 1kV。在 CENELEC（欧洲电工标准化委员会）的 4743 项目中，制定了一个用于检测干扰源的指南。在该指南（CLC/prTS 50217《现场测量指导——骚扰发射的现场测量》）中，描述了测量程序，提供了判决流程图（见图 6.4），这有助于评估和消除干扰现象。

习题

习题 6.1 在电厂的监测系统内，出现了干扰。干扰大多数出现在晚间，且明显是由温度传感器引起的。传感器电缆是屏蔽的，但屏蔽层仅在电壳体端接地。这是因为设计工程师拒绝且不允许电缆屏蔽层在两端接地。结果将 5.3m 的电缆换成 6.5m 长的电缆消除了这种干扰。试对所述情况作出解释。

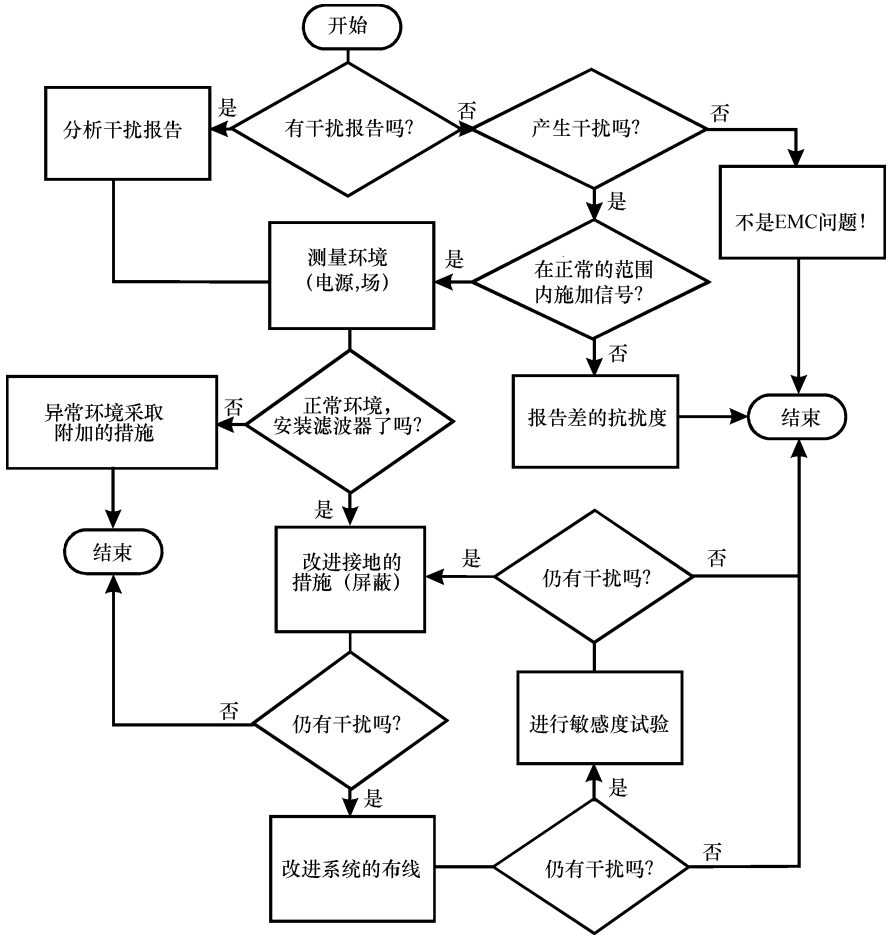


图 6.4　干扰检测的判决流程图

6.1　电流耦合

当两个电路的电流都流过一个互阻抗（mutual impedance）时（见图 6.5），则两个电路之间就会产生电流耦合。由于互阻抗上的电压降，使得信息从一个电路传到了另一个电路。共阻抗（common impedance）可由以下方式形成：公共的正向线路，公共的参考导体，或由不对称系统里的公共地形成。

当今，将汽车的车身作为公共的返回导体或参考地仍然是非常普遍的方式。另外一个例子是在计算机系统的并行接口（IEEE-1284-interface）中有意使用的电流耦合。并行接口中使用了大量的信号线，这些信号线共用一条公共的参考线。此外，在飞机的结构中，出于对重量的考虑，机身的部分金属结构也被用作参考地或返回导体。

当$\underline{Z}_k \ll \underline{Z}_i + \underline{Z}_L$时，受扰电路 2 中的干扰电压为

$$\underline{U}_2 = \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_i + \underline{Z}_L} \cdot \underline{Z}_k \tag{6.1}$$

图 6.5 所示的简单电路例证了，当存在电流耦合时，可能会引起干扰的问题。但当耦合的干扰电压$\underline{U}_2$小于受扰电路中的最小信号电压时，并不会出现串扰。

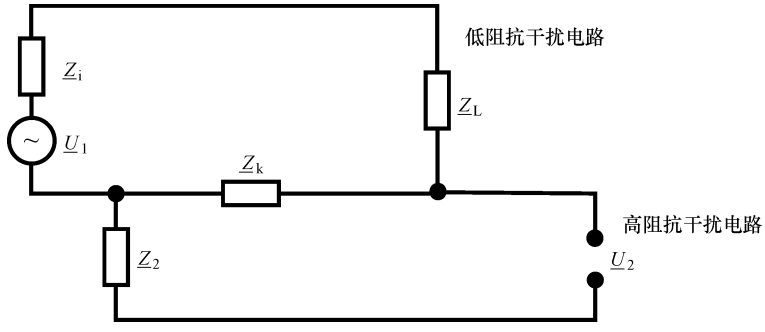


图 6.5　　电流耦合的原理图

由本例我们可以得到，当满足以下条件时，系统内的电流耦合是可以接受的，并不会引起干扰问题：

- 已正确地评估了干扰源，包括外部干扰源；
- 已考虑了足够的信噪比；
- 当对电路或系统的性能进行改进时，要意识到电流耦合的问题。

当 EMC 工程师规划一个系统时，首先他要求的是实现信号的对称传输。在信号的对称传输中，两条信号导线（正向导线和返回导线）不管是电气和几何位置，相对于地都是相等的。系统要求两条信号线相对于地，具有相同的输出阻抗和相同的输入阻抗。

由于可以检测到串扰信号，并能通过软件措施进行消除，因此许多不对称系统的电路设计只要满足功能要求就可以。有些干扰只能在数据率的减少时才能检测到。

产生耦合作用的阻抗（图 6.5 所示的$\underline{Z}_k$）通常包含电阻和电感两个部分，即

$$\underline{Z}_k = R + j\omega L \tag{6.2}$$

在信号幅度很小的低频设备（视频信号电路、话筒㊀电路和声纳系统）中，耦合阻抗中的电阻部分起主要的干扰作用。随着干扰脉冲陡度的增加，干扰频率也随之增加，耦合阻抗中的电感的干扰作用也越来越大。如图 6.6 所示，当使用公共的参考导线时，两个电路之间产生了串扰的情况。在这种情况中，感性耦合是主要的，它并不能被消除。然而，电流耦合在矩形脉冲序列中可以很容易地被检测到，这是因为这些脉冲序列受显著失真影响较大。

㊀ 话筒　学名传声器。

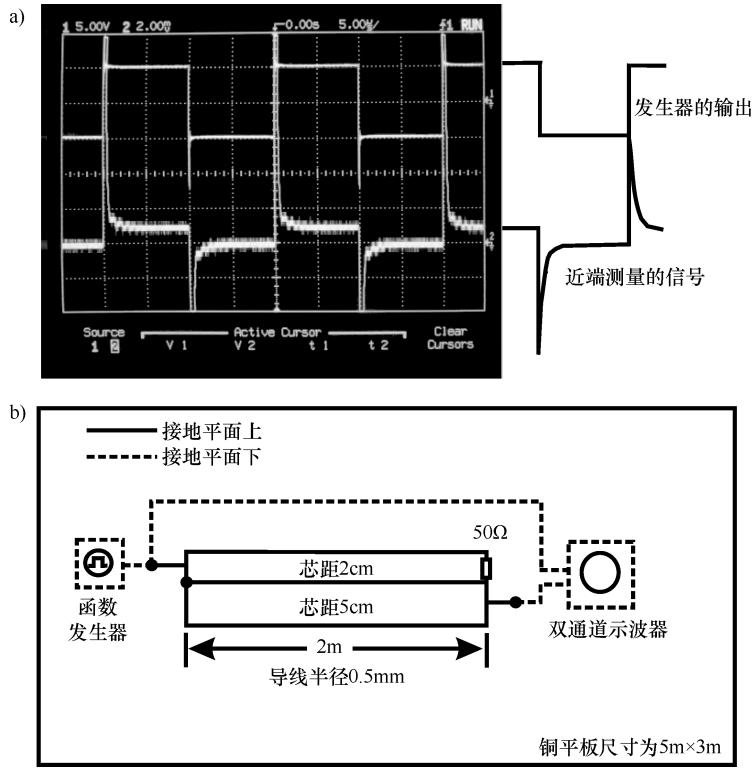


图 6.6　使用公共的参考线时，两个信号电路之间产生的串扰

a）测量的结果　b）测量远端电压时的试验装置

6.1.1　解决电流耦合干扰的措施

解决电流耦合干扰可使用以下一些措施：

1. 参考地的隔离（数字信号接地，模拟信号接地，电源接地）。
2. 限制耦合阻抗的大小。
3. 电流耦合的去耦。
4. 参考导体使用低阻抗的结构（使用参考导电平面）。

可以使用下列方法实现电流去耦：

- 机电原理（继电器）
- 电磁原理（变压器）
- 光电原理（光耦合器，光纤）

可通过以下方法限制耦合阻抗以形成低阻抗的结构：

1. 对于电阻分量（R）

- 阻抗结构使用足够大的横截面积
- 在搭接点或连接点采用低阻抗的过渡

2. 对于电感分量（ωL）

- 使用短电缆
- 使横截面具有大的宽厚比（至少为 5:1）
- 正向导线和返回导线之间的距离要小

如果所有的外围设备都使用两线（芯线）工作，那么就会产生电流去耦。这是由于对称驱动的系统只在（电气）中间点处与接地有关。

使用参考接地平面代替参考导线，可以实现参考导体的低阻抗结构。在大的系统和设备中，如果可能的话，所有的金属部分都应与参考系统进行连接，且尽可能地进行多次连接。

此外，好多文献中也已经讨论了有关电流耦合和参考导体系统的结构问题（The University of Magdeburg 和 The Dresden University of Technology 的 EMC 课程）。

警告！

在特定的情况下，电缆的单端接地能够解决干扰问题。然而，如果要从考虑包括限制干扰发射在内的所有可能的干扰问题的角度出发，那么这种解决办法应不予考虑。

习题

习题 6.2　两个信号环路使用公共的参考导线。参考导线是半径 $R = 1\text{mm}$、长度 $l = 2\text{m}$ 的圆柱形铜导线，有源环路中的电流 $I = 1\text{A}$。

试问在下列条件下，仅由电流耦合作用在受扰电路中产生的耦合开路电压多大？

a）$f = 50\text{Hz}$

b）$f = 500\text{kHz}$

c）$f = 50\text{MHz}$

6.2　容性耦合

如果耦合主要是通过电场产生，那就是容性耦合。

容性干扰的前提条件如下：

1. 快速高压振荡的干扰源（图 6.7 所示的导体 1 对地）。

2. 高阻抗负载的受扰者（图 6.7 所示的导体 2 对地）。

为了更进一步阐述容性耦合的原理，我们再次考虑本书参考文献［GO/SI92］中图 1.1-9 的例子。

为了便于分析，引入参数 a 作为导体 1 和导体 2 之间的距离，参数 a'作为导体 1 和导体 2 的镜像之间的距离，根据本书附录 A1.2，可求出以下部分电容：

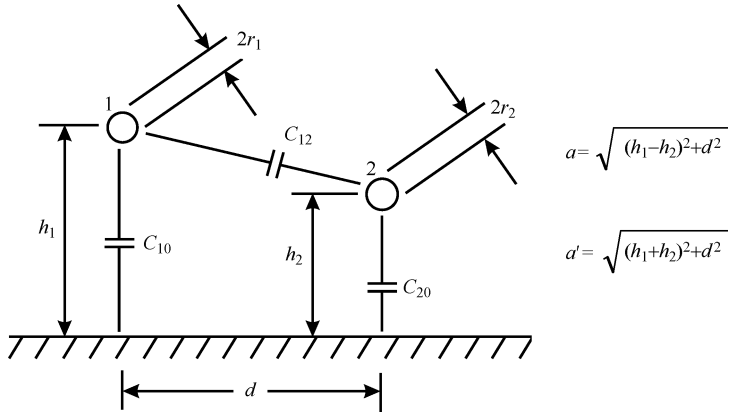


图 6.7　容性耦合

$$C_{10}=2\pi\varepsilon l\frac{\ln\dfrac{2h_2}{r_2}-\ln\dfrac{a'}{a}}{\ln\dfrac{2h_1}{r_1}\cdot\ln\dfrac{2h_2}{r_2}-\ln^2\dfrac{a'}{a}} \tag{6.3}$$

$$C_{20}=2\pi\varepsilon l\frac{\ln\dfrac{2h_1}{r_1}-\ln\dfrac{a'}{a}}{\ln\dfrac{2h_1}{r_1}\cdot\ln\dfrac{2h_2}{r_2}-\ln^2\dfrac{a'}{a}} \tag{6.4}$$

$$C_{12}=2\pi\varepsilon l\frac{\ln\dfrac{a'}{a}}{\ln\dfrac{2h_1}{r_1}\cdot\ln\dfrac{2h_2}{r_2}-\ln^2\dfrac{a'}{a}} \tag{6.5}$$

本例中的电气和几何参数如下：

$$U_1=1\text{V},\ f=1\text{kHz}$$

$$h_1=10\text{cm},\ h_2=10\text{cm},\ d=25\text{cm}$$

$$r_1=r_2=6\text{mm}$$

根据这些数据，可以计算出以下的单位长度电容：

$$C'_{10}=14.8\text{pF/m}$$

$$C'_{20}=14.8\text{pF/m}$$

$$C'_{12}=1.122\text{pF/m}$$

例如，将长度 $l=10\text{m}$ 的导线的电容转换成阻抗，当 $f=1\text{kHz}$ 时，得

$$Z_{10}=Z_{20}=-\text{j}1.08\text{M}\Omega$$

$$Z_{12}=-\text{j}14.2\text{M}\Omega$$

如果第二条导线是短路的，则流过其上的电流为

$$I_k=-\text{j}U_1\omega C_{12}=-\text{j}70.4\text{nA}$$

参数 $1/(\text{j}\omega C_{12})$ 为源的内阻抗。例如，当该导线上接的负载电阻 $R_L=1\text{k}\Omega$ 时，流

过负载电阻的电流几乎与以上计算的短路电流相等。相反的是，负载两端的电压将变得很小，大小为

$$U_{2L} = I_k R_L = -\mathrm{j}U_1 \omega C_{12} R_L = -\mathrm{j}70.4\mu\mathrm{V}$$

总结：

在容性耦合的情况下，会产生短时很高的干扰电压。电干扰源的内阻抗一般都很大，可以根据有关的电容（在许多情况下，该电容为载有高压的导线与受影响的信号导线之间的电容）进行计算。这只有在高阻抗的电路中才会产生显著的干扰电压。

处理容性耦合的干扰问题差不多在所有情况下都可以归结为对杂散电容的估算。本书的附录 A1 给出了近似确定细电极（导线、电缆、传输线、线性天线）布置电场的程序，可以计算相应结构的电容。

6.2.1 减小容性耦合的措施

以下的措施可以用来减小容性耦合：

1）必须使系统内的干扰源和受扰者在结构设计和安装上呈现尽可能小的容性耦合。即，设备间的距离尽可能大，利用其固有的屏蔽，单个设备的结构要紧凑。

2）干扰源和/或受扰者都应屏蔽（见本书 7.2 节）。

3）电缆敷设系统中容性耦合产生的干扰问题有可能通过采用导线的对称结构得到解决。

图 6.8 给出了分别属于两个电路的所谓的四线-四星结构。在该结构中，如果经由 $C_{12'}$ 和 $C_{1'2'}$ 在 1 和 1′之间产生的电压比等于经由 C_{12} 和 $C_{1'2}$ 在 1 和 1′之间产生的电压比，则在系统 22′内无（由容性耦合产生的）干扰电压。这个条件可以表示成下面的一般形式：

$$C_{12'} : C_{1'2'} = C_{12} : C_{1'2} \qquad (6.6)$$

4）在干扰系统内，电压变化的幅度和陡度都应保持尽可能小。

5）受扰者应以尽可能小的阻抗进行组装。

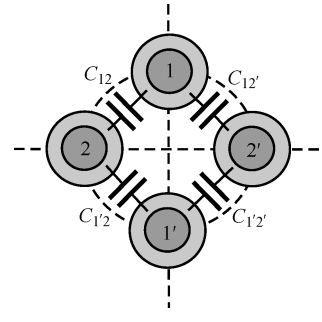


图 6.8 属于两个不同电路的四线——四星结构

习题

习题 6.3 研究两个两导线系统（见图 6.9）之间的容性耦合。

a）估算部分电容 C'_{10} 至 C'_{24}（每米的电容，单位为 F/m）

b）如果系统 1-2 之间在频率 $f = 50\mathrm{Hz}$ 时的工作电压 $U_0 = 1\mathrm{kV}$（对地为 $\pm 500\mathrm{V}$），试问，由于容性耦合，在系统 3-4 之间产生的电压 U_{34} 多大？

习题 6.4 一辆汽车停在专用的甚低频（VLF）发射（潜艇发射，频率 $f = 18\mathrm{kHz}$）天线附近。汽车与发射杆之间的电容 $C_{MA} = 3\mathrm{pF}$。汽车对地的估算电容 $C_{A0} = 400\mathrm{pF}$。在发射模式时，发射杆对地电压 $U_{RMS} = 10\mathrm{kV}$。试问：

a）汽车对地的开路电压多大？

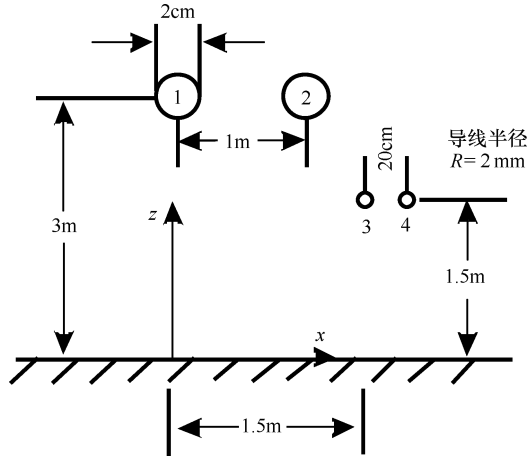


图 6.9　两个具有两导线系统之间的电容耦合

b）若驾驶员接触汽车时的对地电阻 $R_M = 300\Omega$，则汽车经驾驶员流入到地的电流多大？

6.3　感性耦合

感性耦合讲述的是信号通过磁场从一个系统传输到另一个系统。所有载有时变电流的运行设备，都应被认为是一个潜在的干扰源。特别是电机的电源电缆、晶闸管设备、配电系统、电梯，等都必须被认为是潜在的干扰源。

感性耦合的前提条件如下：

1）具有大而快速变化的交流干扰源（见图 6.10 中的电路 1）。

2）由导电环路形成的干扰接收机，干扰源的磁通可以在其上感应生成干扰电压（见图 6.10 中的电路 2）。

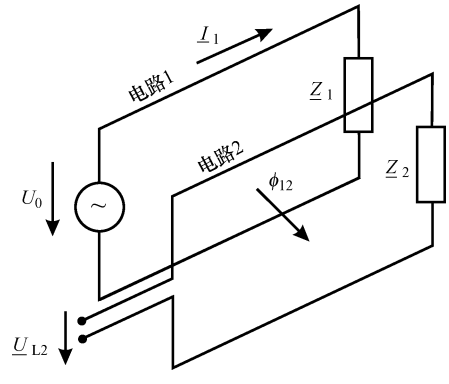


图 6.10　两个信号电路之间的电感耦合

在电路 2 的两个开路端子之间的开路电压 u_{L2} 为

$$u_{L2} = -M_{12} \cdot \frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} = -\frac{\mathrm{d}\phi_{12}}{\mathrm{d}t} \tag{6.7}$$

若考虑的是正弦量，则式（6.7）可重新表示为

$$\underline{U}_{L2} = -\mathrm{j}\omega M_{12} \cdot \underline{I}_1 \tag{6.8}$$

如果第二个环路是闭合的，则有短路电流流过，它的大小主要受到外接负载元件的限制（见图 6.10 中的 $\underline{Z}_2$）。当外接负载 $\underline{Z}_2$ 接近于 0 时，那么电流的大小就由电路 2 的

自阻抗决定（$\underline{Z}_{self}=R+j\omega L_2$，$R$ 为电阻分量，L_2 为自感）。倘若忽略电路 2 对电路 1 的反作用（即由于电路 2 的二次互感对电路 1 的影响），并且频率满足 $\omega L_2 >> R$ 的条件时，就可以推导出一个非常重要的 EMC 公式：

$$\underline{I}_2=\frac{j\omega M_{12}\cdot\underline{I}_1}{j\omega L_2}=\frac{M_{12}}{L_2}\cdot\underline{I}_1 \tag{6.9}$$

表述出来就是，*地环路（起始频率近似为 1kHz 的电路）的电流I_2 等于邻近运行电路的电流I_1 乘以互感(M_{12}) 与自感（L_2）之比*。

如果也要必须考虑反作用的话，就需要分析图 6.11 所示的典型电路图。设电路的源电压 u_0（t）呈正弦变化，则可推导出下列方程：

$$\begin{aligned}\underline{U}_0&=\underline{I}_1\cdot\underline{Z}_1-\underline{I}_2\cdot j\omega M_{12}\\0&=\underline{I}_2\cdot\underline{Z}_2-\underline{I}_1\cdot j\omega M_{21}=\underline{I}_2\cdot\underline{Z}_2-\underline{I}_1\cdot j\omega M_{12}\end{aligned} \tag{6.10}$$

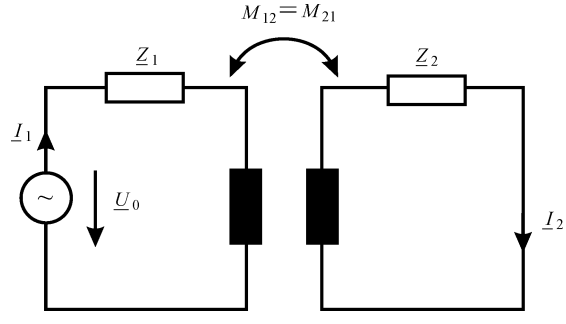


图 6.11　图 6.10 的闭合电路的原理图

根据式（6.10），对 $\underline{I}_2$ 进行求解，得到

$$\underline{I}_2=\frac{\underline{U}_0\cdot j\omega M_{12}}{\omega^2M_{12}^2+\underline{Z}_1\underline{Z}_2}=\frac{\underline{U}_0}{\underline{Z}_1}\cdot\frac{j\omega M_{12}}{\frac{\omega^2M_{12}^2}{\underline{Z}_1}+\underline{Z}_2} \tag{6.11}$$

假设 $\underline{Z}_2=0$，就需要考虑前述的 $j\omega L_2$。因此：

$$\underline{I}_2=\frac{\underline{U}_0}{\underline{Z}_1}\cdot\frac{j\omega M_{12}}{\frac{\omega^2M_{12}^2}{\underline{Z}_1}+j\omega L_2} \tag{6.12}$$

与式（6.9）比较，由式（6.12）可以看出，只要满足以下条件，电路 2 对电路 1 的反作用就可以忽略：

$$\omega^2M_{12}^2<<\underline{Z}_1\cdot\omega L_2 \tag{6.13}$$

以上的假设条件适用于几乎所有的 EMC 情况。

6.3.1　磁去耦

考虑两对平行布置的导线，如图 6.12a 和 b 所示。式（6.14）可用于推导两对导线之间的互感。

$$M_{12} = \mu_0 \cdot \frac{I}{2\pi} \ln \frac{s_{14} \cdot s_{23}}{s_{13} \cdot s_{24}} \tag{6.14}$$

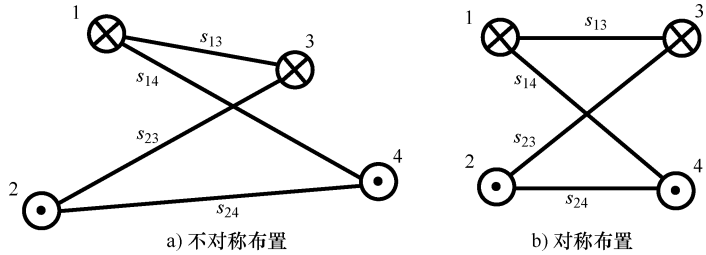


图 6.12　两对感性耦合导线的布置

该式适用于所有各种排列的两组平行放置的双导线。如果导线是对称布置的，如图 6.12 b）所示，它们之间存在最佳的磁耦合。例如，如果将电路 3-4 在空间旋转 90°（见图 6.13 a），那么也可实现磁去耦。此外，当电容 C_{13} 和 C_{23} 相等，且电容 C_{14} 和 C_{24} 相等时，可实现电去耦。实际上电路 3-4 可以认为是位于电容电桥的某个桥路上。因此，可以一般地说，具有下述关系的每一种布置都可实现磁去耦。

$$s_{14} : s_{13} = s_{24} : s_{23} \tag{6.15}$$

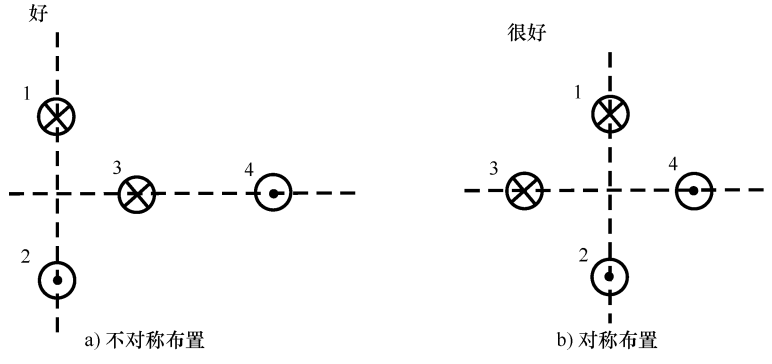


图 6.13　磁去耦

如果将图 6.13a 所示的电路 3-4 向左移动，直到形成对称的四导线布置（四星布置），如图 6.13b 所示，可得到机械的和电的稳定关系。实际当中，使用这样的布置能够获得 20 ~ 40dB 的去耦。此外，如果四星布置的导线扭转或绞合，除了可以实现两个电路的磁和电去耦，也可实现两个电路对电磁环境的更高去耦。

电感耦合问题的处理通常需要对自感和互感作出估算。

本书附录 A3 给出了估算这些电感的近似方法。与其相关的程序称为 MUTUAL，无论是源代码还是可执行程序都可以从作者的主页上得到。

6.3.2　多芯电缆有效互感的定义

在处理三相布置和受扰环路的耦合问题时，可能就要定义三相系统的所谓的有效互

感。这个参量考虑了几何结构中电流的相位特性。为了例证这个概念，我们可以来分析图 6.14 的布置情况。作为例子，由于在环路附近安装了对称驱动的三相电源系统，要求对进入环路的耦合进行量化。

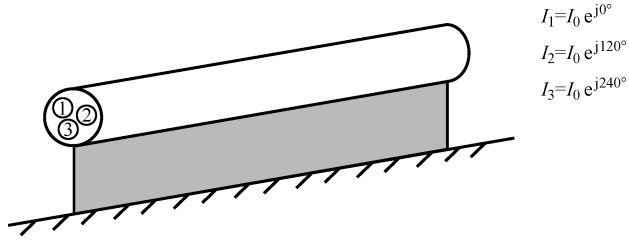


图 6.14　定义三相布置中的有效互感

本例中，受扰环路由三相电缆的屏蔽层和附近的接地平面之间的区域构成。

确定每一相的互感，可得到下面的耦合等式：

$$\underline{U}_i = -j\omega M_1 \cdot I_0 - j\omega M_2 \cdot I_0 e^{j120°} - j\omega M_3 \cdot I_0 e^{j240°} \tag{6.16}$$

将上式重新整理：

$$\underline{U}_i = -j\omega I_0 \left(M_1 + M_2 \cdot e^{j120°} + M_3 \cdot e^{j240°}\right) \tag{6.17}$$

从而导出有效互感的定义：

$$M_{eff} = M_1 + M_2 \cdot e^{j120°} + M_3 \cdot e^{j240°} \tag{6.18}$$

考虑下面的关系式：

$$e^{j120°} = -0.5 + j\frac{\sqrt{3}}{2} \text{和} \ e^{j240°} = -0.5 - j\frac{\sqrt{3}}{2} \tag{6.19}$$

可导出以下有效互感的解：

$$M_{eff} = M_1 - \frac{1}{2}M_2 - \frac{1}{2}M_3 + j\frac{\sqrt{3}}{2}M_2 - j\frac{\sqrt{3}}{2}M_3 \tag{6.20}$$

$$= \sqrt{M_1^2 + M_2^2 + M_3^2 - M_1M_2 - M_1M_3 - M_2M_3} \cdot e^{j\varphi}$$

$$\varphi = \arctan\frac{\sqrt{3} \cdot M_2 - \sqrt{3} \cdot M_3}{2M_1 - M_2 - M_3} \tag{6.21}$$

如果所关心的量是耦合到环路中的最大电压，则计算可简化为估算互感的绝对值。因此，感应电压的大小可由下式给出：

$$|\underline{U}_i| = \omega I_0 \cdot \sqrt{M_1^2 + M_2^2 + M_3^2 - M_1M_2 - M_1M_3 - M_2M_3} \tag{6.22}$$

如果已知干扰源的相位关系，计算互感时考虑电流的相位，那么在所有情况下都可确定有效互感。对于给定的情况，想要考虑减少互感的多次计算，那么这时使用有效互感参量的好处是很明显的。此外，更大的好处在于电感的基本特性将变得更易理解。

图 6.15 给出了具有不同扭绞参数的两组双导线之间的互感特性。该图出自本书参考文献［GON85］。

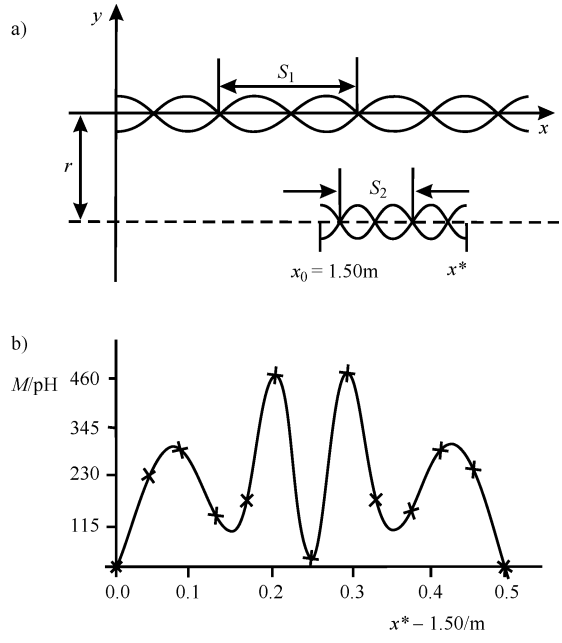


图 6.15　确定有效互感的例子

（$r = 10$ cm，$S_1 = 1$ m，$S_2 = 0.5$m，两组双导线的芯径 $R_s = 1$cm）

6.3.3　减小感性耦合的措施

以下措施可以用来减小感性耦合：

1）尽可能减小导线环路的面积和/或增大干扰源与受扰者之间的距离。

2）采用对称布置消除磁耦合。

3）扭绞导线的芯线，同时对于平行布置的电缆，应避免相等长度的扭绞。

4）增加的要求，即应用特定的低泄漏场的要求。

5）应避免平行布排强干扰源电缆和极敏感电缆（与之有关的连接电路）。

6）在干扰系统中，要使电流变化的幅度和陡度尽可能的小。

7）以低阻抗的方式设计受扰者，使其具有大的抗扰比。

8）使用合适的屏蔽。

习题

习题 6.5

a）如图 6.16 所示，估算两组双导线系统（干扰导线段的长度 $l = 10$m）之间的互感 M。

b）如果两组双导线系统位于导电接地平面的上方，如图 6.17 所示，则两个电路之间的互感 M 多大？

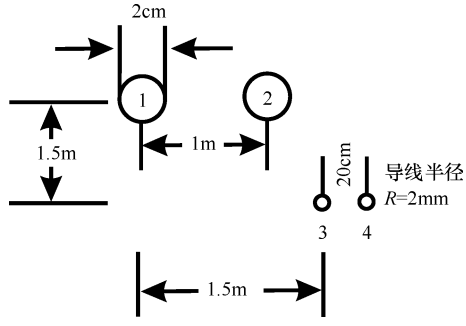


图 6.16　两组感性耦合的双导线系统

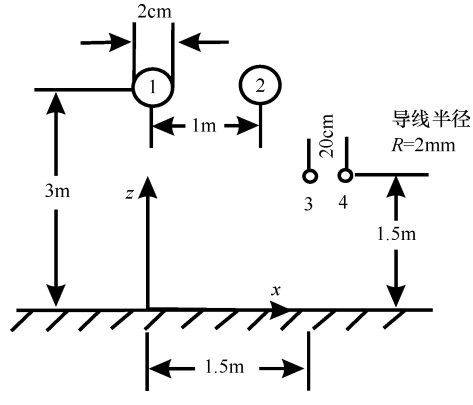


图 6.17　位于导电接地平面上方的
两组感性耦合的双导线系统

习题 6.6　图 6.17 所示的双导线系统 1-2 中流过的电流 $I_1 = 10\text{A}$。

a）如果环路阻抗的电阻部分可以忽略，则对于长度 $l = 10\text{m}$ 的干扰导线段，环路 3-4 中的短路电流 I_2 多大？

b）当频率 $f_{\text{ü}}$ 多大时，环路 3-4 的电阻部分 R_{34}（$\kappa = 57 \times 10^6 \text{S/m}$）等于环路 3-4 的虚部 ωL_{34}？

c）当环路 1-2 由一个输出阻抗为 10Ω 的发生器驱动时，试问当频率 $f = 10f_{\text{ü}}$ 时，是否能够忽略环路 3-4 对电路 1-2 的电抗作用？证明你的答案。

习题 6.7　如果两组双导线平行布置在一个公共对称平面（见图 6.12b），则根据式（6.14），它们之间将产生最大的磁耦合。

a）如果距离 $s_{13} = s_{24} = s$ 加倍，但保持距离 $d_{12} = d_{34} = d$（常数），则可达到怎样的附加去耦合（减小互感）作用？

b）如果起初的距离 $s_{13} = s_{24} = 10\text{cm}$，芯线距离 $d_{12} = d_{34} = 10\text{cm}$。那么当相互之间的距离加倍达到 $s_{13} = s_{24} = 20\text{cm}$ 时，两组导线对之间的耦合减小了多少 dB？

6.4　电磁耦合

根据定义，由电流或电压引起的一切耦合都统称为电磁耦合。为了将电磁的相互作用加以简化，本书将电磁耦合描述为一些电和磁耦合的过程，并且在该过程中所研究的布置的尺寸与波长相比不再过小。静态区或稳态区与高频区之间的过渡点选在 $l = \lambda/10$ 处，其中 l 是所研究布置的最大几何尺寸（见本书第 2 章）。

如果布置的几何尺寸大于所关注频率对应的 $\lambda/10$，则形成时间效应（runtime effect），其表现为频率范围内的相位差，此时就不能再忽略不计。因此，电磁作用的瞬时性不再得到满足。也再无法给出估算电磁耦合的通用方法。根据 EMC 分析中所需要的准确度，可以应用天线理论来推导初步的结果和近似值。而初步的预估可以回答下面这些问题：

- 通过电磁场产生的相互影响是否是一种严重的威胁；
- 由于电子设备产生的干扰发射，是否会在无线电接收中出现干扰；
- 有执照的无线电业务的有意辐射，是否会对电子设备产生干扰或者引起故障。

与基本偶极子有关的可靠解决方法是采用 $\lambda/2$ 辐射器。不管对于接收还是辐射，都存在易于理解的关系式。它可以理解为使用 $\lambda/2$ 的一些关系式可能会形成“最坏情况”的假设。但是，使用这样的假设，可很快得到数值结果。

下面的 6.4.2 节中将给出有关 $\lambda/2$ 天线的公式。然而，必须考虑到所述的公式形式只能适用于满足下述条件的远场情况：

“距离大于 $\lambda/2$（天线的长度）”

当结构尺寸小于 $\lambda/10$ 时，可以使用静态场或稳定场的假设；然而，当结构尺寸在 $\lambda/10 \sim \lambda/2$ 时，会存在一定的不确定性。在此范围时，建议使用 $\lambda/2$ 模型和静止/稳态模型进行估算。得到的较大的不兼容结果认为是合适的近似值。

备注：

先前叙述的目的是，在评估结果时，读者要注意到几何尺寸、传播时间和波长。通常，对于尺寸位于 $\lambda/1000 \sim 100\lambda$ 之间的线性结构（即由细直电极组成的结构），有现成的计算机程序，可给出可靠的估算结果。

可从 the institute ‘Theoretische Elektrotechnik’ of the Hamburg-Harbure University of Technology（汉堡理工大学理论电工学院）得到 CONCEPT 程序的有效演示版本，该程序可以用来研究大量的 EMC 问题。

本书强烈推荐有兴趣的读者使用该程序来分析大量可能的干扰情况，以验证由它得到的结果和信任该程序。

在 6.4.3 节，将更详细地分析一个辐射天线连同两个二次辐射器的例子。同时也给出了一些参数的变化和检验结果是否正确的提示。

此外，要再次向读者指出，德国军队标准 VG 95374-4 的补充件 1 和 2 中给出了几个具有结果值的耦合模型。

6.4.1 减小电磁耦合的措施

电（场）耦合与磁（场）耦合只是电磁耦合的一些特殊情况。以上章节中给出的减小耦合干扰的措施在这里同样有效。从电耦合和磁耦合到电磁耦合的过渡点已规定为 $l=\lambda/10$（l 为最大的几何尺寸，λ 为所研究的频率对应的波长或所考虑的最高频率对应的波长）。由此，可以稍微精准地规定减小电磁耦合的措施。这些措施包括：

1. 设备的结构要紧凑
2. 信号对称传输
3. 设备的接地使用短于 $\lambda/10$ 的搭接条
4. 屏蔽干扰源，屏蔽受扰者
5. 避免屏蔽壳体上有孔洞，缝隙和开口（泄漏）
6. 必要的开口的最大长度为 $\lambda/10$
7. 电源线要滤波
8. 使用多点接地的方法，将系统的第一个谐振频率转移到更高的频率
9. 为了避免壳体上出现高频电流，电子设备（具有金属外壳）的电源和信号的输入/输出应只能有一个进出口
10. 不管什么情况，设备的电缆屏蔽层和与外部的接地连接都应与设备的外表面进行连接。

6.4.2 $\lambda/2$ 耦合模型

在电磁兼容领域，详细分析了两种天线模型。第一种天线模型是基本偶极子（见本书 5.2 节），它给出了距离变换的法则和场阻抗。第二种天线模型是包含 $\lambda/2$ 的一些关系式（见本书 5.3 节），它给出了估算发射信号和接收信号的公式。$\lambda/2$ 天线模型有许多特性，这些特性包括以下几方面：

1. 长度为 $\lambda/2$ 的金属导线（电缆、传输线、细电极）在其切口中心点的输入阻抗为实数，其值等于 73.1Ω，即

$$Z_{\text{in}} = (73.1 + \text{j}0)\ \Omega \tag{6.23}$$

2. 一般认为，长度为 $\lambda/2$ 的导线存在基频的谐振。谐振时，导线两端的驻波电流为零，中间为最大值。因此可以表明，长度为 $\lambda/2$ 的电缆可以构成良好的辐射器，同样也能构成很有效的接收天线。

3. $\lambda/2$ 天线的有效长度为

$$l_{\text{w}} = \frac{\lambda}{\pi} \tag{6.24}$$

4. $\lambda/2$ 天线的有效面积

$$A_{\text{w}} = 1.64\,\frac{\lambda^2}{4\pi} \tag{6.25}$$

5. $\lambda/2$ 天线通常用作参考天线，其他天线的增益都与它有关。相对于各向同性辐射天线，$\lambda/2$ 天线的增益为 1.64（作为因子）。在英美国家，常用缩写词 EPR（Effective

Radiated Power，有效辐射功率 ）表示 $\lambda/2$ 天线的关系式。例如，如果连接天线的发射机的有效辐射功率是 1kW，那么可以推测在天线主瓣方向上产生的场强等于 $\lambda/2$ 辐射器馈入 1kW 功率时产生的场强。如果天线具有 6dB 的附加增益（因子为 4），那么就意味着输入给天线的真实功率只有 250W（忽略匹配损耗和热损耗）。若选择各向同性辐射天线作为参考天线时，则我们感兴趣的天线的增益要大于 $\lambda/2$ 辐射器作为参考天线时的增益。增益表示中的下标 i 表示各向同性辐射天线被选作参考天线。于是得到

$$G_i = G_{\lambda/2} + 2.15\text{dB} \tag{6.26}$$

有时下标 i 也置于 $\text{dB}_{上}$（dB_i）。为了定义各向同性天线作为参考天线，使用缩写 EIRP（Equivalent Isotropically Radiated Power，等效各向同性辐射功率）。量值 ERP 和 EIRP 之间的关系式由下式给出：

$$\text{EIRP} = 1.64 \cdot \text{ERP} \tag{6.27}$$

6. 当推导辐射干扰的限值时，通常应用 $\lambda/2$ 天线用于场强值到电流和电压值的转换，反之亦然。

例 6.4　如果在 $\lambda/2$ 天线某个位置产生的场强值为 100mV/m（频率为 100MHz），则可得到开路电压 U_L 为

$$U_L = 100 \times 10^{-3} \frac{3}{\pi}\text{V/m} = 95.5\text{mV}$$

匹配阻抗为 73.1Ω 的接收机从该场中吸收的功率 P_{max} 为

$$P_{max} = \frac{U_L^2}{4 \times 73.1\Omega} = 31.2\mu\text{W}$$

如果通过天线有效面积进行计算，也能得到相同的结果。

例 6.5　研究下面的干扰情况：电控装置的工作时钟频率为 20MHz。其 5 次谐波（100MHz）在电源线上产生的非对称干扰电流为 1mA。在距其 30m 处安装了一个 FM 天线，其增益 $G_i = 8\text{dB}$（相对于各向同性辐射天线）。无干扰接收时，接收机要求的接收电压为 10μV。

问题：你认为 FM 接收会受到干扰吗？

情况如下：

a）频率 $f = 100\text{MHz}$ 时对应的波长 $\lambda = 3\text{m}$。

b）为了便于分析，我们可以将电源电缆作为 $\lambda/2$ 辐射器。因此，其输入阻抗 $Z = 73.1\Omega$。

c）其辐射功率等于 $P_{ab} = I^2 \cdot Z = \underline{\underline{73\mu\text{W}}}$。

d）将这个功率发射到半径 $R = 30\text{m}$ 的球体的表面上，则可产生的辐射密度 S 为

$$S = \frac{E^2}{\Gamma} = \frac{P_{ab}}{A_{sphere}} = \frac{P_{ab}}{4\pi R^2} = \frac{73 \times 10^{-6}}{4\pi \times 30 \times 30}\frac{\text{W}}{\text{m}^2} = 6.45\text{nW/m}^2$$

e）$\lambda/2$ 辐射器的增益 $G_i = 2.15\text{dB}$，对应的因子为 1.64，所以它将在主瓣方向上 30m 处产生的辐射密度 $S_{mainbeam} = 10\text{nW/m}^2$。辐射密度为 10nW/m^2 对应的场强 E：

$$E = \sqrt{\Gamma \cdot S_{mainbeam}} = \sqrt{377 \times 10^{-8}}\frac{\text{V}}{\text{m}} = \underline{\underline{2\frac{\text{mV}}{\text{m}}}}$$

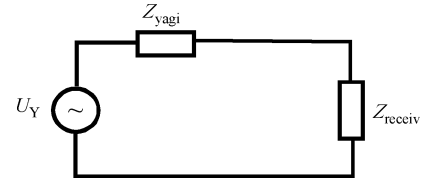
f）在 $\lambda/2$ 接收天线的中间，将能测到的开路电压 U_L 为

$$U_L = \frac{\lambda}{\pi} \cdot E = \frac{3\text{m}}{3.14158} \times 2\,\frac{\text{mV}}{\text{m}} = 1.9\text{mV}$$

g）使用相对于各向同性辐射天线，增益 $G_i = 8\text{dB}$ 的八木天线代替 $\lambda/2$ 天线。如果相对于 $\lambda/2$ 偶极子天线，此时对应的增益为 $G_{\lambda/2} = 5.85\text{dB}$。因此，在八木天线上产生的开路电压 U_Y 为

$$U_Y \approx U_L \cdot 10^{\frac{5.85}{20}} = 1.9\text{mV} \times 1.95 = 3.7\text{mV}$$

h）对于接收机来说，可以确定以下等效电路：



i）假设 $Z_{yagi} = Z_{receiv} = 50\Omega$，则估算的干扰电压 $U_{int} \approx 2\text{mV}$。

计算的结果表明，这将产生干扰。因此，场至少需要 46dB 的衰减！

下列措施也许可以解决干扰问题：

a）为电控装置加装一个金属外壳，但不允许有最大尺寸超过 30cm 的漏缝（应必须考虑更高次的谐波）。

b）使用电源线滤波器，理想的情况是使用集成的开关电源。

习题 6.8　对于八木天线（$f = 144\text{MHz}$），制造商规定的最大输入功率为 100W，增益 $G_i = 9.4\text{dB}$。

a）在距天线 12km 处的位置，理论上能得到多大的场强？

b）在上述距离时，没有使用任何匹配网络，$\lambda/2$ 偶极天线直接与 50Ω 接收机相连接，那么馈入接收机的功率多大？对应的输入电压多大？

6.4.3　关于评估电磁耦合的一些说明

评估电磁耦合的例子有以下目的：

● 想要表明应用麦克斯韦方程的基础知识，也能在高频区域进行场强和电磁耦合的评估。

● 对计算机仿真结果的验证和正确性的考虑给出建议。本书 10.2 节更详细地讲述了简单的控制正确性的程序。

例 6.6　距离转换

频率 $f = 10\text{MHz}$ 时，对接地的垂直导线（高度 $h = 10\text{cm}$，直径 $2R = 1\text{mm}$）产生的辐射进行估算。该导线馈入的对地电压 $U = 100\text{mV}$。更确切地说，估算该导线在距离 $r = 1\text{m}$ 处的场。

在本例中，将应用本书 3.1 节（电场效应及其估算）、5.2 节（距离转换）和 5.3 节（有效高度，天线有效面积和辐射电阻）中引入的一些方法。本例不仅是表明如何处理量的近似，更多是让其起到示范的作用。通过它表明，利用电磁学的一些基础知识，也可以解决看似有些复杂的问题。此外，本例具有充分的现实性，可以很容易地将它移植，以解决其他类似的问题。

在下面的讨论中，对解决上述问题的两种解法（两种模型）进行了比较。

模型 1：地面上的短单极天线，近场

地面上短单极子天线的输入阻抗为

$$Z_{\text{in}} \approx R_{\text{r}} - \text{j}\frac{1}{\omega \cdot C_{\text{stat.}}} \tag{6.28}$$

式中

$$\text{辐射电阻 } R_{\text{r}} \approx \left[40 \cdot \pi^2 \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2\right]\Omega = 4.38\text{m}\Omega \tag{6.29}$$

$$C_{\text{stat.}} = \frac{2\pi\varepsilon \cdot h}{\ln \dfrac{h}{1.71 \cdot R}} = 1.17\text{pF} \tag{6.30}$$

因此，代入上述量值可得到输入阻抗 Z_{in} 为

$$Z_{\text{in}} \approx 4.38\text{m}\Omega - \text{j}13.6\text{k}\Omega$$

单极天线的对地电压为 100mV。使用修改的电荷仿真法，可以估算等效的线电荷，该等效线电荷在单极天线的表面上产生的电压可以知道。对地垂直从 0 到 z_2 的线电荷的电位可用下式计算：

$$\phi(r,z) = \frac{\lambda}{4\pi\varepsilon} \cdot \ln \frac{z_2 - z + \sqrt{(z_2 - z)^2 + r^2}}{-z + \sqrt{z^2 + r^2}} \cdot \frac{z + \sqrt{z^2 + r^2}}{z_2 + z + \sqrt{(z_2 + z)^2 + r^2}} \tag{6.31}$$

如上所述，单极天线整个长度上的电压为 100mV。为计算等效线电荷在 $z = h/2$，$r = R$ 处的电压，选择一匹配点，得出下式：

$$\overline{\lambda} = \frac{\lambda}{4\pi\varepsilon} = \frac{U}{\ln \dfrac{\dfrac{h}{2} + \sqrt{\left(\dfrac{h}{2}\right)^2 + R^2}}{-\dfrac{h}{2} + \sqrt{\left(\dfrac{h}{2}\right)^2 + R^2}} \cdot \dfrac{\dfrac{h}{2} + \sqrt{\left(\dfrac{h}{2}\right)^2 + R^2}}{\dfrac{3h}{2} + \sqrt{\left(\dfrac{3h}{2}\right)^2 + R^2}}} \tag{6.32}$$

$$\underline{\underline{\overline{\lambda} \approx 10.5\text{mV}}}$$

代替的线电荷在地面上场点（r，$z = 0$）处的电场强度用下式计算：

$$E_{\text{z}}(r,\ z = 0) = \overline{\lambda}\left(\frac{2}{\sqrt{r^2 + z_2^2}} - \frac{2}{r}\right) \Rightarrow \tag{6.33}$$

$$\underline{\underline{E_{\text{z}}}}(r = 1\text{m},\ z = 0) \approx 10.5\ \frac{\text{mV}}{\text{m}}\left(\frac{2}{\sqrt{1 + 0.1^2}} - \frac{2}{1}\right) = \underline{\underline{-104\ \frac{\mu\text{V}}{\text{m}}}} \tag{6.34}$$

模型 2：地面上的短单极天线，估算远场和推出近场

这里采用模型 1 的输入阻抗，即

$$Z_{\text{in}} \approx 4.38\text{m}\Omega - \text{j}13.6\text{k}\Omega$$

采用这个阻抗，可以估算单极天线的馈入电流为

$$|I| \approx \frac{100\text{mV}}{13.6\text{k}\Omega} = 7.35\mu\text{A}$$

辐射功率为

$$\underline{\underline{P_{\text{rad}}}} = |I|^2 \cdot \text{Re}\ (Z_{\text{in}}) = \underline{\underline{2.366 \times 10^{-13}\text{W}}}$$

将这个功率发射到半径 $r_2 = 100\text{m}$ 的半球（在半空间的各向同性辐射天线）上，得

$$P_{\text{rad}}=\frac{2\pi r^2\cdot E^2}{\Gamma}\Rightarrow E=\frac{1}{r}\sqrt{\frac{P_{\text{rad}}\cdot\Gamma}{2\pi}}=\frac{1}{100}\sqrt{\frac{2.366\times10^{-13}\times377}{2\pi}}\frac{\text{V}}{\text{m}}$$

$$\Rightarrow E_{100\text{m}}=37.7\ \frac{\text{nV}}{\text{m}}$$

短单极天线的方向性 $D=1.5$（这里只考虑半空间），所以 100m 处的场强可以按下式计算：

$$\underline{\underline{E_{100\text{m}}}}=37.7\ \frac{\text{nV}}{\text{m}}\cdot\sqrt{1.5}=\underline{\underline{46.1\ \frac{\text{nV}}{\text{m}}}}$$

此外，如果假设单极天线与距离的关系的特性和赫兹偶极子与距离的关系的特性相同，则可以作出下面的估算：

从 100m 到 $r=r_0=\frac{\lambda}{2\pi}=4.8\text{m}$，场强的增加与距离 r 成反比例，而从 $r=r_0$ 到 $r=r_x=1\text{m}$，场强的增加与 r^3 成反比例。

$$E_{4.8\text{m}}=E_{100\text{m}}\cdot\frac{100}{4.8}=0.96\ \frac{\mu\text{V}}{\text{m}}$$

$$\underline{\underline{E_{1\text{m}}}}=E_{4.8\text{m}}\cdot\frac{4.8^3}{1^3}=\underline{\underline{106\ \frac{\mu\text{V}}{\text{m}}}}$$

最终的一些考虑

1）应用基于矩量法的电磁场估算程序（更准确地说，该程序为 CONCEPT）分析这个例子得

$$Z_{\text{in}}=4.0\text{m}\Omega-\text{j}12.2\text{k}\Omega$$

$$\underline{\underline{E_{1\text{m}}=107.7\ \frac{\mu\text{V}}{\text{m}}}}$$

2）当距离 $r>>h$，对于地面上的有限长的线电荷，须要考虑电场强度的径向依赖关系，于是可以推导出下面的近似公式：

$$E_z(r,z=0)=\bar{\lambda}\cdot2\left(\frac{1}{\sqrt{r^2+h^2}}-\frac{1}{r}\right)=\frac{\bar{\lambda}\cdot2}{r}\left(\frac{1}{\sqrt{1+\frac{h^2}{r^2}}}-1\right)$$

$$\sqrt{1+\left(\frac{h}{r}\right)^2}\approx1+\frac{1}{2}\left(\frac{h}{r}\right)^2 \tag{6.35}$$

$$\frac{1}{1+\frac{1}{2}\left(\frac{h}{r}\right)^2}\approx1-\frac{1}{2}\left(\frac{h}{r}\right)^2$$

$$\Rightarrow E_z(r>>h,z=0)\approx\frac{-\bar{\lambda}\cdot h^2}{r^3}$$

正如所预期的那样，在近场区，可以看到场强与 $1/r^3$ 之间的依从关系。

假设 $h<<r(0.1\text{m}<<1\text{m})$，则场强 $E_z(r=1\text{m},\ z=0)$ 可以近似表示为

$$E_z(r=1\text{m},z=0)\approx-105\ \frac{\mu\text{V}}{\text{m}}$$

例 6.7　杆天线附近的环路

对于图 6.18 所示的布置，估算下述的一些量值：杆天线的输入阻抗 Z_{in}，馈入点的电流 I，对地电压 U，环路中的容性电流 $I_{cap,2}$ 和感性电流 $I_{ind,2}$。

进行分析时，可严格遵循本书参考文献［GO/S192］中所述例子的步骤：

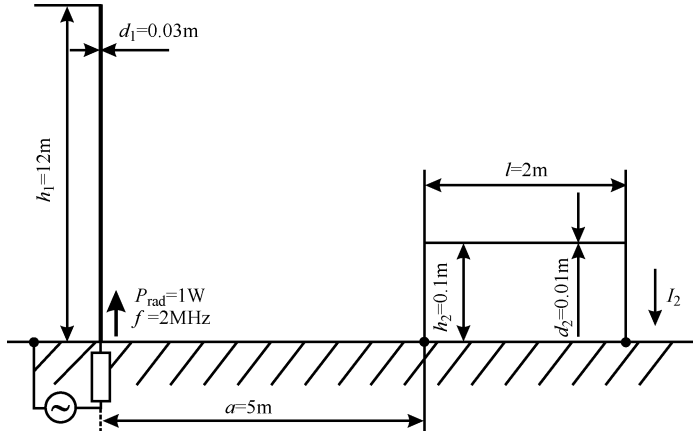


图 6.18　估算杆天线与环路耦合的模型

1. 估算杆天线的输入阻抗为 $Z_{in} \approx R_r - j\dfrac{1}{\omega C_{stat.}}$ 式中，R_r 为辐射电阻；$C_{stat.}$ 为杆天线对地的静态电容。

2. 应用关系式 $I^2 \mathrm{Re}(Z_{in}) = P_{rad}$，求出馈入点的电流 I。

3. 应用关系式 $U = I\mathrm{Im}(Z_{in})$，求出杆天线对地的电压 U。

4. 用线电荷 $\overline{\lambda}$ 代替杆天线，复现杆天线产生的场，然后计算环路中心的电场强度。

5. 应用关系式 $I_{cap,2} = 0.5I_{cap} = \dfrac{1}{2}E \cdot h_2 \cdot \omega C_{loop}$，估算通过右侧旁路（环路右侧的垂直部分）的容性电流。

6. 应用简化公式 $H = I/2\pi r$ 估算环路中心的磁场。

7. 根据公式 $I_{ind,2} = \mu \cdot H \cdot h_2 \cdot I_2 / L_{loop}$，可求出 $I_{ind,2}$。

计算：

1. 使用本例中的数据，由式（6.29）和式（6.30）进行计算，求得输入阻抗 $Z_{in} = (2.53 - j733)\Omega$。

2. 由公式 $I^2 \mathrm{Re}(Z_{in}) = P_{rad}$，可求得馈入点电流 $I = 0.63\mathrm{A}$。

3. 根据该电流，计算对地电压 $U = 462\mathrm{V}$。

4. 将未知的有限长线电荷置于杆天线的轴线上。选择其量值使得杆天线（高度 6m）的对地电压为 462V。为得到此电压，计算式（6.31），得到相关线电荷的电压 $\overline{\lambda} = \dfrac{\lambda}{4\pi\varepsilon} \approx 37.7\mathrm{V}$。

5. 按照式（6.33），当 $z_2 = h = 12\mathrm{m}$，距离为 6m 时，由电压为 37.7V 的相关线电荷

$\overline{\lambda}$在地面上产生的电场强度 $E(6\text{m}) = 7.0\text{V/m}$。受影响环路的水平部分的静态电容值为30pF（见本书附录 A10 的布置 14）。通过右侧旁路的电容电流 $I_{\text{cap},2}$为

$$I_{\text{cap},2} = 0.5I_{\text{cap}} = [0.5 \times 6.6 \times 0.1 \times 2 \times \pi \times 2 \times 10^6 \times 30 \times 10^{-12}]\text{A} = 124\mu\text{A}$$

6. 可以计算出环中心处的磁场强度为 16.7mA/m。

7. 使用环的自感 $L_{\text{loop}} = 1.48\mu\text{H}$（见本书附录 A10 的布置 11），经由右侧旁路的感性电流为

$$I_{\text{ind},2} = [0.4 \times \pi \times 10^{-6} \times 16.7 \times 10^{-3} \times 0.1 \times 2/(1.48 \times 10^{-6})]\text{A} = 2.83\text{mA}$$

同时，也使用 CONCEPT 程序分析了图 6.18 所示的例子。表 6.1 给出了计算机的仿真值与上述近似法的计算值进行了比较。应当注意的是程序 CONCEPT 只给出了总的旁路电流值。

由表 6.1 可以看出，两种方法得到的旁路的总电流值与磁场强度值并不吻合。由于磁场强度的近似时假定无限长垂直导线中的电流为恒定值，因此这种不吻合并不意外。对于一根 24m 的长导线，它的电流向其两端线性减小，场点距其 6m，可以粗略地使用线电荷来代替。但是，这种估算的方法会给出较大的值，所以可以提供更高程度的安全门限值。

表 6.1 计算机仿真的结果与近似法得到的值的比较

	CONCEPT 程序的模拟值	近似法计算值	单 位
输入阻抗	2.43 – j610	2.53 – j733	Ω
馈入点电流	0.64	0.63	A
天线电压	391	462	V
经旁路的总电流	1.61	2.83	mA
距离为 6m 时的电场强度	6.0 *	7.0	V/m
距离为 6m 时的磁场强度	10.7 *	16.7	mA/m

* 没有环路时的值。

例 6.8 两个环路的耦合-环天线在甚低频段（此时环的半径小于波长 λ）的输入阻抗可以近似表示为

$$Z_{\text{in}} \approx R_{\text{rad}} + \text{j}\omega L_{\text{self}}$$

式中，R_{rad}为环天线的辐射电阻，$R_{\text{rad}} = 320 \cdot \pi^4 \cdot \dfrac{F^2}{\lambda^4}$，单位为 Ω；$L_{\text{self}}$为环天线的自感，$L_{\text{eslf}} = \mu_0 \cdot R_{\text{loop}} \cdot \left(\ln\left(\dfrac{\pi \cdot R_{\text{loop}}}{R_{\text{wire}}}\right) - 1.07\right)$；$F = \pi \cdot R_{\text{loop}}^2$。

研究两个相距 1km 的圆环天线（环的半径 $R_{\text{loop}} = 0.5\text{m}$，导线的半径 $R_{\text{wire}} = 1\text{mm}$）在频率 $f = 10\text{MHz}$ 时的耦合。源天线的辐射功率 $P_{\text{out}} = 1\text{W}$。

表 6.2 对按照近似法和使用 CONCEPT 程序所得到的以下各量进行了比较：Z_{in}，I_{source}，U_{source}，E_{1000}，$U_{2,\text{open circuit}}$。

表 6.2　近似法与计算机仿真得到的结果的比较

	近似法计算值	CONCEPT 程序的模拟值	单　　位
输入阻抗	0.024 + j248	0.027 + j264	Ω
馈入点电流	6.07	6.49	A
馈入点电压	1.51	1.60	kV
无受扰环天线时的电场强度	6.7	6.6	mV/m
受扰环天线的开路电压	1.1	0.71	mV

注意：根据表 5.1，环天线的方向性为 1.5。在 CONCEPT 程序仿真中，使用八边形代替环天线。

第 7 章　系统内的措施

EMC 系统内的措施（EMC- intrasystem measures）是一个专业术语，它包括系统内所能采取的所有措施，通过这些措施可以使 EMC 特性已知或者未知的多个设备组成的系统达到兼容。

民用的标准化几乎都是针对单个设备的标准化；它规定了单个设备或单元的要求。完成一个共同任务的几个设备的连接，如组成一个设备或系统，处理时只能使用基本的电磁兼容设计方法。

设备是否满足限值，对其进行的试验是在严格规定的条件和特定的试验布置下进行的。因此试验的复现性非常重要。然而，当实际使用设备时，整个系统中的环境可能与试验环境完全不同。例如，电源的阻抗与标准中规定的并不一致，或者阻抗是实时变化的，试验时的电缆长度与设备在系统中实际使用的电缆长度不同，系统的环境可能会产生容性负载，这些原因都会使设备产生完全不同的 EMC 特性。

整个系统的设计时，需要采用严格规定的设计规则。对于设计工程师，这些系统内的措施应作为设计指南。这些措施包括：

- 接地
- 屏蔽
- 布线
- 滤波

军用的标准化既规定了设备的要求，也规定了设备在系统中装配时的要求，同时也规定了系统安装时的好的实践。在这个方面，需要参考德国标准，这些标准的相应部分分别讨论了每一种系统内的措施。这些标准如下：

VG 95 374 的第 2 部分　系统的计划

VG 95 374 的第 4 部分　系统的程序

标准 VG 95 374 的第 2 部分规定了，计划系统的 EMC 时**需要的步骤**；而标准 VG 95 374 的第 4 部分则规定了，**如何执行每一个步骤**。

说明：术语系统间的措施概括了系统需要与外部世界（外部电磁环境）达到 EMC 时的所有措施。

接地：*将机壳、参考导体或者无源的金属结构部分与（参考）地连接。*

根据标准 VDE 847 T2，电子设备的参考地的组成包括所有金属部分之间以导电的方式进行互连，对于所考虑的频率范围以形成电平衡，从而建立一个参考电位。在任何情况下，参考地都不能与保护地相混淆。保护地的唯一作用是避免系统的使用人员受到电击。从 EMC 的角度来说，如果可能的话，系统应使用接地平面。

屏蔽：*具有不同电磁环境的两个区域之间要消除或减小无用信号耦合时，两个区域的电磁去耦。*

从电磁兼容的角度来说，屏蔽通常由金属屏障实现。屏蔽效能和质量与下列因素有关：所要减小的场的类型、使用的材料、屏蔽层的结构、屏蔽层的完整性、泄漏和所关注的频率。

布线：*用于电能量和电信号定向传播的金属导体系统。*

从电磁兼容的角度来说，布线的措施包括电缆屏蔽层的处理，以及它们与设备之间的连接点。这些措施包括，有用信号传播的处理、消除或减小无用发射进入到环境中(外部)、外部环境耦合进信号电路。同轴电缆的外导体既是信号的返回路径，也是电缆的屏蔽层。电缆的屏蔽层在两端都必须与地连接。视频信号、扬声器信号、麦克风信号和声纳信号，通过同轴电缆传输时，需要在 EMC 方面进行特殊的处理。

滤波：*两种不同空间区域传导信号的去耦措施。*

从电磁兼容的角度来说，滤波包括所有用于减小传导信号的措施。这些措施包括，滤波单元的电气和机械结构、滤波器的壳体接地及导线的电阻负载。除了特殊情况，EMC 滤波器一般都由 *LC* 电路组成。滤波电路通常在两个方向上都有作用。

滤波器的电路是电抗装置，通常不会将电能转化为热量，理解这一点很重要。对于那些不需要的频率分量，此时滤波器电路可作为理想的短路或者开路，因此，它们对这些频率形成了理想的失配。滤波装置的信号衰减可使用插入损耗进行描述。对于实际的滤波电路，其插入损耗对于干扰信号应尽可能大；而对于有用信号，则应尽可能小。

本章中有关接地与滤波的讲述只是一些重要规则的总结，详细的解释见本书参考文献［GO/S192］。

EMC 设计准则：

在一个复杂系统（包括无线电设备）的 EMC 计划构架中，在其 EMC 设计指导中，应编制经过剪裁后的系统内的措施。本书附录 A7 中给出了一个 EMC 设计指导的可能组成构架，这可作为特定系统指导的基础。

7.1　有关接地、屏蔽、布线和滤波的一些说明

7.1.1　接地

根据标准 VG 95 375 的第 6 部分，地是由整个系统、设备和使用电导体连接的任何装置的所有金属部分组成的，目的是提供一个参考电位（地电位）。

基本原则

● 电气/电子设备的地必须以以下的方式连接到金属装置上：

设备的尺寸 $< \lambda/10 \Rightarrow$ 只在单点接地

设备的尺寸 $> \lambda/10 \Rightarrow$ 需要多点接地（取决于设备的结构和类型）

● 此外，*非电设备的金属部分*也应包括在接地系统中。如果这样做的话，可获得以下好处：

– 近似的平面形接地系统

– 减小无源辐射体的辐射效应

– 减小电位差

– 避免高频电晕放电

● 从 EMC 的角度考虑，在电源电路中，接地导体中不需要载有工作电流。如果有特殊的原因，要求在交流或三相交流系统中接地，那么只能采用单点接地。

● 对于频率 $f<100\text{kHz}$ 时的对称信号传输，只允许在对称点接地；对于非对称的信号传输，参考导体必须单点接地。

● 对于频率 $f\geqslant100\text{kHz}$ 的脉冲信号（数字信号）传输，星形的参考导体系统不再适用。这时应使用参考接地平面。

● 当大型设备通过接地带接地时，接地带的长度 L 和宽度 B 的比应满足条件：$L/B\leqslant5$。

● 评估接地性能的有效方法是测量直流电阻 R_{DC}。当设备和地之间的电阻 $R_{DC}<10\text{m}\Omega$ 时满足接地要求。该电阻值应包括在系统的规范中（也可能要包括频率为 50Hz 时的电阻值）。

● 保护地（*黄绿线*）绝不能作为高频地。将保护地作为高频地使用，这只能被认为是一种折中的办法。

7.1.2 屏蔽

屏蔽包括所有减小电场、磁场和电磁场的措施，目的是通过屏蔽的方式将它们限定在特定的空间内。

基本原则

● *电场很容易屏蔽（见 7.2 节）*。可以使用导电的金属薄片进行屏蔽，但要避免电场泄露（即电场的透射）。

● *磁场屏蔽相对较难（见 7.3 节）*。静磁场的屏蔽应选用壁厚的高磁导率的屏蔽箱体。其体积越小，屏蔽效能越好。低频磁场的屏蔽应选用壁厚的高电导率的屏蔽箱体。其屏蔽的体积越大，屏蔽效能越好。

● *当屏蔽高频场时，所使用的材料的特性不再重要（见 7.4 节）*。在非常薄的屏蔽层上的材料，如合成材料或玻璃上的金属层，其所处的环境和结构特性（腐蚀）将起重要的作用。泄漏（见 7.5 节）会影响屏蔽的基本性能，因此必须避免。

● 电缆的屏蔽质量可使用电缆的转移阻抗描述（见 7.6 节），其转移阻抗越小，屏蔽层的屏蔽效能越高。

图 7-1 给出了选择合适屏蔽的流程图。

7.1.3 布线

电缆和传输线会与其所处的电磁环境相互作用。由于电缆中传输的能量和信号，在其周围和附近会区域产生电磁场。对于具有实体屏蔽层的完全对称的同轴电缆的理想情况，此时其周围产生的电磁场为零。但另一方面，电缆也会从周围的环境中吸收电磁信号，并将其输入给设备。

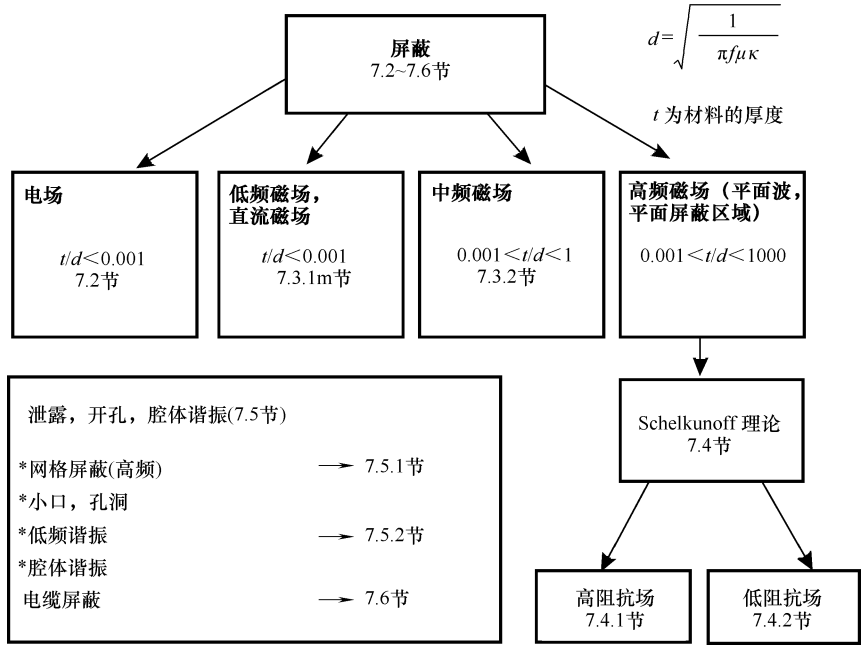


图 7-1　选择合适屏蔽的流程图

从电磁兼容的角度，可接受的系统电缆的更深入的全面讲述见本书参考文献［GO/SI92］。因此，本书不再重复这些全部内容。然而，这里只对有些方面进行更详细的描述，以有助于读者更好地理解。

系统的布线

根据系统中电缆所传输的信号不同，对它们进行分类是很有必要的。某一类别的所有电缆应具有相同或者至少相似的电磁兼容性能。考虑到与其所连接的电路，这些电缆可能是非常敏感的、敏感的、干扰的、强干扰的或者不受影响的。当同类型的电缆互相非常近的放置时（位于同一个电缆桥架上），不会存在特殊的耦合风险。此外，通过将电缆分类，也更容易理解整个系统。

根据标准 VG 95 375 第 3 部分的形式，图 7.2 给出了一个定义电缆类别的例子。图 7.3 给出了不同类别的电缆之间要求的间距，所示的结果对应图 7.2 的例子。

在复杂的系统中应将电缆进行分类。是否要将电缆分成 5 类，可能要根据实际情况。在大多数的情况下，将电缆分成 3 类（敏感的、不受影响的、干扰的）已经足够。使用图 7.3 所示的规定电缆间距还是更大的间距，这是系统的 EMC 设计人员要考虑的问题。军用舰船建造中的经验表明，将图 7.2 所示的电缆分类和图 7.3 所示的间距相结合，在减少成本和降低电磁兼容风险之间能够给出很好的折中。

电缆类别及其间距的列表是电磁兼容设计指南的主要部分。设备的设计人员和制造人员应熟知此表，他们应当标明进出其设备的所有电缆的类型。

电缆耦合的问题很多，解决此类问题将会占用电磁兼容工程师相当多的时间，图

电缆类别	例子			电缆类型
	有用信号	噪声影响	典型应用	
1 不敏感的， 干扰的	12~1000V DC，50Hz， 60Hz，400Hz 窄带	窄带，宽带	电源电缆，标准控制电缆，照明系统电缆，报警系统电缆	绞合
2 不敏感的， 非干扰的	不大于115V 射频 窄带	—	电信电缆，控制和信号电缆，同步连接电缆，载频电缆	绞合，屏蔽，绞合和屏蔽
3 敏感的， 非干扰的	不大于15V: 中频，宽带 不大于115V: 低频	宽带	小信号电缆，同步信号和脉冲信号电缆	屏蔽或同轴
4 非常敏感的， 非干扰的	交流0.1μV~ 500mV DC，射频，高频 窄带	窄带，宽带	接收天线电缆，电信和信息电缆，雷达报警接收电缆	屏蔽或同轴
5 不敏感的， 非干扰的	10~1000V 射频，高频 窄带	窄带	特殊应用的电缆，发射天线电缆	同轴
特殊电缆 (见表下的注)	—	窄带，宽带	发射/接收电缆，变换器电缆（未滤波的），点火电路电缆，耳机电缆	—

图 7.2　根据标准 VG 95 375 第 3 部分的形式定义电缆类别的例子

注意：每一种特殊的电缆（声纳、发射/接收）要单独进行分析和规定其放置的位置。

类别	1	2	3	4	5
1		0.1	0.1	0.1	0.1
2	0.1		0.1	0.1	0.1
3	0.1	0.1		0.1	0.2
4	0.1	0.1	0.1		0.2
5	0.1	0.1	0.2	0.2	

图 7.3　不同类型电缆平行布置时的间距（单位为 m）

7.4 给出了本书中研究不同电缆耦合问题的流程图。也希望它能够帮助读者系统性地理解电缆之间的耦合问题。

一些电缆耦合的问题仍然没有得到好的解决，例如：

- 位于接地平面上方的稍微不对称的传输线上的电流和天线电流。
- 对称衰减和不对称衰减。
- 高频段绞合电缆的处理。
- 电缆屏蔽层的最优化。
- 数值场仿真中电缆与大的泄漏体的连接。

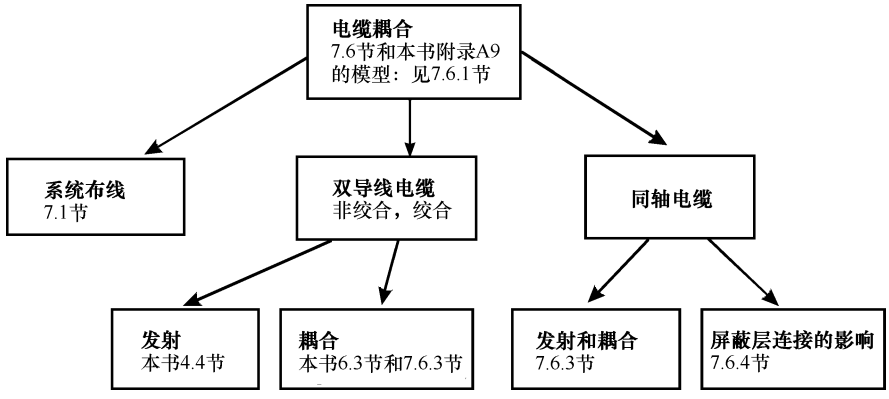


图 7.4　电缆耦合的流程图

7.1.4　滤波

从电磁兼容的角度，滤波包括所有减小传导信号的措施。它包括滤波单元的电气和机械结构，滤波器壳体的接地和导线的电阻负载。此外，滤波还包括线缆，尤其重要的是电源线，要满足标准中规定的传导发射限值要求。同时，滤波器电路要确保不破坏外壳、壳体和箱体的屏蔽效能。

典型的滤波情况如下：

一个非常强的无线电信号耦合进电源线。电源线以传导的形式将该信号传输到屏蔽室内。因此，通过该电源线的辐射，在屏蔽室内将出现该无线电信号。

为了消除该无用信号的传播路径，除了特殊的情况，所有进出屏蔽室的导线都必须滤波。当设计滤波电路时，必须考虑有用信号的频率范围。

对于标准的应用（电源线、电话线、低频信号线），市场上有现成销售的滤波器。

对于有些特殊的情况，滤波器的电路要专门的设计。因此，为了让读者更好地理解滤波问题，这里给出巴特沃兹滤波器电路特性的分析。

巴特沃兹低通滤波器

巴特沃兹滤波器的特点是其通带内的频率响应曲线有着最大的平坦度，不会出现起伏。然而，反过来说的话，巴特沃兹滤波器在接近阻带时其频率响应曲线的变化要比其他滤波器缓慢。

归一化到 $\omega = \omega_{g0} = 1$ 时的巴特沃兹低通滤波器（$\omega = k \cdot \omega_{g0}$）的传递函数由下式给出：

$$N(\omega) = \frac{\underline{U}_2(s)}{\underline{U}_1(s)} = \frac{1}{a_0 + a_1 \cdot s + a_2 \cdot s^2 + \cdots + a_n \cdot s^n} \cdot K \tag{7.1}$$

式中，$s = \mathrm{j}\omega$；n 为低通滤波器的阶数。

系数 a_i 见表 7.1。

表 7.1 确定巴特沃兹低通滤波器的系数（系数的维数 $\dim(a_x)=2^x$）

n	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6
1	1	1					
2	1	$\sqrt{2}$	1				
3	1	2	2	1			
4	1	2.613	3.414	2.613	1		
5	1	3.236	5.236	5.236	3.236	1	
6	1	3.864	7.464	9.141	7.464	3.864	1

根据传递函数，巴特沃兹低通滤波器归一化的幅值可由下式计算：

$$|N(\omega)|=\frac{1}{\sqrt{1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_{g0}}\right)^{2n}}}\cdot K \tag{7.2}$$

使用式（7.2），可以估算要求的特定陡度的滤波器的阶数。式中 K 为归一化因子，在以下的计算中其值设为 1。

例 7.1 如果在 $\omega=2w_{g0}$ 时，要求输出电压不大于输入电压的 1%（$U_{out}\leqslant 0.01U_{in}$），那么请估算巴特沃兹滤波器需要的阶数。

根据式（7.2），选择 $K=1$，则可得

$$|N(\omega=2\omega_{g0})|=\frac{1}{\sqrt{1+2^{2n}}}\leqslant 10^{-2} \tag{7.3}$$

由上式可推导出

$$1+2^{2n}\geqslant 10^4,\ 2^{2n}\geqslant 10^4 \tag{7.4}$$

$$2n\cdot \lg 2\geqslant 4,\ n\geqslant \frac{2}{\lg 2}=6.64$$

$$\underline{\underline{n=7}}$$

使用一个 7 阶的巴特沃兹低通滤波器，可获得要求的幅度-频率特性，即在临界角频率的两倍（$2\omega_{g0}$）处，输出的电压幅值不大于驱动电压幅值的 1%。

图 7.5 给出了阶数为 1～4 时的巴特沃兹低通滤波器的幅度-频率特性曲线。在此幅度-频率特性曲线图中，特征频率为截止频率或临界频率（角频率）ω_{g0}。在此频率处，幅度由 1 减小到 $1/\sqrt{2}$。

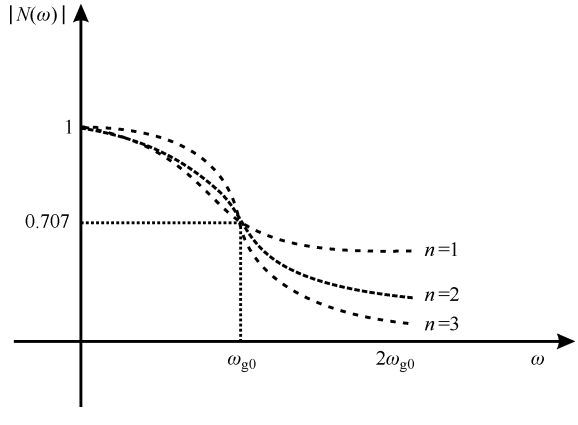


图 7.5 $K=1$ 时巴特沃兹滤波器传递函数的幅度-频率特性

设计滤波器的步骤如下：

1. 预计所需的幅度特性，由此计算滤波器的阶数。
2. 选择滤波电路。通常，每增加一个电抗元件就会使滤波器的阶数增加 1。
3. 计算归一化的电路元件（R_{0i}，C_{0i}，L_{0i}）。
4. 将与 ω_{g0} 有关的这些电路值转换到实际的临界角频率 ω_g。

对于频率转换，应用以下关系式：

$$R_i = R_{0i} \tag{7.5}$$

$$C_i = \frac{C_{0i}}{B},\ L_i = \frac{L_{0i}}{B} \tag{7.6}$$

下标 0 表示低通滤波器归一化的值。$B = \dfrac{\omega_g}{\omega_{g0}}$ 是实际的临界频率与归一化的临界频率的比值。

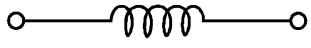
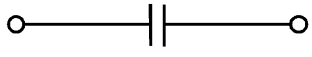
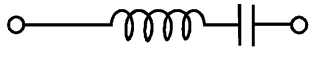
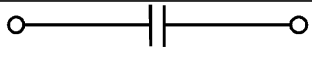
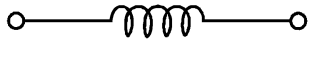
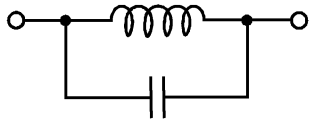
LP		L_0	式(7.7)
HP		$\dfrac{1}{\omega_{g0}\cdot\omega\cdot L_0}$	式(7.8)
BP		$\dfrac{\omega_{g0}\cdot L_0}{\Delta\omega}$	式(7.9)
		$\dfrac{\Delta\omega}{\omega_{g0}\cdot\omega_m^2\cdot L_0}$	式(7.10)
LP		C_0	式(7.11)
HP		$\dfrac{1}{\omega_{g0}\cdot\omega\cdot C_0}$	式(7.12)
BP		$\dfrac{\omega_{g0}\cdot C_0}{\Delta\omega}$	式(7.13)
		$\dfrac{\Delta\omega}{\omega_{g0}\cdot\omega_m^2\cdot C_0}$	式(7.14)
		$\omega_m^2=\omega_{g1}\cdot\omega_{g2}$ $\Delta\omega=\omega_{g2}-\omega_{g1}$	式(7.15) 式(7.16)

图 7.6　低通滤波器转换为高通和带通滤波器

图 7.6 给出的表中的内容可以这样去理解：

首先，已实现了所要求陡度的归一化的低通滤波器（LPF）。例如，当现在要求我们将这个低通滤波器转化为一个高通滤波器，其实际的临界角频率为 ω_g，那么根据式（7.8），电路中所有的电感（式（7.7））用电容代替；同时根据式（7.12），电路中所有的电容（式 7.11）用电感代替。当根据低通滤波器设计带通滤波器时，只要将其电路中的所有电感改成串联，电容改成并联。

插入损耗

插入损耗是指当抑制元件或电路插入到干扰源（高频发生器）和受扰者（负载）之间时，对高频谐波电压的衰减。如图 7.7 所示，源的输出阻抗一般规定为 Z_0（Z_0通常为 50Ω），负载的阻抗也规定为 Z_0。

插入损耗 a_E（单位为 dB）可由下式计算：

$$a_E = 20\lg\frac{U_0}{2U_a} \tag{7.17}$$

式中，U_0为源的开路电压；U_a为受扰者上的电压。

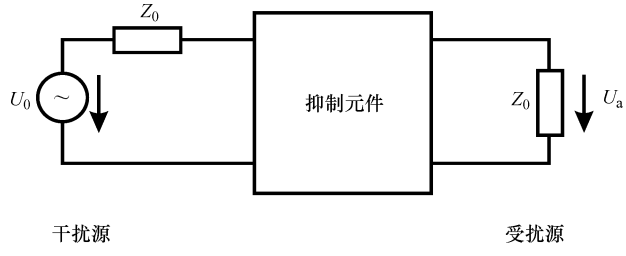


图 7.7　干扰源和受扰者之间的抑制元件

通常，插入损耗并不能直接给出滤波器在实际安装中（由于未知的阻抗）的滤波效果信息，只能给出不同滤波器电路的比较。

图 7.8 给出了低通滤波器的基本结构（引自本书参考文献［GO/SI92］）。这里要强调的是，当干扰源（晶体管）为低阻抗时，为了增加干扰源的内部阻抗，滤波器的电路应先使用电感。

例 7.2　设计一个 3 阶的低通巴特沃兹滤波器。

a）根据图 7.9 所示，设计一个 3 阶的归一化的巴特沃兹低通滤波器，计算其电感、电容值。

b）将该低通滤波器转换为高通滤波器。

c）将该低通滤波器转换为带宽为 $\Delta\omega$ 的带通滤波器。

d）当 $R_1 = R_2 = 50\Omega$，临界频率 $f_0 = 100\text{kHz}$ 时，计算该带通滤波器的实际元件值。

a）假设 $R_1 = R_2 = R$，可以推导出如下的传递函数：

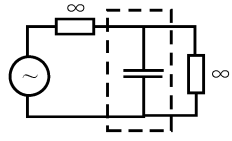
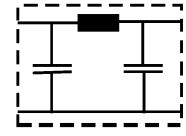
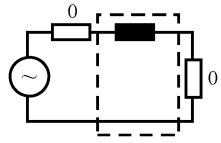
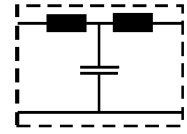
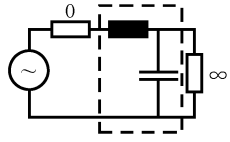
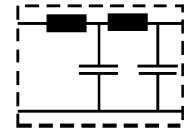
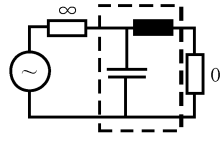
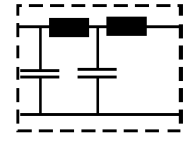
Z_G	Z_L	普通滤波器	更好的滤波器	信号放大的风险
∞	∞			无
0	0			无
0	∞			有
∞	0			有

图 7.8　低通滤波器的基本结构

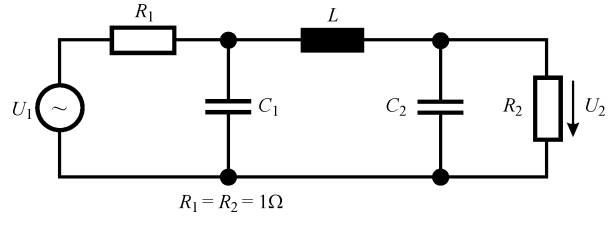


图 7.9　设计的 3 阶巴特沃兹低通滤波器电路

$$N(\omega)=\frac{U_2}{U_1}=\frac{1}{2}\cdot\frac{1}{s^3\dfrac{L_0RC_{01}C_{02}}{2}+s^2\dfrac{L_0(C_{01}+C_{02})}{2}+s\dfrac{RC_{01}+RC_{02}+\dfrac{L_0}{R}}{2}+1} \tag{7.18}$$

根据表 7.1，可推导出以下三个方程（含有方括号中的量 s）：

$$L_0RC_{01}C_{02}=2[s]^3 \tag{7.19}$$

$$L_0(C_{01}+C_{02})=4[s]^2 \tag{7.20}$$

$$R(C_{01}+C_{02})-\frac{L_0}{R}=4[s] \tag{7.21}$$

求解以上三个方程，可得到三个未知量的值：

$$L_0=2H,\ C_{01}=C_{02}=1F \tag{7.22}$$

b）通过变换等式，可将低通滤波器转换为高通滤波器：

$$L_i=\frac{1}{\omega_g\cdot\omega_{g0}\cdot C_{0i}} \tag{7.23}$$

$$C_i=\frac{1}{\omega_g\cdot\omega_{g0}\cdot L_{0i}} \tag{7.24}$$

式中，ω_g为滤波器截止频率；ω_{g0}为滤波器归一化的截止频率。

c）通过以下的变换等式，可将低通滤波器转换为带通滤波器：

电感变换成串联谐振电路，其值为

$$C_i=\frac{\Delta\omega}{\omega_{g0}\cdot\omega_m^2\cdot L_{0i}} \tag{7.25}$$

$$L_i=\frac{\omega_{g0}\cdot L_{0i}}{\Delta\omega} \tag{7.26}$$

电容变换成并联谐振电路，其值为

$$L_i=\frac{\Delta\omega}{\omega_{g0}\cdot\omega_m^2\cdot C_{0i}} \tag{7.27}$$

$$C_i=\frac{\omega_{g0}\cdot C_{0i}}{\Delta\omega} \tag{7.28}$$

式中，$\omega_m=\sqrt{\omega_{g1}\omega_{g2}}$；$\Delta\omega=\omega_{g1}-\omega_{g2}$；$\omega_{g1}$和$\omega_{g2}$为临界角频率的上限和下限。

d）将$R_1=R_2=50\Omega$代入步骤a），重新计算L_0和C_{0i}；$L_0=100\mathrm{H}$，$C_{01}=C_{02}=20\mathrm{mF}$。

使用式（7.6）的频率转换关系，可得到电容和电感的实际值：$L=159\mu\mathrm{H}$，$C_1=C_2=31.8\mathrm{nF}$。图7.10给出了低通滤波器的幅度－频率特性曲线。

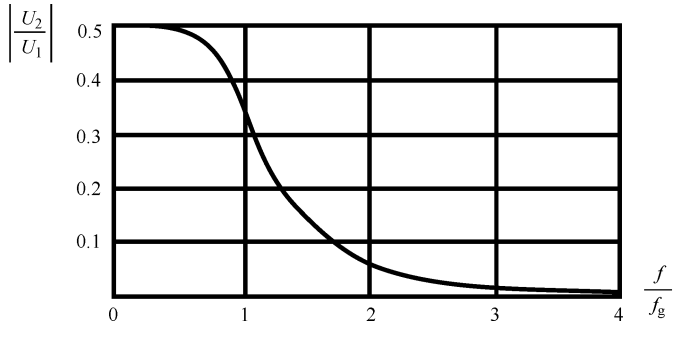


图7.10 所讨论的3阶巴特沃兹低通滤波器的幅度－频率特性曲线

在临界频率，幅度的比值为

$$|N(\omega_{g0})|=0.707\times\frac{1}{2}=0.3535 \tag{7.29}$$

当频率 $\omega = 2\omega_0$ 时，幅度的比值为

$$|N(2\omega_{g0})| = \frac{1}{\sqrt{1+2^6}} \times \frac{1}{2} = 0.062 \tag{7.30}$$

图 7.11 给出了得到的三种不同类型滤波器的电路。

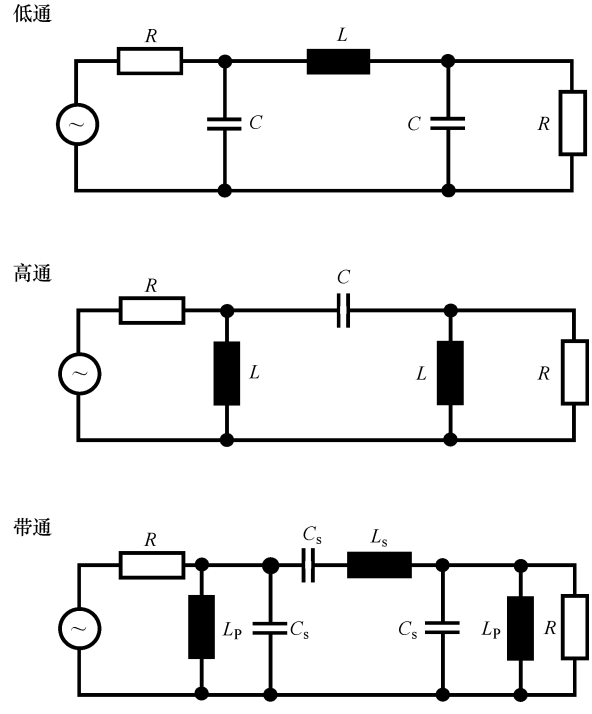


图 7.11　低通滤波器分别转换为高通滤波器和带通滤波器

习题

习题 7.1　设计一个用于晶体管控制单元的电源线滤波器（低通滤波器），要求如下：

1. 滤波电路的截止频率为 200Hz。
2. 在 10kHz 时，滤波器的衰减 $|N(\omega)|$ 为 60dB。

a）请问，该巴特沃兹低通滤波器的阶数应为多大？

b）请给出滤波器结构的建议，并说明滤波器元件的布置。

7.2　电场屏蔽——屏蔽网

电场容易屏蔽。电场线起止于电荷。因此，只要我们合理地布置电荷就能确保起到屏蔽效能。这种原理可使用以下例子进行说明。图 7.12 给出了静电场中的两块平行金属板。在这两块金属板上将形成什么样的电荷分布呢？

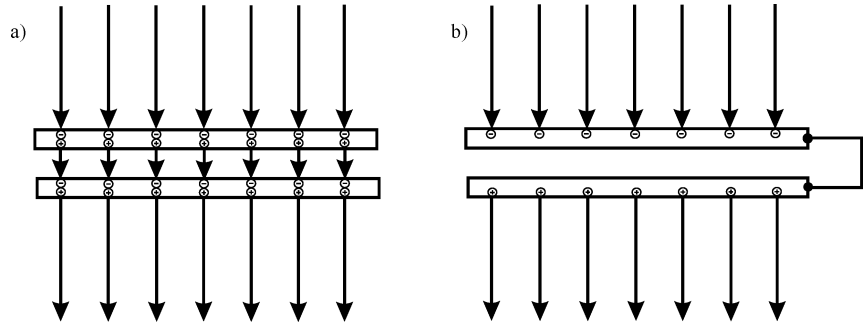


图 7.12 两块金属板对电场的屏蔽

a）金属板不连接 b）金属板连接

图 a 中，金属板的存在几乎对电场没有影响。然而，图 b 中，电荷能够达到平衡。因此，两金属平板之间不再存在电场（至少从理论上讲）。

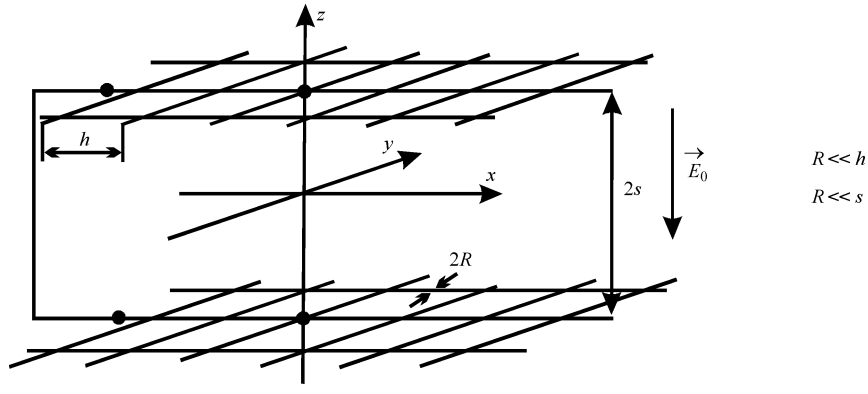


图 7.13 金属网屏蔽电场（铁丝织网屏蔽）

在多数情况下，使用金属平板屏蔽电场的成本很高。因此，应考虑使用金属网屏蔽电场。图 7.13 给出了使用金属条构成的这样的屏蔽结构。

这种屏蔽网对电场的衰减可由下式计算（见本书参考文献［SIN69］）：

$$a_s = 20\lg\left|\frac{2\pi s}{h \cdot \ln\dfrac{h}{2\pi R}}\right| \tag{7.31}$$

式（7.31）的计算值适用于屏蔽网屏蔽的空间的中心点。

一个屏蔽网（屏蔽一个房间）的参数如下：

房间的高度 $2s = 2\text{m}$，

屏蔽网中导线的半径 $R = 2\text{mm}$

网格的尺寸 $h = 10\text{cm}$

根据式（7.31）可计算出，该屏蔽网的屏蔽效能为 29.6dB。

为了使屏蔽网上的电荷达到平衡状态，需要满足下列附加条件：

- 导线条之间的所有交点应导电连接（焊接）。
- 顶部导线条和底部导线条之间必须进行电连接。

习题

习题 7.2　一电影院内要求进行电场屏蔽，屏蔽效能要求为 40dB，电影院的高度为 $2s = 10\text{m}$。

a）若屏蔽网中导线的半径 $R = 2\text{mm}$，试问需要的屏蔽网的网格宽度多大（即图 7.13 所示的 h）？

b）为了屏蔽，在电影院的地板和天花板上使用钢筋结构。钢筋网中导体的半径 $R = 5\text{mm}$，网格宽度为 $h = 20\text{cm}$。这种情况时的屏蔽效能多大？

c）一个中波无线电台（$f = 1\text{MHz}$）位于电影院的附近（距离 $d = 200\text{m}$）。它在电影院所在位置产生的垂直极化场强为 10V/m。你认为可以使用电场的关系式估算屏蔽效能吗？请给出解释。实际的屏蔽效能值是大于还是小于使用静电场关系式计算得到的值？

习题 7.3　使用杆导线屏蔽客厅。客厅的高度为 2.7m，在其天花板和地面上安装了导线屏蔽网（导线的半径 $R = 3\text{mm}$，网格宽度 $h = 5\text{cm}$）。客厅的面积 $A = 15\text{m}^2$。地面上的屏蔽网和天花板上的屏蔽网之间通过一根导线连接。在客厅的附近存在一条架空电线（50Hz），其在客厅处产生的电场强度为 10V/m。

a）客厅中间的场强多大？

b）天花板上的屏蔽网和地面上的屏蔽网之间的连接导线上测得的电流多大？

c）你认为是否需要将天花板上的屏蔽网和地面上的屏蔽网接地？如果屏蔽网接地，那么其好处是什么？

7.3　磁场屏蔽

磁场很难进行屏蔽，尤其是低频磁场和静磁场。

在系统的计划阶段，就必须考虑设备和传感器的放置位置。规定它们位置的目的是减小低频磁场（显示器、话筒、电子束显微镜、视频设备）的影响。这就涉及要考虑干扰源和受扰者之间的距离。

磁场的屏蔽可分为以下几种：

a）静磁场或甚低频磁场——通过改变场的方向进行屏蔽（见 7.3.1 节）。

b）中频磁场——利用感应电流和集肤效应进行屏蔽（见 7.3.2 节）。

c）高频磁场——利用反射和吸收（Schelkunoff 理论）进行屏蔽（见 7.4 节）。

7.3.1　静磁场和甚低频磁场的屏蔽

在甚低频磁场（直流磁场、频率为 $16\frac{2}{3}$Hz 的铁道电流产生的磁场、日常电源产生的磁场）的屏蔽中，利用的原理是磁性材料可以影响磁场的分布。使磁场绕过需要防

护的区域。因此，我们要清楚的是，对于屏蔽，以下规则适用：

- 磁性材料的磁导率越大，屏蔽效能越大。
- 屏蔽材料越厚，屏蔽效能越大。
- 所要屏蔽的空间越小，屏蔽效能越大。

对于相对磁导率为 μ_r、内半径为 R、厚度为 t 的圆柱形材料，可推导出以下计算屏蔽效能的基本公式：

$$a_s = 20 \cdot \lg\left(\frac{H_a}{H_i}\right) = 20 \cdot \lg\left(1 + \frac{\mu_r \times t}{2R}\right) \quad (7.32)$$

在大多数的情况下，上式可以近似表示为

$$a_s = 20 \cdot \lg\left(\frac{\mu_r \times t}{2R}\right) \quad (7.33)$$

上式的近似表示也能得到足够精确的结果。

图 7.14 给出了一个显示器放置于一圆柱体内的正视图。这里做最坏情况下的近似，取显示器外壳的矩形的对角线长度作为圆柱的直径 $2R$（屏蔽材料的结构尺寸越大，其屏蔽效能越小）。

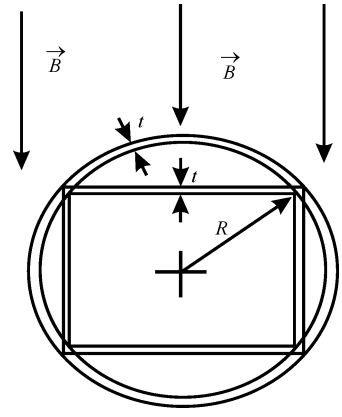


图 7.14 显示器放置于一个圆柱体内的正视图（磁场方向垂直于其纵向轴线）

式（7.32）和简化后的式（7.33）适用于磁场垂直于非常长的圆柱轴线的情况。

磁场屏蔽层上的维修和检查开孔

在实际的屏蔽箱体中，一般都需要留有进出的开孔（如为了监视显示器的屏幕）。通常我们遇到的问题是，对于这种情况，怎么能够近似计算屏蔽效能？图 7.15 给出了一个开孔对屏蔽效能影响的计算。这种屏蔽效能的计算结果由 Vakuumschmelze 公司（见本书参考文献［VAC80］）提供，这里重复给出。假设材料理想情况下对磁场产生的衰减值要远大于测量值。图中给出的是屏蔽因数，利用关系式 $a_s = 20\lg S$ 可以转换为 dB。如果材料和开孔的影响都必须考虑，那么屏蔽因数的计算就应进行线性叠加。

例 7.3 计算厚度为 2mm 的高导磁合金（$\mu_r = 20000$）屏蔽显示器外壳（17 英寸屏幕的对角线）时的屏蔽效能。所要屏蔽的磁场垂直于射线轴。考虑两种结构：情况 a，所有面都封闭的箱体；情况 b，前面完全敞开的箱体。计算距箱体前平面 10cm 场点处的屏蔽效能。

a）由式（7.33）计算得到 $a_s = 39\text{dB}$。

b）根据图 7.15 所示，当 $x/D = 0.23$ 时，$S = 15$，由此得到屏蔽效能 $a_{SM} = 23.5\text{dB}$。当有屏蔽材料时对场的衰减要比无屏蔽材料时近似大 16dB，因此，在这种情况时，可以忽略有屏蔽材料时的衰减值。当屏蔽材料对场的衰减值和有开孔时的衰减值相当时，可以使用下式近似计算总的屏蔽效能：

$$a_{sg} = -20\lg\left(10^{-\frac{a_s}{20}} + 10^{-\frac{a_{SM}}{20}}\right) \quad (7.34)$$

将 a_s 与 a_{SM} 的值代入式（7.34）中得

$$a_{sg} = -20\lg\left(10^{-\frac{23.5}{20}} + 10^{\frac{-39}{20}}\right) = 22.2\text{dB} \quad (7.35)$$

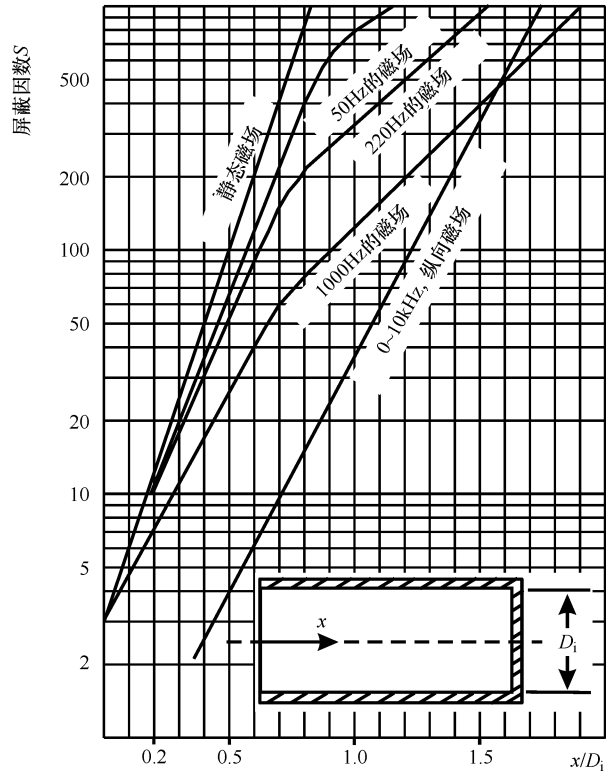


图 7.15　圆柱上的开孔对屏蔽因数的影响

双层屏蔽

制造商 Vakuumschmelze 的应用手册（即本书参考文献［VAC88］）中给出了很多有关磁场的屏蔽问题，这里推荐读者查阅这个应用手册。下式给出了计算双层屏蔽时的屏蔽效能：

$$a_s = 20 \cdot \lg\left(S_1 \cdot S_2 \cdot \frac{2 \cdot \Delta}{R_2}\right) \tag{7.36}$$

式中，R_2 为外圆柱体屏蔽层的内半径；S_1，S_2 为单个屏蔽层的屏蔽因数；Δ 为两个圆柱体屏蔽层之间的空气隙。

推导上式时我们假设，空气隙 Δ 要远小于外圆柱体屏蔽层的内半径 R_2。

例 7.4　比较厚度相同时，单层屏蔽体和双层屏蔽体的屏蔽效能，屏蔽箱体的结构为圆柱体，其参数如下：

双层屏蔽箱体的参数　$\mu_r = 25000$，$t = 1\text{mm}$，$R_1 = 25\text{cm}$，$R_2 = 30\text{cm}$

单层屏蔽箱体的参数　$\mu_r = 25000$，$t = 2\text{mm}$，$R = 25\text{cm}$

对于双层屏蔽箱体，计算的单层的屏蔽因数分别为 $S_1 = 51$、$S_2 = 43$，总的屏蔽效能为 57dB。单层屏蔽箱体的屏蔽效能为 40dB。

接下来，我们将 R_2 加倍，但两屏蔽层之间的空气隙仍应近似保持为 5cm（$R_1 = 55\text{cm}$）。重新计算上述参数，得到：

$$S_1 = 23.7$$

$$S_2 = 21.8$$

$$a_{S,\text{double}} = 38.7\text{dB}$$

$$a_{S,\text{single}} = 33.3\text{dB}$$

但必须要考虑的是，屏蔽箱体的外圆柱体屏蔽层的内半径要比现在略增大一点，近似为空气隙的两倍。

补偿线圈

补偿线圈也可用于减小低频磁场。补偿线圈测量三维磁场，并产生与之对应的补偿场。图 7.16a 右图所示为商用的补偿线圈，左图所示为高导磁合金制成的商用屏蔽箱体。其中，补偿线圈能很好地补偿频率为 $16\frac{2}{3}$Hz 和 50Hz 的交变磁场，补偿的最大值可达 20A/m。但对于非常大的磁场的开关切换，补偿线圈的性能要差一些。此外还发现，补偿线圈只适用于单个源产生的场。

如果环境中存在多个低频磁场干扰源（如工厂多个独立工作的焊接设备），那么较好的办法是使用高导磁合金的屏蔽箱体进行屏蔽。对于这种情况，另外一种降低干扰影响较好的办法是使用 TFT（薄膜场效应晶体管）显示器。

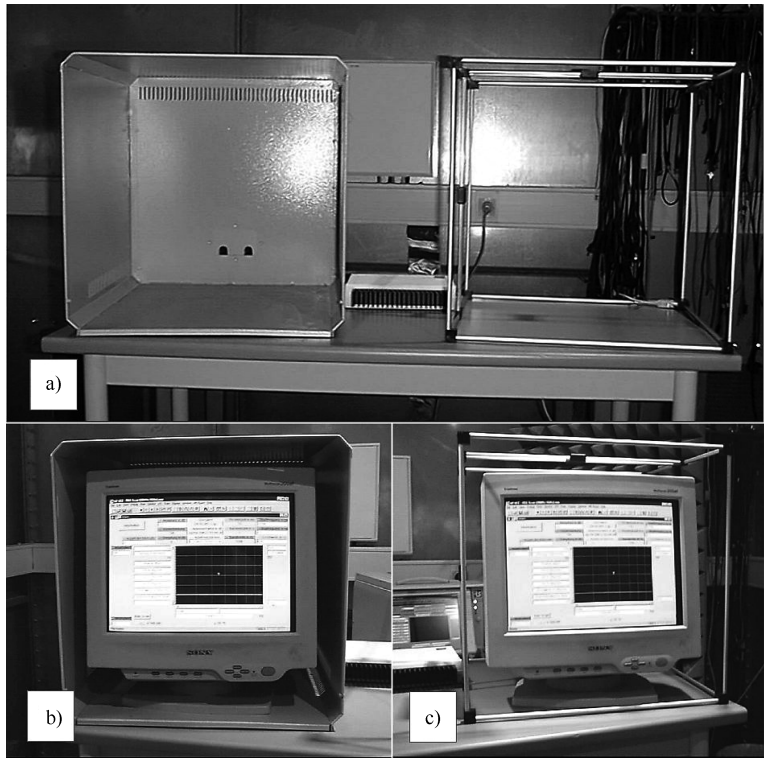


图 7.16　用于减小磁场的高导磁合金屏蔽箱体和具有电子设备的补偿线圈。

a）图左为空的高导磁合金屏蔽箱体，图右为补偿线圈，中间为电子设备

b）使用了高导磁合金屏蔽箱体的显示器　c）使用了补偿线圈的显示器

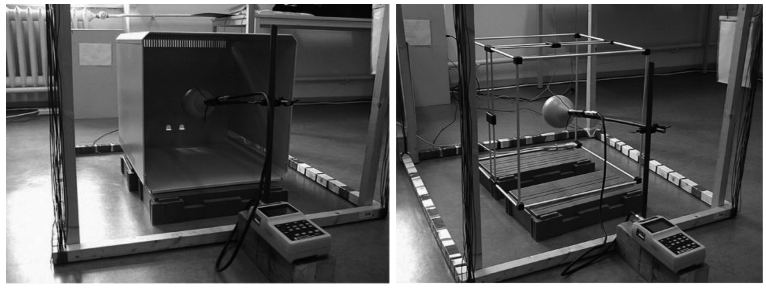


图 7.17　屏蔽效能的测量布置

图 7.17 所示为测量高导磁屏蔽箱体（材料的厚度 $d = 1\text{mm}$）和补偿线圈屏蔽效能的测量布置。

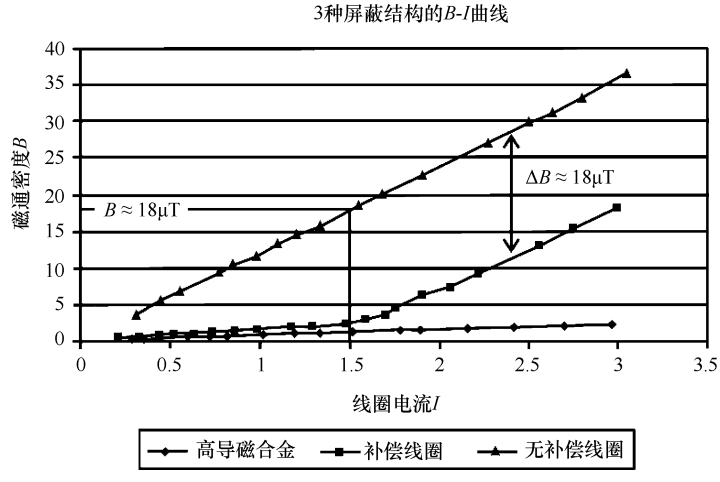


图 7.18　由图 7.17 所示的测量布置得到的测量曲线

图 7.18 给出了磁场的测量曲线。由图可看出，磁场强度与线圈中的电流有关，实验中是用线圈产生磁场。这项研究是由一名硕士研究生（Stephan Pfennig）在其研究工作中完成的。

屏蔽体设计时的一些指导

以上给出的屏蔽体的计算公式假设：屏蔽材料的磁导率恒定不变，在非常大的磁场时也不会出现饱和效应。而在实际情况中并不能完全满足此条件。根据防护低频磁场时设计屏蔽箱体及其经济尺寸的经验，下面给出一些设计原则作为设计时的指导。

1. 对于小于 2A/m 的干扰磁场，可使用涂覆了 Vitroval（非晶体高磁导率材料）的钢屏蔽箱体（$\mu_r = 200$）。

2. 对于 2 ~ 40A/m 的干扰磁场 H_{tat}，使用厚度为 t 的高导磁合金的屏蔽箱体被认为是最好的解决办法，其中 t 应满足以下公式：

$$t = \frac{H_{tat} \cdot \text{对角线}}{1000} \tag{7.37}$$

式中，t 的单位为 mm；H_{tat}的单位为 A/m；对角线的单位为 cm。

3. 对 40 ~ 100A/m 的干扰磁场，应使用由式（7.36）推导出的对应尺寸的双层屏蔽箱体。

4. 对于大于 100A/m 的干扰磁场，应使用外壳体由磁性钢制成的屏蔽箱体。

5. 当考虑最佳的磁场屏蔽时，为了更精确地近似，所要作的假设是：位于直径（2R，两倍的半径）以内的磁场必须使用屏蔽材料进行导引。图 7.19 给出了这种情况。

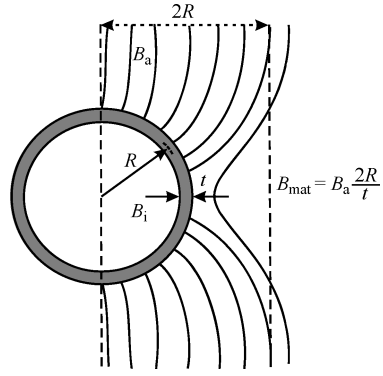


图 7.19 使用磁导体集中磁通密度

7.3.2 中频磁场的屏蔽

为了屏蔽直流磁场，可通过改变场的方向实现屏蔽作用（见 7.3.1 节）。交变磁场会在金属电路或金属材料中产生感应电压，如果感应电压的回路是短路的，那么就会产生具有方向和相位的感应电流，该感应电流产生的磁场会去补偿原磁场。

从微观方面观察此反作用现象表明，必须要考虑集肤效应理论。从宏观方面观察此反作用现象，要考虑的是补偿电流。然而在任何情况下，这两种现象很难清楚地区分。从 EMC 的角度出发，为了更好地理解涡流衰减的含义，必须掌握集肤效应的基础知识。本书附录 A6.1 中对此作了简要的介绍。另一方面，从宏观角度可以得出，要实现好的屏蔽效果，必须利用补偿电流。因此，必须采取措施以保证补偿电流的流动。从原理上讲，金属平板之间必须通过导体进行互相连接才能获得屏蔽效果。图 7.20 给出了完整的中频磁场屏蔽结构。

以下的式（7.38）~式（7.43）用于计算不同结构的屏蔽效能。然而，推导这些公式的方法通常是相同的。即，假设在某一方向上存在一交变的磁场，然后根据安培定律和法拉第电磁感应定律得到微分方程，通过在空气/屏蔽材料和屏蔽材料/空气的边界上所满足的以下边界条件：

$$H_{tan1} = H_{tan2}$$
$$E_{tan1} = E_{tan2}$$

再对该微分方程进行求解即可。

7.3.3 两平行板屏蔽交变磁场

$$\frac{H_i}{H_a} = \frac{1}{\cosh k \cdot t + K \cdot \sinh k \cdot t} \tag{7.38}$$

$$a_s = 20\lg\left|\frac{H_a}{H_i}\right| \tag{7.39}$$

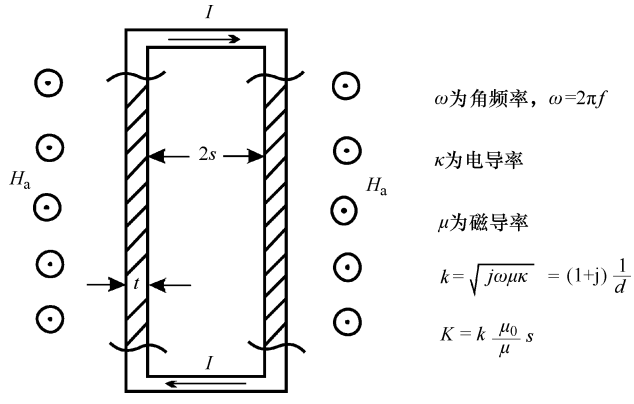


图 7.20　两平行板屏蔽交变磁场

7.3.4　空心球体屏蔽磁场

$$\frac{H_i}{H_a}=\frac{1}{\cosh k\cdot t+\frac{1}{3}\left(K+\frac{2}{K}\right)\cdot\sinh k\cdot t} \tag{7.40}$$

$$a_s=20\lg\left|\frac{H_a}{H_i}\right| \tag{7.41}$$

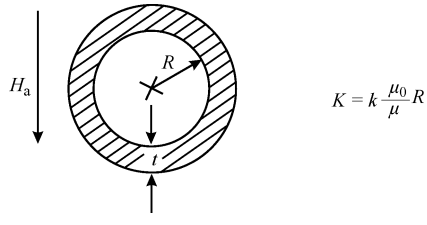


图 7.21　位于交变磁场中的空心球体

7.3.5　空心圆柱体屏蔽横向磁场

$$\frac{H_i}{H_a}=\frac{1}{\cosh k\cdot t+\frac{1}{2}\left(K+\frac{1}{K}\right)\cdot\sinh k\cdot t} \tag{7.42}$$

7.3.6　空心圆柱体屏蔽纵向磁场

$$\frac{H_i}{H_a}=\frac{1}{\cosh k\cdot t+\frac{1}{2}K\cdot\sinh k\cdot t} \tag{7.43}$$

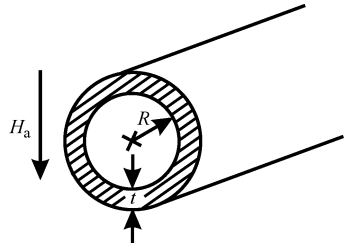


图 7.22 位于交变磁场中的空心圆柱体
（磁场方向垂直于圆柱体的中心轴）

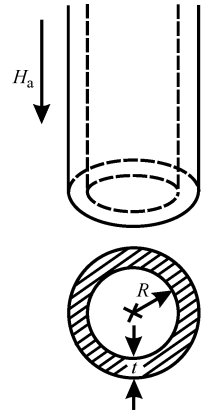


图 7.23 位于交变磁场中的空心圆柱体
（磁场方向平行于圆柱体的中心轴）

习题

习题 7.4 位于铁道附近的办公室中，显示器受到了干扰（图像出现抖动）。抖动的图像偏离其平均位置的最大值 $d = 3\text{mm}$。显示器受到的干扰具有规律性，每隔 5 ~ 10min 出现一次，每次持续时间为 10s。出现干扰时并无列车通过。

a）分析这种情况。

b）给出一些解决此问题的措施，并对你选择的措施作出解释。

习题 7.5 显示器（其对角线长 50cm）所处位置测量到的横向磁场为 8A/m。如果要使用高导磁（$\mu_r = 25000$）的合金屏蔽箱体对显示器进行屏蔽，屏蔽效能要求为 30dB，试计算屏蔽箱体的厚度。

习题 7.6 试计算频率 $f = 50\text{Hz}$ 时钢结构（$\kappa_r = 0.17$，$\mu_r = 200$）屏蔽箱体的屏蔽效能？已知屏蔽箱体的厚度 $d = 2\text{mm}$。其内部的尺寸为，长度 $l = 60\text{cm}$，宽度 $b = 30\text{cm}$，高度 $h = 30\text{cm}$。

a）使用适用于平行板的公式计算屏蔽效能（两平板之间的距离 $2s = b$）。

b）使用适用于空心球体的公式计算屏蔽效能（半径 $R = b/2$）。

c）使用适用于横向磁场中的空心圆柱体的公式计算屏蔽效能（半径 $R = b/2$）。

习题 7.7 证明：当频率 $f = 0$ 时，式（7.42）（位于交变磁场中的空心圆柱体，磁场的方向垂直于圆柱体的轴线）可以简化成式（7.33）（位于静态磁场中的空心圆柱体，磁场的方向垂直于圆柱体的轴线）。

习题 7.8

a）计算立方屏蔽箱体屏蔽交变磁场时的屏蔽效能。其中，屏蔽体的壁厚 $d = 2\text{mm}$，对角线尺寸 $D = 60\text{cm}$。当使用空心的屏蔽球体代替立方屏蔽箱体时，计算最坏情况下空心球体的半径，并解释你的答案。

b）当使用圆柱屏蔽体代替立方屏蔽箱体屏蔽静态磁场时，其半径应为多大？解释

你的答案。

习题 7.9　2A/m 的交变磁场（50Hz）入射到空心圆柱体上，与圆柱体轴线所呈的角度为 30°。空心圆柱体的内半径为 10cm，厚度为 2mm，其由发生器的金属板 IV 构成（$\kappa_r = 0.032$，$\mu_r = 600$）。试问空心圆柱体轴线上的磁场强度多大？

习题 7.10　5 台显示器（其对角线尺寸为 60cm）位于尺寸为 5m × 5m × 2.5m 的办公室内。显示器受到 MSR 设备产生的非常强的静态磁场的干扰。建议使用壁厚为 1mm 的高导磁合金屏蔽体去除这种干扰。讨论屏蔽整个房间作为备选方案。请问：同屏蔽单个显示器相比，为什么屏蔽整个房间不是实际中的选择方案？

7.4　谢昆诺夫屏蔽理论简介

谢昆诺夫（Schelkunoff）屏蔽理论基于阻抗的概念。对于入射到屏蔽体上的平面电磁波，其有确定的波阻抗 Γ_a，该波阻抗由场源和屏蔽体之间的距离决定。屏蔽体自身的波阻抗为 Γ_m，其由屏蔽体的电参数和频率决定。在空气和屏蔽体的界面上，由于具有不同的波阻抗 Γ_a 和 Γ_m，因而会产生失配，从而导致一部分波出现反射。根据集肤效应理论，另一部分的入射波会进入到屏蔽体中，产生衰减和相移。当入射波穿过屏蔽体到达第二个界面时，同样由于阻抗的失配，会再次出现反射。这时一部分入射波穿过屏蔽体，另一部分入射波被反射回去。对于入射到界面上的二次反射波，也同样会发生衰减、相移和反射，如此循环下去。本书图 A6.1 从原理上给出了这种过程。

例如，如果入射波的电场强度规定为 1V/m，那么穿过屏蔽体的所有电磁波的总电场强度可利用式（7.44）进行计算。强度为 1V/m 的入射电磁波穿过屏蔽体后的强度变为 t_w（单位为 V/m）：

$$t_w = t_{am} \cdot t_{ma} \cdot e^{-\gamma t} \cdot \frac{1}{1 - r_{ma}^2 \cdot e^{-2\gamma t}} \tag{7.44}$$

因此，屏蔽效能为

$$a_s = 20\lg\left|\frac{1}{t_w}\right| \tag{7.45}$$

式（7.44）中所需的量可由以下公式求得：

$$t_{am} = \frac{2\Gamma_m}{\Gamma_m + \Gamma_a} \tag{7.46}$$

$$t_{ma} = \frac{2\Gamma_a}{\Gamma_m + \Gamma_a} \tag{7.47}$$

$$r_{ma} = \frac{\Gamma_a - \Gamma_m}{\Gamma_a + \Gamma_m} \tag{7.48}$$

$$\Gamma_m = (1 + j)\sqrt{\frac{\pi \cdot f \cdot \mu}{\kappa}} \tag{7.49}$$

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu\ (\kappa + j\omega\varepsilon)} \tag{7.50}$$

Γ_a 的值由场源的类型及场源和屏蔽体之间的距离决定。

电场源（杆天线，鞭天线，偶极子天线）产生的场是高阻抗场，其波阻抗（单位为 Ω）为

$$\Gamma_a = 377 \cdot \frac{\frac{j\omega r}{\nu} + 1 + \frac{\nu}{j\omega r}}{\frac{j\omega r}{\nu} + 1} \tag{7.51}$$

磁场源（电流环天线）产生的场是低阻抗场，其波阻抗（单位为 Ω）为

$$\Gamma_a = 377 \cdot \frac{j\frac{\omega r}{\nu} - \left(\frac{\omega r}{\nu}\right)^2}{1 + j\frac{\omega r}{\nu} - \left(\frac{\omega r}{\nu}\right)^2} \tag{7.52}$$

式中，$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$，为角频率；$\nu = c_0 = 3 \times 10^8 \text{m/s}$；$r$ 为场源和屏蔽体之间的距离。

可以使用两种方法对上面的公式进行计算：

a）计算机算法程序（见 7.4 节）。

b）通过将场源划分为近场和远场，以及将屏蔽体划分为电厚的和电薄的，可以将上述公式进行简化。因此，可以使用计算器或图示法计算上述公式的结果。

应用合适的计算机程序的优点是，很大程度上可以避免输入和计算错误。此外，也不需要计算人员自己去区分远场和近场的边界。计算人员只需相信计算机的计算结果即可。图 7.24 给出了不同厚度（0.2mm 和 20μm）和不同距离（0.3m 和 3m）时铜的屏蔽效能曲线。

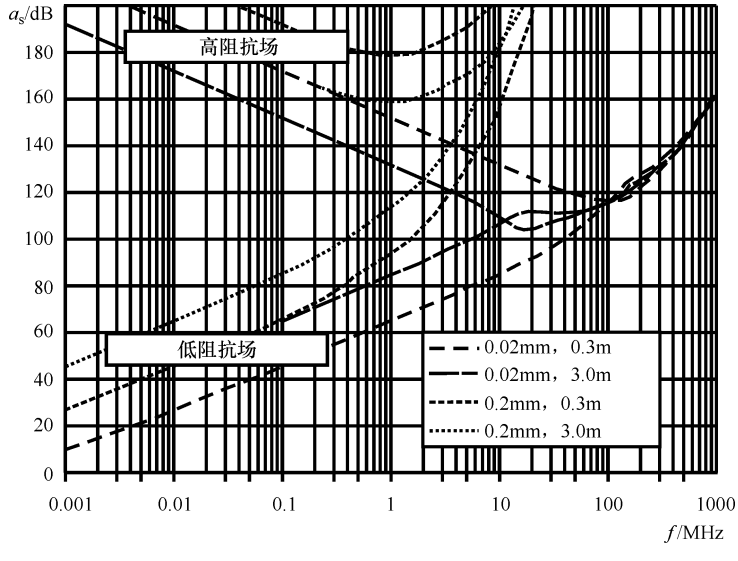


图 7.24 铜的屏蔽效能曲线

从学术的角度，非常有意思的一点是，在所有情况下都会存在这样一个很小的频率范围，在此频率范围内屏蔽体对电场的屏蔽效能要小于对磁场的屏蔽效能。通过仔细考虑场阻抗的曲线（见 5.2.2 节），就能更清楚地理解上述现象。在这个小的频率范围

内，电场的场阻抗要小于磁场的场阻抗。这将会导致入射波和屏蔽体所产生的负载之间阻抗的匹配较好。因此，在这些频率，会有更多的场穿过屏蔽体。

使用人工或者图示估算这种简化关系式的优点是，可以很容易地观察到影响屏蔽效能的影响量（如近场、远场、低阻抗场、高阻抗场、反射项、吸收项），此外，这些影响量可以为屏蔽效能的优化提供基础。

如果屏蔽效能值仅用于质量控制或者简单的估算时，那么应使用计算机得到的解。另一方面，经常会碰到解决屏蔽的问题，并且还要求提供最佳的解决办法。在这种情况下，建议读者理解和熟悉本书附录 A6.2 中提到的理论。

估算以上的屏蔽效能方程时，要知道屏蔽材料的特性参数。在编写程序“SHIELD”时，已收集了一些用于屏蔽效能计算时要使用的屏蔽材料的特性参数。

7.4.1 节给出了使用程序“SHIELD”的一些例子及所用屏蔽材料的特性参数表。此程序的源代码和可执行程序见作者的主页。图 7.25 给出了该程序可以适用哪些问题的解决。

```
计算一些常用布置屏蔽效能的程序
**************************************

版权：Karl-Heinz Gonschorek，0121l7，德国德累斯顿（Dresden）
============================================================

你想计算哪种布置的屏蔽效能?                    Id
两个平行平板屏蔽磁场                            1
空球体屏蔽磁场                                  2
横向磁场中的空圆柱体                            3
纵向磁场中的空圆柱体                            4
平面壁（Schel kunoff）电场                      5
平面壁（Schel kunoff）磁场                      6
屏蔽层为整管的转移阻抗                          7
有空管的转移阻抗                                8
转换：转移阻抗<->屏蔽效能                       9
材料特性                                        10
程序停止                                        11
Id=?
```

图 7.25　程序 SHIELD 可以解决的问题

习题

习题 7.11　式（7.50）中的变量 γ 可采用下式进行简化计算以作为其很好的近似值：

$$\gamma = (1 + \mathrm{j}) \cdot \frac{1}{d}$$

式中，d 为集肤深度。对于铜，当满足关系式 $\kappa = \omega \cdot \varepsilon$ 时，计算此时的频率。假设 $\varepsilon = \varepsilon_0 = 8.854\mathrm{pF/m}$。

习题 7.12

a）根据 r/r_0 的相关性以及 $r_0 = \lambda/2\pi$，表示出场阻抗的式（7.51）和式（7.52）。

b）当 $r = r_0$ 时，计算电场源的场阻抗？

c）当 $r = r_0$ 时，计算磁场源的场阻抗？

习题 7.13　使用集肤深度 d 表示屏蔽材料的波阻抗 Γ_m 的式（7.49），解释得到的表示式。

习题 7.14　经常会听到如下的陈述："我们腔体的屏蔽效能大于 100dB!"为什么这样的陈述几乎没有意义？

习题 7.15　幅值为 1V/m，频率 $f = 10\text{MHz}$ 的电磁波入射到铜壁上。场源与铜壁之间的距离 $r = 10\text{m}$。

a）请问反射系数 $\underline{r}_{am} = \underline{t}_{am} - 1$ 多大？

b）请问在铜壁的表面上电流密度 J_0 多大？

7.4.1　程序 SHIELD 的源代码

本书的德文版给出了程序 SCHIRM 的源代码，这里不再重复。该程序翻译成英文后称为"SHIELD"，该程序见作者的主页。

7.5　泄漏、开孔、腔体谐振

由于屏蔽技术涉及的频段很宽，从静态磁场的屏蔽到雷达波段的屏蔽，因此很难用一个封闭的表达式进行描述。然而，我们可以得到以下的一些基本结论。

1. 泄漏（如孔洞）会严重影响厚度超过 1mm 的金属屏蔽层的总屏蔽效能。

2. 低频范围的屏蔽效能不足（和理论值相比），通常都是由导电问题引起的，如屏蔽板之间的接触不良、门接触点的腐蚀、不同导电平板之间的焊接点等。

3. 较高频率范围的屏蔽效能不足（和理论值相比），通常都是由实际存在的孔洞引起的。在解决孔洞问题时，应记住的是，孔洞的最大尺寸对于屏蔽效能起着决定性的作用。

4. 为了通风的目的需要开孔，应遵循的原则是，对于任何给定的开孔面积（总的无屏蔽区域），优先采用多个小圆孔，而不采用少个的大圆孔。关于这方面的进一步信息见 7.6 节。

对于上述的结论 2 和 3，应强调的是，为了控制屏蔽层的质量，仅需要在两个频率点检查屏蔽效能就足够了。

1. 探头法（200 ~ 500kHz）**——通过试验寻找不良接触点**

在屏蔽室（壳体）的周围布置一环天线，环天线中注入高频电流（200 ~ 500kHz）。然后在屏蔽室内使用合适的传感器检测可能信号穿透的地方，包括屏蔽壁上的所有接口和屏蔽壁的所有可能泄漏点。这种方法也可以反过来使用，在屏蔽室内部的两个顶点的对角线之间放置一条馈入了电流的拉直导线，然后在屏蔽室的外部检测所有接口和可能的泄露点。屏蔽室内部的信号发生器应由电池供电。可以使用锁相环的中波对讲机作为传感器和接收机。将一个面积大约为 10mm^2 的线圈安装在 2 ~ 3m 的杆上，也可作为接收天线使用。使用这种方法可以检测到由于接触不良引起的泄露。

2. 泄露试验（400MHz～1GHz）——通过试验寻找实际的孔洞

使用工作频率为 400MHz 的天线照射屏蔽室（壳体），然后在屏蔽室内测量一些位置的场强（测量位置的多少取决于屏蔽室的尺寸）。仅测量屏蔽室内几个位置的屏蔽效能就可以清楚地知道屏蔽效能是否满足要求。

当屏蔽室上存在泄露点（如孔洞）时，其并不能通过视觉的检查发现，因此这样的查找成本很高且费时。已经证明，对于这样的查找，使用功率或能量的损耗很有作用。首先在屏蔽室内放置一个高频源，然后将辐射功率减小，直到在屏蔽室外使用高灵敏度的接收机不能测量到场强。接下来，慢慢增加高频源的辐射功率，直到在屏蔽室外可以测量到信号（噪声电平的变化）。通常，检测到场的位置会在泄露点（孔洞）的附近，因此，必须对这些位置进行查找。这种测量原理也可以反过来使用，即将发射设备和接收设备的位置进行交换即可。

7.5.1　泄露、信号穿透

网格或丝网屏蔽

7.2 节中给出的式（7.31）用于电场屏蔽时屏蔽效能的计算，对于单一频率（如 $16\frac{2}{3}$Hz，50Hz）产生的电场的屏蔽，该公式也同样适用。

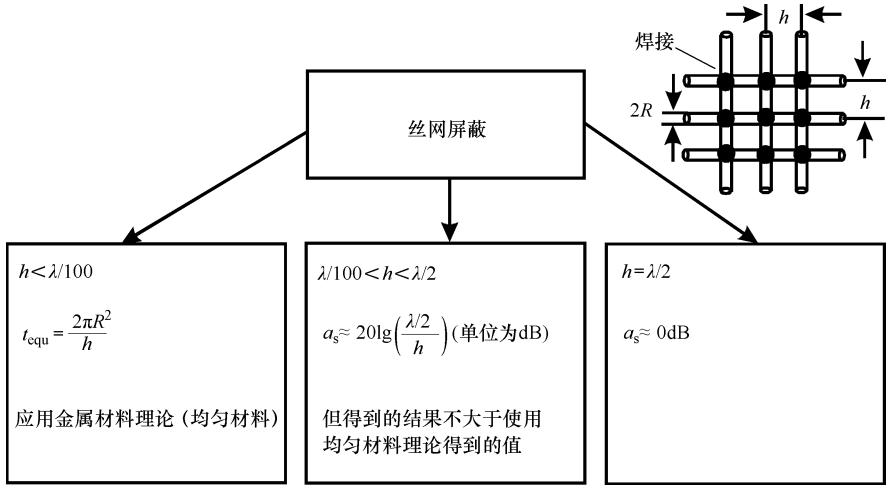


图 7.26　估算屏蔽网格或丝网的屏蔽效能

屏蔽网格或丝网通常可以代替实体平板用于磁场和电磁场的屏蔽。图 7.26 给出的过程用于屏蔽网格和丝网屏蔽效能的计算。

说明：由图 7.26 得到

$$a_s=20\lg\left(\frac{\lambda/2}{h}\right) \tag{7.53}$$

式中，a_s 的单位为 dB。

例 7.5　计算导线丝网（$\kappa=10^7$S/m）屏蔽低频干扰磁场时的屏蔽效能。磁场源与

丝网之间的距离为 $r=1\text{m}$，丝网的参数为 $R=0.5\text{mm}$、$h=50\text{mm}$。研究以下几种情况解决此问题。

a）当 $h<\lambda/100$ 时

1. 计算等效的金属厚度和过渡频率，在此频率时集肤深度等于等效的金属厚度：$t_{\text{equ}}=0.031415\text{mm}$，$d=t_{\text{equ}}\rightarrow f=23.6\text{MHz}$。

2. 当不大于过渡频率时，认为屏蔽材料具有电薄特性。此时可以使用以下的简化公式计算屏蔽效能：

$$a_{\text{s}}=20\lg\frac{188.6\Omega}{R_{\text{s}}}\frac{2\pi r}{\lambda},\quad R_{\text{s}}=\frac{1}{\kappa t_{\text{equ}}}$$

此公式适用于非常薄的实体屏蔽材料。式中的 R_{s} 为材料的直流表面电阻。详细内容见 7.4 节。当 $f=23.6\text{MHz}$ 时屏蔽效能为 89dB，其中当频率每减小十倍频程时屏蔽效能下降 20dB。

b）当 $\lambda/100<h<\lambda/2$ 时

对于屏蔽网格或丝网，当 $h=\lambda/2$（频率 $f=3\text{GHz}$）时，根据式（7.37）计算的屏蔽效能为 0dB，其中当频率每减小十倍频程时屏蔽效能增加 20dB。

c）将上述两种情况的结果绘于同一图中

如图 7.27 所示，上面情况 a）和 b）代表的两条曲线在一点相交。在交点前应使用情况 a）的计算结果，在交点后应使用情况 b）的结果。

说明：*这里对于磁场源和屏蔽丝网之间的距离，并不需要满足特定的条件。然而，根据所做的假设推导的条件是，当磁场源与屏蔽网之间的距离大于十倍的网格宽度时，才能达到要求的屏蔽效能。*

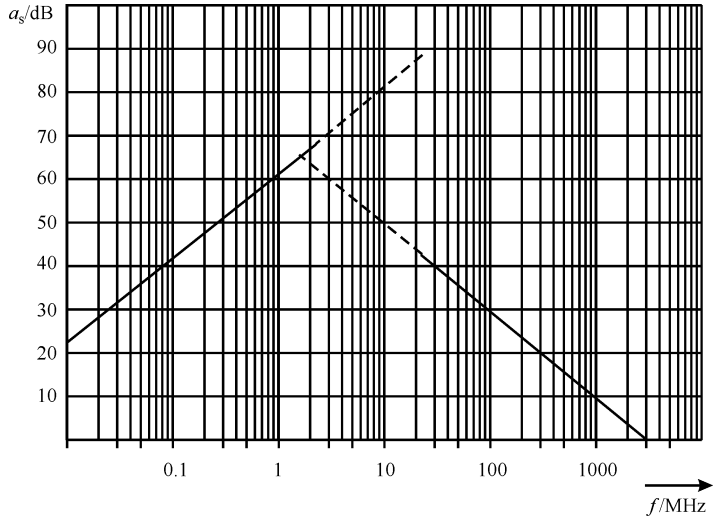


图 7.27　导线网格或者导线丝网屏蔽磁场时的屏蔽效能

开孔平板

在有些情况下，可以使用开孔的金属平板代替屏蔽网格或屏蔽丝网。这样的屏蔽结

构有利于金属机箱内电路的散热。

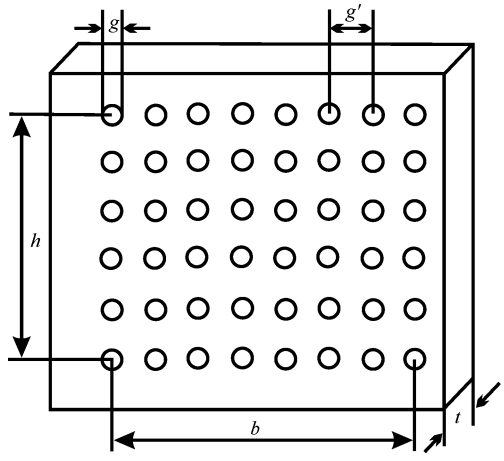


图 7.28　开孔平板

参考资料（Quine，1957）中给出了开孔平板屏蔽低频磁场时的屏蔽效能计算公式：

$$a_s = \frac{32t}{g} + 4 + 20\lg\left(\frac{(D/g)^3}{N}\right) \tag{7.54}$$

式中，a_s 的单位为 dB；各参数见图 7.28。

观察式（7.54），我们注意到，屏蔽效能与频率无关。式中的第一项表示的是，远小于临界频率（截止频率）时矩形波导的衰减。这方面的详细内容参见后续有关波导衰减的章节。式中的第二项和第三项表示的是反射损耗。该式中并没有出现与频率有关的项。因此，该公式适用的频率应小于单个开孔所对应的截止频率的 1/10。对于圆形波导，截止频率的计算公式如下：

$$f_{crit} = \frac{c_0}{1.71 \cdot b} \tag{7.55}$$

式中，b 为圆波导的内半径。

此外，式（7.54）还要求屏蔽材料自身对磁场的衰减要远大于屏蔽材料开孔时对磁场的预期衰减。

例 7.6　一个厚度 $t = 1.6\text{mm}$ 的开孔平板通过高频导电衬垫固定在铝制的箱体上。箱体中放置了一台接收机，其频率范围为 30 ~ 250MHz。

平板的面积　$h' \times b' = 48\text{cm} \times 35\text{cm}$

开孔的面积　$h \times b = 40\text{cm} \times 30\text{cm}$

单个孔的直径　$g = 6\text{mm}$

两个孔之间的距离　$g' = 25\text{mm}$

计算频率为 250MHz，场源为低阻抗场时的屏蔽效能。计算式（7.54）中的参数，得到：

$$D = \sqrt{h \cdot b} = \sqrt{40 \times 30}\text{cm} = 34.6\text{cm}$$

$$D/g = 57.7$$

$$t/g = 0.27$$

因此，屏蔽效能为

$$\underline{\underline{a_s}} = \left(32 \times 0.27 + 4 + 20 \cdot \lg \frac{57.7^3}{221}\right)\text{dB} \underline{\underline{= 71.4\text{dB}}}$$

通常的要求是总的屏蔽效能应包括屏蔽材料自身对屏蔽效能的影响。首先应计算屏蔽材料对应频率时的衰减（见 7.4 节），然后根据式（7.34）计算总的屏蔽效能。

波导衰减

当场的频率远小于波导的临界或截止频率（$f < 0.1 f_{\text{crit}}$，$f_{\text{crit}} = f_g$）时，穿过波导的场会受到指数衰减，这可通过相位常量进行计算（传播方向为 z）。

$$E(z_2) = E(z_1) \cdot \mathrm{e}^{-\alpha \cdot \Delta z} \tag{7.56}$$

因此，波长 $\lambda >> \lambda_g$（截止波长）或频率 $f << f_g$（临界频率，截止频率）的场会受到衰减，衰减的值与波导的深度和宽度之比成正比。

当频率小于截止频率时，对于 $a < b$（a、b 为波导横截面的尺寸）的空的矩形波导，可推导出如下公式：

$$\gamma = \alpha = \sqrt{\left(\frac{\pi}{b}\right)^2 - \omega^2 \mu \varepsilon} \tag{7.57}$$

$$\alpha = \frac{2\pi f}{c_0}\sqrt{\left(\frac{f_g}{f}\right)^2 - 1} = \frac{2\pi}{\lambda}\sqrt{\left(\frac{f_g}{f}\right)^2 - 1} = \frac{2\pi}{\lambda}\sqrt{\left(\frac{\lambda}{\lambda_g}\right)^2 - 1} \tag{7.58}$$

式中，$\lambda_g = 2b$，对应于 $f_g = c_0/2b$。

使用通常的屏蔽效能定义，波导的衰减（单位为 dB）可用以下方式表示：

$$a_s = 20\lg \frac{E_1}{E_2} = 20\lg \mathrm{e}^{\alpha l} = 8.686 \alpha l, \quad l = \Delta z \tag{7.59}$$

$$a_s = 8.686 \cdot \frac{2\pi}{c} \cdot l \cdot f \cdot \sqrt{\left(\frac{f_g}{f}\right)^2 - 1} \tag{7.60}$$

当 $f = f_g$ 时，衰减值变为 0。当 $f << f_g$ 或 $\lambda >> \lambda_g$ 时，根号下的 -1 项可以忽略，衰减值可近似表示为

$$a_s = 27 \frac{l}{b} \tag{7.61}$$

图 7.29 给出了不同类型波导的衰减值。

$$a_s = 27 l/b, \quad \lambda_g = 2b \tag{7.62}$$

$$a_s = 32 l/b, \quad \lambda_g = 1.71 b \tag{7.63}$$

$$a_s = 30 l/b, \quad \lambda_g = 1.8 b \tag{7.64}$$

例如，对于蜂窝状的 n 个平行波导，可推导出如下的计算公式：

$$a_s = 30 \cdot l/b - 20\lg n \tag{7.65}$$

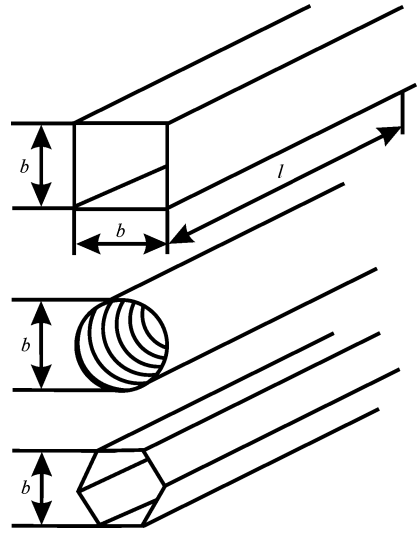


图 7.29　不同类型波导的波导衰减

说明：上式的含义为所有单个波导的场的相位和矢量的叠加，因此该式非常适用于“最坏情况”下的估算。然而，当所考虑的波导数量非常多时，该式就不再适用了。

由于波导的衰减计算公式仅描述的是波导内部场的衰减，因此，计算屏蔽效能时，使用它们仅是假设性的。这些计算公式并没有考虑场从自由空间耦合到波导内部过程中产生的额外衰减。根据 Schelkunoff 屏蔽理论，这里只考虑了由于吸收产生的衰减，而忽略了由反射产生的衰减。

然而，这种波导方法非常适用于解决必须安装在屏蔽区域上的穿过屏蔽体的非电接口的问题。在任何情况下，这种方法得到的衰减值都能达到式（7.59）、式（7.62）～式（7.64）所计算出的值。考虑下述情况：压缩空气通过一个长为 3/4in 的管子进入屏蔽空间内。在屏蔽体上焊接一个长为 3in（约 7.5cm）的金属管，就能足够的维持屏蔽壳体 100dB 的屏蔽效能。根据式（7.63），一个长度是其内径 4 倍的管子，波导衰减值为 128dB（远小于截止频率时）。

考虑波失配的损耗产生的波导衰减

某参考资料（来自研讨会的文件，其原始出处未知）中给出了，考虑了反射损耗时的计算矩形波导的屏蔽效能公式，为了完整起见，这里给出这个计算公式：

$$a_s = 100 - 20\lg\left(\frac{L}{\text{mm}}\frac{f}{\text{MHz}}\right) + 20\lg\left(1 + \ln\left(\frac{L}{S}\right)\right) + 30\frac{D}{L} \tag{7.66}$$

此式适用的范围为 $L < \lambda/2$。图 7.30 给出了式中使用的参数。

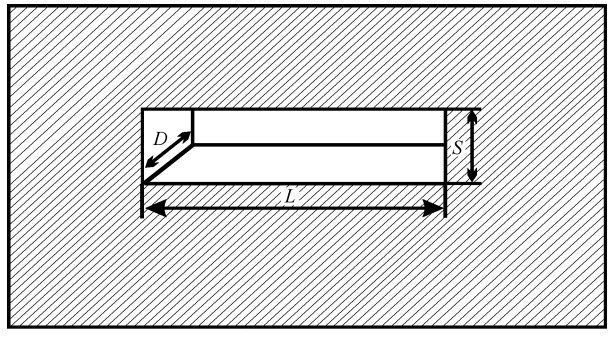


图 7.30　屏蔽壁上的观察窗

以下分别解释上式中不同项的含义：

$$100 - 20\lg\left(\frac{L}{\text{mm}}\frac{f}{\text{MHz}}\right) \tag{7.67}$$

此项考虑的是空气中的波阻抗 Γ_0 与波导的表面阻抗 Γ_{Loch} 之间失配时产生的远场反射。

$$20\lg\left(1 + \ln\left(\frac{L}{S}\right)\right) \tag{7.68}$$

此项表示的是开孔的形状。

$$30\frac{D}{L} \tag{7.69}$$

此项表示的是波导衰减。

对于远场反射，应注意的是，衰减与远场中的平面有关。此外，还应注意的是，该式只考虑了泄漏的影响。因此屏蔽材料的屏蔽效能应远大于观察窗的衰减。

例 7.7 计算开孔的尺寸为 $L=10\text{cm}$、$S=3\text{cm}$、$D=5\text{cm}$、频率 $f=100\text{MHz}$ 时的远场衰减。

根据式（7.66），计算的衰减值为 61.9dB。

总结

为了使用以上讨论的不同计算方法，推荐以下的选择：

1. 如果屏蔽区域上的穿孔或孔洞用于非导电媒质的传输（压缩的空气，光纤，合成材料构成的通道或类似物），那么通常就可以使用波导理论计算衰减值，即式（7.59）~式（7.64）。

2. 如果孔洞用于观察、维修或者操作，且波导的总高度很重要时，那么应使用已考虑了阻抗失配损耗的波导衰减计算公式，即式（7.66）。

3. 如果屏蔽体上有两个或多个（个数 n）位置上互相邻近的孔洞，那么应首先计算单个孔洞的波导衰减（包括或者不包括失配损耗），然后再通过线性叠加计算所有孔洞对总屏蔽效能的影响。

$$a_{\text{Sges}}=a_{\text{SE}}-20\lg n \tag{7.70}$$

4. 如果屏蔽体上存在大量的孔洞用于通风或者照明，那么应使用有孔平板屏蔽效能的计算公式，即式（7.54）；或者，考虑使用低频时导线丝网屏蔽效能的计算公式，即式（7.53）。计算公式的选择取决于开孔平板的实际应用。

使用 Babinat 原理计算耦合

有关穿过开孔、孔洞和缝隙的电磁耦合的更详细的内容见本书参考文献［Le/Mo04］和［Me78］。

7.5.2 低频谐振和腔体谐振

低频谐振

当屏蔽体中的场不均匀时就会产生低频谐振。当电磁波从屏蔽体的一端通过两条或者多条不同的路径传输到另一端时，不相等的相移会使波产生结构性的或者破坏性的叠加。例如，当一波束从屏蔽体中穿过，而另一波束从一条缝隙中穿过时就会发生这种情况，如图 7.31 所示。

假设根据集肤效应理论，波束穿过屏蔽体时会产生相移，而波束穿过孔缝时不会发生明显的相位变化，这时就有可能在屏蔽体内出现预想到的叠加。根据集肤效应理论，当相移等于 180°时，出现第一个谐振频率（破坏性的叠加）。从理论上讲，当相移为 180°的奇次倍时都会出现谐振。但在实际中，这种谐振通常不会显现出任何显著的效应。

当 $\beta t=\pi$（180°的延迟）时，出现最低的谐振频率：

$$\mathrm{e}^{\mathrm{j}\beta t}=\mathrm{e}^{\mathrm{j}\pi}=\mathrm{e}^{\mathrm{j}t\sqrt{\pi\mu\kappa}}\rightarrow f_{\mathrm{r}}=\frac{\pi}{t^2\mu\kappa}=\frac{4.39\cdot 10^4}{t_{\mathrm{mm}}^2\mu_{\mathrm{r}}\kappa_{\mathrm{r}}} \tag{7.71}$$

例 7.8 计算屏蔽室的最低谐振频率，屏蔽体分别是厚度为 0.8mm 的铝板和钢板。

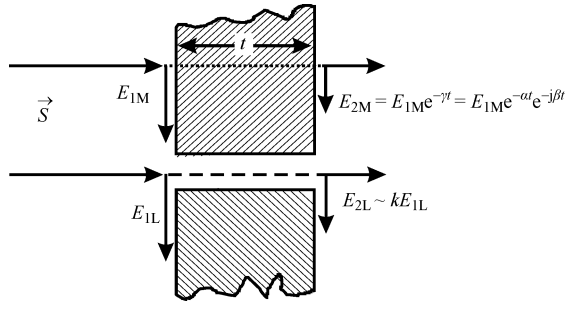


图 7.31　两条不同路径的传播

铝　　$t=0.8\text{mm}$，$\kappa_r=0.60$，$\mu_r=1\rightarrow f_r=114\text{kHz}$

钢　　$t=0.8\text{mm}$，$\kappa_r=0.175$，$\mu_r=1000\rightarrow f_r=392\text{kHz}$

当频率低于第一个谐振频率时，有合适的公式计算屏蔽效能。当频率低于但很接近谐振频率时，实际的衰减值要大于理论计算值。然而，必须要强调的是，这种影响不是非常的重要，仅需要在特殊的情况下予以考虑。

驻波，腔体谐振

高频时，需要特别注意驻波的影响。六壁的长方体或箱体（见图 7.32）的内部反射会产生驻波。

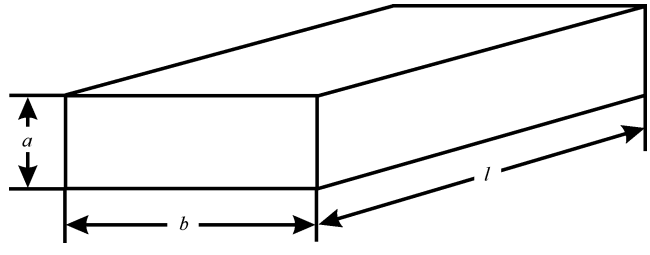


图 7.32　作为谐振腔体的箱体

腔体的谐振频率（由波导理论推导的，单位为 MHz）为

$$f_r=\frac{c}{2}\sqrt{\left[\left(\frac{m}{a}\right)^2+\left(\frac{n}{b}\right)^2+\left(\frac{k}{l}\right)^2\right]} \tag{7.72}$$

$$f_r=150\cdot\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2+\left(\frac{n}{b}\right)^2+\left(\frac{k}{l}\right)^2} \tag{7.73}$$

式中，a，b，l 为长方体的三个边长，单位为 m；c 为光速；m，n，$k=0$，1，2，3，…，整数，为了产生谐振，它们之间应相互独立，但不能两个及以上同时为零。当 $m=1$、$n=0$、$k=1$ 时，会产生 TE_{101} 谐振。

由上式可看出，对于一个固定尺寸的腔体，随着频率的增加，会不断地产生谐振。在本节中，为了方便的讨论模，我们定义一个模密度，用它来描述十倍频程内谐振的次数或模的次数。

对于 $a\approx b\approx l\approx w$（单位为 m）的特殊情况，可得到最低阶的简并模 TE_{011}、TE_{101}、

TE_{110}，其谐振频率为

$$f_{\mathrm{MHz}} = 150 \times \sqrt{2} \cdot \frac{1}{w} = 212 \cdot \frac{1}{w} \tag{7.74}$$

例 7.9 $w = 0.3$ 时屏蔽体的最小谐振频率？

$$w = 0.3 \rightarrow f_{r_{\min}} = 707\mathrm{MHz}$$

例 7.10 尺寸 $a = 1.52\mathrm{m}$、$b = 0.56\mathrm{m}$、$l = 0.76\mathrm{m}$ 的 19in 插接单元屏蔽体的最小谐振频率？

$$\rightarrow f_{r_{\min}} = 221\mathrm{MHz}$$

例 7.11 尺寸 $a = 2.5\mathrm{m}$、$b = 3.6\mathrm{m}$、$l = 6.1\mathrm{m}$ 的屏蔽室的谐振频率？

$$\rightarrow f_{r_{\min}} = 48.4\mathrm{MHz}$$

例 7.12 尺寸 $a = 2.4\mathrm{m}$、$b = 1.8\mathrm{m}$、$l = 2.4\mathrm{m}$ 的电磁屏蔽室的谐振频率？

$$\rightarrow f_{r_{\min}} = 88.3\mathrm{MHz}$$

说明：品质因数为 100 ~ 1000（空腔体的典型品质因数）的屏蔽箱体或屏蔽腔体发生谐振时其屏蔽效能最大会减小 60dB。

习题

习题 7.16 在两个屏蔽区域之间安装了一个长度为 10m 的矩形屏蔽通道（20cm × 40cm）。屏蔽通道的两端以很好的导电方式焊接到屏蔽壁上。为了质量控制的目的，需验证该通道的屏蔽效能。请给出使用探头试验法和泄露试验法用于验证该屏蔽效能的建议程序和步骤。

习题 7.17 使用正方形的网格（导线网格）作为箱体的屏蔽层。组成网格的所有导线在它们的相交点互相焊接在一起。导线的直径为 0.5mm，导线之间的间距为 3cm，导线的电导率 $\kappa_r = 0.17$。天花板上的屏蔽网格与地面上的屏蔽网格之间的距离等于 2.8m。

a）当屏蔽静电场时，计算屏蔽效能（见 7.2 节）？

b）当屏蔽频率为 50Hz 的低频电场，且场源与屏蔽网格之间的距离为 20m 时，计算屏蔽效能（使用 Schelkunoff 理论）？

c）解释 a）的结果和 b）的结果之间的明显差异。

d）当屏蔽频率为 50Hz 的低频磁场，且场源与屏蔽网格之间的距离为 20m 时，计算屏蔽效能为多大？

e）当屏蔽频率为 900MHz 的 GSM-900 移动电话的信号，且移动电话与屏蔽网格之间的距离为 30cm 时，计算屏蔽效能为多大？

习题 7.18 电磁兼容屏蔽室需要使用管子输入压缩空气。供气管子的外径为 24mm。计划使用一个内径为 30mm 的屏蔽管子将供气管子通入屏蔽室。屏蔽管子要与屏蔽室的壁进行焊接。当频率为 1GHz 时要达到 120dB 的屏蔽效能，管子的长度需要多长？

习题 7.19 用于测量的屏蔽箱体的尺寸为 4m × 4m × 3m。计算该箱体的 5 个最大谐振频率。

习题 7.20　长与直径之比为 3 的圆形波导焊接到屏蔽壁上。波导在远低于其临界频率（截至频率）的情况下工作。

a）波导对信号的衰减为多大？

b）如果该波导由 4 个相同的圆形波导代替，这 4 个波导与原波导有着相同的直径和长度。这种新结构对信号的总衰减为多大？假设场的线性叠加。

c）为了获得与 a）中单个波导相同的衰减，这 4 个波导的长度需要多长？

习题 7.21

a）4mm 厚的铝板构成的屏蔽箱体，其最低的谐振频率为多大？

b）谐振时，屏蔽材料对场的衰减为多大（仅考虑吸收场）？

7.6　电缆耦合和电缆的转移阻抗

术语电缆耦合指的是，进入电缆的电磁信号耦合，来自电缆的耦合以及不同电缆之间的外部耦合。7.6.1 节讲述了电缆耦合的基本模型和耦合的计算公式。7.6.2 节非常简要地介绍了非绞合电缆和绞合电缆的耦合问题。7.6.3 节讲述屏蔽电缆的耦合问题和电缆的转移阻抗。本书附录 A9 中介绍了计算转移阻抗的简单方法。最后，7.6.4 节讲述了屏蔽电缆进出设备的机柜时屏蔽层的处理方法。

7.6.1　电缆耦合

研究下面非常简化的电缆耦合模型。模型中的电缆为同轴电缆。此外，考虑两导线绞合和非绞合两种情况。

耦合：场与电缆

场与电缆的耦合模型如图 7.33 所示。外部源的电磁场耦合到接口电缆，在设备的输入端和输出端产生了无用的干扰信号。

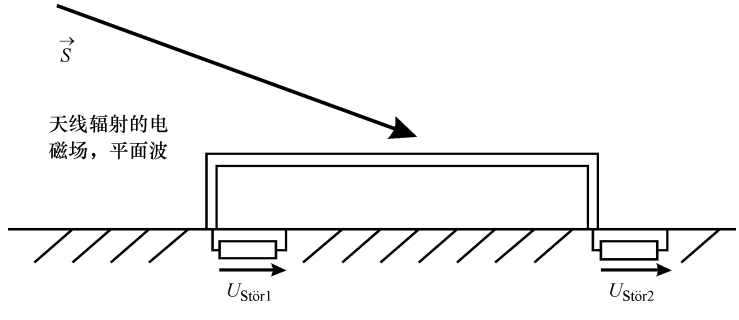


图 7.33　场与电缆的耦合模型

耦合：电缆与天线

电缆与天线的耦合模型如图 7.34 所示。接口电缆中的有用信号及其谐波会在电缆周围产生向外辐射的电磁场。天线会接收到这种干扰信号，然后在接收机中与有用信号相叠加。

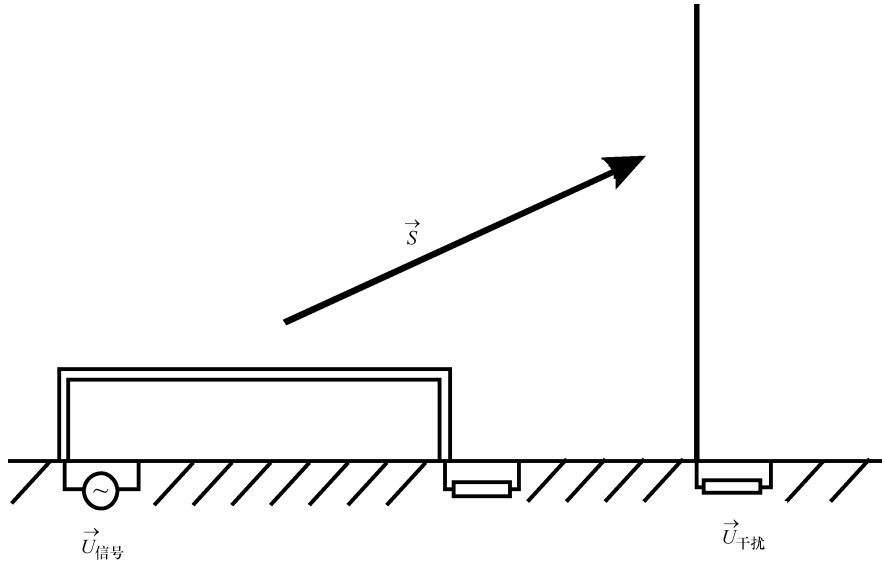


图 7.34　电缆与天线的耦合模型

耦合：电缆与电缆

以下的模型结合了以上的两种模型。互连电缆中的有用信号及其谐波会在其周围空间产生电磁场。该电磁场会耦合进入到另外一条电缆，在这条电缆所连接电路的输入端和输出端产生干扰信号。图 7.35 给出了这种模型。图中给出了电缆的参数，由这些参数得到的计算结果在后续章节中给出。图中两条电缆的类型为 RG 58 CU。

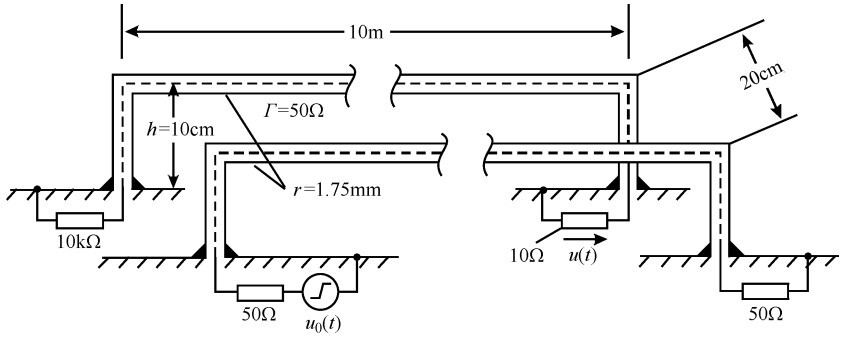


图 7.35　电缆之间的耦合模型

7.6.2　非绞合/绞合的两导体电缆的耦合

如前所述，需要考虑非屏蔽电缆、屏蔽电缆和传输线的耦合。对于非屏蔽电缆，根据其差异，可进一步分为绞合线和非绞合线。然而，非绞合线可以看作是绞合线的一种特殊形式，即匝长为无限长的情况。

讨论绞合电缆时，读者要注意两个参数：*芯径*与*匝长*。

*芯径*是指从电缆的轴线到单个芯线的轴线所在圆的距离。芯径通常由导线（单个

芯线）的厚度和导线的绝缘层确定。

*匝长*是指单个芯线围绕电缆轴线旋转 360°时对应的电缆长度。

可以得到以下的一般结论：

芯径越小，绞合电缆的匝长越小，低频时电缆的耦合越小。

本书 4.4 节已详细讨论了绞合电缆周围的磁场和电缆的低频耦合。以上多次提到的程序 SFELD，可用于不同情况的计算。对于电缆耦合的一些更详细的讨论，见本书参考文献［GON85］和［VG993］。

对于电缆耦合，需要分别考虑以下两个不同的频段：

1. 低频频段，电缆的长度 L 为电短的。即 $L < 0.1\lambda$，λ 为所研究的频率 f 对应的波长。

2. 高频频段。

对于低频频段，可使用本书给出的程序。根据物理法则 $M_{12} = M_{21}$（电路 1 和电路 2 之间的互感等于电路 2 和电路 1 之间的互感），可以建立模型。该模型能够更好地描述耦合的过程。然而，当精确知道耦合电路和受扰电路的所有参数时，才可使用该程序。

对于零阶的估算，其作为初步的考虑，通常所谓的半匝长法就可以满足要求。图 7.36 所示为绞合电缆位于均匀正弦磁场中的俯视图。

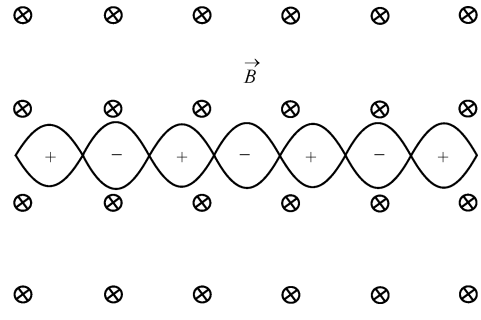


图 7.36　位于均匀正弦磁场中的绞合电缆的俯视图

从图 7.36 所示可看出，在绞合电缆受影响的区域中标有正负号。这些符号表明，每经过半匝长，受影响区域的法向要变化 180°。这个概念说明，当受影响区域中的半匝长为偶数时不会产生耦合。相反地，当半匝长为奇数时才会产生最大的耦合，如果已知磁通密度为 B，那么这种耦合可由下式近似计算：

$$U_{\mathrm{i}} = \omega l_{\mathrm{turn}} r_{\mathrm{center}} B \tag{7.75}$$

式中，l_{turn}为匝长；r_{center}为半径，从导线的轴线到单个芯线的中心轴线。

然而，更精确地计算也不能确保预测的是安全的量级。

在高频频段，通常利用高频仿真程序，尽可能得到准确的结果。但使用这种方法成本很高，也仅适用于参数的研究。高频频段与低频频段相比，更重要的是，由于影响耦合过程的量（绞合，单个导线或芯线的位置，所连接电路的输出和输入阻抗）的不确定性，就要求对每种情况的仿真进行验证。关于这一点，我们给出了使用程序进行计算的方法。这种方法考虑了三种不同的情况。

1. 导线的绞合对或非绞合对连接的是非对称电路：耦合方式和单导线与地回路连接的情况相同。

2. 连接对称电路，没有为平衡采用任何的特殊措施：耦合的计算和单导线与地回

路连接的情况相同，同时认为不对称衰减为20dB。更为准确的是，这种耦合最好被称为对称衰减。

3. 连接非常对称的电路，为了平衡采用了特殊措施：耦合的计算和单导线与地回路连接的情况相同，同时认为不对称衰减为40～60dB。

不对称（unsymmetrical）衰减定义为共模（common mode）信号转换为差模（differential mode）信号：

$$a_{\text{unsym}} = 20\lg \frac{U_{\text{CM}}}{U_{\text{DM}}} \tag{7.76}$$

式中，U_{CM}为单导线结构对地电压；U_{DM}为两芯线之间的电压。

7.6.3 屏蔽电缆的耦合

在以下的分析中假设，电缆的屏蔽层具有如下的特性：屏蔽层和芯线，以及芯线和屏蔽层之间，不会发生二次耦合。

信号进入电缆的耦合，或者电缆向外的耦合，都由电缆的转移阻抗 Z'_{T}进行描述。在此不考虑由电缆的转移导纳 Y'_{T}产生的耦合。

在进行频域计算时，仅需要电缆转移阻抗的幅值。然而，在时域计算（脉冲耦合）时，需要转移阻抗的复数值，即包括幅值和相位。

耦合进电缆的过程分析

采用下述方式分析耦合进入屏蔽电缆的过程：

1. 计算电缆屏蔽层外表面上的电流 $I(l)$。

2. 计算电缆内部的纵向电压源为

$$\mathrm{d}U(l) = I(l) \cdot Z'_{\text{T}}\mathrm{d}l \tag{7.77}$$

3. 利用传输线理论并且考虑分布参数，计算电缆内部的耦合过程。

> 时域和频域之间的关系是通过傅里叶分析得到的，更专业地说是通过傅里叶变换。

1. 计算电缆屏蔽层外表面上的电流 *I*（*l*）

a）低频近似

－电场

如图7.37所示，导线对地电压的一阶近似计算为，导线所在位置的场强 E 乘以导线的高度 h。

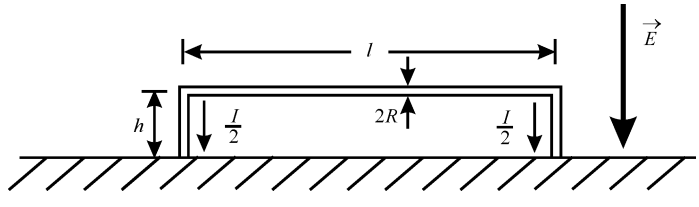


图7.37 电场耦合模型

对于导线两端（屏蔽电缆的屏蔽层两端接地）均接地的情况，相等的容性电流会流入导线的左右两端。如果只有一端接地，那么总电流只流向该接地端。

$$I = \omega CEh,\quad C \approx \frac{2\pi\varepsilon l}{\ln\dfrac{2h}{R}} \tag{7.78}$$

– 磁场

如图 7.38 所示，通过感应定律规定了电路中电流对应的驱动电压。

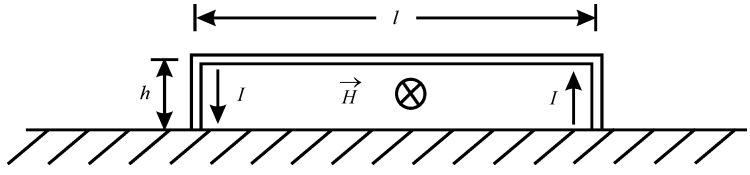


图 7.38　磁场耦合模型

如果该电压是短路的，则会有电流流动，作为一阶近似，电流的大小受到外部电路的有效阻抗 $\underline{Z} = R + \mathrm{j}\omega L$ 的限制。在甚低频时，电流的大小由电阻 R 决定。然而，在中频时，电流的大小由电感部分 ωL 决定。

$$I = \frac{\mu hlH}{L},\quad L \approx \frac{\mu l}{2\pi}\ln\frac{2h}{R} \tag{7.79}$$

– 两条传输线之间的电感耦合

如图 7.39 所示，环路 1 中的电流会在环路 2 中产生磁通，从而在环路 2 中产生感应电压。如上所述，如果该电压是短路的，就会产生短路电流。在这种情况下，环路 2 的阻抗决定感应电流的大小。在甚低频时，电阻值决定电流的大小。此外，在中高频时，环路 2 的电感决定电流的大小。

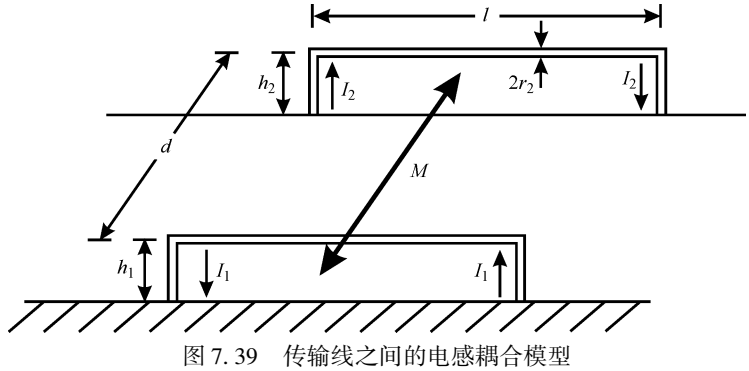


图 7.39　传输线之间的电感耦合模型

不考虑环路 2 对环路 1 的影响，可得到如下的表达式：

$$I_2 = I_1 \cdot \frac{M}{L_2} = I_1 \cdot \frac{\ln\dfrac{\sqrt{(d-r_2)^2 + (h_2+h_1)^2}}{\sqrt{(d-r_2)^2 + (h_2-h_1)^2}}}{\ln\dfrac{2h_2}{r_2}} \tag{7.80}$$

$$(l_1 = l_2 = l,\ h_1,\ h_2,\ d \ll l) \tag{7.81}$$

b）高频解

－计算机仿真

在本书6.4.3节我们介绍过一个例子，近似表示的是短的电场天线对其附近一个环路的耦合计算。这种计算成本很高，但有助于理解天线近场区域的场分布。现在，对于由天线、环路、第二个辐射体组成的这种布置，可使用不同的计算程序进行分析。

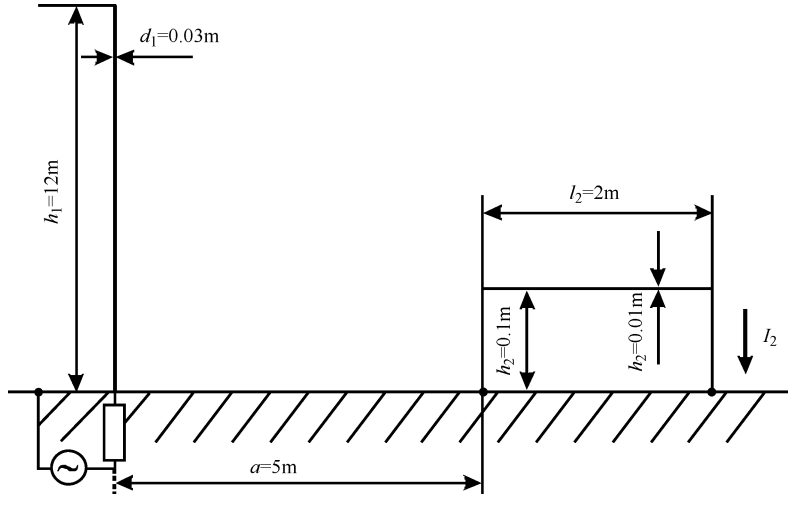


图7.40 计算机仿真的布置的实例

使用计算机程序CONCEPT已经研究过图7.40所示的布置，该布置与6.4.3节讨论的布置相同。图7.41给出了电缆与地相连时右侧环路中的电流。整个环路的电流数据在每个CONCEPT仿真程序的输出文件中。

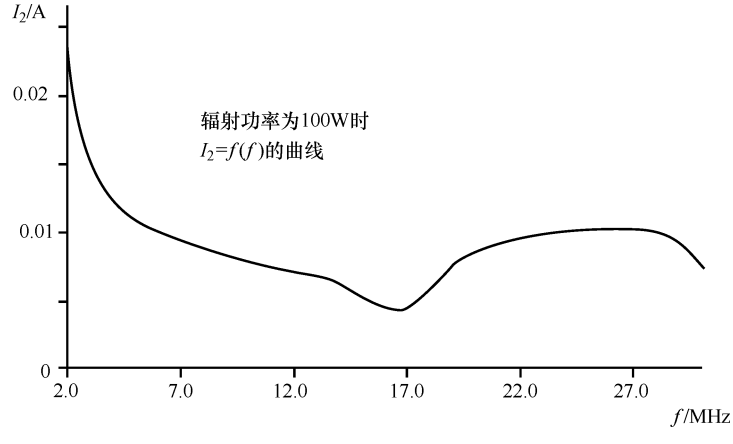


图7.41 电缆与地相连时右侧环路中的电流

– **传输线理论**（有耗地之上的传输线）

假设一条非常长的电缆，置于有耗地（lossy ground）之上，计算耦合到此电缆上的问题。应用分布参数的传输线理论，已被证明是分析此类问题最适合的工具。除了能得到位于地面之上传输线的电流和电压的解析解，该解也能深入分析耦合发生的过程。为了强调这个概念，需要考虑如下的情况：入射到传输线上的电磁波，取决于其相对于传输线的角度，其传播速度与该电磁波在传输线上产生的波的传播速度不同。这些波会出现结构性的和破坏性的叠加，这就会产生特定类型的天线方向图（方向函数）。

可以进行以下的推导分析：由其坡印廷矢量和电场强度方向确定的一平面电磁波，入射到一水平导体上，在该导体上就会产生耦合电流。此外，如果该导体组成传输线（在这种特殊的情况下，是位于导电接地平面上方的传输线），那么耦合电流会以其特征传播速度在传输线上传播。

假想一个电磁波，其坡印廷矢量与传输线呈一定的角度，我们很清楚的是，在传播方向上波的传播速度要小于光速。这个过程暗含的是，耦合到传输线上的波和原电磁波之间存在时延。

在下面的数学推导中，使用图 7.42 所示的传输线布置。

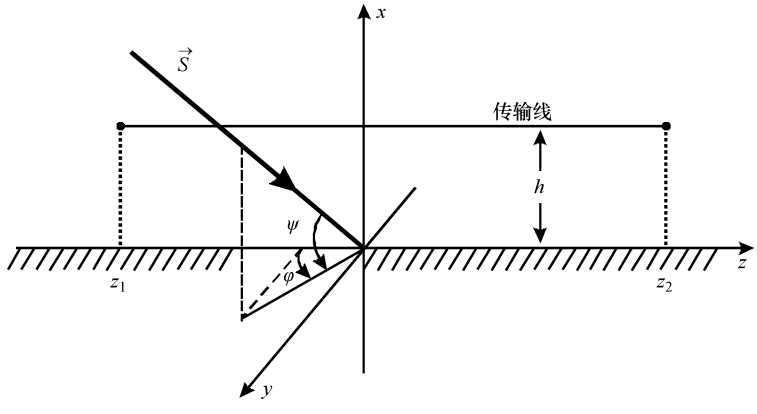


图 7.42　利用传输线理论计算单导线上的电流模型

图中的角 φ（该角度位于接地平面内）表示的是电磁波的坡印廷矢量与 z 轴正向之间的夹角，ψ 表示的是电磁波的坡印廷矢量与接地平面之间的仰角。yz 平面为导电接地平面。为了清楚地分析有耗接地平面上水平传输线的耦合问题，要作一些假设。在以下的推导中假设：地面的电导率足够高，在所研究的频率范围内满足条件 $\sigma > \omega\varepsilon$。

例 7.13　土壤（自然地面）的电导率 $\sigma = 10^{-2}\text{S/m}$，当频率 $f = 180\text{MHz}$ 时，电导率 $\sigma = \omega\varepsilon$。

分析电磁波耦合进入接地平面上的传输线时（见图 7.43），认为驱动电压沿着整条传输线分布。对于非常小的一段传输线，其有效电压可以计算为传输线方向上的电场强度乘以该小段传输线的长度。对于图 7.42 所示的传输线，得到：

$$\Delta U = -E_z \mathrm{d}z \tag{7.82}$$

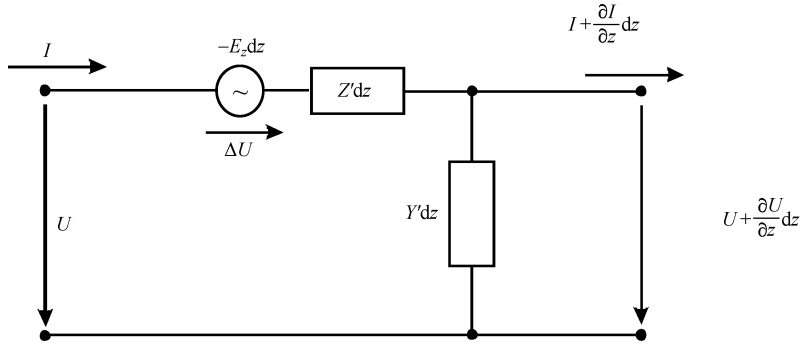


图 7.43 电磁波照射的位于 z 方向上的一小段导线的等效电路

作为一阶近似，传输线参数 Z′和 Y′的计算方法和传统的传输线理论相同。例如，对于图 7.44 所示的布置，可推导出如下的公式：

$$L' = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \ln\frac{2h}{a} \tag{7.83}$$

$$C' = \frac{\varepsilon_0 \cdot 2\pi}{\ln\dfrac{2h}{a}} \tag{7.84}$$

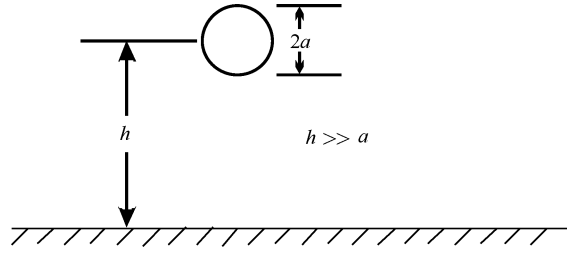


图 7.44 位于接地平面上的单导线

由导线的电阻和土壤的有效电阻可以计算纵向电阻 R'（这里要指出的是，这些参数都是单位长度的量）。对于本章中所研究的传输线，通常不考虑对地电导 G'。

由 L'、C'、R'、G'（原传输线参数），可以根据下列公式计算 Z'、Y'、Γ、γ（辅助的传输线参数）：

$$Z' = R' + \mathrm{j}\omega L' \tag{7.85}$$

$$Y' = G' + \mathrm{j}\omega C' \tag{7.86}$$

$$\underline{\Gamma} = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} \tag{7.87}$$

$$\gamma = \alpha + \mathrm{j}\beta = \sqrt{Z' \cdot Y'} \tag{7.88}$$

式中，Γ 为传输线的特征阻抗；$\gamma = \alpha + \mathrm{j}\beta$ 为传输线的传播常数。

以下给出了位于接地平面上的水平导线（传输线）布置的传输线方程的解：

$$U(z) = \Gamma\{[K_1 + P(z)]\mathrm{e}^{-\gamma z} - [K_2 + Q(z)]\mathrm{e}^{\gamma z}\} \tag{7.89}$$

$$I(z) = [K_1 + P(z)]\mathrm{e}^{-\gamma z} + [K_2 + Q(z)]\mathrm{e}^{\gamma z}$$

其中

$$P(z) = \frac{1}{2\Gamma_0}\int_{z_1}^{z}\mathrm{e}^{\gamma z}E_z\mathrm{d}z \tag{7.90}$$

$$Q(z) = \frac{1}{2\Gamma_0}\int_{z}^{z_2}\mathrm{e}^{-\gamma z}E_z\mathrm{d}z \tag{7.91}$$

$$K_1 = r_1\mathrm{e}^{\gamma z_1}\frac{r_2P(z_2)\mathrm{e}^{-\gamma z_2} - Q(z_1)\mathrm{e}^{\gamma z_2}}{\mathrm{e}^{\gamma(z_2-z_1)} - r_1r_2\mathrm{e}^{-\gamma(z_2-z_1)}} \tag{7.92}$$

$$K_2 = r_2\mathrm{e}^{-\gamma z_2}\frac{r_1P(z_1)\mathrm{e}^{\gamma z_1} - Q(z_2)\mathrm{e}^{-\gamma z_1}}{\mathrm{e}^{\gamma(z_2-z_1)} - r_1r_2\mathrm{e}^{-\gamma(z_2-z_1)}} \tag{7.93}$$

$$r_1 = \frac{Z_1 - \Gamma}{Z_1 + \Gamma},\ r_2 = \frac{Z_2 - \Gamma}{Z_2 + \Gamma} \tag{7.94}$$

式中，Γ 为传输线的特征阻抗；γ 为传输线的传播常数；Z_1、Z_2 为传输线负载阻抗；Z_1 为输入端阻抗，Z_2 为输出端阻抗。

式（7.90）与式（7.91）中 E_z 表示的是不受干扰时传输线所在位置的场强，即当不存在传输线时在传输线所在位置的场强。导体所在位置不受干扰时的总场包括，幅度为 E_0 的入射场和接地平面（这种情况为大地表面）的反射场。

对于垂直极化波（磁场场强矢量与地面平行），可得到如下的公式：

$$E_z(h,z) = E_0\sin\psi\cos\varphi(1 - R_\mathrm{v}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}k2h\sin\psi})\mathrm{e}^{-\mathrm{j}kz\cos\psi\cos\varphi} \tag{7.95}$$

对于水平极化波（电场场强矢量与地面平行），可得到如下的公式：

$$E_z(h,z) = E_0\sin\varphi(1 + R_\mathrm{h}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}k2h\sin\psi})\mathrm{e}^{-\mathrm{j}kz\cos\psi\cos\varphi} \tag{7.96}$$

当 $z=0$、$x=h$ 时，场强的相位与入射波的相位有关。

常量 k 是自由空间中的传播常数，由下式计算：

$$k = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0} = \frac{2\pi}{\lambda} \tag{7.97}$$

另外，R_v 与 R_h 是波在地（大地）表面的反射系数。

反射系数可由下面的公式计算：

$$R_\mathrm{v} = \frac{\varepsilon_\mathrm{r}\left(1 + \dfrac{\sigma}{\mathrm{j}\omega\varepsilon}\right)\sin\psi - \sqrt{\varepsilon_\mathrm{r}\left(1 + \dfrac{\sigma}{\mathrm{j}\omega\varepsilon}\right) - \cos^2\psi}}{\varepsilon_\mathrm{r}\left(1 + \dfrac{\sigma}{\mathrm{j}\omega\varepsilon}\right)\sin\psi + \sqrt{\varepsilon_\mathrm{r}\left(1 + \dfrac{\sigma}{\mathrm{j}\omega\varepsilon}\right) - \cos^2\psi}} \tag{7.98}$$

和

$$R_\mathrm{h} = \frac{\sin\psi - \sqrt{\varepsilon_\mathrm{r}\left(1 + \dfrac{\sigma}{\mathrm{j}\omega\varepsilon}\right) - \cos^2\psi}}{\sin\psi + \sqrt{\varepsilon_\mathrm{r}\left(1 + \dfrac{\sigma}{\mathrm{j}\omega\varepsilon}\right) - \cos^2\psi}} \tag{7.99}$$

对于入射平面波，由于式（7.90）和式（7.91）已被式（7.95）和式（7.96）间接确定，因此可以对它们直接进行求解。所得的结果为式（7.89）的封闭解。然而，

经过这种计算过程，将失去解的具体含义。

考虑一种特殊情况，即耦合进入半无限长的开路传输线，通过该例子可以得到相关的关系式。半无限长的传输线可以看作是图 7.41 所示的传输线向左端无限长的扩展，其终点位于 $z=0$ 处。要求计算 $z=0$ 处的开路电压 U_L。

对于此开路电压 U_L，我们可以推导出其近似解。这些解的推导及有耗接地平面上水平传输线耦合问题的深入研究见本书参考文献［VAN78］。

使用简化符号，可得到如下的解：

$$U_L = c_0 D_{v,h}(\psi,\varphi)\left\{\frac{1-e^{-j\omega t_0}}{j\omega}+2\sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\sigma}}(\sin\psi)^{\pm 1}\frac{e^{-j\omega t_0}}{\sqrt{j\omega}}\right\}E_0 \tag{7.100}$$

对于垂直极化和水平极化，解的差异只是系数 $D_{v,h}$ 和 $\sin\psi$ 的次数不同。$D_{v,h}$ 表示的是所谓的方向函数。其中，D_v 表示的是垂直极化，D_h 表示的是水平极化。当为垂直极化时，$\sin\psi$ 的次数为 -1；当为水平极化时，$\sin\psi$ 的次数为 1。参数 t_0（入射波和地面反射波之间的时延）可由下式计算：

$$t_0 = \frac{2h\sin\psi}{c_0} \tag{7.101}$$

垂直极化的方向函数可以表示为

$$D_v(\psi,\varphi) = \frac{\sin\psi\cos\varphi}{\frac{\alpha c_0}{j\omega}+\frac{\beta}{k}-\cos\psi\cos\varphi} \tag{7.102}$$

水平极化的方向函数可以表示为

$$D_h(\psi,\varphi) = \frac{\sin\varphi}{\frac{\alpha c_0}{j\omega}+\frac{\beta}{k}-\cos\psi\cos\varphi} \tag{7.103}$$

式中，c_0 为光速；α、β 的值可由式（7.88）计算。

对于无耗接地平面上的无耗传输线，α 变为 0，β 由 $\beta = k = \frac{2\pi}{\lambda}$ 计算，可得到如下的方向函数：

$$D_v(\psi,\ \varphi) = \frac{\sin\psi\cos\varphi}{1-\cos\psi\cos\varphi} \tag{7.104}$$

和

$$D_h(\psi,\ \varphi) = \frac{\sin\varphi}{1-\cos\psi\cos\varphi} \tag{7.105}$$

图 7.45 给出了一些不同仰角时的方向函数（$\alpha=0$）。

注意：传输线耦合电压的推导中使用了纵向电压源；该电压值由传输线方向上的电场强度计算得到。

现在解释反射面上 $\varphi=0^\circ$ 时垂直极化的方向函数（$\vec{H}$ 位于反射面内），由图中可以看出，方向函数的最大值随着仰角 ψ 的减少而增加。外部电磁波与耦合的电磁波的传播方向相同，都向开路端传播，外部电磁波会一直向传输线耦合能量。外部电磁波的传播速度与传输线上电磁波的传播速度将逐渐趋于相同。

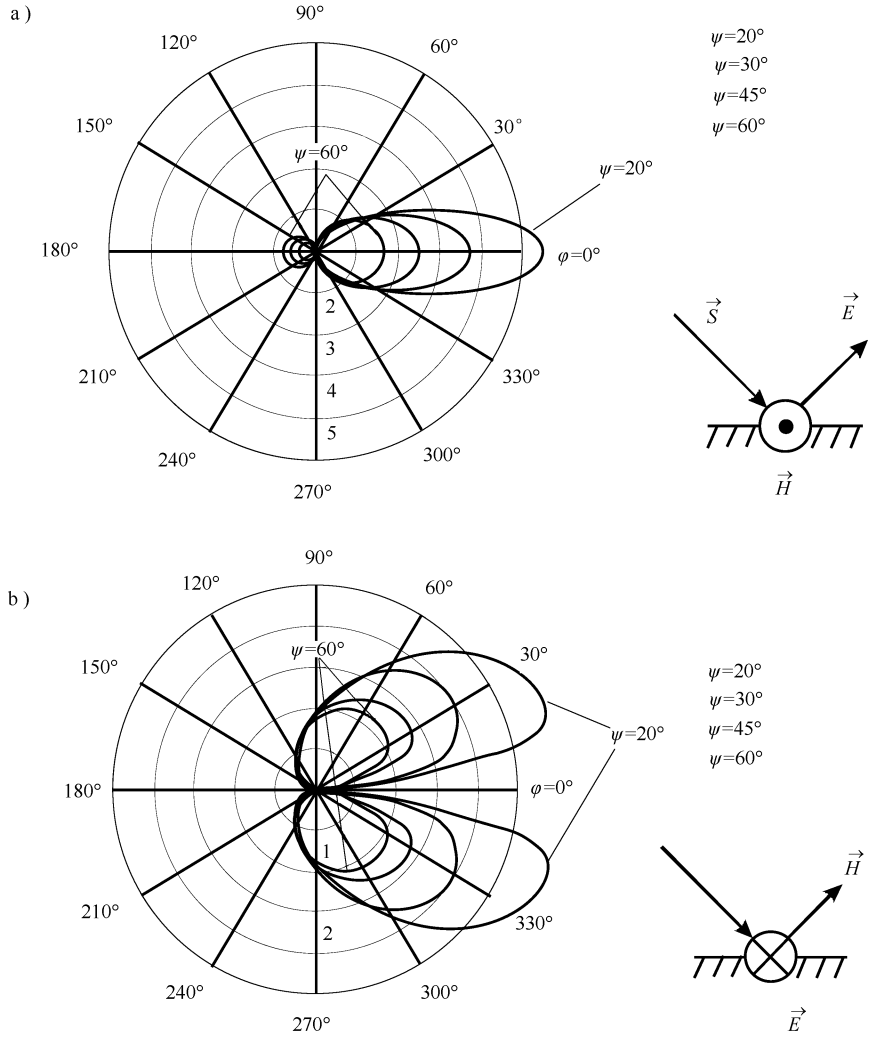


图 7.45　方向函数

a）垂直极化　b）水平极化

观察水平极化的方向函数（$\vec{E}$ 位于反射面内），可看出当 $\varphi = 0^\circ$ 和 $\varphi = 180^\circ$ 时具有最小值。相对于传输线的方向，在这些角度时 $\vec{E}$ 变为 0。

利用式（7.100）可以计算半无限长传输线的开路电压。假设电场强度 E_0 为 1V/m，将开路电压与方向因数相联系，ψ 可作为参数表示开路电压。为了表明土壤有限的电导率对电压和电流幅度的影响，图 7.46 和图 7.47 给出了两种不同电导率时开路电压作为频率函数的曲线。以上情况中传输线和地面之间的距离均为 10m。

2. 纵向电压源的假设

已经计算了电缆屏蔽层上的电流，可得到与之相关的纵向电压源，该电压源应被放

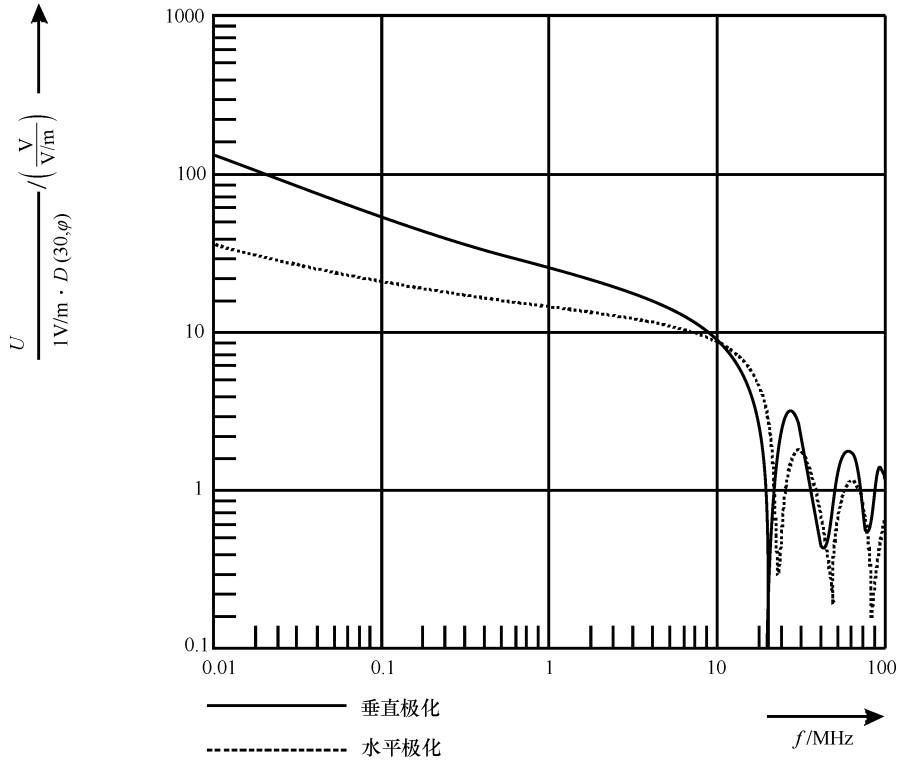


图 7.46 半无限长传输线的开路电压

（距地高度 $h=10\text{m}$，仰角 $\psi=30°$，土壤的电导率 $\sigma=10^{-2}\text{S/m}$）

置在屏蔽层中受影响的信号电路中。这可根据图 7.48 所示的步骤进行。

图 7.48a 所示的电流 $\underline{I}_1 \sim \underline{I}_5$ 代表屏蔽层上的电流，分别对应于不同位置上的电流。因此，根据下式，由电流可计算出受影响信号电路的开路电压：

$$\mathrm{d}\,\underline{U}_i = Z'_{\mathrm{T}} \cdot \underline{I}(z) \cdot \mathrm{d}z \tag{7.106}$$

经过数值计算，无穷小的电压源 $\mathrm{d}\,\underline{U}_i$ 变成了有限大小的电压源 $\Delta\,\underline{U}_i$。积分运算变为求和运算。Z'_{T} 为电缆的转移阻抗，后续章节会对其进行更加详细的解释。这个参数可以将屏蔽层上的电流与芯线和屏蔽层之间的电压联系起来。

3. 计算屏蔽层中信号线上的电磁波传播

为了计算负载阻抗 $\underline{Z}_{\mathrm{L1}}$ 和 $\underline{Z}_{\mathrm{L2}}$ 上的电压，再次将传输线分成无穷小的小段，并将每一小段表示为等效电路。等效电路与图 7.41 所示的电路形式相同，只是这里用 $\mathrm{d}\underline{U}_i = Z'_{\mathrm{T}} \cdot \underline{I}(z) \cdot \mathrm{d}z$ 代替纵向电压源 $-E_z\mathrm{d}z$。负载上的电压为

$$\underline{U}_{\mathrm{L1}} = -\frac{\underline{Z}_{\mathrm{L1}}}{D}\int_0^l \underline{Z}'_{\mathrm{T}}\,\underline{I}\left[\Gamma\cosh\gamma(l-z) + \underline{Z}_{\mathrm{L2}}\sinh\gamma(l-z)\right]\mathrm{d}z \tag{7.107}$$

$$\underline{U}_{\mathrm{L2}} = \frac{\underline{Z}_{\mathrm{L2}}}{D}\int_0^l \underline{Z}'_{\mathrm{T}}\,\underline{I}\left[\Gamma\cosh\gamma z + \underline{Z}_{\mathrm{L1}}\sinh\gamma z\right]\mathrm{d}z \tag{7.108}$$

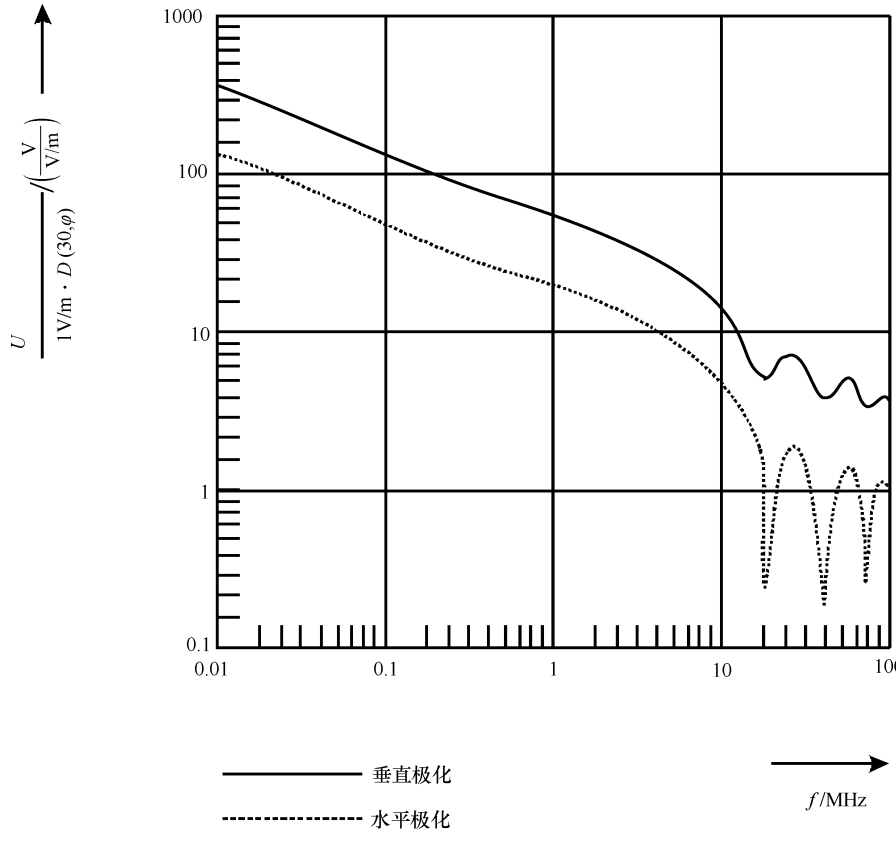


图 7.47　半无限长传输线的开路电压

（距地高度 $h=10\text{m}$，仰角 $\psi=30°$，土壤的电导率 $\sigma=10^{-3}\text{S/m}$）

$$D=(\underline{\Gamma}\underline{Z}_{\text{L1}}+\underline{\Gamma}\underline{Z}_{\text{L2}})\cosh\gamma l+\ (\underline{\Gamma}^2+\underline{Z}_{\text{L1}}\underline{Z}_{\text{L2}})\ \sinh\gamma l \tag{7.109}$$

假设将上述公式离散表示，则积分转化为求和，得到的结果如下：

$$\underline{U}_{\text{L1}}=-\frac{\underline{Z}_{\text{L1}}}{D}\sum_i\{\Delta\,\underline{U}_i[\underline{\Gamma}\cosh\gamma\ (l-z_i)\ +\underline{Z}_{\text{L2}}\sinh\gamma\ (l-z_i)]\} \tag{7.110}$$

$$\underline{U}_{\text{L2}}=\frac{\underline{Z}_{\text{L2}}}{D}\sum_i\ \Delta\,\underline{U}_i[\underline{\Gamma}\cosh\gamma z_i+\underline{Z}_{\text{L1}}\sinh\gamma z_i] \tag{7.111}$$

$$\Delta\,\underline{U}_i=\underline{I}_i\underline{Z}'_{\text{T}}\Delta z \tag{7.112}$$

式中，$\underline{\Gamma}$ 为特征阻抗；γ 为受扰信号线的传播常数。

在一定频率范围内一阶近似计算耦合到同轴电缆的电压的建议

以上介绍的求解耦合到同轴电缆的电压的方法非常费时。只有当已知计算耦合量的可信输入数据时，使用这种方法才是适合的。在项目的概念设计阶段，或从排除法的角度作一阶近似时，通常进行简单的计算就足够了。下述程序可给出比较有用的结果：

1. 确定受扰电缆的长度 l。

2. 确定电缆屏蔽层上的电流（测量值或估计值，限值）。

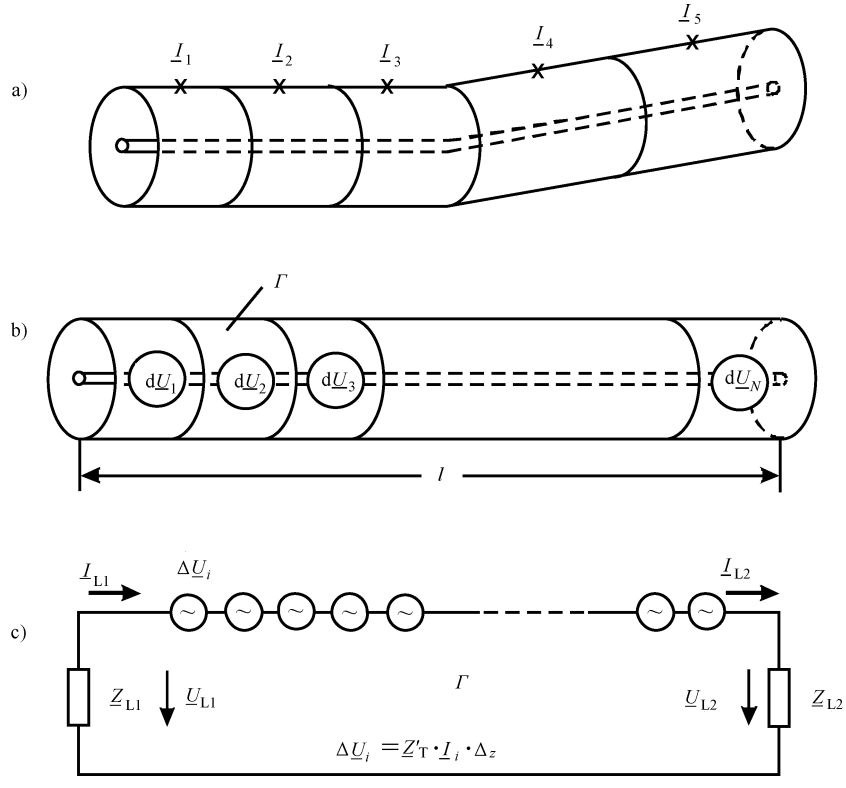


图 7.48 屏蔽层上的电流转化为芯线和屏蔽层之间的电压的耦合过程模型

3. 当频率不大于 1MHz 时，电缆的转移阻抗为 $|Z'_T| = 10\text{m}\Omega/\text{m}$；当频率大于 1MHz 时，电缆的转移阻抗为 $|Z'_T| = 10\text{m}\Omega/\text{m} \cdot f$，$f$ 的单位为 MHz。

4. 利用公式 $|U_{\text{Ader}}| \approx I \cdot |Z'_T| \cdot l$，计算耦合电压。

例 7.14 当 $l = 5\text{m}$、$f = 2\text{MHz}$、$I = 100\text{mA}$ 时，则 $|U_{\text{Ader}}| \approx [0.1 \times 20 \times 10^{-3} \times 5]\text{V} = 10\text{mV}$。

同轴电缆向外的耦合

通常，同轴电缆中的电流是确定的和已知的（工作或者信号电流）。因此，能够计算通过电缆的转移阻抗向外的耦合。假设电缆的转移阻抗一旦确定，它既可以用于耦合进入到电缆的计算，又可以用于电缆向外耦合的计算。向外耦合和向内耦合的计算方式相同，都是使用式（7.107）~式（7.112）。同轴电缆外部区域的量值用于计算特征阻抗 Γ 和传播常数 γ。如果电缆的两端接地，那么在两端就会存在短路电流，短路电流可通过下式进行计算：

$$\underline{I}_{K1} = -\frac{1}{\Gamma^2 \sinh\gamma l}\int_0^l \underline{Z}'_T \underline{I}[\Gamma\cosh\gamma(l-z)]\,\mathrm{d}z \tag{7.113}$$

$$\underline{I}_{K2} = \frac{1}{\Gamma^2 \sinh\gamma l}\int_0^l \underline{Z}'_T \underline{I}[\Gamma\cosh\gamma z]\,\mathrm{d}z \tag{7.114}$$

我们可以观察到上述公式的对称性。现在可以根据这些电流计算电缆周围的场。这种计算可以利用传输线理论；或者更有效的是使用 CONCEPT 程序，该程序用于位于金属结构上的任何布置的物体的电磁场的数值计算。

与向内耦合的近似计算一样，也可以计算电缆向外的耦合。步骤和计算向内耦合时相同，但计算时应使用布置的对应参数。首先使用电缆长度、电缆内的电流和电缆的转移阻抗计算纵向电压，然后该电压除以阻抗 Z_{outer} 就可得到屏蔽层上的电流。其中，$Z_{\text{outer}} = R + \mathrm{j}\omega L$，$R$ 为电阻，L 为外电路的自感。使用这个结果，即流过屏蔽层的电流，可以计算电缆周围的磁场。该磁场可由简化的麦克斯韦第 1 方程计算得到。

脉冲耦合的例子

下面的例子讲述的是一根电缆向另一根电缆产生的耦合的结果。布置如图 7.35 所示。图中，前面的电缆由 1V（开路电压）的阶跃电压驱动；电流信号通过电缆传输给 10m 处的匹配负载。电缆两端的源阻抗和负载阻抗均为 50Ω。输入点的阶跃电压在 10ns 内线性增加（从 0 到 100%）。两条电缆的类型均为 RG58。图 7.49 给出了后面电缆右端（远端耦合）负载阻抗上的电压。

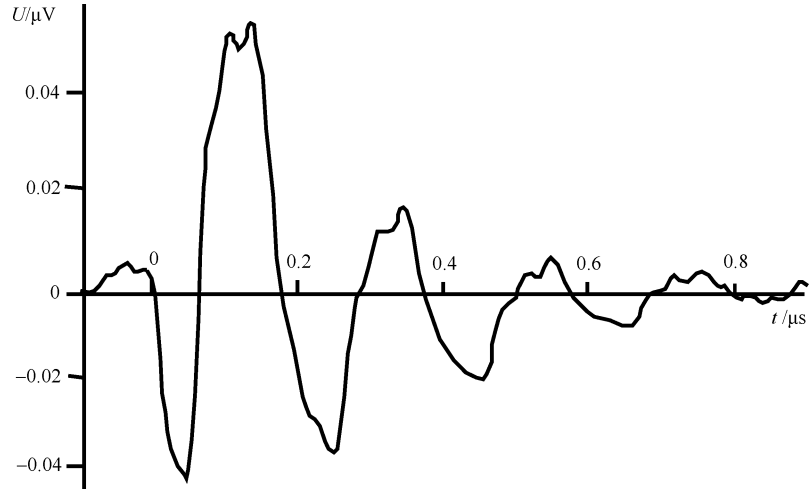


图 7.49　脉冲耦合的分析结果

这种耦合非常弱，去耦大于 140dB。

电缆的转移阻抗

定义：电缆和电缆外部空间电磁信号的耦合过程可使用电缆的转移阻抗 $\underline{Z}'_{\mathrm{T}}$ 描述。图 7.50 给出了转移阻抗的定义。

$\underline{Z}'_{\mathrm{T}}$ 为复数量，单位为 Ω/m。$\underline{Z}'_{\mathrm{T}}$ 为电缆屏蔽层屏蔽效能的度量。$\underline{Z}'_{\mathrm{T}}$ 越小，屏蔽效能越好。$\underline{Z}'_{\mathrm{T}}$ 更普遍的定义为

$$\underline{Z}'_{\mathrm{T}} = \frac{\mathrm{d}\,\underline{U}}{\mathrm{d}l}\,\frac{1}{I(l)} \tag{7.115}$$

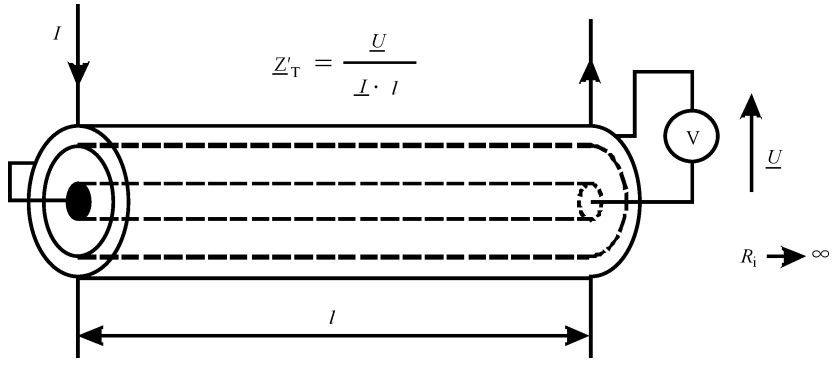


图 7.50 电缆转移阻抗定义的图示

在频域分析耦合时，仅需要知道电缆转移阻抗的幅值。但在时域分析耦合时，既需要知道幅值也需要知道相位。

屏蔽层为整管时电缆的转移阻抗

对于屏蔽层为整管（见图 7.51），可从理论上推导电缆的转移阻抗，这种结构作为整个金属套电缆（具有实体外屏蔽层的电缆）的模型。图 7.52 给出了铜管的厚度 $t = 0.1\text{mm}$、内半径为 3mm 这种结构的随着频率变化的转移阻抗变化，通常作为参考。转移阻抗的幅值呈指数减小；相位为负，随着频率的增加而减小。我们回顾一下，由于集肤效应，随着频率的增加，在电缆外表面的屏蔽层上的电流也随之增加，因此上述趋势是预料之中的。此外，我们还应想到，随着频率的增加，与表面电流相比，进入金属的电流分量（电流密度）也逐渐减小。对于此内容更详细的理论分析，读者可参见本书参考文献 A6.1。

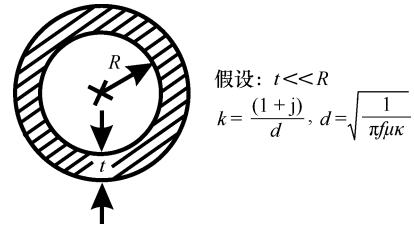


图 7.51 作为整个金属套电缆模型的整管

$$\underline{Z}'_T = \frac{k}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot \kappa \cdot \sinh k \cdot t} \tag{7.116}$$

Kaden 已推导出了下面的式（7.117），见本书参考文献［KAD59］。该式用于计算具有多个小孔的管（即穿孔管）的转移阻抗。如果我们仅考虑孔的影响，忽略通过屏蔽层的耦合，那么相位为正，等于 90°。当考虑编织屏蔽层的实际同轴电缆时，只能有条件地使用此公式。然而，Kaden 经过研究，给出了一个非常有趣的结果。该结果表明，当总孔的面积为恒定量时，具有多个小孔的管的转移阻抗基本上要优于具有少量大孔的管的转移阻抗。穿孔电缆的转移阻抗的计算公式为

$$\underline{Z}'_T = \frac{2}{3 \cdot \pi^2} \cdot j\omega\mu_0 \cdot \frac{p \cdot r_0}{R} \tag{7.117}$$

根据式（7.117），可以推导出如下计算孔的电感的公式：

$$L'_{\mathrm{T}}=\frac{2}{3\cdot\pi^2}\cdot\mu_0\cdot\frac{p\cdot r_0}{R} \tag{7.118}$$

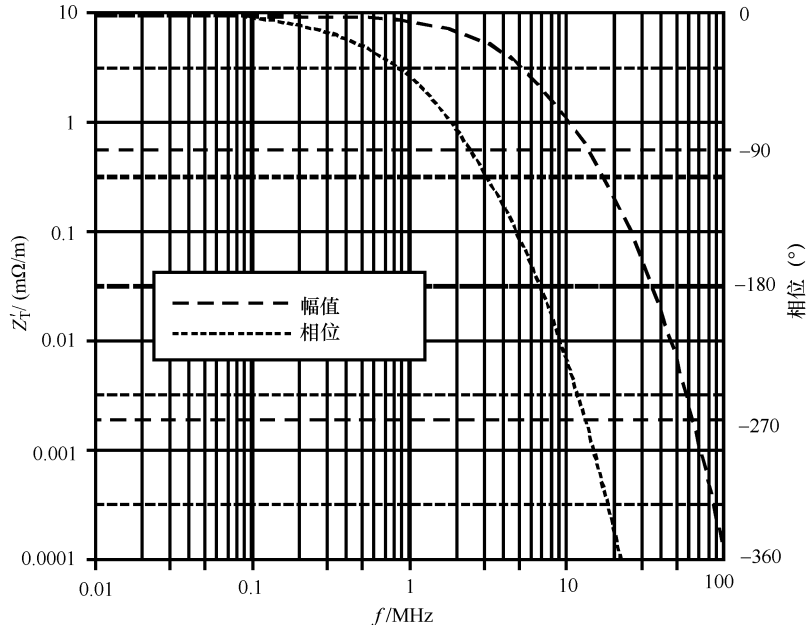


图 7.52　外屏蔽层厚度为 0.1mm、内半径为 3mm 的整个金属套电缆的转移阻抗的变化

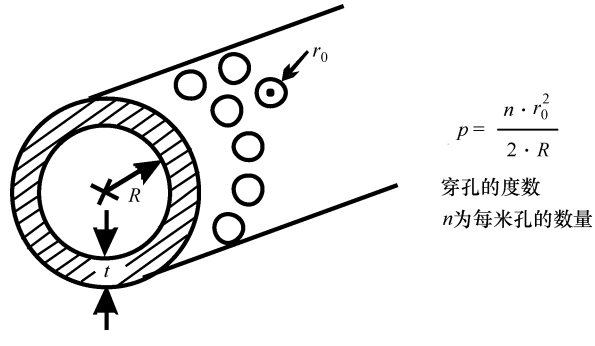


图 7.53　穿孔管的模型

例 7.15　孔的半径 $r_0=0.05\mathrm{mm}$，管的内半径 $R=3\mathrm{mm}$，孔的度数 $p=0.417\mathrm{mm/m}$，由这些参数得到孔的电感 $L'_{\mathrm{T}}=0.6\mathrm{nH/m}$。

转换：电缆的转移阻抗到屏蔽效能

将整个金属套电缆的转移阻抗的计算公式［式（7.116）］和位于横向磁场的圆柱体的屏蔽效能的计算公式［式（7.45）］相比较，我们会得出一个有趣的结果。这个结果表明，当满足条件$\frac{\sqrt{2}\cdot R}{\mu_{\mathrm{r}}\cdot d}\gg 1$ 时，电缆的转移阻抗 $|\underline{Z}'_{\mathrm{T}}|$和屏蔽效能 a_{s}可以互相转换，计算公式如下：

$$a_s = 20 \cdot \log\left(\frac{f \cdot \mu_0}{2} \cdot \left|\frac{1}{\underline{Z}'_T}\right|\right) \tag{7.119}$$

$$\left|\underline{Z}'_T\right| = \frac{f \cdot \mu_0}{2} \cdot 10^{-\frac{a_s}{20}} \tag{7.120}$$

标准实验室电缆的转移阻抗

图 7.54 给出了一些标准实验室电缆的转移阻抗曲线的幅值和相位。这些曲线来自德国德累斯顿工业大学（Dresden University of Technology）。

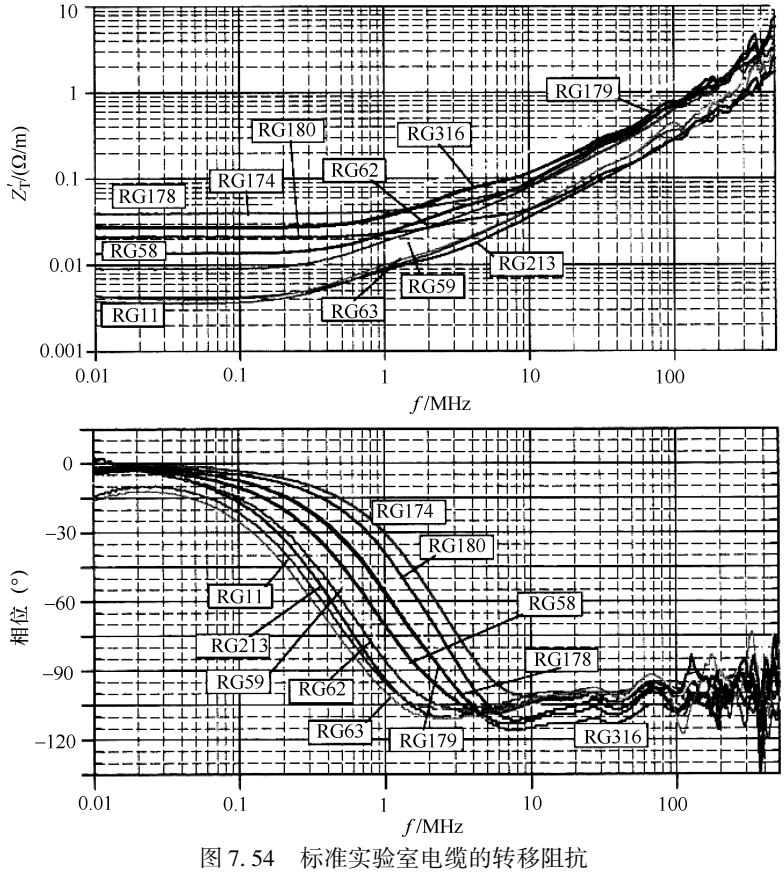


图 7.54 标准实验室电缆的转移阻抗

从图中可看出，这些幅值曲线和相位曲线都具有非常相似的特性。当频率近似在 500kHz 以下时，屏蔽层的直流电阻和相位具有恒定值，其中相位等于 0°。从近似 1MHz 开始，幅值随着 20dB/十倍频程增加，相位则减小到近似为 −90°。考虑所有的不确定度量，作为一阶近似，电缆的转移阻抗可以使用下式计算：

$$\underline{Z}'_T \approx 10\text{m}\Omega/\text{m} - \text{j}\omega 2\text{nH/m} \tag{7.121}$$

如果已知屏蔽层每米的直流电阻 R'_0，那么可以使用以下电缆转移阻抗的计算方法。在大多数的情况下，该式可以得到非常满意的结果：

$$\underline{Z}'_T \approx R'_0 - \text{j}\omega L' \tag{7.122}$$

$$L' \approx \frac{R_0'}{2\pi \cdot 500\text{kHz}} \tag{7.123}$$

说明：这种简化计算仅适用于标准的实验室电缆，优化设计和双优化设计的电缆则具有完全不同的特性。图 7.55 给出了这种电缆的曲线。

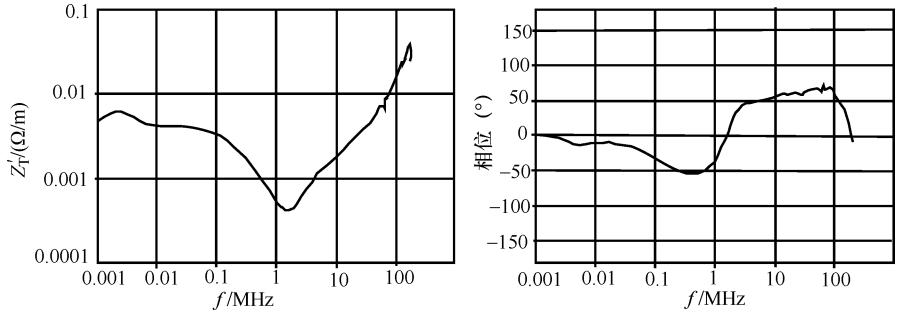


图 7.55　电缆 RG214 的转移阻抗曲线（德国德累斯顿工业大学的测量曲线）

习题

习题 7.22　双导线的绞合电缆的芯径 $r_{\text{core}} = 3\text{mm}$，匝长 $l_{\text{turn}} = 20\text{cm}$。在电缆周围测得的频率为 50Hz 时的均匀磁场强度为 1μT。试计算在最坏的条件时电缆上感应的电压多大？

习题 7.23　借助 CONCEPT 程序分析图 7.56 所示的情况。

2m 长的绞合电缆（单根导线的半径 $r_{\text{wire}} = 1\text{mm}$，导线的绝缘层厚度 $d_{\text{ISO}} = 0.1\text{mm}$）位于杆天线的附近，距天线的径向距离 $a = 2\text{m}$，距地面的高度 $h_2 = 10\text{cm}$。绞合电缆的左端连接的是对称的传感器，其输出阻抗 $Z_{\text{out}} = 100\Omega$；右端连接的是差分输入的运算放大器，其输入阻抗 $Z_{\text{in}} = 100\text{k}\Omega$。频率 $f = 3.5\text{MHz}$ 时杆天线（高度 $h_1 = 12\text{m}$，杆的直径 $d_1 = 5\text{cm}$）向外辐射 100W 的功率。对于运算放大器，其共模抑制比（非对称信号向对称信号的转换）为 30dB。

a）天线的辐射场耦合到信号电路的干扰电压多大？对于代替的导线，所选半径 $r_{\text{sub}} = 2.2\text{mm}$。

b）代替的单根导线半径在 2.2 ~ 5mm 范围变化时，干扰电压之间的最大差值多大？

c）对于传感器的运算放大器电路，采取什么措施时可得到最大的抗扰度？

习题 7.24　位于接地平面上的单根圆柱导线电缆，每米的自感可由式（7.83）计算。作为极好的近似，电缆屏蔽层每米的电阻可由以下两式进行计算：

对于外导体的厚度 t 小于集肤深度 d 的电缆，电阻为

$$R_0' = \frac{1}{2\pi \cdot r_{\text{outer}} \cdot t \cdot \kappa} \tag{7.124}$$

对于外导体的厚度 t 大于或等于集肤深度 d 的电缆，电阻为

$$R_{\sim}' = \frac{1}{2\pi \cdot r_{\text{outer}} \cdot d \cdot \kappa} \tag{7.125}$$

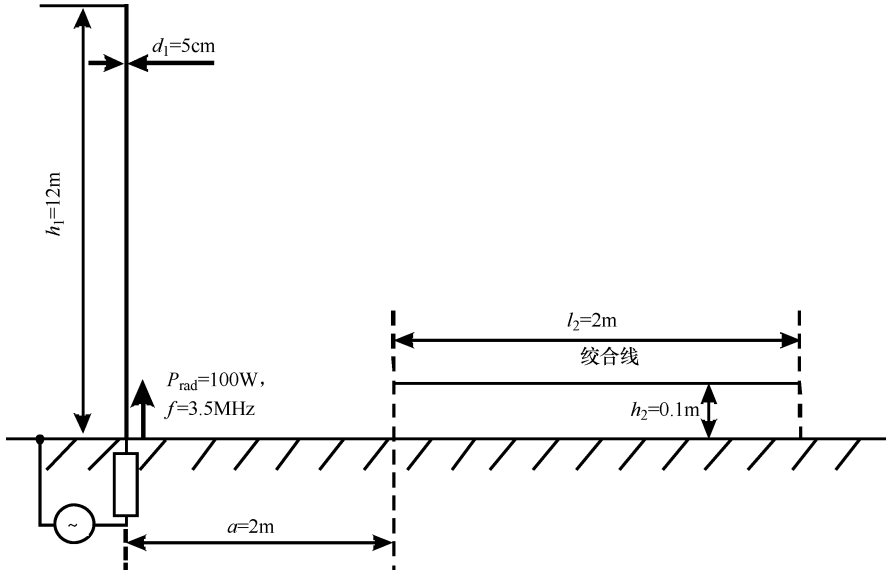


图 7.56 对称运算电路的耦合分析

计算 $r_{outer}=3\text{mm}$、$t=0.2\text{mm}$，地面上的高度 $h=5\text{cm}$，外导体为铜时，外导体的电感等于其电阻时对应的频率 f_G。

习题 7.25 $I_1=100\text{mA}$ 的电流流过内导体为铜的同轴电缆的外屏蔽层（$r_{outer}=3\text{mm}$、$t=0.2\text{mm}$）。和其平行安装的铜导体电缆（$r_{outer}=3\text{mm}$、$t=0.2\text{mm}$，两电缆的平行长度 $l=10\text{m}$，之间的距离 $d=20\text{cm}$），当工作频率为如下频率时，在铜导体电缆上产生的耦合电流多大？

a）$f_1=100\text{Hz}$

b）$f_2=1\text{MHz}$

两电缆位于地面上的高度 $h=10\text{cm}$，如图 7.39 所示。

习题 7.26 在舰船的概念设计阶段，需要计算频率 $f=5\text{MHz}$ 时 $l=8\text{m}$ 的同轴电缆（$r_{outer}=3\text{mm}$）上的耦合电压。电缆预期的安装位置到地面的距离 $h=5\text{cm}$。电缆所在位置 5MHz 时的磁场强度 $H=10\text{mA/m}$。

习题 7.27 频率 $f=3\text{MHz}$ 时流过同轴电缆（$l=5\text{m}$，外半径 $r_{outer}=3\text{mm}$，位于地面上的高度 $h_1=20\text{cm}$，两端接地）的信号电流 $I=2\text{A}$。计算同轴电缆下部（高度 $h_2=10\text{cm}$）的磁场强度。

7.6.4 电缆屏蔽层与设备输入端的连接

在系统的结构中，有理由要更多地关注系统中电缆的布置。要规定每一种类型的电缆和安装距离的布置规则。然后通过使用与电缆匹配的转移阻抗分析预期的干扰信号。在研发阶段，这些经常被忽视，即电缆的屏蔽层与设备输入端连接的不充分，这会使整体的设计无效。

本书中通常都假设，电缆屏蔽层的两端都必须与地进行连接。此外，还假设电缆屏蔽层与地的连接使用特殊的电缆衬垫，目的是确保屏蔽层与设备的输入端进行 360°的连接。这里要对实际的屏蔽电缆（具有公共屏蔽层的两个或四个导体）和同轴电缆（具有同轴返回导体的中心导线）作出区分。同时，在同轴电缆中，返回导体起着电缆屏蔽层的作用。

出于功能的原因，实际的同轴电缆也必须两端接地。这里要重点讨论的是，实际的同轴电缆的外导体穿过金属壁时是否要在出入点与地进行连接。当同轴电缆穿过屏蔽室的壁时，如果不能确保屏蔽室内外有着非常大的去耦，那么则会出现问题。

在有些情况下，电缆在出入点不与地相连接，可能会阻止无用干扰信号的传输，但这不应被认为是一个好的解决办法。这时必须使用转移阻抗经过优化设计的电缆。

电缆屏蔽层的连接质量通常使用集总的转移阻抗描述。在电缆布线或设计指南中应规定，电缆屏蔽层连接地时的转移阻抗应等于或小于连接 1m 长的电缆时的转移阻抗。

电缆屏蔽层接地的转移阻抗表示的是电压 U_{inside} 和电流 I_{shield}，如图 7.57 所示，U_{inside} 是屏蔽区域内电缆的外屏蔽层和地之间的电压，I_{shield} 是屏蔽区域外从电缆的屏蔽层流向地的电流。

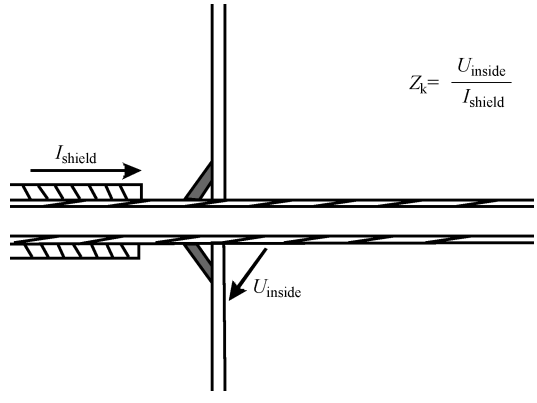


图 7.57　电缆屏蔽层接地时转移阻抗的定义

电缆屏蔽层连接地时的转移阻抗是一个转移量；它把屏蔽区域内部的电压和屏蔽区域外部的电流联系了起来。因此，对于电缆屏蔽层的接地，可以使用电流控制电压源的等效电路表示这种情况，如图 7.58 所示。

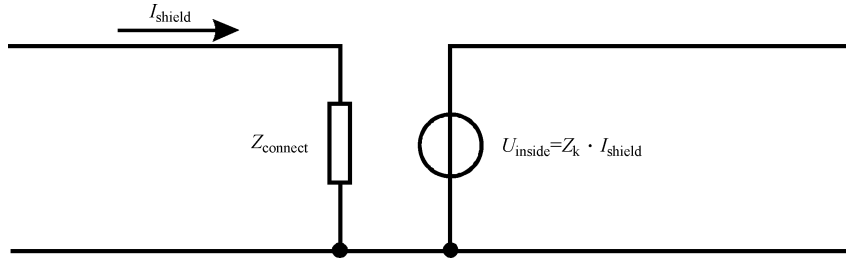


图 7.58　电缆屏蔽层接地时的等效电路

但不能将图 7.58 所示的屏蔽层接地时的阻抗 $Z_{connect}$ 和转移阻抗 Z_k 相混淆，转移阻抗 Z_k 表示的是屏蔽区域外部对屏蔽内部的耦合。和电缆的转移阻抗特性一样，仅当直流时这两个量才相等。电缆屏蔽层接地时的转移阻抗，和电缆的转移阻抗特性相同，也是作为频率的函数。

图 7.59 给出了具有不同效果的电缆屏蔽层的接地方式。

a）在屏蔽体的穿入点不接地

电流几乎不受影响的传输进入屏蔽区域。电缆屏蔽层的对地电压，在屏蔽区域的内外基本相等。电缆进入屏蔽区域时不作任何接地连接，或者在屏蔽区域的内部屏蔽层使用编织线或者以猪尾巴的形式进行接地，这些作法都是根本不允许的。

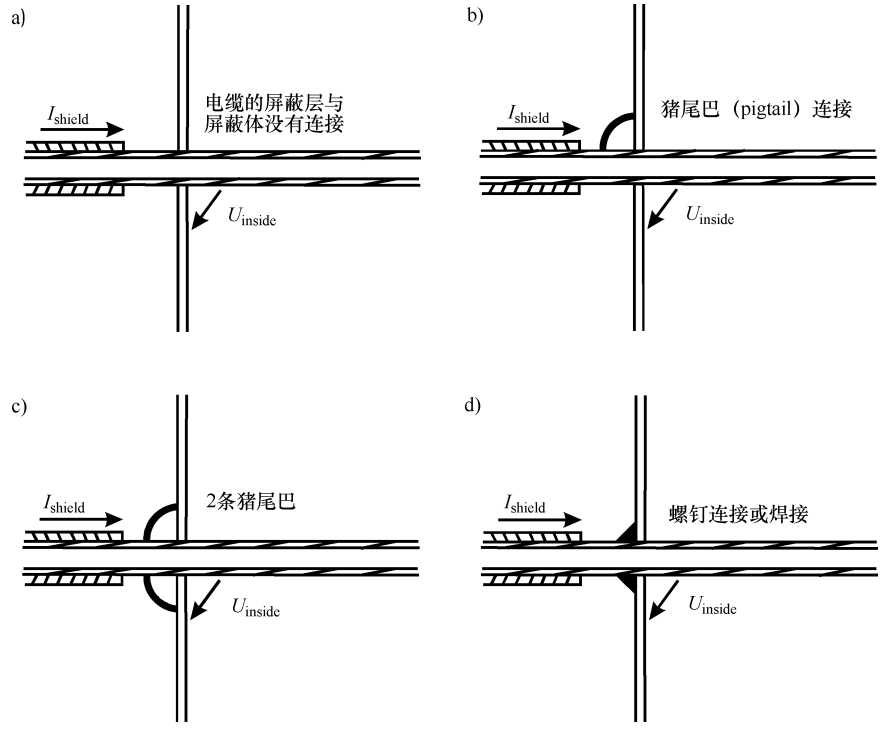


图 7.59　电缆屏蔽层的接地方式，从 a）到 d），接地效果越来越好

b）猪尾巴（pigtail）连接

关于接地连接，所谓的“猪尾巴”连接是指屏蔽电缆在进入设备之前，屏蔽层被断开，然后使用编织线或者焊接的导线，将屏蔽层连接到地。电流流过编织线或者焊接的导线（猪尾巴），这时电流集中在编织线或者焊接的导线中，并没有 360°的对称地流过屏蔽壁。产生的感应电压等于：

$$U_{inside} \approx \omega \cdot L_{connect} \cdot I_{shield} \tag{7.126}$$

式中，$L_{connect}$ 为连接到地的导线，是一小段电缆屏蔽层和屏蔽壁形成的电路的自感。作为一阶近似，这个自感可由下式进行计算：

$$L_{\text{connect}} = \frac{\mu \cdot l}{2\pi} \cdot \ln \frac{2 \cdot d_{\text{m}}}{R_{\text{V}}} \tag{7.127}$$

式中，l 为连接到地的导线的长度；R_{V}为连接到地的导线的半径；d_{m}为连接导线到电缆屏蔽层和屏蔽壁的平均距离。

c）双猪尾巴连接

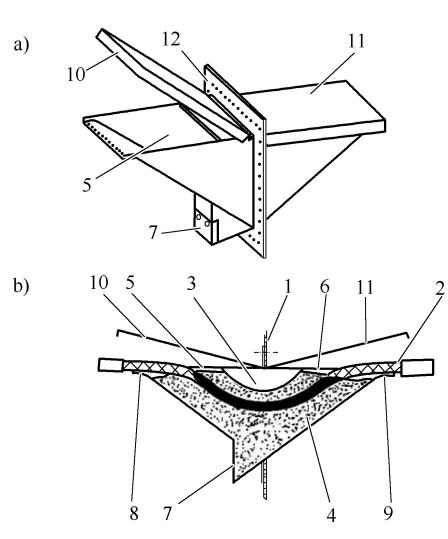
完全对称（相同的长度，相同的距离，位置相反）安装的两条导线，从理论上讲，电感耦合可以互相抵消。这两条导线分流了电流，电流产生的磁场对于受扰区域来说，其方向相反，该磁场产生的感应电压就会在两端互相抵消。和仅一条导线的连接相比，两条导线连接的这种变化有着相当大的改善。在大多数情况下，这种连接可以获得非常小的转移阻抗，如果在实际当中，能够实现和保持这种结构的对称性，那么就可以充分地互相抵消。

在电缆穿入屏蔽壁的周界上对称安装 4 条连接导线，可以很大程度地改进这种接地，尤其是在实际安装情况时。然而，在实际的设备中，完全的场抵消并不能实现。因此，电感耦合不能减小到非常小的值，除非使用同轴电缆完全的 360° 连接。

d）使用螺钉或焊接

使用圆周的焊接方式可以实现最佳的去耦。然而，这种解决办法的缺点是，焊接时的热会破坏绝缘层。此外，电缆的屏蔽层焊接到屏蔽壁上时也会损坏屏蔽壁。更好的解决方法是购买屏蔽层接地非常好的电缆。关于这方面更详细的内容，读者可参考本书参考文献［VG994］。

图 7.60 给出了一个商用的用于电缆屏蔽层接地的箱体，它可以满足非常高的要求。图 7.61 给出了电缆屏蔽层接地时的转移阻抗的测量值。



1—屏蔽层
2—去掉屏蔽层的电缆
3—马鞍形的凸起物
4—金属颗粒，如铜
5,6—填充孔
7—移出孔
8,9—电缆出口
10,11—防尘外罩
12—固定螺钉

图 7.60　电缆屏蔽层的高效接地

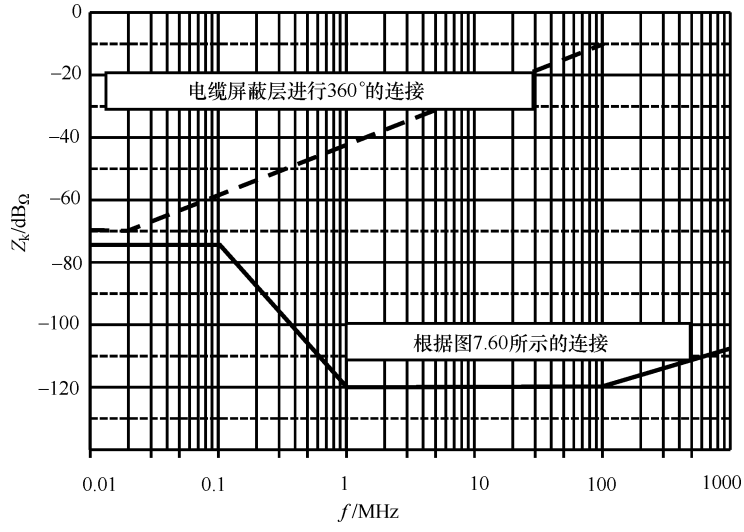


图 7.61　图 7.60 所示电缆屏蔽层接地时转移阻抗的测量曲线

第 8 章　大气噪声、电磁环境和限值

所有的电气或者电子设备或系统既必须要满足发射限值的要求，也必须要对外部的干扰信号具有一定的抗扰度。这个抗扰度要求的原则是，当电气/电子设备的外部存在信号干扰时，它们能够令人满意地正常工作；但无论如何，它们至少不应受到损坏。通常情况下，外部的信号是客观存在的，因此，我们应给予考虑。

影响设备的干扰信号可以大致分为以下两类：

- 连续发射的干扰信号
- 单个或多个的脉冲干扰信号

连续发射的干扰信号包括，无线电台的信号、电源设备产生的低频磁场、电源中的整流电路或非线性负载产生的谐波等。对于连续干扰信号，设备的抗扰度要足够高，才能保证设备在受到干扰时不受影响的正常工作。

脉冲干扰信号包括，静电放电（Electrostatic Discharge，ESD）、多个快速的低能量脉冲（如开关电感产生的脉冲群）、远处雷击时产生的高能量单个信号或者电源内的开关动作产生的信号（浪涌）。设备对脉冲信号的抗扰度，取决于设备的功能和工作环境。干扰的结果可分为如下几种：

- 施加干扰信号的过程中，设备只受到暂时的干扰（如 ESD 试验过程中）
- 设备自动重启，干扰现象消失（如脉冲群试验后）
- 要求人工干预，干扰现象消失（如浪涌试验后）

8.1　大气噪声源和电磁环境

设备必须满足干扰发射限值的要求相对容易理解，即为了保护一般的公共电磁环境。但是，要解释限值是如何制定的则相对困难。干扰发射的允许幅值是由 EMC 的定义中确定的设备之间相互兼容的要求推导出来的，EMC 的定义：“…不干扰环境，也不允许干扰其他设备”。

什么时候会出现不允许的干扰？什么样的受扰者需要考虑？

我们将频率范围限定在 10kHz 以上，就会很快的得到答案：最敏感的受扰者是连接了天线的通信接收机。这些接收机的任务是获取它们可以接收的频率信息，然后为用户评估和提供这些信息。接收机处理任务的范围会到达其物理限制。如果接收机要实现这种工作要求，需满足下列条件：

电气/电子设备不允许在天线的位置产生大于接收系统所能评估的有用信号。

当满足上述条件时，我们定义电气/电子设备和接收天线之间的最小距离，就可将上述问题简化成如下的问题：接收系统所能评估的最小信号是多大？

给出如下两个限制条件：

1. 自然噪声源中固有的大气噪声。

2. 由天线接收和转换给接收机输入端的接收机自身的噪声，正常情况下，此噪声远小于大气噪声。

这些量规定了10kHz以上频率范围时确定发射限值的方法。这里不讨论概率和带宽的详细信息。然而，鉴于内容的完整性，读者可参考标准CISPR 16（即本书参考文献[CIS92]）。

为了能够准确地记录电气/电子设备对通信接收的潜在干扰，将频率范围分成如下两段。

不大于30MHz的频段（$\lambda \geqslant 10\text{m}$）

在此频段内，受试设备（EUT）的连接电缆作为主要天线，它们将EUT产生的干扰信号发射到周围的环境中。另一方面，不同的传输线长度对应不同的频率。既然我们不可能对实际使用中的所有传输线长度进行试验，那么就需要一个代替设备。此代替设备称为线路阻抗稳定网络（Line Impedance Stabilization Network，LISN）。可以使用LISN对干扰电压（源）进行测量。干扰电压限值的确定方法：在每个频点，使用这种干扰电压激励匹配的半波偶极子天线，所产生的场强不应引起干扰（或不允许的干扰）。

大于30MHz的频段（$\lambda < 10\text{m}$）

随着频率的增加，EUT及其组件、开口、电缆都会成为辐射体。这时所产生的问题是，仅对电缆（电源线）的发射测量不能完全表征EUT的潜在干扰。因此，在此频段内还需要进行场强的测量。

然而，定义限值的出发点仍然是针对自然噪声源的固有噪声。这种噪声主要是由大气中的静电放电产生（云层之间或者云层与大地之间的雷击）。本书中，考虑的是很远距离时这种噪声以脉冲信号的形式产生的影响，而不是这种噪声对其附近的作用。

假设地球上每秒大约发生1000次的雷击，此外还假设，雷击通道中传播波的传播模型有数公里长，这时可以明白的是，辐射场的高频分量类似电磁通信波。其在电离层会发生反射。因此，赤道附近的雷电放电，对于欧洲都可认为是脉冲干扰。总之，地球上某一确定地方的固有环境噪声与其位置、时间及季节有关。这种固有环境噪声的描述应建立在统计学的基础上。我们可以进行有趣的验证，即当使用定向天线在室外进行测量时，当天线的方向指向赤道时，能够获得最大的读数。这验证了在赤道地区发生雷击的次数最多。

为了具有适当程度的确认数据，将其用于通信设备的计划分布，确定无线电通信的使用半径，推导干扰发射的限值，国际电信联盟（ITU）已发布了第322号报告（即本书参考文献[ITU64]）《世界大气无线电噪声的分布和特征》。此报告包括了地球上所有位置不同季节和一天中六个不同时段的大气噪声。我们特别感兴趣的是该报告引言中的第一句，其内容是“当无其他无用的无线电信号时，确定满意的无线电接收的最小信号电平，需要知道有用信号和噪声之间量级的关系”。

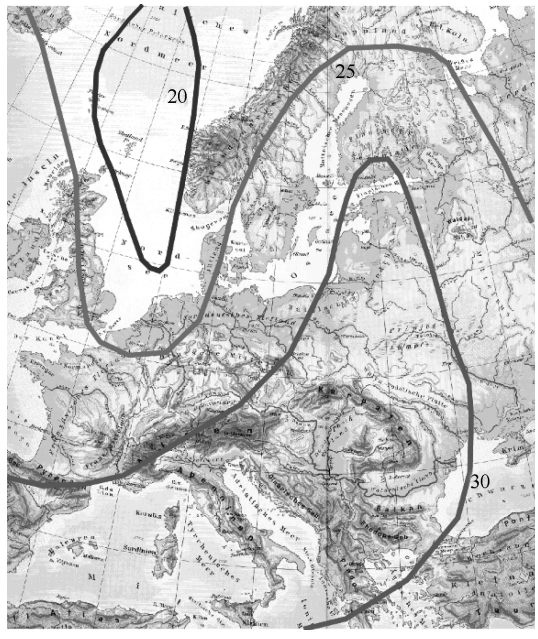


图 8.1　大气噪声 F_{am}（单位为 dB_{kT_0b}）的估计值
（春季，8：00—12：00 GMT）

不幸的是，由于报告中图的主要使用人员是规划工程师和无线电及电信设备的操作人员，因此该报告一般人是不容易看懂的。除了大气噪声的绝对值，该报告还给出了有关大气噪声出现的概率信息。报告中覆盖的整个频率范围为 10kHz ~ 100MHz。

图 8.1 给出了频率为 1MHz 时与 kT_0b 相关（k 为玻尔兹曼常数，绝对温度 T_0 = 293K = 20℃，带宽 b = 1Hz）的大气噪声（噪声功率）F_{am}（单位为 dB）曲线。该图适用于春季，时段为 8：00—12：00 GMT。从图中可以查到，德国德累斯顿的大气噪声值为 $27dB_{kT_0b}$。

为了计算其他频率的噪声幅值，还需要使用另外的图。图 8.2 简化地给出了幅值与频率的关系曲线。我们要使用的是频率为 1MHz，噪声值为 $27dB_{kT_0b}$（取自图 8.1）的曲线。

对于特定位置（德累斯顿）得到的曲线（$F_{am} = f(f)$），根据季节和时段对应的噪声值，可以将它们转换成实际的噪声场强 E_n（单位为 $dB_{\mu V/m}$），转换公式如下：

$$E_n = F_{am} - 65.5 + 20 \cdot \lg f_{MHz} + 10 \cdot \lg b_{kHz} \qquad (8.1)$$

式中，f_{MHz}为关注的频率（单位为 MHz）；b_{kHz}为测量设备的带宽（单位为 kHz）。

注意：式（8.1）中，E_n（瞬时值）与给定时段的F_{am}（平均值）有关，从限值建立原理的角度来说，这是可以接受的。

图 8.3 给出了不同情况时的估算和计算结果曲线。以下时段的曲线说明如下：

春季，08：00—10：00 GMT　（最小值）

秋季，04：00—08：00 GMT　（中间值）

夏季，20：00—24：00 GMT　（最大值）

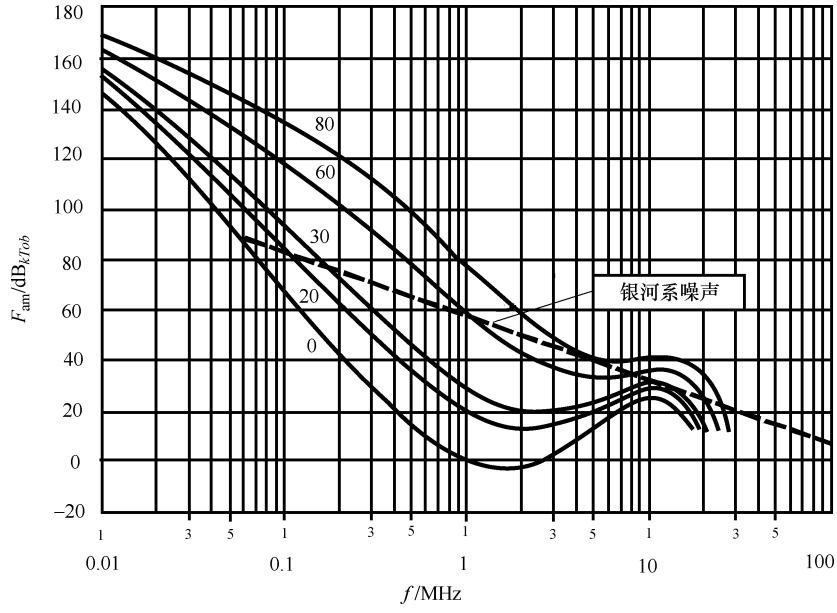


图 8.2　大气噪声 F_{am}（单位为 dB$_{kT_0b}$）与频率的关系曲线

（春季，时段为 8：00—12：00 GMT）

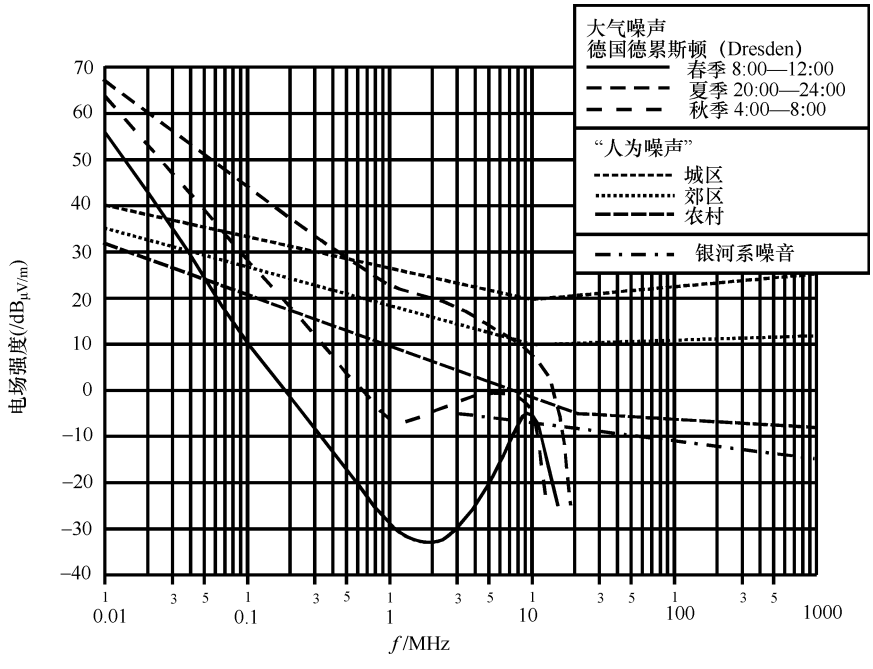


图 8.3　测量带宽 10kHz 时大气放电的噪声、人为噪声、外太空源的噪声

图 8.3 还给出了人为噪声和外太空源的噪声曲线。我们应注意到，这些曲线的值仅是平均值，这些值的统计包含了相当大的不确定度。然而，当这些值要用于规划时，却是很有价值的。人为噪声包括了如下源产生的脉冲干扰：

- 所有的开关动作产生的干扰的叠加
- 电晕放电
- 铁路导电弓的接触不良
- 电源开关动作过程中的抖动

由于噪声源的低天线效率，会导致城市、郊区和农村的干扰情况有着很大的差异。银河系的噪声是来自外太空的信号，这些信号是在非常远的距离时材料蜕变的物理过程中产生的。

为了根据式（8.1）由 F_{am} 计算场强，需要提出一些前提条件和进行一些转换。第 322 号报告中包含了能够使读者完成此推导的所有信息，但是这种转换只能采用间接的方式。

为了内容的完整性，以及使开发工程师或制造商理解式（8.1），下面将进行更详细的解释。这种解释有助于应用限值时理解其推导的基础。

F_{am} 是所考虑的四个小时的时段内 F_a 相对时间的平均值。F_a 定义为噪声功率 P_n 相对于 kT_0b（293K，1Hz）的分贝（dB）值，其中 P_n 可以表示为

$$P_n = \frac{E^2}{\Gamma} \cdot A \tag{8.2}$$

式中，E 为电场强度；A 为天线的有效面积；$\Gamma = 377\Omega$。

根据 F_a 的定义，可得到

$$F_a = 10\lg \frac{P_n}{k \cdot T_0 \cdot b} = 10\lg P_n - 10\lg k \cdot T_0 - 10\lg b \tag{8.3}$$

由式（8.2），噪声功率可以表示为

$$10\lg P_n = \underbrace{20\lg E}_{E_n} + 10\lg \frac{A}{\Gamma} \tag{8.4}$$

由式（8.3）和式（8.4）可推导出中间的步骤为

$$E_n + 10\lg \frac{A}{\Gamma} = F_a + 10\lg k \cdot T_0 + 10\lg b \tag{8.5}$$

推导出 E_n 为

$$E_n = F_a - 204\mathrm{dB}_{J/Hz} + 30\mathrm{dB} + 10\lg b[\mathrm{kHz}] - 10\lg \frac{3 \cdot \lambda^2}{16 \cdot \pi \cdot 377\Omega} \tag{8.6}$$

上式中，我们已使用了关系式：

$$0\mathrm{dB}_{k \cdot T_0} = -204\mathrm{dB}_{J/Hz}, T_0 = 293\mathrm{K} \tag{8.7}$$

对于导电平面上的短天线有：

$$A = \frac{3 \cdot \lambda^2}{16 \cdot \pi} \tag{8.8}$$

$$10\lg b[\mathrm{Hz}] = 30\mathrm{dB} + 10\lg b[\mathrm{kHz}] \tag{8.9}$$

进一步将下式变形：

$$-10\lg\frac{3\cdot\lambda^2}{16\cdot\pi\cdot377\Omega}=38\mathrm{dB}_\Omega-20\lg\lambda \tag{8.10}$$

$$=38\mathrm{dB}_\Omega-49.5\mathrm{dB}_{m/s}+20\lg f[\mathrm{MHz}]$$

电场 E_n 的最终表达式为

$$E_n[\mathrm{dB}_{V/m}]=F_a-204\mathrm{dB}_{J/Hz}+30\mathrm{dB}+38\mathrm{dB}_\Omega-49.5\mathrm{dB}_{m/s}+20\lg f_{MHz}+10\lg b_{kHz} \tag{8.11}$$

注意：推导噪声的电场强度时，我们使用了天线有效面积。天线有效面积定义为，产生了馈入给匹配接收机的最大功率的面积乘以天线所在位置的辐射功率，见本书 5.3 节。利用上式，根据已知的电场强度 E_n，可以简单地估算任意天线的噪声功率 P_R。如果已知天线有效面积 A_w，则

$$P_R=\frac{E_n^2}{\Gamma}\cdot A_w \tag{8.12}$$

从图 8.3 所示我们可以看出，噪声的最大值与最小值之间的差值达到了 50dB。因此，在计算限值时必须决定应使用那个值。如果使用噪声的最小值作为定义限值的基础，那么这显然是不合理的。实际当中，我们应使用的是一年观察过程中的统计评估结果。这可以使我们能够根据无干扰接收时的百分比做出一个经济的决定。

那么更进一步，我们还需考虑的是，电子设备的安装位置在天线的 10m 范围内，其产生的干扰场等于通信接收机瞬时频率的限值，这种情况发生的概率非常小。

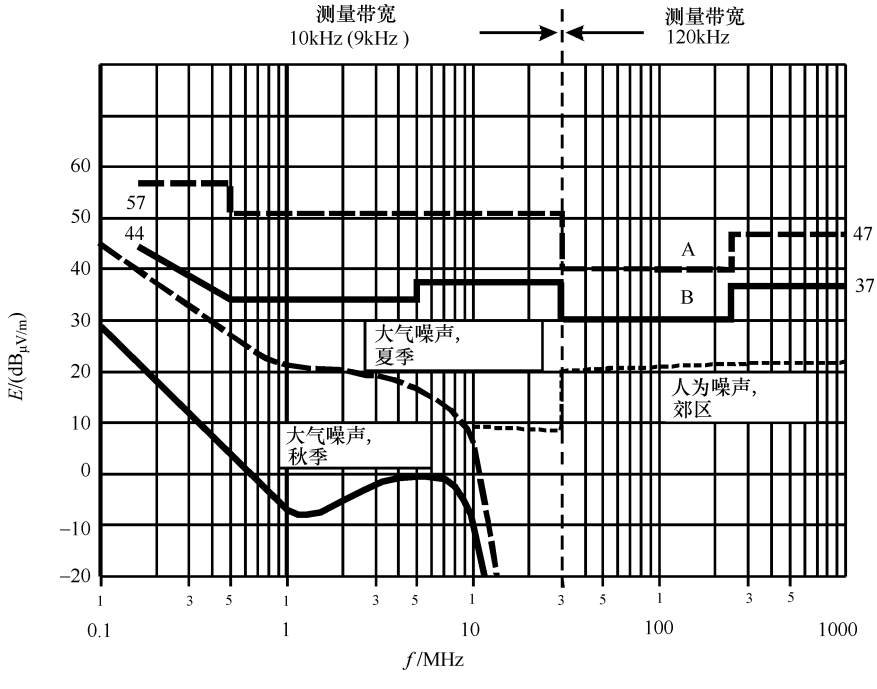


图 8.4 外部噪声源（大气放电和人为噪声）产生的干扰与发射限值的比较

图 8.4 给出了 A 级设备（用于工业环境的设备）和 B 级设备（用于居住环境的设备）的发射限值曲线（准峰值）。当频率低于 30MHz 时，根据下式使用 $\lambda/2$ 关系式可以将电压限值转换为电场强度：

$$E=\frac{U}{12.2\text{m}}\rightarrow E[\text{dB}_{\mu\text{V/m}}]=U[\text{dB}_{\mu\text{V}}]-21.7\text{dB}_{(1/\text{m})} \tag{8.13}$$

上式出自本书表 5.1，其中距离 $r=10$m。严格地讲，上式仅适用于远场。准峰值是一定程度上考虑了声音噪声对无线电接收的干扰的加权值。有关准峰值的更详细的信息见本书参考文献［CIS91］。

比较限值与 10MHz 时夏季 20：00—24：00 GMT 的大气噪声曲线，同时也比较限值与 10MHz 以上时郊区环境（见图 8.3）的人为噪声曲线，我们可以看出，两曲线的趋势大致相同。此处应指出的是，当频率高于 30MHz 时，“人为噪声”曲线所使用的带宽由图 8.3 所示的 10kHz 已改为图 8.4 所示的 120kHz，即增加了 $10\lg\frac{120\text{kHz}}{10\text{kHz}}=11\text{dB}$。

为了例证理论值与实际值的不同，我们测量了德累斯顿的电磁环境，测量时间为春季的早上 10：00，测量结果如图 8.5 所示。

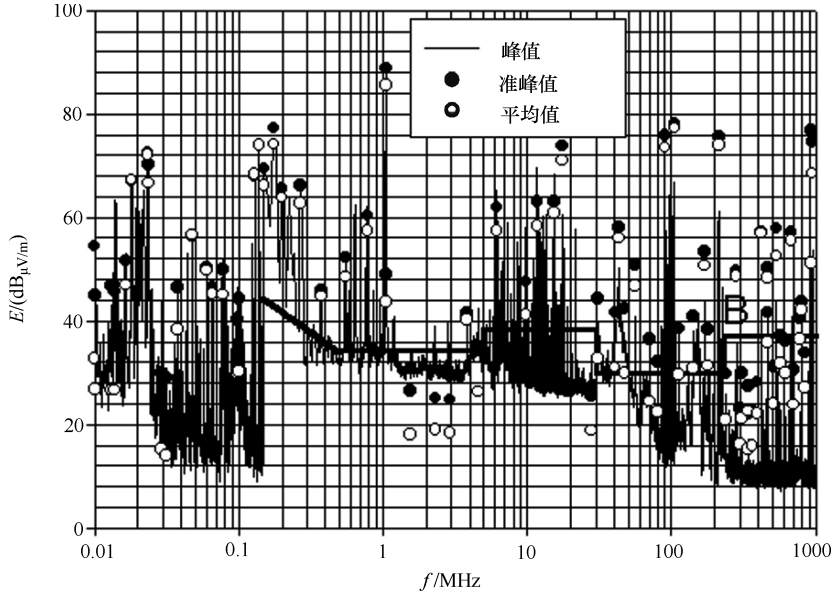


图 8.5　城市电磁环境的测量结果（测量时间为 2004 年 5 月 27 日的上午 10：00）

图中曲线是使用 EMI 接收机（CISPR 接收机）的“准峰值模式”得到的。在此模式时，各频段的测量带宽自动选择。150kHz 以下时测量带宽为 200Hz；150kHz ~ 30MHz 时测量带宽为 9kHz；30MHz 以上时测量带宽为 120kHz，接收机自动选择。10kHz ~ 30MHz 时使用的是源电场天线（Schwarzbeck，型号为 EFS 9219）；30MHz ~ 300MHz 时使用的是双锥天线；300MHz 以上时使用的是对数周期

天线。图中也给出了平均值测量值和峰值测量值。在较高的频率范围的情况下，测量峰值时的驻留时间并不足够。此外，我们还要考虑到，图中的测量结果不是同时精确测量的。

图 8.5 给出了 B 级（居住环境）设备的限值。由该图可以看出：

1. 在有些频段，外部噪声（大气噪声、人为噪声）低于限值。

2. 大部分频段内的频谱信号高于限值。

上面的第 2 种情况，将导致开阔试验场地（Open Air Test Site，OATS）的限制使用，在此不作详细介绍。

如果不相对地去考虑，那么第 1 种情况应被认为是试验性的。在外部噪声低于限值的频段，可以表明的是，当不存在电子设备的干扰时，能够准确地评估这些接收的信号。但要对不熟悉此问题本质的读者例证电子设备满足法定的限值时仍会产生干扰，这一点通常很难。

为了避免不必要的问题和在系统中提供一定的置信度，我们已定义了最小的场强值，这个场强值必须存在于天线的所在位置，目的是实现无干扰的信号接收。

图 8.6 给出了这些最小场强值与 CSPR 的 A 级限值、B 级限值、VG95 373 T22（VG 为军用设备）的 1 级限值的比较。当进行这种比较时，我们要考虑的是，必须满足一定的信噪比（S/N 的比）时才可以正确地接收信号。

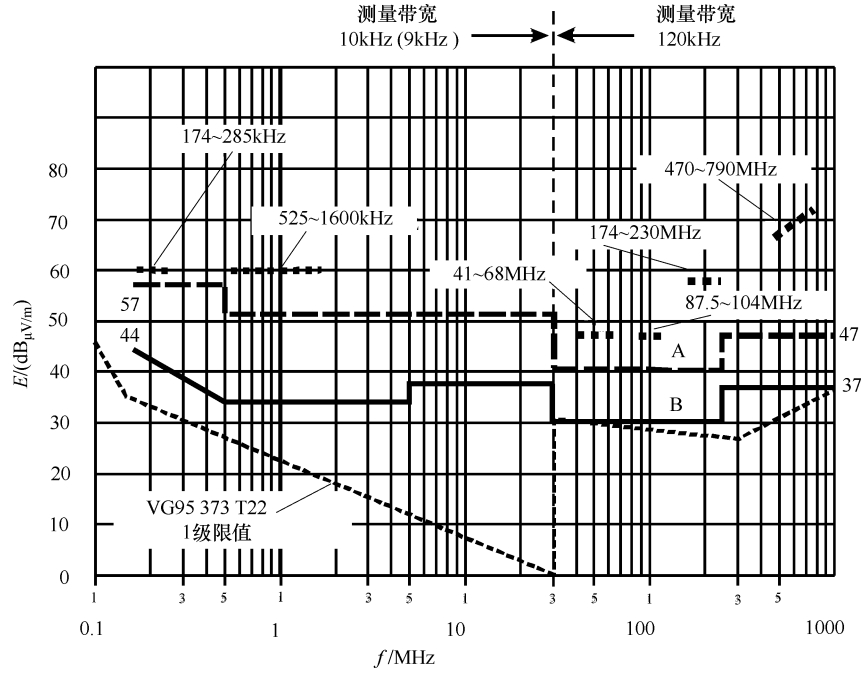


图 8.6 公共无线电台（VDE 0855 T1）无干扰接收（本书参考文献［GO/SI92］）时最小场强值与限值的比较（30MHz 以下时，限值与磁场分量有关（使用 377Ω 的自由空间波阻抗可转换为电场强度）；使用 $1/r$ 法则将 VG 限值（军用设备）转换为测量距离 10m 时的限值）

对于无线电干扰，要考虑的最基本方面包括：

- 不能忽视存在的外部噪声。
- 人类在使用电能时产生的噪声。
- 电气/电子设备只允许在规定的距离内产生规定的干扰场强。
- 考虑必需的信噪比（这取决于所要考虑的无线电业务），就能够计算出最小的场强值。这样的场强值可以确保无线电业务高概率的无干扰接收。

习题

习题 8.1　一个车载调频广播使用一个长度为 0.4m（电长度为 0.2m）的杆天线。由于天线与接收机的匹配不好，约有 6dB 的耦合损耗。带宽为 120kHz 时接收机的灵敏度为 $-122\mathrm{dB}_{\mathrm{m}}$。在汽车所在位置，接收信号的电场分量为 100μV/m。每 kHz 的外部噪声等于 $12\mathrm{dB}_{\frac{\mu\mathrm{V}}{\mathrm{m}\cdot\mathrm{kHz}}}$。接收机输入端的信噪比（考虑总噪声）为多少？

习题 8.2　一个移动电话接收机，在 40MHz，带宽为 25kHz 时的灵敏度为 $-120\mathrm{dB}_{\mathrm{m}}$（接收机的自身噪声）。2m 长的杆天线的天线有效面积为 $6.7\mathrm{m}^2$。在太阳黑子高发时，40MHz 时太阳的干扰辐射等于 $I=-127\mathrm{dB}_{\frac{\mathrm{m}}{\mathrm{m}^2\cdot\mathrm{kHz}}}$。在这些条件下，要求的接收信号为 $E_{\mathrm{Neff}}=3\ \frac{\mu\mathrm{V}}{\mathrm{m}}$。

a）不考虑太阳的干扰辐射，接收机输入端的信噪比为多大？

b）有用信号与太阳的干扰信号之比多大？

c）当信噪比 S/N > 20dB 时，你认为有用信号能够接收吗？

习题 8.3　在 ITU 的报告中，$f=10\mathrm{MHz}$ 时德累斯顿的平均外部噪声功率为 $F_{\mathrm{am}}=42\mathrm{dB}_{kT_0b}$，时间为冬季，时段为 20：00—24：00 GMT。

a）带宽为 25kHz 时噪声场强 E_{n} 多大？

b）接收机使用增益为 $G_{\mathrm{i}}=8\mathrm{dB}$（相对于各向同性辐射天线的增益）的八木天线。接收机输入端的噪声电压（开路电压）多大？

8.2　限值的转换

8.2.1　距离的转换

除了满足其他的要求，电气和电子设备还必须满足电磁辐射干扰信号限值的要求。电设备的制造商都期望，标准中规定的测量方法是明确的，当根据合适的标准布置和运行设备时，可以确保设备能够通过 EMC 试验。制造商确信这种测量结果的前提条件是，试验布置应以多种方式变化，设备的安装方式能够产生最大的干扰发射，设备的运行模式和设置也能够产生最大的发射。

此外，如果制造商（或其试验室）进行了负责任的工作，即将受试设备进行 0° ~ 360°旋转，在 30MHz ~ 1GHz 的频段内使用最大保持模式扫描，以获得受试设备的最大干扰发射，那么这时它们就可以自信地签署符合性的声明。

民用产品的辐射干扰发射测量方法相对简单。应在测量距离为10m时对受试设备（B级设备）进行测量，然后判定测量结果是否符合发射限值，这种测量仅能在电波暗室内进行。

相对于受试设备足够大且能在10m距离进行测量的电波暗室，一天的试验费用通常大约是1000欧元；加上设备安装和试验报告产生的额外费用（2007年时大约费用）。对于批量生产的电气（电子）设备，这样的费用是可以接受的。然而，对于少量生产的设备或者单个设备，就要从利润的角度考虑，进行这样的试验是否合理。

另一方面，制造商必须确保，它们的产品能以很高的概率满足发射限值。这种试验也可以在部分布置不完全满足标准的情况下进行。通常，很多测量是在小于标准规定的距离上进行的（由于空间的限制或者提高区分受试设备的发射与环境中的发射信号的能力）。因此，必须讨论如何将测量距离 r_M 上的测量值转换为标准中规定的测量距离 r_N 所对应的值。

考虑下面三种情况：

1. 当频率小于 $f_0=\dfrac{r_N\cdot c_0}{2\pi}$ 时，使用因子 $\left(\dfrac{r_M}{r_N}\right)^3$ 对测量结果进行转换：

$$E_N=E_M\cdot\left(\frac{r_M}{r_N}\right)^3 \tag{8.14}$$

频率大于等于 f_0 时，使用因子 $\left(\dfrac{r_M}{r_N}\right)$ 对测量结果进行转换：

$$E_N=E_M\cdot\left(\frac{r_M}{r_N}\right) \tag{8.15}$$

这些转换的推导过程假设：受试设备是基本偶极子天线，并且忽略过渡区域。

2. 对于整个频段，可以使用如下的转换公式：

$$E_N=E_M\cdot\left(\frac{r_M}{r_N}\right)$$

如果将受试设备看作基本偶极子天线，那么使用上式计算的低频段（$f<f_0$ 时）的场强值过大。根据EN 61000-6-4：2001，对于工业环境，通常允许在10m的距离进行测量，此时限值应增加10dB。

3. 在整个频率范围内，使用在较小距离上的测量值 E_M 与限值进行比较：

$$E_N=E_M$$

根据标准，这种作法是允许的。正常情况下，这种作法会导致受试设备的过试验。然而，这种基本原理很容易理解。随着频率的增加，一个大的受试设备会逐渐地呈现出口面天线的特性。对于口面天线，菲涅尔区（波束形成区）过渡到夫琅和费区（$E\sim1/r$）的近似边界为

$$r_F=\frac{2\cdot D^2}{\lambda} \tag{8.16}$$

式中，D 为天线口面的对角线长度；λ 为波长。从 r_F 开始，电场与 $1/r$ 相关。当不大于 r_F 时，根据天线类型的不同，在电场 E 为常数之前，电场与 $1/r$ 存在不同的相关性。例

如，把对角线尺寸等于 2.3m 的开关板作为受试设备，当波长为 30cm（$f=1\text{GHz}$）时，由上式计算的过渡距离 $r_F=35\text{m}$。

结论： 可以在小于标准规定的测量距离上进行测量。但测量结果要转换后才能与标准中规定距离的限值进行比较。

此外，试验报告中应给出场强随着距离的增加而减小的可理解的说明。

8.2.2　电场与磁场的相互转换

辐射干扰发射的测量程序，军用标准和民用标准有着很大的不同。因此，在德国的 VG 标准和美国的军用标准（MIL-STD）中，辐射干扰发射限值对应的测量距离为 1m（测量距离从受试设备的表面算起）。

根据美国军用标准 MIL-STD-461（E），电场的测量从 14kHz 开始。德国 VG 标准则要求磁场的辐射干扰限值从 10kHz 开始。例如，当根据德国 VG 标准建立一个复杂的系统时（护卫舰、潜艇、坦克、卫星），要问的问题是符合美国 MIL-STD 的设备是否还需要进行再次试验？或者，这种情况怎样进行评估和怎样将测量结果进行转换？另外，相反的情况是，将一个满足德国 VG 标准的设备集成到一个根据美国 MIL-STD 标准建立的系统中。

在较高的频段，即从频率 $f_1=\dfrac{1\text{m}\cdot c_0}{2\pi}=48\text{MHz}$（由偶极子的关系式得到）开始，可由自由空间的波阻抗进行电场与磁场的转换，$E\rightarrow H$ 或 $H\rightarrow E$：

$$E[\text{dB}_{\mu\text{V/m}}]=H[\text{dB}_{\mu\text{A/m}}]+51.5\text{dB}_{\text{V/A}} \tag{8.17}$$

当频率小于 f_1 时，不能再假设电场和磁场之间存在固定的波阻抗。这时通过假设电场和磁场之间的关系和基本偶极子的相同，可获得它们的一阶近似。

电场转换为磁场

以下的讨论中，我们评估一种情况，即根据美国 MIL-STD 测量的设备，要按照德国 VG 标准进行重新评估。为了得到近似的“最坏情况”，此处的情况暗含以下两个方面：

a）磁场源产生的场可使用纯磁偶极子进行描述。

b）电场（E_0）通过电场天线测量，天线到受试设备表面的距离为 1m。

进行以下的计算。

1. 当频率小于 48MHz、距离源 1m 时，磁场源产生的场的波阻抗（单位为 Ω）为

$$\Gamma_M=7.9\cdot f[\text{MHz}] \tag{8.18}$$

2. 因此，可由下式计算磁场强度 H_0（单位为 A/m）：

$$H_0=\frac{E_0}{\Gamma_M}=\frac{E_0[\text{V/m}]}{7.9\cdot f[\text{MHz}]} \tag{8.19}$$

3. 电场限值的单位通常是 V/m。实际测量的磁场 H 乘以 377Ω 可以转换为此单位。如果由磁场强度转换得到的电场强度记为 E_v，那么可得到以下关系式：

$$E_v=H\cdot 377\Omega \tag{8.20}$$

因此，当测量距离为 1m 时，根据上式得到 $E_{v0}=H_0\cdot 377\Omega$。

4. 1m 距离测得的磁场对应的转换电场为

$$E_{v_0} = E_0 \frac{48}{f[\mathrm{MHz}]} \tag{8.21}$$

$$E_{v_0}[\mathrm{dB}_{\mu\mathrm{V/m}}] = E_0[\mathrm{dB}_{\mu\mathrm{V/m}}] + 33.6\mathrm{dB}_{\mathrm{MHz}} - 20\lg(f[\mathrm{MHz}]) \tag{8.22}$$

上式得到的值可与测量距离 1m 时的磁场限值直接进行比较。

5. 对于所考虑的测量距离，以上关系式适用于 $f = 48\mathrm{MHz}$ 以下。

例 8.1 频率 $f = 50\mathrm{Hz}$ 时测得的磁场源的电场强度为 $E_0 = 50\mu\mathrm{V/m}$（$= 34\mathrm{dB}_{\mu\mathrm{V/m}}$）。根据式（8.22），所转换的磁场为 $E_{v_0} = 48\mathrm{mV/m}$（$= 94\mathrm{dB}_{\mu\mathrm{V/m}}$）。如果该值与 SA02G 的限值相比较，则超出限值 24dB。如果不根据上述步骤进行转换，那么该设备满足限值，且有 36dB 的余量。

例 8.2 频率 $f = 14\mathrm{kHz}$ 时测得的磁场源的电场强度为 $E_0 = 10\mu\mathrm{V/m}$（$= 20\mathrm{dB}_{\mu\mathrm{V/m}}$），根据式（8.21），所转换的磁场为 $E_{v0} = 34.3\mathrm{mV/m}$（$= 91\mathrm{dB}_{\mu\mathrm{V/m}}$）。如果该值与 SA02G 限值相比较，则超出限值 8dB。

结论： 假设受试设备为磁场源，测量结果满足美国军用标准 MIL-STD RE02 的限值或者稍超过限值；那么当测量结果和德国 VG 标准 SA02G 限值相比时会超出限值更多。

磁场转换为电场

现在考虑另一种情况，即使用磁场天线测量电场源。对于这种情况，存在同样的转换关系，只是转换关系式中符号不同。使用磁场天线（环天线）测得的磁场强度为 H_0，则 $E_{v0} = H_0 \cdot 377\Omega$。在这种情况下，可推导出如下关系。

1. 频率低于 48MHz 时，距离电场源 1m 处时场的波阻抗（单位为 Ω）为

$$\Gamma_E = \frac{18096}{f[\mathrm{MHz}]} \tag{8.23}$$

2. 使用该波阻抗计算的实际场强为

$$E_0 = E_{v0} \frac{48}{f[\mathrm{MHz}]} \tag{8.24}$$

$$E_0[\mathrm{dB}_{\mu\mathrm{V/m}}] = E_{v0}[\mathrm{dB}_{\mu\mathrm{V/m}}] + 33.6\mathrm{dB}_{\mathrm{MHz}} - 20\lg(f[\mathrm{MHz}]) \tag{8.25}$$

电场强度 E_0 可以与对应的限值直接进行比较。

例 8.3 频率 $f = 200\mathrm{kHz}$ 时测得的电场源的磁场强度为 $E_{v0} = H_0 \cdot 377\Omega = 1\mathrm{mV/m}$（$= 60\mathrm{dB}_{\mu\mathrm{V/m}}$）。根据式（8.24），计算的实际电场强度为 $E_0 = 0.24\mathrm{V/m}$（$= 108\mathrm{dB}_{\mu\mathrm{V/m}}$）。

结论： 当干扰源是电场源，测量结果满足德国 VG 标准 SA02G 限值或者稍超过限值；那么当测量结果和美国军用标准 MIL-STD RE02 的限值相比时会超出限值更多。

习题

习题 8.4 测量距离 $r_M = 3\mathrm{m}$ 时，测得的受试设备的场强为

a）$f = 30\mathrm{MHz}$ 时，$E_M = 60\mathrm{dB}_{\mu\mathrm{V/m}}$

b）$f = 100\mathrm{MHz}$ 时，$E_M = 50\mathrm{dB}_{\mu\mathrm{V/m}}$

c）$f = 1\mathrm{GHz}$ 时，$E_M = 40\mathrm{dB}_{\mu\mathrm{V/m}}$

受试设备由带有电源线的 19in 外壳和外部传感器组成（传感器电缆长 1m）。当测

量距离 $r_M = 10\text{m}$ 时，应选择那个值与限值进行比较？解释你的选择。

习题 8.5　频率 $f = 14\text{kHz}$、$r = 1\text{m}$ 时，在显示器（电场源）的屏幕前测得的电场强度 $E_0 = 47\text{dB}_{\mu\text{V/m}}$，如果使用偶极子的关系式，计算转换的磁场强度（$E_{v0} = H_0 \cdot 377\Omega$）的值？

习题 8.6　频率 $f = 80\text{kHz}$、$r = 1\text{m}$ 时，测得磁场干扰源的电场强度 $E_0 = 38\text{dB}_{\mu\text{V/m}}$。

a）在测量点，磁场强度 H_0 多大（单位为 $\text{dB}_{\mu\text{A/m}}$）？

b）该磁场强度转换的电场强度多大？

c）当测量的是电场干扰源的场时，重新计算上述的 a）和 b）。

第 9 章　EMC 工程和分析

“在复杂系统建立的整个步骤中，只有系统工程（称为 EMC 计划）才能确保系统在其使用阶段的 EMC。”

这句话引自本书参考文献［GO/SI92］中的章节“EMC 计划的各个阶段”。直到今天，这句话的有效性也是无可置疑的。此外，也更提高了对 EMC 计划的必要性。上述引用章节中给出的程序和德国 VG 标准中的方法有着紧密的联系，目的是保证，在任何情况下都能进行一种协调一致、合理和连续的 EMC 计划。

本章中将对上述参考文献中 EMC 计划的主要内容进行重新复述、扩展和更新，而不是只引用该文献的内容。

系统的 EMC 计划要求的内容取决于所要构造系统的复杂程度。这里给出的程序主要面向的是系统的计划人员。所给的计划内容是最大化的要求，当计划特定的系统时，需要 EMC 工作组［即 EMC 咨询委员会（EMC Advisory Board，EMC AB）］或者 EMC 的负责人对其内容进行删减。

通过考虑电气/电子设备的制造过程，认识和执行与设备复杂程度相匹配的 EMC 设备计划，被证明是很有价值的。计划的内容取决于所要构造设备的复杂程度；设备级的计划要比系统级的计划更为复杂。这里以发电厂的控制站为例，我们可以立刻明白，如果没有非常详细的 EMC 计划，而只有一些适当的文档，是没有任何意义的。

在设备设计的初始阶段，应确定以下内容：

- 所要设计的设备会处于什么样的 EMC 环境；
- 根据其所处的环境，要考虑适用哪些 EMC 标准和满足哪些 EMC 限值；
- 设备壳体的构造（金属、镀金属的塑料，或者无屏蔽）；
- 电源的类型；
- 所要连接的外围设备的类型，通过什么样的方式连接；
- 对于抗扰度的特殊需求；
- 外部骚扰信号干扰时设备失效的判据；
- 之前相似项目得到的 EMC 经验；
- 内部电缆、导线和接地原理应遵循的规范；
- 在设备表面的规定区域内怎样安装信号接口（输入和输出）以及确定它们的位置；
- 在设备的构造过程中需要进行哪些 EMC 试验。

因此，从本章的角度出发，我们已进行了设备级概念阶段的 EMC 计划。遵循这些指南，有可能的话更新这些指南，可将用于确认制造商符合性声明的 EMC 试验变成一个正式的行为。

在项目的整个设计过程中，应写下与 EMC 有关的所有考虑、措施和决策。当出现

不兼容或超过限值时，这样就可以很清楚地进行简单的整改。此外，某种程度上，这还可以避免设计上的后期补救。

复杂系统的 EMC 计划和 EMC 管理的任务包括以下几项。

1. 收集与 EMC 有关的数据，包括：
- 要求的效果和位置
- 结构的细节
- 要安装的设备

2. 利用自然边界（机械的屏蔽壁）将系统进行 EMC 分区
3. 规定特定 EMC 区域设备的限值（有关发射和敏感度的）
4. 确定系统内的措施指南，包括：
- 接地
- 屏蔽
- 滤波
- 系统内的布线

5. 根据合同的规定，在实验室的条件下进行设备的试验
6. 系统特定问题和难题的解决
7. 根据系统级的 EMC 试验规范，进行系统的 EMC 试验

9.1　复杂系统的设计阶段

一般来说，要设计完成复杂的系统或设备，需经过 3 个或 4 个阶段：
- 概念阶段
- 技术设计阶段
- 构建阶段（配置阶段）
- 制造阶段

在 EMC 的计划方案中，应规定每个阶段实现 EMC 所需要的措施，然后仔细地实施这些措施。每个阶段的 EMC 计划，应保持实时更新，这只是一个次要的问题。然而，在军用项目中，EMC 计划更多的是合同问题。EMC 计划方案应包括两个部分：管理部分，包括对权力和责任的规定；技术部分，包括所有的技术分析、决策和解决办法。本文档应简明和完整，任何时候，都可以对项目的 EMC 进行总览。

9.1.1　概念阶段

从概念阶段来说，EMC 计划方案的目的是在定义系统概念的过程中为考量早期的 EMC 问题提供规范。EMC 计划方案的第一个技术条款之一是，应对 EMC 情况进行定性评价（即 EMC 预测）。

特别是，应进行以下步骤：

1. 进行熟悉系统的分析

EMC 系统分析的目的是系统地记录和定量地研究系统内部和系统之间的干扰情况。

更进一步说，它的目的是发现干扰，以及为制定 EMC 的补救措施提供基础。在进行这样的分析时，通常可以参考以前项目的经验。分析的第一步是，在表中列出所有的设备，然后规定每一个设备所谓的影响等级。影响等级规定了设备在整个系统中的重要性（在军用系统中是指对于任务的重要性）。分类的目的是，当进行 EMC 分析时，为干扰的安全裕量提供规范，同时定量了设备的重要性。设备的清单基本上构成了概念阶段所要确定的干扰矩阵的基础。干扰矩阵是一个 2 维表格，它包括了所有设备之间相互的影响，即设备是干扰源同时也是受扰者。

2. 建立 EMC 预测

EMC 预测是在概念阶段对 EMC 情况的定性评价，目的是指出哪些会产生相当大 EMC 风险的 EMC 问题。EMC 预测也应包括类似相关项目的 EMC 情况的分析。

3. 系统概念的评估和对 EMC 措施的建议

在概念阶段的最后，应对系统概念进行评估。此外，如果讨论的设计概念有多个，那么应对不同的概念下的系统 EMC 情况作出判断。EMC 预测中会认识到干扰的情况，并提出可能的纠正措施。

9.1.2 技术设计阶段

所要实现的系统概念是在技术设计阶段予以确定的。EMC 分区也将完全确定。要使用的设备及其特性也将确定和固定。在 EMC 计划中，技术设计阶段的目的是编制设备的要求（设备的 EMC 规范）和规定系统必需的 EMC 措施。

技术设计阶段进行的特定步骤包括：

1. 修订系统的 EMC 分析

对系统 EMC 分析的修订基于已做的决策和新的数据。

2. 对系统进行 EMC 分区

EMC 分区的引入有助于清楚地认识系统的特点。进一步来说，通过减少设备的要求，它也有助于实质性地减少成本。本章中，一个 EMC 分区是指系统中的一个空间区域，在该区域中安装的设备必需满足相同的发射或者抗扰度要求。

3. 设备细分为设备组以及规定的要求

根据系统中所要安装设备的特定任务，将它们细分为各设备组是非常有用的，例如：

- 供电和配电设备
- 监视和控制设备
- W + G 设备（武器和制导设备）
- 内部和外部通信设备，等

根据系统分析，我们可以确定所考虑的各 EMC 分区中的设备的限值。设备的限值是对其 EMC 特性的要求，对于发射和抗扰度，均通过幅值和频率规定。设备必需满足这些限值，并通过规定的试验布置进行验证。

4. 规定系统内的措施

系统是能完成规定任务的工作在一个共同平台上的设备的集合。特定设备的供应商

对集成过程的影响非常小。另一方面，这个集成的过程显著的影响单个设备的 EMC 特性。系统集成过程中所有的措施、解决办法、规定和决策通称为“系统内的措施”。它们包括：

- 接地
- 屏蔽
- 布线
- 滤波

系统内的措施的通用设计指南，应在所谓的“EMC 设计指导”中进行规定。主要设备的供应商应能得到这个指导文件。例如，根据设备的表面积，如果 EMC 设计指导要求多点接地，那么设备的供应商就应该规划和提供需要的接地点。

5. 建立和编制干扰矩阵

在确定了设备的限值和规定了系统内的措施后，就需要研究设备间的相互干扰。系统内的所有电子和电气设备，既作为干扰源又要作为受扰者，都应进行评估。干扰矩阵有利于系统性地记录每一个干扰，此外还有利于控制系统所要达到的 EMC 等级。干扰矩阵还表明了没有规定限值的设备会给 EMC 带来风险，当测量结果超过限值时，它也能为干扰的排查提供有用的信息。德国军用标准 VG95 374 的第 4 部分给出了用于表明干扰程度的结构和符号。

6. 进行综合分析

设备满足了规定的限值和规范，采取了系统内的措施，但这并不能确保在任何情况下系统都能达到 EMC 要求。通常我们需要通过特定情况的分析，验证系统是否满足 EMC 要求。若不满足 EMC 要求，需要采取什么样的措施解决此问题。这种类型的情况通常是位于通信天线附近的设备。

9.1.3　构建和制造阶段

构建和制造阶段 EMC 计划方案的目的是实现和定量验证之前阶段规定的措施，以及在系统的特殊 EMC 试验中达到 EMC 要求的证据。

这个阶段进行的特定步骤包括：

1. 更新系统的 EMC 分析

由于附加的要求和系统结构尺寸的变化，所以会出现设备在系统结构上位置的变化。系统 EMC 分析的更新需要考虑这些变化。

2. 进行综合分析

在构造和/或制造阶段，会经常出现预测的措施不能以需要的方式来实现。在这种情况下，通过设备集成的重新分析，可以规定替换的措施。

3. 设备 EMC 试验中超过限值的评估

在设备的试验中，出现了超过限值的情况，通常的作法是告知给系统的负责工程师，他应当确认超过限值。EMC 工作组（系统工程师）应评估这些超过限值的情况。分析它们对整个系统 EMC 的影响，同时它们应作为系统 EMC 试验的基础。

4. 系统集成过程中构建和制造部门的支持

在构建和制造阶段，会出现大量的集成问题，它们需要立即解决。在这种情况下，EMC 顾问应很快地作出决定如何进行解决，并把其决策告诉给 EMC 工作组。

5. 汇编系统的 EMC 试验规范和根据规范进行系统的 EMC 试验

复杂系统 EMC 进程的最后一步是系统的 EMC 试验。通过试验，可以证明系统达到了 EMC，能够确保实际的安全裕量。系统的 EMC 试验必需根据系统的 EMC 试验规范进行，该规范最晚应在构建和制造阶段编写。

下面给出了 EMC 计划方案的基本框架。其源于德国海军项目在构建和制造阶段的 EMC 计划方案（即本书参考文献［BU/GO97］）。

项目 X 制造阶段的 EMC 计划方案

1. 引言

2. EMC 管理

咨询组，专家组

3. 适用的 EMC 文件

项目特定的 EMC 文件

适用标准列表

4. 系统级的 EMC

4.1 系统的描述及其任务

4.2 确定 EMC 分区

4.3 确保特定 EMC 分区内部以及之间达到 EMC 的措施

4.4 系统的限值，或者不同 EMC 现象的唯一安全裕量

4.5 干扰矩阵及其分析

4.6 接地、布线、屏蔽

5. 设备级的 EMC

5.1 所要安装设备的总体 EMC 要求

5.2 设备的限值

5.3 根据非典型的 EMC 规范（VG 环境中的军用设备）对设备进行试验

5.4 一些特定设备的 EMC 分析

附件

A1 附图

A2 咨询组的程序规则

A3 会议方案

A4 设备的详细要求

A5 总结可接受的超过限值的试验结果和干扰

9.2 EMC 试验计划

EMC 系统试验的目的是证明其是否在规定的工作条件下达到了电磁兼容。

通过试验，应得到如下内容：

- 应能发现计划和制造阶段没有认识到的系统的不兼容问题。
- 应能从 EMC 角度发现系统中的安装错误。
- 在严格规定的条件下，应对系统内各个受试设备电磁兼容性的相互影响进行试验。
- 应测量系统的实际电磁状态，同时准备一个技术文档用于记录系统使用阶段的 EMC 特性，该文档可为系统后期维修后的电磁兼容性提供帮助。
- 应确定安全裕量。

以下的章节中以系统 EMC 试验规范的形式列出了一个军用项目的试验和测量。各个章节的内容总体上简单易懂。读者可以参考相应的章节，经过修改后可以用于自己系统的 EMC 试验规范。

项目 X 的系统 EMC 试验规范

1. 引言

X 项目的 EMC 试验将在 2004 年的第 21 个和第 22 个星期进行。第 25 个星期进行必要的重复试验。

进行的试验包括：

- 接地和布线的目视检查
- 开关的通/断试验
- EMC 区域 1 和区域 2 之间的耦合测量
- 对于一些特定的设备，测量其壳体和系统地之间的接触电阻
- 记录系统中选定位置的传导发射和辐射发射
- 敏感度试验
- 预测安全裕量

对于整个系统，并没有规定限值。如果系统的发射超过设备的限值大于 20dB，那么必须对安全裕量（设备的发射相对于无线电接收）进行测量。如果系统的自身天线产生的场不小于设备的抗扰度限值 20dB，那么同样也要对此进行安全裕量（无线电广播相对于设备的抗扰度）的测量。

2. 先决条件和责任

- 在系统的 EMC 试验过程中，系统仅由测量组使用
- 系统应完整，在这样的条件下，进行的 EMC 试验才有意义
- 应进行完整的功能检查
- 在定义、构建和制造阶段的关键情况的试验已成功完成
- 在试验的过程中，合同双方（订货机构和制造机构）的负责人必须参加
- 每天的试验结果都要以日报的形式记录，且合同的双方都要签字

3. 测量点

对于传导干扰信号的测量，要在每一个电源网络的 3 个不同点和信号线的 8 个不同点进行。在测量的频率范围内仅测量窄带信号。仅测量电缆屏蔽层和所有芯线上的电流（共模电流）。

对于辐射干扰信号的测量，要固定测量如下几项：

● 在系统内所选择设备附近的4个位置进行场的测量（频率范围为14kHz～1GHz，磁场，窄带信号）

● 测量天线端口系统自身产生的干扰电压（位于通信设备相应的接受频带内）

● 测量系统内发射模式时系统自身天线产生的场（工作频率，窄带）

表9.1 干扰电流的测量点

测 量 点	供电电压	配 电 盘	电缆数量	芯 线	连 接 点
A1	DC 430V	主配电板	716	正极线	空调
A2	DC 430V	3号子配电盘	817	正极线，屏蔽层	配电盘的输入
B1	DC 24V	5号子配电盘	1220	正极线，屏蔽层	危险灯的配电盘

表9.2 试验中定义的去耦测量和辐射干扰测量的测量点

测 量 点	位置的描述
H1	静态转换器的附近
H2	主配电板的附近
H3	
I0	EMC区域1和区域2之间的边界
I1 *	3个设备到地

* 接触电阻的测量点。

4. 定义系统的工作模式

● 正常运行时80%负载工作

● 备用电源时的特殊模式

5. 开关的通/断试验

设备在规定的工作模式下进行两次开关通/断试验。

● 第1次试验的程序

从系统的完全停止状态开始，根据开启列表，依次开启雷达、声纳和通信设备。观察设备开启过程中出现的干扰。当不能确定干扰时，先关闭相应的设备，然后再重新开启。

● 第2次试验的程序

在第2次试验中，只应观察开启列表中注明的敏感设备。首先开启所有的设备，然后再依次关闭和开启。观察敏感设备出现的干扰。在这个过程中必须保证有足够的人员观察敏感设备。

表9.3 开启列表

设备/设备组	开启/关闭	敏感设备	干扰的描述
1 静态转换器1			
2 静态转换器2			

（续）

设备/设备组	开启/关闭	敏 感 设 备	干扰的描述
3　总开关，照明设备			
4　火警系统		X	
5　电动机总成 1			
6　速度控制单元		X	
7　GPS 系统		X	
8　具有控制板的冷却风扇			

6. 单个试验规范

对于每个单独试验，应有试验指导列表，包括：

- 测量点
- 测量频率
- 试验程序

备注：

当根据试验指导列表的 3 ~ 6 和 11 ~ 13 进行发射试验时，若测量值大于 60 $dB_{\mu A}$，*则仅需要进行 31 ~ 34 的敏感度试验。*

当根据试验指导列表的 18 ~ 21 进行发射试验时，若测量值大于 100 mV/m，*则仅需要进行 35 ~ 38 的敏感度试验。*

试验一览表

试 验 编 号	试验的描述
1	EMC 区域 1 和区域 2 之间的电磁去耦
2	设备和地之间的接触电阻
3 ~ 6	无通信天线辐射的情况下，电源线上的干扰电流
7 ~ 10	通信天线辐射时，电源线上的干扰电流，但仅在辐射频率
11 ~ 13	无通信天线辐射的情况下，信号线上的干扰电流
14 ~ 17	通信天线辐射时，信号线上的干扰电流，但仅在辐射频率
18 ~ 21	无通信天线辐射的情况下，系统内部的电场
22 ~ 24	通信天线辐射时系统内部的电场，但仅在辐射频率
25 ~ 27	无通信天线辐射的情况下，系统内部的磁场
28 ~ 30	通信天线辐射时系统内部的磁场，但仅在辐射频率
31 ~ 34	高频接收对系统中干扰电流的抗扰度
35 ~ 38	高频接收对系统中干扰场的抗扰度
39 ~ 41	电源网络对系统自身通信信号（天线的辐射信号）的抗扰度
42 ~ 44	设备（信号线）对系统自身通信信号的抗扰度
45 ~ 48	电源网络对脉冲群和浪涌的抗扰度
49	考虑到对人员的危害，测量天线附近的电磁场
50	声纳系统的特殊试验（声音的接收）

备注：以下的试验列表是给出的例子。列表中列出了要进行的每项试验，某种程度上，这限制了 EMC 系统试验期间的灵活性。但另一方面，这可以保证试验的完整性。许多项目的经验表明，试验时间通常都不够用，大部分的时间浪费在对测量结果的评价和讨论上。当得到非预期的结果时更是如此。

项目 X 系统 EMC 试验的 1 号试验列表

1	试 验 描 述	EMC 区域 1 和区域 2 之间的电磁去耦
2	试验程序	根据 NSA-65/6 的屏蔽测量 频率 <30MHz 时：磁场 频率 >30MHz 时：电磁场
3	试验频率	1MHz，3MHz，10MHz，30MHz，100MHz
4	电源网络	不适用
5	测量点	I0：靠近区域 1 和区域 2 之间门的左手边
6	测量设备	频谱分析仪，信号发生器，功率放大器，合适的天线
7	测量带宽	1kHz
8	测量位置	安装位置
9	运行模式	标准
10	限值	在所有规定频率至少为 20dB
11	曲线的数量	
12	备注	

项目 X 系统 EMC 试验的 5 号试验列表

1	试验描述	无通信天线辐射时电源线上的干扰电流
2	试验程序	根据 MIL-STD-461，462 的 CE01/CE03
3	频率范围	30Hz ~ 50MHz
4	电源网络	DC24V
5	测量点	B1：子配电盘 5
6	测量设备	频谱分析仪，电流探头
7	测试带宽	频率范围　　带宽 30Hz ~ 20kHz　　100Hz 20 ~ 150kHz　　100 ~ 200Hz 150kHz ~ 30MHz　　1 ~ 5kHz 30 ~ 400MHz　　100kHz
8	测量位置	安装位置
9	运行模式	标准
10	判据	不适用

（续）

11	曲线的数量	
12	备注	1. 需要测量和记录 +（－）芯线和共模电流（电流探头箝住电缆的屏蔽层） 2. +（－）芯线要检查相同的特性，必要时，进行附加的记录

项目 X 系统 EMC 试验的 31 号试验列表

1	试验描述	高频接收对系统中干扰电流的抗扰度
2	试验程序	如下所述
3	频率范围	4 个频率，根据 3 号试验列表中的发射试验结果选取
4	电源网络	DC430V
5	测量点	A1：主开关盘
6	测试设备	频率发生器，功率放大器，频谱分析仪，电流注入探头，电流探头
7	程序	a）从测量结果中选择 4 个最大的发射频率 b）利用电流注入探头，在相同位置注入低幅值的电流 c）增加注入电流的幅值（但不要超过辐射测量值 20dB）直到高频接收机的读数增加 3dB d）记录电流的幅值
8	测量位置	安装位置
9	运行模式	标准
10	判据	高频接收机的读数增加 3dB 时，注入信号的幅值应小于辐射测量值加上 10dB
11	曲线的数量	
12	备注	

项目 X 系统 EMC 试验的 61 号试验列表

1	试验描述	考虑到对人员的危害（RADHAZ），天线附近的电磁场
2	试验程序	系统自身天线最大功率发射时测量电场
3	频率范围	通信设备的 8 个工作频率
4	电源网络	不适用
5	测量点	人员可以接近的高频天线附近的点
6	测试设备	RADHAZ 测量仪
7	测量带宽	不适用
8	测量位置	工作地点
9	运行模式	标准
10	估量	需要标注出场强大于 60V/m 的位置
11	曲线的数量	绘出特定的场强分布图
12	备注	可能的话，提前用彩色粉笔标注出这些区域

7. 干扰安全裕量的预测

对于试验列表中31～48规定的测量，都要预测干扰安全裕量。一旦完成预测，就会得到以下4个列表：

- 干扰电流与高频接收之间的安全裕量
- 干扰场与高频接收之间的安全裕量
- 考虑辐射产生的电流、天线的辐射与设备之间的安全裕量
- 考虑辐射在系统内部产生的场，天线的辐射与设备之间的安全裕量

预测干扰安全裕量的程序

根据过往的经验，对干扰安全裕量的预测很难让人理解。因此，就这一点，为了得到其原因，这里重复预测程序。使用的案例是，导线上干扰电流（在屏蔽层上测量的总有效干扰共模电流）和通信接收之间干扰安全裕量的特殊情况。

通过导线上干扰电流产生的场干扰通信接收（或其他敏感传感器）的模型，可以推导出频率大于100kHz时这种干扰电流的限值。测量的上限可到10MHz。由于某些原因，低频场的测量准确度很差。在某些情况下，结构上的限制几乎不允许进行精确的测量。如果以适当的方式规定低频范围内干扰电流的限值，那么就可用优于场测量的电流规定导线的潜在干扰。在系统试验期间，由于运行模式和测量时的阻抗，测得的电流仅是一个大概值。不能排除会出现更大的电流值的可能。若通信接收设备没有受到干扰，则得不到安全裕量。此外，我们也很难将无线电接收机中的噪声信号和特定的噪声源联系起来。因此，强烈建议进行干扰安全裕量的试验。可以应用以下的方法进行试验。

在导线的确定位置注入（对应于已进行发射测量的位置）低幅度的电流，理想情况下，注入的信号为1kHz的调制信号。然后观察无线电接收。使用人耳可以很容易地辨别到1kHz的声音。信号的强度应足够小，以使在无线电接收机中听不到这种信号。然后逐渐增加信号强度（注入电流的幅度）直到可以清晰的听到1kHz的声音（比没有受到干扰时的读数大3dB）。记录此时的电流 I_{inj}（幅度）。那么，这个电流与发射测量过程中测得的电流 I_{dist} 有关。干扰安全裕量可使用下式预测：

$$a_{\text{ss}} = 20\lg(I_{\text{inj}}/I_{\text{dist}}) \tag{9.1}$$

上式规定了干扰电流增加到多大强度（以dB表示）时会在无线电接收机中产生干扰。我们应注意到，在现代接收机中增加固定的3dB有一定的困难。另一方面，人耳可以听到幅度比现代可控的通信接收机能够探测到的低20dB的1kHz声音。因此，可以利用人自身的声波检测能力计算要增加的3dB。

9.3 进行分析

在前面的章节中我们已多次提到了EMC分析。EMC的干扰分析必须在开发的每个阶段都要进行，即从IC和PCB级到具有天线的复杂系统的系统级。由于“EMC分析”涉及的是简单的近似计算，如应用安培定理预测低频磁场，或者借助计算机程序进行大规模的仿真计算以确定辐射天线附近的安全区域，因此从这个角度来讲“EMC分析”是很综合的。

我们已经建立了特殊的结构用于 EMC 案例的研究（分析给定的情况），目的是再次确保分析的完整性和一致性。此外，这种结构也使 EMC 分析更加清楚。

EMC 分析按照下述 5 个步骤进行。

第 1 步　需要明确要求。这些要求可能如下表述：

“通信设备要在频率偏移 >10% 时能连续工作。此外，当一副天线在发射、另一副天线在接收时，它也应正常工作。”

或者

“当消磁系统以最大电流工作时，不允许在控制设备的显示器上出现视觉上的变化。”

通常，第 1 步是最简单的，但在许多情况下也是最难的。如果确定下来的要求不够全面具体，则很难得到满意的结果。

第 2 步　收集和记录干扰源的数据、可能的耦合路径以及受扰设备的数据。这一步可能是最耗时的，但是仔细组合与 EMC 相关的所有数据经常是解决问题的关键。如果没有数据或数据不完整，那么就必须进行必要的假设。在缺少数据的情况下，最方便的解决办法是假设设备产生的发射等于发射限值；此外，还应假设，设备的抗扰度等于相关标准所规定的敏感度限值。

第 3 步　实际的分析。根据干扰源的数据，受扰设备的数据和耦合路径得到干扰模型。在许多情况下，这一步是最难的。它需要把问题抽象化，从而能够进行分析或数值计算。抽象化的程度或简化程度取决于可用数据的质量和完整性。此外，它们还取决于任务和所分析功能的重要性。如果数据是无效的，或不能建立充分的描述问题的模型，那么就必须进行实验室测量或结构上可比的测量。

第 4 步　根据分析的结果，提出解决干扰问题的措施。

第 5 步　作为最后一步，利用测量验证分析的结果，以确保不会出现干扰。

EMC 分析实例

在屏蔽的无线电发射机屋顶，安装了一副发射频率为 24kHz 的磁场环天线。信号线在屋内走线，因此其上会出现频率为 24kHz 的干扰电流。

1. 要求

确定屋内电缆上流过的共模电流（屏蔽层上测量的电流），其在天线位置产生的磁场不允许大于 6nA/m。要对天线的灵敏度和环境噪声进行比较。

2. 数据

干扰源：具有共模干扰电流的电缆直接穿过屏蔽壁的下面（导体平面），距屏蔽壁的距离为 5cm（电缆的轴向对地）。

受扰设备：屏蔽壁上 20cm 处的磁场环天线，在频率为 24kHz、带宽为 100Hz 时的灵敏度为 $H_{min}=12nA/m$，假设信噪比为 6dB。

耦合路径：厚度为 5mm 的电镀锌钢板的屏蔽壁。

3. 分析

假定返回电流通过屏蔽壁上的某些分布路径流回。电流分布 $S(x)$ 可使用屏蔽壁另外一侧的虚拟镜像导体进行预测。图 9.1 所示的钟形的虚线曲线表示出了这种返回

电流。

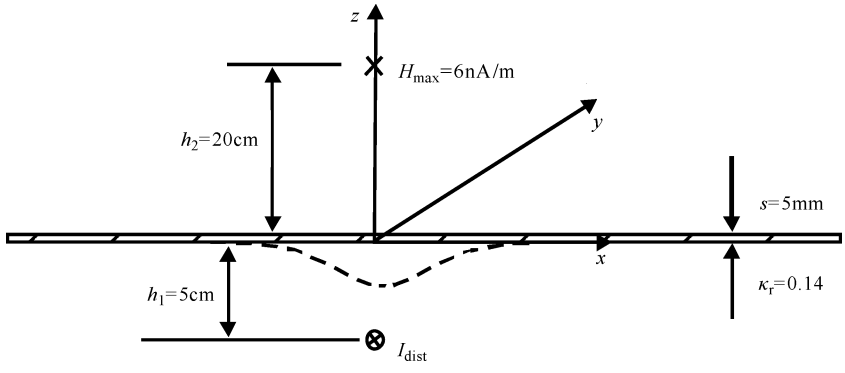


图 9.1 干扰模型

表面电流（单位宽度的电流）可以表示为

$$S_1(x)=\frac{I_{dist}}{\pi}\cdot\frac{h_1}{(x^2+h_1^2)} \tag{9.2}$$

当电流从屏蔽壁的一侧流到另一侧，由于集肤效应，电流分布的幅值会减小。减小的量为

$$S_2(x)=S_1(x)\cdot e^{-\frac{s}{d}} \tag{9.3}$$

式中，d 为集肤深度。假设仍为钟形电流曲线，但根据 $e^{-\frac{s}{d}}$ 进行衰减。利用安培定理可以很容易地预测这种衰减的钟形电流曲线所产生的磁场强度。因此，可使用下式进行计算：

$$H_2(z=h_2)=\int_0^{\infty}\frac{I_{dist}}{\pi}\cdot\frac{h_1}{(x^2+h_1^2)}e^{-\frac{s}{d}}\cdot\frac{h_2}{\pi\cdot(x^2+h_2^2)}dx \tag{9.4}$$

补充的计算公式：

$$\begin{aligned}H_2(z=h_2)&=\frac{I_{dist}\cdot e^{-\frac{s}{d}}\cdot h_1\cdot h_2}{\pi^2\cdot(h_2^2-h_1^2)}\cdot\int_0^{\infty}\left(\frac{1}{(x^2+h_1^2)}-\frac{1}{(x^2+h_2^2)}\right)dx\\&=\frac{I_{dist}\cdot e^{-\frac{s}{d}}\cdot h_1\cdot h_2}{\pi^2\cdot(h_2^2-h_1^2)}\cdot\left[\frac{1}{h_1}\arctan\left(\frac{x}{h_1}\right)-\frac{1}{h_2}\arctan\left(\frac{x}{h_2}\right)\right]_0^{\infty}\\&=\frac{I_{dist}\cdot e^{-\frac{s}{d}}\cdot h_1\cdot h_2}{2\cdot\pi\cdot(h_2^2-h_1^2)}\cdot\left[\frac{1}{h_1}-\frac{1}{h_2}\right]=\frac{I_{dist}\cdot e^{-\frac{s}{d}}}{2\cdot\pi\cdot(h_1+h_2)}\end{aligned} \tag{9.5}$$

通过以上公式我们得到一个非常有趣的结果。特殊的是，该解等于距单导线距离为 $r=h_1+h_2$ 时磁场的解乘以衰减项 $e^{\frac{-s}{d}}$。但必须记住，在这种情况中我们仅考虑了屏蔽壁内的电流。

当 $f=24\text{kHz}$、$K_r=0.14$ 时，集肤深度 $d=1.14\text{mm}$，衰减项 $e^{-\frac{s}{d}}=0.012$，该值对应于 38dB。

假设允许的 $H_{MAX}=6nA/m$，则可预测得到允许的电流 $I_{dist}=0.75\mu A$（$-2.5dB_{\mu A}$）。

天线灵敏度与外部噪声的比较

将天线灵敏度 $H_{min}=6nA/m$ 转换为电场强度，得到 $E_{min}=H_{min}\cdot 377\Omega=2.26\mu V/m$（$7dB_{\mu V/m}$）。这个灵敏度对应的带宽为 100Hz。

根据图 8.3 所示，当频率为 24kHz、带宽为 100Hz 时，需要考虑的环境噪声位于以下范围内：

$-25dB_{\mu V/m}$（春季 8～12 点）

$+16dB_{\mu V/m}$（夏季 20～24 点）

这表明天线的灵敏度和环境噪声的幅值具有相同的数量级。

4. 估量

在无线电发射机的屋内，将导体移动大约 2.5m，则产生的干扰电流大约增加了 20dB。

5. 测量

在无线电发射机屋内的电缆上进行 EMC 系统试验，注入干扰电流。当频率为 24kHz 时电流 $I_{dist}=-20dB_{\mu A}$，然后慢慢增加。使用 EMC 接收机和校准过的天线（处于原发射天线的位置）测量磁场。注入电流应不断增加，直到能够计算磁场强度与干扰电流可观察到的比。根据这个测量结果需要重新计算产生规定的 6nA/m 的场对应的电流。然后，将重新计算得到的电流结果与分析得到的电流结果进行比较。

应用测量程序的例子

当发射机屋内选择的电缆上的电流为 $+40dB_{\mu A}$（100μA）时，在屋外产生的场强为 $+35dB_{\mu V/m}$。磁场强度通常也可以表示为 $dB_{\mu V/m}$（$H\cdot 377\Omega$）。

把 $+35dB_{\mu V/m}$ 转换为磁场强度，其等于 $-16dB_{\mu V/m}$。这就引出了一个修正系数 $k=-56dB_{1/m}$。

$$H[dB_{\mu A/m}]=I[dB_{\mu A}]+k$$

我们可以推算出，当发射机屋内电缆上的干扰（共模）电流为 $-2.5dB_{\mu A}$ 时，其在屋外产生的场为

$$H=-58.5dB_{\mu A/m}(1.2nA/m)$$

为了产生 6nA/m（$-44.4dB_{\mu A/m}$）的外部场时，需要的电流 $I=13.8\mu A$（$11.6dB_{\mu A}$）。

分析值和测量值之间的差异近似为 13dB。

由于在 EMC 分析中经常使用“最坏情况”的假设，因此这导致了实际情况通常要好于近似值或计算值。

第 10 章　场计算的数值计算方法

随着计算机硬件的发展，计算电场、磁场和电磁场的程序和程序包也已被开发出来，尤其是在大学和研究机构。这些程序在性能上不断改进，以适应当前最先进的计算技术水平。这些开发的程序形成了特殊的方案，可以为用户提供专业的支持。

当今，已有很多功能强大的程序，它们可以几乎解决所有的电磁场问题，包括特殊的和一般的问题。通过使用现代程序提供的可视化功能，可以以任意的方式有效地表明所研究的问题与哪些参数有关。电磁过程能够使用高时间分辨率来显现，因此，可以用来研究耦合的物理过程。通过结果的处理和可视化，我们首先能够理解一些耦合和传播效应。

当认为程序是 EMC 工程师的工具时，可以细分为如下情况：

1. 当一家大型公司决定利用现代场计算工具分析和解决有关电磁耦合的问题时，那么，除了程序，也要求人员经过很好的培训能够使用这些软件。这些人员也需要花费时间使用这些仿真工具，熟悉这些程序，了解程序的功能和如何运行。此外，软件也需要不断更新。

2. 功能强大的程序，如果不进行足够的培训，那么并不适合用于分析相互间作用的问题和帮助解决兼容性的问题。此外，在任何情况下，工程师都需要具备相关的知识和创造性。

3. 计算机仿真结果的好坏自然地仅与用于仿真的模型有关，即实际问题转化为计算模型。我们假设高级程序，对于其输入数据，能够输出正确的结果。因此，使用软件的关键一步，是实现所使用模型中的物理结构。

4. 使用功能强大的仿真软件时要求具备一定的物理理解能力。当确保模型能够解决特定的问题时，需要使用这样的能力来决定实际系统中的那些细节能忽略。此外，还需知道，哪些几何数据和电气数据会影响结果且必需考虑。当评估和解释结果时，也特别需要物理理解能力。总体来说，目前得到的仿真结果为彩色的图表，或为大量的数值。这些结果必须从以下几方面解释：

- 合理性和物理上正确
- 需要的任何模型的优化

对于电磁兼容性，一些项目（如建造新型的海军护卫舰）需要大量的数值计算；例如，天线的耦合，天线位置的最优设计，天线阻抗和电磁场中的安全性。因此，可能需要把研究的一部分分包给专业的供应商。

主要程序包的基本理论概念可以大体上分为以下 3 种：

- 边界匹配法
- 体积法
- 射线法

此外，更多的附录、小程序和等式将有助于解决特定的问题。本书中命名和讨论了

许多可能的程序。

本章概述了可用于解决 EMC 问题的现代计算技术；简明介绍了不同方法的理论基础，然后讨论了它们的优先应用范围及其限制。但本章的内容并不能代替专门的数值建模书籍。

根据流程图（见图 10.1），10.1 节讨论了如何使用合适的方法；此外，还讨论了不同方法的频率限制（见图 10.2）。图中所示的形式与德国军用标准 VG95 374-4［VG993］的附录 1 相同。

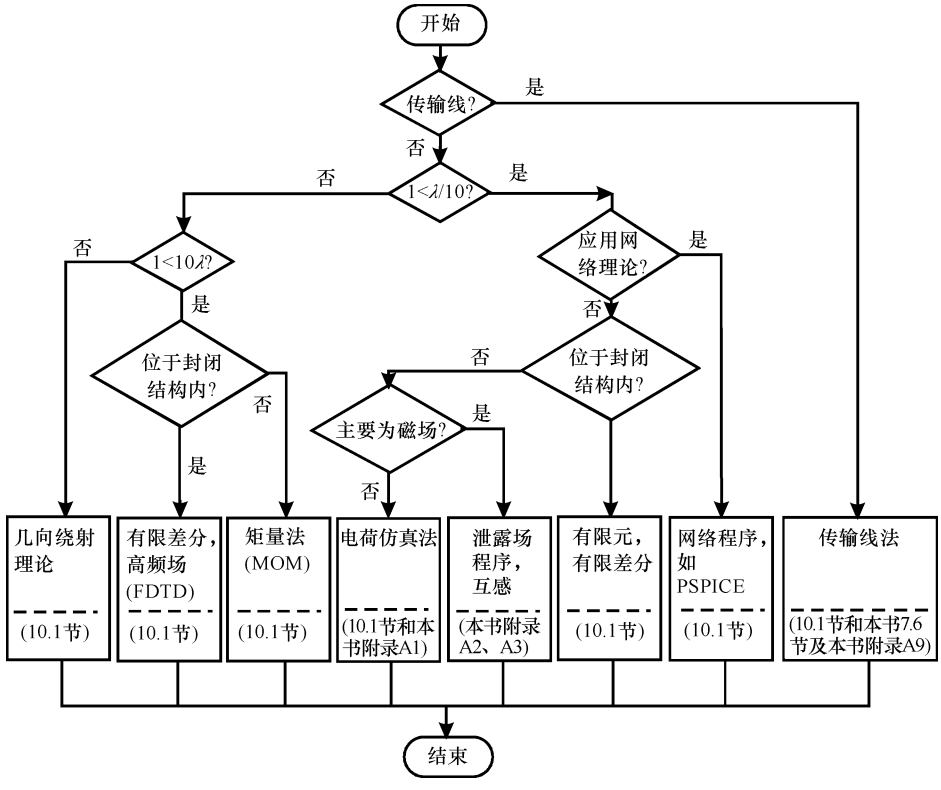


图 10.1　选择合适数值分析工具的流程图（l 为结构的尺寸，λ 为波长）

这些图是作者多年前研究完成的。德国军用标准 VG85 374-4 的附录 1 和附录 2 也包括了大量对 EMC 分析和使用计算机技术建模不同问题的建议。如果读者有正确的软件且希望获得数值算法的经验，那么他们应该自己重新计算这些布置的例子。

10.2 节给出了通过所谓的合理性检查的准则对结果进行验证。一条准则可以表述为，能量必须守恒。即，电阻上消耗的功率和通过闭合表面辐射的功率（为远场的理想情况）必须等于馈入给该结构的功率。

10.3 节给出了一些复杂仿真的结果。这主要是用来表明计算机程序（仿真工具）的先进技术性能，而不是显示在 EMC 上的应用。10.4 节给出了实际结构的数值计算时其模型建立的提示。10.5 节讲述了数值仿真技术，并使用实例分析了两个近距离天线的耦合。

10.1 选择合适的数值计算方法

图 10.1 给出了选择合适数值分析工具的流程图。根据流程图的步骤，首先的问题是：分析的结构是导线（传输线）结构吗？

导线结构不但包括电源线或通信线，而且包括具有长和细导线特征的任何结构。这些结构可以使用传输线理论进行分析。这种方法的优点是仅用较短的时间就可得到结果。此外，得到的结果也容易进行解释。如果传输线理论或基于它的方法不适用，那么结构的几何尺寸和感兴趣的最小波长比将会是下一个关注点。结构的几何尺寸应由所研究系统的最长对角线尺寸确定。

当 $f=100\text{MHz}$ 时，波长等于 3m。然而，当 $f=1\text{GHz}$ 时，波长仅为 30cm。如果结构的尺寸小于感兴趣的频率对应的波长的 $\lambda/10$，那么认为该结构具有静态、稳态或准稳态的特性。当已知或可估算寄生元件的值时，就可以使用网络理论。此外，当寄生元件可以忽略时，也可以使用网络理论。在这种情况下，应用网络计算工具可以得到有用的结果。

当不能使用网络理论时，要做的确定是，结构是否应放置在一个封闭的结构内或者场是否能够传播到自由空间。一般来说，当结构的所有 6 个面都存在边界条件时，这种结构就假设为封闭的结构。如果结构的表面由良导体组成，那么也可假设为封闭的结构。当结构放置在封闭的结构中时，可使用基于有限元法或有限差分法的程序。封闭结构外的电场可以使用电荷仿真法计算。因此，可以应用毕奥-萨伐尔定律计算磁场。

当结构的尺寸大于或等于 $\lambda/10$ 时，就必须考虑高频特性，即因果之间的时延。在微波范围（$l>10\lambda$ 甚至 100λ）时，就必须回归到基本的光学方法。对于封闭结构，当频率范围小于这个门限值（$\lambda/10$）时，在高频应使用有限差分法。对于开放的结构，即辐射到自由空间的结构或无有限边界的结构，则可使用基于数值技术的积分方程。当其特性可以追溯到边界条件的描述时（如场产生的电流），则可使用矩量法（Method of Moments，MOM）作为基于积分方程的主要程序。图 10.1 所示的分类仅作为初步的参考。许多研究结构，尤其大学，对能够仿真复杂结构的程序进行着研究。本书参考文献［HE/HA/GO99］讲述了数值仿真的混合方法。

这种方法结合了传输线理论、积分方程法和几何绕射理论的优点。

当尺寸和波长可比较时，不同方法的优先使用说明如图 10.2 所示。

积分方程法，尤其是矩量法，被认为是 EMC 工程师最重要的数值计算工具。它可以解决几乎所有的电磁场问题，并确保足够密度的离散时的收敛。

不同的数值计算方法在别的书籍中有更深入的讲解。但未见针对不同数值计算方法客观概述的整体描述。不同数值计算方法的简短介绍见本书参考文献［GO/SI92］。

基于传输线理论的方法

当分析无限长的细导线结构或其某些部分时，如接地平面上方的单根导线或空间中的导线对，能够推导出传输线上的电流和电压的解（见式（10.1）和式（10.2））。忽略传输线的辐射能量，根据图 10.3 所示，由传输线上一小段的等效电路就可推导出电流和电压的解。

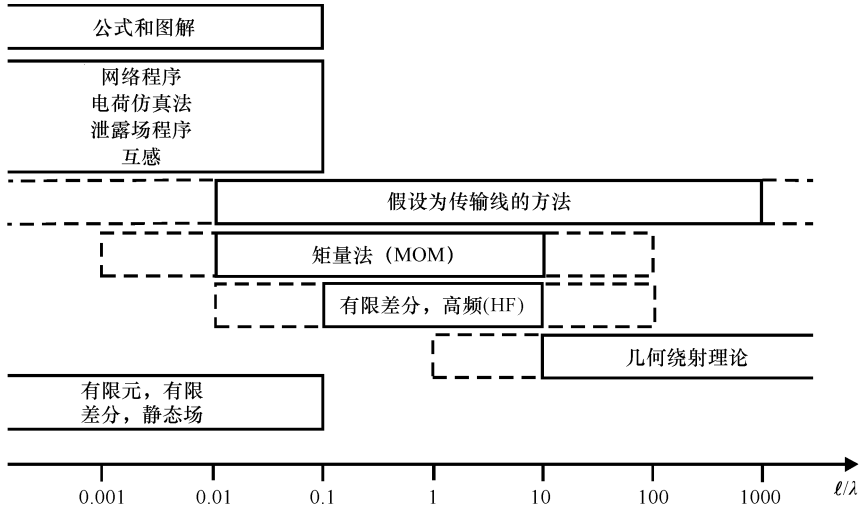


图 10.2　不同方法的优先使用说明

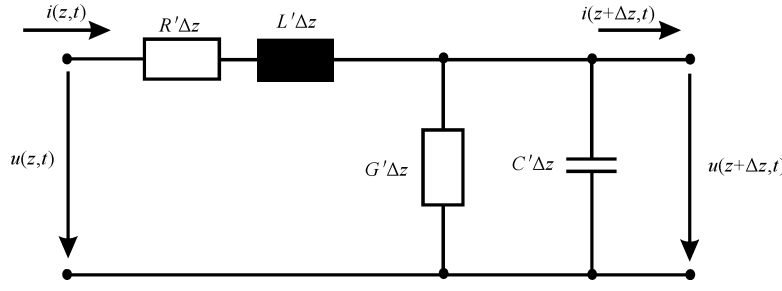


图 10.3　传输线段的长度为 Δz 时的等效电路

R'、G'、L'和 C'是传输线的基本参数，它们可由静态或稳态假设计算得到。Δz 表示传输线段的长度。

传输线上电流和电压的解为

$$\underline{U}(z) = \underline{U}_a \cdot \cosh(\gamma z) - \Gamma \underline{I}_a \sinh(\gamma z) \tag{10.1}$$

$$\underline{I}(z) = \underline{I}_a \cdot \cosh(\gamma z) - \frac{\underline{U}_a}{\Gamma} \sinh(\gamma z) \tag{10.2}$$

$$\gamma = \sqrt{(R' + j\omega L') \cdot (G' + j\omega C')} = \alpha + j\beta \tag{10.3}$$

$$\Gamma = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \tag{10.4}$$

γ 和 Γ 是传输线的辅助参数，它们可由传输线的基本参数计算得到。如果已知所连接的终端阻抗和源的参数，那么就可以完全确定传输线的电磁特性。使用由入射场计算的纵向电压源（与图 7.43 所示的相比），图 10.3 所示的等效电路成为具有分布源的传输线。对于这种结构，可以计算得到频域的封闭解（与本书 7.6 节相比）。

$$\Delta u(z,t) = -E_z \cdot \Delta z \tag{10.5}$$

可以使用多种方法进行分析：

1. 把传输线分成小段，根据每单位长度的参数和分段的长度计算每一段的集总电路参数。然后使用网络分析程序求解这个电路。

2. 利用传输线的传输特性（无色散的无损耗传输线），即信号在传输线的两端之间无失真的传输。时间差由传播时延产生，可由传输线的基本参数计算（Bergeron 法）得到。传输信号的解是所有正向和反向传输信号的叠加。

本书参考文献［SCH94］给出了传输线理论的可能应用的总结。

电路分析程序

当已知给定电路中的电源和分立元件的参数，就可使用电路分析程序计算电路中的电流和电压。利用基尔霍夫电流和电压定律，可以很容易地编写计算简单网络的程序。根据使用手册，应使用最先进的程序。SPICE 软件（PSPICE）极其有用，其免费版本非常适合简单的 EMC 分析。

基于有限元和有限差分的方法

有限元法和有限差分法是将感兴趣的场区域分成有限个大的单元。麦克斯韦方程以近似的形式应用于这些单元。这些有限单元以及它们的边界线认为是具有单元格和结点的网格。

对于有限差分法，可由麦克斯韦方程推导出电位差方程，它可应用在差分近似中：

对于电场 $\Delta\varphi = 0$

对于磁场 $\Delta\Psi = 0$

这些差分方程可以连续的应用在网格的所有结点。

对于有限元法，建立场中存储的能量方程，通过使用函数 ϕ（x，y，z）的规范，可以简化节点电位的能量方程。更详细的信息见本书参考文献［SCH93］。

$$W(x,y,z) = \frac{1}{2}\varepsilon\iiint\left(\frac{\partial^2\phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2\phi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2\phi}{\partial z^2}\right)\mathrm{d}x \cdot \mathrm{d}y \cdot \mathrm{d}z \qquad (10.6)$$

泄漏场程序和确定互感的程序

本书附录 A2 和 A3 中给出了计算泄漏场和互感的程序。

电荷仿真法

金属结构上的物理电荷分布，即表面电荷分布，可由数量有限的点电荷、线电荷，环形电荷或表面块电荷替代。特定点的电场由这些等效电荷产生的场叠加而成。替代电荷的类型和它们的位置可以预先设定。然后，使用导体表面的边界条件 $E_{\tan} = 0$ 时 $\phi = \phi_i$ = 常数，可以计算这些电荷的数值。实际的电荷分布由等效电荷替代。对于 n 个等效电荷，在电位已知的表面上选择 n 个对应位置（等位点）。因此，能够确定 n 个等效电荷的数值。如果已知等效电荷的数值，那么就可以计算出所研究结构的完整电场。由以上内容我们知道，电荷的数量以及它们的位置对结果影响很大。相关详细信息见本书参考文献［SI/ST/WE74］。

积分方程法（尤其是矩量法（MOM））

在电荷仿真法中，是用等效电荷替代实际的电荷分布。使用由与 EMC 有关的积分方程推导的方法（即 MOM），能够描绘出基于这种仿真方法得到的电流。物理表面电流（电

流分布)由有限数量的等效电流替代。所研究的几何结构可以分成不同的部分或块。等效电流的位置和形式(与局部有关)分配给每一部分或块。利用边界条件 $E_{\tan}=0$,通过求解方程组可以计算电流的大小。相关详细信息见本书参考文献[GO/SI92]。

高频场的有限差分法

将感兴趣的场空间分成多个部分,每一部分为二维或三维的单元结构。一个单元用于定义电场的计算点,另一个单元用于磁场的计算。这两个单元结构尺寸的一半是重叠的。

中心差分近似用于麦克斯韦方程组,有:

$$\mathrm{rot}\,\vec{H}=\mathrm{j}\omega\varepsilon\,\vec{E} \tag{10.7}$$

$$\mathrm{rot}\,\vec{E}=-\mathrm{j}\omega\mu\,\vec{H} \tag{10.8}$$

这样,我们就能得到差分方程。然后,这些方程在时间步进的程序中交替地应用于所有的单元。更详细的信息,读者可参考本书参考文献[CH/SI80]。

几何绕射理论

在甚高频范围内,可通过使用一定数量电磁波的离散射线计算几何结构的电磁特性。直射线、物体反射的射线、边缘和角落散射的射线和沿凸曲面弯曲路径上的射线之间有着很大的区别。几何散射理论的完整讲述详见本书参考文献[MC/PI/MA90]。

10.2　合理性检查

对于 EMC,电磁计算的结果应做到没有任何异议。我们已经表明,使用计算电磁场的程序,要求使用者具备电磁场理论和天线技术的基础知识。这种基础知识有助于建立模型,但更重要的是可以用来评价和验证结果。通过不断地使用程序,使用者能够详细地了解它的优点和不足。有时需要通过参数的变化来验证结果,使用者也应知道这种情况。

可以使用确立的完善程序和物理条件来验证结果或进行合理性检查。这些方法适合于提高所得结果的置信度和确定性。

1. $\sum P_i=0$ 功率平衡

对于封闭的系统,需要满足功率平衡。考虑频域中的电磁系统,可以推导出如下的功率平衡条件:

> 电阻消耗的功率加上所研究结构远场的闭合球面上的辐射功率(功率密度,坡印廷矢量)必须等于馈入系统的功率。

对于只有一个馈入点的简单情况,可以得到:

$$I^2\cdot\mathrm{Re}(\underline{Z}_{\mathrm{ein}})=\sum I_i^2\cdot R_i+\int_0^{2\pi}\int_0^{\pi}\frac{E^2}{\Gamma}r^2\sin\vartheta\cdot\mathrm{d}\vartheta\cdot\mathrm{d}\varphi \tag{10.9}$$

式中,$\mathrm{Re}(\underline{Z}_{\mathrm{ein}})$ 为馈入点输入阻抗的实部;R_i 为第 i 个电阻;$\int_0^{2\pi}\int_0^{\pi}\frac{E^2}{\Gamma}r^2\sin\vartheta\cdot\mathrm{d}\vartheta\cdot\mathrm{d}\varphi$ 为整个球面上辐射的功率。

对于远距离时球体上的辐射，基于矩量法的很多程序，可以计算和给出其总功率。如果不能进行这种功率计算，那么通过假设天线的增益为 $3dB_i$（功率时对应的因子为 2）可以估算功率。然后使用程序计算距离为 r 时的最大场强。由式（10.10）可以近似计算闭合球面上的辐射功率：

$$P_{rad} = \frac{1}{2} \cdot \frac{E_{max}^2}{\Gamma} 4 \cdot \pi \cdot r^2 \tag{10.10}$$

上式得到的功率是一个粗略的估计值，其与式（10.9）计算的功率应该是同一数量级，该功率的估计值可用来检查系统的功率平衡。

如果该估计值不准确，那增益可根据下式近似计算：

$$D = \frac{41.000}{\Delta\varphi \cdot \Delta\vartheta} \tag{10.11}$$

式中，$\Delta\varphi$ 和 $\Delta\vartheta$ 分别为结构中天线的水平和垂直开孔角（3dB 点之间的角度，单位为度）。式（10.10）可以变换为

$$P_{rad} = \frac{1}{D} \cdot \frac{E_{max}^2}{\Gamma} 4 \cdot \pi \cdot r^2 \tag{10.12}$$

2. $Z_{12} = Z_{21}$，端口参数的互易

由一副天线（干扰源）、复杂的加强结构和另外一副天线（干扰接收器，受扰者）组成的几何结构，可以看成是一个互连的双端口电路，如图 10.4 所示。

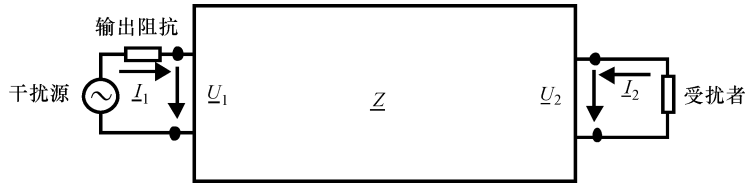


图 10.4 源、电磁环境和受扰者组成的结构

双端口电路的传输方程，可以用 Z 参数表示：

$$[\underline{U}] = [\underline{Z}] \cdot [\underline{I}] \tag{10.13}$$

下面给出了上式的分量形式：

$$\underline{U}_1 = \underline{Z}_{11} \cdot \underline{I}_1 + \underline{Z}_{12} \cdot \underline{I}_2 \tag{10.14}$$

$$\underline{U}_2 = \underline{Z}_{21} \cdot \underline{I}_1 + \underline{Z}_{22} \cdot \underline{I}_2$$

假设是线性的（即电压加倍则电流也加倍），双端口电路认为是互易的，则得到：

$$\underline{Z}_{12} = \underline{Z}_{21} \tag{10.15}$$

这种条件可用于合理性检查。利用这种条件，根据式（10.14）得到：

$$\underline{Z}_{12} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_2}\Big|_{\underline{I}_1 = 0} \tag{10.16}$$

$$\underline{Z}_{21} = \frac{\underline{U}_2}{\underline{I}_1}\Big|_{\underline{I}_2 = 0} \tag{10.17}$$

步骤：

（1）在任意复杂的结构中选择两个端口（端口 1 和 2）。

（2）端口 1 端接高阻抗$\underline{Z}_1$。一般来说，1MΩ 的电阻就足够。

（3）端口 2 馈入电压、电流或功率，计算流入端口的电流 $\underline{I}_2$。

（4）测量和记录高阻抗负载 $\underline{Z}_1$ 上的电压，称为 $\underline{U}_1$，计算$\underline{Z}_{12}=\dfrac{\underline{U}_1}{\underline{I}_2}\Big|_{\underline{Z}_1=\infty}$。

（5）交换端口 1 和端口 2 的功能，即馈入端和终端，计算$\underline{Z}_{21}=\dfrac{\underline{U}_2}{\underline{I}_1}\Big|_{\underline{Z}_2=\infty}$。

（6）比较第（4）步和第（5）步的结果，应得到$\underline{Z}_{12}=\underline{Z}_{21}$。

说明：如果使用不同的改进和加权功能来推导应用方程，那么这个判断标准尤其敏感。使用伽略金法根本上满足这种条件。

3. $H_\phi=\dfrac{I}{2\pi r}$安培定理（整体）

在麦克斯韦第一方程中忽略位移电流（$\partial\vec{D}/\partial t$），则得到：

$$\oint_s \vec{H}\cdot \mathrm{d}\vec{s}=\int_A \vec{J}\cdot \mathrm{d}\vec{A}=I \tag{10.18}$$

对于同轴形式中具有返回导体或放置在较远的圆柱导体，我们可以得到：

$$H_\varphi=\frac{I}{2\pi r} \tag{10.19}$$

场点的磁场 H_φ（切向分量）等于导线中流过的电流除以场点到导线轴向的距离乘以 2π（即距离为 r 时的周长）。

可以使用安培定律验证结果（作为近似）。可以计算导体所在位置的圆柱导体表面的磁场，即在该位置可以忽略几何结构其他部分的影响。根据式（10.19），估算的结果应与程序计算的结果具有相同的数量级。

4. $\vec{S}=\vec{n}\times\vec{H}$，安培定律（局部）

安培定理也可以在局部进行解释，因此只考虑导体表面的一小部分。由于集肤效应，电流在薄层内流动（见图 10.5）。因此可以定义电流的表面密度$\vec{S}$（单位为 A/m）。

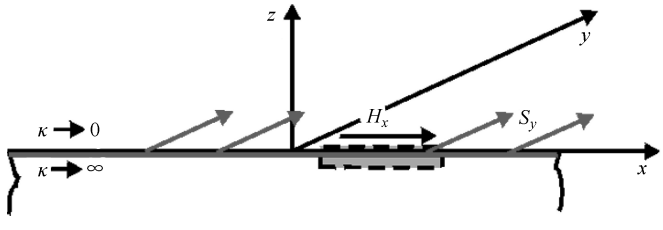


图 10.5　具有表面电流的导体薄层的横截面

电场强度和磁场强度在导体的内部迅速减小。对应的，电流或电流密度也迅速减小。当深度等于 4.6 倍的集肤深度时，这些值仅为原始表面值的 1%。

在表面上选择周线 s 作为磁场 H 的积分路径，导体上的深度作为返回的积分路径，

其中 H 为无穷小，根据式（10.18），我们得到：

$$\oint_s \vec{H} \cdot \mathrm{d}\vec{s} = H_x \cdot s \tag{10.20}$$

电流穿过周线 s 限定的表面时，可以得到：

$$\int_A \vec{J} \cdot \mathrm{d}\vec{A} = S_y \cdot s \tag{10.21}$$

结合上两式，可得到：

$$H_x = S_y \tag{10.22}$$

磁场的方向可由右手准则确定，即当磁场 H 的积分路径相对于表面为顺时针时，则电流流入表面。

一般来说，这种方向之间的关系可由下式表示：

$$\vec{S} = \vec{n} \times \vec{H} \tag{10.23}$$

图 10.6 给出了这种方向关系。

对上述讨论作合理性检查（plausibility check），意味必须要计算导体表面上特定区域的磁场和表面电流密度，得到的这两个值必须相等。由于这两个值一般是利用不同的计算算法进行计算的，因此这两个值的相等并不是不证自明的。

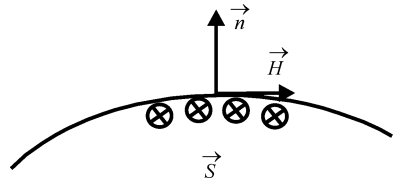


图 10.6 $\vec{S}$、$\vec{n}$和$\vec{H}$的方向

5. $E_{\tan}=0$——不存在切向场

理想金属导体表面的电场矢量的切向分量应为零（或非常非常小）。使用电场 E 计算电流密度 J，两者很明显满足如下的条件：

$$\vec{J} = \kappa \cdot \vec{E} \tag{10.24}$$

$E_{\tan}=1\mathrm{V/m}$ 的切向电场在铜中产生的电流密度为

$$J_0 = \kappa_{\mathrm{Cu}} \cdot E_{\tan} = 57 \times 10^6 \frac{\mathrm{A}}{\mathrm{V \cdot m}} \times 1 \frac{\mathrm{V}}{\mathrm{m}} = 57 \times 10^6 \frac{\mathrm{A}}{\mathrm{m}^2} \tag{10.25}$$

导体表面 $E_{\tan}=0$ 的条件在很多程序中作为边界条件，用来计算其他未知量。这些未知量可能是电荷仿真法中的等效电荷或者是电流仿真法中的等效电流。

很显然的是，仅对表面上的有限数量的点，可以使用和满足这种条件。由于程序中使用的数值是离散化的，因此可能会出现有限值的情况。

通过计算求解方程组时没有使用的点的切向电场是否满足条件 $E_{\tan}=0$，来验证计算的质量，这因此也验证了模型。得到的结果一般不等于 0。因此，这种条件还需要扩展，同时需要计算这些点的电场法向分量。切向分量与法向分量的比应小于 10^{-8} 甚至 10^{-10}。

$$\frac{E_{\tan}}{E_{\mathrm{norm}}} \leqslant 10^{-8} \text{甚至} 10^{-10} \tag{10.26}$$

6. $[Z]\cdot[Z]^{-1}=[E]$，$\tau_{12}=\dfrac{s_2-s_1}{c}$ ——满足数学和物理准则

a）矩阵检查

大多数情况下，电磁场数值计算的原理是基于几何结构的离散化，一般来说是空间的离散化。对于每段长度、面或者空间单元，根据使用的数值计算方法来定义函数，然后要决定这个函数的权重或幅度。计算权重可能要使用迭代算法或求解矩阵方程组。

计算过程中，通常需要求逆矩阵。对于矩量法，需要求阻抗矩阵的逆矩阵，这很大程度上取决于问题的复杂性和离散化。

求解的矩阵（逆矩阵）乘以原始矩阵应等于单位矩阵，此外，当值小于 10^{-10} 甚至 10^{-12} 时认为是 0。

因此，通过比较原始矩阵和逆矩阵的乘积是否等于单位矩阵，可进行合理性检查。通过这种方法，可以检查求逆算法的质量，同时也可以发现模型中的误差。

如果矩阵是超定的或矩阵的行或列在数学上是不独立的，则矩阵的求逆会产生随机的结果。当所研究结构的两个部分位于大系统中的相同位置时，就会出现这样的情况。当两条线相交的角度很小时，将会出现更不确定的情况。因此，它们的横断面部分重叠或重叠，从物理的角度这是不可能的。

作者的经验是，当得到不准确的结果时，应检查矩阵。一般来说，当不能得到单位矩阵时，肯定存在严重的误差。

当使用成熟的程序代码，并且使用者具有一定的使用经验时，上述的矩阵判定是繁琐的。尤其当考虑计算时间时，这里的矩阵求逆检查就可以忽略。此外，应考虑到当使用当今的计算技术时，求逆矩阵的存储空间通常和原始矩阵的相同。因此，仅要求存储矩阵和可能的 1 个或 2 个中间变量。矩阵求逆之后，所得到的结果矩阵存放在原始矩阵的存储空间。这样做可以节省计算机的资源。因此，原始矩阵不会存在很长时间，在求逆之前必须单独存储。

如果研究者不想完全放弃矩阵检查，那么可以应用一个简化的程序。根据作者的经验，此程序能满足 98% 的案例情况。在此程序中，仅需要存储原始矩阵的第一行，然后与逆矩阵的第一列相乘。若计算时数值为实数，则结果应为实数“1”，若为复数，则结果应为复数 l（1，0）。

b）传播时间的检查

空间两点之间的距离除以速度，就可求出因果之间的时延：

$$\tau_{12} = \frac{s_2 - s_1}{c} \tag{10.27}$$

c）终值的检查

如果阶跃函数用来激励含有电容的闭合环路，则当时间 $t \to \infty$ 时，电容电压必须达到其最终值。

如果闭合环路含有电感（和电阻负载），则当时间 $t \to \infty$ 时，电路中的电流值必须达到 DC 值。

d）低频检查

用于频域仿真的程序，都应具有较小的低频限值。这个频率限值取决于不同的影响因素和要仿真的布置本身。基于矩量法的最先进程序能够仿真到几 Hz 的频率。

当适用时，应进行低频解的合理性检查。根据本书附录 A1 ~ A3，使用网络或低频

程序得到 DC 或低频解，然后检查仿真程序的解是否趋于这些 DC 或低频的近似值。

说明：由以上的合理性检查，我们可以得到，射频仿真工具一般用于计算复杂布置的电容和电感。低频时，拉杆天线的输入阻抗可以近似为

$$Z_1 \approx R_{\text{rad}} - \text{j}\frac{1}{\omega C_{\text{stat}}} \tag{10.28}$$

环天线的输入阻抗可以近似为

$$Z_{\text{in}} \approx R_{\text{rad}} + \text{j}\omega L_{\text{self}} \tag{10.29}$$

式中，R_{rad}为根据表 5.1 得到的辐射阻抗；C_{stat}为拉杆天线的静态电容 L_{self}为环天线的自感。

习题

习题 10.1　车顶天线在 141MHz 时的辐射功率为 5W，距天线 10m 处的电场强度为 10V/m。这个结论是否正确？解释你的答案。

习题 10.2　雷达天线的波束宽度为 $\Delta\varphi = 4°$和 $\Delta\vartheta = 6°$，当辐射的峰值功率为 1MW 时，距其 1000m 处的场强多大？

习题 10.3　利用程序 CONCEPT 计算：地平面之上的拉杆天线在 10kHz 时的输入阻抗为 $Z_{\text{in}} = 40.3\mu\Omega - \text{j}167\text{k}\Omega$。天线长度 $l = 10\text{m}$、直径 $d = 2\text{cm}$ 时，拉杆天线对地的静态电容多大？

习题 10.4　利用程序 CONCEPT 计算：长度 $l = 30\text{cm}$、导线半径 $R = 1\text{cm}$ 的方形环天线在频率 $f = 1\text{kHz}$ 时，其输入阻抗 $Z_{\text{in}} = 0 + \text{j}5.1\text{m}\Omega$。环天线的自感多大？

习题 10.5　面积分别为 $A_1 = 0.5\text{m}^2$ 和 $A_2 = 1\text{m}^2$ 的两个正方形环路，平行放置在同一轴线上，两者相距 $d = 40\text{cm}$。两环路的导线半径 $R = 1\text{mm}$（见图 10.7）。

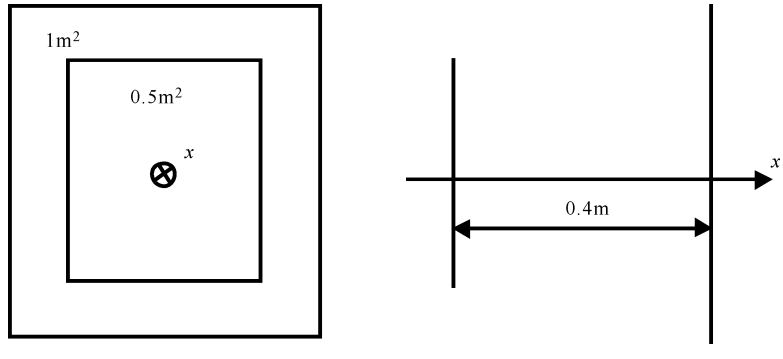


图 10.7　两个正方形环路

a）使用程序 CONCEPT 的 demo 版本，计算两个环路的自感 L_1 和 L_2 以及它们之间的互感 M_{12}。

b）使用程序 MUTUAL 的 demo 版本，计算两个环路的自感 L_1 和 L_2 以及它们之间的互感 M_{12}。

当 $f = 10\text{kHz}$ 时，环路 1（0.5m^2）馈入的电压 $U_1 = 1\text{V}$。

c）环路 2 短路时流过的电流 I_2 多大？分别使用程序 CONCEPT 和近似解 $I_2 \approx \frac{M_{12}}{L_2} \cdot \frac{U_1}{\omega L_1}$ 计算 I_2（即 $I_2 = I_{2,\mathrm{CONCEPT}}$，$I_2 = I_{2,\mathrm{GENEN}}$），并比较这两个结果。

习题 10.6　在如下的频率时使用接地平面之上的 2 个拉杆天线验证端口参数的互易性：

a）1kHz

b）1MHz

c）1GHz

拉杆天线 1 的长度 $l_1 = 8\mathrm{m}$，半径 $R_1 = 1\mathrm{cm}$；拉杆天线 2 的长度 $l_2 = 6\mathrm{m}$，半径 $R_2 = 1\mathrm{mm}$。两个天线之间的距离 $d = 10\mathrm{m}$。评估所得到的结果。

10.3　实例分析

以下的实例是利用程序 CONCEPT 进行计算的。感谢 Singer 教授提供的结果。这些例子用来表明当今（2006 年的夏季）程序分析复杂结构的电磁性能时的先进技术能力。这些实例介绍的重点是给读者简单介绍当今程序的特点。当读者使用这些程序时，可帮助他们进行选择。

这里并没有提到其他程序，读者如果感兴趣，可参考 IEEE Transactions on Antennas and Propagation（IEEE TAP）和 IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility（EMC）的广告（包括彩图）中提到的仿真工具。

本章的实例仅简单的介绍了它们的几何布置和电参数。

10.3.1　轿车中谐振的研究

轿车谐振特性的研究，是作为德国汽车技术协会一个项目（见本书参考文献［GO/NE93］）的一部分。

图 10.8 给出了两个不同频率（30MHz 和 40MHz）时我们所熟知的轿车的表面电流。红色区域（发动机罩，40MHz 时图中的较亮区域）表明表面电流大，蓝色区域（30MHz 时图中的较暗区域）表明表面电流密度较小。平面波从车辆的前面照射；两种情况波的幅值相等。我们可以清楚地确认，车辆在 40MHz 时产生谐振。通过比较两个频率时的电流幅值表明，谐振时幅值增加了几乎 20dB。当我们看这些图时，应指出的是，这些仿真是十多年前完成的。当使用现在的程序时，给出的仿真结果都是标准的彩图。

10.3.2　电介质材料对印制电路板辐射的影响

在本例中，一条 10cm 长的走线放置在理想导电表面之上 0.3mm 处。分别研究印制电路板上有/无电介质材料（$\varepsilon_r = 4.7$）时走线的电磁辐射。

研究图 10.9 左图所示的布置。右图给出了 800MHz 时两种情况的垂直辐射图。

a)

b)

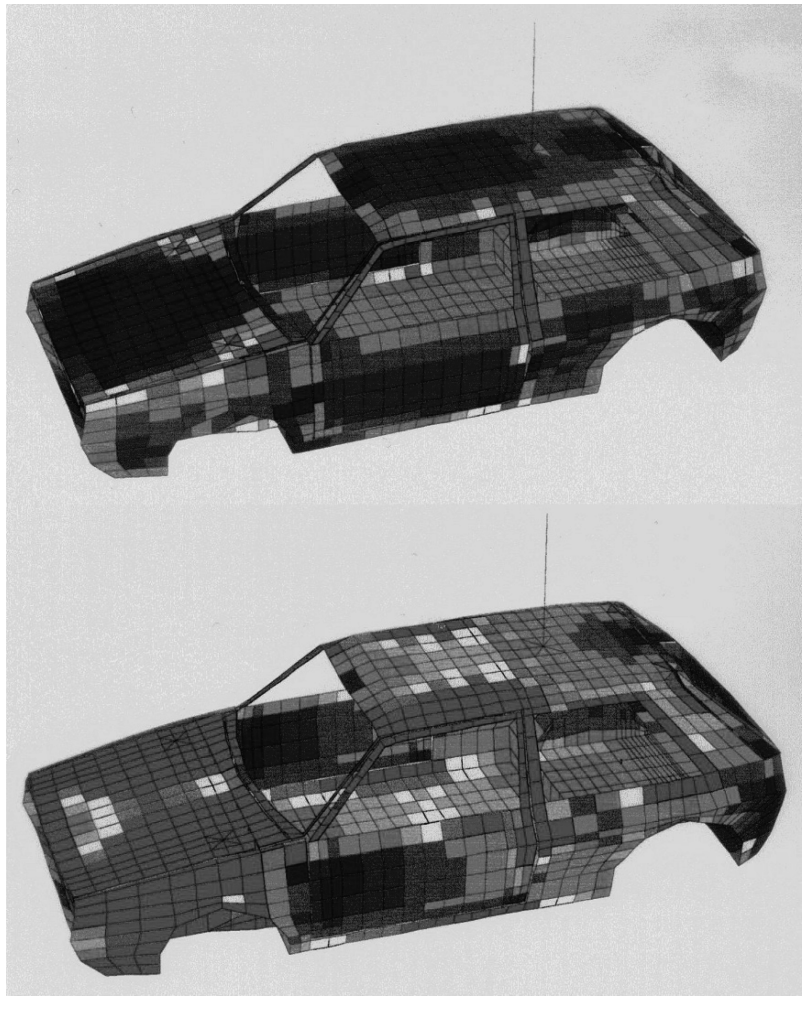


图 10.8 平面波从车前照射时轿车上的表面电流

a) $f=30\text{MHz}$ b) $f=40\text{MHz}$

由于含有电介质的材料的介电特性，走线的辐射较小。这是由于走线和导电平面之间电气距离减小的缘故。

10.3.3 移动电话的辐射

电磁辐射对人体健康影响的讨论已经达到了一个新的高度。目前人们已不再讨论场的存在、电磁场的准确测量或有关场进入人体的内容。当今，讨论的是这些特性的限值。在场的特点及其确定方面，电磁场的数值计算已提供了相当大的帮助。

使用仿真技术，能够准确地测量和预测电磁场。因此，需要解决的问题是，评估这种场的影响是否取决于门限效应或吸收剂量，以及评估场的幅值、频率或调制是否存在有害的影响。

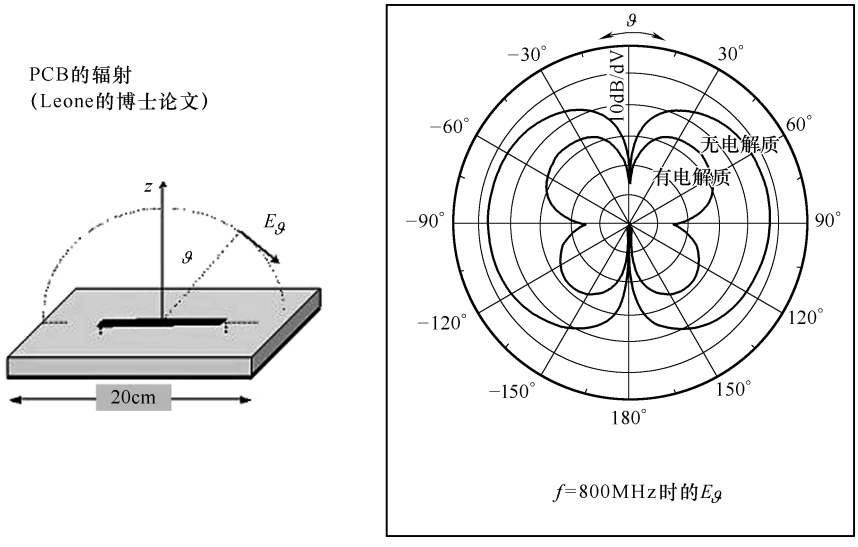


图 10.9　PCB 上传输线组成的布置（左图）和 800MHz 时有/无电介质材料时该布置的垂直辐射图（右图）

图 10.10 给出了使用移动电话时的人头模型和频率为 900MHz 时产生的电磁场。左图给出了头部和移动电话的分区模型，右图给出了进入头部的电磁场。头部视作相对磁导率 $\varepsilon_r = 49$ 的均匀有耗电介质进行建模。

电磁波进入人体介质中，波长减少为 $\lambda_D = \lambda_0 / \sqrt{\varepsilon_r}$。从物理学的角度，这是非常有趣的。波在头部的周围以光速传播；当波穿进头部传播时，其传播速度大概只为光速的 1/7。在介质与空气的边界上，两种波都存在。因此，边界上的每点在任意时刻都应满足边界条件 $E_{tan1} = E_{tan2}$。

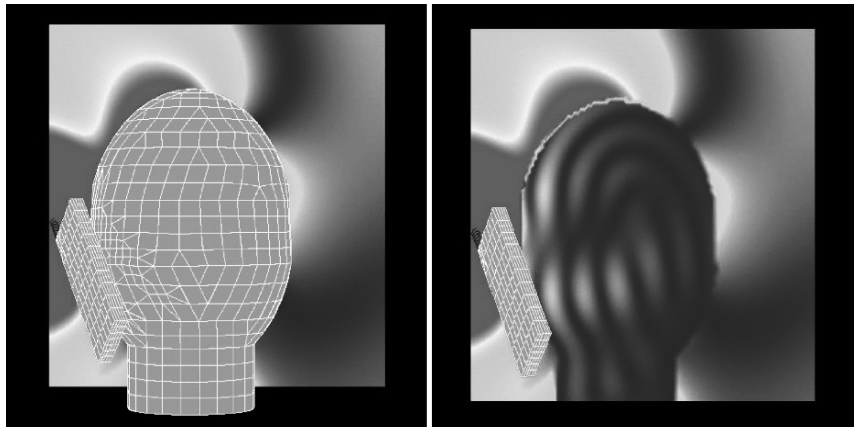


图 10.10　移动电话的辐射

10.3.4 护卫舰的电磁场

通常，移动军事系统都有它们自己的电源系统。此外，系统还有内外的通信设备、大量的自动化和控制设备、高灵敏度的传感器和接收系统，以及它们所需的天线。这些系统内的电磁干扰会产生致命的后果。

因此，在军工产品的系统的构建和制造过程中，应执行 EMC 计划以防止电磁干扰(见本书第 9 章)。在 EMC 的计划过程中，电磁场的仿真日益重要。这些仿真包括不同无线电设备之间的干扰、无线电设备和电子设备之间的干扰，以及无线电设备相对于馈入点的阻抗特性、天线辐射图和危害区域。

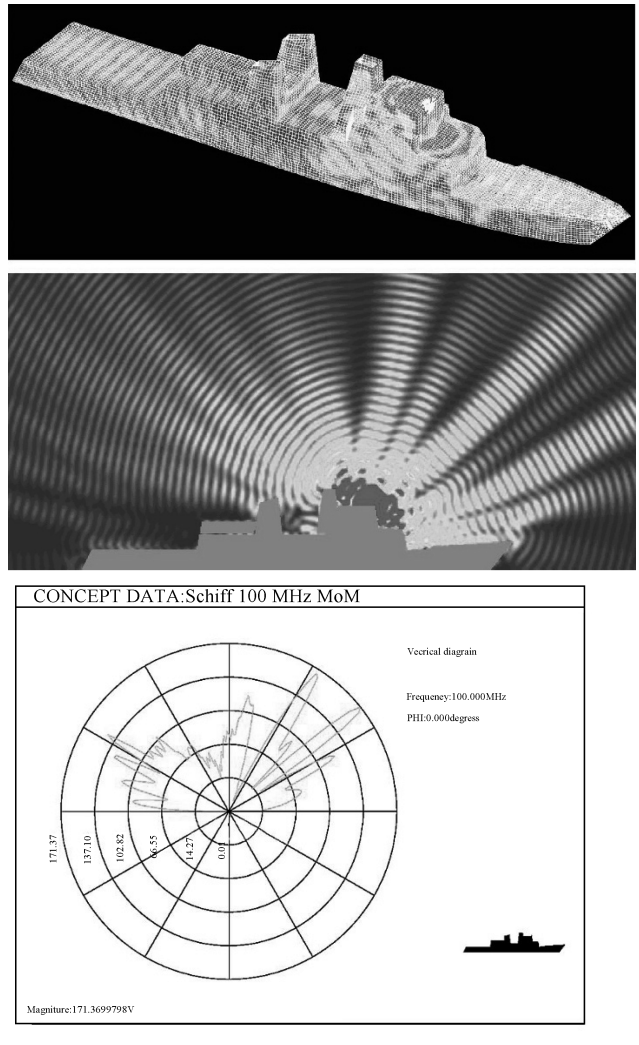


图 10.11 频率为 100MHz 时护卫舰的控制台站的天线辐射及数值计算结果
(上图为表面电流；中图为护卫舰附近的场；下图为垂直天线的辐射)

图 10.11 给出了频率为 100MHz 时护卫舰的控制台站的天线辐射及数值计算结果，上图给出了表面电流，中图给出了护卫舰附近的场，下图给出了垂直天线的辐射图。

10.4　数值方法的使用指南

当今用于计算电磁场和耦合的程序包的功能不但强大，而且高级。因此，在解释结果时，用户可以假设，作为初步的分析，基于给定的输入得到的数值结果是正确的。不合理或无物理意义的结果，通常都可以认为是输入数据的错误或者不合适的仿真条件造成的。大多数的程序能检查出，甚至能纠正输入的可能错误，如相对于波长分段长度的不足，或者圆柱导线分段的半径和长度之比不正确。此外，大多数的程序能够提供可视化的几何输入数据，这将使用户输入数据后，能直接发现主要的错误。

然而，使用程序的内部检查并不能发现所有的输入错误。因此，用户应具有一定的物理知识和工程创造性。以下的设计指南表明了进行有意义的 EMC 分析时数值计算方法的使用过程；这些设计指南主要是基于矩量法（MOM）的。然而，大多数的指南也可应用于其他方法。

数值计算的应用，通常在两个层次上进行：

1. 为了快速地检查物理环境，要估计耦合是否会产生干扰，目的是再次确保物理上的经验值或测量结果是正确的。但是，这时并不关心每一个细节或所有的影响量。然而，分析的主要目的是给出是/否/可能的陈述，然后这可以作为下一步的指导。

2. 为了进行更深入的数值计算要解决如下问题：系统的构建，设备的布置或无线电系统的优化。在复杂系统的构建和制造阶段，肯定要使用这些复杂的仿真。由于失误而要求后期改变系统的结构，其成本要比数值计算的成本大很多。

不管用户处于哪个层次，学习使用合适的仿真工具是必要的。此外，读者可以参考 UG95 374 第 4 部分的附录 2（即本书参考文献［UG933］），其中给出了一些布置实例的结果。

本书 9.3 节已给出了分析给定或假定干扰问题的 5 步算法。当读者考虑使用数值计算程序时，也应使用这个 5 步算法。根据 5 步算法，第 1 步应表明要求，对于分析，要准确地定义研究所要解决的问题；接下来，是收集干扰源、受扰者和耦合路径的数据；然后，第 3 步是使用合适的模型进行分析，分析得到的结果可能是“如所假设的无严重影响”或者是对耦合采用规定的措施；最后一步仅是为了完整性，即通过测量进行验证。其中，建模是分析中最重要的一步。

模型的建立

数值计算的结果仅与仿真的模型有关。这可以称为“无用输入 = 无用输出”。

模型必须合理地描述物理布置，并使用在有限时间内能够分析该模型的软件进行仿真。建模时必须认真仔细。然而，模型建立和数值仿真过程中知识的获得遵循指数函数 $(1-e^{-n})$，n = 进行仿真的次数。

经过一些仿真和计算后，我们能够明白的是，可以建立哪些物理结构，能确定理想

和实际之间的差异。此外，我们也会更加深入地理解耦合的物理过程；也可以很快地清楚，什么布置是关键的，对于哪些特定情况可以使用简化的模型。

建立模型的指南

以下内容与利用基于矩量法的程序在频域如何进行计算有关。

1. 一旦我们清楚，需要知道哪些内容并已经收集了这些数据，就可以建立模型。这意味着，建模者需要使用适量的纸张绘制出干扰情况的示意图。在示意图中，干扰源和受扰设备起着中心作用。应记录干扰源和受扰设备，同时还包括它们的几何和电数据以及两者间的距离。

2. 如果需要的话，接下来的一步是简化干扰源和受扰设备，目的是能够使用所选择的程序。例如，如果我们关注的是某一点的短路电流，那么可以在模型的这点串进一个小电阻（1mΩ），然后计算该电阻两端的电压。如果建模者关注的是开路电压，则可以在适当的位置加入一个非常大的电阻（1MΩ）。

3. 接下来的问题是需要考虑有关环境（金属）的细节。为了应用合理的决定，所有的细节必须与关注的波长有关。海军舰船的金属桅杆长度为16m，其电尺寸比10MHz时的半波长稍大一点。我们能够确定的是，它将严重影响拉杆天线（长为10～12m）的电磁场。在甚高频范围中使用的拉杆天线长度为0.8m。当10MHz时，天线的电长度只比0.3λ稍小一点。因此，这个天线可能不会影响拉杆天线的特性或电磁场。

下面是建立的一些简单的规则：

a）当金属结构接近（距离小于λ/4）受扰设备或干扰源时，仅需要考虑结构的尺寸小于λ/10的部分。

b）即使金属结构距离受扰设备和干扰源数个波长时，也需要考虑结构的尺寸大于等于λ/4的部分（具有接地参考）或大于等于λ/2的部分（无接地参考）。

c）当金属结构的放置位置距受扰设备和干扰源小于2λ时，需要考虑结构的尺寸大于λ/10且小于λ/2（λ/4）的部分。

d）薄的结构会在谐振频率处产生相关影响的尖峰谐振。

e）大的孔缝（相对于长度的大区域，大周界）会产生宽带谐振，对EMC产生宽带影响。

4. 如果要在宽频带的范围内进行研究，如海军舰船上频率范围为2～30MHz的拉杆天线，那么工程师要考虑以下两个问题：

- 随着频率的增加，增加模型的复杂性。
- 寻找结构中的谐振。

5. 如果我们怀疑实际系统到模型的转换，那么应通过参数的变化，确认模型中要求进行的简化和更多的细节是否正确。例如，考虑如下的情况，使用承重桅杆将船上的钢导线栏杆与地相连，这就形成了一个环天线。

下面的两个例子例证了以上的指南，尤其是考虑了谐振的影响。

例10.1 导电接地平面之上的拉杆天线，其长度为10m、直径为2cm；频率为4.5MHz、5MHz和5.5MHz时，发射功率为100W。长度为15m、直径为30cm的钢桅杆，

放置的位置距天线 12m（位于 x 方向）。图 10.12 给出了 3 个频率时拉杆天线的水平极化天线方向图，其包括了桅杆的影响。单独拉杆天线的方向图应是一个圆。

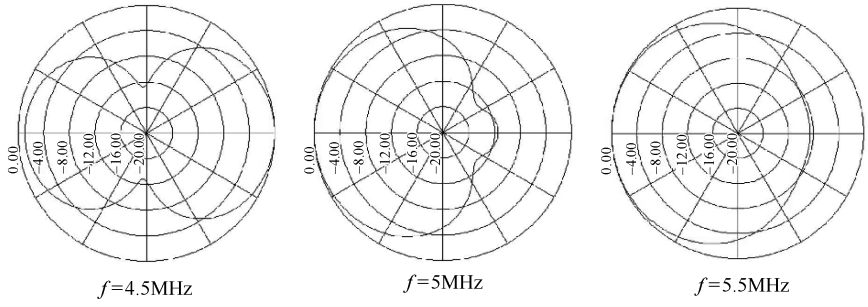


图 10.12　寄生辐射体对水平极化天线方向图的影响（钢桅杆的影响改变了拉杆天线的圆形方向图，并产生了增益；当桅杆上出现 $\lambda/4$ 谐振时，该增益最大）

例 10.2　导电接地平面之上的拉杆天线，长度为 10m、直径为 2cm；频率为 5MHz 时，发射功率为 100W。距其 100m（位于 x 方向）处，有一个长度为 15m、直径为 30cm 的钢制桅杆。请问，钢制桅杆会怎样影响场的分布？

距离拉杆天线 98m（为拉杆天线和桅杆之间的距离，从距桅杆轴向 2m 处算起）处的电场强度：当有钢制桅杆时，值为 0.56V/m；当无钢制桅杆时，值为 0.98V/m。这表明钢制桅杆将电场短路。由于钢制桅杆的存在，使场强减小了 5dB。并且，电流会流过桅杆。若比较磁场值，当无钢制桅杆时，其值为 2.6mA/m；当有钢制桅杆时，其值为 18.4mA/m。可以看出，磁场改变了 17dB。

习题

习题 10.7　接地平面之上的拉杆天线（长度 $l=8$m，直径 $D=2$cm），当频率为 30MHz 时，发射功率为 100W。有一个长度为 16m、直径为 30cm 的钢制桅杆，放置在距拉杆天线 18m 处，并焊接到导电地上。两个传感器安装在桅杆上。传感器 1 对电场敏感，传感器 2 对磁场敏感。两个传感器应尽可能高地安装。

a）对电场敏感的传感器安装的高度 h_e 应为多大？

b）对磁场敏感的传感器安装的高度 h_m 应为多大？

c）当频率为 20MHz 时，重新计算 a）和 b）的结果。

d）当频率为 30MHz 时，绘出以桅杆高度为函数的电流分布图（利用计算机仿真得到）。

e）计算桅杆 15.9m 和 13.5m 处的表面电场强度 E 和磁场强度 H。

习题 10.8　一屏蔽电缆安装在发射电线的附近。屏蔽层的两端搭接在舰船的甲板上。两接地点之间电缆的长度 $l=8$m。

a）频率为多大时，电缆屏蔽层上的电流值最大？最大值出现在什么位置？

b）若电缆屏蔽层的一端由于安装错误没有搭接到甲板上，则产生的最小谐振频率为多大？

10.5 应用：天线耦合

10.5.1 N 端口理论综述

10.2 节的第 2 点（$Z_{12}=Z_{21}$，端口参数的互易）已提到，可以使用网络理论（要求为线性、时不变系统）解决场的耦合问题。使用矩量法程序可以解决所涉及系统部分的场耦合。当后期要改变电元件（输出阻抗相对负载阻抗）时，就能够毫不费力地研究这些变化对整个系统的影响。本书参考文献［GON80］中讲述了利用上述 N 端口理论解决场耦合的问题。本书参考文献［SCH/HE/FY03］中通过使用这种理论，很容易地分析了电路中的变化对辐射波瓣图（天线方向图）的影响。这种理论背后的思想是将每个需要的场点认为是一个端口（假想的，无自作用）。通过这种假设，仅需要考虑馈入点、变化的电路和场点之间的端口耦合。当要研究电路的变化对具有 360 个点的水平方向图的影响时，就需要求解一个 2×2 的矩阵和 360 个方程（变化端口中的电流-场点）。

使用网络理论解决场耦合的问题，是场计算程序扩展使用中值得关注的起点，这不仅是对 EMC 问题。这种 N 端口理论也可以研究完整的发射链路，包括耦合馈入、处理和再次发射。

10.5.2 双端口的参数

本节仅限双端口系统：一个端口为馈入端口，另一个则为接收端口（包括电路）。简化为双端口更容易理解它们之间的关系。此外，双端口的优点是使用其原理时没有太多的前提条件，可以很容易地解决很多 EMC 问题。这里对双端口的分析不是采用矩阵运算，而是使用传统的端口参数定义。图 10.13 给出了双端口的原理示意图。

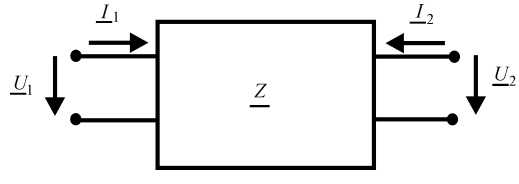


图 10.13 双端口的原理示意图

可以利用双端口参数表示这个双端口系统。

当端口 2 开路时，端口 1 的输入阻抗为

$$\underline{Z}_{11}=\frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1}\Big|_{\underline{I}_2=0} \tag{10.30}$$

当端口 1 开路时，端口 2 的输入阻抗为

$$\underline{Z}_{22}=\frac{\underline{U}_2}{\underline{I}_2}\Big|_{\underline{I}_1=0} \tag{10.31}$$

端口 1 到端口 2 的转移阻抗为

$$\underline{Z}_{21}=\frac{\underline{U}_2}{\underline{I}_1}\Big|_{\underline{I}_2=0}=\underline{Z}_{12} \tag{10.32}$$

标注 $\underline{Z}$ 的方框，其中 $\underline{Z}$ 代表 $\underline{Z}$ 参数（见图 10.13），可以是任意的由直接耦合和场

耦合元件组成的复杂网络，如业余无线电发射机（天线输入 = 端口 1）和气囊中的电子器件（输入晶体管的基极 = 端口 2）之间的互相作用。如果已知式（10.30）~ 式（10.32）的 $\underline{Z}$ 参数，那么当一个端口变化时，通过简单的等式组，就能确定对另一个端口的作用。

通过对系统进行完整的计算就能得到 $\underline{Z}$ 参数。若不使用矩阵的运算，则对系统需要计算两次。10.3 节已经给出了$\underline{Z}_{12}$和$\underline{Z}_{21}$的计算式。也可以用相同的方式得到$\underline{Z}_{11}$和$\underline{Z}_{22}$。

当确定$\underline{Z}_{11}$、$\underline{Z}_{22}$和$\underline{Z}_{12} = \underline{Z}_{21}$后，就能够解决网络级的问题，使用所有方程就可以计算所需的参数。例如，根据下式，当端口 2 端接负载时，端口 1 的输入阻抗$\underline{Z}_{\mathrm{in1}}$为

$$\underline{Z}_{\mathrm{in1}} = \frac{\underline{Z}_{11} + \dfrac{\underline{Z}_{11} \cdot \underline{Z}_{22} - \underline{Z}_{12} \cdot \underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_{2\mathrm{L}}}}{1 + \dfrac{\underline{Z}_{22}}{\underline{Z}_{2\mathrm{L}}}} = \underline{Z}_{11} - \frac{\underline{Z}_{12}^2}{\underline{Z}_{22} + \underline{Z}_{2\mathrm{L}}} \tag{10.33}$$

式中，$\underline{Z}_{2\mathrm{L}}$为端口 2 的负载阻抗。

为了得到$\underline{Z}_{11}$和$\underline{Z}_{12}$，端口 2 接大电阻负载（1MΩ 已足够）。电压$\underline{U}_1$除以流进电路的电流$\underline{I}_1$则得到$\underline{Z}_{11}$。然后，端口 2 上产生的电压$\underline{U}_2$除以电流$\underline{I}_1$则得到$\underline{Z}_{21}$。

当端口 2 馈入、端口 1 接高阻抗时，那么供电电压除以馈入电流则得到$\underline{Z}_{22}$。

有关网络参数使用的更多信息见本书参考文献［BOE02］。此外，该文献还给出了 $\underline{Z}$ 参数转换为 Y、C 或 H 参数以及这些参数的含义。

10.5.3　天线耦合的计算

通过使用 Z 参数，能够很容易地进行参数的研究。下面给出实例。

1. 若受扰设备的输入阻抗未知或可疑，则通过改变这个输入阻抗（即负载阻抗 $Z_{2\mathrm{L}}$）得到最大的耦合。

2. 通信天线应匹配，目的是得到最佳的辐射性能。此外，当其他天线的电路变化或环境条件变化时，这种匹配应位于规定的允差内。这经常需要进行检查。

3. 如果想使用特定的方法实现两个目的，就需要进行多次迭代。使用双端口分析，可有效地进行这些迭代。下面把天线优化作为实例，在本例中，通过使用陷波器、滤波器或延长线圈，可使一副天线使用在不同的频段。对于电磁兼容性，这项任务也可以利用以下方式规定：通过仅改变最小量级的输入阻抗，就可以抑制骚扰信号。通过天线自身单元（即在天线分立滤波电路的布置中运行的），就会引入附加的自由度。

4. 当一副天线以规定的功率发射时，那么要特别注意频率相同或相近的并且空间上很近的各天线的工作。需要关心的是它们相互间的无源作用（一副天线中电路的变化对另一副天线输入阻抗的影响）和相互间的有源干扰（一副天线到另一副天线的能量耦合）。此内容详细的信息见本书参考文献［MO/KO80］和［GON84］。

为了例证双端口参数的使用，下面以海军舰船的设计为例进行。两副拉杆天线对称置于舰船桅杆的两侧，分别距桅杆 16m。桅杆的高度为 18m、直径为 40cm。拉杆天线的直径为 2cm。图 10.14 给出了这种布置的示意图。

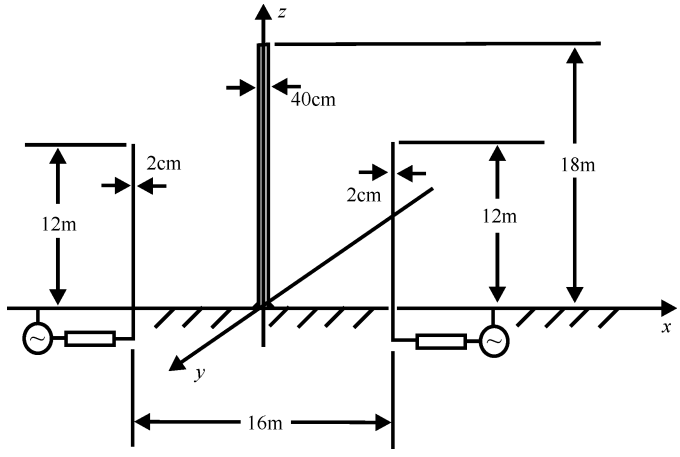


图 10.14 两副拉杆天线对称的位于舰船桅杆两侧的布置

根据两副天线的电路匹配，我们假设，天线发射时可以实现功率的匹配传输。两副天线的发射功率均为 200W。

在试验过程中，出现这样的情况，即两副天线工作在相同的频率（$f=2\text{MHz}$）。对于这种布置，进行下面的研究：

1. 当两副天线的功率匹配时，天线的输入阻抗多大？将该值与另外一副天线接地时天线的输入阻抗值进行比较。

2. 当匹配时，一副天线到另一副天线理论上的耦合功率多大？

3. 另外一副匹配天线对天线水平波瓣图有什么影响？

根据以上给出的程序，首先计算 Z - 参数$\underline{Z}_{11}$、$\underline{Z}_{22}$、$\underline{Z}_{12}$和$\underline{Z}_{21}$。由于系统的对称性，$\underline{Z}_{11}$等于$\underline{Z}_{22}$，这在一定程度可以简化该问题。以下的研究使用 CONCEPT 程序。当右手边的天线端接 $R_0=1\text{M}\Omega$ 的负载，左手边的天线发射功率为 200W 时，可以得到：

$\underline{U}_1=6819.6\text{V}$，$\underline{I}_1=0.0293+\text{j}10.369\text{A}$，$\underline{U}_2=-33.89-\text{j}16.96\text{V}$

根据以上参数，可以计算下列 Z 参数：

$\underline{Z}_{11}=\underline{Z}_{22}=1.86-\text{j}658\Omega$，$\underline{Z}_{21}=-1.64+\text{j}3.26\Omega$。

下面需要计算的是功率匹配传输时的输入阻抗。当放大器的输出阻抗（这种情况中为天线前端的匹配电路）等于天线输入阻抗的复共轭时，就会得到匹配的功率。若右手边的天线（天线 2）端接如下的复共轭阻抗时，可以实现一级匹配：

$$\underline{Z}_{12}=\underline{Z}_{22}^{*}$$

由于上述的相互影响会改变左手边天线（天线 1）的输入阻抗，因此需要重新调整匹配。但这又会对天线 2 产生影响。在经过多次迭代之后，就能得到完全的功率匹配。

如果我们考虑到，两副天线的设计人员都尽力使用匹配单元匹配他们的天线，那么这个下面的过程就容易理解了。他们想依次实现单元的匹配。因此，第一副天线的设计人员匹配其天线直到实现功率的匹配；然后，第二副天线的设计人员匹配其天线。这之后，第一副天线的设计人发现，其天线又不匹配了，然后重新调整其匹配单元，直到再

次实现功率匹配。接下来，第二副天线的设计人员则发现其天线又不匹配了，循此反复。继续这个迭代程序直到得到终值，即两幅天线都实现功率匹配。

10.5.4 节给出了非常短的使用 BASIC 编写的称为 MATCH 的程序的源代码。这个程序计算了天线 2 和天线 1 开路时，根据$\underline{U}_1$、$\underline{I}_1$和$\underline{U}_2$的规定复数值和$\underline{U}_2$、$\underline{I}_2$和$\underline{U}_1$的规定复数值，得到$\underline{Z}_{11}$、$\underline{Z}_{22}$、$\underline{Z}_{12}$、$\underline{Z}_{21}$和$\underline{Z}_{opt1}$、$\underline{Z}_{opt2}$。

$\underline{Z}_{opt1}$和$\underline{Z}_{opt2}$是天线功率匹配时得到的最佳负载阻抗。当天线 2 端接$\underline{Z}_{opt2}$时，在与其连接的接收机上消耗的功率最大。这时，天线 1 的输入阻抗为$\underline{Z}^*_{opt1}$。

由本例中的值得到：

$$\underline{Z}_{opt1} = \underline{Z}_{opt2} = 1.76 + j655\Omega$$

把天线 2 的馈入点接地，得到：

$$\underline{Z}_{ein1} = 1.84 - j658\Omega$$

作为天线 1 的输入阻抗。当天线 2 端接$\underline{Z}_{opt2}$，天线 1 的发射功率为 200W 时，产生的耦合功率为

$$P_2 = |\underline{I}_2|^2 \cdot \mathrm{Re}(\underline{Z}_{opt2}) = (8.4^2 \times 1.76)\mathrm{W} = 124\mathrm{W}$$

图 10.15 给出了两种情况下的天线波瓣图。图 a 所示为天线 2 在馈入点与地连接，图 b 所示为天线 2 端接最佳阻抗$\underline{Z}_{opt2}$。

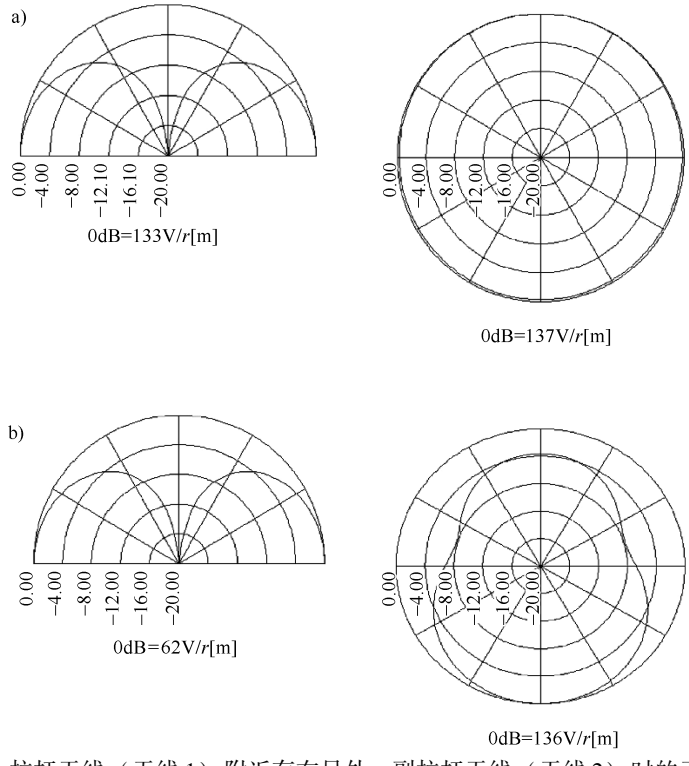


图10.15　拉杆天线（天线 1）附近存在另外一副拉杆天线（天线 2）时的天线波瓣图

a）天线 2 在馈入点与地连接　b）天线 2 端接最佳阻抗

这里要指出的是，天线2接收天线1的辐射功率超过了50%。这也可从天线的波瓣图中看出，方向性的效应并没有显著的影响主瓣上的场强。

习题

习题10.9　导电接地平面上的两副拉杆天线，长度和直径分别为 $l_1 = 12\text{m}$、$l_2 = 16\text{m}$、$d_1 = 4\text{cm}$、$d_2 = 2\text{cm}$。两者之间的距离 $D = 10\text{m}$。

a）$\underline{Z}_{11}$、$\underline{Z}_{22}$、$\underline{Z}_{12}$和$\underline{Z}_{21}$分别为多大？

b）天线1到天线2的最大传输功率为多大？频率分别为 $f = 1\text{MHz}$、$f = 3\text{MHz}$ 和 $f = 18\text{MHz}$。

c）对上述得到的结果进行讨论，看看能发现什么。

习题10.10　一个位于导电接地平面之上中心馈电的偶极子天线，其长度为5m（杆的直径 $d = 1\text{cm}$），高度为3m，工作频率 $f = 25\text{MHz}$（稍小于 $\lambda/2$ 谐振）。发射机的输出阻抗为50Ω，输出功率为100W。通过使用匹配单元，天线应在功率匹配状态下使用。

a）从天线看进去，天线匹配单元的输入阻抗$\underline{Z}_{A2}$多大？

b）从放大器看进去，天线匹配单元的输入阻抗$\underline{Z}_{A1}$多大？

c）对于第二种情况，偶极子天线使用输出阻抗为50Ω的放大器直接馈电。此时辐射的功率为多大？

习题10.11　已知两幅天线的布置（分别代表受扰设备和干扰源），频率 $f = 3\text{MHz}$ 时有下列 Z 参数：

$$\underline{Z}_{11} = (5.866 - \text{j}338.8)\,\Omega$$

$$\underline{Z}_{22} = (11.48 - \text{j}234.5)\,\Omega$$

$$\underline{Z}_{12} = \underline{Z}_{21} = (-7.57 + \text{j}6.58)\,\Omega$$

受扰设备的负载阻抗未知，可以为右阻抗平面的任何值。

a）画出源的输入阻抗$\underline{Z}_{11}$与天线2的负载阻抗$\underline{Z}_{2L}$的虚部之间的轨迹图。

b）解释以上所得结果。

习题10.12　导电接地平面之上的拉杆天线，其长度 $l = 5\text{m}$、直径 $d = 1\text{cm}$，在天线高度一半的位置使用延长线圈使天线在14MHz产生谐振（$\text{Im}(Z_{\text{in}}) = 0$）。这能实现吗？若能，线圈的值应为多少？

10.5.4　程序 MATCH 的源代码

```
10          rem   Program for determining the optimal load impedances
20          rem   in antenna coupling
30          rem
================================================
35          rem *********version 21.04.2004***************
40          cls
50          Print "": Print "Values for the mode – no load at antenna 2!"
60          input "real part U1?   ", ru12
70          input "imaginary part U1?   ", iu12
```

```
80          input "real part I1?  ", ri12
90          input "imaginary part I1?  ",ii12
100         input "real part U2?  ",ru22
110         input "imaginary part U2?  ",iu22
120         print "": Print "Values for the mode – no load at antenna 1!"
130         input "real part U1?  ", ru11
140         input "imaginary part U1?  ",iu11
150         input "real part U2?  ",ru21
160         input "imaginary part U2?  ",iu21
170         input "real part I2?  ",ri21
180         input "imaginary part I2?  ",ii21
300         call komdiv (ru12,iu12,ri12,ii12,rz11,iz11)
310         call komdiv (ru21,iu21,ri21,ii21,rz22,iz22)
320         call komdiv (ru22,iu22,ri12,ii12,rz21,iz21)
330         call komdiv (ru11,iu11,ri21,ii21,rz12,iz12)
400         print "":Print "Z11 = ";rz11;" + j ";iz11;"  Ohm"
410         print "Z22 = ";rz22;" + j ";iz22;"  Ohm"
420         print "Z21 = ";rz21;" + j ";iz21;"  Ohm"
430         print "Z12 = ";rz12;" + j ";iz12;"  Ohm"
500         rz2l = rz22: iz2l = -iz22: goto 600
600         call zein (rz11,iz11,rz21,iz21,rz22,iz22,rz2l,iz2l,rzopt1,izopt1)
610         Print "Zopt1 = ";rzopt1;" + j ";-izopt1;"  Ohm"
650         rz1l = rzopt1: iz1l = -izopt1
700         call zein (rz22,iz22,rz12,iz12,rz11,iz11,rz1l,iz1l,rzopt2,izopt2)
710         print "Zopt2 = ";rzopt2;" + j ";-izopt2;"  Ohm"
800         input "Do you want another iteration (y/n)?  ",A$
810         if A$ = "n" goto 1000
900         rz2l=rzopt2:iz2l=-izopt2: goto 600
1000        print "":print "An optimal coupling from antenna 1 to antenna 2"
1010        Print "is given, when antenna 2 is loaded  "
1020        print "by   Z2l = ";rzopt2;" + j";-izopt2;" Ohm!"
1030        print "==================================="
10020 end

sub komdiv (ra,ia,rb,ib,re,ie)
qu = rb*rb+ib*ib
re = (ra*rb+ia*ib)/qu
ie = (ia*rb-ra*ib)/qu
end sub

sub kommul (ra,ia,rb,ib,re,ie)
re = ra*rb-ia*ib
ie = ia*rb+ib*ra
end sub

sub zin (ra,ia,rb,ib,rc,ic,rd,id,re,ie)
call kommul (rb,ib,rb,ib,rz,iz)
rnn = rc+rd: inn = ic+id
call komdiv (rz,iz,rnn,inn,rzt,izt)
re = ra-rzt: ie = ia-izt
end sub
```

第 11 章　抗扰度试验的模型

电子设备的制造商和用户可能都经历过，设备虽然已通过了 EMC 抗扰度试验，但在实际的电磁环境中仍会出现失效的情况。甚至重复试验时也会产生不同的结果。此外，在实际电磁环境中会出现电子设备的突然失效，这种失效既不能由干扰的类型解释也不能由干扰的幅值解释，这就使我们怀疑对标准化的抗扰度试验的解释。

本章给出和比较了描述电子设备抗扰度的不同模型。重点关注的问题是，为什么电磁干扰的抗扰度试验不能在所有的情况中复现，以及制造商和用户应怎样理解这些设备的试验结果。

电磁干扰和电子设备或系统之间的相互作用是一个复杂的物理过程，这个过程可能会受到大量电现象或非电现象的影响。所有这些方面的综合作用会使所观察的物体产生特定的响应。根据设备的电磁兼容性定义，一方面作为干扰源，会发射可允许电平的电磁能量；另一方面作为受扰设备，能承受足够电磁干扰的抗扰度。当考虑电子设备的安全性时，优先考虑的是对电磁作用的敏感度。

对电磁干扰的抗扰度定义为电子设备受到电磁干扰时不会出现失效或损坏的能力。

本章讨论了对抗扰度试验的解释和给出了确定设备抗扰度的通用方法。根据这些试验方法所使用的限值，对它们进行了分析。同时本章还引入了对抗扰度试验的随机解释，这尤其有助于对抗扰度试验的结果进行解释和对与安全有关的设备的特殊试验程序进行规定。

11.1　标准化的抗扰度试验方法

抗扰度试验受许多环境条件限制，如温度、湿度和大气压。那么规定标准化的抗扰度试验中主要影响量的可接受区间，目的是确保试验的重现性。

使用许多标准化的试验方法对 EUT 进行试验，可以确认 EUT 的电磁兼容性。因此，在过去这些年，我们已规定了许多基本的激励。这些激励适合用来描述一些经常遇到的电磁环境。它们在试验的可承受能力和实际物理现象之间进行了折中。从干扰的频谱和设备的干扰的复杂物理机理推导的描述特定环境的通用模型，可能并不适用于所有情况。严格地讲，抗扰度试验得到的结论是，对于规定的端口，当以特定的耦合模式和试验条件对受试设备施加特定的电磁干扰时，受试设备可承受这样的干扰或者对其敏感。

我们不能描述与环境条件和试验干扰有关的抗扰度。

根据本书参考文献［Ha92］，我们可以使用下式通过算子解析的描述设备的功能：

$$a = \mathrm{Op}[e] \tag{11.1}$$

算子 Op［…］表示函数的规则，即当输入为 e 时，可计算得到输出 a。算子可表示任何规则，甚至是人为设定的，它取决于系统内部的状态和输入本身。这种算子可通过设备的硬件或者软件得到技术实现。系统中的元件可能会受到电磁量和非电量的影响。这种影响导致算子取决于外部和内部的干扰，也取决于部件和制造的允差。

当出现有影响的干扰时，可以使用 Δ_{Op} 表示实际算子函数 Op_r［…］和理想算子函数 Op_i［…］之间的差：

$$\Delta_{Op} = Op_r[e] - Op_i[e] \tag{11.2}$$

当设备持续按预期工作，没有出现性能降级时，那么表明 Δ_{Op} 小于限值 ξ。则可定义设备功能正常。

$$\Delta_{Op} < \xi \text{ 系统功能正常} \tag{11.3}$$

当设备的功能降级到性能水平以下或丧失功能，那么认为设备功能不正常。在这种情况下，Δ_{Op} 则等于或大于限值 ξ。

$$\Delta_{Op} \geqslant \xi \text{ 系统功能不正常} \tag{11.4}$$

最后，当实际的和理想的算子函数的差值等于限值 ξ，则认为干扰量达到了骚扰门限值。

$$\Delta_{Op} = \xi \quad \text{骚扰门限值} \tag{11.5}$$

模型中假设，设备的正常功能状态与不正常功能状态之间的过渡很急剧，即抗扰度有一个门限特性。图 11.1 给出了这个门限。

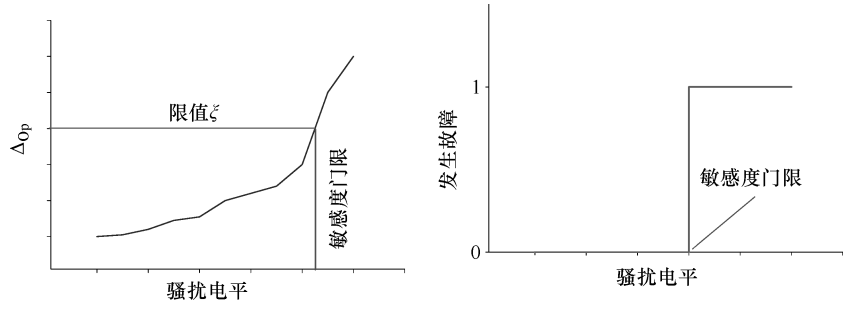


图 11.1　敏感度门限示例

在抗扰度试验中，在规定试验条件 PB 下，试验发生器产生的试验干扰 X_j 施加到 EUT 的规定端口 GS_k。试验干扰 X_j 的参数通常是变化的，施加的电平从低到较高，直到 EUT 达到抗扰度的门限。

在规定的试验条件 PB 下，对于端口 GS_k，可以使用受试设备出现功能不正常时的干扰值来描述其对这些外部干扰 X_j 的敏感度：

$$SF_j = (\hat{X}_j, GS_k, PB) \tag{11.6}$$

这种真实的确定性方法假设抗扰度具有门限特性，即敏感度 SF 是 EUT 的一个固有属性。这暗含着，当试验在规定的条件下重复进行时，则会得到相同的敏感度。

标准化的抗扰度试验基于这种确定性的模型，这尤其适用于脉冲干扰的试验。

11.2 建模抗扰度的统计方法

即使试验条件处于预先规定的可接受范围之内，那么脉冲干扰的抗扰度试验结果，如静电放电（ESD）和电快速瞬变脉冲群（Electrical Fast Transient，EFT），也不可能对每种情况都是可以复现的。但结果会在一定的范围内变化。由于很多因素的影响，试验的结果会呈现随机现象。这些因素包括非电因素的变化、电磁骚扰的类别、所使用部件性能的统计特性、不同的敏感时隙和作用的复杂性。

利用确定了标称电压的高压设备试验时，我们能够观察到相同的现象。

我们对可编程序逻辑控制器（PLC）进行静电放电试验。在试验过程中，使用确定的 ESD 发生器，试验电压的电平由低到高直到观察到设备功能不正常。那么则把功能不正常时对应的电压定义为 PLC 的干扰门限值。

图 11.2 给出了在设备重复试验的过程中骚扰门限值的变化作为试验次数函数的曲线。

即使在固定的试验条件下，也观察到了门限值的变化，这表明了试验复现性不强。

为了推导这种特性的模型，就需要对试验对象进行分类。

根据时间对抗扰度的影响，分为下列两种情况：

1. 时不变的敏感度
2. 时变的敏感度

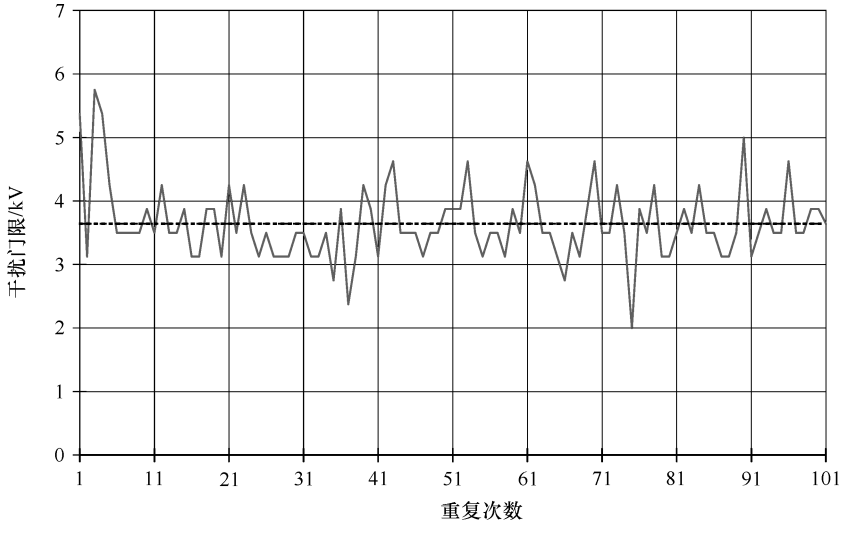


图 11.2 在 ESD 重复试验的过程中确定 PLC 的骚扰门限值的变化

当仅考虑设备的某一种状态或工作条件时，我们可以假设存在时不变的敏感度。这种情况可能是严格规定的逻辑输入信号驱动的一个逻辑门电路。然而，取决于其应用的功能，这些输入信号会在电路的输入端发生变化。这将导致时变的敏感度。

下面将详细分析这两种情况。

11.2.1　故障概率

敏感度建模比抗扰度建模更加有用。我们可使用受试设备故障概率准确地描述其时不变的敏感度，即在给定骚扰电平下出现的故障概率。

允许使用这种方法的要求是，设备的状态之间要相互没有影响，且骚扰和功能不正常之间有着明确的联系。

功能不正常不应进一步的影响设备的性能，也不应产生后效应。在这种情况中，不正常现象的出现仅取决于观察阶段开始的骚扰。在规定的观察期间，EUT 的敏感度可以建模为固定观察周期内的静态随机系统。由于骚扰施加在固定的接口或端口上，因此可仅使用一个输入端口和一个输出端口简单地描述系统。

对于所有的环境，都应确保骚扰和其效应之间的这种因果关系。特别是当考虑瞬态骚扰的间接效应时，由于在观察周期内可能不会出现寄存器的改变，因此这要正确地区分。

为了描述不正常现象出现的概率，K 表示特定骚扰时出现的功能不正常。此外，$\overline{K}$ 为 K 的补集，表示的是设备的正常工作。

设备对外部骚扰的响应为随机变量 Y，它位于集合 Ω $\{K, \overline{K}\}$ 中。由于受到骚扰，设备会出现功能不正常，但不一定全都出现。

当描述脉冲骚扰时，优先选用参数的幅值。当骚扰 $U = \hat{U}$，在设备的输入端口出现某一数值时，那么可使用故障概率描述设备的性能：

$$p_{\mathrm{m}}(\hat{U}) \tag{11.7}$$

$p_{\mathrm{m}}(\hat{U})$ 是在给定骚扰电平和规定的试验条件下，出现的故障概率的度量。故障概率可作为设备抗扰度正常概率的互补量，即

$$p_{\mathrm{i}}(\hat{U}) = 1 - p_{\mathrm{m}}(\hat{U}^{*}) \tag{11.8}$$

故障概率 $p_{\mathrm{m}}(\hat{U})$，作为确定时间内设备敏感度的度量，表示当施加给定的骚扰电平 $\hat{U}$ 时设备出现不正常的概率。

这种不正常的概率 $p_{\mathrm{m}}(\hat{U})$ 不能直接测量，但可在抗扰度试验中施加多次试验脉冲后进行估计。

抗扰度试验的目的是，施加给定的骚扰电平时，确定设备功能不正常的概率。首先，我们可以使用故障频率 h 估计功能不正常的概率。故障频率定义为观察到的功能不正常的次数 k 与所施加的试验脉冲次数 n 的比值，即

$$h = \frac{k}{n} \tag{11.9}$$

通过这种方法估计的平均功能不正常概率，从本质上有很大的不确定度，这可通过数学统计进行量化。对于试验过程中 EUT 出现恒定的不正常概率，可以使用统计区间的估计方法。

考虑这种情况，施加幅值为 $\hat{U}$ 的 n 次试验脉冲，出现 k 次的功能不正常。那么，我们就可以使用统计置信度 β 表明，EUT 受到试验骚扰时不正常的概率 $p_m(\hat{U})$ 位于置信区间［p_u，p_o］中，如图 11.3 所示。

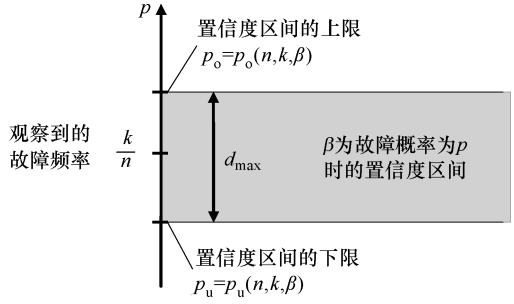


图 11.3　功能不正常概率的区间估计

通过观察 EMC 抗扰度试验，我们能够给出一个区间，但这具有一定的固有风险。在此区间内，当进行以下的试验时会出现抗扰度的变化。仅当试验的脉冲次数很少时，这个变化的范围会很大。为了减小置信区间，就需要增加试验脉冲的次数，这相当于增加了试验时间。根据设备的应用，我们建议在试验时间和置信度之间找个折中。

对于单个脉冲的试验，如 ESD 试验，可以使用二项分布的假设进行置信区间的估计。但必须确保的是，试验脉冲的效应不会叠加，并且当新的试验脉冲施加给设备之前，前一个试验脉冲的能量已经完全衰减。因此，要求两个脉冲之间有足够的时间间隔。

本书参考文献［AN91］和［NI/OS90］中已经表明，假设 EUT 的敏感度是时不变的，那么可用贝努利方程估计置信区间。当施加试验脉冲时出现功能不正常称为事件 K。通过重复试验，使用两种结果 K 或 $\overline{K}$ 以及次数 n 估计未知的不正常的概率 $p_m(\hat{U})$。试验过程中 K 出现的次数表示为 k。根据贝努利二项式原理，得到的故障频率 h 将趋于未知的不正常概率 $p_m(\hat{U})$。其精确性取决于所施加试验脉冲的次数。

利用二项式分布，能够估计给定统计置信度为 β 的不正常概率的置信区间 $[p_u; p_o]$。利用式（11.10）和式（11.11），可以来估计区间的边界。

$$p_o=\frac{(k+1)\cdot F_{2(k+1);2(n-k);(1+\beta)/2}}{n-k+(k+1)\cdot F_{2(k+1);2(n-k);(1+\beta)/2}} \tag{11.10}$$

$$p_u=\frac{k\cdot F_{2k;2(n-k+1);(1-\beta)/2}}{n-k+1+k\cdot F_{2k;2(n-k+1);(1-\beta)/2}} \tag{11.11}$$

式中，p_u 为不正常概率 p 的置信区间下限；p_o 为不正常概率 p 的置信区间上限；k 为观察到的功能不正常的次数；n 为试验脉冲的施加次数；β 为统计的置信度；$F_{1,m,p}$ 为自由度为 1、m 和阶数为 p 的 F 分布的五分位点（小于给定值的部分点）。

数学统计的表格中已给出了 F 分布所需的五分位点。很有用的是，可使用现代的电子表格程序将五分位点转换为公式（即 FINV）。因此，可以很容易的计算置信区间。

11.3　故障频率函数

如果使用不同的电压电平确定功能不正常概率 $p_m(\hat{U})$，那么就能够估计函数 $p_m(u)$。

这个函数是 EUT 抗扰度的概率分布函数。它能够给出所研究的给定骚扰电压电平 $\hat{U}$ 对应的功能不正常概率 $p_m(\hat{U})$。

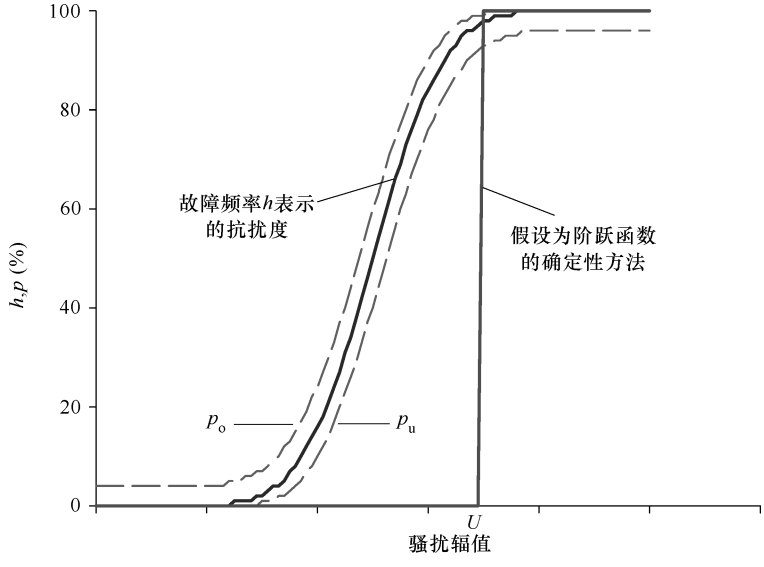


图 11.4　不正常概率（故障概率）分布的特性和确定性的假设

图 11.4 给出了故障频率函数与骚扰电压幅值的关系曲线。通过计算每一个骚扰电平的置信区间，可定量这种不确定度。

确定的故障频率函数可应用于数学分布函数。因此，在统计性的软件包中可利用特殊的算法，其可根据随机的试验样本，估计理论分布函数的参数。

图 11.5 给出了静电放电抗扰度试验中 PLC 的经验故障频率函数。由于没有单调性，因此经验故障函数不能应用于数学概率分布。

我们已经表明，可证明的抗扰度试验结果和标准化的抗扰度试验的确定性解释之间存在差异。解决这个差异的办法是在描述抗扰度时引入统计上的改进。

在电磁骚扰的情况下，统计性的抗扰度是设备或系统的特性，这可以使用高的统计性置信度 β 和小于限值 p_{max} 的不正常概率 p_m 表示。

统计的抗扰度等于设备概率分布函数的某一五分位点。抗扰度试验的目的是确定设备受到规定的骚扰时功能不正常的特征概率。

利用统计学的解释，能够改进设备的性能和电磁环境之间的协调。能够计算给定环境中功能不正常的期望概率。为了进行这样的计算，需要通过一维概率密度 f_X 描述在给定时间内在设备的输入端的随机变量（干扰 X_t）。

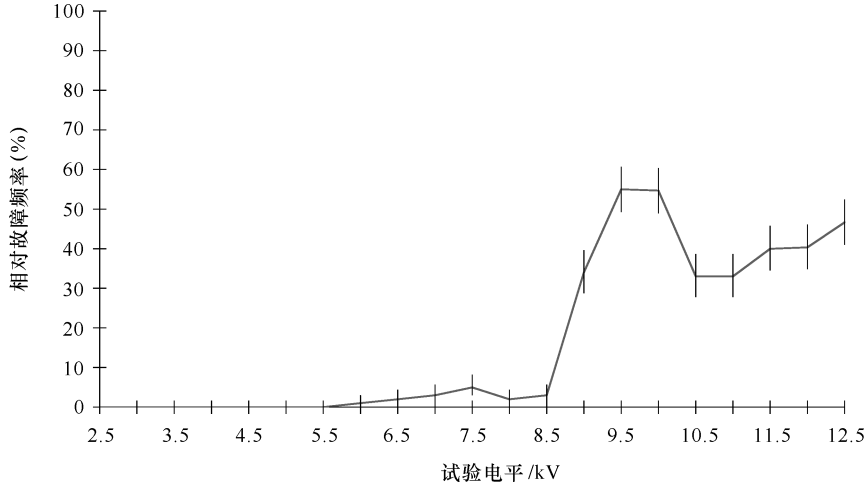


图 11.5 静电放电抗扰度试验时 PLC 的故障频率函数
（在每一个电平，进行 300 次正极性放电，$\beta = 0.95$）

$$f_X(u,t) \tag{11.12}$$

密度函数 $f_Y(y,\ t)$表示在设备的输入端施加干扰 X_t（其密度为 $f_X(u,\ t)$）时，功能不正常 K 出现的概率。

$$f_Y(y,t) = P(Y_t = K) \tag{11.13}$$

根据式（11.12）求得干扰 X_t 的密度函数和已知函数 f_t（$y \mid u$），就可根据式（11.14）计算条件密度 $f_Y(y,\ t)$。

$$f_Y(y,t) = \int_0^\infty f_t(y \mid u) f_X(u,t)\mathrm{d}u = \int_0^\infty p_{\text{stör}}(u,t) f_X(u,t)\mathrm{d}u \tag{11.14}$$

通过此式，给出了一个描述设备在电磁环境中的抗扰度的通用统计方法。当与电子设备的故障频率函数和电磁环境的概率密度有关的信息不完整时，则不能使用此方法。

欧洲标准中还没有使用统计性的解释。然而，ANSI 标准 C63.16-1992（即本书参考文献［AN91］）之前的草案中，则给出了静电放电抗扰度试验统计解释的试验程序。

11.3.1 抗扰度试验结果的解释

以下的解释中使用了静电放电抗扰度试验的统计模型。由于试验过程中有限的试验次数和有限的单个试验脉冲，因此，置信区间的估计存在困难。

根据欧洲标准，当在规定的端口上施加 10 次试验脉冲，若受试设备没有出现功能不正常（$k = 0$），则认为满足 ESD 试验要求。由这种假设得到故障频率 $h = 0$。因此，仅需要估计置信区间的上限。则得到的置信区间为［0；p_o］。

使用式（11.10）和 $k = 0$，可计算置信区间的上限：

$$p_o = \frac{F_{2;2\cdot n;(1+\beta)/2}}{n + F_{2;2\cdot n;(1+\beta)/2}} \tag{11.15}$$

利用电子表格程序也可以有效地计算这个函数。一个可能的实现公式为

$$p_o = \frac{\mathrm{FINV}\left(\frac{1-\beta}{2},2,2\cdot n\right)}{n+\mathrm{FINV}\left(\frac{1-\beta}{2},2,2\cdot n\right)} \tag{11.16}$$

为了简化计算，给出了图 11.6 所示曲线，可用于确定当进行静电放电抗扰度试验没有出现不正常情况（$k=0$）时的置信区间的上界。图 11.6 给出了不同 ESD 试验脉冲数时对应的结果。

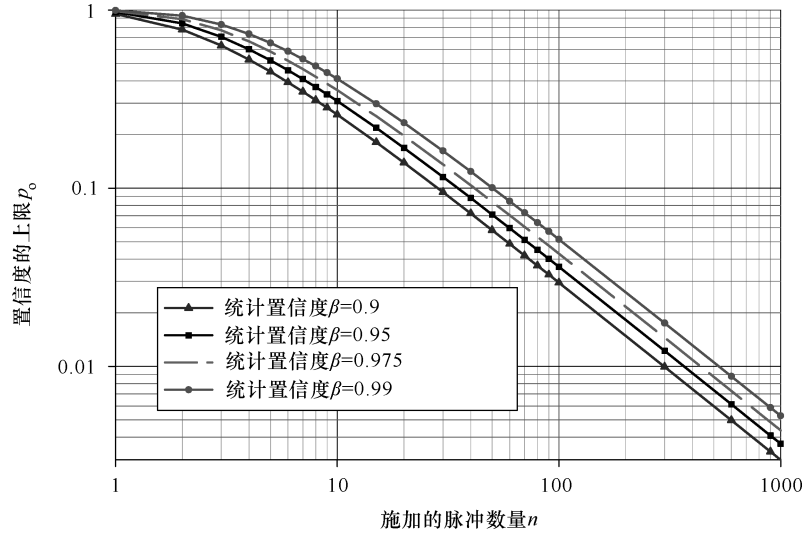


图 11.6　静电放电抗扰度试验过程中没有出现功能不正常时
不同试验脉冲数对应的置信区间上界的确定曲线

习题

习题 11.1　在 ESD 试验过程中，受试设备共施加了 10 次试验脉冲。没有出现功能不正常，则表明该设备满足 ESD 要求。若重复进行试验，那么设备出现故障概率多大？

11.4　时变抗扰度

硬件结构对数字设备的抗扰度的影响很大。由于功能与时间有关，当设备的内部和外部硬件结构变化时，会导致其输入端和输出端的电磁干扰的电和非电环境的变化。因此，由此可见，电磁影响的抗扰度是随时间变化的。

11.4.1　建模

在有些文献中，给出了时变抗扰度的不同假说。有些是这样陈述的：

1. 如果 EUT 为循环工作，即重复执行相同的指令集合，那么也能够观察到 EUT 敏感度的周期性变化。因此，软件会影响设备的抗扰度。

2. 逻辑门电路从低电平向高电平转换时呈现的敏感度要比从高电平向低电平转换时的高。

3. 当受到电磁干扰时，数字电路的传播时延 t_{pd} 会发生变化。因此，在同步系统中会出现故障。

一般来说，与设备的功能有关的抗扰度具有连续的值。对于时钟驱动的设备，其内部状态只在特定的时刻改变，这有助于对时间进行离散化处理。我们就能够将时间分成时间窗，以表示一个恒定的抗扰度。那么，就可以引入术语“敏感度窗”描述抗扰度。

敏感度窗为时间窗，在该时间窗内，规定电平的特定电磁抗扰度可用恒定值进行描述。

对于所考虑的骚扰，当 EUT 的敏感度窗为周期性的重复时，那么就可以用工作周期描述这个周期。敏感度窗的数量用 N 表示，一个周期的时间表示为周期时间 t_c。

我们可能会碰到这种情况：敏感度窗不是周期性的重复，工作周期也不能进行分类，或者工作周期必须要分为子周期。在这些情况中，模型会很复杂，需要对问题进行特定的分析。因此，这里只考虑具有工作周期的设备。

为了完整地对计算机设备的敏感度进行建模，必须考虑设备的随机和时变特性。这可以用静态、随机和时变的系统进行合适的建模。本章中的模型是对本书参考文献［Vi95］和［We96］中的最普遍情况的简化。

EUT 对规定的和恒定的电磁骚扰 $u(t)=\hat{U}$（使用脉冲幅度表示描述）的敏感度可以用故障概率的时间函数 $p_f(\hat{U}, t)$ 表示。因此，故障概率与骚扰影响的时间有关。我们假设，设备在规定的时间窗或状态内 EUT 的敏感度不会发生变化。那么，每个时间窗 i 的敏感度可以用 $p_f(\hat{U})$ 表示，它定义了幅度为 $\hat{U}$ 的骚扰施加在敏感度窗中出现的故障概率。每一个敏感度窗口被赋给一个故障概率 $p_f(\hat{U}, i)$。如果 EUT 具有工作周期，即重复执行相同的指令集，那么也可以观察到 EUT 敏感度的周期性变化。

如果不同的敏感度窗数量有限，假设等于 N，那么设备的敏感度可以用静态、随机和时变的系统进行表示。

$$\underline{p_f}(\hat{U}) = \{p_f(\hat{U},1), p_f(\hat{U},2), \cdots, p_f(\hat{U},N)\} \tag{11.17}$$

设备的反应与骚扰施加的敏感度窗有关。

图 11.7 给出了在工作周期内具有不同敏感度状态的一个假想设备的例子；这里假设骚扰幅值为恒定量。从图中可以看出，故障概率随着时间或工作周期是变化的。

大多数的敏感度窗对设备的抗扰度有着重要的影响。即当施加骚扰时，设备无故障出现能正常工作的能力。这些时间窗通过它们的故障概率进行表征。

$$\hat{p}_f(\hat{U}) = \max_{i=1\sim N}(p_f(\hat{U}, i)) \tag{11.18}$$

上式表示的是工作周期内最大的故障概率。这些时间窗可以认为是最敏感的状态。

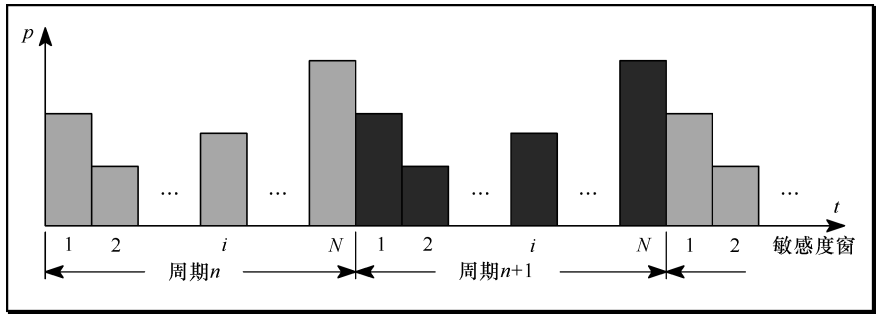


图 11.7　假想设备工作周期内的敏感度窗

关键状态是在设备的工作周期中，对规定电磁骚扰的抗扰度最小的时间窗。

如果工作周期可以分成 N 个不同的敏感度窗，那么就能够区分以下情况：

1. 存在 $1 \sim N-1$ 个关键状态。

2. 不存在关键状态，即在工作周期内抗扰度为恒定量。

很显然，当设备具有不同的敏感度时间窗时，则故障概率的估计是个特殊的问题，在这种情况下，抗扰度与骚扰施加给设备的时间有关。这尤其适用于瞬态骚扰施加给设备的情况。

若幅值为 $\hat{U}$ 的瞬态试验脉冲以相等的概率施加于所有的 N 个时间窗，那么根据下式，仅能估算平均故障概率$\bar{p}_{\mathrm{f}}$有：

$$\bar{p}_{\mathrm{f}}(\hat{U}) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^{N} p_{\mathrm{f}}(\hat{U}, i) \tag{11.19}$$

通常，在实际的试验中并不能实现相等概率的试验脉冲分布。在以恒定试验电平（幅度 $\hat{U}$）进行的瞬态抗扰度试验中，故障概率 $\tilde{p}_{\mathrm{f}}$可使用下式确定：

$$\tilde{p}_{\mathrm{f}}(\hat{U}) = \frac{1}{k} \cdot \sum_{i=1}^{N} l_i \cdot p_{\mathrm{f}}(\hat{U}, i) \tag{11.20}$$

式中，$\sum_{i=1}^{N} l_i = k$。

式中，l_i表示敏感度窗 i 中出现的瞬态次数；k 为试验脉冲的数量。因此，下式表示状态 i 中相对于试验脉冲数的击中频率。

$$h_i = \frac{l_i}{k} \tag{11.21}$$

抗扰度试验中的故障概率 $\tilde{p}_{\mathrm{f}}$等于所有敏感度时间窗的故障概率 $\tilde{p}_{\mathrm{f}}(\hat{U}, i)$ 与状态对应的相对击中率的加权之和。

$$\tilde{p}_{\mathrm{f}}(\hat{U}) = \sum_{i=1}^{N} h_i \cdot p_{\mathrm{f}}(\hat{U}, i) \tag{11.22}$$

若使用式（11.17）中静态、随机和时变的系统模型描述设备的抗扰度，且在试验

的过程中，能够得到时间窗或状态恒定的相对击中率，那么这个结果就是一个混合概率分布。这种分布的参数与实际的试验程序、试验脉冲之间的时间间隔和工作周期有关。下例说明了相对击中率对抗扰度的影响。

例 11.1 一个 EUT 具有工作周期。这个工作周期可以分为三个不同的敏感度窗。敏感度窗的概率分布函数为高斯分布。表 11.1 给出了分布参数。

表 11.1 具有 3 个敏感度窗的假设 EUT 的故障概率的高斯分布

状 态	期 望 值	标准偏差	击 中 率
1	1kV	0.2kV	0.05
2	5kV	0.25kV	0.6
3	4kV	0.5kV	0.35

根据表 11.1 所示，设备的故障频率函数应在第一次试验中确定。通过这个函数，试验脉冲可以与设备的工作周期同步。在第二次试验中，我们假设，对于 3 个敏感度窗，施加概率分布相等的试验脉冲验证故障频率函数。图 11.8 给出了利用式（11.20）计算的概率分布。从图中可以清楚地看出，每个敏感度窗的故障概率分布对总分布的影响。

从图中可以看出，敏感度窗中故障概率较小的设备和敏感度窗中故障概率较大的设备相比，在试验电平大的幅值范围内，其恒定故障概率则通常更为稳定。

通过比较 10% 的故障概率的五分位点，我们可以得出累积函数曲线与最关键窗的函数曲线之间相差 2.75kV。因此，在抗扰度试验中，可能要假设足够的抗扰度。

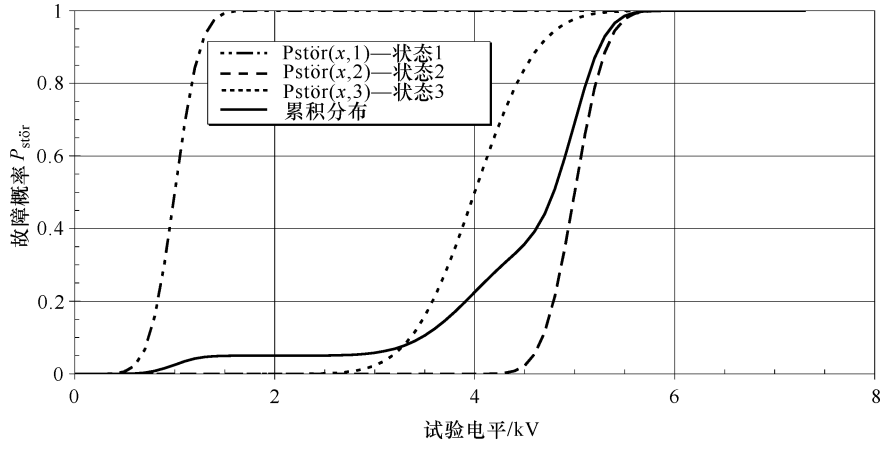


图 11.8 假设状态的击中率恒定时敏感度窗的故障概率分布以及累积分布函数的例子

当试验脉冲和工作周期之间不同步时，则对于不同的敏感度窗，正常的试验结果为随机的击中率。所得到的概率分布与每个状态中试验脉冲击中的次数有关。因此，故障概率分布可能为任意形状。图 11.9 给出了这种分布的例子。

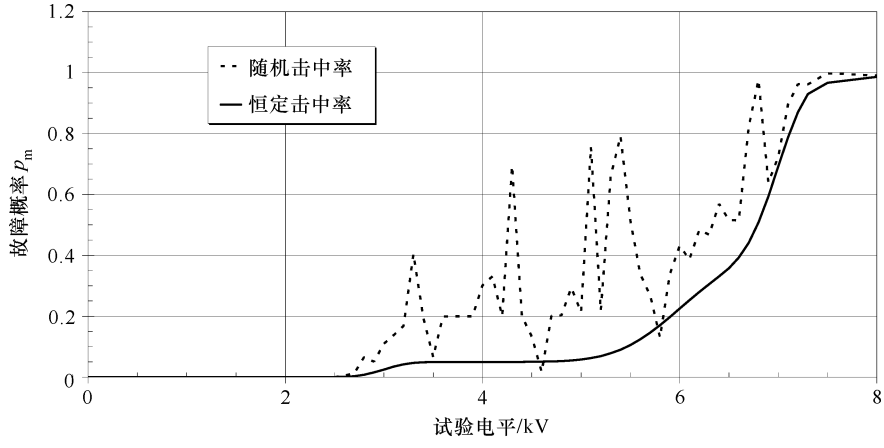


图 11.9　敏感度窗的击中率为随机和
恒定值时的故障概率分布

从图中可看出，和原始的分布函数相比，所得到的概率函数是不单调的。

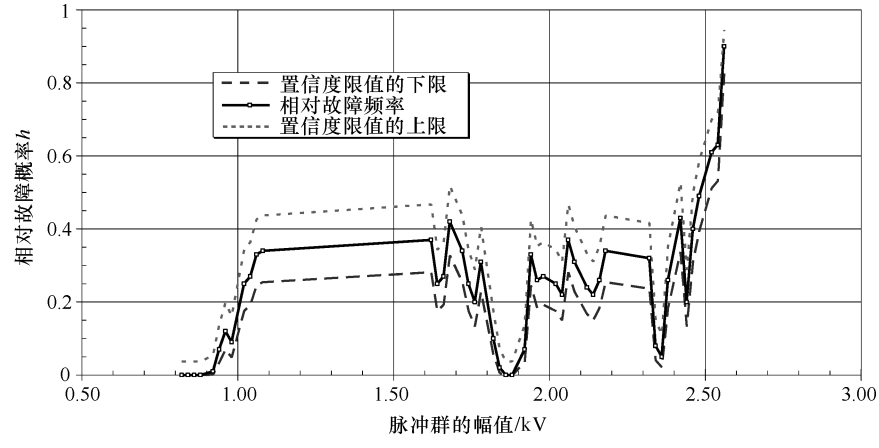


图 11.10　在单个快速瞬态脉冲抗扰度试验中 PLC 的故障频率函数
（每个幅值电平时施加 100 个脉冲，统计置信度 $\beta = 0.95$）

这种特性在实际当中也能观察到。作为例子，图 11.10 给出了 PLC 施加单个尖峰脉冲时的故障概率函数。这个概率函数与理论上的分布并不相符。

11.4.2　单片机设备的抗扰度

内部具有微程序的单片机可用于自动化技术，如 PLC。这种类型的控制器可以通过分成大量微代码的机器代码进行表征。作为例子，图 11.11 给出了 8 位单片机的机器周期。

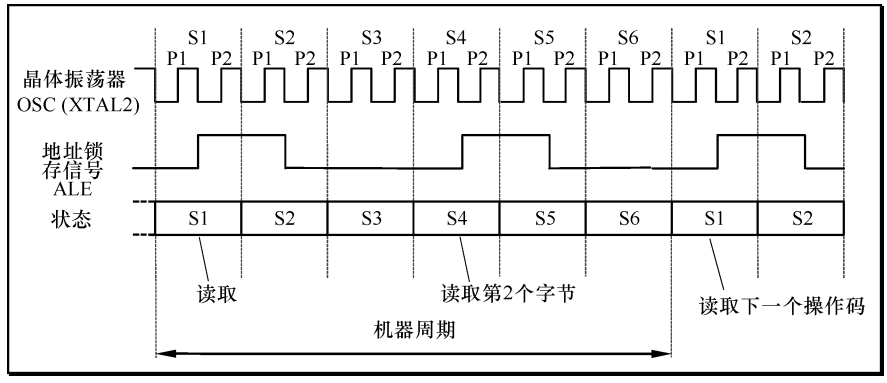


图 11.11　8 位单片机的指令序列的机器周期

机械周期可分为 12 个时钟周期。两个相邻的时钟振荡组合在一起形成了一个具有子状态 P1 和 P2 的内部状态。子状态 P1 中进行典型的运算或逻辑功能，而子状态 P2 大多用于内部寄存器的存取。

单片机的内部功能应与系统时钟同步。电路的状态可能在上升沿变化，或者也可能在下降沿变化。因此，系统的抗扰度可以用时钟沿表示。时钟沿左右对称布置的时间窗可作为敏感度窗（时钟沿与敏感度窗的分类有关）。然而，单片机的内部设计不但影响敏感度窗，而且外部端口的配置也会影响设备的抗扰度。

为了完整地描述计算机设备的抗扰度，需考虑抗扰度的时变特性和随机性。这可以应用式（11.17）予以考虑。

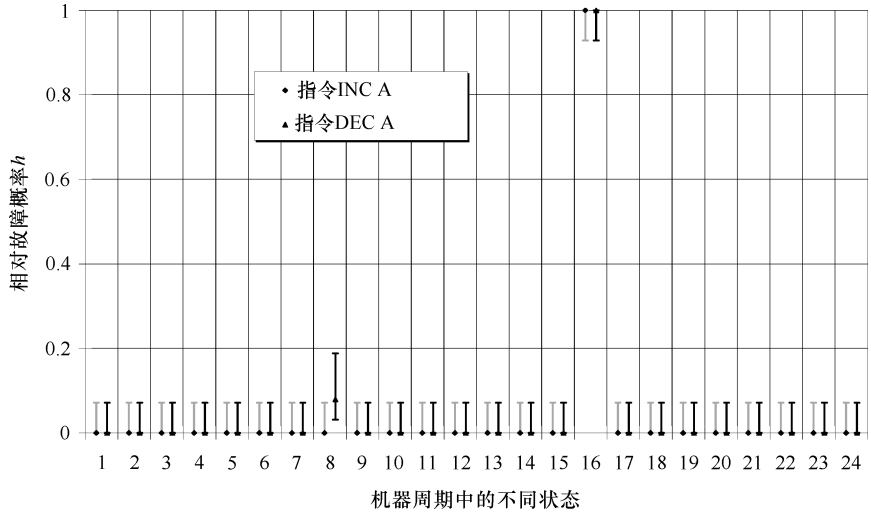


图 11.12　作为敏感度窗的函数，单片机的两个互补机器指令 INC A 和 DEC A 时的抗扰度（每个敏感度窗中施加 50 次单个电快速瞬变脉冲群，幅值 $U=1.25\text{kV}$，$\beta=0.95$）

图 11.12 所示的单片机抗扰度的时间刻度可以在一个很大的范围内变化。

这个例子说明了 8 位单片机板对通过电源线耦合的单个电快速瞬变脉冲群的抗扰度。单个脉冲群的触发应与电路板的系统时钟同步。系统周期由 12 个时钟振荡组成，即 24 个时钟沿，根据单片机的内部功能，它可分为 24 个状态。

从图中可以很清楚地看到，当脉冲幅值 $U = 1.25\text{kV}$ 时，只有状态 16 受到干扰。当时钟频率为 12MHz 时，这个敏感度窗的长度仅为 42ns。根据图 11.12 所示，我们假设，互补的机器指令可由微代码实现，使用互补的机器指令具有相同的抗扰度特性。

使用现有技术水平的试验程序仍不能确定最大的故障概率。当施加随机序列的试验脉冲时，只能确定平均的故障概率。当比较图 11.12 和图 11.13 所示机器指令 INC A 的故障概率时，这可以很清楚地看到。

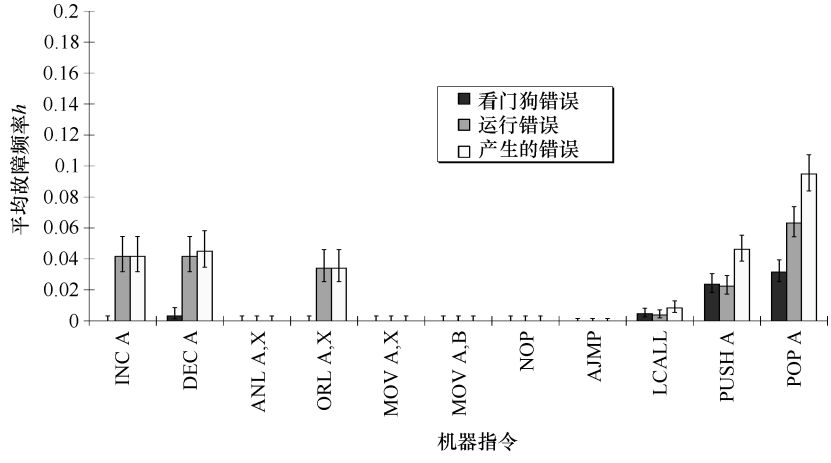


图 11.13　所选择的机器指令的平均故障概率（每个敏感度窗中施加 50 次单个电快速瞬变脉冲群，幅值 $U = 1.25\text{kV}$，$\beta = 0.95$）

当使用常规的试验设备和标准化的试验程序时，计算机设备的试验结果具有可接受的变化或波动。

我们必须承认的是，当电磁干扰影响设备最敏感的时间窗时，设备的抗扰度要比影响其他敏感度时间窗时低得多。

这个结论对安全关键应用中使用的设备有着特别重要的影响。为了考虑抗扰度的时变特性，对于这些设备需要制定新的试验方法。本书参考文献［We96］中给出了一些这方面的建议。特别的是，作者给出了试验程序中学习算法的使用。

附　录

附录 A1　圆柱导体布置的电场

在电磁兼容领域求解电场时，通常会遇到圆柱导体布置产生的场的问题。在本附录，圆柱导体的布置可能也会是导线和导体的布置。因此，对任意圆柱导体布置的研究是非常有意义的。本附录的研究仅限于平行的圆柱导体和导线，这些布置易于分析。通过借助平行圆柱导体布置，可以更好地估计和解释通用的规则和结论。现在基于矩量法，使用计算机程序可以分析细导线（细电极）的任意布置。

正如本书 7.2 节中所讨论的，导线网格（导线丝网）屏蔽电场采用平行导线的交叉布置。分析本问题的第一步是确定导线轴向上线电荷的位置，其大小暂时未知。随后，通过使用边界条件 ϕ = 常数，可计算电荷量的大小。如果线电荷的位置和大小已知，那么就可以确定所产生的场。

当圆柱导体或导线的电磁场必须近似计算时，且电场是主要分量；或必须考虑容性耦合和/或随后的研究需要电容或部分电容时，就需要研究和考虑圆柱导体布置的电场。下面所列的情况是必须或者值得分析的圆柱导体布置的例子：

1. 估计和分析电缆捆扎以及电缆之间的部分电容。
2. 接地导线的屏蔽效应（详细内容见本书 3.1 节）。
3. 在系统电缆附近（本书 6.4.3 节中的例子）或某些其他次级辐射体附近，以及拉杆天线或鞭状天线的电磁场。

本附录分为 3 节。A1.1 节讲述了电位系数的原理和部分电容。详细地考虑了接地平面上无限长的平行导线。然后，A1.2 节使用关联等式讲述了 n 个水平平行导线的布置，并将其用于随后的例子。

最后，A1.3 节讲述了在公共导电平面垂直方向上 n 个平行导线的布置。同时给出了这种布置的一个例子。

A1.1　电位系数和部分电容

图 A1.1 给出了 3 个水平导体，其长度为 l，电荷量为 $Q_i = \lambda_i l$。这些电荷会产生场强以及通量密度线。它们的效应和影响可由集总电容表示。

以这种方式，导体 i 的部分电通量流过导体 j。正如以上面所提到的，这种部分通量产生的结果可用部分电容 C_{ij} 表示。

部分电容可以用下面的方式定义：

$$Q_1 = C_{10}\phi_1 + C_{12}(\phi_1 - \phi_2) + C_{13}(\phi_1 - \phi_3)$$
$$Q_2 = C_{12}(\phi_2 - \phi_1) + C_{20}\phi_2 + C_{23}(\phi_2 - \phi_3)$$

$$Q_3 = C_{13}(\phi_3 - \phi_1) + C_{23}(\phi_3 - \phi_2) + C_{30}\phi_3$$

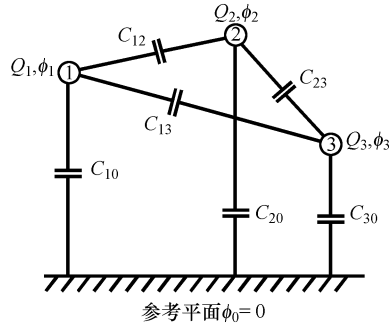


图 A1.1　3 个水平导体以及所产生的部分电容

为了确定这些部分电容，分析应从电位等式出发。匹配点选在导体的表面（每一个导体仅有一点）。由 n 个导体组成的系统的系统等式可表示为

$$\begin{aligned} k_{11}Q_1 + k_{12}Q_2 + k_{13}Q_3 + \cdots + k_{1n}Q_n &= \phi_1 \\ k_{21}Q_1 + \cdots &= \phi_2 \\ \vdots & \\ k_{n1}Q_1 + k_{n2}Q_2 + k_{n3}Q_3 + \cdots + k_{nn}Q_n &= \phi_n \end{aligned} \tag{A1.1}$$

表示为矩阵的形式：

$$[k]_{n,n} \cdot [Q]_n = [\phi]_n \tag{A1.2}$$

系数矩阵 $[k]_{n,n}$ 求逆可得到：

$$[Q]_n = [k]_{n,n}^{-1} \cdot [\phi]_n = [K]_{n,n} \cdot [\phi]_n \tag{A1.3}$$

式中系数 K_{ij} 称为电位系数。

例如，第一行可以表示为

$$Q_1 = K_{11}\phi_1 + K_{12}\phi_2 + K_{13}\phi_3 + \cdots \tag{A1.4}$$

电荷 Q_1 是涉及的所有电位的贡献之和产生的，即：

$$Q_1 = \left(K_{11} + \sum_{i=2}^{n} K_{1i}\right) \cdot \phi_1 - K_{12} \cdot (\phi_1 - \phi_2) - K_{13} \cdot (\phi_1 - \phi_3) - \cdots \tag{A1.5}$$

上式是我们需要的形式，可用来推导所有的部分电容：

$$C_{10} = K_{11} + \sum_{i=2}^{n} K_{1i} = \sum_{i=1}^{n} K_{1i} \tag{A1.6}$$

$$C_{1i} = -K_{1i} \tag{A1.7}$$

相同的定义规则也适用于其他所有行。

A1.2　接地平面上的水平导体

以下的估算适用于接地平面上无限长的水平导体。这些估算已编辑成了计算机程序 HCOND，在 A1.2.1 节中给出，这些程序可从作者的主页上下载。

单导体布置

平行于导电平面的无限长导线载有线电荷 λ_i（见图 A1.2）。因此，在场点 P（x_P，z_P），导线产生的电位为

$$\phi_P = \frac{\lambda_i}{2\pi\varepsilon} \cdot \ln \frac{\sqrt{(x_P - x_i)^2 + (z_P + z_i)^2}}{\sqrt{(x_P - x_i)^2 + (z_P - z_i)^2}} \tag{A1.8}$$

电场强度为

$$\vec{E}(x_P, z_P) = E_{xP} \cdot \vec{e}_x + E_{zP} \cdot \vec{e}_z$$

其中

$$E_{xP} = \frac{\lambda_i}{2\pi\varepsilon} \cdot \left[\frac{x_P - x_i}{(x_P - x_i)^2 + (z_P - z_i)^2} - \frac{x_P - x_i}{(x_P - x_i)^2 + (z_P + z_i)^2} \right] \tag{A1.9}$$

$$E_{zP} = \frac{\lambda_i}{2\pi\varepsilon} \cdot \left[\frac{z_P - z_i}{(x_P - x_i)^2 + (z_P - z_i)^2} - \frac{z_P + z_i}{(x_P - x_i)^2 + (z_P + z_i)^2} \right] \tag{A1.10}$$

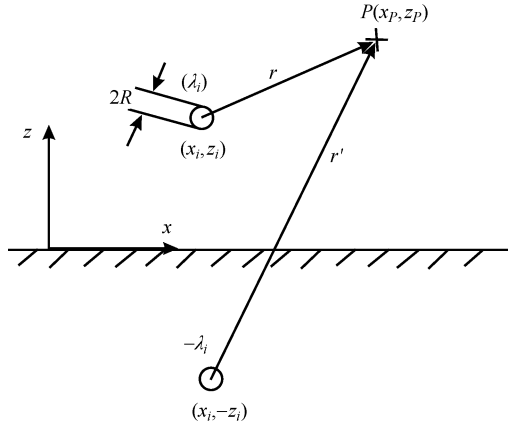


图 A1.2　接地平面上的水平导体

当给定电位 ϕ_i，通常是这种情况，然后第一步是估算线电荷 λ_i。通过选择导体表面上的场点（如 $x_P = x_i + R$，$z_P = z_i$）和要求电位的预先规定值（导体上的值），即 $\phi_P = \phi_i$，进行估计。对于线电荷，使用实际的几何结构数据，求解式（A1.8）得到：

$$\bar{\lambda}_i = \frac{\lambda_i}{2\pi\varepsilon} = \frac{\phi_i}{\ln \dfrac{\sqrt{R^2 + (2z_i)^2}}{R}} \tag{A1.11}$$

例 A1.1　一导体位于接地平面上 2m 处，半径 $R = 1\text{cm}$，对地电压为 100V（中心轴的坐标为 $x_i = 0$，$z_i = 2\text{m}$）。在点 $x_P = 1\text{m}$、$z_P = 1\text{m}$ 处的电位和电场强度多大？每米长度的对地电容值为多大？

1. 根据式（A1.11），可得到线电荷 $\bar{\lambda}_i = 16.7\text{V}$。

2. 在场点 $x_P = 1\text{m}$、$z_P = 1\text{m}$，根据式（A1.8）可得到电位 $\phi_P = 13.4\text{V}$，根据式（A1.10）和式（A1.11）可得到电场强度 $\vec{E}$（1m，1m）= $[6.7\vec{e}_x - 13.4 \cdot \vec{e}_z]$ V/m。

3. 由 $C=Q/U$，可计算电容 C。因此，得到 $C'=\dfrac{\bar{\lambda}\ 2\pi\varepsilon_0}{U}=9.3\text{pF/m}$。

两导体布置

$$\phi(P)=\frac{1}{2\pi\varepsilon}\cdot\left[\lambda_1\cdot\ln\frac{r'_1}{r_1}+\lambda_2\cdot\ln\frac{r'_2}{r_2}\right] \tag{A1.12}$$

导体半径为$\dfrac{d_1}{2}$和$\dfrac{d_2}{2}$。

对于导电接地平面上的两导体情况，仍然使用解析法估算部分电容。两导体布置如图 A1.3 所示。场点 P 的电位可由两线电荷的电位的叠加进行计算。

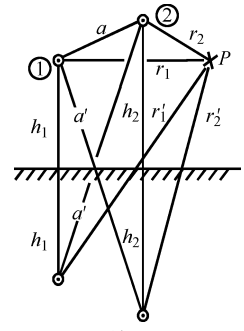


图 A1.3　接地平面上的两导体布置

导体 1 表面的电位为

$$\phi_1=\frac{1}{2\pi\varepsilon}\cdot\left[\lambda_1\cdot\ln\frac{2\cdot h_1}{d_1/2}+\lambda_2\cdot\ln\frac{a'}{a}\right] \tag{A1.13}$$

$$\phi_1=\frac{1}{2\pi\varepsilon l}\cdot\left[Q_1\cdot\ln\frac{4h_1}{d_1}+Q_2\cdot\ln\frac{a'}{a}\right] \tag{A1.14}$$

导体 2 的电位为

$$\phi_2=\frac{1}{2\pi\varepsilon}\cdot\left[\lambda_1\cdot\ln\frac{a'}{a}+\lambda_2\cdot\ln\frac{2\cdot h_2}{d_2/2}\right] \tag{A1.15}$$

$$\phi_2=\frac{1}{2\pi\varepsilon l}\cdot\left[Q_1\cdot\ln\frac{a'}{a}+Q_2\cdot\ln\frac{4\cdot h_2}{d_2}\right] \tag{A1.16}$$

求解 Q_1和 Q_2，可得到表达式为

$$Q_1\cdot\left[\ln\frac{4h_1}{d_1}\cdot\ln\frac{4h_2}{d_2}-\ln^2\frac{a'}{a}\right]=2\pi\varepsilon l\left[\phi_1\cdot\ln\frac{4h_2}{d_2}-\phi_2\ln\frac{a'}{a}\right]=$$
$$2\pi\varepsilon l\left[\phi_1\cdot\left(\ln\frac{4h_2}{d_2}-\ln\frac{a'}{a}\right)+(\phi_1-\phi_2)\cdot\ln\frac{a'}{a}\right] \tag{A1.17}$$

$$Q_2\cdot\left[\ln\frac{4h_1}{d_1}\cdot\ln\frac{4h_2}{d_2}-\ln^2\frac{a'}{a}\right]=2\pi\varepsilon l\left[\phi_2\cdot\ln\frac{4h_1}{d_1}-\phi_1\cdot\ln\frac{a'}{a}\right]=$$
$$2\pi\varepsilon l\left[\phi_2\cdot\left(\ln\frac{4h_1}{d_1}-\ln\frac{a'}{a}\right)+(\phi_2-\phi_1)\cdot\ln\frac{a'}{a}\right] \tag{A1.18}$$

然后，可以通过这些表达式推导部分电容：

$$C_{10}=2\pi\varepsilon l\frac{\ln\dfrac{4h_2}{d_2}-\ln\dfrac{a'}{a}}{\ln\dfrac{4h_1}{d_1}\cdot\ln\dfrac{4h_2}{d_2}-\ln^2\dfrac{a'}{a}} \tag{A1.19}$$

$$C_{20}=2\pi\varepsilon l\frac{\ln\dfrac{4h_1}{d_1}-\ln\dfrac{a'}{a}}{\ln\dfrac{4h_1}{d_1}\cdot\ln\dfrac{4h_2}{d_2}-\ln^2\dfrac{a'}{a}} \tag{A1.20}$$

$$C_{12}=2\pi\varepsilon l\frac{\ln\dfrac{a'}{a}}{\ln\dfrac{4h_1}{d_1}\cdot\ln\dfrac{4h_2}{d_2}-\ln^2\dfrac{a'}{a}} \tag{A1.21}$$

***n* 导体的布置**

三导体的布置仍可使用解析法求解，但要求相当大的工作量。如果涉及 n 个导体，建议使用数值法求解。在第一个例子中，使用矩阵等式（A1.3）计算电荷。一旦估算了电荷和电位系数，就可以确定空间任意点的电位和电场强度。此外，也可以间接得到部分电容。使用计算机程序 HCOND（源程序可从作者的主页上下载），也可以估算 n 个导体的电位、电场强度和部分电容。n 的范围为 1～100。

使用程序 HCOND 的例子

本例的目的是分析 5 个导体的布置，如图 A1.4 所示。

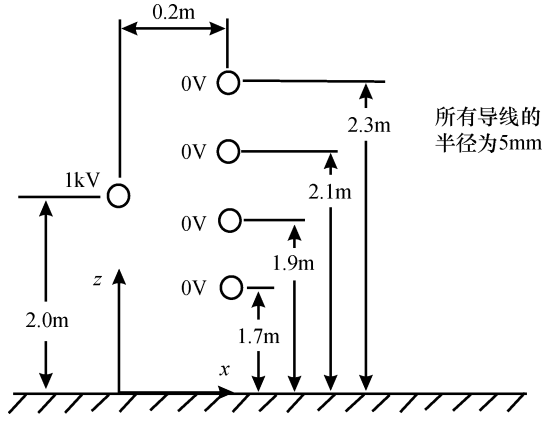


图 A1.4　高压导体和 4 条屏蔽导线的布置

要求计算点 P_1 =（－0.4m，2m）和点 P_2 =（0.4m，2m）的电位和电场强度。随后，估算所有的部分电容。

程序 HCOND 的输出数据

布置——水平导体

```
============================

1. Conductor
------------
x-Wert in m =                0
z-Wert in m =                2
Radius in cm =               .5
Voltage to ground =                          1000

2. conductor
------------
x-Wert in m =                .2
```

```
z-Wert in m =                1.7
Radius in cm =               .5
Voltage to grond =                        0

3. conductor
------------
x-Wert in m =                .2
z-Wert in m =                1.9
Radius in cm =               .5
Voltage to ground =                       0

4. Conductor
------------
x-Wert in m =                .2
z-Wert in m =                2.1
Radius in cm =               .5
Voltage to ground =                       0

5. Conductor
------------
x-Wert in m =                .2
z-Wert in m =                2.3
Radius in cm =               .5
Voltage to ground =                       0

1. Field point (-.4 , 2 )
==========================
Potential =   202.5981 V,   Ex = -297.5522 V/m,   Ez = -13.3946 V/m
2. Field point ( .4 , 2 )
==========================
Potential =   73.30295 V,   Ex =  61.25162 V/m,   Ez = -9.042034 V/m

Partial capacitances
================
C 1  0   = 3.202583  pF/m
C 1  2   = 1.668292  pF/m
C 1  3   = 2.559265  pF/m
C 1  4   = 2.584133  pF/m
C 1  5   = 1.763822  pF/m
C 2  1   = 1.668292  pF/m
C 2  0   = 4.227483  pF/m
C 2  3   = 3.366044  pF/m
C 2  4   = 1.162033  pF/m
C 2  5   = .8385063  pF/m
C 3  1   = 2.559264  pF/m
C 3  2   = 3.366044  pF/m
C 3  0   = 2.687009  pF/m
C 3  4   = 2.85189   pF/m
C 3  5   = 1.209272  pF/m
```

```
C 4  1   = 2.584133  pF/m
C 4  2   = 1.162033  pF/m
C 4  3   = 2.85189   pF/m
C 4  0   = 2.557232  pF/m
C 4  5   = 3.477014  pF/m
C 5  1   = 1.763822  pF/m
C 5  2   = .8385062  pF/m
C 5  3   = 1.209272  pF/m
C 5  4   = 3.477014  pF/m
C 5  0   = 3.728806  pF/m
```

A1.2.1 程序 HCOND 的源代码

程序 HCOND（初始名称为 HLEITER）的源代码本书不再给出。本书的德文版中给出了这些源代码，也可从作者的主页上下载。

A1.3 接地平面上的垂直导体

以下的估算适用于低端连接到导电接地平面的有限长垂直导体。这些估算已被编成了计算机程序 VROD。

单导线的布置

载有线电荷 λ_i 的有限长导体（见图 A1.5）在场点 P（r，z）产生的电位为

$$\phi_P = \frac{\lambda_i}{4\pi\varepsilon} \cdot \ln \frac{z - z_1 + \sqrt{(z-z_1)^2 + r^2}}{z - z_2 + \sqrt{(z-z_2)^2 + r^2}} \qquad (A1.22)$$

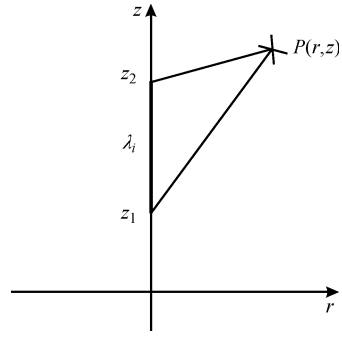


图 A1.5 自由空间的垂直导线

如果导体位于导电平面以上，且假设附加的镜像电荷位于导电平面以下，那么也能估算导体的电位。得到的电位为

$$\phi_p = \frac{\lambda_i}{4\pi\varepsilon} \cdot \ln\left(\frac{z - z_1 + \sqrt{(z-z_1)^2 + r^2}}{z - z_2 + \sqrt{(z-z_2)^2 + r^2}} \cdot \frac{z + z_1 + \sqrt{(z+z_1)^2 + r^2}}{z + z_2 + \sqrt{(z+z_2)^2 + r^2}} \right) \qquad (A1.23)$$

对于 $z_1 = 0$（端点 z_1 位于导电接地平面上），上式可以简化为

$$\phi_P = \frac{\lambda}{4\pi\varepsilon} \cdot \ln\left(\frac{z + \sqrt{z^2 + r^2}}{z - z_2 + \sqrt{(z-z_2)^2 + r^2}} \cdot \frac{z + \sqrt{z^2 + r^2}}{z + z_2 + \sqrt{(z+z_2)^2 + r^2}} \right) \qquad (A1.24)$$

载有线电荷 λ_i 的长度 $l = z_2$ 的导线 i 位于点（x_i，y_i）。场点 P（x_P，y_P，z_P）的电位可由下式进行计算：

$$\phi_P = = \frac{\lambda_i}{4\pi\varepsilon} \cdot \ln\left(\frac{z_P + \sqrt{z_P^2 + (x_P - x_i)^2 + (y_P - y_i)^2}}{z_P - z_2 + \sqrt{(z_P - z_2)^2 + (x_P - x_i)^2 + (y_P - y_i)^2}} \right.$$
$$\left. \frac{z_P + \sqrt{z_P^2 + (x_P - x_i)^2 + (y_P - y_i)^2}}{z_P + z_2 + \sqrt{(z_P + z_2)^2 + (x_P - x_i)^2 + (y_P - y_i)^2}} \right) \qquad (A1.25)$$

导电平面上的电场强度仅有 z 方向的分量，$\vec{E}_P$（x_P，y_P，$z_P = 0$）$= E_{zP} \cdot \vec{e}_z$。对于

导线 i 可由下式确定电场强度：

$$E_{zP}=\frac{\lambda_i}{4\pi\varepsilon}\left(\frac{2}{\sqrt{(x_P-x_i)^2+(y_P-y_i)^2+z_2^2}}-\frac{2}{\sqrt{(x_P-x_i)^2+(y_P-y_i)^2}}\right) \quad (A1.26)$$

通常情况下，给定电位 ϕ_i 就可以计算线电荷 λ_i。可用以下方法进行计算：场点选在导线的表面（如 $x_P=x_i+R$，$y_P=y_i$，$z_P=z_2/2$），且假设在该点的电位 $\phi_P=\phi_i$。为了求解线电荷 $\bar{\lambda}_i$，变换式（A1.24），并代入相应的值得到：

$$\bar{\lambda}_i=\frac{\lambda_i}{4\pi\varepsilon}=\frac{\phi_i}{\ln\left(\dfrac{\dfrac{z_2}{2}+\sqrt{\left(\dfrac{z_2}{2}\right)^2+R^2}}{-\dfrac{z_2}{2}+\sqrt{\left(\dfrac{z_2}{2}\right)^2+R^2}}\cdot\dfrac{\dfrac{z_2}{2}+\sqrt{\left(\dfrac{z_2}{2}\right)^2+R^2}}{\dfrac{3z_2}{2}+\sqrt{\left(\dfrac{3z_2}{2}\right)^2+R^2}}\right)} \quad (A1.27)$$

本书 6.4.3 节给出了应用这些等式的例子。

***n* 条导线的布置**

对于两条导线和三条导线的情况，可直接得到解析解。如果是 n 条导线，可借助计算机得到数值解。此外，在本附录的前面，使用矩阵等式（A1.3）确定线电荷。如果已知线电荷和电位系数，就可以估算在空间任意点的电位、场强和部分电容。使用 A1.3.1 节中的计算机程序 VROD，就可以研究 n 个平行导体的电位、场强和部分电容。这里，n 可以是 1～100 中的任意数字。

注解：对于有限长导体，在编写这样的程序时必需注意，在通过矩阵求逆估计电位系数时，总电荷应等于线电荷乘以导体的长度，见式（A1.2）。

应用程序 VROD 的例子

图 A1.6 所示的布置，计算点 P_1（－1.50m，0.0）和 P_2（1.50m，0.0）的场强及所有的部分电容。

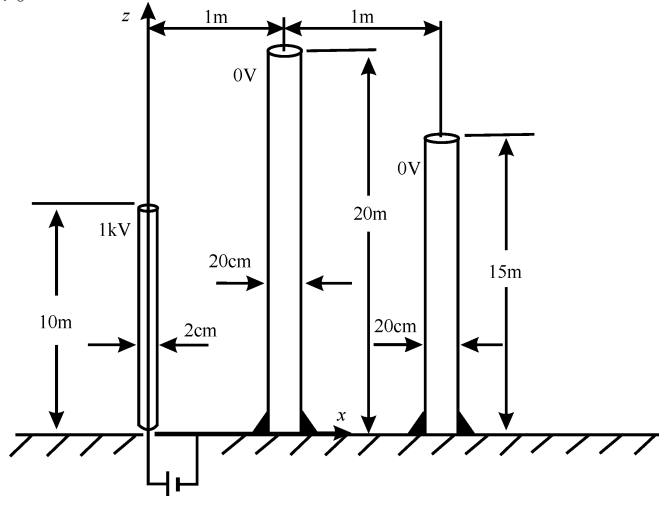


图 A1.6　3 个圆柱导体布置

程序 VROD 的输出数据

布置——垂直圆柱体

```
==========================
1. rod
------------
x-Wert in m =                        0
y-Wert in m =                        0
Hoehe in m  =                       10
Radius in cm =                       1
voltage to ground in volts =      1000

2. rod
------------
x-Wert in m =                        1
y-Wert in m =                        0
Hoehe in m  =                       20
Radius in cm =                      10
voltage to ground in volts     =     0
3. rod
------------
x-Wert in m =                        2
y-Wert in m =                        0
Hoehe in m  =                       15
Radius in cm =                      10
voltage to grond in volts =          0

 1. field point (-1.5 , 0 )
==========================
Potential =   2.233862E-6 V,   Ez = -81.54079 V/m

 2. field point ( 1.5 , 0 )
==========================
Potential =   1.63919E-6 V,   Ez =  13.14524 V/m

Partial capacitances
================
C 1  0   =  49.25893  pF
C 1  2   =  36.68308  pF
C 1  3   =  9.964862  pF
C 2  1   =  31.91131  pF
C 2  0   =  140.1084  pF
C 2  3   =  148.6927  pF
C 3  1   =   23.7816  pF
C 3  2   =  111.1667  pF
C 3  0   =  113.8211  pF
```

注解：根据理论，部分电容的矩阵应当是对称的。由于所选择的方法，即对每一条导线仅存在一个线电荷，对于用于匹配电位的场点（轮廓点，匹配点）仅应用高度中心的一点，因此会失去这种对称性。对于位置上互相接近但长度相差较大的圆柱导体布置，部分电容 C_{ij} 和 C_{ji} 之间的差异可能会变得很大。推荐部分电容的值使用这两个电容的平均值：

$$C_{\text{ijneu}} = \frac{C_{ij} + C_{ji}}{2}$$

A1. 3. 1　程序 VROD 的源代码

程序 VROD 的源代码本书不再给出。本书的德文版给出了这些源代码，也可从作者的主页上下载。

附录 A2　漏　磁　场

A2. 1　低漏磁场的电缆安装

在本书 4. 2 节中已表明，通过对电缆使用特殊的安装技术，可以明显地减小电缆周围的漏磁场。为了完全抵消该场，返回电流流经的线路必须与正向电流相同。通过使用同轴电缆仅可以近似（理论上是理想的）实现该条件。然而，由于发热的原因，该类型的电缆不适合用作电源电缆。通过使用多芯电缆可以实现非常好的折中。

本附录推导了四芯电缆（包括单芯电缆的五芯布置）的近似计算式。随后表明了相序对所产生的漏磁场的幅度有着决定性的影响。

A2. 1. 1　单芯电缆（本书 4. 2 节图 4. 2 中的情形 a））

通过在麦克斯韦方程中应用安培定律，对于无限长导线，可以推导出如下熟知的关系式：

$$H_{\varphi} = \frac{I}{2 \cdot \pi \cdot r} \tag{A2. 1}$$

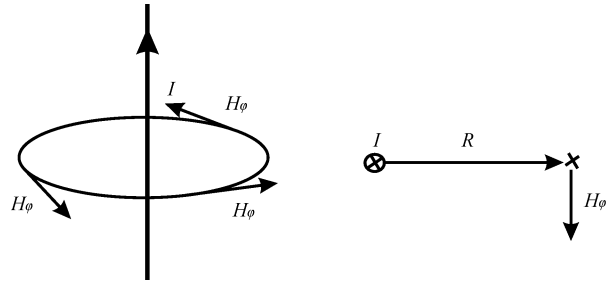


图 A2. 1　单导体附近的磁场

根据电流的方向，使用右手螺旋法则，可以确定磁场矢量的方向。

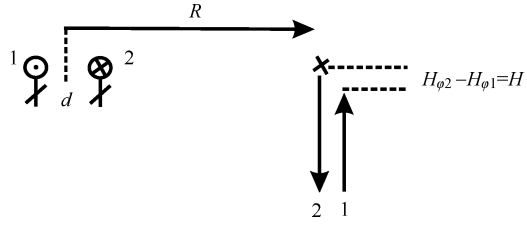


图 A2.2 双导体电缆的磁场

A2.1.2 具有一个正向导体和一个返回导体的电缆（本书 4.2 节图 4.2 中的情形 b））

附加的计算：

$$\frac{1}{1+\varepsilon}\approx 1-\varepsilon$$

$$\sqrt{1+\varepsilon}\approx 1+\frac{\varepsilon}{2}$$

ε 表示非常小的值，有：

$$(1+\varepsilon)^2\approx 1+2\varepsilon$$

$$(1+\varepsilon)^3\approx 1+3\varepsilon$$

$$\sin\varepsilon\approx\varepsilon-\frac{\varepsilon^3}{3!}$$

$$H(R)=\frac{I}{2\cdot\pi\cdot\left(R-\frac{d}{2}\right)}-\frac{I}{2\cdot\pi\cdot\left(R+\frac{d}{2}\right)}$$

$$=\frac{I}{2\cdot\pi\cdot R\left(1-\frac{d}{2R}\right)}-\frac{I}{2\cdot\pi\cdot R\left(1+\frac{d}{2R}\right)}=\frac{I}{2\cdot\pi\cdot R}\left(\frac{1}{1-\frac{d}{2R}}-\frac{1}{1+\frac{d}{2R}}\right)$$

$$\approx\frac{I}{2\cdot\pi\cdot R}\left(1+\frac{d}{2R}-1+\frac{d}{2R}\right)$$

$$\underline{\underline{H(R)\approx\frac{I\cdot d}{2\cdot\pi\cdot R^2}}} \qquad (A2.2)$$

A2.1.3 具有两个正向导体和两个返回导体的电缆（本书 4.2 节图 4.2 中的情形 c_1））

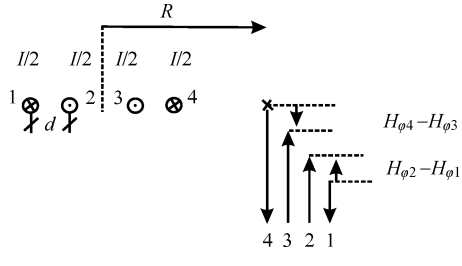


图 A2.3 四导体电缆

$$H \approx \frac{I/2 \cdot d}{2 \cdot \pi \cdot (R-d)^2} - \frac{I/2 \cdot d}{2 \cdot \pi \cdot (R+d)^2} = \frac{I/2 \cdot d}{2 \cdot \pi \cdot R^2}\left(\frac{1}{\left(1-\frac{d}{R}\right)^2} - \frac{1}{\left(1+\frac{d}{R}\right)^2}\right)$$

$$\approx \frac{I/2 \cdot d}{2 \cdot \pi \cdot R^2}\left(\frac{1}{1-\frac{2d}{R}} - \frac{1}{1+\frac{2d}{R}}\right) \approx \frac{I/2 \cdot d}{2 \cdot \pi \cdot R^2}\left(1+\frac{2d}{R}-1+\frac{2d}{R}\right)$$

$$\underline{\underline{H(R) \approx \frac{4 \cdot I/2 \cdot d^2}{2 \cdot \pi \cdot R^3}}} \qquad (A2.3)$$

对于每一种情形，如果近似表达式中几何级数的展开已考虑了多项，那么单导体结果的直接求和也可以得到相同的结果。

$$\frac{1}{1+\varepsilon} \approx 1-\varepsilon+\varepsilon^2$$

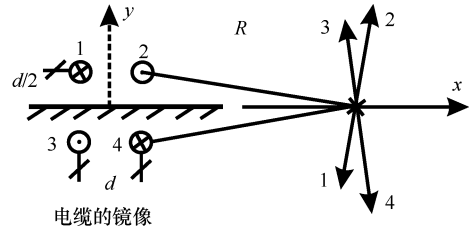


图 A2.4　导电接地平面上两导体电缆的布置

A2.1.4　公共接地平面上正向导体和返回导体的布置（本书4.2节图4.2中的情形 c_2））

在这种情形下，y 分量互相抵消，因此仅需要考虑 x 分量。

$$H = H_x = \frac{2 \cdot I \cdot \sin\alpha_2}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\left(R-\frac{d}{2}\right)^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2}} - \frac{2 \cdot I \cdot \sin\alpha_1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\left(R+\frac{d}{2}\right)^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2}}$$

$$\sin\alpha_2 = \frac{d/2}{\sqrt{\left(R-\frac{d}{2}\right)^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2}}, \sin\alpha_1 = \frac{d/2}{\sqrt{\left(R+\frac{d}{2}\right)^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2}}$$

$$\sin\alpha_2 \approx \sin\alpha_1 \approx \frac{d}{2R}$$

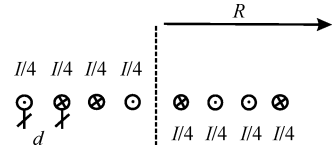
$$H = \frac{I \cdot d}{2 \cdot \pi \cdot R^2}\left(\frac{1}{\sqrt{\left(1-\frac{d}{2R}\right)^2 + \left(\frac{d}{2R}\right)^2}} - \frac{1}{\sqrt{\left(1+\frac{d}{2R}\right)^2 + \left(\frac{d}{2R}\right)^2}}\right)$$

$$\approx \frac{I \cdot d}{2 \cdot \pi \cdot R^2}\left(\frac{1}{\sqrt{1-\frac{d}{R}}} - \frac{1}{\sqrt{1+\frac{d}{R}}}\right) \approx \frac{I \cdot d}{2 \cdot \pi \cdot R^2}\left(\frac{1}{1-\frac{d}{2R}} - \frac{1}{1+\frac{d}{2R}}\right)$$

$$\approx \frac{I \cdot d}{2 \cdot \pi \cdot R^2}\left(1+\frac{d}{2R}-1+\frac{d}{2R}\right)$$

$$H(R)\approx\frac{I\cdot d^2}{2\cdot\pi\cdot R^3} \tag{A2.4}$$

A2.1.5 四个正向导体和四个反向导体的布置（本书4.2节图4.2中的情形d））



图A2.5 八导体电缆

$$H\approx\frac{4\cdot I/4\cdot d^2}{2\cdot\pi\cdot(R-2d)^3}-\frac{4\cdot I/4\cdot d^2}{2\cdot\pi\cdot(R+2d)^3}$$

$$H\approx\frac{4\cdot I/4\cdot d^2}{2\cdot\pi\cdot R^3}\left(\frac{1}{\left(1-\frac{2d}{R}\right)^3}-\frac{1}{\left(1+\frac{2d}{R}\right)^3}\right)$$

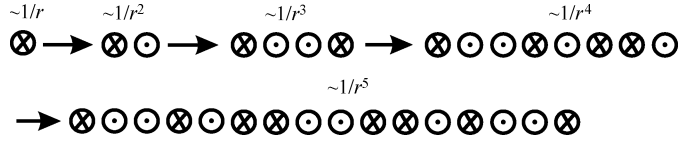
$$\approx\frac{4\cdot I/4\cdot d^2}{2\cdot\pi\cdot R^3}\left(\frac{1}{1-\frac{6d}{R}}-\frac{1}{1+\frac{6d}{R}}\right)$$

$$\approx\frac{4\cdot I/4\cdot d^2}{2\cdot\pi\cdot R^3}\left(1+\frac{6d}{R}-1+\frac{6d}{R}\right)$$

$$H(R)\approx\frac{48\cdot I/4\cdot d^3}{2\cdot\pi\cdot R^4} \tag{A2.5}$$

根据以上的推导，可得到下面三条结论：

1. 当导体的数量加倍，根据距离法则，会影响场的减小。
2. 引入的导体数量必须加倍，这样的导体相序才可以产生附加的抵消。



3. 对于2^n个导体（$n=1,2,3\cdots$），可得到如下的表达式：

$$H(R)\approx\frac{\frac{I}{2^{n-1}}\cdot d^n}{2\cdot\pi\cdot R^{n+1}}\cdot n!\ \cdot\prod_{i=1}^{n}2^{i-1} \tag{A2.6}$$

A2.2 估计漏磁场的计算机程序

A2.2.1 有限长导线的场

假设导线中的电流流过导线的中心，其方向为导线的轴线方向，导线外任意点的磁场强度可使用毕奥-萨伐尔定律进行估算：

$$\vec{H}=\frac{I}{4\pi}\int_l\frac{\mathrm{d}\vec{l}\times\vec{s}}{s^3} \tag{A2.7}$$

式中，$\vec{s}$ 为从源偶极子到场点的矢量；$s = |\vec{s}|$ 。

$\underline{I}$和$\underline{\vec{H}}$的下画线表明，这两个量可能都是复数。电流与相位相关将会转换成磁场强度与相位相关。

考虑有限长的直导线，位于 y 轴上，长度为 a（$y=0$ 到 $y=a$），其上的电流为$\underline{I}$（见图 A2.6）。对于这种布置，可以推导出 xy 平面（$z=0$）上场点的计算公式：

$$\underline{\vec{H}} = \frac{\underline{I}}{4\pi}\left(\frac{y-a}{x\sqrt{x^2+(y-a)^2}} - \frac{y}{x\sqrt{x^2+y^2}}\right)\vec{e}_z \tag{A2.8}$$

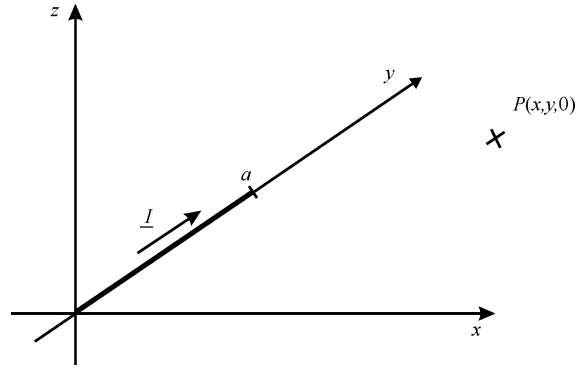


图 A2.6　y 轴上电流为$\underline{I}$的有限长导线

这种推导是最基本的。如果导线位于空间任意位置（见图 A2.7），那么可以找到匹配的坐标系统（$\bar{x}$，$\bar{y}$，$\bar{z}$），同时也满足式（A2.8）中所使用的假设。

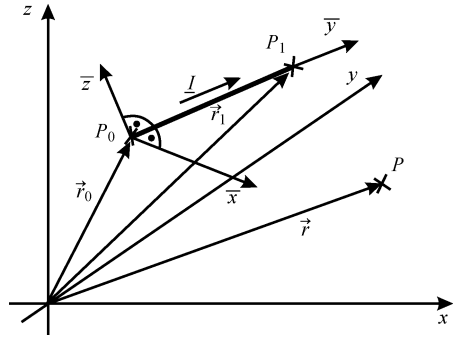


图 A2.7　位于空间任意位置电流为$\underline{I}$的有限长导体

式（A2.8）经过变换，得到式（A2.9）：

$$\underline{\vec{H}} = \frac{\underline{I}}{4\pi}\left(\frac{\bar{y}-\bar{a}}{\bar{x}\sqrt{\bar{x}^2+(\bar{y}-\bar{a})^2}} - \frac{\bar{y}}{\bar{x}\sqrt{\bar{x}^2+\bar{y}^2}}\right)\vec{e}_{\bar{z}} \tag{A2.9}$$

上式中的量可通过以下矢量关系确定：

1. 场点 P（x，y，z）必须位于匹配坐标系统的$\bar{x}\bar{y}$平面中。必需估算该平面的单位

矢量 $\vec{e}_{\bar{z}}$。为了估算该量，必须确定矢量（$\vec{r}-\vec{r}_0$）和（$\vec{r}_1-\vec{r}_0$）之间相距的定向面积，然后再除以其大小（其绝对值），

$$\vec{e}_{\bar{z}}=\frac{(\vec{r}-\vec{r}_0)x(\vec{r}_1-\vec{r}_0)}{|(\vec{r}-\vec{r}_0)x(\vec{r}_1-\vec{r}_0)|} \tag{A2.10}$$

2. $\bar{a}$ 是矢量（$\vec{r}_1-\vec{r}_0$）的长度。式（A2.10）考虑了该矢量的方向性。因此，$\bar{a}$ 在单位矢量 $\vec{e}_{\bar{z}}$ 中考虑：

$$\bar{a}=|\vec{r}_1-\vec{r}_0| \tag{A2.11}$$

3. 场点的 $\bar{x}$ 坐标可通过再次估算矢量（$\vec{r}-\vec{r}_0$）和（$\vec{r}_1-\vec{r}_0$）之间的面积。然后除以距离 $|\vec{r}_1-\vec{r}_0|$ 就得到要求的结果。一般情况下，矢量之间的面积为梯形，其面积等于底边乘以高。

$$\bar{x}=\frac{|(\vec{r}-\vec{r}_0)x(\vec{r}_1-\vec{r}_0)|}{|\vec{r}_1-\vec{r}_0|} \tag{A2.12}$$

4. 未知坐标 $\bar{y}$ 是点 P（$\bar{x}$，$\bar{y}$，$\bar{z}$）在 $\bar{y}$ 轴上的垂直投影与坐标系统（$\bar{x}$，$\bar{y}$，$\bar{z}$）的原点之间的距离（定向，正或负）：

$$\bar{y}=\frac{(\vec{r}-\vec{r}_0)\cdot(\vec{r}_1-\vec{r}_0)}{|\vec{r}_1-\vec{r}_0|} \tag{A2.13}$$

由于 $\vec{r}$、$\vec{r}_0$ 和 $\vec{r}_1$ 在球坐标系统中定义。通过使用球坐标系统中的以上关系式，就可以估算位于空间任意位置的有限长直导线的磁场强度。

电流为 $\underline{I_i}$ 的 N 条导线的任意布置的总场可由每条导线的相位和矢量的叠加计算得到。该计算可以使用计算机进行。

已经假设过，所有弯曲、不直的导线布置可以使用多边形进行重新构造。

A2.2.2 单层线圈的场

以上的推导是基础。此外，单层线圈的磁场计算更多的是几何结构的问题，而不是电的问题。因此，这里简单地推导由多边形系统重新构造线圈的关系式，如图 A2.8 所示。

考虑一个线圈，其中心轴的起点和终点的坐标分别为（x_A，y_A，z_A）和（x_E，y_E，z_E）。线圈的半径为 R_0。使用这些参数，中心轴的直线可以使用以下方式写成矢量：

$$x,y,z=x_A,y_A,z_A+t(x_E-x_A,y_E-y_A,z_E-z_A)$$
$$0\leqslant t\leqslant 1 \tag{A2.14}$$

使用 N 条有限长线段构造一个线圈（见图 A2.8），其中线圈有 M 段，第 i 条线段的终点坐标为

$$x_i,y_i,z_i=x_A,y_A,z_A+\frac{i}{MN}(x_E-x_A,y_E-y_A,z_E-z_A)$$
$$1\leqslant i\leqslant MN \tag{A2.15}$$

每条线段的端点围绕着中心轴，位于垂直于轴线的平面，半径为 R 的圆上。

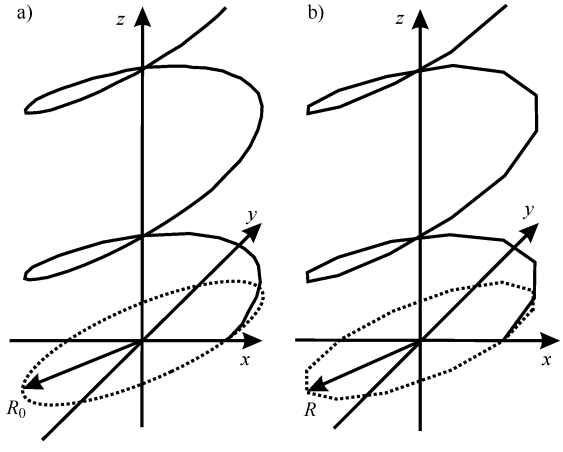


图 A2.8　使用多边形重新构造线圈

包含端点的平面具有以下特性。

它们包含点（x_i，y_i，z_i），单位矢量由下式给出：

$$\vec{e}_E = \frac{(x_E - x_A),(y_E - y_A),(z_E - z_A)}{\sqrt{(x_E - x_A)^2 + (y_E - y_A)^2 + (z_E - z_A)^2}} \tag{A2.16}$$

例如，这些平面之一可通过使用以下参数的表示定义：

$$x,y,z = x\mathrm{P},y\mathrm{P},z\mathrm{P} + s\vec{a} + t\vec{b} \tag{A2.17}$$

式中，$\vec{a}$ 和 $\vec{b}$ 为平面中的两个矢量，且互相垂直。因此，平面的法向矢量由下式给出：

$$\vec{n} = \vec{a}x\vec{b} \tag{A2.18}$$

由于线圈的起点没有固定，$\vec{a}$ 和 $\vec{b}$ 的选择仍有一定的自由度。如果第一个起点考虑一定的自由度，那么为了进一步确定坐标，可以使用 $\vec{e}_E$和 $\vec{a}$ 的矢量内积等于零的方法。

这种假设可得到（使用某些缩写）：

$$\begin{aligned} A &= x_E - x_A \\ B &= y_E - y_A \\ C &= z_E - z_A \\ &\Rightarrow Ax_a + By_a + Cz_a = 0 \end{aligned} \tag{A2.19}$$

取 $x_a = 1$ 和 $y_a = 1$（任选的），可得到：

$$z_a = -\frac{A + B}{C}$$

和矢量 $\vec{a}$：

$$\vec{a} = \left(1,1,-\frac{A + B}{C}\right) \tag{A2.20}$$

对于 $z_E - z_A = 0$，不允许取 $x_a = 1$ 和 $y_a = 1$，即线圈无 z 方向的情况。

矢量 $\vec{b}$ 必须垂直于 $\vec{e}_E$和 $\vec{a}$，因此得到：

$$\vec{b} = \vec{a} \times \vec{e}_E \tag{A2.21}$$

$$\vec{b} = \left(C + \frac{A \cdot B + B^2}{C}, -\frac{A^2 + A \cdot B}{C} - C, B - A \right) \tag{A2.22}$$

因此，包含构造线段端点的平面可以使用下式描述：

$$x, y, z = x_i, y_i, z_i + t \cdot \vec{a} + s \cdot \vec{b} \tag{A2.23}$$

式中，x_i、y_i、z_i为端点 i 投影到线圈轴上的矢量。

仍没有考虑的一个要求是，端点和它在线圈轴上的投影之间的距离应等于半径 R。

将矢量 $\vec{a}$ 和 $\vec{b}$ 归一化到单位矢量能满足此条件，且 t 和 s 之间的关系由下式确定：

$$s = \sqrt{R^2 - t^2}, t \leqslant R \tag{A2.24}$$

取

$$s = R\cos\frac{2\pi i}{N} \tag{A2.25}$$

和

$$t = R\sin\frac{2\pi i}{N} \tag{A2.26}$$

满足这个附加要求，其中，构造线段的端点位于半径为 R 的圆上，两个连续端点之间的角度差为 $360°/N$。

如果在上式中取 $i = 0$，那么就可以得到构造的第一条线段的起点。

例如，如果考虑 z 轴上的线圈，其长度为 1.2m，2 圈，半径为 1m，那么多边形起点的坐标为

$$x_{A1}, y_{A1}, z_{A1} = \frac{R}{\sqrt{2}}(1, 1, 0) \tag{A2.27}$$

构造的第一条线段的终点坐标为

$$x_{E1}, y_{E1}, z_{E1} = R \cdot (0.966; 0.285, 0.05) \tag{A2.28}$$

其中使用 12 条线段构造一个线圈。

第 2 条线段的起点为第一条线段的终点。

从这个例子的结果可得到，线圈为逆时针的旋转方向，即左螺旋的旋转方向。为了使线圈为顺时针旋转方向，选取的 t 应满足以下条件：

$$t = -R\sin\frac{2\pi i}{N} \tag{A2.29}$$

在以上的估算中，作者有意区分了 R_0 和 R，其中 R 对应于由 R_0 计算的替换半径。例如，可能要求，多边形在平面上的投影形成的面积等于线圈的半径为 R_0 的圆面积，如图 A2.8 所示。

这种要求可得到以下的表达式：

$$R = R_0 \sqrt{\frac{2\pi}{N\sin\left(\frac{2\pi}{N}\right)}} \tag{A2.30}$$

电流 $I = 1$A，圈数为 20 圈的单层线圈的漏磁场（磁通密度）如图 A2.9 所示。线圈

的半径 $R_0 = 10\text{cm}$，线圈的长度也为 10cm。位于垂直于线圈轴的方向上，距离线圈为 5cm 的场如图 A2.9 所示。

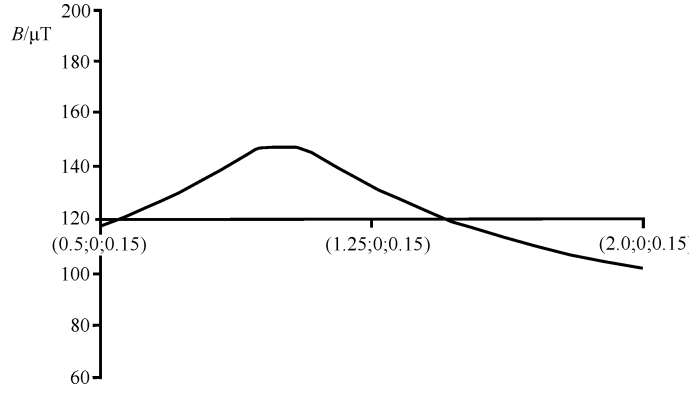


图 A2.9　垂直于线圈轴线方向直线上的漏磁场

A2.2.3　考虑相位关系

在引言中已表明，电流的相位可以转换为磁场的相位。如果在几条导线组成的系统中，使用具有不同相位的电流（如考虑三相电源的磁场），那么在一般的情况下，可得到以下形式的结果：

$$\underline{\vec{H}}_{\text{ges}} = \underline{H}_{x\text{ges}}\vec{e}_x + \underline{H}_{y\text{ges}}\vec{e}_y + \underline{H}_{z\text{ges}}\vec{e}_z \tag{A2.31}$$

然后出现的问题是，这种磁场的最大幅值是多少？为了估算这种幅值的最大值，对于每一个分量，仅取二次方和的二次方根（绝对值）是不完备的。

实际当中，每一空间方向中的实时场首先是由这个空间分量的复数量（实部，复部）确定。第二步，计算所有实时空间分量的平方和的平方根，就可以估算最大值。更详细的信息，读者可参考本书附录 A5。

假设空间方向的每一分量由以下等式计算：

$$\begin{aligned} H_{x\text{ges}} &= |H_x|\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi x} = A\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi x} \\ H_{y\text{ges}} &= |H_y|\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi y} = B\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi y} \\ H_{z\text{ges}} &= |H_z|\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi z} = C\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi z} \end{aligned} \tag{A2.32}$$

由这些假设，使用下式可以推导实时值：

$$\begin{aligned} H_x(t) &= A\cos(\omega t + \varphi_x) \\ H_y(t) &= B\cos(\omega t + \varphi_y) \\ H_z(t) &= C\cos(\omega t + \varphi_z) \end{aligned} \tag{A2.33}$$

由上式得到：

$$\begin{aligned} |H_{\text{ges}}| &= \sqrt{H_x^2(t) + H_y^2(t) + H_z^2(t)} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{A^2 + B^2 + C^2 + A^2\cos(2\omega t + 2\varphi_x) + B^2\cos(2\omega t + 2\varphi_y) + C^2\cos(2\omega t + 2\varphi_z)} \end{aligned} \tag{A2.34}$$

首先合并前两个 cos 项，简化上式得到：

$$A^2\cos(2\omega t+2\varphi_x)+B^2\cos(2\omega t+2\varphi_y)=D^2\sin(2\omega t+2\varphi_D) \tag{A2.35}$$

其中

$$D^2=\sqrt{A^4+B^4+2A^2B^2\cos(2\varphi_y-2\varphi_x)}$$

$$\varphi_D=\arctan\frac{A^2\cos2\varphi_x+B^2\cos2\varphi_y}{-A^2\sin2\varphi_x-B^2\sin2\varphi_y}$$

这种替换的结果然后与第三个 cos 项相加得到：

$$D^2\sin(2\omega t+\varphi_D)+C^2\sin(2\omega t+2\varphi_z+\frac{\pi}{2})=E^2\sin(2\omega t+\varphi_E) \tag{A2.36}$$

其中

$$E^2=\sqrt{D^4+C^4+2D^2C^2\cos\left(2\varphi_z+\frac{\pi}{2}-\varphi_D\right)}$$

$$\varphi_E=\arctan\frac{D^2\sin\varphi_D+C^2\sin\left(2\varphi_z+\frac{\pi}{2}\right)}{D^2\sin\varphi_D+C^2\cos\left(2\varphi_z+\frac{\pi}{2}\right)}$$

提示：两个正弦项的和为

$$A_1\sin(\omega t+\varphi_1)+A_2\sin(\omega t+\varphi_2)=A\sin(\omega t+\varphi), \tag{A2.37}$$

$$A=\sqrt{A_1^2+A_2^2+2A_1A_2\cos(\varphi_2-\varphi_1)}$$

$$\varphi=\arctan\frac{A_1\sin\varphi_1+A_2\sin\varphi_2}{A_1\cos\varphi_1+A_2\cos\varphi_2}$$

程序 STRAF 是一个非常有效的程序，可以估算细导线任意布置的磁通密度。

A2.2.4 程序 STRAYF 的源代码

SFELD 或 STRAYE 程序源代码这里不再给出。本书的德文版给出了这些程序，也可从作者的主页下载。

附录 A3 自感和互感

本书附录 A2 已给出了估算漏磁场的方法。如果要得到由于漏磁场在环路中产生的感应电压，那么可应用法拉第电磁感应定律：

$$u_i=-\frac{\mathrm{d}\phi}{\mathrm{d}t} \tag{A3.1}$$

式中，ϕ 为磁通量，可由下式进行计算：

$$\phi=\mu\int_A\vec{H}\mathrm{d}\vec{A} \tag{A3.2}$$

磁通量的模 $|\phi|$ 除以漏磁场产生的电流 i 得到量 M，该量仅与几何结构有关。

$$M=\frac{|\phi|}{i} \tag{A3.3}$$

M 称为互感。为了正确的理解，必须指出的是，除数 i 仅考虑的是无电流流过的区

域（在确定互感的过程中）。在以下所有的估算中应满足此条件。此外，应指出，自感仅是互感的一部分。在自感的计算中，由场产生电流的导线所围面积用于计算有效的磁通量。

以下的表述和公式引自本书参考文献［GON82］。

A3.1　*y* 轴上的有限长导体和 *xy* 平面上的梯形区域之间的互感

本书附录 A2 已经给出了以下等式用于估算 *y* 轴上的有限长导线在 *xy* 平面上产生的漏磁场：

$$\vec{H}=\frac{I}{4\pi}\left(\frac{y-a}{x\sqrt{x^2+(y-a)^2}}-\frac{y}{x\sqrt{x^2+y^2}}\right)\vec{e}_z \tag{A3.4}$$

由于 $\vec{H}$ 和 I 在以下的估算中意义不大，这里可以忽略它们的含义。

式（A3.4）清楚的表明，*y* 轴上的电流会在 *xy* 平面产生场，该场仅有 *z* 向分量。如果被影响的面积仅位于 *xy* 平面（单位矢量 $\vec{e}_z$），那么式（A3.2）中的矢量内积可以简化为简单的相乘。

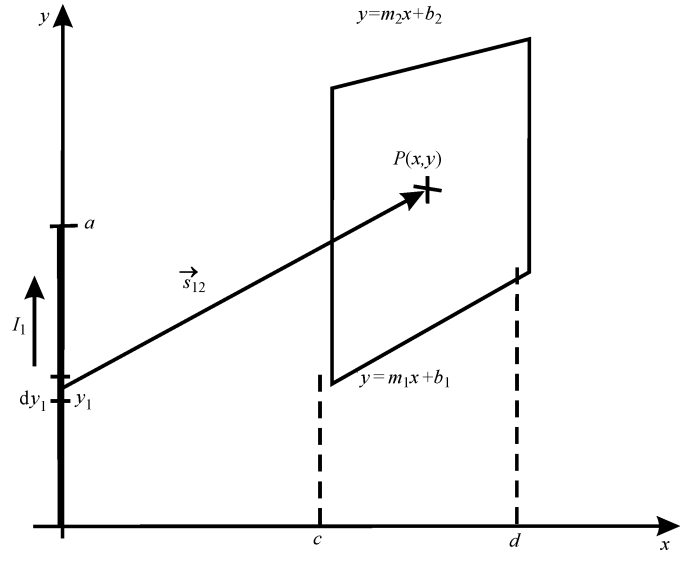


图 A3.1　*y* 轴上的载流导体和 *xy* 平面上的梯形区域组成的布置

考虑 *xy* 平面上的梯形区域，电流位于 *y* 轴上，如图 A3.1 所示。为了估算互感，仅需要求解下面的积分：

$$M=\frac{\mu}{4\pi}\int_c^d\int_{m_1x+b_1}^{m_2x+b_2}\left(\frac{y-a}{x\sqrt{x^2+(y-a)^2}}-\frac{y}{x\sqrt{x^2+y^2}}\right)\mathrm{d}y\mathrm{d}x \tag{A3.5}$$

对 *y* 积分，可得到以下结果：

$$I_y=\left[\frac{1}{x}\sqrt{x^2+y^2}\right]_{m_1x+b_1-a}^{m_2x+b_2-a}-\left[\frac{1}{x}\sqrt{x^2+y^2}\right]_{m_1x+b_1}^{m_2x+b_2} \tag{A3.6}$$

将该解代入式（A3.5）得到形式积分：

$$I_x = \int \frac{1}{x} \sqrt{ex^2 + fx + g}\,\mathrm{d}x \tag{A3.7}$$

最后，积分将给出 y 轴上的有限长直导线和 xy 平面上的梯形区域形成的布置的互感。

$$\begin{aligned}
M = \frac{\mu}{4\pi}\Bigg[& \sqrt{(m_2^2+1)d^2 + 2m_2(b_2-a)d + (b_2-a)^2} - \sqrt{(m_2^2+1)c^2 + 2m_2(b_2-a)c + (b_2-a)^2} \\
& - \sqrt{(m_1^2+1)d^2 + 2m_1(b_1-a)d + (b_1-a)^2} + \sqrt{(m_1^2+1)c^2 + 2m_1(b_1-a)c + (b_1-a)^2} \\
& - \sqrt{(m_2^2+1)d^2 + 2m_2b_2d + b_2^2} + \sqrt{(m_2^2+1)c^2 + 2m_2b_2c + b_2^2} \\
& + \sqrt{(m_1^2+1)d^2 + 2m_1b_1d + b_1^2} - \sqrt{(m_1^2+1)c^2 + 2m_1b_1c + b_1^2} \\
& + \frac{m_2(b_2-a)}{\sqrt{m_2^2+1}} \ln \frac{\sqrt{(m_2^2+1)((m_2^2+1)d^2 + 2m_2(b_2-a)d + (b_2-a)^2)} + (m_2^2+1)d + m_2(b_2-a)}{\sqrt{(m_2^2+1)((m_2^2+1)c^2 + 2m_2(b_2-a)c + (b_2-a)^2)} + (m_2^2+1)c + m_2(b_2-a)} \\
& + \frac{m_1(b_1-a)}{\sqrt{m_1^2+1}} \ln \frac{\sqrt{(m_1^2+1)((m_1^2+1)c^2 + 2m_1(b_1-a)c + (b_1-a)^2)} + (m_1^2+1)c + m_1(b_1-a)}{\sqrt{(m_1^2+1)((m_1^2+1)d^2 + 2m_1(b_1-a)d + (b_1-a)^2)} + (m_1^2+1)d + m_1(b_1-a)} \\
& + \frac{m_2b_2}{\sqrt{m_2^2+1}} \ln \frac{\sqrt{(m_2^2+1)((m_2^2+1)c^2 + 2m_2b_2c + b_2^2)} + (m_2^2+1)c + m_2b_2}{\sqrt{(m_2^2+1)((m_2^2+1)d^2 + 2m_2b_2d + b_2^2)} + (m_2^2+1)d + m_2b_2} \\
& + \frac{m_1b_1}{\sqrt{m_1^2+1}} \ln \frac{\sqrt{(m_1^2+1)((m_1^2+1)d^2 + 2m_1b_1d + b_1^2)} + (m_1^2+1)d + m_1b_1}{\sqrt{(m_1^2+1)((m_1^2+1)c^2 + 2m_1b_1c + b_1^2)} + (m_1^2+1)c + m_1b_1} \\
& + |b_2 - a| \ln \frac{d\left(\sqrt{(b_2-a)^2((m_2^2+1)c^2 + 2m_2(b_2-a)c + (b_2-a)^2)} + (b_2-a)^2 + m_2(b_2-a)c\right)}{c\left(\sqrt{(b_2-a)^2((m_2^2+1)d^2 + 2m_2(b_2-a)d + (b_2-a)^2)} + (b_2-a)^2 + m_2(b_2-a)d\right)} \\
& + |b_1 - a| \ln \frac{c\left(\sqrt{(b_1-a)^2((m_1^2+1)d^2 + 2m_1(b_1-a)d + (b_1-a)^2)} + (b_1-a)^2 + m_1(b_1-a)d\right)}{d\left(\sqrt{(b_1-a)^2((m_1^2+1)c^2 + 2m_1(b_1-a)c + (b_1-a)^2)} + (b_1-a)^2 + m_1(b_1-a)c\right)} \\
& + |b_2| \ln \frac{c\left(\sqrt{b_2^2((m_2^2+1)d^2 + 2m_2b_2d + b_2^2)} + b_2^2 + m_2b_2d\right)}{d\left(\sqrt{b_2^2((m_2^2+1)c^2 + 2m_2b_2c + b_2^2)} + b_2^2 + m_2b_2c\right)} \\
& + |b_1| \ln \frac{d\left(\sqrt{b_1^2((m_1^2+1)c^2 + 2m_1b_1c + b_1^2)} + b_1^2 + m_1b_1c\right)}{c\left(\sqrt{b_1^2((m_1^2+1)d^2 + 2m_1b_1d + b_1^2)} + b_1^2 + m_1b_1d\right)}\Bigg]
\end{aligned} \tag{A3.8}$$

A3.2 线段在 *xy* 平面所围区域的分解

进一步考虑以上所讨论的 y 轴上的有限长直导体和 xy 平面上的梯形区域组成的布置，我们可以计算线段在 xy 平面所围任意区域的互感。通过将整个区域分解成三角形，其中一边平行于 y 轴（梯形区域的特殊情况），可以得到正确的解析解。图 A3.2 给出了不规则的五边形及其可能的三角形分解。总的互感为 y 轴上的导体和六个三角形之间形成的每个电感之和。

易于看出，以上给出的分解并不是唯一的分解方法。这种分解要求更多地观察所分区域之间中心点的相对位置，因此，并不适合使用计算机程序进行自动分解。另一方面，如果估算了总布置的所有分部分的 $\Delta\phi_i/i_i$ 之后，根据式（A3.3），计算量 $|\phi_{12}|/i_1$

作为计算过程中的最后一步，那么在中间的步骤，就可以使用区域的法向矢量的方向确定各个分部分的符号。如果图 A3.2 所示的区域分解成三角形，如图 A3.3 所示，可以看出三角形Ⅰ和Ⅱ与三角形Ⅲ相比较，有着不同的区域方向。五边形的总面积等于三角形Ⅰ和Ⅱ的面积减去三角形Ⅲ的面积。

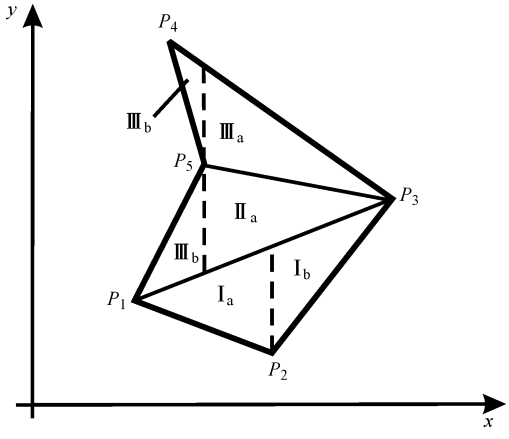


图 A3.2　估算不规则的五边形的互感时的三角形分解

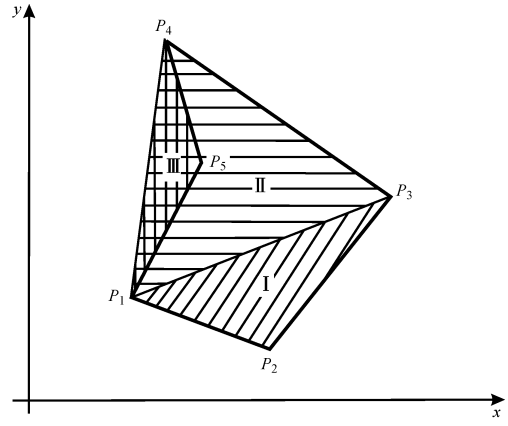


图 A3.3　不规则的五边形分解成都包含点 P_1 的三个三角形

由于 $\vec{H}$ 在整个 xy 平面上同向，被影响区域的方向确定了磁通的符号。对于这里给出的情况，可得到：

$$\phi_{\text{ges}} = \phi_{\text{Ⅰ}} + \phi_{\text{Ⅱ}} - \phi_{\text{Ⅲ}} \tag{A3.9}$$

为了获得一个确定的分解，使用以下方式选择方向：由点 P_1、P_k 和 P_{k+1} 每次形成一个三角形（$k = 2, 3, \cdots, N-1$；N 是顶点的数量）。如果随着序号（1，k，$k+1$）的增加，区域的序号在数学上以正的方式循环，那么这个区域的法向矢量定义为正。这种分解也允许边界直导线出现交叉点，因此它是唯一的。

A3.3　空间中任意导体环路的处理

假设产生场的导线位于 y 轴上，处理空间中导体环路的下一步是使用坐标变换，以正确的方式将影响的环路变换到 xy 平面。由于很易证明，正确的程序会涉及选取边界线段的每一个点以及与 y 轴的距离（$r = \sqrt{x^2 + z^2}$），然后使用 $x = r$ 将其变换到 xy 平面和固定 y 值。

这是一个非常有价值的程序；在通常情况下，空间的线段会变成平面上的抛物线。基于这个原因，仅顶点以规定的方式变换到 xy 平面；可近似估算互感。顶点之间所有互连线段进行第一次近似后，定义新“想象的”顶点，进行第二次近似。如果两次计算结果之间的偏差小于预先规定的误差限，新的结果认为是最终解。如果偏差较大，再定义新“想象的”顶点，如此循环。

在以上的描述中仅考虑的情况是，区域的所有顶点中仅有一点到 y 轴的距离最小。但通常并不是这种情况，这时就需要估算其 $\vec{H}$ 正切于影响区域的线段。这些线段与边

界线段的交点需要确定，使用矢量代数很容易计算，同时引入新的假想的顶点。对于被影响区域的边界线段，每个部分使用符号修正和进行端点到端点的坐标变换，得到和的绝对值，以计算互感。

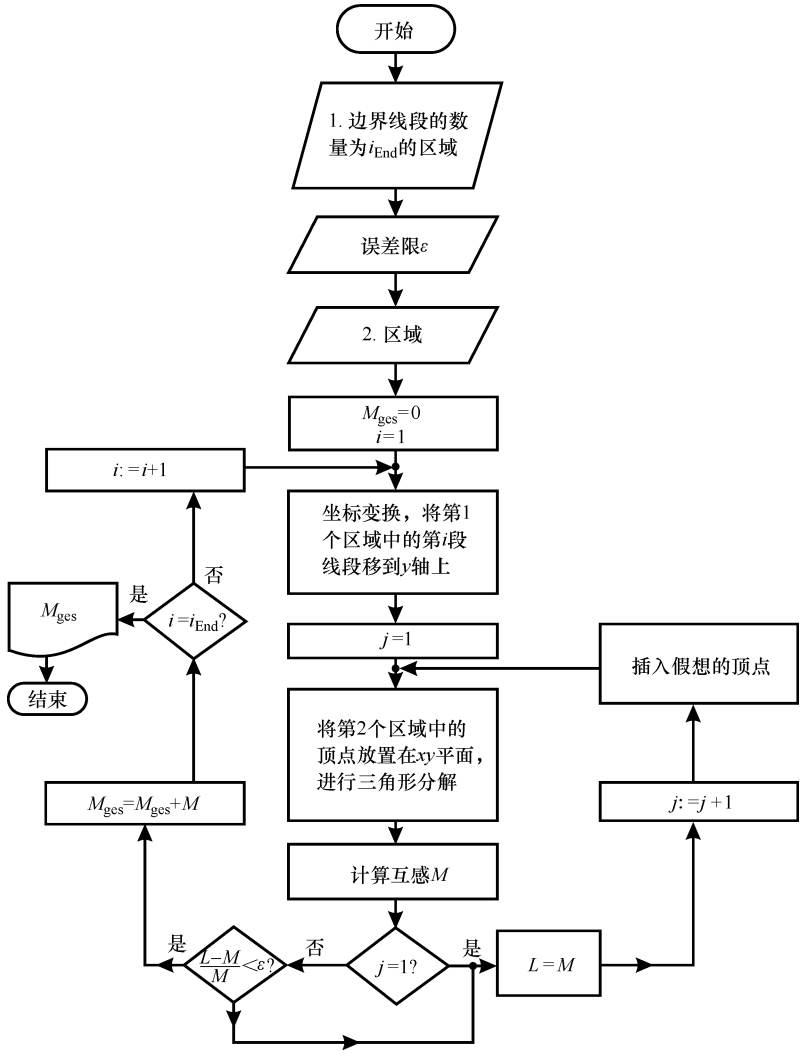


图 A3.4　计算互感的程序流程图

控制计算结果的一种方法是证明是否满足 $M_{12}=M_{21}$。因此，可通过互换影响导体的环路电感和被影响导体环路的电感进行控制计算。图 A3.4 给出了能够使用的计算机程序的流程图。

A3.4　具有横向距离的两个圆环之间的互感

为了表明上述程序的有效性，估算了具有横向距离的两个平行圆环之间的互感。布

置如图 A3.5 所示。

两个圆环可由具有 36 个顶点的区域近似，这样的重构和形成的圆区域与两个圆环是相等的。规定的迭代误差（误差限）（见图 A3.4）为 0.1%。

图 A3.6 给出了作为横向距离 d 的函数，图 A3.5 所示布置的互感。不同的曲线对应两个导体平面之间高度 h 的变化。

对于每种情况，当 $d=0$ 时可得到两个环路之间的最大耦合。这种耦合随着横向距离的变化减小到零，然后又增加到局部最大值。从这个局部最大值开始，互感再平滑的减小，直到 d 趋于无穷大时为零。第一个零点以及局部最大值是两个环平面之间高度 h 的函数。

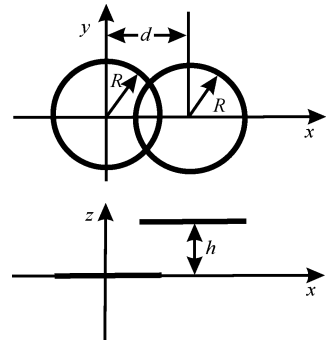


图 A3.5　两个具有相同面积和方向的横向放置的圆环布置

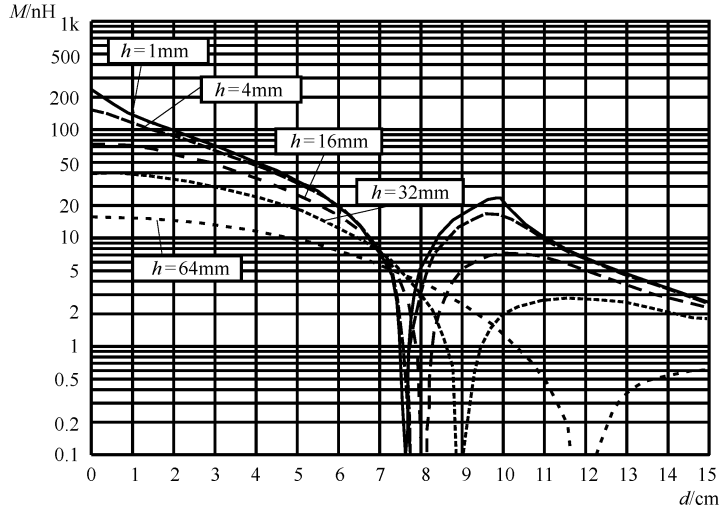


图 A3.6　两个平行圆环之间的互感

A3.5　程序 MUTUAL 的源代码

程序 GEGEN 或 MUTUAL 的源代码这里不再给出。本书的德文版给出了这些程序，也可从作者的主页下载。

附录 A4　基本偶极子

A4.1　赫兹偶极子

本附录再次完整的推导了基本偶极子的等式。

A4.1.1 估算一般情况的场强分量

长度为 l 的短导线，方向为 Z 轴方向，载有时变电流 I。导线的横截面积很小。

$$\vec{J} \cdot \mathrm{d}V = I \cdot \mathrm{d}\vec{z_L}$$

$$\Rightarrow \vec{A} = \frac{\mu}{4\pi} \int_{\text{导线}} \frac{I\left(t - \frac{s}{\nu}\right)}{s} \mathrm{d}\vec{z_L}$$

式中，s 为源到场点的距离。

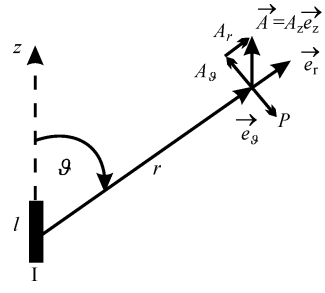


图 A4.1 赫兹偶极子的方向

此外还假设，场点 P 到导线的距离远大于导线的长度（$r \gg l$）。因此，导线上的点 z_L 到场点 P 的距离可由导线的中心到该点的距离近似。

对于这种情况，可得到：

$$A_z = \frac{\mu \cdot l}{4\pi} \cdot \frac{I\left(t - \frac{r}{\nu}\right)}{r} \tag{A4.1}$$

且分量为 $A_r = A_z \cos\vartheta$；$A_\vartheta = -A_z \sin\vartheta$。

磁场强度可由矢量位 $\vec{A}$ 确定：

$$\begin{aligned}
H_r &= \frac{1}{\mu} \cdot \mathrm{rot}_r \vec{A} = \frac{1}{\mu \cdot r \cdot \sin\vartheta} \cdot \left[\frac{\partial}{\partial\vartheta}(\sin\vartheta \cdot A_\varphi) - \frac{\partial A_\vartheta}{\partial\varphi}\right] = 0 \\
H_\vartheta &= \frac{1}{\mu} \cdot \mathrm{rot}_\vartheta \cdot \vec{A} = \frac{1}{\mu \cdot r \cdot \sin\vartheta} \cdot \left[\frac{\partial A_r}{\partial\varphi} - \sin\vartheta \cdot \frac{\partial}{\partial r}(r \cdot A_\varphi)\right] = 0 \\
H_\varphi &= \frac{1}{\mu} \cdot \mathrm{rot}_\varphi \vec{A} = \frac{1}{\mu \cdot r}\left[\frac{\partial}{\partial r}(r \cdot A_\vartheta) - \frac{\partial A_r}{\partial\vartheta}\right] \\
&= \frac{\mu \cdot l}{4\pi\mu \cdot r}\left[+\dot{I}\left(t - \frac{r}{\nu}\right) \cdot \frac{1}{\nu} \cdot \sin\vartheta + I\left(t - \frac{r}{\nu}\right) \cdot \frac{1}{r} \cdot \sin\vartheta\right] \\
&= \frac{l}{4\pi r}\left[+\frac{\dot{I}\left(t - \frac{r}{\nu}\right)}{\nu} + \frac{I\left(t - \frac{r}{\nu}\right)}{r}\right] \cdot \sin\vartheta
\end{aligned} \tag{A4.2}$$

由于 $\vec{A}$ 与 φ 无关，分量 A_φ 不存在，因此，分量 H_r 和 H_ϑ 为零。电场强度 $\vec{E}$ 可由磁场强度计算，或者通过考虑以下辅助条件：

$$\operatorname{div}\vec{A}+\frac{1}{\nu^2}\cdot\phi=0 \tag{A4.3}$$

得到电位 ϕ，然后使用麦克斯韦第一方程计算。

这里使用以上提到的第 2 种方法：

$$\vec{\varepsilon E}=\operatorname{rot}\vec{H}$$

$$\dot{\varepsilon E}_r=\frac{1}{r\sin\vartheta}\left[\frac{\partial}{\partial\vartheta}(\sin\vartheta\cdot H_\varphi)-\frac{\partial H_\vartheta}{\partial\varphi}\right]=\frac{l}{2\pi r^2}\cdot\left[\frac{\dot{I}\left(t-\frac{r}{\nu}\right)}{\nu}+\frac{I\left(t-\frac{r}{\nu}\right)}{r}\right]\cdot\cos\vartheta$$

$$\dot{\varepsilon E}_\vartheta=\frac{1}{r}\left[\frac{1}{\sin\vartheta}\cdot\frac{\partial H_r}{\partial\varphi}-\frac{\partial}{\partial r}(r\cdot H_\varphi)\right]=\frac{l}{4\pi r}\cdot\left[\frac{\ddot{I}\left(t-\frac{r}{\nu}\right)}{\nu^2}+\frac{\dot{I}\left(t-\frac{r}{\nu}\right)}{r\nu}+\frac{I\left(t-\frac{r}{\nu}\right)}{r^2}\right]\cdot\sin\vartheta$$

$$\dot{\varepsilon E}_\varphi=\frac{1}{r}\left[\frac{\partial}{\partial r}(r\cdot H_\vartheta)-\frac{\partial H_r}{\partial\vartheta}\right]=0 \tag{A4.4}$$

A4.1.2　时谐激励的解

$$I(t)=\operatorname{Re}(\underline{I})=\operatorname{Re}(\hat{I}\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t})=\hat{I}\cdot\cos\omega t \tag{A4.5}$$

波长为 $\lambda=\frac{\nu}{c}=\frac{2\pi\nu}{\omega}$

$$\begin{aligned}
\underline{H}_\varphi&=\frac{\hat{I}\cdot l}{4\pi}\cdot\frac{\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)}}{r^2}\cdot\left(\frac{\mathrm{j}\omega r}{\nu}+1\right)\cdot\sin\vartheta\\
\underline{E}_r&=\frac{\hat{I}\cdot l}{2\pi\varepsilon}\cdot\frac{\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)}}{r^2}\cdot\left(\frac{1}{\nu}+\frac{1}{\mathrm{j}\omega r}\right)\cdot\cos\vartheta\\
\underline{E}_\vartheta&=\frac{\hat{I}\cdot l}{4\pi\varepsilon}\cdot\frac{\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)}}{r^2}\cdot\left(\frac{\mathrm{j}\omega r}{\nu^2}+\frac{1}{\nu}+\frac{1}{\mathrm{j}\omega r}\right)\cdot\sin\vartheta
\end{aligned} \tag{A4.6}$$

E_ϑ 和 H_φ 的比为

$$\begin{aligned}
\frac{\hat{\underline{E}}_\vartheta}{\hat{\underline{H}}_\varphi}&=\frac{1}{\varepsilon}\cdot\frac{\frac{\mathrm{j}\omega r}{\nu^2}+\frac{1}{\nu}+\frac{1}{\mathrm{j}\omega r}}{\frac{\mathrm{j}\omega r}{\nu}+1}\cdot\frac{\nu}{\nu}\\
&=\Gamma_0\cdot\frac{1-\mathrm{j}\frac{\lambda}{2\pi r}+\mathrm{j}\frac{2\pi r}{\lambda}}{1+\mathrm{j}\frac{\lambda}{2\pi r}}=\Gamma_{\mathrm{W}}
\end{aligned} \tag{A4.7}$$

场强分量的实部为

$$\begin{aligned}
H_\varphi(t)&=\frac{\hat{I}\cdot l}{4\pi r^2}\left[-\frac{2\pi r}{\lambda}\cdot\sin\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)+\cos\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)\right]\cdot\sin\vartheta\\
&=\frac{\hat{I}\cdot l\cdot\pi}{\lambda^2}\left[\frac{-\lambda}{2\pi r}\cdot\sin\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)+\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2\cdot\cos\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)\right]\cdot\sin\vartheta
\end{aligned} \tag{A4.8}$$

$$E_r(t)=\frac{\hat{I}\cdot l}{2\pi\varepsilon r^2}\cdot\left[\frac{1}{\nu}\cdot\cos\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)+\frac{1}{\omega r}\cdot\sin\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)\right]\cdot\cos\vartheta$$

$$=\frac{\hat{I}\cdot l\cdot\lambda}{4\pi^2\cdot r^3}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\cdot\left[\frac{2\pi r}{\lambda}\cdot\cos\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)+\sin\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)\right]\cdot\cos\vartheta$$

$$=\frac{2\cdot\hat{I}\cdot l\cdot\pi}{\lambda^2}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\cdot\left[\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2\cdot\cos\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)+\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^3\cdot\sin\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)\right]\cdot\cos\vartheta \tag{A4.9}$$

$$E_\vartheta(t)=\frac{\hat{I}\cdot l}{4\pi\varepsilon r^2}\cdot\left[\left(-\frac{\omega r}{\nu^2}+\frac{1}{\omega r}\right)\cdot\sin\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)+\frac{1}{\nu}\cdot\cos\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)\right]\cdot\sin\vartheta$$

$$=\frac{\hat{I}\cdot l\cdot\lambda}{8\pi^2 r^3}\cdot\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\cdot\left\{\left[1-\left(\frac{2\pi r}{\lambda}\right)^2\right]\cdot\sin\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)+\right.$$

$$\left.\frac{2\pi r}{\lambda}\cdot\cos\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)\right\}\cdot\sin\vartheta$$

$$=\frac{\hat{I}\cdot l\cdot\pi}{\lambda^2}\cdot\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\cdot\left\{\left[\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^3-\frac{\lambda}{2\pi r}\right]\cdot\sin\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)+\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2\cdot\right. \tag{A4.10}$$

$$\left.\cos\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)\right\}\cdot\sin\vartheta$$

远场 $(r>\lambda/2\pi)$

仅考虑与 r 相关的最大正功率项。同时考虑时延。对于纯时谐激励，可得到以下结果：

$$H_\varphi(t)=\frac{-\hat{I}\cdot l}{2r\lambda}\cdot\sin\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)\cdot\sin\vartheta \tag{A4.11}$$

$$E_r(t)=0 \tag{A4.12}$$

$$E_\vartheta(t)=\frac{-\hat{I}\cdot l}{2r\lambda}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\cdot\sin\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right) \tag{A4.13}$$

因此，E 和 H 同相。

相位为常量的区域为球形→“球面波”。

$$\frac{\underline{E}}{\underline{H}}=\frac{1}{\nu\cdot\varepsilon}=\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}=\Gamma \tag{A4.14}$$

在真空中，场阻抗可由下式计算：

$$\Gamma=\Gamma_0=\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}=376.73\Omega$$

将振荡电荷的场强与静电场强进行比较：

点电荷的静电场为 $E\sim\frac{1}{r^2}$

振荡电荷的场为 $E\sim\frac{1}{r}$

能流和辐射电阻

坡印廷矢量为

$$S_r = E_\vartheta \cdot H_\varphi = \left(\frac{\hat{I}\cdot l}{2r\lambda}\right)^2 \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \cdot \sin^2\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right) \cdot \sin^2\vartheta \tag{A4.15}$$

$$S_\vartheta = S_\varphi = 0$$

对时间的平均值为

$$S_{r_{\text{mittel}}} = \frac{1}{2}\left(\frac{\hat{I}\cdot l}{2r\lambda}\right)^2 \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \cdot \sin^2\vartheta \tag{A4.16}$$

平均辐射功率 P_a 为

$$P_a = \int_A S_{r_{\text{mittel}}}\mathrm{d}A = \int_0^\pi S_{r_{\text{mittel}}} \cdot 2\pi r^2 \cdot \sin\vartheta \cdot \mathrm{d}\vartheta$$

$$= \pi \cdot \left(\frac{\hat{I}\cdot l}{2\lambda}\right)^2 \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \underbrace{\int_0^\pi \sin^3\vartheta \cdot \mathrm{d}\vartheta}_{4/3} = \frac{\pi}{3}\left(\frac{\hat{I}\cdot l}{\lambda}\right)^2 \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \tag{A4.17}$$

辐射电阻为

$$R_a = \frac{P_a}{I_{\text{off}}^2} = \frac{2P_a}{\hat{I}^2} = \frac{2\pi}{3} \cdot \left(\frac{l}{\lambda}\right) \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \tag{A4.18}$$

对于 $\mu = \mu_0$ 和 $\varepsilon = \varepsilon_0$（真空中），辐射电阻变为

$$R_{a0} = \frac{2\pi}{3} \cdot 376.73\Omega \cdot \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 = 789\Omega \cdot \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 \tag{A4.19}$$

近场（$r < \lambda/(2\pi)$）

仅考虑与 r 相关的最小功率项［如 $(r_0/r)^2$、$(r_0/r)^3$（r 的最大负功率项）］。忽略时延。对于纯时谐激励，可得到以下分量：

$$H_\varphi(t) = \frac{\hat{I}\cdot l}{4\pi r^2} \cdot \cos(\omega t) \cdot \sin\vartheta \tag{A4.20}$$

$$E_r(t) = \frac{\hat{I}\cdot l\cdot\lambda}{4\pi^2 r^3} \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \cdot \sin(\omega t) \cdot \cos\vartheta \tag{A4.21}$$

$$E_\vartheta(t) = \frac{\hat{I}\cdot l\cdot\lambda}{8\pi^2 r^3} \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \cdot \sin(\omega t) \cdot \sin\vartheta \tag{A4.22}$$

波阻抗为

$$\underline{\Gamma}_W = \frac{\underline{E}_\vartheta}{\underline{H}_\varphi} = \frac{1}{\varepsilon} \cdot \frac{1}{\mathrm{j}\omega r} = -\mathrm{j} \cdot \frac{\lambda}{2\pi r} \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \tag{A4.23}$$

波阻抗 $\underline{\Gamma}_W$ 为容性，其值远大于远场波阻抗 $\Gamma = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$。这是因为在近场 $\lambda/(2\pi r) \gg 1$。因此，这种场称为高阻抗场。

A4.2　电流环（环天线）

纯时谐过程时场分量的计算

时变电流流过半径为 R 的环。环的半径 R 远小于感兴趣的波长（$R \ll \lambda$）。

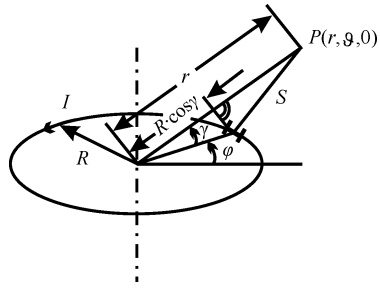


图 A4.2　电流环的方向

矢量位仅有 φ 方向的分量，其自身独立于 φ：

$$A_\varphi = \frac{\mu}{4\pi} \cdot \int_{\text{导体的体积}} \frac{J_\varphi \mathrm{d}V}{S} = \frac{\mu}{4\pi} \cdot \int_{\text{轮廓线}} \frac{I\left(t - \frac{S}{\nu}\right) \cdot \cos\varphi \cdot \mathrm{d}l}{S}$$
$$= \frac{\mu}{4\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{I\left(t - \frac{S}{\nu}\right) \cdot R \cdot \cos\varphi \cdot \mathrm{d}\varphi}{S} \tag{A4.24}$$

式中，S 为源到场点的距离。

1. 假设，电流为纯正弦变化，有：

$$I(t) = \mathrm{Re}(\underline{I}) = \mathrm{Re}(\hat{I} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t}) = \hat{I} \cdot \cos\omega t$$

这种假设得到：

$$I\left(t - \frac{s}{\nu}\right) \rightarrow \hat{I} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega\left(t - \frac{s}{\nu}\right)}$$

$$\underline{\hat{A}}_\varphi = \frac{\mu \cdot \hat{I}}{4\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega\left(t - \frac{s}{\nu}\right)} \cdot R \cdot \cos\varphi}{S} \mathrm{d}\varphi$$

$$s = r - R \cdot \cos\gamma = r - R \cdot \sin\vartheta \cdot \cos\varphi \tag{A4.25}$$

$$\underline{A}_\varphi = \frac{\mu \cdot R \cdot \hat{I}}{4\pi} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega\left(t - \frac{r}{\nu}\right)} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega \frac{R}{\nu} \cdot \sin\vartheta \cdot \cos\varphi} \cdot \cos\varphi}{r - R \cdot \sin\vartheta \cdot \cos\varphi} \cdot \mathrm{d}\varphi$$

积分中的指数表示式是非常小的（R 远小于 λ）：

$$\frac{\omega}{\nu} R = \frac{2\pi R}{\lambda} < < 1$$

因此，根据以上的条件，通过指数函数的级数展开，可得到近似解：

$$\mathrm{e}^C \approx 1 + C, \text{因此}, 1 + \mathrm{j}\omega \frac{R}{\nu} \cdot \sin\vartheta \cdot \cos\varphi$$

$$\underline{A}_\varphi = \frac{\mu \cdot R \cdot \hat{I}}{4\pi} \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega\left(t - \frac{r}{\nu}\right)} \cdot \int_0^{2\pi} \frac{\cos\varphi + j\omega \frac{R}{\nu} \cdot \sin\vartheta \cdot \cos^2\varphi}{r - R \cdot \sin\vartheta \cdot \cos\varphi} \mathrm{d}\varphi$$

$$= \frac{\mu \cdot R \cdot \hat{I}}{4\pi} \cdot e^{j\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)} \cdot \left[-\int_0^{2\pi} j\,\frac{\omega}{\nu}\cos\varphi \mathrm{d}\varphi + \int_0^{2\pi} \frac{\cos\varphi \cdot \left(1 + j\omega\,\frac{r}{\nu}\right)}{r - R \cdot \sin\vartheta \cdot \cos\varphi} \mathrm{d}\varphi \right] \quad (A4.26)$$

$$= \frac{\mu \cdot \hat{I}}{2 \cdot \sin\vartheta} \cdot e^{j\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)} \cdot \left(1 + j\omega\,\frac{r}{\nu}\right) \cdot \left[\frac{r}{\sqrt{r^2 - R^2\sin^2\vartheta}} - 1 \right]$$

利用关系式 $\vec{B} = \mathrm{rot}\vec{A}$，可由磁矢位计算磁场强度。

碰巧的是，$A_r = A_\vartheta = 0$。

$$\underline{H}_r = \frac{1}{\mu \cdot r \cdot \sin\vartheta} \cdot \left[\frac{\partial}{\partial\vartheta}(\sin\vartheta \cdot A_\varphi) - \frac{\partial A_\vartheta}{\partial\varphi} \right]$$

$$= \frac{\hat{I} \cdot R^2 \cdot \cos\vartheta}{2 \cdot \sqrt{(r^2 - R^2\sin^2\vartheta)^3}} \cdot (1 + j\omega\,\frac{r}{\nu}) \cdot e^{j\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)} \quad (A4.27)$$

$$\underline{H}_\vartheta = \frac{1}{\mu \cdot r \cdot \sin\vartheta} \cdot \left[\frac{\partial A_r}{\partial\varphi} - \sin\vartheta \cdot \frac{\partial}{\partial r}(r \cdot A_\varphi) \right]$$

$$= \frac{\hat{I} \cdot e^{j\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)}}{2 \cdot r \cdot \sin\vartheta} \cdot \left\{ j\,\frac{\omega}{\nu} \cdot \left(\frac{r^2}{\sqrt{r^2 - R^2 \cdot \sin^2\vartheta}} + \frac{j\,\frac{\omega}{\nu} r^3}{\sqrt{r^2 - R^2 \cdot \sin^2\vartheta}} - r - j\,\frac{\omega}{\nu} \cdot r^2 \right) \right.$$

$$- \frac{2r \cdot \sqrt{r^2 - R^2\sin^2\vartheta} - \frac{r^3}{\sqrt{r^2 - R^2 \cdot \sin^2\vartheta}}}{r^2 - R^2 \cdot \sin^2\vartheta}$$

$$\left. - \frac{j \cdot \frac{3\omega}{\nu} \cdot r^2 \cdot \sqrt{r^2 - R^2\sin^2\vartheta} - \frac{j\,\frac{\omega}{\nu} r^4}{\sqrt{r^2 - R^2 \cdot \sin^2\vartheta}}}{r^2 - R^2 \cdot \sin^2\vartheta} + 1 + 2j\omega\,\frac{r}{\nu} \right\} \quad (A4.28)$$

$$= \frac{\hat{I} \cdot e^{j\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)}}{2 \cdot \sin\vartheta} \cdot \left\{ j\,\frac{\omega}{\nu} \cdot \left(\frac{r + j\,\frac{\omega}{\nu} r^2}{r^2 - R^2 \cdot \sin^2\vartheta} - 1 - j\,\frac{\omega}{\nu} r \right) - \right.$$

$$\left. - \frac{r^3 - 2 \cdot r \cdot R^2 \cdot \sin^2\vartheta + j\,\frac{2\omega}{\nu} r^4 - j\,\frac{3\omega}{\nu} \cdot r^2 \cdot R^2 \cdot \sin^2\vartheta}{r \cdot \sqrt{(r^2 - R^2 \cdot \sin^2\vartheta)^3}} + \frac{1}{r} + 2j\,\frac{\omega}{\nu} \right\}$$

$$H_\varphi = 0 \quad (A4.29)$$

2. 假设，点 P 到环的距离 r 远大于环的半径：$r >> R$。

因此，可再次求得近似解：

$$(r^2 - R^2\sin^2\vartheta)^{-\frac{3}{2}} \approx r^{-3} \cdot \left(1 + \frac{3}{2} \cdot \frac{R^2}{r^2} \cdot \sin^2\vartheta\right)$$

$$(r^2 - R^2\sin^2\vartheta)^{-\frac{1}{2}} \approx r^{-1} \cdot \left(1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{R^2}{r^2} \cdot \sin^2\vartheta\right)$$

$$\underline{H}_r = \frac{\hat{I}}{4}\left(\frac{R}{r}\right)^2 \cdot \cos\vartheta \cdot \left(\frac{1}{r} + j \cdot \frac{\omega}{\nu}\right) \cdot e^{j\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)} \quad (A4.30)$$

$$\underline{H}_{\vartheta}=\frac{\hat{I}}{4}\cdot\left(\frac{R}{r}\right)^{2}\cdot\sin\vartheta\cdot\left[\frac{1}{r}+\mathrm{j}\cdot\frac{\omega}{\nu}-r\left(\frac{\omega}{\nu}\right)^{2}\right]\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)} \tag{A4.31}$$

$$\underline{H}_{\varphi}=0 \tag{A4.32}$$

使用麦克斯韦第一方程计算 $\vec{E}$：

$$\begin{aligned}\varepsilon\cdot\vec{E}&=\mathrm{rot}\vec{H}\\&=\vec{e}_{r}\cdot\frac{-1}{r\cdot\sin\vartheta}\cdot\frac{\partial\underline{H}_{\vartheta}}{\partial\varphi}\\&+\vec{e}_{\varphi}\cdot\frac{1}{r}\cdot\left(\frac{\partial(r\cdot\underline{H}_{\vartheta})}{\partial r}-\frac{\partial\underline{H}_{r}}{\partial\vartheta}\right)\\&+\vec{e}_{\vartheta}\cdot\frac{1}{r\cdot\sin\vartheta}\cdot\frac{\partial\underline{H}_{r}}{\partial\varphi}\end{aligned} \tag{A4.33}$$

$\vec{E}$ 仅有 φ 方向的分量：

$$\begin{aligned}\varepsilon\cdot\dot{\underline{E}}_{\varphi}&=\frac{1}{r}\cdot\left(\frac{\partial(r\cdot\underline{H}_{\vartheta})}{\partial r}-\frac{\partial\underline{H}_{r}}{\partial\vartheta}\right)\\&=\left[\left(\frac{\omega}{\nu r}\right)^{2}+\mathrm{j}\left(\frac{\omega}{\nu}\right)^{3}\cdot\frac{1}{r}\right]\cdot\frac{\hat{I}}{4}\cdot R^{2}\cdot\sin\vartheta\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)}\end{aligned} \tag{A4.34}$$

$$\underline{E}_{\varphi}=\frac{\hat{I}}{4\varepsilon}R^{2}\cdot\sin\vartheta\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)}\left[\frac{\omega}{\nu^{2}}-\frac{\mathrm{j}}{\nu r}\right]\cdot\frac{\omega}{\nu r} \tag{A4.35}$$

$$\underline{E}_{r}=\underline{E}_{\vartheta}=0 \tag{A4.36}$$

通过使用波长的关系式：

$$\lambda=\frac{\nu}{f}=\frac{2\pi\nu}{\omega}\rightarrow\frac{\omega}{\nu}=\frac{2\pi}{\lambda};\ \omega=\frac{2\pi}{\lambda\cdot\sqrt{\mu\cdot\varepsilon}}$$

可以得到数值解：

$$\begin{aligned}&\underline{E}_{r}=\underline{E}_{\vartheta}=0\\&\underline{E}_{\varphi}=\frac{\hat{I}}{4}\cdot\left(\frac{R}{r}\right)^{2}\cdot\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\cdot\frac{1}{r}\cdot\left[\left(\frac{2\pi r}{\lambda}\right)^{2}-\mathrm{j}\frac{2\pi r}{\lambda}\right]\cdot\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)}\cdot\sin\vartheta\end{aligned} \tag{A4.37}$$

实部可得到时变解：

$$\begin{aligned}H_{r}(t)&=\hat{I}\cdot\left(\frac{R}{r}\right)^{2}\cdot\frac{1}{2r}\cdot\cos\vartheta\cdot\left\{\cos\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)-\frac{2\pi r}{\lambda}\cdot\sin\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)\right\}\\&=\hat{I}\cdot\left(\frac{R}{r}\right)^{2}\cdot\frac{\pi}{\lambda}\cdot\cos\vartheta\cdot\left\{\frac{\lambda}{2\pi r}\cdot\cos\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)-\sin\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)\right\}\end{aligned} \tag{A4.38}$$

$$\begin{aligned}H_{\vartheta}(t)&=\hat{I}\cdot\left(\frac{R}{r}\right)^{2}\cdot\frac{1}{4r}\cdot\sin\vartheta\cdot\left\{\left[1-\left(\frac{2\pi r}{\lambda}\right)^{2}\right]\cdot\cos\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)-\frac{2\pi r}{\lambda}\cdot\sin\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)\right\}\\&=\hat{I}\cdot R^{2}\cdot\frac{2\pi^{3}}{\lambda^{3}}\cdot\sin\vartheta\cdot\left\{\left[\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^{3}-\frac{\lambda}{2\pi r}\right]\cdot\cos\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)-\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^{2}\cdot\sin\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)\right\}\end{aligned} \tag{A4.39}$$

$$H_{\varphi}(t)=0 \tag{A4.40}$$

$$E_r(t)=E_\vartheta(t)=0 \tag{A4.41}$$

$$E_\varphi(t)=\frac{\hat{I}}{4}\cdot\left(\frac{R}{r}\right)^2\cdot\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\cdot\frac{1}{r}\cdot\sin\vartheta\cdot\left\{\left(\frac{2\pi r}{\lambda}\right)\cdot\cos\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)+\frac{2\pi r}{\lambda}\cdot\sin\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)\right\}$$

$$=\hat{I}\cdot R^2\cdot\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\cdot\frac{2\pi^3}{\lambda^3}\cdot\sin\vartheta\cdot\left\{\frac{\lambda}{2\pi r}\cdot\cos\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)+\left(\frac{\lambda}{2\pi r}\right)^2\cdot\sin\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)\right\} \tag{A4.42}$$

远场 *（$r>(\lambda/2\pi)$）*

现在仅考虑与 r 有关的最大功率项。很明显的是，$H_r \ll H_\vartheta$。

$$H_r(t)=0 \tag{A4.43}$$

$$H_\vartheta(t)=-\frac{\pi^2}{r}\cdot\left(\frac{R}{\lambda}\right)^2\cdot\hat{I}\cdot\cos\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)\cdot\sin\vartheta \tag{A4.44}$$

$$E_\varphi(t)=\frac{\pi^2}{r}\cdot\left(\frac{R}{\lambda}\right)^2\cdot\hat{I}\cdot\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\cdot\cos\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)\cdot\sin\vartheta \tag{A4.45}$$

可以看出，E 和 H 同相。和赫兹偶极子相同，两者的比值为常数，等于：

$$\Gamma=-\frac{E_\varphi}{H_\vartheta}=\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$$

辐射功率和辐射电阻 *（远场）*

坡印廷矢量：

$$S_r=E_\varphi\cdot(-H_\vartheta)=\frac{1}{r^2}\cdot\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\cdot R^4\cdot\left(\frac{\pi}{\lambda}\right)^4\cdot\hat{I}^2\cdot\underbrace{\cos^2\left(\omega\left(t-\frac{r}{\nu}\right)\right)}_{\text{时间平均值为0.5}}\cdot\sin^2\vartheta \tag{A4.46}$$

$$S_\vartheta=S_\varphi=0$$

$$S_{r_{\text{mittel}}}=\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\cdot\left(\frac{\pi R}{\lambda}\right)^4\cdot\frac{1}{2}\cdot\left(\frac{\hat{I}}{r}\right)^2\cdot\sin^2\vartheta \tag{A4.47}$$

平均辐射功率 P_a 为

$$\begin{aligned}P_a&=\int_{\text{球表面}}S_{r_{\text{mittel}}}\cdot\mathrm{d}A=\int_0^\pi S_{r_{\text{mittel}}}\cdot2\pi r^2\cdot\sin\vartheta\cdot\mathrm{d}\vartheta\\&=\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\cdot\left(\frac{\pi R}{\lambda}\right)^4\cdot\pi\cdot\hat{I}^2\underbrace{\int_0^\pi\sin^3\vartheta\mathrm{d}\vartheta}_{4/3}\\&=\frac{4\pi}{3}\cdot\left(\frac{\pi R}{\lambda}\right)^4\cdot\hat{I}^2\cdot\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\end{aligned} \tag{A4.48}$$

辐射电阻为

$$R_a=\frac{P_a}{(\hat{I}/\sqrt{2})^2}=\frac{8\pi}{3}\cdot\left(\frac{\pi R}{\lambda}\right)^4\cdot\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \tag{A4.49}$$

对于 $\mu=\mu_0$ 和 $\varepsilon=\varepsilon_0$（真空中），波阻抗为

$$\Gamma_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 377\Omega \tag{A4.50}$$

辐射电阻为

$$R_{a0} = 30.7 \times 10^4 \cdot \left(\frac{R}{\lambda}\right)^4 \Omega \tag{A4.51}$$

近场$(r < \lambda/(2\pi))$

现在仅考虑与 r 有关的最小功率项，忽略波的时延，有：

$$H_r(t) = \hat{I} \cdot \left(\frac{R}{r}\right)^2 \cdot \frac{1}{2r}\cos\vartheta \cdot \cos\omega t \tag{A4.52}$$

$$H_\vartheta(t) = \hat{I} \cdot \left(\frac{R}{r}\right)^2 \cdot \frac{1}{4r} \cdot \sin\vartheta \cdot \cos\omega t \tag{A4.53}$$

$$E_\varphi(t) = \frac{\hat{I}}{2} \cdot \left(\frac{R}{r}\right)^2 \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \cdot \frac{\pi}{\lambda} \cdot \sin\vartheta \cdot \sin\omega t \tag{A4.54}$$

波阻抗为

$$\underline{\Gamma}_W = -\frac{\underline{E}_\varphi}{\underline{H}_\vartheta} = +\mathrm{j}\frac{2\pi r}{\lambda} \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \tag{A4.55}$$

波阻抗 $\underline{\Gamma}_W$ 为感性，其值远小于远场波阻抗 $\Gamma = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$。这是因为在近场 $\lambda/(2\pi r) < 1$。因此，这种场称为低阻抗场。

A4.3 波阻抗的比较

赫兹偶极子	近场	$\underline{\Gamma}_W = -\mathrm{j} \cdot \frac{\lambda}{2\pi r} \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$	高阻抗场
	远场	$\underline{\Gamma}_W \equiv \Gamma = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$	
电流环	近场	$\underline{\Gamma}_W = +\mathrm{j} \cdot \frac{2\pi r}{\lambda} \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$	低阻抗场
	远场	$\underline{\Gamma}_W \equiv \Gamma = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$	

本书 5.2.2 节给出了波阻抗作为到源的距离的函数的图形曲线。

附录 A5 极 化 椭 圆

在处理电磁场问题时，经常会碰到这样的情况，即如何将某一矢量的分量进行相加，且它们具有不同的相位（如 E_x、E_y、E_z）。在电磁兼容领域中，与场强值有关的通常是场强的叠加。这种量的计算是先求场量的二次方和，然后再取二次方根：

$$E_{ges} = \sqrt{E_x^2 + E_y^2 + E_z^2} \tag{A5.1}$$

在本附录中会涉及以下要点：

- 将会表明，由几个分量组成的场矢量的顶端在椭圆平面轨道中移动。
- 将通过考虑相位，计算场矢量的最大绝对值。
- 将推导形成圆轨道的条件（圆极化），这是椭圆轨道的特殊情况（椭圆极化）。

通过进行以上的计算，可得到二维和三维情况的解。对于三维情况，将给出两种解的求解程序：

1. 时域的求解程序。
2. 通过复杂的或者符号计算得到更精确的频域求解程序。

必须承认的是，时域求解程序虽然简单，但非常有价值。这种求解方法的优点是容易理解。使用复杂计算的求解程序要简短一些。一方面我们表明了进行频域计算的优点；另一方面，如果没有复杂计算的知识，理解起来则非常的困难。对于更详细的信息，读者可参考本书参考文献［AD/ME73］。

以下的推导中，将会频繁的用到关系式 $\cos x = \sin(x + \pi/2)$ 和 $\sin x = -\cos(x + \pi/2)$。本程序的出发点是通过假设矢量由以下三个分量组成：

$$\begin{aligned} E_x &= X\cos(\omega t + \varphi_x) \rightarrow \underline{E}_x = X \cdot \cos\varphi_x + \mathrm{j}X \cdot \sin\varphi_x \\ E_y &= X\cos(\omega t + \varphi_y) \rightarrow \underline{E}_y = X \cdot \cos\varphi_y + \mathrm{j}X \cdot \sin\varphi_y \\ E_z &= X\cos(\omega t + \varphi_z) \rightarrow \underline{E}_z = X \cdot \cos\varphi_z + \mathrm{j}X \cdot \sin\varphi_z \end{aligned} \tag{A5.2}$$

极化椭圆由空间场矢量的轨迹的路径形成，其结果为场值（考虑时变）的二次方和，然后取二次方根。

A5.1　二维情况（$E_z = 0$）

对于二维情况，仅给出时域解。对于三维情况，给出时域解和频域解。二维的情况在电磁兼容测量中特别重要。因此，这里给出大家熟知的时域解。

合成矢量的长度，包括其符号，为 E_x 和 E_y 的叠加，可由下式计算：

$$\begin{aligned} K &= \pm\sqrt{X^2 \cdot \cos^2(\omega t + \varphi_x) + Y^2 \cdot \cos^2(\omega t + \varphi_y)} \\ &= \pm\sqrt{\frac{1}{2}} \cdot \sqrt{X^2(1 + \cos(2\omega t + 2\varphi_x)) + Y^2(1 + \cos(2\omega t + 2\varphi_y))} \\ &= \pm\sqrt{\frac{1}{2}} \cdot \sqrt{X^2 + Y^2 + X^2 \cdot \cos(2\omega t + 2\varphi_x) + Y^2 \cdot \cos(2\omega t + 2\varphi_y)} \\ &= \pm\sqrt{\frac{1}{2}} \cdot \sqrt{X^2 + Y^2 + \sqrt{X^4 + Y^4 + 2X^2Y^2 \cdot \cos(2\varphi_y - 2\varphi_x) \cdot \sin(2\omega t + \varphi_k)}} \end{aligned} \tag{A5.3}$$

$$\varphi_k = \arctan\frac{X^2 \cdot \cos 2\varphi_x + Y^2 \cdot \cos 2\varphi_y}{-X^2 \cdot \sin 2\varphi_x - Y^2 \cdot \sin 2\varphi_y} \tag{A5.4}$$

在极坐标系统中，画出 K 作为 ωt 的函数的位置曲线，就会得到一个椭圆。

1. 可由以下关系计算极化椭圆的最大值：

$$\sin(2\omega t + \varphi_k) = 1,$$

由上式得到：

$$2\omega t + \varphi_k = \frac{\pi}{2} + n \cdot 2\pi, t = \left(\frac{\pi}{2} - \varphi_k + n \cdot 2\pi\right)\frac{T}{4\pi} \tag{A5.5}$$

例：

a）
$$\left.\begin{aligned}\varphi_x &= 0\\ \varphi_y &= 0\end{aligned}\right\} \qquad \varphi_k = \frac{\pi}{2}, t = \frac{n}{2}\cdot T, K = \sqrt{X^2+Y^2}$$

椭圆将变成直线。

b）
$$\left.\begin{aligned}\varphi_x &= 0\\ \varphi_y &= \frac{\pi}{2}\end{aligned}\right\} \qquad \varphi_k = \begin{cases}\dfrac{\pi}{2}, X^2 > Y^2\\ -\dfrac{\pi}{2}, X^2 < Y^2\end{cases}$$

$$\Rightarrow \quad \begin{aligned} &t = \frac{n}{2}T, K = \frac{1}{2}\sqrt{X^2+Y^2+\sqrt{X^4-Y^4}}, X^2 > Y^2\\ &t = (2n+1)\frac{T}{4}, K = \frac{1}{2}\sqrt{X^2+Y^2-\sqrt{Y^4-X^4}}, X^2 < Y^2\end{aligned}$$

2. 当满足 sin（$2\omega t+\varphi_k$）$=-1$ 时，可计算椭圆的最小值，由此条件可得到：

$$2\omega t+\varphi_k = \frac{3\pi}{2}+n\cdot 2\pi, t = \left(\frac{3\pi}{2}-\varphi_k+n\cdot 2\pi\right)\frac{T}{4\pi} \qquad (A5.6)$$

3. 为了得到圆极化，振幅的幅度必须与时间无关。

$$\Rightarrow \sqrt{X^4+Y^4+2X^2Y^2\cdot\cos(2\varphi_y-2\varphi_x)}=0$$

仅满足以下条件时：

$$\cos(2\varphi_y-2\varphi_x)=-1 \text{ 和 } X^2=Y^2$$

可以表述为，对于二维情况，当两个分量的幅值相等，相位相差 ±90°且互相垂直，就可得到圆极化。

$$|X|=|Y|$$

$$\varphi_y-\varphi_x=\pm\frac{\pi}{2}(2n+1)$$

4. 当时移 $\omega t=-\varphi_x$ 时，可得到 $\varphi_x=0$ 和 $\varphi_y'=\varphi_y-\varphi_x$。图 A5.1 给出了不同幅值和相角时的椭圆极化。

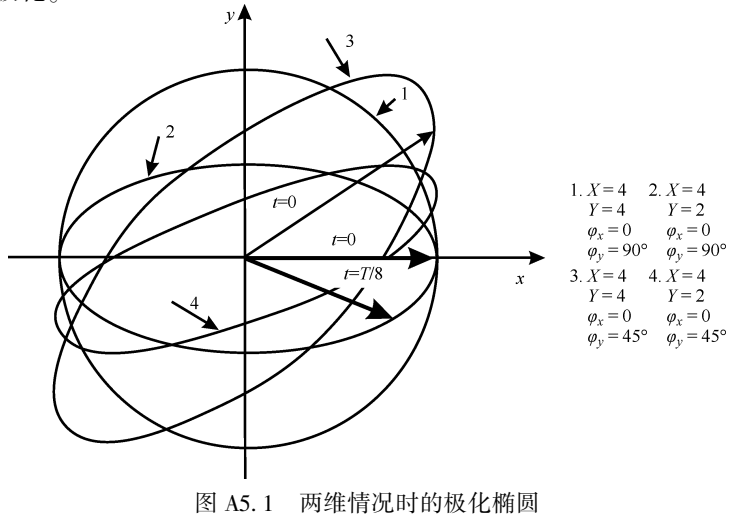


图 A5.1　两维情况时的极化椭圆

A5.2　三维情况-时域解

根据 $E_p = P \cdot \sin(2\omega t + \varphi_k)$，

$$P = \sqrt{X^4 + Y^4 + 2X^2Y^2 \cdot \cos(2\varphi_y - 2\varphi_x)} \tag{A5.7}$$

和 $E_z = Z \cdot \cos(\omega t + \varphi_z)$

$$E_z^2 = Z^2 \frac{1}{2}(1 + \cos(2\omega t + 2\varphi_z)) \tag{A5.8}$$

可得

$$S = \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot \sqrt{X^2 + Y^2 + Z^2 + P \cdot \sin(2\omega t + \varphi_k) + Z^2 \cdot \sin\left(2\omega t + 2\varphi_z + \frac{\pi}{2}\right)}$$

$$S = \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot \sqrt{X^2 + Y^2 + Z^2 + \sqrt{P^2 + Z^4 + 2P \cdot Z^2 \cdot \cos\left(2\varphi_z + \frac{\pi}{2} - \varphi_k\right)} \cdot \sin(2\omega t + \varphi_s)} \tag{A5.9}$$

$$S = \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot \sqrt{X^2 + Y^2 + Z^2 + \sqrt{P^2 + Z^4 - 2P \cdot Z^2 \cdot \sin(2\varphi_z - \varphi_k)} \cdot \sin(2\omega t + \varphi_s)}$$

$$\varphi_s = \arctan \frac{P \cdot \sin\varphi_k + Z^2 \cdot \cos\varphi_z}{P \cdot \cos\varphi_k - Z^2 \cdot \sin\varphi_z}$$

$$S = \frac{1}{2}\sqrt{X^2 + Y^2 + Z^2 + \sqrt{X^4 + Y^4 + Z^4 + 2X^2Y^2 \cdot \cos(2\varphi_y - 2\varphi_x)}}$$

$$= \sqrt{\sqrt{-2\sqrt{X^4 + Y^4 + 2X^2Y^2 \cdot \cos(2\varphi_y - 2\varphi_x)} \cdot Z^2 \cdot \sin(2\varphi_z - \varphi_k)} \cdot \sin(2zt + \varphi_S)} \tag{A5.10}$$

通过代入不同相位 ωt 时的各个分量并将它们相加，在笛卡尔坐标系中画出位置曲线 S，会得到一个椭圆。

证明：三维情况时，合成矢量的顶点也在平面里移动。

为了例证这个结论，考虑不同时刻时的两个合成矢量。

a）$t = t_1 = 0 \quad \Rightarrow \vec{E} = (X \cdot \cos\varphi_x, Y \cdot \cos\varphi_y, Z \cdot \cos\varphi_z)$

b）$t = t_1 = \Delta T \Rightarrow \vec{E}_2 = \begin{pmatrix} X \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{T}\Delta T + \varphi_x\right) \\ Y \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{T}\Delta T + \varphi_y\right) \\ Z \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{T}\Delta T + \varphi_z\right) \end{pmatrix}$ (A5.11)

代入 $\frac{2\pi}{T} \cdot \Delta T = k$

$$\vec{E}_1 \times \vec{E}_2 = \begin{vmatrix} \vec{e}_x & \vec{e}_y & \vec{e}_z \\ X \cdot \cos\varphi_x & Y \cdot \cos\varphi_y & Z \cdot \cos\varphi_z \\ X \cdot \cos(k + \varphi_x) & Y \cdot \cos(k + \varphi_y) & Z \cdot \cos(k + \varphi_z) \end{vmatrix}$$

$$= (\cos\varphi_y \cdot \cos(k + \varphi_z) - \cos\varphi_z \cdot \cos(k + \varphi_y)) \cdot Y \cdot Z \cdot \vec{e}_x$$

$$+(\cos\varphi_z\cdot\cos(k+\varphi_x)-\cos\varphi_x\cdot\cos(k+\varphi_z))\cdot Z\cdot X\cdot\vec{e}_y$$
$$+(\cos\varphi_x\cdot\cos(k+\varphi_y)-\cos\varphi_y\cdot\cos(k+\varphi_x))\cdot X\cdot Y\cdot\vec{e}_z \tag{A5.12}$$

辅助计算

$$\begin{aligned}
\cos\varphi_y\cdot\cos(k+\varphi_z)&=\frac{1}{2}[\cos(\varphi_y-k-\varphi_z)+\cos(\varphi_y+k+\varphi_z)]\\
\cos\varphi_z\cdot\cos(k+\varphi_x)&=\frac{1}{2}[\cos(\varphi_z-k-\varphi_y)+\cos(\varphi_z+k+\varphi_y)]\\
&=\frac{1}{2}[\cos(\varphi_y-k-\varphi_z)-\cos(\varphi_z-k-\varphi_z)]\\
&=-\sin(-k)\cdot\sin(\varphi_y-\varphi_z)\\
&=\underline{\sin k\cdot\sin(\varphi_y-\varphi_z)}\\
k&=\frac{2\pi}{T}\cdot\Delta T
\end{aligned} \tag{A5.13}$$

$$\cos\varphi_z\cdot\cos(k+\varphi_x)-\cos\varphi_x\cdot\cos(k+\varphi_z)=\underline{\sin k\cdot\sin(\varphi_z-\varphi_x)}$$
$$\cos\varphi_x\cdot\cos(k+\varphi_y)-\cos\varphi_y\cdot\cos(k+\varphi_x)=\underline{\sin k\cdot\sin(\varphi_x-\varphi_y)}$$
$$\Rightarrow\vec{E}_1\times\vec{E}_2=\begin{Bmatrix}YZ\cdot\sin(\varphi_y-\varphi_z)\\ZX\cdot\sin(\varphi_z-\varphi_x)\\XY\cdot\sin(\varphi_x-\varphi_y)\end{Bmatrix}\cdot\sin\frac{2\pi}{T}\cdot\Delta T \tag{A5.14}$$

$$\vec{e}(\vec{E}_1\times\vec{E}_2)=\frac{\begin{Bmatrix}YZ\cdot\sin(\varphi_y-\varphi_z)\\ZX\cdot\sin(\varphi_z-\varphi_x)\\XY\cdot\sin(\varphi_x-\varphi_y)\end{Bmatrix}}{\sqrt{Y^2Z^2\cdot\sin^2(\varphi_y-\varphi_z)+Z^2X^2\cdot\sin^2(\varphi_z-\varphi_x)+X^2Y^2\cdot\sin^2(\varphi_x-\varphi_y)}}$$

由以上的结论可看出，单位矢量与 t_2 无关，因此，所有的合成矢量应位于公共的平面内。使用以上的程序很容易的计算平面法向矢量的方向。

A5.2.1 极化椭圆平面的一些考虑

（1）建立在其 $y'z'$ 平面内包含极化椭圆的坐标系 $x''y'z'$

通过以下步骤建立的坐标系统中，极化椭圆的平面矢量指向 x' 方向：

a）将 xy 平面的 x 轴设为 x' 轴，那么，y' 轴将位于极化椭圆的平面内。

$$\begin{aligned}
x'&=x\cdot\cos\varphi_1+y\cdot\sin\varphi_1\\
y'&=-x\cdot\sin\varphi_1+y\cdot\cos\varphi_1\\
\varphi_1&=\arctan\frac{ZX\cdot\sin(\varphi_z-\varphi_x)}{YZ\cdot\sin(\varphi_y-\varphi_z)}
\end{aligned} \tag{A5.15}$$

b）将 z 轴绕 y' 旋转角度 φ_2，那么，x' 轴变为 x'' 轴，且与极化平面的单位矢量重合（现在 z' 轴也位于极化椭圆的平面内）。

$$\begin{aligned}
x''&=x'\cdot\cos\varphi_2+z\cdot\sin\varphi_2\\
z'&=-x'\cdot\sin\varphi_2+z\cdot\cos\varphi_2\\
\vartheta&=90^\circ-\varphi_2=90^\circ-\arctan\frac{X\cdot Y\cdot\sin(\varphi_x-\varphi_y)}{Z\sqrt{Y^2\cdot\sin^2(\varphi_y-\varphi_z)+X^2\cdot\sin^2(\varphi_z-\varphi_x)}}
\end{aligned} \tag{A5.16}$$

（2）平面法向矢量与 x、y 和 z 轴的夹角

极化椭圆的平面法向矢量与 x、y 和 z 轴的夹角可使用标量积进行计算：

$$\vec{a}\cdot\vec{b}=|a|\cdot|b|\cdot\cos\vartheta,\cos\vartheta=\frac{\vec{a}\cdot\vec{b}}{|a|\cdot|b|} \tag{A5.17}$$

式中，$\vec{a}$ 为平面法向矢量；$\vec{b}$ 为轴向矢量。

$$\begin{aligned}\Rightarrow\cos\vartheta_x&=YZ\cdot\sin(\varphi_x-\varphi_z),\vartheta_x=\arccos(YZ\cdot\sin(\varphi_y-\varphi_z))\\ \cos\vartheta_y&=ZX\cdot\sin(\varphi_z-\varphi_x),\vartheta_y=\arccos(ZX\cdot\sin(\varphi_z-\varphi_x))\\ \cos\vartheta_z&=XY\cdot\sin(\varphi_x-\varphi_y),\vartheta_z=\arccos(XY\cdot\sin(\varphi_x-\varphi_y))\end{aligned} \tag{A5.18}$$

（3）和矢量的最大值（最小值）

极化椭圆的半长轴和半短轴分别确定椭圆的最大值和最小值。

当 $\sin(2\omega t+\varphi_s)=1$ 时，可得到极化椭圆的最大值。

$$\Rightarrow 2\omega t+\varphi_s=\frac{\pi}{2}+n\cdot 2\pi\qquad \underline{\underline{t=\left(\frac{\pi}{2}-\varphi_k+n\cdot 2\pi\right)\cdot\frac{T}{4\pi}}} \tag{A5.19}$$

因此，最大值为

$$S=\sqrt{\frac{1}{2}}\sqrt{X^2+Y^2+Z^2+\sqrt{2\sqrt{X^4+Y^4+2X^2Y^2\cdot\cos(2\varphi_y-2\varphi_x)}\cdot Z^2\cdot\sin(2\varphi_z-\varphi_k)}} \tag{A5.20}$$

当 $\sin(2\omega t+\varphi_s)=-1$ 时，可得到极化椭圆的最小值。

$$\Rightarrow 2\omega t+\varphi_s=\frac{3\pi}{2}+n\cdot 2\pi\qquad \underline{\underline{t=\left(\frac{3\pi}{2}-\varphi_k+n\cdot 2\pi\right)\cdot\frac{T}{4\pi}}} \tag{A5.21}$$

因此，最小值为

$$S=\sqrt{\frac{1}{2}}\sqrt{X^2+Y^2+Z^2-\sqrt{2\sqrt{X^4+Y^4+2X^2Y^2\cdot\cos(2\varphi_y-2\varphi_x)}\cdot Z^2\cdot\sin(2\varphi_z-\varphi_k)}} \tag{A5.22}$$

（4）圆极化

a）在第 1 种情况中，为了获得对称性，我们假设，三个分量的幅值相同。

$$X=Y=Z=A\Rightarrow S=A\cdot\sqrt{\frac{3}{2}}$$

b）满足以下条件可以确保幅值为常量：

$$0=\sqrt{2\sqrt{X^4+Y^4+Z^4+2X^2\cdot Y^2\cdot\cos(2\varphi_y-2\varphi_x)}\cdot Z^2\cdot\sin(2\varphi_z-2\varphi_k)} \tag{A5.23}$$

当 $X=Y=Z=A$ 时，则得到：

$$3+2\cos(2\varphi_y-2\varphi_x)-2\sqrt{2+2\cos(2\varphi_y-2\varphi_x)}\cdot\sin(2\varphi_z-2\varphi_k)=0 \tag{A5.24}$$

通过时间变换（$\omega\cdot t_1=-\varphi_x$），实现条件 $\varphi'_x=0$，从而得到 $\varphi'_y=\varphi_y-\varphi_x$，$\varphi'_z=\varphi_z-\varphi_x$。原式可以简化为

$$3+2\cos 2\varphi_y-2\sqrt{2+2\cos 2\varphi_y}\cdot\sin(2\varphi_z-2\varphi_k)=0 \tag{A5.25}$$

$$\varphi_k = \arctan\frac{1+\cos 2\varphi_y}{-\sin 2\varphi_y} = \arctan\frac{1+\cos^2\varphi_y-\sin^2\varphi_y}{-2\sin\varphi_y\cdot\cos\varphi_y} \tag{A5.26}$$

$$\varphi_k = \arctan\frac{\cos\varphi_y}{-\sin\varphi_y} = \arctan\frac{\sin\left(\varphi_y+\frac{\pi}{2}\right)}{\cos\left(\varphi_y+\frac{\pi}{2}\right)} = \varphi_y+\frac{\pi}{2} \tag{A5.27}$$

$$3+2\cos 2\varphi_y - \underbrace{2\sqrt{2+2\cos(2\varphi_y)}}_{2\cos\varphi_y}\cdot\sin\underbrace{\left(2\varphi_z-\varphi_y-\frac{\pi}{2}\right)}_{-\cos(2\varphi_z-\varphi_y)} = 0 \tag{A5.28}$$

$$\begin{gathered}
2\cos 2\varphi_y + 4\cos\varphi_y\cdot\cos\left(2\varphi_z-\varphi_y\right) = -3\\
\underbrace{2+2\cos 2\varphi_y}+4\cos\varphi_y\cdot\cos\left(2\varphi_z-\varphi_y\right) = -1\\
4\cdot\cos^2\varphi_y+4\cos\varphi_y\cdot\cos\left(2\varphi_z-\varphi_y\right) = -1\\
\cos^2\varphi_y+\cos\left(2\varphi_z-\varphi_y\right)\cdot\cos\varphi_y = -\frac{1}{4}
\end{gathered} \tag{A5.29}$$

$$\cos\varphi_y = -\frac{\cos\left(2\varphi_z-\varphi_y\right)}{2}\pm\sqrt{\frac{1}{4}\left(\cos^2\left(2\varphi_z-\varphi_y\right)-1\right).}$$

当满足以下条件时只能得到实数解。

$$\begin{gathered}
\cos^2\left(2\varphi_z-\varphi_y\right)=1\\
2\varphi_z-\varphi_y = n\cdot\pi \qquad n=0,\ 1,\ 2,\ 3\\
2\varphi_z = n\cdot\pi+\varphi_y\\
\varphi_z = n\cdot\frac{\pi}{2}+\frac{\varphi_y}{2}\\
\Rightarrow\cos\varphi_y = -\frac{\cos\left(n\cdot\pi\right)}{2}\\
\Rightarrow n=0:\ \varphi_y = 120^\circ,\ 240^\circ\\
\varphi_z = 60^\circ,\ 120^\circ\\
n=1:\ \varphi_y = 60^\circ,\ 300^\circ\\
\varphi_z = 120^\circ,\ 240^\circ
\end{gathered} \tag{A5.30}$$

（5）通用情况的圆极化

$$0 = \sqrt{\begin{gathered}X^4+Y^4+Z^4+2X^2Y^2\cos(2\varphi_y-2\varphi_x)-\\ 2\sqrt{X^4+Y^4+2X^2Y^2\cos(2\varphi_y-2\varphi_x)}\cdot Z^2\cdot\sin(2\varphi_z-2\varphi_k)\end{gathered}} \tag{A5.31}$$

$$\begin{gathered}
\varphi_x = 0\Rightarrow\\
0 = X^4+Y^4+Z^4+2X^2Y^2\cos(2\varphi_y)+\\
Z^4-2\sqrt{X^4+Y^4+2X^2Y^2\cos(2\varphi_y)}\cdot Z^2\cdot\sin(2\varphi_z-2\varphi_k)
\end{gathered}$$

简化后：

$$\begin{gathered}
V = \sqrt{X^4+Y^4+2X^2Y^2\cos 2\varphi_y}\\
\Rightarrow V^2-2V(Z^2\cdot\sin(2\varphi_z-\varphi_k)) = -Z^4\\
V_{1,2} = Z^2\cdot\sin(2\varphi_z-\varphi_k)\pm\sqrt{Z^4\cdot\sin^2(2\varphi_z-\varphi_k)-Z^4}
\end{gathered} \tag{A5.32}$$

仅当满足以下条件时得到实数解。

$$\sin^2(2\varphi_z-\varphi_k)=1$$

$$2\varphi_z-\varphi_k=\frac{\pi}{2}(2n+1)$$

$$V_{1,2}=\pm Z^2$$

$$\sqrt{X^4+Y^4+2X^2Y^2\cos(2\varphi_y)}=\pm Z^2$$

$$X^4+Y^4+2X^2Y^2\cos(2\varphi_y)=Z^4 \tag{A5.33}$$

$$\cos(2\varphi_y)=\frac{Z^4-X^4-Y^4}{2X^2Y^2}$$

$$\varphi_y=\frac{1}{2}\cdot\arccos\frac{Z^4-X^4-Y^4}{2X^2Y^2} \tag{A5.34}$$

当 $X=Y=Z$ 时得到已知解。

假设 $\cos2\varphi_y$ 的值不允许大于 1，也不允许小于 −1，则可以推导出以下的关系式：

Ⅰ.

$$\frac{Z^4-X^4-Y^4}{2X^2Y^2}\leqslant 1\Rightarrow Z^4-(X^2+Y^2)^2\leqslant 0,\quad \underline{\underline{(X^2+Y^2)^2\geqslant Z^4}} \tag{A5.35}$$

Ⅱ.

$$\frac{Z^4-X^4-Y^4}{2X^2Y^2}\geqslant -1\Rightarrow \underline{\underline{(X^2-Y^2)^2\leqslant Z^4}} \tag{A5.36}$$

由以上的两个关系式，得到：

$$\underline{\underline{(X^2-Y^2)^2\leqslant Z^4\leqslant(X^2+Y^2)^2}} \tag{A5.37}$$

Ⅲ. 对于 X^4 和 Y^4，也能推导出满足的条件。然而，由于对称性，因此它们应有相同的表示形式。

圆的总振荡的幅值（半径）等于：

$$S=\sqrt{\frac{1}{2}}\sqrt{X^2+Y^2+Z^2} \tag{A5.38}$$

例 A5.1　对于 $Z^4=X^4+Y^4$，根据以下条件计算需要的相角 φ_y（这些关系式的推导中假设 $\varphi_x=0$）：

$$\cos2\varphi_y=0,\text{得到 }\varphi_y=45°$$

为了计算 φ_z，需要根据式（A5.4）计算相角 φ_k。由以上条件得到：

$$\varphi_k=\arctan\frac{X^2}{-Y^2}$$

例如，取 $X^2=Y^2$，得到 $\varphi_k=135°$。

已经得到了 φ_k，需要确定 φ_z。根据式（A5.30），得到：

$$\text{当 }n=1\text{ 时},\varphi_z=\frac{\pi}{2}+\frac{1}{2}\cdot\frac{\pi}{4}=112.5°$$

当 $X=0.841$，$Y=0.841$ 和 $Z=1$ 时满足以上的假设。使用这些值可以计算圆的总振荡的幅值（半径）为

$$S=\sqrt{\frac{1}{2}}\cdot\sqrt{0.707+0.707+1}=1.099$$

图 A5.2 给出了上述值计算的极化圆。

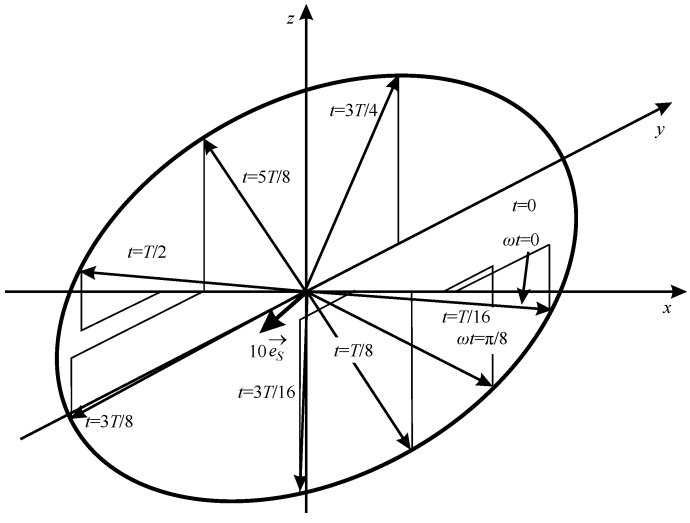


图 A5.2 $X=0.841$，$Y=0.841$，$Z=1$，$\varphi_x=0°$，$\varphi_y=45°$和$\varphi_z=112.5°$时的极化圆

极化圆所在平面的法向矢量为

$$\vec{e}_S(\vec{E}_1\times\vec{E}_2)=(-0.644,0.644,-0.414)$$

同时见式（A5.14）。

根据式（A5.15）、式（A5.16）和式（A5.18），可以得到下面的值：

$$\underline{\underline{\varphi_1}}=\arctan\frac{0.841\cdot\sin112.5°}{0.841\cdot\sin(-67.5°)}=\underline{\underline{135°}}$$

$$\underline{\underline{\varphi_2}}=\arctan\frac{0.841^2\cdot\sin(-45°)}{\sqrt{0.841^2\cdot\sin^2(-67.5°)+0.841^2\cdot\sin^2(112.5°)}}=\underline{\underline{-24.5°}}$$

$$\underline{\underline{\vartheta_x}}=\arccos(0.841\cdot\sin(-67.5°))\underline{\underline{=141°}}$$

$$\underline{\underline{\vartheta_y}}=\arccos(0.841\cdot\sin(+112.5°))\underline{\underline{=39°}}$$

$$\underline{\underline{\vartheta_z}}=\arccos(0.841^2\cdot\sin(-45°))\underline{\underline{=120°}}$$

A5.3 三维情况-频域解

式（A5.3）中已经在时域和频域定义了三个起始向量。时域转换到频域为

$$\vec{E}_k(t)=\vec{E}_k\cdot\cos(\omega t+\varphi_k)=\mathrm{Re}(\underline{\vec{E}}_k\cdot e^{j\omega t})$$
$$\underline{\vec{E}}_k=E_k\cdot(\cos\varphi_k+j\cdot\sin\varphi_k) \tag{A5.39}$$

当为 n 个矢量时，式（A5.39）可以变换为

$$\vec{E}_k(t)=\sum_{i=1}^{n}\mathrm{Re}(\underline{\vec{E}}_{ki}\cdot e^{j\omega t}) \tag{A5.40}$$

假设空间中一点的所有矢量都可以分解为三个分量$\underline{E}_{xi}$、$\underline{E}_{yi}$和$\underline{E}_{zi}$，然后对每个分量分别求和得到$\underline{E}_x$、$\underline{E}_y$和$\underline{E}_z$，上式可以简化为

$$\vec{E}_k(t) = \mathrm{Re}[(\underline{E}_x \cdot \vec{e}_x + \underline{E}_y \cdot \vec{e}_y + \underline{E}_z \cdot \vec{e}_z) \cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t}] \tag{A5.41}$$

圆括号中的矢量（具有复系数）可以重新变换为

$$\begin{aligned}\underline{\vec{E}} = {} & (E_x \cdot \cos\varphi_x \cdot \vec{e}_x + E_y \cdot \cos\varphi_y \cdot \vec{e}_y + E_z \cdot \cos\varphi_z \cdot \vec{e}_z) + \\ & \mathrm{j}(E_x \cdot \sin\varphi_x \cdot \vec{e}_x + E_y \cdot \sin\varphi_y \cdot \vec{e}_y + E_z \cdot \sin\varphi_z \cdot \vec{e}_z)\end{aligned} \tag{A5.42}$$

实数部分形成了矢量$\vec{E}_1$，虚数部分形成了矢量$\vec{E}_2$。因此，可以表示为

$$\underline{\vec{E}} = \vec{E}_1 + \mathrm{j}\vec{E}_2 \tag{A5.43}$$

我们可以看出，矢量$\vec{E}$定义在复平面，与时间无关。将它变换到时域得到：

$$\vec{E}(t) = \vec{E}_1 \cdot \cos\omega t + \vec{E}_2 \cdot \cos(\omega t + \pi/2) \tag{A5.44}$$

矢量$\vec{E}_1$和$\vec{E}_2$是空间中的任意矢量，通常情况下不必互相垂直。矢量$-\vec{E}_1$和$-\vec{E}_2$与矢量$\vec{E}_1$和$\vec{E}_2$的方向相反。$\vec{E}_1$（t）和$\vec{E}_2$（t）随着ωt振荡，两者的相位差为$\pi/2$，当$\omega t = \pi/2$时，$\vec{E}$（t）从$\vec{E}_1$移动到$\vec{E}_2$；$\omega t = \pi$时，移动到$-\vec{E}_1$；$\omega t = 3\pi/2$时，移动到$-\vec{E}_2$；$\omega t = 2\pi$时，返回到$\vec{E}_1$。合成矢量的端点位于一个公共的平面内。

通过下面的表达式可以很容易的计算两个矢量之间的夹角ϑ：

$$\vartheta = \arccos\frac{\vec{E}_1 \cdot \vec{E}_2}{E_1 \cdot E_2} \tag{A5.45}$$

现在我们定义新的坐标系（$\vec{e}_x$，$\vec{e}_y$），在该坐标系中，矢量$\vec{E}_1$位于x轴上，矢量$\vec{E}_2$分解成两个互相垂直的矢量，分别位于两个坐标轴上。

$$\vec{E}_2 = E_2 \cdot \cos\vartheta\vec{e}_x + E_2 \cdot \sin\vartheta\vec{e}_y \tag{A5.46}$$

在新的坐标系中，会得到下面两个矢量：

$$\begin{aligned}\vec{E}_{x(t)} &= (E_1 \cdot \cos\omega t + E_2 \cdot \cos\vartheta \cdot \cos(\omega t + \pi/2)) \cdot \vec{e}_x \\ \vec{E}_{y(t)} &= E_2 \cdot \sin\vartheta \cdot \cos(\omega t + \pi/2) \cdot \vec{e}_y\end{aligned} \tag{A5.47}$$

式（A5.47）表示的是二维的情况，这已经在A5.1中讨论过。

同时请读者参考本书参考文献［FAR03］，在该参考文献中给出了更多的有关极化椭圆的辅助文献。

附录 A6　集肤效应和谢昆诺夫理论

我们需要知道集肤效应和涡流的理论基础知识并且理解它们，才能采取有效的措施以实现布置的EMC。由于所谓的集肤效应，随着频率的增加，导体中的电流会更多地在导体的表面流动。更准确地说，电流在导体表面上非常薄的层内流动。集肤效应通常也被称为电流向外部位移的效应。A6.1节中，在半无限大导电空间中应用了这种理论，同时表明了圆柱导体也可以用非常简单的方式进行讨论。

Schelkunoff 首先提出了在电磁场的屏蔽理论中使用阻抗的概念，因此称为 Schelkunoff 理论。这个理论应从其产生的基本结果进行理解。因此，A6.2 节讲述了 Schelkunoff 的基本原理。

A6.1 半无限大导电空间中的集肤效应

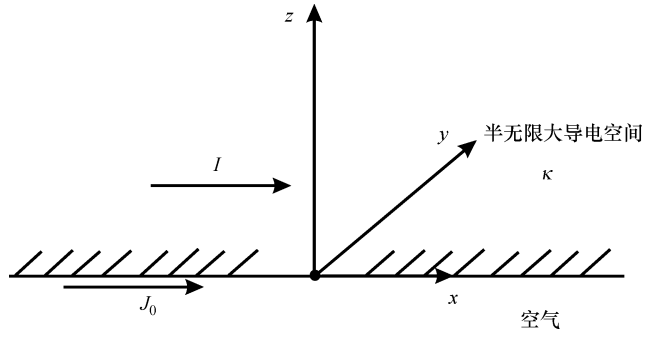


图 A6.1 流过的电流为 I 的半无限大导电空间

下面的讨论中我们假设为正弦电流，$I(t) = \mathrm{Re}(\underline{I}(t)) = \mathrm{Re}(\underline{I}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega t})$。此外，仅考虑一维情况。

电流密度
$$\vec{J} = J_x \cdot \vec{e}_x = \kappa \cdot E_x \cdot \vec{e}_x \tag{A6.1}$$

磁场
$$\vec{H} = H_y \cdot \vec{e}_y \tag{A6.2}$$

麦克斯韦方程
$$\mathrm{rot}\,\vec{H} = \vec{J} + \frac{\mathrm{d}\vec{D}}{\mathrm{d}t} \quad \text{安培定律} \tag{A6.3}$$

$$\mathrm{rot}\,\vec{E} = -\mu\frac{\mathrm{d}\vec{H}}{\mathrm{d}t} \quad \text{法拉第电磁感应定律} \tag{A6.4}$$

根据以上条件，不考虑表达式$\frac{\mathrm{d}\vec{D}}{\mathrm{d}t}$，则得到：

$$\left.\begin{aligned}\frac{\partial H_y}{\partial z} &= -\kappa \cdot E_x \\ \frac{\partial E_x}{\partial z} &= -\mu \cdot \frac{\partial H_y}{\partial t}\end{aligned}\right\} \Rightarrow \left\{\begin{aligned}\frac{\partial^2 H_y}{\partial z^2} &= \mathrm{j}\omega\mu\kappa \cdot H_y \\ \frac{\partial^2 H_y}{\partial z^2} - \underbrace{\mathrm{j}\omega\mu\kappa}_{\gamma^2} \cdot H_y &= 0\end{aligned}\right. \tag{A6.5}$$

对于一维情况，可得到下面的解：

$$H_y = H_{y0} \cdot \mathrm{e}^{-\gamma \cdot z} \tag{A6.6a}$$

$$E_x = \frac{\gamma}{\kappa} \cdot H_{y0} \cdot \mathrm{e}^{-\gamma \cdot z} = E_0 \cdot \mathrm{e}^{-\gamma \cdot z} \tag{A6.6b}$$

$$\underline{\underline{J_x = \gamma \cdot H_{y0} \cdot \mathrm{e}^{-\gamma \cdot z} = J_0 \cdot \mathrm{e}^{-\gamma \cdot z}}} \tag{A6.6c}$$

$$\gamma = \sqrt{\mathrm{j}\omega\mu\kappa} = \alpha + \mathrm{j}\beta = (1+\mathrm{j})\frac{1}{d} \tag{A6.7}$$

$$d = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\kappa}} \qquad \text{集肤深度或等效导电层的厚度} \tag{A6.8}$$

在宽度为 Δy 的导电带中，流过的电流为

$$\underline{\underline{I_{\Delta y}}} = \Delta y \cdot \int_0^{\infty} J_0 \cdot \mathrm{e}^{-\gamma \cdot z}\mathrm{d}z = -\frac{\Delta y \cdot J_0}{\gamma} \cdot \mathrm{e}^{-\gamma \cdot z}\Big|_0^{\infty} = \underline{\underline{\frac{\Delta y \cdot J_0}{\gamma}}} \tag{A6.9}$$

长度为 1m 的表面上的电压降为

$$\underline{\underline{U}} = \int_0^{1\mathrm{m}} E_0 \mathrm{d}x = \underline{\underline{\frac{J_0}{\kappa} \cdot 1\mathrm{m}}} \tag{A6.10}$$

电压降除以流过的电流，得到导电带的阻抗为

$$Z_{\Delta y} = \frac{U}{I} = \frac{J_0}{\kappa} \cdot 1\mathrm{m} \cdot \frac{\gamma}{\Delta y \cdot J_0} = \frac{1\mathrm{m}}{\Delta y} \cdot \frac{\gamma}{\kappa} \tag{A6.11}$$

$$\Rightarrow \underline{\underline{Z_{\Delta y} = \frac{1\mathrm{m}}{\Delta y \cdot d \cdot \kappa}(1+\mathrm{j}) = R_{\sim} + \mathrm{j}\omega L_i}} \tag{A6.12}$$

将上述阻抗归一化到 1m 的长度，得到

$$\underline{\underline{Z'_{\Delta y} = \frac{(1+\mathrm{j})}{\Delta y \cdot d \cdot \kappa} = R_{\sim} + \mathrm{j}\omega L'_i}} \tag{A6.13}$$

我们应注意这个结果，其实部和虚部相等。当仅考虑实部时，可以得到厚度为 d（集肤深度 = 等效导电层的厚度）、宽度为 Δy 的带状导体每米的直流电阻。

对于圆柱导体，如果我们仅考虑两种极端情况，那么也能够得到非常简单的解。

A6.1.1　圆柱导体内的强集肤效应

强集肤效应定义为圆柱导体的半径远大于集肤深度（$R >> d$）的情况。

根据这种假设得到：

$$Z'_0 = \frac{1}{2\pi R \cdot d \cdot \kappa}(1+\mathrm{j}) = R'_{=} \cdot \frac{R}{2d}(1+\mathrm{j}) \tag{A6.14}$$

其中

$$R'_{=} = \frac{1}{\pi R^2 \cdot \kappa} \tag{A6.15}$$

A6.1.2　圆柱导体内的弱集肤效应

弱集肤效应定义为圆柱导体的半径远小于集肤深度（$R << d$）的情况。

根据这种假设得到：

$$Z'_0 = \underbrace{\frac{1}{\pi R^2 \cdot \kappa}}_{\text{每米的直流电阻}} + \underbrace{\mathrm{j}\omega \frac{\mu}{8\pi}}_{\text{每米的电感（其推导很简单）}} \tag{A6.16}$$

我们应注意弱集肤效应的这个结果，圆柱导体每米的内电感并不是导体直径的函数。计算虚部得到：

$$L'_{\mathrm{self}} = \frac{\mu}{8\pi} = 50\mathrm{nH/m} \tag{A6.17}$$

在实际的应用中，取 $R = d$ 作为强集肤效应和弱集肤效应的过渡，这已经足够充分。

A6.2 谢昆诺夫屏蔽理论

A6.2.1 概述

Schelkunoff 理论是确定金属材料屏蔽效能的强有力的工具。这个理论基于匹配的概念，其与传输线理论中的匹配概念相对应。

这个理论易于理解，也易于应用。然而，对这种理论的主要质疑是因为其假设：平面波入射到无限大的壁面上，且波阻抗是由基本偶极子进行推导的。但是，由这种理论得到的理论值与测量值十分的吻合。

A6.2.2 必要的公式

根据 A4.1，赫兹偶极子的波阻抗等于：

$$\Gamma_W = \Gamma_0 \cdot \frac{1 - j\frac{\lambda}{2\pi r} - \frac{\lambda^2}{(2\pi r)^2}}{1 - j\frac{\lambda}{2\pi r}} \tag{A6.18}$$

上式可以非常简便的近似为

$$\text{当 } r \geqslant r_0 \text{时}, \Gamma_W = \Gamma_0 = 377\Omega \tag{A6.19}$$

和

$$\text{当 } r \leqslant r_0 \text{时}, |\Gamma_W| = \frac{r_0}{r} \cdot \Gamma_0 \tag{A6.20}$$

根据 A4.2，磁偶极子的波阻抗等于：

$$\Gamma_W = \Gamma_0 \frac{1 - j\frac{\lambda}{2\pi r}}{1 - j\frac{\lambda}{2\pi r} - \frac{\lambda^2}{(2\pi r)^2}} \tag{A6.21}$$

上式可以非常简便的近似为

$$\text{当 } r \geqslant r_0 \text{时}, \Gamma_W = \Gamma_0 = 377\Omega \tag{A6.22}$$

和

$$\text{当 } r \leqslant r_0 \text{时}, |\Gamma_W| = \frac{r}{r_0} \cdot \Gamma_0$$

式中，$r_0 = \frac{\lambda}{2\pi}$，为过渡距离。这个过渡距离在 EMC 中有着非常重要的意义；经常被称为“魔距离”。

当推导屏蔽效能时，通常使用下面的方法：

$$\Gamma_W = k \cdot \Gamma_0$$

其中

远场时 $k = 1$

赫兹偶极子的近场时 $k = \frac{r_0}{r}$

磁偶极子的近场时 $k = \frac{r}{r_0}$

A6.2.3　屏蔽机理

波阻抗为 Γ_W 的平面波入射到非常大的金属平面壁上。这种波的电场强度位于金属壁的平面内，幅值为 1（1V/m，1kV/m 或类似单位量）。由于波阻抗 Γ_W 和金属壁的阻抗 Γ_M 之间的失配，则会出现反射，这可以用反射系数 r_{am} 表示。更详细的内容见 A6.2 节。假设屏蔽壁的前后媒质都为空气，$\Gamma_W = k \cdot \Gamma_0$。

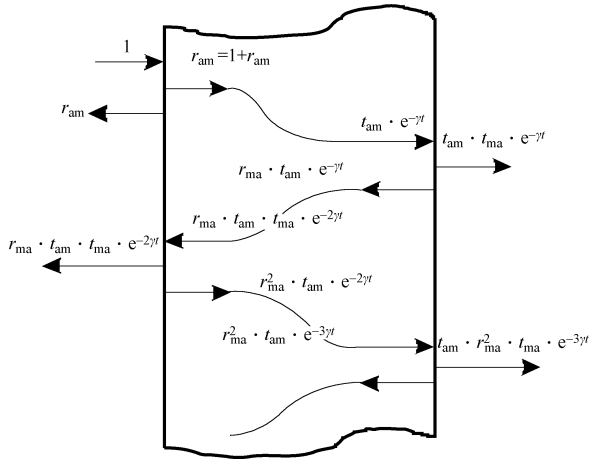


图 A6.2　Schelkunoff 屏蔽理论

屏蔽壁为金属媒质时，则：

$$\Gamma_M = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\kappa + j\omega\varepsilon}} \approx \sqrt{\frac{j\omega\mu \cdot \kappa}{\kappa^2}} = \frac{(1+j)}{\kappa d} \tag{A6.23}$$

式中，d 为集肤深度，根据 A6.1 节，其计算公式为 $d = \sqrt{\dfrac{1}{\pi f \mu \kappa}}$。反射系数的计算方法和传输线理论中的相同，计算公式为

$$r_{am} = \frac{\Gamma_M - \Gamma_W}{\Gamma_M + \Gamma_W} \tag{A6.24}$$

波的一部分进入屏蔽材料。这部分可以用传输系数 t_{am} 表示：

$$t_{am} = 1 + r_{am} \tag{A6.25}$$

上式的正号表示的是继续传播的波等于入射波加上反射波。例如，假设金属材料的波阻抗为 0（$\Gamma_M = 0$），我们可以看出，当 $r_{am} = -1$ 时，$t_{am} = 0$。

穿入材料的部分波向第二个界面传播。当它向这个界面传播的过程中，根据集肤效应理论，会受到衰减和产生相移。因此，在第二个界面，它的幅值等于 $t_{am}e^{-\gamma t}$。在金属材料的这一点，波要受到再次反射，这可用下式表示：

$$r_{ma} = \frac{\Gamma_W - \Gamma_M}{\Gamma_M + \Gamma_W} \tag{A6.26}$$

一部分波穿过界面，这可以表示为

$$t_{ma} = 1 + r_{ma} \tag{A6.27}$$

重复上述过程多次，如图 A6.2 所示，最后，穿过屏蔽体的总波为

$$t_W = \underbrace{t_{am} \cdot t_{ma}}_{\text{反射}} \cdot \underbrace{e^{-\gamma t}}_{\text{吸收}} \cdot \underbrace{\frac{1}{1 - r_{ma}^2 \cdot e^{-2\gamma t}}}_{\text{多次反射}} \tag{A6.28}$$

式（A6.28）中标出了各个分量（系数）。第一个系数与两个界面有关。这部分（$t_W = t_{am} \cdot t_{ma}$）表示经过反射以后剩余的波。指数函数表示通过金属材料时路径上的衰减和相移。在这里为波能量的吸收部分。由于界面上的多次反射，上式中包括了一个多次反射的修正项。根据式（A6.28），我们可以得到：

$$E_D = E_E \cdot t_W \tag{A6.29}$$

式中，E_D为穿过的场强；E_E为入射的场强。

A6.2.4 屏蔽效能

因此，屏蔽效能可以表示为

$$a_s = 20 \cdot \lg |1/t_W| = 20 \cdot \lg \left| \left[e^{\gamma t} \cdot \frac{1}{t_{am} \cdot t_{ma}} \cdot (1 - r_{ma}^2 \cdot e^{-2\gamma t}) \right] \right| \tag{A6.30}$$

式中，a_s 的单位为 dB。我们再次参考式（A6.28）中的各个分量，可进行下面的区分：

吸收项 $$A = 20 \cdot \lg e^{\alpha t} = 8.686 \cdot \alpha t, \text{mit} \alpha = 1/d \tag{A6.31}$$

反射项 $$R = 20 \cdot \lg \left| \frac{1}{t_{am} \cdot t_{ma}} \right| \tag{A6.32}$$

多次反射的修正项 $$M = 20 \cdot \lg |1 - r_{ma}^2 \cdot e^{-2\gamma t}| \tag{A6.33}$$

式中，A，R，M 的单位为 dB。

多次反射的修正项通常称为多次反射项。我们应能够看出，该项在任何情况下都为负值。因此，当已知以上式（A6.30）～（A6.33）中所有项时，就能进行屏蔽效能的计算。

A6.2.5 谢昆诺夫理论的简单应用

以上定义反射项计算式的关键值可由下式给出：

$$R_F = \frac{1}{\kappa \cdot d} \tag{A6.34}$$

和

$$k = \begin{cases} 1 & \text{远场} \\ \dfrac{\lambda}{2\pi r} = \dfrac{r_0}{r} & \text{近场 } E \\ \dfrac{2\pi r}{\lambda} = \dfrac{r}{r_0} & \text{近场 } H \end{cases}$$

式中，R_F为高频表面电阻，等于具有以下特性金属片的电阻：

- 长度等于宽度；
- 厚度等于集肤深度。

另外，k 为场系数（见上）。取 $k = 1$（远场）得到反射项为

$$R = 20 \cdot \lg(66.6\Omega \cdot \kappa \cdot d) = 20 \cdot \lg \frac{66.6\Omega}{R_F} \tag{A6.35}$$

式中，R 的单位为 dB。

这对应于每 10 倍频程减小 10dB。

为了例证 Schelkunoff 理论的实际使用，仅考虑以下两种情况就已足够：

a）电厚材料，

b）电薄材料。

当材料的厚度等于或大于集肤深度 d，即 $t \geqslant d$ 时认为是电厚的；否则认为是电薄的。

电厚材料（$t \geqslant d$）

对于电厚材料的情况，仅需要考虑吸收损耗（吸收项）和反射损耗。假设 $\Gamma_W >> \Gamma_M$，并对以上的公式进行重新整理，得到以下结果：

$$A = 8.686 \cdot \frac{t}{d}$$

$$R = 20\lg \frac{66.6\Omega}{R_F} \cdot k \qquad \text{(A6.36)}$$

$$a_s = A + R$$

式中，A、R、a_s 的单位为 dB。

R_F 是根据式（A6.34）计算的高频表面电阻。

电薄材料

如果材料非常薄，那么可以推导出计算总屏蔽效能非常简单的公式。该公式由级数的展开进行推导，我们仅考虑级数求和中的最大项，得到：

$$a_s = 20 \cdot \lg \frac{188.8\Omega}{R_G} \cdot k \qquad \text{(A6.37)}$$

将上式和式（A6.36）中电厚材料的反射项相比，66.6Ω 变为 188.8Ω，R_F 变为 R_G。

$$R_G = \frac{1}{\kappa \cdot t} \qquad \text{(A6.38)}$$

式中，t 为材料厚度；R_G 为具有以下尺寸的金属片的直流表面电阻：

- 长度等于宽度；
- 厚度等于材料的厚度。

A6.2.6　图示确定屏蔽效能的程序

现在，我们可以非常容易地使用图示的形式计算 A6.2.5 节推导出的公式。首先要考虑的问题是，对于规定厚度为 t 的材料 XX，干扰源和屏蔽壁之间的规定距离为 r 时，屏蔽效能 a_s 为多大？

确定干扰源到屏蔽壁的距离 $r = r_0$ 时对应的频率 f_0。因此，该频率是给定距离时近场到远场的过渡频率。在给定的距离 r 上，当 $f > f_0$ 时为远场，$f < f_0$ 时为近场。因此，在场分布的图形中，以 $f = f_0$ 为分界点，分界点以上的频率对应的是远场，分界点以下则显示的是近场特性。

使用以下方式进行图示的计算。

电厚材料

1. 集肤深度由材料的特性和所关注的频率进行计算。利用 $A = 8.686 \cdot \frac{t}{d}$，可以计算吸收损耗（吸收项）。

2. 利用 $R = 20\lg(66.6\Omega \cdot \kappa \cdot d)$ 和 $k = 1$，可以计算远场反射项曲线上的每一点。例如，材料为铜，$f = 1\text{MHz}$ 时的值为 108dB。

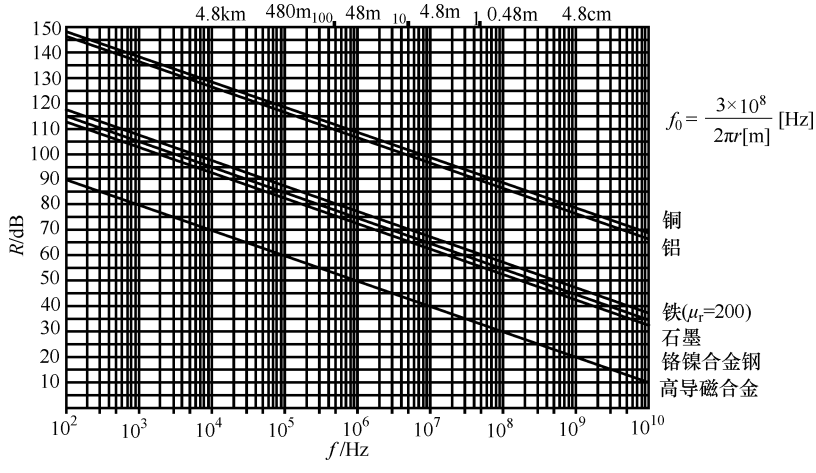


图 A6.3　远场时反射项的曲线

3. 现在就可以画出总的远场曲线，频率为对数坐标，y 轴为线性坐标（单位为 dB）。反射项的值每 10 倍频程减小 10dB。实际中，通常使用已准备好的曲线（见图 A6.3）。

4. 对于某一距离 r，需要计算屏蔽效能时，要确定在这一距离上近场到远场过渡时对应的频率。测量距离（计算距离）现在成为过渡距离。

$$f_0 = \frac{3 \times 10^8}{2\pi \cdot r\ [\text{m}]}\ [\text{Hz}]$$

5. 现在，将图 A6.4 所示的简明滑尺放置在相应材料的曲线上，其零点与第 4 步计算的频率重合。这样做之后，对于每一个频率，都可从图中得到需要的电场衰减和磁场衰减（屏蔽效能的反射项）。

6. 总的屏蔽效能等于吸收损耗（第 1 步）加上反射损耗（第 5 步）。

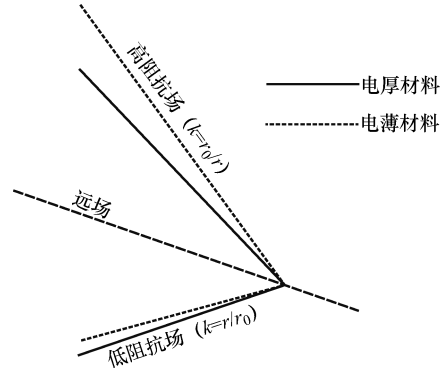


图 A6.4　计算屏蔽效能值的简明滑尺的图示

例 A6.1　计算以下条件时的总屏蔽效能：

- 源和屏蔽壁之间的距离 $r = 4.8\text{m}$
- 厚度 $t = 1\text{mm}$ 的铜

- 频率 $f=100\text{kHz}$
- 高阻抗场（电场）和低阻抗场（磁场）

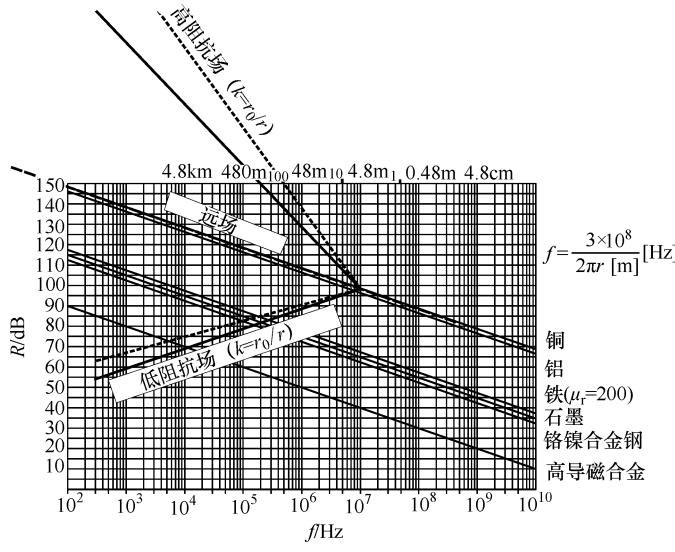


图 A6.5　简明滑尺使用的例子

解：

第 1 步 $d=\sqrt{\dfrac{1}{\pi f\mu\kappa}}=213\,\mu\text{m}$

$A=8.686\times\dfrac{1}{0.213}\text{dB}=41\,\text{dB}$

第 2 步 $f=100\text{kHz}$ 时 $R=118\,\text{dB}$（最好使用图中铜的曲线）

第 3 步画出相应的曲线或使用图 A6.3 所示的铜的曲线。

第 4 步 $f_0=10\text{MHz}$

第 5 步对于电厚材料，必须使用简明滑尺中的实线。然后，可从图 A6.5 所示的得到以下值：

$R\ [\text{dB}]_E=158\,\text{dB}$

$R\ [\text{dB}]_H=78\,\text{dB}$

第 6 步对于电场，可得到总的屏蔽效能 $a_s=199\,\text{dB}$

对于磁场，$a_s=119\,\text{dB}$

电薄材料

1. 计算或测量直流表面电阻。

2. 使用 $a_s\ [\text{dB}]=20\lg\dfrac{188.8\Omega}{R_G}$，确定远场曲线。

注意，它与频率无关。

3. 现在，遵循电厚材料计算程序的第4步和第5步。务必记住，使用这个程序，可以确定电薄材料的总屏蔽效能。

例 A6.2 测得塑料壳体上金属表面的直流电阻 $R_G = 10\text{m}\Omega$。计算距离为0.48m、频率为500kHz时对电场和磁场的屏蔽效能。

解：

第1步 由测量得到 $R_G = 10\text{m}\Omega$

第2步 远场（Far Field，FF）的 $a_s = 20\lg\dfrac{188.8}{0.01}\text{dB}$

即 $a_{sFF} = 85.5\text{dB}$

第3步 $f_0 = 100\text{MHz}$

第4步 $a_{sE} = 131\text{dB}$

$a_{sH} = 39\text{dB}$

A6.2.7 误差估算

为了确定最大的误差值，下面估算电厚材料和电薄材料在过渡点的屏蔽效能。在过渡点，材料的厚度等于集肤深度 d。

a）在过渡点，吸收损耗为8.686dB。多次反射项的表示式（根据式（A6.33）或式（A6.34））的值稍大于 -1dB。

下面的结论是合理的：

在过渡点，当不考虑多次反射项时，由电厚材料的计算公式得到的总屏蔽效能近似1 dB。

b）在过渡点，电薄材料的总屏蔽效能与电厚材料反射项的比为

$$\Delta a_s = a_s/_{薄} - R/_{厚} = 20\lg\frac{188.8}{66.6}\text{dB} = 9\text{dB}$$

将上式重新整理得到：$R/_{厚} = a_s/_{薄} - 9\text{dB}$，该式表明 $R/_{厚}$ 比 $a_s/_{薄}$ 小9dB。这几乎完全可以用吸收项进行补偿（当 $t = d$ 时为8.686dB）。

必须要记住的是，在电薄材料到电厚材料的过渡点，直流表面电阻 R_G 等于高频表面电阻。在每种情况中，正确值（根据Schelkunoff理论）和得到的近似值之间的误差似乎都小于1.5dB。下面的3个公式用于计算过渡点的值：

$$a_s/_{厚} = R/_{厚} + 8.686\text{dB} \tag{A6.39}$$

$$a_s/_{薄} = R/_{厚} + 9\text{dB} \tag{A6.40}$$

$$a_s = a_s/_{厚} - 1\text{dB} \tag{A6.41}$$

在过渡点，意味着此点的频率对应于集肤深度 d 等于材料厚度 t，使用电厚材料式（A6.36）计算时的误差等于：

$$\Delta a_s = a_s - a_s/_{厚} = -1\text{dB}$$

替换地，使用电薄材料的计算公式的误差等于：

$$\Delta a_s = a_s - a_s/_{薄} = -1.3\text{dB}$$

图A6.6给出了 $a_s/_{厚}$，$a_s/_{薄}$ 和 a_s 作为比值 t/d 的函数时的曲线。对于固定的 d，所有的值相对于 $R/_{厚}$：

$$a_{s/薄} - R_{/厚} = \left(9 + 20 \cdot \lg \frac{t}{d}\right)\text{dB} \tag{A6.42}$$

$$a_{s} - R_{/厚} = \left(8.686 \cdot \frac{t}{d}\right)\text{dB} + M \tag{A6.43}$$

$$M = 10 \cdot \lg\left(1 - 2 \times 10^{-0.867 \cdot \frac{t}{d}} \cdot \cos\left(2 \cdot \frac{t}{d}\right) + 10^{-1.74 \cdot \frac{t}{d}}\right)\text{dB} \tag{A6.44}$$

对于 $\Gamma_W >> \Gamma_M$ 的情况，式（A6.44）很容易的通过式（A6.33）的级数展开推导得到。

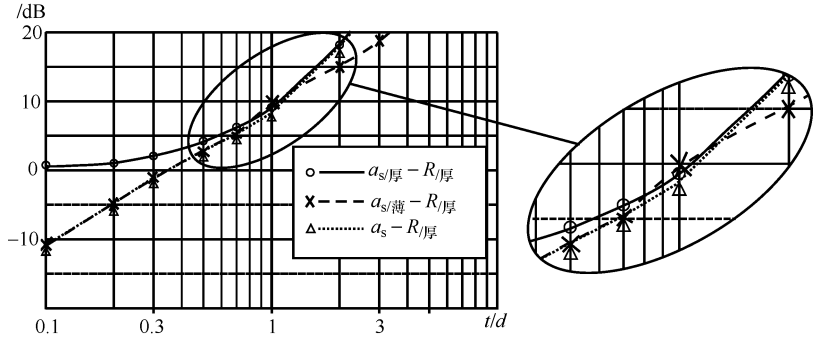


图 A6.6　实际情况近似解的比较

A6.2.8　总结

不考虑它的争议，我们必须相信，Schelkunoff 理论是计算无泄漏金属壁的屏蔽效能的有力工具。这个理论考虑了材料的参数、材料的厚度、频率、干扰源的类型以及干扰源和屏蔽壁之间的距离。

我们已经表明，当 Γ_W（外部场的波阻抗）远大于 Γ_M（屏蔽壁的阻抗）时，仅考虑这两种情况就已足够：电厚的金属壁和电薄的金属壁。

仅限定这两种情况意味着，能够推导出非常简单的公式，然后对该公式进行图解化，可以很容易地估算屏蔽效能。

附录 A7　系统 EMC 设计指导的示例

术语*系统内的措施*（intra system measures）包括当系统由设备组装的集成过程中需要采取的所有措施。特别地，它包括：

1. 接地
2. 系统的滤波
3. 屏蔽
4. 布线

在系统 XXX 的这些系统级的 EMC 设计指南中，规定了适用于系统集成过程中的一些通用规则。如果实现这些指南，则能很大程度上确保整个系统的兼容性。

A7.1 接地

术语“接地”描述了金属物体（外壳，参考导体）与系统地的高频有效连接，目的是实现低阻抗的地电位。术语“地”（ground）或“接地”（grounding）不应与术语“大地”（earth）或“接大地”（earthing）混淆，后者（在德国）描述的是低频地（金属机身，土壤），为了保护人员的安全，通过绿黄地线与之相连。人员的保护措施和接地之间不会出现不兼容的问题。

接地必须根据 VG 95 375 的第 6 部分的要求进行。通过使用有效的高频接地，可以减小高频地电位差。因此，可以减小高频发射，从而也可以减小共模干扰。

该标准要求，每一个设备必须至少在一点进行高频接地。当设备在导电机架内使用导电的方式紧密连接，且导电机架自身也通过长宽比至少为 5 的接地带接地时，我们认为这已经提供了有效的高频接地。

必须使用符合 VG 88 711 的第 2 部分的接地带（见图 A7.1）。对于大型设备，根据它们的表面尺寸，必须进行多次接地。应用以下的规则：对于每米的表面周长（系统地方向上的表面），必须要进行有效的高频接地。导电带的末端与地连接时的表面必须清除掉颜色、油漆和污垢等。接地带在安装之前，应是全金属的，且必须干净。

假设平面形的接地原理。这个原理意味着，系统的所有金属部分必须尽可能地进行互相电连接，目的是实现低阻抗的地平面。

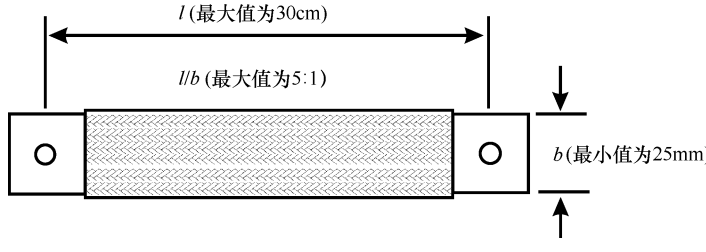


图 A7.1 符合 VG 88 711 的第 2 部分的接地带

穿过几个电磁兼容区域的*金属管道*，如果没有使用螺钉连接到或焊接到区域的壁上，那么必须使用合适宽度的接地带连接到区域的边界点（穿透点）。对于直径大于 20cm 的管道，必须使用两条金属带连接到地（分别在 0°和 180°）。

对于*小型电设备*，如小的配电盘、传感器、驱动器或探测器，可能的话，也要通过它们的固定螺钉与地连接。非腐蚀性钢制成的滚花垫圈（具有硬齿的垫圈）应安装在金属箱体和支撑面之间。

为了检查接地是否合适，就需要测量接地的设备（部件）和系统地之间的直流电阻。要求接地电阻 $R_{\Omega} < 10\text{m}\Omega$。

A7.2　系统滤波

三个电磁兼容区域定义如下：

电磁兼容区域1　系统的屏蔽或部分屏蔽区域之外的所有区域。

电磁兼容区域2　系统的屏蔽或部分屏蔽区域之内的所有区域。

电磁兼容区域3　具有特殊电磁防护的区域，如运行室。

在区域2到区域3的电磁兼容过渡区域中不需要系统滤波器。

如果通信接收（甚低频，短波）中出现干扰，那么在系统的试验阶段，应研究是否是电源线滤波不充分而在信号路径中出现了干扰。原则上，使用分区模型，对于传导干扰信号，也必须实现去耦。

在区域1到区域2的过渡区域中，对于电源，必须安装合适的电源线滤波器。应使用低频级的滤波器，10kHz时的插入损耗应为40dB。

从区域1到区域2的信号线，必须使用匹配的信号线滤波器。如果区域1中的信号线短于10m，且具有有效的屏蔽层，那么可以忽略这些滤波器。实际电缆的屏蔽层，必须在区域1到区域2的过渡点和金属的终端设备上进行360°的连接。

从区域1到区域2的电话线，都应使用商用的电话线滤波器。

在区域的过渡处，滤波器的外壳应面对面地连接到地。滤波器的外壳通过接地带进行接地是不充分的。

A7.3　屏蔽

作为系统内的措施，不同电磁兼容区域之间的屏蔽规定了金属屏障对场的去耦。

在项目XXX中，不要求附加的屏蔽措施。利用系统结构本身具有的屏蔽。

假设区域1到区域2的过渡处具有屏蔽效能，如图A7.2所示。这适用于距屏蔽壁为30cm的测量距离（即随后的安装距离）。在低频范围，已使用Schelkunoff理论计算了对磁场的屏蔽效能。在较高频率范围，屏蔽效能不再仅由材料决定，而是更多地由泄漏决定。根据经验法则，屏蔽效能值取为50dB。

为了在所有的门、铰链板和开口实现这些屏蔽效能值，必须使用接地带进行桥式的铰接。锁紧压片必须使用自磨光的方式进行构造（每次当它打开时，能清除掉腐蚀）。

A7.4　布线

布线应根据BV 0120和/或VG 95 375的第3部分的要求进行。系统中的电缆分成5种类别。为了完成此要求，设备的供应商必须提供协助。必须遵守不同类别电缆之间的放置距离。

系统中的电缆必须安装在电缆桥架上，电缆桥架必须接地。电缆桥架上两个接地点之间的距离不应大于3m。

声纳电缆、视频电缆和音频电缆应独立安装，和其他电缆相距50cm。特别地，当不能满足这个距离时，电缆应被放置在特殊的屏蔽管子中；这些屏蔽管子应在两端接

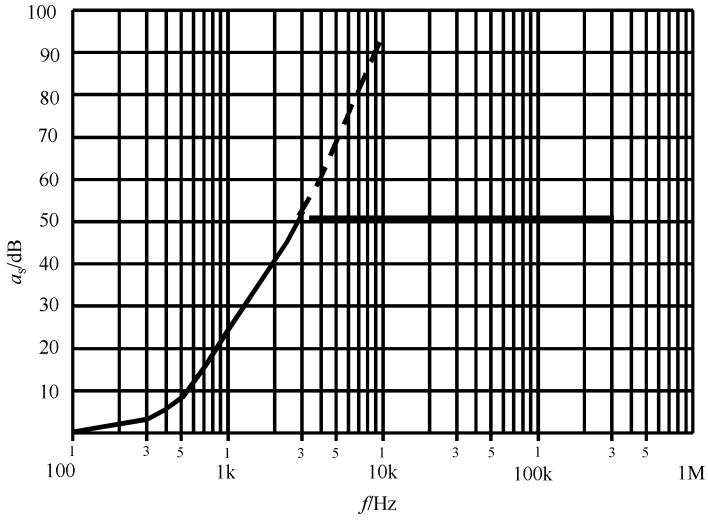
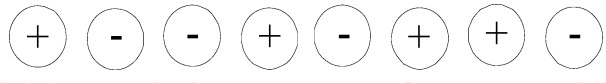


图 A7.2 源和屏蔽壁之间的距离为 30cm，材料为 $\mu_r = 80$、$\kappa_r = 0.023$，屏蔽壁的厚度 $d = 5$mm 时的屏蔽效能（磁场）

地。对于有源和无源声纳电缆，安装时互相之间的距离为 1m。

工作电流大于 100A 的电源电缆，应使用多芯和低漏场结构的电缆。设备（主要是电机）电流大于 1000A 的电源电缆应使用 8 芯电缆（4 个正向线和 4 个回线）。电缆的相序如下所示：



系统中的电缆应分成 5 种类别。图 A7.3 所示的例子给出了电缆分类的参考。1 类、2 类、3 类和 4 类电缆允许安装在同一电缆桥架上。类别 1、2 电缆和类别 3、4 电缆之间的安装距离应为 200mm。5 类电缆的安装距离应距所有其他电缆 100mm。所规定的距离适用于平行安装时长度大于 10m 的电缆。然而，当长度仅为 5m 的电缆平行安装时，间距应减小为上述距离的 1/2。

载有不同类别电缆的电缆桥架交叉安装时，交叉的角度应为 90°。

图 A7.4 给出了 3 个载有电缆的电缆桥架的横截面。

当不能满足上述的规定距离时，就必须使用附加的措施进行必要的去耦。这些措施包括：

- 使用屏蔽较好（较小的转移阻抗）的电缆
- 不同类别电缆之间安装附件的钢板

规定船用电缆的屏蔽。电缆的屏蔽层必须在两端进行 360°的接地（通过 VG 规定的锥形物或通过特殊的插座提供合适的接地）。

电缆类别	例子			电缆类型
	有用信号	噪声影响	典型应用	
1 不敏感的，干扰的	12~1000V，DC、50Hz、60Hz、400Hz，窄带	窄带，宽带	电源电缆，标准控制电缆，照明系统电缆，报警系统电缆	绞合
2 不敏感的，非干扰的	不大于115V，射频，窄带	—	电信电缆，控制和信号电缆，同步连接电缆，载频电缆	绞合，屏蔽，绞合和屏蔽
3 敏感的，非干扰的	不大于15V：中频，宽带 不大于115V：低频	宽带	小信号电缆，同步信号和脉冲信号电缆	屏蔽或同轴
4 非常敏感的，非干扰的	交流0.1μV~500mV,DC、射频、高频，窄带	窄带，宽带	接收天线电缆，电信和信息电缆，雷达报警接收电缆	屏蔽或同轴
5 不敏感的，非干扰的	10~1000V，射频、高频，窄带	窄带	特殊应用的电缆，发射天线电缆	同轴
特殊电缆①	—	窄带，宽带	发射/接收电缆，变换器电缆(未滤波的)，点火电路电缆，耳机电缆	—

①对于每一种特殊的电缆，必须进行单个分析，然后规定它的安装。

图 A7.3　根据 VG 95 375 的第 3 部分定义电缆类别的例子

如果设备的供应商规定设备连接电缆的屏蔽层单端接地，那么必须使用双层屏蔽电缆。根据设备供应商的规范，内屏蔽层必须与设备连接。然后外屏蔽层在两端与地进行360°的连接。

为了检查电缆屏蔽层接地的质量(360°圆周接地)，可能需要进行直流电阻的测量。接地连接上测量的直流电阻应小于 10mΩ。那么，需要使用 4 点程序进行测量。

下面的结论给出了接地连接的最通用要求：

电缆屏蔽层与地连接时的转移阻抗应小于 1 m 长的电缆接地时的转移阻抗。

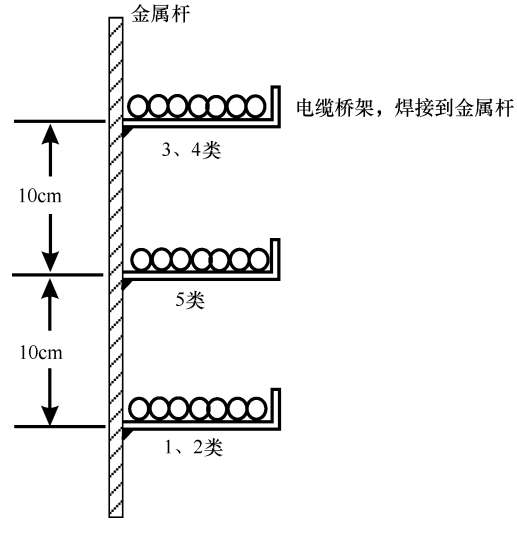


图 A7.4　不同电缆桥架上电缆安装的间距

对于信号电缆，传导干扰信号的规定限值指的是不对称分量电流(使用电流探头钳住电缆的屏蔽层测量的电流)。对于电源电缆，限值指的是频率范围不超过 20kHz 的单个芯线的电流和不对称分量电流。当频率大于 20kHz 时，仅考虑不对称分量电流。

附录 A8 印制电路板的布线和设备结构设计的 EMC 规则

对下面的规则作如下说明：

● 摘自不同的应用说明［主要来自于美国泰克尼特（Tecknit）、德州仪器（TI）和摩托罗拉（Motorola）公司］和研究论文［如澳大利亚珀斯（Perth）的研究机构 WATRI 的《Advanced PCB Design for EMC》］。

● 在业界已证明是非常有用的

● 仅是建立单独的，特定项目规则的基础

图 A8.1 给出了 EMC 金字塔，它源于美国泰克尼特公司的论文《电磁兼容设计指导（Electromagnetic Compatibility Design Guide）》。金字塔每层的大小和厚度与其重要性相对应，也对应于设备研发过程中需要的计划工作量。但是，每层的重要性和显著性还是存在争议的。逻辑系列或集成电路技术的选择主要由所实现的功能决定。

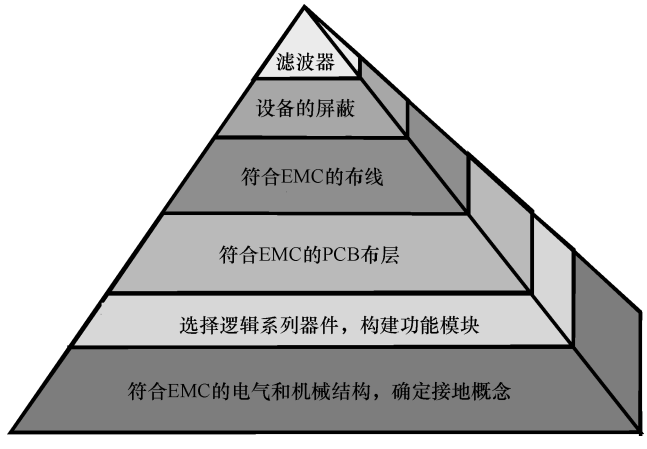


图 A8.1 EMC 设计的金字塔

然而，更重要的是，设备的机械结构、设备内印制电路板的布置及所使用的接地概念，很大程度上决定了 EMC 特性（设备内部，以及设备和环境之间）。这一点是毋庸置疑的。通过屏蔽和滤波就能解决干扰问题，这不能完全相信。

规则 1：不同的功能模块在空间结构上应互相分隔开。

规则 2：在电路板的输入（插头）处，电源线应进行滤波。

规则 3：不同功能的电路（模拟、数字、电源）应独立布置（见图 8.2）。此外，它们的接地也应独立处理。当时钟频率大于 10MHz 时，通常印制电路板的布线应使用具有一个或多个接地层的多层结构。出于成本的考虑，当没有独立的接地层时，接地走线应布置在高频信号线的任何一侧（左侧或者右侧）。

规则 4：尽可能地减小逻辑集成电路电源的环路面积。小的环路可以减小发射（辐射发射）和增加抗扰度。图 A8.3 给出了一个例子，它表明了通过使用简单的措施，怎

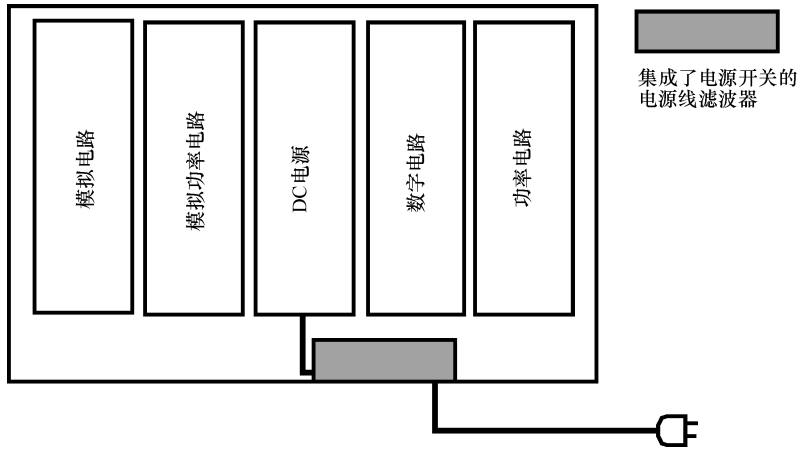


图 A8.2　设备的内部结构

样能够实现集成电路电源的最佳设计。

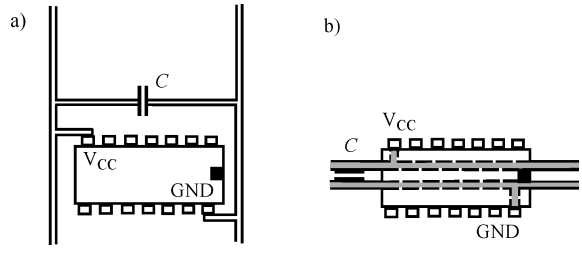
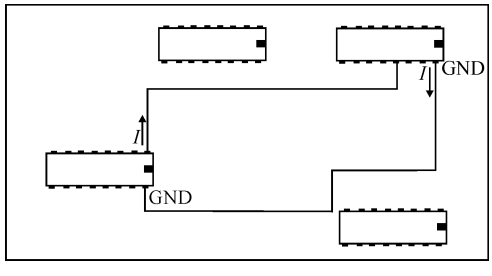


图 A8.3　逻辑集成电路的电源

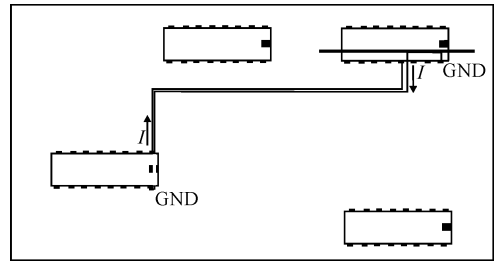
a）大的环路　b）小的环路

规则 5：避免电流环路。电路要求正向导体和返回导体。在印制电路板上，正向导体和其有关的返回导体，布置时应相互靠近。图 A8.4 和图 A8.5 给出了两种可能的信号走线。作为一阶近似，能够假定，辐射和耦合与环路面积成比例。



大的环路：
增加了辐射，在其附近产生了大的磁场；增加了对外部信号的耦合，因此抗扰度降低；增加信号电路的阻抗，这会使电路的阻抗变得不确定。

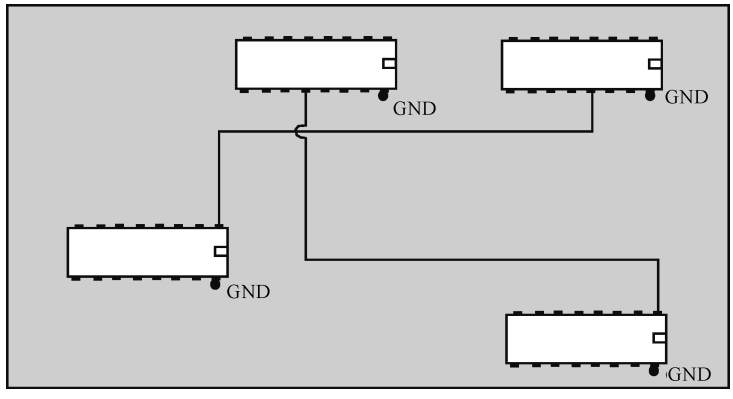
图 A8.4　正向导体和返回导体之间相距较大的距离



小的环路：
小的辐射（干扰发射）；小的感性和容性耦合；增加了抗扰度；信号电路的阻抗确定。

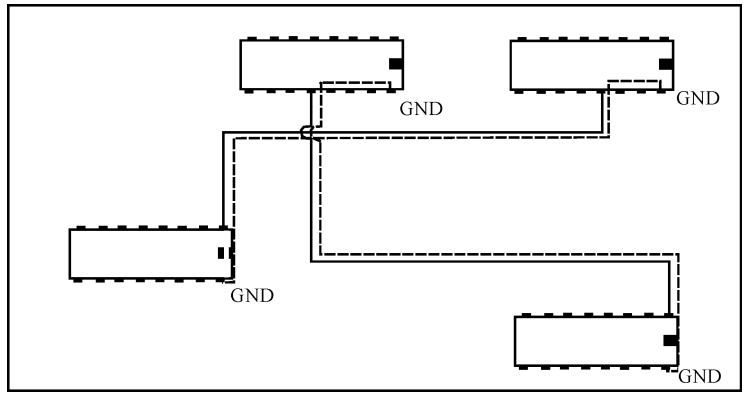
图 A8.5　返回导体直接布置于正向导体的下方

规则6：更普遍的是，规定最佳的电流返回路径。电流通常流过最小阻抗（不是电阻）的路径。参照高频信号的路径，返回路径通常应自动地靠近正向路径布置。为了控制辐射（同时也包括抗扰度），需要设计规定的返回路径。具有接地平面的PCB（见图A8.6），返回路径会自动地选取最小阻抗的路径。此效应可同时参见图2.2所示电路。



图A8.6　接地平面作为电流的返回导体

没有中断的接地平面是最佳的电流返回路径。两个电路之间通过返回路径阻抗的耦合通常非常小。



图A8.7　无公共接地平面时PCB上信号线的交叉处理

无接地平面的PCB（见图A8.7）：返回电流导体必须靠近正向电流路径布置。在任何需要的信号线的交叉处，返回电流导体必须与正向电流导体的处理方式相同。

规则7：每一个逻辑集成电路附近都应放置去耦电容（陶瓷电容，电容量为0.001～1μF）。

规则8：在接地平面不连续的PCB上，正向电流导体应在中断处附近布线，如图A8.8所示。

规则9：当两条信号走线之间需要容性（电）去耦时，两个信号导体之间必须布置

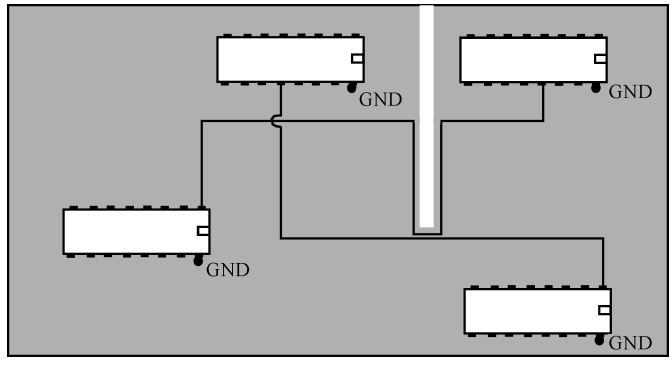


图 A8.8　接地平面不连续的 PCB 上正向导体的布置

附加的接地走线。图 A8.9 给出了这种布置，对于长度大于 10cm 的平行布置的走线，它们之间的电容会从 2.5pF 减小到 0.35pF。

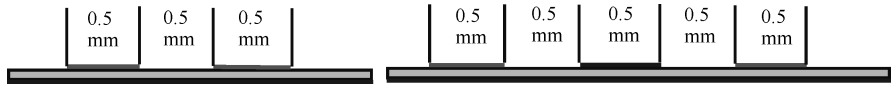


图 A8.9　铜走线的厚度 $t=35\mu m$，基板的厚度 $h=1.8mm$，使用附加的接地走线时容性耦合减小

规则 10：载有时钟信号的导体，信号总线和“允许”输入的导体，布置时应远离 I/O 线。

规则 11：时钟频率线应尽可能短，布置时尽可能垂直于信号走线。当时钟频率信号必须远离 PCB 时，时钟频率发生器的放置位置应可能接近 PCB 的接口。仅当研究 PCB 的时钟频率发生器时，应放置在 PCB 的中心点，尽可能减小时钟频率走线的长度。

规则 12：输出电路应通过电阻、电感或通过直接放置在驱动器的集成电路端的铁氧体磁珠进行阻尼。

规则 13：在具有高频（$f_{clock}>100MHz$）的 PCB 布线过程中，不同构成模块（集成电路）之间的连接线应被认为是具有规定特征阻抗的传输线。应尽可能避免对接接头和反射接头。

规则 14：通常应禁止长度大于 $\lambda/10$（λ 为时钟频率的波长）的不匹配走线（不匹配的传输线）。

规则 15：分立元件（R，L，C）的连接导线应尽可能短，为的是串联电感尽可能小。具有连接导线的典型电容，它们的第一个谐振频率通常出现在 80MHz。SMD（表面贴装器件）封装的元器件预期具有较好的特性。

规则 16：使用对称输出（相对于 0V 电位对称）的传输线驱动器能够改善信号完整性，很大程度上减小干扰发射和增加抗扰度。

规则 17：当多个不同的集成电路必须由一个逻辑输出（如时钟信号）驱动时，在供给每一个集成电路之前，应尽早分给单个构成模块，如图 A8.10 所示。作为附加的

措施，公用的传输线在分配点应与它的特征阻抗相匹配。

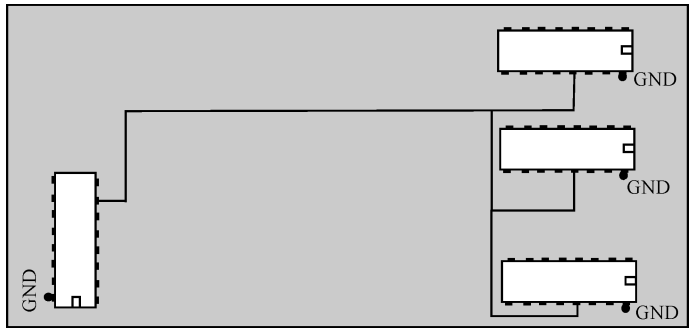


图 A8.10　相同的时钟信号供给多个构成模块

规则 18：输入电容和负载电容应尽可能小。通过这种措施，可以减小状态变化时的充电电流，因此这也减小了磁场辐射和地中的返回电流。

规则 19：注意模拟电路中的解调问题。模拟半导体元器件中的大多数 EMC 问题是由无线电频率信号的解调产生的。为了避免解调，即使受到高频干扰信号的干扰，模拟电路也必须工作在稳定和线性的状态。通过使用输入滤波器或合适的反馈电路能够实现这样的要求。

规则 20：与系统级的程序相同，设备的所有传输线（这里为导线）应根据它们所传输的信号进行分类。对每一类别的导线，应选择特定的路径。布线时，导线之间的距离应为最大，应接近设备的地，顺序应从敏感/非干扰导线到不敏感/大干扰导线，如图 A8.2 所示。

规则 21：通过使用多导线的扁平电缆，可以很容易地实现低泄漏场的结构。扁平电缆必须直接安装在设备的地上。当直接安装在设备地上会产生不允许的延长或沿着电缆的走线没有设备的地时，那么在沿着多导线扁平电缆的下面安装铜箔能够提供相当大的改善（镜像原理）。

规则 22：从电磁兼容的角度来讲，电子设备内不应存在无源导体。

规则 23：如果可能，电源开关应集成在电源线滤波器中。运行指示器必须用低电压侧的发光二极管（LED）实现。

规则 24：当规定屏蔽箱体时，应遵守下面的屏蔽规则：

● 低频电场（频率不大于 1MHz 的设备级的）容易屏蔽（使用薄的金属外壳或具有金属涂层的塑料外壳）。

● 低频磁场（频率不大于 1MHz 的设备级的）屏蔽时需要厚的金属外壳（使用高导磁材料能够减小工频磁场）。

● 随着频率的增加，泄漏（孔、缝隙）更多地决定了屏蔽性能。最大尺寸的泄漏决定了总屏蔽效能的减小程度。当泄漏尺寸为 $30\text{m}/f$［MHz］（$\lambda/10$）时，预期的屏蔽效能为 0dB。

● 假设面积相等时，那么较多的小孔（如通风孔）实质上要优于几个大孔（一个

方向上的最大尺寸决定了屏蔽效能）。

规则 25：设备研发过程中采取的所有 EMC 措施，要能增强设备中的电子设备的特征，目的是当不使用附加的屏蔽外壳时，能够满足家用、轻工业环境的干扰发射要求和抗扰度要求（即 EN 61000-6-3，EN 61000-6-1）。

进一步的参考资料

下面是制造商的应用说明，其中包含了大量有用的模拟和数字电路板设计时的 EMC 注意事项和规则。建议电路和设备的研发和设计人员阅读这些应用说明。

美国摩托罗拉（Motorola）公司："Designing for Board Level Electromagnetic Compatibility"，AN 2321/D，2002，"Noise Reduction Techniques for Microcontroller-Based Systems"，AN 1705，1999.

美国泰克尼特（Teknit）公司："Electromagnetic Compatibility Design Guide"，1998.

美国德州仪器（TI，Texas Instruments）公司："Printed-Circuit-Board Layout for Improved Electromagnetic Compatibility"，SDYA011，Oct. 1996 "PCB Design Guidelines For Reduced EMI"，SZZA009，Nov. 1999.

附录 A9　便于应用的计算电缆转移阻抗的程序

本书 7.6.3 节给出了用于分析电磁信号耦合进电缆的模型。这个模型基于如下的假设：首先计算屏蔽电缆屏蔽层上的电流，其次使用传输线理论中电缆上分布源的基本方法计算耦合。假设电流已知，问题就简化为求解传输线理论方程。图 A9.1 与图 7.43 所示的相同，再次给出了耦合的过程。

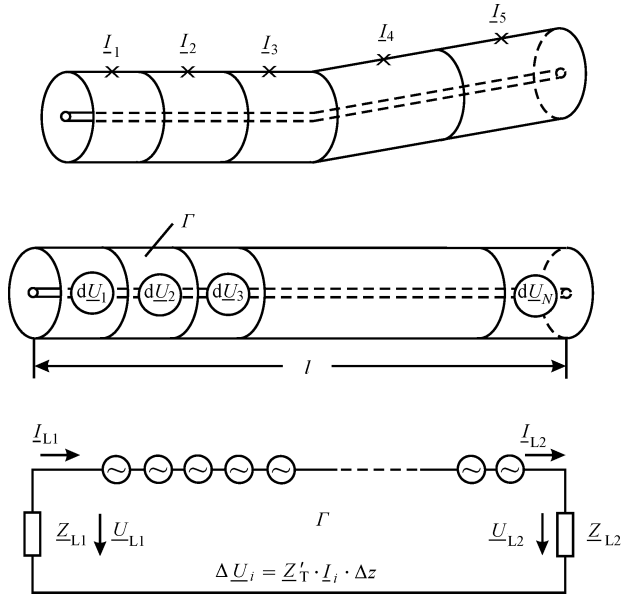


图 A9.1　计算耦合进屏蔽电缆的模型

使用式（A9.1）～式（A9.5）计算负载阻抗$\underline{Z}_{L1}$和$\underline{Z}_{L2}$上的电压。

$$\underline{U}_{L1} = -\frac{\underline{Z}_{L1}}{D}\int_0^l \underline{Z}_T' \underline{I}[\Gamma\cosh\gamma(l-z) + \underline{Z}_{L2}\sinh\gamma(l-z)]\,dz \tag{A9.1}$$

$$\underline{U}_{L2} = \frac{\underline{Z}_{L2}}{D}\int_0^l \underline{Z}_T' \underline{I}[\Gamma\cosh\gamma z + \underline{Z}_{L1}\sinh\gamma z]\,dz$$

$$D = (\Gamma\,\underline{Z}_{L1} + \Gamma\,\underline{Z}_{L2})\cosh\gamma l + (\Gamma^2 + \underline{Z}_{L1}\underline{Z}_{L2})\sinh\gamma l \tag{A9.2}$$

$$\underline{U}_{L1} = -\frac{\underline{Z}_{L1}}{D}\sum_i \{\Delta\,\underline{U}_i[\Gamma\cosh\gamma(l-z_i) + \underline{Z}_{L2}\sinh\gamma(l-z_i)]\} \tag{A9.3}$$

$$\underline{U}_{L2} = \frac{\underline{Z}_{L2}}{D}\sum_i \{\Delta\underline{U}_i[\Gamma\cosh\gamma z_i + \underline{Z}_{L1}\sinh\gamma z_i]\} \tag{A9.4}$$

$$\Delta\,\underline{U}_i = \underline{I}_i\underline{Z}_k'\Delta_z \tag{A9.5}$$

式中，Γ为特征阻抗；γ为电缆的传播常数。

计算负载阻抗（如$\underline{Z}_{L2}$）上的耦合电压的公式可以写为下面的形式：

$$\underline{U}_L = \underline{Z}_T'\underline{F}_1\underline{F}_2 U_0 \tag{A9.6}$$

式中，$\underline{F}_1$为电缆外部耦合过程的复杂函数；$\underline{F}_2$为电缆内的关系（在分布源基本方法的条件下的传输线理论）；$\underline{Z}'_T$为电缆的转移阻抗；U_0为电缆外部区域电磁辐射过程产生的电压。

将式（A9.6）进行变换，得到要计算的量$\underline{Z}'_T$的表达式：

$$Z'_{-T} = \frac{\underline{U}_L}{\underline{U}_0}\frac{1}{\underline{F}_1\,\underline{F}_2} = \frac{\underline{U}_L}{\underline{U}_0}\frac{1}{\underline{F}_s} \tag{A9.7}$$

我们首先假设，函数$\underline{F}_1$和$\underline{F}_2$（$\underline{F}_s = \underline{F}_1\underline{F}_2$）可以使用计算机程序计算得到，仅需要计算$\underline{U}_L/U_0$。例如，这可以通过使用网络分析仪进行测量得到，由于网络分析仪能提供最高的灵敏度，因此它是测量使用的最佳设备。函数$\underline{F}_s$，为耦合系数，在规定的测量布置中取决于：

- 空间的几何关系
- 所研究电缆的特征阻抗
- 半径R_0
- 电缆内的电介质常数ε_r

说明：对电缆的布置进行构造，能容易地使用计算机程序进行分析；例如，导电接地平面上的半圆。图 A9.2 给出了这种布置。电缆由圆柱导体表示。在合适的点，通过电压U_0激励这种布置。然后，可使用计算机程序得到电缆屏蔽层上的电流分布。使用上述的式（A9.1）～式（A9.5）就可以计算耦合到电缆的电压。通过激励和分析这种布置，测得电压$\underline{U}_L$，就能够计算复杂电缆的转移阻抗。这个程序大约从 100kHz 开始适用。当小于这

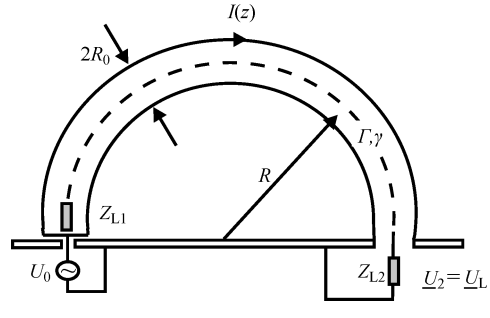


图 A9.2　计算复杂电缆转移阻抗的布置

个频率时，可以由电缆屏蔽层每米的直流电阻得到电缆的转移阻抗。

再深入的一步，定义固定的试验布置，然后仅需要计算一次函数$\underline{F}_1$和$\underline{F}_2$，从而得到耦合系数$\underline{F}_s=\underline{F}_1\times\underline{F}_2$。可以说，它们为几何常量。$\underline{U}_L/U_0$确定了复杂电缆的转移阻抗。图 A9.3 给出了 $\Gamma=50\Omega$、$\varepsilon_r=2.3$ 和 $R=25\text{cm}$ 时的耦合系数$\underline{F}_s$。

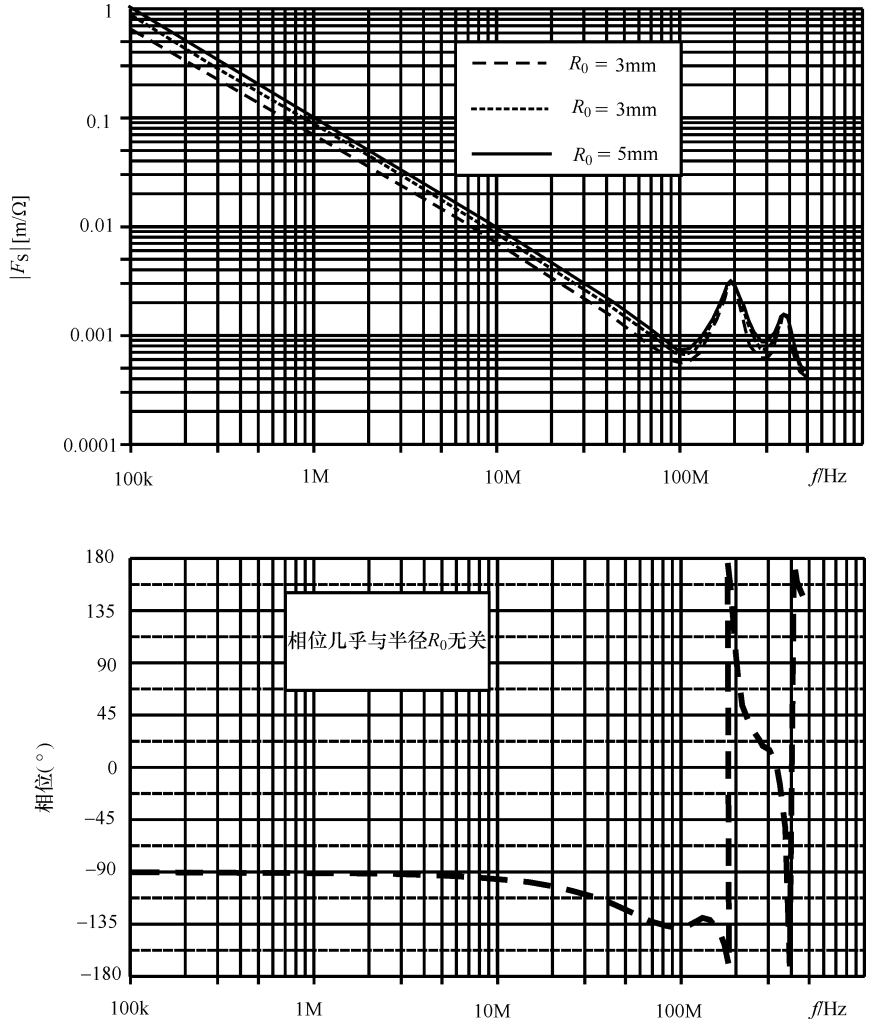


图 A9.3　$\Gamma=50\Omega$、$\varepsilon_r=2.3$ 和 $R=25\text{cm}$ 时的耦合系数$\underline{F}_s$

例 A9.1　计算频率为 1MHz 时 RG213 型电缆的转移阻抗。根据图 A9.2 所示的布置，测量的电压比为$\underline{U}_L/U_0=7.8\times10^{-4}\cdot e^{-j175°}$。如图 A9.3 所示，得到 1MHz 时的耦合系数$\underline{F}_s=0.092\times e^{-j91°}\text{m}/\Omega$。因此，根据式（A9.7），得到电缆的转移阻抗$\underline{Z}'_T=8.5\times10^{-3}\times e^{-j94°}\Omega/\text{m}$。

A9.1 使用示波器计算电压比

图 A9.4 给出了使用双通道示波器计算电压比$\underline{U}_L/U_0$的测量布置。

选择相同长度的电缆 l_1 和 l_2，使用输入信号（输入电压）触发示波器，可以直接测量示波器上的镜像以得到电压比。假设两条测量电缆的类型相同。

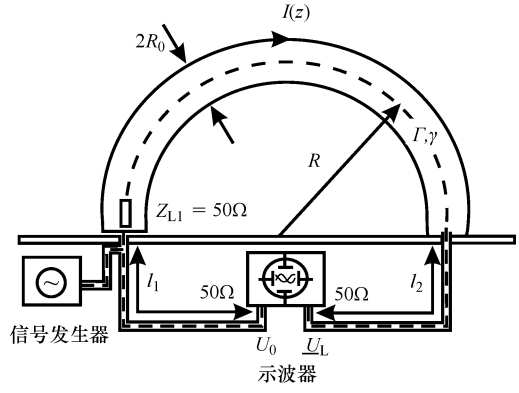


图 A9.4 使用示波器测量电压比

图 A9.5 给出了示波器测量的 RG58 电缆在 10MHz 时的曲线。

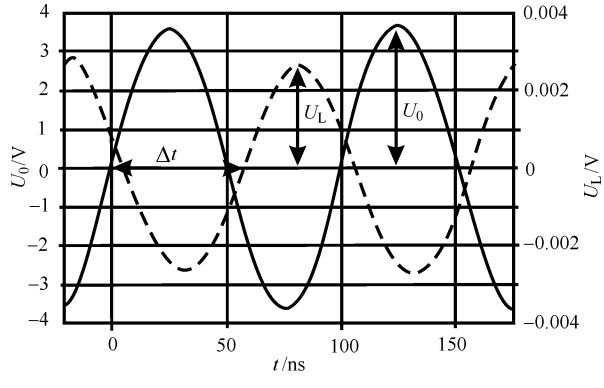


图 A9.5 示波器测量的 RG58 电缆在 10MHz 时的曲线

电缆的参数包括：

- 屏蔽层的外半径 R_0 1.75mm
- 特征阻抗 Γ 50Ω
- 相对介电常数 ε_r 2.3

由示波器的测量曲线可得到下列值：

$$U_0 = 3.8\text{V}$$

$$U_L = 2.7\text{mV}$$

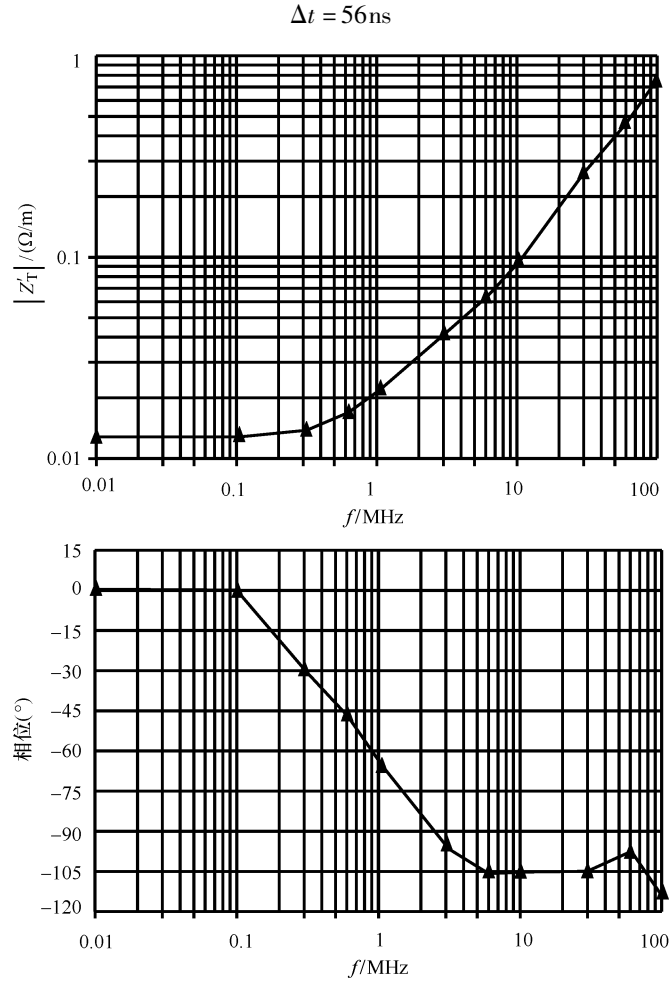


图 A9.6　根据示波器计算的 RG58 型电缆的转移阻抗

根据上述值，计算的电压比为 0.00071，负的相移（延迟）为 −202°。复数电压比$\frac{U_L}{U_0}=0.00071\times e^{-j202^\circ}$。由图 A9.3 所示，10MHz 时的耦合系数$\underline{F}_s=0.008\times e^{-j98^\circ}$。由这些值可得到电缆的复转移阻抗$\underline{Z'}_T=0.089\times e^{-j104^\circ}\Omega/m$。

图 A9.6 给出了通过示波器的测量得到的 RG58 型电缆完整的复电缆转移阻抗曲线。

曲线上的前两个值（10kHz 和 100kHz 处对应的值）取自长度为 1m 的电缆的直流阻抗。

A9.2　使用网络分析仪计算电压比

使用网络分析仪是测量电压比$\underline{U}_L/U_0$更精确的方法，网络分析仪具有相当高的灵敏

度。它能够在规定的宽频率范围内，直接连续测量电压比的幅值和相位。最后测得转移函数。图 A9.7 给出了使用网络分析仪的测量布置。

网络分析仪的输出端 S 作为信号发生器。输入端 R 测量输入给外部电路的信号，输入端 T 测量耦合给电缆的信号。网络分析仪能够把输入端 T 的测量值和输入端 R 的测量值相联系，然后计算复转移函数。测量前的校准可以消除由于测量电缆引入的幅值和相位误差。

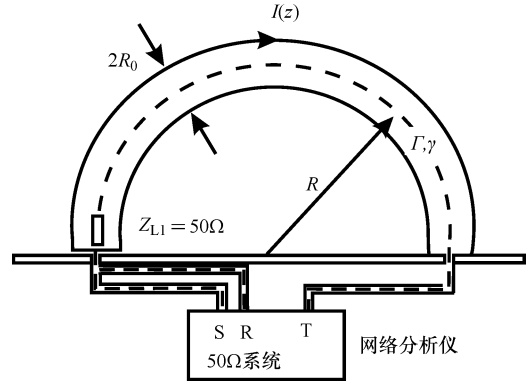


图 A9.7 使用网络分析仪的测量布置

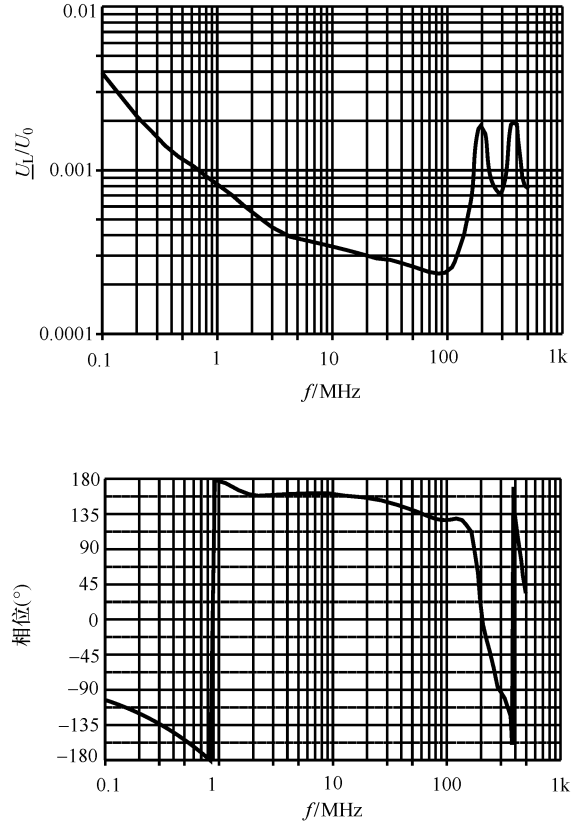


图 A9.8 使用网络分析仪测得的 RG 213 型电缆的电压比$\underline{U}_L/U_0$

图 A9.8 给出了使用网络分析仪测得的 RG 213 型电缆的电压比$\underline{U}_L/U_0$。RG 213 型电缆的参数如下：

屏蔽层的外半径　$R_0 = 4\text{mm}$

特征阻抗　$\Gamma = 50\Omega$

相对介电常数　$\varepsilon_r = 2.3$

图 A9.8 所示的电压比结合图 A9.3 所示的耦合系数，可以得到复电缆转移阻抗。结果如图 A9.9 所示。

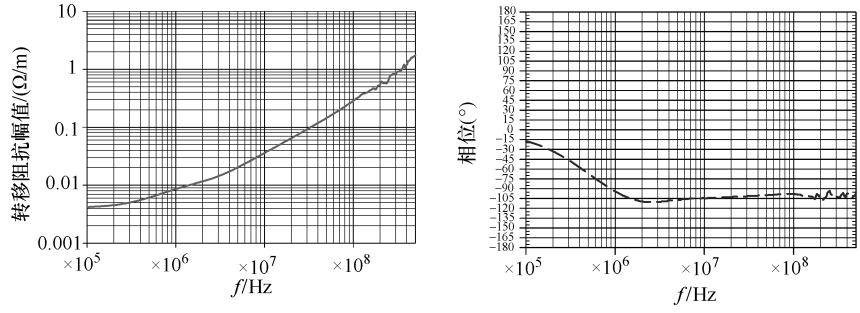


图 A9.9　RG213 型电缆的转移阻抗

当网络分析仪与计算机直接连接时，可以存储耦合系数，进行完全自动的计算。

图 A9.10 ~ A9.14 给出了德国德累斯顿工业大学使用网络分析仪（HP4195A）测量的一些电缆的转移阻抗。

HF 50 0.5L/1.4 6YC

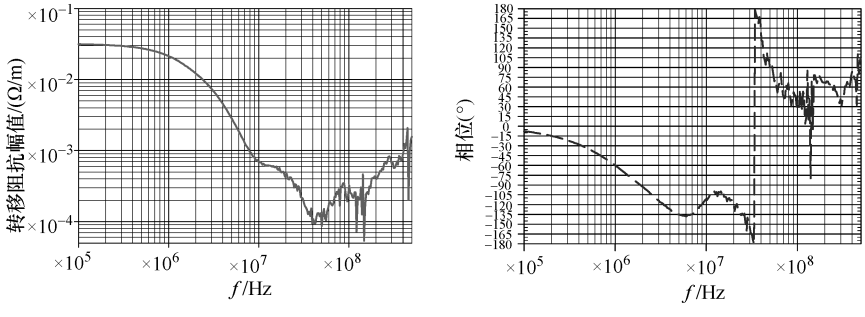


图 A9.10　HF 50 0.5L/1.4 6YC 型电缆的转移阻抗

电缆参数：

特征阻抗　50Ω

屏蔽层的外半径　1mm

屏蔽层的直流电阻　31.6mΩ/m

RG 174/U

电缆参数：

特征阻抗　50Ω

屏蔽层的外半径　1mm

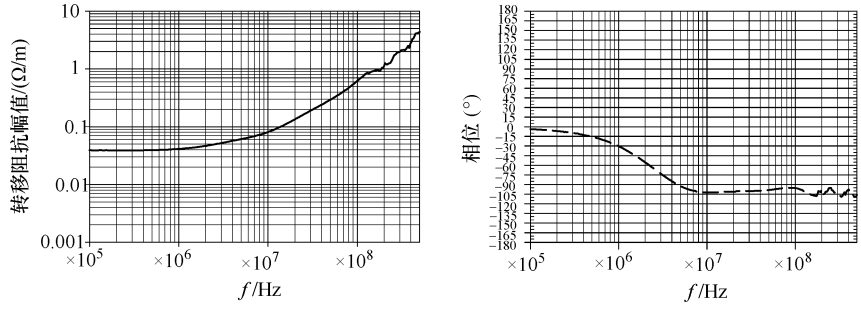


图 A9.11　RG 174/U 型电缆的转移阻抗

屏蔽层的直流电阻　37.5mΩ/m

RG 214/U

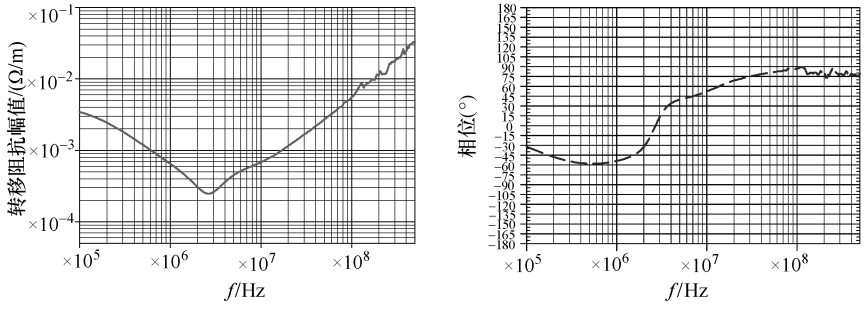


图 A9.12　RG 214/U 型电缆的转移阻抗

电缆参数：

特征阻抗　50Ω

屏蔽层的外半径　4.4mm

屏蔽层的直流电阻　4.6mΩ/m

RG 217/U

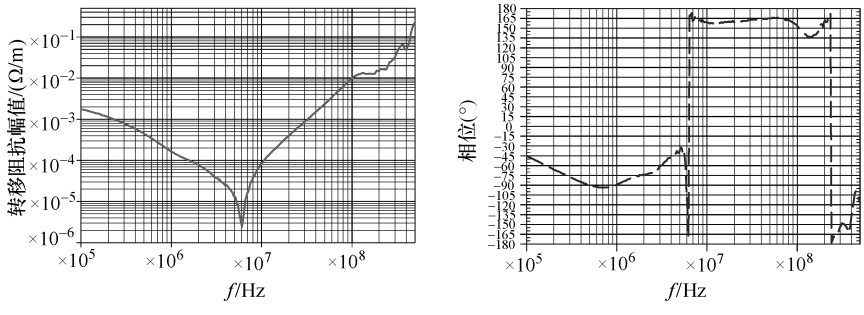


图 A9.13　RG 217/U 型电缆的转移阻抗

电缆参数：

特征阻抗　　50Ω
屏蔽层的外半径　　5.05mm
屏蔽层的直流电阻　　2.1mΩ/m
RG 223/U

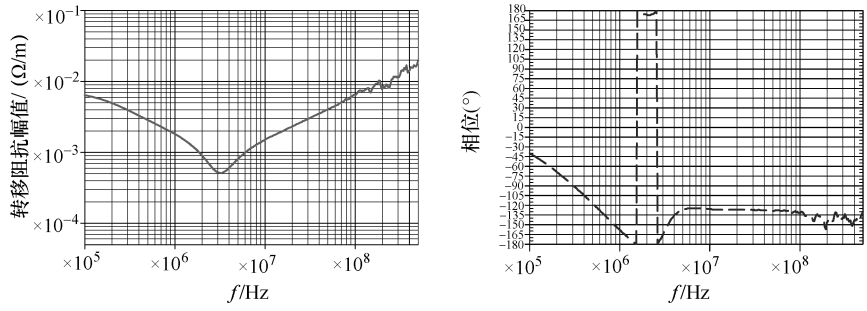


图 A9.14　RG 223/U 型电缆的转移阻抗

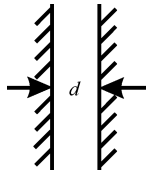
电缆参数：
特征阻抗　　50Ω
屏蔽层的外半径　2.1mm
屏蔽层的直流电阻7.45mΩ/m

备注：本附录中绝大多数的测量布置，曲线和测量结果为 Tiedemann 博士的研究成果（见本书参考文献［TIE01］）。其余的例子和测量曲线引自本书参考文献［TI/GO98］。

附录 A10　导体/结构的电容和电感

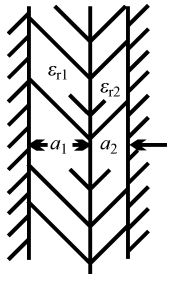
导体/结构	电感（每米）	电容（每米）

1. 平面/平面



$$C = \frac{\varepsilon \cdot A}{d}$$

2. 分层介质

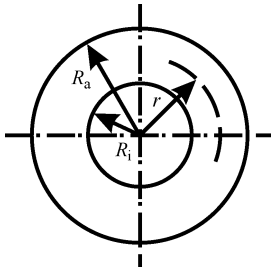


$$C = \frac{\varepsilon_{r1} \cdot \varepsilon_{r2} \cdot A}{\varepsilon_{r1} \cdot a_2 + \varepsilon_{r2} \cdot a_1} \cdot \varepsilon_0$$

当为多层时：

$$C = \frac{\varepsilon_0 \cdot A}{\frac{a_1}{\varepsilon_{r1}} + \cdots + \frac{a_n}{\varepsilon_m}}$$

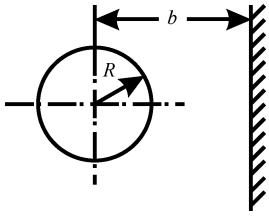
3. 同心球体



$$C = \varepsilon \cdot \frac{4\pi \cdot R_a \cdot R_i}{R_a - R_i}$$

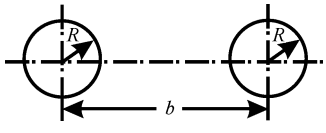
当相对于另一个球体无限远时：$C = \varepsilon \cdot 4\pi \cdot R$

4. 球/平面



$$C = \varepsilon \cdot 4\pi \cdot R \cdot \left(1 + \frac{R}{2 \cdot b}\right)$$

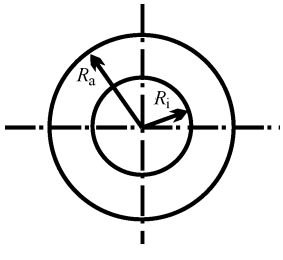
5. 球/球 – 球形电板间隙



$$C = \varepsilon \cdot 2\pi \cdot R \cdot \left(1 + \frac{R \cdot (b^2 - R^2)}{b \cdot (b^2 - R^2 - b \cdot R)}\right)$$

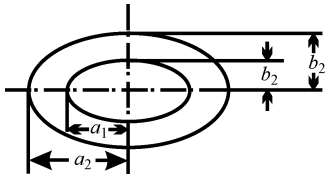
$$C = \varepsilon \cdot 2\pi \cdot R \cdot \left(1 + \frac{R}{b}\right),\ R << b$$

6. 同心圆柱体



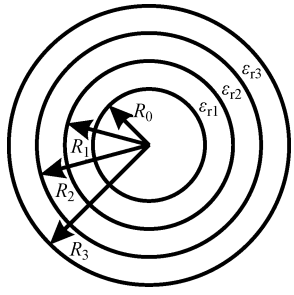
$$L' = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{R_a}{R_i} \qquad C' \frac{\varepsilon \cdot 2\pi}{\ln \frac{R_a}{R_i}}$$

7. 椭圆形电缆



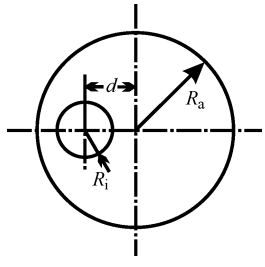
$$L' = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{a_2 + b_2}{a_1 + b_1} \qquad C' \frac{\varepsilon \cdot 2\pi}{\ln \frac{a_2 + b_2}{a_1 + b_1}}$$

8. 圆柱形电容中的分层介质



$$C=\frac{\varepsilon_0\cdot 2\pi\cdot l}{\dfrac{\ln\dfrac{R_1}{R_0}}{\varepsilon_{r1}}+\cdots\cdots+\dfrac{\ln\dfrac{R_n}{R_n-1}}{\varepsilon_{rn}}}$$

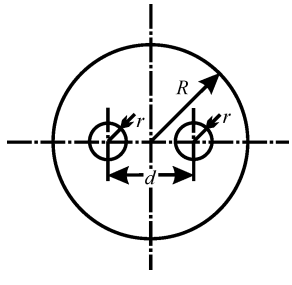
9. 具有两个轴向的偏心圆柱体



$$C'=\frac{\varepsilon\cdot 2\pi}{\ln\left(\dfrac{R_a}{R_i}\cdot\dfrac{R_a^2-R_i^2-d^2+\sqrt{(R_a^2-R_i^2+d^2)^2-4d^2R_a^2}}{R_a^2-R_i^2+d^2+\sqrt{(R_a^2-R_i^2+d^2)^2-4d^2R_a^2}}\right)}$$

$$L'=\frac{\mu}{2\pi}\ln\frac{R_a^2-d^2}{R_a\cdot R_i}$$

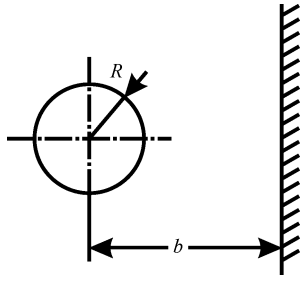
10. 双导体电缆



$$L'=\frac{\mu}{\pi}\ln\frac{d\cdot(4\cdot R^2-d^2)}{r\cdot(4\cdot R^2+d^2)}$$

$$C'=\frac{\varepsilon\cdot\pi}{\ln\dfrac{d\cdot(4\cdot R^2-d^2)}{r\cdot(4\cdot R^2+d^2)}}$$

11. 圆柱导体/平面

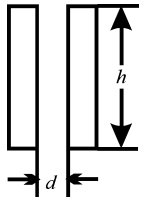


$$C'=\frac{\varepsilon\cdot 2\pi}{\ln\left(\dfrac{b}{R}+\sqrt{\left(\dfrac{b}{R}\right)^2-1}\right)}$$

$$L'=\frac{\mu}{2\pi}\ln\left(\frac{b}{R}+\sqrt{\left(\frac{b}{R}\right)^2-1}\right)$$

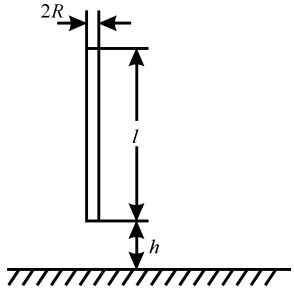
当 $R^2<<b^2$ 时，$L'=\dfrac{\mu}{2\pi}\ln\dfrac{2\cdot b}{R}$　$C'=\dfrac{\varepsilon\cdot 2\pi}{\ln\dfrac{2\cdot b}{R}}$

12. 两条平行带状线



当 $d>>h$ 时，$L'=\mu\cdot\dfrac{d}{h}$ $C'=\varepsilon\cdot\dfrac{h}{d}$

13. 垂直天线

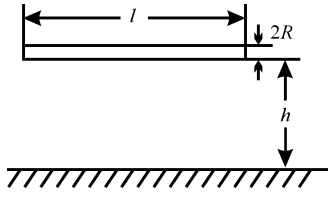


$$C=\frac{\varepsilon\cdot 2\pi\cdot l}{\ln\dfrac{l}{R}\cdot\sqrt{\dfrac{4\cdot h+l}{4\cdot h+3l}}}$$

当 $h\to\infty$ 时，$C=\dfrac{\varepsilon\cdot 2\pi\cdot l}{\ln\dfrac{l}{R}}$

当 $h\to 0$ 时，$C=\dfrac{\varepsilon\cdot 2\pi\cdot l}{\ln\dfrac{l}{\sqrt{3}\cdot R}}$

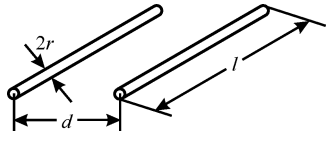
14. 水平天线



$$C=\frac{\varepsilon\cdot 2\pi\cdot l}{\ln\dfrac{l}{R}\cdot\dfrac{l}{4\cdot h}\cdot\left[\sqrt{\left(\dfrac{4\cdot h}{l}\right)^2+1}-1\right]}$$

当 $\dfrac{4\cdot h}{l}<<1$ 时，$C=\dfrac{\varepsilon\cdot 2\pi\cdot l}{\ln\dfrac{2\cdot h}{R}}$

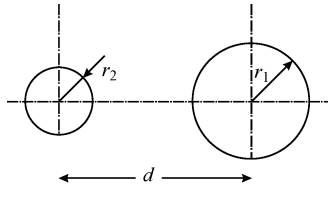
15. 两条有限长度的平行导线



当 $(2r)^2<<l^2$ 时，

$$C=\frac{\varepsilon\cdot\pi\cdot l}{\ln\dfrac{1}{r}\cdot\sqrt{\dfrac{\sqrt{l^2+(2d)^2}-1}{\sqrt{l^2+(2d)^2}+1}}}$$

16. 平行的圆柱导体



$$L'=\frac{\mu}{\pi}\ln\frac{d}{\sqrt{r_1\cdot r_2}}$$

$$C'=\frac{\varepsilon\cdot 2\pi}{\ln\dfrac{d^2-(r_2-r_1)^2+m}{d^2-(r_2-r_1)^2-m}}$$

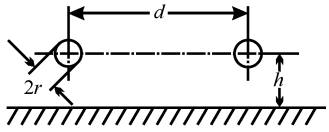
$$m=\left(r_1^2+r_2^2-d^2\right)^2-4r_1^2r_2^2$$

其中

当 $d>>r_1$、r_2 时，$C'=\dfrac{\varepsilon\cdot 2\pi}{\ln\dfrac{d^2}{r_1\cdot r_2}}$

17. 接地平面上的两条圆柱导体

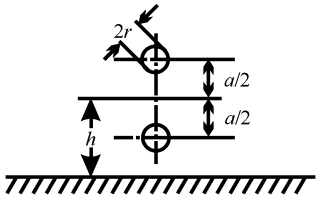
a)



$$C' = \frac{\varepsilon \cdot \pi}{\ln \dfrac{2h}{r \cdot \sqrt{1 + \left(\dfrac{2h}{d}\right)^2}}}$$

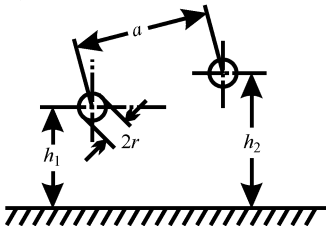
$$L' = \frac{\mu}{\pi} \ln \frac{2h}{r \cdot \sqrt{1 + \left(\dfrac{2h}{d}\right)^2}}$$

b)



$$C' = \frac{\varepsilon \cdot \pi}{\ln \dfrac{a \cdot \sqrt{1 - \left(\dfrac{a}{2h}\right)^2}}{r}} \qquad L' = \frac{\mu}{\pi} \ln \frac{a \cdot \sqrt{1 - \left(\dfrac{a}{2h}\right)^2}}{r}$$

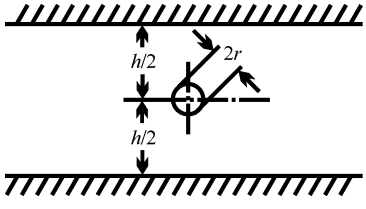
c)



$$C' = \frac{\varepsilon \cdot \pi}{\ln \dfrac{a}{r \cdot \sqrt{1 + \dfrac{a^2}{4 \cdot h_1 \cdot h_2}}}}$$

$$L' = \frac{\mu}{\pi} \ln \frac{a}{r \cdot \sqrt{1 + \dfrac{a^2}{4 \cdot h_1 \cdot h_2}}}$$

18. 两平面之间的导体

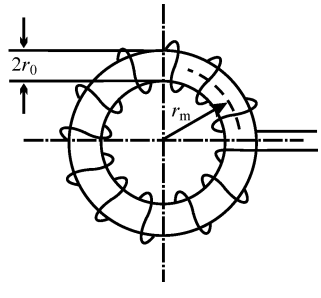


$$L' = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{2h}{r \cdot \pi} \qquad C' = \frac{\varepsilon \cdot 2\pi}{\ln \dfrac{2h}{r \cdot \pi}}$$

19. 公共轴线上的两条直导体

$$C = \frac{\varepsilon \cdot \pi \cdot l}{\ln \dfrac{l}{r} \cdot \sqrt{\dfrac{2d + l}{2d + 3l}}}$$

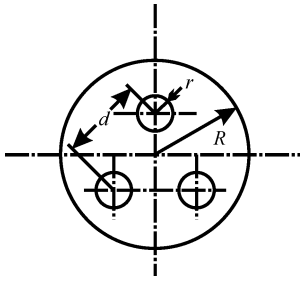
20. 环形线圈



$$L = \frac{\mu}{2\pi} \cdot \frac{w^2 \cdot A}{r_m}, \quad A = r_0^2 \cdot \pi$$

式中，w 为绕组的数量。

21. 三相电缆

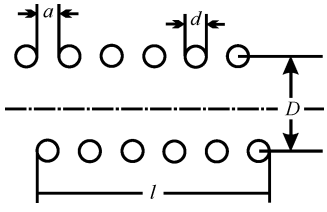


$$C'_0 = \frac{\varepsilon \cdot 4\pi}{\ln \dfrac{d^2 \cdot (3R^2 - d^2)^3}{r^2 \cdot (27R^6 - d^6)}}$$

式中，C'_0为运行电容

$$L' = \frac{\mu}{4\pi} \ln \frac{d^2 \cdot (3R - d^2)^3}{r^2 \cdot (27R^6 - d^6)}$$

22. 圆柱线圈

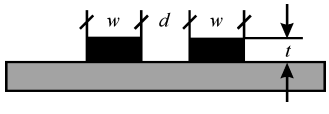


$$L = \mu \frac{w^2 \cdot A}{l}, \quad A = \frac{D^2 \cdot \pi}{4}$$

$$a \approx d, \quad l >> D$$

式中，w 为绕组的数量。

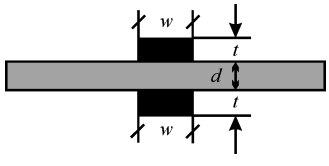
23. 基板上的两条平行导体



$$L' = 0.2\left(2\ln \frac{(2+D)^2}{1+D}\right) + 4 \cdot D \cdot \ln \frac{2+D}{1+D} + D^2 \ln \frac{D \cdot (2+D)}{(1+D)^2}$$ 单位为 $\frac{\mu \cdot \mathrm{H}}{\mathrm{m}}$

$$D = d/w$$

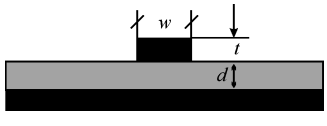
24. 分别位于基板上和基板下的两条平行导体



$$L' = 0.2\left(\ln(1+D^2) + D^2 \cdot \ln \frac{D^2}{1+D^2} + 4D \cdot \arctan \frac{1}{D}\right)$$

单位为 $\frac{\mu \mathrm{H}}{\mathrm{m}}$ $\qquad D = d/w$

25. 接地平面上的基板上的导体



当 $D \geqslant 0.9$ 时，$L' = 0.2 \cdot \ln(8D)$ 单位为 $\frac{\mu \mathrm{H}}{\mathrm{m}}$

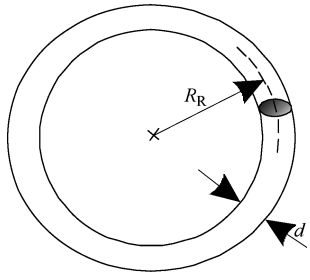
当 $0.9 > D \geqslant 0.25$ 时，$L' = 0.2 \cdot \ln(0.9 + 6.8D)$ 单位为 $\frac{\mu \mathrm{H}}{\mathrm{m}}$

当 $D < 0.25$ 时，$L' = 0.2 \cdot \ln(1 + 2\pi \cdot D)$ 单位为 $\frac{\mu \mathrm{H}}{\mathrm{m}}$

$$D = d/w$$

结构 23～25 中每米电感的计算公式源自专题研讨会的文件。带状线结构特征阻抗的计算见本书参考文献［ME/GU68］。

26. 管形的圆环



$$L=\mu\cdot\frac{l}{2\pi}\left[\ln\left(\frac{l}{d}\right)-K\right]$$

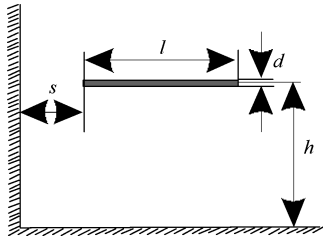
圆形　$l=2\pi\cdot R_R$，$K=1.07$

方形　$l=$总长度，$K=1.47$

等边三角形 $l=$总长度，$K=1.81$

$l\geqslant 50d$

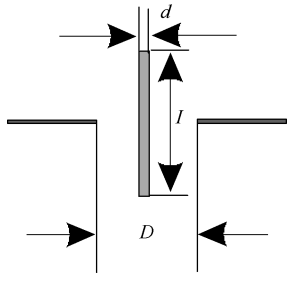
27. 相对于两互相垂直平面的有限长的导线



$$C=\frac{2\pi\cdot\varepsilon\cdot l}{\ln\left[\frac{2\cdot l}{d}\cdot\sqrt{\frac{\sqrt{l^2+(4\cdot h)^2}-l}{\sqrt{l^2+(4\cdot h)^2}+l}}\cdot\sqrt{\frac{1+\sqrt{1+\left(\frac{4\cdot h}{3\cdot l+4s}\right)^2}}{1+\sqrt{1+\left(\frac{4\cdot h}{l+4s}\right)^2}}}\right]}$$

$l>>d$，$h>>d$

28. 馈通（穿过圆孔的有限长导线）



当平板大和薄，$D>>d$ 时：

$$C=\frac{2\pi\cdot\varepsilon\cdot l}{\ln\frac{2\cdot D}{d}}$$

附录 A11　电磁不兼容现象的报告

电磁不兼容现象出现的范围，与电效应、磁效应以及电磁效应使用的范围一样广。为了向读者例证可能干扰的多样性，下面给出了一些干扰案例的描述和作者经历的不兼容问题。此外，这些案例的目的是例证，当解决电磁不兼容的问题时分析和考虑特殊相互关系的方法。

ITEM UPDATE 2001 中 *Tony Dibiase* 报告的干扰案例

1. 问题

1998 年 3 月，当美国德克萨斯州的奥斯汀的电视台开始试验新的数字电视（Digital Television，DTV）系统时，附近医院的无线遥测系统几乎不能使用。

原因：医院的无线遥测系统和电视台的数字电视系统信号两者占用了相同的频带。

2. 问题

磁共振成像（Magnetic Resonance Imaging，MRI）系统每天几乎在相同的时间出现功能失效。

原因：大的垃圾清运车每天在医院清运垃圾，其作业的位置邻近 MRI 系统。垃圾清运车为大的金属块，它干扰了 MRI 系统的磁场。

3. 问题

当一个人靠在商场里商品防窃监视（Electronic Article Surveillance，EAS）系统的挂架几分钟后，他的起搏器功能失效。

原因：

商品防窃监视系统发射的频率和功率电平干扰了起搏器的正常工作。

4. 问题

当一名带有辅助听力设备的学生进入最近新改造的高效照明系统的教室时，她会感觉到不舒服（下巴振动）。

原因：她的辅助听力设备放大了新照明系统电路发射的 27kHz 信号。

5. 问题

一些类型的移动电话，主要是数字类型，已报告会引起起搏器的功能失效。

原因：由于移动电话的体积小，带有起搏器的人员有时会把它放在衬衫的口袋里，这里接近他的心脏。移动电话的天线接近起搏器的电子部件，这极大地增加了 EMI 作用的可能性。

6. 问题

据报告，由于救护车内通信设备的 EMI 作用，导致医疗设备关闭。

原因：救护车内的移动发射设备产生的场强超过了 20V/m，这超过了设备的抗扰度门限。

著者经历的电磁干扰（*电磁不兼容*）

1. 问题

可以清楚地听到一些脑电图设备解调的中波无线电台的信号。

原因：在脑电图设备的工作位置存在大约 1V/m 的场强，频率为 1MHz。该场强由附近的中波无线电台产生。

解决办法：要求制造商增加设备的抗扰度以满足要求。

2. 问题

观测和控制城市有轨电车运行的控制室内的监视器出现未聚焦和抖动的读数（图像）。

原因：开关设备位于控制室的下，当频率为 $16\frac{2}{3}$Hz 时，其电流可达到 4kA。

解决办法：使用双层的镍铁高导磁合金外壳屏蔽监视器。

3. 问题

在热控系统（气体）中，继电器随着业余无线电爱好者的摩尔斯（Morse）电码进行开关。

原因：发射机工作时使用的鞭天线没有接地网。

解决办法：使用对称驱动的天线（八木天线）代替非对称的工作天线（鞭天线没有规定的相对地）。

4. 问题

无线电观测台中出现了干扰信号，开始时不能确认其来源。

原因：经过反复的开/关操作，确认是工作时钟频率为 4MHz 的电子设备没有经过足够的干扰抑制。

解决办法：替换掉这个电子设备。

5. 问题

在计算机机房中，某个区域中的有些显示器的图像会出现轻度的但不能接受的移动。

原因：热控系统中的设计缺陷会产生大约 30A 的对地电流。

解决办法：修理热控系统。

6. 问题

控制和操纵铝熔化的室内的计算机系统会出现偶发的关闭。

原因：在控制室下，熔化过程中的整流电流的幅值会达到 120kA。在计算机系统的位置测得的场强值大于 500A/m。

解决办法：增加载流导体和计算机系统之间的距离。

7. 问题

在广播和电视设备的零售店中，某些墙壁上的电视图像有时会出现非常严重的失真。

原因：我们很快发现了干扰源。干扰源为附近手术室中使用的透热疗法设备。

解决办法：通过组织上的措施（工作时间上的协商）解决了这个问题。

8. 问题

在建筑物的办公室中，临街窗户附近放置的一些显示器会出现偶发的较轻的但不便的图像干扰。

原因：通过半个小时的排查后，发现了干扰源，位于建筑物前面的路面下。通过询问交通部门，弄清楚了这种情况。在该路面下的 80cm 处，有一个紧急供电的导体，正好在该点工作。

解决办法：在急救输入的过程中，可以接受这种干扰。

9. 问题

在一个非常严酷的工业环境中，激光直写系统会出现偶发的黑障。假设为 EMC 问题。

原因：通过分析我们明白，驱动系统写头的晶振与温度有非常紧密的关联。

10. 问题

在正常的质量检查中，发现一些电控单元超过限值相当多，但以前的样品是满足限值的。设计工程师表示结构或布置上没有任何变化。

原因：逻辑集成电路的供应商发生了变化。

解决办法：仅使用第一家供应商的集成电路。

11. 问题

在一次测量中，当汽车位于短波发射站内时，不能重新启动。

原因：汽车的点火系统对给定的场没有足够的抗扰度。

解决办法：将汽车移动，距离附近的天线 10m 远，点火系统可以重新工作。这种情况可以复现。

福克兰战争的报告

在 1982 年的福克兰战争中，在与阿根廷的作战中，英国损失了驱逐舰 HMS 谢菲尔德。当舰载反导检测系统工作时，由于电磁干扰，英军通信的无线电设备不能正常的工作。为了避免干扰，在无线电连接的过程中，临时关闭反导检测系统。不幸的是，这个关闭的时间刚好与敌人导弹的发射时间相同，结果损失了驱逐舰。

***首次使用的**防锁死刹车系统（ABS）*

在刚开始使用 ABS（Antilock Braking System）时，由于大的磁场，出现了一些功能上的问题。在德国凯泽斯劳滕附近的一段高速公路上，出现了一些严重的刹车问题。刹车系统重复地受到高速公路附近无线电台影响。工程师的解决办法是，通过沿着高速公路安装导线丝网以减小场的大小。此外，也报道过几次这样的事故，当具有 ABS 的汽车通过业余无线电台时，出现了刹车的失控。

附录 A12 习 题 答 案

习题 2.1：电容两个极板之间的力为 0.5N。

习题 2.2：a）当 $f=1\text{MHz}$（$2D+d=23\text{m}=\lambda/10$）以下时，使用静态场的公式用于屏蔽效能的计算通常是可以接受的。

b）80MHz（$\lambda/10=0.36\text{m}$）

习题 2.3：a）$H_\varphi=38.16\text{A/m}$

b）$H_\varphi=43.71\text{A/m}$

习题 2.4：$d=\dfrac{e\cdot\mu\cdot H_z\cdot s_x^2}{2\cdot m_e\cdot v_x}=0.33\text{mm}$

习题 2.5：a）$\Delta x=\text{SL}/2=0.4\text{m}$

b）$U_\text{i}=12.6\mu\text{V}$

c）$\Delta x=\text{SL}=0.8\text{m}$

d）$I_\text{i}=0.11\text{mA}$

e）$f_\text{T}=14.2\text{kHz}$

习题 3.1：a）$U_{2-2'}$（$\varphi=0$）$=0\text{V}$

b）$U_{2-2'}$（$\varphi=20°$）$=-22\text{V}$

c）$U_{2-2'}$（不正确的结构）$=-45\text{V}$

习题 4.1：a）$H_\varphi=0.127\text{A/m}$

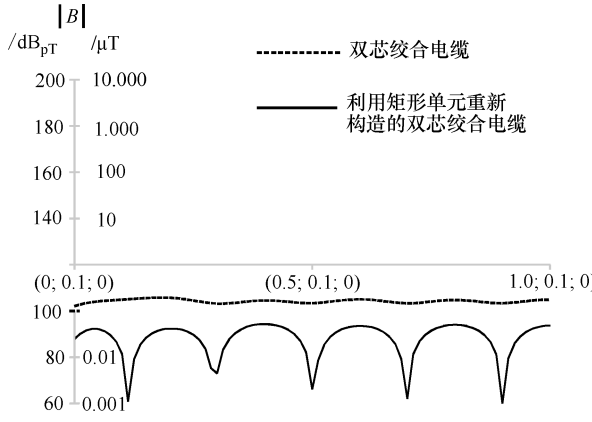
b）$H_\varphi=3.18\text{A/m}$

习题 4.2：$d<1.13\text{cm}$

习题4.3：a）$H=0.74\text{A/m}$，$B=0.93\mu\text{T}$

b）一次绕组到二次绕组电能量传输要求的磁场不是全部通过磁心。变压器的外部也存在泄漏的磁场。作为一阶近似，这个泄漏场由磁场的激励电流决定，这意味着，一次电流和二次电流之间存在差值。在无负载的条件下，磁场由一次电流产生。

习题4.4：a）



b）$D=10.8\text{dB}$（绞合电缆产生的磁场值大）

习题4.5：a）$H_z=-3.18\text{A/m}$

b）$H_z=-2.85\text{A/m}$

c）式（4.3）的安培定律形式要求导体的结构完全对称，如计算无限长导体的磁场。使用式（4.7），不要求电路是闭合的。总之，式（4.3）的结果仅是式（4.7）的一种特例。

d）$x=0.141\text{m}$

习题4.6：a）B（10m；10m，7.5m）$=360\mu\text{T}$

b）$U_\text{i}=4.5\text{V}$

c）H（0；0.3m；5m）$=13.2\text{kA/m}$

习题5.1：a）$S=2.29\text{mW/m}$

b）$v_x=260\text{km/ms}$

c）当$h=0$，30m，60m，90m，…时出现最大值，最大值为5.3mA/m

习题5.2：a）H_tan，H_norm，$E_\text{tan}=0$

b）$S_\text{par}=2.49\text{mW/m}^2$，$S_\text{senk}=0.91\text{mW/m}^2$

c）平行分量在金属平面上无衰减地进行传播。垂直分量将被金属平面反射。反射分量将与入射分量合成产生干扰的驻波。

习题5.3：a）$\sigma(x)=D_z(x)=\varepsilon_0\cdot E_z(x)=-\varepsilon_0\cdot\dfrac{U_0}{\ln\dfrac{2h}{R}}\cdot\dfrac{2h}{x^2+h^2}$

b）$J_\text{F}(x)=H_x(x)=\dfrac{I}{\pi}\cdot\dfrac{h}{x^2+h^2}$

c）$\sigma_\text{max}=334\text{pA}\cdot\text{s/m}^2$，$J_\text{F,max}=3.18\text{A/m}$

习题5.4：a）$Q_{max}=\dfrac{\hat{I}_0}{\omega}$

b）$Q_{max}=0.16\mu A\cdot s$

习题5.5：$I_{eff}=0.5A$

习题5.6：坡印廷矢量由$\vec{S}=\vec{E}\times\vec{H}$确定。$-E_\varphi$和$+H_\vartheta$使得辐射方向偏离了辐射源（$+r$方向）。

习题5.7：a）$270\mu V/m$

b）$42.7\mu V/m$

习题5.8：a）$H_{5m}=65.8dB_{\mu A/m}$（$1.95mA/m$）

b）$I_{eff}=10.8A$

习题5.9：a）$H_{el}=-35dB_{\mu A/m}$

b）$H_{mag}=98dB_{\mu A/m}$

习题5.10：a）当$r/r_0=0.02$时，$\Gamma_{mess}=16.7k\Omega$，由此我们可以得到存在电场源。

b）当屏蔽电场时，屏蔽材料及其材料的厚度并不重要，但应避免泄漏（孔洞，缝隙，接触不良）。

习题5.11：a）$E_{eff}=70mV/m$

b）$P_{\lambda/2}=403W$

习题5.12：$A_W=3770m^2$

习题5.13：$l_W=3.5cm$

习题5.14：a）$l_W=0.209m$

b）$U_{eff}=10.45V$

c）$U_{i,eff}=\omega BA=\omega\mu_0$（$E/\Gamma$）$A=10.47V$

习题5.15：$f=95.5MHz$

习题5.16：a）$E_{eff}=31.7V/m$

b）电磁辐射的波长等于306m，因此，激励的电磁谐振对于车辆以及车辆上安装的电缆的影响仍然较小。

习题5.17：$U_{L,eff}=12.8mV$

习题5.18：a）$I_{eff}=7.55A$

b）$E=9.5mV/m$，$H=25.2\mu A/m$

c）当辐射损耗P_{ab}远大于传导损耗（热损耗）P_V时，即$P_{ab}>>P_V$，那么计算辐射的电流也可用于计算传导损耗，但随后要进行修正。

计算步骤：

1. 计算辐射需要的电流（无耗情况）：

$$I(z)=\frac{I_0}{h}\cdot(h-z)$$

2. 考虑集肤效应，计算天线单位长度的电阻：

$$R'_W=\frac{1}{2\pi Rd\kappa},\quad d=\sqrt{\frac{1}{\pi f\mu\kappa}}$$

3. 通过积分，计算传导损耗（热损耗）：

$$P_V = \frac{I_0^2 \cdot R'_W}{h^2} \cdot \int_0^h (h-z)^2 \cdot dz = \frac{I_0^2 \cdot R'_W \cdot h}{3}$$

$$P_V = 1.88\text{W}$$

d）$\eta = 98.2\%$

e）$P_W/P_B \approx P_{ab}/P_B = 1.8 \times 10^{-3}$

习题5.19：

电短线天线输入阻抗的实部（辐射电阻）非常小。当给定功率辐射时需要非常大的电流。因此，和输入阻抗的实部相比，输入阻抗非常大的虚部将使天线电压变得非常高。需要计算电压最高和线圈的导线电流最大时电容极板之间的距离。

习题5.20：$E_2 = 0.1\text{V/m}$

习题6.1：

对于5.3m长的电缆，当屏蔽层仅一端接地时，谐振出现在 $l = \lambda/4$（$f_{Res} = \frac{c_0}{4 \cdot l} = 14.15\text{MHz}$）。

应考虑以下两个方面：

1. 当晚上时，会出现激励 $\lambda/4$ 谐振的开关动作。电子设备将对谐振对应的频率非常敏感。

2. 尤其当晚上时，附近的一个业余无线电台在20m波段将进行集中的连接。

习题6.2：a）11.2mV

b）59.3mV

c）593mV

习题6.3：a）部分电容

```
======================
C 1  0   = 6.036116  pF/m
C 1  2   = 2.534546  pF/m
C 1  3   = .5223917  pF/m
C 1  4   = .4358155  pF/m
C 2  1   = 2.534546  pF/m
C 2  0   = 5.537686  pF/m
C 2  3   = .8263816  pF/m
C 2  4   = .7712098  pF/m
C 3  1   = .5223917  pF/m
C 3  2   = .8263815  pF/m
C 3  0   = 4.452631  pF/m
C 3  4   = 3.148848  pF/m
C 4  1   = .4358154  pF/m
C 4  2   = .7712097  pF/m
C 4  3   = 3.148848  pF/m
C 4  0   = 4.56957   pF/m
```

b）$U_{34} = 1.3\text{V}$

习题6.4：

$U_{\text{eff,A}} = 74.4\text{V}$，$I_{\text{eff,F}} = 3.4\text{mA}$

习题6.5：a）使用程序 MUTUAL 计算的互感为0.0465μH，使用平行导体的互感计

算公式式（6.14）得到的互感为0.0413μH。

b）使用程序 MUTUAL 计算的互感为0.0313μH，使用平行导体的互感计算公式式（6.14）得到的互感为0.0249μH。

习题6.6：a）$I_2 = 16.8\text{mA}$

b）$f_{ü} = 239\text{Hz}$

c）可以忽略环路3-4的作用效应：

$$(\omega M)^2 = 0.22 \times 10^{-6}\Omega^2 << Z_1 \omega L_{\text{eigen}} = 2.8\Omega^2$$

习题6.7：a）$a = 20 \cdot \lg \dfrac{\ln\left(1 + \left(\dfrac{d}{s}\right)^2\right)}{\ln\left(1 + \left(\dfrac{d}{2s}\right)^2\right)}$

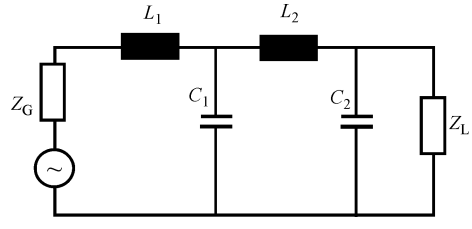
b）$a = 9.8\text{dB}$

习题6.8：a）13.5mV/m

b）$P_{\text{Empf}} = 264\text{nW}$，$U_{\text{eff,Empf}} = 3.65\text{mV}$

习题7.1：a）$n = 4$

b）当干扰源的源阻抗 Z_G 较小，负载阻抗 Z_L 较大时，图示电路适合用于滤波（低通滤波）。使用电感 L_1 意味着源阻抗增加。增加电容 C_2 意味着负载是容性短路的。



习题7.2：a）$h = 0.134\text{m}$

b）$a_s = 38.6\text{dB}$

c）屏蔽结构可以认为是电气上短路的。因此，仍然可以使用静态场的简化公式计算屏蔽效能。

由于导线网格中交流场的作用，会产生附加的补偿所屏蔽的外部场的电流，因此，实际的屏蔽效能实质上要较大。

习题7.3：a）$E_{\text{Mitte}} = 57.5\text{mV/m}$

b）$I = 0.42\mu\text{A}$

c）为了屏蔽作用，不需要接地。然而，为了保护人员和静电泄漏到地，强烈推荐接地。

习题7.4：a）在铁轨附近会产生大的交流磁场（在德国频率为 $16\frac{2}{3}\text{Hz}$）。火车的起动电流可能是正常驱动电流的几倍。由于输入给铁轨的电源仅选择性地位于给定点，因此场会增加的铁轨部分取决于火车开动时相对于输入点的位置。

b）在计划阶段，应选择安装位置距离铁轨尽可能的远（$r>50\text{m}$）。这是最好的解决办法。

-换为 LCD 显示器（其安装位置没有限制）；

-补偿线圈（需要外部电源）；

-高导磁合金外壳（由于与方向有关，限制了舒适性，仅有条件地使用，因此是最差的解决办法）。

习题 7.5：$t=0.63\text{mm}$

习题 7.6：a）$a_s=8.0\text{dB}$

b）$a_s=7.9\text{dB}$

c）$a_s=9.8\text{dB}$

习题 7.7：

$$a_{sW}=20\cdot\lg\left|\cosh k\cdot t+\frac{1}{2}\left(K+\frac{1}{K}\right)\cdot\sinh k\cdot t\right|,\quad K=k\cdot\frac{\mu_0}{\mu}$$

$$k=\sqrt{\mathrm{j}\omega\mu\kappa}=(1+\mathrm{j})\cdot\frac{1}{d},\quad f\to0\Rightarrow k\to0,\quad K\to0$$

$$\cosh k\cdot t+\frac{1}{2}\left(K+\frac{1}{K}\right)\cdot\sinh k\cdot t\to1+\frac{1}{2}\cdot\frac{1}{K}\left(k\cdot t+\frac{(k\cdot t)^3}{3!}\right)\to1+\frac{1}{2}\cdot\frac{\mu_r\cdot t}{R}$$

$$a_{SG}=20\lg\left(1+\frac{1}{2}\cdot\frac{\mu_r\cdot t}{R}\right)$$

习题 7.8：a）$R=\dfrac{D}{2\cdot\sqrt{3}}=17.32\text{cm}$。对于交流磁场，屏蔽效能随着所屏蔽空间尺寸的增加而增加。基于此，取内球作为替代结构计算最坏情况下的屏蔽效能。

b）$R=\dfrac{D}{\sqrt{2}\cdot\sqrt{3}}=24.49\text{cm}$。对于直流磁场，屏蔽效能随着所屏蔽空间尺寸的增加而减小。基于此，取外圆柱体作为替代结构来计算最坏情况下的屏蔽效能。

习题 7.9：所屏蔽的外部场可以分解为横向场和纵向场：$H_{a,quer}=1\text{A/m}$，$H_{a,langs}=1.732\text{A/m}$。1A/m 的横向场产生的内部场为（26.1 – j97.6）mA/m，1A/m 的纵向场产生的内部场为（–104.3 – j279.5）mA/m。因此，得到的结果为 $H_{i,quer}=0.101\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}75^\circ}\text{A/m}$，$H_{i,langs}=0.517\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}105^\circ}\text{A/m}$。

习题 7.10：高导磁材料外壳对直流磁场的屏蔽效能可以近似计算为 $a_{SG}\approx20\cdot\lg\left(\dfrac{1}{2}\cdot\dfrac{\mu_r\cdot t}{R}\right)$。式中，$t$ 为材料的厚度，R 为替代圆柱体的半径。半径要加倍那么材料厚度就要加倍，这样做目的是得到相同的屏蔽效能。使用例子中的数据可得到厚度近似为 1cm（纯理论计算的）的高导磁合金壁构成的屏蔽室。

习题 7.11：$f_G=1.02\times10^{18}\text{Hz}$

习题 7.12：

a）赫兹偶极子：$\Gamma_{WHD}=\Gamma_0\cdot\dfrac{\dfrac{r_0}{r}-\mathrm{j}\left[\left(\dfrac{r_0}{r}\right)^2-1\right]}{\dfrac{r_0}{r}+\mathrm{j}}$

磁偶极子：$\Gamma_{\mathrm{WMD}}=\Gamma_0\cdot\dfrac{1-\mathrm{j}\cdot\dfrac{r_0}{r}}{1-\left(\dfrac{r_0}{r}\right)^2-\mathrm{j}\cdot\dfrac{r_0}{r}}$

b）$\Gamma_{\mathrm{WHD}}=\Gamma_0\cdot\dfrac{1}{1+\mathrm{j}}$

c）$\Gamma_{\mathrm{WMD}}=\Gamma_0\cdot\ (1+\mathrm{j})$

习题7.13：$\dfrac{1}{\kappa\cdot d}$解释为材料的高频表面电阻 $R_{\mathrm{F,HF}}$，得到波阻抗为 $\Gamma_{\mathrm{m}}=(1+\mathrm{j})R_{\mathrm{F,HF}}$。高频表面电阻等于尺寸，即 $l=b$（长度等于宽度）；厚度等于集肤深度的正方形探头的电阻。

习题7.14：当解释屏蔽效能值，除了已知屏蔽效能值，还要已知场的类型、频率和距屏蔽壁的距离。当屏蔽效能值是测量得到的，还应给出测量方法。

习题7.15：a）$r_{\mathrm{am}}=-0.9999978+\mathrm{j}2.22\times10^{-6}$

b）$J_0=252.5\ (1+\mathrm{j})\ \mathrm{A/m^2}$

习题7.16：

探头试验法：试验要在远低于通道重构的波导的临界频率（$f_{\mathrm{g}}=375\mathrm{MHz}$）下进行。因此，进行试验的频率内通道中没有波的传播。所以，一条绝缘电缆应紧靠通道通过，电缆的一端通过200～500kHz的高频信号激励，另一端近似端接100～150Ω。使用接收线圈在通道的外部区域检查泄漏。

泄漏试验法：试验应在375MHz以上进行。通过使用合适的天线，激励空通道作为一个处于临界频率以上的波导。使用接收天线在通道的外部区域检查泄漏。

习题7.17：a）$a_{\mathrm{s}}=39.8\mathrm{dB}$

b）$a_{\mathrm{s}}=186.9\mathrm{dB}$

c）对于静态场，不允许将网格屏蔽层变为金属薄片屏蔽层。否则屏蔽效能将为无限大。在推导屏蔽效能计算公式时，我们假设：

－对于网格屏蔽层，电场线终止且垂直于网格导线；

－在Schelkunoff理论中，平面波（电场线平行于屏蔽壁）入射到屏蔽壁上；

－使用网格屏蔽层时，没有考虑感应过程。

d）、e）略

习题7.18：$L_{\mathrm{tube}}=11.25\mathrm{cm}$（纯波导衰减）

习题7.19：$f_{110}=53\mathrm{MHz}$，$f_{101}=f_{011}=62.5\mathrm{MHz}$，$f_{111}=72.9\mathrm{MHz}$，$f_{210}=83.8\mathrm{MHz}$，$f_{201}=90.1\mathrm{MHz}$

习题7.20：a）$a_{\mathrm{s}}=96\mathrm{dB}$

b）$a_{\mathrm{sges}}=180\mathrm{dB}$

c）长度应缩短44%，$L=0.56L_{\mathrm{alt}}$。

习题7.21：a）$f_{\mathrm{r}}=4.57\mathrm{kHz}$

b）$a_{\mathrm{sA}}=27.3\mathrm{dB}$

习题 7.22：$U_i = 0.19\mu V$

习题 7.23：a）$U_{OP} = 0.2V$

b）$20\lg \frac{U_{2.2mm}}{U_{5mm}} dB = 0.1dB$

c）绞合电缆增加附加的屏蔽层，屏蔽层的两端接地，将会显著地减小耦合到信号电路的电压。

习题 7.24：$f_G = 1.04kHz$

习题 7.25：a）$I_{1,100Hz} \approx \frac{U_2}{R'_2 \cdot l} = 947\mu A$

b）$I_{2,1MHz} \approx \frac{U_2}{\omega L'_2 \cdot l} = 8.25mA$

习题 7.26：$U_A = 428\mu V$

习题 7.27：$H\ (h_2) = 112.8mA/m$

习题 8.1：$S/N_{gesamt} = 7.2dB$

习题 8.2：a）$S/N_{Empf} = 22dB$

b）$S/N_{Sonne} = 6.7dB$

c）当 $S/N_{ges} = 6.6dB$ 时，接收中会出现干扰。

习题 8.3：a）$E_n = 10.5dB_{\mu V/m}$

b）$U_{Leerl} = E_n \cdot \frac{\lambda}{\pi} \cdot 10^{\frac{G_{\lambda/2}}{20}} = 62.7\mu V$

习题 8.4：a）$f = 30MHz \rightarrow \lambda = 10m \rightarrow r_0 = 1.6m$，受试设备和波长相比，其尺寸较小，$E_N = E_M \cdot \frac{r_M}{r_N} = 49.5dB_{\mu V/m}$

b）$f = 100MHz \rightarrow \lambda = 10m \rightarrow r_0 = 1.6m$，受试设备及其电源电缆和传感器电缆作为线天线，$E_N = E_M \cdot \frac{r_M}{r_N} = 39.5dB_{\mu V/m}$

c）假设 19in 外壳辐射表面的对角线尺寸 $D = 0.7m$，通过计算，夫琅和费区的起始距离 $r_F = 3.26m$。因此，电场强度的计算是正确的，得到 $E_N = E_M \cdot \frac{r_M}{r_N} = 29.5dB_{\mu V/m}$

习题 8.5：$E_V = -24dB_{\mu V/m}$

习题 8.6：a）$H_0 = 42dB_{\mu A/m}$

b）$E_{V0} = 93.5dB_{\mu V/m}$

c）$H_0 = -69dB_{\mu A/m}$，$E_{V0} = -17.5dB_{\mu V/m}$

习题 10.1：

这种表述几乎是不可能的。当距离为 10m 时，天线的辐射功率为 5W 时，要产生 10V/m 的场强，要求天线的增益 $G_i = 18.3dB$。

习题 10.2：$E_{eff,max} = 7.2V/m$

习题 10.3：$C_{stat} = 95.3pF$

习题 10.4：$L_{self}=0.81\mu H$

习题 10.5：a）程序 CONCEPT　　计算结果 $L_1=3.32\mu H$，$L_2=4.96\mu H$，$M_{12}=0.264\mu H$

b）程序 MUTUAL　　计算结果 $L_1=3.27\mu H$，$L_2=4.90\mu H$，$M_{12}=0.262\mu H$

c）$I_{2,CONCEPT}=0.256A$，$I_{2,MUTUAL}=0.260A$，两者之差小于 1dB。

习题 10.6：a）$Z_{21}=(-0.708+j19.148)\ k\Omega$，$Z_{12}=(-0.402+j19.186)k\Omega$

使用 100MΩ 的负载阻抗仿真了天线输入端的开路，通过考虑两个电短天线容性耦合的极端情况，所得结果非常吻合。

b）$Z_{21}=(-0.26+j18.53)\Omega, Z_{12}=(-0.23+j18.54)k\Omega$

使用 1MΩ 的负载阻抗仿真了天线输入端的开路，匹配非常好。

c）$Z_{21}=(-0.021+j0.108)k\Omega, Z_{12}=(-0.021+j0.108)k\Omega$

使用 1MΩ 的负载阻抗仿真了天线输入端的开路，匹配完美。

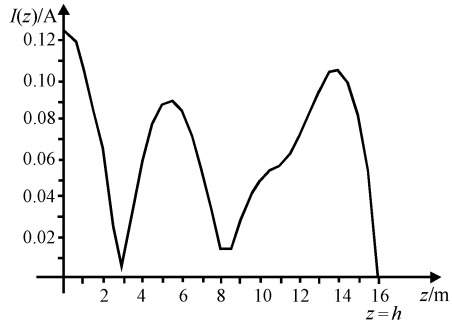
习题 10.7：a）$h_e=h_{Mast}-\lambda/4=13.5m$

b）$h_m=h_{Mast}=16m$ 或者 $h_m=h_{Mast}-\lambda/2=13.5m$

c1）重新计算 a）有 $h_e=h_{Mast}-\lambda/4=12.25m$

c2）重新计算 b）有 $h_m=h_{Mast}=16m$ 或者 $h_m=h_{Mast}-\lambda/2=8.5m$

d）



e）$E(z=15.9m)=58V/m$　$H(z=15.9m)=15mA/m$

$E(z=13.5m)=18V/m$　　$H(z=13.5m)=93mA/m$

习题 10.8：a）电缆两端接地时，最大谐振频率为 $f_{Res,beid}=\dfrac{c_0}{2\cdot l}=18.75MHz$。

b）电缆仅一端接地时，最小谐振频率为 $f_{Res,ein}=\dfrac{c_0}{4\cdot l}=9.375MHz$。

习题 10.9：a）1MHz：$\underline{Z}_{11}=(0.5810-j1256)\Omega$　$\underline{Z}_{22}=(1.061-j1097)\Omega$

$\underline{Z}_{12}=(0.8192-j33.74)\Omega$　$\underline{Z}_{21}=(-0.8130-j33.76)\Omega$

3MHz：$\underline{Z}_{11}=(5.866-j338.8)\Omega$　$\underline{Z}_{22}=(11.48-j234.5)\Omega$

$\underline{Z}_{12}=(-7.573+j6.568)\Omega$　$\underline{Z}_{21}=(-7.571+j6.589)\Omega$

8MHz：$\underline{Z}_{11}=(88.52+j205.3)\Omega$　$\underline{Z}_{22}=(789.3+j690.2)\Omega$

$\underline{Z}_{12}=(-24.01+j183.7)\Omega$　$\underline{Z}_{21}=(-24.12+j183.2)\Omega$

b）1MHz 时，$P_2=0.97P_1$　（97%）

3MHz 时，$P_2 = 0.54P_1$　（54%）

8MHz：$P_2 = 0.10P_1$（10%）

c）耦合随着频率的增加而减小，当 $f = 1\text{MHz}$（$r_0 = 47.75\text{m}$）和 $f = 3\text{MHz}$（$r_0 = 15.9\text{m}$）时，天线 2 位于天线 1 的电场近场（当频率从 1MHz 到 3MHz 变化时，场阻抗减小）；当 $f = 8\text{MHz}$ 时，天线 2 仍位于天线 1 的近场（$D < l_1 < l_2$），但场的特性也是不确定的。

习题 10.10：a）$\underline{Z}_{A2} = (54.88 + \text{j}123.5)\ \Omega$

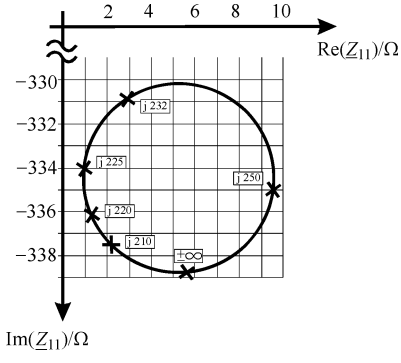
b）$\underline{Z}_{A2} = 50\Omega$，$P_{ab} = 100\text{W}$

c）$P_{ab} = 41.8\text{W}$

习题 10.11：a）

注意，圆内的参数值表示的是天线 2 的负载值（单位为 Ω）。

b）对于负载阻抗平面的虚轴，天线 1 输入阻抗的轨迹为一个圆。这个圆围住了天线 1 输入阻抗的所有可能值。天线 1 的匹配网络应能够匹配圆内的所有值和发射机的输出阻抗。



习题 10.12：在天线高度一半的位置使用 $L = 0.381\mu\text{H}$ 的线圈，能够实现纯实数的天线输入阻抗。

习题 11.1：可以计算故障频率 $h = 0$。使用式（11.18）和统计置信度 $\beta = 0.95$，可以计算置信度限值的上限 $p_0 = 0.3$。从而得到敏感的故障概率位于区间［0；0.3］。因此，这意味着，当再次对设备进行试验时，会有 30% 的可能出现故障。

附录 A13　物理常量和转换关系

A13.1　物理单位和常量

名　称	量　纲
绝对温度	$0\text{K} = -273.15℃$
埃	$1\text{Å} = 10^{-10}\text{m}$
玻尔兹曼常数	$\kappa = 1.38 \times 10^{-23}\ \frac{\text{J}}{\text{K}}$
空气密度	$\rho_{\text{air}} = 1.2929\ \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$
介电常数（自由空间）	$\varepsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}\ \frac{\text{A} \cdot \text{s}}{\text{V} \cdot \text{m}}$
均匀场中空气的介电强度	$E_{\text{D}} = 30\ \frac{\text{kV}}{\text{cm}}$

（续）

名　　称		量　　纲
电子的半径		$r_e = 1.4 \times 10^{-15}\,\mathrm{m}$
电子通过1V加速时的能量		$\mathrm{eV} = 1.6030 \times 10^{-19}\,\mathrm{J}$
基本电荷		$e = -1.6030 \times 10^{-19}\,\mathrm{A \cdot s}$
法拉第常量（单价材料）		$F = 96487\ \frac{\mathrm{C}}{\mathrm{mol}}$
铜	密度	$\rho_{Cu} = 8.96\ \frac{\mathrm{g}}{\mathrm{m}^3}$
	电子含量	$n_n = 8.45 \times 10^{28}\ \frac{\mathrm{n}}{\mathrm{m}^3}$
	电子迁移率	$\mu_n = 4.3 \times 10^{-3}\ \frac{\mathrm{m}^2}{\mathrm{V \cdot s}}$
	电导率	$\kappa_{Cu} = 5.7 \times 10^{6}\ \frac{\mathrm{S}}{\mathrm{m}}$
	熔点	$T_{fusion} = 1083.4\,℃$
真空中的光速		$c_0 = 2.998 \times 10^{8}\ \frac{\mathrm{m}}{\mathrm{s}}$
地球的质量		$m_E = 5.977 \times 10^{24}\,\mathrm{kg}$
地球上的重力加速度		$g = 9.81\ \frac{\mathrm{m}}{\mathrm{s}^2}$
自由空间中的磁导率常数		$\mu_0 = 0.4\pi \times 10^{-6}\ \frac{\mathrm{V \cdot s}}{\mathrm{A \cdot m}}$
普朗克常数		$h = 6.624 \times 10^{-34}\,\mathrm{Js}$
地球赤道的半径		$r_E = 6378\,\mathrm{km}$
地球极点的半径		$r_E = 6356\,\mathrm{km}$
电子的静质量		$m_e = 9.1066 \times 10^{-31}\,\mathrm{kg}$
中子的静质量		$m_n = 1.6749 \times 10^{-27}\,\mathrm{kg}$
质子的静质量		$m_p = 1.67248 \times 10^{-27}\,\mathrm{kg}$
水的三相点		$T_{water} = 273.16\,\mathrm{K}$
万有引力常数		$G = 6.658 \times 10^{-11}\ \frac{\mathrm{m}^2}{\mathrm{kg \cdot s}^2}$
理想气体常数		$R = 8.3144\ \frac{\mathrm{W}}{\mathrm{m}^2 \cdot \mathrm{K}^4}$
自由空间波阻抗		$\Gamma_0 = 376.6\,\Omega$
标准压力		$p_0 = 1.101325 \times 10^{5}\ \frac{\mathrm{N}}{\mathrm{m}^2}$

A13.2　压力单位的转换

	Bar	at	Torr	$\frac{\mathrm{N}}{\mathrm{m}^2}$	$\frac{\mathrm{kgf}}{\mathrm{m}^2}$	atm
Bar	1	1.020	750.1	10^5	1.0197×10^4	0.9869
at	0.9807	1	735.6	0.9807×10^5	10^4	0.9678
Torr	1.333×10^{-3}	1.360×10^{-3}	1	133.3	13.60	1.3158×10^{-3}

（续）

	Bar	at	Torr	$\frac{N}{m^2}$	$\frac{kgf}{m^2}$	atm
$\frac{N}{m^2}$	10^{-5}	1.020×10^{-5}	0.7501×10^{-2}	1	0.1020	0.9869×10^{-5}
$\frac{kgf}{m^2}$	0.9807×10^{-4}	10^{-4}	0.7356×10^{-1}	9.807	1	0.9678×10^{-4}
atm	1.0132	1.0332	760	1.0132×10^{5}	1.0332×10^{4}	1

A13.3　能量单位的转换

	J	kcal	kgf·m	kW·h	hp·h
J = W·s = N·m	1	2.389×10^{-4}	0.1020	2.778×10^{-7}	3.777×10^{-7}
kcal	4.187×10^{3}	1	427.0	1.163×10^{-3}	1.581×10^{-3}
kgf·m	9.807	2.342×10^{-3}	1	2.724×10^{-6}	3.704×10^{-6}
kW·h	3.6×10^{6}	859.8	3.671×10^{5}	1	1.360
hp·h	2.648×10^{6}	632.4	2.7×10^{5}	0.7355	1

例如，$1J = 2.389\times10^{-4}kcal$。

A13.4　电量和磁量的相互转换

电阻	1 欧姆	$1\Omega = 1V/A = 1\frac{m^2\cdot kg}{s^3\cdot A^2}$
电功率	1 瓦特	$1W = 1V\cdot A = 1\frac{m^2\cdot kg}{s^3}$
电能量	1 焦耳	$1J = 1W\cdot s = 1V\cdot A\cdot s = 1\frac{m^2\cdot kg}{s^2}$
电容	1 法拉	$1F = 1A\cdot s/V = 1\frac{s^4\cdot A^2}{m^2\cdot kg}$
电场强度	1 伏特每米	$1V/m$
电通量密度		$1A\cdot s/m^2 = 1\frac{kg}{s^2\cdot A}$
电感	1 亨利	$1H = 1V\cdot s/A = 1\frac{m^2\cdot kg}{s^2\cdot A^2}$
磁场强度	1 安培每米	$1A/m$
磁通密度	1 特斯拉	$1T = 1\frac{V\cdot s}{m^2} = 1\frac{Wb}{m^2} = 1\frac{kg}{s^2\cdot A}$
	1 高斯	$1G = 10^{-4}T = 100\mu T$ 当 $\mu = \mu_0$ 时，$1G = 79.6A/m$
磁通量	1 韦伯	$1W = 1V\cdot s = 1\frac{m^2\cdot kg}{s^2\cdot A}$
电压，电位	1 伏特	$1V = 1\frac{m^2\cdot kg}{s^3\cdot A}$

A13.5 转换为对数量

- 1Neper = 8.686dB⇔1dB = 0.1151Neper
- 当 $R_i = 50\Omega$（0.2236V 的电压加在 50Ω 的电阻上时消耗的功率为 1mW）时，$0dB_m = 107dB_{\mu V}$
- 当 $R_i = 600\Omega$（0.7746V 的电压加在 600Ω 的电阻上时消耗的功率为 1mW）时，$0dB_m = 117.8dB_{\mu V}$

转换为 dB 值见表 A13.1。

表 A13.1 转换为 dB 值

系数	dB 值（功率或能量）	dB 值（电流、电压以及场）
1	0	0
2	3	6
3	5（4.8）	10（9.5）
10	10	20
100	20	40
1000	30	60
1/2	-3	-6
1/3	-5（-4.8）	-10（-9.5）
0.1	-10	-20
1.1（+10%）	0.5（0.414）	1（0.828）
0.9（-10%）	-0.5（-0.414）	-1（-0.915）
1.01（+1%）	0.05（0.0432）	0.1（0.0846）
0.99（-1%）	-0.05（-0.0436）	-0.1（-0.0872）

例如，

$6872V = (2\times2\times2\times2\times2\times2\times100\times8\%)\ V \Leftrightarrow (6+6+6+6+6+6+0.8)\ dB_V = 76.8dB_V\ (76.74dB_V)$

$375mA = (1\div2\div2\div2\times3)\ A \Leftrightarrow (0-6-6-6+9.5)\ dB_A = -8.5dB_A\ (-8.52dB_A)$

$54dB_{\mu V/m} = (20+20+20-6)\ dB_{\mu V/m} \Leftrightarrow (10\times10\times10\div2)\ \mu V/m = 500\mu V/m$

A13.6 缩略语

ANSI	American National Standards Institute，美国国家标准协会
BCI	Bulk Current Injection，大电流注入
BEM	Boundary Element Method，边界元法

（续）

BSI	British Standards Institution，英国标准协会
CDN	Coupling-Decoupling Network，耦合去耦网络
CENELEC	European Committee for Electrotechnical Standardization， 欧洲电工委员会
CISPR	Int. Special Committee on Radio Interference，国际无线电干扰特别委员会
COTS	Commercial Off The Shelf，商用现成品或技术
DKE	Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informatik （German commission for electrotechnique），德国电工委员会
EEG	Electro Encephalogram，脑电图
EIRP	Equivalent Isotropically Radiated Power，等效各向同性辐射功率
ECG（EKG）	Electro Cardiogram，心电图
ELF	Extremely Low Frequency，极低频
EMC	Electromagnetic Compatibility，电磁兼容
EMG	Electro Myogram，肌电图
EMI	Electromagnetic Interference，电磁干扰
ERP	Effective Radiated Power，有效辐射功率，1.64 × ERP = EIRP
ESD	Electrostatic Discharge，静电放电
EUT	Equipment Under Test，受试设备
ETSI	European Telecommunication Standards Institute，欧洲电信标准协会
FCC	Federal Communications Commission，联邦通信委员会
FDTD	Finite Differences Time Domain，时域有限差分法
GRP	Ground Reference Plane，接地参考平面
GTD	Geometrical Theory of Diffraction，几何绕射理论
GTEM	Gigahertz Transverse Electromagnetic，吉赫兹横电磁
HIRF	High Intensity Radiated Field，高强度辐射场
HPM	High Power Microwaves，大功率微波
IEC	Internationale Elektrotechnische Kommission（International Electrotechnical Commission），国际电工委员会
ISM	Industrial Scientific and Medical，工业科学和医疗
ISO	International Organization for Standardization，国际标准化组织
ITU	International Telecommunication Union，国际电信联盟
LCL	Longitudinal Conversion Loss，纵向转换损耗
LEMP	Lightning Electromagnetic Pulse，雷电电磁脉冲
LISN	Line Impedance Stabilization Network，线路阻抗稳定网络
MIL-STD	Military Standard，美国军用标准

（续）

MOM	Method of Moments，矩量法
NEMP	Nuclear Electromagnetic Pulse，核电磁脉冲
NIST	National Institute of Standards and Technology，美国国家标准与技术研究所
NSA	Normalized Site Attenuation，归一化场地衰减
PLC	Power Line Communication，电力线通信
RADHAZ	Radiation Hazards，辐射危害
SAR	Specific Absorption Rate，比吸收率
SHF	Super High Frequency，超高频
SMD	Surface Mounted Device，表面贴装器件
STANAG	Standardization Agreement，标准化协议
SWR	Standing Wave Ratio，驻波比
TEM	Transverse Electromagnetic Mode，横电磁模
THD	Total Harmonic Distortion，总谐波失真
TLM	Transmission Line Model，传输线模型
TREE	Transient Radiation Effects on Electronics，电子元器件的瞬态辐射效应
TTE	Telecommunication Terminal Equipment，电信终端设备

附录 A14 参 考 文 献

[AD/ME73] Adams，A. T.，Mendelovicz，E.：“The Near-Fild Polarization Ellipse”，Trans. IEEE AP 1973，pp 124-126

[AN91] ANSI C63. 16-1991（Draft）1991 Guide for Electrostatic Discharge Test Methodologies and Criteria for Electrostatic Equipment

[BI/HA59] Bickmore，R. W.，Hansen，R. C.：“Antenna Power Densities in the Fresnel Region”，Proc. IRE，Dec. 1959，pp. 2119-2120

[BOE02] Böge，W.：“Vieweg Handbuch Elektrotechnik 2. Auflage”，vieweg，Braunschweig/Wiesbaden，2002

[BU/GO97] Buss，E.，Gonschorek，K. H.：“EMV der aktuellen Marine-Projekte F124 und U212”，Wehrtechnisches Symposium Elektromagnetische Verträglichkeit EMV 97，Mannheim 1997

[Bu87] Bush DR（1987）Statistical Considerations of Electrostatic Discharge Evalua-tions. 1987 Zurich International Symposium on EMC：487-490

[CH/SI80] Chari，M. V. K.，Silvester，P. P.：“Finite Elements in Electrical and Magnetic Field Problems”，J. Wiley，Toronto，1980

[CIS92] CISPR publication 16：“CISPR Specifications for Radio Interference Measuring Apparatus and Measurement Methods”

[FAR03] Faria，B.：“The Polarization Ellipsoid Revisited”，EMC，IEEE EMC Society Newsletter，No. 198，2003，pp. 38-39

[GON80] Gonschorek, K. H.: "Die Berechnung des elektromagnetischen Impulsverhaltens dreidimensionaler Anordnungen schlanker Elektroden", PhD Thesis Hochschule der Bundeswehr, Hamburg, 1980

[GON82] Gonschorek, K. H.: "Numerische Berechnung der durch Steilstromimpulse induzierten Spannungen und Ströme", Siemens Forsch. - und Entwickl. -Ber. Bd 11 (1982) Nr. 5, Seiten 235-240

[GON84] Gonschorek, K. H.: "Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) in Systemen mit eng benachbarten Antennen", FREQUENZ 38 (1984) 4, Pages 78-84

[GON85] Gonschorek, K. H.: "Magnetic Stray Fields of Twisted Multicore Cables and Their Coupling to Twisted and Non-Twisted Two-Wire Lines", 6. Int. Symposium on EMC, Zurich 1985, Paper 96 P 7

[GO/NE93] Gonschorek, K. H., Neu, H.: "Die elektromagnetische Umwelt des Kraftfahrzeuges", FAT Schriftenreihe Nr. 101, Forschungsvereinigung Automobiltechnik EV, Frankfurt/Main, 1993

[GON88] Gonschorek, K. H.: "Beeinflussung von Rechnerkomponenten durch niederfrequente Magnetfelder", Kongress EMV ' 88, Scientific contributions, Pages 91-101

[GO/SI92] Gonschorek, K. H., Singer, H.: "Elektromagnetische Verträglichkeit", B. G. Teubner, Stuttgart 1992

[Ha92] Habiger E, u. a. (1992) Elektromagnetische Verträglichkeit- Grundlagen Maβnahmen und Systemgestaltung. Verlag Technik, Berlin

[Ha/Wo/We94] Was leisten normgerechte EMV-Störfestigkeitsnachweise gegenüber pulsförmigen Prüfstörgröβen aus statistischer Sicht? . In: Schmeer HR (Hrsg) Elektromagnetische Verträglichkeit / EMV'94, Int. Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit. vde-verlag, Berlin

[HE/HA/GON99] Helmers, S., Harms, H. -F., Gonschorek, K. H.: Analyzing Electromagnetic Pulse Coupling by Combining TLT, MoM, and GTD/UTD", IEEE TEMC, Nov. 1999

[ITU64] C. C. I. R. -Report 322, "World distribution and characteristics of atmospheric radio noise", ITU Genf, 1964

[KAD59] Kaden, H.: "Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik", Springer-Verlag, Berlin, 1959

[Le/Mo04] Verkopplung der Innenräume von Gehäusen mit Öffnungen über externe Verkabelung, Beitrag zum EMVKongress 2004, Düsseldorf

[ME/GU] Meinke, H., Gundlach, F. W.: "Taschenbuch der Hochfrequenztechnik", Springer-Verlag, Berlin 1968

[Me78] Shielding theory of enclosures with apertures, IEEE TEMC, Vol. 20, No. 2, PP. 296-305, May 1978

[MO/KO80] Mönich, G., Kombrink, F.: "Simultanbetrieb zweier Sendeanlagen bei eng benachbarten, abgestimmten Antennen", Frequenz 34 (1980) 6, Seiten 158-164

[NC/PI/MA90] McNamara, D. A., Pistorius, C. W. I., Malherbe, J. A. G.: "The Uniform Geometrical Theory of Diffraction", Artech House, Boston, 1990

[Ni/Os90] Diagnostic Effectiveness in Computer Systems Using Deterministic Random ESD. 1990 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility: 274-279

[Re92] Optimized Statistical Method for System-Level ESD Tests. 1992 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility: 474-484

[SCH94] Schlagenhaufer, Fr.: "Berechnung transienter Vergänge auf verlustbehafteten Leitungen mit Feldanregung", Diss. TU Hamburg-Harburg, 1994

[SC/HE/FY03] Schlagenhaufer, F., He, J., Fynn, K.: "Using N-Port-Models for the Analysis of Radiation Structures", Sci. Cont. to IEEE Symp. On EMC, Istanbul, 2003

[SIN69] Singer, H.: "Das Hochspannungsfeld von Gitterelektroden", PHD Thesis TU München, 1969

[SI/ST/WE74] Singer, H., Steinbigler, H., Weiss, P.: "A Charge Simulation Method for the Calculation of High Voltage Fields", Trans. IEEE, PAS-93, 1974

[TI/GO98] Tiedemann, R., Gonschorek, K. H.: "Einfaches Verfahren zur Bestimmung der komplexen Kabeltransferimpedanz",
Teil1: EMV-ESD, 2/98, Seiten 28-31
Teil2: EMV-ESD, 3/98, Seiten 27-29

[TIE01] Tiedemann, R.: "Schirmwirkung koaxialer Geflechtsstrukturen", PhD Thesis TU Dresden, 2001

[VAC88] Firmenschrift FS-M 9 der Fa. Vacuumschmelze GmbH, Hanau, 1988

[VAN78] Vance, E. F.: "Coupling to Shielded Cables", John Wiley & Sons, New York, 1978

[VG993] Beiblatt 1zu VG 95 374 Teil 4: "Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) einschlieβlich Schutz gegen den Elektromagnetischen Impuls (EMP) und Blitz, Programm und Verfahren, Verfahren für Systeme und Geräte, Rechenverfahren für die EMV-Analyse", Beuth Verlag, Berlin, 1993

[VG994] VG 95375-3: "Grundlagen und Maβnahmen für die Entwicklung von Systemen, Teil 3: Verkabelung", Beuth Verlag, Berlin, 1994

[VG996] Beiblatt 2 zu VG 95374-4: "Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) einschlieβlich Schutz gegen den Elektromagnetischen Impuls (EMP) und Blitz, Programm
und Verfahren, Teil 4: Verfahren für Systeme und Geräte, EMV-Analyse vonKabelkopplungen", Beuth Verlag, Berlin, 1996

[Vi95] Die Abhängigkeit der Störfestigkeit digitaler Geräte von den internen Funktionsabläufen. PhD Thesis; Technische Universität Dresden

[We96] Störfestigkeit computerbasierter Geräte gegenüber pulsfärmigen elektrischen Stärgröβen-Statistische Modellierung und Störfestigkeitsprüfung mit statistischen und selbstadaptiven Methoden. PhD Thesis Technische Universität Dresden

名 词 术 语

A

abbreviations，缩略语

absolute temperature，绝对温度

acceleration of mass on earth，地球上的重力加速度

antenna coupling，天线耦合

antenna gain G_k，天线增益 G_k

aperture antennas，口面天线

application examples of analysis，实例分析

atmospheric noise，大气噪声

B

Babinat's principle，Babinat 原理

band pass，带通

Binomial distribution，二项式分布

Boltzmann-Constant，玻尔兹曼常数

burst，脉冲群

Butterworth-low pass，巴特沃斯低通

C

cable categories，电缆类别

cable coupling，电缆耦合

cable shield connection，电缆屏蔽层的连接

cable transfer impedance，电缆的转移阻抗

cable trays，电缆桥架

cabling，布线

capacitances，电容

capacitive coupling，容性耦合

cavity resonances，腔体谐振

charge density，电荷密度

circuit analysis，电路分析

circular polarization，圆极化

closed line integral，闭合线路积分

compensation coils，补偿线圈

concentric cylinders，同心圆柱体

concentric spheres，同心球

conceptual phase，概念阶段
conducting half space，半无限大导电空间
conductor between 2 planes，两个平面之间的导体
conductor loops in space，空间中的导体环路
construction and building phase，构建和制造阶段
conversion $E \rightarrow H$，E 转换为 H
conversion $H \rightarrow E$，H 转换为 E
conversion of limit values，限值转换
conversion table for energy，能量转换表
conversion table for pressure，压力转换表
core radius，芯径
coupling，耦合
coupling out，耦合输出
critical state，临界状态
current，电流
current density，电流密度
cylindrical conductor/plane，圆柱导体/平面

D

definition phase，定义阶段
density of air，空气密度
development phases，设计阶段
dielectric strength of air，空气的介电强度
directivity，方向性
directivity functions，方向函数
displacement current density，位移电流密度
distance conversion，距离转换
double-walled shields，双层屏蔽

E

earthing，接地
eccentric cylinders，偏心圆柱体
effective antenna area，天线的有效面积
effective height，有效高度
effective mutual inductance，有效互感
effects of electric fields，电场效应
effects of electromagnetic fields，电磁场效应
effects of magnetic fields，磁场效应
effective antenna height，天线的有效高度
EIRP，等效的各向同性辐射功率

electric charge，电荷
electric field strength，电场强度
electrically thick materials，电厚材料
electrically thin materials，电薄材料
electromagnetic coupling，电磁耦合
electromagnetic environment，电磁环境
electromagnetic field，电磁场
electromagnetic waves，电磁波
electrostatic discharge，静电放电
elementary dipoles，基本偶极子
elliptical cable，椭圆形电缆
EMC design guide，电磁兼容设计指导
EMC engineering，电磁兼容工程
EMC-test planning，电磁兼容试验计划
EMC-design guide，电磁兼容设计指导
EMC-design-pyramid，电磁兼容设计金字塔
EMC-forecast，电磁兼容预测
EMC-plan，电磁兼容计划
EMC-system test，系统电磁兼容试验
EMC-zones，电磁兼容区域
emission limit，发射限值
ESD，静电放电
execution of analysis，进行分析

F

far field region，远场区
Faraday-Constant，法拉第常量
fault frequency，故障频率
fault frequency function，故障频率函数
field impedance，场阻抗
field of a single layered coil，单层线圈的场
field strength in main beam direction，主瓣方向上的场强
filtering，滤波
finite differences，有限差分
finite elements，有限元
five-step-procedure，五步程序
flowchart for cable coupling，电缆耦合的流程图
Fourier transform，傅里叶变换
Fraunhofer region，夫琅和费区

Fresnel region，菲涅耳区

G

galvanic coupling，电耦合

galvanic decoupling，电去耦

Geofol transformer Geofol，变压器

grounding，接地

H

Hertzian dipole，赫兹偶极子

HF，高频

high frequency field，高频场

high impedance field，高阻抗场

high pass，高通

HLEITER

hollow cylinder，空圆柱体

horizontal polarization，水平极化

horizontally polarized wave，水平极化波

I

immunity，抗扰度

immunity testing，抗扰度试验

impedance，阻抗

impedance of free space，自由空间阻抗

inductive coupling，感性耦合

insertion loss，插入损耗

integral equation method，积分方程法

interference detection，干扰检测

interference model，干扰模型

interference safety margins，干扰安全裕量

interference source，干扰源

interference victim，受扰者

intrasystem measures，系统内的措施

L

law of induction，感应定律

layered dielectric，分层介质

leakage-test，泄漏试验

limit curves，限值曲线

limiting the coupling impedance，限制耦合阻抗

longitudinal voltage，纵向电压

low frequency resonances，低频谐振

low impedance field，低阻抗场
low pass，低通
low pass filter，低通滤波器
low stray field arrangements，低泄漏场的布置

M

magnetic decoupling，磁场耦合
magnetic dipole，磁偶极子
magnetic field strength，磁场强度
magnetic fields，磁场
magnetic flux，磁通
magnetic flux density，磁通密度
magnetic stray fields，磁泄漏场
malfunction probability，故障概率
man made noise，人为噪声
Maxwell’s equations，麦克斯韦方程
measures to reduce the electromagnetic coupling，减小电磁耦合的措施
medium voltage transformers，中压变压器
mesh shields，导体网格屏蔽层
mirror image，镜像
multicore cables，多芯电缆
mutual inductance，互感

N

network analyzer，网络分析仪
N-port theory，N 端口理论
numerical techniques，数值技术

O

operator，算子
oscilloscope，示波器

P

parallel cylindrical conductors，平行圆柱导体
partial capacitances，部分电容
permeability constant，磁导率常数
physical constants，物理常量
pig-tail connection，猪尾巴连接
Planck constant，普朗克常数
plane/plane，平面/平面
plate with holes，开孔平板
plausibility check，合理性检查

potential coefficients，电位系数
power balance，功率平衡
probability，概率
Q
quasi stationary fields，准静态场
R
radar equation，雷达方程
radiation resistance，辐射电阻
radius of an electron，电子的半径
reciprocity，互易
rest mass of a neutron，中子的静质量
rest mass of a electron，电子的静质量
RG 174
RG 213
RG 214
RG 217
RG 58
rod arrangements，圆柱导体布置
S
safety，安全
Schelkunoff，谢昆诺夫
self and mutual inductances，自感和互感
separation distances，间距
service openings，维修开孔
SFELD
SHIELD
shielding，屏蔽
shielding against electric fields，电场屏蔽
shielding against magnetic fields，磁场屏蔽
shielding efficiency，屏蔽效能
shielding effieiency for copper，铜的屏蔽效能
shielding mechanism，屏蔽机理
shielding solution，屏蔽解决
single conductor arrangement，单导体布置
single core cables，单芯电缆
skin effect，集肤效应
sniffer-method，探头法
sphere/plane，球/平面

sphere/sphere-sphere spark gap，球/球-球形电板间隙
standing waves，驻波
star-four-arrangement，四星布置
static fields，静态场
static magnetic fields，静态磁场
static stochastic system，静态随机系统
stationary fields，稳态场
stochastic interpretation，随机解释
stray field，漏场
strong skin effect，强集肤效应
sum vector，矢量和
susceptibility，敏感度
susceptibility window，敏感窗
switch on/switch off tests，开/关试验
system analysis，系统分析
system cabling，系统布线

T

three-phase cable，三相电缆
three-step-procedure，三步程序
three-wire arrangements，三导线布置
time invariant immunity，时不变的抗扰度
transition distance，过渡距离
transmission line theory，传输线理论
triple point of water，水的三相点
turn length，匝长
turn width，匝宽
twisted cable，绞合电缆
two conductor cable，两导体电缆
two cylindrical conductors above ground，接地平面上的两圆柱导体
two parallel conductors on a substrate，基板上的两平行导体
two parallel plates，两平行平板
two parallel strip lines，两平行带状线
two parallel wires，两平行导线
two port parameter，两端口参数

U

Unsymmetrical disturbance voltages，非对称干扰电压

V

vertical antenna，垂直天线

vertical conductors，垂直导体
vertical polarization，垂直极化
vertically polarized waves，垂直极化波
voltage，电压

W

waveguide attenuation，波导衰减
weak skin effect，弱集肤效应

Λ

λ/2-coupling model ，λ/2 耦合模型

Translation from the English language edition:
Electromagnetic Compatibility for Device Design and System Integration
by Karl-Heinz Gonschorek and Ralf Vick
© Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2009
Springer is part of Springer Science + Business Media
All Rights Reserved.

本书中文简体翻译版授权由机械工业出版社独家出版，未经出版者书面许可，不得以任何方式复制或发行本书的任何部分。

北京市版权局著作权合同登记图字：01-2011-5306 号。

图书在版编目（CIP）数据

设备设计与系统集成的电磁兼容/（德）亨氏，（德）维克著；杨自佑，崔强译. —北京：机械工业出版社，2014.10

（国际电气工程先进技术译丛）

书名原文：Electromagnetic compatibility for device design and system integration

ISBN 978-7-111-47739-6

Ⅰ. ①设… Ⅱ. ①亨…②维…③杨…④崔… Ⅲ. ①电磁兼容性 Ⅳ. ①TN03

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2014）第 192691 号

机械工业出版社（北京市百万庄大街 22 号 邮政编码 100037）

策划编辑：王 欢 责任编辑：王 欢

版式设计：霍永明 责任校对：樊钟英

封面设计：马精明 责任印制：李 洋

北京振兴源印务有限公司印刷

2014 年 11 月第 1 版第 1 次印刷

169mm×239mm · 19.5 印张 · 426 千字

0001—2500 册

标准书号：ISBN 978-7-111-47739-6

定价：99.00 元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

电话服务		网络服务	
社服务中心：	（010）88361066	教材网：	http://www.cmpedu.com
销售一部：	（010）68326294	机工官网：	http://www.cmpbook.com
销售二部：	（010）88379649	机工官博：	http://weibo.com/cmp1952
读者购书热线：	（010）88379203	**封面无防伪标均为盗版**	

本书作者

Karl-Heinz Gonschorek博士、教授，主攻高频电磁学；曾就职于汉堡陆军大学、德国埃林根西门子集团研发部，专注于电磁场的数值计算和电磁兼容问题；现为德国汉堡市汉堡科技大学电磁影响学教授，曾担任电气工程与信息技术学院的教务长；曾掌管德国德累斯顿科技大学有关电磁兼容的西门子基金会，任主席；发表和参与发表了130多篇论文，是IEEE和VDE的会员及EMC双年会的主席。

Ralf Vick博士、教授，主攻微控制器抗脉冲干扰方向；曾参与德国巡航舰F124的EMC问题和电力线通信系统的辐射研究；曾担任德累斯顿（科技大学）工业电子学教授，现为德国麦格堡大学的EMC主席。

为中华崛起传播智慧

地址：北京市百万庄大街22号
邮政编码：100037

电话服务
社服务中心：010-88361066
销售一部：010-68326294
销售二部：010-88379649
读者购书热线：010-88379203
网络服务
教材网：http://www.cmpedu.com
机工官网：http://www.cmpbook.com
机工官博：http://weibo.com/cmp1952
封面无防伪标均为盗版

策划编辑◎王　欢

国际视野　科技前沿

国际电气工程先进技术译丛

传播国际最新技术成果　搭建电气工程技术平台

《设备设计与系统集成的电磁兼容》
《电力电缆工程（原书第3版）》
《风力发电技术与工程应用》
《风资源评估：风电项目开发实用导则》
《电池系统工程》
《微电网和主动配电网》
《双馈感应电机在风力发电中的建模与控制》
《高性能交流传动系统 —— 模型分析与控制》
《光伏发电系统的优化 —— 建模、仿真和控制》
《覆冰与污秽绝缘子》
《高压直流输电——功率变换在电力系统中的应用》
《MATLAB数值分析方法在电气工程中的应用》
《太阳能利用技术及工程应用》
《超级电容器的应用》
《小型风力机：分析、设计与应用》
《太阳电池、LED和二极管的原理：PN结的作用》
《风力发电系统 —— 技术与趋势》
《电力系统高级预测技术和发电优化调度》
《大规模储能技术》
《风电系统电能质量和稳定性对策》
《传热学：电力电子器件热管理》
《现代电力电子学与交流传动》
《功率半导体器件：原理、特性和可靠性》
《风能系统——实现安全可靠运行的优化设计与建设》
《储能技术》
《光伏系统工程》（原书第3版）
《光伏与风力发电系统并网变换器》
《车辆能量管理：建模、控制与优化》
《纯电动及混合动力汽车设计基础》（原书第2版）
《电动汽车技术、政策与市场》
《永磁无刷电机及其驱动技术》
《先进电气驱动的分析、建摸与控制》
《智能电网可再生能源系统设计》
《风力发电工程指南》
《柔性交流输电系统在电网中的建模与仿真》
《风电并网：联网与系统运行》
《海底电力电缆——设计、安装、修复和环境影响》
《光伏技术与工程手册》
《风力发电的模拟与控制》
《风电场并网稳定性技术》
《智能电网中的电力电子技术》
《高效可再生分布式发电系统》
《分布式发电——感应和永磁发电机》
《电力系统谐波》
《风能与太阳能发电系统——设计、分析与运行》（原书第2版）
《瞬时功率理论及其在电力调节中的应用》
《风力机控制系统原理、建模及增益调度设计》
《高压输配电设备实用手册》
《电力变流器电路》
《电力系统中的电磁兼容》
《超高压交流输电工程》（原书第3版）
《高压直流输电与柔性交流输电控制装置——静止换流器在电力系统中的应用》
《配电可靠性与电能质量》

ISBN 978-7-111-47739-6

上架指导 工业技术／电磁兼容

ISBN 978-7-111-47739-6

定价：99.00元