

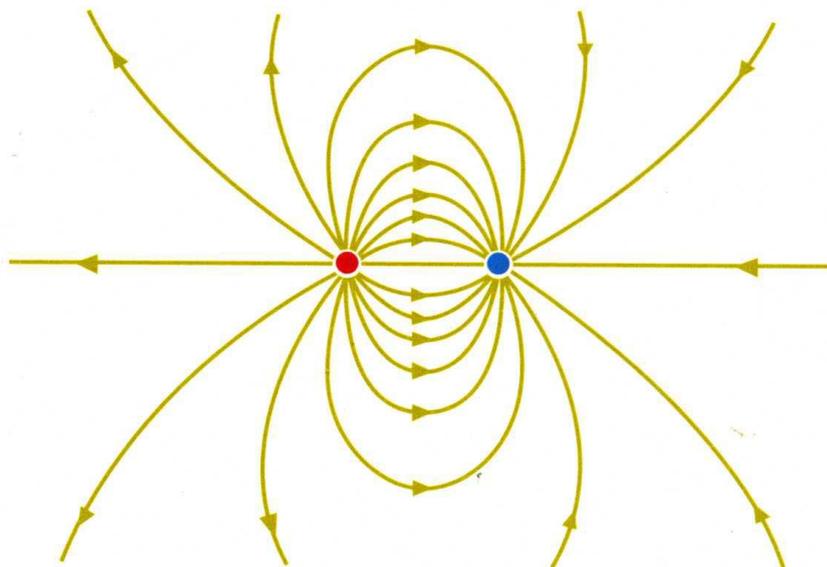
全面升级，系统论述电磁兼容、接地、屏蔽、干扰与噪声问题的
必备工具书！

畅销全球的IEEE名著！

WILEY

清华

开发者书库



Grounding and Shielding: Circuits and Interference
Fifth Edition

接地与屏蔽技术

电路与干扰

(原书第5版)

Ralph Morrison 著

李献 王艳玲 译



清华大学出版社

全新升级版，手把手教你解决数字时代的 干扰和噪声问题

数字逻辑运算的速度越来越高，当面对数据处理、高速通信、海量数据储存和在诸多领域的高频应用的噪声和干扰时，设计者面临着前所未有的挑战。

本书系统地论述了如何利用电磁场理论来处理各种类型的电子系统设计中的接地与屏蔽技术。全书涵盖了大多常见的电磁干扰问题，例如电源配送、模拟和数字电路混合、高速电路板布线、辐射和敏感性标准等。第5版修订内容如下：

- 传输线、辐射和印刷电路板的新材料；
- 处理模拟和数字电路噪声的有效技术；
- 构建一个无噪声的仪器系统；
- 减小或消除大系统噪声的方法；
- 在电源安装中利用多重屏蔽变压器；
- 模拟和数字电路中的噪声耦合；
- 对于物理场的简单且实用的描述。

清华大学出版社数字出版网站

WQBook  
www.wqbook.com

WILEY
www.wiley.com

上架指导：电路设计/电

ISBN 978-7-302-40577-1

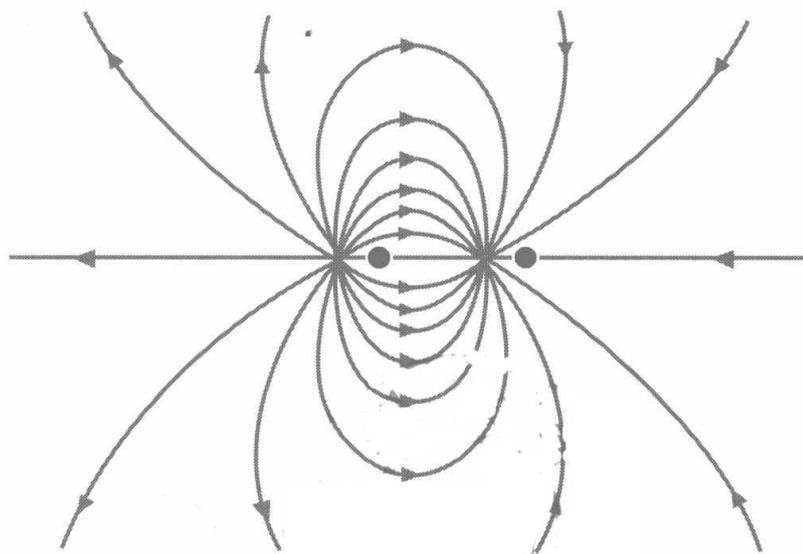


9 787302 405771 >

定价：49.00元

清华

开发者书库



Grounding and Shielding: Circuits and Interference
Fifth Edition

接地与屏蔽技术

电路与干扰

(原书第5版)

Ralph Morrison 著

李献 王艳玲 译

清华大学出版社
北京

Grounding and Shielding: Circuits and Interference, Fifth Edition

Ralph Morrison

ISBN: 9780470097724

Copyright © 2007 by John Wiley & Sons, Limited. All rights reserved.

Copyright © 2015 by John Wiley & Sons Limited and Tsinghua University Press. All rights reserved.

All Rights Reserved. Authorized translation from the English language edition published by John Wiley & Sons Limited. Responsibility for the accuracy of the translation rests solely with Tsinghua University Press Limited and is not the responsibility of John Wiley & Sons Limited. No part of this book may be reproduced in any form without the written permission of the original copyright holder, John Wiley & Sons Limited.

本书封面贴有 John Wiley & Sons 防伪标签,无标签者不得销售。

北京市版权局著作权合同登记号 图字:01-2014-6628

版权所有,侵权必究。侵权举报电话:010-62782989 13701121933

图书在版编目(CIP)数据

接地与屏蔽技术:电路与干扰:第5版/(美)莫里森(Morrison,R.)著;李献,王艳玲译.一北京:清华大学出版社,2016

(清华开发者书库)

书名原文:Grounding and Shielding: Circuits and Interference, Fifth Edition

ISBN 978-7-302-40577-1

I. ①接… II. ①莫… ②李… ③王… III. ①接地保护装置 ②屏蔽 IV. ①TM774
②TN721.4

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2015)第 144696 号

责任编辑:盛东亮

封面设计:李召霞

责任校对:白蕾

责任印制:宋林

出版发行:清华大学出版社

网 址: <http://www.tup.com.cn>, <http://www.wqbook.com>

地 址:北京清华大学学研大厦 A 座 邮 编:100084

社 总 机:010-62770175 邮 购:010-62786544

投稿与读者服务:010-62776969, c-service@tup.tsinghua.edu.cn

质量反馈:010-62772015, zhiliang@tup.tsinghua.edu.cn

课件下载: <http://www.tup.com.cn>, 010-62795954

印 刷 者:北京鑫丰华彩印有限公司

装 订 者:北京市密云县京文制本装订厂

经 销:全国新华书店

开 本:186mm×240mm 印 张:11.5

字 数:194千字

版 次:2016年3月第1版

印 次:2016年3月第1次印刷

印 数:1~2500

定 价:49.00元

产品编号:057587-01

译者序

FOREWORD

现在,随着数字时钟频率的不断提高,各种电子系统的干扰变得越来越严重。如何正确处理电子系统中的接地和屏蔽是电子系统设计中面临的迫切需要解决的问题。

作者从基本的物理学知识出发,分析了电子系统设计中电路理论所没有涉及的表现电路的几何信息。分析了各种电子系统中的接地及屏蔽方法。第1章介绍了电压与电容。第2章介绍了电子系统中涉及的磁现象。第3章介绍了公用电源及设备地。第4章介绍了不同的模拟电路中的屏蔽及接地问题。第5章介绍了电子系统中辐射的分析和处理方法。第6章介绍了电子系统中的硬件、各种电缆及其屏蔽。第7章介绍了数字电路中的各种干扰及其屏蔽措施。第8章介绍了各种特殊的地平面及硬件设施。

本书包含电子设计中的各种主题,如设施中电源配送,模拟和数字电路混合,高速时钟的电路板布线和符合辐射和敏感性标准。本书注重电子系统干扰屏蔽和接地的实践,十分适合用作高校电子工程、电气工程、自动化以及工程技术类相关专业的参考教材,还可用作电子系统设计人员的参考书。本书的最大特点如下:

- 内容新颖:从物理学出发分析了电路设计中电磁干扰及辐射的产生。
- 覆盖面广:包含了各种模拟和数字电路中的干扰、辐射的分析,电子系统中的变压器的屏蔽,各种传输线、辐射和印刷电路设计的方法及技巧。
- 实用性强:一步一步引导人们建立一个无噪声的仪器系统,减小或消除大系统噪声的方法。
- 可读性强:简单实用地解释了物理场,每个章节的总结性结论便于读者的理解和记忆。

本书由李献和王艳玲共同翻译完成，由李献负责全书的统稿工作。对于本书的出版，我们首先要感谢清华大学出版社的盛东亮老师和其他编辑人员，是他们的努力促成了本书的顺利翻译与出版发行，使读者能够通过本书分析电子系统设计中出现的各种干扰及其正确处理方法，掌握电子系统中的正确接地方法。同时也感谢王厚生、刘建华、昌坤等对于本书的核对与检查。

在本书的翻译过程中，我们力求忠实于原著，但由于译者技术和翻译水平有限，很多词句或许把握不够准确，导致书中难免存在各种翻译不足，敬请读者批评指正，以便在后期修改完善。译者邮箱是 lcsmam@163.com，敬请赐教。

译 者

2016年1月于北京

前言

PREFACE

本书第1版出版于1967年,第4版出版于1997年。很难想象十年过去之后,我需要同样的题材做第5次修订。第5版是完全重写,因为我想以不同的次序来表达观点,并展示在主持研讨会和担任顾问时获得的新的领悟。例如,增加了一些印刷电路板设计的内容,这个主题只在第5版能接触到。同时也删除了一些不相关的内容。

本书主要面向那些对现实世界中电子设备感兴趣的工程技术人员。新的工程师能够很容易读懂这本书的内容,虽然他们可能还没有认识到接地与屏蔽技术的重要性或者为什么某些内容非常重要。模拟、数字或者电源工程师和电路设计者遇到一些相关问题时,就将意识到需要了解干扰及其所有的表现。本书内容大多涉及数学公式,但是也不需要去理解所有的公式。

我的电子学职业生涯开始于真空管。我至今仍记得第一个硅二极管和第一个晶体管。我也记得,那时认为固态器件工作频率达到10MHz是不可能的……如此多的不可能。今天,逻辑设计者正在考虑的时钟频率已达到24GHz。而我相信这必将能够实现。

在我的早年,工作内容是处理低电平模拟信号,那时我发现了物理学背景的重要性。这是让我写本书第1版的原因。今天,当我看到数字设计的问题或设备布线,我再次认识到物理学在理解电气设计中的重要性。有许多新的技术领域需要讨论,这是我撰写第5版的原因。本书开始于一些非常基础的物理学。我希望读者不要跳过这部分内容,因为这是后面内容的基础。

有一些观点是我想在本书强调的。

第一,原理图或者电路图只是粗糙的计划或框架;只是为电路分析提供了基础,

但不能表现任何的几何信息。例如，器件大小和方向信息丢失正如引线长度和引线形式，当电路变得更复杂时这个几何体更关键。

第二，所有器件是场运转的，电容器储存电场能，电感器储存磁场能，晶体管中要求场在半导体材料中，变压器工作中既有电场也有磁场——电路中的导体是引导这些场到各种器件中。

第三，器件中的场意味着场能量的出现，我们在电路中使用导体的目的是移动这个场周围的能量。在吉赫兹中尝试这样做不简单，理解传输线理论是理解所有电路从直流到 100GHz 中能量是如何流动的关键。

第四，合格的工程只是折中，没有完美的方案。重点是用可用的材料并以经济的方式来解决。我们常常期待从电路符号中得到更多，其实这些符号只是设计的开始。

我想感谢以下这些人，他们的帮助使得本书的顺利出版成为可能。我妻子 Elizabeth 是个作家，我从她的评论中收获很多。我要感谢我的编辑 George Telecki，他认识到了这本书的需求，并给我鼓励。非常感谢 Henry Ott 和 Rick Hartley，他们提供了重要支持。我也同样感谢飞思卡尔公司的 Dan Beeker，他认识到工程师继续教育的需要，并提供了技术支持。

希望本书可以提供给读者有用的观点，并有助于解决问题。也希望这本书中的方法可以引入高校教学系统中去——我感觉有强烈的需求。我进一步希望那些同意我的观点的即将从事学术工作的读者作出应有的响应。

更多的感谢给予那些曾经购买过本书早期版本的读者。我也相信你们通过阅读第 5 版可以收获更多。

Ralph Morrison

于加利福尼亚州

目录

CONTENTS

第 1 章 电压与电容	1
1.1 引言	1
1.2 电荷与电子	3
1.3 电力场	4
1.4 场的表述	4
1.5 电压定义	6
1.6 等势面	7
1.7 两平行板导体间的电力场	8
1.8 电场分布图	9
1.9 电场中的储能	12
1.10 电介质	13
1.11 D 场	14
1.12 电容	15
1.13 互容	16
1.14 位移电流	17
1.15 电容器中储存的能量	18
1.16 电场中的力	19
1.17 电容器	19
第 2 章 磁学	21
2.1 磁场	21

2.2	毕奥-萨伐尔定律	22
2.3	螺线管	23
2.4	法拉第定律与感应场	23
2.5	电感	25
2.6	电感中的储能	25
2.7	空间中的磁场能量	27
2.8	磁路	28
2.9	带气隙的磁路	30
2.10	小电感器	31
2.11	自感和互感	31
2.12	变压器的作用	32
2.13	磁滞和磁导率	35
2.14	涡流	36
2.15	电能的传输	37
2.16	坡印亭矢量	38
2.17	传输线概述	39
2.18	传输线的运行	40
2.19	传输线场形式	41
2.20	干扰场	43
第3章 公用电源及设备地		45
3.1	引言	45
3.2	发展	45
3.3	术语	46
3.4	大地作为导体	47
3.5	中性线与大地连接	48
3.6	地电势差	49
3.7	场耦合到电源导体	50

3.8	中性线导体	51
3.9	变压器 K 因子	52
3.10	非接地电源	53
3.11	电源要求	53
3.12	大地电源电流	54
3.13	线路滤波器	55
3.14	隔离地	55
3.15	设备地——一些更多的历史	57
3.16	闪电	58
3.17	闪电和设施	59
第 4 章	模拟电路	61
4.1	引言	61
4.2	仪器仪表	61
4.3	发展	63
4.4	基本屏蔽壳	63
4.5	外壳和公用电源	66
4.6	两地问题	67
4.7	设备和两地问题	68
4.8	应变计仪器	70
4.9	浮动应变计	72
4.10	热偶	73
4.11	基本低增益差分放大器	73
4.12	电源变压器屏蔽	75
4.13	校准和干扰	77
4.14	超过 100 kHz 的保护屏蔽	77
4.15	模拟电路中的信号流动路径	78
4.16	并联有源器件	79

4.17	反馈稳定性	79
4.18	反馈理论	80
4.19	输出负载和电路稳定性	81
4.20	功率级周围的反馈	82
4.21	恒流环	83
4.22	滤波器和混叠误差	83
4.23	隔离和 DC/DC 变换器	84
4.24	电荷变换器	86
4.25	保护环	88
4.26	热偶效应	88
4.27	保护开关	89
4.28	数字控制	89
第 5 章 辐射		91
5.1	处理辐射和敏感性	91
5.2	什么是辐射	92
5.3	偶极子天线	95
5.4	波阻抗	95
5.5	场强和天线增益	96
5.6	环路产生的辐射	98
5.7	E 场耦合到环路	99
5.8	正弦波分析的要点	100
5.9	脉冲和方波的近似计算	100
5.10	从印刷电路板产生的辐射	104
5.11	嗅探器和天线	104
5.12	太阳磁场风暴	105
5.13	地球辐射	106

第 6 章 硬件	107
6.1 带屏蔽箔电缆	107
6.2 同轴电缆	108
6.3 低噪声电缆	110
6.4 传输阻抗	110
6.5 波导	112
6.6 地平面上方的电磁场	113
6.7 集肤效应	113
6.8 每方形电阻	114
6.9 场和导体	116
6.10 导电外壳	117
6.11 感应场穿过外壳壁的耦合	117
6.12 在导电表面的场能量的反射和吸收	119
6.13 独立孔	119
6.14 倚赖孔	120
6.15 蜂窝	121
6.16 穿透场总结	122
6.17 电源线路滤波器	122
6.18 带后罩连接器	124
6.19 场 H 耦合	125
6.20 垫圈	126
6.21 金属簧片屏蔽条	127
6.22 玻璃孔	127
6.23 大型晶体管保护	127
6.24 表面安装元器件	128
6.25 辐射测试仪	129

第7章 数字电子	130
7.1 引言	130
7.2 电路板材料	132
7.3 双面电路板	132
7.4 多层电路板	133
7.5 地平面和数字电路板	135
7.6 时钟逻辑	137
7.7 单一逻辑信号的传输	139
7.8 去耦电容器	142
7.9 电源平面	144
7.10 地和电源平面的电容	145
7.11 使用过孔	146
7.12 作为传输线的去耦电容器	147
7.13 特征阻抗控制	149
7.14 数字电路板的辐射	150
7.15 测量问题——地弹	151
7.16 高时钟速率	152
7.17 平衡信号传输	153
7.18 带状电缆和连接器	154
7.19 子板	155
7.20 模拟和数字电路混合	155
7.21 光电隔离	156
7.22 镀金	156
7.23 GHz 注意事项	157
第8章 硬件设施	158
8.1 地平面	158

8.2 使用纵梁的接地平面设备	159
8.3 其他地平面	161
8.4 地平面和远程站点	161
8.5 扩展地平面	162
8.6 单独引出电源	162
8.7 浪涌保护	164
8.8 隔离变压器	165
8.9 屏蔽室	166
8.10 电机控制器	167
8.11 一个真实的事例	169
参考文献	170

1.1 引言

电路是如何工作的？一种回答是利用基尔霍夫定理对正弦电路进行分析的；另一种是采用逻辑电路的状态分析。这些回复只是整个答案的一小部分。完整的答案隐藏在如大山深处般的细节之中。本书将对这些非电路方式的细节进行分析。我们采用这种新的方式是因为电路图及电路理论的本质特征必须撇开这些密切相关的细节而独立存在。这些细节对高频电路及小信号电路的性能非常重要。当涉及辐射、干扰及灵敏性时同样重要。线型、连接次序、元件方向及引线布置也常常是关键细节。我喜欢称这些细节为“电路几何”。这些几何细节与电路如何正常工作密切相关。几何形状在模拟电路、电源电路，特别是数字电路中时钟频率的上升沿中是一个未解决的议题。

当一个电路开始实施时，我们理应对这许多的细节进行分析。元件之间大部分是通过带状或者筒状的铜连接。元件焊接在孔型的焊盘或者铜焊盘上。印刷电路板的不同层之间的走线通过孔连接起来。毫无疑问，这些就是电路设计中的细节。更多微妙特性的细节包括走线的宽度、地平面或者环氧板的介电常数。大多数情况下，我们不会对所做的事情产生疑问，原因是我们倾向于可接受的惯例。电路以这种方式构造就可以工作，我们又何必要做一些改变？

想当然做事情并不总是一个优秀的工程师。值得注意的是，过去 20 年间，数字

电路的时钟频率从 1 MHz 发展到 1GHz。时钟频率幅值增长了 3 个数量级。想象一下当汽车的速度达到现在的 3 个数量级时会是怎样的情景。这就是 600 mph 或者是喷气式飞机的速度。即使汽车的速度增加到适当的程度将会需要我们大范围地改变城市道路,更不用说扩大司机的培训范围。

电子学中,速度的增加没有构成安全隐患。但是,电路性能的差别应该充分了解。经常的情况是速度增加的影响没有被认识到,直到下一代的设计开始实施。要想了解这些影响,需要理解基本的原理。我们将要调查的这些细节不是以电路图或原理图的形式。我们将考虑这许多细节对电路性能的影响。

电子器件常常利用本地电网取电。基于安全的原因,电源装置必须接地到电网中的一个电力导线上。电子器件装置与电源连接而且要共享同样的地线,这样的结果导致了干扰的产生。后面的章节将会讨论电源与电路性能的关系。

电路图只是电路设计的计划或结构。电路理论描述了电路的基本性能。电路符号只是问题的一部分,它们只是复杂目标的必须且简单的描述。每一个电容都有一个串联电阻及电感。每一个电感都有一个串联电阻及并联的电容。这些考虑的因素只是整个过程的开端。例如,高频时介电常数是非线性的。对于磁性材料,磁导率随着频率的增加而下降。因此电路符号只能表达有限的信息。更进一步,我们没有用来表达集肤效应、传输时间,辐射或者电流线路的电路符号。电路图上的直线在实际的电路中可能是一个非常复杂的路径。总之,电路图几乎没有物理结构的信息。这就限制了我們了解实际工作状况的机会。

许多电路及系统的性能与它们的构造密切相关。模拟电路的设计是这样的,计算机的设计也是这样的。我经常谈论到:电气连接是否是一个问题?重要的是连接的组成,在模拟电路中重要的是知道屏蔽是接地的而不单单是接地。一个典型的问题是,一个电路板的地平面如何与包围的机箱相连?这个问题的答案并不能从电路图中得到。我们将在数字电路章节中讨论这个问题(第 7 章)。

在本书中,一个重复讨论的主题就是信号及电源在电路中是如何传输的。这种方式将会引导我们理解许多常常理解得不是很准确的问题。为了讨论电源及信号的传输,电场和磁场必须先进行讨论。讨论之前,我们先介绍电子。不要失望。花费在物理学上的时间将会使我们更容易理解本书后面章节中的观点。

1.2 电荷与电子

电路理论可以让我们得到一组互相连接的元件的电路电压及其流动的电流。对于 RLC 电路(电阻-电感-电容)的分析可以直接利用基尔霍夫定理。我想讨论这个问题采用另一种方式。为了理解电路性能更多细微的方面,我将采用基本的物理学去解释许多易于忽略的细节。我们的起点看起来有点遥远,但是请继续阅读。首先我们讨论原子。

原子由原子核与围绕它的电子组成。质子和中子组成原子核。电子具有负电荷,它的电量与原子核中质子带的正电荷电量相等。中性原子中的正负电荷的电量绝对相等。每一电子层电子数量是固定且有限的。最外层的电子数量包含了原子的许多特性。举个例子,铜原子最外层电子数量为 1。最外层电子具有很好的可移动性从而参与电气活动。因为质子相对来说质量很重而且有外层的电子屏蔽,所以在电子学中我们认为它们没有直接参与电气活动。

分子由共享最外层电子的不同原子绑定在一起。对于绝缘体来说,绑定限制了最外层电子的可移动性。典型的绝缘材料有尼龙、空气、环氧树脂或者玻璃。如果两种绝缘材料在一起摩擦,例如丝绸布和橡胶棒,最外层电子移动性的不同将会引起一些电子从橡胶棒转移到丝绸布。在这种情况下,丝绸布所带的电子称为负电荷体。橡胶棒所带的电荷为正电荷。我们称呼与负电荷相应的电荷为正电荷。实际上正电荷的产生是由于原子核中的不能移动的质子与最外层的电子不一致而造成的。失去负电荷正如假设正电荷在绝缘体的表面。

通过实验可以证实,在带电体之间有自然力的存在。如果一个带电体排斥另一个,实际情况是这与电场有关系。如果你记得物理课程,这些力可以用丝线悬挂的带电小球来验证。这里给很轻的小球上带上电荷可以看到这些小球之间相互吸引或排斥。

上面涉及的任何实验的电子数量是极其少的。为了证实这个观点我想引用理查德·费因曼的著述。如果两个人站立相距数英寸,它们所带电荷数为自己身体的 1% 情况下相互之间的斥力有多大呢? 大概相当于几英镑? 更多! 是否大于它们的

体重？更多！是否抬动一座建筑？更多！是否抬动一座山？答案是令人吃惊的。这种力大到足以使地球偏离轨道。这就是我们为什么称重力为弱作用力而电子之间的力为强作用力。这同时也告诉了我们一些自然道理。参与电气活动的电子数量百分比是极其小的。我们知道电路中的力不能使元件或走线移动。很明显，电气力是如此的大，因此参与电气活动的电子数量百分比是很小的。

1.3 电力场

我们利用力场来描述所遇到的力及位移。我们时刻感受到力场的存在，这是因为我们生活在地球的重力场中。每一个有质量的物体都有力场，包括地球在内。地球的力场是主要的力场，这是因为它的质量巨大，其结果是地球上的每一物体都受到指向地心的引力。地球上的单个物体之间的引力与地球引力相比非常小，因此很难进行测量。在地球表面，重力场几乎是恒定的。我们只有进入太空中才能感受到地球引力的减小。

电力场与重力场有许多相似的地方。每一个电子具有相应的力场。这个力场对其空间中的其他电子有力的作用。如果一个孤立的质量体带有一组多余的电子，我们就称之为带电体。我们称这些电子为电荷。如果质量体是导体的话，多余的电子会分开，直到达到力的平衡。单独的球形导体上的电子将会移动，直到完全均匀分布在外表面。导体内部不会存在多余的电子。对于一个良好的绝缘体来说，任何多余的电子不能够自由移动。绝缘材料内的多余电子称为捕获电子（trapped electrons）。而且也可能缺失电子，而形成所谓的“空穴”（holes）。

1.4 场的表述

空间中的电力场可以通过放置实验电荷来测量。实验电荷可以用一个小的质量体携带多余的电子而形成。实验电荷在空间的每一点都有力，这个力具有幅值和

方向。因为力有方向,所以力场是一个矢量场。为了保证测量的有效性,实验电荷必须足够小,不能影响被测对象的电荷在空间的分布。完美的实验是比较困难的,幸运的是我们不需要通过完美的实验就可以得到场图。用指向力方向的线(电力线)可以很方便地表示力场的分布。对于孤立的球形带电导体,电力线如图 1.1 所示。

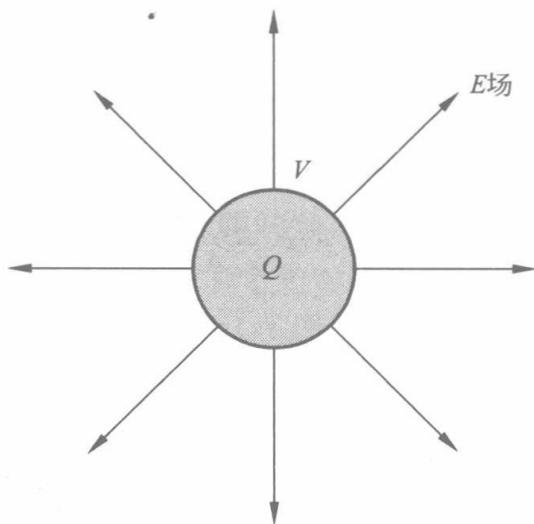


图 1.1 带正电荷的球形导体周围的电力线

值得注意的是,电力线之间任何地方是有电场的。电力线方便地将电场的流动及形状表示出来。在任何实例中,导体表面电荷 Q 由多余电子形成,与导体本身的电子数相比,数量很小。对于实际的面电荷,电子数量也是比较大的,因此我们可以认为在感兴趣的面上电荷是连续分布的。这就是不能把电力场看作是单独电子所产生的原因。后文里我们将把所有电荷的分布看作是连续的。图 1.1 的球体表面的总电荷为 Q 。球体表面电荷密度为

$$\frac{Q}{A} = \frac{Q}{4\pi r^2} \quad (1.1)$$

按照惯例,电力线从单位正电荷起始到单位负电荷终止。电力线图是很有用的。如果总电荷数量加倍,电力线数量也加倍。在本书的图例中,没有试图将电力线数量和特定的电荷数量相关联。一般来说我们感兴趣的是电场形状,电场中心以及电力线的终点。

图 1.1 中较小的实验电荷 q 在 Q 电场中的力与电荷的乘积成正比,和距离 r 的平方成反比,表示为

$$f = \frac{qQ}{4\pi\epsilon_0 r^2} = \frac{qQ}{\epsilon_0 A} \quad (1.2)$$

这里, A 是球体的表面积; 常数 ϵ_0 是真空中介电常数。公式(1.2)就是著名的库仑定律。单位电荷的力或者 f/q 就是电场的强度。常用字母 E 来表示电场强度。电场 E 用一组电荷周围的力场来表述。数学上电荷周围的电场 E 表示为

$$E = \frac{Q}{4\pi\epsilon_0 r^2} \quad (1.3)$$

电场 E 随着距离 r 的增大而减小。公式(1.3)也可以改写为

$$E = \frac{Q}{\epsilon_0 A} \quad (1.4)$$

这里, A 是距离为 r 的球体的表面积。图 1.1 中, 电场强度 E 随着电力线的发散而减小。球体表面的力最大。注意电力线没有进入球体。因为导体内部没有多余的电子。电力线终点必须垂直于球体的表面。如果面电荷受到切向分量的力将会被加速。如果表面有缺失电子, 这个缺失电子也会被加速。记住缺失负电荷可以看作是存在着正电荷。对导体来说, 一组电子的移动性和缺失电子的移动性没有区别。除了电力场的方向符号外, 我们假设正负电荷的特性是一致的。图 1.1 给出了球体带正电荷。如果是负电荷(电子)电力线的方向箭头指向内部。

图 1.1 中的电力线从球体的表面开始。如果电荷 Q 位于球体的中心, 然后移动球体, 每一个距离 r 处的电场方向图都不会改变。电荷 Q 隐含着电荷密度是无限大, 但这是不可能的。为了数学上的简便, 我们经常把电场看作是由点电荷产生的, 尽管这是不存在的。

1.5 电压定义

一个实验电荷 q 在电荷 Q 产生的场中受到的力可以用公式(1.2)得到。移动实验电荷一个小的距离 Δd 所需做的功为 $f(\Delta d)$ 。实验电荷从无穷远处移动到点 r_1 所做的功为电场力乘以位移的积分。如果我们沿着其中的一个电力线(电场力与电力线是一直相切的), 做的功为

$$W = \int_{\infty}^{r_1} f \cdot dr = -\frac{qQ}{4\pi\epsilon_0 r_1} \quad (1.5)$$

把上式两边同时除以 q , 可以得到单位电荷的功, 这就是我们熟悉的电压 (voltage)。电压的公式为

$$V = \frac{Q}{4\pi\epsilon_0 r_1} \quad (1.6)$$

定义

电压差: 电场中单位电荷在两点之间移动所做的功。

公式(1.5)中, 我们假设无穷远处的电压为零。这让我们可以对空间中点之间的电压进行人为设定。在电路中, 单位电荷从两个导体表面之间移动所做的功叫做电势差或者电压差。重要的是要认识到电势差在空间中的点之间是存在的。当然, 很难通过在空间中放置电压表来测量这个电压。

空间中两点间的电压差为

$$V_2 - V_1 = \frac{Q}{4\pi\epsilon_0} \left(\frac{1}{r_2} - \frac{1}{r_1} \right) \quad (1.7)$$

注意 没有电场的空间中不存在电势差。

在导体中, 如果导体表面没有电荷就不会存在电场。这些电荷在电路图中没有表示出来。当一个电路工作时, 有表面电荷存在的地方就有电压差。这些电荷与移动电荷独立存在, 在电路中称为电流(current)。

1.6 等势面

正如字面意思一样, 等势面就是电压相等的平面。在等势面上移动实验电荷不需做功。图 1.2 给出了图 1.1 中的球形带电体周围的等势面。注意, 这些等势面同样是个球形, 而且总是与电力线垂直。

注意 在表面电荷没有运动的情况下, 导体表面总是一个等势面, 不管它们的表面形状如何。

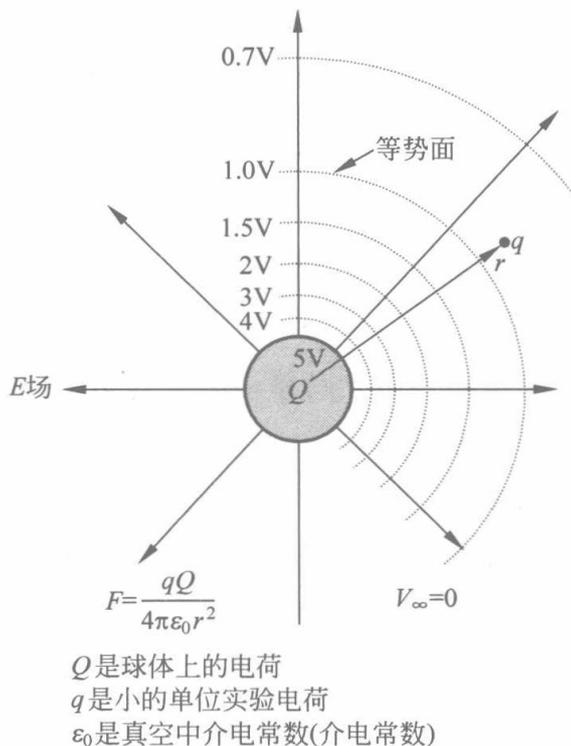


图 1.2 带电球体周围的等势面

实际上,即使在导体表面电荷分布不均匀的情况下,这个面也是一个等势面。在同一个导体上同时存在正电荷和负电荷时也是一个事实。导体表面的电荷移动不需要做功。如果需要做功将会有切向电场的存在,这意味着自由电荷将会运动。

1.7 两平行板导体间的电力场

假设两个平行板导体分开的距离为 h ,上平行板的电荷量为 Q ,下平行板的电荷量为 $-Q$,如图 1.3 所示。

如果忽略端部效应,电力线均匀分布且从上平行板出发到下平行板终止。这种情况下系统的净电荷为零。如果所有的电力线在两个平行板之间,一般来说系统将没有损耗。因为电力线不是发散的,实验电荷 q 在平行板之间的每一点都是恒定的。换句话说,电场强度 E 在平行板之间是个常量。如果平板上的电荷密度和图 1.1 中的球体上的电荷密度一致的话,平行板之间的电场强度和球体表面的场强是一样

的。移动平行板之间的单位电荷所需做的功是力与位移的乘积,或为

$$W = \frac{Q}{4\pi\epsilon_0 r^2} \cdot h = E \cdot h \quad (1.8)$$

这个功就是平行板之间的电势差。如果底部平行板的电压设为 0,上部平行板的电压将为 $V= Eh$ 。注意,电场的单位是伏特每米。如果图 1.3 中的两个平板之间的电压为 5V,空间间距为 1cm,两个平板间的电场强度为 500V/m。

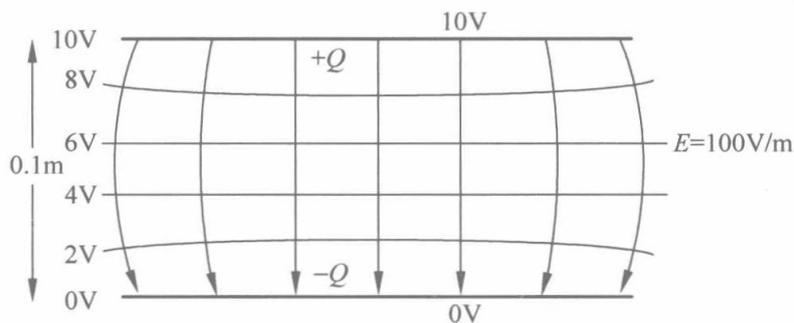


图 1.3 两个带有等量极性相反的平行板导体之间的电场分布

注:此图包含了一些端部效应。

1.8 电场分布图

图 1.4 给出了印刷电路板走线在导电面上的电场图(这个面一般是地平面,在后文将会讨论许多类型的地平面)。这两个导体之间的间距一般很小,约为 0.005in(英寸)或者 $1.3 \times 10^{-4} \text{m}$ 。典型的逻辑信号一般是 5V。走线下方的电场强度将会达到 38000V/m,这个数字令人吃惊。

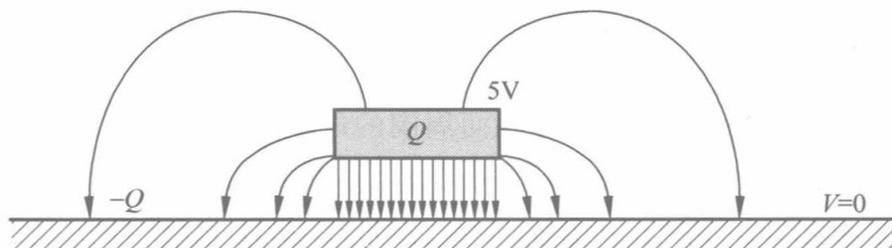


图 1.4 电路走线在地平面上方的电场分布图

电场线的终点集中在走线和地平面之间。因为电力线终止在电荷上，很明显这个面就是面电荷存在的位置。注意，这是静态情况，这个面电荷的分布在电路理论中没有考虑，电荷达到这种分布产生的路径也没有考虑。

事实：

- 导体表面电荷的分布是非均匀的。
- 电荷不运动的情况下沿着地平面没有电势梯度。
- 电荷集中在电路走线和地平面之间的附近的地方。
- 一些电场分布在走线上方。
- 电荷集中在电路走线的尖端位置。
- 如果电压缓慢变化，新的电荷一定会移动到地平面上。

考虑一下两个走线在地平面上方的电场分布图，这个形状如图 1.5 所示。如果电压极性相反，地平面上的电荷分布在走线下的极性将会相反。重复一下：地平面是个等势面。

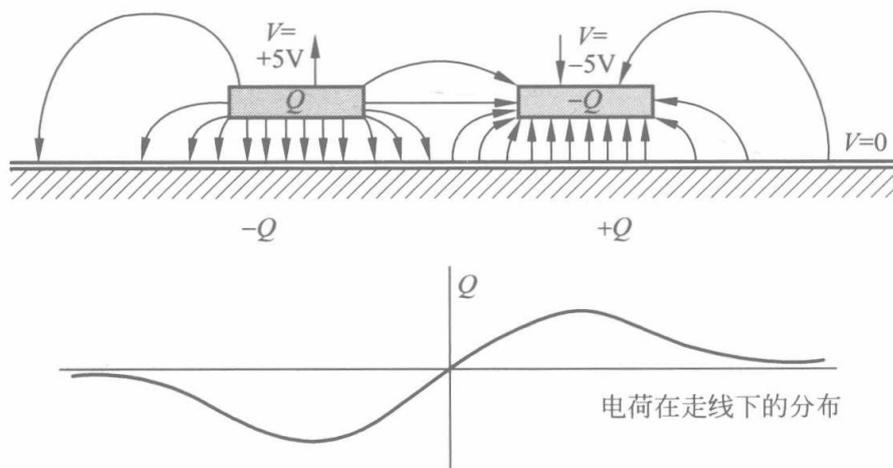


图 1.5 两个走线在地平面上方的电场分布图

考虑一下图 1.6 中的屏蔽电缆的截面周围的电场分布图。图 1.6(a)中屏蔽层 S 完全包围中心导体 A，没有电场逸出。图 1.6(b)、(c)中的屏蔽层有一个洞，从而能够使电场达到导体 B。电力线终止在导体 B 意味着导体 B 上有电荷分布。图 1.6(c)中导体 B 浮动在空间中。注意到仍然有电荷分布在导体上，但是导体上的净电荷为零。浮动导体可能不是一个零电位但是仍是一个等势面。接地导体按照

定义将会是一个零电位,虽然整个表面上有净电荷的存在。

如果图 1.6 中的屏蔽导体的电压缓慢变化,空间中的电场强度将改变。图 1.6(b)中的导体 B 上的电荷总量也必须改变。电荷的变化必会引起它与之连接地平面之间的流动。导体 B 上的电荷称为感生电荷。任何在导体 B 中流动的电流称为感生电流。图 1.6(c)中的情况,浮动导体表面的电荷密度也必须改变。这意味着感生电流在导体本身流动。注意,没有路径使新的电荷到达这个隔离导体上。

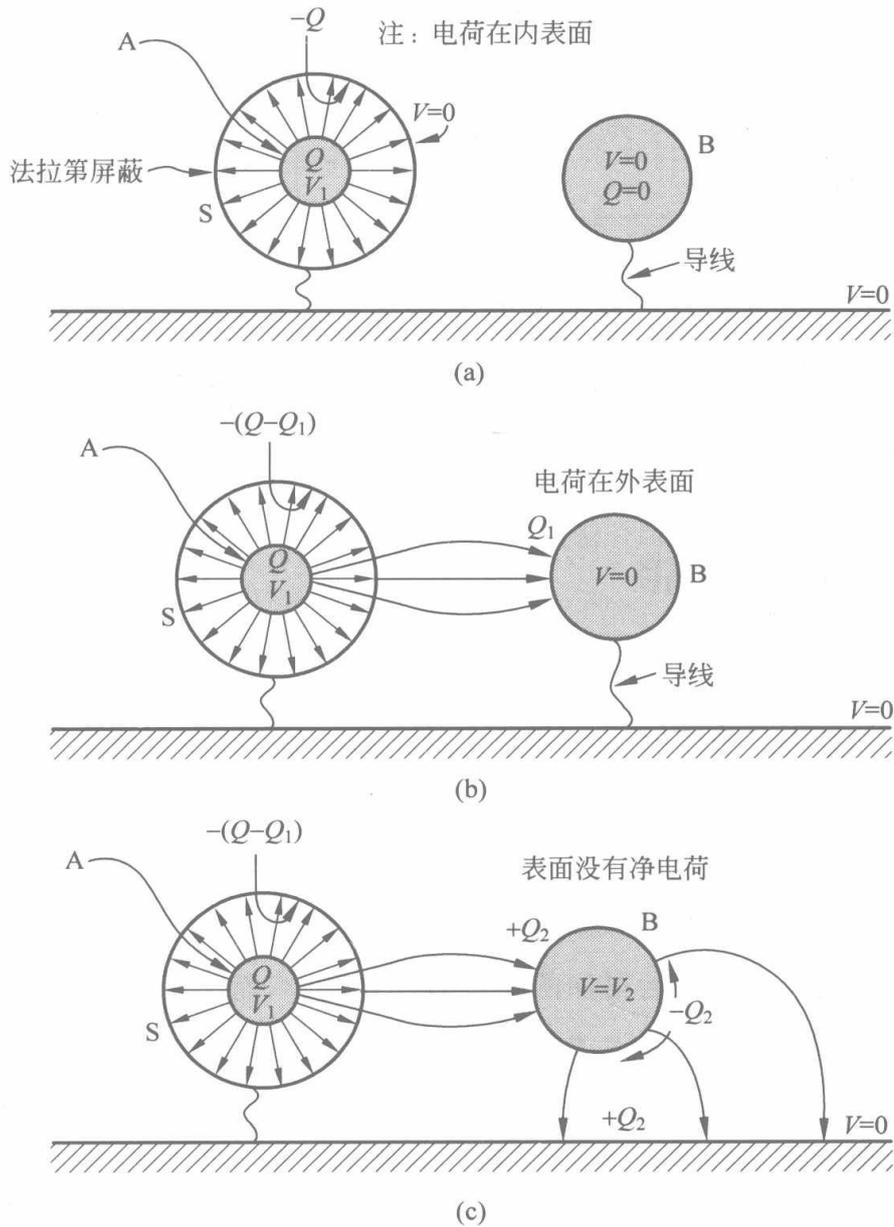


图 1.6 屏蔽电缆的电场形式

注意 导体上流动的面电流并不是电路连接中的电流，导体周围的空间中必定有变化的电场。

图 1.6(a) 中的电场包含在内部。内部电场的变化不会引起临近的导体上感生电流。把电场包含起来称为静电屏蔽。外部导体 A 常称为法拉第屏蔽。一个导体外面有一层导体罩称为屏蔽电缆。后文我们将讨论一种叫做同轴电缆的屏蔽导体。

注意 图 1.6 中电力线终止在电缆的内表面上。如果电压缓慢变化，导致电场改变引起屏蔽层内表面的电流流动。理想情况下，这个电场不会穿透屏蔽层达到其外表面。

注意 屏蔽并不要求屏蔽的导体有外部的连接。如果电场包含起来的屏蔽都是有效的屏蔽，屏蔽并不要求保持为地电势使之有效。

1.9 电场中的储能

在电场中移动电荷需要做功。图 1.3 中两个板之间移动单位电荷需要做的功等于它们之间的电压差。当更多的电荷在这个空间中移动时，两个板之间的电压增加。电荷上所做的功的像势能一样储存。这个能量储存在哪？因为不能储存在导体内部及其表面上，唯一的地方就是板之间的空间中。重力中也存在同样的问题。当一个重物在重力场中升高后增加的能量储存在场中，而不是在物体中。

电荷 dq 上力是 $E dq$ ，这里 E 是电场。假设上板带的电荷为 q ，下板带的电荷为 $-q$ 。电场可以从公式(1.4)中得到是 $q/\epsilon_0 A$ 。当把增加的电荷 dq 移动位移为 h 时需要做的功 dW 为

$$dW = fh dq = \frac{q}{\epsilon_0 A} h dq \quad (1.9)$$

把式(1.9)对电荷从 0 积分到 Q ，移动电荷 Q 需做的总功为

$$W = \int_0^Q \frac{q}{\epsilon_0 A} h dq = \frac{Q^2 h}{2\epsilon_0 A} \quad (1.10)$$

因为 $E=Q/(\epsilon_0 A)$, 功 W 可以写为

$$W = \frac{1}{2} E^2 \epsilon_0 A h = \frac{1}{2} E^2 V \epsilon_0 \quad (1.11)$$

这里, V 是两个导体空间的体积。

注意 电场能量储存在空间体积中。

注意 每一个电路由电压来储存电场能量。

空间具有像弹簧一样来储存势能的特质。导体像控制弹簧的把手一样来对弹簧进行操控。我们不能看到或者感受到,但是我们可以利用空间中储存的能量来做功。没有这些导体的引导,电场能量将会以光速离开空间。

实际电路中的电场样式是复杂的,电场强度在空间中是变化的。为了计算总储能,空间可以被分为小的体积,电场强度接近常量。需要记住重要的事实,单位体积中储存的能量与电场强度平方成正比。在许多实际的问题中,高电场强度区域很重要,几乎所有的能量都存储在这个地方。

空间中点上的电势是个标量,不是个矢量。每一点的电势就是移动实验电荷需要克服系统中所有电荷的阻力所做的功。这个电压值基于公式(1.6)进行求和得到。电场矢量可以通过对该点的电压变化为最大的方向得到。从数学上来说,电压的梯度就是电场强度。

1.10 电介质

下面考虑电场对电介质材料的影响。典型的电介质材料有橡胶、丝绸、聚酯薄膜,聚碳酸酯、环氧树脂、空气和尼龙、前文我们考虑的都是真空中的电场,现在考虑图 1.3 中的两个平行板,如果这中间的空间中充满了绝缘电介质,那么将电荷 Q 从一个板上移动到另一个板所做的功将减少。这意味着绝缘材料中的电场将减小。这

个减小的因子 ϵ_R 就是有名的相对介电常数。电介质媒介在两个平面间的电场强度为

$$E = \frac{Q}{A\epsilon_0\epsilon_R} \quad (1.12)$$

如果空间中首先充满空气，电荷 Q 产生的电压为 V 。当电介质材料填充在板之间，电压将会降到 V/ϵ_R 。如果电压重新增加到 V ，表面电荷的总量将会随着因子 ϵ_R 数增加。

注意 空气中的相对介电常数为 1.0006。

注意 电容器中常采用电介质材料增加每单位电压的电荷量。

1.11 D 场

通常采用两种量来讨论电场。两点之间的电压决定 E 场强度。第二个电场量，称为 D 场，与电荷直接相关。在真空中 E 场和 D 场方向图完全一致。在电介质的区域中， E 场强度在电介质接触面改变。 D 场起始于电荷，终止于电荷，但是电场强度在电荷自由边界处不变。图 1.1 中，如果电荷 Q 位于电介质媒介中， E 场将会减小，减小的倍数等于相对介电常数。新的 E 场可以写为公式(1.13)：

$$E = \frac{Q}{4\pi\epsilon_0\epsilon_R r^2} \quad (1.13)$$

这个电荷产生的电场中的储能随着相对介电常数的增大而减小。

图 1.7 中给出了两个平面之间的电场形状，其中一半的空间中介电常数为 8。如果总的空间间距为 10cm，电介质材料的介电常数为 8， E 场方向图必须有所改变以保证总的电压差为 10V。相应的 E 场中电压为 $E/8 \times 5\text{cm}$ 和 $E/1 \times 5\text{cm}$ 。很明显，开放空间中 E 是 8.9V/cm，电介质材料中的 E 是 1.1V/cm。通过空气中电压为 8.9V，电介质中的电压为 1.1V。现在空气中的电场强度是 $8.9\text{V}/5\text{cm} = 1.78\text{V}/\text{cm}$ 。在电介质材料插入前空气中的电场强度为 1V/cm。这意味着加入电介质增加了平板间的电荷量为 78%。注意，主要的能量存储在空气空间中而不在电介质中。

图 1.7 中, D 场从顶部到底部是连续的。如果空气中 E 等于 D/ϵ_0 , 则在电介质中:

$$E = \frac{D}{\epsilon_R \epsilon_0} \quad (1.14)$$

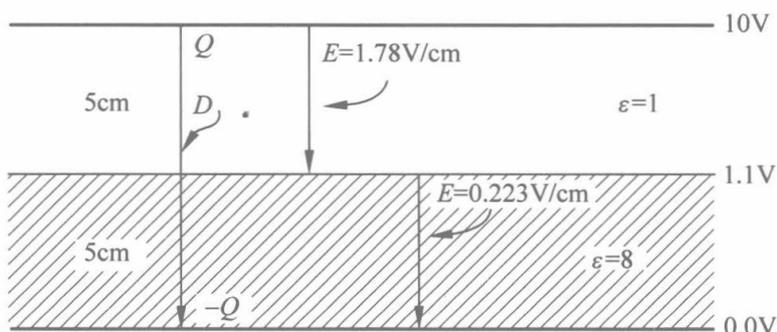


图 1.7 电介质中的电场形状

注意 D 场来自电荷, 不受电介质的影响。

注意 电场能量储存在 E 场中。

在高压变压器中, 油电介质常常用来降低导体周围的 E 场。 E 场降低有助于减少起电弧的机会。而且油可以起到把绕组中的热量带走的作用。

1.12 电容

电荷与电压的比值就是电容量 C 。电容单位为法拉(F)。1 法拉电容器在电压为 1V 时储存的电荷量为 1 库伦(C)。图 1.1 中的球体表面电压与储存的电荷 Q 关联。电压 V 等于 $Q/4\pi r\epsilon_0$ 。 Q/V 等于 $4\pi r\epsilon_0$ 。如果球体位于电介质媒介中, 电压 V 降低 ϵ_R 倍, Q/V 等于 $4\pi r\epsilon_0\epsilon_R$ 。在电介质媒介中的球体电容量为

$$C = 4\pi r\epsilon_R\epsilon_0 \quad (1.15)$$

对于图 1.3 中的平行平面来说, 两导体平板之间的电压等于 E 场乘以间距 h 。从公式(1.12)中得到电压为 $V=Qh(\epsilon_0/A)$ 。如果有电介质, Q/V 的比值为

$$C = \frac{\epsilon_0\epsilon_R A}{h} \quad (1.16)$$

电容是几何形状的函数。目前为止，我们只讨论了两种简单的几何体，球体及平行导体面。在实际大多数电路中，几何体是很复杂的，电容的计算就比较困难。重要的是要认识到电容量与3个因素有关：与表面积成正比，与两个面之间的距离成反比，与介电常数成正比。

注意 电容是个几何概念，所有导体几何形状都可以储存电场能量，因此都有电容。

电容概念可以扩展到自由空间中。考虑空间中有方向的立方体，电场线垂直穿过立方体的两个面。如果立方体相反的两个面上有等量极性相反的电荷，电场线将会没有差别。两个面之间的电压等于 E 场乘以穿过立方体之间的距离。因此，我们根据等效面电荷和电压差的比值得到电容量。

注意 除了导体，自由空间也有储存电场能量的能力。空间体积具有电容。

因子 ϵ_0 称为自由空间的电容率等于 $8.85 \times 10^{-12} \text{ F/m}$ 。考虑印刷电路板走线在地平面上的电容。如果间距 h 是 5mm，走线是 10mm 宽和 10mm 长，走线的面积等于 100 mm^2 。 A/h 的值是 20mm 或 $20 \times 10^{-3} \text{ m}$ ，如果相对介电常数为 10，走线和地平面之间的电容等于 $(A/h)\epsilon_R\epsilon_0 = 177 \times 10^{-12} \text{ F}$ 或者 177pF。

有意思的是，可以把地球看作一个导体计算其电容。地球的半径是 $6.6 \times 10^6 \text{ m}$ 。利用公式(1.15)计算电容为 $711 \mu\text{F}$ 。

1.13 互容

互容(mutual capacitance)经常针对漏电容或寄生电容。在大多数实际电路中，电场形状是复杂的。任何导体上的电压意味着具有自身电荷以及能在其他导体上感生电荷。对于小几何形状的元素，寄生电容储存了大部分电场能量。

任何导体上的电荷与电压的比值称为自身电容(self capacitance)。图 1.1 和图 1.4 就是自身电容的例子。图 1.6(b)是个互容的例子。导体 2 上的感生电荷与导体 1 上的电压比值称为互容。测量电容要求在被测导体上加实验电压而其他导体

必须是零电势。互容 C_{12} 就是导体 2 上感应电荷与导体 1 上电压的比值,且 $C_{12} = C_{21}$ ^①。所有互容值是负的因为正的电压感生电荷总是负的。图 1.8 给出了一些简单几何体的互容。

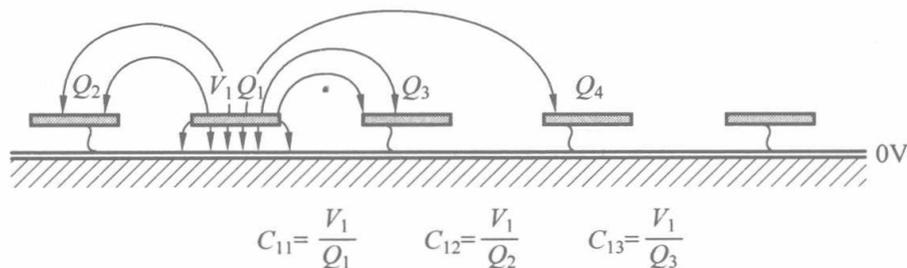


图 1.8 地平面上方的几个走线之间的互容

电压 V_1 放置在走线 1 上,走线 2,3,4 电压为零。地平面电压是零伏。电容 C_{11} , C_{12} , C_{13} 和 C_{14} 分别是 V_1/Q_1 , V_1/Q_2 , V_1/Q_3 和 V_1/Q_4 。互容 C_{32} 是 V_3/Q_2 的比值。

互容是电路几何体的函数。这些电容经常限制或决定了电路性能。在集成电路运算放大器中,互容是设计的基本部分。它们可能确定了电路的带宽及电路稳定性。

1.14 位移电流

图 1.3 给出了两个平板导体。如果上板放置电荷 Q ,下板必定存在电荷 $-Q$ 。电荷与上板电压的比值就是这个几何体的电容。这个几何体是许多小型商业电容器的典型形状。

如果电容平板上储存的电荷随着时间线性增加,那么电压差 V 也将会是线性增加的方式。恒定电流源能够提供这个增加的电荷,等效电路如图 1.9 所示。

通常用标准电路符号 C 来表示这个电容。电路中电流流动可以从两种方式观察。第一种观点:电子流动到电容器平板上,但是它们没有穿过电介质。第二种观点:回路分析中电流穿过电容器。哪个观点是正确的呢?两个观点都是正确的,它

^① 互容很小测量起来存在困难。其中一个测量方式是利用改变的电压(正弦电压)来观察变化的电荷的电流。电流的测量以测量其串联的电阻电压的方法。漏电容诸如低到 0.1pF 可以这样测量。电容的测量要求仔细考虑屏蔽问题。

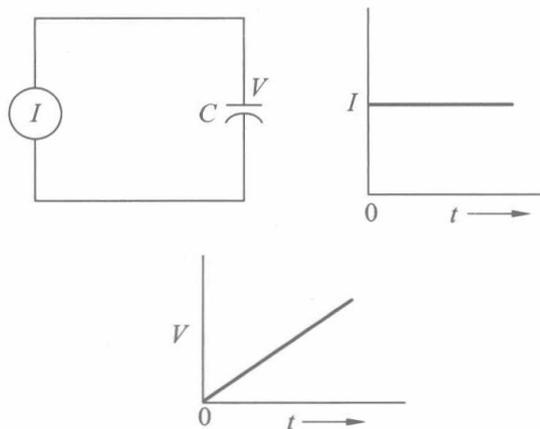


图 1.9 恒定电流源供电的电容

们提供了介质中的变化电场的正确解释。当平板上积累的电荷 Q 增加时,电介质中的 D 场也增加。这个变化的 D 场等于电流流动。我们把变化的 D 场看作是位移电流(displacement current)。这是麦克斯韦波动方程的描述。

注意 空间中 D 场的变化等于空间中位移电流的流动。

要知道,我们在某些时候并不能利用物理规律——物理规律在任何时间以及任何工作频率都工作。电路理论不针对电场,但是当有电压差时就会起作用。后面我们将讨论电磁辐射。场能量或者辐射以电场或磁场的方式离开电路。在电容器中变化的电场的电流和磁场是相互关联的。在第 2 章将指出:变化的磁场需要一个电场。换句话说,这些变化的场之间是相互关联的。电容器上的辐射所带走的能量,同时存在电场和磁场的形式。很明显,对电容器辐射的理解是比较困难的。

1.15 电容器中储存的能量

根据公式(1.9),电容器中电场储能为 $\frac{1}{2}E^2\epsilon Ah$ 。如果用 $E=V/h$ 替代结合公式(1.4)中的 $E/\epsilon A=Q$,我们可以得到用电荷和电压表示的电场能量 E :

$$E = \frac{1}{2}QV \quad (1.17)$$

可以用比值 $C=Q/V$ 替换公式(1.14)得到两个等效的储能表达式:

$$E = \frac{1}{2}CV^2 \quad (1.18)$$

$$E = \frac{1}{2}Q^2/C \quad (1.19)$$

1.16 电场中的力

电场能量存在于单个电子之间的空间中。图 1.1 中,电子在球体表面移动直到它们均匀分布在表面。实际上,它们自动进行排列从而保证电场中储存最少的能量。在许多方面都具有这样的自然特性。实际上,所有的静态场展示了在其几何体限制范围内具有最小储能场。对于导体上的电荷集体来说,电场只有一种排列方式——储存的能量最小的方式。

注意 如果有一条路径,自然会沿着这条路径使系统中储存的势能减小。

如果电容器平板之间距离更近,电容容量将增加。公式(1.19)说明如果电荷 Q 固定,较大的电容容量储存较少能量。这意味着有一个力作用在两个板之间试图减小板之间的距离从而减小储存在系统中的势能。可以认识到这个功等于力乘以距离。可以简单地得到力的表示就是功除以相应的距离。

功放就是根据这个原理工作。通过在两个金属板上加上音频的电压信号,可以使它们之间空气振动。电压差需要有几百伏。 E 场必须基于直流电,这样不会有 2 倍的频率。

1.17 电容器

电容器是储存电场能的器件。电路工程师有广泛选择电容类型及容值的机会。有许多不同制作类型、电介质材料及电压等级的电容器。电容值的范围很宽广,从

几个皮法到 1 或 2 个法拉的 12 个等级。在常用的电路中储存电能的电解电容器在 $100\mu\text{F}$ 范围内。电容值为 $0.01\mu\text{F}$ 的电容器常用在电路板中为数字电路本地供电。许多电容器为油浸缠绕电容,如图 1.10 所示。引线制作在圆柱箔相反的端部。许多电容器中,导体包含真空作为电介质。这个技术的例子是金属化 Mylar。导体表面是不规则的,用以增加有效的面积,从而增加电容量。电解电容利用电解液作为电介质。这种类型电容必须用有极性的电压,使电容像导电能力较弱的电阻一样。

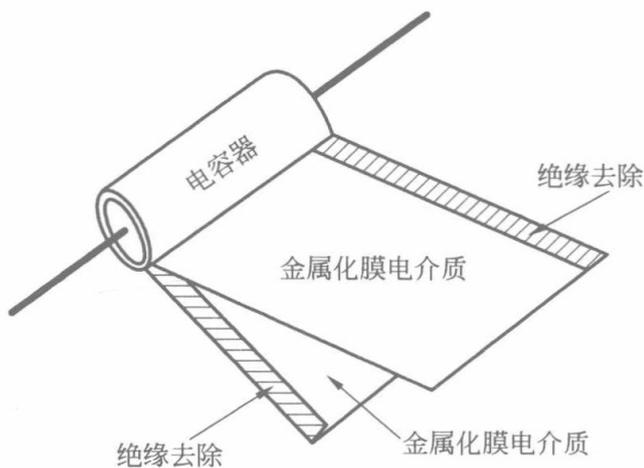


图 1.10 典型的油浸缠绕电容

第 7 章将会对电容工作在较高时钟频率的数字电路中的重要作用做更多讨论。

2.1 磁场

所有人对地球磁场都比较熟悉。指南针利用地磁场来给我们提供导航帮助。我们用磁体进行实验时有这样的体会：在两极之间的空间中有力的存在。如果没有磁效应，将不会有电动机、发电机或者变压器——这些装置是我们进入文明的基础。很容易忘记磁现象同样也是我们的电子电路运行的核心。这里同样从原子开始讲起。

原子中的电子自旋产生了本地磁场。一些元素中的原子结构能够使原子排列而使产生的净磁场离开原子。矿物质中有铁被称为磁矿物可以产生磁场而且引起指南针的转向。

另一种产生磁场的方式是电子的流动。这些电子可以在导体表面流动，沿着电路走线或者在真空中。考虑最简单的几何形状，一个长环形导体。为了验证这种电流产生一个磁场。一个导体穿过一张纸。如果导体上通有直流电，铁屑放置在纸上将会沿着导体为中心形成圆形。一个小的指南针放置在临近导体的空间也会根据磁场形状重新排列。

用字母 H 作为电流产生的磁场。图 2.1 给出了长直导体带有电流 I 在其周围的场 H 的形状。图中电场线形成以导体为中心的圆形，电场线越密的地方，场强越强。这些电场线也称为磁通线。注意，沿着以导体中心的圆上的场强是不变的。

电场强度(磁通强度)等于电场线垂直穿过单位面积的数量。注意,磁场是个矢量场,在空间中每一点的场具有幅度和方向。

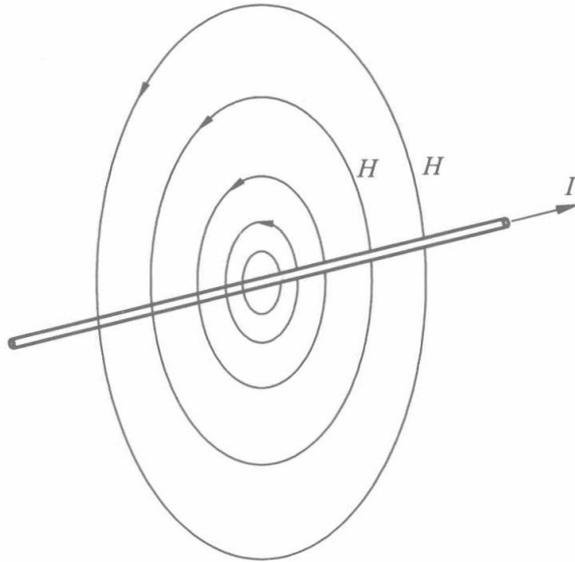


图 2.1 带电流导体周围的场 H

磁场是个力场,这个力只能是一个场施加到另一个场上。如果两个平行导体都带有电流,结果是力将试图使这两个导体移动到一起^①。力的方向,电流流动方向,场线的方向是互相垂直的。

2.2 毕奥-萨伐尔定律

毕奥-萨伐尔(Biot and Savart)定律表明场强度 H 沿着导体闭合路径的积分等于穿过闭合回路的电流:

$$\oint H dl = I \quad (2.1)$$

最简单的路径如图 2.1 所示同心圆的积分,这里 H 是个常数, r 是距离导体的距离。求解可得 H 为

^① 力的方向试图减小电路电感中的储能。这将在本章的后面进行讨论。

$$H = \frac{I}{2\pi r} \quad (2.2)$$

从这个公式可以看出 H 的单位是 A/m(安培每米)。几何形状时场 H 随着距离增加线性减小。 H 的值在距离 r 的地方是恒定的。在长直导体中场 H 随着距离线性减小。公式(2.1)常称为安培定律。

2.3 螺线管

图 2.2 中是螺线管的磁场。注意,在螺线管中磁场强度是几乎恒定的,而外部的磁场强度很弱。利用安培定律通过闭合磁通线的 H 积分为

$$\oint H dl = nIl \quad (2.3)$$

积分不容易求解,因为 H 在螺线管外不是常数。重要的是要认识到场 H 与电流成正比,与螺线管上的匝数成正比。如果只有螺线管内部的场强度 H 与积分量相关,那么 $Hl = nI$ 。

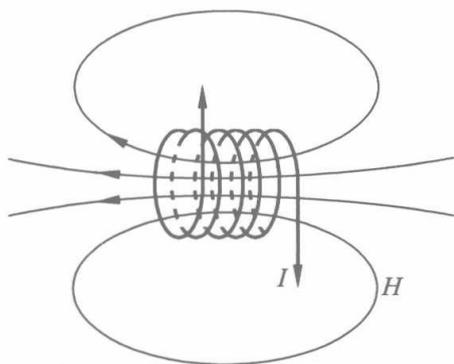


图 2.2 螺线管周围的场 H

2.4 法拉第定律与感应场

当一个导体线圈在磁场中运动时,在线圈断开的两端之间有电压,如图 2.3 所示。电压取决于磁场强度、线圈的匝数和穿过线圈的磁通变化率。当线圈的方向使

穿过其的总磁通量不变时没有电压产生。

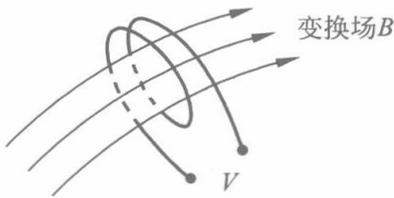


图 2.3 运动线圈感生电压

记住有两个量来对磁场进行测量。场 D 与电荷有关系，场 E 与电场对另外的电场的力有关系。磁场同样也有两个量。如前文所述，场 H 与流动电流成正比。与感应电压相关的场叫做场 B 或感应电场。场 B 与场 H 之间的关系为

$$B = \mu_R \mu_0 H \quad (2.4)$$

这里因子 μ_0 是真空中磁导率， μ_R 是介质中的相对磁导率。空气有一个单位的相对磁导率。因子 μ_0 等于 $4\pi \cdot 10^{-7} \text{T}/(\text{A} \cdot \text{m})$ (特斯拉每安培每米)。铁的相对磁导率在 $500 \sim 100000$ 之间。对于区域中磁场强度不变的磁通量 ϕ ，可以简化为乘积 BA ， B 的单位是 T (特斯拉)， A 是面积，单位 m^2 ， ϕ 是磁通，单位是韦伯 (Wb)。我们将认为这个磁通为“线”。导体线圈的感生电压为

$$V = n \frac{d\phi}{dt} \quad (2.5)$$

这里， n 是线圈的匝数。这个公式也可以写为与场 B 相关的形式：

$$V = na \frac{dB}{dt} \quad (2.6)$$

注意 电压与场 B 之间的关系不取决于所涉及的磁性材料，这个线圈可以在空气中或缠绕在磁性材料中。

公式(2.5)就是著名的法拉第定律。如果感应磁通 B 线性增加，线圈两端必定存在一个稳态电压 V ，反过来一样成立。如果线圈有固定电压，那么线圈内的磁场 B 强度线性增加。这就是著名的楞次定律。这些定律对于空气中的简单线圈，在频率低于几兆赫兹的情况下很难观察到。

在静电场中场 E 是个力场。在磁场中场 B 是个力场。磁场中的电流环上的力

与电流,以及产生磁场的电流成正比。

2.5 电感

定义

电感: 每单位电流产生磁通的比值。

计算典型几何形状的总磁通量是个困难问题。实际可行的计算电感方法采用法拉第定律。回过头来看图 2.2 中的线圈,公式(2.6)表明磁场 B 以恒定比率增加,如果在线圈上施加稳定电压,场 H 和感应电压都与线圈匝数成正比,因此电压 V 与 n^2 成正比。对于空气中的线圈 $B = \mu_0 H$,公式(2.6)可以重写为与变化电流相关的表达式:

$$V = n^2 A k \mu_0 \frac{dI}{dt} = L \frac{dI}{dt} \quad (2.7)$$

这里 k 与线圈的几何形状相关。因子 $n^2 A k \mu_0$ 是线圈的电感 L 。电感的单位是亨利(H)。公式(2.7)表明如果电压 $V = 1$ 伏,对于 1 亨的电感,电流以每秒 1 安的速率上升。亨利是电感中较大的单位,电路中典型的电感范围从几微亨到几毫亨,相应的单位缩写为 mH 和 μH 。在第 7 章中我们将讨论去耦电容器,在皮亨范围内的电感将会非常重要。

如前文所提到的,公式(2.7)中电感是空气中的线圈。大部分商业上的电感器用磁性材料建造。下一节我们将讨论这种建造方式。

2.6 电感中的储能

在电场中,做功与移动一个在电场中的小的实验电荷相关联。在磁场中,一个实验磁场(单极性)是不存在的。在磁场中推动一个电荷是复杂的,这个力导致了圆周运动。计算磁场中储存的功是利用公式(2.7)。电压 V 施加在线圈上导致电流线性增加。在任何时间 t ,提供的功率 P 等于 VI 。功率是能量的变化率或者 $P = dE/$

$dt=VI$, 这里 E 是电感中的储能。因为电压 $V=LdI/dt$, 所以存储在电感 L 中的能量为

$$E = L \int_0^I IdI = \frac{1}{2}LI^2 \quad (2.8)$$

注意 电感器储存能量, 不消耗能量。

电感器端口的电压 V 暗含了电场的存在。因此能量移动进入电感器需要电场和磁场同时存在。这与我们在电容器中放置能量时所发现的情况很相似, 把电荷移动到电容器中产生了一个磁场。我们刚刚说明了在移动能量到电感器中场 E 和场 B 必定同时出现。当把能量从电感器或者电容器移除时这两个量必定再次出现。

法拉第定律表明当线圈与变化的磁场耦合时需要一个电压。这个电压意味着电场能量必定出现。这种能量分布式储存在每个导体元素对线圈中。当一个稳态电流在电感中流动时, 磁通是恒定的。这意味着电压是零, 没有储存电场能量。当一个电路开路电流开始消失时。结果是变化的磁通产生电压, 这个电压开始在线圈内绕组的电容上放置能量。结果是连续流动的电流开始转换成电场能量。

注意 储存在电感器上的能量不能凭空消失, 只能转移到其他地方。

电感器上的场能量为 $\frac{1}{2}LI^2$ 。电容器上的场能量为 $\frac{1}{2}CV^2$ 。考虑一个 1mH 的电感器带有 0.1A 电流。假设并联的电容量为 100pF。储存的能量为 $5 \times 10^{-4}J$ 。当这个能量完全转移到电容上, 电压必须达到 3116V。这个电感及其自身的寄生电容形成的自然频率大约为 500kHz。能量从电感器传输到电容器的时间为 $\frac{1}{4}$ 周期或者 $0.5\mu s$ 。机械触点开断时间远大于 $0.5\mu s$, 结果导致电压击穿空气。对于继电器触点, 这个迅速增加的电压导致电弧的出现。储存在电感器上的能量现在变成光和热散发出去。如果开关是半导体开关, 产生的电压可能将器件破坏。这里有两种吸收储存在磁场中能量方法, 以避免高电压的产生: 一种方法是将反向二极管并联在线圈上以提供电流关断时的续流回路; 另一种方法就是在线圈上并联电容, 这将会降

低自然频率同时减小电压。

注意 电感上的场能量不能在瞬间消失。

2.7 空间中的磁场能量

为了求解空间中的磁场储能量,我们构造一个闭合超导环路的流动电流在增加电流时引起磁场的增加。我们可以利用这个增加的磁场去叠加到一个主超导回路中。当这个增加的回路电路移动距离 x 时,主回路中的磁通 B ,主回路上做的功为 $BHAx$,这里 HA 是增加电流回路的磁通。这个功引起了主回路中电流增加,增加了场强度。为了建立主回路中的场能量,我们必须引进一个小的能量增量。刚开始没有需要做功,因此场 B 初始值为零。当场 B 达到最大值时,每单位电流的功为 $W=BHAx$ 。储存在场 B 中能量所做功的平均值是这个值的一半。因为在真空中 $B=\mu_0 H$,我们可以把储能写为

$$E = \frac{1}{2} B^2 V / \mu_0 \quad (2.9)$$

这里容积 $V=Ax$, μ_0 是真空中磁导率。

空间可以储存磁场能量。在这个意义上每个空间体积都有电感值。这与静电场中情况相对应,每一个空间体积都有电容值。

带电流的隔离导体周围有磁通存在。单位长度的磁通定义为单位长度的电感。图 2.4 所示的圆铜导线的电感是长度的函数,而基本上与导体直径无关。在频率为 10MHz 时,20 英寸长的 #19 导体约为 120ohms。20 英寸长的 #0000 导体约为 48ohms。三个并联的 #19 线间距为几英寸时约为 30ohms。很明显看出铜的数量并不是问题。铜的几何形状使这些值不同。在高频时基本上不可能把两点短接在一起。这个将在本书的后面进行重点讨论。

注意 重的导体不是限制电势差的解决方案,原因是它们不能摆脱场。

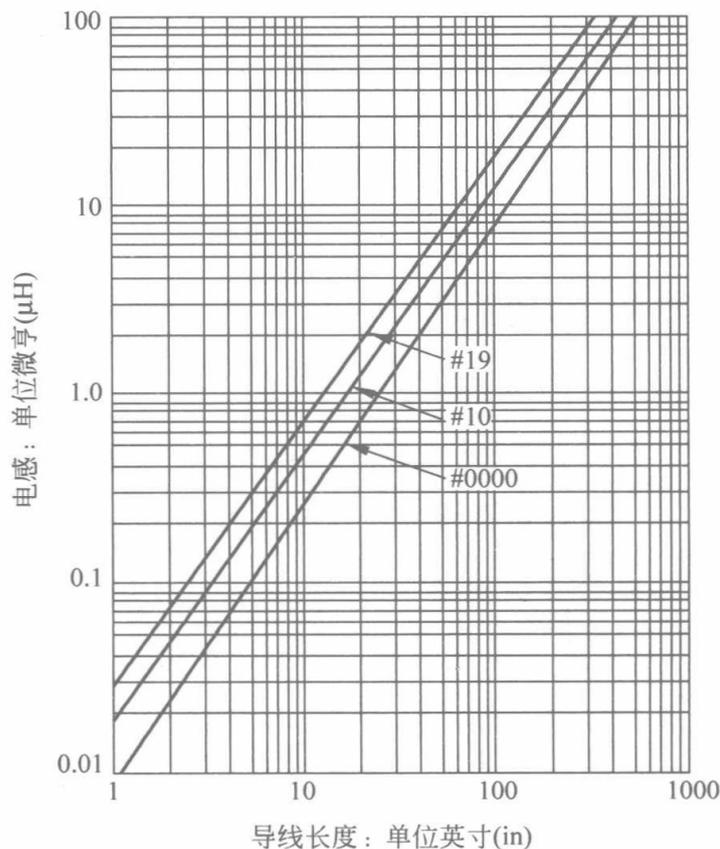


图 2.4 圆铜导体周围电感

2.8 磁路

在设计电动机、发电机和变压器时需要磁性材料。在制作实际的电感器时也会用到这些材料。为了理解磁性材料的作用。我们从图 2.5 中看到导体线圈缠绕在一个简单的磁性材料的环形磁芯上。假设在时间 $t=0$ 时的开始时刻有一个稳态电压 V 在线圈上。

从公式(2.5)中可知电压取决于磁场 B 的变化率或 $dB/dt=V/nA$ 。在典型的电力变压器铁芯中最大的磁场强度大约为 $1.5\text{T}(15000\text{Gs})$ ^①。如果 V 是常值,我们可以计算出经过多长时间磁场强度可以达到这个级别。因为 $B=tV/nA$,当 B 达到

① 变压器设计中常用高斯(Gs)作为单位感应磁场的单位, $1\text{Gs}=10^{-4}\text{T}$ 。

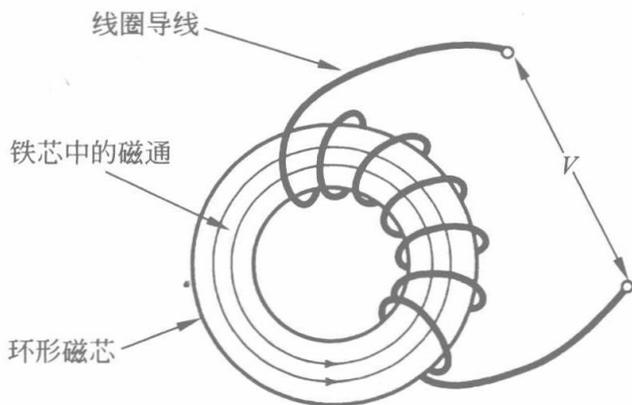


图 2.5 缠绕在环形磁性材料芯的线圈

1.5T 的时间 t 为

$$t = \frac{nAB}{V} = \frac{1.5nA}{V} \quad (2.10)$$

如果面积 A 是 $1 \text{ cm}^2 (10^{-4} \text{ m}^2)$, $V=1$, 及 $n=100$ 匝, 时间 t 为 0.015 s 。这个时间取决于磁芯中的磁体材料类型。

这个场 B 相关联的场 H 可以通过安培定律来决定。假设场 H 在环形磁芯中是常数, 而且我们选择一个闭合路径穿过所有线圈匝数, 可得

$$\oint H dl = 2\pi rH = nI \quad (2.11)$$

$$I = \frac{2\pi rH}{n} \quad (2.12)$$

为了计算 I , 我们需要得到磁性材料 B 与 H 的关系。利用公式(2.4), 有

$$I = 2\pi rB / n\mu_R\mu_0 \quad (2.13)$$

假设 $r=0.1 \text{ m}$, $\mu_R=1$, 设 $\mu_0=4\pi \cdot 10^{-7}$, I 的值为 7500 A , 很明显这个等级的电流是不可接受的; 如果磁芯材料的相对磁导率为 50000 , 电流减小到 0.15 A , 则是可接受的数字。

场 B 所需的电流称为磁化电流。如果没有磁性材料, 这个例子中的电路就没有实际价值。如果材料的磁导率无限大, 磁化电流的值为零, 理想变压器就不需要磁化电流。

有趣的是, 计算磁性材料中的储能来决定电感的几何形状。环形体的体积 V 接近为 $2\pi \cdot 10^{-5} \text{ m}^3$ 。举个例子, 设置最大 B 等于 1.5 T 。利用公式(2.9), 设置 $\mu_0=4\pi \cdot 10^{-7}$, 如果 $\mu_R=50000$, 能量 E 是 $4.5 \cdot 10^{-3} \text{ J}$ 。利用关系式 $E = \frac{1}{2} LI^2$ 计算得到电感

值为 0.4H 。这是一个不实用的电感器，因为只能存储 $4.5 \cdot 10^{-3}\text{J}$ 能量而且在电流为 150mA 时磁芯已经接近饱和。

2.9 带气隙的磁路

下一步我们考虑在图 2.5 中的磁路放置空气间隙的影响。如图 2.6 所示，当线圈上施加电压 V 时，根据法拉第定律磁场 B 将会增加。气隙对磁场 B 的建立没有影响。记住磁场 B 沿着磁路是连续的。磁性材料中场 H 是 $B/\mu_0\mu_R$ 。气隙中的场 H 是 B/μ_0 。注意，场 H 在气隙中大于磁性材料。

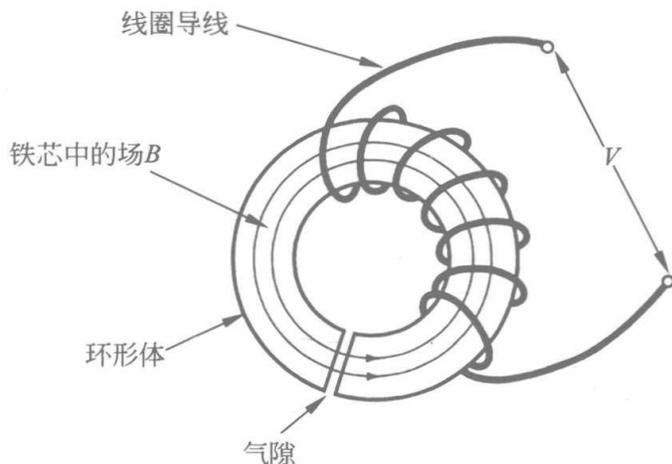


图 2.6 带有气隙的磁路

场 H 在气隙中必须为 B/μ_0 ，或者 1.5T 除以 $4\pi \cdot 10^{-7}$ ，或者 $1.19 \times 10^{-6}\text{A/m}$ 。对于 100 匝，电流需求减少 100 倍。在气隙长为 10^{-3} 中建立场 H 需要的电流是 11.9A 。如果磁性材料中建立这个场所需的电流还是以前的值 (150mA)，总的电流值将为 12.05A 。

气隙中的储能为 $\frac{1}{2}B^2V/\mu_0$ ，这里气隙体积为 $1\text{cm}^2 \cdot 0.1\text{cm} = 10^{-5}\text{m}^3$ 。这个能量为 $1.12 \cdot 10^{-5} / 4\pi \cdot 10^{-7} = 8.75\text{J}$ 。在没有气隙时储能为 $4.5 \times 10^{-3}\text{J}$ ，它是很小的数值。电感计算利用公式(2.8)为 0.241H ，是很大的数值。

注意 磁场能量大部分储存在空气中而不是在磁性材料中。

注意 对于几何体中包含空气和电介质的情况,电场能量主要存储在空气中,如图 1.7 所示。

环形磁性材料保证场 B 能量主要集中在气隙。磁场沿着导磁材料的路径,而这路径上的能量比在空气空间周围利用的少。这是另一个例子,自然中场的配置是储存最少的能量。在这个例子中,场 B 接近最大值。如果磁性材料开始饱和,储能的能力就丧失了。当磁性材料饱和时,相对磁导率为 1。

图 2.6 中带有气隙环形铁心,称其为电感器。在不同频率下,电感器的品质取决于磁性材料的类型及线圈的绕制方式。

2.10 小电感器

在微亨级范围的电感器通常绕制在小的圆柱体磁芯上,磁通路径就是电感器周围的空间。因为很少的能量存储在磁性材料中,这些电感器中的能量主要存在于其周围的空间中。一个导体穿过一个或几个铁氧体磁珠可以形成一个电感器。电感量在纳亨(nH)级别。1nH 电感在 1GHz 时只有 6.28ohms。这个等级的电感只在非常低阻抗电路中有效。如果有任何低频电流在这个导体中,磁芯就会饱和。这种磁芯用来隔离导体,来减少一些耦合。在这种情况下,磁性材料是不需要的。重要的是要认识到大部分的磁性材料的相对磁导率在几兆赫兹以上是急剧下降的。

2.11 自感和互感

电流产生的磁通能够耦合到周围电路中。这个耦合的磁通称为漏磁通(leakage flux)。这个在第二个电路中耦合的磁通与产生它的电流称为漏磁或者互感(mutual

inductance)。符号 L_{12} 代表了电路 1 中的流动电流与电路 2 中耦合的磁通。符号 L_{11} 代表了自感(self-inductance)。图 2.6 中的电感器自感为 0.241H。在这种情况下，电感器的磁通与它自身的线圈耦合。

图 2.6 中，有一个与带电流导体相关的场 H 。这是场 H 的漏磁通，没有经过磁芯所在的磁路。这意味着电路与环形体很近从而能够与这个场耦合。在气隙周围的漏磁通应该很多。许多电感器利用杯形磁芯。在这种几何体中，气隙在磁性的正中心，漏磁通量可以很好地控制。

电路符号中的电感意味着场能量存储在电感器中。小容量的电感器(微亨)经常在器件周围空间中储存一部分的场能量，一些场辐射出去不能回到电路中来，这是电路理论没有包含的情况。下一章将讨论辐射。

2.12 变压器的作用

当一个稳态电压连接在图 2.5 中的线圈上，磁通 B 随着时间线性增加。从公式 (2.10) 中看出，如果 $n=100$ 匝，电压为 1V，场 B 将在 15ms 后到达 1.5T。如果电压是 10V，时间将为 1.5ms。当场 B 达到 1.5T 时我们可以改变电压极性。极性改变之后磁通密度开始减小。在另一个 1.5ms 时间后磁场强度又为零。再过 1.5ms，磁场强度为 -1.5T。在这一点，如果有第二次电压极性反转，磁通将会在下一个 1.5ms 重新回到零点。整个周期时间为 6.0ms。如果这个周期连续不断重复下去，结果波形是个频率为 166.6Hz 的方波。我们讨论的场 B 独立于磁芯材料的磁导率。磁通形式以及线圈电压如图 2.7 所示。

图 2.7 所示的方波电压没有直流分量。理论上，如果有直流分量在上面，磁芯将在几个周期饱和。实际情况中微小的直流分量也是可以接受的。不利结果是磁化电流流动非对称性以及电压波形的一些畸变。

注意 磁化材料用来限制磁化电流。

现在考虑如图 2.8 所示的带有两个线圈的磁芯。这两个线圈分别叫做原边和副边。如果原边线圈施加电压,我们描述过的场 B 与这两个线圈耦合。一个示波器接在副边线圈上将会看到频率 166.6Hz 的方波。因为原边方波电压波形幅值为 20V,副边电压也是同样的数值。如果副边匝数增加到 200,电压将达到 40V 的幅值。如果原边和副边的匝数同时加倍,电压将不会变化。区别在于最大磁场 B 为 0.75T。因为磁化电流与场 H 成正比而与线圈的匝数成反比,磁化电流将减小到 1/4。

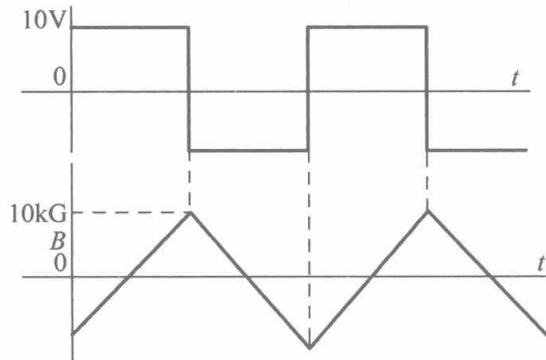


图 2.7 变压器施加方波电压波形时的磁通形式

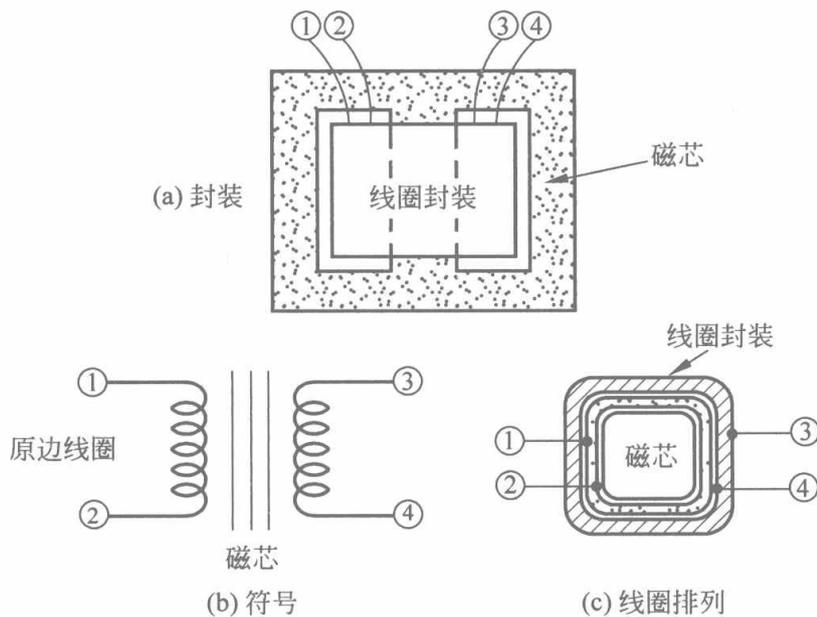


图 2.8 一个磁芯带两个线圈构成的简单变压器

如果一个负载电阻放置在副边线圈上,电流流动服从欧姆定律 V/R 。为了保证净场 H 是常数,必须有同样的安培匝数电流在原边流动。如果原边是 100 匝,副边

200 匝，副边电流为 0.1A，那么原边电流为 0.2A。原边线圈电流必须等于磁化电流加上负载电流。在一个设计良好的变压器中磁化电流数值保持在负载最大电流的百分之几的量级。通常认为磁化电流产生了磁性材料中的场 B 。

储存在磁性材料中的能量在我们称为磁化电感中。理想上电流在电感器中流动没有热量产生。这里有一些热量损失因为磁化电流经过原边线圈的电阻。当这些电流与变化的磁场相联系时，磁性材料有涡流损失（见 2.14 节）。考虑 10kW 变压器的热量损失，损失 1%（100W）将是一个优秀设计。这个数量的热量可以引起变压器中心的温度上升，经常需要在这个容量的变压器中加上风冷冷却。

在变压器中，副边负载阻抗反映为原边乘以匝数比的平方。上例中匝数比为 1:2。一个 $100\ \Omega$ 的负载电阻反映在原边作为一个 $25\ \Omega$ 的负载。为了说明这是正确的，考虑一个副边电压 10V，电流 0.1A 或者功率为 1W。在原边，电压为 5V，电流为 0.2A。原边电压源看作电阻为 $5\text{V}/0.2\text{A}=25\ \Omega$ 。

实际变压器在线圈加工过程中有串联漏电感和并联电容。这些电抗可以看作是原边电压的负载。电抗负载通过变压器的匝数比的平方折算到原边。这意味着副边漏电感乘以匝数比的平方而副边电容除以匝数比的平方折算到原边。图 2.9 给出了变压器的等效电路。图中给出的变压器符号是个理想变压器，匝数比为 1:n；磁化电感为 L_M ；线圈的电阻分别为 R_P 和 R_S ；与原边线圈和副边线圈相关联的电容分别为 C_P 和 C_S ；漏磁通相关联的电感为 L_P 和 L_S 。这里需要指出，这些数值都是经过与变压器原边进行匝数比平方折算过的，副边的漏电感和漏电阻除以 n^2 ，副边并联电容乘以 n^2 。

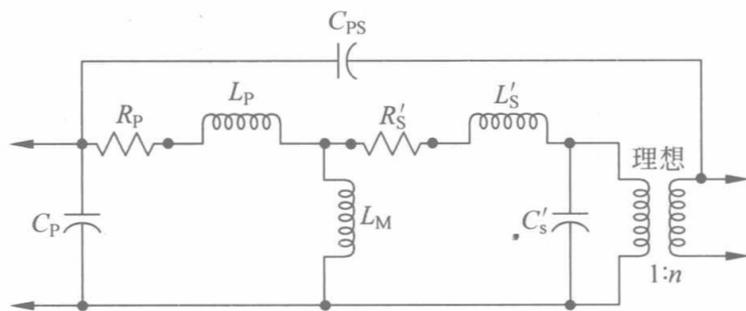


图 2.9 变压器的等效电路

负载电流和磁化电流都流经原边漏电感,只有负载电流流经副边漏电感。这意味着漏磁通与负载是关联的。在大负载变压器装置中,负载电流可以达到几百安培。这些变压器中的漏磁通干扰一些计算机的显示器或磁存储器。在设计变压器时,限制漏电感的方法可以利用原副边线圈的交叉以充分利用磁芯材料,这样可以减小每伏匝数。

变压器线圈关联的并联电容与电场中储存的能量相关,如果导体上有电压差,必定存在场 E 。沿着导体上的每一导体元素与其他的导体元素的间距与电压差决定了储存的场能量。绕制线圈时起始匝数和末端匝数距离太近将会增加电场中储存的能量。在一些电力变压器中起始端和末端是分开的以避免电压击穿。大部分场能量是存储在空气中,因此电介质对寄生电容的影响不大。原边和副边线圈之间的电容是个复杂问题将在后面进行讨论。图 2.7 中这个互容为 C_{12} 。

变压器的磁化电感的测量可以通过副边线圈开路得到。结果取决于电压等级和频率的选择。漏电感的测量可以通过对原边线圈测量,这时所有副边线圈短路。测试电压必须为额定电压的很小的一部分。

当一个电压外加在变压器原边线圈上时,有一个电场存在。当电流建立起来时有一个磁场。变压器通过能量传输时这两个场同时出现。如我们所看到的,在电容器中或电感器中储存能量需要电场和磁场同时存在。变压器要求电场和磁场同时来把能量从原边传递到副边。

2.13 磁滞和磁导率

磁性材料中场 B 和场 H 的关系不是线性的。图 2.10 给出了典型材料的 $B-H$ 曲线。最大的 B 和最大的 H 的比值是一个测量的磁导率。典型的 $B-H$ 曲线给出了在磁场 B 是正弦变化的情况。注意,这个测量的磁导率随着最大的 B 而变化。 $B-H$ 特性也随着原边电压和频率而变化。这意味着磁导率图是个近似测量,具有复杂的关系。在磁场中有大量的磁性材料可用。一方面,在小的场 B 值时,高硅变压器钢没有高的磁导率;另一方面,在小的场 B 值时,坡莫合金(Mumetal)具

有非常高的磁导率。但坡莫合金价格高昂,使用起来有些困难。铁氧体材料在高频时有优良的磁导率。磁性材料的制造商提供给设计者的磁滞曲线以供利用材料的期望性能。

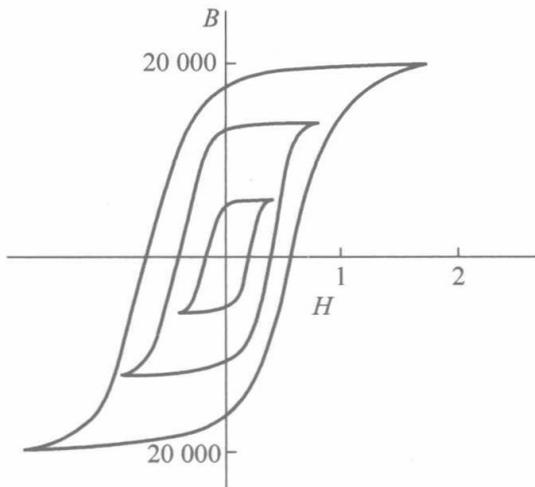


图 2.10 典型磁滞曲线

B 和 H 的非线性关系意味着如果场 B 是正弦的,磁化电流不是正弦的。因为磁性材料达到饱和,如果在磁化电流增加到很大数值时。对于小型电力变压器,磁化电流的 I_R 减小能够导致副边电压波形畸变。在这种情况下, B 和 H 都是非正弦的。

在变压器中,磁通密度最大点发生在电压过零的时刻。如果磁芯饱和,将会在电压过零点之前产生过多的磁化电流。这可以作为本课程中干扰的典型特征。如果电压畸变发生在电压的峰值时刻。这个问题通常同整流器上的电容器上需求的峰值电流相联系。

2.14 涡流

考虑一个带有磁性材料的导体中的闭合圆环形路径。如果穿过环形路径的场变化,一个电压必然产生。这个电压在材料中导致涡流流动而产生热量。这个感应电流的环流动在变化磁通线的周围。限制这个电流流动的一个方法就是采用薄绝

缘叠层加工成磁芯。典型的应用是,在 60Hz 时,采用 15 mil 的叠层,而在 400Hz 时,叠层的厚度为 6 mil。这些薄的叠层打断了电流路径但并没有明显降低磁芯效率。

在高于 400Hz 时,变压器优先采用的磁芯材料是铁氧体。铁氧体是用性能良好的粉末状磁性材料混合制成的。当这个混合物烧结后,其材料特性类似陶瓷绝缘材料。这种磁性材料的涡流损失非常低。直流-直流变换器利用铁氧体磁芯变压器,因为它们优良的高频特性。图 2.11 给出了一个典型的铁氧体杯形磁芯的组成。

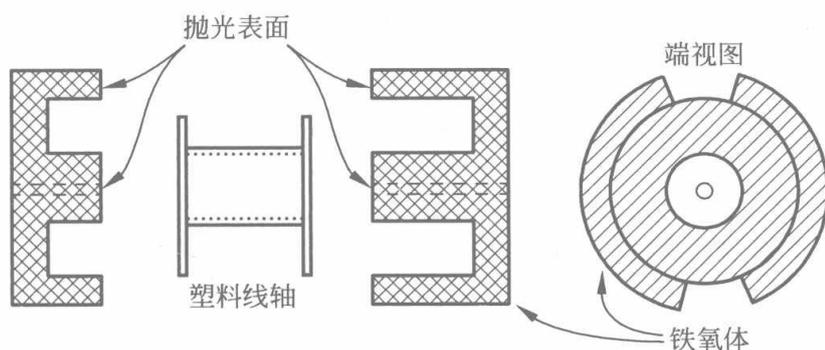


图 2.11 铁氧体杯形磁性结构

变压器线圈绕制在线轴上,线轴安装在磁芯的中心的腿上。杯形磁芯也可以具有中心气隙的结构。这个排列结构是加工电感时的一个思想。如我们曾经看到的,气隙减小磁芯的有效磁导率但是提供了能量的储存。在变压器的应用中气隙是不需要的。为了减小气隙,层叠之间的面是精细加工和抛光。这些杯形磁芯一般是叠层提供的。

2.15 电能的传输

一般认为导体用来运输能量,这在电路理论中是毋庸置疑的。但实际上,导体本身是不能传输和储存能量的。我们已经讨论了电压和电流及其相关的场,我们看到这些场能够储存能量,同样这些场也可以传输能量,而导体只是为能量流动路径提供了方向指引。我们看到,这两个场是把能量放置在电容器、电感器或者电力变

压器上。这两个场是能量在两个导体上转移能量的根本原因。例如，手电筒中的直流电有这两个场，200kW 的配电系统中也有这两种场。图 2.12 给出了手电筒中相关联的场。

注意 电力并不是在导体中传输的，电力是在导体周围空间中的电场和磁场中传输的。

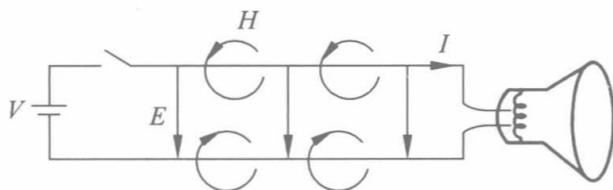


图 2.12 手电筒中相关联的电场和磁场

事实 导体的作用是为场路径提供方向。

可以通过电压变化的形式传递“信息”，这个变化意味着变化的电场。一个变化的电场意味着位移电流以及相关的磁场。磁场虽然很小但是必须存在。

注意 电气“信息”的传递需要同时存在电场和磁场。

2.16 坡印亭矢量

电能的流动需要电场和磁场同时存在，如果能量在空间或导体之间传输，这两个场同时存在。在空间中的任一点的电能乘以面积增量等于场 E 和场 H 的矢量积。这个乘积称为坡印亭矢量(Poynting's vector)。这是个矢量，因为在空间中的每一点都有幅值和方向。经过这个面积上的总电能就是坡印亭矢量在那个表面的积分。图 2.13 给出了两个导体传输能量时的坡印亭矢量 P 。场 E 单位为 V/m ，场 H 的单位为 A/m ，乘积的单位是 $V \cdot A/m^2$ 。

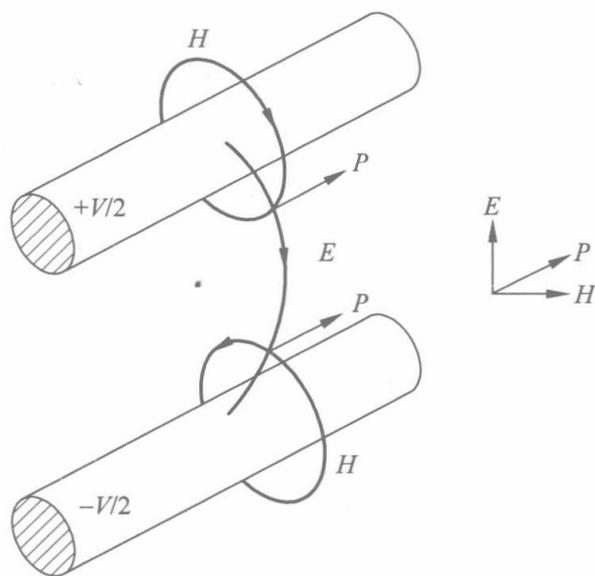


图 2.13 两个平行导体传输电能的坡印亭矢量

2.17 传输线概述

传输线理论最初被射频工程师用来解释能量如何从传输管发出到传输天线的接收的过程。这些传输线经常只是一对开路导线。设计的目标是避免反射以及传输最大的能量到射频天线。这个理论经常用集总参数符号,也就是分布式电感及电容来描述导体。这些符号倾向于施加了一个观念,能量是存储在这些器件中,但是实际情况不是这样。与开路传输线相关联的是两个导体中间的场但是一些场能量离开进入到周围空间中。在后文我们将会讨论到,一些能量通过辐射逃离。

印刷电路板上的走线是小的传输线。这些走线辐射一小部分能量。因为单个电路板上走线有几千条,因此这个辐射必须要考虑。这个主题涵盖在第7章中。波的速度为 $(LC)^{-1/2}$,这里电感和电容的值是测量的一对走线上每单位长度的数值。为什么场能量沿着一对导体?答案是很简单的,沿着这个路径传输比跳跃到空间中要容易。在60Hz时,电力传输线的两个导体之间很少有能量离开及辐射出去。这个场随着导体到相应的位置。在400Hz时,每英尺的电感限制了电能配送到几百英尺距离。超过这个频率的电能传输必须在导体管内进行。这个导电的导体管称为

同轴电缆。

能量从电池流向负载沿着场的方向。当一个新的负载添加到电路中，场的变化传播返回到电池。电池纠正这个电场，给这个场提供更多的能量。这意味着在电池和负载之间的周围空间中有一个变化的场。根据法拉第定律，电路共享同样的空间，因此电池电路将会与这个变化场耦合。这个耦合叫做干扰。如果电池产生的场限制在较小的值，干扰是可以避免的。如果不是从场的观点看能量的传输，这个耦合的过程不会表现出来。这正如汽车上的实际情形。需求的能量通过场传输。如果需求是个阶跃函数，变化的场引入的干扰进入附近的电缆从而进入硬件中。

注意 场传输的电包含所有的频率(包括直流)，变化的负载引起干扰从而耦合到附近的电路中。

2.18 传输线的运行

考虑图 2.14 中的电池、开关和传输线。当开关闭合时，场 E 沿着传输线出现，电荷流动到第一个增量传输线电容中。流动电荷形成的电流产生了与第一个增量电感关联的单位磁场，这个增量电感与离开和返回导体都有关系。在第二个增量时间，第二个增量电容接收到电荷从而产生第二个磁场增量。在每个增量时间都有同样的电荷，从而产生稳定的电流。净效果是沿着传输线的场能量是波动形式的场 E 和场 H 充满在空间中。典型传输线的波速度大约是光速的一半。

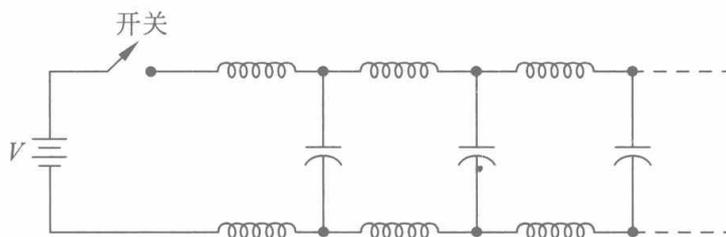


图 2.14 电池、开关和传输线

固定电压源和固定电流源暗含着传输线电阻,这个电阻称为传输线的特征阻抗。这个术语阻抗常常用来保留作为正弦波分析的情况,但是经常被工程师用在传输线中而不考虑波的形式。

2.19 传输线场形式

图 2.15(a)给出了两个平行带电导体周围的场 B 和场 H 的形式。这些导体可能是印刷电路板上的走线。图 2.15(b)给出了一个导体在导电平面的方向图。在导电平面上的场形状和图 2.15(a)中的一样。注意场 E 在导体下面的导电平面的终止形式。这个场的终点表明电流沿着这个面的方向图。不管电压是逻辑信号或者电力配电中这个场形式是一样。图 2.15(b)中的特征阻抗是图 2.15(a)中的一半。

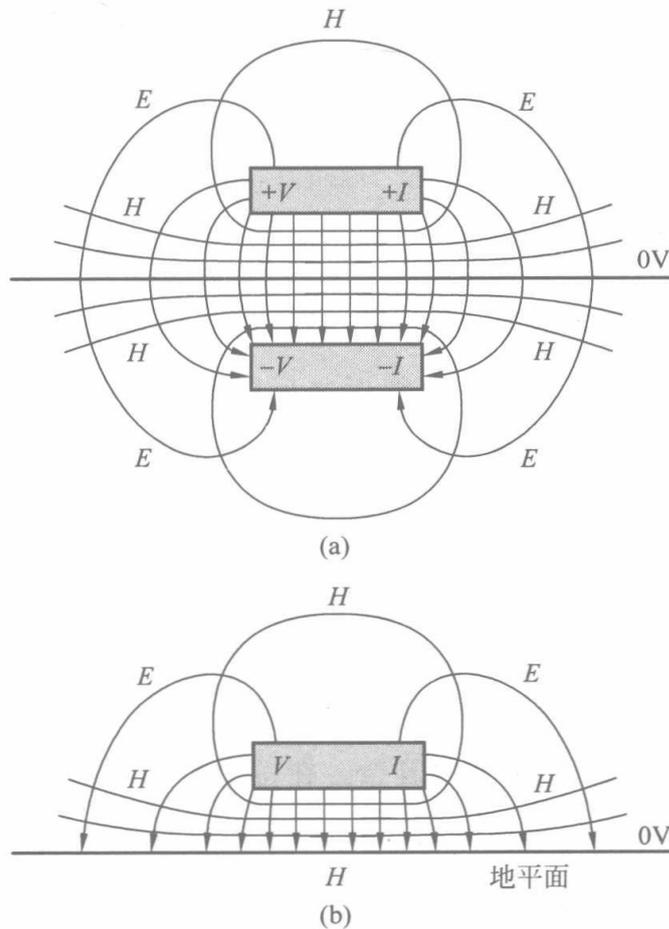


图 2.15 传输线周围的场 B 和场 H 的分布图

图 2.15 只给出了一个波形。任何数量的波形可以在同一时刻的传输来表示。注意，同一时刻的能量流动方向是双向的。

注意 能量不能消失。能量只能消耗在电阻中，或者辐射出去，或者存储在其他器件中——只能转移到其他地方去。

给传输线提供的能量沿着导线流动直到达到导线的终端。这个能量不能丢失或者破坏掉。如果传输线的终端是开路的，这个能量不能溢出到空间中。这引起了反射，意味着能量继续沿着原来的路线反向流动回来。反射波必定抵消了线终端的电流。返回波的坡印亭矢量的场 E 有同样的极性但是矢量 H 必须是反向的。这意味着线终端的电压加倍。反射的前后，电池持续给传输线提供能量。当反射波到达电池，总的电压是不正确的。在这一点，电池电流为零，第二个反射叠加能量到达传输线上。如果没有损失，传输线端部电压将会是双倍电压的方波。传输线的中心电压将是阶梯波。电池端部电压将会不变。实际上，提供传输线来回往返的场能量只是简单的向前向后运动。实际中波形随着特性阻抗快速损失，在几个周期中电压回到一个稳态值。图 2.16 给出了反射波形，这是在没有损耗及拖尾效应的情况。

如果传输线的终端是短路的，第一个反射波将会抵消电压。反射波之后的电流是双倍的。第二个从电池过来的反射波给传输线增加新的能量。现在电池供给的能量是最初三倍。第二个往返之后电流是最初值的五倍。这个阶梯电流持续流动直到保险丝熔断或者导线融化。电流方波的短路电流就是这样发展的。

注意 电压源不能检测到开路或者短路，直到反射波回到电源。

当一个传输线端接它的特征阻抗时，第一个波到达终点时没有反射波。典型数字电路的终端是非线性的，反射波很复杂。在一个时钟周期的逻辑电压必须设定在可接受的电平，从而使下个时钟运行可以进行下去。这个设定过程限制了时钟频率。第 7 章将会讨论更多关于数字信号方面的知识。

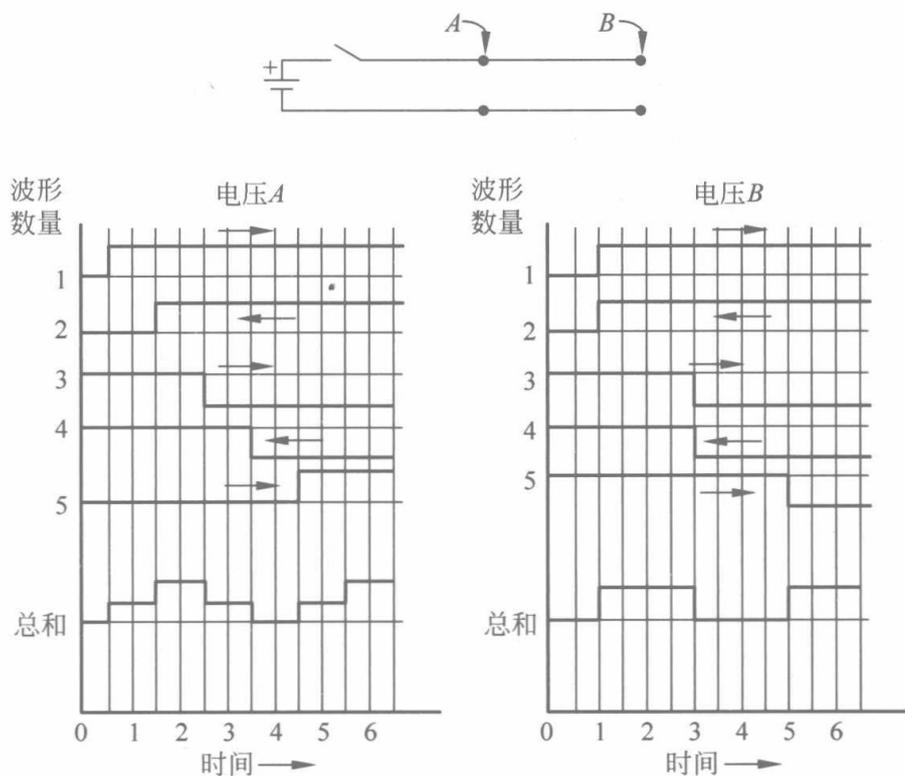


图 2.16 理想开路传输线上的电压波形

2.20 干扰场

下一章我们将讨论公用电源及其对电子电路的影响。第 5 章讨论电源的辐射。在该章中我们将讨论场如何耦合到电路中。这些场来源于电力配送及各种天线。第 6 章中我们将讨论这些场如何进入电子硬件电路的细节。

所有的导体对是传输线。形成成对的导体包括地、金属片、水管、屏蔽电缆、开路导线、建筑钢铁、电话线和电力线。所有这些导体对是非规则传输线具有变化的特征阻抗。许多的端部是短路状态。

从远处的源产生的场能量将会耦合到这种非常规的传输线因为利用导体几何体需要的能量少于在自由空间能量。这个能量差不多从所有不规则的地方反射弹回。光进入房间做同样的事情。在许多面进行反射和吸收。空间中任一点的光强度是很难进行计算。同样在导体装置中的场强度是很难进行计算。

与本地源耦合的场取决于这个源是电场或磁场特性。接近于变化的高压耦合经常是电容性的。接近变化的大电流的经常是磁场性的。在频率超过 1MHz 时，从远处天线的耦合可以近似利用其场强度。在我们的讨论中，在这一点上可以充分地认为几乎所有的耦合与回路面积成正比。在 5.8 节及 5.9 节中将会讨论场耦合的更多细节。

3.1 引言

每一个工程师都花费了大量精力来处理公用电源。公用电源能够影响模拟和数字系统的性能。我们工作环境中充满着与电源相关的电磁场。这个环境包含着许多从远距离天线传来的辐射同样是利用公用电源供电。因为电源场同模拟或者数字系统共享同样的物理空间,这个能量能够进入到电子硬件设备中。正因为这个原因,设计工程师需要理解公用电源在电子干扰中的作用。

电源在宇航飞行器、汽车、飞机或者实验室中表现为不同的问题。在本章中我们将会看到电源在设备中的应用。本章中讨论的许多干扰过程可以应用到每一个运行电源系统中。

3.2 发展

当电力刚刚出现时几乎没有什么规章可循。经常有电源起火或人们从简陋的导线中受到电击事件。当有闪电时,电源线提供了闪电进入设备的路径。在保险公司和国家防火协会的压力下,产生了国家电力规章(National Electric Code, NEC)。这个法案提供了用来控制越来越壮大的电力工业的标准。

电力是现代社会的核心。当电力故障时我们的需求会立即显示出来。保证电源质量是很重要的。政府接受了 NEC 并已经强制其规则成为法律。这个规章也经常修改以适应新材料、新方法以及新流程。这个规章代表了良好的实践并经历了时间的考验。这个规章的每一条不是纯粹的基于学术性的工作。通常经过实践是可接受的,因为拒绝这个将会给电力工业带来明显的困难。

NEC 提供了电力安装时的安全规则,阻止触电及电气引起的火灾。如果故障发生,没有人会触电,断路器将打开电源电路。列出的可以接受并用来安装的材料必须在所有的环境中都能工作,而且要在持续的时间周期中。电源导线必须接地,当闪电通过耦合进入电网后在进入住所或设备前可以找到地线路径。公用地的传输线限制闪电损坏配电硬件。他们的兴趣是给客户提供不间断电源。

使用 NEC 中描述的规则有许多方法。一些可接受的方法比另一些方法在限制电磁干扰方面要好。这个规章不建议如何保证这个规章可以被遵循。因为工程师必须理解干扰的机制。只有这样的知识,才能决定硬件设备和设施如何进行设计。

3.3 术语

NEC 中清楚地定义了电力工程师常用的关键词。这些词语必须有明确的定义才能保证实施规则不被误解。电路工程师的身后不需要一个控制组织,他们的语言是不断进化的。单词“地”对电力工程师意味着与地连接或与之等效。单词“地”对电路工程师来说意味着变压器副边的电力公共点或者是浮动电路的参考导体。为了讨论电力线在电子产品中的作用,在本章中我们将利用电力工业中的定义。从而当我们在后面利用这些词语描述电路的时候少一些障碍。下面给出了与电力相关的 12 个关键词。

(1) 地：与地相连或者等效的连接。

(2) 设备地：所有保护导体可能与电源线连接,这包括管道、设备外壳、机架、插座壳、沟槽、裸导线以及绿色导线。绿色导线在电力线中是等效地,是不传输电流的,在电力线中没有其他的电力线可以是绿色的。

(3) 接地导体：传输电流的一个电力导体，标称电压是零伏，经常标记白色。

(4) 非接地导体：传输电压电力或“热”导体，颜色可以是黑色或蓝色，但永远不会是绿色或白色。

(5) 中性点：在三相电源中，带电流的导体上的电压为零伏，接地导体经常称为中性点，它们是从三相电力源中引出的一条导线。

(6) 隔离地：一个设备接地导体从插座到服务面板或者服务入口单独形成的回路，一直是接地的。

(7) 服务入口：电力进入设备的入口点。

(8) 接地导体系统：设备中的所有内部相连的非电力导体，包括建筑钢材、计算机楼、设备地、钢筋、气体管线、钢缆等。

(9) 馈电电路：给分支电路提供电流的一组带有断路保护器的导体。

(10) 分支电路：一个带有断路保护器的给各种负载提供电力的电路。

(11) 电气隔离电源：从一个辅助电源或者配电变压器引出一个新中性线的供电电源，这个中性线连接到地电极系统的最近点。

(12) 设备列表：经过试验和准许作为电气安装的硬件。

3.4 大地作为导体

大地是个复杂的导体物体。大地上两点之间的电阻可从 10 欧姆到兆欧姆。高电阻区域可能为花岗岩块，干燥的沙漠或者熔岩层。最低电阻区域可能在潮湿的泥土上或者海岸边。把铜导体埋藏在周围是土壤的环境中，地连接的电阻在几百个周期中可以低到 1 欧姆。典型潮湿地的接触电阻在 10 欧姆的级别。可以在两个连接大地点之间施加电压测量这个接触电阻。观测电阻的一半，就可以看作是每个接点的值。

闪电是一个“搜索地”的现象。为提供闪电保护，NEC 要求在电源进入设备时接地导体（中性线导体）必须在服务入口接地，这里与大地连接电阻不应该超过 25Ω 。在贫瘠土壤环境中这个电阻可能达不到。在这种情况下，两个连接是充分满足这个规范的要求。当闪电击穿电源导体，一个接地连接可以提供闪电离开设备的路径。

如果这个公用电源接地，与大地连接仍然是需要的。这个惯例要求所有的设备都单独的接大地。

接地连接的电源定义是假设在 60Hz 的情况下的测量。第 2 章中的讨论可以明显看出利用长圆导体的低阻抗地连接一般来说按惯例不超过几千赫兹。

大地中流动的电流和设备接地电极系统电流不容易进行控制。电磁辐射常常归咎于这个流动电流。任何试图通过对设备中的大地区域进行隔离来限制这个电流流动都是不合法的。规章中禁止在一个设备中有两个地电极系统。原因非常简单：两个 10Ω 的大地连接起来的电阻能够达到 20Ω 。如果故障情况发生在不接地导体或者“热”导体与第二个地电极系统之间，断路器可能不会跳开。在 120V 时 20Ω 时的负载电流只有 6A。在这种情况下，两个导体之间的电源电压可能在地电势时也是正常的。故障状况在不注意的情况下会导致严重的触电风险。

3.5 中性线与大地连接

NEC 要求入口中性线或者接地导体与服务入口的大地连接起来。这个中性线在设备内可能没有重新接地。这保证在设备内部，负载电流没有流经地电极系统。设备的故障保护系统依赖这个限制。

NEC 要求每一个电源导体有一个设备地导体相跟随，与每一个电源插座相连。这个导体网格是地电极系统的一部分。设备地导体与所有的插座、机箱、水管和设备机架连接在一起。设备地导体必须跟随每一个电源导体作为永久设备安装的一部分。设备地必须在所有开路电源线周围。如果一个“热”电源导体与设备地故障，这个故障路径必须是低阻抗以保证断路器在几个电源周期中断开。这就是设备地和电源导体必须是并行的在一起的原因。任何大的故障路径回路有电感，这将限制故障电流。

注意 规章允许管道作为一个设备地，允许提供管道以及硬件符合列表设备。在工业设备中，优先的惯例是采用绿色设备地导体，同时也利用管道作为设备地。

设备地导体经常在许多点与地连接,例如可能是水管、锅炉、电机外壳、建筑钢铁、金属滑轨。

注意 设备中的中性线电源导体只能有一个大地连接。

3.6 地电势差

信号电缆连接到信号源的远点与这个远点的地相关联。当这个非终端的地电缆引入到本地电路,两点之间的电势差在示波器可以看到。地电势的不同意味着在穿过这个区域之间的电缆和地之间有电磁场存在。这个电压可以简化为场强乘以由电缆、地以及示波器形成的回路面积。在某种方式下这个区域为零,将不会测量到电压。对于地来说,电流关联的场分布在地平面的下方,因此没有方法使这个区域面积为零。如果涉及连续导体平面,回路面积以及电压耦合可以控制。地平面的主题包含在第8章。

在设备中,硬件的一部分和支架之间有势差。这些势差同样也是区域中的电磁场引起的。这些场会在开路导体上产生面电流。一般来说不能用欧姆定律根据电压和测量电阻来计算流动电流。举个例子,两个机架之间的噪音电压可以达到1.0V。两个连接的机架之间的直流电阻可能是 $1\text{m}\Omega$ 。利用欧姆定律,电流将会达到1000A。但很明显这种情况不正确。印刷电路板的表面也会发生同样的事情。地上两点之间电压更多情况下表示了场的耦合,而不是电流的流动。在第7章中将会讲到更多关于这方面的知识。

用欧姆表测量地两点之间的电阻是困难的。如果电源电流在导体中流动,数字或者有源电压表可能发生故障。通常,仪表的接触电阻比测量的电阻更大。一个测量的方法是采用四端口方法。一个已知的电流施加到两个外部接触点,这两个内点之间的电压可以观测到。这个方法可以避免接触电阻的问题。这个电阻等于内点电压除以电流的值。

两点之间的电阻取决于导体自身的电流如何分布的。举个例子,正方形导体平

板上两点之间的电阻取决于位置以及接触点的区域。因为电流不会在角落流动，角落的形状和厚度不能影响电阻。

注意 两点之间的电阻取决于电流的位置以及进入方式。

3.7 场耦合到电源导体

考虑电源塔杆上的电源传输线传送能量。沿着传输线的方向移动场能够在这个线路上耦合电压，有两种耦合的方式。这个场经过两个导体形成的环产生了常模电压。这个场经过导体对与地平面之间产生了共模电压，图 3.1 给出了这种耦合。

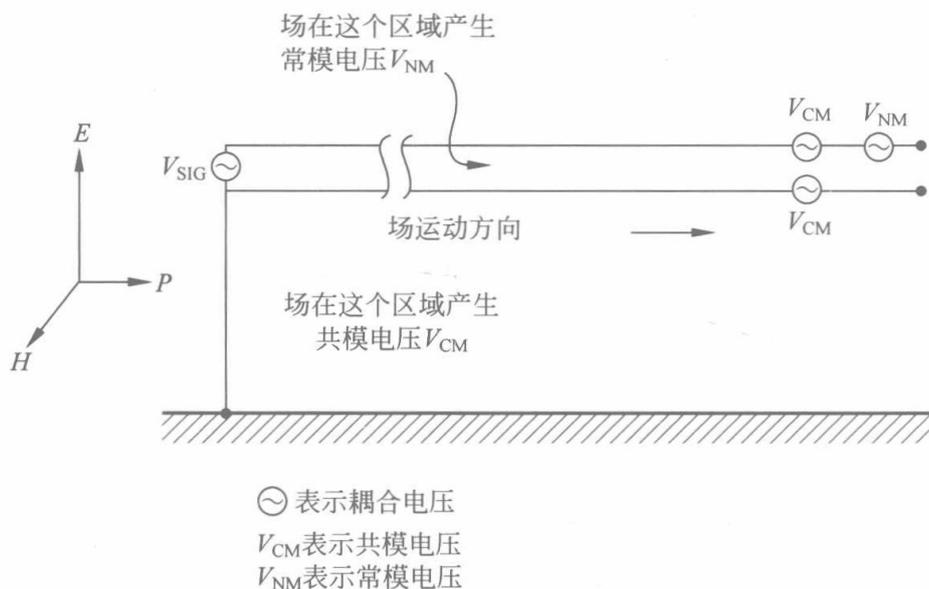


图 3.1 常模和共模场耦合

常模耦合加入到传输信号中。共模电压影响一组导体，表现为地电势差。地电势差可以看作是电流单独流动属性，但是这个电压常常是耦合到仪表引线的场产生的。经常有流动电流但是不能用电势差计算这个电流。

共模信号是耦合到一组导体的平均信号。常模耦合单独影响到所有导体对。常模经常称为差别模式、差分模式或者横向模式，共模也被称为纵向模式。在第 4 章将会讨论共模电压的更多方面。

共模场耦合到电源导体正如耦合到信号导体。对电源来说这个耦合包含中性线和设备地导体。耦合场在两个方向移动能量。沿着线上的反射和在端部的反射是一样的。这些反射不影响电源传输但是通过电源连接的硬件增加场能量。电源线路滤波器可以反射频率超过 100kHz 的共模和常模干扰。电源线路谐波要求的滤波器是大的和昂贵的滤波器,一般是不实际的。

有许多的方式使场能量耦合到硬件电路中。电源线路滤波器可以限制这个耦合,第 6 章中详细讨论了耦合机制。

3.8 中性线导体

公用电源采用三相发电方式,这是因为发电功率在平衡负载的整个周期是常数。恒定功率发电意味着发电机转子的转矩在每一转动过程中是常数。重型设备例如大型风扇和工业电机直接与三相电源连接。对于大部分低功率应用电源取自于相线和中性线。负载排列起来以保证每相提供同样数量的功率。如果负载是线性的且是均衡的,中性线电流在每一个周期中的平均值为零。

大部分电子装置利用整流系统在滤波电容器上储存能量。电容器需要的电流接近电压的峰值。这些峰值电流在每一相中发生在不同时刻,结果导致中性线电流不能均衡为零。中性线电流富含谐波分量,在中性线导体中的电抗(串联电感加上串联电阻)上流动。中性线导体上的压降可以看作是设备地和地导体之间的势差。这个电压与电力变压器上漏电容串联,导致电流在公用输入端导体上流动,如图 3.2 所示。

如果配电变压器的负载中有高频谐波分量,变压器周围的漏磁场必须携带同样的谐波分量。这意味着 B 场周围丰富的谐波。场中的任何高频分量能够很容易耦合到周围的导体环路中。如果建筑钢筋形成附近回路,这些感应电流可以在整个设备中流动。一个较好的方法是在任何钢筋的附近导体回路中利用绝缘体来打断这个回路。

在三相电源中,如果谐波含量非常高,中性线电流可能比线电流还高。中性线

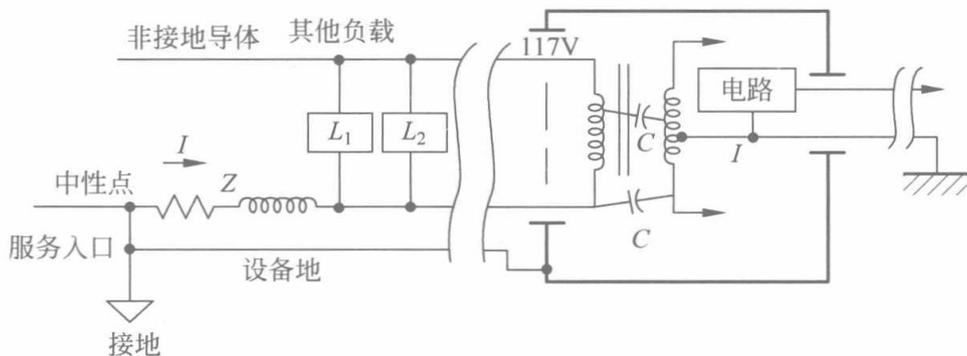


图 3.2 从中性线电压降引起的变压器的耦合

导体传输高谐波分量电流导致过热。如果功率传输采用的是三角形连接,没有中性线导体可考虑。这种方式造价比较昂贵,因为它需要一个附加的功率隔离电源。这个增加的变压器必须有一个中性点地。实际上,功率隔离电源像一个新的服务入口。当然,副边的负载同样产生一个中性点电压降。

3.9 变压器 K 因子

电子负载是典型的非线性。整流器系统在电压的峰值时需要大量的电流。这个非线性电流可以分解为基波的一些谐波分量。对变压器的影响是增加了变压器铁心的涡流损失和增加了导线上的热损失。变压器给电子负载供电必须控制谐波分量的比例,否则可能导致过热。这个问题经常发生,导致这些变压器需要利用特定的因子。这个因子就是著名的 K 值。高的 K 值要求加工变压器时采用高等级的变压器不锈钢和大尺寸导线。为了限制集肤效应,导线必须是分层。计算 K 值的方法有几种。简单的方法采用公式(3.1)。在该式中, n 是谐波的次数, I_n 是这个谐波分量的电流, I_T 是总的负载电流:

$$K = \sum_{n=1}^n n^2 \left(\frac{I_n}{I_T} \right)^2 \quad (3.1)$$

如果没有谐波分量, K 因子为 1。谐波分量超过 25 阶就需要考虑计算 K 。典型的电子负载的 K 因子在 8 左右,超过 30 的情况很少出现。

3.10 非接地电源

一些设备需要非接地电源。一个可能的例子是加热大型熔炉所用的电源。如果电源故障或者跳闸,熔炉就会遭受损失。当熔炉是空的时候,程序检测到故障同时会关闭电源。设备利用非接地电源时自身必须具有处理任何可能发生故障的责任。

海军舰船上的电源是浮地的。浮动电源是个电磁噪音。当电源与负载连接的开关打开或关断时,整个系统的分布电容必须存储不同数量的能量。这个暂态过程通过电力变压器进入到每一个设备中。避免这种干扰的方法是增加一个配电变压器,为敏感电子硬件提供接地电源。

3.11 电源要求

当电源开关闭合时发生了什么情况? 这个答案可能令你吃惊。开关闭合之前,地和非地导体之间的电场存储静电场能量。在闭合时刻,一个波以一半电压开始以一半光速的速度在两个方向移动。波电流取决于线路的特征阻抗。当波到达负载时会发生一个反射,反射基于负载的阻抗。同时,一个波以一半电压反向传播到服务入口。波过程一直到达支路连接点。在连接点有另一个反射,波传播沿着这两个路径。这个分支和反射过程的电气活动快进入到设备的线网中。导线中存储的静电能开始向负载移动,提供电源给负载。

开关闭合之后的电气活动涉及许多反射现象,这个合成的波立刻传播到达发电机。服务入口的暂态波不再是一个陡直的前沿波。因为这些数量反射现象,使暂态波失去了幅值。有趣的是测量电源线上离闭合开关不同距离的暂态电压。接近开关处的电压值在几个纳秒下降到一半。在面板附近暂态电压可能是持续几个毫秒。在服务入口的暂态过程几乎是不可见的。一个波必须最终达到发电机,发电机才能

调整其输出电压以适应新的负载。

考虑设备中可以用到的静电能量。假设导线上每英尺^①的电容为 50pF。在 1ms 时间波传播的距离为 500ft。这个半径内的导线网络可能包含有 3000ft 导线。导线电容可能为 $0.15\mu\text{F}$ 。当电压达到 120V 时，电容上储存的能量大约为 10^{-3}J 。如果这个能量在 1ms 内释放，电功率将会达到 1000W。如果负载需要 500W，当距离超过 500ft 时，电压下降大约 5%。

电能 在电源线之间导体的空间中沿着导线电路方向反射，一些能量限制在金属导体内部空间，另一些能量增加到设备周围场中。

电源线上高速的电压变化对整流及滤波的电源内部硬件没有影响。当涉及电力变压器时，仍然有一些耦合机制允许场进入到硬件。如果电力滤波器没有正确安装，这个点就是干扰进入的地方。在第 6 章将会讨论这个进入的工作机理。

3.12 大地电源电流

电源线在设备之间分配电源通常是 4 线。这意味着中性导体与其他三相同步传输。中性导体沿着配电路径作为防雷保护接地。中性导体电流总量取决于负载的平衡和谐波含量。流动的中性电流在接地和中性导体之间分开。接地点之间的电流密度低，电流在这里扩展到大地。宽的电流路径意味着低阻抗路径。一个典型的地电阻率可能为 $1000\Omega \cdot \text{cm}$ 。用这个数字计算长度为 10m 的土壤立方体上，其电阻只有 1.0Ω 。

在利用电源的区域，地面下埋有金属物件，以减小大地间点的阻抗。煤气管道、金属栅栏和建筑钢铁是埋藏物件的实际例子。建筑钢铁在许多点接地为了防雷保护。中性电流将会沿着这些导体流动，因为他们提供了比地更低的阻抗。注意，中性电流在建筑钢铁流动会关联流动电源到附近的设备。

① “英尺”是一个非法定计量单位，单位符号为 ft， $1\text{ft}=0.3048\text{m}$ 。——编辑注

3.13 线路滤波器

电子硬件常常由线路滤波器供电。这些滤波电容器在电源引线和设备地之间。设备地形成一个网络可以在许多点接地。这意味着无功滤波器电流可以利用并联路径返回到服务入口的中性点。线路滤波器的一个功能是阻止干扰场进入硬件。滤波器工作原理为高频能量提供了一个高阻抗进入硬件和一个低阻抗路径在硬件周围。滤波器电容器中的干扰环流正如设备中的 60Hz 电流在设备地网络中。所有返回路径引导到服务入口,在这里设备地连接到中性导体和大地。如果流动电流有许多并联路径,场强将很低。滤波器的数量正比于所涉及的硬件的数量。在大型系统中,在服务入口返回到中性点的无功电流可以达到安培量级。

线路滤波器能够为硬件提供本地电源的即时能量。如果硬件需要的能量是阶跃模式,本地电源滤波器的电容器能够提供这个上升边沿能量。这阻止了传播一个阶跃波进入设备的高频分量。但如果一个串联电感器位于滤波器的负载侧,这个能量就不可获得了。

注意 滤波器电容器中的 60Hz 电流是无功的,这意味着与电压没有同相位。这个事实可以用来确定流动电流的源。

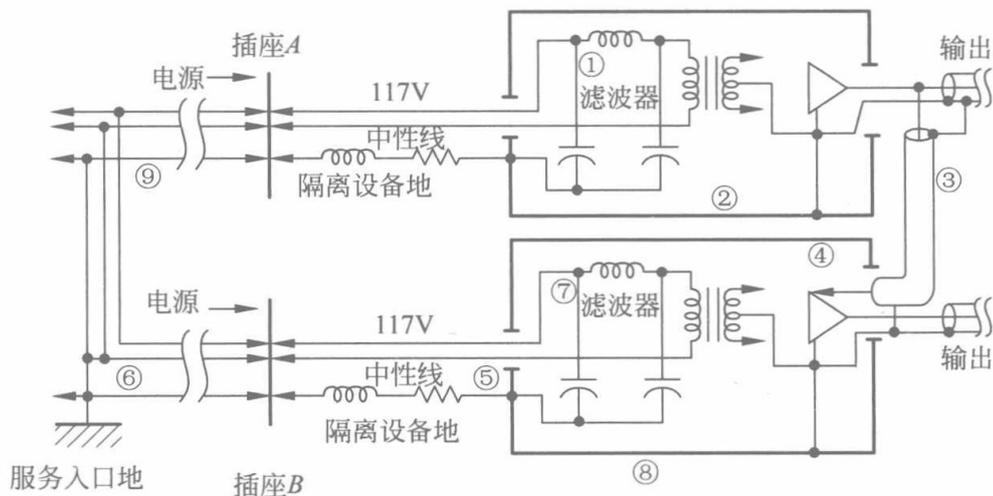
电源线路滤波器在 6.7 节中再次讨论。

3.14 隔离地

提供的设备地导体和电源导体并联来给所有硬件供电。每一个硬件的线路滤波器在这个线路和这个设备地两端连接电容器。机架中的硬件、设备地也连接到这个机架。在单独的硬件中,没有机架互连到设备地。在这个情况下,设备地互联在电源插座。

在隔离地情况下,设备地没有连接在一起,即使在有插座处。相反,每一设备地导体各自返回到面板或到服务入口。这些并联路径很长,因此是电感性。如果有信号路径互连硬件,电源滤波器电流将会流经这个交叉连接点。这可以耦合干扰到这个信号过程,取决于互连电缆的特性,如图 3.3 所示。

一个硬件中产生的噪声可以充满整个设备。允许隔离地的理由是阻止从一个硬件中包含的电流通过设备地进入到其他硬件。不幸的是,在一个隔离地中流动电流产生的场可以充满整个设备。问题不是电流流动而是流动电流产生的场。在附近导体中,场意味着面电流。如果每一设备地有一个长返回路径,设备中产生的场更大。设备地导体形成的网络相关联的场强度较小。如果电流分散到地平面上,场的强度进一步减小。



滤波器电流在路径①②③④⑤⑥和⑦⑧③②⑨中流动。
路径③是信号导体。

图 3.3 信号互连中的滤波器电流流动

注意 设备地导体网络的特性像是一个伪地平面。

单个设备地导体在较远的距离具有高阻抗。如果阻抗与线滤波器串联,限制了滤波器在高频时的特性。转而允许线电压干扰进入硬件,这改变了加入线滤波器的目的。这是另一个利用设备地连接网络的原因。

在独立硬件中,电源连接常常是由单独的电源插座。在隔离地结构中,设备地

所形成的环路更大。假设一个信号路径在两个导体之间接近这个导体环路。从附近电机中的电流中断产生的暂态场能耦合到这个环路,感应共模电压。在信号接口这些电压足以损坏硬件。标准的地结构设备限制了环路面积,构成更可靠的安装。

3.15 设备地——一些更多的历史

中心设备地后面的设计思想可能开始于电子学的早期。在设计硬件时发现利用管道接地减小了模拟放大器中的活跃的干扰。有证据建议,一个良好的大地接地进一步减小干扰。确切的原因不用怀疑,因为结果很明显。

电路设计中的常用方法是利用单点接地方案。这个思想是控制公共导体流动电流所引起的串扰。公共导体包括电源导体、输入信号引线、输出公共引线、屏蔽连接和设备地。这些导体堆放在一个由螺栓固定到机箱的公共地上,连接的次序应仔细考虑。这个排列方式的地称为星形连接。举个例子,一个星形连接确保输出电流不流进一个公共输入导体;同时,设备地中的流动电流将直接流到硬件机箱而不是信号导体。如果尺寸在几百厘米,感兴趣的频率在 20kHz 以下,星形配置工作很好。在今天的数字世界中,这个方法不再有效,它在电路板级或设备级是无效的。

注意 星形连接有其使用的场合。连接中性线、设备地和在服务入口的地是个星形连接。

电路设计者设想接地可以吸收噪声。毕竟,连接到电路点到这个地的电容器似乎带走了噪声。好像很明显,地是个无限大电流池。电容器有能力旁路噪声。

在 20 世纪 50 年代,电子工业从航空和军事活动中得到很大的推进。许多大型电子设备在这个时期制造。大地接地的思想从硬件设计扩展到整个设备。一个典型的设备可能包含上百个电子器件。如果一个良好接地使得仪器安静,那么一个真正好的大地接地将使得设备真正安静。因此许多设备的制造采用了很昂贵和广泛的接地方案。星形连接思想扩展到良好接地,这个地连接采用大量的铜和化学处理

的土壤。所有信号屏蔽聚集在几个节点，通过一个大型导体传输到地。所有公用设备地信号进行了相似的处理。在这些方案中，电源仍然是通过接地的服务入口供电。这个地连接从地完全分开。

把所有的设备地通过一个汇聚节点到这个星形地点显著增加了故障保护路径的环形面积。有人认为根据法案这个孔需要提供给安静设备。这个方法增加了滤波器每一返回路径的环形面积。这在设备中增加了干扰场而不是使之保持更安静。

假定噪声电流进入大地而从来不返回当然不是一个好的工程。我称这是“电子学中的集水坑理论”。电路理论要求进入地的电流有一个返回路径。返回路径在哪，没人知道。工程师似乎推开这个问题在一边，假设“有人知道比我还多”。一旦一个复杂的接地方案被实施，很难再去禁用，也很难用整个设备测试来证明或反驳其质量。

注意 设备不是个电路，它是个复杂的导体，这里许多类型的电压和电流关联的场沿着这个路径存最小的场能量。

一个中心接地导体传输所有干扰电流到大地是个巨大的倒置天线。这个地周围的干扰场传播通过整个设备。要停止这种辐射设施必须建立一个坚实的密封金属盒。这是一个困难的建筑问题。

3.16 闪电

当下雨时，水滴夺去空气分子电子，携带这些电荷到地球。空气中的这个电荷导致了围绕地球的电场。磁场强度在地球表面的平均值大约 100V/m 。我们一般不太重视这个场，因为无论我们走在地球上哪个地方，电势都变为零。我们的身体是与地球始终保持接触的良好导体。出于这个原因，我们没有感觉到这个电压梯度。用灵敏的仪器可以被测量出该电压梯度。

在风雨天气的区域，电场强度增加，场强在尖端物体附近能够达到很高。如果空气离子在这个物体附近，电离路径在尖端向上延伸。在云和尖端的离子化路径之

间的电压梯度增加,这加速了离子化过程。最后一个很窄的电离路径建立在地球和云上的离子之间。在这一点有一个雪崩电荷向下沿着预电离路径流动。离子云存储的场能利用这个电离路径作为一个导体。这正如一个很长的导体来对一个巨大的电容器储存电荷放电一样。

空间中放电容积扩展到电离路径附近 150 米的地方。以光速来计算,大约为半微秒的时间这个场崩溃。电流脉冲流可以从几千安培有所不同,最高 10 万安培。电流的第一脉冲加宽电离路径。当这个电流脉冲停止,云中的场形重新调整,第二个和第三个电流脉冲可以沿着同样的路径。当路径打断或者电压梯度很低时,闪电活动停止。

注意 闪电的机理就是保持地球空气中的所有电荷平衡。

3.17 闪电和设施

当闪电击中地球时,电流在地球表面分散。因为集肤效应,电磁场不能穿透地球较深地方。电击点附近的电压梯度大到足以使站立潮湿地面的动物触电而亡。

公用电源应该使服务入口进入设备在同一个点。例如可能是电源、电缆和电话线路。如果使用了分开接地点,附近闪电电击可以导致这些公用电源之间有一个大的地电势差。如果这些电路放置一起进入一个硬件,可能有严重的触电风险或者是硬件损坏的几率。

闪电和电路理论几乎没有共同点。脉冲附近的电磁场很复杂。这个快速改变的场控制了闪电将发生的路径。来描述这个电流路径最好的工具是电感。当主脉冲到达建筑物时刻,与地的电压是零。能量通过建筑物流动可以看做是波在同轴传输线中。闪电路径是中心导体,外部导体(返回路径)是位移电流在附近流动空间。位移电流来自于快速变化电压的场 E 。

各种不同形状的导体上的电压可以通过假设在一个电感上的电流变化率计算出。脉冲电流的上升时间大约 $0.5 \mu\text{s}$ 。一个 10 英寸长导体的电感为 $1 \mu\text{H}$ 。一个

50000A 脉冲在电感上产生的电压为 100000V。在建筑物上电压在每层之间很容易到达百万伏。当达到这个电压幅值,空气能够击穿和导电。当闪电击打正在建设中的钢铁建筑,可以看到闪电在大梁上跳跃而不是沿着水平梁到垂直梁。原因很简单。直角路径是电感性,导致的电压将电离空气。空气击穿开始于梁的交叉点,迁出进入到周围空间中。当闪电击打建筑物的屋顶应该沿着设施的墙到地面以并联向下的导体。这个增加的闪电路径应该比空气管道、水管道或者天线的阻抗要低。

在那个可能的地方,向下导体应该提供笔直路径而不是弯曲或者转向。如果必须有转向,他们必须有合理的半径。一个宽的裸金属远好于一个向下的大型圆导体。在建筑物中具有片状金属比提供一组向下导体更低的阻抗路径。在这种情况下,这个向下导体可能真是多余的。如果使用片状金属,应该沿着底部边多点接地来限制设施楼层地的电弧。

闪电可以在向下导体附近产生一个高感应电场。在一个具有钢结构框架建筑物中,电子设备应该放置在远离钢铁的位置以避免可能的破坏。为了证实这个问题,场 H 在距离一个 50000A 脉冲电流 1m 远的地方几乎为 8000A/m。场 B 是 $\mu_0 H$, 等于 0.01T。这个磁通在 0.01m^2 环形上为 10^{-4}Wb 。如果磁通上升时间是 $0.5\mu\text{s}$, 感应电压是 200V。在片状金属附近上如果带有一样电流,这个感应电压可以减小的因子为 100。

注意 闪电电流不需要流入电路就可以造成破坏。附近的脉冲就可以感应产生足够的电压并在一个环形导体中破坏电路。

4.1 引言

模拟电路是指不包含任何数字电路单元的电路。射频电路可以看作是模拟电路。本章介绍工作频率低于 100kHz 的模拟电路,包括仪器放大器电路、信号调理电路、音频电路、医用放大器和供电电源。

集成电路的易用性简化了模拟电路设计的许多方面。模拟电路设计需要处理问题的范围包括系统互联、长信号回路的干扰耦合场、抑制地电势差和电路稳定性。处理模拟信号的一般问题称为信号调理,其中包括滤波、提供偏置、桥平衡、控制增益、共模抑制、传感器激励和校准。这种调节的电路常常集成以满足任何所需的放大。如果信号有足够高的分辨率,更多的调整可以用软件来处理,以减少对电路的依赖。本章讨论信号处理的问题,确保不会引入干扰误差。

4.2 仪器仪表

温度、应变、应力、位置和振动的测量是许多电路应用的重要方面。例如飞机着陆齿轮、导弹外壳、直升机旋翼和涡轮发动机是经过广泛测试的设备。与这些测量相关联的传感器被安装在测试设备或车辆上。有些传感器需要外部激励,而有些是

自激励；有些传感器类型与设备有电结合的联系，而有些是电气浮动。

这些传感器产生的信号必须经过调理，然后记录下来供以后分析使用。放大器可以放置于待测试的设备上的不同位置。

模拟信号的损害有多种方式。例如，如果信号已经在电路中过载，对信号进行处理是没有意义的。如果屏蔽不能正确端接，软件也不能消除这个干扰。如果共模信号不能适当抑制，会出现明显的信号误差。

注意 如果测量结果是未知的，很难去证实测量是有效的。例如，信号在输入级过载，后面的滤波也只是噪声。

在讨论模拟电路时有一些术语问题。这里给出了关键术语的定义，将会帮助理解后面所进行的讨论。

(1) 平衡信号：两个信号与各自的参考导体进行测量，其和总是零。例如，中间抽头变压器产生一个平衡信号。中间抽头称为参考导体，变压器两端的电压 $+V_{\text{sig}}$ 和 $-V_{\text{sig}}$ 是平衡信号。惠斯通电桥主动臂上产生的信号也是平衡信号。

(2) 共模电压：一组信号导体与各自的参考导体进行测量的平均干扰电压，经常是地电势差。在电话技术中，共模信号称为横模信号。

(3) 差别信号：感兴趣的电压差。

(4) 差分信号：感兴趣的电压差。

(5) 仪器放大器：一个通用目的的差分放大器其带宽范围可以从直流到100kHz，增益从1到5000；这个设备能够提供变换激励和信号调理。

(6) 正模信号：感兴趣的信号。在电话技术中，正模信号也称为横模信号。

(7) 参考导体：用作零电压的导体。在供电电源中电压是0V、+15V、-15V和-5V，导体上标为0V的就是参考导体。如果一个信号相对于地测量，那么地就变成了参考信号导体。在模拟电路中可能有几个参考导体。因为在区域中存在电磁场，这些参考导体在电势上不同。

(8) 信号公用：信号参考导体。

(9) 信号地：信号参考导体。

(10) 非平衡信号：相对于参考导体测得的单个信号电压，单端信号。

本章的重点在于处理模拟信号。模拟信号和数字信号的接口将在第7章讨论。

4.3 发展

第一个信号放大器的设计采用了真空管。直流工作电压常常超过200V,每一个真空管需要有一个丝电流。因为真空管没有可用的互补器件(例如NPN和PNP晶体管),早期的放大器是交流放大器。低频信号经常是机械或电气调制,放大器作为一个载体。应变计直接与载波信号激励。载波信号放大后利用变压器在输入和输出之间提供隔离。放大后的信号被调制和滤波。最终的信号放大带宽有限。利用载波技术的带宽很少超过1kHz。这种方法很难控制串扰。

在电话技术中,不需要直流放大,变压器用来提供隔离,转换单端音频信号到平衡信号,反之亦然。平衡信号可以传输很长的距离,共模干扰的影响被抵消。在音频工作中,变压器提供输入到输出的隔离,消除了电路共模连接(地环路)。在设备中需要直流增益时采用载波技术,变压器再次提供了隔离。通常这些变压器周围不能提供反馈。很明显,电路依赖真空管时,变压器有很多有待改进的地方。当半导体出现以后,利用匹配良好的晶体管放大信号的直流分量变为可能。技术的发展使得信号隔离可以不再使用变压器。今天,人们已经可以处理从微伏到100V的信号,带宽从直流到几兆赫兹。毫伏信号可以在300V共模电压时放大。在出现干扰的信号中提供信号完整性而不使用信号变压器是本章的主题。

4.4 基本屏蔽壳

图4.1所示电路的电压标示如下:输入端是 V_1 ;输出端 V_2 和信号公共端或者参考导体设备地的标示为 V_4 ;导体外壳标示 V_3 是浮动的。这种标示在参考导体电压为零伏时很方便。每一导体对具有的互容,标记为 C_{12} 、 C_{13} 、 C_{24} ,等等。当这些电

容在图 4.1(b)中画出时,可立即看出这个电路是放大器,会有一个从输出到输入的反饋,如图 4.1(c)所示。

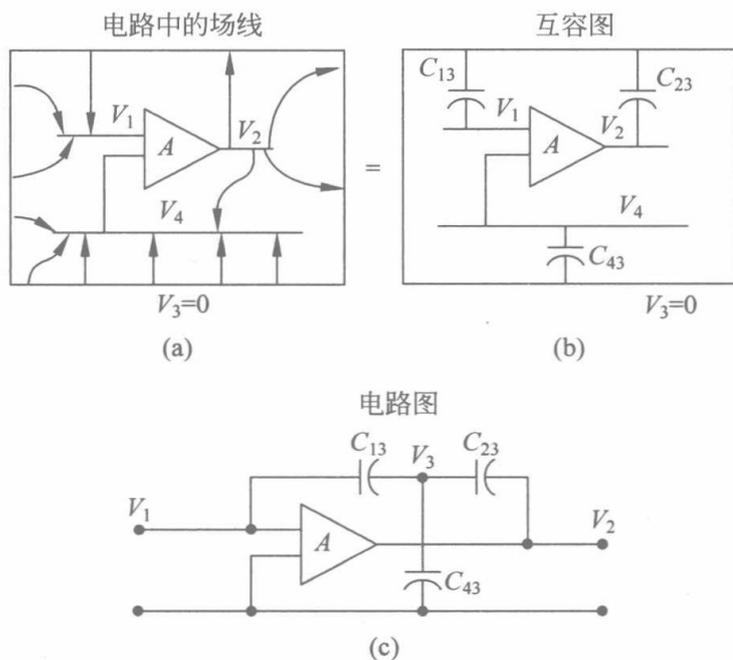


图 4.1 简单电路中的寄生电容

模拟电路设计中的一般做法是连接外壳到电路公用端,这个外壳连接如图 4.2 所示。当这个连接存在,反饋取消,外壳不再耦合信号到反饋电路。这个导电外壳称为屏蔽壳。连接信号公用到导电外壳称为屏蔽接地。

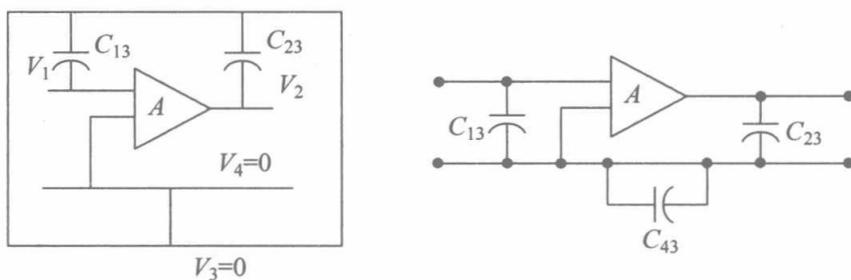


图 4.2 屏蔽接地以限制反饋

大部分电路必须提供与外部的连接。为了看单端外部连接的影响,开路导电外壳连接盒到输入电路公用到外面地。这个地可以是任何设备,地或公用硬件。图 4.3(a)给出了这个地被扩展外壳包围。输入导体对外部的扩展称为电缆屏蔽。图 4.3(a)中,在电缆屏蔽和外壳连接点的位置会引起一个问题。区域中的电磁场在

环路①→②→③→④→①中感应电压,引起的电流在导体①和②中流动。如果导体是信号公用端,这个引线可能有一个 1Ω 电阻。在这种情况下,每毫安的耦合电流将会引起毫伏的干扰信号,将会添加到任何需要的信号。本章的目的是找到一个方法使得干扰电流不进入到任何输入信号导体。为了消除这个耦合,连接到电路公用端的屏蔽连接点必须在电路公用端与外部地的连接点。图 4.3(b)给出了这种连接。这种连接使得干扰电流的回路在屏蔽外部。

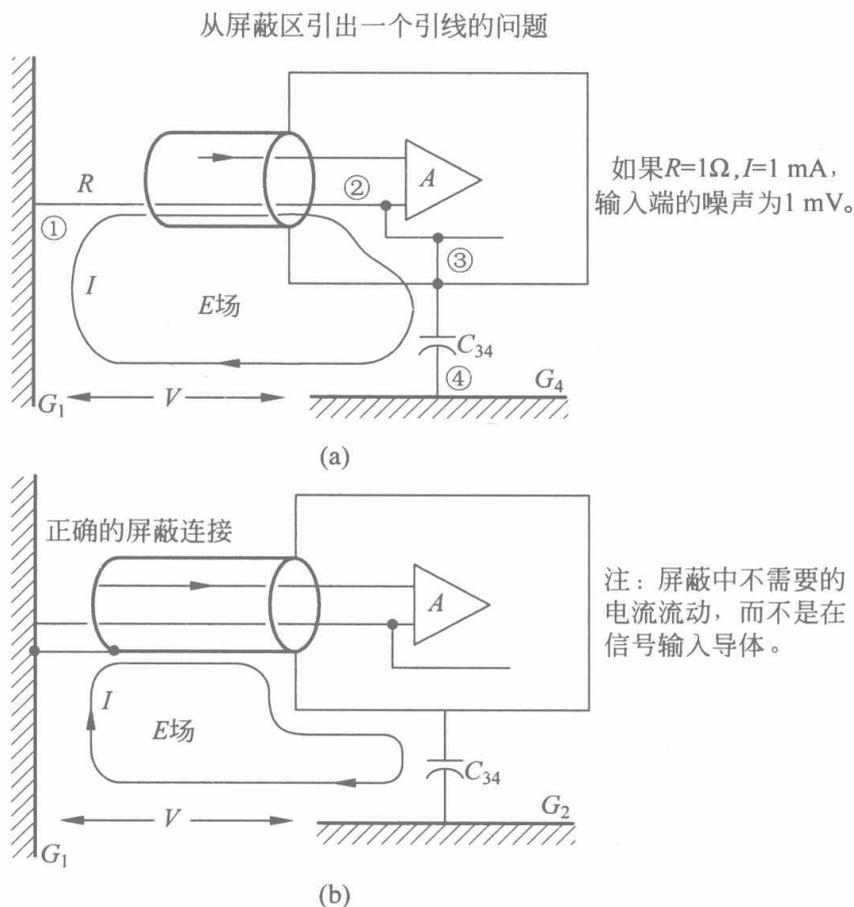


图 4.3 从电路公用端到外部地的单个输入连接

只有一个零信号电势向外部连到外壳的点,而且那里的信号公用端连接到外部硬件地。任何输入屏蔽都不应该连接到其他接地点。原因很简单,如果有一个外部电磁场,将会有有一个流动电流在所暴露的导体上。不正确的屏蔽连接将会使得这个干扰沿着导体进入外壳内部。

注意 输入电路屏蔽应该连接到电路公用端,这里信号公用端应该连接到信号源。

其他任何屏蔽连接都将会引入干扰。

4.5 外壳和公用电源

当一个公用电源进入到外壳时，会出现一系列新的问题——电源变压器的耦合电源与外部环境的场也进入外壳。这个明显的耦合来自于原边线圈和副边线圈的电容。注意到副边线圈连接到电路公用端导体。使得不接地导体带有 120V 的电压。这个反应性的耦合如图 4.4 所示。现在不需要的电流在公用电源地、原边电压和输入信号公用端的环路中流动。

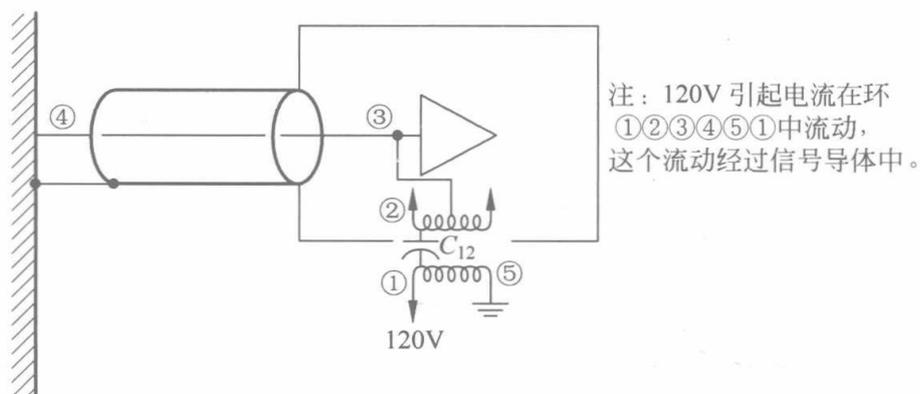


图 4.4 一个变压器连接到电路外壳

建造变压器时，通常首先在骨架上缠绕初级线圈。然后是绝缘层。次级线圈缠绕在初级外面。这种做法是放置一层原边线圈紧接着再放置一层次级线圈。通常是内层电容值大约为几百皮法。在 60Hz 时，这个电抗大约为 $10\text{M}\Omega$ 。如果“热”引线贴下次级线圈，引起电流在 60Hz 时为 $12\mu\text{A}$ 。在许多应用中，这个等级的流动电流不是一个问题。当然如果地导体缠绕贴下次级线圈，在 60Hz 时的流动电流将更小。

问题通常是在 60Hz 时的流动电流，噪声流动电流有更高的频率。这个噪声有 3 个基本源：区域中的电磁场、附近硬件在电源线路上引起的脉冲或信号，中性线电压降。如果输入公用导体很长，在引线阻抗上流动电流将会引起一个明显的电压降。

这个电压降是正模信号,它将添加到所需的信号中。在一些情况下,电源线路电压尖峰在信号导体上可以大到足以损坏硬件。这个类型的干扰常常通过放置在输入端的电源线路滤波器或二极管钳位来进行限制。输出电路的损坏也可以像输入电路一样。

在输入公用导体上流动的电流能够产生信号干扰,影响模拟和数字信号硬件的性能。瞬变能够使模拟电子过载,导致偏移。这种偏移通常是在过载发生后的恢复过程时发生。如果信号是个稳态载体,那么可能有信号反射导致直流偏移。为了限制这个耦合,小型射频滤波器放置在模拟放大器的输入端。一个典型的低通滤波器可能是一个 100Ω 电阻串联一个 500pF 的分流电容器放置在每一个输入基或门。在数字电路中一个电压脉冲可能引起逻辑错误或在某些情况下损坏电路。

为此,我们设计两个电路进入电路外壳。输入公共导体和电源变压器都与外部地关联。在这种情况下,只有输出公用和电源变压器进入外壳。电源变压器现在从输出公用导体环流到地。这个电流不会引起问题,因为:

- (1) 输出信号等级一般大于几伏;
- (2) 输出公用的电压降没有放大;
- (3) 信号输出阻抗很低;
- (4) 输出电缆运行长度常常相对较短。

输出信号公用可以在屏蔽电缆内部或者能够屏蔽自身。在后一种情况下,屏蔽应该像一个信号导体来对待而不是外壳的扩展。如果双导体屏蔽电缆被使用,屏蔽能够端接(接地)在一个或两个末端。较好的连接是在信号公用端。常用的做法是把输出信号通过开放导线(带状电缆)传输到足够长距离,这要在附近没有敏感电路的情况下进行。

4.6 两地问题

图 4.4 中的电路有一个接地输入导体和一个电源变压器连接。如果输入和输出电路公用引出到外壳和接地,结果就是大家熟悉的地环。外部环境的场将会耦合到

这个环,这个环是由两个接地点之间的公共导体形成。这个环路的流动电流能够在传感器源阻抗中流动。在许多应用中,由这个地环所形成的干扰能够大于需要的信号。

当信号电缆在连接到设备地的硬件之间时会导致地环。例如,在平台测试中,被测试对象和示波器形成了地环。用“假插座”来隔离这个示波器是一个比较好的办法,这样可以避免形成环路。“假插座”的简单做法是将设备制造商提供的设备地连接断开。这个第三根安全连接线是 NEC 所要求的。如果隔离示波器连接到“火”或非地电源线,很明显会导致触电。一个好的方法是在设备上放置一个警告标示使用中未接地。

许多系统是由互连的单个硬件组成。这些系统可能具有模拟或数字的特性。如果硬件安装在机架上,那么设备地连接硬件在一起。对于数字电路,本章讨论的大部分问题将不是难题,因为数字电路中的电平可达几伏。

4.7 设备和两地问题

基本的模拟问题是调理一个信号,这个信号关联到一个地电势,传输这个信号而不增加干扰到第二个参考地电势。考虑图 4.5 的结构。输入和输出电路被分开,因此输入公用地在信号源,而输出公用地在输出信号端。这个非平衡信号源代表了仪器中的大部分困难问题。在两个外壳之间的地电势差导致电流在非平衡源电阻 R_1 和外壳 2 中的阻抗 Z_1 上流动。电流被 Z_1 限制。

平衡信号源常用在应变计上。这个信号在 4.8 节讨论。低阻抗电源像热偶在 4.10 节讨论。

输入信号导体应该被正确保护连接到输入基座或者输入放大器的门。以这种方式安排的保护屏蔽不是一个电路导体。而是一个静电屏蔽。在电路板上,增加走线可以用来保护信号以替代屏蔽电缆。

这个方法中,第二个外壳有一个高输入阻抗差分放大器提供所有需要增益。在输入引线和放大器输入之间有一电路。这个电路确实是输入外壳的一部分,因此必须良好保护。他包括钳位二极管,为门或基极电流的高阻抗导电路径,以及任何输

入滤波器。这个输入电路的详细情况没有列出。

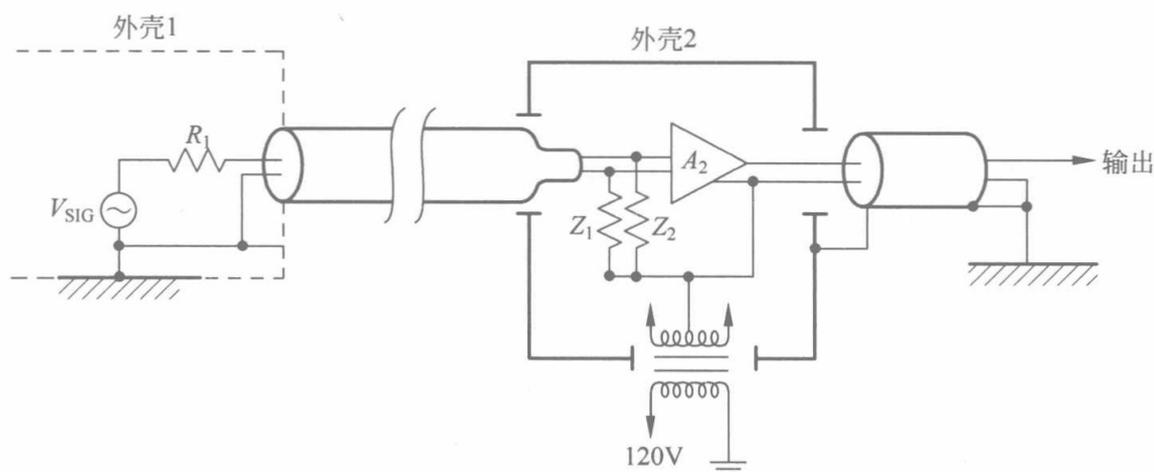


图 4.5 两个电路外壳用来传输不同地之间的信号

考虑图 4.5 中的仪器,这里增益是 1000,输入非平衡电阻 R_1 为 1000Ω 。如果输出误差限制 10 mV 和输入误差限制为 $10\mu\text{V}$,非平衡电阻上的电流限制为 10nA。如果共模电压为 10 V,阻抗 Z 限制共模电流流动的值必须为 $1000\text{M}\Omega$ 。通用仪器放大器的设计的两个输入端的输入阻抗具有 $1000\text{M}\Omega$ 。这种方式,非平衡电阻可以在任一输入端。

注意 60Hz 时 2 pF 电容的电抗为 $1000\text{M}\Omega$ 。

抑制共模信号的能力称为共模抑制比(CMRR)。如果共模信号是 10V,输出信号是 10mV。共模抑制比为 1000 比 1 或 60dB。如果放大器增益为 100,输入端的误差信号为 0.1mV。0.1mV 与 10V 输出的比是 100000 比 1 或 100dB。这个数字是 CMRR 参考到输入端(rti)。上例中,在 60Hz, 1000Ω 输入线路非平衡测量时,CMRR 参考到输入是 1 百万比 1 或 120dB。

在 60Hz 时一个 2pF 的电容具有的电抗大约为 $1000\text{M}\Omega$ 。为了保持同样的电抗,在 600Hz 时,漏电容应该保持在 0.2pF。这些数字显示了在更高频率时,利用这种类型电路来抑制共模信号是如何的困难。

注意 保护屏蔽应该连接到输入信号导体的一个点,在这个点信号连接到外部参考点。在多通道系统中,最好的方式是每个信号有自己的保护屏蔽。

当输入区域附近导体不是输入地电势时，需要输入保护屏蔽。在图 4.5 中， R_1 附近的保护应该是不需要的，因为所有的附近导体在输入参考电势。在外壳 2 内部，大部分导体参考输出公用。在这个区域，输入信号屏蔽必须包围输入信号。任何漏电容是阻抗 Z_1 或 Z_2 的一部分。

我们正在讨论的技术利用了一个差分放大器，它放置的位置距离传感器有一段距离。当放大提供给传感器时，可能有几种不同方式：

- (1) 利用一个调制器和解调器(模拟或数字)提供射频连接。
- (2) 提供光耦合利用数字数据连接。
- (3) 利用一个电流环来耦合到远端的差分放大器。

第 1 和第 2 种方法增加隔离阻抗 Z 到无限大。这些方法可以用来传输信号从飞机到地面或者两个建筑之间或者两个计算机之间。电流传输环被用在许多工业场合。图 4.5 给出的差分方法经常用在通用目的测试舱中。当所有电子设备位于测试舱，通过移动传感器来重新配置是很方便的。为每一传感器或每一组传感器来提供电子设备更复杂。

在每一传感器附近放大信号可以解决共模干扰问题。如果满量程信号电平增加到 100 mV 或更大，新的信号源阻抗低于几欧，新的共模干扰问题不难解决。

如果一个输入信号放置在保护屏蔽外壳中预放大，通过电缆传输到这个外壳中的第二个放大器，第二个放大器的 CMRR 要求会因为前级放大增益而减小。在这种情况下，两个放大器分界处的阻抗可以很低。如果预增益是 100，那么第二个放大器的 CMRR 可能只需要 10^3 。在传感器不需要信号调理的时候，这个方法很实用。任何减小 CMRR 需求并不改变在共模路径中的高阻抗的需求。正如以前所述，这个阻抗需要来限制共模电流流动。

4.8 应变计仪器

如图 4.6 所示，应变计仪器是个双外壳问题。信号源是个对称的惠斯顿桥。输入外壳中包含测量仪电阻这恰如传感器激励源。在图中所有四个桥臂都是活动的，

这意味着他们都安装在被测试的设备上。在许多应用中,只有一个桥臂是活动的,而其他桥臂位于激励源的附近。所有桥臂必须位于输入保护外壳中。如果激励源是中心抽头,那么只需要两个桥臂电阻。

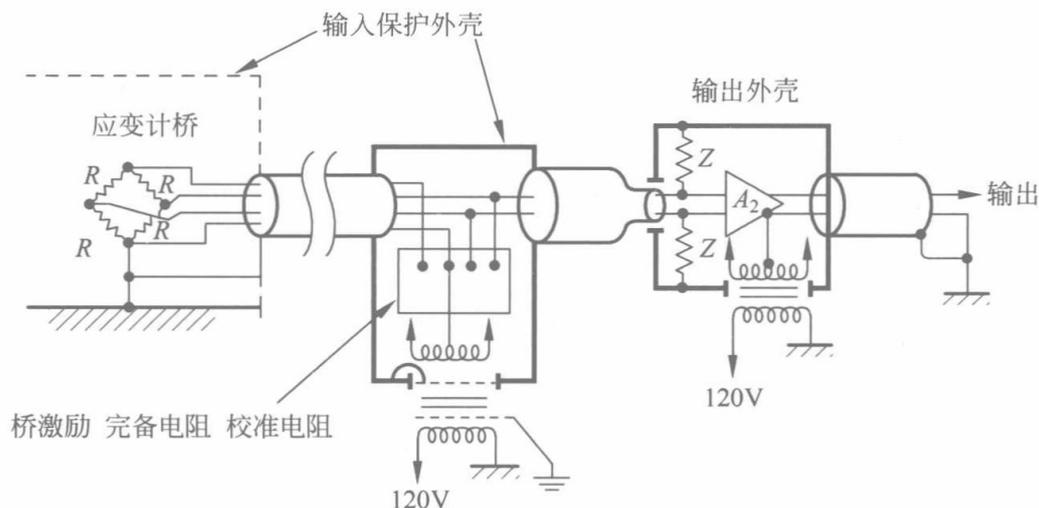


图 4.6 基本的应变计电路

从导电面到应变仪器件的电容能够到几百皮法。假设在测试表面和仪器输出地之间有一个电势差是安全的。如果应变仪没有接地到测试面,这个电势差将会添加信号到输入电路。如果只有一个活动桥臂,干扰将会更大。抵消这种干扰的保护就是桥接地在设备上和连接屏蔽到这个地。

一个应变桥可能需要多达 10 个信号线。这些线路提供了激励、远端激励测量、校准、信号和地屏蔽。每一个信号需要一组导体。保护屏蔽应该传输所有干扰而不打断。连接所有的保护屏蔽在一个中间点可能影响保护屏蔽的效果。

当应变计桥的元件受到应力或应变时,非平衡电阻可以高达 50 欧姆。如果干扰误差限制为 $10\mu\text{V}$,干扰电流流动限制为 $0.2\mu\text{A}$ 。如果共模电压是 10V,允许共模电流流动的阻抗 Z 必须为 $5\text{M}\Omega$ 。等于 3pF 电容在 10kHz 时的电抗。在满量程时这个模式的干扰耦合最大。实际上,应力和应变调制干扰。这个问题可以通过限制应变计桥臂上的共模电流来解决。

注意 一个阻性应变计产生毫伏的电压信号。

4.9 浮动应变计

从应变计到设备之间有电气连接时不方便。如果设备不使用这个参考导体，那么可能有一个流动电流从设备的漏电容穿过，从而穿过应变计元件到输入电缆屏蔽。如果耦合是对称性的，这个流动电流产生的共模信号可以被这个放大器抑制。如果应变计的一个臂是活动的，那么这个反应性耦合定义为非平衡性，任何耦合干扰将是正模。这个信号被放大而不是抑制。

图 4.6 中，输入保护屏蔽和信号的一边被连接到设备。如果没有连接到设备，保护屏蔽仍然应该连接到激励的一边。在一个相对安静的环境，应变计基本上是个平衡系统，设备可能不需要连接屏蔽和图 6.4 中所示的信号。

大部分仪器提供了输入基或门电流的内部路径。这允许输入开路而不会导致仪器过载。这些路径经常在 $100\text{M}\Omega$ 范围。即使提供了这些路径，最好避免在测试时输入引线有一个到地的高阻抗。可以通过一个高阻抗的漏连接使输入饱和。当发生输入过载时，因为有反馈，问题不用太在意。

也不推荐在一个浮地设备中进行测试。如果可能，应该使用一个接地铁皮条，使得电势差被控制。

很难安装一个应变计而控制其耦合到设备的电容。如果应变计元件安装距离比其他设备更为紧密，应变计电阻上流动的无功电流将是不对称性的。在一个噪声环境中，缺乏对称性将会引入正模信号。这个干扰只能通过限制系统带宽进行抑制。

在一些应用中，测试中很难使应变计接地和保护屏蔽连到设备。一个中心点可以作为一簇应变计的地。当传感器周围空间中的干扰场不严重时是可以工作的。

注意 需要用高阻抗来抑制共模信号。这个阻抗不可能允许来自于一个高阻抗的信号源。

有两种类型的共模信号必须用输入放大器抑制。我们刚才讨论的地电势差模式。第二种信号模式是一半激励源。如果激励电平是 10V ，那么这个共模信号是

5.0V。这个信号的 CMRR 也应该是 120dB。例如,如果激励电平是 10 V,所引入的误差信号或偏移应该小于 $5\mu\text{V}$ 。这个要求通常不会在设备规格列表中提到。由于激励电平是恒定的,这是一个静态的规范。

4.10 热偶

热偶由两种不同金属结合,另一端作为导体连接到参考温度。两种导体在参考温度之间的电压是在接合点处的测量温度。这个参考电压可以是冰池或温控面。如果不使用参考温度,在仪器中应该使用温度补偿电路。此补偿电路校正基于所述环境温度的电压。在这两种情况下所产生的电压是结点温度的测量。在参考点不同的金属连接到铜导线,传输测量电压到仪器。

热电偶结点通常被连接到导电表面,以获得良好测量温度。理论上这个连接点就是输入保护屏蔽应该连接的地方。在实际中保护屏蔽通常是连接到热电偶导体连接到铜导线的地方。这是令人满意的,因为输入不平衡电阻低,不用考虑带宽。

如果将热电偶用于测量流体的温度,那么接合点不接触到导电表面。输入信号保护屏蔽仍然应该连接到信号的一侧。一种解决方案是将屏蔽连接到热电偶引线连接到铜。输入导线不宜悬空,因为有过载的可能。如果产生漏电路径,一个好的方法是过滤所有的热电偶信号。如果可能,一个阻容滤波器(RC)可以加入到仪器的输入。因为可能产生混叠误差,在进行任何数字采样之前需要对信号进行滤波。对于浮动热偶,平衡输入 RC 滤波器的中点可以作为一个接地点。

这个类型的滤波器衰减包括正模和差模两种噪声。RC 滤波器电路的阻抗可以是 $1.0\text{k}\Omega$ 。如果电容是 $0.1\mu\text{F}$,截断频率将是 1.59kHz 。更高电阻可以更有效,但是仪器的直流漂移会限制精度。

4.11 基本低增益差分放大器

一个简单的低增益差分放大器如图 4.7 所示。当输入信号有一个低源阻抗和信号电平全量程大约 0.1V 时可以使用这个类型放大器。从 V_{IN1} 到输出的增益是

$+R_2/R_1$ 。从 V_{IN2} 到输出的增益是 $-R_2/R_1$ 。如果两个输入有一样的信号，增益为零。如果差分信号 V_{DIFF} 应用到两个输入端，输出信号是 $V_{DIFF}R_2/R_1$ 。这个电路为差分信号提供增益，抑制平均或共模信号。如果一个输入电压是 $0V$ （接地），另一个输入的增益是电阻比率 R_2/R_1 。增益的正负取决于使用那一个输入端。

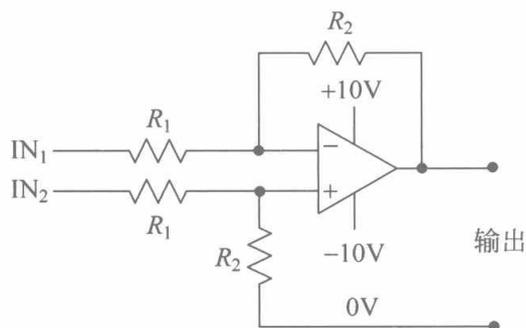


图 4.7 基本的低增益差分放大器

差分放大器可以用来作为第二个外壳的输入电路。如图 4.8 所示。增加的差分放大器利用第二个外壳中的可用电源。如果第二个外壳的公用输出看作是个参考导体，那么第一个外壳的输入地电势变成了共模信号。理想上对信号的共模分量的增益应该是零。这个应用中差分放大器称为正向参考放大器。此放大器重新参考在第一个外壳中的信号到第二个外壳中的信号公用端。

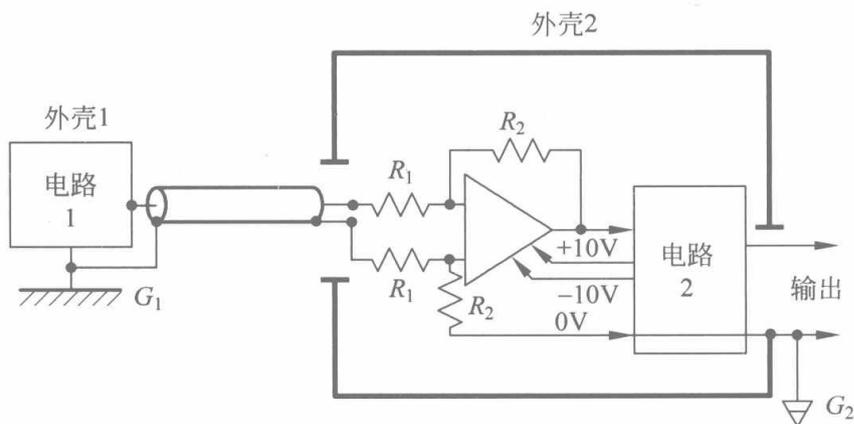


图 4.8 低增益差分放大器应用到两地问题

图 4.7 中电路的共模抑制比主要取决于反馈电阻的比率。如果电阻是相等的，它们的比率匹配值为 1% 时，共模抑制比约为 $100:1$ 。这意味着 $1V$ 共模信号在 $60Hz$ 时将产生 10 mV 误差。这个误差与 $10V$ 输出相比为 0.1% 。典型电阻值为

10k Ω 。如果该集成电路放大器具有足够的带宽,此相同的电路可以用于隔离视频信号。在这类应用中,反馈电阻器应该大约为 1 k Ω 。在视频应用中,信号经常限制为 2V 的峰峰值。

注意 当共模抑制比取决于反馈电阻器的比率精度,必须考虑源阻抗。

上面例子中的差分放大器增益是单位增益。如果增益由差分放大器或者随后的电路提供,能够提供更高 CMRR。例如,如果放大器的增益为 10,CMRR 应该是 1000:1 来限制信号在全量程内误差为 0.1%。

CMRR 取决于集成电路的反馈因子(环路增益)。见 4.18 节。当频率超过几 kHz 时,CMRR 一般来说随着增益下降。设计中好的方法是证实 CMRR 在高频时的性能,如果需要用到这个性能。

图 4.7 中的电阻 R_1 和 R_2 限制流动在输入公共导体的共模电流。如果电阻值为 10k Ω ,共模电压是 1V,电阻 R_1 上电流为 0.2mA。如果输入公共引线电阻为 1 Ω ,干扰耦合为 0.2mV。这个耦合与正向参考放大器的 CMRR 没有关系。如果反馈电阻为 100k Ω ,流动电流将会以 10 倍减少。

共模抑制不能减少来自电源变压器的耦合。为了限制这个耦合,屏蔽应该加到电源变压器上。关于这种屏蔽将在下节讨论。

4.12 电源变压器屏蔽

一个基本的变压器屏蔽是由线圈之间的单层箔组成。该箔必须在重叠处绝缘以避免匝间短路。有效的屏蔽应该是一层薄的铜或铝制成。引到屏蔽的连接可以用裸导线捆起来或者是焊接到安装的铜环上。屏蔽导线通常引出用于外部连接。在 10W 变压器上的屏蔽大约限制原边到副边的互容大约为 5pF。这个屏蔽如图 4.9 所示。

在原边线圈和副边线圈之间的单层屏蔽可以有助于限制在输入信号公用的无功电流流动。这个屏蔽应该连接到设备接地。如果屏蔽连接到外壳或信号公用,电

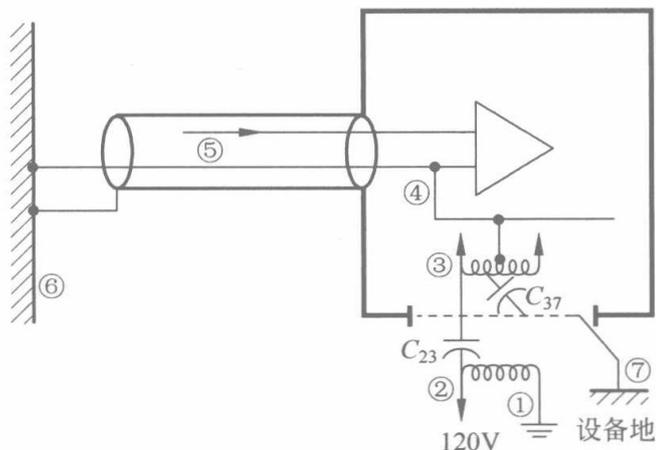


图 4.9 单屏蔽应用到电源变压器

源故障路径将穿过输入电缆，这是不可接受的。单层屏蔽不能限制在环路①②③④⑤⑥①和环路⑦③④⑤⑥⑦中的电流流动。将需要两个附加屏蔽来控制这个电流（见后面）。当在设备地和地或者中性线电源导体之间有电势差时，单屏蔽可以起到作用。这个电势差通常是由设备中性线导体流动的谐波电流产生。

在硬件内部使用的电源变压器需要有三个屏蔽以限制大部分不需要的电源电流流动。原边线圈周围的屏蔽将连接到设备地。中心屏蔽将连接到外壳，副边线圈周围的屏蔽将连接到电路公用。图 4.6 给出了外壳中的两个屏蔽的例子。为了限制互容在 0.2pF 左右，屏蔽时需要把线圈放在盒中。（一个盒子屏蔽完全包围每个线圈）这些屏蔽变压器必须手工制作，因此很昂贵。盒子屏蔽的变压器很少用在今天的电子设备中。

有些设计中，电路公用通过一个串联电阻接地。一个设计可能是浮地电源。上面提到的三个屏蔽可用于控制在变压器互容中流动的无功电流。在变压器中有 3 个盒装屏蔽，漏电容可以保持为接近 0.2pF 。在 60Hz 时，它的电抗是 $13 \times 10^9 \Omega$ 。在 $120\text{V}/60\text{Hz}$ 时环形电流大约为 $9.2 \times 10^{-9} \text{A}$ 。在电阻 1000Ω 时电压降大约为 $9.2\mu\text{V}$ 。幸运的是，一些电路技术可以用在浮地电源中而不需要这些昂贵的多重屏蔽变压器。

4.13 校准和干扰

有许多方法可用来校准仪器。平台校准可以测试一些在线测试不能测量的参数。在线测试只是提前进行实验可以验证基本操作,并提供需要的数据以校正一些错误。测量误差包括的因素有线性度、增益、偏移、放大器输入噪声、共模抑制比、温度系数、激励精度、电缆中的信号损失、上升时间和稳定时间。校准可以校正在增益和偏移方面的误差,但不能校正由共模信号引起的误差。因为有大量的可能误差,每一误差贡献与全量程信号相比很小。规范通常要求误差等级为全量程时的0.1%。

注意 即使再多校准也不能消除干扰引起的误差。

注意 $1\mu\text{A}$ 不需要的电流经过 1Ω 电阻产生 $1\mu\text{V}$ 误差。

4.14 超过 100kHz 的保护屏蔽

保护屏蔽应该保护输入信号直到输入基或门。仪器中出现的保护屏蔽可能耦合高频场进入外壳。即使这些信号在带宽外,它们也可以在过载和信号整流中产生误差。一个好的方法是在频率超过 100kHz 时通过一个串联 RC 电路连接屏蔽到外壳。理想情况下电路应该放置在仪器的外面,但是经常被放置在连接器或其附近。典型值为 $R=100\Omega$ 和 $C=0.01\mu\text{F}$ 。电路限制了进入外壳的场强度。这个 RC 电路如图 4.10 所示。

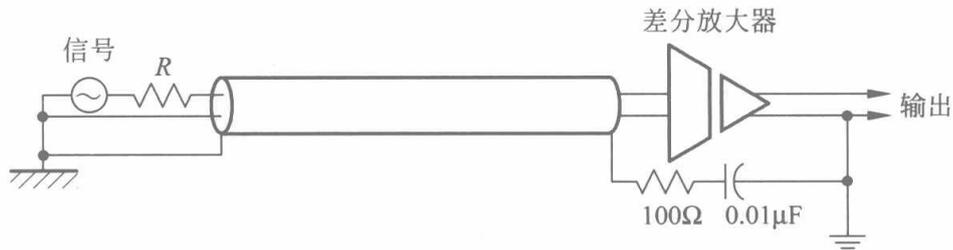


图 4.10 RC 绕过输入保护屏蔽

4.15 模拟电路中的信号流动路径

组成模拟电路的基本器件包括集成电路、反馈电阻、电阻分压器、钳位二极管和电压控制的齐纳二极管。RC 滤波器器件和电源器件。典型的是这些器件通过双面印刷版互相连接。直流电源可以从附近的整流系统和/或电压调节器。在一些电路板上，电源通过本地电源变压器供电。一般来说利用双面板没有可用的地平面。如果仔细进行布线，不需要地平面。外部信号和电源连接可以利用连接器或焊接引脚来完成。当涉及数字电路时，地平面应该是需要的，参见 7.13 节。

这里给出了一些规则，将会有助于模拟电路板布线：

(1) 维持信号流动和信号公用从输入到输出。在信号路径和信号参考导体之间面积应该保持很小。

(2) 关联到输入的器件不应该接近输出电路器件。

(3) 电源连接(直流电压)应该从输出进入，从后向前到输入。避免公共阻抗耦合(寄生反馈)。

(4) 最应该注意的是输入电路几何形状。元器件连接到输入路径的引线应该保持很短。另一个方式来描述这个要求就是，互连器件用最少量的裸铜连接到输入信号路径。

(5) 反馈求和点要求苛刻。这些点保持很短的引线长度。

4.16 并联有源器件

当晶体管或者 FETs 并联以增加性能时,给非稳定性提供了机会。如果发生振荡,可以高到无法测量频率。这个类型的振荡器能使元器件过热的/或者限制他们的有效增益。从这个类型振荡器产生的辐射能够干扰附近电路。如果电路是小范围稳定,振荡可能发生在一段长时间的预热之后或在连接某些负载值时。

当两个或更多的有源器件类型的元件连接到一块常常会有问题出现。一个例子是并联电力晶体管通过连接基极,发射极和集电极在一起。一个好的方法是放置一个电阻器串联在每一发射极和在每个基极增加一个串联电阻。典型的发射极电阻是 10Ω ,典型的基极电阻是 1000Ω 。这些电阻经常称为抑制电阻。典型电路如图 4.11 所示。

注意 如果超过一个元件的器件并联到第二个器件,应该使用串联电阻。

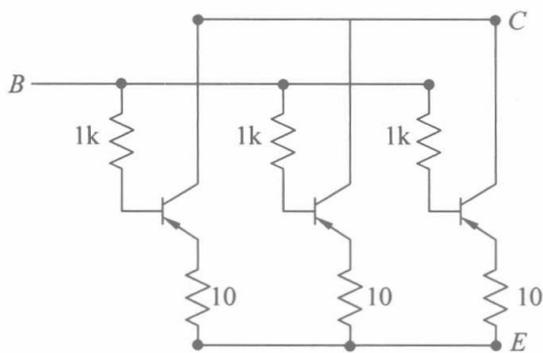


图 4.11 在并联电路元件中增加抑制电阻

4.17 反馈稳定性

集成电路放大器经常具有一个在直流时非常高的前向增益。实用中经常需要负反馈。这个类型的放大器提供内部补偿,意味着内部调整开环频率响应。如果没

有这个补偿,将会导致反馈振荡。即使有补偿,在应用中电路稳定性范围很小。为了解决这些问题,需要简单复习下反馈理论。因为不能保证稳定,一个好的方法是测试所有反馈电路以确保它是无条件的稳定。

这里给出了一些术语,帮助理解本节的内容。

闭环增益:应用反馈后的增益。

反馈因子:正向增益超过的闭环增益。

负反馈:从输入信号中减去输出信号的一部分,放大这个差别。

开环增益:反馈之前的增益。

正反馈:强制在输入信号中加入输出信号的一部分。这经常导致成为一个振荡器。

4.18 反馈理论

基本的反馈电路图如图 4.12 所示。输入信号是输出信号的一部分 βE_{OUT} 和输入信号 E_{IN} 的和。这个求和经常在差分输入级或者通过一个分阻器产生。反馈电路的增益是:

$$E_{\text{OUT}}/E_{\text{IN}} = -A/(1 + A\beta) \quad (4.1)$$

如果 A 是负的且数值很大,那么增益非常接近于 $-1/\beta$ 。

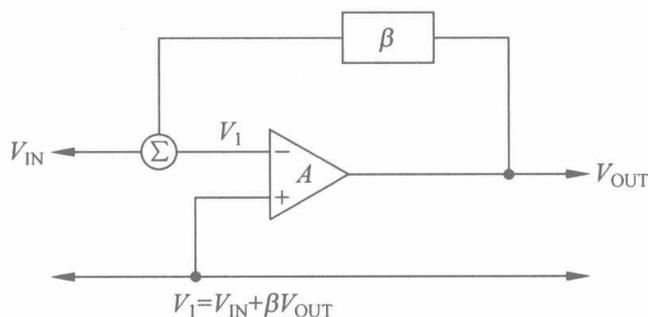


图 4.12 基本反馈电路

在内部补偿放大器中,前向增益随着频率正比下降。闭环放大器的带宽接近于在闭环增益等于 $1/\beta$ 时的频率。例如,假设一个放大器的开环直流增益为 -10^6 。如

果闭环增益为 -100 ，带宽为 100kHz ，放大器的开环增益需要从 10Hz 附近开始下降。

任何电路关联的相位移与其关联的衰减斜率紧密相关。如果斜率正比于频率，相移是 90 度。如果斜率正比于频率的平方，相移是 180 度。图 4.11 中的补偿反馈放大器，开环放大器的相移接近 90 度，在 10Hz 到 100kHz 的范围内。闭环放大器的相移是 90 度除以反馈因子。例如，如果闭环增益是 100 ，在 1kHz 时的反馈因子是 10^2 。这意味着在 1kHz 时的相移接近 0.9 度。在 100kHz 时，反馈因子是 1 ，相移增加到大约 45 度。当频率超过 100kHz 时，衰减斜率正比于频率，相移将是 90 度。

公式(4.1)中增益 A 在 $A\beta$ 达到 1 之前，相移必须不能大于 180 度。如果这个条件不满足，电路将会振荡。这个条件就是著名的那奎斯特判据。如果在 $A\beta$ 接近单位增益时，相移接近 180 度，结果是放大器在他的幅值/频率响应时有很大的峰值。这个放大器的暂态反应将会有大的过冲和多个周期的减弱振荡。这说明电路是小范围稳定。这个振荡情况说明有问题需要更正。

反馈系统对于任何内部干扰来说具有有限的增益。如果一个 60Hz 的信号注入到内部点，此信号的降低增益是注入点之前闭环增益。如果闭环增益是 100 ，注入点之前的增益是 1000 ，一个 0.1V 的干扰信号将是乘以 100 和除以 1000 。结果是输出电压为 0.01V 。如果输出级具有 1% 的线性误差，这个误差被反馈因子减小。如果反馈因子是 100 ，线性误差将只有 0.01% 。

4.19 输出负载和电路稳定性

如果图 4.12 中的反馈放大器连接到一个电容负载，将会在正向开环增益中添加相移。一个电容负载可能是一个信号电缆，具有几百皮法的电容。当反馈应用到这个增益块周围时，能导致一个非稳定性。当闭环增益为单位时，问题非常严重。如果输出是一般目的应用，一个好的方法是放置一个并联 LC 电路接在输出。 L 可以是 $10\mu\text{H}$ ，电阻是 10 或 20Ω 。这个电路如图 4.13 所示。在频率超过 100kHz 时，输

出阻抗是电阻器串联输出阻抗^①。这个电阻常常足以避免任何非稳定。如果一个 10 或 20Ω 电阻串联这个输出，不会形成任何问题，那么电感器是不需要的。

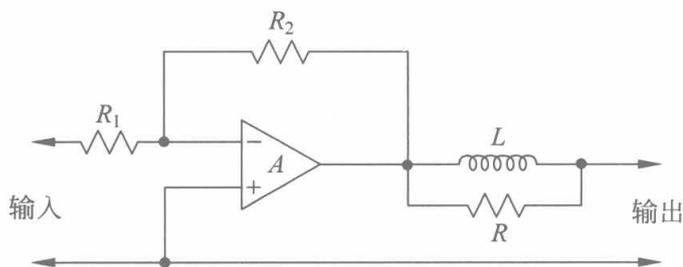


图 4.13 一个 LR 稳定网络

测试每一个输出电路的稳定性是个好的方法。一个方波信号应该用来驱动这个放大器。具体测试如下：一个方波信号通过一个 100Ω 的串联电阻驱动输出。如果电路输出端有振荡，电路应该被修改。注意，驱动信号不能使输出电路过载。因为这个原因，一个好的方法是利用小信号的方波信号观察稳定性。有些时候大信号能减少环路增益，振荡（非稳定性）可能看不到。

注意 阻性负载应用到输出反馈放大器能够减小开环增益。这可以提供稳定的裕度。因为这个原因，稳定性测试应该为无输出负载。

4.20 功率级周围的反馈

如果一个集成电路放大器驱动一个功率输出级，合理的做法是包含这个功率级在反馈环中。这个输出级增加的相移（延时）能够引起不稳定性。可以用一个简单的方法避免这个问题。在高频时提供一个集成电路直接输出的反馈路径。图 4.14 给出了这种结构。在高频时，反馈路径通过 C_1 和 R_1 。

^① 一个放大器带有负反馈时的输出阻抗是减小反馈因子的输出级的阻抗。因为反馈因子随着频率线性下降，输出阻抗随着频率增加。一个增加的输出阻抗意味着输出阻抗像一个电感。任何电容负载与这个电感串联构成了一个谐振电路。如果反馈测量点的相移增大到 180 度和增益大于单位增益，电路将振荡。

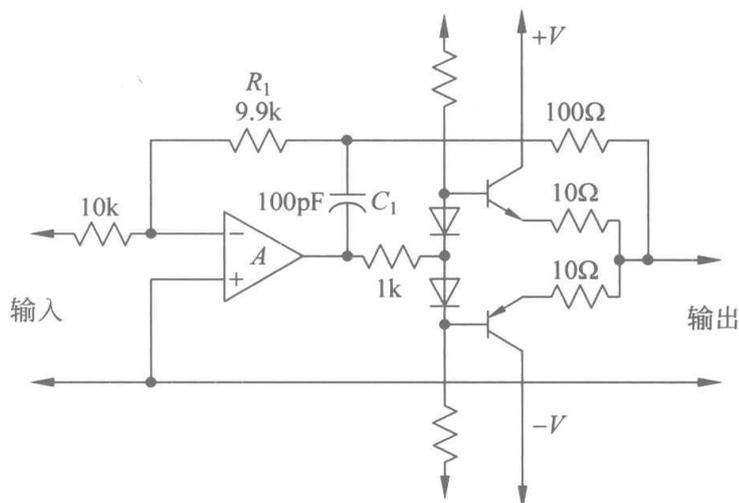


图 4.14 功率级周围的反馈

4.21 恒流环

可用的仪器应该利用一个恒流源在一个长线路中传输信号数据。电流标准等级为 4mA 到 20mA。4mA 的电流值可以代表信号的零。恒流源意味着流动电流与这些因素无关,负载、环路电阻或任何由电流环感应的外压。一个精密串联电阻器可以在接收端用来转换电流为电压。这个电压可以通过放置在第二个机壳中的差分放大器放大。不管什么原因,如果环路开环,不存在反馈。在这种情况下,电路将过载。

注意 电流环提供了高源阻抗。

4.22 滤波器和混叠误差

采样信号必须滤波以避免混叠误差。如果采样频率是 10kHz,信号频率含量不能超过 5kHz。如果有高频信号含量,也会被重叠。例如,一个调制的 8kHz 的信号

将会是 2kHz 的输出。注意, 2kHz 是 8kHz 和采样频率 10kHz 的差。

注意 在电影 Westerns 中, 马车车轮可能显现为反转。这就是混叠误差的形式。为了消除这个效应, 每秒的胶片数需要增加。

反混叠滤波器的斜率必须从 500Hz 时开始衰减信号, 在 5kHz 时提供 60dB 的衰减。这个模拟滤波可以用多种形式。在衰减之前, 椭圆滤波器经常用来提供一个平坦的频率响应。这个类型的滤波器有一个明显的暂态过冲。贝塞尔型滤波器没有暂态过冲。因为滤波器的特性是已知的, 任何频带内的衰减结果数据可以进行数字校正。滤波的类型应该匹配所期望的数据类型。噪声数据能够引起滤波器中的暂态过冲, 这会导致信号过载。

4.23 隔离和 DC/DC 变换器

DC/DC(直流到直流)变换器中使用的变压器提供了一定程度的隔离, 而这是 60Hz 变压器所没有的。但是, 这些变换器也有问题。变换器比 60Hz 变压器更小更便宜, 因为这个原因, 它们在电子硬件设计中得到广泛应用。

在典型的直流到直流变换器电源中, 公用电源经过整流, 能量存储在电解电容器中。这个存储能量以超过 50kHz 频率进行调制, 变压器耦合能量到需要的电路。这个调制器产生二次侧的方波电压。能量在每个调制周期提供给变压器, 这意味着二次侧不需要大容量储存电容。这些变换器需要通过变压器处理调制频率基波和谐波的耦合。特别是前沿耦合电压尖峰穿过变压器。

屏蔽调制变压器是不实际的。这个引入的电容将使得电路不可用。如果原边峰值电压是 170V, 在原边线圈上的方波可以达到 340V 的峰峰值。如果上升时间是 $1\mu\text{s}$, 在原边和副边线圈之间的流动电流取决于线圈之间的互容。如果电容是 10pF, 电流尖峰的峰值幅度为 3.4mA。这个幅度的电流在模拟电路公用端流动一般是不可接受的。

有几种方法可以减小这个电流尖峰。如果变压器有一个中心抽头原边(因此有一个正和负电压),那么相等的极性相反电压通过等值电容耦合到副边线圈。通常双线绕制线圈可以提供这种平衡。在这种情况下,电流可以抵消。这个抵消不是完全的,但是电流可以减小的因子在 10~100 之间。有些时候可能需要一个微调电容器。如果产生相对于设备地的方波电压,任何电流脉冲的滤波必须相对于这个地。

一个减小高频耦合到二级电路的方法是使用两个变换器变压器级联。第二个变压器连接到第一个变压器的一个线圈。这个增加的变压器可以平衡(中心抽头)而运行在低电压。两个变压器之间的耦合可以参考连接到输出电路公用端。低电压限制了在输入公共端流动的高频电流。图 4.15 给出了这种结构。

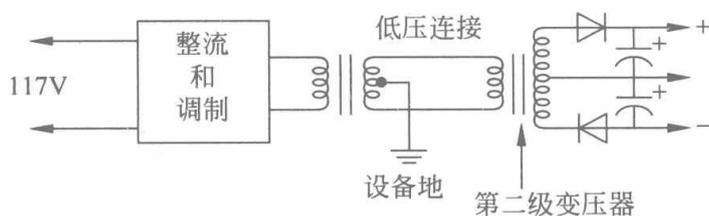


图 4.15 利用第二个变压器隔开关噪声

电源线路电压可以整流,能量存储在电容器中。这个能量可以被调制和作为供应电源。在一个周期中的一部分,调制的能量可以来自于电源线也来自于储能电容器。为了限制这个需求,需要一个线路滤波器。这个滤波电容器放置在电源线路和设备地之间。这意味着一些调制电流能够进入设备地网络。涉及这个流动电流的环路面积是不好定义的。结果是在整个设备中存在一个由调制引起的场所产生的干扰。因为这个原因,应该设计一个 DC/DC 变换器来限制这个电流。由许多单个电子硬件组成的设备中,这个干扰电流等级可以引起的干扰场。

在整流之前通常利用步降变压器来减小交流电压。这种情况下直流到直流变换器工作在更低的电压,尖峰等级也减小。相应的代价是步降变压器的成本和尺寸。

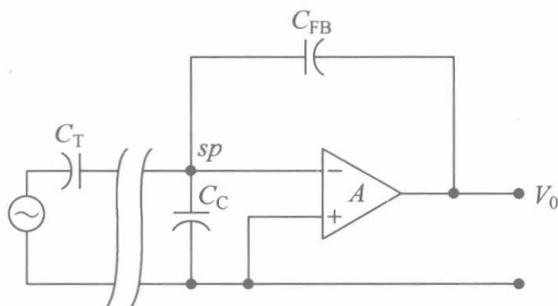
如果细心处理,直流到直流变换器是传感器激励产生隔离电源的一个好方法。一个公共变压器带有多个第二级变压器可以用来产生一组隔离激励源。

4.24 电荷变换器

在振动分析中,测量传感器通常是石英晶振。这个晶振在电气上等同于一个电容器。当这个传感器加速时,便在晶振面上产生一个电压。这称为压电效应。这个加速可以通过测量在电容上产生的电压或者电荷得到。电荷和电压之间的关系为 $V=Q/C$,这里 C 是传感器电容。电荷和加速之间的关系由制造商来提供。

变换器上的电压可以利用高阻抗放大器来放大。输入电缆电容减弱输入信号,这就需要校准电缆长度的函数。压电传感器的信号放大优先采用测量电荷而不是电压的方法。输入电缆电容不衰减电荷,做校准更简单。电荷首先转换成电压,然后再进行电压放大。这个类型的仪器称为电荷放大器。

在运算放大器周围的基本反馈通常是两个电阻器。电压增益就是两个电阻的比值。如果电阻器被电容器代替,增益是电抗的比值。这个反馈电路称为电荷变换器。输入电容器上的电荷传输到反馈电容器。如果反馈电容器小于传感器电容的倍数为 100,那么电压穿过反馈电容器将比开路时传感器电压大 100 倍。图 4.16 给出了这种反馈器结构。开路输入信号电压是 Q/C_T ,输出电压是 Q/C_{FB} 。电压增益为 C_T/C_{FB} 。注意,在求和点基本上没有电压。



C_C =电缆电容 C_T =传感器
 C_{FB} =反馈电容器
 求和点 sp 是个虚拟地
 电路传输 C_T 上产生的电荷传输到电容 C_{FB}

图 4.16 基本电荷放大器

注意 电荷变换器并不放大电荷,而是转换电荷信号为电压信号。

输入电缆电容在求和点和信号公共端之间连接。这增加了电荷变换器的输入级所产生的噪声。电缆电容不改变输入电荷到输出电荷的转换。

如果传感器电容是 $0.01\mu\text{F}$, 反馈电容是 100pF , 输入电压的增益为 100。为了提供影响到 1Hz 的低频, 穿过反馈电容器的电阻将会达到 $10^{10}\Omega$ 。这可以利用一个 $100\text{M}\Omega$ 电阻器和 $100:1$ 的反馈电压分压器实现。图 4.17 给出了这种分压器的结构。输入偏差电流的路径为 $100\text{M}\Omega$ 。这些高阻抗的要求使得输入级到放大器必须是一个 FET。

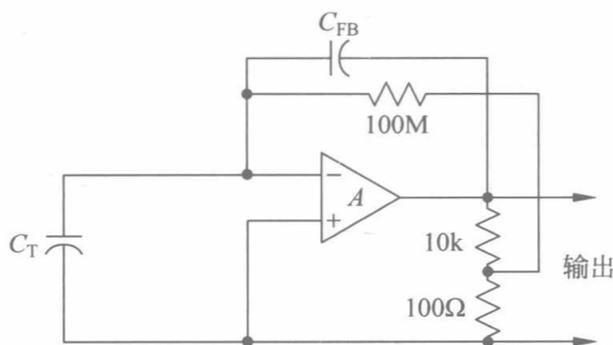


图 4.17 控制低频响应的电阻器反馈结构

在 100kHz 带宽时电荷变换器的输入参考噪声等级一般低于 10^{-13}C 的有效值。考虑求和点和附近供电电源之间的耦合。如果耦合电容是 3pF , 供电电源有 30mV 纹波, 噪声耦合到输入等于 10^{-13}C 。为了限制这个耦合, 给一个电荷变换器供电电源需要良好调节。

图 4.15 中给出了在电荷变换器电路中最小实用反馈电容器大约 100pF 。 1pF 的电容代表了 1% 的增益误差。考虑变换器的增益在 100 以下。从求和点到这个放大信号的电容可能导致电路故障。如果增益是 100, 互容必须保持在 0.01pF 以下。这么小的数值要求电荷变换器小心进行静电屏蔽。这个电路的保护一般是通过两个小的金属盒子盖在电路板正反两面上的器件和电路走线。从传感器到电荷变换器的连接必须利用特殊的低噪声电缆。也包括任何仪器内部的信号连接。见 6.3 节。

注意 如果电荷放大器是直插式模式，必须使用专用电缆输入连接器。输入信号沿着整个路径必须小心屏蔽。

注意 传感器增加了测试中项目的质量。小的传感器产生较少的电荷。

传感器的谐振特性必须高于任何测试频率。如果传感器要求绝缘底座，这增加质量，并测量另一个自由度。对于高频振动测试，需要来避免这个绝缘。这意味着传感器公共端接地到设备。这个接地要求一个差分放大器级放置在信号路径的相应地方。这一级可以是前向参考放大器端接在电子设备上，或者可以由测量仪器提供。在这种情况下，仪器必须有两个电源，一个为输入电荷变换器，另一个为差分级和其他辅助电路。这个仪器可以称为差分电荷放大器。注意这个输入信号在特性上不是平衡或差分的。

4.25 保护环

在一些应用中，电路板的电阻率可能引起问题。一个地环可以放置在关键电路周围以收集不需要的电路板电流。第二个解决方法需要一系列的接地过孔形成圆环。如果这样的保护仍不满足要求，电路可能需要更好的绝缘。

4.26 热偶效应

在直流放大器中，输入导体要特别注意。每一个结点或者连接可能是个热耦。当计入微伏电压时，应用下面规则：

- (1) 保证两个输入的电路对称。
- (2) 保持输入引线紧密在一起。
- (3) 不要在输入引线附近放置任何热源。

(4) 不要让空调气体吹过这些引线。

4.27 保护开关

继电器触点或半导体元件的开关不是理想开关。开触点之间的漏电容或电阻常常是个问题。在一些应用中,1pF 跨接在断开开关足以耦合不需的信号。为了限制这个耦合,常常提供一中心触点组。这些中心触点连接到电路中的点以阻止耦合,保护信号。在复杂的开关方案中,保护触点限制不需要的耦合。

注意 浮动开关触点通常不能提供有效隔离。

注意 当信号来自于不同参考地电势时,那么所有输入信号引线应该通过开关(多路复用开关),这包括保护屏蔽。每一个信号的保护屏蔽必须继续通过任何开关矩阵继续保护。

4.28 数字控制

仪器放大器中的许多参数可以数字化控制。控制功能的数字命令在输入保护外壳中必须穿过边界而不能损坏共模抑制比特性或增加干扰。控制信号可以通过光,差分或者是利用机械继电器进入。在大多数应用中,在仪器工作过程中控制连接工作。这简化了多个方面干扰问题。

传感器激励功能控制在保护环境,包括电压或电流等级,激励模式和电流限制。对于应变计有许多模式,并联和串联校准。用户有许多选择来满足这个领域的需求。

校准要求能够采用许多不同形式。经常要求在测试运行之前,在所有输入端注入一个已知的信号。当信号必须进入到每一数据通道时,信号能够解决引入串扰

问题。

处理漂移误差有多种方式。优先的方法是利用计算机测量输出信号的偏移然后校正这个数据，而不是在输入端做出电气改变。如果这个范围不是很大，调整输出电路以适应输入偏差。

输出外壳的相关机能不影响共模抑制比过程。这些机能包括增益范围、偏移类型和滤波器设置。

5.1 处理辐射和敏感性

工程是把科学原理应用到现实世界的研究。当涉及电磁辐射和敏感性时,需要做许多的假设以得到可用的结果。可以把理论应用到天线设计,但是很难把天线设计应用到印刷电路板产生的辐射中。很难计算出穿透无限大导电平面上的圆孔的波的结构。如果孔在一个金属盒内,那么解可能是近似的。如果金属盒子有内部电子电路,那么内部场的描述变得不可实现。建议采用类似传感器的设备来测量盒子内的场。困难的是这个传感器也变成了问题的一部分。

注意 几乎所有涉及辐射和敏感性的实际问题需要采用近似解。

在真实世界中,辐射和敏感性问题很复杂。孔不是圆的和位于中心,辐射不是在垂直面到达,场也不是平面波。计算机可以用来计算这些问题,但是几乎不可能提供精确导体几何体的值,保证程序能够工作。实际上,根据工程经济性的要求,这种方式不可取。为了理解在实际问题中发生了什么,我们可以只利用基本原理和最坏情况分析。基于这种思想,我们假设分析是在圆孔,无限平面和理想平面波的基础上。

注意 即使最坏情况分析也应该提供误差范围。

5.2 什么是辐射

在第1章中，讨论过电场和磁场。我们看到，当能量传输到电容器，电感器或者通过一个变压器时两种场都出现了。如果一个场改变，另一个也自动改变。一个改变的电场意味着一个位移电流和一个磁场。一个改变的磁场意味着一个电场。一个电场意味着有电压存在。

当一对开路导线穿过一个电压源，通常不匹配源和端阻抗。结果在整个长度的导线上将会有多次的来回反射。实际情况是将会有热损耗和一些辐射。这取决于线路的长度，发生反射后的很短时间将衰减。如果示波器探头连接到这个线路，将会变成线路端接的一部分。我们描述的过程是真实的，他们发生在一个非常高速的世界。在许多应用中，对发生在最早的几纳秒的活动波感兴趣。在数字电路中，最初的几纳秒很重要。为了理解能量如何从电路进入到空间中，我们看看能量是如何在一对导体中耦合的。

一个简单的方式让能量导入到一个开路传输线，利用一个电压源其源阻抗等于线路的特性阻抗。当电压源连接到线路，一半电压源的波将沿着线路向下传播。在线路的开路末端，一个反射波将会抵消这个电流。向前和返回的波在线路上继续增加能量。当这个反射波到达源，穿过匹配阻抗电压值在源处是零，所有波活动结束。线路现在充到满电压。结果是能量辐射到传输线。所用时间为一个来回。

在传输线上，能量流动需要有两个场出现。在开路或者短路时，能量是转移而不是丢失。简单来说沿着同样的传输线来回反射。如前面所示，任何数量的波可以同时利用传输线。如果传输线以其特性阻抗端接，能量消耗在端接电阻，不会有反射。如上面的例子，当波到达终端时没有反射，线路在其静态状况。

如果传输线上有交叉，能量到达分支点分别进入到两个路径，一些能量反射。如果有多个分叉点，很容易看出在两个方向上将会有复杂的波传播。反射波返回穿过时在每一个不连续处再次反射。理论上反射的次数变成无限次。

电磁波的传播可以与池塘中的水波比较。当一个石头击中水，一个复杂的波向

外传播。进入点的波最后减弱,但是波继续向外传播。一个石头进入到池塘肯定增加了整个池塘的水面高度。这个势能分布在整个池塘的唯一方式是这个水波到达整个表面。

考虑一个减弱的传输线,其两个导体之间的间距增加。当导体分开时特性阻抗增加。当能量运输到这种类型线路会发生什么?波能量在每一个特性阻抗增加时将会发射。这个反射能量将在每一个特性阻抗增加时将会再反射。这个向外流动能量是初始波和所有的这种反反射能量的组合。能量传输最长的距离具有最大时延。不难看出,这个向前的波具有前沿,随着时间和位移变宽。

考虑一个电路或者天线所产生的一个电磁波。如果有大量的分岔传输线路,导体几何体周围的场离开这个区域。分支线路的特性阻抗持续增加。反射能量持续向前反反射。结果是,一个离去的能量波有一个宽的波前沿。

在距离源的一段距离,反射过程开始减弱。这是因为特性阻抗接近常数。场 E 和场 H 一起以光速离开几何体。一微秒的时间,这个场大约传播 1000 英尺。如果假设一个阶跃电压源,经过一微秒,源周围的电场稳定。磁场基本上为零。在 1000 英尺处观察,两个场的波离开。

返回场能量进入电路的过程有一点像从池塘中移走石头。移除的能量最后必须来自于整个池塘。储存在远点的能量不能重新分布直到一个波传播到那个远点。因为能量必须在每个存储点的两个方向移动,在池塘中的每个点必须有一个波的反射分量。

传输线的比拟能够帮助我们理解波的返回能量如何存储在一个电路中。假设一段开路传输线存储一个电场。这两个导体形成了一个电容器,来储存一个电荷 Q ,电势差为 V 。我们可以用一个线路端接电阻来移除能量。

如果这个电阻器和线路的特性阻抗匹配,这个电压在连接的瞬间下降一半的值。一个向前传播的波其电压是一半的值。

这个波的电流等 $V/2Z$ 。一个波向外流动但是能量返回流进这个端接电阻。当这个向前的波到达传输线的开路终端,一个反射波必须抵消这个电流。为了保持线路上的能量流动,反射波也必须抵消剩余电压。在波向前和向后传播的所有期间,

能量供给这个端接电阻。电阻上的能量消耗为 $1/2I \cdot 1/2V \cdot 2t = 1/2VI t$ ，这里 t 是一个方向上的传输时间。因为 $Q = It$ 和 $C = Q/V$ ，消耗能量等于 $1/2CV^2$ ，初始能量存储在传输线上。当返回波达到端接电阻，所有波活动停止。如果波的速度是 $c/2$ ，消耗能量花费的时间是 $4 \cdot l/c$ ，这里 l 是传输线的长度。

假设一个开路传输线逐渐变窄。如果这个线路充电到电压 V ，线路行为像个电容器。当线路端接，结果是离去波的能量将回到端接。当波向外传播时，随着特性阻抗改变，会有持续的反射波。因为同样的原因，反射波继续反反射。其结果是大部分的存储能量返回到终端，一些能量继续向外。

如果进行下一步，撤除导体，我们得到了一个静态电场，其场强度随着距离下降。当电路场产生端接，能量开始向着端接流动。连续的反反射过程自然输送一些能量离开电源。这些能量将离开电路不再返回。这个反射和反反射的持续过程显现了一个延迟。返回能量的前沿在整个时间延长。

如果比喻中的池塘在范围上是无限的，那么由石头产生的第一个波将不会停止移动。当从池塘中取出石头，第二个波也不会停止移动。这两个波将不会互相追上，结果是一些离开能量不会再返回。这些能量明显是辐射。

不管波是阶跃函数还是正弦波都有传播和反射发生。观察一个正弦波辐射的方法可以考虑波是一系列阶跃电压的总和。每一步产生的反射和反反射的形状已经进行了讨论。分析中使用正弦波，其漂亮的事情是在几何图像上所有点的波形也是正弦波。使用阶跃函数肯定不是真实的。重点要指出的是正弦波应用在大部分的通信系统中，麦克斯韦尔方程处理时最好利用这些同样的正弦信号。

注意 电压或电流的每一转变辐射出一些能量。

考虑电路产生的一个低频正弦电磁场。与一个时间周期来比，大部分能量返回到电路所花费的时间很短。结果是返回能量与产生源之间有相位差。随着频率的增加，能量来回所需要的时间在正弦周期中所占的比重变得显著。这个返回能量具有一个延迟 90° 电角度的分量。这就是场能量的辐射分量。

5.3 偶极子天线

一个长导体(天线)周围的场方向图可以近似为导体的每一分段的场方向图的和。假设一个正弦电流引入到天线的基极。每一分段上的电流幅值取决于沿着天线的位置。在天线的顶端电流是零,基部电流是最大值。沿着天线长度的电流分布看作是正弦波的一部分。天线驱动其基部相对于地称为半偶极子。这个构造如图 5.1 所示。

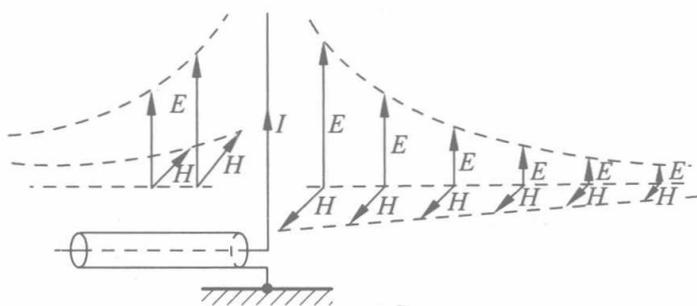


图 5.1 半偶极子天线

偶极子周围的电场和磁场是其驱动的正弦电压、方向角度、天线距离 r 和波长的函数。波长 λ 是波传播一个周期的距离。例如,在 1MHz 时波长是 300m。电场强度垂直于天线可以用公式(5.1)近似:

$$E = k_1(\lambda/2\pi r)^3 + k_2(\lambda/2\pi r)^2 + k_3(\lambda/2\pi r) \quad (5.1)$$

磁场强度可以近似为:

$$H = k_4(\lambda/2\pi r)^2 + k_5(\lambda/2\pi r) \quad (5.2)$$

如果天线长度是波长的四分之一,场 E 的峰值在天线附近是 $4V/\lambda V/m$,这里 λ 是波长。

5.4 波阻抗

利用公式(5.1)和(5.2),比率 E/H 在远点简化为 k_3/k_5 。因为场 E 的单位为 V/m ,场 H 的单位为 A/m ,这个比率的单位是 Ω 。比率 k_3/k_5 为 377Ω 。这不意味着

Ω/m 可以用来测量空间特性。因为 E 和 H 可以通过任意距离 d 测量,这两个场是互相垂直的,正确的应该说 E/H 等于 $277\Omega/\square$ 。

当距离 $r > \lambda/2\pi$, 比率 E/H 等于 377Ω 。在较短的距离,比率 E/H 与 $1/r$ 成正比增加。例如,如果频率是 1MHz ,那么 $\lambda/2\pi$ 是 47.7m 。当一半的距离或者 23.8m 的时候波阻抗是 754Ω 。距离 $\lambda/2\pi$ 称为近场/远场分界距离。简单来说这个阻抗意味着场 E 主导着附近的辐射源。当我们在考虑针对电磁场能量穿透的屏蔽时,这很重要。

坡印廷矢量在距离辐射源 r 处的球面的面积分值必须产生同样的总功率。在近场/远场分界距离一半时,场 E 增加的因子为 $2\sqrt{2}$,场 H 增加的因子为 $2\sqrt{2}$ 。比率 E/H 是 2 倍,穿过球体周围的功率是个常数。

从电流环产生的辐射和公式(5.1)及(5.2)一样,但是主导的场 E 和 H 被替换。这些公式是

$$H = g_1(\lambda/2\pi r)^3 + g_2(\lambda/2\pi r)^2 + g_3(\lambda/2\pi r) \quad (5.3)$$

和

$$E = g_4(\lambda/2\pi r)^2 + g_5(\lambda/2\pi r) \quad (5.4)$$

对于较大的距离 r ,比率 E/H 再次为常数等于 377Ω 。近场/远场分界距离发生在 $r = \lambda/2\pi$ 时。当 r 的值小于这个值时,波阻抗变得更小。当等于一半距离时,波阻抗为 188Ω 。在一半的距离,场 E 增加的因子为 $2\sqrt{2}$,场 H 增加的因子为 $2\sqrt{2}$ 。辐射源附近的波阻抗减小不是屏蔽这个穿透的场能量的原因。电流环附近的场,场 H 起主要作用称为感应场。在电源频率时,流动电流主导的场是一个感应场。在 60Hz 时,分界距离大约 500 英里。在距离几英尺时,波阻抗的计算值为几个微欧。这个数字没有什么特别意义,但是清楚地显示出屏蔽这个类型的场是非常困难的。

5.5 场强和天线增益

如果发射器在所有的方向平均传输功率,功率穿过距离辐射源 r 处的球面上的值为:

$$P = E \times HA = 4\pi r^2 EH \quad (5.5)$$

因为比率 E/H 等于 377Ω , E 可以写为

$$E = (30P)^{1/2}/r \quad (5.6)$$

这里 P 单位 W, E 单位 V/m, r 单位 m。例如,场 E 在距离一个 1MW 的发射机的距离为 1km 时为 5.47V/s。

在大多数的应用中,场能量直接面对一些目标。在雷达中,光束以一个抛物面的方向向外发射,光束的角度只有几度。在电视和广播中,能量直接对向居住区,不向上对着天空。很明显,这个方向性减小了提供给目标的场强的总能量需求。在雷达中,如果光束只有 1 度的方位角,在目标上产生场强 E 所需的能量减小的因子为 360。在上面例子中,所需功率将为 2.7kW。360 度与径向方位角的比率称为天线增益。在目标上的场强等于一个 1MW 的发射机在所有方向均匀传播所产生的场。

天线增益: 期望的辐射功率与实际辐射功率的比率。在上例中,天线增益为 360。

有效辐射功率: 这个功率水平将提供一个穿过 360 度方位角需要的场强度。

在涉及敏感性问题上,目标场的峰值场强才是最重要的。在雷达信号中,脉冲占空比可能为 1%。这使得在实际中可以利用千瓦特的平均功率以产生和吉瓦特的发射器产生一样的场强。敏感性问题关联的场强度等效于一个吉瓦特发射机所产生的效果。

图 5.2 给出了一组发射机的有效辐射功率。

应 用	频率范围	有效辐射功率
VLF 导航	10~300kHz	300kW
AM 广播	0.5~1.5MHz	50kW
固定 HF	3~30MHz	10kW
业余电台	3~30MHz	750W
路上公用移动通信网	3~30MHz	100W
VHF 电视(低)	50~80MHz	200kW
FM 广播	80~120MHz	100kW
VHF 电视(高)	150~250MHz	250kW
UHF 电视	400~900MHz	5MW
雷达军用	0.2~100GHz	10GW
雷达-ATC		1GW
雷达-海港		100MW

图 5.2 公共辐射器的表格

5.6 环路产生的辐射

在本书中,我们经常对无意形成的辐射器感兴趣。这些辐射器是电路中传输信号和电源的导体环路。例如,当一个逻辑电平变化发送一个信号到附近的门,流动电流通过电压源,逻辑走线和地平面形成一个环路。如果能量是从本地解耦电容器供电,形成的电流环为解耦电容器,地平面和电源走线。另一个环路涉及驱动晶体管和关联的直流到直流的变换器的变压器。还有环路涉及晶闸管和电机之间的连接。我们研究这些辐射器组合的场。

传输正弦电流的环路所形成的电场形状取决于许多因素,包括附近导体的反射,环形中心的角度。基于最坏情况分析,我们考虑在距离辐射环 r 的地方有最大场强度 E ,如图 5.3 所示。场强正比于环路面积,电流大小和频率的平方。当测量场超过近场/远场分界距离时,场强随着距离线性下降。在 100MHz 时,分界距离为 0.47m。场强 E 超过分界距离时的公式为:

$$E = 6 \times 10^{-3} IAf^2/r \quad (5.7)$$

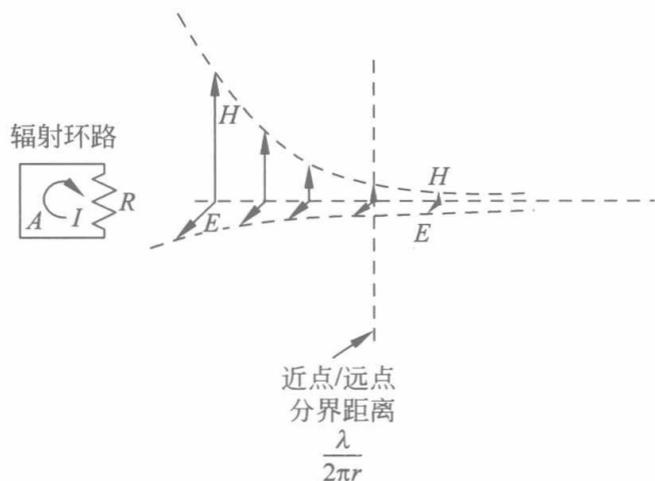


图 5.3 从导电环路成的辐射场

这里 E 单位是 $\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$, I 是电流, 单位是 mA ; A 是环路面积, 单位 cm^2 ; f 是频率, 单位 MHz ; r 是距离环路的距离, 单位 m 。如果距离是 1m , 环路面积是 1cm^2 , 正弦电流是 100mA , 频率是 100MHz , 辐射近似为 $60\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$ 。我们描述的环路可能是矩形, 正方形或者圆形。

注意 知道了波阻抗, 从磁场强度可以计算出电场强度。

如果环路尺寸超过半波长, 那么可能有场的抵消。基于最坏情况分析, 任何环路允许的最大尺寸为半波长。这个限制不允许任何场的抵消。

5.7 E 场耦合到环路

当一个辐射场关联到电路环路, 在环路上有一个感应电压产生。为了便于分析, 这个电压可以串联出现在一个环路导体中。如果电压串联在信号环中, 那么干扰是正模。如果干扰涉及的返回导体共享几个信号导体, 耦合可能是共模。

当场传播的方向与电缆平行时, 会发生最大的耦合。这种排列方式, 干扰信号场 H 的磁通以直角方式穿过环路。场 H 转换成 B 场从而可以用来计算这个感应电压。从公式(2.5)中可以得到变化的磁通量产生的电压。

场 E 也可以用来计算环路上的感应电压。没有涉及单位转换, 场 E 计算更简单。在每一时刻, 场 E 在电缆末端具有不同的强度。当电缆长度是一半波长时具有最大的差别。电缆末端的电压是场 E 乘以电缆间距 d 。最大耦合感应电压是 2 倍的场 E 的峰值乘以 d 。如果半波长大于电缆长度, 耦合正比于波长的一部分。图 5.4 给出了这个耦合。

因为耦合场正比于电缆长度, 电缆间距正比于环路面积。基于最坏情况的分析, 如果电缆长度大于半波长, 用这个半波长来计算这个电压。

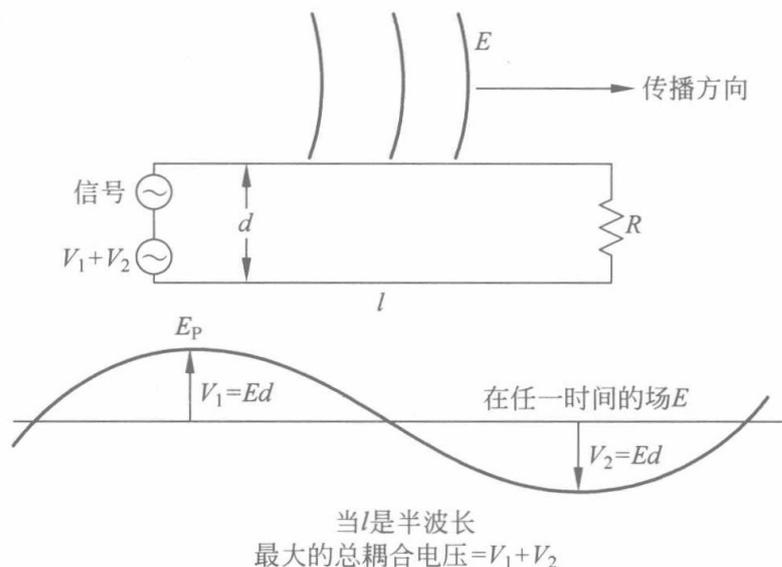


图 5.4 电场耦合到导体对

5.8 正弦波分析的要点

电路理论和辐射理论都依靠正弦信号分析。在通信发射机和接收机中，这个分析也适用。当分析中涉及非正弦信号时要求考虑信号的频谱。数字逻辑和暂态效应是同样情况。对于重复信号，谐波可以被决定。然后可以由每一谐波信号的分析来实现。当谐波的响应加在一起，其结果就是原始信号的响应。这里假设是一个线性系统。对于脉冲或者是单一情况，分析变得更困难。一般来说，能够充分做的是去预测主要频率的幅值结果而不是计算真实结果的频谱。下一节概述出这个技术，涉及的这个信号是单脉冲或者是重复脉冲。

5.9 脉冲和方波的近似计算

电路产生的辐射可能由方波时钟或逻辑时钟引起。方波电压也常见于直流/直流变换器的电源中。这些信号耦合到电路的影响或者在电路产生的辐射主要取决于上升时间和幅值，同时也和环路面积有关。我们通过研究方波信号来说明这是正确的。

方波电压或电流产生了方波的场 E 或 H 。可以通过方波的傅里叶分析得到其组成的正弦波频率和幅值。图 5.5 给出了他们的幅值。基本频率具有 $2A/\pi$ 均方根幅值。方波组成的正弦波包括所有基波的奇次谐波分量。三次谐波的幅值是基波的 $1/3$, 五次谐波的幅值是基波的 $1/5$, 以此类推。图 5.6 画出了这些幅度和频率对数标度。注意到谐波幅值平沿着一个直线。这个线的斜率为 20dB 十倍频程。我们将折合这个线作为峰值幅度的包络线。

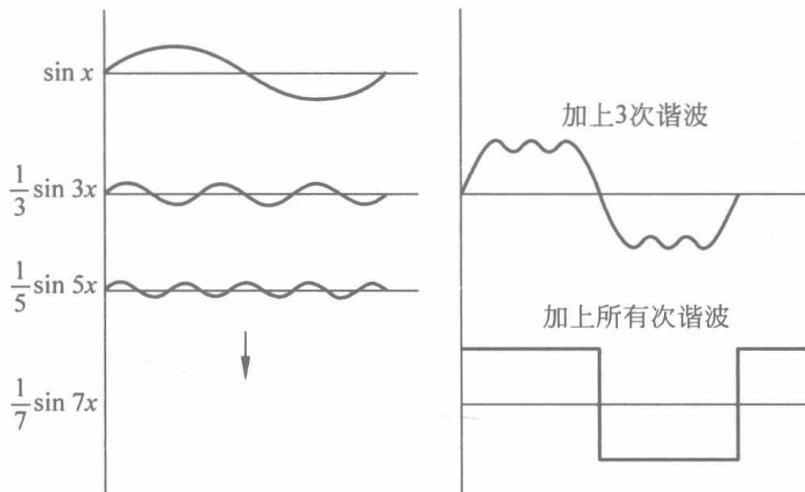


图 5.5 谐波组成的一个方波

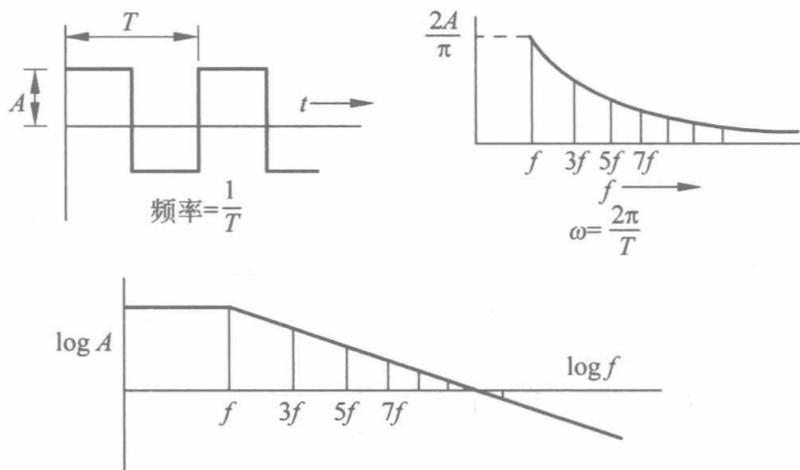


图 5.6 方波的谐波以对数标度画出

当方波的上升和下降时间有限, 傅里叶的分析有一点复杂。谐波分量如图 5.7 所示。这种情况下, 谐波幅值变化。当谐波以对数标度画出时, 这是一般形式。当

在频率 $1/\tau_r$ 以内, τ_r 是方波的上升时间, 谐波幅值小于线性包络线的值。当超过这个频率, 幅值包含在一个随着频率平方下降的包络线内。在对数刻度画出后, 第二个包络线的斜率为 40dB 十倍频程。如图 5.8 所示。

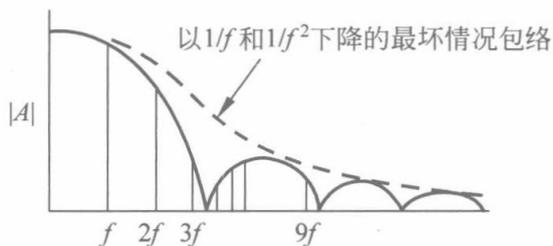


图 5.7 有限上升时间的方波的谐波组成

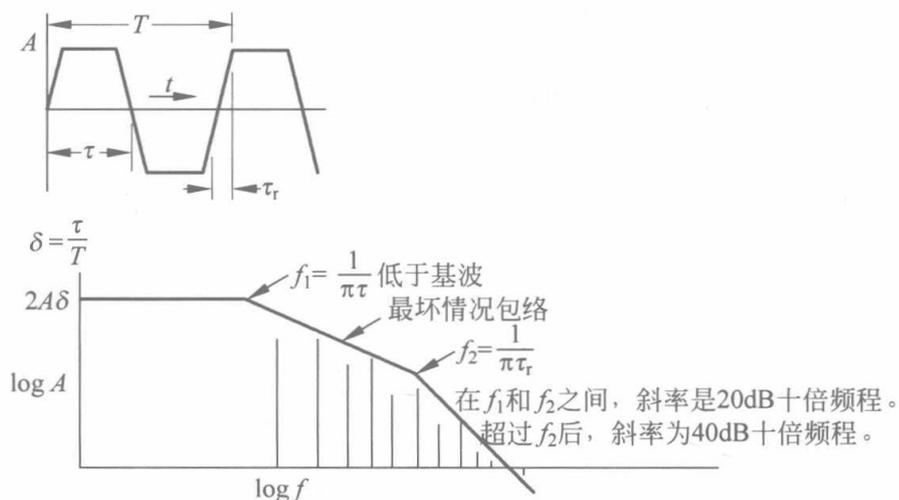


图 5.8 有限上升时间的方波谐波以对数画出

对于一个短占空比的重复脉冲, 傅里叶分析表明, 谐波小于频率 $1/\tau_r$ 时, 幅值小于 $2A\delta$ 。这里 δ 是脉冲时间与占空比时间的比值或者 $\delta = \tau/T$ 。图 5.9 给出了对数刻度的谐波的包络线。最坏情况的谐波幅值包络线的斜率在频率 $1/\tau$ 到 τ_r 之间为 20dB 十倍频程。超过这个频率, 谐波幅值下降为 40dB 十倍频程。

对于一个单脉冲, 频率包含所有的数值。幅值是个常数直到频率为 $1/\pi\tau_r$ 。如图 5.10 所示。

当一个方波电压, 电流或者场耦合到电路, 时域响应可以通过每一谐波响应相加而得到。在大多数电路中, 耦合的过程与频率成正比。因为谐波幅值随着频率衰减, 而耦合随着频率成正比增加, 两种因素抵消。结果是可以重构一个方波, 谐波分量

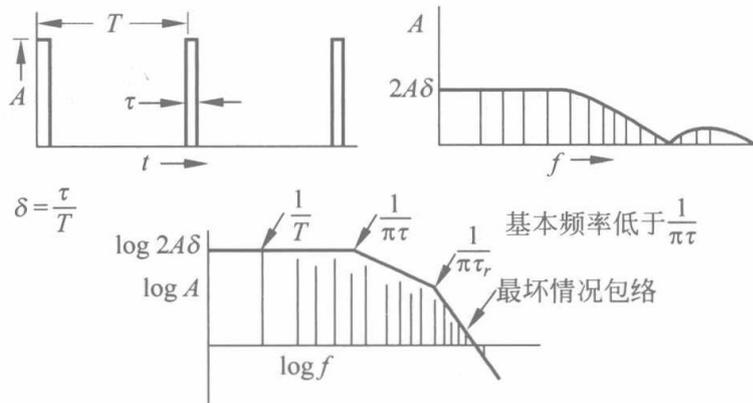
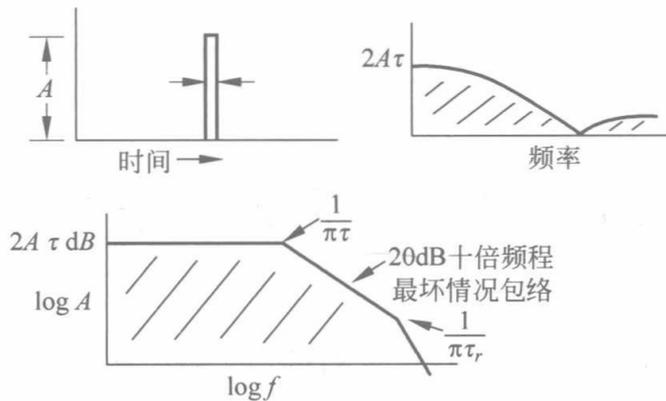


图 5.9 重复短脉冲的频谱



如果A单位是伏特，τ是微秒，那么2Aτ单位是伏特每兆赫

图 5.10 有限上升时间单脉冲的频谱

到达频率的 $1/\pi\tau_r$ 。在有限的上升时间，超过频率 $1/\pi\tau_r$ 的谐波在耦合过程中减弱。

为了分析一个电路对复杂波形的响应，可以选择一个正弦电压，频率为 $1/\pi\tau_r$ ，这里 τ_r 是上升时间。正弦信号电压的均方根幅值应该设置为 $2A/\pi$ ，这里 A 是波形的峰值电压幅值。这个频率和幅值可以用公式(5.7)来决定是否存在电路损坏和辐射等级超过要求的情况。这些都是假设，不能得到精确的波形结果。这种方法适用于单个或重复波形的情况。

两种最严重的破坏脉冲是闪电和 ESD(静电放电)。开关闭合或者触点打开的电弧也可以认为是一个脉冲。表征类似脉冲事件的频率还是 $1/\pi\tau_r$ ，这里 τ_r 是上升时间。

在下一章我们将讨论电磁场能量如何进入外壳，以及如何和电路耦合。因为这里替代干扰源的是一个正弦波而且只是近似，设计中明智的做法是提供 3~10 倍的

额外安全因子,这取决于设计的重要程度。

注意 闪电脉冲的上升时间近似为 $0.5\mu\text{s}$,最坏情况的峰值电流水平为 100000A 。
所用的正弦波频率为 640kHz 。

注意 一个 ESD 脉冲的上升时间大约为 1ns 。典型的电流峰值为 5A 。所用的正弦波频率为 300MHz 。

注意 类似脉冲的情况中经常具有不同的上升和下降时间。在分析中应该使用最短时间。

5.10 从印刷电路板产生的辐射

在印刷电路板上可能有上百个产生辐射的源。每一辐射源有不同的方向,场的测量可以在电路板附近的任一点。基于最坏情况分析,每一源产生的场可以叠加在一起产生一个最大的场强。频率可以为 $1/\pi\tau_r$,这里 τ_r 是最小上升时间。辐射环面积是逻辑信号环,时钟环和每一解耦电容器环。如果在集成电路里面每一时钟周期中改变状态的门数为 25,那么解耦电容器需要的电流乘以这个数字。这可以用公式(5.7)来得到,从而作为外场 E 在每一环路的参考。基于最坏情况分析,所有场 E 的总和给出了印刷电路板附近的预估辐射场值。

5.11 嗅探器和天线

一个实用的用来测量孔或导体附近的磁场的工具可以用一段同轴电缆制成。这个工具称为嗅探器。如图 5.11 所示。中心导体连接到外部导体形成一个屏蔽环。感应电压正比于环路面积 A 和磁通变化率。

如果知道频率,场 H 可以从感应电压计算出来。它的目的不是作为一个校准的工具,而只是一个简单的定位辐射源的方法。

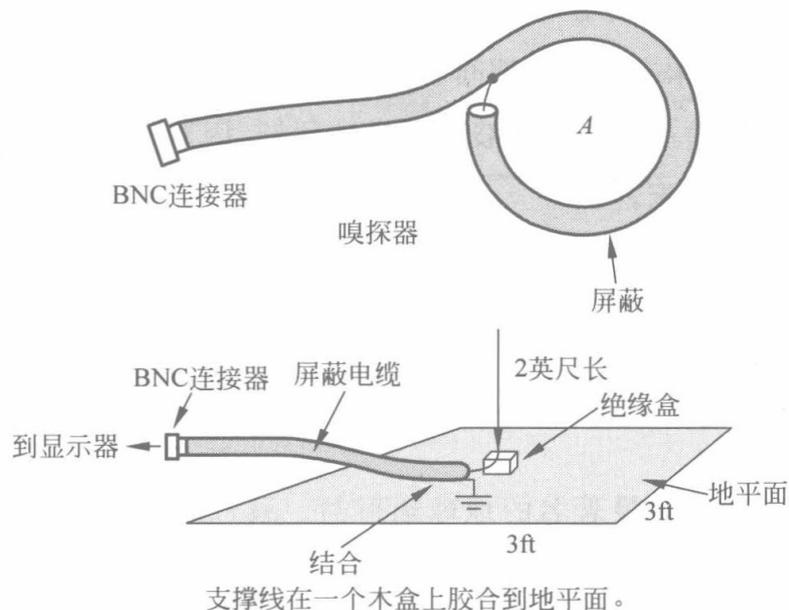


图 5.11 一个嗅探器和一个测试天线

另一个可以制造的简单工具是小天线,也可以用来定位辐射源。这个结构也如图 5.11 所示。场 E 可以计算出来,注意到测量的电压与半波长和天线的半波长的比率成正比。可以测量到最大电压值为场 E 在四分之一的波长乘以天线的长度。可以制造出更小类型用于更高的频率的天线。

注意 测量之前必须考虑区域周围的场。

5.12 太阳磁场风暴

在太阳磁场活动期间,会有明显数量的地电流。这些地电流能够大到足以使电网性能受到影响。1989年3月13日在魁北克发生了由磁风暴引起激增的地电流击穿了一个关键变压器,导致了600万人的9小时的停电。

对于电网来说,在某些故障情况会引起地电流。如果探测器检测到大量地电

流,没有办法来分别是由故障形成或是太阳风暴。合理的操作是保护硬件和断开负载。

石油管线可以形成大的导电环。在阿拉斯加,这些环路在冰冻线下面连接到地。曾经报道过,在太阳磁场活动期间,电流高达 200A。在连续的基座上可以观察到小的电流等级。因为这些电流能够产生腐蚀问题,因此经常采用绝缘材料来打断长的管段以限制这个电流。

5.13 地球辐射

地球关联的磁场就是最著名的地球辐射器。最近的证实认为非常低频率的磁场变化可能关系到地震前的活动^①。如果这种情况属实,可以用卫星来提供这些数据,从而用来预测地球上哪个地方可能发生地震。目前来说并不知道产生这些低频率变化场的机理。

^① IEEE Spectrum, December 2005. Web sites: <http://www.quakefinder.com>; <http://www.science.nasa.gov/headlines/y2003/laug-earthquakes.htm>.

6.1 带屏蔽箔电缆

连接器件间的导体常常组合在一起,我们称之为电缆。在模拟电路中,铝箔经常作为连接传感器和信号调理硬件之间的电缆周围的屏蔽。铝箔具有折叠缝,长度和线缆一样。铝箔的外侧进行阳极氧化以提供防腐蚀保护。因为很难对电缆的端部的铝箔进行端接,电缆内部提供了引导导线。这个引导导线是多股和裸露的,使得他们沿着电缆的长度和铝箔接触在一起。如果应该断开铝箔,引导导线会连接这个分段。一组导线外面包围铝箔提供了低频时的静电屏蔽。在模拟电路工作时,屏蔽应该连接到参考导体的一端,优先是连接到地。见章节 4.4。如果引导导线连接到其中的一端,这个情况是满足要求的。如果引导导线连接到硬件的两端,会产生显著的干扰。这个区域的电磁场将会在形成的环路上引起电流流动。因为引导导体离信号导体簇很近,这个电流会对电缆里面的传输信号耦合干扰。在无噪声环境中,或者如果电缆很短,这可能不是一个问题。铝箔的折叠缝不允许电流在电缆周围自由流动。同时,铝箔也不是稳定的几何体。由于这些原因,箔层屏蔽不应该用在需要控制电缆特性阻抗的地方。正如后面将会看到,硬件接口的端接屏蔽是至关重要的。电缆端部采用引导导线允许了场能量在连接器的地方穿过硬件。关于这方面的话题在章节 6.18 中讨论。

6.2 同轴电缆

术语同轴用在电缆上指电缆的阻抗特性是可控的。中心导体被可控制的屏蔽几何体所包围称为同轴。对于从直流到频率大约为 1MHz 的应用,电缆的阻抗特性可能不重要。超过这个频率,同轴电缆具有广泛的应用。在高频下的信号损失的相关特性由制造商所提供。

传输线的特性阻抗是和导体几何体介质常数相关的函数。传输功率但没有反射,源阻抗和终端阻抗必须与线路阻抗匹配。为了传输高功率,终端阻抗应该较低。一般来说,高功率要求具有较高的电源等级。不幸的是,增加导体间距以适应更高电压和增加阻抗特性的方向一致。在许多应用中,功率等级所传递的隐含信息就是合理的电压等级。很明显,从发射机到天线的电缆应该合理地选择来传输功率。

用来传输视频信号的同轴电缆必须能够长距离传输。因为分布式反射,在电缆中采用介质材料是不合适的。有线电视公司使用的同轴电缆具有非常光滑的内表面以避免面反射。中心导体的周围空间由尼龙带缠绕充满。中心导体是刚性的,不容易弯曲或扭结。

同轴电缆的阻抗特性取决于导体直径的参数。如图 6.1 所示。这个表中假设的是空气介质常数。如果有介质材料时,每单位长度的电容正比于相对介电常数。因为特性阻抗等于 $(LC)^{1/2}$,这个阻抗取决于相对介电常数的开方根的倒数。

图 6.2 给出了开路平行导体的阻抗特性。随着距离的增加,特性阻抗增加。假设两个平行导体的间距是 60mm,特性阻抗是 50Ω 。一个导体距离地平面间距 30mm 时,可简单认为特性阻抗值是一半或者是 25Ω 。注意,在地平面上的场形状和两个导体之间一半场形状是一样的。

地平面上方的电路走线的阻抗特性可以基于公式 $Z = \sqrt{L/C}$ 来计算。在逻辑电路结构中,源和终端阻抗是非线性的,间距和走线的宽度变化范围高达 15%。走线的长度与波长相比很小。在地平面上的典型的走线特性阻抗大约是 50Ω 。如果逻辑电平是 3V,在第一个反射之前的初始电流可以认为大约为 30mA。

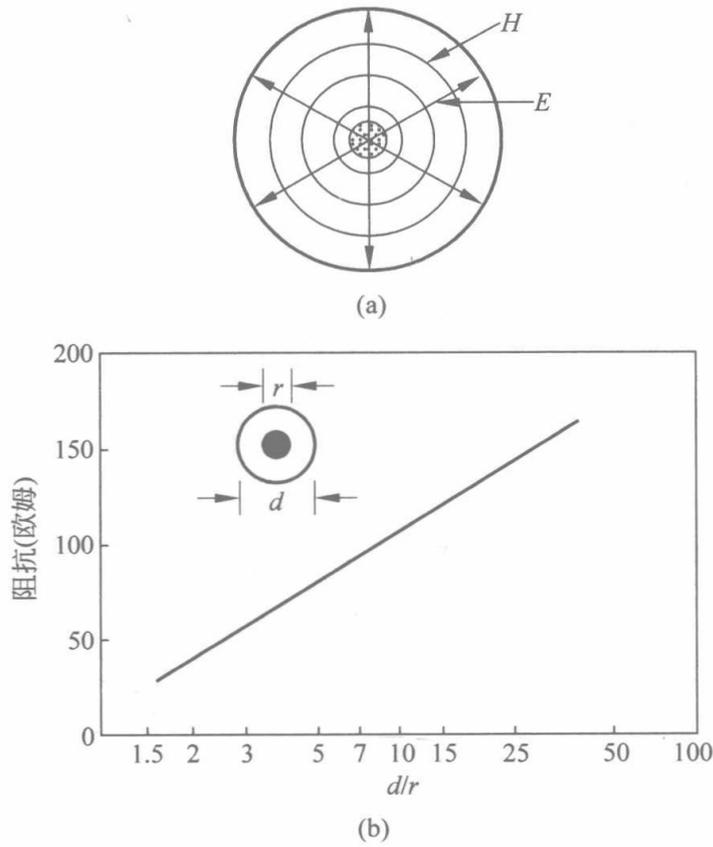


图 6.1 同轴几何体的特性阻抗

L/h	$Z(\Omega)$	H/h	$Z(\Omega)$
1.1	53	0.6	37
1.5	115	1.0	79
2.0	158	2.0	124
2.5	188	2.5	138
3.0	212	3.0	149
4.0	248	4.0	166
5.0	275	5.0	180
10.0	359	10.0	221
30.0	491	30.0	287
100.0	636	100.0	359



图 6.2 平行导体的特性阻抗

在模拟电路中，通常的做法是信号电缆没有端接。如果期望带宽超过几千赫，明智的做法是检查电缆的频率响应。如果没有端接，可以达到幅度响应的峰值。一系列的 RC 端接可以调整这个频率的响应幅值。最简单的确定 R 和 C 值的方法是用频率大约是 3kHz 的方波测试这个线路。 6% 的过冲是可以接受的。电容器应该设定为最小值，这样能够让电阻器来控制这个过冲。

6.3 低噪声电缆

要求低噪声电缆的应用场合包括压电传感器。当信号电缆弯曲时，电介质表面产生电荷。这就是著名的摩擦起电效应。对电荷放大器来说，这些电荷是噪声。为了限制这个效应，特殊的导体材料添加到介质周围。这些低噪声电缆可以从压电传感器制造商处获得。

6.4 传输阻抗

电缆经常耦合外部电磁场能量。正如我们前面说的，电流沿着这条路径因为其储存很小的场能量。耦合能量沿着电缆屏蔽和其周围的平行导体之间流动。如果一些流动的面电流能够找到进入屏蔽内部的路径，在电缆内部将会有有一个场。这个机理称为传输阻抗。通过屏蔽进入电缆的耦合场的能量在电缆内部沿着两个方向移动。如果电缆在两端端接，那么每个端部消耗一半的耦合能量。

注意 如果在同轴电缆屏蔽的内表面有干扰电流流动，在同轴电缆内部存在一个场。

如果屏蔽层上的电流为 I ，在每一终端所引起的干扰电压为 V ，比率 $2V/I$ 可以说就是电缆的传输阻抗。这个数据与 1m 长的电缆进行规格化。图 6.3 给出了传输阻抗的测试。

在低频时，屏蔽电缆中的电流利用了整个截面积。电压降落 IR 在屏蔽层中产生一个内部场。对于实心导体当电流频率超过 10kHz 时，电流倾向于分布在外表面，

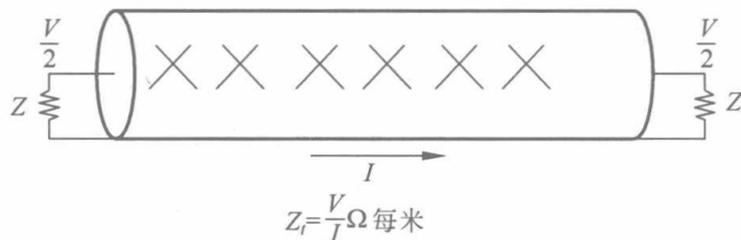


图 6.3 同轴电缆的传输阻抗测试

因此几乎没有内部场。对于丝线电缆的频率超过几兆赫兹时,随着频率的增加,电流能够进入到内面。传输阻抗的变化同时与丝线的紧密程度和纹理细密有关。

丝线的波动增加了正向路径的电感。每一股导体上的流动电流相互接触。平均来说,导体方向朝向外表面使得导体间接触指向里面。因此,一些导体能量传输到内表面。如果有两个绝缘的丝线,那么耦合的能量减少。在两个丝线之间的空间有一个传输阻抗。这个场通过二次传输过程到达电缆中心。通过利用实心导体的屏蔽可以得到最低的传输阻抗。如果屏蔽层是波纹状可以增加其机械柔性。

传输阻抗的单位是 $\text{dB}\Omega/\text{m}$ 。数字 0dB 代表了每米 1Ω , 20dB 代表了每米 10Ω 。一些标准电缆的传输阻抗如图 6.4 所示。一些丝线电缆的传输阻抗很高,在频率超

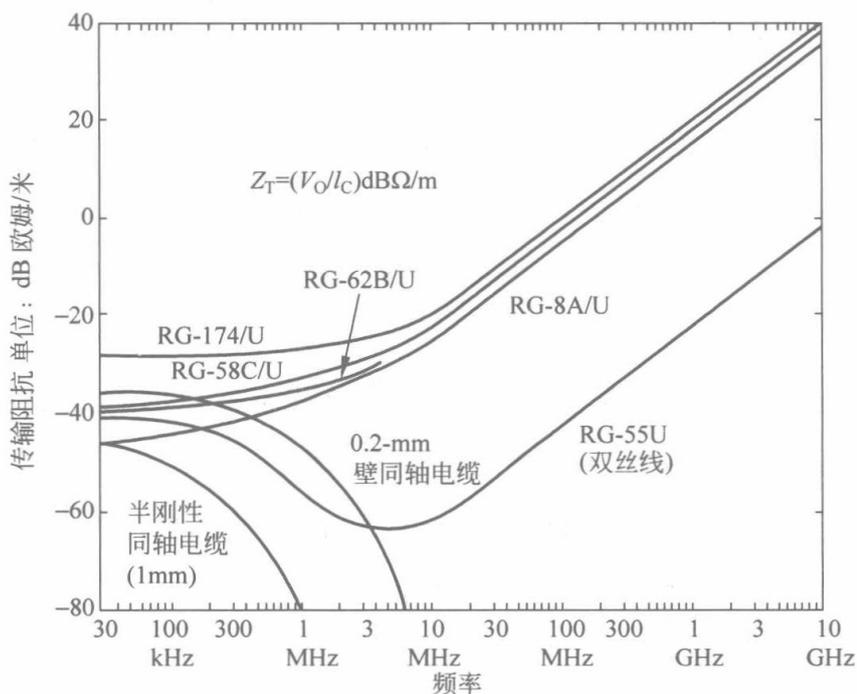


图 6.4 几种标准电缆的传输阻抗

过 100MHz 时,屏蔽是无效的。明显的是,随着电缆长度增加耦合也随之增加。当电缆长度超过一半的波长度时,耦合将趋于消失。在最坏情况分析时,这个消失并不是可靠的。在任何计算时,最大电缆长度应该是波长的一半。

在电缆长度很短的应用场合,电缆类型可能不重要。在后面我们将看到,电缆的连接件的处理比电缆类型选择更关键。见章节 6.18.

6.5 波导

电磁场能够以任何频率在自由空间传播。当频率低于 1MHz 时,用来向空间传输能量的天线变得很大。当有两个导体时,在频率从直流到 100MHz 的范围时,场能量很容易从点到点之间移动。波导是传输超过几百兆赫兹频率的优先方法。

波导是个中空圆柱导体。假设场能量所在地方的半波长度是波导开口的大小。这个波在波导内表面建立反射的场图,使得波沿着波导向下传播。在更高频率时,波导可以支持不同场方向图和模式的场能量的流动。随着频率增加,允许的模式的数量也增加,直到没有模式的限制。波导传播不需要中心导体。如果中间加上导体,波导变成了一个差同轴电缆。

一个电磁波的一半波长大于波导的开口,电磁波在波导上衰减。在这种情况下,波导被说成是运行在超越截止。进入波导的衰减波通过下式得到

$$A_{wg} = 30h/d \quad (6.1)$$

这里衰减因子 A_{wg} 的单位是 dB。

如果 h/d 是 3,衰减因子为 90dB。一个波导超越截止时提供了显著的衰减因子。我们将会利用波导衰减来讨论外壳屏蔽的方法。

一个 FM 广播工作在 100MHz 附近。半波长的长度大约为 1.5m。波能量从 FM 电台可以很容易地传播到隧道,进入地下停车场的建筑。一个 AM 广播电台的广播大约是 1MHz。在这个频率,半波长的长度是 150m,这个能量不能传播到这些建筑。如果绝缘导体加在隧道的屋顶,就变成同轴电缆的截面。这一根导体将允许从 AM 电台的场进入隧道。这一增加的导体也允许了辐射能量从封闭结构出去。

6.6 地平面上方的电磁场

场能量沿着一个无限导体平面的图形。这涉及平面波。理想上,如果导体电阻为零,流动的面电流不会损失能量。唯一的限制是场 E 必须与表面垂直。场 H 必须沿着导体平面方向,这需要一个面电流。任何水平电场 E 分量将需要无限的面电流。

如果电磁波垂直到达一个良好导电表面,波只是反射。这个反向的场 E 在导体面类似于短传输线末端的反射。反射波抵消表面上的电压,但保持电流不变。对于平面波反射在一个良导体表面,必须有流动电流支持表面上的场 H 。

对于厚度超过几个毫米的金属导体面,平面波是反射波,基本上不能穿透这个面。平面波的能量,通常经过一些孔或者缝隙进入到一个密封体,不能通过密封体的壁进入。

注意 对于几毫米厚的导体面,几乎没有平面波可以穿过这个导体进行传播。

6.7 集肤效应

电磁场能量穿过平面导体的衰减与深度的指数相关,衰减因子 A 是

$$A = e^{-\alpha h} \quad (6.2)$$

这里 h 是穿透深度。

$$\alpha = (\pi\mu\sigma f)^{1/2} \quad (6.3)$$

这里 μ 是磁导率, σ 是电导率, f 是频率单位是 Hz。

对于铜来说相对磁导率为 1。公式(6.3) μ 是真空中磁导率,是 $4\pi \times 10^{-7}$ H/m。铜的电导率为 0.58×10^8 A/V · m。注意,1H 等于 1V · S/A。在 $f=1$ MHz 时,铜的衰减因子是

$$\alpha = 15.13/\text{mm} \quad (6.4)$$

这里 h 等于 $1/\alpha$ ，衰减因子是 $1/e$ 。衰减因子 A 在这个深度以分贝来表示为 $20\log 1/e = -8.68\text{dB}$ 。场强度随着深度减小的因子 $1/e$ 定义为一个集肤深度。对铜来说，在 1MHz 时，一个集肤深度是 0.066mm 。两个集肤深度的衰减因子是 17.3dB 。

注意 在数字电路中，逻辑和时钟电流在走线的表面流动。

注意到集肤深度与频率的平方根成反比可以让我们计算铜在其他频率时的集肤深度。例如， 60Hz 时的集肤深度为 0.066mm 乘以增加因子 $(10^6/60)^{1/2}$ 等于 0.855cm 。铁的集肤深度同样可以计算，要正确选择电导率和磁导率。应注意的是，铁的磁导率是非线性的，随着频率增加会下降。磁导率取决于合金类型和场强。

注意 高压电力传输的导体中心是钢芯。这种类型的电缆增加了拉伸强度，使得导线的支撑塔架间隔的更远。这个增加的距离降低了传输电源的成本。

我们所讨论的集肤深度分析是在假设导体平面无限大和平面波的情况。圆柱体几何体(圆铜线)的集肤深度计算公式更复杂。集肤深度 $1/\alpha$ 用于所有几何体，是一个良好的近似值。

6.8 每方形电阻

当电流在导体上均匀流动时，电压降为 IR 。考虑图 6.5 中的正方形导体。厚度为 h 的正方形材料的电阻为

$$R = \rho l/A \quad (6.5)$$

这里 ρ 是电阻率， A 是截面积， l 是边的长。因为 A 等于 lh ，电阻等于

$$R = \rho/h \quad (6.6)$$

电阻 R 与长度或者宽度 l 无关。

注意 正方形导体材料的电阻与其尺寸大小无关

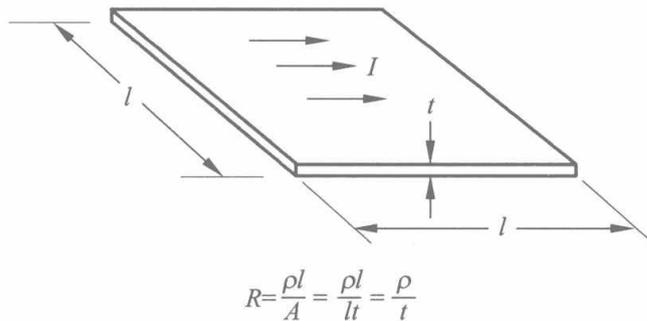


图 6.5 穿过正方形的电流流动

注: R 不取决于尺寸 l

材料的正方形可以是房间的大小或邮票的尺寸,他们的电阻相同。每方形电阻经常缩写为 Ω/\square 。

为了利用每方形电阻的观点,电流必须是在面上均匀流动。如果面是长方形,电流流动方向的电阻等于所有的每一正方形的电阻之和。如果流动方向是矩形的短边,电阻是那些正方形的并联。

方形导体材料的电阻取决于集肤深度。在 1MHz 时,铜的集肤深度是 0.066mm 或者是 2.6mil。这意味着在许多的应用中,大部分的铜并没有作为导体来用。铜和钢铁的每方形电阻与厚度和频率的关系如图 6.6 所示。

频 率	铜			钢 铁		
	$t=0.1\text{mm}$	$t=1\text{mm}$	$t=10\text{mm}$	$t=0.1\text{mm}$	$t=1\text{mm}$	$t=10\text{mm}$
10Hz	$172\mu\Omega$	$17.2\mu\Omega$	$17.2\mu\Omega$	$1.01\text{m}\Omega$	$101\mu\Omega$	$40.1\mu\Omega$
100Hz	$172\mu\Omega$	$17.2\mu\Omega$	$3.35\mu\Omega$	$1.01\text{m}\Omega$	$128\mu\Omega$	$126\mu\Omega$
1kHz	$172\mu\Omega$	$17.5\mu\Omega$	$11.6\mu\Omega$	$1.01\text{m}\Omega$	$403\mu\Omega$	$400\mu\Omega$
10kHz	$172\mu\Omega$	$33.5\mu\Omega$	$36.9\mu\Omega$	$1.28\text{m}\Omega$	$1.26\text{m}\Omega$	$1.26\text{m}\Omega$
100kHz	$175\mu\Omega$	$116\mu\Omega$	$116\mu\Omega$	$4.03\text{m}\Omega$	$4.00\text{m}\Omega$	$4.00\text{m}\Omega$
1MHz	$335\mu\Omega$	$369\mu\Omega$	$369\mu\Omega$	$12.6\text{m}\Omega$	$12.6\text{m}\Omega$	$12.6\text{m}\Omega$
10MHz	$1.16\text{m}\Omega$	$1.16\text{m}\Omega$	$1.16\text{m}\Omega$	$40.0\text{m}\Omega$	$40.0\text{m}\Omega$	$40.0\text{m}\Omega$

图 6.6 铜和钢铁的每方形电阻

注意 集肤深度限制了高频流动电流的穿透能力。厚度使得这个面在实用时足够结实。

图 2.4 给出了长隔离铜导体的电感图。在 1MHz 时 100in 长的 #00 导线的电抗大约为 60Ω 。一个边长 100in 的方形铜片在厚度为 1mm 时,利用图 6.6 的数据可以得到电阻只有 $360\mu\Omega$ 。

注意 降低长距离的阻抗的唯一办法就是让电流分散流出一个大的导体表面。

注意 一个脉冲电流 100000A 的闪电均匀通过一个厚度为 1mm,覆盖面积为 1000ft^2 的铜片,将产生大约 1.5V 的电压降。同样的脉冲电流进入 100in 的 #00 导线将会导致超过 5000000V 的电压降。

6.9 场和导体

电流在导体中流动因为有一个场 E 在导体中。电子通过场 E 加速,但是当它们与导体中的原子发生碰撞时将失去能量。因此,电子达到一个平均速度,我们解释为电流。假设一个 #19 铜导体每 1000ft 具有 8Ω 的电阻。在 1m 长时,电阻为 $26.2\text{m}\Omega$ 。为了支持 1A 的流动电流,电压降为 26.2mV。场 E 为 26.2 mV/m。一个 10V 电路,距离为 1cm 时在导体间场 E 为 1000V/m。场 E 的切向分量与场 E 的垂直分量的比例近似为 38000 : 1。基于这个观点,我们所考虑的大部分电路都不用考虑这个场 E 的切向分量。

考虑一个大的导电平面,电流分别在两个点进和出。接触点的电流密度取决于连接的面积。因为电流集中在接触的点,每方形电阻的方法不再适用。

高频时,在接触点的周围会存在一个显著的电磁场。当接触点垂直于平面时,场将会变得很大。这个接触点的场主要是场 H 起作用,因此表现为一个串联电感。

6.10 导电外壳

在下节中我们将会讨论电磁场能量如何进入和离开外壳。这个能量通过耦合到达连接电缆的周围,通过缝隙和通过导电外壳自身。在感应场附近,一个导电外壳可能不会有屏蔽效果,场可以直接穿透。

在第2章中我们讨论了在电路输入端滤波以限制干扰的耦合。在一些模拟电路中,辐射的影响是很微小的。频带外场能够引起反馈增益损失和增加偏移。如果本地滤波是有效的,那么外壳屏蔽是不需要的。本章讨论了耦合机制而不论其应用。

进入外壳的辐射将耦合到内部电路。在讨论外壳屏蔽之前,一个事例可以帮助我们打好基础。

事例

考虑一个带盖的金属筒。把一个小型的电池供电的FM收音机放在筒中,将听到收音机接收到信号。现在把盖子放在筒上。把你的耳朵接近盖子,收听信号。这个收音机将停止放音。现在把一段绝缘导线深入到筒中,几英尺的导线悬挂在筒外。收音机应该重新接收到信号。

注意 只需要一个未滤波的导体就可以破坏外壳屏蔽。

道理如此简单。不要试图屏蔽一个外壳,除非你打算阻止所有穿透场的源。

注意 船上的许多孔只要有一个未堵住,船就会沉没。

6.11 感应场穿过外壳壁的耦合

考虑一个铜或铝的外壳。对于电源相关的感应场(60Hz及其谐波),几乎没有反射损失,进入的场没有衰减。当外壳是具有磁导率的金属材料制作的,将会有衰

减。最好的材料是坡莫合金。这个高磁导率的磁性合金是在惰性气体的磁场中退火而得到。坡莫合金部件的物理尺寸是由磁体在炉中的场所限制。当部件退火后不能冲压、钻孔或者弯曲,否则会使磁导率损失。坡莫合金外壳用来给 CRT 显示器做外壳以衰减电源相关的感应电场。当这些场耦合到电子束,产生的耦合图形显示在屏幕上。等离子体显示器并不需要这个屏蔽。利用钢铁和铜的层叠可以实现感应电场的屏蔽。例如,信号变压器可以安装在铜和铁套式罐中。

一些磁性材料的磁导率可以达到 100000。这个磁导率的测量是在材料的最大磁通密度时进行的。对于同样的材料,在 100 高斯时磁导率可能下降到 1000。在毫高斯水平时磁导率可能低至 2 或 3。低磁导率说明了屏蔽低强度电源频率感应场是非常困难。

磁性材料可以改变磁场的形状。在一些情形下,这个重塑的磁场可以减小某些关键区域的磁场耦合。一个例子如图 6.7 所示。不要期望利用这种方式产生明显的衰减因子。

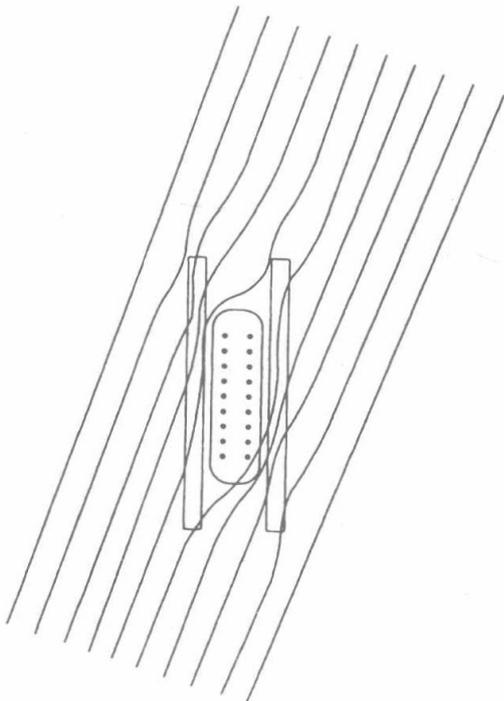


图 6.7 磁场的转移

如果电缆外套有一层磁性材料,外部磁场能够转移。因此磁通量不能够穿过两个信号导体之间的区域。衰减因子通常低于 20dB,这取决于场强和磁性材料的磁导率。信号对的双绞方式也可以用来减小正模耦合。一个半扭的耦合抵消了下半扭

场的耦合。很明显,双绞线不能用在同轴电缆上。

6.12 在导电表面的场能量的反射和吸收

当一个电磁场照射在一个导体表面,两种机理发生。部分到达能量进行反射。另一部分没有反射的进入导体,通过集肤效应衰减。对于导体厚度超过几个毫米时,这个场能量简单来说变为热量。对于较薄的导体层,一些能量穿透了导电屏障。

反射损耗可以用公式(6.7)近似计算,这里 Z_w 是波阻抗。

$$R_{dB} = 20\log Z_w / 4Z_B \quad (6.7)$$

Z_B 是屏障阻抗。注意,对于附近感应场, Z_w 非常低,基本上没有反射。反射损耗不可能变为负的,如果这意味着反射的场大于到达的场。

穿过外壳壁进入外壳的波能量的特性可以用到达场 E 或 H 表示。如果反射损耗是 40dB,厚度为 2 个集肤深度,到达场的总衰减为 57.4dB。如果到达场 E 为 40dB/m,场 E 在外壳内是 40~57.4dB 或者 -17.4dBV/m。基于最坏的情况分析,这个场强不是外壳容积、场方向或者极化的函数。公式表示

$$F_{INT}(dB) = F_{EXT}(dB) - R(dB) - 8.68n(dB) \quad (6.8)$$

这里 F_{INT} 是内部场, F_{EXT} 是外部场, R 是反射损耗, n 是材料的集肤深度数量。对于脉冲或者方波,集肤深度的计算基于频率 $1/\pi\tau_r$, τ_r 是上升时间。

外壳内部产生的场能通过外壳壁辐射出去。如果辐射体具有低波阻抗,可能没有反射损耗。这种情况下,这个外壳不能有效的衰减场能量。公式(6.7)可以用在波传播的两个方向。

6.13 独立孔

场能量可以通过任意外壳壁上的孔进入到内部。外壳内的场形状取决于许多因素,包括内部硬件,孔的形状,场的极化和方向,以及外壳的大小。最坏情况分析

时,假设当孔大于半波长的尺寸时,场强是不衰减的。一个共识就是假设外壳内的波阻抗和到达场的一样。

当孔的尺寸大于半波长时,最好假设没有衰减。当尺寸小于半波长时,场衰减可以假设为半波长与孔口比。例如,如果半波长是 20cm,孔口为 2cm,衰减因子是 20dB 或者衰减因子为 10。

一个孔可能是个缝隙。尺寸可以考虑为缝隙的长度。即使这个缝隙只能通过光线,仍然是个孔。这个假设的原因是因为面电流流动。如果缝隙中断了流动的面电流,其作用类似孔。密封一个缝隙需要使用垫圈。见 6.20 节。

多个孔用来允许面电流在每一个孔周围自由流动将会使得场在多个点进入。外壳内的场强度假设为每个独立穿透场的总和。如果外场是 10V/m,其中一个孔衰减场的 40dB,另一个场的衰减为 46dB,两个场强度分别为 0.1V/m 和 0.5V/m。这些场的和为 0.15V/m。注意,场强的测量 dB 是不能累加的。一个场强为 0.15V/m 是 -16.5dBV/m。这个初始场是 20dBV/m。衰减因子以分贝表示为 36.5dB。

定义

独立孔：外壳上的开口允许外壳周围的面电流自由流动。

注意 当多个独立孔允许场进入时,内部场不可能大于外部场。

6.14 倚赖孔

排列孔使得面电流不能自由流动称为倚赖孔。一个例子就是一组通风孔。辐射穿透一组倚赖孔正如只有一个孔在那一样。

一个导线网格可以看作是一组倚赖孔,因为电流不能在开口周围自由流动。屏的孔大小是一个开口的尺寸。有两个限制：①组成网格的导体在每个交叉口必须绑接一起。例如,铝导体可能氧化,当这种情况发生时,孔开口是不可控的。②网孔必须沿其整个周边连接到一个导体面。如果没有连接,四周变成了一个孔。

假设一个外壳由一个导体通过螺钉固定一起而制成。两个螺钉之间的缝隙看

作是个孔。因为面电流不能在每个螺钉周围自由流动,这个孔看作是倚赖孔。因为这个原因,缝隙表现为一个孔,螺钉之间的最大间距就是孔的尺寸。

如果要求场穿透增加 20dB,螺钉的数量将要求增加 10 倍。解决这个问题的可行方法是螺钉上采用一个导电垫圈紧固。为了有效,其垫圈材料应该在沿着缝隙的地方有连续的连接。垫圈接触区域应该电镀,防止可能出现氧化的机会。如果外壳是金属板片做成,边缘应该弯曲形成凸缘。这个凸缘可以作为一个开放的波导。如果凸缘使得许多宽面接触,孔开口很小但是很深。这个类型的孔看作是波导的超越截止。即使这些开口是独立的,衰减也是很明显的。见公式(6.1)。

如果板是由导体表面的成型塑料制成,那么凸缘应该是设计的一部分。这些凸缘应该利用螺钉或垫圈形成波导超越截止。如果通风孔是电镀的,在深度上进行延伸,那么波导衰减也是可以形成的。

6.15 蜂窝

蜂窝结构通常用做区域通风和提供场衰减。蜂窝是由多个导电的六边形体连接(流体焊接)在一起。假设在频率为 100 MHz 时照射场的 E 场强度为 20V/m。这个频率的半波长为 1.5m。场在每一个开口处的衰减因子是开口与半波长的比。如果开口是 1.5cm,每一个开口处的场强为 0.2V/m 或者 -14dBV/m。

波会向下传播到每个蜂窝单元。如果每个单元长为 4.5cm,利用公式(6.8)得到每个单元的衰减是 90dB。因此进入到外壳中的每个单元的场为 -104dBV/m。蜂窝中单元是独立孔,因为在每一个单元内部电流可以自由流动。穿透外壳的场是每一个单元的场的总和。如果有 20 个单元,内部场强增加 26dB 到 -74dBV/m。转换单位分贝,内部场为 0.0002V/m。

注意 如果蜂窝周边没有正确连接到安装面上,波能量可以通过由此产生的孔。如上面的例子,一个 1.5cm 的开口将使得内部场强增加到 0.2V/m。蜂窝将不会有效。

大部分的蜂窝滤波器提供了安装硬件和垫圈。安装面应该电镀以避免氧化。这个面不能油漆或者氧化。如果蜂窝拆下清洗，垫片可能需要更新。

6.16 穿透场总结

场进入外壳的方式包括孔，直接通过表层或者直接在导体上。这些导体可能用来作为输入，输出，屏蔽，控制或电源。这些导体同样也把场带到外壳的外面。

注意 进入导体外壳上的能量是双向流动的。

进入外壳的导体其上的电压为 V ，场 E 是由导体间距决定。传输电源的导体能够从其他硬件或者环境中引导场能量进入这个硬件。同样这些导体也传输场能量到其他的硬件。因此，我们要特别重视每一个进入或者离开外壳的导体。如果导体传输电流，场 H 强度和法拉第定律可以用来决定其与附近环路的耦合。如果场 E 知道，耦合电容可以用来计算耦合。

至此，我们已经考虑了从干扰源产生的穿透表面或者通过孔的场。在最坏情况分析时，这些场叠加一起。如果进入的场通过导体，它们也必须包括在内。如果场具有不同的频谱，它们必须看作一个完全不同的问题。从不同源产生的场可以利用它们的有效值加一块。总的场强度是所有场强度平方和的开方根。

6.17 电源线路滤波器

电源线路滤波器用来限制在两个硬件之间的干扰流动。电源滤波器包括一系列接地的电感器和非接地的电源导体和分流电容器。电容器可以在两个电源导体之间或者从电源导体到设备地。NEC 禁止滤波器元件与设备地串联放置，因为这样可能限制了故障电流流动。设计者经常需要现成的产品安装在硬件上。制造滤波器的常见组件包括一个“闭合”开关，一个电源断路器，电源线连接器，甚至一个“闭

合”指示灯。

电源滤波器的说明书规格,给出了电源线路上的电压衰减。这个衰减数据包括了共模和正模两种干扰。正模滤波衰减电压在电源导体之间,共模滤波衰减电压在电源导体和设备地之间。

如果未滤波的电源导体直接进入外壳而连接到滤波器,这些导体直接辐射干扰到硬件,滤波器被绕过。图 6.8 给出了安装滤波器的正确几何形状。

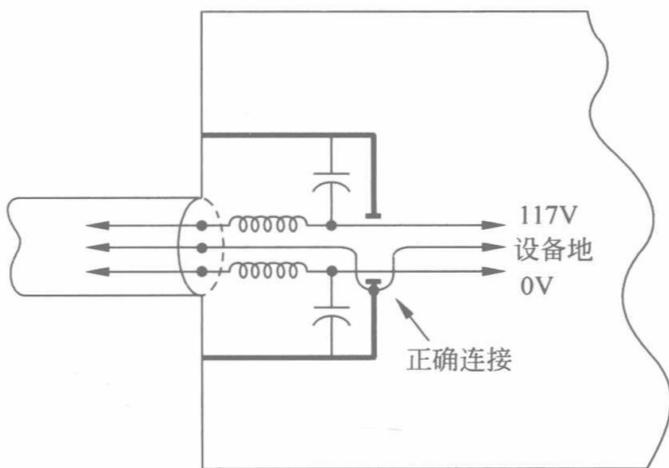


图 6.8 电源导体和线路滤波器的位置

电源干扰信号可以被任何导体所传播,其中一个导体可以是设备地。这意味着设备地和电源地导体必须置身在外壳之外。这个安全导体应该端接到滤波器外壳之内,而不应进入到硬件外壳。如果滤波器电流必须从滤波器外壳内来到滤波器外壳,以连接到设备地。必定有一个滤波器在外壳外部的场,这违反了滤波器设计的目的。

从一些方面来说,要认识到高频电流不能穿过一片金属。因为集肤效应,电流必须在导体表面找到一个路径。假设一个电容器端接在金属罐的内部。如果这个电流必须到外部连接,它必须通过罐上的一个洞去到达外表面。如果这个电流在这个罐的外表面流动,有一个外部场。这是滤波器应该消除的。这个场的出现意味着放置了一个阻抗而且与电容器串联。换句话说,该滤器降低了标准。

在滤波器设计中许多需要考虑的因素。滤波器外壳内产生的场禁止通过耦合穿过滤波器电路。这可能需要进一步分区。所有电感器具有共振频率。当超过这个频率时,电感器像一个电容器。在这个频率范围内,滤波器像一个电容分压器。

所有的分流电容器有一个串联电感，这也是限制滤波器性能的一个方面。

有许多滤波器类型。滤波器可以是L型， π 型，T型或者是以上三种类型的混合。滤波器可以应用到一个或者两个电源导体。简单的L型滤波器的电感器直接连接电源。线到线的电容器在负载侧提供了低阻抗源以满足阶跃能量的需要。滤波器电源侧的电感限制线路上脉冲电流流动。当干扰来自于负载侧时，L型滤波器的方向应该反转。

电力滤波器的起始频率超过100kHz。这限制了滤波器元件的大小，提供这个频率的滤波可能会产生辐射。线路滤波器不是为了限制谐波畸变。具有这种功能的滤波器体积很大而且很昂贵。

注意 滤波器用来衰减宽频率范围的信号经常采用分段方式。很明显增加了成本。

如果滤波器使用塑料外壳或者滤波器利用弹性夹子夹在开口，连接到硬件的设备地必须分离。如果设备地夹子进入到硬件外壳内部，应该保持短路以限制环形面积和辐射。安装滤波器时不推荐这个方法。

为了得到最好的性能，滤波器外封装应该连接到外壳。不应该刷油漆或者进行表面氧化。为了避免氧化，这些面要电镀。在一些应用中，可以利用导电的垫圈加在滤波器封装和外壳之间。

6.18 带后罩连接器

导体通过连接器进入外壳会带来干扰。这与电源线进入的干扰没有差别。内部滤波器会用到连接器。滤波器的连接器的性能受到限制。

如果电缆是屏蔽的，大部分的干扰电流在屏蔽的外表面传输。如果连接器上的屏蔽有任何的开口，场能量将会通过连接器进入硬件。如果编织带分成束，形成单独的导体连接到安装螺钉，干扰电流将会在这些导体的表面流动。这会使得场耦合到电缆导体进入到外壳。理想的屏蔽电流应该在屏蔽的外表面，在外壳的外表面以平稳的方式流动。这就是带后罩连接器的目的。通过360°的方式屏蔽连接器的终

端。然后这个连接器利用垫圈密封可能的孔。利用带后罩的屏蔽电缆终端如图 6.9 所示。在噪声环境中,这是阻止场能量通过连接器进入外壳的唯一方法。

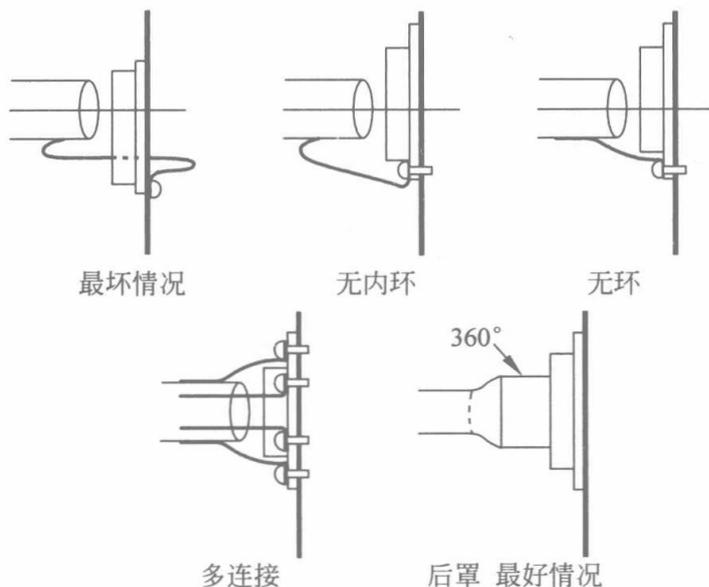


图 6.9 电缆丝线屏蔽的端接方法

注意 BNC 和 TNC 连接器终止了同轴屏蔽,因此电流在端接外壳面上均匀流动。

6.19 场 H 耦合

进入到外壳的场可以通过一个导电环耦合到电路中。最大的导电环经常是两个硬件之间电缆。如果场 E 知道,场 H 可以利用波阻抗来确定。一旦场 H 知道了,场 B 可以利用下面的关系式计算:

$$B = \mu H \quad (6.9)$$

这里 μ 是真空中磁导率,真空中的磁导率为 $4\pi \cdot 10^{-7}$ 。场 B 通量 ϕ 是场强 B 乘以环形面积(单位 m)的平方。电压通过下式得到

$$V = d\phi/dt \quad (6.10)$$

如果原始的场 E 是有效值,那么电压 V 的值也将是有效值。

例 1：假设一个场 E 在 100 MHz 时，在外壳内的值为 10V/m。场 H 假定为平面波，为 $10/377=0.027\text{A/m}$ 。可以从式(6.8)得到场 B 的强度 $B=3.33\times 10^{-8}$ 特斯拉。如果耦合环形面积为 0.01m^2 ，那么磁通为 $3.33\times 10^{-10}\text{Wb}$ 。感应电压的值为 $2\pi f$ 乘以磁通，为 0.2V。

例 2：当一个 ESD 脉冲从一个 10cm 长的孔到达 10cm 外壳。外壳附近 10cm^2 的圆环感应电压有多大？假设一个 5A 的脉冲，根据上升时间推得频率为 300MHz。因为 $2\pi rH=5\text{A}$ ， H 等于 7.96A/m 。 B 等于 10^{-5}T 。在 300 MHz 时半波长为 0.5m。波通过孔的衰减因子为 5。场 B 在外壳内的强度为 $0.2\times 10^{-5}\text{T}$ 。磁通量是 BA 为 $0.2\times 10^{-8}\text{Wb}$ 。在 300MHz 时感应电压为 3.7V。如果这个电压进入到逻辑电平中将击穿集成电路。

6.20 垫圈

导电垫圈经常用来密封孔。当垫片受到压力时，使得他与这个孔导体之间的接触越来越多，从而密封孔。垫圈可以作为不同宽度的带状。一些垫圈是带有锋利边沿的粗辫状金属的形式。这种类型的垫圈可以放置在预留槽连接两个金属部件。当金属部件组装时，这个垫圈密封了孔。

注意 表面安装的关键就是合适的垫圈安装。

注意 垫圈经常在安装时变形。当设备维修需要更换时，垫圈也需要更换。

注意 垫圈材料的屏蔽有效性由制造商来提供。屏蔽有效性是放置垫圈前后的场穿透性的比值。制造商应该提供信息来进行测试。

金属网是一种可用的屏蔽材料。为了密封一个孔，这个网必须连接在周围的边缘。因为网很脆弱，当他易于损坏时不要使用。

6.21 金属簧片屏蔽条

一种形式的垫圈是金属簧片屏蔽条。经常需要屏蔽门周围的孔。门上的缝隙一般较长,因此需要在门和门框之间做许多的连接。金属簧片屏蔽条可以提供许多并行的连接。如果单个连接很深,这个开口具有波导的特性。通常镀铜片之间的连接大约四分之一英寸宽度,八英寸的间距。这个簧片应该放置在一个折叠的盖内,保证这个片不缠住网。

6.22 玻璃孔

薄的导电层可镀在玻璃上以衰减电磁波。不幸的是,这些导体材料会全部衰减。因为这个原因,任何的解决方案通常是一种折中。玻璃的边沿与与其周边的导体必须接触,以便这个玻璃孔可以牢固密封。

一个好的丝网嵌入玻璃可以阻挡辐射。并且必须在网周围的边沿有接触以密封这个孔。如果这个网用来遮盖计算机显示器,莫尔条纹可能使这个方案无效。

注意 如果光学路径包含了波导超越截止,辐射可以在任一方向得到有效的控制。

如果开口为 10in 宽,一个 10 英寸长的罩连接到这个开口能够提供 30dB 的场使之衰减到 1GHz。

6.23 大型晶体管保护

电力器件的集电极或者漏电极经常连接到晶体管的封装。当这些器件用来处理大功率电力的时候,必须有合适的散热方式。一种方式是把这些晶体管安装在一

个大的导电面上。为了避免电连接，在晶体管 and 这个面之间添加一个薄的绝缘垫圈。为了增加热传导区域，需要将一层薄薄的导热膏涂抹在垫圈上。

从晶体管封装到导体面的电容能够使得电流在设备地中流动。为了限制这个电流，需要将带有绝缘的金属垫圈安装在两端。这个金属垫圈形成了保护屏蔽，连接到电路公共端。寄生电流的大部分分流返回到电路而不是向外进入设备中。图 6.10 给出了典型电路。垫片周围的漏电容可能只有 5pF，在没有保护时可能是 50pF。如果电路的布置使得漏电极和集电极在地电势，就不需要这个保护。

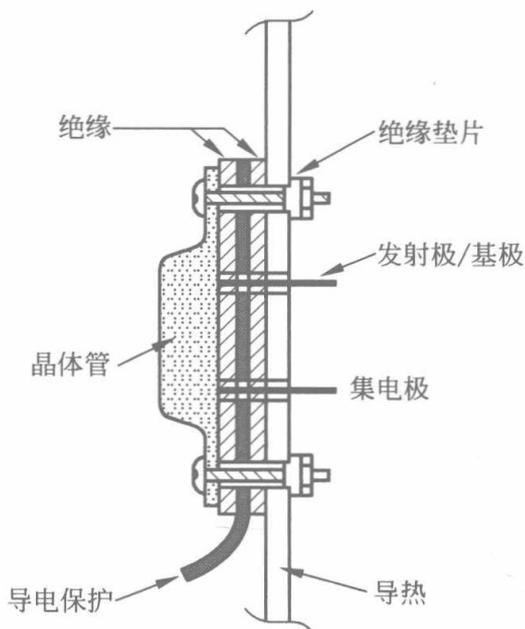


图 6.10 保护垫圈用在晶体管中

6.24 表面安装元器件

高频的集肤效应阻止电流在导体表面流动。当元器件安装在导电表面，与导体面的结合方式很重要。如果电流必须集中在几个点，结果就是感性连接。在低频时，这个电感不用考虑。在几兆赫兹的频率时，这个电感通过引入反馈或者串扰耦合影响元器件的性能。要认识到，如果有选择的话，就尽量不让流动电流集中在一点。举个例子，一个元器件铆接在位置上和元器件焊接上的作用是不同的。

元器件封装的外表面流动电流进入到元器件只能通过外壳上的孔。这是因为高频电流不能通过其他方式进入到封装内。

电路中电流需要急剧改变方向时具有电感性。平缓的过渡比急转弯的电感要小。在某些情况下,一个粗糙的表面可以改变电路性能。制造商通常会为元器件提供可接受的几何形状的信息。如果这些信息包括表面和接触的质量,应该遵循这些建议。

6.25 辐射测试仪

辐射测试仪是产生高压脉冲的测试装置,这些脉冲可以用来测试一个硬件的辐射敏感性,有两种操作模式:第一种操作模式是辐射测试仪探针连接到硬件,一个脉冲电流从探针尖进入到硬件;第二种模式是探针尖放置在硬件附近,辐射测试仪在导体表面产生电弧。脉冲频率和脉冲的强度都是变量。在接触模式时,场 H 主导了注入点附近。在电弧模式时,场 E 是主导。

辐射和敏感性之间有密切的关系,都与电路中的环路面积有关。一般来说,器件对辐射不敏感,可能不会辐射。这个探头的测试可以用在电缆,连接器,接缝,显示器和控制器的点上。测试程序应该以 1000V 的步长从 1000V 到 15000V。7000V 左右的中间值很重要,这时的场能量可能是峰值。无论在任何时候,如果测试过程中有单元故障,正确的做法是停止测试,进行维修。

如果进行测试的器件是绝缘的,应该提供一个放电路径。这样做可以保证在重复的脉冲中没有电荷积累。一个 100M Ω 的电阻能够提供一个适当的放电路径。如果没有这个路径,会损坏这个电路,而与敏感性测试无关。例如,变压器供电的硬件如果不提供放电路径将不会放电。电池供电的硬件也需要放电路径,这个硬件也是辐射测试仪的电势。

7.1 引言

本章的内容集中在数字设计中的模拟电路方面,主要包括时钟信号的上升和下降时间、传输线、延迟时间、辐射和地平面。更具体地说,本章内容包含电路板、电缆走线以及数字性能的优化。

电路板也常称为 PCB(印刷电路板)、PWB(印刷走线板)或者 PC 板。

在过去的几十年中,电路板的制造工艺发生了显著的改变。曾经有一段时间,双面板上的走线尺寸为 0.1in。对于所涉及的带宽范围,电路板是一个经济的互联方式,从而可以避免昂贵的手工焊接。随着数字时钟频率的增加,与地平面协同合作保证电路正常工作成了必需的手段。添加这些平面以适应高速时钟走线,电路板的制造商必须开发相应的工艺。利用多层板设计软件可以进行复杂的布线和制造设计。电路板层的制造可以多达 70 层。

电路板制造商可以在互连器件之间做复杂连接,设计和布线的责任仍然是电路板设计者。关于这些电路设计,有非常多的细节问题。在布线时,特别对于高速时钟频率布线的时候,产生了许多问题。

为了降低成本,提供一个可行的、便于加工制造的电路板,和制造商紧密配合是明智的选择。重要的是找出电路板中容易处理的方面以及很难处理的方面。要找到如何使一个电路板是可行的,需清楚哪些特性是高成本的。下面的列表给出了电

路板制造商应着重考虑的机械参数。

- 电路板材料的类型和等级(FR4 是标准的玻璃环氧树脂)。
- 需要多少个板层,包括电源和地平面的数量。
- 电路板尺寸和其面板的大小关系。
- 使用阻焊膜、完全涂层、图例、阻抗控制样片。
- 是否采用无铅制造的要求。
- 基铜厚度。
- 电镀要求。
- 钻孔直径和焊盘尺寸。
- 走线宽度和间距、层厚度、整体电路板的厚度。

中心平面对称的多层板减少制造成本和降低随着温度变化发生弯曲的可能。在不同的层上留下多余的铜,这种做法可以增加机械稳定性。如果设计者有相关的技术,过量的铜可以用来改善电气性能。

需要具备经验和知识才能生产出一个具有优异的电气设计性能且易于制造的电路板。仅仅列出元器件以及他们之间的互连是不够的。下面的列表给出了设计者必须考虑的事项:

- 组件的方向和位置。
- 去耦电容器的数量、类型和位置。
- 连接器的引脚分配,包括接地和电源引脚。
- 连接器的位置。
- 分配各层的走线。
- 走线宽度和间距,焊盘尺寸。
- 时钟信号产生和布线。
- 特性阻抗控制。
- 层间走线互连(孔)。
- 走线的布线、总线的处理和传输线路端接。
- 基于时钟频率和阻抗控制的板材料。

数字设计包括时钟和非时钟逻辑。本章重点讨论时钟逻辑。逻辑状态在时钟转变时改变,并且在一个时钟周期中建立一个新的状态。时钟频率一直在增加,在写本书时,超过 24kMHz 的频率正在应用。这个时钟频率的设计方法和 10MHz 的时钟频率的设计方法是不同的。要想成功设计高速时钟频率,必须理解信号与能量在传输线上的传播和反射。

7.2 电路板材料

电路在绝缘板上组装,器件之间通过铜带来连接,这个铜带称为走线。今天,大多数的电路板由一层或多层 FR4 组成,FR4 是环氧树脂结合的玻璃纤维织物。这种材料具有较低的吸湿性、较高的表面和体积电阻率,以及低介电损耗。这种材料的最大时钟速率大约为 4kMHz(FR 代表阻燃剂)。

介质损耗是频率的函数。因为数字信号包含丰富的谐波,介质损耗限制了上升时间。对高频正弦信号电路,这个效应衰减了信号。介质的衰减因子就是著名的正切损失角或者 $\tan(\delta)$ 。在频率为 kMHz,每英寸的衰减为

$$\alpha = 2.3f \tan(\delta) \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} \quad (7.1)$$

式中, ϵ_{eff} 是这个频率下的介电常数。FR4 的正切损失角在 0.02~0.03 之间。FR408 的正切损失角在 0.01~0.013 之间。在数字电路中,这种材料应用的数字电路板的频率可以达到 8GHz。Nelco 4000-12 的频率可以达到 12GHz。Isola640-3005 可以达到 40GHz。FR4 的代表性制造商包括松下和罗杰斯。

7.3 双面电路板

双面电路板是由蚀刻覆盖在玻璃环氧板的铜板制成,以形成走线和安装元器件的焊盘。孔洞用于安装组件到电路板上。对质量有要求的电路板上的孔洞需要有镀铜和覆盖焊料涂层。

注意 一个好的设计应该给制造商提供容易处理的规范参数。

双面板包含器件在信号、地、电源和电源走线之间的互连。在这种方式中,由电路走线和公用返回路径所形成的环路面积较大。通常的情况是,大量的走线要求器件之间的距离很宽。电路板形成这些大的电路环形面积将会有辐射,而且易于受到外场的干扰。电路中应该避免较大的环形面积。有一些技术允许双面板在地平面是孤岛情况下工作。在这种情况下,辐射问题可以被控制(见章节 7.5)。

双面板的一个设计方法是在电路板的周围放置公共导体或地导体。电源导体放置在电路板反面板的周围。这个方法可以用来减少走线数量但是不能限制信号环路面积。另一个方法是在放置元器件面的电路板上由总线导线建造一个接地网。这有一些帮助,但是这个技术通常不会令人满意。

也可以为每一个逻辑信号线关联地回路走线或者电源走线。这解决了为每一个信号提供了传输线(路径)的问题。这会使走线的数量加倍,通常是不切实际的。在大多数的复杂电路中,地平面是控制每一个信号传输线的最好方式。这个接地平面添加在两个环氧板层叠之间。这种构造允许有两个新的电路层,一个可以作为地平面,第三个走线层或者是电源平面层。对于四层板,新的问题就是不同层之间的器件和走线的互连。

7.4 多层电路板

多层电路板允许利用一个或多个地平面,甚至电源平面以及分割平面来连接走线。为了增加元器件的密度,走线的宽度在外层可以细到 5mil,内层细到 4mil,甚至更细的走线,但是会增加电路板的成本。

利用多层板时必须仔细考虑所增加的制造成本,特别是样机的成本。在大多数情况下,样机只有经历一个完整的生产周期才能制造出来。计算机仿真可以帮助检查逻辑功能以减少设计错误,但是不能预测关于辐射、干扰以及逻辑建立时间的问题。本章的目的是告诉设计者如何避免这方面的问题,制造一个好的样机。

定义

过孔：电路板中允许走线从一个层面连通到另一个层面的导电孔。“盲孔”从电路板外层可以看到；“埋孔”位于两个内层之间，它是不可见的。

多层板可以用绝缘材料层(称为预浸料坯的层)来构建。例如,对于一个8层电路板的第2层和第3层之间,第6层和第7层之间的预制板。在第1层和第2层或者第6层和第7层之间所形成的孔为盲孔。位于第4层的孔称为埋孔。图7.1给出了多层电路板的过孔结构。

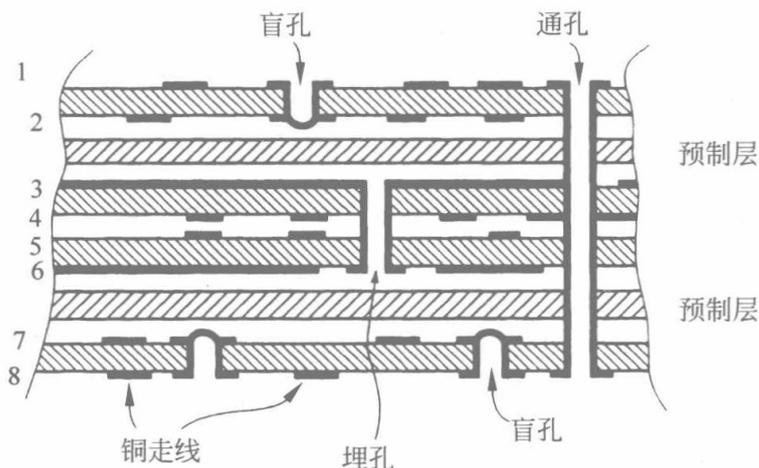


图 7.1 隐藏和埋孔的结构

注意 通孔一般用来安装器件,也可以起到过孔的作用。

4 层电路板的排列方式有三种。第一种方式是电源和地平面埋在内层。层的排列如下：

第 1 层：走线层。

第 2 层：地平面层。

第 3 层：电源平面层。

第四层：走线层。

第二种方式要求覆铜应用到走线层。

(1) 地平面层；

(2) 走线和电源孤岛层；

- (3) 走线和地平面孤岛层；
- (4) 电源面层。

第三种方式要求覆铜方式应用到外走线层。

- (1) 走线和电源孤岛层；
- (2) 地平面层；
- (3) 电源面层；
- (4) 走线和地孤岛层。

当层数为6或更多的时候,会有更多的排列选择。一般来说,在地层和电源层之间放置走线层是优先的做法。这种做法可以严格控制阻抗特性,也能够限制串扰和辐射。

7.5 地平面和数字电路板

地平面不是屏蔽层,地平面限制逻辑信号的场的传输,并为传输线电流提供返回路径。如果每根逻辑信号走线附近没有返回路径,信号的环路区域将变得很大,场也不能得到限制。这些环路是感性的,会限制时钟速率,增加逻辑信号的延迟,使能量穿过并耦合到其他电路。每个电流环都是一个辐射源,这增加了敏感性问题。

注意 地平面是一个工艺技术,它可以使电路工作在高速时钟频率。

逻辑走线利用走线和地平面之间的空间来传输场能量。这个场能量传输信号的信息。如果走线离地平面很近,电磁场很容易控制。图2.15给出了走线在地平面上方的场的分布图。走线离地平面越近,串扰越少。如果临近的走线是地或电源走线,场也能得到限制。地平面技术自动提供了最近返回路径而不用考虑走线如何布置。地走线和电源走线都提供了相应的返回路径,但是电源走线必须有合适的有效解耦。在电源走线和地平面之间放置解耦电容器可以满足这种需求(有关解耦的论述可参考7.8节)。

注意 根据实际情况,场分布图以及在地平面上的电流图是不受频率影响的。在走

线中流动的大部分电流都是直流或者达到 100MHz 的交流。高频时的差别简单来说就是集肤效应。

注意 从电路或者地平面中腐蚀掉多余的铜没有什么益处。多余的铜应该接地或解耦，不能浮空。

走线之间的耦合正比于第二个走线在这个走线周围空间所产生的磁通的百分比。如果这些场限制在同轴内，将不会有串扰耦合。另一种近似计算串扰耦合的方法是考虑频率关联的量，如上升时间、逻辑电压、走线之间的电容以及接收逻辑的阻抗水平。在大多数的实际电路板设计中，较短走线的串扰信号电平是很小的。

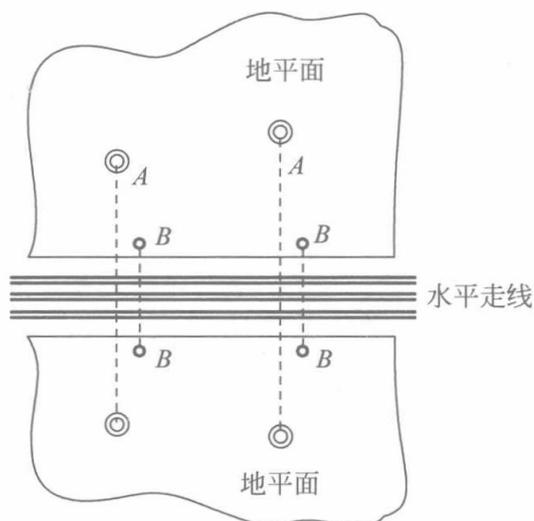
注意 作为一个经验法则，在一个正常的电路板中，如果走线间距是走线宽度的 2 倍，外层走线之间的串扰可以减少 5%。在导体平面之间走线的间距可以是一个走线宽度。

注意 串扰耦合取决于信号方向。如果不良信号首先耦合到走线的终端，耦合电平通常更大。

一个地平面可以被分成一些孤岛，只要在这个区域的逻辑走线关联有相近的返回路径。如果一根逻辑走线穿过一个分割的地平面，只要有一根接近平行的地或电源走线，逻辑环路面积是可控的。相邻的电源走线必须有合适的解耦，这个方法如图 7.2 所示。如果走线穿过一个分割地平面而没有可控的返回路径，这个路径将是感性的，会有辐射产生。

没有与附近的逻辑走线关联的覆铜仍然需要连接到数字公用端。当走线穿过一个导体区域，即使这个区域不是接地的，场仍然得到限制。但是，走线进入和离开这个浮动导体面时阻抗是不连续的（波反射）。

高速逻辑限制在工作的电路器件内部，其他部分电路板的逻辑仍然工作在较长的上升时间和较低的时钟频率。这种方法可以减少功率损耗，在实际中可以采用双面板而不需要地平面。



在反面的垂直走线 A
过孔 B 连接到地平面的一部分
附近 A 走线。

图 7.2 穿过地平面上的间隙

集肤效应限制了逻辑电流在地平面的穿透。一盎司镀铜意味着每平方英尺的面积上有一盎司铜,2 盎司铜的厚度大约是 0.3 mm。在 10 MHz 时,这个厚度的铜在每平方毫米面积上的电阻是 $390\mu\Omega$ 。在 10 MHz 时的集肤深度只有 0.02 mm。这意味着即使很薄的铜层也可以有效传输逻辑信号。这个厚度给制造商提供了相应参数,而无关导电性。

走线在地平面上方的特性阻抗是走线表面几何的函数。走线厚度在特性阻抗中起到次要的作用。铜走线的内部对导电性没有多大的作用。

注意 一排空间上紧密排列的过孔能够限制地平面的有效性,电流应该能够在每一个过孔周围自由流动。

7.6 时钟逻辑

在逻辑系统中,一个新的逻辑状态的转变与时钟信号相关,这种转变可以在时钟的上升或下降沿启动;一组新的逻辑状态的建立需要时间,这个建立时间涉及下

面的因素：

- 时钟的上升和下降时间。
- 从去耦电容器抽出能量的时间。
- 开关阻抗转换时间。
- 传播能量到下一个逻辑元件所花费的时间。
- 消耗存储在传输线中的能量所花费的时间。
- 降低反射所花费的时间。

注意 在下一个时钟过程开始时，所有的暂态效应必须建立在可接受的电平，最坏情况的建立时间决定了最大的时钟频率。

集成电路(IC)与外部时钟暂态时间(时钟上升和下降沿)相关。如果上升沿太慢，那么内部逻辑不能以正确的时序工作，导致错误。一些集成电路重新产生时钟信号或者利用内部时钟以避免这种错误。在一些器件中，内部时钟可以锁定一个低频率的外部振荡器(锁相环)。如果采用晶体振荡器，内部时钟频率可以做到很精确。

注意 截断的正弦信号一般不能产生可以使用的时钟，因为上升沿和下降沿非常慢。优先的做法是用施密特触发器对这个信号进行缓冲以提供快速的边沿。

时钟信号必须连接到电路中的许多地方。在许多系统中，一般优先采用多个并联的时钟驱动器而不是所有电路只有一个时钟源。这种方式限制了串扰耦合，而且避免了时钟线上的电压降。时钟和逻辑信号的传播需要时间，在时钟上升时这些延迟至关重要。

时钟线是个传输线。流动的电流的初始值取决于其上的电压和传输线的特性阻抗。在线路的末端增加负载不会改变这个电流初始值。如果两个线路连接到这个源，电流初始值变为两倍。如果其中的一个传输路径有分支，将会有反射，向前行进的电压将会减小。如果负载沿着单根线分布，当电压到达最后一个负载时经过了几次的反射，电压将会下降。如果沿着时钟路径的电压在下一个时钟来到之前建立起来，反射将不是难处理的问题。换一种方式说，当线路很短而且上升时间很长时，反射不是一个难处理的问题。所以，应确保传输线分支很短。

注意 直到逻辑信号稳定时,时钟才能改变。

当时钟信号的上升时间太快时会发生什么呢?一个简单的分支点的特征阻抗是线路特征阻抗的一半。反射波能量加上正向传输能量必须等于到达的能量。结果是正向电压减少到 $1/\sqrt{3}$ (即大约 57%)。这个减少的时钟电平太低而不能驱动逻辑信号。对于较低的时钟频率,经过一系列的反射后所需要的时钟电平才会出现。

为了限制传输线的辐射,可以使用 4 个导体位于正方形的四角。如果对角线导体并联,是一个低的辐射线路。这种几何形状不需要接地平面来控制辐射。该线路可以是电路板的两侧走线。

如果器件是菊花链连接而且单个集成电路不是传输线的终端,可以只用一个时钟线路来给多个集成电路供电。如果时钟线路很长,菊花链的末端的终端可能有效。一般来说,分支长度应该限制在波行进在一个上升时间的距离的八分之一以下。

7.7 单一逻辑信号的传输

在地平面上的走线是个简单的传输线。在 2.17 节中我们考虑的传输线包括开关、电池和一对导体。在现实世界中,开关被一个三极管代替,能量源通常是一个解耦电容器。理论上开关闭合的时间为零,但实际的半导体开关的状态转换需要一定时间。逻辑开关从技术上可以认为是一个随着时间变化的阻抗。

解耦电容器用来横跨放置在电源供电处或者接近开关的地方,其任务是当开关闭合时,给下一级的逻辑传输线提供本地能量。如果没有本地电容器,需求的能量将会从电源供电处取得。当许多电路需要从电源线路上来取电,如果没有充分的去耦电容器,电压可能会下降到接近零。这个下降可能会持续 $1\mu\text{s}$ 。对今天的系统来说,许多逻辑状态需要在这个时间段内完成。

当开关闭合后,带走的能量只会产生一个轻微电压下降。这个轻微的电压下降要求供电电源重新给电容器充电。这必须发生在下个时钟周期的过程中。

器件的逻辑电平不可能高于给器件供电的电源电平。如果其他的集成电路共

享这个电源电压，这个电压降将会传播到这些逻辑线路。这就是逻辑信号的串扰耦合。这个串扰以及供电电源电压需要恢复时间是必须添加充足的本地储能的原因（去耦）。

注意 储存在电容器中的场能量源在地和电源平面之间，这将在 7.8 节讨论。

传输线上的波速度 v 比光速稍慢。速度（米每秒）计算公式如下：

$$v = 1 / \sqrt{LC} \quad (7.2)$$

式中， L 是分布电感（单位 H/m）， C 是分布电容（单位 F/m）。因为电容与介电常数成反比，波的速度与介电常数的平方根成反比。沿着电路走线的速度一般来说大约为 6inch/ns。在逻辑信号上升时间的信号传播的距离提供了一个良好的参考点。如果一个传输线的长度比这个距离的四分之一短，那么传输线的端接通常是不需要的。例如，一个 100MHz 的时钟，其上升时间为 2ns。如果走线长度小于 3inch，不需要在线路上端接。一个时钟总线的长度长于四分之一上升时间的传播距离应该端接。

PC 板外表面的走线有一层环氧玻璃钢来把电源或者地平面分开。对这些外表面走线来说，信号上关联的电场大部分位于这个介质中。从式(7.1)可以得出，波的速度取决于分布电容，分布电容直接与介电常数关联。对于环氧玻璃钢，1MHz 时的相对介电常数约为 4.4，在 2GHz 时约为 3.6。这意味着方波中的高次谐波分量的传播速度要高于低次谐波。对于 PC 板上的走线，这个时间差非常小。对于更长的线路，速度上的差别增加了波形的畸变（增加上升时间）。

在逻辑信号传播时，涉及许多额外的因素：

- 逻辑开关是一个具有有限的上升时间的非线性电流源。
- 供给逻辑信号的电压同时也连接到其他逻辑器件，这意味着一些初始能量确实从这些传输线路和逻辑线路并联而来。
- 接收逻辑信号的门极或基极也是非线性的，一般也不用线路端接来匹配其阻抗特性。在一些逻辑类中，终端更像是一个电容器。
- 去耦电容需要时间来释放自己的能量，时间为零时能量无限大（参见第 7.12 节）。

- 电路板材料是一种非线性介质,影响传输时间,并带来损耗。
- 传输线能量必须反射,直到能量完全消耗在发热或辐射上。如果线路被端接,没有反射和波使端接电阻发热。
- 传输线的特性阻抗受周边所有出现导体的影响,而无论他们是接地,连接到逻辑信号或者是浮动的。
- 当一个逻辑状态返回到零,储存在线路的能量必须消散或辐射。

由于这些因素的影响,很难精确地预测波形结果以及逻辑电平的建立时间。每一条走线和每个器件都是不一样的。幸运的是,数字逻辑的波形并不是至关重要的。唯一重要的是在时钟信号改变状态时,电压在可以接受的范围内。在数字设计中建立包含电源电压变化、共模电压幅值、噪声、反射电平、温度、湿度、线路损耗和终端效应的误差预估模型。这个预估误差必须考虑逻辑阈值电平的最大和最小值。

在实际的集成电路中,每一个时钟沿内部可能包含许多的逻辑转换。这些转换产生的逻辑电平连接到许多电路(扇出)。这些复杂的电路性能最好通过搭建电路进行测试来掌握。制造商经常推荐最高的时钟速度,并指明所需要的去耦电容器的大小和位置。

注意 当一个逻辑状态回到零时,储存在线路上的能量必须消耗掉,能量可以在铜导体的发热和电介质的发热或者是辐射过程中消耗掉;去耦电容器不能利用这个能量再次充电。

假设电路板上有 1000 条走线,平均的电容量为 2pF。如果 50% 的走线都是 5V 的逻辑电平,储存的能量是 $\frac{1}{2}CV^2$ 或者 $25 \times 10^{-9} \text{J}$ 。如果时钟频率是 100MHz,那么能量必须在每一个时钟周期充满和消耗掉。这意味着有 2.5W 的热和辐射功率。如果任一时刻 10% 的走线是活跃的,同样具有显著的能量消耗掉。如果这个能量的 10% 是辐射出去,那么这个电路板可能不会满足辐射标准要求。

假设一个波的上升时间非常短。当这个波到达非端接逻辑,这个波的反射试图使线路末端的电压加倍。这个过高电压会导致电路损坏或者逻辑故障。如果发生这种情况,需要一些电阻型的端接。这个电阻可以串联一个小的电容器,整个时钟周期中不会一直保持这种端接。单个 RC 端接在逻辑信号的上升和下降沿都是工作

的。另一个解决边沿反射问题的方法是在线路端接齐纳二极管。

当逻辑电平返回到零时，线路接收端的反射将强制线路与公用线相比为负。这个电压可以通过在逻辑线路和公用线放置正向二极管来钳制。这些钳制元件必须快速，使得其有效。如果二极管不够快速，那么可能需要添加阻性端接。

在考虑二极管作为端接的一部分时，必须注意二极管具有电容性。

当一个阶跃波形的前沿到达高阻抗的线路终端时会发生什么？线路的末端电压增加直到一些输入器件损坏，进而导通以提供了钳位作用。电压持续增加直到钳位电流等于传输线电流。这需要一个小的反射波和由线路特性阻抗定义的正向电流。例如，如果反射电压是+0.6V，特性阻抗是 60Ω ，反射波的电流是-0.01A。当这个小的电压到达源时再次进行反反射。反反射的电压为-0.6V，电流为-0.01A。当这个反反射到达线路的末端端接时。电压低于阈值电压值，流动电流为零。这时反射停止。对于短的传输线，上升时间足够长，这个反射过程不会发生。

7.8 去耦电容器

去耦电容器的选择取决于逻辑转换在每个周期所需要的能量。如果线路很短，上升时间只有几个纳秒，需求能量与传输线电容而不是线路的特征阻抗相关。如果能量必须提供给20个门电路，其电容值为2pF，去耦电容器可以小到400pF。这个情况的电压下降只有5%。使用更大电容值的原因在后面讨论。

如果能量必须以小于纳秒的时间从去耦电容器获得，那么连接走线必须非常短。一个低串联电感可以采用贴片封装的形式。宽的并联路径而且没有锐角转角是优选的方式。电路板上需要的去耦电容器的数量随着逻辑器件类型和时钟速度而变化。在高速时钟速度，可能需要对每一个集成电路芯片去耦，至少采用在电路板的空间均匀放置电容器的方式。

去耦电容器应该放置在器件的电源和公用引脚上。如果电源和公用引脚在插座的对侧，为了连接一个去耦电容器就需要一个较长的电路走线。这增加了去耦电路的电感。如果电源和公用引脚连接到电源和地平面，那么初始能量来自这些平面

(见 7.9 节),这有助于克服由于去耦电容器的引线电感而引起的时延。

去耦电容器应该始终连接,这样电容器电流不在走线中流动,而是一直从电容器取得能量。图 7.3 给出了实际设计中正确和错误的接法。

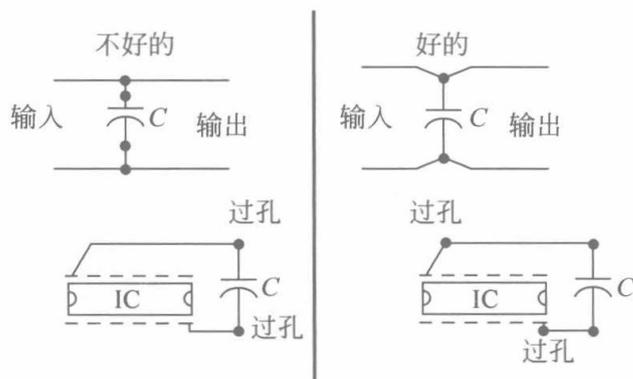


图 7.3 连接到去耦电容器的走线

在一些集成电路中,地和电源引脚在器件的相对侧。这种几何形状只能采用较长的走线才能把去耦电容器连接起来。在这种情况下,一个好的方法是把电源和地引脚直接连接到地和电源平面。这种几何形状的耦合能量可以来自于接在地和电源平面之间的电容。

市场上可用的去耦电容器的范围很广。球类栅阵列电容器的寄生串联电感值低至 60pH ,而单个组件将有一个超过 600nH 的电感值。这个电感测量值直接连在端部而不允许有任何的连接长度。 $0.01\mu\text{F}$ 的电容器串联 600pH 的固有频率为 65MHz 。在 $0.001\mu\text{F}$ 时的固有频率增加到 112MHz 。固有频率为 $1/2\pi\sqrt{LC}$,其中 L 单位是 H , C 的单位是 F 。

当去耦电容器在其串联谐振频率时,阻抗等于电路的集肤效应电阻值。超过这个频率,阻抗像个电感。如果有第二个电容值用来并联在第一个电容器上,要同时考虑一个串联和并联谐振电路。假设增加一个大的并联电容器。在一定频率,与自身的电感发生串联谐振。超过这个频率,这个电容器像个电感。第二个小的电容器并联在第一个电容器上和这个电感形成一个更高频率的高阻抗并联谐振电路。更高频率的高阻抗电源是不可取的。为了避免去耦结构中的这种谐振,建议所用的去耦电容器容量相同。图 7.4 给出了并联电容器的谐振特性。

如果一个集成电路必须为一组逻辑线路提供逻辑信号,应该考虑线路特性阻

抗, 电流的需求会很高。这种应用中将需要更大的去耦电容器。如果逻辑信号足够快, 走线的特征阻抗为 50Ω , 在每一时钟周期平均有 10 个活动的线路, 3V 的逻辑信号时需要提供给电路板 10W 功率。

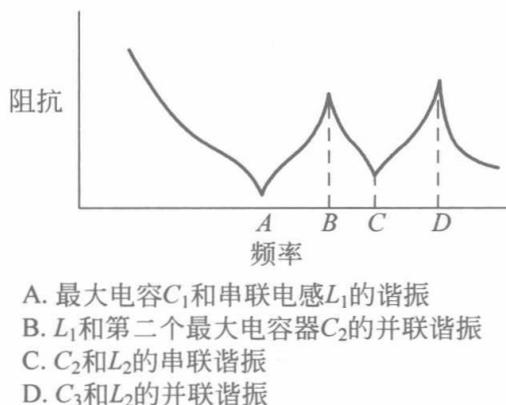


图 7.4 3 种不同并联电容器的谐振特性

注意 集成电路的制造商常常会指定去耦电容器的大小、类型和数量, 并标注在器件周围。整个电路板上应该采用同一个类型的电容器。

注意 集成电路开关的导通电阻消耗集成电路功率, 这与供给传输线的功率相比很小。

7.9 电源平面

电源平面是用来给电路板上的元器件提供工作电压的铜平面。在地和电源平面之间仍然需要去耦电容器来给逻辑信号传输提供能量。当有几个电源和地平面使用时, 他们应该连接在一起。放置元器件的地方放置去耦电容器。地和电源平面之间的电容增加了去耦的进程。

注意 电路走线可以放置在电源和地平面之间的平面。与这些走线关联的场得到紧密的限制, 因此没有辐射机会。电路的这些走线连接可以采用过孔或者通孔。

注意 一个电源平面的功能和地平面类似,只是电源平面带有直流电压。

电源和地平面之间的分布电容存储能量。利用电源平面有一些优点:

- 无需电源走线;
- 电源平面和地平面之间的电容可以提供一定的能量以满足逻辑信号的传输;
- 走线关联的场在地和电源平面之间紧密限制,这些走线几乎不会产生任何电路板辐射;
- 走线之间的串扰减小,走线之间距离仅需等于走线宽度。

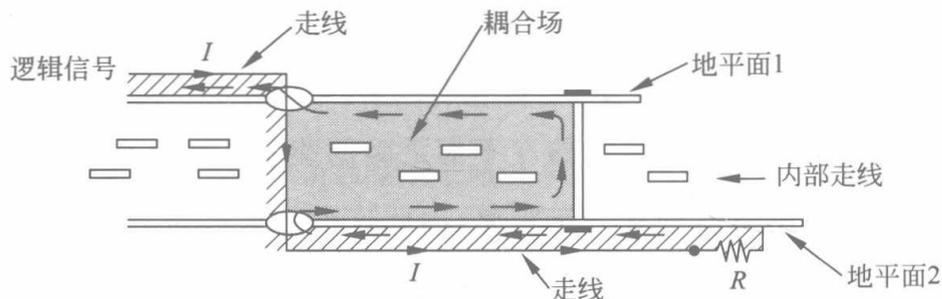
7.10 地和电源平面的电容

当一个集成电路安装在地和电源平面时,等于直接安装在内平面电容上。这个电容并联于附近电路的去耦电容器,但是有不同的几何形状。在附近安装的电容器上的能量到来之前可以利用这些存储在平面之间的能量。存储在不同平面之间的大部分能量的位置与逻辑信号有一定距离,因此这个能量不是可以立即得到的,它需要一定的时间来传播能量和返回到集成电路,然后传播到下面的逻辑走线。在较高的时钟速率时,这个延迟必须考虑。

如果地和电源平面距离很接近,地和电源平面之间的电容也可以增加。这要在两个平面之间没有走线的前提下。在大多数的应用中,仍然需要大量的电容来提供所需的能量,包括去耦电容器。如果在这个空间中的介电常数增加,那么就可以存储更多能量。如果走线利用了这个空间,间距必须增加,这减小了电容。对于更高的介电常数,较长的线路上的损耗变成了问题。注意,更高的介电常数减小了传播速度。这会有更多可用的能量,但它需要较长的时间满足需要的能量。如果时钟速率足够低,这种延迟不会成为一个问题。

7.11 使用过孔

走线可以在不同平面之间利用过孔传输信号(见图 7.5)。重要的是,当采用过孔的时候,需要考虑所用的电磁场能量的路径。如果走线经过过孔到达地或电源平面的反面,那么场必须反转到平面的另一侧,这个过程产生了较小的阻抗不匹配。如果走线经过过孔来到一个平面,利用一个不同的地或者电源平面作为返回路径,那么阻抗不匹配将成为一个问题。这个方式要从电流流动的返回路径来考虑。如果附近有过孔连接到地平面,信号环形区域是可控的。如果附近有去耦电容器关联到地或者电源平面,那么信号环形区域也是可控的。如果返回路径有一段距离,信号传播的关联场必须在平面之间的空间分散,会引起明显的不连续和增加串扰。



走线电流 I 通过过孔进入一个新层, 返回电流必须使用一个复杂的路径通过地平面的孔, 这是因为高频电流不能通过导体平面流动。结果是场图很复杂和引起串扰耦合。

图 7.5 多层板上的不同层之间的走线过孔

这些场不能穿透导体平面。能量从一层转移到另一层的唯一方式是通过一些开孔。场可以利用地平面和电源平面作为一个参考导体。层之间的连接可以是耦合电容器或者是简单的过孔。

注意 当时钟速率超过 1GHz 时, 由过孔引起的反射会产生问题。

7.12 作为传输线的去耦电容器

能量从电容器到负载的延迟通常归结为一个串联电感。这个电感涉及引线长度和电路环形区域。这个延迟主要涉及传输线理论而不是线性电路理论。

电容器可以看作是传输线的一小段，是被介电材料分开的两个平行导体。这个几何体的特征阻抗很低，目的是在单位长度上得到一个高电容量。连接到电容器的走线是一个更高特性阻抗的传输线。这个几何体如图 7.6 所示。开始的时候，我们假设一个电压 V 在电容器上。当开关连接负载到这个导体几何体之后，一系列的反射连接电容器到负载电阻。根据这种构造，我们可以假设这个传输线代表的电容器是一个末端开路的电路。

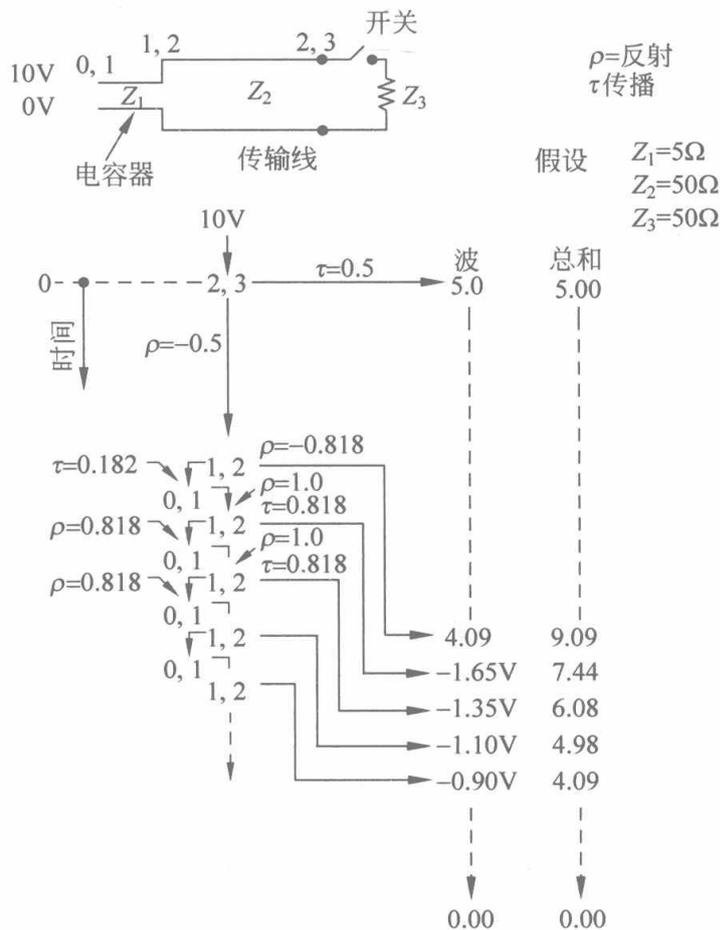
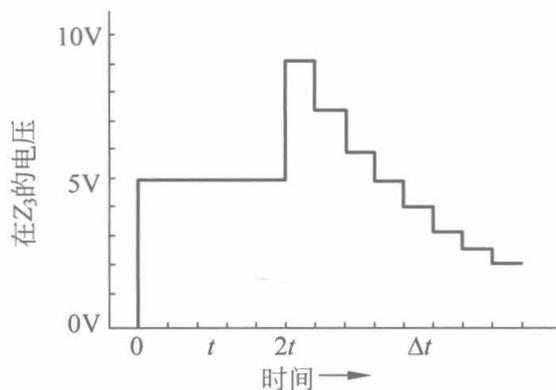


图 7.6 电容器作为传输线

当开关闭合时，一个波到达负载 Z_3 ，第二个波到达朝向电容器方向的 Z_2 。这些波的幅值等于 $VZ_2/(Z_2+Z_3)$ 和 $-VZ_3/(Z_2+Z_3)$ 。当这个波沿着 Z_2 传播到达 Z_1 和 Z_2 之间的结点时，有另一个反射。到达 Z_1 开路端的一部分波再次反射和继续前进。反射发生在每一个阻抗不匹配处的两个方向。图 7.6 中，时间用纵轴表示，用 τ 代表传输的部分，用 ρ 代表反射的部分。例如，当波 V_1 沿着 Z_1 传播到达 Z_2 ，反射分量为 $V_1(Z_2-Z_1)/(Z_2+Z_1)$ ，传输分量为 $2V_1Z_2/(Z_2+Z_1)$ 。在传输线末端开路时阻抗可以看做是无限大。这种情况只有反射。为了简化这个过程，设定 Z_3 的值等于 Z_2 。

反射点数字记为 0, 1-2, 2-3 和 3- Z_3 。从图 7.6 中可以明显看出将会有无数次的反射。第二波到达负载 Z_3 被延迟所需的时间为一个波从点 3 到 2 然后再回到 3 的往返时间。经过第一次反射之后，点 3 的电压将会上升到接近于初始电压 V 的值。最后，电容器将会完全放电到阻抗 Z_3 。放电过程如图 7.7 所示。



注意： t 是波从电容器传播到负载 Z_3 的时间。
 Δt 是波经过电容器以及返回所花时间。

图 7.7 阻抗 Z_3 的电压与时间的关系

如果 Z_3 不等于 Z_2 ，每一个波的一部分从 Z_3 反射回到电容器。

在 Z_3 处的电压是一组阶跃函数。在大部分的几何体中，这个过程很快，细节是不可见的。我们不能确定这个延迟是电感导致的结果或者是转换时间导致的结果。

储存在电容器的能量最后消耗在电阻器 Z_3 中，这个能量通过传输线的反射进行传输。这个观点不是从电路理论得到的。这种传输不能用正弦波来进行解释。

7.13 特征阻抗控制

阻抗是正弦信号的观点,涉及电流和电压之间的相角。如果电流和电压是同相的,可用术语“电阻”表示。如果电流滞后电压 90° ,可用术语“电感”表示。如果电流超前 90° ,可用术语“电容”表示。在处理 PC 板的通信发射机时,控制和匹配传输线的阻抗非常重要。不匹配的阻抗直接关联到传输效率。

逻辑信号不是为了辐射。所使用的阶跃函数包含很宽的能量频谱,其范围从低于时钟频率到 10 倍的时钟频率。任何在传输线上的能量必须消耗掉。这个过程包括反射、阻性发热、介质损耗和一些辐射。端接的本质就是要求整个周期中的损耗在端接电阻中。反射增加了辐射,这些信号以指数衰减。

注意 传输线的特征阻抗是介电常数的函数,在 $1\text{MHz}\sim 1\text{GHz}$ 变化时,特征阻抗的变化范围大约为 20%。

对于一个给定的传输线,在特定的频率可以得到几何体和阻抗的关系。因为有许多变量,没有简便的方式在给定的逻辑传输线上,利用这个信息去关联特定几何体的影响。例如,测试结果显示,在 2GHz 时,过孔可能为 25Ω 。在 100MHz 时,过孔对逻辑信号的影响可能测不到。阶跃函数的影响可能是波形的细微变化。

下面列出了控制特性阻抗的问题:

- 玻璃和环氧树脂具有不同的介电常数。材料在电路板上的分布可能是不均匀的,因此传输线的特性阻抗会沿其长度方向和在电路板的不同部位而变化。
- 传输线的特性阻抗是附近走线和元器件的函数,但是获得这些数值的公式并没有给出这个事实。
- 水的介电常数为 60,吸附在电路板的表面的水汽会影响传输线的阻抗。
- 涂料或图例的存在会影响介电常数,从而改变走线特性阻抗。如果走线被嵌入在电介质中,就不会发生这种情况。

注意 上面列出的所有因素影响传播速度。

数字设计中的一个基本问题是关于通过对每块板的测试来决定控制特性阻抗。如果逻辑线路是末端接的,似乎不必要进行阻抗控制。因为特性阻抗控制反射和电路板损耗,在整个电路板上设计一样的特性阻抗是一个好的主意。这意味着内层走线和外层走线具有不同的间距。对逻辑信号板来说,不必要求制造商测试走线来控制阻抗,因为电路的多样性远远超过电路板的多样性。

获得不同的几何形状的导体的特性阻抗有很多方法。网上有许多的开源的计算器或是付费服务。他们提供各种表和公式,可为各种可能的布线提供支持,包括嵌入式走线、面走线、内层走线、补偿走线、叠层走线、并行走线、非对称的走线,等等。正确的做法是保持特性阻抗范围为 $40\sim 70\Omega$ 。对于较低的阻抗,辐射问题增加,并且一些集成电路可能会遇到供给电流的麻烦。对于较高的阻抗,有串扰和辐射的问题。在一些情况下,逻辑信号必须驱动具有特殊阻抗的可控总线。如果严格的阻抗控制是必须的,相邻的走线应该进行修改。一般来说,相邻走线会使特性阻抗增加约5%。

7.14 数字电路板的辐射

电路板外面的走线和器件最容易造成辐射。在地平面上的走线所关联的场主要被限制在走线下面的空间,只有很小的一部分场在走线上方。例如,如果有上千条走线,设计时就应该考虑这个场。最简单的近似可以假设所有活动的走线在所有的环形区域,环形区域就是走线和地平面之间的空间乘以走线长度。这个频率假设为 $1/\pi\tau_r$,幅值可以假设为供电电源电压。从所有元器件的环路得到的场应该加到这个场中,包括去耦电容器和元件连接。式(5.7)应该用来计算远场的最坏情况的辐射,场 H 的计算可以利用真空中的波阻抗得到。

边沿走线如果在导体平面之间,其所关联的场紧密包含在其中。为了限制辐

射,边沿走线长度尽可能的短。如果必要的话,地走线应该增加到层的边沿。如果电路板上空间,那么走线应该与地或者电源平面的走线保持两倍线宽。

7.15 测量问题——地弹

通过示波器探头和探头屏蔽形成的环路面积比电路板的环形区域大,这意味着这个观测到的逻辑电平和任何逻辑的瞬变现象是一起的。探针针尖的环路面积可以通过移动参考连接到信号附近的点来减少。 1cm^2 的环形面积等于1000条走线的环形面积。

电路板附近的辐射场将会利用探针丝线作为导体,离开导体电路。探针的传输阻抗将会使得这个辐射添加到所观测的信号。为了测试这个耦合,探针尖头可以连接到电路板的探针公共端。如果没有信号,那么将不会有传输阻抗耦合。

一个常用的测试方法是连接示波器到电路板上的两个接地点。如果检测到电压,就把这个地称为“不适当的地”。即使在频率为100MHz的时候,每平方铜的电阻也只有几个毫欧姆。即使地平面上的电压只有1V,也会产生1000A的流动电流。解释这个电压的唯一方法是认识到电路板附近的面积肯定有变化的电磁场。证实的办法是创造一个同样面积的区域来感知并测量这个场。这个环的放置应该和示波器探头方向一致,而且应该是浮动的。图5.11给出了一个有屏蔽电缆的探测器。

当观测到地电势差时,这个效应称为“地弹”(Ground Bounce),它表明了接地电流的存在。为了减少这种影响,产生场的环路必须做得更小。另一个问题可能是由于去耦电容器,需要进一步减小电感和重新放置。如果感测到的信号是探针传输阻抗产生的影响,那么会再次有辐射场从电路板产生信号。在探头上做更好的屏蔽是必要的,可以用来限制这种耦合。

注意 电路板(地弹)附近的场不能通过利用较厚的铜地平面来减小。

7.16 高时钟速率

对高速逻辑的需求,促进了制造商引入新的逻辑类。这些逻辑类运行时钟几乎没有时间让走线反射从而使得信号减弱。其中一个限制反射的方法是在逻辑传输(并联端)的接收端匹配阻抗。例如,24GHz的信号周期只有42ps。这个时间的四分之一波只能传播十分之一英寸的距离。在这种情况下为了避免反射,接收逻辑必须端接线路,匹配其特性阻抗。

匹配阻抗意味着传输能量消耗在电阻上。假设每个时钟周期有100个变化的逻辑信号,电压电平只有3V。如果端接电阻为 50Ω ,消耗功率为18W。如果这个时间只有50%的逻辑信号活动,电路板必须消耗掉9W。这会导致一个严重散热问题。

注意 一些电路板制造商在过孔或者通孔嵌入端接电阻。

假设源阻抗匹配线路阻抗,传输电压是电源电压的一半或者1.5V。如果接收端开路,反射波加倍;当这个反射波到达电源被吸收,反射结束。这个方式有两个问题:每一传输线要求一个匹配电阻,建立时间是传输来回所花的时间,现在假设只有接收端的线路端接,整个电压到达端接,没有反射。唯一的缺点是干扰耦合到线路反射到源,因为没有匹配阻抗。在这种方式中,传输端可以扇出超过一个线路。

为了限制损耗,逻辑信号可以是脉冲。这个脉冲触发接收逻辑信号的设定,这个接收逻辑信号可以检测到时钟的变化。如果脉冲只有一个时钟周期的八分之一,损耗将减少 $1/8$ 。

当逻辑信号类提供了内部端接或者源阻抗,传输逻辑信号的走线必须匹配这个阻抗。这意味着设计者应该设定所有的参数以控制走线的特性阻抗。这些参数包括走线宽度、厚度、间距和相对介电常数。特性阻抗同时也受下面这些情况的影响:是否有地平面,走线是否在两个导体平面之间和是否有相邻走线。

注意 相邻走线改变传输线的特性阻抗。

如果可能的话,逻辑线路应该是直线而且没有分支或过孔。如果有转角,也应该是圆形。传输线引入的反射影响了波形。任何反射能量直接返回到驱动源。如果驱动器不与线路阻抗匹配,这个反射将会再次反射并加入到逻辑波形中。少量的反射能量是可以接受的,这取决于逻辑类和走线长度。

注意 走线上的过孔通过一个地平面产生的问题比穿过几个平面时要少。

注意 当时钟速率高到需要有线路端接时候,需要仔细考虑沿着传播路径的阻抗控制和限制阻抗不连续性。

用来测试逻辑传输的技术称为眼图。一个逻辑流包含在不同的电路点检测的比特位图。这个图看作是包含三逻辑转换的信号的包络。示波器与时钟信号同步。这个包络展示了延时、过冲、下冲和反射。良好响应的眼图有一个清楚的在1和0之间转变的区域。这个清楚的区域称为“眼”。如果响应很差,这个“眼”会充满暂态过程,这意味着逻辑信号有问题。在苛刻的应用场合,需要利用更好的板材来提高眼图性能。

7.17 平衡信号传输

当预测到有共模耦合时,可以采用平衡逻辑信号传输。逻辑信号传输通过导体对进行,因此线路A和线路B是相反的。只有 $A \neq B$ 时,接收逻辑信号才有反应。对这些平衡逻辑信号来说,不需要地平面。这是因为场限制在两条平衡线之间的空间中。平衡传输逻辑信号对走线长度应该相等。时钟和逻辑信号被布线来适应传输时间差。

差分信号称为偶模式,共模模式称为奇模式。因为这些过程是逻辑的,在线性系统中使用的术语抑制比在这里是没有意义的。奇模式可能是抑制的但也可能不

是。图 7.8 给出了一个简单的平衡逻辑线路。

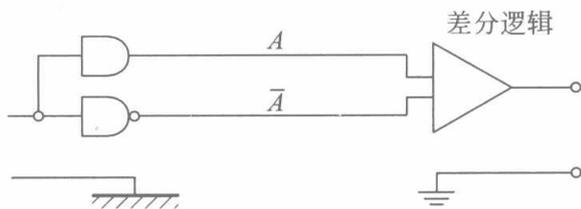


图 7.8 平衡逻辑系统

用来作为平衡传输线的特性阻抗取决于走线方向，是否有导电平面关联到这些走线。如果走线没有关联到导电平面，对于非平衡信号的特性阻抗没有定义。如果有导电平面，特性阻抗将会不同于正模式和共模模式的信号。特性阻抗也取决于走线是并排的或者叠加的。如果逻辑信号没有在传输线端部，那么这些线路的特性阻抗不需要控制。

7.18 带状电缆和连接器

带状电缆是绝缘隔离、并联、间距等分的导体。这种电缆采用了一个非常有序的方式把一组导体在两点之间连接。带状电缆可以焊接或端接到连接器的位置。一旦导体离开电路板，它们将不再有紧密间距或者贴近地平面。导体长度和增加的间距增加了环形面积，这增加了辐射和易受影响的机会。

一个有效的做法是，在带状电缆传输逻辑信号时增加多个接地导体。如果第三个导体是地，那么每一个逻辑导体有一个临近返回路径。除非该接地导体单独通过配合连接器，并在电缆的两端端接于地平面，此方案不会有效。

带状电缆可以利用电缆（微带线或丝带线）的一端或者两端的铜衬垫。这个衬垫可以作为一个地平面，在电缆的端部适当地端接到提供的平面。这个铜衬垫不应该看作是屏蔽，而应该是地平面的扩展。单独连接到这个铜片，带状电缆会使这个平面无效。

带状电缆经常穿过开放区域。这增加了共模耦合的机会。为了限制这种耦合，电缆应沿导体表面进行布线。多余的电缆不应卷曲，因为这会增加共模耦合的机会。

机箱和电路板的地连接起来并不能减小这个区域的场。为了限制这个场,设计电路时缝隙要更紧密。当电路布线在导体面上时,耦合减少,这与是否有地连接没有关系。对于较短的运行电缆,电缆布线不需要控制。

在电路板上放置多个连接器的优先方法是放置在电路板的边沿上。如果连接器放置在相对的边,整个电路板加上电缆形成了一个共模耦合的路径。电路板连接到机箱地不能控制这个耦合。

7.19 子板

控制穿过主板和插接板或子板的逻辑信号传输场很重要。可以应用带状电缆中所讨论的方法。每一个逻辑线路应该有一个地或者与解耦电源引脚相邻。否则,就会产生辐射且易受干扰。

逻辑引脚和相关联的地脚应该端接在电路板的一边。否则,返回电流路径很长,会有干扰发生,这是由于没有为流动电流进入地平面的路径,电流必须流动到另一边。这意味着传输线将会有显著的不连续。这个不连续是感性的,会产生辐射且易受到串扰和干扰。

7.20 模拟和数字电路混合

模拟和数字电路之间常常需要有接口。有几种方法,其中包括分割地平面技术,甚至分割电路板。在一些地方,模拟地和数字地必须连接。这个问题经常与模拟数字转换器(AD)相关。如果要求14位的精度,10V的全量程信号误差只有0.5mV。如果涉及两个地,测量到的噪声电压很容易超过这个数值的10倍。如果这两个地由一个导体连接在一起,所形成的环路面积足够大,接地电位差仍然是一个问题。

用于连接模拟和数字电路的最佳解决方案是使用一个公共的不间断的地平面,

应确保与模拟和数字功能相关联的场不会共享同样的物理空间。遵循以下六个规则：

- (1) 模拟电路元件不得混杂数字电路元件。
- (2) 确保模拟场不共享同一物理空间,数字场也一样。
- (3) 连接器的引脚分配应该按功能分开,这样模拟场和数字场也是分离的。
- (4) A/D 转换器应该有内部前向的参考放大器。
- (5) 放置 A/D 的方向以限制场耦合。
- (6) 电路应该从不同的去耦电容器获取能量。

7.21 光电隔离

光电隔离可以由发光二极管(LED)与晶体管对来提供。当LED发出光时,晶体管的动作类似开关。这种方式允许外部逻辑和从电路接收来的逻辑状态欧姆隔离。器件可以用这些隔离对。

传输逻辑信号到光电隔离器的引线能够传输从外部电环境的场能量。如果这些引线进入到机壳内,它们可以在光电隔离器周围辐射,耦合到内部电路中。这意味着应该像对待电源线路滤波器一样来对待光电隔离器。隔离器必须跨接在外部环境和内部电路机壳之间进行连接。传输逻辑信号的导体必须保持在机壳外面。如果光电器件安装在电路板上,将会受到影响。

7.22 镀金

连接印刷电路板的方法有多种,连接的可靠性是考虑的重点。有一个典型的方法,在电路板边沿连接成手指状,电路板随后插入固定的连接器。在其他方法中,连接器被焊接到焊盘。

镀金经常用在需要与连接器接触的导体上,这样做是为了避免被镀面的氧化。

这种方法要求金沉积在电路板上的特定部分。在许多应用中,电压超过12V,就不需要镀金。对于模拟信号(低频)或者低逻辑电平,镀金是整个期间保证良好连接的唯一手段。在某些情况下,设备保持空闲的时间很长或逻辑线路很少改变状态。它不需要重新插入以使连接器建立良好的连接。镀金是避免氧化的唯一方法。

镀层的厚度依赖于连接断开的频率。频繁断开的连接镀金层要足够厚,以承受预期的磨损。

7.23 GHz 注意事项

在GHz水平的时钟速率运行的电路,设计时必须特别注意以下事项。

(1) 去耦电容器供给能量必须快速。

(2) 通孔不具有低的特征阻抗。如果能量必须在几个接地/电源层之间转移,那么通孔是不合适的。必须小心处理,使场能不限制在板的平面之间的边缘转移。

(3) 从地/电源平面几何体得到能量所花费的时间取决于层间距而不是介电常数。

(4) 电容的自感并不能充分计算出能量在电容器中进出所花费的时间。

(5) 典型电路走线在较短距离中传输能量可能花费几纳秒的时间,这是阻抗不匹配的结果,这个时间可以多于一个时钟周期。

8.1 地平面

地平面是一个导电表面,接地平面的大小取决于实际应用。用于印刷电路板的平面尺寸可能小到一平方英寸,而一个大型的印刷电路板的平面尺寸的大小可能为 12×18 平方英寸,电子设备中的接地平面甚至可以达到一个房间的尺寸大小。地平面包括机架侧板、铝箔或者是建筑物下面的大地。一个金属盒可以看作是一个接地平面,虽然导电表面不平整。如果导电表面从地板延伸到墙上,它仍然是一个地面平面。

在第 7 章中,印刷电路板的接地平面作为电路电流的返回路径。另一方面,传输逻辑信号或者信号信息的场在走线和地平面之间输送。如果一个导电表面是柔性的,把它变成一个直角,它仍然是一个接地平面。

注意 设备中利用地平面作为逻辑信号的返回路径是不切实际的,设备中涉及的地只能限制有限的干扰耦合。

一个设备的接地平面不减轻或消除电磁场。导体平面的唯一作用是对到达的波进行反射,这个波的 E 场具有和平面相切的分量。 E 的垂直分量沿着平面的表面产生延迟但没有减弱。相关的 H 场与导体表面平行,可以认为它引起表面电流的流动。

当一个电缆走线与地平面平行的时候,耦合的干扰场就是共模方式;当波运动方向和电缆在一个方向的时候耦合是最大的,耦合大小与电缆和地平面形成的环形面积成比例。对正弦信号来说,最大耦合发生在电缆长度是波长的一半时,其前提条件是地平面沿着走线的方向是连续的,如果电缆走线超过一个半波长,那么半个波长可以作为最坏情况来分析。如果没有环形面积,将没有耦合。

8.2 使用纵梁的接地平面设备

电子设备中的组成部分包括有导体纵梁形成的开放网格,它可以作为构建地平面的一种形式,这种网络的典型应用是混凝土地板表面三英尺高上方的支撑平台。图 8.1 是升高地板的地平面,纵梁通常在 30 英寸的中心。

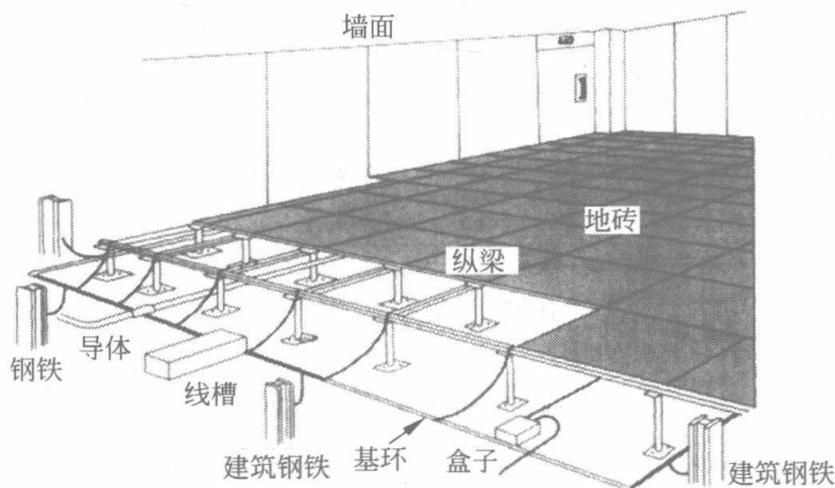


图 8.1 电子装置安装的典型地平面

升高地板具有一些好处。不同机箱的线缆走线可以布置在地板下,使整个安装看起来整洁。地板下的空间可以形成一个充气室,用来为电子设施提供冷气。支撑地板砖块的纵梁通常由轻微导电材料构成,可以消除任何人体可能形成的静电荷。人体对地板的典型电容容量大约为 300pF 。 0.1s 的时间常数意味着地板砖应该提供了 $300\text{M}\Omega$ 的电阻路径。这些地板砖的电阻率大约为 $10^7\Omega/\text{cm}$ 。

在章节 6.8 中,我们介绍了在频率 1MHz 时,每平方密尔铜片的电阻为 $369\mu\Omega$ 。

为了使得纵梁形成的地平面电阻像铜片的电阻一样，连接纵梁的电阻应该也在毫欧级。纵梁的连接通过电镀表面、弹簧式垫圈与螺栓一起连接起来。这种方式保证了连接面的压力是恒定的。这样做的目的是保证在地板的承载量和温度变化在长范围内，连接都是良好的。

绑定良好的纵梁构成的地平面提供了优良的防闪电保护功能。如果脉冲电流平均分布在地平面上，穿过平面的电势差可以保持在几伏。这意味着接地平面必须同时连接到建筑钢铁和设备的地电极上，这些连接如图 8.1 所示。纵梁地平面连接到每个电子设备的机架，而后者又连接到每一个设备的等效地。设备中的线路滤波器经过分流电容器连接到设备地。纵梁系统连接到该设备地，同时也为这些电力滤波器电流提供了叠加的回路。因此，纵梁系统有效限制了与该流动电流关联的干扰场。

连接纵梁并与之适应的每块地砖，都要保证其与纵梁是密切接触的。当地砖取掉并被替换时，必须保证这个连接被重新安装或者防止电荷积聚。

注意 控制 ESD(静电放电)的最好办法是控制湿度。如果湿度大于 30%，电荷将很少有机会积聚。控制湿度的最好办法是利用中央空调。

注意 旋转地板清洁器不应该用在电子设备的地板附近，这会有产生 ESD 的风险。

6.13 节讨论了倚赖孔径，这种类型的孔径不允许面电流在开口周围自由流动，这正如纵梁系统的情况。纵梁系统像一个金属丝网，不过导体和开口都非常大。当金属丝网的周边绑接在一起形成一个笼状时是有效的。而对于纵梁形成的地平面来说，周围没有控制的导体来使孔径闭合。由于这个原因，外部场可以出现在地平面的两边。要保证设备中的地平面有效，所有的设备机架应该绑接到它们基部的地平面。实际上，机架应该是地平面的扩展，其更多的意义在于作为连接电缆的走线。通常的做法是把电缆直接敷设在机架下面的混凝土地板上，电缆和纵梁平面之间的环形面积肯定很大。这个环形面积使得在纵梁地板下存在共模耦合场。地平面不能有效控制这个耦合。在纵梁和任何连接电缆之间的环形面积导致在混凝土面下方已安装的地平面上方又增加了一个地平面，该地平面通常由金属丝网甚至是金属

箔组成。需要增加连接到机架的电缆使得这个地平面有效。事实上很少有人这么做，而且也没什么问题，从逻辑上可以看出在典型安装方式时，共模耦合不是一个问题。

注意 地平面是个导电几何体，可以限制耦合到电缆的共模场。

8.3 其他地平面

混凝土楼板的钢筋也可以看作是个地平面。钢筋埋藏在混凝土中，而且多个面是无法连接的。因为钢筋棒并不是在每个交叉点都焊接，它们不能构成合适的网格结构。这种钢铁的存在对一个电气设施的性能应该没有影响。钢筋只是比自来水管、煤气管道、钢梁、金属线槽导电性更好。这些导体改变了电磁场，但不能期望用来限制共模耦合。

用来敷设电缆的线槽有很多段组成，各段之间通过螺栓连接或铆接在一起。这种类型的构造使得线槽作为地平面时不能有效控制辐射场。连续的导电衬垫可以安装在线槽中以形成一个接地平面。在线槽端部，衬垫必须绑定越过整个宽度形成一个连续的地平面。这种衬底不是屏蔽的。必须在位于线槽端部的硬件之间提供一个电流流动的连续导电面。这是线槽可以作为有效的扩展地平面的唯一手段。

机架一般通过螺栓连接，如果连接面没有处理过或者螺栓处于弹性压力下，这种连接是不可靠的。一个导电面可以增加到机架连接面形成一个地平面。这个增加的面必须绑定穿过机架框架的宽度以保证有效。这个增加的导体不应该集中于电流流动的连接点。

8.4 地平面和远程站点

远程站点的电子产品通常安装在拖车上。如果采用公用电源给这个站点供电，应该比较安全。如果站点位于沙漠上，得不到合适的本地接地点。车架变为接地电

极系统。车辆外的所有金属部件应连接到车辆上。如果不这样做，就有触电的危险。如果出现电源故障或者附近出现雷击，车辆与这些外在的导电部件之间有电势差出现。例如，金属地板垫子和附近的金属栅栏应该结合到车辆底盘。如果不这样连接，任何出现的电势差都是危险的。

8.5 扩展地平面

地平面从一个房间延伸到另一个房间的前提是在隔离的墙之间具有足够多的空间连接。一个典型的解决方案是使用 10# 导线穿过宽度 6 英寸的房间中心，将纵梁连接在一起。导体可以焊接到纵梁上，也可以通过螺栓固定到准备好的表面上。

为了扩展地平面到二楼，这个平面必须沿一面墙向上扩展连接。在这种情况下，在楼层之间的电缆走线必须跨越到平面的另一侧。墙壁上的平面可以用足够长的导线组成的网格组成，每个交叉点由导体结合在一起。网格应该沿着房间宽度的方向焊接或者用螺栓固定到纵梁上。

在不同的建筑物之间共用一个接地平面是不切实际的。一个可接受的办法是把电缆放置在大型导管中，在导管两端分别与各自的地平面相连。由闪电引起的场将会留在导管外面，这减少了雷电通过其中一个电缆进入硬件的风险。光纤是传输建筑物之间信号的有效途径而且不必考虑设备之间的电势差。

8.6 单独引出电源

设备中的电源进入所有的电子硬件，即使采用硬件滤波器，电源引线仍然带有干扰场。特别是当中性点和设备地之间存在电位差时会引起问题。这些电压通常是电源频率的谐波分量，而且不容易过滤掉。为了避免这种问题，单独引出电源可以给设备中的负载模块供电。这允许产生一个新的中性点，从而接到设备的地电极系统。在新中性点和连接任何负载的设备地之间的电势差再次为零。这个单独引

出的功率电源通常称为“干净”的电源。

变压器用在这种组成方式中,经常是计算机电源中心(CPC)的一部分。NEC 允许这种类型的中心电源安装在这个电源取电的硬件的地平面。该电源中心还提供了断路器、线路滤波器和浪涌保护。单相变压器及其屏蔽如图 8.2(c)所示。在三相变压器中将会有 9 个屏蔽。在这个图中,我们只显示了单相变压器的 3 个屏蔽。变压器的多重屏蔽如何起作用是值得讨论的。

图 8.2(a)的屏蔽称为共模屏蔽。这个屏蔽可以阻止原边和副边线圈的寄生电容上的共模电流。随着屏蔽层连接到附近的设备地,从原边线圈流动的共模电流的反应电流进入到导体输入端。屏蔽层的周围仍然具有一些漏电容存在,用 C_{13} 表示这个电容。

这个屏蔽的方法是有问题的。注意,一些共模电流通过原边线圈的一些线圈匝数上的电容 C_{12} 和 C_{13} 流动。这个电流通过变压器原边而引起副边电流流动。为了阻止这个耦合机理,第二个静电屏蔽被引入,如图 8.2(b)所示。这个屏蔽连接到原边电路。共模电流不再通过原边线圈的匝数流动。

变压器的负载侧能够产生共模信号。为了阻止通过变压器的工作机理向电源传播这些信号,第三个屏蔽加入到副边的一侧,如图 8.2(c)所示。

在 CPC 中的变压器,所有屏蔽是内部连接在一起的。用户并不知道是如何连接的。屏蔽层在频率为 100kHz 时是有效的。超过这个频率,互电容使得漏电流绕过这个屏蔽。为了限制这个耦合,无源线路滤波器放置在变压器副边。这个漏电流穿过变压器内部连接而流动,通过无源滤波器减弱。

注意 CPC 变压器中的因子 k 已在 2.9 节中讨论过。

采用多重屏蔽变压器的单独引出电源不必是地平面或者 CPC 的一部分,为了发挥作用应该安装在接近所服务的负载。

从设备变压器产生的漏场能够耦合到周围的钢铁中,从而在整个设备中产生环流。如果有必要,附近的环形钢铁可以使用绝缘板来隔开。优先的方法是把变压器安装在木结构上。

变压器不应该由穿过铁心材料的螺钉安装在导电表面上。任何包含在变压器

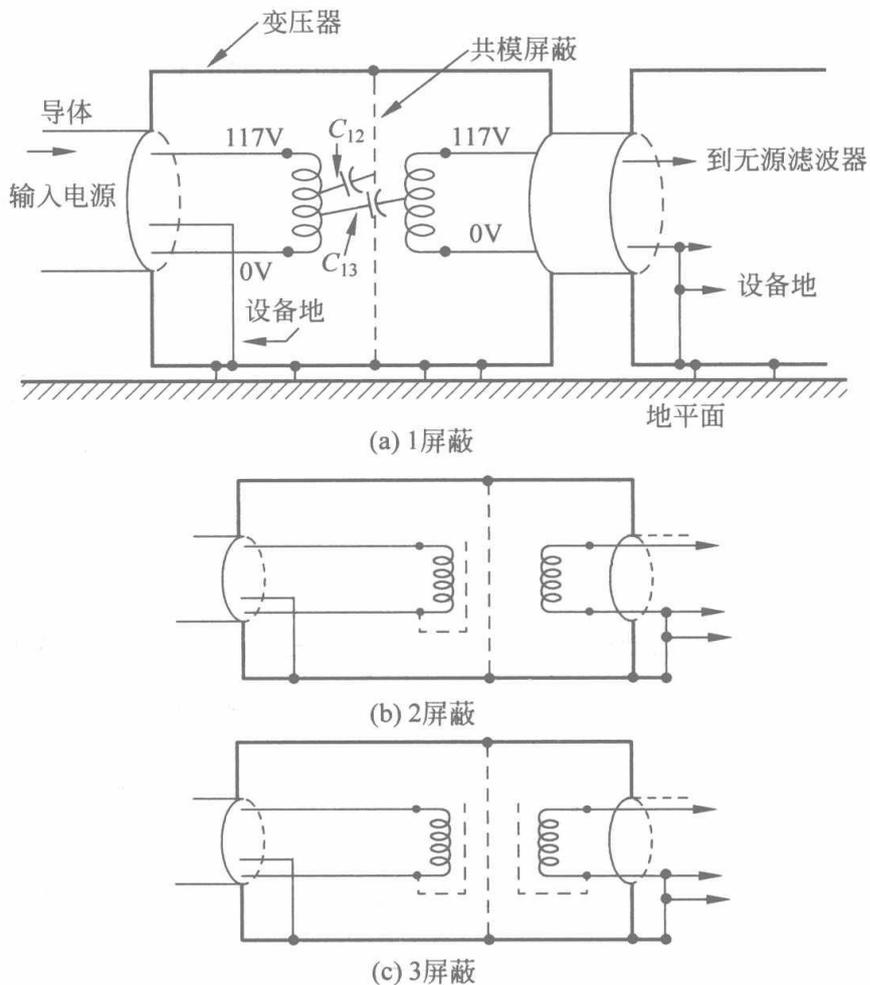


图 8.2 计算机电源中心使用的变压器

磁通中的导体路径都是一种短路匝，导致变压器过热。如果使用螺钉，它们不应该通过磁芯形成导电回路。这个规则适用于所有变压器，从几瓦到千瓦级。

8.7 浪涌保护

浪涌保护是必要的，以限制关键系统供电电源的瞬态过电压。这些瞬态过电压可能来自于雷击或者是感性负载的电流中断。最好的做法是沿着配电路径提供保护。防御的第一线应该在服务入口。浪涌保护器通常作为 CPC 的一部分。

最便宜的浪涌保护元件是金属氧化物压敏电阻器(MOV)，通常直接跨接在电源

线上,可以由各种不同的额定功率和额定电压供选择。变阻器的导通时间是纳秒级,但是有两个缺点:重复浪涌将会限制其效率,穿过器件的峰值电压可能是点火电压的2~3倍。在关键的应用场合,MOV器件经常和并联的硅钳位器件(Zener二极管)一起使用。这些器件有很明显的转折,但是它们的鲁棒性不如MOV器件。商业化的浪涌抑制器应该安装到每个单独器件。它们应该是设备设计的一部分。如果要使用MOV,它们应该成为一个常规的方法。

8.8 隔离变压器

当有干扰时,电路设计者常常转向在电源路径中增加变压器来解决问题,这些增加的变压器称为隔离变压器。所有的变压器提供了形式上的隔离,因为原边线圈和次级线圈没有直接的欧姆连接。

商业用的隔离变压器提供了欧姆隔离,但是增加了静电屏蔽。屏蔽引线从变压器中引出,让用户自己来决定连接方式。在一些变压器中,原边线圈和次级线圈从屏蔽编织层中引出。例如,原边线圈从原边的屏蔽层中引出。连接这些屏蔽的一般方式会带来一些问题。

隔离变压器通常需添加一个完整的机架。这个变压器通常是120V输入/120V输出。给机架供电时,次级线圈旁边的屏蔽应该连接到次级线圈的一端。次级线圈的一端是否应该连接到机架的地,这个问题的答案是复杂的,因为机架的地通常是通过设备的地以正常方式连接。大多数变压器不适合作为单独电源来使用。如果隔离变压器的次级线圈悬空,就会有触电的危险。如果次级线圈的火线故障,将没有检测这个短路的方法。NEC要求机架接地,因为NEC认为这是一个电气设备。当插座板安装后将发生接地。如果隔离变压器给这个插座板供电,故障保护系统如何在这个浮点电源发挥作用。当电源通过隔离变压器隔离时,这些安全方面的问题应该得到解决。变压器如何安装在硬件内部并没有包含在NEC中。管理硬件设计的法则包含在Underwriters Laboratory (UL)或者是等同的法则里面。消费品制造商在产品上市之前必须遵守并接受这些法则。许多为机架安装设计的特殊硬件并

不被 UL 认可。用来为机架供电的隔离变压器硬件可能就是这个系列。

注意 连接到变压器的长屏蔽层使得这个屏蔽是无效的。

8.9 屏蔽室

屏蔽室是一个大的金属外壳，设计目的是用来限制电磁场进入或者发射出去。屏蔽室的应用之一是可以提供一个无场的环境，用来测量硬件的辐射。同时，它也可以把所有电气活动限制在房间内来获得相应的数据。单个不受控的导体进入到这个空间能够破坏电气完整性。这意味着电源导体、电话线，以及任何测试电缆在屏蔽室的墙壁上要经过正确的屏蔽和过滤。好的方法是有一个单独的控制电源和电缆进入区域。这个房间必须有一个门，保持通风。

建造这个屏蔽室需要大量钢铁，这些钢铁是整个造价的一大部分。这种钢铁能够降低接近的感应场。典型的屏蔽室是用钢板焊接在一起的。这种类型的构造为屏蔽室内部和外部的面电流提供了路径。所有房间内的边缘采用圆角焊接，从而保证面电流在墙壁之间流动时没有急剧转折。如果没有这些圆角，面电流将会穿透墙壁。这些钢铁应该具有低磁通水平的磁导率或者是这些场的频谱不会充分衰减。限制屏蔽室外面的墙壁的面电流是很好的方法。为了达到 80dB 的衰减，墙壁的厚度必须达到 10 倍的集肤效应深度。限制面电流比增加墙壁厚度更容易，限制面电流的一个方法是集中所有电气连接在一个区域。连接到屏蔽室的设备地提供了足够的电气安全。第二个地只为外墙壁的附加面电流提供流动路径。如果闪电击中这个房间，进入房间的场很难被察觉到。没有理由为屏蔽室的地连接第二个接地导体。如果光纤作为穿过墙壁的通信方式，应该在最后的 6 英尺移除支撑光纤的钢铁。这一导体可以进入房间。光纤进入点应该穿过一个长管，并提供波导衰减。为了提供波导延迟，这个导管可以置于平行于墙壁 5~6 英寸的位置。空气的进入点应该是一个蜂窝结构。通风口的最后 6 英尺应该是绝缘材料，这消除了另一个地连接。消除了闪电利用这个路径进入屏蔽室的机会。

注意 屏蔽室的灯光应该是灯丝型灯泡, 荧光灯的电磁干扰太大, 手机应该关闭。

电源传输导体不应该布置在屏蔽室的外墙。这会使附近的场穿透进入到屏蔽室。这个规则也适用于进入的主电源。电源进入屏蔽室应该垂直于墙。屏蔽室中的电源滤波器可能很大而且昂贵。它们可以指定在一个或者两个方向过滤能量。因为它们必须提供宽范围的滤波, 一般采用几段的方式, 各段之间是相互隔离的。

设备的接地导体是不能滤波的。它应该在过滤器内被终止, 设备地中所带的干扰电流继续留在滤波器的右边边界内。设备不应该在房间内接近墙壁的地方运行。距离增加了波的阻抗, 从而为屏蔽室提供了磁场穿透的防护。

8.10 电机控制器

电机控制器用来改变电机的电源, 控制其速度或者转矩。这些控制器通过连接到电机的电源线在每个电源周期取一部分电源工作。基本的控制单元是三端双向可控硅。三端双向可控硅由两个反并联的可控硅组成。每个可控硅包含 4 层掺杂硅 (PNPN)。如果内部的层 P 或者门极连接到外层 N, 器件的功能像两个背靠背的二极管。换句话说, 没有导电性或电流方向。如果内层 P 或者门极比外层 N 更具正极性, 器件功能像个正常二极管。对三端双向可控硅来说, 中间门极可控制两个二极管的正向导电性。当二极管在整个周期开通时, 负载完全连接到电源线。当三端双向可控硅串联放置在电源线时, 可用于将电源功率周期中的一小部分连接到负载。当该三端双向可控硅导通时, 栅极失去对双向可控硅的控制。栅极不能重新控制, 直到电流返回到零。接通后, 三端双向可控硅电流必须达到一个最低值, 否则三端双向可控硅不会一直保持开启。栅极通常是由一个光学晶体管来控制, 从而隔离公用线路和控制电路。控制器单元包括三端双向可控硅, 门极驱动和线路滤波器。这个单元通常包括限制输入瞬变以及为栅极提供滤波的电路。当三端双向可控硅打开时, 一个阶跃电压施加到负载。这个阶跃前沿要求能量从配电系统输入, 向负载传输一个阶跃电压。如果这个过程没有得到合适的控制, 会导致一个干扰入侵到整

个设备。这个问题将是本节要讨论的。

当三端双向可控硅导通时，上升时间可能短至 μs 。在电压峰值为 120V 的线路，这就是每 μs 170V。根据上升时间，频率为 318kHz。从电磁干扰的观点来看，大量的谐波分量的频率超过 10MHz，这个高频分量必须要考虑。这个干扰过程可以看作是三端双向可控硅导通瞬间的电磁场能量的移动过程。干扰发生在接下来的几微秒内，在这个很短的时间周期，线路电压值基本是恒定的。电源连接线是个传输线，事情的发生过程和数字逻辑电路板上的过程相似。向前传输的能量必须从设备在电力导体之间储存的电场能量得到。为了获得从设备反向传播的能量，提供本地解耦电容器是一个好方法。该电容器必须放置在靠近三端双向可控硅的未接地和接地电源的导体之间。小的电感器可以放置在这个去耦电容器之间的电力引线上，可以限制从线路反向传输的干扰场。这些电感器在线路满电流时不应该饱和，它们的自然频率必须超过 10MHz。去耦接地导体也是同样，这意味着在接地导体和绿线导体之间放置电容器。控制器的问题正如已讨论过的电力滤波器。如果滤波器的几何形状不合适，场将会在滤波器的器件附近耦合，进入到硬件，然后破坏滤波器性能。如果滤波器的外壳不结合到设备外壳，场将会通过任何一个非闭合的孔穿过边界。控制器中存在同样的问题。控制器中变化的场可以通过任何引线（包括设备地）而传输。如果输入和输出引线共享一样的导体或者是接线盒子，场可以耦合到控制器周围的滤波器。如果它们不封闭在外壳中，场可以直接辐射到控制器外。前面讨论的去耦电容器不能控制向前传输到电机的阶跃电压。当这个阶跃波到达电机笼，能量将会通过笼的开口辐射进入到设备，从而引起所有导体、接地或不是接地导体上的电流流动。为了限制这种辐射，控制器传输到电机的波的上升时间大约为 $100\mu\text{s}$ 。这再次指出了在电源输出线到控制器的地方需要有 LC 滤波器。这些电感器在线路满电流时不应该饱和，它们的自然频率必须超过 10MHz。通过三端双向可控硅的初始电流必须大于其导通的电压水平所需的电流，刚刚讨论过的负载滤波器可以限制这种初始化电流，为了保证足够的电流，分流的输入电阻或电容可能需要放置在负载侧滤波器前。

注意 进入控制器的信号或者控制引线能够传输场能量进入或输出，这些引线在外壳边界的地方进行良好的滤波可以限制这个场的干扰。

提供给电机的电流和电压不是同相的。当通过三端双向可控硅的电流为零时，

切断了电源线路和电机的联系。此时,电机上的电压不是零。这意味着电机的寄生电容储存了电场的能量。这个能量将会和电机上的并联电感振荡而减小。基本上,这个暂态过程跟频率有关,辐射并不是问题。图 8.3 给出了带基本滤波单元的简化控制器的示意图。

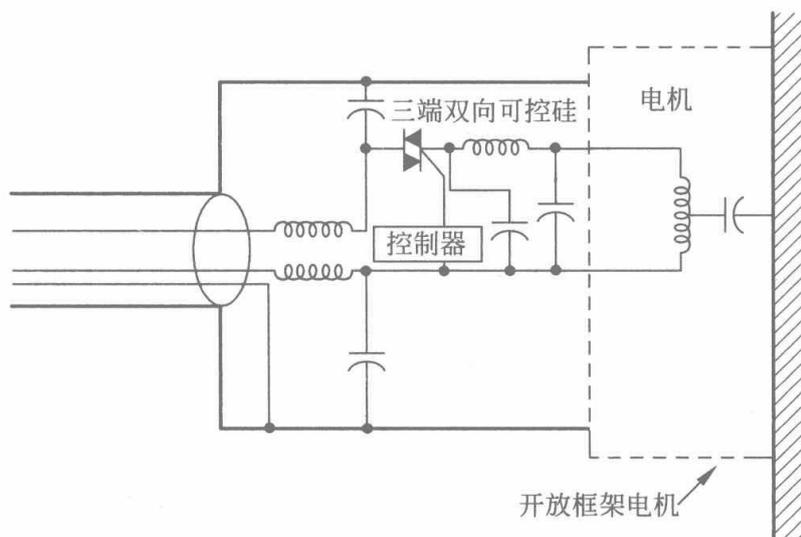


图 8.3 简化的控制器图

8.11 一个真实的事例

为了在低温液体燃料的环境中测试电机,基本程序是将燃料和被测电机从测试槽中移除,将通电的电机布线放置盘绕起来,与负载端断开。用起重吊车来将设备移出槽体。该起重机的没有接地。干燥的风中带有静电荷。当起重机接近箱体时,对盘绕导线放电,放电路径从导线进入槽体,空槽中的气体爆炸。由此产生的爆炸造成了很大的伤害。

规则 在靠近加油点的所有导电材料应连接在一起。如果可能的话,这些导体也必须接地。

参考文献

- B. R. Archambeault, PCB Design for Real World EMI Control, Kluwer Academic Publishers, Norwell, Massachusetts, 2002.
- J. R. Barnes, Electronic System Design and Noise Control Techniques, Prentice Hall, Hoboken, New Jersey, 1987.
- Stephen H. Hall, Garrett W. Hall, and James A. McCall, High-Speed Digital System Design, Wiley, Hoboken, New Jersey, 2000.
- Charles Harper, High Performance Printed Circuit Boards, McGraw-Hill, New York, New York, 2000.
- Howard Johnson and Marty Graham, High-Speed Digital Design, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 1993.
- L. Martens, High-Frequency Characterization of Electronic Packaging, Kluwer Academic Publishers, Norwell, Massachusetts, 1998.
- Ralph Morrison, The Fields of Electronics, Wiley, Hoboken, New Jersey, 2002.
- Ralph Morrison and Warren Lewis, Grounding and Shielding in Facilities, Wiley, Hoboken, New Jersey, 1990.
- Henry W. Ott, Noise Reduction Techniques in Electronic Systems, 2nd Ed, Wiley, Hoboken, New Jersey, 1988.
- Douglas C. Smith, High-Frequency Measurements and Noise in Electronic Circuits, Wiley, Hoboken, New Jersey, 1993.

Images have been losslessly embedded. Information about the original file can be found in PDF attachments. Some stats (more in the PDF attachments):

```
{
  "filename": "MTQwODMyNTQuemlw",
  "filename_decoded": "14083254.zip",
  "filesize": 51345590,
  "md5": "9e025f7b5d4b4b35c71e6148c023fd0c",
  "header_md5": "73670453a1ec7686450c3023fdc3beb6",
  "sha1": "f6496db7999c3023294bbd5d754def50fb79c14b",
  "sha256": "f0862d38be728ff5d4fbe283fcc6c5c6dc21350bb3291a863984fba7476e7d4d",
  "crc32": 2968348935,
  "zip_password": "28zrs",
  "uncompressed_size": 60062962,
  "pdg_dir_name": "\u255c\u2559\u2561\u256a\u2559\u03b4\u255e\u2534\u2592\u256c\u255d\u255d\u2569\u2321\u2561\u03c4\u252c\u2556\u2559\u03b4\u2555\u2554\u255a\u253c\u2558\u00a1\u2569\u0398\u2561\u250c5\u2591\u00b5_14083254",
  "pdg_main_pages_found": 170,
  "pdg_main_pages_max": 170,
  "total_pages": 185,
  "total_pixels": 1007754240,
  "pdf_generation_missing_pages": false
}
```