

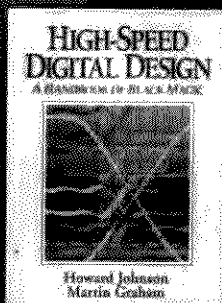
国外电子与通信教材系列

霍华德·约翰逊

高速数字设计

High-Speed Digital Design

A Handbook of Black Magic



[美] Howard Johnson 著
Martin Graham

沈立 朱来文 陈宏伟 等译
王强 审校



电子工业出版社
Publishing House of Electronics Industry
<http://www.phei.com.cn>

作者力作
经典佳作

国外电子与通信教材系列

高速数字设计

High-Speed Digital Design

A Handbook of Black Magic

[美] Howard Johnson 著
Martin Graham

沈立 朱来文 陈宏伟 等译

王强 审校

电子工业出版社
Publishing House of Electronics Industry
北京·BEIJING

序

2001年7月间,电子工业出版社的领导同志邀请各高校十几位通信领域方面的老师,商量引进国外教材问题。与会同志对出版社提出的计划十分赞同,大家认为,这对我国通信事业、特别是对高等院校通信学科的教学工作会有好处。

教材建设是高校教学建设的主要内容之一。编写、出版一本好的教材,意味着开设了一门好的课程,甚至可能预示着一个崭新学科的诞生。20世纪40年代MIT林肯实验室出版的一套28本雷达丛书,对近代电子学科、特别是对雷达技术的推动作用,就是一个很好的例子。

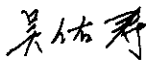
我国领导部门对教材建设一直非常重视。20世纪80年代,在原教委教材编审委员会的领导下,汇集了高等院校几百位富有教学经验的专家,编写、出版了一大批教材;很多院校还根据学校的特点和需要,陆续编写了大量的讲义和参考书。这些教材对高校的教学工作发挥了极好的作用。近年来,随着教学改革不断深入和科学技术的飞速进步,有的教材内容已比较陈旧、落后,难以适应教学的要求,特别是在电子学和通信技术发展神速、可以讲是日新月异的今天,如何适应这种情况,更是一个必须认真考虑的问题。解决这个问题,除了依靠高校的老教师和专家撰写新的符合要求的教科书外,引进和出版一些国外优秀电子与通信教材,尤其是有选择地引进一批英文原版教材,是会有好处的。

一年多来,电子工业出版社为此做了很多工作。他们成立了一个“国外电子与通信教材系列”项目组,选派了富有经验的业务骨干负责有关工作,收集了230余种通信教材和参考书的详细资料,调来了100余种原版教材样书,依靠由20余位专家组成的出版委员会,从中精选了40多种,内容丰富,覆盖了电路理论与应用、信号与系统、数字信号处理、微电子、通信系统、电磁场与微波等方面,既可作为通信专业本科生和研究生的教学用书,也可作为有关专业人员的参考材料。此外,这批教材,有的翻译为中文,还有部分教材直接影印出版,以供教师用英语直接授课。希望这些教材的引进和出版对高校通信教学和教材改革能起一定作用。

在这里,我还要感谢参加工作的各位教授、专家、老师与参加翻译、编辑和出版的同志们。各位专家认真负责、严谨细致、不辞辛劳、不怕琐碎和精益求精的态度,充分体现了中国教育工作者和出版工作者的良好美德。

随着我国经济建设的发展和科学技术的不断进步,对高校教学工作会不断提出新的要求和希望。我想,无论如何,要做好引进国外教材的工作,一定要联系我国的实际。教材和学术专著不同,既要注意科学性、学术性,也要重视可读性,要深入浅出,便于读者自学;引进的教材要适应高校教学改革的需要,针对目前一些教材内容较为陈旧的问题,有目的地引进一些先进的和正在发展中的交叉学科的参考书;要与国内出版的教材相配套,安排好出版英文原版教材和翻译教材的比例。我们努力使这套教材能尽量满足上述要求,希望它们能放在学生们的课桌上,发挥一定的作用。

最后,预祝“国外电子与通信教材系列”项目取得成功,为我国电子与通信教学和通信产业的发展培土施肥。也恳切希望读者能对这些书籍的不足之处、特别是翻译中存在的问题,提出意见和建议,以便再版时更正。



中国工程院院士、清华大学教授
“国外电子与通信教材系列”出版委员会主任

出版说明

进入21世纪以来,我国信息产业在生产和科研方面都大大加快了发展速度,并已成为国民经济发展的支柱产业之一。但是,与世界上其他信息产业发达的国家相比,我国在技术开发、教育培训等方面都还存在着较大的差距。特别是在加入WTO后的今天,我国信息产业面临着国外竞争对手的严峻挑战。

作为我国信息产业的专业科技出版社,我们始终关注着全球电子信息技术的发展方向,始终把引进国外优秀电子与通信信息技术教材和专业书籍放在我们工作的重要位置上。在2000年至2001年间,我社先后从世界著名出版公司引进出版了40余种教材,形成了一套“国外计算机科学教材系列”,在全国高校以及科研部门中受到了欢迎和好评,得到了计算机领域的广大教师与科研工作者的充分肯定。

引进和出版一些国外优秀电子与通信教材,尤其是有选择地引进一批英文原版教材,将有助于我国信息产业培养具有国际竞争能力的技术人才,也将有助于我国国内在电子与通信教学中掌握和跟踪国际发展水平。根据国内信息产业的现状、教育部《关于“十五”期间普通高等教育教材建设与改革的意见》的指示精神以及高等院校老师们反映的各种意见,我们决定引进“国外电子与通信教材系列”,并随后开展了大量准备工作。此次引进的国外电子与通信教材均来自国际著名出版商,其中影印教材约占一半。教材内容涉及的学科方向包括电路理论与应用、信号与系统、数字信号处理、微电子、通信系统、电磁场与微波等,其中既有本科专业课程教材,也有研究生课程教材,以适应不同院系、不同专业、不同层次的师生对教材的需求,广大师生可自由选择和自由组合使用。我们还将与国外出版商一起,陆续推出一些教材的教学支持资料,为授课教师提供帮助。

此外,“国外电子与通信教材系列”的引进和出版工作得到了教育部高等教育司的大力支持和帮助,其中的部分引进教材已通过“教育部高等学校电子信息科学与工程类专业教学指导委员会”的审核,并得到教育部高等教育司的批准,纳入了“教育部高等教育司推荐——国外优秀信息科学与技术系列教学用书”。

为作好该系列教材的翻译工作,我们聘请了清华大学、北京大学、北京邮电大学、东南大学、西安交通大学、天津大学、西安电子科技大学、电子科技大学等著名高校的教授和骨干教师参与教材的翻译和审校工作。许多教授在国内电子与通信专业领域享有较高的声望,具有丰富的教学经验,他们的渊博学识从根本上保证了教材的翻译质量和专业学术方面的严格与准确。我们在此对他们的辛勤工作与贡献表示衷心的感谢。此外,对于编辑的选择,我们达到了专业对口;对于从英文原书中发现的错误,我们通过与作者联络、从网上下载勘误表等方式,逐一进行了修订;同时,我们对审校、排版、印制质量进行了严格把关。

今后,我们将进一步加强同各高校教师的密切关系,努力引进更多的国外优秀教材和教学参考书,为我国电子与通信教材达到世界先进水平而努力。由于我们对国内外电子与通信教育的发展仍存在一些认识上的不足,在选题、翻译、出版等方面的工作中还有许多需要改进的地方,恳请广大师生和读者提出批评及建议。

电子工业出版社

教材出版委员会

- | | | |
|-----|------------|--|
| 主任 | 吴佑寿 | 中国工程院院士、清华大学教授 |
| 副主任 | 林金桐
杨千里 | 北京邮电大学校长、教授、博士生导师
总参通信部副部长、中国电子学会会士、副理事长
中国通信学会常务理事 |
| 委员 | 林孝康 | 清华大学教授、博士生导师、电子工程系副主任、通信与微波研究所所长
教育部电子信息科学与工程类专业教学指导委员会委员 |
| | 徐安士 | 北京大学教授、博士生导师、电子学系副主任
教育部电子信息与电气学科教学指导委员会委员 |
| | 樊昌信 | 西安电子科技大学教授、博士生导师
中国通信学会理事、IEEE 会士 |
| | 程时昕 | 东南大学教授、博士生导师
移动通信国家重点实验室主任 |
| | 郁道银 | 天津大学副校长、教授、博士生导师
教育部电子信息科学与工程类专业教学指导委员会委员 |
| | 阮秋琦 | 北方交通大学教授、博士生导师
计算机与信息技术学院院长、信息科学研究所所长 |
| | 张晓林 | 北京航空航天大学教授、博士生导师、电子工程系主任
教育部电子信息科学与电气信息类基础课程教学指导委员会委员 |
| | 郑宝玉 | 南京邮电学院副院长、教授、博士生导师
教育部电子信息与电气学科教学指导委员会委员 |
| | 朱世华 | 西安交通大学教授、博士生导师、电子与信息工程学院院长
教育部电子信息科学与工程类专业教学指导委员会委员 |
| | 彭启琮 | 电子科技大学教授、博士生导师、通信与信息工程学院院长
教育部电子信息科学与电气信息类基础课程教学指导委员会委员 |
| | 徐重阳 | 华中科技大学教授、博士生导师、电子科学与技术系主任
教育部电子信息科学与工程类专业教学指导委员会委员 |
| | 毛军发 | 上海交通大学教授、博士生导师、电子信息学院副院长
教育部电子信息与电气学科教学指导委员会委员 |
| | 赵尔沅 | 北京邮电大学教授、教材建设委员会主任 |
| | 钟允若 | 原邮电科学研究院副院长、总工程师 |
| | 刘彩 | 中国通信学会副理事长、秘书长 |
| | 杜振民 | 电子工业出版社副社长 |

译者序

这是一本论述高速数字电路设计的经典著作，对国内的读者来说也是一本难得的好教材。该书被业内同行奉为数字电路设计的“宝典”，甚至有人说“没有读过这本书的人就不要去做数字电路设计”。该书英文版已历经十年，前后再版十多次，今天依然是许多数字电路设计人员手头必备的一本重要参考书，其何以有如此“神奇”的魅力呢？

高速电路设计是一项非常复杂的设计过程，随着系统设计的复杂性和集成度的大规模提高，高速电路产生的传输线效应和信号完整性问题经常会使基于传统方法设计的数字电路无法工作。近些年国内的高速电路设计虽然也取得了巨大的进步，但是对于许多缺少高速电路设计知识和经验的人来说，高速电路设计成了一项“神秘”的工作。

网络通信与电子技术的飞速发展使得高速电路设计技术已经成为电子系统设计工程师必备的设计手段。然而目前国内很少见到系统地论述高速电路设计的教材和资料，对于大学生、专业工程师来说，现有的教材和资料有些过分偏重于理论分析，要求必须具备坚实的理论基础，但在实践中却并不能直接指导应用。对于一个工程师来说，建立严格的数学、物理模型进行分析当然是理想的方式，然而多数情况下这是不现实的，产品的设计周期不允许，多数人可能也没有这方面的兴趣，有时也没有这个必要。

另一方面，有些资料则仅仅是某些实际经验的总结，其所得到的结论经常是局部的和片面的。仔细分析经常会发现其中的许多观点或做法是相互矛盾的，其实有些只是在不同条件下的一些结论和做法，在只知其然不知其所以然的情况下读者自然会感到茫然。

因此，对于国内许多从事或将要从事高速电路设计的人员来说，虽然掌握了一定的理论知识，但是在看着国外同行设计的高速数字电路慨叹“技盖至此乎？”时，在实践中却不得不经常面临无从下手的痛苦。

《庄子·养生主》中庖丁解牛的场景使人人为之慨叹：“手之所触，肩之所倚，足之所履，膝之所踦，砉然响然，奏刀騞然，莫不中音，合于桑林之舞，乃中经首之会。”阅读和翻译该书的过程，使人总是不免想起这精彩的技艺。因为在作者的笔下，真是刀之所向，豁然开朗。因为高速数字电路设计已不再是什么魔术，而是一种艺术，当然这要得益于本书的作者之一 Howard W. Johnson 博士，他就是这样一位经验丰富的“庖丁”，20多年的高速电路设计经验使其解决问题的思路和方法充满了睿智和技巧，“恢恢乎其于游刃必有余地矣”。他的分析和测试方法简便、实用，富有启发性，起到了举一反三的效果。你甚至可以像阅读小说一样去体会一个工程师的创造性与智慧。

该书是高速数字电路设计从入门到精通的最佳参考书之一，在信号完整性和 EMC 领域是公认的最有价值的教材之一。作者在书中侧重于基础理论，简化了复杂的数学理论推导，其分析过程详细且通俗易懂，涵盖了信号完整性中许多非常有价值的基本概念，讨论了许多其他资料中较少涉及的测试方法，如电路走线的分布电感和电容，这是非常实用和有价值的。当然，

本书不可能面面俱到,然而书中向我们展示的分析问题和解决问题的方法却对解决实际问题大有裨益。

另外,由于该书已经出版多年,许多人在阅读理解该书的过程中提出了一些问题,Johnson博士对这些问题进行了回答、归纳和整理,相关的资料可以在他的关于信号完整性的网页上下载(www.sigcon.com或signalintegrity.com)。在阅读该书的过程中浏览一下这些资料对理解本书的内容是很有帮助的。

由于原著中的一些专业词汇目前国内尚无统一的标准译法,书中按其含义译出。原著中附录C的MathCAD公式按照Howard W. Johnson博士在网站上发布的最新公式给出,并加上了简要的说明。

翻译的过程是艰苦的,但中间也充满了欢乐,因为我们经常被作者丰富的经验与知识所鼓舞,所以我们也深切希望把这本书介绍给大家,希望能看到国内的同行们有一天也能“提刀而立,为之四顾,为之踌躇满志,善刀而藏之。”

本书的第1章、第2章和附录B由沈立翻译,第3章和第4章由朱来文翻译,第10章到第12章由陈宏伟翻译,王强负责其余部分的翻译整理,并负责全书的审校。本书在翻译过程中得到了朱琳杰、张文、曾再平、袁吉喆、陈燕利、王文利的帮助和支持,使其能够早日与读者见面,另外也非常感谢所有的家人对我们这项工作的大力支持。

由于译者的水平有限,错误和疏漏之处在所难免,希望读者批评指正。欢迎大家通过qwuang@btamail.net.cn和译者联系。

前 言

这是一本面向数字电路设计人员的书。本书强调和阐述了与高速数字设计有关的模拟电路原理。作者的实例讲解分析，涵盖了通常困扰高速数字设备的振铃、串扰和辐射噪声的问题。

本书所讲的都不是新内容，而是已经通过口宣笔录流传很多年了。这里只是简单地把这些知识与智慧收集在了一起。因为这些资料中的大部分并没有包含在普通的大学课程之内，所以在一些工程师的眼里，高速效应有些神秘、令人不快或者使人生畏。对他们而言，这个问题简直就是“魔术”。对于认为高速电路中的任何事情都很不寻常或无法解释的看法，作者已经将其彻底否定了。了解应该应用哪个原理以及如何应用是件很简单的事情。

低速数字电路的设计者并不需要这些资料。在低速设计中，信号还是干净的，保持着良好的状态，能够很好地与二进制模型相符合。

在高速条件下，快速信号的上升时间使模拟电路效果的影响增大。工程师们感受的是完全不同的逻辑信号情形。对他们而言，逻辑信号常常看起来会有许多毛刺、参差不齐、发生畸变的信号。为了使产品能够运行，高速设计者必须了解和使用模拟原理。本书解释了需要应用哪些原理以及如何应用。

没有经过正规的模拟电路理论训练的读者，可以使用并应用本书中的公式和例子。对于已完成大学第一年的线性电路原理入门课程的读者，可以更深一步理解这些资料。

第1章至第3章分别介绍了模拟电路的术语、逻辑门电路的高速特性以及标准的高速测量技术。这3章形成了本书的核心，任何严谨的高速逻辑设计的学习都应该包含这一部分。

第4章至第12章分别论述了高速逻辑设计中的专门课题，读者可以择序学习。

附录A是各章节的集锦，收集了各章中提供的最重要的观点和概念。对于系统设计，这个附录可以用做一个检查表，或者在面临难题时作为本书内容的索引。

附录B详细讲述了各种形式的上升时间测量所基于的数学假设。这部分内容帮助读者把本书中给出的结果和其他术语的来源及标准联系起来。

附录C列出了计算物理结构的电阻、电容和电感的标准公式。这些公式在MathCAD中实现，可以从作者处得到电子形式的资料^①。

致谢

许多人为这本书做出了贡献，我们非常想表达对他们的谢意。我们的老师、老板、同事、客户、用户、读者和学生们，感谢你们激发我们学习的欲望，发现我们不能解决的问题，以及在我们自以为懂得太多的时候对我们的必要的提醒。

^① MathCAD是美国Mathsoft公司(www.mathsoft.com)推出的一个交互式的数学系统软件。书中的MathCAD公式可以从Howard W. Johnson博士的有关信号完整性的网页(www.sigcon.com或signalintegrity.com)上下载。——译者注

作者特别希望感谢下列为本书的写作做出慷慨贡献的人们。因为他们非常仔细地审阅了原文，并提出了很多宝贵意见，我们感谢 Dan Nitzan, Jim Pomerene, Joel Cyprus, Ernie Kim, Tim Ryan 和 Charlie Adams。

感谢我们的助手 Pamela Moore 在编制图表中的高效率 and 令人充满喜悦的帮助。

Johnson 博士特别感谢前 ROLM 公司的同事和经理，尤其是 Ken Oshman, Bob Maxfield 和 Gibson Anderson。由于他们的帮助，Johnson 博士在电子业界有了很好的发展起点。

Martin Graham 要感谢很久以前的导师 William McLean 教授对他在解决问题的方法以及教学生涯上的深远影响。

当然，我们还要感谢 Tektronix 公司的大力支持，感谢该公司借给了我们一台 Tek 11403 数字示波器。读者在本书中看到的所有波形都由他们的示波器产生。每个波形都是捕获并存储在内存中，然后直接输出的。感谢 Leo Chamberlain 和 Jim McGoffin 的帮助。

最后要感谢的是我们的夫人，Elisabeth 和 Selma，对她们的奉献和不知疲倦的支持，我们表示由衷的感激和谢意。

读者提示

对于那些发现并准确地报告原稿中的技术错误的读者，感谢你们的关注并为此花时间给我们写信交流，作者将亲自把一张感谢证书寄给记录书中每个技术错误的第一位读者^①。请将你的意见寄至：

Howard W. Johnson, Ph. D.
Signal Consulting, Inc.
16541 Redmond Way, Suite 264
Redmond, WA 98052

① 中译本中已根据作者在网站上提供的勘误表对原英文版中的错误逐一进行了更正。——译者注

目 录

第 1 章 基础知识	1
1.1 频率与时间	1
1.2 时间与距离	4
1.3 集总与分布系统	5
1.4 关于 3 dB 和 RMS 频率的解释	7
1.5 4 种类型的电抗	8
1.6 普通电容	9
1.7 普通电感	14
1.8 估算衰减时间的更好方法	18
1.8.1 测量一个响应曲线下的总面积	18
1.8.2 应用到图 1.15 中	20
1.9 互容	20
1.9.1 互容与串扰的关系	21
1.9.2 端接电阻之间的互容	23
1.10 互感	23
1.10.1 互感与串扰的关系	25
1.10.2 磁耦合环路的反向	28
1.10.3 容性耦合与感性耦合的比率	29
第 2 章 逻辑门电路的高速特性	30
2.1 一种年代久远的数字技术的发展历史	30
2.2 功率	31
2.2.1 静态和动态功耗	32
2.2.2 驱动容性负载时的动态功耗	32
2.2.3 叠加偏置电流产生的动态功耗	33
2.2.4 输入功率	35
2.2.5 内部功耗	36
2.2.6 驱动电路功耗	37
2.2.7 输出功耗	48

2.3	速度	49
2.3.1	电压突变的影响, dV/dt	50
2.3.2	电流突变的影响, dI/dt	50
2.3.3	电压容限	52
2.4	封装	54
2.4.1	引脚电感	54
2.4.2	引脚电容	61
2.4.3	热传导 (Θ_{jc} 和 Θ_{ca})	62
第3章	测量技术	67
3.1	示波器探头的上升时间和带宽	67
3.2	探头接地环路的自感	69
3.2.1	计算接地环路电感	70
3.2.2	算出 10%~90% 上升时间	70
3.2.3	估算电路的 Q 值	71
3.2.4	结果的重要性	72
3.3	探头接地环路检测到的假信号	74
3.3.1	环路 A 的变化电流	75
3.3.2	环路 A 和环路 B 的互感	75
3.3.3	应用互感的定义	75
3.3.4	磁场检测器	76
3.4	探头是如何加重电路负载的	77
3.5	特殊的探头构造	79
3.5.1	自制的 21:1 探头	79
3.5.2	低电感接地环路的夹具	82
3.5.3	嵌入式探测夹具	83
3.6	避免检测到来自探头外壳电流的信号	84
3.7	观测一个串行数据传输系统	87
3.8	降低系统时钟	88
3.9	观测串扰	89
3.9.1	关掉原始信号	89
3.9.2	关掉串扰	90
3.9.3	产生人为的串扰	90
3.10	测量工作容限	91
3.10.1	附加噪声	91
3.10.2	宽总线的时序调整	92

3.10.3	电源	94
3.10.4	温度	95
3.10.5	数据吞吐量	95
3.11	观察亚稳态	96
3.11.1	测量亚稳态	96
3.11.2	理解亚稳态的特性	98
3.11.3	长判决时间的证据	102
3.11.4	亚稳态问题的解决方法	105
第 4 章	传输线	106
4.1	普通点对点布线的缺点	106
4.1.1	点对点布线的信号畸变	106
4.1.2	点对点布线的 EMI	109
4.1.3	点对点布线中的串扰	109
4.2	无限均匀传输线	111
4.2.1	理想的无畸变、无损耗传输线	112
4.2.2	有损耗的传输线	116
4.2.3	趋肤效应	120
4.2.4	邻近效应	126
4.2.5	介电损耗	127
4.3	源端及负载阻抗的影响	128
4.3.1	传输线上的反射	128
4.3.2	末端端接	132
4.3.3	源端端接	132
4.3.4	短线	133
4.3.5	不良端接传输线的建立时间	133
4.4	传输线的特殊实例	134
4.4.1	末端接线路	134
4.4.2	连接在线路中间的容性负载	136
4.4.3	等间隔的容性负载	138
4.4.4	直角弯曲	140
4.4.5	延迟线	142
4.5	线路阻抗和传播延迟	143
4.5.1	传输线参数的控制	144
4.5.2	同轴电缆的计算公式	149
4.5.3	双绞线的计算公式	150

4.5.4	微带线的简单公式集	150
4.5.5	带状线的简单公式集	151
第 5 章	地平面和叠层	152
5.1	高速电流沿着电感最小路径前进	152
5.2	完整地平面的串扰	154
5.3	开槽地平面的串扰	156
5.4	平行交叉地平面的串扰	158
5.5	指状电源和地线的串扰	160
5.6	保护走线	161
5.7	近端和远端串扰	164
5.7.1	感性耦合机制	164
5.7.2	容性耦合机制	166
5.7.3	互感和互容的混合耦合	166
5.7.4	近端串扰如何变成一个远端问题	166
5.7.5	展示两线之间串扰的特征	169
5.7.6	使用串联端接减少串扰	169
5.8	印刷电路板如何叠层	170
5.8.1	电源和地的规划	170
5.8.2	机框层	170
5.8.3	选择走线尺寸	171
5.8.4	布线密度和走线层数	173
5.8.5	经典层叠	174
5.8.6	高速板的特别提示	177
第 6 章	端接	178
6.1	末端端接器	178
6.1.1	末端端接器的上升时间	179
6.1.2	末端端接器的直流偏置	180
6.1.3	末端端接器中采用的其他拓扑结构	182
6.1.4	末端端接器的功耗	184
6.2	源端端接器	184
6.2.1	源端端接的阻抗值	185
6.2.2	源端端接的上升时间	185
6.2.3	源端端接可以得到比较理想的阶跃响应	186
6.2.4	源端端接所需的驱动电流	186

6.2.5	源端端接的其他拓扑结构	186
6.2.6	源端端接器的功耗	186
6.3	中间端接器	187
6.4	末端端接器的交流偏置	188
6.4.1	容性端接的直流不平衡	189
6.4.2	差分线的末端端接器	189
6.5	电阻的选择	190
6.5.1	端接电阻的准确性	190
6.5.2	端接电阻的功耗	190
6.5.3	端接电阻的串联电感	191
6.6	端接器中的串扰	194
6.6.1	相邻实心电阻的串扰	195
6.6.2	相邻表面贴装电阻的串扰	196
6.6.3	单列直插(SIP)端接电阻的串扰	196
第7章	通孔	197
7.1	通孔的机械特性	197
7.1.1	制作完成后的通孔直径	197
7.1.2	通孔焊盘大小的要求	199
7.1.3	间隔要求: 空隙	201
7.1.4	走线密度与通孔焊盘大小	202
7.2	通孔的电容	203
7.3	通孔的电感	204
7.4	返回电流及其与通孔的关系	206
第8章	电源系统	208
8.1	提供稳定的电压参考	208
8.2	分配统一的电压	211
8.2.1	电源分配线的阻抗	212
8.2.2	电源分配线的电感	212
8.2.3	板级滤波	214
8.2.4	单独集成电路的局部滤波	216
8.2.5	电源平面和地平面的电容	218
8.2.6	测量电源分配系统阶跃响应的测试夹具	219
8.3	一般情形的电源分配问题	220
8.3.1	TTL-ECL混合系统中的随机ECL错误	220

8.3.2	分配线中的压降过大	221
8.3.3	插入电路板时的电源脉冲干扰	221
8.3.4	电源分配线的 EMI 辐射	222
8.4	选择旁路电容	222
8.4.1	电容的等效串联电阻和引脚电感	222
8.4.2	电容特性与封装的关系	225
8.4.3	表面贴装的电容	227
8.4.4	集成电路下面安装的电容	227
8.4.5	三种类型的电介质	228
8.4.6	电压等级和使用期限的安全容限	231
第 9 章	连接器	232
9.1	互感——连接器如何引起串扰	232
9.1.1	估算串扰	233
9.1.2	如何通过接地改变返回电流路径	234
9.2	串联电感——连接器怎样产生电磁干扰	236
9.3	寄生电容——用在多支路总线上的连接器	241
9.3.1	引脚到引脚的电容	242
9.3.2	电路走线电容	242
9.3.3	接收器和驱动器电容	242
9.3.4	均匀间隔负载	243
9.3.5	低速总线	243
9.4	连接器中耦合的测量	244
9.4.1	接地引脚和信号引脚	244
9.4.2	脉冲发生器和源端阻抗	244
9.4.3	传输线上的端接阻抗	245
9.4.4	模拟接收线的源端阻抗	245
9.4.5	匹配电阻	245
9.5	连接器下地线的连续性	246
9.6	采用外部连接解决 EMI 问题	247
9.6.1	滤波	248
9.6.2	屏蔽	248
9.6.3	共模扼流圈	249
9.7	高速应用的特殊连接器	249
9.7.1	AMP Z 型点对点连接器	249
9.7.2	Augat 点对点连接器	250

9.7.3	Teradyne 多支路总线连接器	250
9.8	穿过连接器的差分信号	251
9.9	连接器的电源管理特性	252
第 10 章	扁平电缆	254
10.1	扁平电缆的信号传播	254
10.1.1	扁平电缆的频率响应	255
10.1.2	扁平电缆的上升时间	257
10.1.3	测量上升时间	258
10.2	扁平电缆的串扰	259
10.2.1	串扰的基本计算	259
10.2.2	多地的效果	260
10.2.3	双绞线的效果	261
10.2.4	串扰的测量	262
10.2.5	扁平电缆的堆叠	264
10.3	扁平电缆连接器	264
10.3.1	连接器的电感	265
10.3.2	连接器的电容	265
10.3.3	减少寄生效应的交错连接	265
10.4	扁平电缆的电磁干扰	266
10.4.1	金属箔缠绕	266
10.4.2	单面屏蔽	266
10.4.3	折叠(圆)屏蔽电缆	267
第 11 章	时钟分配	268
11.1	定时裕量	268
11.2	时钟偏移	269
11.3	使用低阻抗驱动器	272
11.4	使用低阻抗的时钟分配线	274
11.5	多路时钟线的源端端接	275
11.6	控制时钟线上的串扰	277
11.7	延时的调整	278
11.7.1	固定延时	278
11.7.2	可调整延时	280
11.7.3	自动可编程延时	281
11.8	差分信号分配	283

11.9	时钟信号的占空比	283
11.10	消除时钟中继器的寄生电容	285
11.11	时钟总线上时钟接收器的去耦	286
第 12 章	时钟振荡器	287
12.1	使用罐装的时钟振荡器	287
12.1.1	频率指标	288
12.1.2	允许的工作条件	290
12.1.3	电气特性	291
12.1.4	机械结构	292
12.1.5	生产问题	292
12.1.6	可靠性	292
12.1.7	控制与调整	293
12.2	时钟抖动	294
12.2.1	时钟抖动何时事关重大	294
12.2.2	测量时钟抖动	294
12.2.3	测量电源的抗扰度	296
12.2.4	时钟源的电源滤波	298
附录 A	记忆要点	300
附录 B	计算上升时间	308
附录 C	MathCAD 公式	315
参考书目	340
索引	343

第1章 基础知识

与低速情况下的数字设计相比,高速数字电路的设计着重强调了无源电路元件的特性。这些无源元件可能包括那些组成一个数字产品的连线、电路板、集成电路的封装,等等。在低速状态下,无源元件只是产品封装的一部分。当速度提高时,它们会直接影响电气性能。

高速数字设计研究无源元件对信号传播的影响(振荡和反射)、信号间的相互作用(串扰)以及和外界的相互作用(电磁干扰)。

让我们从回顾频率、时间和距离之间的相互关系入手,开始研究高速数字设计。

1.1 频率与时间

在低频时,一段普通导线可以有效地将两个电路短接在一起,但在高频时就不同了。高频状态下,只有宽的、扁平的导体才能够有效地短接两个电路。同样一段导线,在低频时是有效的,但在高频状态下因电感太大而无法完成短接功能。我们可以把它用做一个高频电感,而不是一个高频短接电路。

这是一个普遍的现象吗?难道在某个频率范围工作正常的电路元件在另一个频率范围就无法工作吗?电气参数对频率真的如此敏感吗?

的确如此。如果以对数频率为一个坐标轴,几乎没有哪个电气参数在超过10个或20个十倍频程的范围内依然能够保持为常数。因此,对于每个电气参数,我们必须考虑其有效的频率范围。

为了进一步阐明这个极宽的频段范围概念,首先来考虑对应极长时间周期的一个极低频率,随后将讨论在极高频率时的情况。

一个 10^{-12} Hz的正弦波每30 000年才完成一个周期。TTL(晶体管-晶体管逻辑)电平的 10^{-12} Hz正弦波平均每天中相应的变化值比 $1\ \mu\text{V}$ 还小。这的确是一个非常低的频率,但并不等于零。

有关半导体在 10^{-12} Hz频率的任何实验,最后都不可能实现。完成 10^{-12} Hz频率的实验所需的时间实在是太长,以致于电路已经化为灰烬了。在这样长的时间段内观察,集成电路只是一小块氧化硅而已。

如果说在 10^{-12} Hz频率上的这一变化是未曾预料到的,那么,在另一个极端,也许是 10^{12} Hz,你能想像出将会发生什么情况吗?

当我们把频率急剧提高时,时间周期会变得非常短,那些电气参数也会发生变化。例如,在1 kHz时,一段短的接地导线经测量得到的电阻为 $0.01\ \Omega$,而在1 GHz时,由于趋肤效应,电阻增加到 $1.0\ \Omega$ 。不仅如此,还得到了 $50\ \Omega$ 的感抗。

当频率上升至电路元件工作频率范围的上限时,元件性能常常会发生较大的变化。

多高的频率范围对于高速数字设计才重要呢?图1.1回答了这个问题,图中描述了一个随机数字脉冲序列与其频谱的重要部分之间的关系。

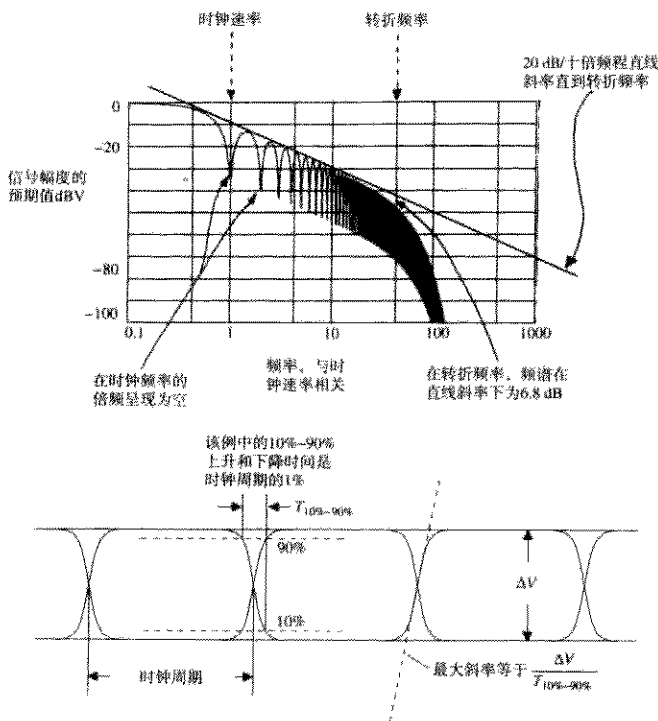


图 1.1 一个随机数字波形的预期频谱功率密度

图 1.1 所示的数字信号是由一个 D 型触发器输出的，其时钟频率为 F_{clock} 。在每个时钟周期，数据的值在 1 和 0 之间随机地触发。在这个例子中，10%~90% 上升和下降时间记为 T_r ，为时钟周期的 1%。

如图 1.1 所示，这一信号的频谱功率密度在时钟频率的各个倍频上显示为空（null），而且从 F_{clock} 向上直到标记为 F_{knee} 的频率点（转折频率），总的斜率为 -20 dB/decade （即 -20 dB/十倍频程 ）。超过 F_{knee} ，频谱滚降则大大快于 20 dB/十倍频程 。而在转折频率点 F_{knee} ，频谱功率的幅值比按 20 dB/十倍频程 滚降的预期值低了一半（ -6.8 dB ）^①。对于任何数字信号，转折频率与其数字边沿的上升（和下降）时间有关，而与其时钟速率无关：

$$F_{\text{knee}} = \frac{0.5}{T_r} \quad (1.1)$$

其中， F_{knee} = 转折频率，数字脉冲的大部分能量集中在该频率以下
 T_r = 脉冲上升时间^②

① 适用于附录 B 中描述的高斯波形。

② 目前，将该值看做 10%~90% 上升时间值，参阅附录 B 中关于多种形式的上升时间的详细讨论。

缩短上升时间会提高 F_{knee} 频率。拉长上升时间则会降低 F_{knee} 频率。

任何数字信号的重要时域特性主要由 F_{knee} 频率以下的信号频谱所决定,从这一法则我们可以定性地推导出数字电路的两个重要特性:

1. 任何在其 F_{knee} 频率以内 (包括 F_{knee} 频率) 具有一个平坦频率响应的电路, 可以允许一个数字信号几乎无失真地通过。
2. 数字电路在 F_{knee} 频率以上的频率特性对于它如何处理数字信号几乎没有影响。

注意, F_{knee} 只由信号上升时间定义, 而且与其他频域参数没有直接联系。这个简明的定义使得 F_{knee} 容易使用, 而且容易记忆。

当使用 F_{knee} 的时候, 应该记住这是一种不精确的频谱测量方法。作为一个参考标志, F_{knee} 能帮助我们吧频率影响的结果区分为完全无关紧要的、或者仅仅是令人不安的以及完全破坏性的等几个级别。在大多数数字问题中, 这正是我们所希望知道的。

当然, F_{knee} 也有局限性, F_{knee} 不能精确地预测系统的工作情况, 甚至也不能精确地定义如何测量上升时间! F_{knee} 不能代替已经成熟的傅里叶分析方法, 也不能用来预测电磁辐射。电磁辐射的特性取决于 F_{knee} 频率以上部分的具体频谱情况。

同时, 对于数字信号, F_{knee} 能够以实用而有效的方式迅速地将时间和频率联系起来。我们将在本书中通常使用 F_{knee} 作为数字信号所含频谱成分的实际上边界。附录B中包括了一些补充信息, 为那些感兴趣的读者提供了关于上升时间和频率的各种不同量值。

回到前述推导的特性1, 如果系统在 F_{knee} 之下的频率范围内有一个非平坦的频率响应, 那么它是如何使数字信号产生畸变的呢? 这里有一个例子。

我们知道, 一个电路的高频响应影响它对瞬时过程的处理 (比如上升时间)。电路的低频响应影响它对长期过程的处理 (比如一个长时间的稳定脉冲)。图1.2说明了一个电路在高频和低频时具有的不同特性。这个电路可以通过高频变化 (上升沿), 但是不能通过低频变化 (长期的稳定部分)。

让我们从一个特定频率 F_{knee} 开始分析图1.2。在频率 F_{knee} , 电容C具有的电抗 (也就是阻抗的大小) 为 $1/(C2\pi F_{knee})$ 。

我们用这个公式计算电抗并且用上升时间替换 F_{knee} :

$$X_C = \frac{2}{2\pi F_{knee} C} = \frac{T_r}{\pi C} = 0.6 \Omega \quad (1.2)$$

其中, T_r = 阶跃输入的上升时间, s

F_{knee} = 阶跃输入的最高频率, Hz

C = 电容, F

式(1.2)显示了如何用转折频率或上升时间来估算一个电容的电抗。

在图1.2的电路中, 一个 0.6Ω 的电抗实际上起一个短接的作用。全振幅的脉冲前沿 (对应频率为 F_{knee}) 将直接冲过这个电容。

时间间隔超过 25 ns (大约相当于 20 MHz 的频率), 容性电抗增加到 15Ω , 导致耦合信号的幅度显著下降。

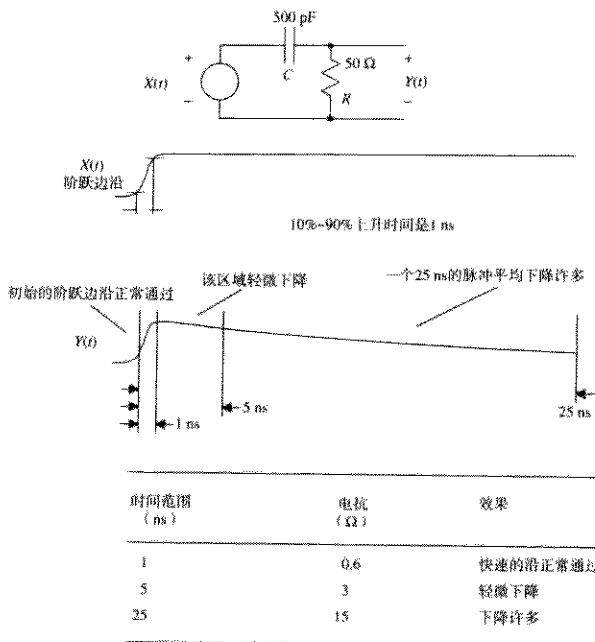


图 1.2 一个简单 RC 滤波器的时域分析

记忆要点

- 电路的高频响应影响其对瞬态过程的处理。
- 电路的低频响应影响其对长期过程的处理。
- 数字脉冲大部分的能量集中在转折频率以下：

$$F_{\text{bwcc}} = \frac{0.5}{T_r}$$

- 电路对阶跃信号边沿的处理取决于它的转折频率特性。
- 高于 F_{bwcc} 部分的电路频率特性对于数字性能几乎没有影响。

1.2 时间与距离

导线和印刷电路走线中电信号的传播速度取决于其周围的介质。传播延迟的大小以皮秒(微微秒)/英寸^①(ps/in)为单位。传播速率(也称为传播速度),单位为英寸/皮秒(in/ps),是传播延迟的倒数。

① 1 in = 2.54 cm。——编者注

导线的传播延迟与其周围介质的介电常数的平方根成比例增加。同轴电缆的制造商经常在线缆内使用泡沫或肋状结构的绝缘材料,以减小实际的介电常数,从而降低传播延迟,同时减少介电损耗。表 1.1 中列出了两种同轴电缆,其区别在于它们的绝缘介质。

表 1.1 电磁场在不同介质中的传播延迟

介质	延迟 (ps/in)	介电常数
空气 (无线电波)	85	1.0
同轴电缆 (75% 速度)	113	1.8
同轴电缆 (66% 速度)	129	2.3
FR-4 PCB (外层走线)	140~180	2.8~4.5
FR-4 PCB (内层走线)	180	4.5
氧化铝 PCB (内层走线)	240~270	8~10

印刷电路板走线的单位延迟(每英寸)取决于印刷电路板材料的介电常数和走线的几何结构。常用的印刷电路板材料 FR-4 在低频时的介电常数大约为 $4.7 \pm 20\%$,而在高频时劣化到 4.5。对于传播延迟的计算,应使用高频时的数值 4.5。

走线的几何结构决定了其电场是驻留于电路板内还是进入到空气中。当电场停留在电路板上时,实际的介电常数增大,因而信号传播较慢。当一个电路走线的环绕电场被封闭在电路板内两个地平面之间时,其环绕电场完全驻留于电路板内。对于典型的 FR-4 印刷电路板材料,形成的实际介电常数为 4.5。当电路走线位于印刷电路板的外表层时(外层走线),它的电场分布于走线一侧的空气及另一侧的 FR-4 基板材料中,形成的介电常数介乎于 1 和 4.5 之间。电路板外层走线总是比内层走线传输得快。

作为一种陶瓷材料,氧化铝用来制作非常密集的电路板(达 50 层之多)。它的优势在于热膨胀系数低且易于加工成非常薄的板层,但制造成本非常昂贵。微波工程师更看中氧化铝电路低传播速度(大的延迟)的特点,因为这样可以缩小谐振结构的尺寸。

记忆要点

- 传播延迟与介电常数的平方根成正比。
- 信号在空气中的传播延迟是 85 ps/in。
- 印刷电路板外层走线的传播速度比内层走线的快。

1.3 集总与分布系统

传导系统对于输入信号的响应,在很大程度上取决于系统的尺寸是否小于信号中最快的气特性的有效长度,反之亦然。

一个电气特性的有效长度,比如一个上升沿,由该特性的持续时间和它的传播延迟来决定。作为实例,我们来分析一个 10 KHz ECL 信号的上升沿。这类门电路的上升时间大约为 1.0 ns。这个上升沿沿着一条 FR-4 印刷电路板的内层走线传播时,其有效长度为 5.6 in:

$$l = \frac{T_r}{D} \quad (1.3)$$

其中, l = 上升沿的长度, in

T_r = 上升时间, ps

D = 延迟, ps/in

图 1.3 中的一系列瞬时波形图绘出了信号沿着一条 10 in 长的直走线传输时的电位。一个 1 ns 的上升沿从走线的左端注入。显然, 随着该脉冲沿走线向前传播, 各个点的电位是不一样的。这个系统对输入脉冲的响应是沿走线分布的, 我们称之为分布式系统 (distributed system)。第 4 ns 的瞬时波形图显示出这个上升沿的实际长度是 5.6 in。

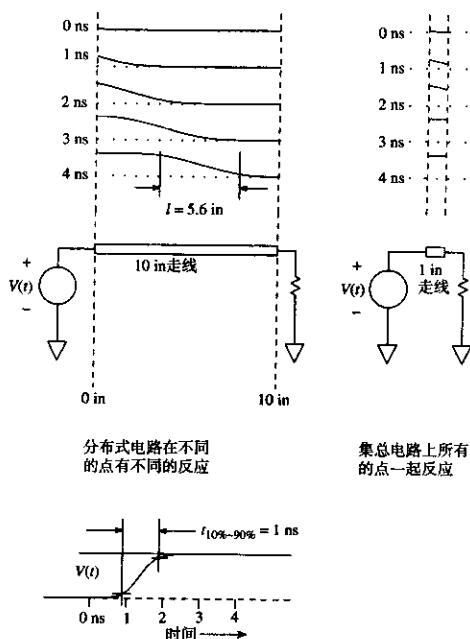


图 1.3 分布电路和集总电路上电位在不同时间的瞬时波形图

如果系统的物理尺寸足够小, 并且所有点同时响应为一个统一电位, 则称之为集总系统 (lumped system)。图 1.3 中传输同样 1 ns 上升沿的一个 1 in 线路表现出一个集总系统的响应。该走线每个部分的电位在整个持续时间里 (几乎) 是一致的。

区分一个系统是分布式还是集总式要由流经该系统的信号的上升时间来决定。区分标志是系统尺寸与上升时间有效长度之比。对于印刷电路板走线、点到点的连线以及总线结构, 如果连线长度小于上升沿有效长度的 1/6, 则该电路主要表现为一个集总系统的特征^①。

① 有些作者采用 $1/\sqrt{2\pi}$, 还有的采用 1/4。其中心思想就是: 结构尺寸小的是集总电路, 而尺寸大的是分布电路。

记忆要点

$$\text{上升沿长度 } l = \frac{\text{上升时间 (ps)}}{\text{延迟 (ps/in)}} \quad (1.4)$$

● 尺寸小于信号有效长度的 $l/6$ ，则该电路是集总电路。

1.4 关于 3 dB 和 RMS 频率的解释

当技术指标从模拟领域转换到数字领域的时候，通常需要将频率响应转换成上升时间。

例如，示波器制造商通常会给每个垂直放大器标出一个最大工作带宽，也为每个探头标出相应的最大带宽。但在有些时候，某些制造商可能采用的是一个 3 dB 带宽或一个 RMS 带宽（即等效噪声带宽）。无论哪种情况，带宽和上升时间之间的转换都将取决于示波器频率响应曲线的精确波形。

幸运的是，通常我们并不需要计算出一个精确的上升时间。针对本书的使用目的，我们建立了一个便于使用的近似关系式，从而可以忽略有关频率响应精确波形的复杂细节。附录 B 通过比较几种不同脉冲类型的精确计算结果，为这一方法提供了论据。

在下面的变换中，我们将频率响应转换为 10%~90% 上升时间。正如附录 B 所述，无论我们规定上升时间是采用 10%~90% 形式，还是采用脉冲中心斜率的倒数，或是标准偏差方法的形式，相对于调试和定位数字电路问题时所需的精确度，其结果几乎没有差别。

$$F_{3\text{dB}} = \frac{K}{T_r} \quad (1.5)$$

$$T_r = \frac{K}{F_{3\text{dB}}} \quad (1.6)$$

其中， $F_{3\text{dB}}$ = 脉冲响应（特性曲线）下降 3 dB 时的频率值

T_r = 脉冲上升时间（10%~90%）

K = 比例常数，取决于具体的脉冲波形：对于高斯脉冲， $K = 0.338$ ；对于单极型指数衰减脉冲， $K = 0.350$

如果我们把脉冲类型从高斯脉冲换成一个单极型指数衰减脉冲，式（1.6）中的常数也相应地从 0.338 变成 0.350。对于大多数的数字设计，如此细微的差别完全可以忽略。

当制造商给出一个子系统的 RMS 带宽，即等效噪声带宽时^①，下面的关系式可用于计算该子系统的 10%~90% 上升时间。这里，常数 K 的值根据脉冲类型的不同在 0.36~0.55 之间变化，与式（1.6）相比，变化范围稍微大一些。

$$T_r = \frac{K}{F_{\text{RMS}}} \quad (1.7)$$

其中， F_{RMS} = RMS 带宽

T_r = 上升时间（10%~90%）

① 频率响应 $H(f)$ 的噪声带宽或者 RMS 带宽，是一个矩形频率响应在通过与 $H(f)$ 相同数量的白噪声能量时的截止频率。

K = 比例常数, 取决于具体的脉冲波形: 对于高斯脉冲, $K = 0.361$; 对于单极型指数衰减脉冲, $K = 0.549$

通过观察示波器对一个极快上升沿的响应(比示波器响应快得多), 通常就可以判别出示波器是一个单极型响应还是一个高斯型响应。如果响应波形的前沿有一个明显的拐角, 并且以陡峭的角度急剧减小, 且过渡成一个延长的拖尾, 则很可能是一个单极型响应。如果脉冲边沿逐渐地伸展, 前沿和后沿对称, 则很可能就是高斯型响应。介于两者之间, 则采用 $K = 0.45$ 。

1.5 4 种类型的电抗

有 4 个电路概念将高速数字电路与低速数字电路的研究区分开来: 电容 (capacitance)、电感 (inductance)、互容 (mutual capacitance) 和互感 (mutual inductance)。这 4 个概念为描述和理解数字电路元件在高速电路中的特性提供了内涵丰富的表述。

研究电容和电感的方法有许多种。微波工程师使用麦克斯韦方程组, 控制系统的设计者使用拉普拉斯变换, 提倡使用 Spice 仿真的设计者使用线性微分方程, 数字电路工程师则使用阶跃响应。

阶跃响应的测量方法向我们展示的正是我们想知道的: 一个脉冲激励一个电路元件时究竟会发生什么情况。只要我们愿意, 就可以由这个阶跃响应推导出电路元件阻抗与频率的关系曲线。从这个意义上来说, 阶跃响应测量与阻抗的频域测量(至少)是同样有效的。

关于电容和电感的研究, 我们将重点关注电路元件的阶跃响应。

图 1.4 举例说明了一个双端设备阶跃响应的一种经典测量方法。图中使用输出阻抗为 R_s 的阶跃激励源。阶跃激励源与被测设备并联, 这里我们测量其电压响应。在实际测量中, 阶跃信号被反复不断地重复输入, 而响应结果则同步显示在一个示波器上。

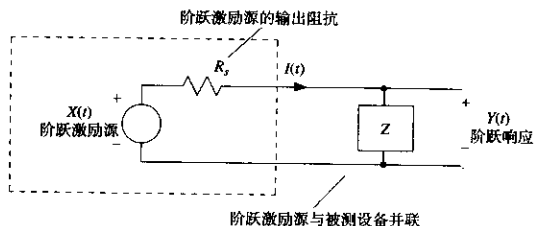


图 1.4 一个双端口设备的阶跃响应测试

实际上, 通过观察阶跃响应并运用以下三个经验法则, 任何人都能够立即描述出被测设备的特征:

1. 电阻器显示出的是一个平坦的阶跃响应。在时间零点, 输出电压上升到一个固定值并保持不变。
2. 电容器显示出的是一个上升的阶跃响应。在时间零点, 阶跃响应从零开始, 但随后上升为一个满幅值的输出。
3. 电感器显示出的是一个下降的阶跃响应。在时间零点, 输出立即升至满幅值, 随后逐渐衰减到零。

首先,阶跃响应作为时间的一个函数,我们根据其是否保持为常数,上升还是下降,就可以描述出任何一个电路元件的特性,并且分别将这些元件标记为阻性的、容性的或感性的。

电抗的效应(电容和电感)可以进一步细分为普通的和相互的两种类型。普通类型的电容和电感描述的是独立电路元件(双端器件)的特性。互容和互感的概念描述的是一个电路元件对另一个元件的影响。在数字电子学里,互容或互感通常会引起不必要的串扰,我们应该力求使其最小化。普通的电容或电感可能是有用的,也可能是有害的,这取决于电路的具体应用。

我们将定义一个特定的阶跃响应,用于描述互容和互感电路元件的特性。

在只考虑集总电路元件的条件下,我们按照下列顺序简要地研究有关电抗的概念:

- 普通电容
- 普通电感
- 互容
- 互感

1.6 普通电容

无论在何种情况下,两个具有不同电位的导体间都会产生电容。在两个具有不同电位的导体之间,总是存在一个电场。电场中存储的能量由驱动电路供给。因为驱动电路是一个功率有限的激励源,所以任何两个导体之间的电压将在有限的时间内建立一个稳定状态值。随着能量的注入,电压会很快地建立或衰减,其中对电压的阻力称为电容。例如两个平行金属板的结构,在低电压下包含了大量电荷,所以电容就很大。

图 1.5 显示了由 $30\ \Omega$ 激励源驱动一个电容时理想的电流和电压波形^①,电容阶跃响应的上升变化显示为一个时间的函数。当电压阶跃刚开始时,大量的能量流入电容,从而建立起它的电场。进入电容的初始电流相当高,而电压与电流的比值 $V(t)/I(t)$ 非常低。在很短的时间范围内,电容看起来就像一个短路连接。

随着时间的推移,比值 $V(t)/I(t)$ 逐渐增大。最终,电流下降至接近于零,电容此时看起来像开路一样。最后,电容内的电场完全建立,由于电介质非理想的绝缘性质,电容两极之间只有一个很小的泄漏电流存在。此时的 $V(t)/I(t)$ 比值非常高。

有些电路元件的阶跃响应在某个时间范围内显示为电容特征,而在另外的时间范围内显示为电感特征,或者相反^②。举例来说,电容的安装引脚在非常高的频率时,其电感通常足以使整个元件呈现为电感特征。该电容的阶跃响应在零时刻会出现一个微小的脉冲,也许仅有数百皮秒(对应于引脚电感大小),接着下降至零,随后才是一个正常的容性上升斜线。

如果阶跃激励源的上升时间太慢,输出曲线的轨迹将不会出现电感性尖脉冲。由于脉冲非常短,如果示波器的扫描时间基准设定得太慢,也很容易会错过。令人感兴趣的是,通过调整上升时间和设定扫描时间基准,我们可以使电路元件的阶跃响应测量结果在某个特定频率范围内特征更加突出。概括来说,如果阶跃上升时间是 T ,接近零时刻的阶跃响应与电路元件在频率 F_n 附近的阻抗大小有关:

① $30\ \Omega$ 的激励源近似于一个标准 TTL 输出的驱动能力。

② 同样也可以认为这是元件在不同的频率下表现出不同的特性,这里我们重点分析其时域响应。

$$F_A \approx \frac{0.5}{T_r} \quad (1.8)$$

其中, T_r = 阶跃激励源的上升时间

F_A = 近似分析频率

通过直观地平均整个时间周期上的阶跃响应值, 我们可以估算出较低频率上的阻抗大小。采用式 (1.8) 可以计算出对应于一个平均周期值 T_r 的近似分析频率。

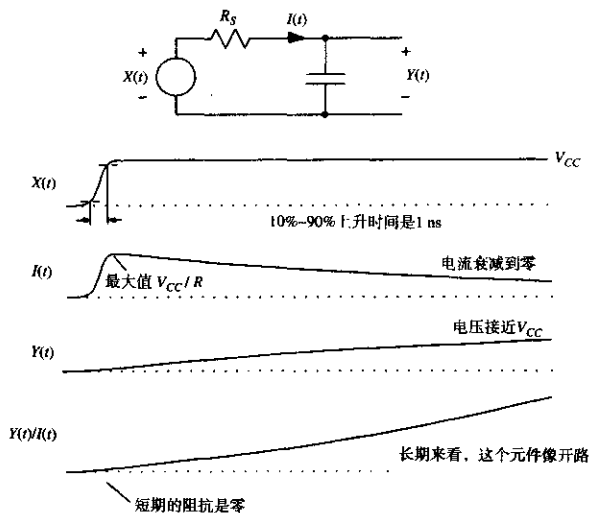


图 1.5 一个理想电容的阶跃响应

阶跃响应的最终数值显示出了直流时的阻抗。

仅从一个阶跃上升时间 T_r , 我们无法推断出比 F_A 更高的频率分量上的更多特性。只有阶跃激励源的信号频率足够高, 才能确保揭示出所想要看到的情况。

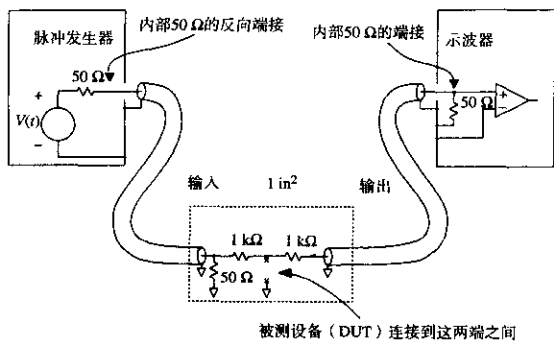
图 1.6 描绘了一个测量装置, 适合用来表现一个几皮法电容在纳秒级时间周期上的特性。这个装置适用于揭示诸如印刷电路走线、门电路输入电容、旁路电容元件以及其他数字电路通用元件的电容特性。该方法通过一个已知的电阻来驱动被测电容。通过测量产生波形的上升时间, 可以推导出电容的容值。与音频电路所用技术相比较, 这个装置非常复杂。复杂性来自于在高频电磁场能量的控制和引导方面的困难。同轴电缆用来直接引导测试信号, 并把测量结果输入输出到一个小于 1 in^2 的完整地平面, 该处是实际进行测量的位置。把测量区域限制为 1 in^2 , 是为了确保电路呈现为集总电路的特性。

例 1.1 一个小的接地电容的测量

本例中 (见图 1.6) 的被测设备 (DUT) 是一个平行板电容器。采用 $0.5 \text{ in} \times 0.75 \text{ in}$ 的

① $1 \text{ in}^2 = 6.4516 \text{ cm}^2$ 。——编者注

1.5 oz^① 覆铜层印制在环氧树脂 FR-4 印刷电路板正面，背面是一个平行的完整地平面，标称的平行间隔为 0.008 in。这个结构构成一个电容器，附带有非常低的寄生串联电感。



- 所有电阻都是 1/8 W
- 两个同轴电缆探头分别从两侧接入，以避免直接馈通
- 从 DUT 测试点引出接地线，以检查馈通

图 1.6 一个用于测量电容的 500 Ω 实验室装置

测量装置由两个 RG-174 同轴电缆组成，分别用于信号的输入和输出。输入电缆通过 50 Ω 端接到地，已端接的信号输出通过一个 1 kΩ 的驱动电阻连接到被测设备。1 kΩ 电阻隔离了被测设备与信号源，为信号源提供一个恒定的端接阻抗，从而无需考虑被测设备的阻抗。隔离保证了信号源的上升时间及信号幅度性能的一致性，而无需考虑被测设备的负载阻抗。

实际电路中的信号源脉冲发生器应能提供幅度及上升时间与期望值相近似的信号。当测量无源元件时，脉冲发生器的直流偏置并不太重要。另一方面，当测量门电路输入时，通常应使脉冲源的输出覆盖门电路输入的整个转换范围，并向被测门电路提供能量，以使门电路偏置于实验所需的工作范围之内。需要较大输入驱动电流的门电路可能还会要求比 1 kΩ 更小的源端电阻。

如果信号发生器具有一个 50 Ω 的反向端接器件，利用它可以减少输入电缆上的反射。该器件在信号发生器输出级插入一个 50 Ω 的串联阻抗，可以减少信号源电缆的前向和后向反射，该反射通常是由测试夹具与信号源输出阻抗之间不可避免的轻微不匹配而引起的。采用反向端接后，来自源信号的不必要反射被两次衰减，第一次是被测试夹具弹回时，第二次是在源端反向端接电阻上反弹后返回到测量仪器的路径上。反向端接虽然使信号源输出的有效幅度降低了一半，但是改善了系统阶跃响应。

输出电缆通过一个 1 kΩ 电阻与被测电路隔离连接，另一端连到一个内部含有 50 Ω 端接的示波器输入端。1 kΩ 电阻起一个 21:1 探头的作用。这个信号感应装置的优点将在本书后面关于示波器探测的小节中详细阐述。这里的输入和输出电缆都是 3 ft 长^②。

① 1 oz (盎司) = 28.3495 g。——编者注

② 较长的电缆有一个好处，反射发生较晚，以至于不会显示在示波器上，缺点是较长的电缆会导致更多的信号衰减。在有些长度，电缆的响应会使可观察到的上升时间劣化。在图 1.7 中，3 ft 长电缆的反射影响显示在图上大约是 8 ns。

1 ft (英尺) = 0.3048 m。——编者注

当信号源的阶跃输入为 2.6 V，且 DUT 断开时，这个探头的开路响应结果如图 1.7 所示。顶部的扫描线是以 5 ns/刻度记录的，底部的扫描线记录的是同一信号放大为 500 ps/刻度的视图。

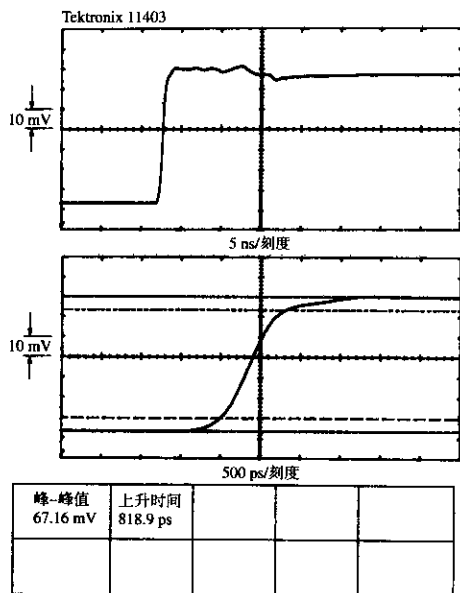


图 1.7 一个 500 Ω 电容测试装置的开路响应

用于记录这个波形的 Tektronix 11403 示波器自动计算出的 10%~90% 上升时间为 818 ps。标称阶跃幅度应是 63 mV（示波器测出的峰值为 67 mV），注意这里测出的阶跃幅度是 DUT 上的幅度的 1/21，而 DUT 上的幅度 1.3 V 是信号源驱动电压的一半。

如图 1.8 所示，这个实验配置的戴维南等效电路，将总的系统上升时间都集中表现到信号源上。这里不关心究竟是信号源还是示波器使得观察到的上升时间变得更慢。任何一个具有近似开路上升时间的信号源与示波器的合理组合，在这个 DUT 的影响下都会有类似的特性。我们只关心已知的信号源-示波器组合的总上升时间。当测量无源元件时，我们同样只关心观察到的阶跃幅度，而 DUT 上实际的电压细节和探头衰减比例都不重要。

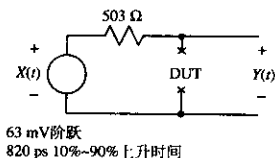


图 1.8 一个 500 Ω 电容测试装置的戴维南等效电路

关掉脉冲源而仍然保持 $50\ \Omega$ 反向端接的连接, 采用一个欧姆表在 DUT 的端子上测量, 得到信号源的源端阻抗为 $503\ \Omega$ 。这个 $503\ \Omega$ 电阻是 $1\ \text{k}\Omega$ 驱动电阻和 $1\ \text{k}\Omega$ 感应电阻并联的结果。

在连接 DUT 的情况下, 观察到的电压波形显示为电容特性, 由低开始然后上升 (见图 1.9)。初始驱动波形的存储副本被重叠在这个图上以便读者参考。通过这个探头, 在整个可观察的时间刻度范围上, 从 $800\ \text{ps}$ (信号源和示波器组合的总上升时间) 到 $40\ \text{ns}$ (在示波器图中显示的线迹长度), DUT 表现出理想的容性。

从图 1.9 中光标沿着上升时间标示出的 63% 的点, 我们可以得知 RC 时间常数为 $23.5\ \text{ns}$ ^{①②}。已知驱动电阻为 $503\ \Omega$, 我们可以用关系式 $C = \tau/R$ 计算出 DUT 的电容值:

$$C = \frac{23.5 \times 10^{-9}\ \text{s}}{503\ \Omega} = 46.7\ \text{pF} \quad (1.9)$$

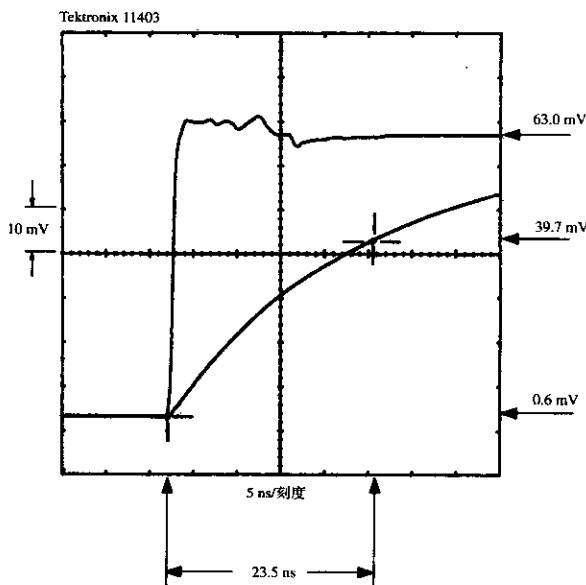


图 1.9 使用 63% 的方法找出一个时间常数

① 在一个时间常数内, 一个上升沿正好上升到其终值的 63%, 一个下降沿则下降到其初始值的 37%。

② 即, 当 $t = \tau = RC$ 时,

对于上升沿: $V_C(t) = RI_S(1 - e^{-\frac{t}{RC}})$, $V_C(\tau) = RI_S(1 - e^{-1}) = 0.63 RI_S$

对于下降沿: $V_C(t) = V_0 e^{-\frac{t}{RC}}$, $V_C(\tau) = V_0 e^{-1} = 0.368 V_0$

——译者注

从这个上升时间和频率之间的关系可以推导出一个粗略的办法,用电容的数字波形前沿来表示电抗。当考虑到由于一个容性负载导致的数字波形失真时,这种方法非常有用了。

$$X_C = \frac{T_r}{\pi C} \quad (1.10)$$

对于一个 3 ns 上升沿,例 1.1 中的电容的电抗值为 20.44 Ω 。由此我们预知它将会使来自输出阻抗为 30 Ω 的 TTL 驱动器的一个 3 ns 上升沿显著畸变(使其减慢)。

在任何时刻,电容上流过的电流与其电压的上升时间的关系总是依照下列通用公式:

$$I_{\text{电容}} = C \frac{dV_{\text{电容}}}{dt} \quad (1.11)$$

在后面的章节中,式(1.11)可以帮助我们计算由电路之间的电容引起的串扰。

记忆要点

- 电容测量装置可以很容易地采用一个脉冲源和一个示波器来搭建。

1.7 普通电感

无论何处,只要存在电流,就会产生电感。由驱动电路提供的电流会产生一个磁场,能量被存储在磁场中。因为任何驱动电路都是一个功率有限的激励源,电流总会在有限的时间内建立一个稳定状态值。很快地建立或很快地衰减的电流阻力,称为电感。

图 1.10 显示了由 30 Ω 的激励源驱动一个电感而产生的电流和电压的理想波形。电感的阶跃响应的衰减变化是一个时间的函数。在电压阶跃的最初时刻,几乎没有电流流过,使得 $V(t)/I(t)$ 比值非常高。在短时间内,电感看起来如同开路。

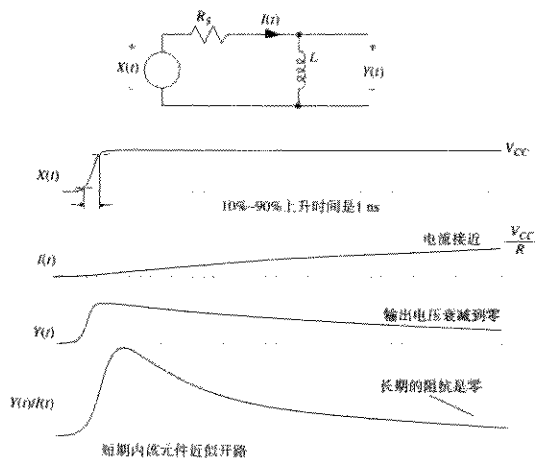


图 1.10 一个理想电感的瞬时阻抗