

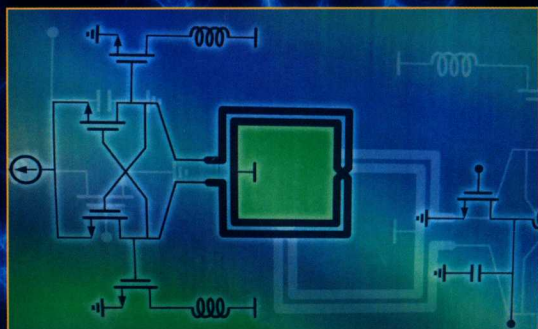
CAMBRIDGE

射频集成电路 及系统设计

[美] 霍曼·达拉比 (Hooman Darabi) 著
加州大学洛杉矶分校 (UCLA)

吴建辉 陈超 译

*Radio Frequency
Integrated Circuits
and Systems*



**RADIO FREQUENCY
INTEGRATED CIRCUITS
AND SYSTEMS**

Hooman Darabi



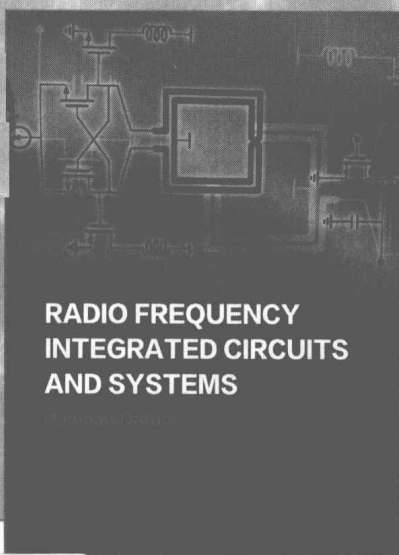
机械工业出版社
China Machine Press

射频集成电路 及系统设计

[美] 霍曼·达拉比 (Hooman Darabi) 著
加州大学洛杉矶分校 (UCLA)

吴建辉 陈超 译

*Radio Frequency
Integrated Circuits
and Systems*



机械工业出版社
China Machine Press

图书在版编目 (CIP) 数据

射频集成电路及系统设计 / (美) 霍曼 · 达拉比 (Hooman Darabi) 著 ; 吴建辉, 陈超译.
—北京: 机械工业出版社, 2019.6

(国外电子与电气工程技术丛书)

书名原文: Radio Frequency Integrated Circuits and Systems

ISBN 978-7-111-62741-8

I. 射… II. ① 霍… ② 吴… ③ 陈… III. 射频电路 - 集成电路 - 电路设计 - 高等学校 - 教材 IV. TN710

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2019) 第 090069 号

本书版权登记号: 图字 01-2016-7269

This is a Simplified-Chinese edition of the following title published by Cambridge University Press:

Hooman Darabi, Radio Frequency Integrated Circuits and Systems (978-0-521-19079-4)

© Cambridge University Press 2015

This Simplified-Chinese edition for the People's Republic of China (excluding Hong Kong, Macau and Taiwan) is published by arrangement with the Press Syndicate of the University of Cambridge, Cambridge, United Kingdom.

© Cambridge University Press and China Machine Press in 2019.

This Simplified-Chinese edition is authorized for sale in the People's Republic of China (excluding Hong Kong, Macau and Taiwan) only. Unauthorized export of this simplified Chinese is a violation of the Copyright Act. No part of this publication may be reproduced or distributed by any means, or stored in a database or retrieval system, without the prior written permission of Cambridge University Press and China Machine Press.

本书原版由剑桥大学出版社出版。

本书简体字中文版由剑桥大学出版社与机械工业出版社合作出版。未经出版者预先书面许可, 不得以任何方式复制或抄袭本书的任何部分。

此版本仅限在中华人民共和国境内 (不包括香港、澳门特别行政区及台湾地区) 销售。

本书针对射频集成电路和系统设计的核心问题, 提供理论、实践与现实世界的应用实例, 还提供了实用的设计指导, 涵盖各种拓扑结构设计, 涉及的主要内容包括射频元件、信号和系统、二端口网络、噪声、失真、低噪声放大器、混频器、振荡器、功率放大器和收发机架构。本书为学生提供了射频集成电路和系统设计领域未来职业发展所需的背景知识和实用工具, 适合作为电子工程、通信工程、自动化等专业的高年级本科或研究生教材。

出版发行: 机械工业出版社 (北京市西城区百万庄大街 22 号 邮政编码: 100037)

责任编辑: 赵亮宇

责任校对: 殷 虹

印 刷: 北京瑞德印刷有限公司

版 次: 2019 年 6 月第 1 版第 1 次印刷

开 本: 185mm × 260mm 1/16

印 张: 20.75

书 号: ISBN 978-7-111-62741-8

定 价: 129.00 元

凡购本书, 如有缺页、倒页、脱页, 由本社发行部调换

客服热线: (010) 88378991 88379833

投稿热线: (010) 88379604

购书热线: (010) 68326294

读者信箱: hzjsj@hzbook.com

版权所有 · 侵权必究

封底无防伪标均为盗版

本书法律顾问: 北京大成律师事务所 韩光 / 邹晓东

出版者的话

文艺复兴以来,源远流长的科学精神和逐步形成的学术规范,使西方国家在自然科学的各个领域取得了垄断性的优势;也正是这样的优势,使美国在信息技术发展的六十多年间名家辈出、独领风骚。在商业化的进程中,美国的产业界与教育界越来越紧密地结合,信息学科中的许多泰山北斗同时身处科研和教学的最前线,由此而产生的经典科学著作,不仅擘划了研究的范畴,还揭示了学术的源变,既遵循学术规范,又自有学者个性,其价值并不会因年月的流逝而减退。

近年,在全球信息化大潮的推动下,我国的信息产业发展迅猛,对专业人才的需求日益迫切。这对我国教育界和出版界都既是机遇,也是挑战;而专业教材的建设在教育战略上显得举足轻重。在我国信息技术发展时间较短的现状下,美国等发达国家在其信息科学发展的几十年间积淀和发展的经典教材仍有许多值得借鉴之处。因此,引进一批国外优秀教材将对我国教育事业的发展起到积极的推动作用,也是与世界接轨、建设真正的世界一流大学的必由之路。

机械工业出版社华章公司较早意识到“出版要为教育服务”。自1998年开始,我们就将工作重点放在了遴选、移译国外优秀教材上。经过多年的不懈努力,我们与Pearson、McGraw-Hill、Elsevier、John Wiley & Sons、CRC、Springer等世界著名出版公司建立了良好的合作关系,从它们现有的数百种教材中甄选出Alan V. Oppenheim、Thomas L. Floyd、Charles K. Alexander、Behzad Razavi、John G. Proakis、Stephen Brown、Allan R. Hambley、Albert Malvino、Peter Wilson、H. Vincent Poor、Hassan K. Khalil、Gene F. Franklin、Rex Miller等大师名家的经典教材,以“国外电子与电气工程技术丛书”和“国外工业控制与智能制造丛书”为系列出版,供读者学习、研究及珍藏。这些书籍在读者中树立了良好的口碑,并被许多高校采用为正式教材和参考书籍。其影印版“经典原版书库”作为姊妹篇也越来越多被实施双语教学的学校所采用。

权威的作者、经典的教材、一流的译者、严格的审校、精细的编辑,这些因素使我们的图书有了质量的保证。随着电气与电子信息学科、自动化、人工智能等建设的不断完善和教材改革的逐渐深化,教育界对国外电气与电子信息类、控制类、智能制造类等相关教材的需求和应用都将步入一个新的阶段,我们的目标是尽善尽美,而反馈的意见正是我们达到这一终极目标的重要帮助。华章公司欢迎老师和读者对我们的工作提出建议或给予指正,我们的联系方式如下:

华章网站: www.hzbook.com

电子邮件: hzjsj@hzbook.com

联系电话: (010) 88379604

联系地址: 北京市西城区百万庄南街1号

邮政编码: 100037



华章科技图书出版中心

译者序

本书的作者 Hooman Darabi 是 IEEE Fellow, 也是著名 IC 设计企业博通公司的首席设计师和高级项目经理, 同时担任加利福尼亚大学洛杉矶分校(UCLA)的客座教授, 还兼任 ISSCC 射频电路委员会主席, 具有丰富的工业界背景和设计经验, 是学术界射频领域的领军人物。他一直从事射频集成电路与系统等领域的科研与教学工作, 积累了丰富的实践经验, 并将这些经验融合到本书中, 使得本书成为一本科教有效结合的教材。

近十年来, 半导体工艺的快速进步推动着射频模拟集成电路设计方法和电路结构不断更新, 新工艺带来的设计问题以及工业界设计新方法、新结构层出不穷。与其他射频集成电路类书籍不同, 本书编入了当前射频集成电路与系统中的新方法、新技术和新电路, 是一本将射频集成电路设计相关基础概念与最新工程设计相结合的教材, 既包含射频电路设计相关基础知识及其对应的数学分析, 同时也结合了工业界实用电路设计方法和实例, 特别加入了近十年来射频电路设计方面的最新成果, 这些内容在其他射频集成电路设计教材中不多见的, 这有助于读者掌握入门的知识体系, 同时帮助他们接轨业界的最新发展动态, 是不可多得的优秀教材。

本书由浅入深, 主要内容既涵盖了射频元件、信号与系统、二端口网络、噪声以及失真等基本知识, 同时又包含了射频集成电路中的几种典型电路, 即低噪声放大器、混频器、振荡器、功率放大器以及收发机架构等。每一章中对应于相应的知识点, 都给出了多个实例、一些习题以加深对于射频集成电路与系统的理解。

本书的翻译工作主要是在东南大学吴建辉的组织下完成的, 陈超等多位教师与研究生参与了此项工作, 虽经认真校对, 但由于译者水平有限, 仍难免存在不妥之处, 希望读者不吝赐教。

吴建辉 陈超

2019 年春于东南大学

在过去的 20 年里, CMOS 射频集成电路(RFIC)已经得到了巨大发展并走向成熟。1990 年,几所大学开始了一个纯研究性课题,即将无线连接和移动应用以某种方式用复杂的系统芯片(SoC)实现,出现这种戏剧性演变的原因主要有两个:CMOS 工艺的快速进步以及创新的电路和架构。与通常认为射频(RF)和模拟电路没有随工艺进步取得太多改善相反,较快的 CMOS 工艺已经促使大量导致大幅降低成本和功耗的拓扑结构出现。事实上,如果没有更好和更快的工艺,最近的许多发明也就不可能出现。这种快速变化使得现代射频设计在某种程度上是以工业为基础的,因此,提供一个工业视角可能是及时的,也是必要的。在这种情况下,本书的目的是以更深入的方式覆盖较少的主题,即使对于从事工业产品常规工作的射频工程师来说,深入了解射频集成电路设计的基本概念也是非常关键的。在撰写这本书的过程中,我们试图为未来的同行提供一份愿望清单,本书聚焦于阐述基本定义和基本概念,而一个有深厚基础的有兴趣的设计师可以探索其他变化。

本书的内容主要源于加利福尼亚大学洛杉矶分校与尔湾分校的射频课程,以及作者在博通公司工作多年积累的产品经验。因此,希望本书可以有助于学生的课堂学习,同时也可作为射频电路与系统工程师的参考书。本书的每一章均包含几个工作实例以说明所讨论资料的实际应用,提供现实生活中产品的例子,并在每一章的最后给出一些习题进行补充。

射频电路设计涉及多学科领域,掌握模拟集成电路、通信理论、信号处理、电磁场以及微波工程等深层知识是非常关键的。因此,本书前 3 章以及第 4 章的一部分涵盖前述领域的一些内容,并在第 10 章中定制与塑造了射频设计原则。然而,对于有兴趣的学生或射频工程师来说,需要掌握高级本科课程。

当本书用于季度基础课程 20 个课时教学时,可参考以下列出的每一章的大纲以及对于教材教学内容的建议。另外,在每一章的开头列出了所涵盖的具体主题,并且给出了课堂教学所需包含小节的详细建议。对于初级与中级工程师,建议按课堂教学所选择的主题进行学习,对于已掌握更深层次知识的读者,则可更多地关注其他主题。

第 1 章复习了基本电磁场概念,特别是电感与电容的内容。尽管众多学生与射频工程师会非常频繁地使用电容与电感,但常常忽视它们的基本定义,所以进行一些简短的复习确实很必要;另外,需要对麦克斯韦方程有一些基本的理解以便了解传输线、电磁波、天线等概念以及散射参数,这些内容将在第 3 章中讨论。该章也给出了现代 CMOS 工艺中的集成电感与集成电容的总括。预计需要 2 课时来涵盖该章的主要思想。

第 2 章分析了基本通信与信号处理概念,这是射频设计的关键部分。该章的大部分聚焦于提供一些回顾,根据学生的知识背景,可以留作课外学习,本书不会过多强调其重要性。总共花 2~3 课时学习随机过程、调制部分,以及简单回顾无源滤波器和希尔伯特变换将是有帮助的。

第 3 章关注射频设计中的几个关键概念,如有效功率、匹配拓扑、传输线以及散射参

数作为第 1 章的补充。前 3 节可能需要 2 课时,而有关传输线、史密斯圆图、散射参数等更有难度的内容可以简单介绍,或根据学生的知识背景完全忽略。

第 4 章讨论了噪声、噪声系数、灵敏度以及相位噪声,其中噪声类型的介绍部分可以安排为阅读部分,但噪声系数的定义、最小噪声系数以及灵敏度部分必须完全涵盖。总共用 2~3 课时介绍就足够了。

第 5 章涉及失真与阻塞。该章的大部分内容(如同第 10 章)可以作为更高级的课程的内容,1 节课的时间已足够涵盖其基本概念。然而,该章的内容可能对于在工业界工作的射频电路与系统工程师非常有吸引力。对于该章内容的深入了解是理解第 10 章内容的关键。

第 6~9 章是有关射频电路设计的内容。第 6 章主要建立在第 3、4 章中有关概念的基础上,研究了低噪声放大器设计。可能需要 3 课时来涵盖该章的大部分主题。

第 7 章详细讨论了接收机与发射机的混频器。大约需要 2 课时涵盖基本的有源与无源拓扑及噪声的有限讨论;有关多相与上混频器的大部分内容可以安排为阅读内容。

第 8 章讨论了振荡器,包括 LC 振荡器、环形振荡器以及晶体振荡器,同时介绍了锁相环。该章的内容很多,后 3 个主题可安排为阅读内容,同时需要 2 课时用于介绍 LC 振荡器以及相位噪声;相位噪声的详细讨论与数学领域相关性很强,可能超出了射频课程的范畴,因此,主要聚焦于理论线性振荡器的前提就足够了,并总结 Barkhausen 规则以提供更加实际的观点。

第 9 章讨论了功率放大器(PA)。在前几节给出了基本功率放大器的种类,其后给出了提高效率与线性化技术,后一主题的大部分内容可以跳过,分配 1~2 课时讨论一些功率放大器的例子(可能只有 A 类、B 类和 F 类),以及做有关一般问题与折中方法的介绍。

最后,第 10 章给出了收发机架构,这是本书中最长的一章,并且其中的大部分内容可以用于阅读,最后一节包含一些设计方面的实际问题,如封装和产品问题,同时给出了一些研究案例,这对射频工程师很有吸引力,但整节内容对于课堂教学来说可以跳过。最多 2 课时便足以涵盖所选择的关键收发机架构。

非常幸运在 UCLA 以及后来在博通公司的整个职业生涯中能与许多有才华的射频设计者和指导老师共事,他们以各种各样的方式为本书的编写提供了帮助。在此感谢以下对本书有直接贡献的每个人:来自博通公司的 David Murphy 博士,他是第 8 章中大部分内容的共同作者,并对第 6 章提供了非常有益的见解,特别是关于低噪声放大器(LNA)的拓扑;同样来自博通公司的 Ahmad Mirzaei 博士帮助撰写了第 9 章与第 10 章的一些内容,并且精心校对了本书(除了提到的这些章节外),他们二人是本书的重要撰稿人;非常感谢我的导师——来自 UCLA 的 Asad Abidi 教授,他对本书的写作有很大的启发,特别是他的见解与独特的分析,出现在 1.7 节、1.9.3 节以及 4.2/4.4 节中(FET 等效噪声与 NF);同样还要感谢来自博通公司的 Hwan Yoon 博士,对于第 1 章的内容进行了大量有益的讨论,特别是关于集成电感的内容;真诚感谢来自特温特(Twente)大学的 Eric Klumperink 教授认真校对了本书的大部分内容,并对各个主题提供了有价值的观点;也要感谢我的姐姐 Hannah 帮助设计了书皮;最后要感谢我的妻子 Shahrzad Tadjpour,不仅感谢她提供了本书的技术反馈,还要感谢她这些年来一贯的支持。

目 录

译者序

前言

第 1 章 射频元件	1
1.1 电场和电容	1
1.2 磁场和电感	3
1.3 时变场和麦克斯韦方程组	5
1.4 电容和电感的电路描述	6
1.5 分布参数电路和集总参数电路	7
1.6 能量和功率	9
1.7 LC 和 RLC 电路	10
1.8 集成电容	13
1.9 集成电感	16
1.9.1 螺旋电感	17
1.9.2 二阶效应	18
1.9.3 差分电感和变压器	19
1.9.4 电感集总电路模型	20
1.10 习题	22
1.11 参考文献	24
第 2 章 射频信号与系统	25
2.1 傅里叶变换和傅里叶级数	25
2.2 冲激信号和冲激响应	27
2.3 无源滤波器	30
2.4 有源滤波器	34
2.5 希尔伯特变换及正交滤波器	36
2.5.1 无源多相滤波器	37
2.5.2 有源多相滤波器	38
2.5.3 正交信号产生	39
2.6 随机过程	39
2.6.1 平稳过程以及遍历性	41
2.6.2 高斯过程	41
2.6.3 功率谱密度	42
2.6.4 随机过程滤波	43
2.6.5 循环平稳过程	45

2.7 模拟线性调制	46
2.8 模拟非线性调制	49
2.9 现代射频调制方案	52
2.10 习题	53
2.11 参考文献	56
第 3 章 射频二端口网络	57
3.1 二端口网络	57
3.2 有效功率	57
3.3 阻抗变换	58
3.3.1 宽带变压器	59
3.3.2 并-串转换电路	61
3.3.3 窄带变换器	63
3.4 传输线	64
3.4.1 终端传输线	65
3.4.2 电压驻波比	65
3.4.3 传输线输入阻抗	66
3.5 史密斯圆图	66
3.6 S 参数	69
3.7 低损传输线	72
3.8 差分二端口网络	73
3.9 习题	74
3.10 参考文献	76
第 4 章 噪声	77
4.1 噪声的种类	77
4.1.1 热噪声	77
4.1.2 白噪声和噪声带宽	80
4.1.3 电感和电容的噪声	81
4.1.4 无源有损网络噪声	82
4.1.5 MOSFET 热噪声	84
4.1.6 闪烁噪声	86
4.1.7 循环平稳噪声	87
4.2 二端口的等效噪声	89
4.3 噪声系数	91

4.4	最小噪声系数	93	6.6.1	栅极电阻	149
4.5	级联结构的噪声系数	96	6.6.2	级联噪声和增益损耗	149
4.6	相位噪声	97	6.6.3	衬底的影响	150
4.7	灵敏度	98	6.6.4	低噪放的偏置	151
4.8	噪声系数的测量	101	6.6.5	线性度	151
4.9	习题	102	6.6.6	增益控制	151
4.10	参考文献	104	6.7	低噪放电源噪声的优化	152
第5章	失真	105	6.8	习题	154
5.1	无线通信系统中的阻塞	105	6.9	参考文献	155
5.2	全双工系统和共存	107	第7章	射频混频器	156
5.3	小信号非线性	108	7.1	混频器基础	156
5.3.1	输入截止点	109	7.2	混频器的演变	157
5.3.2	多级级联的 IIP_3	113	7.3	有源混频器	159
5.3.3	二阶失真	113	7.3.1	有源混频器的线性度	162
5.3.4	反馈对线性度的影响	115	7.3.2	有源混频器的 $1/f$ 噪声分析	162
5.3.5	动态范围	116	7.3.3	有源混频器的白噪声分析	165
5.4	大信号非线性	117	7.3.4	有源混频器二阶失真	168
5.5	倒易混频	118	7.4	无源电流模混频器	170
5.6	谐波混频	120	7.4.1	本振占空比	171
5.7	发射机	121	7.4.2	多相混频器	174
5.7.1	输出功率	121	7.4.3	无源混频器的具体工作	177
5.7.2	发射机的 mask	122	7.4.4	无源混频器噪声	182
5.7.3	发射信号质量	125	7.4.5	无源混频器线性度	183
5.7.4	转换频谱和时域 mask	127	7.4.6	无源混频器二阶失真	183
5.7.5	发射机中的 AM-AM 和 AM-PM	128	7.4.7	TIA 和 G_m 单元设计	184
5.7.6	发射机中的频率牵引	130	7.5	无源电压模混频器	185
5.8	习题	132	7.6	发射机混频器	186
5.9	参考文献	133	7.6.1	有源上变频混频器	187
第6章	低噪声放大器	134	7.6.2	无源上变频混频器	188
6.1	匹配需求	134	7.7	发射机混频器的谐波折叠	190
6.2	射频调谐放大器	137	7.8	低噪放/混频器实例	192
6.3	并联反馈低噪放	142	7.8.1	电路分析	192
6.3.1	高环路增益电阻反馈	143	7.8.2	设计方法总结	196
6.3.2	共源共栅低噪放	144	7.9	习题	198
6.4	串联反馈低噪放	145	7.10	参考文献	199
6.5	前馈低噪放	147	第8章	振荡器	201
6.6	低噪放存在的实际问题	149	8.1	线性 LC 振荡器	201
			8.1.1	反馈模型	201

8.1.2 线性振荡器的相位噪声	202	8.8.4 单个反相器的相位噪声	242
8.1.3 效率	204	8.8.5 环形振荡器和 LC 振荡器的 比较	243
8.1.4 振荡器的品质因子	205	8.9 正交振荡器	244
8.2 非线性 LC 振荡器	205	8.9.1 振荡模式	245
8.2.1 直观理解	206	8.9.2 失配对正交精度的影响	246
8.2.2 能量平衡条件	207	8.9.3 相位噪声分析	247
8.2.3 振荡幅度	208	8.10 晶体振荡器	247
8.3 非线性 LC 振荡器的相位噪声 分析	208	8.10.1 晶体振荡器模型	247
8.3.1 相位、频率和幅度噪声的 定义	209	8.10.2 实际的晶体振荡器	249
8.3.2 FM 和 PM 噪声的相似性	210	8.10.3 调谐需求	250
8.3.3 AM 和 PM 边带	210	8.11 锁相环	250
8.3.4 将 SSB 分解成 AM 和 PM 边带	211	8.11.1 PLL 的传输函数	251
8.3.5 周期平稳噪声	213	8.11.2 PLL 的噪声	252
8.3.6 经过非线性系统的噪声	216	8.12 习题	253
8.3.7 无噪振荡器对外部噪声的 响应	218	8.13 参考文献	255
8.3.8 谐振腔的一般性结论	219	第 9 章 功率放大器	257
8.4 LC 振荡器拓扑结构	221	9.1 一般考虑	257
8.4.1 标准 NMOS 拓扑结构	221	9.2 A 类功率放大器	259
8.4.2 标准 CMOS 拓扑结构	224	9.3 B 类功率放大器	260
8.4.3 考毕兹拓扑结构	225	9.4 C 类功率放大器	263
8.4.4 振荡器的设计方法	227	9.5 D 类功率放大器	264
8.5 Q 值退化	228	9.6 E 类功率放大器	266
8.6 频率调制效应	230	9.7 F 类功率放大器	267
8.6.1 非线性电容	230	9.8 功率放大器的线性化技术	268
8.6.2 Groszkowski 效应	232	9.8.1 预失真	268
8.6.3 电源牵引	233	9.8.2 包络消除和恢复	270
8.7 其他 LC 振荡器拓扑结构	233	9.8.3 包络跟踪	270
8.7.1 带有噪声滤波的标准结构	233	9.8.4 动态偏置	273
8.7.2 C 类拓扑结构	235	9.8.5 Doherty 功率放大器	274
8.8 环形振荡器	237	9.9 习题	276
8.8.1 基本工作原理	237	9.10 参考文献	277
8.8.2 硬开关电路中相位噪声的 估计	239	第 10 章 收发机架构	279
8.8.3 简化的环形振荡器噪声 模型	240	10.1 概述	279
		10.2 接收机架构	280
		10.2.1 超外差接收机	280
		10.2.2 零中频接收机	282
		10.2.3 低中频接收机	285

10.2.4	韦弗接收机	288	10.6.5	异相发射机	304
10.2.5	双路变频接收机	289	10.7	收发机实际设计中的注意	
10.3	抗阻塞接收机	289		事项	306
10.3.1	电流模接收机	290	10.7.1	接收机学习案例	307
10.3.2	第一级为混频器接收机	291	10.7.2	发射机学习案例	309
10.3.3	噪声抵消接收机	291	10.7.3	SoC 问题	311
10.4	接收机滤波和 ADC 设计	293	10.7.4	封装问题	313
10.5	接收机增益控制	295	10.7.5	变化量	314
10.6	发射机架构	296	10.7.6	产品合格检查	314
10.6.1	直接变频发射机	296	10.7.7	产品的发布	315
10.6.2	双变频发射机	298	10.8	习题	318
10.6.3	直接调制发射机	299	10.9	参考文献	319
10.6.4	极化发射机	300			

第 1 章

射 频 元 件

本章将讨论射频设计中所涉及的基本元件, 对于高频条件下 MOS 管的详细建模与分析可参考文献[1-2]。虽然文献中的模型主要是为模拟和高速电路开发的, 但也能很好地适用于大多数工作在几吉赫兹(GHz)的射频应用中, 尤其适用于当今纳米 CMOS 工艺。因此, 本章中将更加详细地研究电感、电容和 LC 振荡器的特性。在本章中将对分布式电路和传输线的基本工作进行简要讨论, 而在第 3 章将进行更详细的分析。在第 4 章和第 6 章中, 将会讨论一些与射频相关的晶体管特性, 如更详细的噪声分析、体效应及栅电阻效应。

LC 电路广泛应用于射频设计中, 涵盖调谐放大器、匹配电路和 LC 振荡器。相比于晶体管, 由于电感与电容具有较好的噪声性能和线性度, 传统的射频电路大量地采用 LC 元件, 这些元件在射频模块中占据了很大的比例。出于成本考虑, 现代无线电通信电路对 LC 元件的依赖已经减弱, 但射频设计者仍旧很频繁地使用集成电感和电容。

本章首先简要地介绍电磁场, 然后从电磁场方面仔细探讨电容和电感; 之后从电路的角度讨论电容、电感和 LC 振荡器; 最后通过介绍集成电感和电容的规则及设计总结本章节。

本章涵盖以下主题:

- 电磁场及电路中电容和电感的定义。
- 麦克斯韦方程组。
- 分布式元件和传输线的介绍。
- 能量、功率及品质因子。
- 无损和低损的谐振电路。
- 集成电容和电感。

对于课堂教学, 建议重点关注 1.7 节、1.8 节和 1.9 节, 而 1.1~1.6 节可以安排为课后阅读, 如果认为有必要, 可以做一个简单的总结。

1.1 电场和电容

首先简要回顾一下电场和电势, 并据此定义电容的概念。

1875 年, 法国军官查尔斯·库仑首先提出了库仑定律, 表述的是真空或自由空间中相隔一段距离的两个点电荷间的作用力与每个电荷的电量成正比, 而与它们之间距离的平方成反比(如图 1.1 所示)。库仑定律与一百多年前发现的牛顿万有引力公式非常类似。设力(F_t)为某一试探电荷在单位电荷产生的电场强度下受到的力, E 通过下式所示的方式, 以 V/m(伏/米)为单位测量得到:

$$E = \frac{F_t}{Q_t} = \frac{Q}{4\pi\epsilon_0 r^2} a_r$$

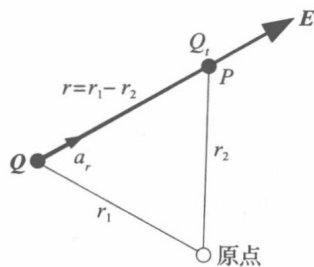


图 1.1 库仑定律

式中加粗的字体表示三维空间中的向量, $\epsilon_0 = \left(\frac{1}{36\pi} \times 10^{-9}\right) \text{F/m}$ (法拉/米), 表示真空介电常数, Q 表示以库仑为单位的电量[⊖], a_r 是指向电场方向的单位向量, 向量 r 的方向是从

⊖ 不宜与本章后面用作品质因子的字符 Q 混淆。

Q 出发到空间中的某一兴趣点 P , 并且 $\mathbf{r}$ 与 $\mathbf{a}_r$ 的方向相同(如图 1.1 所示), 图 1.1 中, Q_t 是电荷 Q 产生的电场中的测试电荷。

在很多情况下, 电场用高斯定律更容易计算, 表述为通过任何密封空间的电通量[⊖] $\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E}$, 等于该空间中包含的总电量[⊖], 数学表达式如下:

$$\oint_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S} = Q$$

式中 $\oint_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S}$ 表示对密闭空间进行积分。点 $(\cdot)$ 表示向量幅值与二者间所夹锐角余弦的乘积。电荷 Q 可以为一些电荷的总和, 即 $Q = \sum Q_i$, 对应于体分布电荷—— $Q = \int_V \rho_V dV$, 或者面分布等。面积分的本质表明只有 $\mathbf{D}$ 的表面法向向量才对电荷有贡献, 反之, 对于切向成分, $\mathbf{D} \cdot d\mathbf{S}$ 等于零。

例如, 考虑一个内圈半径为 a 、外圈半径为 b 的长同轴电缆, 其内部导体的外表面电荷均匀分布, 其密度为 ρ_S (而外部导体的内表面电荷密度为 $-\frac{b}{a}\rho_S$), 如图 1.2 所示, 方便起见, 图中用柱坐标表示^[3]。

通量在 $\mathbf{a}_r$ 方向有分量, 垂直于同轴电缆表面。

对于 z 轴方向的任意长度 L , 有:

$$\int_{z=0}^L \int_{\phi=0}^{2\pi} D_r(r d\phi dz) = Q = \rho_S(2\pi aL)$$

因此, 对于环内, 即 $a < r < b$, 有:

$$\mathbf{D} = \frac{\rho_S a}{r} \mathbf{a}_r$$

环外的电场和通量密度都为零, 净电荷为零。

基于电能的定义[⊕], A 点与 B 点间的电势差

(V_{AB}) 定义为:

$$V_{AB} = \frac{W}{Q} = - \int_B^A \mathbf{E} \cdot d\mathbf{L}$$

式中 W 表示以焦耳(J)为单位的能量, 表达式右边为电场的线积分。电势的物理解释为沿着电场线方向把电荷 Q 从 A 点移动到 B 点产生的能量损失, 对应地假设 A 点为高电位。

通过线积分的定义, 闭合路径的静电势能总和一定为零, 即 $\oint \mathbf{E} \cdot d\mathbf{L} = 0$, 这是基尔霍夫电压法则或 KVL 的一般描述, 该方程的物理意义为当一个电荷经过一个闭合路径, 所吸收的能量和所释放的能量平衡, 即没有做功。

本节最后对电容进行定义。假设有两个带异性电荷(每一个电荷的电量为 Q)的导体 $M1$ 和 $M2$ 在介电常数为 $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$ 的电场[⊗]中(如图 1.3 所示), 同时假设两导体间的电势差为 V_0 , 定义以法拉为单位的电容为:

$$C = \frac{Q}{V_0}$$

同时, C 也可以写作:

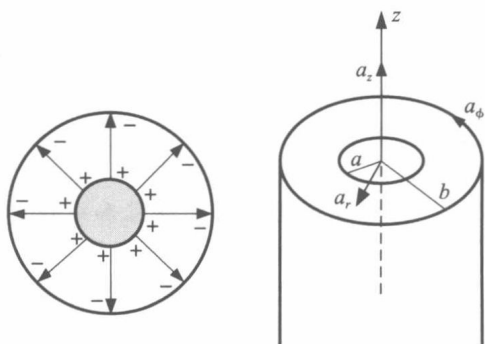


图 1.2 同轴电缆中的磁通量

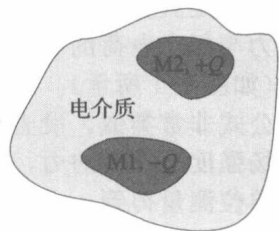


图 1.3 电容的定义

⊖ 仅限于自由空间。

⊖ 表达式本身是米迦勒·法拉第的实验结果, 高斯的贡献体现在提供了计算所用的数学工具。

⊕ 我们将简短地讨论一下电能。

⊗ 对于自由空间 $\epsilon_r = 1$ 。

$$C = \epsilon \frac{\oint_S \mathbf{E} \cdot d\mathbf{S}}{-\int \mathbf{E} \cdot d\mathbf{L}}$$

该式表明电容与电荷量或者电势无关, 根据高斯定理, $\mathbf{E}$ (或 $\mathbf{D}$) 与 Q 呈线性关系。

在物理意义上, 电容可表示为电学系统储存电能或者等效电通量的能力, 与电感储存磁通量类似。

回到之前同轴电缆的例子, 内层和外层导体间的电势差可以通过对 $\mathbf{E} = \mathbf{D}/\epsilon$ (其中 $\mathbf{D}$ 在之前就已经得到) 进行线积分得到, 则有:

$$V_0 = -\frac{1}{\epsilon} \int_b^a \frac{a\rho_s}{r} dr = \frac{a\rho_s \ln \frac{b}{a}}{\epsilon}$$

因此单位长度的电容为:

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{b}{a}}$$

显然, 电容只与同轴电缆的半径和介电常数有关。

1.2 磁场和电感

一个稳定的磁场可以通过以下 3 种方法获得: 永磁体、线性时变的电场, 或者仅仅用直流电产生。永磁体在射频和微波器件中有一些应用, 如用在无损环形器中的无源、非互易的回转器^[4-5]。然而, 本书更加关注后两种产生稳定磁场的方法, 关于回转器和循环器的讨论可参考文献[4]。

在 1820 年, 毕奥萨伐尔定律提出, 将给定点 P 的磁场密度 $\mathbf{H}$ (表示为 A/m) 与流过长度为 $d\mathbf{L}$ 理想灯丝的微分向量 (如图 1.4 所示) 的电流 I 的关系表示为:

$$d\mathbf{H} = \frac{I d\mathbf{L} \times \mathbf{a}_r}{4\pi r^2}$$

叉乘 ($\times$) 表示两数幅值相乘的结果再乘以较小夹角的正弦值。磁场方向垂直于导线和向量 $\mathbf{r}$ 确定的平面, 向量 $\mathbf{r}$ 的方向根据右手螺旋法则确定。该定律指出: 磁场强度与电流大小成正比, 与离 P 点的距离平方成反比, 同时与电流元和从电流元到 P 点之间夹角 θ 的正弦成正比, 如图 1.4 所示。

关于磁场描述, 更为大家熟知的是于 1823 年由安培提出的定理, 即安培环路定律[⊖]:

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{L} = I$$

上式表明磁感应强度矢量 ($\mathbf{H}$) 沿任一闭环路径的线积分等于该路径所包含的电流 (如图 1.5 所示)。该定律被证明是更有用的, 因为只要已知该磁场结构就可以轻松地计算磁

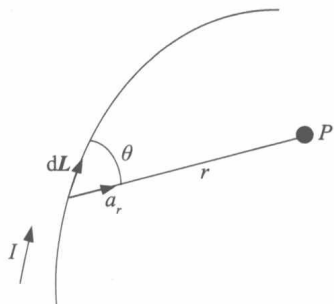


图 1.4 毕奥萨伐尔定律图示

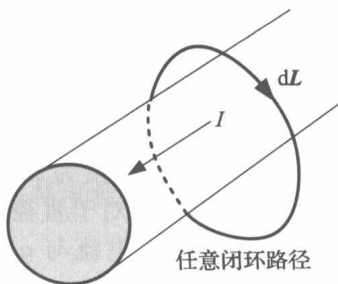


图 1.5 安培定律

⊖ 安培定律可从毕奥萨伐尔定律推导而得。

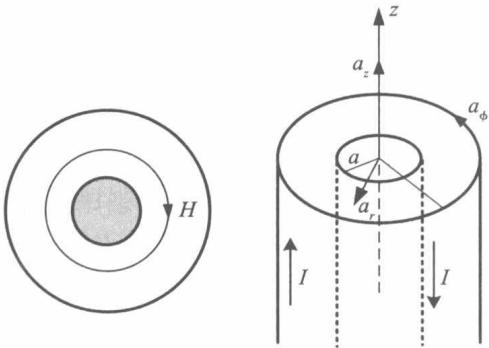
场，当电流对称分布时更是如此。通过比较，安培环路定律与高斯定律相似，而毕奥萨伐尔定律与库仑定律更为相似。

例如，假设有一根长同轴电缆中心导体通过电流为 I ，外层电流为 $-I$ ，如图 1.6 所示，显然 z 轴方向没有任何场强分量，这是因为场强的方向必须垂直于电流方向，而且根据对称性， $\mathbf{H}$ 不可能是 ϕ 或者 z 的函数，因此可以写为 $\mathbf{H} = H_r \mathbf{a}_\phi$ 。在同轴线内，即 $a < r < b$ ，通过线积分可得：

$$\mathbf{H} = \frac{I}{2\pi r} \mathbf{a}_\phi$$

另外，与电场相似，由于电流通量为零的线圈外的磁场也为零，表现出同轴电缆的屏蔽作用。图 1.6 同轴电缆的磁场：顶视图与侧视图

应该注意到，在电缆内部，磁场由环绕着电流的闭环组成，与从正极开始终止于负极的电场线相反。



真空中，磁感应强度 $\mathbf{B}$ (单位为特斯拉或 Wb/m^2) 定义为：

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H}$$

式中 $\mu_0 = (4\pi \times 10^{-7}) \text{H/m}$ (真空中)，称为磁导率。通过一确定面积 S 的磁通量 ϕ 定义为：

$$\phi = \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S}$$

通常磁通量是电流 I 的线性函数，即 $\phi = LI$ ，其中比例系数 L 为感应系数，单位为亨利，有：

$$L = \mu_0 \frac{\int_S \mathbf{H} \cdot d\mathbf{S}}{\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{L}}$$

由于 $\mathbf{H}$ 为电流 I 的线性方程，根据安培定律 (或毕奥萨伐尔定律)，感应系数是导体的几何形状及电流分布的方程，而与电流本身无关。例如，计算之前例子中的同轴电缆的总磁通量，可得到单位长度中感应系数为：

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{b}{a}$$

然而根据高斯公式，同一根同轴电缆每单位长度的电容等于：

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{b}{a}}$$

显然 $LC = \mu_0 \epsilon$ 。

通过磁链定义回路 1 和回路 2 之间的互感 M_{12} ，则有：

$$M_{12} = \frac{N_2 \phi_{12}}{I_1}$$

式中 ϕ_{12} 表示 I_1 产生的穿过电流为 I_2 的线圈的磁通量， N_2 是线圈 2 的匝数。因此感应系数依赖于两电流之间的磁相互作用。

例如，假设有 N 匝有限长度为 d 的密绕线螺旋线圈，其电流为 I ，如图 1.7 所示，假设相对于直径，螺旋线圈很长。

磁场方向为 $\mathbf{a}_z$ 的方向，电流与 $\mathbf{a}_\phi$ 同向，由安培定律可知在螺旋线管上有：

$$\mathbf{H} = \frac{NI}{d} \mathbf{a}_z$$

如果半径为 r ，则对应面积为 $A = \pi r^2$ ，其感应系数为：

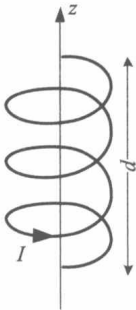


图 1.7 一个 N 匝的螺旋线圈

$$L = \frac{N\phi}{I} = \mu_0 N^2 \frac{A}{d}$$

现在考虑两个同轴线圈管，半径分别为 r_0 、 r_1 ，且 $r_0 < r_1$ ，通过的电流分别为 I_0 和 I_1 ，匝数分别为 N_0 和 N_1 ，如图 1.8 所示(顶视图)。

为了得到互感系数 M_{01} ，有：

$$\phi_{01} = \mu_0 A_0 H_0$$

其中 $H_0 = \frac{N_0 I_0}{d}$ 是较小的螺旋线圈产生的磁场强度，由于较小的螺旋线圈外的 H_0 为零，因此可以得到：

$$M_{01} = \frac{N_1}{I_0} \mu_0 A_0 H_0 = \mu_0 N_0 N_1 \frac{A_0}{d}$$

通过相似的过程可以得到 M_{10} ，其值与 M_{01} 相等，与预想的一样，符合互易性。

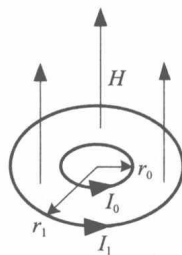


图 1.8 两个同轴线圈的顶视图

1.3 时变场和麦克斯韦方程组

正如之前所述，时变场也能产生电场和磁场。在 1831 年，法拉第发表了基于实验的发现，证明了一个时变的磁场确实可以产生电场。他将两根铜丝分别绕在一个铁圆环上，其中一根接电流表，而另一根接电池和开关(如图 1.9 所示)，当开关闭合时，观察到电流表的指针瞬间偏转了；同样，当开关由闭合到断开时，他观察到了指针的偏转，只是偏转的方向与前一种情况相反。用场的理论解释，可以认为时变的磁场(或磁通量)产生了一种电动势(单位为伏特)，从而在闭环电路中产生了电流。时变电流，或者恒定通量与一个闭环的相对运动，或者两者都发生，都会产生时变的磁场。

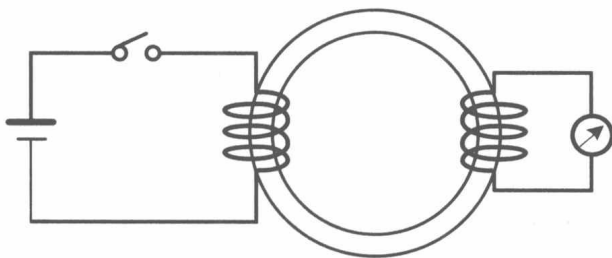


图 1.9 法拉第实验

法拉第定律通常表述为：

$$\text{emf} = \oint \mathbf{E} \cdot d\mathbf{L} = - \frac{d\phi}{dt}$$

其中线积分来源于电压的基本定义($\mathbf{E}$ 为电场强度)，负号表示由于磁通量增加所产生的感应电流将会减小法拉第磁场的幅值，这就是众所周知的楞次定律。

类似地，时变的电通量会产生磁场，由修正的安培环路定律表示，其表达式为：

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{L} = I + \int_S \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S}$$

式中 $\mathbf{D}$ 为电通量密度，麦克斯韦定义 $\int_S \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S}$ 为位移电流。总之，积分形式的麦克斯韦方程组可以表示为：

$$\begin{aligned} \oint \mathbf{E} \cdot d\mathbf{L} &= - \int_S \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S} \\ \oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{L} &= I + \int_S \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \cdot d\mathbf{S} \end{aligned}$$

$$\oint_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S} = \int_V \rho_V dV$$
$$\oint_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = 0$$

如前所述，第 3 个方程为高斯定律。第 4 个方程[⊖]表明：与电场方向从正极开始终止于负极不同，磁场形成同心圆，即磁通线不会终止于磁极，而是形成一个闭环[⊖]（如图 1.10 所示），因此，一个磁场（或磁通量）的闭环表面积分值为零。

在真空中，媒介是无源的，电流 I （或 ρ_V ）等于零。结合前两个麦克斯韦方程式，可以推导出 $\mathbf{E}$ 对位移的二阶偏导与其对时间二阶偏导的关系，以描述真空中的波动。例如，如果 $\mathbf{E} = E_x \mathbf{a}_x$ ，或者如果电场仅朝 x 方向，可直接用公式^[6]或者利用差分形式的麦克斯韦方程得到[⊕]：

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} = \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 E_x}{\partial t^2}$$

z 轴方向的传播速度定义为：

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = c$$

式中 $c = (3 \times 10^8) \text{m/s}$ ，为真空中的光速。

1.4 电容和电感的电路描述

电容的电学符号如图 1.11 所示，电容上的电压 $V(t)$ 和电流 $I(t)$ 满足以下关系：

$$I(t) = \frac{dQ}{dt}$$

式中 Q 为电容上存储的电荷量，上式即为众所周知的连续方程。对于线性时不变的电容，由于 $Q = CV$ ，可以得到电容表达式：

$$I(t) = C \frac{dV}{dt}$$

需要注意的是在大多数物理书中，连续方程都表述为

$I(t) = -\frac{dQ}{dt}$ ，表示正电荷向外流动必须与闭合表面电荷 (Q) 减少量相平衡，此时忽略了负号，因为在图 1.11 中，电流以极板电荷随时间增加的比率流入，而非流出。

电感的电学符号如图 1.11 所示，其电压和电流需要满足如下关系：

$$V(t) = \frac{d\phi}{dt}$$

式中 ϕ 表示磁链，该方程是法拉第电磁感应定律的直接结果。由于 $\phi = LI$ ，故可得到众所周知的表达式：

$$V(t) = L \frac{dI}{dt}$$

在电感的 I 与 V 表达式中再次忽略了负号。下面证明上式是否符合楞次定律：假设电流增

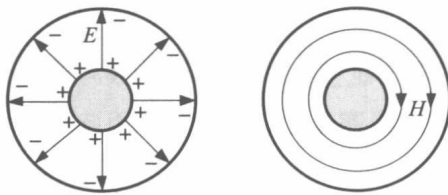


图 1.10 同轴电缆中的电场线与磁场线

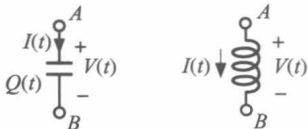


图 1.11 电容与电感的电路符号

⊖ 第 4 个方程就是众所周知的磁性领域的高斯定律。
⊖ 虽然磁单极子在物理中作为假设的基本粒子，但磁场电荷或磁单极子还需要在自然界中找寻。
⊕ 波方程的更一般形式为 $\nabla^2 \mathbf{E} = \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2}$ 。