

微波与射频技术

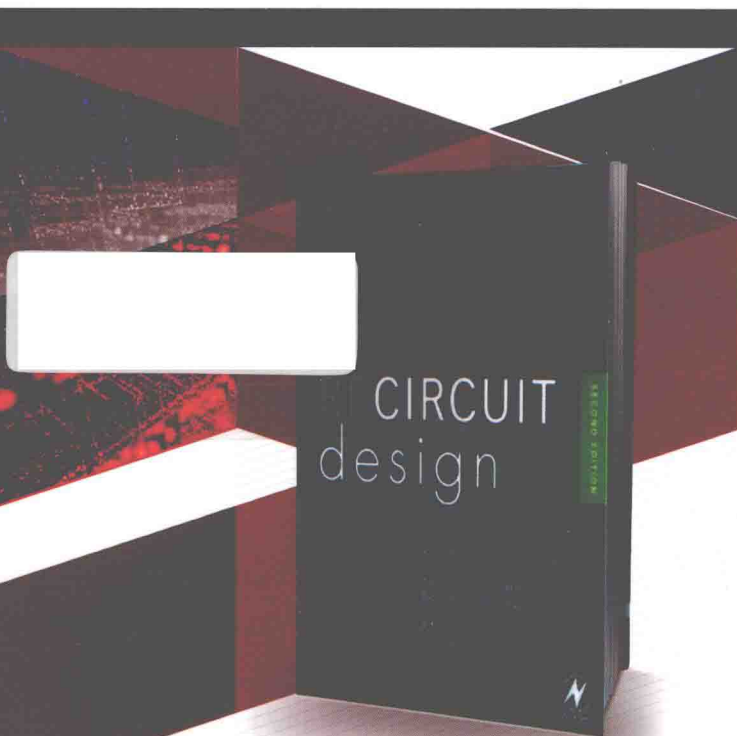
RF Circuit Design, Second Edition

射频电路设计 (第二版)

RF Circuit Design, Second Edition

Christopher Bowick 著
John Blyler
Cheryl Ajluni

李平辉 译



CIRCUIT
design



中国工信出版集团



电子工业出版社
PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY
<http://www.phei.com.cn>

经典译丛 · 微波与射频技术

射频电路设计

(第二版)

RF Circuit Design
Second Edition

Christopher Bowick
[美] John Blyler 著
Cheryl Ajluni

李平辉 译

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

内 容 简 介

几乎所有的移动设备均有射频元件,本书的目的就在于告诉读者如何使用各种有效的方法设计与集成这些组件。本书与第一版相比,大大增加了无线方面的内容,但仍保留了一些经典且不过时的内容,增加了全新的关于射频前端设计与射频设计工具的两章。另外,本书还包含了集成电路以及系统级设计方面的内容。全书理论与实践相结合,强调了在构建模拟射频无线电路时的应用。全书内容如下:基本概念(电缆、电阻、电容与电感),谐振电路(谐振、插入损耗),滤波器设计(高通、带通、带阻),阻抗匹配(L形网络、史密斯圆图、软件设计工具),晶体管(材料、Y参数、S参数),小信号射频放大器(晶体管偏置、Y参数、S参数),射频功率放大器(自动关闭电路、宽带变压器、实用绕阻提示),射频前端(结构、软件定义无线电、ADC效应),以及射频设计工具(语言、流图与建模)。

本书适合高等学校相关专业的学生作为参考书,也可供从事射频器件设计的工程技术人员阅读参考。

RF Circuit Design, Second Edition

Christopher Bowick, John Blyler, Cheryl Ajluni

ISBN: 9780750685184

Copyright ©2008 by Elsevier Inc. All rights reserved.

Authorized Simplified Chinese translation edition published by the Proprietor.

Copyright ©2015 by Elsevier(Singapore)Pte Ltd. All rights reserved.

Published in China by Publishing House of Electronics Industry under special arrangement with Elsevier(Singapore) Pte Ltd.

This edition is authorized for sale in China Mainland. Unauthorized export of this edition is a violation of Copyright Act. Violation of this Law is subject to Civil and Criminal Penalties.

本书简体中文版由 Elsevier(Singapore)Pte Ltd. 授予电子工业出版社在中国大陆出版发行与销售。未经许可之出口,视为违反著作权法,将受法律之制裁。

本书封底贴有 Elsevier 公司防伪标签,无标签者不得销售。

版权贸易合同登记号 图字:01-2008-2492

图书在版编目(CIP)数据

射频电路设计:第2版/(美)波维克(Bowick, C.)等著;李平辉,译.—北京:电子工业出版社,2015.6
(经典译丛·微波与射频技术)

书名原文:RF Circuit Design, Second Edition

ISBN 978-7-121-26077-3

I. ①射… II. ①波… ②李 III. ①射频电路-电路设计 IV. ①TN710.02

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2015)第 100979 号

策划编辑:马 岚

责任编辑:周宏敏

印 刷:三河市鑫金马印装有限公司

装 订:三河市鑫金马印装有限公司

出版发行:电子工业出版社

北京市海淀区万寿路 173 信箱 邮编 100036

开 本:787×1092 1/16 印张:18 字数:473 千字

版 次:2015 年 6 月第 1 版(原著第 2 版)

印 次:2015 年 6 月第 1 次印刷

定 价:59.00 元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题,请向购买书店调换。若书店售缺,请与本社发行部联系,联系及邮购电话:(010)88254888。

质量投诉请发邮件至 zltz@phei.com.cn,盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线:(010)88258888。

前言

自从 Chris Bowick 的 *RF Circuit Design* 首次出版(大约 30 多年前)以来,一切都发生了巨大的变化。但事实上,我们只能说自 Marconi 和 Tesla 时代开始,射频工业发展迅猛。从人类使用无线电通信开始,这两位具有远见卓识的工程师注定要被载入史册。如今无线电已成为所有移动便携式通信系统的关键要素,在此之前,谁又能预见到正是这两位先驱者在 19 世纪末所做的开创性工作为无线电的最终发现奠定了基础呢?或者说,正是他们的贡献促成了今天的雷达、无绳电话等凡此种种一系列引人注目的射频应用。时至今日,无线电已成为无线工业的支柱。事实上,对于任意无线设备,不管是蜂窝电话、用于制造业的测量检测系统、卫星通信系统、电视系统还是无线局域网,射频无处不在。

当然,回到 20 世纪 80 年代早期,当这本书刚开始撰写的时候,射频被普遍看做一种军事防卫技术,它被用于美国武器军工厂和雷达、反干扰设备等。1985 年,美国联邦通信委员会(Federal Communications Commission, FCC)实现了无线频谱若干频段(如工业、科学、医疗, ISM)的自由公用,人们对射频的印象也随之改观。也许联邦通信委员会甚至没有充分考虑他们这么做最终会产生何种力量,但他们此举无疑是播下了参天大树的种子,让射频工业日后成长为价值数十亿美金的工业。

今日的射频工业已不仅仅局限于航空航天和军事防卫,它更多地是满足随时随地连接的无线应用需求,除了用于像 CDMA、EGPRS、GSM 和 LTE(Long Term Evolution)等 3G 和 4G 蜂窝技术以外,正被广泛用于一系列新式、重要的无线协议中,比如 Bluetooth、Wi-Fi(802.11 WLAN)、WiMAX 和 ZigBee。若要证据,无须多说,看看手机的普及就知道了。大约从 1990 年到 2000 年,10 年之内,无线应用从最初小规模半职业化市场发展至几乎无处不在,用户数量占据全世界 18% 的人口。时至今日,已有近 20 亿人将手机作为日常必需品,不仅是为了打电话,更是为了逐日递增的社交、车载导航和互联网应用。多亏手机和电信业务的工业革命,今天的普通消费者不仅可以期待这种无处不在的灵动,他们也正在享受着这种灵动。

然而,未来为消费者的射频应用留下了怎样的空间呢?自射频工业找到并确立其唯一的目标——实现真正的大一统开始,这个问题的答案就已经相当明确了。换句话说,射频工业的未来就是要实现下一代移动设备在射频频谱上的无界限融合。到那时,本质上来说,这种整合式移动设备将能够在移动平台上实现所有传统的、互异的功能(比如手机、电视、个人计算机、个人数字助理等)。

如前所述,这种整合式移动设备发展的最明显不过的实例就是蜂窝电话。它为射频标准和技术的融合提供了理想的平台。这种融合提供了大量新功能和可能性,其巨大的前景让作为群体的我们甚至都无法想象。该方向的探索已经开始。根据 IDC 世界移动电话追踪系统分析师的分析,在 2006 年,这种整合式移动设备在整个超过 8000 万用户中占据的市场已扩大了 42%。仅在第四季度一季内,就有总共 2350 千万台设备上市,比上年同期增长 33%。这真是相当的了不起的成就。要知道在 20 世纪 90 年代中期之前,人们还认为根本不可能实现真正的射频融合,混频、取样和直接变换技术被狭隘地认为过于笨拙并受限于为这种梦想的实现提供最基础的依据。

不管这个真正融合的目标于何时且怎样最终实现,在过去 25 年的发展与创新当中,有一点正变得突出和明确,那就是射频工业依然生机勃勃并发展良好。更重要的是,它已经为一个充满不竭创新和扩张市场的未来做好了准备。

诚然,这些变化为射频工业带来了大量的商业机遇,也为射频工程师越来越深入的研究带来了新的挑战。如今,新的机遇意味着新的设计挑战,射频工程师——不管是专家与否——都将不得不面对。

一个关键性的挑战是如何顺应蜂窝手机多波段接收的需求。该需求也要求在更高频率具有更高带宽,这反过来又意味着相应的无源元件的关键尺寸要缩减。结果,以前可以忽略的版图要素(如互连区、接触区、过孔、焊接点等)变得不可忽略并将影响电路性能。

针对这些挑战,电子工业已经开始了变革并将继续创新。例如,30 多年前,电子设计自动化(EDA)还仅仅是一个新兴工业,专门针对高频的射频和微波工程。当时仅有几个可用的商业工具,但大多数公司都选择发展自己的高频设计工具而不是采用现成的。随着设计过程的愈加复杂和内部工具开发与维护的高成本,工程师们转向设计自动化以满足他们的需求。由于多个 EDA 公司的不断改革与创新,工程师们现在可以使用全部射频/微波范围内的 EDA 产品和方法来帮助他们完成任何需求的设计、分析与验证。

但创新并非止步于此,射频前端结构已经并且仍将继续伴随多波段接收的蜂窝手机逐步演变。成本越来越低、上市时间不断缩减的趋势催生了高度集成的射频前端和接收机电路的需求,而多波段子系统和不断缩减的元件尺寸也正与这种趋势紧密联系在一起。系统的高度集成反过来又导致包含前端滤波器、放大器和混频器的单片模块的诞生。然而,单片射频前端设计需要在子系统连接,如天线和数字基带系统之间保持性能上的一种平衡。达到这个目标就意味着模拟电路设计者要与数字基带的同行更加密切地配合,这将导致传统模拟与数字设计团队更深入的一体化。

射频工业在其他领域的创新将来自对射频功率管的改进,使之能够为无线基本结构——功放提供更优异的性能,比如更加可靠、更加稳定等。RFIC 希望通过 CMOS 工艺的推广使得在降低成本的情况下,通过密集封装让新兴手机实现多媒体功能。诸如 GaAs 之类占有巨大市场份额的材料为了与时俱进已经发展到能承受更高的电压。此外,用于多波段 WCDMA 系统的功率放大-双工-滤波功能模块也将迅速取代传统的分立器件。单片多模收发信机将取代 W-EDGE 手机中的分立 EDGE 和 W-CDMA/HSDPA 收发信机。正如能够对线圈和互连等射频单片结构进行精确的电磁建模一样,这种可精确建模和返回处理的不断缩小的版图元件将成为关键,它们还可以更好地处理电路上的寄生效应和高速效应。

在 GaN 和 MEMS 等射频领域产生的新兴技术将成为创新的另一着眼点。在 MEMS 领域,高性能微机设备正与 CMOS 信号处理和调节电路集成以满足大容量市场需求,比如手机和便携式电子产品。根据 ABI 研究公司的市场调研,到 2008 年手机将不再使用存储器。这要归功于先进技术带来的便携灵活和性能优势,所有这些决定了未来自适应、多功能手机的实现。

本书中不仅将重现上文的各种创新,还会展示与之联系甚密的各种不断发展变化的应用需求和市场机遇。由此可见,这本书要想一直保持射频电路设计的实用指导的地位,必须与时俱进。本书基于此而出版。书中既有对以前版本中诸如谐振电路、阻抗匹配和射频放大器设计等主题的完善,又新增了有关射频前端设计和射频设计工具等内容。不管是针对处在发展变化的射频工业中的射频工程师,还是针对聚焦于信息/通信/娱乐市场融合前沿的远见卓识者,这些信息都很实用。

Cheryl Ajluni, John Blyler

致 谢

没有哪个人是独立的个体。正是得益于许多人从百忙之中抽身相助,才使得 Chris 原书的修订得以完成。这里列出的几位都是新老朋友,他们都慷慨地花费时间和精力为本书的射频前端章节进行了审阅,尤其感谢:Synopsys(美国新思科技)市场部副总 George Zafiropoulos,感谢他重新燃起我对业余无线电的兴趣;MathWork 公司的射频产品经理 Colin Warwick,感谢他细致周全的审阅;Agilent EDA 电子工程师、研发经理 Rick Lazansky;Synapse 的软件工程主管 David Ewing;还有 Clearbrook Technology 会长 George Opsahl。

在准备所有技术信息时,最艰巨的任务之一是选择合适的研究实例。在 Analog Devices 公司和 Agilent Technologies 顾问 Jean Rousset 的帮助下,这项工作也变得易于完成。

要是没有我的合作者和好朋友、Penton 的 *Wireless Systems Design* 杂志的前任编辑 Cheryl Ajluni 的帮助,本书的修订也难以完成。还要感谢 *Microwave and RF* 杂志的主编 Jack Browne,感谢他的真知灼见和在我写作的关键部分同我分享经验。最后,我要感谢两位对任何要出书的作者都很重要的人,他们就是 Elsevier(爱思唯尔,世界领先的科技及医学出版公司)的组稿编辑 Rachel Roumeliotis 和项目经理 Anne B. McGee。感谢所有人的杰出工作!

John Blyler

如果没有许多朋友和同事的辛勤努力,这本《射频电路设计》的修订版将无法面世,在此我向他们致以最诚挚的感谢与敬意。他们的技术贡献、辛勤审阅和中肯的意见给我以莫大的帮助。我尤其要感谢 Doron Aronson、Michael C' deBaca、Joseph Curcurio、John Dunn、Suzanne Graham、Sonia Harrison、Victoria Juarez de Savin、Jim Lev、Daren McClearnon、Tom Quan、Mark Ravenstahl、Craig Schmidt、Dave Smith、Janet Smith、Heidi Vantulden 和 Per Viklund,还要感谢以下公司:Agilent Technologies、Ansoft、Applied Wave Research、Cadence Design Systems、Mentor Graphics、Microwave Software 和 The MathWorks。

此外还要感谢 Anne B. McGee、Ganesan Murugesan 和 Rachel Roumeliotis 等所有同样为本书出力献策的同伴,感谢你们的职业道德、始终如一的帮助和无比的耐心。

感谢 Cindy Shamieh,他精湛的研究技巧为本版书的修订奠定了坚实的基础。他的努力和我们之间永久的友谊是我的全部。

最后,感谢我的朋友和合作者 John Blyler,感谢你让我与你偕行。

Cheryl Ajluni

目 录

第 1 章 元件与系统	1
1.1 导线	1
1.1.1 趋肤效应	1
1.1.2 直导线电感	2
1.2 电阻	2
1.2.1 电阻的等效电路	3
1.3 电容	5
1.3.1 平板电容	5
1.3.2 实际的电容	6
1.3.3 电容的分类	6
1.4 电感	9
1.4.1 实际电感	9
1.4.2 单层空心电感的设计	11
1.4.3 磁芯材料	13
1.5 环形磁芯	13
1.5.1 磁芯的性质	14
1.5.2 铁粉与铁氧体	22
1.6 环形电感设计	22
1.7 实用绕线要点	24
第 2 章 谐振电路	25
2.1 定义	25
2.2 谐振(无耗元件)	27
2.3 有载 Q 值	30
2.3.1 R_s 和 R_L 对有载 Q 值的影响	30
2.3.2 元件 Q 值对有载 Q 值的影响	32
2.4 插入损耗	33
2.5 阻抗变换	35
2.6 耦合谐振电路	37
2.6.1 容性耦合	37
2.6.2 感性耦合	39
2.6.3 有源耦合	40
2.7 小结	43
第 3 章 滤波器设计	44
3.1 背景	44
3.2 现代滤波器设计	47

3.3	归一化低通原型	47
3.4	滤波器的类型	48
3.4.1	巴特沃思响应	48
3.4.2	切比雪夫响应	53
3.4.3	贝塞尔滤波器	64
3.5	频率和阻抗的反归一化	67
3.6	高通滤波器设计	69
3.7	对偶网络	71
3.8	带通滤波器设计	72
3.9	带通滤波器设计步骤小结	74
3.10	带阻滤波器设计	75
3.11	有限 Q 值的影响	76
第4章	阻抗匹配	78
4.1	背景	78
4.2	L 形网络	79
4.3	复负载的匹配问题	82
4.4	三元件匹配	84
4.4.1	Π 形网络	85
4.4.2	T 形网络	86
4.5	低 Q 或宽带匹配网络	89
4.6	史密斯圆图	90
4.6.1	史密斯圆图的结构	90
4.6.2	基本史密斯圆图的要点	93
4.6.3	阻抗值标定	93
4.6.4	在史密斯圆图上进行阻抗运算	97
4.6.5	阻抗到导纳的转换	99
4.6.6	在史密斯圆图上进行导纳运算	102
4.7	在史密斯圆图上进行阻抗匹配	106
4.7.1	两元件匹配	106
4.7.2	三元件匹配	107
4.7.3	多元件匹配	112
4.8	软件设计工具	114
4.8.1	史密斯圆图工具	114
4.8.2	集成设计工具	116
4.9	小结	121
第5章	射频晶体管	122
5.1	射频晶体管材料	122
5.2	晶体管的等效电路	123
5.2.1	输入阻抗	124
5.2.2	输出阻抗	125

5.2.3	反馈特性	127
5.2.4	增益	127
5.2.5	晶体管开关	128
5.2.6	微电子机械系统(MEMS)开关	129
5.3	Y 参数	129
5.3.1	晶体管的二端口网络模型	130
5.3.2	二端口网络的 Y 参数	130
5.4	S 参数	131
5.4.1	传输线理论基础	131
5.4.2	S 参数和二端口网络	133
5.5	理解射频晶体管的数据手册	136
5.6	小结	145
第 6 章	小信号射频放大器设计	146
6.1	一些定义	146
6.2	晶体管偏置	148
6.3	利用 Y 参数(导纳参数)设计	153
6.3.1	稳定性计算	153
6.3.2	最大资用增益	154
6.3.3	双共轭匹配(无条件稳定晶体管)	154
6.3.4	转换增益	165
6.3.5	利用潜在不稳定晶体管进行设计	166
6.4	用 S 参数(散射参数)进行设计	168
6.4.1	稳定性	168
6.4.2	最大资用增益	169
6.4.3	双共轭匹配(无条件稳定晶体管)	169
6.4.4	转换增益	174
6.4.5	固定增益的设计	174
6.4.6	稳定圆	179
6.4.7	最佳噪声系数设计	182
6.4.8	设计举例	192
第 7 章	射频(大信号)功率放大器	198
7.1	射频功率晶体管特性	198
7.1.1	射频功率晶体管的数据表	198
7.2	晶体管偏置	203
7.2.1	A 类放大器和线性度	203
7.2.2	B 类功率放大器	205
7.2.3	C 类功率放大器	206
7.3	射频半导体器件	207
7.3.1	单片微波集成电路(MMIC)	208
7.4	功率放大器设计	208

7.4.1	最佳集电极负载电阻	209
7.4.2	驱动放大器和级间匹配	210
7.5	同轴馈线的匹配	211
7.6	自动保护电路	212
7.7	宽带变压器	213
7.7.1	功率分配器	214
7.7.2	功率合成器	214
7.8	实用绕线建议	215
7.9	小结	216
第 8 章	射频前端电路设计	217
8.1	高层次的集成	217
8.2	基本的接收机结构	219
8.2.1	调幅检波接收机	219
8.2.2	射频调谐接收机	222
8.2.3	直接变频接收机	222
8.2.4	超外差接收机	224
8.2.5	前端放大器	230
8.2.6	选择性	231
8.3	模数转换器对前端设计的影响	232
8.4	软件无线电	233
8.5	现代通信接收机案例分析	233
8.5.1	中频放大器设计	236
第 9 章	射频设计工具	238
9.1	设计工具基础	238
9.2	设计语言	239
9.2.1	Verilog	239
9.2.2	Verilog-AMS	239
9.2.3	Verilog-A	239
9.2.4	SystemVerilog	240
9.2.5	VHDL	240
9.2.6	VHDL-AMS	240
9.2.7	VHDL-AMS/FD	242
9.2.8	VHDL-RF/MW	243
9.2.9	C/C++	243
9.2.10	SystemC	243
9.2.11	MATLAB/RF 工具箱/Simulink	243
9.2.12	SPICE	244
9.3	RFIC 设计流程	244
9.3.1	系统级设计	245
9.3.2	电路设计	245

9.3.3	电路版图	247
9.3.4	参数提取	247
9.3.5	全芯片验证	247
9.4	RFIC 设计流程举例	247
9.4.1	HDL 多级仿真	248
9.4.2	模块电路设计	248
9.4.3	具体实现	248
9.4.4	参数提取	249
9.4.5	校准模型	249
9.5	仿真实例 1	249
9.6	仿真实例 2	251
9.7	建模	252
9.7.1	建模问题	253
9.8	印制电路板设计	254
9.8.1	流程	254
9.8.2	PCB 设计工具	256
9.9	封装	257
9.9.1	封装形式的选择	257
9.9.2	设计方案	258
9.10	实例研究	258
9.10.1	系统级收发信机设计	259
9.10.2	接收机电路设计	259
9.10.3	低噪声放大器(LNA)设计	259
9.10.4	器件特性	260
9.10.5	电路设计	260
9.10.6	下变频电路设计	261
9.10.7	发射机电路设计	262
9.10.8	上变频器设计	262
9.10.9	混频器设计	263
9.10.10	功率放大器(PA)设计	263
9.10.11	功率放大器的器件特性	264
9.10.12	功率放大器电路设计	264
9.11	小结	265
附录 A	射频与天线	266
附录 B	相量代数	268
参考文献		272

第1章 元件与系统

射频电路是由许许多多零散的元件组成的，人们对这些元件有时确信不疑。电容果真是电容吗？一只标称 $1\text{ M}\Omega$ 的电阻就真的至少 $1\text{ M}\Omega$ 吗？电感的电抗总是随频率增加，对吗？好，在后面的讨论中你会发现，其实元件并非如想象的那样简单。在一定的频率上，电容可能根本就不是电容了，而表现为感性；相反，电感可能表现得像个电容，电阻则兼会呈现容性或感性。

这一章将讨论与电路设计相关的电阻、电容和电感的射频特性。首先，让我们了解一下系统中最简单的元件，并考察其在射频上存在的问题。

1.1 导线

射频电路中的导线形式有很多种，绕线式电阻、电感以及轴向或径向引脚的电容都用到一定线径和长度的导线作为引脚，或应用于器件的内部，导线也常应用于射频低频段的电路互连中。导线在射频频段的特性很大程度上取决于它的直径和长度。表 1.1 列出了 AWG(美国导线标准)体系中每一种线的规格，包括相对应的线径以及其他射频电路设计人员感兴趣的参数。在 AWG 系统中，间隔 6 个的线规其直径约增加一倍。因此，如果记住了表中最后 6 种导线标准线径大小的话，无须查表就可以据此推出所有其他的标准线径(例 1.1)。

例 1.1 已知 AWG 50 导线的直径是 1.0 mil (0.001 in)，试问 AWG 14 导线对应的直径是多少？

解：AWG 50 = 1 mil

AWG 44 = $2 \times 1\text{ mil} = 2\text{ mil}$

AWG 38 = $2 \times 2\text{ mils} = 4\text{ mil}$

AWG 32 = $2 \times 4\text{ mils} = 8\text{ mil}$

AWG 26 = $2 \times 8\text{ mils} = 16\text{ mil}$

AWG 20 = $2 \times 16\text{ mils} = 32\text{ mil}$

AWG 14 = $2 \times 32\text{ mils} = 64\text{ mil}$ (0.064 in)

1.1.1 趋肤效应

在低频时，导体的整个横截面都是载流子转移的通路。随着频率的增加，导体中心的磁场强度增加，对载流子表现出了一定的电阻，从而使导体中心的电流密度减小，导体边缘附近的电流密度增大。这种在导体边沿附近电流密度增大的现象称为趋肤效应。这种现象存在于所有的导体中，包括电阻、电容和电感的引脚线。

从导体表面到内部，其电流密度逐渐减小。深入导体内部一定的深度，对应的电流密度降至表面密度的 $1/e$ 或 37% 时，这个深度即称为趋肤深度。因此，不同的导体如银、铝和铜等对应的趋肤深度也不一样。

趋肤深度最终导致导体横截面的有效面积减小,使导线的交流电阻增加,如图 1.1 所示。例如,金属铜在 60 Hz 的趋附深度近似为 0.85 cm,而在 1 MHz 的趋附深度为 0.007 cm,也就是大约 63% 的射频电流将集中在铜线外表面 0.007 cm 的深度范围内传导。

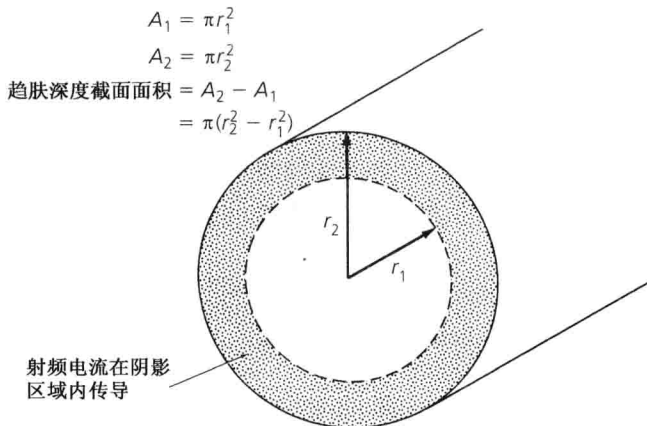


图 1.1 导体的趋肤深度面积

1.1.2 直导线电感

任何介质周围的载流导体中都会产生磁场。如果导体中的电流是交变的,产生的磁场也将交替地变化(扩张和收缩),将在导线上产生电压对抗电流的任何变化。这种对抗变化称为自电感,称拥有这种性质的结构器件为电感。直导线的电感似乎很不起眼,但通过本章稍后的讨论,就会发现随着频率升高,这种电感将变得越发重要。

直导线的电感量由导线的长度和直径决定,关系式如下:

$$L = 0.002l \left[2.3 \log \left(\frac{4l}{d} \right) - 0.75 \right] \mu\text{H} \quad (1.1)$$

其中, L 为电感值,单位为 μH ; l 为导线的长度,单位为 cm ; d 为导线的直径,单位为 cm 。

例 1.2 就用到了上面的计算公式。

例 1.2 计算长度为 5 cm 的 22 号铜线的电感值。

解: 由表 1.1 知, 22 号铜线的直径为 25.3 mil, 1 mil = $2.54 \times 10^{-3} \text{ cm}$, 所以该导线长度为 0.0643 cm, 代入式(1.1)得

$$L = (0.002)(5) \left[2.3 \log \left(\frac{4(5)}{0.0643} \right) - 0.75 \right] = 50 \text{ nH}$$

电感的概念之所以重要是因为射频频段上几乎所有的导体(包括连接线, 电容器引脚线, 等等)都存在感性。本章将就电感进行更详细的讨论。

1.2 电阻

电阻是一种材料的特性, 决定了材料对于给定的电流将电能转化为热能的能力。

定义:

1 Ω (欧姆) 电阻两端加 1 V (伏特) 的电压 = 1 C/s (库仑每秒) 的电流 = 1 A (安培)

这时产生的热耗散功率为 1 W(瓦特)。

$$P = EI = 1 \text{ V} \times 1 \text{ A} = 1 \text{ W}$$

电阻在电路中很常用,如在晶体管偏置网络、衰减器以及信号合成器中。然而,很少有人考虑一只电阻在直流以外的实际工作特性。一些情况下,如在晶体管偏置网络中,电阻要表现出直流电路的功能,但是它也会影响电路的射频工作点。

1.2.1 电阻的等效电路

电阻的射频等效电路如图 1.2 所示, R 表示电阻本身的阻值, L 是引线电感, C 是寄生电容的总和,与电阻的结构有关。众所周知,碳膜电阻的高频性能不理想,一只碳膜电阻一般由浓密的电介质微粒或是碳微粒组成。在每对碳微粒之间就有微小的电容存在,然而这些寄生电容累加起来的作用是不能忽略的,它们是元件等效电路中电容的主要成分。

绕线电阻在射频上同样存在问题。可以预料,这些电阻随着频率的变化可能呈现出大范围的阻抗变化。在 10 ~ 200 MHz 的频率范围内,对于低阻值电阻而言,这种变化特别明显。图 1.2 所示等效电路中的电感 L ,其绕线电阻的等效电感要远大于碳膜电阻,其值可以用单层空气线圈电感的近似公式计算。这一公式会在本章稍后部分进行讨论。由于绕线电阻看起来与电感类似,如图 1.3 所示,开始时,阻抗随频率升高而增加,随后在一些特定的频率(F_r)点上,电感(L)与并联的电容(C)发生谐振,产生一个阻抗峰,当频率进一步增加时电阻的阻抗呈下降趋势。

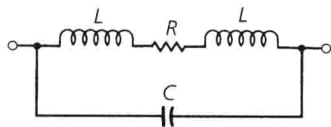


图 1.2

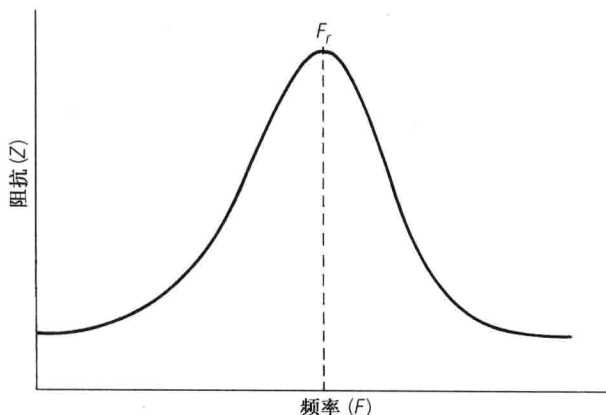


图 1.3 绕线电阻的阻抗特性

金属膜电阻随频率变化所表现的特性最好,它的等效电路与碳膜电阻以及绕线式电阻的相同,但等效电路中各寄生元件较小。

如图 1.4 所示,当频率高于 10 MHz 时,金属膜电阻的阻抗值呈下降趋势。这是由于等效电路中的寄生电容的影响。在高频上,对低阻值电阻(小于 50 Ω),引线电感和趋肤效应的影响将十分显著。图 1.4 为 5 Ω 的电阻变化的示意图,其引线电感会产生一个谐振峰,趋肤效应使得曲线随频率变化的斜率减小。

很多制造商都提供电阻在射频频段的相关性能数据,但这往往让人被误导。一旦你理解了电阻特性变化的机理,可以不管数据是以什么样的形式给出的。例 1.3 将阐述这一事实。

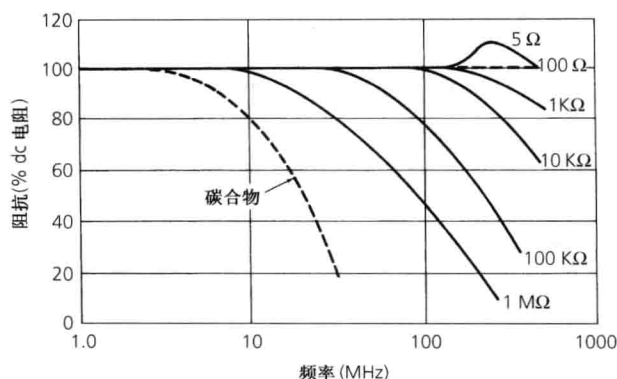


图 1.4 金属膜电阻与碳合物电阻频率特性对比

例 1.3 图 1.2 中金属膜电阻的引线用 AWG14 号线, 线长为 1.27 cm (0.5 in)。总的寄生电容 (C) 为 0.3 pF。如果电阻是 10 000 Ω , 它在 200 MHz 上的等效射频阻抗是多少?

解: 由表 1.1 知, AWG14 号线的直径为 64.1 mil (0.1628 cm)。因此, 利用式 (1.1):

$$L = (0.002)(1.27) \left[2.3 \log \left(\frac{4(1.27)}{0.1628} \right) - 0.75 \right] = 8.7 \text{ nH}$$

这一电感在 200 MHz 上的等效电抗是

$$X_L = \omega L = 2\pi(200 \times 10^6)(8.7 \times 10^{-9}) = 10.93 \text{ } \Omega$$

电容的等效电抗是

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi(200 \times 10^6)(0.3 \times 10^{-12})} = 2653 \text{ } \Omega$$

图 1.5 示出了在 200 MHz 时该电阻对应的组合等效电路。

从前面的演算可以看出, 在这种情况下, 引线电感与 10 k Ω 串联电阻相比可以忽略。另一方面, 电容则不能忽略。有效的是 2653 Ω 的电抗和 10 000 Ω 的电阻并联, 总的阻抗模是:

$$Z = \frac{RX_e}{\sqrt{R^2 + X_e^2}} = \frac{(10 \text{ k}\Omega)(2653)}{\sqrt{(1000 \text{ k}\Omega)^2 + (2653)^2}} = 2564.3 \text{ } \Omega$$

这样, 10 K 的电阻在 200 MHz 上看起来就像 2564 Ω 。

当今电阻技术趋势是消除或大幅度减小与电阻元件相伴的寄生电抗, 这也促进了薄膜贴片电阻的发展, 如图 1.6 所示。它们大多是在氧化铝或铍化物衬底上生长而成的, 并且从直流到 2 GHz 频率范围内表现出的寄生电抗相当小。

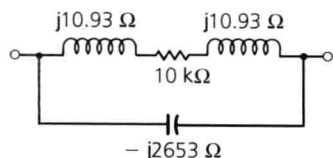


图 1.5 例 1.3 电阻等效电路值

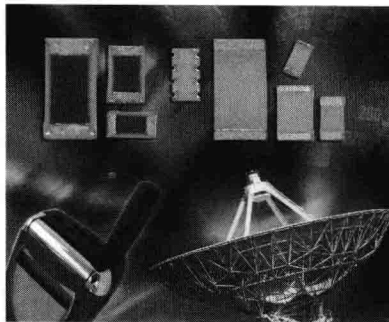


图 1.6 薄膜贴片电阻 (Courtesy of Vishay Intertechnology 授权)

1.3 电容

电容在射频电路中的应用非常广泛,如旁路、级间耦合以及谐振电路和滤波器等。然而有一点需要注意,并不是所有的电容都能很好地适合上述场合的应用。关于电容,一个射频电路设计者的首要任务就是为特定的应用选择最合适的电容。成本常常是选择过程中要考虑的主要因素之一,因此会出现很多折中的处理。本节将研究电容的等效电路,考察一些射频上应用的不同种类的电容,看看哪一种最适合特定的应用。

1.3.1 平板电容

任何含有被绝缘材料或电介质隔开的两块导体表面的器件都是电容。电介质通常是陶瓷、空气、纸、云母、塑料、薄膜、玻璃或油脂。一个电容的电容量表示当导体之间存在一个电位差时,电容允许存储电荷的能力。电容的单位是法拉(F)。1 F 的电容表示当电荷量充至为 1C 时,两端的电位差升为 1 V。

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

其中, C 表示电容,单位是 F(法); Q 表示电量,单位是 C(库仑); V 表示电压,单位是 V(伏特)。

然而,由于法这样的单位太大,实际使用起来不方便,所以引入几个小一些的单位——微法、皮法。

$$1 \text{ 微法} = 1 \text{ } \mu\text{F} = 1 \times 10^{-6} \text{ F}$$

$$1 \text{ 皮法} = 1 \text{ pF} = 1 \times 10^{-12} \text{ F}$$

如前所述,电容的基本形式就是被某种电介质材料隔开的两块金属平板。如果知道每块平板的面积 A ,平板间的距离 d ,以及电介质材料的介电常数 $\varepsilon(\text{F/m})$,则平板电容的电容值可以由下式计算:

$$C = \frac{0.2249\varepsilon A}{d\varepsilon_0} \text{ pF} \quad (1.2)$$

其中, ε_0 表示自由空间介电常数,其值为 $8.854 \times 10^{-12} \text{ F/m}$ 。

式(1.2)中,面积 A 必须远大于距离 d ,对于给定的材料, ε 与 ε_0 之比称为材料的相对介电常数(K^①)。相对介电常数是给定电介质的介电常数与空气介电常数的比值,对空气而言该值当然为 1。如果材料的相对介电常数大于 1,则将该材料用于电容中充当介质时,其电容值大于使用相同厚度的空气为介质时的电容值。因此,如果以相对介电常数为 3 的材料为

介质	K
空气	1
聚乙烯	2.5
纸	4
云母	5
陶瓷(低介电常数)	10
陶瓷(高介电常数)	100 ~ 10 000

图 1.7 几种常见材料的相对介电常数

介质,则相应的电容值是空气介质的 3 倍。对于给定的电容值,用具有较高介电常数的电介

① K 大写,表示相对介电常数,国内常用 ε_r 表示。——译者注

质制作出来的电容更小巧。但正是由于介质在决定电容值时如此关键,使得电容的工作性能也极易受到电介质各方面参数的影响,其频率特性和温度特性往往很重要。

1.3.2 实际的电容

电容的应用主要取决于它的介质特性,同时介质特性也决定了电容的耐压和工作温度范围。因此,介质的任何损耗和缺陷都会对电路工作产生很大的影响。

电容的等效电路如图 1.8 所示,其中 C 是等效电容值, R_s 表示功率因子(PF)或耗散因子(DF)的热损耗, R_p 表示绝缘电阻, L 表示平板和引线的寄生电感。现在需要给出一些定义。

功率因子(PF)——在一个理想电容中,交变电流的相位超前外加电压 90° 。由于总的串联电阻($R_s + R_p$)的存在,这一相位角会小一些。因此定义功率因子为

$$\text{PF} = \cos \phi$$

功率因子是温度、频率以及介质材料本身参数的函数。

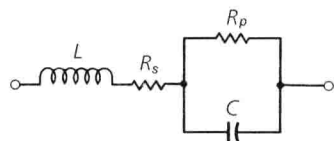


图 1.8 电容的等效电路

绝缘电阻——该参数是当外加直流电压时通过电容介质

材料电流量的一个测度。没有理想的绝缘材料,因此一定会有漏电流存在。在等效电路中,该电流通路用 R_p 表示,其典型值为 $100\,000\,\text{M}\Omega$ 或者更大。

有效串联电阻——简称为 ESR,该电阻为 R_s 和 R_p 作用的等效总和,是电容的交流电阻。

$$\text{ESR} = \frac{\text{PF}}{\omega C} (1 \times 10^6)$$

其中, $\omega = 2\pi f$ 。

耗散因子(DF)——表示电容的交流电阻与电容电抗的比值,由下式给出:

$$\text{DF} = \frac{\text{ESR}}{X_c} \times 100\%$$

Q ——电路的 Q 值等于 DF 的倒数,定义为电容器的品质因数:

$$Q = \frac{1}{\text{DF}} = \frac{X_c}{\text{ESR}}$$

因此,电容器的 Q 值越大越好。

从图 1.9 中可以看出电容不理想时产生的影响,图中分别给出了理想电容和实际电容的阻抗特性。如图所示,随着工作频率的升高,引线电感的影响越来越大。最终,在频率 F_r 上电感与电容发生串联谐振。当频率高于 F_r 时,电容实际的作用更像是一个电感。一般而言,大电容的内自感比小电容的内自感大。因此,由于内部结构的关系,用于 $250\,\text{MHz}$ 旁路时,一个 $0.1\,\mu\text{F}$ 的电容可能还不如一个 $300\,\text{pF}$ 的电容好,这也取决于它的内部结构。换句话说,根据电抗的经典公式 $X_c = \frac{1}{\omega C}$,对于给定的频率,电容值越大电抗越小。然而,当频率高到一定程度时,一个 $0.1\,\mu\text{F}$ 的电容对信号所表现的阻抗或许比一个 $300\,\text{pF}$ 的电容还要大。这是设计 $100\,\text{MHz}$ 以上电路时必须要考虑的问题。理想的情况下,对应用于 VHF 或者 HF 频段上的元件,相应的设计都应该在与图 1.10 类似的网络分析仪上进行检验,这有助于使设计人员在电路中使用器件之前准确地了解所采用器件的特性。

1.3.3 电容的分类

用于制造电容的电介质有很多种,例如纸、塑料、陶瓷、云母、聚苯乙烯、聚碳酸酯、聚