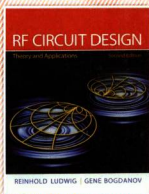


PEARSON

# 射频电路设计 ——理论与应用 (第二版)

**RF Circuit Design**  
Theory and Applications, Second Edition



[美] Reinhold Ludwig 著  
Gene Bogdanov

王子宇 王心悦 等译



电子工业出版社  
PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

<http://www.phei.com.cn>

# 射频电路设计——理论与应用 (第二版)

## RF Circuit Design Theory and Applications, Second Edition

### 全面覆盖高频电路分析和设计的基本概念

本书从低频电路理论到射频、微波电路理论的演化过程出发,讨论以低频电路理论为基础结合高频电压、电流的波动特征来分析和设计射频、微波系统的方法——微波等效电路法,使不具备电磁场理论和微波技术背景的读者也能了解和掌握射频、微波电路的基本设计原则和方法。全书共10章,涵盖传输线、匹配网络、滤波器、混频器、放大器和振荡器等主要射频微波系统单元的理论分析和设计问题及电路分析工具(圆图、网络参量和信号流图)。书中例题非常有实用价值。全书大多数电路都经过ADS仿真,并提供标准MATLAB计算程序。

本书自成体系,仅需很少模拟电路设计及电磁场理论知识。每章包含“应用讲座”单元,给出许多电路应用实例,其详细设计过程引导读者顺利应用书中介绍的理论原则。

教材配套网址: [http://ece.wpi.edu/RF\\_Circuit\\_Design](http://ece.wpi.edu/RF_Circuit_Design)

本书重点关注高频领域的如下重要问题:

- 无源电路元件的特性和电路板材料
- 传输线和微带线的基础知识
- 圆图、网络模型、散射参量等分析工具
- 谐振器、巴特沃斯和切比雪夫滤波器、微带线的设计和实现
- 二极管、三极管的半导体物理基础和等效电路
- 匹配网络和偏置网络
- 放大器及其增益、稳定性和噪声特性
- 振荡器的基本概念、谐波分析和噪声特性
- 有源、无源混频器的基本概念

作者简介

**Reinhold Ludwig**

美国伍斯特技术学院电气与计算机工程系教授。教学和科研领域包括高频电路、核磁共振成像和传感器。

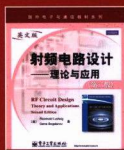
**Gene Bogdanov**

美国伍斯特技术学院副教授。讲授微处理器设计课程,并研究用于核磁共振成像的射频线圈。

### 相关图书



ISBN 978-7-121-13466-1



ISBN 978-7-121-10095-6



PEARSON

[www.pearson.com](http://www.pearson.com)

ISBN 978-7-121-08531-4



9 787121 085314 >

定价: 59.00 元



策划编辑: 马 岚  
责任编辑: 马 岚  
责任美编: 张 丹



免费注册 获取优质教学资源  
<http://www.hxedu.com.cn>

国外电子与通信教材系列

# 射频电路设计 ——理论与应用

(第二版)

RF Circuit Design  
Theory and Applications

Second Edition

[美] Reinhold Ludwig 著  
Gene Bogdanov

王子宇 王心悦 等译

电子工业出版社  
Publishing House of Electronics Industry

## 内 容 简 介

本书从低频电路理论到射频、微波电路理论的演化过程出发,讨论以低频电路理论为基础结合高频电压、电流的波动特征来分析和设计射频、微波系统的方法——微波等效电路法,使不具备电磁场理论和微波技术背景的读者也能了解和掌握射频、微波电路的基本设计原则和方法。全书共10章,涵盖传输线、匹配网络、滤波器、混频器、放大器和振荡器等主要射频微波系统单元的理论分析和设计问题及电路分析工具(圆图、网络参量和信号流图)。书中例题非常有实用价值。全书大多数电路都经过ADS仿真,并提供标准MATLAB计算程序。

本书适合作为通信、电子类科学学生的射频电路设计课程用书,也适合工程技术人员参考。

Authorized translation from the English language edition, entitled RF Circuit Design: Theory and Applications, Second Edition, 9780131471375 by Reinhold Ludwig, Gene Bogdanov; published by Pearson Education, Inc., publishing as Prentice Hall, Copyright © 2009 Pearson Education Inc.

All rights reserved. No part of this book may be reproduced or transmitted in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopying, recording or by any information storage retrieval system, without permission from Pearson Education, Inc.

CHINESE SIMPLIFIED language edition published by PEARSON EDUCATION ASIA LTD., and PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY Copyright © 2013.

本书中文简体字版专有出版权由 Pearson Education(培生教育出版集团)授予电子工业出版社。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。

本书封面贴有 Pearson Education(培生教育出版集团)激光防伪标签,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:理论与应用:第2版/(美)路德维格(Ludwig, R.), (美)波格丹诺夫(Bogdanov, G.)著;王子宇,王心悦等译. —北京:电子工业出版社,2013.8

(国外电子与通信教材系列)

书名原文:RF Circuit Design: Theory and Applications, Second Edition

ISBN 978-7-121-08531-4

I. ①射… II. ①路… ②波… ③王… ④王… III. ①射频电路-电路设计-教材 IV. ①TN710.02

中国版本图书馆CIP数据核字(2009)第039531号

策划编辑:马 岚

责任编辑:马 岚 特约编辑:马爱文

印 刷:涿州市京南印刷厂

装 订:涿州市京南印刷厂

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:28.75 字数:736千字

印 次:2013年8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 zlt@phei.com.cn,盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线:(010)88258888。

## 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很有好处。

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工作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 and 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”。

为做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、南京邮电大学、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、中山大学、哈尔滨工业大学、西南交通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	北京邮电大学校长、教授、博士生导师
	杨千里	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、博士生导师
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分委员会委员
	徐安士	北京大学教授、博士生导师、电子学系主任
	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
	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分委员会委员
	阮秋琦	北京交通大学教授、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 国务院学位委员会学科评议组成员
	张晓林	北京航空航天大学教授、博士生导师、电子信息工程学院院长 教育部电子信息科学与电气信息类基础课程教学指导分委员会副主任委员 中国电子学会常务理事
	郑宝玉	南京邮电大学副校长、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分委员会副主任委员
	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分委员会委员
	毛军发	上海交通大学教授、博士生导师、电子信息与电气工程学院副院长 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、《中国邮电高校学报(英文版)》编委会主任
	钟允若	原邮电科学研究院副院长、总工程师
	刘 影	中国通信学会副理事长兼秘书长, 教授级高工 信息产业部通信科技委副主任
	杜振民	电子工业出版社原副社长
	王志功	东南大学教授、博士生导师、射频与光电集成电路研究所所长 教育部高等学校电子电气基础课程教学指导分委员会主任委员
	张中兆	哈尔滨工业大学教授、博士生导师、电子与信息技术研究院院长
	范平志	西南交通大学教授、博士生导师、信息科学与技术学院院长

# 目 录

第1章 引言 .....	1
1.1 射频电路设计的重要性 .....	1
1.2 量纲和单位 .....	5
1.3 频谱 .....	7
1.4 无源元件的射频特性 .....	8
1.5 贴片元件及电路板 .....	17
1.6 射频电路制作方法 .....	20
应用讲座: 线圈电感的测量 .....	21
1.7 小结 .....	22
阅读文献 .....	23
习题 .....	23
第2章 传输线理论 .....	28
2.1 传输线理论的实质 .....	28
2.2 传输线实例 .....	30
2.3 等效电路模型 .....	33
2.4 理论基础 .....	35
2.5 平行板传输线的电路参数 .....	38
2.6 传输线结构小结 .....	41
2.7 传输线方程 .....	41
2.8 微带传输线 .....	46
2.9 终端加载的无损传输线 .....	49
2.10 典型的终端条件 .....	53
2.11 连接波源、负载的传输线 .....	58
应用讲座: 有载同轴电缆阻抗的测量 .....	63
2.12 小结 .....	64
阅读文献 .....	65
习题 .....	65
第3章 史密斯圆图 .....	69
3.1 反射系数与负载阻抗 .....	69
3.2 阻抗变换 .....	74
3.3 导纳变换 .....	82



3.4 并联和串联电路 .....	84
应用讲座: 史密斯圆图的应用 .....	89
3.5 小结 .....	90
阅读文献 .....	91
习题 .....	92
<b>第4章 单端口网络和多端口网络</b> .....	<b>97</b>
4.1 基本定义 .....	97
4.2 互联网络 .....	103
4.3 网络特性及其应用 .....	108
4.4 散射参量 .....	112
应用讲座: 电阻网络衰减器 .....	127
4.5 小结 .....	129
阅读文献 .....	130
习题 .....	131
<b>第5章 射频滤波器设计</b> .....	<b>135</b>
5.1 谐振器和滤波器的基本结构 .....	135
5.2 特定滤波器的设计 .....	147
5.3 滤波器的实现 .....	160
5.4 耦合微带线滤波器 .....	168
应用讲座: 低通微带线滤波器的实现 .....	174
5.5 小结 .....	176
阅读文献 .....	177
习题 .....	178
<b>第6章 射频有源器件</b> .....	<b>182</b>
6.1 半导体物理基础 .....	182
6.2 射频二极管 .....	194
6.3 双极晶体管 .....	204
6.4 射频场效应晶体管 .....	215
6.5 金属氧化物半导体晶体管 .....	221
6.6 高电子迁移率晶体管 .....	223
6.7 半导体技术的发展趋势 .....	227
应用讲座: 射频功率晶体管的内部结构 .....	229
6.8 小结 .....	230
阅读文献 .....	232
习题 .....	233

<b>第7章 射频有源器件模型</b>	236
7.1 二极管模型	236
7.2 晶体管模型	240
7.3 有源器件的测量	257
7.4 器件特性的散射参量	261
应用讲座: 采用电路仿真软件为射频晶体管建模	264
7.5 小结	267
阅读文献	268
习题	269
<b>第8章 匹配网络和偏置网络</b>	273
8.1 采用分立元件的匹配网络	273
8.2 微带线匹配网络	287
8.3 放大器的工作状态和偏置网络	295
应用讲座: 设计 7 GHz 高电子迁移率晶体管放大器的匹配网络和偏置网络	303
8.4 小结	307
阅读文献	308
习题	308
<b>第9章 射频晶体管放大器设计</b>	311
9.1 放大器的特性指标	311
9.2 放大器的功率关系	312
9.3 稳定性判别	316
9.4 增益恒定	324
9.5 噪声系数圆	335
9.6 等驻波系数圆	338
9.7 宽带放大器、大功率放大器和多级放大器	341
应用讲座: 中功率放大器模型性能参数的测量	353
9.8 小结	356
阅读文献	357
习题	357
<b>第10章 振荡器和混频器</b>	361
10.1 振荡器的基本模型	361
10.2 高频振荡器电路	380
10.3 混频器的基本特征	392
应用讲座: 采用谐波平衡分析法仿真实际的振荡器	408
10.4 小结	414
阅读文献	415
习题	416

附录 A 常用物理量和单位 .....	419
附录 B 圆柱导体的趋肤公式 .....	422
附录 C 复数 .....	424
附录 D 矩阵变换 .....	425
附录 E 半导体材料的物理参量 .....	427
附录 F 二极管的无限长模型和有限长模型 .....	428
附录 G 耦合器 .....	430
附录 H 噪声分析 .....	435
附录 I MATLAB 简介 .....	443

# 第1章 引言

近几年,模拟和数字电路设计工程师们一直在不断地开发和改进电路,以适应其日益提高的工作频率。无线通信系统中,覆盖从吉赫兹频段的低端到高端的模拟电路、微处理器、存储芯片、大型计算机外围设备、工作站及个人计算机中的时钟频率的快速提高,都是这种趋势的代表。全球定位系统所用的工作频段是1227.60~1575.42 MHz,无线局域网和高性能无线局域网 HiperLAN<sup>①</sup>工作在2.4 GHz,光通信信道可传输高达每秒40吉比特(Gbps)的数据。个人通信系统(Personal Communication System, PCS)中的低噪声放大器一般工作在1.9 GHz,它可安装于尺度为10美分大小的电路板上。C波段卫星广播系统包括4 GHz的上行信道和6 GHz的下行信道。总的来说,由于无线通信的快速扩张,工作频率在1 GHz以上,集成度更高的放大器、滤波器、混频器正在不断地被设计出来并投入使用。毫无疑问,这种趋势将会持续下去,这不仅将导致具有独特性能的电子系统的问世,也将带来在传统低频系统设计中不曾遇到的挑战。

本章回顾了电路由低频到高频演变过程的意义,讨论了导致设计、优化高频电路的新型工程技术方法的动机和实际原因。移动电话中的电路被作为研究对象,以描述本书的目标、研究对象和内容安排,电路中的各种元件将在随后章节中更仔细地讨论。

本章首先简要回顾、讨论并解释电路从直流到高频工作模式的转变。随着工作频率的提高,当电磁波的相应波长可与分立电路中的元件尺度相比拟时,电阻、电容、电感的电学特性将逐渐偏离它们的理想频率响应。本章的目的在于,使读者正确评价和理解高频无源元件的特性。特别是,由于高级的复杂测试设备的应用,设计工程师更应准确理解为什么电路的高频响应与低频响应不同。如果没有这些知识,实现和理解高性能系统的特殊要求是不可能的。

## 集中参数理论

电路元件的空间分布尺度为零(点状)。

## 分布参数理论

电路元件相对于工作波长,具有有限的空间分布尺度。

## 1.1 射频电路设计的重要性

最初的电子线路设计大约要追溯到18世纪末和19世纪初,当时能够可靠工作的电池已经问世。以发明者伏特(A. Volta, 1745—1827)命名的伏打电池能够为早期的原始电路提供可靠的直流(DC)驱动能量。然而,人们很快就发现低频交流电源(AC)能更有效地传输电能,且长距离传输的损耗更小。传输低频交流电能的有效方法是,使用依据法拉第(Faraday)电磁感

<sup>①</sup> HiperLAN, 即 High Performance Local Area Network, 是欧洲提出的一种无线局域网标准。——译者注

应定律工作的变压器。由于查尔斯·施泰因梅茨(Charles Steinmetz), 托马斯·爱迪生(Thomas Edison), 维尔纳·西门子(Werner Siemens)和尼古拉·特斯拉(Nikola Tesla)等著名工程师的开拓性工作, 发电和送变电工业得到了快速发展并渗入了我们的日常生活。麦克斯韦(James Maxwell, 1831—1879)在1864年撰写并在伦敦皇家科学院发表的一篇论文中提出了电磁场相互耦合的概念, 这种通过空间的耦合可导致波的传播。1887年赫兹(Heinrich Hertz)通过实验证明了电磁能量通过空间的辐射和接收。这个发现确立了无线通信这一快速发展的领域, 其中包括分别在20世纪20年代和30年代问世的无线电广播和电视传输, 以及分别在20世纪80年代和90年代问世的移动电话和全球定位系统(GPS)。根据新千年中的重大事件, 第三代移动电话系统(3G)和高速光通信, 可以预见高频及超高频元器件、模块与系统将得到快速增长。遗憾的是, 设计、开发能够适应当前信息技术领域实际应用的高频电路并非易事。正如下面将要详细讨论的, 仅向电子工程专业的本科一、二年级学生讲授的, 基于基尔霍夫(Kirchhoff)经典电压、电流定律的分析方法, 只能用于分析直流电路及包含电阻、电容和电感网络的低频集中参数系统, 而不能用于受电磁波传播特性制约的高频电路。

本书的主要目的是从理论和实践两方面, 向读者提供当工作频率扩展到射频(RF)和微波(MW)频段时, 模拟电路的设计方法。在此频段内, 通常认为从数百千赫开始, 电信号的相应波长缩短到了与电路的典型尺度相当的临界点, 并开始影响电路的功能。此时, 基于基尔霍夫理论的经典电路分析原理就失效了。从应用的角度来看, 电路设计工程师将面临如下问题:

- 在什么频率以上, 经典电路分析理论就需要修正?
- 什么原因造成了电子元器件的高频特性与低频特性的巨大区别?
- 是什么样的“新”理论替代了经典的基尔霍夫理论?
- 如何将这个新理论应用于实际的高频模拟电路设计?

### 移动电话元件

移动电话的关键元件包括:

- (a) 天线
- (b) 射频开关
- (c) 功率放大器(Power Amplifier, PA)
- (d) 低噪声放大器(Lower-Noise Amplifier, LNA)
- (e) 混频器
- (f) 压控振荡器(Voltage-Controlled Oscillator, VCO)
- (g) 滤波器(带通, 低通)
- (h) 数-模转换器(DAC)和模-数转换器(ADC)
- (i) 数字基带信号处理器

本书力图全面回答这些问题, 不仅从理论方面, 还将通过大量实例和项目设计介绍具体的应用。

为了更清楚地确定将要讨论的问题, 下面先分析图1.1所示的典型射频系统。

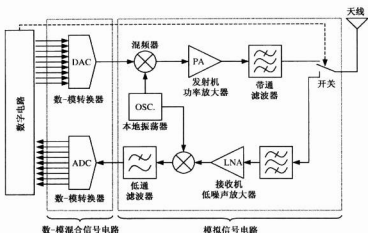


图 1.1 典型射频系统框图

这个系统的典型应用是移动电话和无线局域网（wireless local area network, WLAN）。图 1.1 所示的整个系统框图可称为收发器（transceiver），因为它包括了共用一个天线进行通信的发射电路和接收电路。在这个系统中，输入信号（声音或计算机产生的数字信号）首先进行数字处理。如果信号是声音，如移动电话中的情况，那么信号将先被转换为数字模式，然后进行压缩以减少传输时间，最后采用适当的编码以减少噪声和传输误码。

完成了输入信号的数字处理后，再通过数-模转换电路恢复为模拟形式。这个低频模拟信号与本地振荡器产生的高频载波信号混频，混频信号再经过功率放大器（power amplifier, PA）放大，然后到达天线。天线的任务是将经过编码处理的信息以电磁波的形式发送到自由空间。

首先重点讨论图 1.1 所示系统框图的发射电路中的功率放大器。它可以是移动电话中工作频率为 2 GHz 的功率放大器，很可能是一个双级放大器，其中第一级功率放大器的详细电路框图如图 1.2(a) 所示。

### 移动电话单片集成收发器

尽管进行了大量的研发，单片的系统集成芯片（system-on-chip, SoC）方案仍然是个难题。关键的困难是要将数字与模拟混合信号电路及高性能滤波器集成在一个基片上。

注意，信号是通过隔直电容耦合到输入匹配网络（input matching network）的，该网络使工作在共发射极模式的晶体管（思智浦半导体公司的 BFG425W）的输入阻抗与其前面混频器的输出阻抗相匹配。为了确保有效的功率传输并消除使性能恶化的反射，必须实现这种匹配。级间匹配网络（interstage matching network）必须使第一级晶体管的输出阻抗与功率放大器中第二级晶体管的输入阻抗相匹配。匹配网络的关键元件是微带线，即图 1.2(a) 中用阴影标注的矩形。在高频电路中，这些分布参数元件呈现出与低频集中参数元件截然不同的独特电学特性。可以看到，一些附加网络为晶体管的输入、输出端口提供直流偏置。高频信号与直流偏置的分离是借助两个射频扼流电路实现的，它们的特征是所谓的射频扼流圈（radio frequency chokes, RFC）。

图 1.2(b) 是一个实际的双级放大器电路板, 其中微带线就是特定长度和宽度的敷铜带。贴装在微带线上的是贴片式的电容、电阻和电感。

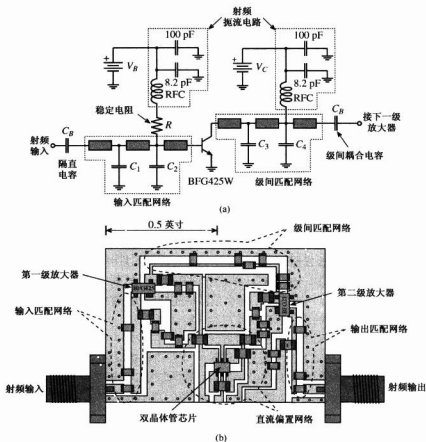


图 1.2 (a) 移动电话中 2 GHz 功率放大器第一级的简化电路图; (b) 功率放大器的印刷电路板布局

了解、分析及最终制造这种功率电路, 需要许多至关重要的射频知识, 本书将讨论这些知识:

- 微带线的阻抗特性将在第 2 章传输线理论中讨论, 它的定量分析方法将在第 3 章史密斯圆图中介绍。
- 单端口网络和多端口网络, 即把复杂电路简化为输入-输出都用双端口网络描述的基本单元的方法, 将在第 4 章中讨论。
- 设计特定的阻抗与频率响应之间对应关系的常用策略, 如在滤波器设计中遇到的问题。在第 5 章射频滤波器设计中, 简述了分立元件或分布参数元件滤波器的基础理论; 第 8 章中的匹配网络将深入研究实现类似于图 1.2(b) 的电路的详细步骤。
- 第 6 章射频有源器件从物理本质的角度分析了高频双极晶体管、场效应晶体管及射频二极管。随后是第 7 章射频有源器件模型, 分析了射频有源器件的大信号和小信号模型。
- 对信号放大的基本要求, 如增益、线性度、噪声和稳定性等, 是第 9 章射频晶体管放大器设计的基本内容。

- 除放大器之外, 第10章振荡器和混频器重点讨论重要的、如图1.1所示的射频电路系统。

一个成功的射频设计工程师应当明白上述概念并能将其用于设计、制造并测试具体的射频电路。正如前述例子所暗示的, 本书主要关注射频模拟电路的理论和应用。书中有意回避了混频信号和数字信号, 以及有关的调制和编码技术, 因为涉及它们的问题已超出了本书的篇幅和领域。

## 1.2 量纲和单位

为了理解所谓上限频率, 超过这个频率就不能再用传统的电路理论, 我们应该回忆一下电磁波的表达式。在自由空间, 沿 $z$ 轴正方向传播的平面电磁(EM)波可写成正弦波的形式:

$$E_x = E_{0x} \cos(\omega t - \beta z) \quad (1.1a)$$

$$H_y = H_{0y} \cos(\omega t - \beta z) \quad (1.1b)$$

其中,  $E_x$ 和 $H_y$ 是图1.3中定性描述的 $x$ 方向的电场矢量和 $y$ 方向的磁场矢量;  $E_{0x}$ 和 $H_{0y}$ 为分别以V/m和A/m为单位的恒定振幅系数。

### 复数

谐波信号可以用指数函数的实部表示为

$$E_x = \operatorname{Re} \left( E_{0x} e^{-j\beta z} e^{j\omega t} \right)$$

其中, 与经典电路理论不同的是, 相位因子 $E_{0x} e^{-j\beta z}$ 与空间参数有关。

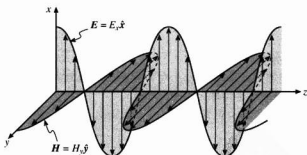


图1.3 在自由空间传播的电磁波。图中显示的是某一瞬时的, 以距离为自变量的电场和磁场( $\hat{x}$ 、 $\hat{y}$ 是 $x$ 方向和 $y$ 方向的单位矢量)

这种电磁波具有角频率 $\omega$ 和传播常数 $\beta$ , 传播常数定义了电磁波相对于波长(wavelength) $\lambda$ 在空间的延伸程度, 即 $\beta = 2\pi/\lambda$ 。基于麦克斯韦方程组的经典场理论指出: 电场和磁场分量的比由所谓的特性阻抗(intrinsic impedance) $Z_0$ 确定如下:

$$\frac{E_x}{H_y} = Z_0 = \sqrt{\mu/\epsilon} = \sqrt{(\mu_0\mu_r)/(\epsilon_0\epsilon_r)} = 377 \, \Omega \sqrt{\mu_r/\epsilon_r} \quad (1.2)$$



磁导率  $\mu = \mu_0 \mu_r$  和介电常数  $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$  均与材料有关, 其中  $\mu_0$  和  $\varepsilon_0$  是自由空间的磁导率和介电常数(其数值已在附录 A 中列出), 而  $\mu_r$  和  $\varepsilon_r$  则为相对值。

还要指出, 电场和磁场是相互正交的, 并且都垂直于传播方向。这就是人们熟知的**横电磁**(transverse electromagnetic, TEM)模式。因为笔者专门研究射频, 所以本书只涉及这种模式。TEM 模式的传播特性与各种**横电**(transverse electric, TE)模式、**横磁**(transverse magnetic, TM)模式大不相同。TE 和 TM 模式是微波和光通信技术的基本概念。对于 TE 和 TM 模式, 场矢量就不再与传播方向垂直。

### TEM 模式

这种模式对应于自由空间或微波传输线中的行波, 其传播速度取决于介质特性(例如同轴电缆)或几何结构(例如微带线)。微带线中的电磁波被归类于准 TEM 模式(非严格的 TEM 模式, 但具有与 TEM 模式类似的特性)。

### TE 和 TM 模式

这些模式存在于微波波导或光纤中。这类模式可被想像为在波导壁上来回反射所形成的电磁波。如果工作频率低于 TE 或 TM 模式的截止频率, 则相应的模式就不能传播。传输 TEM 模式的传输线也可以传输 TE 和 TM 模式, 但是它们的截止频率通常远远高于系统的工作频率。

在非磁性介质( $\mu_r = 1$ )中, 横电磁模式的波的相速  $v_p$  可表示为

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon\mu}} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (1.3)$$

其中  $c$  为光速。

本书使用的有关物理量、单位和符号都已列在附录 A 的表 A.1 和表 A.2 中。虽然此处只给出了较抽象的电磁波概念, 但是通过观测电场  $E$ , 就能立即将式(1.1)和电路参量联系起来, 电场就如其单位 V/m 所表示的, 可直观地理解为归一化的电压波。同理, 以 A/m 为单位的磁场  $H$  可以被视为归一化的电流波。

### 例 1.1 特性阻抗、相速和波长

分别计算自由空间中的和介电常数为 4.6 的印刷电路板材料中的电磁波的本征波阻抗、相速和波长。频率  $f = 30 \text{ MHz}$ ,  $3 \text{ GHz}$ 。

**解:** 自由空间的相对磁导率和介电常数等于 1, 所以由式(1.2)可知, 自由空间的特征阻抗为

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = \sqrt{\frac{4\pi \times 10^{-7}}{8.85 \times 10^{-12}}} = 377 \Omega$$

根据式(1.3), 自由空间中的相速为

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon\mu}} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}} = 2.999 \times 10^8 \text{ m/s}$$

它恰巧是光速  $v_p = c$ 。对于  $\varepsilon_r = 4.6$  的电路板材料,  $v_p = c / (\sqrt{\varepsilon_r}) = 1.4 \times 10^8 \text{ m/s}$ 。波长用下面的表达式计算:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi v_p}{\omega} = \frac{v_p}{f} \quad (1.4)$$

其中,  $f$  是工作频率。根据式(1.4), 可以求出在自由空间传播的电磁波波长, 当频率为 30 MHz 时,  $\lambda = 10$  m; 当频率为 3 GHz 时, 波长仅为  $\lambda = 10$  cm。在介质材料中, 频率为 30 MHz 和 3 GHz 时, 波长将分别减小为 4.67 m 和 4.67 cm。

这个例子揭示了一个现象, 即波长是如何作为频率的函数而变化的。随着频率的升高, 波长将减小到可与电路板甚至单个分立元件的尺度相比拟。这些现象的含义将在第2章中讨论。

### 印刷电路板(PCB)材料

以玻璃为基础材料的板材可以在高达 150℃ ~ 250℃ 的温度下使用。可选的介质材料有:

- FR4, 介电常数  $\epsilon_r = 4.6$
- 环氧材料, 介电常数  $\epsilon_r = 3.9$
- 聚酰亚胺, 介电常数  $\epsilon_r = 4.5$

另外, 以聚四氟乙烯(PTFE)为基础的材料具有最低的介电常数, 并且工作温度可达 300℃ 以上, 其中

- PTFE, 介电常数  $\epsilon_r = 2.1$
- 热固的 PTFE, 介电常数  $\epsilon_r = 2.8$
- 玻璃纤维化的 PTFE, 介电常数  $\epsilon_r = 2.4$

当代 PCB 加工技术可以制作 40 层或更多层的电路板, 并通过所谓过孔(vias)建立层间连接。

遗憾的是, 大多数印刷电路板的板材的典型热导率都小于 0.5 W/m℃, 非常差。

## 1.3 频谱

由于微波电路的广泛应用, 工程师们要研究的电路的工作频率必然分布在很宽的频谱内。多年来, 人们对频谱进行了多次划分。第一次是由美国国防部在第二次世界大战期间和战后初期针对工业部门和政府机构提出的; 然而, 当今最通用的频谱划分法是由电气和电子工程师学会(IEEE)提出的。在美国, 联邦通信委员会(FCC)负责对所有私人及商业应用分配和管理频谱资源。表 1.1 选择性地列出了一些频段及其典型应用领域。

表 1.1 频段划分及其用途

频 段	频 率	典型 应用
VHF(甚高频)	88 ~ 108 MHz	调频广播
UHF(特高频)	824 ~ 894 MHz	CDMA 移动电话服务
	810 ~ 956 MHz	GMS 移动电话服务
UHF(特高频)	2400 MHz	无线局域网
SHF(超高频)	5000 ~ 5850 MHz	不必审批的美国国家信息基础设备
SHF(超高频)	6425 ~ 6523 MHz	有线电视传输
SHF(超高频)	3700 ~ 4200 MHz	卫星通信固定地面站
X 波段	8 ~ 12.5 GHz	海上、空中雷达
Ku 波段	12.5 ~ 18 GHz	遥感探测雷达
K 波段	18 ~ 26.5 GHz	雷达
Ka 波段	26.5 ~ 40 GHz	遥感探测雷达

根据表 1.1 和例 1.1 的计算,可注意到在 VHF/UHF 波段,即典型的电视设备工作的波段,波长已经开始与电子系统的实际尺度相当。在这种情况下,必须考虑电流信号和电压信号的波动性质。显然,在 SHF、X 和 Ka 波段,问题将更加严重。虽然没有严格的规定,但通常认为射频频率覆盖 VHF 到 SHF 波段,微波频段的范围则与工作在 X 波段及更高频率的雷达系统的频率范围相对应。

#### 移动通信系统中的频率复用

对于必须考虑电磁场的辐射效率和方向图的天线设计者来说,工作频率是个需要重点关注的问题。

为了有效地通信,信息必须首先被调制到单频载波或一个频带上。

在移动通信系统中频率是被复用的,以便多个用户共同使用。目前有三种复用技术被广泛使用:

- TDMA(时分多址复用)
- FDMA(频分多址复用)
- CDMA(码分多址复用)

## 1.4 无源元件的射频特性

根据传统的交流电路分析可知,电阻  $R$  与频率无关,理想电容  $C$  和理想电感  $L$  可用它们的电抗  $X_C$  和  $X_L$  直接表示如下:

$$X_C = -\frac{1}{\omega C} \quad (1.5a)$$

$$X_L = \omega L \quad (1.5b)$$

从式(1.5)不难看出,在低频下,  $C=1\text{ pF}$  的电容,  $L=1\text{ nH}$  的电感,分别对应于开路和短路状态。这很容易证明,假设频率为  $60\text{ Hz}$ , 则有

$$|X_C(60\text{ Hz})| = \frac{1}{2\pi \cdot 60 \cdot 10^{-12}} = 2.65 \times 10^9 \Omega \approx \infty \quad (1.6a)$$

$$|X_L(60\text{ Hz})| = 2\pi \cdot 60 \cdot 10^{-9} = 3.77 \times 10^{-7} \Omega \approx 0 \quad (1.6b)$$

#### 电抗

电容的电抗遵循基本的电压-电流关系:

$$v_c = \frac{1}{C} \int i(t) dt$$

或以复数表示为

$$V_C = \frac{1}{C} \left( \frac{I}{j\omega} \right) = jX_C I$$

同样,对于电感:

$$v_L = L \left( \frac{di}{dt} \right)$$

由此可导出一个复数

$$V_L = L j\omega I = jX_L I$$

注意,电容的电抗是负值,而电感的电抗是正值。

必须指出,电阻、电感和电容并不都像在典型的低频电子系统中的情况,仅用导线、线圈和平板制成。甚至单根直导线或印刷电路板(printed circuit board, PCB)上的一段敷铜带,也都具有与频率有关的电阻和电感。例如,一个半径为  $a$ , 长度为  $l$ , 电导率为  $\sigma_{\text{cond}}$  的圆柱形铜导体, 具有以下直流电阻:

$$R_{\text{DC}} = \frac{l}{\pi a^2 \sigma_{\text{cond}}} \quad (1.7)$$

在直流状态下,电流均匀地分布于整个导体横截面。在交流状态下,情况就变复杂了。由于交变的带电粒子流形成了一个交变磁场,该磁场会激发一个电场(根据法拉第电磁感应定律),与此电场相伴的电流与初始电流的方向相反。在  $r=0$  的中心处,这种效应最强,所以此处的电阻明显增大了。其结果是,随着频率的提高,电流趋向于导体外表面。正如在附录 B 中推出的,  $z$  方向的电流密度  $J_z$  幅值可近似表示为

$$J_z = \frac{pI}{2\pi a j \sqrt{r}} \exp\left(-(1+j)\frac{a-r}{\delta}\right) \quad (1.8)$$

其中,  $p^2 = -j\omega\mu\sigma_{\text{cond}}$ ,  $I$  是在导体中的总电流。式(1.8)中指数部分的最重要因子是所谓趋肤深度(skin depth)  $\delta$

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma_{\text{cond}}}} \quad (1.9)$$

它描述了电流密度作为频率  $f$ 、磁导率  $\mu$  和电导率  $\sigma_{\text{cond}}$  的函数在空间的衰落。这可以等效为厚度是  $\delta$ (表层)的、均匀分布的一层电流,从而简化阻抗的计算。进一步计算可以得出高频条件下( $f \geq 500$  MHz)的归一化电阻和内部电感的表达式:

$$R/R_{\text{DC}} = a/(2\delta) \quad (1.10)$$

和

$$(\omega L_{\text{in}})/R_{\text{DC}} = a/(2\delta) \quad (1.11)$$

顾名思义,内部电感来源于导线内部的磁场。若使式(1.10)和式(1.11)成立,则必须有  $\delta \ll a$ 。通常情况下,导体的相对磁导率等于1(即  $\mu_r = 1$ )。由于趋肤深度  $\delta$  反比于频率的平方根,所以在低频时趋肤深度很大,而随着频率的提高则迅速减小。图1.4给出了铜(Cu)、铝(Al)、金(Au)及铅锡焊料(Solder)的趋肤深度与频率的关系曲线。

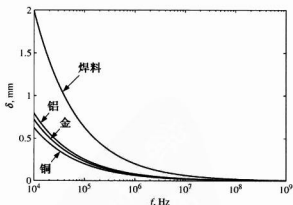


图1.4 铜、铝、金及典型焊料的趋肤深度特性,  $\sigma_{\text{Cu}} = 64.5 \times 10^6 \text{ S/m}$ ,  
 $\sigma_{\text{Al}} = 40.0 \times 10^6 \text{ S/m}$ ,  $\sigma_{\text{Au}} = 48.5 \times 10^6 \text{ S/m}$ ,  $\sigma_{\text{Solder}} = 6.38 \times 10^6 \text{ S/m}$

假如考虑铜导体,就能根据式(1.8)给出用直流电流密度  $J_{z0} = I/(\pi a^2)$  归一化的,如图 1.5(a) 的轴对称导线内部的交流电流密度所示的定性描述。

对于具有确定半径的导线,假定半径  $a = 1 \text{ mm}$ ,则可画出在不同频率下,  $|J_z|/J_{z0}$  与半径  $r$  的函数关系,如图 1.5(b) 所示。该图实际使用了附录 B 得出的确切理论结果,即使  $\delta > a$ ,该结果也是精确的。

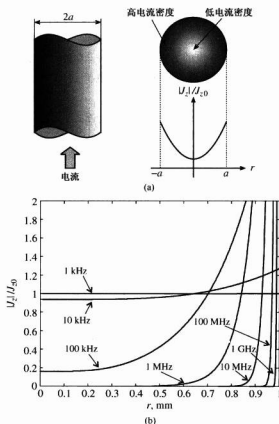


图 1.5 (a) 以直流电流密度归一化的交流电流密度在导体横截面上的定性分布图;(b) 半径  $a = 1 \text{ mm}$  的铜线中,归一化交流电流密度的频率特性

我们注意到,即使对于频率小于  $1 \text{ MHz}$  的中频信号,在导线的外边缘,电流也明显提高。在频率等于  $1 \text{ GHz}$  附近,电流几乎完全限制在导线表面,其径向分布可以忽略。考察式(1.8)与图 1.5(a) 可见,趋肤深度  $\delta$  有明确的物理意义。它表示电流密度降低到导体表面值的  $1/e$  倍(约 37%)时的深度。如果将式(1.10)稍加改写,便可以得到

$$R = R_{\text{DC}} \frac{a}{2\delta} = R_{\text{DC}} \frac{\pi a^2}{2\pi a \delta} \quad (1.12)$$

如图 1.6 中虚线所示,这个方程表明,电阻以横截面内的趋肤面积的反比增加。图 1.6 还根据在附录 B 中导出的更严谨的趋肤方程,画出了圆柱导体的电阻特性。

尽管内部电感可以相当大,但在大多数电路设计中,电路或元件的电感特性主要由外部电感  $L_{\text{ex}}$  形成。为了求出外部电感  $L_{\text{ex}}$ ,必须确定导线外产生电感的磁场。对于半径为  $a$  且长度为

$l$  的圆柱形导线, 可以导出一个实用的近似公式

$$L_{\text{ex}} \approx \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left[ \ln\left(\frac{2l}{a}\right) - 1 \right] \quad (1.13)$$

具体步骤可在本章最后的阅读文献中找到。为了了解内部电感与外部电感的相对大小, 例 1.2 给出了它们之间的近似比值。为了简化分析过程, 假设式(1.13)给出的外部电感随频率的变化可以忽略。

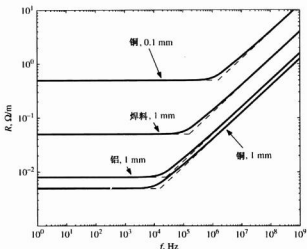


图 1.6 不同材料、半径的圆形导线的单位长度的电阻与频率的理论关系。虚线为基于直流和趋肤深度概念的近似计算结果

### 电感的定义

内部电感  $L_{\text{in}}$  由携带电流的导体内部的磁场产生。外部电感  $L_{\text{ex}}$  则与携带电流的导体外部的磁场有关。两者之和是总电感。

在大多数电路中, 人们还必须考虑电感之间的耦合, 即某电感的磁场与邻近的一个或多个电感相互耦合。在这种情况下, 必须引入互感的概念, 即一个电感的电流诱发了邻近的电感中的电流。互感在交调分析和信号完整性研究方面扮演了重要的角色。

### 例 1.2 内部电感与外部电感的对比

一段 AWG 26 铜线的长度是 2 cm。求在 100 MHz、2 GHz 和 5 GHz 频率下的内部电感和外部电感。

解: 根据附录 B, 可知 AWG 26 铜线的直径  $d = 16 \text{ mil}^{\text{①}}$ 。因此以 mm 为单位的半径是

$$a = 8 \text{ mil} = 8 \times (2.54 \times 10^{-5} \text{ m}) = 0.2032 \text{ mm}$$

然后根据式(1.11)计算内部电感

$$L_{\text{in}} = \frac{a}{2\delta} \frac{R_{\text{DC}}}{\omega}$$

① 1 mil (密耳) = 0.001 英寸 = 0.0254 mm。——编者注

其中,  $R_{DC} = l / (\pi a^2 \sigma_{\text{cuml}}) = 2.39 \times 10^{-3} \Omega$ , 根据式(1.13)计算外部电感

$$L_{\text{ex}} = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left[ \ln\left(\frac{2l}{a}\right) - 1 \right] = 17.1 \text{ nH}$$

电感计算结果汇总于表 1.2。

表 1.2 不同频率下的外部电感与内部电感

$f, \text{GHz}$	$\delta, \mu\text{m}$	$L_{\text{ex}}, \text{nH}$	$L_{\text{in}}, \text{nH}$	$L_{\text{in}}/L_{\text{ex}}$
0.1	6.266	17.1	0.0617	$3.60 \times 10^{-3}$
2	1.40	17.1	0.0138	$8.05 \times 10^{-4}$
5	0.886	17.1	0.008 72	$5.09 \times 10^{-4}$

表 1.2 的实例清楚地表明, 外部电感的量值通常要比内部电感的大 2 个数量级以上。

### 1.4.1 高频电阻

在低频电子学中, 最普通的电路元件是电阻, 它的用途是通过将一些电能转换成热从而产生电压降。若将它们视为分立元件, 就能划分出几种类型的电阻:

- 高密度颗粒介质的碳素电阻
- 采用镍或其他柔性金属丝的线绕电阻
- 采用温度稳定材料的金属膜电阻
- 采用铝或钎基材料的薄膜贴片式电阻

在这些电阻中, 目前在射频和微波电路中应用的主要是薄膜贴片式电阻 (surface-mounted devices, SMD)。其原因是, 它具有良好的射频特性, 尺寸能够做得非常小, 如图 1.7 所示。

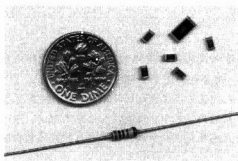


图 1.7 常规的 1/4 W 电阻与 1 W、1/4 W 薄膜贴片式电阻的对比

正如上一节所述, 即使是一根直导线也具有电感。所以, 标称阻值为  $R$  的高频电阻的等效电路模型比较复杂, 同时还必须根据其引线长度和寄生电容进行修正。如图 1.8 所示。

在图 1.8 中, 两个电感  $L$  模拟引线, 电容用于等效实际的引线布局; 电容  $C_a$  用于模拟电荷分离效应;  $C_b$  用于模拟内部引线电容。相对于标称电阻  $R$ , 引线电阻常常被忽略。对于线绕电阻, 等效电路模型更加复杂, 如图 1.9 所示。

此处, 除了引线电感  $L_2$  和接触电容, 必须引入电阻线圈的电感  $L_1$ , 以及线圈的寄生电容  $C_1$ 。而内部引线电容  $C_2$  (或图 1.8 中的  $C_b$ ) 通常远小于线圈的寄生电容, 在许多情况下完全可被忽略。

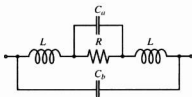


图 1.8 高频电阻的等效电路模型

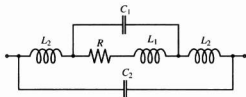


图 1.9 高频线绕电阻的等效电路模型

### 电路模型的准确性

根据上述讨论可知, 阻抗与工作频率有关。所以, 尽管图 1.8 和图 1.9 的电路模型是普遍采用的, 但可能还需要进一步修正, 例如  $R = R(f)$ 。

根据不同的实验条件和可用的设备, 元件生产商们提出了许多精致的电阻模型。

### 例 1.3 金属膜电阻的射频阻抗响应

求出用长 2.5 cm, AWG 26 铜线连接的 2 k $\Omega$  金属膜电阻(见图 1.8)的高频阻抗特性, 寄生电容  $C_a$  为 5 pF。设铜的电导率  $\sigma_{Cu} = 64.5 \times 10^6 \Omega^{-1} \cdot m^{-1}$ 。

解: 在例 1.2 中, 已经求出 AWG 26 线的半径  $a = 2.032 \times 10^{-4}$  m。按照式(1.13), 该直导线在高频下的电感近似等于

$$L_{ex} = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left[ \ln\left(\frac{2l}{a}\right) - 1 \right] = 52.0 \text{ nH}$$

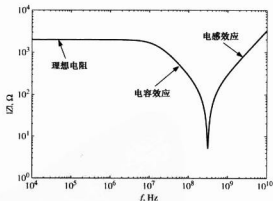
其中  $l = 2 \times$  (单根导线的长度), 对应于两条引线。

必须注意, 上述计算引线电感的公式只适用于高频, 此时的趋肤深度远小于导线的半径, 即  $\delta = 1/\sqrt{\pi f \mu \sigma} \ll a$ , 或者直接用频率表示, 即  $f \gg 1/(\pi \mu \sigma a^2) = 95 \text{ kHz}$ 。

知道了引线电感, 就能计算出整个电路的阻抗:

$$Z = j\omega L_{ex} + \frac{1}{j\omega C_a + 1/R}$$

图 1.10 为计算结果, 图中描绘了电阻器阻抗的绝对值与频率的关系。

图 1.10 2 k $\Omega$  金属膜电阻器的阻抗绝对值与频率的关系



正如图 1.10 中所见,在低频时电阻器的阻抗是  $R$ ,然而当频率升高并超过 5 MHz 时,寄生电容的影响逐渐明显,并引起电阻器的阻抗下降;当频率超过约 300 MHz 的谐振点时,由于引线电感的原因,总的阻抗又上升了。

这个例子强调的是:当涉及到常见的似乎与频率无关的电阻器时,需要特别小心。因为并不是所有电阻都会具有与图 1.10 完全相同的响应。然而,当工作频率进入 GHz 频段后,通常会出现一个谐振点,而更常见的是多个谐振点。

### 1.4.2 高频电容

在许多射频电路中,贴片式电容在滤波器调谐、匹配网络,以及类似晶体管的有源器件的偏置电路中得到了广泛应用。所以了解它们的高频特性是很重要的。当平行板的尺度大于其间隔时,常规电路分析理论对平行板电容器的电容定义如下:

$$C = \frac{\epsilon A}{d} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d} \quad (1.14)$$

其中,  $A$  是平板的表面积,  $d$  代表平板的间隔,理想情况下,平板间没有电流。然而,在高频时,电介质变得有损耗了(即有传导电流存在)。所以,电容器的阻抗必须表示成电导  $G_e$  和电纳  $\omega C$  的并联组合:

$$Z = \frac{1}{G_e + j\omega C} \quad (1.15)$$

在这个表达式中,直流电流起源于电导  $G_e = \sigma_{\text{diel}} A/d$ ,其中  $\sigma_{\text{diel}}$  是介质的电导率。目前习惯于引入损耗角正切(loss tangent)  $\tan \Delta = \sigma_{\text{diel}}/(\omega \epsilon)$ ,将其代入  $C_e$  的表达式可得

$$G_e = \frac{\sigma_{\text{diel}} A}{d} = \frac{\omega \epsilon A}{d} \tan \Delta = \omega C \tan \Delta \quad (1.16)$$

附录 A 的表 A.3 汇总了一些常用材料的损耗角正切值。考虑了寄生引线电感  $L$ 、对应于引线欧姆损耗的串联电阻  $R_s$ ,以及介质损耗电阻  $R_e = 1/G_e$  的等效电路如图 1.11 所示。

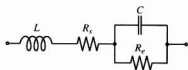


图 1.11 高频电容的等效电路

#### 例 1.4 电容器的射频阻抗响应

计算一个 47 pF 电容器的高频阻抗,电容器的电介质是损耗角正切为  $10^{-4}$  (假定与频率无关)的氧化铝( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ),电容器的引线是长 1.25 cm 的 AWG 26 铜线( $\sigma_{\text{Cu}} = 64.516 \times 10^6 \Omega^{-1} \cdot \text{m}^{-1}$ )。

解:与例 1.3 相似,与引线相对应的电感由下式给出:

$$L_{\text{ex}} = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left[ \ln \left( \frac{2l}{a} \right) - 1 \right] = 22.5 \text{ nH}$$

其中  $l = 2 \times 1.25 \text{ cm}$ ,并考虑了两段引线的长度;  $a = 2.032 \times 10^{-4} \text{ m}$ 。根据式(1.12)可求得引线的串联电阻:

$$\begin{aligned} R_s &= R_{\text{DC}} \frac{a}{2\delta} = \frac{l}{2\pi a \sigma_{\text{Cu}}} \sqrt{\pi f \mu_0 \sigma_{\text{Cu}}} = \frac{l}{2a\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{\mu_0 f}{\sigma_{\text{Cu}}}} \\ &= 4.84 \sqrt{\frac{f}{\text{Hz}}} \mu\Omega \end{aligned}$$

最后,根据式(1.16)得出并联泄漏电阻:

$$R_e = \frac{1}{G_e} = \frac{1}{2\pi f C \tan \Delta} = \frac{3.39 \times 10^7}{f/\text{Hz}} \text{ M}\Omega$$

根据式(1.15)可得出电容器的阻抗频率响应的绝对值,如图1.12所示。

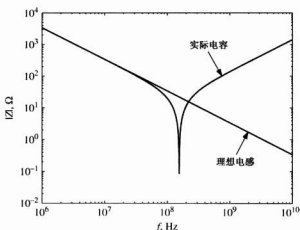


图 1.12 电容器的阻抗绝对值与频率的关系

在计算并联旁路电阻  $R_e$  的过程中,曾假定损耗角正切  $\tan \Delta$  与频率无关。然而,事实上这个系数与工作频率密切相关。遗憾的是,技术手册中通常只给出低频下的损耗角正切,该数值并不能正确反映其射频性能。

因为损耗角正切也能定义为**等效串联电阻**(equivalent series resistance, ESR)与电容的阻抗之比,所以许多技术手册给出的是等效串联电阻,而非  $\tan \Delta$ ,等效串联电阻的阻值由下式给出:

$$\text{ESR} = \frac{\tan \Delta}{\omega C}$$

这说明当  $\tan \Delta$  趋于零时,等效串联电阻也趋于零。

与例 1.3 中电阻的情况类似,由于存在介质损耗和引线电感,电容器也呈现出谐振特性。

图 1.13 是表面安装陶瓷电容器的结构图。该电容器是立方体形状的陶瓷介质块,其中像三明治似地交叠着一层层金属电极。这种封装形式的目的是增大电极面积,以提高单位体积的电容量。电容量的范围为  $0.47 \text{ pF} \sim 100 \text{ nF}$ <sup>①</sup>,工作电压范围为  $16 \sim 63 \text{ V}$ 。损耗角正切通常由制造商列表给出,如当测量频率为  $1 \text{ MHz}$  时,  $\tan \Delta \leq 10^{-3}$ 。而当频率达到吉赫范围时,损耗角正切可能明显提高。

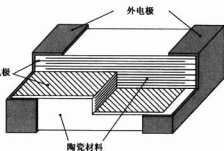


图 1.13 表面安装多层陶瓷电容器的实际结构图

① 目前这种电容的容量已接近  $50\,000 \text{ nF}$ 。——译者注

除电容量和损耗角正切之外,制造商还会给出额定电压,即在特定的工作温度(例如  $T \leq 85^{\circ}\text{C}$ )下的最大工作电压。另外,电容量与温度有关,这将在本章的习题里进一步讨论。

### 1.4.3 高频电感

电感器不像电阻器和电容器那样被广泛应用,通常它被用于晶体管的偏置网络,例如电感器可作为射频扼流圈(RF chokes, RFC)将晶体管与直流电压相连接。因为线圈通常是将导线绕在圆柱体上制成的,根据前面的讨论可知,线圈除了具有与频率有关的导线电阻之外,还具有电感。另外,相邻的导线形成了间隔恒定的移动电荷,所以增强了如图 1.14 所示的寄生电容效应。

电感器的等效电路模型如图 1.15 所示。并联寄生电容  $C_d$  和串联电阻  $R_s$  分别代表分布电容  $C_d$  和电阻  $R_d$  的综合效应。

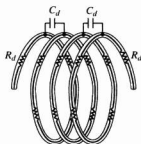


图 1.14 电感线圈中的分布电容和串联电阻

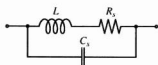


图 1.15 高频电感器的等效电路

#### 例 1.5 射频扼流圈的射频阻抗响应

根据要求导出一个射频扼流圈的频率响应。已知:射频扼流圈直径为 0.1 英寸(空气芯),  $N=3.5$  匝,由 AWG 36 铜线绕成,假设线圈的长度是 0.05 英寸<sup>①</sup>。这个射频扼流圈的并联寄生电容约为 0.3 pF。

解:线圈的尺寸示于图 1.16 中。根据附录 A 中的表 A.4,可知 AWG 36 铜线的半径  $a=0.0025$  英寸  $=63.5\ \mu\text{m}$ ,线圈的半径  $r=0.05$  英寸  $=1.27\ \text{mm}$ ,线圈的长度  $l=0.05$  英寸  $=1.27\ \text{mm}$ 。

估算线圈的电感时,不能采用众所周知的空气芯长螺线管的电感公式  $L=\pi r^2\mu_0 N^2/l$ ,因为  $r \ll l$  不成立。由于  $l > 0.8r$ ,可以采用空气芯短螺线管的电感公式:

$$L = \frac{10\pi r^2 \mu_0 N^2}{9r + 10l} \quad (1.17)$$

式(1.17)并不能给出电感量的精确值,但能给出相当好的近似值。将已知量代入式(1.17),可得  $L=32.3\ \text{nH}$ 。根据导线的直流电阻,在忽略趋肤效应的条件下,计算串联电阻  $R_s$ :

$$R_s = \frac{l_{\text{wire}}}{\sigma_{\text{Cu}} \pi a^2} = \frac{2\pi r N}{\sigma_{\text{Cu}} \pi a^2} = 0.034\ \Omega$$

射频扼流圈阻抗的频率响应如图 1.17 所示。

<sup>①</sup> 1 英寸  $= 2.54\ \text{cm}$ 。——编者注

射频扼流圈已在射频偏置电路中得到了广泛应用。然而,正如图 1.17 所示,在包含其他元件的射频系统中,射频扼流圈的频率响应可能形成复杂的谐振状态。有些匹配电路甚至采用射频扼流圈作为调谐元件。

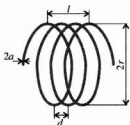


图 1.16 空气芯线圈电感器的结构尺寸

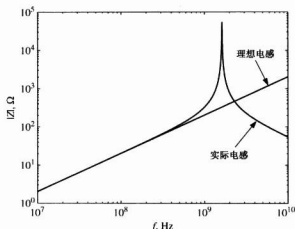


图 1.17 射频扼流圈阻抗的频率响应

如图 1.17 所示,在高频频段,射频扼流圈的特性偏离了理想电感的预期特性。当工作频率接近谐振点时,射频扼流圈的阻抗迅速提高;当工作频率继续提高时,寄生电容  $C_p$  的影响则成为主导,同时线圈的阻抗开始下降。

假如射频扼流圈的串联电阻为零,那么谐振时的总阻抗则趋于无穷大,但是由于  $R_s$  不为零,所以总阻抗的最大值是有限的。通常采用品质因数  $Q$  描述线圈串联电阻的影响。

$$Q = \frac{|X|}{R_s} \quad (1.18)$$

其中,  $X$  是电抗,  $R_s$  是线圈的串联电阻。这个关于品质因数的定义只有对纯粹的集中参数元件电路才是精确的。第 5 章将更全面地讨论品质因数这一重要概念。品质因数描述了无源电路的电阻性损耗。为了实现调谐的目的,通常希望品质因数尽可能更高。随着工作频率的上升,电感的品质因数通常会先提高,然后保持不变,随后在接近自谐振频率点时下降。生产高品质电感器的厂家通常会在技术手册中提供实测的  $Q$  值与频率的关系曲线。

## 1.5 贴片元件及电路板

印刷电路板上的无源或有源元件,通常以贴片元件的形式安装在特别制作的塑料或陶瓷板上。在早期的印刷电路板制作过程中,“印刷”一词是指在铜箔构成的底板上形成具有特定图形的隔离材料的过程,腐蚀掉未被隔离材料覆盖的铜箔,留下的就是电路的走线。今天,更精密的照相制版工艺被用于加工线宽极窄且误差要求很严格的电路走线。

下面讨论 3 种最常用的贴片式无源元件的尺寸及其电特性。

### 1.5.1 贴片式电阻

额定功率为 0.05 W 的贴片式电阻的尺寸甚至可小到 40 mil × 20 mil; 当额定功率为 500 W

时,主要用于射频功率放大器,其尺寸则增加到1英寸×1英寸。表1.3列举了电路中最通用的,功率可高达几百瓦的贴片式电阻的结构尺寸。

表 1.3 贴片式电阻的标准尺寸

几何形状	尺寸代码	长(L), mil	宽(W), mil
	0402	40	20
	0603	60	30
	0805	80	50
	1206	120	60
	1812	180	120

由已知尺寸代码确定贴片式元件尺寸的简单方法是:在代码中,前两位数字代表以10 mil为单位的元件长度 $L$ ;后两位数字代表元件的宽度 $W$ 。贴片式电阻的厚度没有标准化,取决于实际元件的类型。

电阻值的范围从1/10欧一直到数兆欧。高阻值的电阻不仅难以制造,而且误差很高。典型的电阻值误差范围从 $\pm 5\%$ 到 $\pm 0.01\%$ 。另一个问题是,高阻值的电阻器易于产生寄生场,从而影响电阻与频率关系的线性度。典型的贴片式电阻的结构如图1.18所示。

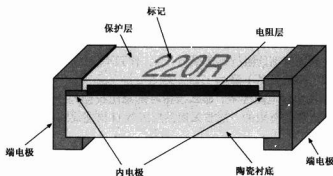


图 1.18 典型的贴片式电阻的横截面图

金属膜(通常是镍铬合金)电阻层是沉积在陶瓷体(通常是氧化铝)上的,通过减少它的长度和插入内部电极的方法,可将电阻值调整到所希望的标称值。电阻的两端都有端电极,以便将该元件焊接到电路板上。为了避免环境的影响,电阻膜上还涂有保护层。

### 1.5.2 贴片式电容

贴片式电容有如图1.19所示的单平板结构和多层结构(见图1.13)两种。

通常,单平板电容器有2个或4个单元,它们共用一个电介质和共同的电极,如图1.20所示。

电容器的标准尺寸,从最小的单层结构的15 mil见方,直到大电容量时的400 mil×425 mil。市场上的电容器的典型电容量从1/10皮法到几微法,误差为 $\pm 2\%$ 至 $\pm 50\%$ 。小容量的电容器的误差值通常用pF表示,而不用百分数。例如,常见电容器的标称值为 $(0.5 \pm 0.25)$  pF。

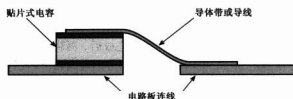


图 1.19 与电路板相连接的典型单平板电容器横截面图

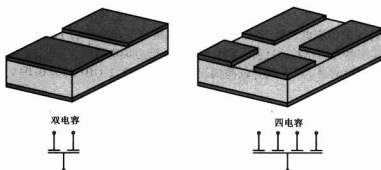


图 1.20 共用电介质的单平板电容器组

### 1.5.3 表面安装电感器

最常用的表面安装电感器仍旧是线绕线圈，这种具有空气芯的电感器的典型例子如图 1.21 所示。近代制造技术能够制造出超小型电感器。它们的尺寸可以与贴片式电阻器、电容器相比拟。典型的表面安装线绕电感的尺寸为  $60 \text{ mil} \times 30 \text{ mil}$  至  $180 \text{ mil} \times 120 \text{ mil}$ ，电感量从  $1 \text{ nH}$  至  $1000 \mu\text{H}$ 。

对于一些厚度受到严格限制的电路，通常采用平面电感器，这种电感器能与微带传输线集成在一起。平面电感线圈的一般结构如图 1.22 所示。尽管这种薄导线线圈的电感相对较小，大约在  $1 \sim 500 \text{ nH}$  量级，但频率在吉赫波段时其电抗可超过  $1 \text{ k}\Omega$ 。平面电感线圈的实际结构能小到  $2 \text{ mm} \times 2 \text{ mm}$ 。

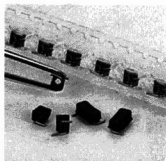


图 1.21 空气芯线绕射频电感的典型尺寸 (Coilcraft 公司授权)



图 1.22 平面线圈的结构，其中桥形连线用导线或导电带构成

平面线圈电感常用于集成电路和混合集成电路(hybrid circuits)中。混合集成电路与普通电路的区别是,将分立的半导体芯片(裸芯)单元安装在介质基片上,并采用金属线热压焊的方法将芯片与电路板上的导体相连。整个电路装配完成后,再装到一个壳体内,以便保护它免受环境的影响。在混合集成电路中,电阻器和电容器可用金属膜沉积法直接制作在电路板上。这种工艺方法可大幅度缩小电路的尺寸。

## 1.6 射频电路制作方法

尽管电路制作技术取得了长足的进步,但由于成本低并且排版工具是现成的,所以许多射频电路仍然在传统的印刷电路板上制作。环氧基阻燃(fire retardant, FR)玻璃材料,如FR4,是制作单层或多层基片的原料。目前,导线宽度的分辨率最窄可达5 mil,线间距也可达到基本相同的精度。遗憾的是,FR4具有较高的损耗角正切(在1 GHz时为0.03),因此不能用于2 GHz以上的频率。

由于采用了损耗角正切远小于0.001的陶瓷,如氧化铝( $\text{Al}_2\text{O}_3$ )、氮化铝( $\text{AlN}$ )和氧化铍( $\text{BeO}$ ),更先进的混合微波集成电路(microwave integrated circuit, MIC)能够工作在相当高的频率(高达20 GHz)。此外,高绝缘强度(通常超过25 kV/mm)、低热膨胀系数(通常小于 $5 \times 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ )的介质材料也有利于设计高集成度的电路。有源和无源的电路元器件可通过导线连接到陶瓷基片上,或直接固定到金属走线上。金属走线的宽度可小于1 mil,同时线间距也具有相同尺度。

微波集成电路制作工艺的许多研究热点之一是所谓的陶瓷共烧结技术。特别是,低温共烧结陶瓷(low-temperature cofired ceramics, LTCC)和高温共烧结陶瓷(high-temperature cofired ceramics, HTCC)技术,即通过未烧的陶瓷原料带(生带)上打过孔或用丝网印刷方法制作无源器件( $R$ ,  $L$ 和 $C$ )。将多个陶瓷原料带对齐并一层层叠起来,然后在900  $^\circ\text{C}$  (LTCC)或1500  $^\circ\text{C}$  (HTCC)温度下烧结。这种方法可制作出超过20层的三维电路结构;这种电路又称为多芯片陶瓷组件(Multichip Modules-Ceramic, MCMs-C)。由于熔化温度不同,由金、铜或银金属化形成的导线只能在900  $^\circ\text{C}$ 下烧制,而具有较高熔点的钨(也称为wolfram)可在1500  $^\circ\text{C}$ 烧制。图1.23展示了制备多层陶瓷构成的三维电路组件的基本概念,以及作为热沉的金属化衬底材料。

最高的集成度可以用微波单片集成电路(Microwave Monolithic Integrated Circuit, MMIC)工艺实现,电路中的器件放置和相互连接都是直接在基片上进行的。从使用硅基片开始,到使用砷化镓或磷化铟基片,采用半导体制作工艺步骤,通过离子注入或外延生长技术,结合常常多达几十层的掩膜照相制版工艺,可制作出晶体管、二极管、电阻器、电容器和电感器。显然,在低噪声的前提下,微波单片集成电路达到了很高的工作频率。由于高度复杂和昂贵的微电子加工流程,通常只有大批量的电路加工才适合这种工艺的制作成本。

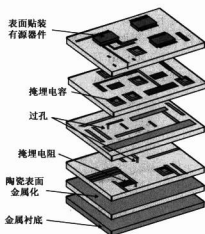


图1.23 三维LTCC/HTCC组件的结构,由多层陶瓷带对齐、叠层并烧结而成(Lamina Ceramics公司授权)

### 半导体材料基片的制作

将数英尺长的半导体材料(硅或砷化镓)磨成直径为 200 mm(6 英寸)或 300 mm(8 英寸)的圆棒并切割成数微米厚的薄片,即基片。

这种圆形的基片将经过后续化学处理,即根据一套掩膜中的图形腐蚀出电路结构。在电路上面的数层金属形成了电路元件之间互连的通道。

经过在特殊工厂进行的称为基片加工的处理后,基片将被切割为一个裸芯。裸芯经过导线压焊、封装并组装为芯片。具有正常功能的裸芯的数量决定了基片的成品率。

## 应用讲座:线圈电感的测量

如果最高频率不太高,通常在低于 25 MHz 的情况下,可用常规的 LCR 测试仪测量电阻器、电容器和电感器的电特性。

图 1.24 是用 LCR 测试仪(HP 4192A)测试塑芯环形电感器的阻抗和品质因数的测量结果。由图 1.24 可见,在低频段,导线的阻抗占主导。然后,在 5 kHz 到 1 MHz 之间,线性电感( $\omega L$ )的特征占主导。在 2 MHz 附近,虚部趋于零并出现自谐振(总电抗为零)。随后,由线圈电容效应主导的阻抗急速下降。线圈的品质因数( $Q = \omega L/R$ )几乎是线性增加的,一直到自谐振点,达到约 30,随后在频率接近 1 MHz 时急剧下降。图 1.25 是 LCR 测试仪和环形线圈。在 100 kHz 频率下(右边的数码管显示值),仪表显示的电感量为 63.58  $\mu\text{H}$ (左边的数码管显示值),品质因数为 20.0(中间的数码管显示值)。

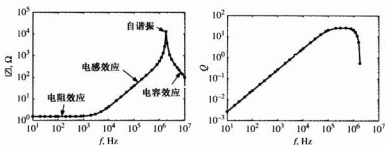


图 1.24 采用 HP 4192A LCR 测试仪测量的无磁芯电感器的阻抗和品质因数特性



图 1.25 LCR 测试仪和连接在实验夹具上的无磁芯电感器,测试频率 100 kHz



电感量为 1 nH 至 60 nH 量级, 经过特殊设计的射频空气芯电感, 可在 3 ~ 5 GHz 频段出现自谐振频率点, 品质因数可高达 300。

## 1.7 小结

本章讨论了低频系统到高频系统的演化发展过程, 并说明了演化过程的历史顺序。在涉及高频应用时, 一个重要的概念是电磁波的特性开始取代基尔霍夫电流和电压定律而占据主导地位, 从而体现了传播常数和相速度:

$$\beta = 2\pi/\lambda, \quad v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

的重要性。

趋肤效应是由电磁场的波动性引起的, 它迫使电流在靠近导体的表面流动。从导体表面向内的渗透深度可由趋肤效应的公式求出:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}$$

根据趋肤深度的概念, 可以近似评估元件在射频频段的电阻及电抗的频率特性。例如, 孤立的圆柱形导线呈现的电阻和电感都是频率的函数:

$$R = R_{DC} \frac{a}{2\delta}, \quad X = \omega L_{in} = R_{DC} \frac{a}{2\delta}$$

这些导线及相应的  $R$  和  $C$ 、内部电感  $L_{in}$ 、外部电感  $L_{ex}$  元件可构成实际电路, 这些元件的性能明显与理想元件的特性不同。随后发现, 在低频时具有恒定阻值的电阻器, 到高频时阻值就不再恒定了, 反而显示出具有谐振型极小值的二阶系统响应。在高频时, 电容器中的介质材料出现了损耗(即出现了微小的传导电流)。损耗程度由损耗角正切定量描述, 一些工程材料的损耗角正切已有数据表可查。因此, 只有在低频时, 电容器才呈现出与频率成反比的阻抗特性。最后, 在低频频段, 电感器的阻抗响应应随着频率的增加而线性增加, 达到谐振峰值之后开始偏离理想特性, 然后则呈现电容性。

电容器和电感器的一个重要参数是品质因数  $Q$ 。它与损耗角正切或耗散系数直接相关, 并成反比, 即品质因数  $Q$  越高, 损耗角正切越低。这种反比关系可以从简单的电路模型导出。例如, 对于极板面积为  $A$ 、间距为  $d$  的电容器, 根据基本的电路理论, 其电容量为  $C = \epsilon A/d$ , 并联电阻为  $R_p = d/(\sigma A) = 1/G_p$ 。所以, 作为并联电路可得

$$Q = \frac{B}{G_p} = \frac{\omega C}{G_p} = \frac{\omega \epsilon}{\sigma} = \frac{1}{\tan \Delta}$$

读者可以采用类似的方法, 证明电感器也完全符合这样的反比关系。

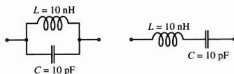
无源射频元件的制造商总是试图将电阻器、电容器和电感器的尺寸制作得尽可能小。这是因为高频电压波和电流波的波长变得越来越小, 达到了高频电路元件的特征尺度。考虑到这个原因, 同时为了减小封装尺寸和功耗, 人们正在研究和开发制造电路板的新方法, 包括微波混合集成电路和微波单片集成电路, 努力追求实现更小的电路元件。正如后续几章所要深入讨论的, 当波长和分立的电子元件的尺度可以相比拟时, 基本电路分析法就不再适用了。

## 阅读文献

- J. Israelsohn, "The ABCs of Integrated Ls and Cs," *EDN Magazine*, July 11, 2002, pp. 51-60.
- B. Beker, C. Kokkinides, and M. Sechrest, "Field, Circuit, and Visualization based Simulation Methodology of Passive Electronic Components," *IEEE Proceedings of 33rd Annual Simulation Symposium*, 2000, pp. 157-164.
- V. F. Perna, "A Guide to Judging Microwave Capacitors," *Microwaves*, Vol. 9, 1970, pp. 40-42.
- R. G. Arnold and D. J. Pedder, "Microwave Lines and Spiral Inductors in MCM-D Technology," *IEEE Trans. on Components, Hybrids, Manufact. Tech.*, Vol. 15, 2001, pp. 1038-1043.
- S. Chaki, S. Andoh, Y. Sasaki, N. Tanino, and O. Ishihara, "Experimental Study on Spiral Inductors," *IEEE MTT-S Digest*, 1995, pp. 753-756.
- F. Zandman, P.-R. Simon, and J. Szwarc, *Resistor Theory and Technology*, Scitech Publishing, Park Ridge, NJ, 2001.
- I. Bohl and P. Bhartia, *Microwave Solid State Design*, John Wiley, New York, 1988.
- C. Bowick, *RF Circuit Design*, Newnes, Newton, MA, 1982.
- D. K. Chen, *Fundamentals of Engineering Electromagnetics*, Addison-Wesley, Reading, MA, 1993.
- R. A. Chipman, *Transmission Lines*, Schaum Outline Series, McGraw-Hill, New York, 1968.
- L. N. Dworsky, *Modern Transmission Line Theory and Applications*, Robert E. Krieger, Malabar, FL, 1988.
- M. F. Iskander, *Electromagnetic Fields and Waves*, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 1992.
- T. S. Laverghetta, *Practical Microwaves*, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 1996.
- K. F. Sander, *Microwave Components and Systems*, Addison-Wesley, 1987.
- K. F. Sander and G. A. L. Read, *Transmission and Propagation of Electromagnetic Waves*, 2nd ed. Cambridge University Press, Cambridge, UK, 1986.
- W. Sinnema, *Electronic Transmission Line Technology*, 2nd ed., Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 1988.
- F. T. Ulaby, *Fundamentals of Applied Electromagnetics*, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 1997.
- F. W. Grover, *Inductance Calculations, Working Formulas and Tables*, Van Nostrand Company, 1946.

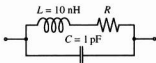
## 习题

- 1.1 计算在FR4印刷电路板中的相速度和波长,电路板的相对介电常数是4.6,工作频率是1.92 GHz。
- 1.2 一个微带线中(假定无限长,无损耗)的电流表达式为  $i(t) = 0.6 \times \cos(9 \times 10^9 t - 500x)$  A。求出: (a) 相速, (b) 频率, (c) 波长, (d) 电流的相位表达式。
- 1.3 在960 MHz时,一个无损耗同轴线中的电磁场的波长  $\lambda = 20$  cm,求同轴线内绝缘材料的相对介电常数。
- 1.4 在相对介电常数  $\epsilon_r = 4$  的电路板材料中,有一个沿正  $z$  轴方向传播的频率为5 GHz的行波电场,表达式为
 
$$E_x = E_0 \cos(\omega t - kz) \text{ V/m}$$
 (a) 若  $E_0 = 10^6$  V/m,求出磁场。  
 (b) 求出相速和波长。  
 (c) 计算在时间间隔  $t_1 = 3 \mu\text{s}$  和  $t_2 = 7 \mu\text{s}$  之间,行波在空间前进的距离。
- 1.5 求出下面并联和串联LC电路阻抗幅度的频率响应:

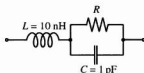


将图中的理想电感改为该电感和一个  $5\ \Omega$  电阻相串联的电路,重新计算并将两个结果进行比较,假定电路工作在  $30 \sim 3000\ \text{MHz}$  的 VHF/UHF 频段。

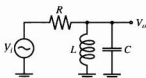
- 1.6 推出下图所示电路的谐振频率,并画出谐振频率随电阻  $R$  的变化。



- 1.7 将习题 1.6 的电路用下图所示电路替换,重新计算并画图。



- 1.8 对下图所示的电路,选择  $R \ll (\sqrt{L/C})/2$ 。



求出  $|V_o/V_i|$  与频率的函数关系,并分别标出在低频、中频和高频起主要作用的电路单元。

- 1.9 (a) 计算一个用 10 圈 AWC 26 铜线绕成的、直径和长度均为  $5\ \text{mm}$  的空气芯电感线圈的频率特性。  
(b) 假设一个直流等效电阻,求工作频率为  $1.98\ \text{GHz}$  时线圈的品质因数。
- 1.10 在一个高频电路中,某电阻的引线是由 AWC 14、总长度为  $5\ \text{cm}$  的直铝线 ( $\sigma_{\text{Al}} = 40.0 \times 10^6\ \text{S/m}$ ) 制成的。  
(a) 计算直流电阻。(b) 求出在工作频率分别为  $100\ \text{MHz}$ 、 $1\ \text{GHz}$  及  $10\ \text{GHz}$  时的射频电阻和电感。
- 1.11 计算铜 ( $\sigma_{\text{Cu}} = 64.5 \times 10^6\ \text{S/m}$ )、铝 ( $\sigma_{\text{Al}} = 40.0 \times 10^6\ \text{S/m}$ ) 和金 ( $\sigma_{\text{Au}} = 48.5 \times 10^6\ \text{S/m}$ ) 在  $1\ \text{GHz}$  和  $10\ \text{GHz}$  时的趋肤深度,并求出直径为  $1\ \text{mm}$  且长为  $10\ \text{cm}$  的导线的电阻。
- 1.12 计算并画出单位长度(每米)AWC 36 铜线在  $100\ \text{kHz} \sim 1\ \text{GHz}$  频段内的电阻。相对于直流近似或趋肤深度近似方法,其精度如何?采用附录 B 给出的如下表达式描述导线中的电流密度分布:

$$J_z(r) = \frac{pI}{2\pi a} \frac{J_0(pr)}{J_1(pa)}$$

其中  $p^2 = -j\omega\mu\sigma$ ,  $r$  是电流截面半径,  $a$  是导线半径。提示:采用功率耗散关系和 MATLAB 数值积分。在 MATLAB 的帮助菜单中查找“besselj”和“quadl”。

- 1.13 典型的印刷电路板基片由  $\text{Al}_2\text{O}_3$  构成,氧化铝的相对介电常数为 10,  $10\ \text{GHz}$  下的损耗角正切为  $0.0004$ 。求该基片的电导率。
- 1.14 对于串联的 RLC 电路,已知  $R = 1\ \Omega$ ,  $L = 1\ \text{nH}$ ,  $C = 1\ \text{pF}$ 。将电路视为理想集中参数元件,计算谐振频率及谐振频率  $\pm 10\%$  附近的品质因数。电阻的存在对谐振频率有影响吗?

- 1.15 在一个工作频率为 10 GHz 的电路中,有一个 4.7 pF 的电容器,其相对介电常数为 4.6,损耗角正切为 0.003。电容器的铜引线长为 1 cm,直径为 0.5 mm,求:
- (a) 引线的电阻和电抗。(b) 引线的电导和总阻抗。已知铜的电导率  $\sigma_{\text{Cu}} = 64.5 \times 10^6 \text{ S/m}$ 。
- 1.16 目前介电常数最高的材料之一是钛酸钡 ( $\text{BaTiO}_3$ ),即  $\epsilon_r = 1200$ 。遗憾的是,其损耗角正切及温度稳定性很差。例如,100 MHz 时,  $\tan \Delta = 0.03$ ; 1 GHz 时,  $\tan \Delta = 0.1$ 。估计阻抗变化的百分比是多少?
- 1.17 根据某制造商的技术手册,一个电容器的损耗角正切在 5 GHz 时为  $10^{-4}$ 。总的平板面积为  $10^{-2} \text{ cm}^2$ ,平板间的间隔为 0.01 mm,相对介电常数为 10。求电导。
- 1.18 复阻抗的一般表达式为

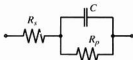
$$Z = R + jX$$

必须根据  $Y = 1/Z$  转换为对应的导纳,即

$$Y = G + jB$$

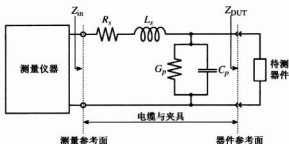
请推导出用电阻  $R$  和电抗  $X$  表示的电导  $G$  和电纳  $B$ 。

- 1.19 某并联电路由  $R_p$  与  $C_p$  构成,品质因数为  $Q_p = \omega C_p R_p$ ,求其串联等效电路的  $R_s$  和  $C_s$  作为  $Q_p$  的函数的表达式。即  $R_s = f(R_p, Q_p)$  和  $C_s = f(C_p, Q_p)$ 。
- 1.20 较完善的电容器模型可用下面的电路表示:



此处损耗角正切包括两部分:电导  $Y_p = 1/R_p + j\omega C$  和并联电路的损耗角正切  $\tan \Delta_p = |\text{Re}\{Y_p\}/\text{Im}\{Y_p\}|$ , 阻抗  $Z_s = R_s + 1/(j\omega C)$  和串联电路的损耗角正切  $\tan \Delta_s = |\text{Re}\{Z_s\}/\text{Im}\{Z_s\}|$  (注意  $R_s$  不同于例 1.4)。求证:对低损耗电容,可近似得到  $\tan \Delta \approx \tan \Delta_s + \tan \Delta_p$ , 其中  $\tan \Delta = |\text{Re}\{Z\}/\text{Im}\{Z\}|$ ,  $Z$  是总阻抗。

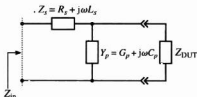
- 1.21 在谐振频率点  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ , 并联 RLC 电路具有最大阻抗。根据这个角频率表达式及谐振时的品质因数  $Q = \omega_0 CR = R/\sqrt{C/L}$ 。求:(a) 作为  $\omega_0$  和  $Q$  函数的 3 dB 角频率  $\omega_{1,2}$  (此处电纳等于电导), (b) 证明,用公式  $Q = \omega_0/(\omega_2 - \omega_1)$  和公式  $Q = \omega_0 CR = R/\sqrt{C/L}$  计算出的品质因数是相同的。
- 1.22 求解 3 dB 频率点为 2 GHz 和 5 GHz 的串联 LC 谐振电路的元件值。电路连接在可忽略内阻的电压源和阻抗为 50  $\Omega$  的负载之间。画出电路阻抗的幅度及相位的曲线。
- 1.23 根据习题 1.7 的电路原理图,若电阻  $R = 2 \text{ k}\Omega$ ,画出这个电阻的频率响应。若电阻增加到 200  $\text{k}\Omega$ ,会出现什么情况?
- 1.24 用测量仪器测量电容时,用户经常要选择一种合适的电路形式。对于串联电路,仪器要设法预测  $R_s$  和  $C_s$ ,而对于并联电路,则要测量  $R_p$  和  $C_p$ 。假如要测量大于 100  $\mu\text{F}$  的大电容,应该选择哪种电路形式?这种方式也适合于测量小于 10  $\mu\text{F}$  的电容吗?回答并说明原因。
- 1.25 以容量表示的电容器存储电荷的能力与工作温度有关。该特性可定量地表示为  $C = C_0[1 + \alpha(T - 20^\circ\text{C})]$ , 此处  $C_0$  是标称的电容量,  $\alpha$  是温度系数,可正可负。如果电容  $C$  在  $T = 20^\circ\text{C}$  时,读数值为 4.6 pF,在  $T = 40^\circ\text{C}$  时提高到 4.8 pF,请问温度系数  $\alpha$  是多少?并求出在  $0^\circ\text{C}$  和  $80^\circ\text{C}$  时的电容量。
- 1.26 在低频下测量阻抗时,用一对导线连接测量仪器和待测器件(DUT),并认为该仪器的读数反映了待测器件的阻抗。本章讨论的情况表明,在高频时必须考虑寄生参数的影响。测量系统的典型电路形式如下图所示:



其中, 夹具和电缆用等效电路代替, 包括导线阻抗  $R_s + j\omega L_s$  和分布导纳  $G_p + j\omega C_p$ 。在理想情况下, 我们希望测量参考面在器件上, 然而由于夹具的存在, 测量参考面偏离了待测器件。

为了精确地测量待测器件的阻抗, 必须考虑连接电缆及夹具的影响。多数厂商采用的方法是通过开路和短路校准方法, 补偿与夹具有关的不利影响。第一步, 用短路线替代待测器件, 并记录阻抗的测量结果。由于夹具的影响, 测得的阻抗不为零; 第二步, 用开路线替代短路线, 再次记录阻抗的测量结果。由这两次测量值便能定量地确定夹具的寄生效应。

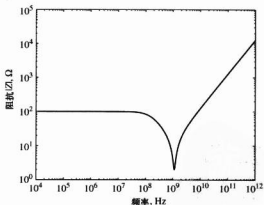
校准以后, 即可连接待测器件并测量输入阻抗, 在这种情况下等效电路为



知道了寄生器件 ( $Z_s$  和  $Y_p$ ) 的值, 就能计算出待测器件的准确阻抗了。

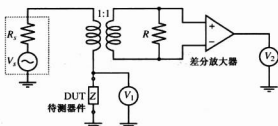
请用所有必要的公式解释上述步骤, 并且详细说明在什么条件下, 这种校准方法是可行的。然后, 导出用于计算待测器件不含夹具影响的阻抗表达式。

#### 1.27 某无源器件阻抗的扫频测量结果如下图。



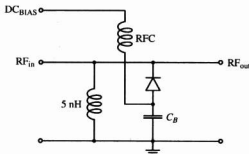
根据该图呈现的阻抗响应曲线, 设计一个电路, 使其够等效地替换这个待测器件。该器件可能是电阻器、电感线圈还是电容器?

#### 1.28 在射频波段, 测量无源器件的阻抗是个十分复杂的问题。常用的技术, 如桥式电路和谐振方法, 当频率超过几兆赫时就失效了。仪器制造商研究开发的一种测量技术是根据以下电路原理图的电流-电压记录法。



其中, 电压采用可测量电压振幅和相位的矢量电压表测量。请解释待测器件的阻抗是如何确定的, 并讨论变压器和运算放大器的作用。

- 1.29 某高频扼流圈采用 AWG 38 铜线在一直径为 2 mm、长为 1 mm 的陶瓷芯上 ( $\mu_r = 1$ ) 绕 4 圈制成。请根据例 1.5, 估算其电感、寄生电容、电阻和谐振频率。此高频扼流圈的分布电容为 0.2 pF。分析中, 可设一个与频率无关的直流等效电阻。
- 1.30 若器件的阻抗在直流条件下是  $1 \Omega$ , 在 100 GHz 时是  $12.5 \Omega$ , 谐振频率是 1.125 GHz, 利用前面习题中采用的数据和等效电路图, 求出该等效电路的各参量值。
- 1.31 图 1.20 所示的 4 电极电容器由 4 个尺寸相等、面积分别为  $25 \text{ mil} \times 25 \text{ mil}$ 、间隔为 5 mil 的电极、一个公共接地板和相对介电常数为 11 的电介质组成。求: 单个电容器和整个电容器所能达到的电容量。
- 1.32 考虑下面的二极管电路:



第 6 章还会看到它, 一个反偏的二极管能表示为电阻  $R_i$  和结电容  $C$  的串联组合, 结电容  $C$  的电容量与偏压有关, 其值近似由下面的表达式给出:

$$C = C_0 \left( 1 - \frac{V_{bias}}{V_{diff}} \right)^{-1/2}$$

假定高频扼流圈和隔直电容  $C_B$  均为无穷大, 求出电路谐振频率为 1 GHz 时的偏置电压。该二极管特征参数如下:  $C_0 = 10 \text{ pF}$ ,  $R_i = 3 \Omega$ , 导通电压  $V_{diff} = 0.75 \text{ V}$ 。

## 第2章 传输线理论

正如第1章所讨论的,频率的提高意味着波长的减小。对于射频电路来说,随之而来的是,当波长可与分立电路元件的几何尺寸相比拟时,电压和电流都将随着空间位置不同而变化,即必须把它们看成传输的波。因为基尔霍夫电压和电流定律都没有考虑到这种空间变化,所以必须对传统的集中电路理论进行重大修正。

本章的目的是完成由集中电路模型向分布电路模型的过渡,同时推导出一个最有用的公式:与空间坐标相关的,任意几何结构的射频传输线阻抗表达式。将该方程用于分析和设计高频电路,将是后面几章的核心重点。本章在阐述传输线基本理论的过程中,有意减少了(虽然不是排除)对电磁场理论的依赖。有兴趣更深入地研究电磁波理论基本概念的读者,可参阅本章末尾列出的大量经典参考书。

### 2.1 传输线理论的实质

首先考察电压波的表达式  $V(z, t) = V_0 \sin(\omega t - \beta z)$ , 该电压波沿  $z$  轴的正方向传播。这个电压波以特定方式把空间和时间结合在一起,使正弦函数的空间特征由沿  $z$  轴的波长  $\lambda$  描述。此外,正弦函数的时间特性可用沿着时间轴的周期  $T = 1/f$  表征。从数学角度讲,这就是相对于时间的空间变化,也就是运动速度,对于我们讨论的情况,就是以  $v_p$  表示的恒定相速度:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \lambda f = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (2.1)$$

如果设  $f = 1 \text{ MHz}$ , 介电参数  $\epsilon_r = 10$ ,  $\mu_r = 1$  ( $v_p = 9.49 \times 10^7 \text{ m/s}$ ) 可得到波长  $\lambda = 94.86 \text{ m}$ 。此时,电压波随空间和时间的变化画在图 2.1 中。

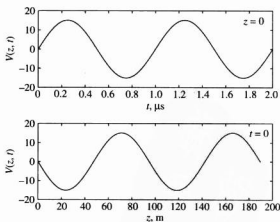


图 2.1 作为时间( $z=0$ 时)和空间( $t=0$ 时)函数的电压分布

下面分析一个简单的电路,该电路由内阻为  $R_G$  的正弦电压源  $V_G$  通过 1.5 cm 长的铜导线与负载电阻  $R_L$  连接组成。假定导线方向与  $z$  轴方向一致,且导线的电阻可忽略。如果正弦电压源的频率设定为 1 MHz,那么按前面的计算,波长是 94.86 m。连接信号源和负载的导线长度是 1.5 cm,在如此小的尺度内,电压的空间变化是不明显的。

当频率提高到 10 GHz 时,情况就明显不同了,此时波长降低到  $\lambda = v_p/10^{10} = 0.949$  cm,近似为导线长度的 2/3。此时,如果沿着 1.5 cm 长的导线测量电压,空间位置就成为确定信号相位值的决定因素。这个事实很容易观察到,假如用示波器测量起始点(位于  $A$  点)和终点(位于  $B$  点),或在导线的任意位置,沿  $z$  轴  $AB$  间隔为 1.5 cm 处测量,如图 2.2 所示。

### 示波器测量

双通道示波器可以记录瞬时信号响应的空间分布,方法如下:用连接通道 1 的探针测量  $A$  点的信号,例如 10 GHz 载波信号的波形。通过将探针从  $A$  点移到  $B$  点,连接在通道 2 的探头就可以捕捉此信号的空间变化,此变化导致了波的传播。由于两个测量通道的时间基准是相同的,示波器的屏幕上将显示相对位移了的两个正弦波信号。

现在面临一个难题。在图 2.2 所示的简单电路里,用长度为  $l$  的双导线将源阻抗为  $R_G$  的电压源  $V_G$  和负载电阻  $R_L$  连接。如果双导线的电阻可忽略,则连接源和负载的导线上不存在电压的空间变化,即低频电路的情况,才能用基尔霍夫电压定律:

$$\sum_{i=1}^N V_i = 0 \quad (2.2)$$

在式(2.2)中,  $V_i (i=1, 2, 3, \dots, N)$  代表  $N$  个分立元件上的电压降。当频率高到必须考虑电压和电流的空间分布时,基尔霍夫电路定律不能直接应用。可是,这种情况能补救,假设该双导线能细分为短的线元(数学上称为无限小),在每个小线元上,假设电压和电流保持恒定值,如图 2.3 所描绘的情况。

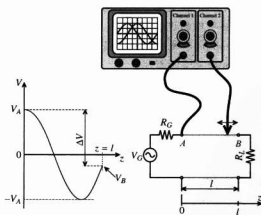


图 2.2 波源至负载间传输线上任意点的电压振幅测量。参考点为  $A$  点,信号频率为 10 GHz

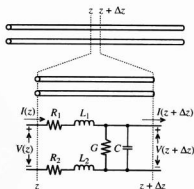


图 2.3 分割成小单元  $\Delta z$  的导线,在该小单元上可以应用恒定电压和电流的基尔霍夫定律



对每个长度为  $\Delta z$  的单元,能够导出其等效电路模型。根据第 1 章中的讨论,可以断定每段导线都具有相应的串联电阻和串联电感。另外,由于两根导线靠得比较近,因此也存在电容效应。因为现实中并不存在理想的绝缘体,所以介质中存在微小的电流。关于这些效应的更严格分析将在 2.2 节中给出。此处必须明确,这些简化的等效元件只代表导线的一个小单元段。为了建立整个导线的完整模型,必须将  $\Delta z$  段的等效重复很多次。所以,在一般情况下传输线不能用集中参数描述,而必须用分布参数  $R$ 、 $L$ 、 $C$  和  $G$  表示。此时所有电路参数都是单位长度传输线的相应量。

### 集中参数理论与分布参数理论

当电路元件的特征尺寸超过电磁波波长的  $1/10$  左右时,基尔霍夫电路理论(集中参数)必须由分布参数的波动理论替代。

一段导线或一个分立元件在什么情况下必须作为传输线看待?这个问题很难给出一个准确答案。从满足基尔霍夫定律的集中参数电路分析方法,过渡到涉及电压波和电流波的分布电路理论,取决于波长与电路元件平均尺度的相对关系。这种过渡是在波长逐步变得可与电路元件尺度相比拟的过程中逐渐发生的。根据经验,当分立电路元件平均尺度  $l_A$  大于波长的  $1/10$  时,应该采用传输线理论( $l_A \geq \lambda/10$ )。例如对于  $1.5\text{ cm}$  长的导线,能够估算出发生上述过渡变化的频率:

$$f = \frac{v_p}{10l} = \frac{9.49 \times 10^7 \text{ m/s}}{0.15 \text{ m}} = 633 \text{ MHz}$$

在  $700\text{ MHz}$  时,射频设计工程师们能把图 2.2 所示的简单电路当成集中元件电路处理吗?也许可以。基尔霍夫电路理论能应用于工作在  $1\text{ GHz}$  的电路吗?回答是肯定的,但应注意到分析精度方面的巨大代价。后面几章将进一步揭示必须采用传输线理论的其他原因。

### 数字用户线(DSL)

国际电话公司多年来铺设的铜质双线电话线是一笔巨大的遗产。为了更有效地将这些线路用于宽带互联网服务,人们开发了一些特殊的调制解调器,以便通过现有的铜质双线电话线传输高速的数字信号。在  $2\text{ Mbps}$  和更高的速率下,异步数字用户线(ADSL)系统可以传输比常规电话线( $64\text{ kbps}$ )更多的数据。

## 2.2 传输线实例

### 2.2.1 双线传输线

2.1 节讨论的双线传输线系统是能将高频电能从一点传送到另一点的实例。遗憾的是,对于传递高频电压波和电流波,这也许是最不合适的方法。正如图 2.4 所示,间距固定的双导体存在的缺点是:由导体辐射的电力线和磁力线延伸到了无限远,因此会影响到附近的其他电子设备。

## 关于此电子书的说明

本人由于一些便利条件，可以为您提供各种中文图书的PDF电子版，保证质量清晰。只要图书不是太新，文学、法律、计算机、经济、医学、工业、学术等方面的图书，都可以帮您制作，如果您有这方面的需求，可以通过QQ联系我，我的QQ号是 [3330972307](#)。