

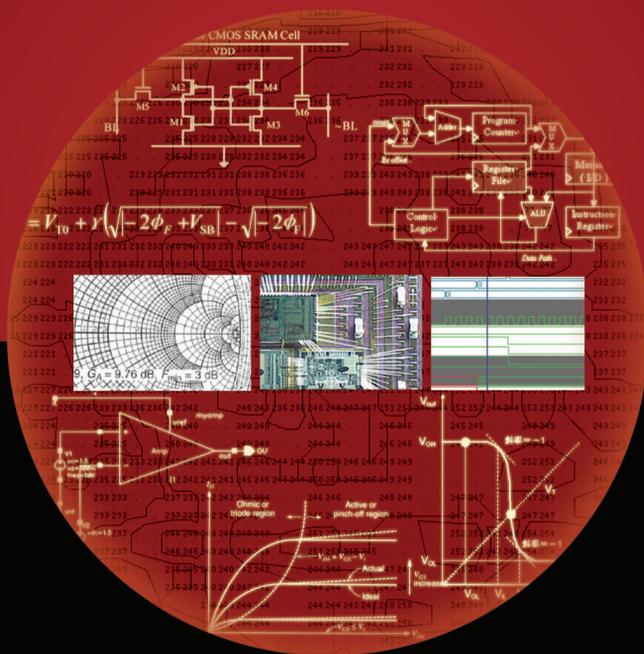
国家集成电路工程领域工程硕士系列教材

国务院学位委员会集成电路工程硕士教育协作组  
全国集成电路人才培养基地专家指导委员会

组编

# 射频集成电路与系统

李智群 王志功 编著



科学出版社  
www.sciencep.com

国家集成电路工程领域工程硕士系列教材

国务院学位委员会集成电路工程硕士教育协作组 组编  
全国集成电路人才培养基地专家指导委员会

# 射频集成电路与系统

李智群 王志功 编著

科学出版社

北京

## 内 容 简 介

本书系统地介绍了射频集成电路与系统的基本原理、设计方法和技术。全书分为射频与微波基础知识、无线收发机系统结构、射频集成电路功能模块设计和基于 Cadence 软件环境的射频集成电路设计及仿真实验四部分,主要包括传输线、二端口网络与 S 参数、Smith 圆图、阻抗匹配网络、无源器件、有源器件、噪声、无线收发机结构、射频放大器、宽带放大器、低噪声放大器、混频器、射频功率放大器、振荡器、锁相与频率合成器、射频集成电路版图设计与芯片测试,以及射频集成电路主要模块的设计和仿真实验等内容。本书通过对无线通信收发系统和基本模块的分析,使读者对射频集成电路与系统有一个较为全面的认识,掌握基本的设计原则、设计方法和设计技术,具备在相关领域进行科研开发的能力。

本书可作为电路与系统、集成电路设计、微电子等专业研究生教材,也可供相关专业高年级本科生和电路设计人员参考。

### 图书在版编目(CIP)数据

射频集成电路与系统/李智群,王志功编著.—北京:科学出版社,2008  
(国家集成电路工程领域工程硕士系列教材)

ISBN 978-7-03-021116-3

I. 射… II. ①李… ②王… III. 射频电路:集成电路—研究生—教材  
IV. TN710

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2008)第 027385 号

责任编辑:马长芳 潘继敏 / 责任校对:朱光光  
责任印制:张克忠 / 封面设计:耕者创作工作室

**科学出版社** 出版

北京东黄城根北街 16 号

邮政编码:100717

<http://www.sciencep.com>

**中国科学院印刷厂** 印刷

科学出版社发行 各地新华书店经销

\*

2008 年 8 月第 一 版 开本:787×1092 1/16

2008 年 8 月第一次印刷 印张:31 1/4

印数:1—4 000 字数:719 000

**定价:56.00 元**

(如有印装质量问题,我社负责调换(科印))

国家集成电路工程领域工程硕士系列教材

国务院学位委员会集成电路工程硕士教育协作组  
全国集成电路人才培养基地专家指导委员会

组编

主 编：严晓浪（浙江大学）

副 主 编：余志平（清华大学，特邀）

审稿人员：（以拼音为序）

洪志良          吉利久

罗伟绍          石秉学

时龙兴          唐璞山

吴懿平          于敦山

马长芳（责任编辑 科学出版社）

## 丛 书 序

随着电子计算机的普及,人类社会已经进入了信息化社会。以集成电路为代表的微电子技术是信息科学技术的核心技术。集成电路产业是关系经济建设、社会发展和国家安全的战略性产业。集成电路技术伴随着半导体技术、计算机技术、多媒体技术、移动通信等技术的不断创新,得到了迅猛发展。从1958年美国的基尔比发明世界上第一块集成电路以来,集成电路已经从初期的小规模集成电路(SSI)发展到今天的系统芯片(SOC),集成电路一直按摩尔规律(Moore's Law)向前演进。集成电路产业包含了相对独立的集成电路设计、集成电路加工制造、集成电路封装测试、集成电路材料、集成电路设备业等,而其中的集成电路设计是集成电路产业发展的龙头。

近年来,我国的集成电路产业迅速发展。2000年以来我国的集成电路产值年平均增长率达到30%左右。坚持自主发展,增强技术创新能力和产业核心竞争力,掌握集成电路的核心技术,提高具有自主知识产权产品的比重是我们的历史性任务。

发展集成电路技术的关键是培养具有创新和创业能力的专业人才,因此高质量、较快速度地培养集成电路人才是我们的迫切任务。毫无疑问,大学和大学老师义不容辞地要担负起这一历史责任。2003年以来,教育部先后在全国部分重点高校建设了“国家集成电路人才培养基地”,国务院学位委员会又在2006年批准设立集成电路工程领域培养工程硕士学位课程,意在不仅培养高水平的工学学士、硕士和博士,而且还要培养大量的集成电路工程领域的工程硕士,以满足我国集成电路产业迅速发展的需要。

集成电路技术发展迅速,内容更新快,而我国现有的集成电路工程领域的教科书数量少,而且内容和体系上不能很好地反映学科的发展和工程技术教学的需要,也难以满足集成电路工程领域工程硕士的培养。为此,教育部全国集成电路工程领域工程硕士专业指导委员会和科学出版社,经过广泛而深入的调研,组织编写出版了这套国家集成电路工程领域工程硕士教材。

本系列教材具有以下特色:

1. 内容完整,体系性强。本系列教材包括了集成电路器件、工艺、数字集

成电路设计、模拟集成电路设计、射频集成电路设计以及封装与测试,可以满足集成电路工程领域各个方向的教学。

2. 基础全面,工程性强。教材中不仅对集成电路的基础理论有较详细的论述,而且强调了集成电路的工程性,安排了较大篇幅的内容对具体的集成电路设计技术进行全面的讲解,以使学生在掌握集成电路基础理论的同时,能上机进行具体的设计,加深对理论的理解。

3. 适应教学,自学性强。在教材编写过程中考虑了现有工程硕士的教学时间,以及教学内容的完整性,对各种教学计划,可以灵活地将教材内容进行裁剪。另外,教材中相对突出了以实验为主的实践环节,以便学生自学。

本系列教材的编写人员,不仅有从事教学第一线的高校教师,而且有从事集成电路设计多年,有丰富实践经验的国际著名集成电路设计公司的资深工程技术人员。在此表示衷心的感谢。

国务院学位委员会集成电路工程硕士教育协作组  
全国集成电路人才培养基地专家指导委员会

2008年5月

## 前 言

从 1920 年的无线电通信和 1930 年的电视传输,到 1980 年的移动电话和 1990 年的全球定位系统(GPS),以及当今的蜂窝移动通信、无线局域网(WLAN)、数字电视广播(DVB)、射频识别(RFID)、无线传感网(WSN)和家庭卫星网络(home satellite network)等,射频集成电路在其中均扮演着非常重要的角色,它的发展大大推动了无线通信技术的发展。

射频集成电路与系统是一门理论性与工程性都很强的课程。本书通过系统地介绍射频集成电路与系统的基本原理、设计方法和技术,使读者掌握基本的设计原则、设计方法和设计技术,提高在相关领域从事芯片设计开发的能力。

全书分为射频与微波基础知识、无线收发机系统结构、射频集成电路功能模块设计和基于 Cadence 软件环境的射频集成电路设计和仿真实验四部分,共分为 13 章,主要包括传输线、二端口网络与 S 参数、Smith 圆图、阻抗匹配网络、无源器件、有源器件、噪声、无线收发机结构、射频放大器、宽带放大器、低噪声放大器、混频器、射频功率放大器、振荡器、锁相与频率合成器、射频集成电路版图设计与芯片测试,以及射频集成电路主要模块的设计和仿真实验等内容。

作者要特别感谢全国集成电路人才培养基地专家指导委员会为本书的出版给予的大力支持,感谢清华大学石秉学教授对本书内容的审阅,感谢 Cadence 公司为本书的编写提供支持。东南大学信息科学与工程学院射频与光电集成电路研究所博士研究生郭雪锋、张浩,硕士研究生迟青青、郭峰、薛红、张越成、解锋、刘继华、金琳、李海松等,Cadence 公司陈春章博士和苏俊杰工程师等,为本书的编写做了大量工作,在此对他们表示感谢。

限于作者水平,书中难免有错误之处,敬请读者批评指正。

李智群 王志功

2007 年 11 月 20 日

# 目 录

## 前言

<b>第 1 章 引言</b> .....	(1)
1.1 无线通信技术的发展 .....	(1)
1.2 频谱划分 .....	(1)
1.3 通信系统的组成 .....	(2)
1.4 无线通信系统举例 .....	(5)
1.5 无线通信与 RFIC 设计 .....	(6)
1.6 本书的内容组成 .....	(8)
<b>第 2 章 射频与微波基础知识</b> .....	(9)
2.1 概述 .....	(9)
2.2 传输线 .....	(9)
2.3 传输线阻抗变换.....	(17)
2.4 二端口网络与 S 参数 .....	(19)
2.5 Smith 圆图 .....	(28)
2.6 阻抗匹配.....	(34)
2.7 用方程计算法设计阻抗匹配网络.....	(36)
2.8 用 Smith 圆图法设计阻抗匹配网络 .....	(48)
2.9 本章小结.....	(54)
参考文献 .....	(54)
习题 .....	(55)
<b>第 3 章 无源元件</b> .....	(59)
3.1 概述.....	(59)
3.2 趋肤效应.....	(59)
3.3 分立电路中的无源元件.....	(61)
3.4 集成电路中的无源元件.....	(63)
3.5 本章小结.....	(83)
参考文献 .....	(83)
习题 .....	(84)
<b>第 4 章 噪声及有源器件</b> .....	(86)
4.1 概述.....	(86)
4.2 噪声.....	(86)
4.3 特征频率和单位功率增益频率 .....	(104)
4.4 等比例缩小与短沟道效应 .....	(107)

4.5	有源器件的非线性模型 .....	(114)
4.6	本章小结 .....	(126)
	参考文献 .....	(126)
	习题 .....	(126)
<b>第 5 章</b>	<b>无线收发机结构</b> .....	(129)
5.1	概述 .....	(129)
5.2	中频选择 .....	(129)
5.3	混频 .....	(130)
5.4	无线接收机结构 .....	(137)
5.5	无线发射机结构 .....	(150)
5.6	本章小结 .....	(151)
	参考文献 .....	(152)
	习题 .....	(152)
<b>第 6 章</b>	<b>射频放大器</b> .....	(154)
6.1	概述 .....	(154)
6.2	信号流图及其应用 .....	(154)
6.3	放大器稳定性 .....	(161)
6.4	射频放大器设计 .....	(166)
6.5	宽带放大器设计 .....	(175)
6.6	放大器的非线性 .....	(187)
6.7	本章小结 .....	(195)
	参考文献 .....	(196)
	习题 .....	(196)
<b>第 7 章</b>	<b>低噪声放大器</b> .....	(198)
7.1	概述 .....	(198)
7.2	LNA 的功能和指标 .....	(198)
7.3	设计考虑 .....	(199)
7.4	LNA 噪声系数 .....	(202)
7.5	低噪声放大器结构 .....	(205)
7.6	MOS 管非准静态(NQS)模型和栅极感应噪声 .....	(215)
7.7	CMOS 最小噪声系数和最佳噪声匹配 .....	(219)
7.8	本章小结 .....	(222)
	参考文献 .....	(222)
	习题 .....	(223)
<b>第 8 章</b>	<b>混频器</b> .....	(226)
8.1	概述 .....	(226)
8.2	混频器指标 .....	(226)
8.3	混频基本原理 .....	(228)

---

8.4	混频器结构 .....	(231)
8.5	线性度及其改善技术 .....	(242)
8.6	噪声系数及其优化 .....	(246)
8.7	本章小结 .....	(249)
	参考文献 .....	(249)
	习题 .....	(249)
<b>第 9 章</b>	<b>射频功率放大器</b> .....	<b>(252)</b>
9.1	概述 .....	(252)
9.2	功率放大器与小信号放大器的区别 .....	(253)
9.3	主要指标 .....	(254)
9.4	PA 的分类 .....	(255)
9.5	大信号阻抗匹配 .....	(267)
9.6	线性化技术 .....	(267)
9.7	CMOS 功率放大器特点 .....	(270)
9.8	本章小结 .....	(271)
	参考文献 .....	(271)
	习题 .....	(271)
<b>第 10 章</b>	<b>振荡器</b> .....	<b>(275)</b>
10.1	概述 .....	(275)
10.2	振荡器基本原理 .....	(275)
10.3	环行振荡器 .....	(276)
10.4	LC 振荡器 .....	(277)
10.5	振荡器的干扰和相位噪声 .....	(286)
10.6	相位噪声带来的问题 .....	(291)
10.7	正交(I/Q)信号的产生 .....	(293)
10.8	LC 交叉耦合振荡器优化设计 .....	(294)
10.9	本章小结 .....	(301)
	参考文献 .....	(301)
	习题 .....	(302)
<b>第 11 章</b>	<b>锁相环与频率合成器</b> .....	<b>(306)</b>
11.1	概述 .....	(306)
11.2	PLL 基本原理 .....	(306)
11.3	PLL 的线性分析 .....	(311)
11.4	电荷泵 PLL .....	(355)
11.5	频率合成 .....	(374)
11.6	本章小结 .....	(382)
	参考文献 .....	(383)
	习题 .....	(383)

<b>第 12 章 射频 IC 版图设计与芯片测试</b> .....	(386)
12.1 版图设计 .....	(386)
12.2 芯片制造 .....	(391)
12.3 芯片测试 .....	(391)
12.4 本章小结 .....	(404)
参考文献 .....	(405)
<b>第 13 章 基于 Cadence 软件平台的 RFIC 设计和仿真实验</b> .....	(406)
13.1 Spectre_RF 介绍 .....	(406)
13.2 VGA 的设计和仿真实验 .....	(415)
13.3 LNA 的设计和仿真实验 .....	(455)
13.4 Mixer 的设计和仿真实验 .....	(466)
13.5 VCO 的设计和仿真实验 .....	(478)
13.6 本章小结 .....	(485)

# 第 1 章 引 言

集成电路(IC)不仅是信息产业的基础和核心,而且是信息社会经济发展的基础。这是因为 IC 是各类电子信息产品与装备的核心部件,而电子信息部件又是众多其他产品和装备的核心部件。可以毫不夸张地说,21 世纪重点高科技领域都与 IC 技术密切相关。所以,IC 技术是国家综合国力的标志,IC 产业是一门战略性基础产业。IC 还直接关系到信息安全与国家安全,因此得到了各国政府的高度重视。

未来的信息交流,特别是与人直接关联的信息交流正在朝着无线和移动的方向发展。包括移动通信、无线局域网、卫星通信、无线接入等在内的各类无线移动技术正在蓬勃发展。所有这些系统都需要射频(RF)技术、射频集成电路(RFIC)或射频系统。例如,移动通信需要射频收发集成电路,数字电视需要俗称“高频头”的射频接收机。此外,在 21 世纪最受关注的生命科学领域,射频无线系统也有用武之地,范例之一就是植入体内的、可与外界通信的无线传感芯片。同时,以光纤为媒质的超高速通信系统将继续在“信息高速公路”和“光纤到户”的宽带通信网建设中发挥重要作用。在这些通信系统中,人们需要开发信号频谱延伸到射频段、与射频集成电路具有同样特点的超高速集成电路。因此,射频集成电路与系统的技术研究与产品开发已在世界范围内形成巨大的热潮。

## 1.1 无线通信技术的发展

无线通信技术的发展可以追溯到 19 世纪中期。1864 年 James Maxwell 在伦敦英国皇家学会发表的论文中首次提出了电场和磁场通过其所在的空间中交连耦合会导致波传播的设想;1887 年 Heinrich Hertz 通过实验证实了电磁能量可以通过空间发射和接收;1901 年 Guglielmo Marconi 成功地实现了无线电信号(radio signals)横越大西洋的传递,从此无线电技术正式诞生。从 1920 年的无线电通信和 1930 年的 TV 传输,到 1980 年的移动电话和 1990 年的全球定位系统(GPS),以及当今的移动通信和无线局域网(WLAN),射频集成电路在其中均扮演着非常重要的角色,它的发展大大推动了无线通信技术的发展。

蜂窝移动通信从 20 世纪 80 年代出现到现在,已经发展到了第三代。目前业界正在研究面向未来第四代移动通信的技术;无线城域网(WMAN)、无线局域网和无线个域网(WPAN)技术的宽带无线接入也在全球不断升温,宽带无线用户数增长势头强劲;卫星通信以其特殊的技术特性,已经成为无线通信技术中不可忽视的一个领域;手机视频广播作为一种新的无线业务与技术,正在成为目前最热门的无线应用之一。

## 1.2 频谱划分

通信系统中不同的信道具有不同的工作频率范围。表 1-1 列出了通信系统中使用的

波段名称及其相应的波段和频段,同时列出了不同的有线和无线信道所使用的频段。

表 1-1 电气和电子工程师学会(IEEE)制定的频谱划分表

频段	频率	工作模式	频率
LF(低频)	30~300kHz	中波广播	530~1700kHz
MF(中频)	300~3000kHz	短波广播	5.9~26.1MHz
HF(高频)	3~30MHz	RFID	13MHz
VHF(甚高频)	30~300MHz	调频广播	88~108MHz
UHF(特高频)	300~1000MHz	(无线)电视	54~88MHz, 174~220MHz
L-Band(L波段)	1~2GHz	遥控模型	72MHz
S-Band(S波段)	2~4GHz	个人移动通信	900MHz, 1.8GHz, 1.9GHz, 2GHz
C-Band(C波段)	4~8GHz	WLAN, Bluetooth (ISM* Band)	2.4~2.5GHz, 5~6GHz

\* ISM—Industrial, Scientific and Medical,即工业、科学和医学。

### 1.3 通信系统的组成

图 1-1 给出的是通信系统的一般模型,它由信源、发送设备、信道、接收设备和信宿组成。模型中同时考虑了噪声源对信道的干扰。

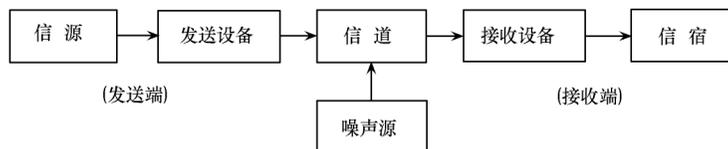


图 1-1 通信系统的一般模型

信道是传输媒介,分为有线和无线两类。有线信道有电线、电缆、光纤和波导等。无线信道是指自由空间,其中存在着各种干扰,如多径衰落、邻近频道干扰、多普勒频率和频谱色散等。无线移动信道是传输条件最为恶劣的一种信道。目前快速发展的无线通信技术正是为了克服无线信道的缺陷,以保证通信的可靠性。

根据信道中所传输信号的不同形式,通信系统可进一步划分为模拟通信系统和数字通信系统。

#### 1.3.1 模拟通信系统

我们把信道中传输模拟信号的系统称为模拟通信系统。模拟通信系统的组成可由通信系统的一般模型略加改变而成,如图 1-2 所示。这里,将通信系统一般模型中的发送设备和接收设备分别用调制器和解调器代替。

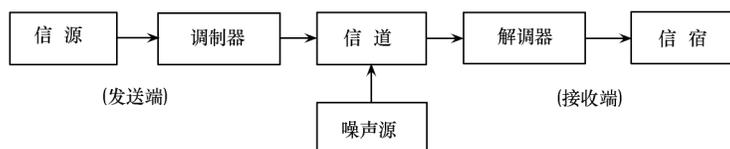


图 1-2 模拟通信系统模型

对于模拟通信系统,它主要包含两种重要变换:一种是把连续消息变换成电信号(发送端信源完成),另一种是把电信号恢复成最初的连续消息(接收端信宿完成)。由信源输出的电信号为基带信号,由于它具有频率较低的频谱分量,一般不能直接作为传输信号发送到信道中去。因此,模拟通信系统里常有第二种变换,即将基带信号转换成适合信道传输的信号,这一变换由调制器完成;在接收端则需要相反的变换,它由解调器完成。经过调制后的信号通常称为已调信号。已调信号有三个基本特性:一是携带有消息,二是适合在信道中传输,三是频谱具有带通形式,且中心频率远离零频。因而已调信号又常称为频带信号。

必须指出,从消息的发送到消息的恢复,事实上并非仅有以上两种变换。通常在一个通信系统里可能还有滤波、放大、天线辐射与接收、控制等过程。对信号传输而言,由于上面两种变换对信号形式的变化起着决定性作用,它们是通信过程中的重要方面。而其他过程对信号变化来说,没有发生质的作用,只不过是进行了放大和改善信号特性等,因此,这些过程我们认为都是理想的,而不去讨论它。

### 1.3.2 数字通信系统

信道中传输的信号为数字信号的系统称为数字通信系统。数字通信系统可进一步细分为数字频带传输通信系统、数字基带传输通信系统、模拟信号数字化传输通信系统。

#### 1. 数字频带传输通信系统

数字通信的基本特征是,它的消息或信号具有“离散”或“数字”的特性,从而使数字通信面临许多特殊的问题。例如,前边提到的第二种变换,在模拟通信中强调变换的线性特性,即强调已调参量与代表消息的基带信号之间的比例特性;而在数字通信中,则强调已调参量与代表消息的数字信号之间的一一对应关系。

另外,数字通信中还存在以下突出问题:

(1)数字信号传输时,信道噪声或干扰所造成的差错,原则上是可以控制的。这通过所谓的差错控制编码来实现。于是,就需要在发端增加一个编码器,而在接收端相应地要增加一个解码器。

(2)当需要实现保密通信时,可对数字基带信号进行人为“扰乱”(加密),此时在接收端就必须进行解密。

(3)由于数字通信传输的是一个接一个按一定节拍传送的数字信号,因而接收端必须有一个与发送端相同的节拍,否则,就会因收发步调不一致而造成混乱。

还有,为了表述消息内容,基带信号都是按消息特征进行编组的,于是,在收发之间一组组编码的规律也必须一致,否则接收时消息的真正内容将无法恢复。在数字通信中,称

节拍一致为“位同步”或“码元同步”，而称编组一致为“群同步”或“帧同步”，故数字通信中还必须要有“同步”这个重要问题。

综上所述，点对点的数字通信系统模型一般可用图 1-3 表示。

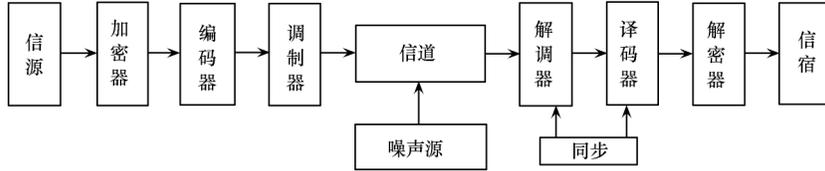


图 1-3 数字频带通信系统模型

需要说明的是，图中调制器/解调器、加密器/解密器和编码器/译码器等环节，在具体通信系统中是否全部采用，取决于具体设计条件和要求。但在一个系统中，如果发送端有调制/加密/编码，则接收端必须有解调/解密/译码。通常把有调制器/解调器的数字通信系统称为数字频带传输通信系统。

### 2. 数字基带传输通信系统

与频带传输系统相对应，把没有调制器/解调器的数字通信系统称为数字基带传输通信系统，如图 1-4 所示。图中基带信号形成器可能包括编码器、加密器以及波形变换等，接收滤波器亦可能包括译码器、解密器等。

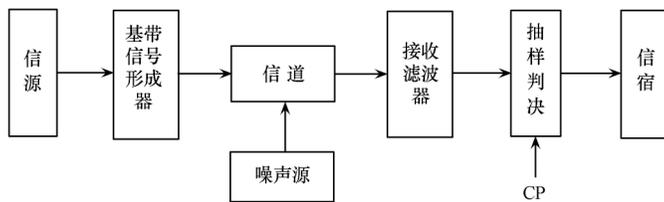


图 1-4 数字基带传输系统模型

### 3. 模拟信号数字化传输通信系统

上面论述的数字通信系统中，信源输出的信号均为数字基带信号。实际上，日常生活中大部分信号(如语音信号)为连续变化的模拟信号。要实现模拟信号在数字系统中的传输，则必须在发送端将模拟信号数字化，即进行模/数(A/D)转换；在接收端则需要进行相反的操作，即数/模(D/A)转换。模拟信号数字化传输系统如图 1-5 所示。

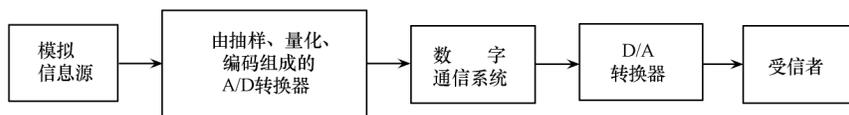


图 1-5 模拟信号数字化传输系统模型

### 1.3.3 调制的原因

无线通信中把基带信号变成射频已调信号有两个原因。一是为了有效地把信号用电磁波辐射出去。基带信号是低频信号,如话音信号频率为 $300\sim 3400\text{Hz}$ , $300\text{Hz}$ 信号的波长达 $1000\text{km}$ ,若天线长度取 $1/10$ 波长,对应的天线长度达 $100\text{km}$ 以上,不可能实现。因此,为了降低天线的尺寸,以有效地辐射信号,发射信号的频率必须是高频。发射机中振荡器产生的高频信号称为载波。二是为了有效地利用频带来传输多路频率范围基本相同的基带信号。为此,可将多路基带信号分别调制到不同频率的载波上,以避免基带信号之间的相互干扰。

用基带信号控制载波的幅度、频率和相位分别称之为调幅、调频和调相;用模拟信号调制载波称为模拟调制;用数字信号调制载波称为数字调制。

## 1.4 无线通信系统举例

除了诸如传呼机和手机这些为人们熟悉的无线通信产品以外,RF技术已经创造了许多其他市场。这些市场展示了快速成长的巨大潜力,每一个都对RF设计者提出了挑战。

**无线局域网:** 在一个拥挤的场所,人们或设备之间的通信可以通过无线局域网来实现。采用在 $900\text{MHz}$ 和 $2.4\text{GHz}$ 附近的频带,无线局域网接收发送器能在办公室、医院、工厂等地提供移动通信连接,这样就不需要使用笨拙的有线网络。便携性与重构性是无线局域网的显著特征。

**全球定位系统(GPS):** 随着GPS接收器的成本和功耗下降,用它来确定一个目标的位置及寻找方向对消费者十分有吸引力。这样的系统在 $1.5\text{GHz}$ 等频率下工作,使汽车制造厂家考虑将其作为低成本的手持产品。

**射频识别(RFID):** 射频识别系统,简称“RFID”,是小的、低成本的标签。它们可以附加到物品上或被个人佩带来跟踪其位置。它的应用范围包括机场的行李、商品和军事行动的部队等。由于有源标签的寿命由单个小电池的寿命决定,所以低功耗的要求尤其重要。工作在 $900\text{MHz}$ 和 $2.4\text{GHz}$ 频率范围的RFID产品已出现在市场上。

**家庭卫星网络(home satellite network):** 卫星电视所提供的节目与服务已经使众多的用户被家庭卫星网络所吸引。这些网络工作在 $10\text{GHz}$ 频段,需要附加碟形天线以及连到电视机的接收器,它们直接与有线电视形成竞争。

无线通信系统的发射机和接收机原理框图如图1-6所示,手机射频前端原理框图如图1-7所示。

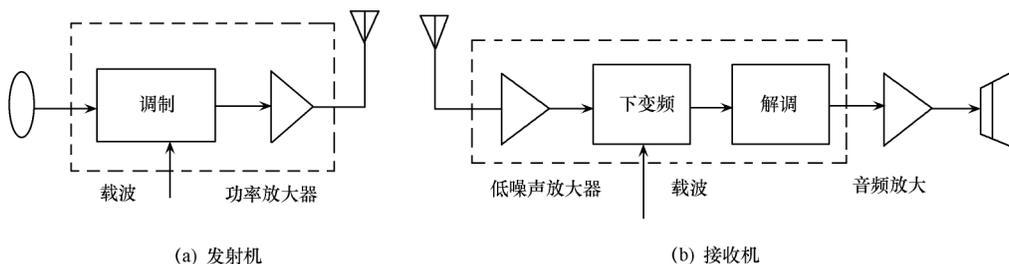


图 1-6 无线通信系统的发射机和接收机原理框图

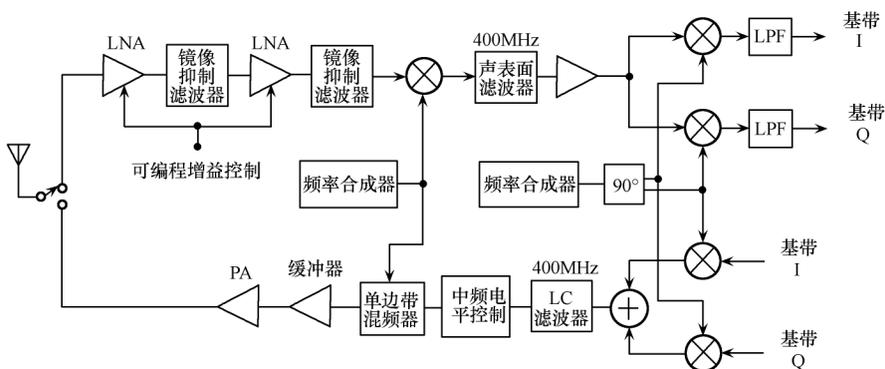


图 1-7 手机射频前端原理框图

### 1.5 无线通信与 RFIC 设计

由于无线通信与射频集成电路设计需要大量的专业知识、长期经验、专用 EDA 工具和昂贵的测试设备,因而面对突如其来的市场需求,这方面的人才显得极为短缺,射频集成电路的研究与开发已成为制约无线通信系统发展的瓶颈。射频集成电路与系统设计工程师不仅需要系统规划、通信协议、无线信道预算、调制解调、编码解码、均衡和信息论等方面的系统知识,以及增益、噪声、功率、线性度、频率与带宽、匹配和稳定性等方面的电路知识,同时还需要器件物理、晶体管特性和建模等方面的器件知识,并需要熟练掌握诸如 Cadence 的 Spectre RF 和 Agilent 的 ADS 等集成电路设计自动化工具。RFIC 设计应具备的知识面如图 1-8 所示。

RFIC 所涉及的相关学科和技术有集成电路设计、工艺与器件、器件模型、收发机结构、高频测试技术、高频封装技术、EDA 工具、系统标准、数字通信、无线通信和微波理论,如图 1-9 所示。

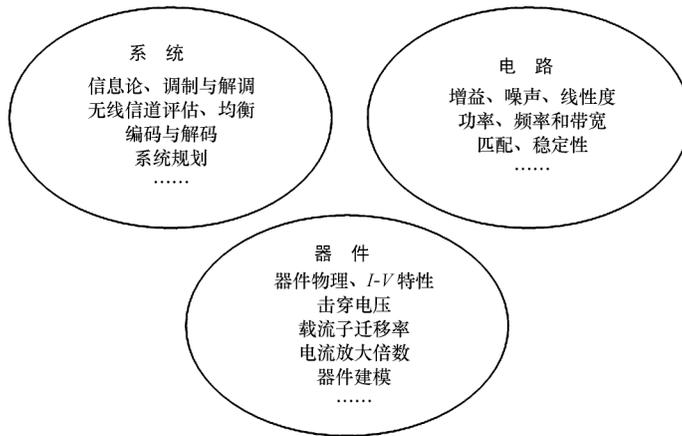


图 1-8 RFIC 设计应具备的知识面

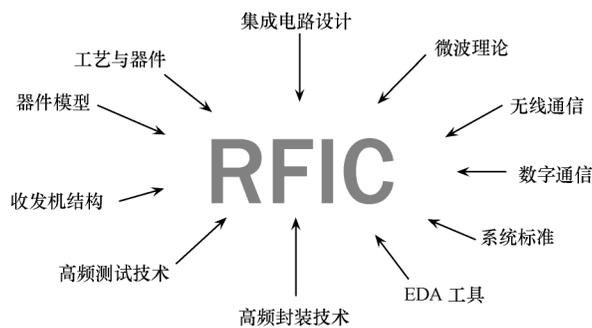


图 1-9 RFIC 所涉及的相关学科和技术

与相对成熟的数字集成电路设计相比,RFIC 设计正处于发展阶段。无源器件尤其是电感的性能亟待提高。RFIC 设计的 EDA 工具(Spectre RF 和 ADS 等)正处于发展阶段,分析和综合的结果只能起参考作用。主要原因是在射频器件的非线性、时变特性、电路的分布参数、不稳定性等方面还缺乏精确的模型。因此设计是否成功在很大程度上取决于工程师的经验。

无线通信系统可以分为基带部分和射频部分。基带部分完成频率较低的数字信号或模拟信号的处理功能。射频部分完成宽动态范围的高频模拟信号的处理,包括低噪声放大、功率放大、频率变换、滤波、调制和解调等功能。RFIC 设计应满足良好的选择性、低噪声和宽动态范围的要求,接收机对杂散频率信号应有良好的抑制能力,本振信号应具有很低的相位噪声,发射机必须严格限制带外辐射,功率放大器应具有高效率或高线性度,采用低功耗设计尽可能降低系统的总体功耗。

如图 1-10 所示,RFIC 的设计流程大致分为五步:第一步,根据系统协议物理层标准确定收发机结构;第二步,根据系统功能和指标进行模块划分和系统规划,确定各个模块的性能指标;第三步,根据代工厂提供的器件模型,使用电路分析工具进行各个模块的电

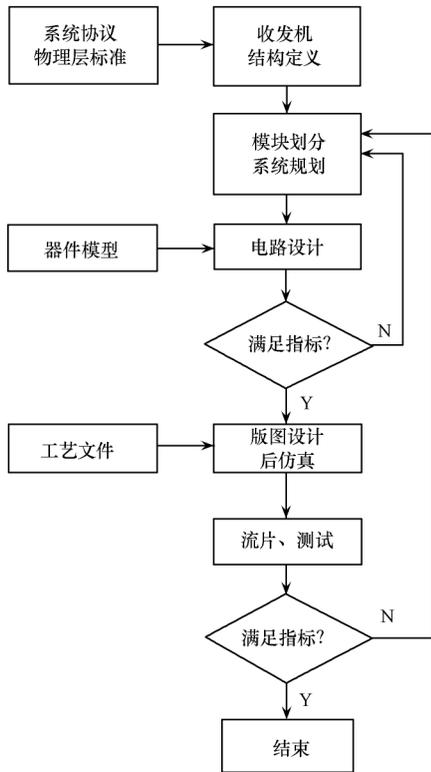


图 1-10 RFIC 的设计流程图

路设计,即前仿真,若不满足指标,则返回模块划分与系统规划,直至仿真满足要求;第四步,根据代工厂提供的工艺文件,使用版图设计工具进行各个模块的版图设计,并进行参数提取和后仿真,直至满足指标要求;第五步,向代工厂提交 GDS- II 文件,进行芯片制造(称为流片)。流片完成后进行芯片测试,若满足指标,则芯片设计结束;若不满足指标,则返回模块划分与系统规划,重新进行芯片的优化设计。在第三步和第四步的设计过程中要充分考虑工艺角(process corner: slow, fast, typical)和温度对电路性能指标的影响。

## 1.6 本书的内容组成

本书由射频集成电路基础知识、无线收发机结构、射频集成电路功能模块设计以及基于 Cadence 软件环境的射频集成电路设计和仿真实验四部分组成,全书共分为 13 章。

第 1 章为引言;第 2 章介绍射频与微波基础知识,主要包括传输线、二端口网络与 S 参

数、Smith 圆图和阻抗匹配网络等;第 3 章讨论无源器件,在介绍趋肤效应的基础上讨论分立和集成无源元件,并对集成的螺旋电感进行重点分析,同时对有源电感和硅衬底传输线的实现方法进行讨论;第 4 章讨论噪声及有源器件,主要包括噪声的基本概念、二端口网络噪声模型、等效噪声计算、噪声系数和等效噪声温度、短沟道效应、晶体管特征频率和单位功率增益频率以及有源器件的非线性模型等;第 5 章讨论无线收发机结构,主要包括混频与复混频的概念、不同类型的无线收发机架构及特点和镜像抑制方法;第 6 章讨论射频放大器,主要包括信号流图、放大器稳定性、射频放大器和宽带放大器设计等;第 7 章讨论低噪声放大器设计,包括噪声系数、低噪声放大器结构、栅极感应噪声、CMOS 最小噪声系数和最佳噪声匹配等;第 8 章讨论混频器设计,包括混频基本原理、混频器结构、线性度及其改善技术、噪声系数及其优化等;第 9 章讨论射频功率放大器设计,包括功率放大器的匹配、分类、功率放大器设计和线性化技术等;第 10 章讨论振荡器的设计,包括环形振荡器、LC 振荡器、干扰和相位噪声、正交信号的产生等;第 11 章讨论锁相与频率合成技术,包括 PLL 基本原理、PLL 线性分析、电荷泵锁相环、频率合成等;第 12 章讨论射频集成电路版图设计与芯片测试,包括版图设计、芯片制造、芯片测试等;第 13 章给出经过流片验证的基于 Cadence 软件环境的射频集成电路主要模块的设计和仿真实验,包括 VGA、LNA、Mixer 和 VCO。

## 第 2 章 射频与微波基础知识

### 2.1 概 述

传输线、传输线阻抗变换、二端口网络、S 参数、Smith 圆图和阻抗匹配网络是射频与微波集成电路设计工程师所必须了解和掌握的基础知识。

在模拟电子线路或低频电子线路中,金属导线可以被认为是一根短路线,两点之间的短路可以用金属导线连接完成。在射频与微波电路中却不同,金属导线不再是短路线,而是一根具有分布参数的传输线,起着阻抗变换的作用,短路情况只在特定条件下才能满足。由于信号以波的形式传播,在不同测量点上幅度和相位都可能不同,这使得基于电压和电流的网络参数测量方法在高频测量时会遇到一系列问题,因此人们提出了散射参数的概念,并广泛应用于网络参数的测量中。在射频电路与系统设计中,人们经常使用阻抗匹配网络,其作用是为了让放大器从信号源获得最大的功率,或者让放大器向负载传输最大的功率,或者使放大器具有最小噪声系数等。本章详细讨论传输线及阻抗变换、二端口网络与 S 参数、Smith 圆图与阻抗匹配网络的设计。

### 2.2 传 输 线

传输线由信号线和地线构成,主要作用是传送电磁波或能量。电磁波将沿信号线并被限制在信号线和地线之间传输。传输线上不同点的信号(电压和电流)是否一定相同呢?这将与信号波长有关。根据电磁场理论,电磁波是以一定速度  $v$  传播的。真空中这个速度就是光速,  $v \approx 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ 。电磁波的波长  $\lambda = v/f$ ,其中  $f$  为频率。波长随着频率的增加而减小。当频率为 10kHz 时,波长为 30km;当频率为 10GHz 时,波长为 3cm。当电路的几何尺寸远小于波长时,电磁波沿电路传播时间近似为零,可以忽略。此时电路可以按集总电路处理,传输线近似为短路线。当电路的几何尺寸可与波长相比拟时,传输线上的电压和电流不再保持不变,而随着位置的改变而改变,电磁波沿电路的传播时间已不能被忽略。此时电路应按分布电路处理。传输线已不再是短路线,而是一个分布系统,应采用分布电路的分析方法对其进行分析和计算。

若分布模型正确的话,电路原理中的环路电压和节点电流定律在分布电路中仍然有效。任何电路、元器件、连接线等本质上都是分布系统,只是在某些条件下它们的分布特性可以被忽略,从而可以视为集总系统,正如在某些条件下微积分可以简化为四则运算。对于一条长度为  $l$  的低损耗连接线和波长为  $\lambda$  的信号,当  $l \ll 0.1\lambda$  时,连接线可以看成理想的电路连接线,即阻抗为 0 的集总系统;而对于其他情况,连接线为一个分布系统,即传输线。

射频集成电路设计需要传输线知识吗？考虑工作频率为 1GHz 的射频集成电路，空气中 1GHz 信号的波长  $\lambda$  为 30cm，若芯片的尺寸以毫米计（远小于  $0.1\lambda$ ），则在这个频段附近芯片内部通常不需要考虑传输线效应。当工作频率提高到 10GHz 时，信号波长  $\lambda$  减小至 3cm，毫米级芯片尺寸已不能满足远小于  $0.1\lambda$  的条件，此时芯片内部需要考虑传输线效应。当对芯片进行测量时，需要使用较长的传输线将芯片连接至测量设备，此时必须考虑传输线效应。总之，传输线效应是典型的高频现象，传输线理论是理解射频电路、信号与系统的基础。

### 2.2.1 典型的传输线

典型的传输线包括同轴电缆(coaxial cable)、平行双线(twin-lead, two wire)、微带线(microstrip)和共面波导(co-planar wave guide, CPW)等，如图 2-1 所示。

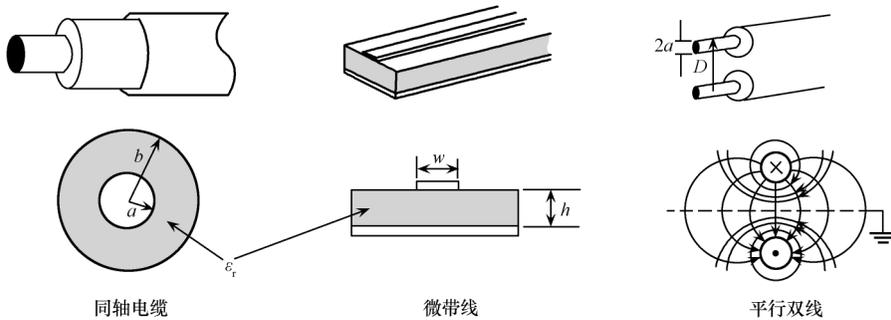


图 2-1 典型的传输线

### 2.2.2 传输线电路模型

为了给出传输线的电路模型，首先将传输线分割为多个长度为  $\Delta x$  的线元，每个线元的等效电路如图 2-2 所示。为了计算沿线电压与电流的变化，线元  $\Delta x$  应趋于无穷小，则

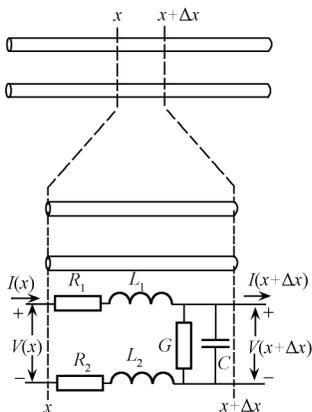


图 2-2 导线分割成线元  $\Delta x$  及线元的等效电路

线元等效电路具有无限小的电阻和电感，以及无限小的电容和电导。这就是传输线的分布参数模型。尽管基尔霍夫电压和电流定律不能应用在整个宏观的传输线长度上，但现在引入了分布参数模型，其在微观尺度上的分析仍然遵循基尔霍夫定律。由于电阻、电感、电导和电容这些参数是分布在传输线上的，因此必须用单位长度上传输线具有的参数表示： $R$  为两根导线每单位长度具有的电阻，其单位为  $\Omega/m$ ； $L$  为两根导线每单位长度具有的电感，其单位为  $H/m$ ； $G$  为每单位长度导线之间具有的电导，其单位为  $S/m$ ； $C$  为每单位长度导线之间具有的电容，其单位为  $F/m$ 。

表 2-1 给出常用的 3 种传输线参数  $L$  和  $C$  的计算公式，表中符号的含义参见图 2-1。

表 2-1 传输线的参数

	双 线	同轴线	微带线
$L$	$\frac{\mu}{\pi} \ln\left[\frac{D}{a}\right]$	$\frac{\mu}{2\pi} \ln\left[\frac{b}{a}\right]$	$\frac{\mu h}{w}$
$C$	$\frac{\pi \epsilon}{\ln(D/a)}$	$\frac{2\pi \epsilon}{\ln(b/a)}$	$\frac{\epsilon w}{h}$

## 2.2.3 无损耗传输线计算

为了简化计算,首先考虑无损耗传输线,即  $R$  和  $G$  均等于零时的情况,此时无损耗传输线模型如图 2-3 所示。

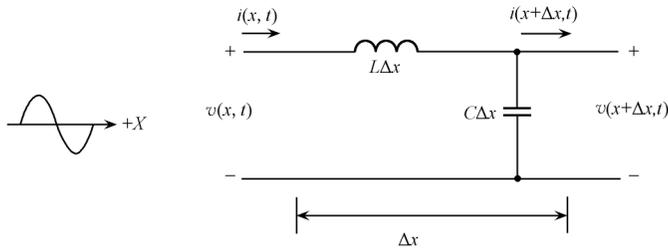


图 2-3 无损耗传输线模型

根据图 2-3 中标出的端口电压和电流,利用基尔霍夫电压和电流定律可以列出下列方程:

$$\begin{cases} v(x, t) = L\Delta x \frac{\partial}{\partial t} i(x, t) + v(x + \Delta x, t) \\ i(x, t) = C\Delta x \frac{\partial}{\partial t} v(x + \Delta x, t) + i(x + \Delta x, t) \end{cases} \quad (2.1)$$

对上述方程整理后得

$$\begin{cases} -\frac{v(x + \Delta x, t) - v(x, t)}{\Delta x} = L \frac{\partial}{\partial t} i(x, t) \\ -\frac{i(x + \Delta x, t) - i(x, t)}{\Delta x} = C \frac{\partial}{\partial t} v(x + \Delta x, t) \end{cases} \quad (2.2)$$

令  $\Delta x$  趋向于零,对方程两边求极限得

$$\begin{cases} L \frac{\partial i(x, t)}{\partial t} = -\frac{\partial v(x, t)}{\partial x} \\ C \frac{\partial v(x, t)}{\partial t} = -\frac{\partial i(x, t)}{\partial x} \end{cases} \quad (2.3)$$

最后,对方程的两边相对于  $x$  求偏导数并进行整理可得如下电流和电压的偏微分方程组:

$$\begin{cases} \frac{\partial^2}{\partial x^2} v(x, t) = LC \frac{\partial^2}{\partial t^2} v(x, t) \\ \frac{\partial^2}{\partial x^2} i(x, t) = LC \frac{\partial^2}{\partial t^2} i(x, t) \end{cases} \quad (2.4)$$

式(2.4)具有波动方程形式,对其求解可得电压和电流关于时间  $t$  和坐标  $x$  的函数。

下面计算具有如图 2-4 所示模型的无损耗传输线在正弦激励下的稳态特性。

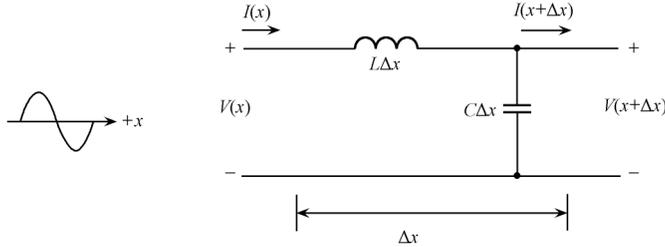


图 2-4 正弦激励下的无损耗传输线模型

根据图 2-4 中标出的端口电压和电流,利用基尔霍夫电压和电流定律可以列出下列方程:

$$\begin{cases} j\omega L\Delta x I(x) + V(x + \Delta x) = V(x) \\ I(x) - V(x + \Delta x)j\omega C\Delta x = I(x + \Delta x) \end{cases} \quad (2.5)$$

对上述方程整理后得

$$\begin{cases} j\omega LI(x) = -\frac{V(x + \Delta x) - V(x)}{\Delta x} \\ j\omega CV(x + \Delta x) = -\frac{I(x + \Delta x) - I(x)}{\Delta x} \end{cases} \quad (2.6)$$

令  $\Delta x$  趋向于零,对方程两边求极限得

$$\begin{cases} j\omega LI(x) = -\frac{d}{dx} V(x) \\ j\omega CV(x) = -\frac{d}{dx} I(x) \end{cases} \quad (2.7)$$

最后,对方程的两边求导数并进行整理可得如下电流和电压的微分方程组:

$$\begin{cases} \frac{d^2}{dx^2} V(x) + \beta^2 V(x) = 0 \\ \frac{d^2}{dx^2} I(x) + \beta^2 I(x) = 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

其中  $\beta^2 = \omega^2 LC$ ,即  $\beta = \omega \sqrt{LC}$ 。

显然,方程(2.8)仍然具有波动方程的形式,可以证明它们的通解具有如下表达式:

$$\begin{cases} V(x) = V_0^+ e^{-j\beta x} + V_0^- e^{j\beta x} = V^+(x) + V^-(x) \\ I(x) = \frac{\beta}{\omega L} [V_0^+ e^{-j\beta x} - V_0^- e^{j\beta x}] = I^+(x) - I^-(x) \end{cases} \quad (2.9)$$

其中

$$\beta = \omega \sqrt{LC}$$

$$V^+(x) = V_0^+ e^{-j\beta x}, \quad V^-(x) = V_0^- e^{j\beta x}$$

$$I^+(x) = \frac{\beta V_0^+}{\omega L} e^{-j\beta x}, \quad I^-(x) = \frac{\beta V_0^-}{\omega L} e^{j\beta x}$$

$V(x)$ 所含的两项分别为入射电压  $V^+(x) = V_0^+ e^{-j\beta x}$  和反射电压  $V^-(x) = V_0^- e^{j\beta x}$ ,  $V_0^+$  和  $V_0^-$  分别为入射电压和反射电压在  $x=0$  时的值。 $I(x)$ 所含的两项分别为入射电流  $I^+(x) = \frac{\beta V_0^+}{\omega L} e^{-j\beta x}$  和反射电流  $I^-(x) = \frac{\beta V_0^-}{\omega L} e^{j\beta x}$ 。 $\beta$  称为波的相位常数,单位为 rad/m,它表示在一定频率下行波相位沿传输线的变化情况。

式(2.9)为传输线上的电压和电流在相量域中的表达式,对它们进行相量域到时间域的反变换可得电压和电流的时域表达式为

$$\begin{cases} v(x, t) = \text{Re}[V(x)e^{j\omega t}] = V_0^+ \cos(\omega t - \beta x) + V_0^- \cos(\omega t + \beta x) \\ i(x, t) = \text{Re}[I(x)e^{j\omega t}] = \frac{\beta}{\omega L} [V_0^+ \cos(\omega t - \beta x) - V_0^- \cos(\omega t + \beta x)] \end{cases} \quad (2.10)$$

#### 2.2.4 相位速度和特征阻抗

相位速度即为行波上某一相位点的传播速度,对于一个正弦波  $\cos(\omega t - \beta x)$ ,一定相位可表示为  $\omega t - \beta x = k$ ,  $k$  为常数,同时对等式两边相对于时间  $t$  求导数可得相位速度为

$$v_p = \frac{dx}{dt} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{\omega}{\omega \sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.11)$$

已知相位速度等于波长乘以频率,既  $v_p = \lambda f$ ,因而有

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.12)$$

传输线特征阻抗  $Z_0$  定义为入射电压  $V^+(x)$  和入射电流  $I^+(x)$  的比值,即

$$Z_0 = \frac{V^+(x)}{I^+(x)} = \frac{\omega L}{\beta} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.13)$$

在没有反射波的情况下,传输线上任意一点的输入阻抗为特征阻抗。由于无限长传输线没有反射波,因此其输入阻抗等于特征阻抗。

下面给出不同传输线特征阻抗的计算。

对于同轴电缆,由表 2-1 得单位长度电感和电容的计算公式分别为  $L = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right)$  和  $C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln(b/a)}$ ,将它们代入特征阻抗的计算公式中,得同轴电缆特征阻抗的计算公式为

$$Z_0 = \frac{\sqrt{\mu/\epsilon}}{2\pi \sqrt{\epsilon}} \ln\left(\frac{b}{a}\right) = \frac{377}{2\pi \sqrt{\epsilon}} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (2.14)$$

其中  $a$  为中心线半径,  $b$  为屏蔽线半径,  $\epsilon$  为介电常数。

对于微带线,若忽略其边缘效应,由表 2-1 得单位长度电感和电容的计算公式分别为  $L = \frac{\mu h}{w}$  和  $C = \frac{\epsilon w}{h}$ ,将它们代入特征阻抗的计算公式中,得微带线特征阻抗的计算公式

$$Z_0 = \frac{\sqrt{\mu/\epsilon_0}}{\sqrt{\epsilon}} \frac{h}{w} = \frac{377}{\sqrt{\epsilon}} \frac{h}{w} \quad (2.15)$$

其中  $w$  为信号线宽度,  $h$  为介质厚度。

表 2-2 给出不同传输线的特征阻抗和应用范围。

表 2-2 不同传输线的特征阻抗和应用范围

类型	特征阻抗	频率范围	典型应用
同轴电缆(coaxial)	50Ω, 70Ω	0~60GHz	有线电视,局域网,微波系统
平行线(parallel wires)	300Ω	<1GHz	UHF TV
双绞线(twisted pair)	200~300Ω	<200MHz	电话,局域网(<200MHz)
微带线(microstrip)	15~150Ω	0~60GHz	集成电路和微波单片集成电路,印刷电路板
共面波导(coplanar waveguide, CPW)	20~170Ω	0~100GHz	集成电路和微波单片集成电路,印刷电路板; 地和信号在同一平面

### 2 2 5 有损耗传输线

#### 1) 有损耗传输线计算

由于金属导体的电导率和介质的电阻率都是有限的,因此损耗总是存在的。经过与无损耗传输线类似的推导过程,可以得到传输线上电压的表达式:

$$\begin{cases} V(x) = V_0^+ e^{-\gamma x} + V_0^- e^{\gamma x} = V^+(x) + V^-(x) = V_0^+ [e^{-\gamma x} + \Gamma_L e^{\gamma x}] \\ I(x) = \frac{1}{Z_0} [V_0^+ e^{-\gamma x} - V_0^- e^{\gamma x}] = I^+(x) - I^-(x) = \frac{V_0^+}{Z_0} [e^{-\gamma x} - \Gamma_L e^{\gamma x}] \end{cases} \quad (2.16)$$

其中  $\gamma = \sqrt{(R+j\omega L)(G+j\omega C)} = \alpha + j\beta$ ,称为传输常数;  $Z_0 = \sqrt{(R+j\omega L)/(G+j\omega C)}$ ,表示有损耗传输线的特征阻抗,为复数;  $\beta$ 为相位常数;  $\alpha$ 为衰减常数,单位为 Np/m,表示传输线的衰减特性。Np 与 dB 的关系为  $1\text{dB} = 8.686\text{Np}$ ;  $\Gamma_L = V_0^- / V_0^+$ ,表示传输线在负载端( $x=0$ )的反射系数;  $V_0^+$  和  $V_0^-$  分别表示传输线在负载端( $x=0$ )的入射电压和反射电压。

式(2.16)对应的时间函数表示为

$$\begin{aligned} v(x, t) &= \text{Re}[V(x)e^{j\omega t}] = \text{Re}[V_0^+ e^{-\alpha x} e^{-j(\beta x - \omega t)} + V_0^- e^{\alpha x} e^{j(\beta x + \omega t)}] \\ i(x, t) &= \text{Re}[I(x)e^{j\omega t}] = \text{Re}\left[\frac{V_0^+}{Z_0} e^{-\alpha x} e^{-j(\beta x - \omega t)} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{\alpha x} e^{j(\beta x + \omega t)}\right] \end{aligned}$$

若  $V_0^+$  和  $V_0^-$  为实数,且  $Z_0$  表示为  $Z_0 = |Z_0| \angle \theta$ ,则有

$$v(x, t) = V_0^+ e^{-\alpha x} \cos(\omega t - \beta x) + V_0^- e^{\alpha x} \cos(\omega t + \beta x)$$

$$i(x, t) = \frac{V_0^+}{|Z_0|} e^{-\alpha x} \cos(\omega t - \beta x - \theta) - \frac{V_0^-}{|Z_0|} e^{\alpha x} \cos(\omega t + \beta x - \theta)$$

2) 反射系数

传输线在  $x$  处的反射系数用  $\Gamma(x)$  表示,坐标原点定义在负载处,如图 2-5 所示。

反射系数定义为反射电压与入射电压的比值,即

$$\Gamma(x) = \frac{V^-(x)}{V^+(x)} = \frac{V_0^- e^{\gamma x}}{V_0^+ e^{-\gamma x}} = \Gamma_L e^{2\gamma x} \quad (2.17)$$

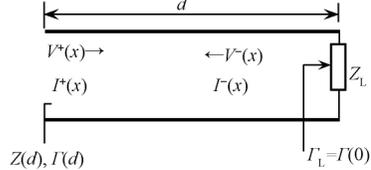


图 2-5 传输线的反射系数

其中  $\Gamma_L = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \Gamma(0)$ ,表示传输线在原点(负载端)的反射系数。

式(2.17)给出传输线在  $x$  处的反射系数  $\Gamma(x)$  等于负载端反射系数  $\Gamma_L$  乘以  $e^{2\gamma x}$ 。

3) 输入阻抗

传输线在坐标  $x$  处的输入阻抗用  $Z_{in}(x)$  表示,定义为  $x$  处的电压与电流的比值,即  $Z_{in}(x) = V(x)/I(x)$ ,将式(2.16)代入输入阻抗的表达式中得

$$Z_{in}(x) = \frac{V(x)}{I(x)} = Z_0 \frac{e^{-\gamma x} + \Gamma_L e^{\gamma x}}{e^{-\gamma x} - \Gamma_L e^{\gamma x}} \quad (2.18)$$

当  $x=0$  时,  $Z_{in}(0) = Z_0 \frac{1+\Gamma_L}{1-\Gamma_L}$ 。同时由图 2-5 可知,负载端的输入阻抗等于负载阻抗,即

$Z_{in}(0) = Z_L$ 。因此有  $Z_L = Z_0 \frac{1+\Gamma_L}{1-\Gamma_L}$ ,进一步推导得

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.19)$$

该式给出了负载端反射系数与负载阻抗和特征阻抗的关系式,常用来计算负载端的反射系数。

根据式(2.18)很容易写出距离负载  $d$  处( $x = -d$ )的传输线输入阻抗为

$$Z_{in}(-d) = Z_0 \frac{e^{\gamma d} + \Gamma_L e^{-\gamma d}}{e^{\gamma d} - \Gamma_L e^{-\gamma d}} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_L e^{-2\gamma d}}{1 - \Gamma_L e^{-2\gamma d}} \quad (2.20)$$

若传输线无损耗,则  $\gamma = \alpha + j\beta = j\beta$ ,将其代入式(2.20),并用  $Z(d)$  表示  $Z_{in}(-d)$ ,则有

$$Z(d) = Z_{in}(-d) = Z_0 \frac{1 + \Gamma_L e^{-2j\beta d}}{1 - \Gamma_L e^{-2j\beta d}} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_L e^{-2j\beta d}}{1 - \Gamma_L e^{-2j\beta d}} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta d}{Z_0 + jZ_L \tan \beta d} \quad (2.21)$$

4) 电压驻波比

电压驻波比用 VSWR 表示,定义为传输线上电压的最大值  $V_{max}$  与最小值  $V_{min}$  之比。

$V_{\max}$  和  $V_{\min}$  分别表示为

$$\begin{aligned} V_{\max} &= |V(x)|_{\max} = |V_0^+| + |V_0^-| = |V_0^+|(1 + |\Gamma_L|) \\ V_{\min} &= |V(x)|_{\min} = |V_0^+| - |V_0^-| = |V_0^+|(1 - |\Gamma_L|) \end{aligned} \quad (2.22)$$

因此有

$$\text{VSWR} = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{I_{\max}}{I_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma_L|}{1 - |\Gamma_L|} \quad (2.23)$$

变换得

$$|\Gamma_L| = \frac{\text{VSWR} - 1}{\text{VSWR} + 1} \quad (2.24)$$

### 5) 回波损耗

回波损耗用 RL 表示, 定义为传输线上任一点入射功率与反射功率之比, 用 dB 表示, 表达式为

$$\text{RL(dB)} = 10\lg\left[\frac{P_i}{P_r}\right] = 10\lg\left[\frac{1}{|\Gamma|^2}\right] = -20\lg|\Gamma| \quad (2.25)$$

### 6) 传输线计算举例

现有一长度为  $l$ 、特征阻抗为  $Z_0 = 50\Omega$  的传输线, 其输入端通过开关串接  $50\Omega$  的电阻和  $5\text{V}$  的直流电源, 输出端开路, 如图 2-6 所示。在时刻零闭合开关, 分析传输线上的电压和电流的变化情况。波速用  $v_p$  表示, 令  $T = l/v_p$ 。

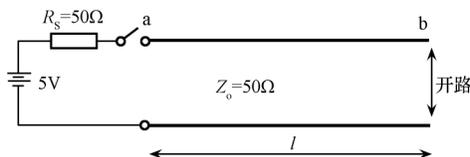


图 2-6

(1) 在  $t=0^+$  时, 传输线的输入端(a 点)只有入射波, 没有反射波, 因此该时刻 a 点的输入阻抗等于传输线特征阻抗, 即  $Z_{in} = Z_0 = 50\Omega$ , 则有  $V_a = 2.5\text{V}$ ,  $I_a = 50\text{mA}$ 。

(2) 在  $t=T$  时, 入射波到达输出端(b 点), 由于 b 点开路, 入射波被全部反射回来, 此时有  $V_b = 2.5 + 2.5 = 5(\text{V})$ ,  $I_b = 50 - 50 = 0(\text{mA})$ 。

(3) 在  $t=2T$  时, 反射波到达 a 点, 由于输入端匹配, 因此不再发生反射, 此时有  $V_a = 2.5 + 2.5 = 5(\text{V})$ ,  $I_a = 50 - 50 = 0(\text{mA})$ 。

用横轴表示传输线位置(传输线输入端位于坐标原点), 用纵轴表示电压或电流, 画出传输过程中电压  $V$  和电流  $I$  在不同传输线位置  $z$  上的分布, 如图 2-7 所示。传输线输入端电压  $V_a$  和输出端电压  $V_b$  与时间  $t$  的关系如图 2-8 所示。

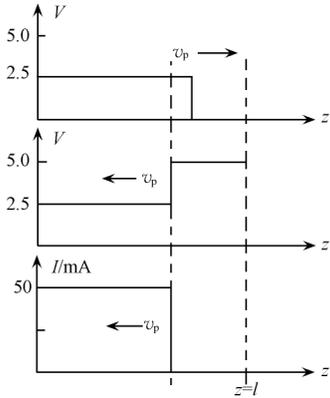


图 2-7 传输过程中  $V$  和  $I$  在不同传输线位置  $z$  上的分布图

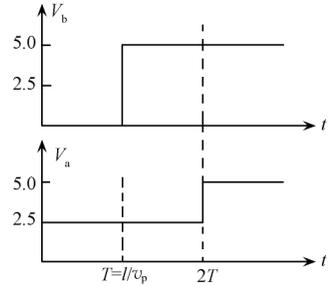


图 2-8  $V_a$  和  $V_b$  与  $t$  的关系

## 2.3 传输线阻抗变换

### 2.3.1 基本原理

传输线示意图如图 2-9 所示。

为了说明传输线阻抗变换的基本原理,使用传输线输入阻抗计算公式

$$Z(d) = Z_0 \frac{(Z_L + jZ_0 \tan \beta d)}{(Z_0 + jZ_L \tan \beta d)} \quad (2.26)$$

式(2.26)表明传输线输入阻抗与传输线长度有关。下面分别计算短路负载、开路负载、半波长传输线和  $1/4$  波长传输线的输入阻抗。

#### 1) 短路负载

当负载短路时,  $Z_L = 0$ , 将其代入式(2.26)得

$$Z(d) = jZ_0 \tan \beta d \quad (2.27)$$

#### 2) 开路负载

当负载开路时,  $Z_L = \infty$ , 将其代入式(2.26)得

$$Z(d) = -jZ_0 \cot \beta d \quad (2.28)$$

#### 3) 半波长传输线

当传输线长度为半波长时,  $d = \lambda/2$ ,  $\beta d = (2\pi/\lambda)(\lambda/2) = \pi$ , 代入式(2.26)得

$$Z(\lambda/2) = Z_L \quad (2.29)$$

式(2.29)表明,半波长传输线没有阻抗变换作用,其输入阻抗等于负载阻抗。

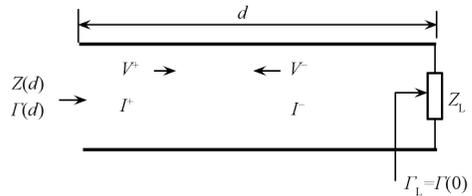


图 2-9 传输线示意图

4) 1/4 波长传输线

当传输线长度为 1/4 波长时,  $d=\lambda/4$ ,  $\beta d=(2\pi/\lambda)(\lambda/4)=\pi/2$ , 代入式(2.26)得

$$Z(\lambda/4) = \frac{Z_0^2}{Z_L} \tag{2.30}$$

式(2.30)表明, 1/4 波长传输线有阻抗变换作用。负载短路时, 输入端开路; 负载开路时, 输入端短路。

2 3 2 短截线阻抗变换器

短截线是一段较短的传输线, 其终端为短路或开路。使用短截线可以完成传输线的阻抗变换, 如图 2-10 所示。图中的  $Y_0$  为传输线特征导纳, 负载导纳为  $Y_L$ , 不等于  $Y_0$ , 因此传输线不匹配。为了实现传输线的阻抗匹配, 可以在输入导纳等于  $Y_0 + jB$  的位置上并联一个输入导纳等于  $-jB$  的短截线(图 2-10 中的左侧电路), 如图 2-10 的右侧电路所示, 此时在并联短截线的位置处向右看到的导纳等于  $Y_0$ , 这样就完成了传输线匹配。

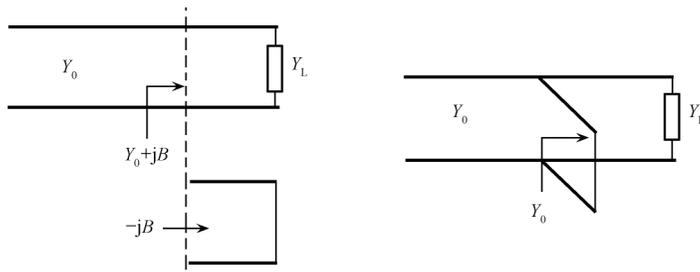


图 2-10 短截线阻抗变换器

2 3 3 1/4 波长阻抗变换器

1/4 波长传输线可以方便地用来实现阻抗变换。若传输线特征阻抗等于  $Z_0$ , 负载电阻为  $R_L$ , 不等于  $Z_0$ , 则传输线与  $R_L$  不能直接相连, 否则传输线不匹配。为了实现传输线匹配, 可以先将电阻  $R_L$  接特征阻抗为  $Z_1$  的 1/4 波长传输线, 然后再接特征阻抗为  $Z_0$  的传输线, 如图 2-11 所示, 若 1/4 波长传输线输入阻抗等于  $Z_0$ , 则传输线匹配。此时有

$$Z_0 = \frac{Z_1^2}{R_L} \tag{2.31}$$

整理后得

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 R_L}$$

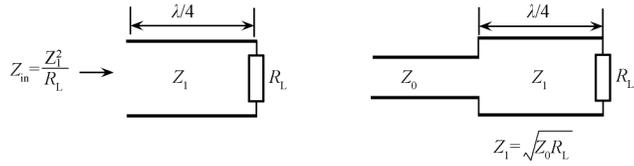


图 2-11 1/4 波长传输线阻抗变换器

## 2.4 二端口网络与 S 参数

### 2.4.1 二端口网络

二端口网络是最常见的信号传输系统,如图 2-12 所示,放大器、滤波器和匹配电路等均为二端口网络。描述一个二端口线性网络需要确定其输入输出阻抗、正向和反向传输函数这 4 个参数。根据不同的需要,人们定义了几套等价的参数来描述二端口网络。

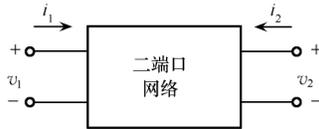


图 2-12 二端口网络

#### 1) Z 参数

Z 参数是用端口 1 的电流  $i_1$  和端口 2 的电流  $i_2$  来表示端口 1 的电压  $v_1$  和端口 2 的电压  $v_2$ 。

Z 参数用矩阵表示为

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

或用方程表示为

$$\begin{cases} v_1 = z_{11} i_1 + z_{12} i_2 \\ v_2 = z_{21} i_1 + z_{22} i_2 \end{cases} \quad (2.33)$$

其中

$$z_{11} = \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{i_2=0}, \quad z_{12} = \left. \frac{v_1}{i_2} \right|_{i_1=0}, \quad z_{21} = \left. \frac{v_2}{i_1} \right|_{i_2=0}, \quad z_{22} = \left. \frac{v_2}{i_2} \right|_{i_1=0}$$

#### 2) Y 参数

Y 参数是用端口 1 的电压  $v_1$  和端口 2 的电压  $v_2$  来表示端口 1 的电流  $i_1$  和端口 2 的电流  $i_2$ 。

Y 参数用矩阵表示为