



普通高等教育“十三五”规划教材  
中国电子教育学会电子信息类高等教育优秀教材



电子信息科学与工程类专业规划教材

# 微波技术基础

(第2版)

◎ 李秀萍 主编



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>

普通高等教育“十三五”规划教材  
电子信息科学与工程类专业规划教材  
中国电子教育学会电子信息类高等教育优秀教材

# 微波技术基础

## (第2版)

李秀萍 主编  
刘凯明 高泽华 编



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

## 内 容 简 介

本书从介绍基本电路分析到微波理论的过渡入手,引出了传输线理论、Smith圆图分析与运用,以及微波网络分析理论,在此基础上介绍了实际微波传输线和微波器件。主要内容包括绪论、从低频电路到微波分析、分布电路与传输线理论、Smith圆图与阻抗匹配、微波网络理论与分析、实用微波传输线与波导、微波谐振器、功率分配器和定向耦合器、微波滤波器等。本书的特点是,提供“经验总结”、“提示”、“主要名词的中英文对照表”、大量的习题和应用实例等。

本书可作为电磁场与微波技术、通信工程、电路与系统等专业学生的教材。对于从事射频与微波电路与器件设计的工程技术人员而言,本书也是一本兼备理论和实践的参考书。

未经许可,不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。

版权所有,侵权必究。

### 图书在版编目(CIP)数据

微波技术基础/李秀萍主编. —2版. —北京:电子工业出版社,2017.7

ISBN 978-7-121-31924-2

I. ①微… II. ①李… III. ①微波技术—高等学校—教材 IV. ①TN015

中国版本图书馆CIP数据核字(2017)第133647号

策划编辑:谭海平

责任编辑:谭海平 特约编辑:王 崧

印 刷:三河市华成印务有限公司

装 订:三河市华成印务有限公司

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:17.25 字数:463千字

版 次:2017年7月第1版

印 次:2017年7月第1次印刷

定 价:45.00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)88254888,88258888。

质量投诉请发邮件至 [zlt@phei.com.cn](mailto:zlt@phei.com.cn), 盗版侵权举报请发邮件至 [dbqq@phei.com.cn](mailto:dbqq@phei.com.cn)。

本书咨询联系方式:(010)88254552, [tan02@phei.com.cn](mailto:tan02@phei.com.cn)。

# 前 言

射频与微波技术已渗透到工程应用和设计的各个方面，当前的个人通信系统、全球定位系统、射频识别系统的普及应用，毫米波和太赫兹系统的发展，都要求工程师必须掌握微波技术的基础知识。本书结合工程应用，注重概念和理解，通过细致而详实的解释与注释，可加深读者对微波技术的理论和应用的理解。

第1章是绪论部分。第2章“从低频电路到微波分析”，给出从低频电路到微波分析过渡基本电路元件的性能变化，以及阻抗和导纳、功率和分贝等基本单位的转换。从低频电路分析自然过渡到微波分析，让读者容易理解“集总”和“分布”的概念，逐步深入“场”为“路”的分析方法。第3章“分布电路与传输线理论”、第4章“Smith圆图与阻抗匹配”和第5章“微波网络理论与分析”等核心内容得到了细化。通过添加注释和知识回顾及梳理等形式，解释读者可能会混淆的概念；通过增加不同形式的例题等方式，可强化读者的理解；通过彩色图片和彩色曲线的形式，可使读者更易掌握史密斯圆图及其应用。这三章的内容通过注释并结合工程应用的解释，应能被读者很好地接受。第6章“实用微波传输线与波导”主要介绍工程上常用的矩形波导、圆波导、同轴线以及微带线和共面波导等的场的求解与分析。第7章到第9章主要介绍无源器件的工作原理与设计，如微波谐振器、功率分配器、耦合器和滤波器等，并结合微波实验及软件设计仿真微波器件，对学过的理论知识进行验证，以便培养读者对该领域的兴趣。这些器件是在前面理论学习基础上的实际应用。

本书在每个主题之后提供“经验总结”及“提示”和“注释”等内容，以便加深学生理解和掌握学习方法；在每章的小结后面，提供“主要名词中英文对照表”，既便于学生掌握相关专业英语词汇，又便于教师进行双语教学；每章结尾提供大量习题和应用实例等，以帮助读者加深对概念的理解。

本书可作为高年级本科生或一年级研究生的教材，并配有相应的教学资源，需要的教师可登录华信教育资源网（[www.hxedu.com.cn](http://www.hxedu.com.cn)）免费注册并下载。

本书的撰写得到了很多人的大力支持与帮助。高泽华副教授充实了第4章的内容，刘凯明副教授充实了第5章的内容，张阳安副教授提供了宝贵的建议。此外，北京邮电大学射频研究实验室研究生齐紫航、冯巍巍、夏青、朱华、曾俊杰、李晴文、侯雅静、黄雨菡、于立等参与了大量的文字修订和校对工作，在此表示衷心的感谢！

本书得到了国家自然科学基金（61072009、61372036）和国家重大专项2009ZX03007-003-01的资助，在此表示特别感谢！由于编者水平有限，书中难免存在缺点和错误，希望读者批评指正。

李秀萍

# 目 录

第 1 章 绪论	1
1.1 微波的起源和波段划分	1
1.2 微波的特点和应用	2
1.3 微波问题的分析方法	3
第 2 章 从低频电路到微波分析	5
2.1 基本电路元件	5
2.2 电压和电流相量	9
2.3 阻抗和导纳	10
2.3.1 阻抗	10
2.3.2 导纳	11
2.4 电路分析基本定律	12
2.5 正弦稳态条件下的功率计算	13
2.6 分贝	15
2.7 趋肤效应	17
本章小结	18
主要名词中英文对照表	19
参考文献	19
习题	19
第 3 章 分布电路与传输线理论	21
3.1 微波传输线	21
3.1.1 定义	22
3.1.2 分类	22
3.2 长线理论与分布参数	23
3.2.1 电路理论与传输线理论的区别	23
3.2.2 分布参数效应	23
3.2.3 长线理论	23
3.2.4 分布参数	24
3.3 传输线的等效电路	24
3.4 电报方程及其求解	25
3.4.1 电报方程	25
3.4.2 电报方程的解	26
3.5 传输线的特征参数	29
3.5.1 输入阻抗	29
3.5.2 反射系数	30

3.5.3	驻波比	33
3.5.4	输入阻抗 $Z_{in}$ 与反射系数 $\Gamma$ 的关系	33
3.5.5	传输功率	34
3.6	传输线的工作状态	34
3.6.1	行波状态	34
3.6.2	驻波状态	35
3.6.3	行驻波(混合波)状态	37
3.6.4	无限长均匀无耗传输线	38
3.7	广义无耗传输线求解	39
	本章小结	44
	主要名词中英文对照表	45
	参考文献	45
	习题	46
<b>第4章</b>	<b>Smith圆图与阻抗匹配</b>	<b>49</b>
4.1	Smith圆图	50
4.1.1	Smith圆图的基本构成	50
4.1.2	Smith圆图的特点	53
4.1.3	Smith圆图的应用	54
4.1.4	Smith导纳圆图	60
4.2	阻抗匹配	62
4.3	支节匹配器	64
4.3.1	单支节匹配器	64
4.3.2	双支节匹配器	71
4.3.3	三支节匹配器	76
4.4	$\lambda/4$ 阻抗变换器	77
4.4.1	$\lambda/4$ 阻抗变换器类型	77
4.4.2	$\lambda/4$ 阻抗变换器的幅频效应	78
4.5	小反射理论	79
4.6	二项式(最大平坦特性)多节阻抗变换器	81
4.7	切比雪夫(等波纹特性)多节阻抗变换器	84
4.7.1	切比雪夫多项式	84
4.7.2	切比雪夫多节阻抗变换器设计	85
4.8	渐变传输线	87
4.8.1	指数渐变线	87
4.8.2	具有三角分布的渐变线	88
	本章小结	89
	主要名词中英文对照表	89
	参考文献	89
	习题	89

第 5 章 微波网络理论与分析 .....	92
5.1 微波网络概念及等效关系 .....	93
5.1.1 微波网络概念及特性 .....	93
5.1.2 模式电压与模式电流 .....	94
5.1.3 微波传输线等效为平行双线 .....	96
5.1.4 不均匀区域等效为网络 .....	97
5.2 微波网络参量 .....	98
5.2.1 微波网络的电路参量 .....	99
5.2.2 微波网络的波参量 .....	104
5.2.3 微波网络参量之间的转换 .....	109
5.2.4 参考面移动对网络参量的影响 .....	112
5.3 微波网络参量的性质 .....	114
5.3.1 互易网络 .....	114
5.3.2 对称网络 .....	114
5.3.3 无耗网络 .....	115
5.4 二端口微波网络的工作特性参量 .....	117
5.4.1 电压传输系数 $T$ .....	117
5.4.2 衰减 .....	117
5.4.3 插入相移 $\theta$ .....	118
5.4.4 插入驻波比 $\rho$ .....	119
5.5 微波网络的组合 .....	119
5.5.1 网络的串联 .....	119
5.5.2 网络的并联 .....	120
5.5.3 网络的级联 .....	120
5.6 二端口网络的等效电路 .....	121
5.7 信号流图分析及其应用 .....	122
5.7.1 信号流图的建立 .....	122
5.7.2 信号流图的简化法则 .....	123
5.7.3 信号流图在微波测量中的应用 .....	125
本章小结 .....	127
主要名词中英文对照表 .....	129
参考文献 .....	129
习题 .....	130
第 6 章 实用微波传输线与波导 .....	132
6.1 传输线的一般传输特性 .....	133
6.1.1 以纵向场分量表示横向场分量 .....	133
6.1.2 传输波型 .....	134
6.2 矩形波导 .....	135
6.2.1 矩形波导中纵向场分量的波动方程及其解 .....	135

6.2.2	矩形波导中 TE 与 TM 波的各场分量	137
6.2.3	TE 与 TM 波的参量	137
6.2.4	矩形波导 TE <sub>10</sub> 模	140
6.2.5	管壁电流	141
6.2.6	矩形波导的传输特性	142
6.3	圆波导	146
6.3.1	圆波导纵向场分量的波动方程	146
6.3.2	横向场分量与 $E_z$ 、 $H_z$ 的关系式	147
6.3.3	圆波导的 TM 模	147
6.3.4	圆波导的 TE 模	149
6.3.5	圆波导 TE 波、TM 波的电磁波参量及传输特性	150
6.3.6	圆波导的三种常用模式	151
6.4	同轴线	156
6.4.1	TEM 模	156
6.4.2	同轴线的高次模	158
6.4.3	同轴线的损耗	159
6.4.4	同轴线的传输功率、耐压和功率容量	160
6.4.5	同轴线的设计	161
6.5	平面传输线	162
6.5.1	常见平面传输线及其结构	162
6.5.2	微带线的有效介电常数	163
6.5.3	微带线的特性参量	164
6.5.4	微带线的衰减	164
	本章小结	165
	主要名词中英文对照表	166
	参考文献	167
	习题	167
<b>第 7 章</b>	<b>微波谐振器</b>	<b>168</b>
7.1	串联和并联谐振电路	168
7.1.1	串联谐振电路	168
7.1.2	并联谐振电路	170
7.1.3	有载和无载 $Q$ 值	172
7.2	传输线谐振器	172
7.2.1	短路 $\lambda/2$ 传输线	172
7.2.2	短路 $\lambda/4$ 传输线	174
7.2.3	开路 $\lambda/2$ 传输线	175
7.3	矩形波导谐振腔	176
7.3.1	谐振频率	177
7.3.2	TE <sub>10l</sub> 模的 $Q$ 值	178



7.4 圆形导腔	180
7.4.1 谐振频率	180
7.4.2 $TE_{mnl}$ 模的 $Q$ 值	181
7.5 介质谐振腔	183
7.6 谐振腔的激励	186
7.6.1 临界耦合	186
7.6.2 缝隙耦合微带谐振器	187
7.6.3 小孔耦合空腔谐振器	189
本章小结	190
主要名词中英文对照表	191
参考文献	191
习题	191
<b>第 8 章 功率分配器和定向耦合器</b>	<b>194</b>
8.1 功率分配器	194
8.1.1 功分器的基本特性	194
8.1.2 无耗 T 形结功分器	197
8.1.3 微带线功分器	199
8.1.4 Wilkinson 功率分配器	201
8.2 定向耦合器	205
8.2.1 定向耦合器的基本特性	205
8.2.2 定向耦合器的技术指标	207
8.2.3 双孔定向耦合器	208
8.2.4 正交 ( $90^\circ$ ) 混合网络	209
8.2.5 耦合线定向耦合器	212
8.2.6 $180^\circ$ 混合网络	218
本章小结	225
主要名词中英文对照表	226
参考文献	226
习题	226
<b>第 9 章 微波滤波器</b>	<b>229</b>
9.1 滤波器的基本原理	229
9.1.1 滤波器原理	229
9.1.2 主要技术指标	230
9.1.3 微波滤波器的综合设计程序	230
9.2 低通原型	231
9.2.1 低通原型的一般概念	231
9.2.2 用功率损耗比表征	231
9.2.3 最大平坦特性	232
9.2.4 等波纹特性	233

9.2.5	椭圆函数特性	235
9.2.6	线性相位	236
9.3	滤波器的频率变换	237
9.3.1	阻抗和频率定标	237
9.3.2	低通滤波器频率定标	237
9.3.3	低通到高通转换	238
9.3.4	低通到带通转换	239
9.3.5	低通到带阻频率变换	240
9.4	滤波器的实现——由 LC 集总电路到微波电路的转换	242
9.4.1	理查德变换	242
9.4.2	科洛达恒等变换	242
9.4.3	阻抗和导纳倒相器	245
9.5	阶跃阻抗低通滤波器	245
9.6	耦合线滤波器	253
9.6.1	耦合线段的滤波特性	253
9.6.2	耦合线带通滤波器的设计	255
9.7	耦合谐振器滤波器	259
9.7.1	用四分之一波长谐振器的带阻和带通滤波器	259
9.7.2	用电容性耦合串联谐振器的带通滤波器	262
	本章小结	263
	主要名词中英文对照表	264
	参考文献	265
	习题	265

# 第1章 绪 论

微波是无线电波中一个有限频带的简称,即波长在1米到1毫米之间的电磁波,是分米波、厘米波、毫米波和亚毫米波的统称。微波作为一种电磁波,也具有波粒二象性。微波的基本性质通常呈现为穿透、反射和吸收三个特性。对于玻璃、塑料和瓷器,微波几乎是穿越而不被吸收;水和食物等会吸收微波而使自身发热;金属类材料则会反射微波。微波具有很强的穿透云雾的能力,并可用于全天候遥感。

## 1.1 微波的起源和波段划分

在1864—1873年,James Clark Maxwell(詹姆斯·克拉克·麦克斯韦)集人类有关电与磁的知识于一体,提出了描述经典电磁场行为特性的4个相关且相容的一组方程。正如Maxwell当时在论文中提到的,这是微波工程的开端。他从纯数学的角度出发,以一定的理论为基础,预言了电磁波的存在,并且指出光也是一种电磁能——这两个论断在当时都是全新的概念。

1885—1887年,Oliver Heaviside(奥利弗·赫维赛德)在其发表的多篇论文中对Maxwell所做的工作逐步做了简化。1887—1891年,德国物理学教授Heinrich Hertz(海因里希·赫兹)验证了Maxwell的预言,在实验室演示了电磁波的传播,并研究了电磁波沿传输线和天线的传播现象,开发了几个有用的传输结构。称他为第一代微波工程师是当之无愧的。

Marconi(马可尼)试图将频率相对较低的无线电应用到长距离通信的商业运行中,但由于他所做的工作太商业化,因而算不上是科学研究。

由于当时人们都认为电磁波和电磁能量必须通过两根导体传播,所以Hertz和Heaviside都未对电磁波在空心导体中传播的可行性进行研究。直到1897年, Lord Rayleigh(瑞利勋爵)从数学角度出发,证明电磁波是在波导(包括圆形和矩形波导)中传播的。他认为存在无穷组TE型和TM型的电磁波模型,每种波型都有其各自的截止频率。但这些都是未经过实验论证的理论预测。

1897—1936年,波导几乎被人们遗忘了,直到George Southworth和W. L. Barron重新对它进行研究。他们通过实验证明了波导可以作为窄带传输媒介,用以传输高功率信号。

随着20世纪50年代晶体管的发明和20世纪60年代微波集成电路的出现,使得在基片上构成微波系统成为现实。同时,微波在其他方面,尤其是微波的应用,也有了许多进展,这使得射频和微波成为极其有用而流行的研究领域。

Maxwell方程容纳了整个电磁学领域的基础和定律,而射频和微波只是该领域中的一小部分。由于这些定律准确而全面地描述了电磁现象,再加上大量的分析和实验研究,现在我们足以将射频和微波工程领域视为一门成熟的学科。

微波在整个电磁频谱中所处的位置如图1.1所示。

在实际应用中,为了方便,在微波波段内又进行了细分,如表1.1所示。习惯上仍将微波中的常用波段分别以拉丁字母作为代号,如表1.2所示。表1.3和表1.4分别给出了家用电器频段和民用移动通信频段,可见其工作频率都在微波频率范围内。

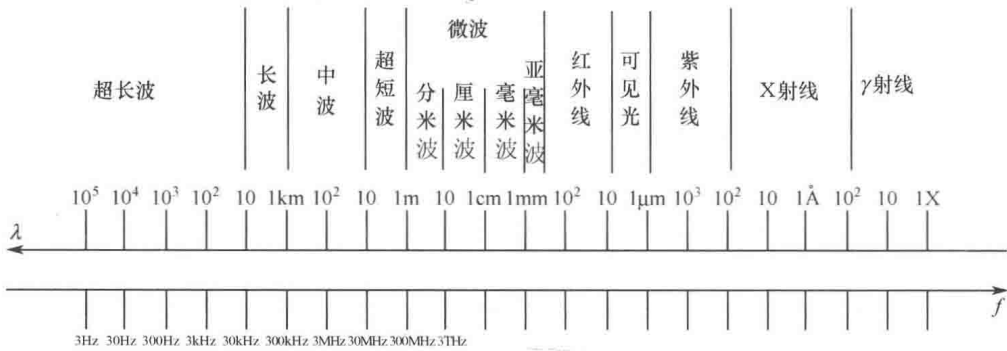


图 1.1 电磁频谱分布图

表 1.1 微波波段细分

名称	波长范围	频率范围	名称	波长范围	频率范围
分米波	1m~10cm	300MHz~3GHz	毫米波	1cm~1mm	30~300GHz
厘米波	10~1cm	3~30GHz	亚毫米波	1~0.1mm	300GHz~3THz

表 1.2 微波常用波段代号

波段名称	波长范围/cm	频率范围/GHz	波段名称	波长范围/cm	频率范围/GHz
P	130~30	0.23~1	Ka	1.13~0.75	26.5~40
L	30~15	1~2	U	0.75~0.5	40~60
S	15~7.5	2~4	E	0.5~0.33	60~90
C	7.5~3.75	4~8	W	0.4~0.272	75~110
X	3.75~2.4	8~12	F	0.33~0.215	90~140
Ku	2.4~1.67	12~18	G	0.215~0.136	140~220
K	1.67~1.13	18~26.5	R	0.136~0.09	220~325

表 1.3 家用电器频段

名称	频率范围
调幅无线电	535~1605kHz
短波无线电	3~30MHz
调频无线电	88~108MHz
商用电视	
1~3 频道	48.5~72.5MHz
4~5 频道	76~92MHz
6~12 频道	167~223MHz
13~24 频道	470~566MHz
25~68 频道	606~958MHz
微波炉	2.45GHz
蓝牙	2.40~2.48GHz

表 1.4 民用移动通信频段

名称	频率范围
2G 频率分配表	
GSM900	890~960MHz
GSM1800	1710~1880MHz
3G 频率分配表	
主要工作频段:	
FDD 方式	1920~1980MHz/2110~2170MHz
TDD 方式	1880~1920MHz/2010~2025MHz
补充工作频段:	
FDD 方式	1755~1785MHz/1850~2170MHz
TDD 方式	2300~2400MHz 与无线定位业务工作
卫星移动通信系统工作频段	1980~2010MHz/2170~2200MHz
CDMA800	825~880MHz

## 1.2 微波的特点和应用

从电子学和物理学的观点来看,微波这段电磁频谱具有不同于其他波段的如下重要特点。

### (1) 穿透性

微波比其他用于辐射加热的电磁波,如红外线、远红外线等波长更长,因此具有更好的穿透性。

微波透入介质时，由于介质损耗引起的介质温度的升高，使介质材料内部、外部几乎同时加热升温，形成体热源状态，大大缩短了常规加热中的热传导时间，且在条件为介质损耗因数与介质温度呈负相关关系时，材料内外加热均匀一致。

#### (2) 选择性加热

物质吸收微波的能力，主要由其介质损耗因数来决定。介质损耗因数大的物质对微波的吸收能力就强，相反，介质损耗因数小的物质吸收微波的能力就弱。由于各物质的损耗因数存在差异，微波加热就表现出选择性加热的特点。物质不同，产生的热效果也不同。水分子属极性分子，介电常数较大，其介质损耗因数也很大，对微波具有强吸收能力；而蛋白质、碳水化合物等的介电常数相对较小，其对微波的吸收能力比水小得多。因此，对于食品来说，含水量的多少对微波加热效果影响很大。

#### (3) 似光性和似声性

微波波长很短，比地球上的一般物体（如飞机、舰船、汽车、建筑物等）的尺寸相对要小得多，或在同一量级上，这使得微波的特点与几何光学相似，即所谓的似光性。因此使用微波工作，能使电路元件尺寸减小，使系统更加紧凑；可以制成体积小、波束窄、方向性很强、增益很高的天线系统，接收来自地面或空间各种物体反射回来的微弱信号，从而确定物体的方位和距离，分析目标特征。

由于微波波长与物体（实验室中的无线设备）的尺寸有相同的量级，使得微波的特点又与声波相似，即所谓的似声性。例如，微波波导类似于声学中的传声筒；喇叭天线和缝隙天线类似于声学喇叭、箫或笛；微波谐振腔类似于声学共鸣腔。

#### (4) 信息性

由于微波频率很高，所以在不大的相对带宽下，其可用的频带很宽，可达数百甚至上千兆赫兹。这是低频无线电波无法比拟的。这意味着微波的信息容量大，所以现代多路通信系统，包括卫星通信系统，几乎毫无例外都是工作在微波波段。另外，微波信号还可以提供相位信息、极化信息和多普勒频率信息，这在目标检测、遥感目标特征分析等应用中十分重要。

### 1.3 微波问题的分析方法

微波的研究方法与低频波段的研究方法不同。在低频波段（普通无线电波段），由于电路系统内传输线（导线）的几何长度  $l$  远小于所传输的电磁波的波长  $\lambda$ （即  $l/\lambda$  很小），因此称为“短线”；而且，系统内元器件的几何尺寸也远小于波长  $\lambda$ 。这样，波在传输过程中的相位滞后效应可以忽略，而且一般也不计趋肤效应和辐射效应的影响，电压和电流也都有确定的定义。因此，在稳定状态下，系统内各处的电压或电流可近似地认为是同时只随时间变化的量，而与空间位置无关；电场能量和磁场能量分别集总于电容和电感内，电磁场的能量只消耗于电阻上，而对于连接元（器）件的导线，则可近似地认为其既无电容和电感，也不消耗能量（即没有串联电阻和并联电导）。这就是通常所说的集总参数电路的情况。研究集总参数电路的问题，采用的方法是低频中的电路理论，一般来说，无须采用电磁场的方法求解。

在微波波段，由于电路系统内传输线的几何长度  $l$  大于所传输的电磁波的波长  $\lambda$ ，或者可与波长  $\lambda$  相比拟，因此称为“长线”；而且，系统内元（器）件的几何尺寸也大于波长  $\lambda$ ，或者可与波长  $\lambda$  相比拟。这样，波在传输过程中的相位滞后、趋肤效应和辐射效应等都不能忽略，而且一般而言，电压和电流也不再具有明确的物理意义。因此，系统内各点的电场或磁场随时间的变化不是同步的，即它们不仅是时间的函数，而且还是空间位置的函数；系统内的电场和磁场均呈分布状态，而非“集总”状态，因此，与电场能量相联系的电容和与磁场能量相联系的电感，以及与能量损耗相联系的电阻和电

导也都呈分布而非“集总”状态;而且,传输线本身的电容、电感、串联电阻和并联电导效应均不能被忽略。这样,就构成了所谓的分布参数系统(分布参数电路)。研究分布参数系统的问题,一般而言,不能采用低频波段中的电路理论,而应采用电磁场理论,即在一定边界和初始条件下求电磁场波动方程的解,从而得出场量随时间和空间的变化规律,研究波的各种特性。

对于微波频段的问题,我们通常分别采用“路”和“场”的方法去求解,场理论的解通常给出了空间中每一点的电磁场的完整描述,它比我们在绝大多数实际应用中所需的信息多得多。典型地,我们更关心终端的量,如功率、阻抗、电压和电流这些常用电路理论概念表达的量。这样,在一定的条件下,我们把本质上属于“场”的问题等效为“路”的问题来处理,就可使问题能比较容易得到解决。

微波技术所研究的内容,概括地讲,就是微波的产生、传输、变换(包括放大、调制)、检测、发射和测量,以及与此对应的微波器件和设备的设计等。

本书主要讨论微波的传输问题,即传输线问题,这是研究微波技术中其他问题的基础,传输线的概念几乎贯穿于本书的各个章节。此外,本书还讨论了微波网络基础、微波谐振器、常用微波元器件的基本工作原理与应用。

## 第2章 从低频电路到微波分析

### 工程背景

通常电路分析应用于元件尺寸远小于工作波长、电路中的各元件(如电阻、电容和电感)彼此独立、位置固定的低频电路。这意味着在所讨论的频率范围内,基本电路元件电阻  $R$ 、电容  $C$  和电感  $L$  在各自所处的区域内将分别表现为电阻消耗能量、电容存储电能、电感产生磁场,低频电路的上述条件使得我们可将低频电路中的所有元件都视为集总元件。而在微波频段这些电路元件不再表现为纯电阻、电容和电感,而是有额外的阻抗和电抗(寄生效应)。在微波频段,同一元件在不同的频率下可能会表现出不同的容性、感性或阻性。本章在复习低频电路分析的前提下,为微波分析和设计做好准备。

### 自学提示

电路分析技能是射频微波工程师必须具备的。本章重在回顾、复习和总结。

### 2.1 基本电路元件

电路的基本元件是电阻  $R$ 、电容  $C$  和电感  $L$ 。

**电阻  $R$ :** 通过电阻的电流  $I$  等于外加电压除以其电阻值。这能视为电阻的定义。数学上写为

$$I = \frac{V}{R} \quad (2.1)$$

注意式(2.1)适用于直流电及任意一种时变波形。对交流信号,通过理想电阻的电流和两端的电压是同相的(如图2.1所示)。

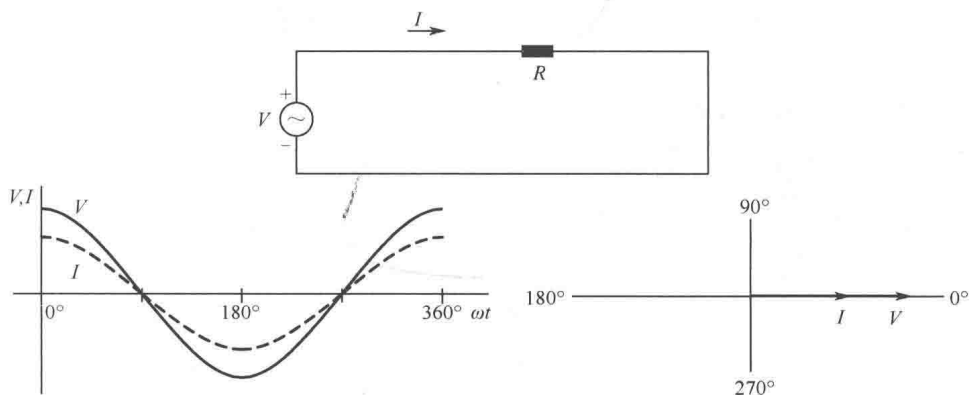


图2.1 对于理想电阻  $R$ , 交流电压  $V$  和电流  $I$  同相

不考虑电压和电流的时变性,电阻上消耗的瞬时功率是

$$P(t) = v(t)i(t) \quad (2.2)$$

式中,  $v(t)$  是元件两端的瞬时电压,  $i(t)$  是此刻通过电阻的电流。任意在正弦信号激励下的双端口元件的平均功率  $P_{AVG}$  为

$$P_{\text{AVG}} = \frac{1}{2}VI \cos \theta \quad (2.3)$$

式中,  $V$  和  $I$  为电压和电流的峰值,  $\theta$  为  $V$  和  $I$  相位的夹角。通常用均方根 (rms) 来描述电压和电流幅度值。通过均方根, 相同幅值的直流电压或电流得到的平均功率是相同的。对正弦波, 均方根值和峰值的关系为

$$V_{\text{rms}} = \frac{V_{\text{peak}}}{\sqrt{2}} \quad (2.4a)$$

$$I_{\text{rms}} = \frac{I_{\text{peak}}}{\sqrt{2}} \quad (2.4b)$$

和

$$P_{\text{AVG}} = V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} \cos \theta \quad (2.5)$$

### 【知识梳理】周期信号的有效值或均方值

“有效值”的概念是为了将周期信号 (电压或电流) 作用在负载电阻  $R$  上的平均功率  $P_{\text{av}}$  表示成等效的直流信号 (电压或电流) 的功率而提出的。因此, 信号的有效值 ( $V_{\text{eff}}$  或  $I_{\text{eff}}$ ) 是它作用在负载电阻  $R$  上的实功率的一种度量。

为了求得信号的有效值, 我们需要求出等效直流值 ( $V_{\text{eff}}$  或  $I_{\text{eff}}$ ), 它作用在负载电阻  $R$  上的功率  $P_{\text{av}}$  应等于周期信号的平均功率。因此, 我们可以得到:

对于 DC 信号, 有

$$(P_{\text{av}})_{\text{DC}} = RI_{\text{eff}}^2 \quad (2.6)$$

对于周期信号, 有

$$P_{\text{av}} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt \quad (2.7)$$

将  $v(t) = Ri(t)$  代入, 并令上面两式相等, 有

$$P_{\text{av}} = \frac{1}{T} \int_0^T Ri(t)^2 dt = RI_{\text{eff}}^2 \quad (2.8)$$

$$I_{\text{eff}} = \left[ \frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt \right]^{1/2} \quad (2.9)$$

从上式可以看出,  $I_{\text{eff}}$  是电流的平方再取平均后的开方值 (均方根值)。因此, 有效电流  $I_{\text{eff}}$  通常指的是均方根电流值  $I_{\text{rms}}$ , 即

$$I_{\text{eff}} = I_{\text{rms}} \quad (2.10)$$

类似地,  $V_{\text{eff}}$  的求解如下:

$$P_{\text{av}} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{v(t)^2}{R} dt = \frac{V_{\text{eff}}^2}{R} \quad (2.11)$$

$$V_{\text{eff}} = \left( \frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt \right)^{1/2} = V_{\text{rms}} \quad (2.12)$$

结论: 由于  $V_{\text{rms}} = RI_{\text{rms}}$ , 于是可以得到

$$P_{\text{av}} = RI_{\text{rms}}^2 = V_{\text{rms}}^2 / R \quad (2.13)$$

$$P_{\text{av}} = I_{\text{eff}} V_{\text{eff}} = I_{\text{rms}} V_{\text{rms}} \quad (2.14)$$

特例: 正弦信号。当周期信号正弦变化时, 即  $i(t) = I_m \cos(\omega t)$ , 则  $I_{\text{rms}}$  或  $I_{\text{eff}}$  可按下列方法求解:

$$i(t) = I_m \cos(\omega t) \quad (2.15)$$



$$I_{\text{rms}} = \left( \frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \cos^2 \omega t dt \right)^{1/2} = \left( \frac{I_m^2}{T} \int_0^T \frac{1 + \cos 2\omega t}{2} dt \right)^{1/2} = \left( \frac{I_m^2 T}{2} \right)^{1/2} \quad (2.16)$$

或

$$I_{\text{rms}} = I_{\text{eff}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = \frac{I_{\text{peak}}}{\sqrt{2}} \quad (2.17)$$

对于  $i(t) = I_m \sin(\omega t)$ , 其求解结果与上述一致:

$$I_{\text{rms}} = \left( \frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \sin^2 \omega t dt \right)^{1/2} = \left( \frac{I_m^2}{T} \int_0^T \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} dt \right)^{1/2} = \left( \frac{I_m^2 T}{2} \right)^{1/2} \quad (2.18)$$

$$I_{\text{rms}} = I_{\text{eff}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = \frac{I_{\text{peak}}}{\sqrt{2}} \quad (2.19)$$

注:

$$\cos^2 \omega t = \frac{1 + \cos 2\omega t}{2} \quad (2.20)$$

$$\sin^2 \omega t = \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} \quad (2.21)$$

$$\int_0^T \cos 2\omega t dt = 0 \quad (2.22)$$

类似地, 对于正弦电压有

$$v(t) = V_m \cos \omega t \quad (2.23)$$

或

$$v(t) = V_m \sin \omega t \quad (2.24)$$

其有效值 (或均方根值) 为

$$V_{\text{rms}} = V_{\text{eff}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{V_{\text{peak}}}{\sqrt{2}} \quad (2.25)$$

**电感  $L$ :** 和电阻相比, 理想电感  $L$  不会消耗功率。一般电感上的电压和通过它的电流的关系为

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad (2.26)$$

通过电感的瞬时电流通过积分运算得到:

$$i(t) = \frac{1}{L} \int_0^t v(t) dt \quad (2.27)$$

存储在电感中的能量值  $U_L$  等于其功率  $v(t)i(t)$  对时间的积分。设定通过它的电流  $i$  的起始条件为  $i=0$ :

$$U_L = \int_0^t v(t)i(t) dt = L \int_0^t \frac{di(t)}{dt} i(t) dt \quad (2.28)$$

积分得出瞬时存储能量为

$$U_L = \frac{1}{2} L [i(t)]^2 \quad (2.29)$$

通过电感的任意波形电流都和外加电压的积分成比例。采用正弦电压  $v(t) = V_0 \cos \omega t$ , 通过积分得到电流  $I$ 。注意到对应直流电形式时的积分常数在处理交流电问题时可以忽略, 这样就有

$$I = \frac{1}{L} \int V_0 \cos \omega t dt = \frac{V_0 \sin \omega t}{\omega L} \quad (2.30)$$