

CMP 科技经典
射频电路

射频电路原理 与实用电路设计

范博 编著

SHEPIN DIANLU YUANLI YU SHIYONG DIANLU SHEJI



机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

射频电路原理与实用电路设计

范 博 编著



机械工业出版社

随着无线通信技术的快速发展,射频技术也越来越受到重视,对射频专业人士的需求越来越大。可见,掌握射频技术对于有志于从事无线通信的工程师来说是十分重要的。

本书从实际应用出发,详细地介绍了射频电路的基本理论知识以及射频电路的设计技巧。本书可以分为3个部分:第一部分主要介绍了射频电路的基本知识,对混频电路、放大电路、振荡电路和收发信机的基本原理进行了详细的阐述;第二部分介绍了射频电路的设计技巧、射频印制电路板的知识,给出一些典型射频电路;第三部分主要是介绍了常用的射频芯片。

本书内容丰富、全面系统、实用性强,可以使读者快速全面地掌握射频电路的基本知识。本书既可以作为广大无线电路设计工程师不可或缺的技术参考书,同时也可以作为高等院校相关专业的教材或参考书。

图书在版编目(CIP)数据

射频电路原理与实用电路设计/范博编著. —北京:机械工业出版社, 2006.8

ISBN 7-111-19685-6

I. 射... II. 范... III. ①射频电路-电路理论②射频电路-电路设计 IV. TN710

中国版本图书馆CIP数据核字(2006)第087602号

机械工业出版社(北京市百万庄大街22号 邮政编码100037)

策划编辑:张俊红 责任编辑:赵玲丽 版式设计:霍永明

责任校对:李秋荣 封面设计:陈沛 责任印制:杨曦

北京机工印刷厂印刷

2006年9月第1版第1次印刷

184mm×260mm·23.25印张·1插页·574千字

0 001—4 000册

定价:39.00元

凡购本书,如有缺页、倒页、脱页,由本社发行部调换

本社购书热线电话(010)68326294

编辑热线电话(010)88379768

封面无防伪标均为盗版

前 言

随着移动通信技术的发展日新月异，无线应用技术包括 PCS 电话、射频识别 (RFID) 系统、直播电视服务 (DBS)、全球定位系统 (GPS)、无线局域网 (WLAN) 和本地多点分布系统 (LMDS) 等在内，都获得了极大的发展。而作为实现这些功能的硬件基础——射频电路，也越来越受到人们的重视，由此导致了对深刻掌握射频电路设计原理的工程师的巨大需求。

由于射频电路的设计要求设计者具有一定的实践经验和工程设计能力，一般性的、理论性的资料介绍无法满足实际工程设计的需要。本人根据多年从事射频电路设计的经验，搜集了大量的资料，从工程设计和设计应用角度，编写了此书。

本书具有以下特点：

1. 理论性强：本书采用了通俗易懂的语言，详细地介绍了各种射频电路的基本原理和工作方式，使读者有完整的射频理论体系。

2. 工程性好：与其他许多书不同的是，本书不提供复杂的理论，以及大量的公式来详细阐述射频理论（这对于绝大多数读者甚至是工程师而言都是非常困难的，而且非常不实用）。相反，本书采用简单的代数知识很容易、快速地设计振荡器、放大器、混频器、滤波器、锁相环、倍频器、射频开关等等射频电路，同时也结合了大量的实例来介绍射频集成电路和单片微波集成电路的实用设计。

3. 高、新：为了加深对射频电路的理解，本书提供各种射频发射芯片、射频接收芯片、射频收发芯片、无线通信射频前端芯片，均是各公司推出的最新的、高集成度、应用较广的射频集成芯片。

4. 实用性强：本书中介绍了各种射频电路设计的方法，以及设计的技巧，也提供一些典型的射频电路供读者参考，方便读者进行电路设计。同时也介绍了关于电路设计、印制电路板设计布局、元器件参数选择的知识，有助于读者设计射频电路。

本书从实用角度出发，全面系统地介绍了射频通信电路的基本理论，详细讲解了射频通信电路的基本原理和设计方法，同时介绍了最新的射频集成电路芯片的原理、结构、技术特性、应用电路和印制电路板设计。本书在介绍射频通信电路设计的过程中，不仅注重于射频基本电路原理和设计的介绍，而且非常注重实际中应用的射频电路和射频芯片的详细介绍，通过理论联系实际来加深读者对于射频通信电路的理解。

本书内容突出了理论性、工程性、实用性，可以作为从事无线应用领域的射频电路

IV

工程师的参考书和工具书，也可以作为高等院校通信、电子等相关专业研究生以及本科生的教材和参考书目。同时列出了大量的参考文献和各公司网址，方便读者参考。

本书主要由范博编写，书中包含着作者多年来从事射频通信电路设计的经验总结。在本书编写的过程中，姜雪松、刘秀文、张睿、黄志强、张凯、许灵军、方华刚、葛树涛、赵海波、吴鹏、刘磊、李晓凯、叶琅、李玉红、张学静、程显奎、尤晓理、王涛、郭健、曹霖、赵鑫、杜平、渠丰沛、夏钦东、潘天保和蒋建新等完成了书中资料的整理工作，并完成了全书的文字校对和部分章节的编写工作。另外，作者在编写本书的过程中参考了不少专家和学者的著作、学术论文和经验总结等，在此对他们表示最诚挚的谢意！

限于作者的理论水平和实际开发经验有限，书中难免存在一些不足之处或者错误，恳请广大读者和相关专家批评指正。

作 者
2006年7月

目 录

前言

第 1 章 概论	1
1.1 射频设计的重要性	1
1.2 无线信道中的电波传播	2
1.2.1 VHF 和 UHF 频段特性	2
1.2.2 电波传播方式	3
1.2.3 直射波	4
1.2.4 大气中的电波传播	5
1.2.5 障碍物的影响与绕射损耗	6
1.2.6 反射波	6
1.2.7 视线距离	8
1.3 无线信道的特征	8
1.3.1 多普勒效应	9
1.3.2 多径效应	9
1.3.3 慢衰落特性	12
1.3.4 传输失真	13
1.4 干扰和噪声	14
1.4.1 噪声的分类与特性	14
1.4.2 起伏噪声特性	15
1.4.3 电路器件的噪声	17
1.4.4 大气噪声	18
1.4.5 人为噪声	19
1.4.6 邻道干扰	20
1.4.7 同频干扰	21
第 2 章 收发信机的系统设计	25
2.1 通信系统的组成	25
2.2 收发信机的指标	28
2.2.1 输入特性	28
2.2.2 增益	28
2.2.3 灵敏度	29
2.2.4 动态范围	30
2.2.5 噪声系数	31
2.2.6 等效噪声温度	34
2.2.7 多级线性网络级联的噪声系数	34
2.2.8 选择性	36
2.2.9 寄生输出	36
2.2.10 互调干扰	36
2.3 发射机设计	37
2.3.1 发射机方案	38
2.3.2 发射机的性能指标	39
2.3.3 发射机系统设计	40
2.4 接收机设计	42
2.4.1 接收机方案	42
2.4.2 接收机的指标	52
2.4.3 接收机的系统设计	53
第 3 章 射频常用元件	57
3.1 无源元件的高频特性	57
3.1.1 电阻	57
3.1.2 电容	58
3.1.3 电感	59
3.2 有源元件的射频特性	60
3.3 有源器件的非线性特性	72
3.3.1 谐波 (Harmonics)	72
3.3.2 增益压缩 (Gain Compression)	73
3.3.3 阻塞 (Blocking)	74
3.3.4 交叉调制 (Cross Modulation)	74
3.3.5 互调干扰 (Inter-Modulation, IM)	75
第 4 章 滤波器设计	78
4.1 滤波器的类型和技术指标	79
4.2 低通原型滤波器的特性	83
4.2.1 巴特沃兹滤波器	84
4.2.2 切比雪夫滤波器	86
4.2.3 贝塞尔最大平坦群延时特性 滤波器	88
4.2.4 椭圆函数滤波器	88
4.2.5 其他类型滤波器	90
4.3 集总参数滤波器的设计	90
4.3.1 集总参数滤波器的种类	91
4.3.2 集总参数滤波器的设计	92
4.4 分布参数滤波器的设计	98
4.4.1 分布参数滤波器的类型	99
4.4.2 分布参数滤波器设计方法	101
4.4.3 分布参数滤波器的设计	104
4.4.4 滤波器设计中的一些问题	106

4.5 其他类型无源滤波器	107	6.5.2 双栅 FET 混频器	189
4.5.1 单片晶体滤波器	107	6.5.3 希尔伯特混频器	190
4.5.2 声表面波滤波器	107	6.6 镜频抑制混频器	193
4.5.3 陶瓷滤波器	109	6.6.1 滤波器式镜频抑制混频器	194
4.5.4 石英晶体滤波器	110	6.6.2 相位平衡式的镜频抑制混频器	194
4.5.5 小结	110	6.6.3 镜频回收混频器	195
4.6 有源滤波器	110	第 7 章 振荡器	197
4.6.1 低通滤波器	111	7.1 反馈振荡器	198
4.6.2 高通滤波器	114	7.1.1 反馈振荡器基本原理	198
4.6.3 带通滤波器	115	7.1.2 反馈振荡器的振荡条件	199
4.6.4 带阻滤波器	116	7.1.3 反馈振荡电路判断	201
第 5 章 放大器	119	7.2 负阻振荡器	202
5.1 放大器的基本概念	119	7.3 LC 振荡器	204
5.1.1 放大器的特性指标	119	7.3.1 电容三点式振荡电路	205
5.1.2 基本放大器结构	122	7.3.2 电感三点式振荡电路	206
5.1.3 线性两端口的表示	125	7.3.3 改进型电容三点式振荡电路	207
5.2 宽带放大器	130	7.3.4 其他问题	208
5.2.1 频率补偿匹配电路	131	7.4 晶体振荡器	209
5.2.2 平衡放大电路	133	7.4.1 晶体谐振器	209
5.3 低噪声放大器	139	7.4.2 晶体谐振电路	212
5.3.1 低噪声放大器的指标	140	7.5 温度补偿晶体谐振器	215
5.3.2 稳定性判定及稳定化	143	7.6 压控振荡器	218
5.3.3 按恒定增益指标设计	146	7.6.1 压控振荡器原理	218
5.3.4 按噪声系数指标设计	150	7.6.2 压控振荡器设计	220
5.3.5 小结	151	7.7 振荡器的频率稳定度	222
5.4 功率放大器	153	7.7.1 振荡器的稳频原理	222
5.4.1 功率放大器的性能指标	154	7.7.2 相位噪声的影响	223
5.4.2 功率放大器的工作方式	155	7.7.3 提高频率稳定度的措施	224
5.4.3 功率晶体管的选择	158	第 8 章 锁相和频率合成技术	225
5.4.4 功率放大器线性化技术	161	8.1 锁相环原理	226
5.4.5 设计原则	167	8.1.1 压控振荡器	227
5.5 其他放大器设计	168	8.1.2 鉴相器	228
第 6 章 混频器	170	8.1.3 环路滤波器	229
6.1 混频器的主要参数	171	8.1.4 环路相位模型和基本方程	232
6.2 混频器的基本原理	176	8.1.5 锁相环工作过程的分析	234
6.3 微波混频器的基本电路形式	177	8.1.6 锁相环的跟踪特性	236
6.3.1 单端混频器	177	8.2 锁相环的噪声分析	238
6.3.2 单平衡混频器	178	8.2.1 相位噪声的一般概念	239
6.3.3 双平衡混频器	181	8.2.2 锁相环对输入白高斯噪声的 滤波特性	239
6.4 无源混频器	183	8.2.3 锁相环的噪声源	240
6.5 有源混频器	187	8.3 锁相环的设计	243
6.5.1 单管跨导型混频器	187		

8.3.1 鉴相器	243	9.6.2 用 MAX2742 构建 GPS 接收机	303
8.3.2 环路滤波器的设计	248	第 10 章 射频芯片介绍	308
8.4 频率合成器	252	10.1 射频集成芯片	308
8.4.1 整数分频频率合成	254	10.1.1 UHF 的 FM/FSK 无线发射芯片	
8.4.2 分数分频频率合成	256	CMX017	308
8.4.3 直接数字频率合成器	258	10.1.2 UHF 的 FM/FSK 无线接收芯片	
第 9 章 射频电路设计与典型实例	260	CMX018	311
9.1 射频放大器	260	10.1.3 基于 nRF902 的 868MHz 无线	
9.1.1 低噪声放大器	262	发射电路设计	315
9.1.2 宽带功率放大器	264	10.1.4 UHF 调频调幅发射器	
9.2 振荡电路的设计	270	MC13175/MC13176	318
9.2.1 振荡原理和振荡特性	271	10.1.5 中频收发子系统芯片 AD6402	323
9.2.2 哈特莱型 LC 振荡电路	271	10.1.6 基于 TH71101 的 FSK/ASK 数字	
9.2.3 晶体振荡电路	274	接收电路设计	328
9.2.4 集成高频正弦波振荡电路实例	275	10.1.7 基于 MC2833P 的小功率调频	
9.3 锁相环频率合成器的设计	277	发信机的设计	333
9.3.1 PLL 电路的基本结构	277	10.2 射频专用芯片	335
9.3.2 PLL 电路的设计实例	277	10.2.1 AD8345 正交调制器及其应用	335
9.4 手机射频电路的设计	282	10.2.2 低失真有源混频器 AD831 的工	
9.4.1 GSM 手机的基本原理	282	作原理与应用	338
9.4.2 射频电路的设计	283	10.2.3 用于无线通信的 CDMA、FM 下	
9.4.3 手机的 EMC 问题	293	变频器 RF2456	343
9.4.4 手机的射频电路实例	294	10.2.4 双频段 CDMA/AMPS 下变频器	
9.5 射频电路板设计	296	SA9500	345
9.5.1 射频印制电路板的材料	296	10.2.5 双频合成器 LMX2337	351
9.5.2 射频印制电路板的设计技巧	297	10.2.6 双频锁相环 LMX2370	355
9.5.3 射频印制电路板的设计准则	301	10.2.7 MAX038 高频精密函数发生器	357
9.6 射频电路的设计实例	302	10.2.8 锁相环频率合成器 ADF4106	360
9.6.1 用于 2.4GHz ISM 频段跳频		参考文献	363
扩频系统	302		

第 1 章 概 论

近几十年来，无线移动通信是电子信息领域中发展最为迅速的产业之一。利用无线通信技术可以方便地实现任何人（Whoever）在任何地方（Wherever）任何时间（Whenever），都能够与任何人（Whomever）进行任何形式（Whatever）的信息交换。但是达到这样的水平，是一百多年来无数科学家和工程师努力奋斗的结果。

1897 年，英国科学家马可尼在陆地和一只拖船之间，用无线电实现了人类历史上第一次无线消息的传输，这被认为是无线通信的开端，可以认为从那时起射频（RF）技术正式诞生了。马可尼的成功使人们意识到可以通过无线电波来代替电线进行信息的传播，这是具有历史性的。现在用于无线通信的模拟电路都已经发展到了 GHz 波段。全球定位系统（GPS）载波频率在 1227.60MHz 和 1572.42MHz 范围内。个人通信系统中用的 LNA 工作在 1.9GHz 甚至更高的频段。由于无线通信的快速发展，更紧凑的放大器、滤波器、振荡器和混频器电路正在被不断地研究出来，整个移动通信向着设备体积小、重量轻、低耗能的方向不断发展。毋庸置疑，射频技术和微电子技术是当代移动通信的基础。

本章就对一些基本的概念进行介绍。简要地介绍一下无线的传播环境，让读者熟悉无线通信系统运行的环境。因为必须具有足够的无线通信理论，才有可能开发出这些有专门需求的高性能系统。

1.1 射频设计的重要性

最初的电路设计，大约要追溯到 18 世纪末、19 世纪初。当时已经发明了可以连续可靠工作的蓄电池，即伏打电池，它可以为驱动最初始的电路提供可靠的直流（DC）功率。之后又出现了低频交流（AC）电源，它能更有效地输送电力，而只有很小的传输损耗，并且可以利用变压器来改变电能。麦克斯韦在 1864 年在英国皇家学会上发表的一篇文章中提出电场和磁场可以通过其所在的空间中耦合从而实现电磁波传播的思想。赫兹于 1887 年用试验证明了电磁能量可通过空间发射和接收。该发明预示着无线通信领域的迅速发展。1920 年发明了无线电，1930 年电视出现，1980 年移动电话出现，1990 年全球定位系统的出现，和现在的 3G 技术的发展，可以说无线通信领域有了日新月异的变化。

在无线移动通信的收发信机中，射频部分所处理的信号是宽动态范围的高频率模拟信号，而基带部分主要完成对频率较低的数字信号或模拟信号的处理。虽然从规模角度来讲，基带部分远比射频部分庞大而复杂，但是现代无线通信中的难点却是在射频。

射频设计之所以比较困难主要是因为射频设计要求射频工程师必须具有较宽的知识面。射频工程师要了解诸如无线通信的各种调制机理、各种无线通信的标准和协议，具有关于随机信号、微波技术、电波传播、多址接入、模拟电路理论、数字电路理论、天线技术、控制理论等等各方面技术。而这些学科很多都发展了半个世纪以上，都是非常复杂的理论，要在短时间内掌握这么多知识是不太可能的，但是现代通信的飞速发展却要求射频工程师能够把

几个方面的知识汇合起来，充分利用多个学科的优势，来设计射频部分。这样就带来了对人才的高要求，必然导致人才的缺乏。

另一方面随着移动通信的飞速发展，要求电路集成化程度越来越高，对于射频电路也是如此，但是与基带部分几乎可以全部采用成熟的数字集成电路相比，射频部分的集成电路还处于刚刚起步的状态，集成化程度相对较低，往往需要多个器件才能组成完整的电路，导致体积的增大。另外，由于射频部分器件的非线性、时变特性、电路的分布参数和不稳定性以及缺乏相应的准确模型，射频电路的计算机辅助工具发展也不成熟，利用这些 CAD 软件所得到的结果只能起到参考作用，所以射频电路的设计在很大程度上还取决于射频工程师的调测经验，缺乏系统的理论。

任何一个无线通信系统不管基带设计得多好，假如射频系统滞后，也会导致整个系统无法正常运行，可以说基带依赖于射频。综上所述，射频设计对于整个无线通信系统而言十分重要。

1.2 无线信道中的电波传播

任何一个通信系统，信道是必不可少的组成部分。信道按照传输媒介分为有线信道和无线信道。有线信道包括电缆、光纤等等；无线信道包括中、长地表面传播，短波电离层反射传播等等。其中无线信道是典型的变参信道，是指其传输特性的变化量极微且变化速度较慢。本节主要讨论在 VHF 和 UHF 频段电波的传播特性。

1.2.1 VHF 和 UHF 频段特性

VHF 频段是在 30 ~ 300MHz 之间，主要应用于较短距离的传输，其经常需要使用高架天线（至少一端使用）来实现正常通信。除了在 FM 和电视广播中应用，该频段还能用于许多地面移动和固定通信服务以及航空和空中导航服务。在视线状况足够良好，并且该视线在天线间的离地净高足够高的情况下，信号能够保持相对稳定。但是由于该频段频率的波长较小，有可能从地形、建筑物等各种物体上发生反射，因此由于传输产生的反射损耗要比视线路径中的弱很多。

UHF 频段（300MHz ~ 3GHz）的传播特性除了在低 VHF 频段的电离层影响外，在本质上与 VHF 是一致的。在该频段的高频部分，其传输特性已经与光十分相似了，主要受到障碍物的阻挡以及来自地形、建筑物和其他物体所产生发射的影响。UHF 主要是用于移动通信，移动通信包括模拟和数字蜂窝式无线电话，地球和太空交通工具之间的通信就是用这个频段，另外某些卫星无线电中继站（主要是海上的无线通信）也是使用这个频段。由于在 UHF 频段有很大的可用带宽，所以扩频技术广泛使用在各种通信系统中。使用更宽的频段和自适应均衡器，借助各种数据调制方案，在 UHF 可以实现更高的数据传输速率。

表 1-1 IEEE 频谱

频 段	频 率	波 长
ELF (极低频)	30 ~ 300Hz	1000 ~ 10000km
VF (音频)	300 ~ 3000Hz	100 ~ 1000km
VLF (甚低频)	3 ~ 30kHz	10 ~ 100km

(续)

频段	频率	波长
LF (低频)	300 ~ 3000kHz	1 ~ 10km
MF (中频)	3 ~ 30MHz	0.1 ~ 1km
HF (高频)	30 ~ 300MHz	10 ~ 100m
VHF (甚高频)	300 ~ 3000MHz	1 ~ 10m
UHF (特高频)	3 ~ 30GHz	10 ~ 100cm
SHF (超高频)	30 ~ 300GHz	1 ~ 10cm
EHF (极高频)	300 ~ 3000GHz	0.1 ~ 1cm
P 波段	0.23 ~ 1GHz	30 ~ 130cm
L 波段	1 ~ 2GHz	15 ~ 30cm
S 波段	2 ~ 4GHz	7.5 ~ 15cm
C 波段	4 ~ 8GHz	3.75 ~ 7.5cm
X 波段	8 ~ 12.5GHz	2.4 ~ 3.25cm
Ku 波段	12.5 ~ 18GHz	1.67 ~ 2.4cm
K 波段	18 ~ 26.5GHz	1.13 ~ 1.67cm
Ka 波段	26.5 ~ 40GHz	0.75 ~ 1.13cm
毫米波	40 ~ 300GHz	1 ~ 7.5mm
亚毫米波	300 ~ 3000GHz	0.1 ~ 1mm

这是当今最通用的频谱分段法，是由美国电气与电子工程师学会（IEEE）建立的，如表 1-1 所示。对于频段的划分不可能存在严格意义上的精确界限，一般认为 RF 频段通常是从 VHF 到 S 波段，即 30MHz ~ 4GHz，微波频段是指 C 波段及其以上的频段。

1.2.2 电波传播方式

发射机天线发出的无线电波，可以依不同的路径到达接收机，当频率大于 30MHz 时，典型的传播路径如图 1-1 所示。

一般有 3 种路径：

1) 直射波：如图 1-1 路径 1 所示，信号是从发射天线直接到达接收天线的电波。它是 VHF 和 UHF 频段的主要传播方式。

2) 地面反射波：如图 1-1 路径 2 所示，信号是经过地面反射到达接收机的电波。

3) 地表面波：如图 1-1 路径 3 所示，是沿地球表面传播的电波。由于地表面波的损耗随频率升高而急剧增大，传播距离会迅速减小，因此在 VHF 和 UHF 频段地表面波的传播可以忽略不计。

在移动信道中，电波遇到各种障碍物时会产生反射和散射现象，它对直射波将产生干涉，即所谓的多径衰落现象。

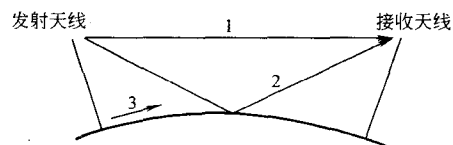


图 1-1 典型传播通路

1.2.3 直射波

所谓自由空间, 严格来说是指真空, 但是实际上是不存在的。自由空间通常是指充满均匀、无耗媒介的无限大的空间, 即该空间媒质具有各向同性、电导率 $\sigma = 0$ 、相对介电常数 $\epsilon_r = 1$ 及相对磁导率 $\mu_r = 1$ 的特点。因此自由空间只是一种理想情况。但是对于架设很高的基站天线和电视塔来说, 可以近似对应用自由空间的电波进行分析, 这样可以简化电波传输损耗的计算, 可以得出相对参考值。

设有一个天线置于自由空间, 由于天线具有方向, 即在远去相同距离 d 的条件下, 天线辐射场的相对值于空间方向具有对应关系, 如果令空间方向图最大值等于 1 (0dB), 可以得出相应的归一化方向函数, 用 $F(\theta, \varphi)$ 表示:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{|E(\theta, \varphi)|}{|E_{\max}|} \quad (1-1)$$

式中, E_{\max} 为最大辐射方向上的电场强度, 而 $E(\theta, \varphi)$ 为同一距离处 (θ, φ) 方向上的电场强度, 利用直角坐标系表示, 如图 1-2 所示。

图中, θ 为辐射角度, $2\theta_0$ 为零波瓣宽度, $2\theta_{0.5}$ 为半功率波瓣宽度。

则在其最大辐射方向上、距离为 d 的接收点产生的场强 (V/m)、磁场强度 (A/m) 和电波功率密度 (W/m^2) 为

$$|E_0| = \frac{\sqrt{30P_t G_t}}{d} \quad (1-2)$$

$$|H_0| = \frac{\sqrt{30P_t G_t}}{120\pi d} \quad (1-3)$$

$$S = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} \quad (1-4)$$

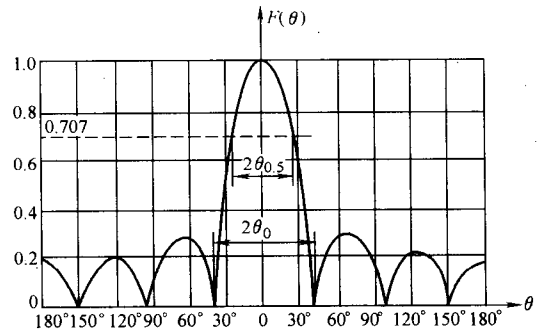


图 1-2 天线的方向图

式中, P_t 为发射天线输入功率 (W); G_t 为发射天线增益; d 为距离 (m); E_0 为自由空间场强的振幅值。

接收天线获取的电波功率等于该点的电波密度乘以接收天线的有效面积:

$$P_R = SA_R \quad (1-5)$$

式中, A_R 为接收天线的有效面积, 它与接收天线增益 G_r 满足下列关系:

$$A_R = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r \quad (1-6)$$

其中, $\frac{\lambda^2}{4\pi}$ 为各项同性天线的有效面积。

经过变换可以得到:

$$P_R = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda^2}{4\pi d} \right)^2 \quad (1-7)$$

当收、发天线增益为 0dB 时, 即 $G_t = G_r = 1$ 时, 接收天线上的功率为

$$P_R = P_t \left(\frac{\lambda^2}{4\pi d} \right)^2 \quad (1-8)$$

由上式可见, 自由空间的传播损耗 L_{fs} 可定义为

$$L_{fs} = \frac{P_T}{P_R} = \left(\frac{\lambda^2}{4\pi d} \right)^2 \quad (1-9)$$

以 dB 计, 得:

$$4 + 20\lg d(k[L_{fs}])(\text{dB}) = 32.44 + 20\lg d(\text{km}) + 20\lg f(\text{MHz}) \quad (1-10)$$

如果系统有接收天线和发射天线的增益, 修正为

$$[L_{fs}](\text{dB}) = 32.44 + 20\lg d(\text{km}) + 20\lg f(\text{MHz}) - G_T - G_R = A_{fs} - G_T - G_R \quad (1-11)$$

A_{fs} 是指无方向性天线之间自由空间中的损耗。有时在半波偶极天线之间的损耗是给定的。此类偶极天线的增益比无方向性天线高 2.15dB。因此式 (1-11) 修正为

$$[L_{fs}](\text{dB}) = 36.7 + 20\lg d(\text{km}) + 20\lg f(\text{MHz}) - G_T - G_R = A_{fs} - G_T - G_R \quad (1-12)$$

由上式可见, 自由空间中的电波传播损耗与工作频率、传播距离有关。当 f 或 d 增大一倍的时候, $[L_{fs}]$ 将分别增加 6dB。

1.2.4 大气中的电波传播

在实际通信中, 电波常常是在低层大气中传播。由于低层的大气并不是恒定不变的, 其特性是随温度、湿度以及气压变化, 因此其传输并不像自由空间那样理想, 通常会产生折射以及吸收的现象, 在 VHF 和 UHF 频段的折射现象尤为突出, 它将衰减掉电波的能量, 直接影响电波的传播效果。

在不考虑传导电流以及介质磁化的情况下, 介质折射率与相对介电常数可以采用以下的关系:

$$n = \sqrt{\epsilon_r} \quad (1-13)$$

考虑到大气的相对介电常数与温度、湿度、气压变化等等各种因素有关, 特别是与大气高度有关, 所以必须考虑电波的折射问题, 采用折射定律来得出电波的传播速率:

$$v = \frac{c}{n} \quad (1-14)$$

式中, c 为光速。

当电波在大气中传播时, 通常经过不同高度的大气层, 由于不同高度的大气层的特性不同, 电波在不同高度大气中传输速率也不同, 从而会导致出现电波射束的弯曲现象。这种由于大气折射率引起的电波传播方向上发生弯曲的现象, 就是电波的折射现象。

在工程上, 一般用地球等效半径来表示大气折射对电波的影响。利用地球等效半径原理我们可以这样理解折射, 电波依然沿直线方向进行, 但是地球的真实半径 R_0 变成了等效半径 R_e , R_e 与 R_0 之间的关系如下

$$k = \frac{R_e}{R_0} = \frac{1}{1 + R_0 \frac{dn}{dh}} \quad (1-15)$$

式中, k 为地球等效半径系数; dn/dh 为大气折射率的垂直梯度。

当 $dn/dh < 0$ 时, 表示大气折射率 n 随高度升高而减少。因而 $k > 1$, $R_e > R_0$ 。在标准大气折射的情况下, k 为 4/3, 等效地球半径为 $R_e = 8500\text{km}$ 。

1.2.5 障碍物的影响与绕射损耗

在发射点与接收点之间传输的电波常常会因为遇到障碍物而发生反射、绕射等现象，从而增加了传输损耗，通常称电波信号因遇到障碍而增加传输损耗为绕射损耗。

不是说在接收点与发射点之间绝对不能有阻挡，而是要计算阻挡可能影响的程度，通常就是计算其绕射损耗。微波传播受单个障碍物阻挡的情况如图 1-3 所示。

工程设计常用的绕射损耗计算的近似公式为

$$|V| = |V_0|(1 - H_c/F_0) \quad (1-16)$$

式中

$$F_0 = 0.577 F_1 \quad (1-17)$$

$$F_1 = \sqrt{300 d_1 d_2 / f d} \quad (1-18)$$

式中， F_1 为障碍点处的电波第一菲涅尔半径； f 为电波的频率； d 为接收点和发送点之间的距离； d_1 、 d_2 为障碍物到接收点和发送点的距离； H_c 为障碍物定点距电波射束中心线的距离， $H_c > 0$ ，电波射束中心线在障碍物顶点之上， $H_c < 0$ ，电波射束中心线在障碍物顶点之下。 V_0 为 $H_c/F = 0$ 时，不同 μ 值对应的绕射损耗。

$$\mu = \sqrt[6]{64\pi\alpha^2/3} \times \sqrt[3]{[d_1 d_2 / (dL)]^2} \times \sqrt[4]{1 + L^2 d / (4\alpha d_1 d_2)} \times H_c / F_0 \quad (1-19)$$

$$\alpha = \Delta y / F_0 \times L = r / d_0 \quad (1-20)$$

在工程设计计算中，是根据上式计算 L 值，通过查 $L \sim V_0$ 曲线（见图 1-4），再计算出绕射损耗。

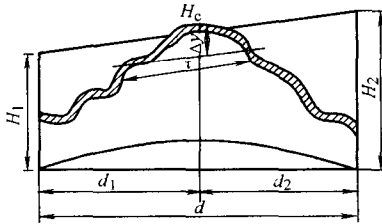


图 1-3 电波传播受单个障碍物阻挡情况

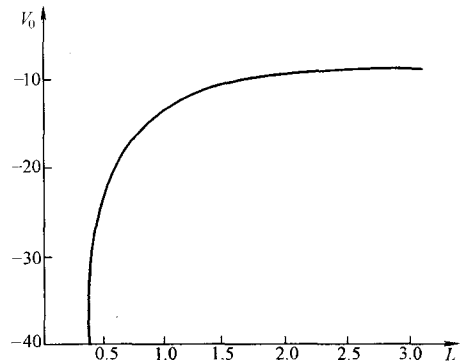


图 1-4 $L \sim V_0$ 曲线

1.2.6 反射波

当电波传播中遇到不同介质的交接界面（比如不同高度的大气）时，如果这个交接界面的尺寸比电波波长大的话，就会发生镜面反射。

现在以大气和地面为例分析这个问题。由于大气和地面的相对介电常数不同，同时地面的尺寸要比电波波长大的多，因此入射波将会发生反射，如图 1-5 所示。

通常我们考虑这个问题是按照平面波来分析，即电波载反射点的反射角等于入射角。不同界面之间的反射特性可以用反射系数 R 来表示，其含义为反射波场强与入射波场强的比

值, 即:

$$R = |R| e^{-j\varphi} \quad (1-21)$$

式中, $|R|$ 为反射点上反射波场强与入射波场强的振幅比; φ 为反射波相对入射波的相移。

可以通过下式来计算出水平极化波和垂直极化波的反射系数:

$$R_H = |R_H| e^{-j\varphi} = \frac{\sin\theta - \sqrt{(\epsilon_r - j60\lambda\sigma) - \cos^2\theta}}{\sin\theta + \sqrt{(\epsilon_r - j60\lambda\sigma) - \cos^2\theta}} \quad (1-22)$$

$$R_V = |R_V| e^{-j\varphi} = \frac{(\epsilon_r - j60\lambda\sigma)\sin\theta - \sqrt{(\epsilon_r - j60\lambda\sigma) - \cos^2\theta}}{(\epsilon_r - j60\lambda\sigma)\sin\theta + \sqrt{(\epsilon_r - j60\lambda\sigma) - \cos^2\theta}} \quad (1-23)$$

式中, $\epsilon_r - j60\lambda\sigma$ 为反射媒介的等效复介电常数; ϵ_r 为反射媒介的相对介电常数; σ 为反射媒介的电导率; λ 为工作波长; θ 为入射波的射线仰角。

对于地面的反射, 当工作频率高于 150MHz ($\lambda < 2m$) 时, $\theta < 1^\circ$, 可以得出

$$R_V = R_H = -1 \quad (1-24)$$

即反射波场强的幅度等于入射波场强的幅度, 而相差为 180° 。

在图 1-5 中, 由发射点 T 出发的电波可以经过直射线 (TR) 以及发射路径 (TOR) 到达接收点, 由于两者路径不同, 所以会产生附加的相移。

$$\begin{aligned} \Delta d &= a + b - c = \sqrt{(d_1 + d_2)^2 + (h_T + h_R)^2} - \sqrt{(d_1 + d_2)^2 + (h_T - h_R)^2} \\ &= d \left[\sqrt{1 + \left(\frac{h_T + h_R}{d}\right)^2} - \sqrt{1 + \left(\frac{h_T - h_R}{d}\right)^2} \right] \end{aligned} \quad (1-25)$$

式中, $d = d_1 + d_2$ 。

通常 $h_T + h_R \ll d$, 故上式中每个根号均可以用二项式定理展开, 并且只取始终的前两项。

$$\sqrt{1 + \left(\frac{h_T + h_R}{d}\right)^2} \approx 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{h_T + h_R}{d}\right)^2 \quad (1-26)$$

由此可得

$$\Delta d = \frac{2h_T h_R}{d} \quad (1-27)$$

由路径差 Δd 造成的附加的相移 $\Delta\phi$ 为

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta d \quad (1-28)$$

式中, $2\pi/\lambda$ 称为传播相移常数。

这时结束场强 E 可以表示成为

$$E = E_0(1 + R e^{-j\Delta\phi}) = E_0(1 + |R| e^{-j(\Delta\phi + \varphi)}) \quad (1-29)$$

由上式可以分析出来, 直射波和地面反射波的合成场强将随反射系数以及路径差的变化

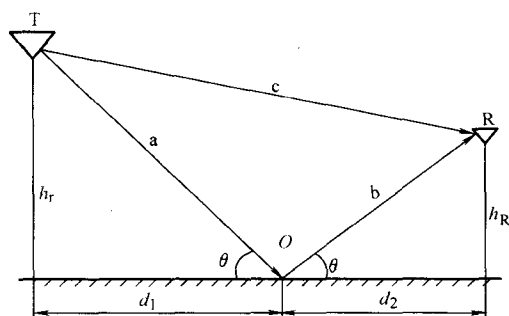


图 1-5 反射波与直射波

而变化,有些时候会是同相相加,有些时候是反相抵消的。 $|R|$ 越接近1,衰落就越厉害。

1.2.7 视线距离

由于地球是球体,所以凸起的表面自然会阻挡视线。因此所谓视线距离是指纯视线所能达到的最远距离,简称视距,用 d_v 来表示。

如图1-6所示,假设地球半径为 R_0 ,发射点与接收点的高度分别为 h_1 和 h_2 。收、发最高点之间的连线与地表相切于C点, $d_v = d_1 + d_2$ 即为直射线所能达到的最远距离。在三角形TOR中

$$TC = \sqrt{(R_0 + h_1)^2 - R_0^2} = \sqrt{2R_0 h_1 + h_1^2} \quad (1-30)$$

$$RC = \sqrt{(R_0 + h_2)^2 - R_0^2} = \sqrt{2R_0 h_2 + h_2^2} \quad (1-31)$$

由于 $R_0 \gg h_1, h_2$,故上式可以省去 h_1^2 与 h_2^2 ,可以得到近似的公式:

$$d_1 \approx TC \approx \sqrt{2R_0 h_1} \quad (1-32)$$

$$d_2 \approx RC \approx \sqrt{2R_0 h_2} \quad (1-33)$$

则视距 d_v 为

$$d_v = \sqrt{2R_0}(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \quad (1-34)$$

将 $R_0 = 6370\text{km}$ 代入,取 h_1, h_2 的单位为m,则 d_v (km)为

$$d_v = 3.57(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \quad (1-35)$$

考虑到大气的不均匀性对电波传播的影响,上式可以修正为

$$d_v = 4.12(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \quad (\text{标准大气压}) \quad (1-36)$$

上式中的 h 单位为m。

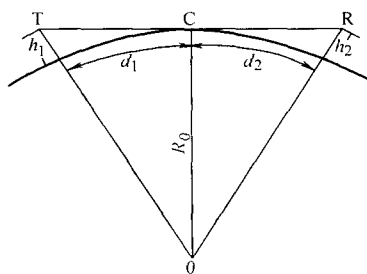


图1-6 视距示意图

1.3 无线信道的特征

对于不同频段的无线电波而言,其传播方式和特点是不相同的。对工作于VHF和UHF频段的无线通信来说,电波传播主要是通过空间波来进行传播,即上面提到的直射波、反射波,还有传播路径中各种障碍物所产生的散射波。在陆地移动系统中,移动台常常处于城市的建筑群之中或处于地形复杂的区域,其天线会接收到从多条路径传来的信号,再加移动台本身的运动,使得移动台和基站之间的无线信道异常复杂多变。

衰落是描述无线信道的一个主要特征,其一般是指信号电平随时间而随机起伏的现象。信号电平既有几秒或几分钟内的快速变化,也有时间长达几小时的慢变化,所以根据衰落的时间长短以及程度不同可以将衰落分为快衰落和慢衰落。快衰落持续时间很短,只有几秒钟,而慢衰落持续时间很长,几分钟甚至几小时。

由于信号衰落是随机的,所以人们是不可能准确地得到信号衰落的变化形式,只能根据

信号随时间变化来得出统计规律，同时采用诸如信号电平中值、衰落幅度（衰落深度）、衰落率、衰落持续时间等参数来说明信号的衰落统计特性，从而对信号的衰落进行相应的研究。

在实际信道中，由于反射体较多，因此接收的信号多是由多个电波叠加而成。直射波、反射波或散射波在接收点可能会形成干涉场，从而导致信号发生深度并且快速的衰落。由于移动台的不断变化，电波传播路径上的地形、障碍物也是不断变化的，这种变化造成的衰落比多径效应所引起的快衰落要慢得多，所以被称为慢衰落。

前人对陆地无线信道的研究做了大量的工作。在建立无线信道模型时，对于快衰落，大都采用瑞利（Rayleigh）分布或莱斯（Rician）分布，而对于慢衰落，根据实测数据的结果均采用对数正态分布。

信号的衰落现象会严重地影响到电波传播的可靠度及系统的可靠性，所以在设计系统的同时，必须充分考虑到衰落问题。

1.3.1 多普勒效应

在无线移动通信环境中，由于移动台与周围的环境中许多反射体总是处于不断运动中，因此所接收信号往往会产生一些频率上的偏差，称这种变化现象为多普勒（Doppler）效应，这是任何波动过程都具有的普遍特性。

假设使用的是单路径接收，则多普勒频移一般规定为

$$f_d = \frac{v}{c} f_c \cos \alpha \quad (1-37)$$

式中， v 为移动台的速度； c 为光速； f_c 为载频； α 为运动方向与发射机—接收机连线间的夹角。

在多径接收的情况中，通过多条路径到达的接收信号常常由于 α 的不同，会产生不同的多普勒频移，导致接收频谱被展宽。假定入射角均匀分布，则被展宽的功率密度谱可以通过如下公式计算得出：

$$P(f) = \frac{1}{\pi} \frac{1}{\sqrt{f_d^2 - f^2}} \quad (1-38)$$

该式当 $|f_d| > |f|$ 时成立，其中 f_d 为最高多普勒频移。

一般而言，物体在进行高速运动时，多普勒效应常常会导致快衰落，而且移动的速度越快，衰落变换频率越高，衰落深度越深。

1.3.2 多径效应

在移动通信系统中，接收机通过发射天线发出一个信号，在经过移动信道传播后，到达移动台天线的信号通常不是来自单一路径，而是由许多路径的众多反射波合成。因为电波通过各个路径的距离以及发射点的反射系数不同，所以各条路径来的反射波到达的时间和相位也都不一样。不同相位的多个信号在接收端叠加，将会导致接收信号在时域、频域和空域上都发生变化，并且接收信号幅度将产生衰落。这种衰落是由于多径现象造成的，所以被称为多径衰落。

由于反射体的分布是随机分布而且随时间变化，因此存在着经过这些反射体多次散射和