

普通高等教育“十五”国家级规划教材

射 频 通 信 电 路

(第二版)

陈邦媛 编著

科 学 出 版 社

北 京

内 容 简 介

本书系统地介绍了射频通信电路各模块的基本原理、设计特点以及在设计中应考虑的问题。全书分为射频电路设计基础知识、调制与解调机理、收发信机结构和收发信机射频部分各模块电路设计四大部分,其中模块电路包括小信号低噪声放大器、混频器、调制解调器、振荡器、锁相及频率合成器、高频功率放大器及自动增益控制电路的原理及设计方法。

本书可作为电子信息类本科生的电子线路(Ⅱ)即高频电子线路课程的教材,也可供相关工程技术人员参考。

图书在版编目(CIP)数据

射频通信电路/陈邦媛编著.—2版.—北京:科学出版社,2006

(普通高等教育“十五”国家级规划教材)

ISBN 7-03-017285-X

I. 射… II. 陈… III. 射频电路-电路设计-高等学校-教材

IV. TN710.02

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2006)第 051731 号

责任编辑:匡 敏 余 江/责任校对:赵桂芬

责任印制:张克忠/封面设计:陈 敬

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>

印 刷

科学出版社发行 各地新华书店经销

*

2002 年 8 月 第 一 版 开本:B5(720×1000)

2006 年 7 月 第 二 版 印张:34

2006 年 7 月 第七次印刷 字数:649 000

印数:19 001—23 500

定价: 37.00 元

(如有印装质量问题,我社负责调换(路通))

第二版前言

本书第一版出版以来,经过了四年教学实践的检验。为适应不断发展的射频通信技术,有必要对其做一些增补和修改。

《射频通信电路(第二版)》在第一版的基础上增添了第十一章自动增益控制,因为这部分内容是通信电路,特别是移动通信电路不可缺少的关键技术之一。该章主要介绍反馈型自动增益控制系统的组成、分析方法、目前常用的可变增益放大器技术以及系统实例。按增补内容的多少,依次为:第十章对 E 类放大器重新进行了改写,突出构成电路的思路及物理概念,更利于读者进一步深入学习与研究;第八章锁相与频率合成增添了例题,修改并区分了几个符号,使概念更加严谨;第五章编排顺序有所变动,将 S 参数移后并用小字(小五号)形式给出,这样使电路设计的两种方法(用晶体管物理模型法和用网络参数法)更鲜明,更利于教和学;其余各章均有不同程度的增补和修改,以使概念更明确,分析更清晰。

总之,我们希望本书第二版能更好地满足读者的需求,更适合教师授课和学生学习。

作者

2006 年 4 月

第一版前言

近 20 年来以蜂窝移动通信为龙头的无线应用技术,包括 PCS 电话、无线局域网(WLAN)、全球定位系统(GPS)、直播电视服务(DBS)、本地多点分布系统(LMDS)和射频识别系统(RFID)等在内,已经获得了巨大的发展。人们越来越清楚地认识到了射频设计在整个无线应用系统中举足轻重的地位,因此目前各高等院校的通信电子类本科专业都已把高频电路或通信电路作为一门主要的专业基础课。

本书以无线移动通信中的射频系统为应用背景,提出各单元电路的工作原理、性能要求,同时从设计观点出发论述各项性能指标与电路参数之间的关系并举出许多实例加以说明。按照这一思路,在内容编排上,首先介绍射频系统中最基础的选频回路、阻抗变换以及噪声和非线性概念;然后讲述射频系统的体系结构并从移动通信系统的标准引导出对于射频电路的性能指标要求,而后对每个单元电路逐个介绍并给出设计实例。

本书有以下几个特点:一是以理解概念、实现功能为主。在讲述器件和电路特点时,重点介绍它们的机理,强调概念的应用,功能的实现,尽量避免过多的理论推导。二是理论与实践相结合,电路紧密围绕通信系统。在讲述电路设计原理时,尽可能地介绍目前在这方面的集成电路器件并分析它们的原理;在应用模块电路中强调器件的指标、各功能模块间的连接和匹配,从而使读者不仅知道原理而且学会正确使用器件。三是强调指标。与数字电路不同,衡量模拟电路的好坏不仅是功能,更重要的是指标。围绕每一种功能电路,我们在讲述电路原理的同时也讲述衡量它的指标和影响性能指标的参数及改进性能指标的方法。

本书共分十章。第一章介绍选频回路与阻抗变换;第二章介绍噪声与非线性失真;第三章介绍调制和解调;第四章介绍发送、接收机结构;第五章介绍低噪声放大器;第六章介绍混频器;第七章介绍振荡器;第八章介绍锁相与频率合成技术;第九章介绍调制与解调电路;第十章介绍高频功率放大器。本书内容丰富,部分内容要求稍高,在书中用小号字体印出。

作者要特别感谢原国家教委工科电子线路教学指导小组组长,东南大学谢嘉奎教授,他几乎逐字逐句地审阅了本书全部内容并提出许多宝贵的意见,对提高本书的质量起了重要的作用。同时作者要感谢浙江大学荆仁杰教授、何小艇教授、童乃文教授和仇佩亮教授,他们支持本书的写作,并各自审阅了本书的部分内容,提出了不少有益的建议,在此一并表示感谢。

限于作者的水平,本书中不妥和错误之处在所难免,恳请读者批评指正并提出宝贵意见,联系的邮件地址是:chenby@zju.edu.cn。

陈邦媛
2002年4月

目 录

第二版前言

第一版前言

绪论	1
0.1 通信系统的组成	1
0.2 移动通信的射频设计	3
0.3 射频设计在移动通信机设计中的重要地位	5
第一章 选频回路与阻抗变换	7
1.1 选频回路的指标	7
1.2 LC 串并联谐振回路	9
1.2.1 谐振的基本概念与特性	9
1.2.2 选频特性	11
1.2.3 实际并联回路与有载 Q	15
1.3 无源阻抗变换网络	18
1.3.1 变压器阻抗变换	19
1.3.2 部分接入进行阻抗变换	20
1.3.3 L 网络阻抗变换	23
1.3.4 π 和 T 型匹配网络	27
1.3.5 用 Smith 圆图设计匹配网络	30
1.3.6 宽带阻抗变换网络	37
1.4 集中选频滤波器	42
1.5 集成电感	44
1.5.1 螺旋电感	44
1.5.2 连接线电感	46
附录 Smith 圆图基本知识	46
习题	52
第二章 噪声与非线性失真	56
2.1 起伏噪声特性	56
2.2 电路器件的噪声	58
2.2.1 电阻的热噪声及等效电路	58
2.2.2 双极型晶体三极管的噪声	59

2.2.3	场效应管的噪声	59
2.2.4	电抗元件的噪声	60
2.2.5	两端口网络的等效输入噪声源	61
2.3	噪声系数	63
2.3.1	噪声系数定义	63
2.3.2	噪声系数与输入等效噪声源的关系	63
2.3.3	无源有耗网络的噪声系数	66
2.4	等效噪声温度	66
2.4.1	等效噪声温度定义	66
2.4.2	等效噪声温度与噪声系数的关系	67
2.5	多级线性网络级联的噪声系数	68
2.6	非线性器件的描述方法	70
2.6.1	非线性器件的描述方法	70
2.6.2	线性化参数	73
2.7	器件非线性的影响	75
2.7.1	输入端仅有一个有用信号	75
2.7.2	输入端有两个以上信号	77
2.7.3	多级非线性级联特性	82
2.8	非线性器件在频谱搬移中的应用	84
2.9	灵敏度与动态范围	87
2.9.1	灵敏度	87
2.9.2	动态范围	88
附录	双极晶体管差分放大器输出电流公式证明	90
习题	91
第三章	调制和解调	93
3.1	什么是调制和解调	93
3.2	模拟调制	94
3.2.1	幅度调制与解调	95
3.2.2	模拟调频与解调	104
3.3	数字调制的基本概念	112
3.3.1	二元信号和多元信号	112
3.3.2	基函数	114
3.3.3	信号星座图	115
3.3.4	相关检测器	116
3.3.5	相干与非相干解调	117

3.4 二元数字调制	118
3.4.1 BPSK	118
3.4.2 BFSK	120
3.5 正交幅度调制	122
3.5.1 QPSK 调制	122
3.5.2 OQPSK 与 $\frac{\pi}{4}$ QPSK 调制	125
3.5.3 MSK 调制	128
3.6 调制方式的功率有效性	131
3.6.1 常包络和变包络调制	131
3.6.2 频谱再生	132
习题	133
第四章 发送、接收机结构	138
4.1 概述	138
4.2 接收机方案	139
4.2.1 超外差式接收机	139
4.2.2 直接下变频方案	145
4.2.3 镜频抑制接收方案	148
4.2.4 数字中频方案	152
4.3 发射机方案	153
4.4 无线发射接收机的性能指标	154
习题	160
第五章 低噪声放大器	162
5.1 低噪声放大器指标	162
5.2 晶体管高频等效电路	166
5.2.1 双极型晶体管共射小信号等效电路	168
5.2.2 场效应管小信号模型	169
5.3 低噪声放大器设计	171
5.4 S 参数	182
5.4.1 单端口网络	182
5.4.2 双端口网络 S 参数	184
5.5 用 S 参数设计放大器	185
5.5.1 S 参数与功率传输	186
5.5.2 放大器的稳定性	188
5.5.3 按照增益要求设计放大器	189

5.5.4	按照噪声系数设计放大器	194
5.5.5	单向传输品质因子	196
附录	证明式(5.3.8)	198
习题		198
第六章	混频器	201
6.1	概述	201
6.2	有源混频器电路	207
6.2.1	单管跨导型混频器	207
6.2.2	单平衡混频器	213
6.2.3	吉尔伯特双平衡混频器	219
6.3	无源混频器	228
6.3.1	二极管混频	228
6.3.2	无源场效应管混频器	234
习题		235
第七章	振荡器	242
7.1	反馈型振荡器的基本原理	242
7.1.1	反馈型振荡器的基本组成与平衡条件	242
7.1.2	起振条件	245
7.1.3	振荡器的稳定条件	248
7.2	LC 振荡器	252
7.2.1	构成 LC 振荡器的两个注意点	252
7.2.2	互感 LC 振荡器	253
7.2.3	三点式振荡器	254
7.2.4	负阻 LC 振荡器	262
7.3	石英晶体振荡器	266
7.3.1	石英晶体特性简述	266
7.3.2	石英晶体振荡电路	268
7.4	压控振荡器	273
7.4.1	简述	273
7.4.2	变容二极管压控振荡器	274
7.4.3	射极耦合多谐振荡器	277
7.4.4	环形振荡器	279
7.5	振荡器的频率稳定度	282
7.5.1	简述	282
7.5.2	相位噪声的影响	283

7.5.3 频率稳定度的表示方法	284
附录 关于图 7.5.2 频谱的证明	286
习题	288
第八章 锁相与频率合成技术	295
8.1 锁相环的基本组成与原理	295
8.1.1 锁相环的组成及数学模型	295
8.1.2 环路的基本方程	300
8.2 锁相环的跟踪特性	301
8.2.1 静态特性	302
8.2.2 线性跟踪特性	303
8.2.3 非线性跟踪	314
8.3 捕捉性能	315
8.4 锁相环的噪声	321
8.5 锁相环的稳定性	323
8.6 锁相环路的实现	327
8.6.1 鉴相器	328
8.6.2 集成锁相环产品举例	338
8.6.3 锁相环设计	343
8.7 频率合成器	348
8.7.1 整数分频频率合成器	349
8.7.2 分数频率合成器	355
8.7.3 直接数字频率合成器	358
习题	362
第九章 调制与解调电路	366
9.1 调制与解调器	367
9.1.1 平衡调制器	367
9.1.2 相干解调器	372
9.2 载波提取	375
9.2.1 平方环	376
9.2.2 考斯塔斯环	377
9.3 正交信号形成电路	379
9.4 调幅波的包络检波电路	384
9.4.1 包络检波电路	384
9.4.2 同步检波	394
9.5 调频电路	398

9.5.1	简述	398
9.5.2	直接调频电路	399
9.5.3	间接调频电路	409
9.6	鉴频电路	415
9.6.1	简述	415
9.6.2	限幅电路	418
9.6.3	斜率鉴频	420
9.6.4	正交鉴频	423
9.6.5	FSK 双滤波器解调	427
9.6.6	锁相鉴频	429
	习题	432
第十章	高频功率放大器	442
10.1	概述	442
10.2	高频功率放大器的分类	446
10.3	A、B 类功率放大器	447
10.3.1	A 类放大器	447
10.3.2	B 和 AB 类放大器	448
10.4	C 类功率放大器	449
10.4.1	电路组成与特点	449
10.4.2	动态负载线	452
10.4.3	输出功率与效率	454
10.4.4	倍频与调制特性	457
10.4.5	C 类放大器的馈电电路	460
10.5	高效率高频功率放大器	462
10.5.1	简述	462
10.5.2	D 类高频功率放大器	463
10.5.3	E 类高频功率放大器	465
10.6	高频功率放大器设计	470
10.6.1	晶体管大信号参数	470
10.6.2	功率放大器设计举例	475
10.7	功率合成电路	482
10.7.1	魔 T 网络	483
10.7.2	功率合成电路	487
附录	余弦电流脉冲分解	488
	习题	489

第十一章 自动增益控制	493
11.1 中频放大系统.....	493
11.2 自动增益控制技术.....	495
11.3 反馈型自动增益控制系统.....	496
11.3.1 反馈型自动增益控制系统结构方框图	496
11.3.2 反馈 AGC 环路的线性模型	497
11.3.3 AGC 环路的分析方法	499
11.3.4 自动增益控制系统的应用	500
11.4 可变增益放大器.....	502
11.4.1 改变放大器偏置控制增益	502
11.4.2 改变放大器负反馈控制增益	505
11.4.3 改变负载控制放大器增益	506
11.4.4 模拟乘法器控制放大器增益	507
11.4.5 电压控制可变衰减器	507
11.5 带自动增益控制的放大系统实例.....	510
习题.....	516
参考文献	518
附录	521
英文缩写对照	523
部分习题参考答案	524

绪 论

近 30 年来无线移动通信是电子信息产业中发展最为迅速的一个分支。现在利用无线手机进行双向通信是一件很平常的事,但是很少人知道这是许多科学家和工程师历经百年努力奋斗的结果。

1901 年英国科学家马可尼成功地实现了无线电信号横越大西洋,这可以认为从那时起射频电子(radio)技术正式诞生。马可尼的成功使人们认识到可以利用电波通过“以太”代替电线来传输电话、电报等信息,这是非常激动人心的。无线通信发展到今天,使得千百万用户可以同时利用一段无线电频谱进行双向通信,可以使得无线通信移动,而且无线通信机可以放在身上、拿在手上,更重要的是使得许多人能够买得起、用得起这种无线通信设备。

许多科学和技术对于无线通信的发展做出了贡献,但是造就当今移动通信辉煌局面的应首推射频技术和微电子技术。要实现移动通信,必须采用无线传输;同时要实现有效的移动也必须要求设备体积小、重量轻、耗电省。毋庸置疑,射频微电子是当代移动通信的基础。我们谈到移动通信技术就必须谈射频微电子技术,而谈到射频微电子技术也必然落实到移动通信。下面我们概要地介绍一下通信系统的组成。

0.1 通信系统的组成

通常我们把信息从发送者传送到接收者的过程称为通信,而实现信息传输过程的系统称为通信系统。图 0.1 表示一个通信系统的基本组成。

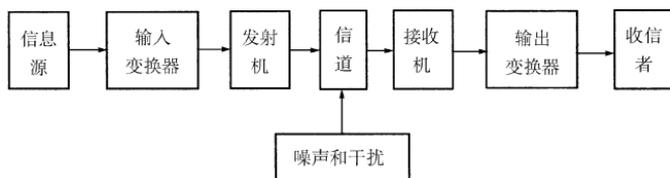


图 0.1 通信系统的基本组成

在通信系统中,一般要进行两种变换和反变换。在发送端,第一个变换是输入变换器,它要把要传递的信息变换成电信号,该信号一般是低频的,而且包括零频附

近的分量。通常称该电信号为基带信号(baseband),它可以是模拟信号,也可以是数字信号。第二种变换是发射机将基带信号变换成其频带适合在信道中有效传输的信号形式,并送入信道。这种变换称之为调制。调制后的信号称为已调信号,或称为通带信号(passband),去调制的基带信号又可以称为调制信号。在接收端,接收机与发射机的功能相反,它从信道中选取欲接收的已调波并将其变换为基带信号,此变换称为解调。输出变换器将解调后的基带信号变换为相应的信息。

在无线通信中必须把基带信号变成射频已调信号的原因主要有两点。第一是为了有效地把信号用电磁波辐射出去。为了有效的将信号的能量辐射到空间,必须要求天线的长度和信号的波长可比拟(例如至少十分之一)。而基带信号一般来说是频率比较低的信号,如语音的频率可以认为在 $300\sim 3400\text{Hz}$ 范围内,如果直接辐射语音信号,这就要求天线长度达 300km 以上,这是不可能的。因此为了有效的辐射,发射信号的频率必须是高频。在发射机中由振荡器产生高频信号,称之为载波。但载波并不携带要发射的信息,将基带信号去控制高频载波的某一个参数使其携带了信息,该过程叫调制。

采用调制的第二个原因是为了有效的利用频带。一般要传送的基带信号的频率范围都差不多,比如广播电台要广播的音乐节目的频率范围大约集中在 $100\text{Hz}\sim 10\text{kHz}$,如果每个电台都直接发射这些信号,就会互相干扰,令接收机无法区分。只有将不同电台的节目调制到该电台对应的不同频率的载波上,变成中心频率不同的频带信号,接收机才能任意选择所需要的电台而抑制其余不需要的电台和干扰。

正弦载波有三个参数:一是幅度,二是频率,三是相位。用基带信号控制载波的幅度称为调幅;用基带信号控制载波的频率,称为调频;用基带信号控制载波的相位,称为调相。用模拟信号调制正弦载波称为模拟调制,用数字信号调制正弦载波称为数字调制。采用不同调制方式的通信系统的性能和技术难度都是不同的。

信道是传输媒介,分有线和无线两类。有线信道如电线、电缆、光纤和波导,无线信道即由射频电波传播的自由空间。适合射频电波传播的频段范围极为宽广,从几十千赫兹超长波到几十吉赫兹的毫米波,不同频段的射频电磁波在空间传播的方式和特性也都不相同。当今公众数字移动通信常用的两种制式 GSM 和 IS-95 采用的频段都在 900MHz ,目前正在研发、即将推出的第三代数字移动通信都采用 2GHz 频段,无线局域网(WLAN)采用的是 2.4GHz ,全球定位(GPS)系统采用 1.6GHz 频段。

无线电波在空间长距离传播会有很大的损耗,所以在接收机天线上感应的信号是非常微弱的,常常只有零点几微伏,同时无线电波在空间传播会受到各种障碍物的反射、散射等,使得接收天线收到的信号是由多条途径传输叠加的结果,造成所谓多径衰落。无线信道又是敞开式的,接收天线可以收到各种其他的同频道或

邻近频道的干扰信号,有时这种信号远比所需要信号大,从而对所需的有用信号造成极为严重的干扰。移动接收中电波的多普勒频移、频谱色散等,这些都严重地影响了信号的接收,所有这一切对移动通信来说都是一种挑战,可以说无线移动信道是条件最为恶劣的一种信道。迅速发展的移动通信技术正是为了克服移动无线信道的缺陷,保证通信的高速和高可靠性,使通信方式更加灵活、便利。

0.2 移动通信的射频设计

如果按照电路结构来划分,一个无线移动通信机又可以分为如图 0.2 所示的射频级和基带级两大部分。基带级处理基带信号,射频级处理射频信号。

进一步把图 0.2 细化成典型的模拟通信的收、发射机或者数字通信的收、发射机(如图 0.3 和图 0.4 所示)。在图 0.3 中,属于射频电路的是图中虚线框内的部分,在图 0.4 中射频部分是前端黑框外的部分,即射频部分完成的功能主要是调制、解调、功率放大、低噪声放大和频率变换。在发射机中,在调制后有时也采用上变频,将已调信号再搬移到所需的发射频道上。功率放大器放大已调信号到一定的功率值,使其能够传输相当的距离以便接收机接收。在接收机中,低噪声放大器在尽量少增加噪声功率的前提下,放大由天线接收到的高频微弱信号,使其能达到解调器所要求的电平。接收机中的下变频是将高频已调波的频谱转移到适合解调或进行模数变换的频段。

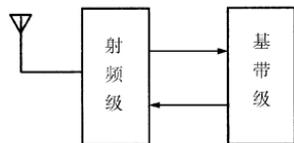


图 0.2 射频级和基带级

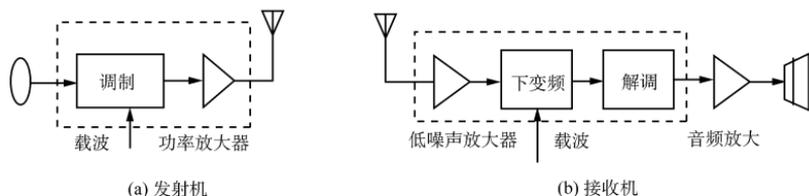


图 0.3 模拟通信机的射频级电路方框图

图 0.5 给出了某蜂窝手机的射频级电路,为什么要如此复杂? 回答是简单的,因为无线移动信道情况太恶劣,它对射频级设计提出了非常苛刻的性能指标要求,人们要通过复杂的电路设计来达到这些要求。

现代蜂窝手机对射频设计提出了以下要求:

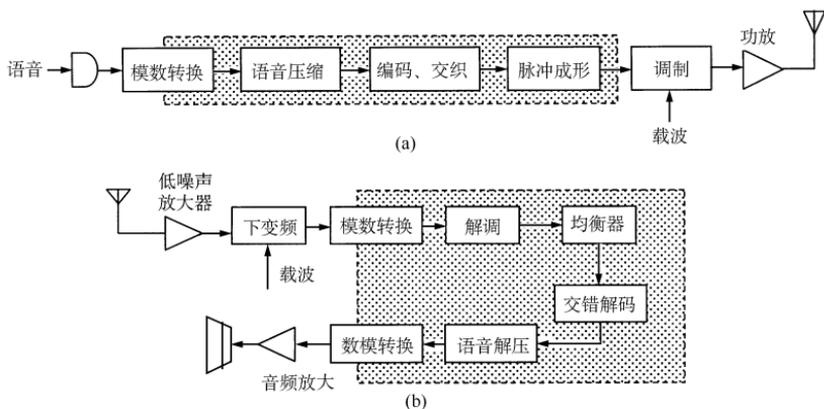


图 0.4 数字通信机的射频级电路方框图

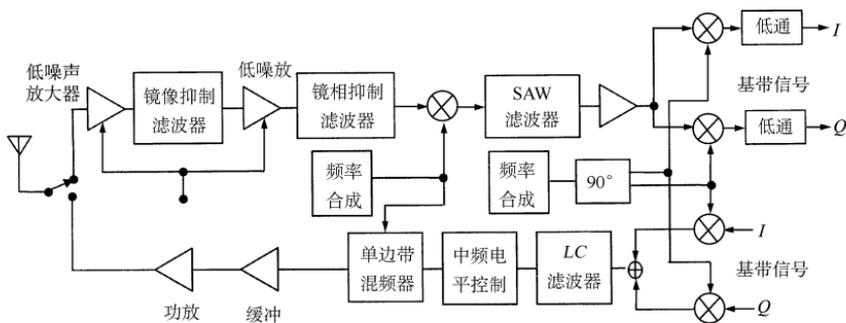


图 0.5 无线数字手机的射频级电路

1) 良好的选择性。因为移动通信使用开放的无线信道,移动接收机要从空间无数的无线电波干扰信号中选出所需要的信号,必须要求接收机有良好的选择性。

2) 低噪声、高动态范围。由于手机的移动性使得接收到的信号电平具有很宽的变化范围。当输入信号小时,主要考虑放大器的低噪声特性,当输入信号大时,则对放大器的非线性有很高要求。

3) 接收机对于杂散频率信号有良好的抑制能力。由于一般采用超外差接收和频率合成,接收机中多次频率变换会产生各种可能的杂散频率信号混入到所需信号中,形成干扰,为了保证接收质量,必须抑制和滤除这些杂散信号分量。

4) 本振信号应该具有很低的相位噪声。

- 5) 发射机必须严格限制带外辐射。
- 6) 射频级必须低功耗。因为对于接收机来说,射频部分往往是常开的,不像基带可以处于休眠状态。
- 7) 发射机的功率放大器要求有高的功率增加效率(power-added efficiency)。

0.3 射频设计在移动通信机设计中的重要地位

综上所述,在移动通信的收发信机中,射频部分要处理的是宽动态范围的高频模拟信号,而基带部分完成对频率较低的数字信号或模拟信号的处理功能。当前所用的无线数字手机中包含了多于 100 万个晶体管,基带部分占据了其中的极大部分,而射频部分仅使用很少晶体管。从规模角度来看,基带部分远比射频部分庞大,但是现代无线手机设计的难点在射频。可以说,射频设计成了移动通信机设计的瓶颈,细究其原因有如下三点:

1) 射频设计要求设计师具有较宽的知识面。例如射频设计师应通晓根据通信理论发展而来的各种调制机理及各种无线通信的标准和各种通信协议,应具有关于随机信号、微波技术、电波传播、多址接入、电路理论、晶体管器件特性等各方面的知识,会使用各种 CAD 工具等等。而这些学科中的许多方面都已发展了半个世纪以上,要在短时间内掌握这些知识是有一定困难的。正因为如此,以往的射频设计是几方面专家分裂开来进行的。射频系统专家规划收发信机结构,集成电路 IC 工程师研发各个构件模块,然后由制造者用“胶水”把这些集成块和一些外围器件粘起来。由于射频系统专家总是采用现有的 IC 模块,而 IC 工程师总是把芯片设计得尽可能一片多用,这样射频系统无论在系统水平还是在电路水平总是非常地冗余,效率不高。移动通信的飞速发展要求现代的射频设计师能够把几个方面知识汇合起来,充分利用多个学科的综合优势,因此人才的缺乏是首要原因。

2) 与基带级几乎可以全部采用成熟的数字集成电路相比,射频级的集成电路还处于发展阶段,有些器件需要外接。如电感还不能完全集成,模块之间存在的匹配问题,这些都给设计造成了困难。

3) 对射频电路来说,计算机辅助分析和综合的工具还只处于起步阶段,利用这些工具进行的分析和综合结果只能起到参考的作用。因为目前在电路 CAD 工具的软件中,对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一些外接部件都缺乏精确的模型,因此射频电路的设计在很大程度上还取决于设计师的实验调试和经验。

从上面的叙述,对通信系统收发信机射频部分的组成已有了初步的了解。本书主要介绍射频电路设计的基础知识,射频部分各模块的设计方法与特点以及在设计中应考虑的问题。

由于微电子技术和通信事业,特别是移动通信的飞速发展,要求电路集成化程度越来越高,射频电路也不例外。对于这些集成电路,除了要求优良的性能外,还提出了低成本,低功耗,小体积和轻重量等等苛刻的要求,因此介绍射频电路的设计也必须围绕射频集成电路的设计和使用,只有这样才能跟上并推动飞速发展的通信事业。

由于和微波课程的衔接问题,本书暂不考虑应用微带的设计方法。

本书共分十一章。第一章是选频回路与阻抗变换,第二章是噪声与非线性失真,这两章是射频电路设计的基础知识。这两章的内容很多,如有源器件的非线性、时变特性、随机噪声,谐振回路的应用和模块间的阻抗匹配方法,系统的灵敏度、线性动态范围等概念。这些概念是贯穿于整个射频系统设计的,本书把它集中起来首先介绍,目的是为了加强读者对这些概念的重视并自觉的应用于以后的设计。第三章是讲述调制解调的机理,各种调制的特点以及衡量指标。由于数字调制在后续的通信原理课中还要详细分析,本章只是简单讲述其与电路实现有关系的部分。第四章是介绍发射机和接收机的各种方案及方案比较,收发信机的性能指标。这两章属于通信系统的基础知识,本书将系统的概念放在单元模块电路之前讲述,意在让读者能高瞻远瞩,指导后面的模块电路设计。从第五章开始是模块电路介绍。第五章主要介绍了低噪声放大器的设计思路,性能指标及典型电路。第六章混频器设计,列举了有源、无源混频器的工作原理和设计方法,性能指标。第七章振荡器,讲述反馈型振荡器的组成和基本原理,介绍了目前常用的 LC 振荡器、石英晶体振荡器和各种压控振荡器电路,并且还介绍了有关相位噪声的概念。第八章是锁相与频率合成器,首先讲述锁相环的组成与原理,分析锁相环的特性及实现方法,然后介绍几种常用的频率合成方案。第九章调制解调电路,介绍调制、载波提取,正交载波形成以及相干和非相干解调电路,还介绍了模拟调频及鉴频电路。第十章高频功率放大电路,介绍线性和非线性高频功率放大器的电路特点与设计方法。第十一章自动增益控制,主要介绍反馈型自动增益控制环路的组成、分析方法,放大系统增益控制方案以及目前典型的构成可控增益放大器的方法。

本书有三个特点。①是以理解概念、实现功能为主。在讲述器件和电路特点时,重点介绍它的机理,尽量避免过多的理论推导,强调概念的应用、功能的实现。②是理论与实践相结合。在讲述电路设计原理时,尽可能地介绍目前在这方面的集成电路器件,并分析它们的原理。在应用模块电路时强调器件的指标,各功能模块间的连接和匹配。使读者不仅知道原理而且要会正确使用各种器件。③是强调指标,与数字电路不同,衡量模拟电路的好坏不仅是功能,更重要的是指标。围绕每一种功能电路,我们在讲述电路原理的同时也讲述衡量它的指标和影响性能指标的因素及改进方法。

第一章 选频回路与阻抗变换

选频与阻抗变换是组成射频系统需要考虑的两个很重要的功能,它们应用于放大、振荡、调制与解调各个单元电路中,在射频系统中常采用无源网络来实现这些功能。本章首先介绍由电感 L 和电容 C 组成的选频回路,接着介绍阻抗匹配的重要性,并详细介绍无源阻抗变换的设计,最后简单介绍一些常用的集中参数滤波器。本章有些内容在先修的课程中已有介绍,这里一方面进行复习,更主要是介绍它们在射频系统中的应用。

1.1 选频回路的指标

选频回路的作用是从众多的频率中选出有用信号,滤除或抑制无用信号。射频电路中常用的选频回路或称滤波器有两类,一是用电感 L 和电容 C 组成的 LC 串联谐振回路与并联谐振回路,二是集中选择性滤波器,如声表面滤波器,晶体滤波器,陶瓷滤波器等。典型选频网络的传输特性如图 1.1.1 所示,分为幅频特性和相频特性两个方面。

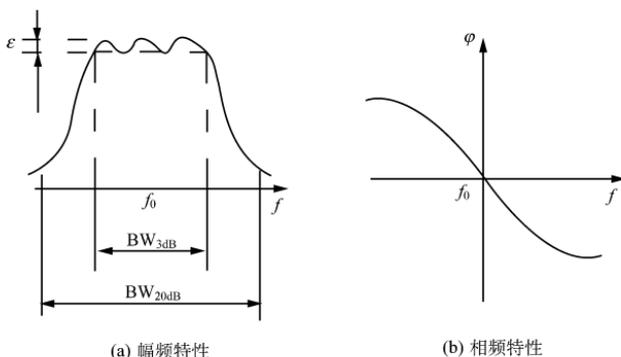


图 1.1.1 选频网络的传输特性

衡量选频网络(滤波器)性能的主要指标是:

- 1) 中心频率 f_0 。在此频率点其传输系数最大。

2) 通频带 BW_{3dB} 。传输系数下降为中心频率 f_0 对应值的 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ ($-3dB$) 时对应的上下限的频率之差。由于所传送的信号总是有一定频带宽度的, 因此不同的信号对滤波器的通频带有不同要求。

3) 带内波动。通频带内传输系数的最大波动值。在通频带内应有比较均匀的幅频特性, 以减少频率失真。

4) 选择性(或称带外衰减)与矩形系数。描述滤波器对频带外信号的衰减程度, 带外衰减越大, 选择性越好。理想滤波器的幅频特性应该是一个矩形。为了描述滤波器接近矩形的程度, 定义一个指标为矩形系数:

$$K_{0.1} = \frac{BW_{0.1}}{BW_{1\sqrt{2}}}$$

即滤波器的传输系数下降到中心频率最大传输系数的 0.1 倍时的带宽 $BW_{0.1}$ 与其 $3dB$ 带宽之比。选频特性为理想矩形的滤波器, 矩形系数等于 1 , 此时通频带外的信号全部衰减, 具有最佳选频性能。

5) 插入损耗。插入损耗定义为通频带内滤波器插入前后负载所得功率之比。

$$L = \frac{P_{前}}{P_{后}}$$

无源滤波器都有一定的损耗, 要求损耗越小越好。

6) 输入输出阻抗。滤波器的性能指标都是在其输入输出端均匹配时测得的。因此, 在应用时, 必须知道其输入输出阻抗, 并很好的匹配, 才能使滤波器发挥其最佳性能。

7) 相频特性。要求相频特性接近线性。

信号通过网络的无失真传输是指输出信号与输入信号相比, 只有幅度大小和出现时间的变化, 而波形没有变化。这就要求网络的传输函数 $H(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$ 如图 1.1.2 所示, 即 $H(\omega) = A$ 和 $\varphi(\omega) = -\omega t_d$ 。网络对组成信号的所有频率分量放大相同的倍数, 对所有频率分量延迟相同时间 t_d , 则合成输出波形不变。称相频

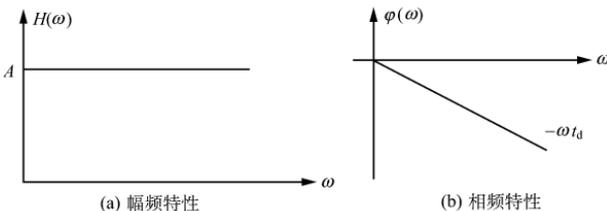


图 1.1.2 理想线性网络的幅频特性和相频特性

特性曲线的斜率 $\tau(\omega) = \frac{d\varphi}{d\omega}$ 为群时延。由于射频通道上的信号均是由多频率组成的已调波, 如果滤波器通带内的幅频特性不均匀, 会产生频率失真, 当 $\tau(\omega)$ 不为常数, 即相频特性不为直线时, 会产生相位失真。

1.2 LC 串并联谐振回路

用电感线圈 L 与电容 C 构成的串并联回路是射频通信电路中应用得最为广泛的选频电路, 它们除完成选频功能外, 还可以进行阻抗变换, 本节主要分析它们的选频特性。

1.2.1 谐振的基本概念与特性

1. 并联谐振回路

标准的并联 LC 回路由无损耗的电感 L 、电容 C 及电导 $G = \frac{1}{R}$ 并联组成, 并由电流源 \dot{I}_s 激励, 如图 1.2.1 所示。

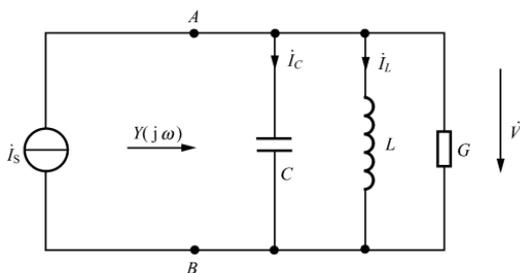


图 1.2.1 并联谐振回路

由 A 、 B 两点看入, 回路导纳为

$$Y(\omega) = G + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} \quad (1.2.1)$$

导纳值与输入信号角频率有关, 当导纳为纯电导 G 时, 称回路为谐振。对应的谐振角频率为

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.2.2)$$

并联回路谐振时具有以下特点：

1) 阻抗特性。回路谐振时，回路的感抗与容抗相等，互相抵消，回路导纳最小， $Y(\omega_0) = G = \frac{1}{R}$ ，或阻抗最大为 $Z(\omega_0) = R$ 。通常将谐振时的容抗或感抗

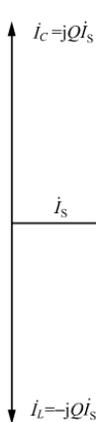
$$\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \quad (1.2.3)$$

称为回路特性阻抗。

2) 电压特性。谐振时回路两端的电压最大， $V_0 = I_s R$ ，并与信号电流同相。

3) 品质因数。回路品质因数描述了回路的储能与它的耗能之比。定义为

$$Q = 2\pi \frac{\text{谐振时回路总的储能}}{\text{谐振时回路一周内的耗能}} = 2\pi \frac{CV^2}{TV^2/R} \quad (1.2.4)$$



由于 $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$ ，则对图 1.2.1 所示的并联谐振回路， G 若视为回路的损耗，其品质因数为

$$Q = \frac{\omega_0 C}{G} = \frac{R}{\omega_0 L} = \frac{R}{\rho} \quad (1.2.5)$$

一个由有耗的空心线圈和电容组成的回路的 Q 值大约是几十到一、二百。

4) 电流特性。谐振时，流过电感 L 和电容 C 的电流相等，方向相反，且为信号电流的 Q 倍，如式(1.2.6)或图 1.2.2 所示。这可以理解，谐振时，电容上的能量和电感上的能量互相转换，产生振荡，而信号源的能量仅补充电阻 R 上的损耗。谐振时，流过线圈和电容的电流是信号源电流的 Q 倍，选择线圈导线时应注意

图 1.2.2 谐振时电流特性

$$I_L = \frac{V_0}{j\omega_0 L} = \frac{I_s R}{j\omega_0 L} = -jQ I_s$$

$$I_C = j\omega_0 C V_0 = j\omega_0 C I_s R = jQ I_s \quad (1.2.6)$$

2. 串联谐振回路

串联谐振回路如图 1.2.3 所示。根据电路中的对偶定理，对偶关系如下：串联-并联，

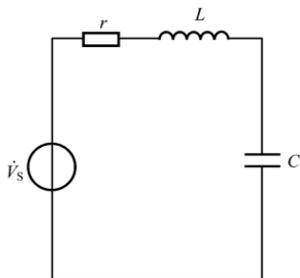


图 1.2.3 串联谐振回路

$L-C$, $C-L$, $G-r$, $V-I$ 分别对偶, 所以可以直接将上面的并联谐振回路的特性推广到串联谐振回路中, 串、并联特性对照表见表 1.2.1 所示。

表 1.2.1 串、并联特性对照表

	并 联	串 联
电路结构	L 、 C 、 G 并联	C 、 L 、 r 串联
激励信号源	电流源 I_s	电压源 V_s
谐振角频率	$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$	$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$
谐振阻抗	$Y(\omega_0) = G$	$Z(\omega_0) = r$
品质因数	$Q = \frac{\omega_0 C}{G} = \frac{R}{\omega_0 L}$	$Q = \frac{\omega_0 L}{r} = \frac{1}{r\omega_0 C}$
谐振时电流(电压)	$I_L = I_C = QI_s$	$V_L = V_C = QV_s$

1.2.2 选频特性

1. 并联谐振回路

并联谐振回路的阻抗或输出电压随输入信号频率而变化的特性称为回路的选频特性。分析选频特性, 也就是分析不同频率的输入信号通过回路的能力。写出图 1.2.1 所示并联谐振回路的输出电压表达式如下:

$$V(\omega) = \frac{I_s}{Y(\omega)} = \frac{I_s}{G + j\left[\omega C - \frac{1}{\omega L}\right]} = \frac{I_s / G}{1 + jQ\left[\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right]} = \frac{V(\omega_0)}{1 + j\xi} \quad (1.2.7)$$

称

$$\xi = Q\left[\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right]$$

为广义失谐, 谐振时 $\xi=0$ 。分析回路的选频性能, 特别应该说明的是, 由于 $V=I_s Z$, 而电流源是常数, 因此回路的输出电压特性与回路的阻抗特性完全相同。

当信号频率位于谐振频率 ω_0 附近时, 可将 $\omega \approx \omega_0$ 代入得

$$\xi = Q\left[\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right] = Q \frac{(\omega + \omega_0)(\omega - \omega_0)}{\omega\omega_0} \approx Q \frac{2\omega_0(\omega - \omega_0)}{\omega_0^2} = Q \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_0}$$

因此有

$$V(\omega) \approx \frac{I_s / G}{1 + jQ \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_0}} = \frac{V(\omega_0)}{1 + jQ \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}} = \frac{V(\omega_0)}{\sqrt{1 + \left[Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right]^2}} e^{j\varphi} \quad (1.2.8)$$

其中

$$\varphi = -\arctan Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \quad (1.2.9)$$

可以看出当输入信号频率 $\omega \neq \omega_0$ 时, 输出电压的幅度和相位都发生变化。

(1) 幅频特性

将失谐频率 ω 对应的输出电压幅度与谐振时的输出电压幅度之比称为谐振回路的归一化选频特性:

$$S = \frac{V(\omega)}{V(\omega_0)} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right]^2}} \quad (1.2.10)$$

相应画出的归一化选频特性曲线如图 1.2.4 所示。

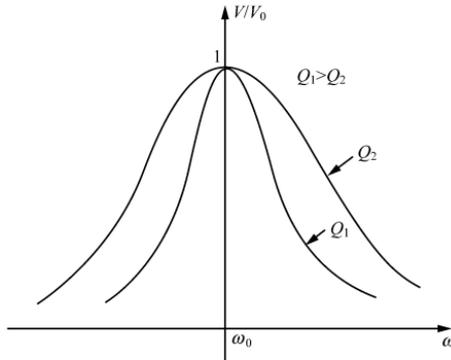


图 1.2.4 归一化选频特性曲线

由该归一化特性可以得出以下几点结论:

1) 选择性。谐振时输出电压最大, 回路阻抗最大, 失谐时下降。回路的 Q 值越高, 选择性越好, 即对同一失谐频率 ω , Q 值越大的回路输出电压越小。

2) 通频带。令式(1.2.10)等于 $\frac{1}{\sqrt{2}}$, 可计算出回路的 3dB 通频带为

$$BW_{3dB} = 2\Delta f = \frac{f_0}{Q} \quad (1.2.11)$$

该式说明,回路的 Q 值越小,通频带越宽。式(1.2.11)也可以写成 $\frac{1}{Q} = \frac{BW_{3dB}}{f_0}$ 的形式,这表明,相对带宽越窄,要求回路的 Q 值越高,这是一个很重要的概念。即在很高的频率时,窄带选频回路要求极高的 Q 。

3) 矩形系数。令 $S = \frac{1}{10}$, 求出输出电压下降为谐振时的 $\frac{1}{10}$ 的带宽 $BW_{0.1}$, 则并联谐振回路的矩形系数为

$$K_{0.1} = \frac{BW_{0.1}}{BW_{3dB}} = 9.96 \quad (1.2.12)$$

简单并联谐振回路的矩形系数较大,即说明了它对宽的通频带和高的选择性这对矛盾不能兼顾。

(2) 相频特性

根据公式(1.2.9)画出相频特性如图 1.2.5 所示。

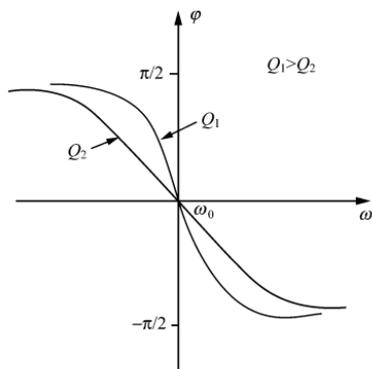


图 1.2.5 并联谐振回路相频特性

分析并联回路的相频特性可以得出以下几点结论:

- 1) 谐振时 $\varphi(\omega_0) = 0$, 回路呈纯电阻, 输出电压与信号电流源同相。
- 2) 失谐时, 当 $\omega < \omega_0$ 时 $\varphi(\omega) > 0$, 并联回路阻抗呈感性; 当 $\omega > \omega_0$ 时 $\varphi(\omega) < 0$, 并联回路阻抗呈容性。

如果忽略回路的损耗电阻 R , 由式(1.2.1)可以画出并联谐振回路的电抗频率特性如图 1.2.6 所示。

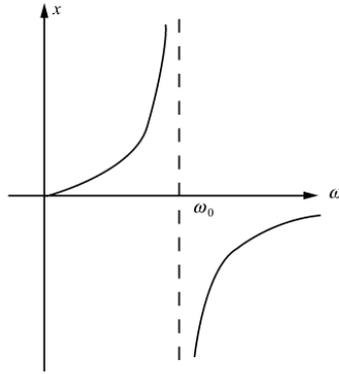


图 1.2.6 并联回路的电抗频率特性

3) 相频特性曲线的斜率

$$\left. \frac{d\varphi}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = -\frac{2Q}{\omega_0} \tag{1.2.13}$$

并联谐振回路的相频特性呈负斜率,且 Q 越高,斜率越大,曲线越陡。

4) 线性相频范围。当 $|\varphi| \leq \frac{\pi}{6}$ 时,式(1.2.9)可近似为 $\varphi(\omega) \approx -2Q \times \frac{(\omega - \omega_0)}{\omega_0}$,则 $\varphi(\omega) \sim \omega$ 之间呈线性关系。相频特性呈线性关系的频率范围与 Q 成反比。

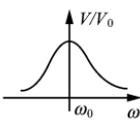
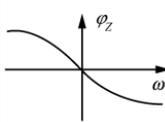
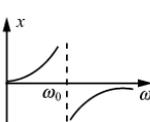
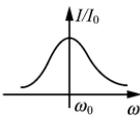
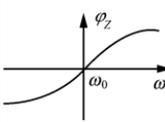
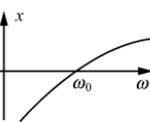
2. 串联回路的选频特性

应用串并联对偶特性,根据式(1.2.10)可以写出图 1.2.3 所示的串联谐振回路的归一化选频特性公式(1.2.14)以及如表 1.2.2 所示的特性。

$$S = \frac{I(\omega)}{I(\omega_0)} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[Q \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right]^2}} \tag{1.2.14}$$

在应用对偶特性时应注意,如果变量是对偶的,则公式与曲线形状是相同的,若变量相同,则曲线形状相反。

表 1.2.2 串并联回路的对偶特性

	幅频特性	带 宽	相频特性	电抗特性
并联		$BW_{3dB} = \frac{f_0}{Q}$ $K_{0.1} = 9.96$		
串联		$BW_{3dB} = \frac{f_0}{Q}$ $K_{0.1} = 9.96$		

1.2.3 实际并联回路与有载 Q

本节讨论一个有损耗的实际线圈用于谐振回路以及当并联谐振回路接在电路中,负载和信号源内阻对其发生的影响。

1. 实际并联谐振回路

当电流通过线圈,导线的发热引起的损耗不能忽略时,线圈就是有损耗的。线圈的损耗应表示成与 L 串联的电阻 r ,该电阻一般是很小的。由一个有耗电感 L 和电容 C 组成的并联谐振回路如图 1.2.7(a)所示。该并联谐振回路与图 1.2.1 所示的并联回路的标准形式有所不同。为了应用标准并联谐振回路的各项公式,必须将 L 与 r 的串联支路变换成 L_p 与 R_p 的并联支路。这就是下面要介绍的串并联支路的互换公式。

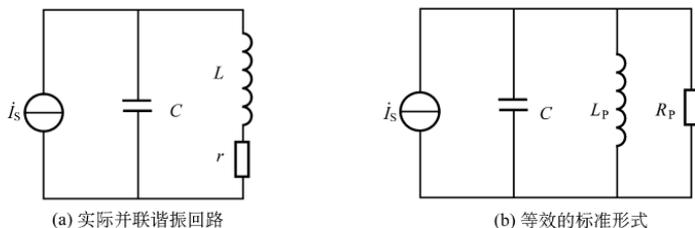


图 1.2.7 实际并联谐振回路及其标准形式

(1) 串并联支路阻抗互换

下面推导将图 1.2.8(a)中电阻 r_s 与电抗 X_s 串联支路变换成(b)电阻 R_p 与

电抗 X_p 并联支路的一般公式。

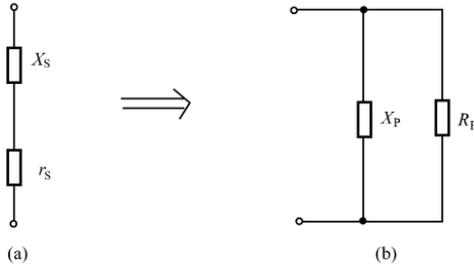


图 1.2.8 串并联支路互换

由于两者阻抗等效,可以写出下式:

$$\frac{1}{R_p} + \frac{1}{jX_p} = \frac{1}{r_s + jX_s} = \frac{r_s - jX_s}{r_s^2 + X_s^2}$$

令实部、虚部分别相等,则有

$$R_p = \frac{r_s^2 + X_s^2}{r_s} = r_s \left[1 + \left(\frac{X_s}{r_s} \right)^2 \right] = r_s (1 + Q^2) \quad (1.2.15)$$

$$X_p = \frac{r_s^2 + X_s^2}{X_s} = X_s \left[1 + \left(\frac{r_s}{X_s} \right)^2 \right] = X_s \left[1 + \frac{1}{Q^2} \right] \quad (1.2.16)$$

其中定义

$$Q = \frac{X_s}{r_s} = \frac{R_p}{X_p} \quad (1.2.17)$$

称其为串联支路或等效并联支路的 Q 值。以上串并联互换公式,对两种性质电抗元件均适用。

(2) 实际并联回路分析

按照式(1.2.15)和式(1.2.16),可将图 1.2.7(a)示的实际并联谐振回路化为图 1.2.7(b)所示的并联谐振回路的标准形式。由于等效,图 1.2.7(b)谐振回路的谐振频率即为图 1.2.7(a)的谐振频率。根据谐振时并联导纳

$$Y(\omega) = G + jB = \frac{1}{R_p} + (j\omega C) - j \frac{1}{\omega L_p}$$

的虚部为零的定义,即 $jB = j\omega_p C - j \frac{1}{\omega_p L_p} = 0$,代入式(1.2.16)中的 $L_p =$

$L\left[1 + \frac{r^2}{(\omega_p L)^2}\right]$, 可求得

$$\omega_p = \sqrt{\frac{1}{LC}} \sqrt{1 - \frac{Cr^2}{L}} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{Cr^2}{L}} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{Q_0^2}} \quad (1.2.18)$$

式中 ω_0 为无耗线圈 L 与 C 组成的并联谐振回路的谐振频率, $Q_0 = \frac{\omega_0 L}{r}$ 为考虑了损耗电阻 r 后的线圈 L 的固有品质因数(有耗线圈往往给出其 Q_0 , 而不是 r)。

带有损耗电阻 r 的实际线圈 L 与电容 C 组成的并联谐振回路的谐振频率 ω_p 不等于 ω_0 , 且 $\omega_p < \omega_0$ 。只有当损耗电阻 r 足够小, 即 Q_0 足够大时, 才有 $\omega_p = \omega_0$, 而实际情况往往满足该条件。在高 Q 条件下, 串并联互换公式(1.2.15)和(1.2.16)可简化为

$$R_p \approx rQ_0^2 \quad \text{和} \quad L_p \approx L \quad (1.2.19)$$

所以对应高 Q 的实际并联谐振回路的谐振阻抗为

$$R_p = Q_0^2 r = Q_0 \rho = \frac{L}{C r} \quad (1.2.20)$$

2. 有载品质因数

当一个具有品质因数为 $Q_0 (\gg 1)$ 的并联谐振回路 LC 接有负载电阻 R_L 和信号源, 且信号源具有内阻 R_S 时, 如图 1.2.9(a) 所示, 回路的特性会如何变化呢? 为了回答这个问题, 把图 1.2.9(a) 化为图 1.2.9(b), 图中 $R_p \approx rQ_0^2 = \rho Q_0$, $L_p \approx L$ 。

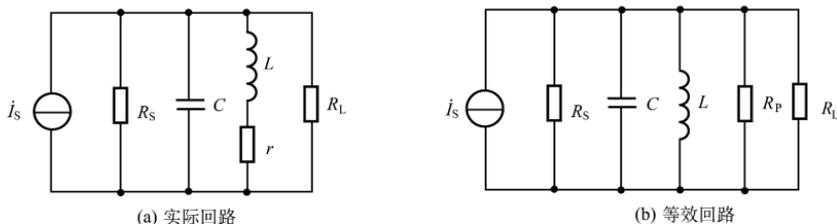


图 1.2.9 有载品质因数

由于没有电感和电容的影响, 其谐振频率 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, 特性阻抗 $\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$ 均不变, 而变化的是谐振阻抗

$$Z(\omega_0) = R_T = R_S // R_L // R_P \quad (1.2.21)$$

和品质因数,品质因数由空载品质因数 $Q_0 = \frac{\omega_0 L}{r}$ 变为有载品质因数 Q_e 。

$$Q_e = \frac{R_T}{\rho} = \frac{Q_0}{1 + \frac{R_P}{R_S} + \frac{R_P}{R_L}} \quad (1.2.22)$$

由于负载和信号源内阻的影响,使回路的等效品质因数下降,通频带增宽,选择性变差。 R_L 和 R_S 越小, Q_e 下降越多,影响也就越严重。

小结:

(1) LC 串并联谐振回路由于它的阻抗特性随频率而变,可以完成选频功能,因而是射频电路中应用得最为广泛的单元电路之一,它同时可以完成阻抗变换功能。

(2) 描述 LC 回路谐振时的参数有:谐振频率,谐振阻抗,输出电压(电流), Q 值。

(3) 描述 LC 回路失谐时的特性及参数有:幅频特性——描述参数是通频带、选择性和矩形系数;相频特性——描述参数是曲线斜率与线性范围,由相频特性看出,在谐振频率两侧,回路呈现的阻抗性质不同。

(4) Q 值是影响回路性能的最重要的参数,它描述的是回路中的电抗与损耗之比,它的影响体现在选频特性曲线(幅频、相频)的变化斜率大小上。

(5) 课本中的大多公式对应的是由无损耗的电感和电容组成的标准并联回路,若用有耗元件构成回路,必须用串并支路变换,将实际电路转换为标准形式,才能应用相应公式。

(6) 回路的固有损耗对应回路空载 Q ,因接入外电路(信号源、负载)使回路空载 Q 下降为有载 Q ,为减小外电路对回路 Q 值的影响,外电路可以采用部分接入。

1.3 无源阻抗变换网络

射频电路的各模块或负载一般都是与特性阻抗为 Z_0 (一般是 50Ω) 的传输线相连,因此在各模块或负载与传输线之间就要进行阻抗匹配,或称阻抗变换。进行阻抗变换的必要性在于:

- 1) 可以向负载传输最大功率。
- 2) 在天线、低噪声放大器或混频器等接收机前端可以改善噪声系数。

3) 发射机由于匹配实现了最大功率传输,相当于提高了效率,延长了电池使用寿命。