

目 录

第 1 章 高频电子线路基础	(1)
1.1 无线电通信的基本特性	(1)
1.2 元件的高频特性与传输线	(11)
1.3 选频回路	(13)
1.4 滤波器	(27)
思考与练习题	(37)
第 2 章 高频小信号放大器	(39)
2.1 概述	(39)
2.2 晶体管调谐放大器	(41)
2.3 场效应管调谐放大器	(52)
2.4 高频集成放大器	(56)
2.5 谐振放大器的稳定性	(62)
2.6 放大器的噪声	(65)
思考与练习题	(71)
第 3 章 高频功率放大器与功率合成技术	(73)
3.1 概述	(73)
3.2 谐振功率放大器	(75)
3.3 谐振功率放大器电路组成	(86)
3.4 丁类(D 类)功率放大器	(93)
3.5 宽带高频功率放大电路	(97)
3.6 功率合成器	(99)
3.7 射频模块放大器和集成功率放大器简介	(105)
思考与练习题	(109)
第 4 章 正弦波振荡器	(111)
4.1 反馈型振荡器的基本原理与分析方法	(111)
4.2 LC 正弦波振荡器	(115)
4.3 振荡器的稳定性	(127)



4.4 石英晶体振荡器	(132)
思考与练习题	(135)
第5章 频谱搬移电路	(139)
5.1 概述	(139)
5.2 模拟乘法器	(140)
5.3 普通调幅波的产生和解调电路	(142)
5.4 抑制载波调幅波的产生和解调电路	(150)
5.5 混频电路	(153)
5.6 倍频器	(154)
思考与练习题	(155)
第6章 角度调制与解调电路	(161)
6.1 调角波的基本性质	(161)
6.2 调频电路	(167)
6.3 扩大线性频偏的方法	(183)
6.4 调频波的解调	(184)
6.5 限幅器	(202)
思考与练习题	(205)
第7章 数字调制与解调电路	(207)
7.1 数字基带传输系统	(207)
7.2 数字信号的载波传输	(208)
7.3 二进制振幅键控(2ASK)调制与解调	(210)
7.4 二进制频移键控(2FSK)调制与解调	(214)
7.5 二进制相位键控(PSK)调制与解调	(219)
7.6 多进制数字调制系统	(225)
思考与练习题	(238)
第8章 反馈控制电路与频率合成器	(240)
8.1 自动增益控制电路	(241)
8.2 自动频率控制电路	(245)
8.3 锁相环路	(246)
8.4 频率合成技术	(257)
思考与练习题	(264)
参考文献	(266)



第 1 章 高频电子线路基础

自 19 世纪末至今,在自然科学领域有着许多重大发现和发明,无线电是这些发明中极其重要的一种。它从诞生到现在的近百年中,对人类的生活和生产起着非常重要的作用。

人们在生活和生产等活动中需要将语言、文字、图像及数据等含有信息的信息,从一个地方传送到另一个地方,称之为通信。通信的主要任务就是传输信息,一般含义是从发送者到接收者之间的信息传递,这种利用电信号实现信息传送过程的系统称为通信系统。高频电子线路是无线电设备、通信系统中的重要组成部分。通信过程中所要传送的原始信息,如语言、文字、图像、数据等,通常通过换能器(如麦克风等)转换成为电信号(电流或电压)以便传送,这些反映原始信息的电信号称为基带信号。根据电信号传输的媒介不同,通信可分为有线通信和无线通信两大类。其中利用电缆传送信息的系统称为有线通信系统;利用电磁波传送信息的系统称为无线通信系统;利用光导纤维传送信息的系统称为光纤通信系统。



1.1 无线电通信的基本特性

1.1.1 通信系统的一般组成

本课程以通信(communication)系统为主要对象,研究构成发送设备、接收设备的各单元电路、典型线路的工作原理。

广义上说,一切将信息从发送者传送到接收者的过程,均为通信的过程。实现这种信息传送的过程的系统即为通信系统,通信系统组成框图如图 1-1 所示。

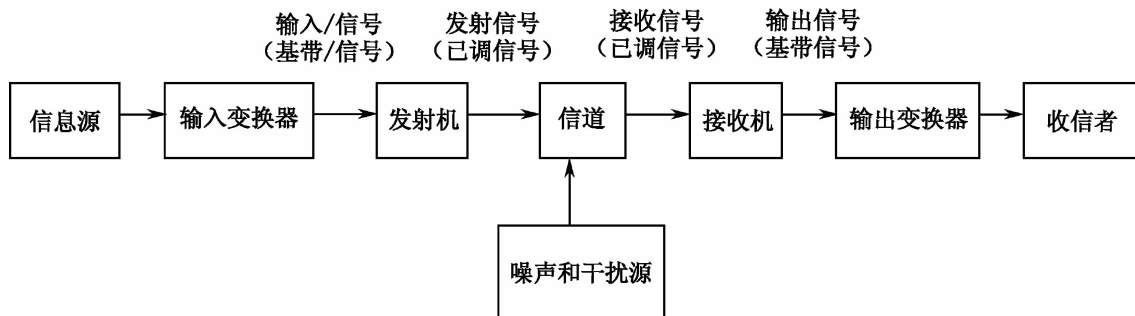


图 1-1 通信系统组成框图



1.1.1.1 信源、信宿

信源是信息的产生者,而信宿是信息的接收者,它们可以是人,也可以是机器终端。在通信系统中,信源和信宿通常是相互的,而信息的形式可以是音乐、语言、文字、图像等。

1.1.1.2 输入变换器

输入变换器的主要任务是将信源提供的原始信息变换为电信号。当输入信息本身就是电信号时,输入变换器则可省略。该信号一般由零频附近的直流分量和低频信号组成,称为基带信号(baseband)或携有信息的电信号,它可以是模拟信号,也可以是数字信号,如传声器(俗称话筒)、拾音器、电键、摄像机等。这里强调一下信号、信息,信号是信息的表现形式,是运载与传递信息的载体与工具,而信息是信号的具体内容,它蕴藏在信号之中。

1.1.1.3 输出变换器

输出变换器的作用是将接收设备输出的电信号变换成原始信息提供给信宿。

1.1.1.4 发送设备

发送设备的主要作用是调制和放大。调制是将基带信号变换成适合在信道中传输的频带信号(passband signal),具体方法是用基带信号去控制信息载体(载波)的某一参数,使该参数随着基带信号的变化而变化,可见,调制可将基带信号携带在载波的某一参数上。放大是指对信号的电压或功率进行放大、滤波等处理。

1.1.1.5 接收设备

接收设备的任务是将通过通信信道传送到接收端的信号进行处理,恢复出与发送端相一致的基带信号,这种将接收信号恢复成基带信号的处理过程称为解调。解调是调制的逆过程。

1.1.1.6 信道

信道是连接收发两端的信号通道,也称传输媒介。信道可分为两大类:有线信道和无线信道。不同的信号适合在不同的信道中传输。

1.1.1.7 噪声和干扰

噪声和干扰是信道中噪声及分散在通信系统中其他各处噪声的集中表示。

本课程主要学习和研究通信系统中发送设备和接收设备。刚才已经介绍了发送设备和接收设备的主要作用:调制、解调和放大。由于信道的衰减,信号通过“长途跋涉”到达接收端后非常微弱(微伏数量级),必须经放大后才能解调,同时,由于信道中存在许多干扰,因此接收设备除具备很强的放大能力外,还必须具有很强的抑制干扰的能力,只有这样才能从众多干扰的包围中选择出有用信号。

为什么要调制?主要原因如下:

(1)缩短天线尺寸。自然界直接存在的信号大多是基带信号(未经调制的信号),频率很低,如人耳能听到的声音的频率范围大约在 $300\sim 3400\text{Hz}$ 间,通常把这一频率范围称为音频范围。



声波在空气中传播很慢,约为 340m/s,且衰减很快,不能传播很远。交变的电磁场可以利用天线向天空辐射,但要做到有效的辐射,天线的尺寸应和电磁波的波长相配,依据 $c = \lambda f$,音频的波长在 105~106 m 之间,要制造尺寸相当的天线显然是不可能的。因此不能直接将音频信号辐射到空中。

将音频信号“装载”到更高的频率上,然后由天线辐射出去,是一个可以实现的设想。因为高频的波长在 10~100m 间,天线尺寸可以做得比较小。

(2)实现多路复用。现实生活中,为了提高公路的利用率,采用多车道,车流在各自车道上平行运行,互不影响。同样的道理,为了提高信道的利用率,可通过调制将多路信号分别携带在不同的载波上(相当于将多辆汽车放在同一条公路的不同车道上),然后在同一个信道中传输,这样,一条信道可同时传输多路信号,提高了信道利用率。

(3)随着信息化程度的不断提高,频带资源越来越紧张,高频无线电磁波可以提供更大的通信容量。

(4)通过调制可有效地克服信道缺陷,提高信号的抗干扰能力。

1.1.2 通信系统的分类

通信的目的是传递消息,按照不同的分法,通信可分成许多类别,下面介绍几种较常用的分类方法。

1.1.2.1 按传输介质分

按消息由一地向另一地传递时传输介质的不同,通信可分为两大类:一类称为有线通信,另一类称为无线通信。有线通信是指传输介质为架空明线、电缆、光缆、波导等形式的通信,其特点是介质能看得见、摸得着。无线通信是指传输消息的介质为看不见、摸不着的介质(如电磁波)的一种通信形式。通常,有线通信可进一步再分类,如明线通信、电缆通信、光缆通信等。无线通信常见的形式有微波通信、短波通信、移动通信、卫星通信、散射通信和激光通信等,其形式较多。

1.1.2.2 按信道中所传信号的特征分

在无线通信中的信号(也是本课程需要处理的信号)主要有三种:信息信号、高频载波及已调信号。

信息信号就是表示信息的电信号,通常把各种信息信号归结为两类:一类是连续信息,即信息状态是连续变化的,这就是通常所说的模拟信号,如语音信号、图像信号等;一类是离散信号,即信息的状态是可数的或离散型的,这就是通常所说的数字信号,如电报信号、数据信号等。

信号的表示方法通常有三种:电压或电流的时间函数表示法、波形表示法以及频谱表示法。对前两种方法大家比较熟悉。对于较简单的信号如正弦波、方波、三角波等,可用前两种方法很方便地表示出来。但对于较复杂的信号,如语音信号、图像信号,由于其复杂性、随机性,很难用



表达式或波形来表示,此时可用频谱法来表示。一个确定的信号可以看成是由许多不同频率的单一正弦信号组成的;周期性的信号利用傅里叶级数可以分解成许多离散的频率分量,各频率分量成谐波关系;非周期性的信号利用傅里叶变换可以分解成连续谱,信号为连续谱的积分。通过对信号的频谱进行分析可以知道信号的特性,如信号的频率分布、带宽等。例如,对于语音信号,由于其具有随机性,较难用表达式或波形来表示,但通过对其频谱分析可知,语音信号的频率范围是 0.1kHz。

信号按照信道中传输的是模拟信号还是数字信号,可以把通信系统分为模拟通信系统与数字通信系统。

1.1.2.3 按工作频段分

按通信设备的工作频率不同,通信系统可分为长波通信、中波通信、短波通信、微波通信等。

1.1.2.4 按调制方式分

前面已经指出,根据是否采用调制,可将通信系统分为基带传输和频带(调制)传输。基带传输是将没有经过调制的信号直接传送,如音频市内电话;频带传输是对各种信号调制后再送到信道中传输的总称。

1.1.2.5 按业务的不同分

按通信业务分,通信系统可分为话务通信和非话务通信。电话业务在电信领域中一直占主导地位,它属于人与人之间的通信。近年来,非话务通信发展迅速,它主要包括数据传输、计算机通信、电子信箱、电报、传真、可视图文及会议电视、图像通信等,另外,从广义的角度来看,广播、电视、雷达、导航、遥控、遥测等也应列入通信的范畴,因为它们都满足通信的定义。由于广播、电视、雷达、导航等的不断发展,目前它们已从通信中派生出来,形成了独立的学科。

1.1.2.6 按通信者是否运动分

通信还可按收发信者是否运动分为移动通信和固定通信。移动通信是指通信双方至少有一方在运动中进行信息交换。另外,通信还有其他一些分类方法,如按多址方式可分为频分多址通信、时分多址通信、码分多址通信等;按用户类型可分为公用通信和专用通信以及按通信对象的位置分为地面通信、低空通信、深空通信、水下通信等。

1.1.3 无线电波的传播

任何载有信息的无线电波均占有一定的信号频带,载波频率越高,可以利用的总频带(即波段)就越宽,因而在同一波段可以实现许多不同对象间信息的传输,并且频带较宽的信息信号只能在很高的频率上才能传输,如电视图像信号的频带宽度约为 6MHz,它只适宜在几十兆赫以上的频率上传输。这说明了无线电波的不同频段,其用途是不同的。

另外,不同的高频波段通常有最适宜的传播方式,而且和光波一样,无线电波也具有直射、



反射、折射等现象。图 1-2 所示为无线电波在空间的传播方式。

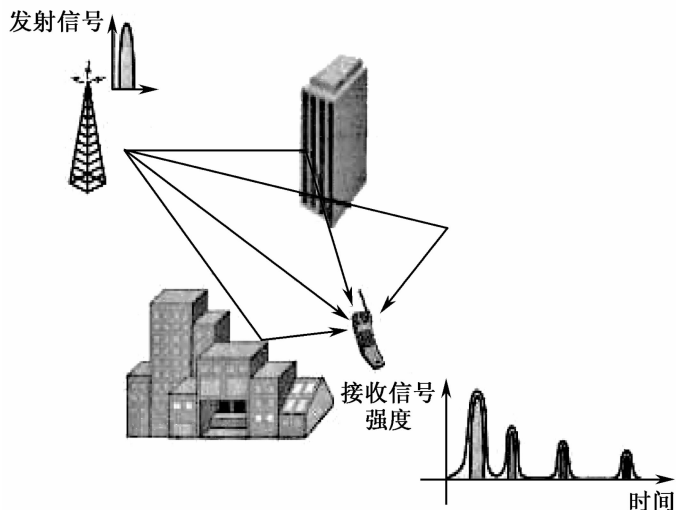


图 1-2 无线电波在空间的传播方式

无线电波的传播方式主要有地波传播、电离层反射传播(天波)、视线传播(空间波)、对流层散射传播等。图 1-3 所示为几种传播途径的示意图。

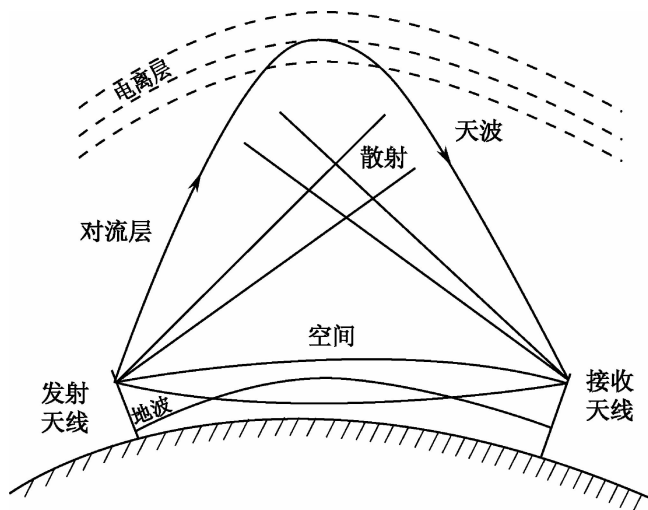


图 1-3 电波的传播途径

1.1.3.1 地波

沿地球表面附近的空传播的无线电波称为地波。适用于波长 $\lambda=200\text{m}$ 以上的中、长波。地面上有高低不平的山坡和房屋等障碍物,根据波的衍射特性,当波长大于或相当于障碍物的尺寸时,波才能明显地绕到障碍物的后面。地面上的障碍物一般不太大,长波可以很好地绕过它们。中波和中短波也能较好地绕过,短波和微波由于波长过短,绕过障碍物的本



领就很差了。

地球是个良导体,地球表面会因地波的传播引起感应电流,因而地波在传播过程中有能量损失。频率越高,损失的能量越多。所以无论从衍射的角度看还是从能量损失的角度看,长波、中波和中短波沿地球表面可以传播较远的距离,而短波和微波则不能。

地波的传播比较稳定,不受昼夜变化的影响,而且能够沿着弯曲的地球表面达到地平线以外的地方,所以长波、中波和中短波用来进行无线电广播。

由于地波在传播过程中要不断损失能量,而且频率越高(波长越短)损失越大,因此中波和中短波的传播距离不大,一般在几百千米范围内,收音机在这两个波段一般只能收听到本地或邻近省市的电台。长波沿地面传播的距离要远得多,但发射长波的设备庞大,造价高,所以长波很少用于无线电广播,多用于超远程无线电通信和导航等。

1.1.3.2 天波

依靠电离层的反射来传播的无线电波称为天波。什么是电离层呢?地球被厚厚的大气层包围着,在地面上空 50km 到几百千米的范围内,大气中一部分气体分子由于受到太阳光的照射而丢失电子,即发生电离,产生带正电的离子和自由电子,这层大气就称为电离层。

电离层对于不同波长的电磁波表现出不同的特性。实验证明,波长短于 10m 的微波能穿过电离层,波长超过 3000km 的长波,几乎会被电离层全部吸收。对于中波、中短波、短波,波长越短,电离层对它吸收得越少而反射得越多。因此,短波最适宜以天波的形式传播,它可以被电离层反射到几千千米以外。但是,电离层是不稳定的,白天受阳光照射时电离程度高,夜晚电离程度低。因此夜间它对中波和中短波的吸收减弱,这时中波和中短波也能以天波的形式传播。收音机在夜晚能够收听到许多远地的中波或中短波电台,就是这个缘故。

1.1.3.3 空间波

微波和超短波既不能以地波的形式传播,又不能依靠电离层的反射以天波的形式传播。它们跟可见光一样,是沿直线传播的。这种沿直线传播的电磁波称为空间波或视波。

地球表面是球形的,微波沿直线传播,为了增大传播距离,发射天线和接收天线都建得很高,但也只能达到几十千米。在进行远距离通信时,要设立中继站。由某地发射出去的微波,被中继站接收,进行放大,再传向下一站。这就像接力赛跑一样,一站传一站,把电信号传到远方。直线传播方式受大气的干扰小,能量损耗少,所以收到的信号较强而且比较稳定。电视、雷达采用的都是微波。

1.1.3.4 对流层散射传播

在离地球表面 20km 左右的地方,空气密度高,所有的大气现象(如风、雨、雷等)都是在这—区域产生的,该区域称为对流层,利用对流层对电磁波的散射可以完成信号的传输。电流层散射传播时电磁波传输的距离大大超过视线传播,已成为超短波以至微波波段远距离传输的有力手段。

现在,可以用同步通信卫星传送微波。由于同步通信卫星静止在赤道上空 36000km 的高



空,用它来做中继站,可以使无线电信号跨越大陆和海洋。

表 1-1 列出了通信中使用的频段、常用传输媒质及主要用途。

工作频率和工作波长可互换,其关系为:

$$\lambda = c/f$$

式中, λ 为工作波长, m; f 为工作频率, Hz; $c = 3 \times 10^8$ m/s, 为电波在自由空间中的传播速度。

表 1-1 通信频段、常用传输介质及主要用途

频段名称	频率范围	波段名称	波 长	主要传播方式	用 途
甚低频 VLF	$3 \times 10^{-3} \sim 30$ kHz	超长波 VLW	108~104 m	地波	音频、电话、数据终端、长距离导航、时标
低频 LF	30~300 kHz	长波 LW	104~103 m	地波	导航、信标、电力线通信
中频 MF	0.3~3 MHz	中波 MW	103~102 m	地波、天波	调幅广播、移动陆地通信、业余无线电
高频 HF	3~30 MHz	短波 SW	102~10 m	地波、天波	移动无线电话、短波广播、定点军用通信、业余无线电
甚高频 VHF	30~300 MHz	超短波/米波 VSW	10~1 m	视线波、对流层散射	电视、调频广播、空中管制、车辆通信、导航、集群通信、无线寻呼
特高频 UHF	0.3~3 GHz	微波/分米波 USW	100~10 cm	视线波、对流层散射	电视、空间遥测、雷达导航、点对点通信、移动通信
超高频 SHF	3~30 GHz	微波/厘米波	10~1 cm	视线波	微波接力、卫星和空间通信、雷达
极高频 EHF	30~300 GHz	微波/毫米波	10~1 mm	视线波	雷达、微波接力、射电天文学
红外、可见光、紫外	105~107 GHz		$3 \times 10^4 \sim 3 \times 10^6$ cm	光纤/激光/空间传播	光通信

1.1.4 无线通信系统

不同类型的无线电通信,其设备组成、复杂程度是很不相同的,现用一典型的调幅发射机和超外差式接收机框图为例说明无线电通信系统的一些概念,系统组成如图 1-4 所示。

在如图 1-4 所示的发射机中,话筒的作用是将语音信号转化成电信号;音频放大器的作用是对低频的电信号作一个过滤和放大;音频功率放大器是将上一级输出的信号继续放大到足够的功率;高频振荡器的作用是产生高频信号;倍频器的作用是将振荡器产生的信号频率 f_{osc} 提高 n 倍,以作为后面调制所需要的高频载波;中间放大级的作用是将载波放大到合适的程度;调制器的主要作用是用语音信号去控制载波信号的幅度的变化,形成已调信号,以便于发射。

图 1-5 所示的接收机为常用的超外差式接收机框图。

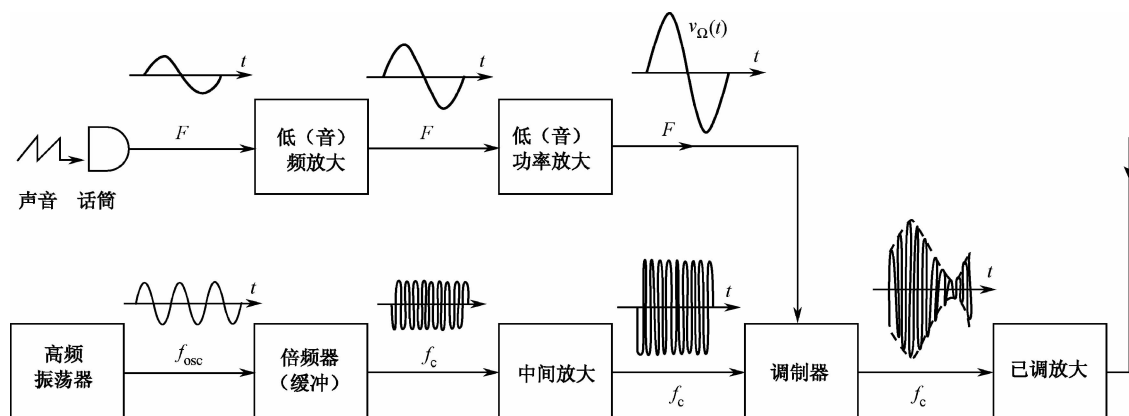


图 1-4 调幅发射机框图

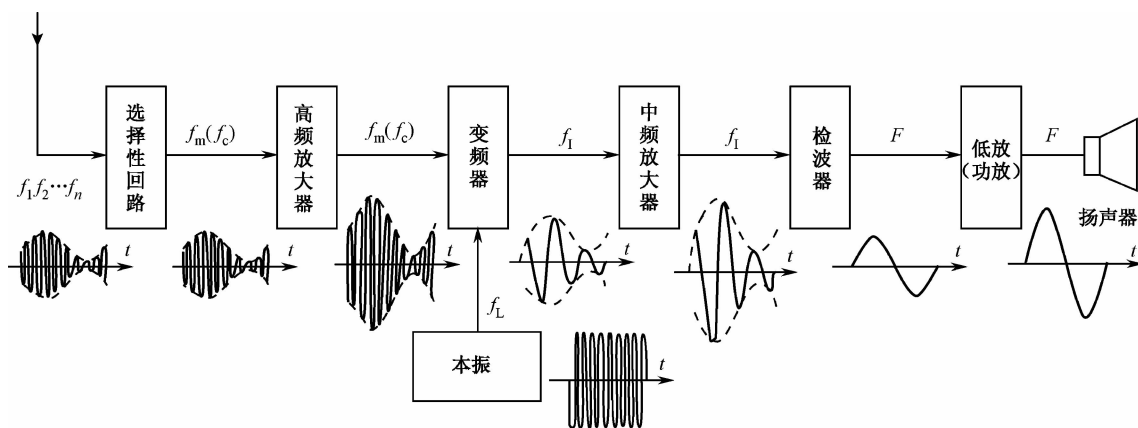


图 1-5 超外差式接收机框图

图 1-5 所示的选择性回路是要从天线接收的信号中选取所需要的有用信号,滤去无用频率分量;高频功率放大器的作用是对上一级选择出来的有用信号进一步选频和放大,其只对有用信号放大,对无用信号进行抑制;变频器的作用是对放大器输出的信号与本地振荡器输出的本振信号进行频率相减,得到频率相对较低的中频信号(如超外差收音机中频一般为 465kHz),便于后级电路进一步的放大;中频放大器是一中心频率固定的频带(带通)放大器,作用为放大信号并进一步滤除无用频率信号;检波器的作用是从已调信号中恢复出消息信号,这一过程也称解调;解调后的信号通过低频放大器送给用户。超外差式接收机中的放大和频率选择主要是由中心频率固定的中频放大器完成的,通过改变本地振荡器的中心频率就可以收到不同的电台。

由上述可见,在发射机和接收机中,除了低频放大器和中频放大器而外,其他都是处理高频信号的电路。它包括高频信号的产生(振荡器)、放大(小信号放大器、功率放大器)、倍频、混频、调制和解调电路。这些单元电路都是由有源器件(分立元件或集成电路)和无源器件构成的,既



有线性电路,也有非线性电路。这些单元电路及有关的技术问题,就是本书讨论的对象,显然,它们的性能好坏直接影响整个通信系统的质量。

实际的通信设备通常比前面介绍的例子复杂得多,例如手提电话中的发送和接收电路,如图 1-6 和图 1-7 所示。在此发射电路中由于对振荡信号的频率稳定度要求高,故振荡信号常常由频率合成电路提供,同时电路中还采用了 DSP 电路、CPU(中央处理器)和 A/D、D/A 电路等,对音频信号进行处理,接收电路部分可能要经过多次混频。

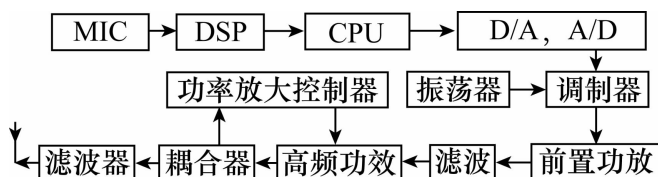


图 1-6 手持电话机发射部分组成框图

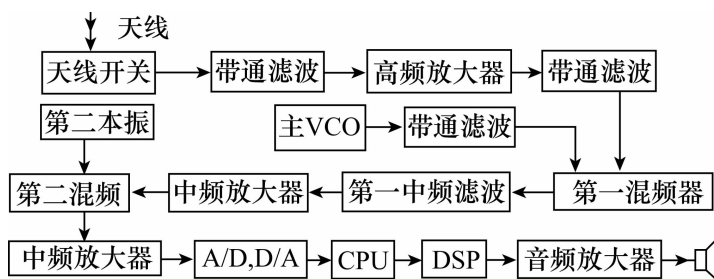


图 1-7 手持电话机接收部分组成框图

除了采用上述调幅方式外,还可采用调频等其他调制方式。但无论采用何种调制方式,发射机和接收机都必须包括上述各组成,其区别主要在于调制和解调器的方式不同。

1.1.5 软件无线电

随着微电子技术、数字信号处理技术和计算机技术的发展,无线电技术发生了根本性变化:从单工到双工通信,从模拟到数字通信,从固定到移动通信。而且通信体制和标准繁多,通信容量的迅速扩大与频率资源极度紧张之间的矛盾日趋激化,于是,第三代无线电通信正朝着数字化方向——软件无线电 (software radio) 发展,以解决上述矛盾。

软件无线电是在数字化技术的基础上发展起来的,由软件来确定和完成无线电通信机的功能。它将无线电通信从以硬件为主转变到以软件为主,使多频段、多模式、多信道、多协议、多速率和多功能通信成为可能,也使无线电通信摆脱硬件系统结构的束缚。这一技术最初是在军事通信中提出来的。为了使各兵种之间的通信具有协调、保密、机动、抗干扰和抗摧毁等功能,因而提出了采用软件实现通信的各种功能。它的主要思想是:以 DSP 和 CCPU 为核心,构造一个开放性、标准化、模块化的通用硬件平台,将信号的调制解调方式、频段和信道选择、数据格式、加密模式、通信协议、滤波等功能以及不同体制标准等,采用模块化的软件加载来实现,并使宽



带 A/D、D/A 尽可能靠近天线,利用 DSP 完成诸如放大、变频、解调和抗干扰等功能,使系统成为由软件定义的、模块化结构的、具有高灵敏度的、开放性的通信系统。

与目前的数字通信相比,软件无线电的主要特点是:通信的全过程充分数字化,完全可编程,程控多频多模转换和多种业务服务。其产品硬件更新可以像计算机升级换代一样简单;产品的软件开发和更新换代的成本低。由软件实现的系统各主要功能,更易于通过软件加载实现,也易于通过采用新的信号处理手段提高系统抗干扰性能和适应能力。

软件无线电已成为目前全球商用和民用通信研究和开发的新热点。但软件无线电也提出了新的技术问题,首先是多频段多波束智能天线阵及其算法、宽带射频前端技术,只能采用多频段组合式天线。其次是高速宽频带 A/D、高速实时数字信号处理技术、数字上、下变频技术,软件无线电对 ADC 器件的要求主要是采样速率、分辨率和输入信号的动态范围。第三项关键技术是 DSP 器件的处理速度问题,目前 TMS320C6000 系列产品的时钟速度可达到 1.1GHz,理想的软件无线电需要采用 DPS 完成 ADC 之后的数字信号处理过程,但上述 DSP 器件仍然不能胜任这一任务。此外,还有合适的软件无线电的系统结构、软件算法和通信协议等。图 1-8 所示为软件无线电数字化超外差接收机的基本组成框图。

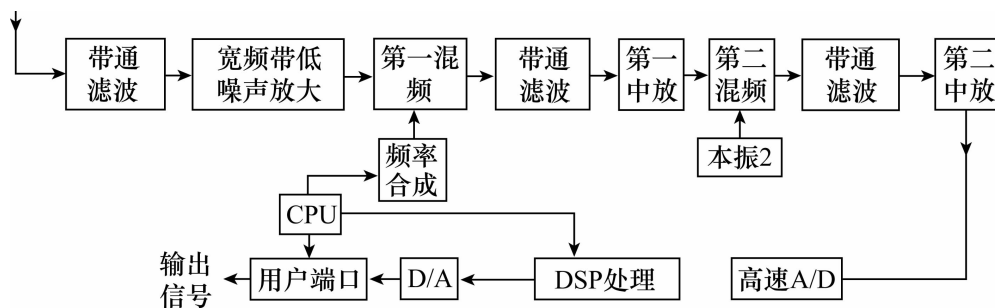


图 1-8 软件无线电数字化超外差接收机的基本组成框图

从图 1-8 可见,射频(RF)信号从天线接收,经过预选带通滤波器、宽频带低噪声放大器(LNA)、第一混频器、带通滤波器和第一中放后再二次混频,产生第二中频信号,通过带通滤波器和第二中放后的第二中频信号作为高速 A/D 的输入信号,此后,进行数字信号处理,最后输出所需的音频信号。软件无线电的独特优点是具有整体可编程性:射频频段可编程、信道访问模式可编程、信道编码可编程和调制方式可编程等,而且系统配置灵活,系统功能的增加或改变,只需要适当调整软件及接口功能等,而不需要重新设计系统,特别是硬件系统。由于器件的限制,高速 A/D 和 DSP 等目前只在中频段使用,随着技术的发展,将向射频段发展。



1.2 元件的高频特性与传输线

1.2.1 高频无源元件

1.2.1.1 高频电阻

一个实际的电阻器,在低频使用时主要表现为电阻特性,但在高频使用时不仅表现出电阻特性,而且还表现出电抗特性,电阻器的电抗特性反映的就是其高频特性。

电阻器的高频等效电路如图 1-9 所示,其中, C_R 为电阻器分布电容, L_R 为电阻器引线电感, R 为电阻。在低频时,由于信号频率比较低,分布电容和引线电感的作用都可忽略,电阻器为纯电阻 R ,但在高频时,由于分布电容和引线电感的影响增大,不能再忽略,所以,电阻器在高频时不仅呈现出电阻特性,而且呈现出电抗特性。分布电容和引线电感越小,电阻器越接近纯电阻特性,其高频特性越好。

电阻器高频特性的好坏与电阻体的材料、封装形式及尺寸大小有密切关系。一般来说,金属膜电阻比碳膜电阻的高频特性好,而碳膜电阻比线绕电阻的高频特性好;表面贴装(SMD)电阻比引线电阻的高频特性好,小尺寸的电阻比大尺寸的电阻高频特性好。频率越高,电阻器的电抗特性表现越明显。在实际应用中,应尽量减小电阻器电抗特性的影响。

1.2.1.2 高频电容

电容器的高频等效电路如图 1-10 所示。其中,电阻 R_C 表示极板间绝缘电阻,它是由于两极板间绝缘介质的非理想所致, L_C 为引线电感。在低频时,极板间绝缘电阻 R_C 可视为开路,电感 L_C 可视为短路,但高频时,它们的影响不能再忽略。由于在高频电路中常常使用片状电容和表面贴装技术,所以电感 L_C 可以忽略不计。

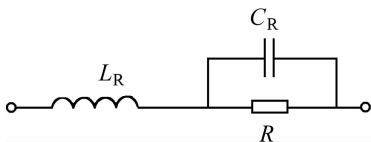


图 1-9 电阻器的高频等效电路

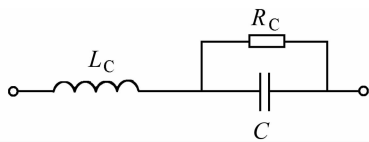


图 1-10 电容器的高频等效电路

1.2.1.3 高频电感

高频电感主要用作谐振元件、滤波元件和阻隔元件(称为高频扼流圈)。电感由导线绕制而成,又称电感线圈。电感是空心的或是有骨架的,也可以绕制成单层或多层。绕制高频电感的导线有一定的直流电阻,骨架也会引起额外的损耗,它们的影响用 R_L 表示。电感线圈的高频等效电路如图 1-11 所示。

由图 1-11 可见,电感器不仅具有电感特性,而且具有电阻特性,电阻 R_L 的阻值因趋肤效应随频率的升高而增大。趋肤效应是指随着频率的升高,流过导线的交流电流集中在导线表面的



现象。当频率很高时,导线中心部位几乎完全没有电流流过,导线的有效截面积大大减少,阻值增大。 R_L 越大,电感的高频特性越差。



图 1-11 电感线圈的高频等效电路

为了表示电感线圈的损耗,引入电感线圈的品质因数 Q_L ,它定义为电感线圈的感抗与其直流电阻 R 的比值,即

$$Q_L = \frac{\omega L}{R}$$

Q_L 值越高,表明电感器越接近纯电感,电感的损耗越小。电感线圈的 Q_L 常在几十到一二百之间。

若工作频率很高,电感线圈内匝与匝之间及各匝与地之间的分布电容的作用就十分明显,等效电路应考虑电感两端总的分布电容,它与电感并联。为了使电路小型化,减少连线及由此引入的电磁干扰,避免寄生参数的影响,高频电感可采用表面贴装形式,也可将电感集成在电路板上,制成集成电感。

1.2.1.4 传输线

通信电路中的传输线,泛指传输电信号的导线。它可以是对称的平行导线,或是扭在一起的双绞线,也可以是同轴电缆。

当在一对导线上施加电压时,导线中有电流流过,则一对导线间会产生电场而储存电能,导线的周围产生磁场而储存磁能。从这个意义上理解,一对导线既呈现电容性质,又呈现电感性。电流流经导线时发热消耗能量,使得其呈现串联电阻性质。两根导线之间有漏电时,则相当一并联电导,故均匀传输线的高频等效电路如图 1-12 所示。

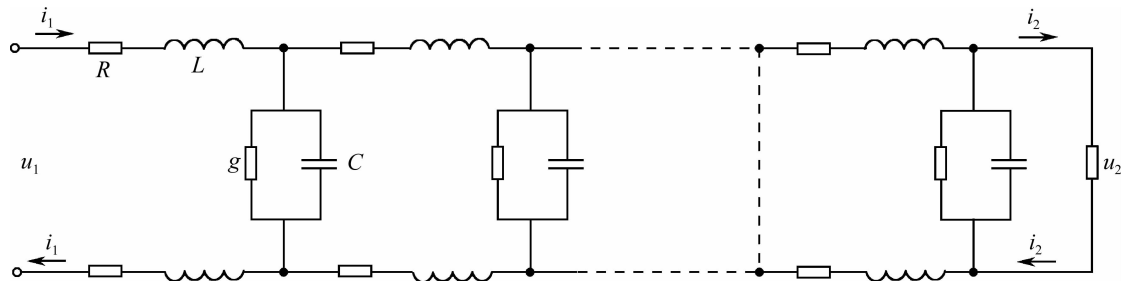


图 1-12 均匀传输线的高频等效电路

用 R 和 L 代表导线单位长度的电阻和电感,而以 g 和 C 代表其单位长度的漏电导和电容。因为传输线的参数是均匀地沿其长度方向分布的,故称其为分布参数电路。严格地讲,任何电路都具有上述性质。在一定工作频率下,电感、电容、串联电阻和并联电导四个参数中,某些参数在电路中所起的作用相对来说很小,可将其略去,只考虑起主要参数的作用。

1.2.2 高频有源元器件

高频有源元器件主要有晶体二极管、晶体三极管、场效应管和集成电路。用于高频电路的



有源器件与用于低频或其他电子线路的有源器件没有本质区别,只是工作在高频时,对器件的某些特性要求更高。随着半导体和集成电路技术的高速发展,能满足高频应用要求的有源器件越来越多,也出现了一些专用的半导体器件。

1.2.2.1 晶体二极管

晶体二极管在高频电路中常用于检波、调制、解调及混频等非线性电路中。高频电路中常用的二极管主要有点接触式二极管和表面势垒二极管(又称肖特基二极管),两者都是利用多数载流子导电的机理,它们的极间电容小、工作频率高,常用的点接触式二极管(如2AP系列)工作频率高达 $100\sim 200\text{MHz}$,而表面势垒二极管工作频率可高达微波范围。

在高频调谐电路中广泛使用变容二极管(2CC系列),如电子调谐电路、压控振荡器、直接调频电路等。变容二极管的特点是其电容大小随其两端所加的偏置电压变化,变容二极管工作于反偏状态,基本上不消耗能量,噪声小,效率高。

还有一种由P型、N型和本征(I)半导体构成的PIN二极管,它具有较强的正向电荷储存能力,其高频等效电阻受正方向直流电流的控制,常用做电可调电阻,在高频及微波电路中还可用作电控开关、限幅器、电调衰减器或电调移相等。

1.2.2.2 晶体三极管与场效应管

在高频电路中仍然使用双极晶体管和场效应管,只是在高频应用时要求更高,晶体管的外形结构与低频管也有所不同。

硅双极型晶体管最高工作频率只达到 8GHz ,而且在这一频率下噪声很大,无实用价值。一般只应用于 2GHz 以下,噪声系数为 $1\sim 2\text{dB}$ 。砷化镓场效应管的工作频率已达 60GHz 。在工作频率 $1\sim 12\text{GHz}$ 下,噪声系数仅 $0.5\sim 1.4\text{dB}$ 。异质结高电子迁移率场效应晶体管(HEMT)工作频率更高、噪声更低。

另一类是高频功率放大管(3DA系列、3CA系列),高频功率放大管一般指特征频率大于 4MHz ,耗散功率大于 1W 的三极管。对于高频功率放大管除了对增益的要求外,还要求其有较大的输出功率。高频大功率晶体管在几百兆赫兹以下频率的输出功率可达 $10\sim 1000\text{W}$ 。而MOS场效应管,甚至在几千兆赫兹的频率上还能输出几瓦功率。

1.2.2.3 集成电路

高频集成电路主要分为通用型和专用型两大类,目前通用型的宽带集成放大器工作频率高达一二百兆赫兹,增益可达五六十分贝甚至更高,如高频模拟乘法器工作频率高达 100MHz 以上。高频专用集成电路包括集成锁相环、集成调频信号解调器、单片集成接收芯片及电视机专用集成电路等。



1.3 选频回路

RLC谐振回路有串联回路和并联回路两种形式,属于无源滤波网络;其作用是:(1)选频滤波,



即从输入信号中选出有用频率分量,抑制无用频率分量或噪声;(2)阻抗变换电路及匹配电路;(3)实现频幅、频相变换,即将频率的变化转换为振幅或相位的变化,此内容将在频率调制中讲。

1.3.1 RLC 的并联谐振回路

图 1-13 所示为一个有耗的空心线圈和电容组成的并联回路。其中, r 为 L 的损耗电阻; C 的损耗很小,可忽略; $\dot{I}_s$ 为激励电流源,回路两端所得到的输出电压为 $\dot{V}_o$ 。

1.3.1.1 并联谐振回路的阻抗特性

由图 1-13 知回路的阻抗为

$$Z_p = \frac{\dot{V}_o}{\dot{I}_s} = (r + j\omega L) // \frac{1}{j\omega C} = \frac{(r + j\omega L) \frac{1}{j\omega C}}{(r + j\omega L) + \frac{1}{j\omega C}} \approx \frac{1}{\frac{Cr}{L} + j(\omega C - \frac{1}{\omega L})} \quad (1-1)$$

或回路的导纳为

$$Y_p = \frac{1}{Z_p} = \frac{Cr}{L} + j(\omega C - \frac{1}{\omega L}) = g_{eo} + j(\omega C - \frac{1}{\omega L}) \quad (1-2)$$

式(1-2)虚部为零时,即 $\omega C - \frac{1}{\omega L} = 0$ 时,即 $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 时,回路谐振。

令此时

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_0 \quad (1-3)$$

此时,图 1-13 可等效为图 1-14。

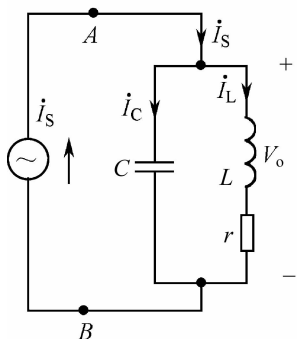


图 1-13 并联谐振回路

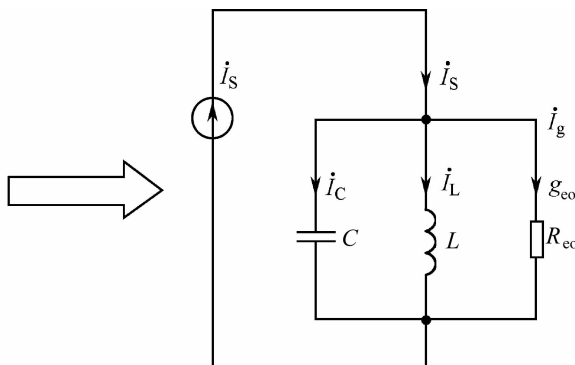


图 1-14 并联等效回路

此时,回路的谐振电阻为

$$R_{eo} = \frac{L}{Cr} = \frac{1}{(\omega_0 C)^2 r} = \frac{(\omega_0 L)^2}{r} = Z_{\max} \quad (1-4)$$

或谐振电导为

$$g_{eo} = \frac{1}{R_{eo}} = \frac{Cr}{L} = \frac{r}{(\omega_0 L)^2} = (\omega_0 C)^2 r \quad (1-5)$$



定义回路的空载品质因数为

$$Q_0 = \frac{1}{\omega_0 C r} = \frac{\omega_0 L}{r} = \frac{R_{eo}}{\omega_0 L} = \omega_0 C R_{eo} = \frac{1}{\omega_0 L g_{eo}} = \frac{\omega_0 C}{g_{eo}} \quad (1-6)$$

则回路的阻抗特性为

$$Z_p = \frac{1}{\frac{1}{R_{eo}} + j(\omega C - \frac{1}{\omega L})} = \frac{R_{eo}}{1 + jR_{eo}\omega_0 C(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})} \quad (1-7)$$

令 $\Delta\omega = \omega - \omega_0$, 式(1-7)为

$$Z_p \approx \frac{R_{eo}}{1 + jQ_0 \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}} \quad (1-8)$$

$$\text{令} \quad \xi = Q_0 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \approx 2Q_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = 2Q_0 \frac{\Delta f}{f_0} \quad (1-9)$$

称 ξ 为广义失谐量, 回路谐振时 $\xi = 0$ 。

$$\text{此时} \quad Z_p = \frac{R_{eo}}{1 + j\xi} = \frac{R_{eo}}{1 + jQ_0 \frac{2\Delta f}{f_0}} \quad (1-10)$$

阻抗幅频特性为

$$Z_p \approx \frac{R_{eo}}{\sqrt{1 + (Q_0 \frac{2\Delta\omega}{\omega_0})^2}} = \frac{R_{eo}}{\sqrt{1 + \xi^2}} \quad (1-11)$$

阻抗相频特性为

$$\varphi_z = -\arctan(Q_0 \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}) = -\arctan\xi \quad (1-12)$$

由此画出的阻抗频率特性曲线如图 1-15 所示。

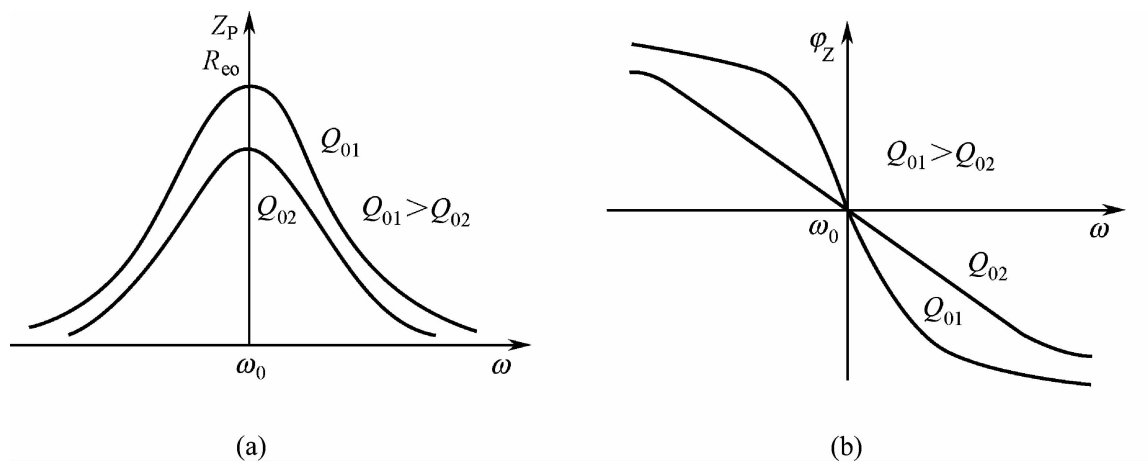


图 1-15 并联谐振回路阻抗频率特性

(a) 阻抗幅频特性; (b) 阻抗相频特性



1.3.1.2 回路两端的电压

上述回路两端的电压: $\dot{V}_o = \dot{I}_s Z_P$;

回路两端的谐振电压: $\dot{V}_{oo} = \dot{I}_s R_{eo}$ 。

由以上分析结果,并结合图 1-12 可以得出如下几点结论:

(1)回路谐振($\omega = \omega_0$)时, $\varphi(\omega_0) = 0$,回路阻抗最大且为纯阻 R_{eo} 。

(2)回路失谐($\omega \neq \omega_0$)时,并联回路阻抗下降。

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。

如果忽略简单并联谐振回路(见图 1-13)的损耗电阻 r ,此时可以画出并联回路的电抗频率特性曲线,如图 1-16 所示。

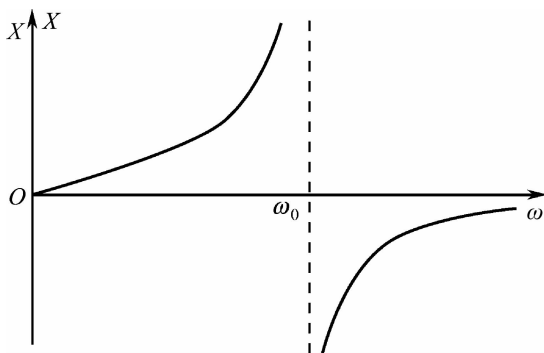


图 1-16 并联回路的电抗频率特性

1.3.1.3 回路的谐振特性曲线

输出电压随输入信号频率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。在此,用归一化选频特性来分析,归一化选频特性就是失谐频率(非谐振频率点)对应的输出电压与谐振时的输出电压之比,表示为

$$N(j\omega) = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_{oo}} = \frac{Z_P}{R_{eo}} = \frac{1}{1 + j\xi} = \frac{1}{1 + jQ_0 \frac{2\Delta f}{f_0}} \quad (1-13)$$

其中,幅频特性为

$$N(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_0^2 \left(\frac{2\Delta f}{f_0}\right)^2}} \quad (1-14)$$

相频特性为

$$\varphi(f) = -\arctan \xi = -\arctan Q_0 \left(\frac{2\Delta f}{f_0}\right) \quad (1-15)$$

由此画出的谐振特性曲线如图 1-17 所示。

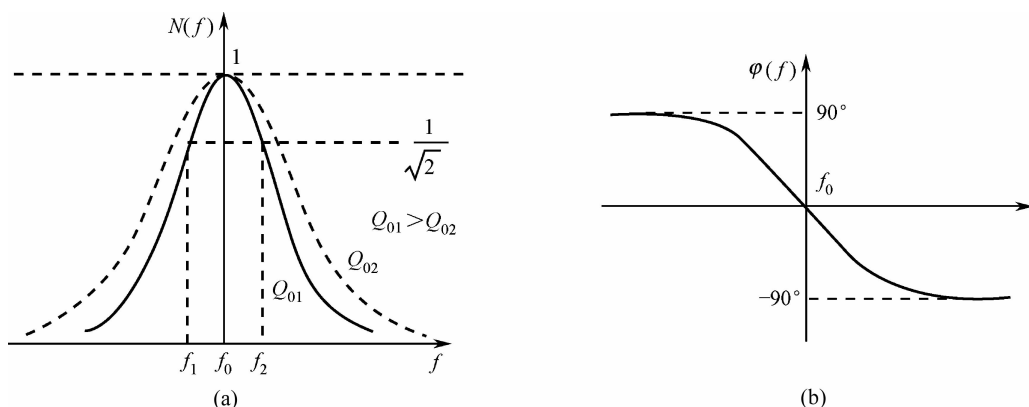


图 1-17 谐振特性曲线

(a) 幅频特性; (b) 相频特性

1.3.1.4 通频带、选择性、矩形系数

具体如下:

(1) 通频带。

当 $N(f) = 1/\sqrt{2}$ 时对应的频率范围称为通频带, 用 $BW_{0.7}$ 表示, 称为 3dB 带宽。

由幅频 $N(f)$ 表达式知,

$$\text{当} \quad N(f) = \frac{1}{\sqrt{1+\xi^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+Q_0^2 \left(\frac{2\Delta f_{0.7}}{f_0}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\text{则} \quad BW_{0.7} = f_2 - f_1 = \frac{f_0}{Q_0} \quad (1-16)$$

显然, Q_0 越大, $BW_{0.7}$ 越窄, 选择性越好, 选择性与 $BW_{0.7}$ 是一对矛盾, 不能兼顾。

(2) 选择性。

选择性是指回路从含有各种不同频率信号的总和中选出有用信号, 抑制干扰信号的能力。

谐振回路具有的谐振特性使它具有选择有用信号的能力, 回路的 Q_0 值越高, 曲线越尖锐, 对无用信号的抑制能力越强, 选择性越好, 即对同一失谐频率, Q_0 值大的回路输出电压越小。正常使用时, 谐振回路的谐振频率应调谐在所需信号的中心频率上。

(3) 矩形系数。

矩形系数定义计算式为

$$K_{0.1} = \frac{BW_{0.1}}{BW_{0.7}} = \sqrt{99} = 9.96 \quad (1-17)$$

通常理想情况下: $K_{0.1} = 1$ 。式(1-17)说明并联谐振回路的矩形系数较大, 即它对宽的通频带和高的选择性这对矛盾同样不能兼顾。

1.3.2 RLC 的串联谐振回路

标准的串联回路由无损耗的电感 L 和电容 C 、电阻串联 r 而成, 并由电压源 V_s 激励, 如图



1-18 所示。

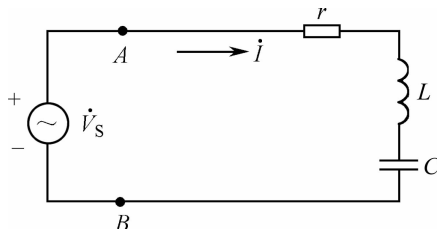


图 1-18 标准 RLC 串联回路

1.3.2.1 串联回路的阻抗特性

由 A、B 两点向回路内看入的回路等效阻抗为

$$Z_s = r + j(\omega L - \frac{1}{\omega C}) \quad (1-18)$$

当 $\omega = \omega_0$, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 时, 回路谐振, 此时 $Z_s = r = Z_{\min}$

称

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1-19)$$

令回路的空载品质因数 $Q_0 = \frac{1}{\omega_0 Cr} = \frac{\omega_0 L}{r}$, 并引入广义失谐 $\xi = Q_0 \frac{2\Delta f}{f_0}$, 阻抗 Z_s 可改写为

$$Z_s = r[1 + j \frac{1}{r}(\omega L - \frac{1}{\omega C})] = r[1 + jQ_0 \frac{2\Delta f}{f_0}] = r(1 + j\xi) \quad (1-20)$$

回路阻抗的幅频特性为

$$Z_s = r \sqrt{1 + (Q_0 \frac{2\Delta f}{f_0})^2} = r \sqrt{1 + \xi^2} \quad (1-21)$$

回路阻抗的相频特性为

$$\varphi_Z = \arctan \xi = \arctan Q_0 \frac{2\Delta f}{f_0} \quad (1-22)$$

由此可得到串联谐振回路阻抗的幅频特性和相频特性曲线, 如图 1-19 所示。

由以上分析知, 串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, 回路阻抗最小 $Z_{s\min} = r$, 且为纯阻。

(2) 回路失谐。当 $\omega \neq \omega_0$ 时, 串联回路阻抗增加, 相移值增大。当 $\omega > \omega_0$ 时, $\varphi(\omega) > 0$, 串联回路阻抗呈感性; 当 $\omega < \omega_0$ 时, $\varphi(\omega) < 0$, 串联回路阻抗呈容性。

如果忽略简单串联谐振回路的损耗电阻, 可以画出串联回路的电抗频率特性曲线, 如图 1-20 所示。

(3) 相频特性曲线为正斜率, 即

$$\left. \frac{d\varphi_Z}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = \frac{2Q_0}{\omega_0} > 0 \quad (1-23)$$

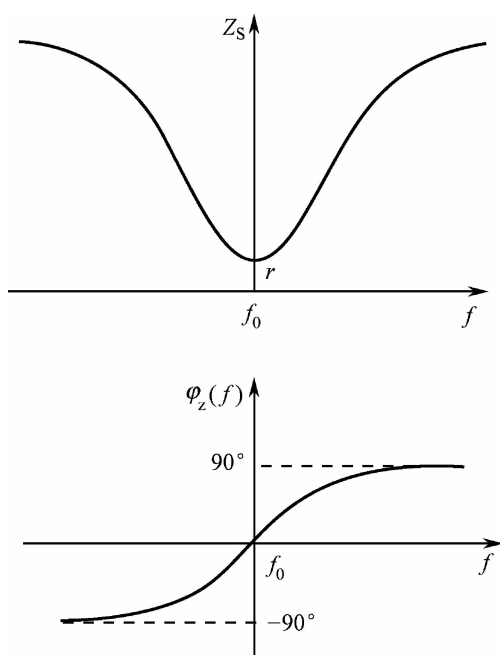


图 1-19 串联谐振回路阻抗的幅频特性和相频特性曲线

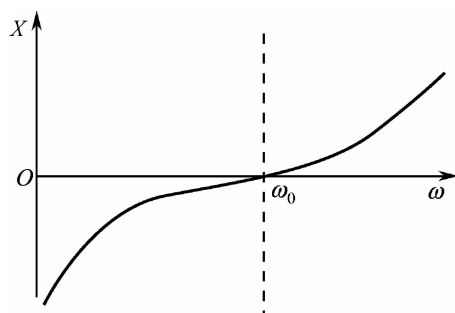


图 1-20 串联回路的电抗频率特性

1.3.2.2. 串联谐振回路的谐振特性

定义:回路输出电流随输入信号频率而变化的特性称为回路的选频特性。图 1-15 所示串联谐振回路的输出电流表达为

$$\dot{I}(j\omega) = \frac{\dot{V}_s}{Z_s} = \frac{\frac{\dot{V}_s}{r}}{1 + jQ_0 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} = \frac{\dot{I}_0}{1 + j\xi} \quad (1-24)$$

式中, $\dot{I}_0 = \dot{V}_s/r$ 为回路谐振情况下的输出电流。

式(1-24)说明,回路发生串联谐振时,因回路阻抗最小,流过回路的电流最大, $\dot{I}_{0\max} = \dot{I}_0 = \dot{V}_s/r$ 。



若将失谐频率对应的输出电流与谐振时的输出电流之比称为谐振回路的归一化选频特性, 则可以得到

$$N(j\omega) = \frac{\dot{I}}{\dot{I}_0} = \frac{1}{1 + jQ_0 \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}} = \frac{1}{1 + j\xi} \quad (1-25)$$

由此得到回路的幅频特性为

$$N(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (Q_0 \frac{2\Delta\omega}{\omega_0})^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}} \quad (1-26)$$

相频特性为

$$\varphi = -\arctan(Q_0 \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}) = -\arctan\xi \quad (1-27)$$

显然上述幅频、相频特性表达式与并联回路的幅频、相频特性表达式分别相同, 即串联谐振回路具有与并联回路相同的选频特性。

1.3.2.3 串、并联回路的比较

综上所述, 并联谐振回路和串联谐振回路主要有以下几方面的区别。

(1) 回路谐振($f = f_0$)时, 串联谐振回路的阻抗 $Z_s = Z_{\min} = r$ 。并联谐振回路的阻抗 $Z_p = Z_{\max} = R_{e0} = L/C_r$ 。

(2) 相频特性: 串联回路的相频特性为正斜率, 并联回路的相频特性为负斜率, 且最大相移为 $\pm 90^\circ$ 。

(3) 实际应用中, 串联回路适合于信号源和负载串接, 从而使信号电流有效的送给负载。并联回路适合于信号源和负载并接, 使信号在负载上得到的电压振幅最大。

1.3.3 负载和信号源内阻对并联谐振回路的影响

并联回路若考虑信号源内阻 R_s 和负载 R_L 时, 如图 1-21 所示, 则回路总谐振阻抗为

$$R_{\Sigma} = R_s // R_L // R_{e0} \quad (1-28)$$

回路的空载品质因数为

$$Q_0 = \frac{R_{e0}}{\omega_0 L} = \frac{1}{g_{e0} \omega_0 L} \quad (1-29)$$

回路的 3dB 带宽为

$$BW_{0.7} = \frac{f_0}{Q_e} \quad (1-30)$$

所以将导致回路的选择性变差, 通频带展宽。

可以看出, 由于负载电阻和信号源内阻的影响, 则 $R_{\Sigma} < R_{e0}$, 回路两端的谐振电压 V_0 减小, 回路的品质因数下降, 通频带展宽, 选择性变差。同时信号源内阻及负载不一定是纯阻, 又将对谐振曲线产生影响。 R_L 和 R_s 越小, Q_e 下降越多, 影响也就越严重。实际应用中, 为了保证回路有较高的选择性, 为此可采用下节讨论的阻抗变换网络, 减小这种影响。

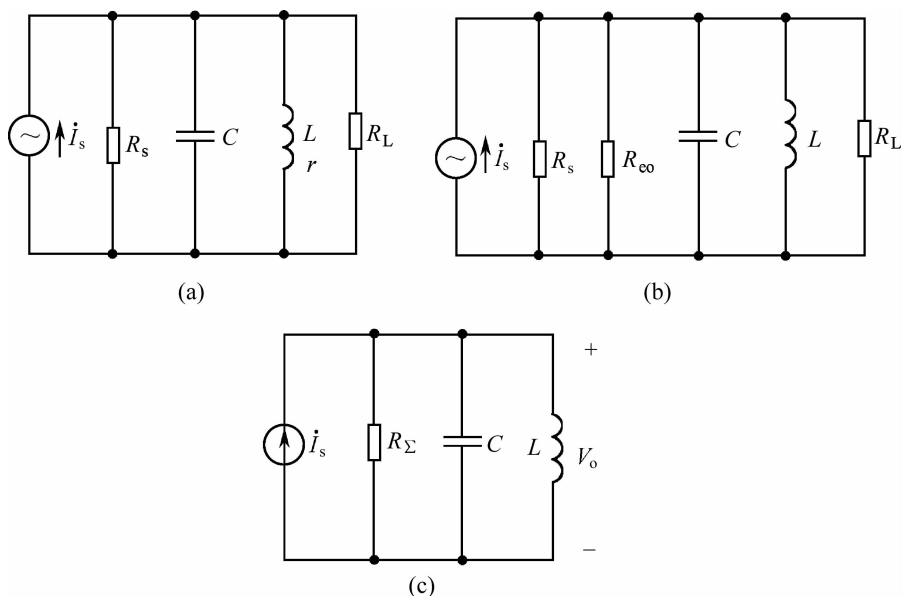


图 1-21 具有负载和信号源内阻的并联谐振回路

(a)实际回路;(b)等效回路;(c)等效回路

例题 1-1 设一放大器以简单并联振荡回路为负载,信号中心频率 $f_0 = 10\text{MHz}$,回路电容采用 $C = 50\text{pF}$,试计算所需的线圈电感值。又若线圈品质因数为 $Q_0 = 100$,试计算回路谐振电阻及回路带宽。若放大器所需的带宽为 0.5MHz ,则应在回路上并联多大电阻才能满足放大器所需带宽要求?

解:(1)计算 L 值。

$$\text{由谐振频率表达式可得} \quad L = \frac{1}{\omega_0^2 C} = \frac{1}{(2\pi)^2 f_0^2 C} \quad (1-31)$$

将 f_0 以兆赫(MHz)为单位, C 以皮法(pF)为单位, L 以微亨(μH)为单位。式(1-31)可变为实用计算公式: $L = \frac{1}{(2\pi)^2} \times \frac{1}{f_0^2 C} \times 10^2 = \frac{25330}{f_0^2 C}$,将 $f_0 = 10\text{MHz}$, $C = 50\text{pF}$ 代入,得 $L = 5.07\mu\text{H}$ 。

(2)回路谐振电阻和带宽。

$$R_{eo} = Q_0 \omega_0 L = 100 \times 2\pi \times 10^7 \times 5.07 \times 10^{-6} = 3.18 \times 10^4 = 31.8 (\text{k}\Omega)$$

$$\text{回路带宽为 } BW_{0.7} = \frac{f_0}{Q_0} = 100\text{kHz}$$

(3)求满足 0.5MHz 带宽的并联电阻。

设回路上并联的电阻为 R_1 ,并联后的总电阻为 R_Σ ,回路的有载品质因数为 Q_e ,由带宽公式可以得到 $Q_e = \frac{f_0}{BW_{0.7}} = \frac{10}{0.5} = 20$,回路总电阻为

$$R_\Sigma = R_1 // R_{eo} = \frac{R_{eo} R_1}{R_{eo} + R_1} = Q_e \omega_0 L$$



$$= 20 \times 2\pi \times 10^7 \times 5.07 \times 10^{-6} = 6.37 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

$$R_1 = \frac{6.37 \times R_{e0}}{R_{e0} - 6.37} = 7.97 \text{ (k}\Omega\text{)}$$

因此,需要在回路上并联 $7.97\text{k}\Omega$ 的电阻。

1.3.4 窄带无源阻抗变换网络

在并联谐振回路中,为了减少负载 R_L 和信号源内阻 R_s 对选频回路的影响,保证回路有高的 Q 值,除了增大负载 R_L 和信号源内阻 R_s 外,还可以采用阻抗变换网络。

阻抗变换的目的:将实际负载阻抗变换为前级网络所要求的最佳负载值,即获得最大功率输出。

1.3.4.1 变压器阻抗变换

图 1-22 所示为变压器阻抗变换网络图,变压器为无损耗的理想变压器,则变压器初级、次级电压和电流的关系为

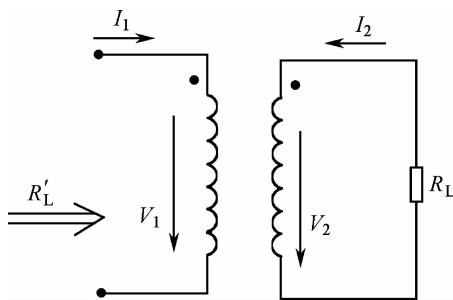


图 1-22 变压器阻抗变换网络图

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{n}, \frac{I_1}{I_2} = -\frac{N_2}{N_1} = -n \quad (1-32)$$

电流式中的负号表示 I_2 , 实际方向与参考方向相反。

由于变压器初级、次级消耗的功率是相等的,可得初、次级电阻的关系为

$$R'_L = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot R_L = \frac{1}{n^2} R_L \quad (1-33)$$

1.3.4.2 部分接入进行阻抗变换

A 自耦变压器电路

图 1-23 所示为自耦变压器电路,(a)为其实际连接电路,(b)为其等效电路。

设变压器理想无损耗。若回路品质因数足够大($Q \geq 1$),回路处于谐振或失谐不大时,则利用功率相等的概念,可以证明

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{n}, R'_L = \frac{1}{n^2} R_L \quad (1-34)$$

式中, n 为变压器的变比,称为接入系数,且 $n = \frac{N_2}{N_1}$ 。

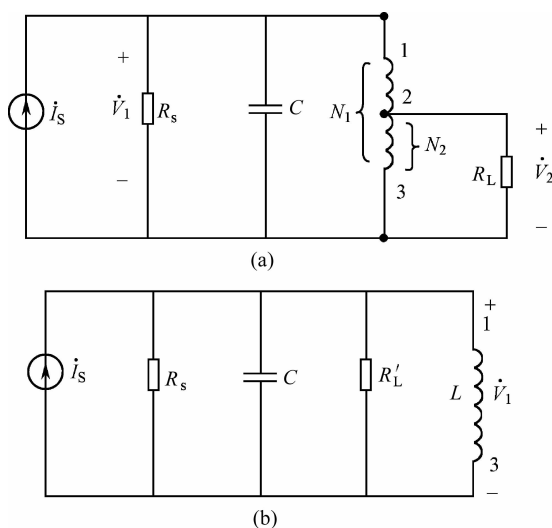


图 1-23 自耦变压器电路

(a) 实际连接电路; (b) 等效电路

B 电容分压式电路

图 1-24 所示为电容分压式电路。

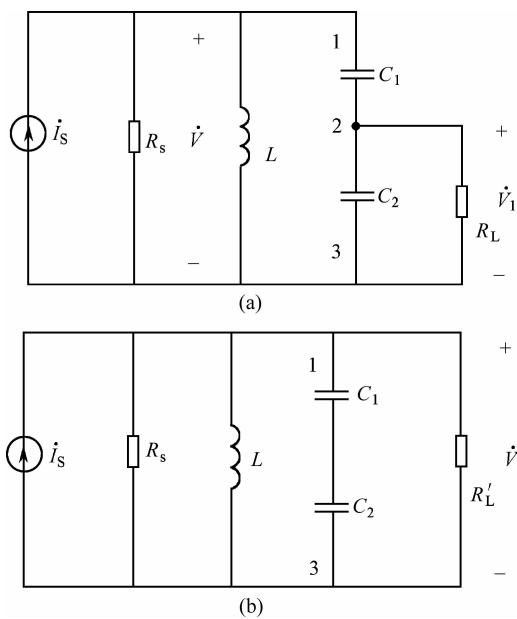


图 1-24 电容分压式电路

(a) 实际连接电路; (b) 等效电路

可以证明负载两端的电压与信号源的端电压之间的关系为 $\frac{V_1}{V} = \frac{\frac{1}{C_1}}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}} = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$, 同



理,由功率守恒的概念 $\frac{V_1^2}{R_L} = \frac{V^2}{R'_L}$, 因此可得等效负载 $R'_L = \frac{1}{(\frac{C_1}{C_1+C_2})^2} R_L = \frac{1}{n^2} R_L$, 其中接入

系数 $n = \frac{C_1}{C_1+C_2}$ 。

C 电感分压式电路

图 1-25 所示为电感分压式电路。

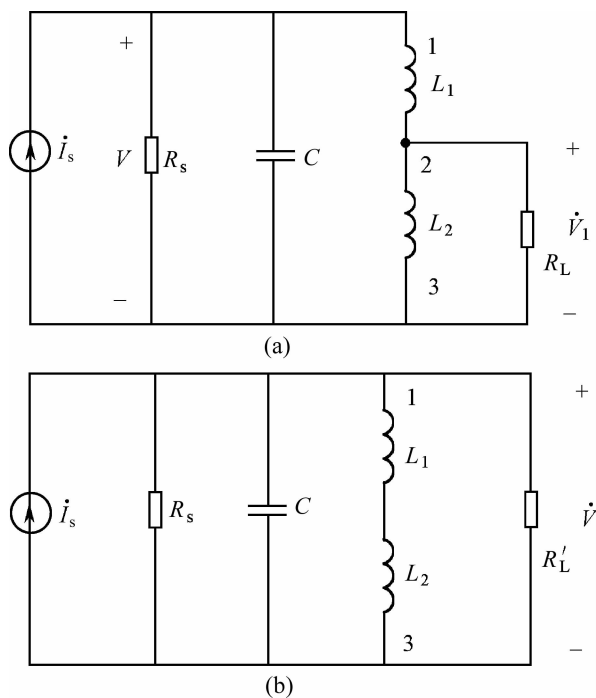


图 1-25 电感分压式电路

(a) 实际连接电路; (b) 等效电路

可以证明负载两端的电压与信号源的端电压之间的关系为 $\frac{V_1}{V} = \frac{L_2}{L_1+L_2}$, 同理可得等效负载

$$R'_L = \frac{1}{n^2} R_L, n = \frac{L_2}{L_1+L_2} \quad (1-35)$$

结论: (1) 当外接负载不是纯电阻而是含有电抗成分时, 上述方法仍然适用。 (2) 当 $n < 1$ 时, 采用部分接入方式, 阻抗从低抽头向高抽头转换, 等效阻抗 R'_L 将增加, 增强的倍数是 $\frac{1}{n^2}$ 。 (3) 若进行电流、电压转换时, 其变比为 n 而不是 n^2 。 图 1-26 所示电路中, 电压、电流之间的关系为

$$\dot{I}'_s = n I_s, \dot{V}_1 = \frac{1}{n} \dot{V}, n = \frac{L_2}{L_1+L_2} \quad (1-36)$$

显然, 电路采用部分接入方式时, 通过合理选择抽头位置 (即 n 值), 可将负载变换为理想状



态,达到阻抗匹配的目的。

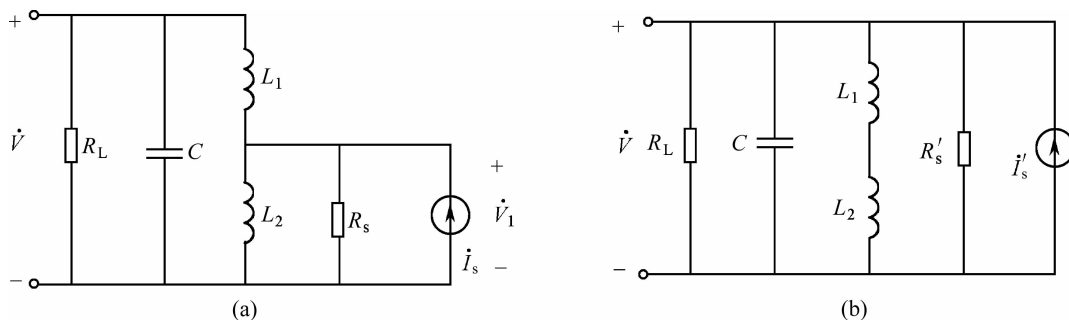


图 1-26 电源转换

(a)实际连接电路;(b)等效电路

例题 1-2 电路如图 1-27 所示,试求输出电压 $v_1(t)$ 。

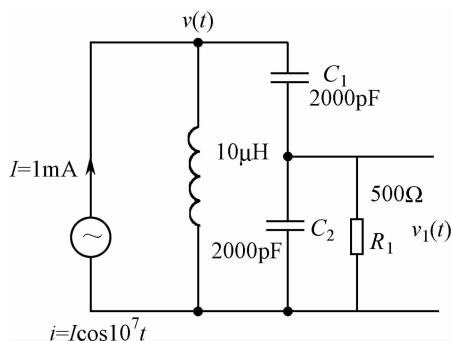


图 1-27 例题电路图

解:设回路满足高 Q 的条件,由图 1-24 知,回路电容为

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{2000 \times 2000}{2000 + 2000} = 1000 \text{ (pF)}$$

谐振角频率为

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 10^7 \text{ rad/s}$$

电阻 R_1 的接入系数为

$$n = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{2000}{2000 + 2000} = \frac{1}{2}$$

等效到回路两端的电阻为

$$R = \frac{1}{n^2} R_1 = \frac{500}{1/4} = 2000 \text{ (}\Omega\text{)}$$

回路谐振时,两端的电压 $v(t)$ 与 $i(t)$ 同相,电压振幅为

$$V = IR = 10^{-3} \times 2000 = 2 \text{ (V)}$$

所以回路两端的电压(单注:V)为 $v(t) = iR = 1\text{mA} \cos 10^7 t \times 2\text{k}\Omega = 2 \cos 10^7 t$



输出电压(单注:V)为 $v_1(t) = nv(t) = \frac{1}{2} \times 2\cos 10^7 t = \cos 10^7$

回路品质因数为

$$Q_0 = \frac{R}{\omega_0 L} \times \frac{2000}{10^7 \times 10^{-5}} = \frac{2000}{100} = 20$$

回路带宽为

$$BW_{0.7} = \frac{f_0}{Q_0} = \frac{10^7}{2\pi \times 20} \approx 79.58 \times 10^3 \text{ (Hz)}$$

通过计算表明满足高 Q 的假设,而且也基本满足 $nQ_0=10$ 远大于 1 的条件。由上述计算知, $v_1(t)$ 与 $v(t)$ 存在一个小的相移。

1.3.4.3 阻抗电路的串—并联等效转换

由电阻元件和电抗元件组成的阻抗电路的串联形式与并联形式可以互相转换,而保持其等效阻抗和 Q 值不变,图 1-28 所示为阻抗电路的串-并联等效转换图。

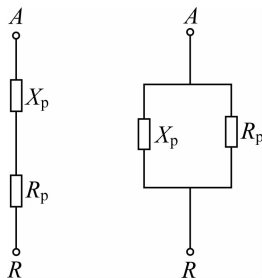


图 1-28 阻抗电路的串-并联等效转换

“等效”是指在工作频率 ω 相同的条件下, AB 两端的阻抗相等,即

$$\begin{aligned} R_s + jX_s &= \frac{R_p jX_p}{R_p + jX_p} = \frac{R_p jX_p (R_p - jX_p)}{(R_p + jX_p)(R_p - jX_p)} \\ &= \frac{R_p X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} + j \frac{R_p^2 X_p}{R_p^2 + X_p^2} \end{aligned}$$

故

$$R_s = \frac{R_p X_p^2}{R_p^2 + X_p^2}, X_s = \frac{R_p^2 X_p}{R_p^2 + X_p^2} \quad (1-37)$$

串联谐振回路的品质因数 $Q_1 = \frac{X_s}{R_s}$, 代入式(1-37), 则

$$Q_1 = \frac{X_s}{R_s} = \frac{R_p}{X_p} = Q_2 \text{ (并联谐振回路的品质因数)} \quad (1-38)$$

可见等效变化后 Q 不变, 即 $Q_1 = Q_2 = Q$, 则

$$\begin{aligned} R_s &= \frac{R_p X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} = \frac{R_p}{\frac{R_p^2}{X_p^2} + 1} = \frac{1}{Q^2 + 1} R_p, X_s = \frac{R_p^2 X_p}{R_p^2 + X_p^2} = \frac{X_p}{1 + \frac{X_p^2}{R_p^2}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{Q^2}} X_p \\ R_p &= (Q^2 + 1) R_s, X_p = (1 + \frac{1}{Q^2}) X_s \end{aligned} \quad (1-39)$$



若 $Q \geq 1$, 则 $R_p \approx Q^2 R_s$, $X_p \approx X_s$ 。

这个结果表明, 串联电路等效为并联电路后, R_p 为串联电路 R_s 的 Q^2 倍, 而 X_p 与并联电路的 X_s 近似相等。

1.4 滤波器

串联谐振回路、并联谐振回路及双调谐回路是简单的选频电路。随着通信技术的飞速发展, 不但要求放大电路高增益、宽频带, 而且对收、发信机放大电路的选择性也有更高的要求。因此, 在集成式选频放大器中多采用宽带集成放大器与集总参数滤波器相组合的方式。其中选频由集总参数滤波器来完成, 如 LC 集总参数滤波器、陶瓷滤波器、晶体滤波器及声表面滤波器等。后三种滤波器目前使用较多, 并且越来越多地使用声表面波滤波器。

1.4.1 单片滤波器

常用的单片滤波器是晶体滤波器和陶瓷滤波器。

1.4.1.1 石英晶体滤波器

有关石英晶体的切割工艺等基本知识, 已在前面相关课程中介绍过, 本章只讨论石英晶体滤波器的特点及其应用。

石英晶体具有调谐电路的特性。当外加激励电压的角频率 ω 与石英晶体机械振动的固有谐振频率 ω_s 相同时, 石英晶体发生谐振, 此时压电电流达到最大值。当激励电压的频率 $\omega < \omega_s$ 时, 压电电流超前电压一个相角; 当 $\omega > \omega_s$ 时, 压电电流滞后激励电压一个相角。其特性类似于一个串联谐振回路, 因而可用集中参数 L_s 、 C_s 和 r_s 来等效石英晶体的谐振特性, 如图 1-29 所示。图中 C_0 是石英晶体切片与金属板之间构成的静态电容, C_0 主要取决于石英片尺寸和电极面积, 通常 C_0 为几皮法至几十皮法。等效电感 L_s 相当于晶体的质量, 等效电容 C_s 相当于石英晶体等效弹性模数, r_s 相当于机械振动中的摩擦损耗。由于石英晶体等效电感 L_s 很大, 而 C_s 很小, 因此它的 Q 值很高 (125000~250000), 这是石英晶体的最大特点。

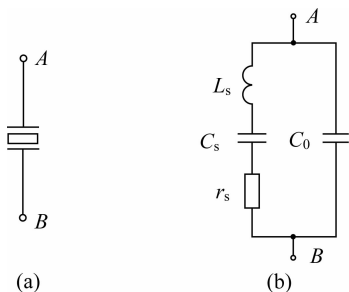


图 1-29 石英晶体符号及等效电路 (a, b)

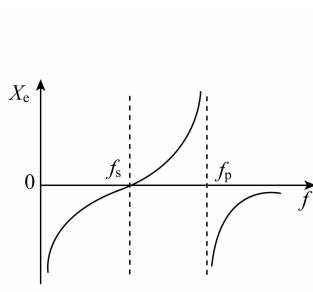


图 1-30 石英晶体阻抗特性

石英晶体的等效电抗特性如图 1-30 所示, 它有两个谐振频率, 其中 f_s 是 L_s 、 C_s 和 r_s 串联



支路的谐振频率,也是石英晶体本身自然谐振频率。

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s C_s}} \quad (1-40)$$

另一个是并联谐振频率

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s \frac{C_s C_0}{C_s + C_0}}} \quad (1-41)$$

由于 $C_s \ll C_0$, 故虽然 $f_p > f_s$, 但两个频率相差很小。

若将式(1-40)代入式(1-41)中, 则

$$f_p = \frac{f_s}{\sqrt{1 + \frac{C_s}{C_0}}} \quad (1-42)$$

由于 $C_s \leq C_0$, 将展开, 并忽略高次项后, 则

$$f_p \approx f_s \left[1 + \frac{C_s}{(2C_0)} \right] \quad (1-43)$$

如忽略 r_s 的影响, 则石英晶体的等效阻抗可用下式来表示:

$$Z_e = \frac{r_e + j(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s}) \cdot \frac{1}{j\omega C_0}}{r_s + j(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s}) + \frac{1}{j\omega C_0}} \approx -j \frac{1}{\omega C_0} \cdot \frac{1 - \frac{\omega_s^2}{\omega^2}}{1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2}} \quad (1-44)$$

显然, 当 $\omega > \omega_p$ 和 $\omega < \omega_s$ 时, Z_e 为容性; 在 $\omega_s < \omega < \omega_p$ 间, Z_e 为感性, 在此之间的感抗为

$$L_e = \frac{1}{\omega^2 C_0} \cdot \frac{1 - \frac{\omega_s^2}{\omega^2}}{1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2}} \quad (1-45)$$

应该注意的是, 这样的等效电路只是在石英晶体谐振点附近才较合适。

石英晶体滤波器之所以得到广泛应用, 是因为它的 Q 值很高, 群延时小, 且体积小。图 1-31(a)所示是某通信机中采用的窄带差接桥式晶体滤波中频放大器。图中 R_1 、 R_2 、 R_3 、 C_1 、 C_2

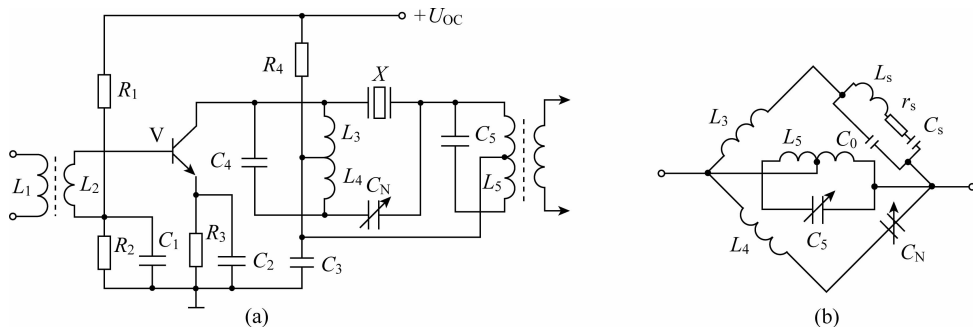


图 1-31 晶体滤波中频放大器

(a) 中频放大器工作原理电路; (b) 中频放大器中的滤波电路



及 R_4 、 C_3 等组成直流偏置电路。 L_3 、 L_4 、 C_4 、 C_N 、 X 等组成滤波电路,调节 C_N 可改变电桥平衡点,从而改变通频带。 L_5 、 C_5 组成输出调谐回路。当 $C_N = C_0$ 时, C_0 的作用被中和,放大器的输出取决于石英晶体的串联谐振特性。当 $C_N < C_0$ 时,必然在 $\omega > \omega_p$ 的某个频率上晶体呈容抗,且等于 C_N 的容抗,电桥平衡,但无输出。

因此,调节 C_N 可改变通频带宽度,可使电桥平衡点对准要抑制的频率或某干扰信号,这样就可发挥晶体滤波器的作用。单片石英晶体可根据需要组合成其他类型的滤波器,其中在通信系统中用得较多的是四阶契比雪夫滤波器,其电路如图 1-32 所示。该滤波器中心频率 $f_0 = 30\text{MHz}$, -3dB 处带宽为 $(12 \pm 1)\text{kHz}$,阻带衰减 $> 60\text{dB}$,通频带内波动 $\leq 1\text{dB}$ 。其中 $C = 26\text{pF}$, $C_2 = 6.3\text{pF}$, $C_3 = 26\text{pF}$,温度适应范围为 $0 \sim +70^\circ\text{C}$,图 1-33 所示是这种滤波器的幅频特性和相频特性。从图 1-31(b)中可以看到,通频带内幅频特性波动较小,并且具有线性较好的相频特性。

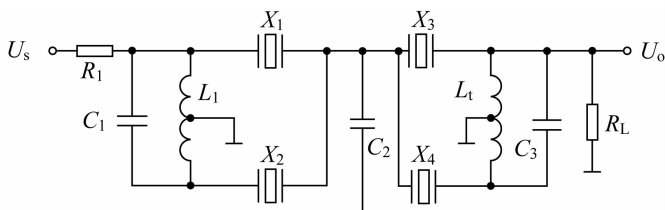


图 1-32 四阶契比雪夫滤波器

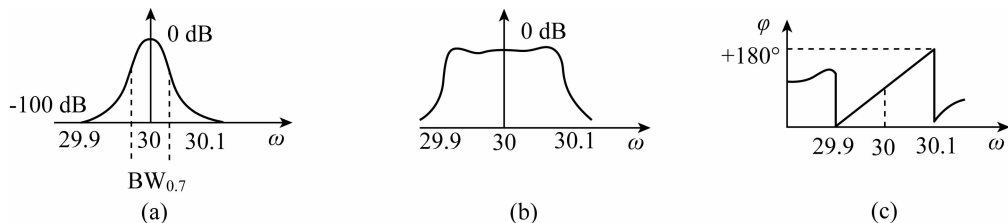


图 1-33 四阶契比雪夫滤波器特性

(a) 四阶契比雪夫滤波器幅频特性图; (b) 四阶契比雪夫滤波器通频带内波动特性图;

(c) 四阶契比雪夫滤波器相频特性图

1.4.1.2 陶瓷滤波器

单片陶瓷滤波器在通信电路中也经常使用,其符号与图 1-29 相同,等效电路如图 1-34 所示,谐振频率分别为

$$\begin{aligned}\omega_s &= \frac{1}{L_s C_s} \\ \omega_p &= \frac{1}{\sqrt{L_s \cdot \frac{C_s C_0}{C_s + C_0}}}\end{aligned}\quad (1-46)$$

由于单片陶瓷滤波器体积小,常接在分立元件的中频放大器的发射极,用以取代射极旁路



电容 C_e , 如图 2-35 所示。若滤波器工作于 465kHz, 则对于 465kHz 的信号, 滤波器 X 呈现的阻抗极小, 此时, 引入的负反馈最小, 放大器增益最高。对偏离 465kHz 稍远的频率滤波器呈现的阻抗较大, 放大器引入的负反馈最强, 使放大倍数减小, 从而提高了中频放大器的选择性。单片陶瓷滤波器也可以根据需要, 组合成不同带宽、不同选择性的滤波器。图 1-36 所示是两种四端陶瓷滤波器, 其中, 图(a)所示是二单元型, 图(b)所示是五单元型, 还可以用七单元型等。这些滤波器中, 谐振子数目越多, 滤波效果越好。

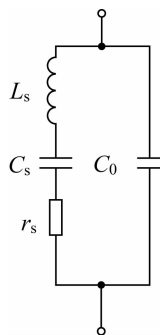


图 1-34 陶瓷滤波

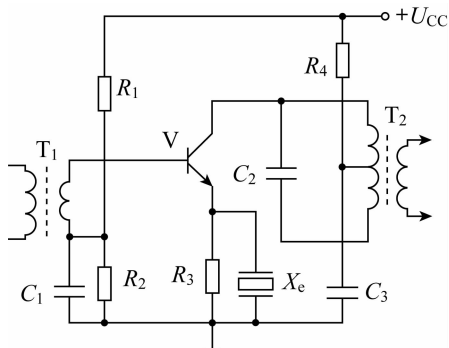
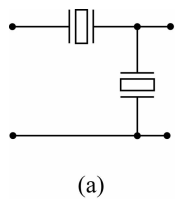
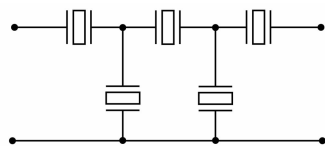


图 1-35 陶瓷滤波器应用电路

随着无线电广播、卫星电视及通信技术的发展, 尤其是最令世人瞩目的移动通信产品的发展, 各种手持式收信机不但要求性能好, 而且要求体积小, 因此, 对滤波器的性能要求更高, 包括: 小型、薄型以适宜于表面安装, 高频、低压高性能, 低功耗, 低成本, 新功能, 新工艺和新材料等。高频陶瓷滤波器(特别是片状元件)恰好能满足上述要求。



(a)



(b)

图 1-36 两种四端陶瓷滤波器

(a)二单元;(b)五单元

片式叠层 LC 陶瓷滤波器就是这些元件中的一种。它是利用先进的制作工艺, 将以往集中参数 LC 滤波器集中在体积很小的陶瓷基片上。制作工艺为: 把线圈、电容器及屏蔽层分别印