

作者 L. 克劳斯 C. W. 博斯蒂安 F. H. 拉什

译者 秦士 姚玉洁

圆锥曲线技术

高等教育出版社

本书是美国弗吉尼亚理工学院和州立大学电气工程系的教材,其内容相当于我国工科高等学校的“高频电子线路”课的内容。全书共 16 章,即:无线电通信系统,电噪声,谐振电路和阻抗变换,小信号高频放大器,正弦波振荡器,锁相环,混频器,调制,调幅接收机,调频和调相接收机,电视接收机,线性功率放大器,调谐功率放大器,高效率功率放大器,连续波、调频和调幅发射机,单边带发射机。本书从引入无线电通信系统的初步概念出发,以构成无线电收、发系统的单元功能电路为重点,强调无线电接收、发送的整机系统概念。本书注重电路的工程实用设计,书中给出许多实际电路的设计例子和大量的设计图表、曲线及经验公式,各章并附有习题。尤其是,本书以大量篇幅深入探讨了高频功率放大器,这部分内容在同类书籍中实属少见。本书可作为高等学校无线电技术类专业的师生和有关科技人员的参考书。

责任编辑 谭骏云

H. L. Krauss and C. W. Bostian F. H. Raab

SOLID STATE RADIO ENGINEERING

John Wiley & Sons 1980

固态无线电技术

[美] H. L. 克劳斯 C. W. 博斯蒂安 F. H. 拉布 著

秦士 姚玉洁 译

*

高等教育出版社出版

新华书店上海发行所发行

上海中华印刷厂印装

*

开本 787×1092 1/16 印张 24 字数 544,000

1987 年 9 月第 1 版 1987 年 12 月第 1 次印刷

印数 00,001—2,680

书号 15010·0712 定价 4.60 元

译者序

近年来,由国外引入的无线电技术和电子线路方面的书刊较多,但是高频电子线路类的教材却很少。为此,我们译出弗吉尼亚理工学院和州立大学的这本教材。随着半导体工艺技术的快速发展,中、小功率的发射机、接收机已经晶体管化。七十年代以来,晶体管已进入微波领域,目前还在往更高的频率和更大的功率方向继续发展。同时,随着我国课程体系的改革,以晶体管为核心的固态高频电子线路教材正在形成之中。本书可以适应这两方面的要求,它是1980年出版的新型教材,在体系结构上有所创新,它以不太大的篇幅概括了无线电发送、接收方面的主要内容,而以往这方面的教材章节繁多,内容庞杂,篇幅很大。

在前言和第一章中,作者提出了本书的指导思想。第二、八两章阐述了噪声和调制这两个基本课题。第三至第七章讨论了收、发系统中的基本单元电路,对于这些成熟的高频电路,本书的分析比较精炼,同时尽量介绍这些领域中的新技术。第九至十一章介绍了常规的调幅、调频和电视接收机,其中包括检波、AGC、调频立体声和彩色电视信号传输等内容。本书的后五章(十二至十六章)比较详细地阐述了晶体管高频功率放大器和晶体管发射机,这是本书的又一特色。线性高频功率放大器在现代的发射机中日益显得重要,本书对这类功率放大器作了深入的分析。此外,还以专门的一章讨论高效率的功率放大器。在每章的末尾附有习题和参考文献。

综上所述,本书既可以作为无线电技术类专业大学生的教材,也可以作为有关专业工程技术人员的参考书。

本书由秦士同志译前言、第一章、第二章及第十至十六章,由姚玉洁同志译第三至九章,并互相校改,最后请郑君里同志校阅。郑君里同志提出了不少宝贵意见,已纳入译文。在此,谨表示谢意。

翻译过程中,对原著中的少量错漏之处,已尽可能予以订正,并加注。由于我们水平有限,难免有错,恳请读者批评指正。

译者

一九八三年八月

前言

这是一本关于构成无线电发射机和接收机的基本单元(积木块)的高频*电子线路的分析和设计的书。在过去的十年内,模拟无线电系统在专用和公用的语音通信中的应用有了空前的扩大,本书反映了这方面的进展。固体工艺的不断进步已经使发射机比从前的更小型化,更便宜和更可靠。家庭娱乐用的收音机和电视机方面也有类似的发展。其结果,很需要通晓固体技术的无线电工程师。

由于无线电技术的迅速变化,高频电路课程的教师往往必须依赖散见在许多不同教科书、技术杂志和应用指南中间的素材。本书就是针对这种需要编成的一本高频电子电路方面的综合性书籍。

《固态无线电技术》一书的独特之处在于它对接收机和发射机两类电路的取材广泛,以及采用实际电路的数值例子来说明理论概念。它强调利用实际电路单元来代替理想化的数学模型的设计方法。书中所用的半导体器件电流与电压的字母符号绝大部分符合 IEEE 标志标准。

最后五章首次以教科书形式相当详细地讨论了高频功率放大器。一般来说,功率放大器的设计常常是用试凑的方法和依靠经验规律来完成的。通常,功率放大器运行状态的理论解释过于复杂,或者需要设计师花费过多的时间。本书却以既易于理解又便于设计使用的方式向学生或从事实际工作的设计师讲解这些原理。第十二至十六章的论述不仅包括已经为人们采用的目前水平的以双极性结型晶体管为基础的技术,而且还包括 VMOS(垂直 MOS**)高频功率 FET(场效应管),高效率方法,包络消去与复原,以及其他各种近来新兴的技术,预计这些新技术在未来十年的无线电工程中将起重要作用。

本书既可以作为已经从事实际工作的工程师用的参考书,也可以作为电类工程技术专业高年级学生用的教科书。熟知复代数、傅里叶级数和傅里叶变换,将使读者易于理解书中的数学分析。为了有助于自学起见,通篇贯穿实际的设计例子,同时用家庭作业的习题来巩固它,这些习题对于掌握相应章节的内容是很关键的。

本书所提供的内容适合于两个学期或三个季度的课程。若为较短一些的课程用,可以省去一些章节。举例来说,假如主要对接收系统感兴趣,可以用第一至十一章;主要对发射机的话,推荐用第一至八章和第十二至十六章(可省去 14-3 至 14-6 这几节)。假如学生已经具备一些噪声和调制理论方面的知识,可省去第二章和第八章。已经具备谐振阻抗匹配知识的学生,可以跳过整个第三章,但是 3-6 节除外,因为后面几章常用到它。

* 原文 *radio-frequency* 可以译作射频,目前多数书刊仍称高频,本书书名也取此名。在正文中分析有关电路时,为了确切起见,也有译作射频的。——译者

** VMOS 是 *Vertical MOS* 的缩写。在这种金属氧化物半导体器件中,电流按垂直方向流动,参看图 12-20。——译者

第一章是简短的导论性的一章,其中讨论了调制的概念和在典型发射机与接收机中所实现的各种功能。接下来的第二章讨论电噪声,因为电噪声在设计接收机的高频放大器和混频器时很重要。第三至七章包括接收机系统的各单元部件。第八章讲述为了理解AM(调幅)、SSB(单边带)、FM(调频)和TV(电视)接收机的工作所必需的调制理论。

第三章详尽讨论了供阻抗匹配用的窄带抽头谐振电路的设计,以及宽、窄带匹配都能适应的抽头互感电路的使用。第四章讨论小信号调谐放大器的设计,这个设计方法是针对在给定稳定度条件下获得最大增益的情形的。第五章分析LC正弦振荡器和石英晶体振荡器的线路,并且给出一种独特的实验室调试步骤,用它可以设计指定输出的共基科尔皮兹(Colpitts)振荡器。

不要多久,几乎每台无线电接收机、发射机和测试设备部件中都会采用锁相环路。因此,本书第六章略述锁相环工作的简要概念,同时还论及基本环路元件的特性以及锁相环在通信设备方面的应用。第六章以后是二极管、BJT(双极性结型晶体管)以及FET(场效应晶体管)混频器电路的分析。

第九至十一章是用于接收机的。因为设计方法随着新集成电路组件的采用而不断改变着,所以本书着重讨论每种类型接收机的基本信号处理,而不去详细阐述所有各种可能的电路。各类AM和FM检波器的分析可以在相应章节中找到,同时书中还有一些关于陶瓷中频滤波器、石英晶体中频滤波器和表面声波中频滤波器等内容。第十一章给出彩色图象传输的基本原理和接收机整机电路的框图说明。虽然这与本书的主题没有直接关系,但是彩色电视机却是学生自己拥有,并且每天都在使用的一种无线电设备。此外,它与前面各章所讨论的大部分原理都有关系。

我们在组织第十二至十六章的时候,更偏重于实际,而不是根据理论。因此,首先讨论了单边带发射机中常用的A类、B类放大,以及宽带变压器和滤波器网络。同样地,C类功率放大器和C类混合模式功率放大器也和常相配用的分立元件匹配网络或传输线匹配网络合并在一起讨论。第十四章论述几种高效率的功率放大器(D类、E类、F类和S类)。第十五章包括CW(等幅)、FM和AM三种发射机,因为它们具有相似的组态。最后一章研究单边带发射机和多模式发射机,包络消去和复原,以及其他有关技术。

H. L. 克劳斯

C. W. 博斯蒂安

F. H. 拉布

目 录

译者序

前 言

第一章 无线电通信系统..... 1

1-1 引言 1

1-2 无线电系统的各组成部分 1

1-3 调制 3

1-4 频分复用与时分复用 5

1-5 各种调制系统的比较 5

第二章 电 噪 声 6

2-1 电阻和网络中的热噪声 7

2-2 接收天线中的噪声 9

2-3 二极管、晶体管和场效应管中的 噪声 9

2-4 噪声术语的定义 13

2-5 噪声系数 17

2-6 对放大器噪声的考虑 20

附录 2-1 使噪声系数最小的 R_s 的选择 23

第三章 谐振电路和阻抗变换..... 26

3-1 串联谐振 26

3-2 并联谐振 27

3-3 带串联负载电阻的并联谐振 28

3-4 信源电阻和线圈电阻的影响 30

3-5 RC 和 RL 电路的并联-串联变换 31

3-6 带抽头的谐振电路 31

3-7 具有互感的抽头线圈 36

3-8 单调谐变压器 43

3-9 双调谐变压器 47

附录 3-1 设计公式表 52

第四章 小信号高频放大器..... 57

4-1 小信号放大器的定义 57

4-2 有源器件的模型 59

4-3 放大器稳定性 61

4-4 改善稳定性 64

4-5 放大器功率增益 65

4-6 用无条件稳定器件进行设计 66

4-7 用潜在不稳定器件进行设计 68

4-8 具有指定稳定度的最大转换增益 70

4-9 可调整性 71

4-10 调谐放大级的总体设计 71

附录 4-1 二端口各参数之间的关系 76

附录 4-2 混合 π 型电路的 y 参数 78

附录 4-3 各种参数系统中相对应的量 79

附录 4-4 高频(RF)晶体管数据 81

附录 4-5 几种电容器和高频扼流圈的 自谐振频率 89

第五章 正弦波振荡器..... 91

5-1 振荡准则 91

5-2 负阻振荡器 92

5-3 反馈振荡器 93

5-4 振荡器的设计方法 94

5-5 科尔皮兹振荡器的分析和设计 95

5-6 其他振荡器电路 104

5-7 最高效率振荡器 106

5-8 晶体控制振荡器 107

5-9 缓冲 113

5-10 频率稳定度 113

第六章 锁相环 116

6-1 锁相环工作原理的简单说明 116

6-2 锁相环的线性分析 116

6-3 锁相环术语 120

6-4 环路振荡器 122

6-5 鉴相器 123

6-6 锁相环的应用 126

6-7 锁相环设计举例 129

第七章 混频器 133

7-1 基本混频器理论和频谱分析 134

7-2 混频器术语	136	11-1 黑白电视	231
7-3 平衡二极管混频器	139	11-2 组合电视信号的带宽	234
7-4 FET 和 BJT 混频器	142	11-3 残留边带发送	235
7-5 晶体管(BJT) 混频器	143	11-4 黑白接收机	235
7-6 场效应晶体管(FET)混频器	145	11-5 彩色电视	235
7-7 JFET 混频器设计	149	11-6 色度信息的传输	240
7-8 MOSFET 混频器设计	152	11-7 彩色接收机	241
第八章 调制	157	第十二章 线性功率放大器	247
8-1 幅度调制	158	12-1 A类放大	248
8-2 双边带和单边带系统	161	12-2 B类放大	251
8-3 单边带信号的产生	163	12-3 实际考虑	253
8-4 角度调制	166	12-4 互调失真和偏置	255
8-5 角度调制波的频谱	170	12-5 激励和高频反馈	258
8-6 角度调制波的相量图	172	12-6 宽频带变压器	262
8-7 频率调制与相位调制的比较	174	12-7 功率合成器和功率分配器	268
8-8 脉冲调制	176	12-8 输出滤波器	270
8-9 信道的信息容量	181	12-9 散热设计	271
附录 8-1 角度调制波频谱的推导	185	附录 12-1 高频功率晶体管	275
第九章 调幅接收机	187	第十三章 调谐功率放大器	278
9-1 接收机性能规范	187	13-1 电流源 C 类放大器	279
9-2 射频放大器	188	13-2 饱和的 C 类放大器	281
9-3 混频器	189	13-3 固态 C 类混合模式放大器	283
9-4 本机振荡器	189	13-4 激励和偏置	288
9-5 中频放大器	190	13-5 调幅特性	289
9-6 级间中频滤波器	191	13-6 倍频器	291
9-7 二极管包络检波器	196	13-7 阻抗匹配	294
9-8 乘积检波器	199	第十四章 高效率功率放大器	306
9-9 自动增益控制	200	14-1 D类放大——理想化的运用	306
9-10 静噪电路	202	14-2 D类放大——实际考虑	312
9-11 调幅接收机	203	14-3 E类放大	317
第十章 调频和调相接收机	208	14-4 F类放大	321
10-1 中频放大器系统	208	14-5 S类放大	324
10-2 调频检波器特性	209	14-6 其他高效率放大器	331
10-3 实际的检波器	212	附录 14-1 功率放大器特性表	334
10-4 调频立体声接收	224	附录 14-2 E 类功率放大器的性能	335
10-5 对四声道声音的一点注解	227	附录 14-3 脉冲宽度调制中的失真	335
10-6 音频考虑:预加重和去加重	227	第十五章 连续波、调频和调幅发	
10-7 一台完整的调频接收机实例	228	射机	337
第十一章 电视接收机	231	15-1 连续波发射机	338

15-2 调频发射机	340	16-2 线性放大器链	359
15-3 调幅发射机	346	16-3 峰值功率和平均功率	360
第十六章 单边带发射机	355	16-4 自动增益控制和电压驻波比保护	363
16-1 发射机的组成	355	16-5 包络消除和复原	366

第一章 无线电通信系统

1-1 引言

本书是为分析与设计无线电通信系统中所用的电子线路而编写的。我们假定读者熟悉音频放大器, 因此本书主要着重于无线电发射机电路和接收机电路。虽然发射天线和接收天线以及它们之间的传播路径是整个系统的重要部分, 但是我们把有关这些单元的讨论留给别的教科书。

通信系统以电信号的形式传输信息, 电信号可以代表语言、音乐、电视图象、科学数据和商务数据等等。这些信号的波形是复杂的, 并且不断变化, 但是信号的频谱由于信号源的本质, 或者由于传输设备中的滤波器而常常限制在某个特定的频带宽度内。由于这些信号中的多数都占据一个向下延伸到几个赫兹的频带, 它们就不能以自己的原始形式在一条公共的传输路径上传送, 因为在接收端我们不可能把它们区分开来。不论从经济观点或者从实用观点来说, 给每个信号配一条单独的传输线或者单独的无线电路径都是难以做到的。因此, 整个通信系统必须提供一种方法来同时传输若干信号, 这种方法要么把这些信号移到频谱的不同频段, 要么根据时间划分来传送这些信号的样本。

无线电波以米为单位的波长 $\lambda = c/f$, 其中 c 是光速, 等于 $3 \times 10^8 \text{m/s}$, f 的单位是 Hz (在高频计算时记住 $f(\text{MHz}) \times \lambda(\text{m}) = 300$ 是方便的)。为了使天线有合适的效率, 无线电天线的实际尺寸应为半个波长或更大一些。因此, 随着传输频率的升高, 天线的实际尺寸减小、价格降低, 而它的效率则提高。

1-2 无线电系统的各组成部分

把原始消息变换成适宜于无线电传输的新形式的过程叫做调制。调制过程使高频载波^①的某些参数——如幅度、频率或相位——偏离它的未调制值一个量, 此量正比于调制信号(消息)的瞬时值。因此, 原始消息的内容被移到载波频率附近的一部分频谱中。在接收机中, 上述过程在检波器内倒过来, 使原始信号复原。

为了说明信号处理过程, 在图 1-1 上画出了无线电发射机和接收机的简化方框图, 每个方框的功能解释如下:

1. 消息信号源, 它可以是话筒、电唱机拾音器、电视摄像机或者其他能把所需信息转换成电信号的器件。
2. 放大器, 它把信号加以放大, 并经常通过低通滤波器来限制信号的带宽。
3. 高频振荡器, 用它来建立载波频率或载波的某个分谐波。因为需要有良好的稳定度以便保持发射机工作在指定的频率上, 因此振荡器常常是由石英晶体控制的。

^① 载波可以是正弦波或者脉冲串。

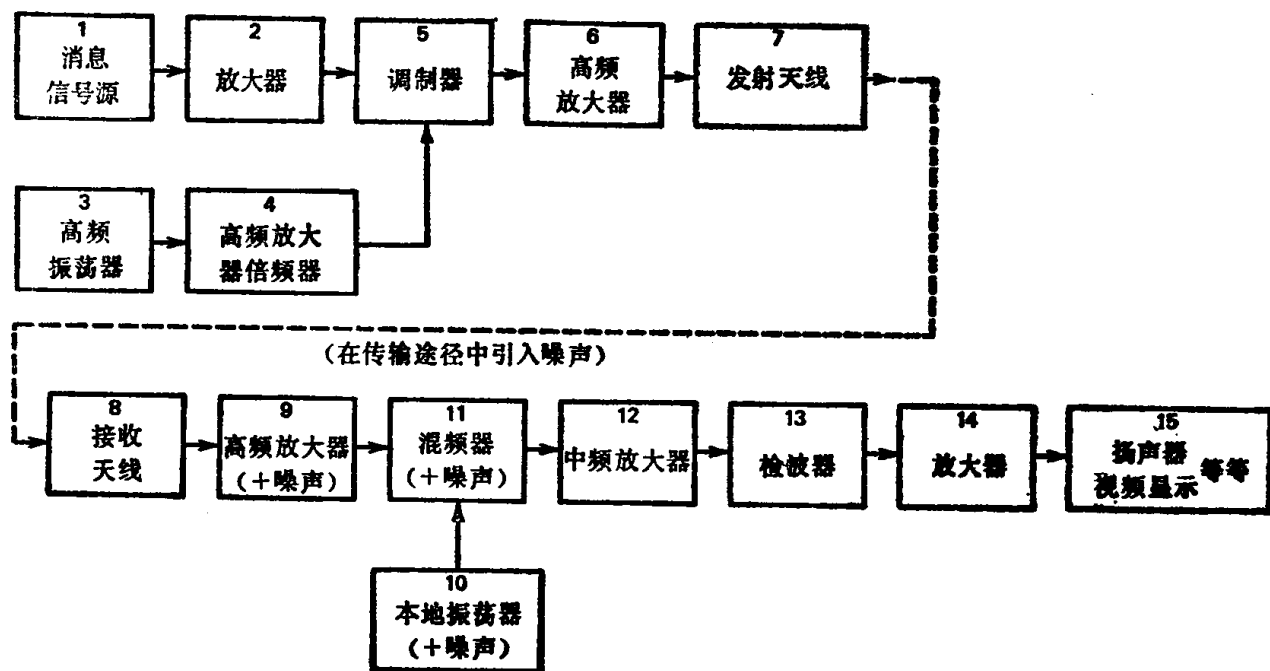


图 1-1 无线电发射机和接收机的方框图

4. 一级或多级放大器,把来自振荡器的信号功率提高到调制器输入端所需要的电平。为了获得高的效率,只要可能,总是采用C类工作状态。各级输出电路都调谐到输入频率的某个谐波上,构成“倍频”,从而使最终的载波频率可能是振荡器频率的数倍。

5. 调制器,它组合信号和载波的各种频率成分,产生某种调制波。在1-3节将讨论各种调制波。在图1-1所示的简化系统里,输出信号的频谱落在所需要的高频载波频率附近。但在许多发射机里,常常在方框5和6之间插入第二振荡器和混频器(类似方框10和11),以便把已调制波移到更高的频段去。

6. 已调波放大,在调制以后可能需要加以放大,以便把信号功率电平提高到天线输入端所需要的值。

7. 发射天线,它把高频能量转换成极化符合要求的电磁波。假使信号只传给单一固定接收机,则发射天线要设计得使尽可能多的辐射能量指向接收天线。

8. 接收天线,它可以是普通用途的全向天线,或者是点对点通信的高方向性天线。从发射机传播过来的电磁波,在接收天线上感应出一个小的电压,其幅度范围可以从几十毫伏到小于1微伏,这取决于各种各样的接收条件。

9. 高频放大级,它把信号功率增大到适合混频器输入的电平,同时它有助于隔离本地振荡器和天线。这一级的频率选择性不高,但是可抑制频率远离接收信道的那些信号。在混频以前之所以要提高信号功率电平,是因为在混频级不可避免地要引入噪声。

10. 接收机本机振荡器,它调谐产生一个 f_{LO} 的频率。 f_{LO} 与进入接收机的信号频率 f_{RF} 差一个中频 f_{IF} 。这就是说, f_{LO} 可以等于 $f_{RF}+f_{IF}$ 或 $f_{RF}-f_{IF}$ 。

11. 混频器,它是一个非线性器件,把频率为 f_{RF} 的接收信号移到中频 f_{IF} 。加在接收到的载波上的调制也被变换到中频上。

12. 中频放大器, 把信号增强到适合于检波的程度, 并提供主要的频率选择能力。这个频率选择能力是为了让所需要的信号“通行”, 而滤掉存在于混频器输出端的不需要的信号。因为方框 11 和 12 中的调谐电路总是工作在一个固定的频率(f_{IF})上, 就有可能把它们设计得能够提供良好的选择性。常常采用陶瓷滤波器或晶体滤波器。

13. 检波器, 它从中频来的已调制信号中复原出原始消息。

14. 音频或视频放大器, 它把检波器输出功率电平提高到适合于推动扬声器、显像管或其他输出器件的值。

15. 输出器件, 把信号信息变回到它原来的形式(声波、图象等等)。

除了被接收机处理的所需信号外, 在传输途径上还会附加上电噪声, 同时在高频放大器、本机振荡器、混频器等内部也会产生噪声。图 1-1 所示的方框图仅供说明问题之用。实际上, 发射机和接收机系统中可能会有许多变型, 甚至于不可能说某一种方框图是典型的。在后面各章中将详细讨论供各种具体应用的接收机或发射机的总体方案。

1-3 调制

为了扩展上节引入的调制概念, 下面给出通常用到的几种调制类型的基本定义。令未调制载波的电压由下式表示:

$$v(t) = V_c \sin(\omega_c t + \phi) = V_c \sin \theta(t) \quad (1-1)$$

式中, ω_c 是载波(角)频率, V_c 是幅度, ϕ 是任意相角。

幅度调制

在调幅(AM)波中, 幅度 V_c 对它的未调制值的偏离正比于调制波的瞬时值。换句话说, 如果调制信号是 $F(t)$, 则载波幅度必须按下式随时间变化:

$$V_c(t) = V_c[1 + m_a F(t)] \quad (1-2)$$

式中, m_a 是调制系数。 $m_a F(t)$ 的值不可能超过 1 而不失真。图 1-2 a 用图表示一个调制信号 $F(t)$, 相应的调幅波则示于图 1-2 b。注意, 由式(1-2)给出的调幅波的包络具有与调制信号同样的形状。

角度调制

在角度调制中, 式(1-1)中的角度 $\theta(t)$ (而不是幅度)从它的未调制值起随调制信号变化。相位调制和频率调制是角度调制的两种具体形式。在调相(PM)中, 式(1-1)中的相角 $\theta(t)$ 随调制信号 $F(t)$ 成正比地变化。在调频(FM)中, 瞬时频率

$$\omega(t) = \frac{d\theta(t)}{dt}$$

从它的未调制值起以正比于 $F(t)$ 的方式变化。在这两种场合, 已调波幅度都保持不变。图 1-2 示例说明由三角形调制信号产生的 AM、FM 与 PM 波。

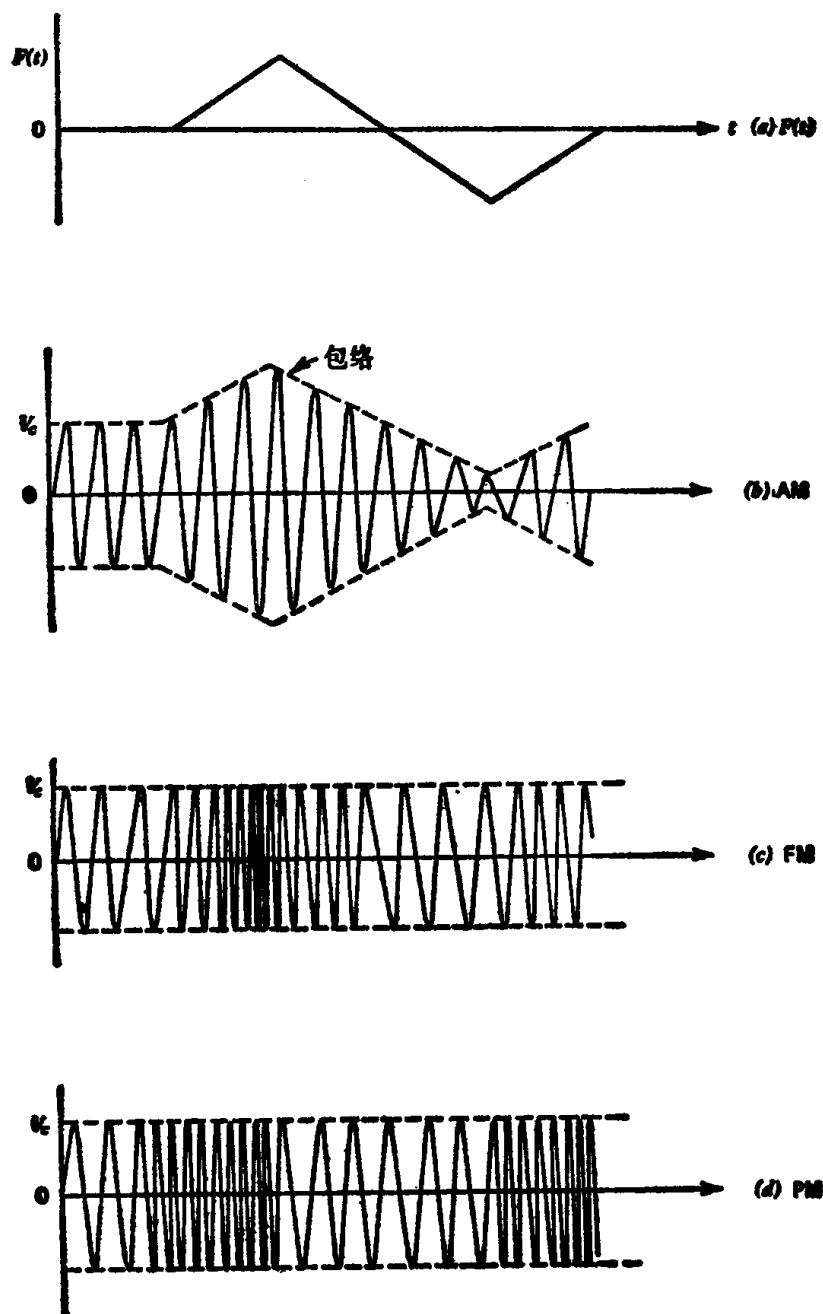


图 1-2 (a) 三角形调制信号和它产生的(b)调幅波、(c) 调频波和(d)调相波

脉冲调制

在脉冲调制系统里，“载波”由脉冲串组成，它的幅度、重复频率或时间间隔均可按类似于上面讨论过的 AM、FM 和 PM 波的方式加以调制。采样定理证明：连续地传送消息信号是不必要的——消息信号完全能够根据它的采样重新产生出来，只要求采样速率至少二倍于信号中的最高频率。因此，对于频带不超过 4 kHz 的信号，用平均重复频率 8 kHz 的调制脉冲串已足够，而且这些脉冲可以有任意短的持续时间(宽度)。

在脉冲编码调制中，每个采样由一组 7 个或更多的脉冲(或脉冲间隔)来代表，这些脉冲代表采样幅度的二进制代码。这种脉码调制系统具有更高的抗噪声能力，它的代价是要有更高

的脉冲重复频率和更大的带宽。

1-4 频分复用与时分复用

用上面各种方法中的任一种所产生的已调脉冲串, 相对说来仍旧是低频的。对于无线电传输来说, 这些脉冲串现在成了调制信号, 然后它本身再去(按 AM、FM 等方式)调制高频载波。

在频分复用(FDM)中, 调制过程把信号移到载波频率附近的某一部分频谱上。因为所用到的频谱部分由载波决定, 若干个不同的信号可以调制若干个不同频率的载波, 因而它们可以全体一起同时传输。接收机可以用选择性滤波器选取所需的信号频带。例如, 在 AM 广播、FM 广播和电视广播以及长距离载波电话系统里就是这样做的。

时分复用(TDM)是另一种方法, 其中若干个信号在同一设施中传输, 让这些信号占有相同的频段, 但在时间上却是分享的。这种方法与脉冲调制系统一起使用。一个给定信号的单个“采样”的持续时间要足够短, 以便使两个采样之间的时间可用来传输其他一些信号。在这样的系统里, 发射机顺序地切换到或换位到每个信号信道, 因而接收系统必须与发射机同步地切换, 以便在最终解调之前分离出各个信号来。

1-5 各种调制系统的比较

这些调制系统中的每一个都有它的优点与缺点。调幅利用最简单的检波器, 并且需要的带宽最窄(特别是如果只传输单边带的话)。然而, 它抗噪声的能力最低, 并且当利用单边带传输时, 发射机和接收机的整个电路都会变得更加复杂。

与调幅相比, 宽带调频发射机整个电路比较简单, 并且具有强得多的抑制噪声与干扰信号的能力。然而, 它所需要的带宽将近为与之相应的 AM 信号带宽的五倍。脉码调制(PCM)在有噪声时能够提供更好的传输, 但它要求电路更复杂, 同时带宽也要增得更宽。究竟选用哪一种具体方法, 取决于通信系统的要求。

第二章 电 噪 声

当我们收看电视时,在弱信号的情况下会看到雪花似的图象,或者当我们收听远地电台时,会听到噼噼啪啪的背景声音,这些都是电噪声的问题。噪声在通信系统中总是存在的,但是在正常工作情况下,信号电平比噪声电平高得多,因此它并不引人注目。只要相应的噪声电平低于信号电平,伴有噪声的弱信号总能够放大。然而,如果噪声电平接近信号电平,放大就没有什么作用了,因为任何放大器将把传来的信号与噪声同时加以放大,并且还会附加上更多的放大器本身的噪声。当来到的信号衰落在噪声之中或者外来的噪声电平上升到淹没掉信号的时候,上述过程在任何接收机中就很明显。

为了简化本章和以后各章中的数学细节,设所需信号是包含传输信息的一个正弦波或者一组正弦波,可以叫做确定的信号。噪声则定义为企图干扰传输信号正常接收的任何外来电干扰。噪声可以包括从不需要的信号源来的那些确定信号和由各种物理现象引起的电压与电流的随机起伏。各种类型的随机噪声有热噪声、散粒噪声、约翰逊(Johnson)噪声以及闪烁噪声。

通信系统设计的目标之一就是要保持平均(或峰值)信号功率与平均噪声功率之比足够大,以便使噪声对系统的性能不产生有害的影响。要做到这一点的技术措施包括:(1)采用大功率发射机和高增益天线,使到达接收机的信号大些;(2)设计放大器和混频器电路,使它们处理信号时引入的附加噪声最少;(3)采用某些调制或编码方法,使得信号容易从噪声中分离出来。在人为噪声源(例如汽车点火器)的场合,还存在第四种方法,即在产生噪声的源头处用滤波、旁路或者重新设计等方法抑制噪声。通常,这四种方法的任何一种都要给予考虑,至于选哪几种混合使用,取决于价格、重量和效率等诸因素。

需要尽可能精确地表征电噪声。但是大多数类型噪声的共同特点是它的不确定性,亦即噪声的确切波形不能预测。电噪声的数量度量是有的,可以在噪声源上接一只电表来度量它的平均值、峰值、整流后的平均值或真均方根值电压(或电流)。对于不同类型的噪声,这些量之间的关系是不同的。这就是说,对一些噪声,平均值可以为零;而对另一些噪声,平均值也可以不为零。真均方根值电压(或电流)可以用来计算传递给电阻性负载的平均噪声功率。正如下面将要说明的那样,所测得的数值取决于噪声源的谱和测量仪器的频率响应。

可以用功率谱密度曲线来给出噪声的频域特性[单位是瓦每赫(W/Hz)]。我们在工作中所遇到的最简单的一种噪声,就是其谱密度在所关心的频率范围内是平坦的一种噪声。具有平坦频谱的噪声的普通一例是热噪声,它与导体中电子的布朗运动有关。玻耳兹曼和马克斯韦均分定律(以及约翰逊与奈奎斯特的分析)都表明:每赫带宽中的可用噪声功率为 $p_n(f) = kT$, 其中 k 是玻耳兹曼常数, T 是噪声源的绝对温度(K)。这个定理从直流到高的微波频率都适用。如果允许带宽趋向无限大,那么热源的可用功率也就可视为无限大。然而,量子力学的结论指出,物理学上的热噪声源,虽然频带极宽,但在任意高的频率上的功率谱跌落到零。

因为热噪声既是无线线路中最常遇到的一类噪声,又是最易分析的,在下面几节中我们

将详细地研究它,而其他各类噪声将用等效的热噪声源来代表。虽然我们把研究的重点放在工作于平均条件下的通信系统设计所需的那些噪声理论方面,噪声理论还有许多部分,例如用系统停机时间得出来的概率分布可以说明不少问题,以及其他一些噪声理论等。有关噪声的更详细的资料可看文献[1~3]。

2-1 电阻和网络中的热噪声

顾名思义,热噪声是由载流子在温度高于绝对零度的任一导体中作不规则运动引起的。这种运动的速度随温度上升而增加,其结果是所产生的电噪声功率密度正比于导体的电阻和它的绝对温度,因此将这种噪声命名为热噪声。因为理论和实验都证明它在高达 10^{13}Hz 量级的频率上具有均匀的谱,它也叫做白噪声(正如白光是由可见光谱的所有颜色组成的一样)。

一只金属膜电阻可以看成是一个热噪声源,它可以用图 2-1 所示的两种噪声等效电路中的任一种来代表。均方噪声电压(V_n^2)和电流(I_n^2)由下面两式表示:

$$V_n^2 = 4 k T R B \quad (2-1)$$

$$I_n^2 = 4 k T G B \quad (2-2)$$

式中, R 是电阻, $G=1/R$ 是电导, T 是电阻的绝对(Kelvin)温度(K), k 是玻耳兹曼常数 ($1.38 \times 10^{-23}\text{J/K}$), B 是观察噪声的带宽,单位 Hz。

在低频工作时,实际电阻还呈现过剩(或过量)电流噪声^[4]。

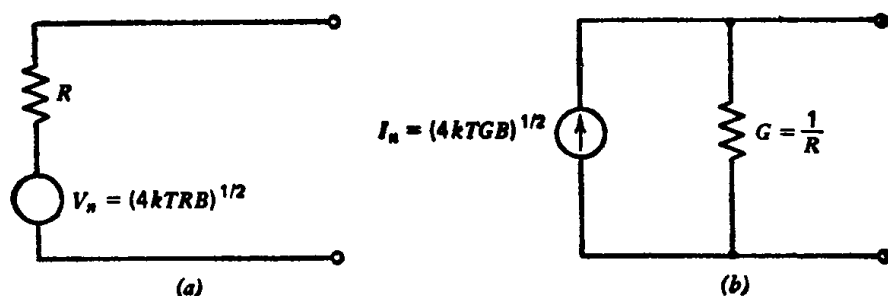


图 2-1 代表电阻中热噪声的等效电路

通过某电路传输的噪声功率正比于该电路的带宽。因此,如要获得最大输出信噪比(SNR),电路带宽决不能大于传输有用信号所需的带宽。

例 2-1.1 计算室温($T=20^\circ\text{C}=293\text{ K}$)下 $100\text{ k}\Omega$ 电阻在 10^6Hz 带宽中产生的均方噪声电压。

$$4 k T = 1.62 \times 10^{-20}$$

$$V_n^2 = 1.62 \times 10^{-20} \times 10^5 \times 10^6 = 16.2 \times 10^{-10} \text{ V}^2$$

均方根噪声电压为 $(V_n^2)^{1/2} = 40.3 \mu\text{V}$

假如这只 $100\text{ k}\Omega$ 电阻位于 1 MHz 带宽的电子电压表的输入电路中,电压表没有增益,则它将不能精确地测量低于 1 mV 的信号。

分析包含一只以上电阻的电路时,可以把它们简化为一只(戴维南)等效电阻,再用式(2-1)求得均方噪声电压。于是,这样一个电路的噪声戴维南等效就是一个具有均方电压的电压源串接一只阻值等于戴维南电阻的理想(无噪声)电阻。这种噪声等效与同一电路的信号戴

维南等效不同, 图 2-2 清楚地说明了这一点, 其中一个信号源通过三只噪声电阻 R_1 、 R_2 与 R_3 激励一只假想的无噪声负载电阻 R_i (代表某个放大器的输入)。用普通的分压法求出负载上的信号电压, 但是噪声电压却是从另一电路求得的, 其中噪声源与电阻网络的戴维南电阻有关, 而与分压比无关。

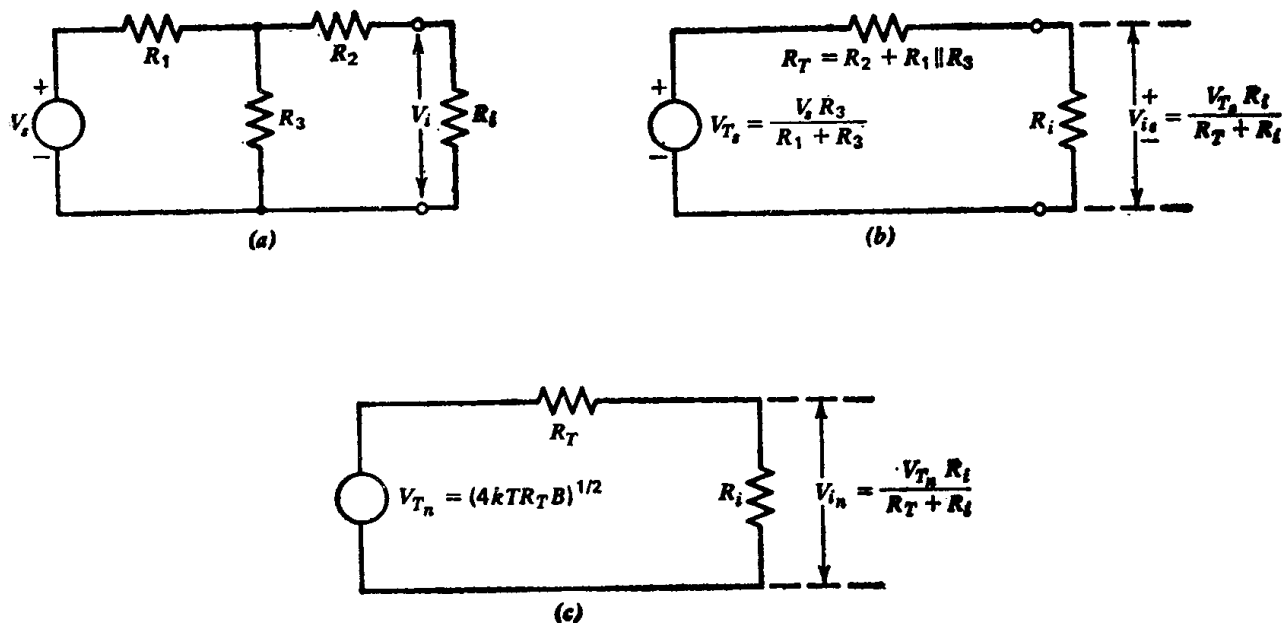


图 2-2 (a)由电压源激励的电阻网络 (b)为信号计算用的戴维南等效电路 (c)为噪声计算用的戴维南等效电路

把网络中的若干只电阻组合起来以获得一只有效噪声电阻的过程, 等效于组合这些电阻本身的若干均方噪声电压以获得一个净均方噪声电压。这符合统计原理, 即: 如果组合两个或两个以上的独立随机过程, 则合成的均方值就是把每个过程的均方值加起来。这样一来, 一组串接电阻的均方噪声电压等于每只电阻上的均方噪声电压之和。

奈奎斯特已经求出一个同时含有多只电阻元件和电抗元件的网络的热噪声输出。在这样一种电路的一个端口上, 均方热噪声电压由下式给出:

$$V_n^2 = kT \int_B R(f) df \quad (2-3)$$

式中, $R(f)$ 是在频率 f 上的输入阻抗的电阻(实数)部分, 积分是在所感兴趣的带宽(B)上进行的。

例 2-1-2 图 2-3 示出一并联 GC 电路。电导中产生的热噪声用一个跨在任一小的频率增量 Δf 上的电流源 $I_n^2(\Delta f) = 4kTG\Delta f$ 来代表。该电路的导纳是

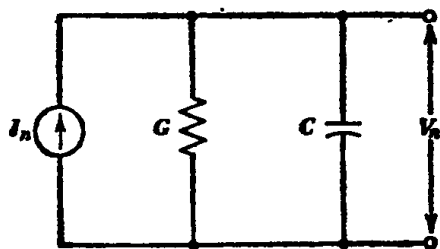


图 2-3 并联 GC 电路

$$Y = G + j\omega C \quad (2-4)$$

根据直观的电路理论, 端口上的均方电压等于

$$V_n^2(\Delta f) = \frac{I_n^2(\Delta f)}{|Y|^2} \quad (2-5)$$

在无限带宽上积分, 求得总的均方噪声电压为

$$V_n^2(\Delta f) = \int_0^\infty \frac{4 k T G d f}{G^2 + (2 \pi f C)^2} \quad (2-6)$$

但是端口的电阻为

$$R(f) = \frac{G}{G^2 + (2 \pi f C)^2} \quad (2-7)$$

为了完成 V_n^2 的计算, 将积分的变量换成 ω 较方便。于是式(2-6)变成

$$V_n^2 = \frac{1}{2 \pi} \int_0^\infty \frac{4 k T G d \omega}{G^2 + (\omega C)^2} = \frac{4 k T}{2 \pi G} \int_0^\infty \frac{d \omega}{1 + (\omega C / G)^2} \quad (2-8)$$

在式(2-8)中代入 RC 电路的半功率点的频率

$$\omega_2 = 2 \pi f_2 = \frac{G}{C} \quad (2-9)$$

得到可以计算的定积分(见习题 2-1·7), 结果如下式:

$$V_n^2 = 4 k T R \times \frac{\pi}{2} f_2 = \frac{k T}{C} \quad (2-10)$$

将式(2-1)与式(2-10)中第一步等式作比较, 可以看到等效噪声带宽等于半功率带宽的 $\pi/2$ 倍。这个结果与 RLC 调谐电路给出的结果[式(2-27)]类似。

2-2 接收天线中的噪声

在一副天线的端头处测得的电阻大约在 70Ω (半波对称振子)到 300Ω (折叠对称振子)。这个阻值主要是“辐射电阻”, 后者是计及天线辐射功率而算出来的。由天线的导体电阻提供的“欧姆电阻”与“辐射电阻”相比, 通常可以忽略不计^①。一副接收天线在它的端头呈现的噪声来自两个源: (1)它的欧姆电阻所产生的热噪声(通常可以忽略); (2)从外部的源接收到的噪声(任何一个温度高于 0 K [绝对零度]的物体都辐射噪声能量)。把接收到的噪声表示成为好像它是由一只虚构的电阻所产生的热噪声那样, 此虚构的电阻等于辐射电阻, 而温度为 T_A , 这个 T_A 是计及实际测到的噪声而算出的, T_A 叫做天线的噪声温度。

例 2-2·1 假设一副 200Ω 天线在其端头上呈现均方根噪声电压 $0.1 \mu\text{V}$, 在 $B = 10^4 \text{ Hz}$ 带宽上测得这个电压, 利用式(2-1), 有

$$V^2 = 4 k T_A R B$$

$$\text{或} \quad T_A = \frac{V^2}{4 k R B} = \frac{10^{-14}}{4 \times 1.38 \times 10^{-23} \times 200 \times 10^4} = 90.6 \text{ K}$$

因此, 天线端头处的噪声等效为一只 200Ω 电阻在 90.6 K 温度的热噪声。后面我们将说明接收系统其他部分的噪声也可以用等效噪声温度来表征, 以便简化接收机输出端信噪比的计算。

2-3 二极管、晶体管和场效应管中的噪声

因为电阻器和天线是二端器件, 不难用噪声温度或等效噪声电阻来描述它们的噪声特性。

^① 低频天线例外。在这些天线中, 天线尺寸只是波长的很小一部分, 这时欧姆电阻可能是主要的。