

# 第1章 射频滤波器——无线通信网络系统概论

本章旨在概述通信系统，尤其是系统中通信信道与其他要素之间的关系，从而为读者提供充分的背景信息，理解通信系统中射频滤波器的关键作用及指标要求。本章大部分内容源于文献[1~8]。

本章分为三部分。第一部分介绍了通信系统的简单模型，无线频谱及其应用，信息论的概念和系统链路预算。第二部分描述了通信信道中的噪声和干扰环境，信道的非理想幅度与相位特性，调制解调方案的选取，以及这些参数如何影响分配带宽的有效使用。第三部分探讨了系统设计对微波滤波器网络需求的影响，以及卫星和蜂窝通信系统中微波滤波器网络的指标要求。

## 第一部分 通信系统、无线频谱及信息论

### 1.1 通信系统模型

通信是指在物理上分离的两点之间传递信息的过程。在远古时期，人们通过各种方式实现远距离通信，比如烟雾信号、击鼓、信鸽和快马传书等。所有这些方式在远距离信息传递中都非常慢，而电的发明改变了这一切。利用电子在电线中的传播，或者电磁波在真空/光纤中的传播，通信几乎瞬时实现，仅受光速——这一人类目前无法超越的速度的限制。

在最高层模型(或简单模型)中，通信由信息源、发射机、通信媒质(或信道)、接收机及信息目的地(信宿)组成，如图1.1所示。20世纪80年代以前，大多数信息都以模拟方式通信，称为模拟通信。现在，大多数信息以数字方式通信，称为数字通信。对于模拟信息，通常也是先将其转换为数字信号进行传输，到目的地后再还原为模拟信号。

所有通信系统都需要是线性的。由于线性系统满足叠加原理，任意一些独立信号通过公用媒质进行发送和接收时，仅受到可用带宽和一定功率电平的限制。但是，通信系统中并不需要所有器件都是线性的，只需整个系统在指定带宽范围内是线性的，而带宽外一定程度上的非线性是可接受的。实际上，非线性是所有有源器件的固有特征，在频率合成、调制、解调及信号放大过程中是必不可少的。这种非线性

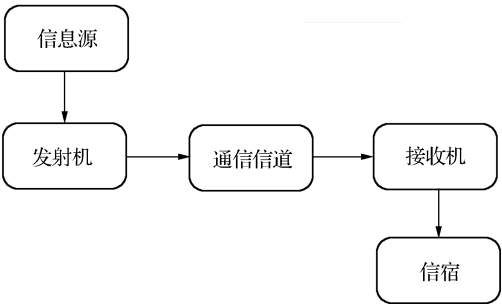


图 1.1 通信系统的简单模型

性可以人为控制，适合于特殊场合应用。对于远距离网络的视距( Line-Of-Sight, LOS) 系统或卫星系统等宽带无线通信系统来说，频谱划分为多个射频信道，通常将这样的系统称为转发器。在每个射频信道内，由于系统需求不同，会存在多个射频载波。在多用户环境中，频谱的信道化提高了通信话务量的灵活性。另外，高功率放大器( High Power Amplifier,

HPA)只需要放大一个载波或有限的信号带宽,所以它能以相对较高的效率运行,并最大程度减少了非线性失真。

无论采用哪种通信方式,显然发射信号经过通信信道的过程是一个严格意义上的模拟过程。通信信道是非理想化的有耗传输媒质,使接收机接收到的信号性能出现恶化。比如,接收机的热噪声、信号失真(在信道中,非理想化的发射机和接收机造成的失真)、多径干扰及系统的其他干扰信号。

### 1.1.1 通信系统的组成

本节将详细介绍图 1.2 所示的模拟通信系统和数字通信系统的组成。

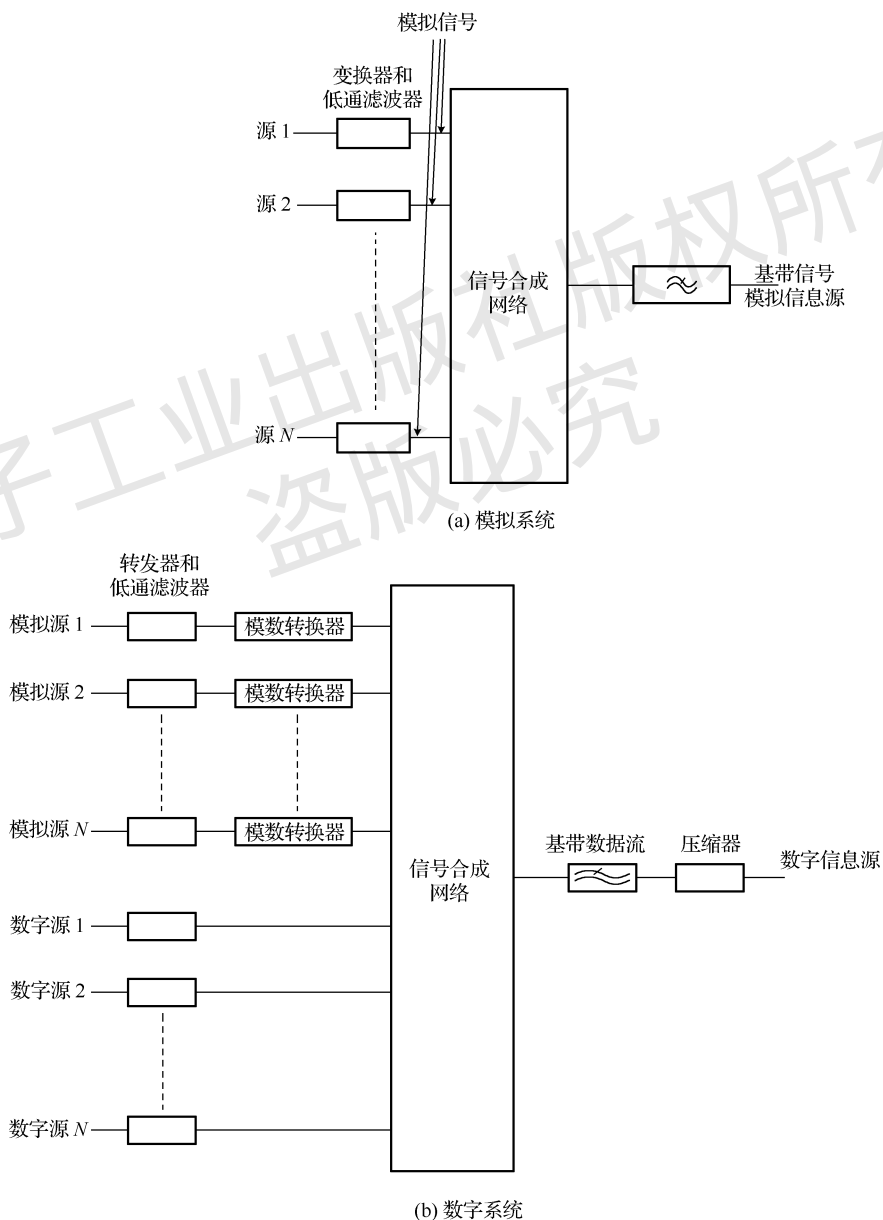


图 1.2 信息源

### 1.1.1.1 信息源

信息源由大量独立信号组成,这些信号经过某种方式合成,在通信媒质中传输。合成后的信号称为基带信号。图1.2中的变换器将单个信息源的能量(声能或电能)转换为适合传输的电信号。对于模拟系统,所有的独立信号及合成后的基带信号均是模拟形式的,如图1.2(a)所示。

对于数字系统,基带信号是数字化的数据流,而合成为基带信号之前的单个信号既可以是数字形式的,也可以是模拟形式的。因此,单个模拟信号需要通过模数转换器(A/D)转换成相应的数字信号。数字系统中信息源的另一个特性是使用数据压缩技术,以节省带宽。压缩器去除数据中的冗余信息及其他特性,从而降低了需要发射的数据量,同时又确保信息可以恢复。数字通信系统的信息源如图1.2(b)所示。

### 1.1.1.2 发射机

发射机结构如图1.3所示,各组成部分的功能如下:

- 编码器。在数字系统中,编码器将纠错数据置入基带信息流,即使接收信号在经过信道后存在严重的恶化,数字信息仍然可以恢复。
- 调制器。用于携带信息的信号的发射路径和接收路径之间,将基带信号变换到较高的中等载波频率(Intermediate carrier Frequency, IF, 简称为中频)。在调制器中,中频的使用简化了信号处理滤波电路。调制器可以改变信号频率,占用带宽,或者从实质上改变信号的形式,从而更适合在通信媒质中有效传输。
- 上变频器。又称为混频器,将已调制的中频载波频率变换到指定的射频(Radio Frequency, RF)频率的微波范围,实现射频传输。
- 射频放大器。用于放大射频信号。射频功率对射频信道的通信容量有直接影响。
- 射频多工器。将若干射频信道的功率合路成一个宽带射频信号,并通过公用天线传输。
- 发射天线。向空间发送射频功率信号,发射方向指向接收机。

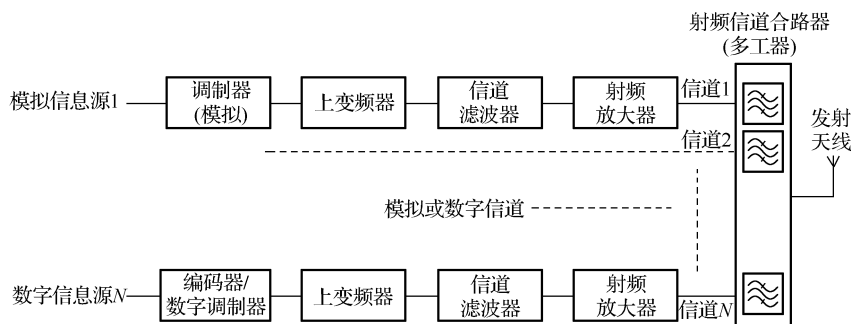


图 1.3 发射机框图

### 1.1.1.3 通信信道

对于无线系统来说,通信信道是自由空间。因此,空间特性(包括大气层)对于系统设计起着至关重要的作用。

### 1.1.1.4 接收机

接收机的结构如图1.4所示,各组成部分的功能如下:

- 接收天线。指向发射天线, 获取射频信号, 传输至低噪声放大器 (Low-Noise Amplifier, LNA)。
- 低噪声放大器。在引入最小噪声的前提下, 放大接收到的微弱信号。
- 下变频器。提供频率转换功能, 与发射机链路中的作用类似。下变频器将上行频率转换为下行频率。
- 解调器。从射频载波中提取基带信号, 这与调制器的过程正好相反。
- 解码器。找出之前置入信息流的纠错数据, 并使用这些数据纠正数字解调器在恢复数据过程中出现的错误。

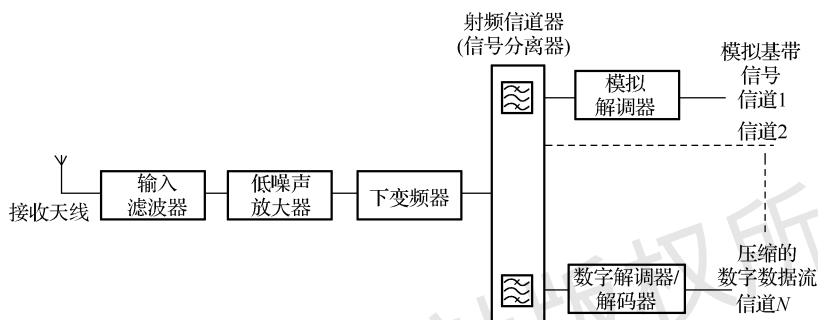


图 1.4 接收机框图

#### 1.1.1.5 信宿

信宿的功能正好与信息源相反。在数字系统中, 使用扩展器实现压缩器的反向操作, 从而恢复数据, 如图 1.5 所示。

由于通信系统的安装成本很高, 其商业可行性在很大程度上取决于共享传输媒质容纳的用户数量。因此, 信息源通常由大量信号组成, 占用有限的频率范围。频率范围的宽度称为系统的带宽。

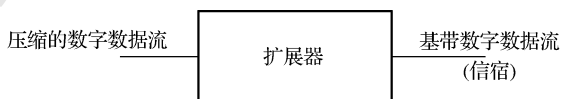


图 1.5 数字系统的信宿

这样就引出了一些关键问题。通信系统的可用带宽是否存在限制? 选定了传输媒质之后, 在可用带宽下信息传递的限制是什么? 通信系统中与成本息息相关的参数有哪些?

## 1.2 无线频谱及其应用

要理解通信系统可用带宽的限制, 有必要先了解无线频谱及其应用<sup>[4]</sup>。

电磁波覆盖极宽的频谱, 从每秒几个周期到高达每秒  $10^{23}$  个周期 (伽马射线)。无线频谱是电磁波频谱的一部分, 电波从空间中某一点有效辐射并在另一点接收。无线频谱包括 9 kHz ~ 400 GHz 范围的所有频率, 大多数商用频段集中在 100 kHz ~ 44 GHz, 而一些实验系统的频率甚至高达 100 GHz。另一方面, 这些频率信号也可以通过电线、同轴电缆和光纤实现远距离传输。一旦采用上述有线方式来传输这些频率信号, 且这些信号并不用于发射, 就不再将其视为无线频谱的一部分。由于技术上的限制, 同时出于管理方面的考虑, 一个通信系统仅允许占用一部分无线频谱。国家机构和国际机构将无线频谱划分为更小的频率“段”, 其中每段仅允

许有限类型的运营。此外,各个频段均为管制商品,通常需要缴纳牌照费才能使用。因此,已分配频谱的最大化利用成为极大的驱动力。

### 1.2.1 微波频率下的无线传播

在自由空间通信媒质中,存在许多造成能量损耗的因素。其中最主要的因素是大气层中的降雨和氧气的存在。大气层中信号衰减与频率的关系如图 1.6 所示。无线电能量被雨滴吸收和耗散,在其波长和雨滴大小接近的情况下,这一影响愈加显著。因此,降雨和水蒸气会在较高的微波频率造成强烈的衰减效应。水蒸气造成的第一个吸收带峰值约为 22 GHz,氧气造成的第一个吸收带峰值约为 60 GHz。

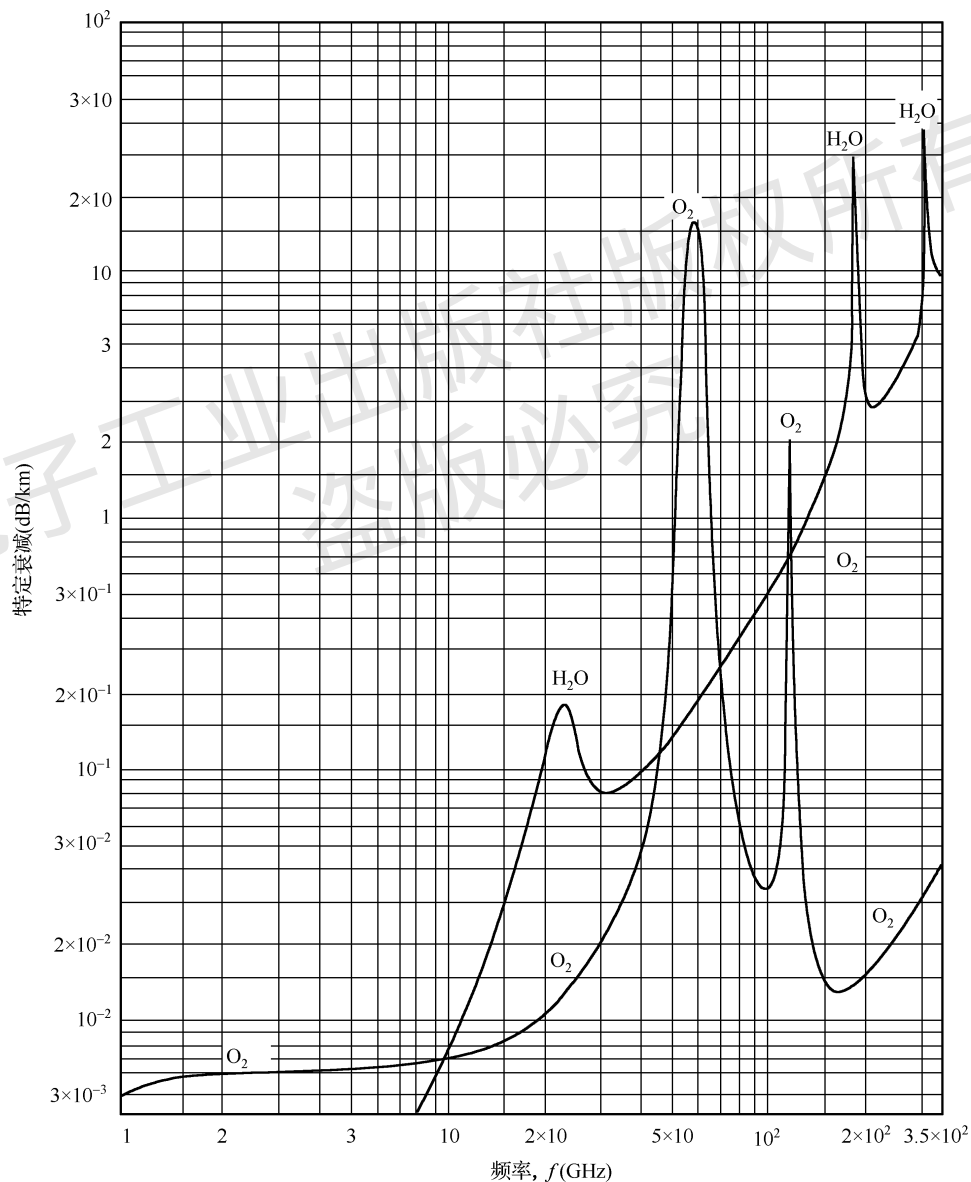


图 1.6 大气层中信号损耗与频率的关系(摘自 CCIR Rep. 719-3, Vol. V Annex, 1990)

对于固定视距陆地微波无线链路来说,多径衰落是信号损耗的另一个主要原因。衰落是由于地球表面几十千米处大气折射率的变化引起的。折射率的梯度变化令射线弯曲,且经过地面或其他层的折射后,与直接射线合并,导致相干干扰。

移动通信给信号传播带来了新问题。除了满足全方位覆盖和终端用户移动性的需求,通信系统还必须解决信号经高楼、树木、山谷及城市环境中其他大型物体折射后产生的非视距和多径问题。此外,移动业务的覆盖区域还包括室内。同时,移动会产生多普勒频移效应,即接收信号频率发生变化,使问题更加复杂。

通过上述分析,显而易见,由于城市环境中的降雨和其他大气层效应带来的多径问题影响,严重限制了频谱在商用通信方面的应用。

### 1.2.2 作为自然资源的无线频谱

与其他任一通信系统不同,无线频谱是独特的自然资源,完全可以再生,永远不会耗尽,且无处不在。同时,无线频谱的应用也是受限的。这主要是由于无线频谱的容量有限,如果超出其容量限制则将产生干扰,使系统失效。因此,政府机构以遵守使用规则为条件,授予用户无线频谱的使用特权。由于射频信号经常跨越边境线,两国分配的无线电频率将产生干扰,因此国家之间必须合作,协调各国的频率分配。由于通信对所有国家来说都极其重要,因此需要设立国家和国际性机构来管理射频频谱的分配与使用。

国际电信联盟(International Telecommunication Union, ITU)是个联合国机构,是确定世界无线频谱分配的国际组织。国际电信联盟组织召开世界无线电行政大会(World Administrative Radio Conferences, WARC),与会的国际电信联盟成员国就不同国家的提议达成一致,从而实现无线频谱的分配。由于这些会议要求针对决策达成一致意见,导致会议过程异常冗长,而且往往延期。一旦意见达成一致,国际电信联盟就会发布频率分配表,即“无线电规则”。各个国家根据无线电规则表详细制定本国的频率分配计划。此外还有一些咨询委员会,如国际电信联盟的国际无线电咨询委员会(International Radio Consultative Committee, CCIR),专门研究并推荐互通性标准和指导方针,并针对各业务之间的干扰进行控制。在国家内部,大多数国家都有自己的政府机构,例如美国的联邦通信委员会(Federal Communications Commission, FCC),管理所有非联邦政府使用的无线频谱。此外,还有其他一些机构控制着政府和军用频率的分配。

下面列出大多数国家的管理者在分配无线频谱时的优先考虑事项:

- 军用;
- 公共安全,如航空/海事应急通信、公安机关、消防及其他应急服务;
- 国家电信公司的电话业务;
- 广播和电视;
- 私人用户(移动系统和其他业务等)。

鉴于修订程序、优先度、国家政策等因素之间的复杂关系,一旦一项业务确立并使用特定频段的频谱,就很少再做改变。履行义务将产生巨大利益,但是往往在无线频谱有效利用的同时带来干扰。为了确保频率分配和频谱使用,使无线频谱这种自然资源在最大程度上实现有效利用,涌现出大量分布广泛的无线通信和业务。但是,这也给国家与国际管理实体及原始设备制造商(Original Equipment Manufacture, OEM)带来了巨大压力。

### 1.3 信息论的概念

在给定的传输媒质中,信息传递的限制是什么?信息论概念提出者克劳德·香农<sup>[9]</sup>,基于其开创性的工作给出了最基本的答案。

1948年,贝尔实验室的香农指出:“信号携带信息,则必然发生变化;传送信息,则必须解决信号的不确定性。”

也就是说,所有信息的测量值是个概率问题。香农规定了代表一个信息单位的两条等概率消息输出的不确定性,他采用了二进制或比特作为测度,并指出系统的信息容量基本上只受几个参数的限制。尤其是,他证明了信道最大信息容量 $C$ 受到信道带宽 $B$ 和信道中信噪比 $(S/N)$ 的限制,如下所示:

$$C = B \log_M \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad \text{信息量/秒} \quad (1.1)$$

其中 $M$ 为源信息可能存在的消息状态数。在这个公式中, $S/N$ 定义为解调器输入端的信号条件,其中 $S$ 为信号功率(单位为W), $N$ 是在信道带宽中均匀分布的高斯白噪声的平均功率(单位为W)。在模拟通信中, $M$ 很难定义;但是在数字通信中,由于采用二进制数据( $M=2$ ),信息容量的限制条件给定为

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad \text{信息量/秒} \quad (1.2)$$

对于数字通信来说,其容量是根据编码之前压缩器的输出端测量得到的信息比特流,而不是根据想象中数据源端的信息定义的。 $B$ 和 $S/N$ 定义在信道内接收机的输入端。

注意,信息并非由数据源定义的,因为“数据”和“信息”之间存在显著差异。

数据是源的原始输出。例如,数字化音频、数字化视频或文本文档中文本字符的顺序。

信息是原始数据的主要内容。此内容往往比表示原始输出的数据少得多。

以音频数字转换器为例,它必须对模拟音源连续抽样并输出,即使谈话者在词句之间停顿时也是如此。类似地,在视频信号中,大多数帧与帧之间的图像变化极小。在文本文档中,一些字符或单词重复的概率比其他字符或单词高得多,但是在数据源中仍会使用同样数量的比特来代表各个字符或单词。

数字压缩技术拓宽了对数据源类型特性的认识。当数据由一种表现形式映射到另一种表现形式时,减少数字比特量仍可以保证重要信息得到传输。本书不打算详解其中的细节。但是,数据传输之前能够大幅度减少原始数据量而不会丢失有用信息,或丢失很少的有用信息,认识到这一点非常重要。例如,现代数字电视使用MPEG2压缩技术,其源数据与原始数字视频相比,平均数据传输率至少降低了一个数量级。毫无疑问,数字压缩技术在最近几十年来吸引了许多研究机构的兴趣,并获得了持续的进步。

香农的信息定理也证明了,只要信息传输率 $R < C$ ,便有可能将传输错误限制在一个任意小的值内。数字通信中解决这一限制的技术称为编码,是近几十年来又一个广受关注的研究领域。当前的技术可以达到距香农极限零点几分贝以内。香农理论指出,当 $R < C$ 时,噪声条件下仍可以实现无差错传输。而高斯噪声作用的结果却令人吃惊,这是由于高斯噪声的概率密度可以扩展到无穷大。

尽管受限于高斯信道,但这个理论仍然非常重要,因为:(1)物理系统中出现的信道一般为高斯信道;(2)高斯信道带来的结果常常是提供系统性能的下限,表明高斯信道的误码率最高。因此,如果将高斯信道环境中经过特定的编码和解码后产生的误码率记为  $P_e$ ,那么非高斯信道环境中采用其他编码和解码技术得出的误码率与  $P_e$  相比,相对较低。针对许多非高斯信道也可以推导出类似的信道容量公式。

香农的信息定理表明,无噪声高斯信道( $S/N = \infty$ )具有无穷大容量,与其带宽无关。但是当带宽变得无穷大时,信道容量并不会变得无穷大,这是因为噪声功率随带宽增加而变大。因此,在信号功率固定且出现高斯白噪声的情况下,信道容量随着带宽增加而趋于上限。令式(1.2)中的  $N = \eta B$ , 其中  $\eta$  为噪声密度(单位为 W/Hz), 可得

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{\eta B} \right) = \frac{S}{\eta} \log_2 \left( 1 + \frac{S}{\eta B} \right)^{\eta B/S} \quad (1.3)$$

和

$$\lim_{B \rightarrow \infty} C \approx \frac{S}{\eta} \log_2 e = 1.44 \frac{S}{\eta} \quad (1.4)$$

显然,在一个容量指定的系统中,无论使用的带宽是多少,接收信号都位于绝对功率的下限。在容量给定的情况下,有

$$S \geq \frac{C\eta}{1.44} \quad (1.5)$$

根据式(1.2),一旦超出最低接收信号功率,就可以在带宽与信噪比之间进行折中,反之亦然。例如,如果  $S/N = 7$ ,  $B = 4$  kHz, 则可得  $C = 12 \times 10^3$  bps。如果信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)增加至  $S/N = 15$  且  $B$  减少至 3 kHz, 则信道容量仍保持不变。由于 3 kHz 带宽时的噪声功率只有 4 kHz 带宽时噪声功率的 3/4, 因此信号功率必须增加  $\frac{3}{4} \times \frac{15}{7} \approx 1.6$  倍。所以,若带宽减少 25%, 则需要信号功率增加 60%。

一旦确定了无线频谱的基本参数和信道带宽,接下来的问题是:通信系统中有哪些参数是成本敏感参数? 由这个问题引出了对通信信道和系统链路参数的评估。

## 1.4 通信信道与链路预算

一个信道的通信容量受限于信道中的信号功率  $S$ 、带宽  $B$  及噪声功率  $N$ 。这些参数及其之间的关系将在随后的章节中说明。

### 1.4.1 通信链路中的信号功率

无线通信系统需要以射频的方式在空间传输信号。射频信号通过地球的大气层,然后被接收机接收。信号传播的方向既可以是用于陆地固定通信系统或移动通信系统的水平方向,也可以是用于卫星系统的垂直方向。通信系统中接收到的信号功率主要由以下 4 方面决定:

- 发射机发射的射频功率信号;
- 由发射天线的增益定义,以自由空间波方式传输并指向接收机的部分发射功率信号;
- 通信媒质中的能量损耗,包括能量因球面扩散而造成的损耗;
- 由接收天线的增益定义,接收机接收到的部分自由空间射频信号转换成的能量。



### 1.4.1.1 射频功率

对于给定的分配带宽和指定的噪声电平来说,通信容量取决于无线传输中资用功率的控制。初看起来,通过增加射频功率的方式可以任意增加信道容量。但是这种方法存在两个问题:(1)产生射频功率的代价太昂贵,是成本敏感参数;(2)大量射频功率在无线传输过程中发生了损耗,使功率成为无线系统中成本最高的部分。由于这些问题,有必要研究无线系统中功率传输的基本限制。

### 1.4.2 发射天线与接收天线

天线通过传输线向空间发射电磁能量,同时也通过传输线从空间接收电磁能量。天线是线性的互易元件,因此在发射和接收过程中天线的特性也是相同的。互易定理对所有特性的天线都成立。物理天线(反射面类型)由反射平面与辐射或吸收馈送网络组成。反射面用于在指定的方向聚集能量,馈送元件在发射系统中将电流转换成电磁波,在接收系统中将电磁波转换成电流。典型的抛物面微波天线如图1.7所示,发射天线将能量向接收站或特定地理区域集中发射。对于接收天线来说,天线孔径收集功率,并将其聚集到接收系统的输入馈送元件。此处描述的天线的基本特性可以广泛应用于各种频段。

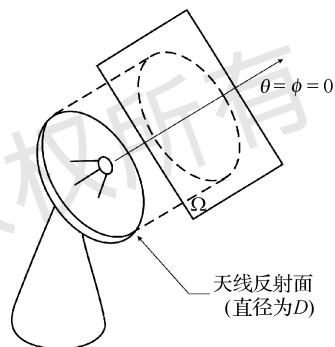


图 1.7 抛物面天线

#### 1.4.2.1 天线增益

天线的增益是以全向天线来定义的。一个全向发射天线等效于一个点源,向各个方向辐射均匀球面波,如图1.8(a)所示。如果点源辐射出的功率为 $p_0$ (单位为W),则在距离点源 $r$ 处均匀分布的功率通量密度为 $p_0/4\pi r^2$ (单位为 $W/m^2$ )。假设功率源位于天线的输入端,其辐射功率在周围空间的任意 $(\theta, \phi)$ 方向上与 $p_0/4\pi$ 成正比。一个定向天线的辐射功率 $p(\theta, \phi)$ 在 $(\theta, \phi)$ 方向上的功率如图1.8(b)所示。考虑到各向同性源,定向天线的增益为

$$g(\theta, \phi) = \frac{p(\theta, \phi)}{(p_0/4\pi)} \quad (1.6a)$$

增益随着 $\theta$ 和 $\phi$ 的取值而变化,其最大值取决于 $(\theta, \phi)$ 包络的最大功率。天线增益 $g$ 通常用分贝的形式表示为

$$G = 10 \lg g \quad \text{dBi 或 dB} \quad (1.6b)$$

注意,该定义独立于天线的物理属性,仅与天线的辐射方向图有关。对于大多数采用均匀抛物面天线的系统来说,最大增益发生在天线的视轴上,其中 $\phi = \theta = 0$ 。

#### 1.4.2.2 有效孔径和天线增益

物理天线需要设计成在目标方向上以最小的损耗辐射和捕获能量,而在目标区域外允许能量逸出。天线的有效孔径 $A_e$ 定义为天线在目标 $\theta$ 和 $\phi$ 方向捕获和辐射能量的等效物理区域,其公式为

$$A_e = \eta A \quad (1.7)$$

其中 $\eta$ 为天线的效率( $\eta < 1$ ), $A$ 为用于辐射和捕获能量的物理孔径。有效孔径代表最大增益情况下波束方向的投射区域,其中包括因损耗和结构的不一致,以及孔径照度的非均匀性引起

的恶化。如果理想天线的能量传播是均匀的,则  $A_e$  与实际投射区域  $A$  相等,  $\eta = 1$ 。在实际应用中,  $\eta$  的取值通常在 0.5 ~ 0.8 范围内变化。

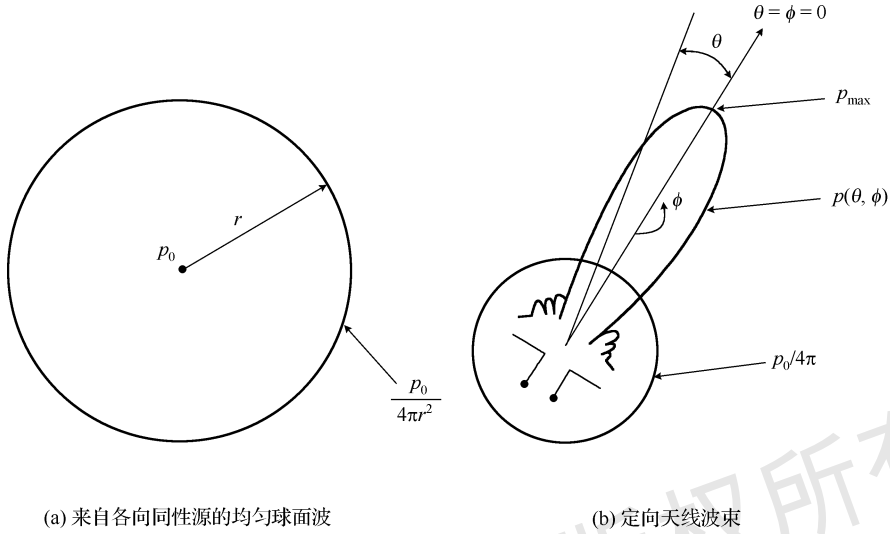


图 1.8 发射天线的辐射功率

接下来的问题是如何确定有效孔径在给定频段内能够聚集到的功率能量。这个问题的推导非常复杂,但结果却简单明了。根据天线理论<sup>[10]</sup>,天线增益与有效孔径之间的关系是

$$g = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (1.8)$$

其中  $\lambda$  为射频频率的波长。上式表明,天线的增益取决于其有效孔径与工作频率。对于给定孔径尺寸的天线来说,频率越高,天线增益越大。这种关系表明,给定尺寸的孔径可实现的增益存在固有局限性。此外,由于高频天线孔径的表面需要  $\lambda$  精确到很小的范围内,使得其制造成本极高。另一个有用的公式可根据天线聚集功率的立体角  $\Omega$  推导得到。根据式(1.8)可得

$$\Omega = \frac{\lambda^2}{A_e} \text{ rad}^2 \quad \text{且} \quad g = \frac{4\pi}{\Omega} \quad (1.9)$$

在卫星通信系统中,一旦天线的轨迹被指定(覆盖区域被划定),卫星覆盖这块区域的立体角也就固定下来了,这说明天线增益(及孔径尺寸)是由覆盖区域决定的。换句话说,决定卫星可实现增益极限的是天线的覆盖区域,而非天线的设计或物理结构。这种关系还表明,为了实现高方向性,即立体角较小,孔径尺寸必须远大于工作波长。在微波频段,相对较高增益的物理孔径是比较容易实现的。对于这种天线来说,辐射区域与不处于发射方向的邻近物体不会产生强烈的相互干扰。因此,通常在兆赫范围(调幅、调频和电视广播)的设计中至关重要的地面效应,在 1 GHz 以上频率中可以忽略。

#### 1.4.2.3 功率通量密度

电磁能量的辐射遵循基本平方反比法则。因此,辐射距离为  $r$  的全向天线的能量均匀分布在球面  $4\pi r^2$  上,如图 1.8(a)所示。注意,能量大小与辐射频率无关。每个单位面积上接收到的功率为  $p_0/4\pi r^2$ ,其中  $p_0$  为各向同性源输入的总功率。这个值用功率通量密度(power flux density, pfd)定义为

$$\text{pfd} = \frac{p_0}{4\pi r^2} \quad \text{W/m}^2 \quad (1.10)$$

#### 1.4.2.4 通信系统中天线发射和接收的功率

假设功率在理想信道中通过无线传输进行发射和接收。定义  $p_T$  为发射机功率(单位为 W),  $g_T$  为发射天线增益,  $g_R$  为接收天线增益,  $A_{eT}$  和  $A_{eR}$  为发射天线和接收天线的有效孔径(单位为 m),  $r$  为发射机和接收机之间的距离(单位为 m), 则传输功率为  $p_T g_T$  (单位为 W)。在目标方向上, 距离为  $r$  时的功率通量密度为

$$\text{pfd} = \frac{p_T g_T}{4\pi r^2} \quad \text{W/m}^2 \quad (1.11a)$$

$p_T$  和  $g_T$  的乘积称为等效全向辐射功率(Equivalent Isotropic Radiated Power, EIRP), 是链路计算中的重要因子。pfd 代表理想天线以  $1 \text{ m}^2$  孔径截获的接收功率, 用分贝形式表示为

$$\text{PFD} = P_T + G_T - 10 \lg 4\pi r^2 = \text{EIRP} - 10 \lg 4\pi r^2 \quad \text{dBW/m}^2 \quad (1.11b)$$

其中,  $P_T = 10 \lg p_T$ ,  $G_T = 10 \lg g_T$ ,  $\text{PFD} = 10 \lg(\text{pfd})$ 。这个公式表明, 在无线传输中, 以  $10 \lg 4\pi r^2$  形式表示的很大一部分发射能量在接收端损耗掉了。同样, 这个损耗与频率无关, 当公式使用发射和接收天线的增益形式表示时, 这一点往往被忽视。为了说明这一点, 式(1.11)可用距离为  $r$  时接收到的功率  $p_r$  表示如下:

$$p_r = (\text{pfd})_t \times A_{eR} = \frac{p_T g_T}{4\pi r^2} g_R \frac{\lambda^2}{4\pi} = p_T g_T g_R \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \quad \text{W} \quad (1.12a)$$

用分贝表示为

$$P_R = P_T + G_T + G_R - 20 \lg \frac{4\pi r}{\lambda} \quad \text{dBW} \quad (1.12b)$$

此式表明接收功率包含与频率和距离相关的项。这种相关性源于接收天线需要将接收能量聚集到一个点源。换句话说,  $20 \lg(4\pi r/\lambda)$  通常指距离损耗, 代表两个全向天线之间在特定距离和特定频率的功率损耗。如果考虑以一个点源的形式辐射射频能量, 那么能量分布服从经典的平方反比法则, 而与频率无关, 如式(1.11)所示。式(1.11)或式(1.12)都可以用于链路计算。

**例 1.1** 在一个微波中继传输链路中, 中继站之间距离 50 km。它们都装有 10 W 的高功率放大器和 30 dB 增益的天线。假设传输线和滤波器损耗为 2 dB, (1) 计算发射机的等效全向辐射功率(EIRP)和接收天线的功率通量密度(PFD); (2) 给定天线效率 0.8, 计算圆形抛物面天线直径, 要求在 4 GHz 频带内实现 30 dB 增益。

**解:**

$$1. \text{EIRP} = 10 \text{ dBW} + (-2 \text{ dB}) + 30 \text{ dB}$$

$$= 38 \text{ dBW}$$

$$\text{PFD} = \text{EIRP} - 10 \lg 4\pi r^2$$

$$= 38 - 105$$

$$= -67 \text{ dBW/m}^2 \text{ (或 } 200 \text{ nW/m}^2 \text{)}$$

因此, 在距离发射机 50 km 处, 每平方米的孔径截获发射天线输出的射频功率为 200 nW。

2. 推导出孔径及其特定天线增益之间的关系为

$$A = \frac{G}{\eta} \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad \text{m}^2$$

虽然功率通量密度保持不变,但是孔径接收的信号功率取决于射频信号的频率。对于直径为  $D$  的圆抛物面天线,孔径面积  $A = (\pi/4) \times D^2$ 。将天线增益表示为分贝形式,直径单位为 m,则可得

$$G = 20 \lg D + 20 \lg f_{\text{MHz}} + 10 \lg \eta - 39.6 \quad \text{dB}$$

对于  $f = 4000 \text{ MHz}$ ,  $G = 30 \text{ dB}$ ,  $\eta = 0.55$ , 可计算出  $D = 1 \text{ m}$ 。

## 第二部分 通信信道中的噪声

### 1.5 通信系统中的噪声

广义上的噪声包括通信电路中的任何无用信号。噪声代表通信系统传输容量的基本限制,同时噪声也是 ITU 和国家无线电管理机构的研究重点。无线电管理的关键问题是制定指标,规定现有系统和新建系统的辐射级别。在多系统环境中,针对通信系统之间干扰的管控非常重要。如果不采取限制,则几乎不可能设计出一个可靠的通信系统。通常来说,管理机构在制定目的地理区域内的频谱分配及允许的辐射级别的同时,还给存在竞争的业务和系统提出了如何抗干扰的指导方针。通信系统以外的噪声源包括:

1. 宇宙辐射,包括来自太阳的辐射;
2. 人为(由人类造成的)噪声,如电力线、电子机械、消费电子及其他地面噪声源;
3. 来自其他通信系统的干扰。

对于宇宙噪声来说,几乎没有任何办法避免,只能确保在系统设计时多加考虑。通常,人为噪声发生在低频率,对于工作在 1 GHz 以上的通信系统根本不是问题,而来自其他通信系统的干扰将受到 ITU 和国家无线电管理机构的严格控制。通常需要控制的包括发射机功率、天线辐射方向图,以及分配频谱之外的频率分量的产生和抑制。管理条例确保无用辐射源保持在极低的水平,并远远低于通信系统设计中自身的噪声。通信系统中的主要噪声源包括:

- 来自邻近同极化信道的干扰;
- 来自邻近交叉极化信道的干扰;
- 多路径干扰;
- 热噪声;
- 互调(InterModulation, IM)噪声;
- 由于非理想信道造成的噪声。

下面将具体分析各种噪声源。

#### 1.5.1 邻近同极化信道干扰

所有通信系统的共同点是频谱信道化。信道化能提高多业务需求的灵活性,同时使系统通信容量最大化。后面的章节将详细介绍远距离传输采用的调制方案。最常用的调制方案是频率调制(Frequency Modulation, FM, 简称为调频)。调频的一个特性是边带的幅度特性以渐降的方式,直至趋于无穷大。因此,就不会有能量泄漏到邻近信道而导致失真。在某种程度上讲,使用信道滤波器可以控制能量的泄漏,从而突出了通信系统中滤波器网络的重要性。邻近信道干扰如图 1.9 所示。

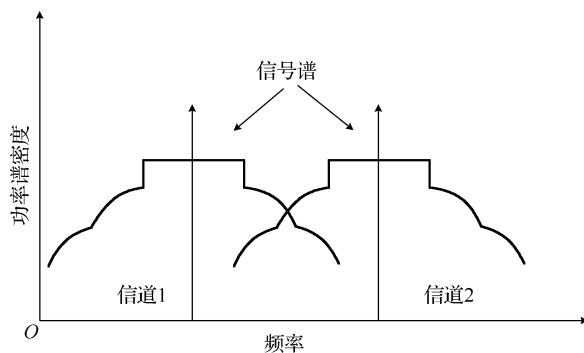


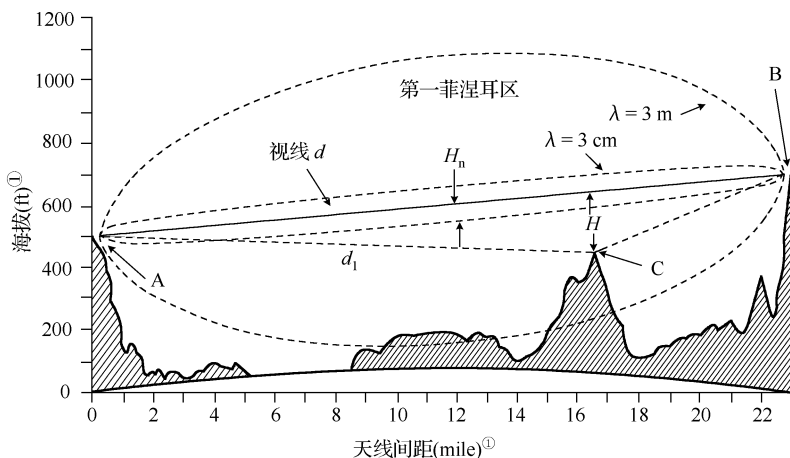
图 1.9 邻道干扰

### 1.5.2 邻近交叉极化信道干扰

电磁辐射的一个基本特点是允许能量在指定方向上以极化的形式传播。在通信系统中，天线波束的正交极化充分利用了这一特性。它允许频率重复使用，从而扩展一倍的可用带宽。极化可以是线性的或全向的。在实际应用中，对于天线网络的最主要的限制是交叉极化隔离度。因此，这种干扰完全可以通过天线的设计来控制。在实际系统中，典型的交叉极化隔离度为 27 ~ 30 dB。需要注意的是，当电磁波辐射通过大气层传播时，极化将发生变化。在设计中也需要考虑到这一点。

### 1.5.3 多路径干扰

这种干扰是信号在能量传输过程中被传输路径上的障碍物阻挡产生反射而导致的。障碍物可以是城市中的高层建筑物、大树或植物。同时，干扰也可以来自崎岖的地形或者大气层的反射。当各种不同反射波也被接收器接收时，就产生了干扰。从时间上讲，这些干扰信号对于原始传输在时域上是不同的。图 1.10 描述了多路径干扰。

图 1.10 多路径干扰<sup>[1]</sup>

① 1 英尺 (ft) = 0.3048 m。1 英里 (mile) = 1.609 344 km。——编者注

在一个固定视距系统环境中,无线路径可以通过考察干扰物的位置来得到优化。对于移动通信,情况就完全不同了。移动终端可以是固定的,也可以是移动的。而且,手持移动终端会有轻微移动。当一个终端移动时,路径特征是一直改变的,多路径传播成为限制系统性能的主要因素。射频信号由于邻近建筑物的阻挡而经历多路径的散射、反射和衍射。虽然有用的或有害的衰落会变得很复杂,但这种问题是可以解决的,如采用频率和空间分集,前向纠错等。虽然系统采用了这些补偿技术,但多路径干扰仍是掉话、衰落或通信中断的首要原因。而可用带宽资源的限制更加重了这一问题。关于此问题和其他与无线传播有关问题的介绍参见Freeman 的文献<sup>[7]</sup>。

#### 1.5.4 热噪声

热噪声存在于所有通信系统中,最终限制了通信系统的性能。因此本书将更深入地讨论热噪声。热噪声是指由于导体中的分子不断地扰动而产生的电噪声,且任何物质中都存在原子级的扰动。原子是由原子核和围绕原子核的一系列电子组成的,原子核是由中子和质子组成的,而质子和电子的数量是一样的。电子和带正电的离子在一个导体中均匀分布,导体中的电子在分子热平衡条件下是随机运动的。这个运动产生随温度升高而变大的动能。由于每个电子携带一个单位负电荷,分子之间碰撞时每个电子的逃逸会产生一个短脉冲电流。大量电子随机扰动造成具有统计特性的起伏,从中性状态转化为电噪声。电子的均方速度和绝对温度是成正比的。根据玻尔兹曼和麦克斯韦(及约翰逊和奈奎斯特的研究结果)提出的均分定理,对于一个热噪声源,1 Hz 带宽内对应的噪声功率为

$$p_n(f) = kT \quad \text{W/Hz} \quad (1.13)$$

其中  $k$  为玻尔兹曼常数,  $k = 1.3805 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ ,  $T$  是热噪声源的绝对温度(热力学温度 K)。当室温为  $17^\circ\text{C}$  或  $290 \text{ K}$  时,噪声功率为  $p_n(f) = 4.0 \times 10^{-21} \text{ W/Hz}$  或  $-174.0 \text{ dBm/Hz}$ 。这就是根据均分定理得出的频域内的噪声功率谱密度。这种具有常数特性的功率谱密度的热噪声源称为白噪声,类似于白光光谱中包含各种可见光的光谱。所有测量结果表明,热噪声的总功率在一定范围内与带宽成正比,这个范围从直流一直到目前最高的微波频率。如果带宽是无穷大的,根据均分定理,热噪声总功率也就应该是无穷大的。很明显,这是不可能的。原因是均分定理基于经典力学理论,当接近极高频率时,这个理论就不再适用了。如果在这个问题上运用量子力学理论,则必须用  $hf / [\exp(hf/kT) - 1]$  来代替  $kT$ , 其中  $h$  为普朗克常数( $h = 6.626 \times 10^{-34} \text{ J}\cdot\text{s}$ )。将这个结果代入热噪声的表达式中,可得

$$p_n(f) = \frac{hf}{\exp(hf/kT) - 1} \quad \text{W/Hz} \quad (1.14)$$

这个关系式表明,在任一较高频率下,热噪声最终降为零。但是,这并不意味着可以在这些频率下构造出无噪声器件。此时,在式(1.14)中需要引入量子噪声  $hf$ 。图 1.11 给出了噪声功率密度与频率的关系,过渡区对应的频率分别为  $40 \text{ GHz}$  ( $T = 3 \text{ K}$ ),  $400 \text{ GHz}$  ( $T = 30 \text{ K}$ ) 和  $4000 \text{ GHz}$  (室温下)。实际上,对于大多数系统,可认为噪声源的噪声功率与系统或检波器的工作带宽和噪声源绝对温度的乘积是成正比的。

因此,

$$p_a = kTB \quad \text{W} \quad (1.15a)$$

其中  $B$  为系统或检波器的噪声带宽(单位为 Hz),  $p_a$  为噪声功率(单位为 W)。假设环境温度为

290 K, 用 dBm 表示噪声功率, 可得

$$p_a = -174 + 10 \lg B \quad \text{dBm} \quad (1.15b)$$

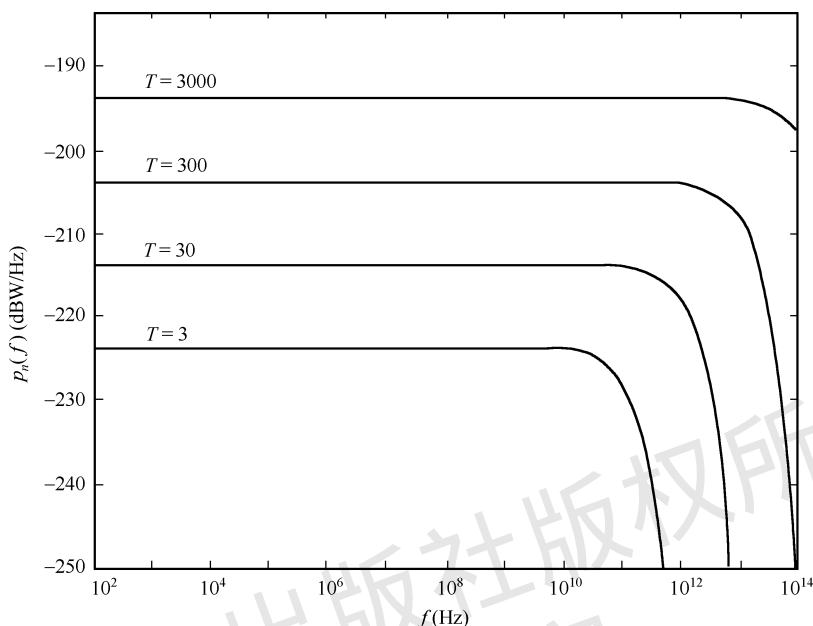


图 1.11 热噪声功率密度与频率的关系曲线

式(1.15b)表明, 要使噪声功率位于一个极低水平, 必须严格限制信号的信噪比。以上关系中仅用平均值来表示, 它没有体现出任何关于统计分布的信息。如前所述, 热噪声是由于导体中的电子随机运动引起的, 因此可以认为热噪声是大量单个电子扰动作用的叠加。在统计领域, 众所周知的结论是: 具有不同分布形式的大量独立变量之和, 其分布函数的极限形式可以用高斯函数表示。这在统计学中称为中心极限定理。因此, 热噪声满足高斯分布条件。图 1.12(a) 给出了零均值的高斯概率密度函数曲线, 表示如下:

$$p(V) = \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{-V^2}{2\sigma_n^2}\right) \quad (1.16)$$

其中,  $V$  表示瞬时电压,  $\sigma_n$  表示标准偏差。高斯分布函数如图 1.12(b) 所示。

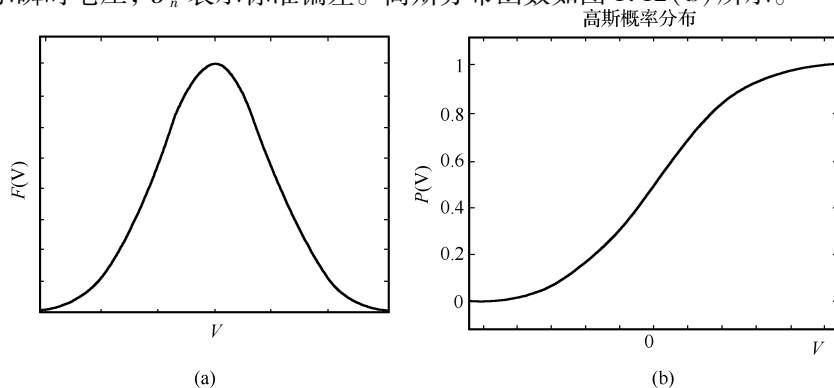


图 1.12 (a) 高斯概率密度函数; (b) 高斯分布函数

式(1.16)用积分的形式表示为

$$P(V) = \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^V \exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma_n^2}\right) dx \quad (1.17)$$

从图 1.12 中很容易看出, 均方根电压的平方( $V^2$ )等于方差  $\sigma_n^2$ 。所以, 高斯分布的噪声源的均方根(root mean square, rms)电压等于标准偏差  $\sigma_n$ 。

高斯噪声的峰值有可能大于任意正的有限幅值, 因此热噪声信号中不存在峰值因数, 即峰值和均方根电压的比值。在实际应用中, 通常将峰值因数的定义修改为某个时间百分比内超过噪声的值与均方根噪声值之比。这一百分比通常给定为 0.01%。根据正态分布表可以看出, 小于 0.01% 时限的信号幅度大于  $3.89\sigma_n$  (即  $|V| > 3.89\sigma_n$ )。

由于  $\sigma_n$  为噪声信号的均方根值, 对于热噪声来说, 峰值因数为 3.89, 即 11.8 dB。如果其峰值增长 0.001%, 则峰值因数将增加 1.1 dB, 达到 12.9 dB。热噪声是白噪声同时也是高斯分布的, 这一事实使许多设计人员错误地认为高斯噪声和白噪声是同义的, 其实并不总是这样。例如, 高斯噪声通过一个线性网络, 如滤波器, 输出噪声虽然还是高斯分布的, 但频域发生了显著变化。此外, 一个单脉冲信号的幅度并不会显示为高斯分布的, 但频域却是平坦的, 如白噪声频谱。

#### 1.5.4.1 等效输入噪声温度

由于一个热噪声源的噪声功率与其绝对温度成正比, 所以噪声功率可以用噪声温度等效<sup>[1]</sup>。对于电阻元件来说, 噪声温度与电阻的物理温度是一样的。如果一个给定噪声源在很窄的频带  $df$  内产生了功率  $p_a$ , 噪声源的噪声温度就是  $T = p_a / (k df)$ 。应该强调的是, 噪声温度的概念并不局限于噪声源本身, 噪声温度也并不一定等于噪声源的物理温度。例如天线, 输出噪声可以简单地认为是天线孔径在其可视角上聚集的噪声。天线的物理温度对噪声温度没有影响, 但噪声温度依然可以用来定义来自天线的噪声功率。

考虑一个二端口网络, 资用增益为  $g_a(f)$ 。当它连接到一个噪声温度为  $T$  的噪声源时, 在很窄的频带  $df$  内, 输出端的噪声功率为  $p_{no} = g_a(f)kT df + p_{ne}$ 。这个功率由两部分组成: (1) 由外部噪声源产生的功率  $g_a(f)kT df$ ; (2) 由网络内部噪声源产生的功率  $p_{ne}$ , 也就是当网络输入端连接到一个无噪声源时, 网络的输出噪声功率。这个噪声网络的内部噪声源的等效噪声温度  $T_e$  就可以表示如下:

$$T_e = \frac{p_{ne}}{g_a(f)k df} \quad (1.18)$$

输出端的有效噪声功率用输入端的等效噪声温度表示为

$$p_{no} = g_a(f)k(T + T_e)df \quad (1.19)$$

等效输入噪声温度  $T_e$  可以表示为一个与频率有关的函数, 它随着  $g_a$  和  $p_{ne}$  的不同而变化。当信号源噪声温度和标准温度不同时, 等效噪声温度的概念就非常有用。当评估一个完整的通信系统的噪声性能时, 它的独特优点就体现出来了。另一个有助于分析通信系统噪声的概念是噪声系数。

#### 1.5.4.2 噪声系数

无线电工程委员会(Institute of Radio Engineers, IRE, 为 IEEE 的前身)对一个二端口网络的噪声因子定义如下: 一个特定输入频率下的噪声系数(噪声因子), 可以用对应输出频率上每单位带宽的总的噪声功率(当输入的源噪声温度为标准噪声温度 290 K 时的输出)和输入源



在输入频率上产生的输出功率的比值来表示。根据这个定义，

$$\text{噪声系数 } n_F = \frac{P_{\text{no}}}{g_a(f)kT_0df} \quad (1.20)$$

其中  $T_0 = 290 \text{ K}$ ，称为标准温度。窄带  $df$  的噪声系数称为点噪声系数，可用与频率相关的函数表示。噪声系数也可以和等效噪声温度联系起来。在式(1.19)中，如果用  $T_0$  代替  $T$ ，根据噪声系数的定义，输出噪声功率  $p_{\text{no}}$  可表示为  $g_a(f)k(T_0 + T_e)df$ 。即输出噪声与噪声系数的关系可由式(1.20)给定。将这两个表达式统一起来，就建立了噪声系数和有效噪声温度之间的关系

$$n_F = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (1.21)$$

和

$$T_e = T_0(n_F - 1) \quad (1.22)$$

当噪声温度接近标准温度时，噪声系数的概念就变得极其有用了。考虑到网络输出端的噪声功率由式(1.20)给定，用 dBm 的形式改写这个公式，可得

$$P_{\text{no}} = N_F + G_a + 10 \lg df - 174 \text{ dBm} \quad (1.23)$$

其中，各符号定义如下：

$$\begin{aligned} P_{\text{no}} &= \frac{10 \lg p_{\text{no}}}{10^{-3}} \\ N_F &= 10 \lg n_F \\ G_a &= 10 \lg g_a \end{aligned} \quad (1.24)$$

因此，二端口网络的噪声功率(dBm)可以表示为热噪声的噪声功率(dBm)、网络的增益(dB)和网络的噪声系数(dB)的和。这样，一个二端口网络的内部噪声源的作用可以理解将为噪声系数(dB)加到噪声源的噪声功率(dBm)上。

#### 1.5.4.3 有耗元件的噪声

任何一个信号都会被其传播路径上的有耗元件所衰减。有耗元件吸收能量，从而加剧了元件中分子的扰动程度，导致额外的噪声。通过运用前几节类似的论点，一个有耗元件的等效输入噪声温度可以定义为<sup>[1]</sup>

$$T_e = T(l_a - 1) \quad (1.25)$$

其中  $l_a$  为元件的损耗，用分贝表示为  $L_a = 10 \lg l_a$ 。这个有耗元件的噪声系数表示为

$$n_F = 1 + \frac{T}{T_0}(l_a - 1) \quad (1.26)$$

如果有耗元件在标准温度  $T_0$  下，则有

$$n_F = l_a \quad \text{且} \quad N_F = L_a \text{ dB} \quad (1.27)$$

例如，在室温下一段 1 dB 损耗的传输线，其等效噪声温度  $T_e = 75 \text{ K}$ ，噪声系数为 1 dB。

#### 1.5.4.4 衰减器

在通信系统中，衰减器用来控制不同信道或发射机的功率电平。这种网络可以使用有耗元件或电抗元件，或者两者的结合来构成。如果由理想的全电抗元件构成(意味着零电阻分量)，

则这个衰减器不会产生任何噪声,并且其有效输入噪声温度为零。然而,针对如式(1.29)所述的网络单元链路进行分析时,必须包含由这类衰减器引起的损耗。在实际应用中,电抗元件总是存在电阻分量,不管它有多小,都会在通道中产生噪声。要记住的关键一点是,任何器件相关的电阻损耗,都会转化为系统的噪声温度。

**例 1.2** 在室温为 290 K 时,带宽为 50 MHz 的噪声源所辐射的热噪声为多少? 在 0.01% 及 0.001% 的时隙内,噪声的峰值分别为多少?

**解:**

利用式(1.14),热噪声为

$$\begin{aligned} N_T &= kTB \\ &= -228.6 + 10 \lg T + 10 \lg B \quad \text{dBW} \end{aligned}$$

当  $T = 290 \text{ K}$  且  $B = 50 \times 10^6 \text{ Hz}$  时,

$$\begin{aligned} N_T &= -127 \quad \text{dBW} \\ &= 0.2 \quad \text{pW} \end{aligned}$$

因此,天线指向温度为 290 K 的源时,这个源落在天线的波束内,天线在 50 MHz 时能够接收到 0.2 pW 的热噪声功率。正如 1.5.4 节所述,热噪声在 0.01% 及 0.001% 的时隙内的峰值因数分别是 11.8 dB 和 12.9 dB。因此,噪声在 0.01% 时隙内的峰值高达 -115.2 dBW (3.0 pW),在 0.001% 时隙内的峰值高达 -114.1 dBW (3.9 pW)。

**例 1.3** 低噪声放大器的噪声系数为 2 dB,带宽为 500 MHz,增益为 30 dB,其输出噪声功率是多少? 低噪声放大器的等效噪声温度为多少?

**解:** 根据式(1.20)至式(1.22),

$$\begin{aligned} N_{\text{LNA}} &= N_F + G_a + 10 \lg df - 174 \quad \text{dBm} \\ &= (2 \text{ dB}) + (30 \text{ dB}) + 10 \lg (500 \times 10^6) - 174 \\ &= -55 \quad \text{dBm} \end{aligned}$$

等效噪声温度为

$$\begin{aligned} T_{\text{LNA}} &= T_0(n_F - 1) \\ &= 290(1.585 - 1) \\ &= 169.6 \quad \text{K} \end{aligned}$$

### 1.5.5 级联网络中的噪声

两个级联网络如图 1.13 所示,其有效输入温度为  $T_{e1}$  和  $T_{e2}$ ,有效增益为  $g_1$  和  $g_2$ 。

假设这两个级联网络连接到一个温度为  $T$  的噪声源,在很窄的频带  $df$  内,其输出的噪声仅与噪声源有关,为  $g_1 g_2 k T df$ 。由噪声源产生的噪声,在第一级网络中输出为  $g_1 g_2 k T_{e1} df$ ,在第二级网络中输出为  $g_2 k T_{e2} df$ 。在第二级网络的输出端,总的噪声功率为  $kg_2(g_1 T + g_1 T_{e1} + T_{e2}) df$ 。在这部分噪声中,由两个网络内部噪声源产生的噪声为  $kg_2(g_1 T_{e1} + T_{e2}) df$ ,则两个级联网络的等效输入噪声温度  $T_e$  为

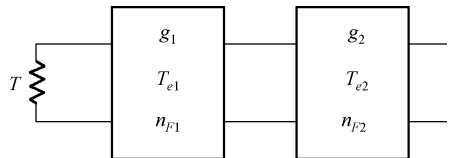


图 1.13 级联网络中的噪声

$$\begin{aligned}
 T_e &= \frac{k g_2 (g_1 T_{e1} + T_{e2}) df}{g_1 g_2 k df} \\
 &= T_{e1} + \frac{T_{e2}}{g_1}
 \end{aligned} \quad (1.28)$$

这个结果很容易推广到  $n$  阶级联网络, 有效输入噪声功率为

$$(T_e)_1 = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{g_1} + \frac{T_{e3}}{g_1 g_2} + \cdots + \frac{T_{en}}{g_1 g_2 \cdots g_{n-1}} \quad (1.29a)$$

注意, 在式(1.29a)中, 等效噪声温度的参考点在级联网络的第一个元件的输入端。如果改变参考点, 则在计算级联网络中其他元件的输入端的有效噪声温度时, 可以将上面的关系式简单变形。例如, 如果选择的参考点在元件3( $T_{e3}$ )的输入端, 那么等效输入噪声功率为

$$(T_e)_3 = T_{e1} g_1 g_2 + T_{e2} g_2 + T_{e3} + \frac{T_{e4}}{g_3} + \frac{T_{e5}}{g_3 g_4} + \cdots \quad (1.29b)$$

公式(1.29a)称为弗里斯(Friis)公式, 是为了纪念 H. T. Friis 而命名的。

当计算参考点在低噪声放大器网络的输入端时, 这个公式是非常有用的。同时, 利用这个公式很容易估算出天线增益与噪声温度的比值( $G/T$ )。

根据噪声系数与等效输入噪声温度的关系, 很容易证明  $n$  个网络级联的总噪声系数可以表示为

$$(n_F)_1 = n_{F1} + \frac{n_{F2} - 1}{g_1} + \cdots + \frac{n_{Fn} - 1}{g_1 g_2 \cdots g_{n-1}} \quad (1.30)$$

这些关系的重要性基于这样一个事实, 即链路中放大器之后贡献的噪声被放大器的增益所降低。典型的放大器增益超过 20 dB, 这也就意味着链路中放大器之后的元件对噪声的贡献将减少为原值的 1%。在设计通信信道和多级放大器时, 这是一个重要的考虑因素。例 1.4 说明了这些关系的重要性。

**例 1.4** 如图 1.14 所示, 计算一个中心频率为 6 GHz, 带宽为 500 MHz 的接收机各部分的噪声温度。假设接收天线的噪声温度  $T_{\text{ant}}$  为 70 K。

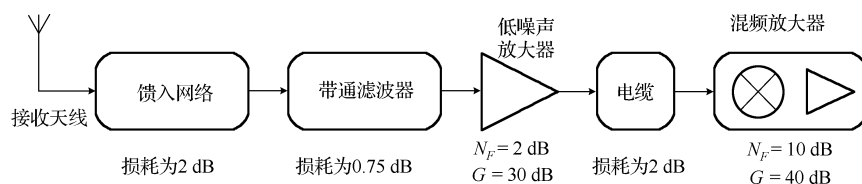


图 1.14 接收网络的噪声计算实例

**解：**接收机中不同器件的增益与插入损耗的比值, 以及噪声温度的计算如下所示。

馈入网络:

$$\begin{aligned}
 l_1 &= 1.5849 \\
 g_1 &= \frac{l}{l_1} = 0.631 \\
 T_{e1} &= 290(l_1 - 1) = 169.6 \text{ K}
 \end{aligned}$$

带通滤波器:

$$l_2 = 1.1885$$

$$g_2 = \frac{l}{l_2} = 0.8414$$

$$T_{e2} = 290(l_2 - 1) = 54.7 \text{ K}$$

低噪声放大器:

$$n_{F3} = 1.5849$$

$$g_3 = 1000$$

$$T_{e3} = 290(n_{F3} - 1) = 169.6 \text{ K}$$

电缆:

$$l_4 = 1.5849$$

$$g_4 = \frac{1}{14} = 0.631$$

$$T_{e4} = 290(l_4 - 1) = 169.6 \text{ K}$$

混频放大器:

$$n_{F5} = 10$$

$$g_5 = 10\,000$$

$$T_{e5} = 290(n_{F5} - 1) = 2610 \text{ K}$$

以低噪声放大器输入端为参考点的总系统噪声温度为

$$\begin{aligned} (T_e)_{\text{sys}} &= (T_{\text{ant}} + T_{e1})g_1g_2 + T_{e2}g_2 + T_{e3} + \frac{T_{e4}}{g_3} + \frac{T_{e5}}{g_3g_4} \\ &= 127.2 + 46.0 + 169.6 + 0.17 + 4.14 \\ &= 347.1 \text{ K} \end{aligned}$$

值得注意的是,进入低噪声放大器的噪声对整个系统的噪声温度贡献最大,在低噪声放大器之后的噪声却无关紧要,因为它们对总噪声贡献很小。这个结论对通信系统设计是极其重要的,它说明在通信信道接收部分的低噪声放大器之前应该尽可能减少损耗。

### 1.5.6 互调噪声

互调(IM)噪声主要由通信系统的非线性产生。与热噪声类似,所有的电气网络在一定程度上存在着非线性。它能够抑制有用的信号电平,因此在系统设计中需要重点考虑。器件的主要互调噪声源是非线性高功率放大器(HPA),它也是通信系统的主要元件。高功率放大器的效率与其线性度成反比。因此,高功率放大器的特性及其工作功率范围也是通信系统设计的重要参数。

考虑一个基本二端口元件的电压传输特性。这个二端口网络可以是一个设备、网络或系统,如图 1.15 所示。对于无记忆的非线性二端口网络,其传输函数可以用泰勒级数展开为

$$e_0 = a_1 e_i + a_2 e_i^2 + a_3 e_i^3 + \cdots \quad (1.31)$$

对于单个频率的正弦信号  $e_i = A \cos(ax)$ , 可以得到

$$\begin{aligned} e_0 &= a_1 A \cos ax + a_2 A^2 \cos^2 ax + a_3 A^3 \cos^3 ax + \cdots \\ &= K_0 + K_1 \cos(ax) + K_2 \cos(2ax) + K_3 \cos(3ax) + \cdots \end{aligned} \quad (1.32)$$

其中  $K$  为与  $a_1, a_2, a_3, \dots$  有关的常数。所以, 单个正弦输入信号激励的输出信号中包含了基波频率和多次谐波。类似地, 如果  $e_i = A \cos \omega_{1i} + B \cos \omega_{2i} + \cos \omega_{3i} + \dots$ , 运用三角恒等式可得

$$e_0 = K_0 + K_{1i}f(\omega_i) + K_{2i}f(2\omega_i) + K_{3i}f(3\omega_i) + \dots \quad (1.33)$$

其中,  $f(\omega_i)$  为包含  $\omega$  的一阶分量的集合;  $f(2\omega_i)$  为二阶分量, 如  $2\omega_1, \omega_1 + \omega_2, \omega_1 - \omega_2$ ;  $f(3\omega_i)$  为三阶分量, 如  $3\omega_1, 2\omega_1 \pm \omega_2, 2\omega_2 \pm \omega_3, \omega_1 + \omega_2 + \omega_3, \omega_1 + \omega_2 - \omega_3, \dots$ ;  $K$  为每阶分量对应的常数。

因此, 输出信号中包含了输入信号的多次谐波, 以及输入信号各频率之间所有可能的和差组合。其中直流分量(direct current, dc)因被过滤可以不予考虑。线性相关的理想输出信号由包含  $a_1$  的一阶产物  $K_{1i}$  组成。所有其他输出项是杂散信号, 且被认为是噪声或干扰信号。当不同频率的输入信号数量增加时, 互调频率产物数量也急剧增加。这些互调产物根据其互调阶数和载波频率的间隔, 分别落入射频信道或信道外的频段内。一个经典案例是在单载波单信道(Single Channel Per Carrier, SCPC)的频分复用调频(Frequency-Division Multiplex-FM, FDM-FM)系统中, 互调产物分布很散且被认为是噪声。因此, 多载波射频信道的设计将考虑热噪声和互调噪声之间的折中。虽然当载波数量增加时, 每个载波的热噪声会减小, 但互调噪声电平将变大。宽带调频发射机的最佳载荷点是令信道内热噪声与互调噪声叠加后的系统总噪声最小化的部分点, 如图 1.16 所示, 这给放大器最优功率工作点的设定提供了依据。典型情况下, 三阶互调产物占据主导地位, 通常是系统指标的一个重要部分。放大器的指标要求载波功率超过三阶互调信号功率 20 dB 以上, 1.8.3 节和 1.8.4 节将进一步讨论有关内容。

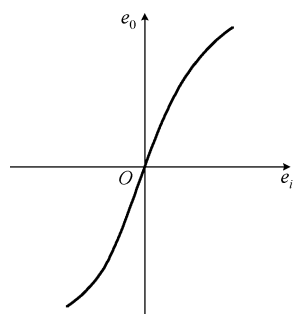


图 1.15 非线性二端口网络的传输特性

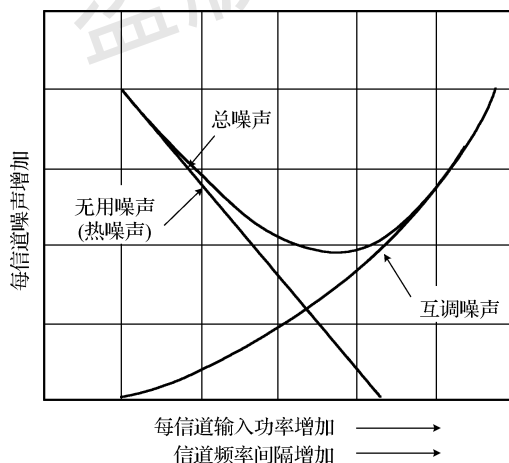


图 1.16 通信信道中的有效载荷和热噪声效应

### 1.5.7 非理想信道的失真

一个理想的发射信道将在一定带宽内无失真地传输所有带内信号, 并将信道外的所有信号完全衰减到零。这种理想信道的特征是通带内具有固定损耗(理想情况下为零损耗)和线性相位(如固定的时延), 通带外衰减为无穷大, 如图 1.17(a)和图 1.17(b)所示。理想信道的这种滤波

特性是无法实现的,由于这种性能的滤波器在负时间内存在单位脉冲响应,这违反了因果条件<sup>[11]</sup>。

虽然理想滤波特性无法实现,但可以尽可能地逼近理想特性。如图 1.17(c)和图 1.17(d)所示的实际通信系统中的典型窄带信道滤波器特性,需要在与理想滤波特性的逼近程度和实现的复杂性之间进行折中。通信系统中的其他部件,如放大器、变频器、调制器、电缆和波导等,都是宽带器件,它们在窄信道中呈现平坦的幅度和群延迟响应。换句话说,发射信道的幅度和相位响应特性是通过滤波器网络的设计来控制的。这是滤波器研究几十年来不断发展的关键驱动力。

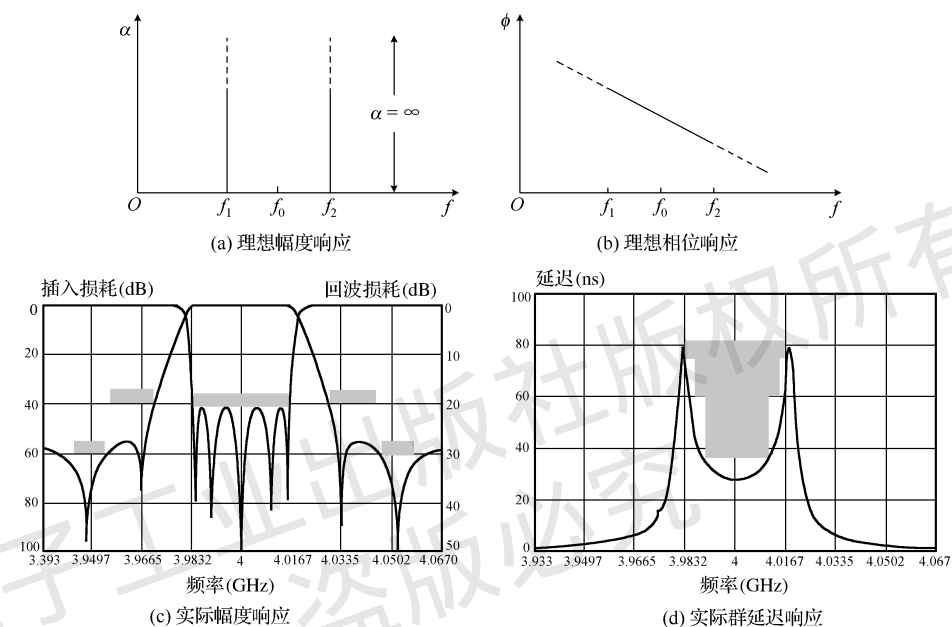


图 1.17 发射信道的特性曲线

实际上,所有滤波器的传输特性和理想特性之间都存在偏差。滤波器是无源线性器件,它们的响应是时不变的,而且幅度和相位响应的形状可以用频率的函数来表示。另外,与高功率放大器等非线性器件不同,调频信号通过滤波器不产生新的频率分量。但是,滤波器会改变载波信号及边带的相对幅度和相位,这可以理解为引入了一个额外的调制器,使接收到的信号产生失真。下面更进一步来研究这个调制过程。假设一个多边带调频信号输入理想传输网络中,在某个边带信号上却呈现出非理想特性,即改变了这个边带信号的幅度,等效于在这个多边带调频信号中添加一个额外信号。结果是调制过的输出信号,由与输入调制信号成正比的有用信号和引入的无用信号组成。在多载波工作条件下,调频系统中的传输偏差可理解为输出信号中包含输入信号中没有的基带频率分量。从某种意义上讲,调频系统中滤波器引入的传输偏差与放大器的非线性效应相似。因此,由传输偏差产生的失真通常称为互调噪声。传输偏差会引入多少互调噪声?这个问题没有准确的答案。对于模拟系统,基于以前的研究工作<sup>[12~14]</sup>,参考文献[1]给出的近似方法已证明是成功的。假设信道的发射特性足够平坦,即增益和相位是频率的函数,则有

$$Y_n(\omega) = [1 + g_1(\omega - \omega_c) + g_2(\omega - \omega_c)^2 + g_3(\omega - \omega_c)^3 + g_4(\omega - \omega_c)^4] \times e^{j[b_2(\omega - \omega_c)^2 + b_3(\omega - \omega_c)^3 + b_4(\omega - \omega_c)^4]} \quad (1.34)$$

其中,  $\omega_c$  为载波频率(单位为 rad/s);  $g_1, g_2, g_3$  和  $g_4$  分别为线性项、二次项、三次项和四次项的增益系数;  $b_2, b_3$  和  $b_4$  分别为二次项、三次项和四次项的相位系数。

假定这个频率响应与微波滤波器网络特性保持一致。另一个假设是调频信号有足够小的调制因子, 信道带宽远小于载波频率。这个假设在大多数通信系统中都是成立的。根据这两个假设, 就可以计算传输偏差引起的失真。另一种相关的失真源是位于滤波器后的高功率放大器。它的非线性使滤波器的幅度变化转化成相位变化, 从而造成调频信号的失真。如果一个限幅器能够在信号到达放大器之前成功地消除幅度偏差, 这种失真就可以被抑制。这些失真项和噪声功率的总结(包括在附录 1A 中)详见参考文献[15]。这些参数对于模拟调频发射机的分析是非常有用的。

对于数字系统, 除了高速数据传输, 这种传输偏差对系统的影响相对较小。高级数字调制方案往往通过先进的仿真工具来计算射频信道中幅度和相位的偏差引起的失真, 因此导致在设计中必须考虑带内响应(传输偏差)和带外抑制的折中, 这正好与微波滤波器和系统的其他设计参数之间的折中相一致<sup>[16]</sup>。这种折中方法是射频信道设计的特性。事实上, 射频信道滤波器控制着通信信道中的幅度特性和相位特性, 即信道滤波器定义了可用信道带宽。

应该注意的是, 对于模拟调频发射机, 滤波器带内幅度响应的偏差, 经过后级非线性放大器产生的调幅-调频转换, 造成了调频载波之间的交叉干扰, 这种串扰可以理解为是一致的(相干)。对于数字调制系统, 这种串扰是不一致的(不相干), 但仍然存在调制转换, 引起链路中  $E_b/N_0$  (即每比特能量与噪声密度的比值) 的增加。数字传输对群延迟波动相对不敏感, 当然高速数字传输(短符号间隔)除外。大多数情况下, 群延迟波动对链路中的  $E_b/N_0$  影响很小。

### 1.5.8 射频链路设计

一个通信链路的特性可以使用多个射频链路来描述。本节将分析单个链路的载噪比及多个链路级联的影响。

#### 1.5.8.1 载噪比 ( $C/N$ )

信号的载噪比定义为  $C/N$ ,  $C$  为载波功率,  $N$  为指定带宽内的噪声总功率。如果  $N_0$  为噪声功率谱密度, 定义为 1 Hz 带宽内的噪声功率, 则根据式(1.15), 可得

$$N_0 = kT_s, \quad N = N_0 B = kT_s B \quad (1.35)$$

其中,  $k$  为玻尔兹曼常数,  $T_s$  为总的有效噪声温度,  $B$  为载波频率的带宽。在通信系统中, 总有效温度  $T_s$  通常是参照接收部分低噪声放大器输入端的噪声温度, 包含接收天线的噪声温度、有耗传输线、低噪声放大器之前的带通滤波器, 以及低噪声放大器本身的噪声温度。如果  $G_R$  是接收天线相对同一参考点的增益(也包含低噪声放大器之前的损耗), 则在该参考点的载波功率为[见式(1.12b)]

$$C = \text{EIRP} + G_R - P_L \quad (1.36)$$

其中,  $P_L = 20\lg(4\pi r/\lambda)$  指发射机和接收天线之间的路径损耗。因此,

$$\begin{aligned} \frac{C}{N} &= \text{EIRP} + G_R - P_L + 228.6 - 10\lg T_s - 10\lg B \\ &= \text{EIRP} + \frac{G}{T_s} - P_L + 228.6 - 10\lg B \end{aligned} \quad (1.37)$$

这就是系统热噪声的链路方程。因子  $G_R - 10\lg T_s$  或  $G/T_s$  表示接收系统的性能系数。链路方程也可以表示成如下形式:

$$\frac{C}{N_0} = \text{EIRP} + \frac{G}{T_s} - P_L + 228.6 \quad (1.38)$$

$$\frac{C}{T_s} = \text{EIRP} + \frac{G}{T_s} - P_L \quad (1.39)$$

式(1.37)至式(1.39)中所有的项的单位都为 dB。

### 1.5.8.2 多个射频链路的级联

一个通信信道由多个射频链路组成,如图 1.18 所示。

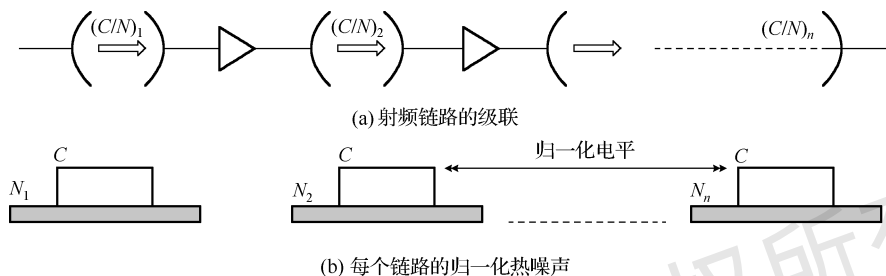


图 1.18 通信信道的描述

由于  $n$  个完全不同的链路级联,各个链路参数产生的热噪声功率都不相干。所以,所有链路总的噪声功率可看成单个噪声源的噪声功率相加,从而得到端到端总的噪声功率贡献,以及总的  $C/N$ 。由于每个链路的噪声功率以归一化的载波电平为参考,因此将所有的噪底(noise floor)  $N_i$  相加,总载噪比  $(C/N)^*$  给定为

$$\left[ \left( \frac{C}{N} \right)^* \right]^{-1} = \left[ \left( \frac{C}{N} \right)^*_1 \right]^{-1} + \left[ \left( \frac{C}{N} \right)^*_2 \right]^{-1} + \cdots + \left[ \left( \frac{C}{N} \right)^*_n \right]^{-1} \quad (1.40)$$

$(C/N)^*_1$  和  $(C/N)^*_2$  项表明,  $C/N$  可以表示成比值的形式,与分贝形式相反。

**例 1.5** 一个输出功率为 1 kW 的地面发射站,其发射天线的增益为 55 dB。放大器和天线之间的传输线及滤波器损耗总共为 2 dB。卫星接收网络可参考例 1.4。

1. 计算等效全向辐射功率(EIRP)、功率通量密度(PFD),以及距地面站 40 000 km 的卫星接收到的 6 GHz 上行信号的  $C/N_0$ 。假设卫星上的接收天线增益为 25 dB,因天线指向误差和信号经过大气层产生的损耗为 3 dB。
2. 计算卫星上 36 MHz 射频信道内的载波功率和热噪声之比。
3. 计算上行-下行的总的热噪声,假设卫星发射到地面站的信号为 4 GHz,载噪比为 20 dB。如果上行功率下降 10 dB,那么对总噪声有什么影响?

**解:**

$$\begin{aligned} 1. \text{ 上行的 EIRP} &= 30 \text{ dBW} + (-2 \text{ dB}) + 55 \\ &= 83 \text{ dBW} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{功率通量密度 PFD} &= \text{EIRP} - 10 \lg 4\pi r^2 \\ &= 83 - 163 \\ &= -80 \text{ dBW/m}^2 \end{aligned}$$

这说明对地静止轨道上的卫星收到的信号功率密度为 10 nW/m<sup>2</sup>。根据式(1.38)可得



$$\begin{aligned}
\frac{C}{N_0} &= \text{EIRP} - 3 - 20 \lg \frac{4\pi r}{\lambda} + G_R - L + 228.6 - 10 \lg T_s \\
&= 83 - 3 - 20 \lg \frac{4\pi \times 40 \times 10^6}{(3 \times 10^8)/(6 \times 10^9)} + 25 - 2.75 + 228.6 - 10 \lg 347.1 \\
&= 83 - 3 - 200 + 25 - 2.75 + 228.6 - 25.4 \\
&= 105.45 \text{ dB/Hz}
\end{aligned}$$

$$2. \frac{C}{N} = \frac{C}{N_0} - 10 \lg(36 \times 10^6) = 29.9 \text{ dB}$$

3. 上行和下行总的载波和热噪声之比, 可计算如下(下标 UL 代表上行, 下标 DL 代表下行):

$$\begin{aligned}
\left[ \left( \frac{C}{N} \right)_T^* \right]^{-1} &= \left[ \left( \frac{C}{N} \right)_{\text{UL}}^* \right]^{-1} + \left[ \left( \frac{C}{N} \right)_{\text{DL}}^* \right]^{-1} \\
\left( \frac{C}{N} \right)_{\text{UL}}^* &= 10^{2.99} \quad \text{且} \quad \left( \frac{C}{N} \right)_{\text{DL}}^* = 10^2
\end{aligned}$$

因此, 总的热噪声比为

$$\begin{aligned}
\left[ \left( \frac{C}{N} \right)_T^* \right]^{-1} &= 10^{-2.99} + 10^{-2} \\
&= 0.001 + 0.01 \\
&\approx 0.01
\end{aligned}$$

如果表示成分贝形式, 可得  $(C/N)_T = 20 \text{ dB}$ 。

如果上行功率降低 10 dB, 则  $(C/N)_{\text{UL}}$  降至 19.9 dB, 载波功率和总噪声功率之比为

$$\begin{aligned}
\left[ \left( \frac{C}{N} \right)_T^* \right]^{-1} &= 10^{-1.99} + 10^{-2} \\
&= 0.0102 + 0.01 \\
&= 0.0202
\end{aligned}$$

这个载噪比以分贝形式表示为 16.95 dB, 表明不能忽略上行发射功率降低对总噪声的影响。

## 1.6 通信系统中的调制和解调方案

在通信系统中, 基带信号由大量的单个消息信号组成, 它们通过发射机和接收机之间的通信媒质传输。高效的传输, 要求这些信息在传输之前采用某种方式进行处理。基带信号经过调制处理后, 载波信号中含有基带信号, 以便增加其在媒质中传输的有效性。调制能搬移信号频率, 使其易于传输或改变信号的占用带宽; 或者通过改变信号形式, 来优化其抗噪声或失真的性能。在接收部分, 解调方案正好是调制的逆过程。关于这一主题, 详见参考文献[2, 3, 6, 11]。

调制技术可分类为线性调制和非线性调制。在线性调制中, 被调制的信号呈线性变化, 满足叠加原理, 而非线性调制的信号将根据消息信号非线性地变化。

调制存在两种形式: 幅度调制和角度调制(相位或频率调制)。调制过程可描述如下:

$$M(t) = a(t) \cos[\omega_c t + \phi(t)] \quad (1.41)$$

其中,  $a(t)$  表示正弦载波的幅度,  $\omega_c t + \phi(t)$  为相角。虽然幅度调制和相位调制可以同时采用, 但幅度调制系统中的  $\phi(t)$  为常数, 而  $a(t)$  与调制信号成正比。类似地, 在角度调制系统中  $a(t)$  保持不变, 但  $\phi(t)$  与调制信号成正比。

### 1.6.1 幅度调制

对于一个幅度调制波,可以得到

$$M(t) = a(t) \cos \omega_c t \quad (1.42)$$

其中,载波频率为  $f_c$ ,  $a(t)$  为调制时间函数。如果  $a(t)$  为单音正弦信号,幅度为 1,频率为  $f_m$ ,则  $a(t) = \cos \omega_m t$ ,被调制后的信号为

$$M(t) = \cos \omega_m t \cos \omega_c t$$

可以将其展开为

$$M(t) = \frac{1}{2} \cos(\omega_c - \omega_m)t + \frac{1}{2} \cos(\omega_c + \omega_m)t \quad (1.43)$$

调制波不包含原载波的频率,只含有在载波频率任意左侧或右侧间隔  $f_m$  (单位为 Hz) 的频率处的一个边带信号,如图 1.19 所示。

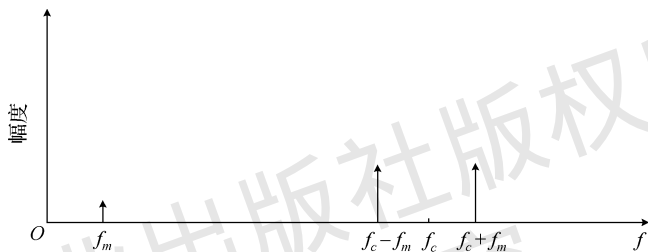


图 1.19 单音正弦信号的幅度调制波

调制效应可描述为在频域上变换  $a(t)$ ,也就是关于  $f_c$  对称分布,这一点对于复波形也是成立的。如果一个边带信号被滤波器抑制,结果就是一个单边带信号(Single-SideBand, SSB),这可看成一个纯粹的频率搬移过程。更通用的幅度调制的表达式如下:

$$M(t) = [1 + ma(t)] \cos \omega_c t \quad (1.44)$$

这个表达式等效于加入一个单位幅度的直流项,而且必须满足如下条件:

$$|ma(t)| < 1 \quad (1.45)$$

这样才能确保调制波的包络不会失真,如图 1.20 所示。这里,  $m$  定义为调制指数,最大值为 1,表示 100% 的调制。调制指数是调制信号  $a(t)$  的幅度相对于单位幅度载波的幅度比。调制后的信号可推导为

$$M(t) = \cos \omega_c t + \frac{m}{2} \cos(\omega_c - \omega_m)t + \frac{m}{2} \cos(\omega_c + \omega_m)t \quad (1.46)$$

每个边带的平均功率为  $m^2/4$ ,或双边带的总功率为  $m^2/2$ (单位为 W)。经过 100% 的调制后,携带信息的一个边带仅占调制前总载波功率的三分之一。对于复信号,边带的功率非常小,仅占载波总功率的百分之几。幅度调制的第二个缺点是对传输路径中的幅度变化非常敏感。幅度变化将引起信号的失真。而且,对于幅度信号,必须使用线性高功率放大器才能避免信号出现严重失真。由于线性功率放大器获得足够多的增益和功率比较困难,从而限制了幅度调制在远距离传输系统中的应用。但是,幅度调制具有节省带宽的优点,因此在单个消息信道复用系统将频率搬移到更高频率这一过程中可以发现它的应用价值。例如,当基带信号由大量语音信道组成时,幅度调制是一个很好的选择。

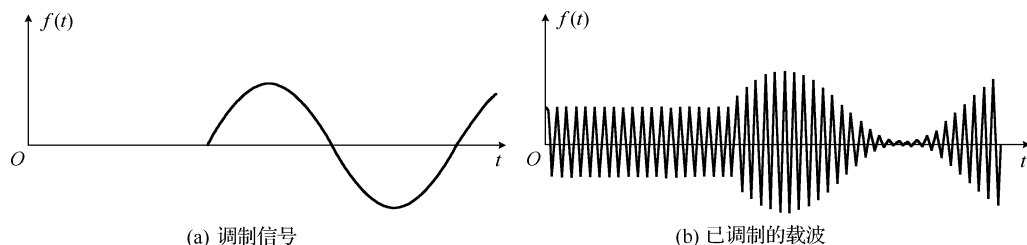


图 1.20 单载波的幅度调制

### 1.6.2 基带信号的组成

一个消息信道由若干独立信号合并而成。这个合成信号占用的连续的频率范围称为信号的带宽。在北美地区,采用了一个分级架构来对电话通信系统的带宽等参数进行标准化。基本消息信道最初设计用于传输语音,其实也可以用来传输数据业务。基本信道组由 12 个信道组成,每个信道 4 kHz,可扩展至 60 ~ 108 kHz 带宽。图 1.21 所示的系统可看成由多个不同载波频率的调制器连接到各自的带通滤波器,再经过多工器后构成一个复合信号。

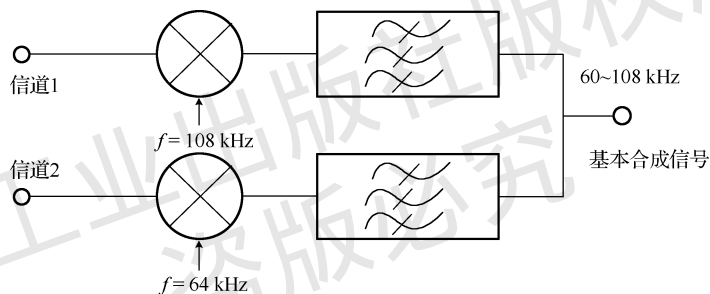


图 1.21 消息信号的构成

这里采用的调制方案是幅度调制,一个单边带信号从带通滤波器中提取出来。幅度调制属于线性调制,尽管用于调制载波频率的混频器是一个固有非线性器件。混频器工作于准线性(quasi-linear)状态,将调制信号简单搬移到关于载波频率对称分布的频率上。这 12 个信道组成的信道组占用了 48 kHz 的带宽,这在贝尔远距离传输系统中属于一个基本架构。接下来的频分多路复用(Frequency-Division Multiplex, FDM)架构是由 5 个基本信道组组成的共 60 个信道的超级组(supergroup),每个超级组的带宽为 240 kHz,占用频带为 312 ~ 552 kHz。现代宽带传输系统的容量极大,可容纳的信道更多,甚至达到 3600 个信道。虽然上述信道分组方法在贝尔远距离传输系统中广泛应用,但并没有作为一个通用标准。与话音信道一起工作的电视信道占用了 4 ~ 6 MHz 带宽,而数据信道或互联网络业务占用带宽从几千比特每秒到几兆比特每秒。因此,一个典型的合成信号通常指基带信号。它可以由一个基本信道组组成,也可以由话音、视频和数据信道等信道组合并而成。信号的组成取决于系统的业务需求。针对数据速率的分级架构在通信领域无处不在,甚至光纤通信的速率可达 40 Gbps(吉比特每秒)。

### 1.6.3 角调制信号

一个角调制的信号可表示成

$$M(t) = A \cos[\omega_c t + \phi(t)] \quad (1.47)$$

相位调制(Phase Modulation, PM)简称为调相,定义为即时相位差 $\phi(t)$ 正比于调制信号电压的角调制。频率调制(即调频)定义为载波根据调制信号的积分而变化。一个相位调制或频率调制波的平均功率正比于电压的平方,即

$$P(t) = A_c^2 \cos^2[\omega_c t + \phi(t)] = A_c^2 \left[ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\omega_c t + 2\phi(t)) \right] \quad (1.48)$$

其中,  $\cos^2[\omega_c t + \phi(t)]$  由大量零均值的载波频率  $2f_c$  的正弦波组成, 并且

$$P_{av} = \frac{A_c^2}{2} \quad (1.49)$$

因此, 一个频率调制波的平均功率和调制前的载波功率相同。这一点优于幅度调制, 其承载信息的边带功率只有载波功率的三分之一或更小。但是, 有利就有弊, 这种功率优势是通过牺牲信号带宽换来的。频率调制信号的频域分析极其复杂且超出了本书的范围, 这里只简要描述它的关键作用及假设条件。

### 1.6.3.1 模拟角调制信号的频谱

**窄带频率调制** 相位和频率调制是角调制的特例, 从其中一种调制形式很容易推导出另一种形式。接下来仅详细讨论频率调制, 因为它在模拟和数字通信中都有广泛应用。图 1.22 是一个频率调制的载波波形。

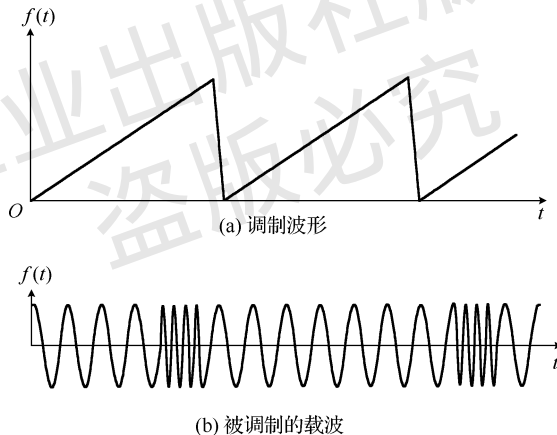


图 1.22 频率调制

调制信号是一个周期为  $T$  的锯齿波, 其中  $(2\pi/T) \ll \omega_c$ 。当锯齿波的幅度增加时, 频率调制信号的振荡频率也随着增加, 频谱也越宽。但需要注意的是, 载波的幅度并没有变化。

分析频率调制过程比分析幅度调制更加复杂, 因为它是一个非线性的调制过程。假设调制信号是一个频率为  $\nu(t)$  的正弦波  $f_m$ , 则有

$$v(t) = a \cos \omega_m t \quad (1.50)$$

则即时角频率为

$$\omega_i = \omega_c + \Delta\omega \cos \omega_m t, \quad \Delta\omega \leq \omega_c \quad (1.51)$$

其中,  $\Delta\omega$  为由幅度  $a$  确定的常数。即时角频率在载波频率  $\omega_c$  上下波动, 变化的速率为调制信号的频率  $\omega_m$ , 最大变化范围为  $\Delta\omega$ 。相应地,  $\theta(t)$  的相位变化为

$$\theta(t) = \int \omega_i dt = \omega_c t + \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \sin \omega_m t + \theta_0 \quad (1.52)$$

其中  $\theta_0$  为常数, 代表参考相位。如果参考相位为零, 则频率调制后的载波为

$$M(t) = \cos(\omega_c t + m \sin \omega_m t) \quad (1.53)$$

且

$$m = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m}$$

其中  $m$  为调制指数, 可以用频率偏差与基带信号带宽的比值来表示。调制后的载波频率, 展开成表达式的形式为  $M(t) = \cos \omega_c t \cos(m \sin \omega_m t) - \sin \omega_c t \sin(m \sin \omega_m t)$ 。如果  $m \ll \pi/2$ , 则可得

$$\begin{aligned} M(t) &\approx \cos \omega_c t - m \sin \omega_m t \sin \omega_c t \\ &\approx \cos \omega_c t - \frac{m}{2} [\cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c + \omega_m)t] \end{aligned} \quad (1.54)$$

在这种情况下, 系统称为窄带频率调制, 与幅度调制载波类似。它包含调制之前的载波信号, 以及与  $\omega_c$  相距  $\pm \omega_m$  的两个边带频率。窄带频率调制信号的带宽为  $2f_m$ , 与幅度调制信号类似。即使存在相似性, 窄带频率调制信号和幅度调制信号仍具有明显不同之处。频率调制信号的载波幅度为常数, 而幅度调制信号的载波幅度随着调制信号而变化。此外, 幅度调制信号的载波及边带信号是同相位的, 但窄带频率调制信号的边带信号的相位和载波呈积分关系。

**宽带频率调制** 当调制指数  $m > \pi/2$  时, 系统称为宽带频率调制, 可以由式(1.53)给定的表达式  $M(t)$  来展开分析。式中,  $\cos(m \sin \omega_m t)$  和  $\sin(m \sin \omega_m t)$  两项是  $\omega_m$  的周期函数, 可以展开成周期为  $2\pi/\omega_m$  的傅里叶级数。展开后, 表示成贝塞尔函数形式<sup>[3]</sup>如下:

$$\begin{aligned} M(t) &= J_0(m) \cos \omega_c t - J_1(m) [\cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c + \omega_m)t] \\ &\quad + J_2(m) [\cos(\omega_c - 2\omega_m)t + \cos(\omega_c + 2\omega_m)t] \\ &\quad - J_3(m) [\cos(\omega_c - 3\omega_m)t - \cos(\omega_c + 3\omega_m)t] \\ &\quad + \dots \end{aligned} \quad (1.55)$$

式(1.55)是一个时间函数, 由载波信号和无穷多个边带信号组成, 边带的频率间隔为  $\omega_c \pm \omega_m$ ,  $\omega_c \pm 2\omega_m$ , 等等。

这些连续的边带集合称为一阶边带、二阶边带等, 各自的幅度分别由系数  $J_1(m)$ 、 $J_2(m)$  等决定。

当调制信号存在两个或更多正弦信号时, 调制后的信号不仅包含单个调制信号频率的各倍频, 还包含这些单个频率成分的各倍频的所有和差组合。当调制信号的频率成分增加时, 求解的复杂性会急剧增加。最后, 假设基带信号是随机噪声, 功率谱密度在 0 和  $f_m$  之间均匀分布, 则频率调制信号的频谱将出现连续边带。调制指数  $m$  由合适的贝塞尔函数表示, 其决定了载波及边带的幅度。理论上, 要得到 100% 的信号能量, 带宽必须是无穷大的。对于实际系统, 仅需要考虑的是主要边带, 因为这些边带的幅度至少占未调制载波的 1%。主要边带的数目根据调制指数  $m$  的不同而改变, 其值可以通过查阅贝塞尔函数系数表来获取。对于较大的  $m$  值(大于 10), 最小带宽由  $2\Delta f$  给出, 其中  $\Delta f$  为峰值偏差。在 1939 年, J. R. Carson 为频率调制信号的最小带宽提出了一条通用规则:

$$B_T \approx 2[f_m + \Delta f] \quad (1.56)$$

这是一条近似规则, 适合于大多数实际应用。实际要求的带宽在某种程度上是调制信号波形和理想传输质量的函数。从这个公式可以看出, 当  $m < 1$  时, 最小带宽给定为  $2f_m$ ; 当  $m > 10$  时, 最小带宽为  $2\Delta f$ 。对于给定的调制指数, 可以通过计算贝塞尔函数的系数, 令其逼近任意理想的幅值以更准确地评估带宽。对于调制指数在 1 ~ 10 之间的情况, 式(1.56)给出的带宽

至少包含未调制载波频率幅度 10% 的边带。当  $m$  较大( $m > 10$ ) 时, 调频波的有效边带数等于  $m$ 。与幅度调制系统相比, 宽带频率调制系统需要更大的带宽, 而带宽需求程度由调制指数确定。

#### 1.6.4 频率调制系统和幅度调制系统的对比

到目前为止, 我们只讨论过理想幅度调制系统和频率调制系统。显然, 幅度调制系统是个线性过程而且节省带宽, 但是调制过程仅将三分之一的输入功率搬移至携带信息的边带上, 剩余功率存留在载波频率中。频率调制则是个非线性过程, 它调制产生新的频率, 调制信号需要更大的带宽。从理论角度讲, 频率调制信号的能量可以分散在无限带宽中。但是, 大多数能量包含在最初的几条边带里。

对于大多数频率调制信号来说, 99% 的能量包含在  $2(f_m + \Delta f)$  的带宽中, 其中  $\Delta f$  为峰值偏差,  $f_m$  为基带频率。频率调制系统的优势在于将所有输入功率搬移至携带信息的边带上。经过调制后, 载波频率的平均功率为零。另一个优势在于频率调制包络的幅度近乎恒定, 因此实际非线性放大器放大的信号只有极小的失真。所以, 任意调制方案的关键参数是不同话务量情况下的  $S/N$  值。对于幅度调制系统来说, 该比值表示如下<sup>[3]</sup>:

$$\frac{S}{N} = \frac{A_c^4}{8N^2 + 8NA_c^2} \quad (1.57)$$

其中  $A_c$  为非调制载波的电压幅度,  $N$  为平均噪声功率。载噪比(Carrier-to-Noise Ratio, CNR)为

$$\frac{C}{N} = \frac{A_c^2}{2N} \quad (1.58)$$

因此

$$\frac{S}{N} = \frac{1}{2} \frac{(C/N)^2}{1 + 2(C/N)} \quad (1.59)$$

当  $C/N \ll 1$  时, 输出信噪比随着载噪比的平方下降。这也是包络检波的抑制特性。而对于  $C/N \gg 1$  则有

$$\frac{S}{N} = \frac{1}{4} \frac{C}{N} \quad (1.60)$$

因此, 输出信噪比的线性度依赖于  $C/N$ , 这是包络检波器的另一项特性。此外, 这个关系表明, 对于幅度调制系统来说, 改善信噪比是不可能的。传递幅度调制信号时增加传输带宽  $2f_m$ , 仅对噪声  $N$  的增加产生贡献, 而输出信噪比会降低。

对于频率调制系统来说, 信噪比由参考文献[3]给定为

$$\frac{S}{N} = 3 \left( \frac{\Delta f}{B} \right)^2 \frac{C}{2N_0 B} \quad (1.61)$$

其中,  $C$  为频率调制载波的平均功率, 且  $\Delta f/B$  为调制指数  $m$ 。边带中的平均噪声功率用  $N = 2N_0 B$  表示, 可得

$$\frac{S}{N} = 3m^2 \frac{C}{N} \quad (1.62)$$

假设频率调制和幅度调制系统具有相同的未调制载波功率和噪声功率谱密度  $N_0$ , 下面来比较它们之间的特性。对于 100% 的频率调制信号, 其  $C/N$  值和式(1.49)所示幅度调制系统的载噪比有关, 即  $(S/N)_{AM} = C/N$ 。式(1.62)可改为