

王维一 韩声栋 编

统计通信原理

TONG JI TONG XIN YUAN LI



上海交通大学出版社

第一章 通信系统概论

本章主要使读者建立通信系统的基本概念。首先介绍通信系统的基本模型,紧接着较详细地介绍目前广泛应用的数字通信系统的模型,阐述各个功能块的基本问题。

各种通信系统形式的变化,关键在于调制方式的变化。从 §1-3 至 §1-6,简要地讨论了各种常见的调制方法,使读者对各种通信体制有一个基本的了解,便于后面章节的学习。通信系统传输信息的一个基本限制是存在各种形式的噪声,在 §1-2 引出了这个问题,同时指出由于噪声和信号都是随机的,分析的工具是概率统计方法,这是学习通信理论的基础。

§1-1 通信系统的模型

不管所传输信息的特性如何,也不管实际传输的方法是怎样,我们总可以用图 1-1 所示的模型来描述通信系统。图中表示一个通信系统所必须具备的基本功能块。这系统的目的是从一地点向另一地点传送信息,传送端称为信源,而接收端称用户或目的地。通常信源产生的消息是非电的,因此要求有一个输入变换器,把消息变换为时变电信号,常称为消息信号。输入变换器为各种类型的换能器或传感器。在目的地,有另一个输出变换器把电信号变为某一适当的消息。

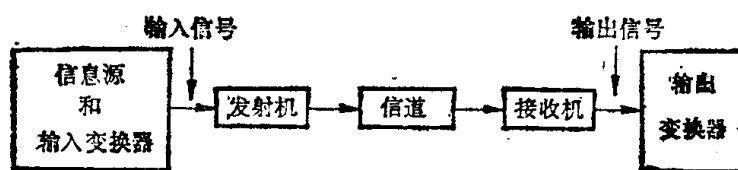


图 1-1 通信系统模型

信源和用户目的地在空间上通常是分开的,信道提供两地之间电的联接。信道有许多不同的形式,例如自由空间的微波无线电信道,一对明线,或者光纤。不顾它的类型,信道以多种方式衰变所传输的信号,这衰变是信号失真的一个原因,或者是由于信道响应不完善,或者是由于不需要的电信号(噪声)和干扰的影响。噪声和信号失真是电通信的两个基本问题。通信系统的发射机和接收机经过仔细设计,防止信号失真,并使接收端噪声效应最小,这样就能忠实地复现信源的消息。

发射机把输入消息信号转送到信道。虽然有时可以由输入变换器直接送给信道,但为了在信道中有效地传输,输入信号常常需要处理和变换。发射机完成的信号处理包括放大、滤波和调制。其中最重要的是调制,它利用一个载波使被传输信号的特性与信道相匹配。

调制是按照消息信号有规律地改变一个载波的某一属性,例如幅度、相位或频率。不管调制方法的多样性,我们能概括为两类基本调制:连续波(CW)载波调制和脉冲调制。在连续波(CW)载波调制中,载波是连续的(通常是正弦波),而波形的参量是随消息信号按比例改变。在脉冲调制中,载波是脉冲波(通常是矩形脉冲波),而脉冲波的参量随消息信号改变。在这两

类调制方法中,载波参量都能以连续或离散方式改变。离散脉冲(数字)调制是一个离散处理,它最适合具有离散特性的消息,例如电传打字机的输出。但是,借助于抽样和量化,连续变化的模拟信号也能用数字调制方法传输。

作为通信系统的基本概念,本章的一个主要目的是讲述各种常用调制技术,及其逆过程——解调。从 §1-3 起逐个介绍各种调制。本书以后章节的主要目的也是直接或间接地分析调制方式的性能,特别是噪声性能。

通信系统的成功与否很大程度上与调制有关。调制的目的可归结如下几点:(1)使信号特性与信道特性相匹配;(2)减小噪声和干扰的影响;(3)在一个信道中同时传输几个信号;(4)克服某些设备上的限制等等。

接收机的主要任务是来自信道经过衰落的传输信号中提取消息信号。接收机主要通过解调来完成这任务。由于存在噪声和衰变,接收机不可能完善地恢复消息信号。接近理想的恢复将是我们最关心的,其方法是后面几章讨论的内容。

根据调制的类型和信源输出特性,可以把通信系统分为三种:

- (1) 模拟通信系统:用模拟调制方法传输模拟信息;
- (2) 数字通信系统:用数字调制方法传输数字信息;
- (3) 混合系统:用数字调制方法传输模拟消息信号的量化样值。

其它分类方法还有按载波频率分,以及按信道特征分等,在此不作一一介绍。

上面是对一般模型的描述,现在我们用一个典型的数字通信系统作为例子,画出它的方块原理图(见图 1-2),较详细地讨论各个块的功能。我们将列举每一个功能块的重要指标,并且指出限制这些性能提高的某些因素。尽管这里有些叙述暂时还不能领会,需要学完后面某些章节才能理解,并且有些内容还不在于本书叙述,但是这种对通信系统基本概念的较完整的叙述值得一提。

1.1.1 数字通信系统模型

数字通信越来越得到广泛的应用,其原因大致为:

- (1) 数字电路设计相对于模拟电路简单,并且数字电路便于大规模集成;
- (2) 数字处理方法日益普遍;
- (3) 各种数据处理中普遍使用计算机;
- (4) 数字信号可以通过编码等方法来减小噪声和干扰的影响。

图 1-2 表示一个数字通信系统方块原理,这系统的目的是尽可能高速地和准确地把信源

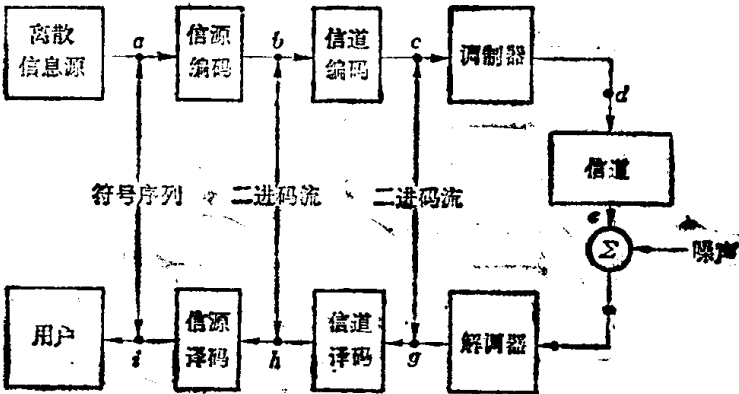


图 1-2 数字通信系统方块图

输出的消息(符号序列)传输到目的地。信源和目的地实际上分在两地,而通信信道把它们连结起来。信道接收电或电磁信号,而其输出常常是失真的信号,这是因为实际信道的不理想引起的。除此之外,还由于人为或自然原因造成不可预测的电噪声的影响,使信息信号遭到破坏。这两个原因使信息传输发生差错,这就限制了信息传输的速率。在接收端消息符号译码的错误概率通常用来衡量数字通信系统的性能,常简称为误码率。编码器、调制器、解调器和译码器的主要功能是与信道的衰变效应作斗争,使传输信息的速率和准确性达到最大。

有了这些初步知识,下面让我们较详细地看一下每一功能块的作用。

1.1.2 信息源

根据其输出的特性,可把信息源分为两类:模拟信息源和离散信息源。模拟信息源送出一个或多个幅度连续的信号(或称时间函数),例如一个受话的话筒,或正在工作的电视摄像机。离散信源的输出由离散的符号或文字序列组成。例如电传打字(电报)机或计算机的数字输出。模拟信源通过抽样和量化处理能变为离散信源。离散信源由下列参量指标表征:

- (1) 源字母表(符号或文字的集合);
- (2) 符号率;
- (3) 源字母概率;
- (4) 序列中符号的概率相关性。

由这些参量,我们可以建立信源的概率模型,定义信源的熵(平均信息量 H)和信源的信息速率(R)。 H 的单位为每个符号的比特(bit)数, R 的单位为每秒比特数(术语比特 (bit) 是英文 binary digit 的缩写)。

为了理解这些参量的涵义,我们考察一个离散信源的例子,就是有 26 个英文字母加上 6 个专用字符的电传打字机。这样它的第一个参量源字母共 32 个符号,第二参量符号率就是指这电传打字机产生这符号的速率;为了讨论方便,这里假设这电传打字机的速率 r 是 10 字符/秒。如果这电传打字机正在产生由符号序列组成的英语消息,那末我们知道有些字母较其它字母出现频繁。同时,序列中具体一个字母的出现有时与它前面的字母有关。例如,字母 E 要比字母 Q 多出现,字母 Q 的出现意味着下一个字母很可能是 U 等等。这些信源符号的序列的结构特性能用各个符号的出现概率和符号出现的条件概率表征。

离散信源的一个重要参量是它的熵,记作 H ,它表示一个很长的消息中每个符号的平均信息含量,其单位为每个符号的比特数。如果假设所有符号出现是等可能,组成序列的符号是统计独立的,那末,上述电传打字机的熵是每个符号 5 比特(即 $2^5 = 32$;我们将在第 8 章给出熵的数学定义)。但是符号间概率相关,各符号出现概率不等将使平均信息量显著减小。对这一论点,直观上能举出有说服力的例证:在符号序列 QUE 中,字母 U 几乎不具有信息,因为 Q 的出现表明序列中下一个字母必定为 U 。我们将在第 8 章严格地建立这些概念。

信源的信息速率定义为信源熵与符号速率的乘积,其单位为比特/秒,记作 R 。它表示就平均来说每秒钟从这离散信源输出的信息所必需的最小比特数。或者说, R 表示从信源至目的地传输信息所必需的最小平均数据速率。

1.1.3 信源编码器-译码器

输入给信源编码器的是以速率为 r (字符/秒)的符号流。信源编码器对这序列的符号赋

以指定的码字,使符号序列变为“0”和“1”的二进制序列。最简单的一种方法是对每一个符号指定固定长度的二进码字。对于上述电传打字机来说,32个符号可对应5比特的二进码,即从00000到11111。输入序列的每一符号由这预先指定的二进码字代替。这信源编码器的任务由电传打字机一并完成,它输出的是5比特为一组二进制码流。当符号率为10字符/秒,则其信源编码器输出数据速率将是50比特/秒。

这种定长编码法只是对统计独立的序列,且符号出现是等概的情况有效。大多数实际情况,序列的符号并非统计独立,它们的出现概率也不相等,这时信源编码器取二个或二个以上符号作为一组,并编为长度不等的码字。存在最佳信源编码器,它产生的输出数据速率接近信源信息速率 R 。由于各种实际的限制,信源编码器的输出速率总是大于信源信息速率 R 。信源编码器的重要参量指标是分组的大小、码字的长度、平均数据速率以及编码器的效率(即实际输出数据速率与最小可能速率 R 的比)。

在接收端,信源译码器把信道译码器输出的二进码转变为符号序列。对于信源定长编码的译码相当简单,但是对于变长编码的译码将是十分复杂的,这种系统的译码器必须要解决许多问题,例如一个基本问题是变长码的同步问题,即如何从比特流中识别一个符号的结尾和下一个符号的开始?

1.1.4 通信信道

通信信道对信源和用户目的地提供电的联结,信道可以是一对架空明线,或者一条电话线路,或者传播电波的自由空间。由于受物理限制,通信信道只可能有有限带宽 $B(\text{Hz})$,携带信息的信号通过信道后常常遭受幅度和相位失真。另外由于信道的衰减作用,信号功率大大减小,而且由于电噪声作用,信号被沾污。虽然信道的某些衰变因素可以消除或补偿,但噪声效应是不能完全消除的。根据这一观点,通信系统设计的主要课题是尽可能地抑制噪声的破坏作用。

减小噪声效应的方法之一是增大信号功率。可是由于器件的非线性效应限制,信号功率不能无限增加。因此信道输出端的功率信噪比 (S/N) 是系统的一个重要参量指标。信道的其它主要参量是可用带宽 (B) 、幅度和相位响应,以及噪声的统计特性。

如果知道了信道参量,我们就能计算信道的容量 C ,它表示这信道在理论上能够无差错地传输数据的最大速率。对某些类型的信道,已经证明 C 等于 $B\log_2(1+S/N)$ 比特/秒。为了无差错传输,信道容量 C 必须大于信源的平均信息速率 R 。容量 C 表示了一个理论极限,而实际可用的数据速率必定小于 C 。作为例子,典型电话线路的可用带宽为 3KHz , $S/N=10^3(30\text{dB})$,信道容量 C 近似 30000 比特/秒。目前这样电话信道实际达到的数据速率范围是从 150 至 9600 比特/秒。

1.1.5 调制器

调制器以比特流作为输入,并把它变换为适于在信道中传输的电信号波形。调制是通信系统设计师手头最强有力的工具之一。它能有效地把信道噪声效应抑制到最小,能使信号频谱与信道特性相匹配,提供多个信号复用一个信道的能力,以及克服某些设备上的限制。

调制器的重要参量是波形的类型、波形的持续时间、功率电平和带宽。为了抑制信道噪声效应,调制器可采用增大信号功率和带宽方法,也可采用有较长持续时间的波形。前两种方法

克服噪声效应是显然的。可是由于设备和信道的限制,功率和带宽不能无限增加。后一种方法利用长持续时间波形来使噪声效应极小化,这是根据著名统计学定律——大数定律。大数定律告诉我们:尽管单次随机试验的结果可能是起伏很大的,可是多次重复随机试验的结果能够准确地预测到。在数据通信中,利用这一原理,设计长持续期的波形传送。按照较长的持续时间取平均,噪声效应可达最小。

为了证实这一原理,假设调制器的输入由“0”和“1”码组成,它们的速率为1比特/秒,那末调制器每秒输出一个波形,例如波形 $A\cos \omega_1 t (0 \leq t \leq 1)$ 和 $A\cos \omega_2 t (0 \leq t \leq 1)$ 分别代表“0”和“1”的输出。注意到,现在包含信息的是输出波形的频率。为了使用长持续时间波形,调制器改为每四秒钟输出波形一次。这就要求有16个波形,分别为 $A\cos \omega_1 t, A\cos \omega_2 t, \dots, A\cos \omega_{16} t$, 它们的持续期却是四秒;这16个波形能表示16个4比特组合,即0000、0001、 $\dots$ 、1111。这样做是为了延长波形时间,同时保持数据速率不变。这种方法受到的限制也是明显的,随着波形时间增加,调制器必须产生的波形个数按指数增加,这导致增加设备的复杂性。一般目前采用的数字调制器的波形个数在2~16范围以内。

1.1.6 解调器

解调是调制的逆过程,由解调器完成从已调波形中提取消息,对于已知调制类型,解调器的最重要指标是解调方法。一个已调波的解调有多种方法可资利用;实际采用哪一种方法则取决于对设备的复杂性和解调的精确性要求。给定调制波形的类型和持续时间、调制器的功率电平、信道的物理特性和噪声特性,以及解调方式,我们能导出数据率、功率带宽要求、译码的差错概率之间的确定关系。本书的相当大部分着重于这些重要关系的推导,它们是系统设计的根据。我们的着重点在于各类解调的性能分析,而不在于调制方法的研究。

由调制器、解调器和信道的特性表明,信号从图1-2的c点传输到g点,总存在某一个比特错误率。通常,这个比特错误率及其相应的符号错误率是偏高的,不一定符合要求,要反复设计调制器和解调器(常合称调制-解调器 Modem)或者采用纠错编码的方法,可以获得低的比特误码率。

1.1.7 信道编码器-译码器

数字信道编码是实现高可靠性传输的一个实际方法,有了数字编码,信道中传输的已调信号的波形个数是相当有限的,通常就是两个波形,使解调器在两个已知形状的不同波形中加以识别,这在概念上是简单的。信道编码要完成纠错控制的任务,是在信源编码器输出中有意的添加附加的比特码元。这些附加比特不带有信息,但是它们在接收机中能检出或纠正信息码中的一些错误。这添加的比特称为监督元,而信源编码器的输出比特称为信息元。

信道编码有两种方法:第一种方法称为分组码,它是将输入的信息元分成长为 K 个码元的段,然后编成长为 n 的码组,每一码组中的 $n-K$ 个监督元仅由本组的 K 个信息元和某一确定的编码规则决定;第二种方法为卷积码,编码时信息元也分成长为 K_0 个码元的段,每一段相应地变换为 $n_0 (n_0 > K_0)$ 个码元的段。但是这 n_0 个码元不仅与此时输入的 K_0 个信息元有关,而且还与以前很长一段时间内输入的信息元有关。这两种方法都要求在编码器和译码器中存贮和处理二进制数据。这个要求在过去是对数据通信的阻碍,现在由于固体存贮器和微处理器的广泛使用,已不存在这一问题。

信道编码器的重要参量指标是编码方法,编码效率(输入数据率对输出数据率的比),错误控制能力和编码器的复杂性。

信道译码器是从二进制码流中恢复信息的比特,同时检出错误和纠正错误。译码工作根据系统编码的方法可以是分组方式或者是连续方式。译码器的复杂性和时延是两个重要设计指标。

还有其它许多功能块没有表示在图 1-2 中,它们也是实际数字通信系统所必需的,例如均衡器、时钟恢复电路、乱码器等等。均衡器补偿信道特性的变化。在接收机中时钟恢复电路提取时间信息,以使收发两端保持同步。乱码器搅乱原来数据流,使信道中不出现某些不希望的码流(例如数据中周期性的比特流,或者一长串的连 1 码或连 0 码)。与乱码器相反,在接收端必须设置一个解乱器来恢复原来的比特流或符号序列。

同时必须指出,根据信号的方案不同,功能块可以有不同的结构。例如在基带脉幅调制(PAM)系统中,调制器实际上由脉冲产生器和称为发送滤波器的脉冲形状滤波器组成。这个系统的解调器由接收滤波器后跟一个模-数转换器组成。

另外,图 1-2 中各功能块也不全是必需的,对于简单的方案,有些功能块可以不设置。

1.1.8 数据通信系统模型

随着计算机工业的巨大进步,不仅人需要与计算机(或其它机器)通信,而且计算机与计算机(或终端机)之间需要通信。通常把这种数字计算机之间或者数据终端与数字计算机之间的通信称为数据通信。它们之间传送的是大量数据或控制信息。由于计算机的日益发展,数据通信是与电报、电话相并列的第三种通信方式,使用越来越广泛。数据通信是通过电子计算机与通信线路相结合,来完成编码信息的传输、转接、存贮和处理的。

从用户的观点,一个简单的数据通信系统组成方块(以设备划分)示于图 1-3。数据通信的一个显著特点是双向的。数据终端设备 DTE(Data Terminal Equipment)通常是一个终端机或一个计算机,它与另一个 DTE 相互发送和接收数据。DTE 同时产生和接收控制信号,控制信号调节终端的信息流。控制信号包括请求发送数据,准备接收数据的指示和数据终端占线指示等。从 DTE 中进出的数据和控制信号流是通过一个标准接口电路联接的。DTE 与调制-解调器(Modem)连接,它是由发送数据的调制器和接收数据的解调器组成。在数据通信中它们做成一个部件。

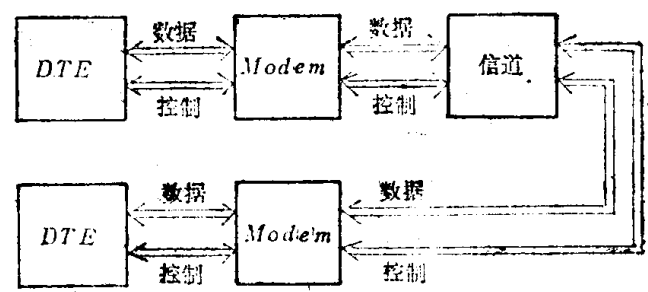


图 1-3 点与点数据通信系统

调制-解调器与信道连接,并控制信道中信息的交换。例如,租用一路普通的电话线路可以作为低速数据通信的信道。信息流的控制,错误检出,错误纠正和各种编码任务均由 DTE 完成。

随着计算机技术和数据通信技术的发展与完善,从计算机-计算机通信又发展为计算机通信网,其定义是以计算机间传输信息为目的而连接起来的计算机系统之集合。有了计算机通信网各地能共享计算机资源,使计算机资源的利用更充分有效。近年来计算机网络通信的发展极为迅速,有无全国性的计算机网,已成为衡量一个国家科学技术水平的重要标志。目前,我国正在大力发展数据通信和开发研究计算机通信网。

§1-2 随机信号和噪声

随机信号和噪声的描述与分析是统计通信理论的基础,而且也是其它有关课程的基础。本课程将用较多的时间讨论这方面内容,是课程的重点之一。

这里先讨论一下噪声。上面在讨论到通信系统信道时,已经提到噪声的危害。在图 1-2 中把噪声集中从信道的输出端(或接收机的输入端)加入,而其它各处都没有引入噪声。实际上在整个信息传输过程中,几乎每一环节都可能引入干扰和噪声,假如把信号的失真也看成是干扰,就更是这样。把噪声和干扰集中引入,首先对分析带来方便,便于对噪声作数学描述,这是从构造模型的角度出发。其次,噪声的主要来源是由信道引入,而其它地方引入的噪声可以设法等效成信道处引入,这样构造模型是合理的。另外噪声的危害表现在接收机中,或是使输出消息信号的信噪比降低,或者使输出数据出错。噪声集中放在接收机的输入也是恰当的。

在图 1-2 模型中噪声效应是与信号相加引起的,称为加性噪声,这是最普遍的一种情况,如电阻热噪声等起伏噪声均属这一类,我们主要分析这类加性噪声。另有一类称为乘性噪声(干扰),其效果是使信号与干扰相乘,随机衰落的信道(例如电离层短波信道,对流层散射信道等)就是乘性干扰的例子。这类问题的分析较为复杂。

干扰和噪声的名目繁多,分类的方法也是多种多样,这里立足于接收机把它们分为两大类,简单列举它们的名称。

接收机外部噪声:

- (1) 天电干扰——闪电雷击。
- (2) 工业干扰——电器开关接触、电火花、高频电炉、荧光灯等。
- (3) 电台干扰——由于电台使用增多,频道拥挤,造成对别人的干扰。
- (4) 宇宙噪声——各种星体辐射的无线电波。

接收机内部噪声:

- (1) 电阻热噪声。
- (2) 晶体管等器件的散弹噪声。

由于某些噪声在通信系统里不可避免地总是存在(例如热噪声除非在绝对零度才消失),它限制了我们正确地识别信号的能力,也就限制了信息传输。因此噪声是通信系统设计所面临的一个主要障碍。通常典型的噪声电平是微伏级,如果信号电平远大于它,噪声是可忽略的。确实有许多实际系统,噪声效应可不加考虑。但是,对于远距离通信系统(例如深空通信),或者小功率系统,接收信号电平可与噪声相当,或甚至比噪声还小。这时,噪声的限制作用成为十分明显。克服的一个方法是设计一种宽带调制方案,它能减低噪声效应,这称为信噪比与带宽互换原理。然而,带宽是通信系统设计的另一限制,它限制了信息传输的速度。这种互换

原理只是从一种限制转移到另一种限制。通信系统的设计就是在这些限制条件下的折中与协调。

噪声效应衡量的指标,对于模拟消息信号,以用户端的平均消息信号功率与噪声功率比(简称信噪比)表示,我们将在第四章着重讨论。对于离散消息信号,用户端用消息符号的差错概率表示,而在解调输出端用相应的比特差错概率表示,常简称误码率。将放在第六章讨论。这是两个重要的指标参量,当分析噪声性能时就要用到它们。

噪声对信息传输的危害不仅表现在不可避免地存在而且它的变化是不可预测的,其波形是时间随机函数,描述和分析噪声要用概率和随机过程的分析方法。

除了噪声和干扰是随机的,实际上通信系统所处理(传输)的信号大多数是随机的,这是本课程强调的一点,在信号与系统课程中我们建立了确知信号的概念,在这里要推广到更实际的随机信号。

按照信息论的观点,一个完完全全确知的信号是不含有任何信息的,传输它是没有意义的。例如上节提到信息源的符号序列 QUE 中,字母 U 几乎不具有信息。所以要真正传输信息,信源输出的信号总带有某些不确定性。例如电报的电码波形似乎是通信双方预先确知的,但是电码的组合是不确定的。更普遍的例子,人的语音是完全随机的,即使说同样一个单音,不同的人的声音也是不同的,这里面正包含着区别不同人嗓音的信息。其它如雷达系统信号回波,地震遥测系统的数据等等都是先验未知的随机信号,而各种通信系统都应能适应相应的随机信号而正常工作。

再如即使在发送端信号是确知的,但经传输系统的各种途径到接收端,信号就变得不确定了。例如一个正弦信号 $s(t) = A\cos(\omega t + \theta)$,其相角 θ 将决定于系统相移,由于系统的复杂性,这相移是不可确切写出的。这相移导致时延,使这信号的到达时刻变得不确切了。假如考虑系统的失真,以及引入噪声,则对接收机来说,接收信号总为不可预知的时变信号。

在分析实际问题时,根据信号的先验知识可以将接收的随机信号分类,有的随机性强,有的相对弱一些。例如数字通信信号和雷达回波信号是具有随机参量的确定性信号,而模拟通信信号完全是随机的了。它们的处理方法也有所不同。

至此我们明确了通信系统所处理的信号和噪声一般都是随机的,对它们深入透彻地研究,最有效的工具是概率统计方法。概率论是研究随机现象的数学方法。将在第二、三章首先予以讨论。

这里对概率统计方法的有效性可作粗略说明。回到数字通信系统模型图 1-2,把信道的概念扩展,把调制器和解调器归到信道内,这种扩展的信道称作编码信道或数字信道。对于二进制编码来说,编/译码器之间通过这一信道传输的是 1 或 0 码,这时能把这信道模型进一步概括为一个十分简单明白的概率模型(如图 1-4 示)。图的左端表示编码器输出端,右端表

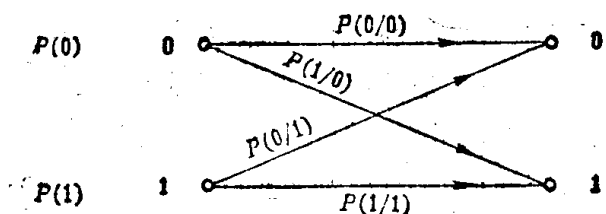


图 1-4 信道概率模型

示译码器输入端。这信道的全部性能能用四个条件概率表示,这里专称为信道转移概率,它们有关系:

$$P(0/0) + P(1/0) = 1$$

$$P(0/1) + P(1/1) = 1$$

其中: $P(0/0)$ 表示发送 0 码,接收为 0 码的概率;

$P(1/1)$ 表示发送 1 码,接收为 1 码的概率;

$P(1/0)$ 表示发送 0 码,接收为 1 码的概率;

$P(0/1)$ 表示发送 1 码,接收为 0 码的概率。

$P(1/0)$ 和 $P(0/1)$ 就是传输中发生错误的概率,反映了噪声效应的结果。在编码器端一般可以知道 1 码和 0 码的先验概率 $P(1)$ 和 $P(0)$, 对于数字通信而言,通常有 $P(0) = P(1) = 1/2$, 即先验等概率。

对于一个实际的通信系统,通过测试可以获得四个概率的数值,很容易建立这信道概率模型。改变这系统的性能参量,或者设法抑制噪声源的干扰,可以得到一组不同的概率值。当然,在这个变化中,我们希望概率 $P(0/0)$ 和 $P(1/1)$ 越大越好,而 $P(1/0)$ 和 $P(0/1)$ 越低越好。

另一方面,对于信道概率模型,在理论上我们应用概率统计原理可以分析使概率 $P(1/0)$ 和 $P(0/1)$ 达到最小的条件。满足这个条件的概率模型就是“最佳”模型,这是通信系统的设计师所向往和寻求的。或者,我们可以利用概率统计原理计算这最小的概率 $P(1/0)$ 和 $P(0/1)$ 。这就是该通信系统的“最佳”性能。概率统计原理具体怎样用来分析通信系统是后面章节的任务。

本章下面的内容将介绍通信系统中常见的各种调制方法。

§1-3 模拟连续波(CW)调制

在连续波调制中,高频载波的一个参量随低频消息信号成比例地变化,该参量和消息信号存在一一对应关系。我们通常见到的连续高频载波是正弦波。一个已调载波的数学表达式为:

$$x_c(t) = A(t)\cos[\omega_c t + \phi(t)], \quad \omega_c = 2\pi f_c \quad (1-1)$$

这里: f_c 是载频; $A(t)$ 是瞬时振幅; $\phi(t)$ 是载波的瞬时相移; $[\omega_c t + \phi(t)]$ 称为瞬时相位。

令消息信号或者称调制信号为 $x(t)$ 。如果 $A(t)$ 与消息信号 $x(t)$ 成线性关系,称为线性 CW 调制。如果 $\phi(t)$ 或 $\phi(t)$ 的时间导数与 $x(t)$ 成线性关系,分别叫做相位调制和频率调制,二者合称角度调制。

1.3.1 线性调制

使(1-1)式中瞬时相移 $\phi(t)$ 等于零,就是一般线性调制已调波的数学表达式:

$$x_c(t) = A(t)\cos\omega_c t \quad (1-2)$$

其中 $A(t)$ 与消息信号 $x(t)$ 成线性关系。根据 $x(t)$ 和 $A(t)$ 频谱关系的特征,线性调制可以分为以下几类:双边带调制 DSB(double-sideband modulation)、幅度调制 AM(amplitude modulation)、单边带调制 SSB(single-sideband modulation)以及残留边带调制 VSB(vestigial-sideband modulation)等。每个调制方式有各自的优缺点和具体应用。

1. 双边带调制(DSB)

当(1-2)式中 $A(t)$ 直接与 $x(t)$ 成正比时,就形成双边带调制。已调波的表达式为:

$$x_c(t) = A_c x(t) \cos \omega_c t = A(t) \cos \omega_c t \quad (1-3)$$

这表明双边带调制就是直接把载波 $A_c \cos \omega_c t$ 与消息信号相乘。调制器的模型是一个乘法器,见图 1-5a。已调波 $x_c(t)$ 的时间波形示于图 1-5d, 图 1-5c 是相应的消息信号。根据富里叶变换的调制定理, $x_c(t)$ 的频谱为:

$$X_c(f) = \frac{1}{2} A_c [X(f + f_c) + X(f - f_c)] \quad (1-4)$$

消息信号频谱 $X(f)$ 与 DSB 信号频谱 $X_c(f)$ 的关系由图 1-5e 和 1-5f 示出。 $X(f - f_c)$ 频谱中高于载频部分称为上边带(USB); 而低于载频部分称为下边带(LSB)。图中 f_x 表示消息信号 $x(t)$ 的带宽,又可称为基带宽度。通常在 DSB 调制中总满足:

$$f_c \gg f_x$$

由图 1-5f 也告诉我们, DSB 信号所占据的带宽:

$$B_T = 2f_x \quad (1-5)$$

DSB 信号解调器的模型见图 1-5b。这是一个同步(相干)解调器。令接收到的信号为 $x_r(t)$, 假设传输信道理想,且不考虑噪声:

$$x_r(t) = a_c x(t) \cos \omega_c t$$

显然 a_c/A_c 是信道衰减。在同步解调器中与本地载波 $2\cos \omega_c t$ 相乘的结果是:

$$\begin{aligned} z(t) &= [a_c x(t) \cos \omega_c t] \cdot 2 \cos \omega_c t \\ &= a_c x(t) + a_c x(t) \cos 2\omega_c t \end{aligned}$$

经低通滤波后,输出解调信号恢复了消息信号:

$$y(t) = a_c x(t)$$

相应的频率域的变换过程见图 1-5g。

刚才分析 DSB 信号解调似乎十分简单,实际上接收机要准确地获得一个与调制载波(发

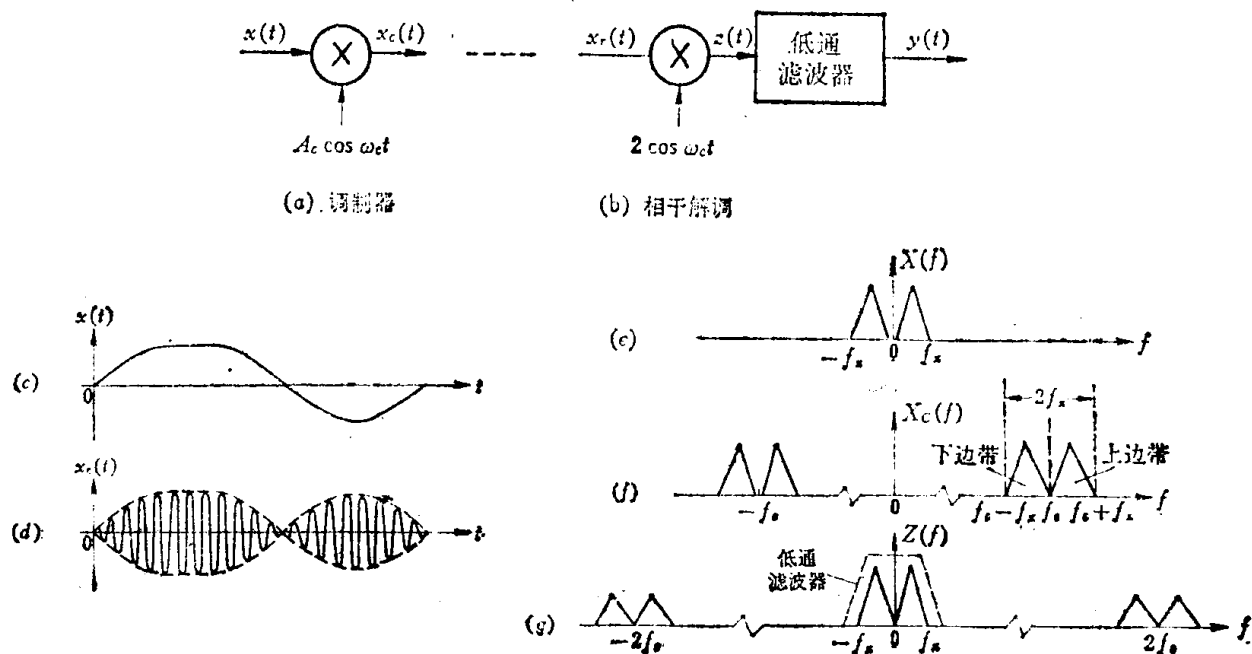


图 1-5 DSB 调制过程

送端)频率相同且相位相干的本地解调载波不是很容易的,至少增加设备的复杂性。因为解调载波即使有一点儿不同步,就能使解调出的消息严重失真。例如解调载波有相位误差 $\theta(t)$,这时:

$$z(t) = a_c x(t) \cos \theta(t) + a_c x(t) \cos[2\omega_c t + \theta(t)]$$

则 $y(t) = a_c x(t) \cos \theta(t)$

如果相位误差 $\theta(t)$ 是常量,其效果只是使解调输出衰减(当然 $\theta(t)$ 不能恰好为 90°)。而如果 $\theta(t)$ 是不能预测的时间 t 的随机函数(如我们在第四章要分析的),则 $y(t)$ 就被搞得面目皆非,产生严重失真。所以,如何获得相干解调载波是DSB解调的一个主要问题。

下面我们讨论不需要本地解调载波的幅度调制。

2. 幅度调制(AM)

DSB信号加上一个载波分量就变为普通的调幅(AM)信号。它的产生可以在调制前把消息信号先加上一个直流偏置 A ,如图1-6a。AM信号的表达式:

$$x_c(t) = [A + x'(t)] A'_c \cos \omega_c t$$

$$\triangleq A_c [1 + mx(t)] \cos \omega_c t \quad [\text{注}] \quad (1-6)$$

这里 $x(t)$ 是消息信号 $x'(t)$ 的归一化,

$$x(t) = x'(t) / \max |x'(t)|$$

参数 $A_c = AA'_c$,参量 m 称为调制指数:

$$m = \max |x'(t)| / A$$

图1-6表示AM调制过程,调制器模型还可以用图1-6b和c表示,图b表示在DSB信号中插入一个大载频分量构成AM信号,图c则是比较符合实际调幅器的模型,利用非线性元件来产生AM信号。AM信号的时间波形示于图1-6e,图d是相应的消息信号波形。

(1-6)式表示的AM信号的频谱为:

$$X_c(f) = \frac{m}{2} A_c [X(f + f_c) + X(f - f_c)]$$

$$+ \frac{1}{2} A_c [\delta(f + f_c) + \delta(f - f_c)] \quad (1-7)$$

其图形示于图1-6g。与DSB信号频谱比较,AM的频谱中在 $\pm f_c$ 处有两个表示为冲激的线谱,表示载频分量。而AM信号频谱宽与DSB一样,

$$B_T = 2f_x$$

AM信号中包含有载波分量 $A_c \cos \omega_c t$,既是它的缺点,又是它的优点。缺点指的是:调制器输出的全部信息包含在两个边带中,就信息传输而言,这载波分量是无用功率,降低了信息传输的效率。特别对某些功率受限制的情况,使AM应用受到限制。

其优点表现在AM信号解调大为简化,只要使用一个电路十分简单的包络检波器。我们知道,只要调制指数 m 小于1,接收到的AM信号的包络决不会达到零,而这包络的正的部分近似等于消息信号 $x(t)$ 。把AM信号加至包络检波器,该电路的输出恰与AM信号包络的正的部分成正比,起到AM的解调作用。包络检波器的电路和波形示于图1-7。鉴于大家都熟悉它的工作原理,就不在这里作过多介绍。

由于AM具有这一优点,使它获多方面的应用,特别是无线电广播。

[注] 符号在 $\triangleq$ 本书表示“定义为”。

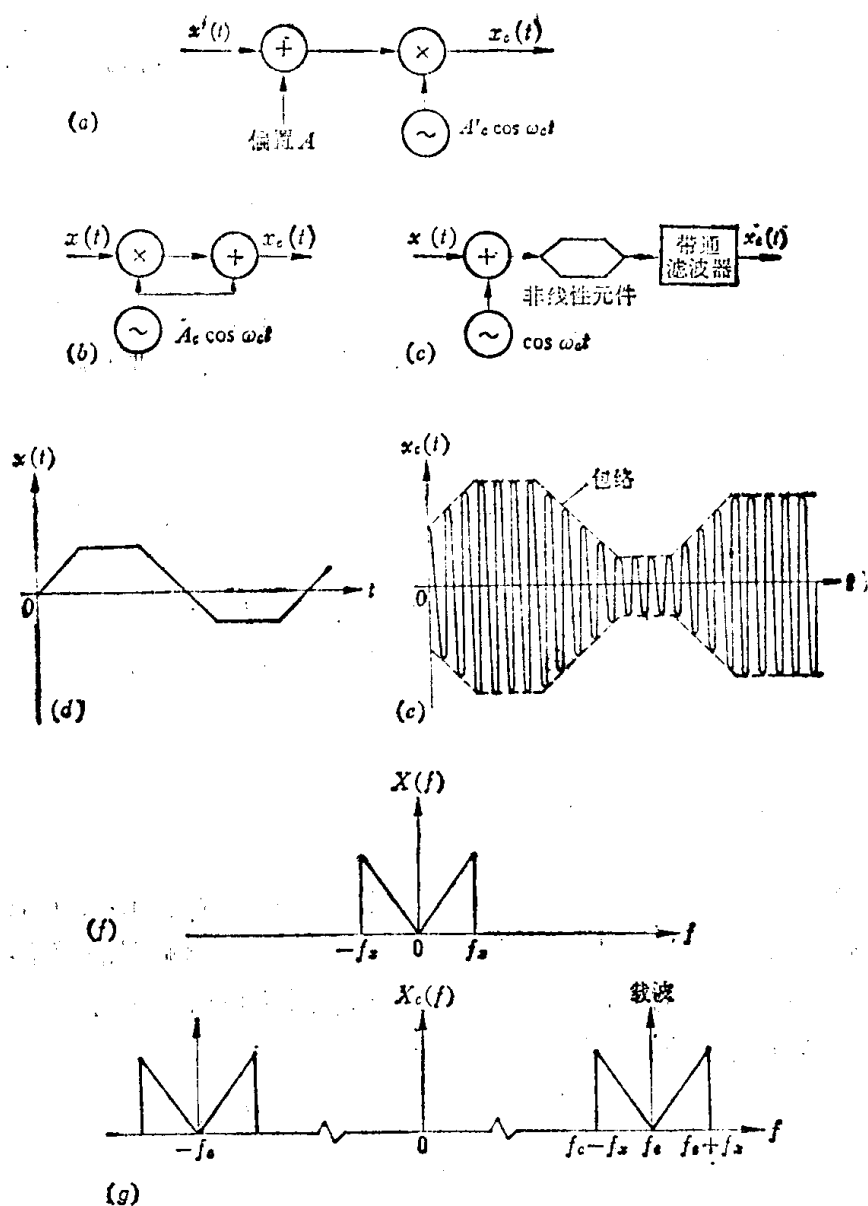


图 1-6 AM 调制过程

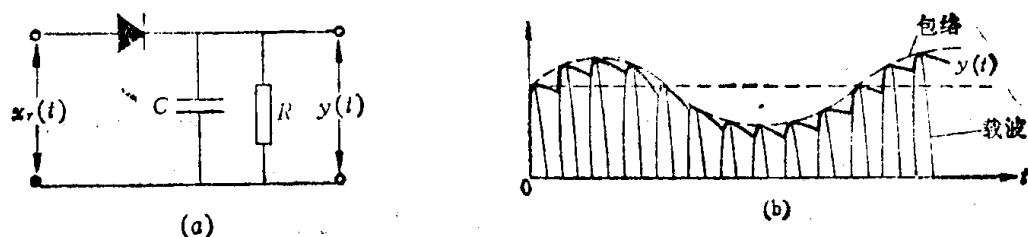


图 1-7 包络检波器

3. 单边带调制 (SSB)

在研究 DSB 信号的频谱特性时,我们发现上边带 (USB) 和下边带 (LSB) 在幅值上相对于载频位置是偶对称,而相位是奇对称的。这意味着知道一个边带总可以重建另一个边带。这样在传输信息时,两个边带同时传输就没有必要,每一边带都包含足以恢复消息信号 $x(t)$ 的信息。于是在发送之前把 DSB 信号的一个边带抑制掉,就产生了单边带 (SSB) 调制信号。它的显著优点是把已调信号的带宽从 $2f_s$ 压缩到 f_s ,就是说 SSB 信号的带宽与消息信号带宽相

同。当然,这种频带的节约是以增加设备的复杂性为代价的。

用边带滤波器产生 SSB 信号示于图 1-8。a 是调制器的模型,先形成 DSB 信号,然后对其进行边带滤波。根据边带滤波器的不同可以产生上边带或下边带 SSB 信号。图 1-8c 至 e 表示产生一个上边带信号的频谱变换。为了很好抑制下边带信号,该边带滤波器要求良好的滤波特性。图 1-8d 表示一个理想化的边带滤波器特性。实际边带滤波器在载频处的边沿特性总存在一定宽度,这就限制了 SSB 信号的低频响应。

SSB 信号的数学表示不象 DSB 和 AM 那样简单,完善的表示要用到希尔伯特(Hilbert)变换数学工具。这里仅由滤波法来导出 SSB 信号的时域表示。假设消息信号表示成有限谐波之和:

$$x(t) = \sum_{i=1}^n X_i \cos(2\pi f_i t + \theta_i), \quad f_n \leq f_x \quad (1-8)$$

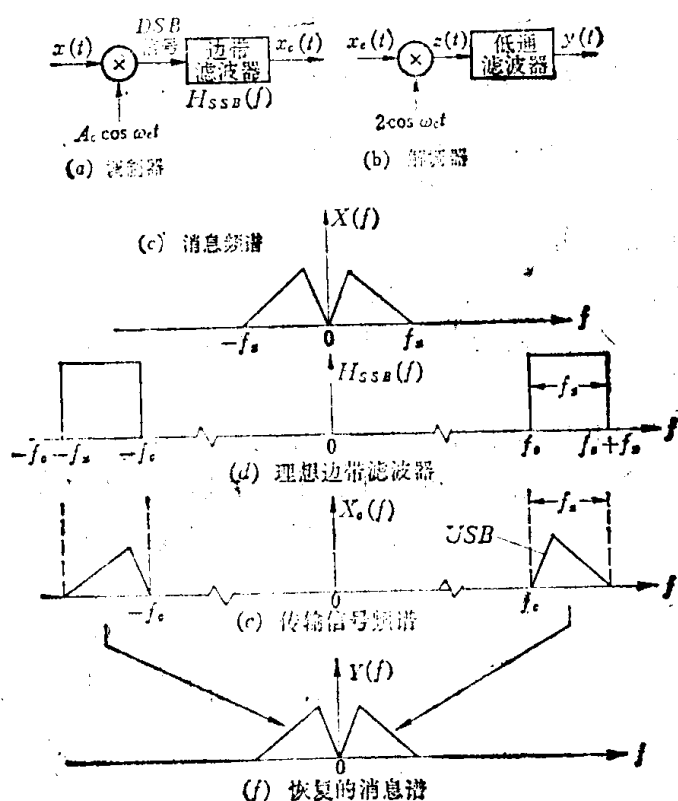


图 1-8 SSB 调制

那末,它相应的上边带(USB)信号为:

$$x_c(t) = \frac{A_c}{2} \sum_{i=1}^n X_i \cos[2\pi(f_c + f_i)t + \theta_i]$$

作变换:

$$\begin{aligned} x_c(t) &= \frac{A_c}{2} \left\{ \left[\sum_{i=1}^n X_i \cos(2\pi f_i t + \theta_i) \right] \cos 2\pi f_c t \right. \\ &\quad \left. - \left[\sum_{i=1}^n X_i \sin(2\pi f_i t + \theta_i) \right] \sin 2\pi f_c t \right\} \\ &\triangleq \frac{A_c}{2} \cdot x(t) \cos 2\pi f_c t - \frac{A_c}{2} \hat{x}(t) \sin 2\pi f_c t \end{aligned} \quad (1-9)$$

其中定义

$$\hat{x}(t) \triangleq \sum_{i=1}^n X_i \sin(2\pi f_i t + \theta_i) \quad (1-10)$$

它是 $x(t)$ 的正交分量。对于下边带(LSB)信号,式(1-9)第二项取“+”号。

SSB 信号的解调可以采用相干解调器,见图 1-8b,这是与 DSB 一样的。读者可相仿地验证图中 $y(t)$ 是消息信号的复制品。同样要求本地解调载波的频率和相位准确无误差,否则解调信号 $y(t)$ 严重失真。我们分析这一情况,假设解调载波有相位误差 $\theta(t)$,得:

$$\begin{aligned} z(t) &= \left[\frac{A_c}{2} x(t) \cos 2\pi f_c t \mp \frac{A_c}{2} \hat{x}(t) \sin 2\pi f_c t \right] \\ &\quad \cdot 2 \cos [2\pi f_c t + \theta(t)] \\ &= \frac{1}{2} \{ A_c x(t) \cos \theta(t) + A_c x(t) \cos [4\pi f_c t + \theta(t)] \} \\ &\quad \pm \frac{1}{2} \{ A_c \hat{x}(t) \sin \theta(t) - A_c \hat{x}(t) \sin [4\pi f_c t + \theta(t)] \} \end{aligned}$$

低通过滤后

$$y(t) = \frac{A_c}{2} [x(t) \cos \theta(t) \pm \hat{x}(t) \sin \theta(t)] \quad (1-11)$$

当 $\theta(t) \neq 0$, 上式前一项是消息信号 $x(t)$ 的时变衰减,这一点与 DSB 情况相同。但是后一项表示串话干扰,是 DSB 所没有的。如果 $\theta(t)$ 不小的话,仅这一项就能呈现严重的失真。因此 SSB 信号解调要求准确的相干解调载波。

与 DSB 和 AM 相比较,SSB 调制节省了信道的频带和传送功率。发射机的功率要求和传输带宽是通信系统的两大主要指标。因此 SSB 调制得到广泛应用。

4. 残留边带调制(VSB)

残留边带调制克服了 SSB 调制中存在的两个困难。VSB 调制使不需要的边带残留一部分一起出现在 SSB 调制器的输出端,这可简化边带滤波器,使在载频处的滤波特性不需要锐截止。另外 VSB 系统改善了低频响应,甚至还有直流响应。

用一个实例来说明这种调制技术。为简单起见,假定消息信号是两个正弦波之和:

$$x(t) = A \cos \omega_1 t + B \cos \omega_2 t \quad (1-12)$$

那末,这信号乘以载波 $2 \cos \omega_c t$ (令 $A_c = 2$) 就形成 DSB 信号:

$$\begin{aligned} x_{\text{DSB}}(t) &= A \cos(\omega_c + \omega_1)t + A \cos(\omega_c - \omega_1)t \\ &\quad + B \cos(\omega_c + \omega_2)t + B \cos(\omega_c - \omega_2)t \end{aligned}$$

这信号的单边频谱示于图 1-9a。残留边带滤波器用来产生 VSB 信号,设想 VSB 滤波器性能如图 1-9b,它边沿必须对所示载频 f_c 对称。滤波器输出的单边频谱示于图 1-9c,这就是 VSB 信号的频谱。

由图 1-9c 可写出 VSB 信号时域表示式:

$$\begin{aligned} x_c(t) &= \varepsilon A \cos(\omega_c - \omega_1)t \\ &\quad + (1 - \varepsilon) A \cos(\omega_c + \omega_1)t \\ &\quad + B \cos(\omega_c + \omega_2)t \end{aligned} \quad (1-13)$$

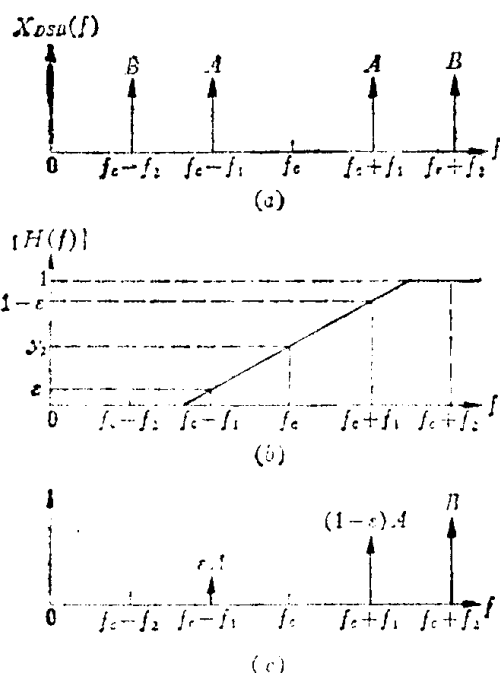


图 1-9 产生残留边带

(a) DSB 频谱(单边)

(b) VSB 滤波器在 f_c 附近的特性

(c) VSB 频谱

这信号由相干解调乘以载波 $2 \cos \omega_c t$, 经低通滤波, 其结果是:

$$\begin{aligned} y(t) &= \varepsilon A \cos \omega_1 t + (1 - \varepsilon) A \cos \omega_1 t + B \cos \omega_2 t \\ &= A \cos \omega_1 t + B \cos \omega_2 t \end{aligned}$$

这就是式(1-12)所假设的消息信号。

VSB 较之 SSB, 频带稍有增加, 但往往可以从电路的简化得到更多的好处。如果 VSB 信号中同时传送载频, 还能类似于 AM 用包络检波器来解调, 这就是电视广播的典型应用。VSB 调制能保证电视信号低频响应的要求。VSB 还能用于传真和数据传输。

1.3.2 角度调制

上述所有线性调制的方案可归纳出如下几个共同的特点:

- (1) 已调信号的频谱基本上是由消息信号频谱的搬移而生成的。
- (2) 对信号的全部运算是线性的, 迭加原理成立。
- (3) 传输的带宽不超过消息带宽的两倍。
- (4) 要增加接收机输出信噪比唯有增加发送信号的功率(我们在第四章要分析这一问题)。

现在我们转入模拟连续波另一类调制——角度调制的讨论。角度调制是非线性调制, 它没有上述线性调制那些简单的共同特性。

令式(1-1)中正弦波的振幅 $A(t)$ 为常量 A_c , 就得到角度调制波的一般表示式:

$$x_c(t) = A_c \cos[\omega_c t + \phi(t)] \quad (1-14)$$

$x_c(t)$ 的瞬时相位为:

$$\theta_i(t) = \omega_c t + \phi(t)$$

其瞬时角频率为:

$$\omega_i(t) = \frac{d\theta_i}{dt} = \omega_c + \frac{d\phi}{dt}$$

函数 $\phi(t)$ 和 $d\phi(t)/dt$ 分别叫做瞬时相位偏移和频率偏移。

两类基本的角度调制是相位调制(PM)和频率调制(FM)。载波的瞬时相移正比于消息信号是相位调制, 即

$$\phi(t) = k_p x(t) \quad (1-15)$$

在此 k_p 是相移常数(弧度/伏)。相仿地, 载波的频偏正比于消息信号则是频率调制, 即

$$\frac{d\phi}{dt} = k_f x(t) \quad (1-16)$$

或者 FM 波的相移用积分表示:

$$\phi(t) = k_f \int_{t_0}^t x(\tau) d\tau + \phi(t_0)$$

这里 k_f 是频偏常数([弧度/秒]/伏), 而 $\phi(t_0)$ 是 $t=t_0$ 时的初相。通常假设 $t_0 = -\infty$, 而 $\phi(-\infty) = 0$ 。综合上两式, 角度调制信号能表示为:

$$x_c(t) = \begin{cases} A_c \cos[\omega_c t + k_p x(t)] & \text{对于 PM} \\ A_c \cos[\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau] & \text{对于 FM} \end{cases} \quad (1-17)$$

由上式看到, PM 和 FM 信号表达的函数形式是相似的。

图 1-10 给出了正弦消息信号波所对应的 AM、FM 和 PM 波形。我们看到对于单频正弦

消息,FM 和 PM 信号是无法加以区别的。

由于 FM 和 PM 信号的相似性,我们可以把两者合在一起分析,而主要着重于 FM 的讨论。

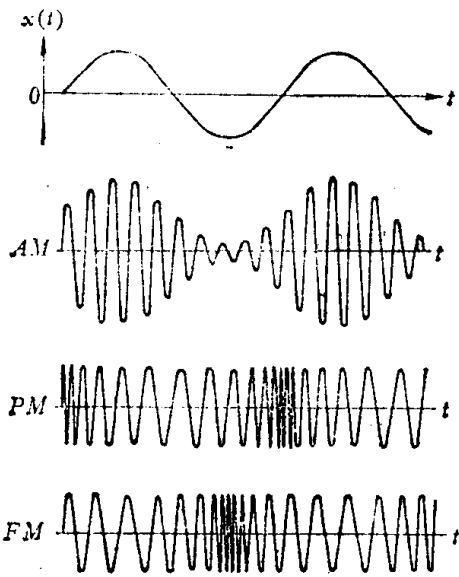


图 1-10 AM、PM 和 FM 波形

FM 信号的带宽: 由于角度调制是一个非线性过程,要确切描述任意调制信号产生的角度调制波的频谱是困难的。一般都是分析单频正弦调制的 FM 信号的频谱,这个内容在其它有关课程已有介绍,这里不作重复。我们关心的是角度调制波的带宽,下面就不加分析引出结果。

对于单频调制,假设:

$$x(t)=A_m\cos\omega_mt,\quad \omega_m=2\pi f_m$$

则角调波的相移为:

$$\phi(t)=\begin{cases} k_pA_m\cos\omega_mt & \text{对于 PM} \\ k_f\frac{A_m}{\omega_m}\sin\omega_mt & \text{对于 FM} \end{cases} \tag{1-18}$$

定义调制指数 β 为单频调制产生的最大相移,即

$$\beta=\frac{k_fA_m}{\omega_m} \quad \text{对于 FM}$$

和

$$\beta=k_pA_m \quad \text{对于 PM}$$

根据分析,单频调制的角调信号带宽:

$$B_T\approx2(\beta+1)f_m \tag{1-19}$$

在此带内的频谱分量的功率占角调信号功率的 98% 以上。

对于任意的信号 $x(t)$,为了得到通用的带宽表达式,相仿的定义偏移比 D 为:

$$D=\frac{\text{最高频率偏移}}{x(t)\text{的带宽}}=\frac{k_f\cdot\max|x(t)|}{2\pi f_s}=\frac{f_\Delta}{f_s} \tag{1-20}$$

这里 f_Δ 是赫芝为单位的最大频偏。非正弦调制的偏移比 D 起到正弦调制中 β 相同的作用,在 (1-19) 式中用 D 代替 β , f_s 代替 f_m , 得到:

$$B_T=2(D+1)f_s=2(f_\Delta+f_s) \tag{1-21}$$

这个带宽表达式常称为 Carson 定则。如果 $D\ll1$, 带宽近似为 $2f_s$, 称为窄带调频 (NBFM)。相反,如果 $D\gg1$, 带宽近似为 $2f_\Delta$, 称为宽带调频 (WBFM)。

FM 调制器模型: 这里给出直接调频的模型如图 1-11, 频率调制器就是一个压控振荡器 VCO (Voltage Controlled Oscillator), 它的振荡频率与调制电压成线性关系。容易验证图中产生 PM 信号的原理。

另一种间接调频的方法,调制信号经积分后,用调相方法获得窄带调频信号,然后倍频获

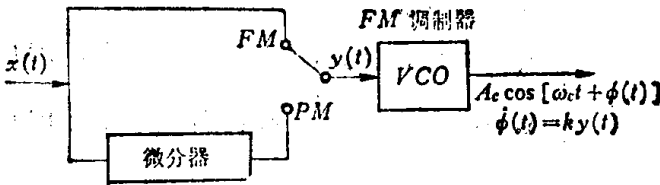


图 1-11 直接调频