

课程名称——通信系统原理

Communication Systems Concepts

教材及参考书

教材——《通信原理教程》达新宇等 北京邮电大学出版社

参考书

- 《通信原理（第5版）》 樊昌信等 国防工业出版社
- 《通信原理》 马海武，刘毓，达新宇 北京邮电大学出版社
- 《通信原理—学习与考研指导》 沙济彰等 科学出版社
- 《现代通信原理》 曹志刚、钱亚生 清华大学出版社
- 《通信系统原理（第二版）》 张树京 中国铁道出版社
- 《通信原理__常见题型解析及模拟题》 21世纪通向研究生之路系列丛书
李白萍 西北工业大学出版社
- 《通信原理考研指导》信息通信专业考研指导丛书
郝建军、尹长川 北京邮电大学出版社
- 《通信原理考研指导》 钱学荣、王升 电子工业出版社
- 《通信原理习题集》 杨鸿文、桑林 北京邮电大学出版社

第1章 绪论

本章教学要求：

- 1、掌握信息量和通信系统主要性能指标的计算；掌握恒参信道和随参信道特性及对信号传输的影响。
- 2、熟悉通信基本概念（通信、消息、信号、信息等）
- 3、理解信道的定义和模型。
- 4、了解通信系统模型、分类和通信方式。

主要外语词汇

通信 (Communication) 电信 (Telecommunication)

消息(Message) 信号(Signal) 信息 (Information)

模拟通信 (Analog Communication) 数字通信 (Digital Communication)

信息量 (Amount of Information) 信道 (Channels) 信道容量 (Channel Capacity)

信噪比 (Signal-to-noise ratio, 简写 SNR) 噪声 (Noise) 信息熵 (Information Entropy)

作业 P₂₁ 3, 4, 7, 8, 18, 19

计划学时：6 学时

§ 1.1 引言

一、通信的定义

- 通信 (communication) ——指从一个地方向另一个地方进行消息的有效传递与交换。
- 电信 (Telecommunication) ——利用电子等技术手段,借助电信号(含光信号)实现从一地到另一地进行消息的有效传递与交换。

二、现代通信之业务内容

1. 电报
2. 电话
3. 传真
4. 广播
5. 电视
6. 因特网

三、消息、信号与信息

- 1、消息 (message) ——有待传输的符号、文字、数据和语声等。
- 2、信号 (signal) ——与信息相对应的电或光的波形,是消息的物质载体。
- 3、信息 (information) ——消息中包含的有意义(有用)的内容。
不同形式的消息可包含相同信息。

§ 1.2 通信系统的组成

一、通信系统模型:

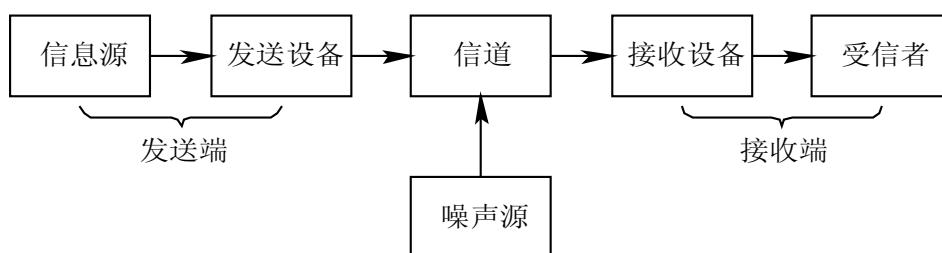
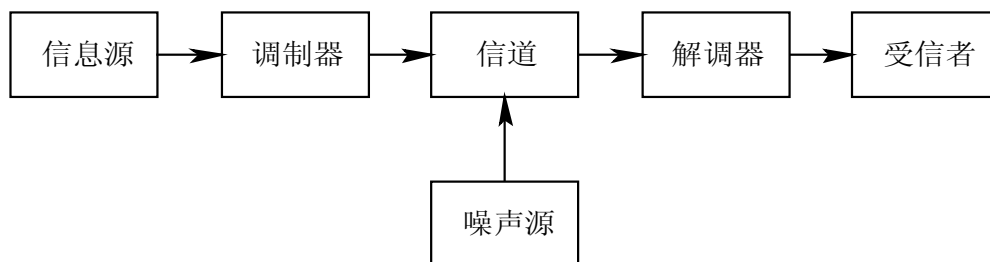


图1-4

根据信道中传输的是模拟信号还是数字信号,把通信系统分为模拟通信系统和数字通信系统。

二、模拟通信系统

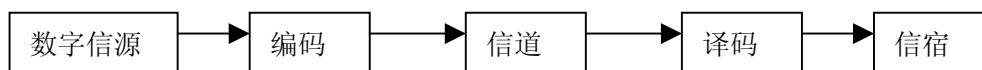
语言、音乐、电视(目前的电视)都是连续的信源,产生连续信号,直接传输连续信号的通信系统是模拟通信系统。



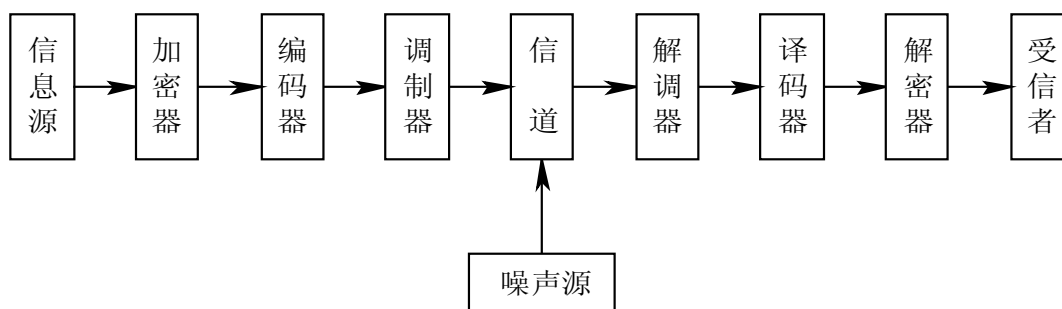
三、数字通信系统

数字信源(如计算机)或模拟信号数字化后的传输的是数字信号(信源发出和信宿接收的是数字信号或模拟信号,而信道传输的是数字信号的通信过程或方式),它有两种传输方式:

- 1、基带传输:直接传输由消息变换过来的电信号。



2、频带传输：



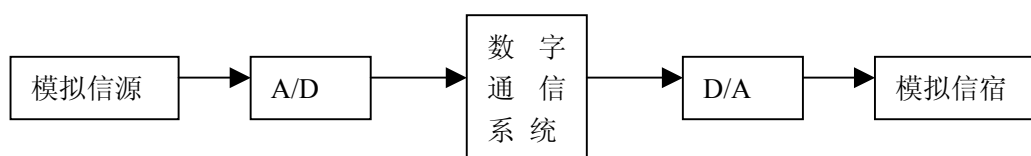
四、数字通信的优点

与模拟通信比较，数字通信主要有以下六大好处：

1. 通信质量好，抗干扰能力强。
2. 可以通过编码进行差错控制。
3. 可进行大规模集成，使通信设备小型化，省电，绿色。
4. 可利用现代数字信号处理技术和手段（计算机），对信号进行处理、加工、变换、存储。
5. 可对信息加密，保证安全。
6. 可综合各种消息，使通信功能增强。

正因为如此，模拟信号也往往先数字化，采用数字通信传输。

五、模拟信号的数字化（第8章）



A/D 转换（Analog—digital conversion）：模拟——数字转换。

D/A 转换（Digital—analog conversion）：数字——模拟转换。

§ 1.3 通信系统的分类和通信方式

一、通信系统的分类：

1. 按信号特征分： 模拟通信与数字通信
2. 按传输媒介分： 有线通信与无线通信
3. 按通信业务分： 电报、电话、电传、 数据传输、 可视电话、无线寻呼等
4. 按调制方式分： 基带传输与频带（调制）传输
5. 按复用方式分： 频分复用（FDM）、时分复用（TDM）、码分复用（CDM）、空分复用（SDM）
6. 按工作频段分： 长波通信、中波通信、短波通信和微波通信
7. 按受信者是否运动分： 移动通信和固定通信

二、通信方式

- 按传输方向与时间关系分：
 - 1、单工通信
 - 2、半双工通信
 - 3、全双工通信

- 按数字信号排列顺序分： 1、并行通信
2、串行通信
- 按传输模式： 1、点对点
2、广播式
3、通信网

由于通信网的基础是点与点之间的通信，所以本课程的重点放在点与点之间的通信上。

§ 1.4 信息及其量度

一、信息量的定义：

- 1、信息是消息（信号）的不确定性的度量。确定事物不含信息。
- 2、不确定性来自客观事物本身的随机性，可以用概率统计来定量描述。
- 3、用不确定性的大小表达信息量，应与概率的倒数有关。 $I \propto 1/P$
- 4、定义：信息量 $I = \log(1/P) = -\log P$
- 5、对数以 2 为底时，信息量的单位叫“比特”。（bit）
对数以 e 为底时，信息量的单位叫“奈特”。（nit）
对数以 10 为底时，信息量的单位叫“哈特莱”。
通常广泛使用的单位为比特。

二、信息熵（平均信息量）

1. 离散信源的熵

已知信源发出 M 个不同消息（符号）的概率分别为 P_i ，（ $i=1, 2, 3, \dots, M$ ）

则发不同消息（符号）时各信息量不同： $I_i = \log \frac{1}{P_i}$ （ $i=1, 2, 3, \dots, M$ ）

平均而言，发出一个符号的信息量为： $H = E(I_i) = \sum_{i=1}^M P_i \log \frac{1}{P_i} = -\sum_{i=1}^M P_i \log P_i$

2. 离散信源的最大熵

$H_0 = H_{\max} = \log M$ ，发生在 $P_1 = P_2 = \dots = P_M = \frac{1}{M}$ 的等概情况下。

二元等概信源 $H_0 = \log_2 2 = 1$ ，每位 1 比特。

3. 连续信源的熵（相对熵）

$H(x) = -\int_{-\infty}^{\infty} f(x) \log f(x) dx$ 式中 $f(x)$ 为连续消息 x 出现的概率密度函数。

§ 1.5 主要性能指标

通信的性能好坏应从数量和质量两方面衡量，即有效性和可靠性。

一、模拟通信系统的性能指标：

1. 有效性——带宽：信号所占用的频率范围的宽度。
2. 可靠性——信噪比：定义信噪比 $= 10 \log \frac{S}{N}$ （dB），S 为信号功率，N 为噪声功率。

二、数字通信系统的性能指标

1. 有效性——码元传输速率（码率）和信息率：

（1）码率 $R_B =$ 每秒钟信源发出的码元（符号）个数，单位是码元/秒（波特 B）。也叫波特率。

在保证信息速率不变的情况下，M 进制的码元速率 R_{BM} 与二进制的码元速率 R_{B2} 之间有以下转换关系：

$$R_{B2} = R_{BM} \log_2 M \quad (B) \quad M = 2^k \quad (k=1, 2, 3, \dots)$$

(2) 若信源发出符号总数为 M ，等概传输时，则平均每符号最大信息量为 $H_0 = \log_2 M$ (比特)。

因此描述数字通信系统的有效性用信息速率： R_b =每秒钟信源发出的信息的比特数。也叫比特率。

(3) 码元速率 R_B 和信息速率 R_b 的关系

显然： $R_b = R_B \cdot H_0 = R_B \log_2 M$ 单位：比特/秒 = bit/s = bps

2. 可靠性——差错率：

衡量数字通信系统可靠性的指标是差错率，常用误码率和误信率表示。

(1) 误码率：经通信后，信宿收到的码元中，错误码元所占总码元的比例。即

$$p_e = \frac{\text{其中发生错误的码元数}}{\text{单位时间内传输总码元数}}$$

(2) 误信率 (信息差错率)： P_{cb} 是指发生差错的比特数在传输总比特数中所占的比例，即

§ 1.6 信道

§ 1.6.1 信道的分类和相关概念

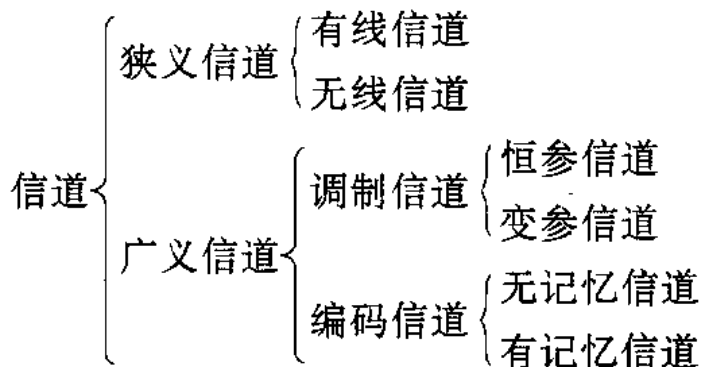
信道是信息传输的通道。远距离传输中信号能量会损耗，噪声会混入，因此信道对通信的可靠性和有效性有重要影响。对信道和噪声的研究是通信问题的基础。

信道按照其不同特征有不同的分类方法。

一、狭义信道和广义信道：

1、狭义信道：仅指通信媒质。

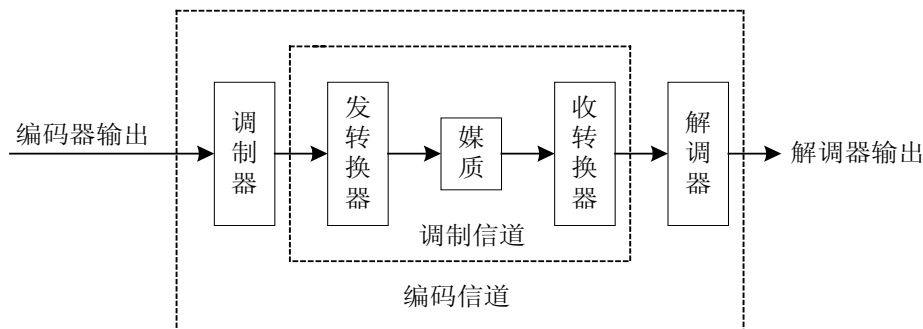
2. 广义信道：为分析问题的方便人们把收发两端的设备 (发送设备、接收设备、馈线与天线、调制器与解调器) 纳入信道，称之为广义信道。



二、有线信道和无线信道 (从传输信号的媒质分)

- 1、有线信道：借助线路传输信号的信道
- 2、无线信道：借助电磁波在空间传输

三、调制信道与编码信道



1. 调制信道模型：

指调制器输出端与解调器输入端之间的全部装置与媒体，它是已调制信号的通道。

调制信道常用在模拟通信中。

对于二端口的信道模型来说，它的输入和输出之间的关系式可表示成式中， $e_i(t)$ ——输入的已调信号；

$e_o(t)$ ——信道总输出波形；

$n(t)$ ——信道噪声(或称信道干扰) 与 $e_i(t)$ 相互独立，信号消失，

噪声依然存在。以迭加的方式混入信号中；

$f[e_i(t)]$ ——表示信道对信号影响(变换)的某种函数关系。(时变线性变换)

$$e_o(t) = f[e_i(t)] + n(t)$$

由于 $f[e_i(t)]$ 形式是个高度概括的结果，为了进一步理解信道对信号的影响，我们把 $f[e_i(t)]$ 设想成为形式 $k(t) \cdot e_i(t)$ 。

$$e_o(t) = k(t) \cdot e_i(t) + n(t)$$

$k(t)$ — 表示乘性噪声(乘性干扰)。依赖于信号存在，与信号同生同灭。以相乘方式混合于信号中。

2. 编码信道模型

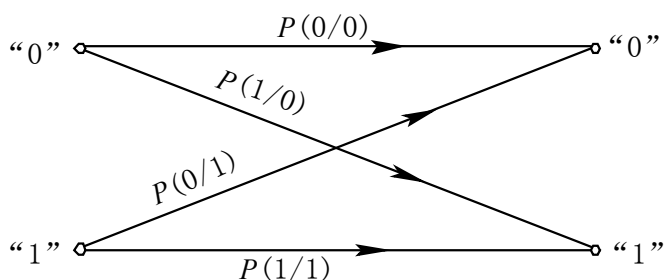
适用于数字通信，编译码器(如压缩编码和纠错编码)之间的部分都视为“信道”，所以它面对的输入、输出都是数字基带信号。编码信道输入是离散的时间信号，输出也是离散的时间信号，对信号的影响则是将输入数字序列变成另一种输出数字序列。由于信道噪声或其他因素的影响，将导致输出数字序列发生错误(误码率)，因此输入、输出数字序列之间的关系可以用一组转移概率(条件概率)来表征。

在这个模型里，把 $P(0/0)$ 、 $P(1/0)$ 、 $P(0/1)$ 、 $P(1/1)$ 称为信道转移概率，具体地把

$P(0/0)$ 和 $P(1/1)$ 称为正确转移概率，

而把 $P(1/0)$ 和 $P(0/1)$ 称为错误转移概率。

由于信道噪声或其他因素影响导致输出数字序列发生错误是统计独立的，因此这种信道是无记忆编码信道。根据概率性质可知



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

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

四. 恒参信道和变(随)参信道

信道的传输特性取决于媒体的物理特性(介电常数、电导率、磁导率、吸收、反射、衰减、色散、相移等)和设备的电气特性(频响特性、电子元器件的稳定性等)。这些统称为电气参数。

1. 恒参信道：信道的主要电气参数不随时间变化，至少在短期内不会明显变化。如有线信道、无线视距信道、卫星中继信道等。
2. 变(随)参信道：信道的主要电气参数随时间波动，受温度、天气、日夜、时辰等因素影响，呈随机变化状态。如电离层反射信道、对流层散射信道、移动信道。

§ 1.6.2 恒参信道对信号传输的影响

一、参信道传输特性

无论架空明线、双绞线、同轴电缆，还是光纤，由于长距离传输，其阻抗不可忽略，同时其阻抗是分布在很长的通信线路中，不能当作等效的一个阻抗对待，严格地计算应从麦克斯韦方程出发，但对于正弦稳态信号，可以通过分布参数电路来简化求解过程。

所谓分布参数电路，一方面表现在电路的纵向损耗电阻 R ，横向损耗电导 G 电磁耦合引起的线间电容 C 和电感 L 都是沿线路而连续分布的；另一方面，表现在线路长度大于信号波长时线路不同位置的电流电压的幅度和相位是不同的。

R ， G ， C ， L 均可视为常数。故为恒参信道，但频率的依赖关系会引起信号幅度随频率的变化和相位随频率的变化。

二、信号无失真传输条件

无失真要求：1. 对不同频率成分有相同的放大倍数，故波形不变。

2. 相移与频率成正比。

为什么这样能使波形不失真？因为相位的不同，反映在波形上就是出现在时间轴上的先后位置不同。

三、幅频失真

传输线的衰减是频率的函数，故其传输函数不满足无失真传输条件。一般情况下，随着 ω 的增加，幅频特性会降低直至会超过某个截至频率后认为衰耗大到不可使用的程度。

由于幅频特性不等于常数，引起的失真称为幅频失真。

四、相频失真

传输线路的相移常数也是频率的函数，引起相频特性不可能在无穷大的频率范围内为线性。于是，群时延特性不可能与频率无关，由此造成的失真叫做群时延失真。

五、其它失真及矫正

幅频失真和相频失真属线性畸变，是最普遍的失真。此外，还可能存在非线性畸变，频率偏移和相位抖动引起的失真。

总之，恒参信道一旦给定其失真状况即给定，是不随时间改变的。可以通过均衡措施加以补偿和矫正，也可以在设计系统时尽量减少失真。

§ 1.6.3 随参信道对信号传输的影响

一、随参信道举例

- 1 短波电离层反射信道
- 2 对流层散射信道

二、随参信道的信号传输特点

- 1 频谱弥散
- 2 选择性衰落

三、伴随噪声和分集接收

随参信道中参数随时间变化引起被传输信号的失真，有一个特征：就是随机性。恒参信道引起传输信号的失真是可以预知的，波形畸变是可以矫正和补偿的。而随参信道引起传输信号波形畸变是无法预测，无法补偿和矫正的，它的随机涨落变化的特点使这种失真在现象上更像是混入信号的噪声。因此我们常把前者叫做畸变后者叫做噪声

虽把随参失真视为噪声但与通常意义下的噪声的概念似有不同，一般说的噪声是强加在信号之上的，当信号为零时噪声仍然存在。而随参信道噪声是伴随信号的传输而产生的，信号为零时这种噪声自然消失。为了区别通常意义上的噪声，我们把这种随参信道产生的噪声叫做伴随噪声

伴随噪声严重影响无线通信的质量，为了解决它的影响，常采用分集接收的措施加以改善。所谓分集接收，指采用互相独立或基本独立的多个接收装置，分别接收来自不同路径的电波，或不同频率的电波分类，或不同角度，不同极化的电波，然后加以合并。而合并方式又有以下三种：

1、最佳选择方式

- 2、等增益相加方式
- 3、最大比值相加方式

§ 1.6.4 信道容量

一、离散信道的信道容量:

1. 平均互信息
2. 传信率
3. 信道容量

二、连续信道的信道容量

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{n_0 B} \right) \quad (\text{bit/s})$$

上式中, B 为信道带宽(Hz), S 为信号功率(W), n_0 为噪声单边功率谱密度(W/Hz), $N=n_0B$ 为噪声功率(W)。

香农公式是通信中最重要的公式之一。它的重要性不在于计算容量值, 而在于以下意义:

1. 对于给定的信道带宽和信噪比之间存在制约关系。信噪比反映通信质量, 带宽反映通信效率。
2. 增大带宽, 只能一定条件下对提高信道容量有作用

第2章 随机信号分析

本章教学要求:

- 1、掌握平稳随机过程的概念和性质、高斯白噪声的性质。
- 2、理解高斯过程和窄带随机过程的基本内容, 随机过程通过线性系统的基本描述。
- 3、了解随机变量和随机过程的概念及数学描述。
- 4、了解噪声的分类和特点。

主要外语词汇

随机信号 (Random Signal)

随机变量 (Random Variable)

高斯随机过程 (Gaussian Random Process)

高斯白噪声 (White Gaussian Noise)

作业 P47 9, 10

计划学时: 6 学时

§ 2.1 随机变量及其数学描述

一、概率论的基本概念

1. 随机现象: 在个别试验中其结果呈现出不确定性; 在大量重复试验中其结果又具有统计规律性的现象。

现象——投掷硬币、分子原子热运动、噪声

概念——样本: 随机现象的某次出现 (观测、实验)。

事件: 样本的结果。

样本空间：无穷多（大量）样本的全体（可能的试验结果）。

事件空间：结果的集合，可能无穷多，也可能只有少数几种。

2. 概率

(1) 随机现象的规律性表现在样本的大量统计特性上。大量样本的集体行为有规律：

设 N 次观测中事件 A 出现了 m_A 次， A 发生的频率为 $\frac{m_A}{N}$ 。当 N 很大时， $\frac{m_A}{N}$ 有确定的比值。

(2) 概率的定义：
$$P(A) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{m_A}{N}$$

3. 概率的性质和运算

(1) 任何随机事件的概率 $P(A)$ ，其值介于 $0 \leq P(A) \leq 1$ 之间。

(2) 条件概率： $P(A|B)$ 为事件 B 已出现的条件下，事件 A 出现的概率。

一般 $P(A|B) \neq P(A)$ ，但若 B 与 A 无关，则 $P(A|B) = P(A)$ 。

(3) 两事件之积的概率 $P(AB)$ 叫联合概率，它代表 A 和 B 同时出现的概率，故 $P(AB) = P(BA)$ 。

计算方法（公式）是： $P(AB) = P(A)P(B|A)$ 或者 $= P(B)P(A|B)$

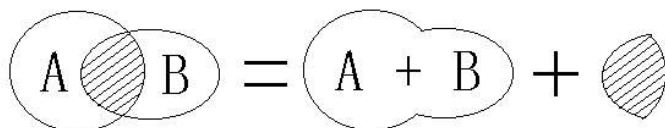
$P(A_1 A_2 \cdots A_n) = P(A_1)P(A_2|A_1)P(A_3|A_1 A_2) \cdots P(A_n|A_1 A_2 \cdots A_{n-1})$

于是便得到计算后验概率的公式：
$$P(A|B) = \frac{P(A)P(B|A)}{P(B)}$$

(4) 两事件之和的概率 $P(A+B)$ 代表 A 或 B 出现的概率（二者之一或共同），显然

$$P(A+B) = P(A) + P(B) - P(AB)$$

原因如图所示：



$$P(A) + P(B) = P(A+B) + P(AB)$$

(5) 可能的事件全体 A_i ($i=1, \cdots, n$)，若为互斥、完备集合，则有归一化公式：
$$\sum_{i=1}^n P(A_i) = 1$$

同样，对条件概率有：
$$\sum_{i=1}^n P(A_i | B) = 1$$

对联合概率有：
$$\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m P(A_i B_j) = 1$$
 和
$$\sum_{i=1}^n P(A_i B_j) = P(B_j)$$
 ;
$$\sum_{j=1}^m P(A_i B_j) = P(A_i)$$

(6) 全概率公式：

若事件 B_1, B_2, \cdots, B_n 两两互斥，且 $\bigcup_{i=1}^n B_i = S$ （样本空间）。（ B_1, \cdots, B_n 为 S 的一个划分）

$$P(B_i) > 0.$$

对任一事件 A 有
$$P(A) = \sum_{i=1}^n P(B_i)P(A|B_i)$$

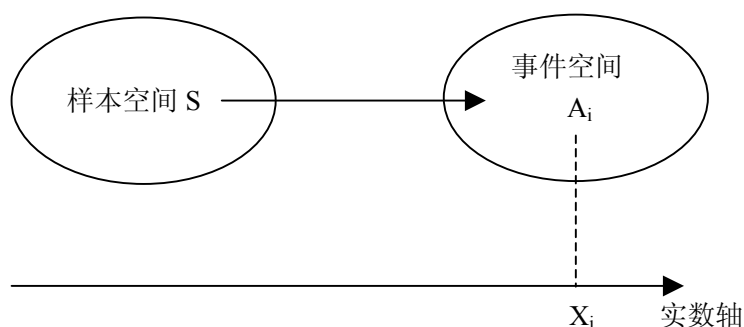
(7) 贝叶斯 (Bayes) 公式

若事件 B_1, B_2, \dots, B_n 两两互斥, 且 $\bigcup_{i=1}^n B_i = S$ (样本空间)。(B_1, \dots, B_n 为 S 的一个划分)

$$P(B_i) > 0, P(A) > 0.$$

则有
$$P(B_i | A) = \frac{P(A|B_i)P(B_i)}{\sum_{j=1}^n P(A|B_j)P(B_j)} \quad i=1, 2, \dots, n$$

二、随机变量



设样本空间中的某样本 S (某次观测) 得到事件 A_i , 我们将 A_i 影射为数轴上的一点 X_i ; 当取遍样本空间, 得到全体事件 $A_i \in A$, 这些事件与数轴上不同点一一对应起来, $X_i \in X$, 就得到一个实变量 X。去掉中间的影射过程, 每个样本 S 相应为数轴上都有一个实数 X 与之对应。(不排除多个 S 对应一个 X 的情况), X 就是描述该随机事件的随机变量。

好处:

- 第一. 引入随机变量, 定量描述随机事件。
- 第二. 事件与数轴上的点是一一对应的, 所以事件的概率就是随机变量的概率。
- 第三. 可统一处理离散和连续的随机变量。

三、概率分布函数

2. 定义: $F(x) = P\{X \leq x\}$ 代表随机变量 X 取值小于等于某指定值 x 的概率。

3. 性质:

(1) $0 \leq F(x) \leq 1$, 且 $F(-\infty) = P\{X \leq -\infty\} = 0, F(+\infty) = P\{X \leq +\infty\} = 1$

(2) $F(x)$ 是一个不减函数, 对任意实数 $x_1, x_2 (x_1 < x_2)$, 有

$$F(x_2) - F(x_1) = P(x_1 \leq X \leq x_2) \geq 0$$

四、概率密度函数

1. 定义:

随机变量 X 的分布函数
$$F(x) = \int_{-\infty}^x f(t) dt$$

X 的概率密度函数
$$f(x) = \frac{d}{dx} F(x) = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{F(x + \Delta x) - F(x)}{\Delta x}$$

2. 性质 :

(1) $f(x) \geq 0 \quad (-\infty < x < +\infty)$

$$(2) \int_{-\infty}^{+\infty} f(x)dx = F(+\infty) = 1 \quad \text{归一性}$$

$$(3) P\{x_1 \leq X \leq x_2\} = F(x_2) - F(x_1) = \int_{x_1}^{x_2} f(x)dx$$

五、统计平均

我们说随机现象遵循统计规律，不仅表现在大量样本呈现出一定的概率分布和概率密度函数，而且更直观的表现是每个不确定的样本却具有确定的统计平均值。

1、随机变量的平均值

$$\bar{X} = E[X] = \int_{-\infty}^{+\infty} xf(x)dx$$

2、随机变量的平方平均值

$$\overline{X^2} = E[X^2] = \int_{-\infty}^{+\infty} x^2 f(x)dx$$

$$3、\text{方差} \quad \sigma^2 = D[X] = E\{[X - E(X)]^2\} = \int_{-\infty}^{+\infty} (x - \bar{X})^2 f(x)dx$$

$$\sigma^2 = E[(X - \bar{X})^2] = E[X^2 - 2\bar{X}X + \bar{X}^2] = \overline{X^2} - 2\bar{X} \cdot \bar{X} + \bar{X}^2 = \overline{X^2} - \bar{X}^2$$

§ 2.2 随机过程及其数学描述

一、随机过程：随时间变化的随机变量的全体。

- 1、设对 N 台性能完全相同、工作条件完全一致的接收机输出端记录其噪声电压 $x(t)$ 的波形，可发现，即使 N 足够大，也无法找到完全相同的噪声电压。即接收机输出的噪声电压随时间变化的波形完全是随机的，是一个随机过程。
- 2、测到的一个噪声电压波形就是随机过程的一次实现（测试、出现）——样本函数。
随机过程中指定时刻的全体样本所取的值，构成随机变量。
- 3、随机过程是样本和时间的双重随机函数。

二、一维概率分布函数和概率密度函数

1、定义：

$$\text{一维概率分布函数} \quad F_1(x_1, t_1) = P\{\xi(t_1) \leq x_1\}$$

$$\text{一维概率密度函数} \quad f_1(x_1, t_1) = \frac{\partial F_1(x_1, t_1)}{\partial x_1} \quad \text{或} \quad F_1(x_1, t_1) = \int_{-\infty}^{x_1} f_1(x', t_1) dx'$$

2、统计平均值

$$\text{数学期望} \quad E[\xi(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} xf_1(x, t) dx = a(t)$$

$$\text{方差} \quad D[\xi(t)] = E\{[\xi(t) - a(t)]^2\} = \int_{-\infty}^{+\infty} [x - a(t)]^2 f_1(x, t) dx = \sigma^2(t)$$

3、一维平稳随机过程

$$(1) \text{定义：一维概率密度函数} \quad f_1(x_1, t_1) = f_1(x_1, t_1 + \tau) = f_1(x_1, 0) = f_1(x_1) \quad \text{与时间无关}$$

(2) 特点：数学期望、方差是常数，与时间无关。

$$E[\xi(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} xf_1(x, t) dx = \int_{-\infty}^{+\infty} xf_1(x) dx = a$$

$$D[\xi(t) = E[X(t) - a]^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} x^2 f_1(x) dx - a^2 = \sigma^2$$

三、二维概率分布函数和概率密度函数

1、定义：

$$\text{二维概率分布函数 } F_2(x_1, x_2; t_1, t_2) = P\{\xi(t_1) \leq x_1, \xi(t_2) \leq x_2\}$$

$$\text{二维概率密度函数 } f_2(x_1, x_2; t_1, t_2) = \frac{\partial^2 F_2(x_1, x_2; t_1, t_2)}{\partial x_1 \partial x_2}$$

2、两变量的统计平均

(1) 自相关函数

$$R(t_1, t_2) = E[\xi(t_1) \cdot \xi(t_2)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} x_1 x_2 f_2(x_1, x_2; t_1, t_2) dx_1 dx_2$$

$R(t_1, t_2) = R(t_1, t_1 + \tau)$ 。相关函数与时间起点 t_1 和时间间隔 τ 都有关。

(2) 自协方差函数

$$B(t_1, t_2) = E[\xi(t_1) - a(t_1)][\xi(t_2) - a(t_2)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} [x_1 - a(t_1)] \cdot [x_2 - a(t_2)] \cdot f_2(x_1, x_2; t_1, t_2) dx_1 dx_2$$

注：① 相关函数和协方差函数体现了随机过程的二维统计特性。

$$\text{② 两者关系 } B(t_1, t_2) = R(t_1, t_2) - E[\xi(t_1)] \cdot E[\xi(t_2)] = R(t_1, t_2) - a(t_1) \cdot a(t_2)$$

3、二维平稳随机过程

$$(1) \text{ 定义: } f_2(x_1, x_2; t_1, t_2) = f_2(x_1, x_2; t_1, t_1 + \tau) = f_2(x_1, x_2; \tau)$$

$$(2) \text{ 特点: } R(t_1, t_2) = R(t_2 - t_1) = R(\tau) \quad \text{与时间起点无关, 只与时间间隔有关。}$$

四、狭义平稳（严平稳）和广义平稳（宽平稳）

1、狭义平稳要求严格，要求 n 维概率密度函数平稳。

$$\text{即 } f_n(x_1, x_2, \Lambda, x_n; t_1, t_2, \Lambda, t_n) = f_n(x_1, x_2, \Lambda, x_n; t_1 + \tau, t_2 + \tau, \Lambda, t_n + \tau)$$

2、实际中，一般只要求一阶平稳和二阶平稳，称为广义平稳

要证明随机过程是否广义平稳只须证明

(1) 随机变量的数学期望与时间无关。

(2) 随机变量的相关函数只与时间间隔有关，与绝对时间无关。

不说明，均指宽平稳随机过程。

五、随机过程的时间平均与遍历性（各态经历性）

1、时间平均值：

设随机过程 $\xi(t)$ 的某一次试验样本函数为 $x(t)$ ，对其观察长时间后取时间平均值。

$$\bar{a} = \langle x(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) dt$$

$$\overline{\sigma^2} = \langle R(\tau) \rangle = \overline{x(t)x(t+\tau)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t)x(t+\tau) dt$$

2、遍历性（各态经历性）：

经大量观察发现，平稳随机过程的统计平均特性可用时间平均特性代替。

即 $E[\xi(t)] = a = \bar{a}$ $D[\xi(t)] = \sigma^2$ $R(\tau) = \overline{R(\tau)} = \langle R(\tau) \rangle$ 称之为各态经历性。

遍历性（各态经历性）可理解为，平稳随机过程的任一样本函数都同样经历了随机过程的所有可能状态，故从随机过程的任一样本函数都能得到随机过程的统计特性，即任一试验样本函数的长时间平均等价于大量样本的统计平均。

六、平稳、遍历的随机信号的相关函数的性质：

1. 偶函数性 $R(\tau) = R(-\tau)$
2. 极值性 $R(\tau) \leq R(0)$
3. 平均功率 $R(0) = E[\xi^2(t)]$
4. 直流功率 $R(\infty) = E^2[\xi(t)]$
5. 交流功率 $D[\xi(t)] = E[\xi^2(t)] - E^2[\xi(t)] = R(0) - R(\infty)$

七、随机信号的功率谱密度

1、能量信号与功率信号

(1) 能量信号：能量 $E = \int_{-\infty}^{+\infty} |f(t)|^2 dt$ 为有限值，平均功率为 0。

(2) 功率信号：能量 E 无限，平均功率 $P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |f_T(t)|^2 dt$ 有限。

式中， $f_T(t)$ 是 $f(t)$ 的截短函数 $f_T(t) = \begin{cases} f(t) & \text{当 } |t| \leq \frac{T}{2} \\ 0 & \text{当 } |t| > \frac{T}{2} \end{cases}$ 周期信号及常用随机信号均为

功率信号。

2、能量谱和功率谱

(1) 能量谱：

时域 $E = \int_{-\infty}^{+\infty} |f(t)|^2 dt$

频域 将 $f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(j\omega) e^{j\omega t} d\omega$ 代入上式得

$$\begin{aligned} E &= \int_{-\infty}^{+\infty} |f(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot f^*(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \right]^* dt \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F^*(j\omega) \cdot \left[\int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \right] d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F^*(j\omega) \cdot F(j\omega) d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |F(j\omega)|^2 d\omega \end{aligned}$$

令 $G(\omega) = |F(j\omega)|^2$ ，叫能量谱密度。

则 $E = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} G(\omega) d\omega$ ——帕色—伐尔定理

(2) 功率谱

同理，平均功率为
$$P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |f_T(t)|^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|F_T(j\omega)|^2}{T} d\omega$$

令
$$P_S(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|F_T(j\omega)|^2}{T}$$
，叫功率谱密度。

则
$$P = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} P_S(\omega) d\omega$$
 ——雷利定理。

(3) 相关定理（维纳·辛钦关系）

随机过程 $\xi(t)$ 的功率谱密度
$$P_\xi(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{E |F_T(j\omega)|^2}{T} = E[P_S(\omega)]$$

$\xi(t)$ 的平均功率为
$$S = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} P_\xi(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{E |F_T(j\omega)|^2}{T} d\omega$$

$$\begin{aligned} E[|F_T(j\omega)|^2] &= E\left[\int_{-\infty}^{+\infty} f_T(t_1) e^{j\omega t_1} dt_1 \int_{-\infty}^{+\infty} f_T(t_2) e^{-j\omega t_2} dt_2\right] \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} E[f_T(t_1) f_T(t_2)] e^{-j\omega(t_2-t_1)} dt_1 dt_2 \end{aligned}$$

令 $t_2 - t_1 = \tau$, $t_1 = t$, 则 $dt_1 = dt$, $dt_2 = d\tau$

$$\begin{aligned} E[|F_T(j\omega)|^2] &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} E[f_T(t) f_T(t+\tau)] e^{-j\omega\tau} dt d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\omega\tau} d\tau \int_{-T/2}^{T/2} R(t, t+\tau) dt \end{aligned}$$

所以得到
$$P_\xi(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\omega\tau} d\tau \cdot \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} R(t, t+\tau) dt$$

对平稳、遍历随机过程
$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} R(t, t+\tau) dt = \overline{R(t, t+\tau)} = R(\tau)$$

故
$$P_\xi(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau$$

结论：
$$R(\tau) \leftrightarrow P_\xi(\omega)$$
 功率谱密度 $P_\xi(\omega)$ 与相关函数 $R(\tau)$ 互为傅立叶变换关系。

§ 2.3 高斯随机过程（正态随机过程）

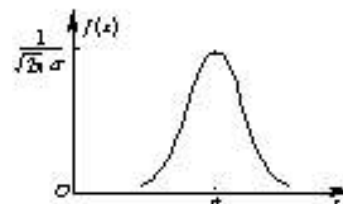
一、高斯分布：

高斯分布是常见的分布形式之一，也是通信中最常用的分布。

它的一维概率密度函数服从高斯分布(即正态分布)，可用数学表达式表示成

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(x-a)^2}{2\sigma^2}\right)$$

它有以下特点：



1、最大值位于 $x = a$ 处，且左右对称。

2、最大值为 $A = f(a) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma}$ 。

3、曲线呈钟形，峰的宽窄取决于 σ ：

可见， σ 越大，曲线下降越慢，峰越宽。

σ 越小，曲线下降越快，峰越窄。

4、正态分布函数无解析解。

$$F(x) = P(\xi(t) \leq x) = \int_{-\infty}^x \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(z-a)^2}{2\sigma^2}\right] dz$$

概率积分函数定义为 $\phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-z^2/2} dz, x \geq 0$

这是一个在数学手册上有数值和曲线的特殊函数。

相当于 $a=0, \sigma=1$ 时， $f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}}$ —— 标准高斯分布

此时， $F(x) = \Phi(x)$ 。

5、误差函数 $\text{erf}(x)$ 是与高斯分布函数有关的另一个数学手册上有表可查的数值积分函数。它与通信的联系更多。

概率积分函数 $\phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-z^2/2} dz = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^0 e^{-z^2/2} dz + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-z^2/2} dz$

前项， $\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^0 e^{-z^2/2} dz = \phi(0) = \frac{1}{2} \phi(\infty) = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-z^2/2} dz \right) = \frac{1}{2}$

后项中，令 $\frac{z^2}{2} = y^2$ ，则 $z = \sqrt{2}y$ ， $\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-z^2/2} dz = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^{x/\sqrt{2}} e^{-y^2} dy$

定义 $\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-y^2} dy$ —— 误差函数

则 $\phi(x) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \text{erf}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$

补误差函数 $\text{erfc}(x) = 1 - \text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-y^2} dy$

则 $\phi(x) = 1 - \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$

二、高斯白噪声

噪声指可用随机过程描述的除发信者的有用信号之外的一切干扰和杂波。第三章将对噪声做专

题讨论。这里仅对起伏噪声采用一种数学模型——高斯白噪声加以讨论。

它有以下特性：

- 1、高斯白噪声是一种广义平稳、遍历的随机过程。
 - (1) 随样本不可预测，随时间无序变化。
 - (2) 平均值=常数与时间无关，相关函数只取决于时间间隔。
 - (3) 长时间的平均=大量样本的统计平均。
- 2、概率密度函数是均值为零的高斯型函数。

$$\text{均值 } a=0, \text{ 概率密度函数 } f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)$$

- 3、功率谱密度呈均匀分布（在很宽的范围内不变）

功率谱密度通常被定义为 $P_n(\omega) = \frac{n_0}{2} (W/Hz)$ （双边谱） $(-\infty < \omega < +\infty)$ 通常，若采用单边频谱，即频率在 0 到无穷大范围内时，白噪声的功率谱密度函数又常写成

$$P_n(\omega) = n_0 (W/Hz) \quad (\text{单边谱}) \quad (0 < \omega < +\infty)$$

所谓白噪声是指它的功率谱密度函数在整个频率域 $(-\infty < \omega < +\infty)$ 内是常数，即服从均匀分布。我们称它为白噪声，因为它类似于光学中包括全部可见光频率在内且均匀分布的白光。但是，实际上完全理想的白噪声是不存在的，通常只要噪声功率谱密度函数均匀分布的频率范围超过通信系统工作频率范围很多很多时，就可近似认为是白噪声。例如，热噪声的频率可以高到 10^{13}Hz ，且功率谱密度函数在 $0 \sim 10^{13}\text{Hz}$ 内基本均匀分布，可当作常数对待，因此可以将热噪声看作白噪声。

- 4、在信号分析中，我们知道功率信号的功率谱密度与其自相关函数 $R(\tau)$ 互为傅氏变换对，即

$$R_n(\tau) = F^{-1}[P_n(\omega)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{n_0}{2} e^{j\omega\tau} d\omega = \frac{n_0}{2} \delta(\tau) = \begin{cases} \neq 0, & \tau = 0 \text{ 时} \\ = 0, & \text{其它} \end{cases}$$

自相关函数为冲击函数，表明高斯白噪声是完全随机的，毫无记忆可言。

三、高斯限带噪声

混入信号的噪声，随信号一同经历着通信系统。实际通信系统的频带有限，只占理想白噪声频带的一小部分，故在通信系统内常遇到频带受限的高斯白噪声。

- 1、低通高斯噪声（带限白噪声）

高斯白噪声通过理想 LPF。

$$\text{理想LPF传输函数 } H(\omega) = \begin{cases} 1 & |\omega| \leq \omega_m \\ 0 & |\omega| > \omega_m \end{cases}$$

$$\text{高斯白噪声通过理想 LPF 后功率谱密度 } P_n(\omega) = \begin{cases} \frac{n_0}{2}, & |\omega| \leq \omega_m \\ 0, & |\omega| > \omega_m \end{cases}$$

$$\text{相关函数 } R(\tau) = F^{-1}[P_n(\omega)] = \frac{n_0 \omega_m}{2\pi} \text{Sa}(\omega_m \tau)$$

高斯白噪声通过载频为 ω_m 的理想 LPF，平均功率为 $R(0) = \frac{n_0 \omega_m}{2\pi} = n_0 f_m$

2、窄带高斯噪声（带通白噪声）

所谓窄带系统是指系统的频带宽度比起中心频率来小得很多的通信系统，即 $\Delta\omega_m \ll \omega_c$ 且 f_c 远离零频率的系统。做近似处理，认为频带内频率均为 ω_c 。

窄带高斯噪声可表示为

$$\begin{aligned} n(t) &= A(t) \cos[\omega_c t + \varphi(t)] \\ &= A(t) \cos \varphi(t) \cos \omega_c t - A(t) \sin \varphi(t) \sin \omega_c t \end{aligned}$$

式中 $A(t)$ 为随机幅度（包络函数）。 $\varphi(t)$ 为随机相位函数。

令 $n_c(t) = A(t) \cos \varphi(t)$ 称为噪声的同相分量，

令 $n_s(t) = A(t) \sin \varphi(t)$ 称为噪声的正交分量，

则 $n(t) = n_c(t) \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t$

特点：

(1) $n(t)$, $n_c(t)$ 和 $n_s(t)$ 都是平稳遍历随机过程。(2) 三者均值都为零。

(3) 三者方差也相同。

(4) 窄带高斯噪声的随机包络服从瑞利分布，即 $f(A) = \frac{A}{\sigma_n^2} \exp(-\frac{A^2}{2\sigma_n^2})$ ($A \geq 0$) 窄带高斯

噪声的随机相位服从均匀分布，即 $f(\varphi) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} & , 0 \leq \varphi \leq 2\pi \\ 0 & , \text{其它} \end{cases}$

§ 2.4 随机过程通过线性系统

“信号与系统”课中学过了线性时不变系统对于确知的激励，输出也为确知信号（零状态响应）。

计算零状态响应的方法 $y(t) = x(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(u)h(t-u)du$

或 $Y(\omega) = H(\omega) \cdot X(\omega)$

知道了系统的冲激响应 $h(t)$ 或系统传输函数 $H(\omega)$ ，就能求出输出信号。

一、输出随机过程的平均值（数学期望）：

设 $X(t)$ 为输入平稳随机过程， $x(t)$ 为它的一个样本。

设 $Y(t)$ 为输出随机过程， $y(t)$ 为它的一个样本。

输出随机过程 $Y(t) = h(t) * X(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(u)X(t-u)du$

输出随机过程的数学期望

$$\overline{Y(t)} = E[Y(t)] = E\left[\int_{-\infty}^{+\infty} h(u)X(t-u)du\right] = \int_{-\infty}^{+\infty} E[X(t-u)] \cdot h(u)du$$

对平稳随机过程 $E[X(t-u)] = E[X(t)] = \overline{X}$ ，与时间 t 无关。

$$\text{因为 } H(\omega) = F[h(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) \cdot e^{-j\omega t} dt$$

$$\text{所以 } H(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} h(u) du$$

$$\text{得到 } \overline{Y(t)} = \overline{X} \cdot H(0)$$

二、输出随机过程的自相关函数：

$$\begin{aligned} R_Y(t, t+\tau) &= E[Y(t) \cdot Y(t+\tau)] \\ &= E\left[\int_{-\infty}^{+\infty} h(u)X(t-u) du \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} h(v)X(t+\tau-v) dv\right] \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} E[X(t-u) \cdot X(t+\tau-v)] h(u)h(v) dudv \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_X(\tau+u-v) h(u)h(v) dudv \end{aligned}$$

令 $\lambda=v-u$ ， $dv=d\lambda$ ，则有

$$\begin{aligned} R_Y(t, t+\tau) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_X(\tau-\lambda) [h(u)h(u+\lambda) du] d\lambda \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_X(\tau-\lambda) \cdot [h(\lambda) * h(-\lambda)] d\lambda \\ &= R_X(\tau) * [h(\lambda) * h(-\lambda)] \\ &= R_X(\tau) * R_h(\lambda) \\ &= R_Y(\tau) \quad \text{与时间无关，只与时间间隔 } \tau \text{ 有关。} \end{aligned}$$

$R_X(\tau)$ 为输入自相关函数。

$$R_h(\lambda) = h(\lambda) * h(-\lambda) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(u)h(u+\lambda)du \quad \text{叫作系统冲激响应的自相关函数。}$$

三、输出随机过程的功率谱密度：

$$\text{输出随机过程的自相关函数 } R_Y(\tau) = R_h(\tau) * R_X(\tau)$$

$$\text{功率谱密度 } R_Y(\omega) = F[R_Y(\tau)] \quad \text{输出功率谱密度 } R_X(\omega) = F[R_X(\tau)]$$

$$\text{系统冲激响应的自相关函数 } F[R_h(\lambda)] = F[h(\tau) * h(-\tau)] = H(\omega) \cdot H^*(\omega) = |H(\omega)|^2$$

$$\text{故得到 } P_Y(\omega) = |H(\omega)|^2 P_X(\omega)$$

§ 2.5 噪声

一、加性噪声的来源

- a) 人为噪声
- b) 自然噪声
- c) 内部噪声
 - i. 热噪声
 - ii. 散弹噪声

二、噪声分类

- 1. 按噪声特性分
 - (1) 单频噪声
 - (2) 脉冲噪声
 - (3) 起伏噪声
- 2. 按噪声混入信号的方式分
 - (1) 加性噪声
 - (2) 乘性噪声

三、起伏噪声的数学模型

起伏噪声是通信过程中最基本的加性噪声，它的特点是：

- 1. 在很宽的频率范围内，存在着大体不变的平均功率谱密度
- 2. 由大量互相独立的任意分布的随机杂波叠加而成。
- 3. 平均直流分量为零

第 3 章 模拟调制系统

本章教学要求：

- 1、掌握幅度调制的原理（调制和解调，时域和频域特性）及其抗噪声性能。
- 2、理解角度调制的抗噪声性能和原理。理解各种模拟调制系统的比较。理解频分复用（FDM）的概念。
- 3、了解调制的定义和分类。

主要外语词汇

模拟调制系统（Analog Modulation System） 调制（modulate） 解调（demodulate）
幅度调制 AM（Amplitude Modulation） 角度调制（angular modulation）
频率调制 FM（Frequency Modulation） 相位调制 PM（Phase Modulation）
双边带 DSB（Double Sideband） 单边带 SSB（Single Sideband）
残留边带 VSB（Vestigial Sideband）
双边带抑制载波 DSB-SC（Double Sideband - Suppressed Carrier）
频分复用 FDM（Frequency-Division Multiplexing）
窄带调相 NBPM（Narrow-Band Phase Modulation）

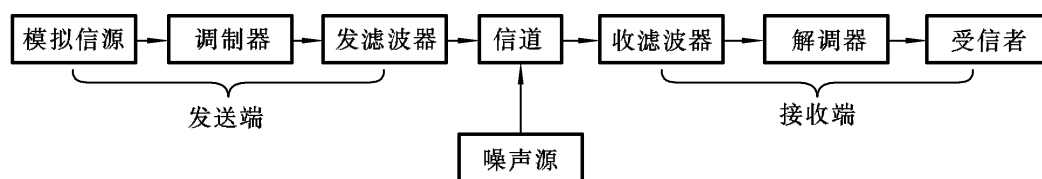
作业 P101 5, 10, 11, 19, 20, 23, 24

自己练习：3—12, 13, 28

计划学时：12 学时

§ 3.1 引言

模拟调制系统框图



一、什么是调制？

把基带信号携带的信息转载到高频信号上的处理过程叫调制。

基带信号：信源产生的未经调制的信号。

如话音信号，300--3400 赫兹。

高频信号：不含信息的等幅单频的高频电波。如电磁波，300 千赫兹以上。

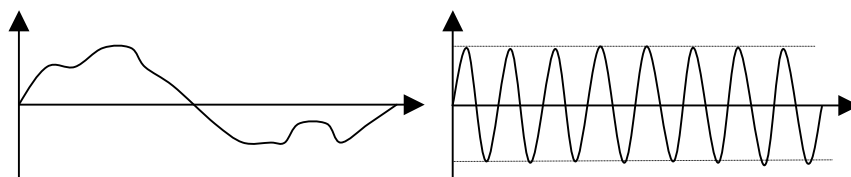
二、为什么要调制？

- 1、适合信道的需要。
- 2、多路复用。
- 3、改善信噪比。

三、怎样调制？

基带信号为: $m(t)$;

高频载波信号为: $c(t) = A \cos(\omega_c t + j)$;



让它的三个基本参量分别按基带信号变化：

1、 $A \rightarrow A(t) = A_0 + k_A m(t)$; 称为调幅----线性调制。

2、 $\omega_c \rightarrow \omega(t) = \omega_0 + k_B m(t)$; 称为调频-----角度调制。

3、 $j \rightarrow j(t) = j_0 + k_C m(t)$; 称为调相-----角度调制。

得到三种基本调制方式。

3.2 线性调制原理

----本节将学习幅度调制和解调原理----

一、常规调幅(AM): Amplitude Modulation

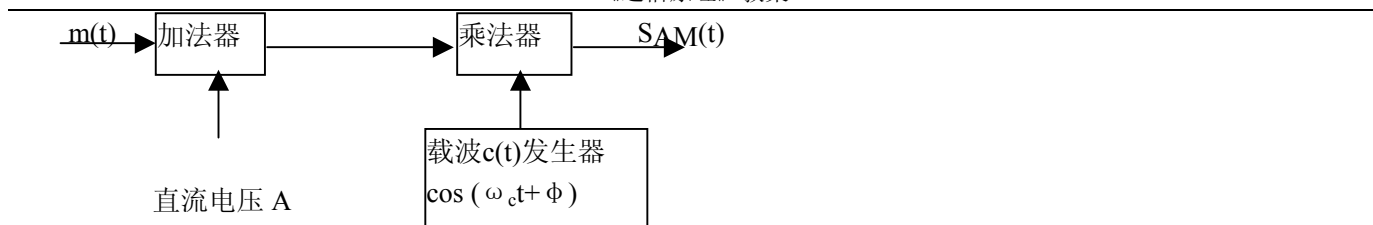
1、调制方法：

(1)抬高基带信号 $m(t)$ 的电平，使 $m(t)+A$ 恒为正，

即要求 $A \geq |m(t)|_{\max}$

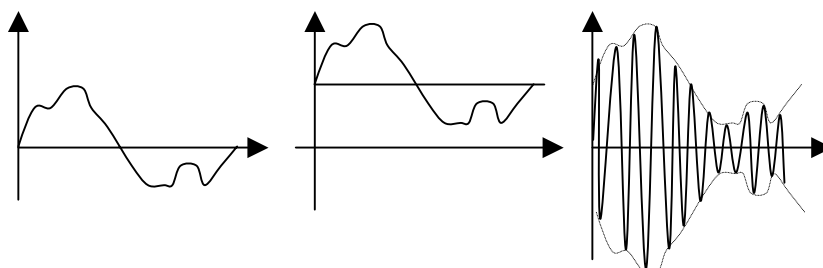
(2)产生高频等幅载波 $c(t) = \cos(\omega_c t + j)$;

(3)相乘: $S_{AM}(t) = [A + m(t)] \cos(\omega_c t + j)$;



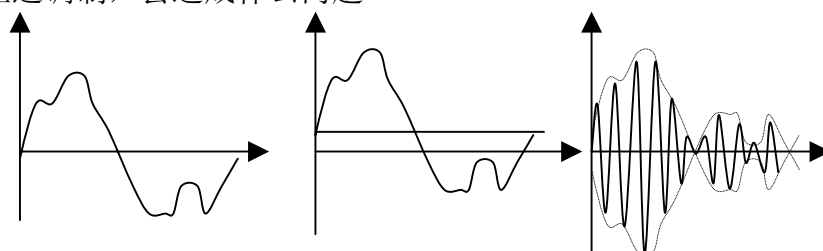
2、调制信号的时域表达和波形：

$$S_{AM}(t)=[A+m(t)] \cos (\omega_c t+j) ;$$



$A < |m(t)|_{\max}$ 的过调制情况,应避免。

思考题：如果发生过调制，会造成什么问题？

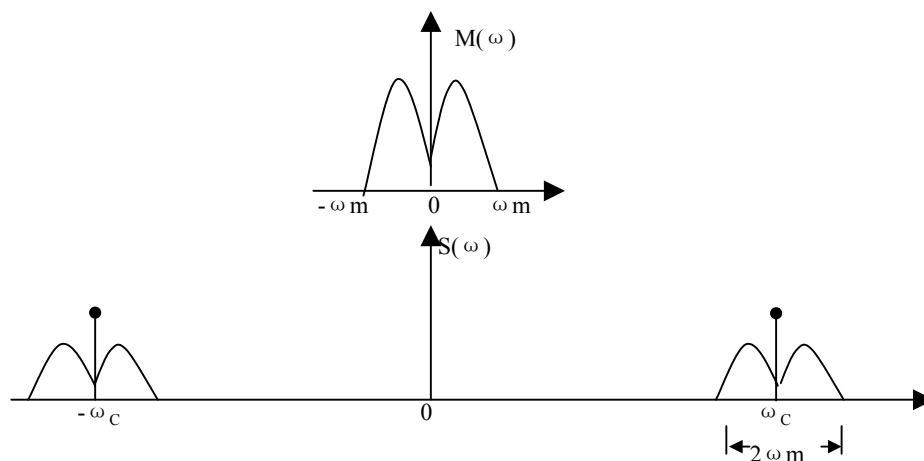


3、AM 调制信号的频谱和带宽：

$$S_{AM}(t)=A \cos (\omega_c t+j)+m(t) \cos (\omega_c t+j)$$

为简单，可取 $j=0$ ；作傅立叶变换：

$$S_{AM}(\omega)=\pi A[\delta(\omega+\omega_c)+\delta(\omega-\omega_c)]+\frac{1}{2}[M(\omega+\omega_c)+M(\omega-\omega_c)]$$



若基带信号最高频率 $\omega_m=2\pi f_m$ ，则 AM 调制信号带宽为： **$B=2f_m$**

4、能量和效率：

$$\text{调制波能量为: } \frac{1}{2} A^2 + \frac{1}{2} |m(t)|^2$$

$$\text{其中信号能量为: } \frac{1}{2} |m(t)|^2$$

$$\text{因此, 效率为: } \eta = \frac{|m(t)|^2}{A^2 + |m(t)|^2} < 50\%$$

单音信号为例：

$$m(t) = A_m \cos \omega t; \quad A_m \leq A; \quad \beta = \frac{A_m}{A} \text{叫调幅系数}$$

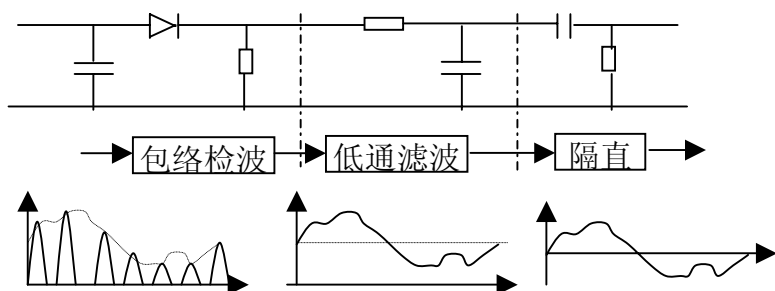
$$\text{则: } |m(t)|^2 = \frac{1}{2} A_m^2;$$

$$\eta = \frac{A_m^2}{2A^2 + A_m^2} = \frac{\beta_{AM}^2}{2 + \beta_{AM}^2} \leq \frac{1}{3};$$

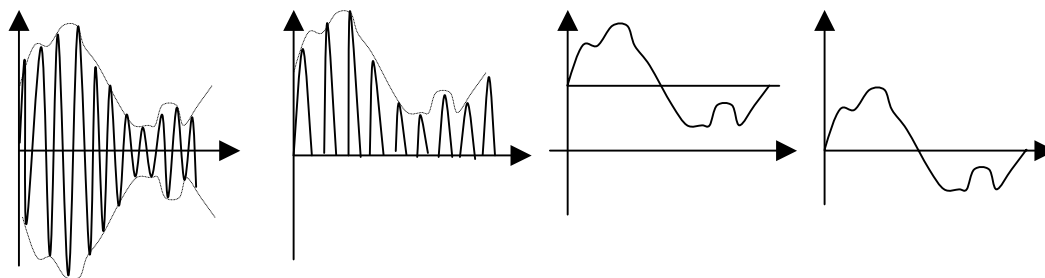
5、解调原理：

从已调的高频波中恢复原信号的过程叫解调。

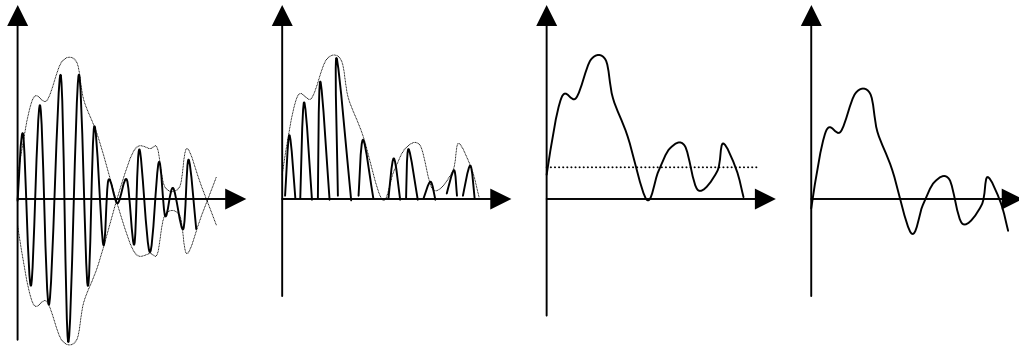
- (1) 包络检波（二极管单向导电性）
- (2) 低通滤波（除去高频成分） $Z_c=1/j\omega C$
- (3) 隔断直流（恢复基带波形）



正常调制的解调的波形



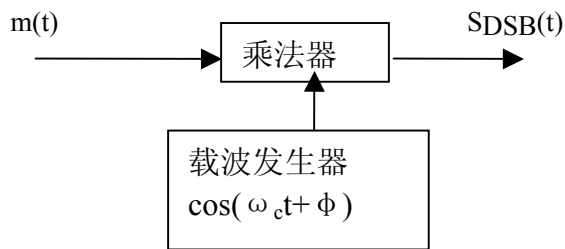
过调制的解调产生失真：



二、双边带调幅(DSB): Double Side Band

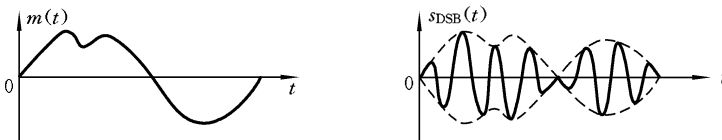
AM 方式效率太低,原因在于直流成分 A 引起的载波成分在调制信号中所占比例太高。

1、调制方法: 不加直流电压, 直接调制。

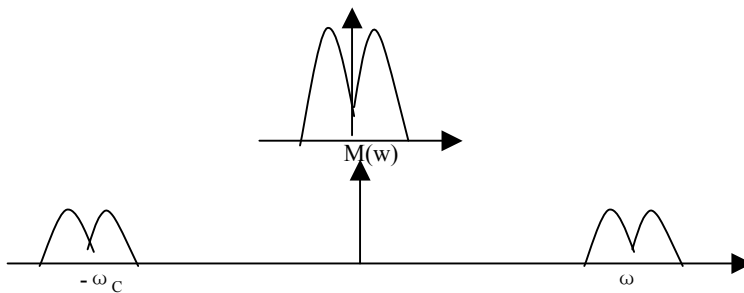


2、调制信号表达与波形:

$$S_{DSB}(t) = m(t) \cos(\omega_c t + \phi);$$



3、DSB 调制信号的频谱和带宽:



除了没有冲击谱线之外, 与 AM 完全相同。

双边带调制信号带宽仍然 $B=2f_m$

4、解调方法:

现在采用另一种解调方法-----相干解调。

*思考：现在能不能仍采用包络检波法解调？

- (1) 提取同步信息，在接收端产生本地载波，要求与发端同频同相： $c'(t) = \cos(\omega_c t + j)$;
- (2) 用本地载波乘以接收的调制波：

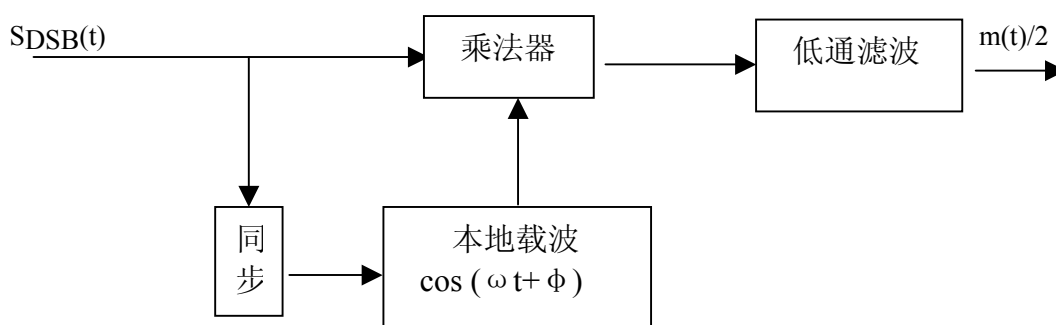
$$S_d(t) = S_{DSB}(t) \cdot c'(t) = m(t)[\cos(\omega_c t + j)]^2 = m(t)[1 + \cos(2\omega_c t + 2j)]/2;$$

- (3) 低通滤波，除去 $\cos(2\omega_c t)$ 的高频项。得到：

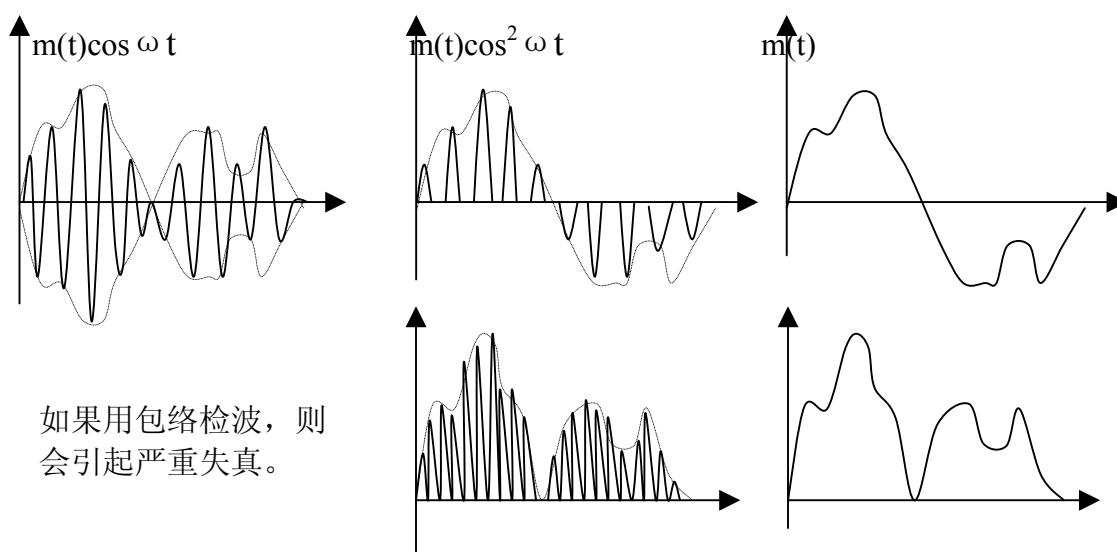
解调输出信号 $S_o(t) = m(t)/2$;

与此相对应,原先的包络检波则被称为非相干解调.

相干解调的原理框图

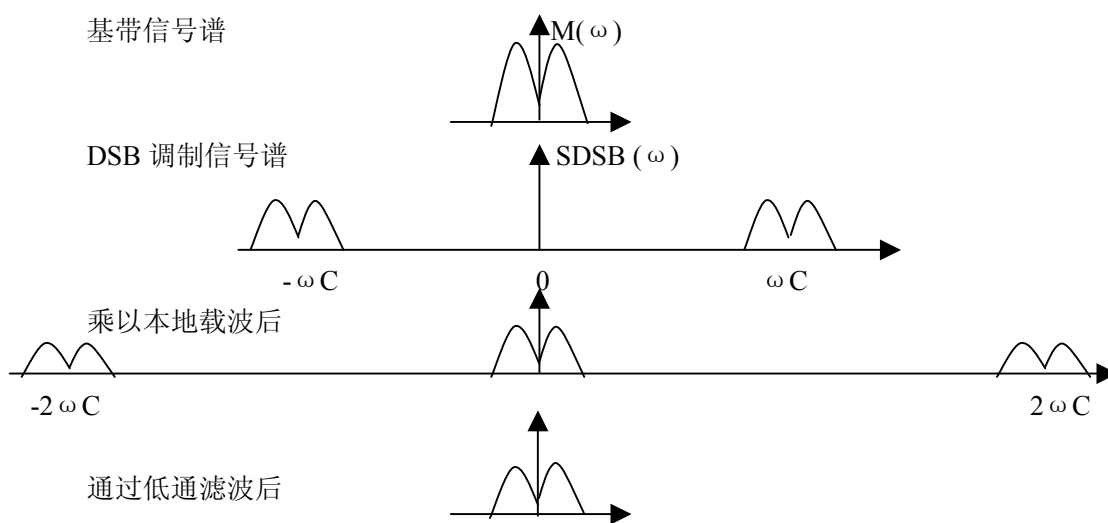


相干解调的波形图如下图。其中，最左边为输入的双边带调制信号，中上和右上为相干解调的波形图；中下和右下为包络检波的波形图。



5、相干解调的频域解释：

从频域看，调制时乘以余弦就是频谱搬移 $\pm \omega_c$
解调时再乘以余弦，频谱有被搬回来了。



三、单边带调幅(SSB): Single Side Band

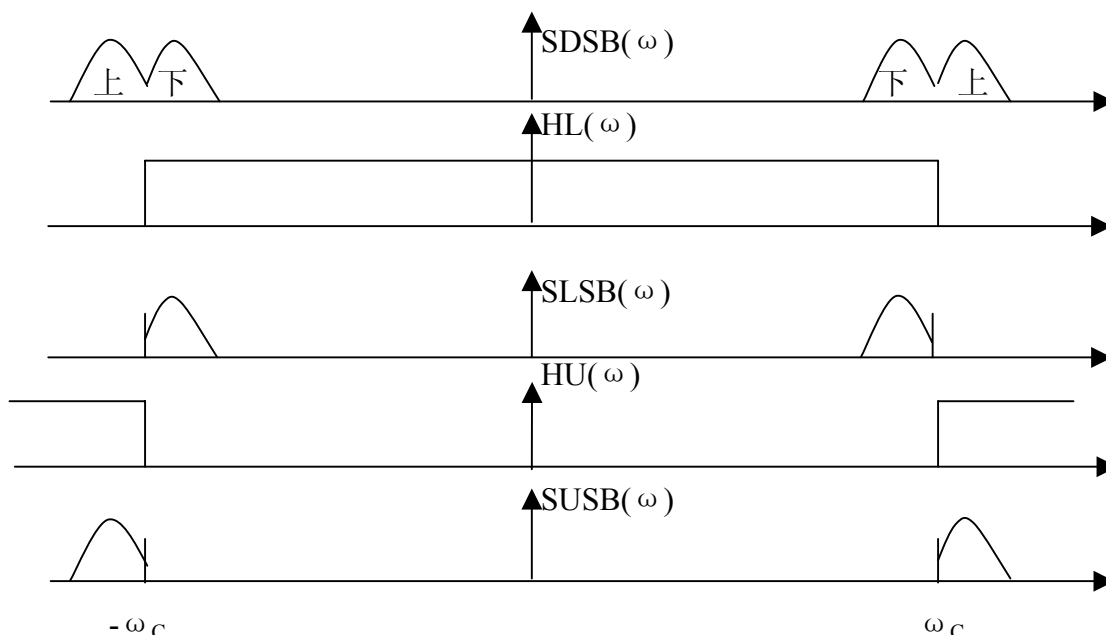
双边带与 AM 调制相比,带宽相同,效率大大提高了。实际上带宽也是大有潜力可利用的。因为上、下边带是对称的,只传输一边就够了。

1、单边带信号的产生和频域表示:

在 DSB 调制的基础上,用理想低通滤波器截取下边带;或用理想高通滤波器截取上边带;滤波法生成单边带信号的示意图:

$$S_{SSB}^{\downarrow}(\omega) = S_{DSB}(\omega) \cdot H_L(\omega); \quad H_L(\omega) = \begin{cases} 1 & |\omega| \leq \omega_c \\ 0 & |\omega| > \omega_c \end{cases}$$

$$S_{SSB}^{\uparrow}(\omega) = S_{DSB}(\omega) \cdot H_G(\omega); \quad H_G(\omega) = \begin{cases} 0 & |\omega| < \omega_c \\ 1 & |\omega| \geq \omega_c \end{cases}$$



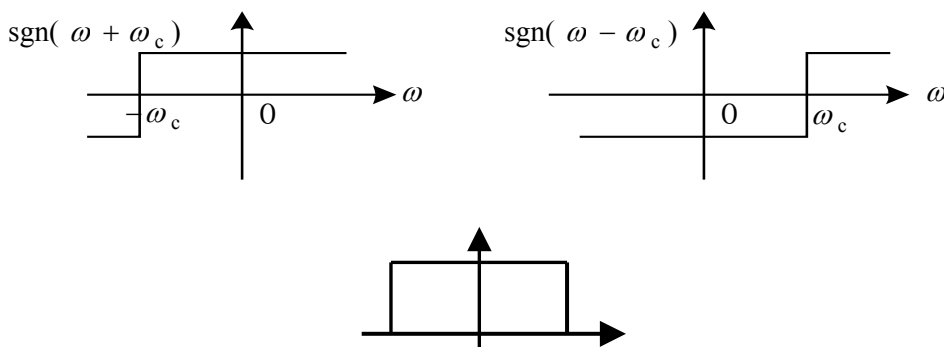
2、单边带信号的时域表达

以下边带为例：

$$S_{LSB}(t) \Leftrightarrow S_{LSB}(\omega) = S_{DSB}(\omega) \cdot G_{2\omega_c}(\omega)$$

$$S_{DSB}(\omega) = \frac{1}{2}[M(\omega + \omega_c) - M(\omega - \omega_c)]$$

$$G_{2\omega_c}(\omega) = \frac{1}{2}[Sgn(\omega + \omega_c) - Sgn(\omega - \omega_c)]$$



$$\begin{aligned} S_{LSB}(\omega) &= \frac{1}{2}[M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] \cdot \frac{1}{2}[sgn(\omega + \omega_c) - sgn(\omega - \omega_c)] \\ &= \frac{1}{4}[M(\omega - \omega_c)sgn(\omega + \omega_c) - M(\omega + \omega_c)sgn(\omega - \omega_c)] \\ &\quad + \frac{1}{4}[M(\omega + \omega_c)sgn(\omega + \omega_c) - M(\omega - \omega_c)sgn(\omega - \omega_c)] \\ &= \frac{1}{4}[M(\omega - \omega_c) + M(\omega + \omega_c)] \\ &\quad + \frac{1}{4}[M(\omega + \omega_c)sgn(\omega + \omega_c) - M(\omega - \omega_c)sgn(\omega - \omega_c)] \end{aligned}$$

由公式：
$$Sgn(t) \Leftrightarrow \frac{2}{j\omega}$$

利用对称性：
$$\frac{2}{jt} \Leftrightarrow 2\pi Sgn(-\omega) = -2\pi Sgn(\omega)$$

$$\frac{1}{\pi t} \Leftrightarrow -jSgn(\omega)$$

定义希尔伯特变换：
$$\hat{m}(t) = m(t) * \frac{1}{\pi t}$$

作傅立叶变换：
$$\hat{m}(t) \Leftrightarrow M(\omega) \cdot [-jSgn(\omega)] = \begin{cases} -jM(\omega) & \omega > 0 \\ jM(\omega) & \omega < 0 \end{cases}$$

表明希尔伯特变换的结果是将信号频谱正负两半分别相移 $\pm 90^\circ$ 。

于是:

$$\hat{m}(t) \sin \omega_c t = \frac{1}{2j} [\hat{m}(t) e^{j\omega_c t} - \hat{m}(t) e^{-j\omega_c t}]$$

$$\hat{m}(t) e^{\pm j\omega_c t} \Leftrightarrow -jM(\omega \pm \omega_c) \text{Sgn}(\omega \pm \omega_c)$$

$$\hat{m}(t) \sin \omega_c t \Leftrightarrow \frac{1}{2} [M(\omega + \omega_c) \text{Sgn}(\omega + \omega_c) - M(\omega - \omega_c) \text{Sgn}(\omega - \omega_c)]$$

而 $\frac{1}{2} m(t) \cos \omega_c t \Leftrightarrow \frac{1}{4} [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)]$

所以, $S_{LSB}(t) = \frac{1}{2} m(t) \cos \omega_c t + \frac{1}{2} \hat{m}(t) \sin \omega_c t$

同理 $S_{USB}(t) = \frac{1}{2} m(t) \cos \omega_c t - \frac{1}{2} \hat{m}(t) \sin \omega_c t$

以单音信号为例:

$$m(t) = A_m \cos \omega_m t;$$

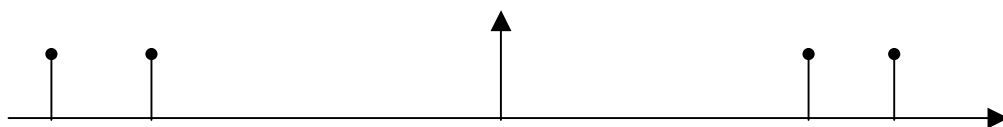
$$S_{DSB}(t) = A_m \cos \omega_m t \cos \omega_c t = \frac{A_m}{2} [\cos(\omega_c + \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_m)t]$$

$$S_{USB}(t) = \frac{A_m}{2} \cos(\omega_c + \omega_m)t = \frac{A_m}{2} [\cos \omega_m t \cos \omega_c t - \sin \omega_c \sin \omega_m t]$$

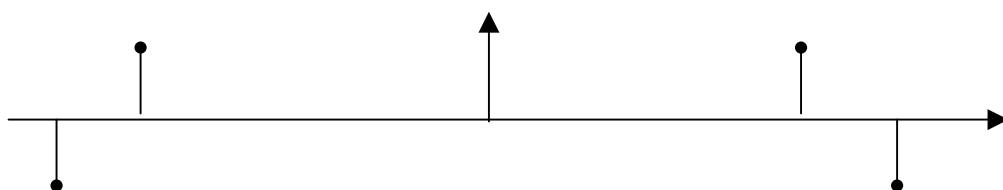
$$S_{LDB}(t) = \frac{A_m}{2} \cos(\omega_c - \omega_m)t = \frac{A_m}{2} [\cos \omega_m t \cos \omega_c t + \sin \omega_c \sin \omega_m t]$$

可见, 相当于 $\hat{m}(t) = A_m \sin \omega_m t$

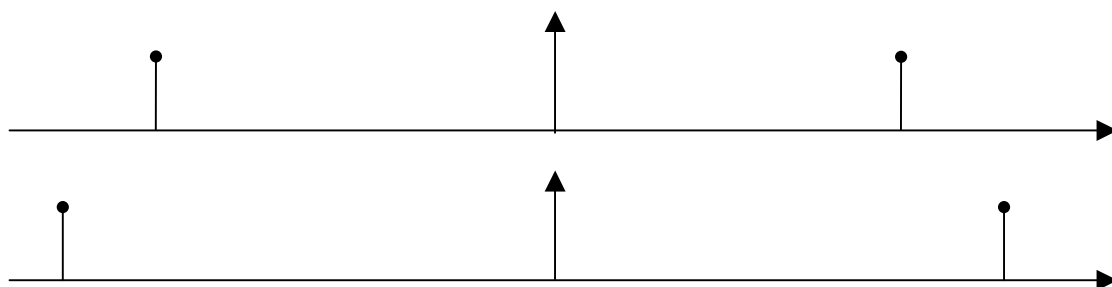
$$\begin{aligned} \cos \omega_m t \cos \omega_c t &\Leftrightarrow \frac{1}{2\pi} \{ \pi [\delta(\omega + \omega_m) + \delta(\omega - \omega_m)] * \pi [\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] \} \\ &= \frac{\pi}{2} [\delta(\omega + \omega_c + \omega_m) + \delta(\omega + \omega_c - \omega_m) + \delta(\omega - \omega_c + \omega_m) + \delta(\omega - \omega_c - \omega_m)] \end{aligned}$$



$$\begin{aligned} \sin \omega_m t \sin \omega_c t &\Leftrightarrow \frac{1}{2\pi} \{ \pi j [\delta(\omega + \omega_m) - \delta(\omega - \omega_m)] * \pi j [\delta(\omega + \omega_c) - \delta(\omega - \omega_c)] \} \\ &= -\frac{\pi}{2} [\delta(\omega + \omega_c + \omega_m) - \delta(\omega + \omega_c - \omega_m) - \delta(\omega - \omega_c + \omega_m) + \delta(\omega - \omega_c - \omega_m)] \end{aligned}$$



上两项相加、减，便得分别到下、上边带调制信号：



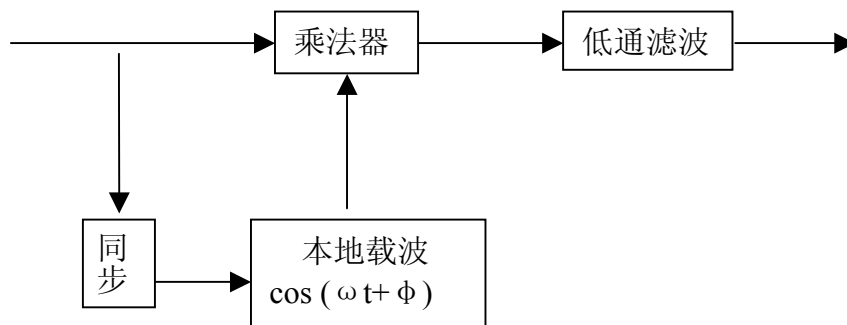
3、单边带信号的解调：

仍采用相干解调的方式：

$$S_d(t) = S_{SSB}(t) \cos \omega_c t = \frac{1}{2} m(t) \cos^2 \omega_c t \pm \frac{1}{2} \hat{m}(t) \sin \omega_c t \cos \omega_c t$$

$$= \frac{1}{4} [m(t)(1 + \cos 2\omega_c t) \pm \hat{m}(t) \sin 2\omega_c t]$$

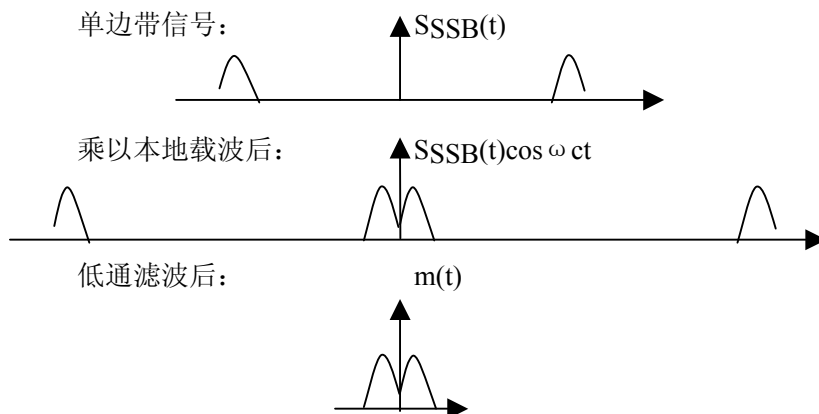
滤除 $2\omega_c$ 的高频成分后，得到输出信号 $S_o(t) = m(t)/4$



单边带信号的相干解调原理框图

相干解调的频域解释：

从频域看，调制时乘以余弦就是频谱搬移 $\pm \omega_c$ 解调时再乘以余弦，频谱又被搬回来了。



三、残留边带调幅：Vestigial Side Band

产生单边带信号需要理想滤波器，这在实际电路中难以实现。残留边带 (VSB)滤波器容易设计，同时又能使上下边带频谱巧妙地互补，解调后得到完整信号。

$$S_{DSB}(\omega) = \frac{1}{2} [M(\omega + \omega_c) \pm M(\omega - \omega_c)]$$

设：双边带信号

经残留边带滤波器处理变为：
$$S_{VSB}(\omega) = \frac{1}{2}[M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)] \cdot H_V(\omega)$$

解调时，乘以本地载波后频谱再次搬移：

$$S_p(\omega) = \frac{1}{2}[S_{VSB}(\omega + \omega_c) + S_{VSB}(\omega - \omega_c)]$$

$$= \frac{1}{4}[M(\omega + 2\omega_c) + M(\omega)] \cdot H_V(\omega + \omega_c) + \frac{1}{4}[M(\omega) + M(\omega - 2\omega_c)] \cdot H_V(\omega - \omega_c)$$

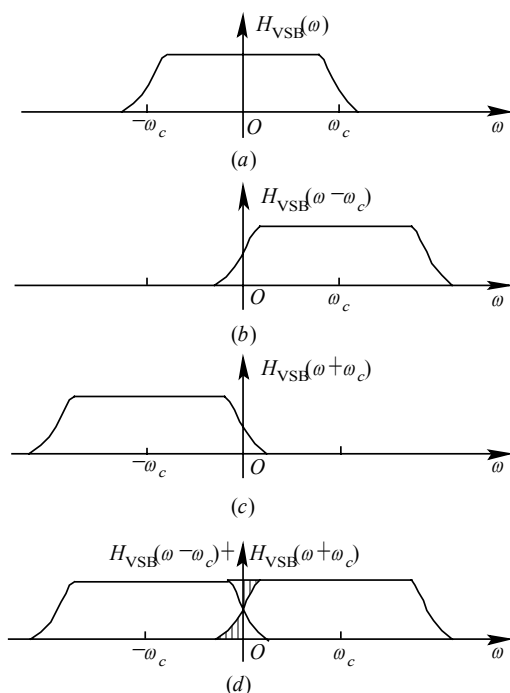
低通滤波后：

$$S_d(\omega) = \frac{1}{4}M(\omega) \cdot [H_V(\omega + \omega_c) + H_V(\omega - \omega_c)]$$

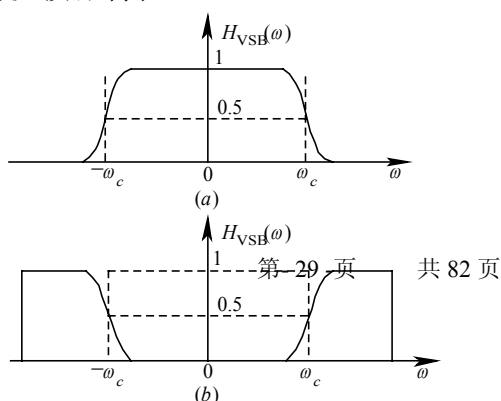
只要设计：

$$\frac{1}{4}M(\omega) \cdot [H_V(\omega + \omega_c) + H_V(\omega - \omega_c)] = \text{常数}$$

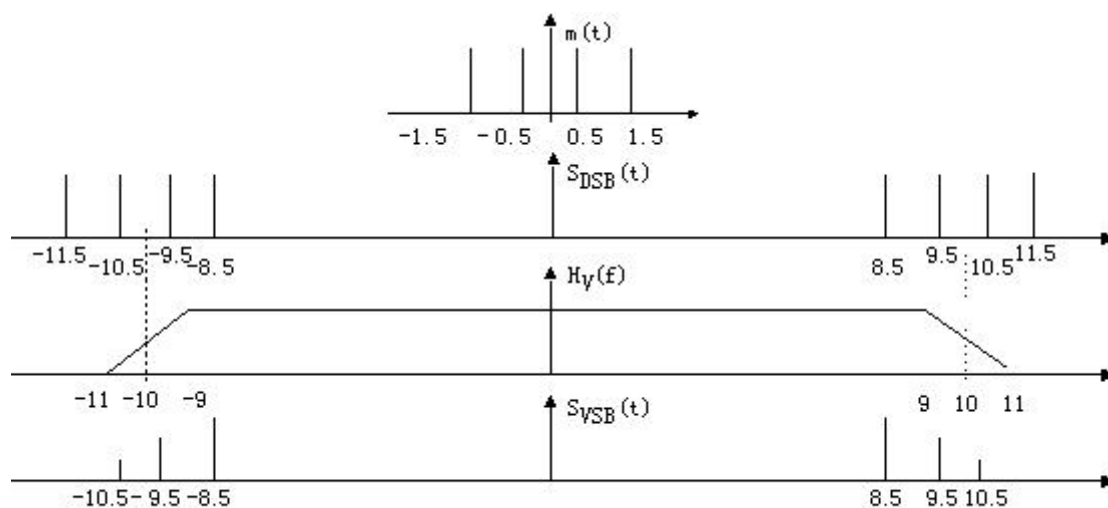
原信号即可复原。



- (a) 残留部分下边带的滤波器特性;
- (b) 残留部分上边带的滤波器特性



[例]双音信号频率分别为 0.5kHz 和 1.5kHz，进行 VSB 调制。所用斜截式滤波器的斜边位于 9kHz~11kHz。用图解法求调制信号的时域表达。



$$S_{VSB}(t) = \frac{1}{2} A_m [\cos(8.5 \times 10^3 \times 2\pi t) + \frac{3}{4} \cos(9.5 \times 10^3 \times 2\pi t) + \frac{1}{4} \cos(10.5 \times 10^3 \times 2\pi t)]$$

§ 3.3 线性调制系统的信噪比分析

一、分析信噪比的基本思路

1.分析部位

在接收端，对解调器的输入与输出作分析。

2.分析方法

①计算输入信噪比 $\frac{S_i}{N_i} = \frac{\overline{s_m^2(t)}}{\overline{n_i^2(t)}}$

②计算输出信噪比 $\frac{S_o}{N_o} = \frac{\overline{m_o^2(t)}}{\overline{n_o^2(t)}}$

$$\textcircled{3} \text{计算信噪比得益率 } G = \frac{\frac{S_0}{N_0}}{\frac{S_i}{N_i}}$$

3. 噪声模型

①只考虑起伏噪声，噪声功率是信号带宽之内的部分

②线性调制系统中，噪声是以窄带高斯方式进入信号的

二、DSB 系统的抗噪性能分析

1. 输入信噪比

$$S_i = \overline{s_m^2(t)} = \overline{[m(t) \cos w_c t]^2} = \frac{1}{2} \overline{m^2(t)}$$

$$N_i = n_o B = 2n_o B_m$$

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{\overline{m^2(t)}}{4n_o B}$$

2. 输出信噪比

$$S_o = \overline{m_o^2(t)} = \frac{1}{4} \overline{m^2(t)}$$

$$N_o = n_o B = \frac{1}{2} n_o B_m$$

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\overline{m^2(t)}}{2n_o B}$$

3. 信噪比得益率

$$G = \frac{S_o / N_o}{S_i / N_i} = 2$$

三、SSB 系统的抗噪性能分析

1. 输入信噪比

$$S_i = \overline{s_m^2(t)} = \frac{1}{8} \overline{m^2(t)} + \frac{1}{8} \overline{\hat{m}^2(t)} = \frac{1}{4} \overline{m^2(t)}$$

$$N_i = n_o B = n_o B_m$$

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{\overline{m^2(t)}}{4n_o B}$$

2. 输出信噪比

$$S_o = \overline{m_o^2(t)} = \frac{1}{16} \overline{m^2(t)}$$

$$N_o = n_o B = \frac{1}{4} n_o B_m$$

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\overline{m^2(t)}}{4n_o B}$$

3. 信噪比得益率

$$G = \frac{S_0 / N_0}{S_i / N_i} = 1$$

四、AM 系统的抗噪性能分析

1. 输入信噪比

$$S_i = \overline{s_m^2(t)} = \frac{1}{2} \left[A^2 + \frac{1}{2} \overline{m^2(t)} \right]$$

$$N_i = n_o B = 2n_o B_m$$

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{A^2 + \overline{m^2(t)}}{4n_o B}$$

2. 输出信噪比

① 大信噪比情况 $A + m(t) \phi \phi n_i(t)$

$$S_o = \overline{m_o^2(t)} = \overline{m^2(t)}$$

$$N_o = n_o B = 2n_o B_m$$

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\overline{m^2(t)}}{2n_o B}$$

$$G = \frac{S_o / N_o}{S_i / N_i} = \frac{\overline{2m^2(t)}}{A^2 + \overline{m^2(t)}}$$

② 小信噪比情况 $A + m(t) \pi \pi n_i(t)$

$$E(t) \approx R(t) + [A + m(t)] \cos \theta(t)$$

$$R(t) = \sqrt{n_i^2(t) + n_o^2(t)}$$

发现信号 $m(t)$ 仍然被噪声形成的随机变量 $\cos \theta(t)$ 所调制, 换言之, 信号仍然被淹没在噪声的海洋之中。

§ 3.4 非线性调制原理

一、调角波的时域表达

调频和调相统称为调角。

$$S(t) = A_o \cos[\omega_c t + \varphi(t)]$$

若调相, $\varphi(t) = K_{pm} m(t)$, K_p 为调相灵敏度, 则 $S_{PM}(t) = A_o \cos[\omega_c t + K_p \varphi(t)]$

若调频, 应使 $\frac{d}{dt} [\omega_c t + \varphi(t)] = \omega_c t + \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_c t + K_f m(t)$, 则,

$\varphi(t) = K_{Fm} \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau$; K_F 为调相灵敏度, 则

$$S_{FM}(t) = A_O \cos \left[\omega_c t + K_{Fm} \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right]$$

1. 单音调角 $m(t) = A_M \cos \omega_M t$

① 调相 $S_{PM}(t) = A_O \cos[\omega_c t + \beta_P \cos \omega_M t]$

② 调频 $S_{FM}(t) = A_O \cos[\omega_c t + \beta_{Fm} \sin \omega_M t]$

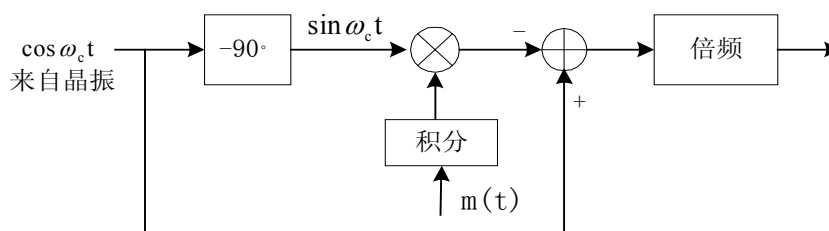
③ 调角 $\beta = \Delta\varphi = \frac{\Delta\omega}{\omega_M} = \frac{\Delta f}{f_M}$

2. 窄带调角

调角波中, $m(t)$ 出现在 \cos 的自变量中, 一般难以展开。但若相偏或频偏较小, 成为窄带调角。一般限定 $|\varphi(t)|_{\max} \pi \cdot 0.5 \approx \frac{\pi}{6}$ 。

窄带调相 $S_{NBPM}(t) = A_O \cos \omega_c t - A_O m(t) \sin \omega_c t$

窄带调频 $S_{NBFM}(t) = A_O \cos \omega_c t - A_O \left(K_F \int m(\tau) d\tau \right) \sin \omega_c t$



3. 单音宽带调角

① 调频

$$S_{FM}(t) = A_O \cos[\omega_c t + \beta_F \sin \omega_M t]$$

$$= A_O \cos \omega_c t \cdot \cos(\beta_F \sin \omega_M t) - A_O \cos \omega_c t \cdot \sin(\beta_F \sin \omega_M t)$$

对 $\cos(\beta_F \sin \omega_M t)$ 和 $\sin(\beta_F \sin \omega_M t)$ 作傅里叶展开得

$$S_{FM}(t) = A_O \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta) \cos(\omega_c + n\omega_m)t$$

② 调相

$$S_{PM}(t) = A_O \cos[\omega_c t + \beta_P \cos \omega_M t]$$

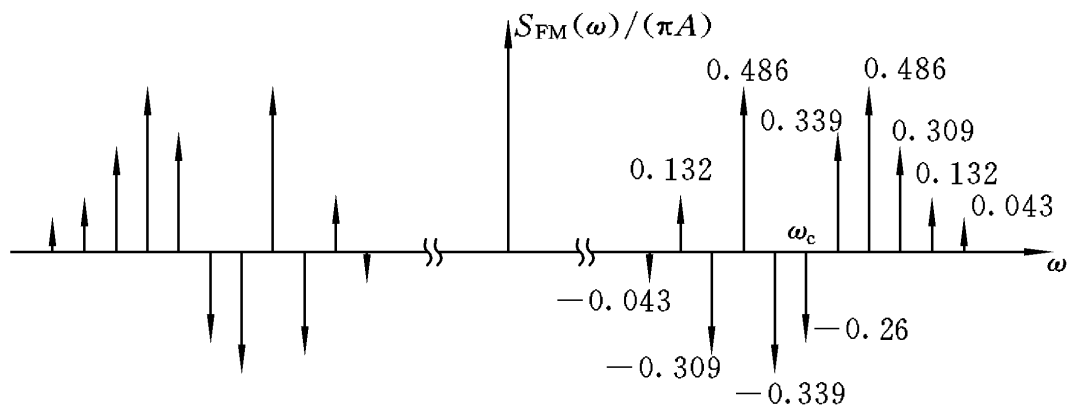
$$S_{PM}(t) = A_O \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta_P) \cos\left[(\omega_C + n\omega_m)t + \frac{n\pi}{2}\right]$$

二、调角波的频谱和有效带宽

对于单音宽带调频波：

$$S_{FM}(\omega) = \pi A_O \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_f) [\delta(\omega - \omega_c - n\omega_m) + \delta(\omega + \omega_c + n\omega_m)]$$

例如：β=3



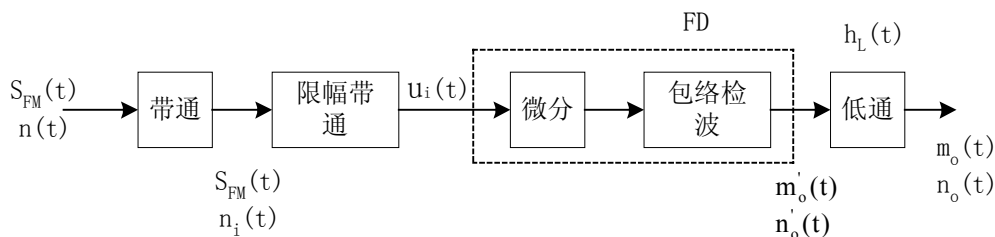
可见，无穷多个频率分量，其幅度正比于 $J_n(\beta_f)$ —— n 阶贝赛尔函数
当 $n > \beta_f + 1$ 时， $J_n(\beta_f)$ 比较小，忽略不计

$B = 2(\beta_f + 1)f_M$ ， --卡森公式

§ 3.5 调角波的解调和抗噪性能分析

一、调角波的解调原理

1. 调频波的解调原理



对调频波， $S_{FM}(t) = A \cos\left[\omega_c t + K_F \int m(t) dt\right]$

先进行微分， $\frac{dS_{FM}(t)}{dt} = -A[\omega_c + K_F m(t)] \sin\left[\omega_c t + K_F \int m(t) dt\right]$

再检出其包络， $A(t) = A[\omega_c + K_F m(t)]$

去除直流后即得结果。 $S_O(t) = AK_F m(t)$

2. 调相波的解调原理

对调相波, $S_{PM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_P m(t)]$

先进行微分, $\frac{dS_{FM}(t)}{dt} = -A \left[\omega_c + K_F \frac{dm(t)}{dt} \right] \sin[\omega_c t + K_F m(t)]$

再检出其包络, $A(t) = A \left[\omega_c + K_F \frac{dm(t)}{dt} \right]$

去除直流后即得结果。 $S_O(t) = AK_P m(t)$

二、信噪比分析

1. 输入信噪比

$$S_i = \frac{1}{2} A^2, \quad N_i = n_o B = 2n_o(\beta + 1)B_m = 2n_o(\beta + 1) \frac{\omega_m}{\pi}$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_i = \frac{A^2}{2n_o(\beta + 1)\omega_m}$$

2. 调频波非相干解调输出信噪比（大信噪比情况）

$$\frac{S_O}{N_O} = \frac{3\pi A^2 K_F^2 \overline{m^2(t)}}{n_o \omega_M^3}$$

由于 $\beta_F = \frac{K_F}{\omega_M} |m(t)|_{\max}$, 就有 $\frac{S_O}{N_O} = \frac{3\pi A^2 \beta_F^2}{n_o \omega_M} \cdot \frac{\overline{m^2(t)}}{|m(t)|_{\max}^2}$

对于单音信号, $|m(t)|_{\max}^2 = \overline{2m^2(t)}$ 则

$$\frac{S_O}{N_O} = \frac{3\pi A^2 \beta_F^2}{2n_o \omega_M}$$

3. 调相波非相干解调输出信噪比（大信噪比情况）

$$\frac{S_O}{N_O} = \frac{\pi A^2 K_P^2 \overline{m^2(t)}}{n_o \omega_M}$$

由于 $\beta_P = K_P |m(t)|_{\max}$, $\frac{S_O}{N_O} = \frac{\pi A^2 \beta_P^2}{n_o \omega_M} \cdot \frac{\overline{m^2(t)}}{|m(t)|_{\max}^2}$

对于单音信号, $\frac{S_O}{N_O} = \frac{\pi A^2 \beta_P^2}{2n_o \omega_M}$

4. 信噪比得益率

$$\text{调频: } G = 6\beta_F^2(\beta_F + 1) \frac{\overline{m^2(t)}}{|m(t)|_{\max}^2} \quad \text{单音信号: } G = 3\beta_F^2(\beta_F + 1)$$

$$\text{调相: } G = 2\beta_P^2(\beta_P + 1) \frac{\overline{m^2(t)}}{|m(t)|_{\max}^2} \quad \text{单音信号: } G = \beta_P^2(\beta_P + 1)$$

β 值	2	3	4	5
G_{FM}	36	108	240	450
G_{PM}	12	36	80	150

5. 调角波的门限效应

作为非相干解调，调角波也存在门限效应。当输入解调器的信噪比小于 10dB 后，输出质量将急剧变坏，不可用。

§ 3.6 各种模拟调制系统的比较和计算

类别	B	解调方式	G	以 $\frac{S_i}{n_0 B_m}$ 为参考的 G
AM	$2B_M$	非相干	$\frac{2}{3}$ (满调)	$\frac{1}{3}$ (满调)
DSB	$2B_M$	相干	2	1
SSB	B_M	相干	1	1
VSB	略大于 B_M	相干	1	1
FM	$2(\beta+1)B_M$	非相干	$3\beta^2(\beta+1)$	$\frac{3}{2}\beta^2$
PM	$2(\beta+1)B_M$	非相干	$\beta^2(\beta+1)$	$\frac{1}{2}\beta^2$

§ 3.7 频分复用

一、复用的定义和分类

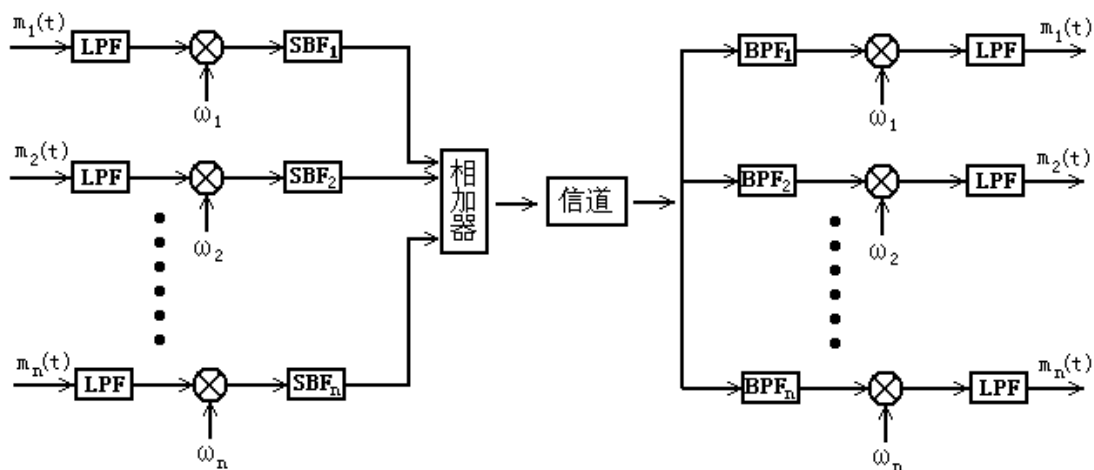
“复用”是一种将若干个彼此独立的信号合并为一个可在同一信道上传输的复合信号的方法。

频分复用(FDM)方式是将各独立信号调制到不同的频率范围，是指在频域中互相分离。

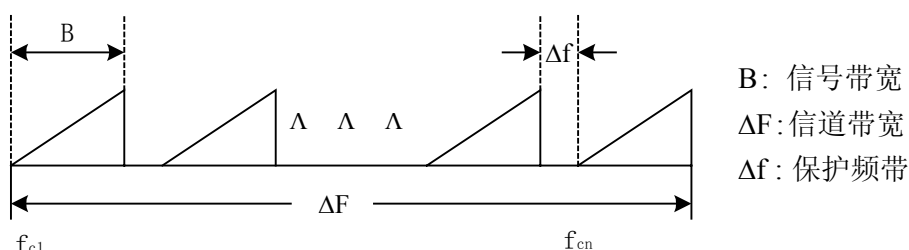
时分复用(TDM)方式是将各独立信号规定在不同的时间段传输，使之在时域上互相分离。一般用于数字信号。

码分复用(CDM)一般叫码分多址。将各独立的信号用不同的伪随机码调制，用代码序列来区分。

二、频分复用的结构图



三、复合信号的带宽



四、多级调制

在长途通信中，通信干线中服用的路数将会很多，

第 4 章 数字基带传输系统

本章教学要求:

- 1、掌握基带信号常用码型、码间干扰的原因和解决方法、无码间干扰的条件（时域和频域）。2、理解数字基带信号的频谱特性和无码间干扰的基带传输系统的抗噪声性能。
- 3、了解均衡原理、部分响应原理和眼图原理。

主要外语词汇

数字基带传输 Digital Baseband Transmission 码间干扰 ISI (Intersymbol Interference)
 不归零码 NRZ (Non-Return-to-Zero) 归零码 RZ (Return-to-Zero)
 传号交替反转码 AMI (Alternate Mark Inversion Code)
 三阶高密度双极性码 HDB3 (High Density Bipolar 3 Code)
 成对选择三进制码 PST (Paired Selected Ternary Code) 眼图 Eye Patterns

作业 2 (画出各码型波形, 并画出 8 电平码波形) 3 (画出波形) , 6, 7, 10, 15

思考: 17, 18

计划学时：12 学时

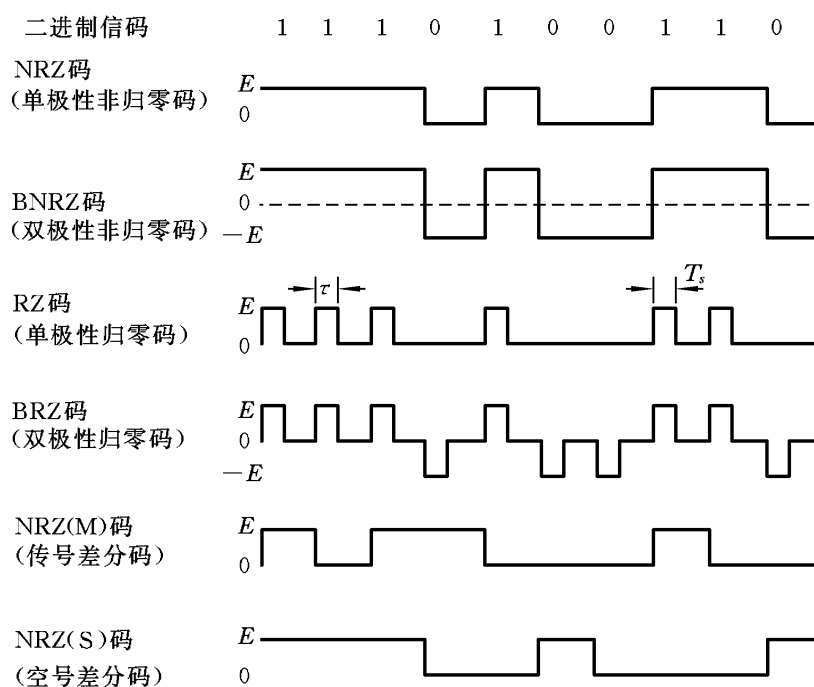
§ 4.1 数字基带信号的码型

一、引言：

数字基带传输系统指将数字信号不经调制直接传输。这种用脉冲（或电平）表达数字的信号叫基带信号。

二、基本码型

- (1) 单极性不归零码。
- (2) 双极性不归零码。
- (3) 单极性归零码
- (4) 双极性归零码



三、常用码型

什么码型好？一般要求是：

- (1) 无平均直线成分，以便顺利通过变压器，且节省能量。
- (2) 以便于提取同步信息（定时脉冲）
- (3) 不受信源统计性质影响，不论何种数字序列，均无直线成分。均易提取同步。

根据以上要求，四种基本码型中以双极性归零码较好。但它仍受信源统计影响。

经改进，提出以下码型：

- (1) 归零的极性交替转换码（AMI 码）
- (2) 三阶高密度双极性码（HDB3 码）
- (3) 差分码
- (4) 分相码（曼彻斯特码）

§ 4.2 数字基带信号的功率谱

数字基带信号是数字代码序列的电波形式。数字序列为随机序列数字基带信号属于随机信号。随机信号如果是平稳、遍历的，必然存在确定的统计平均值和相关函数（对大量样本的统计），或者支流平均电平和功率谱密度（对长时间平均）。计算它的功率谱密度和信噪比都非常有用。

一、随机脉冲序列波形的表达

$s_n(t) = g(t - nT_s)$ 以概率 p 出现
 $= g(t - nT_s)$ 以概率 $(1-p)$ 出现
 $g(t)$ 为门函数

二、功率谱密度公式的推导

$$p_s(\omega) = p_v(\omega) + p_u(\omega)$$

⊙ $V(t)$ 为周期信号，故可表示为 $V(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} c_m e^{-jm\omega_s t}$

$$\text{其中 } \omega_s = \frac{2\pi}{T_s}$$

$$\therefore p_v(\omega) = \sum_{-\infty}^{\infty} |c_m|^2 \delta(\omega - m\omega_s)$$

$$c_m = \frac{1}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} v(t) e^{-jm\omega_s t} dt$$

$$= \frac{1}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} e^{-jm\omega_s t} \sum_{-\infty}^{\infty} [pg_1(t - nT_s) + (1-p)g_2(t - nT_s)] dt$$

$$\text{令 } t - nT_s = t', \text{ 再将 } t' \text{ 换为 } t \quad c_m = f_s \sum_{-\infty}^{\infty} \int_{-\frac{T_s}{2} + nT_s}^{\frac{T_s}{2} - nT_s} [pg_1(t) + (1-p)g_2(t)] e^{-jm\omega_s(t+nT_s)} dt$$

$$e^{-jmn\omega_s T_s} = 1$$

$$\begin{aligned}
 c_m &= f_s \int_{-\infty}^{\infty} [pg_1(t) + (1-p)g_2(t)] e^{-jm\omega_s t} dt \\
 &= f_s [pG_1(m\omega_s) + (1-p)G_2(m\omega_s)]
 \end{aligned}$$

$$\text{式中 } G_1(m\omega_s) = \int_{-\infty}^{\infty} g_1(t) e^{-jm\omega_s t} dt$$

$$G_2(m\omega_s) = \int_{-\infty}^{\infty} g_2(t) e^{-jm\omega_s t} dt$$

$$\therefore p_v(\omega) = \sum_{-\infty}^{\infty} |f_s [pG_1(m\omega_s) + (1-p)G_2(m\omega_s)]|^2 \cdot \delta(\omega - m\omega_s)$$

$$\text{即 } p_v(f) = \sum_{-\infty}^{\infty} |f_s [pG_1(mf_s) + (1-p)G_2(mf_s)]|^2 \cdot \delta(f - mf_s)$$

用截短信号分析 $p_u(\omega)$

$$p_u(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{E[|U_T(\omega)|^2]}{T} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{E[|U_T(\omega)|^2]}{(2N+1)T_s}$$

$$\begin{aligned} \text{式中 } U_T(\omega) &= \sum_{-N}^N A_n \int_{-\infty}^{\infty} [g_1(t - nT_s) - g_2(t - nT_s)] e^{-j\omega t} dt \\ &= \sum_{-N}^N A_n e^{-jn\omega T_s} [G_1(\omega) - G_2(\omega)] \end{aligned}$$

$$G_1(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} g_1(t) e^{-j\omega t} dt, \quad G_2(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} g_2(t) e^{-j\omega t} dt$$

$$\begin{aligned} \therefore |U_T(\omega)|^2 &= U_T(\omega) \cdot U_T^*(\omega) = \sum_{m=-N}^N \sum_{n=-N}^N A_m A_n e^{-j\omega(n-m)T_s} \\ &\quad \cdot [G_1(\omega) - G_2(\omega)] \cdot [G_1(\omega) - G_2(\omega)]^*, (\text{仅 } A_m, A_n \text{ 为随机变量}) \end{aligned}$$

$$E[|U_T(\omega)|^2] = \sum_{m=-N}^N \sum_{n=-N}^N E(A_m A_n) e^{-j\omega(n-m)T_s} [G_1(\omega) - G_2(\omega)] \cdot [G_1^*(\omega) - G_2^*(\omega)]$$

$$\text{当 } m=n \text{ 时, } A_m A_n = A_n^2 = \begin{cases} (1-p)^2, & p \\ p^2, & 1-p \end{cases}$$

$$E[A_n^2] = p(1-p)^2 + (1-p)p^2 = p(1-p)$$

$$\text{当 } m \neq n \text{ 时, } A_m A_n = \begin{cases} (1-p)^2, & p^2 \\ p^2, & (1-p)^2 \\ -p(1-p), & 2p(1-p) \end{cases}$$

$$E[A_m A_n] = p^2(1-p)^2 + (1-p)^2 p^2 - 2p^2(1-p)^2 = 0$$

$$\begin{aligned} p_u(\omega) &= \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{\sum_{n=-N}^N p(1-p) [G_1(\omega) - G_2(\omega)] [G_1(\omega) - G_2(\omega)]^*}{(2N+1)T_s} \\ &= f_s p(1-p) |G_1(\omega) - G_2(\omega)|^2 \end{aligned}$$

$$\text{即: } p_u(f) = f_s p(1-p) |G_1(f) - G_2(f)|^2$$

结论:

$$\begin{aligned} p_s(f) &= f_s p(1-p) |G_1(f) - G_2(f)|^2 \\ &\quad + f_s^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} |pG_1(mf_s) + (1-p)G_2(mf_s)|^2 \delta(f - mf_s) \text{ —— 双边谱} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} p_s(f) &= 2f_s p(1-p) |G_1(f) - G_2(f)|^2 + f_s^2 |pG_1(0) + (1-p)G_2(0)|^2 \delta(f) \\ &\quad + 2f_s^2 \sum_{m=1}^{\infty} |pG_1(mf_s) + (1-p)G_2(mf_s)|^2 \delta(f - mf_s) \text{ —— 单边谱} \end{aligned}$$

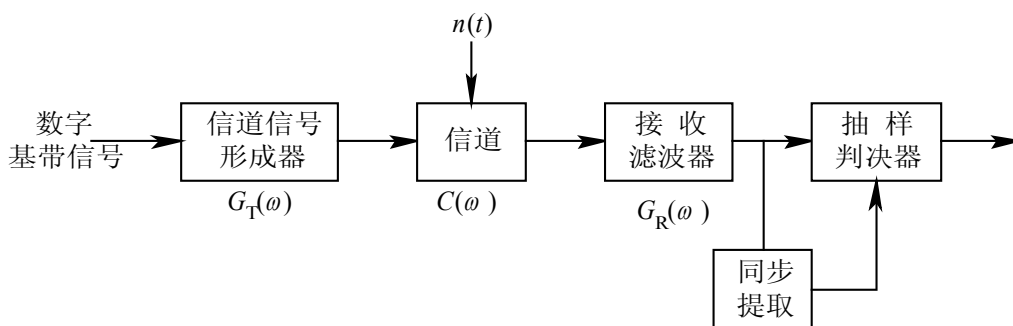
三、常见码型的随机脉冲序列的功率谱的计算

1. 单极性不归零码
2. 双极性不归零码
3. 单极性归零码
4. 双极性归零码

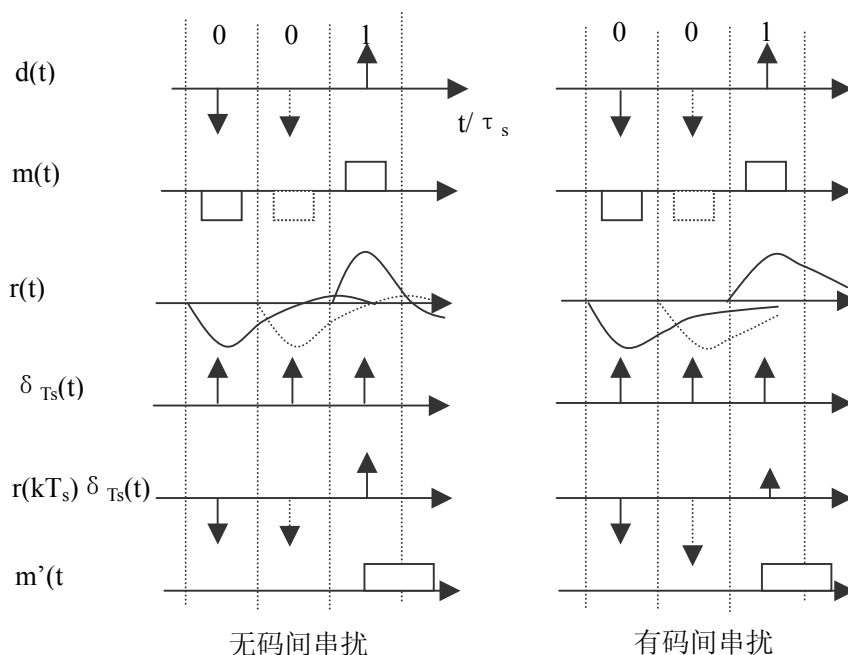
§ 4.3 基带传输系统的码间串扰

一、 数字基带传输概述：

数字基带传输系统的流程框图



1. 基带系统接收到的信号波形
2. 什么是码间串扰：



3. 怎样译出原数字信号
- #### 二、 怎样克服码间串扰

归根结底。响应波形是由系统传输函数决定的。我们还应用滤波器的设计上来解决码间串扰问题。构造带宽极大的函数是不现实的，让数字脉冲之间相距很大的周期以等待指定的结果也是不经济的。能否从震荡器的拖尾上找到突破口呢？拖尾尽管存在，只要在它过零的时刻抽样，它就不会对相邻码元的养殖发生影响，这就是解决问题的关键。

1. 无码间串扰条件
2. 奈奎斯特准则

由时域条件可见 当 $d(t) = \delta(t)$ 时， $r(t) = h(t)$ 的抽样值为 $c\delta(t)$

所以，频域关系为 $c = \frac{1}{2\pi} H(\omega) * \omega_s \sum \delta(\omega + n\omega_s) = \frac{1}{T_s} \sum_{-\infty}^{\infty} H(\omega + n\omega_s)$

$$\text{即 } \sum_{n=-\infty}^{\infty} H(\omega + n\omega_s) = c \quad \text{或} \quad \sum_{n=-\infty}^{\infty} H(f + nf_s) = c$$

令 $H_q(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} H(\omega + n\omega_s)$, 无码间串扰频域条件可表示为:

$$H_{eq}(\omega) = c \quad \text{或} \quad H_{eq}(f) = c$$

三、理想低通滤波器

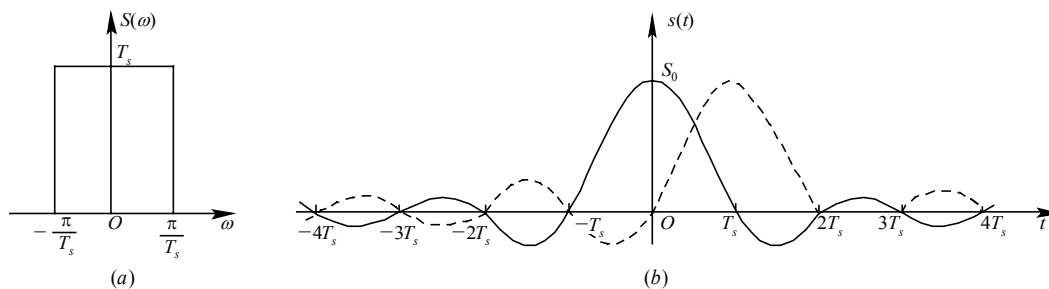


图 5-11 理想低通系统
(a) 传输特性; (b) 冲激

理想低通频率特性

$$H(\omega) = D_{2\pi W}(\omega)$$

$$h(t) = \frac{4\pi W}{2\pi} \text{Sa}\left(\frac{4\pi W t}{2}\right)$$

$$= 2W \text{Sa}(2\pi W t)$$

无码间串扰的最大码速率为 $R_{B\max} = 2W(B)$

当 $R_B = \frac{R_{B\max}}{K}$ 时, 无 ISI。

当 $R_B < R_{B\max}$ 但 $R_B \neq \frac{R_{B\max}}{K}$ 时, 仍有 ISI。

占用信道带宽 $B_c = W$,

故信道频带利用率为

$$\eta_B = \frac{R_B}{W} = \frac{2}{K} (B/Hz)$$

$$\eta_{B\max} = 2 (B/Hz)$$

$$\eta_b = \frac{R_b}{W} = \frac{2 \log_2 M}{K} (b/s \cdot Hz)$$

$$\eta_{b\max} = 2 \log_2 M (b/s \cdot Hz)$$

四、升余弦滚降滤波器

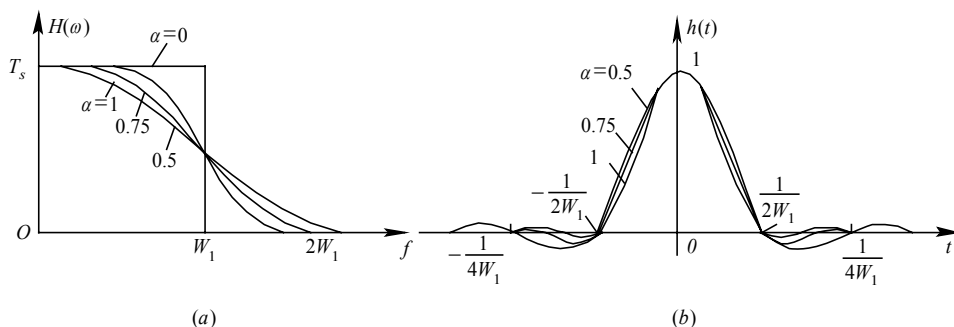


图 5 - 13 余弦滚降系统
(a) 传输特性; (b) 冲激响应

冲激响应的第一项为理想低通系统的冲击响应，此系统无码间串扰的码速率为 $R_b = \frac{2w}{k} Bd$ ，无码间串扰的最大码速率为 $2W Bd$ ，占用信道带宽为 $B_c = W(1 + \alpha)$ ，式中 α 为滚降系数，故升余弦滚降系统的最大频带利用率为

$$\eta_B = \frac{2}{1 + \alpha} Bd/Hz$$

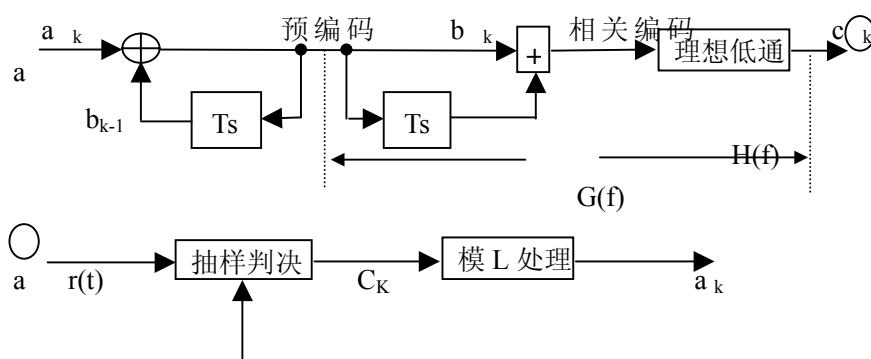
$$\eta_b = \frac{2 \log_2 M}{1 + \alpha} \text{ bps/Hz}$$

§ 4.4 部分响应系统

一、原理:

由上节知，若设计系统函数 $H(w)$ 具有理想低通形式，则能达到最大的频带利用率，通过这样的滤波器余弦形式，容易实现。拖尾变短，然而却增大了带宽，能否设计一种既不增加带宽，有容易实现，且拖尾较短的滤波器呢？回答是肯定是，这就是部分响应系统。

原理框图



- 二、详述:
1. 差分编码
 2. 广义信道
 3. 模二判决
- 三、推广

§ 4.5 数字基带传输系统的抗噪声性能

一、 误码的形成:

噪声是引起误码的基本原因。由于随机噪声叠加于信号波形上,造成波形畸形。当噪声严重时,就会在抽样判决时,发生漏报和虚报。

误码率=漏报的概率+虚报的概率

二、 误码率:

1、 双极性信号

$$r_s(KT_s) = \begin{cases} A, & \text{"1"码} \\ -A, & \text{"0"码} \end{cases}$$

$n_R(KT_s) = \zeta_n$
 随机变量, 高斯分布, 均值为 0,
 方差为 σ_n^2

$$r(KT_s) = \begin{cases} A + \zeta_n, & \text{"1"码} \\ -A + \zeta_n, & \text{"0"码} \end{cases}$$

$$f_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left[-\frac{(x-A)^2}{2\sigma_n^2}\right]$$

$$f_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left[-\frac{(x+A)^2}{2\sigma_n^2}\right]$$

$$p_e = p(1)p\left(\frac{0}{1}\right) + p(0)p\left(\frac{1}{0}\right)$$

$$= p(1)\int_{-\infty}^{V_d} f_1(x)dx + p(0)\int_{V_d}^{\infty} f_0(x)dx$$

令 $\frac{\partial p_e}{\partial V_d} = 0$ 得 $p(1)f_1(V_d) - p(0)f_0(V_d) = 0$

$$\frac{f_1(V_d)}{f_0(V_d)} = \frac{p(0)}{p(1)} \quad \text{此为 } V_d \text{ 最佳条件。}$$

代入 $f_0(x)$ 、 $f_1(x)$ 得

$$V_d = \frac{\sigma_n^2}{2A} \ln \frac{p(0)}{p(1)}$$

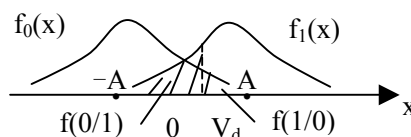
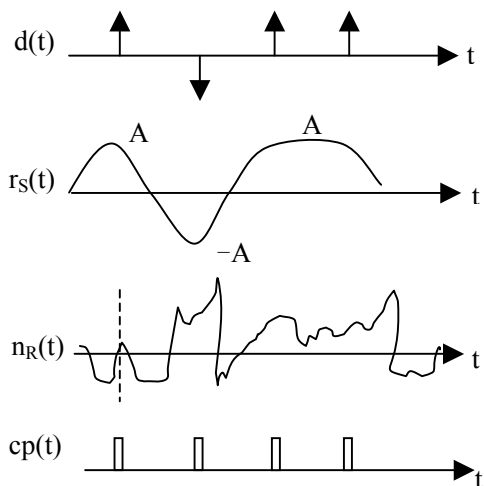
可见: 当 $p(0) = p(1)$ 时 $V_d = 0$

$p(0) > p(1)$ 时 $V_d > 0$

$p(0) < p(1)$ 时 $V_d < 0$

常见 $p(0)=p(1)=0.5$

$$p_e = 0.5p(1/0) + 0.5p(0/1) = p(1/0) = p(0/1)$$



$$p(1/0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \int_0^\infty \exp\left[-\frac{(x+A)^2}{2\sigma_n^2}\right] dx$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{A/\sigma_n}^\infty \exp\left[-\frac{z^2}{2}\right] dz \quad z = \frac{x+A}{\sigma_n}$$

$$\therefore P = Q\left(\frac{A}{\sigma_n}\right) = Q(\sqrt{r}), \quad r = \frac{A^2}{\sigma_n^2} \text{ 为信噪比}$$

2. 单极性信号 $p(1)=p(0)$ 时 $V_d=0.5A$ 为最值

$$p_e = Q\left(\frac{A}{2\sigma_n}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right) \quad \text{式中 } r = \frac{A^2}{2\sigma_n^2}$$

三、 误码率计算：

1、算基带系统误码率有关的问题时，首先应明确思路



2. 使用公式有两种方法

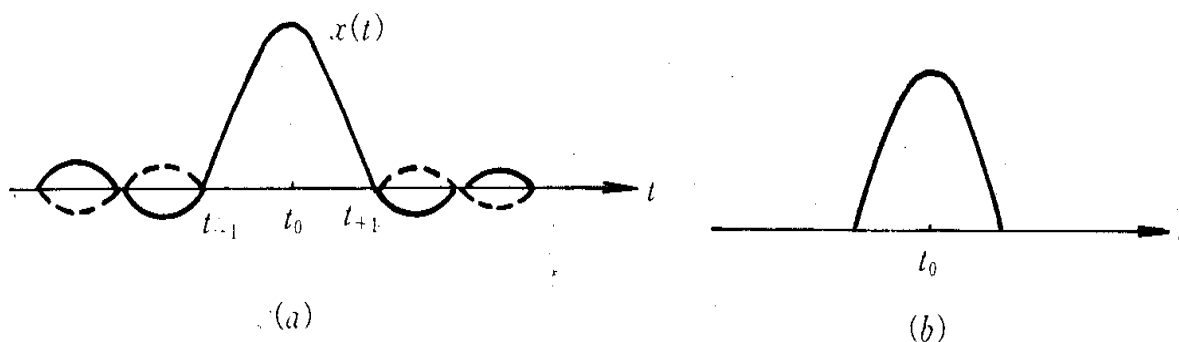
- ①查表法
- ②近似法

§ 4.6 均衡技术

一、原理：

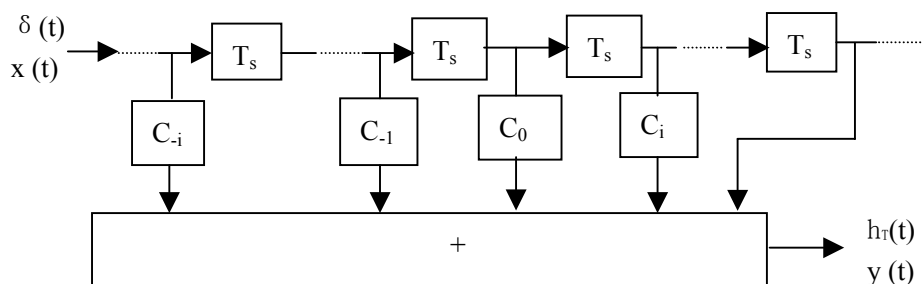
尽管理论上只要使满足奈奎斯特准则所描述的形式，就可完全避免码间串扰，然而实际系统中设计者无法精确预测的特性，制作滤波器也难免存在误差，所以要保证的形状一丝不差是难以办到的。于是所得的接收波的码间串扰不可能完全避免，在抽样时刻波形不可能总保证为 0。因此在实际系统中，抽样之前往往插入一个可调滤波器。从频域上补偿的偏差，是指达到奈奎斯特所希望的形式，或从时域上进行补偿，使波形在各抽样点严格为 0。这个可调滤波器，就叫做均衡点前者叫频域的均衡器，后者叫时域均衡器，频域的均衡调节整个基带系统的频率特性，使时域均衡器的好处是不必预知信道特性，完全可以根据实际观测波形（或眼图）有针对性的调节每个具体的实际系统。使之达到抽样时刻波形过 0。

设实际系统中接收波形如下图 (a)



如果给它叠加一个虚线所示的波形，则能使合成波形成为上图 (b) 所示的波形
抽样点都过 0。

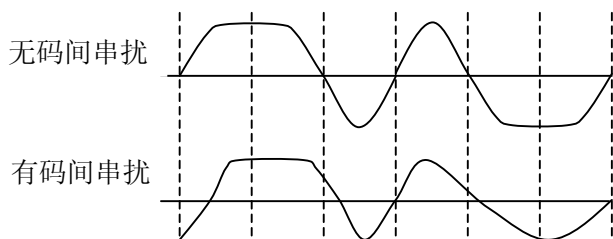
红线所示的波形不用横向均衡器产生。下示出的原理。接收的实际波形通过若干个抽头延时线分别
取各抽样时刻的实际值。(一般为非零值) 各自经过一个可变增益放大器，放大後相加输出。



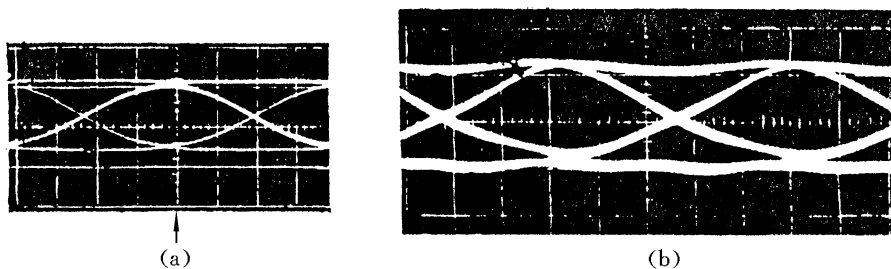
二、眼图

眼图是用示波器观察基带传输系统波形的呈现图形。当示波器行扫描频率等于码率时，我们可以看到多个码元波形叠加在一个码元周期上的状况。他有点像人的眼睛。当无码间串扰时，各码元波形基本相同，重叠在一起，呈现较细的线条。我们看到一个睁大的边缘清晰的眼图。当有码间串扰时，各码元波形不可能完全相同，叠加後呈现较粗的线条。是一个睁不大的眼睛。由此可以方便的对均衡器加以调节。

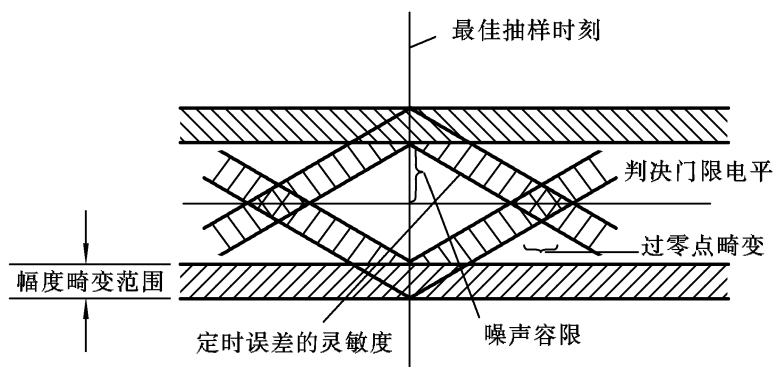
用示波器观察 $r(t)$, $cp(t)$, 调节 $G_R(\omega)$ 使码间串扰最小。调节位同步器中的移相电路使 $cp(t)$ 对准信号最大值。



下图为眼图照片，(a) 无码间串扰，(b) 有码间串扰。



下图是 $P(1)=P(0)$ 双极性二进制系统的眼图模型。



第 5 章 正弦载波数字调制系统

本章教学要求:

- 1、掌握三种基本二进制数字频带调制方式（2ASK、2FSK、2PSK/2DPSK）的调制和解调原理、带宽。
- 2、掌握三种方式的误码率~信噪比公式，会计算。
- 3、了解多进制数字频带调制系统原理和抗噪性，了解改进的数字调制系统（MSK、QAM）。

主要外语词汇

幅移键控 ASK (Amplitude-Shift Keying)

通断键控 OOK (On-Off Keying)

频移键控 FSK (Frequency-Shift Keying)

相移键控 PSK (Phase-Shift Keying)

差分(相对)相移键控

DPSK (Differential Phase-Shift Keying)

正交相移键控

QPSK (Quadriphase-Shift Keying)

最小频移键控

MSK (Minimum Shift Keying)

正交振幅调制

QAM (Quadrature-Amplitude Modulation)

M 进制振幅键控

MASK (M-ary Amplitude Shift Keying)

作业 P₁₈₃

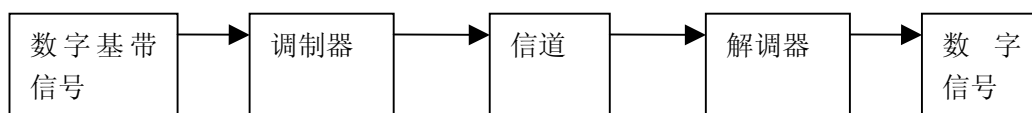
9 (2ASK、2FSK 波形示意图), 20, 25, 28, 30, 39

计划学时: 10 学时

§ 5.1 引言

一. 什么是载波数字调制?

它是将数字基带信号的信息转载到高频载波上去的处理过程。



二. 为什么要进行频带调制?

1. 基带传输损耗大, 易误码。
2. 便于利用各种模拟信道资源传输。

三. 怎样进行频带调制?

高频载波 $C(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ 为等幅恒频正、余弦波。

数字基带信号 $S(t)$ 为不归零的单极性(或双极性)矩形脉冲。

分别让载波三个参量携带数字基带信息，可获得三种调制方案：

- 1、让载波幅度 A 按数字信号的极性变化-----数字调幅。
- 2、让载波频率 ω 按数字信号的极性变化-----数字调频。
- 3、让载波相位 φ 按数字信号的极性变化-----数字调相。

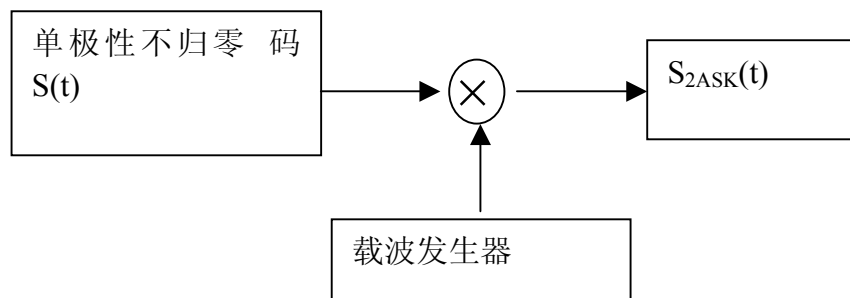
§ 5.2 数字频带调制的基本方法

一. 二元数字调幅（2ASK）又称为幅移键控。

数字基带信号：

$$S(t) = \begin{cases} A & \text{当 } a_k = 1 \\ 0 & \text{当 } a_k = 0 \end{cases};$$

式中 a_k 为数字序列 $\{a_k\}$ 的第 k 个码元。显然，上式给出的表达是单极性不归零码。



载波 $C(t) = \cos(\omega_0 t + \phi_0)$

$$S_{ASK}(t) = S(t) \cos(\omega_0 t + \phi_0)$$

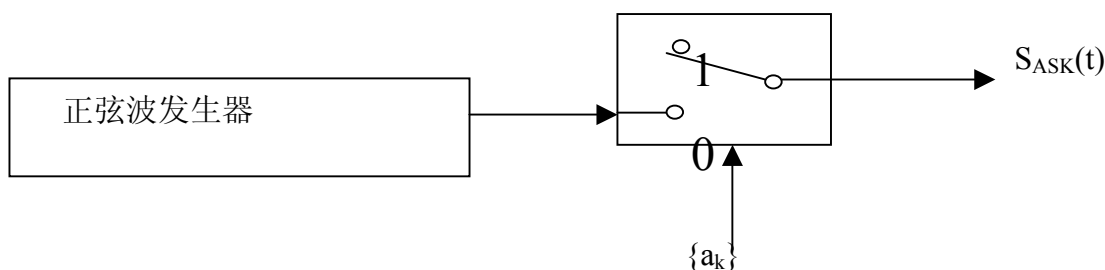
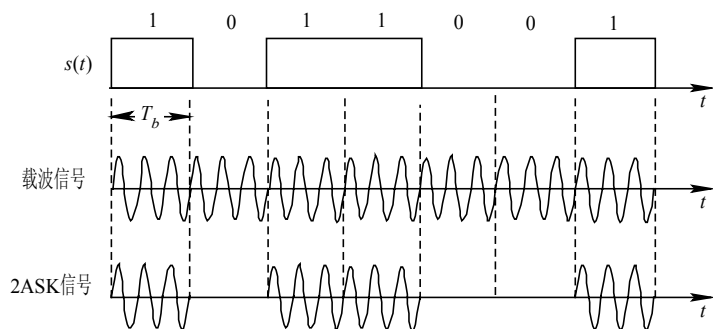
调制波

$$= \begin{cases} A \cos(\omega_0 t + \phi_0) & \text{当 } a_k = 1 \\ 0 & \text{当 } a_k = 0 \end{cases}$$

特点：“1”码期间有等幅余弦波输出，相当与开关开通。

“0”码期间无输出，相当与开关切断。因此称为幅移键控。

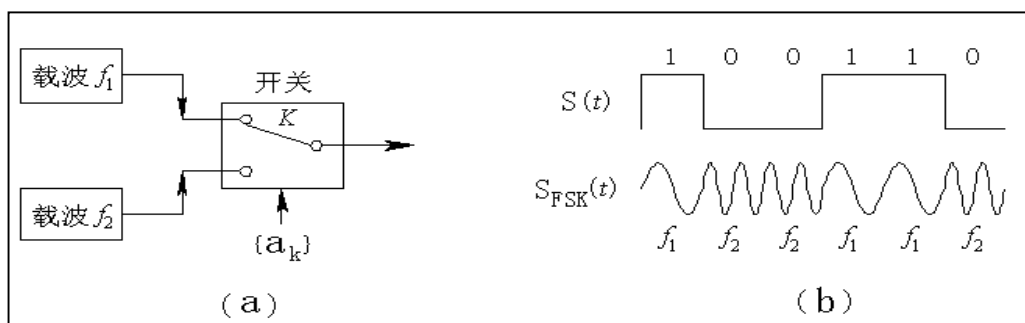
因此，数字调幅又称为幅移键控，记作 ASK(Amplitude Shift Keying)，或称其为开关键控(通断键控)，记作 OOK(On Off Keying)。二元幅移键控记作 2ASK



二. 二元数字调频 (2FSK)

由于基带信号只有两种电平状态, 所以调频时载波频率只能被置于两种频率状态.

$$S_{FSK}(t) = \begin{cases} A \cos(\omega_1 t + \Phi_0) & \text{当 } a_k = 1 \\ A \cos(\omega_2 t + \Phi_0) & \text{当 } a_k = 0 \end{cases}$$

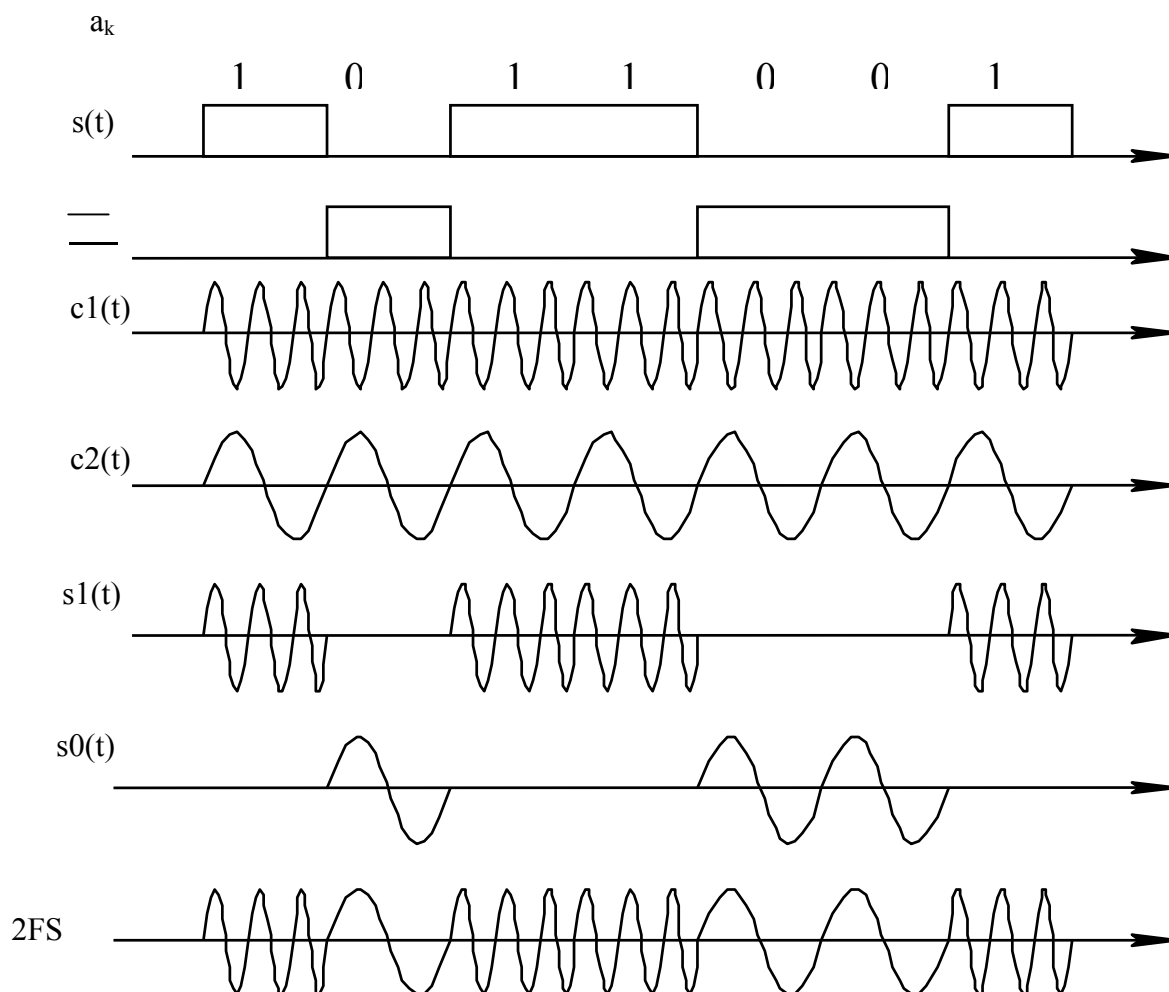


另一方面, 它也可以看作两个 ASK 调制的合成: 一个对 0 码调幅, 一个对 1 码调幅:

$$1\text{码: } S_1(t) = \begin{cases} A \cos \omega_1 t \\ 0 \end{cases}; \quad 0\text{码: } S_0(t) = \begin{cases} 0 \\ A \cos \omega_2 t \end{cases}$$

合成起来, 得到:

$$S_{FSK}(t) = S_1(t) + S_0(t) = \begin{cases} A \cos(\omega_1 t) & \text{当 } a_k = 1 \\ A \cos(\omega_2 t) & \text{当 } a_k = 0 \end{cases}$$



两个ASK合成2FSK

相位连续和相位不连续

键控切换方式，只要码元间隔时刻 T_b 一到，载波立即发生切换，造成波形 $S_{FSK}(t)$ 不连续，称之为相位不连续的 FSK 调制。相位不连续会引起带宽增大。

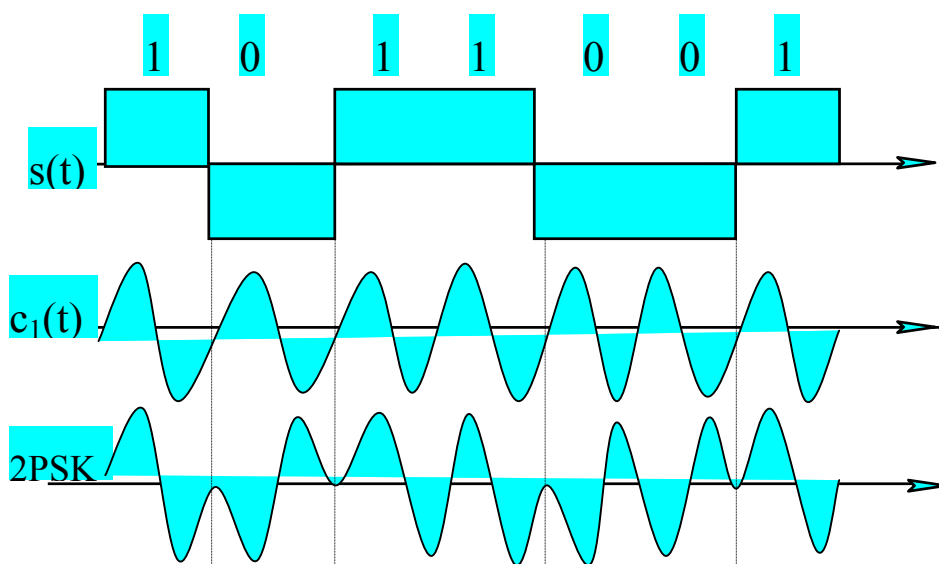
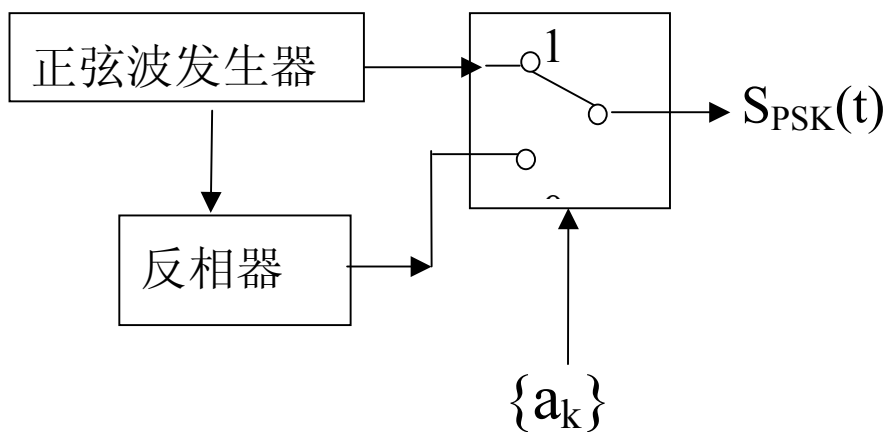
为了波形连续，又发明了相位连续的 FSK 调制。首先，两个不同的载波应来自同一振荡源(晶振)，由不同的分频倍程所得；其次，还要恰当选择 ω_1 和 ω_2 ，使一个码元时段产生的相移之差为 2π

的整数倍： $(\omega_1 - \omega_2) T_b = 2n\pi$ 。

三. 二元数字调相 (2PSK)

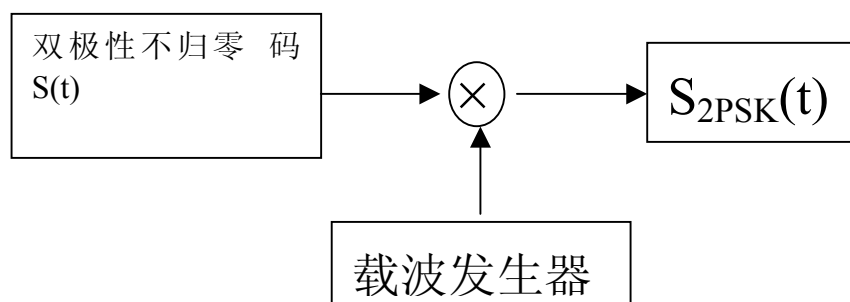
用载波的两相去对应基带信号的 0 与 1 两种码元, 为方便, 这两种相位取 0 和 π 。

$$S_{PSK}(t) = \begin{cases} A \cos(\omega t + 0) = A \cos \omega t & \text{当 } a_k = 1 \\ A \cos(\omega t + \pi) = -A \cos \omega t & \text{当 } a_k = 0 \end{cases}$$

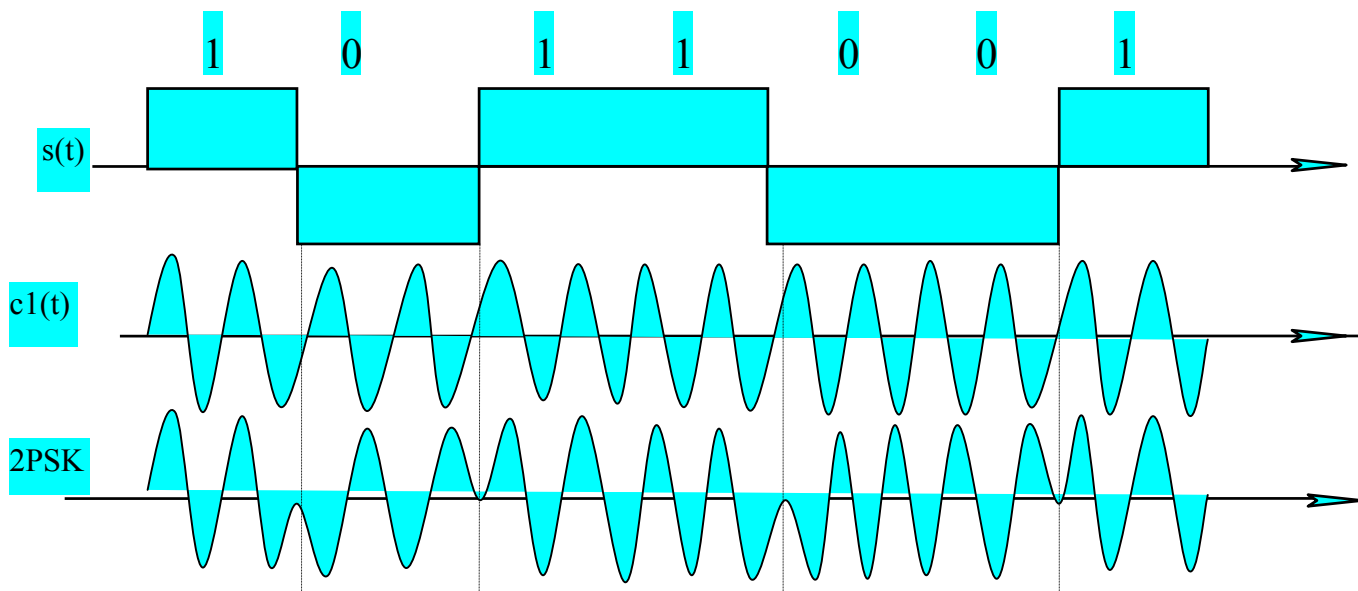


载波在两种不同相位之间进行切换生成 PSK 信号

它还可以看作双极性不归零码基带信号的数字调幅



$$S(t) = \begin{cases} A & \text{当 } a_k = 1 \\ -A & \text{当 } a_k = 0 \end{cases}; \quad S_{ASK}(t) = S(t) \cos \omega t = \begin{cases} A \cos \omega t & \text{当 } a_k = 1 \\ -A \cos \omega t & \text{当 } a_k = 0 \end{cases}$$



§ 5.3 数字调制信号的功率谱和带宽

一. 二元数字调幅 (2ASK) 的功率谱和带宽。

2ASK 为单极性不归零码被载波 $\cos \omega_c t$ 相乘所得。我们知道，当信号乘以 $\cos \omega_c t$ 后，其频谱为线性搬移：

$$S_{ASK}(t) = S(t) \cos \omega_c t$$

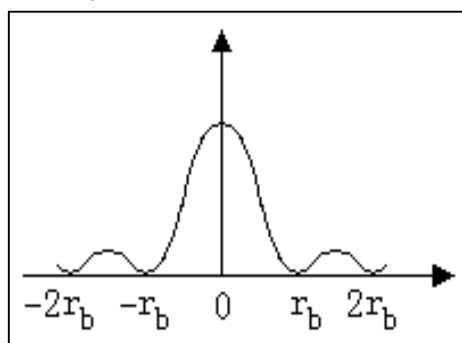
$$S_{ASK}(\omega) = \frac{1}{2} [S(\omega + \omega_c) + S(\omega - \omega_c)]$$

而功率谱密度为：

$$P_{ASK}(\omega) = \frac{1}{4} [P_s(\omega + \omega_c) + P_s(\omega - \omega_c)]$$

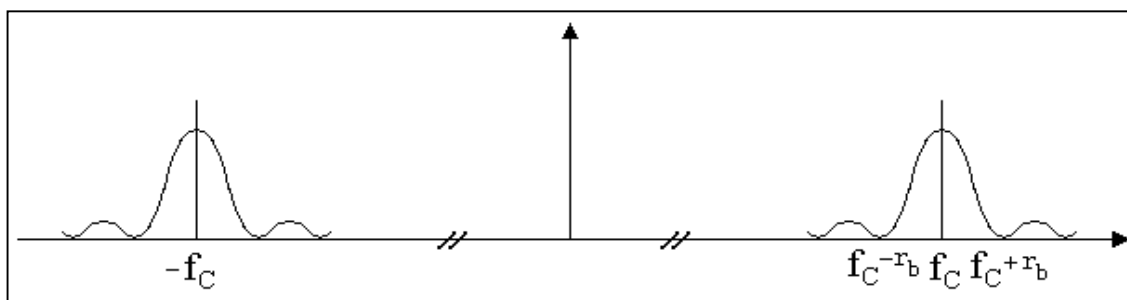
基带信号功率谱

$$P_s(f) = \frac{T_b}{4} S_a^2(\pi f T_b) + \frac{1}{4} \delta(f)$$



二元数字调幅信号功率谱

$$P_{ASK}(f) = \frac{T_b}{16} \{S_a^2[\pi(f+f_c)] + S_a^2[\pi(f-f_c)]\} + \frac{1}{16} [\delta(f+f_c) + \delta(f-f_c)]$$



有效带宽取第一主极大，基带带宽 $B_M = r_b$ ；ASK 带宽则为 $B_{ASK} = 2r_b$

二. 二元数字调频 (2FSK) 的功率谱和带宽。

由于 PSK 可视为双极性不归零码基带信号的调幅。

双极性不归零码的功率谱为：

$$P_S(f) = T_b S_a^2(\pi f T_b)$$

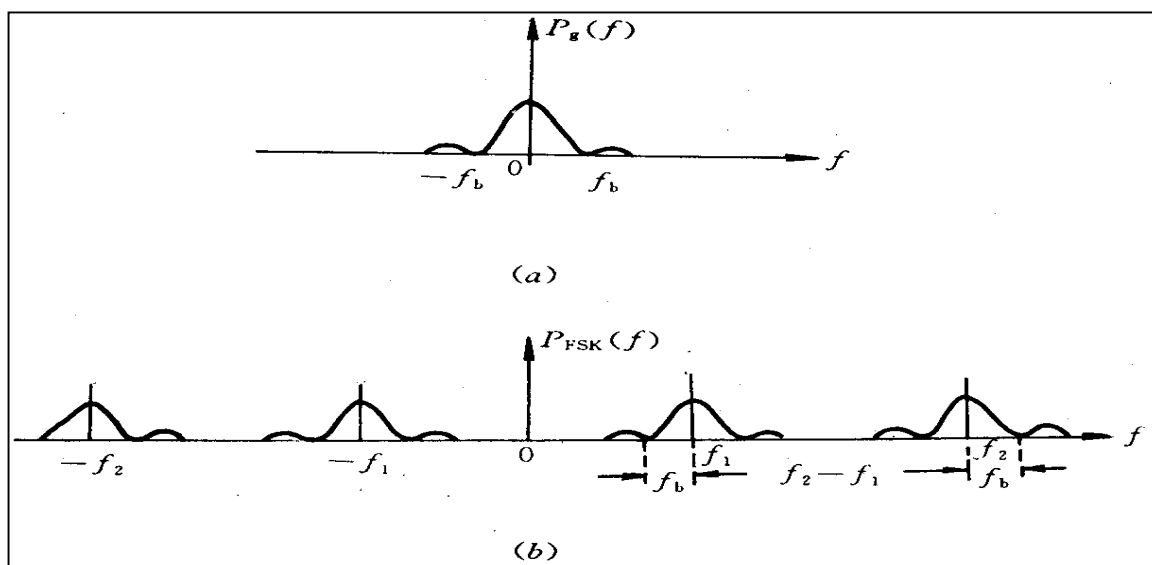
乘以余弦调制后便是：

$$P_{2PSK}(f) = \frac{T_b}{4} \{S_a^2[\pi(f+f_c)T_b] + S_a^2[\pi(f-f_c)T_b]\}$$

除了没有冲击项之外，功率谱与 $P_{ASK}(\omega)$ 完全相同。

仍然是基带码率的两倍：

$$B_{PSK} = 2r_b$$

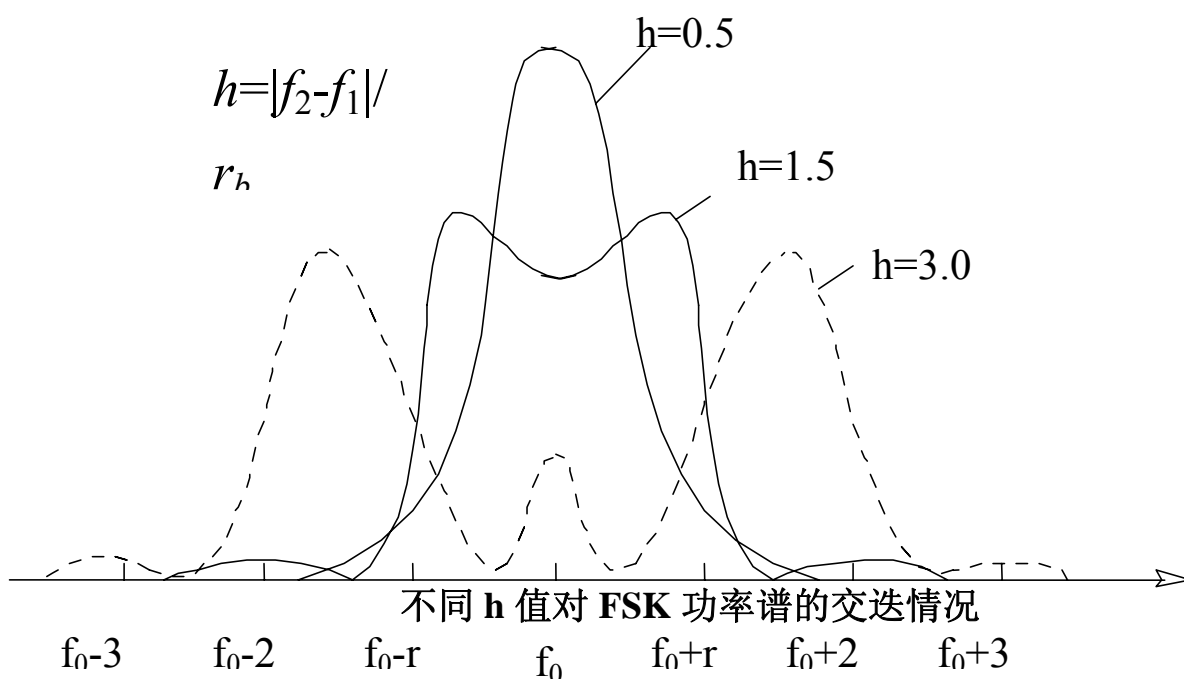


2FSK 信号功率谱

因此，带宽为 $B=|f_2-f_1|+2r_b$ ，主要取决于两中心频率之差(图中 f_b 即 r_b)。

以 r_b 为单位来度量时，可定义 $h = \frac{|f_2 - f_1|}{r_b}$ 叫调制指数，则 $B = (h + 2)r_b$

我们希望 FSK 信号占用的频带窄一点，也就是 h 小一点，但是 h 太小了，两个主峰交迭，将来难以解调(无法分开)，下图示出不同的 h 值的交迭状况。实验发现，取 $h = 2 \sim 4$ 是适宜的，这时两主峰之间至少相距一个 r_b ，由此可知， $B_{FSK} = (4 \sim 6)r_b$ 。



三. 二元数字调相 (2PSK) 的功率谱和带宽。

由于二元数字调相可以视为两个二元数字调幅信号之和，二者恰好互补(没有相重复出现的时段)。

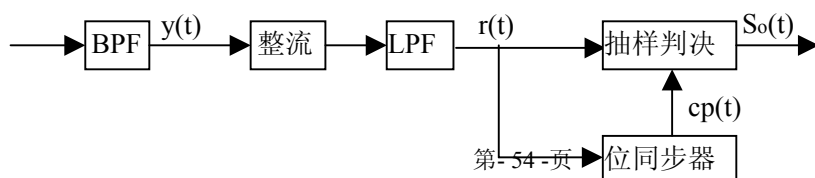
§ 5.4 数字频带调制信号的解调

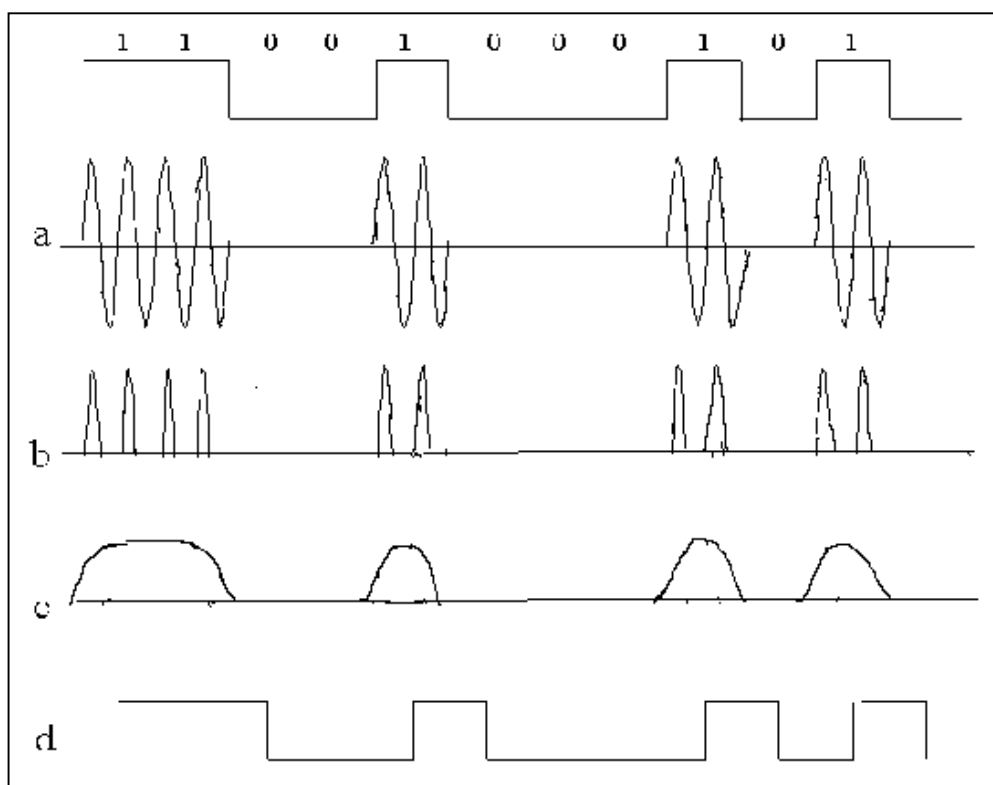
与模拟调制系统一样，数字调制信号的解调也有相干和非相干两种方式。相干解调用于线形调制信号。

如 ASK 和 PSK，把搬接到高频段的频谱再搬回原点；非相干解调主要用于 FSK，也可以用于 ASK。

一. ASK 信号的解调：

1. 非相干解调：(包络检波法)

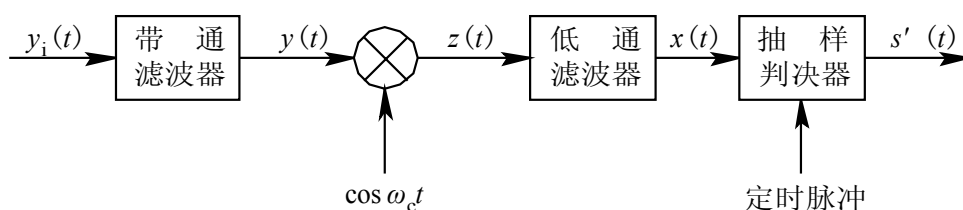




ASK 非相干解调各步波形

与模拟信号解调不同仅在于抽样判定。

2. 相干解调：（同步检波法）



波形图与非相干解调一样，全波整零是取绝对值，相干波相乘是取平方。

二. FSK 信号的解调：

1、滤波检测法：（属于相干解调）

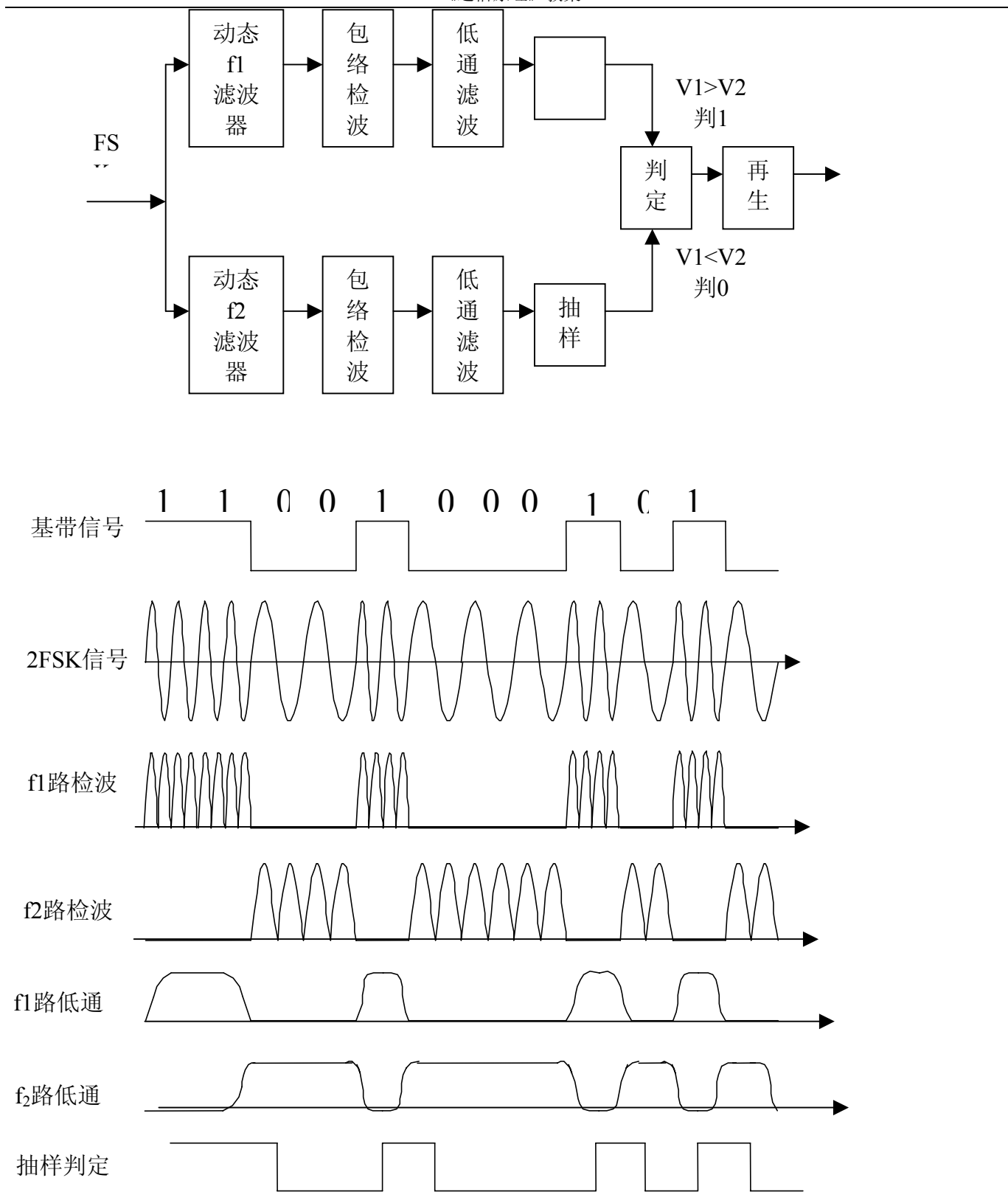
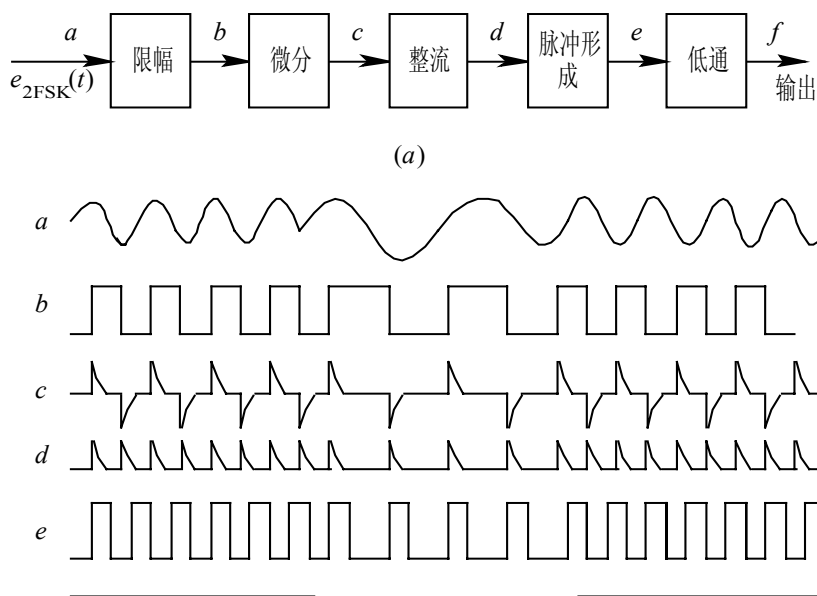
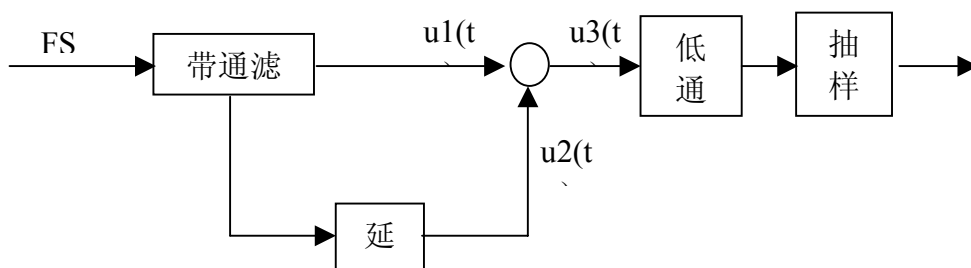


图 6-19 2FSK滤波检测法解调过程的时间波形

2、过零检测法。



3、差分检波法（属相干解调）



设接收的FSK信号为： $u_1(t) = A \cos(\omega_0 \pm \Delta\omega)t$

式中 $a_k=1$ 时取+号， $a_k=0$ 时取-号。

经延时后变为： $u_2(t) = u_1(t - \tau) = A \cos(\omega_0 \pm \Delta\omega)(t - \tau)$;

二者相乘为：
$$u_3(t) = u_1(t) \cdot u_2(t) = A \cos(\omega_0 \pm \Delta\omega)t \cdot A \cos(\omega_0 \pm \Delta\omega)(t - \tau)$$
$$= \frac{1}{2} A^2 \{ \cos(\omega_0 \pm \Delta\omega)\tau + [2(\omega_0 \pm \Delta\omega)t - (\omega_0 \pm \Delta\omega)\tau] \}$$

经低通滤波后为：
$$u_0(t) = \frac{A^2}{2} \cos(\omega_0 \pm \Delta\omega)\tau$$

调节延时，使

$$\omega_0 \tau = \frac{\pi}{2}, \quad \text{则 } u_0(t) = \frac{A^2}{2} \cos\left(\frac{\pi}{2} \pm \Delta\omega\tau\right) = \mu \frac{A^2}{2} \sin \Delta\omega\tau$$

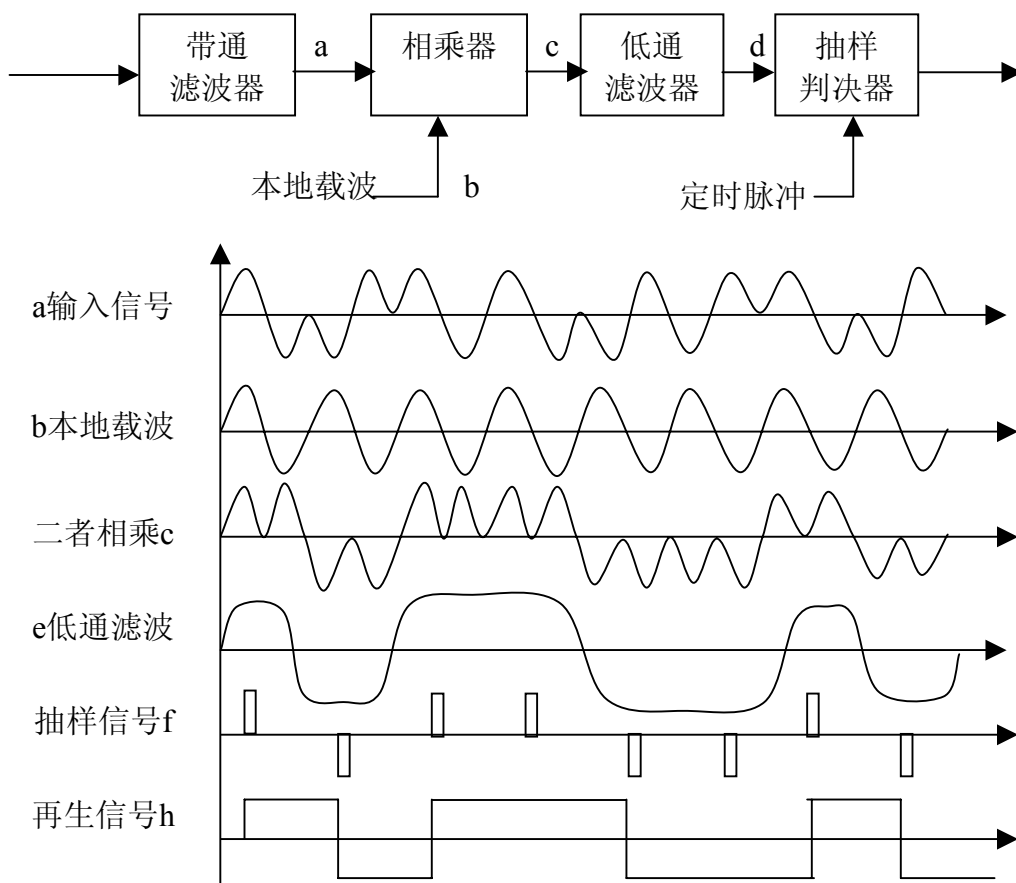
在频偏较小时:

$$\Delta\omega\tau \ll 1, \quad u_0(t) \approx \mu \frac{A^2}{2} \Delta\omega\tau$$

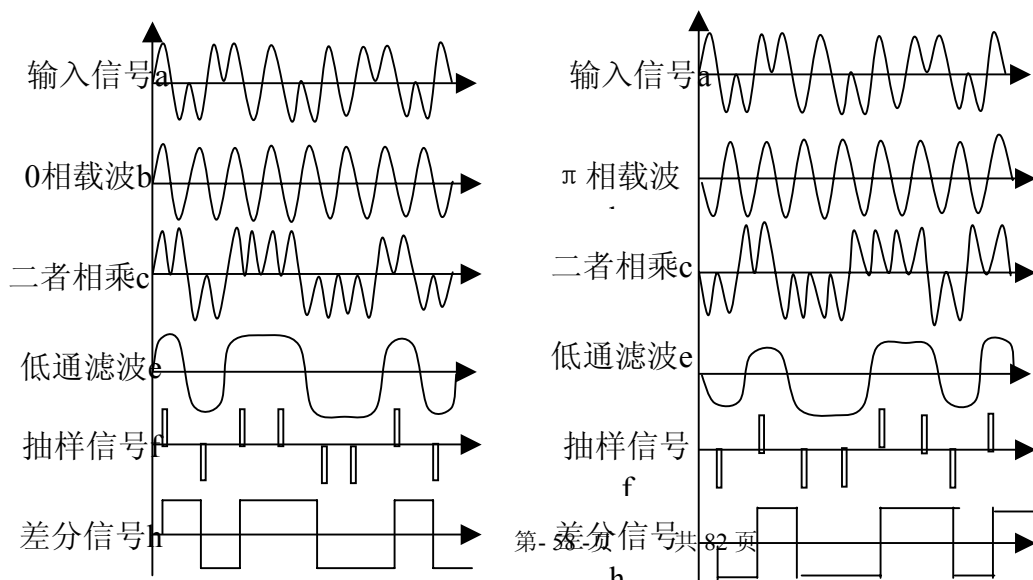
于是, 由正负号就可判定: 负值为 1; 正值为 0

三、PSK 信号的解调:

PSK 是线形调制, 采用相干解调。



这里出现一个问题: 接收到的 PSK 信号中含有两种载波相位, 本地载波究竟与哪个同步? 从接收到的信息中是无法决定的。如果决定错了, 那么所有的“1”码都变成了“0”码, 所有的“0”码都变成了“1”码, 这个问题称 0π 模糊。这是 2PSK 信号采用相干解调必须解决的问题。

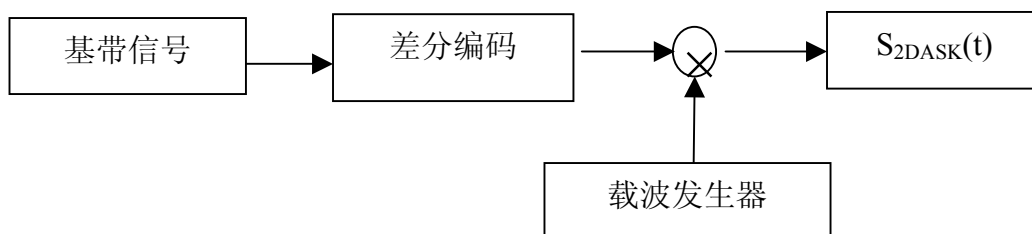


左图: 用 0 相载波解调

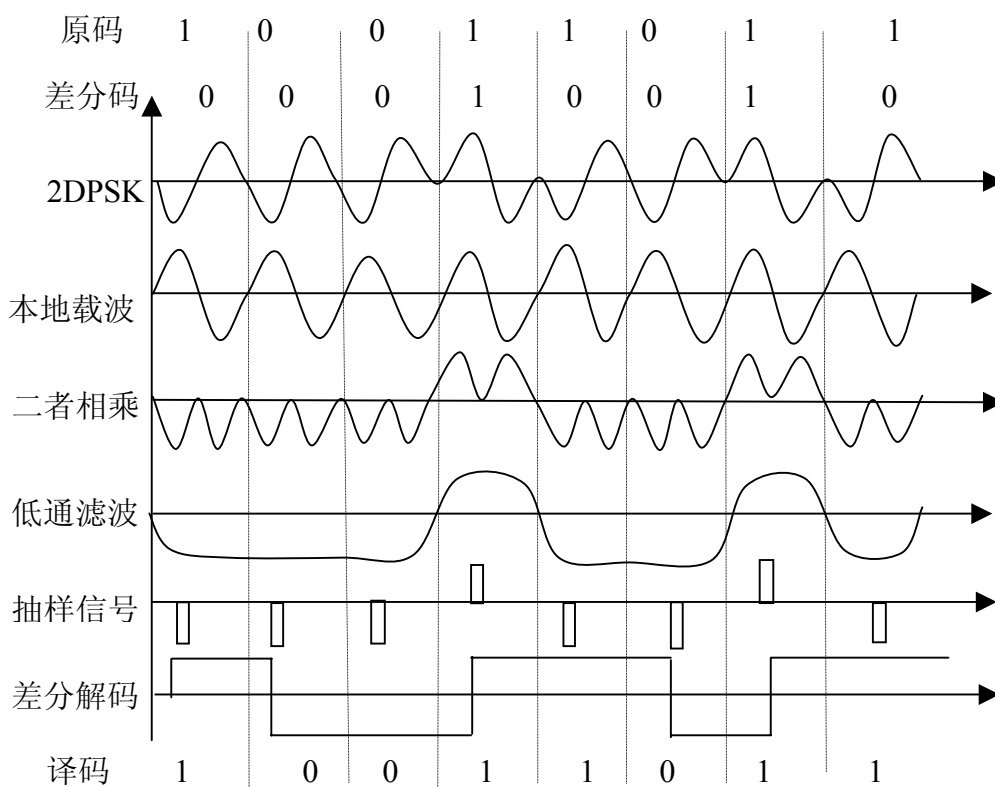
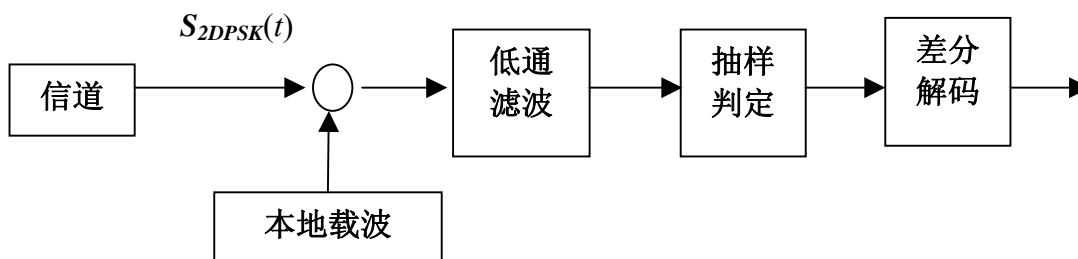
右图用 π 相载波解调

四、二元差分调相和解调：

1. 2DPSK 调制：为解决 0π 模糊问题，发送端不采用 PSK，采用二元差分调相（2DPSK）；先将 $\{A_k\}$ 序列变成它的差分码 $\{B_k\}$ ，然后对 $\{A_k\}$ 进行二元调相，的关于 $\{B_k\}$ 的 PSK 就是 $\{A_k\}$ 的 2DPSK。2DPSK 怎样解决 0π 模糊问题呢？因为即使发生 0π 模糊，解调后得到的 $\{B_k\}$ 与原来完全反号（ $0 \rightarrow 1, 1 \rightarrow 0$ ）也不会影响用 $\{B_k\}$ 的前后码元变化与否来决定 $\{A_k\}$ 。



2. DPSK 的二元绝对相干解调



3. 2DPSK 的相对相干解调：既然 2DPSK 根据前后码元的变化与否来决定 {AK}。那么何不直接把它前后相差 T_b 的波形相乘，直接得到 {AK}，而且省去了本地载波的产生与同步电路。

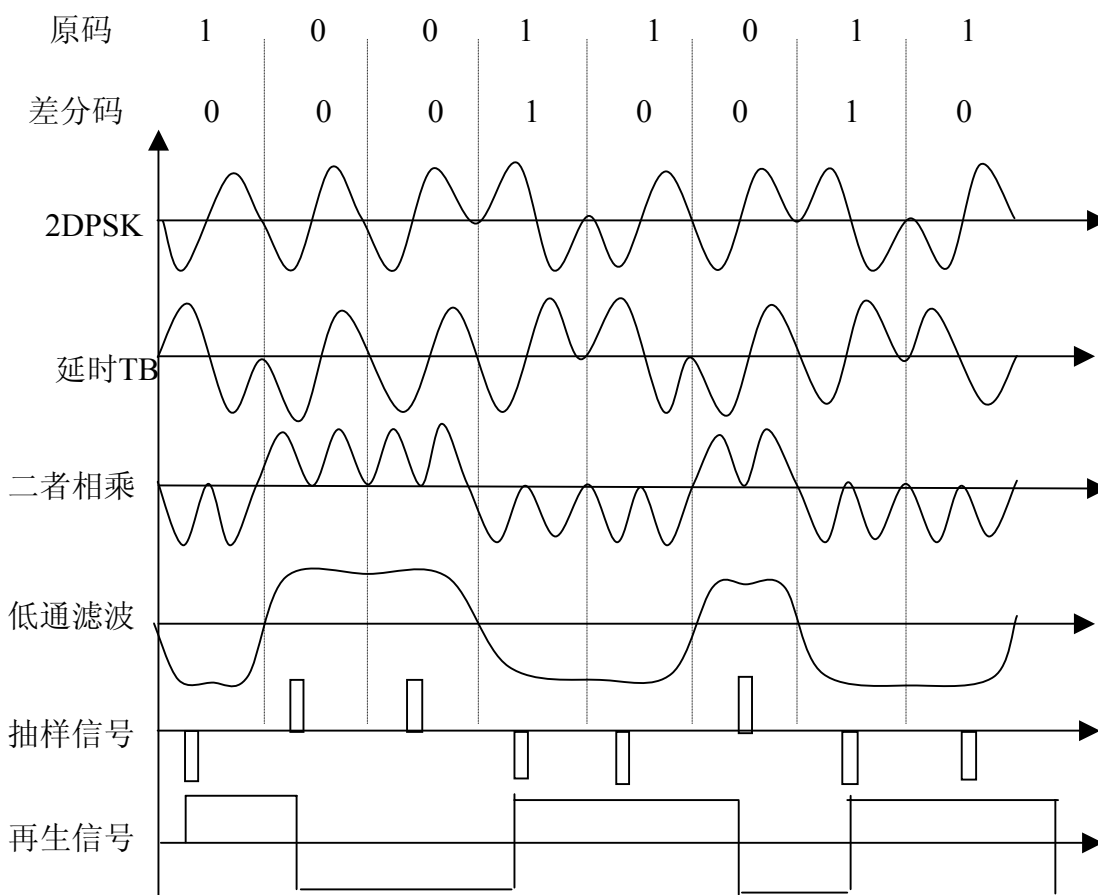
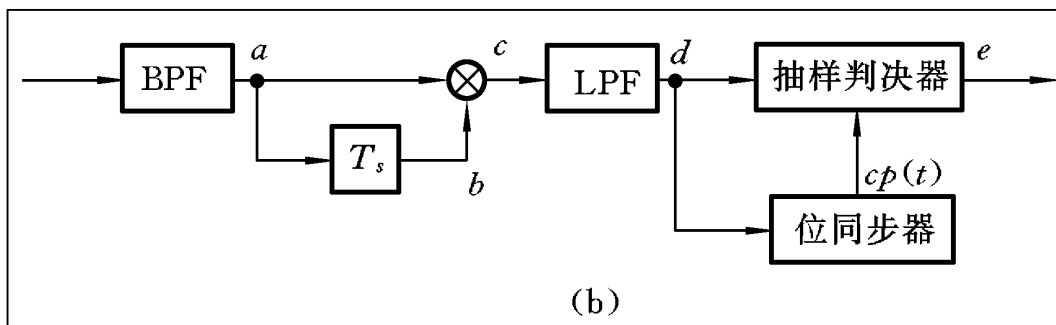


图6-28 2DPSK相对相干解调波形

§ 5.5 多元数字频带调制:

用二进制序列 0 和 1 分别对应载波的两状态 (ASK 两种幅度、FSK 两种频率、PSK 两种相位), 这样的调制

叫二元调制。为了提高传信率, 比如用四进制数去对应载波的四种状态, 就可进行四元调制, 一位四进制码

相当于二位二进制码, 传信率就会加倍。同理, 还可以设计出更多的数字调制系统。

一. 多电平调幅 (MASK): 用载波幅度的 M 个量化电平来对应 M 进制数字码元, 叫 M 元调幅。解决方法同样可以采用相干或非相干解调, 不同在于抽样判定时需要 $M-1$ 个阈值来区分 M 个不同的量化电平。为保持与 2ASK 相同的分辨能力, 每个电平台阶就应取与二元电平同样的大小, 总的信号幅度就会大大增加, 消耗能量就会大增。如果保持信号幅度不变, 则每个量化台阶距离就变小, 则量化误差必然大大增加。可见提高传信率是以提供更大能量或牺牲可靠性为代价换来的。

二. 多元数字调频 (MFSK)

选择 M 个不同的载波频率去对应 M 元数字信号, 叫 M 元调频。

三. 多元调相 (MPSK):

用载波的 M 个相位来对应 M 个数字码元, 构成 M 元调相。同理, 它提高了传信率, 也有效的节省了频带, 所付出的代价是减小了相位之间的差别 (2PSK 相差 180 度, 而 4PSK 相差 90 度), 抗干扰能力减弱。调相有两种方法:

1. 相位选择合成法。
2. 正交调相法。
3. 4PSK 的解调; 采用相干解调, 用本地载波去相乘, 自然把四个相位区分开来了。

四. 多元差分调相:

与二元调相 2PSK 存在 0π 模糊相似, 四元调相 4PSK 也存在四相模糊问题。所谓四相模糊指 4PSK 存在四种相位, 我们的本地载波相对那一个是 0 相位呢? 不同的参考相位, 将会使判定结果完全变相 (有四种结果)。为此, 同二元差分调相一样, 也采用四元差分调相 4PSK 来解决这个问题。4PSK 的解调同样可以有绝对相干解调和相对相干解调两种, 前者先解调出差分码 $\{B_n\}$ 译码得到 $\{A_n\}$; (用本地载波相乘); 后者直接从 4DPSK 出发, 用本身的延时与本身相乘, 比较相邻码的变化情况, 直接解出原码 $\{A_n\}$ 。

§ 5.6 改进的数字调制方法

一. 多元正交调幅 (MQAM)

1. 正交调相原理:

理论上早已证明信道中同时传输相同频率的两个正交信号 (如正弦和余弦) 是不会发生的混加的, 它们利用一个信号的带宽传输。因此, 人们常用一对正交载波去调相两个信号迭加后传输。更常见的做法是把一个信号串并变换后, 分别用正弦和余弦载波去各调一路然后合并。正如在四元调相中所作过的那样, 那里是对双极性不归零码去调制。如果改用单极性不归零码, 则成为四元正交调幅。

只要使用正交调制, 必然引入多种相位, 调相是不可少的。因此, 正交调幅必然是幅相联合键控。

2. 16QAM 调制:

16 元正交调幅存在 16 种幅相联合状态, 可对应 16 进制数。它可以用两种产生:

- 1) 正交调幅法
- 2) 复合相移法

二. 最小频移键控 (MSK)

1. 怎样使 FSK 具有最小带宽?

2. 关于 2FSK 的波形连续的讨论.
3. 怎样产生 MSK 调制波.
4. 解调原理.

§ 5.7 二进制数字调制系统的抗噪声性能:

一. 2ASK 系统的抗噪声性能.

1. 相干解调(同步检测法)
2. 非相干解调(包络检波法)

二. 2FSK 系统的抗噪声性能

2FSK 信号可视为两个不同载波的数字调幅的穿插结合. 它也包括相干解调(同步检测法)和非相干解调(包络检波法).

三. 2PSK 系统的抗噪声性能

1. 2PSK 相干解调.
2. 2DPSK 相位比较法解调:(相对相干解调)二元差分调相波采用相邻前后两个码元的波形相乘来解调.
3. 2DPSK 的绝对相干解调:(极性比较法):指 2DPSK 信号先作为本地载波相乘,解出差分码,再译出原码.

四. 数字调制系统误码率公式比较

1. 三种基本调制的比较:在相同的信道中,噪声功率谱密度相同.三种调制带宽不同致使混入信号中噪声的量化值不同.
2. 什么是超正交调制:最小频移键控 MSK 的两个不同频率余弦波的相关系数为零.

第 6 章 模拟信号的数字化

本章教学要求:

- 1、掌握低通型抽样定理、PCM 基本工作原理。掌握均匀量化原理、非均匀量化原理(A 律 13 折线)和编码理论。
- 2、理解时分复用和多路数字电话系统原理。
- 3、了解 PCM 抗噪声性能、DM 和 DPCM 系统原理。

主要外语词汇

模-数转换 (A/D 转换) (Analog-Digital conversion)

抽样 Sampling 量化 Quantization 编码 Encoding

脉冲位置调制 PPM (Pulse Position Modulation)

脉冲宽度调制 PDM (Pulse Duration Modulation)

脉冲振幅调制 PAM (Pulse Amplitude Modulation)

脉冲编码调制 PCM (Pulse Code Modulation)

差分脉冲编码调制 DPCM (Differential Pulse Code Modulation)

增量调制 DM (或 DM) (Delta Modulation)

时分复用 TDM (Time Division Multiplexing)

作业 P229

3, 4, 5, 8, 10, 11, 12, 16, 18

计划学时: 10 学时

§ 6.1 引言:

一、什么是模拟信号数字化?

就是把模拟信号变换为数字信号的过程, 即模数转化。这是本章欲解决的中心问题。

二、为什么要进行模数转换?

由于数字通信的诸多优点, 数字通信系统日臻完善。致使许多模拟信源的信号也想搭乘数字通信的快车; 先将模拟信号转化为数字信号, 借数字通信方式(基带或频带传输系统)得到高效可靠的传输, 然后再变回模拟信号。

三、怎样进行数字化?

就目前通信中使用最多的模数转换方法—脉冲编码调制(PCM)为典型, 它包含三大步骤: 1. 抽样(§ 2 和 § 3); 2. 量化(§ 4); 3. 编码(§ 5)

1. 抽样: 每隔一个相等的时间间隙, 采集连续信号的一个样值。

2. 量化: 将量值连续分布的样值, 归并到有限个取值范围内。

3. 编码: 用二进制数字代码, 表达这有限个值域(量化区)。

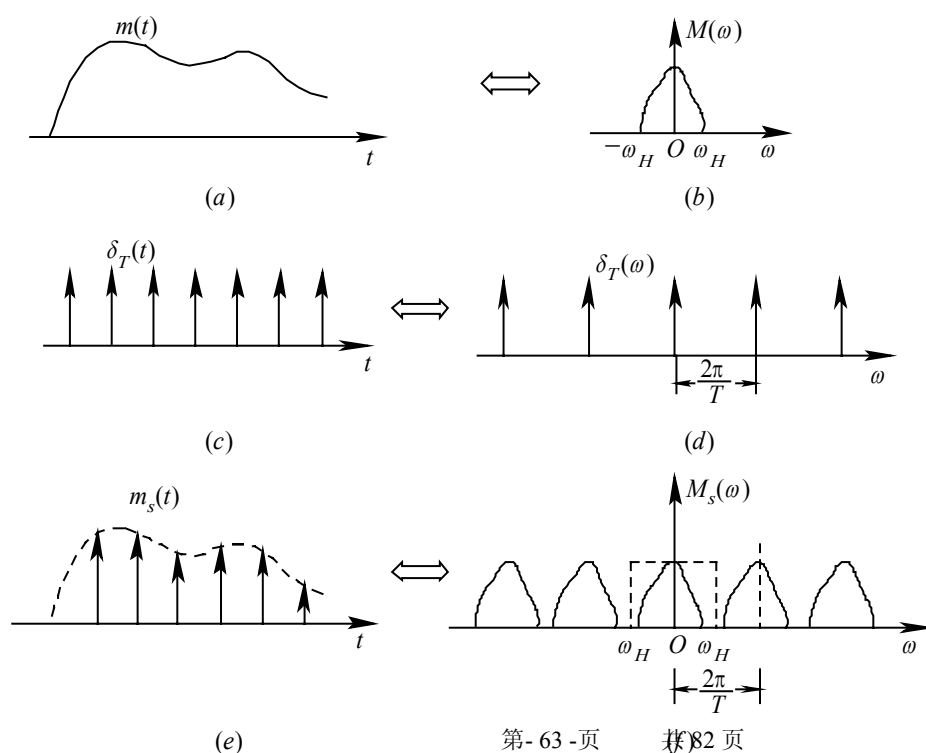
§ 6.2 抽样定理:

一、理想抽样

将欲数字化的连续信号 $f(t)$ 于单位冲激序列相乘, 即可获得等间隙的样值序列 $f_s(t)$:

$$f_s(t) = f(t) \cdot \delta_T(t) = f(t) \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(nT_s) \cdot \delta(t - nT_s)$$

显然 $f_s(t)$ 是以 $f(t)$ 为包络的离散函数。



2、解调

3、抽样定理

从频谱图清楚地看到，能用低通滤波器完整地分割出一个 $F(\omega)$ 的关键条件是 $\omega_s \geq 2\omega_m$ ，或 $f_s \geq 2f_m$ 。这里 $2f_m$ 是基带信号最大频率， $2f_m$ 叫做奈奎斯特抽样频率。抽样定理告诉我们，只要抽样频率不小于 $2f_m$ ，从理想抽样序列就可无失真地恢复原信号。

二、带通抽样

带通信号的带宽 $B=f_H-f_L$ ，且 $B \ll f_H$ ，抽样频率 f_s 应满足

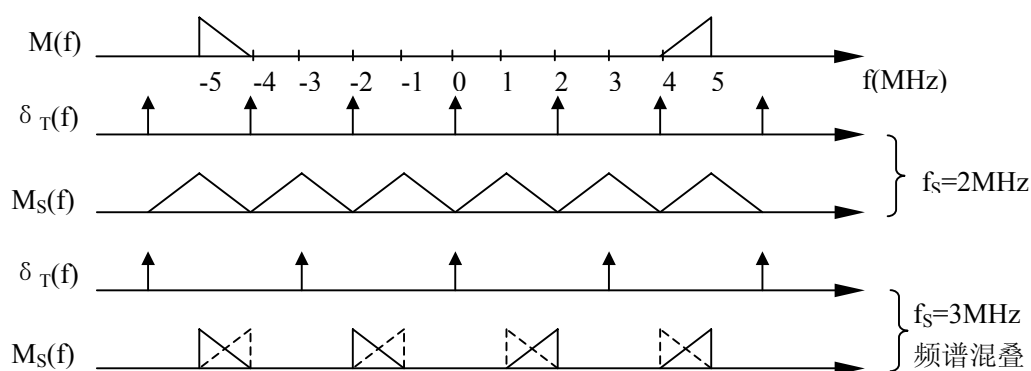
$$f_s = 2B(1+K/N) = 2f_H/N \quad (7-1)$$

式中， $K=f_H/B-N$ ， N 为不超过 f_H/B 的最大整数。由于 $0 \leq K < 1$ ，所以 f_s 在 $2B \sim 4B$ 之间。

当 $f_H \gg B$ 即 $N \gg 1$ 时 $f_s = 2B$

当 $f_s > 2B(1+R/N)$ 时 可能出现频谱混叠现象（这一点是与基带信号不同的）

例： $f_H = 5\text{MHz}$ ， $f_L = 4\text{MHz}$ ， $f_s = 2\text{MHz}$ 或 3MHz 时，求 $M_S(f)$



§ 6.3 脉冲幅度调制 (PAM)

Pulse Amplitude Modulation

理想抽样采用的单位冲击序列，实际中是不存在的，实际抽样时采用的是具有一定脉宽和有限高度的窄脉冲序列来近似。

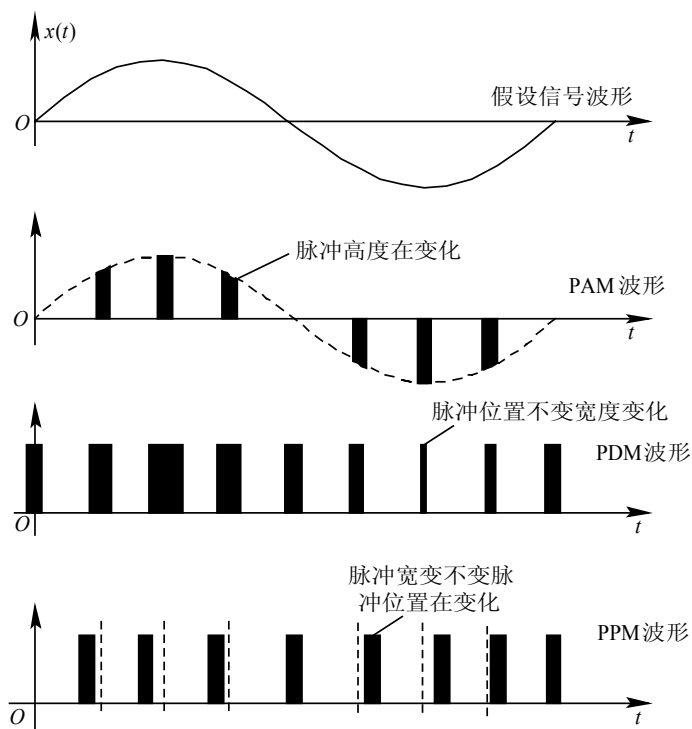
一、脉冲调制的三种方式：

由抽样过程知，脉冲序列实际上起着载波的作用，通过调制——与基带连续信号相乘，把基带信号的信息转载带脉冲序列身上。

正弦载波调制具有三种方式，分别将信息加载在它的幅度、频率和相位三个参数上。与此相似，脉冲序列也具有三个参数：脉宽、脉幅和脉冲位置，分别让它们随基带信号的大小成比例变化，就得脉冲调幅 (PAM)，脉冲调宽 (PDM) 和脉冲调位 (PPM)。

思考：为什么不搞脉冲调频？

PAM、PDM、PPM 信号波形



二、PAM 调制原理

基波信号为 $m(t)$, 频谱为 $M(\omega)$

脉冲序列为周期 T_s 脉宽为 τ , 高度为 A 的矩形脉冲序列 $\delta(t)$

这是信号与系统中最基本的傅立叶变换, 其频谱为

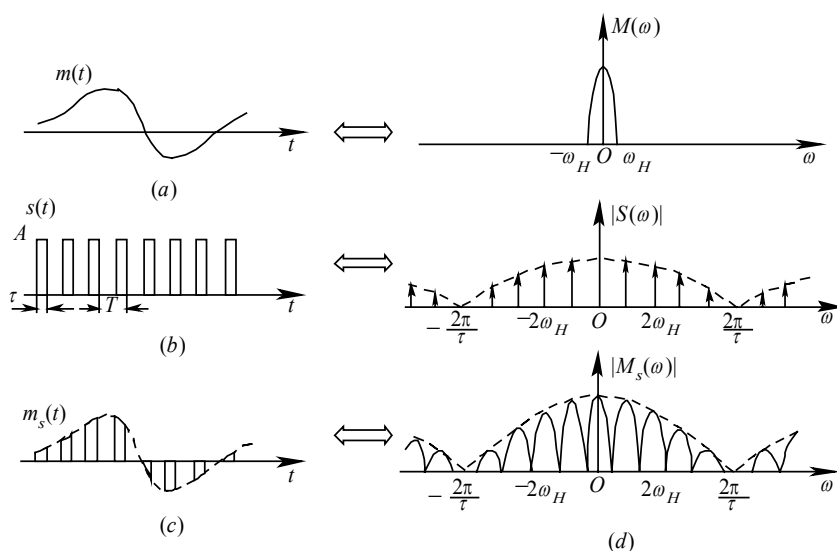
$$S(\omega) = A\tau\omega_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{Sa}\left(\frac{n\tau\omega_s}{2}\right)\delta(\omega - n\omega_s)$$

抽样序列为

$$S_{PAM}(t) = m(t) \cdot S(t)$$

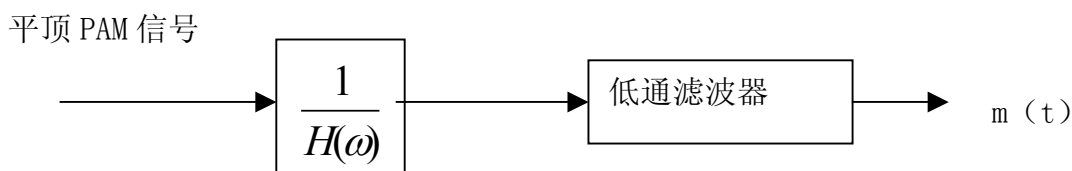
其频谱

$$S_{PAM}(\omega) = \frac{1}{2\pi} [M(\omega) * S(\omega)] = \frac{A\tau}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{Sa}\left(\frac{n\tau\omega_s}{2}\right) M(\omega - n\omega_s)$$



由图可见，若基带频谱最高频率 $\omega_n \leq \omega_s/2$ ，各周期的频谱就不会交迭，用低通滤波器就可分割出完整的 $M(\omega)$ 。因此，抽样定理将仍适用。

然而，由于实际电路产生的 PAM 信号，并不想 $m(t)*s(t)$ 那样的“曲顶脉冲”，而是用抽样保持电路产生的“平顶”脉冲序列，相当于 $S_{pam}(\omega)$ 又受到一个脉冲整形系统 $H(\omega)$ 的作用，其结果：添加了随频率变化的因素，当用低通滤波恢复波形时，就会引起失真，为此，恢复过程应为：



§ 6.4 模拟信号的量化

经抽样，连续信号变成了离散信号，时间轴上是离散化了，但在幅度轴上，就大量样值而言，各种大小都可以存在，实际上仍然是连续分布的，难以用有限位代码来对应。

所谓量化，就是用预先指定的有限个电平值来近似表达所有的抽样值，从而把连续分布的幅度离散化。

一、均匀量化

1、步骤：

- (1) 首先确定信号的动态范围。设最大取值 $|m(t)|_{\max} = A$ ，一般情况下 $m(t)$ 总是正项动态范围相等，故动态范围为 $2A$ 。
- (2) 设计量化级数 M ，一般总数 $M=2^k$ 的 k 次方 = 2, 4, 8, 16……，以便于将来用 k 位二进制表示 M 个不同的电平值。
- (3) 将动态范围 $2A$ 均分为 M 等份，每份宽度 $\Delta = 2A/M$ ，成为一个量化台阶。
- (4) 取量化台阶中心值为该量化级的量化电平。第 k 级量化电平可表为：
- (5) 抽样值 $M(kT_s)$ 的集合，是分布于正负 A 之间的随机变量。记作 X ，当 X 位于第 k 个量化台阶中：我们就把该抽样值近似取为 X_k 。

2、量化误差

- (1) 绝对误差。
- (2) 相对误差。
- (3) 量化噪声：量化的舍入误差是随机的，可视为迭加于“正确”信号上的噪声。
- (4) 量化信噪比。

二、非均匀量化

1、引言

为解决均匀量化时小信号相对量化误差过大的问题，采用非均匀量化方法，在小信号区段取较小的量化台阶，大信号区段取较大的量化台阶，量化电平呈非均匀分布。

比如取 $\Delta_1 = A/2$ 为最大的量化台阶，其量化电平 $X_1 = 3A/4$ ，相对误差 $\Delta/2X = 1/3$ ；以下每级台阶宽度减半，使相对误差总保持 $1/3$ ；当然，这只是非均匀量化之一例。

2、压扩曲线：

均匀量化具有方便易行的优点，非均匀量化具有相对量化误差比较一致的优点。实际使用中，我们结合二者的优点，先将非均匀分布的 X_k 变换成均匀分布的变量 Y_k ，然后进行恢复处理。从 $X \rightarrow Y$ 的变换称为扩张，两曲线互为反函数，以 45 度分角线为对称。显然， X 值小的区

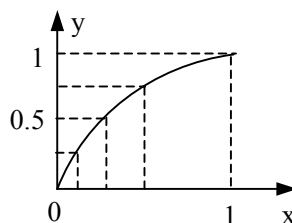
间被放大了，而 X 值大的区间被压缩了。(图中已作归一化处理)

3. A 律压扩曲线

A 律压扩曲线是欧洲和我国 32 路 PCM 所采用的量化标准。它要求量化台阶宽度 ΔX_k 随 X_k 成正比变化： ΔX_k (正比于) X_k 。

考虑到压扩曲线上 $\Delta y_k / \Delta X_k = (dy/dx)x$ 恒等于 x_k ，为压扩曲线在 $X=X_k$ 处的频率； ΔY 为均匀量化，从 -1 到 +1 共分为等宽度的区间， $\Delta Y=2/N$ ，所以：

$$y = \begin{cases} \frac{Ax}{1 + \ln A}, & 0 \leq x \leq \frac{1}{4} \\ \frac{1 + \ln(Ax)}{1 + \ln A}, & \frac{1}{4} \leq x \leq 1 \end{cases}$$



4. 十三折线的 A 律近似：

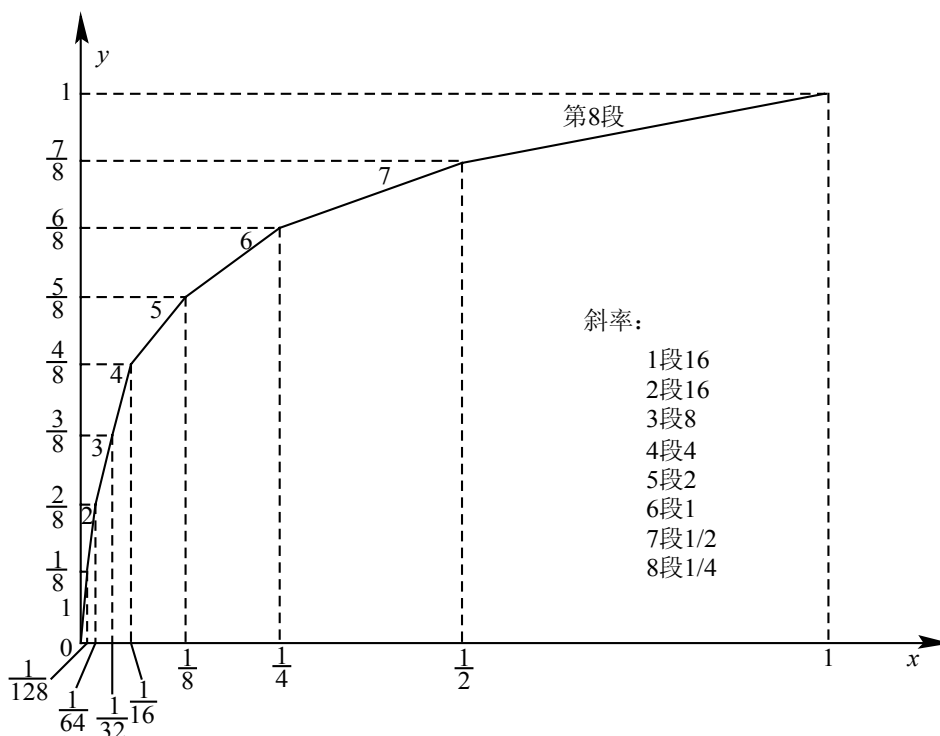
将 $X[0, 1]$ 区间每级折半，得到非均匀量化区间端点为：1, 1/2, 1/4, 1/8, 1/16, 1/32, 1/64, 1/128 共 8 段；

$Y[0, 1]$ 则为均匀分区：1, 7/8, 6/8, 5/8, 4/8, 3/8, 2/8, 1/8；连接各对应端点坐标，得到 13 条折线构成的压扩曲线。之所以是 13 折线，是考虑到①第三象限还有对称的另一半，给出 -X 与 +Y 的关系；②最小的四个去段斜率相同，均为 16，并为一。

为什么说它能近似 A 律呢？

在 X 最小的直线段里，它必能吻合 A 律直线。由此还可推知：

因为斜率 $\frac{A}{1 + \ln A} = 16$ ，所以 $A=87.6$



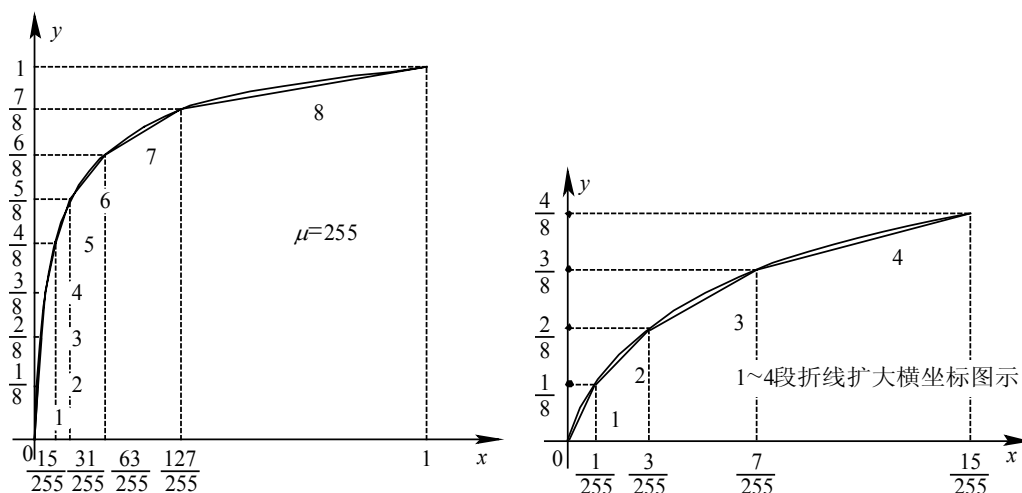
折线段 分类	1	2	3	4	5	6	7	8	
x	0	$\frac{1}{128}$	$\frac{1}{64}$	$\frac{1}{32}$	$\frac{1}{16}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{2}$	1
y (13折线)	0	$\frac{1}{8}$	$\frac{2}{8}$	$\frac{3}{8}$	$\frac{4}{8}$	$\frac{5}{8}$	$\frac{6}{8}$	$\frac{7}{8}$	1
y (A律曲线)	0	$\frac{1}{8}$	$\frac{1.91}{8}$	$\frac{2.92}{8}$	$\frac{3.94}{8}$	$\frac{4.94}{8}$	$\frac{5.97}{8}$	$\frac{6.97}{8}$	1
折线斜率	16	16	8	4	2	1	1/2	1/4	

A(87.6)律曲线和 13 折线段端点坐标和斜率

5. μ 律压扩曲线:

μ 律压扩特性是美国和我国 24 路 PCM 所采用的国际标准。

$$y = \frac{\ln(1+ux)}{\ln(1+u)} \quad \text{式中 } \mu=255$$



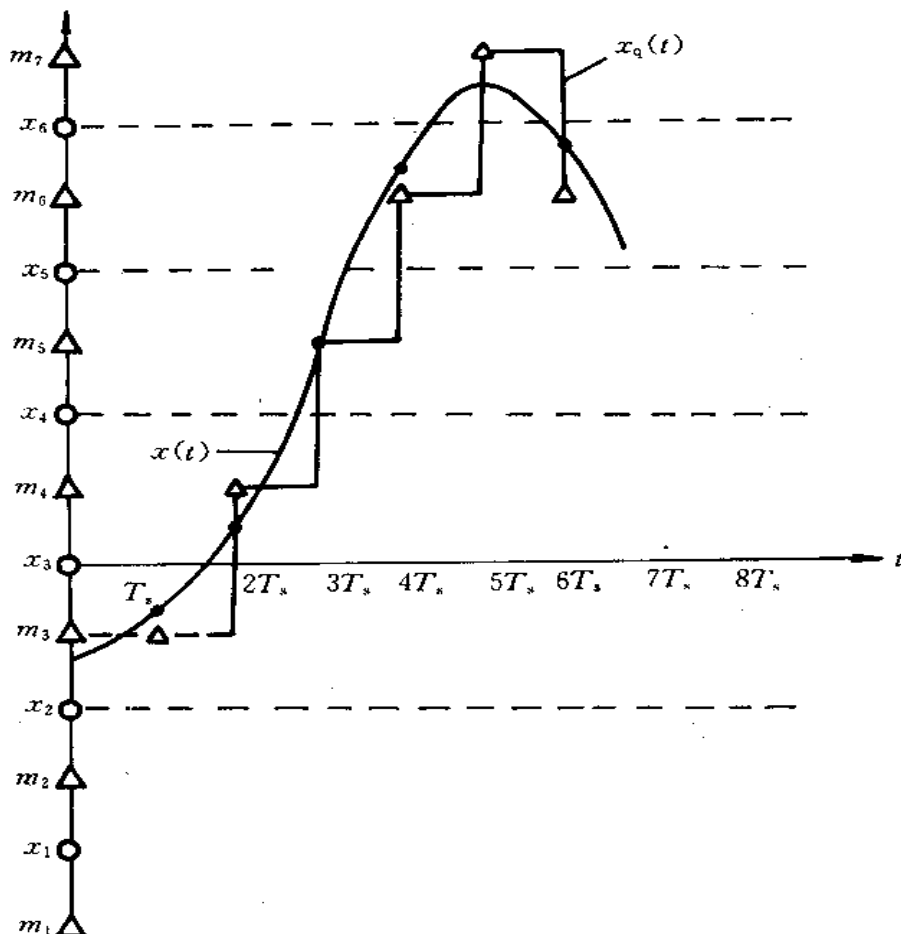
μ 255/15 折线压扩律曲线

美国、日本等使用 μ 律压缩特性，中国、欧洲各国等使用 A 律压缩特性。

§ 6.5 脉冲编码调制 (PCM)

PULSE CODE MODULATION

本节讨论样值量化后的编码问题
一、均匀量化的编码:



二、PCM 编码:

以 13 折线压扩特性为例进行。

采用 8 位二进制数编码表示一个抽样值，从高位到低位，排列次序是：极性码 (D1)，段内码 (D2, D3, D4)，段内码 (D5, D6, D7, D8)；极性码用最高位：D1=1 标志的抽样值，D1=0 表示负抽样值。区段码用三位二进制码，分别表示 8 个非均匀的量化区段，正负区段对称，形成“折迭码”。段内码：用四位二进制码表示每个量化区段又被均匀分成的 16 个子区。

总量化级数 $M=2$ 的 8 次方=256 级，采用分区非均匀量化和区内均匀量化相结合的方案。设信号动态范围为 E ，则最小的级差为 $\Delta = E/128 = 16 * E/2048$ ；除 1, 2 两段级差相等外，其它区段级差翻倍递增，保持了相等量化误差的大体不变。如果全程都采用相同的量化精度 Δ ，则共需 $E=2048 \Delta$ 个量化级，这需要 11 位二进制编码。

编码计算方法：如给定样值 $X=0.725$ 伏态范围 $+E=+-2.048$ 伏

1, 换算量化单位： $\Delta = E/2048 = 1mV$

$$X = 0.725 / 0.001 = 725 \Delta$$

2, 极性码：D1=1, (因为 X_k 为正)

3, 区段码：查表知， X 位于第 6 区段，编码为 D2D3D4=110, 起始电平 512Δ 。

4, 区内码：①区内电平= X -起始电平= $725-512=213 \Delta$ ，②区内电平/该区段级差= $213/32=6$ 余 21。

若用 0-15 表示 16 个子区序号，熵就是所在子区号，有余数，表明已进入此一小区。故知

D5D6D7D8=0110 (表示样值位于第 6 子区内) 所以编码为 1 110 0110。

5, 误差: 由于舍入误差只出现在区内编码中, 而量化电平取在小区的中值处, 所以, $E_k = \text{量化电平} - \text{抽样电平} = \text{区内级差的一半} - \text{区内电平级数}$

量化段序号 $i=1\sim 8$	电平范围 (Δ)	段落码			段落起始 电平 $I_{ii}(\Delta)$	量化间隔 $\Delta_i(\Delta)$	段内码对应权值(Δ)			
		M_1	M_2	M_3			M_5	M_6	M_7	M_8
8	1 024~2 048	1	1	1	1 024	64	512	256	128	64
7	512~1 023	1	1	0	512	32	256	128	64	32
6	256~511	1	0	1	256	16	128	64	32	16
5	128~255	1	0	0	128	8	64	32	16	8
4	64~127	0	1	1	64	4	32	16	8	4
3	32~63	0	1	0	32	2	16	8	4	2
2	16~31	0	0	1	16	1	8	4	2	1
1	0~15	0	0	0	0	1	8	4	2	1

二、PCM 系统的抗噪声性能

PCM 系统的噪声来源有二, 一是量化误差带来的量化噪声 N_q , 二是任何信道都存在的加性噪声, 它可以引起误码, 称为误码噪声 N_p 。

1、均匀量化系统的化噪声

设信号的最大幅度为 $|m(t)|_{\max} = A$, 量化级数 $M=2^k$ 的 k 次方, 级差 $\Delta = 2A/M$; 再设信号样值落入任意量化区的概率, $1/\Delta$ 是样值在区内的概率分布密度。于是:

2、进行了压扩变换非均匀量化的 PCM 系统的量化噪声:

在小信号情况, 若样值全部落入第 1, 2 区段斜率, 若样值全部落入第 1, 2 区段, 斜率 $[Y'(x)] = 16$, 这时 $\beta = 1/256$, 可使信噪比提高 256 倍, 即 24.08 分贝; 随着信号的变大, β 会逐渐变小, 使信噪比增益越来越小。

对于特大信号 $\beta = 18.25$

它使信噪比 $S_o/N_g = M^2$ 的平方下降 12.6 分贝, (因为 $1/B = -12.6\text{DB}$)

小信号提高增益, 大信号损失增益, 这是压扩的必然结果。然而, 对我们有用的是, 如果无压扩, 输出信噪比随信号的功率线性变化, 而有压扩后, 输出信噪比的变化则平缓得多。

3、误码噪声:

信道中混入繁荣噪声使接收端译码发生误判, 形成误码。误码最终引起恢复后的模拟信号发生失真, 这种随机的失真被称之为误码噪声。

§ 6.6 差分脉码调制 (DPCM) 和增量调制 (ΔM)

一、差分脉冲编码调制

目前的 PCM 信号每路语音的标准传输, 码率是 64KB/S, 能否在不降低质量的前提下, 降低码率, 使信道利用率增高呢?

1, 差分编码调制

考虑到抽样率 $f_s = 2f_m = 8\text{kHz}$, 而语音信号并不总是以最高频率 f_m 出现, 更经常的情况是远小于 f_m 的波形。其结果相邻的 (两个) 样值一般情况下变化不大, 在 PCM 方式下, 每个样值总是采用 8 位编码, 那么两个近似相等的样值, 其编码也必然只有低位有不同, 如果我们不是对样值本身进行量化与编码。而是对相邻两个样值之差 $\Delta 1 = f(x_1) - f(x_2)$ 进行量化与编码, 比

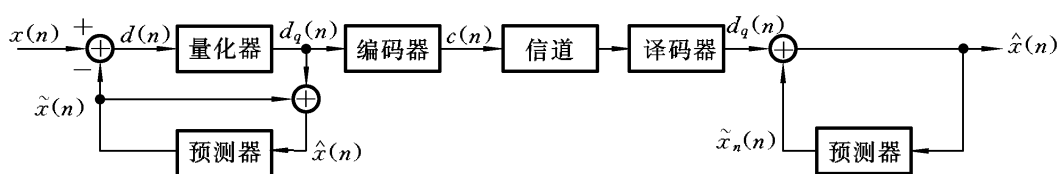
如说，这个差值只在 16 个 Δ 的范围内变化，那么只用四位编码就够了。这种对相邻两样值进行量化与编码的方案就叫差分脉冲编码（DPCM）。

2, 差分预测

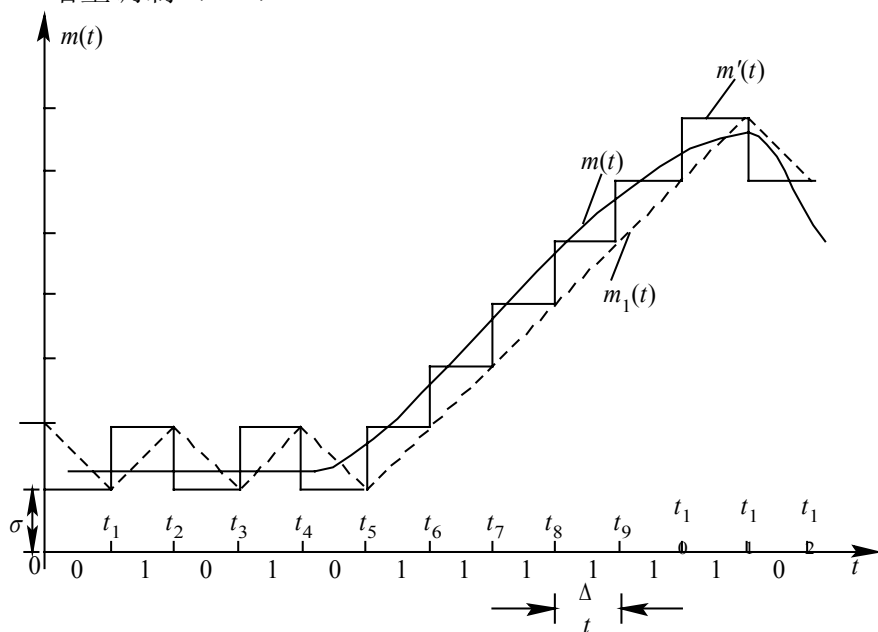
进而，根据信号的相关性，相邻样值之间往往存在统计关联，如果根据前面 $N-1$ 个样值，推算（估算，预测）出第 N 个样值的大小，……再用真实抽样值 $f(x_n)$ 去修正得到差分 Δ ……一定是更高阶的小量……。对预测值与真实值的差分进行量化和编码，叫做预测差分编码。显然，由于 Δ_n 更小，所使用的编码位数会更小。

3, 自适应差分预测

再进一步，为使预测算法更合乎实际，应对已提取的抽样值进行统计，随时修改预测公式中的各参数 a_i ，称之为自适应的差分预测编码（ADPCM），其编码和解码流程图如下：



二, 增量调制 (ΔM)



克服 PCM 编码中相邻样值中重复信息较多的另一方案，是只对样值的变化进行编码：增大就编为 1，减小就编为 0，只用一位编码即可。当然，为了及时地反映出信号的变化，抽样频率就应当比 PCM 快得多，它不再服从奈奎斯特抽样率的公式，因为它已不再基于原来的抽样与恢复原理。

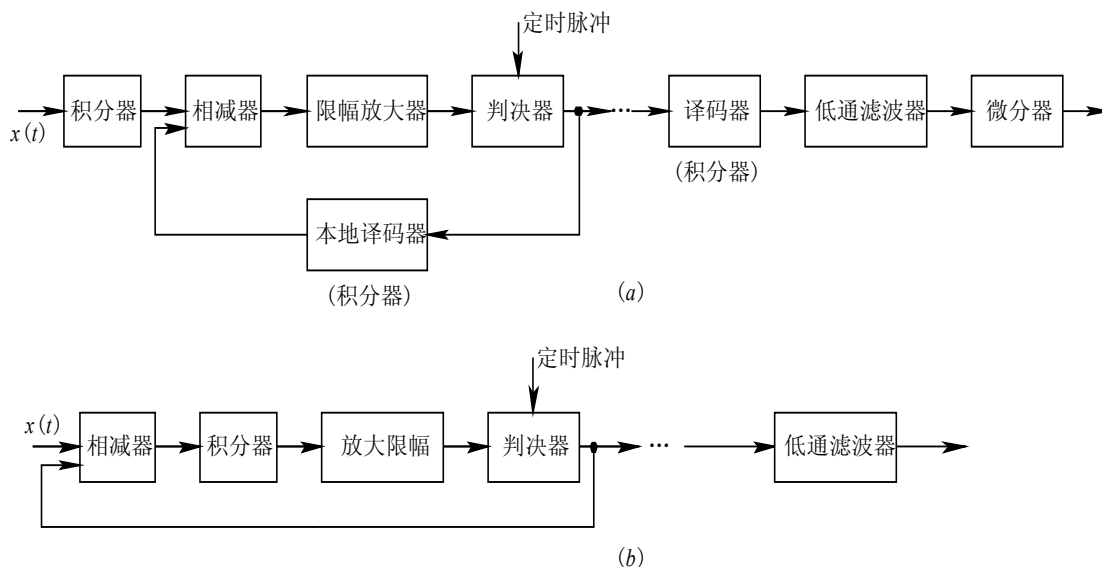
设 T_s 为抽样时间周期， δ_s 为一个适当大小的电平，为量化单位。对时间轴和电压轴同时离散化，就得到了下图所示的阶梯波。

$$\text{量化公式为 } f_s((k+1)T_s) = \begin{cases} f_s(kT_s) + \sigma, & \text{当 } f(kT_s) > f_s(kT_s) \\ f_s(kT_s) - \sigma, & \text{当 } f(kT_s) < f_s(kT_s) \end{cases}$$

式中为 $f_s(t)$ 阶梯波，为 $f(t)$ 信号波。

凡增高一个台阶就编为 1，凡降低一个台阶就编为 0。

译码也十分容易，见 1 就增加一个 δ ，见 0 就减少一个 δ ，由此得到阶梯波。然后经过积分电路就可恢复连续波形。



ΔM 调制编码译码都很简单。但存在缺点是动态范围小，在信号变化较快（上升或下降）的区段，阶梯波即使连续上升或下降，也跟不上信号的变化，出现过载现象，在正常情况下， ΔM 的量化误差 $e = f_s(t) - f(t)$ 是不会超过 $\pm \delta$ 的，而在过载情况下，量化误差会大大增加，应当避免发生过载。

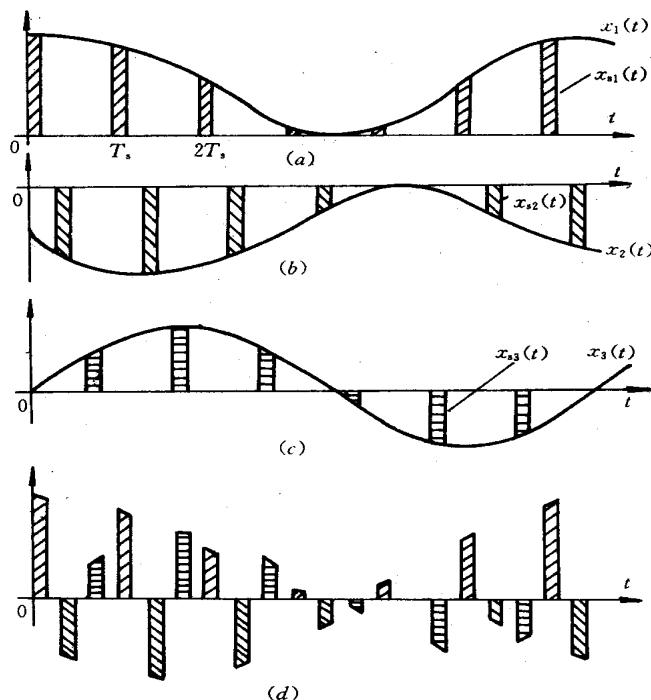
不过载的条件应当是 $\delta / t_s > |df(t)/dt|_{\max}$ （信号的最大变化率）=k，方法一是增大 δ ，另一是减小 t_s ，需要指出，单纯增大 δ 是不妥当的，一方面 δ 大将引起误差变大；另一方面， δ 太大，一些小信号就无法编码，幅度小于 δ 时只编成与直流一样的平庸码。因此，防止过载的最好办法是减小 t_s ，即提高抽样频率 $f_s = 1/t_s$ 。

在与 PCM 都相同码率的情况下， ΔM 的 $R_b = f_s$ （每样值编一位码），PCM 的 $R_b = k f_s$ 。

§ 6.7 时分复用和多路数字电路系统

一、时分复用原理

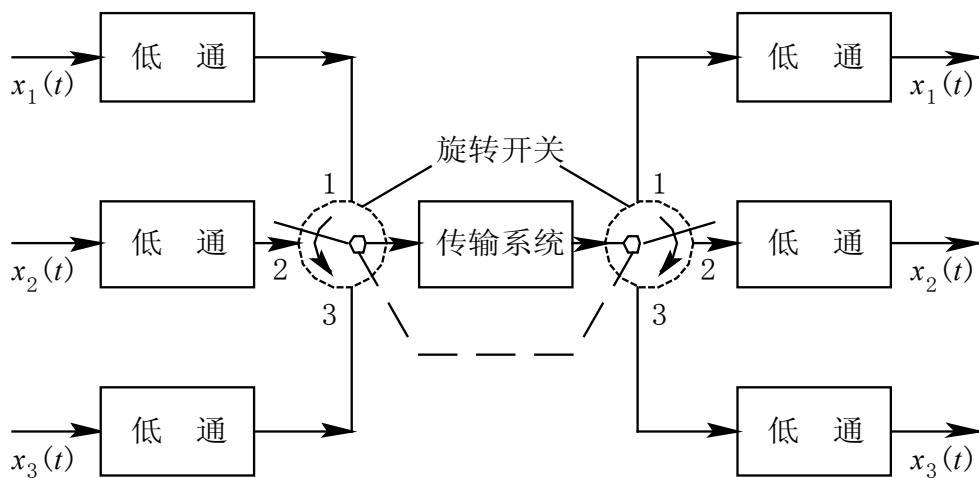
时分复用 (TDM) 是把时间帧划分为若干时隙, 各路信号分别占用各自时隙来实现在同一信道上传输多路信号的技术。



3 路时分复用波形

(a) 第 1 路; (b) 第 2 路; (c) 第 3 路; (d) 3 路合成的波形

上图将三路信号画在同一坐标上, 设三路信号的最高频率为 f_m , 可取抽样频率 $f_s > 2f_m$, 然而三路信号的抽样时刻却彼此错开 $t_s/3$, 使三路样值穿插排列在时间轴上。这就时分复用的 PAM 信号, 它被当作同意的有个脉冲序列去量化和编码, 接收端收到时分复用数字信号后, 采用脉冲分配器, 将各路样值分配到各自的支路去, 然后分别进行判定和复原。



3 路时分复用方框图

显然，时分复用信号在时间上各路是分离的，但频域上各路是混迭的，这正如频分多路信号在频谱上各路分离而时间波是相互混杂的。

二、 数字电话系统的帧结构和传码率

数字电话系统是采用时分复用的一个典型范例

1, PCM 30/32 路电话

话音信号最高频率 3400hz, 故可选抽样频率 $f_s=8\text{khz}$, 于是抽样周期 $T_s=1/8000=125$ 微秒; 同一路信号没隔 125 微秒抽一个样, 而在这 125 微秒内有 32 路样值, 叫做一帧, 而这 32 路的排列方式称之为帧结构。

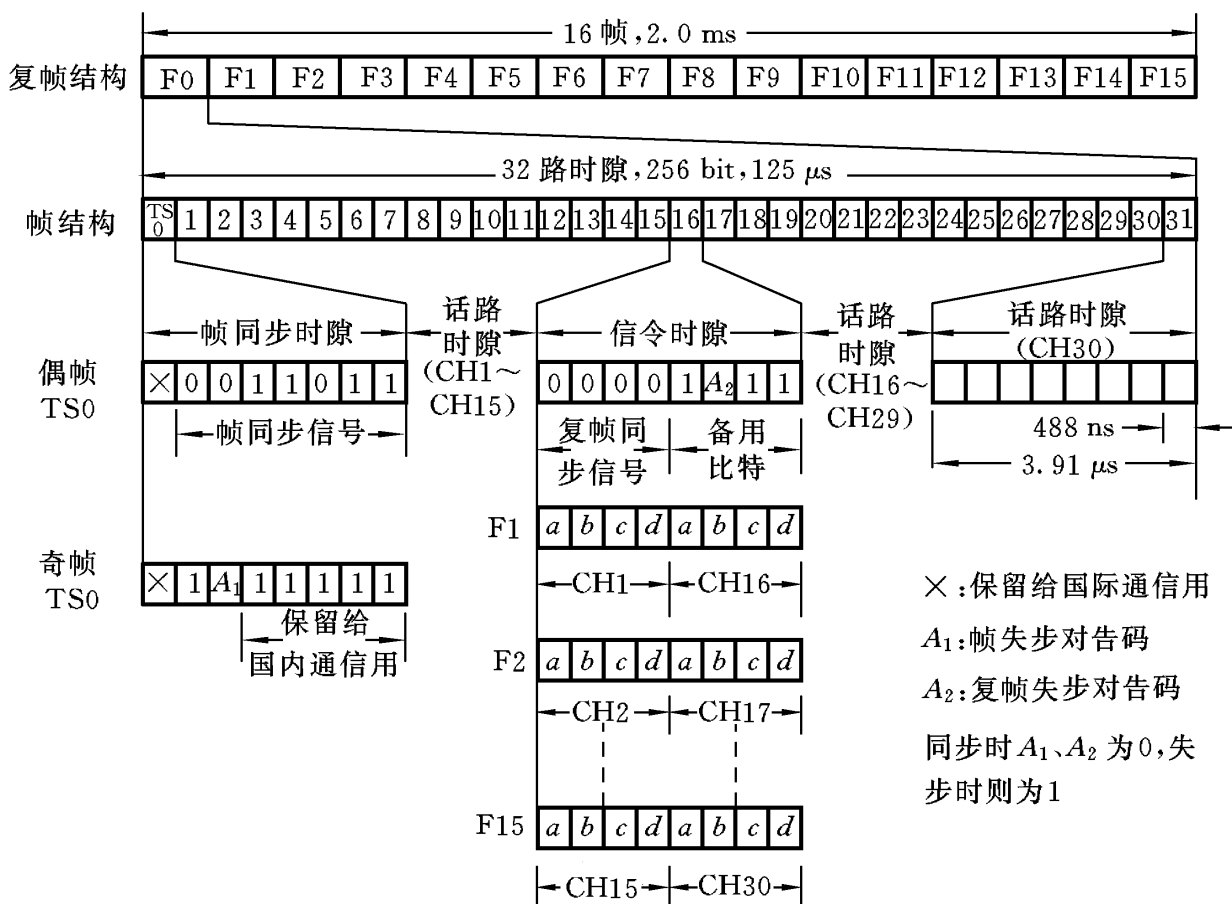
先来算一下传码率。每路样值占用时间为 $125\mu\text{s}/32=3.9\mu\text{s}$ 称为一个路时隙。一个样值采用 PCM A 率 8 位二进制码, 故码元周期 $T_b=3.9\mu\text{s}/8=0.488\mu\text{s}$; 若采用占空率 50% 的归零码型, 则每个码元脉冲宽度 $T=T_b=0.244\mu\text{s}$, 因此。传码率为

$$R_b=32(\text{路}) \times 8(\text{位}) \times 8000(\text{Hz}) = 2048 \text{ bit/s}$$

实际上, $32 \text{ 路} \times 8 \text{ 位} \times 8000 \text{ hz} = 2048 \text{ bit/s}$,

(由此可知, 理想系统的传输带宽 $B_n=R_b/2=1.024\text{mhz}$)

实际上, 32 个路时隙中, 只有 30 个用来传输 30 路话音信号, 有两路是用来传输同步信号和信令(控制命令)的。



PCM 30/32 路基群帧结构

TS0: 帧同步码为 0011011, 占偶数帧 TS0 时隙的后 7 位, 第一位暂定为 1, 留国际通信用; 奇数帧的 TS0 各位分配为: 第一位暂定为 1, 留国际通信用; 第二位固定为 1, 表示是奇数帧; 第三位失步告警, 正常为 0, 第 4—8 位暂定为 1, 留国际通信用。

TS16: 前四位传送第一话路的信令, 后四位传送第十六话路的信令, 下一帧的 TS16 前四位则传送第二话路信令, 后 8 位传送第十七话路信令。如此下去, 共需 15 帧就可传输 30 个话路的信令。这是因为信令 (标志) 频率较低, 无须 8000HZ 的抽样率, 只需 500HZ 就够了, 因此每隔 16 帧 ($125\mu\text{s} \times 16 = 2\text{ms}$) 传送一个值。十六帧称为一个复帧, 第十六帧的 TS16 各位分配如下: 前四位是 0000, 第六位是复帧失步告警 (同步为 0, 失步为 1), 其余三位暂不用, 可定为 1;

2. CM24 路电话

抽样频率为 800, 帧仍为 125 μs , 一帧分为 24 个路时隙, (从 0 到 23), 外加一位帧同步码, 共 $24 \times 8 + 0 = 193$ 比特, 因此传码率 $R_b = 8000 \times (24 \times 8 + 1) = 1.544\text{mb/s}$,

码元周期 $T_b = 1/R_b = 0.647\mu\text{s}$;

路时隙为 $8T_b = 5.18\mu\text{s}$ 。

12 帧构成一个复帧, 复帧周期为 $125\mu\text{s} \times 12 = 1.5\text{ms}$,

其中奇数帧的第 193 比特构成 101010 为帧同步码, 而偶数帧的第 193 比特构成 000111 为复帧同步码, 它采用了从多帧中提取同步的方法, 让多个帧的 193 位服从指定的规律, 是很有特色的。

三、数字通信系统的高次群

随着话路的迅速增加和复用技术的发展, 基本的 30 路或 24 路时分复用, 需要再次复用, 一般由四个基群汇合为一个二次群, 四个二次群汇合为一个三次群, 四个三次群汇合为一个四次群, 它们都采用准同步方式来复接。再往上, 到五次群, 都是采用同步数字系列 (SDH) 标准, 分 STM-1, STM-4, STM-16, 列表如下:

PCM 数字复接系列

制式等级	μ 律		A 律	
	信息速率 kb/s	路数	信息速率 kb/s	路数
基群	1544	24	2048 (2M)	30
二次群	6312	96	8448 (8M)	120
三次群	32064 或 44736	480 或 672	34368 (34M)	480
四次群	97728 或 274176	1440 或 4032	139264 (140M)	1920
STM-1	$R_b = 155520 \text{ kb/s}$			
STM-4	622080			
STM-16	2488320			
STM-64	9953280 (10Gb/s)			
STM-256	39813120 (40Gb/s)			

第 7 章 同步原理

本章教学要求:

- 1、掌握载波同步、位同步和帧同步的基本概念和原理。
- 2、理解载波同步、位同步的方法、性能指标及不同步对通信效果的影响。
- 3、了解帧同步方法和性能指标。
- 4、自学网同步原理和方法。

主要外语词汇

同步	synchronous
载波同步	carrier synchronous
位同步	bit synchronous
帧同步	frame synchronous
网同步	net synchronous

作业

P262 1, 2, 4, 7, 14, 24

计划学时: 6 学时

§ 7.1 引言

一, 什么是同步:

同步指两信号的时间节拍完全步调一致, 比如:

- 1, 载波同步: 进行相干解调时, 使相干信号与调制信号同频的过程。
- 2, 位同步: 进行抽样判决时, 使抽样脉冲与数字信号码元对齐的过程。
- 3, 帧同步: 在对 (32 路 PCM) 时分复用信号处理时, (不仅要求位同步) 正确找到每帧的起止时刻的过程。
- 4, 网同步: 通信网络中进行数据传输与交换时, 整个网络需要一个同意的时标, 才能步调一致。

二, 怎样同步?

同步是通信中十分重要的问题, 也是有一定难度的技术。虽然设计通信系统时, 可以将位于异地的收发两端信号频率, 时钟频率设定为一致, 但实际上很难以作到完全一致始终绝对相同, 何况信号经信道传输, 不可避免的产生随机的频移和相移信号, 产生同步的相干波或时钟。因此, 同步技术要完成的任务是①从接收到调制 (或基带) 信号中提取出有关时间的同步信息, ②在接收端产生出频率尽量一样的相干波 (或时间脉冲), ③用同步信息不断调整相干波的频率, 相位 (时间脉冲的频率和位置), 使之始终与接收信号完全同步。

可见, 同步是一个不断提取同步信息, 不断调整的过程, 同时, 现代通信技术使用的频率越来越高, 传码率越来越快, 时标精度越来越高, 达到微秒, 纳秒的量级, 所以对同步技术提出了更高的要求。

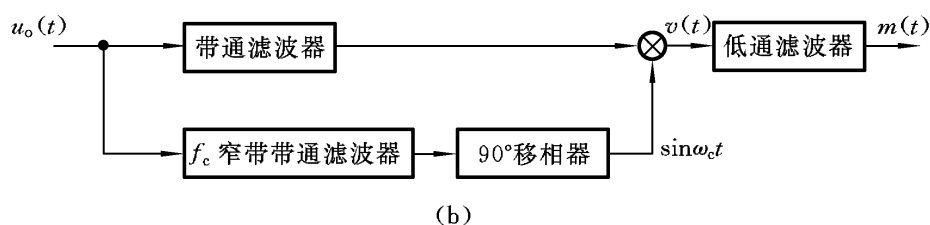
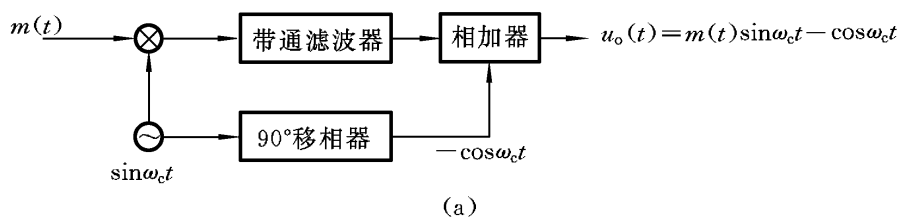
§ 7.2 载波同步

一、载波同步的方法

1, 载波同步的方法

DSB 和 SSB 调制信号中不存在载波分量（从频谱看出），VSB 中载波分量很小，难以抽取；二元数字调相 2PSK 在二元等概时，也不存在载波分量。为了在接收端能提取同步信息，这些信号在发送之前，都应人为的插入一些导频。所谓导频，就是一些特定频率的单音信号，它们的插入应不影响调制信号，而在接收端又便于从它们身上获取同步信息。

① 双抑制载波的双边带信号中插入导频，图 DSB 调制时导频的插入：



方法：在 DSB 中加上一个与载波同步的正交信号 $A_c \sin \omega_c t$

使输出信号变为 $S_{DSB}(t) = m(t) \cos \omega_c t - A_c \sin \omega_c t$

接收到此信号以后，同窄带滤波器取出 $-A_c \sin \omega_c t$ ，再相移 90 度，就得到了同频同相的相干波 $A_c \cos \omega_c t$ ，用于相干解调。

之所以采用正交的导频，目的是抑制直流成分。

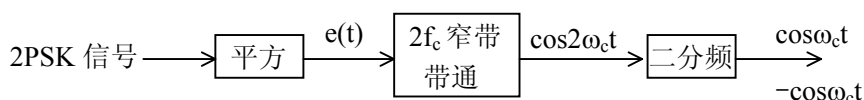
$$S_{DSB}(t) \bullet \cos \omega_c t = \frac{1}{2} m(t) + \frac{1}{2} m(t) \cos 2\omega_c t - \frac{1}{2} A_c \sin 2\omega_c t$$

② 残留边带信号中插入导频：

2, 直接提取法

① 平方变换法和平方环法

DSB 信号中虽不含载波频谱，但经过某些非线性变换后，就可呈现出载波频谱来。例如通过平方部件后，平方变换法



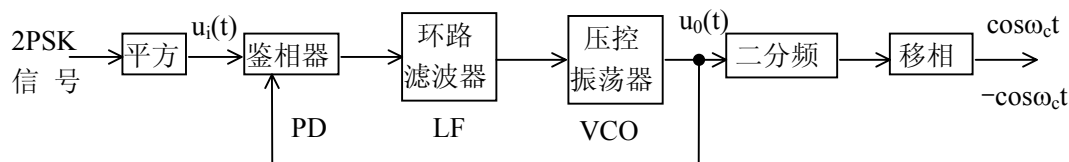
$$e(t) = m^2(t) \cos^2 \omega_c t = \cos^2 \omega_c t = \frac{1}{2} (1 + \cos 2\omega_c t)$$

若用窄带滤波器将 $2\omega_c t$ 成分滤出来，再进行二分频即得载频。

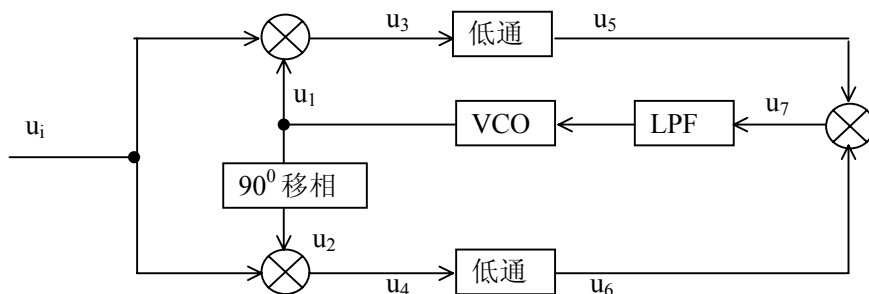
此法用于双向不归零数字信号 $m(t) = \pm 1$ 的双边带调制波，即二元数字调相 PSK，
 $e(t) = 1/2 + 1/2 \cos 2\omega_c t$ ，
 为了克服 $0-\pi$ 模糊，可采用二元相对（差分）调制。

.....

为了效果更好，可用锁相环代替 $2\omega_c$ 窄带滤波器：



② 同相正交环法（科斯塔斯环）

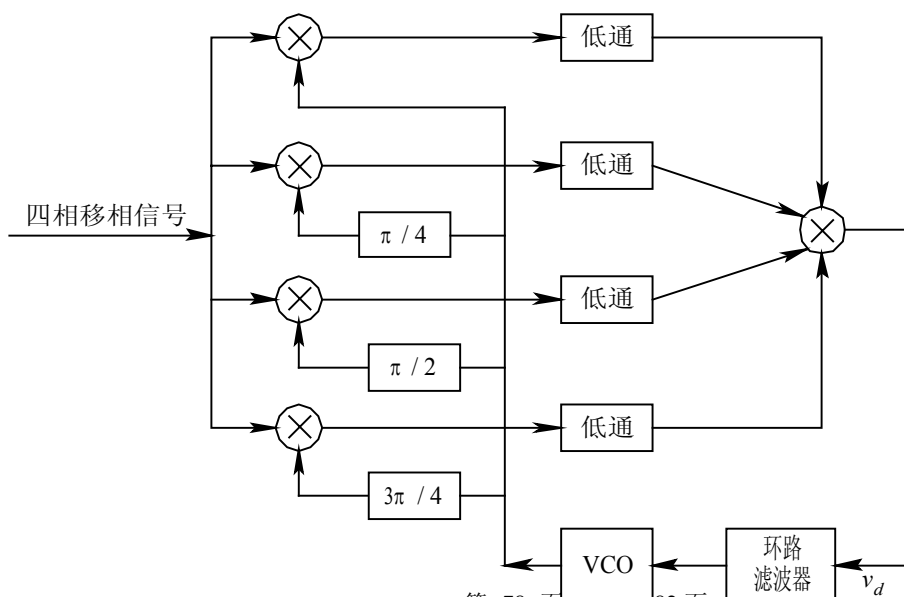


本地压控振荡器产生一对正交的本地载频 u_1 、 u_2

分别去相干截调，分别通过低通除去 $2\omega_c$ 成分后再相乘，用与 θ 成正比的 u_7 去控制（调节）压控振荡器输出信号的相位 θ ，实际上就是输出本地载波与输入的 DSB 波的相位差。使之达到最小，即同相。

③ 从多相移信号中提取载波

以上两方法，也可推广到多元数字调相中，如相位 4PSK，得到图 11—9 所示的四相移信号和图 11—10 的四相科斯塔斯环法。



二、载波同步系统的性能指标

衡量一个载波系统的优劣,除了效率之外(消耗的功率:插入导频就比直接提取要多消耗功率)更重要的是同步质量,

它主要表现在以下指标上:

1, 稳态相差和随机相差

用窄带滤波器提取滤波,等效于一个简单的单调谐回路,其Q值一定,当固有频率 ω_0 与载波频率 ω_c 不相等时,就会引出稳态相差 $\Delta\Phi$,理论导出 $\Delta\Phi=2Q\Delta\omega$ ($\Delta\omega=\omega_0-\omega_c$)可见,Q越大,引起的稳态相差越大。

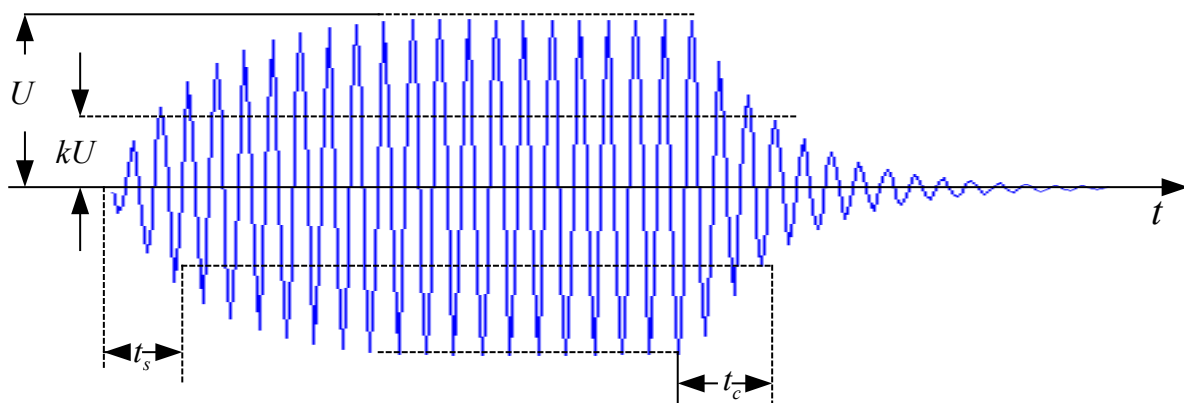
采用锁相环进行窄带滤波时, $\Delta\Phi=\Delta\omega/k$

k为环路直流增益,只要k足够大,就能使 $\Delta\Phi$ 足够小。

另外,来自电路的起伏噪声它会引起本地载波相位随机变化,理论的出对LC单调谐回路,其等效带宽为 $B_n=\pi f_0/2q$, f_0 为窄带中心频率。

信噪比为 $R_n=R_s/N_0 B_n=2P_s Q/N_0 \pi F_0$;

2, 同步的建立时间与保持时间



建立时间 T_s 指接入同步信息到建立起同步载波所需的时间,保持时间 T_c 指失去同步信号后系统还能保持同步的时间。

$$t_s = \frac{2Q}{\omega_0} \ln \frac{1}{1-k} \quad t_c = \frac{2Q}{\omega_0} \ln \frac{1}{k}$$

我们希望 T_s 越小越好,希望 T_c 越大越好,但由公式可见,二者是互相制约的。建立快的保持时间必短,保持长的建立时间必长。

三、本地载波不同步对解调性能的影响

1, 相位不是全同步:(频率完全同步)

对DSB信号,解调后输出为 $m(t) \cos \Delta\Phi/2$;

对2PSK信号,解调后引起误码率增大。

对SSB信号将引起波形失真,

多频信号时也将引起波形失真。

若用来同步数字信号,将引起码间串扰。

2, 频率不完全同步……

① DSB 和 AM,

DSB 信号相当于对 $m(t)$ 进行了缓慢的幅度调制, 使收听到的信号时强时弱, 甚至为零。引起双边带解调系统的信噪比下降, 误码率增加。

$$S_0(t) = \frac{1}{2}m(t)\cos[\Delta\omega t + \Delta\varphi]$$

② SSB 和 VSB

由于频谱搬移时发生了 $\Delta\omega = \omega_c - \omega_0$ 的偏差, 必然在正负两个边带谱合并为一个基带谱时, 发生漏缝或重迭,

§ 7.3 位同步

一, 频率信息的提取

二元等概矩形脉冲基带信号的功率谱前面已给出:

单极性不归零码; 双极性不归零码 单极性归零码 双极性归零码

发现只有单极性归零码功率谱中含有码元频率, 冲激, 其他三种都无法直接提取频率信息。

1, 插入导频法

2, 调幅法

二、位同步系统性能

用窄带带通滤波器、模拟锁相环以及电荷泵锁相环构造的位同步器的同步误差、同步建立时间以及同步保持时间与滤波器 Q 值、环路自然谐振频率之间的关系同载波同步系统。

下面介绍数字锁相环位同步系统的性能指标

(1) 同步建立时间 t_s

最大起始相差为 π 或 $-\pi$, 若 DCO 相位调整量为每次 $2\pi/N_0$ (如常见的数字锁相环), 则最多需调整 $\frac{N_0}{2}$ 次就可以进入锁定状态。设鉴相器在两个码元内工作一次, 且工作 m 次后, 才对 DCO 进行一次相位调整, 则

$$t_s = \frac{N_0}{2} \times 2mT_s = mN_0T_s$$

若对 DCO 进行一次相位调整就可使环路锁定 (如快速捕捉数字锁相环), 则 $t_s = 2mT_s$ (不含软件执行时间)。

(2) 同步保持时间 t_c

设发射机、接收机的时钟稳定度为 η , 则 DCO 输出信号频率与环路输入信号信息速率之间的最大误差为 $2\eta f_s$ 。若允许位同步信号的最大相位误差为 $2\pi\varepsilon$, 则

$$4\eta f_s \pi t_c = 2\pi\varepsilon$$

由此得

$$t_c = \frac{\varepsilon}{2\eta f_s}$$

t_c 应大于两次相位调整时间间隔。 t_c 越大，允许连 1 码或连 0 码越长。

(3) 同步误差

当收发时钟频率相同时，仍存在同步误差，这种同步误差由量化误差和噪声产生。稳态误差(量化误差)

$$\varphi_{e\max} = \frac{2\pi}{N_0}$$

随机误差由噪声产生，其大小与数字环路滤波器有关。

(4) 同步带宽 Δf_s

环路输入信号信息速率与环路开环时输出位同步信号频率之间有一定差值，此差值必须小于某一最大值环路才能锁定，此最大值就是环路的同步带宽。

$$\text{常见数字锁相环同步带宽为} \quad \Delta f_s = \frac{f_s}{2N_0m}$$

$$\text{快速捕捉数字锁相环同步带宽为} \quad \Delta f_s = \frac{f_s}{2m}$$

Δf_s 应大于 $2\eta f_s$ ，

二、同步误差对误码率的影响

同步误差使抽样脉冲偏离了最佳抽样时刻，导致抽样信号幅度减小，误码率增大。2PSK 最佳接收机的误码率为

$$P_e = \frac{1}{2}Q\left(\frac{\sqrt{2E_b}}{n_0}\right) + \frac{1}{2}Q\left(\sqrt{2E_b\left(1 - \frac{2T_e}{T}\right)/n_0}\right)$$

式中， T_e 为用时间表示的同步误差。

§ 7.4 群同步

1、群同步的方法

实现群同步的方法有两类方法：一类是插入特殊码组。在数字信码流中插入一些特殊码组作为每群的头尾标记，接收端根据这些特殊码组的位置，就可实现群同步；另一类是自同步法。利用数据码组本身之间彼此不同的特性来实现群同步。

插入特殊码组实现群同步有两种方法；即起止式同步法和连贯式插入法。

2、群同步系统的性能

群同步系统建立同步时间应该短，且在群同步建立后应有较强的抗干扰能力。通常用漏同步概率 P_1 ，假同步概率 P_2 和群同步建立时间 t_s 来衡量性能指标。

漏同步概率 P_1 :

$$P_1 = 1 - \sum_{r=0}^m C_n^r P^r (1-P)^{n-r}$$

假同步概率 P_2 :

$$P_2 = 2^{-n} \sum_{r=0}^m C_n^r$$

式中， P 为码元错误概率； n 为同步码组的码元数； m 为允许码组中的错误码元的最大数。集中式插入群同步平均建立时间 t_s 为

$$t_s \approx NT(1 + P_1 + P_2)$$

其中， N 为每群的码元数， T 为码元宽度。

3、群同步的保护

群同步最常见的保护措施是将群同步的工作划分为捕捉和维持两种状态。在捕捉态时，同步码组识别器的判决门限为电平较高，减小了假同步概率；在维持态时，降低识别器的判决门限电平，减小漏同步概率，提高系统的抗干扰能力。