

目 录

第 1 章	绪论	(1)
第 2 章	确知信号	(9)
第 3 章	随机过程	(16)
第 4 章	信道	(24)
第 5 章	模拟通信系统	(30)
第 6 章	数字基带传输系统	(44)
第 7 章	数字带通传输系统	(53)
第 8 章	新型数字通带调制技术	(63)
第 9 章	模拟信号的数字化传输	(67)
第 10 章	数字信号的最佳接收	(75)



◇ 第一章

绪 论

1. 通信中常用的术语

(1) 通信: 利用电或光信号将消息中所包含的信息从信源发送到一个或多个目的地。因此, 通信的目的是传递消息中所包含的信息。

(2) 消息: 信息的物理表现形式, 即语音、图像、符号、数字、图片等具有概率论意义上的“事件”。消息带有需要送给收信者的信息, 并以信号的形式在系统中进行传输。

(3) 信息: 消息中包含的有意义内容, 即包含受信者原来不知而待知的有效内容。

(4) 信号: 是消息的携带者。消息携带在电信号的某一参量上, 若该参量取值连续, 则称之为模拟信号, 若该参量取值是离散的, 称为数字信号。如图 1-1 所示。

通常, 按照信道中传输的是模拟信号还是数字信号, 相应地把通信系统分为模拟通信系统和数字

通信系统。

2. 通信系统的组成

通信系统是指传递消息所需要的一切技术设备(包括信道)的总和。

2.1. 通信系统一般模型

点对点通信系统一般模型如图 1 - 2 所示。

各部分作用：

信源:把待传输的消息转换成原始电信号(基带信号),即完成非电到电的转换

发送设备:将信源和信道匹配起来,即将信源产生的基带信号变换成适合在信道中传输的信号。

信道:信号传输的通道,同时对所传输的信号产生损耗、时延和干扰。

噪声源:是信道中的所有噪声以及分散在通信系统中其它各处噪声的集合。

接收设备:从受到衰减和干扰的接收信号中正确恢复出原始电信号来。

信宿:将复原的原始电信号转换成相应的消息。

典型考研题(同济大学 2005 年)

信息、信号、通信的含义是什么? 通信系统至少包含哪几部分?

答案:信息—消息中包含的有意义内容;信号—消息的携带者;通信—利用电或光信号将消息中所包含的信息从信源发送到一个或多个目的地;通信系统至少包含发送设备、信道和接收设备。

2.2. 模拟通信系统模型

传输模拟信号的通信系统称之为模拟通信系统。如图 1 - 3 所示。

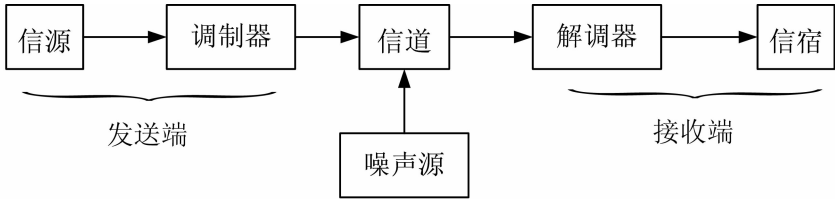


图1-3 模拟通信系统模型

2.2.1. 两种重要变换

(1) 消息 \longleftrightarrow 原始电信号(基带信号)



(2) 调制信号(基带信号) \longleftrightarrow 已调信号(频带信号)

2.2.2. 已调信号的两个基本特征

(1) 携带有消息

(2) 适合在信道中传输

2.2.3. 模拟通信系统研究的主要问题

(1) 调制解调原理

(2) 噪声背景下的信号传输

2.3. 数字通信系统模型

传输数字信号的通信系统称之为数字通信系统。如图 1-4 所示。

2.3.1. 各部分作用

信源编码与译码。信源编码两个基本功能:(1)完成模/数转换;(2)将数字信号进行压缩处理,提高信息传输的有效性。信源译码是信源编码的逆过程。

信道编码与译码。信道编码对输入的代码加入监督位进行差错控制编码。信道译码发现或纠正接收码元中的错误,提高可靠性。

加密与解密。加密提高了所传信息的安全。解密恢复加密前的信息。

数字调制与解调。数字调制形成适合在信道中传输的带通信号。数字解调是数字调制的逆过程。

同步。使收发两端的信号在时间上保持步调一致。

2.3.2. 数字通信系统的优缺点

优点:

- (1) 抗干扰能力强,且噪声不积累
- (2) 传输差错可控
- (3) 便于处理、变换、存储,将来自不同信源的信号综合到一起传输
- (4) 易于集成,使通信设备小型化
- (5) 易于加密处理,且保密性好

缺点:

- (1) 需要较大的传输带宽
- (2) 对同步要求高,系统设备复杂。

典型考研题 1(南京邮电大学 2010 年)

试论述数字通信与模拟通信比较具备哪一些重要的优势。

答案:抗干扰能力强,且噪声不积累;传输差错可控;便于处理、变换、存储,将来自不同信源的信号综合到一起传输;易于集成,使通信设备小型化;易于加密处理,且保密性好。

典型考研题 2(海军潜艇学院 2008 年)

试画出模拟和数字通信系统的模型图,并指出数字通信系统有什么特点? 必须要解决什么问题?

答案:模拟通信系统和数字通信系统模型为

数字通信系统的优点:抗干扰能力强,且噪声不积累;传输差错可控;便于处理、变换、存储,将来自不同信源的信号综合到一起传输;易于集成,使通信设备小型化;易于加密处理,且保密性好。

缺点:需要较大的传输带宽;对同步要求高,系统设备复杂。

必须要解决问题是同步。

3. 通信系统的分类

通信系统常考的分类如表 1-1 所示。

表 1-1 通信系统常考的分类

按信号特征分类	按信号复用方式分类	按传输方式分类
模拟通信	频分复用	基带传输
数字通信	时分复用	频带传输
	码分复用	
	空分复用	

典型考研题(江西理工大学 2011)

通信系统中常用的复用技术有_____、_____和_____。

答案:频分复用;时分复用;码分复用

4. 通信方式

通信系统常考的通信方式如表 1-2、1-3 所示。

表 1-2 按消息传递方向和时间分类的通信方式

按消息传递方向和时间	定义	典型例子
单工通信	消息只能单方向传递	广播、无线寻呼
半双工通信	通信双方都能收或发消息,但不能同时进行收发	使用同一载频的普通对讲机
全双工通信	通信双方可同时收发消息	电话通信

表 1-3 按数据代码排列时序分类的通信方式

按数据代码排列时序	定义	优缺点
并行传输	将代表消息的数字码元序列以成组的方式在两条或两条以上的并行信道上同时传输	优点:节省传输时间,速度快,不需要字符同步措施;缺点:需要多条通信线路,成本高,不适合远距离通信
串行传输	将代表消息的数字码元序列以串行方式一个码元接一个码元在一条信道上传输	优点:只需一条通信信道,节省线路铺设费用,适合远距离传输;缺点:速度慢,需要外加码组或字符同步措施

5. 信息及其度量

5.1 关于信息的几点讨论

- (1)消息中所包含的信息量与消息发生的概率密切相关,而与消息的种类和重要程度无关。
- (2)不同形式的消息可以包含相同的信息。
- (3)消息出现的概率越小,所包含的信息量就越大,消息出现的概率越大,所包含的信息量就越小,当消息出现的概率为 1 时,信息量为 0。
- (4)若干个互相独立事件构成的消息,所含信息量等于各独立事件信息量之和。

5.2 离散消息的信息量

$$I = \log_2 \frac{1}{P(x)} = -\log_2 P(x) \text{ (比特)}$$

5.3 离散信源的平均信息量

对于 M 进制的离散信源,设各符号出现的概率为

$$\begin{bmatrix} x_1, & x_2, & \cdots, & x_M \\ P(x_1), & P(x_2), & \cdots, & P(x_M) \end{bmatrix}$$

注意

$$\sum_{i=1}^M P(x_i) = 1$$

M 进制的离散信源的平均信息量

$$\begin{aligned} H(x) &= -P(x_1) \log_2 P(x_1) - P(x_2) \log_2 P(x_2) \cdots - P(x_M) \log_2 P(x_M) \\ &= -\sum_{i=1}^M P(x_i) \log_2 P(x_i) \quad (\text{比特/符号}) \end{aligned}$$

注意, M 进制的离散信源各符号独立等概出现时, 即

$$P(x_i) = \frac{1}{M}, \quad i = 1, 2, \cdots, M$$

平均信息量即信息熵最大

$$H_{\max} = \log_2 M \quad (\text{比特/符号})$$

5.4 总信息量

$$I = m \cdot H(x) \quad (\text{比特})$$

其中, m 是总的符号数。

典型考研题(西安电子科技大学 2010 年)

某四进制信源, 其中一个符号出现的概率是 $1/2$, 且各符号的出现是相对独立的, 则要使该符号集的平均信息量最大, 其余三个符号出现的概率分别为 $1/6$ 。

答案: $\sum_{i=1}^4 P(x_i) = 1$, 假定 $P(x_1) = \frac{1}{2}$, 则平均信息量最大, 要求

$$P(x_1) = P(x_2) = P(x_3) = \frac{1}{6}$$

6. 通信系统的主要性能指标

通信的任务是快速、准确地传递信息, 从研究消息传输的角度来说, 有效性和可靠性是评价通信系统优劣的主要性能指标。

(1) 有效性: 传输一定信息量时所占用的信道资源(带宽或时间间隔即时隙的大小)。

(2) 可靠性: 接收信息的准确程度。

6.1 模拟通信系统的主要性能指标

(1) 有效性: 传输带宽。传输同样的消息所需的带宽越小, 有效性就越好。

(2) 可靠性: 输出信噪比。

6.2 数字通信系统的主要性能指标

6.2.1 有效性——传输速率和频带利用率

(1) 码元传输速率 R_B (数码率、传码率、码率、信号速率或波形速率)

①定义: 单位时间内传输码元的数目。



②单位:波特(Baud),用符号“B”表示。

$$R_B = \frac{1}{T} \text{ (波特)}$$

③时间 t 内传输的总码元数

$$N = R_B \cdot t \text{ (个)}$$

(2)信息传输速率 R_b (信息速率、传信率、比特率)

①定义:单位时间内传输比特的数目。

②单位:比特/秒(bit/s),简记为 b/s 或 bps。

③传码率与传信率之间的关系

$$R_b = R_B \cdot H(x) \text{ (比特/秒)}$$

④等概条件下, M 进制信源传信率与传码率的关系

$$R_b = R_B \cdot \log_2 M \text{ (比特/秒)}$$

讨论:

i R_b 不变,用多进制传输可以降低传码率,从而减小信号带宽,提高频带利用率(bit/(s · Hz))。

ii R_B 不变(即所需信道带宽不变),用多进制传输可以增加传信率,从而在相同的带宽中传输更多的信息量。

当 $M = 2$ 时,传信率和传码率在数值上相等,即

$$R_b = R_B$$

⑤时间 t 内传输的总信息量

$$I = R_b \cdot t = R_B \log_2 M \cdot t \text{ (比特)}$$

(3)频带利用率

①定义:单位带宽内的传输速率。

②单位:波特/赫兹(Baud/Hz)或比特/(秒·赫兹)(bit/(s · Hz))。

$$\eta = \frac{R_B}{B} \text{ (Baud/Hz)}$$

$$\eta_b = \frac{R_b}{B} \text{ (bit/(s · Hz))}$$

独立等概时

$$\eta_b = \eta \log_2 M \text{ (bit/(s · Hz))}$$

6.2.2 可靠性——差错率

(1)误码率

$$P_e = \frac{\text{单位时间内接收的错误码元数}}{\text{单位时间内系统传输的总码元数}}$$

(2)误信率

$$P_b = \frac{\text{单位时间内接收的错误比特数}}{\text{单位时间内系统传输的总比特数}}$$

(3) M 进制独立等概条件下, 误码率和误信率的关系

$$P_b \approx \frac{P_e}{\log_2 M}$$

当 $M = 2$ 时, $P_e = P_b$ 。

典型考研题 1 (西南交通大学 2005 年)

设一数字系统传输 16 进制码元, 码元传输速率为 2400 波特, 此时系统的信息传输速率为 9600 bit/s; 如果系统的误码率为 10^{-4} , 则一小时内错误的码元个数为 864 个; 若果系统的误比特率为 2.5×10^{-5} , 则十分钟内错误的比特个数是 144 个。

答案: $R_b = R_B \log_2 16 = 9600 \text{ bit/s}$; $2400 \times 3600 \times 10^{-4} = 864 \text{ 个}$; $9600 \times 600 \times 2.5 \times 10^{-5} = 144 \text{ 个}$

典型考研题 2 (西安邮电大学 2011)

某离散信源符号集有四个符号组成, 其中, 前三个符号出现的概率分别为 $1/4, 1/8, 1/8$, 且各符号的出现是相对独立的, 试计算:

- 1) 该信息源的熵?
- 2) 若信息源以 1000B 的速率传输信息, 此时的信息传输速率是多少?
- 3) 在此码元速率下, 该信息源的最大信息传输速率是多少?



第二章

确知信号

1. 确知信号和随机信号

确知信号和随机信号如表 2-1 所示。

表 2-1 确知信号和随机信号

名称	定义	举例
确知信号	可以预先知道其变化规律的信号,在定义域的任意时刻都有确定的函数值	振幅、频率和相位都确定的正弦波 $A\cos(\omega t + \varphi)$
随机信号	不可以预先知道其变化规律的信号,在定义域的任意时刻没有确定的函数值	高斯白噪声

2. 能量信号和功率信号

能量信号和功率信号如表 2-2 所示。

通信中定义的连续电压或电流信号 $s(t)$ 在单位电阻(1 欧姆)上的瞬时功率为 $s^2(t)$,则信号 $s(t)$ 总能量和平均功率分别为

总能量 $E = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt \text{ (J)}$

平均功率 $P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s^2(t) dt \text{ (W)}$

表 2-2 能量信号和功率信号

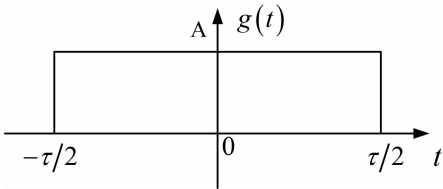
名称	定义	特征
能量信号	$0 < E < \infty$ $P \rightarrow 0$	幅度和持续时间有限,非周期
功率信号	$0 < P < \infty$ $E \rightarrow \infty$ 的函数值	持续时间无限, 直流信号、周期信号和随机信号

3. 常用的 傅里叶变换对

(1) 门函数

常用门函数的傅里叶变换对如表 2-3 所示。

表 2-3 常用门函数的傅里叶变换对

	$G(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) e^{-j2\pi ft} dt$ $= A\tau \cdot sa\left(2\pi f \cdot \frac{\tau}{2}\right) = G(f)$ <p>单位:伏/赫兹</p>
---	--

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} G(f) e^{j2\pi ft} df = AB_H \cdot sa\left(2\pi t \cdot \frac{B_H}{2}\right)$$

$$g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$
$$= \frac{1}{2\pi} A\omega_H \cdot sa\left(t \cdot \frac{\omega_H}{2}\right)$$

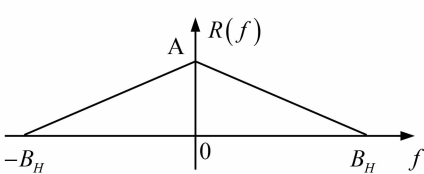
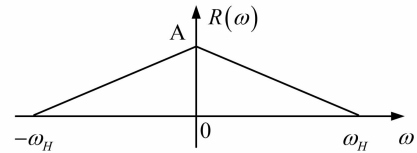
(2) 三角函数

常用门函数的傅里叶变换对如表 2-4 所示。

表 2-4 常用三角函数的傅里叶变换对

$$R(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) e^{-j2\pi ft} dt$$
$$= A\tau \cdot sa^2\left(2\pi f \cdot \frac{\tau}{2}\right) = R(f)$$

单位:伏/赫兹

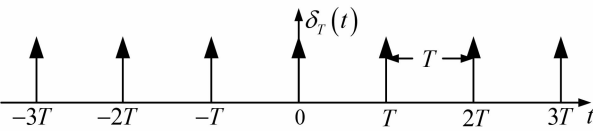
	$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} R(f) e^{j2\pi ft} df = AB_H \cdot sa^2\left(2\pi t \cdot \frac{B_H}{2}\right)$
	$r(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} R(\omega) e^{j\omega t} d\omega$ $= \frac{1}{2\pi} A\omega_H \cdot sa^2\left(t \cdot \frac{\omega_H}{2}\right)$

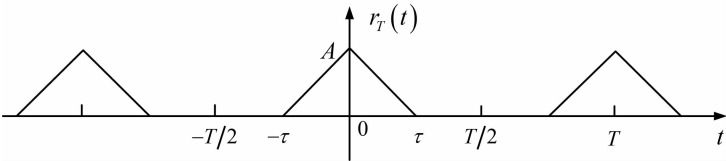


(3) 周期函数

常用周期函数的傅里叶变换对如表 2-5 所示。

表 2-5 常用周期函数的傅里叶变换对

<p>周期冲激序列</p>	<div style="text-align: center;">  </div> $\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{j2\pi n f_0 t} \quad f_0 = 1/T$ $C_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \delta_T(t) e^{-j2\pi n f_0 t} dt = \frac{1}{T}$ <p>表示谐波分量 $n f_0$ 的复振幅, 单位: 伏。</p> $\delta_T(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n 2\pi \delta(\omega - n\omega_0) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \delta(f - n f_0)$ $= \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} 2\pi \delta(\omega - n\omega_0) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - n f_0) = \delta_T(f)$
<p>周期矩形序列</p>	$g_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t - nT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{j2\pi n f_0 t} \quad f_0 = 1/T$ $C_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} g_T(t) e^{-j2\pi n f_0 t} dt = \frac{1}{T} \cdot A\tau \cdot \text{sa}(2\pi n f_0 \cdot \frac{\tau}{2})$ <p>表示谐波分量 $n f_0$ 的复振幅, 单位: 伏。</p> $G_T(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n 2\pi \delta(\omega - n\omega_0) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{A\tau}{T} \cdot \text{sa}(\pi n f_0 \tau) \cdot 2\pi \delta(\omega - n\omega_0)$ $= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{A\tau}{T} \cdot \text{sa}(\pi n f_0 \tau) \cdot \delta(f - n f_0) = G_T(f)$

周期三角序列	<div></div> $r_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} r(t-nT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{j2\pi n f_0 t} \quad f_0 = 1/T$ $C_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} r_T(t) e^{-j2\pi n f_0 t} dt = \frac{1}{T} \cdot A\tau \cdot \text{sinc}\left(2\pi n f_0 \cdot \frac{\tau}{2}\right)$ <p>表示谐波分量 $n f_0$ 的复振幅,单位:伏。</p> $R_T(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n 2\pi \delta(\omega - n\omega_0) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{A\tau}{T} \cdot \text{sinc}(\pi n f_0 \tau) \cdot 2\pi \delta(\omega - n\omega_0)$ $= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{A\tau}{T} \cdot \text{sinc}(\pi n f_0 \tau) \cdot \delta(f - n f_0) = R_T(f)$
(4) 其余函数	<p>其余的傅里叶变换对如表 2-6 所示。</p> <p>表 2-6 其余函数的傅里叶变换对</p> $e^{\pm j\omega_c t} = \cos\omega_c t \pm j\sin\omega_c t \Leftrightarrow 2\pi\delta(\omega \mp \omega_c) = \delta(f \mp f_c)$ $\cos\omega_c t = \frac{1}{2} (e^{j\omega_c t} + e^{-j\omega_c t}) \Leftrightarrow \pi[\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)]$ $= \frac{1}{2} [\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)]$ $\sin\omega_c t = \frac{1}{2j} (e^{j\omega_c t} - e^{-j\omega_c t}) \Leftrightarrow \frac{\pi}{j} [\delta(\omega - \omega_c) - \delta(\omega + \omega_c)]$ $= \frac{1}{2j} [\delta(f - f_c) - \delta(f + f_c)]$
频移特性	$m(t)e^{\pm j\omega_c t} \Leftrightarrow M(\omega \mp \omega_c)$ $m(t)\cos\omega_c t \Leftrightarrow \frac{1}{2} [M(\omega - \omega_c) + M(\omega + \omega_c)]$ $= \frac{1}{2} [M(f - f_c) + M(f + f_c)]$ $m(t)\sin\omega_c t \Leftrightarrow \frac{1}{2j} [M(\omega - \omega_c) - M(\omega + \omega_c)]$ $= \frac{1}{2j} [M(f - f_c) - M(f + f_c)]$



时移特性	$m(t \pm t_d) \Leftrightarrow M(\omega) e^{\pm j\omega t_d}$
卷积	$m(t) * \delta(t \pm t_d) = m(t \pm t_d)$ $M(\omega) * \delta(\omega \pm \omega_c) = M(\omega \pm \omega_c)$
指数	$e^{-a t } \Leftrightarrow \frac{2a}{a^2 + \omega^2}$

4. 能量谱密度和功率谱密度

帕氏瓦尔能量和功率守恒定理如表 2-7 所示。

表 2-7 帕氏瓦尔能量谱和功率谱守恒定理

名称	定 义	物理含义
能量守恒	$E = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} s(f)^2 df$	能量信号的能量在时域和频域中保持守恒
功率守恒	$P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} P(f) df$	功率信号的功率在时域和频域中保持守恒
周期信号功率	$P = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n^2 = C_0^2 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} C_n^2$	周期信号的平均功率等于所包含的直流及基波和各次谐波的平均功率之和

能量谱密度和功率谱密度如表 2-8 所示。

表 2-8 能量谱密度和功率谱密度

名称	定义	物理含义
能量谱密度	$G(f) = s(f)^2 \text{ (J/Hz)}$	在频率 f 处, 带宽为 df 频带内的信号能量
非周期信号功率谱密度	$P(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} s_T(f) ^2 \text{ (W/Hz)}$	在频率 f 处, 带宽为 df 频带内的信号功率
周期信号功率谱密度	$P(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n ^2 \delta(f - nf_0)$	第 n 次谐波, 即 nf_0 的功率

5. 自相关函数和互相关函数

自相关函数和互相关函数如表 2-9 所示。

表 2 -9 自相关函数和互相关函数

名称	定义	性质
能量信号的 自相关函数	$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s(t + \tau)dt$	$R(\tau) = R(-\tau)$ $ R(\tau) \leq R(0)$ $R(0) = E$
功率信号的 自相关函数	$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t)s(t + \tau)dt$ $R(\tau) = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} s(t)s(t + \tau)dt$	$R(\tau) = R(-\tau)$ $ R(\tau) \leq R(0)$ $R(0) = P$
能量信号的 互相关函数	$R_{12}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t)s_2(t + \tau)dt$	$R_{12}(\tau) = R_{21}(-\tau)$
功率信号的 互相关函数	$R_{12}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s_1(t)s_2(t + \tau)dt$	$R_{12}(\tau) = R_{21}(-\tau)$
能量信号的 互相关系数	$\rho_{12} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} s_1(t)s_2(t)dt}{\sqrt{E_1E_2}}$	$\rho_{12} \leq 1; \rho_{12} = -1 \Rightarrow$ $s_1(t) = -s_2(t)$ $\rho_{12} = \Rightarrow s_1(t) \text{ 与 } s_2(t) \text{ 正交}$
功率信号的 互相关系数	$\rho_{12} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s_1(t)s_2(t)dt}{\sqrt{P_1P_2}}$	$\rho_{12} \leq 1; \rho_{12} = -1 \Rightarrow$ $s_1(t) = -s_2(t)$ $\rho_{12} = \Rightarrow s_1(t) \text{ 与 } s_2(t) \text{ 正交}$

6. 相关函数与功率谱密度的关系

相关函数与功率谱密度的关系如表 2 -10 所示。

表 2 -10 相关函数与功率谱密度

能量信号	$R(\tau) \Leftrightarrow S(f) ^2$ 傅里叶变换对
功率信号	$R(\tau) \Leftrightarrow P(f)$ 傅里叶变换对

7. 双边谱与单边谱的关系

双边谱与单边谱的的关系如表 2 -11 所示。

表 2 - 11 双边谱与单边谱的关系

名称	定义	物理含义
双边谱	分布在正负频率范围内的频谱或功率谱	数学上的描述方法,负频谱无实际物理意义
单边谱	分布在正频率范围内的频谱或功率谱	物理信号可测量的频谱,决定信号带宽

◇ 第三章

随机过程

1. 随机过程的基本概念

测试 n 台性能相同的接收机,在同样条件下,不加信号测试其输出噪声,波形如图 3-1 所示。

(1) 每一条曲线 $\xi_i(t)$ 都是一个随机起伏的时间函数——样本函数(确知信号),称之为随机过程 $\xi(t)$ 的一个实现/样本。

(2) 全体样本函数的集合称作随机过程 $\xi(t)$ 。

$$\xi(t) = \{\xi_1(t), \xi_2(t), \dots, \xi_n(t)\}$$

(3) 在某一特定时刻 t_1 观察各台接收机的输出噪声值 $\xi(t_1)$, 是随机过程 $\xi(t)$ 一个随机量(随机变量)

$$\xi(t_1) = \{\xi_1(t_1), \xi_2(t_1), \dots, \xi_n(t_1)\}$$

因此,随机过程 $\xi(t)$ 是由无穷多个随机变量构成的。

$$\xi(t) = \{\xi(t_1), \xi(t_2), \dots, \xi(t_n), \dots\}$$

2. 随机过程的数字特征

随机过程的数字特征如表 3-1 所示。

表 3-1 随机过程的数字特征

名称	定义	含义
均值	$E[\xi(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} xf_1(x,t)dx = a(t)$ $\xi(t)$ 中的 t 取任意时刻, $\xi(t)$ 对应随机变量,下同	随机过程的摆动中心
均方值	$E[\xi^2(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} x^2f_1(x,t)dx$	随机过程的平均功率

方差

$$D[\xi(t)] = E\{[\xi(t) - a(t)]^2\}$$
$$= E[\xi^2(t)] - a^2(t) = \sigma^2(t)$$

随机过程的交流功率,相对于均值的振动程度

自相关函数

$$R(t_1,t_2) = E[\xi(t_1)\xi(t_2)]$$
$$= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1x_2f_2(x_1,x_2;t_1,t_2)dt_1dt_2 = R(t_1,t_1 + \tau)$$

随机过程在两个不同时刻的随机变量之间的关联程度

协方差函数

$$B(t_1,t_2) = E\{[\xi(t_1) - a(t_1)][\xi(t_2) - a(t_2)]\}$$
$$= R(t_1,t_2) - a(t_1)a(t_2)$$

互相关函数

$$R_{\xi\eta}(t_1,t_2) = E[\xi(t_1)\eta(t_2)] = R_{\xi\eta}(t_1,t_1 + \tau)$$

两个随机过程在两个不同时刻的随机变量之间的关联程度

典型考研题(中国科学院研究生院 2012 年)

若 n_1, n_2 是两个独立同分布的零均值高斯噪声,方差都是 1,则 $n_1 \times n_2$ 的方差是 1 , $n_1 + n_2$ 的方差是 2 。

答案:

$$E[n_1 \times n_2] = E[n_1]E[n_2] = 0$$
$$D[n_1 \times n_2] = E[(n_1 \times n_2 - 0)^2] = E[n_1^2]E[n_2^2] = 1$$
$$E[n_1 + n_2] = E[n_1] + E[n_2] = 0$$
$$D[n_1 + n_2] = E[(n_1 + n_2 - 0)^2] = E[n_1^2] + 2E[n_1n_2] + E[n_2^2] = 2$$

3. 平稳随机过程

(1)严平稳和广义平稳随机过程

严平稳和广义平稳随机过程如表 3-2 所示。

表 3-2 严平稳和广义平稳随机过程

名称	定义	性质
严平稳	随机过程 $\xi(t)$ 的任意 n 维分布与时间起点无关	一维分布与时间 t 无关;二维分布只与时间间隔 τ 有关
广义平稳	$a(t) = a$ $R(t_1, t_1 + \tau) = R(\tau)$	数学期望是个常数,与时间 t 无关;自相关函数只与时间间隔 τ 有关
二者比较	严平稳或狭义平稳一定是广义平稳,反之不一定成立	

(2)各态历经性

任取平稳随机过程 $\xi(t)$ 的任一样本函数 $x(t)$,其时间均值和时间自相关满足

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

则称平稳随机过程 $\xi(t)$ 具有各态历经性。

意义:可用任意一次实现的“样本平均”来取代随机过程的“统计平均”,可用任意一次实现的功率谱密度来取代随机过程的功率谱密度,简化测量和计算问题;具有各态历经性的随机过程一定是平稳随机过程,反之不一定成立。

(2)平稳随机过程自相关函数的性质

平稳随机过程自相关函数的性质如表 3-3 所示。

表 3-3 平稳随机过程自相关函数的性质

性质	含义
$R(0) = E[\xi^2(t)]$	$\xi(t)$ 的平均功率
$R(\tau) = R(-\tau)$	偶函数
$ R(\tau) \leq R(0)$	$R(0)$ 是 $R(\tau)$ 的上界
$R(\infty) = E[\xi(t)\xi(t + \infty)] = E^2[\xi(t)] = a^2$	$\xi(t)$ 的直流功率
$R(0) - R(\infty) = \sigma^2$	$\xi(t)$ 的交流功率

典型考研题(南京邮电大学 2008 年)

平稳信号的方差,均值的平方和零时差的自相关分别代表_____。

- A)直流功率,交流功率和平均功率
- B)交流功率,直流功率和平均功率
- C)平均功率,直流功率和交流功率

答案:B



(4) 维纳——辛钦定理

平稳随机过程 $\xi(t)$ 的自相关函数和功率谱密度 $P_{\xi}(\omega)$ 互为傅里叶变换对。

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

$$R(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_{\xi}(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} P_{\xi}(f) e^{j2\pi f\tau} df$$

典型考研题(同济大学 2005 年)

若随机过程 $z(t) = m(t)\cos(\omega_0 t + \theta)$, 其中 $m(t)$ 是广义平稳随机过程, 且自相关函数 $R_m(\tau)$ 为

$$R_m(\tau) = \begin{cases} 1 + \tau, & -1 < \tau < 0 \\ 1 - \tau, & 0 \leq \tau < 1 \\ 0, & \text{其它 } \tau \end{cases}$$

θ 是服从均匀分布的随机变量, 它与 $m(t)$ 彼此统计独立。

- 1) 证明 $z(t)$ 是广义平稳的;
- 2) 绘出自相关函数 $R_z(\tau)$ 的波形;
- 3) 求功率谱密度 $P_z(\omega)$ 及功率 S 。

4. 高斯随机过程

(1) 定义: 任意 n 维概率密度都服从正态分布的随机过程。

(2) 重要性质: 高斯过程若广义平稳, 则必狭义平稳; 高斯过程中的随机变量之间若不相关, 则它们统计独立; 若干个高斯过程之和仍是高斯过程; 高斯过程经线性变换后, 仍是高斯过程。

(3) 一维高斯概率密度函数及其分布函数

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(x-a)^2}{2\sigma^2}\right), \text{称之为 } x \sim N(a, \sigma^2)$$

$$F(x) = P(\xi < x) = \int_{-\infty}^x f(x) dx$$

误差函数

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-z^2} dz$$

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-z^2} dz$$

$$\operatorname{erfc}(x) + \operatorname{erf}(x) = 1$$

Q 函数

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-z^2/2} dz \quad x \geq 0$$

互补误差函数和 Q 函数的关系

$$\operatorname{erfc}(x) = 2Q(\sqrt{2}x)$$

5. 平稳随机过程通过线性系统

平稳随机过程通过线性系统如图 3-2 所示。

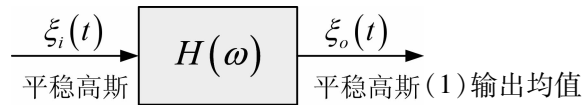


图3-2 平稳随机过程通过线性系统

$$E[\xi_o(t)] = E[\xi_i(t)] \cdot H(0)$$

(2) 输出功率谱密度

$$P_o(f) = P_i(f) \cdot |H(\omega)|^2$$

(3) 输出过程的自相关函数

$$R_o(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P_o(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} P_o(f) e^{j2\pi f\tau} df$$

典型考研题(同济大学 2004 年)

已知高斯过程的均值为 a , 方差为 σ^2 , 功率谱密度为 $n_0/2$, 其概率密度分布函数为 $f(x)$, 若通过 $H(\omega) = k_0 e^{-j\omega\tau}$ 的低通网络, 则输出过程的均值为 $E[\xi_o(t)]$, 功率谱密度为 $P_o(f)$ 。

答案:

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{(x-a)^2}{2\sigma^2}\right); E[\xi_o(t)] = E[\xi_i(t)] \cdot H(0) = ak_0;$$

$$P_o(f) = P_i(f) \cdot |H(\omega)|^2 = \frac{n_0 k_0^2}{2} \text{ W/Hz}$$

6. 窄带随机过程和正弦波加窄带随机过程

(1) 窄带随机过程任一样本函数的功率谱密度和波形图如图 3-3 所示。

均值为 0, 方差为 σ^2 的平稳高斯窄带随机过程的定义及性质如表 3-4 所示。



表 3-4 均值为 0, 方差为 σ^2 的平稳高斯窄带随机过程的定义及性质

名称	定义	表达式或性质
窄带随机过程		$\xi(t) = a_{\xi}(t) \cos[\omega_c t + \varphi_{\xi}(t)], \quad a_{\xi}(t) \geq 0$
		$\xi(t) = \xi_c(t) \cos\omega_c t - \xi_s(t) \sin\omega_c t$
		$\xi_c(t) = a_{\xi}(t) \cos\varphi_{\xi}(t)$ 同相分量
		$\xi_s(t) = a_{\xi}(t) \sin\varphi_{\xi}(t)$ 正交分量
	功率谱: $\Delta f \ll f_c; f_c \gg 0$	
	任一样本函数波形: 包络	$f(a_{\xi}) = \frac{a_{\xi}}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{a_{\xi}^2}{2\sigma_{\xi}^2}\right], \quad a_{\xi} \geq 0$ 瑞利衰落
	和相位随机缓慢变化的近似正弦波	$f(\varphi_{\xi}) = \frac{1}{2\pi}, \quad \varphi_{\xi} \in (-\pi, \pi)$ 均匀分布
		$f(a_{\xi}, \varphi_{\xi}) = f(a_{\xi})f(\varphi_{\xi})$ 统计独立
		$R_{sc}(0) = R_{cs}(0) \quad \xi_c(t) \text{ 和 } \xi_s(t) \text{ 在同一时刻}$
		对应的随机变量不相关, 由于是高斯的, 因此, 统计独立。
$\xi_c(t)$	带宽为 $\Delta f/2$ 的低通平稳高斯随机过程	$E[\xi_c(t)] = 0; \sigma_c^2 = \sigma^2$
$\xi_s(t)$	带宽为 $\Delta f/2$ 的低通平稳高斯随机过程	$E[\xi_s(t)] = 0; \sigma_s^2 = \sigma^2$

(2) 正弦波加窄带随机过程

$$r(t) = A \cos(\omega_c t + \theta) + n(t)$$
$$= A \cos(\omega_c t + \theta) + n_c(t) \cos\omega_c t - n_s(t) \sin\omega_c t$$
$$= [A \cos\theta + n_c(t)] \cos\omega_c t - [A \sin\theta + n_s(t)] \sin\omega_c t$$
$$= z(t) \cos(\omega_c t + \varphi(t)), \quad z(t) \geq 0$$

包络 $z(t)$ 服从广义瑞利分布。

典型考研题(海军潜艇学院 2009 年)

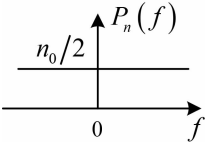
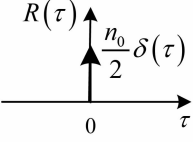
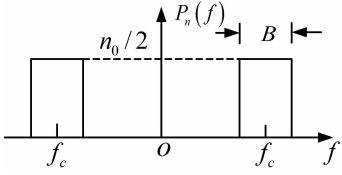
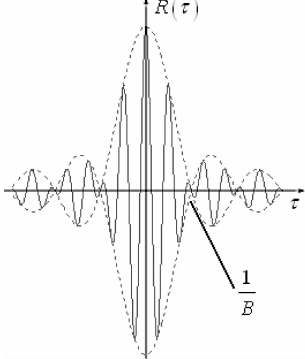
均值为 0 的窄带平稳高斯噪声加上一个正弦信号, 它们相加之后的包络一维分布服从 D 。

- A. 高斯分布 B. 均匀分布 C. 瑞利分布 D. 莱斯分布

7. 高斯白噪声和带限白噪声

高斯白噪声和带限白噪声的定义, 功率谱密度和自相关函数如表 3-5 所示。

表 3-5 高斯白噪声和带限白噪声

名称	定义	功率谱密度和功率	自相关函数
白噪声	噪声的功率谱密度在所有频率上均为一常数	$P_n(f) = \frac{n_0}{2}, \quad -\infty < f < \infty$  $P_n(f) = n_0, \quad 0 < f < \infty$	 <p>白噪声只有在同一时刻才相关,在其他任意两个时刻上随机变量都是不相关的。</p>
高斯白噪声	白噪声在任一时刻的随机变量的取值服从高斯分布,其它同白噪声。		
低通白噪声	白噪声经过理想低通滤波器或理想低通信道后的输出	$P_n(f) = \begin{cases} \frac{n_0}{2}, & f \leq f_H \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$ $N = \frac{n_0}{2} \times 2f_H = n_0 f_H$	$R(\tau) = n_0 f_H \text{Sa}\left(2\pi\tau \cdot \frac{f_H}{2}\right)$ <p>按抽样定理$f_s = 2f_H$对低通白噪声抽样的话,各抽样值是互不相关的随机变量。</p>
带通白噪声	白噪声经过理想带通滤波器或理想带通信道后的输出	$P_n(f) = \begin{cases} \frac{n_0}{2}, & f_c - \frac{B}{2} \leq f \leq f_c + \frac{B}{2} \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$  $N = \frac{n_0}{2} \times 2B = n_0 B$	$R(\tau) = n_0 B \text{sa}\left(2\pi\tau \times \frac{B}{2}\right) \cos\omega_c \tau$ 



典型考研题 1 (西安邮电大学 2009 年)

窄带高斯白噪声中的“窄带”、“高斯”、“白”的含义各是什么？

答案：“窄带”是指噪声带宽 $\Delta f \ll f_c$ ，中心频率 $f_c \gg 0$ ；“高斯”是指该噪声的概率密度函数服从高斯分布；“白”是指噪声的功率谱密度在所有频率上均为一常数。

典型考研题 2 (西安邮电大学 2010 年)

一个中心频率为 f_c ，带宽为 B 的理想带通滤波器如图 1 所示。假设输入是均值为 0，双边功率谱密度为 $n_0/2$ 的高斯白噪声，试求：

- 1) 求滤波器输出噪声的自相关函数；
- 2) 滤波器的输出噪声的平均功率；
- 3) 求输出噪声的一维概率密度函数。

◇ 第四章

信 道

1. 信道的主要分类及定义

信道的主要分类及定义如表 4-1 所示。

表 4-1 信道的主要分类及定义

名 称	定 义	分类及性质
狭义信道	各种物理传输媒介	分为有线信道和无线信道
广义信道	信道范围扩大后(传输媒介、发送和接收设备)的信道	分为调制信道和编码信道
调制信道	发送端调制器输出端到接收端解调器输入端	分为恒参信道和随参信道 $e_o(t) = k(t) \cdot e_i(t) + n(t)$ $k(t)$ 乘加性干扰 $n(t)$ 加性干扰



编码信道	发送端编码器输出端到接收端译码器输入端	<div><div>$P(0/0) + P(1/0) = 1$$P(1/1) + P(0/1) = 1$</div></div>
------	---------------------	--

$k(t) \sim t$ 不变或慢变

等效为线性时不变网络

$H(\omega) = |H(\omega)|e^{j\varphi(\omega)}$

恒参信道、对所传信号的影响及改进措施、无失真传输条件

- 幅频失真

模拟信号:波形失真 → 信噪比下降

数字信号:码间串扰 → 引起误码

采用幅度均衡器减小失真
- 相频失真

模拟信号:不影响话音信号,影响

视频信号

数字信号:码间串扰 → 引起误码

采用相位均衡器减小失真

无失真传输条件

$H(\omega) = K \quad \varphi(\omega) = -\omega t_d \quad \tau(\omega) = \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = -t_d$

典型恒参 有线信道(明线、对称电缆、同轴电缆、光纤)、中长波地波传播、卫星中继、光波视
信道例子 距中继

典型考研题 1(江西理工大学 2010 年)

广义信道可以分为_____信道和_____信道。

答案:调制;编码

典型考研题 2(南京邮电大学 2010 年)



恒参信道的不理想会引起信号的_____,从而产生_____。

- A. 高频失真,信号畸变 B. 脉冲展宽,码间干扰
C. 低频失真,相位失真 D. 码间干扰,频率失真

答案:B

典型考研题 3(沈阳工业大学 2011)

设一恒参信道的幅频特性和相频特性分别为

$$\begin{cases} |H(\omega)| = K_0 \\ \varphi(\omega) = -\omega t_d \end{cases}$$

其中, K_0 和 t_d 都是常数,试确定信号 $s(t)$ 通过该信道后输出信号的时域表示式,并讨论之。

解:

$$H(\omega) = |H(\omega)| e^{j\varphi(\omega)} = K_0 e^{-j\omega t_d}$$

$$h(t) = K_0 \delta(t - t_d)$$

$$s_o(t) = s(t) * h(t) = s(t) * K_0 \delta(t - t_d) = K_0 s(t - t_d)$$

由于该恒参信道满足无失真传输条件,因此,信号 $s(t)$ 通过该信道后输出的信号不会发生失真。

典型考研题 4(西安电子科技大学 2011)

随参信道传输媒介的特点是什么? 随参信道对信号传输有什么影响?

答案:随参信道传输媒介的特点是信号的衰耗随时间随机变化;信号传输的时延随时间随机变化;多径传播。随参信道对信号传输的影响是瑞利衰落;频率弥散;频率选择性衰落

2. 信道容量

离散信道容量和连续信道容量如表 4-2 所示。

(图表见视频)

典型考研题 1(江西理工大学 2011)

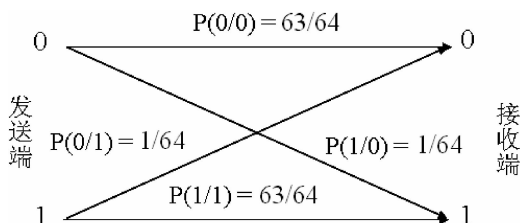
连续信道的信道容量受_____、_____和_____等“三要素”的限制。

答案:信道带宽 B ; 接收信号功率 S ; 信道噪声单边带功率谱密度 n_0

典型考研题 2(西安邮电大学 2009)

设信源由两种符号“0”和“1”组成,符号传输速率为 1000 波特,且这两种符号的出现概率相等,均为 0.5。信道为对称信道,其传输的符号错误概率为 $1/64$ 。试画出此信道模型,并求此信道的容量 C_t 。

解:信道模型



可知

$$p(x_1/y_1) = 63/64, p(x_2/y_1) = 1/64$$

$$p(x_2/y_2) = 63/64, p(x_1/y_2) = 1/64$$

$$\begin{aligned} H(x) &= - \sum_{i=1}^2 P(x_i) \log_2 P(x_i) \\ &= - \left[\frac{1}{2} \log_2 \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \log_2 \frac{1}{2} \right] = 1 \text{ (比特/符号)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} H(x/y) &= - \sum_{j=1}^2 P(y_j) \sum_{i=1}^2 P(x_i/y_j) \log_2 P(x_i/y_j) \\ &= - \{ P(y_1) [P(x_1/y_1) \log_2 P(x_1/y_1) + P(x_2/y_1) \log_2 P(x_2/y_1)] \\ &\quad + P(y_2) [P(x_1/y_2) \log_2 P(x_1/y_2) + P(x_2/y_2) \log_2 P(x_2/y_2)] \} \\ &= - [(63/64) \log_2 (63/64) + (1/64) \log_2 (1/64)] \\ &= 0.12 \text{ (比特/符号)} \end{aligned}$$

$$\text{平均信息量/符号} = H(x) - H(x/y)$$

$$= 0.88 \text{ (比特/符号)}$$

$$C = \max_{P(x)} [H(x) - H(x/y)] = 0.88 \text{ (比特/符号)}$$

$$C_t = C \cdot R_B = 0.88 \times 1000 = 880 \text{ (比特/秒)}$$

典型考研题 3 (西安邮电大学 2010)

已知黑白电视图像信号每帧有 3×10^5 个像素组成, 设每个像素有 256 个亮度等级; 如果所有的亮度等级出现的机会相等, 并统计独立;

1) 试计算每秒传输 20 幅画面所需的信道容量;

2) 如果接收信噪比为 30dB, 为了传输该图像所需的最小带宽。

解: 1) 因为每个像素独立地以等概率取 256 个亮度电平, 故每个像素的信息量为

$$I_p = - \log_2 \frac{1}{256} = 8 \text{ (比特/像素)}$$

每幅图像的信息量为

$$I_F = 3 \times 10^5 \times 8 = 2.4 \times 10^6 \text{ (比特/幅)}$$

因为每秒传输 20 幅图像, 所以要求传输速率为

$$R_b = 20 \times I_F = 20 \times 2.4 \times 10^6 = 4.8 \times 10^7 \text{ (比特/秒)}$$

信道的容量 C_t 必须不小于该传信率。

$$C_t \geq R_b = 4.8 \times 10^7 \text{ (比特/秒)}$$

2)

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{dB} = 10 \lg \frac{S}{N} = 30, \frac{S}{N} = 1000$$



$$R_b \leq C_t = B \log_2(1 + S/N)$$

$$B \geq \frac{R_b}{\log_2(1 + S/N)} = \frac{4.8 \times 10^7}{\log_2(1 + 1000)} = \frac{4.8 \times 10^7}{9.97} \approx 4.8 \text{ MHz}$$

$$B_{\min} = 4.8 \text{ MHz}$$

故所需最小信道带宽为 4.8MHz

第五章

模拟通信系统

1. 调制的定义、目的和分类

调制的定义、目的如表 5 -1 所示。

表 5 -1 调制的定义、目的

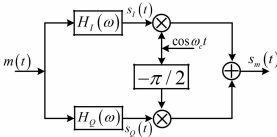
名称	定义	目的
调制	用调制信号去控制载波参数， 把信号转换成适合在信道中传输的形式的过程。	①把调制信号转换成适合在信道中传输的已调信号。 ②实现信道的多路复用,提高信道利用率。 ③改善系统抗噪声性能。
线性调制	已调信号频谱只是调制信号频谱的简单搬移,频谱形状保持不变。(AM、DSB - SC、SSB、VSB、MASK、MPSK、MFSK、QAM、MSK、GMSK 等)	
	①滤波法	

模拟信号线性调制模型

$$s_m(t) = [m(t)\cos\omega_c t] * h(t)$$

适当选择 $h(t)$,便可得到各种幅度调制信号,例如,当 $H(\omega) = 1$,即为全通网络时,可以得到 AM 和 DSB 信号。

②移相法



$$s_m(t) = s_I(t)\cos\omega_c t + s_Q(t)\sin\omega_c t \qquad s_I(t) = h_I(t) * m(t) ; s_Q(t) = h_Q(t) * m(t)$$
$$h_I(t) = h(t)\cos\omega_c t ; h_Q(t) = h(t)\sin\omega_c t$$

非线性调制	已调信号频谱不再是只是调制信号频谱的简单搬移,而是频谱的非线性变换。(FM、PM)
-------	--



典型考研题(北京科技大学 2011 年)

在模拟通信系统中,为什么要进行正弦载波调制?

答案:把调制信号转换成适合在信道中传输的已调信号;实现信道的多路复用,提高信道利用率;改善系统抗噪声性能。

2. AM 系统

AM 系统的调制解调原理及抗噪声性能如表 5-2 所示。

表 5-2 AM 系统的调制解调原理及抗噪声性能







典型考研题 1 (海军潜艇学院 2009 年)

已知某调幅信号的展开式为

$$s_{AM}(t) = 0.125\cos 2\pi(10^4)t + 4\cos 2\pi(1.1 \times 10^4)t + 0.125\cos 2\pi(1.2 \times 10^4)t$$

则载波信号的表达式为 _____; 调制信号表达式为 _____。

答案:

$$s_{AM}(t) = [A + m(t)]\cos 2\pi f_c t$$

$$= 0.125\cos 2\pi(10^4)t + 4\cos 2\pi(1.1 \times 10^4)t + 0.125\cos 2\pi(1.2 \times 10^4)t$$

$$= [4 + 0.25\cos 2\pi(10^3)t]\cos 2\pi(1.1 \times 10^4)t$$

载波信号的表达式 $\cos 2\pi(1.1 \times 10^4)t$;

调制信号表达式 $0.25\cos 2\pi(10^3)t$ 。

典型考研题 2 (江西理工大学 2011)

什么是门限效应? AM 信号采用包络检波法解调时为什么会产生门限效应?

答案: 输出信噪比不是按比例随着输入信噪比的下降, 而是发生了急剧恶化, 称之为门限效应。

是由包络检波器的非线性解调作用引起的。

典型考研题 3 (西安电子科技大学 2010 年)

采用包络检波的 AM 系统中, 若噪声的双边带功率谱密度为 $(5 \times 10^{-5}) \text{ mW/Hz}$, 单频正弦波调制时载频功率为 100mW, 边带功率为每边带 20mW, 包络检波器前的带通滤波器带宽为 4KHz

- 1) 画出 AM 系统调制与解调框图;
- 2) 求解调器输出信噪比和调制制度增益;
- 3) 若受到信道衰减影响, 当输入信噪比持续下降时, 解调器会出现什么现象, 为什么?

解: 1) AM 系统调制与解调框图

2) 包络检波器输入信号功率

$$S_i = P_c + P_s = 100 + 2 \times 20 = 140 \text{ mW}$$

包络检波器输入噪声功率

$$N_i = \frac{n_0}{2} \times 2B_{BPF} = 5 \times 10^{-5} \times 2 \times 4 \times 10^3 = 0.4 \text{ mW}$$

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{140}{0.4} = 350$$

包络检波器输出信号功率

$$S_o = 2P_s = 80 \text{ mW}$$



包络检波器输出噪声功率

$$N_o = N_i = 0.4 \text{ mW}$$

包络检波器输出信噪比

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{800}{0.4} = 200$$

调制增益

$$G_{AM} = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = \frac{200}{350} = \frac{4}{7}$$

3) 产生门限效应,是由于包络检波器的非线性解调作用引起的。

3. DSB - SC 系统

DSB - SC 系统的调制解调原理及抗噪声性能如表 5 - 32 所示。

(图表见视频)

典型考研题(江西理工大学 2011 年)

设某信道具有均匀的双边带功率谱密度 $P_n(f) = 0.5 \times 10^{-3} \text{ W/Hz}$, 在该信道中传输抑制载波的双边带信号, 并设调制信号带宽限制在 5KHz, 而载波频率 100KHz, 已调信号达到接收端时的功率是 10KW。若接收机的输入信号在加至解调器之前, 先经过一个理想带通滤波器。试问:

- 1) 该理想带通滤波器应具有怎样的传输特性 $H(\omega)$;
- 2) 解调器输入端的信噪功率比;
- 3) 解调器输出端的信噪功率比;
- 4) 求出接收端输出噪声的双边带功率谱密度, 并用图形表示出来。

4. SSB 系统

SSB 系统的调制解调原理及抗噪声性能如表 5 - 3 所示。

(图表见视频)

典型考研题(西安电子科技大学 2009 年)

在模拟通信系统中, 单边带信号通过恒参信道到达接收端的输入信号为

$$s_{SSB}(t) = k[m(t)\cos\omega_c t - \hat{m}(t)\sin\omega_c t]$$

基带信号的功率谱密度为

$$P_m(f) = \begin{cases} \frac{\alpha|f|}{f_m}, & |f| \leq f_m \\ 0, & |f| > f_m \end{cases}$$

其中, α 和 f_m 都是常数, 信道加性高斯白噪声的双边带功率谱密度为 $n_0/2$ 。

- 1) 画出相移法调制器的原理框图;



- 2) 试画出对单边带信号进行解调的相干解调原理框图；
- 3) 求相干解调器的输出信噪比。

5. DSB 和 SSB 系统抗噪声性能比较

DSB 和 SSB 系统抗噪声性能比较如表 5 -4 所示。

表 5 -4 DSB 和 SSB 系统抗噪声性能比较

条件	调制信号带宽相同为 f_m ,解调器输入信号平均功率相同,均为 S_i ,信道噪声带边带功率谱密度相同,均为 n_0 。		
名称	输出信噪比	结论	
DSB	$\frac{S_o}{N_o} = \frac{S_i/2}{N_i/4} = \frac{S_i/2}{2n_0f_m/4} = \frac{S_i}{n_0f_m}$	输出信噪比决定抗噪声性能,虽然双边带的调制增益是单边带的 2 倍,但在相同的条件下,二者的输出信噪比相同,说明抗噪声性能相同。	
SSB	$\frac{S_o}{N_o} = \frac{S_i/4}{N_i/4} = \frac{S_i/4}{n_0f_m/4} = \frac{S_i}{n_0f_m}$		

典型考研题(海军潜艇学院 2009 年)

DSB 和 SSB 调制系统的抗噪声性能是否相同? 为什么?

答案:相同

在调制信号带宽相同为 f_m ,解调器输入信号平均功率相同,均为 S_i ,信道噪声带边带功率谱密度相同,均为 n_0 时,对于

DSB $\frac{S_o}{N_o} = \frac{S_i/2}{N_i/4} = \frac{S_i/2}{2n_0f_m/4} = \frac{S_i}{n_0f_m}$

SSB $\frac{S_o}{N_o} = \frac{S_i/4}{N_i/4} = \frac{S_i/4}{n_0f_m/4} = \frac{S_i}{n_0f_m}$

在相同的条件下,二者的输出信噪比相同,说明抗噪声性能相同。

6. VSB 系统

VSB 系统如表 5 -5 所示。

(图表见视频)

典型考研题(西安电子科技大学 2001 年)

在残留边带系统中,为了无失真恢复调制信号,其传输函数 $H(\omega)$ 应满足_____。

答案: $H(\omega + \omega_c) + H(\omega - \omega_c) = \text{常数}, \quad |\omega| \leq \omega_H$



7. FM 系统

(1) FM 和 PM 的基本概念

FM 和 PM 的基本概念如表 5 - 6 所示。

表 5 - 6 FM 和 PM 的基本概念

名称	表达式	含义
角度调制	$s_m(t) = A\cos[\omega_c t + \varphi(t)]$	
瞬时相位	$\omega_c t + \varphi(t)$	
瞬时相偏	$\varphi(t)$	
瞬时角频率	$d[\omega_c t + \varphi(t)]/dt = \omega_c + d\varphi(t)/dt$	
瞬时频率	$f_c + d\varphi(t)/2\pi dt$	
瞬时角频偏	$d\varphi(t)/dt$	
瞬时频偏	$\frac{d\varphi(t)}{2\pi dt}$	
FM	$d\varphi(t)/dt = K_fm(t)$	
	K_f —调频灵敏度,单位调制信号幅度引起 FM 信号的角频率偏移量,单位 rad/(s·V)。	
	是指瞬时角频率偏移随基带信号而线性变化。	
	$s_{FM}(t) = A\cos[\omega_c t + K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau]$	
	$\varphi(t) = K_fm(t)$	
PM	K_p —调相灵敏度,单位调制信号幅度引起 PM 信号的相位偏移量,单位 rad/V。	
	是指瞬时相位偏移随基带信号而线性变化。	
	$s_{PM}(t) = A\cos[\omega_c t + K_pm(t)]$	

(2) 单频调制信号条件下 FM 和 PM 的比较

单频调制信号条件下 FM 和 PM 的比较如表 5 - 7 所示。

(图表见视频)

典型考研题 1 (天津工业大学 2007 年)

已知调频信号 $s_{FM}(t) = 10\cos[10^6\pi t + 8\cos 10^3\pi t]$ 调制器的调频常数 $K_f = 2$, 其载频为 _____ , 调频指数为 _____ , 最大频偏为 _____ , 调制信号 $f(t)$ 为 _____ 。



典型考研题 2(西安邮电大学 2012 年)

已知某调频波的振幅是 2 V,瞬时频率为:

$$f(t) = 10^6 + 2 \times 10^4 \cos 4\pi \times 10^3 t \text{ Hz}$$

试确定:

- 1) 此调频波的时域表达式;
- 2) 此调频波的最大频偏、调频指数和频带宽度。

典型考研题 1(南京邮电大学 2010 年)

下列模拟通信系统中目前在广播中还在广泛应用的是 C 。

A) 相干 AM B) DSB C) FM D) VSB

答案:C

典型考研题 2(西安电子科技大学 2001 年)

当调频指数满足 称为窄带调频。

答案: $K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau < < \frac{\pi}{6}$

典型考研题 3(西安邮电大学 2010)

在下图 3 所示的宽带调频方案中,设调制信号是 $f_m = 5 \text{ kHz}$ 的单频余弦信号,NBFM 信号的载频 $f_1 = 100 \text{ kHz}$,最大频偏 $\Delta f_1 = 10 \text{ Hz}$;混频器参考频率 $f_2 = 5 \text{ MHz}$,选择倍频次数 $n_1 = 64$, $n_2 = 48$,试求:

- 1) 求 NBFM 信号的调频指数;
- 2) 求宽带 WBFM 信号最大频偏和调频指数。

解:1) NBFM 信号的调频指数为

$$m_f = \frac{\Delta f_1}{f_m} = \frac{10}{5 \times 10^3} = 2 \times 10^{-3}$$

2) WBFM 信号的最大频偏为

$$\Delta f = n_1 n_2 \Delta f_1 = 64 \times 48 \times 10 = 30.72 \text{ KHz}$$

调频指数为

$$m_f = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{30.72 \times 10^3}{5 \times 10^3} = 6.144$$

8. 预加重与去加重

预加重与去加重如表 5-8 所示。



表 5 - 8 预加重与去加重

原因及措施	由宽带调频系统鉴频器输出噪声谱密度呈抛物线形状可知,解调器输出噪声随调制信号频率升高而增强,而调制信号的幅度随频率升高而减小,因此,解调器恢复的信号在高频部分信噪比变差。为提高恢复信号在高频部分的信噪比,常采用“预加重”和“去加重”技术,在保持恢复信号高频部分功率不变的条件下,减小噪声的平均功率,从而改善高频部分的输出信噪比。
-------	--

系统框图

$$H_p(f) = \frac{1}{H_d(f)}$$

举例 录音和放音设备中的杜比 (Dolby) 降噪系统

典型考研题 (河北大学 2010 年)

调频信号经过解调后的输出噪声与调幅信号经过解调后的输出噪声特性与频率有关么? 若有, 可采用什么技术对它进行改善?

答案: 调频信号经过解调后的输出噪声与频谱特性有关, 调幅信号经过解调后的输出噪声特性与频率无关。对于调频信号, 可以采用去加重和预加重技术进行解决。

9. 具有衰耗的模拟通信系统

具有衰耗的模拟通信系统如表 5 - 9 所示。

表 5 - 9 具有衰耗的模拟通信系统

$\frac{S_o}{N_o} \xrightarrow{\text{调制增益 } G} \frac{S_i}{N_i} \xrightarrow{N_i = n_o B} \frac{S_i}{\alpha} \xrightarrow{\alpha} \frac{S_T}{N_i} \xrightarrow{N_i = n_o B} \frac{S_i}{N_i} \xrightarrow{\text{调制增益 } G} \frac{S_o}{N_o}$



典型考研题 1 (天津工业大学 2007 年)

已知调制信号的带宽为 15KHz, 采用 AM 调制, 调制制度增益 $G_{AM} = 2/3$, 载波频率为 30MHz, 信道为高斯白噪声, 其双边带功率谱密度为 $n_0/2 = 10^{-12} \text{ W/Hz}$, 信道使信号衰减 50dB, 求在保证接收机输出信噪比为 50 dB 时, 发射机最低发射功率应为多少?

解:

$$\left(\frac{S_0}{N_0} \right)_{dB} = 10 \lg \frac{S_0}{N_0} = 50 \quad \frac{S_0}{N_0} = 10^5$$

$$\alpha = \left(\frac{S_T}{S_i} \right)_{dB} = 10 \lg \frac{S_T}{S_i} = 50 \quad \frac{S_T}{S_i} = 10^5$$

$$B_{AM} = 2f_m = 30 \text{ KHz}$$

$$G_{AM} = \frac{S_0/N_0}{S_i/N_i} = 2/3 \quad \frac{S_i}{N_i} = \frac{3}{2} \times \frac{S_0}{N_0} = 1.5 \times 10^5$$

$$N_i = \frac{n_0}{2} \times 2B_{AM} = 10^{-12} \times 2 \times 30 \times 10^3 = 6 \times 10^{-8} \text{ (W)}$$

$$S_i = 1.5 \times 10^5 N_i = 1.5 \times 10^5 \times 6 \times 10^{-8} = 9 \times 10^{-3} \text{ (W)}$$

$$S_T = 10^5 S_i = 900 \text{ (W)}$$

10. 模拟调制系统性能比较

模拟调制系统性能比较如表 5-10 所示。

表 5-10 模拟调制系统性能比较

抗噪声性能	FM 最好; DSB 和 SSB、VSB 一样; AM 最差
频率利用率	SSB 最高; VSB 次较高; AM 和 DSB 一样; FM 最差
功率利用率	FM 最高; DSB 和 SSB、VSB 一样; AM 最差
设备复杂度	SSB 最复杂; VSB 较复杂; DSB/FM 次之; AM 最简单

11. FDM 和立体声广播

(1) FDM 及其带宽的计算如表 5-11 所示。



表 5 - 11 FDM 及其带宽的计算

定义	按频率来划分信道的复用方式
----	---------------

框图

频谱及带宽

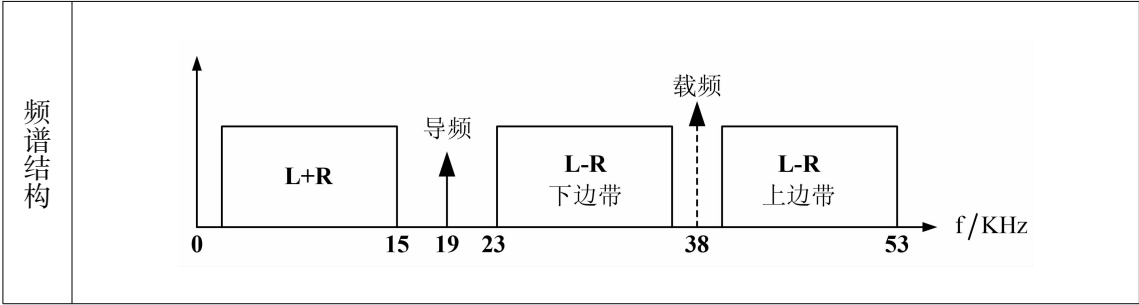
$$B_n = nf_m + (n - 1)f_g$$

- 优点:是信道复用率高,容许复用的路数多,分路也很方便。因此,它成为目前模拟通信中最主要的一种复用方式。
- 缺点:设备生产比较复杂,会因滤波器件特性不够理想和信道内存在非线性而产生路间干扰。

(2)立体声广播

立体声广播如表 5 - 12 所示。

表 5 - 12 立体声广播



原理框图



(FEC)、反馈重传 (ARQ) 和混合纠错 (HEC)。

答案:可靠性

2. 载波同步

(1) 外同步 (插入导频法)

① 适用范围

不包含载频分量的信号, 如抑制载波的 DSB、VSB、等概的 2PSK 和 2DPSK 等。

特例: 单边带信号 (SSB) 既没有载频分量又不能用直接法提取载波, 只能用插入导频法。

② 示意图

注意: 插入导频为“正交载波”与发送端用于调制的本地载波移相 90° 。

③ 原理框图

(2) 自同步法 (直接法)

① 平方变换和平方环法

i 原理

设接收信号为

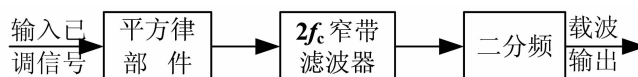
$$m(t) \cos \omega_c t$$

其中, $E[m(t)] = 0$ 。

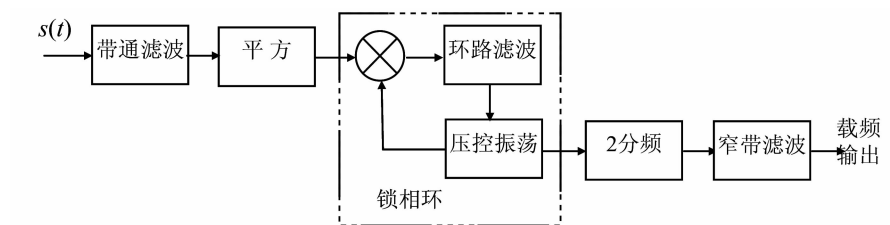
$$[m(t) \cos \omega_c t]^2 = \frac{1}{2} m^2(t) + \underbrace{\frac{1}{2} m^2(t) \cos 2\omega_c t}_{2\text{倍频}}$$

二倍频中, $E[m^2(t)] \neq 0$, 可以将二倍频提取出来。

ii 平方环法



由于窄带滤波器难以实现, 常用锁相环代替。



iii 缺点

相位模糊:是由分频器的随机初始状态不确定导致的,其输出电压有相差 180 度的两种可能。可采用 2DPSK 克服。

错误锁定:使锁相环锁定在其它离散的频率上。可通过降低环路波器的带宽来解决。

典型考研题 1 (西安电子科技大学 2011 年)

画出平方环原理框图,并指出采用此方案提取 2PSK 信号载波时,存在什么缺点? 在 2DPSK 解调中如何克服此缺点?

答案:平方环原理框图

该方法在提取 2PSK 信号的载波时存在相位模糊,采用相对调相可以解决该问题。

②科斯塔斯环 (Costas)

i 原理框图

ii 表达式

设 $s(t) = m(t)\cos(\omega_c t + \theta)$

$$v_a = \cos(\omega_c t + \varphi) ; v_b = \cos(\omega_c t + \varphi + \frac{\pi}{2}) = -\sin(\omega_c t + \varphi)$$

$$v_e = \frac{1}{2}m(t)\cos(\theta - \varphi) ; v_f = \frac{1}{2}m(t)\sin(\theta - \varphi)$$

$$v_g = \frac{1}{8}m^2(t)\sin 2(\theta - \varphi)$$

当 $m(t) = \pm 1$ 时,

$$v_g \approx \frac{1}{4}(\theta - \varphi)$$

环路滤波器为窄带低通滤波器,其截止频率很低,只允许 v_g 中近似直流的电压分量通过。

③科斯塔斯环和平方环的比较

i 科斯塔斯环工作在载波频率上,而平方环的工作频率是载频的 2 倍,当载频较高时,科斯塔斯环容易实现。

ii 科斯塔斯环本身同时兼有提取载波和相干解调的作用,而平方环没有。

iii 两者具有相同的鉴相特性

$$v_d = k_d \sin 2(\theta - \varphi)$$

都具有相位模糊问题。 M 次方环或 M 相科斯塔斯环,具有 $2\pi/M$ 的相位模糊。

iv 这两种方法广泛应用于抑制载波的双边带信号(DSB-SC,等概的 2PSK 和 2DPSK 等)建立载波同步。

④载波同步的性能指标

载波同步的性能指标有三种,如表 13-2 所示。

表 13-2 载波同步的性能指标

相位误差	①窄带滤波器有单谐振电路构成	
	$\Delta\varphi = 2Q \frac{\Delta f}{f_q}$, $\Delta f = f_q - f_c$, f_q 为谐振回路中心频率。	
	稳态相差: 由电路参量引起	为减小稳态相差,应降低谐振电路的品质因数 Q 。
	②锁相环提取载波	
	$\Delta\varphi = \frac{\Delta f}{k_d}$, $\Delta f = f_c - f_0$, f_0 为 VCO 输出频率。	
	为减小稳态相差,应增加锁相环路直流增益 k_d 。	
总相差	随机相差: 由噪声引起	随机噪声方差: $\overline{\theta_r^2} = \frac{1}{2r}$, r 信噪比
	$\varphi = \Delta\varphi + \sqrt{\overline{\theta_r^2}} = \Delta\varphi + \sigma_\varphi$, σ_φ 为相位抖动。 对于单谐振回路而言, Q 越低, $\Delta\varphi$ 越小,但 θ_r 越大。	



同步建立时间	从开始接收到信号或失步状态到提取稳定的载频所需的时间。该时间越短越好。
同步保持时间	同步建立后,从失去接收信号时到失去载频同步的时间。该时间越长越好。
同步顺序	先建立载波同步,然后是码元同步,接着是群同步

典型考研题(西安电子科技大学 2012 年)

在接收端,提取位同步、帧同步和载波同步的先后顺序是_____。

答案:载波同步、码元同步、群同步

⑤载波相位误差对解调性能的影响—信噪比下降

i 对双边带信号的影响(AM、DSB、2PSK)

对于 AM 和 DSB,当载波相位误差为 φ 时,解调器输出信号为

$$m'(t) = \frac{1}{2} m(t) \cos\varphi$$

不影响输出噪声功率,输出信号幅度衰减 $\cos\varphi$ 倍,输出信噪比下降 $\cos^2\varphi$ 倍。

对于 2PSK,当载波相位误差为 φ 时,解调器输出信号能量为

$$E' = E \cos^2\varphi$$

误码率增加为

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E}{n_0} \cos\varphi}\right)$$

ii 对单边带及残留边带信号的影响—波形失真

对于 SSB,当载波相位误差为 φ 时,解调器输出信号为

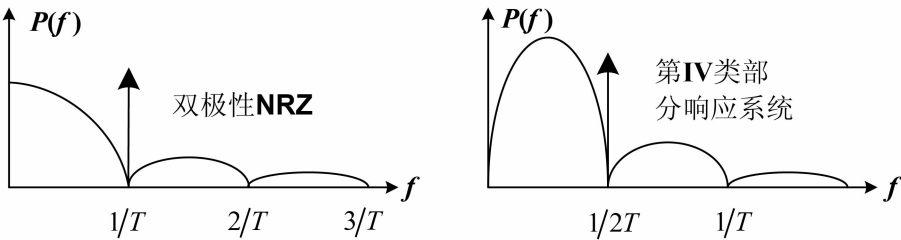
$$m'(t) = \frac{1}{4} m(t) \cos\varphi \pm \frac{1}{4} \hat{m}(t) \sin\varphi$$

其中,第一项受到了 $\cos\varphi$ 的衰减,第二项是正交项,使接收信号产生失真,失真程度随相位误差的增加而增大,但输出有用信号和噪声的平均功率下降。

3. 码元(或位)同步

(1)外同步

频域插入法:在发送的基带信号中插入频率为码元速率或码元速率倍数的同步信号。



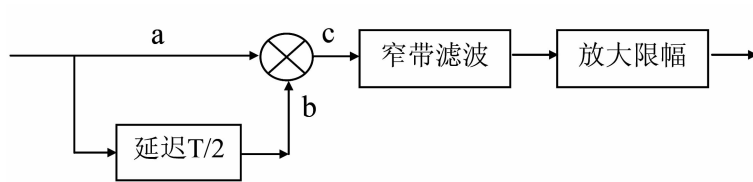


(2) 自同同步法

① 开环同步法

将解调后的基带信号先进性某种线性变换,使其频谱中含有离散的定时信息,再通过窄带滤波器滤除。又称之为非线性波形变换—滤波法。

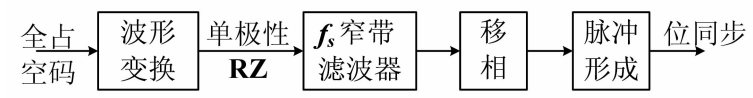
i 延迟相乘法



当延迟时间等于码元持续时间一半时,可以得到最强的码元速率分量。

ii 微分整流法

iii 波形变换滤波法



iv 开环同步的性能指标

若窄带滤波器的带宽等于 $1/KT$, 则提取同步的时间误差比例为

$$\frac{|\bar{\varepsilon}|}{T} = \frac{0.33}{\sqrt{KE_b/n_0}} \quad \frac{E_b}{n_0} > 5, \quad K \geq 18$$

其中, $\bar{\varepsilon}$ —同步误差时间的均值; T 码元持续时间。

v 开环同步法的缺点

同步跟踪误差的均值不等于零,使信噪比增加可以降低跟踪误差。



②闭环同步法—“超前/滞后门”同步器

将接收信号和本地产生的码元定时信号相比较,使本地产生的定时信息和接收码元的转变点保持同步。超前门对应码元起始时间,滞后门对应码元结束时间。

(图见视频)

同步状态下,超前/滞后门的积分区间都全部在一个码元的持续时间内,积分器的积分结果相同,误差电压为0,同步器达到稳定状态。误差电压 $e < 0$ 时,压控振荡器频率减小,使超前门受到延迟;误差电压 $e > 0$ 时,压控振荡器频率增加,使滞后门提前。当超前和滞后门的积分区间等于码元持续时间一半时,误差电压最大,此时压控振荡器可以得到最大的频率受控范围。

典型考研题3(西安电子科技大学2009年)

在数字通信系统中,提取位同步的方法有哪些?对位同步信号的频率和相位的要求是什么?

答案:(1)数字通信系统中,提取载波同步的方法有两种:外同步法和自同步法,其中自同步法包括开环码元同步法和闭环同步法。

(2)对位同步信号频率的要求是频率要等于接收信号的码元传码率,其相位要对准接收信号码元的开始时间。

4. 群(或帧)同步

(1)起止式同步法

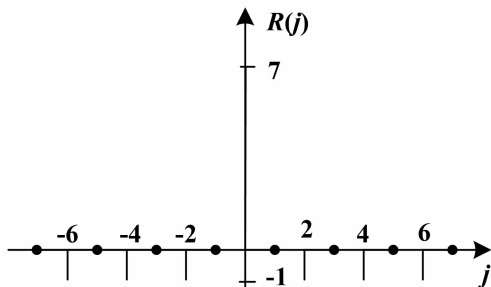
(2)集中插入法

①巴克码

一个长为 n 的码组 $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$, 其中 x_i 取值 ± 1 , 其局部自相关函数

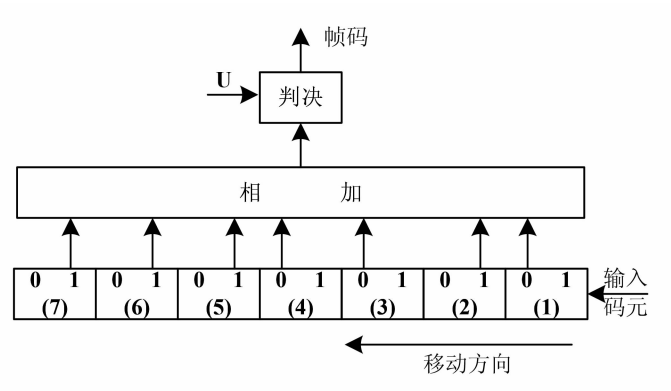
$$R(j) = \sum_{i=1}^{n-j} x_i x_{i+j} = \begin{cases} n & \text{当 } j = 0 \\ 0, +1, -1 & \text{当 } 0 < j < n \end{cases}$$

下面是{1110011}7位巴克码的自相关函数





②巴克码识别器



识别器输出波形

典型考研题(天津大学 2003 年)

设数字传输系统中的帧同步码采用集中插入法,插入的同步码为 7 位巴克码,

(1)画出帧同步码识别器原理框图

(2)若输入二进制序列是 010111100111100100,(设各移位寄存器的初始状态均为零),画出帧同步码识别器的各点波形(设判决门限电平为 6)。

解:(1)帧同步码识别器原理框图

(2)帧同步码识别器各点波形



③群同步系统的性能

群同步系统的性能指标主要有漏同步概率 P_1 、假同步概率 P_2 和同步平均建立时间 t_s 。

设巴克码的长度为 n ，每个码元出错的概率为 p ，最大允许的出错的个数为 m 。

i 漏同步概率 P_1

指同步系统将正确的同步位置漏过而没有捕捉到。漏同步的主要原因是噪声的影响，使正确的同步码元变成错误的码元。

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

ii 假同步概率 P_2

指当捕捉时同步系统将错误的同步位置当作正确的同步位置捕捉到。产生假同步的主要原因是由于噪声的影响使信息码元错成同步码元。

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

iii 同步建立时间 t_s

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

这里， T 是码元宽度， N 为每帧的码元数。

④群同步保护

群同步保护的目的是建立正确的群同步。接收端的群同步电路都有两种状态，即捕捉态和保持态。捕捉态时，判决门限必须定的很高，以防止发生假同步，一旦确认达到同步状态，系统即转入保持



态。在保持态,为了防止由于噪声引起的个别错误导致认为失去同步,应该降低判决门限,防止漏同步。

典型考研题 1 (西安电子科技大学 2003 年)

设一数字传输系统采用的帧同步码组为 7 位长的巴克码(即 1110010)。采用连贯式插入法插入帧同步码,系统的误码率为 P_e 。

- (1) 试求该巴克码的局部自相关函数 $R(j)$, 并画出 $R(j)$ 与 j 的关系;
- (2) 试画出帧同步信号识别器的原理框图;
- (3) 若识别器的判决电平设置在“允许至多有一位错码”的电平上,则该识别器的漏同步概率及假同步概率如何?

解:(1) 巴克码的自相关函数为

$$R(j) = \sum_{i=1}^{7-j} x_i x_{i+j} = \begin{cases} 7, & j = 0 \\ 0 \text{ 或 } \pm 1, & 0 < j < n \\ 0, & j > n \end{cases}$$

将巴克码 { + + + - - + - } 代入得到

当 $j = 0$ 时, $R(0) = 7$

当 $j = 1, 3, 5, 7$ 时, $R(j) = 0$

当 $j = 2, 4, 6$ 时, $R(j) = -1$

(2)

(3) 在群同步中,假同步的概率为

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

其中, n 是巴克码的长度, m 是错码位数。由题知 $m = 1$, 故假同步概率



$$P = 2^{-7} \sum_{r=0}^1 C_7^r = 2^{-7} (1 + 7) = 2^{-4} = \frac{1}{16}$$

漏同步概率

$$P = 1 - \sum_{r=0}^m C_n^r P_e^r (1 - P_e)^{n-r} = 1 - (1 - P_e)^7 - 7 \times P_e (1 - P_e)^6$$