

通信原理期末复习

2018.12

第13章

同步原理

◆ 数字通信系统中的同步种类：载波同步、码元同步、群同步和网同步。

➤ **载波同步：** 相干解调时，
提供 同频同相 的本地载波（相干载波）。

➤ **码元同步：** 抽样判决时，差分编/译码、PCM编/译码时，
提供 时钟同步脉冲 序列。

➤ **帧/群同步：** 发端插入每帧的起止标记，收信端检测并获取这一
标记，以便对接收的数字序列正确分组。

➤ **网 同 步：** 使通信网中各站点时钟之间保持同步。

同步原理

- 13.1 概述

载波同步：又称载波恢复。

- 目的：在接收设备中产生一个和接收信号的载波同频、同相的本地振荡，用于相干解调。

- 方法：

接收信号中有载频分量时：需要调整其相位。

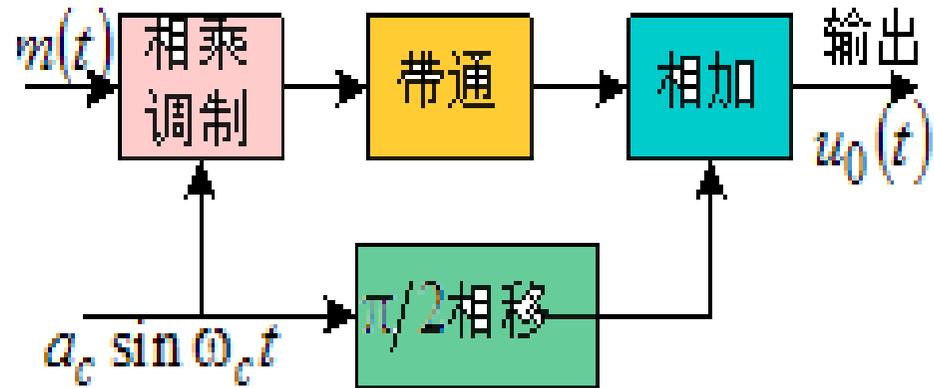
接收信号中无载频分量时：需从信号中提取载波，或插入辅助同步信息。

第13章

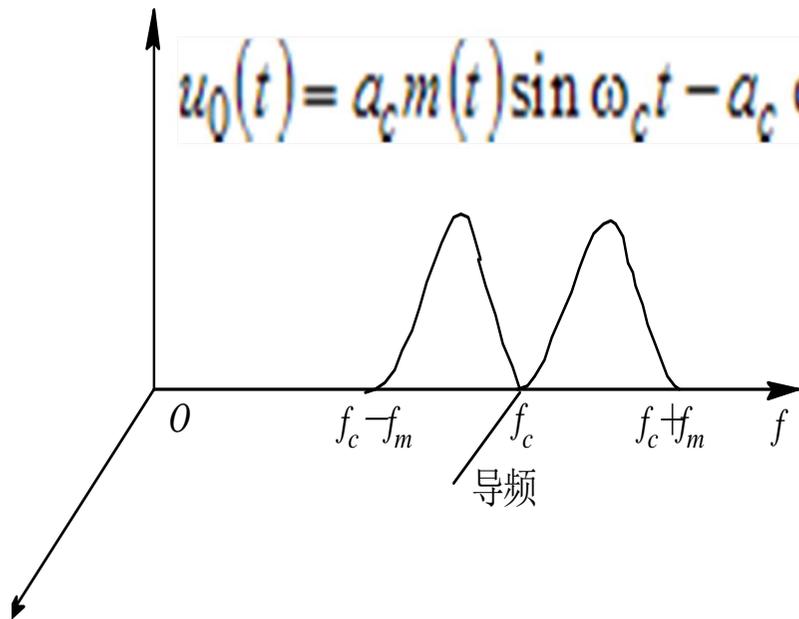
• 13.2 载波同步

• 13.2.1 有辅助导频时的载频提取

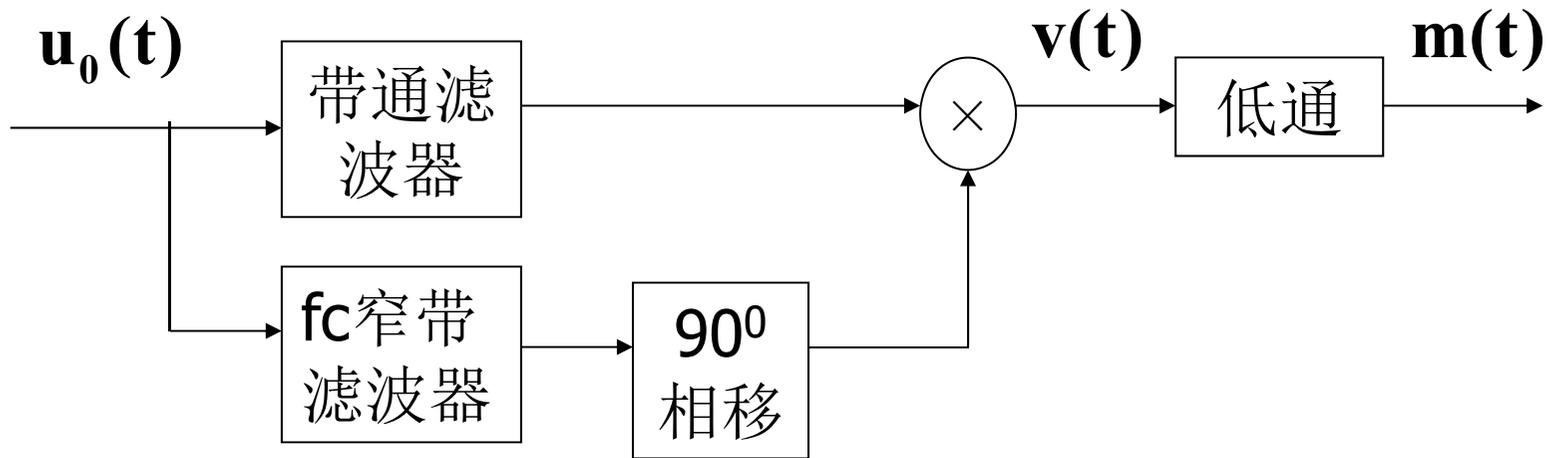
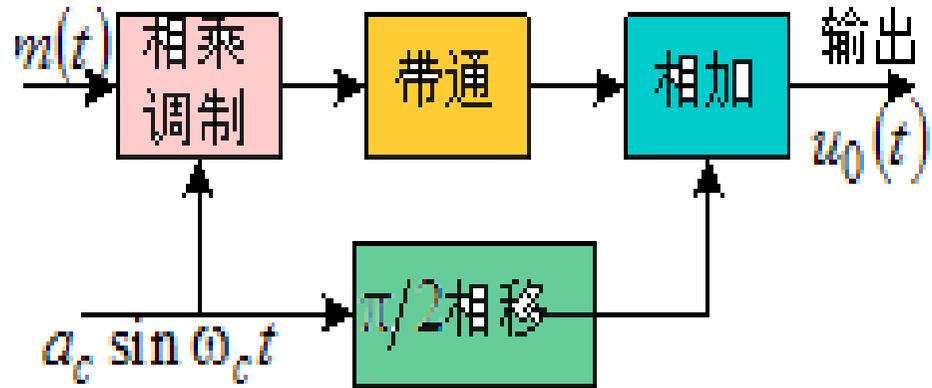
- 用于不包含载频分量的信号。
- 在发送信号中另外加入一个或几个导频信号。
- 多采用锁相环（PLL）提取载波。



$$u_0(t) = a_c m(t) \sin \omega_c t - a_c \cos \omega_c t$$



• 相干解调法原理:



第13章 同步原理

- 13.2.2 无辅助导频时的载波提取
 - 平方环：以2PSK信号为例进行讨论。设信号

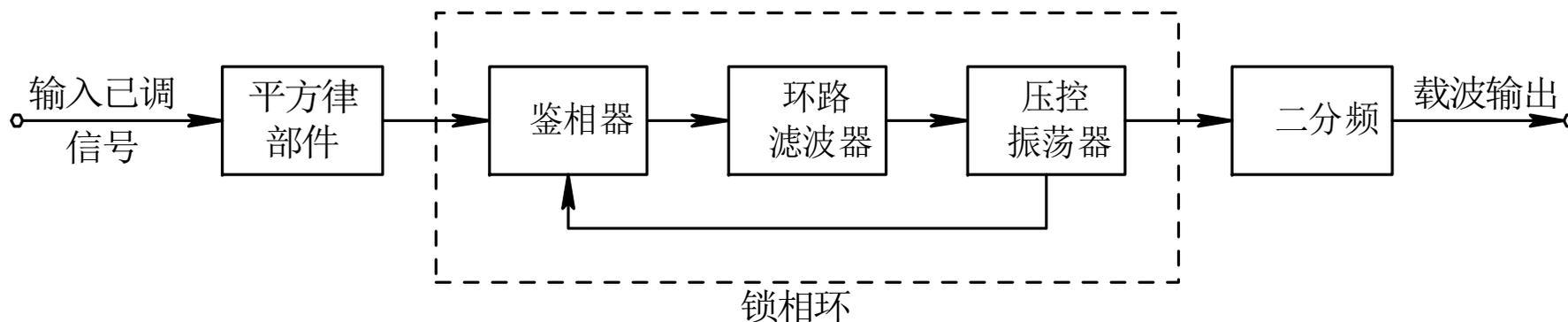
$$s(t) = m(t) \cos(\omega_c t + \theta)$$

式中， $m(t) = \pm 1$

当 $m(t)$ 取+1和-1的概率相等时，此信号的频谱中无角频率 ω_c 的离散分量。将上式平方，得到

$$s^2(t) = m^2(t) \cos^2(\omega_c t + \theta) = \frac{1}{2}[1 + \cos 2(\omega_c t + \theta)]$$

由上式可见，其中包含2倍载频的频率分量。将此2倍频分量用窄带滤波器滤出后再作2分频，即可得出所需载频。方框图如下：



第13章 同步原理

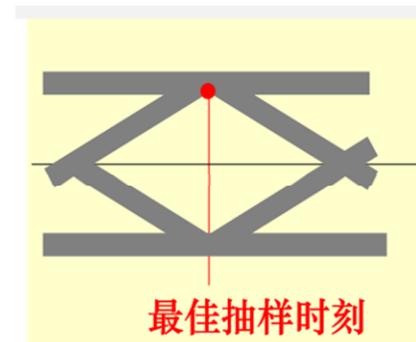
• 13.3 码元同步

- 码元同步目的：准确的时刻对接收码元进行判决，以及对接收码元能量正确积分。
- 码元同步方法：从接收码元的起止时刻产生一个码元同步脉冲序列，或称定时脉冲序列。

- 重复频率与接收码元速率 相同
- 相位与最佳抽判时刻 一致

可能在码元的**中间**或**结束**时刻，
这取决于接收方式或接收波形。

若用接收码元的**眼图**来描述，
则是“眼睛”张开度最大时刻。



方法：外同步法(插入导频法)和直接法(自同步法)

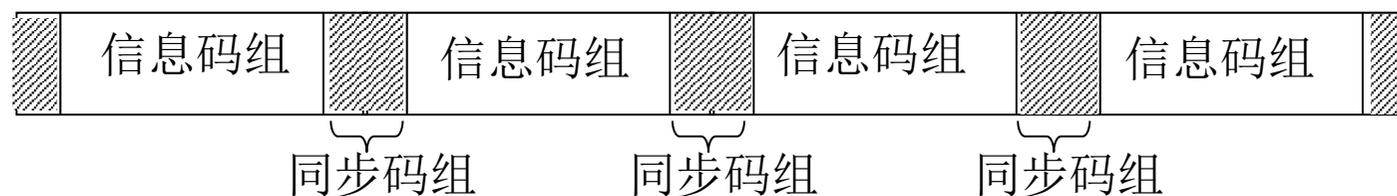
第13章 同步原理

- 13.4 群同步

- 13.4.1 概述

- 群同步码的种类:

- 集中插入



适用于要求快速建立同步的地方，或间断传输信息并且每次传输时间很短的场合。

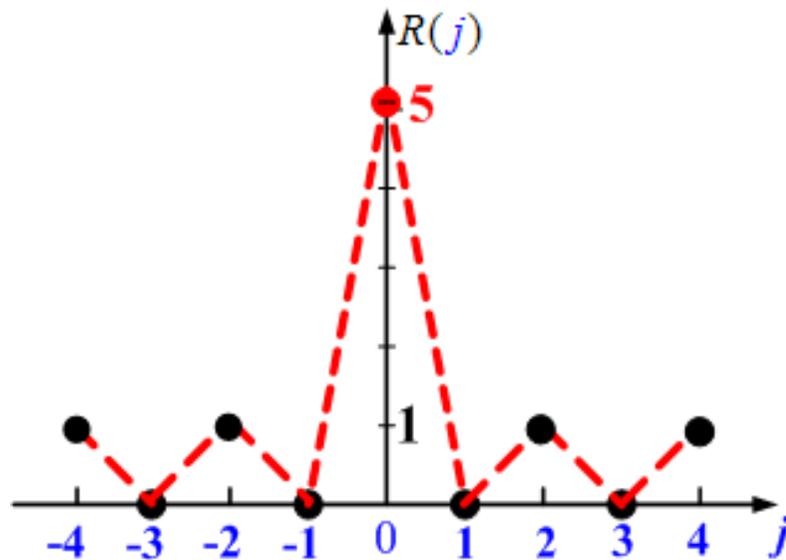
第13章 同步原理

• 巴克码：常用的一种群同步/帧同步码。

- 定义：设一个 N 位的巴克码组为 $\{x_1, x_2, \dots, x_N\}$ ，则其自相关函数可以用下式表示：

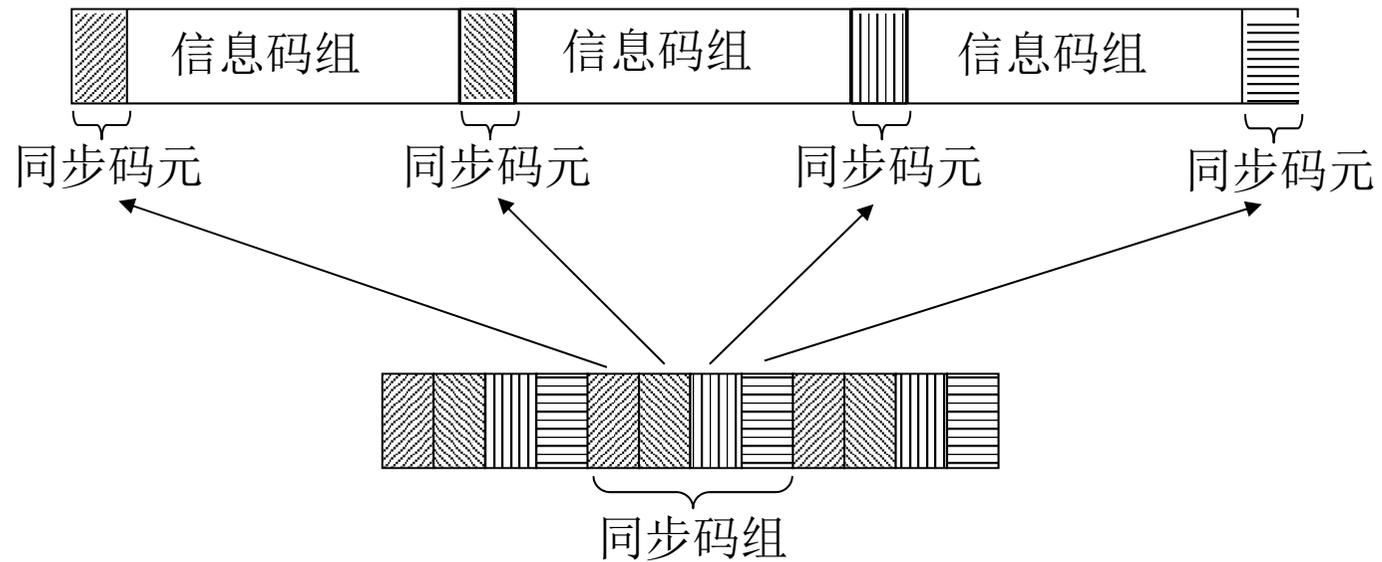
$$R(j) = \sum_{i=1}^{N-j} x_i x_{i+j} = \begin{cases} N, & j = 0 \\ 0 \text{ 或 } \pm 1, & 0 < j < N \\ 0, & j \geq N \end{cases}$$

上式表明，巴克码的 $R(0) = N$ ，而在其他处的自相关函数 $R(j)$ 的绝对值均不大于1。这就是说，凡是满足上式的码组，就称为巴克码。



第13章 同步原理

- 分散插入



适用于连续传输信息之处，例如数字电话系统中。

第九章

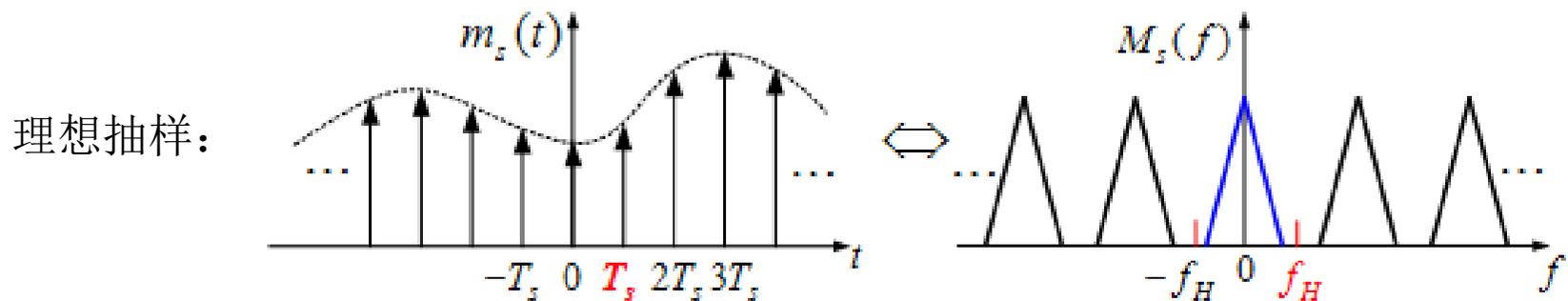
- **抽样** — 低通信号和带通信号
- **量化** — 标量（均匀/非均匀）和矢量
- **脉冲编码调制** — PCM、DPCM、ADPCM
- **增量调制** — ΔM
- **时分复用** — TDM、准同步数字体系（PDH）

- 模数转换要经过抽样、量化和编码三个步骤。
- 抽样定理：

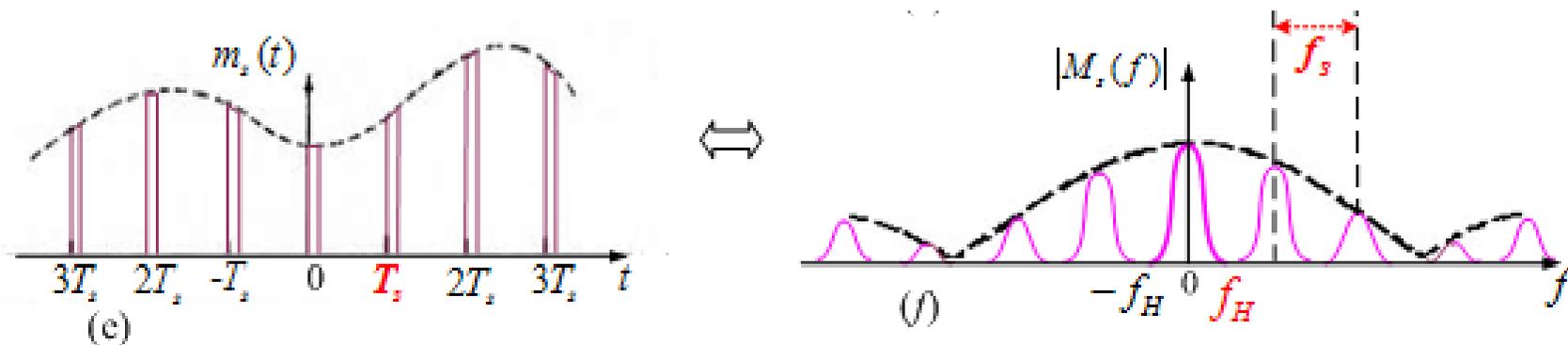
低通模拟信号的抽样定理：设一个连续模拟信号 $m(t)$ 中的最高频率 $< f_H$ ，则以间隔时间为 $T \leq 1/2f_H$ 的周期性冲激脉冲对它抽样时， $m(t)$ 将被这些抽样值所完全确定。

脉冲振幅调制(PAM)

- PAM:用基带信号 $m(t)$ 去改变脉冲的幅度的一种调制方式,按抽样定理进行抽样得到的信号是一个PAM信号。
- 理想抽样:抽样脉冲是周期性单位冲激脉冲。带宽无穷大。
- 自然抽样/曲顶抽样:抽样脉冲是窄脉冲串,脉冲顶部和原模拟信号波形相同。带宽有限。
- 平顶抽样/瞬时抽样:脉冲顶部是平坦的。带宽有限。



自然抽样:



PCM——量化

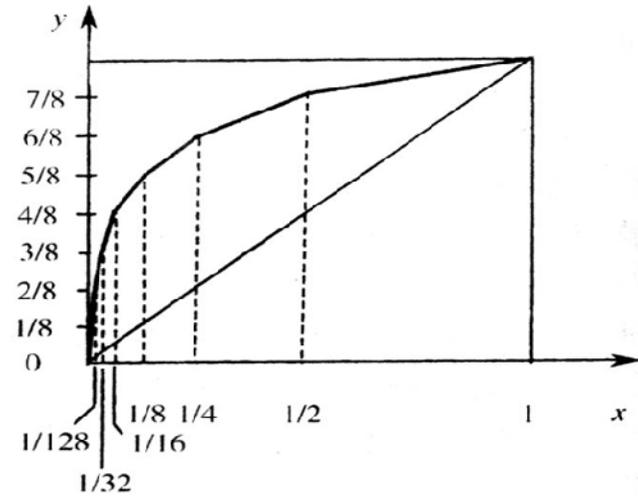
- ✓ 量化则进一步把时间上离散但幅度上仍然连续的信号变成了时间上和幅度上都离散了的信号。
- ✓ 均匀量化：把输入信号的取值域等间隔分割的量化。 $\left(\frac{S_0}{N_q}\right)_{dB} = 20\lg M$
 - ✓ M 为量化电平数。
- ✓ 非均匀量化：A律，u律。
 - 量化间隔随信号抽样值的不同而变化。信号抽样值小时，量化间隔 Δv 也小。
 - 目的：改善小信号时的信号量噪比。
 - 实现：先将信号抽样值压缩（对数压缩），再进行均匀量化。
 - 我国大陆、欧洲各国以及国际间互连时采用A律及相应的13折线法。

PCM——量化——非均匀量化

- ◆ **A律**：在实用中，选择A等于87.6。x — 压缩器归一化输入电压；y — 压缩器归一化输出电压。

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

- ◆ **A律13折线**：用13段折线逼近A律。一半图：
将每个折线段（共8个段）再均匀地划分16个量化等级，也就是在每段折线内进行均匀量化，于是x轴共有128个量化级。y轴在0~1范围内均匀分成8段，每段间隔1/8；每一段再均匀分为16个量化级，所以y轴有128个量化级。



$$\Delta_{1,2} = \frac{1}{128} \cdot \frac{1}{16} = \frac{1}{2048}$$

- ◆ **u律**：
$$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)} \quad 0 \leq x \leq 1$$

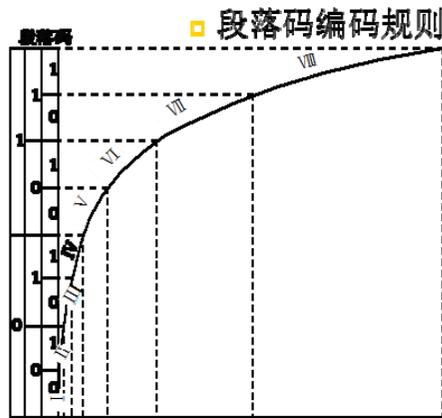
PCM——编码

- ✓ 编码：将模拟信号的抽样量化值变成代码的过程。
- ✓ 在PCM中常用的二进制码型有三种：自然二进制码、折叠二进制码和格雷二进制码。
- ✓ 折叠二进制码优点：
- ✓ A律13折线法中采用的折叠码有8位，即每个抽样值编成8位折叠二进制码：

极性码	段落码	段内码
C_1	$C_2C_3C_4$	$C_5C_6C_7C_8$



第9章模拟



段落序号 $i=1\sim 8$	电平范围 (Δ)	段落码 $M_2M_3M_4$	段落起始 电平 I_{si} (Δ)	量化间隔 Δ_i (Δ)
8	1024 ~ 2048	111	1024	64
7	512 ~ 1024	110	512	32
6	256 ~ 512	101	256	16
5	128 ~ 256	100	128	8
4	64 ~ 128	011	64	4
3	32 ~ 64	010	32	2
2	16 ~ 32	001	16	1
1	0 ~ 16	000	0	1

量化间隔	段内码 $C_5C_6C_7C_8$
15	1111
14	1110
14	1101
12	1100
11	1011
10	1010
9	1001
8	1000
7	0111
6	0110
5	0101
4	0100
3	0011
2	0010
1	0001
0	0000

• 编码电平是样值所在量化级的最小值（起始电平）：

$$I_c = I_{si} + \text{段内码序号} \times \Delta v_i$$

例如：1270 = 1024 + 3 × 64 + 54

编码器码组/发送端码组

PCM系统中噪声的影响

➤ 两种：量化噪声和（信道）加性噪声。

➤ （1）加性噪声：

➤ （2）量化噪声：PCM系统输出信号量噪比： $\frac{S}{N_q} = M^2 = 2^{2N}$

M是量化器的量化级数。

PCM系统的输出信号量噪比仅和编码位数N有关。



● PCM信号的**传信率和带宽**： $R_b = f_s \cdot N = 2f_H \cdot N$

➤ **传输带宽**：若采用非归零矩形脉冲传输时，谱零点带宽为

$$B = R_B = R_b = f_s \cdot N$$

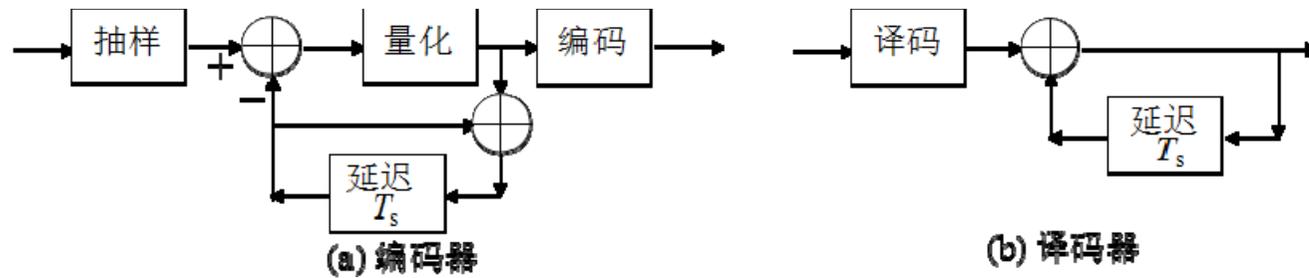


◆ 在无ISI和采用理想低通传输特性的情况下，（基带系统）所需的**最小传输带宽**（奈奎斯特带宽）为：

$$B = R_b / 2$$

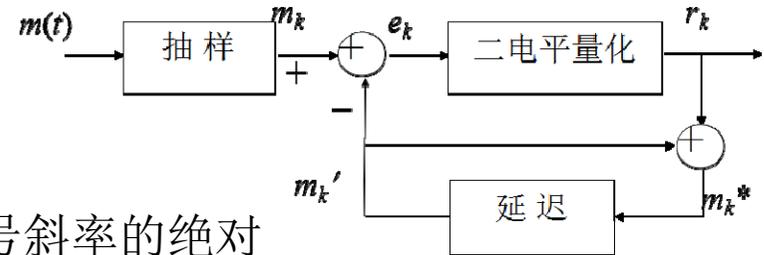
差分脉冲编码调制 (DPCM)

- 在预测编码中，先根据前几个抽样值计算出一个预测值，再取当前抽样值和预测值之差。将此差值编码（并）传输。此差值称为预测误差。
- 在DPCM中，只将前1个抽样值当作预测值，再取当前抽样值和预测值之差进行编码并传输。



增量调制

ΔM : 量化电平数为2（即对预测误差进行1位编码）的DPCM。



- ✓ 增量调制系统中的量化噪声：
- ✓ （1）一般量化噪声；
- ✓ （2）过载量化噪声；发生在输入信号斜率的绝对值过大时。
- ✓ 不过载条件：输入信号斜率 < 最大跟踪斜率 $k = \sigma / T = \sigma f_s$

时分复用 (TDM)

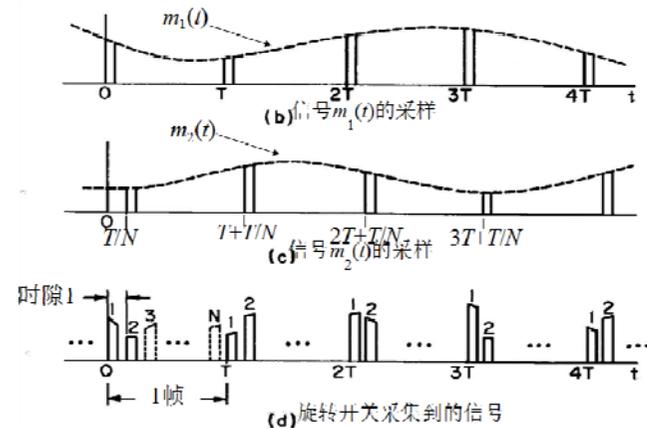
TDM是利用时间分片方式来实现同一信道中传输多路信号的方法。在TDM中，以数据帧的形式复用多路信号，每帧时间等于抽样周期，每一帧分成不同的时间片（时隙），每个时隙依次分配给不同路的信号。在传输中，可以采用TDM-PCM，TDM- Δ M方式。

- ❑ ITU对于TDM多路电话通信系统，制定了两种准同步数字体系(PDH)和两种同步数字体系(SDH)标准的建议。
- ❑ PDH：E体系、T体系
- ❑ PCM基群结构：我国采用的是E体系
30/32路PCM基群结构

- $f_s=8000\text{Hz}$;抽样周期 T_s =一帧时间;
- 一帧包括32路/32个时隙;
- 每个时隙的样值编8位码 (bit)，或每个时隙容纳8比特;
- 传信率： $1/T_s$ (b/s) ;



$$R_b = f_s \cdot N = 2f_H \cdot N$$



课后习题9-9

7-10 采用 13 折线 A 律编码, 设最小的量化级为 1 个单位, 已知抽样脉冲值为 +635 单位。

(1) 试求此时编码器输出码组, 并计算量化误差(段内码用自然二进制码);

(2) 写出对应于该 7 位码(不包括极性码)的均匀量化 11 位码。

解

(1) 已知抽样脉冲值 $I_w = +635$ 。

设码组的 8 位码分别为 $C_1 C_2 C_3 C_4 C_5 C_6 C_7 C_8$ 。

因为 $I_w > 0$, 故

$$C_1 = 1$$

又因为 $I_w > 512$, 且 $I_w < 1024$, 故位于第 7 段,

$$C_2 C_3 C_4 = 110$$

第 7 段内的量化级间隔为 32, 由 $I_w = 512 + 3 \times 32 + 27$ 知, I_w

位于第 7 段第 3 量化级,

$$C_5 C_6 C_7 C_8 = 0011$$

因此, 输出码组

$$C_1 C_2 C_3 C_4 C_5 C_6 C_7 C_8 = 11100011$$

量化误差为 27。

段落序号 <small>$i=1\sim 8$</small>	电平范围 (Δ)	段落码 $M_2 M_3 M_4$	段落起始 电平 I_{si} (Δ)	量化间隔 Δ_i (Δ)
8	1024 ~ 2048	111	1024	64
7	512 ~ 1024	110	512	32
6	256 ~ 512	101	256	16
5	128 ~ 256	100	128	8
4	64 ~ 128	011	64	4
3	32 ~ 64	010	32	2
2	16 ~ 32	001	16	1
1	0 ~ 16	000	0	1

7段: 512~1024
(635-512) / 32 = 3 余 27

3十转二: 11, 前面加0

课后习题9-9

(2) $I_w = +635$ 对应的量化电平权值电流为 $I'_w = 608$ 。其对应的均匀量化 11 位码为

$$C_1 C_2 C_3 C_4 C_5 C_6 C_7 C_8 C_9 C_{10} C_{11} = 01001100000$$

课后习题9-14

7-16 单路话音信号的最高频率为 4 kHz, 抽样速率为 8 kHz, 将所得的脉冲由 PAM 方式或 PCM 方式传输。设传输信号的波形为矩形脉冲, 其宽度为 τ , 且占空比为 1。

(1) 若抽样后信号按 8 级量化, 试求 PCM 基带信号频谱的第一零点频率;

(2) 若抽样后信号按 128 级量化, 则 PCM 二进制基带信号频谱的第一零点频率是多少;

解: (1) 由抽样频率 f_s , 知抽样间隔 $T=1/f_s=1/8000(s)$;

对抽样后信号 8 级量化, 故需要 3 位二进制码组, 每个码元宽度为 $T_b=T/3=1/24000(s)$;

对于占空比 1, 每位码元的矩形脉冲宽度为

$$\tau = T_b = \frac{1}{24000} \quad (s)$$

所以 PCM 基带信号频谱的第一零点频率: $B = \frac{1}{\tau} = 24kHz$ 。

(2) 按 128 级量化, 需要 7 位二进制编码, 每个码元的矩形脉冲宽度为

$$\tau = T_b = \frac{T}{7} = \frac{1}{56000} \quad (s)$$

所以 PCM 基带信号频谱的第一零点频率是 $B = \frac{1}{\tau} = 56kHz$

第八章

正交振幅调制 QAM

➤ 一种**振幅**和**相位**联合键控的数字调制技术

➤ 信号表示式:

$$s_k(t) = A_k \cos(\omega_0 t + \theta_k)$$

$$s_k(t) = X_k \cos \omega_0 t + Y_k \sin \omega_0 t$$

可以看作是两个正交的振幅键控信号之和。

- 星座图——信号矢量端点的分布图，用来描述QAM信号的空间分布状态。
- 16QAM信号和16PSK信号的性能比较：16QAM比16PSK信号的抗干扰能力强。

最小频移键控 (MSK)

- 最小频移键控 (MSK) 信号是一种包络恒定、相位连续、带宽最小并且严格正交的2FSK信号。

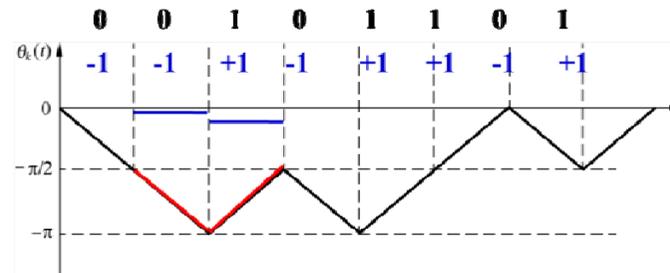
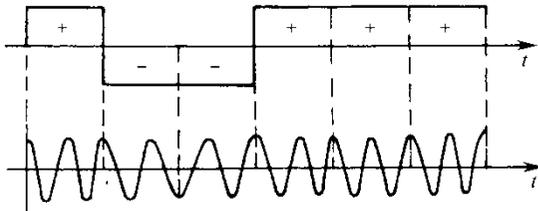
$$s_k(t) = \cos\left(\omega_c t + \frac{a_k \pi}{2T_s} t + \phi_k\right) \quad (k-1)T_s < t \leq kT_s$$

第 k 个码元的附加相位: $\theta_k(t) = \frac{a_k \pi}{2T_s} t + \phi_k$

MSK信号的两个载频为: $f_1 = f_c + 1/(4T_s), f_0 = f_c - 1/(4T_s)$

最小频率间隔等于: $1/(2T_s)$

- 在一个码元持续时间 T_s 内, 附加相位线性变化 $\pm\pi/2$ 。



- 任一 T_B 内 $\left\{ \begin{array}{l} \text{若 } a_k = +1, \text{ 则 } \theta_k(t) \text{ 线性增加 } \pi/2 \\ \text{若 } a_k = -1, \text{ 则 } \theta_k(t) \text{ 线性减小 } \pi/2 \end{array} \right.$

例题

例 8-2 设发送数据序列为 0010110101, 采用 MSK 方式传输, 码元速率为 1200B, 载波频率为 2400Hz。

- (1) 试求“0”符号和“1”符号对应的频率;
- (2) 画出 MSK 信号时间波形;
- (3) 画出 MSK 信号附加相位路径图(初始相位为零)。

解 (1) 设“0”符号对应频率 f_0 , “1”符号对应频率 f_1 , 则有

$$f_0 = f_c - \frac{1}{4T_s} = 2400 - \frac{1200}{4} = 2100(\text{Hz})$$

$$f_1 = f_c + \frac{1}{4T_s} = 2400 + \frac{1200}{4} = 2700(\text{Hz})$$

(2) 由于 $f_0 = 2100\text{Hz} = \frac{7}{4}R_B$ (一个码元周期 T_s 内画 $1\frac{3}{4}$ 周载波)

$f_1 = 2700\text{Hz} = \frac{9}{4}R_B$ (一个码元周期 T_s 内画 $2\frac{1}{4}$ 周载波)

所以 MSK 信号时间波形如图 8-14 所示。

(3) MSK 信号附加相位路径图如图 8-15 所示。

例题

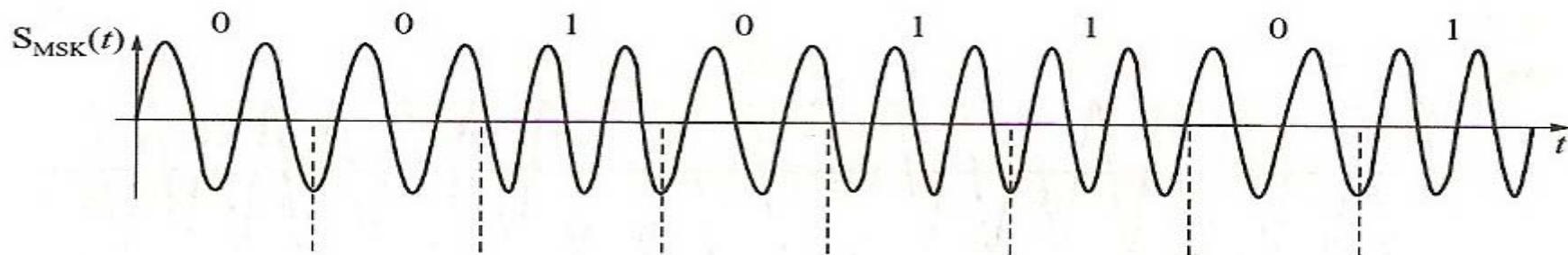


图 8 - 14 MSK 信号时间波形

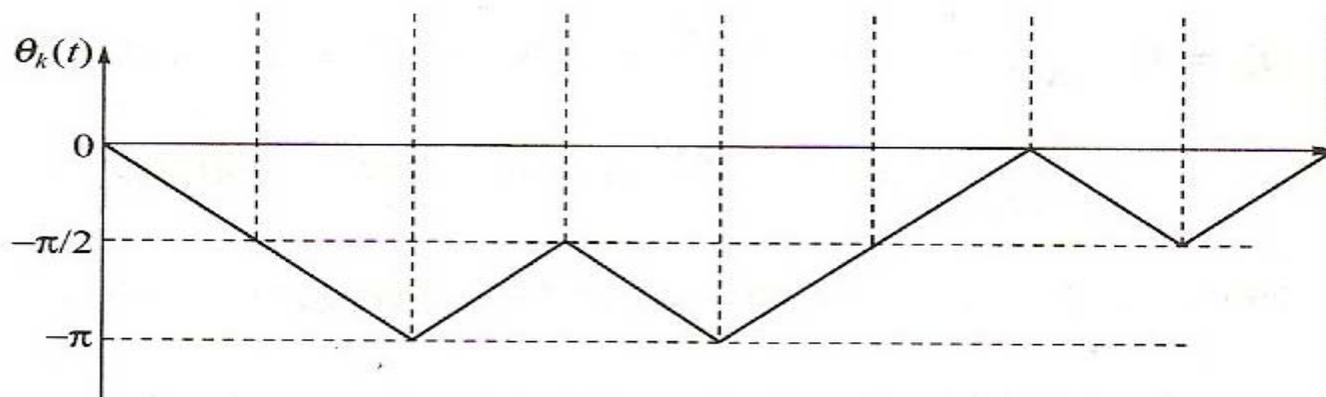


图 8 - 15 MSK 信号附加相位路径图

第七章

振幅键控(2ASK)

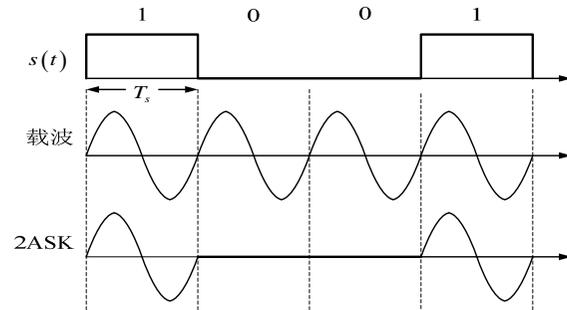
2ASK是载波的振幅变化传递数字信息。

(1) 时域:

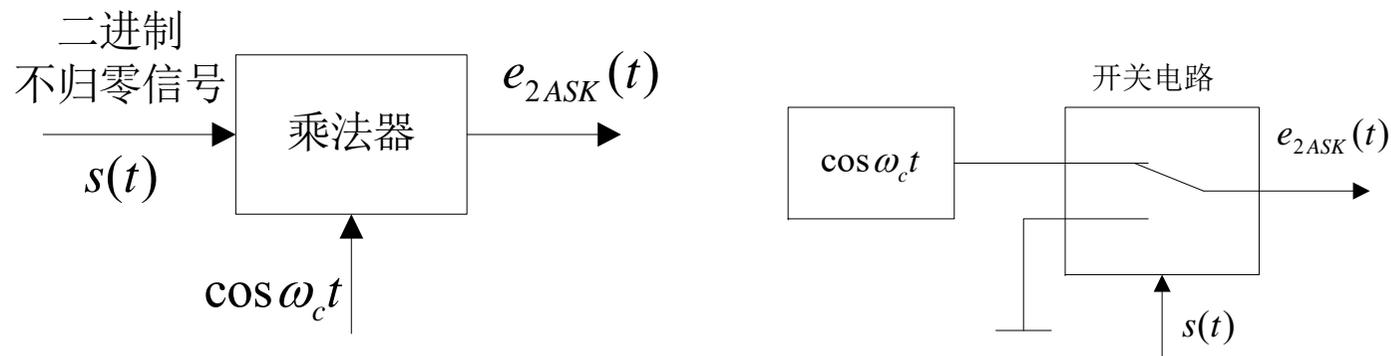
$$e_{2ASK}(t) = s(t) \cos \omega_c t$$

$$s(t) = \sum_n a_n g(t - nT_s)$$

$s(t)$ 是随机的单极性（不归零）矩形脉冲序列。

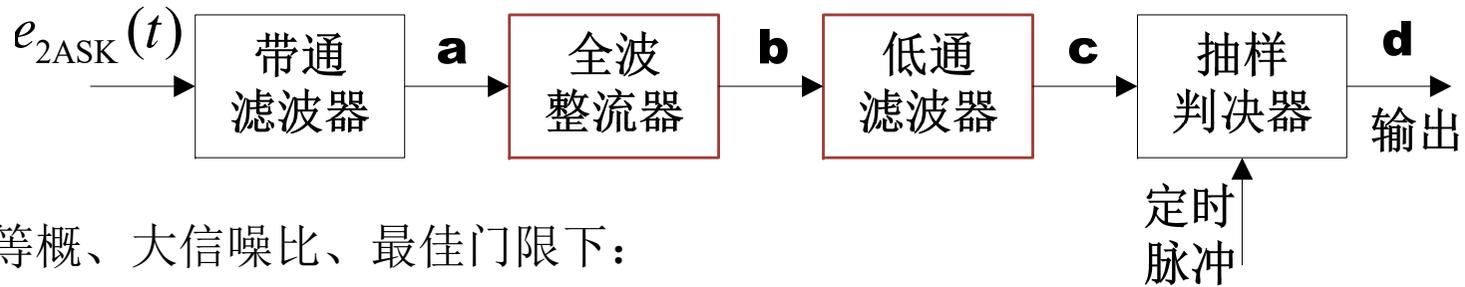


(2) 调制：模拟调制法、键控法



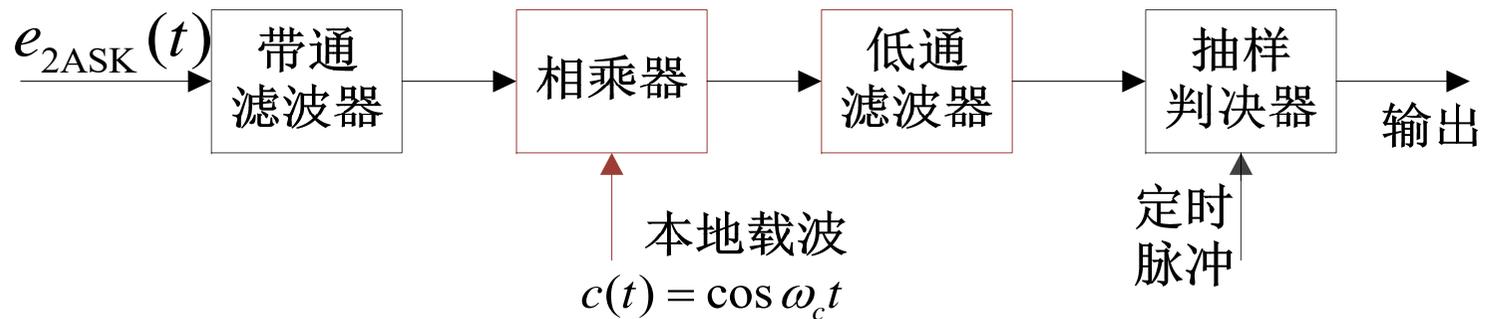
振幅键控(ASK)

(3) 解调及抗噪声性能：非相干解调、同步解调。



➤ 等概、大信噪比、最佳门限下：

$$P_e = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{r}{4}} \right) + \frac{1}{2} e^{-r/4}$$



$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{r}{4}} \right)$$

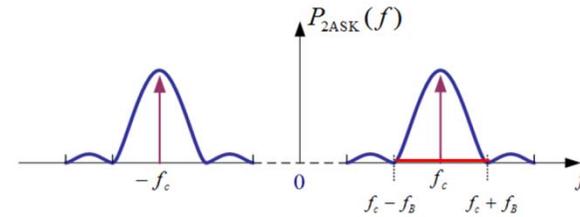
◆ 在相同的信噪比条件下，同步检测法的抗噪声性能优于包络检波法

振幅键控(ASK)

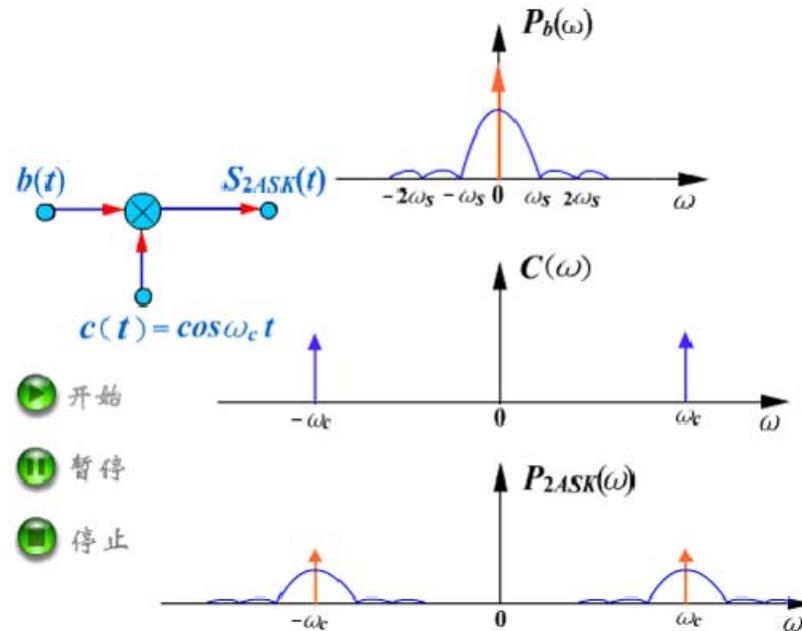
(4) 功率谱:

$$P_{2ASK}(f) = \frac{1}{4} [P_s(f + f_c) + P_s(f - f_c)]$$

$$B_{2ASK} = 2f_s$$



2ASK信号的功率谱密度示意图

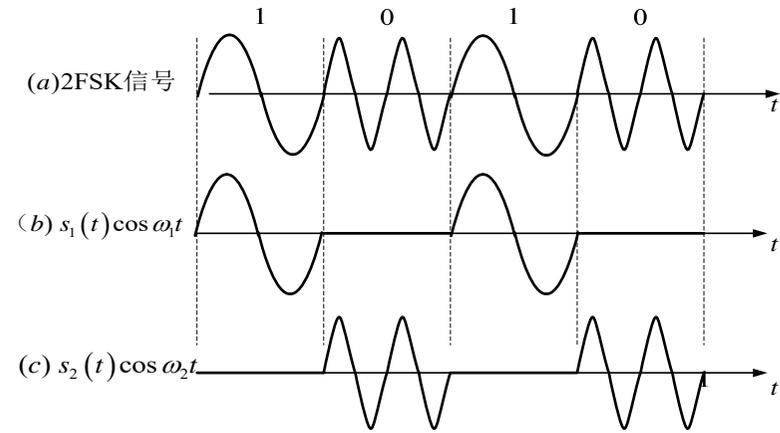


基带信号带宽是?

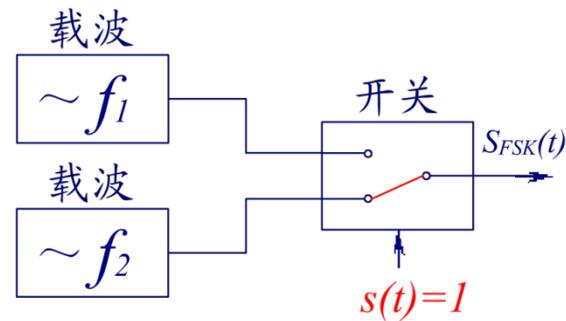
二进制频移键控 (2FSK)

(1) 时域:
$$e_{2\text{FSK}}(t) = \begin{cases} A \cos(\omega_1 t + \phi_n), & \text{发送“1”时} \\ A \cos(\omega_2 t + \theta_n), & \text{发送“0”时} \end{cases}$$

➤ 一个2FSK信号可以看成是两个不同载频的2ASK信号的叠加。

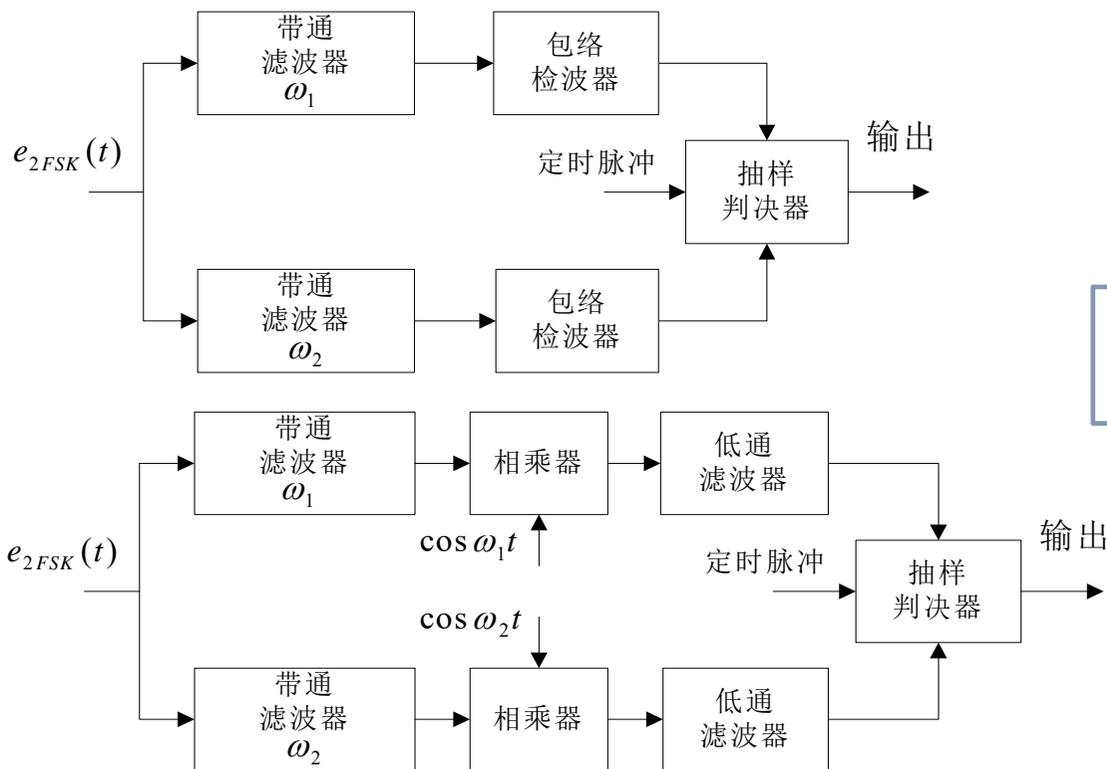


(2) 调制: 模拟调频电路、键控法。



二进制频移键控 (2FSK)

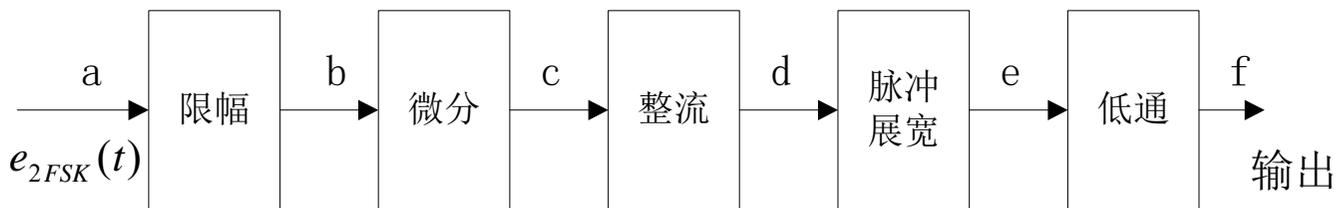
(3) 解调及抗噪声性能: 包络检波法、相干检测法、过零检测法。



$$P_e = \frac{1}{2} e^{-r/2}$$

大信噪比情况下，同步检测的性能略微好于包络检波

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{r}{2}} \right)$$



二进制频移键控 (2FSK)

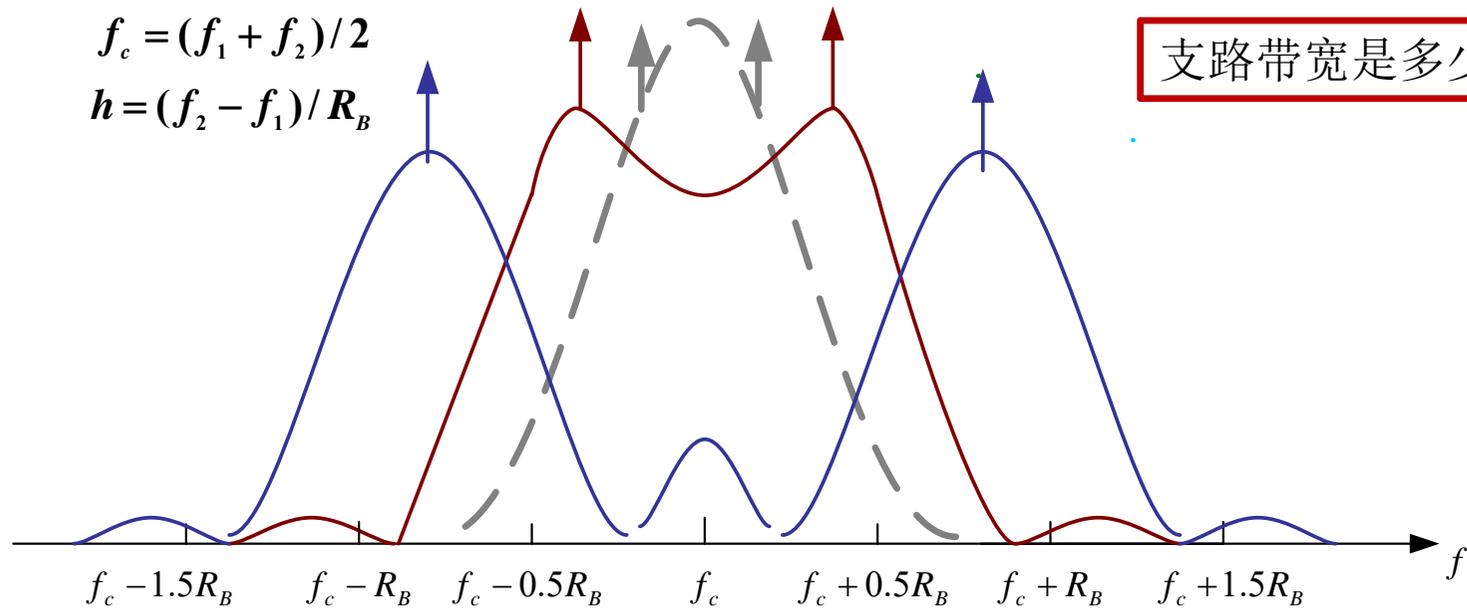
(4) 功率谱：两个不同载频的2ASK信号的频谱叠加。

$$P_{2FSK}(f) = \frac{1}{4} [P_{s_1}(f - f_1) + P_{s_1}(f + f_1)] + \frac{1}{4} [P_{s_2}(f - f_2) + P_{s_2}(f + f_2)]$$

若 $|f_1 - f_2| < f_s$ ，连续谱在 f_c 处出现单峰，其中 $(f_c = (f_1 + f_2) / 2)$ ；

若 $|f_1 - f_2| > f_s$ ，则出现双峰；

$$B_{2FSK} = |f_2 - f_1| + 2f_s$$



2PSK

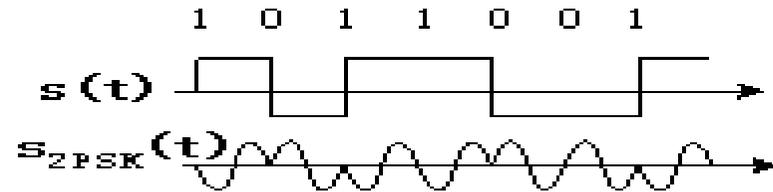
(1) 时域：用初始相位0和 分别表示二进制“1”和“0”。

$$e_{2PSK}(t) = \begin{cases} A \cos \omega_c t, & \text{概率为 } P \\ -A \cos \omega_c t, & \text{概率为 } 1-P \end{cases}$$

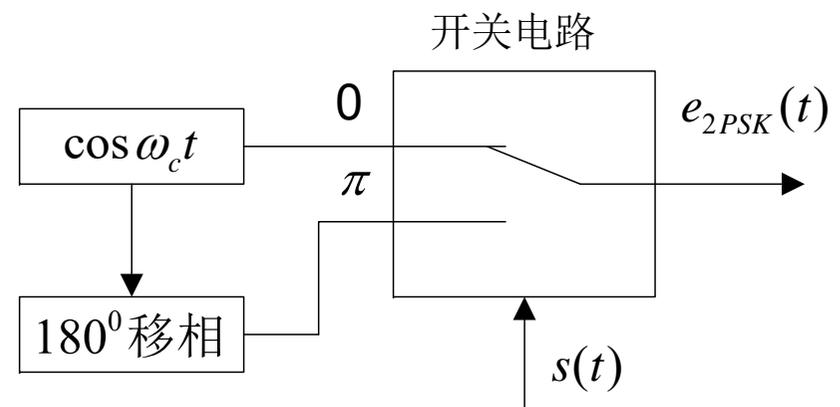
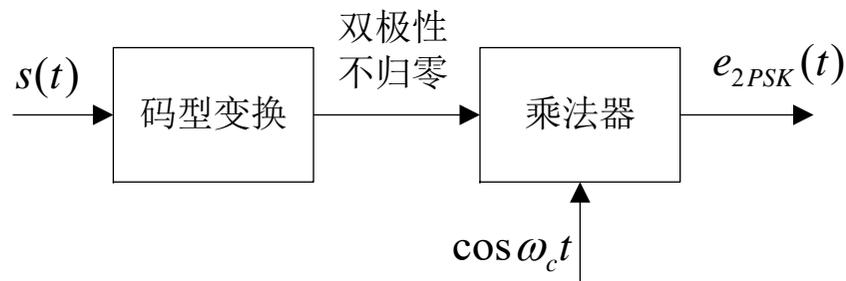
$$e_{2PSK}(t) = s(t) \cos \omega_c t$$

$$s(t) = \sum_n a_n g(t - nT_s)$$

$$a_n = \begin{cases} 1, & \text{概率为 } P \\ -1, & \text{概率为 } 1-P \end{cases}$$

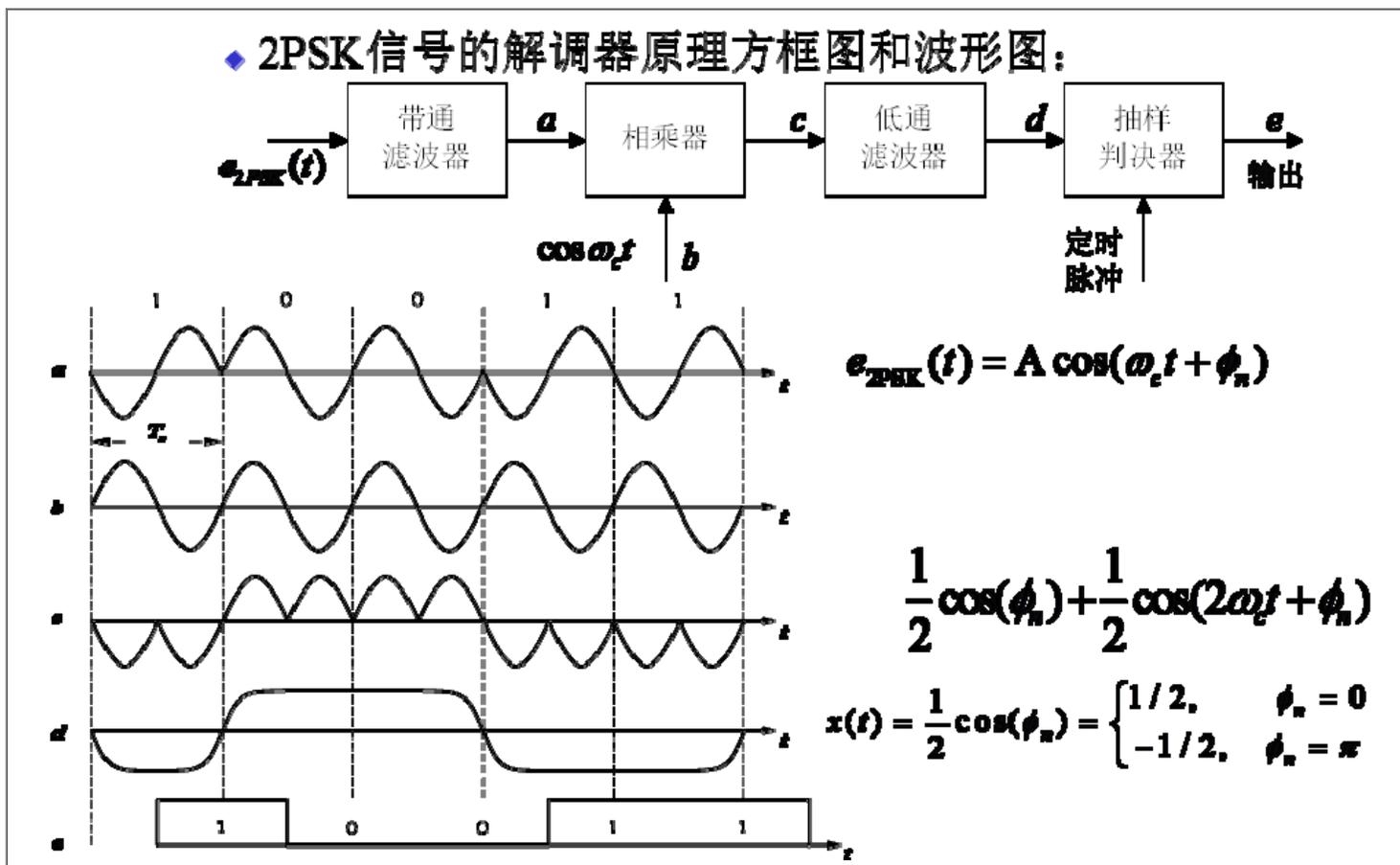


(2) 调制：模拟调制、键控法。



(2PSK)

(3) 解调及抗噪声性能：2PSK信号属于DSB信号，只能进行相干解调。



$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{r})$$

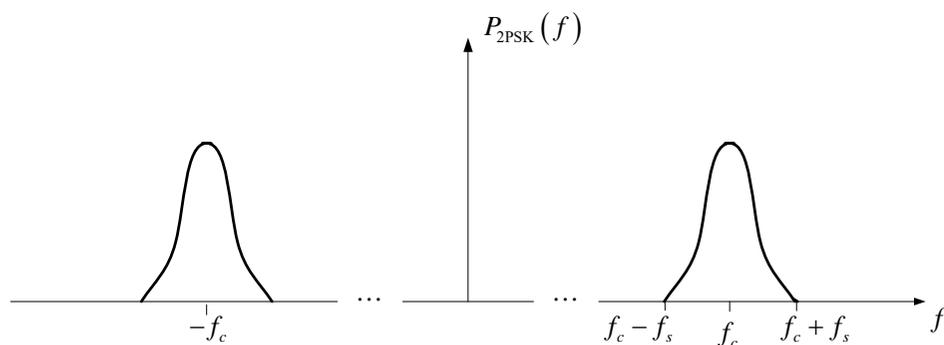
(条件：等概，最佳判决门限)

(2PSK)

(4) 功率谱:
$$P_{2\text{PSK}} = f_s P(1-P) \left[|G(f + f_c)|^2 + |G(f - f_c)|^2 \right] + \frac{1}{4} f_s^2 (1-2P)^2 |G(0)|^2 [\delta(f + f_c) + \delta(f - f_c)]$$

这里的 $P_s(f)$ 是双极性矩形脉冲序列 $s(t)$ 的功率谱。

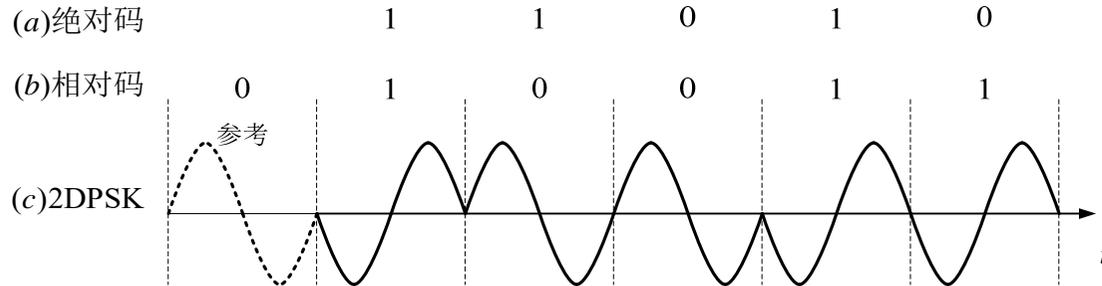
- ✓ 与2ASK功率谱类似，区别是当 $P=1/2$ 时，2PSK无离散谱，而2ASK存在离散谱。
- ✓ 带宽是基带信号带宽的二倍， $B_{\text{PSK}}=2f_s(\text{Hz})$ 。



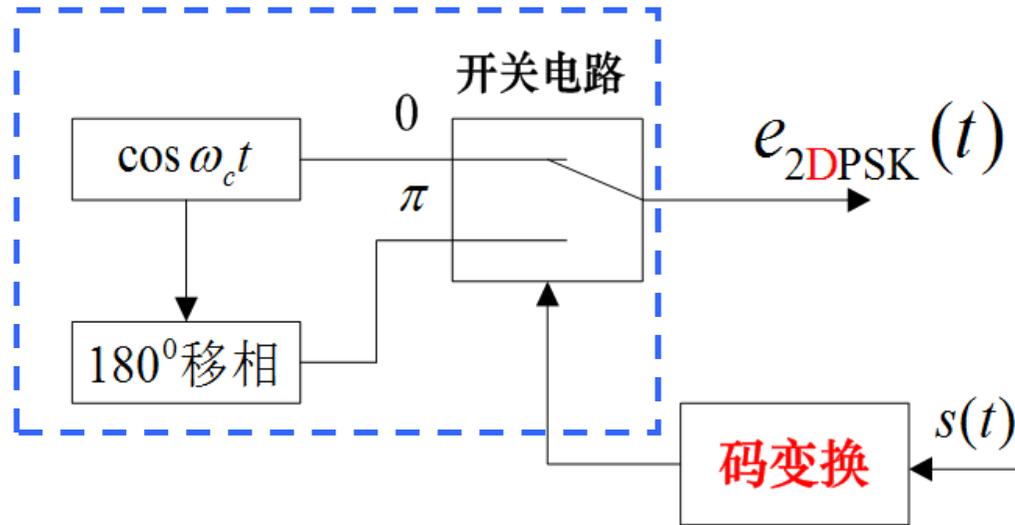
2DPSK

(1) 时域：利用前后相邻码元的载波相对相位变化传递数字信息。先把表示数字信息序列的绝对码(a)变换成相对码（差分码）(b)，然后再根据相对码进行绝对调相（即BPSK调制）。

$$b_n = a_n \oplus b_{n-1}$$

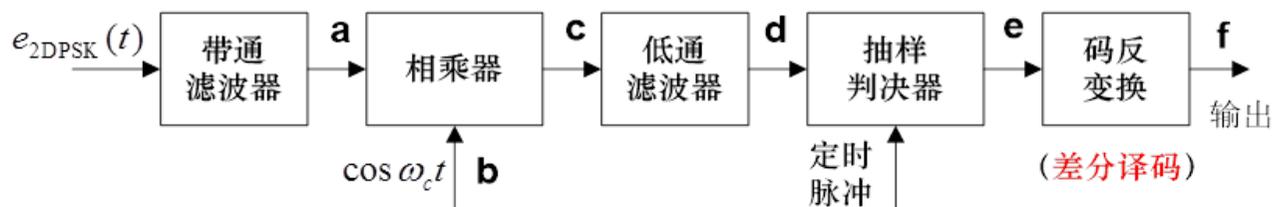


(2) 调制：



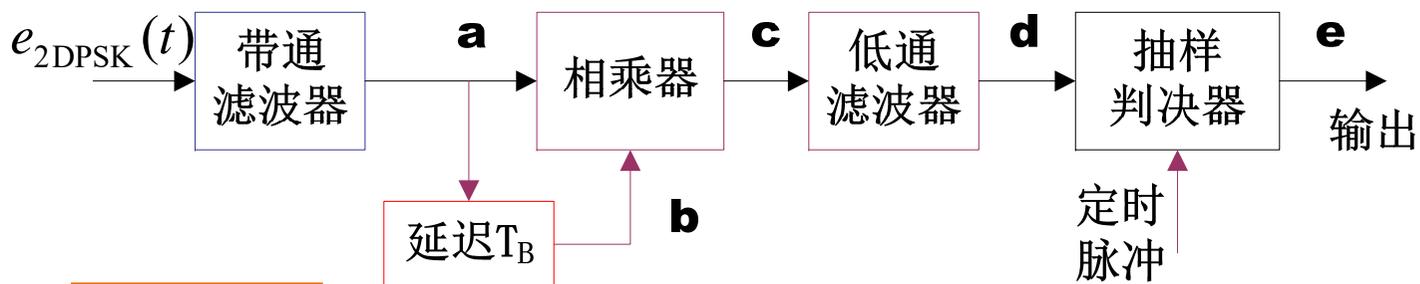
(2DPSK)

(3) 解调及抗噪声性能: 相干解调(极性比较法)加码反变换法、差分相干解调(相位比较)法。



$$P'_e = \frac{1}{2} \left[1 - (\operatorname{erfc}(\sqrt{r}))^2 \right] \approx \operatorname{erfc}(\sqrt{r})$$

(条件: 等概, 最佳判决门限)



$$P_e = \frac{1}{2} e^{-r}$$

(条件: 等概, 最佳判决门限)

(2DPSK)

(4) 功率谱: 同2PSK。

$$P_{2\text{PSK}} = f_s P(1-P) \left[|G(f+f_c)|^2 + |G(f-f_c)|^2 \right] \\ + \frac{1}{4} f_s^2 (1-2P)^2 |G(0)|^2 [\delta(f+f_c) + \delta(f-f_c)]$$

二进制数字调制系统的性能比较

- r 一定, 相同调制方式: $P_{e\text{相干}} < P_{e\text{非相干}}$

- r 一定, 相同解调方式 (如相干解调), 抗高斯白噪声性能优劣的顺序: **2PSK、2DPSK、2FSK、2ASK**

- 在 R_b 一定时, 2FSK的频带利用率最低, 有效性最差。

3 对信道特性变化的敏感性

2ASK: $b^* = a/2$ 易受信道参数变化的影响。
不适于在变参信道中传输。

2PSK: $b^* = 0$ (等概时)
不易受信道参数变化的影响。

2FSK: 不需要人为地设置判决门限, 因而对信道的变化不敏感。适用于变参信道传输场合。

• 7.4 多进制数字调制原理

• 概述

- 为了提高频带利用率，最有效的办法是使一个码元传输多个比特的信息。

$$R_b = R_B \log_2 M$$

- 有效性、可靠性

第7章数字带通传输系统

- [例7.2.2] 采用2FSK方式在等效带宽为2400Hz的传输信道上传输二进制数字。2FSK信号的频率分别为 $f_1 = 980 \text{ Hz}$ ， $f_2 = 1580 \text{ Hz}$ ，码元速率 $R_B = 300 \text{ B}$ 。接收端输入（即信道输出端）的信噪比为6dB。试求：

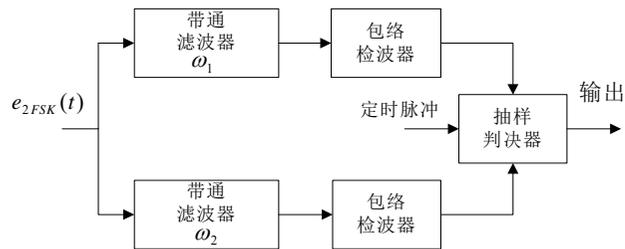
- (1) 2FSK信号的带宽；
- (2) 包络检波法解调时系统的误码率；
- (3) 同步检测法解调时系统的误码率。

【解】 (1) 根据式(7.1-22)，该2FSK信号的带宽为

$$B_{2\text{FSK}} = |f_2 - f_1| + 2f_s = 1580 - 980 + 2 \times 300 = 1200\text{Hz}$$

(2) 由于误码率取决于带通滤波器输出端的信噪比。由于FSK接收系统中上、下支路带通滤波器的带宽近似为

$$B = 2f_s = 2R_B = 600\text{Hz}$$



它仅是信道等效带宽（2400Hz）的1/4，故噪声功率也减小了1/4，因而带通滤波器输出端的信噪比比输入信噪比提高了4倍。又由于接收端输入信噪比为6dB，即4，故带通滤波器输出端的信噪比应为

$$10^{0.6}$$

n0B

$$r = 4 \times 4 = 16$$

将此信噪比值代入误码率公式，可得包络检波法解调时系统的误码率

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-r/2} = \frac{1}{2} e^{-8} = 1.7 \times 10^{-4}$$

(3) 同理可得同步检测法解调时系统的误码率

$$P_e \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi r}} e^{-\frac{r}{2}} = \frac{1}{\sqrt{32\pi}} e^{-8} = 3.39 \times 10^{-5}$$

第六章

数字基带信号及频谱

- (1) 单极性归零(RZ)波形； (2) 双极性归零波形；
(3) 差分波形； (4) 多电平波形

若数字基带信号中各码元波形相同而电平取值不同，则数字基带信号：

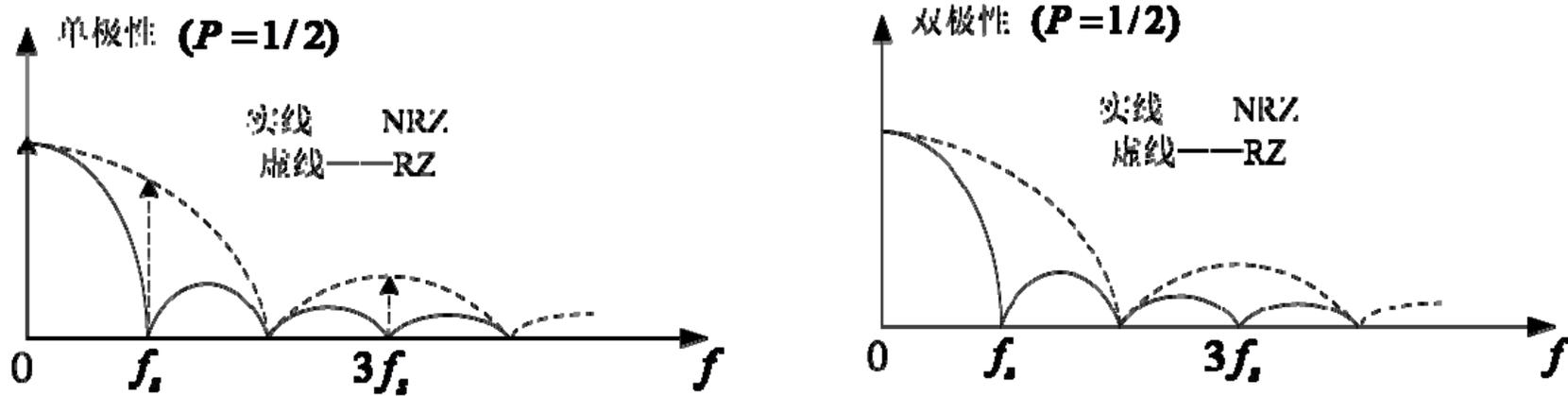
$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT_s)$$

随机二元信号序列S (t) 的双边功率谱密度为：

$$P_s(f) = P_u(f) + P_v(f) = f_s P(1-P) |G_1(f) - G_2(f)|^2 \\ + \sum_{m=-\infty}^{\infty} |f_s [PG_1(mf_s) + (1-P)G_2(mf_s)]|^2 \delta(f - mf_s)$$

- 1) 二进制随机脉冲序列的功率谱Ps(f)可能包含连续谱Pu(f)（第一项）和离散谱Pv(f)（第二项）。
- 2) 连续谱Pu(f)总是存在的，谱的形状取决于g1(t)和g2(t)的频谱以及概率P。
- 3) 离散谱通常存在，但对于双极性信号，且等概时，则没有离散谱。
- 4) 根据连续谱可确定带宽。根据离散谱可以确定随机序列是否有直流分量（第二项，m=0）和定时分量（m=1,确定在频率fs处是否存在离散谱，用于数字通信中的定时提取。）。

数字基带信号及频谱



- 1) 单极性不归零(NRZ)信号的带宽为 $B_s=f_s$; RZ信号的带宽为 $B_s=2f_s$;
- 2) 单极性(NRZ)信号无定时分量, 只有直流分量。RZ信号有直流分量、定时分量。等概双极性信号没有离散谱。

基带传输常用的码型

传输码的码型选择原则：

- 1) AMI码：传号交替反转码。
- 2) HDB3码：3阶高密度双极性码；连零个数？
- 3) 双相码：又称曼彻斯特（Manchester）码。
- 4) 密勒码：又称延迟调制码。
- 5) CMI码：传号反转码。

HDB3

• 例如:

• (a) 代码: 0 1 0 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 1 0 1

• (b) AMI 码: 0 +1 0 0 0 0 -1 +1 0 0 0 0 0 -1 0 +1

• (c) 加 V: 0 +1 0 0 0 V+ -1 +1 0 0 0 V- 0 -1 0 +1

• 检查4个连0的小段, 第一段的第4个0变成V, 这个V与前面的1码极性相同, 后面小段的V要满足与前面的V极性交替规律

• (d) 加 B 并调整:

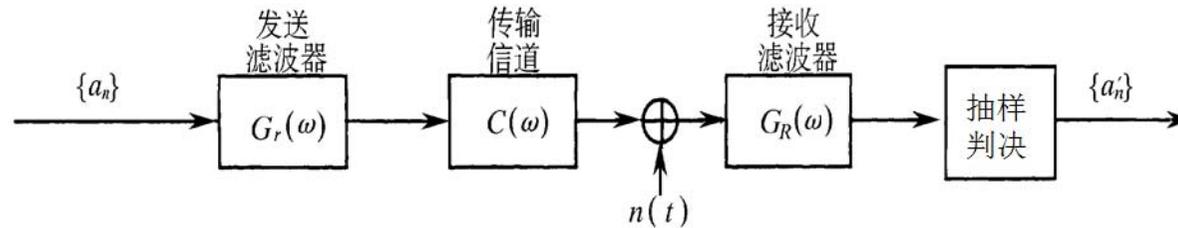
• 0 +1 0 0 0 V+ -1 +1 B- 0 0 V- 0 +1 0 -1

• 第二个'4连0小节'的V与前面的+1极性不相同, 所以要加B符号, 这个B与后面的V极性相同. 另外, V码后面的传号码极性也要交替(即-V后面的得是+1)

• (e) HDB 3: 0 +1 0 0 0 +1 -1 +1 -1 0 0 -1 0 +1 0 -1

数字基带信号传输与码间串扰

➤ 数字基带传输系统模型：



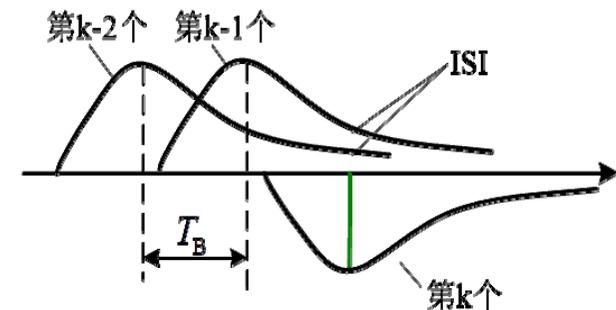
➤ 基带传输系统的总传输特性： $H(\omega) = G_T(\omega)C(\omega)G_R(\omega)$

➤ 在第k个码元的抽样时刻，抽样判决器的抽样值：

$$r(kT_s + t_0) = a_k h(t_0) + \sum_{n \neq k} a_n h[(k - n)T_s + t_0] + n_R(kT_s + t_0)$$

第二项（求和项）是除第k个码元以外的所有其它码元波形在第k个抽样时刻上的总和（代数和），它对当前码元ak的判决起着干扰的作用，所以称之为码间串扰值。

➤ 产生ISI的原因？——系统传输总特性不理想，导致码元的波形畸变、展宽、拖尾。



无ISI基带传输特性

不考虑噪声情况下，无码间串扰基带传输特性，频域条件

$$\sum_i H(\omega + \frac{2\pi i}{T_s}) = T_s \quad |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s}$$

- ◆ 频域条件的物理意义：（1）将 $H(\omega)$ 在 ω 轴上以 $2\pi/T_s$ （即 $\frac{1}{T_s}$ ）为间隔切开，然后分段沿 ω 轴平移到 $(-\pi/T_s, \pi/T_s)$ 区间内，将它们进行叠加，其（叠加）结果应当为一常数。
- ◆ 这一过程可以归述为：一个实际的 $H(\omega)$ 特性若能等效成一个理想（矩形）低通滤波器，则可实现无码间串扰。
- ◆ 解题思路：

- 1) 通过 $H(f)$ （掌握矩形、余弦滚降、三角形）求奈奎斯特带宽 f_N 。
- 2) 无ISI最大传码率：

$$R_{Bmax} = 2f_N$$

- 3) 当实际传输速率 R_B 与系统无ISI的最高传码率 R_{Bmax} 满足以下关系

$$R_{Bmax} = nR_B \quad (n = 1, 2, 3, \dots)$$

时，可以实现无ISI传输。

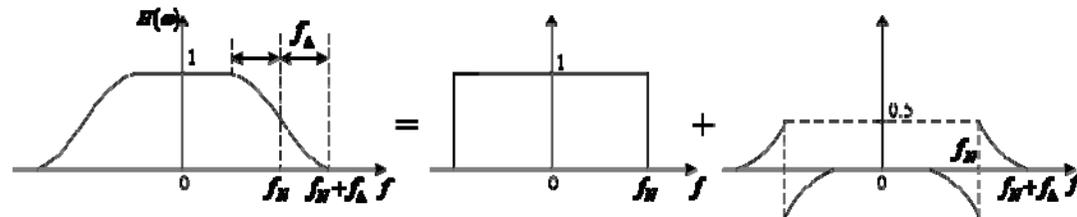
无ISI基带传输特性----设计或选择

(1)理想低通特性: $\eta = R_B / B = 2 \quad (\text{B/Hz})$

这是在无ISI条件下，基带系统所能达到的极限情况。

1) 在物理上是无法实现的；2) 并且冲激响应 $h(t)$ 的尾巴很长，振荡衰减慢，不利于减小位定时误差的影响。

(2) 余弦滚降特性:



奇对称的余弦滚降特性

滚降系数: $\alpha = f_{\Delta} / f_N$, f_N — 奈奎斯特带宽 $\alpha = 0 \sim 1$
 带宽: $B = f_N + f_{\Delta} = (1 + \alpha) f_N$

余弦滚降系统的最高频带利用率: $\eta = \frac{R_B}{B} = \frac{2f_N}{(1 + \alpha)f_N} = \frac{2}{(1 + \alpha)} \quad \text{Bd / Hz}$

(3) 部分响应系统

无ISI基带系统的抗噪声性能

不考虑码间串扰，研究由信道噪声引起的误码率。

(1) 二进制双极性基带：

若发送概率 $P(1)=P(0)=1/2$ ；基带传输系统总误码率为：

$$P_e = P(1)P(0/1) + P(0)P(1/0) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A}{\sqrt{2}\sigma_n} \right)$$

(2) 二进制单极性基带：

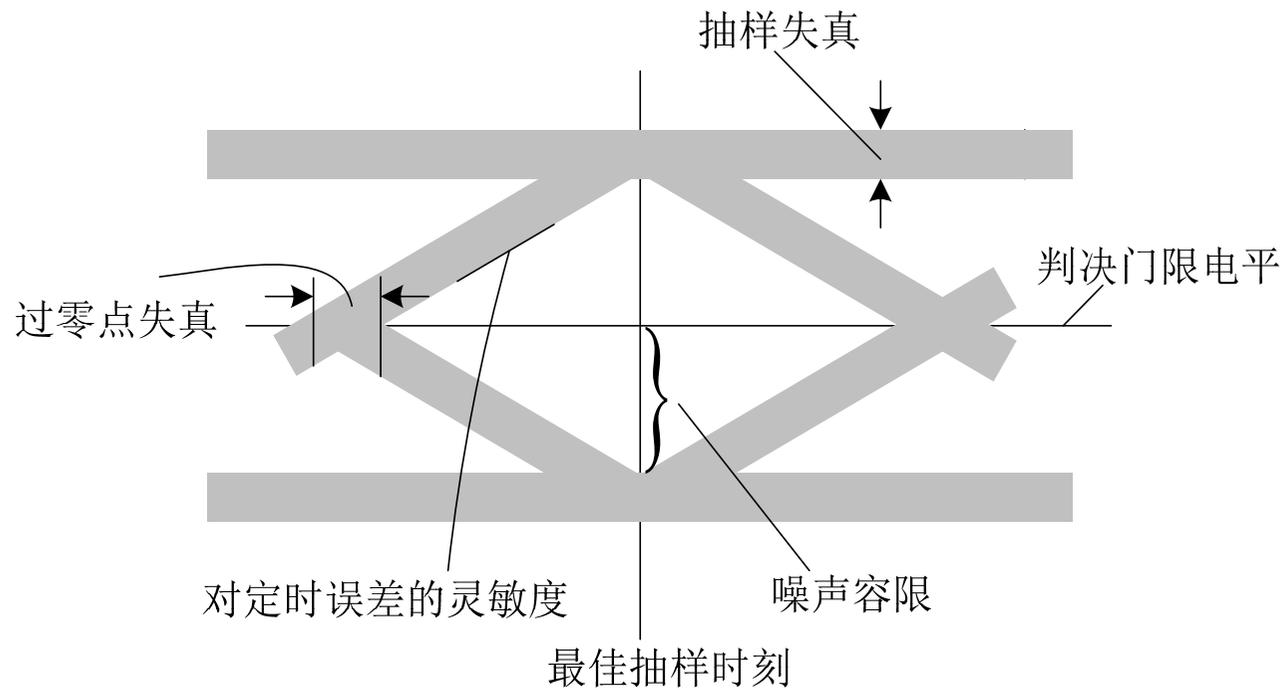
$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma_n} \right)$$

讨论：1) 当比值 A/σ_n 一定时双极性基带系统的误码率比单极性基带系统的抗噪声性能好。

2) 在等概条件下，双极性的最佳判决门限电平为0，与信号幅度（A）无关，因而不随信道特性变化而变，故能保持最佳状态。而单极性的最佳判决门限电平（信源等概时）为 $A/2$ ，它易受信道特性变化的影响，从而导致误码率增大。因此，双极性基带系统比单极性基带系统应用更为广泛。

眼图

- 眼图就是一种有效的估计和调整系统性能的实验方法。
- 具体方法：用一个示波器跨接在抽样判决器的输入端,然后调整示波器水平扫描周期,使其与接收码元的周期同步。此时可以从示波器显示的图形上,观察码间干扰和信道噪声等因素影响的情况。
- 二进制双极性系统眼图模型。



CH6 例题

例 6-3 已知基带传输系统总特性为如图 6-15 所示的余弦滚降特性。 $\alpha=1$

- (1) 试求该系统无 ISI 的最高传码率和频带利用率;
- (2) 若分别以 $2/3T$ 、 $1/2T$ 、 $1/T$ 、 $3/T$ 的速率传输数据, 哪些速率可以消除码间干扰?

等效矩形带宽

解 (1) 无 ISI 的最高传码率为 $R_{Bmax} = 2f_N = 2 \times \frac{1}{2T} =$

$\frac{1}{T}$ (B)

系统带宽为

$$B = \frac{1}{T} \text{ (Hz)}$$

故最高频带利用率为

$$\eta = \frac{R_B}{B} = 1 \text{ (B/Hz)}$$

(2) 当实际传输速率 R_B 与系统无 ISI 的最高传码率 R_{Bmax} 满足以下关系

$$R_{Bmax} = nR_B \quad (n = 1, 2, 3, \dots)$$

时, 可实现无 ISI 传输。因此 $1/2T$ 、 $1/T$ 速率可以; $2/3T$ 、 $3/T$ 的速率不可以。

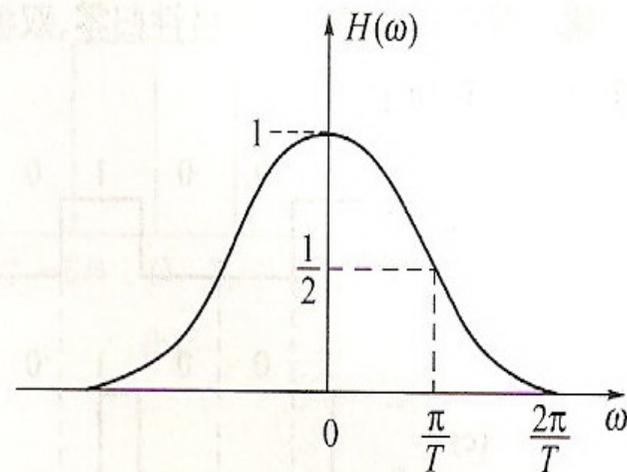


图 6-15 余弦滚降特性

1. 求奈奎斯特带宽 f_N
2. 求 $R_{Bmax} = 2f_N$
3. 判断

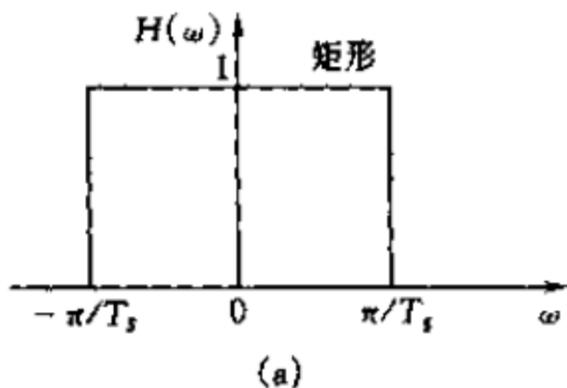
CH6 例题 (同课后习题6-11)

例 5-4 设基带传输系统的发送滤波器、信道及接收滤波器组成总特性为 $H(\omega)$, 若要求以 $2/T_s$ 波特的速率进行数据传输, 试检验图 5.2.3 各种 $H(\omega)$ 满足消除抽样点上码间干扰的条件否?

解: 本题已知基带传输系统的发送滤波器、信道及接收滤波器组成总特性为 $H(\omega)$, 以 $2/T_s$ 波特的速率进行数据传输, 问图 5.2.3 各种 $H(\omega)$ 是否满足消除抽样点上码间干扰的条件。

解题思路: 由 $H(\omega) \rightarrow$ 等效矩形 \rightarrow 求 $2\pi B$ (B 为等效矩形带宽) $\rightarrow R_{Bmax} = 2f_N \rightarrow$ 与 $2/T_s$ 比较。

各小题解答如下:



面积相等

f_N

$R_{Bmax} = nR_B, n=1, 2, 3, \dots$

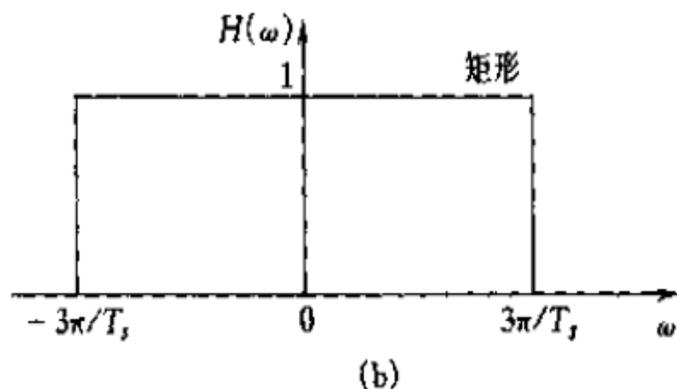
$$(a) H(\omega) = \begin{cases} 1 & |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s} = 2\pi B \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

所以 $B = \frac{1}{2T_s}$

无码间干扰传输最大传码率 $R_{Bmax} = 2B = \frac{1}{T_s} < \frac{2}{T_s}$, 所以该 $H(\omega)$ 不满足消除抽样点上码间干扰的条件。

$R_B =$

CH6 例题 (同课后习题6-11)

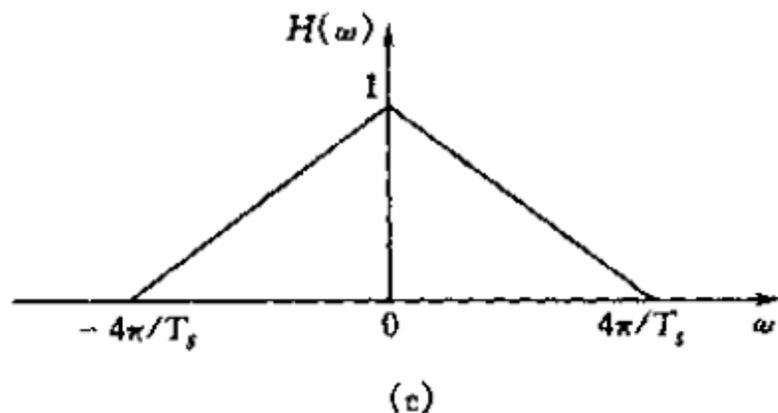


(b) 因为 $\frac{3\pi}{T_s} = 2\pi B \rightarrow B = \frac{3}{2T_s}$

所以 $R_{B_{\max}} = 2B = \frac{3}{T_s} > \frac{2}{T_s}$

这时虽然传输速率小于奈奎斯特速率,但是因为 $R_{B_{\max}}$ 不是 $2/T_s$ 的整数倍,所以仍然不能消除码间干扰。

CH6 例题 (同课后习题6-11)

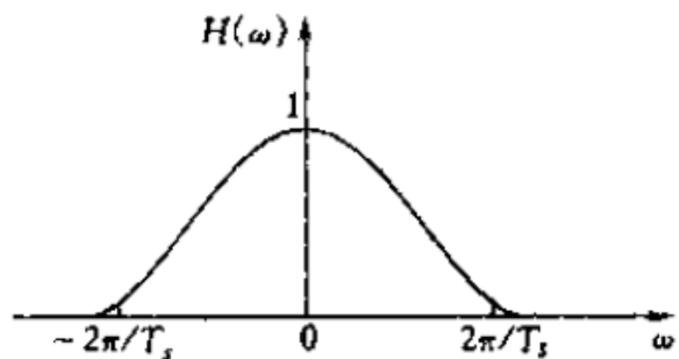


(c) 因为 $\frac{2\pi}{T_s} = 2\pi B \rightarrow B = \frac{1}{T_s}$

所以 $R_{B\max} = 2B = \frac{2}{T_s}$

所以这时正好满足无码间干扰传输。

CH6 例题 (同课后习题6-11)



(d)

$$(d) \text{ 因为 } \frac{\pi}{T_s} = 2\pi B \rightarrow B = \frac{1}{2T_s}$$

所以无码间干扰传输最大传码率 $R_{H\max} = 2B = \frac{1}{T_s} < \frac{2}{T_s}$

所以该 $H(\omega)$ 不满足消除抽样点上码间干扰的条件。

第五章 模拟调制

复习

AM/DSB/SSB/VSB
FM/PM

- 调制的目的

- 提高无线通信时的天线辐射效率。
- 把多个基带信号分别搬移到不同的载频处，以实现信道的多路复用，提高信道利用率。
- 扩展信号带宽，提高系统抗干扰、抗衰落能力，还可实现传输带宽与信噪比之间的互换。

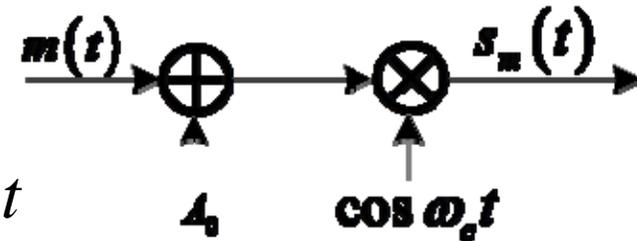
- 调制方式

- 模拟调制、数字调制：按 $m(t)$ 的不同
- 线性调制、非线性调制：频谱呈线性搬移关系

- 常见的模拟调制

- 幅度调制(线性调制)：AM、DSB、SSB和VSB
- 角度调制(非线性调制)：频率调制FM、相位调制PM

AM



$$s_{AM}(t) = [A_0 + m(t)] \cos \omega_c t$$

$$S_{AM}(\omega) = \pi A_0 [\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] + \frac{1}{2} [M(\omega + \omega_c) + M(\omega - \omega_c)]$$

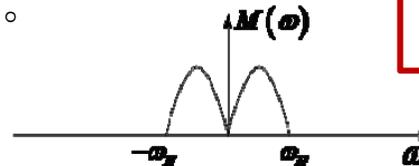
(1) 当满足条件： $|m(t)|_{\max}$ 小于等于 A_0 时，其（已调信号）包络与调制信号波形相同，因此用包络检波法很容易恢复出原始调制信号。（优点：简单）

AM

(2) 频谱：AM信号的频谱 $S_{AM}(\omega)$ 由载频分量和上、下两个边带组成，上边带的频谱结构与原调制信号的频谱结构相同，下边带是上边带的镜像；是带有载波分量的双边带信号。

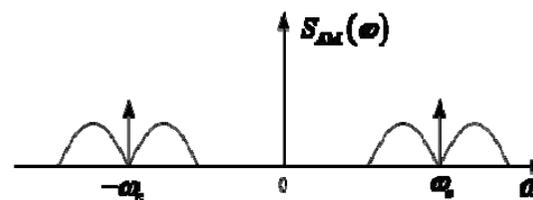
基带信号带宽？

$$B_{AM} = 2f_H$$



(3) 平均功率：载波功率和边带功率。

$$P_{AM} = \frac{A_0^2}{2} + \frac{\overline{m^2(t)}}{2} = P_c + P_s$$



(4) 调制效率：边带功率（有用功率）与信号总功率的比值。

$$\eta_{AM} = \frac{P_s}{P_{AM}} = \frac{\overline{m^2(t)}}{A_0^2 + \overline{m^2(t)}}$$

当调制信号为单频余弦信号： $m(t) = A_m \cos \omega_m t$ ；且满调幅时；

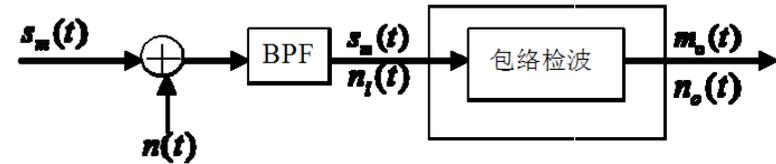
$$\eta_{\max} = 1/3.$$

可见，AM信号的功率利用率低。

AM 解调1——包络检波

输入信噪比: $N_i = \overline{n_i^2(t)} = n_0 B$

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{A_0^2 + \overline{m^2(t)}}{2n_0 B}$$



包络检波器输入端信号加噪声的合成信号:

$$\begin{aligned} s_m(t) + n_i(t) &= [A_0 + m(t) + n_c(t)] \cos \omega_c t - n_s(t) \sin \omega_c t \\ &= E(t) \cos[\omega_c t + \psi(t)] \end{aligned}$$

包络: $E(t) = \sqrt{[A_0 + m(t) + n_c(t)]^2 + n_s^2(t)}$

AM 解调1——包络检波

第一种情况是：大信噪比情况。 $[A_0 + m(t)] \gg \sqrt{n_c^2(t) + n_s^2(t)}$

解调输出：
$$E(t) \approx [A_0 + m(t) + n_c(t)]$$

有用信号与噪声独立地分成两项，因而可分别计算它们的功率， $m(t)$ 为输出有用信号。

输出信噪比：
$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\overline{m^2(t)}}{n_0 B}$$

制度增益：
$$G_{AM} = \frac{S_o / N_o}{S_i / N_i} = \frac{\overline{2m^2(t)}}{A_0^2 + \overline{m^2(t)}}$$

AM 解调

讨论：（1）对于100%的调制(即 $A_0=|m(t)|_{\max}$)，且 $m(t)$ 是单频正弦信号，这时AM的最大调制制度增益为：

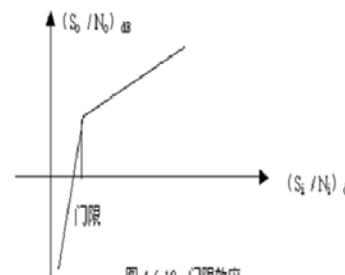
$$G_{AM} = \frac{2}{3}$$

2).可以证明，采用同步检测(相干解调)法解调AM信号时，得到的调制制度增益与上式给出的结果相同。

3).由此可见，对于AM调制系统，在大信噪比时，采用包络检波器解调时的性能与同步检测器时的性能几乎一样。

4) 小信噪比的情况：当输入信噪比小到某一个特定的数值时，就会出现输出信噪比急剧恶化的现象，这种现象称为门限效应，而该特定的输入信噪比数值称为门限值。

注：门限效应是由包络检波器（非相干解调）作用引起的。相干解调无门限效应



DSB

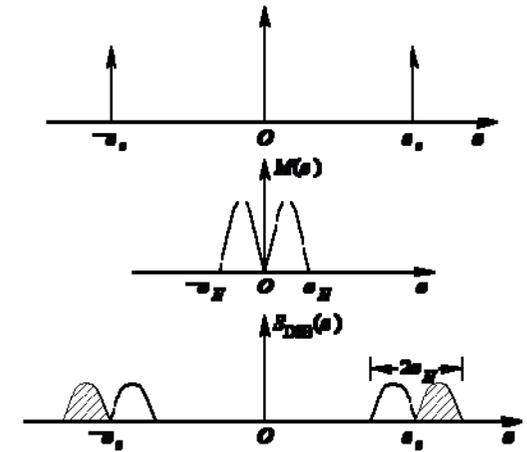
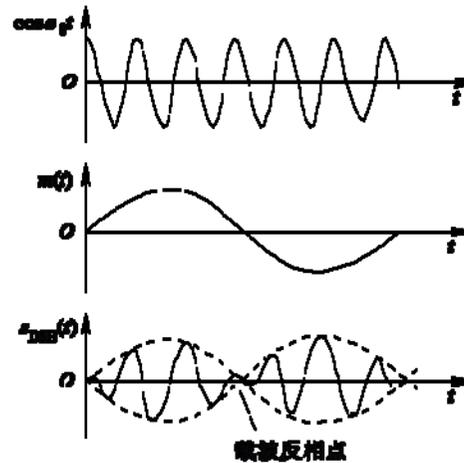
$$s_{DSB}(t) = m(t) \cos \omega_c t$$

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

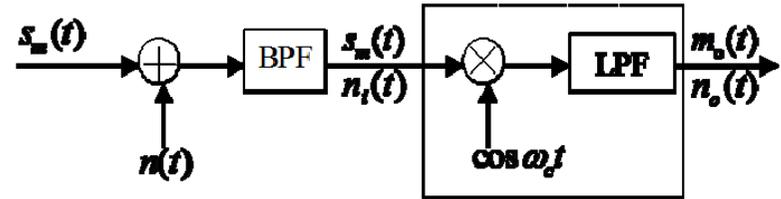
$$B_{DSB} = 2f_H$$

讨论:

- ◆ 调制效率: 100%
- ◆ 优点: 节省了载波功率
- ◆ 缺点: 不能用包络检波, 需用相干检波, 较复杂。



DSB解调—相干解调



解调器输出信号为： $m_o(t) = \frac{1}{2}m(t)$

输出噪声为（正交分量 n_s 被滤掉）： $n_o(t) = \frac{1}{2}n_c(t)$

输入信噪比： $\frac{S_i}{N_i} = \frac{\frac{1}{2}\overline{m^2(t)}}{n_0B}$

输出信噪比： $\frac{S_o}{N_o} = \frac{\frac{1}{4}\overline{m^2(t)}}{\frac{1}{4}N_i} = \frac{\overline{m^2(t)}}{n_0B}$

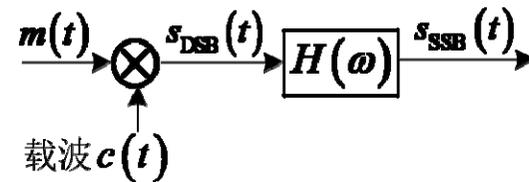
$$G_{DSB} = \frac{S_o / N_o}{S_i / N_i} = 2$$

DSB信号的解调器使信噪比改善一倍。这是因为采用相干解调，使输入噪声中的正交分量 n_s 被消除的缘故。

SSB

产生SSB信号的方法有两种：滤波法和相移法。

(1) 滤波法：用乘法器产生一个双边带信号，然后滤掉其中的一个边带就可以产生SSB信号。

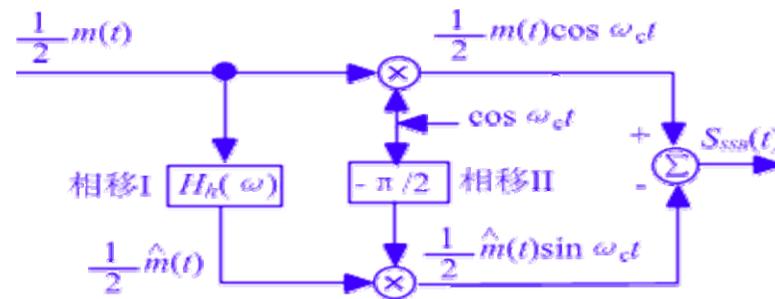


(2) 相移法：

$$s_{SSB}(t) = \frac{1}{2}m(t)\cos\omega_c t \mp \frac{1}{2}\hat{m}(t)\sin\omega_c t$$

$$\hat{M}(\omega) = M(\omega) \cdot [-j \operatorname{sgn} \omega]$$

$[-j \operatorname{sgn} \omega]$ 可以看作是希尔伯特滤波器传递函数（就是相移网络）



SSB

讨论：（1）对频谱资源的有效利用。

带宽： $B_{SSB}=f_H$

（2）低功耗，不传送载波和另一个边带，节省功率。

（3）代价：复杂度增加。滤波法难点：陡峭的边带滤波特性。相移法难点：相移网络的制作。

SSB相干解调

$$s_m(t) = \frac{1}{2}m(t)\cos\omega_c t \mp \frac{1}{2}\hat{m}(t)\sin\omega_c t$$

解调器输出信号为: $m_o(t) = \frac{1}{4}m(t)$

输出噪声为（正交分量ns被滤掉）: $n_o(t) = \frac{1}{2}n_c(t)$

$$\text{输入信噪比: } \frac{S_i}{N_i} = \frac{\frac{1}{4}\overline{m^2(t)}}{n_0B} = \frac{\overline{m^2(t)}}{4n_0B}$$

$$\text{输出信噪比: } \frac{S_o}{N_o} = \frac{\frac{1}{16}\overline{m^2(t)}}{\frac{1}{4}n_0B} = \frac{\overline{m^2(t)}}{4n_0B}$$

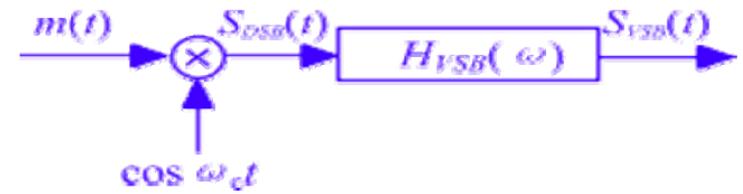
$$G_{SSB} = \frac{S_o / N_o}{S_i / N_i} = 1$$

(1) SSB的解调器对信噪比没有改善。这是因为信号和噪声的正交分量均被抑制掉。

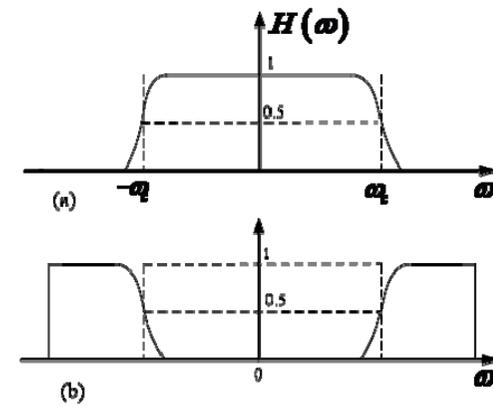
(2) $G(\text{DSB})=2G(\text{SSB})$, 不能说明DSB系统的抗噪声性能优于SSB。可证: 在相同的输入信号功率 S_i , 相同的输入噪声功率谱密度 n_0 , 相同的基带信号带宽 B 条件下, 对DSB/SSB这两种调制方式进行比较, 可以发现它们的输出信噪比是相等的。

VSB

滤波法产生VSB信号:



其中残留边带滤波器的特性 $H(\omega)$ 在 ω_c 处必须具有互补对称（奇对称）特性



FM

角度调制信号一般表达式: $s_m(t) = A \cos[\omega_c t + \phi(t)]$

信号的瞬时相位: $\omega_c t + \phi(t)$ 瞬时频偏: $d\phi(t)/dt$

FM: 瞬时频率偏移 $d\phi(t)/dt$ 随调制信号 $m(t)$ 而线性变化。

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = K_f m(t) \quad \text{其中 } K_f \text{ — 调频灵敏度}$$

FM信号一般表达式: $s_{FM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_f \int m(\tau) d\tau]$

$$\text{相位偏移 } \phi(t) \text{ 为: } \phi(t) = K_f \int m(\tau) d\tau$$

FM

$$s_{FM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_f \int m(\tau) d\tau]$$

(1) NBFM信号：条件：当最大相位偏移及相应的最大频率偏移较小时

$$\left| K_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau \right| \ll \frac{\pi}{6} \text{ (或 } 0.5 \text{)}$$

时域：
$$s_{NBFM}(t) \approx A \cos \omega_c t - [AK_f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau] \sin \omega_c t$$

频域：
$$s_{NBFM}(\omega) = \pi A [\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] + \frac{AK_f}{2} \left[\frac{M(\omega - \omega_c)}{\omega + \omega_c} - \frac{M(\omega + \omega_c)}{\omega - \omega_c} \right]$$

(2) WBFM信号

FM

(2) WBFM信号：只研究单音调制的情况。 $m(t) = A_m \cos \omega_m t = A_m \cos 2\pi f_m t$

单音调制宽带FM信号的时域表达式：
$$A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_f) \cos(\omega_c + n\omega_m)t$$

频域：
$$S_{FM}(\omega) = \pi A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_f) [\delta(\omega - \omega_c - n\omega_m) + \delta(\omega + \omega_c + n\omega_m)]$$

调频指数：表示最大的相位偏移
$$m_f = \frac{K_f A_m}{\omega_m} = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m}$$

调频信号的频谱（见图）由载波分量 ω_c 和无数边频 $(\omega_c \pm n\omega_m)$ 组成。

有效带宽： $B_{FM} = 2(m_f + 1)f_m = 2(\Delta f + f_m)$

窄带调频：和调制频率 $B_{FM} \approx 2f_m$ 宽带调频：和最大频偏 $B_{FM} \approx 2\Delta f$

功率分配： $P_{FM} = \frac{A^2}{2} = P_c$ 即调制后总的功率不变

FM 信号产生

1) 直接调频法: 用调制信号直接去控制载波振荡器的频率, 使其按调制信号的规律线性地变化

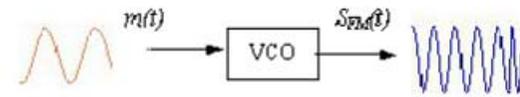
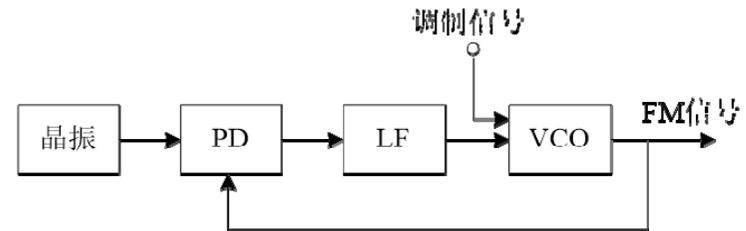
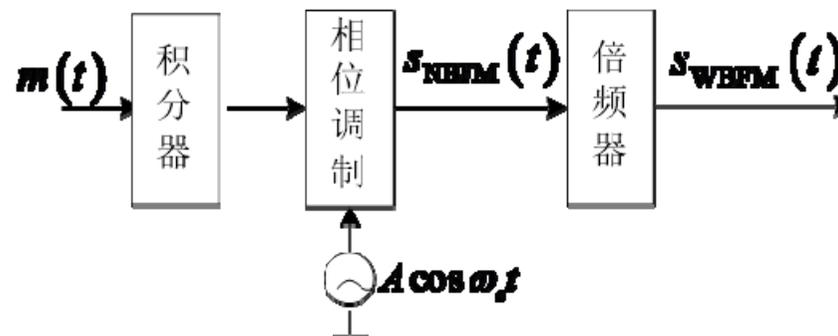


图 4.10-1 直接调频原理

2) 锁相环 (PLL) 调频



3) 间接法调频: 先将调制信号积分, 然后对载波进行调相, 即可产生一个窄带调频(NBFM)信号, 再经n次倍频器得到宽带调频 (WBFM)信号。

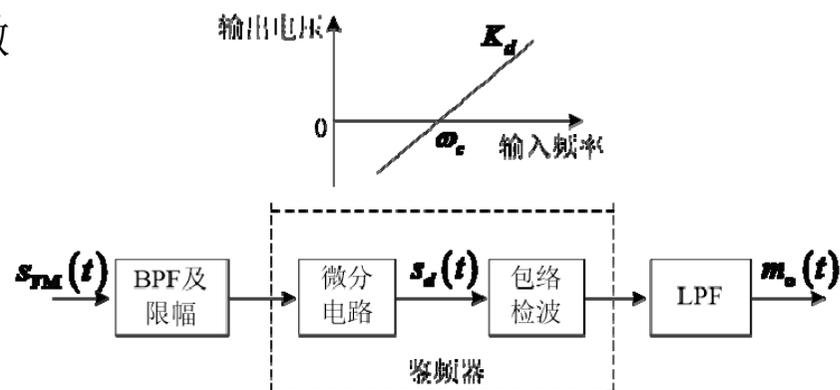


FM解调

1) 振幅鉴频器（非相干）：先用微分器将幅度恒定的调频波变成调幅调频波，再用包络检波器从幅度变化中检出调制信号。

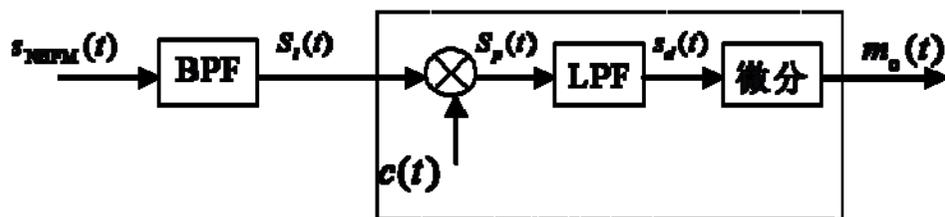
适用NBFM和WBFM。

不需同步信号，是FM的主要解调方式。



2) 相干解调：NBFM信号经过BPF，与相干载波相乘，经过LPF，再经过微分器。

仅适用于NBFM。



FM 振幅鉴频器

1) 输入信噪比: $s_{FM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_F \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau]$ $S_i = A^2 / 2$

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{A^2}{2n_0 B_{FM}}$$

2) 大信噪比情况, 输出信噪比:

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

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{3A^2 K_f^2 \overline{m^2(t)}}{8\pi^2 n_0 f_m^3}$$

且m(t)为单频余弦波时: $m(t) = \cos \omega_m t$ $\frac{S_o}{N_o} = \frac{3}{2} m_f^2 \frac{A^2 / 2}{n_0 f_m}$

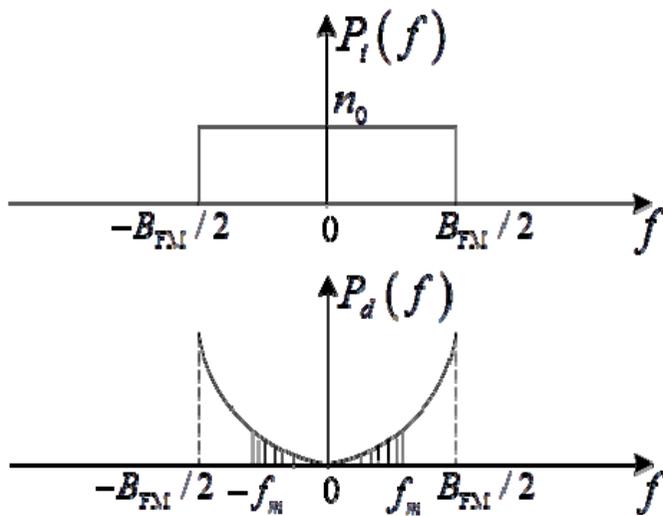
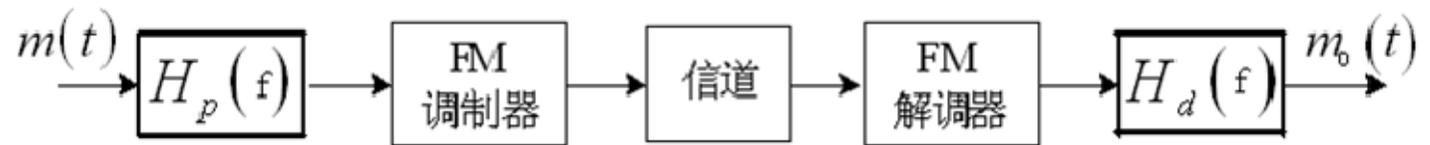
$$m_f = \frac{K_f A_m}{\omega_m} = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m}, \text{ 这里 } A_m = 1$$

$$G_{FM} = \frac{S_o / N_o}{S_i / N_i} = \frac{3}{2} m_f^2 \frac{B_{FM}}{f_m}$$

$$B_{FM} = 2(m_f + 1)f_m = 2(\Delta f + f_m)$$

FM

预加重和去加重：为了提高高频信噪比，在FM系统采用。



第5章 模拟调制系统

- 性能比较小结

- (1) 抗噪声性能: FM 最好, DSB/SSB、VSB 次之, AM 最差;
- (2) 频谱利用率: SSB 最高, VSB 较高, DSB/ AM 次之, FM 最差;
- (3) 功率利用率: FM 最高, DSB/SSB、VSB 次之, AM 最差;
- (4) 设备复杂度: AM 最简, DSB/ FM 次之, VSB 较复杂, SSB 最复杂。

CH5 课后习题 (5-9)

4-9 设某信道具有均匀的双边噪声功率谱密度 $P_n(f)=0.5 \times 10^{-3} \text{W/Hz}$, 在该信道中传输抑制载波的单边带(上边带)信号, 并设调制信号 $m(t)$ 的频带限制在 5KHz, 而载波为 100 KHz, 已调信号的功率为 10Kw。若接收机的输入信号在加至解调器之前, 先经过一理想带通滤波器滤波, 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为多少?
- (3) 解调器输出端的信噪功率比为多少?

解 (1) 单边带信号的载频 100 KHz, 带宽 $B=5 \text{ KHz}$ 。为保证信号顺利通过, 理想带通滤波器具有如下传输特性:

$$H(\omega) = \begin{cases} K, 100\text{kHz} \leq |f| \leq 105\text{kHz} \\ 0, \text{其它} \end{cases}$$

(2) 解调器输入端的噪声与已调信号的带宽相同,

$$N_i = 2P_n(f) \cdot B = 2 \times 0.5 \times 10^{-3} \times 5 \times 10^3 = 5 \text{W}$$

同时已知输入信号功率 $S_i = 10 \text{Kw}$, 故有

$$S_i / N_i = 10 \times 10^3 / 5 = 2000$$

(6) 由于单边带调制系统的调制制度增益 $G=1$, 因此, 解调器输出端的信噪比

$$S_o / N_o = S_i / N_i = 2000$$

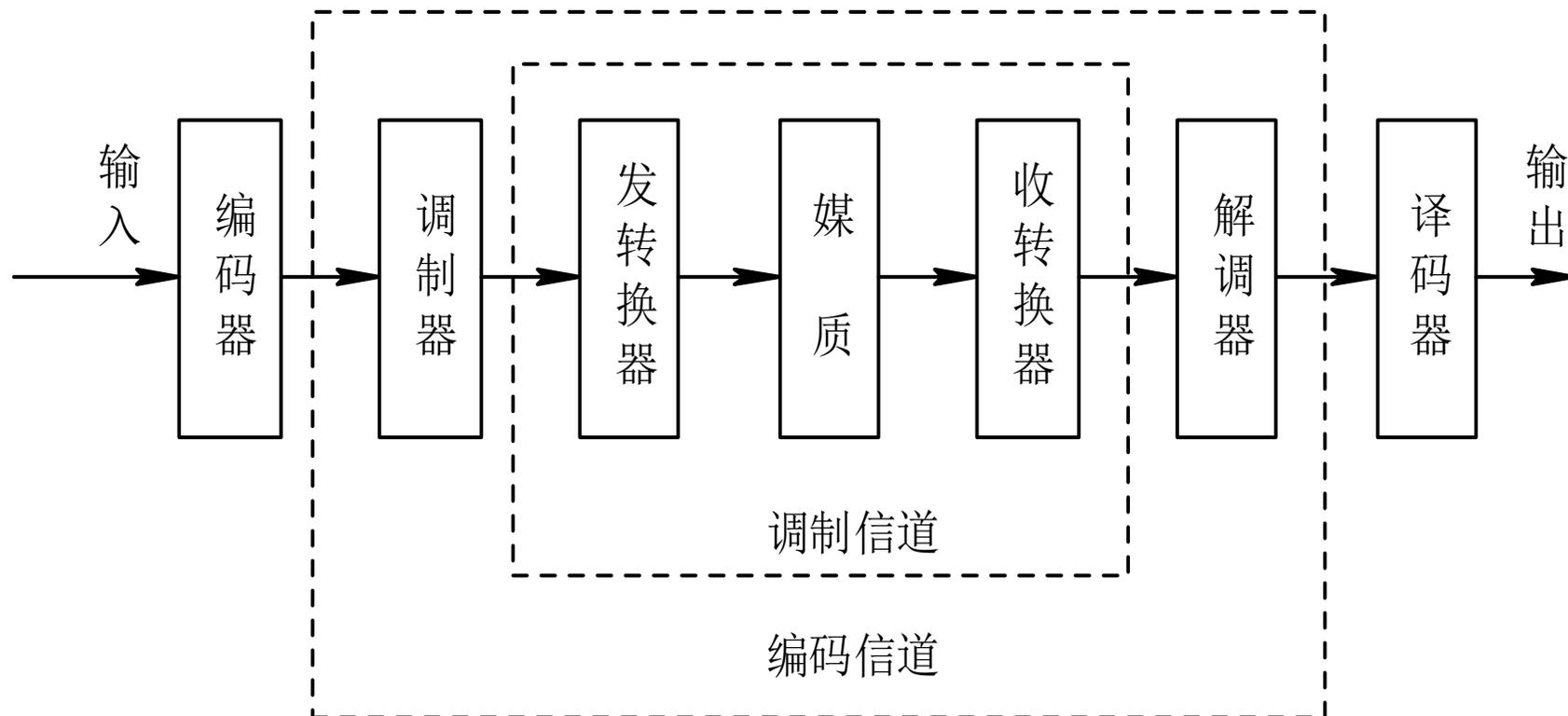
第四章

第4章 信道

- 信道定义与数学模型
- 恒参信道及其传输特性
- 随参信道及其传输特性
- 加性噪声
- 信道容量的概念

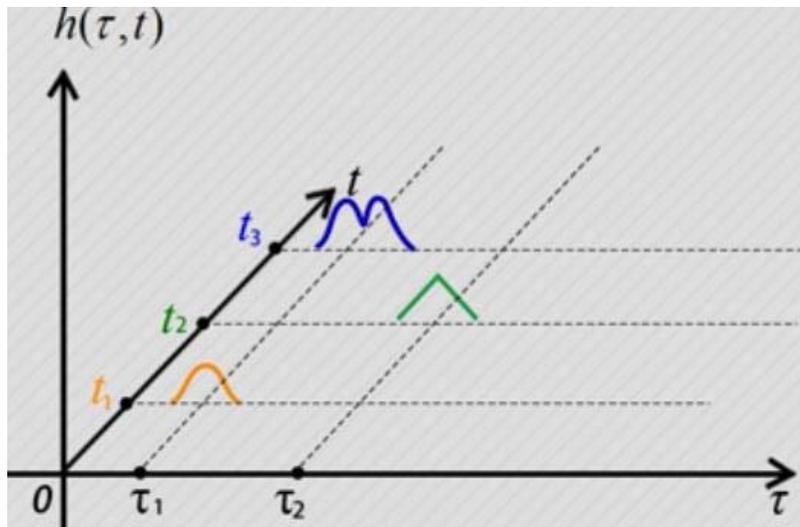
4.3 信道的数学模型

- 信道模型的分类：
 - 调制信道：连续信道；信道模型->时变线性网络
 - 编码信道：离散信道；信道模型->转移概率

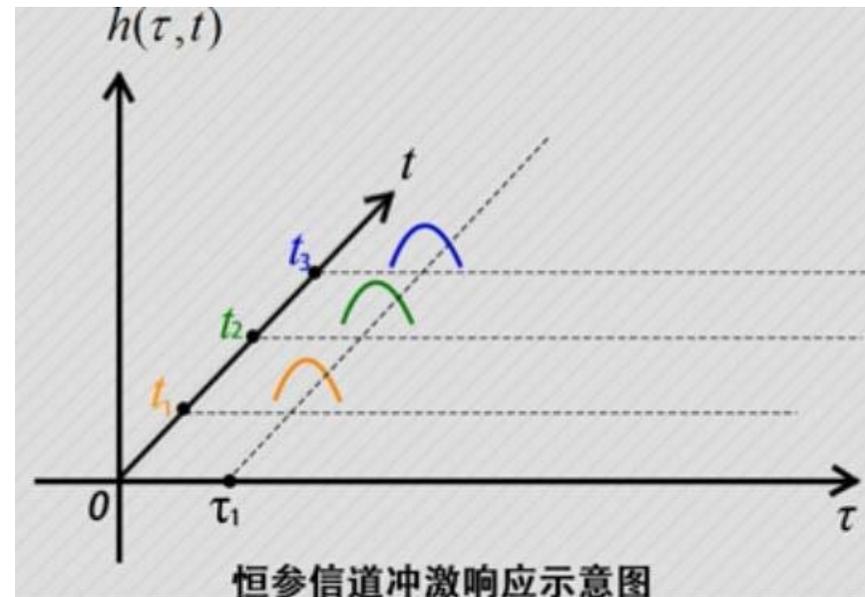


调制信道模型

- 根据 $h(t, \tau)$ 随时间变化的快慢，将信道分为**随参信道**和**恒参信道**。
- 如果信道对信号的影响是随时间随机快变化，这类信道称为随机参量信道，简称**随参信道**。
- 如果信道对信号的影响是固定的或变化极为缓慢的，这类信道称为恒定参量信道，简称**恒参信道**。



随参信道冲激响应



恒参信道冲激响应示意图

4.4 恒参信道及其传输特性

- 线性失真：
 - 频率失真：振幅~频率特性不良引起的
 - 频率失真 \Rightarrow 波形畸变 \Rightarrow 码间串扰
 - 解决办法：线性网络补偿
 - 相位失真：相位~频率特性不良引起的
 - 对语音影响不大，对数字信号影响大
 - 解决办法：同上
- 非线性失真：
 - 可能存在于恒参信道中
 - 定义：
输入电压~输出电压关系是非线性的。
- 其他失真：
频率偏移、相位抖动...

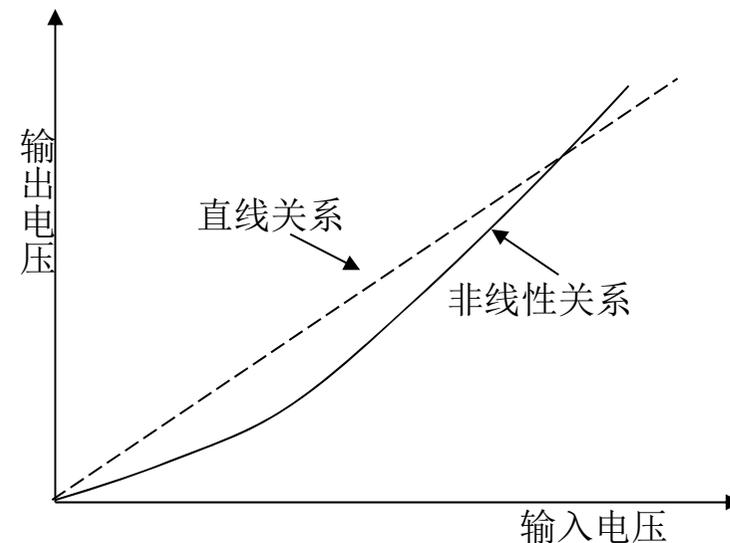


图4-16 非线性特性

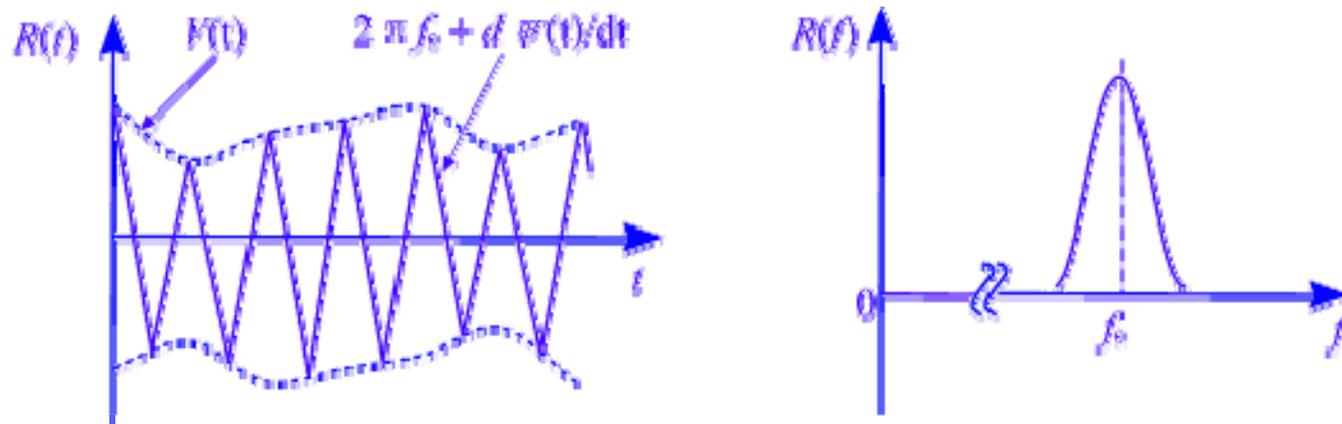
4.5 随参信道及其传输特性

- 4.5.2 变参信道的影响
 - 变参信道的特性：
 - 对信号的衰减随时间随机变化
 - 信号传输的时延随时间变化
 - **多径效应**：信号经过几条路径到达接收端，而且每条路径的长度（时延）和衰减都随时间而变，即存在多径传播现象。

下面重点分析多径效应

4.5 随参信道及其传输特性

所以，接收信号可以看作是一个包络和相位随机缓慢变化的窄带信号：



结论：1)发射信号为单频恒幅正弦波时，接收信号因多径效应变成包络起伏的窄带信号。

这种包络起伏称为快衰落—衰落周期和码元周期可以相比。另外一种衰落：慢衰落—由传播条件引起的。

2)频率弥散

4.5 随参信道及其传输特性

结论：3) 接收信号： $R(t)$ 为窄带高斯过程

□中心极限定理：如果 n 个随机变量 X_1, X_2, \dots, X_n 相互独立，且具有相同的概率分布函数或pdf，它们的均值、方差都存在，则有随机变量 $Y = \sum_{i=1}^n X_i$ ，当 $n \rightarrow \infty$ 时， Y 的pdf为高斯分布。

❖在任一时刻 t_1 上， $X_c(t_1)$ 和 $X_s(t_1)$ 是高斯变量，因为 t_1 是任取的，所以 $X_c(t)$ 和 $X_s(t)$ 是平稳的高斯过程，利用2.6节的原理可知 $R(t)$ 为一窄带高斯过程。

❖ $R(t)$ 其包络的概率密度函数服从瑞利分布。

❖瑞利型衰落：信号的包络服从瑞利分布律的衰落。

4.5 随参信道及其传输特性

多径效应简化分析:

设发射信号为: $f(t)$

仅有两条路径, 路径衰减相同, 时延不同

两条路径的接收信号为: $A f(t - \tau_0)$ 和 $A f(t - \tau_0 - \tau)$

其中: A — 传播衰减,

τ_0 — 第一条路径的时延,

τ — 两条路径的时延差。

求: 此多径信道的传输函数 $H(\omega)$

设 $f(t)$ 的傅里叶变换 (即其频谱) 为 $F(\omega)$:

$$f(t) \Leftrightarrow F(\omega)$$

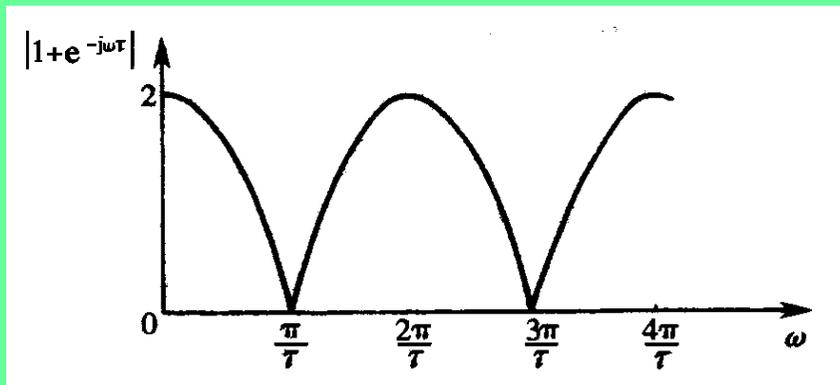


图 3.7-1 两径传播模型

4.5 随参信道及其传输特性

$$|1 + e^{-j\omega\tau}| = |1 + \cos \omega\tau - j \sin \omega\tau| = \sqrt{(1 + \cos \omega\tau)^2 + \sin^2 \omega\tau} = 2 \left| \cos \frac{\omega\tau}{2} \right|$$

按照上式画出的模与角频率 ω 关系曲线:



- ❖ 当 $\omega = 2n\pi / \tau$ 时, 出现传输极点;
- ❖ 当 $\omega = (2n+1)\pi / \tau$ 时, 出现传输零点

图4-18 多径效应

- ✓ 接收到的合成信号 $R(t)$ 中将失掉一些频率分量
- ✓ 曲线的最大和最小值位置决定于两条路径的相对时延差 τ 。而 τ 是随时间变化的, 所以对于给定频率的信号, 信号的强度随时间而变, 这种现象称为衰落现象。由于这种衰落和频率有关, 故常称其为频率选择性衰落。

4.5 随参信道及其传输特性

定义：相关带宽 $= 1/\tau$ ；即相邻传输零点的频率间隔。

实际情况：有多条路径。

设 τ_m — 多径中最大的相对时延差

定义：相关带宽 $\Delta f = 1/\tau_m$

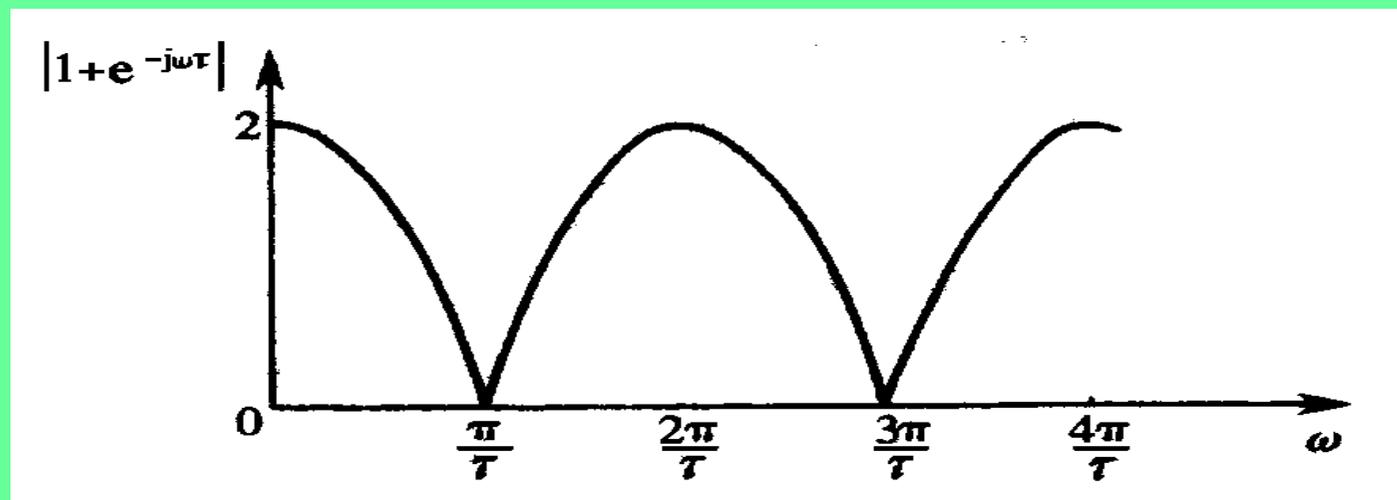


图4-18 多径效应

4.8 信道容量

● 4.8 信道容量

信道容量 — 指信道能够传输的最大平均信息速率。

■ 4.8.1 离散信道容量

◆ 两种不同的度量单位：

- C — 每个符号能够传输的平均信息量最大值
- C_t — 单位时间（秒）内能够传输的平均信息量最大值
- 两者之间可以互换

4.8 信道容量

4.8.2 连续信道容量

可以证明
$$C_t = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (b/s)$$

式中 S — 信号平均功率 (W) ;

N — 噪声功率 (W) ;

B — 带宽 (Hz) 。

设噪声单边功率谱密度为 n_0 ，则 $N = n_0 B$;

故上式可以改写成:

$$C_t = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{n_0 B} \right) \quad (b/s)$$

由上式可见，连续信道的容量 C_t 和信道带宽 B 、信号功率 S 及噪声功率谱密度 n_0 三个因素有关。

4.8 信道容量

$$\lim_{B \rightarrow \infty} C_t = \lim_{x \rightarrow 0} \frac{S}{n_0} \log_2 (1+x)^{1/x} = \frac{S}{n_0} \log_2 e \approx 1.44 \frac{S}{n_0}$$

上式表明，当给定 S/n_0 时，若带宽 B 趋于无穷大，信道容量不会趋于无限大，而只是 S/n_0 的1.44倍。这是因为当带宽 B 增大时，噪声功率也随之增大。

C_t 和带宽 B 的关系曲线：

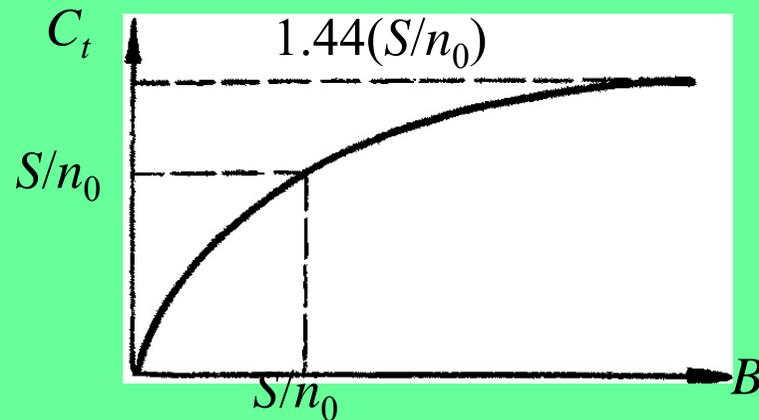


图4-24 信道容量和带宽关系

4.8 信道容量

- ◆ 【例4.8.2】已知黑白电视图像信号每帧有30万个像素；每个像素有8个亮度电平；各电平独立地以等概率出现；图像每秒发送25帧。若要求接收图像信噪比达到30dB，试求所需传输带宽。

【解】因为每个像素独立地以等概率取8个亮度电平，故每个像素

的信息量为 $I_p = -\log_2(1/8) = 3$ (b/pix) (4.6-18)

并且每帧图像的信息量为

$$I_F = 300,000 \times 3 = 900,000 \text{ (b/F)} \quad (4.6-19)$$

因为每秒传输25帧图像，所以要求传输速率为

$$R_b = 900,000 \times 25 = 22,500,000 = 22.5 \times 10^6 \text{ (b/s)} \quad (4.6-20)$$

信道的容量 C_t 必须不小于此 R_b 值。将上述数值代入式：

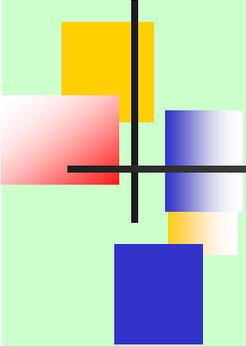
$$C_t = B \log_2(1 + S/N)$$

得到 $22.5 \times 10^6 = B \log_2(1 + 1000) \approx 9.97 B$

最后得出所需带宽

$$B = (22.5 \times 10^6) / 9.97 \approx 2.26 \text{ (MHz)}$$

第一章



第1章 绪论

1.1 通信的概念

1.2 通信系统的组成模型

1.3 通信系统分类与通信方式

1.4 信息及其度量

1.5 主要性能指标

1.1 通信的基本概念

- ◆ **信号**是指随时间变化的物理量。因为消息不适合于在信道中直接传输，需将其调制成适合在信道中传输的信号。
- ◆ 信号分类：**模拟信号**和**数字信号**
 - **模拟信号**：代表消息的信号参量（特征量）取值连续或取无穷多个值的，例如麦克风输出电压：

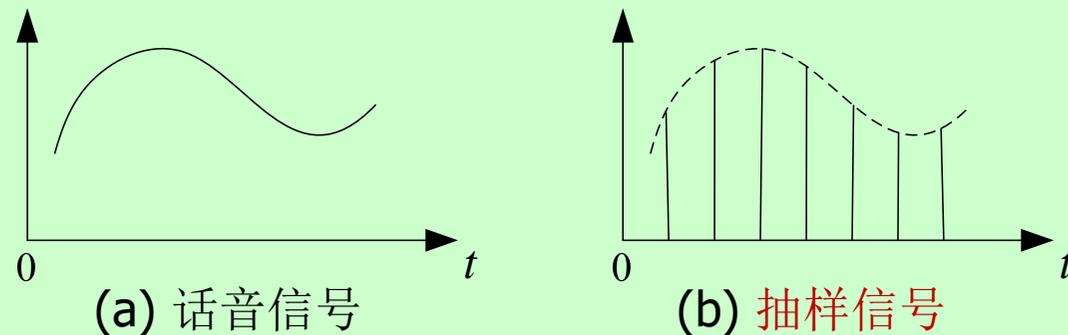
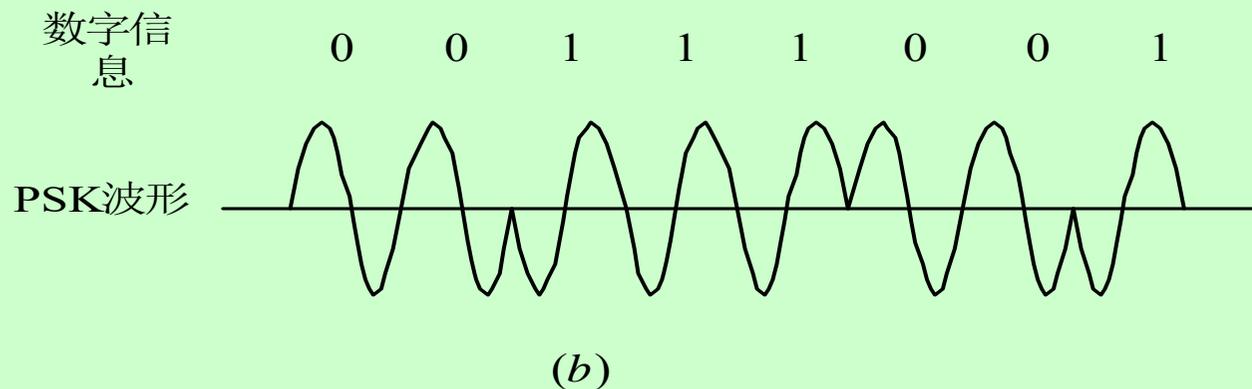
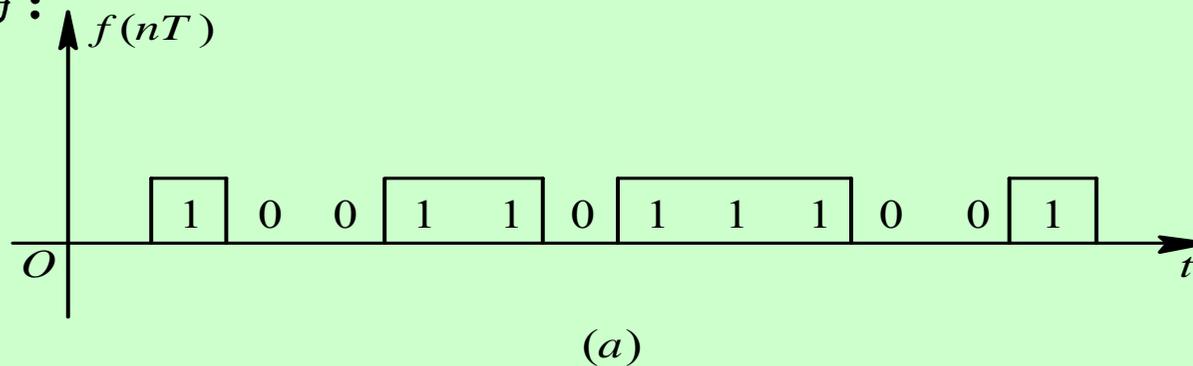


图1-2 模拟信号

1.1 通信的基本概念

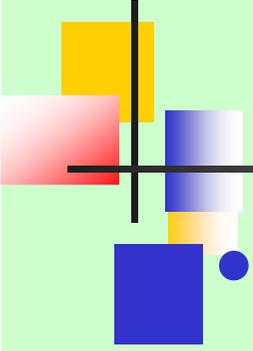
- ◆ 数字信号：代表消息的信号参量（特征量）取值为有限个，例如电报信号、计算机输入输出信号：



(a) 二进制信号

(b) 2PSK信号

图1-3 数字信号



1.4 信息及其度量

信息：是消息中包含的有效内容

■ 如何度量离散消息中所含的信息量？

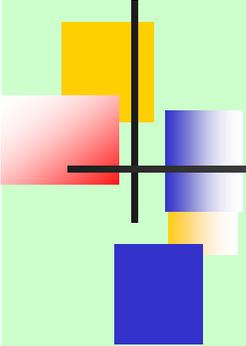
◆ 度量信息量的原则

- 能度量任何消息，并与消息的种类无关。
- 度量方法应该与消息的重要程度无关。
- 消息中所含信息量和消息内容的**不确定性**有关

【例】“某客机坠毁”这条消息比“今天下雨”这条消息包含有更多的信息。

上例表明：

消息所表达的事件越不可能发生，信息量就越大。

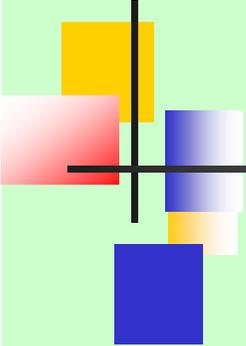


1.4 信息及其度量

◆ 度量信息量的方法

- 事件的不确定程度可以用其出现的概率来描述：
消息出现的概率越小，则消息中包含的信息量就越大。
- 设： $P(x)$ — 消息发生的概率，
 I — 消息中所含的信息量，
- 则 $P(x)$ 和 I 之间应该有如下关系：
 - ▶ I 是 $P(x)$ 的函数： $I = I [P(x)]$
 - ▶ $P(x) \uparrow, I \downarrow; P(x) \downarrow, I \uparrow;$
 $P(x) = 1$ 时, $I = 0$; $P(x) = 0$ 时, $I = \infty$;
 - ▶ $I[P(x_1)P(x_2)\cdots] = I[P(x_1)] + I[P(x_2)] + \cdots$
- 满足上述3条件的关系式如下：

$$I = \log_a \frac{1}{P(x)} = -\log_a P(x) \quad \text{— 信息量的定义}$$



1.5 通信系统主要性能指标

- 通信系统的主要性能指标：有效性和可靠性
 - ◆ 有效性：指传输一定信息量时所占用的信道资源（频带宽度和时间间隔），或者说是传输的“速度”问题。
 - ◆ 可靠性：指接收信息的准确程度，也就是传输的“质量”问题。
- 模拟通信系统：
 - ◆ 有效性：可用有效传输频带来度量。
 - ◆ 可靠性：可用接收端最终输出信噪比来度量。
- 数字通信系统



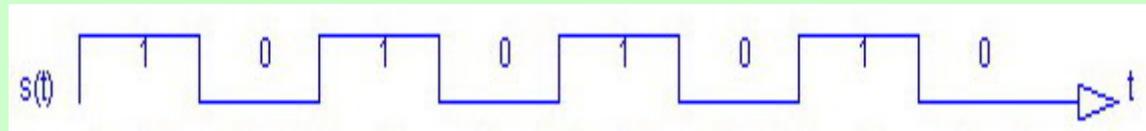
1.5 通信系统主要性能指标

数字通信系统

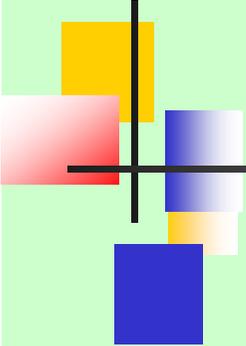
- ◆ 有效性：用传输速率和频带利用率来衡量。
 - 1) 传输速率
 - 码元传输速率 R_B ：定义为单位时间（每秒）传送码元的数目，单位为波特（Baud），简记为B。

$$R_B = \frac{1}{T} \quad (\text{B})$$

式中 T — 码元的持续时间（秒）



- 信息传输速率 R_b ：定义为单位时间内传递的平均信息量或比特数，单位为比特/秒，简记为 b/s ， 或bps



1.5 通信系统主要性能指标

- 2) 频带利用率: 定义为单位带宽 (1赫兹) 内的传输速率, 即

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

或

$$\eta_b = \frac{R_b}{B} \quad \text{b}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$$

- ◆ 可靠性: 常用误码率和误信率表示。

- 误码率

$$P_e = \frac{\text{错误码元数}}{\text{传输总码元数}}$$

- 误信率, 又称误比特率

$$P_b = \frac{\text{错误比特数}}{\text{传输总比特数}}$$

在二进制中有 $P_b = P_e$