

北京邮电大学函授、远程教育 《数字通信原理》总复习教案

第 1 章 概述

1.1 数字通信系统的基本概念

1. 模拟信号与数字信号 P2

- 模拟信号—幅度取值是连续的
- 数字信号—幅度取值是离散的
 - 二进制
 - 多进制

数字信号与模拟信号的区别是根据幅度（表征信息的参量）取值上是否离散而定的。

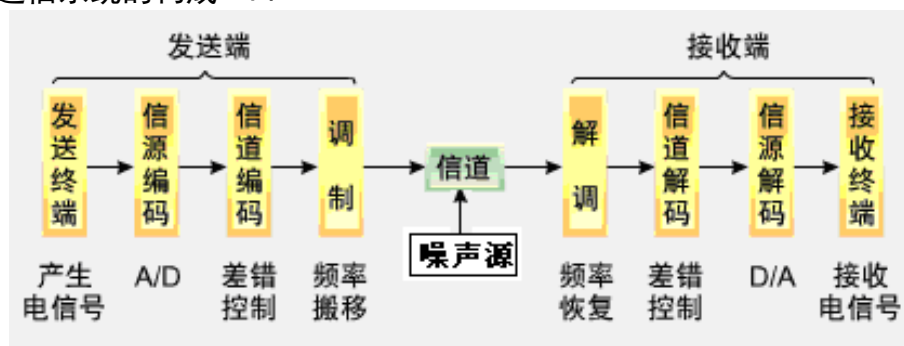
2. 模拟通信与数字通信 P8

- 根据传输信道上传输信号的形式不同，通信可分为
 - 模拟通信—以模拟信号的形式传递消息（采用频分复用实现多路通信）。
 - 数字通信—以数字信号的形式传递消息（采用时分复用实现多路通信）。
- 数字通信传输的主要对象是模拟语音信号等，而信道上传输的一般是二进制的数字信号。



所要解决的首要问题
模拟信号的数字化，即模 / 数变换（A/D 变换）

3. 数字通信系统的构成 P9



各部分的功能。

1.2 数字通信的特点

1. 数字通信的特点 P10

- 1) 抗干扰能力强，无噪声积累
- 2) 便于加密处理
- 3) 采用时分复用实现多路通信
- 4) 设备便于集成化、小型化
- 5) 占用频带较宽

1.3 数字通信系统的主要性能指标

1. 有效性指标 P11

- 信息传输速率—定义、公式 $f_B = f_s \cdot n \cdot l$ 、物理意义

$$N_B = \frac{1}{t_B}$$

- 符号传输速率—定义、公式 (N_B)、关系: $R_b = N_B \log_2 M$
- 频带利用率—是真正用来衡量数字通信系统传输效率的指标（有效性）

$$\eta = \frac{\text{符号传输速率}}{\text{频带宽度}} \quad Bd / Hz$$

$$\eta = \frac{\text{信息传输速率}}{\text{频带宽度}} \quad bit / s / Hz$$

2. 可靠性指标 P12

- 误码率—定义
- 信号抖动

例 1 设信号码元时间长度为 $6 \times 10^{-7} s$ ，当 (1) 采用 4 电平传输时，求信息传输速率和符号传输速率。(2) 若系统的带宽为 $2000 kHz$ ，求频带利用率为多少 $bit / s / Hz$ 。

解：(1) 符号传输速率为

$$N_B = \frac{1}{t_B} = \frac{1}{6 \times 10^{-7}} = 1.67 \times 10^6 Bd$$

数据传信速率为

$$R_b = N_B \log_2 M = 1.67 \times 10^6 \times \log_2 4 = 3.34 Mbit / s$$

$$(2) \quad \eta = \frac{\text{信息传输速率}}{\text{频带宽度}} = \frac{3.34 \times 10^6}{2000 \times 10^3} = 1.67 bit / s / Hz$$

例 2 接上题，若传输过程中 2 秒误 1 个比特，求误码率（误比特率）。

解：误码率（误比特率）= 差错比特数 / 传输总比特数

$$= \frac{1}{2 \times 3.34 \times 10^6} = 1.5 \times 10^{-7}$$

第2章 语音信号编码—脉冲编码调制 (PCM)

2.1 语音信号编码的基本概念

1. 语音信号编码的概念 P16

语音信号编码—模拟语音信号的数字化 (信源编码)。

2. 语音信号编码的分类 P16

- 波形编码—根据语音信号波形的特点, 将其转换为数字信号。
常见的有 PCM、DPCM、ADPCM、DM 等。
- 参量编码—是提取语音信号的一些特征参量, 对其进行编码。
特点: 编码速率低, 但语音质量要低于波形编码。
LPC 等声码器属于参量编码。
- 混合编码—是介于波形编码和参量编码之间的一种编码, 即在参量编码的基础上, 引入一定的波形编码的特征。
子带编码属于混合编码。

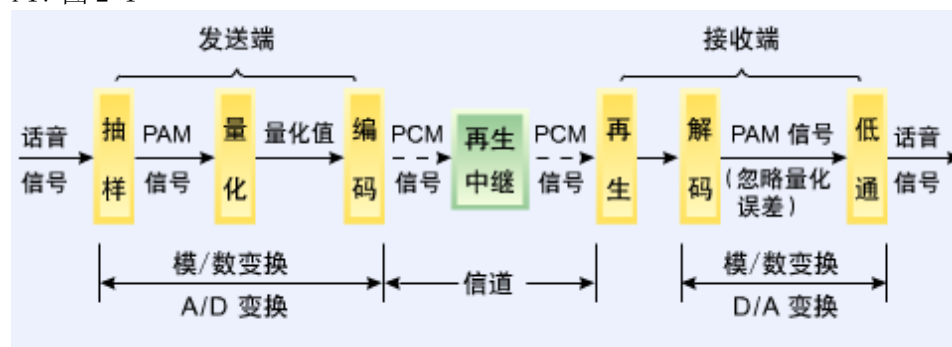
2.2 脉冲编码调制 (PCM) 通信系统的构成

1. PCM 的概念 P17

对模拟信号的瞬时抽样值量化、编码, 以将模拟信号转化为数字信号。

2. PCM 通信系统的构成

P17 图 2-1



PCM 通信系统由三个部分构成:

- 模 / 数变换—抽样: 把模拟信号在时间上离散化, 变为脉冲幅度调制 (PAM) 信号
- 量化: 把 PAM 信号在幅度上离散化, 变为量化值 (共有 N 个量化值)
- 编码: 用二进制代码表示 N 个量化值, 每个量化值编 l 为码
- 信道部分—包括传输线路及再生中继器
- 数/模变换—解码、低通

2.3 抽样

1. 抽样的概念 P18

模拟信号 $f(t)$ 在时间上离散化 PAM 信号 $f_s(t)$

2. 低通型信号 ($f_0 < B$) 的抽样 P19

抽样定理 $f_s \geq 2f_M$ 留有一定宽度的防卫带 $f_s > 2f_M$

不满足抽样定理的后果——不满足抽样定理的后果是 PAM 信号产生折叠噪声，收端就无法用低通滤波器准确地恢复原模拟语音信号。

语音信号的抽样频率为 $f_s = 8000 \text{ Hz}$, $T = 125 \mu\text{s}$

抽样信号的频谱：频率成分有原始频带 $f_0 \sim f_M$, nf_s 的上、下边带。（排列顺序）

3. 带通型信号 ($f_0 \geq B$) 的抽样 P22

$$\text{抽样定理} \quad \frac{2f_M}{n+1} \leq f_s \leq \frac{2f_0}{n} \quad n = \left(\frac{f_0}{B}\right)_I$$

[若 n 次下边带、(n+1) 次下边带与原始频带间隔相等——默认]

$$f_s = \frac{2(f_0 + f_M)}{2n+1}$$

抽样信号的频谱：频率成分有原始频带 $f_0 \sim f_M$, nf_s 的上、下边带。

例 1 一模拟信号频谱如下图所示，求其满足抽样定理时的抽样频率，并画出抽样信号的频谱（设 $f_s = 2f_M$ ）。

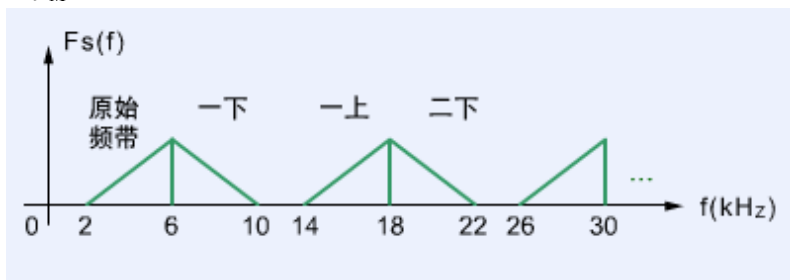


解： $f_0 = 2 \text{ kHz}$, $f_M = 6 \text{ kHz}$, $B = f_M - f_0 = 6 - 2 = 4 \text{ kHz}$

$\because f_0 < B$

\therefore 此信号为低通型信号
满足抽样定理时，应有

$$f_s \geq 2f_M = 2 \times 6 = 12 \text{ kHz}$$



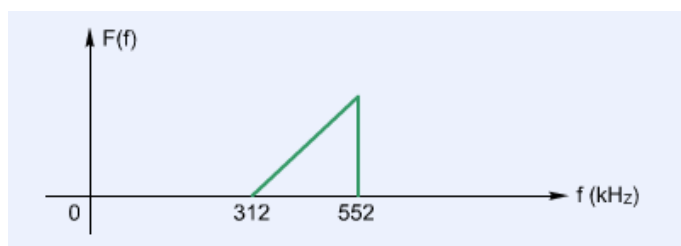
（一次下边带： $f_s - \text{原始频带} = 12 - (2 \sim 6) = 6 \sim 10$

一次上边带： $f_s + \text{原始频带} = 12 + (2 \sim 6) = 14 \sim 18$

二次下边带： $2f_s - \text{原始频带} = 24 - (2 \sim 6) = 18 \sim 22$

二次上边带： $2f_s + \text{原始频带} = 24 + (2 \sim 6) = 26 \sim 30$

例 2 一模拟信号频谱如下图所示，求其满足抽样定理时的抽样频率，并画出抽样信号的频谱。



解:

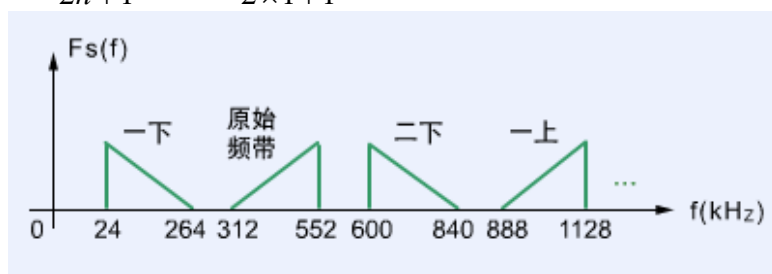
$$f_0 = 312\text{kHz}, f_M = 552\text{kHz}, B = f_M - f_0 = 552 - 312 = 240\text{kHz}$$

$\because f_0 > B$ \therefore 此信号为带通型信号

$$n = \left(\frac{f_0}{B}\right)_I = \left(\frac{312}{240}\right)_I = 1$$

满足抽样定理时, 应有

$$f_s = \frac{2(f_0 + f_M)}{2n + 1} = \frac{2(312 + 552)}{2 \times 1 + 1} = 576\text{kHz}$$



2.4 量化

量化的概念: PAM 信号 (样值) 在幅度上离散化 量化值

量化分为: 均匀量化和非均匀量化

1. 均匀量化 P27

[在量化区内 (即从 $-U$ 到 $+U$) 均分为 N 等份]

- 均匀量化的特点——大小信号的量化间隔相等 ($\Delta = \frac{2U}{N}$)
- 几个要点

- 量化值的选取

↓ • 量化误差 $e(t) = \text{量化值} - \text{样值} = u_q(t) - u(t)$ ($u_q - u$)

$$\left\{ \begin{array}{l} e_{\max} = \frac{\Delta}{2} \text{ (量化区)} \\ e_{\max} > \frac{\Delta}{2} \text{ (过载区)} \end{array} \right.$$

- 均匀量化的缺点——在 N (或 l) 大小适当时, 均匀量化小信号的量化信噪比太小, 不满足要求, 而大信号的量化信噪比较大, 远远满足要求

- 为了解决这个问题, 若仍采用均匀量化, 不行。

原因:

$$S/N_q \uparrow \rightarrow \text{量化误差} \downarrow \rightarrow \Delta \downarrow \rightarrow N \uparrow \rightarrow l \uparrow \rightarrow \left. \begin{array}{l} \text{编码复杂度} \\ \text{复杂度} \end{array} \right\}$$



信道利用率下降

解决—采用非均匀量化

2. 非均匀量化 P30

非均匀量化的宗旨—在不增大量化级数 N 的前提下，利用降低大信号的量化信噪比来提高小信号的量化信噪比。

- 非均匀量化的特点—小信号的量化间隔小，大信号的量化间隔大。
- 实现非均匀量化的方法
 - 模拟压扩法—方框图
 - 直接非均匀编解码法—概念（一般采用）

3. 量化信噪比 P31

(1) 定义式：

$$(S/N_q)_{dB} = 10 \lg \frac{S}{N_q} (dB)$$

(2) 均匀量化信噪比（忽略过载区内的量化噪声功率）

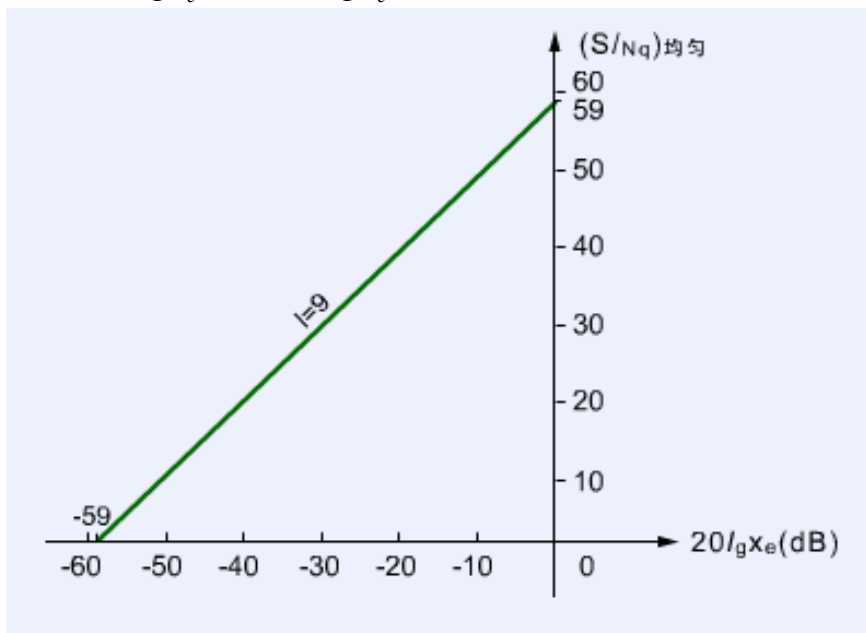
$$(S/N_q)_{\text{均匀}} \approx 20 \lg \sqrt{3} N + 20 \lg x_e \quad \text{曲线}$$

例 画出 $l=9$ 的均匀量化信噪比曲线（忽略过载区内的量化噪声功率）。
解：

$$l=9, N=2^9=512$$

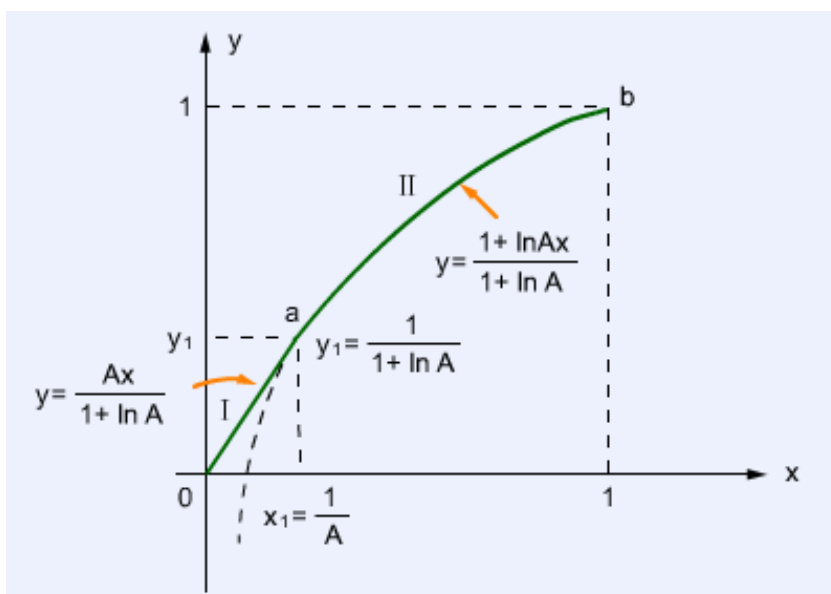
$$(S/N_q)_{\text{均匀}} = 20 \lg \sqrt{3} \times N + 20 \lg x_e$$

$$= 20 \lg \sqrt{3} \times 512 + 20 \lg x_e = 59 + 20 \lg x_e$$



(3) 非均匀量化信噪比（忽略过载区内的量化噪声功率）

①A 律压缩特性



oa+ab—A 律压缩特性

②A 律压缩特性的非均匀量化信噪比

$$(S/N_q)_{\text{非均匀}} = (S/N_q)_{\text{均匀}} + Q \quad \left(Q = 20 \lg \frac{dy}{dx} \text{ 信噪比改善量} \right)$$

$$(S/N_q)_{\text{均匀}} = 20 \lg \sqrt{3} \times N + 20 \lg x \quad (x = x_e)$$

$$\text{oa 段: } Q = 20 \lg \frac{A}{1 + \ln A} = 20 \lg \frac{87.6}{1 + \ln 87.6} = 24 \quad (20 \lg x \leq -39 \text{ dB})$$

$$\text{ab 段: } Q = 20 \lg \frac{1}{1 + \ln A} - 20 \lg x = 20 \frac{1}{1 + \ln 87.6} - 20 \lg x = -15 - 20 \lg x \quad (-39 \text{ dB} < 20 \lg x \leq 0)$$

• A 的取值与 Q 的关系:

在小信号区域, A 愈大, 则斜率愈大, Q 愈大;

在大信号区域, A 愈大, 则斜率愈小, Q 愈小。

一般取 A=87.6

例、画出 $l=8, A=87.6$ 的 A 律压缩特性的非均匀量化信噪比曲线 (忽略过载区内的量化噪声功率)。

解:

$$l=8, N=256, A=87.6$$

$$(S/N_q)_{\text{均匀}} = 20 \lg \sqrt{3} \times N + 20 \lg x$$

$$= 20 \lg \sqrt{3} \times 256 + 20 \lg x = 53 + 20 \lg x$$

$$Q = 20 \lg \frac{A}{1 + \ln A} = 20 \lg \frac{87.6}{1 + \ln 87.6} = 24 \quad (20 \lg x \leq -39 \text{ dB})$$

$$Q = 20 \lg \frac{1}{1 + \ln A} - 20 \lg x = 20 \frac{1}{1 + \ln 87.6} - 20 \lg x = -15 - 20 \lg x \quad (-39 \text{ dB} < 20 \lg x \leq 0)$$

→

$$\left(\begin{array}{l} \text{oa 段: } 0 \leq x \leq \frac{1}{A} \quad 20 \lg x \leq 20 \lg \frac{1}{87.6} = -39 \text{ dB} \end{array} \right)$$

→
ab 段: $\frac{1}{A} < x \leq 1$ $-39\text{dB} < 20\lg x \leq 0$)

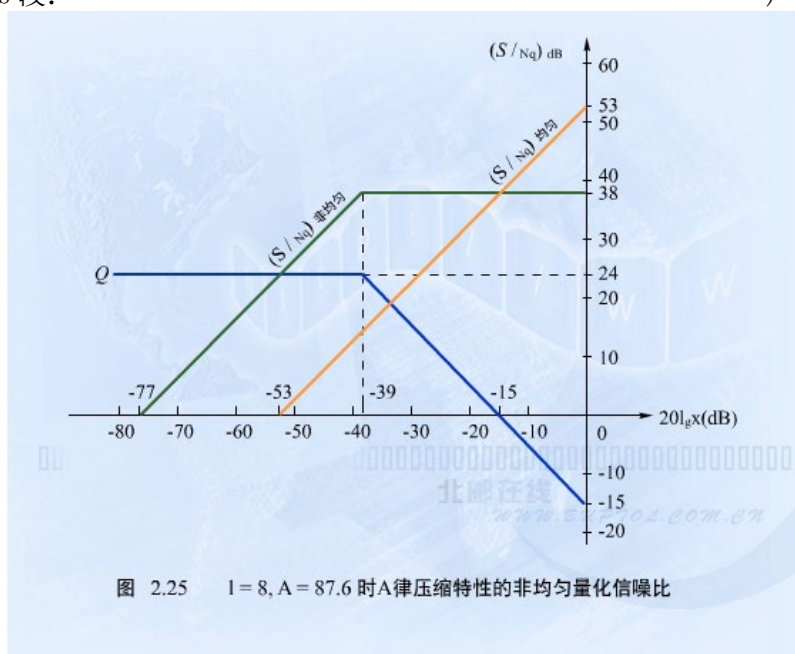


图 2.25 $l=8, A=87.6$ 时 A 律压缩特性的非均匀量化信噪比

(4) A 律 13 折线压缩特性 P37 图 2-23
A 律 13 折线压缩特性是 A 律压缩特性的近似曲线。

表 2-3 各段折线的斜率及信噪比改善量

段号	1	2	3	4	5	6	7	8
斜率	16	16	8	4	2	1	1/2	1/4
Q (dB)	24	24	18	12	6	0	-6	-12

2.5 编码与解码

1. 二进制码组及编码的基本概念 P39

(1) 二进制码组

- 一般二进制码
- 循环二进制码 (格雷码)
- 折叠二进制码

特点

- 一般二进制码
 - 简单易实现
 - 各位码(幅度码)有一固定的权值

$$a_l a_{l-1} \dots a_2 a_1$$

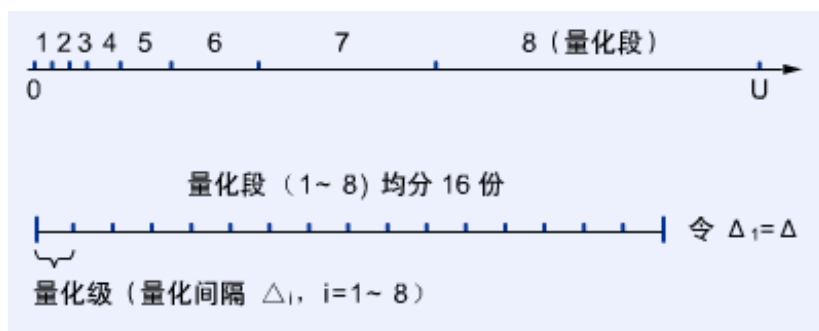
权值: $2^{l-1} 2^{l-2} \dots 2^1 2^0$

- 循环二进制码
 - 幅值绝对值相同的样值其幅度码相同
 - 编、解码复杂
- 折叠二进制码
 - 幅值绝对值相同的样值其幅度码相同
 - 低音量 (小信号) 时噪声小

(2) 编码的基本概念

- 编码的概念—编码是把模拟信号样值变换成对应的二进制码组。
- 分类
 - 线性编码与解码—具有均匀量化特性的编码与解码
 - 非线性编码与解码—具有非均匀量化特性的编码与解码

2. A 律 13 折线的码字安排 (采用折叠二进制码编码) P45



各量化段的电平范围、起始电平、量化间隔 P46 表 2-8

(1) 过载电压 $U = 2048\Delta$

(2) 量化级数 N

$$N = 2^l \quad l = 8$$

$$N = 2(\text{正、负极性}) \times 8(\text{量化段}) \times 16(\text{段内等分数}) = 256$$

(3) 码字安排

$$\begin{array}{ccc} a_1 & a_2 a_3 a_4 & a_5 a_6 a_7 a_8 \\ \text{极性码} & \text{段落码} & \text{段内码} \\ & (\text{非线性码}) & (\text{线性码}) \end{array} \quad (\text{段落码与段内码合在一起称为幅度码})$$

● 段内码对应的权值

$$\begin{array}{cccc} a_5 & a_6 & a_7 & a_8 \\ \text{权值:} & 2^3 \Delta_i & 2^2 \Delta_i & 2^1 \Delta_i & 2^0 \Delta_i \end{array}$$

3. A 律 13 折线编码方法 P46

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{样值} \left\{ \begin{array}{l} \text{电流 } i_s \quad (\text{以 } i_s \text{ 为例}) \\ \text{电压 } u_s \end{array} \right. \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_s \geq 0, a_1 = 1 \\ i_s < 0, a_1 = 0 \end{array} \right.$$

(1) 极性码

(2) 幅度码

$$\left\{ \begin{array}{l} I_s = |i_s| \\ U_s = |u_s| \\ \left\{ \begin{array}{l} I_s \geq I_{Ri}, a_i = 1 \\ I_s < I_{Ri}, a_i = 0 \end{array} \right. \quad (i = 2 \sim 8) \end{array} \right.$$

$$n_R = \frac{N}{2} - 1 = 127 (l = 8)$$

• 判定值的数目

• 判定值的确定

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{段落码判定值的确定——以量化段为单位逐次对分, 对分点电平依次为 } a_2 \sim a_4 \text{ 的判定值。} \\ \text{段内码判定值的确定——以某量化段内量化级为单位逐次对分, 对分点电平依次为 } a_5 \sim a_8 \text{ 的判定值。} \end{array} \right.$$

例 1 A 律 13 折线编码器, $l = 8$, 一个样值为 $i_s = 93\Delta$, 试将其编成相应的码字。

解: $\because i_s = 93\Delta > 0 \quad \therefore a_1 = 1$

$$I_S = |i_S| = 93\Delta$$

$$\because I_S < I_{R2} = 128\Delta \quad \therefore a_2 = 0$$

$$\because I_S > I_{R3} = 32\Delta \quad \therefore a_3 = 1$$

$$\because I_S > I_{R4} = 64\Delta \quad \therefore a_4 = 1$$

段落码为 011, 样值在第 4 量化段, $I_{B4} = 64\Delta, \Delta_4 = 4\Delta$

$$I_{R5} = I_{B4} + 8\Delta_4 = 64\Delta + 8 \times 4\Delta = 96\Delta$$

$$\because I_S < I_{R5} \quad \therefore a_5 = 0$$

$$I_{R6} = I_{B4} + 4\Delta_4 = 64\Delta + 4 \times 4\Delta = 80\Delta$$

$$\because I_S > I_{R6} \quad \therefore a_6 = 1$$

$$I_{R7} = I_{B4} + 4\Delta_4 + 2\Delta_4 = 64\Delta + 4 \times 4\Delta + 2 \times 4\Delta = 88\Delta$$

$$\because I_S > I_{R7} \quad \therefore a_7 = 1$$

$$I_{R8} = I_{B4} + 4\Delta_4 + 2\Delta_4 + \Delta_4 = 64\Delta + 4 \times 4\Delta + 2 \times 4\Delta + 4\Delta = 92\Delta$$

$$\because I_S > I_{R8} \quad \therefore a_8 = 1$$

码字为 10110111

例 2 A 律 13 折线编码器, $l = 8$, 过载电压 $U = 4096mV$, 一个样值为 $u_s = -596mV$, 将其编成相应的码字。

解: $U = 2048\Delta = 4096mV \quad \Delta = \frac{4096mV}{2048} = 2mV$

$$u_s = \frac{-596mV}{2mV} = -298\Delta$$

(同学们自行练习将其编成相应的码字。方法同上, 注意所有电流的符号改成电压的符号)

4. 码字的对应电平 (绝对值) P48

- 码字电平 (编码电平) — 编码器输出的码字所对应的电平。

$$I_C = I_{Bi} + (a_5 \times 2^3 + a_6 \times 2^2 + a_7 \times 2^1 + a_8 \times 2^0) \times \Delta_i$$

- 解码电平 — 解码器的输出电平。

$$I_D = I_C + \frac{\Delta_i}{2}$$

- 编码误差 $e_C = |I_C - I_S|$

- 解码误差 $e_D = |I_D - I_S|$

例 接上题求其编码误差与解码误差。

编码电平:

$$\begin{aligned} I_C &= I_{B4} + (2^3 \times a_5 + 2^2 \times a_6 + 2^1 \times a_7 + 2^0 \times a_8) \times \Delta_4 \\ &= 64\Delta + (8 \times 0 + 4 \times 1 + 2 \times 1 + 1 \times 1) \times 4\Delta \\ &= 92\Delta \end{aligned}$$

编码误差:

$$e_C = |I_C - I_S| = |92\Delta - 93\Delta| = \Delta$$

解码电平:

$$I_D = I_C + \frac{\Delta_4}{2} = 92\Delta + \frac{4\Delta}{2} = 94\Delta$$

解码误差:

$$e_D = |I_D - I_S| = |94\Delta - 93\Delta| = \Delta$$

5. 逐次渐近型编码器 P49

P49 图 2-32

(1) 基本结构由两部分组成:

- 码字判决与码形成电路—编各位码
- 本地解码器—产生判定值

(2) 本地解码器

包括: 串/并变换记忆电路、7/11 变换和 11 位线性解码网络。

①串 / 并变换记忆电路—将先行码 ($a_2 \sim a_7$) 的状态反馈回来, 并行输出 $M_2 \sim M_8$ 。

$M_2 \sim M_8$ 与反馈码的对应关系:

$$\begin{cases} \text{对于先行码(已编好的码): } M_i = a_i \\ \text{对于当前码(正准备编的码): } M_i = 1 \\ \text{对于后续码(尚未编的码): } M_i = 0 \end{cases}$$

②7 / 11 变换

- 7/11 变换的作用—将 7 位非线性幅度码 $M_2 \sim M_8$ 转换为 11 位线性幅度码 $B_1 \sim B_{11}$ 。
- 7/11 变换的目的—为了产生判定值 (若干个恒流源相加), 要得到 11 个恒流源, 所以要 7/11 变换。
- 7/11 变换的方法—原则: ($M_2 \sim M_8$ 看作 $a_2 \sim a_8$)

非线性幅度码对应的码字电平=11 位线性幅度码 $B_1 \sim B_{11}$ 对应的码字电平

$M_2 \sim M_8$ (看作 $a_2 \sim a_8$) 对应的码字电平为:

$$I_C = I_{Bi} + 2^3 \Delta_i \times a_5 + 2^2 \Delta_i \times a_6 + 2^1 \Delta_i \times a_7 + 2^0 \Delta_i \times a_8$$

$B_1 \sim B_{11}$ 对应的码字电平为:

$$I_{CL} = 1024\Delta \cdot B_1 + 512\Delta \cdot B_2 + 256\Delta \cdot B_3 + 128\Delta \cdot B_4 + 64\Delta \cdot B_5 + 32\Delta \cdot B_6 \\ + 16\Delta \cdot B_7 + 8\Delta \cdot B_8 + 4\Delta \cdot B_9 + 2\Delta \cdot B_{10} + \Delta \cdot B_{11}$$

7/11 变换例题

例 1 某 7 位非线性幅度码为 1 1 0 1 0 1 0, 将其转换为 11 位线性幅度码。



512Δ

解: 11 位线性幅度码为

0 1 1 0 1 0 0 0 0 0 0

B₂ (512Δ)

例 2 某 11 位线性幅度码为 0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 1 0, 将其转换为 7 位非线性幅度码。



32Δ

解：7 位非线性幅度码为

0 1 0 1 0 0 1

③11 位线性解码网络——将 $B_i = 1$ 所对应的权值(恒流源)相加，以产生相应的判定值。

6. A 律 13 折线解码器 P53

P53 图 2-34

几个要点：

- $M_i = a_i$
- 7/12 变换的目的——编码电平等于 11 个恒流源中的若干个恒流源相加, 为了保证收端解

码后的量化误差不超过 $\frac{\Delta_i}{2}$ ，在收端应加入 $\frac{\Delta_i}{2}$ 的补差项, 即解码电平等于编码电平加 $\frac{\Delta_i}{2}$ 。而第 1、2 两段的 $\frac{\Delta_i}{2}$ 不在 11 个恒流源范围内, 要增加一个恒流源 $B_{12}(\frac{\Delta}{2})$ ，所以应进行 7/12 变换。

7/12 变换的方法——在 7/11 变换的基础上增加一个“1”。

- A 律 13 折线解码器输出的是解码电平，它约等于 PAM 信号。

例 1 某 7 位非线性幅度码为 1 1 0 1 0 1 0，将其转换为 12 位线性幅度码。

解：12 位线性幅度码为

0 1 1 0 1 0 1 0 0 0 0 0

例 2 某 12 位线性幅度码为 0 0 1 1 1 0 1 1 0 0 0 0，将其转换为 7 位非线性幅度码。

解：7 位非线性幅度码为

1 0 1 1 1 0 1

第3章 语音信号压缩编码

1、差值脉冲编码调制(DPCM)

- DPCM 的概念——对相邻样值的差值进行量化、编码。
(实际上 DPCM 是对样值与过去的样值为基础得到的估值之间的差值进行量化编码的)
- DPCM 的缺点——在 DPCM 系统中, 为了实现容易, 采用固定预测器。输入信号与预测信号的差值大, 从而造成误差增大, 语音质量受影响。

2、自适应差值脉冲编码调制(ADPCM)的原理

- ADPCM 的概念——在 DPCM 的基础上增加自适应量化和自适应预测, 由此发展成了 ADPCM。
- ADPCM 的优点——由于采用了自适应量化和自适应预测, ADPCM 的量化失真、预测误差均较小, 因而它能在 32kbit / s 数码率的条件下达到 PCM 系统 64kbit /

s

数码率的语音质量要求。

3、子带编码的概念

首先将输入信号频带分割成不同的频带分量(称为子带), 然后再分别进行编码, 这类编码方式称为频域编码。

第4章 时分多路复用及 PCM30/32 路系统

4.1 时分多路复用通信

1. 时分多路复用的概念 P99

多路复用的概念

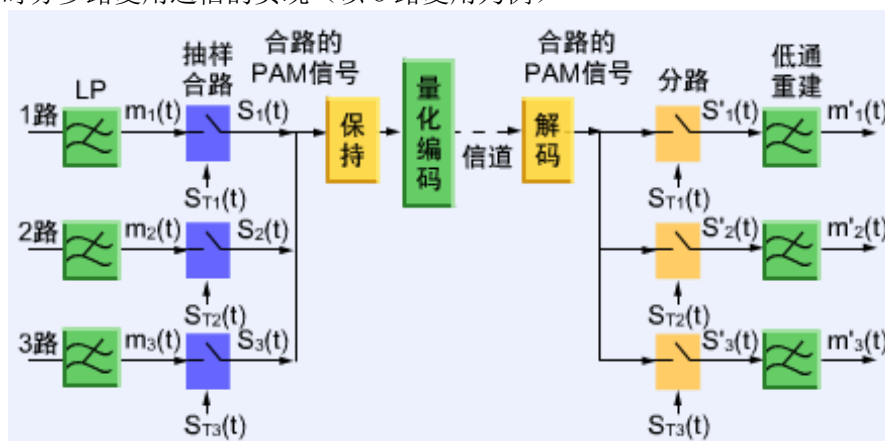
为了提高通信信道利用率，使信号沿同一信道传输而互不干扰的通信方式。

时分多路复用的概念

利用各路信号在信道上占有不同时间间隔的特征来分开各路信号的。

2. PCM 时分多路复用通信系统的构成 P100

- PCM 时分多路复用通信的实现（以 3 路复用为例）



（n 路复用原理类似）

- 发端低通滤波器的作用 P101
- 保持的目的：保证编码精度
- 抽样门的作用——抽样、合路。
- 分路门的作用——分路。
- 接收低通滤波器的作用——重建或近似地恢复原模拟语音信号。

- 几个概念：1 帧、路时隙 ($t_c = \frac{T}{n}$)、位时隙 ($t_B = \frac{t_c}{l}$)

4.2 PCM30/32 路系统

1. PCM30/32 路系统帧结构 P106

图 4-9

- 几个标准数据：

帧周期 $125\mu s$ ，帧长度 $32 \times 8 = 256$ 比特 ($l=8$)

路时隙 $t_c = 3.91\mu s$

位时隙 $t_B = 0.488\mu s$

数码率 $f_B = 2048 kbit/s$

- 位同步的目的——保证收端正确识别每一位码元。
- 帧同步的目的——保证收发两端相应各话路要对准。
- 复帧同步的目的——保证收发两端各路信令码在时间上对准。
- 各时隙的作用 P107
- 帧同步码型及传输位置、复帧同步码型及传输位置、30 路信令码的传输（标志信号的抽样频率、抽样周期）
[标志信号抽样后，编 4 位码 {abcd}]
信令码 {abcd} 不能同时编为 0000 码，否则就无法与复帧同步码区分开。

例 1 计算 PCM30/32 路系统 ($l=8$) 的路时隙、位时隙和数码率。

解：路时隙 $t_c = \frac{T}{n} = \frac{125\mu s}{32} = 3.91\mu s$

位时隙 $t_B = \frac{t_c}{l} = \frac{3.91\mu s}{8} = 0.488\mu s$

数码率 $f_B = f_s \cdot n \cdot l = 8000 \times 32 \times 8 = 2048 kbit/s$

例 2 计算 PCM30/32 路系统 ($l=8$) 1 路的速率。

解：基群的速率为 $2048 kbit/s$

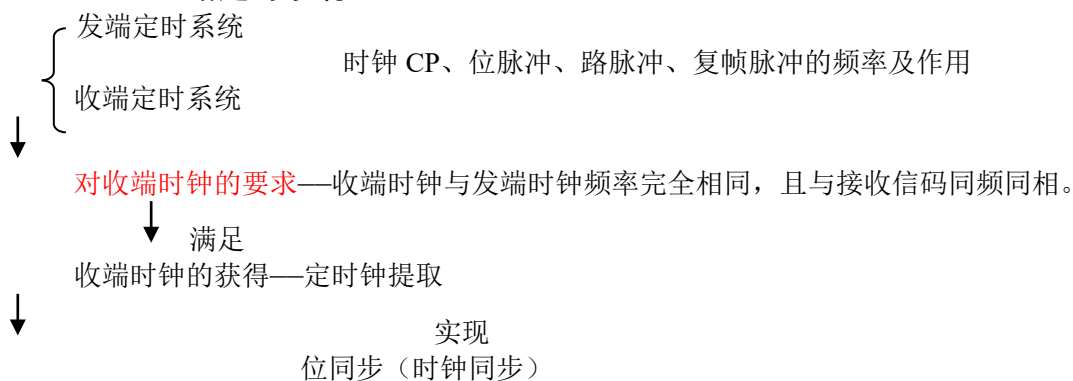
1 路的速率： $\frac{2048}{32} = 64 kbit/s$

例 3 PCM30/32 路系统中，第 25 话路在哪一时隙中传输？第 25 路信令码的传输位置在什么地方？

解：第 25 话路在帧结构中的传输位置为 TS₂₆

第 25 路信令码在帧结构中的传输位置为 F₁₀ 帧 TS₁₆ 后 4 位码

2. PCM30/32 路定时系统 P108



3. PCM30/32 路帧同步系统 P112

(1) 帧同步的实现方法

(2) 对帧同步系统的要求

- 帧同步建立的时间要短
- 帧同步系统的稳定性要好

(3) 前、后方保护

前方保护 P112

• 作用：防止假失步。如何防止？

• 保护时间（公式）： $T_{前} = (m-1) \cdot T_s$

• 前提状态：同步状态

后方保护 P113

• 作用：防止伪同步。如何防止？

• 保护时间（公式）： $T_{后} = (n-1) \cdot T_s$

• 前提状态：捕捉状态

例 PCM30/32 路系统中，假设 $m=3$, $n=2$ ，求前、后方保护时间分别为多少？

解： $T_{前} = (m-1) \cdot T_s = (3-1) \times 250 = 500\mu s$

$T_{后} = (n-1) \cdot T_s = (2-1) \times 250 = 250\mu s$

(4) 帧同步系统的工作流程图



P113 图 4-15

四种工作状态

(5) 帧同步码型选择原则

由于信息码而产生伪同步码的概率越小越好

4. PCM30/32 路系统的构成 P119

图 4-20

- 差动变量器(差动系统)的作用——2/4 线转换
- 标志信号发输出的有：30 路信令码、复帧同步码和复帧对告码

第5章 数字信号复接—PDH与SDH

5.1 准同步数字体系（PDH）

5.1.1 数字复接的基本概念

1. 准同步数字体系（PDH） P122

PCM 各次群的话路数及数码率（欧洲、中国） P123 表 5-1

2. PCM 复用和数字复接 P123

形成二以上的高次群的方法

- PCM 复用——概念（高次群的形成一般不用——原因）
- 数字复接——概念

3. 数字复接的实现 P124

- 按位复接——优缺点
 - 按字复接——优缺点
- PDH 大多采用按位复接。

4. 数字复接的同步 P125

数字复接要解决两个问题：

同步——不同步的后果：几个低次群复接后的数码就会产生重叠和错位。
复接

5. 数字复接的方法及系统构成 P125

- 数字复接的方法
 - 同步复接——概念 P125
 - 异步复接——概念PDH 大多采用异步复接
- 数字复接系统的构成框图 P126 图 5-4

5.1.2 同步复接与异步复接

1. 同步复接 P127

需要码速变换

码速变换的概念

2. 异步复接 P129

需要码速调整

（1）码速调整与恢复

- 码速调整方法——插入一些码元将各一次群的速率由 2048 kbit/s 左右统一调整成 2112 kbit/s 。
- 码速恢复方法——通过去掉插入的码元，将各一次群的速率由 2112 kbit/s 还原成 2048 kbit/s 左右。
- 码速调整和码速变换的区别 P131

（2）异步复接二次群帧结构

- 异步复接二次群的帧周期为 $100.38\mu\text{s}$
- 帧长度为 848 bit
 - $4 \times 205 = 820\text{ bit}$ （最少）为信息码
 - 28 bit 的插入码（最多）28bit 插入码具体安排 P131 表 5-2
- 各一次群在 $100.38\mu\text{s}$ 内插入码及信息码分配情况

各一次群（支路）：

码速调整之前（速率 2048kbit / s 左右）100.38μs 内约有 205~206 个码元



应插入 6~7 个码元

码速调整之后（速率为 2112kbit / s）100.38μs 内应有 212 个码元（bit）

第一个基群支路插入码及信息码分配情况如 P131 图 5-9(a) 所示。

其它基群支路插入码及信息码分配情况类似。

- 帧结构图 P131 图 5-9(b)
- 一次群码速调整后 100.38 μs 内
 - 插入码有 6~7 个
 - 码速调整用的插入码有 0~1 个（最多 1 个）
 - 插入标志码有 3 个
- 二次群 1 帧内
 - 插入码有 24~28 个（最多 28 个）
 - 码速调整用的插入码有 0~4 个（最多 4 个）
 - 插入标志码有 12 个
 - 信息码最少为 820 个
- 插入标志码的作用 P132
- 每个支路采用三位插入标志码的目的 P132

例 1 计算二次群中一个二进制码元的时间间隔为多少？

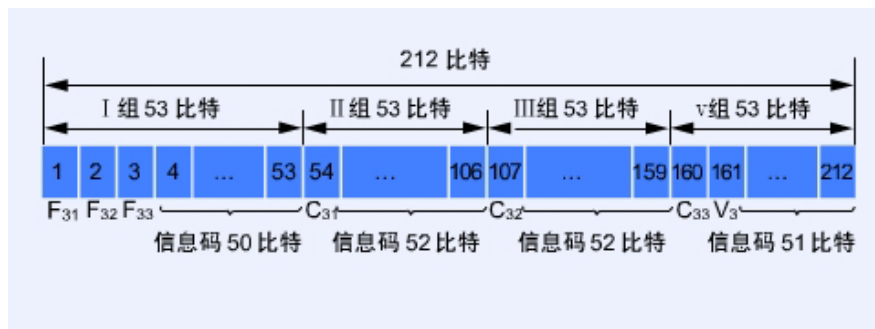
解：因为二次群的数码率为 8448kbit / s

所以一个二进制码元的时间间隔为

$$t'_B = \frac{1}{f_B} = \frac{1}{8448 \times 10^3} = 0.118 \mu s$$

例 2 画出第 3 个基群支路插入码及信息码分配情况。

解：



例 3 异步复接二次群帧结构中帧同步码和插入标志码的容量（速率）分别为多少？

解：帧同步码的容量（速率）为

$$\frac{10}{100.38 \times 10^{-6}} = 99621 \text{ bit/s} = 99.621 \text{ kbit/s}$$

插入标志码的容量（速率）为

$$\frac{12}{100.38 \times 10^{-6}} = 119546 \text{ bit/s} = 119.546 \text{ kbit/s}$$

5.1.3 PCM 零次群和 PCM 高次群

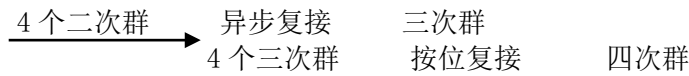
1. PCM 零次群 P135

- 概念——64kbit / s 速率的复接数字信号。

- 用途——既可传送语音亦可传送数据。

2. PCM 高次群 P135

- PCM 高次群的形成



- 高次群的接口码型

PCM 一、二、三次群的接口码型为 HDB3 码

PCM 四次群的接口码型为 CMI 码

5.1.5 PDH 的弱点

- 没有世界统一的数字信号速率和帧结构标准；
- 没有世界性的标准光接口规范；
- 复用结构缺乏灵活性；
- 大多采用按位复接，不利于以字节为单位的现代信息交换；
- 复用信号的结构中 OAM 比特很少等。

5.2 SDH 的基本概念

5.2.1 SDH 的基本概念

1. SDH 的概念 P140

2. SDH 的特点 P140

P141——最核心的特点：

5.2.2 SDH 的速率体系

P141 表 5-4

5.2.3 SDH 网的基本网络单元

- 终端复用器 (TM) 的主要任务 P142
- 分插复用器 (ADM) 的主要任务 P142
- 数字交叉连接设备 (DXC) 的作用——实现支路之间的交叉连接。
- 再生中继器 (REG) 的作用——再生中继器是光中继器，其作用是将光纤长距离传输后受较大衰减及色散畸变的光脉冲信号转换成电信号后进行放大整形、再定时、再生为规划的电脉冲信号，再调制光源变换为光脉冲信号送入光纤继续传输，以延长传输距离。

5.2.4 SDH 的帧结构

同步复用，按字节间插， P146 图 5-24

- 帧周期为 125 μs
- 帧长度为 9×270×N 个字节或 9×270×N×8 个比特

$$\frac{9 \times 270 \times N \times 8}{125} (Mbit/s)$$

- STM-N 的速率=
- 三个主要区域及作用 P147
- SOH、AU-PTR 等的容量 (速率) 的计算

例 由 STM-1 帧结构计算出①STM-1 的速率。②SOH 的速率。③AU-PTR 的速率。

解：①STM-1 的帧周期为 125 μs

帧长度为 9×270×8 比特，

$$\frac{9 \times 270 \times 8}{125} = 155.520 Mbit/s$$

EMBED Equation.3

②SOH 的速率为

$$\frac{8 \times 9 \times 8}{125} = 4.608 \text{ Mbit/s}$$

③AU-PTR 的速率为

$$\frac{9 \times 8}{125} = 0.576 \text{ Mbit/s}$$

第6章 数字信号传输

6.1 数字信号传输基本理论

1. 数字信号传输方式 P181

基带传输——未经调制变换的基带数字信号直接在电缆信道上传输。

频带传输——将基带数字信号的频带搬到适合于光纤、无线信道传输的频带上再进行传输。

2. 数字信号波形与功率谱 P181

数字信号的波形 P182 图 6-1

3. 基带传输系统的构成 P184

数字基带传输系统的基本构成模型 P184 图 6-4

6.2 传输码型

1. 对基带传输码型的要求 P189

2. 常见的传输码型 P190

(1) 单极性不归零码 (即 NRZ 码)


不适合基带传输

(2) 单极性归零码 (即 RZ 码)

不适合基带传输

(3) AMI 码

P191 图 6-15

- AMI 码基本符合要求, 适合作为基带传输码型。
- **AMI 码的缺点**——如果长连“0”过多, 对定时钟提取不利。
为了克服这一缺点, 引出了 HDB3 码。
-  二进制 AMI 码

例 二进制序列如下, 将其转换为 AMI 码。

二进制序列: 1 1 0 1 0 1 0 0 1 1 1 0 1

AMI 码: +1 -1 0 +1 0 -1 0 0 +1 -1 +1 0 -1

(4) HDB3 码



二进制

HDB3 码

- HDB3 码码型变换规则 P196
- HDB3 码码型反变换的原则 196

例 1 二进制序列如下, 将其转换为 HDB3 码。

二进制序列: 1 0 1 0 0 0 0 1 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1

HDB3 码: V+

解:

二进制序列 1 0 1 0 0 0 0 1 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1

HDB3 码: V+ -1 0 +1 B-0 0V--+1-1+1 0 0 0V+B-0 0 V-0 +1

例 2 设接收到的 HDB3 码如下（不包括参考点），将其还原为二进制序列。

HDB3 码: +1 0 0 0+1 0-1+1 0 0-1 0 0 0-1+1 0 0+1 0-1

解:

HDB3 码 +1 0 0 0+1 0-1+1 0 0-1 0 0 0-1+1 0 0+1 0-1
 ↓ ↓ ↓ ↓
 二进制序列 1 0 0 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 1

(5) CMI 码 ↔ 二进制 CMI 码
 CMI 码变换规则 P197 表 6.1

例 1 二进制序列如下，将其转换为 CMI 码。

二进制序列: 1 1 0 1 0 1 0 0 1 1 1 0 1

解:

二进制序列 1 1 0 1 0 1 0 0 1 1 1 0 1
 CMI 码 00 11 00 01 11 01 00 01 01 11 00 11 01 00

例 2 某 CMI 码为 11000101110100，试将其还原为二进制（即 NRZ 码）。

解:

CMI 码 11 00 01 01 11 01 00
 二进制 1 1 0 0 1 0 1

3. 传输码型的误码增殖 P194

- 概念 P194
- 分析 AMI 码、HDB3 码和 CMI 码的误码增殖情况

例、原来的二进制序列及正确的 HDB3 码序列如下所示，假设两个打“*”的码元误码，第一个打“*”的 0 误成-1，第二个打“*”的 0 误成+1，写出错误的 HDB3 码序列和恢复的二进制序列，此 HDB3 码序列发生了什么现象？

原来的二进制序列: 1 0 1 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1
 * *
 正确的 HDB3 码: V- +1 0-1 B+0 V+ -10 0 V- B+0 0 V+0 0 0-1
 ↓ ↓
 解:
 错误的 HDB3 码序列: +1 0-1 +1-10+1 -10+1 0-1 +1 0 0+10 0 0 -1
 恢复的二进制序列: 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1 0 1 0 0 0 0 0 0 0 1
 * * * * *
 此 HDB3 码序列发生了误码增殖现象。

4. 传输码型特性的分析比较 P194

	AMI 码	HDB3 码	CMI 码
最大连“0”数	无限	3 个	3 个
定时钟提取	不利	有利	有利

检测误码能力	具有	具有	具有
误码增殖	无	有	无
码型变换电路	简单	较复杂	简单

- 选择 HDB3 码作为基带传输的主要码型，AMI 码也是 CCITT 建议采用的基带传输码型。
- HDB3 码作为 PCM 一、二、三次群的接口码型
CMI 码则作为 PCM 四次群的接口码型

6.3 数字信号的基带传输

1. 基带传输信道特性 P195

由于数字信号序列经过电缆信道传输后会产生波形失真，为了延长通信距离，每隔一定的距离加一个再生中继器，使已失真的信号经过整形后再向更远的距离传送。

2. 再生中继系统 P197

- 再生中继系统的构成
P197 图 6-20
- 再生中继系统的特点 P197
- 再生中继器
三大组成部分及作用 P198
再生中继器方框图 P198 图 6-22

3. 再生中继系统的误码性能 P198

(1) 误码率及误码率的累积

- 误码率定义 \longrightarrow
- 误码率的累积 $P_E \approx \sum_{i=1}^m P_{ei}$ 若各中继段的误码率均相同 $P_E \approx mP_{ei}$
- (全程总误码率 P_E 以后习惯写成 P_e)

误码率的指标

(2) 误码信噪比

P200 式 (6-16)

例 某再生中继系统已知误码率 $P_e = 10^{-5}$, $U = 4096mV$, EMBED Equation.3 $u_e = 204.8mV$, 求误码信噪比。

解: $c = \frac{U}{u_e} = \frac{4096}{204.8} = 20$

$$\begin{aligned} (S/N_e)_{dB} &= 20\lg \frac{1}{c} + 10\lg \frac{1}{P_e} + 1.6 \\ &= 20\lg \frac{1}{20} + 10\lg \frac{1}{10^{-5}} + 1.6 = 25.58dB \end{aligned}$$

6.4 数字信号的频带传输

- 频带传输的概念 P200
- 频带传输系统的基本结构 P201 图 6-24

6.5 SDH 传输网

1. SDH 传输网的拓扑结构 P220

- 线形、星形、树形、环形、网孔形

2. SDH 的自愈网 P222

- (1) 自愈网的概念
- (2) 自愈网的实现手段
- (3) 线路保护倒换

{ 线路保护倒换方式——1+1 和 1: n
线路保护倒换的特点 P222

- (4) 环形网保护

自愈环的概念——采用环形网实现自愈的方式称为自愈环。

自愈环分类的方法 P223

自愈环的种类、保护方式

- 二纤单向通道倒换环——采用 1+1 方式
- 二纤双向通道倒换环——采用 1+1 方式和 1: 1 方式（遵照 APS 协议）
- 二纤单向复用段倒换环——采用 1: 1 方式（遵照 APS 协议）
- 四纤双向复用段倒换环——采用 1: 1 方式（遵照 APS 协议）
- 二纤双向复用段倒换环——采用 1: 1 方式（遵照 APS 协议）

自愈环保护倒换原理