

## 第4章 数字传输

计算机网络用于在网络节点之间传送信息。信息需要转换为数字信号或者模拟信号再传输。本章讨论第一个选择，转换为数字信号；第5章讨论第二个选择，转换为模拟信号。

第3章讨论了数字传输相对于模拟传输的优点和缺点。本章说明以数字方式传输数据所用的方案和技术。首先，我们讨论数字到数字转换（digital-to-digital conversion）技术，将数字数据转换为数字信号。其次，我们讨论模拟到数字转换（analog-digital conversion）技术，这种技术将模拟数据转换为数字数据。最后，我们讨论传输模式（transmission mode）。本章分为三节：

□第1节讨论数字到数字转换。线路编码用来把数字数据转换为数字信号。本节讨论了几种通用方案，也描述了块编码，编码成数字信号传输前在数字数据中生成冗余数据的技术。冗余是用于作为错误检测工具。本节讨论的最后一个主题是加扰，用于长距离传输数字到数字转换技术。

□第2节讨论模拟到数字转换。脉冲编码调制是一种用于模拟信号取样的主要方法。增量调制用于改善其效率。

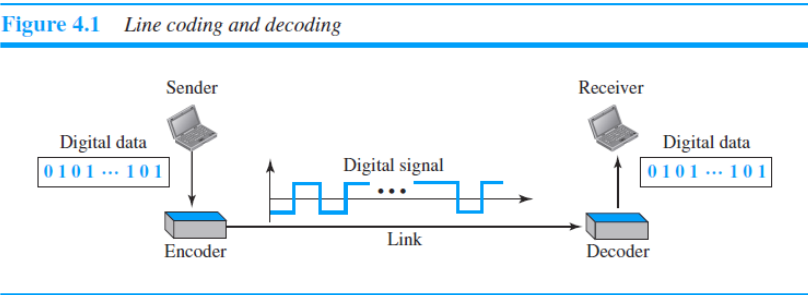
□第3节讨论传输模式。当传输数字数据时，我们需要考虑并行或串行传输。并行传输一次传输多位；串行一次一位。

4.1 数字到数字转换

在第 3 章中，我们讨论了数据和信号。我们说了数据可以是数字的也可以是模拟的，还说过表示数据的信号也可以是数字的或者模拟的。本节中，会看到如何使用数字信号表示数字数据。转换涉及三种技术：线路编码、块编码和加扰。线路编码总是需要的，块编码和加扰可能需要也可能不需要。

4.1.1 线路编码

线路编码（line coding）是将数字数据转换为数字信号的过程。假定以文本、数字、图形图像、音频或视频为形式的数字数据在计算机内存中都是以位序列形式保存的（见第 1 章）。线路编码将位序列转换为数字信号。在发送方，数字数据被编码成数字信号，在接收方，解码数字信号重新生成原数字数据。图 4-1 说明了这个过程。



原书 96 页 图中的英文词对照标记

Digital data 数字数据

Digital signal 数字信号

Sender 发送端

Receiver 接收端

Encoder 编码器

Decoder 解码器

图 4-1 线路编码和解码

特性

在讨论不同的线路编码方案之前，先讲述它们的共同特性。

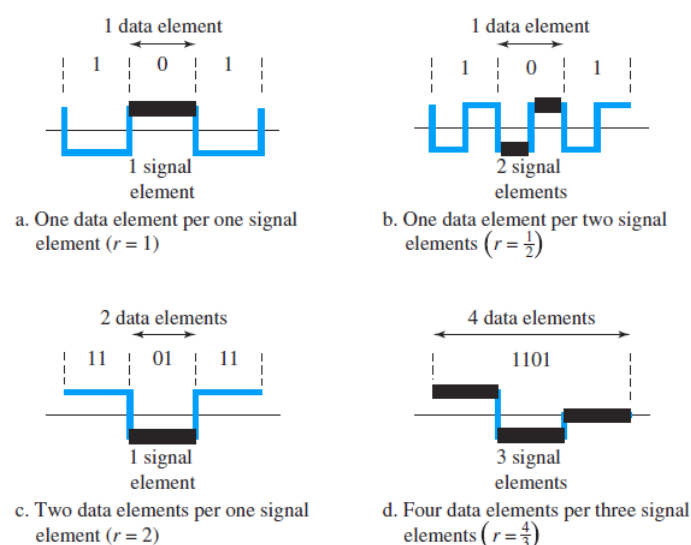
信号元素与数据元素

先让我们区分数据元素（data element）和信号元素（signal element）。在数据通信中，我们的目标是发送数据元素。数据元素是表示一块信息的最小实体，即位。在数字数据通信中，信号元素承载数据元素。信号元素是数字信号的最小单元。换言之，数据元素是我们需要发送的，而信号元素是我们能发送的。数据元素是被承载，而信号元素是载体。

我们定义比率  $r$  为每个信号元素承载的数据元素的数量。图 4-2 说明了几种不同  $r$  值的情况。

在图 4-2a 中，一个数据元素被一个信号元素承载（ $r = 1$ ）。在图 4-2b 中，我们需要两个信号元素（两个转换）来承载每个数据元素（ $r = 1/2$ ）。后面将会看到需要额外的信号元素来保证同步。在图 4-2c 中，一个信号元素承载两个数据元素（ $r = 2$ ）。最后在图 4-2d 中，三个一组的信号元素承载四个一组的数据元素（ $r = 4/3$ ）。对于我们讨论的每个线路编码，我们都会给出  $r$  值。

**Figure 4.2** Signal element versus data element



原书 97 页 图中的英文词对照标记

Data element 数据元素

Signal element 信号元素

- a. One data element per one signal element( $r=1$ ) 每个信号元素承载 1 个数据元素( $r=1$ )
- b. One data element per two signal element( $r=1/2$ ) 每 2 个信号元素承载 1 个数据元素( $r=1/2$ )
- c. Two data element per one signal element( $r=2$ ) 每个信号元素承载 2 个数据元素( $r=2$ )
- d. Four data element per three signal element( $r=4/3$ ) 每 3 个信号元素承载 4 个数据元素( $r=4/3$ )

图 4-2 信号元素与数据元素

借用比喻说明，假定每个数据元素是需要从一个地方运到另一个地方的人。我们可以把运送人的车辆看作是信号元素。当  $r = 1$ ，意味着每个人驾驶一辆车。当  $r > 1$  时，意味着多于一个人乘坐一辆车（比如合伙使用车）。还可以有一个人驾驶一辆车和一辆拖车（ $r = 1/2$ ）。

#### 数据速率和信号速率

数据速率（data rate）定义了 1 秒发送的数据元素（位）的数量，单位是每秒位（bps）。信号速率（signal rate）是 1 秒发送的信号元素的数量，单位是波特（baud）。还有很多通用的术语。数据速率有时称为比特率（bit rate），信号速率有时称为脉冲速率（pulse rate）、调制速率（modulation rate）或波特率（baud rate）。

数据通信中的一个目标是增加数据速率而降低信号速率。增加数据速率增加了传输速度，降低信号速率降低了带宽需求。在我们车辆-人的类比中，我们需要更少的车辆运送更多的人来防止交通阻塞。在我们的运输系统中有一个限定带宽。

现在我们需要考虑数据速率（ $N$ ）和信号速率（ $S$ ）两者的关系， $r$  之前已定义。

$$S = N/r$$

当然这个关系取决于  $r$  值。它还取决于数据模式。如果数据模式是全 1 或全 0，与数据模式是交替 0 和 1 信号速率是不同的。为了得到关系公式，我们需要定义三种情形：最坏、最好和一般。最坏情形是当我们需要最大信号速率时，最好情形是当我们需要最小信号速率时。在数据通信中，我们通常对平均情形感兴趣。我们把数据速率和信号速率间的关系公式化如下：

$$S_{ave} = c \times N \times (1/r) \text{ band}$$

这里  $N$  是数据速率（bps）， $c$  是情形因子，会根据每种情形改变， $S$  是每秒信号元素数量，而  $r$  是前面定义的因子。

#### 例 4-1

一个信号携带数据，一个数据元素编码成一个信号元素（ $r = 1$ ）。如果比特率是 100kbps， $c$  在 0 和 1 之间，那么波特率的平均值是多少？

#### 解答

假定  $c$  的平均值是  $1/2$ 。那么波特率是：

$$S_{ave} = c \times N \times (1/r) = 1/2 \times 100000 \times = 50000 = 50\text{kband}$$

## 带宽

我们已经在第 3 章中讲过携带信息的数字信号是非周期性的。我们还说明了非周期性信号的带宽是无限连续的。但是，我们在实际中碰到的大多数数字信号的带宽是有限的。换言之，带宽理论上是无限的，但是许多成分的振幅很小可以忽略不计。有效的带宽是有限的。从现在开始，当我们说到数字信号的带宽时，我们需要记住我们讲的是这个有效带宽。

**Although the actual bandwidth of a digital signal is infinite,  
the effective bandwidth is finite.**

**虽然数字信号的真实带宽是无限的，但有效带宽是有限的。**

可以说是波特率而不是比特率决定了数字信号的带宽。如果我们使用运输作为类比，是车辆数量影响了交通，而不是运输的人数。信号中更多的变化意味着在信号中插入了更多的频率。带宽影响了我们所需的频率范围。波特率（信号速率）和带宽之间是有关系的。带宽是一个复杂的概念。当我们讲到带宽，我们通常定义为频率范围。我们需要知道这个范围位于哪里以及最低频率和最高频率的值。另外，每个成分的振幅（如果不是振幅就是相位）是个重要问题。换言之，我们需要有关带宽的更多信息而不仅仅是它的值，我们需要带宽的图表。我们会说明本章中讨论的大多数方案的带宽。这里我们说带宽（频率范围）与信号速率（波特率）成正比。最小带宽可以如下给出：

$$B_{\min} = c \times N \times (1/r)$$

如果给出信道带宽，我们可以得出最大数据速率如下：

$$N_{\max} = (1/c) \times B \times r$$

## 例 4-2

信道的最大数据速率（见第 3 章）是  $N_{\max} = 2 \times B \times \log_2 L$ （由奈奎斯特公式定义）。这与前面的  $N_{\max}$  公式一致吗？

## 解答

有  $L$  个电平的信号，每个电平可以携带  $\log_2 L$  个位。如果每个电平与一个信号元素对应，假定是一般情形（ $c = 1/2$ ），那么

$$N_{\max} = (1/c) \times B \times r = 2 \times B \times \log_2 L$$

## 基线漂移

在解码数字信号时，接收方计算接收到信号功率的运行平均值。这个平均值称为基线（baseline）。输入信号的功率会与基线比较来确定数据元素的值。一个 0 或 1 的长字符串会引起基线漂移（baseline wandering），使得接收方不能正确地进行解码。一个好的线路编码方案需要防止基线偏移。

## 直流成分

当数字信号中的电平保持一段时间的恒定时，频谱会产生很低的频率（傅里叶分析的结果）。这些接近于零的频率称为DC（直流）成分，会给不允许通过低频率的系统或者使用电子耦合的系统（如变压器）带来问题。我们可以说，DC成分意味着0/1同等，这会导致基线扰动。例如，电话线不能通过低于200Hz的频率。还有，长距离的链路可能使用一个或多个变压器来隔离线路的不同部分。对于这些系统，我们使用无直流成分（DC component）的方案。

## 自同步

为了正确地解释从发送方接收到的信号，接收方的位间隔必须与发送方的位间隔严格对应。如果接收方的时钟快了或者慢了，位间隔就不会匹配，接收方可能会错误地解释信号。图 4.3 说明了接收方位间隔较短的一种情况。发送方发送 10110001，而接收方收到的是 110111000011。

自同步（self-synchronizing）数字信号在传输的数据中包含有定时信息。如果信号中包含有提示接收方起始、中间和结束位置的脉冲的跳变就可以完成自同步。如果接收方的时钟不同步，这些提示跳变就会将接收方的时钟复位。

## 例 4-3

在数字传输中，接收方时钟比发送方时钟快 0.1%，如果数据速率是 1kbps，则接收方每秒钟可以接收到多少额外的位？如果数据速率是 1Mbps 呢？

### 解答

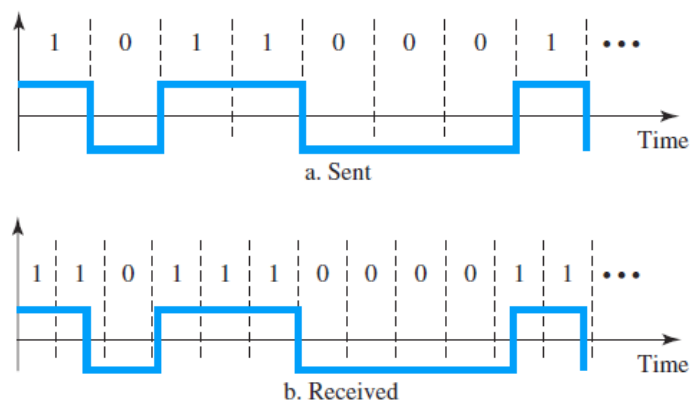
在 1kbps 时，接收方接收速度是 1001bps，而不是 1000bps。

发送 1000 位 → 接收到 1 001 位 → 多出 1 位/bps

在 1Mbps 时，接收方接收速度是 1001000bps 而不是 1000000bps。

发送 1000000 位 → 接收到 1001000 位 → 多出 1000 位/bps

**Figure 4.3** *Effect of lack of synchronization*



原书 100 页 图中的英文词对照标记

Sent 发送

Received 接收

**图 4-3** 缺同步的效果

### 内置差错检测

在产生的代码中拥有内置差错检测能力来检测传输过程中发生的一些差错是需要的。我们将讨论的一些编码方案中有一定程度的这种能力。

### 抗噪声和抗干扰的能力

另一个需要的编码特性是编码应具有抗噪声和抗干扰能力。我们将要讨论的一些编码方案有这种能力。

### 复杂性

复杂的方案比简单的方案实现起来成本更高。例如，使用 4 个信号电平的方案比只使用 2 个电平的方案更难。

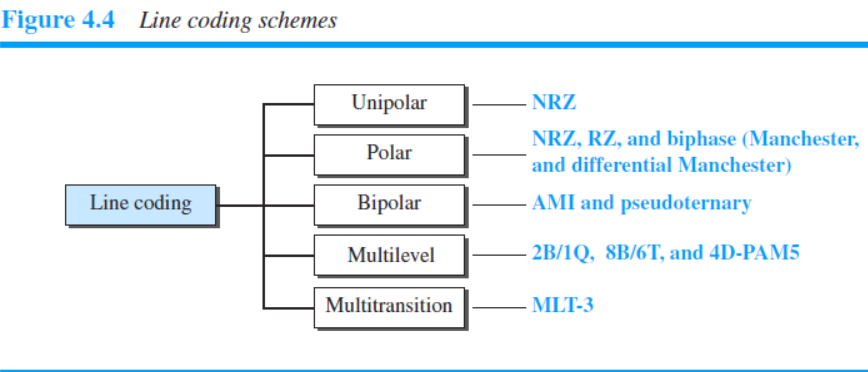
## 4.1.2 线路编码方案

线路编码机制可以大致分为五大类，如图 4-4 所示。

每一大类中又有很多方案。我们需要熟悉本节讨论的所有方案，以便于理解本书后面的内容。这一节作为后面所碰到方案的参考。

单极方案

在单极编码方案中，所有的信号电平都在时间轴的一边，或者时间轴的上面或者时间轴的下面。



原书 101 页 图中的英文词对照标记

Line coding 线路编码

Unipolar 单极

Polar 极

Bipolar 双极

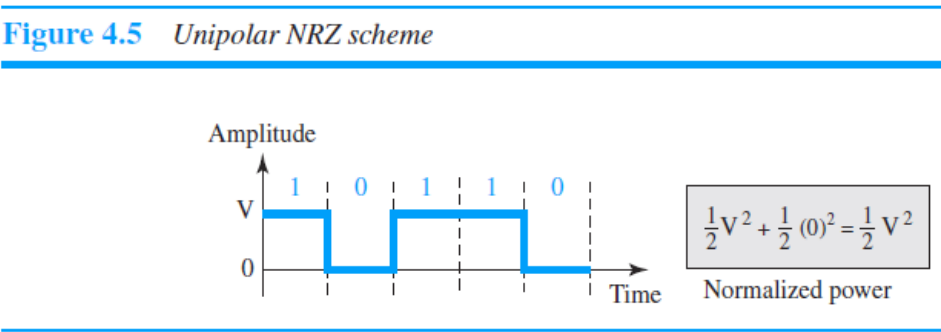
Multilevel 多级

Multitransition 多转换

图 4-4 线路编码方案

不归零 (Non-Return-to-Zero)

通常将单极编码方案设计成不归零 (non-return-to-zero, NRZ) 方案，在此方案中正电平定义成位 1 而零电平定义成位 0。之所以称为 NRZ，是因为在位中间信号不会回到零。图 4-5 说明了单级 NRZ 方案。





Amplitude 振幅

Normalized power 归整化功率

图 4-5 单极不归零方案

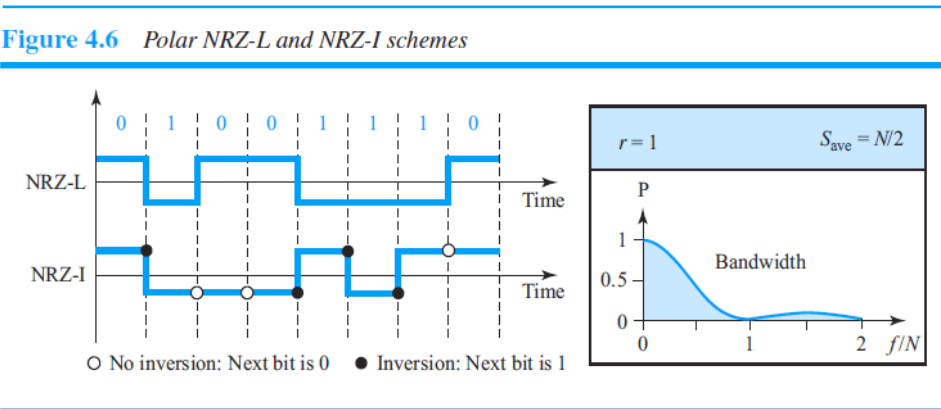
与它的极性对应方案相比（见下节），这个方案成本很高。正如我们很快会看到的，标准功率（每个单元线路阻抗发送 1 位所需的功率）是极性 NRZ 方案的两倍。基于这个原因，现在这个方案不用于数据通信中。

极性方案

在极性编码方案中，电平在时间轴的两边。例如，0 的电平可能是正的，而 1 的电平可能是负的。

不归零编码 (NRZ)

在极性 NRZ (polar NRZ) 编码中，信号的振幅使用两个电平。极性 NRZ 有两种常见形式：NRZ-L 和 NRZ-I，如图 4-6 所示。图中也说明了  $r$  值、平均波特率和带宽。第一种形式 NRZ-L (NRZ 电平编码, NRZ-Level)，信号电平决定了位值。而第二种形式 NRZ-I (NRZ 反转编码, NRZ-Invert)，信号电平是否反转或跳变决定了位值。如果没有跳变，位值是 0，如果有跳变，位值是 1。



No inversion:Next bit is 0 无反转：下一位是 0

Inversion: 反转 下一位是 1

图 4-6 极性 NRZ-L 方案和极性 NRZ-I 方案

**In NRZ-L the level of the voltage determines the value of the bit. In NRZ-I the inversion or the lack of inversion determines the value of the bit.**

在 NRZ-L 中，电平决定了位值。在 NRZ-I 中电平是否反转决定了位值。

让我们基于前面规定的标准来比较这两个方案。虽然基线偏移对这两个方案都是个问题，但 NRZ-L 比 NRZ-I 更严重。如果在 NRZ-L 中有一个全 0 或全 1 的长序列，平均信号功率就会变斜。接收方辨别位值就会较困难。而在 NRZ-I 中这个问题只发生在全 0 的长序列中。如果我们能消除全 0 的长序列，我们就可以避免基线偏移。我们很快就会看到如何做这一点。

同步问题（发送方和接收方的时钟不同步）也都存在于这两个方案中。同样，这个问题在 NRZ-L 中比 NRZ-I 中更严重。在这两个方案中，全 0 的长序列都会引起问题，而全 1 的长序列只在 NRZ-L 中引起问题。

当系统中的极性意外改变时，NRZ-L 会发生另一个问题。例如，如果介质是双绞线，该双绞线意外改变引起将所有 0 解释为所有的 1 或所有的 1 解释为所有 0。NRZ-I 不会有这个问题。两个方案都有  $N/2$  波特的平均信号速率。

**NRZ-L and NRZ-I both have an average signal rate of  $N/2$  Bd.**

NRZ-L 和 NRZ-I 都有  $N/2$  Bd 的平均信号速率。

接下来讨论带宽。图 4-6 中还表示了两个方案的标准带宽。垂直轴表示功率密度（每 1Hz 带宽的功率），水平轴表示频率。对这种类型编码，带宽隐藏了一个很严重的问题。在频率接近于零时，功率密度值会很高。这意味着有携带了高电平能量的 DC 成分。实际上，大多数能量集中在 0 到  $N/2$  之间的频率。这意味着虽然平均信号速率是  $N/2$ ，但是能量被平均在这两个值之间的频率中。

**NRZ-L and NRZ-I both have a DC component problem.**

NRZ-L 和 NRZ-I 都有 DC 成分问题。

#### 例 4-4

系统使用 NRZ-I 传输 1Mbps 数据。试问平均信号速率和最小带宽是多少？

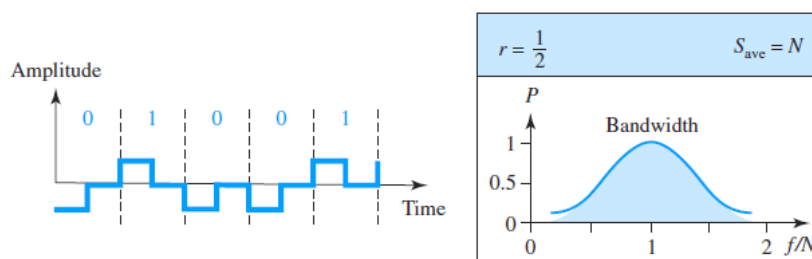
### 解答

平均信号速率是  $S = N/2 = 500 \text{ kBd}$ 。这个平均波特率的最小带宽是  $B_{\min} = S = 500 \text{ kHz}$ 。

### 归零 (RZ)

当发送方和接收方时钟不同步时，NRZ 编码的主要问题就发生了。接收方不知道一个位何时结束，下一个位何时开始。一种解决方法是**归零**（**return-to-zero, RZ**）编码方案，它使用三个值：正值、负值和零。在 RZ 中，信号不在两个位之间变化而是在位中变化。在图 4-7 中，我们看到在每个位中间信号变成 0。它保持到下一个位开始。RZ 编码的主要缺点是它需要两个信号变化来编码一个位，因此占用更大的带宽。我们前面提到的问题—极性意外改变会导致所有的 0 被解释成所有的 1，而所有的 1 被解释成所有的 0 的问题同样存在，但没有 DC 成分问题。另一个问题是复杂性：RZ 使用三个电平，这样生成和辨别更加困难。这些缺陷使得今天不再使用这个方案。它由性能更好的曼彻斯特编码和差分曼彻斯特编码方案替代（会在后面部分讨论）。

Figure 4.7 Polar RZ scheme



原书 103 页 图中的英文词对照标记

Amplitude 振幅

Bandwidth 带宽

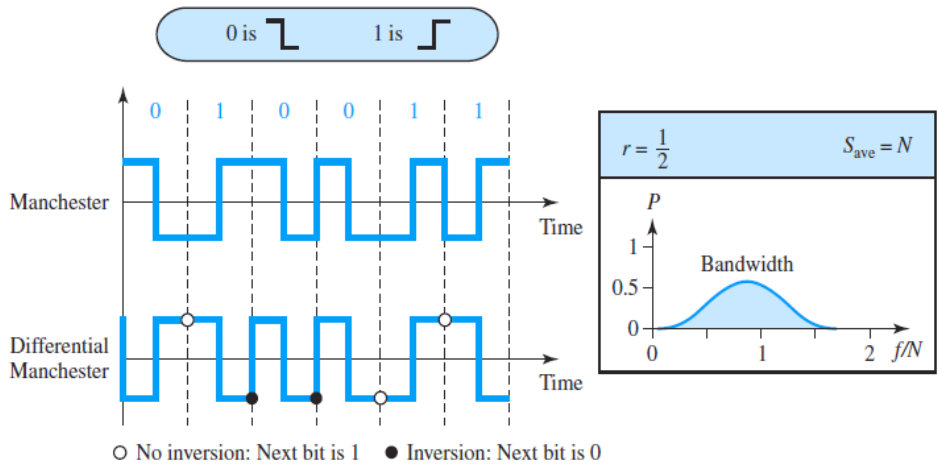
图 4-7 极性 RZ 编码方案

### 双相编码：曼彻斯特编码和差分曼彻斯特编码

RZ 的思想（位中间跳变）和 NRZ-L 的思想共同组成了**曼彻斯特**（**Manchester**）编码方案。在曼彻斯特编码中，位的持续时间被二等分。在前半部分电平保持一个水平，后半部分变成另一个水平。位中间的跳变提供了同步。另一方面，**差分曼彻斯特**（**Differential Manchester**）组合了 RZ 和 NRZ-I 的思想。在位中间总是有一个跳变，但是位值在位开始时

确定。如果下一个位是 0，就有一个跳变。如果下一个位是 1，则没有跳变。图 4-8 显示了曼彻斯特编码和差分曼彻斯特编码。

**Figure 4.8** Polar biphas: Manchester and differential Manchester schemes



原书 104 页 图中的英文词对照标记

Manchester 曼彻斯特

Differential Manchester 差分曼彻斯特

No inversion: Next bit is 1 无反转：下一位是 1

inversion: Next bit is 1 反转：下一位是 0

**图 4-8** 极性双相：曼彻斯特编码和差分曼彻斯特编码方案

**In Manchester and differential Manchester encoding, the transition at the middle of the bit is used for synchronization.**

在曼彻斯特和差分曼彻斯特编码中，位中间的跳变用于同步。

曼彻斯特编码方案克服了 NRZ-L 编码的一些问题，差分曼彻斯特编码方案克服了 NRZ-I 编码的一些问题。首先，没有基线偏移。因为每个位是正负电平值，所以没有 DC 成分。唯一的缺点是信号速率。曼彻斯特编码和差分曼彻斯特编码的信号速率是 NRZ 的两倍。原因是每个位中间都有一个跳变，而在每个位结束可能有一个跳变。图 4-8 说明了曼彻斯特编码和差分曼彻斯特编码方案。注意曼彻斯特编码和差分曼彻斯特编码方案也称为**双相（biphase）**方案。

The minimum bandwidth of Manchester and differential Manchester is 2 times that of NRZ.

曼彻斯特编码和差分曼彻斯特编码的最小带宽是 NRZ 的两倍。

## 双极性方案

在双极（bipolar）编码（也称为多电平二进制（multilevel binary））中，有三个电平：正值、负值和零。一个数据元素的电平是 0，而另一个数据元素的电平在正值、负值间交替。

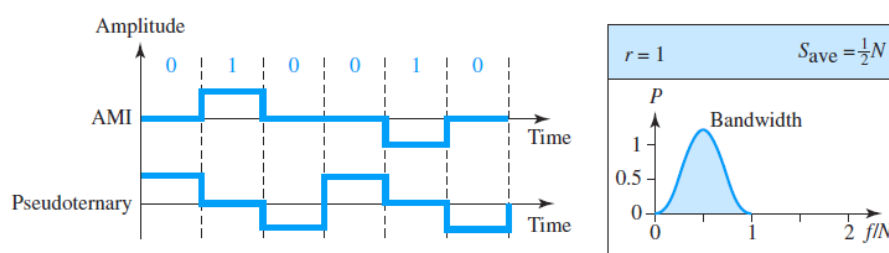
In bipolar encoding, we use three levels: positive, zero, and negative.

在双极编码中，我们使用三种电平：正值、负值和零。

## AMI 和伪三元编码

图 4-9 显示了双极编码的两种编码：AMI 和伪三元编码。一个常用的双极编码方案称为双极交替传号反转（alternate mark inversion, AMI）。在 AMI 中，传号这个名词来自电报，它指的是 1。因此，AMI 表示的含义是交替的 1 的反换。中值 0 电平表示二进制 0，而二进制 1 由交替正负电平表示。AMI 编码的一个变型是伪三元编码（pseudoternary），位 1 编码成 0 电平，而位 0 编码成交替正负电平。

Figure 4.9 Bipolar schemes: AMI and pseudoternary



原书 105 页 图中的英文词对照标记

Amplitude 振幅

Pseudoternary 伪三元码

Bandwidth 带宽

图 4-9 双极方案：AMI 和伪三元码

双极型方案是 NRZ 的替代方案。双极型方案的信号速率和 NRZ 一样，但是没有 DC 成

分。NRZ 方案中很大部分能量集中于频率 0 附近，如果信道这个频率附近性能较差，这类编码是不适合的。在双极编码中能量集中于频率  $N/2$  处。图 4-9 说明了双极方案的典型能量集中。

有人可能会问为什么在双极编码中没有 DC 成分？理论上，我们可以通过使用傅里叶变换来回答这个问题，但也可以直观地说明。如果有一串 1 的长序列，电平在正值和负值间交替，它不是常数。所以没有 DC 成分。对于一串 0 的长序列，电平保持常数，但是它的振幅是 0，同样也没有 DC 成分。换言之，产生恒定 0 电平的序列不会有 DC 成分。

AMI 通常用于长距离通信，但是当数据中存在 0 的长序列时就会有同步问题。在本章后面会看到用加扰技术解决这个问题。

## 多电平方案

增加数据速度或者降低所需带宽的需求导致了很多方案的产生。目标是通过把  $m$  个数据元素的模式编码成  $n$  个信号元素的模式，增加每波特的位数。我们只有两种数据元素（0 和 1），这表示  $m$  个数据元素组可以产生  $2^m$  个数据模式组合。不同信号元素可用不同的电平表示。如果有  $L$  个不同的电平，就能产生  $L^n$  个信号模式组合。如果  $2^m = L^n$ ，那么每个数据模式编码成一个信号模式。如果  $2^m < L^n$ ，那么数据模式只能占据一个信号模式的子集。应仔细设计这个子集来避免基线偏移、提供同步并检测数据传输中出现的差错。如果  $2^m > L^n$ ，数据编码就不可能了，因为有一些数据模式就不能编码了。

编码设计者以  $mBnL$  区分这些编码类型，这里  $m$  是二进制模式的长度， $B$  表示二进制数据， $n$  是信号模式的长度， $L$  是信号中的电平数。一般用字母代替  $L$ ： $L=2$  时用  $B$ （二元）表示、 $L=3$  时用  $T$ （三元）、 $L=4$  时用  $Q$ （四元）。注意前两个字母定义了数据模式，后两个字母定义了信号模式。

**In  $mBnL$  schemes, a pattern of  $m$  data elements is encoded as a pattern of  $n$  signal elements in which  $2^m \leq L^n$ .**

**在  $mBnL$  方案中， $m$  个数据元素模式编码成  $n$  个信号元素模式， $2^m \leq L^n$ 。**

## 2B1Q

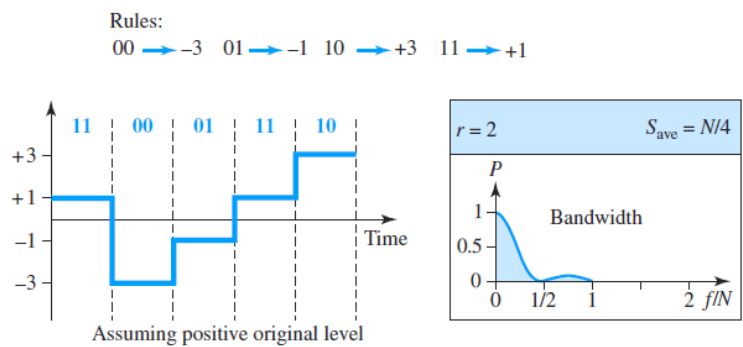
我们讨论的第一个  $mBnL$  方案，两个二元一个四元（two binary, one quaternary, 2B1Q）使用长度为 2 的 2 位数据模式编码成一个 4 电平信号元素。在这个编码类型中， $m=2$ 、 $n=1$ 、 $L=4$ （四元）。图 4-10 显示了 2B1Q 的一个例子。

2B1Q 的平均信号速率是  $S=N/4$ 。这意味着是用 2B1Q 发送数据可以比 NRZ-L 快 2 倍。

但是，2B1Q 使用 4 个不同的信号电平，意味着接收方需要辨别 4 个不同的阈值。降低的带宽带来了成本的提高。因为  $2^2 = 4^1$ ，所以这个方案中没有多余的信号模式。

我们会在第 14 章中看到，2B1Q 用于 DSL（数字用户线路）技术，通过使用用户电话线提供高速因特网连接。

Figure 4.10 Multilevel: 2B1Q scheme



原书 106 页 图中的英文词对照标记

Rules 规则

Assuming positive original level 假设初始电平为正

Bandwidth 带宽

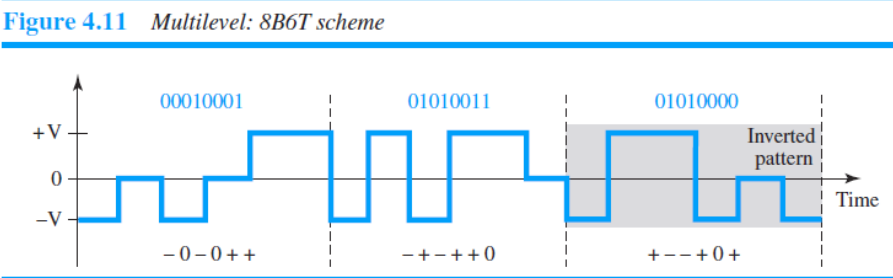
图 4-10 多电平：2B1Q 编码方案

### 8B6T

一个很有趣的方案是 8 个二元、6 个三元（eight binary, six ternary, 8B6T）。这个编码用于 100BASE-4T 电缆，我们会在第 13 章看到。这个方案是把 8 位模式编码成 6 个信号元素模式，每个信号有 3 个电平（三元的）。我们可以有  $2^8 = 256$  个不同的数据模式和  $3^6 = 729$  个不同的信号模式。附录 F 给出了映射表。有  $729 - 256 = 473$  个冗余的信号元素用来提供同步和差错检测。其中一部分还用来提供 DC 平衡。每个信号模式有 0 或 +1 的 DC 值作为权值。这意味着没有权值为 -1 值的模式。为了整个流实现 DC-平衡，发送方必须关注权值。如果两个权值为 +1 的组紧接着，第一个组保持原状发送，而接着的第二个组全部取反使得权值为 -1。

图 4-11 给出了 3 个数据模式编码成 3 个信号模式的例子。3 个可能的信号电平表示为 -、0 和 +。第一个 8 位模式 00010001 编码成平衡量为 0 的信号模式 -0-0++；第二个 8 位数据模式 01010011 编码成平衡量为 +1 的信号模式 -+-+0；第三个 8 位数据模式编码成平衡量

为+1 的信号模式+ - - 0 +。为了建立 DC 平衡，发送方反相实际的信号。接收方能轻易地辨认出这是反相过的模式，因为平衡量为-1。模式在解码前反相。



原书 107 页 图中的英文词对照标记

Inverted pattern 反相模式

图 4-11 多电平：8B6T 方案

这个方案的平均信号速率理论上是  $S_{ave} = \frac{1}{2} \times N \times \frac{6}{8}$ ，实际上最小带宽十分接近  $6N/8$ 。

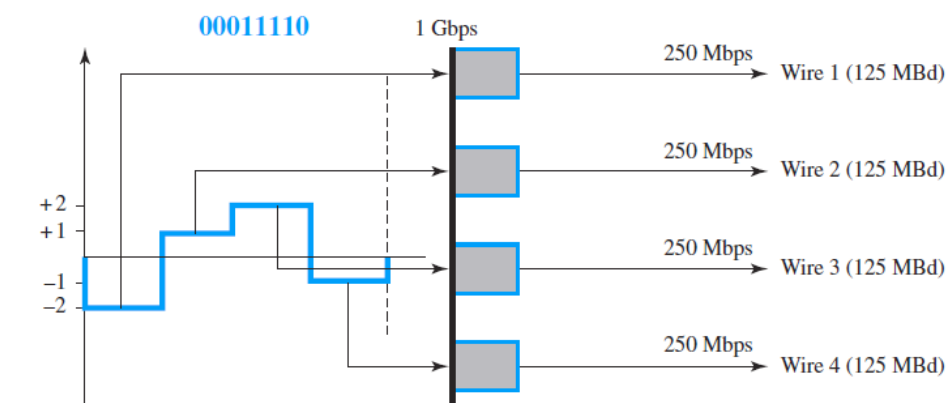
4D-PAM5

我们在这个类别中讨论的最后一个信号方案称为 **4 维 5 级脉冲振幅调制 (four-dimensional five-level pulse amplitude modulation, 4D-PAM5)**。4D 表示数据同时通过 4 条线路发送。它使用 5 个电平：-2、-1、0、1 和 2。但是电平 0 只用于发送差错检测（在第 10 章讨论）。如果假定编码是一维的，4 个电平产生类似于 8B4Q 方案的编码。换言之，一个 8 位码字转换成一个 4 电平的信号元素。这个假想一维版本的最差信号速率是  $N \times 4/8$  或  $N/2$ 。

设计 4D-PAM5 技术用来通过 4 个信道（4 条线路）发送数据。这意味着信号速率可以降低到  $N/8$ ，大幅度的改进。所有 8 个位会同时进入一条线路并通过使用 1 个信号元素发送。关键点在于 4 个信号元素组成 1 个信号组，并通过四维环境同时发送。图 4-12 给出了假想的一维和实际的四维实现。吉比特 LAN（见第 13 章）使用这个技术来通过 4 条铜线电缆（能处理 125Mbd）发送 1Gbps 数据。这个方案的信号模式有很大的冗余，因为  $2^8$  个数据模式匹配  $4^4 = 256$  个信号模式。额外的信号模式可以用于诸如差错检测等其他目的。



Figure 4.12 Multilevel: 4D-PAM5 scheme



原书 108 页 图中的英文词对照标记

图 4-12 多电平：4D-PAM5 方案

### 多线路传输：MLT-3

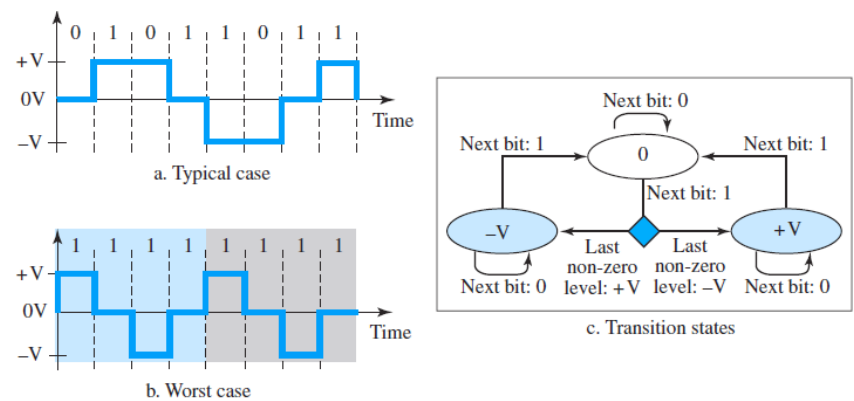
NRZ-I 和差分曼彻斯特编码是差分编码，但使用两种不同的跳变规则来编码二进制数据（没有反相、有反相）。如果信号的电平多于两个，可以设计一种多于两个跳变规则的差分编码方案。MLT-3 就是其中之一。三电平多线路传输（multiline transmission, three level, **MLT-3**）方案使用三个电平（+V、0、-V）和三个跳变规则在电平间变动。

1. 如果下一个位是 0，没有跳变。
2. 如果下一个位是 1 而且当前电平不是 0，下一个电平是 0。
3. 如果下一个位是 1 而且当前电平是 0，下一个电平是最后一个非零电平的相反值。

图 4-13 所示的状态图很好地描述了 MLT-3。三个状态（用椭圆）表示三个电平（+V、0、-V）。连接线表示一个状态（电平）到另一个状态（电平）的跳变。图 4-13 还给出了 MLT-3 信号的两个例子。

有人可能想知道为什么需要使用 MLT-3，一个位映射成一个信号元素的方案。信号速率和 NRZ-I 一样，但是更复杂（三个电平和复杂的跳变规则）。看起来这个方案中信号形状帮助降低了所需的带宽。让我们看一看最坏的情形，全 1 的序列。每 4 个位就重复信号元素模式 +V0-V0。非周期信号已经变成周期信号，周期等于 4 倍位持续时间。这个最坏情形可以模拟成频率为 1/4 比特率的模拟信号。换言之，MLT-3 信号速率为比特率的 1/4。当我们需要在铜线电缆（不能支持高于 32MHz，高于这个电平的频率会产生电磁发射）上发送 100Mbps 时，MLT-3 是个合适的选择。MLT-3 和 LAN 会在第 13 章中讨论。

Figure 4.13 Multitransition: MLT-3 scheme



原书 109 页 图中的英文词对照标记

Typical case 典型情况

Worst case 最差情况

Transition states 转移状态

Next bit 下一位

Last non-zero level 最后非零电平

图 4-13 多传输：MLT-3 方案

### 线路编码方案小结

我们在表 4-1 中总结了前面讨论的各种方案的特性。

Table 4.1 Summary of line coding schemes

Category	Scheme	Bandwidth (average)	Characteristics
Unipolar	NRZ	$B = N/2$	Costly, no self-synchronization if long 0s or 1s, DC
Polar	NRZ-L	$B = N/2$	No self-synchronization if long 0s or 1s, DC
	NRZ-I	$B = N/2$	No self-synchronization for long 0s, DC
Biphase		$B = N$	Self-synchronization, no DC, high bandwidth
	AMI	$B = N/2$	No self-synchronization for long 0s, DC
Multilevel	2B1Q	$B = N/4$	No self-synchronization for long same double bits
	8B6T	$B = 3N/4$	Self-synchronization, no DC
	4D-PAM5	$B = N/8$	Self-synchronization, no DC
Multitransition	MLT-3	$B = N/3$	No self-synchronization for long 0s

原书 109 页 表中的英文词对照标记

表 4-1 线路编码方案小结

类别	方案	带宽（平均）	特性
单极	NRZ	$B=N/2$	成本高，0 或 1 的长序列没有自同步，DC

单极	NRZ-L	$B=N/2$	全 0 或全 1 的长序列没有自同步, DC
	NRZ-I	$B=N/2$	全 0 的长序列没有自同步, DC
	双相	$B=N$	自同步, 没有 DC, 高带宽
双极	AMI	$B=N/2$	全 0 的长序列没有自同步, DC
多电平	2B1Q	$B=N/4$	相同双位的长序列没有自同步
	8B6T	$B=3N/4$	自同步, 没有 DC
	4D-PAM5	$B=N/8$	自同步, 没有 DC
多线路	MLT-3	$B=N/3$	全 0 的长序列没有自同步

### 4.1.3 块编码

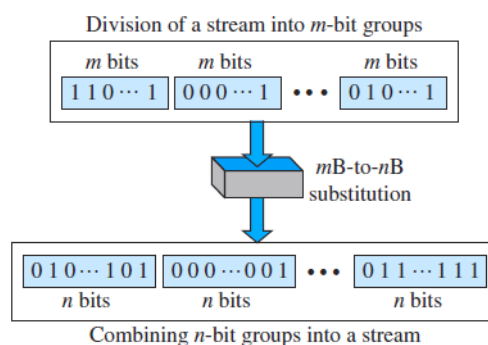
我们需要某种冗余以确保同步, 并提供一些内在的差错检测。块编码可以给出这种冗余并提高线路编码的性能。一般, **块编码 (block coding)** 把  $m$  位的块变成  $n$  位的块, 这里  $n$  大于  $m$ 。块编码称为  $mB/nB$  编码技术。

Block coding is normally referred to as  $mB/nB$  coding; it replaces each  $m$ -bit group with an  $n$ -bit group.

块编码通常称为  $mB/nB$  编码技术, 它用  $n$  位组替换  $m$  位组。

块编码中的斜线 (比如  $4B/5B$ ) 用来区别于多电平编码 (比如  $8B6T$ ), 多电平编码中没有斜线。块编码一般涉及三个步骤: 分组、置换和组合。在分组步骤中, 位序列划分成许多个  $m$  位组。例如, 在  $4B/5B$  编码中, 原始的位序列划分成 4 位组。块编码的核心是置换步骤。在这个步骤, 用  $n$  位组置换  $m$  位组。例如在  $4B/5B$  编码中, 用 5 位组置换 4 位组。最后 5 位组组合形成流。新的流比原始的流有更多的位。图 4-14 说明了这个过程。

Figure 4.14 Block coding concept



Division of a stream into m-bit groups 将一个流分成 m 位的组

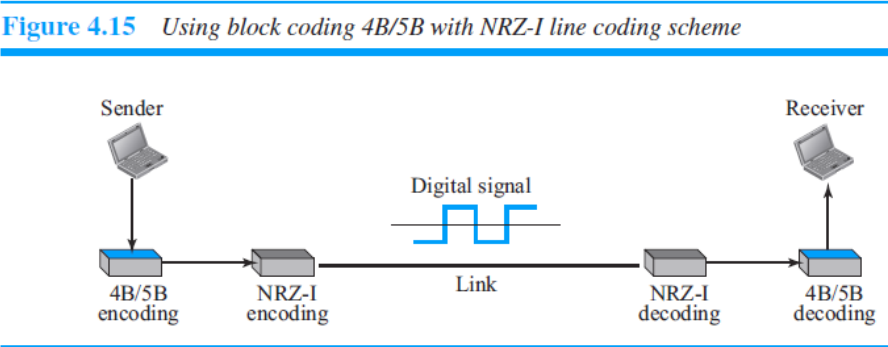
Combining n-bit groups into a stream 将 n 位组组合成一个流

Substitution 置换

图 4-14 块编码概念

4B/5B

4 位/5 位（four binary/five binary，4B/5B）编码方案设计出来和 NRZ-I 组合使用。回忆一下，NRZ-I 有很好的信号速率，它是双相编码的一半，但是它有同步问题。连续的 0 的长序列会让接收方失去同步。一种解决方法是在使用 NRZ-I 编码前改变位流。4B/5B 方案实现了这个目的。我们后面会看到，经过块编码的流不会有多于三个连续的 0。在接收方，NRZ-I 编码后的数字信号先解码成位流，然后去掉冗余。图 4-15 说明了这个思想。



Sender 发送者

Receiver 接收者

digital signal 数字信号

encoding 编码

decoding 解码

Link 链路

图 4-15 使用块编码 4B/5B 和线路编码 NRZ-I 的组合方案

在 4B/5B 编码中，将 4 位输入置换为 5 位输出仅包含不超过一个前导 0（左边的位）和两个后缀 0（右边的位）。因此当不同的组组合形成新的序列时，最多只会有三个连续的 0。

（注意 NRZ-I 中 1 的长序列没有问题。）表 4-2 给出了用于 4B/5B 编码的相应对。注意前两列是 4 位组和 5 位组。4 位组只有 16 个不同的组合，而 5 位组有 32 个不同的组合。这意味着有 16 个组没有用于 4B/5B 编码。这些不用的组当中，一些用于控制，另一些仍然没有使用，可以提供一些差错检测。如果收到的 5 位组属于表中没有使用的部分，接收方知道传输中出现了差错。

Table 4.2 4B/5B mapping codes

Data Sequence	Encoded Sequence	Control Sequence	Encoded Sequence
0000	11110	Q (Quiet)	00000
0001	01001	I (Idle)	11111
0010	10100	H (Halt)	00100
0011	10101	J (Start delimiter)	11000
0100	01010	K (Start delimiter)	10001
0101	01011	T (End delimiter)	01101
0110	01110	S (Set)	11001
0111	01111	R (Reset)	00111
1000	10010		
1001	10011		
1010	10110		
1011	10111		
1100	11010		
1101	11011		
1110	11100		
1111	11101		

原书 111 页 表中的英文词对照标记

表 4-2 4B/5B 映射码

数据序列	编码后的序列	控制序列	编码后的序列
0000	11110	Q（静默）	00000
0001	01001	I（空闲）	11111
0010	10100	H（停止）	00100
0011	10101	J（开始定界符）	11000
0100	01010	K（开始定界符）	10001
0101	01011	T（结束定界符）	01101
0110	01110	S（设置）	11001
0111	01111	R（重置）	00111
1000	10010		
1001	10011		
1010	10110		
1011	10111		
1100	11010		

1101	11011
1110	11100
1111	11101

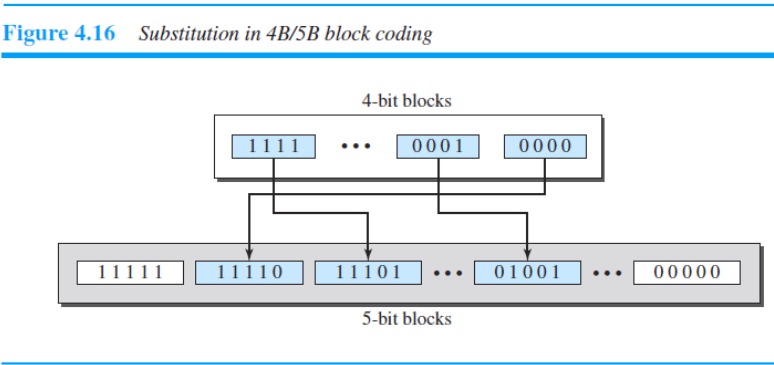
图 4-16 给出了用 4B/5B 编码方案置换的一个例子。4B/5B 编码方案解决了同步问题，克服了 NRZ-I 的缺陷。但是，我们需要记住它增加了 NRZ-I 的信号速率。冗余位增加 20% 的波特。结果仍然小于两相方案，它的信号速率是 NRZ-I 的两倍。但是，4B/5B 编码方案没有解决 NRZ-I 的 DC 成分问题。如果 DC 成分是不可接受的，就需要使用双相或双极编码方案。

### 例 4-5

我们需要以 1Mbps 速率发送数据。使用 4B/5B 和 NRZ-I 组合，或 4B/5B 和曼彻斯特编码组合，最小的带宽是多少？

### 解答

首先 4B/5B 块编码增加比特率到 1.25Mbps。使用 NRZ-I 的最小带宽是 N/2 或 625kHz。曼彻斯特方案需要最小带宽 1MHz。第一个选择需要更低的带宽，但有 DC 成分问题；第二个选择需要更高的带宽，但没有 DC 成分问题。



原书 112 页 表中的英文词对照标记

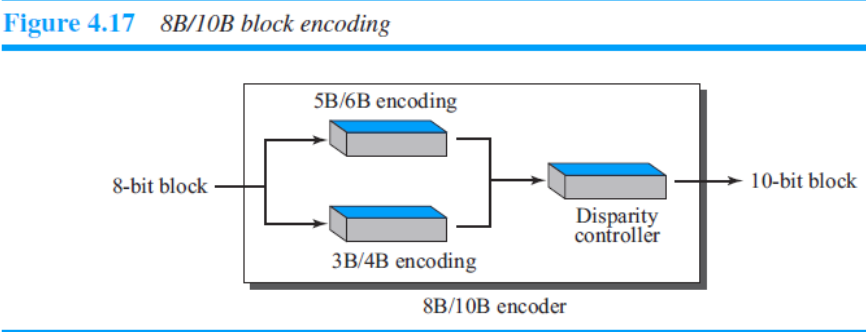
blocks 块

图 4-16 使用 4B/5B 编码进行置换

### 8B/10B

8 位/10 位（eight binary/ten binary，8B/10B）编码方案类似于 4B/5B 编码方案，除了它是 8 位数据组被置换成 10 位编码。比起 4B/5B，它提供了更强的差错检测能力。8B/10B

块编码实际上是 5B/6B 编码和 3B/4B 编码的组合，如图 4-17 所示。



原书 112 页 图中的英文词对照标记

encoding 编码

block 块

Disparity controller 不均等性控制器

encoder 编码器

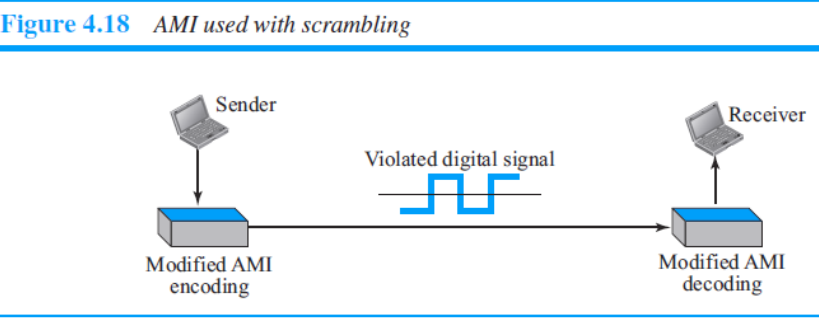
图 4-17 8B/10B 块编码

8 位块的高 5 位送入 5B/6B 编码器，低 3 位送入 3B/4B 编码器。这样做是为了简化映射表。为了防止连续 0 或 1 的长串，编码使用不均等性控制器观察 0 比 1 多（或 1 比 0 多）。如果当前块中的位产生了不均等性，而该不均等性对上一块的不均性有影响（任一方向），那么当前块的所有位取反（0 变成 1 而 1 变成 0）。这种编码有  $2^{10}-2^8 = 768$  个冗余组，可以用于不均等性校验和差错检测。一般，这种技术由于有更好的内置差错检查能力来和同步能力而优于 4B/5B。

#### 4.1.4 加扰

两相编码方案适用于 LAN 中站间的专用链路，并不适用于长距离通信（由于宽带宽需求）。块编码和 NRZ 线路编码的组合由于 DC 成分也不适用于长距离编码。双极 AMI 编码有窄带宽而且不会产生 DC 成分。但是，连续 0 的长序列会不同步。如果能找到避免初始流中连续 0 长序列的方法，那么双极 AMI 可以用于长距离。我们正寻找一种不会增长位数并提供同步的技术，以及一种把 0 电平脉冲置换成其他电平组合来提供同步的解决方法。一种解决方法称为加扰（scrambling）。我们修改了部分 AMI 规则引入了加扰，如图 4-18 所示。注意：相对于块编码，加扰与编码同时完成。系统需要基于定义好的加扰规则插入所需脉冲。

两种通用加扰技术是 B8ZS 和 HDB3。



原书 113 页 图中的英文词对照标记

Violated digital signal 受扰数字信号

Sender 发送者

Receiver 接受者

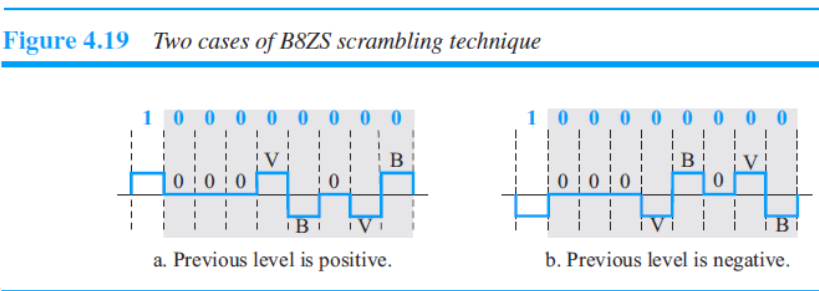
Modified AMI encoding 被修改的 AMI 编码

Modified AMI decoding 被修改的 AMI 解码

图 4-18 AMI 使用加扰

**B8ZS**

**8 零置换的双极 (bipolar with 8-zero substitution, B8ZS)** 编码方案通常用于北美地区。在这个技术中，8 个连续 0 电平会被替换成 000VB0VB。这里的 V 表示违反。这个非零电平违反了 AMI 编码规则（前一极的相反极）。这里的 B 表示双极，表示与 AMI 规则相一致的非零电平。有两种情形，如图 4-19 所示。



原书 113 页 图中的英文词对照标记

Previous level is positive 前一个电平为正

Previous level is negative 前一个电平为负

图 4-19 B8ZS 加扰技术的两种情形



注意：这里的加扰不会改变比特率。而且这个技术平衡了正电平和负电平（两个正电平和两个负电平），这意味着维持了 DC 平衡。注意置换可能会改变 1 的极性，因为置换后 AMI 需要遵守它的规则。

**B8ZS substitutes eight consecutive zeros with 000VB0VB.**

**B8ZS 把 8 个连续零置换成 000VB0VB。**

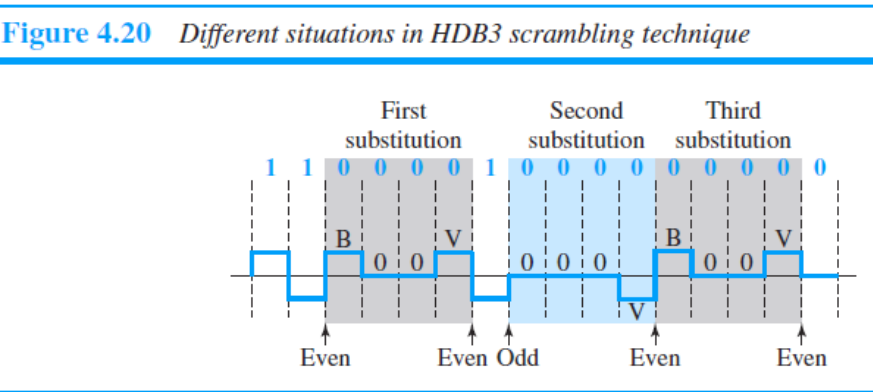
还要提到一点。这里的字母 V（违反）或 B（双极）是相对的。V 表示与前一个非零脉冲极性相同的极性；B 表示与前一个非零脉冲极性相反的极性。

**HDB3**

**高密度双极 3 零（high-density bipolar 3-zero, HDB3）**编码方案通常用于北美以外地区。这种技术比 B8ZS 技术更加保守，四个连续零电平被置换成 000V 或 B00V。两个不同置换的原因是为了维持每次置换后非零脉冲为偶数。这两个规则可以定义如下：

- 1. 如果最后一次置换后的非零脉冲数是奇数，置换模式是 000V，这样使得非零脉冲总数为偶数。
- 2. 如果最后一次置换后的非零脉冲数是偶数，置换模式是 B00V，这样使得非零脉冲总数为偶数。

图 4-20 给出了一个实例。



**原书 114 页** 图中的英文词对照标记

First substitution 第一次置换

Second substitution 第二次置换

Third substitution 第三次置换

Even 奇数

Odd 偶数

图 4-20 HDB3 加扰技术的不同情况

这里还需要提到几点。第一，在第一次置换前，非零脉冲数是偶数，所以第一次置换是 B00V。这次置换后，位 1 的极性改变，因为每次置换后必须遵循 AMI 方案自己的规则。在这个位后，我们需要另一次置换，这次置换是 000V，因为在最后一次置换后只有一个非零脉冲（奇数）。第三次置换是 B00V，因为在第二次置换（偶数）后没有非零脉冲（偶数）。

HDB3 substitutes four consecutive zeros with 000V or B00V depending on the number of nonzero pulses after the last substitution.

HDB3 技术根据最后一次置换后非零脉冲数把四个连续零置换成 000V 或 B00V。

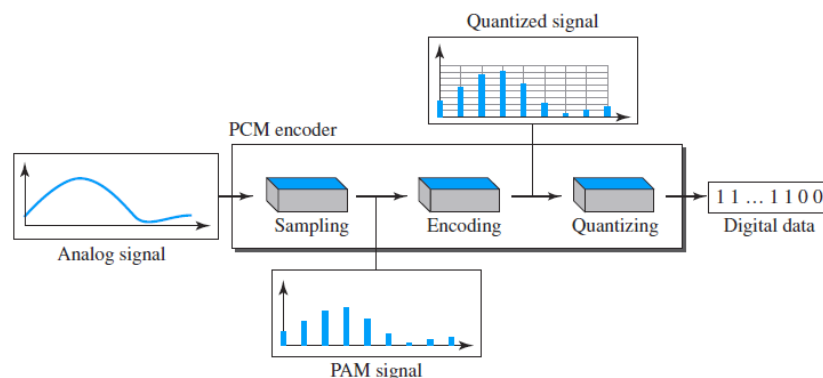
## 4.2 模拟到数字转换

4.1 节描述的技术用于把数字数据转换成数字信号。然而，有时我们只有模拟信号，诸如麦克风或照相机产生的信号。在第 3 章，我们已经看到数字信号优于模拟信号。今天的趋势是把模拟信号转换成数字信号。本节将描述两种技术：脉冲码调制和增量调制。在数字数据产生（数字化）后，我们使用 4.1 节描述的一种技术把数字数据转换成数字信号。

### 4.2.1 脉冲码调制（PCM）

把模拟信号转换成数字信号（数字化）的最通用技术称为脉冲码调制（pulse code modulation, PCM）。PCM 编码器有三个过程，如图 4-21 所示。

Figure 4.21 Components of PCM encoder



Quantized signal 量化信号

PCM encoder PCM 编码器

Analog signal 模拟信号

Sampling 采样

Encoding 编码

Quantizing 量化

Digital data 数字数据

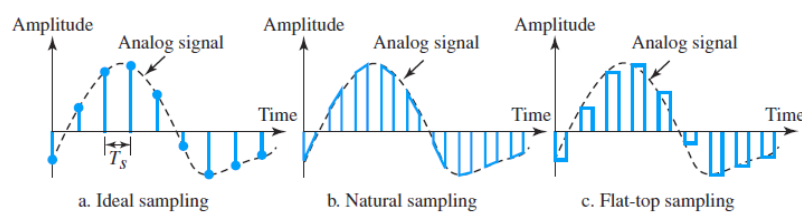
PAM signal PAM 信号图 4-21 PCM 编码器组成

1. 对模拟信号进行采样；
2. 对采样后信号进行量化；
3. 量化后的值编码成位流。

## 采样

PCM 的第一步是**采样 (sampling)**。每隔  $T_s$  秒对模拟信号进行采样，这里  $T_s$  是样本间隔或周期。采样间隔的倒数称为**采样率 (sampling rate)** 或**采样频率 (sampling frequency)**，定义成  $f_s$ ，这里  $f_s = 1/T_s$ 。有三种采样方法：理想采样、自然采样和方顶采样，如图 4-22 所示。

Figure 4.22 Three different sampling methods for PCM



Ideal sampling 理想采样

Natural sampling 自然采样

Flat-top sampling 方顶采样

Amplitude 振幅

图 4-22 PCM 三种不同采样方法

在理想采样中，对来自模拟信号的脉冲进行采样。这是理想采样方法，不能容易实现。在自然采样中，当采样发生时高速开关开启很短的时间。结果是样本序列保持了模拟信号的形状。最常用的采样方法称为**采样和保持 (sample and hold)** 技术，然而它通过适用电路产生方顶样本。

采样过程有时称为**脉冲振幅调制 (pulse amplitude modulation, PAM)**。但是我们需要记住，结果仍然是非完整的模拟信号。

### 采样速率

一个重要考虑是采样速率或采样频率。对  $T_s$  的限制是什么？这个问题由奈奎斯特给出了完善的解决。根据**奈奎斯特定理 (Nyquist theorem)**，为了再生原始模拟信号，一个必要条件是**采样速率 (sampling rate)** 至少是原始信号中最高频率的两倍。

According to the Nyquist theorem, the sampling rate must be at least 2 times the highest frequency contained in the signal.

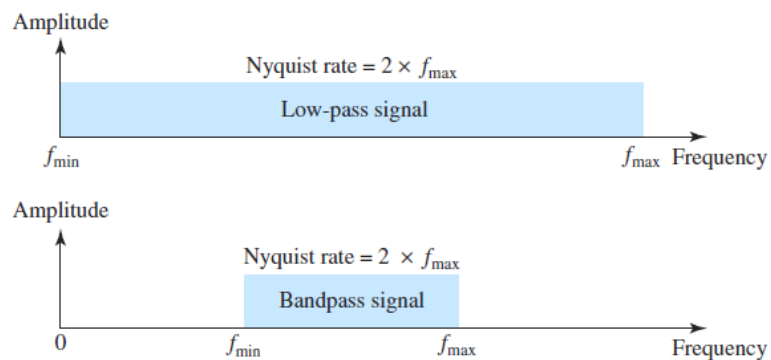
根据奈奎斯特定理，采样速率必须至少是信号所含最高频率的 2 倍。

我们需要在这里详细描述这个理论。首先，只有信号带宽是有限的时，我们才能对它进行采样。换言之，我们无法对无限带宽的信号进行采样。其次，采样率必须至少是最高频率而不是带宽的两倍。如果模拟信号是低通的，带宽和最高频率有相同的值。如果模拟信号是带通的，带宽值小于最大频率值。图 4-23 说明了两种类型信号的采样率值。

### 例 4-6

对于奈奎斯特定理的一个直观实例，让我们以三种采样率对简单正弦波进行采样： $f_s = 4f$  (2 倍奈奎斯特速率)， $f_s = 2f$  (奈奎斯特速率) 和  $f_s = f$  (一半奈奎斯特速率)。图 4-24 给出了采样和后续的信号恢复。

**Figure 4.23** Nyquist sampling rate for low-pass and bandpass signals



原书 117 页 图中的英文词对照标记

Amplitude 振幅

Frequency 频率

Nyquist rate 奈奎斯特速率

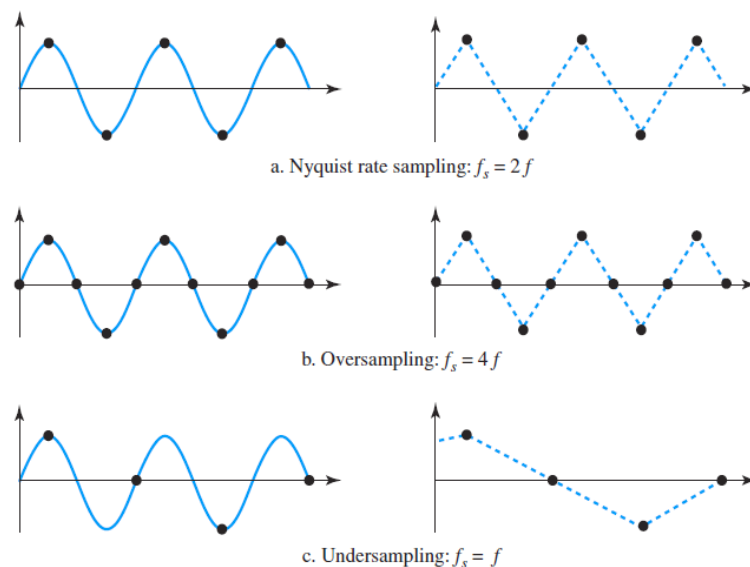
Low-pass signal 低通信号

Bandpass signal 带通信号

**图 4-23** 低通和带通信号的奈奎斯特取样速率

可以看到，以奈奎斯特速率进行采样可以得到与原始正弦波较好近似的信号（图 4-24a 部分），图 4-24b 部分过采样得到相同的近似，但它是冗余的，没必要。低于奈奎斯特率的采样（图 4-24c 部分）不能产生与原始正弦波相似的信号。

Figure 4.24 Recovery of a sampled sine wave for different sampling rates



原书 117 页 图中的英文词对照标记

Nyquist rate sampling 奈奎斯特速率采样

Oversampling 过采样

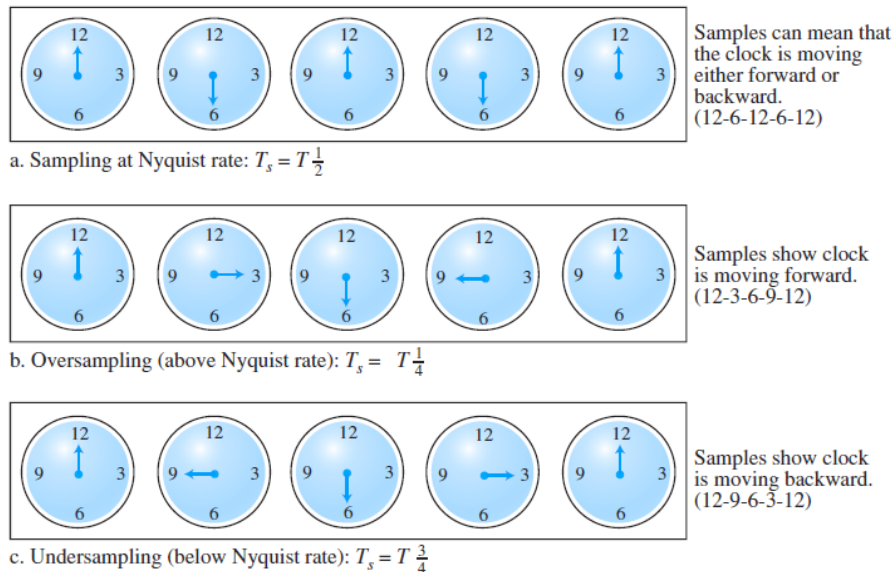
Undersampling 欠采样

图 4-24 不同采样率下采样正弦波的恢复

#### 例 4-7

一个有趣的例子，如果我们对诸如时钟指针旋转的周期性事件进行采样，我们会看到什么？时钟的分针周期为 60 秒。根据奈奎斯特定理，我们需要每隔 30 秒（或  $f_s=2f$ ）对分针进行采样（拍照并发送）。在图 4-25a 中，样本点依次为 12、6、12、6、12 和 6。样本的接收方无法知道时钟是向前走还是向后走。在图 4-24b 部分，我们以两倍奈奎斯特率（每隔 15 秒）进行采样。样本点依次是 12、3、6、9 和 12。时钟在向前走。在图 4-24c 部分，我们以低于奈奎斯特率的采样率或进行采样（ $T_s = 3/4T$  或  $f_s = 4/3f$ ）。样本点依次是 12、9、6、3 和 12。虽然时钟在向前走，但接收方认为时钟在向后走。

Figure 4.25 Sampling of a clock with only one hand



原书 118 页 图中的英文词对照标记

Sampling at Nyquist rate 以奈奎斯特速率采样

Oversampling (above Nyquist rate) 过采样（大于奈奎斯特速率）

Undersampling (below Nyquist rate) 欠采样（低于奈奎斯特速率）

Samples can mean that the clock is moving either forward or backward 采样表明时钟向前走或向后走

Samples show clock is moving forward 采样表明时钟向前走

Samples show clock is moving backward 采样表明时钟向后走

图 4-25 对只有一个分针的时钟进行采样

#### 例 4-8

与例 4-7 相似的一个例子是电影中向前移动的汽车看起来车轮在向后旋转。这可以用欠采样解释。电影以每秒 24 帧的速度拍摄。如果车轮以高于每秒 12 次的速度旋转，欠采样就会产生向后旋转的印象。

#### 例 4-9

电话公司假定语音最高频率为 4000Hz 对语音进行采样。因此采样率是每秒 8 000 个样本。

#### 例 4-10

一个复杂的低通信号带宽为 200kHz。那么这个信号的最小采样速率是多少？

#### 解答

低通信号的带宽在 0 和  $f$  之间，这里  $f$  是信号的最大频率。因此，我们以两倍这个最高频率（200 kHz）对这个信号进行采样。采样速率是每秒 400000 个样本。

#### 例 4-11

一个复杂的带通信号带宽为 200kHz。那么这个信号的最小采样率是多少？

#### 解答

因为我们不知道带宽从何开始和到何结束，所以我们无法找到这个例子中的最小采样率。我们不知道这个信号中的最大频率。

#### 量化

采样后的结果是一系列振幅值介于信号最大振幅和最小振幅间的脉冲。振幅集可能是无限个介于两个限制值间的非整数值。这些值无法用于编码过程。以下是量化步骤：

1. 我们假定原始模拟信号有介于  $V_{min}$  和  $V_{max}$  的瞬时振幅。
2. 我们把范围分成  $L$  个区间，每个区间高度为  $\Delta$  (delta)。

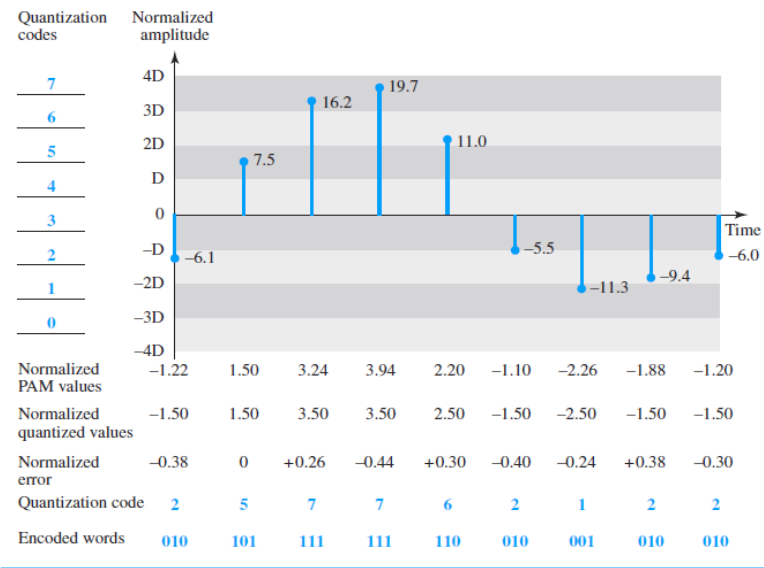
$$\Delta = \frac{V_{max} - V_{min}}{L}$$

3. 我们分配 0 到  $L-1$  的量化值给每个区间的中点。
4. 样本振幅值近似为量化值。

一个简单的例子，假定我们有一个采样信号，并且样本振幅在 -20V 到 +20V 范围内。我们决定有 8 个电平 ( $L=8$ )。这意味着  $\Delta = 5V$ 。图 4-26 说明了这个例子。



Figure 4.26 Quantization and encoding of a sampled signal



原书 120 页 图中的英文词对照标记

Quantization codes 量化编码

Normalized amplitude 标准化振幅

Normalized PAM values 标准化 PAM 值

Normalized quantized values 标准化量化值

Normalized error 标准化误差

Quantization code 量化编码

Encoded words 编码码字

图 4-26 采样信号的量化和编码

我们使用理想采样（为了简单）只给出了 9 个样本。图中每个样本顶端的值给出了实际振幅。在表中，第一行是每个样本标准化后的值（实际振幅/D）。量化过程从每个区间的中间选择量化值。这表示标准化量化值（第二行）不同于标准化振幅。两者之差称为标准化误差（第三行）。第四行是基于图左边量化电平 of 每个样本的量化码。编码码字（第五行）是转换的最后结果。

### 量化等级

在前面例子中，我们给出了八个量化等级。 $L$ （等级数）的选择取决于模拟信号振幅范围以及我们需要准确恢复信号的程度。如果一个信号的振幅只在两个值之间变动，我们只需要两个电平；如果信号（像语音）有许多振幅值，我们需要更多的量化等级。在音频数字化

中， $L$  通常为 256，在视频中， $L$  一般是几千。如果信号的幅度变化很大，较低的  $L$  值就会增加量化误差。

### 量化误差

一个重要的问题是量化过程产生的误差。（后面我们会看到这个问题如何影响高速调制解调器）。量化是一个近似过程。量化器的输入值是实际值，输出值是近似值。输出值为区间的中间值。如果输入值也在区间中间，就没有量化误差，否则就会有误差。在前面的例子中，第三个例子的标准化振幅是 3.24，但标准化量化值是 3.50。这表示误差是 +0.26。任一样本的误差值都小于  $\Delta/2$ 。换言之， $-\Delta/2 \leq \text{误差} \leq \Delta/2$ 。

量化误差改变了信号的信噪比，根据香农理论这反过来减小了上限容量。

可以证明**量化误差（quantization error）**对信号  $\text{SNR}_{\text{dB}}$  的影响取决于量化级别  $L$  或每个样本位数  $n_b$ ，如下面公式所示：

$$\text{SNR}_{\text{dB}} = 6.02n_b + 1.76 \text{ dB}$$

### 例 4-12

图 4-26 例子中的  $\text{SNR}_{\text{dB}}$  是多少？

#### 解答

我们可以使用公式来得出这个量化值。有 8 个级别，每个样本有 3 个位，所以  $\text{SNR}_{\text{dB}} = 6.02(3) + 1.76 = 19.82 \text{ dB}$ 。增加级别数就会增加 SNR。

### 例 4-13

电话用户线路必须有高于 40 的  $\text{SNR}_{\text{dB}}$ 。那么每个样本的最小位数是多少？

#### 解答

我们可以计算位数如下：

$$\text{SNR}_{\text{dB}} = 6.02n_b + 1.76 = 40 \rightarrow n = 6.35$$

电话公司一般每个样本分配 7 或 8 个位。

### 均匀量化与非均匀量化

对于许多应用，模拟信号中瞬时振幅的分布是不均匀的。振幅的变化一般在低振幅时比高振幅时发生得更频繁。对于这类应用使用非均匀量化更好。换言之， $\Delta$  不固定，接近低振幅时  $\Delta$  大，高振幅时小。非均匀量化也可以通过使用**压缩和扩展（companding and**

**expanding**) 过程。在发送方, 信号在转换前先压缩, 在接收方, 在转换前先扩展。压缩表示减小较大瞬时电平振幅值, 扩展是相反的过程。压缩使得强信号的电平衡量更大, 而弱信号的电平衡量更小。已经证明非均匀量化有效地减小了量化  $\text{SNR}_{\text{dB}}$ 。

## 编码

PCM 中的最后一个步骤是编码。在每个样本量化并且每个样本的位数确定后, 每个样本可以转换成  $n_b$  个位的码字。在图 4-26 中, 编码后的码字显示在最后一行。2 的量化码编码成 010; 5 编码成 101 等。注意每个样本的位数取决于量化等级数。如果量化等级数是  $L$ , 位数是  $n_b = \log_2 L$ 。在我们的例子中,  $L$  是 8, 所以  $n_b$  是 3。比特率可以通过如下公式获得:

$$\text{比特率} = \text{采样速率} \times \text{每个样本位数} = f_s \times n_b$$

### 例 4-14

要数字化人的语音。假定每个样本有 8 个位, 那么比特率是多少?

#### 解答

人的语音通常包含 0 到 4 000Hz 的频率。因此采样率和比特率可以计算如下:

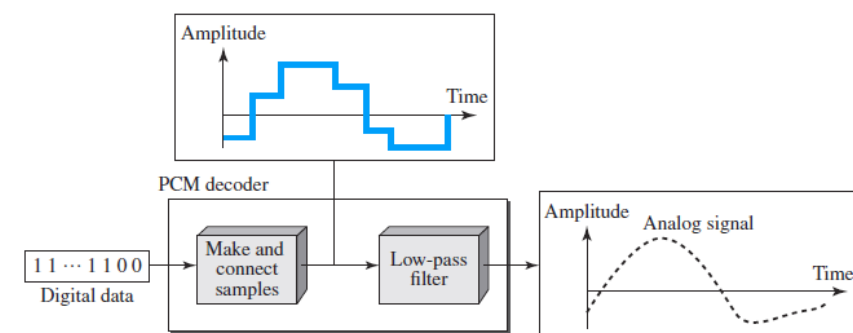
$$\text{采样率} = 4000 \times 2 = 8000 \text{ 样本/秒}$$

$$\text{比特率} = 8000 \times 8 = 64000 \text{ bps} = 64 \text{ kbps}$$

## 原始信号恢复

原始信号的恢复需要 PCM 解码器。解码器先使用电路把码字转换成保持下一个脉冲前振幅的脉冲。当阶梯信号完成后, 它经过一个低通过滤器把阶梯信号平滑成模拟信号。过滤器有同发送方原来信号一样的截断频率。如果信号是以奈奎斯特采样速率采样的, 并且有足够的量化等级, 那么就可以重新生成原来信号。注意: 原来信号的最大值和最小值可以使用放大得到。图 4-27 显示了简化的过程。

Figure 4.27 Components of a PCM decoder



原书 122 页 图中的英文词对照标记

Amplitude 振幅

PCM decoder PCM 解码器

Digital data 数字数据

Make and connect samples 产生和连接采样

Low-pass filter 低通滤波器

Analog signal 模拟信号

图 4-27 PCM 解码器的组成

## PCM 带宽

假设给定低通模拟信号的带宽。如果要数字化这个信号，那么通过这个数字化信号的信道的最小带宽是多少？已经说过线路编码的信号的最小带宽是  $B_{min} = c \times N \times (1/r)$ 。在下面公式中置换  $N$  值：

$$B_{min} = c \times N \times \frac{1}{r} = c \times n_b \times f_s \times \frac{1}{r} = c \times n_b \times 2 \times B_{analog} \times \frac{1}{r}$$

当  $1/r=1$ （对于 NRZ 或双极信号）和  $c = (1/2)$ （平均情况）时，最小带宽是

$$B_{min} = n_b \times B_{analog}$$

这表示数字信号的最小带宽是模拟信号的带宽的  $n_b$  倍。这就是数字化付出的代价。

## 例 4-15

有一个 4kHz 的低通信号。如果发送这个模拟信号，需要最小带宽是 4kHz 的信道。如果数字化这个信号并且每个样本发送 8 个位，需要最小带宽是  $8 \times 4\text{kHz} = 32\text{kHz}$  的信道。

## 信道的最大数据率

在第 3 章中，讨论了奈奎斯特定理，它给出了信道的数据速率为  $N_{max}=2 \times B \times \log_2 L$ 。使用下面的论据可以从奈奎斯特采样定理得出这个速率：

1. 假定可用信道是带宽为  $B$  的低通信道。
2. 假定要发送的数字信号有  $L$  个电平，每个电平是一个信号元素。这表示  $r=1/\log_2 L$ 。
3. 先把数字信号通过低通过滤器截断  $B$  Hz 以上的频率。
4. 把结果信号看作模拟信号，并且以每秒  $2 \times B$  个样本对它进行采样，使用  $L$  个电平进行量化。因为信号初始有  $L$  个电平，所以额外的量化电平是无用的。
5. 结果比特率是  $N = f_s \times n_b = 2 \times B \times \log_2 L$ 。这是最大带宽。

$$N_{max} = 2 \times B \times \log_2 L \quad \text{bps}$$

## 最小所需带宽

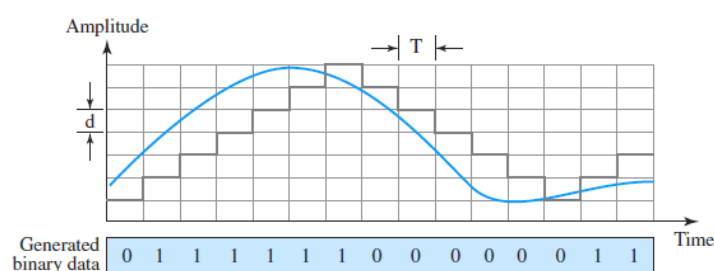
如果数据速率和信号电平数都是固定的，前面的论据就给出了最小带宽。如下：

$$B_{min} = \frac{N}{(2 \times \log_2) L} \text{ Hz}$$

### 4.2.2 增量调制 (DM)

PCM 是十分复杂的技术。已经开发出其他技术来减少 PCM 的复杂性。最简单的一种是增量调制 (**delta modulation**)。PCM 得到每个样本的信号振幅值，DM 从前一个样本中得到变化。图 4-28 显示了这个过程。注意这里没有任何码字，位一个接一个被发送。

Figure 4.28 The process of delta modulation



原书 123 页 图中的英文词对照标记

Amplitude 振幅

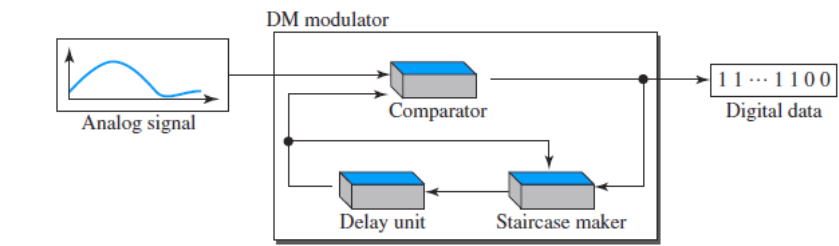
Generated binary data 产生的二进制数据

图 4-28 增量调制过程

### 调制器

调制器用在发送方站点，用来从模拟信号中产生位流。这个处理记录了小的正/负改变，称为增量  $\delta$ 。如果增量是正的，就记录成 1。如果是负的，就记录成 0。但是，需要一个基准供模拟信号比较。调制器生成一个像梯形的第二个信号。发现变化后变为输入信号与逐步生成的梯形信号进行比较。图 4-29 给出了处理图。

Figure 4.29 Delta modulation components



原书 124 页 图中的英文词对照标记

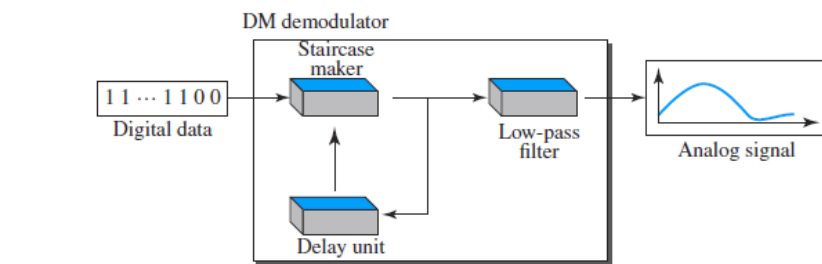
图 4-29 增量调制组成

在每个采样区间，调制器将模拟信号的值与梯形信号的最后一个值相比较。如果模拟信号的振幅大，数字数据中的下一个位就是 1；否则就是 0。但是，比较器的输出能自己生成梯形信号。如果下一个位是 1，梯形信号生成器就会把梯形信号的最后一个点向上移  $d$ ；如果下一个位是 0 就向下移  $d$ 。注意我们需要一个延迟单元，在两次比较间保持梯形函数。

### 解调器

解调器得到数字数据，用梯形生成器和延迟单元产生模拟信号。但是产生的模拟信号需要经过一个低通过滤器来平滑信号。图 4-30 给出了示意图。

Figure 4.30 Delta demodulation components



原书 125 页 图中的英文词对照标记

DM modulator DM 调制器

Analog signal 模拟信号

Comparator 比较器

Delay unit 延迟单元

Staircase maker 梯形生成器

Digital data 数字数据

图 4-30 增量解调器组成

### 自适应 DM

如果  $\delta$  值不固定就可以得到更好的性能。在**自适应增量调制(adaptive delta modulation)**中,  $\delta$  根据模拟信号的振幅而改变。

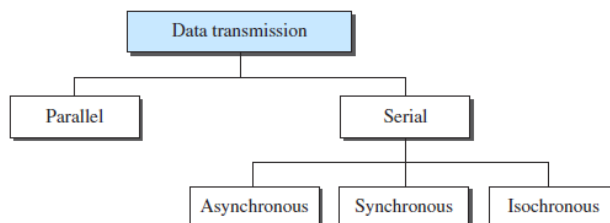
### 量化误差

显然 DM 不是完美的。在处理中总是出现量化差错。但是 DM 的量化误差比 PCM 的小得多。

## 4.3 传输模式

考虑数据在设备之间传输时, 最关心的是线路, 而在考虑线路时, 最关心的就是数据流。一次发送 1 位, 还是多位成组发送, 如果成组发送, 那么如何成组? 结果会如何? 通过链路传输二进制数据可以采用并行模式或者串行模式。在并行模式中, 每个时钟脉冲发送多位。在串行模式中, 每个时钟脉冲发送 1 位。并行传输只有一种方式, 串行传输则分为三类: 异步、同步和等时 (见图 4-31)。

Figure 4.31 Data transmission and modes



原书 125 页 图中的英文词对照标记

Data transmission 数据传输

Parallel 并行的

Serial 串行的

Asynchronous 异步的

Synchronous 同步的

Isochronous 等时的

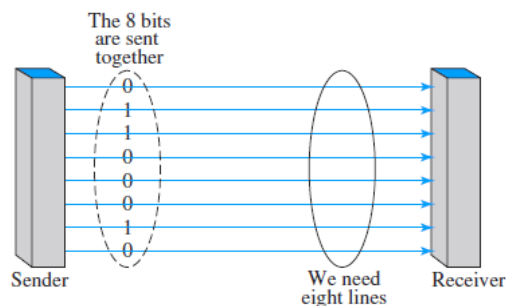
图 4-31 数据传输和模式

### 4.3.1 并行传输

由 1 和 0 构成的二进制数据，可以组成每组为  $n$  位的位组。计算机使用和生成以位组为单位的的数据，这像在英语会话时用单词而不是一个字母来交流一样。通过位组，一次可以发送  $n$  位数据而不是 1 位。这种方式称为**并行传输** (*parallel transmission*)。

并行传输机制原理上很简单：每次使用  $n$  条线路传送  $n$  位。这种方式中，每位有自己的线路，一个位组中的所有  $n$  位能够在一个时钟脉冲从一个设备传输到另一个设备。图 4-32 说明了  $n=8$  时并行传输的工作情况。通常将 8 条电线捆成一根电缆，两端各有一个连接头。

Figure 4.32 Parallel transmission



原书 126 页 图中的英文词对照标记

Sender 发送者

The 8 bits are sent together 8 位同时发送

We need eight lines 我们需要 8 条电线

Receiver 接收者

图 4-32 并行传输

并行传输的优点是速度。当其他因素相同时，并行传输比串行传输可以提高  $n$  倍传输

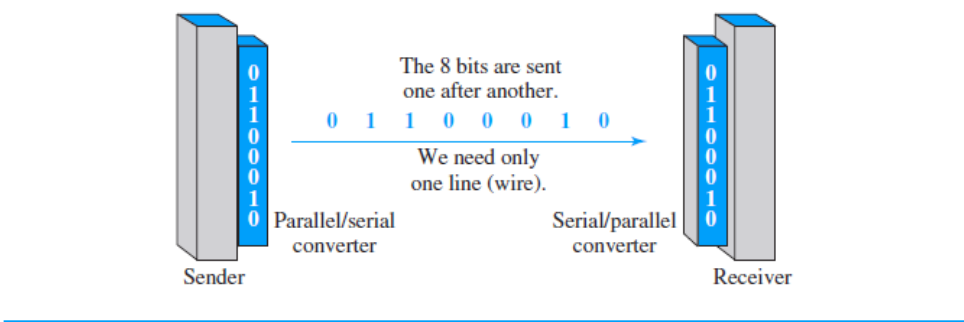


速度。但是也有一个严重缺点，那就是成本高。并行传输需要  $n$  条通信线路（在本例中是电线）传输数据流。因为比较昂贵，因此并行传输通常只用于短距离通信。

### 4.3.2 串行传输

在**串行传输（serial transmission）**中，位是一个一个依次传输的。因此，在两个通信设备之间传输数据只需要一条而不是  $n$  条传输信道（见图 4-33）。

Figure 4.33 Serial transmission



原书 126 页 图中的英文词对照标记

Parallel/serial converter 并/串转换器

Serial/parallel converter 串/并转换器

The 8 bits are sent one after another. 8 位一个一个依次传输

We need only one line (wire).我们仅需要一条线（电线）

图 4-33 串行传输

串行传输与并行传输相比，其优点是只需要一条通信信道，串行传输的成本大约只是并行传输的  $1/n$ 。因为在设备内部是并行的，所以在发送方与线路之间（并行/串行转换）以及接收方与线路之间（串行/并行转换）的接口都需要转换设备。

串行传输可以使用三种方式之一：异步、同步和等时。

### 异步传输

如果在传输中信号的时序并不重要，将这种传输称为**异步传输（asynchronous transmission）**，信息的接收和转换通过约定的模式进行。只要遵循约定模式，接收设备就可以不管信息发送的节奏而正确地获得信息。约定模式基于将位流组成字节的方式建立的。每一个组（通常是 8 位）作为一个单位沿着链路传送。发送系统独立处理每个分组，每处理完

一个组就将它转发到链路上而不理会时钟信号。

没有同步时钟，接收方就不能通过计时方式预测下一个新组何时到达。所以为了通知接收方有一个新的组到达，在每一个字节的开始处增加一个位，这一位（通常是 0）称为**起始位 (start bit)**。为了让接收方知道字节已经结束，在字节的结束位置会增加一个或者多个位，这些位（通常是 1）称为**停止位 (stop bit)**。通过这种方法，每一个字节至少要增加到 10 位，其中 8 位是信息，2 位或者更多位是给接收方的提示信号。此外，每发送完一个字节，可能还要跟上一段可变长的时间间隔。这段间隔或者通过空闲状态表示，或者通过附加的停止位流表示。

**In asynchronous transmission, we send 1 start bit (0) at the beginning and 1 or more stop bits (1s) at the end of each byte. There may be a gap between bytes.**

在异步传输过程中，需要在每个字节开始时发送 1 个起始位（0），结束时发送 1 个或者多个停止位（1）。在每个字节之间会有一个时间间隔。

起始位、停止位以及时间间隔用于提示接收方每一个字节的开始和结束，使接收方可以根据数据流进行同步。因为在字节这一级，发送方和接收方不需要进行同步。但是在每一个字节内部，接收方仍要与输入的位流进行同步，这种机制称为异步。也就是说，一定程度上的同步还是存在的，但是只局限在单个字节内。每个新字节开始时，接收设备会重新进行同步。当接收方检测到起始位后，它会启动计时器，随着位的到来开始计数。在接收完  $n$  个位后，接收方就等待停止位到达。一旦检测到停止位，接收方在下一个起始位到达前忽视接收到的所有信号。

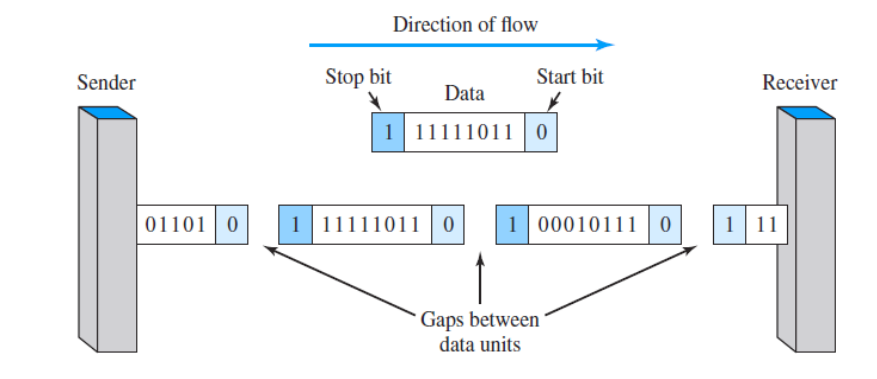
**Asynchronous here means “asynchronous at the byte level,” but the bits are still synchronized; their durations are the same.**

异步在这里是指在字节级上的异步，但是每位仍然要同步，它们的持续时间是相同的。

图 4-34 是异步传输的示意图。在这个例子中，起始位是 0，停止位是 1，间隙用线路的空闲状态表示，而不是附加的停止位来表示。

附加了停止位和起始位，以及在位流中插入间隙，使得异步传输要比没有附加控制信息的传输方式运行得慢一些。但是这种方式既便宜又有效，对于某些情况（如低速通信），它的两种优点使得其显得很有吸引力。例如，键盘到计算机的连接自然是异步传输的一种应用。用户一次只会输入一个字符，从数据处理方面来说，输入是非常慢的，并且每个字符之间留有不可预计的时间间隔。

Figure 4.34 Asynchronous transmission



原书 128 页 图中的英文词对照标记

Direction of flow 流的方向

Stop bit 停止位

Start bit 开始位

Gaps between data units 数据单元之间的间隙

图 4-34 异步传输

## 同步传输

在同步传输（synchronous transmission）中，位流被组合为更长的“帧”，一帧包含了多个字节。引入帧内的各字节之间没有间隙。接收方必须在解码时将位流分解为字节。换句话说，数据以一种不间断的 1 和 0 位串进行传输，接收方将位流分割成重构信息所需的一个个字节。

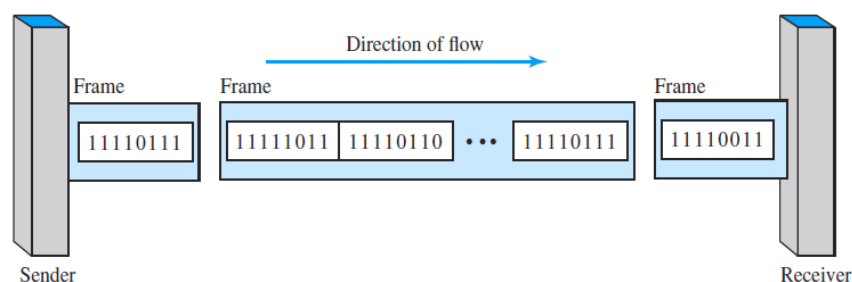
**In synchronous transmission, we send bits one after another without start or stop bits or gaps. It is the responsibility of the receiver to group the bits.**

同步传输模式中，依次发送位流而不含起始位、停止位和间隙。接收方负责将位进行分组。

图 4-35 给出了同步传输的示意图。在字节之间画出了分隔线。实际上，这些分隔线是不存在的，发送方将数据作为一个长的串发送到线路上。如果发送方希望在单独地一段一段地发送数据，则每段数据之间的间隙必须由意味着空闲状态的 0 和 1 序列填充。接收方将在位到达时计数，并将它们重组为字节形式。

因为没有间隙和起始位、停止位，就没有位流内部的同步机制来帮助接收设备在处理位流时调整位同步。由于接收到的信息的准确性完全取决于接收设备根据接收到的位的准确计数能力，所以计时变得非常重要。

Figure 4.35 Synchronous transmission



原书 129 页 图中的英文词对照标记

Direction of flow 流的方向

Frame 帧

图 4-35 同步传输

同步传输的优点是速度快。因为发送方没有引入额外的位或者间隙并且接收方也不需要将它们去掉，即通过链路传送的位更少，所以同步传输比异步传输要快。由于这个原因，它在高速应用当中更加有用，例如计算机之间的数据传输。字节同步在数据链路层完成。

我们需要在这着重说明一点。虽然在以同步串行传输的字符间没有间隔，但是帧间可能有不等的间隔。

## 等时

在实时音频和视频中，帧间的不等延迟是不可接受的。例如，TV 图像以每秒 30 个图像的速率广播，它们必须看成一样的速率。如果一个图像是用一个或多个帧发送，帧间应该没有延迟。对于这种应用，字符间的同步是不够的，整个流必须同步。**等时传输 (isochronous transmission)** 保证了数据以固定速率到达。

## 4.4 本章结束资料

### 4.4.1 推荐读物

为了更详细地讨论与本章有关的主题,推荐下列读物与网站,在本书末列出了括号[……]内的参考资料。

### 书籍

数字信号到数字信号转换的讨论有[Pea92]的第7章,[Cou01]的第3章,[Sta04]的5.1节。采样讨论有[Pea92]的第15、16、17和18章,[Cou01]的第3章,[Sta04]的5.3节。[Hsu03]有调制和采样的数学方法。更深入的资料可参考[Ber96]。

### 4.4.2 关键术语

adaptive delta modulation	自适应增量调制	multilevel binary	多级二进制
Alternate mark inversion (AMI)	交替传号反转	multiline transmission, three-level (MLT-3)	多线路,三电平(MLT-3)
Analog-to-digital conversion	模数转换	non-return-to-zero (NRZ)	非归零
Asynchronous transmission	异步模式	non-return-to-zero, invert (NRZ-I)	非归零,反转
Baseline	基线	non-return-to-zero, level (NRZ-L)	非归零,电平
Baseline wandering	基线漂移	Nyquist theory	奈奎斯特理论
Baud rate	波特率	parallel transmission	并行传输
Biphase	双相位	polar	极性
Bipolar	双极	pseudoternary	拟三元
Bipolar with 8-zero substitution (B8ZS)	8零置换的双极编码方案	pulse amplitude modulation (PAM)	脉冲振幅调制
Bite rate	位速率	pulse code modulation (PCM)	脉冲编码调制
Block coding	块编码	pulse rate	脉冲速率
Companding and expanding	压缩和扩展	quantization	量化
Data element	数据元素	quantization error	量化错误
Data rate	数据速率	return-to-zero (RZ)	归零
DC component	直流成分	sample and hold	采样保持
Delta modulation (DM)	增量调制	sampling	采样

Differential Manchester	差分曼彻斯特	sampling rate	采样率
Digital-to-digital conversion	数字到数字转换	scrambling	加扰
Digitization	数字化	self-synchronizing	自同步
eight binary/ten binary (8B/10B)		serial transmission	串行传输
eight-binary, six-ternary (8B6T)		signal element	信号元素
four binary/five binary (4B/5B)		signal rate	信号速率
four dimensional, five-level pulse amplitude modulation (4D-PAM5)	4 维 5 级脉冲幅度调制		
start bit	开始位	stop bit	停止位
high-density bipolar 3-zero (HDB3)		synchronous transmission	同步传输
isochronous transmission	同步传输	transmission mode	传输模式
line coding	线路编码	two-binary, one quaternary (2B1Q)	
Manchester	曼彻斯特	unipolar	单极
Modulation	调制		

#### 4.4.3 本章小结

数字到数字转换有三种技术:线路编码、块编码和加扰。线路编码是将数字数据转换成数字信号的处理过程。线路编码大致可划分五个大类:单极性的、极性的、双极性的、多电平的和多跳变的。块编码提供冗余以保证同步和内部差错检测,块编码一般是  $mB/nB$  编码,用  $n$  位组取代  $m$  位组。加扰是在不增加位的个数时提供同步,两个最常用的加扰是  $B8ZS$  和  $HDB3$ 。

将模拟信号变成数字数据(数字化)最常用的技术是脉冲编码调制(PAM)。PAM 的第一步是采样,每  $T_s$  秒采样一次模拟信号,此处  $T_s$  是采样间隔或周期。采样周期的倒数称为采样速率或采样频率记为  $f_s$ ,此处。采样有三种方法:理想的、自然的和方顶的。按照奈奎斯特定理,要恢复原始模拟信号,采样速率一个必要条件至少是原始信号最高频率的两倍。为化简 PCM 的复杂性,已开发出另一些采样技术,其中最简单的是增量调制。PCM 是寻找信号振幅值作为样本,DM 是寻找当前样本与前一样本的改变值。

并行发送数据仅有一种方法,而串行发送数据有三种方法:异步的、同步的和等时的。在串行异步传输中,发送每个字节加一个起始位(0)和一个或多个停止位(1)。在同步传输中,位以连续的位流传输,没有起始位和停止位,也没有间隙,接收方负责将位重组为有意义的字节。等时方式提供整个位流必须同步,也就是说保证数据以固定的速率到达接收方。

## 4.5 练习集

### 4.5.1 小测验

本书网页上能找到本章的一整套互动测试。强烈推荐，学生继续做习题前，使用这些互动测试检测他们对材料的理解。

### 4.5.2 问答题

- Q4-1. 试列出数字到数字转换的三种技术。
- Q4-2. 区别信号元素与数据元素。
- Q4-3. 区别信号速率与数据速率。
- Q4-4. 说明基线漂移及其对数字传输的影响。
- Q4-5. 说明 DC 成分及其对数字传输的影响。
- Q4-6. 说明具有自同步的信号的特征。
- Q4-7. 试列出本书所讨论的线路编码方案。
- Q4-8. 说明块编码及其目的。
- Q4-9. 说明加扰及其目的。
- Q4-10. 说明 PCM 和 DM 相同和不同之处。
- Q4-11. 并行传输和串行传输有什么不同？
- Q4-12. 试列出串行传输的三种方法并说明它们的不同之处。

### 4.5.3 习题

- P4-1. 如果数据速率是 1Mbps 和  $c=1/2$ ，对图 4-2 中每种情况计算信号速率的值。
- P4-2. 在数字传输中，发送方时钟比接收方时钟快 0.2%，如果发送方以 1Mbps 速率发送，问发送方每秒发送多少额外的位？
- P4-3. 使用下列数据流的每个画出 NRZ-L 方案的图，假定最近一个信号电平是正的，从图中用信号电平改变的平均数猜测带宽，并与表 4-1 的相应的项目进行比较：
  - a. 00000000    b. 11111111    c. 01010101    d. 00110011
- P4-4. 对 NRZ-I 方案，重做练习 3。
- P4-5. 对曼彻斯特方案，重做练习 3。
- P4-6. 对差分曼彻斯特方案，重做练习 3。

**P4-7.** 对 2B1Q 方案，用下列数据流，重做练习 3。

a. 0000000000000000

b. 1111111111111111

c. 0101010101010101

d. 0011001100110011

**P4-8.** 对 MLT-3 方案，用下列数据流，重做练习 3。

a. 00000000    b. 11111111    c. 01010101    d. 00011000

**P4-9.** 对图 4-36 中的每种 8 位组的编码，求数据流。

Figure 4.36 Problem P4-9

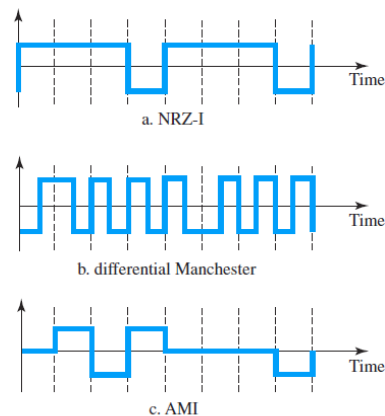


图 4-36 习题 9

**P4-10.** 一个 NRZ-I 信号具有 100kbps 的速率，用图 4-6 计算在 0Hz，50kHz 和 100kHz 处标准化能量 (P)。

**P4-11.** 一个曼彻斯特信号具有 100kbps 速率，用图 4-8 计算在 0Hz，50kHz 和 100kHz 处标准化能量 (P)。

**P4-12.** 4B/5B 编码器的输入数据流是

0100 0000 0000 0000 0000 0001

试回答下列问题：

a. 输出数据流是什么？

b. 在输入中最长的连续 0 串的长度是多少？

c. 在输入中最长的连续 1 串的长度是多少？

**P4-13.** 在 5B/6B 编码方案中，有多少无效的（不使用）代码序列？而在 3B/4B 又有多少？

**P4-14.** 用下列加扰技术对序列 11100000000000 进行加扰，引起什么结果？假定最近非零



信号电平是正的:

- a. B8ZS
- b. HDB3 (最近替换后非零脉冲的个数是奇数)

**P4-15.** 对下列每个信号奈奎斯特采样速率是多少?

- a. 带宽为 200kHz 的低通信号;
- b. 带宽为 200kHz, 最低频率是 100kHz 带通信号。

**P4-16.** 对带宽 200kHz 的低通信号使用 1024 级采样

- a. 计算数字化信号的速率;
- b. 计算这个信号的  $\text{SNR}_{\text{dB}}$ ;
- c. 计算这个信号 PCM 的带宽。

**P4-17.** 如果使用 4 级数字信号, 问带宽为 200kHz 的信道最大速率是多少?

**P4-18.** 一个模拟信号带宽为 20kHz, 如果采样该信号并在 30kbps 信道上发送, 问  $\text{SNR}_{\text{dB}}$  是什么?

**P4-19.** 带宽为 1MHz 的基带信道, 按下列线路编码:

- a. NRZ-L    b. 曼彻斯特    c. MLT-3    d. 2B1Q

问该信道数据速率分别是多少?

**P4-20.** 发送 1000 个字符, 每个字符编码为 8 位。

- a. 求同步传输需要多少位?
- b. 求异步传输需要多少位?
- c. 求每一种情况冗余的百分比。

## 4.6 仿真试验

### 4.6.1 小程序

我们已经创建了一些 JAVA 小程序, 用来说明本章所讨论的主要概念。强烈推荐学生执行本书主页上的这些程序, 仔细检查协议的执行。