



移动通信



第四章

抗衰落和链路性能增强技术

唐万斌

通信抗干扰技术国家级重点实验室

主要内容

4.1 概述

4.2 分集技术

4.3 信道编码

4.4 均衡技术

4.5 扩频通信

4.6 多天线和空时编码

4.6 链路自适应技术

4.1 概述

❖ 移动信道三大效应形成衰落：

- 阴影效应
- 多径效应
- 多谱勒效应

❖ 多径衰落的基本特征：

- 相干时间
- 相干带宽

4.1 概述

❖ 抗衰落三大措施：

- 分集(Diversity)
- 均衡(Equalization)
- 信道编码(Channel Coding)

主要内容

4.1 概述

4.2 分集技术

4.3 信道编码

4.4 均衡技术

4.5 扩频通信

4.6 多天线和空时编码

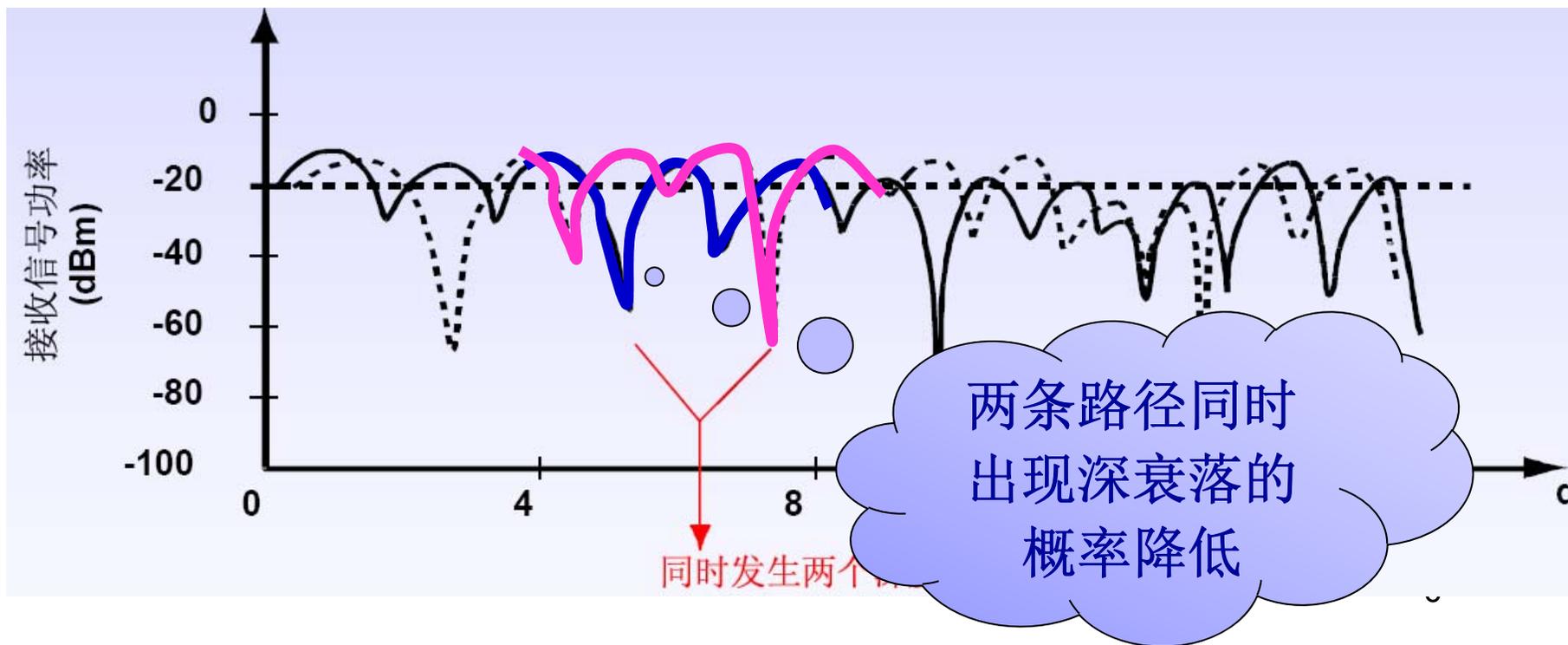
4.6 链路自适应技术

❖ 分集原理

- 各独立信号传播路径同时经历深度衰落的概率降低

❖ 分集概念:

- 多路不相关的衰落路径传送相同的信号并合并



4.2.2 微观分集的类型

❖ 分集目标:

- 对抗移动信道造成的各种衰落和码间串扰

❖ 分集本质:

- 对同一信号在不同时间、频率、空间方向的过采样

❖ 分集的技术难点:

- 如何得到多路信号?
- 如何合并多路信号?

4.2.2 微观分集的类型

1, 空间分集

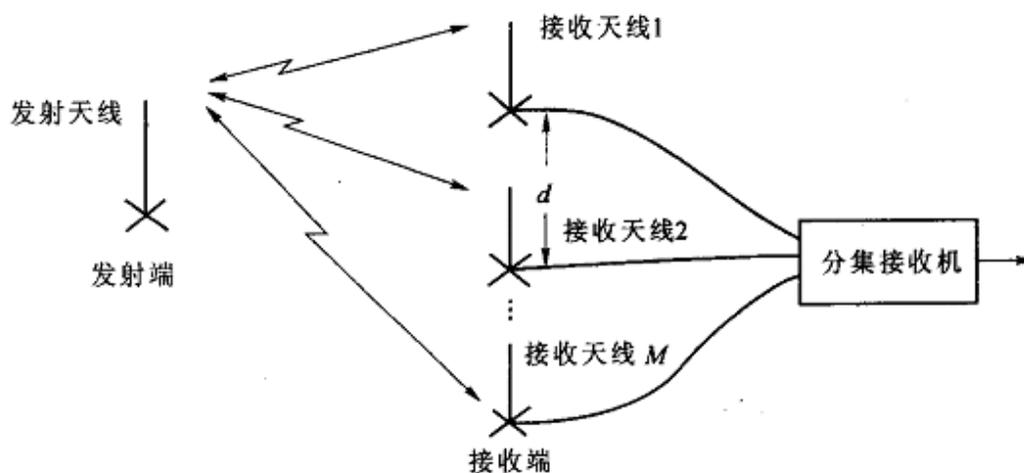
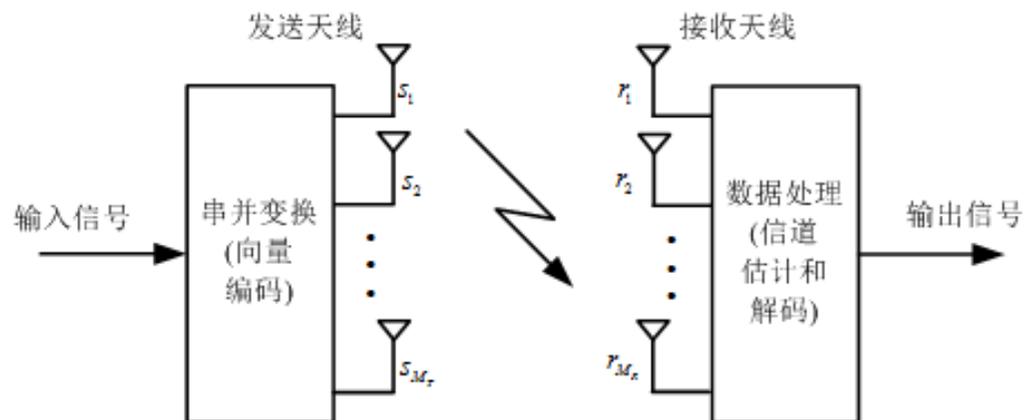
- 多天线分集

 - ◆ 发射分集

 - ◆ 接收分集

- 获取空间分集的条件

 - ◆ 多次路径间
距离 \gg 空
间相关距离



MIMO (Multiple-Input Multiple-Output, 多入多出)

4.2.2 微观分集的类型

1. 空间分集

- 角度分集

- ◆ 利用天线波束方向使信号不相关

- 极化分集

- ◆ 水平极化和垂直极化波相关性极小

2. 频率分集

- 传输信息以不同的频率进行传输

- 传输之间的频率间距 \gg 相干带宽

3. 时间分集

- 传输信息在不同的时刻重复传输

- 信号重发时间间隔 \gg 相干时间

❖ 例：工作频段为800~900MHz，典型的时延扩展值为5us，多普勒扩展为10Hz，采用重传获取分集增益

问能获取频率分集的载频间隔；能获取时间分集的重传时间间隔

$$\therefore B_c \approx \frac{1}{\sigma_\tau} = 200\text{KHz}$$

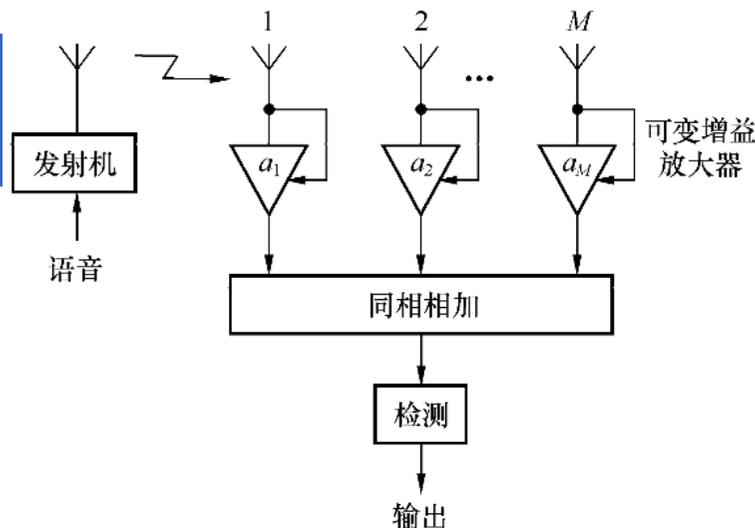
为获取频率分集，两次重传的载波间隔应大于

200KHz $\therefore B_T \approx \frac{1}{f_m} = 0.1\text{s}$

为获取时间分集，两次重传的时间间隔应大于0.1s

❖ 分集合并技术：

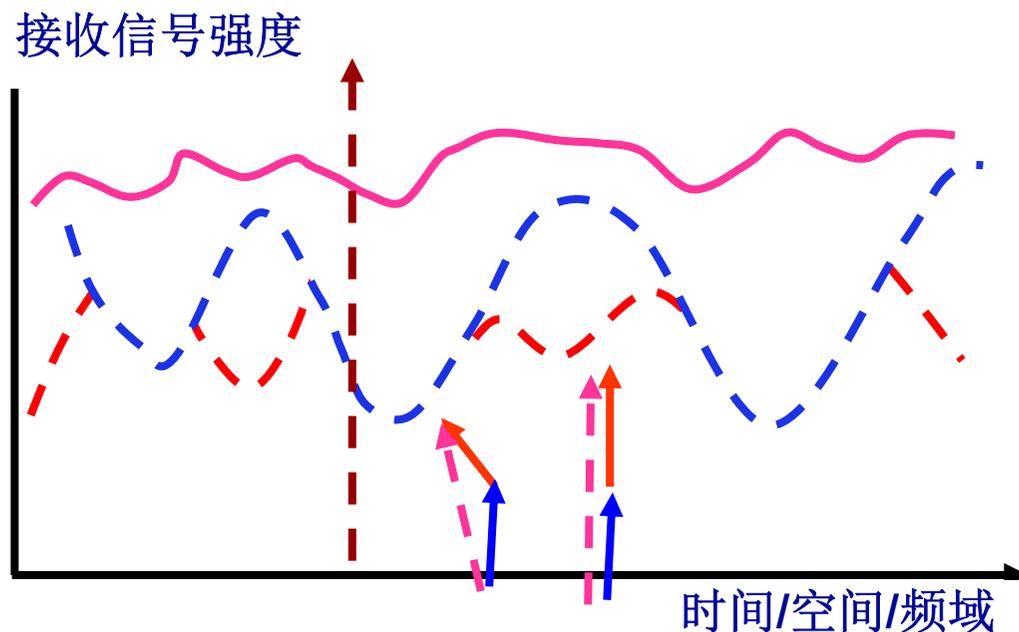
$$f(t) = \sum_{k=1}^M a_k(t) f_k(t)$$



- 利用多个分集信号来减少衰落影响并获得增益的技术

1. 最大比合并 (maximum ratio combining)

- 所有分支依据信噪比 (SNR) 进行相干合并



1. 最大比合并

$$f(t) = \sum_{k=1}^M a_k(t) f_k(t)$$

- M路合并信号的包络

$$r_{mr} = \sum_{k=1}^M a_k r_k$$

- 正弦信号的瞬时功率

$$P_s = r_{mr}^2 / 2$$

- 合并输出的噪声总功率为

$$N_{mr} = \sum_{k=1}^M a_k^2 N_k$$

- 合并器输出的信噪比

$$\xi_{mr} = \frac{r_{mr}^2}{2N_{mr}} = \frac{\left(\sum_{k=1}^M a_k r_k \right)^2}{2 \sum_{k=1}^M a_k^2 N_k} = \frac{\left(\sum_{k=1}^M \left(a_k \sqrt{N_k} \right) \times \left(r_k / \sqrt{N_k} \right) \right)^2}{2 \sum_{k=1}^M a_k^2 N_k}$$

1. 最大比合并

$$\xi_{mr} = \frac{\left(\sum_{k=1}^M \underbrace{(a_k \sqrt{N_k})}_{x_k} \times \underbrace{(r_k / \sqrt{N_k})}_{y_k} \right)^2}{2 \sum_{k=1}^M a_k^2 N_k}$$

■ 由许瓦兹不等式 $\left(\sum_{k=1}^M x_k y_k \right)^2 \leq \left(\sum_{k=1}^M x_k^2 \right) \left(\sum_{k=1}^M y_k^2 \right)$

■ 上式在满足右式时取等号 $\frac{x_1}{y_1} = \frac{x_2}{y_2} = \dots = \frac{x_M}{y_M} = C$ (常数)

■ 因此，当 $a_k = C \frac{r_k}{N_k} \propto \frac{r_k}{N_k}$ (支路瞬时信噪比)

■ 对输出的合路信噪比进行整理

$$\xi_{mr} = \frac{\left(\sum_{k=1}^M a_k^2 N_k \right) \left(\sum_{k=1}^M r_k^2 / N_k \right)}{2 \sum_{k=1}^M a_k^2 N_k} = \sum_{k=1}^M \frac{r_k^2}{2 N_k}$$

■ 各支路具有相同的平均信噪比

$$\bar{\xi}_{mr} = M \bar{\xi} = \sum_{k=1}^M \xi_k \text{ (支路信噪比之和)}$$

■ 合并增益， $G_M = M$

1. 最大比合并

- 假设信号包络服从瑞利分布，可以得到合并后输出信噪比的概率密度函数 $p(\xi_{mr})$
- 得到其小于给定值得概率

$$F(x) = P(\xi_{mr} \leq x) = 1 - e^{-x/\bar{\xi}} \sum_{k=1}^M \frac{(x/\bar{\xi})^{k-1}}{(k-1)!}$$

■ 举例

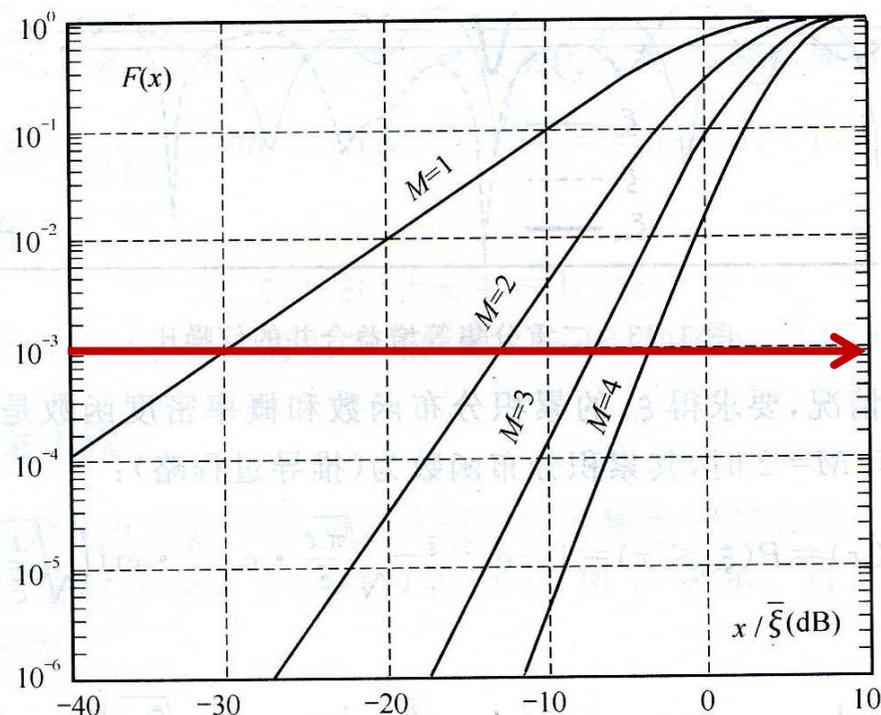
■ 中断概率固定为 $1e-3$

，相对无分集，

$M=2$ 能获取 16.5dB 增益

$M=3$ 能获取 22.8dB 增益

$M=4$ 能获取 26.3dB 增益



2. 选择式合并

$$f(t) = \sum_{k=1}^M a_k(t) f_k(t)$$

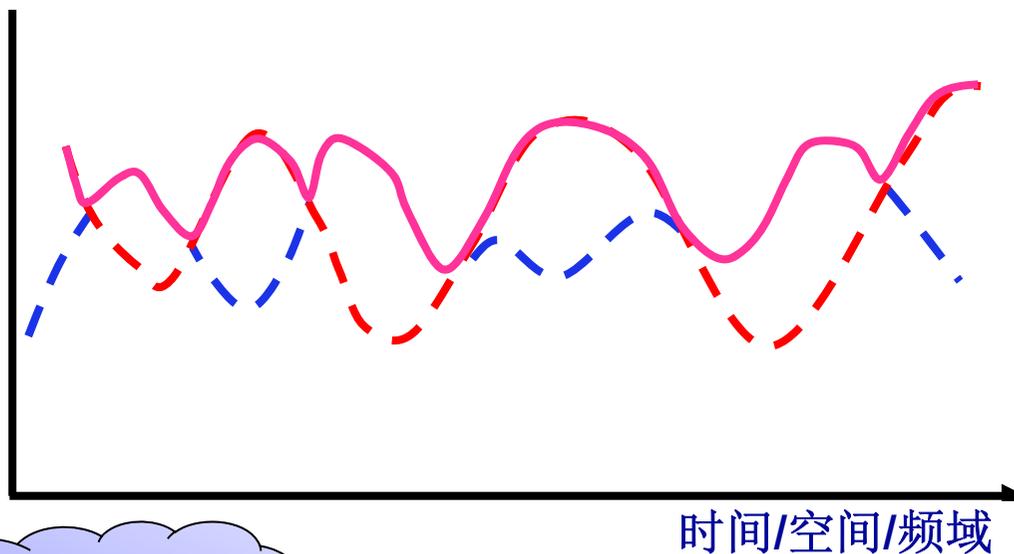
接收信号强度

- 选择具有最大 SNR 的分支
- 合并增益

$$G_s = \sum_{k=1}^M (1/k)$$

◆ M 为分集支路数

$$G_s < M$$



3. 等增益合并 (equal gain combining)

- 所有分支等权重相干合并, $a=1$
- $G_E = 1 + (M-1) \cdot \pi/4$

4.2.3 分集的合并方式及性能

❖ 合并增益

1. 最大比合并

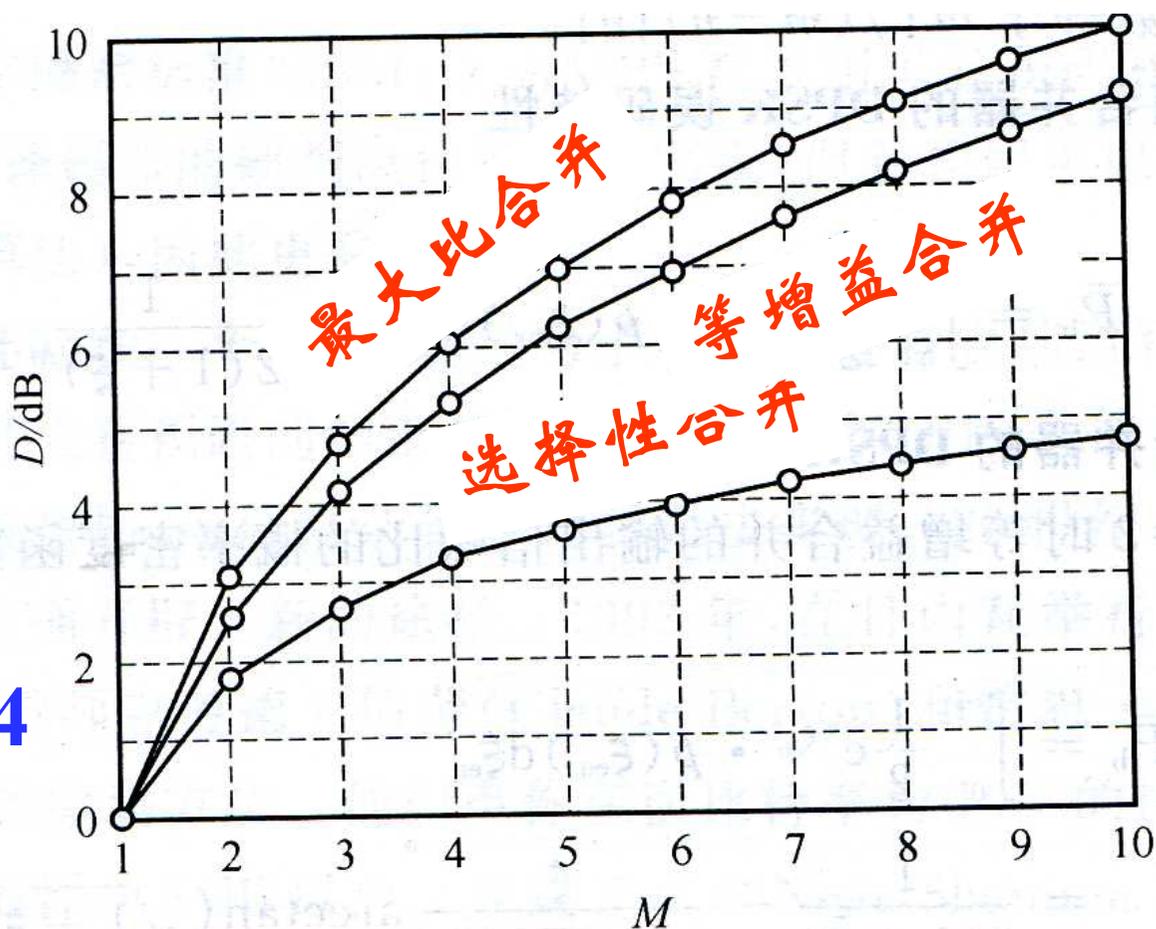
$$G=M$$

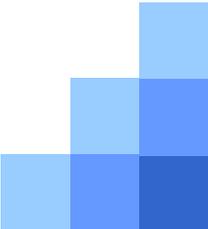
2. 选择式合并

$$G_s = \sum_{k=1}^M (1/k)$$

3. 等增益合并

$$G_E = 1 + (M-1) \cdot \pi/4$$





4.2 分集

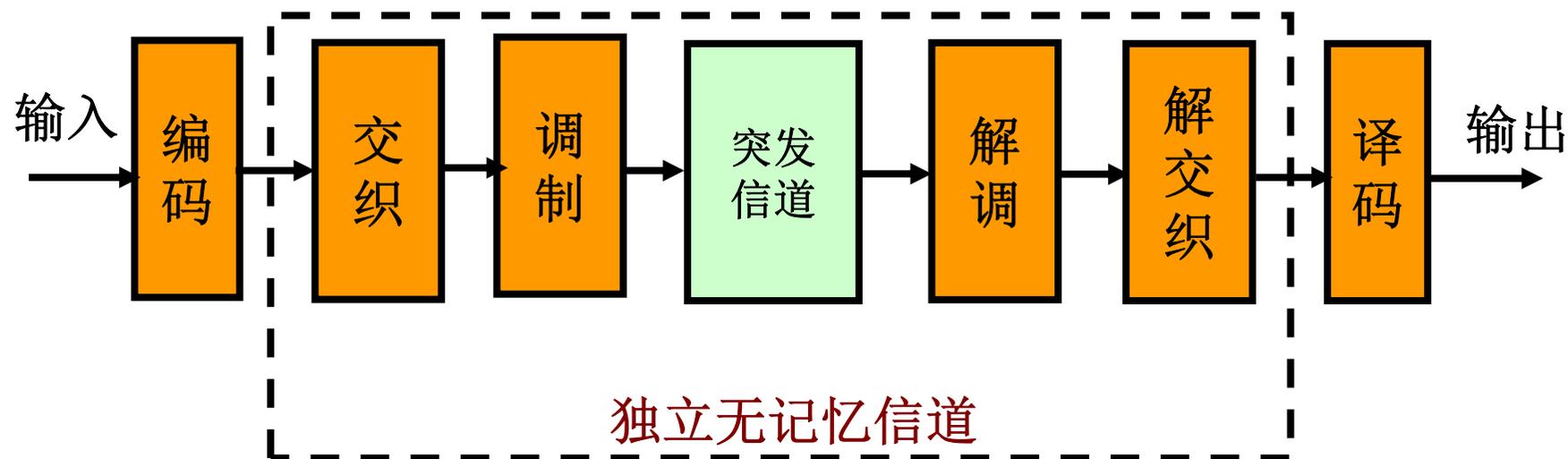
❖ 隐分集技术

- 交织编码技术
- 跳频技术
- 直接序列扩频技术

4.2 分集 --- 隐分集技术

❖ 交织:

- 把一条消息中的比特以非连续方式传送，使突发差错信道变为离散信道，便于利用纠错码消除随机错

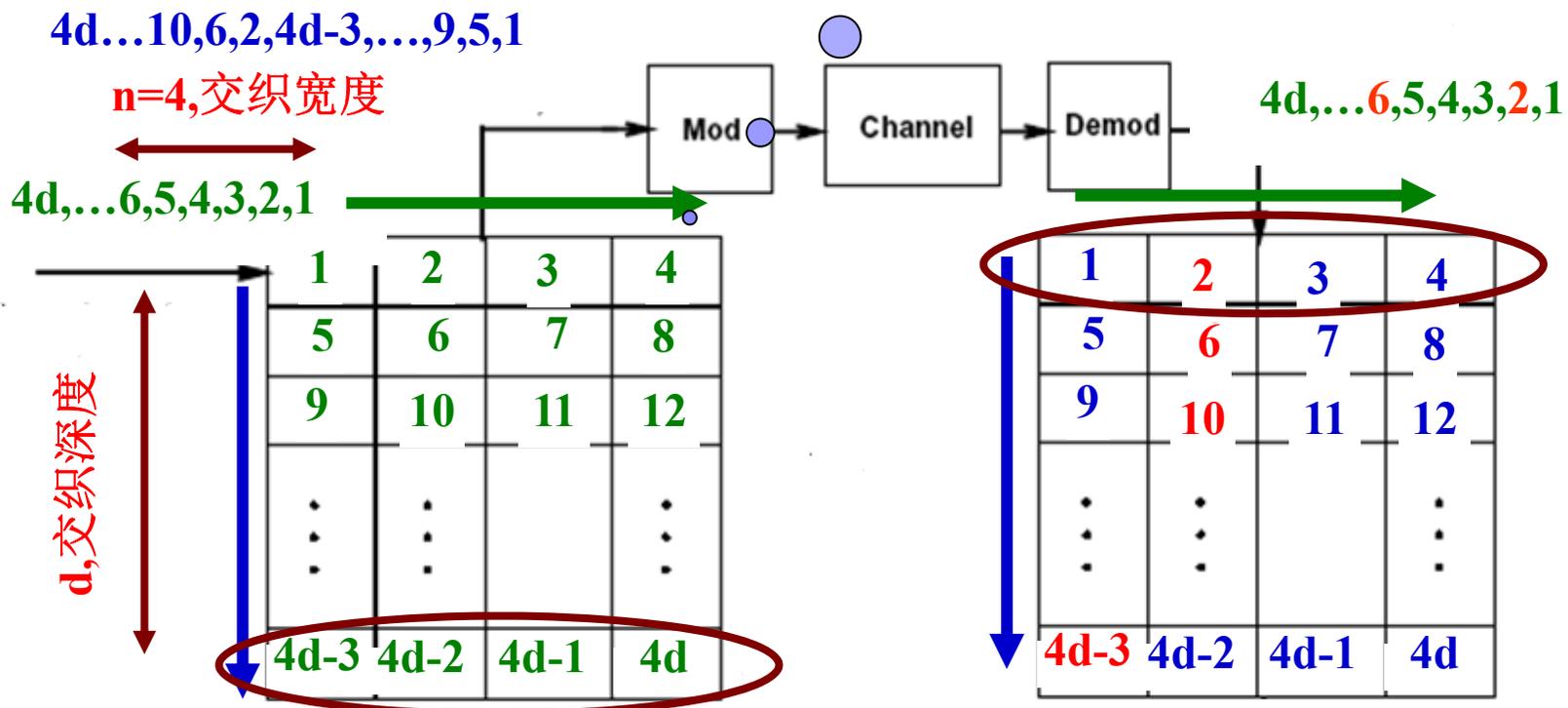


❖ 交织方法:

■ 行列交织、卷交织

交织延迟
= $n * d$

$4d \dots 10, 6, 2, 4d-3, \dots, 2, 3, 1$



4.2 分集 --- 隐分集技术

- 交织深度

- ◆ 交织前相邻两符号在交织后的间隔距离

- 交织宽度:

- ◆ 交织后相邻两符号在交织前的间隔距离

- 交织延迟:

- ◆ 每个符号从交织器输出时相对于输入交织器时的时间延迟

❖ 要求: 交织深度远大于相干时间→时间分集

❖ 系统采用行列交织器来对抗衰落， $R_s = 30\text{kbit/s}$ ，瑞利信道的 $f_D = 80\text{Hz}$ ，试求能使符号衰落独立所需要的最小交织深度和交织时延？

▪ $R_s = 30\text{kbit/s}$

◆ 符号周期 $T_s = 1/R_s = 3.3\text{e-}5(\text{s})$

▪ $T_c \approx 1/f_d = 0.0125(\text{s})$

▪ 根据交织的定义，要保证交织后衰落的独立性，交织后符号间间隔必须 $\gg T_c$

◆ 交织后符号间间隔 \rightarrow 交织深度

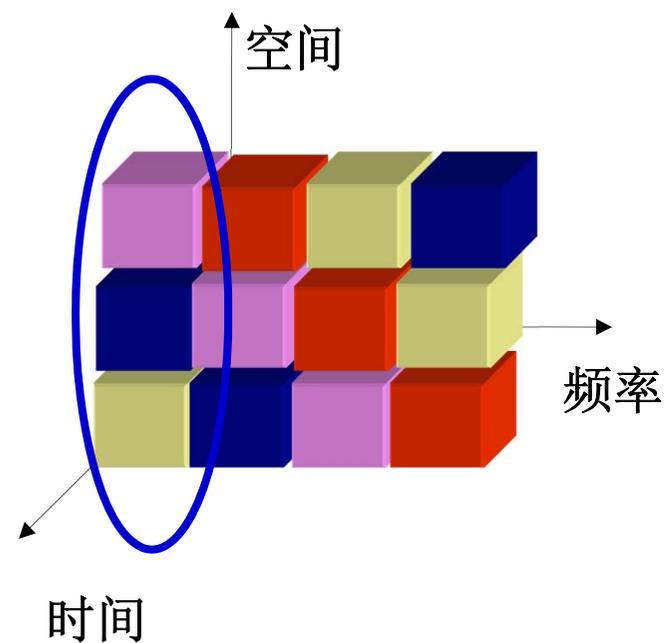
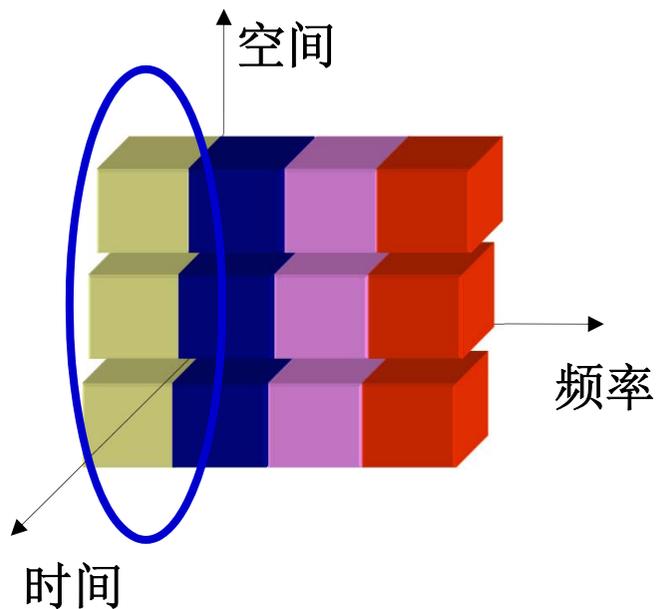
◆ $d \times T_s \gg T_c$

◆ $d \gg T_c/T_s = 375$

4.2 分集 --- 隐分集技术

❖ 是否有可能利用交织得到频率或空间分集效果？

- OFDM → 多载波的并行传输
- MIMO



主要内容

4.1 概述

4.2 分集技术

4.3 信道编码

4.4 均衡技术

4.5 扩频通信

4.6 多天线和空时编码

4.6 链路自适应技术

4.3 信道编码

❖ 为什么引入信道编码？

- ◆ 移动信道是变参信道，会引起随机错误与突发错误

❖ 信道编码的定义

- ◆ 在信息码元中增加一些冗余码元，用来在接收端检测或纠正在有噪信道中引入的误码

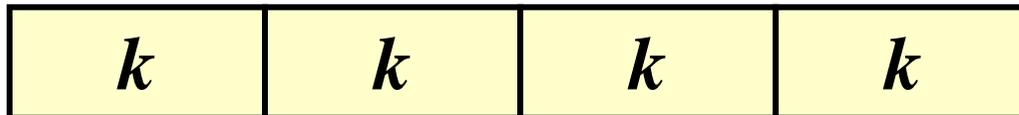
❖ 信道编码分类：

- ◆ 按码结构分：分组码和卷积码

4.3.2 分组码

❖ 分组码

- 将信息码分成 k 比特一组，插入 $n-k$ 个冗余比特，扩展成 n ，记为 (n, k) 线性分组码
- $n > k$ ， $R = k/n$ ，称为编码率



- 典型线性分组码：

◆ 循环码，汉明码

4.3.2 分组码

(1) 循环码的定义

- 如果 (n,k) 线性分组码的任意码字

$$C=(C_{n-1},C_{n-2},\dots,C_0)$$

的 i 次循环移位，所得矢量

$$C^{(i)}=(C_{n-1-i},C_{n-2-i},\dots,C_0,C_{n-1},\dots,C_{n-i})$$

仍是一个码字，则称此线性码为 (n,k) 循环码

4.3.2 分组码

(1) 循环码的定义

- 码多项式：为了运算的方便，将码字的各分量作为多项式的系数，把码矢表示成多项式

$$C(x) = C_{n-1}x^{n-1} + C_{n-2}x^{n-2} + \dots + C_0$$

- 生成多项式

$$g(x) = x^{n-k} + g_{n-k-1}x^{n-k-1} + \dots + g_1x + 1$$

➤ 生成矩阵一旦确定，码就确定了

4.3.2 分组码

❖ 循环码的编码

▪ 设信息多项式

$$m(x) = m_{k-1}x^{k-1} + \dots + m_1x + m_0$$

1. 计算 $x^{n-k}m(x)$

1. 信息序列左移 $(n-k)$ 位

2. 计算余式 $x^{n-k}m(x) / g(x) \Rightarrow r(x)$

3. 得到码字多项式 $C(x) = x^{n-k}m(x) + r(x)$

❖ 举例，输入信息为 1100，循环码生成多项式 1011，求编码后输出

左移3位

▪ 信息多项式 $m(x) = m_{k-1}x^{k-1} + \dots + m_1x + m_0$

$$m(x) = x^3 + x^2$$

▪ 生成多项式 $g(x) = x^3 + x + 1$ 且 $n - k = 3$

1. 计算

$$x^{n-k}m(x) = x^6 + x^5 \rightarrow 1100,000$$

2. 计算余式

$$x^{n-k}m(x) / g(x) \\ \Rightarrow r(x) = 010$$

3. 得到码字多项式 $C(x) = x^{n-k}m(x) + r(x)$

$$C(x) = x^6 + x^5 + x^2$$

4. 输出码字：1100,010

❖ 二元域除法 $1100,000 / 1011$

$1100,000 \rightarrow 1110$

1011

$0111,000$

$101,1$

$10,100$

$10,11$

010

❖ 多项式除法 $x^6 + x^5 / x^3 + x^2 + 1$

$$x^3 + x^2 + x^1 \rightarrow 1110 \rightarrow 14$$

$$x^3 + x + 1 \sqrt{x^6 + x^5} \rightarrow 1100,000 \rightarrow 96$$

$$\begin{array}{c} \downarrow \\ 1011 \\ \downarrow \\ 11 \end{array}$$

$$\begin{array}{r} x^6 + x^4 + x^3 \\ \hline \end{array}$$

$$x^5 + x^4 + x^3$$

$$\begin{array}{r} x^5 + x^3 + x^2 \\ \hline \end{array}$$

$$x^4 + x^2$$

$$\begin{array}{r} x^4 + x^2 + x \\ \hline \end{array}$$

$$x \rightarrow 010$$

2

↑



十进制除法

1100,000 / 1011

$$11 \times 14 + 2 = 156 \neq 96$$

不能简单等效

❖ 循环冗余校验码 (Cyclic Redundancy Check, CRC)

- 常用于通信系统进行误码检测
- 接收端用接收到的字段/生成码，如果能除尽，则正确，否则，有错

❖ 举例，接收信息为 1101,010，循环码生成多项式1011, 判断是否有错

1. 计算余式：接收字段 / 生成码
→ 11
2. 余式不为0，有错

4.3.3 卷积码

❖ 卷积码的监督码元与当前码元和前 m 个码元有关

▪ 记为 (n, k, m) 卷积码。

◆ k : 输入信息长度

◆ n : 输出码字长度

◆ m : 记忆深度

◆ 约束长度: $l = m + 1$

▪ 生成多项式

$$\begin{cases} g^{(1)}(D) = 1 + D + D^2 \\ g^{(2)}(D) = 1 + D^2 \end{cases}$$

▪ 对信息序列

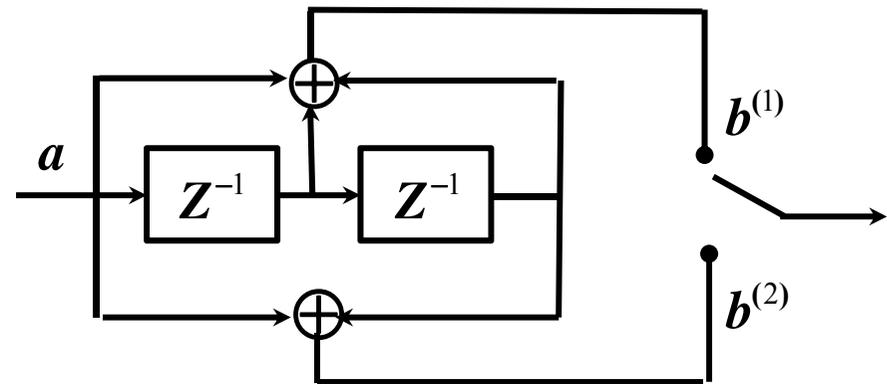
$$\mathbf{a} = (a_0, a_1, \dots, a_{N-1})$$

信息多项式

$$\rightarrow a(D) = a_0 + a_1 D + \dots + a_{N-1} D^{N-1}$$

▪ 第 i 路的输出

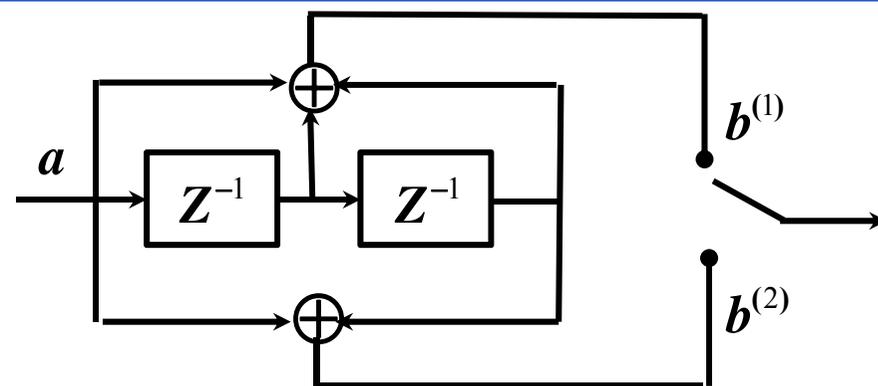
$$b^{(i)}(D) = g^{(i)}(D)a(D)$$



❖ 举例，输入序列101011时，寄存器初值为0，二进制(2,1,2)卷积编码器

$$\begin{cases} g^{(1)}(D) = 1 + D + D^2 \\ g^{(2)}(D) = 1 + D^2 \end{cases}$$

$$b^{(i)}(D) = g^{(i)}(D)a(D)$$



二进制(2,1,2)卷积编码器

■ 信息多项式 $a(D) = 1 + D^2 + D^4 + D^5$

■ 编码输出

$$\begin{cases} b^{(1)}(D) = g^{(1)}(D)a(D) \\ b^{(2)}(D) = g^{(2)}(D)a(D) \end{cases} \begin{cases} = (1 + D + D^2)(1 + D^2 + D^4 + D^5) = 1 + D + D^3 + D^7 \\ = (1 + D^2)(1 + D^2 + D^4 + D^5) = 1 + D^5 + D^6 + D^7 \end{cases}$$

$$\begin{cases} b^{(1)}(D) = 1, 1, 0, 1, 0, 0, 0, 1 \\ b^{(2)}(D) = 1, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 1 \end{cases} \Rightarrow b = 11, 10, 00, 10, 00, 01, 01, 11$$

❖ 卷积码的状态图

- 编码器的状态取决于记忆深度 m
- 举例，二进制(2,1,2)卷积编码器

◆ 初始状态00，输入1

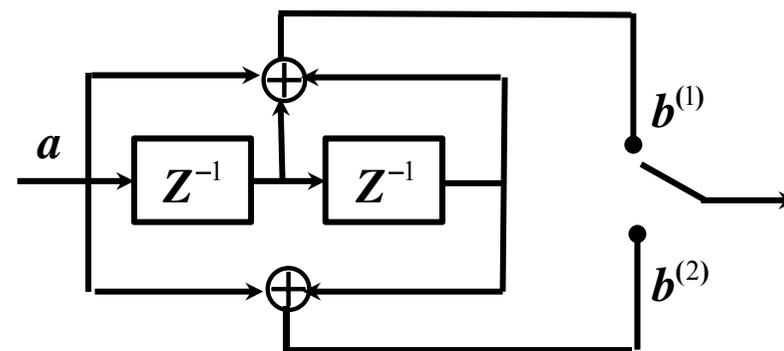
- 状态转移后：10
- 输出：11

◆ 初始状态10，输入0

- 状态转移后：01
- 输出：10

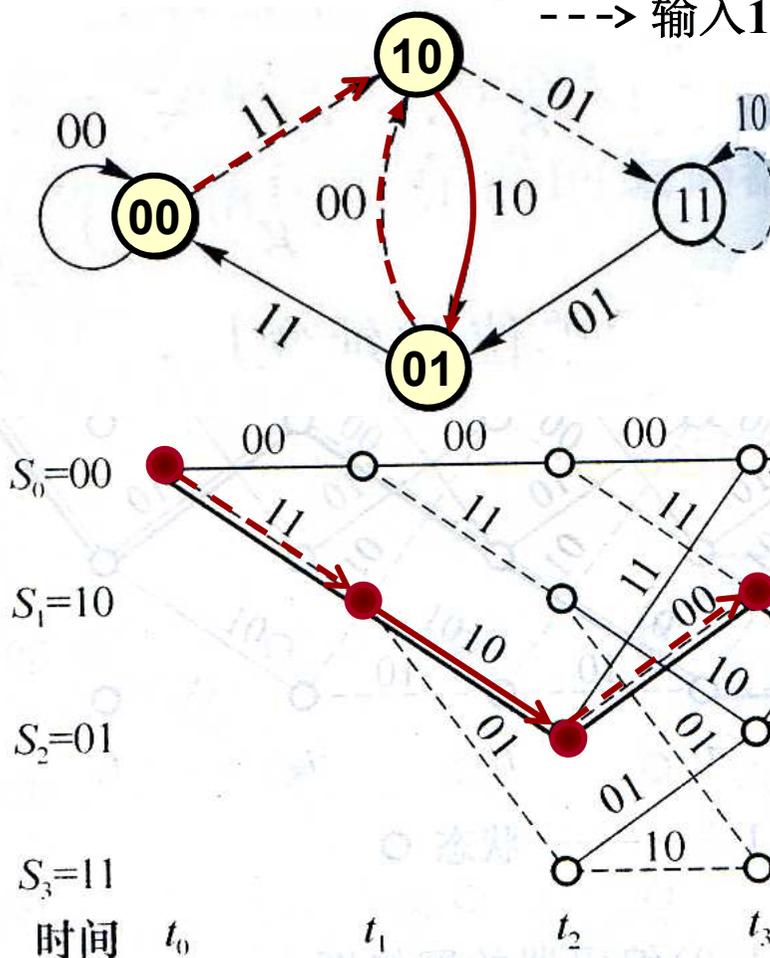
◆ 初始状态01，输入1

- 状态转移后：10
- 输出：00



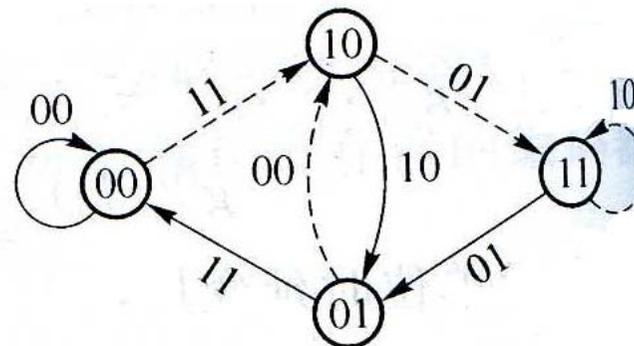
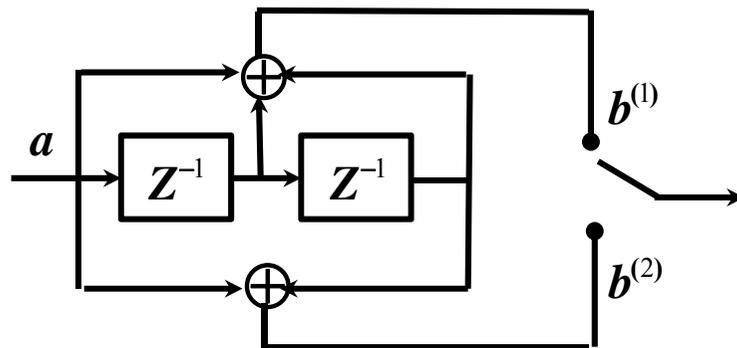
二进制(2,1,2)卷积编码器

→ 输入0
---> 输入1



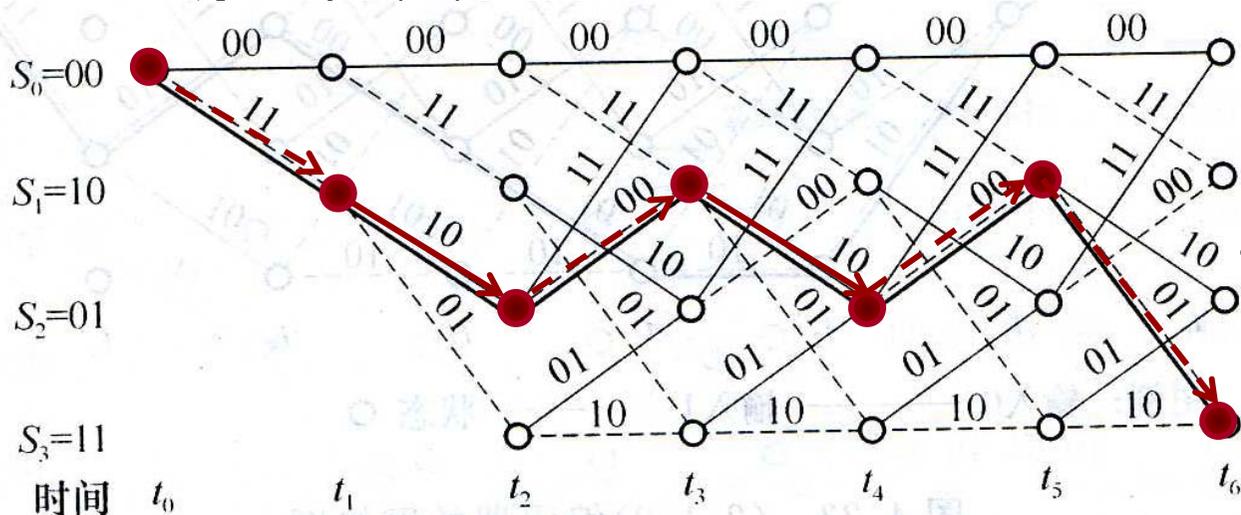
卷积码的状态图

- 某一时刻，寄存器状态只有4种可能
- 对任何输入，寄存器状态的变化只有2种可能
- 对任何输入，输出的分支码字只有2种可能



(b) (2,1,2) 卷积码的状态图

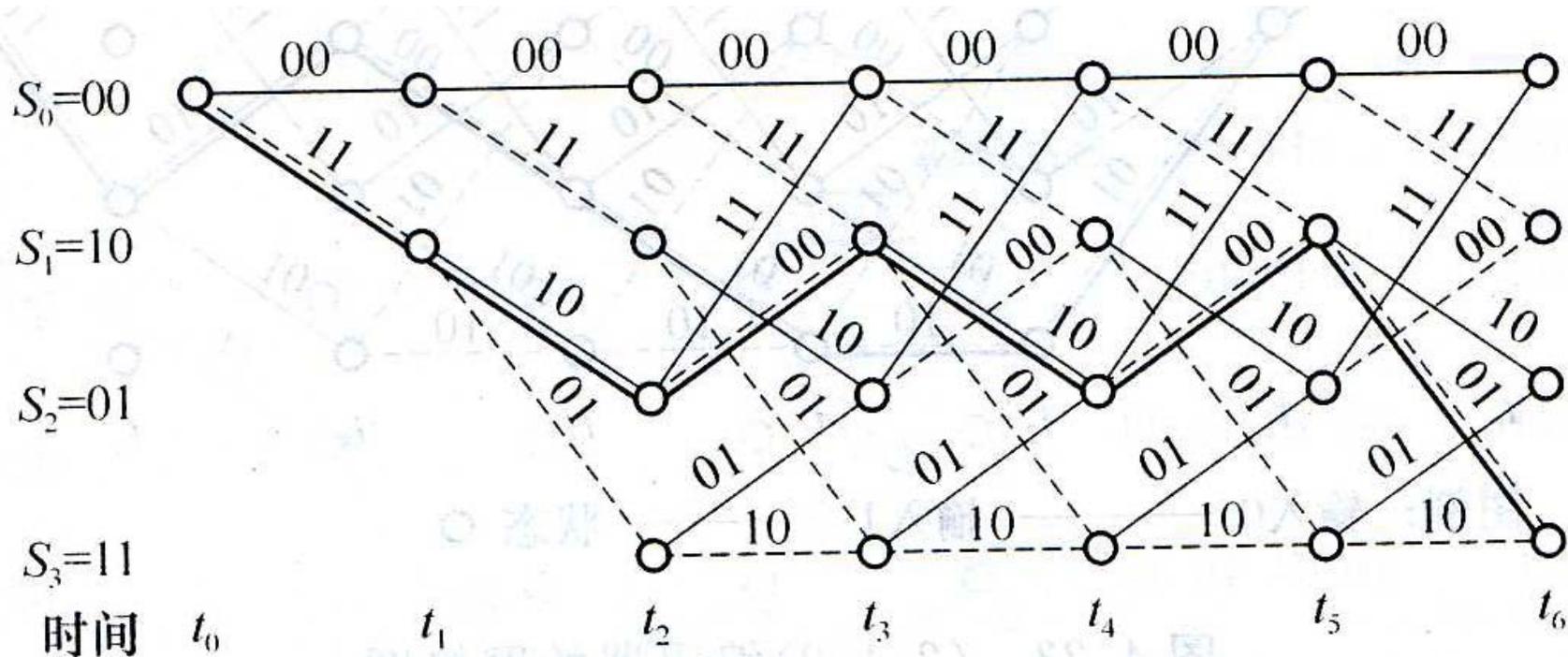
输入序列
101011



图例：输入0 —— 输入1 - - - - 状态 ○

了解

❖ 维特比译码是一种最大似然序列译码



图例：输入0 —— 输入1 - - - - - 状态 ○

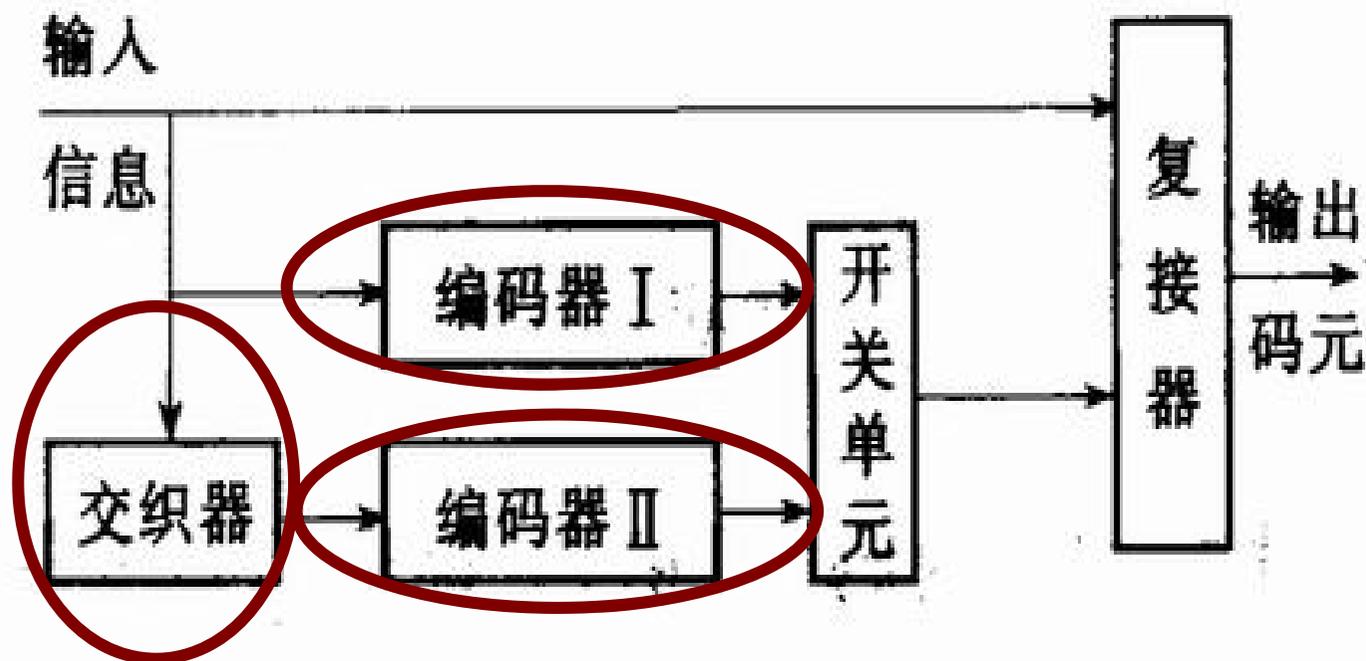
4.3.4 Turbo编码技术

❖ 产生背景:

- 香农的信道编码定理：在信道中实际传输速率 R 小于信道容量 C ，就可以在信道中实现几乎无错传输。
- 条件：
 - ◆ 采用随机编译码方式
 - ◆ 编译码码长 $\Rightarrow \infty$
 - ◆ 译码采用最佳的最大后验译码

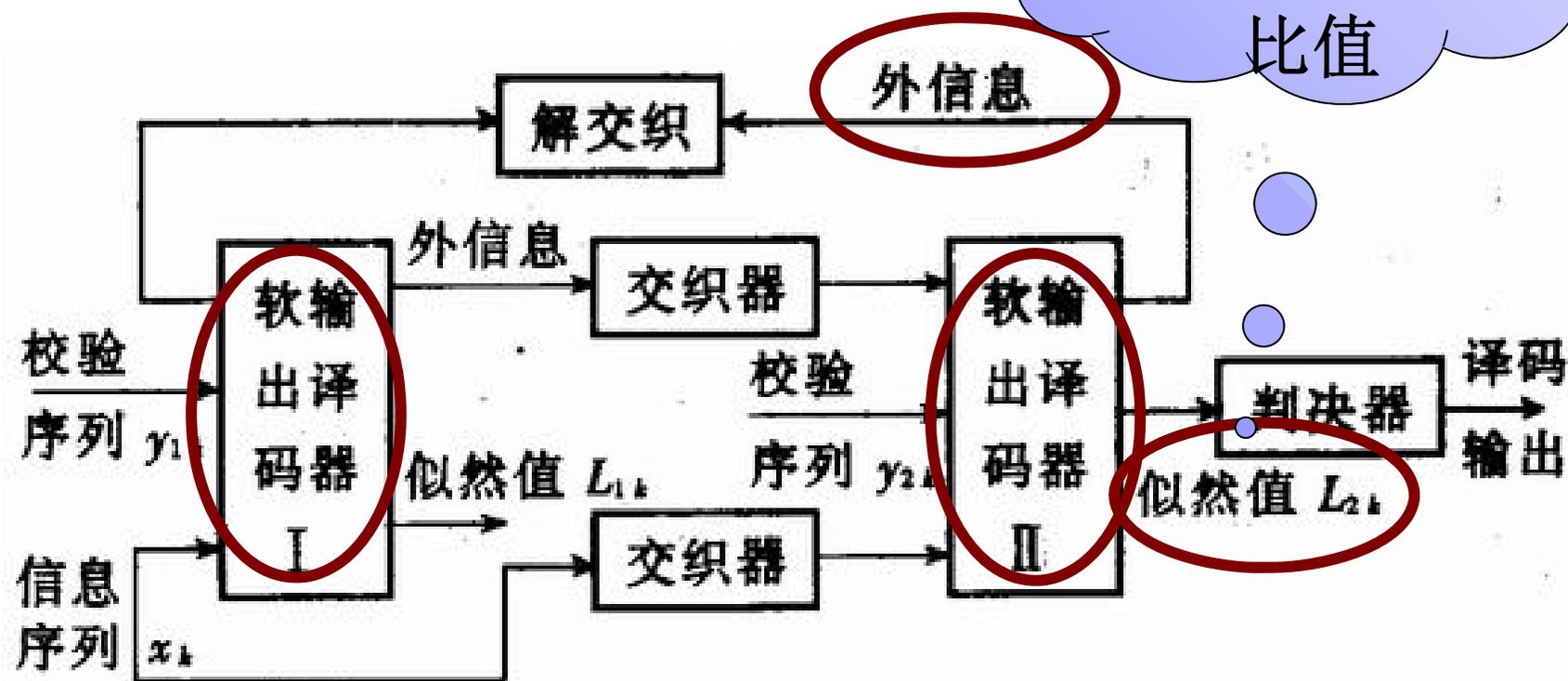
4.3.4 Turbo编码技术

- ❖ Turbo码的性能逼近最优的香农的信道编码的极限。
- ❖ Turbo码编码器框图



4.3.4 Turbo编码技术

❖ Turbo码译码器框图



4.3.4 Turbo编码技术

❖ 特点：

- **性能优良：**性能由分量码设计、交织器设计、译码算法及其并联结构进行组合优化共同取得。
- **发端交织器作用：**随机化编码
- **收端交织器作用：**随机译码，将突发错误变为随机错误。
- **级联编译码**起到利用短码构造长码的作用。

4.3.4 Turbo编码技术

❖ 缺点：

- 译码设备很复杂，应在译码性能与复杂性上折中。
- 译码时延大，无法应用于实时的通信系统（比如语音）

❖ 应用：

- 广泛应用于各类非实时业务高速数据的纠错编码

补充 LDPC 编码技术

❖ LDPC 码:

- 特殊的线性分组码
- 低密度极性校验码
- 校验矩阵非零元素分布稀疏

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

补充 LDPC 编码技术

❖ LDPC 码特点

- 具有接近香农限的性能
- 错误平层低
- 采用迭代译码算法——BP 算法
- 相对于 Turbo 码
 - ◆ 译码简单
 - ◆ 编码复杂
- 关键在校验矩阵的构造

补充 LDPC 编码技术

❖ 以 1 / 2 码率, $P_e < 10^{-5}$ 为例

表 1 几种重要编码的指标比较

年份	码型	信噪比/dB
1948	香农码	0
1967	(255, 125) BCH 码	5.4
1977	卷积码	4.5
1993	Turbo 码	0.7
2001	LDPC 码	0.004 5

4.3 信道编码

❖ 应用（检错基本都用CRC）

■ GSM 和IS-95

◆ 主要采用卷积码

■ 3G

◆ 语音：卷积码

◆ 数据：卷积码, TURBO 码

■ B3G

◆ 语音：卷积码

◆ 数据：卷积码, TURBO 码, LDPC 码

主要内容

4.1 概述

4.2 分集技术

4.3 信道编码

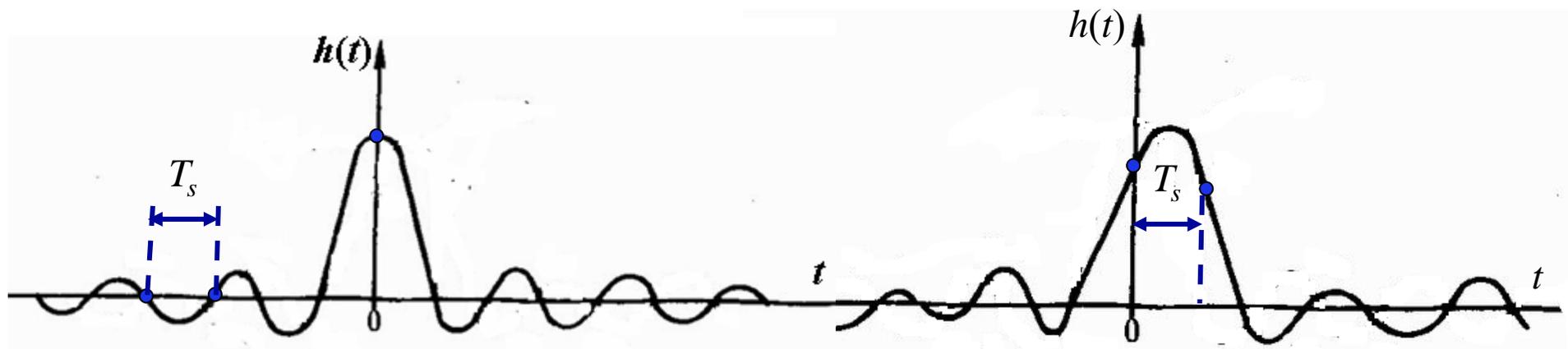
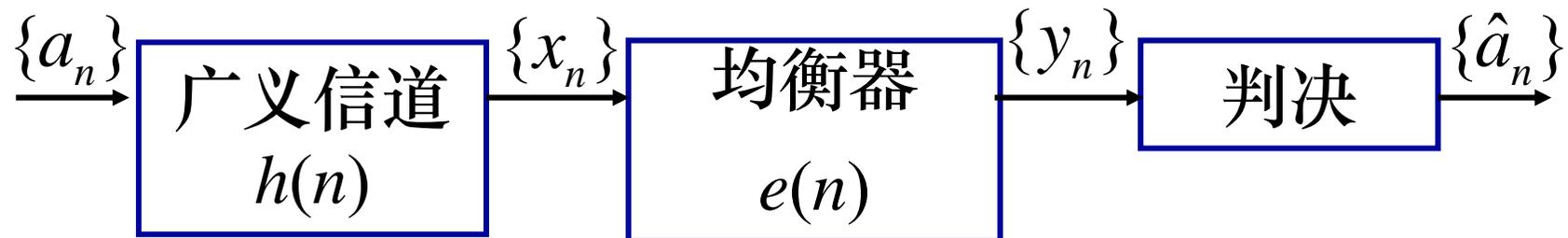
4.4 均衡技术

4.5 扩频通信

4.6 多天线和空时编码

4.6 链路自适应技术

4.4 均衡技术



理想和实际接收信号脉冲响应的差异



❖ 均衡 (Equalization) :

- 接收端产生与信道相反的特性，消除信道的时间和频率选择性，也称自适应均衡

$$a(n) = \delta(n) \quad x(n) = \sum_k h_k \delta(n-k)$$

- 理想的接收信号 $y(n) = \delta(n)$

- 频域 $X(z) = H(z) \quad Y(z) = 1$

$$Y(z) = X(z)E(z) \quad Y(z) = H(z)E(z)$$

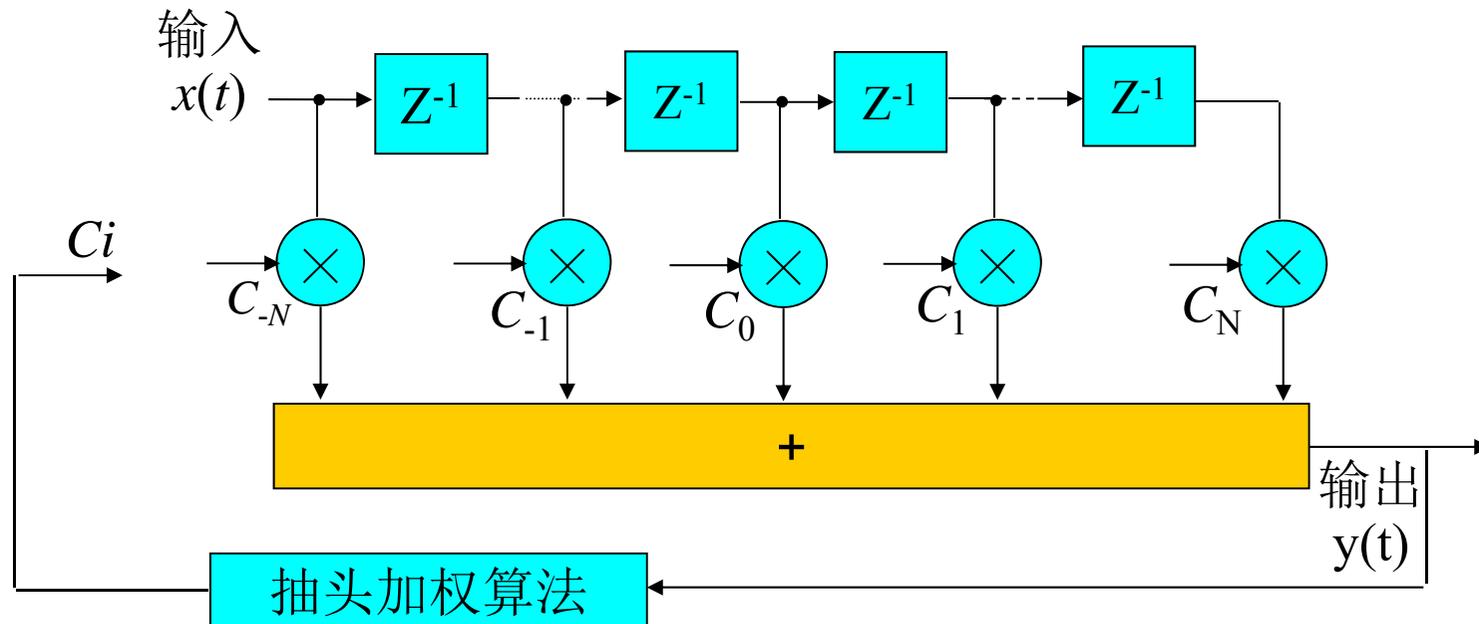
$$E(z) = \frac{1}{H(z)}$$

❖ 均衡技术类型

■ 线性均衡器:

◆ 横向滤波器中的输入与输出结果为线性关系

$$\text{系 } y_n = \sum_{k=-N}^N c_k x_{n-k}$$



❖ 均衡技术类型

$$y_n = \sum_{k=-N}^N c_k x_{n-k}$$

- 举例，输入序列 $\{x_n\} = (1/4, 1, 1/2)$ ，将其经过一个三抽头的均衡器，系数为

$$(c_{-1}, c_0, c_1) = (-1/3, 4/3, -2/3)$$

$$X(z) = \frac{1}{4}z + 1 + \frac{1}{2}z^{-1} \quad E(z) = -\frac{1}{3}z + \frac{4}{3} - \frac{2}{3}z^{-1}$$

- 则 $Y(z) = X(z)E(z) = -\frac{1}{12}z^2 + 1 - \frac{1}{3}z^{-2}$

$$y(n) = (-1/12, 0, \mathbf{1}, 0, -1/3)$$

2. 均衡准则

$$y_n = \sum_{k=-N}^N c_k x_{n-k}$$

1). 最小峰值失真准则

- ◆表示所有抽样时刻上得到的码间干扰最大值（峰值）与 $K=0$ 时刻上的样值之比。

$$D = \frac{1}{y_0} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} |y_n| \quad \Rightarrow c_k = \min_{c_k} D$$

$$y_0 = \sum_{k=-N}^{k=N} c_k x_{-k} \quad \Rightarrow y_0 = 1$$

2. 均衡准则

$$y_n = \sum_{k=-N}^N c_k x_{n-k}$$

2). 最小均方误差准则

- ◆ 表示所有抽样时刻上得到的码间干扰的均方和与 $K=0$ 时刻上的均方值之比

$$e^2 = \frac{1}{y_0^2} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} y_n^2 \quad \Rightarrow c_k = \min_{c_k} e^2$$

$$y_0 = \sum_{k=-N}^{k=N} c_k x_{-k} \quad \Rightarrow y_0 = 1$$

- 练习，输入序列 $\{x_n\}=(1/4,1,-1/2)$ ，将其经过一个三抽头均衡器，系数为 $(c_{-1},c_0,c_1)=(-1/4,1,1/2)$ 问均衡器的输出，此时的峰值畸变和均方畸变值

$$X(z) = \frac{1}{4}z + 1 - \frac{1}{2}z^{-1} \quad E(z) = -\frac{1}{4}z + 1 + \frac{1}{2}z^{-1}$$

- 则 $Y(z) = X(z)E(z) = -\frac{1}{16}z^2 + \frac{5}{4} - \frac{1}{4}z^{-2}$

$$y(n) = (-1/16, 0, 5/4, 0, -1/4)$$

$$D = \frac{1}{y_0} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} |y_n| \quad \Rightarrow D = 0.25$$

$$e^2 = \frac{1}{y_0^2} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} y_n^2 \quad \Rightarrow e^2 = 0.0425$$

3. 均衡器系数计算

$$y_n = \sum_{k=-N}^N c_k x_{n-k}$$

$$D = \frac{1}{y_0} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} |y_n|$$

1). 按最小峰值失真准则

◆ 最优化算法 $\Rightarrow c_k = \min D$

◆ 迫零算法 当 $D_0 = \frac{1}{x_0} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} |x_n| < 1$

$$\Rightarrow c_k \text{ 能满足 } y_n = \sum_{k=-N}^{k=N} c_k x_{n-k} = \begin{cases} 1, n = 0 \\ 0, n = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N \end{cases}$$

$$\begin{bmatrix} x_{2N} & x_{2N-1} & \cdots & x_0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_N & x_{N-1} & \cdots & x_{-N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_0 & x_{-1} & \cdots & x_{-2N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{-N} \\ \vdots \\ c_0 \\ \vdots \\ c_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 1 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

练习，输入序列 $\{x_n\}=(0,1/4,1,-1/2,0)$ ，三抽头均衡

求按峰值畸变最小的均衡器系数

$$N = 1$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} x_2 & x_1 & x_0 \\ x_1 & x_0 & x_{-1} \\ x_0 & x_{-1} & x_{-2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_0 \\ c_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} 0 & 1/4 & 1 \\ 1/4 & 1 & -1/2 \\ 1 & -1/2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_0 \\ c_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} c_1 \\ c_0 \\ c_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/4 & 1 \\ 1/4 & 1 & -1/2 \\ 1 & -1/2 & 0 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} c_1 \\ c_0 \\ c_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.4 \\ 0.8 \\ -0.2 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} c_1 \\ c_0 \\ c_{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/2 \\ 1 \\ -1/4 \end{bmatrix}$$

$$D = \frac{1}{y_0} \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} |y_n| \Rightarrow D = 0.25$$

4.4.2 非线性均衡器

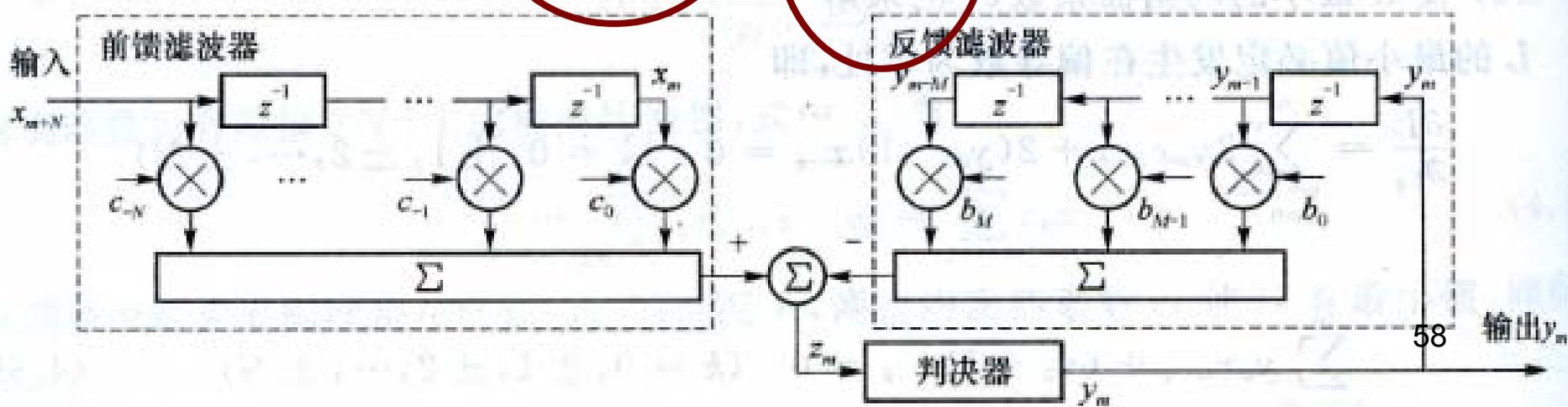
❖ 输入与输出结果为非线性关系

❖ 性能较优

■ 判决反馈均衡器 (DFE)

■ 最大似然序列估值器 (MLSE)

$$\hat{S}_n = \sum_{k=-N_1}^0 C_k x_{n-k} + \sum_{j=1}^{N_2} C_j \hat{S}_{n-j}$$



4.4.3 自适应均衡器

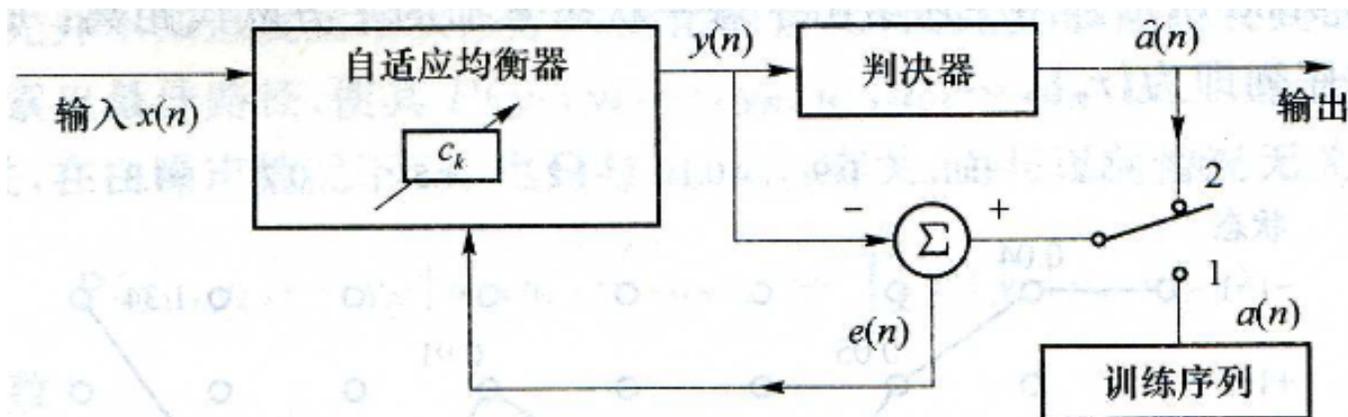
❖ 自适应均衡器工作方式

■ 训练模式:

◆ 发端发送一个接收端已知的序列使均衡器迅速收敛，完成抽头系数初始化

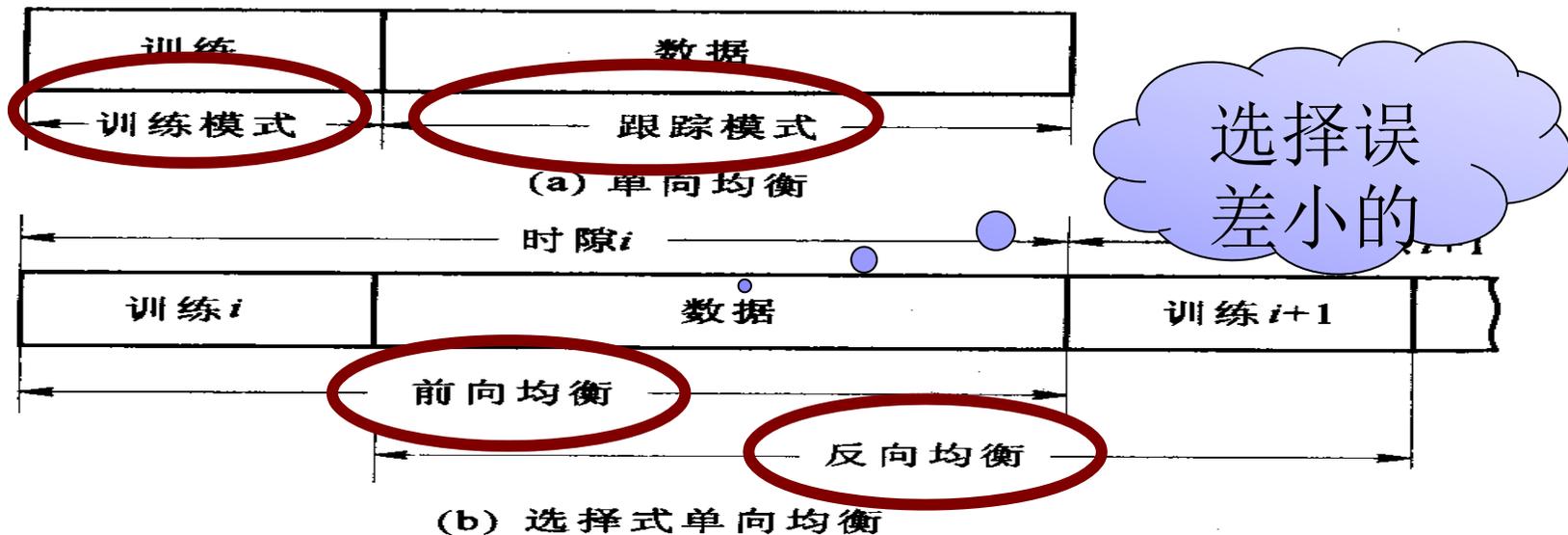
■ 跟踪模式:

◆ 直接利用通信中传输的数字信号的判决形成误差信号，并依据自适应算法跟踪调节抽头系数



4.4.3 自适应均衡器

- ◆ 正向均衡法：利用本时隙训练序列对当前数据进行均衡
- ◆ 反向均衡法：利用下时隙训练序列对当前数据进行均衡



4.3 均衡技术

❖ 实际系统中的均衡技术

❖ 均衡按实现的域分类

■ 时域 / 频域均衡

- 在宽带单载波系统中常用频域均衡技术；
- 在窄带数字通信系统中常用时域均衡。

❖ GSM

- 训练序列位于时隙中间
- 常用自适应非线性均衡器

主要内容

4.1 概述

4.2 分集技术

4.3 信道编码

4.4 均衡技术

4.5 扩频通信

4.6 多天线和空时编码

4.6 链路自适应技术

4.5 扩频通信

❖ 直接序列扩频

- 根据香农公式 $C = W \times \text{Log}_2(1+S/N)$ ，展宽信号带宽 W ，以带宽的增加来换取传输性能的改善
- 扩频的定义
 - ◆ 利用远高于符号速率的序列码流与信号流相乘，得到宽带（相对于信号带宽）调制信号的技术
- 扩频的本质：
 - 频率分集
 - 时间分集 / 多径分集

4.5.1 伪噪声序列

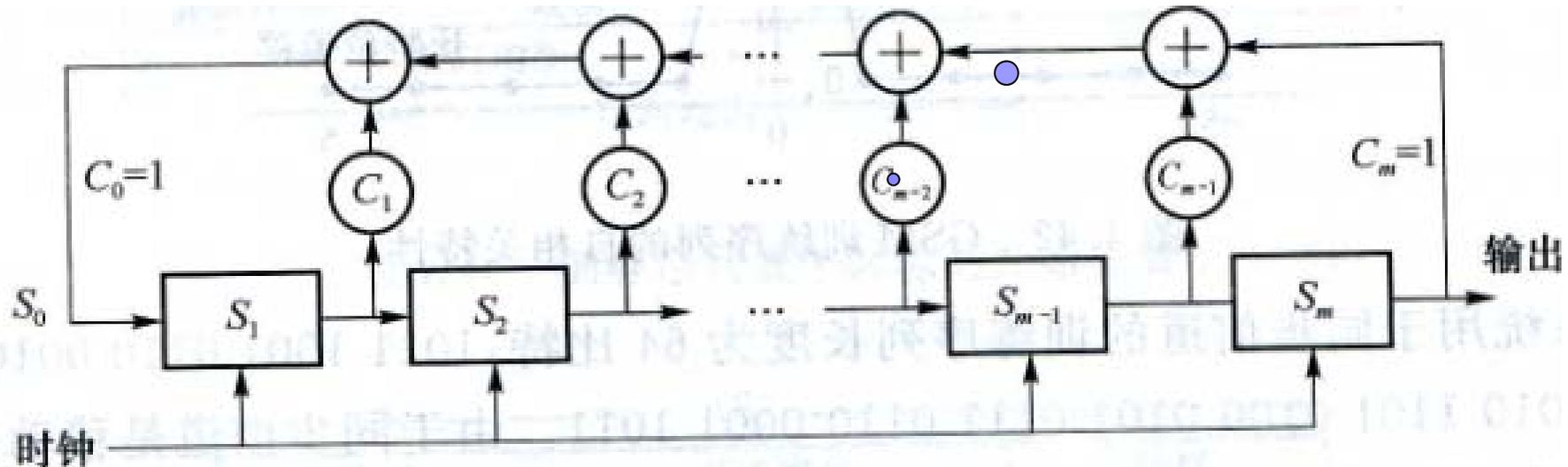
❖ PN序列的产生

- 典型：m序列（最长线性反馈移位寄存器序列）

- ◆ m : 寄存器个数

- ◆ 最长序列长度: $N = 2^m - 1$

选择误差小的



4.5.1 伪噪声序列

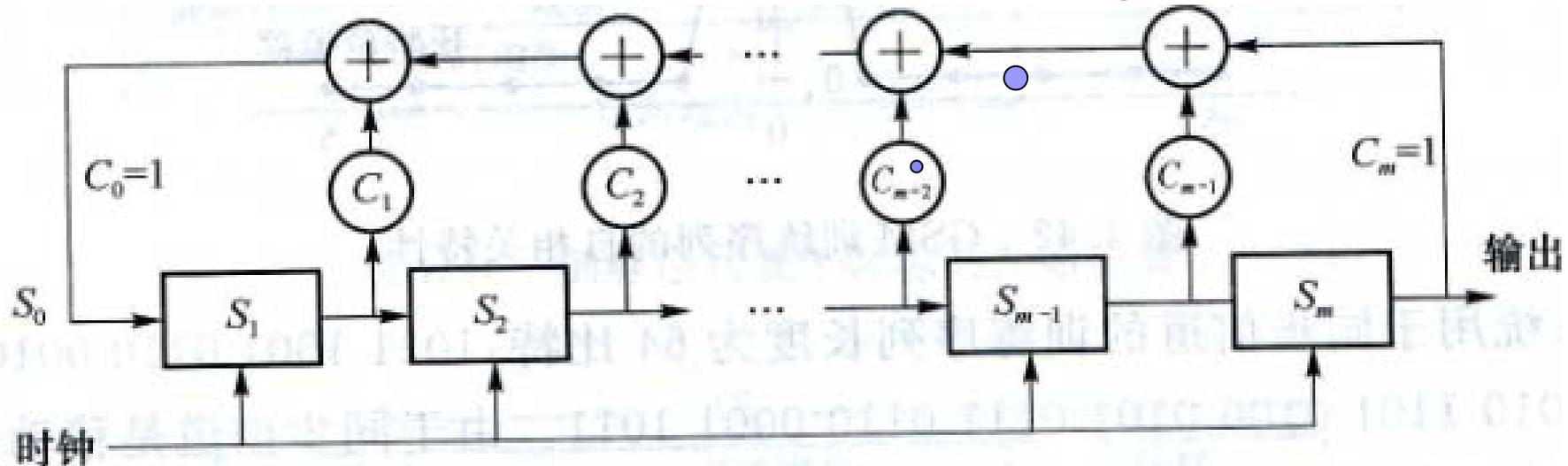
❖ PN序列的产生

■ 典型：m序列（最长线性反馈移位寄存器序列）

◆ m : 寄存器个数

◆ 最长序列长度: $N = 2^m - 1$

表4.4



❖ m序列具备的随机性质

周期： $N = 2^m - 1$

■ 平衡特性

◆ 在m序列的周期内，0,1个数相差为1

■ 游程特性

◆ 每个周期内，游程总数 $L = (N + 1) / 2$

◆ 长度为l的游程数为 $L / 2^l$

■ 相关特性

$$R_{a,b} = \frac{A - D}{A + D}$$

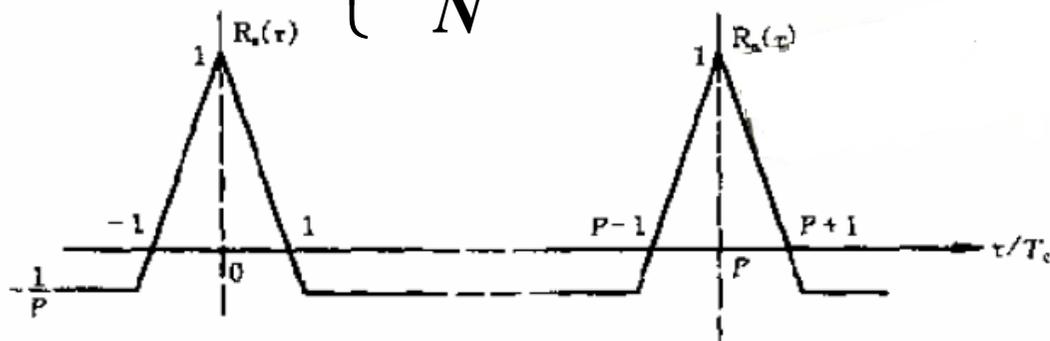
◆ A: 序列a,b对应位模二和后0比特数目

◆ D: 序列a,b对应位模二和后1比特数目

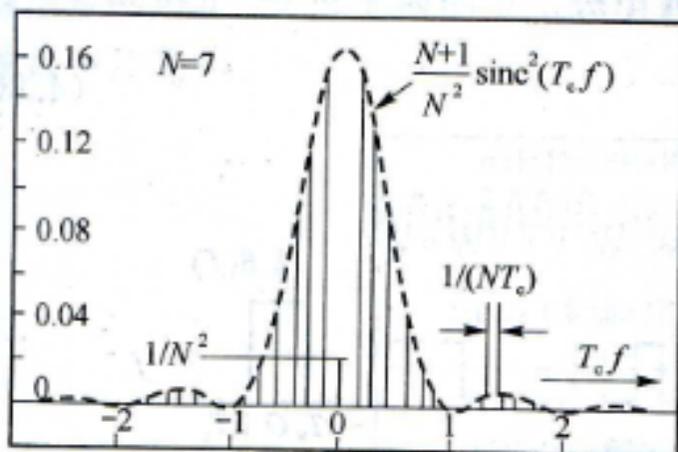
◆ 自相关特性

周期: $N = 2^m - 1$

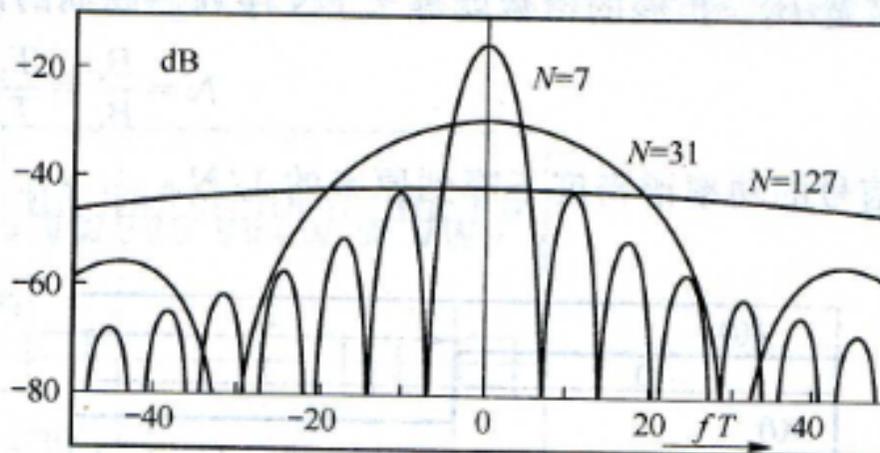
$$R_{a,a}(n) = \begin{cases} 1, n = lN, l = 0, \pm 1, \dots \\ -\frac{1}{N}, \text{其余 } n \end{cases}$$



◆ m序列的功率谱

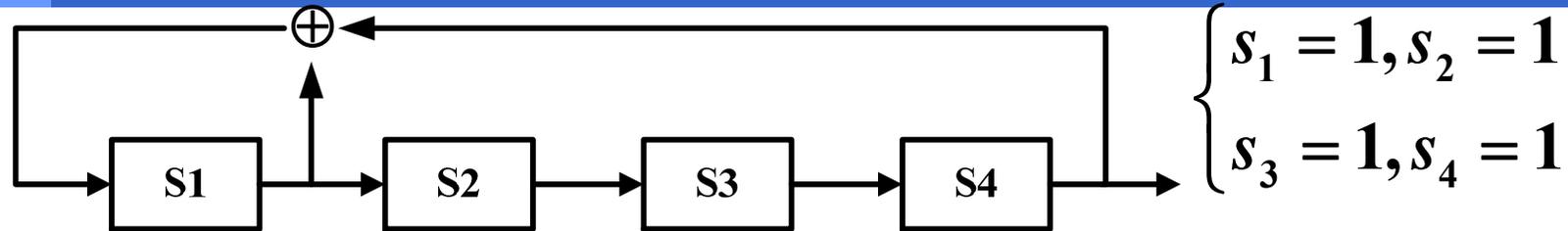


(a) 离散谱



(b) 功率谱的包络

▪ 举例，m序列，m=4，c1=c4=1



1111	←	1110
↓		↑
0111		1100
↓		↑
1011		1000
↓		↑
0101		0001
↓		↑
1010		0010
↓		↑
1101		0100
↓		↑
0110	→	0011
		→
		1001

▪ 输出1111, 0101, 1001, 000 N = 15

▪ 平衡特性 $L = (N + 1) / 2 = 8$
7个0,8个1个, 相差为1

▪ 游程特性

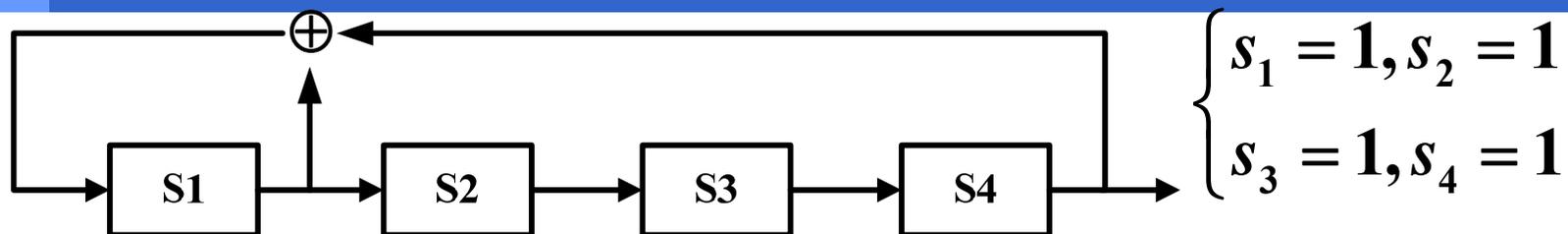
长度1的游程: 4个=8/2

长度2的游程: 2个=8/4

长度3的游程: 1个=8/3

长度4的游程: 1个=8/4

■ 举例，m序列，m=4，c1=c4=1



■ 输出 1111, 0101, 1001, 000 $N = 15$

■ 自相关特性

$$n = 0, (1111, 0101, 1001, 000) \oplus (1111, 0101, 1001, 000)$$

$$R_{a,b}(n) = \frac{A - D}{A + D} = \frac{15 - 0}{15 + 0} = 1$$

$$n = 1, (1111, 0101, 1001, 000) \oplus (1110, 1011, 0010, 001)$$

$$= 0001, 1110, 1011, 001$$

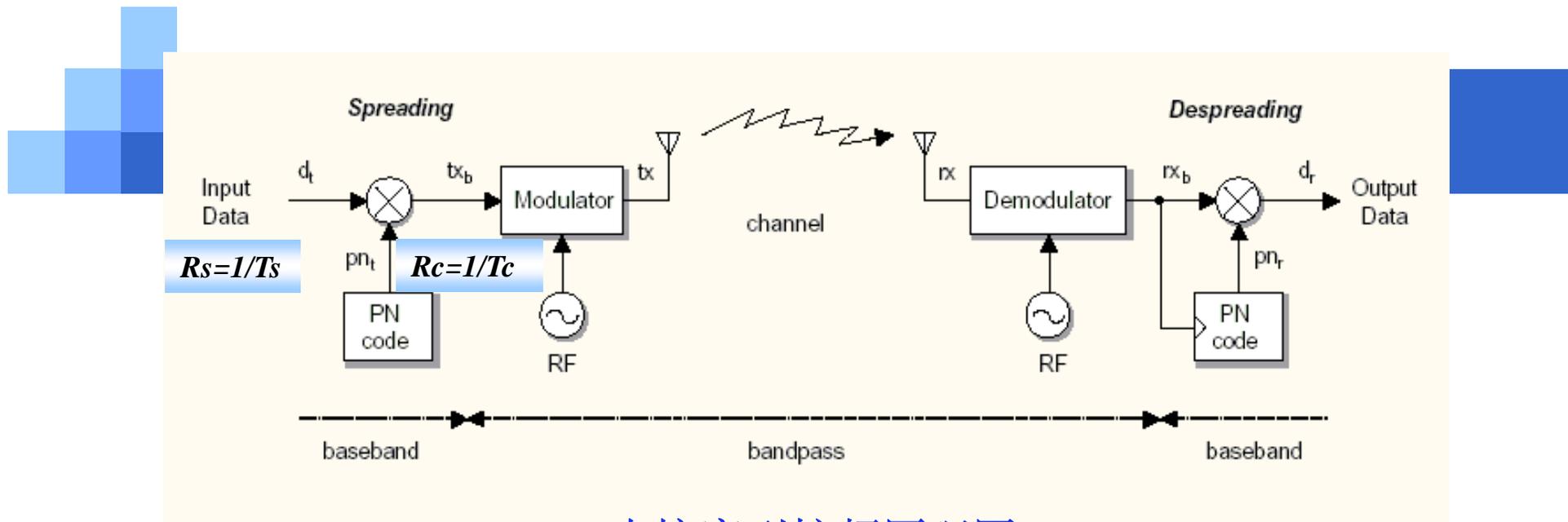
$$\begin{cases} A(1) = 7 \\ B(1) = 8 \end{cases} \quad R_{a,b}(1) = \frac{A - D}{A + D} = \frac{7 - 8}{7 + 8} = -\frac{1}{15}$$

4.5.2 扩频通信原理

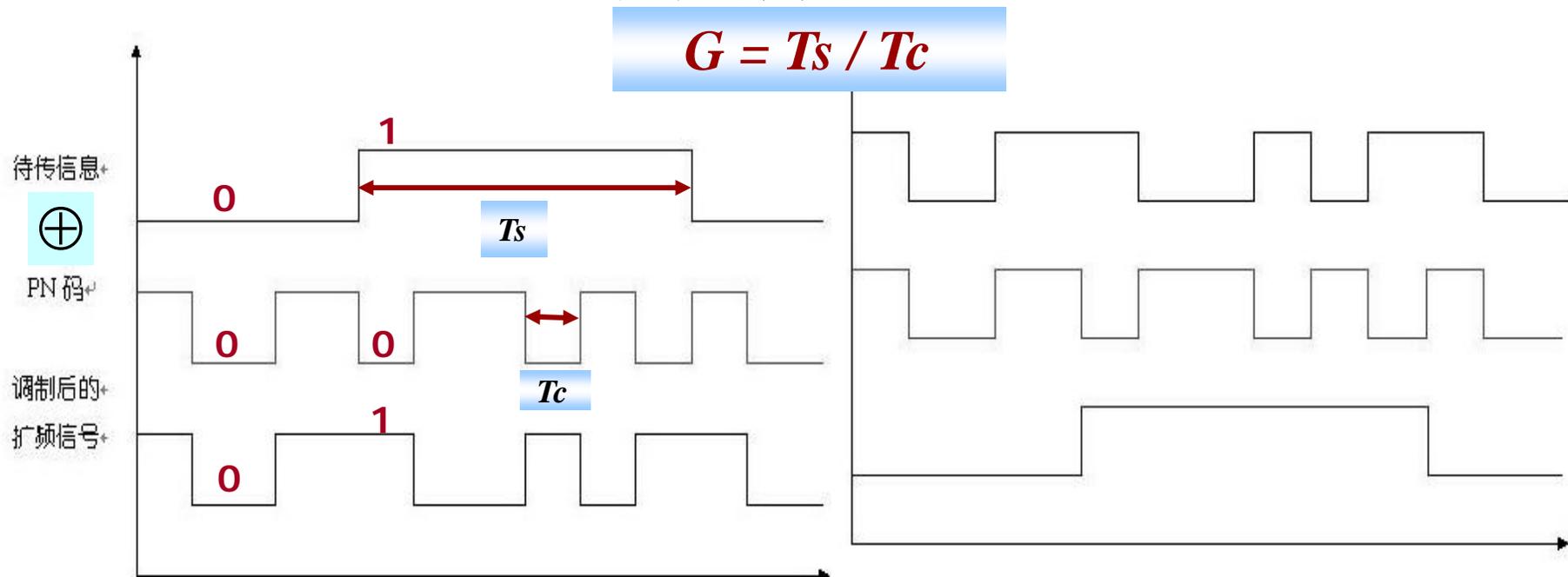
❖ 扩频增益

- 定义为频谱扩展前的信息带宽 ΔF 与频谱扩展后的信号带宽 W 之比

$$G = W / \Delta F$$



直接序列扩频原理图



发端信息的扩频

收端信息的解扩

❖ 例，输入比特序列为01101，如果用长度为4的扩频码1010对其进行直接序列扩频，求扩频后的码片序列是什么？扩频增益为多少dB？

扩频后的码片序列是

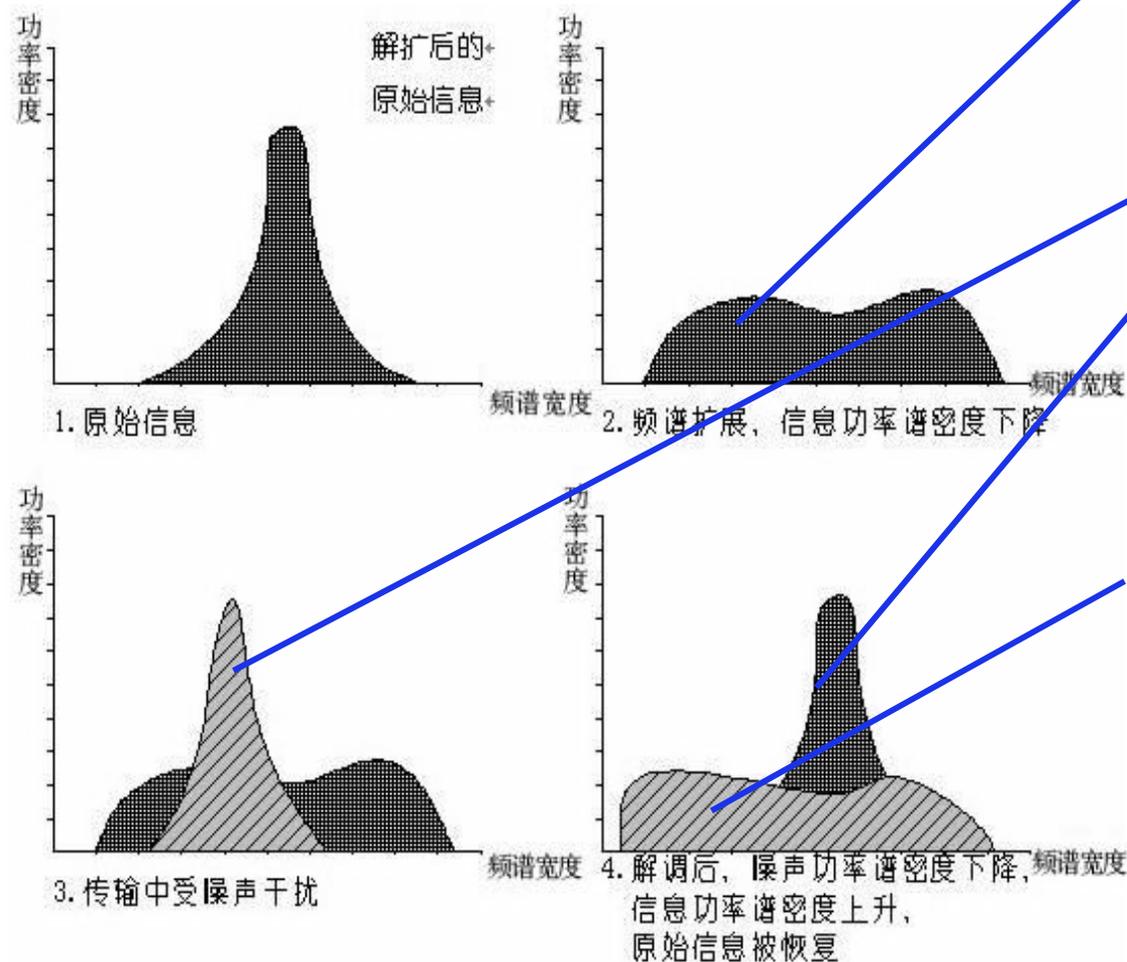
0000 1111 1111 0000 1111

1010 1010 1010 1010 1010

1010, 0101, 0101, 1010, 0101

扩频增益为 $10\lg 4 \approx 6$ (dB)，为达到相同通信质量，信号功率可以降低4倍。

4.5.2 直扩系统抗窄带干扰的原理



发端信息带宽增加;
功率谱密度下降;

受到干扰

有效信号解扩后, 恢复成窄带信息, 功率谱密度上升

干扰信号只经过了一次被模二相加的调制过程, 频谱被扩展, 功率谱密度下降

4.5 扩频通信

❖ 直接序列扩频的特点

1. 由高码率的扩频序列对低速率的信息进行调制以扩展频谱
2. 扩频码序列多采用伪随机码 (PN)
3. 调制方式多采用BPSK或QPSK

4.5 扩频通信

❖ 直接序列扩频的特点

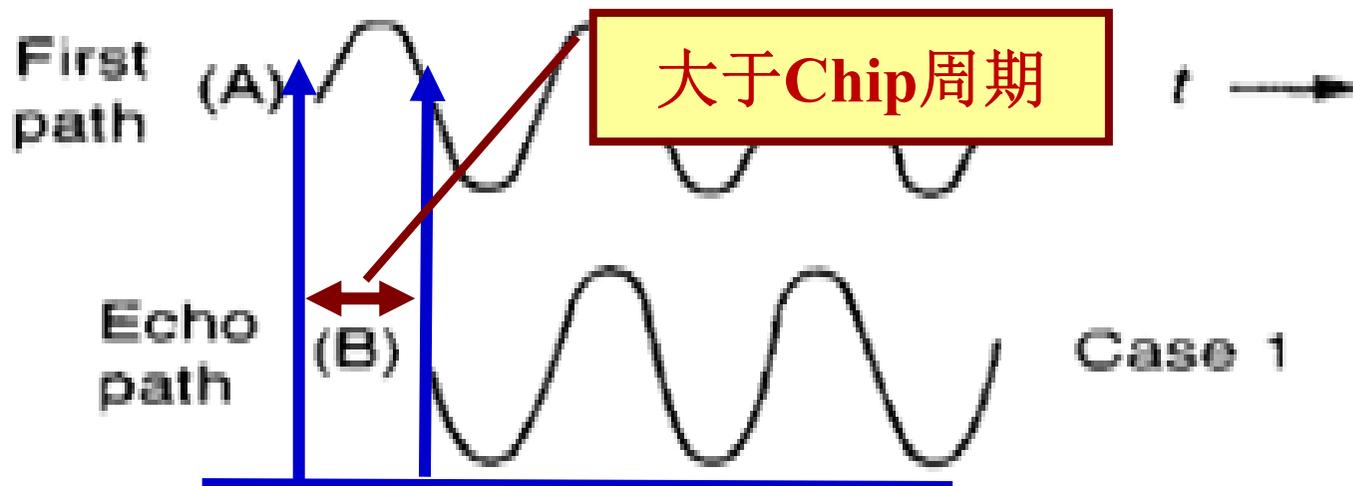
4. 接收端多采用本地PN序列对接
收信号进行相关解扩
5. 扩频和解扩的伪随机码序列应
有严格的同步
6. 一般需要用窄带通滤波器来排
除干扰，以实现其抗干扰能力
的提高。

4.5.3 抗多径干扰和RAKE接收机

❖ RAKE接收:

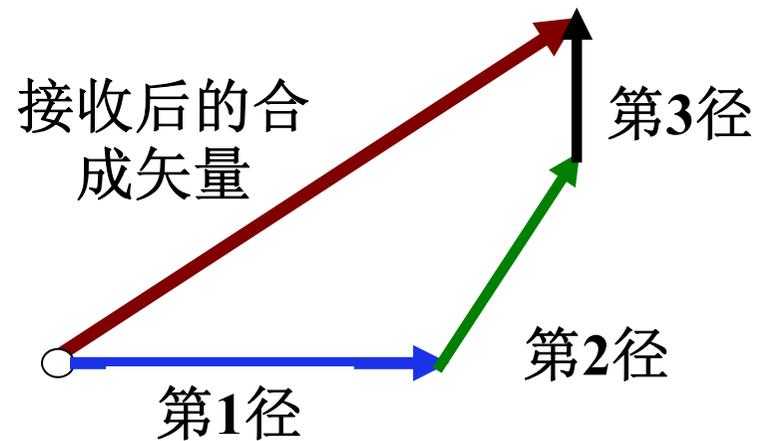
- 利用扩频码的相关特性进行多径分离与合并，实现时间分集

$$r(t) = \text{Re} \left\{ \left[\sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n(t) e^{-j\phi_n(t)} u(t - \tau_n(t)) \right] e^{j2\pi f_c t} \right\}$$

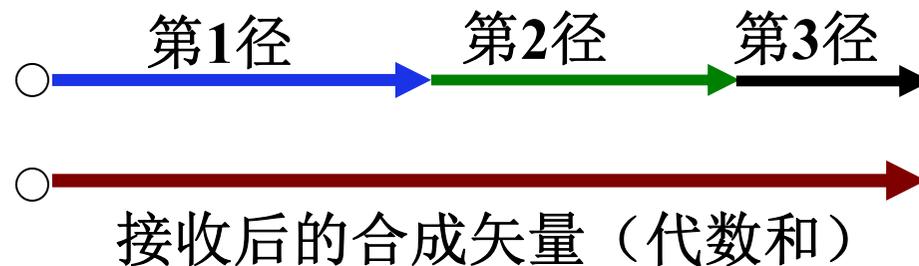


4.5.3 抗多径干扰和RAKE接收机

❖ 无Rake接收时，多径信号的矢量合成：

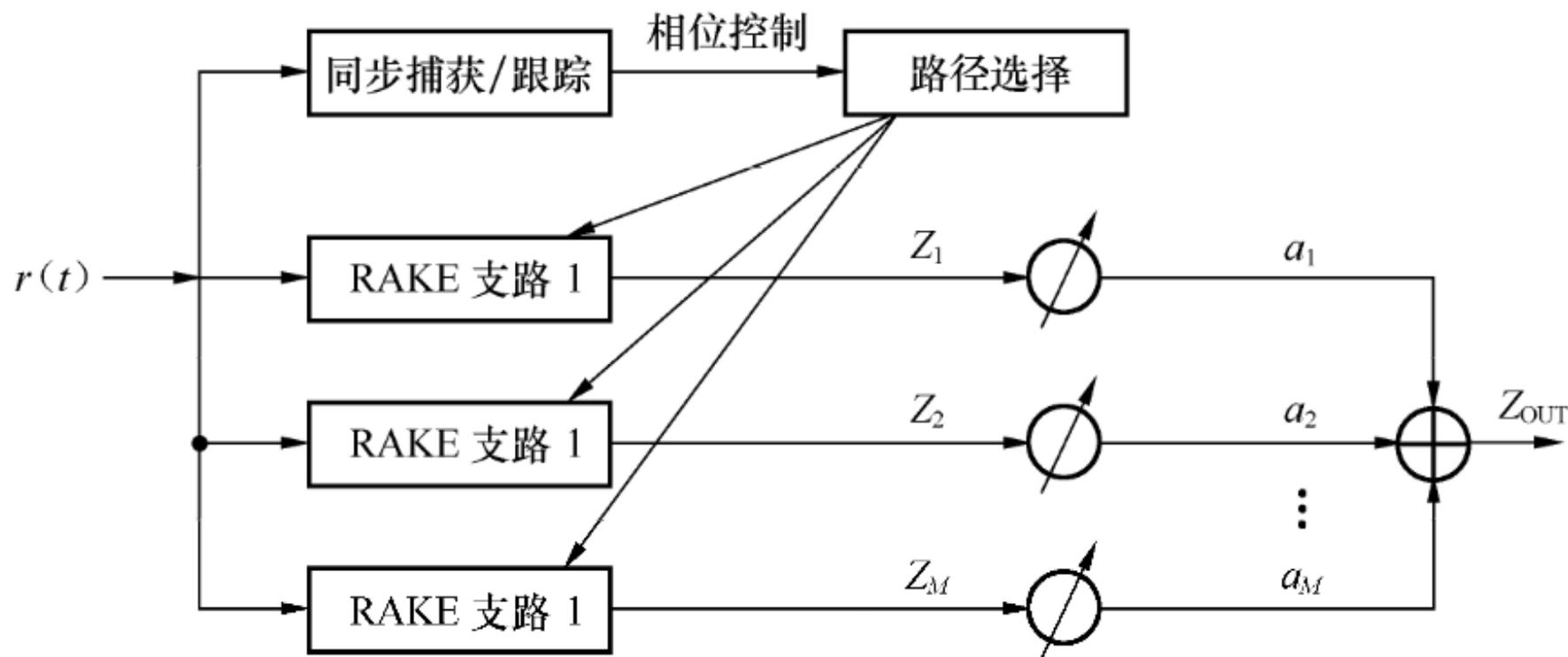


❖ 采用Rake接收后的合成矢量：



4.5.3 抗多径干扰和RAKE接收机

❖ Rake 接收示意图



❖ RAKE接收原理

■ 多径分离

- ◆ Chip周期小于多径时延差
- ◆ 直扩序列信号的自相关和互相关性好

■ 多径合并准则

- ◆ 第一路径准则；
- ◆ 最强路径准则；
- ◆ 检测后积分准则……

❖ 直扩的抗衰落性能

■ 抗多径:

◆ 扩频码的码片时间小于多径时延差时，可利用扩频码的自相关特性进行相关解调，从而抑制多径干扰

■ 抗干扰:

◆ 利用扩频和互相关特性把窄带噪声和多址干扰能量分布在宽带范围内，从而降低了信号带宽内的干扰强度，再利用窄带滤波器，滤出带外干扰

■ 抗衰落:

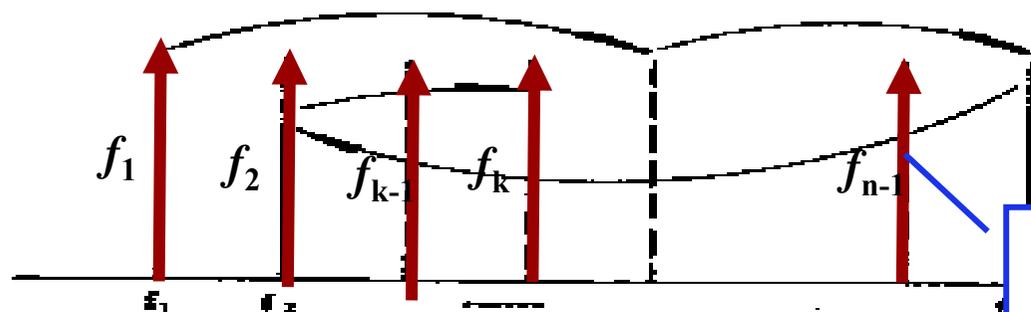
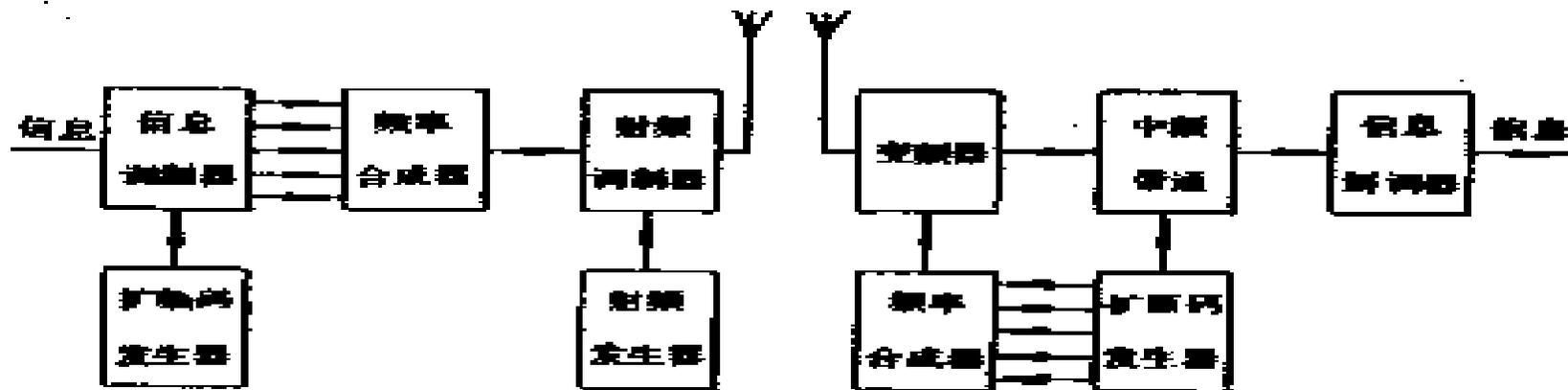
◆ 当直扩信号的频谱扩展宽度远大于信道相关带宽时，可获得频率分集增益

4.5.4 跳频扩频通信系统

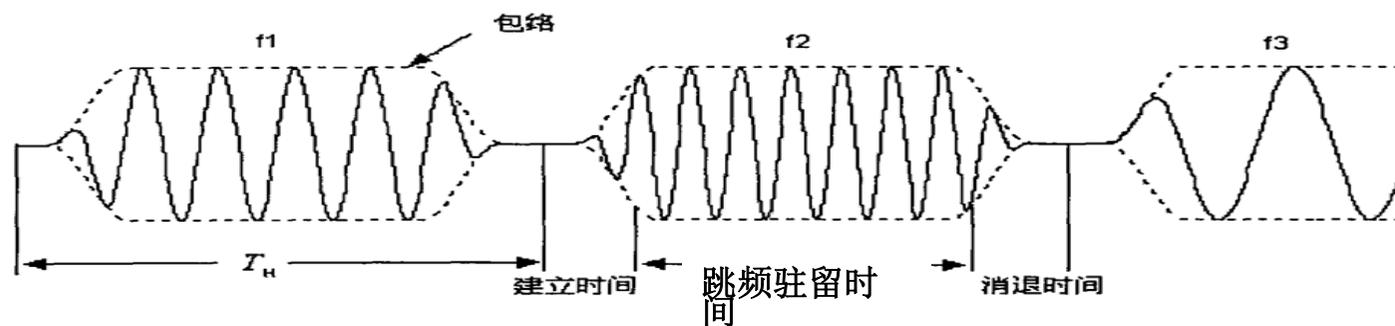
❖ 跳频:

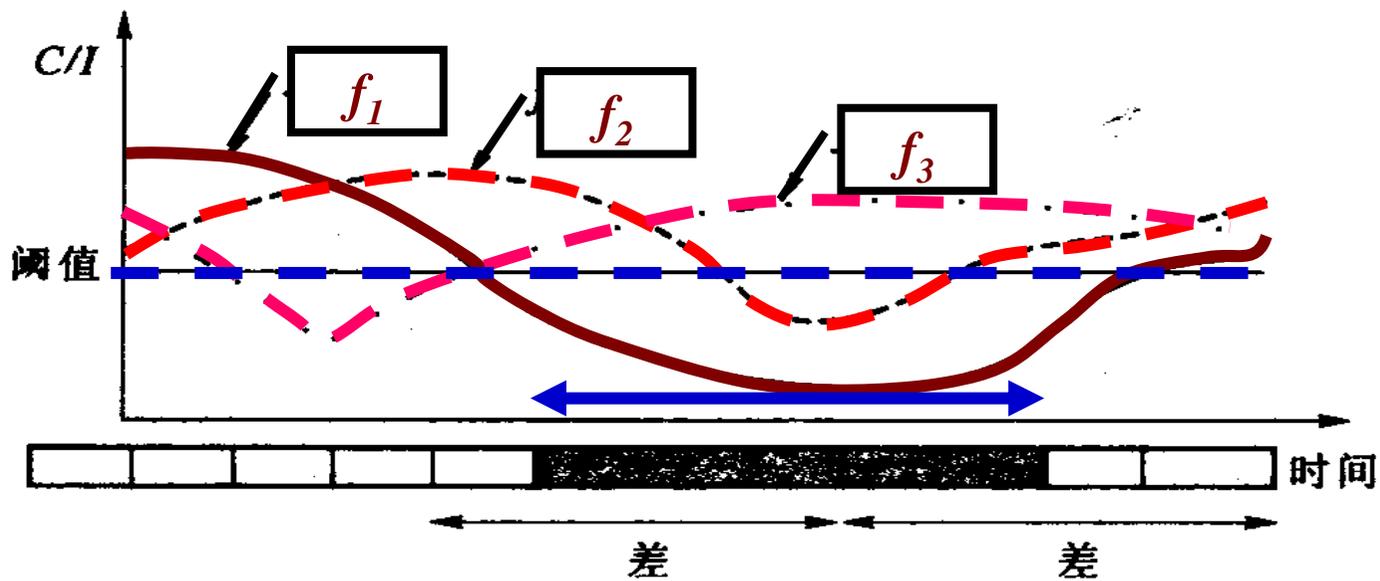
- 载波信号的频率随时间而变化
- 跳频是靠“躲避”干扰来提升抗干扰性能的
- 本质:

◆ 频率分集

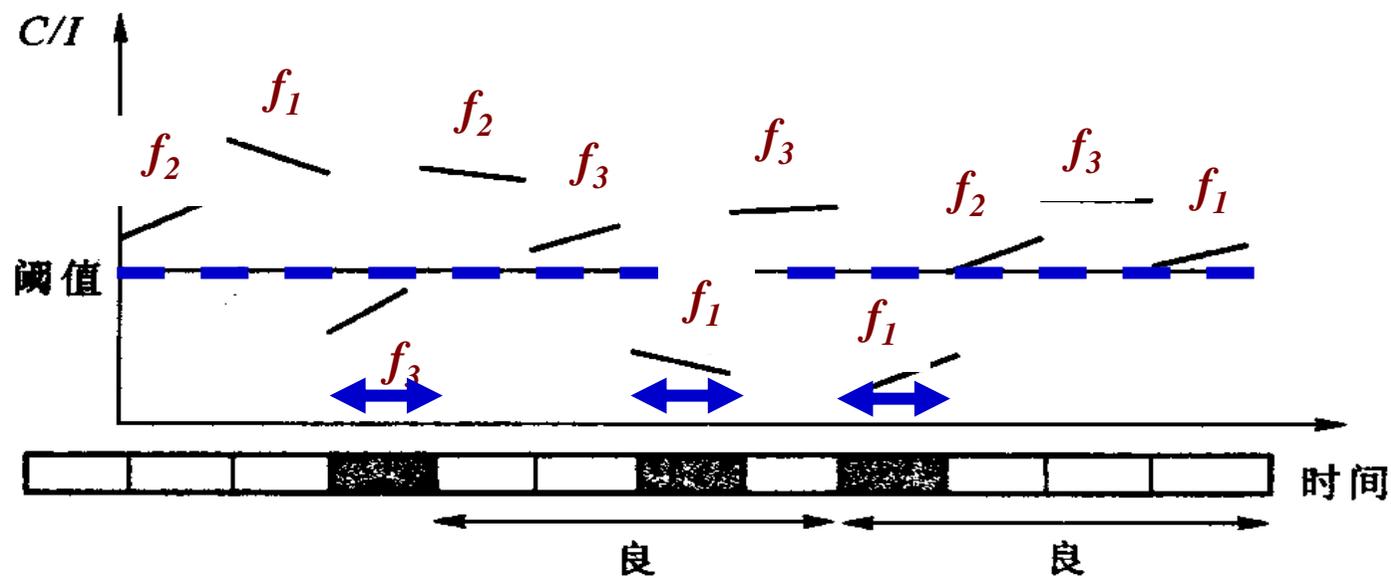


跳频系统在某一瞬时还是窄带系统





(a) 无跳频情况



(b) 跳频情况

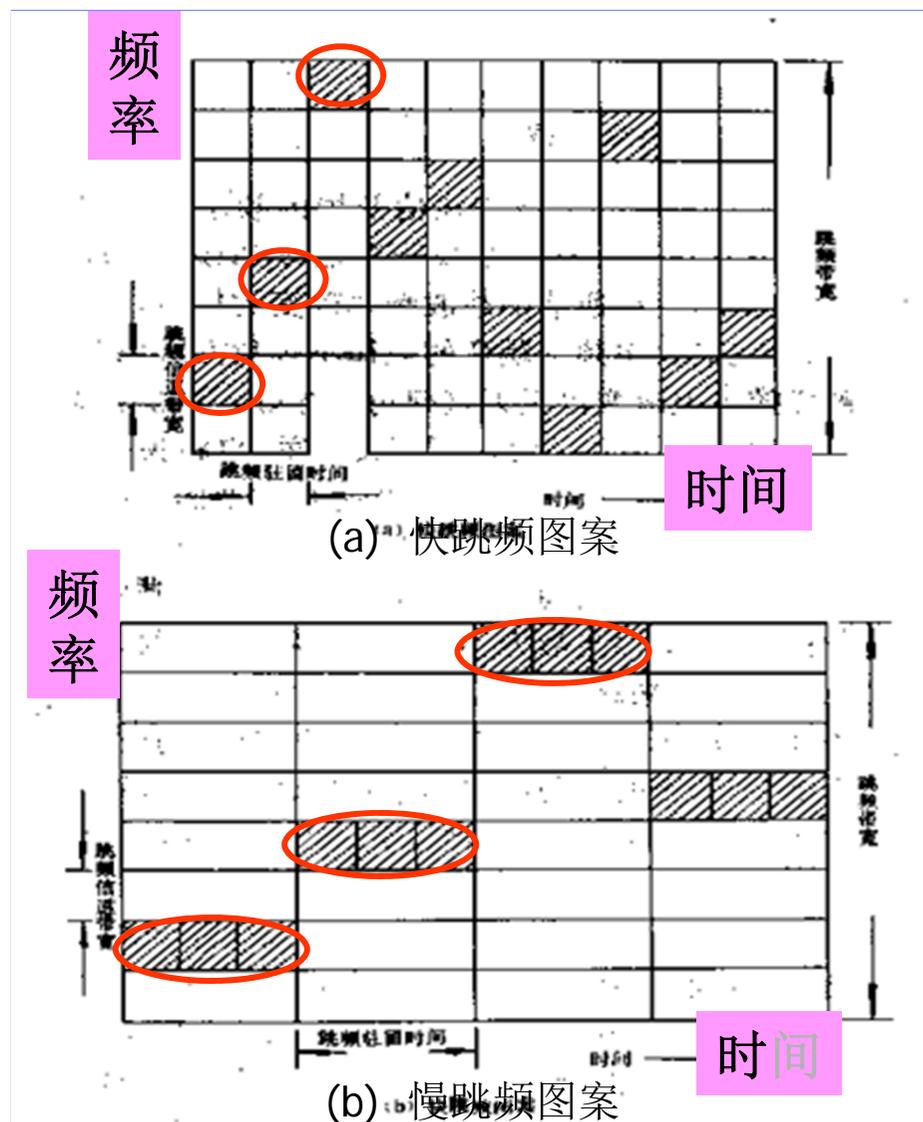
4.5.4 跳频扩频通信系统

❖ 快跳频:

- 跳频速率 \geq 信息传输速率，即一跳或多跳传输一个比特信息；

❖ 慢跳频:

- 跳频速率 $<$ 信息传输速率，即一跳携带多个信息比特。



4.5.4 跳频扩频通信系统

❖ 跳频的抗干扰能力

- 抗多径：
 - ◆ 跳频驻留时间小于多径延迟时间差
- 抗同信道干扰：
 - ◆ 正交跳频图案可避免频率复用引起的同频干扰
- 抗衰落：
 - ◆ 跳频频率间隔大于信道相干带宽时，各跳频驻留时间内的信号相互独立

❖ 跳频系统的跳频驻留时间 $T_c=10\mu\text{s}$ ，码元周期 $T_s=1\mu\text{s}$ ，在通过多径信道时，多径时延大概在什么范围内时，接收信号可能出现频率选择性衰落？为什么？

- 跳频可以抵抗多径衰落，只有时延扩展 $\sigma < T_c$ ，才会受多径的影响
- 按频率选择性衰落的定义，当信道相干带宽满足
 - ◆ $(B_c \approx 1/\sigma) < (B \approx 1/T_s)$ 时出现频率选择性衰落
 - ◆ $\sigma > T_s$
- 根均方时延满足 $T_s < \sigma < T_c$ ，才会出现频率选择性衰落

主要内容

4.1 概述

4.2 分集技术

4.3 信道编码

4.4 均衡技术

4.5 扩频通信

4.6 多天线和空时编码

4.6 链路自适应技术

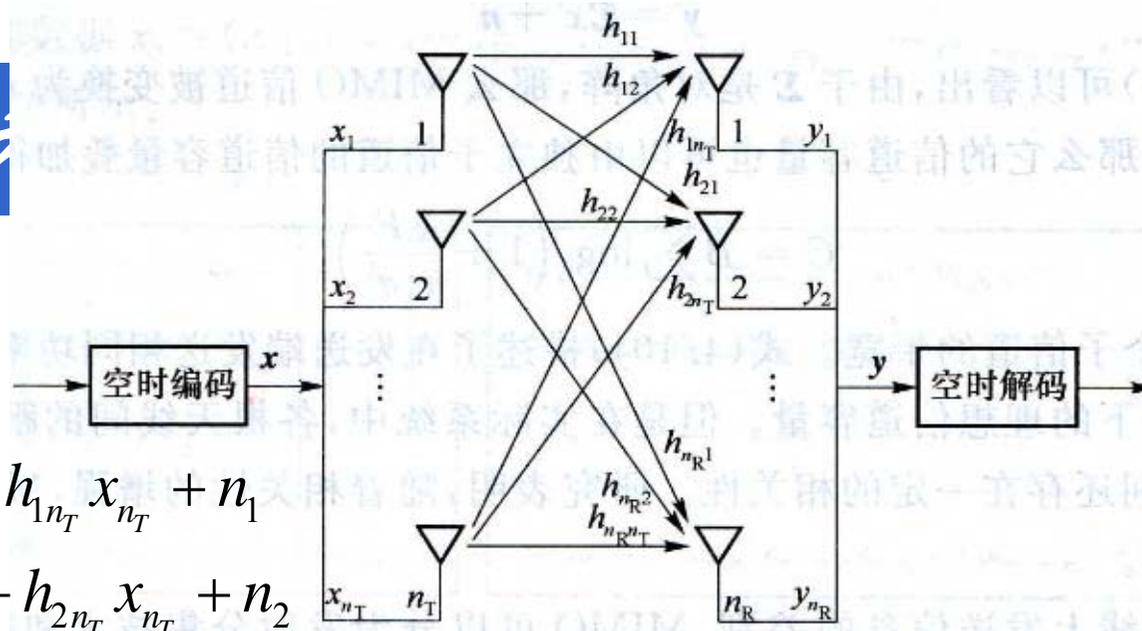
4.6 多天线和空时编码

❖ MIMO 系统

- 提高无线通信系统容量
- 它可以在不用增加系统带宽的情况下改善了系统性能，提高了数据速率。
 - ◆ 利用空间分集对抗衰落
 - ◆ 利用空间复用提高频谱效率

4.6 多天线

❖ MIMO系统框图



$$\begin{cases} y_1 = h_{11}x_1 + h_{12}x_2 + h_{13}x_3 + \dots + h_{1n_T}x_{n_T} + n_1 \\ y_2 = h_{21}x_1 + h_{22}x_2 + h_{23}x_3 + \dots + h_{2n_T}x_{n_T} + n_2 \\ \dots\dots\dots \\ y_{n_R} = h_{n_R1}x_1 + h_{n_R2}x_2 + h_{n_R3}x_3 + \dots + h_{n_Rn_T}x_{n_T} + n_{n_R} \end{cases}$$

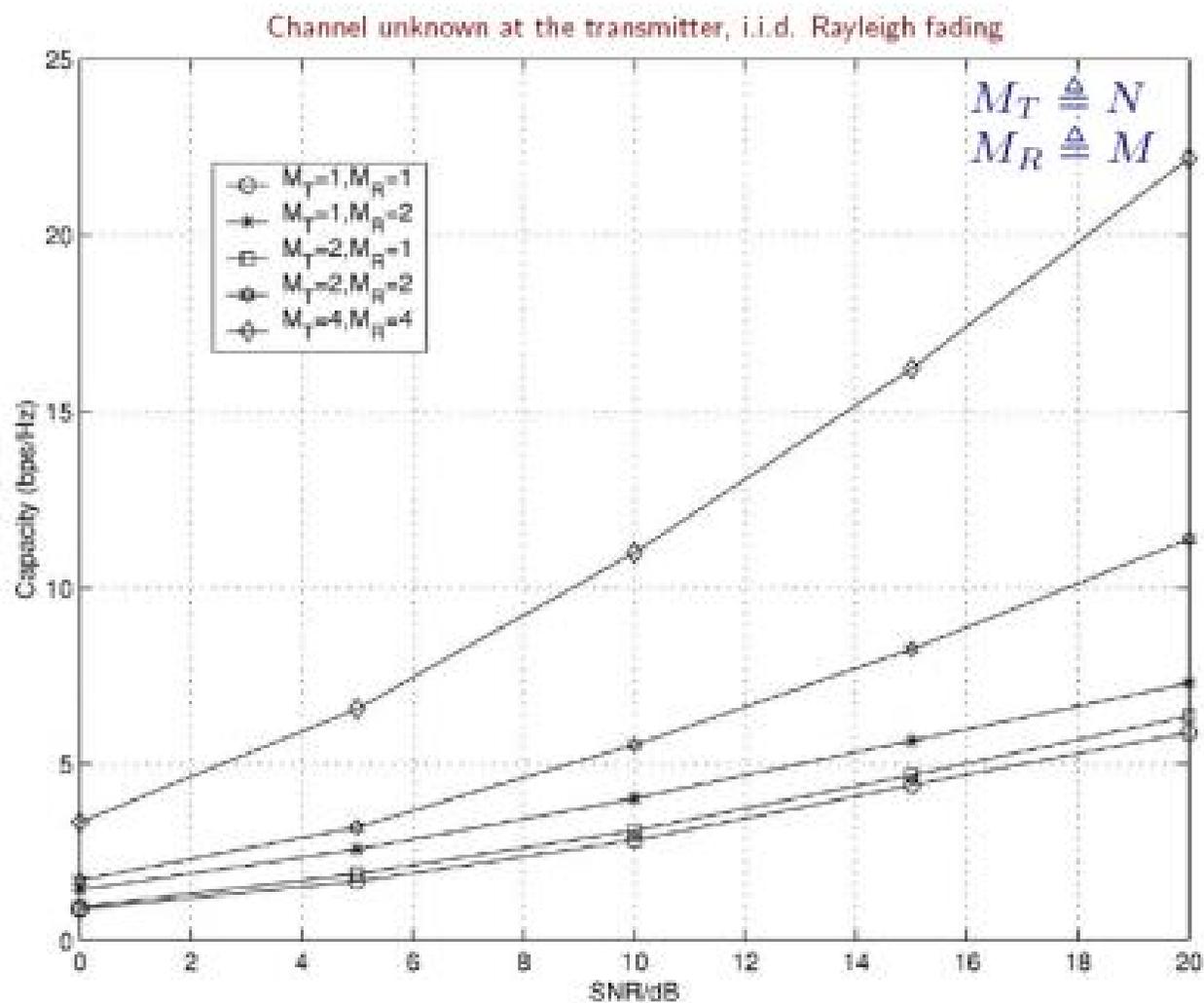
$$y_1 = h_{11}x_1 + h_{12}x_2 + h_{13}x_3 + \dots + h_{1n_T}x_{n_T} + n_1 \Rightarrow [h_{11}, h_{12}, \dots, h_{1n_T}] \times \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_{n_T} \end{bmatrix} + n_1$$

❖ 可用矩阵方式表示发送和接收信号

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{w}$$

4.6 多天线和空时编码

❖ 不同天线配置下的信道容量



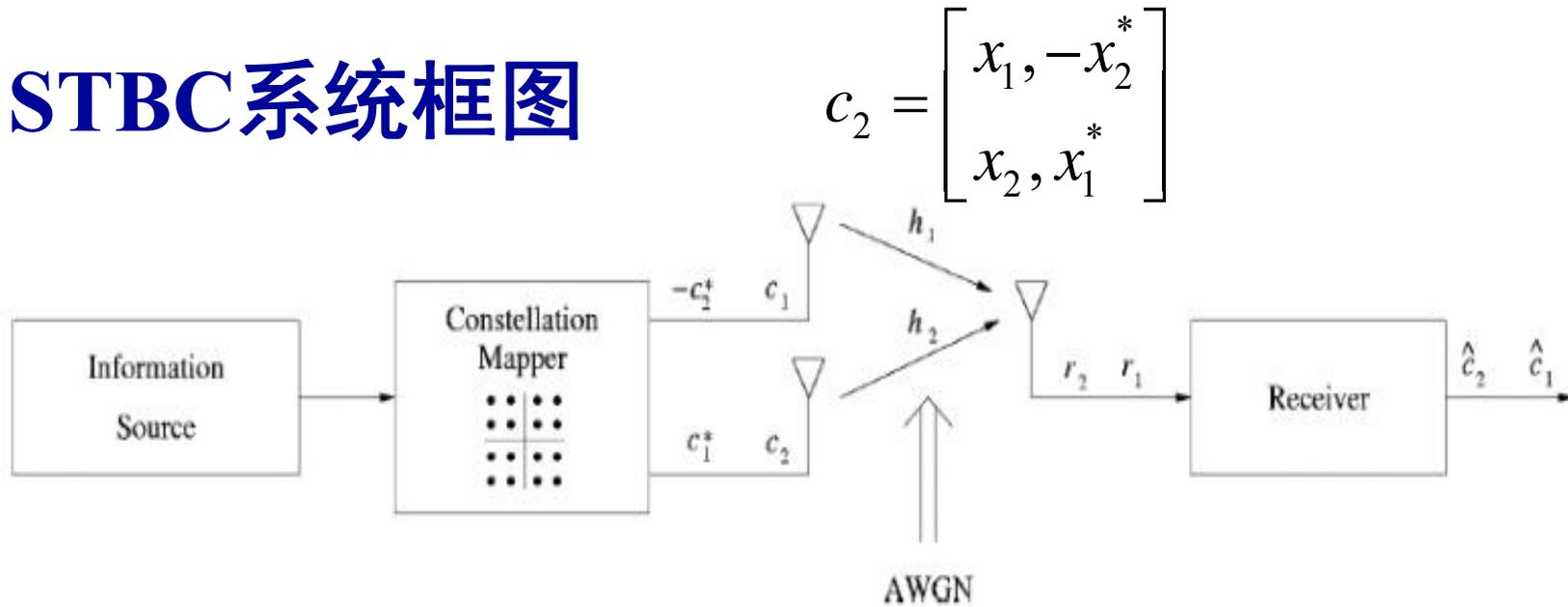
4.6 多天线和空时编码

❖ STBC: 空时分组码

- 空时分组码则是根据码字的正交设计原理来构造空时码
- 最早由Alamouti提出的
- 接收时采用最大似然检测算法进行解码，由于码子之间的正交性，在接收端只需做简单的线性处理即可。

4.6 多天线和空时编码

❖ STBC系统框图



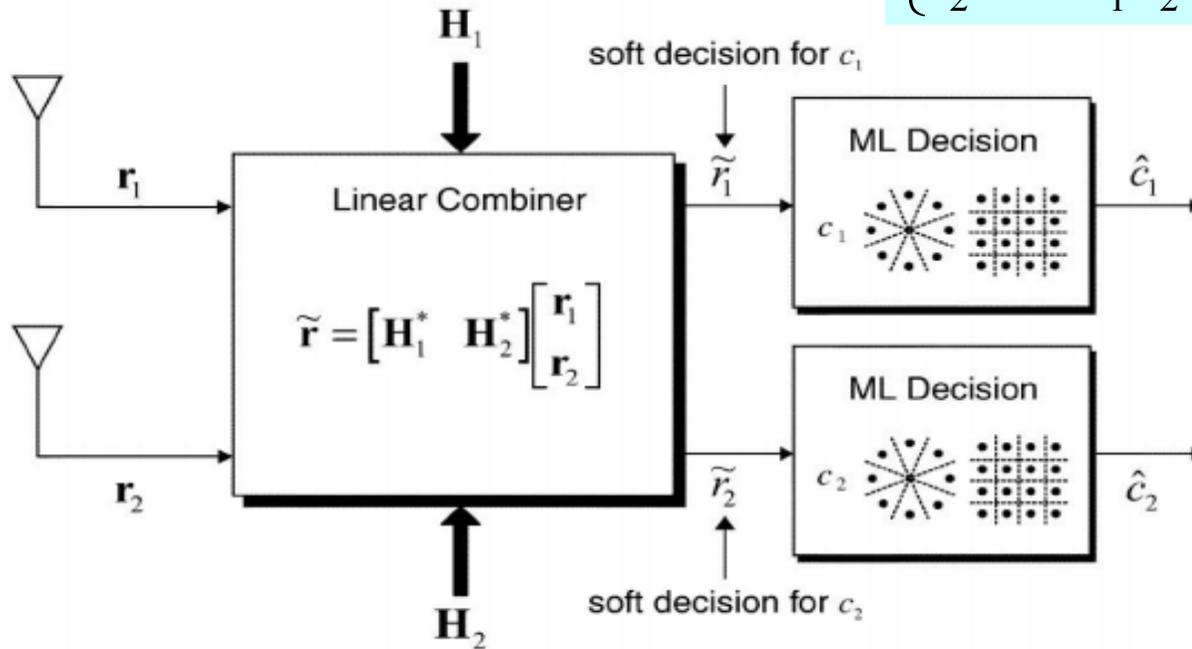
$$c_2 = \begin{bmatrix} x_1, -x_2^* \\ x_2, x_1^* \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} r_1 = h_1 x_1 + h_2 x_2 + n_1 & [t] \\ r_2 = -h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + n_2 & [t + T] \end{cases}$$

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$$

STBC接收机

$$\begin{cases} r_1 = h_1 x_1 + h_2 x_2 + n_1 & [t] \\ r_2 = -h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + n_2 & [t+T] \end{cases}$$



$$\mathbf{x} = \arg \left(\min_{\hat{\mathbf{x}} \in \mathcal{C}} \|\mathbf{r} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}\|^2 \right)$$

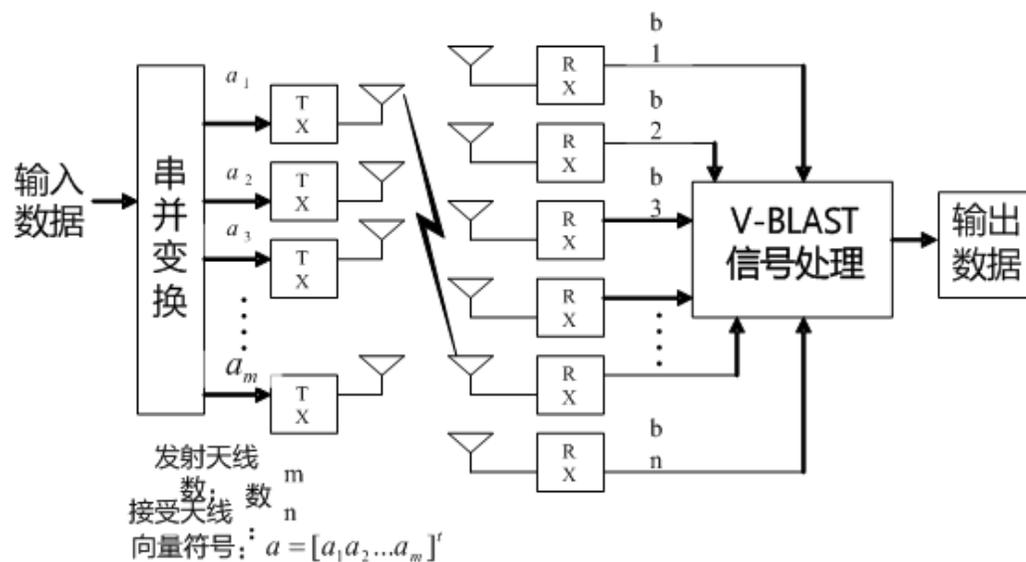
$$\Rightarrow \begin{cases} \tilde{r}_1 = h_1^* r_1 + h_2 r_2^* \\ \tilde{r}_2 = h_2^* r_1 - h_1 r_2^* \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \tilde{r}_1 = (|h_1|^2 + |h_2|^2) x_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \\ \tilde{r}_2 = (|h_1|^2 + |h_2|^2) x_2 + h_2^* n_1 - h_1 n_2^* \end{cases}$$

4.6 多天线和空时编码

❖ VBLAST分层空时码

- 分层空时码最早是由贝尔实验室提出的一种MIMO系统的空时编码技术，即BLAST系统

❖ VBLAST系统框图



4.6 多天线和空时编码

MIMO往往
和OFDM相
结合

❖ 接收信号模型

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad \text{i.e.}$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N} \\ h_{21} & \cdots & & \vdots \\ \vdots & & \cdots & \vdots \\ h_{M1} & \cdots & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_M \end{bmatrix}$$

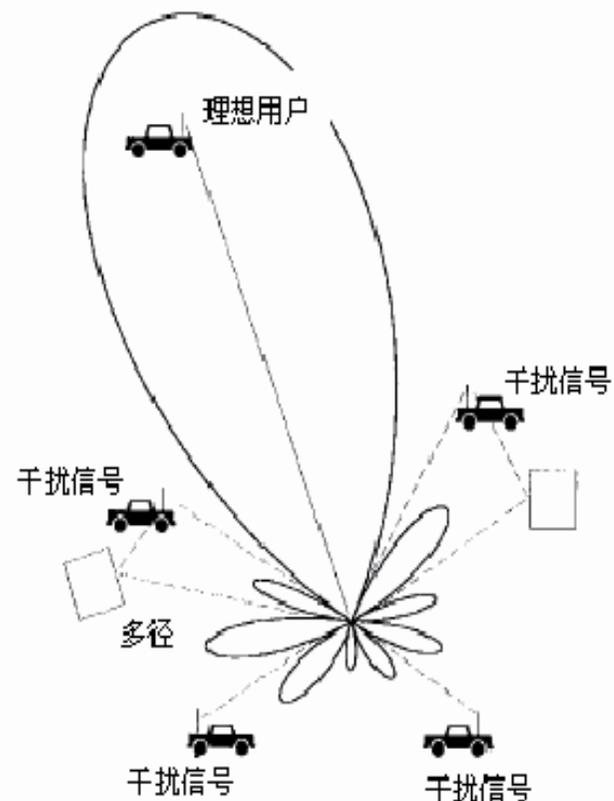
❖ 最优接收:

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \min \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|$$

4.6 多天线和空时编码

❖ 智能天线技术

- 形成方向图，在不同的到达方向上给予不同的天线增益
- 可以提高接收信号的信噪比，从而提高系统的容
- 可以将频率相近但空间可分离的信号分离开



4.6 多天线和空时编码

❖ 多天线技术分类

■ 空间分集（传输速率没有提高，误码率降低）

✓ STBC: 空时分组码

■ 空间复用(传输速率提高牺牲误码率)

✓ V-BLAST: 空时分层码

■ 波束赋形

✓ Smart antenna: 智能天线

主要内容

4.1 概述

4.2 分集技术

4.3 信道编码

4.4 均衡技术

4.5 扩频通信

4.6 多天线和空时编码

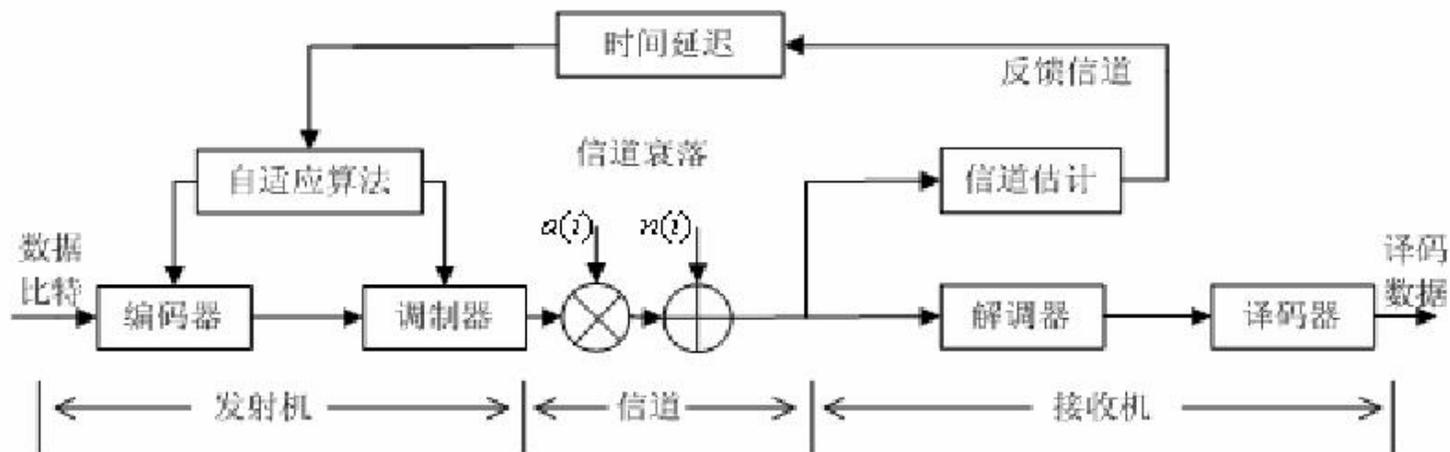
4.6 链路自适应技术

4.7 链路自适应技术

❖ 链路自适应技术：系统依据无线链路状况，动态地调整发送参数

1, 自适应编码调制：AMC

■ 根据瞬时信噪比调整星座大小，即调制方式



自适应调制编码框图

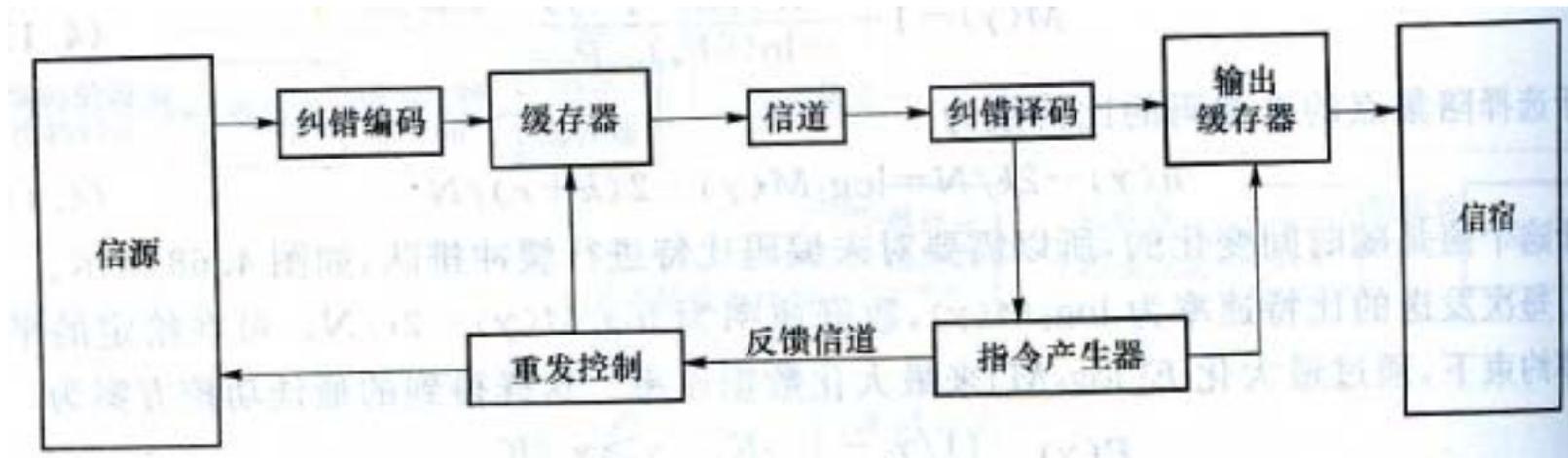
4.7 链路自适应技术

❖ 链路自适应技术的技术难点

- 信道预测的准确性 (**TDD**)
- 反馈的时延和误差 (**FDD**)
- 切换门限的确定

4.7 链路自适应技术

❖ HARQ重传机制



❖ HARQ的技术难点

- 稳健高效的信令
- 反馈信息的效率

小结

❖ 分集技术分类和物理本质

■ 空间分集:

- ◆ 用两个以上天线或者同一天线的不同极化方向传输同一个信号
- ◆ 典型方法: 空时编码

■ 频率分集:

- ◆ 用两个以上载频传输同一个信号
- ◆ 典型方法: 跳频; 直接序列扩频

■ 时分分集:

- ◆ 在不同时间传输同一个信号
- ◆ 典型方法: ARQ; Rake接收机

小结

