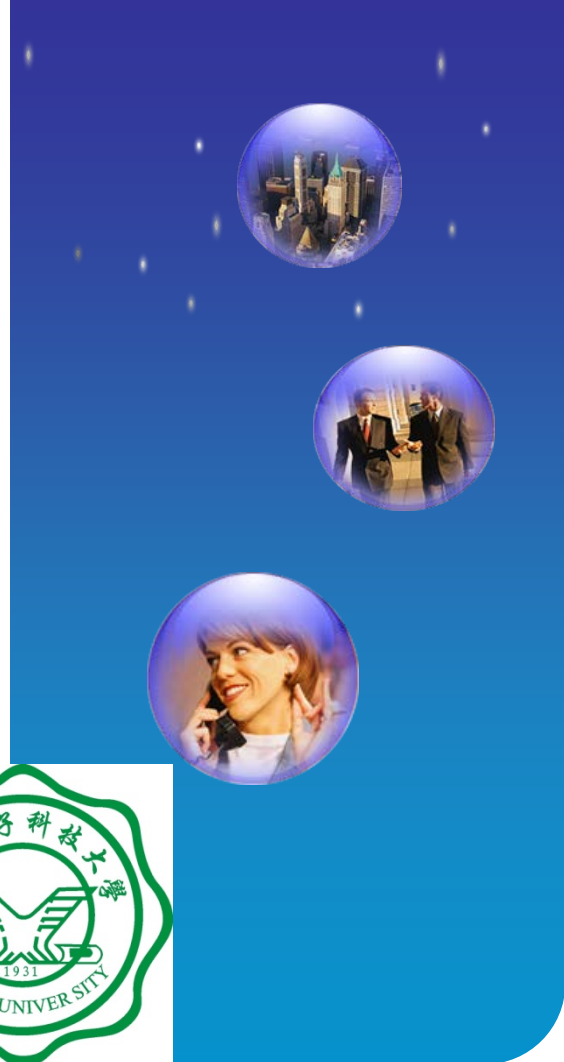




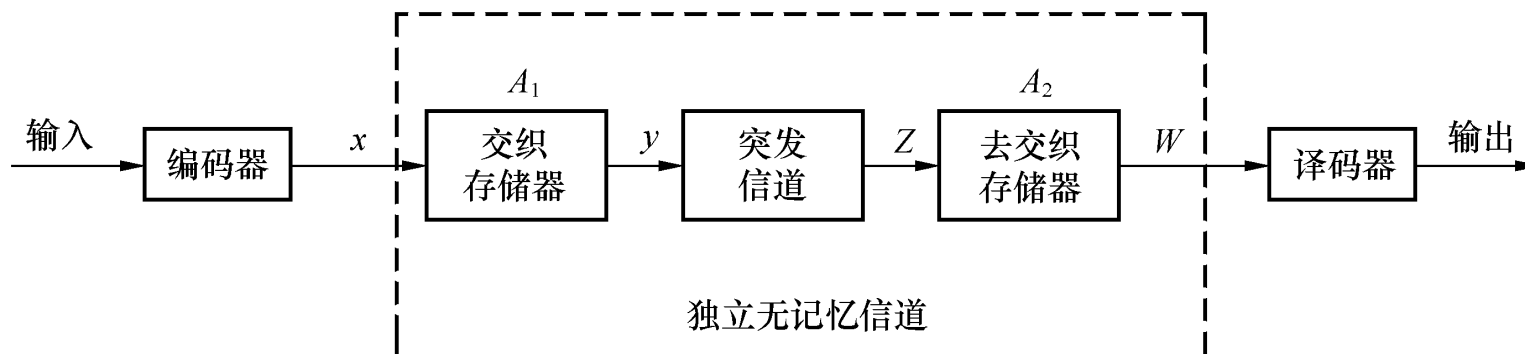
# 第六讲 无线抗衰落 和抗干扰技术





❖ 无线交织技术

❖ 信道均衡技术



## ❖ 原理:

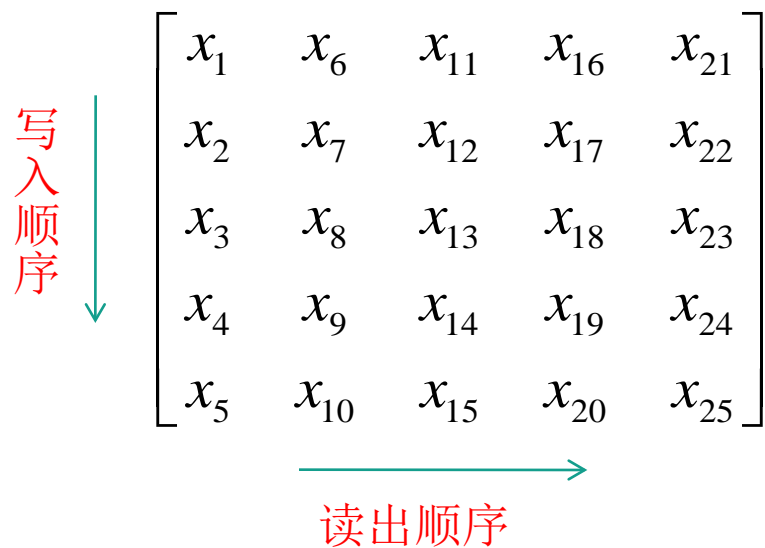
- 在无线通信中由于发生深衰落或遇到突发干扰，误码的分布就不是平稳、纯随机的，而是同时存在随机错误和突发错误。采用交织可以减少突发误码的影响。
- 交织是一种信道改造技术，它通过信号设计将一个原来属于突发错误的有记忆信道改造成基本上是独立差错的随机无记忆信道。

## ❖ 分类: 分组交织、卷积交织。



## ❖ 例子:

- 输入数据经过信道编码后为:  $\mathbf{X}_1 = (x_1, x_2, x_3, \dots, x_{25})$  ;
- 发送端的交织存储器  $\mathbf{A}_1$  是按列写入按行读出, 即



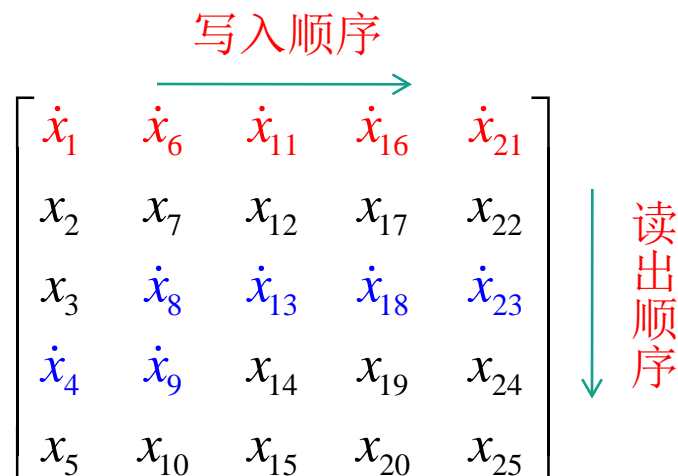
- 发送端交织器的输出为:  $\mathbf{X}_2 = (x_1, x_6, x_{11}, x_{16}, \dots, x_{25})$ ;



- 假设信道受到两个突发干扰，接收端的输入信号为：

$$\mathbf{X}_3 = (\dot{x}_1, \dot{x}_6, \dot{x}_{11}, \dot{x}_{16}, \dot{x}_{21}, x_2, \dots, \dot{x}_8, \dot{x}_{13}, \dot{x}_{18}, \dot{x}_{23}, \dot{x}_4, \dot{x}_9, \dots, x_{25})$$

- 接收端的交织存储器 $\mathbf{A}_2$ 是按行写入按列读出，即



- 接收端交织器的输出为：

$$\mathbf{X}_4 = (\dot{x}_1, x_2, x_3, \dot{x}_4, x_5, \dot{x}_6, x_7, \dot{x}_8, \dot{x}_9, x_{10}, \dot{x}_{11}, x_{12}, \dot{x}_{13}, x_{14}, x_{15}, \dot{x}_{16}, x_{17}, \dot{x}_{18}, x_{19}, x_{20}, \dot{x}_{21}, x_{22}, \dot{x}_{23}, x_{24}, x_{25})$$

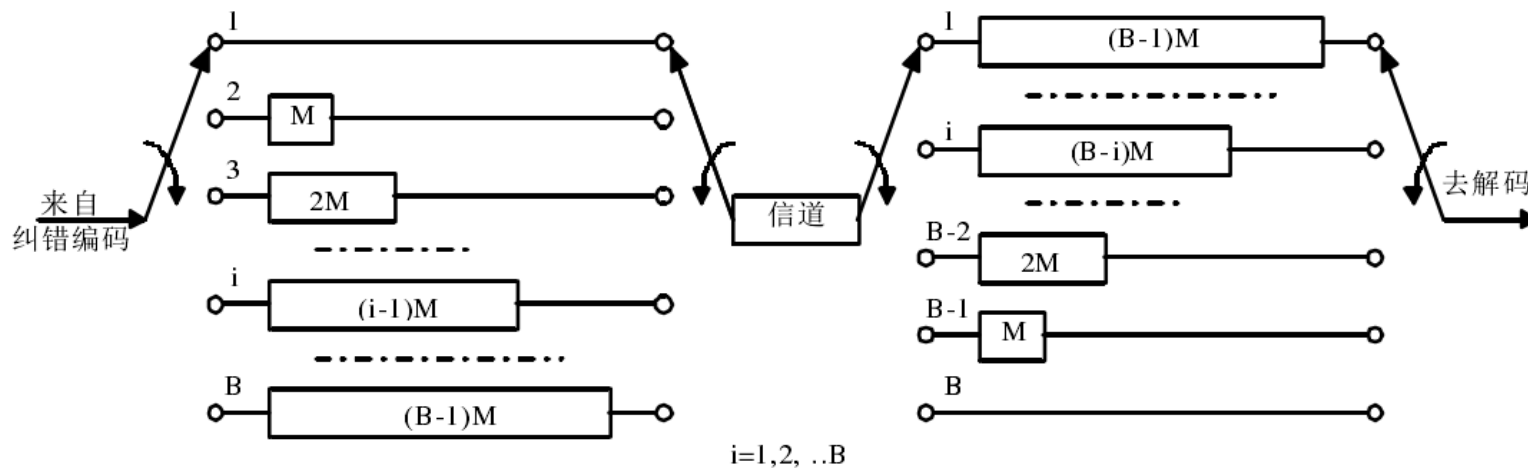


❖ 分组长度为 $l=M \times N$ ,即由 $M$ 列 $N$ 行的矩阵构成, 故称之为  
 **$(M,N)$ 分组交织器**

- 按列写入, 行读出;
- 将突发信道变换成等效的随机独立差错信道。

❖ 特性

- 任何长度 $l \leq M$ 的突发差错, 经交织变换后, 至少被 $N-1$ 位隔开后的  
一些独立差错;
- 任何长度 $l > M$ 的突发性差错, 经去交织后, 可将长突发变成短突  
发。短突发长度为 $l_1 = \lfloor l / M \rfloor$ ;
- 完成交织与去交织变换在不计信道时延的条件下, 两端间的时延  
为 $2MN$ 个符号, 而交织与去交织各时延 $MN$ 个符号, 即要求各存  
储 $MN$ 个符号;
- 在很特殊的情况下, 周期为 $M$ 个符号单个独立差错序列经去交织  
后, 会产生相应序列长度的突发错误。



$(M, B)$   
卷积交织器

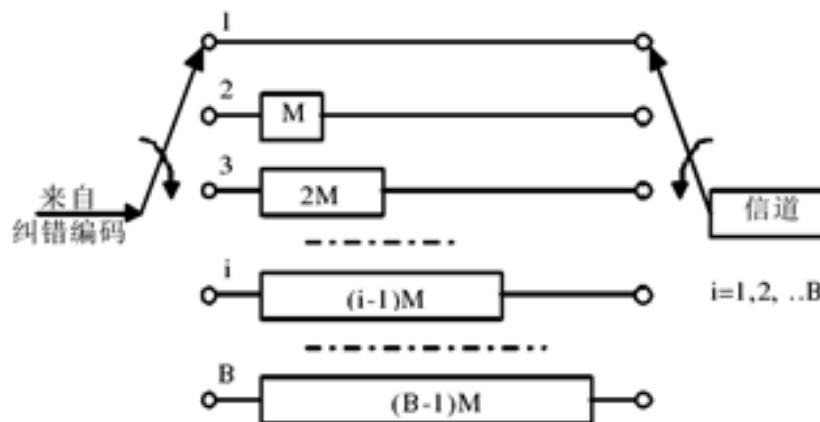
## ❖ 特性

- 数据经过交织器和解交织器所产生总延迟： $D=B(B-1)M$ ;
- 交织器或解交织器所需的存储容量： $S=B(B-1)M/2$ ;
- 两个相邻的输入数据经过交织器后最大的符号间隔为 $BM$ 。

# 卷积交织



例1:  $B=2, M=3$   
 $(M, B)$  卷积交织器



输入序列:

- |        |        |
|--------|--------|
| 一组     | 二组     |
| 0, 1   | 2, 3   |
| 6, 7   | 8, 9   |
| 12, 13 | 14, 15 |

输出序列:

- |       |       |        |
|-------|-------|--------|
| 一组    | 二组    | 三组     |
| 0, 0  | 2, 0  | 4, 0   |
| 6, 1  | 8, 3  | 10, 5  |
| 12, 7 | 14, 9 | 16, 11 |

总延迟:

$$D = B(B-1)M = 6$$

交织(解交织)器存储容量:

$$S = B(B-1)M/2 = 3$$

6和5的距离为4;

6和7的距离为  $B \times M = 6$



# 分组交织 VS 卷积交织



例1:  $B=2, M=3$

$(M,B)$  卷积交织器

交织和解交织的总延迟:

$$D=B(B-1)M=6$$

交织(解交织)器存储容量:

$$S=B(B-1)M/2=3$$

最大符号间隔: 6

例2:  $(M,N)$  分组交织器

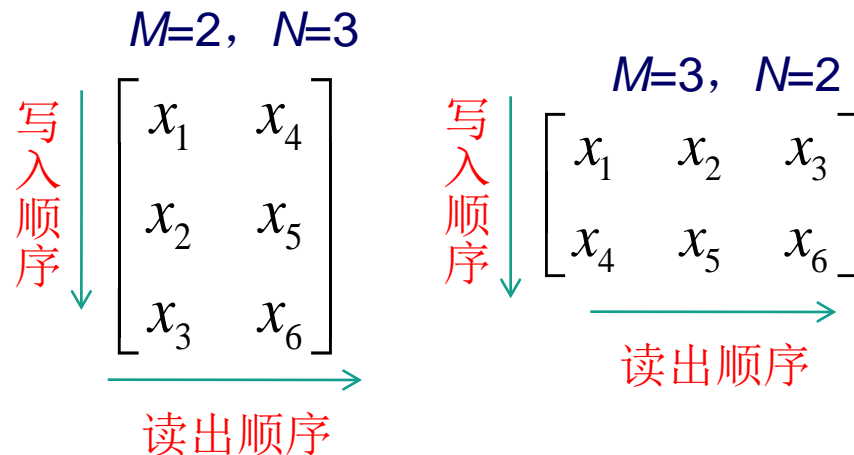
交织和解交织的总延迟:

$$D=2MN=12$$

交织(解交织)器存储容量:

$$S=MN=6$$

最大符号间隔: 2

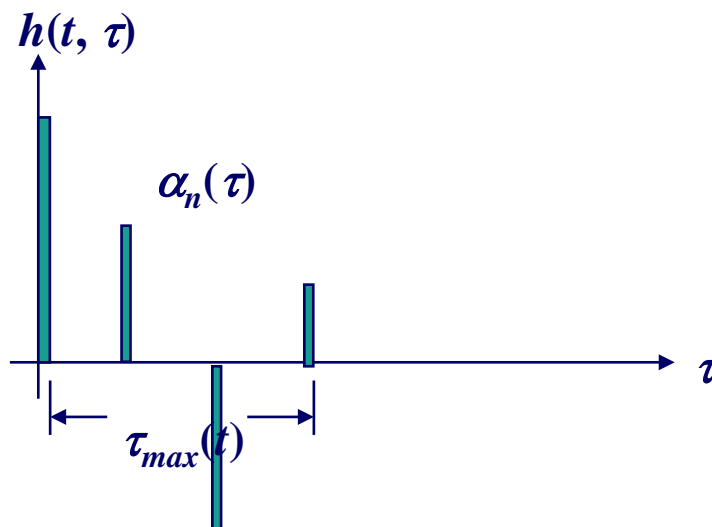




- ❖ 无线交织技术
- ❖ 信道均衡技术



## ❖ 码间干扰的成因



- 无线通信系统中，多径传输效应是引起码间干扰的一个主要因素；
- 接收机的采样时刻不能完全对准发送间隔是产生码间干扰的原因之一。



## ❖ 码间干扰的体现形式

- 时域：接收信号之间信号相互干扰
- 频域：频率选择性衰落

## ❖ 克服码间干扰的影响（均衡）

- 时域：信号时域响应函数必须为冲击响应函数
- 频域：频域响应函数为实常数

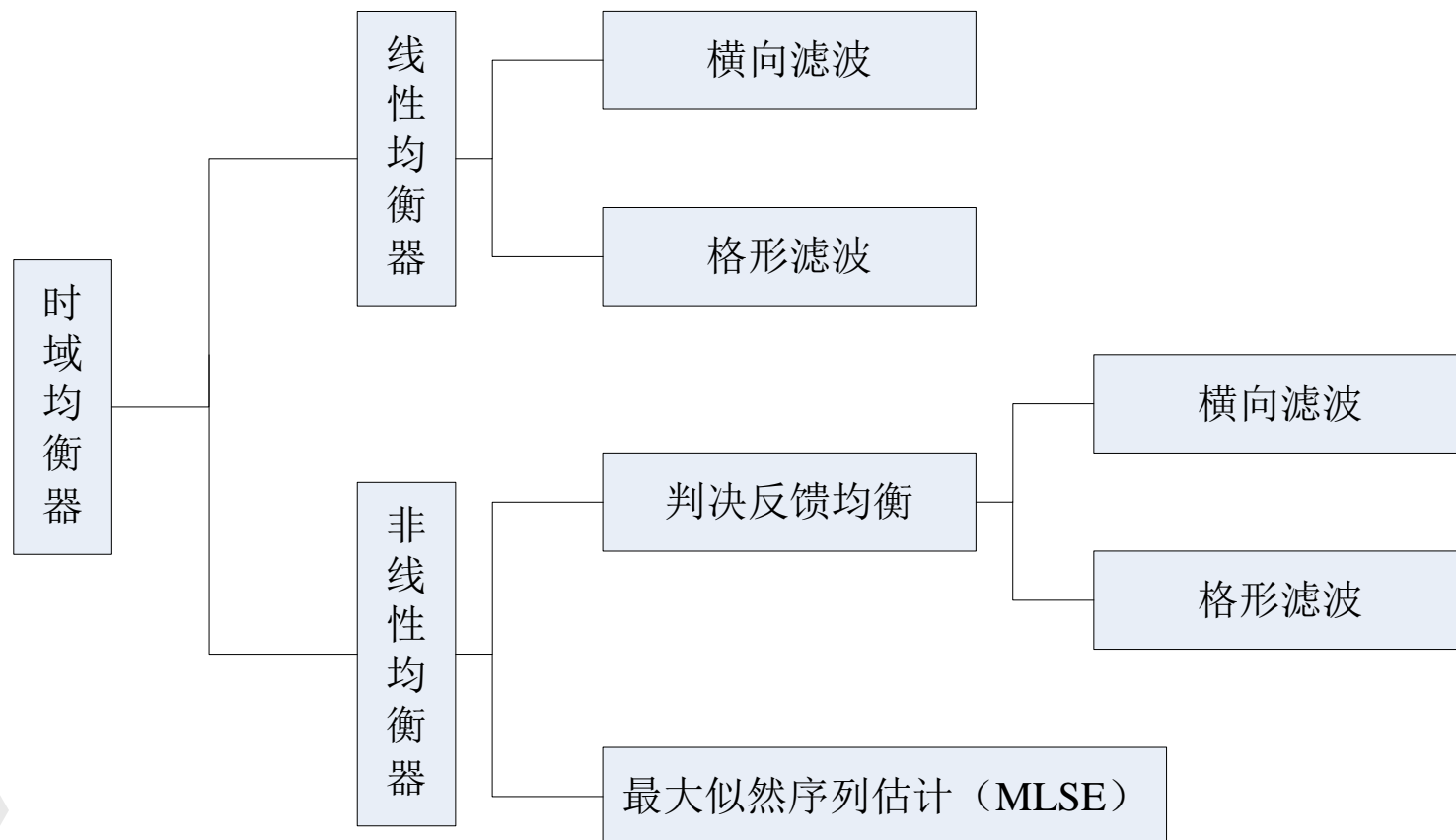
## ❖ 实现方法

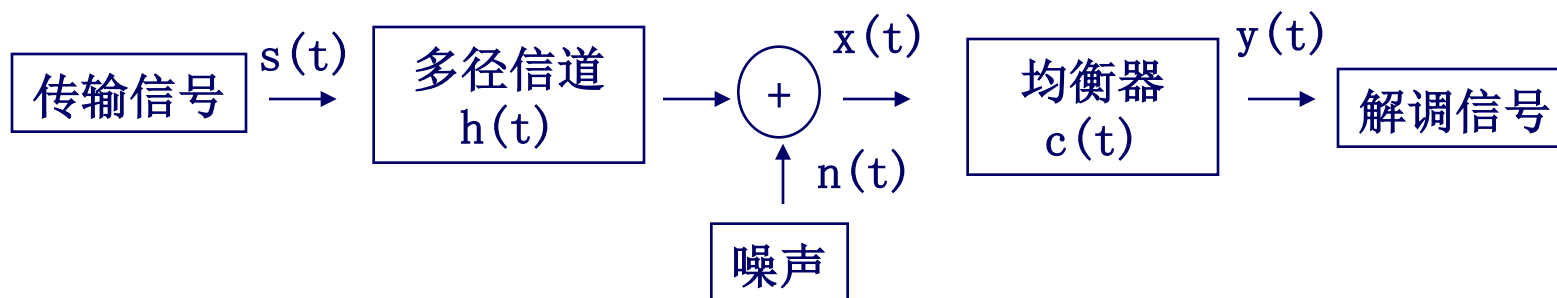
- 时域：设信道响应为 $h(t)$ ，均衡器响应为 $c(t)$ ，则 $h(t)*c(t)=\delta(t)$ ，  
（注意这里是卷积）
- 频域：设信道响应为 $H(f)$ ，均衡器响应为 $C(f)$ ，则 $H(f)\times C(f)=A$ ，  
（注意这里是乘积）



❖ 时域均衡

❖ 频域均衡





均衡前: 
$$x(t) = s(t) \otimes h(t) + n(t)$$

均衡后:

$$\begin{aligned} y(t) &= x(t) \otimes c(t) \\ &= [s(t) \otimes h(t) + n(t)] \otimes c(t) \\ &= s(t) \otimes \underbrace{[h(t) \otimes c(t)]}_{h'(t) = \delta(t)} + n(t) \otimes c(t) \end{aligned}$$



根据奈奎斯特 (Nyquist) 第一准则只有当等效信道  $H'(\omega)$  满足

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

才可消除码间干扰

$$\sum_i H' \left( \omega + \frac{2\pi i}{T_s} \right) = \sum_i H \left( \omega + \frac{2\pi i}{T_s} \right) C \left( \omega + \frac{2\pi i}{T_s} \right)$$

如果  $C(\omega + 2\pi i/T_s)$  对不同的  $i$  有相同的函数形式, 即  $C(\omega)$  是以  $2\pi/T_s$  为周期的周期函数, 则  $C(\omega)$  只要在  $(-\pi/T_s, \pi/T_s)$  内满足下式即可消除码间干扰。

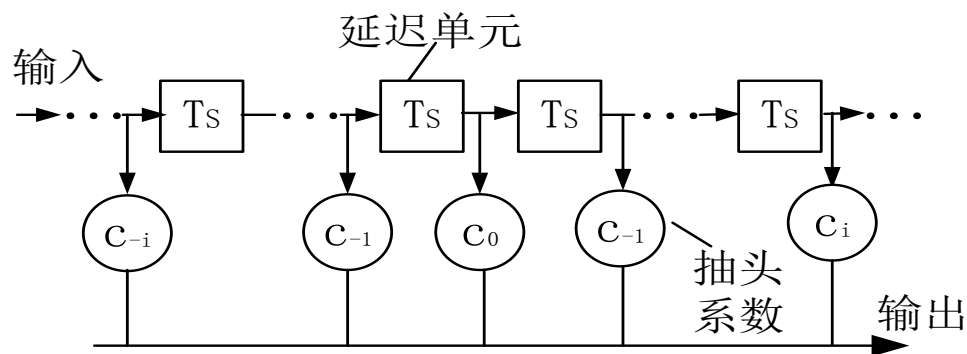
$$C(\omega) = \frac{T_s}{\sum_i H \left( \omega + \frac{2\pi i}{T_s} \right)}, \quad |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s}$$



$$C(\omega) = \frac{T_s}{\sum_i H(\omega + \frac{2\pi i}{T_s})}, |\omega| \leq \frac{\pi}{T_s}$$
$$C_n = \frac{T_s}{2\pi} \int_{-\pi/T_s}^{\pi/T_s} \frac{T_s}{\sum_i H(\omega + \frac{2\pi i}{T_s})} e^{jn\omega T_s} d\omega$$

给定一个无线通信系统特性  $H(\omega)$  就可唯一地确定  $C(\omega)$ ，于是就找到消除码间干扰的无限多的均衡器抽头系数  $C_i (i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots)$ 。然而，使横向滤波器的抽头无限多是不现实的，而当采用有限抽头数的横向滤波器时，码间干扰就不可能完全消除。那么，此时的均衡效果如何去衡量呢？





横向滤波器结构

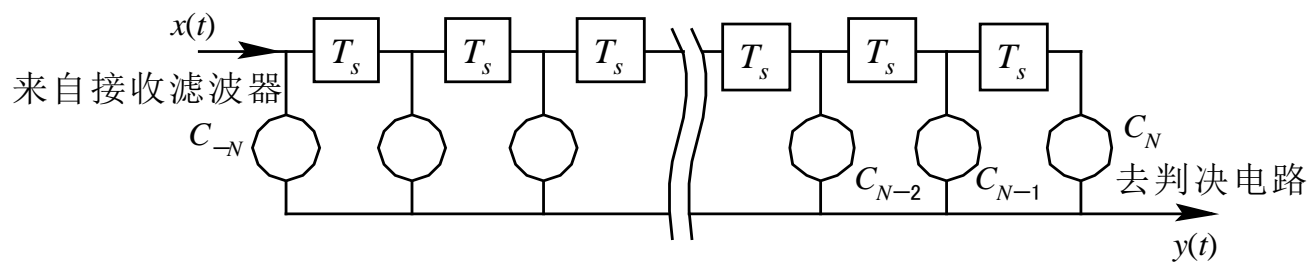
均衡器的冲激响应为

$$c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \delta(t - nT_s)$$
$$\begin{cases} C(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{-jnT_s\omega} \\ C_n = \frac{T_s}{2\pi} \int_{-\pi/T_s}^{\pi/T_s} C(\omega) e^{jn\omega T_s} d\omega \end{cases}$$

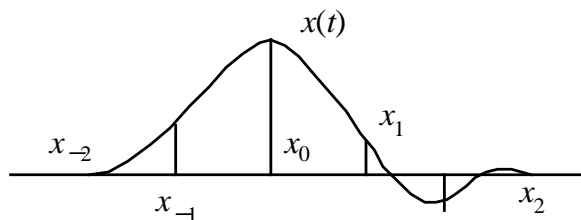
# 线性均衡器的设计准则



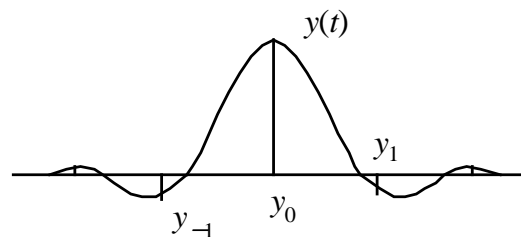
$2N+1$ 阶横向均衡器，输入 $x(t)$ ，输出 $y(t)$



(a)



(b)



(c)

❖ 最小峰值误差准则

❖ 最小均方误差准则

# 准则一：最小峰值误差准则



- ❖ 信道与均衡器级联后的等效冲击响应为  $h'(t) = h(t) \otimes c(t)$  ，  
则在  $t = t_0 + kT_s$  时刻的采样为

$$\hat{h}_k = \sum_{n=-N}^N h_{k-n} c_n$$

- ❖ 为消除码间干扰，希望

$$\hat{h}_k = \sum_{n=-N}^N h_{k-n} c_n = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ 0, & k \neq 0 \end{cases}$$

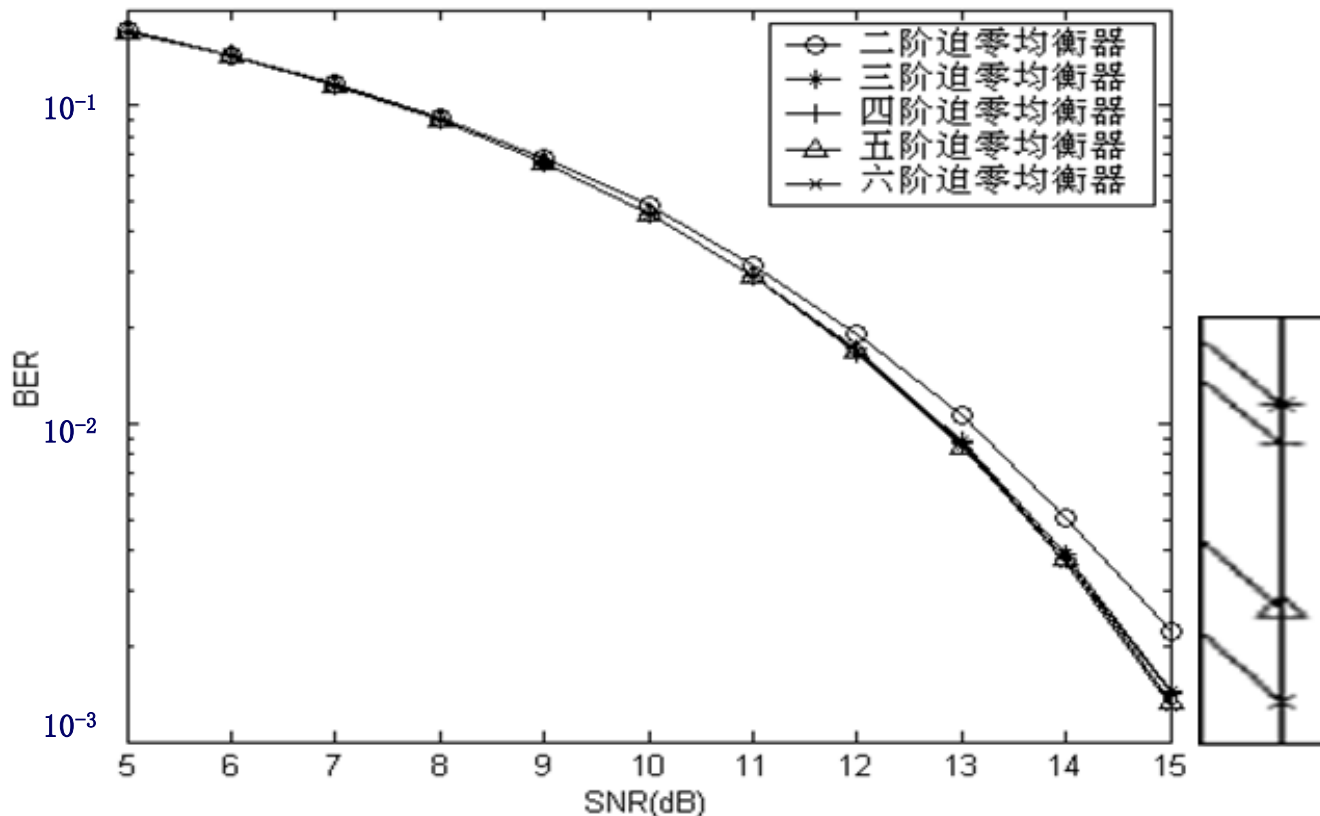
- ❖ 当均衡器的抽头系数为无穷多个时，可以完全消除抽样点的码间干扰，因此该算法称为迫零（ZF）算法。

# 准则一：最小峰值误差准则



- ❖ **特点1：** 需要预先知道无线信道的特性，而且不可用于均衡信道特性变化的无线通信系统。
- ❖ **特点2：** 计算过程中需要求矩阵的逆，这使得迫零算法在设计阶数较大的均衡器时速度较慢。
- ❖ **特点3：** 有限阶迫零均衡器不能完全消除码间干扰；随着迫零均衡器阶数 $N$ 的增加，均衡效果应该越来越好；当 $N \rightarrow \infty$ 时，理论上可以完全消除多径传输所引起的码间干扰。
- ❖ **特点4：** 如果迫零均衡器的抽头系数中存在某些较大值，可能导致在均衡过程中对噪声过分放大，致使均衡效果下降。

# 准则一：最小峰值误差准则



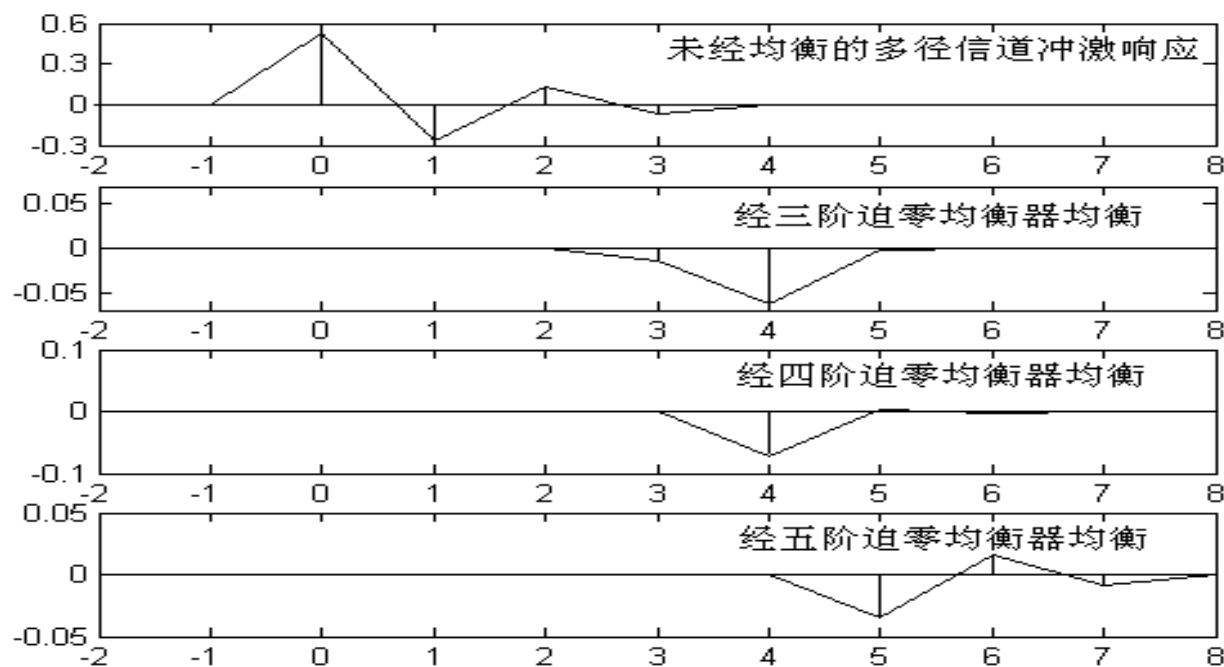
BPSK信号长度:  $10^6$

多径信道冲激响应系数:  $[h_0 \ h_1 \ h_2] = [0.6 \ -0.3 \ 0.1]$

# 准则一：最小峰值误差准则



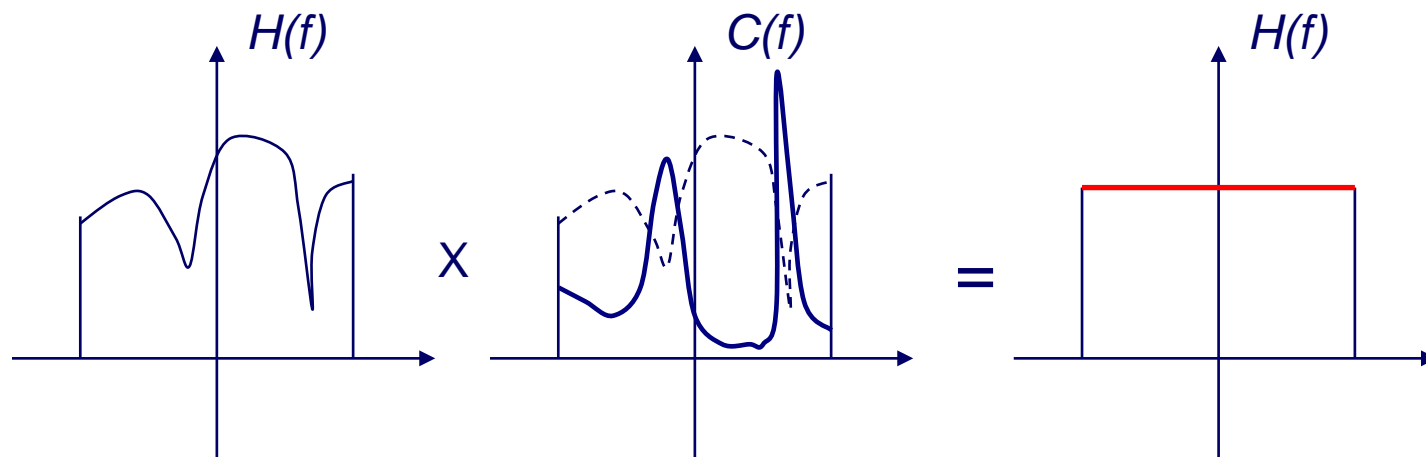
- ❖ 有限阶迫零均衡器只能减小码间干扰，并将其作用范围拉远，但并不能消除码间干扰。



多径信道冲激响应系数为 $[0.53 \ -0.27 \ 0.13 \ -0.07]$

其中后三个图中的零点对应幅度为1

# 准则一：最小峰值误差准则



- ❖  $C(f)$ 与 $H(f)$ 成倒数关系，均衡其实是时间上对接收信号进行了频域的倒数操作。当接收信号有噪声时，在该频点上的噪声也相应被放大或缩小。当 $C(f)$ 值相当大时，噪声被放大相应倍数，导致噪声的加大。

## 准则二：最小均方误差（MMSE）准则



❖ 综合考虑均衡器输出的残留码间干扰以及加性噪声，以最小均方误差（MMSE）准则来计算横向滤波器的抽头系数。

❖ 假设均衡器的输入信号矢量为  $\mathbf{y}_k = [y_k, y_{k-1}, \dots, y_{k-N}]^T$ ，均衡器的抽头系数对应的矢量为  $\mathbf{w}_k = [w_0, w_1, \dots, w_N]^T$ ，则均衡器的输出为

$$\hat{d}_k = \sum_{n=0}^N w_n y_{k-n}$$

❖ 若均衡器的期望输出是已知的，即  $d_k$  为已知的训练序列，则误差信号为

$$e_k = d_k - \hat{d}_k$$



## 准则二：最小均方误差（MMSE）准则



❖ 于是上式的均方误差（MSE）是

$$\xi = E\left[|e_k|^2\right] = E\left[x_k^2\right] + \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w} - 2\mathbf{p}^T \mathbf{w}$$

❖ 其中， $\mathbf{p} = E[x_k \mathbf{y}_k]$  为输入输出的互相关矢量， $\mathbf{R} = E[\mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^*]$  为输出的自相关矩阵。

❖ 为了最小化MSE，即MMSE，求 $\xi$ 关于 $\mathbf{w}$ 的导数

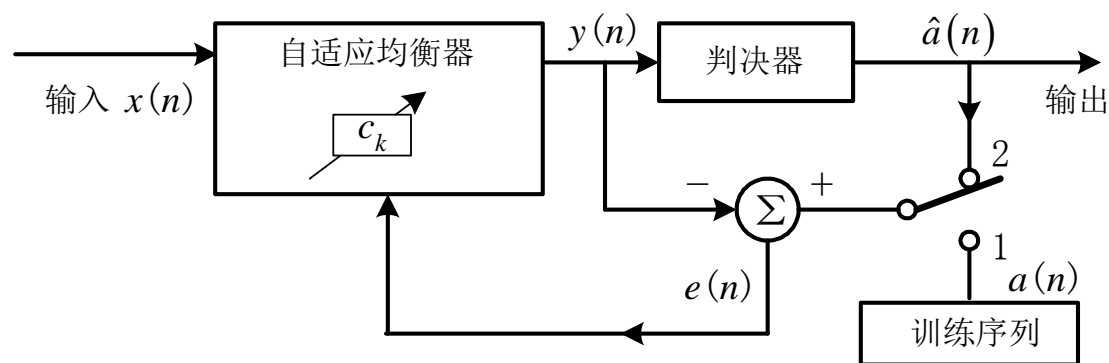
$$\frac{\partial \xi}{\partial \mathbf{w}} = 2\mathbf{R}\mathbf{p} - 2\mathbf{p}$$

❖ 于是最佳的抽头系数矢量为

$$\hat{\mathbf{w}} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p}$$



实际的信道特性往往是不确定或者随着时间变化的，因此要求通信系统的均衡器能够基于对信道特性的测量进行**实时调整**，以适应信道变化。自适应均衡器就具有这样的能力, 其结构如下图。



自适应均衡器具有**训练模式**和**跟踪模式**两种工作模式。

在实际的通信系统中，要求周期性对均衡器进行训练，所以自适应均衡器特别适用于时分多址系统，在每个时隙中间都设置有训练序列。



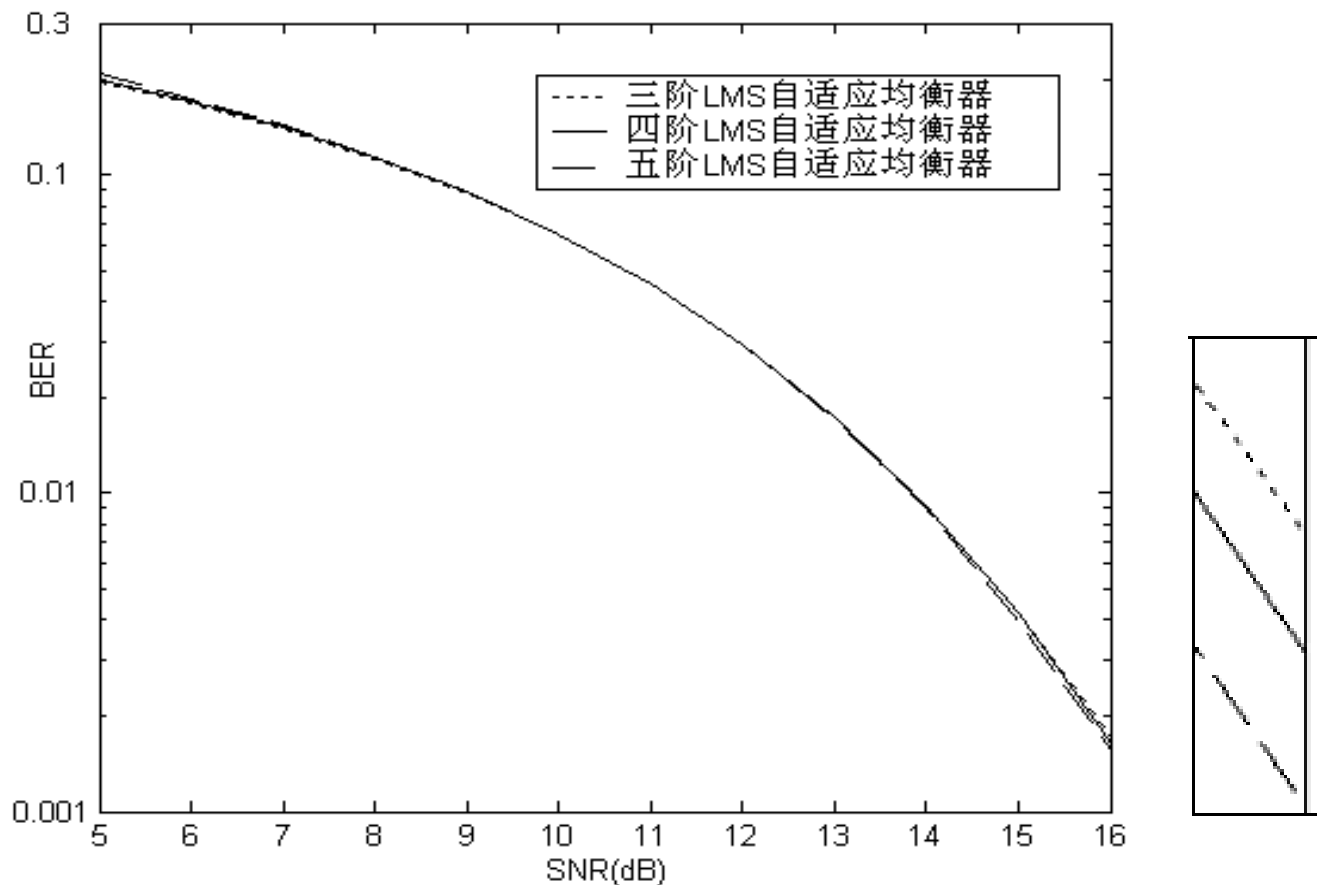
- ❖ 最小均方（LMS）算法与MMSE算法相同。对于给定的信道，若均衡器抽头系数矢量 $\mathbf{w}$ 所对应的代价函数为 $J(\mathbf{w})$ 为均方误差，则使 $J(\mathbf{w})$ 最小的均衡器抽头系数矢量满足下式：

$$\mathbf{R}\hat{\mathbf{w}} = \mathbf{p}$$

- ❖ 直接计算 $\mathbf{R}^{-1}$ 需要 $O(N^3)$ 次算术运算。LMS采用最陡下降法来迭代求解最佳抽头系数矢量，具体步骤如下：

$$\begin{aligned}\hat{d}_k(n) &= \mathbf{w}^T(n)\mathbf{y}(n) \\ e_k(n) &= x_k(n) - \hat{d}_k(n) \\ \mathbf{w}(n+1) &= \mathbf{w}(n) - \alpha e_k^*(n)\mathbf{y}(n)\end{aligned}$$

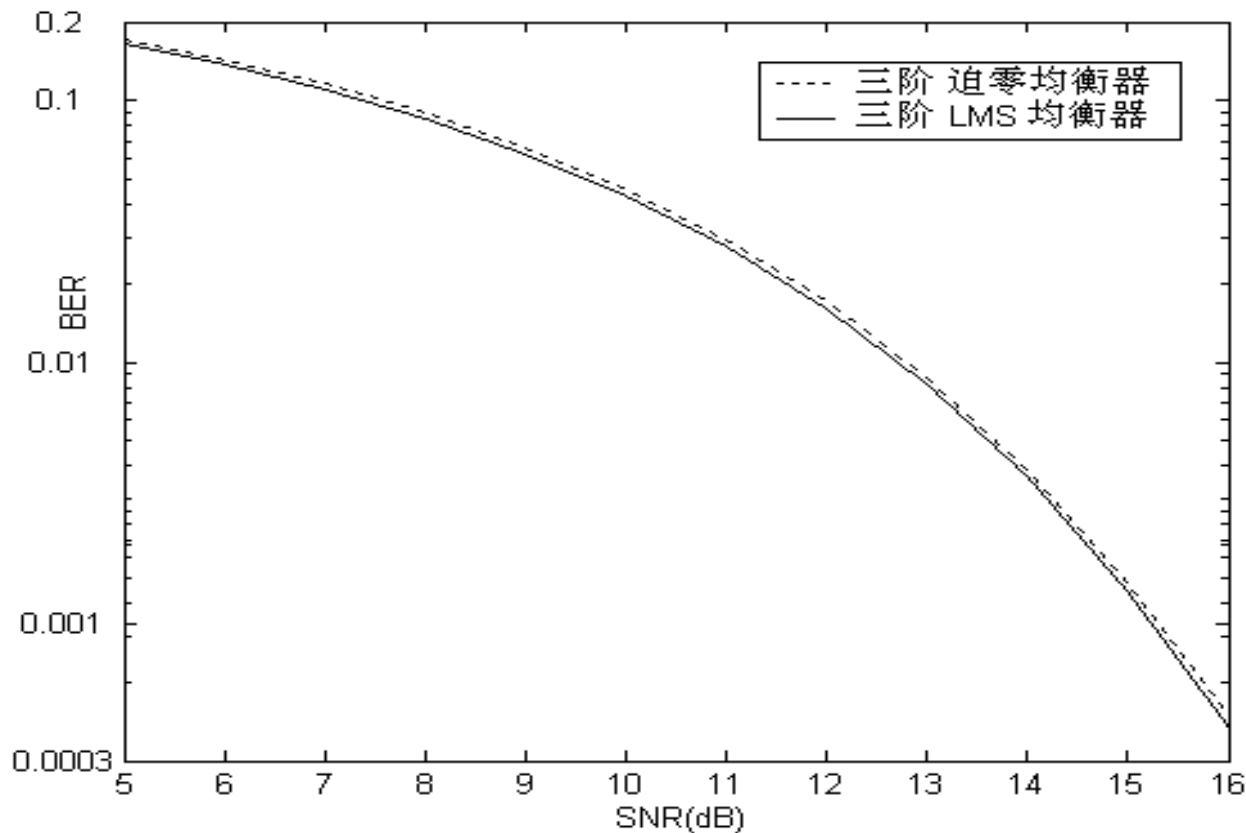
# 自适应均衡器：最小均方（LMS）算法



BPSK信号长度： $10^6$  ， 训练序列长度： $10^3$

多径信道冲激响应系数： $[h_0 \ h_1 \ h_2 \ h_3] = [0.53 \ -0.27 \ 0.13 \ -0.07]$

# 自适应均衡器：最小均方（LMS）算法



BPSK信号长度： $10^6$  ， 训练序列长度： $10^3$

多径信道冲激响应系数： $[h_0 \ h_1 \ h_2] = [0.6 \ -0.3 \ 0.1]$

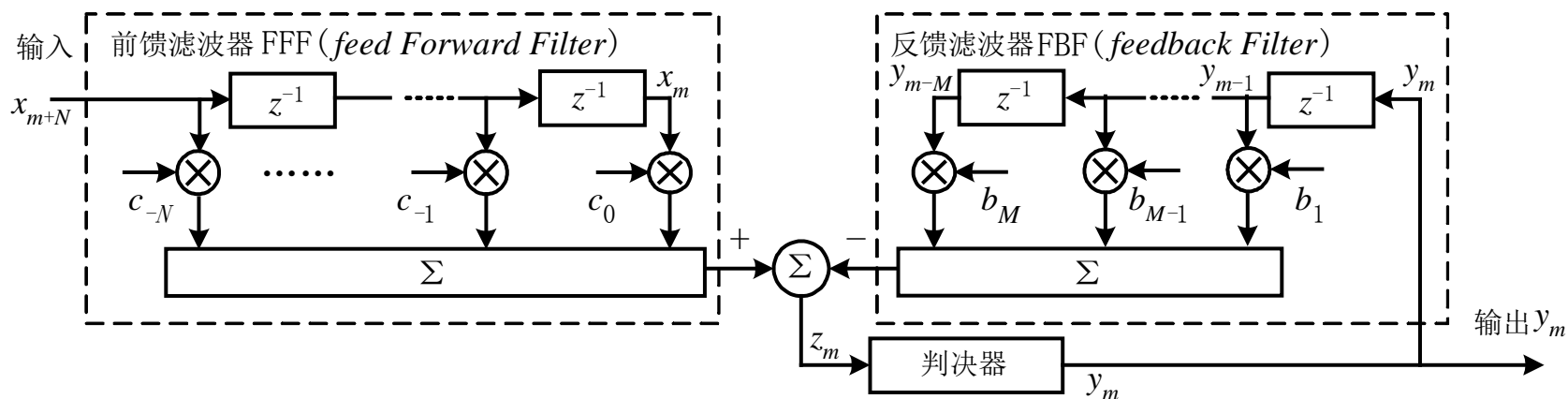


线性均衡器一般用在信道失真不大的场合。当信道的频率特性在信号带宽内存在较大的衰减时，均衡器在这些频率上以较高的增益来补偿，这又加大了均衡器的输出噪声，因此线性均衡器一般用在信道失真不严重的场合。

要使均衡器在失真严重的信道上有比较好的抗噪声性能，可以采用非线性均衡器。例如：

- (1) 判决反馈均衡器；
- (2) 最大似然估计均衡器

# 判决反馈均衡器 (DFE)



判决器的输入，等于：

$$z_m = \sum_{n=-N}^0 c_n x_{m-n} - \sum_{i=1}^M b_i y_{m-i}$$

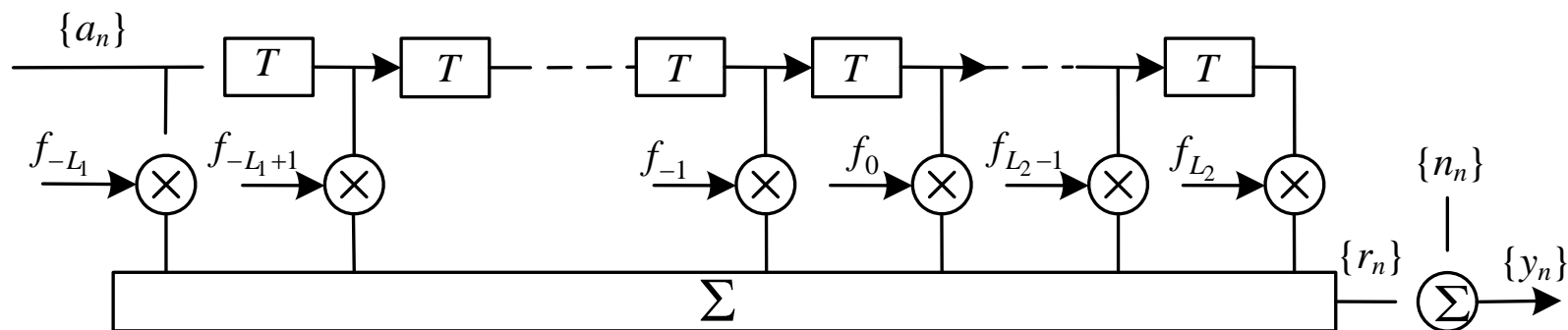
式中 $c_n$ 是前馈滤波器的 $N+1$ 个支路的加权系数； $b_i$ 是后向滤波器的 $M$ 个支路的加权系数。 $z_m$ 是当前判决器的输入， $y_m$ 是输出； $y_{m-1}$ ,  $y_{m-2}$ , ...,  $y_{m-M}$ 则是均衡器前 $M$ 个判决输出。

和横向均衡器比较，判决反馈均衡器的优点是在相同的抽头数情况下，残留的码间干扰比较小，误码也比较低。特别是在信道特性失真十分严重的信道，因此在高速数据传输系统中得到广泛应用。

# 最大似然估计均衡器(MLSE)



**MLSE的基本思想：**把多径信道等效为一个FIR滤波器。在没有噪声的情况下，滤波器的输出 $\{r_n\}$ 可以由 $M^L(L=L_1+L_2)$ 个状态的网格图来描述。因此，在接收滤波器输出端观察到的码间干扰可看作是数据序列 $\{a_n\}$ 通过系数为 $\{f_n\}$ 的FIR滤波器的结果，其模型如下图所示。



多径信道的FIR模型

因此，MLSE可以看作是对一个离散有限状态机状态的估计。利用**Viterbi算法**在路径网格图上搜索最可能发送的序列。在最小差错概率准则下，MLSE是最优的，但其实现复杂度为 $O(M^L)$ ，因此适用于 $L$ 较小的情况。GSM系统采用的MLSE均衡器一般设定 $L=4$ 。



# 最大似然估计均衡器(MLSE)



若各种序列以等概率发送，接收端计算条件概率 $P(y_1, y_2, \dots, y_N | a_1, a_2, \dots, a_N)$  (表示 $y_n$ 序列和 $a_n$ 序列的相似性，即**似然性**)，对应概率最大的序列就作为发送的码序列的估计。这种检测方法称作**最大似然序列检测(MLSE)**。

滤波器一共有 $L$ 个寄存器，随着时间的推移寄存器的状态随发送的序列而变化。整个滤波器的状态共有 $M^L$ 种。最大概率值的计算可归结为在网格图中，搜索**最小平方欧氏距离**的路径，即

$$\min \left\{ \sum_{n=1}^N (y_n - r_n)^2 \right\}$$

根据 $\{y_n\}$ ，在网格图中计算每一支路的平方欧氏距离 $(y_n - r_n)^2$ ，并在每一状态上累加，然后根据累加的结果的最小值确定幸存路径，得到序列 $\{r_n\}$ 。

Thank You !

