



北邮信息理论
与技术教研中心

BUPPT Information Theory & Technology Center

第八章

多用户检测技术



主讲人: 牛 凯

niukai@bupt.edu.cn

§ 8.1 多用户检测的基本原理



- 不论是多径干扰还是多址干扰，其本质上并不是纯粹无用的白噪声，而是有强烈结构性的伪随机序列信号，而且各用户间与各条路径间的相关函数都是已知的。因此从理论上讲，完全有可能利用这些伪随机序列的已知结构信息和统计信息，比如相关性，来进一步消除这些干扰所带来的负面影响，以达到提高系统性能的目的。



- 多用户检测的主要优点
 - 1、它是消除或减弱CDMA中多址干扰的有效手段，也是消除或减弱CDMA中多径干扰的有效手段。
 - 2、能够消除或减弱CDMA中远近效应，简化CDMA系统中的功率控制，降低功率控制的精度要求。
 - 3、弥补CDMA中由于正交扩频码互相关性不理想所带来的一系列消极影响，改善CDMA系统性能，提高系统容量、扩大小区覆盖范围。
- 多用户检测的主要缺点
 - 大大增加CDMA系统的设备复杂度，增加CDMA系统的处理时延，特别是对于采用自适应算法，以及对于扩频码较长的系统更是如此。

§ 8.2 最优多用户检测技术



• 8.2.1 同步最优多用户检测

白噪声信道中的接收信号模型

$$y(t) = \sum_{k=1}^K A_k b_k s_k(t) + n(t) \quad t \in [0, T]$$

两个扩频序列之间的相关系数为:

$$\rho_{ij} = \int_0^T s_i(t) s_j(t) dt$$



- 第 k 个滤波器输出的采样信号为:

$$y_k = A_k b_k + \sum_{j \neq k} A_j b_j \rho_{jk} + n_k$$

- 采用矩阵表示形式, 上式可以表示为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{R} \mathbf{A} \mathbf{b} + \mathbf{n}$$

$$\mathbf{y} = (y_1, y_2, \dots, y_K)^T \quad \mathbf{b} = (b_1, b_2, \dots, b_K)^T \quad \mathbf{n} = (n_1, n_2, \dots, n_K)^T$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} A_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & A_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & A_K \end{bmatrix}$$



- 多用户检测的目的是联合检测解调发送比特向量，使联合似然概率最大。
- 联合最优检测准则

$$\hat{\mathbf{b}} = \arg \max_{\mathbf{b}} \exp \left(-\frac{1}{2\sigma^2} \int_0^T \left[y(t) - \sum_{k=1}^K b_k A_k s_k(t) \right]^2 dt \right)$$

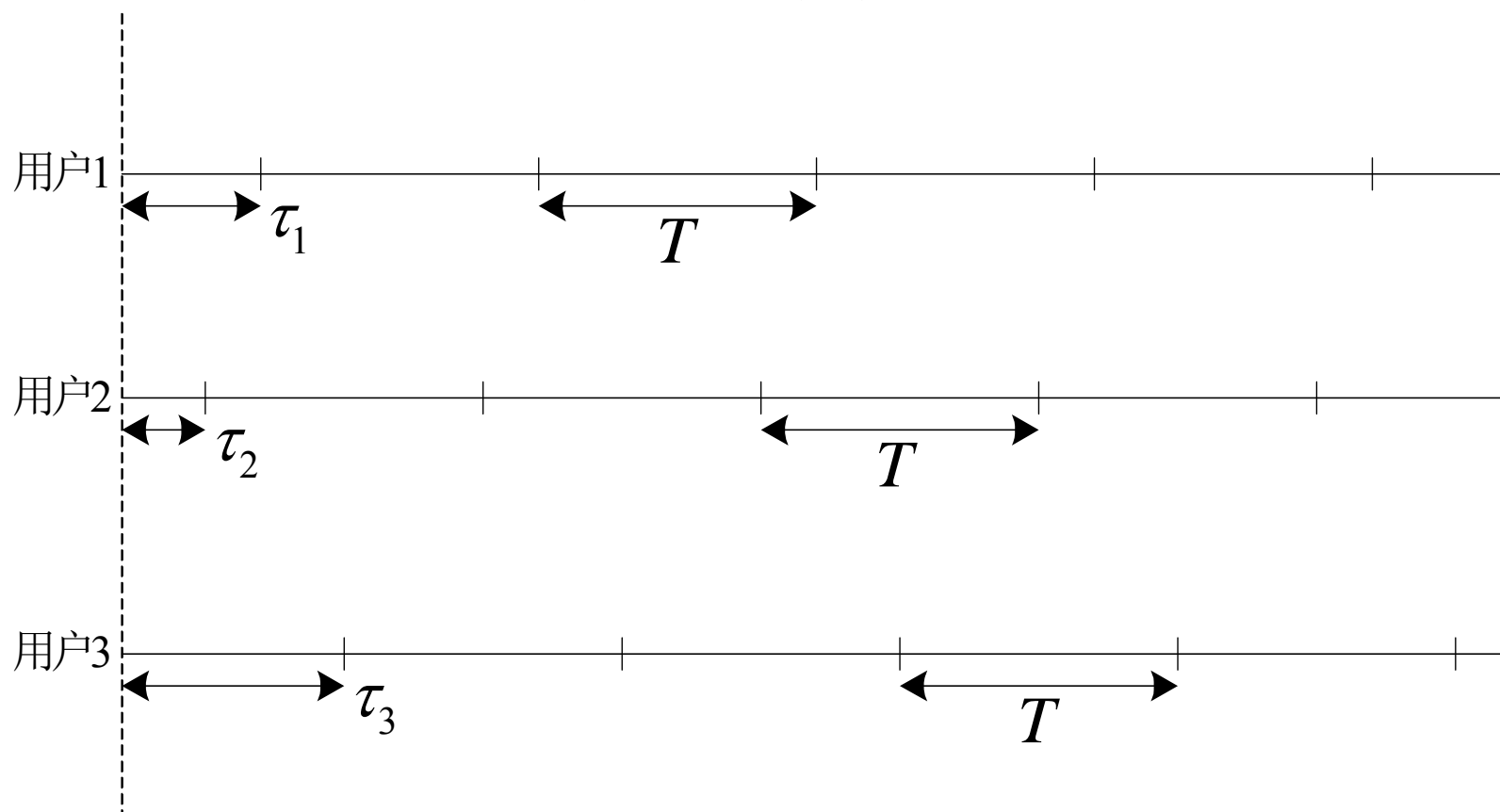
- 上述准则可以等价于：

$$\Omega(\mathbf{b}) = 2\mathbf{b}^T \mathbf{A}\mathbf{y} - \mathbf{b}^T \mathbf{A}^T \mathbf{R} \mathbf{A} \mathbf{b}$$



- 8.2.2 异步最优多用户检测

三个用户的异步时序关系





- 异步CDMA系统的接收信号:

$$y(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=-M}^M A_k b_k(i) s_k(t - iT - \tau_k) + n(t)$$

- 同步CDMA系统:

$$\tau_1 = \tau_2 = \cdots = \tau_K$$

- 标准的白噪声信道中单用户码间干扰信号模型:

$$A_1 = A_2 = \cdots = A_K = A$$

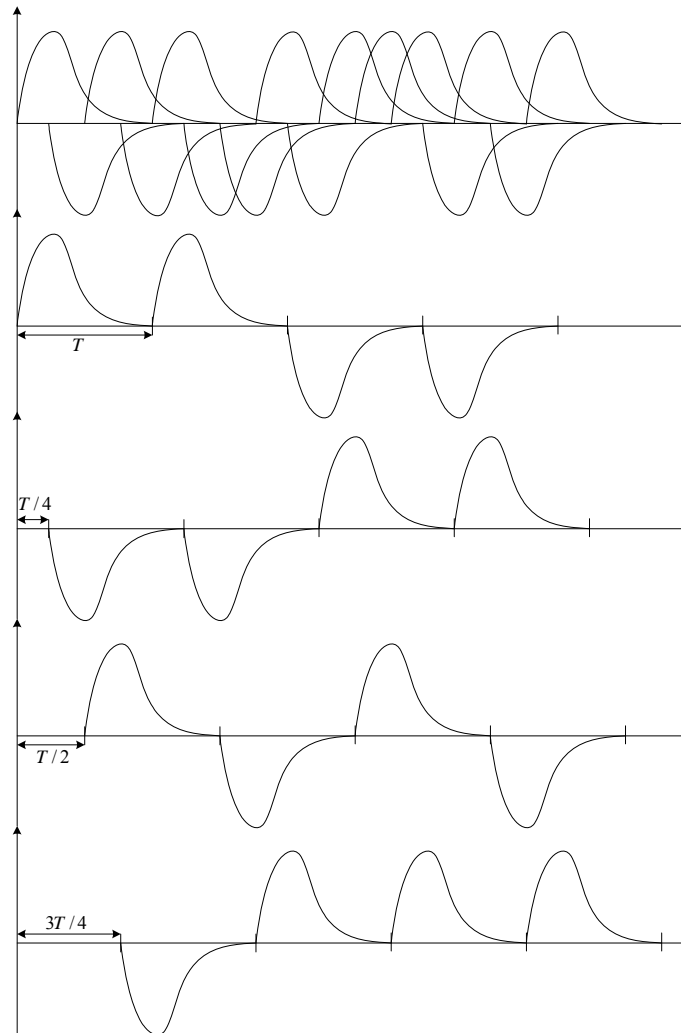
$$s_1(t) = s_2(t) = \cdots = s_K(t) = s(t)$$

$$\tau_k = \frac{(k-1)T}{K}$$



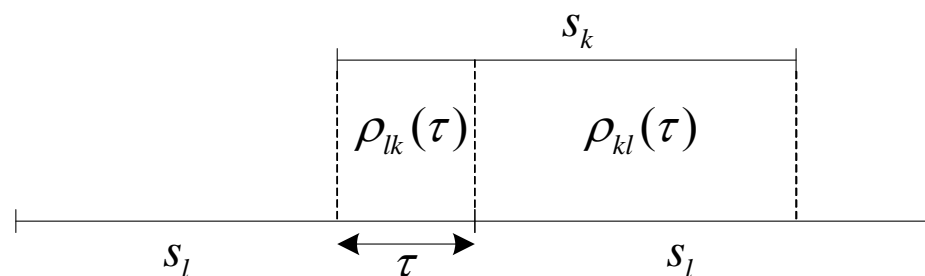
- 由于多径效应的存在，不管是同步CDMA还是异步CDMA，此时每个用户本身的数据流就含有多径时延引入的码间干扰，这样典型的多径多用户系统中的多址干扰、多径干扰都可以统一等效为单用户数据流中的码间干扰。
- 从另一方面来看，也可以将异步CDMA的信号模型看作同步CDMA的信号模型的特例。这种等效观点在分析异步CDMA系统时非常方便。

异步CDMA等效为码间干扰的示例





- 异步CDMA系统中相关系数的示意



- 当 $k < l$ 时，相关系数定义为：

$$\rho_{kl}(\tau) = \int_{\tau}^T s_k(t) s_l(t - \tau) dt$$

$$\tau \in [0, T]$$

$$\rho_{lk}(\tau) = \int_0^{\tau} s_k(t) s_l(t + T - \tau) dt$$



- 第 k 个匹配滤波器时刻输出的信号可以表示为:

$$y_k(i) = A_k b_k(i) + \underbrace{\sum_{j < k} A_j b_j(i+1) \rho_{kj} + \sum_{j < k} A_j b_j(i) \rho_{jk}}_{\tau_j \leq \tau_k} + \underbrace{\sum_{j > k} A_j b_j(i) \rho_{kj} + \sum_{j > k} A_j b_j(i-1) \rho_{jk}}_{\tau_j \geq \tau_k} + n_k(i)$$

- 上式对应的矩阵表示为:

$$\mathbf{y}(i) = \mathbf{R}^T(1) \mathbf{A} \mathbf{b}(i+1) + \mathbf{R}(0) \mathbf{A} \mathbf{b}(i) + \mathbf{R}(1) \mathbf{A} \mathbf{b}(i-1) + \mathbf{n}(i)$$



- 0均值高斯随机过程的相关矩阵为:

$$E[\mathbf{n}(i)\mathbf{n}^T(i)] = \begin{cases} \sigma^2 \mathbf{R}^T(1) & ,if \ j = i + 1; \\ \sigma^2 \mathbf{R}(0) & ,if \ j = i; \\ \sigma^2 \mathbf{R}(1) & ,if \ j = i - 1; \\ \mathbf{0} & ,otherwise \end{cases}$$

- 相关矩阵 $\mathbf{R}(0)$ 和 $\mathbf{R}(1)$ 定义为:

$$R_{jk}(0) = \begin{cases} 1, & if \ j = k; \\ \rho_{jk}, & if \ j < k; \\ \rho_{kj}, & if \ j > k; \end{cases} \quad R_{jk}(1) = \begin{cases} 0 & if \ j \geq k; \\ \rho_{kj}, & if \ j < k; \end{cases}$$



- 异步CDMA检测的目标也是最大化似然概率：

$$P\left[y(t), t \in (-MT, (M+2)T) | \mathbf{b}\right] \\ \propto \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \int_{-MT}^{(M+2)T} (y(t) - S_t(\mathbf{b}))^2 dt\right]$$

- 令 $\mathbf{A} = \text{diag}(A_1, A_2, \dots, A_K)$, $K(2M+1) \times K(2M+1)$ 维矩阵

$$\mathbf{A}_M = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{A} \end{bmatrix} \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}^T(1) & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}^T(1) & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) \end{bmatrix}$$



- 进一步，令 $\mathbf{H} = \mathbf{A}_M^T \mathbf{R} \mathbf{A}_M$ ，则联合优化准则可以化简为：

$$\begin{aligned}\Omega(\mathbf{b}) &= 2 \int S_t(\mathbf{b}) y(t) dt - \int S_t^2(\mathbf{b}) dt \\ &= 2\mathbf{b}^T \mathbf{A}_M \mathbf{y} - \mathbf{b}^T \mathbf{H} \mathbf{b}\end{aligned}$$

- 上述联合优化准则的计算复杂度是 $O(2^{K(2M+1)})$ ，需要进一步分析矩阵 \mathbf{H} 的结构，从而能够降低运算量。首先分析三用户情况的矩阵结构，如下式所示。

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} A_1^2 & A_1 A_2 \rho_{12} & A_1 A_3 \rho_{13} & 0 & 0 & 0 & & & & 0 \\ A_2 A_1 \rho_{12} & A_2^2 & A_2 A_3 \rho_{23} & A_2 A_1 \rho_{21} & 0 & 0 & & & & \\ A_3 A_1 \rho_{13} & A_3 A_2 \rho_{23} & A_3^2 & A_3 A_1 \rho_{31} & A_3 A_2 \rho_{32} & 0 & & & & \\ \hline 0 & A_1 A_2 \rho_{21} & A_1 A_3 \rho_{31} & A_1^2 & A_1 A_2 \rho_{12} & A_1 A_3 \rho_{13} & & & & \\ 0 & 0 & A_2 A_3 \rho_{32} & A_2 A_1 \rho_{12} & A_2^2 & A_2 A_3 \rho_{23} & \ddots & & & \\ 0 & 0 & 0 & A_3 A_1 \rho_{13} & A_3 A_2 \rho_{23} & A_3^2 & \ddots & \ddots & & \\ \hline & & & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & A_1 A_3 \rho_{13} & 0 & 0 & 0 \\ & & & & \ddots & \ddots & \ddots & A_2^2 & A_2 A_3 \rho_{23} & A_2 A_1 \rho_{21} & 0 & 0 \\ & & & & & \ddots & A_3 A_1 \rho_{13} & A_3 A_2 \rho_{23} & A_3^2 & A_3 A_1 \rho_{31} & A_3 A_2 \rho_{32} & 0 \\ \hline & & & & & & 0 & A_2 A_1 \rho_{21} & A_3 A_1 \rho_{31} & A_1^2 & A_1 A_2 \rho_{12} & A_1 A_3 \rho_{13} \\ & & & & & & 0 & 0 & A_3 A_2 \rho_{32} & A_2 A_1 \rho_{12} & A_2^2 & A_2 A_3 \rho_{23} \\ & & & & & & 0 & 0 & 0 & A_3 A_1 \rho_{13} & A_3 A_2 \rho_{23} & A_3^2 \end{bmatrix}$$



- 对于一般的 K 用户的 \mathbf{H} 矩阵应当是带状对称矩阵，只在 $(2K-1)$ 条对角线上有值。
- 引入记号 $\kappa(j) \in \{1, 2, \dots, K\}$ 表示 j 模 K 的余数，即存在整数 i ，满足 $j = \kappa(j) + iK$ 。对于该矩阵的元素，可以归纳如下性质：
 - (1) $h_{j,j} = A_{\kappa(j)}^2$
 - (2) $h_{k+iK, n+iK} = h_{k,n}$
 - (3) $h_{j,l} = 0, \text{ if } |j-l| \geq K$
 - (4) $h_{i,j} = h_{j,i}$
 - (5) $h_{j-n,j} = A_{\kappa(j-n)} A_{\kappa(j)} \rho_{\kappa(j-n), \kappa(j)}, n = 1, 2, \dots, K-1$
- 对于用户异步CDMA系统，需要简化代价函数。

$$\Omega(\mathbf{b}) = 2\mathbf{b}^T \mathbf{A}_M \mathbf{y} - \mathbf{b}^T \mathbf{H} \mathbf{b}$$



- 代价函数第一部分简化为：

$$\mathbf{b}^T \mathbf{A}_M \mathbf{y} = \sum_{j=1-MK}^{(M+1)K} A_{\kappa(j)} b_j y_j$$

- 利用的 \mathbf{H} 结构特点可以将第二部分简化为：

$$\mathbf{b}^T \mathbf{H} \mathbf{b} = \sum_{j=1-MK}^{(M+1)K} A_{\kappa(j)} b_j \left[A_{\kappa(j)} b_j + 2 \sum_{l=j-K+1}^{j-1} b_{j-n} A_{\kappa(j-n)} \rho_{\kappa(j-n), \kappa(j)} \right]$$

- 可以把优化度量表示为：

$$\Omega(\mathbf{b}) = \sum_{j=1-MK}^{(M+1)K} \lambda_j(\mathbf{x}_j, b_j)$$

$$\mathbf{x}_{j+1}^T = [x_{j+1}(1), x_{j+1}(2), \dots, x_{j+1}(K-1)] = [x_j(2), \dots, x_j(K-1), b_j] = f(\mathbf{x}_j, b_j)$$

$$\lambda_j(\mathbf{x}, u) = A_{\kappa(j)} u \left[2y_j - u A_{\kappa(j)} - 2 \sum_{n=1}^{K-1} x(n) A_{\kappa(j-n)} \rho_{\kappa(j-n), \kappa(j)} \right]$$



- 在BPSK调制的特例下，度量计算可以进一步简化为：

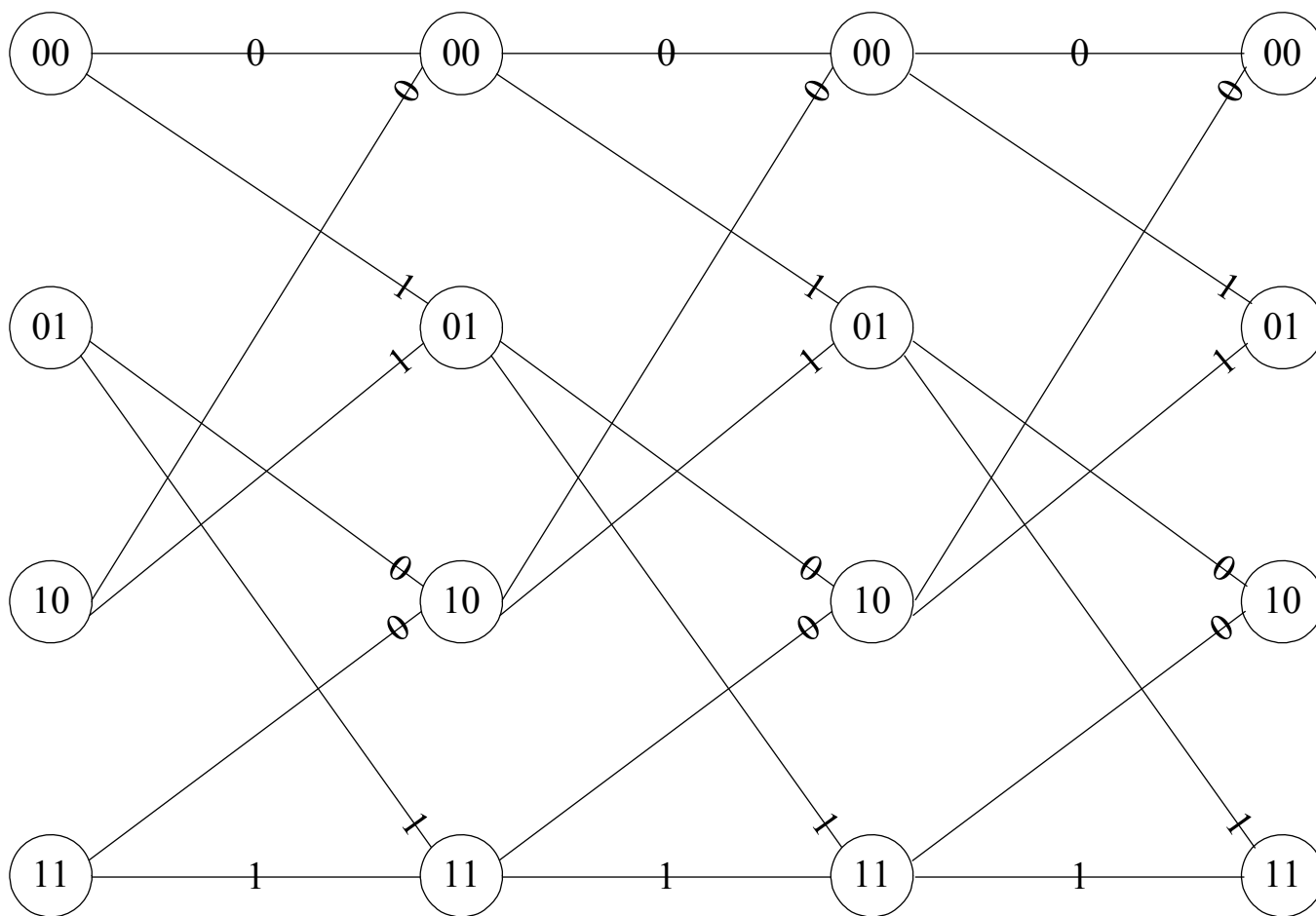
$$\tilde{\lambda}_j(\mathbf{x}, u) = A_{\kappa(j)} u \left[y_j - \sum_{n=1}^{K-1} x(n) A_{\kappa(j-n)} \rho_{\kappa(j-n), \kappa(j)} \right]$$

- $j+1$ 时刻的 \mathbf{x}_{j+1} 状态对应的度量可以计算如下：

$$\begin{aligned} J_{j+1}(\mathbf{x}_{j+1}) = \max \big\{ & \tilde{\lambda}_j(0, x_{j+1}(1), \dots, x_{j+1}(K-2), x_{j+1}(K-1)) \\ & + J_j(0, x_{j+1}(1), \dots, x_{j+1}(K-2)), \\ & \tilde{\lambda}_j(1, x_{j+1}(1), \dots, x_{j+1}(K-2), x_{j+1}(K-1)) \\ & + J_j(1, x_{j+1}(1), \dots, x_{j+1}(K-2)) \big\} \end{aligned}$$



- $K = 3$ 的异步CDMA对应的Trellis图





- 因此在每个状态，Viterbi算法需要进行如下计算：
- (1) 计算分支度量 $\tilde{\lambda}_j(\mathbf{x},0)$ 和 $\tilde{\lambda}_j(\mathbf{x},1)$;
- (2) 计算两个累加求和;
- (3) 两个度量进行比较，选择最大值。
- 通过简化，采用Viterbi算法来进行迭代计算度量，检测单个比特的运算量降低为 $O(2^K)$ 这是一种非常富有创见的设计思想，尽管运算量仍然是指数复杂度，但与原来相比，计算复杂度大大降低了。



§ 8.3 线性多用户检测技术

- 8.3.1 解相关检测器
- 对于多用户CDMA接收信号模型: $\mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{n}$
- 令变换矩阵 $\mathbf{T}_{dec} = \mathbf{R}^{-1}$, 左乘上式两端, 得到:
$$\hat{\mathbf{b}}_{dec} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{R}^{-1}\mathbf{n} = \mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{z}$$
- 则每个用户的判决比特为: $\hat{b}_k = \text{sgn}\left[(\mathbf{R}^{-1}\mathbf{y})_k\right]$
- 线性变换后的噪声向量 \mathbf{z} 的相关矩阵为,
$$E(\mathbf{z}\mathbf{z}^T) = \mathbf{R}^{-1}E(\mathbf{n}\mathbf{n}^T)\mathbf{R}^{-1} = \sigma^2\mathbf{R}^{-1}$$
- 可见, 解相关检测器可以完全消除多址干扰, 但是同时增大了高斯噪声功率。亦即完全抑制多址干扰的性能是以提高加性噪声功率为代价的。这种检测器结构非常类似于单用户码间干扰信道中的迫零均衡。



- 8.3.2 MMSE检测器
- 最小均方误差(MMSE)检测器是考虑背景噪声和接收信号功率的线性检测器。这种检测器的目标是 minimized 均方误差代价函数，即最小化发送比特向量和匹配滤波器组输出向量之间的均方误差： $\arg \min_{\mathbf{T}} E[|\mathbf{b} - \mathbf{T}\mathbf{y}|^2]$ ，求梯度可得到线性变换矩阵为：

$$\mathbf{T}_{MMSE} = (\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2})^{-1}$$

- MMSE判决向量为：
- 则每个用户的判决比特为：

$$\hat{b}_k = \text{sgn} \left[\left((\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2})^{-1} \mathbf{y} \right)_k \right]$$



- 8.3.3 多项式展开(PE)检测器:
- 多项式展开检测的变换矩阵为:

$$\mathbf{T}_{PE} = \sum_{i=0}^{N_s} w_i \mathbf{R}^i$$

- 由此可得PE判决向量为:

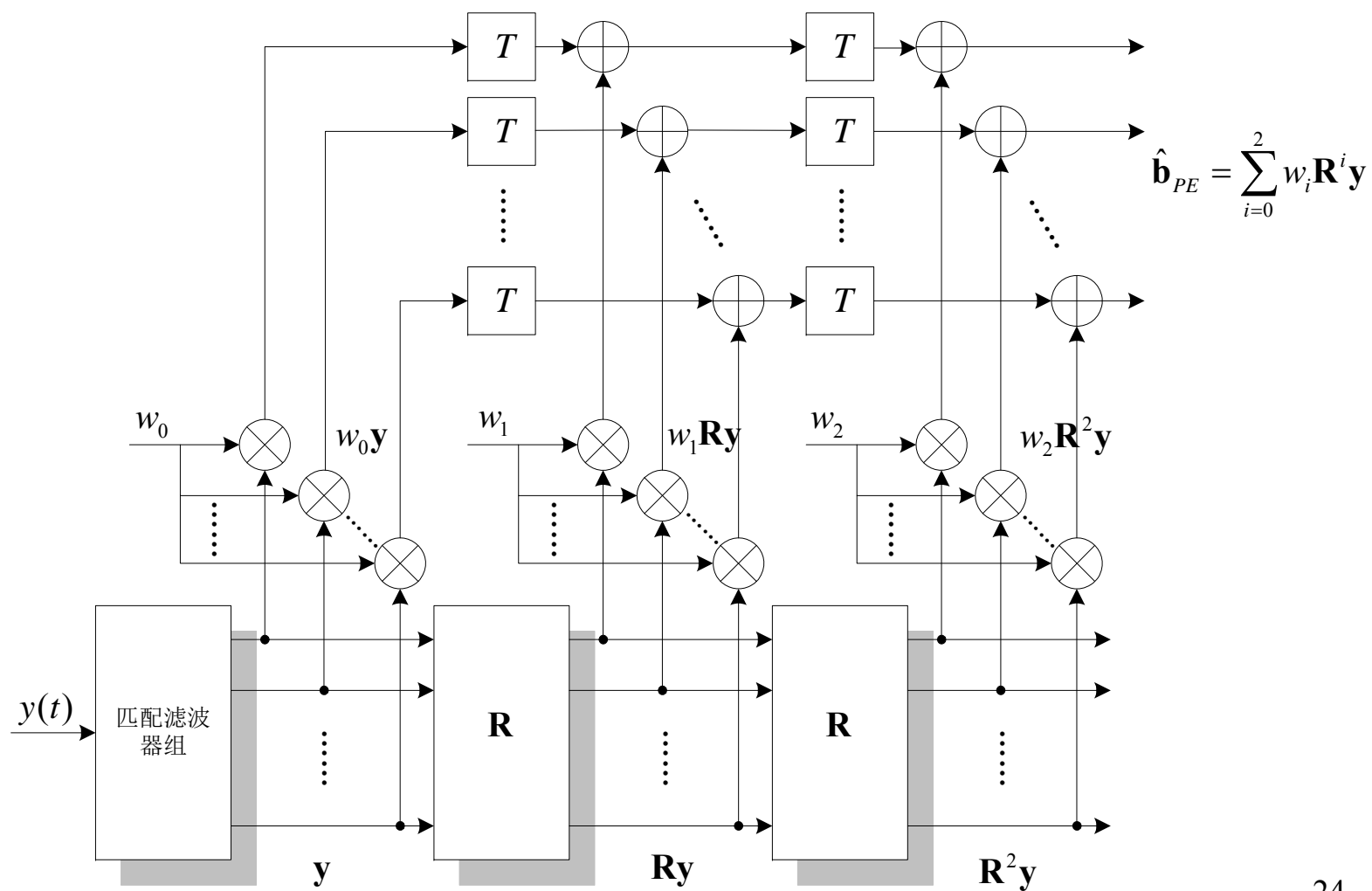
$$\hat{\mathbf{b}}_{PE} = \sum_{i=0}^{N_s} w_i \mathbf{R}^i \mathbf{y}$$

- 则每个用户的判决比特为:

$$\hat{b}_k = \text{sgn} \left[\left(\sum_{i=0}^{N_s} w_i \mathbf{R}^i \mathbf{y} \right)_k \right]$$



2阶PE多用户检测器结构





- 据Cayley-Hamilton矩阵分解定理可知，对于有限的数据帧长，PE检测器可以精确逼近解相关检测器或MMSE检测器。但当数据帧长较大时，需要非常高阶的PE检测器才能逼近解相关或MMSE检测器。但通过优化多项式系数，能够以非常低阶的多项式逼近线性变换矩阵。即采用合适的系数向量，可以得到：

$$f(\mathbf{R}) = \sum_{i=0}^{N_s} w_i \mathbf{R}^i \approx \mathbf{R}^{-1}$$

- 或

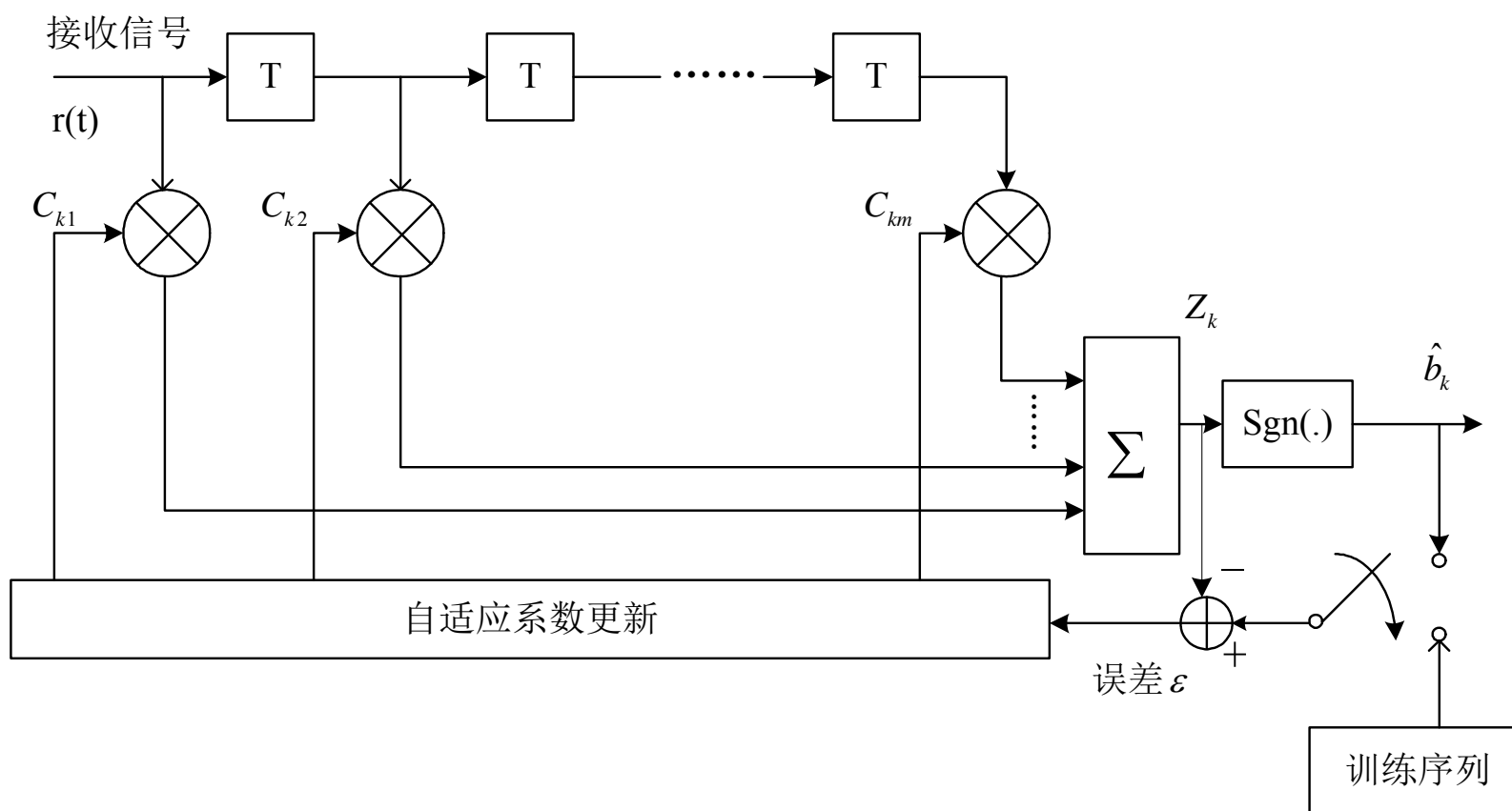
$$f(\mathbf{R}) = \sum_{i=0}^{N_s} w_i \mathbf{R}^i \approx \left(\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2} \right)^{-1}$$



- 8.3.4 基于训练序列的自适应多用户检测器
- 根据是否需要传送训练序列，自适应检测可以分为非盲型与盲型两类，前者需要传送训练序列，后者不需要。基于训练序列的自适应检测器可分为解相关与MMSE两大类型。
- 1. 单用户自适应MMSE检测器
- 该检测器针对每一个用户 k 的接收机采用一个横向滤波器，而滤波器系数在每个比特接收后可根据自适应算法自动更新。滤波器抽头系数的个数 m 一般要大于扩频增益 N ，以保证获得足够的统计信息，但是 N 也不能过大，过大会导致收敛速度变慢；
- 这类检测器主要优点是不需要其他用户扩频码的知识也不要求本用户扩频序列准确同步，主要缺点为需要训练序列，特别是对快时变多径信道要不断发送训练序列。

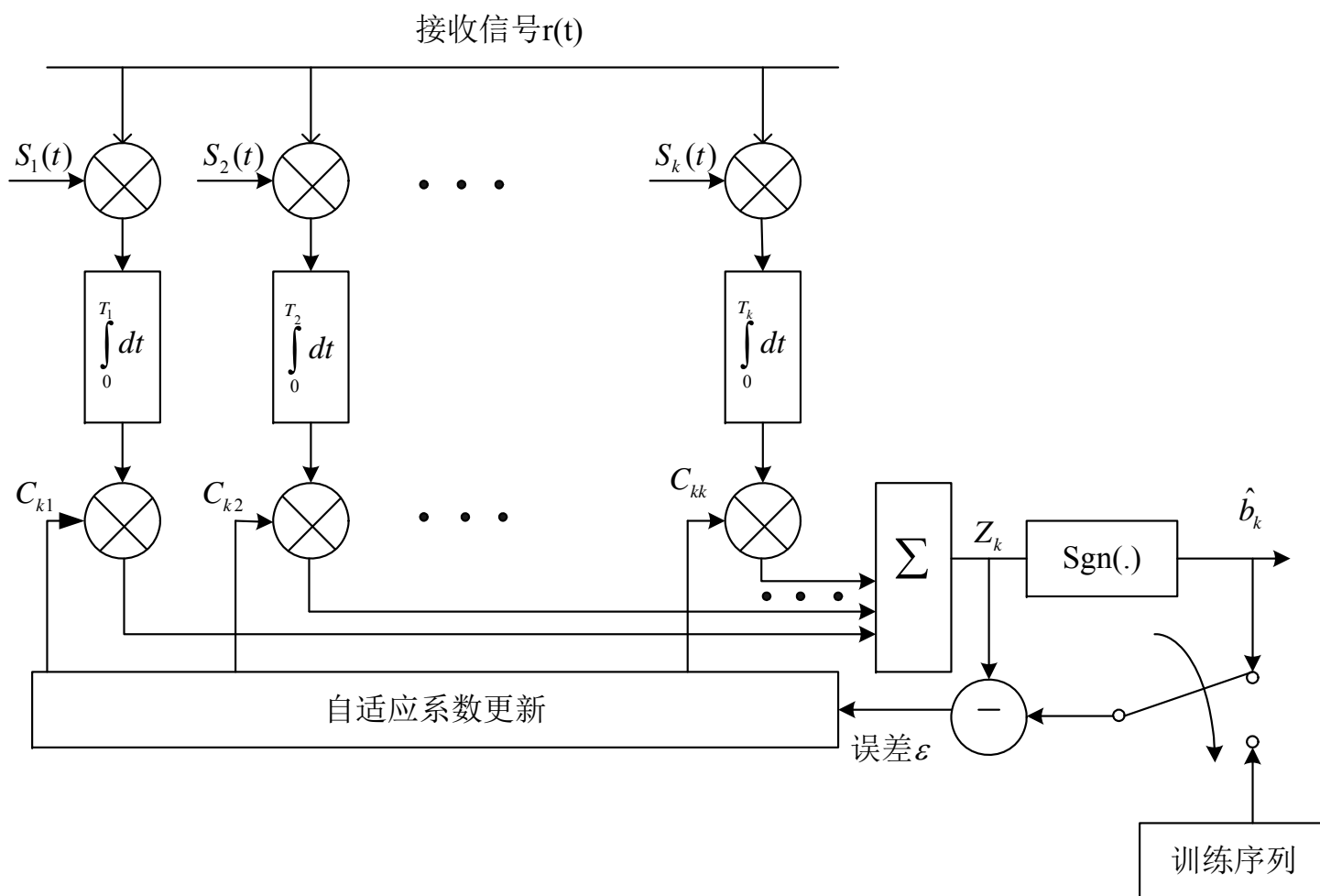


单用户自适应MMSE第k个用户检测器原理框图





多用户自适应MMSE检测器原理框图





- 2. 多用户自适应 MMSE检测器
- 多用户自适应不仅需要训练序列还进一步要求已知其他用户的扩频序列信息。由于它的滤波器抽头系数只有 k 个，故收敛速度较快。它的主要缺点是除了要求已知其他用户的扩频序列以外，也要不断传送训练序列。
- 8.3.5 盲自适应多用户检测器
- 直接从业务信号本身提取信道状态信息的自适应型检测技术，称为盲自适应检测。但是盲算法最大问题是其收敛速度能否跟得上信道时变衰落的变化速度。由于盲自适应多用户检测既不需要训练序列也不需要其他用户的扩频码信息，所需要的信息几乎与传统的检测器相同，因此它本质上是一种单用户抗多径自适应检测器。盲算法的收敛速度慢是通病，特别对于快速时变信道，这是一个致命的弱点。但对于慢时变的移动信道，它仍是很有吸引力的算法。

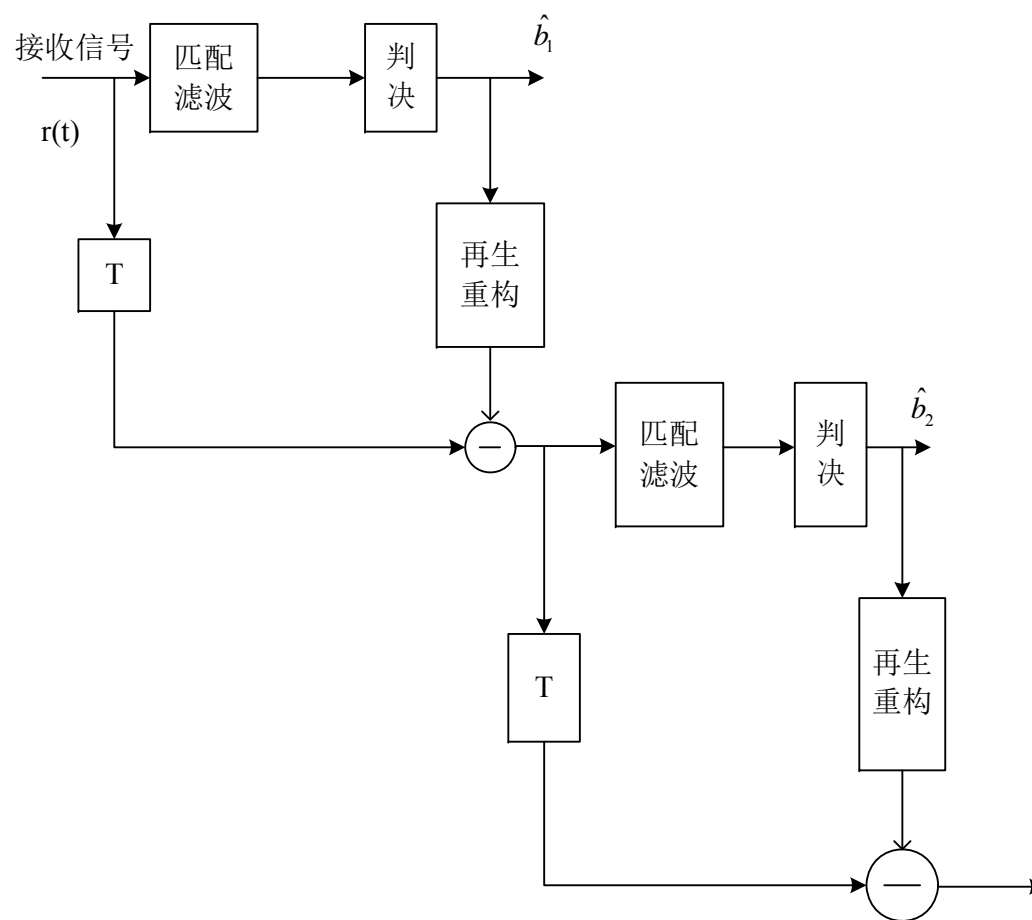
§ 8.4 干扰抵消多用户检测器



- 另一类重要的多用户检测器是干扰抵消检测器。这些检测算法的基本原理是在接收端分别估计和重建各个干扰信号，然后从接收信号中减去某些或全部的多址干扰估计。为了提高检测性能，这些检测器常采用多级级联的结构。
- 在判决反馈均衡器中，前面判决的符号反馈到接收端，以便消除后边符号中的码间干扰。因此大多数这一类检测器都可以称为判决反馈多用户检测器。
- 用于重建MAI的比特判决信息可以是硬判决信息，也可以是软判决信息。软判决方法实际上就是比特信息和幅度信息的联合估计，很容易实现。硬判决方法反馈的是非线性方法，为了准确重构多址干扰，需要可靠估计接收信号的幅度。如果信号幅度估计准确，一般而言，硬判决干扰抵消检测器的性能要优于软判决检测器的性能。

8.4.1 串行干扰抵消(SIC)检测器

串行干扰抵消检测器结构

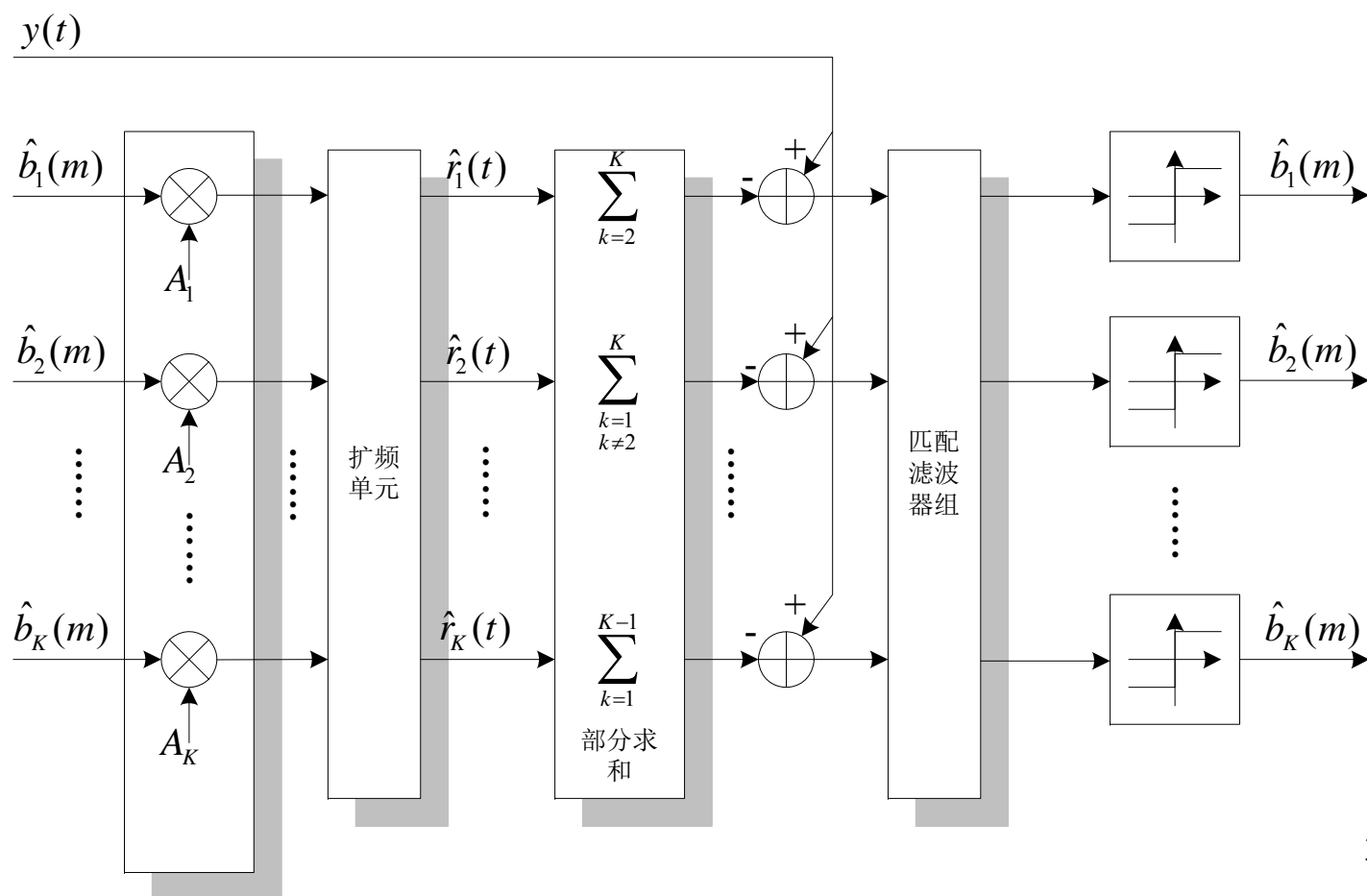




- 串行干扰抵消法是消除多址干扰最简单最直观的方法之一，首先根据接收到的各用户信号功率按强弱大小排队。每次仅检测一个用户，且首先解调出的是最强功率的用户，再从总的接收信号中减去最强用户重构的最强用户干扰，然后再重建和抵消次强干扰，依次类推下去。串行干扰抵消器的性能，很大程度上取决于用户接收信号的功率分布，如果用户接收信号的功率分布差别较大，则性能提高就明显。SIC检测的一种重要缺陷是它的检测性能取决于初始数据估计的可靠性。
- 在串行干扰抵消检测器中，由于每解调一个用户便会引入一定的处理时延，当用户较多时，时延将积累到系统难以忍受的地步。因此在SIC方案中，每个分组的用户不宜取太多，一般仅取4个用户即可。串行干扰抵消检测器运用范围广，它既可以用于同步CDMA，也可以用于异步CDMA。

8.4.2 并行干扰抵消(PIC)检测器

并行干扰抵消检测器结构





- 为了提高多用户干扰抵消能力，往往需要进行多级检测，一般实际应用时只需取 $m = 2 \sim 3$ 即可。
PIC检测器有多种改进，可以进一步提高它的性能。
- 1、使用解相关检测器作为PIC检测器的第一级。
- 2、利用同级已检测出的比特提高其它比特的检测可靠性。
- 3、线性组合PIC不同级的软判决信息。
- 4、每一级只抵消部分MAI，增大下一级的多址干扰。



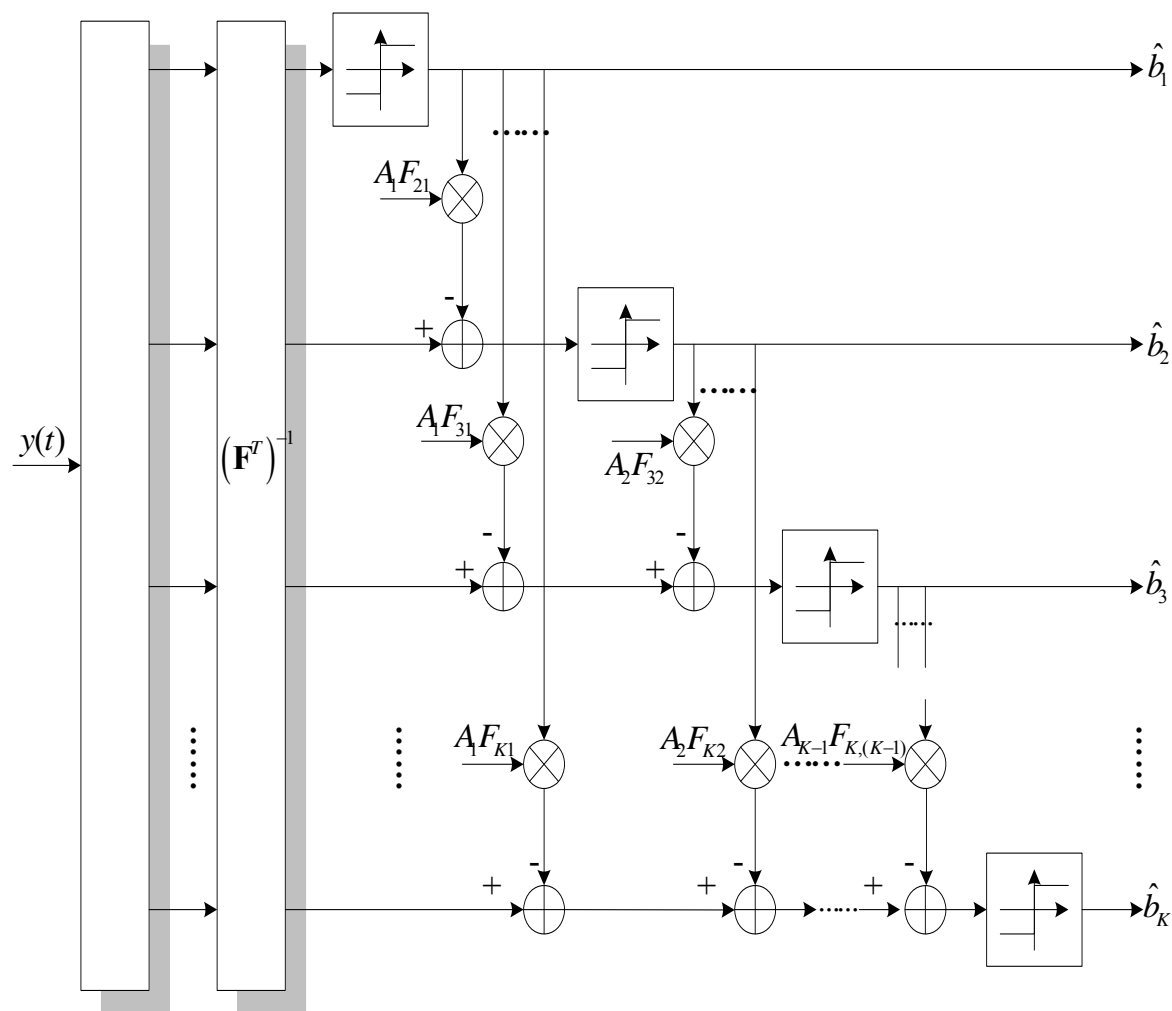
- 8.4.3 迫零判决反馈(ZF-DF)检测器
- 迫零判决反馈(ZF-DF)检测器，又称为迫零解相关检测器。它需要进行两步操作：首先进行线性处理，然后进行SIC检测。线性处理是部分解相关运算(不会增大噪声)，然后按照信号能量从大到小的顺序，采用SIC进行干扰抵消。
- 对于相关矩阵，应用 Cholesky 分解，可以得到 $\mathbf{R}=\mathbf{F}^T\mathbf{F}$ ，其中 \mathbf{F} 是下三角矩阵。将矩阵 $(\mathbf{F}^T)^{-1}$ 左乘匹配滤波器组输出的信号向量，可以得到白噪声信号模型：

$$\mathbf{y}_w = \mathbf{F}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{z}_w$$



- 由于矩阵 \mathbf{F} 是下三角矩阵，上式中的比特信息是部分解相关的。因此第一个用户不含有MAI，而第二个用户只含有第一个用户的MAI，依此类推，第 k 个用户含有 $1, 2, \dots, k-1$ 个用户的MAI。
- ZF-DF检测采用SIC进行干扰抵消。第一个用户的软输出信息完全没有多址干扰，可用于重建和抵消它所造成的多址干扰，经过抵消后，第二个用户也不含有多址干扰，也可以重建和抵消它所造成的多址干扰。这个过程递推进行，每次迭代得到一个比特判决信息，用于重建和抵消它所造成的多址干扰。
- 在进行白化滤波之前，匹配滤波器组的输出向量需要根据信号能量大小进行排序，从而保证干扰抵消是按照信号强度从大到小进行的

ZF-DF检测器的结构





- 在同步CDMA情况下，假设矩阵 \mathbf{F} 和信号幅度都是理想估计，则第 k 个用户的判决信息为：

$$\hat{b}_k = \text{sgn} \left(y_{w,k} - \sum_{i=1}^{k-1} F_{ki} A_i \hat{b}_i \right)$$

- 如果假设过去所有的判决都是正确的，则ZF-DF检测器可以抵消所有的MAI，并最大化信噪比。它类似于ZF-DF均衡对抗码间干扰的作用。ZF-DF检测实现的主要困难在于矩阵的Cholesky分解和求解白化滤波器(\mathbf{F}^T)⁻¹(矩阵求逆)。可以采用类似于解相关检测和MMSE检测的方法进行矩阵运算的简化。

§ 8.5 NOMA系统的多用户检测



- 由于NOMA系统中，各用户信号互不正交，存在相互干扰，因此无法采用简单的单用户检测算法，必须采用多用户检测，付出一定的复杂度，换取系统容量的提升。
- 非正交多址系统中的多用户检测算法主要分为两类，
- 第一类是串行干扰抵消(SIC)算法，该算法主要被用于功率域NOMA系统，但在实际中使用范围也相应受限。
- 第二类是迭代消息传递算法(MPA)，该算法主要被应用于SCMA、PDMA等编码域非正交系统，5G标准化过程中的主流NOMA方案。



8.5.1 干扰抵消多用户检测

- 利用远近效应，NOMA可以采用串行抵消(SIC)进行多用户检测

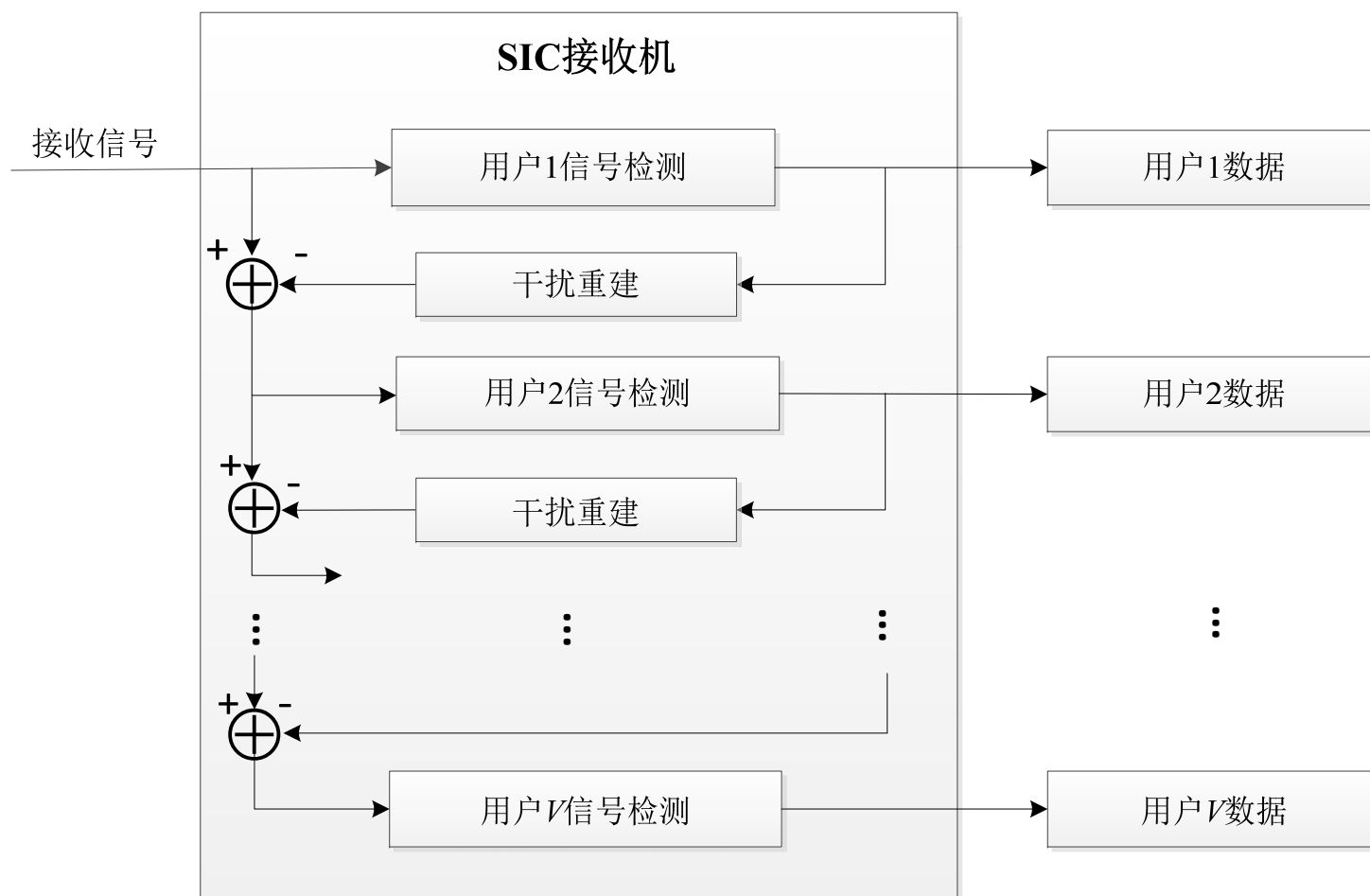


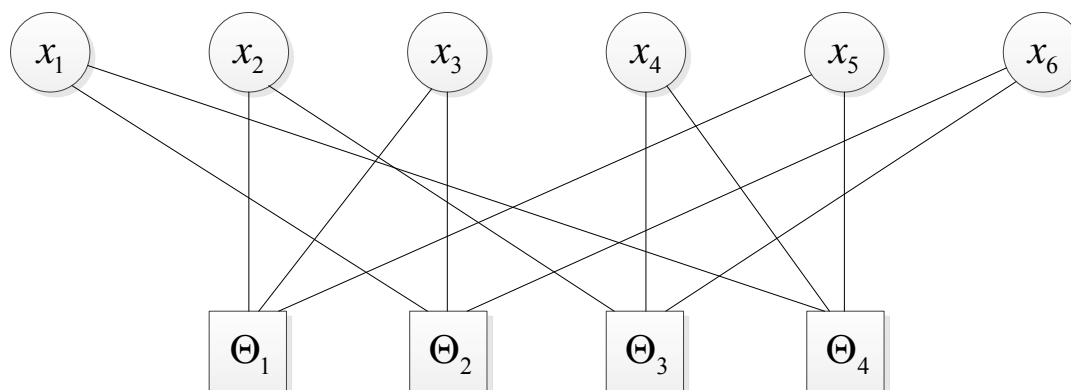
图 8.12
串行抵消 (SIC)
检测器结构



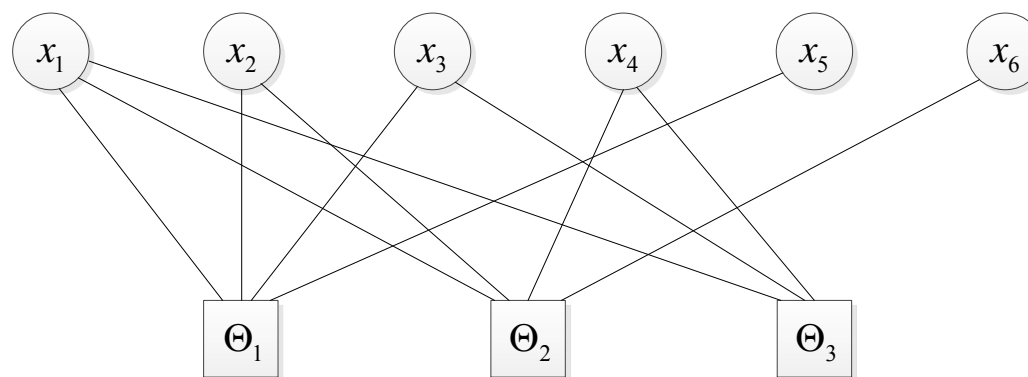
8.5.2 消息传递多用户检测

• 1. 多用户因子图

$$\mathbf{F}_{SCMA}^{4 \times 6} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix},$$



$$\mathbf{F}_{PDMA}^{3 \times 6} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$





8.5.2 消息传递多用户检测

- 2. *MPA* 检测算法
- FN节点消息更新

$$\Gamma_{f \rightarrow v}^{(i)}(\mathbf{x}_v) = \max_{\mathbf{x}_u: u \in V_f \setminus v}^* \left\{ \Theta_f(\mathbf{x}) + \sum_{u \in V_f \setminus v} \Gamma_{u \rightarrow f}^{(i-1)}(\mathbf{x}_u) \right\},$$

- VN节点消息更新

$$\Gamma_{v \rightarrow f}^{(i)}(\mathbf{x}_v) = \Xi(\mathbf{x}_v) + \sum_{l \in F_v \setminus f} \Gamma_{l \rightarrow v}^{(i)}(\mathbf{x}_v).$$



8.5.2 消息传递多用户检测

8.5.3 译码辅助多用户检测

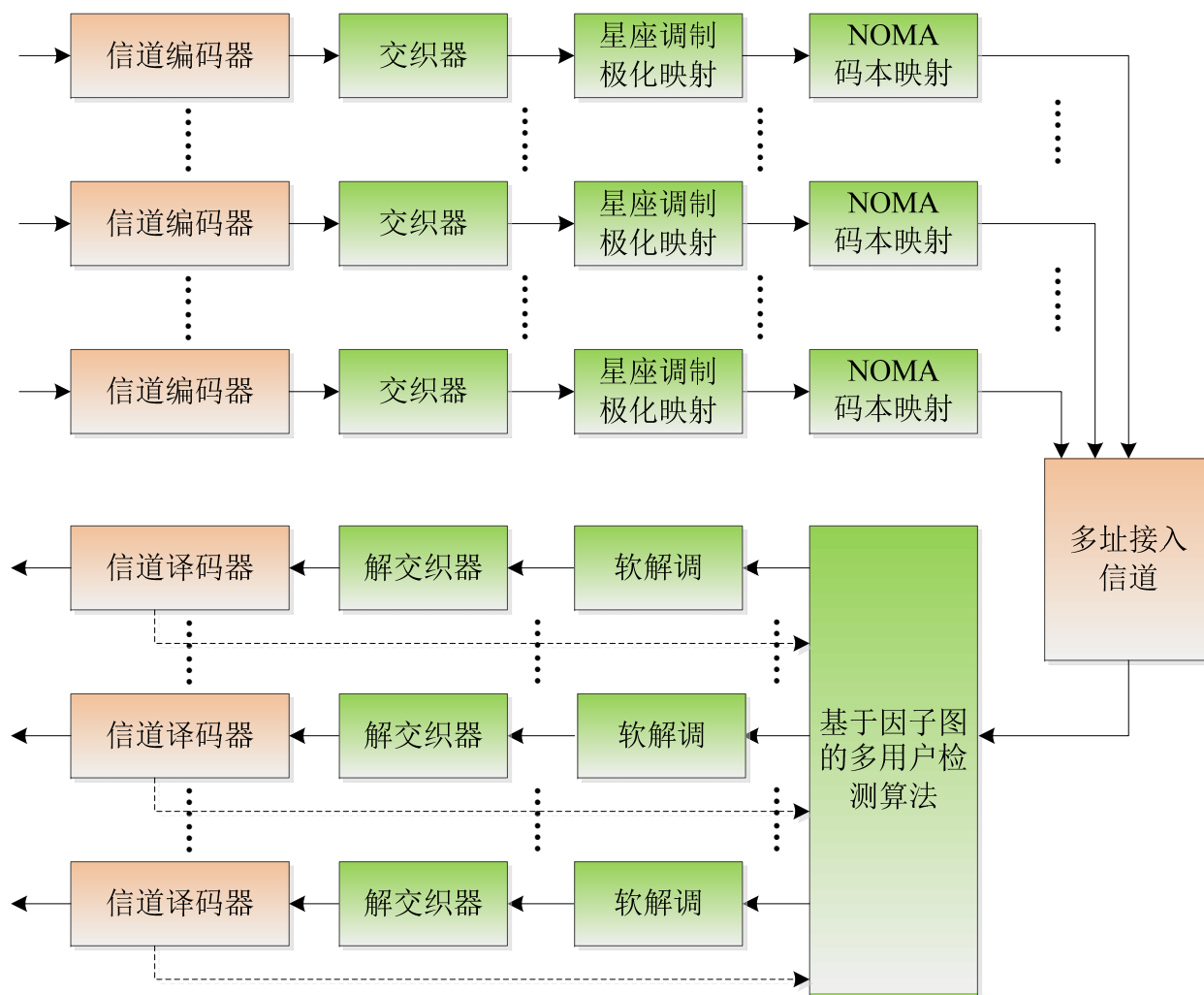


图8.15 信道编码NOMA系统结构

8.5.2 消息传递多用户检测

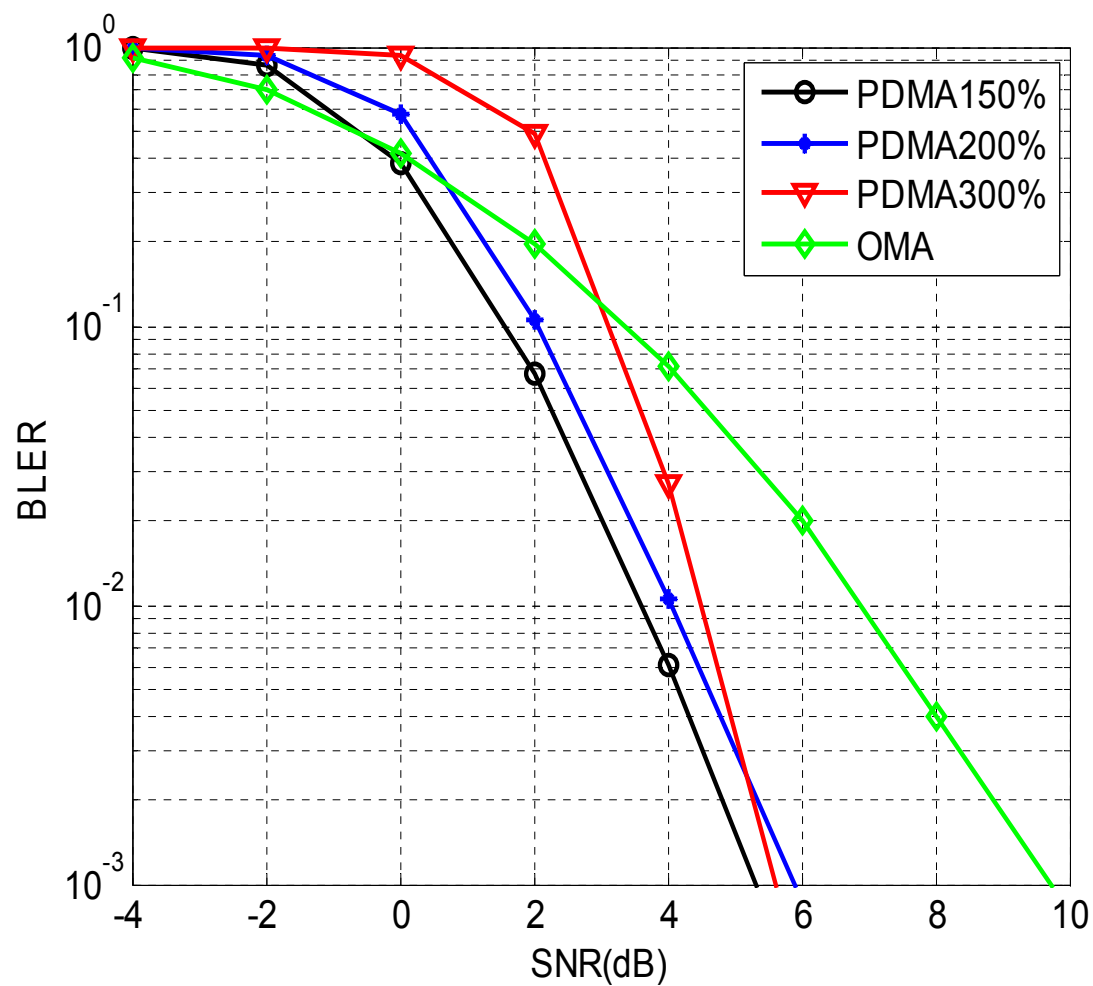


图8.17 PDMA和OMA在不同过载率条件下的性能对比

8.5.2 消息传递多用户检测

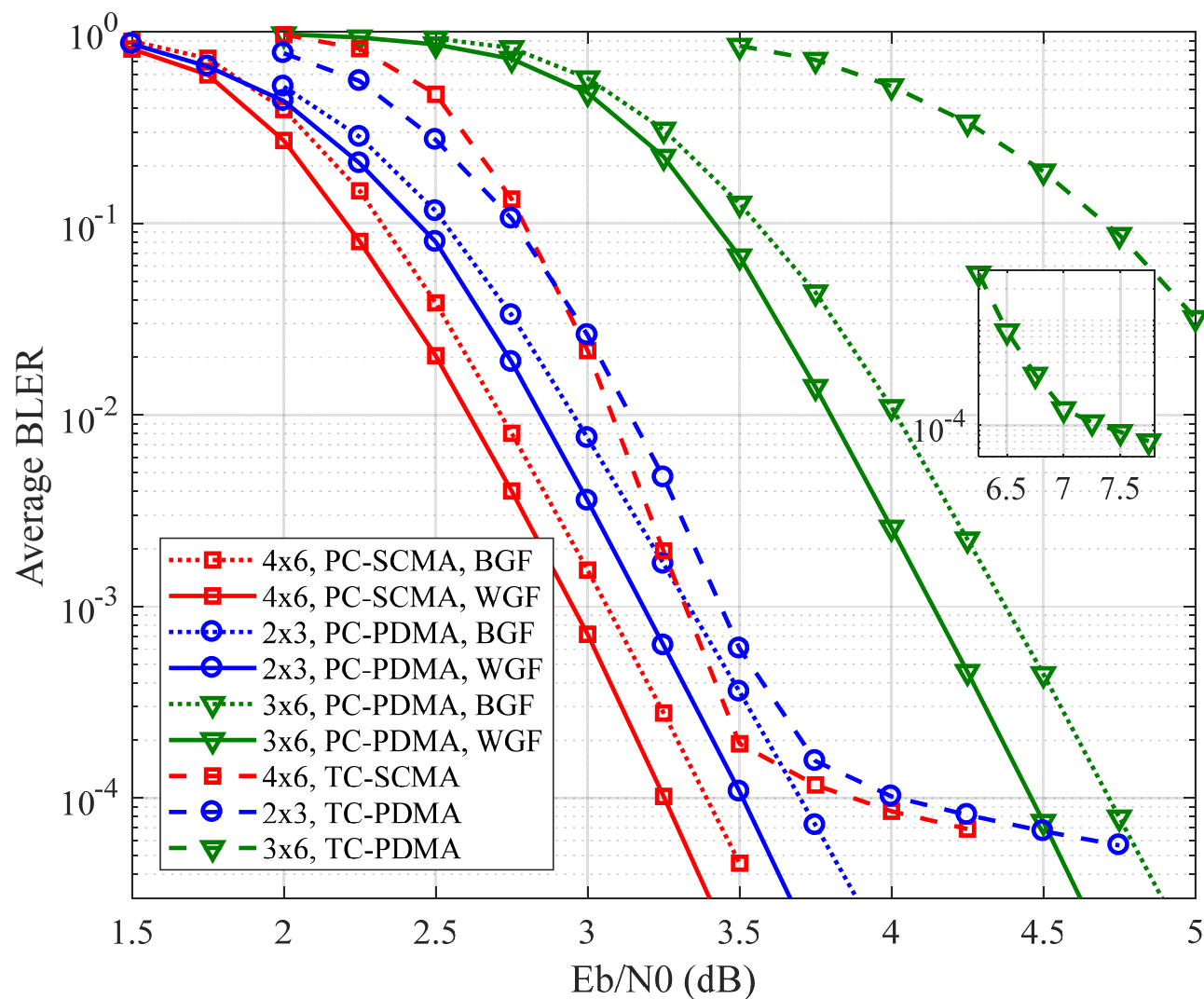


图8.18 AWGN信道下不同配置的NOMA方案BLER性能比较 45

§ 8.5 本章小结



- 前面介绍了最优多用户检测器、线性检测器和干扰抵消检测器。除了上述几类检测器以外，还有下列几类非线性检测器，包括序列检测器、分组检测器以及基于神经网络的检测器等。这些非线性类的检测器，大都采用非线性的方法逼近最大似然函数，其性能都比较好。但是由于其实现复杂性比较高、收敛速度慢并缺少有效的理论分析手段与方法，所以其研究与应用前景都不如线性检测和多址干扰抵消检测两种主要类型。



- 目前多用户检测已发展到突破单纯克服多址干扰的专一优化的格式，而逐步走向与其它各类技术组合起来实现联合优化，引起人们广泛的注意与重视。这些联合优化技术主要包含：空、时二维信号处理技术、多用户检测与信道编码的结合、多用户检测器与多载波技术相结合。迭代多用户检测也是一个重要的研究方向，目前在Turbo多用户检测方面学者们提出了多种检测手段[8.1~8.2,8.6~8.7,8.10~8.11]，这些算法的实现复杂度较低，大部分在，但其性能却能逼近最大似然检测，因此具有较高的实用价值。

参考文献



- [8.1] P. D. Alexander, M. C. Reed et al, "Iterative multiuser interference reduction: Turbo CDMA," IEEE Trans. Commun., Vol. 47, No. 7, pp. 1008-1014, July 1998.
- [8.2] A. A. Alrustamani, A. D. Damnjanovic and B. R. Vojcic, "Turbo greedy multiuser detection," IEEE J. Select. Areas Commun. Vol. 19, No. 8, pp. 1638-1645, Aug. 2001.
- [8.3] J. Boutros and G. Caire, "Iterative multiuser joint decoding: unified framework and asymptotic analysis," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 48 No. 7, pp. 1772-1793, July 2002.
- [8.4] D. Divsalar, M. Simon, and D. Raphaeli, "Improved parallel interference cancellation for CDMA," IEEE Trans. Commun., Vol. 46, pp. 258-268, Feb. 1998.
- [8.5] A. Duel-Hallen, J. Holtzman and Z. Zvonar, "Multiuser detection for CDMA systems," IEEE Person. Commun., Vol. 2 No. 2, pp. 46-58, Apr. 1995.
- [8.6] H. El Gamal and E. Geraniotis, "Iterative multiuser detection for coded CDMA signals in AWGN and fading channels," IEEE J. Select. Areas Commun., Vol. 18, No. 1, pp. 30-41, Jan. 2000.
- [8.7] B. Lu and X. Wang, "Iterative receivers for multiuser space-time coding systems," IEEE J. Select. Areas Commun., Vol. 18, No. 11, pp. 2322-2335, Nov. 2000.
- [8.8] R. Lupas and S. Verdú, "Linear multiuser detectors for synchronous code-division multiple-access channels," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 35, pp. 123-136, Jan. 1988.



- [8.9] R. Lupas and S. Verdú, "Near-far resistance of multiuser detectors in asynchronous channels," IEEE Trans. Commun., Vol. 38, pp. 496-508, Apr. 1990.
- [8.10] M. Moher, "An iterative multiuser decoder for near-capacity communications," IEEE Trans. Commun. Vol. 46, No. 7, pp. 870-880, July 1998.
- [8.11] M. Moher and P. Guinand, "An iterative algorithm for asynchronous coded multiuser detection," IEEE Commun. Letters, Vol. 2, No. 8, pp. 229-231, Aug. 1998.
- [8.12] S. Moshavi, "Multi-User Detection for DS-CDMA Communications," IEEE Communications Magazine, Vol. 34, pp. 124-136, Oct. 1996.
- [8.13] M. K. Varanasi and B. Aazhang, "Multistage detection in asynchronous code-division multiple-access communications," IEEE Trans. Commun., Vol. 38, pp. 509-519, Apr. 1990.
- [8.14] S. Verdú, Multiuser Detection, Cambridge, U. K., Cambridge University Press, 1998.
- [8.15] S. Verdú, "Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple-Access Channels," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. IT-32, pp. 85-96, Jan. 1986.



谢谢！