

**CDMA - Code Division Multiple Access**  
**DS/SS - Direct Sequence Spread Spectrum**  
**and**  
**Related Topics**

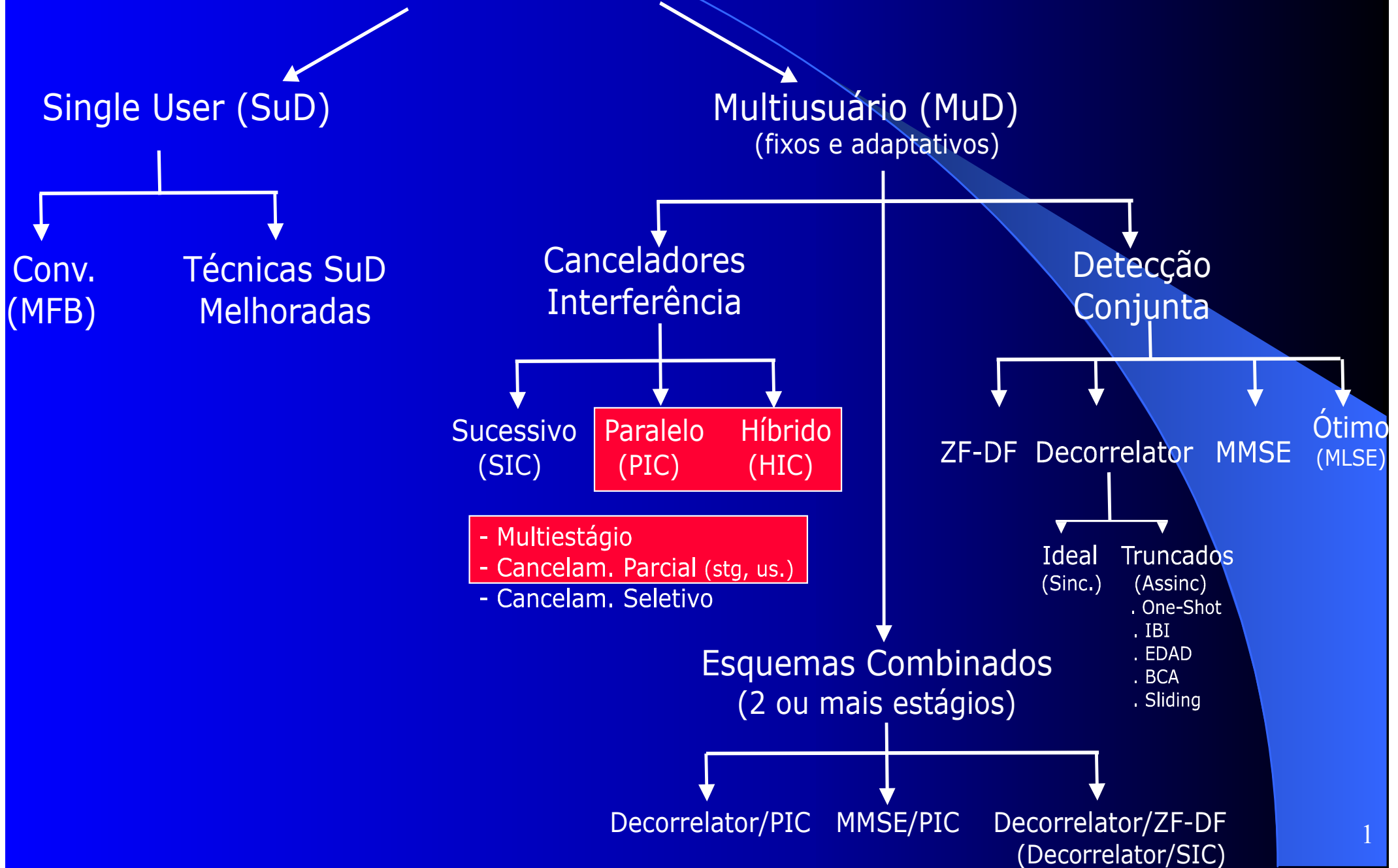
**by**

**Paul Jean Etienne Jeszenszky**

**pjj@lcs.poli.usp.br**  
**phone: 55+11+3818-5290**  
**<http://www.lcs.poli.usp.br/~pjj>**

# Classificação Detectores

## Deteccção de Dados



# Detectores **MuD** x Convencional (**SuD**)

CDMA limitado em Interferência  $\Rightarrow$  **MAI** (efeito **NFR**)

- **MuD**: informações Interf.

- controle potência reduz. (NFRes)

- $\uparrow K_{Max}$

- $\uparrow \eta^{BW}$  e  $\eta^{Pot}$

- estimativas:  $\tau, \phi, \mathbf{A}, \sigma_n^2$

- complexidade adicional

- **SuD**

- $\downarrow \rho_{jk}$

- Setorização

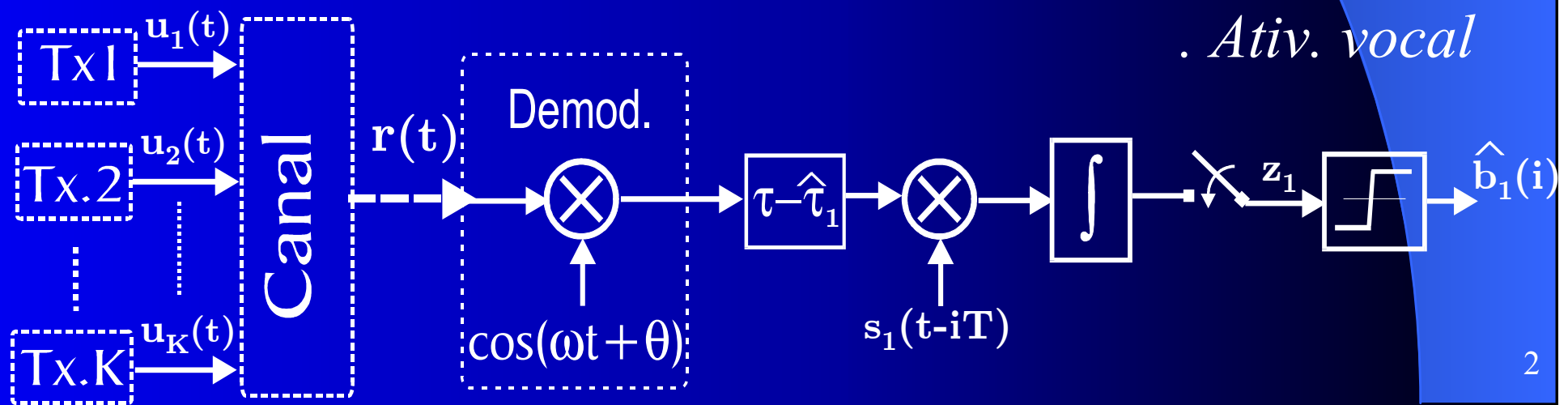
- NFR = 0 dB**

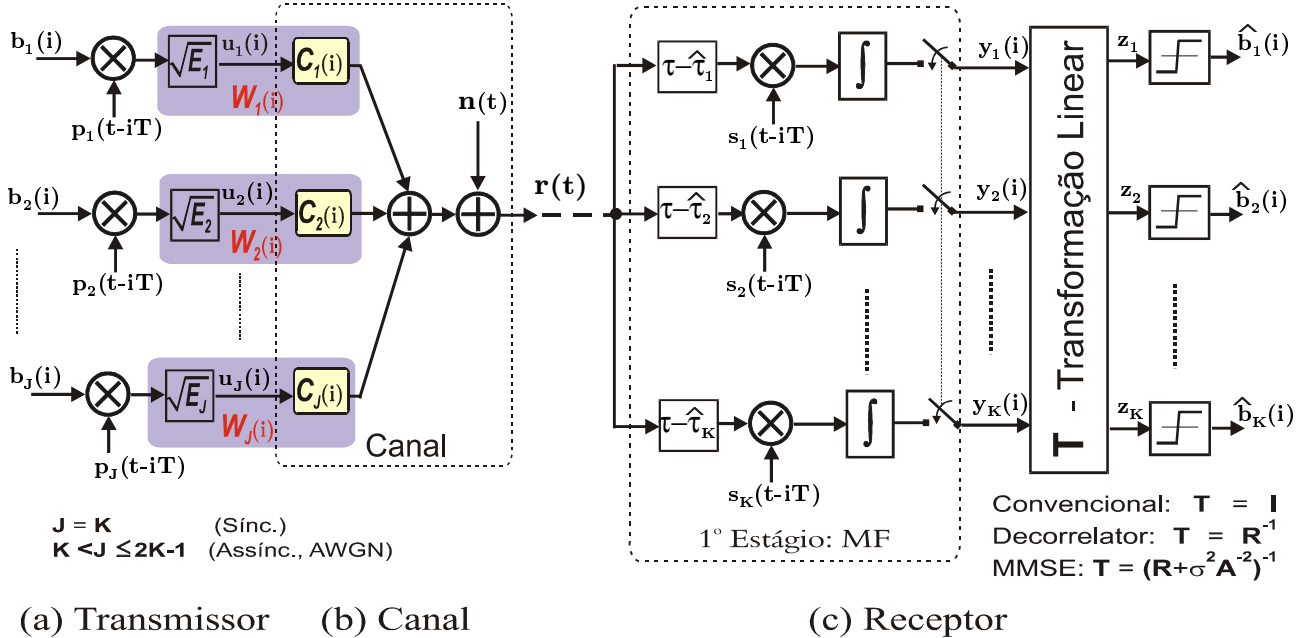
- $\sigma_{POT}^2 = 2\text{dB}$

- $\Rightarrow K_{max} : \downarrow 30\%$

- . Codif.: *FEC*

- . Ativ. vocal



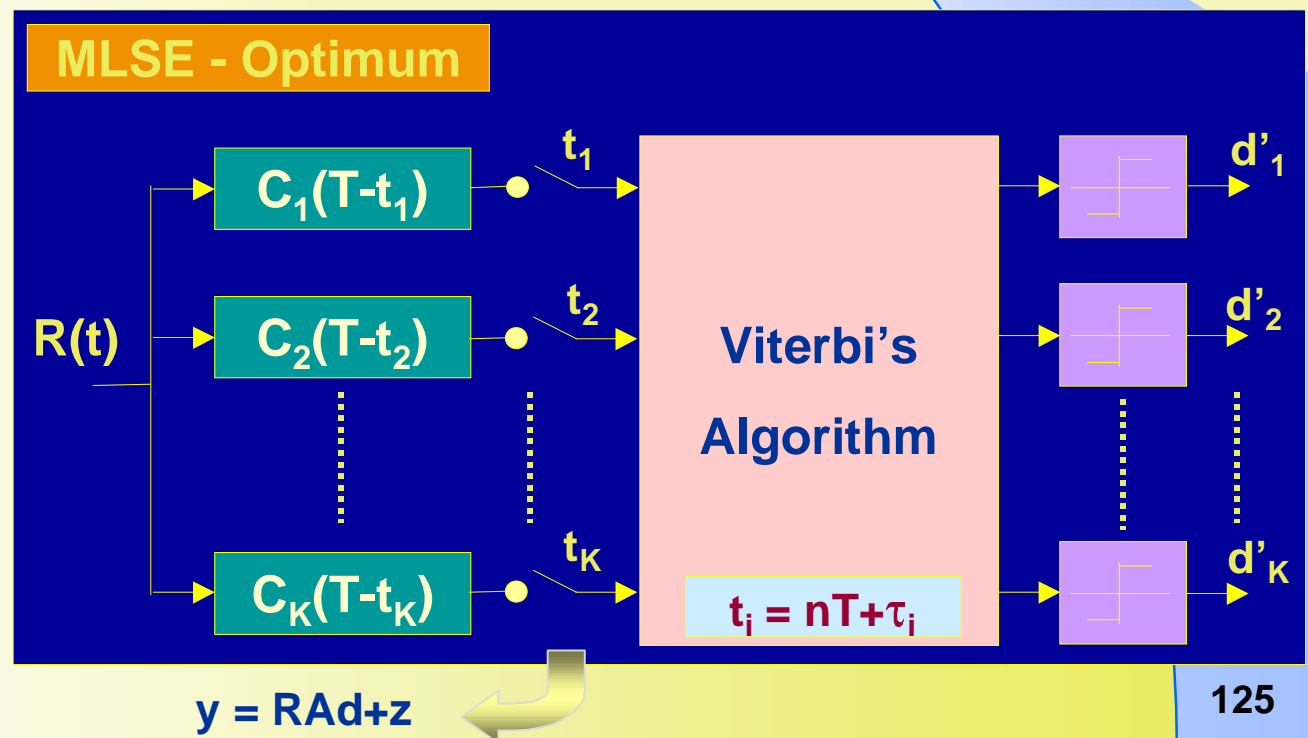


**Figura 2.2.** Modelo genérico em banda base equivalente discreto para um sistema DS-SSM (a) Transmissor equivalente; (b) Canal; (c) Receptor. Para detecção multiusuário linear,  $\mathbf{T}$  representa a matriz de transformação linear.

# Multi-user Detection - Introduction and Linear Approach

Conventional Detectors (like Matched Filter or Rake Receiver) are inefficient because they treat the MAI as AWGN and additionally are sensitive to near far effect, which imposes a strong power control necessity ([compare](#)). The next natural step is to consider some type of detector that uses all users' information for the desirable signal detection. S. Verdú (MLSE - Maximum Likelihood Sequence Estimation-reference [23] and [24] for additional details) first introduced this type of detector. General idea: Chooses  $d$  which maximizes the probability that  $d$  was transmitted given that  $r(t)$  was received  $\Rightarrow \max P[d|r(t)]$  for all  $t$ .

This type of detector requires an exhaustive search procedure and so is not very practical. So some sub-optimum variations will be explored in next slides.



Multi-user Detectors (MuD) can be classified as linear and non linear. The first type includes Decorrelator and MMSE (Minimum Mean Square Error). The second type includes SIC (Subtractive Interference Cancellation), PIC (Parallel Interference Cancellation) and ZF-DF (Zero Forcing Decision Feedback).

We begin this description with an introduction to matrix-vector notation for DS/CDMA signals. Before we generalize, we will consider a baseband CDMA system with three synchronous users. We can write the conventional detector's outputs as

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_1 &= \mathbf{A}_1 \mathbf{d}_1 + \rho_{1,2} \mathbf{A}_2 \mathbf{d}_2 + \rho_{1,3} \mathbf{A}_3 \mathbf{d}_3 + \mathbf{z}_1 \\ \mathbf{y}_2 &= \rho_{2,1} \mathbf{A}_1 \mathbf{d}_1 + \mathbf{A}_2 \mathbf{d}_2 + \rho_{2,3} \mathbf{A}_3 \mathbf{d}_3 + \mathbf{z}_2 \\ \mathbf{y}_3 &= \rho_{3,1} \mathbf{A}_1 \mathbf{d}_1 + \rho_{3,2} \mathbf{A}_2 \mathbf{d}_2 + \mathbf{A}_3 \mathbf{d}_3 + \mathbf{z}_3 \end{aligned}$$

Where  $y_i$ ,  $A_i$ ,  $b_i$ ,  $\rho_{i,j}$  and  $n_i$  represent the  $i^{\text{th}}$  user's detector output, the  $i^{\text{th}}$  user's amplitude, the  $i^{\text{th}}$  user's data, the cross-correlation between the sequences used by  $i^{\text{th}}$  and  $j^{\text{th}}$  users and the  $i^{\text{th}}$  user noise component, respectively.

or in a matrix-vector representation

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{1,2} & \rho_{1,3} \\ \rho_{2,1} & 1 & \rho_{2,3} \\ \rho_{3,1} & \rho_{3,2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 & 0 & 0 \\ 0 & A_2 & 0 \\ 0 & 0 & A_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \quad (\text{return})$$

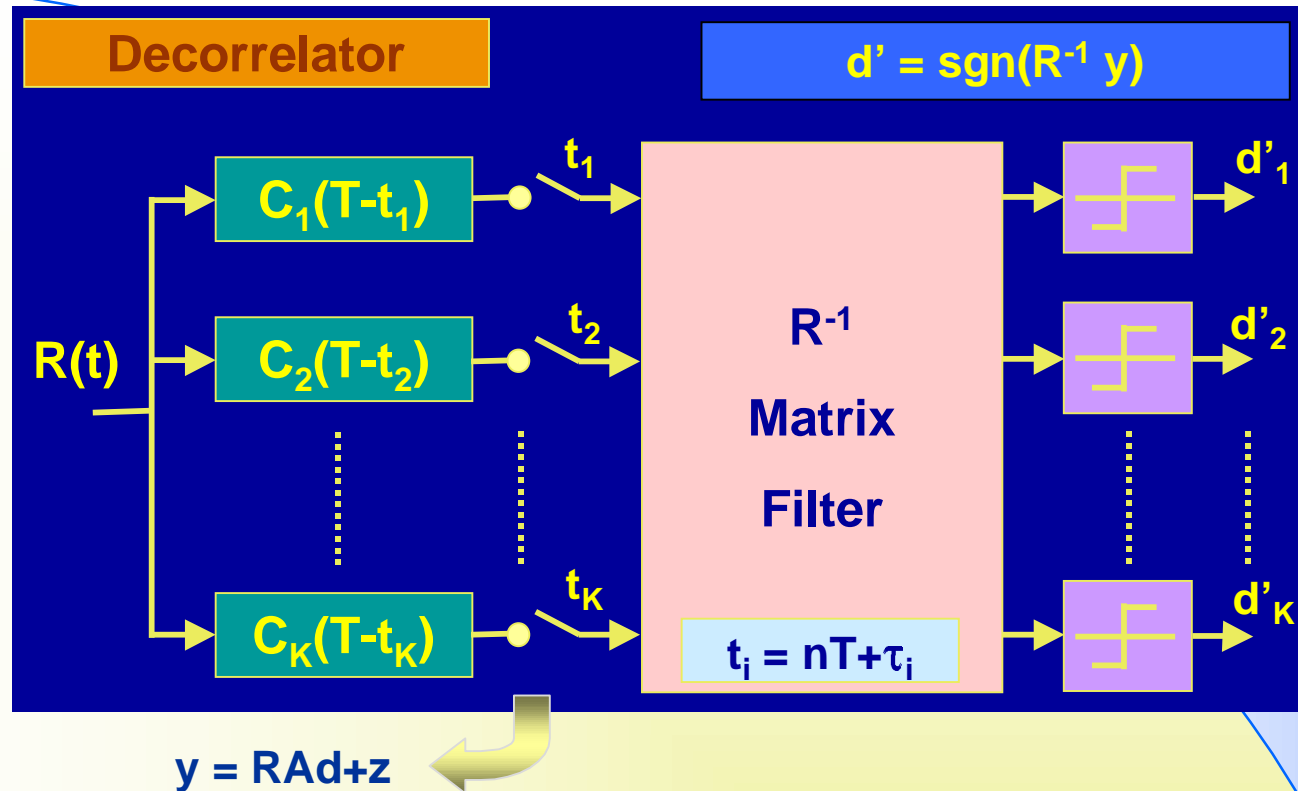
$$\mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{z} = [\mathbf{I} + \mathbf{Q}]\mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{z} = \mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{Q}\mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{z}$$

where  $\mathbf{R}$  is known as correlation matrix. The first natural approach is to calculate  $\mathbf{R}^{-1}$  and perform the operation

$$\mathbf{R}^{-1}\mathbf{y} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{R}^{-1}\mathbf{z} = \mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{R}^{-1}\mathbf{z}$$

Which is just the **decoupled data plus a noise term** (note that the operation is near far resistant).

This type of detector is known as decorrelator and the next figure show us its operation.



For correct decorrelator operation we need to know the cross-correlation between all sequences and invert the correspondent matrix (in real time!).

The final result shows additionally that the noise is enhanced by the matrix operation ( $R^{-1}z$ ). Considering this **noise enhancement** the next natural choice is to try to **find a matrix F that minimizes**

$$E(\|Ad - Fy\|^2)$$

The solution for this minimization problem, reference [25], can be expressed as

$$F = (R + N_0 A^{-2})^{-1}$$

# O Problema de Estimação

- Abordagem comum da Teoria da Estimação para o problema da estimação de uma variável aleatória  $W$  sobre uma base de observação  $Z$  é escolher a função  $\hat{W}(Z)$  tal que minimize o erro quadrático médio (MSE, *Mean-Square Error*):

$$E \left\{ \left[ W - \hat{W}(Z) \right]^2 \right\}$$

- Sob condições muito gerais, pode-se mostrar que a solução é o ESTIMADOR de MÉDIA CONDICIONAL:

$$\hat{W}(Z) = E[W|Z]$$

⇒ No entanto, em muitos problemas é um desafio derivar estimador de média condicional a partir da distribuição conjunta de  $W$  e  $Z$

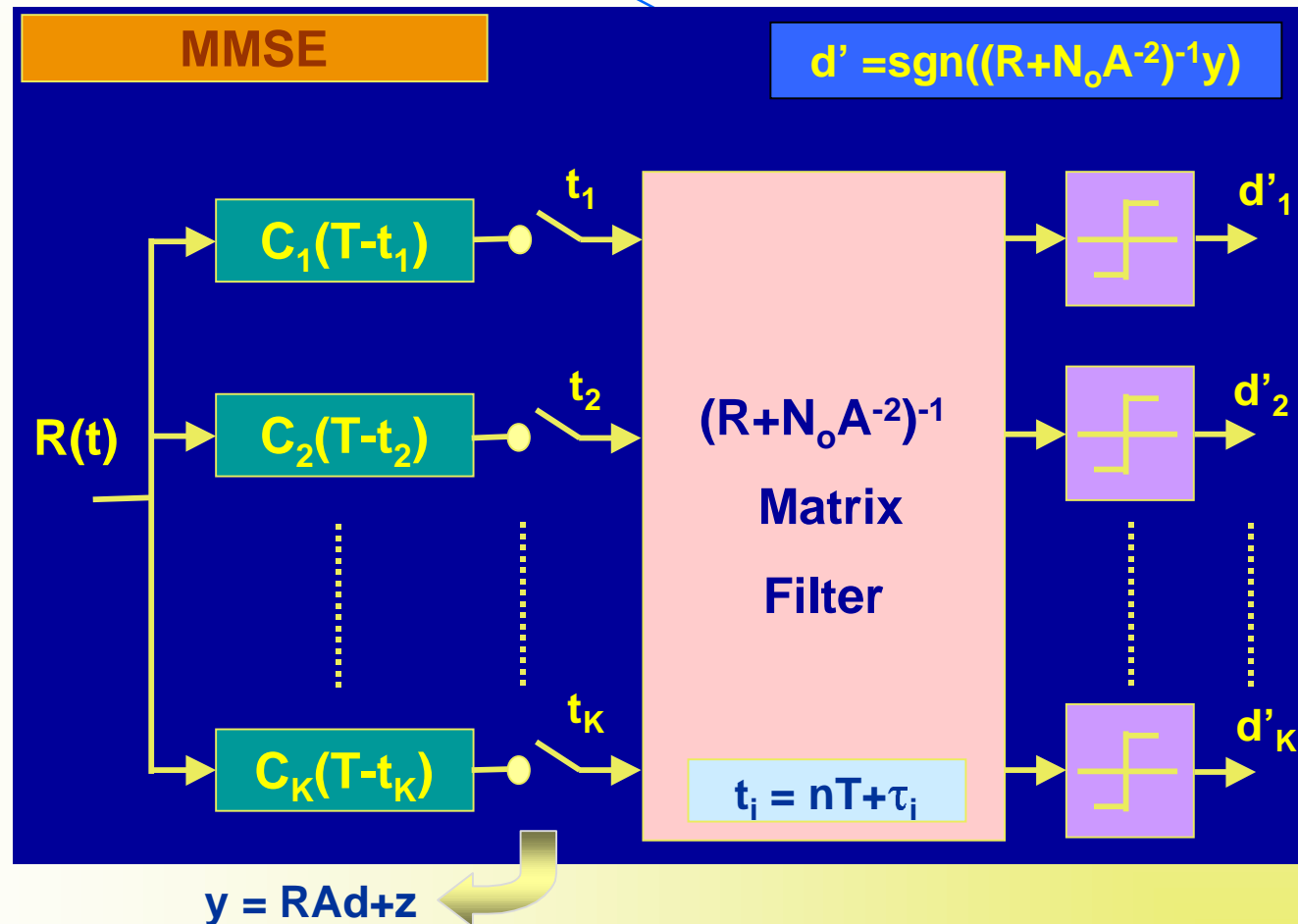
# O Problema de Estimação

- Portanto, é comum minimizar o MSE a partir de um conjunto de transformações lineares de  $Z$ , resultando no:

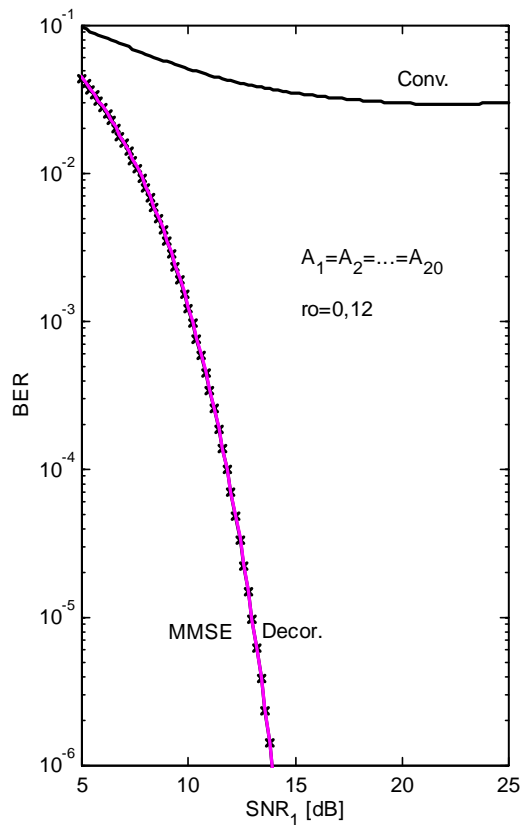
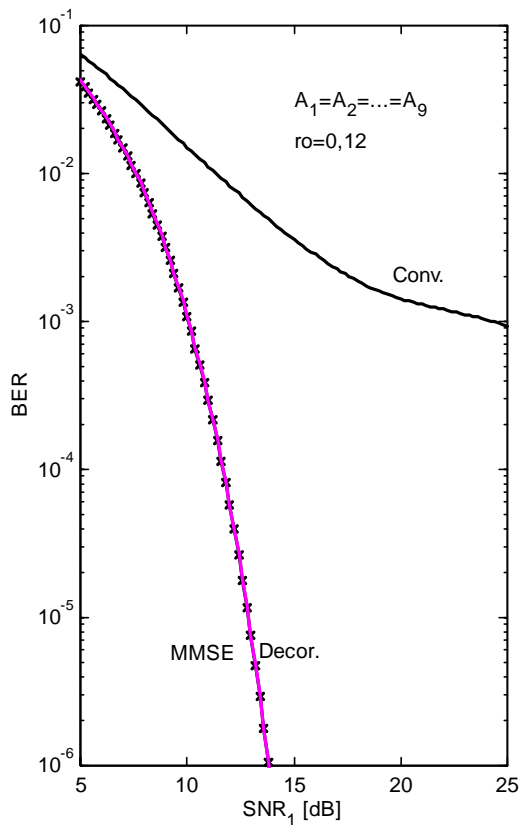
**MMSE** (*Minimum Mean-Square Error*):

- O MSE Linear mínimo torna-se de fácil cômputo
- Depende apenas da distribuição conjunta de  $W$  e  $Z$  (através de seus respectivos momentos estatísticos)

This solution is known as MMSE (Minimum Mean Square Error) and the correspondent implementation is represented below



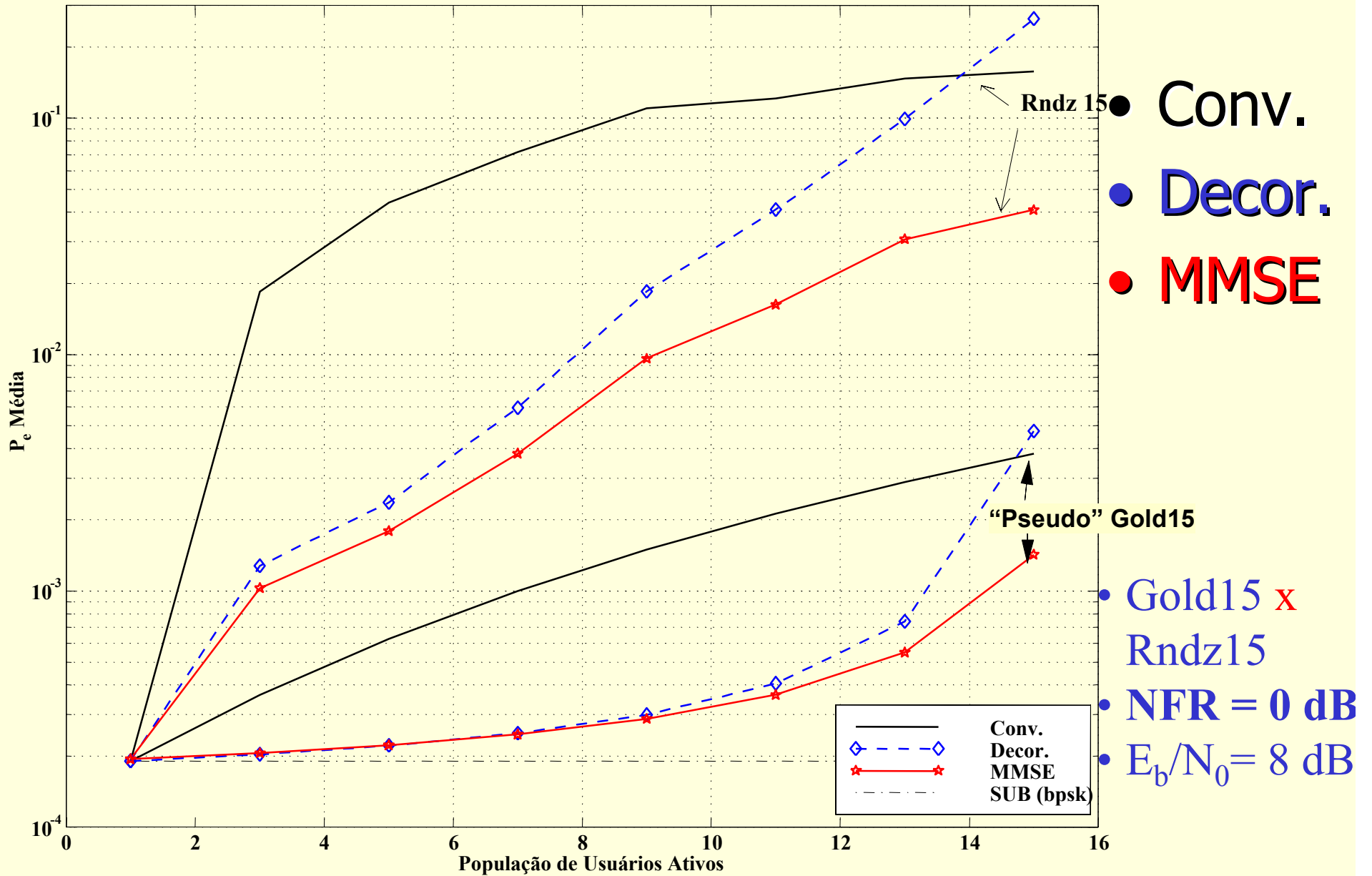
For a synchronous system the detection focus is a bit interval, independent of others. For an asynchronous system we have an overlap between bits of different intervals.



**Figura 2.5.**  $\overline{BER}_1$  para os detectores Convencional, Decorrelator e MMSE síncronos; sinais equicorrelacionados ( $\rho_{\text{sinc}} = 0,12$ ) e de mesma energia para os casos: a)  $K = 9$  usuários; b)  $K = 20$  usuários.

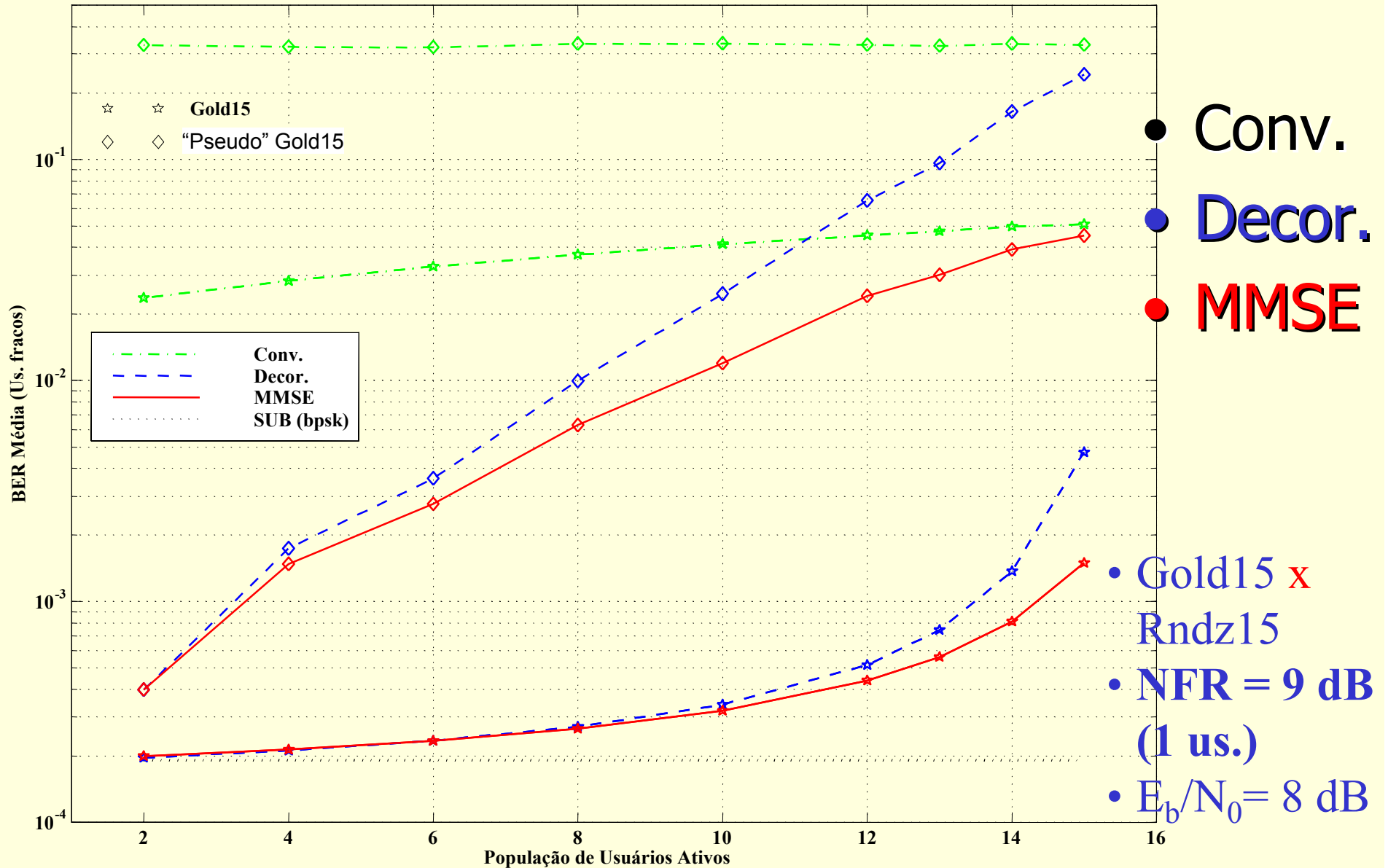
# $P_e$ Média - Síncrono

Detector Convencional, Decorrelator e MMSE SÍNCRONOS;  $N_{OS} = 8$ ;  $NFR = 0$  dB;  $N = 15$



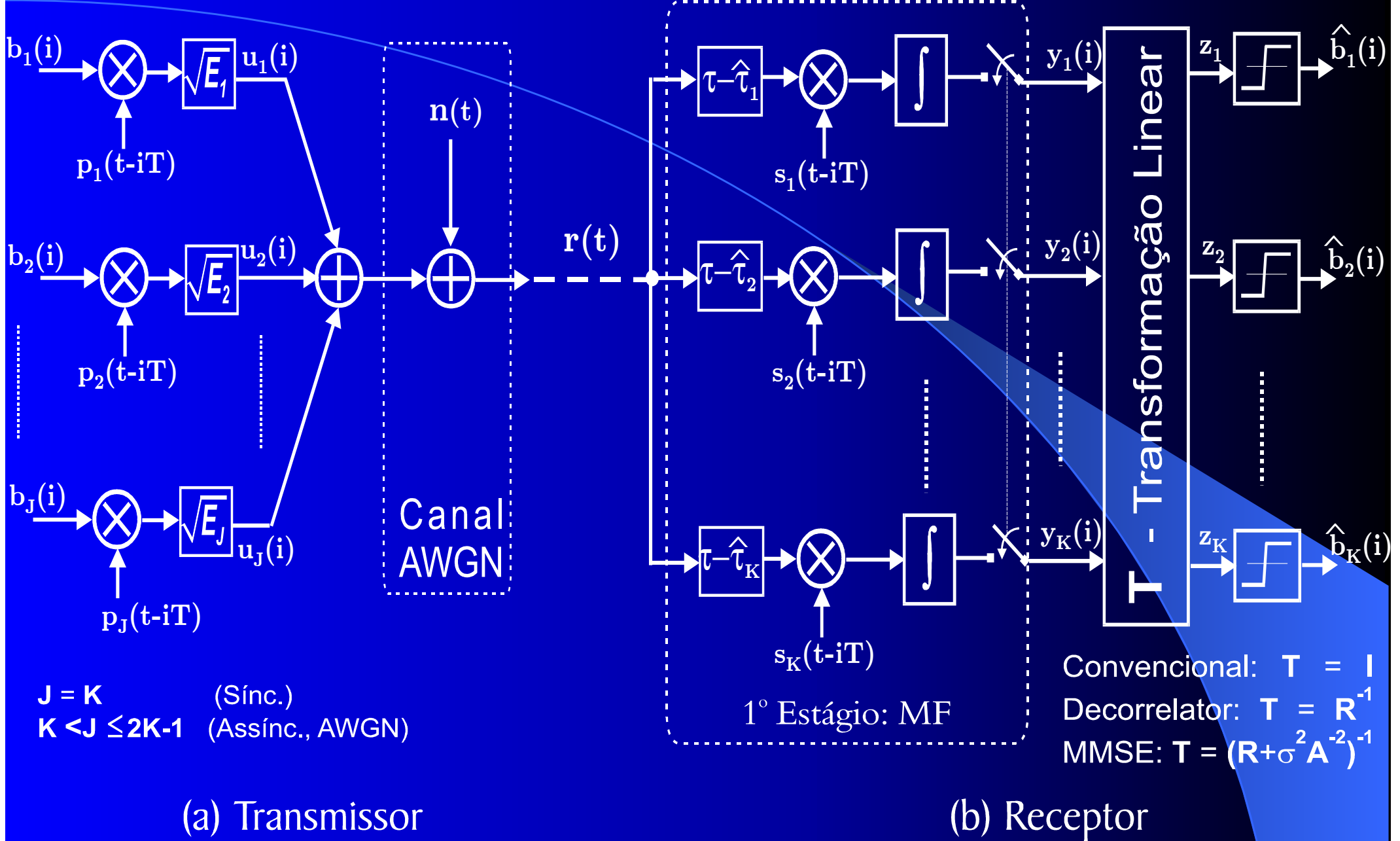
# $P_e$ Média - Síncrono c/ NFR

Detector Convencional, Decorrelator e MMSE SÍNCRONOS;  $E_b/N_0 = 8$  dB; 1 us. c/ NFR = 9 dB; N = 15



TRIAL = 400 Seqs RNDZ / pto

- Conv.
- Decor.
- MMSE
- Gold15 x
- Rndz15
- NFR = 9 dB (1 us.)
- $E_b/N_0 = 8$  dB

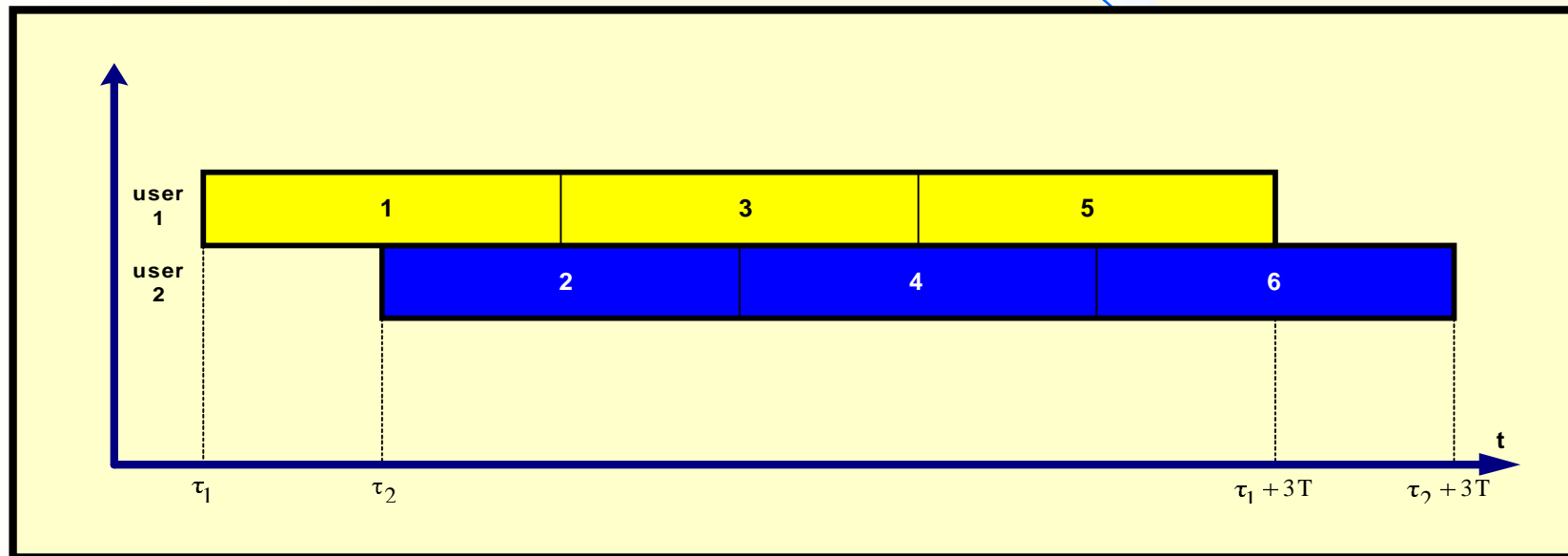


**Assínc. - Decor.:**  
**MMSE:**

$$\mathbf{T} = (\mathbf{R}^H [1] z + \mathbf{R} [0] + \mathbf{R} [1] z^{-1})^{-1}$$

$$\mathbf{T} = (\mathbf{R}^H [1] z + \mathbf{R} [0] + \sigma_n^2 \mathbf{A}^{-2} + \mathbf{R} [1] z^{-1})^{-1}$$

So any decision made on a particular bit ideally needs to take into account the decision on two overlapping bits of each user. Assuming a message with  $N$  bits and  $K$  users in the system the order of matrices is  $NK$ . The matrix  $R$  now contains the partial correlation that exists between every pair of the  $NK$  code words and is of size  $NK \times NK$ . ([return](#))



In the figure an example is presented with  $N=3$ ,  $K=2$ . The conventional detector output can be described using the same previous equations where we treat the problem as if there were 6 users (each transmitting one bit over the interval  $3T + \tau_2 - \tau_1$ )

Where now R can be written as

$$R = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{2,1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \rho_{1,2} & 1 & \rho_{3,2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \rho_{2,3} & 1 & \rho_{4,3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \rho_{3,4} & 1 & \rho_{5,4} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \rho_{4,5} & 1 & \rho_{6,5} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \rho_{5,6} & 1 \end{bmatrix}$$

and here the zero entries mean that the correspondent bits do not overlap. With this new representation for matrix R the general equation

$$\mathbf{y} = \mathbf{RAd} + \mathbf{z}$$

remains valid with new dimensions for matrices y, A, d and z, but with the same interpretation as for a synchronous case.

Additional details in reference [35], in Portuguese.

# Saída banco MF (AWGN)

Síncrono

x

Assíncrono

$$\mathbf{y} = \mathbf{P}^H \mathbf{r} = \mathbf{R} \sqrt{\mathbf{E}} \mathbf{b} + \tilde{\mathbf{n}}$$

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

$$\mathbf{R} = \mathbf{P}^H \mathbf{P} = \{\rho_{jk}\}$$

$$\rho_{jk} = \langle \mathbf{p}_j, \mathbf{p}_k \rangle = \int_0^T \mathbf{p}_j(t) \cdot \mathbf{p}_k(t) dt$$

$$\mathfrak{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(1)^H & 0 & \dots & 0 \\ \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(1)^H & & \vdots \\ 0 & \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \ddots & 0 \\ \vdots & & \ddots & \ddots & \mathbf{R}(1)^H \\ 0 & \dots & 0 & \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) \end{bmatrix}$$

$\rho_{ij}$  e  $\rho_{ji}$  = elementos correlação cruzada par e ímpar

Conv:

$$\hat{\mathbf{b}} = \text{sgn}(\mathbf{y})$$

Decisão *hard*

Decor:

$$\hat{\mathbf{b}} = \text{sgn}(\mathbf{T}\mathbf{y}) = \text{sgn}(\sqrt{\mathbf{E}}\mathbf{b} + \mathbf{R}^{-1}\mathbf{n})$$

MMSE:

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

A probabilidade de erro de bit para MMSE, em canal síncrono com potências e correlações quaisquer (generalização da expressão (50)) pode ser expressa pela aproximação Gaussiana [Poor 97]

$$\tilde{\text{Pe}}_1^{MMSE} = Q \left( \left[ \frac{\sigma_n^2 [\mathbf{TRT}]_{11}}{A_1^2 ([\mathbf{TR}]_{11})^2} + \sum_{k=2}^K \beta_k^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \right) \quad (\text{sínc.}) \quad (74)$$

onde  $\beta_k = \frac{B_k}{B_1} = k$ -ésimo coeficiente adicional da MAI normalizada;  $B_k = A_k [\mathbf{TR}]_{1k}$ ;  $\mathbf{T}$  = matriz de transformação para o MMSE (64). Esta aproximação substitui a distribuição binomial da MAI normalizada,  $\beta_2 b_2 + \beta_3 b_3 + \dots + \beta_K b_K$ , pela distribuição Gaussiana de idêntica variância,  $(\beta_2^2 + \beta_3^2 + \dots + \beta_K^2)$ , resultando em ótima aproximação para todos os casos de interesse prático.

# Lineares: Vantagens x Desvantagens

- **Decor**
    - ↑ desempenho relativo ao Conv.
    - não estimar  $A_k$
    - opera sob forte NFR
    - complex. lin.:  $O(K^3)$
  - **MMSE**
    - desempenho  $\geq$  decor (considera  $\sigma_{\text{noise}}^2$ )
    - opera sob forte NFR
    - complex. lin.:  $O(K^3)$
- ↑ ruído:  $R^{-1} \mathbf{n}$
  - inversão de  $\mathbf{R}$
  - sist. Assínc.:  
 $\mathcal{R}_{MK \times MK}$   
 $\Rightarrow$  janela truncada
  - requer estim.  $A_k$
  - desempenho depende das  $E_k$

Característica / Requisito	Filtro Casado	Ótimo (MLSE)	Decorrelator	MMSE <sup>b</sup>	PIC e SIC	MMSE Adapt.	MMSE Cego	ZF-DF
Tipo	linear	não-lin	linear	linear	não-lin	linear	linear	linear
Saída	hard	soft	hard	hard	soft	soft	soft	soft
Desempenho	pobre	melhor	bom <sup>h</sup>	bom+ <sup>h</sup>	regular / bom+ <sup>c</sup>	bom+ <sup>h</sup>	bom+ <sup>h</sup>	bom+ <sup>h</sup>
Seq Us. Desejado	♦	♦	♦	♦	♦		♦	
Seqs Interferente		♦	♦	♦	♦ <sup>d</sup>			
Atraso Us. Desejado	♦	♦	♦	♦	♦	♦ <sup>e</sup>	♦	
Atraso Interferentes		♦	♦	♦	♦			
Ampl. Recebidas	♦ <sup>a</sup>	♦		♦	♦			
Nível de Ruído				♦				
Seq. Treinamento						♦		
Complexidade [TBC] <sup>f</sup>	indep. de $K$	$\mathcal{O}(\frac{2^K}{K})$	$\mathcal{O}(K^3)$	$\mathcal{O}(K^3)$	$\mathcal{O}(K)$ e $\mathcal{O}(K) + K \log_2 K^g$	$< \mathcal{O}(K^3)$	$< \mathcal{O}(K^3)$	$\mathcal{O}(K^3)$

a. Requer estrito controle de potência para um adequado desempenho.

b. Outro detector linear que também não utiliza a decorrelação de sinais para atenuar os efeitos da MAI foi proposto em [Monk 94], [Davis 96]. Assumem desconhecidas as seqüências de espalhamento.

c. Para detectores multiestágio com cancelamento parcial. Desempenho depende número de estágios. Cancelamento imperfeito resulta em patamar na BER

d. Pelo menos informações dos parâmetros dos interferentes fortes.

e. Conhecimento do atraso de propagação ao nível de símbolo é suficiente.

f. Complexidade temporal assintótica por decisão de bit.

g. A ordenação dos usuários de acordo com as potências recebidas em um SIC resulta na complexidade operacional proporcional a  $K \log_2 K$

h.  $L = K/N \leq 1$  para obter  $R^{-1}$ . Se número de usuários,  $K$ , for grande, erros de arredondamento na obtenção de  $R^{-1}$  resultam em patamar na BER

**Tabela 1.1.** Requisitos para detectores multiusuário

Estrutura MUD	Núm. Estágios	TBC	Características	Ref.
<b>MLSE</b>	$2^{2K}$	$\mathcal{O}(2^{3K})$	Não há atrasos de processamento; decodificação de todos os usuários simultaneamente.	[Schneider 79]
<b>Ótimo</b>	$2^{K-1}$	$\mathcal{O}\left(\frac{2^K}{K}\right)$	Banco de filtros casados seguido por algoritmo de programação dinâmica, do tipo Viterbi. Redução da complexidade é obtida explorando-se o fato de que cada símbolo do usuário sobrepõe-se a apenas dois símbolos de cada outro usuário no sistema.	[Verdú 86a], [Verdú 98]
<b>Decorrel.</b>	1	$\mathcal{O}(K^3)$	Requer inversão da matriz de correlação, $\mathbf{R}$ .	[Schneider 79]
<b>Decorrel. Aprox.</b>	1	$\mathcal{O}(K^2)$ /it-eração	Emprego de técnicas iterativas para inversão da matriz. Aproximações: $\mathbf{R}^{-1} = (\mathbf{I} - \mathbf{S})^{-1}$ ou $\mathbf{R}^{-1} = \mathbf{I} + \mathbf{S}$ . Uso de linhas de atrasos digitais com derivações. Complexidade ainda alta devido à mobilidade dos usuários.	[Kohno 83], [Juntti 98d]
<b>MMSE</b>	1	$\mathcal{O}(K^3)$	Implementação direta resulta ainda na mesma complexidade do Correlator. Algoritmos adaptativos evitam inversões da matriz. Técnica adaptativa cega não requer seqs. de treinamento e um pouco mais de informação que o Convencional.	[Verdú 98] [Honig 95]
<b>SIC</b>	$K$	$\mathcal{O}(K) + K \log_2 K$	Ordenação das potências dos usuários resulta em complexidade $K \log_2 K$ . Potências transmitidas seguindo distribuição geométrica foi proposta em [Viterbi 90], objetivando obtenção do mesmo BER. Em [Kim 98] propõe-se modelamento de célula espacial; cada usuário é distinguido espacialmente baseado na sua distância à BS.	[Viterbi 90], [Patel 94], [Johansson 98]
<b>Decisão Realim.</b>	1	$\mathcal{O}(K^3)$	Classificação dos usuários segundo as potências recebidas; geração de um filtro direto empregando decomposição de Cholesky da $\mathbf{R}$ ; inversão de matriz triangular; filtragens direta/reversa, resultando em complexidade elevada.	[Duel-Hallen 93], [Duel-Hallen 95]
<b>MPIC</b>	$s > 1$	$\mathcal{O}(K)$	Atraso de decodificação fixo; operações simultâneas: estimação, regeneração e subtração da MAI; devido à natureza paralela, pode explorar multiprocessamento; menor complexidade de implementação.	[Correal 99], [Renucci 98], [Buehrer 96a]
<b>Redes Neurais</b>		$\mathcal{O}(2^K)$	Complexidade exponencial com número de usuários, $K$ .	[Aazhang 92]

**Tabela 1.2.** Comparação da complexidade computacional dos principais detectores multusuário.

# Desempenho Assintótico Multiusuário

- **AME:** 
$$\text{SINR} \triangleq \frac{A_k^2}{\sigma^2 + \sum_{j \neq k} (A_j \rho_{jk})^2}$$
 
$$\text{ME} \triangleq \frac{\text{SNR}_{\text{efet}}(s.u.)_{\text{awgn}}}{\text{SNR}_{\text{real}}(m.u.)} = \frac{e_k}{E_k}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} P_k = Q \left( \sqrt{\frac{e_k(\sigma)}{\sigma^2}} \right) \\ P_k^{\text{MuD}} \end{array} \right. \Rightarrow \mathbf{P}_e \text{ iguais} \quad \eta_k \triangleq \lim_{\sigma \rightarrow 0} \frac{e_k(\sigma)}{E_k}$$

- **NFRes:**

$$\bar{\eta}_k = \inf_{\substack{E_j > 0 \\ j \neq k}} \eta_k$$

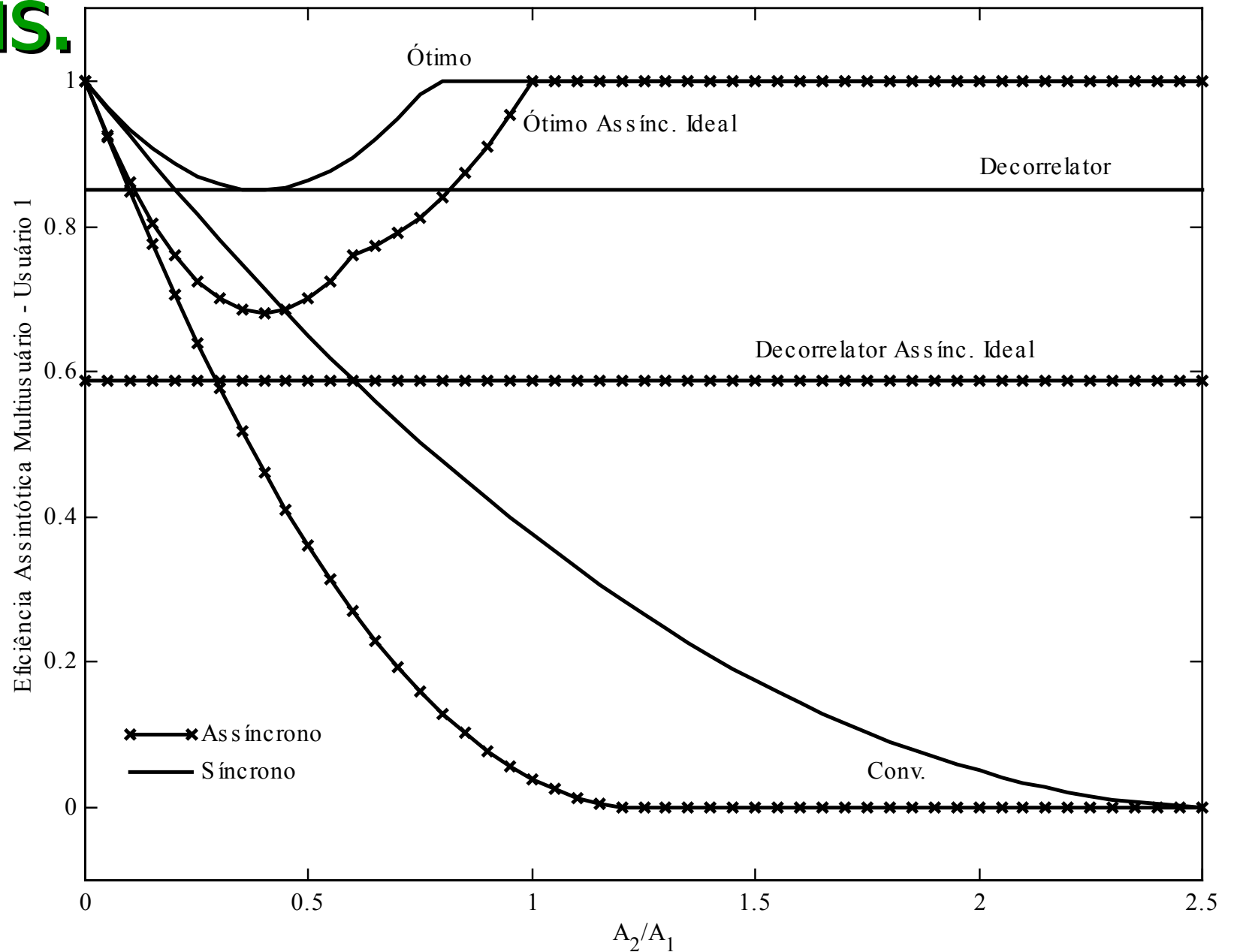
# AME: 2 us.

- Decor.
- Conv.
- Ótimo

$$\rho_{21} = 0,3$$

$$\rho_{12} = 0,5$$

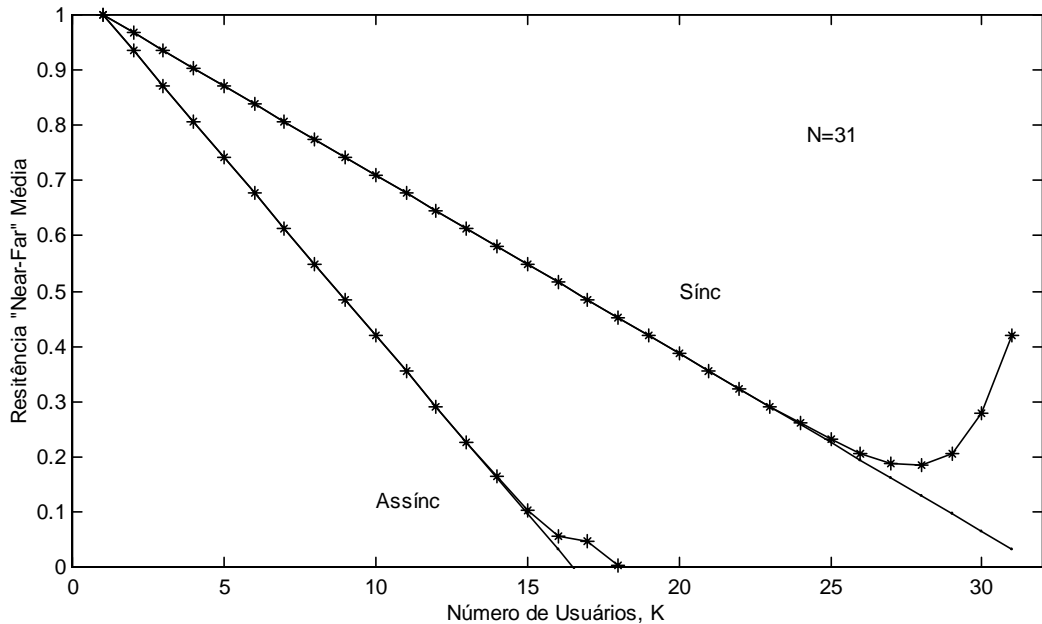
$$\rho_{s\acute{i}nc} = 0,39$$



$$\bar{\eta}_k^{Decor} = \eta_k^{Decor} = \frac{1}{[\mathbf{R}^+]_{kk}} = 1 - \mathbf{a}_k^\top (\mathbf{R}_k)^{-1} \mathbf{a}_k$$

# Resistência ao Efeito Near-Far do Detector Linear MMSE [Madhow e Honig, 99]

- Caracterização em função de  $N$  e  $K$ 
  - Hipótese: seqs Aleatórias.
  - Em um sistema DS/CDMA com  $NFR \neq 0$ :
    - Núm máximo de usuários ativos cresce linearmente com  $N$ , válido para:
      - População usuários estacionária;
      - ausência de variações de parâmetro de canal (canal estático)
- Em geral, o detector MMSE será resistente ao efeito Near-Far,  **$NFR_{res} > 0$** , caso:
  - $K-1 < N$  (sínc)**       **$K-1 < N/2$  (assínc)**
  - $\Rightarrow$  os  $(K-1)$  us interferentes com  $Pot_{K-1} > Pot_{Us Interesse}$
- Exemplo (Seqs Randz31):

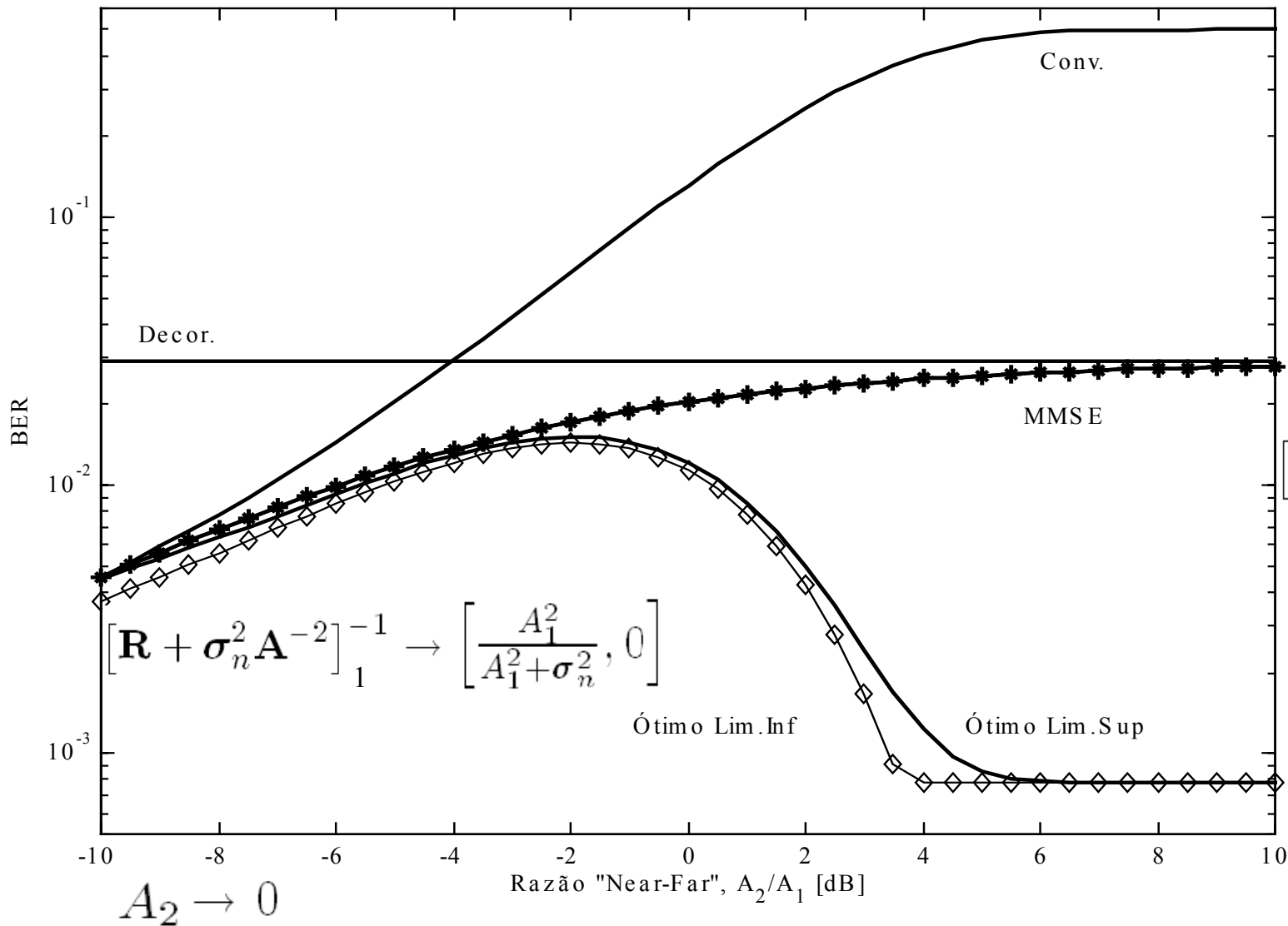


**Figura 2.11.** Limites superior (— \* —) e inferior (—) para o desempenho *near-far* do MMSE considerando seqüências randômicas.

# BER, 2 us. sínc.: Conv., Decor, MMSE e Ótimo

$$P_k^{MUD\_lin} = Q\left(\sqrt{\frac{E_k \bar{\eta}_k}{\sigma_n^2}}\right)$$

$$P_k^{Decor} = Q\left(\frac{A_k}{\sigma_n \sqrt{[\mathbf{R}^+]_{kk}}}\right)$$



$$\sigma_n \rightarrow 0$$

$$[\mathbf{R} + \sigma_n^2 \mathbf{A}^{-2}]^{-1} \rightarrow [\mathbf{R}]^{-1}$$

$SNR_1 = 10\text{dB}$   
 $\rho = 0,8$

$$Pe_k^{MuD\_lin} = Q\left(\sqrt{\frac{E_k \bar{\eta}_k}{\sigma_n^2}}\right)$$

$$Pe_k^{Decor} = Q\left(\frac{A_k}{\sigma_n \sqrt{[\mathbf{R}^+]_{kk}}}\right)$$

$$\tilde{Pe}_1^{MMSE} = Q\left(\frac{A}{\sigma_n} \sqrt{1 - \frac{\rho^2 (K-1)}{1 + \left(\frac{\sigma_n}{A}\right)^2 + \rho (K-2)}}\right)$$

Expressão para MMSE válida para sinais equicorrelacionados e energias idênticas (NFR=0)

Rx Conv. Síncrono, a  $Pe$  exata para o  $k$ -ésimo usuário é obtida combinando-se os possíveis padrões de erros de bits para todos os interferentes (binomial):

$$Pe_k^{Conv} = 2^{1-K} \sum_{b_1 \in \{1, -1\}} \cdots \sum_{\substack{b_j \in \{1, -1\} \\ j \neq k}} \cdots \sum_{b_K \in \{1, -1\}} Q\left(\frac{A_k}{\sigma_n} + \sum_{j \neq k} b_j \frac{A_j}{\sigma_n} \rho_{kj}\right)$$

# Robustez Near-Far (*NFRobz*)

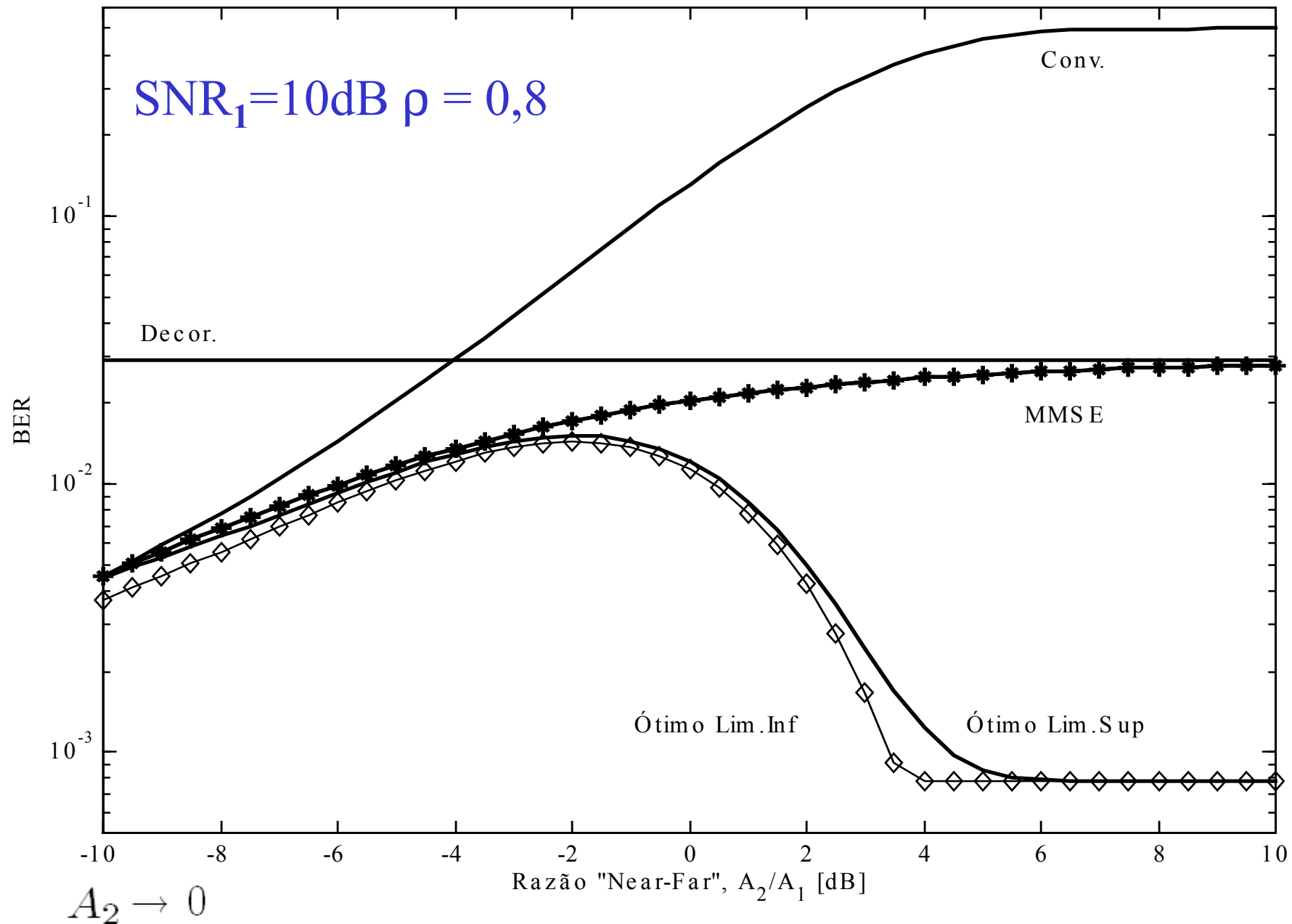
- Medida de desempenho com aplicações em casos mais práticos que aqueles cobertos pela medida AME (= desempenho assintótico)
- Assume:
  - Sistema com K usuários
  - Um único usuário interferente com Des-balanco de energia ( $NFR \neq 0$ )

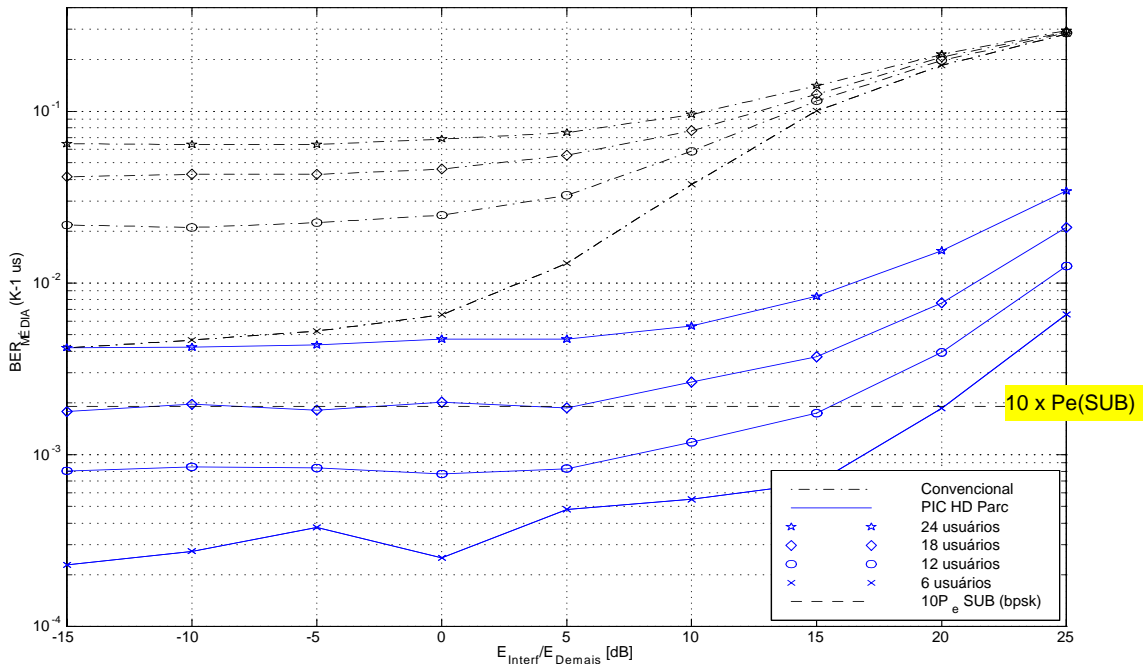
$$NFRobz = \Upsilon = \frac{E_{Interf}}{E_j} \Bigg|_{Pe=Q\left(\sqrt{2E_j/N_0}\right)}$$

- ↑ gradativo na Pot de um único usuário interferente mantendo todos os demais Interf com potências iguais ( $NFR_{K-1} = 0$  dB), no qual resulta em um aumento de uma ordem de magnitude na BER do usuário de interesse (*j*) em relação ao caso de transmissão isolada, sem interferentes (SuD). Significativo
- fornece uma **medida do aumento tolerável na potência de um interferente** antes de ocorrer degradação significativa no desempenho do usuário de interesse

# NFRobz:

## 2 us. Sínc...: Conv., Decor, MMSE e Ótimo





**Figura 2.7.** Robustez *near-far* para os detectores **PIC-HD Parcial** de 3 estágios com  $\xi = [0, 7; 0, 8; 0, 9]$  e Convencional em um canal síncrono, Randz31,  $E_b/N_0 = 8\text{dB}$  e estimação perfeita para  $A$ ,  $\tau$  e  $\phi$ .

## References and Bibliography

- [1] P. J. E. Jeszensky, **Notas de Aula do Curso de Comunicação por Espalhamento Espectral: Uma motivação para o estudo de seqüências de códigos**, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, Departamento de Engenharia Eletrônica, 1992, 19 p.
- [2] J. R. Fitzgerald Jr., **Tópicos sobre a Caracterização de Desempenho de Sistemas DS-CDMA**, M. Sc. Dissertation, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, Departamento de Engenharia Eletrônica, São Paulo, 1996, 134 p.
- [3] M. B. Pursley, **Performance Evaluation for Phase-Coded Spread Spectrum Multiple-Access Communication - Part I: System Analysis**, IEEE Transactions on Communications, Vol. 25, Nº 8, August 1977, pp. 795-799.
- [4] M. B. Pursley and D. V. Sarwate, **Performance Evaluation for Phase-Coded Spread Spectrum Multiple-Access Communication - Part II: Code Sequence Analysis**, IEEE Transactions on Communications, Vol. 25, Nº 8, August 1977, pp. 800-803.
- [5] K. Yao, **Error Probability of Asynchronous Spread Spectrum Multiple Access Communication Systems**, IEEE Transactions on Communications, Vol. 25, Nº 8, August 1977, pp. 803-809.
- [6] C. L. Weber, K. H. Gaylord and B. H. Batson, **Performance Considerations of Code Division Multiple-Access Systems**, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 30, Nº 1, February 1981, pp. 3-10.
- [7] D. V. Sarwate and M. B. Pursley, **Crosscorrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences**, Proceedings of the IEEE, Vol. 68, Nº 5, May 1980, pp. 593-619.

- [8] N. Nazari and R. E. Ziemer, **Computationally Efficient Bounds for the Performance of Direct-Sequence Spread Spectrum Multiple-Access Communications Systems in Jamming Environments**, IEEE Transactions on Communications, Vol. 36, Nº 5, May 1988, pp. 577-587.
- [9] A. Papoulis, **Probability, Random Variables, and Stochastic Processes**, 3<sup>rd</sup> Edition, McGraw-Hill, 1991, 666 p.
- [10] R. Cameron and B. Woerner, **Performance Analysis of CDMA with Imperfect Power Control**, IEEE Transactions on Communications, Vol. 44, Nº 7, July 1996, pp. 777-781.
- [11] K. I. Kim, **CDMA Cellular Engineering Issues**, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 42, Nº 3, August 1993, pp. 345-350.
- [12] L. B. Milstein and T. Rappaport, **Performance Evaluation for Cellular CDMA**, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 10, Nº 4, May 1992, pp. 680-689.
- [13] S. Moshavi, **Multiuser Detection for DS-CDMA Communications**, IEEE Communications Magazine, Vol. 34, Nº 10, October 1996, pp. 124-136.
- [14] F. D. Priscoli and F. Sestini, **Effects of Imperfect Power Control and User Mobility on a CDMA Cellular Network**, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 14, Nº 9, December 1996, pp. 1809-1816.
- [15] R. K. Morrow Jr. and J. S. Lehnert, **Bit-to-Bit Dependence in Slotted DS/SSMA Packet Systems with Random Signature Sequences**, IEEE Transactions on Communications, Vol. 37, Nº 10, October 1989, pp. 1052-1061.
- [16] C. S. Hemsí, **Análise de Sistemas DS/CDMA de Múltipla Taxa**, M. Sc. Dissertation, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle, 2000, 247 p.

- [17] M. W. D. Rolim, **Tópicos sobre a Determinação da Capacidade de Sistemas DS/CDMA**, M. Sc. Dissertation, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle, 2000, 173 p.
- [18] T. Abrão, **Canceladores de Interferência Multiusuário Aplicados a Sistemas DS/CDMA de Múltipla Taxa**, Ph. D. Thesis, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle, 2001, 378 p.
- [19] A. J. Viterbi, **CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication**, Addison Wesley Publishing Co., 1995, 245 p.
- [20] W. C. Y. Lee, **Mobile Communications Engineering**, McGraw-Hill Book Co., 2<sup>nd</sup> Edition, 1998, 689 p.
- [21] P. J. E. Jeszensky and J. R. Fitzgerald Jr., **Sequences Selection for Quasi-Synchronous CDMA Systems**, ISSSTA'98-Fifth IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, Sun City, South Africa, 1998, pp. 706-708.
- [22] J. K. Holmes, **Coherent Spread Spectrum Systems**, John Wiley & Sons Inc., 1982, 624 p.
- [23] S. Verdú, **Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple Access Channels**, IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 32, N<sup>o</sup> 1, January 1986, pp. 85-96.
- [24] S. Verdú, **Multiuser Detection**, Cambridge University Press, 1998, 451 p.
- [25] J. G. Proakis, **Digital Communications**, McGraw-Hill Book Co., 2<sup>nd</sup> Edition, 1989, 905 p.
- [26] C. S. Wijting, T. Ojanpera, M. J. Juntti, K. Kansanen and R. Prasad, **Groupwise Serial Multiuser Detectors for Multirate DS-CDMA**, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'99), Houston, USA, May 16-20, 1999.

- [27] M. J. Juntti, **Performance of Multiuser Detection in Multirate CDMA Systems**, Wireless Personal Communications, Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [28] C. A. Balanis, **Antenna theory: analysis and design**, John Wiley & Sons, 2<sup>nd</sup> Edition, 1996, 960 p.
- [29] D. Divsalar and M. Simon, **Improved CDMA Performance Using Parallel Interference Cancellation**, JPL (Jet Propulsion Laboratory) Publication 95-21, October 1995.
- [30] G. H. Golub and C. F. V. Loan, **Matrix Computations**, The John Hopkins University Press, 3<sup>rd</sup> Edition, 1996, 694 p.
- [31] J. C. Liberti and T. S. Rappaport, **Smart Antennas for Wireless Communications : IS-95 and Third Generation CDMA Applications**, Prentice Hall, 1999, 528 p.
- [32] L. K. Rasmussen, T. J. Lim and A. L. Johansson, **A Matrix-Algebraic Approach to Successive Interference Cancellation in CDMA**, IEEE Transactions on Communications, Vol. 48, N<sup>o</sup> 1, January 2000, pp. 145-151.
- [33] D. Guo, L. K. Rasmussen, S. Sun and T. J. Lim, **A Matrix-Algebraic Approach to Linear Parallel Interference Cancellation in CDMA**, IEEE Transactions on Communications, Vol. 48, N<sup>o</sup> 1, January 2000, pp. 152-161.
- [34] A. L. C. Hui and K. B. Letaief, **Successive Interference Cancellation for Multiuser Asynchronous DS/CDMA Detectors in Multipath Fading Links**, IEEE Transactions on Communications, Vol. 46, N<sup>o</sup> 3, March 1998, pp. 384-391.
- [35] T. Abrão and P. J. E. Jeszensky, **Detectores Multiusuários para DS/CDMA - Lineares Fixos**, will appear in the Brazilian Telecommunication Society Magazine.
- [36] T. Abrão and P. J. E. Jeszensky, **Detectores Multiusuários para DS/CDMA - Canceladores de Interferência**, will appear in the Brazilian Telecommunication Society Magazine.