

# DESEMPENHO DE CANCELADORES DE INTERFERÊNCIA PARALELO MULTIESTÁGIO COM DECISORES HARD E SOFT

Taufik Abrão - Depto Eng. Elétrica da UEL, taufik@uel.br  
Paul Jean E. Jeszensky - LCS-PTC EPUSP, pjj@lcs.poli.usp.br

**Resumo** - Analisa-se o desempenho dos canceladores de interferência paralelo (PIC) multiestágio com dispositivo de decisão *hard* (PIC-HD) e *soft* (PIC-SD) do tipo linear ilimitado e tangente hiperbólica. Para cada um destes canceladores foram obtidos desempenhos via simulação Monte Carlo (MCS) considerando cancelamento total e parcial em canal AWGN e com desvanecimento Rayleigh. As simulações Monte Carlo mostraram que entre os canceladores de interferência paralelo multiestágio com diversos dispositivos de decisão analisados, o PIC-SD com decisor Tanh e cancelamento parcial resulta no melhor desempenho, tanto em canal AWGN como em Rayleigh Plano, sendo que em canal estático observa-se uma acentuada melhoria de desempenho em relação ao PIC-HD e PIC-SD Linear ilimitado.

## 1 Introdução

Detectores multiusuário (MuD) do tipo canceladores interferência subtrativos (IC) realizam o cancelamento dos sinais interferentes a partir da detecção, reconstrução e subtração dos interferentes do sinal total recebido, resultando na efetiva redução da MAI. A figura 1 mostra um esquema para o detector PIC de um estágio. O 1º estágio é essencialmente um receptor multiusuário convencional, composto por um banco de correladores, alimentando a etapa de reconstrução dos sinais de todos os usuários,  $\{\hat{S}_1^{(1)}(t), \hat{S}_2^{(1)}(t), \dots, \hat{S}_K^{(1)}(t)\}$  do próximo estágio. No 2º estágio, as estimativas de MAI para cada usuário são então subtraídas do sinal recebido,  $r(t)$ , restando um sinal residual. Passa-se o resultado por um segundo MFB. Cada estágio PIC introduz atraso de  $T$  (1 bit) no sinal recebido,  $r(t)$ , e nas amplitudes,  $A_i$ . Este processo pode ser repetido, gerando múltiplos estágios.

## 2 Decisores para IC multiestágio

Em um IC multiestágio, a escolha do dispositivo de decisão nos estágios intermediários afeta decisivamente o desempenho final. Algumas estruturas IC utilizam tentativas de decisões de dados<sup>1</sup> na reconstrução da interferência, enquanto outras utilizam apenas as decisões finais dos usuários interferentes no processo de detecção. Tentativas de decisão nos estágios intermediários requerem estimativas de parâmetros realistas, resultando em esquemas não lineares; por sua vez, esquemas que utilizam estimativa conjunta de dados e amplitudes dos usuários não necessitam estimar parâmetros tais como amplitudes dos sinais recebidos, resultando em maior simplicidade de implementação. Estas estimativas lineares são obtidas diretamente das saídas do MFB:

$$\text{linear ilimitado} \quad \tilde{b}_{i,k} = Z_{i,k}^{(s)}$$

Uma decisão *hard* sobre um bit de dados de um usuário resulta em uma tentativa de polarização de bit  $\{\pm 1\}$  para o próximo estágio cancelador:  $\hat{b}_{i,k} = \text{sign}(Z_{i,k}^{(s)})$ , isto é:  $Z_{i,k}^{(s)} > 0 \rightarrow \hat{b}_{i,k} = 1$ ;

<sup>1</sup>Internamente ao demodulador do usuário de interesse.

$Z_{i,k}^{(s)} \leq 0 \rightarrow \hat{b}_{i,k} = 0$ . Tentativas de decisão *soft* incluem os seguintes dispositivos de decisão:

$$\begin{aligned} \text{clipper} \quad \tilde{b}_{i,k} &= \begin{cases} 1 & Z_{i,k}^{(s)} > 1 \\ Z_{i,k}^{(s)} & |Z_{i,k}^{(s)}| \leq 1 \\ -1 & Z_{i,k}^{(s)} < -1 \end{cases} \\ \text{zona nula} \quad \tilde{b}_{i,k} &= \begin{cases} 1 & Z_{i,k}^{(s)} \geq Th \\ 0 & -Th < Z_{i,k}^{(s)} < Th \\ -1 & Z_{i,k}^{(s)} \leq -Th \end{cases} \\ \text{tang. hiperbólica} \quad \tilde{b}_{i,k} &= \tanh\left(\frac{Z_{i,k}^{(s)} \hat{A}_k}{\hat{\sigma}_k^2(s)}\right) \end{aligned}$$

onde  $Th$  = limiar acima do qual o sinal  $Z_{i,k}^{(s)}$  é considerado confiável;  $\hat{A}_k$  e  $\hat{\sigma}_k^2(s)$  são estimativas para a amplitude e variância do ruído residual no  $s$ -ésimo estágio para o  $k$ -ésimo usuário. Em canal AWGN é razoável admitir que o ruído residual em um esquema IC tenha distribuição Gaussiana de média zero e variância

$$\sigma_k^2(s) = E \left[ (n_k + l_k - \hat{l}_k(s))^2 \right] \quad (1)$$

onde  $l_k - \hat{l}_k(s)$  representa a MAI residual no  $s$ -ésimo estágio cancelador; note-se que para  $s$  crescentes, a tendência é a redução da variância do ruído residual a cada novo estágio; portanto, a função  $\tanh(\cdot)$  aproxima-se da função  $\text{sign}(\cdot)$ .

O dispositivo de decisão linear ilimitado apresenta a vantagem de não requerer explicitamente nem a estimativa de potências nem estimativas para a demodulação da portadora; por isso, um esquema de detecção diferencial poderá ser empregado, ao invés da detecção coerente. Já o decisor *soft* do tipo zona nula, utilizado em IC Seletivo<sup>2</sup>, resulta em pequena melhoria de desempenho em relação ao decisor *hard*, mas ainda será inferior ao dispositivo que emprega a função tangente hiperbólica, o qual minimiza o erro quadrático médio (MSE) entre o símbolo verdadeiro,  $b_{i,k}$  e o estimado,  $\hat{b}_{i,k}$ , assumindo-se que a interferência MAI possa ser modelada como Gaussiana. Porém, tanto o decisor *soft tanh* quanto o *zona nula* ou *linear limitado* requerem estimativas para as amplitudes recebidas de todos os usuários ativos. Para receptores IC multiestágio com decisor Linear Ilimitado nos estágios intermediários não há a necessidade de estimativa de nenhum parâmetro, além do tradicional conhecimento das seqüências de espalhamento e respectivos atrasos; por outro lado, receptores IC com decisor Tanh nos estágios intermediários requer adicionalmente estimativas das amplitudes de todos os usuários e variância de ruído total (AWGN + MAI) a cada estágio cancelador.

<sup>2</sup>Quando não for possível obter estimativas confiáveis dos parâmetros para todos os usuários ativos, pode-se realizar o cancelamento apenas dos usuários com estimativas mais confiáveis, tratando os demais simplesmente como ruído [1], [2].

## 2.1 PIC com Decisor Linear Ilimitado

Um PIC com decisor *soft* do tipo Linear Ilimitado (PIC-SD Lin) e banco de filtros casados (MFB) no estágio inicial opera a partir de estimativas conjuntas das amplitudes e símbolos dos sinais, obtidas em um estágio  $s$ ,  $Z_i^{(s)}$ , e utilizadas no estágio cancelador subsequente,  $s + 1$ , na reconstrução dos sinais de todos os usuários, necessária ao cancelamento simultâneo dos interferentes de um determinado usuário, figura 1.

Em um sistema DS-CDMA, cada um dos  $K$  usuários transmite um conjunto de dados binários,  $\{b_{k,i}\}$ , espalhados pela seqüência de código  $s_k(t)$ , sendo ambas variáveis identicamente independentes (i.i.d).  $N = \frac{T}{T_c}$  identifica adoção de código curto. O sinal A-CDMA recebido em banda base complexa pode ser expresso por:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \underbrace{\sqrt{P_k} b_k(t - \tau_k) s_k(t - \tau_k) e^{j\phi_k}}_{S_k(t)} + n(t) \quad (2)$$

com  $\phi_k$  e  $\tau_k$ :  $k$ -ésima fase da portadora recebida e atraso de percurso, respectivamente; assume-se que ambas são variáveis randômicas uniformemente distribuídas em  $[0, 2\pi)$  e  $[0, T)$ , respectivamente.  $P_k$  é a potência do  $k$ -ésimo sinal recebido em banda base, sendo a energia de bit recebida dada pela relação  $E_{b_k} = P_k T$  e  $n(t) =$  ruído branco aditivo Gaussiano, representa o ruído térmico e outras fontes de ruído não relacionadas aos sinais transmitidos com densidade espectral unilateral igual a  $N_0$ .

As estimativas conjuntas dados-amplitudes, obtidas do MFB, figura 1 são empregadas no 1º estágio cancelador na reconstrução dos sinais de todos os usuários,  $\hat{S}_k^{(1)}(t)$ , necessária ao cancelamento simultâneo dos interferentes de um determinado usuário.

### 2.1.1 Estágio Convencional

Assumindo-se que o receptor obtém perfeito sincronismo em relação a todos os usuários presentes em um sistema unicelular<sup>3</sup>, o sinal recebido é correlacionado a uma cópia da forma de onda de espalhamento,  $s_k$ . Admitindo-se aproximação Gaussiana para a MAI e o 1º usuário como o de interesse, a métrica de decisão resulta:

$$Z_{1,i}^{(0)} = \underbrace{A_1}_{\text{Us. Desejado}} + \underbrace{\eta}_{\text{Ruído}} + \underbrace{\frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} \text{Re} \left\{ \sum_{k=2}^K S_k^{(0)}(t - \tau_k) s_1(t) e^{-j\phi_1} \right\} dt}_{\text{MAI, } |_1^{(0)}} \quad (3)$$

A capacidade de exclusão da MAI no MFB é determinada pelo ganho de processamento e pela potência relativa do usuário de interesse em relação à dos interferentes. A média e a variância total para a estatística de decisão, condicionada ao  $i$ -ésimo bit transmitido são:

$$E \left[ Z_{1,i}^{(0)} | b_{1,i} \right] = \sqrt{P_1} b_{1,i} \quad (4a)$$

$$\text{Var} \left[ Z_{1,i}^{(0)} | b_{1,i} \right] = \frac{1}{3N} \sum_{k=2}^K P_k + \frac{N_0}{2T}, \quad (4b)$$

resultando na BER para o 1º estágio:

<sup>3</sup>Conhecimento e identificação de todas as seqüências de espalhamento e respectivos atrasos de propagação,  $\tau_k$ .

$$P_e^{(0)} = Q \left( \sqrt{\frac{\left( E \left[ Z_{1,i}^{(0)} | b_{1,i} \right] \right)^2}{\text{Var} \left[ Z_{1,i}^{(0)} | b_{1,i} \right]}} \right)$$

### 2.1.2 Estágio Cancelador de Interferência Paralelo

O estágio seguinte reconstrói o sinal CDMA transmitido a partir de estimativas da MAI, posteriormente canceladas. Neste processo de reconstrução,  $Z_k^{(0)}$  é empregada como medida das amplitudes de primeira ordem para cada sinal transmitido. Assim, considerando média de conjunto para um dado bit transmitido em um IC com decisor linear ilimitado, a métrica de decisão do primeiro estágio será dada por:  $\hat{A}_k b_{k,i} = Z_{k,i}^{(0)}$ . A partir desta estimativa é possível proceder à reconstrução do sinal transmitido de cada usuário, com seus respectivos atrasos, assumidos conhecidos:

$$\hat{S}_k^{(1)}(t - \tau_k) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} Z_{k,i}^{(0)} p_T(t - \tau_k - iT) s_k(t - \tau_k) e^{j\phi_k}$$

com  $p_T(t) =$  formatação de pulso retangular. Após a reconstrução de todos os sinais, o cancelamento de interferência *Total* é obtido pela subtração das estimativas dos sinais interferentes do sinal recebido, formando um novo sinal recebido *reconstituído* para cada usuário:

$$\hat{r}_k^{(1)}(t) = r(t) - \sum_{\kappa=1; \kappa \neq k}^K \hat{S}_\kappa^{(1)}(t - \tau_\kappa) \quad (5)$$

A efetividade da operação de cancelamento é resultante do grau de acurácia obtida com os sinais da MAI reconstruída. A estatística de decisão para o estágio PIC Linear Ilimitado, após  $\hat{r}_k^{(1)}(t)$  passar por um MFB idêntico ao do estágio convencional, será:

$$Z_{k,i}^{(1)} = \frac{1}{T} \int_{iT+\tau_k}^{(i+1)T+\tau_k} \text{Re} \left\{ \hat{r}_k^{(1)}(t) s_k(t - \tau_k) e^{-j\phi_k} \right\} dt \quad (6)$$

Tomando-se a média para a métrica de decisão, condicionada ao  $i$ -ésimo bit transmitido pelo 1º usuário,  $b_{1,i}$ , resulta [3]:

$$E \left[ Z_{1,i}^{(1)} | b_{1,i} \right] = \sqrt{P_1} b_{1,i} \left[ 1 - \frac{(K-1)}{3N} \right] \quad (7)$$

Após a subtração, caso as estimativas de atraso, fase e de amplitude sejam perfeitas, garante-se a total eliminação da MAI. Nos casos práticos de interesse sempre existirá MAI residual devido à introdução de erros nas estimativas desses parâmetros. Assim, um novo estágio subtrativo paralelo pode ser implementado a fim de reduzir o termo da MAI residual. O procedimento de cancelamento subtrativo pode ser repetido inúmeras vezes; porém, a parte substancial do aumento de desempenho é obtido com o 2º estágio. Melhorias adicionais de desempenho é cada vez menor com o aumento do número de estágios,  $s$ , uma vez que existe limite para desempenho imposto pelo ganho de processamento do sistema, impedindo separação ainda maior do sinal desejado em relação à MAI.

### 2.1.3 Termo de Polarização e o PIC Parcial

A equação (7) revela a existência de um termo de polarização, proporcional ao carregamento do sistema,  $K/N$ . Esta polarização na estimativa das amplitudes do sinal no estágio cancelador causa desvio da região decisão dos sinais recebidos, resultando em aumento na  $P_e^{(1)}$ , cuja influência torna-se mais significativa em sistemas altamente carregados: redução de  $\approx 30\%$  para sistemas assíncronos e

de  $\approx 50\%$  para síncronos, considerando  $K/N = 1$ . Em algumas situações<sup>4</sup> pode ocorrer a inversão de desempenho:  $P_e^{(1)} > P_e^{(0)}$ .

O PIC Parcial é uma solução para reduzir o efeito do termo polarização, preservando a estrutura de baixa complexidade do MFB do 1º estágio. Consiste no cancelamento de uma percentagem da MAI, escalonando-se o sinal reconstruído de cada interferente por um fator *soft*, *SCF* (*Soft Cancellation Factor*), compreendido no intervalo  $0 < \zeta_k < 1$ , figura 1. O valor de  $\zeta_k$  depende do grau de confiança da estimativa da MAI e dos parâmetros do sistema:  $N$ ,  $P_i$ ,  $K$ . Aplicando-se o princípio de cancelamento escalonado ao PIC Linear Ilimitado, obtém-se um ganho de desempenho em relação ao PIC Total com aumento de complexidade mínimo [4], [3], [5], [6].

A solução de cancelamento Parcial é motivada pela dificuldade de se encontrar estimadores não polarizados de baixa complexidade.

Expressões analíticas aproximadas para a  $P_e^{(s)}$  em um PIC Linear Ilimitado e cancelamento total em canal AWGN, considerando aproximação Gaussiana para a MAI, foram dadas em [7]. O desempenho para canais assíncronos com efeito *near-far* e o usuário 1 como o de interesse será:

$$P_e^{(s)} = Q \left( \left[ \frac{N_0}{2P_1T} \left( \frac{1 - \left(\frac{K-1}{3N}\right)^s}{1 - \frac{K-1}{3N}} \right) + (-1)^s + \left( \frac{1}{3N} \right)^s \left( \frac{(K-1)^s - (-1)^s}{K} \left( \frac{\sum_{k=2}^K P_k}{P_1} + 1 \right) \right) \right]^{-\frac{1}{2}} \right) \quad (8)$$

com  $P_k$  = potência recebida para o  $k$ -ésimo usuário. Para o caso síncrono, troca-se do fator  $\frac{1}{3}$  por  $\frac{1}{2}$  em (8). Esta equação resulta em boa aproximação apenas para sistemas com baixos níveis de carregamento ( $K/N < 25\%$ ), pois no desenvolvimento dessas expressões assume-se que  $Z_{k,i}^{(s)}$  são estimativas não polarizadas para  $A_k b_k$  em cada estágio cancelador. Infelizmente, esta hipótese não é verdadeira;  $Z_{k,i}^{(s)}$  será polarizada após o 1º estágio em um PIC Linear Ilimitado, como mostra (7). Assim, as estimativas de BER para o cancelador paralelo obtidas a partir de (8) tornam-se otimistas para a região de baixas  $P_e$  ( $< 10^{-4}$ ) e elevados  $K/N$ .

## 2.2 PIC Pós-Deteção com Decisor Tanh

Em IC, decisores *soft* do tipo função *tangente hiperbólica*, *tanh* minimizam o erro quadrático médio entre o bit de dados verdadeiro e o estimado [8]. A figura 2 mostra um esquema genérico para um PIC pós-deteção<sup>5</sup> assíncrono de  $S$ -estágios e decisor  $\tanh(\cdot)$ . Os atrasos de  $2T$  nas tentativas de decisão de bits,  $\hat{b}_k$ , são necessários para se obter a reconstrução dos sinais interferentes referentes ao bit atual, posterior e anterior em um sistema assíncrono. O sinal presente na  $k$ -ésima saída do MFB, referente ao  $i$ -ésimo bit transmitido, será:

$$\begin{aligned} z_{Conv\_k}^{(i)} &= \int_{iT+\tau_k}^{(i+1)T+\tau_k} \text{Re} \left\{ r(t) s_k(t - iT - \tau_k) e^{-j\phi_k} \right\} dt \\ &= A_k b_k^{(i)} + l_k^{(i)} + n_k^{(i)} \end{aligned} \quad (9)$$

onde o primeiro termo é o sinal de interesse, o último é o termo ruído filtrado. O termo MAI em um esquema pós-deteção é:

<sup>4</sup>Sistemas sobrecarregados, ( $K/N > 1$ ) e região de baixas  $\frac{E_b}{N_0}$ .

<sup>5</sup>Quando forem empregadas as correlações cruzadas no processo das estimativas da MAI em banda base e o cancelamento da MAI realizado após o sinal total recebido passar pelo MFB, ter-se-á um esquema de cancelamento denominado pós-deteção, ou cancelamento em banda estreita.

$$l_k^{(i)} = \left( \sum_{l=k+1}^K A_l \rho_{kl}(1) b_l^{(i-1)} e^{j\phi_l(i-1)} + \sum_{l \neq k} A_l \rho_{kl}(0) b_l^{(i)} e^{j\phi_l(i)} + \sum_{l=1}^{k-1} A_l \rho_{kl}(-1) b_l^{(i+1)} e^{j\phi_l(i+1)} \right) e^{-j\phi_k(i)} \quad (10)$$

com  $\phi_k$  =  $k$ -ésima fase de portadora; o cálculo da MAI depende dos bits transmitidos atual, anterior e posterior, sendo as correlações parciais dadas por:

$$\rho_{kl}(m) = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} s_k(t - \tau_k) s_l(t + mT - \tau_l) dt \quad (11)$$

onde  $s$  = seqüência de espalhamento;  $m = -1, 0, 1$  indica a parte da seqüência de espalhamento correspondente, no tempo, ao bit anterior, atual e posterior, respectivamente.

No primeiro estágio,  $s = 0$ , de um PIC Tanh multiestágio as tentativas de decisão para os  $K$  usuários são obtidas diretamente passando-se as saídas do MFB pelos respectivos decisores  $\tanh(\cdot)$ . Estas estimativas *soft* de bits são empregadas na estimativa da MAI do estágio seguinte,  $\hat{l}_k(1)$ . Em um estágio genérico,  $s$ , a MAI estimada para o  $k$ -ésimo usuário,  $\hat{l}_k(s)$ , é subtraída da respectiva saída do MFB,  $z_{Conv\_k}^{(i)}$ ; o resultado, denotado por  $z_k^{(i+1-s)}$  alimenta o respectivo dispositivo de decisão *soft*  $\tanh(\cdot)$ :

$$\begin{aligned} z_k^{(i)}(s) &= z_{Conv\_k}^{(i)} - \hat{l}_k^{(i)}(s) \\ &= \underbrace{b_k^{(i)} A_k + n_k^{(i)}}_{\text{MAI Residual}} + \underbrace{l_k^{(i)} - \hat{l}_k^{(i)}(s)}_{\text{Ruído Residual}} \end{aligned} \quad (12)$$

com o termo *Ruído Residual* presente após o cancelamento imperfeito da MAI. As estimativas para a MAI, obtidas no  $s$ -ésimo estágio de cancelamento em um esquema pós-deteção com sinais assíncronos, figura 2 será:

$$\begin{aligned} \hat{l}_k^{(i)}(s) &= \left( \sum_{l=k+1}^K \hat{A}_l \rho_{kl}(1) \hat{b}_l^{(i-1)}(s-1) e^{j\hat{\phi}_l(i-1)} + \sum_{l \neq k} \hat{A}_l \rho_{kl}(0) \hat{b}_l^{(i)}(s-1) e^{j\hat{\phi}_l(i)} + \sum_{l=1}^{k-1} \hat{A}_l \rho_{kl}(-1) \hat{b}_l^{(i+1)}(s-1) e^{j\hat{\phi}_l(i+1)} \right) e^{-j\hat{\phi}_k(i)} \end{aligned} \quad (13)$$

Note-se que os bits atual, anterior e posterior foram estimados no estágio de cancelamento anterior ao considerado. Deve-se ainda obter estimativas para as amplitudes e fases das portadoras para todos os usuários. Em um PIC Tanh os dispositivos de decisão operam sobre  $z_k(s)$ , a estimativa de amplitude e a estimativa da variância de ruído residual presente no estágio; para o  $k$ -ésimo usuário tem-se:

$$\hat{b}_k^{(i)}(s) = \tanh \left[ \frac{z_k^{(i)}(s) \hat{A}_k}{\hat{\sigma}_k^2(s)} \right]$$

ou simplesmente realiza a decisão *hard* no último estágio:

$$\hat{b}_k^{(i)}(s) = \text{sign} \left[ z_k^{(i)}(s) \right]$$

A  $\hat{l}_k^{(i)}(s)$  é obtida a partir das estimativa prévia das amplitudes de todos os usuários,  $\hat{A}_l$ , por exemplo, via média temporal de

amostras das saídas do MFB, estimativa dos bits obtidos nas tentativas de decisão do estágio anterior,  $\hat{b}_l(s-1)$ , além das estimativas tradicionais para atraso e fase de portadora. Em uma primeira análise, é razoável admitir que os atrasos e fases das portadoras de todos os usuários ativos sejam conhecidos exatamente e estejam ordenados da forma:  $0 \leq \tau_1 \leq \tau_2 \leq \dots \leq \tau_K$ . Estimativas para amplitudes, necessária em qualquer PIC com tentativa de decisão de bits<sup>6</sup> e estimativas para a variância de ruído residual foram obtidas a partir da média em  $J$  amostras; para o  $k$ -ésimo usuário:

$$\hat{A}_k = \frac{1}{J} \sum_{\ell=i+1-S-J}^{i-S} |z_k^{(\ell)}(s)| \quad (14)$$

$$\hat{\sigma}_k^2(s) = \frac{1}{J} \sum_{\ell=i+1-S-J}^{i-S} [z_k^{(\ell)}(s) - \hat{A}_k \hat{b}_k^{(\ell)}(s)]^2 \quad (15)$$

onde:  $1 \leq s < S$ ;  $\ell$  indica  $J$  bits consecutivos;  $z_k^{(\ell)}(s)$  é  $k$ -ésima saída MFB após cancelamento MAI no  $s$ -ésimo estágio 12;  $\hat{b}_k(S)$  são decisões *hard* de bits no estágio final.

### 3 Resultados de Simulação

Extensas simulações Monte Carlo (MCS) foram realizadas considerando-se PIC Total e Parcial (as)-síncrono de 3 estágios combinados aos decisores *Hard*, Linear Ilimitado e Tanh em canal AWGN e Rayleigh Plano. Assume-se demodulação BPSK coerente, código curto ( $T = N$ ), formatação de pulso quadrada e número de bits transmitidos variável:  $frame = 20$  a 200 bits, dependendo do  $E_b/N_0$  e  $L = K/N$ . A designação dos fatores  $SCF$  foi obtida por busca iterativa não exaustiva (não otimizado). Desempenhos para os canceladores PIC com controle perfeito de potência ( $NFR = 0$ ) e sob o efeito *near-far* foram obtidos empregando-se seqüências puramente randômicas e de Gold, com comprimento  $N$ ,  $RndzN$  e  $GoldN$ . Os resultados de desempenho foram obtidos tomando-se a média dos desempenhos individuais sobre todas as realizações MCS e sobre todos  $K$  ou, no caso de  $NFR \neq 0$ , sobre todos os usuários fracos, tipicamente,  $K-1$ ,  $K-2$ ,  $K/2$  ou 1 usuário(s). Para efeito de comparação, foram incluídos o desempenho do detector Convencional (banco de correladores), o limite *single user* (SuB) e o desempenho analítico obtido no 3º estágio de um PIC-SD Linear Ilimitado. Em canais assíncronos admitiu-se atrasos discretos em  $\frac{T}{N_s}$  com distribuição uniforme em  $\tau_k = [0; T - 1/N_s] T_c$ , com  $N_s =$  número de amostras por chip. Para o desempenho  $\overline{BER} \times K$ , a razão entre a energia de bit e ruído para o(s) usuário(s) de interesse foi mantido em  $E_b/N_0 = 8dB$  na maioria dos casos.

#### 3.1 Canal AWGN

A figura 3 sintetiza o desempenho médio sobre todos os usuários em função da população de usuários ativos crescente para os seis algoritmos PIC de 3 estágios síncronos em canal AWGN considerando seqüências  $Rndz100$ ,  $NFR = 0$  e  $E_b/N_0 = 9dB$ . Assume-se estimativa perfeita para atrasos,  $\tau_k$ , fase das portadoras,  $\phi_k$  (uniformemente distribuídas no  $[-\pi, \pi]$ ) e amplitudes,  $A_k$ . Para os PIC parciais foram obtidos desempenhos considerando vários conjuntos de coeficientes. Após várias tentativas foram considerados os fatores não otimizados:  $SCF_{HD} = [0, 6; 0, 8; 1]$ ,  $SCF_{SD} = [0, 3; 0, 8; 1]$ , iguais aos adotados em [9]; para o decisor Tanh tomou-se os coeficientes em função de  $K = 5 : 10 : 95$ ,

<sup>6</sup>Decisores com função  $sign(\cdot)$ ,  $\tanh(\cdot)$ , zona nula, linear limitado (*clipper*), entre outros.

para os dois estágios iniciais:  $SCF1_{TH} = 0,99 : 0,02 : 0,81$ ,  $SCF2_{TH} = 0,990 : 0,015 : 0,855$  e  $SCF3_{TH} = 1$ . Para todos os três tipos de algoritmos PIC nota-se um melhor desempenho para os PIC Parciais.

O efeito do termo polarização sobre o PIC-SD Linear Ilimitado pode ser visto na figura 3; para o 3º estágio note-se grande discrepância entre o desempenho MCS com aquele previsto analiticamente. De fato, as estatísticas de decisão polarizadas reduzem drasticamente o potencial desempenho, principalmente na região de alto carregamento. A redução do efeito do termo polarização sobre as estatísticas de decisão é obtida ponderando-se o cancelamento em cada estágio cancelador; o resultado final é um desempenho melhorado para o 3º estágio do PIC-SD Linear Ilimitado Parcial em relação ao previsto analiticamente. Finalmente, entre os canceladores analisados, o PIC-Tanh Parcial supera os demais PIC com decisores SD e HD, figura 3. Já a figura 4 sintetiza o desempenho  $\overline{BER} \times E_b/N_0$  para um carregamento relativamente alto,  $L = 80\%$ . Aqui, estimam-se as energias recebidas através de médias de amostras à saída do MFB. Os coeficientes de cancelamento parciais foram ajustados para:  $SCF_{HD;TH} = [0, 7; 0, 8; 0, 9]$ ;  $SCF_{SD} = [0, 4; 0, 8; 0, 9]$ , independentes da  $SNR$ . Mais uma vez, nota-se a superioridade de desempenho atingida pelo PIC-Tanh Parcial. A técnica simples das médias de amostras à saída do MFB mostra-se eficiente na obtenção de estimativas para as amplitudes em canal AWGN. Observe que o desempenho para o 3º estágio do PIC Linear Ilimitado Parcial apresenta relativa concordância com o desempenho analítico do PIC Linear Ilimitado Total devido à redução do efeito do termo polarização.

A figura 5 compara o desempenho médio sobre todos os usuários em função da população de usuários crescente em um sistema assíncrono com  $E_b/N_0 = 8dB$  e seqüências  $Rndz31$ . São considerados os seis algoritmos para detecção MuD IC: PIC Total e Parcial combinados aos decisores do tipo HD e SD Linear Ilimitado e Tanh. Assumiu-se conhecimento exato dos parâmetros:  $\hat{\tau}_k = \tau_k$ ,  $\hat{\phi}_k = \phi_k$  e  $\hat{A}_k = A_k$ ; atrasos discretos e fases uniformemente distribuídos no  $\tau_k \in [0; T - 1/3] T_c$ ,  $\phi_k \in [0; 2\pi]$ , respectivamente. Para os três algoritmos PIC Parciais foram fixados os valores dos  $SCF$ , para cada estágio, independentemente da população de usuários e da  $E_b/N_0$ . Similarmente, na figura 6 foram obtidos os desempenhos médios sobre  $K = 31$  usuários em função de  $E_b/N_0$  com seqüências de  $Gold31$  e  $NFR = 0$  para os 6 algoritmos PIC de 3 estágios. Adotou-se os mesmos fatores de cancelamento anteriores. Também para canal AWGN assíncrono, confirma-se o melhor desempenho do PIC-SD Tanh Parcial, seguido pelo HD Parcial, principalmente na região de alto carregamento. Com a otimização dos fatores  $SCF$  pode-se esperar melhoria adicional no desempenho para todos os esquemas de cancelamento parciais.

#### 3.2 Controle Imperfeito de Potência

Apesar de detectores MuD-IC não serem resistentes ao efeito *near-far*, estes detectores ainda assim apresentam maior robustez aos sinais dos usuários interferentes quando comparados ao receptor Convencional. A figura 7 apresenta a curva de desempenho médio sobre  $K-1$  usuários para o terceiro estágio dos três algoritmos PIC Parciais em canal AWGN síncrono considerando desajuste de potência para um único interferente no intervalo  $NFR = [-15; +25]dB$ , seqüências  $Rndz31$  e duas populações de usuários  $K = [6; 24]$ ; todos os  $K-1$  usuários transmitem com a mesma energia tal que  $E_b/N_0 = 8dB$ . Para efeito de referência incluiu-se o desempenho analítico para o PIC-SD Linear Ilimitado. Considera-se como limiar para a robustez *near-far*,  $\Upsilon$ , o valor  $10P_e^{SuB}(E_b/N_0 = 8dB)$ . Entre os três PIC Parciais considerados, a maior robustez é obtida pelo PIC-Tanh Parcial: mesmo na condição de sistema altamente carregado ( $K = 24$  us) este detec-

tor atinge uma  $\Upsilon \approx 12dB$ , enquanto que o receptor Convencional, extremamente sensível ao efeito *near-far*, não atinge robustez *near-far* mesmo na situação do sistema levemente carregado ( $L \approx 20\%$ ). A robustez *near-far* obtida pelo PIC-Tanh Parcial eleva-se para  $\Upsilon \approx 22dB$  quando o sistema está levemente carregado ( $K = 6$ ).

### 3.3 Canal Rayleigh Plano

Foram obtidos ainda resultados de simulação MCS para desempenhos de detectores PIC em canais com desvanecimento Rayleigh Plano assíncrono sob a hipótese de estimativas perfeitas de canal. A figura 8 compara as taxas  $\overline{BER} \times K$  para os detectores PIC Total com decisor Linear Ilimitado, HD e Tanh de 3 estágios. Obteve-se o desempenho médio sobre  $(K - 2)$  usuários fracos considerados seqüências de Gold31,  $\overline{E_b/N_0} = 10$  dB e população de usuários crescente, sendo os dois últimos com  $NFR = +10dB$ . Os resultados de simulação MCS para canal Rayleigh Plano confirmam uma pequena superioridade de desempenho do detector PIC Tanh, sendo que o pior desempenho é atingido com o decisor SD Linear Ilimitado, repetindo a tendência de desempenho do canal AWGN. Note-se porém que o ganho de desempenho do PIC-Tanh em relação ao PIC-HD torna-se insignificante para  $S > 2$  estágios. Mesmo para  $S = 2$ , a melhoria de desempenho só é considerável para carregamentos acima de  $L \approx 60\%$ . No entanto, pode-se esperar uma maior diferença nos desempenhos com o aumento de  $\overline{E_b/N_0}$  do sistema. Análises e resultados estendidos de simulação MCS podem ser encontrados no cap. 3 de [10].

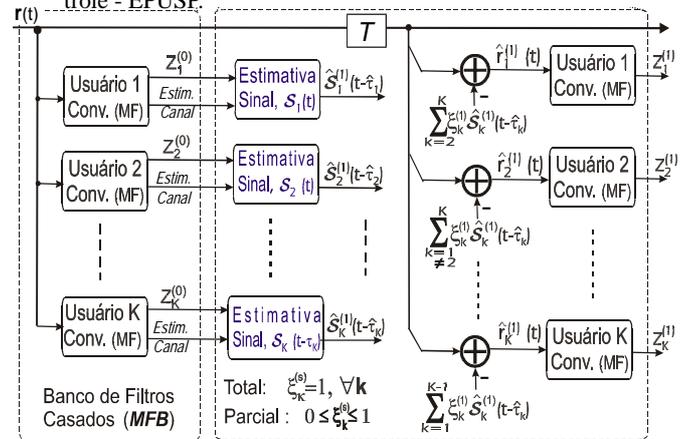
## 4 Conclusões

Detectores multiusuário do tipo PIC mostram-se tolerantes aos desajustes de potência, combatem efetivamente a MAI, são capazes de operar satisfatoriamente sob forte carregamento, resultando em aumento de desempenho em relação ao detector Convencional. Canceladores de interferência subtrativos multiestágio com decisor tanh terão desempenhos sensivelmente maiores, principalmente na região de alto carregamento, quando comparados àqueles com decisor *hard* e *soft* do tipo linear ilimitado em canais AWGN. Já em canais com desvanecimento Rayleigh Plano esta vantagem ainda é válida, porém a diferença de desempenho em relação ao decisor *hard* torna-se modesta. Esta melhoria requer adicionalmente a estimação da variância do ruído residual a cada estágio. Finalmente, as simulações MCS confirmaram que o modelo analítico para o PIC-SD Linear Ilimitado apresentado anteriormente na literatura superestima o desempenho por não levar em conta o efeito do termo polarização.

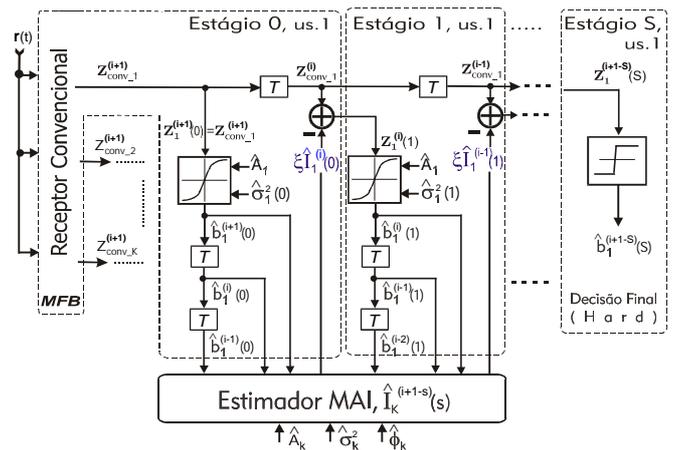
## Referências

- [1] 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, pp. 384–91, March 1998.
- [2] R. Fantacci, "Proposal of an interference cancellation receiver with low complexity for DS/CDMA mobile communication systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, no.4, pp. 1039–46, July 1999.
- [3] P. G. Renucci, "Optimization of soft interference cancellation in DS-CDMA receivers," Master's thesis, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, May 1998.
- [4] R. M. Buehrer, *The Application of Multiuser Detection to Cellular CDMA*. PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, June 1996.

- [5] D. Divsalar, M. K. Simon, and D. Raphaeli, "Improved parallel interference cancellation for CDMA," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, n.2, pp. 258–68, Feb. 1998.
- [6] N. S. Correal, *Efficient Interference Cancellation Techniques for Advanced DS-CDMA Receivers*. PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University - USA, July 1999.
- [7] A. Kaul and B. D. Woerner, "Analytic limits on performance of adaptive multistage interference cancellation for CDMA," *Electronics Letters*, vol. 30, n.25, pp. 2093–95, 8 Dec. 1995.
- [8] J. H. Ko, J. S. Joo, and Y. H. Lee, "On the use of sigmoid functions for multistage detection in asynchronous CDMA systems," *IEEE Trans on Vehicular Technology*, vol. 48, no. 2, pp. 522–6, March 1999.
- [9] R. M. Buehrer and S. P. Nicoloso, "Comments on partial parallel interference cancellation for CDMA," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, no.5, pp. 658–61, May 1999.
- [10] T. Abrão, "Canceladores de interferência multiusuário aplicados a sistemas DS/CDMA de múltipla taxa," Fevereiro 2001. Tese de Doutorado, Depto de Eng. Telecomunicações e Controle - EPUSP.



**Figura 1:** Esquema genérico para um PIC Total ou Parcial do tipo pré-detectão;  $K$  usuários assíncronos e  $s = 1$  estágio cancelador.



**Figura 2:** Esquema genérico para um PIC pós-detectão assíncrono de  $S$ -estágios com dispositivo de decisão tanh ( $\cdot$ ); mostra-se apenas a detecção para o 1º usuário.

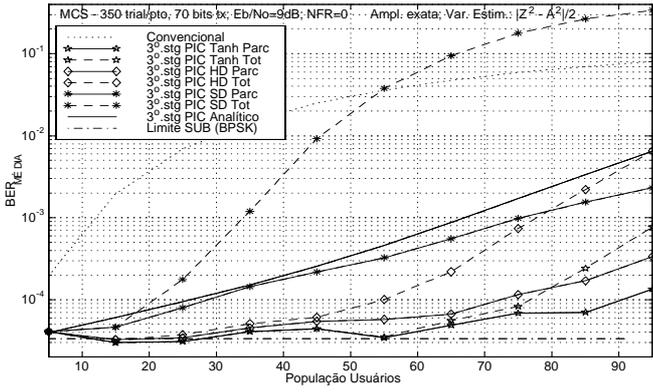


Figura 3: 3º estágio de um PIC Total e Parcial síncronos, decisores HD, Tanh e Linear Ilim.; Rndz100,  $E_b/N_0 = 9\text{dB}$  e  $NFR = 0$

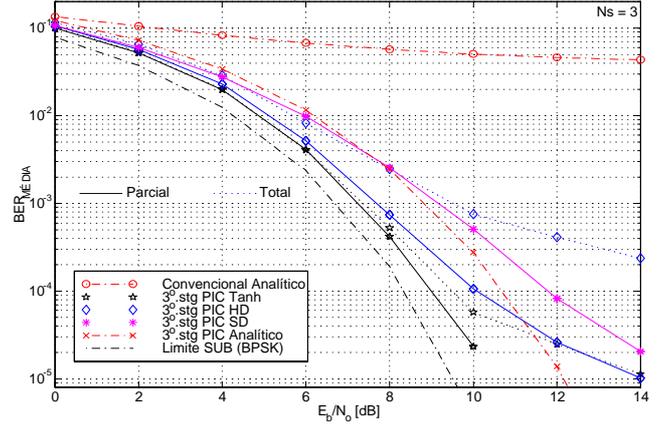


Figura 6: 3º estágio PIC Total e Parcial assíncronos com  $\zeta_{HD;TH} = [0, 7; 0, 8; 0, 9]$  e  $\zeta_{SD} = [0, 4; 0, 8; 0, 9]$ ; Gold31,  $L = 100\%$  e  $NFR = 0\text{dB}$ .

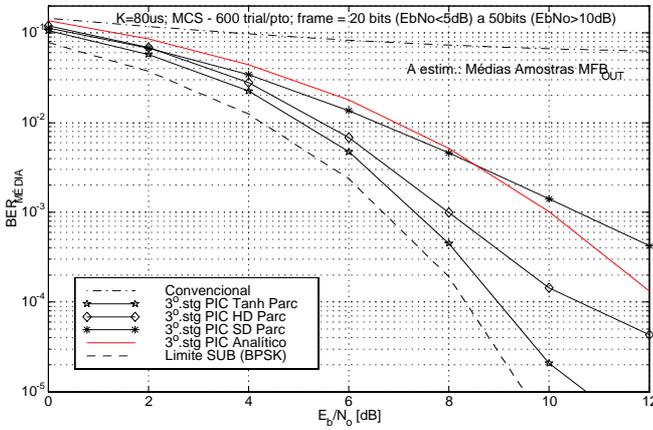


Figura 4: 3º estágio PIC Parcial síncronos; Rndz100,  $K = 80$  e amplitudes estimadas como média temporal à saída do MFB.

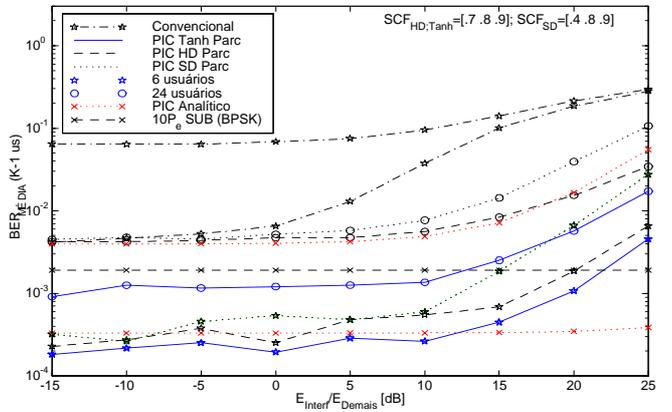


Figura 7: Desempenho Médio para  $(K - 1)$  usuários de mesma potência em um PIC Parcial HD, Linear e Tanh de 3 estágios sob efeito near-far de um único interferente.  $L \approx 20\%$  e  $77\%$ ; canal síncrono, Rndz31 e  $E_b/N_0 = 8\text{dB}$

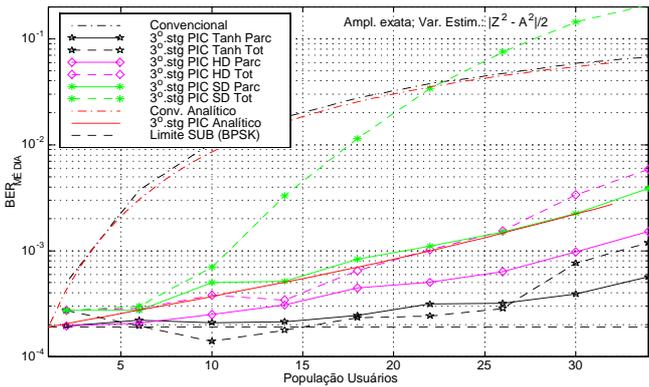


Figura 5: 3º estágio para PIC SD e HD, Total e Parcial, assíncronos,  $\zeta_{HD;TH} = [0, 7; 0, 8; 0, 9]$ ;  $\zeta_{SD} = [0, 4; 0, 8; 0, 9]$  e Rndz31.  $\sigma_{n_T}^2$  para o PIC Tanh estimadas a cada estágio.  $E_b/N_0 = 8\text{dB}$ .

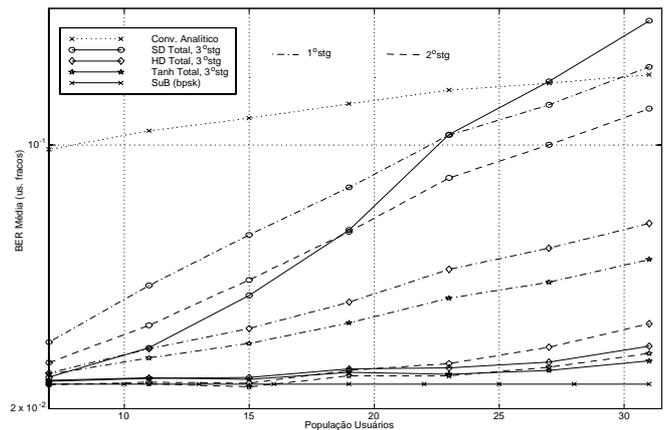


Figura 8:  $\overline{BER}$  para PIC Total com decisor HD, Tanh e Linear Ilimitado em canal Rayleigh Plano assíncrono;  $E_b/N_0 = 10\text{dB}$ .