

1137624

Boletim Técnico da Escola Politécnica da USP
Departamento de Engenharia de Telecomunicações
e Controle

8

ISSN 1517-3550

BT/PTC/0014

Canceladores de Interferência
Sucessivo e Paralelo para DS/CDMA

Taufik Abrão
Paul Jean E. Jeszensky

São Paulo – 2000

1137624

O presente trabalho é um resumo da tese de doutorado apresentada por Taufik Abrão, sob orientação do Prof. Dr. Paul Jean E. Jeszensky.: "Detectores Multisusuário não Lineares Aplicados a Sistemas DS/CDMA de Múltipla Taxa", defendida em 28/02/00, na Escola Politécnica.

A íntegra da tese encontra-se à disposição com o autor e na Biblioteca de Engenharia de Eletricidade da Escola Politécnica/USP.

FICHA CATALOGRÁFICA

Abrão, Taufik

Canceladores de interferência sucessivo e paralelo para DS/CDMA /
T. Abrão, P.J.E. Jeszensky. -- São Paulo : EPUSP, 2000.
p. -- (Boletim Técnico da Escola Politécnica da USP, Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle, BT/PTC/0014)

1. DS/CDMA 2. Canceladores de interferência I. Jeszensky, Paul Jean Etienne II. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle III. Título IV. Série

ISSN 1517-3550

CDD 621.382
621.38224

CANCELADORES de INTERFERÊNCIA SUCESSIVO E PARALELO para DS/CDMA

Taufik Abrão

Departamento de Construção Civil - Engenharia Elétrica
Universidade Estadual de Londrina - UEL CEP: 86051-
990, Londrina - PR - Brasil Tel: (043) 371-4455, Fax:
(043) 371-4082; taufik@uel.br

Paul Jean E. Jeszensky

PTC - Departamento de Engenharia de Telecomunicações e
Controle, LCS - Laboratório de Comunicações e Sinais EPU/SP.
Av. Prof. Luciano Gualberto, travessa 3, No 158 CEP 05508-
900 São Paulo - SP - Brasil Tel: (011) 211-9809, Fax: (011)
818-5718 pjj@lcs.poli.usp.br

Resumo - São descritos e comparados os desempenhos dos detectores multiusuário (MUD) subótimos do tipo Canceladores de Interferência (IC) Sucessivo (SIC) e Paralelo (PIC) para sistemas DS-CDMA (Direct Sequence - Code Division Multiple Access) em canais AWGN. Detectores IC resultam em ótimo compromisso desempenho $\times$ complexidade, mostrando-se uma opção factível na implementação de sistemas celulares de terceira geração (3G); em contrapartida, requerem acurácia na estimação dos parâmetros de canal de todos os sinais recebidos. Detectores multiusuário são capazes de operar sob o efeito *near-far* e combatem efetivamente a interferência de múltiplo acesso (MAI), resultando em aumento de desempenho em relação ao detector Convencional.

1 Introdução

O detector Convencional baseado em um banco de filtros casados (MFB) resulta em capacidade sistêmica bem abaixo da capacidade do canal, além de sofrer a limitação de não ser resistente ao efeito *near-far*, requerendo cuidadoso e rígido controle de potência.

Existem basicamente três abordagens para se obter o cancelamento de interferência subtrativo: o Cancelamento¹ de Interferência Paralelo (PIC), o Sucessivo (SIC) e o Detector de Decisão Realimentada *Zero Forcing* (ZF-DF). Estas estruturas operam com estimativas separadas da contribuição da interferência de cada usuário afim de subtrair da saída algumas ou todas as interferências MAI vistas em cada usuário. Tais técnicas têm como pré-requisito o conhecimento dos parâmetros de canal, necessitando portanto de estimadores eficientes para as energias e atrasos dos sinais recebidos.

O sinal residual resultante da operação de cancelamento pode ser interpretado como um sinal *single-user* em presença de ruído de canal. Intuitivamente, se todos os sinais MAI puderem ser perfeitamente cancelados, o desempenho do IC será idêntico ao receptor *single-user*, resultando em máxima resistência ao efeito *near-far* (NFRes). Na prática, a interferência jamais poderá ser cancelada perfeitamente e a eficiência será < 1 .

Os detectores IC são implementados normalmente empregando-se vários estágios, onde a expectativa é de decisões melhoradas a cada novo estágio. São similares aos equalizadores realimentados em [1], empregados no combate à ISI. A principal vantagem dos detectores IC consiste no compromisso ótimo entre complexidade de implementação $\times$ desempenho. A principal desvantagem desta técnica condiciona a melhoria de desempenho à obtenção de estimativas precisas dos níveis de energia de cada usuário.

Elevado tempo de demodulação, proporcional ao número de usuários, é a principal desvantagem dos receptores SIC, podendo ser impraticável em sistemas com elevado número de usuários. Adicionalmente requerem a ordenação dos usuários em termos de suas energias ou correlações recebidas, resultando em complexidade adicional na implementação.

Devido à sua baixa complexidade, alta capacidade, baixo tempo de latência e robustez, o PIC multiestágio torna-se uma

técnica atraente na implementação de sistemas práticos. A única desvantagem consiste na necessidade de um relativo controle de potência. No entanto, a capacidade do PIC multiestágio será significativamente maior que na abordagem SIC, caso seja garantido perfeito controle de potência ($NFR = 0$).

Algumas estruturas IC utilizam tentativas de decisões de dados² na estimação da interferência, enquanto outras utilizam-se apenas das decisões finais dos usuários interferentes no processo de detecção. O esquema que emprega tentativas de decisões é denominado *Decisão Hard em cancelamento de interferência* (HD-IC), cujos bits obtidos nos circuitos de decisão são diretamente realimentados: não é linear, requerendo estimativas realistas para as amplitudes e fases recebidas. Caso não se utilize de tentativas na decisão dos dados, o esquema é denominado *Decisão Soft para cancelamento de interferência* (SD-IC); este esquema emprega estimativas lineares de dados na obtenção da estimativa conjunta de dados e amplitudes do usuário de interesse, resultando em maior simplicidade de implementação. Detectores subtrativos requerem um mínimo de confiabilidade em suas decisões iniciais. Caso seja possível obter estimativas confiáveis das amplitudes, o detector HD-IC geralmente terá desempenho superior ao SD-IC.

2 Detector SIC

O SIC realiza decisões de dados e cancelamento da MAI de modo serial. Caso uma decisão tenha sido feita sobre o bit de um usuário interferente, então este sinal pode ser recriado no receptor e subtraído do sinal recebido. Assumem-se conhecidas as seqüências de espalhamento de todos os usuários, porém as energias dos usuários individuais são estimadas. Visando obter as decisões intermediárias, o cancelamento sucessivo utiliza as decisões geradas nos filtros casados *single-user*, os quais negligenciam a presença de interferentes. Uma vez que decisões intermediárias errôneas afetarão a confiabilidade de todas as decisões de bits sucessivos, a ordem com que os usuários são demodulados afetará o desempenho final do SIC.

Uma abordagem de demodulação empregada frequentemente consiste em demodular os usuários em ordem decrescente das potências recebidas. No entanto, isto não conduz necessariamente ao melhor desempenho. Tal estratégia falha em não levar em conta as correlações cruzadas entre os usuários. Alternativamente, o processo de ordenação das energias dos sinais recebidos em um SIC pode ser realizado a partir das correlações das seqüências de espalhamento no receptor, s_k , e o sinal recebido $r(t)$ [2]. Os valores de correlação obtidos a partir de um MFB são então introduzidos em um selector, o qual determina o valor da maior correlação, selecionando o usuário correspondente, z_i , para decodificação e cancelamento. Estes valores de correlação formam a base para a estimação das amplitudes e manutenção da ordem de cancelamento³, em oposição à estratégia da estimação das potências separadas. Na figura 1, a operação de cancelamento de interferência para o i -ésimo usuário é precedida pela ordenação das energias dos sinais recebidos, baseada em:

²Internamente ao demodulador do usuário de interesse.

³Adicionalmente, as saídas dos correladores auxiliam na obtenção da fase durante processo de demodulação não coerente.

¹ou Cancelador

a) estimação das amplitudes; b) uma operação de correlação entre sinal recebido e as seqüências de espalhamento; neste caso, as estimativas das amplitudes, A_i , não são necessárias. Um SIC baseado em a) implementa as operações: 1. detecção do sinal mais forte, z_i , a partir de um detector convencional; 2. decisão *hard* em z_i ; 3. regeneração e estimação do sinal recebido para o usuário mais forte no i -ésimo cancelamento, $\hat{S}_i$, empregando-se decisão de dados da etapa 1, conhecimento da seqüência de espalhamento, s_i , estimação das amplitudes, fases e desajustes temporais; 4. cancelamento de $\hat{S}_i$, a partir de $r_i(t)$, produzindo uma versão parcialmente limpa deste sinal, $r_{i+1}(t)$.

Assumindo-se estimação precisa do sinal S_i na etapa 3, da i -ésima etapa de cancelamento resultarão: 1. decisão do usuário mais forte, $\hat{b}_i$; 2. versão modificada ("mais limpa") do sinal recebido, $r_{i+1}(t)$, sem a parcela da MAI referente ao i -ésimo usuário mais forte S_i . Este processo é reproduzido sucessivamente até que o usuário de menor energia ou correlação seja demodulado.

Em detecção SIC, o usuário de maior amplitude não se beneficiará com qualquer redução de MAI, equivalendo à detecção convencional; porém, os mais fracos, potencialmente, terão imensa redução de MAI.

Apesar do detector SIC resultar em um aumento substancial de desempenho em relação ao detector convencional, existem dificuldades de implementação: • atrasos de processamento total = $K T$ (K é o número total de usuários ativos no sistema e T o período de bit); • reordenação dos sinais dos usuários ativos a cada cancelamento i . Deve-se estabelecer compromisso entre precisão na ordenação das potências e complexidade de processamento aceitável; • quando a estimativa inicial dos dados não for confiável, mesmo que estimativas de tempo, amplitude e fase sejam perfeitas, o efeito da interferência de cada bit incorreto sobre a SNR será quadruplicado em termos de potência. Em SIC, faz-se necessário pelo menos que a estimativa dos dados mais fortes sejam confiáveis.

Partindo-se do procedimento de ordenação das energias baseado nas correlações [2], após i -cancelamentos sucessivos com demodulação BPSK coerente, assumindo-se aproximação Gaussiana [3] para o ruído total com média zero e variância χ_{i-1} , resulta na probabilidade de erro de bit (P_e) para o i -ésimo cancelamento sucessivo condicionada às amplitudes:

$$P_e^{i+1} = Q \left(\sqrt{\frac{\text{média}^2}{\text{Var}}} \right) = Q \left(\sqrt{\frac{A_{i-1}^2}{\chi_{i-1}}} \right) \quad (1)$$

com variância da componente ruído total dada por:

$$\chi_{i-1} = \begin{cases} \frac{1}{N} \sum_{k=i+2}^K A_k^2 + \frac{N_0}{T} + \frac{1}{N} \sum_{j=1}^i \chi_j & \text{Sinc.} \\ \underbrace{\frac{1}{3N} \sum_{k=i+2}^K A_k^2}_{\text{Var. Us. Não-Cancel}} + \underbrace{\frac{N_0}{T}}_{\text{Var. Ruído}} + \underbrace{\frac{1}{3N} \sum_{j=1}^i \chi_j}_{\text{Var. Cancel. Imperf}} & \text{Ass.} \end{cases} \quad (2)$$

onde $A^2 = P_k$, potência recebida para o k -ésimo usuário; N = ganho de processamento do sistema CDMA e $\frac{N_0}{2}$ é a densidade espectral de potência bilateral do AWGN, n .

A técnica de médias simples pode ser empregada na redução da variância das estimativas dos parâmetros contanto que estas não sofram variações significativas durante o intervalo compreendido pelos n bits utilizados no processo de mediação. Resultados numéricos de [2] e [4] para as estimativas de amplitude, atraso e fase em SIC e PIC mostraram que tomando-se a média sobre um pequeno número de bits obtém-se redução significativa das respectivas variâncias, tanto em canal estático quanto em canais com desvanecimento multipercursos.

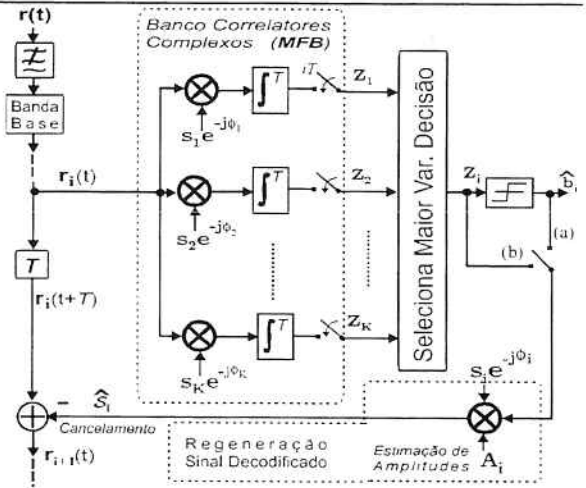


Figura 1: Detecção do usuário i em um SIC Pós-Detecção: BPSK coerente: a) com decisão *hard* (estimação de amplitudes); b) reconstrução da MAI diretamente das saídas do MFB (decisão *soft*).

3 Detector PIC

O detector PIC estima e subtrai, paralelamente, todas as MAI para cada usuário, figura 2. O primeiro estágio é essencialmente um receptor multiusuário convencional, composto por um banco de correladores, produzindo estimativas para os sinais de todos os usuários, $\{\hat{S}_1^{(1)}(t), \hat{S}_2^{(1)}(t), \dots, \hat{S}_K^{(1)}(t)\}$; a única diferença é que a *decisão de bit* não é feita neste ponto. No 2º estágio, as estimativas 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. Em um PIC, pode-se mostrar que a complexidade por símbolo demodulado é linear com relação ao número total de usuários, $O(K)$, enquanto mantém desempenho próximo ao do receptor MUD Ótimo para a maioria dos casos práticos de interesse.

Denomina-se PIC **Clássico** à estrutura receptora multiusuário com ocorrência de etapas de cancelamento de interferência paralelo no 2º estágio e posteriores, se houver, precedido(s) por um MFB. Quando houver a tentativa de cancelamento total dos interferentes no 2º estágio e seguintes o cancelador é denominado PIC **Total**; por sua vez, quando o cancelamento dos interferentes for escalonado (fator $0 < \xi \leq 1$), o receptor subtrativo é denominado PIC **Parcial**. Finalmente, quando não for possível obter estimativas confiáveis para os parâmetros de canal de todos os usuários ativos, pode-se realizar o cancelamento apenas dos usuários com estimativas confiáveis, tratando os demais simplesmente como ruído. A esta estratégia denomina-se PIC **Seletivo** [5]. Recentemente, inúmeras variações para o detector PIC foram propostas: a) primeiro estágio: receptor RAKE ou Decorrelator ou MMSE, em versões fixas e adaptativas⁴; b) cancelamento parcial da MAI em cada estágio, com coeficientes fixos⁵ [6], [7] e adaptativos⁶ [8], resultando no aumento total de cancelamento em cada estágio; c) decisão *Hard* (HD-PIC) [9]: emprego de bits já detectados na saída de um estágio afim de aumentar o desempenho dos bits remanescentes no mesmo estágio; d) combinação linear das saídas de decisores *soft* (SD-PIC) de diferentes estágios.

A seguir, resultados para os detectores PIC Clássico Total e

⁴Canais com desvanecimento multipercursos e/ou interferência intercelular.

⁵Distintos ou iguais para todos os usuários.

⁶Coefficientes são atualizados periodicamente, baseado em algum critério de estimação de confiabilidade de cada sinal de usuário recebido.

Parcial de 1 estágio, figura 2, em termos de suas estatísticas de decisão, para canal AWGN e seqüências randômicas (Rndz).

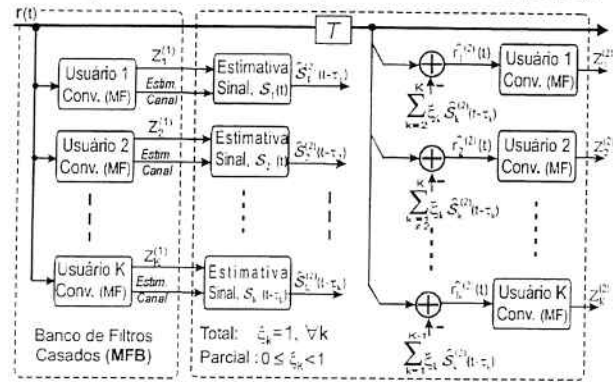


Figura 2: PIC Total e Parcial, K usuários.

3.1 PIC Total Clássico

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 pode ser expresso por:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{P_k} b_{k,i}(t - \tau_k) s_k(t - \tau_k) e^{j\phi_k} + n(t) \quad (3)$$

As estimativas das amplitudes dos sinais recebidos, obtidas do MFB, são empregadas no 2º estágio na reconstrução dos sinais de todos os usuários, $\hat{S}_k^{(2)}(t)$, necessária ao cancelamento simultâneo dos interferentes de um determinado usuário.

1º Estágio: Convencional. Assumindo-se que o receptor obtém perfeito sincronismo em relação a todos os usuários presentes em um sistema unicelular⁷, o sinal recebido é correlacionado a uma cópia da forma de onda de espalhamento, s_k . Admitindo-se aproximação Gaussiana para a MAI [3] e o 1º usuário como o de interesse, a métrica de decisão resulta:

$$Z_{1,i}^{(1)} = \underbrace{\frac{A_1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} \text{Re} \left\{ \sum_{k=2}^K S_k^{(1)}(t - \tau_k) s_1(t) e^{-j\phi_1} \right\} dt}_{\text{MAI}} + \underbrace{\eta}_{\text{Ruído}} \quad (4)$$

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

$$E[Z_{1,i}^{(1)} | b_{1,i}] = \sqrt{P_1} b_{1,i} \quad (5a)$$

$$\text{Var}[Z_{1,i}^{(1)} | b_{1,i}] = \frac{1}{3N} \sum_{k=2}^K P_k + \frac{N_0}{2T}, \quad (5b)$$

de (5a) e (5b) em (1) obtém-se a BER para o 1º estágio.

2º Estágio: Cancelamento Paralelo O 2º estágio reconstrói o sinal transmitido a partir de estimativas da MAI, posteriormente canceladas. Neste processo de reconstrução, $Z_k^{(1)}$ é empregada como medida das amplitudes de primeira ordem para

cada sinal transmitido. Assim, considerando média de conjunto, para um dado bit transmitido, a métrica de decisão do 1º estágio é: $\hat{A}_k b_{k,i} = Z_{k,i}^{(1)}$. A partir desta estimativa é possível proceder à reconstrução do sinal transmitido de cada usuário, com seus respectivos atrasos, assumidos conhecidos:

$$\hat{S}_k^{(2)}(t - \tau_k) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} Z_{k,i}^{(1)} p_T(t - \tau_k - iT) s_k(t - \tau_k) e^{j\phi_k} \quad (6)$$

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:

$$\hat{r}_k^{(2)}(t) = r(t) - \sum_{k=1:K \neq k} \hat{S}_k^{(2)}(t - \tau_k) \quad (7)$$

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, após $\hat{r}_k^{(2)}(t)$ passar por um MFB idêntico ao do 1º estágio, será:

$$Z_{k,i}^{(2)} = \frac{1}{T} \int_{iT-\tau_k}^{(i+1)T-\tau_k} \text{Re} \left\{ \hat{r}_k^{(2)}(t) s_k(t - \tau_k) e^{-j\phi_k} \right\} dt \quad (8)$$

Tomando-se a média para a métrica de decisão, condicionada ao i-ésimo bit transmitido pelo 1º usuário, $b_{1,i}$, resulta [10]:

$$E[Z_{1,i}^{(2)} | b_{1,i}] = \sqrt{P_1} b_{1,i} \left[1 - \frac{(K-1)}{3N} \right] \quad (9)$$

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 afim 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. Melhoria adicional 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.

Termo de Polarização A equação (9) 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 da $P_e^{(2)}$, 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 situações⁸ pode ocorrer a inversão de desempenho: $P_e^{(2)} > P_e^{(1)}$.

O PIC Parcial é uma solução que consiste na preservação da estrutura de baixa complexidade do MFB do 1º estágio, associado à ponderação das estimativas de decisão de MAI para os estágios canceladores na proporção do grau de confiança dos sinais, mantendo-se o requisito de baixa complexidade também para estes estágios, secção 3.2. Aplicando-se o princípio de cancelamento escalonado ao PIC Clássico, obtém-se um ganho de desempenho em relação ao PIC Total com aumento de complexidade mínimo, [4], [6], [10], [11], [12].

Expressões analíticas aproximadas para a $P_e^{(s)}$ em um PIC Clássico com cancelamento total e canal AWGN, considerando aproximação Gaussiana para a MAI, foram dadas em [13]. O

⁷Conhecimento e identificação de todas as seqüências de espalhamento e respectivos atrasos de propagação, τ_k .

⁸Sistemas sobrecarregados, ($K/N > 1$) e região de baixas $\frac{E_b}{N_0}$.

desempenho para canais assíncronos com efeito *near-far* e o usuário 1 como o de interesse é:

$$P_{e1}^{(s)} = Q \left(\left[\frac{N_0}{2P_1T} \left(\frac{1 - \left(\frac{K-1}{3N}\right)^s}{1 - \frac{K-1}{3N}} \right) + (-1)^s + \left(\frac{1}{3N} \right)^s \left(\frac{(K-1)^s - (-1)^s}{K} \left(\frac{\sum_{k=2}^K P_k}{P_1} + 1 \right) \right) \right]^{-\frac{1}{2}} \right) \quad (10)$$

A equação (10) resulta em boa aproximação para sistemas com baixos níveis de carregamento ($\frac{K}{N} < 25\%$), pois no desenvolvimento dessas expressões assume-se que $Z_{k,i}^{(s)}$ são estimativas não polarizadas para $A_k b_k$ em cada estágio. Infelizmente, esta hipótese não é verdadeira; $Z_{k,i}^{(s)}$ será polarizada após o 1º estágio em um PIC Clássico, como mostra (9).

Em PIC, há limites para $\frac{E_b}{N_0}$ e P_k , obtidos a partir da manipulação de (10), abaixo dos quais o cancelamento não será mais benéfico, ocorrendo $P_e^{(s+1)} > P_e^{(s)}$, [13], [14]:

$$P_k > \frac{N_0}{2T} + \frac{1}{3N} \left(\sum_{\ell=1, \ell \neq k}^K P_\ell \right), \quad \frac{K-1}{3N} < 1, \quad (11)$$

confirmando o fato de que o cancelamento paralelo será ineficaz para usuários suficientemente fracos.

O comportamento assintótico do receptor PIC quando o número de estágios $s \rightarrow \infty$ e $\frac{K-1}{3N} < 1$ pode ser obtido a partir de (10), resultando em:

$$\lim_{s \rightarrow \infty} P_{e1}^{(s)} = Q \left(\sqrt{\frac{2P_1T}{N_0} \left(1 - \frac{K-1}{3N} \right)} \right), \quad (12)$$

não dependendo das energias dos usuários interferentes, sendo exclusivamente função do nível de carregamento do sistema e da $\frac{E_b}{N_0}$ do usuário de interesse. Para o caso de controle perfeito de potência, resulta: $\lim_{s \rightarrow \infty} P_e^{(s)} = Q \left(1, 4 \sqrt{\frac{PT}{N_0}} \right)$.

Melhoria de desempenho para o k -ésimo usuário em um PIC de 1 a 4 estágios canceladores e canal AWGN é apresentada na figura 3. São considerados também os casos limite *single user* ($K = 1$) e assintótico ($s \rightarrow \infty$). Há um significativo aumento de desempenho quando se passa de 1 para 2 (3) estágios canceladores, no caso de $NFR = 0$ ($NFR \neq 0$) e apenas uma pequena melhoria quando se passa de 2 (3) para 3 (4) estágios. O maior ganho é obtido na região de alta $\frac{E_b}{N_0}$, uma vez que melhores estimativas para os sinais podem ser obtidas com a redução do ruído.

A figura 4 compara o desempenho médio dos detectores Convencional, PIC multiestágio e SIC em dois cenários com desbalanceamento de potência, considerando seqüências *Rndz32*, exato conhecimento dos parâmetros A , τ , ϕ e correta ordenação das energias recebidas. O detector SIC terá desempenho superior ao PIC em canais sem controle de potência, uma vez que explora a variação de potência para realizar cancelamento. Já o PIC Total terá desempenho superior ao SIC em canais com controle perfeito de potência. Note que quando houver um maior separação e espalhamento entre os valores das potências recebidas, resultará em melhoria no desempenho do SIC e degradação no PIC. Mesmo assim, o PIC multiestágio resulta em melhor desempenho que o receptor Convencional. No entanto, quando a estimativa de parâmetros não for boa, qualquer operação de cancelamento mostrar-se-á ineficiente.

A figura 5 apresenta resultados de desempenho médio em função do carregamento do sistema ($\approx 12\%$ a $\approx 86\%$) para os

principais detectores IC e lineares e $NFR = 0dB$. Exceto na situação de NFR com potências recebidas bastante espalhadas, o desempenho do detector PIC multiestágio⁹ é superior ao do SIC e será sempre melhor que o Convencional, Decorrelator e MMSE.

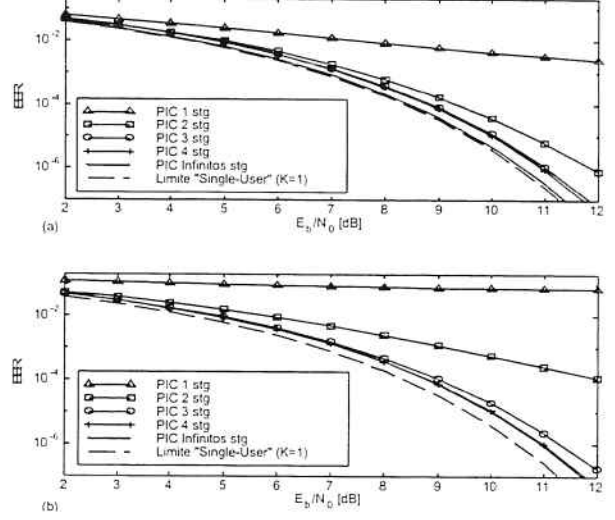


Figura 3: $BER \times \frac{E_b}{N_0}$ para PIC assíncrono, $K = 37$ e *Rndz127*; (a) $NFR = 0dB$. (b) 18 interferentes com $NFR = +9dB$.

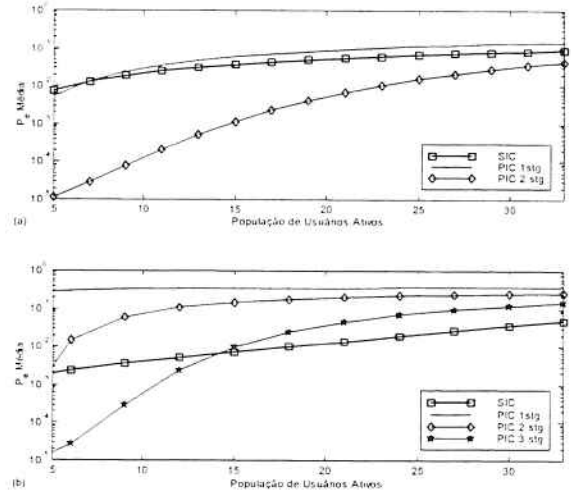


Figura 4: BER para PIC multiestágio e SIC Assíncronos com *Rndz32*, $\frac{E_b}{N_0} = 10dB$ e efeito *Near-Far*: (a) metade dos usuários interferentes ativos com potência recebida 10dB acima dos demais. (b) NFR distintos com potências separadas de $\frac{1}{2}$ dB; para $K_{max} = 33$ us., resulta $NFR = 9, 5, 8, 5, 8, 0, \dots, -6, 0, -6, 5 dB$.

As estimativas de BER para o cancelador paralelo obtidas a partir de (10), figuras 3, 4 e 5, tornam-se otimistas para a região de baixas P_e (abaixo de 10^{-4}) e elevados K/N . Considerando esta limitação, técnica mais elaborada incluindo efeitos de segunda ordem da MAI no cálculo da P_e foi desenvolvida em [14], permitindo obter previsões de desempenhos mais realistas naqueles casos onde as potências interferentes apresentam distribuição randômica.

3.2 PIC Parcial

O PIC ponderado consiste no cancelamento de uma percentagem da MAI, escalonando-se o sinal reconstituído de cada interferente por um fator *soft*, SCF (*Soft Cancellation Factor*),

⁹ Assumida acurácia nas estimativas dos atrasos, fases e amplitudes.

compreendido no intervalo $0 \leq \zeta_k \leq 1$ [11]. O valor de ζ_k depende do grau de confiança da estimativa da MAI e dos parâmetros do sistema: N , P_i , K e atrasos τ_k .

A solução de cancelamento Parcial é motivada pela dificuldade de se encontrar estimadores não polarizados de baixa complexidade. Estimadores não polarizados resultam em maior complexidade que as operações de multiplicação e acumulação do MFB e possivelmente introduzem não linearidades. A complexidade de implementação do PIC Parcial torna-se $\mathcal{O}(K^2)$. Porém, caso seja possível obter controle perfeito de potência, bastará um único SCF para todos os usuários, reduzindo-se a $\mathcal{O}(K)$. No caso mais geral (efeito *near-far*), para cada usuário será necessário a estimação de amplitude e obtenção do ζ_k .

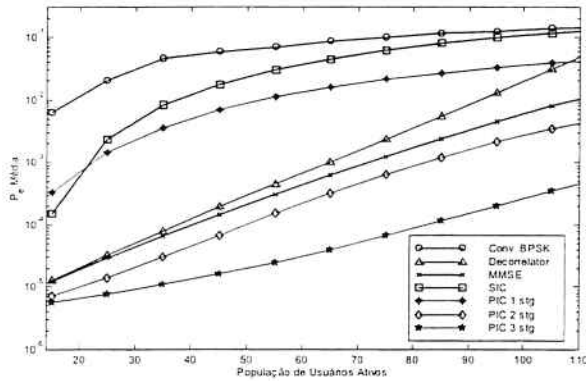


Figura 5: Comparação de desempenho em termos de $\overline{BER} \times$ número de usuários para SIC, PIC, Convencional BPSK, Decorrelator e MMSE. Sincronos e $NFR = 0$. $Rndz128$ e $\frac{E_b}{N_0} = 10dB$.

3.2.1 Receptor PIC Parcial Síncrono

O 1º estágio é idêntico ao caso do PIC total. No 2º estágio, a reconstrução do sinal transmitido de cada usuário toma a forma (6), com $\tau_k = 0$. Atribui-se um SCF a cada interferente e procede-se à nova reconstrução do sinal recebido, para cada usuário de acordo com:

$$\hat{r}_k^{(2)}(t) = r(t) - \sum_{\kappa=1; \kappa \neq k}^K \zeta_\kappa \hat{s}_\kappa^{(2)}(t) \quad (13)$$

Cada sinal reconstruído, ponderado pelo SCF alimenta um MFB idêntico ao do 1º estágio, afim de obter um versão mais limpa para o conjunto das estatísticas de decisão, como em (8).

A média para métrica de decisão à saída do 2º estágio, condicionada ao i -ésimo bit transmitido pelo usuário de interesse, $b_{1,i}$, analogamente a (9), ainda contém o termo polarização, porém ponderado pelos SCF [6], [10]:

$$E[Z_{1,i}^{(2)} | b_{1,i}] = \sqrt{P_1} b_{1,i} \left[1 - \frac{\sum_{\ell=2}^K \zeta_\ell}{2N} \right] \quad (14)$$

Para a variância, resulta uma expressão analítica extensa [10], omitida aqui por questões de espaço.

Obs.1. Em geral, a BER após cancelamento parcial é menor que antes: a contribuição do ruído na variância total é ampliada devido ao uso do estimador MF no processo de cancelamento. Porém, o processo de cancelamento geralmente remove mais MAI do que adiciona ruído, tornando a variância do 2º estágio muito menor que a obtida para o 1º estágio Convencional.

Obs.2. Há uma diferença entre a magnitude da polarização em um canal síncrono $\left(\frac{K-1}{2N}\right)$ e assíncrono $\left(\frac{K-1}{3N}\right)$ para usuários com mesma potência unitária ($NFR = 0$). Isto se deve aos valores médios distintos para as correlações

cruzadas normalizadas considerando seqüências de espalhamento randômicas: em canais assíncronos com fases randômicas este valor é $1/3N$, enquanto que para sistemas síncronos é $1/2N$ [3].

Obs.3. No cancelamento Parcial, a polarização ainda existe: mesmo assim, sempre resultará em uma redução na magnitude do termo polarização, já que $\sum_{\ell=2}^K \zeta_\ell < (K-1)$. Compare (14) com (9), observando a diferença de fator $\frac{1}{2}$ no lugar de $\frac{1}{3}$, devido à mudança de canal assíncrono para síncrono.

A designação do SCF ótimo para o k -ésimo usuário, $\zeta_{k,opt}$, depende do: • N ; • de todas potências recebidas, P_i ; • potência de ruído; • demais SCF, ζ_i , $i \neq k$. A partir da expressão da $BER^{(2)}$, função dos SCF, obtém-se o conjunto dos SCF otimizados tal que minimize a taxa de erro. O $\{\zeta_k\}_{opt}$ para sistemas síncronos foi derivado em [10], resultando em uma expressão analítica extensa, omitida aqui. Os casos limites para ζ_{opt} são:

1. *Ganho de processamento infinito*: na situação assintótica quando o sistema tem completa imunidade à MAI ($N \rightarrow \infty$), o ζ_k dependerá exclusivamente da potência do k -ésimo interferente e da potência do AWGN [13],

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \zeta_k = P_k - \frac{N_0}{2T} / P_k + \frac{N_0}{2T}.$$

2. *Ganho de processamento e imunidade à MAI infinitos*. Corresponde a considerar o caso anterior com a hipótese adicional de ausência de ruído, obtém-se um sistema com estimativas perfeitas de MAI: $\lim_{N \rightarrow \infty; N_0 \rightarrow 0} \zeta_k = 1$.

3. *Controle perfeito de potência*: $P_k = P = \frac{E_b}{T}$, $\forall k$. Considerando potências recebidas idênticas, resulta um mesmo SCF para todos os usuários, uma vez que as estimativas da MAI para todos os usuários apresentarão o mesmo grau de confiança e portanto deverão ter o mesmo valor de escalonamento, $\zeta = \frac{E_b}{N_0} \frac{(4N^2 - 2N) - 2N^2}{[4N^2 + 2K(2N-1) - 3N-2] - 2N^2}$.

$$\text{namento, } \zeta = \frac{E_b}{N_0} \frac{(4N^2 - 2N) - 2N^2}{[4N^2 + 2K(2N-1) - 3N-2] - 2N^2}.$$

A figura 6 sintetiza o comportamento do $\zeta_{opt, NFR=0}$ para $N = 63$. Quanto mais as estimativas de MAI se desviarem de seus valores verdadeiros, devido ao ruído total¹⁰ ou à presença de outros usuários acessando o canal (maior carregamento do sistema), menor será o valor de ζ , indicando que as estimativas de MAI não são confiáveis e portanto não serão totalmente canceladas. Inversamente, a região de maior confiabilidade para as estimativas de MAI será aquela cujo K/N for muito baixo e simultaneamente baixo ruído total, resultando em SCF próximos à unidade.

Desempenho PIC Parcial - Controle Perfeito de Potência.

A média em (14) para as estatísticas de decisão do PIC Parcial terá o termo $\sum_{\ell=2}^K \zeta_\ell = (K-1)\zeta$. A figura 7.a compara as médias das estimativas das amplitudes degradadas para o 2º estágio de um PIC Total e Parcial em função do carregamento de um sistema S-CDMA com controle perfeito de potência e $Rndz63$. Note que a redução na degradação da média aplicando-se os valores ζ_{opt} é cada vez maior à medida que o sistema torna-se mais carregado. A BER mínima em uma estrutura PIC Parcial é obtida com a designação ótima dos coeficientes SCF. A figura 7.b apresenta o desempenho de um PIC de um estágio com ζ_{opt} em função do carregamento, para um sistema S-CDMA e os mesmos parâmetros anteriores. Mostra-se que o desempenho do PIC Total e Parcial Otimizado é superior ao PIC Parcial com SCF não otimizados.

Desempenhos em um PIC de um estágio em função de $\frac{E_b}{N_0}$ para diferentes ζ são comparados na figura 8: consideram-se PIC Total, PIC Parcial com $\zeta = 0,3$, $\zeta = 0,8$ não otimizados

¹⁰ Baixos $\frac{E_b}{N_0}$ e/ou alta interferência intercelular e/ou usuários não sincronizados.

e PIC Parcial otimizado, com o valores discretos de $\xi_{opt}(\frac{E_b}{N_0})$. Confirma-se o melhor desempenho do PIC Parcial otimizado, principalmente na região de alta $\frac{E_b}{N_0}$.

Simplificação no projeto do receptor PIC Parcial objetivando a manutenção da complexidade de implementação próxima à do PIC Total consiste na atribuição de um único ξ (fixo). Foi mostrado em [4] que um $\xi = 0,5$ no 1º estágio cancelador resulta em bom compromisso, atingindo melhoria significativa de desempenho para carregamentos acima de 60%.

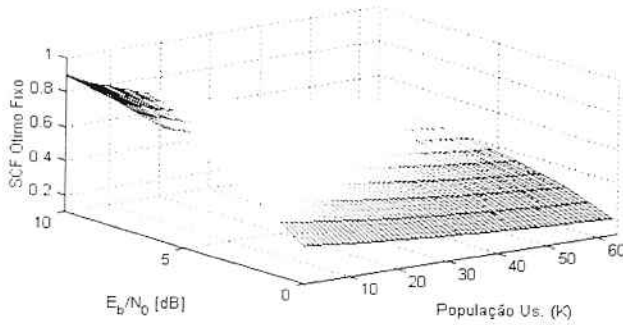


Figura 6: $\xi_{Opt} \times K$ e $\frac{E_b}{N_0}$, com $N = 63$ e $NFR = 0dB$.

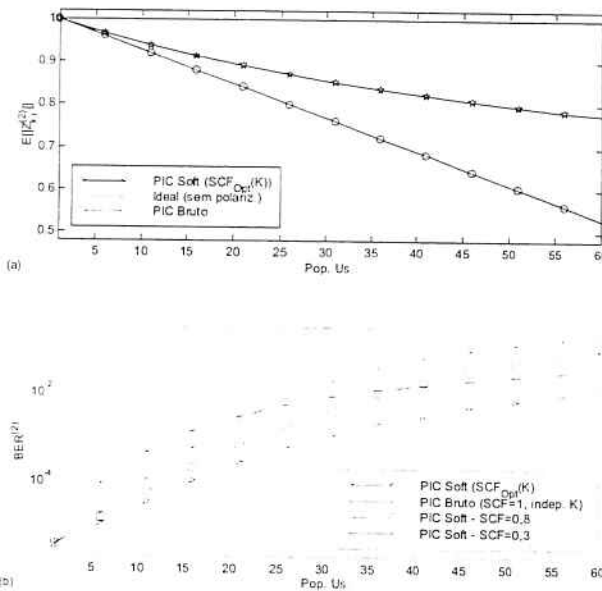


Figura 7: PIC Parcial. para $\frac{E_b}{N_0} = 10dB$. (a) Efeito do termo polarização sobre $E[Z_k^{(2)}]$. (b) $BER^{(2)}$ com $\xi_{Opt}(K) \times$ usuários. Comparação com ξ não otimizados.

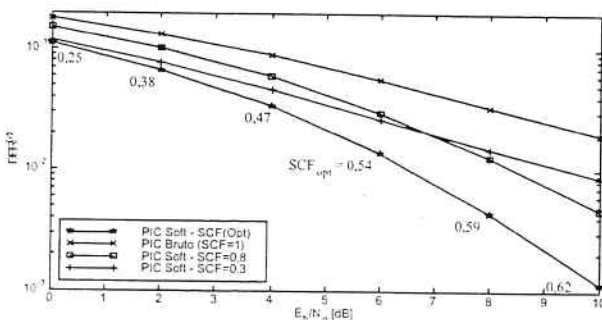


Figura 8: $BER \times \frac{E_b}{N_0}$ para PIC de 1stg, canal síncrono AWGN com $N = 63$ e $K = 31$ e distintos ξ ; valores de ξ_{Opt} .

4 Conclusões

Há um potencial incremento na capacidade dos sistemas de comunicação associado aos receptores multiusuário subtrativos. Diferentemente da detecção convencional com filtro casado *single-user*, a detecção multiusuário utiliza as informações dos demais usuários ativos para anular os sinais que aparecem como interferência MAI quando da detecção do usuário de interesse. Em contrapartida ter-se-á um aumento na complexidade dos sistemas. O receptor DS-CDMA convencional é extremamente sensível ao efeito *near-far*, requerendo grandes cuidados com controle de potência e o projeto das seqüências de espalhamento.

Técnicas de Cancelamento de Interferência são empregadas quando informações confiáveis sobre os interferentes mais significativos no sistema estiverem disponíveis no receptor.

Questões importantes de pesquisa ainda remanescentes incluem considerações sobre estimadores não polarizados, confiabilidade na estimação de parâmetros, métodos de cancelamento parcial otimizados e canais com desvanecimento multipercusso objetivando atingir implementações estáveis e efetivas em receptores IC de baixa complexidade, alto desempenho e capacidade.

Referências

- [1] J. Proakis, *Digital Communications*. McGraw-Hill, 2nd ed. 1989.
- [2] P. Patel and J. M. Holtzman, "Analysis of a single successive interference cancellation scheme in a DS/CDMA system," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 12, n.5, pp. 796-807, June 1994.
- [3] M. Pursley, "Performance evaluation for phase-coded spread spectrum multiple access communication - part i: System analysis," *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-25, n.8, pp. 795-99, 1977.
- [4] R. M. Buehrer, *The Application of Multiuser Detection to Cellular CDMA*. PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, June 1996.
- [5] 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.
- [6] N. S. Correia, R. M. Buehrer, and B. D. Woerner, "A DSP-based DS-CDMA multiuser receiver employing partial parallel interference cancellation," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 47, no.4, pp. 613-30, April 1999.
- [7] 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.
- [8] G. Xue, J. Weng, T. Le-Ngoc, and S. Tahar, "Adaptive multistage parallel interference cancellation for CDMA," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, n.10, pp. 1815-27, October 1999.
- [9] M. Juntti, *Multiuser Demodulation for DS-CDMA Systems in Fading Channels*. PhD thesis, Dep. of Electrical Engineering University of Oulu, Finland, Sept. 1997.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] N. S. Correia, *Efficient Interference Cancellation Techniques for Advanced DS-CDMA Receivers*. PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University - USA, July 1999.
- [13] 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. 1994.
- [14] R. M. Buehrer and B. D. Woerner, "Analysis of an adaptive multistage interference cancellation for CDMA using improved gaussian approximation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 14, no. 10, pp. 1308-21, Oct. 1996.

BOLETINS TÉCNICOS - TEXTOS PUBLICADOS

- BT/PTC/9901 – Avaliação de Ergoespirômetros Segundo a Norma NBR IEC 601-1- MARIA RUTH C. R. LEITE, JOSÉ CARLOS TEIXEIRA DE B. MORAES
- BT/PTC/9902 – Sistemas de Criptofonia de Voz com Mapas Caóticos e Redes Neurais Artificiais – MIGUEL ANTONIO FERNANDES SOLER, EUVALDO FERREIRA CABRAL JR.
- BT/PTC/9903 – Regulação Sincronizada de Distúrbios Senodais – VAIDYA INÊS CARRILLO SEGURA, PAULO SÉRGIO PEREIRA DA SILVA
- BT/PTC/9904 – Desenvolvimento e Implementação de Algoritmo Computacional para Garantir um Determinado Nível de Letalidade Acumulada para Microorganismos Presentes em Alimentos Industrializados – RUBENS GEDRAITE, CLÁUDIO GARCIA
- BT/PTC/9905 – Modelo Operacional de Gestão de Qualidade em Laboratórios de Ensaio e Calibração de Equipamentos Eletromédicos – MANUEL ANTONIO TAPIA LÓPEZ, JOSÉ CARLOS TEIXEIRA DE BARROS MORAES
- BT/PTC/9906 – Extração de Componentes Principais de Sinais Cerebrais Usando Karhunen – Loève Neural Network – EDUARDO AKIRA KINTO, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PTC/9907 – Observador Pseudo-Derivativo de Kalman Numa Coluna de Destilação Binária – JOSÉ HERNANDEZ LÓPEZ, JOSÉ JAIME DA CRUZ, CLAUDIO GARCIA
- BT/PTC/9908 – Reconhecimento Automático do Locutor com Coeficientes Mel-Cepstrais e Redes Neurais Artificiais – ANDRÉ BORDIN MAGNI, EUVALDO F. CABRAL JÚNIOR
- BT/PTC/9909 – Análise de Estabilidade e Síntese de Sistemas Híbridos – DIEGO COLÓN, FELIPE MIGUEL PAIT
- ✓ BT/PTC/0001 – Alguns Aspectos de Visão Multiescalas e Multiresolução – JOÃO E. KOGLER JR., MARCIO RILLO
- BT/PTC/0002 – Placa de Sinalização E1: Sinalização de Linha R2 Digital Sinalização entre Registradores MFC- PHILLIP MARK SEYMOUR BURT, FERNANDA CARDOSO DA SILVA
- ✓ BT/PTC/0003 – Estudo da Técnica de Comunicação FO-CDMA em Redes de Fibra Óptica de Alta Velocidade – TULIPA PERSO, JOSÉ ROBERTO DE A. AMAZONAS
- ✓ BT/PTC/0004 – Avaliação de Modelos Matemáticos para Motoneurônios – DANIEL GUSTAVO GOROSO, ANDRÉ FÁBIO KOHN
- ✓ BT/PTC/0005 – Extração e Avaliação de Atributos do Eletrocardiograma para Classificação de Batimentos Cardíacos – ELDER VIEIRA COSTA, JOSÉ CARLOS T. DE BARROS MORAES
- ✓ BT/PTC/0006 – Uma Técnica de Imposição de Zeros para Auxílio em Projeto de Sistemas de Controle – PAULO SÉRGIO PIERRI, ROBERTO MOURA SALES
- ✓ BT/PTC/0007 – A Connected Multireticulated Diagram Viewer – PAULO EDUARDO PILON, EUVALDO F. CABRAL JÚNIOR
- ✓ BT/PTC/0008 – Some Geometric Properties of the Dynamic Extension Algorithm – PAULO SÉRGIO PEREIRA DA SILVA
- ✓ BT/PTC/0009 – Comparison of Alternatives for Capacity Increase in Multiple-Rate Dual-Class DS/CDMA Systems – CYRO SACARANO HESI, PAUL ETIENNE JESZENSKY
- ✓ BT/PTC/0010 – Reconhecimento Automático de Ações Faciais usando FACS e Redes Neurais Artificiais – ALEXANDRE TORNICE, EUVALDO F. CABRAL JÚNIOR
- ✓ BT/PTC/0011 – Estudo de Caso: Tornando um Projeto Testável Utilizando Ferramentas Synopsys – REINALDO SILVEIRA, JOSÉ ROBERTO A. AMAZONAS
- ✓ BT/PTC/0012 – Modelos Probabilísticos para Rastreamento em Carteiras de Investimento – HUGO G. V. DE ASSUNÇÃO, OSWALDO L. V. COSTA
- ✓ BT/PTC/0013 – Influência de um Controle Imperfeito de Potência e Monitoramento da Atividade Vocal na Capacidade de Sistemas DS/CDMA – MÁRCIO WAGNER DUARTE ROLIM, PAUL JEAN ETIENNE JESZENSKY

