

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

ISSN 1517-3550

BT/PTC/0401

Comparação Entre Receptores
Espaço-Temporais Semicegos de
Formatação de Feixe e Diversidade
para Sistemas W-CDMA

Ivan Roberto Santana Casella
Paul Jean Etienne Jeszensky

São Paulo – 2004

1442158

O presente trabalho é um resumo da tese de doutorado apresentada por Ivan Roberto Santana Casella, sob orientação do Prof. Dr. Paul Jean Etienne Jeszensky: "Estruturas Espaço Temporais de Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas para a Transmissão de Dados de Alta Taxa em Sistemas W CDMA", defendida em 19/03/04, 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

Casella, Ivan Roberto Santana

Comparação entre receptores espaço-temporais semicegos de formatação de feixe e diversidade para sistemas W-CDMA / Ivan Roberto Santana Casella, Paul Jean Etienne Jeszensky. -- São Paulo : EPUSP, 2004.

15 p. -- (Boletim Técnico da Escola Politécnica da USP, Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle ; BT/PTC/0401)

1. Telecomunicações 2. Rede de comunicação 3. Radiocomunicação 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
621.3821
621.3845

COMPARAÇÃO ENTRE RECEPTORES ESPAÇO-TEMPORAIS SEMICEGOS DE FORMATAÇÃO DE FEIXE E DIVERSIDADE PARA SISTEMAS W-CDMA

I. R. S. Casella e P. J. E. Jeszensky
email: icasella@lcs.poli.usp.br, pj@lcs.poli.usp.br

Laboratório de Comunicações e Sinais - LCS
Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle - PTC
Escola Politécnica da Universidade de São Paulo - EPUSP

Resumo - Recentemente, os métodos semicegos tem despertado um grande interesse na aplicação de estruturas espaço-temporais de recepção em sistemas de comunicação sem fio por oferecerem uma redução da quantidade de símbolos de treinamento requerida na obtenção dos coeficientes dos filtros espaço-temporais, possibilitando um aumento significativo da vazão da informação. Neste artigo, é apresentada uma comparação de desempenho entre as estruturas de recepção espaço-temporais semicegas destinados à formatação de feixe [1] e à diversidade [2] empregando o algoritmo semicego de módulo constante com identificação de canal (SBCMACI) para sistemas W-CDMA assíncronos. O SBCMACI utiliza as propriedades de módulo constante do sinal transmitido, o código de espalhamento do sinal desejado e a identificação do canal para reduzir a quantidade de símbolos de treinamento requerida. Os resultados de simulação mostram que ambos os receptores oferecem bons índices de desempenho, sendo que os receptores semicegos para a formatação de feixe podem oferecer um ganho de desempenho em relação aos receptores para diversidade à medida que a relação sinal-ruído (*SNR*) diminui e/ou o *angle spread* aumenta.

I. INTRODUÇÃO

O emprego da tecnologia W-CDMA no desenvolvimento de sistemas de comunicação sem fio tem se mostrado uma solução bastante eficiente para atender a demanda por um acesso sem fio de alta taxa, necessário para viabilizar serviços de dados eficientes e possibilitar o uso de aplicações multimídia [3], [4], [5]. Entretanto, os sistemas W-CDMA de alta taxa podem apresentar uma severa interferência inter-simbólica (ISI) devido aos efeitos seletivos em frequência do canal de propagação sem fio, além da interferência de múltiplo acesso (MAI), inerente de qualquer sistema CDMA não-ortogonal.

A diversidade temporal é uma vantagem inerente dos sistemas CDMA. O emprego de receptores Rake [6] e equalizadores [7] permite combater o desvanecimento do sinal recebido através do processamento temporal. Por outro lado, os arranjos de antenas podem ser usados para combater o desvanecimento do sinal e para reduzir a MAI através do processamento espacial [8]. Como os usuários de um sistema celular transmitem normalmente de locais espacialmente diferentes, o sinal recebido de cada usuário apresenta uma assinatura espacial única. Os arranjos de antenas podem explorar esta assinatura espacial através da formatação de feixe. A formatação de feixe é uma técnica de processamento espacial que explora esta separação entre os sinais para selecionar os sinais desejados e eliminar os sinais interferentes. Como os sistemas CDMA são desenvolvidos para operar na presença da MAI, qualquer

redução de interferência proporciona diretamente um aumento de capacidade [9]. Os arranjos de antenas podem também proporcionar diversidade espacial e reduzir os efeitos de desvanecimento de multipercurso, sendo necessário para tanto, que as envoltórias dos sinais recebidos ao longo dos elementos do arranjo sejam não-correlacionadas. Deste modo, quando o sinal recebido por um elemento sofrer um desvanecimento profundo, a probabilidade que os sinais recebidos pelos demais elementos estejam também sofrendo um desvanecimento será pequena. Portanto, combinando coerentemente os sinais dos vários elementos do arranjo, é possível aumentar a SNR e a qualidade do sinal total recebido.

O processamento espaço-temporal [2], [1], [10] e [11] pode ser visto como uma evolução das técnicas de processamento espacial e temporal apresentadas acima. Através do uso das assinaturas espacial e temporal e da estrutura de códigos presente nos sistemas CDMA, os receptores espaço-temporais podem processar conjuntamente as amostras de sinais nos domínios espacial e temporal, aumentando a supressão da MAI e possibilitando a combinação coerente dos componentes de multipercurso do sinal desejado.

Os sistemas celulares móveis de terceira geração (3G) dispõem de símbolos de piloto (treinamento) tanto no *downlink* como no *uplink*. Esses símbolos podem ser utilizados para desempenhar diversas funções como, por exemplo, a obtenção dos coeficientes dos filtros espaço-temporais destinados à formatação de feixe e à diversidade. Nas aplicações em sistemas W-CDMA, os métodos clássicos baseados em treinamento [12], [13] requerem uma grande quantidade de símbolos de treinamento para otimizar o filtro espaço-temporal (visto que ele normalmente é composto por uma grande quantidade de coeficientes), reduzindo consideravelmente a vazão da informação. Com o intuito de eliminar a necessidade do uso de símbolos de treinamento e os problemas associados a ela, surgiram os métodos cegos [14], [15], [16], [17], que exploram algumas características intrínsecas dos sinais transmitidos (constelação de sinais, módulo do sinal, cicloestacionaridade, canal de propagação etc) para ajustar os coeficientes do filtro espaço-temporal. Entretanto, a maioria dos métodos cegos necessita de uma grande quantidade de símbolos sob condições de estacionaridade que dificilmente são encontradas nas aplicações para a comunicação sem fio. Além disto, os métodos cegos apresentam normalmente problemas como ambigüidade de fase, impossibilidade de classificação dos sinais e problemas de convergência (otimização multimodal, devido a não-linearidade) [18], [19], [20], [21].

Os métodos semicegos [18], [19], [22] surgiram como uma técnica eficiente de combinar os métodos baseados em treinamento e os métodos cegos, permitindo superar os principais problemas apresentados por eles. A abordagem semicega explora a idéia de aumentar a quantidade efetiva dos símbolos conhecidos no processo de treinamento, através de informações adicionais e propriedades dos sinais transmitidos, reduzindo assim a quantidade de símbolos de treinamento transmitidos.

Em [2], foi introduzido um novo algoritmo semicego para sistemas CDMA, denominado SBCMACI, que leva em consideração as propriedades de módulo constante do sinal transmitido, a informação do código de espalhamento do sinal desejado e a estimativa do canal. Por requerer uma quantidade significativamente menor de símbolos de treinamento para obter o vetor de coeficientes do filtro espaço-temporal, quando comparado ao método de mínimos quadrados (LS), o SBCMACI foi aplicado na elaboração de um novo receptor espaço-temporal para sistemas CDMA síncronos capaz de oferecer diversidade espaço-temporal, denominado aqui DST-SBCMACI (*Diversity - Space-Time - SBCMACI*). Em [1], foi proposto um novo receptor espaço-temporal para formatação de feixe baseado no algoritmo SBCMACI para aplicações em sistemas W-CDMA assíncronos, denominado BST-

SBCMACI (*Beamforming - Space-Time - SBCMACI*). O emprego do BST-SBCMACI oferece combinação coerente dos componentes de multipercurso do sinal desejado, cancelamento da MAI, remoção da ambigüidade de fase presente nos algoritmos cegos e redução da quantidade de símbolos requerida no processo de treinamento. Devido as diferenças de comportamento entre as estruturas espaço-temporais de recepção destinadas à diversidade e à formação de feixe, é apresentada neste artigo uma comparação de desempenho entre as estruturas BST-SBCMACI e DST-SBCMACI para sistemas W-CDMA assíncronos em função da variação de alguns dos parâmetros do sistema.

O artigo é organizado da seguinte forma: Os modelos das estruturas espaço-temporais de recepção destinadas à formação de feixe e à diversidade são introduzidos na seção II; o algoritmo SBCMACI é descrito na seção III; os resultados de simulação são mostrados na seção IV e as principais conclusões são apresentadas na seção V.

II. MODELOS DE ESTRUTURAS ESPAÇO-TEMPORAIS DE RECEPÇÃO PARA SISTEMAS W-CDMA

Nesta seção, são apresentados os modelos espaço-temporais para formação de feixe e para diversidade, considerando o *uplink* de um sistema de comunicação sem fio W-CDMA assíncrono empregando múltiplas antenas de recepção na estação rádio-base (ERB) e códigos de espalhamento curtos. Utiliza-se o processo de espalhamento espectral complexo [23] para reduzir a relação pico-média de amplitude e a modulação de dados é feita através da técnica QPSK para oferecer uma melhor ocupação da banda de frequência.

Assume-se que há M usuários no sistema e que cada usuário pode transmitir N_s símbolos de informação por quadro sob condições quase estáticas (parâmetros do canal de propagação constantes durante um quadro).

A. Modelo Espaço-Temporal para Formação de Feixe

Pode-se representar o sinal complexo em banda-base no *uplink*, através do seguinte vetor:

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{k=0}^{N_s-1} \sqrt{\gamma_m} \cdot b_m(k) \cdot \mathbf{h}_m(t - k \cdot T_s) + \mathbf{v}(t) \quad (1)$$

Onde,

$$\mathbf{r}(t) = [r^1(t), \dots, r^{A_r}(t)]^T$$

$$\mathbf{v}(t) = [v^1(t), \dots, v^{A_r}(t)]^T \text{ é o vetor de ruído com variância } \sigma^2$$

$$\mathbf{h}_m(t) = [h_m^1(t), \dots, h_m^{A_r}(t)]^T \text{ é o vetor normalizado da assinatura de forma de onda complexa}$$

T_s é a duração de símbolo

γ_m é a potência do sinal transmitido pelo m -ésimo usuário

$b_m(k) = (b_{m,k}^I + j \cdot b_{m,k}^Q) / \sqrt{2}$ é o símbolo de informação normalizado do m -ésimo usuário no instante k , sendo que $b_{m,k}^I$ e $b_{m,k}^Q \in \{+1, -1\}$

O vetor $\mathbf{h}_m(t)$ pode ser descrito por:

$$\mathbf{h}_m(t) = \sum_{g=0}^{G-1} c_m(g) \cdot \mathbf{p}_m(t - g \cdot T_c) \quad (2)$$

Onde,

T_c é a duração de chip

G é o ganho de processamento dado por $G = T_s/T_c$

$c_m(g) = (\varrho_{m,g}^I + j \cdot \varrho_{m,g}^Q) / \sqrt{G}$ é o g -ésimo chip da sequência complexa (ou código de espalhamento) normalizada do m -ésimo usuário, sendo que $\varrho_{m,g}^I$ e $\varrho_{m,g}^Q \in \{+1, -1\}$

$\mathbf{p}_m(t)$ é o vetor de forma de onda de chip do m -ésimo usuário, incluindo os efeitos de filtragem de transmissão e recepção e de distorção causada pelo canal de propagação de multipercursos

No modelo espaço-temporal para formatação de feixe, o vetor $\mathbf{p}_m(t)$ pode ser modelado como:

$$\mathbf{p}_m(t) = [p_m^1(t), \dots, p_m^{A_r}(t)]^T \quad (3)$$

Onde,

$$p_m^{a_r}(t) = \sum_{l=0}^{L_m-1} \beta_m^l \cdot a^{a_r}(\theta_m^l) \cdot \psi(t - \tau_m^l) \quad (4)$$

L_m representa o número de componentes de multipercurso do canal de propagação relativo ao m -ésimo usuário

β_m^l é o ganho complexo do l -ésimo percurso proveniente do m -ésimo usuário

τ_m^l é o atraso do l -ésimo percurso proveniente do m -ésimo usuário

$\psi(t)$ é a forma de onda do chip filtrado, que inclui os efeitos dos filtros de transmissão e recepção

$a^{a_r}(\theta_m^l)$ é a resposta do a_r -ésimo elemento do arranjo de antenas ao l -ésimo componente de multipercurso do m -ésimo usuário incidindo com ângulo de chegada (AOA) θ_m^l

Amostrando o sinal recebido à taxa de chip e assumindo que $T_c = 1$, pode-se obter a seguinte representação em tempo discreto do sinal:

$$\mathbf{r}(n) = \sum_{m=1}^M \sqrt{\gamma_m} \sum_{k=0}^{N_s-1} b_m(k) \cdot \mathbf{h}_m(n - k \cdot G) + \mathbf{v}(n) \quad (5)$$

Considerando que o receptor está em perfeito sincronismo com o primeiro componente de multipercurso l_m^0 recebido pelo usuário desejado m ($\tau_m^0 = 0$) e que cada um dos A_r canais de propagação que compõem $\mathbf{p}_m(n)$ apresenta resposta ao impulso finita (FIR) de ordem ρ_m , tal que $\rho_m \leq (L - 1) \cdot G$ para algum número inteiro L ($L \geq 2$), pode-se representar o sinal recebido em tempo-discreto correspondente ao k -ésimo símbolo por:

$$\mathbf{r}_s(k) = [\mathbf{H}(L - 1), \dots, \mathbf{H}(0)] \cdot [\mathbf{b}(k - L + 1)^T, \dots, \mathbf{b}(k)^T]^T + \mathbf{v}_s(k) \quad (6)$$

Onde,

$$\mathbf{r}_s(k) = [\mathbf{r}(k \cdot G)^T, \dots, \mathbf{r}((k + 1) \cdot G - 1)^T]^T$$

$$\mathbf{v}_s(k) = [\mathbf{v}(k \cdot G)^T, \dots, \mathbf{v}((k + 1) \cdot G - 1)^T]^T$$

$$\mathbf{b}(k) = [b_1(k), \dots, b_M(k)]^T$$

$$\mathbf{H}(l) = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1(l \cdot G) & \cdots & \mathbf{h}_M(l \cdot G) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}_1((l+1) \cdot G - 1) & \cdots & \mathbf{h}_M((l+1) \cdot G - 1) \end{bmatrix}_{A_r \cdot G \times M}$$

Em alguns casos, dependendo do comprimento do canal, do número de usuários M , do ganho de processamento G e do número de antenas A_r , pode ser necessário processar mais de um vetor de sinal recebido ao mesmo tempo para estimar o k -ésimo símbolo [2]. Assim, empilhando μ símbolos consecutivos ($\mu \geq 2$), pode-se definir o vetor $\mathbf{r}_\mu(k)$ como:

$$\mathbf{r}_\mu(k) = \mathbf{H}_\mu \cdot \mathbf{b}_\mu(k) + \mathbf{v}_\mu(k) \quad (7)$$

Onde,

μ é chamado de fator de suavização (*smoothing factor*)

$$\mathbf{r}_\mu(k) = [\mathbf{r}_s(k)^T, \dots, \mathbf{r}_s(k + \mu - 1)^T]^T$$

$$\mathbf{v}_\mu(k) = [\mathbf{v}_s(k)^T, \dots, \mathbf{v}_s(k + \mu - 1)^T]^T$$

$$\mathbf{b}_\mu(k) = [b(k), \dots, b(k + \mu - 1)]^T$$

$$\mathbf{H}_\mu = \begin{bmatrix} \mathbf{H}(L-1) & \cdots & \mathbf{H}(0) & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \mathbf{H}(L-1) & \cdots & \mathbf{H}(0) \end{bmatrix}_{A_r \cdot G \cdot \mu \times M \cdot (\mu + L - 1)}$$

B. Modelo Espaço-Temporal para Diversidade

No modelo espaço-temporal para diversidade, o vetor $\mathbf{p}_m(t)$ representa os efeitos da filtragem de transmissão e recepção e das distorções causadas pelos canais independentes que chegam a cada elemento do arranjo de antenas. Neste modelo, não é explorada a informação dos AOA dos componentes de multipercurso dos sinais que incidem nos elementos do arranjo de antenas, como no modelo espaço-temporal para formação de feixe. Assim, os elementos do vetor $\mathbf{p}_m(t)$ do modelo espaço-temporal para diversidade podem ser modelados como:

$$p_m^{a_r}(t) = \sum_{l=0}^{L_m-1} \beta_{m,l}^{a_r} \cdot \psi(t - \tau_{m,l}^{a_r}) \quad (8)$$

Onde,

$\beta_{m,l}^{a_r}$ é o ganho complexo do l -ésimo percurso proveniente do m -ésimo usuário correspondente a a_r -ésima antena de recepção

$\tau_{m,l}^{a_r}$ é o atraso do l -ésimo percurso proveniente do m -ésimo usuário correspondente a a_r -ésima antena de recepção

O sinal recebido em tempo discreto no modelo espaço-temporal para diversidade também pode ser representado usando a expressão apresentada em (5), substituindo (4) por (8) em (3). Assim, o sinal recebido em tempo-discreto correspondente ao k -ésimo símbolo para o modelo para diversidade também pode ser representado por:

$$\mathbf{r}_s(k) = [\mathbf{H}(L-1), \dots, \mathbf{H}(0)] \cdot [\mathbf{b}(k-L+1)^T, \dots, \mathbf{b}(k)^T]^T + \mathbf{v}_s(k)$$

Nos casos em que seja necessário processar mais de um vetor de sinal recebido ao mesmo tempo para estimar o k -ésimo símbolo pode-se empilhar μ símbolos consecutivos ($\mu \geq 2$) como feito em (7) para o modelo espaço-temporal para formação de feixe.

III. ALGORITMO ESPAÇO-TEMPORAL SEMICEGO DE MÓDULO CONSTANTE COM IDENTIFICAÇÃO DE CANAL PARA SISTEMAS W-CDMA

Nesta seção, é apresentado um algoritmo semicego de processamento espaço-temporal desenvolvido para aplicações em sistemas W-CDMA empregando códigos curtos que requer uma quantidade reduzida de símbolos de treinamento, possibilitando assim, uma rápida convergência sem comprometer a vazão do sistema. O algoritmo, denominado algoritmo semicego de módulo constante com identificação de canal (SBCMACI), originalmente proposto em [2], apresenta uma considerável melhora de desempenho em relação aos métodos de LS convencionais através da utilização das propriedades de módulo constante do sinal transmitido, da informação do código de espalhamento do sinal desejado e da identificação do canal.

Seja o vetor espaço-temporal ótimo $\mathbf{w}_{ls}$, no sentido LS, para o usuário desejado m [24]:

$$\mathbf{w}_{ls} = \underbrace{\left[\frac{1}{N_s} \sum_{k=0}^{N_s-1} \mathbf{r}_\mu(k) \cdot \mathbf{r}_\mu^H(k) \right]^{-1}}_{\hat{\mathbf{R}}_{N_s}} \cdot \underbrace{\left[\frac{1}{N_s} \sum_{k=0}^{N_s-1} b_m^*(k) \cdot \mathbf{r}_\mu(k) \right]}_{\hat{\mathbf{p}}_{N_s}^m} \quad (9)$$

Onde,

N_s é a quantidade total de símbolos transmitida

O vetor de correlação cruzada $\hat{\mathbf{p}}_{N_s}^m$ pode ser obtido também através da identificação do canal. Este procedimento permite trabalhar a nível de chip, aumentando a quantidade de informação de treinamento disponível e a precisão da estimativa [16].

Como mostrado em [25], é possível fazer a identificação do canal através da decomposição em valores singulares da matriz de correlação $\hat{\mathbf{R}}_{N_s}$ estimada, como se mostra a seguir:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{R}}_{N_s} &= \frac{1}{N_s} \sum_{k=0}^{N_s-1} \mathbf{r}_\mu(k) \cdot \mathbf{r}_\mu^H(k) \\ &= [\hat{\mathbf{U}}_s \quad \hat{\mathbf{U}}_n] \cdot \begin{bmatrix} \hat{\Lambda}_s & \\ & \hat{\Lambda}_n \end{bmatrix} \cdot [\hat{\mathbf{U}}_s \quad \hat{\mathbf{U}}_n]^H \end{aligned} \quad (10)$$

Onde,

$\hat{\mathbf{U}}_s = [\hat{\mathbf{u}}_1, \dots, \hat{\mathbf{u}}_\xi]$ é o conjunto de auto-vetores do subespaço de sinal

$\hat{\mathbf{U}}_n = [\hat{\mathbf{u}}_{\xi+1}, \dots, \hat{\mathbf{u}}_{A_r \cdot N \cdot \mu}]$ é o conjunto de auto-vetores do subespaço de ruído

$\hat{\Lambda}_s$ é o conjunto de autovalores do subespaço de sinal

$\hat{\Lambda}_n$ é o conjunto de autovalores do subespaço de ruído

ξ é a dimensionalidade do subespaço de sinal

O conjunto de auto-vetores $\hat{\mathbf{U}}_s$ gera (*spans*) o subespaço de sinal, ou seja, o subespaço imagem de $\hat{\mathbf{U}}_s$ é igual ao subespaço imagem de $\mathbf{H}_\mu$:

$$\text{Range}(\hat{\mathbf{U}}_s) = \text{Range}(\mathbf{H}_\mu) \quad (11)$$

Deste modo, a dimensionalidade do subespaço de sinal ξ é igual ao posto da matriz $\mathbf{H}_\mu$, dado por $M \cdot (\mu + L - 1)$. Por outro lado, o conjunto de auto-vetores $\hat{\mathbf{U}}_n$ gera o subespaço de ruído, que é ortogonal ao subespaço de sinal:

$$\hat{\mathbf{U}}_n^H \cdot \mathbf{H}_\mu = 0 \quad (12)$$

Assumindo que $\mathbf{H}_\mu$ é posto completo (*full rank*), tem-se que [2]:

$$\mu \geq \left\lceil \frac{M \cdot (L - 1)}{A_r \cdot G - M} \right\rceil \quad (13)$$

Se μ satisfaz (13), é possível obter uma perfeita equalização de *zero-forcing* (ZF) espaço-temporal [8], [26]. A dimensionalidade do subespaço de sinal ξ normalmente não é conhecida *a priori* e precisa ser estimada. Um método bastante eficiente para determinar ξ é o chamado método MDL (*minimum description length*), que pode ser descrito através do seguinte procedimento [27]:

$$mdl(\hat{\xi}) = (A_r \cdot G \cdot \mu - \hat{\xi}) \cdot (N_s - \mu + 1) \cdot \ln[\alpha_{mdl}(\hat{\xi})] + \frac{\hat{\xi}}{2} \cdot (2 \cdot A_r \cdot G \cdot \mu - \hat{\xi}) \cdot \ln[N_s - \mu + 1] \quad (14)$$

Onde,

$$\alpha_{mdl}(\hat{\xi}) = \frac{1}{A_r \cdot G \cdot \mu - \hat{\xi}} \cdot \frac{\sum_{i=\hat{\xi}+1}^{A_r \cdot G \cdot \mu} (\hat{\lambda}_i)}{\left[\prod_{i=\hat{\xi}+1}^{A_r \cdot G \cdot \mu} (\hat{\lambda}_i) \right]^{1/(A_r \cdot G \cdot \mu - \hat{\xi})}} \quad (15)$$

$\hat{\xi}$ é a estimativa da dimensionalidade do subespaço de sinal
 $\hat{\lambda}_i$ é a estimativa do i -ésimo autovalor de $\hat{\mathbf{R}}_{N_s}$

A ortogonalidade entre os subespaços de sinal e de ruído pode ser explorada para estimar o canal de propagação. Embora seja possível obter uma identificação cega dos canais de propagação [26] em cenários com múltiplos usuários, geralmente não é possível desempenhar a classificação do canal (correspondência entre o canal e o usuário). Nos sistemas CDMA, a assinatura (código de espalhamento) do usuário desejado m , considerada conhecida e univocamente associada ao usuário, pode ser empregada para fazer a classificação do canal de propagação [16], [2]. Seja a matriz $\tilde{\mathbf{H}}$ dada por:

$$\tilde{\mathbf{H}} \triangleq [\mathbf{H}(0)^T, \dots, \mathbf{H}(L-1)^T]^T_{A_r \cdot G \cdot L \times M} \quad (16)$$

Particionando o subespaço de ruído, como se mostra a seguir:

$$\hat{\mathbf{U}}_n^H = [\hat{\Xi}_1, \dots, \hat{\Xi}_\mu]^T_{(A_r \cdot G \cdot \mu - \xi) \times A_r \cdot G \cdot \mu} \quad (17)$$

Onde, $\hat{\Xi}_i$ é uma partição do subespaço de ruído com dimensão $(A_r \cdot G \cdot \mu - \xi) \times A_r \cdot G$

Pode-se definir $\tilde{\Xi}$ como:

$$\tilde{\Xi} = \begin{bmatrix} \hat{\Xi}_\mu & & & \\ \vdots & \ddots & & \\ \hat{\Xi}_1 & & \ddots & \\ & & & \hat{\Xi}_1 \end{bmatrix}_{(A_r \cdot G \cdot \mu - \xi) \cdot (\mu + L - 1) \times A_r \cdot G \cdot L} \quad (18)$$

Devido a ortogonalidade entre os subespaços de sinal e de ruído, pode-se verificar que [16]:

$$\hat{\mathbf{U}}_n^H \cdot \hat{\mathbf{H}}_\mu = 0 \Leftrightarrow \tilde{\Xi} \cdot \tilde{\mathbf{H}} = 0 \quad (19)$$

Isto implica que $\tilde{\mathbf{H}}$ pode ser identificada a partir do subespaço nulo de $\tilde{\Xi}$, a menos de uma matriz de ambigüidade não-singular ($M \times M$), desde que μ seja tal que [16], [26]:

$$(A_r \cdot G \cdot \mu - \xi) \cdot (\mu + L - 1) \geq A_r \cdot G \cdot L \quad (20)$$

Nos sistemas CDMA, o código de espalhamento do usuário desejado m pode ser utilizado para reduzir a matriz de ambigüidade ($M \times M$) a um escalar complexo [16], resultando na relação de ortogonalidade:

$$\tilde{\Xi} \cdot \tilde{\mathbf{H}} = 0 \Leftrightarrow \tilde{\Xi} \cdot \mathbf{C}_m \cdot \tilde{\mathbf{p}}_m = 0 \quad (21)$$

Onde,

$$\tilde{\mathbf{p}}_m = [\mathbf{p}_m(0)^T, \dots, \mathbf{p}_m(\rho_m)^T]^T_{A_r \cdot (\rho_m + 1) \times 1}$$

$$\mathbf{C}_m = [\tilde{\mathbf{C}}_m \otimes \mathbf{I}_{A_r}]_{A_r \cdot L \cdot G \times A_r \cdot (\rho_m + 1)}$$

$$\tilde{\mathbf{C}}_m = \begin{bmatrix} c_m(0) & & & 0 \\ \vdots & c_m(0) & & \\ c_m(G-1) & \vdots & \ddots & c_m(0) \\ & c_m(G-1) & & \vdots \\ & & \ddots & c_m(G-1) \\ 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix}_{L \cdot G \times (\rho_m + 1)}$$

$\otimes$ é o produto de Kronecker

Deste modo, é possível identificar $\tilde{\mathbf{p}}_m$, a menos de um fator multiplicativo complexo, a partir do subespaço nulo de $\tilde{\Xi} \cdot \mathbf{C}_m$ [16], dado que μ seja tal que:

$$(A_r \cdot G \cdot \mu - \xi) \cdot (\mu + L - 1) \geq A_r \cdot (\rho_m + 1) \quad (22)$$

Note que a identificação do canal apresentada, baseada no método de subespaço, segue uma abordagem cega, ou seja, não requer o emprego de símbolos de treinamento (sendo necessário, entretanto, que o código de espalhamento do usuário desejado seja conhecido *a priori* pelo receptor). Uma vez obtido o vetor $\tilde{\mathbf{p}}_m$, é possível determinar o vetor de correlação cruzada apresentado em (9) [16] através de:

$$\hat{\mathbf{P}}_{N_s}^m = \mathbf{C}_m \cdot \tilde{\mathbf{p}}_m \quad (23)$$

Em [2], foi apresentado um método de identificação de canal semicego que permite eliminar a ambigüidade resultante do fator multiplicativo complexo do processo baseado em subespaço que resultou em (23). O método é baseado no seguinte critério de otimização de LS semicego regularizado [19], [25]:

$$\hat{\tilde{\mathbf{p}}}_m = \arg \min_{\mathbf{p}} \underbrace{\frac{1}{A_r \cdot G \cdot N_t} \|\mathbf{r}_{N_t} - \mathbf{X}_{N_t}^m \cdot \mathbf{p}\|^2}_{\text{Training-Based}} + \underbrace{\tilde{\alpha} \cdot (\mathbf{p}^H \cdot \tilde{\mathbf{\Pi}}_m \cdot \mathbf{p})}_{\text{Blind-Based}} \quad (24)$$

Onde,

$\tilde{\alpha}$ é uma constante positiva

N_t é a quantidade de símbolos de treinamento transmitida

$$\mathbf{r}_{N_t} = [\mathbf{r}(0)^T, \dots, \mathbf{r}((N_t - 1) \cdot G)^T]^T$$

$$\mathbf{X}_{N_t}^m = [\tilde{\mathbf{X}}_{N_t}^m \otimes \mathbf{I}_{A_r}]_{A_r \cdot G \cdot N_t \times A_r \cdot (\rho_m + 1)}$$

$$\tilde{\mathbf{X}}_{N_t}^m = \begin{bmatrix} x_m(0) & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & x_m(0) & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_m((N_t - 1) \cdot G) & \vdots & \dots & x_m((N_t - 1) \cdot G - \rho_m) \end{bmatrix}$$

$$x_m(n) = \sum_{k=0}^{N_s-1} b_m(k) \cdot c_m(n - k \cdot G)$$

$$\tilde{\mathbf{\Pi}}_m = \mathbf{C}_m^H \cdot \tilde{\mathbf{\Xi}}^H \cdot \tilde{\mathbf{\Xi}} \cdot \mathbf{C}_m$$

A solução de (24) é dada por [25]:

$$\hat{\tilde{\mathbf{p}}}_m = \left(\frac{1}{A_r \cdot G \cdot N_t} \cdot \mathbf{X}_{N_t}^{mH} \cdot \mathbf{X}_{N_t}^m + \tilde{\alpha} \cdot \mathbf{\Pi}_m \right) \cdot \left(\frac{1}{A_r \cdot G \cdot N_t} \cdot \mathbf{X}_{N_t}^{mH} \cdot \mathbf{r}_{N_t} \right) \quad (25)$$

Uma vez estimado $\tilde{\mathbf{p}}_m$, pode-se obter o vetor de coeficientes do filtro espaço-temporal $\mathbf{w}_{sub,m}$ para desempenhar a equalização espaço-temporal do sinal do usuário de interesse m , através do método de subespaço [26]:

$$\hat{\mathbf{w}}_{sub,m} = \hat{\mathbf{U}}_s \cdot \hat{\mathbf{\Lambda}}_s^{-1} \cdot \hat{\mathbf{U}}_s^H \cdot \mathbf{C}_m \cdot \hat{\tilde{\mathbf{p}}}_m = \mathbf{\Gamma} \cdot \mathbf{C}_m \cdot \hat{\tilde{\mathbf{p}}}_m \quad (26)$$

Em [2], foi apresentado um algoritmo iterativo de LS regularizado semicego que utiliza o vetor $\mathbf{w}_{sub,m}$ no processo de inicialização. O algoritmo proposto, denominado SBCMCI, utiliza uma quantidade limitada de símbolos de treinamento e usa as propriedades de módulo

constante (CM) do sinal transmitido através da função não linear $\frac{\mathbf{w}_m^{(i)H} \cdot \mathbf{r}_\mu(N_t)}{|\mathbf{w}_m^{(i)H} \cdot \mathbf{r}_\mu(N_t)|}$ para criar $N_s - N_t$ pseudo-símbolos, aumentando o conjunto de símbolos de treinamento disponíveis. O algoritmo resultante é descrito a seguir:

1) Inicializar

$$\mathbf{w}_m^{(0)} = \mathbf{w}_{sub,m} \quad (27)$$

2) Gerar $\tilde{\mathbf{b}}_m^{(i)}$, uma seqüência composta por N_t símbolos de treinamento e $N_s - N_t$ símbolos estimados:

$$\tilde{\mathbf{b}}_m^{(i)} = \left\{ b_m(0), \dots, b_m(N_t - 1), \frac{\mathbf{w}_m^{(i)H} \cdot \mathbf{r}_\mu(N_t)}{|\mathbf{w}_m^{(i)H} \cdot \mathbf{r}_\mu(N_t)|}, \dots, \frac{\mathbf{w}_m^{(i)H} \cdot \mathbf{r}_\mu(N_s - 1)}{|\mathbf{w}_m^{(i)H} \cdot \mathbf{r}_\mu(N_s - 1)|} \right\} \quad (28)$$

3) Calcular

$$\mathbf{w}_m^{(i+1)} = \Gamma \cdot \left[\frac{1}{N_s} \cdot \sum_{k=0}^{N_s-1} \tilde{\mathbf{b}}_m^{(i)*}(k) \cdot \mathbf{r}_\mu(k) \right] = \Gamma \cdot \tilde{\mathbf{p}}_{N_s}^{m(i)} \quad (29)$$

4) Determinar

$$\varepsilon(i) = \frac{\|\mathbf{w}_m^{(i+1)} - \mathbf{w}_m^{(i)}\|^2}{\|\mathbf{w}_m^{(i)}\|^2} \quad (30)$$

5) Repetir (28) a (30) até $\varepsilon(i) < \varepsilon_w$

Onde, ε_w é o erro desejado para interromper o processo iterativo

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção, é analisado o desempenho dos receptores para formatação de feixe BST-SBCMACI e para diversidade DST-SBCMACI aplicados ao *uplink* de um sistema W-CDMA assíncrono operando em 2 GHz e com taxa de chip igual a 3.84 Mcps. Assume-se que, para o receptor BST-SBCMACI, a ERB usa um arranjo de antenas circular com os elementos igualmente espaçados de $\lambda_c/2$, onde λ_c é o comprimento de onda da portadora. Enquanto que, para o receptor DST-SBCMACI, a ERB emprega um arranjo de antenas linear com os elementos suficientemente espaçados para garantir que os sinais recebidos pelos elementos sejam não-correlacionados.

Durante as simulações, considera-se que cada célula do sistema é composta por 5 ou 8 usuários ($M = 5, 8$) modulados em QPSK, cada um empregando espalhamento complexo com códigos de Gold e Gold-like e ganhos de processamento iguais a 7 e 15 ($G = 7, 15$), respectivamente. Cada quadro é composto por 200 símbolos ($N_s = 200$) e são processados 1000 quadros por parâmetro avaliado. Para as simulações apresentadas, $\mu = 1$, $L = 2$, $\tilde{\alpha} = 0.01$ e $\varepsilon_w = 10^{-5}$.

O canal de propagação é composto por 4 componentes de multipercurso e adota-se a abordagem quase estática, onde as amplitudes, os atrasos, as fases e os AOA dos componentes são fixos durante um quadro. Assume-se ainda que as amplitudes dos multipercursos apresentam uma distribuição de Rayleigh, enquanto que os atrasos, as fases e os AOA seguem uma distribuição uniforme. A diferença máxima entre os atrasos de propagação dos multipercursos de um dado usuário é limitada a $1.67 \mu s$ (≈ 7 chips).

Na figura 1, são apresentados os desempenhos dos receptores BST-SBCMACI e DST-SBCMACI em função da SNR e do $angle\ spread$ do canal, considerando 8 usuários ($M = 8$), um arranjo de antenas com 9 elementos ($A_r = 9$), um ganho de processamento igual a 7 ($G = 7$) e 8 símbolos de treinamento ($N_t = 8$). Os resultados mostram que, à medida que a SNR diminui e/ou o $angle\ spread$ aumenta, o desempenho do BST-SBCMACI supera aquele obtido pelo DST-SBCMACI. Por exemplo, para uma $BER = 1 \cdot 10^{-2}$ e um $angle\ spread = \pi$ e $2\pi/3$, o BST-SBCMACI oferece um ganho de desempenho, em relação ao DST-SBCMACI, de aproximadamente 1 dB e 0.5 dB, respectivamente. Enquanto que para um $angle\ spread = \pi/3$, há uma redução de desempenho de aproximadamente 0.5 dB em relação ao DST-SBCMACI.

Na figura 2, são apresentados os desempenhos dos receptores BST-SBCMACI e DST-SBCMACI em função da SNR e do $angle\ spread$ do canal, considerando 8 usuários ($M = 8$), um arranjo de antenas com 9 elementos ($A_r = 9$), 8 símbolos de treinamento ($N_t = 8$), porém para um ganho de processamento igual a 15 ($G = 15$). As conclusões obtidas são as mesmas apresentadas anteriormente para um ganho de processamento igual a 7 ($G = 7$), ou seja, à medida que a SNR diminui ou o $angle\ spread$ aumenta, o desempenho do BST-SBCMACI supera aquele obtido pelo DST-SBCMACI.

Na figura 3, são apresentados os desempenhos dos receptores BST-SBCMACI e DST-SBCMACI em função da SNR e do $angle\ spread$ do canal, considerando um arranjo de antenas com 9 elementos ($A_r = 9$), um ganho de processamento igual a 15 ($G = 15$), 8 símbolos de treinamento ($N_t = 8$), porém com apenas 5 usuários ($M = 5$). Analisando os resultados apresentados, pode-se concluir que, embora ainda seja válido afirmar que o desempenho do receptor BST-SBCMACI aumenta à medida que a SNR diminui ou o $angle\ spread$ aumenta, devido à redução da interferência (diminuição do número de usuários), é necessário um $angle\ spread$ maior para obter os mesmos ganhos de desempenho apresentados para o caso de 8 usuários. Por exemplo, para um $angle\ spread = 2\pi/3$, os receptores BST-SBCMACI e DST-SBCMACI apresentam aproximadamente o mesmo desempenho para uma $SNR = 4.5$ dB, o que representa uma redução do ganho de desempenho do BST-SBCMACI de aproximadamente 3.5 dB.

Na figura 4, são apresentados os desempenhos dos receptores BST-SBCMACI e DST-SBCMACI em função da SNR e do $angle\ spread$ do canal, considerando 8 usuários ($M = 8$), um ganho de processamento igual a 15 ($G = 15$), 8 símbolos de treinamento ($N_t = 8$), porém empregando agora um arranjo de antenas com 6 elementos ($A_r = 6$). Analisando os resultados apresentados, pode-se concluir que, embora ainda seja válido afirmar que o desempenho do receptor BST-SBCMACI aumenta à medida que a SNR diminui, devido ao número de usuários ser maior que o número de elementos do arranjo de antenas, torna-se complexo explorar o aumento do $angle\ spread$ do canal para obter ganhos de desempenho. Assim, para o caso analisado, o desempenho dos receptores BST-SBCMACI e DST-SBCMACI é bastante similar mesmo para canais com um $angle\ spread$ elevado. Pode-se estender as conclusões obtidas, considerando que à medida que o número de elementos do arranjo de antenas diminui, para um dado número de usuários maior que o número de elementos do arranjo, o receptor DST-SBCMACI irá apresentar um desempenho superior ao obtido pelo receptor BST-SBCMACI.

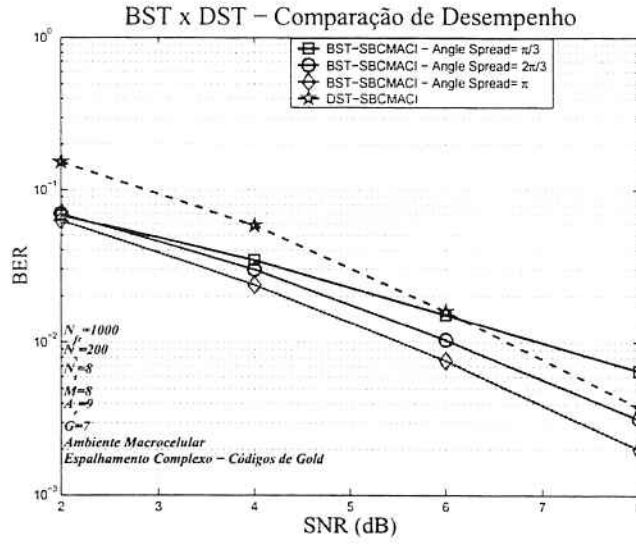


Fig. 1: BER dos receptores BST-SBCMACI e do DST-SBCMACI em função da SNR ($M = 8$, $A_r = 9$, $G = 7$, $N_t = 8$ e $L_m = 4$)

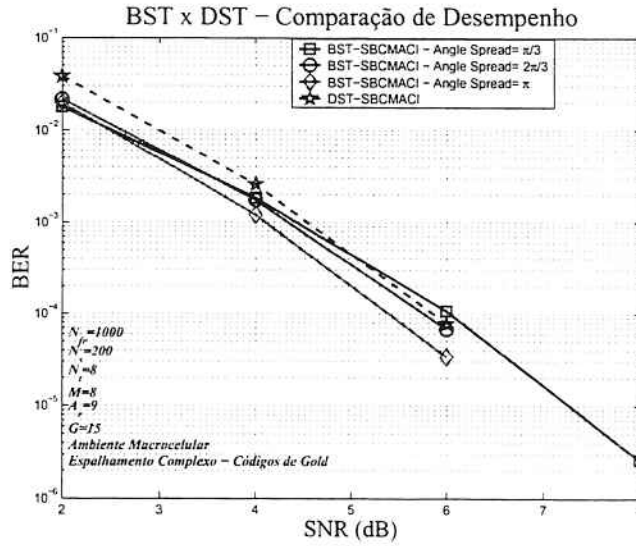


Fig. 2: BER dos receptores BST-SBCMACI e do DST-SBCMACI em função da SNR ($M = 8$, $A_r = 9$, $G = 15$, $N_t = 8$ e $L_m = 4$)

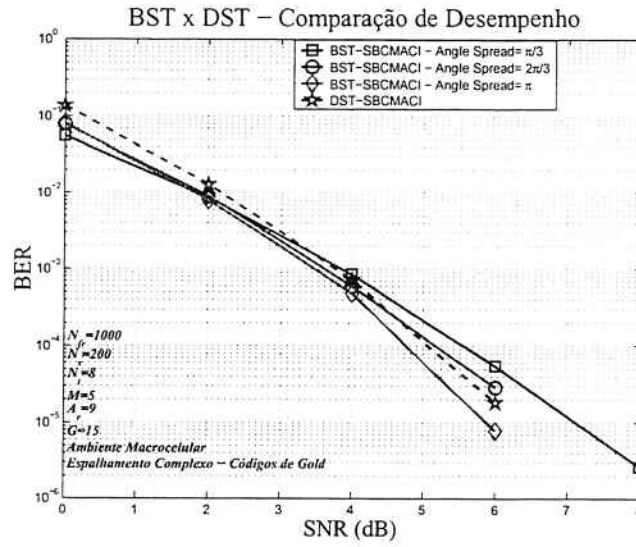


Fig. 3: BER dos receptores BST-SBCMACI e do DST-SBCMACI em função da SNR ($M = 5$, $A_r = 9$, $G = 15$, $N_t = 8$ e $L_m = 4$)

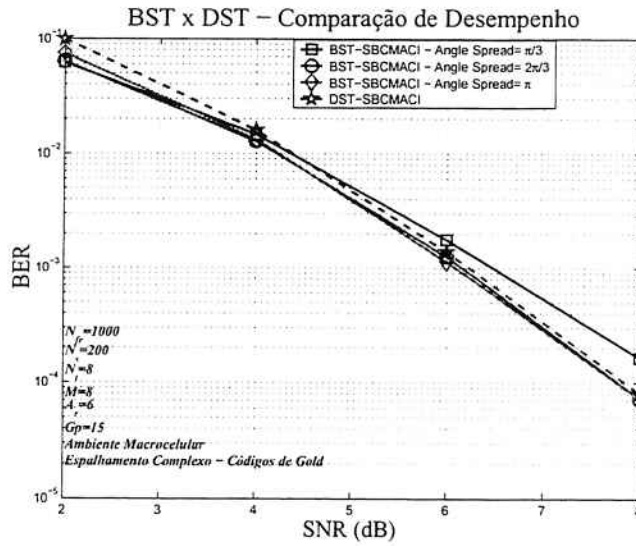


Fig. 4: BER dos receptores BST-SBCMACI e do DST-SBCMACI em função da SNR ($M = 8$, $A_r = 6$, $G = 15$, $N_t = 8$ e $L_m = 4$)

V. CONCLUSÃO

As estruturas semicegas de recepção BST-SBCMACI e DST-SBCMACI, destinadas à formação de feixe e à diversidade, respectivamente, apresentam um bom desempenho, mesmo para quantidades reduzidas de símbolos de treinamento. As comparações de desempenho entre as estruturas BST-SBCMACI e DST-SBCMACI, mostram que o emprego da estrutura BST-SBCMACI permite obter um ganho de desempenho em relação à estrutura DST-SBCMACI à medida que o *angle spread* do canal de propagação aumenta e/ou a SNR diminui. Para situações onde a SNR é alta e o *angle spread* do canal de propagação é pequeno, ou ainda quando a quantidade de elementos da antena é pequena, a estrutura DST-SBCMACI se mostra mais adequada.

REFERENCES

- [1] I. R. S. Casella, E. S. Sousa, and P. J. E. Jeszensky, "Semi-blind beamspace-time interference cancellation using subspace channel identification for ds-wcdma systems," *IEEE International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications*, pp. 1972–1976, 2002.
- [2] R. A. Pacheco and D. Hatzinakos, "Semi-blind spatial temporal equalization and multi-user detection for ds-cdma systems," *IEEE Signal Processing Advances in Wireless Communications*, pp. 126–129, 2001.
- [3] P. J. E. Jeszensky, *Sistemas Telefônicos*, 1st ed. Manole, 2004.
- [4] F. Adachi and N. Nakajima, "Challenges of wireless communications - imt2000 and beyond," *IEICE Transactions on Fundamentals*, vol. E83-A, no. 7, pp. 1300–1307, July 2000.
- [5] T. Ojanperä and R. Prasad, *Wideband CDMA for Third Generation Mobile Communications*, 1st ed. Artech House Publishers, 1998.
- [6] J. F. Weng and T. Le-Ngoc, "Rake receiver using blind adaptive minimum output energy detection for ds-cdma over multipath fading channels," *IEE Proceedings on Communications*, vol. 148, no. 6, pp. 385–392, December 2001.
- [7] A. Klein, G. K. Kaleh, and P. W. Baier, "Zero forcing and minimum mean square error equalization for multi-user detection in code division multiple access channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 45, no. 2, pp. 276–287, May 1996.
- [8] A. J. Paulraj and C. B. Papadias, "Space-time processing for wireless communications," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 14, no. 6, pp. 49–83, November 1997.
- [9] J. S. Lee and L. E. Miller, *CDMA Systems Engineering Handbook*, 1st ed. Artech House Publishers, 1998.
- [10] I. R. S. Casella, E. S. Sousa, and P. J. E. Jeszensky, "Analysis of a semi-blind beamspace-time interference cancellation for wcdma systems in microcellular environments," *IEEE International Telecommunications Symposium*, pp. 903–908, 2002.
- [11] —, "Hierarchical recursive least squares space-time interference cancellation for ds-wcdma systems," *IEEE International Telecommunications Symposium*, pp. 909–913, 2002.
- [12] C. B. Papadias and H. Huang, "Linear space-time multiuser detection multipath cdma channels," *IEEE Transactions on Selected Areas in Communications*, vol. 19, no. 2, pp. 254–265, February 2001.
- [13] X. Wu and A. M. Haimovich, "Space-time processing for increase capacity for wireless cdma," *IEEE Wireless Communication System Symposium*, pp. 165–170, 1995.
- [14] S. Haykin, *Unsupervised Adaptive Filtering*, 1st ed. John Wiley and Sons, 2000.
- [15] H. Liu and M. D. Zoltowski, "Blind equalization in antenna array cdma systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 45, no. 1, pp. 161–171, January 1997.
- [16] X. Wang and H. V. Poor, "Blind equalization and multi-user detection in dispersive cdma channels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, no. 1, pp. 91–103, January 1998.
- [17] Z. Xu and M. K. Tsatsanis, "Blind adaptive algorithm for minimum variance cdma receivers," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 1, pp. 180–194, January 2001.
- [18] A. M. Kuzminskiy and D. Hatzinakos, "Semiblind training-like estimation of spatial-temporal filter coefficients for finite alphabet," *IEEE Workshop on Statistical Signal and Array Processing*, pp. 376–379, 1988.

- [19] A. M. Kuzminskiy, L. Féty, P. Forster, and S. Mayrargue, "Regularized semi-blind estimation of spatial-temporal filter coefficients for mobile radio communications," *GRETSI Symposium on Signal and Image Processing*, pp. 127–130, 1997.
- [20] V. Buchoux, O. Cappé, E. Moulines, and A. Gorokhov, "On the performance of semi-blind subspace-based channel estimation," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 48, no. 6, pp. 1750–1758, June 2000.
- [21] J. C. Liberti and T. S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*, 1st ed. Prentice-Hall, 1999.
- [22] J. Laurila, "Semi-blind detection of co-channel signals in mobile communications," Master's thesis, Technische Universität Wien, March 2000.
- [23] E. H. Dinan and B. Jabbari, "Spreading codes for direct sequence cdma and wideband cdma cellular networks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 36, no. 9, pp. 48–54, September 1998.
- [24] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd ed. Prentice-Hall, 1996.
- [25] E. Moulines, P. Duhamel, J. Cardoso, and S. Mayargue, "Subspace methods for the blind identification of multichannel fir filters," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 43, no. 2, pp. 516–525, February 1995.
- [26] A. van der Veen, S. Talwar, and A. J. Paulraj, "A subspace approach to blind space-time signal processing for wireless communications systems," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 45, no. 1, pp. 173–190, January 1997.
- [27] M. Wax and I. Ziskind, "Detection of the number of coherent signals by the mdl principle," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 37, no. 8, pp. 1190–1196, August 1989.

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 INÉS 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
- BT/PTC/0014 – Canceladores de Interferência Sucessivo e Paralelo para DS/CDMA – TAUFIK ABRÃO, PAUL JEAN E. JESZENSKY
- BT/PTC/0015 – Transmissão de Serviços de Multimídia num Sistema Móvel Celular CDMA de Banda Larga – EDUARDO MEIRELLES MASSAUD, PAUL JEAN ETIENNE JESZENSKY
- BT/PTC/0016 – Disseminação do HIV em uma População Homossexual Heterogênea – MARCOS CASADO CASTÑO, JOSÉ ROBERTO CASTILHO PIQUEIRA
- BT/PTC/0017 – Implementação e Avaliação em Laboratório de um Monitor Cardíaco Portátil para Três Derivações – RAISA FERNÁNDEZ NÚÑEZ, JOSÉ CARLOS TEIXEIRA DE BARROS MORAES
- BT/PTC/0018 – Projeto de Filtros Recursivos de N-ésima Banda – IRINEU ANTUNES JÚNIOR, MAX GERKEN
- BT/PTC/0019 – Relative Flatness and Flatness of Implicit Systems – PAULO SÉRGIO PEREIRA DA SILVA, CARLOS CORRÊA FILHO
- BT/PTC/0020 – Estimativa de Fluxo Sangüíneo nas Artérias Coronárias Usando Imagens de Cineangiocardiorrafia – ANA CRISTINA DOS SANTOS, SÉRGIO SHIGUEMI FURUIE
- BT/PTC/0021 – Modelos Populacionais para AIDS e Análise do Equilíbrio sem Epidemia – ELIZABETH FERREIRA SANTOS, JOSÉ ROBERTO CASTILHO PIQUEIRA

- BT/PTC/0101 – Model-Based Soft-Sensor Design for On-Line Estimation of the Biological Activity in Activated Sludge Wastewater Treatment Plants – OSCAR A. Z. SOTOMAYOR, SONG WON PARK, CLAUDIO GARCIA
- BT/PTC/0102 – Reconhecimento Automático do Locutor Utilizando a Rede Neural Artificial *Field Distributed Memory* – FDM – MARCELO BLANCO, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PTC/0103 – Algoritmos de Filtragem e Previsão em Modelos de Volatilidade – FERNANDO LOVISOTTO, OSWALDO L. V. COSTA
- BT/PTC/0104 – Método de Diferenças Temporais Aplicado às Equações de Riccati Acopladas entre Si – OSWALDO L. V. COSTA, JULIO C. C. AYA
- BT/PTC/0105 – Método de Diferenças Finitas e de Monte Carlo em Derivativos – ANDRÉ CURY MAIALI, OSWALDO LUIZ DO VALLE COSTA
- BT/PTC/0106 – Resolução de um Problema Inverso de Eletromagnetismo por Meio de Redes Neurais Artificiais – ARNALDO MEGRICH, JORGE MIECZYSLAW JANISZEWSKI
- BT/PTC/0107 – Projeto de Controlador de Temperatura para Perfusão Peritoneal com Hipertermia e Quimioterapia – GIANCARLO ANTONIO BERZACOLA, FUAD KASSAB JÚNIOR
- BT/PTC/0108 – O Papel de Diferentes Grupos Populacionais na Transmissão Sexual do HIV – ELIZABETH FERREIRA SANTOS, JOSÉ ROBERTO CASTILHO PIQUEIRA
- BT/PTC/0109 – Terapias Ótimas Anti-HIV para a Redução da Transmissão Vertical – RENATO BEVILACQUA, LUIZ HENRIQUE ALVES MONTEIRO
- BT/PTC/0110 – Brain Signal Analysis Using Non-Linear ARIMA Models – ERNANE J. X. COSTA, EUVALDO FERREIRA CABRAL JR.
- BT/PTC/0111 – Cancelamento de Eco Acústico Estéreo: Análise de Algoritmos Adaptativos e um novo Método de Redução do Desalinhamento – ROBERTO ROSCHEL BELLI, PHILLIP MARK SEYMOUR BURT
- BT/PTC/0112 – Natural Gas Flow Computer With Open Architecture Using Intelligent Instrumentation And Field Bus – OSMEL REYES VAILLANT, CLAUDIO GARCIA
- BT/PTC/0113 – Aplicação de Métodos de Inteligência Artificial em Inteligência de Negócios – ROGÉRIO GARCIA DUTRA, EUVALDO FERREIRA CABRAL JR.
- BT/PTC/0114 – Detectores Multiusuário para DS/CDMA – Canceladores de Interferência – TAUFIK ABRÃO, PAUL JEAN E. JESZENSKY
- BT/PTC/0115 – Reconhecimento Automático do Locutor Usando Pré-Processamento em Sons Nasalizados com Diversos Classificadores Neurais – ROBERTO AMILTON BERNARDES SÓRIA, EUVALDO FERREIRA CABRAL JR.
- BT/PTC/0116 – Aplicando a Técnica de Times Assíncronos na Otimização de Problemas de Empacotamento Unidimensional – REINALDO DE BERNARDI, TSEN CHUNG KANG
- BT/PTC/0117 – A Simplified Implementation of the Theory of Emotions for Emotots – RODRIGO DE TOLEDO CAROPRESO, RODRIGO DIAS MORGADO, EUVALDO FERREIRA CABRAL JR.
- BT/PTC/0118 – Modelos Dinâmicos Aplicados à Propagação de Vírus em Redes de Computadores – BETYNA FERNÁNDEZ NAVARRO, JOSÉ ROBERTO CASTILHO PIQUEIRA
- BT/PTC/0119 – Técnicas para Melhorar o Desempenho do Método dos Análogos Modificado em Predição de Séries Temporais Caóticas – LUIZ MONZÓN BENITEZ, ADEMAR FERREIRA
- BT/PTC/0120 – Um Modelo Microscópico para a Simulação de uma Intersecção Semaforizada – EDUARDO ULI NELLAR, ADEMAR FERREIRA
- BT/PTC/0121 – Subspace Identification Methods Applied to Activated Sludge Processes: A Performance Comparison Study – OSCAR A. Z. SOTOMAYOR, SONG WON PARK, CLAUDIO GARCIA
- BT/PTC/0122 – Controle Avançado de Temperatura para Perfusão Peritoneal com Hipertermia e Quimioterapia – ARNALDO LAGANARO JÚNIOR, FUAD KASSAB JÚNIOR
- BT/PTC/0123 – Análise de Sinais Biológicos Utilizando *Wavelets* – FRANCO BELTRAME RUNZA, FUAD KASSAB JÚNIOR
- BT/PTC/0123 – Certificação de Estimuladores Neuromusculares no Sistema Brasileiro de Certificação de Equipamentos Médicos – EDUARDO RODRIGUES MANDL, JOSÉ CARLOS TEIXEIRA DE BARROS
- BT/PTC/0201 – Aplicação de Transformadas Tempo – Frequência e de Redes Neurais Artificiais no Processamento Digital de Sinais Cerebrais – MARCOS TEIXEIRA DE FREITAS FILHO, EUVALDO FERREIRA CABRAL JR.
- BT/PTC/0202 – Aspectos de Identificação para Controle de Sistemas NARX usando Redes Neurais RBF – RITA DE CÁSSIA PAVANI LAMAS, ADEMAR FERREIRA
- BT/PTC/0203 – A Equação de Riccati Estacionária na Estimação Linear em Sistemas Lineares Discretos no Tempo com Saltos Markovianos – SUSSET GUERRA JIMENEZ, OSWALDO LUIZ DO VALLE COSTA
- BT/PTC/0204 – Comparação entre Algoritmos de Identificação Não-Assistida de Canais de Comunicação Baseados em Estatísticas de Segunda Ordem – CLÁUDIO JOSÉ BORDIN JÚNIOR, LUIZ ANTONIO BACCALA
- BT/PTC/0205 – Desenvolvimento de um Simulador de uma Sub-Rede da Medula Espinhal – ROGÉRIO RODRIGUES LIMA CISI, ANDRÉ FABIO KOHN
- BT/PTC/0206 – Novos Modelos de Motoneurônios de Vertebrados – MARCOS FRAGA VIEIRA, ANDRÉ FABIO KOHN

- BT/PTC/0207 – Modelagem Auto-Regressiva e Memórias Associativas na Classificação de Sinais Eletromiográficos de Agulhas – IARA KAZUYO IKE, CINTHIA ITIKI
- BT/PTC/0208 – Análise da Classificação e da Síntese de Expressões Faciais com Redes Neurais Artificiais – OLIMPO MURILO CAPELI, EUVALDO FERREIRA CABRAL JUNIOR
- BT/PTC/0209 – Guiagem Automática de um Veículo Autônomo Baseada em Sistema de Visão – NICOLÁS CÉSAR LAVINIA, JOSÉ JAIME DA CRUZ
- BT/PTC/0210 – Some Geometric Properties of Differential-Algebraic Equations – PAULO SÉRGIO PEREIRA DA SILVA, CARLOS JUTTI WATANABE
- BT/PTC/0211 – Modelos de Média-Variância de Período Simples e Multi-Períodos na Análise de Carteiras de Investimento – MARGARETH AP. DE SOUZA BUENO, OSWALDO LUIZ DO VALLE COSTA
- BT/PTC/0212 – Avaliação da Utilização de Centrais Públicas de Informações de Crédito num Modelo de Previsão para Risco de Crédito – GUILHERME GONZALEZ C. PARENTE, OSWALDO LUIZ DO VALLE COSTA
- BT/PTC/0213 – Propagação de Erros de Frequência em Redes Mestre Escravo em Estrela Dupla – SANTOS ANDRÉS CASTILHO VARGAS, JOSÉ ROBERTO CASTILHO PIQUEIRA
- BT/PTC/0214 – Avaliação Prática de um Algoritmo de Alta Resolução na Determinação de Frequências de Ressonância em Estruturas de Grande Porte – LUIZ ANTONIO BARBOSA COELHO, LUIZ ANTONIO BACCALÁ
- BT/PTC/0301 – Finite Horizon Quadratic Optimal Control Problem of Markovian Jump Linear Systems With Partial Information – ESTEBAN FERNANDEZ TUESTA, OSWALDO LUIZ DO VALLE COSTA
- BT/PTC/0302 – A Framework for Admission Control Based on Aggregate Traffic Measurements and Network Characterization – ALEXANDRE BARBOSA DE LIMA, JOSE ROBERTO DE ALMEIDA AMAZONAS
- BT/PTC/0303 – Identificação Nebulosa da Concentração de Oxigênio Dissolvido do Tanque de Aeração de uma Estação de Tratamento de Esgotos por Lodos Ativados – ALEXANDRE MAGNO PARENTE DA ROCHA, CLAUDIO GARCIA
- BT/PTC/0304 – Cálculo de Balanço de Potência em Sistemas DWDM com Spans Variáveis e Amplificadores com Curva de Ganho não Plana – WALMARA DE PAULA HERMAN, JOSÉ ROBERTO DE ALMEIDA AMAZONAS
- BT/PTC/0305 – Robust Model Tracking and 2-D Control Design – FABRIZIO LEONARDI, JOSÉ JAIME DA CRUZ
- BT/PTC/0306 – Classificação de Ações do Mercado Financeiro Utilizando Técnicas Fuzzy – RENATO APARECIDO AGUIAR, ROBERTO MOURA SALES
- BT/PTC/0307 – Esquemas de Multitaxa para Sistemas CDMA de Banda Larga – ANDRÉ FAGUNDES DA ROCHA, PAUL JEAN ETIENNE JESZENSKY
- BT/PTC/0308 – A Time-Invariant Flat System Always Admits a Time-Invariant Flat Output – PAULO SERGIO PEREIRA DA SILVA, PIERRE ROUCHON
- BT/PTC/0309 – Otimização Robusta de Carteiras Utilizando Desigualdades Matriciais Lineares – RODRIGO BARROS NABHOLZ, OSWALDO LUIZ DO VALLE COSTA
- BT/PTC/0310 – Desenvolvimento de um Controlador Automático para Sistemas de Guiagem de Tiras de Aço em Linhas de Processos Siderúrgicos – AMAURI DIAS DE CARVALHO, JOSÉ JAIME DA CRUZ
- BT/PTC/0311 – Sincronismo em Redes Mestre-Escravo de Via Única: Estrela Simples, Cadeia Simples e Mista – CARLOS NEHEMY MARMO, JOSÉ ROBERTO CASTILHO PIQUEIRA
- BT/PTC/0312 – Aprendizado por Reforço Aplicado a Sistemas Neuro-Difusos para o Controle de Sinais de Trânsito – LEONCIO ZÁRATE GAMARRA, ADEMAR FERREIRA
- BT/PTC/0313 – Métodos de Decomposição em Problemas de Estoque e Roteirização – PATRÍCIA PRADO BELFIORE, OSWALDO LUIZ DO VALLE COSTA
- BT/PTC/0314 – Reconhecimento do Sinal Mielétrico Aplicado à Engenharia de Reabilitação – LEONARDO PINHEIRO DA SILVA, FUAD KASSAB JR.

