

**Boletim Técnico da Escola Politécnica da USP**  
**Departamento de Engenharia Eletrônica**

ISSN 1413-2206

**BT/PEE/9914**

---

**Aproximação Gaussiana Melhorada**  
**Aplicada na Análise de um Método**  
**de Aquisição em Dois Estágios para**  
**Sistemas DS/CDMA**

---

**Ivan Roberto Santana Casella**  
**Paul Jean Etienne Jeszensky**

**São Paulo – 1999**

O presente trabalho é um resumo da dissertação de mestrado apresentada por Ivan Roberto Santana Casella sob orientação do Prof. Dr. Paul Jean Etienne Jeszensky: "Análise de um Método de Aquisição em dois Estágios para Sistemas DS-CDMA", defendida em 10/07/98, na Escola Politécnica.

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

#### FICHA CATALOGRÁFICA

Casella, Ivan Roberto Santana

Aproximação Gaussiana melhorada aplicada na análise de um método de aquisição em dois estágios para sistemas CS/CDMA / I.R.S. Casella, P.J.E. Jeszensky. -- São Paulo : EPUSP, 1999.

19 p. -- (Boletim Técnico da Escola Politécnica da USP, Departamento de Engenharia Eletrônica, BT/PEE/9914)

1. Telefonia celular I. Jeszensky, Paul Jean Etienne II. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia Eletrônica III. Título IV. Série

ISSN 1413-2206

CDD 621.385

# APROXIMAÇÃO GAUSSIANA MELHORADA APLICADA NA ANÁLISE DE UM MÉTODO DE AQUISIÇÃO EM DOIS ESTÁGIOS PARA SISTEMAS DS/CDMA

IVAN ROBERTO SANTANA CASELLA  
casella@cpqd.com.br

PAUL JEAN ETIENNE JESZENSKY  
pji@lcs.poli.usp.br

**Resumo:** Este trabalho procura caracterizar o comportamento de um novo sistema de aquisição proposto para sistemas DS-CDMA (Direct Sequence Code Division Multiple Access). Este novo esquema aplica-se para sistemas DS-CDMA em que a incerteza da defasagem entre o código recebido e sua réplica local está dentro de uma margem pequena, e conhecida, do intervalo de incerteza total. Sem o uso de uma técnica como aqui descrita a limitação da capacidade de sistemas DS-CDMA é determinada pelo processo de aquisição. O critério de desempenho utilizado é a probabilidade de sucesso de aquisição dentro de um intervalo de tempo máximo  $T_{max}$ . Na determinação da probabilidade de sucesso de aquisição será utilizada uma aproximação gaussiana melhorada simplificada da MAI (Multi-Access Interference) introduzida em [Holt92] que apresenta um resultado mais preciso que aquele apresentado pela aproximação gaussiana padrão [Mor89].

## 1. Introdução

Foi mostrado em [Mad93] que a capacidade de sistemas de múltiplo acesso DS-CDMA é limitada pelo processo de aquisição e pode ser melhorada mantendo-se os atrasos relativos entre os vários sinais recebidos (incerteza de 'Timing') dentro de um intervalo de tempo pequeno. Este resultado também implica que o desempenho do processo de aquisição pode ser melhorado consideravelmente se a incerteza de 'Timing' for mantida pequena. Baseando-se nestas considerações podem ser desenvolvidos esquemas de aquisição que explorem a redução da incerteza de 'Timing' para reduzir a complexidade do esquema e o tempo despendido para a aquisição do sincronismo.

Será apresentado neste trabalho uma proposta de esquema de aquisição desenvolvida em [Mad95], que leva em consideração uma incerteza de 'Timing' pequena. O esquema proposto é dividido em dois estágios de detecção. O primeiro, composto por um filtro casado programável curto, é responsável pela busca dentro da região de incerteza de tempo e frequência, do sincronismo entre o código recebido e o código local do processo. O segundo, composto por um correlator, verifica se a informação de obtenção de sincronismo, fornecida pelo primeiro estágio, é verdadeira. Desta forma o esquema apresenta um bom compromisso entre o tempo necessário de aquisição e a complexidade empregada no esquema. A necessidade da utilização de um filtro casado programável no primeiro estágio do esquema proposto, deve-se à consideração apresentada em [Mad93] de manter a incerteza de 'Timing' pequena e de nunca ultrapassar um valor inicialmente estabelecido, para melhorar o desempenho da aquisição.

## 2. Modelagem do Sistema

Para o desenvolvimento a seguir será considerado um sistema CDMA, com espalhamento espectral de sequência direta (DS/SS) e sinalização binária com transmissões assíncronas. O modelo para as transmissões desejada e interferentes é baseado no modelo padrão apresentado em [Jes91] e [Pur77], porém com algumas alterações, conforme apresentado em [Mad93] e [Mad95]. O sinal presente na entrada do receptor é dado pela soma dos  $U$  sinais espalhados espectralmente  $s_i(t - \tau_i)$ , onde  $i = 1, 2, \dots, U$ , com um processo AWGN  $n(t)$  de densidade espectral de potência  $\frac{N_0}{2}$ .

O sinal  $s_i(t - \tau_i)$  é dado por:

$$s_i(t - \tau_i) = \sqrt{2 \cdot P_i} \cdot d_i(t - \tau_i) \cdot p_i(t - \tau_i) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \theta_i) \quad (1)$$

Onde,

$P_i$  : potência do  $i$ -ésimo sinal relativa à potência de referência

$d_i(t)$  : sinal de informação do  $i$ -ésimo usuário

$p_i(t)$  : sinal de espalhamento espectral do  $i$ -ésimo usuário

$\omega_c$  : frequência da portadora

$\tau_i$  : fator de atraso de tempo do  $i$ -ésimo usuário

$\varphi_i$  : ângulo de fase do  $i$ -ésimo sinal recebido

O modelo apresentado não levará em consideração, inicialmente, o efeito do ruído térmico, assumindo que a influência da interferência de múltiplo acesso é dominante mesmo para valores moderados da SNR (com uma aproximação gaussiana do ruído de múltiplo acesso, pode-se incorporar o efeito do ruído térmico alterando-se a variância da interferência). Será considerado ainda que o sistema utiliza um preâmbulo para o processo de aquisição, onde este preâmbulo consiste na transmissão de um sinal sem modulação de informação para a obtenção do sincronismo. Portanto o sinal desejado recebido é dado por:

$$R_o(t) = \sqrt{2 \cdot P_o} \cdot p_o(t - \tau \cdot Tc) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \varphi_o) \quad (2)$$

Onde,

$P_o$  : potência do sinal desejado na entrada do receptor

$p_o(t)$  : seqüência de espalhamento espectral do sinal desejado

$\tau$  : fator de atraso de tempo da transmissão desejada

$\varphi_o$  : ângulo de fase do sinal desejado na entrada do receptor

Normalizando a potência da transmissão desejada  $P_o$  como 1 e considerando o sinal de espalhamento  $p_o(t)$  como:

$$p_o(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m \cdot p(t - m \cdot Tc) \quad (3)$$

Onde,

$p(t)$  : pulso retangular de duração  $Tc$

$a_m$  é o valor assumido pelo  $m$ -ésimo elemento da seqüência de espalhamento da transmissão desejada

Tem-se:

$$R_o(t) = \sqrt{2} \cdot \left[ \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m \cdot p(t - m \cdot Tc - \tau \cdot Tc) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \varphi_o) \right] \quad (4)$$

Assumindo que haja  $J$  transmissões interferentes simultâneas no sistema, o número total de transmissões será  $U = J + 1$ . A  $j$ -ésima transmissão interferente, onde  $1 \leq j \leq J$ , é dada por:

$$R_j(t) = \sqrt{2 \cdot P_j} \cdot \left[ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x_n^{(j)} \cdot p(t - n \cdot Tc - \tau_j \cdot Tc) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \varphi_o + \theta_j) \right] \quad (5)$$

Onde,

$P_j$  : potência do  $j$ -ésimo usuário relativa à potência da transmissão desejada

$\theta_j$  : desvio de fase da portadora do  $j$ -ésimo usuário relativo à transmissão desejada

$\tau_j$  : fator de atraso do  $j$ -ésimo usuário relativo à transmissão desejada

$x_n^{(j)}$  : seqüência resultante da multiplicação da seqüência de informação (quando presente) com a seqüência de espalhamento do  $j$ -ésimo usuário

As seqüências  $a_m$  e  $x_n$  são modeladas como aleatórias e independentes. Para cada uma destas seqüências, os elementos são assumidos como independentes e identicamente distribuídos, assumindo os valores  $\in \{1, -1\}$  com igual probabilidade. Com esta hipótese, pode-se considerar  $\tau_j$  como módulo  $Tc$ . Adicionalmente, devido ao assincronismo do sistema, pode-se assumir  $\tau_j$  e  $\theta_j$  como variáveis aleatórias independentes, restritas aos intervalos  $0 \leq \tau_j < Tc$  e  $0 \leq \theta_j < 2 \cdot \pi$ , respectivamente, (desde que os atrasos serão módulo  $Tc$  e as defasagens serão módulo  $2 \cdot \pi$ ) e com distribuições uniformes. Assim, a interferência total devido à interferência de múltiplo acesso será dada por:

$$N(t) = \sum_{j=1}^J R_j(t) \quad (6)$$

E o sinal total será:

$$R(t) = R_o(t) + N(t) \quad (7)$$

Considerando a defasagem entre o sinal desejado recebido e o sinal local como um múltiplo inteiro  $\tau$  de  $T_c$ , pode-se estabelecer um modelo em tempo-discreto para o processo de aquisição. Embora na prática, o receptor não tenha conhecimento do ângulo de fase da portadora  $\varphi_o$  da transmissão desejada antes da aquisição, para os propósitos deste trabalho, a suposição de uma detecção coerente é suficiente, já que os resultados de desempenho do sistema serão baseados em análises comparativas. Assim, é possível considerar o processo como coerente se o receptor puder adquirir a frequência da portadora e a fase da transmissão desejada perfeitamente, de forma que a saída do correlator é dada por:

$$Z_k = \frac{\sqrt{2}}{T_c} \cdot \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} R(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \varphi_o) dt \quad (8)$$

Já que a resposta de uma implementação real do correlator é tal que pode-se ignorar as componentes de frequência dupla [Pur77], ou seja,  $\omega_c \gg \frac{1}{T_c}$ , onde  $\omega_c = \frac{2 \cdot \pi}{T_c}$ , de forma que a saída do correlator é obtida por:

$$Z_k = a_{k-\tau} + N_k \quad (9)$$

Onde,  $N_k$ : contribuição da MAI na saída do correlator obtida por:

$$N_k = \sum_{j=1}^J \sqrt{P_j} \cdot \cos \theta_j \left[ (1 - \tau_j) \cdot x_k^{(j)} + \tau_j \cdot x_{k-1}^{(j)} \right] \quad (10)$$

Para a análise a seguir, será considerado que todos os sinais possuem a mesma potência de transmissão normalizada ( $P_j = 1$ ). O processo de aquisição consiste em estimar a defasagem  $\tau$  entre a transmissão desejada e a sequência de assinatura local do receptor na presença das outras transmissões interferentes do sistema, baseando-se, para isto, na saída do correlator  $Z_k$ .

É assumido que o processo de aquisição inicia-se no tempo  $t=0$  e que  $\tau$  é um valor inteiro entre  $[1, T]$ , onde  $T$  representa a incerteza de 'Timing' inicial assumindo um valor inteiro pequeno. As saídas do correlator  $Z_k$  alimentam um filtro de tempo discreto de comprimento  $N$ . Em qualquer dado instante no processo de aquisição, o filtro é casado com a seguinte seção da sequência de espalhamento da transmissão desejada:

$$\{ a_{(R-N+1)}, a_{(R-N+2)}, \dots, a_{(R)} \}$$

E os coeficientes do filtro serão dados por :

$$h_i = a_{(R-i)}, \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (11)$$

O inteiro  $R$  é chamado de fase desejada e pode ser mudado durante o processo de aquisição reprogramando-se o filtro casado. De acordo com a equação (9), a fase corrente no tempo  $k$  é definida como sendo  $k - \tau$ . Este é o índice do elemento da sequência de espalhamento desejada que contribui com  $Z_k$ . Assim, a saída do filtro casado  $W_n$ , monitorada em intervalos de comprimento unitário, é dada por:

$$W_n = \sum_{i=0}^{N-1} h_i \cdot Z_{n-i} \quad (12)$$

A transmissão desejada contribui com um pico de valor  $N$  na saída do filtro no tempo  $R + \tau$  (quando a fase corrente é igual à fase desejada). Desde que  $1 \leq \tau \leq T$ , é esperado um pico até  $R + T$  e pode-se detectá-lo por meio de uma regra de limiar. Especificamente, para  $\alpha \in [0,1]$ , um acerto é obtido quando a saída do filtro casado ultrapassar o limiar  $\alpha \cdot N$  para algum  $n$  no intervalo  $R+1 \leq n \leq R+T$ . Se não ocorrer nenhum acerto, houve uma falha (perda) de detecção do pico no intervalo de tempo de  $R$  a  $R+T$  (desde que  $\tau \in [1, T]$ ). Os coeficientes do filtro são, então, reprogramados com o valor corrente inicial para acomodar a defasagem resultante, trocando  $R$  por  $R+T$  e continuando a monitoração da saída do filtro. Com este procedimento preserva-se a incerteza de 'Timing' inicial.

- para  $t \neq R + \tau$ , um acerto no tempo  $t$  é chamado 'Falso Alarme'
- para  $t = R + \tau$ , um acerto é chamado 'Acerto Correto' e a ausência de um acerto no tempo  $t$  é chamado perda

Começando da fase  $R$ , um acerto ocorre no tempo  $t$  se a fase correspondente na 1ª vez que o limiar for ultrapassado for  $R+t$ , isto é, se:

$$t = \{ n : R+1 \leq n \leq R+T, W_n > \alpha \cdot N \}$$

Na ocorrência de um acerto, a monitoração da saída do filtro casado é interrompida e inicia-se o processo de verificação deste acerto. Este processo consiste na correlação do sinal na entrada do filtro casado com a seção apropriada da sequência desejada num intervalo  $C$ , ou seja, a correlação entre  $Z_k$ , onde  $t+1 \leq k \leq t+C$ , com  $a_{R+1}, \dots, a_{R+C}$ . Assim, o sinal de verificação é obtido por:

$$V = \sum_{i=1}^C a_{R+i} \cdot Z_{t+i} \quad (13)$$

Este sinal é, então, comparado com um limiar de decisão para determinar quando um acerto é autêntico. Considerando o limiar de decisão como  $\beta \cdot C$ , onde  $\beta \in [0,1]$ , determina-se:

- Se  $V > \beta \cdot C$ , o acerto é considerado autêntico e o processo de aquisição termina. Caso a autenticação for correta, é obtida uma aquisição com sucesso, do contrário é obtido um falso alarme total.
- Se  $V < \beta \cdot C$ , o acerto é rejeitado e reinicia-se o processo através da reprogramação do filtro casado e monitoração da saída do filtro. A reprogramação leva em consideração o atraso despendido durante o processo de verificação; deste modo os coeficientes do filtro são reprogramados para que  $R \rightarrow R+t+C$ . Portanto é esperado novamente um pico de tensão na saída do filtro casado após um intervalo de tempo  $\tau$ , preservando a incerteza inicial de 'Timing'.

Quando o filtro é reprogramado, as condições iniciais do processo de aquisição são restauradas para preservar o atraso relativo  $\tau \in [1, T]$  entre a fase desejada e a fase corrente da sequência de assinatura desejada. Caso não haja mais renovações, pode-se concluir que o processo chegou a seu término, apresentando uma situação de aquisição de sincronismo com sucesso ou uma situação de falso alarme total. Esta abordagem sugere o processo de aquisição como um processo de 'Renovação' com dois estados de absorção. Mesmo com o emprego de sequências aleatórias, o modelo do processo de renovação é ainda uma aproximação, pois a porção do processo de aquisição que começa após uma reprogramação do filtro casado não é independente do passado, já que alguns elementos da sequência de entrada  $Z_k$  contribuem com as decisões passadas e com a saída do filtro casado para um novo processo. Entretanto esta dependência é fraca e será ignorada nesta análise.

## 2.1 Modelagem por um Processo de Renovação

Conforme mencionado, o processo de aquisição proposto, representado na figura 1, pode ser aproximado por um processo de renovação se as dependências na saída do filtro casado forem consideradas desprezíveis.



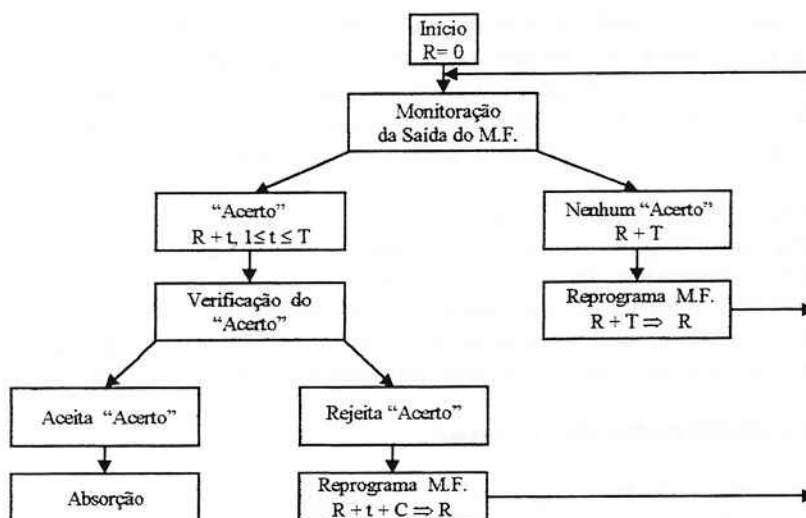


Fig. 1 - Diagrama de Blocos de um Esquema de Aquisição de Dois Estágios

Baseando-se no modelo aproximado do processo de renovação e de suas probabilidades de transição aproximadas, é desenvolvida uma expressão recursiva para probabilidade de sucesso de aquisição  $P_{ACO}(x)$  no intervalo  $x$ . A aproximação das probabilidades de transição é feita utilizando o 'Teorema do Limite Central'. É também desenvolvida uma versão aproximada da probabilidade de sucesso de aquisição, com o intuito de simplificar as operações computacionais.

### 2.1.1 Desenvolvimento do Modelo do Processo de Renovação

Para o desenvolvimento do modelo do processo de renovação, será considerado convenientemente que  $\tau = T$ , ou seja, que a fase da transmissão corrente irá coincidir com a fase desejada somente na última célula de pesquisa do processo de aquisição. Desta forma, será obtida uma expressão para a probabilidade de sucesso de aquisição para a pior situação possível de defasagem.

O modelo desenvolvido para o processo de renovação é representado na figura 2. Neste modelo, os estados  $i$  correspondem às fases  $R + i + T$  (assumindo  $\tau = T$ ), onde  $i$  é tal que  $1 \leq i \leq T$ , os estados  $VER_c$  e  $VER_f$  correspondem, respectivamente, aos estados intermediários de verificação devido à ocorrência de um acerto e devido à ocorrência de um falso alarme e finalmente os estados  $ACO$  e  $FA$  que representam, respectivamente, a absorção com sucesso de aquisição e a absorção com falso alarme total.

Em geral, o tempo despendido por qualquer transição saindo do estado  $i$  é normalizado como sendo uma unidade de tempo ( $z$ ), enquanto que o tempo despendido por qualquer transição saindo dos estados intermediários  $VER_f$  e  $VER_c$  é de  $c$  unidades de tempo ( $z^c$ ).

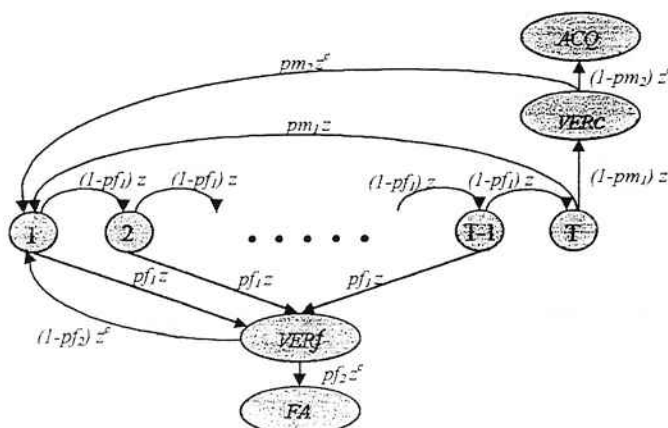


Fig. 2 - Representação Gráfica de Fluxo de Sinal

O processo começa no estado 1 e pode-se considerar a ocorrência de uma renovação toda vez que o processo retorna ao estado 1, ou seja, toda vez que o filtro casado for reprogramado. Para os casos onde  $1 \leq i \leq T-1$ , saindo do estado  $i$ , pode ocorrer uma transição para o estado  $VER_f$  ou para o estado  $i+1$ . A transição para o estado  $VER_f$  corresponde ao início do processo de verificação devido a ocorrência de um falso alarme. Caso não ocorra um falso alarme, a transição será para o próximo estado  $i+1$ . Uma rejeição do falso alarme no estado  $VER_f$ , reinicia o processo de renovação e sua autenticação faz com que o processo termine no estado de absorção de falso alarme total ( $FA$ ).

Partindo do estado correspondente ao instante  $T$ , que apresenta a situação em que a fase corrente é igual a fase desejada, pode ocorrer uma transição para o estado  $VER_c$  ou pode ocorrer uma renovação devido a uma perda. A transição para o estado  $VER_c$  corresponde ao início do processo de verificação devido a ocorrência de um acerto. Caso o sistema não consiga identificar o acerto, ou seja, não consiga identificar que a fase corrente é a fase desejada, ocorrerá uma renovação devido a uma perda. Uma rejeição do 'Acerto no estado  $VER_c$ ' também reiniciará o processo de renovação e sua autenticação faz com que o processo termine no estado de absorção de sucesso de aquisição ( $ACQ$ ).

## 2.2 Determinação das Probabilidades de Transição

Para o modelo de renovação desenvolvido, é importante notar que para se chegar ao estado  $i$ , onde  $1 \leq i \leq T$ , é necessário que não tenha ocorrido falso alarme em nenhum dos  $i-1$  estados anteriores desde a última renovação. Portanto as probabilidades de transição a partir do estado  $i$  devem ser calculadas pelo condicionamento da não ocorrência de falso alarme antes.

De acordo com [Mad95], o efeito deste condicionamento não é significativo, podendo ser desprezado através da substituição da probabilidade condicional de falso alarme no estado  $i$  pela probabilidade incondicional de falso alarme obtendo, desta forma, uma aproximação pessimista para a probabilidade de aquisição. Esta aproximação de independência é adicionalmente reforçada pelo fato que, para grandes valores de  $N$ , a aplicação do 'Teorema do Limite Central Multidimensional' mostra que as saídas do filtro casado correspondentes a estados diferentes são assintoticamente independentes [Mad93]. Para as demais probabilidades de transição serão feitas aproximações similares. Nesta modelagem, a saída do filtro casado leva ainda em consideração a presença da transmissão desejada. Para os instantes onde a fase corrente é igual a fase procurada, a transmissão desejada contribui com um pico de valor  $N$  na saída do filtro e a interferência total neste ponto  $Y_{R+\tau}$  é resultante das demais  $J$  transmissões interferentes. Já para os demais instantes, a contribuição da transmissão desejada é aproximada como a contribuição resultante de uma transmissão interferente independente, porém apresentando sincronismo de chip.

Assim, a interferência total na saída do filtro  $Y_n$  é obtida considerando-se a soma das contribuições da transmissão desejada e das demais  $J$  interferentes. Considerando a saída genérica do filtro casado  $W_n$ , após cada renovação, tem-se:

$$W_n = Y_n \quad \text{para } n \neq R + \tau \quad (14)$$

$$W_{R+\tau} = Y_{R+\tau} + N \quad \text{para } n = R + \tau \quad (15)$$

Para a saída  $V$  do correlator, pode-se fazer uma análise similar a utilizada para a saída  $W_n$  do filtro casado. Assim, quando um acerto correto for verificado, a saída do correlator será  $V = C + U_c$  e quando for verificado um falso alarme, a saída será  $V = U_f$ , onde  $U_c$  e  $U_f$  são as contribuições da interferência total na saída do correlator para um acerto correto e para um falso alarme, respectivamente.

De acordo com o modelo desenvolvido, representado na figura 2, pode-se definir as seguintes probabilidades de transição para o processo de aquisição em dois estágios:

- Probabilidade de 'Falso Alarme' no estado  $i \neq \tau$

A probabilidade de transição para o estado  $Verf$  causado por um 'Falso Alarme' no estado  $i$  ( $i \neq \tau$ ) é dada por:

$$pf_i = P[Y_1 > \alpha \cdot N] = P[Y_i > \alpha \cdot N], \quad 1 \leq i \leq T-1 \quad (16)$$



- **Probabilidade de Perda no estado  $i \rightarrow \tau = T$**

A probabilidade de transição para o estado 1 através da reprogramação do filtro casado, devido a uma perda no estado  $i \rightarrow \tau = T$  é dada por:

$$pm_1 = P[N + Y_i \leq \alpha \cdot N] = P[Y_i \leq -(1 - \alpha) \cdot N] \quad (17)$$

- **Probabilidade de Autenticação do 'Falso Alarme'**

A probabilidade de transição para o estado de absorção  $FA$  causado pela autenticação de um 'Falso Alarme' é dada por:

$$pf_2 = P[U_f > \beta \cdot C] \quad (18)$$

- **Probabilidade de Rejeição de um Acerto correto**

A probabilidade de transição para o estado 1 através da reprogramação do filtro casado, devido a uma 'Rejeição' no estado de verificação  $VERc$  é:

$$pm_2 = P[C + U_c \leq \beta \cdot C] = P[U_c \leq -(1 - \beta) \cdot C] \quad (19)$$

### 3. Aproximação Gaussiana Padrão para as Probabilidades de Transição

As probabilidades de transição desenvolvidas para o processo de renovação apresentado em 2.1, podem ser obtidas através da utilização da 'Aproximação Gaussiana Padrão'. A aproximação gaussiana padrão é baseada em modelar a interferência total do sistema como um processo de ruído branco gaussiano aditivo, cuja variância é dada pela variância da interferência. Como o ruído é modelado como branco, a função de autocorrelação apresentada é impulsiva e o processo produz valores não correlacionados (e portanto independentes) de instante a instante. Desta forma, as probabilidades de transição podem ser determinadas através de primeiramente determinar a relação sinal-ruído (SNR) e em seguida aplicar:

$$Q(\sqrt{SNR}) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot \int_{\sqrt{SNR}}^{\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} \cdot du \quad (20)$$

Conforme [Mad93] e [Mad95], a utilização da aproximação gaussiana padrão para a determinação das probabilidades de transição do sistema é justificada pela utilização do 'Teorema do Limite Central'. Assim, considerando  $N \rightarrow \infty$  e  $C \rightarrow \infty$  pode-se obter as seguintes expressões para as probabilidades de transição:

- **Probabilidade de perda no Filtro Casado**

$$pm_1 \approx Q\left((1 - \alpha) \cdot \sqrt{\frac{3N}{J}}\right) \quad (21)$$

- **Probabilidade de 'Falso Alarme' no Filtro Casado**

$$pf_1 \approx Q\left(\alpha \cdot \sqrt{\frac{3N}{J + 3}}\right) \quad (22)$$

- **Probabilidade de perda na Verificação**

$$pm_2 \approx Q\left((1 - \beta) \cdot \sqrt{\frac{3C}{J}}\right) \quad (23)$$

- Probabilidade de ‘Falso Alarme’ na Verificação

$$pf_2 \approx Q\left(\beta \cdot \sqrt{\frac{3C}{J+3}}\right) \quad (24)$$

Considerando que o efeito do canal de rádio no processo de aquisição não é desprezível, e que a contribuição do canal é um ruído caracterizado como AWGN, pode-se obter um conjunto de novas expressões, simplesmente adicionando o efeito da variância do ruído caracterizado como AWGN à variância do ruído MAI, já que pode-se considerar estes processos como independentes [Cas98]. Assim, tem-se:

- Probabilidade de perda no Filtro Casado

$$pm_1 = Q\left((1-\alpha) \cdot \sqrt{\frac{1}{\frac{J}{3 \cdot N} + \frac{No}{2 \cdot Eb}}}\right) \quad (25)$$

- Probabilidade de ‘Falso Alarme’ no Filtro Casado

$$pf_1 = Q\left(\alpha \cdot \sqrt{\frac{1}{\frac{J+3}{3 \cdot N} + \frac{No}{2 \cdot Eb}}}\right) \quad (26)$$

- Probabilidade de perda na Verificação

$$pm_2 = Q\left((1-\beta) \cdot \sqrt{\frac{1}{\frac{J}{3 \cdot C} + \frac{No}{2 \cdot Eb}}}\right) \quad (27)$$

- Probabilidade de ‘Falso Alarme’ na Verificação

$$pf_2 = Q\left(\beta \cdot \sqrt{\frac{1}{\frac{J+3}{3 \cdot C} + \frac{No}{2 \cdot Eb}}}\right) \quad (28)$$

#### 4. Aproximação Gaussiana Melhorada para as Probabilidades de Transição

O cálculo exato da probabilidade de sucesso de aquisição, baseado nas probabilidades de transição, é bastante complexo para sistemas DS-CDMA assíncronos. A razão principal para este fato é a sobreposição das transmissões interferentes no domínio do tempo. A sobreposição entre as transmissões produz dependências na saída do demodulador. Estas dependências derivam do fato que os atrasos relativos e as fases das portadoras entre os respectivos sinais, que são transmitidas simultaneamente num canal de múltiplo acesso, podem ser fixos causando eventos correlacionados de instante a instante [Mor89]. Existem muitas publicações que usam limites e aproximações para a determinação das probabilidades de erro de bit para sistemas DS/CDMA como a utilização de seqüências de espalhamento aleatórias e o emprego do Teorema do Limite Central [Pur77] e [Pur82].

No item 3, a obtenção das probabilidades de transição para o processo de renovação desenvolvido foi baseada nestas suposições, assim, a interferência de múltiplo acesso foi representada por uma variável aleatória com distribuição gaussiana e foi calculado o valor médio da variância correspondente à interferência total do sistema para obter uma aproximação das probabilidades de transição do processo de aquisição proposto. Os resultados obtidos, considerando a hipótese gaussiana, não são suficientemente precisos, principalmente quando a relação sinal-ruído empregada for muito grande, o comprimento do código de espalhamento e o número de usuários forem pequenos ou em ambientes

'Near-Far'. Além disso, para sistemas DS/CDMA assíncronos, a consideração de independência dos erros de instante a instante não é válida, devido ao fato que eles são relacionados pelas fases e atrasos de suas transmissões.

Foi apresentado em [Mor89], um método numérico para calcular a probabilidade de erro de bit em sistemas DS-CDMA que apresenta resultados mais precisos do que aqueles obtidos pela aproximação gaussiana padrão. O método desenvolvido, designado 'Aproximação Gaussiana Melhorada' é baseado na determinação da função densidade de probabilidade da variância das interferências de múltiplo acesso  $\Psi$  e leva em consideração o efeito da dependência de erro de instante a instante. A variância da interferência de múltiplo acesso é considerada como uma variável aleatória condicionada às condições de operação e obtém-se uma média baseada na distribuição da variância, que é necessariamente conhecida, em todos os valores possíveis. Assim, considerando-se  $\Psi$  como uma variável aleatória que depende exclusivamente dos atrasos e fases dos sinais interferentes, a probabilidade de erro de bit do canal para um sistema DS/CDMA assíncrono será função de  $\Psi$  e dada por:

$$p(\Psi) = Q\left(\frac{N}{\sqrt{\Psi}}\right) \quad (29)$$

Para obter a probabilidade de erro de bit, quando  $\Psi$  é aleatório, é necessário obter uma média de  $p(\Psi)$  sobre a função de densidade de probabilidade de  $\Psi$ , ou seja:

$$P_{bit} = E[p(\Psi)] = \int_0^{\infty} p(\Psi) \cdot f_{\Psi}(\Psi) \cdot d\Psi \quad (30)$$

Onde,  $E[\cdot]$  representa o operador esperança e  $f_{\Psi}(\Psi)$  representa a função de densidade de probabilidade de  $\Psi$ .

Entretanto, os cálculos necessários para obter a função densidade de probabilidade de  $\Psi$  são bastante exaustivos. O método requer um tempo de processamento computacional bastante elevado à medida que o número de usuários e o comprimento da sequência de espalhamento aumentam.

Holtzman apresentou em [Hol92a], um aproximação bastante simples para o cálculo da probabilidade de erro de bit, a qual não necessita diretamente da determinação da função de densidade de probabilidade de  $\Psi$ . As principais vantagens deste método são: a precisão dos resultados, a simplicidade dos cálculos e a não necessidade de conhecimento da distribuição da função, somente do primeiro e segundo momentos. O método de Holtzman descrito a seguir irá desconsiderar, inicialmente, o efeito do ruído do receptor.

Considerando a expansão de  $p(\Psi)$  através da sua série de Taylor:

$$p(\Psi) = p(\mu_{\Psi}) + (\Psi - \mu_{\Psi}) \cdot p'(\mu_{\Psi}) + \frac{(\Psi - \mu_{\Psi})^2}{2!} \cdot p''(\mu_{\Psi}) + \dots + \frac{(\Psi - \mu_{\Psi})^n}{n!} \cdot p^n(\mu_{\Psi}) \quad (31)$$

Onde,  $\mu_{\Psi}$  é o valor médio de  $\Psi$  e  $p^n(\mu_{\Psi})$  é a  $n$ -ésima derivada de  $p(\Psi)$  calculada para  $\Psi = \mu_{\Psi}$ . Pode-se obter seu valor médio através de:

$$E[p(\Psi)] = p(\mu_{\Psi}) + \frac{\sigma_{\Psi}^2}{2!} \cdot p''(\mu_{\Psi}) + \dots + \frac{E[(\Psi - \mu_{\Psi})^n]}{n!} \cdot p^n(\mu_{\Psi}) \quad (32)$$

Onde,  $\sigma_{\Psi}^2$  é a variância de  $\Psi$  e  $E[(\Psi - \mu_{\Psi})^n]$  é o  $n$ -ésimo momento de  $\Psi$ . Ao invés de usar a expansão em série de derivadas de Taylor, pode-se empregar a expansão em série de diferenças de Stirling, oferecendo simplicidade dos cálculos [Hol92a]. Portanto, considerando que somente os dois primeiros termos da expressão são relevantes [Tra93], a primeira derivada da função na qual  $\Psi$  é uma variável aleatória pode ser aproximada por:

$$p'(\Psi) = \frac{p(\Psi + h) - p(\Psi - h)}{2 \cdot h} \quad (33)$$

E a segunda derivada pode ser aproximada por:

$$p''(\Psi) = \frac{p(\Psi + h) - 2 \cdot p(\Psi) + p(\Psi - h)}{h^2} \quad (34)$$

Onde,  $h$  é o tamanho do passo. Foi mostrado em [Hol92b], que consegue-se obter uma boa aproximação da função  $p(\Psi)$ , fazendo:

$$h = \sigma_\Psi \cdot \sqrt{3} \quad (35)$$

De forma que a expressão (32) pode ser representada por:

$$E[p(\Psi)] \approx \frac{2}{3} \cdot p(\mu_\Psi) + \frac{1}{6} \cdot p(\mu_\Psi + \sigma_\Psi \cdot \sqrt{3}) + \frac{1}{6} \cdot p(\mu_\Psi - \sigma_\Psi \cdot \sqrt{3}) \quad (36)$$

O método de Holtzman será, a seguir, aplicado para as situações específicas de perda e falso alarme, de forma a obter expressões mais precisas que àquelas obtidas pela utilização da aproximação gaussiana padrão.

#### 4.1 Determinação da Probabilidade de Perda no Filtro Casado através da Aproximação Gaussiana Melhorada

Para o cálculo da probabilidade de perda no filtro casado ( $pm_1$ ), são feitas as mesmas considerações iniciais apresentadas em [Cas98], ou seja, a fase corrente de busca é a fase desejada, de modo que somente a interferência de múltiplo acesso é responsável pela interferência total na entrada do filtro casado, já que nesta situação o receptor está em perfeito alinhamento com a transmissão desejada. Desta forma, para a situação de perda, a variância da interferência total é dada pela equação:

$$\sigma_{m1}^2 = \sigma_{MAI}^2 \quad (37)$$

De acordo com [Cas98], para a situação de perda, o valor médio da variância total  $\mu_\Psi$  é obtido por:  $\mu_\Psi = \frac{J \cdot N}{3}$ . E a

variância média de  $\Psi$  é dada por:  $\bar{\sigma}_\Psi^2 = J \cdot \left[ \frac{23}{360} \cdot N^2 + \left( \frac{J-1}{36} + \frac{1}{20} \right) \cdot N - \left( \frac{J-1}{36} + \frac{1}{20} \right) \right]$

Assim a probabilidade de perda, considerando a aproximação gaussiana melhorada é dada por:

$$pm_1 \approx \frac{2}{3} \cdot Q \left( (1-\alpha) \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot N}{J}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( (1-\alpha) \sqrt{\frac{3 \cdot N^2}{J \cdot N + \bar{\sigma}_\Psi \cdot 3 \cdot \sqrt{3}}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( (1-\alpha) \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot N^2}{J \cdot N - \bar{\sigma}_\Psi \cdot 3 \cdot \sqrt{3}}} \right) \quad (38)$$

A aproximação obtida para  $pm_1$  considerou em seu equacionamento somente a interferência de múltiplo acesso como o ruído do canal. Considerando a situação apresentada para um canal caracterizado como um AWGN, e que o ruído do canal é independente do ruído MAI, pode-se obter facilmente a expressão:

$$pm_1 \approx \frac{2}{3} \cdot Q \left( \frac{(1-\alpha)}{\sqrt{\left( \frac{J}{3 \cdot N} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb} \right)}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{(1-\alpha)}{\sqrt{\left( \frac{J \cdot N + \bar{\sigma}_\Psi \cdot 3 \cdot \sqrt{3}}{3 \cdot N^2} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb} \right)}} \right) +$$

$$+ \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{(1-\alpha)}{\sqrt{\left( \frac{J \cdot N - \bar{\sigma}_\Psi \cdot 3 \cdot \sqrt{3}}{3 \cdot N^2} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb} \right)}} \right) \quad (39)$$

Onde,  $E_b$  é a energia de bit ( $E_b = P \cdot T_b$  e  $T_b$  é a duração de bit) e  $\frac{N_o}{2}$  é a densidade espectral de potência do AWGN

#### 4.2 Determinação da Probabilidade de Falso Alarme no Filtro Casado através da Aproximação Gaussiana Melhorada

Para a determinação da probabilidade de falso alarme no filtro casado ( $pf_1$ ), são feitas considerações semelhantes as feitas em [Cas98]. Desta forma, o modelo utilizado considera que a interferência total na entrada do filtro casado é a soma dos efeitos das transmissões interferentes e da transmissão desejada fora da fase correta. Assim, para a situação de falso alarme, a variância da interferência total é dada:

$$\sigma_{f1}^2 = \sigma_{MAI}^2 + \sigma_{sinal}^2 \quad (40)$$

De acordo com [Cas98], para a situação de falso alarme, a variância total média  $\mu_\Psi$  é dada por:  $\mu_\Psi = \frac{J \cdot N}{3} + N \cdot E$

o valor médio da variância de  $\Psi$  é dado:  $\sigma_\Psi^2 = J \cdot \left[ \frac{23}{360} \cdot N^2 + \left( \frac{J-1}{36} + \frac{1}{20} \right) \cdot N - \left( \frac{J-1}{36} + \frac{1}{20} \right) \right]$

Assim, considerando a aproximação gaussiana melhorada, a probabilidade de falso alarme é dada por:

$$pf_1 \approx \frac{2}{3} \cdot Q \left( \frac{\alpha \cdot N}{\sqrt{\frac{J \cdot N}{3} + N}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{\alpha \cdot N}{\sqrt{\frac{J \cdot N}{3} + N + \bar{\sigma}_\Psi \cdot \sqrt{3}}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{\alpha \cdot N}{\sqrt{\frac{J \cdot N}{3} + N - \bar{\sigma}_\Psi \cdot \sqrt{3}}} \right) \quad (41)$$

A aproximação obtida da  $pf_1$  considerou em seu equacionamento somente a interferência de múltiplo acesso como o ruído do canal. Considerando a situação apresentada para um canal caracterizado como um AWGN, onde o ruído do canal é independente do ruído MAI, pode-se obter facilmente a expressão:

$$pf_1 \approx \frac{2}{3} \cdot Q \left( \frac{\alpha}{\sqrt{\frac{J+3}{3 \cdot N} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb}}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{\alpha}{\sqrt{\frac{J+3}{3 \cdot N} + \frac{\bar{\sigma}_\Psi \cdot \sqrt{3}}{N^2} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb}}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{\alpha}{\sqrt{\frac{J+3}{3 \cdot N} - \frac{\bar{\sigma}_\Psi \cdot \sqrt{3}}{N^2} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb}}} \right) \quad (42)$$

Usando considerações análogas, é possível obter as expressões para o segundo estágio do esquema de aquisição proposto. Assim, para a situação de perda, tem-se:

$$pm_2 \approx \frac{2}{3} \cdot Q \left( (1-\beta) \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot C}{J}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( (1-\beta) \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot C^2}{J \cdot C + \bar{\sigma}_{\Psi_c} \cdot 3 \cdot \sqrt{3}}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( (1-\beta) \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot C^2}{J \cdot C - \bar{\sigma}_{\Psi_c} \cdot 3 \cdot \sqrt{3}}} \right) \quad (43)$$

Considerando a situação apresentada para um canal AWGN, pode-se obter facilmente a expressão:

$$pm_2 \approx \frac{2}{3} \cdot Q \left( \frac{(1-\beta)}{\sqrt{\left( \frac{J}{3 \cdot C} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb} \right)}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{(1-\beta)}{\sqrt{\left( \frac{J \cdot C + \bar{\sigma}_{\Psi_c} \cdot 3 \cdot \sqrt{3}}{3 \cdot C^2} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb} \right)}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{(1-\beta)}{\sqrt{\left( \frac{J \cdot C - \bar{\sigma}_{\Psi_c} \cdot 3 \cdot \sqrt{3}}{3 \cdot C^2} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb} \right)}} \right) \quad (44)$$

Para a situação de falso alarme, tem-se:

$$pf_2 \approx \frac{2}{3} \cdot Q \left( \frac{\beta \cdot C}{\sqrt{\frac{J \cdot C}{3} + C}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{\beta \cdot C}{\sqrt{\frac{J \cdot C}{3} + C + \bar{\sigma}_{\Psi_c} \cdot \sqrt{3}}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{\beta \cdot C}{\sqrt{\frac{J \cdot C}{3} + C - \bar{\sigma}_{\Psi_c} \cdot \sqrt{3}}} \right) \quad (45)$$

Considerando a situação apresentada para um canal AWGN, pode-se obter facilmente a expressão:

$$pf_2 \approx \frac{2}{3} \cdot Q \left( \frac{\beta}{\sqrt{\frac{J+3}{3 \cdot C} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb}}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{\beta}{\sqrt{\frac{J+3}{3 \cdot C} + \frac{\bar{\sigma}_{\Psi_c} \cdot \sqrt{3}}{C^2} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb}}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{\beta}{\sqrt{\frac{J+3}{3 \cdot C} - \frac{\bar{\sigma}_{\Psi_c} \cdot \sqrt{3}}{C^2} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb}}} \right) \quad (46)$$

Onde, agora:

$$\mu_{\Psi_c} = \frac{J \cdot C}{3} \text{ e } \bar{\sigma}_{\Psi_c}^2 = J \cdot \left[ \frac{23}{360} \cdot C^2 + \left( \frac{J-1}{36} + \frac{1}{20} \right) \cdot C - \left( \frac{J-1}{36} + \frac{1}{20} \right) \right]$$

$E_b$  é a energia de bit ( $E_b = P \cdot T_b$  e  $T_b$  é a duração de bit) e  $\frac{N_o}{2}$  é a densidade espectral de potência do AWGN

## 5. Avaliação da Probabilidade de Sucesso de Aquisição para o Esquema de Aquisição em Dois Estágios

Com o intuito de avaliar o desempenho do esquema de aquisição proposto, é obtido neste item, uma expressão recursiva da probabilidade de sucesso de aquisição. Considerando a probabilidade de sucesso de aquisição num intervalo de tempo  $x$  como  $P_{ACQ}(x)$ , pode-se estabelecer um critério de desempenho baseado no tempo máximo permitido para obter a aquisição de sincronismo, dado por:

$$P_{sa} = P_{ACQ}(T_{\max}) \quad (47)$$

Onde,  $T_{\max}$  é o tempo máximo permitido para a aquisição. Para a obtenção da fórmula recursiva para o esquema proposto, é necessário estabelecer as seguintes probabilidades de renovação, obtidas da Representação Gráfica de Fluxo de Sinal da figura 2:



- Probabilidade de Renovação após um tempo  $(i + C)$ , causada por um 'Falso Alarme' no estado  $i$  que é rejeitado posteriormente no estágio de verificação:

$$qf(i) = (1 - pf_1)^{i-1} \cdot pf_1 \cdot (1 - pf_2), \quad 1 \leq i \leq T-1 \quad (48)$$

- Probabilidade de Renovação após um tempo  $(T + C)$ , causada pela rejeição de um acerto correto no estado  $T$ , no estágio de verificação:

$$qm_2 = (1 - pf_1)^{T-1} \cdot (1 - pm_1) \cdot pm_2 \quad (49)$$

- Probabilidade de Renovação após um tempo  $(T)$ , causada por nenhum acerto em nenhum dos estados entre  $1$  e  $T$ :

$$qnh = (1 - pf_1)^{T-1} \cdot pm_1 \quad (50)$$

- Probabilidade de Ocorrência de Sucesso de Aquisição sem nenhuma renovação, após um tempo  $(T + C)$  :

$$qs = (1 - pf_1)^{T-1} \cdot (1 - pm_1) \cdot (1 - pm_2) \quad (51)$$

Assim, pode-se obter a seguinte fórmula recursiva da probabilidade de sucesso de aquisição, onde seus termos representam as probabilidades de obtenção de aquisição por todos os caminhos possíveis no diagrama esquematizado na figura 2.

$$P_{ACQ}(x + N) = qs + qnh \cdot P_{ACQ}(x - T) + \sum_{i=1}^{T-1} qf(i) \cdot P_{ACQ}(x - i - C) + qm_2 \cdot P_{ACQ}(x - T - C) \quad \text{para } x \geq T + C \quad (52)$$

E com a condição inicial

$$P_{ACQ}(x + N) = 0 \quad \text{para } x < T + C \quad (53)$$

O tempo de aquisição  $x + N$  inclui o tempo inicial  $N$ , necessário para carregar o filtro casado. As condições de validade apresentadas em (52) e (53), estabelecem que o tempo mínimo para obter a aquisição, começando do estado 1, é  $T + C$ , já que a fase correta se encontra no estado de pesquisa  $T$  e o tempo necessário para a verificação é  $C$ .

O cálculo da probabilidade de sucesso de aquisição utilizando a fórmula recursiva apresentada em (52) é bastante complexo. Isto se deve principalmente à dependência do tempo total necessário para uma renovação devido a um acerto que é posteriormente rejeitado na verificação, ao estado onde o acerto foi indicado. Assim, o tempo despendido, para um acerto no estado  $i$  que é posteriormente rejeitado, é igual a  $i + C$ . Com o intuito de simplificar os cálculos computacionais, é possível obter uma fórmula aproximada da probabilidade de sucesso de aquisição, considerando que todas as renovações devido à acertos rejeitados correspondam a um tempo de duração  $a + C$ . Desta forma, a probabilidade de sucesso de aquisição estimada pode ser expressa por:

$$\tilde{P}(a) = qs \cdot \sum_{(i,j) \in A} C(i + j, j) qh^i \cdot qnh^j \quad (54)$$

Onde,  $A$  : conjunto de elementos  $i$  e  $j$  que satisfazem:  $A = \{(i, j) \mid i \cdot (a + C) + j \cdot T + (T + C) \leq T_{\max} - N\}$  e  $C(n, m)$  : combinação de  $n$  elementos  $m$  a  $m$

Assim, começando do estado 1, considera-se obtida uma aquisição com sucesso, quando o estado de absorção  $ACQ$  for atingido após qualquer seqüência de renovações, satisfazendo a condição que o tempo despendido seja no máximo  $T_{\max} - N$ . Antes de chegar na última renovação, pode-se identificar as renovações decorrentes de um acerto rejeitado que gastam, pela aproximação estabelecida, um tempo  $a + C$ , através da utilização do índice  $i$  e pode-se identificar as renovações devido a nenhum acerto que gastam um tempo  $T$ , utilizando o índice  $j$ . Após a última renovação antes da absorção em  $ACQ$ , é identificado um acerto no estado  $T$  seguido por uma verificação correta resultando em um tempo despendido de  $T + C$ .

Considerando a probabilidade de renovação através de um acerto rejeitado, como:

$$qh = qm_2 + \sum_{i=1}^{T-1} qf(i) \quad (55)$$

Pode-se definir o valor médio do tempo despendido para uma renovação devido a um acerto rejeitado, como:

$$\bar{a} = \frac{\{Tqm_2 + \sum_{i=1}^{T-1} i qf(i)\}}{qh} \quad (56)$$

Onde as renovações devido a acertos que são posteriormente rejeitados são causadas por acertos rejeitados na verificação devido a falso alarmes e por acertos corretos, rejeitados na verificação.

Assim, a probabilidade de sucesso de aquisição aproximada, pode ser obtida pela expressão:

$$\tilde{P}_{sa} = \tilde{P}(\bar{a}) \quad (57)$$

Onde,  $\bar{a}$  : valor esperado de  $a$

## 6. Aplicação Numérica

Neste item, as expressões obtidas são aplicadas a 2 casos específicos, possibilitando assim, uma análise de desempenho do esquema de aquisição em dois estágios proposto. No primeiro (Caso 1), os parâmetros do esquema de aquisição são otimizados para obter-se uma probabilidade de sucesso de aquisição ( $P_{sa}$ ) igual a 0.99 para 9 usuários interferentes no sistema e a incerteza de sincronismo  $T$  é adotada igual a 10 chips. No segundo caso (Caso 2), os parâmetros do esquema de aquisição são otimizados para obter-se uma probabilidade de sucesso de aquisição ( $P_{sa}$ ) igual a 0.99 para 30 usuários interferentes no sistema e a incerteza de sincronismo  $T$ , para este caso, é adotada igual a 50 chips. Estes valores são os básicos adotados em [Mad95] e serão usados para efeito de comparação. Neste contexto, os resultados obtidos, utilizando as aproximações gaussiana padrão e gaussiana melhorada (simplificada), serão posteriormente confrontados com os resultados obtidos por meio de simulação. Será adotado ainda que o filtro casado empregado no primeiro estágio do esquema de aquisição em dois estágios, é o mesmo empregado no processo de demodulação. Assim, nesse caso, o número de estágios  $N$  do filtro casado é igual ao o número de chips por símbolo ou, simplesmente,  $G_p$ .

Nesta análise, será usado o equacionamento proposto em [Mad95] e [Cas98], para a obtenção dos parâmetros ótimos para um esquema de aquisição em dois estágios. Os resultados obtidos, para os casos 1 e 2, serão usados para comparar o desempenho do sistemas e confrontar com os resultados apresentados em [Mad95]. Como pode-se verificar, pelas expressões dadas no item 5, enquanto os esquemas convencionais apresentam apenas 2 parâmetros a serem determinados, o esquema em 2 estágios apresenta 4 parâmetros, além do número de estágios  $N$  do filtro casado, são eles: o limiar de decisão  $\alpha$  do filtro casado do primeiro estágio, o limiar de decisão  $\beta$  do correlator do segundo estágio, o período de verificação  $C$  e o tempo máximo  $T_{max}$  permitido para o processo de aquisição. A escolha dos parâmetros deve ser feita visando minimizar  $T_{max}$ .

Os cálculos elaborados são baseados na aproximação não-recursiva da probabilidade de sucesso de aquisição ( $\tilde{P}_{sa} = \tilde{P}(\bar{a})$ ) dada em (57). Com o intuito de minimizar a probabilidade de falso alarme, o limiar de decisão  $\alpha$  do filtro casado é ajustado para ser igual a 1. Nota-se que a penalidade devido a uma perda da fase correta é apenas  $T$ , a incerteza de fase inicial, enquanto que a penalidade devido a um falso alarme é pelo menos igual a  $C$ , o período de verificação.

Como foi adotado que o número de estágios do filtro casado do primeiro estágio é o mesmo empregado no processo de demodulação, seu valor é conhecido. De acordo com [Mad95], os valores típicos usados no processo de demodulação são:  $N = 30$ , para o caso 1 e  $N = 100$ , para o caso 2. Deste modo, estes valores serão adotados para a presente análise, possibilitando confrontar os resultados obtidos com aqueles indicados em [Mad95]. No restante desta análise considera-se que a escala de tempos está normalizada em função do tempo de chip  $T_c$ .

	PARÂMETROS DADOS			
	$J$	$T$	$N$	$\alpha$
<b>Caso 1</b>	9	10	30	1
<b>Caso 2</b>	30	50	100	1

Tabela 1 – Parâmetros conhecidos para o esquema de aquisição em 2 estágios

O processo de otimização utilizado consiste, portanto, em fixar  $\tilde{P}_{sa}$ ,  $J$ ,  $N$  e  $\alpha$ , para um dado  $T$  e variar  $\beta$  e  $C$  de forma a minimizar o tempo necessário para a aquisição  $T_{max}$ . Com estas considerações, os seguintes resultados foram obtidos para o esquema de aquisição em 2 estágios:

	Aproximação	PARÂMETROS OTIMIZADOS			
		$C$	$\beta$	$T_{max}$	$\tilde{P}_{sa}$
<b>Caso 1</b>	Gaussiana Padrão [Mad95]	27	0.48	184	0.98985
	Gaussiana Padrão [Cas98]	26	0.47	184	0.99008
	Gaussiana Melhorada [Cas98]	31	0.48	190	0.99005
<b>Caso 2</b>	Gaussiana Padrão [Mad95]	112	0.56	858	0.99005
	Gaussiana Padrão [Cas98]	112	0.56	858	0.99005
	Gaussiana Melhorada [Cas98]	122	0.56	886	0.99004

Tabela 2 – Resultados numéricos otimizados para o esquema de aquisição em 2 estágios

Os resultados apresentados nas figuras 3, 4, 5 e 6 foram obtidos utilizando os parâmetros determinados por [Mad95], com o intuito de obter uniformidade de resultados e uma referência de comparação. Os resultados são apresentados de acordo com o caso referente. As curvas das figuras 3 e 5 representam, respectivamente, as probabilidades de sucesso de aquisição para os casos 1 e 2, desprezando o efeito do ruído do canal. As curvas das figuras 4 e 6 descrevem a probabilidade de erro de aquisição para algumas situação onde o efeito do ruído do canal é significativo.

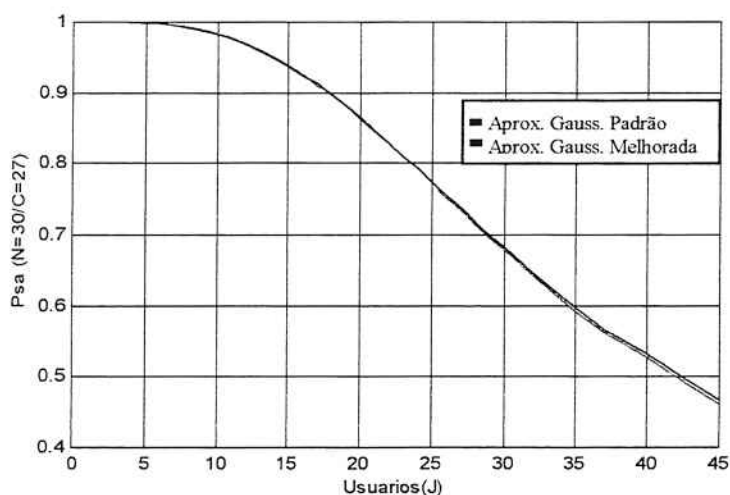


fig. 3 – Caso 1 - Comparação da probabilidade de sucesso de aquisição para aproximação gaussiana padrão e aproximação gaussiana melhorada para o esquema de aquisição em 2 estágios.

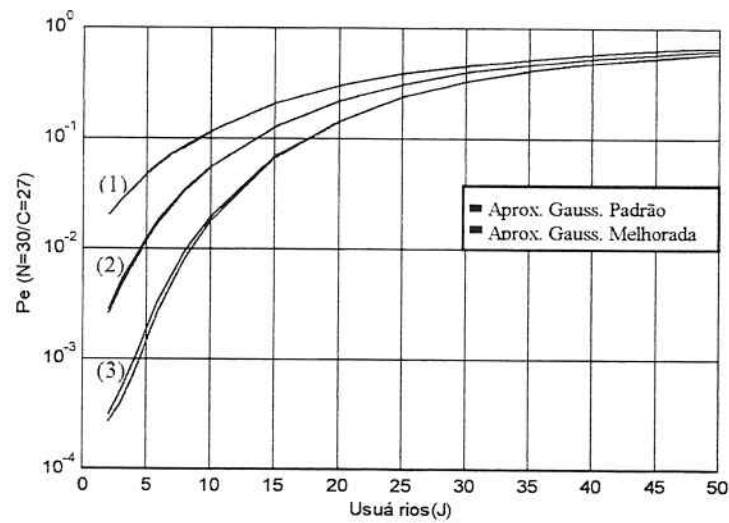


fig. 4 – Caso 1 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_o=5$  (1),  $E_b/N_o=10$  (2) e  $E_b/N_o=100$  (3)) para o esquema de aquisição em 2 estágios.

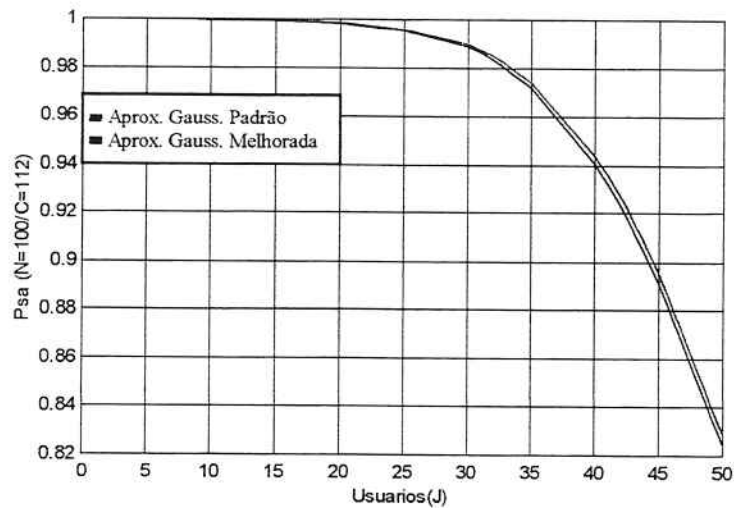


fig. 5 – Caso 2 - Comparação da probabilidade de sucesso de aquisição para aproximação gaussiana padrão e aproximação gaussiana melhorada para o esquema de aquisição em 2 estágios.

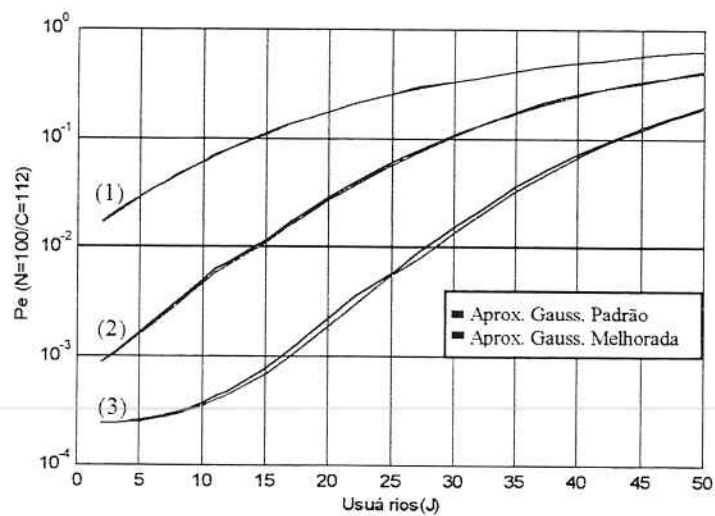


fig. 6 – Caso 2 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_o=5$  (1),  $E_b/N_o=10$  (2) e  $E_b/N_o=100$  (3)) para o esquema de aquisição em 2 estágios.

## 7. Análise de Simulação do Esquema de Aquisição em Dois Estágios

Com o intuito de verificar a precisão das expressões obtidas para o esquema de aquisição em 2 estágios, foram desenvolvidos alguns algoritmos de simulação [Cas98]. As simulações foram desenvolvidas para os 2 casos de interesse, indicados no item anterior. Foram desenvolvidos os seguintes modelos:

Modelo 1 – A MAI é aproximada como um processo AWGN e a transmissão desejada é modelada como uma sequência aleatória.

Modelo 2 – A MAI e a transmissão desejada são modeladas como um conjunto de sequências aleatórias.

No processo de obtenção da probabilidade de sucesso de aquisição para o caso 1, foi considerado suficiente para esta análise uma precisão de 0.001. Já para o caso 2, foi considerado suficiente obter uma precisão de 0.01. De acordo com [Sha97], são necessárias 10.000 tentativas de aquisição para se obter uma precisão de 0.001 e 1.000 tentativas de aquisição para se obter uma precisão de 0.01 dentro de uma região de confiança de 95%.

### • Modelo 1

O modelo 1, utiliza a hipótese apresentada no item 3, onde a MAI é aproximada a um processo AWGN. O período da sequência desejada é considerada igual ao número de estágios do filtro casado do primeiro estágio ( $N = 30$  para o caso 1 e  $N = 100$  para o caso 2), considerando que a mesma é usada no processo de demodulação da informação.

As curvas obtidas são apresentadas nas figuras 7 e 8. Comparando os resultados apresentados para o modelo 1, verifica-se que as expressões obtidas pelo equacionamento usando a aproximação gaussiana padrão e melhorada apresentam razoável precisão.

Considerando o caso 1, a comparação entre os resultados analíticos usando a aproximação gaussiana padrão e os de simulação apresentaram um desvio máximo igual a 3.666%. Já para a comparação usando a aproximação gaussiana melhorada, o desvio máximo foi 3.562%. Para o caso 2, a comparação entre os resultados analíticos usando a aproximação gaussiana padrão e os resultados de simulação, verifica-se que o desvio máximo é 3.866%. Já para a comparação usando a aproximação gaussiana melhorada, o desvio máximo é 3.450%.

### • Modelo 2

O modelo 2, considera a MAI e a transmissão desejada como sequências aleatórias. O período da sequência desejada é considerada igual ao número de estágios do filtro casado do primeiro estágio ( $N = 30$  para o caso 1 e  $N = 100$  para o caso 2), considerando que a mesma é usada no processo de demodulação da informação e o período das sequências interferentes é considerado infinito, visto que as sequências interferentes são obtidas pela combinação de sequências de espalhamento e de sinal de informação (aleatório).

As curvas obtidas são apresentadas nas figuras 7 e 8. Comparando os resultados apresentados para o modelo 2, verifica-se que as expressões obtidas pelo equacionamento usando a aproximação gaussiana padrão e melhorada apresentam razoável precisão.

Considerando o caso 1, a comparação entre os resultados analíticos usando a aproximação gaussiana padrão e os de simulação apresentaram um desvio máximo igual a 5.977%. Já para a comparação usando a aproximação gaussiana melhorada, o desvio máximo foi 5.873%. Para o caso 2, a comparação entre os resultados analíticos usando a aproximação gaussiana padrão e os resultados de simulação, verifica-se que o desvio máximo é 6.915%. Já para a comparação usando a aproximação gaussiana melhorada, o desvio máximo é 6.247%.

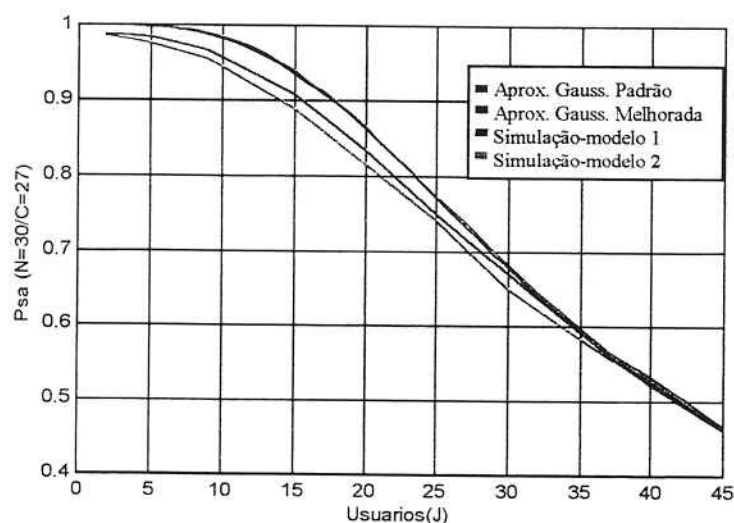


fig. 7 – Caso 1 - Comparação entre a probabilidade de sucesso de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada com a simulação usando os modelos 1, 2 e 3, para o esquema de aquisição a dois estágios.

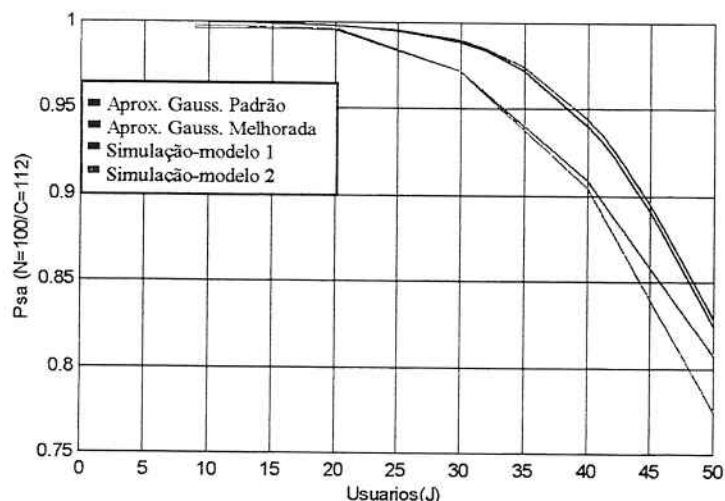


fig. 8 – Caso 2 - Comparação entre a probabilidade de sucesso de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada com a simulação usando os modelos 1 e 2, para o esquema de aquisição a dois estágios.

## 7.1 Resumo dos Resultados e Conclusões

Os resultados de simulação confirmam a validade dos cálculos de [Mad95], dentro da precisão que se pode esperar para um modelamento típico de pior caso, como o ali desenvolvido e conforme já observado em [Rap96], por exemplo, que os cálculos pelo método da aproximação Gaussiana melhorada estão mais próximos da realidade, principalmente com um número menor de usuários.

A modelagem dos sinais interferentes por um ruído tipo AWGN, em confronto com a por seqüências aleatórias, mostra que esta última é mais precisa (ao comparar-se com os resultados obtidos por simulação). Os dois métodos no entanto coincidem à medida que se aumenta o número de usuários. Essa constatação permite utilizar a primeira modelagem nessas situações, devido à menor complexidade computacional.

Os resultados apresentados nesse trabalho confirmam que a capacidade de um sistema DS-CDMA é em primeira instância limitada pela interferência de multiacesso no processo de aquisição. No entanto, com o esquema proposto e numa situação real em que os atrasos possam ser considerados confinados à uma pequena faixa da região de incerteza total, o problema da determinação da capacidade volta a ser limitada pelos resultados da caracterização de desempenho da probabilidade de erro de bit (BER).



Com essa última observação pode-se recomendar o uso desse processo para as situações em que não se dispõe de um sinal piloto de sincronismo e a área de atuação dos terminais é limitada (caso típico de um sistema microcelular, por exemplo).

## 8. Referências Bibliográficas

- [Cas98] I. R. S. Casella, "Análise de um Método de Aquisição em Dois Estágios para um Sistema DS-CDMA", Dissertação de Mestrado apresentada à EPUSP, Sistemas Eletrônicos, Julho 1998, 304 p.
- [Hol92a] J. M. Holtzman, "A Simple, Accurate Method to Calculate Spread-Spectrum Multiple-Access Error Probabilities", IEEE Transactions on Communications, Vol. 40, No. 3, March 1992.
- [Hol92b] J. M. Holtzman, "On Using Perturbation Analysis to do Sensitivity Analysis: Derivatives Versus Differences", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 37, No. 2, February 1992.
- [Jes91] P. J. E. Jeszensky, "Introdução à Técnica de Comunicação por Espalhamento Espectral (Spread Spectrum)", Mini Curso apresentado no 9º Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, pp. 1-61, Setembro 1991.
- [Mad93] U. Madhow and M. B. Pursley, "Acquisition in Direct Sequence Spread Spectrum Communication Networks: An Asymptotic Analysis", IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 39, No.3, May 1993.
- [Mad95] U. Madhow and M. B. Pursley, "Mathematical Modeling and Performance Analysis for a Two Stage Acquisition Scheme for Direct Sequence Spread Spectrum CDMA", IEEE Transactions on Communications, Vol. 43, No. 9, September 1995.
- [Mor89] R. K. Morrow and J. S. Lehnert, "Bit-to-Bit Error Dependence in Slotted DS/SSMA Packet Systems with Random Signature Sequences", IEEE Transactions on Communications, Vol. 37, No.10, October 1989.
- [Pur77] M. B. Pursley, "Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication – Part I: System Analysis", IEEE Transactions on Communications, Vol. 25, No. 8, August 1977.
- [Pur82] M. B. Pursley, D. V. Sarwate and W. E. Stark, "Error Probability for Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple-Access Communications – Part I: Upper and Lower Bounds", IEEE Transactions on Communications, Vol. 30, No. 5, May 1982.
- [Rap96] T. S. Rappaport, "Wireless Communications – Principles & Practice", Prentice Hall, 1996.
- [Shan97] K. S. Shanmugan, "Modeling and Simulation of Communication Systems", Curso apresentado em San Jose, Julho 1997.
- [Tra93] C. Trabelsi and A. Yongaçoglu, "Throughput Analysis of Slotted Asynchronous DS/CDMA System", Proc. IEEE GLOBECOM, December 1993.



## BOLETINS TÉCNICOS - TEXTOS PUBLICADOS

- BT/PEE/9301 - Oscilador a HEMT - 10 GHz - FÁTIMA S. CORRERA, EDMAR CAMARGO
- T/PEE/9302 - Representação Senoidal da Voz através dos Polos do Filtro Predictor - MARCELO B. JOAQUIM, NORMONDS ALENS
- BT/PEE/9303 - Blindagens por Grades Conductoras: Cálculo do Campo Próximo - LUIZ CEZAR TRINTINALIA, ANTONIO ROBERTO PANICALI
- BT/PEE/9304 - Sistema de Otimização e Controle de Produção em Minas de Pequeno e Médio Porte - TSEN CHUNG KANG, VITOR MARQUES PINTO LEITE
- BT/PEE/9401 - Determinação das Frases de Aplicação Forense para o projeto NESPER e Tese de Mestrado IME/94, com Base em Estudos Fonéticos - MARCONI DOS REIS BEZERRA, EUVALDO F. CABRAL JUNIOR
- BT/PEE/9402 - Implementação e Teste de uma Rede Neural Artificial do Tipo KSON (Kohonen Self-Organizing Network) com Entradas Bidimensionais - MARCELO YASSUNORI MATUDA, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9403 - Transformada de Walsh e Haar Aplicadas no Processamento de Voz - ALEXANDRE AUGUSTO OTTATI NOGUEIRA, THIAGO ANTONIO GRANDI DE TOLOSA, EUVALDO F. CABRAL JÚNIOR
- BT/PEE/9404 - Aplicação de Redes Neurais ao Problema de Reconhecimento de Padrões por um Sonar Ativo - ALEXANDRE RIBEIRO MORRONE, CRISTINA COELHO DE ABREU, EDUARDO KOITI KIUKAWA, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9405 - Tudo que se Precisa Saber sobre a Prática da FFT - Transformada Rápida de Fourier (Inclui Software) - ROGÉRIO CASAGRANDE, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9406 - A Survey on Speech Enhancement Techniques of Interest to Speaker Recognition - CELSO S. KURASHIMA, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9407 - Identificação de Pulsos Decádicos em Linhas Telefônicas - ANTONIO P. TIMOSZCZUK, MÁRCIO A. MATHIAS, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9408 - Implementação e Teste de Filtros do Tipo Adaptativo e ©Notch<sup>a</sup> para a Remoção de Interferência de 60 Hz em Sinais de Eletrocardiograma - FLÁVIO ANTÔNIO MENEGOLA, JOSÉ AUGUSTO DE MATTOS, JOSÉ GOMES G. FILHO, SIDNEY SILVA VIANA, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9409 - Compressão de Sinais de Voz utilizando Transformadas de Karhunen-Loève, Fourier e Hadamard - IVAN LUIS VIEIRA, LUIZ FERNANDO STEIN WETZEL, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9410 - ©Ray Tracing<sup>a</sup> Paralelo - EDUARDO TOLEDO SANTOS, JOÃO ANTONIO ZUFFO
- BT/PEE/9411 - Implementação de uma Ferramenta Posicionador para ©Gate-Arrays<sup>a</sup> Tipo Mar de Portas - JORGE W. PERLAZA PRADO, WILHELMUS A. M. VAN NOIJE
- BT/PEE/9412 - Tudo que se Precisa Saber Sobre a Teoria da FFT - Transformada Rápida de Fourier - FÁBIO LUÍS ROMÃO, REINALDO SILVEIRA, ROGÉRIO CASAGRANDE, EUVALDO CABRAL JR.
- BT/PEE/9413 - Análise do Ruído Sonoro em uma Sala de Aquisição de Amostras de Som com Microcomputador - FÁBIO LUÍS ROMÃO, REINALDO SILVEIRA, EUVALDO CABRAL JR.
- BT/PEE/9414 - Cor: Aspectos Relevantes para Visualização de Dados - SÍLVIA DELGADO OLABARRIAGA
- BT/PEE/9415 - Projeto de Filtros Digitais IIR com Fase Aproximadamente Linear Utilizando Redução de Ordem - IVAN F. J. RODRIGUES, MAX GERKEN
- BT/PEE/9416 - GERAFILTRO: Sistema para Projeto Automático de Filtros Digitais ©IIR<sup>a</sup> (da especificação em alto nível ao leiaute do ©ASIC<sup>a</sup>) - RICARDO PIRES, JOSÉ VIEIRA DO VALE NETO
- BT/PEE/9417 - Redes Neurais Artificiais Aplicadas à Identificação de Pulsos Decádicos em Linhas Telefônicas - ANTONIO P. TIMOSZCZUK, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9501 - Estudo Comparativo de Métodos de Cálculo da Frequência Fundamental - MARCOS COSTA HUNOLD, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9502 - Combinando Técnicas de Redes Neurais Artificiais e Informações de Excitação no Reconhecimento Automático do Locutor - ANDRÉ BORDIN MAGNI, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9503 - Utilização de Redes Neurais Artificiais para Detecção e Identificação de Falhas em Circuitos - MÁRCIO YUKIO TERUYA, ROBERTO AMILTON BERNARDES SÓRIA, EUVALDO CABRAL JR.
- BT/PEE/9504 - Uso de Redes Neurais Artificiais no Reconhecimento de Locutores no Domínio Temporal - BENEDITO JOSÉ BARRETO FONSECA JÚNIOR, EUVALDO CABRAL JÚNIOR
- BT/PEE/9505 - Projeto de Filtros Passivos e Ativos em Técnicas de Circuitos Integrados de Microondas - DAVID VIVEIROS JÚNIOR, DENISE CONSONNI
- BT/PEE/9506 - Uma Análise de Clustering para as Frases de Projeto NESPER - RONALDO OLIVEIRA MESSINA, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9507 - Controle com Estrutura Variável e Modos Deslizantes - Um Estudo para Aplicação em Controle Carga-frequência da Geração - JOSE PAULO F. GARCIA, JOCELYN FREITAS BENNATON

- BT/PEE/9508 - Recuperação das Margens de Ganho e de Fase para Sistemas de Fase Não Mínima por Realimentação da Saída - MARCO H. TERRA, VITOR M. P. LEITE
- BT/PEE/9509 - Sistema de Inspeção Óptica de Dispositivos Bi-Dimensionais - CASIMIRO DE ALMEIDA BARRETO, PEDRO LUÍS PRÓSPERO SANCHEZ
- T/PEE/9510 - Sistema de Partículas Uma Poderosa Técnica de Animação em Computação Gráfica - RENATO CURTO RODRIGUES, JOÃO ANTÔNIO ZUFFO
- BT/PEE/9511 - Efeito de Ruídos em Sinais de Voz Visualizados em Trajetórias Neurais de Kohonen - CELSO S. KURASHIMA, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9601 - "Um Reconhecedor de Sinais Sonoros Utilizando LVQ" - ALEXANDRE TORNICE, EUVALDO CABRAL JR.
- BT/PEE/9602 - "Coleção Artificial Neural Networks: Uma Visão Geral dos Sistemas Neurais Artificiais de Stephen Grossberg" - CHIU HSIUNG HUANG
- BT/PEE/9603 - "Reactively-Sputtered TiN Formation Using a RF Magnetron System"- SÉRGIO PAULO AMARAL OSÓRIO, LUIZ SÉRGIO ZASNICOFF
- BT/PEE/9604 - Aspectos em Tradução de Linguagens Naturais Através de Redes Neurais Artificiais - CARLOS EDUARDO DANTAS DE MENEZES, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9605 - Implementação de Blocos Passa-Tudo Utilizando Realimentação de Erro - SÉRGIO JOSÉ CARNEIRO LEÃO, MAX GERKEN
- BT/PEE/9606 - Coleção SANN group Redes Neurais Artificiais: A Rede Neural de Sakoe - ANDRÉ BORDIN MAGNI, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9607 - Coleção SANN group Redes Neurais Artificiais: A Rede Neural de Steinbuch - ROBERTO AMILTON BERNARDES SÓRIA, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9608 - Desenvolvimento de uma Estrutura de Duplo Nível de Metal para a Confecção de Interconexões em Circuitos Integrados - JOSÉ AUGUSTO DE ALENCAR PEREIRA, LUIZ CARLOS MOLINA TORRES
- BT/PEE/9609 - Determinação de Parâmetros de Processo para Fotomáscara "Balzers" Utilizando Gerador de Padrões - JORGE SEKI, MEGUMI SAITO
- BT/PEE/9610 - Um Ambiente para Desenvolvimento de Sistemas Distribuídos - PEDRO F. ROSA, JOÃO A. ZUFFO
- BT/PEE/9611 - Interpretações Teóricas do Funcionamento Cerebelar: Uma Revisão - MARCUS FRAGA VIEIRA, ANDRÉ FÁBIO KOHN
- BT/PEE/9612 - Marcapasso Cardíaco Temporário Microcontrolado de Demanda e Baixo Consumo - FLAVIO ANTONIO MENEGOLA, JOSÉ CARLOS TEIXEIRA DE BARROS MORAES
- BT/PEE/9613 - Um Sistema de Planejamento de Ação Baseado em Casos para uma Célula Flexível de Manufatura - RICARDO LUÍS DE FREITAS, MÁRCIO RILLO
- BT/PEE/9614 - Aplicações do Boundary-Scan para o Teste de Módulos Multichip - ROBERTO C. COSSI JR., JOSÉ ROBERTO DE A. AMAZONAS
- BT/PEE/9615 - A 2.488 Gb/s GaAs 1:4/1:16 Demultiplexer IC with Skip Circuit for Sonet STS-12/48 Systems - TAUFIK ABRÃO, FATIMA S. CORRERA
- BT/PEE/9616 - Uma Contribuição para a Construção de Algoritmos em Projetos de Redes - ALLAN DE SOUZA, JOSÉ ROBERTO CASTILHO PIQUEIRA
- BT/PEE/9617 - Análise Crítica dos Métodos de Medição do Intervalo QT do Eletrocardiograma - SÍDNEY DA SILVA VIANA, JOSÉ CARLOS TEIXEIRA DE BARROS MORAES
- BT/PEE/9618 - Deposição e Caracterização de Filmes de SiO<sub>2</sub> Crescidos pela Técnica de PECVD a Baixa Temperatura - MARCO ALAYO CHÁVEZ, INÉS PEREYRA
- BT/PEE/9619 - PARSTOOL: Uma Ferramenta de Auxílio à Simulação de Sistemas Paralelos - LI KUAN CHING, LIRIA MATSUMOTO SATO
- BT/PEE/9620 - Análise de um Método de Otimização por Malha no Treinamento de Robôs - OLÍMPIO MURILO CAPELI, JOSÉ CARLOS T. B. MORAES, SÁDÃO ISOTANI
- BT/PEE/9701 - Identification of Unstable Mechanical Systems - ROBERTO MOURA SALES, ANSELMO BITTAR, MICHAEL PORSCHE, LAÉRCIO LUCCHESI
- BT/PEE/9702 - Analysis of the Subthreshold Slope Transition Region in SOI nMOSFET - VICTOR SONNENBERG, JOÃO ANTONIO MARTINO
- BT/PEE/9703 - Introduction of the SOI MOSFET Dimensions in the High-Temperature Leakage Drain Current Model - MARCELO BELLODI, JOÃO ANTONIO MARTINO, DENIS FLANDRE
- BT/PEE/9704 - Controle de Largura de Banda Dinâmica para Transmissões Multicast para Redes de Alta Velocidade - SANG SOON LEE, SERGIO TAKEO KOFUJI
- BT/PEE/9705 - Uma Modificação Proposta para o Controle Preditivo Generalizado com Filtro de Kalman - JAIME QUINTERO R., OSWALDO L. V. COSTA
- BT/PEE/9706 - Aplicações de Redes Neurais em Previsões Financeiras - OLÍMPIO MURILO CAPELI, EUVALDO F. CABRAL JR.

- BT/PEE/9707 - Sistema Microcontrolado, Multicanal e Portátil para Estimulação Neuromuscular Funcional - ROGÉRIO QUIARIM ZARZA, JOSÉ CARLOS TEIXEIRA DE BARROS MORAES
- BT/PEE/9708 - Requisitos para o Mapeamento Tecnológico em Projetos de Microeletrônica - LUCIANO DE OLIVEIRA CORRÊA DE BRITO, JOSÉ ROBERTO DE ALMEIDA AMAZONAS
- BT/PEE/9709 - Sistemas PRMA com Dados Acoplados - JOSÉ AUGUSTO DE LIMA, PAUL JEAN ETIENNE JESZENSZY
- BT/PEE/9710 - Algoritmos Genéticos (AG's) para a Otimização de Controladores Nebulosos - JULIO CESAR CEBALLOS AYA, OSWALDO L. V. COSTA
- BT/PEE/9711 - Um Estudo Sobre a Redução de Ruídos em Sinais Caóticos - ERNANE JOSÉ XAVIER COSTA, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9712 - Geradores não Lineares de Sequência para uso em Sistemas Spread Spectrum - ANGEL ANTONIO GONZALEZ MARTINEZ, PAUL JEAN ETIENNE JESZENSZY
- BT/PEE/9713 - Modelamento Físico do Sistema Heteroestrutura - Metal - CECÍLIA WETTERLE RODRIGUES, MEGUMI SAITO
- BT/PEE/9714 - Tensões Induzidas em Linhas Aéreas por Descargas Atmosféricas Indiretas - Modelagem e Aplicação ao Cálculo de Interrupções - ALEXANDRE PIANTINI, JORGE M. JANISZEWSKI
- BT/PEE/9715 - RECMAP - Uma Ferramenta para Otimização em Síntese de Alto Nível Baseada em Reconhecimento Funcional e Mapeamento de Componentes - ANDRÉ GERHARD, JOSÉ VIEIRA DO VALE NETO
- BT/PEE/9716 - Estudo da Sinterização de Contatos Al/Ti por Recozimento Térmico Rápido Visando a Aplicação em Circuitos Integrados - ANGELO EDUARDO BATTISTINI MARQUES, ROGÉRIO FURLAN
- BT/PEE/9717 - Mixed H2/H- Control of Discrete-Time Markovian Jump Linear Systems - OSWALDO L. V. COSTA, RICARDO P. MARQUES
- BT/PEE/9718 - Aluminium Etching with CCl4-N2 Plasmas - ANGELA MAKIE MAKAZAWA, PATRICK VERDONCK
- BT/PEE/9719 - O Uso de Resistes Amplificados Quimicamente e de Sililação em Litrografia por Feixe de Elétrons - ANTONIO C. SEABRA, PATRICK B. VERDONCK
- BT/PEE/9720 - Implementação de um Simulador de um Circuito Neuro-Medular que Atua no Controle da Força Motora - LUIZ JURANDIR SIMÕES DE ARAÚJO, ANDRÉ FÁBIO KOHN
- BT/PEE/9721 - Avaliação das Características Físico-Químicas e Elétricas de Filmes de SiO2 Depositados por PECVD a Partir da Reação entre O2 e TEOS - ALVARO ROMANELLI CARDOSO E CLAUS MARTIN HASENACK
- BT/PEE/9722 - Controle e Simulação Dinâmica de Colunas de Destilação: Aplicação Prática em uma Coluna com Refluxo por Gravidade
- BT/PEE/9723 - Circuitos de Portas Lógicas Primitivas Implementados a Partir de uma Classe de Lógicas Paraconsistentes Anotadas - JOÃO INÁCIO DA SILVA FILHO, JAIR MINORO ABE, PEDRO LUÍS PRÓSPERO SANCHEZ
- BT/PEE/9724 - Lattice Heating and Energy Balance Consideration on the I-V Characteristics of Submicrometer Thin-Film Fully Depleted SOI NMOS Devices - CLAUDIA BRUNETTI, NELSON L. A. BRAGA, LUIZ S. ZASNICOFF
- BT/PEE/9725 - Identificação de um Processo de Neutralização de pH via Redes Neurais - SILVIO FLABOREA, CLAUDIO GARCIA
- BT/PEE/9726 - Uma Estratégia de Migração de Sistemas de Telefonia Móvel com Tecnologia AMPS para a Tecnologia CDMA - RONALD LUÍS CLARKSON EISNER, PAUL JEAN ETIENNE JESZENSZY
- BT/PEE/9727 - Controle de pH Usando Conceitos de Invariantes de Reações e Geometria Diferencial - OSCAR A. ZANABARIA S., CLAUDIO GARCIA
- BT/PEE/9728 - Estudo da Influência dos Parâmetros de Recozimento Térmico Rápido na Morfologia dos Filmes de TiSi2 Formados e sua Correlação com a Tensão Mecânica - SILVANA GASPAROTTO DE SOUZA, ARMANDO ANTONIO MARIA LAGANÁ, SEBASTIÃO GOMES DOS SANTOS FILHO
- BT/PEE/9729 - Analysis of Silicon Surface Microirregularities by LASER Light Scattering - JOSÉ CÂNDIDO DE SOUSA FILHO, SEBASTIÃO GOMES DOS SANTOS FILHO
- BT/PEE/9730 - Wavelets in Music Analysis and Synthesis: Timbres Analysis and Perspectives - REGIS ROSSI ALVES FARIA, RUGGERO ANDREA RUSCHIONI, JOÃO ANTONIO ZUFFO
- BT/PEE/9731 - Estudo de Efeitos Mútuos da Distribuição de Corrente em Condutores - AUGUSTO CARLOS PAVÃO, JORGE MIECZYSLAW JANISZEWSKI
- BT/PEE/9801 - Equivalência entre a Semântica da Lógica de Transações e a Semântica de sua Implementação Prolog - PAULO E. SANTOS, FLÁVIO S. C. DA SILVA
- BT/PEE/9802 - Nash Game in Mixed H2/Hoo Control Theory a Convex Optimization Approach- HELENICE OLIVEIRA FLORENTINO, ROBERTO MOURA SALES
- BT/PEE/9803 - Text-Independent Speaker Recognition Using Vector Quantization and Gaussian Mixture Models - THOMAS E. FILGUEIRAS F., RONALDO O. MESSINA E EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9804 - Elementos Piezoresistivos para Sensores de Pressão com Tecnologia CMOS - LUIZ ANTONIO RASIA, E. C. RODRIGUEZ

- BT/PEE/9805 - Automação do Processo de Casamento de Impedância em Sistemas de Aquecimento por Microondas - J. C. DE SOUZA, J. T. SENISE, V. C. PARRO, F. M. PAIT
- BT/PEE/9806 - Considerações para o Projeto de Células de Memória SI com Transistores HEMT - JAIME H. LASSO, EDGAR CHARRY R.
- BT/PEE/9807 - Covariance Controller with Structure Constraint and Closed Loop H Bound - ANTÔNIO CARLOS DE LIMA, ROBERTO MOURA SALES
- BT/PEE/9808 - Controle Unidimensional de Objetos: Uma Aplicação Prática em Fresadora Automática - MÁRCIO A. F. MURATORE, OSWALDO L. V. COSTA
- BT/PEE/9809 - Redes Neurais com Retardos Temporais Aplicadas ao Reconhecimento Automático do Locutor - ROGÉRIO CASAGRANDE, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9810 - Topological Computation and Voluntary Control - HENRIQUE SCHÜTZER DEL NERO, JOSÉ ROBERTO CASTILHO PIQUEIRA, ALFREDO PORTINARI MARANCA
- BT/PEE/9811 - Casamento de Impedância em Guia de Onda Retangular Utilizando como Variável Medida a Potência Refletida - J. C. DE SOUZA JR., J. T. SENISE
- BT/PEE/9812 - Applied Surface Science - RONALDO D. MANSANO, PATRICK VERDONCK, HOMERO S. MACIEL
- BT/PEE/9813 - Contribuição ao Estudo da Morfologia da Superfície e da Interface do Siliceto de Titânio Formado sobre Si (100) Empregando a Técnica de Microscopia de Força Atômica (AFM) - N. M. HASAN, A. A. M. LAGANÁ, S. G. SANTOS FILHO
- BT/PEE/9814 - Estudo Experimental da Tensão Mecânica em Filmes Finos de Cobre Obtidos por Evaporação ou Deposição Eletroquímica Espontânea - A. I. HASHIMOTO, S. G. FILHO
- BT/PEE/9815 - Controle Híbrido de Manipuladores Robóticos - WEBER ALLEGRI, JOSÉ JAIME DA CRUZ
- BT/PEE/9816 - Entropia Informacional e Cronobiologia - ANA AMÉLIA BENEDITO SILVA, JOSÉ ROBERTO CASTILHO PIQUEIRA
- BT/PEE/9817 - Estabilidade de Lyapunov e Controle de Atitude - FERNANDO SOUSA, FREITAS JÚNIOR, PAULO SÉRGIO PEREIRA DA SILVA
- BT/PEE/9818 - Projeto de um Conversor de Frequências Resistivo em Tecnologia MMIC - CLÁUDIA C. A. APARÍCIO, DENISE CONSONNI
- BT/PEE/9819 - Estudo de Sensibilidade de um Sistema de Modulação Digital via Simulação - RONALDO DI MAURO, LUIZ ANTONIO BACCALÁ
- BT/PEE/9820 - Engenharia do Conhecimento Aplicada ao Conhecimento Aplicado ao Domínio de Gerenciamento de Falhas em Redes de Comunicação: Uma Abordagem Baseada em Modelo - MARILZA ANTUNES DE LEMOS, MARCIO RILLO
- BT/PEE/9821 - Uma Biblioteca de Métodos de Resolução de Problemas de Planejamento para Fornecer Apoio à Aquisição de Conhecimento - LELIANE NUNES DE BARROS, MARCIO RILLO
- BT/PEE/9822 - Um Estudo de Técnicas de Aprendizagem por Reforço Livre de Modelo - Aplicação ao Pêndulo Invertido - SÉRGIO RIBEIRO AUGUSTO, ADEMAR FERREIRA
- BT/PEE/9823 - Identificação de Sistemas Dinâmicos com Redes Neurais - FRANCISCO CARLOS PONS, CLÁUDIO GARCIA
- BT/PEE/9824 - Comparison between Single and Double Langmuir Probe Techniques for Analysis of Inductively Coupled Plasmas - RAUL M. DE CASTRO, GIUSEPPE A. CIRINO, PATRICK VERDONCK, HOMERO S. MACIEL, MARCOS MASSI, MARCELO B. PISANI, RONALDO D. MANSANO
- BT/PEE/9825 - DECMEF: Um Sistema de Decomposição Aplicada à Síntese de Máquinas de Estados Finitos - CARLOS HUMBERTO LLANOS QUINTERO, MARIUS STRUM
- BT/PEE/9826 - Controladores Preditivos Através de Desigualdade Matriciais Lineares - RENATO C. BARÃO, RICARDO P. MARQUES, OSWALDO L. V. COSTA
- BT/PEE/9827 - Parametrization of all H2 Optimal Output Feedback Controllers - JOÃO YOSHIYUKI ISHIHARA, ROBERTO MOURA SALES
- BT/PEE/9901 - Digital Equalization Using Time Delay Neural Network (TDNN) - MARIO ANDRÉS VERGARA ESCOBAR, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/9902 - Simulação e Análise Estrutural do Modelo de Deposição da Publicação ICRP 66 - JOAQUIM CARLOS SANCHES CARDOSO, JOSÉ CARLOS T. DE BARROS MORAES
- BT/PEE/9903 - Modelamento e Ajuste por Regra Sub-Ótica de Maximização da Informação da Mútua de um Sistema Reconhecedor de Palavras Isoladas, Independente do Falante, para Ambientes Adversos, com Redundância de Informação - MÁRIO MINAMI, IVANDRO SANCHES
- BT/PEE/9904 - Modelagem Matemática e Controle Multivariável do Tanque de Contato Empregado no Processo de Lixiviação dos Minerais Niquelíferos - DANIEL GUZMÁN DEL RÍO, CLAUDIO GARCIA
- BT/PEE/9905 - Avaliação de Transdutores para Análise Metabólica Humana - HENRIQUE TAKACHI MORIYA, JOSÉ CARLOS T. DE BARROS MORAES
- BT/PEE/9906 - Estudo da Aplicação do Método TLM-2D à Análise de Campos Eletromagnéticos - MARCO ANTONIO MATHIAS, JORGE M. JANISZEWSKI



- BT/PEE/9907 – Comportamento Transitório de Campos Eletromagnéticos em Meios Condutivos: Simulação Computacional Eficiente por Diferenças Finitas no Domínio do Tempo – ALEXANDRE AUGUSTO OTTATI NOGUEIRA, JORGE MIECZYSLAW JANISZEWSKI
- BT/PEE/9908 –  $H_2$  and  $H_\infty$  Control for Maglev Vehicles – ANSELMO BITTAR, ROBERTO MOURA SALES
- BT/PEE/9909 – Amplificador Distribuído em GaAs – 1 a 17 GHz – CRISTIANE FERREIRA DE ARAÚJO, FATIMA SALETE CORRERA
- BT/PEE/9910 – Modelo Não-Linear de MESFET para Simulação de Amplificadores de Alta Eficiência – ANTONIO SANDRO VERRI, FATIMA SALETE CORRERA
- BT/PEE/9911 – Projeto de um Sistema de Propulsão e Levitação Magnética com Dois Graus de Liberdade – ALEXANDRE BRINCALEPE, FELIPE MIGUEL PAIT
- BT/PEE/9912 – A New Technique to Obtain the MOS Gate Oxide Thickness and Electric Breakdown Field Distributions From Fowler-Nordheim Tunneling Current – WILLIAN AURÉLIO NOGUEIRA, SEBASTIÃO GOMES DOS SANTOS FILHO
- BT/PEE/9913 – Polarization Effects on the Raman and Photoluminescence Spectra of Porous Silicon Layers – WALTER JAIMES SALCEDO, FRANCISCO JAVIER RAMIREZ FERNANDEZ

