

*IVAN ROBERTO SANTANA CASELLA*

---

*ANÁLISE DE UM MÉTODO DE  
AQUISIÇÃO EM DOIS ESTÁGIOS PARA  
UM SISTEMA DS / CDMA*

Dissertação submetida à Escola Politécnica da  
Universidade de São Paulo para a obtenção do título de

*MESTRE EM ENGENHARIA*

JUNHO 1998  
São Paulo, São Paulo

*IVAN ROBERTO SANTANA CASELLA*

---

*ANÁLISE DE UM MÉTODO DE  
AQUISIÇÃO EM DOIS ESTÁGIOS PARA  
UM SISTEMA DS / CDMA*

Dissertação submetida à Escola Politécnica da  
Universidade de São Paulo para a obtenção do título de

*MESTRE EM ENGENHARIA*

Área de Concentração:  
Sistemas Eletrônicos

Orientador:  
Paul Jean Etienne Jeszensky

JUNHO 1998  
São Paulo, São Paulo

Casella, Ivan Roberto de Santana

Análise de um Método de Aquisição em Dois Estágios para um Sistema DS / CDMA. São Paulo 1998.

P.305

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo.  
Departamento de Engenharia Eletrônica - Área de Sistemas Eletrônicos.

1. CDMA 2. Aquisição 3. Spread Spectrum

Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia  
Eletrônica - Área de Sistemas Eletrônicos.

E o que dizer se toda a natureza animada  
For apenas constituída de harpas orgânicas,  
diversamente emolduradas,  
Que tremem e se transformam em pensamento,  
quando sobre elas sopra,  
Plástica e vasta, uma única brisa inteligível,  
Simultaneamente a alma de cada um  
e o Deus de TODOS?  
Samuel T. Cleridge

Ao Meu Grande Amigo José Carlos,  
que um dia possamos nos  
encontrar novamente.

## **Agradecimentos**

Ao meu amigo e orientador, Doutor Paul Jean Etienne Jeszensky. Estes últimos anos, como aluno de pós-graduação foram muito especiais, uma das principais razões para isto, foi o privilégio de trabalhar junto a uma pessoa excepcional, cujo incentivo, apoio e ensinamento são inefáveis.

Ao Engenheiro Aiser Cordeiro de Castro, cujo apoio foi crucial para a conclusão deste trabalho.

À Joseane B. Bricoli, pelo seu carinho, compreensão e incentivo.

## **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. Podendo-se utilizar uma técnica deste tipo a limitação da capacidade do sistema DS-CDMA volta a ser determinada em função da probabilidade de erro de bit, para um desempenho específico desejado.

## **Abstract**

This work characterizes the behavior of a new proposed DS-CDMA (Direct Sequence Code Division Multiple Access) acquisition system.

This new scheme is applied to DS-CDMA systems in which timing uncertainties between the received and local spreading code are in a relative small and known interval of the total uncertain region.

Without the use of this kind of technique, the acquisition process determines the capacity limitation of DS-CDMA systems. Since it is possible to use a technique like this, the DS-CDMA system capacity is limited as function of the bit error probability, for a specific desired performance.

## **Lista de Abreviações**

ACK	Acknowledgment
ACQ	Acquisition
ALOHA	É uma expressão de amor, ou boas vindas, em língua havaiana
AMPS	Advanced Mobile Phone System
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BFSK	Binary Frequency Shift Keying
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
CDPD	Cellular Digital Packet Data
CSMA	Carrier Sense Multiple Access
DLL	Delay Lock Loop
DS	Direct Sequence
E	Operador Esperança (matemática)
FA	Falso Alarme
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FH	Frequency Hopping
FM	Frequency Modulation
IS	Interim Standard
MA	Multiple Access
MAI	Multiple Access Interference
MFSK	M-ary Frequency Shift Keying



MSC	Mobile Switch Center
NACK	No Acknowledgment
PCN	Personal Communication Network
PCS	Personal Communication Service
PN	Pseudo-Noise
PRMA	Packet Reservation Multiple Access
PSD	Power Spectral Density
RASE	Rapid Acquisition by Sequence Estimation
RF	Radio Frequency
SNR	Signal to Noise Ratio
SS	Spread Spectrum
SSMA	Spread Spectrum Multiple Access
TDL	Tau Dither Loop
TDMA	Time Division Multiple Access
TIA	Telecommunications Industry Association
VAR	Variância
VCO	Voltage Controlled Oscillator
VER	Verificação

# **ÍNDICE**

<b>1. INTRODUÇÃO</b>	<b>4</b>
1.1 CDMA EM SISTEMAS CELULARES DE COMUNICAÇÃO	5
1.2 TRANSMISSÃO POR 'PACOTES' EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO SEM FIO	8
1.3 A CAPACIDADE DE SISTEMAS CDMA BASEADA NA AQUISIÇÃO	19
1.4 DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS	20
<b>2. COMUNICAÇÃO POR ESPALHAMENTO ESPECTRAL</b>	<b>23</b>
2.1 PRINCÍPIOS	23
2.2 CARACTERÍSTICAS DO ESPALHAMENTO ESPECTRAL	25
2.3 PRINCIPAIS TÉCNICAS DE ESPALHAMENTO ESPECTRAL	31
2.3.1 Introdução	31
2.3.2 Espalhamento Espectral de Seqüência Direta (DS/SS)	34
2.3.3 Espalhamento Espectral por Saltos de Frequência (FH/SS)	37
2.3.3.1 Saltos Lentos de Frequência - Não-Coerente	39
2.3.3.2 Saltos Rápidos de Frequência - Não-Coerente	42
<b>3. SISTEMAS DE MÚLTIPLO ACESSO POR DIVISÃO DE CÓDIGO - CDMA</b>	<b>44</b>
3.1 CONCEITOS BÁSICOS	44
3.2 SISTEMA CDMA - DS/SS ASSÍNCRONO	46
3.2.1 Introdução	46
3.2.2 Modelagem de um Sistema CDMA Assíncrono	46
3.2.3 Análise do Sistema	48
3.2.4 Capacidade do Sistema	54

#### **4. PROCESSO DE SINCRONISMO PARA SISTEMAS DE ESPALHAMENTO ESPECTRAL DS \_\_\_\_\_ 56**

##### **4.1 FUNDAMENTOS \_\_\_\_\_ 56**

##### **4.2 PROCESSO DE AQUISIÇÃO DE SINCRONISMO \_\_\_\_\_ 57**

###### **4.2.1 Método de Aquisição por Busca Serial \_\_\_\_\_ 57**

###### **4.2.2 Método de Aquisição por Filtros Casados \_\_\_\_\_ 61**

###### **4.2.3 Método de Aquisição por Estimativa Seqüencial \_\_\_\_\_ 65**

##### **4.3 PROCESSO DE 'TRACKING' \_\_\_\_\_ 67**

###### **4.3.1 'Delay Lock Loop' Não Coerente \_\_\_\_\_ 68**

###### **4.3.2 'Tau Dither Loop' Não Coerente \_\_\_\_\_ 74**

##### **4.4 CARACTERIZAÇÃO DO PROCESSO DE CONTROLE DE AQUISIÇÃO E 'LOCK' \_\_\_\_\_ 77**

#### **5. PROPOSTA DE AQUISIÇÃO EM DOIS ESTÁGIOS \_\_\_\_\_ 87**

##### **5.1 INTRODUÇÃO \_\_\_\_\_ 87**

##### **5.2 MODELAGEM DO SISTEMA \_\_\_\_\_ 88**

##### **5.3 MODELAGEM POR UM PROCESSO DE RENOVAÇÃO \_\_\_\_\_ 105**

###### **5.3.1 Introdução \_\_\_\_\_ 105**

###### **5.3.2 Desenvolvimento do Modelo do Processo de Renovação \_\_\_\_\_ 106**

###### **5.3.3 Determinação das Probabilidades de Transição \_\_\_\_\_ 109**

###### **5.3.4 Aproximação Gaussiana Padrão para as Probabilidades de Transição \_\_\_\_\_ 112**

###### **5.3.4.1 Determinação da Probabilidade de Perda no Filtro Casado através da Aproximação Gaussiana Padrão \_\_\_\_\_ 113**

###### **5.3.4.2 Determinação da Probabilidade de Falso Alarme no Filtro Casado através da Aproximação Gaussiana Padrão \_\_\_\_\_ 124**

###### **5.3.5 Aproximação Gaussiana Melhorada para as Probabilidades de Transição \_\_\_\_\_ 134**

5.3.5.1	Determinação da Probabilidade de Perda no Filtro Casado através da Aproximação Gaussiana Melhorada	140
5.3.5.2	Determinação da Probabilidade de Falso Alarme no Filtro Casado através da Aproximação Gaussiana Melhorada	143
5.3.6	Avaliação da Probabilidade de Sucesso de Aquisição para o Esquema de Aquisição em Dois Estágios	148
5.3.7	Avaliação da Probabilidade de Sucesso de Aquisição para Esquemas de Aquisição Convencionais	154
5.3.7.1	Avaliação da Probabilidade de Aquisição para o Esquema de Aquisição a Filtro Casado Convencional	155
5.3.7.2	Avaliação da Probabilidade de Aquisição para o Esquema de Aquisição de Busca Serial	158
<b>6.</b>	<b>APLICAÇÃO NUMÉRICA</b>	<b>161</b>
6.1	<i>ANÁLISE NUMÉRICA PARA O ESQUEMA DE AQUISIÇÃO EM DOIS ESTÁGIOS</i>	163
6.1.1	Análise do Caso 1	166
6.1.2	Análise do Caso 2	173
6.2	<i>ANÁLISE NUMÉRICA PARA O ESQUEMA DE AQUISIÇÃO A FILTRO CASADO</i>	180
6.2.1	Análise do Caso 1	182
6.2.2	Análise do Caso 2	186
6.3	<i>ANÁLISE NUMÉRICA PARA O ESQUEMA DE AQUISIÇÃO DE BUSCA SERIAL</i>	191
6.3.1	Análise do Caso 1	193
6.3.2	Análise do Caso 2	197
6.4	<i>ANÁLISE DE SIMULAÇÃO DO ESQUEMA DE AQUISIÇÃO EM DOIS ESTÁGIOS</i>	202
6.4.1	Análise do Caso 1	204
6.4.2	Análise do Caso 2	211
6.5	<i>RESUMO DOS RESULTADOS E CONCLUSÕES</i>	220

<b>7. ANEXOS</b>	<b>223</b>
7.1 ANEXO A – TEOREMA DO LIMITE CENTRAL	223
7.2 ANEXO B – CADEIAS DE MARKOV	227
7.3 ANEXO C – DETERMINAÇÃO DE $\overline{\sigma}_{\Psi}^2$	230
7.4 ANEXO D - CAPACIDADE LIMITADA PELA AQUISIÇÃO	250
7.5 ANEXO E – PROGRAMAS E ROTINAS PARA A SIMULAÇÃO	265
<b>8. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>301</b>

## 1. INTRODUÇÃO

### **1.1 CDMA em Sistemas Celulares de Comunicação**

Nas últimas duas décadas, o interesse pelas redes e sistemas de comunicação sem fio vem crescendo significativamente e as perspectivas são que continue a crescer nos próximos anos. As redes de telefonia celular móvel e os sistemas de comunicação pessoal (PCS) ilustram bem este crescente interesse pela comunicação sem fio. A busca de uma comunicação universal, oferecendo uma cobertura global inviabilizam a utilização de redes fixas com fios. Desta forma, a comunicação sem fio se apresenta como a solução para eliminar as limitações impostas pelas redes fixas e permitir o acesso ao usuário onde quer que ele se encontre, a qualquer instante, apresentando ou não mobilidade.

Na década de 80, foram implantadas muitas redes de comunicação celular usando tecnologia analógica. Estas redes, devido às limitações de ocupação espectral e ao crescente aumento do número de assinantes, começaram a apresentar indícios de congestionamento em várias áreas de serviço. Um exemplo disto é o sistema analógico AMPS, que utiliza largura de frequência de 30KHz e modulação FM para os canais de tráfego.

Com o intuito de aumentar a eficiência espectral e melhorar a qualidade da comunicação sem fio através da inclusão de recursos inovadores e serviços tais como fac-símile e transmissão de dados foram, então, introduzidas nos sistemas celulares, tecnologias seguindo uma abordagem digital.

Com isso, a tecnologia de comunicação sem fio evoluiu dos sistemas analógicos de 1ª geração, desenvolvidos inicialmente para a transmissão exclusiva da voz, para os

sistemas digitais de 2<sup>a</sup> geração, destinados à transmissão de voz e de alguns serviços de dados.

Existem muitas razões para a transição da tecnologia analógica para digital. Pode-se mencionar: aumento do tráfego (um explosivo crescimento do número de assinantes numa banda de frequência fixa), privacidade da conversação (tecnologia digital facilita a criptografia da transmissão de informação), novos serviços (tecnologia digital permite combinar serviços de voz com outros serviços) e robustez do canal de rádio (tecnologia digital permite a utilização de técnicas de codificação).

Nos dias de hoje, muitas tecnologias digitais estão competindo pela liderança do mercado de comunicação sem fio, isto inclui entre outras, FDMA, TDMA, CDMA, CSMA, PRMA e sistemas híbridos. A tecnologia CDMA apresenta uma série de vantagens que a fazem uma forte candidata para os sistemas de 2<sup>a</sup> e 3<sup>a</sup> geração.

O CDMA apresenta uma vantagem inerente da modulação por espalhamento espectral, que é a resistência ao desvanecimento causado por multipercurso. Quaisquer duas componentes do multipercurso do sinal separadas por um tempo maior que a duração de um pulso são altamente não correlacionadas, de forma que na recepção é possível alinhar as componentes do multipercurso de forma aditiva e melhorar a SNR. Mesmo sem a combinação das componentes de multipercurso, as componentes interferentes serão rejeitadas pelas propriedades de correlação do CDMA.

O CDMA apresenta ainda uma degradação gradual da SNR à medida que o número de assinantes em operação aumenta. Este limite de capacidade gradual permite a operadora

usar, em algumas situações, um número de assinantes acima do estabelecido pelo projeto.

Para sistemas celulares de múltiplo acesso que não utilizam técnicas de espalhamento espectral, as frequências empregadas em uma célula, tipicamente não são empregadas nas células adjacentes. A isolamento espacial garante que as células com frequências iguais não causarão interferência excessiva uma nas outras. Assim, para sistemas como o AMPS é comum a utilização de um reuso de frequência de 1 para 7 (fator de reuso de frequência igual a  $\frac{1}{7}$ ).

Por outro lado, para sistemas CDMA, é possível empregar a mesma frequência em todas as células do sistema (fator de reuso de frequência igual a 1), já que a isolamento entre as células é obtida pela utilização apropriada de códigos. Desta forma, o mesmo canal duplex é alocado a todos os usuários numa mesma célula do sistema. Portanto não são necessários canais de comutação para usuários em 'Roaming' e os algoritmos de controle de 'Hand-off' são simplificados.

A probabilidade de desconexão de uma chamada para os usuários que se encontram na fronteira entre células é reduzida consideravelmente devido ao processo chamado 'Soft Hand-off'.

Como os sistemas CDMA são limitados pela interferência, a capacidade do sistema pode ser aumentada através de técnicas de setorização de antenas e detecção da atividade de voz.



Um sistema baseado na tecnologia CDMA que vêm aumentando gradativamente sua popularidade, é o definido no padrão IS-95. O IS-95 utiliza a técnica de múltiplo acesso por divisão de código de sequência direta (DS-SS), foi inicialmente desenvolvido pela QUALCOMM e posteriormente normalizado pela ‘U.S. Telecommunications Industry Association’ (TIA), [TIA93]. Resultados de testes de campo [Vit92], mostram que a capacidade do IS-95 é aproximadamente 10 vezes a do AMPS.

Enquanto a transição para a tecnologia digital é indiscutível, as questões sobre a escolha da modulação e a técnica de acesso ainda continuam um campo em estudo.

## ***1.2 Transmissão por ‘Pacotes’ em Sistemas de Comunicação sem Fio***

A procura por um sistema de comunicação pessoal (PCS) global vêm, nos últimos anos, impulsionando o desenvolvimento de novas técnicas de redes digitais sem fio para permitir ao usuário a transmissão de voz e de dados, em qualquer lugar do mundo e em qualquer momento desejado.

Com o desenvolvimento da tecnologia de computadores pessoais portáteis (notebooks) e com o fenomenal crescimento da 'Internet', os usuários das redes de comunicação sem fio passaram a demonstrar um grande interesse na comunicação de dados sem fio que até então se limitavam ao envio e recebimento de fac-símile (fax) e mensagens eletrônicas (e-mails).

As características inerentes da comunicação de dados, bem como as técnicas atuais empregadas na comunicação de voz, como a utilização de 'vocoders' que geram surtos de informação a cada 10-20ms durante a atividade de voz [Cor93], fazem com que a utilização da técnica de comutação por circuito seja bastante ineficiente. Na comunicação de dados, o tráfego gerado por um dado usuário apresenta um 'duty cycle' baixo [Kah78]. Assim, a informação pode ser enviada, ou recebida, em pequenos surtos (bursts) seguidos por um longo intervalo quiescente até a transmissão de um novo dado. Já no caso da comunicação de voz, foi mostrado em [Gil91], que o fator da atividade de voz é da ordem de  $\frac{3}{8}$ , de forma que cada transmissão apresenta grandes períodos de pausa (silêncio) que podem ser utilizados para obter uma comunicação mais eficiente, por esta transmissão causar uma interferência menor, no caso da tecnologia CDMA, por exemplo.

A técnica de comutação por circuito é aquela no qual um caminho dedicado, ou circuito, é estabelecido ao usuário durante cada acesso à rede. Uma vez estabelecido um circuito de acesso, ele permanecerá fixo por toda a duração da comunicação. Frequentemente, o tempo necessário para estabelecer um circuito excede a duração de uma transmissão de dados.

A técnica de comutação por circuitos é melhor empregada nas redes analógicas com tráfegos dedicados para a voz, ou para as redes de comunicação de dados quando os dados são enviados continuamente por longos períodos de tempo. Os sistemas celulares sem fio de primeira geração que forneciam serviços de comunicação de dados através da técnica de acesso de comutação por circuito, apresentavam grande dificuldade para transmitir os sinais dos ‘modems’ através das interfaces aéreas analógicas de FM [Rap96].

Devido às deficiências apresentadas pela técnica de acesso de comutação por circuito, descritas acima, e com o intuito de aproveitar de maneira mais eficiente o escasso espectro de frequência destinada à comunicação móvel, as novas redes de comunicação móvel digital passaram a adotar a técnica de acesso de comutação por pacotes [Rap96], [Ray81].

A técnica de comutação por pacotes consiste em dividir cada mensagem contínua de informação, destinada à transmissão ou recepção, em segmentos menores designados pacotes. Cada pacote contém um determinado número de bits de informação e é

usualmente de comprimento fixo. O pacote também inclui as informações de endereçamento, controle e correção de erros necessárias para levá-lo corretamente a seu destino. Os pacotes se movem pela rede de maneira independente; formando filas para serem processados e transmitidos pelos nós da rede que passam.

A mensagem é recuperada no terminal de destino através do reagrupamento dos pacotes. Uma vantagem da comunicação por pacotes é que o canal somente é utilizado quando um pacote é enviado ou recebido.

Desta forma a técnica de comutação por pacotes oferece uma comunicação de rede eficiente para um tráfego por surtos (burst), caracterizado por uma relação da taxa de dados de pico e média elevada e facilita o compartilhamento dos recursos da rede entre um grande número de usuários.

Um sistema de rádio por pacotes é, então, uma forma de comunicação sem fio que combina as características da técnica de comutação por pacotes com os canais de rádio para redes de comunicação digitais. Deste modo é possível transmitir e receber as informações de voz digital (vocoder) [Cor93], vídeo conferência [Lem97], correio eletrônico (e-mail) e fac-símile (fax), entre outros.

Nas técnicas de acesso de rádio por pacotes usando esquemas aleatórios de múltiplo acesso, os usuários de diferentes localidades podem acessar um canal de comunicação comum assim que tiverem uma mensagem para ser enviada (de maneira aleatória), sendo que quando dois ou mais usuários tentam acessar o canal ao mesmo tempo é

considerada a ocorrência de colisão. No evento de colisão, nenhum dos pacotes que colidiram conseguem ser enviados e a informação da ocorrência de colisão é transmitida para toda a rede. Entre as vantagens da combinação das técnicas de comutação por pacotes com os canais de rádio têm-se a eliminação do roteamento e das redes de comutação, a modularidade do sistema e a simplicidade sistêmica.

Em 1993, a indústria celular americana desenvolveu a norma celular digital de dados por pacotes (CDPD) [Fra95] para coexistir com o sistema celular convencional (somente voz). O CDPD é um serviço de dados para os sistemas americanos de primeira e segunda geração e usa um canal AMPS de 30KHz de forma compartilhada.

O CDPD fornece conectividade para os pacotes de dados dos usuários móveis às redes de dados existentes e para outros sistemas celulares que apresentem a mesma canalização de frequência que o sistema AMPS. Como a estimativa de que um dado canal de rádio para uso exclusivo de voz não é utilizado aproximadamente 30% do tempo, pode-se, então, transmitir os pacotes de dados até que o canal seja selecionado por uma central de comutação móvel (MSC) para fornecer um circuito de voz. [Rap96].

Apesar das vantagens oferecidas pela técnica de acesso de rádio por pacotes, ainda é possível obter resultados mais expressivos com relação a eficiência espectral, e aos atrasos introduzidos, através da utilização conjunta de técnicas de contenção.

Os protocolos do tipo ALOHA são um bom exemplo de técnicas de contenção. Uma das vantagens adicionais da utilização de técnicas de contenção é a possibilidade de servir virtualmente um grande número de usuários com um ‘Overhead’ bastante baixo.

O protocolo ALOHA é um sistema de rádio por pacotes de acesso aleatório que foi primeiramente introduzido na Universidade do Havaí. Ele foi usado para interconectar os vários computadores da universidade através de um canal de satélite, usando um protocolo de acesso aleatório [Abr92]. Este sistema pode ser usado para estabelecer comunicação entre usuários distribuídos ou entre usuários e uma estação central.

No protocolo ALOHA, cada usuário pode transmitir uma informação, dividida em pacotes, assim que ela estiver disponível. Após enviar um pacote, o usuário aguarda um determinado período de tempo para receber um sinal de reconhecimento do pacote enviado (ACK). Na ocorrência de uma colisão, a rede envia uma mensagem de reconhecimento negativo (NACK) aos usuários que retransmitem a informação após um intervalo aleatório de tempo, reduzindo a probabilidade da ocorrência de novas colisões.

O ‘Throughput’  $S$  (taxa média de pacotes transmitidos com sucesso, normalizado pela capacidade máxima do canal) de um protocolo ALOHA é dado por [Abr77]:

$$S = G \cdot e^{-2G}$$

Onde,

$G$  é a carga de tráfego normalizado oferecido.

Note-se que o máximo ‘Throughput’ ocorre com carga de tráfego  $G=0.5$  (50%), sendo igual a  $\frac{1}{2 \cdot e}$ , isto é, aproximadamente igual a 0,184. Portanto o melhor desempenho do canal com a utilização de um protocolo ALOHA é de apenas 18,4%. Na verdade o sistema deve operar muito abaixo deste valor para manter a estabilidade.

Uma maneira encontrada para aumentar a eficiência do sistema ALOHA original, foi sincronizar as transmissões de todos os usuário da rede. Este protocolo, designado SLOTTED-ALOHA, divide o tempo de transmissão em ‘Time Slots’ iguais de comprimento maior que a duração de um pacote. Os usuários são sincronizados por um relógio comum e transmitem cada pacote somente no início de um novo ‘Time Slot’, resultando numa distribuição discreta de pacotes. Desta forma, o intervalo de uma possível colisão para qualquer pacote é reduzido para apenas um intervalo de pacote ao invés de 2 intervalos de pacote, como no ALOHA original.

O ‘Throughput’ ideal do canal pode ser dobrado se os usuários ativos forem preparados para sincronizar suas transmissões de pacotes em ‘Time Slots’ comuns, evitando a sobreposição parcial dos pacotes. O ‘Throughput’  $S$  normalizado para o SLOTTED ALOHA é [Abr77]:

$$S = G \cdot e^{-G}$$

Onde,

$G$  é a carga de tráfego normalizado oferecido.

O máximo ‘Throughput’ para o SLOTTED-ALOHA ocorre com  $G=1$  e é igual a  $\frac{1}{e}$  ou  $\approx 0,368$ . Isto implica que no ‘Throughput’ máximo, 36,8% dos ‘time slots’ carregam pacotes transmitidos com sucesso.

Os esquemas de acesso aleatório usando os protocolos ALOHA e SLOTTED-ALOHA apresentam, portanto, uma capacidade relativamente baixa, principalmente nas situações de altas cargas de tráfego, já que nesta situação a livre competição entre os pacotes de todos os usuários expõe a maioria do tráfego de dados a colisões, resultando em múltiplas retransmissões e aumento dos atrasos.

Uma maneira de obter uma maior capacidade sistêmica é através da utilização de técnicas de contenção mais complexas. Um exemplo é o esquema de acesso múltiplo por sensoramento de portadora (CSMA). Neste esquema cada terminal monitora o ‘Status’ do canal antes de iniciar uma transmissão. Se o canal estiver disponível, o terminal transmite, se não, aguarda. A informação sobre o ‘Status’ do canal é obtida pelo sensoramento da portadora. O atraso de propagação tem um efeito considerável



sobre os sistemas CSMA. Outro problema encontrado são os chamados ‘Terminais Ocultos’, que ocorrem quando a rede ainda não está completamente ocupada.

O máximo ‘Throughput’ obtido por sistemas CSMA, considerando que o atraso de propagação é desprezível comparado ao tempo de transmissão de um pacote, é de aproximadamente 80%. A utilização deste esquema em redes celulares móveis é prejudicada, no entanto, devido ao efeito ‘Near-Far’ no monitoramento do canal.

Outro protocolo bastante empregado nas redes de comunicação móveis por pacotes é o de acesso múltiplo por reserva de pacotes (PRMA) que foi inicialmente proposto em [Goo89], para permitir a integração da voz e dados com baixa taxa de bits. O protocolo PRMA combina a técnica de acesso TDMA e o protocolo SLOTTED-ALOHA, sendo possível reservar um ‘Time Slot’ para as mensagens de um determinado usuário, de modo a impedir, assim, futuras colisões e conseqüentes atrasos na transmissão.

Após a reserva, os pacotes são enviados à estação base utilizando a técnica de acesso múltiplo por divisão de tempo (TDMA), onde a estrutura de quadro apresentada é composta por um número fixo de ‘Time Slots’. Cada pacote tem tamanho fixo e é enviado num ‘Time Slot’ como determina o protocolo SLOTTED-ALOHA. O ‘Time Slot’ pode ser designado ‘Reservado’ ou ‘Disponível’ dependendo do tráfego como determinado pelo controle da estação base.

A seleção de um esquema de múltiplo acesso é crucial para a rede de comunicação pessoal (PCN) global, a qual será utilizada para servir milhões de usuários. Os resultados publicados em [Gald98], [Tra94], [Ger94], [Lib94] e [Gil91] mostram que a

utilização da técnica DS-CDMA é bastante promissora para tal aplicação. Os testes apresentados em [Vit92] indicaram o DS-CDMA como uma das técnicas mais flexíveis e poderosas para obter a maior capacidade sistêmica em redes de comunicação móvel celular.

Como mencionado anteriormente, as futuras redes de comunicação pessoais (PCN) deverão, devido as características dos serviços propostos (voz, dados e vídeo), empregar tecnologias baseadas na comunicação de rádio por pacotes de forma a distribuir o controle da rede e fornecer uma transferência de informação confiável [Goo90].

A utilização da técnica DS-CDMA num modo de operação de acesso aleatório [Ray81], se mostra extremamente atrativa para as redes de rádio por pacotes. As principais vantagens são: redução dos efeitos de multipercurso, resistência às interferências de banda estreita e de 'Jamming', potência limitada por faixa de frequência, capacidade de múltiplo acesso e características de captura [Pur87].

A técnica DS-CDMA permite a identificação dos usuários no domínio de código. Desta forma os recursos do canal são divididos pela transmissão de códigos diferenciados (baixa correlação cruzada) que se sobrepõe no tempo sem afetar uns aos outros. Um receptor pode discriminar entre os pacotes vindos de vários usuários com base nas seqüências de códigos utilizadas. Isto é denominado como 'Capacidade de múltiplo acesso'.

Nas redes de rádio por pacotes DS-CDMA é possível empregar o efeito de captura para aumentar o 'Throughput'. O efeito de captura é a habilidade de um receptor em receber

corretamente um pacote mesmo quando haja a sobreposição de outros num determinado instante. Numa rede de banda estreita a sobreposição de dois ou mais pacotes com aproximadamente a mesma potência acarretará na perda dos mesmos. Uma captura poderá ocorrer somente se os pacotes tiverem sinais de potências diferentes.

Nos sistemas DS-CDMA a sobreposição de pacotes não acarreta necessariamente perda dos pacotes. É possível receber corretamente um pacote mesmo na ocorrência de sobreposição e mesmo que cada pacote use a mesma sequência de código [Gli97].

Os sistemas de rádio por pacotes DS-CDMA permitem aos usuários que enviam dados por surtos (bursts) compartilhar um canal comum de comunicação através de 2 técnicas: transmitir somente durante o tempo em que a mensagem está sendo enviada e transmitir mensagens simultaneamente com outros usuários sem necessariamente causar interferência destrutiva (com uma determinada taxa de erro).

A utilização de alguma técnica de contenção em sistemas DS-CDMA, pode aumentar a eficiência das redes de rádio por pacotes. Vários trabalhos analisaram os efeitos da combinação da técnica de múltiplo acesso DS-CDMA com o protocolo de contenção ALOHA [Rec96], [Tra94], [Tra93], [Mor92] e [Ray81].

A combinação da técnica DS-CDMA com o protocolo SLOTTED ALOHA é denominada SLOTTED DS-CDMA e a combinação com o protocolo UNSLOTTED ALOHA é designada UNSLOTTED DS-CDMA.

O sistema SLOTTED DS-CDMA é mais complexo porque requer sincronismo. Entretanto muitos sistemas DS-CDMA são SLOTTED devido às considerações de

segurança (mudanças periódicas de código) que implicam em temporização e relógios comuns [Pol87]. Nestes sistemas, o conceito convencional de colisão de pacotes é diferente, pois num dado 'Slot' coexistem muitos pacotes. Portanto, existe colisão somente se o número total de pacotes (i.e., o número de usuários simultâneos) num 'Slot' for maior que um certo valor limite do sistema.

A utilização de técnicas de codificação nos sistemas DS-CDMA com contenção ALOHA podem apresentar uma melhora de desempenho do sistema. Os resultados obtidos para um sistema SLOTTED DS-CDMA assíncrono com potências iguais mostram que, o uso apropriado de códigos corretores de erro e a escolha adequada do ganho de processamento, oferecem maior capacidade, menor atraso na transmissão e uma degradação mais suave do que os apresentados por um sistema SLOTTED ALOHA [Trab93], [Mor92] e [Ray81]. Porém em ambientes 'Near-Far', o sistema SLOTTED DS-CDMA assíncrono pode apresentar uma drástica degradação de desempenho [Rec96].

### ***1.3 A Capacidade de Sistemas CDMA Baseada na Aquisição***

Os trabalhos realizados para a determinação da capacidade de sistemas CDMA DS/SS apresentados em [Pur77] e [Pur82] assumiam que o sistema estava devidamente

sincronizado, não levando em consideração o efeito da interferência de múltiplo acesso no processo de obtenção de sincronismo.

As recentes publicações apresentadas em [Mad93] e [Mad95] mostram que, para sistemas de comunicação DS-CDMA apresentando um grande número de assinantes e uma grande incerteza de ‘Timing’, a capacidade sistêmica é significativamente reduzida pela presença da interferência de múltiplo acesso devido as demais transmissões do sistema no processo de aquisição. Para contornar esta limitação torna-se necessário, quando possível, a adoção de sistemas que apresentem uma incerteza de ‘Timing’ relativamente pequena, possibilitando o emprego de esquemas de aquisição mais eficazes para esta nova situação.

Uma análise mais detalhada deste aspecto, referente à capacidade de sistemas DS-CDMA, é apresentada no anexo D. Neste anexo são analisados os efeitos limitantes da aquisição na capacidade do sistema para dois esquemas de aquisição: o esquema convencional a filtro casado e o esquema de aquisição em dois estágios.

#### ***1.4 Descrição dos Capítulos***

Esse trabalho divide-se em 8 capítulos que podem ser assim resumidos.

## CAPÍTULO 1

Apresenta-se nesse capítulo uma descrição geral de sistemas CDMA no cenário de comunicação móvel celular e a importância do processo de aquisição nesse contexto.

## CAPÍTULO 2

Neste capítulo são descritos os conceitos fundamentais que envolvem a técnica de comunicação por espalhamento espectral e as suas diferentes formas de implementação.

## CAPÍTULO 3

Esse capítulo se concentra na descrição de sistemas CDMA e na sua caracterização em termos de capacidade do sistema (número máximo de usuários que o mesmo suporta com um desempenho mínimo estabelecido, em termos de BER).

## CAPÍTULO 4

Neste capítulo são tratados, na forma de revisão, os principais aspectos que se referem ao sincronismo de sistemas DS-CDMA. São assim descritas as principais formas de

implementação dos subsistemas de aquisição e "tracking" para sistemas dessa classe, com o objetivo de comparar-se seu desempenho face ao sistema proposto no capítulo 5.

## CAPÍTULO 5

Neste capítulo é apresentada uma nova proposta de aquisição em dois estágios, baseada num trabalho pioneiro de [Mad95], válida para sistemas em que se pode considerar a incerteza de sincronismo limitada a um intervalo de tempo pequeno e conhecido, face à região total de busca. É também desenvolvida uma modelagem do sistema de aquisição por um processo de renovação e são obtidas expressões para a probabilidade de sucesso de aquisição, baseadas em aproximações gaussianas padrões e aproximações gaussianas melhoradas para o esquema proposto e para os esquemas convencionais. A introdução da caracterização da probabilidade de sucesso de aquisição por aproximação gaussiana melhorada é uma contribuição desse trabalho.

## CAPÍTULO 6

Neste capítulo são apresentados alguns resultados de cálculos, e simulações, do sistema de aquisição em dois estágios proposto e dos sistemas convencionais (estes com o objetivo de comparação). Os resultados obtidos confirmam a potencialidade do processo

ao retornarem a limitação da capacidade de sistemas CDMA àquela obtida por métodos baseados em BER.

## CAPÍTULO 7

Este capítulo consta de cinco anexos.

- Anexo A : Teorema do Limite Central
- Anexo B: Cadeias de Markov
- Anexo C: Determinação de  $\sigma_{\psi}^2$
- Anexo D: Capacidade Limitada pela Aquisição
- Anexo E: Programas e Rotinas para a Simulação

## CAPÍTULO 8

Referência Bibliográfica

### ***2. Comunicação por Espalhamento Espectral***

#### ***2.1 Princípios***



A técnica de espalhamento espectral '*Spread Spectrum*' tem sido amplamente usada em sistemas de comunicação comercial e militar. Nos sistemas de espalhamento espectral, o sinal de informação utiliza uma banda de R.F. muito maior do que um sinal convencional. A expansão de banda propicia certas vantagens desejáveis e determinadas características que dificilmente seriam obtidas de outro modo.

A comunicação por espalhamento espectral refere-se a um método de modulação, onde a energia transmitida ocupa uma banda muito maior do que a banda de informação (aproximadamente igual à taxa de bit) e cujo espalhamento espectral é obtido por meio de um código independente da informação. A demodulação é acompanhada pela correlação do sinal recebido com uma réplica do código de espalhamento usado na transmissão em perfeito sincronismo.

De acordo com esta definição, as técnicas de comunicação clássicas que possuem uma banda transmitida maior que a banda de informação, como por exemplo a modulação por frequência, a modulação por código de pulso e outras, não constituem um sistema de comunicação por espalhamento espectral.

Os métodos tradicionais de comunicação foram desenvolvidos com o intuito de otimizar a transmissão de informação num ambiente de ruído branco gaussiano aditivo (AWGN) sendo levado em consideração para tanto um melhor aproveitamento da potência do

señal e banda do canal empregada na transmissão e uma menor probabilidade de erro de bit na recepção.

Existem, porém, situações onde a modelagem do canal AWGN não é aplicável. Numa situação de interferência proposital tonal, ou canais de comunicação que apresentam multipercurso, a modelagem do canal segue outros parâmetros e nesta situação os sistemas tradicionais de recepção são não-ótimos.

O método de modulação por espalhamento espectral possui características decorrentes de sua definição que possibilitam, em geral, um melhor desempenho em canais não - AWGN do que os métodos tradicionais.

Entre as razões para o emprego da técnica de espalhamento espectral, pode-se citar:

1. Capacidade de rejeitar interferências
2. Capacidade de reduzir os efeitos de desvanecimento
3. Baixa probabilidade de interceptação
4. Sistemas de múltiplo acesso endereçados por código
5. Alcance de alta resolução para utilização em radares
6. Sincronismo universal de precisão
7. Sigilo

## ***2.2 Características do Espalhamento Espectral***

O ruído branco gaussiano é um modelo matemático que, por definição, possui potência infinita distribuída uniformemente por todas as frequências. É possível realizar uma comunicação eficiente mesmo com um ruído interferente de potência infinita, devido ao fato de que somente as componentes presentes no espaço de sinal (compartilham as mesmas coordenadas das componentes do sinal), que são de potência finita, podem interferir com o sinal. A potência de ruído pode ser caracterizada como aquela encontrada na saída do detector. Para um sistema de banda estreita típico, isto significa que somente o ruído na banda do sinal pode degradar o desempenho do sistema.

Considerando um sistema de comunicação que possa ser representado por um espaço de sinais ortogonais de dimensão  $D$  e que, num dado instante, somente um subconjunto de  $D$  é utilizado, pode-se assumir o ‘Jammer’ como uma fonte de interferência, intencional ou não, incapaz de determinar este subconjunto de  $D$ . De acordo com [Sim94], para sinais de banda  $B_w$  e duração  $T$ , o número de dimensões da sinalização pode ser demonstrada como sendo aproximadamente  $2 \cdot B_w \cdot T$  para sistemas coerentes e  $B_w \cdot T$  para sistemas não-coerentes. Dado um método específico de sinalização, o desempenho é somente função de  $\frac{Eb}{N_o}$ . Contra um ruído branco gaussiano, com potência infinita, o uso de espalhamento (maior que  $2 \cdot B_w \cdot T$ ) não oferece nenhuma melhoria no desempenho.

Entretanto, quando o ruído não é AWGN, possuindo uma potência fixa e finita e a fonte da interferência de ruído não sendo conhecedora da localização das coordenadas do sinal no espaço de sinais, o ruído interferente fica limitado às seguintes opções:

1. Interferir em todas as coordenadas do sistema com uma potência igual. Considerando uma determinada potência  $P_{jam}$  de ‘Jamming’, resulta uma redução da potência disponível para cada coordenada.
2. Interferir em algumas coordenadas com potência igual. Resulta num aumento de potência disponível em cada coordenada interferida.

Na modulação por espalhamento espectral, a PSD do processo AWGN não muda com a expansão da banda do sinal de  $B_w$  para  $B_{wss}$ , onde  $B_{wss}$  é a banda espalhada. Como a potência média e a dimensionalidade do espaço de sinais do AWGN são as mesmas antes e depois da expansão de banda, a SNR para um canal AWGN não sofre nenhuma alteração. Assim o uso do espalhamento não oferece nenhuma melhoria de desempenho para tais canais [Jun93].

Considerando a situação onde um ruído interferente possui potência fixa e finita  $P_{jam}$  e densidade espectral de potência  $N_{jam}^*$  igual a  $\frac{P_{jam}}{B_w}$ , onde  $B_w$  é a banda de sinal não espalhada, o ‘Jammer’ pode escolher uma das duas técnicas citadas para interferir no sinal.

A escolha da técnica 1 resulta numa redução de  $N_{jam}^*$  por um fator  $\frac{B_w}{B_{wss}}$ , através do espalhamento espectral. A PSD resultante  $N_{jam}$  igual a  $\frac{P_{jam}}{B_{wss}}$ , é referida como a PSD do ruído interferente de banda larga.

A escolha da técnica 2 resulta numa redução no número de coordenadas de sinal ocupadas por interferência, entretanto o ‘Jammer’ pode aumentar a PSD de ruído de  $N_{jam}$  para  $\frac{N_{jam}}{\rho}$ , onde  $\rho$  é a fração da banda espalhada ocupada pela interferência e é tal que  $0 < \rho \leq 1$ . Quanto menor a dimensionalidade do conjunto de sinais, ou maior as coordenadas de sinais, maior a incerteza com relação à eficiência da interferência e melhor será a proteção contra o ‘Jammer’.

O ‘Jammer’ não é sempre o resultado de uma ação intencional. As vezes o sinal de interferência é causado por fenômenos da natureza e, as vezes, é o resultado da interferência própria causada por multipercursos, na qual as versões atrasadas do sinal chegam, via caminhos distintos, interferindo no sinal por caminho direto.

Como o sinal desejado é obtido pela correlação do sinal na entrada do receptor através de um código de espalhamento em perfeito sincronismo com o sinal transmitido, ele é protegido contra o ‘Jammer’ devido à diferença das potências antes e depois da correlação.

Esta vantagem de potência é proporcional à relação da dimensionalidade do espaço da sequência de código e do sinal de informação. Isto é empregado para não permitir a identificação do padrão pela qual a informação foi espalhada.

A quantificação da melhora de desempenho conseguida utilizando a técnica de espalhamento espectral é designada ‘*Ganho de Processamento*’ ( $G_p$ ) e pode ser definida como a relação entre a banda de espalhamento e a banda ocupada pela informação.

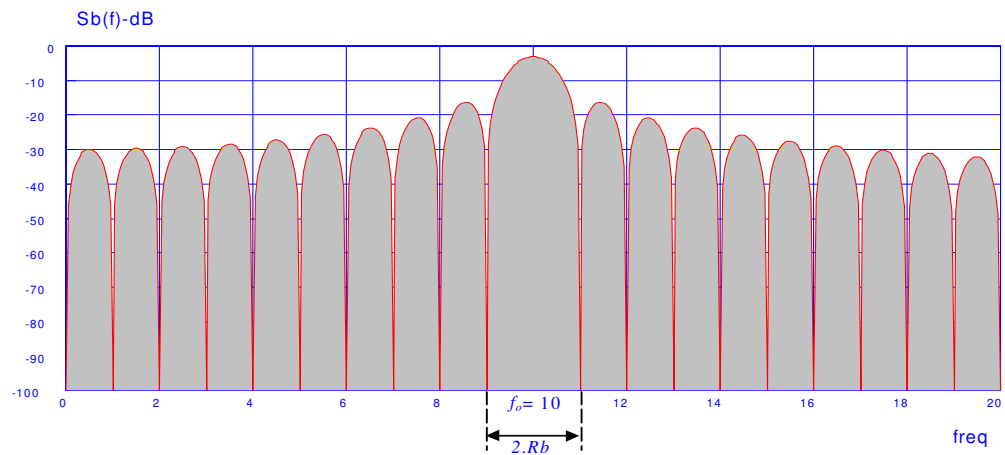
$$G_p = \frac{B_{wss}}{B_w} \quad (2.1)$$

Outra representação bastante utilizada para o ganho de processamento é mostrada em [Jes91], onde o ganho de processamento é definido como a relação entre a taxa de chips  $Rc$  da sequência de espalhamento e a taxa de bits  $Rb$  da informação a ser transmitida.

$$G_p = \frac{Rc}{Rb} \quad (2.2)$$

Na figura 2.1 é mostrado o efeito da expansão espectral para um sinal BPSK, neste exemplo foi usado um ganho de processamento  $G_p$  igual a 5.

a)



b)

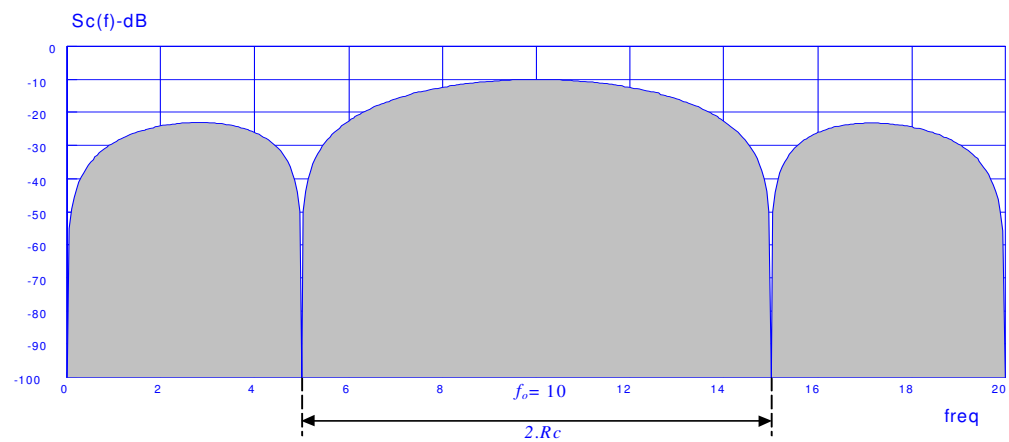


Fig. 2.1 - Densidades Espectrais de Potência para um sinal BPSK, onde  $G_p = \frac{R_c}{R_b} = \frac{T_b}{T_c} = 5$

a) Sinal BPSK sem espalhamento. b) Sinal BPSK com espalhamento.

O espalhamento é usualmente elaborado através de seqüências pseudo-aleatórias não permitindo acesso à informação de outros que não os transmissores e receptores habilitados.

## ***2.3 Principais Técnicas de Espalhamento Espectral***

### **2.3.1 Introdução**

Existem várias técnicas de espalhamento espectral que podem ser empregadas em sistemas de comunicação. Normalmente cada técnica apresenta características intrínsecas que facilitam o seu emprego em determinados campos de atuação. A seguir serão descritas brevemente as técnicas mais difundidas de espalhamento espectral.

***a- Seqüência Direta*** - A portadora modulada pelo sinal de informação é modulada novamente por um sinal de código digital pseudo-aleatório, cuja taxa é muito maior que a taxa do sinal de informação.

*Vantagens:*

- Melhor desempenho contra ruídos e interferências
- Mais difícil de ser detectada
- Melhor desempenho contra sinais de multipercurso

*Desvantagens:*

- Requer um canal de banda larga com distorção mínima
- Tempo de aquisição maior
- Necessidade de um gerador de código de alta velocidade
- Problema 'Near-Far'



***b- Saltos de Frequência*** - A frequência da portadora modulada pelo sinal de informação é deslocada de acordo com um código digital pseudo-aleatório.

*Vantagens:*

- Pode ser programado para evitar porções do espectro
- Tempo de aquisição relativamente curto
- Menos sensível ao problema ‘Near-Far’

*Desvantagens:*

- Necessário um sintetizador de frequências complexo
- Não aplicável para medidas de alcance de precisão
- Necessário o emprego de códigos corretores de erro

***c- Saltos de Tempo*** - A portadora modulada pela informação é transmitida em surtos, controlados por um código digital. Portanto, devido as características pseudo-aleatórias do código empregado, a habilitação da transmissão é feita em instantes pseudo-aleatórios.

*Vantagens:*

- Alta eficiência de banda
- Implementação mais simples que a modulação por saltos de frequência
- Útil quando o transmissor é limitado em potência média, mas não em potência de pico

- Problema ‘Near-Far’ pode ser reduzido através da ordenação dos instantes de transmissão das mensagens de cada usuário.

*Desvantagens:*

- Tempo de aquisição longo
- Necessário o emprego de códigos corretores de erro

**d- Chirp** - O espalhamento da banda de frequência é obtido através da variação linear da frequência da portadora durante um intervalo de tempo. Esta técnica é muito utilizada em sistemas de radar, porém é possível sua utilização em sistemas de comunicação.

**e- Sistemas Híbridos** - Constitui-se basicamente na utilização conjunta de 2 ou mais técnicas citadas com o intuito de combinar suas vantagens e, se possível, reduzir suas desvantagens.

Entre as técnicas citadas, a técnica de espalhamento espectral por sequência direta e a técnica de espalhamento espectral por saltos de frequência são as mais empregadas e por isso serão exploradas mais detalhadamente.

### 2.3.2 Espalhamento Espectral de Sequência Direta (DS/SS)

A técnica de espalhamento espectral por sequência direta, conhecida como espalhamento espectral pseudo-aleatório utiliza uma sequência de código para modular diretamente um sinal de informação modulado. Em princípio, qualquer técnica de modulação digital pode ser empregada, entretanto, a mais empregada é a modulação digital BPSK. Na figura 2.2, representa-se um diagrama de blocos do transmissor DS-SS. O sinal de informação modula uma portadora de R.F. A portadora modulada é, então, novamente modulada agora pela sequência de código PN. Este código é constituído por um número de bits de código, designados ‘Chips’, que podem assumir os valores  $\in \{1, -1\}$ .

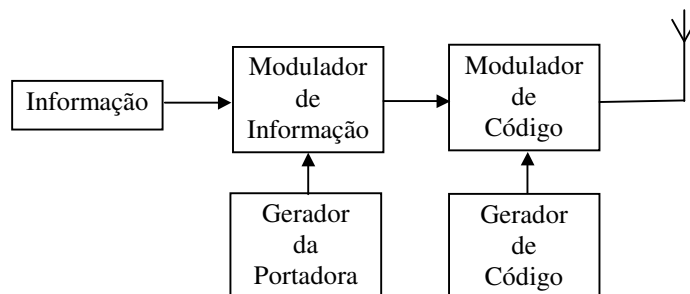


fig. 2.2 - Diagrama de blocos de um transmissor DS-SS

Visto que, frequentemente o sinal de informação é digital, a modulação da informação pode ser omitida, de forma que o sinal de informação é diretamente multiplicado pela sequência de código e o sinal resultante modula uma portadora de banda larga, conforme ilustra a figura 2.3.

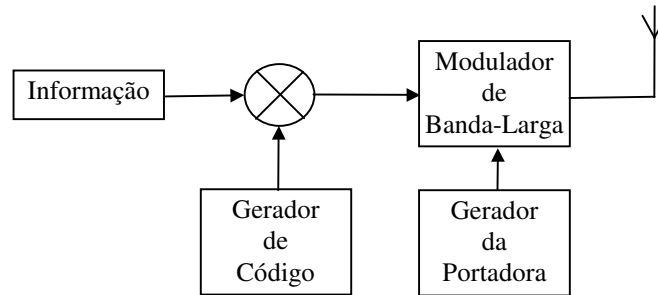


fig. 2.3 - Diagrama de blocos de um transmissor DS-SS simplificado

O sinal resultante desta operação de espalhamento para uma modulação BPSK é representado na figura 2.4. Nesta figura a taxa do código de espalhamento é 7 vezes maior que a taxa de bit de informação.

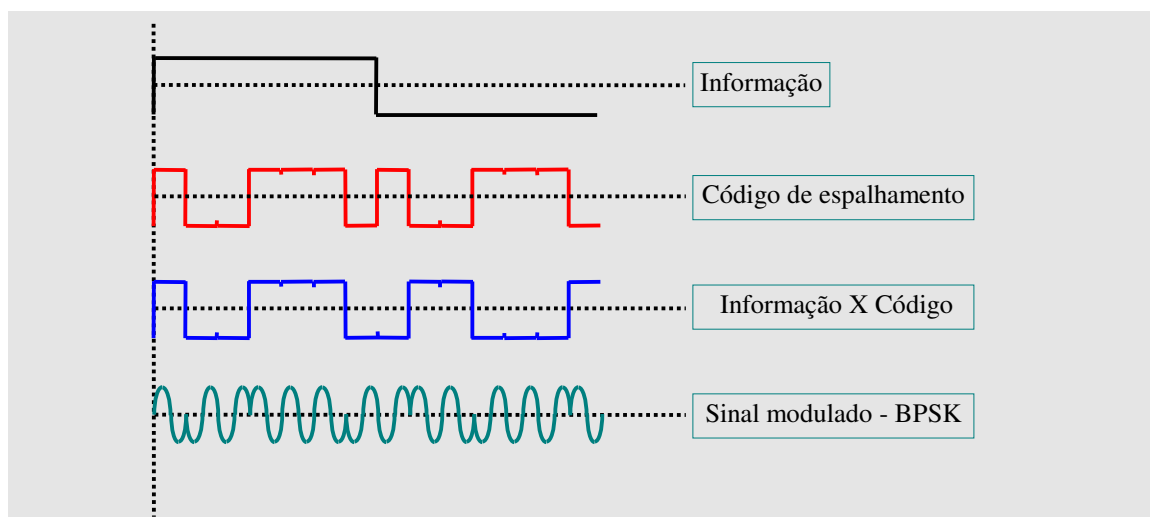


fig. 2.4 - Saída do transmissor para modulação BPSK

O processo de desespalhamento no receptor é feito através de uma demodulação coerente, onde é empregado um gerador local com a mesma sequência de código usada no processo de transmissão. Para desespalhar corretamente o sinal, o receptor precisa, além do conhecimento da sequência usada na transmissão, que a sequência em sua entrada e a sequência gerada localmente estejam em perfeito sincronismo, apresentando um perfeito alinhamento entre suas fases. Uma vez desespalhado o sinal, a informação pode ser recuperada pelos processos clássicos de demodulação. Na figura 2.5 é representado um diagrama de blocos de um receptor DS-SS.

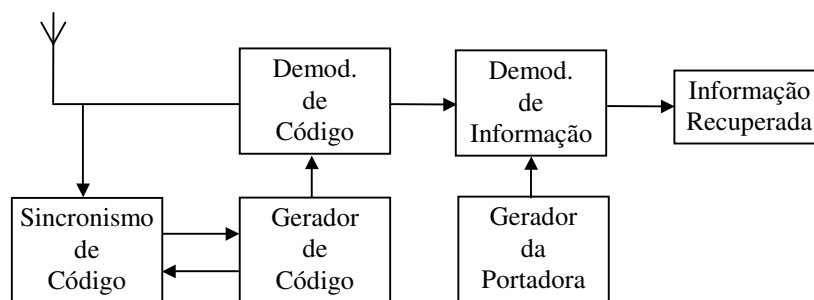


fig. 2.5 - Diagrama de blocos de um receptor DS-SS

### 2.3.3 Espalhamento Espectral por Saltos de Frequência (FH/SS)

O método por saltos de frequência é um dos métodos amplamente utilizados para se obter um alargamento da banda do sinal modulado. O método consiste em mudar periodicamente a frequência ou um conjunto de frequências associados com a transmissão de informação.

O controle dos saltos de frequência é feito por um código de espalhamento com características pseudo-aleatórias.

Tipicamente, cada frequência da portadora é escolhida de um conjunto de  $2^k$  frequências, as quais são espaçadas, aproximadamente por uma faixa de frequência equivalente à largura do espectro da informação modulada antes do espalhamento.

O método de desespalhamento do sinal é feito, no receptor, através do batimento do sinal de entrada com um oscilador local cuja frequência é controlada pelo mesmo código de espalhamento usado na transmissão e em perfeito sincronismo. Na figura 2.6 é ilustrado um sistema de comunicação por espalhamento espectral por saltos de frequência.

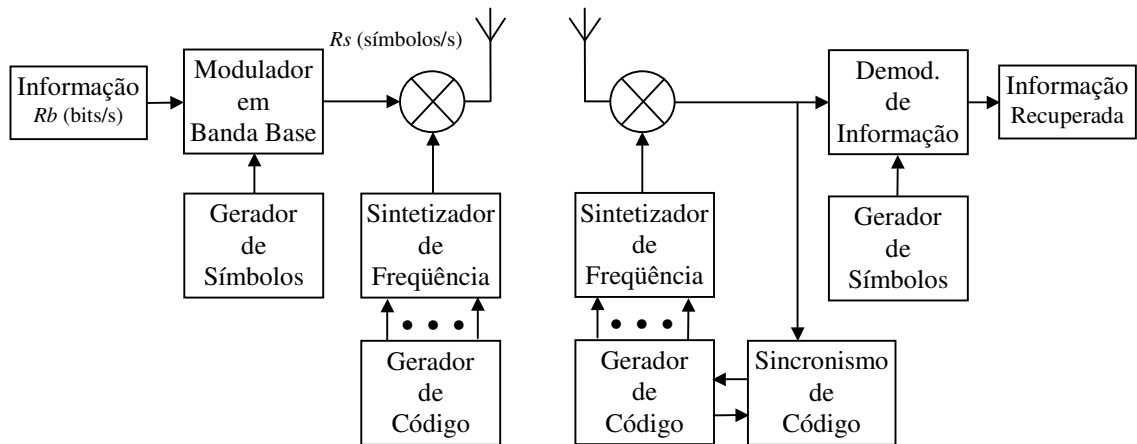


fig. 2.6 - Diagrama de blocos de um sistema FH-SS

Um esquema de modulação bastante usado em sistemas de espalhamento espectral por saltos de frequência é o MFSK. Normalmente o processo de demodulação é não-coerente devido à dificuldade em manter a relação de fase entre os saltos sucessivos de frequência.

Convenientemente, pode-se classificar a técnica por saltos de frequência em ‘Saltos Lentos de Frequência’ e ‘Saltos Rápidos de Frequência’, devido às diferenças significativas de desempenho entre estes dois tipos de sistemas. A seguir, antes de uma análise mais detalhada, é dada uma descrição breve para estes sistemas, como:

- *Saltos Lentos de Frequência*: é o sistema no qual a taxa de saltos de frequência é menor ou igual a taxa de símbolos de informação.

- *Salto Rápido de Frequência*: é o sistema no qual a taxa de saltos de frequência é maior que a taxa de símbolos de informação.

### 2.3.3.1 Saltos Lentos de Frequência - Não-Coerente

Devido a dificuldade de se construir sintetizadores coerentes, bem como de sincronizar os códigos para tais sistemas, a maioria dos sistemas de espalhamento espectral por saltos de frequência utilizam modulação não-coerente

O método de modulação MFSK é bastante empregado para sistemas por saltos de frequência. Considere-se que a saída do modulador a cada  $L \cdot Tb$  segundos é um de  $2^L$  tons, onde  $Tb$  é a duração de um bit de informação. O espaçamento entre os tons é tal que os sinais transmitidos são considerados ortogonais. Assim o espaçamento de frequência do modulador de informação é dado por:

$$R_{\text{tons}} = \frac{1}{(L \cdot Tb)} \quad (2.3)$$

e a largura espectral na saída do modulador é aproximadamente igual à:

$$B_w = \frac{2^L}{(L \cdot Tb)} \quad (2.4)$$



Para cada duração de chip de  $T_c$  segundos, a saída do modulador é transladada para uma nova frequência pelo sintetizador de saltos de frequência, onde o número de saltos possíveis é  $2^k$

Quando  $T_c \geq L \cdot T_b$ , o sistema por saltos de frequência é considerado ‘Sistema de Saltos Lentos de Frequência’, pois os saltos sucessivos de frequência são feitos num tempo maior ou igual ao tempo de um símbolo de informação.

Uma estimativa do ganho de processamento pode ser obtida considerando um ruído interferente. Na ausência de saltos de frequência, a interferência encontra-se numa banda  $B_w$  centrada na própria frequência da portadora e força o receptor a operar numa relação dada por:

$$\frac{E_b}{N_{jam}^*} = \frac{E_b \cdot B_w}{P_{jam}} \quad (2.5)$$

Onde,

$P_{jam}$  é a potência média de interferência.

Quando é adicionado o método de espalhamento por saltos de frequência, a interferência precisa estar presente em todas as  $2^k$  faixas de frequência para causar a mesma degradação antes dos espalhamento. Portanto, a interferência precisa ter uma potência  $2^k$  vezes maior que a anterior e o ganho de processamento é dado por :

$$G_p = 2^k = \frac{B_{wss}}{B_w} \quad (2.6)$$

Apresenta-se na figura 2.7 um diagrama de um sistema de saltos lentos de frequência, considerando uma modulação BFSK e o caso limite  $T_c = L \cdot Tb$ .

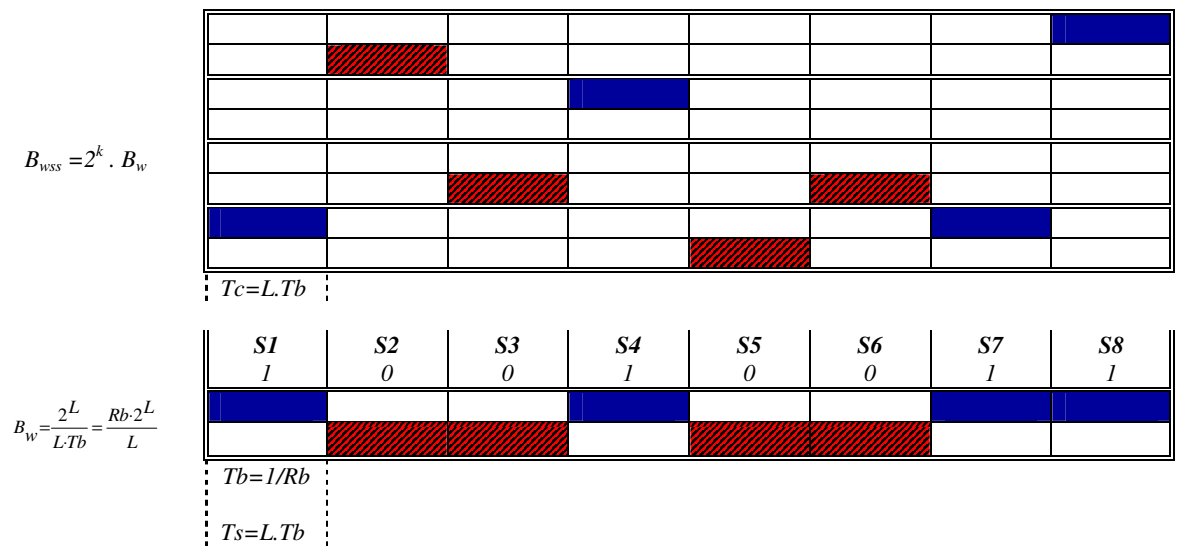


fig. 2.7 - Exemplo – Saltos Lentos de Frequência ( $L=1$  e  $k=2$ )

### 2.3.3.2 Saltos Rápidos de Frequência - Não-Coerente

Em contraste ao sistema por saltos lentos de frequência, onde a taxa de saltos de frequência é mais lenta ou igual a taxa de símbolos na saída do modulador de informação, no sistema por saltos rápidos de frequência o número de saltos de frequência pode ocorrer várias vezes por símbolo. Uma vantagem da utilização deste método é um melhor desempenho do sistema com relação às interferências de banda parcial.

A saída do modulador MFSK é um dos  $2^L$  tons, como no sistema de saltos lentos de frequência, mas agora cada tom é subdividido em  $K$  chips. Para cada chip a saída do modulador apresentará uma frequência diferente.

Desde que, na saída do modulador de informação, a duração de um chip  $T_c$  seja um submúltiplo da duração de um símbolo  $T_s$ , o mínimo espaçamento entre tons para sinais ortogonais é dado por:

$$R_{\text{tons}} = \frac{1}{T_c} = \frac{K}{L \cdot T_b} \quad (2.7)$$

e a largura espectral na saída do modulador, antes do espalhamento, é aproximadamente igual à:

$$B_w = \frac{2^L}{(L \cdot Tb)} \quad (2.8)$$

O ganho de processamento apresentado pelo sistema de saltos rápidos de frequência é igual ao apresentado pelo sistema de saltos lentos de frequência, ou seja,  $G_p = 2^k$ .

A utilização da técnica por saltos rápidos de frequência é muito útil em ambientes com ‘Fading’ ou em ambientes com ‘Jamming’ de banda parcial. Em particular é conveniente a utilização de códigos corretores de erro.

Na figura 2.8 ilustra-se um diagrama de um sistema de saltos rápidos de frequência, considerando uma modulação BFSK e o caso onde  $Tc = \frac{1}{2} \cdot Tb$ .

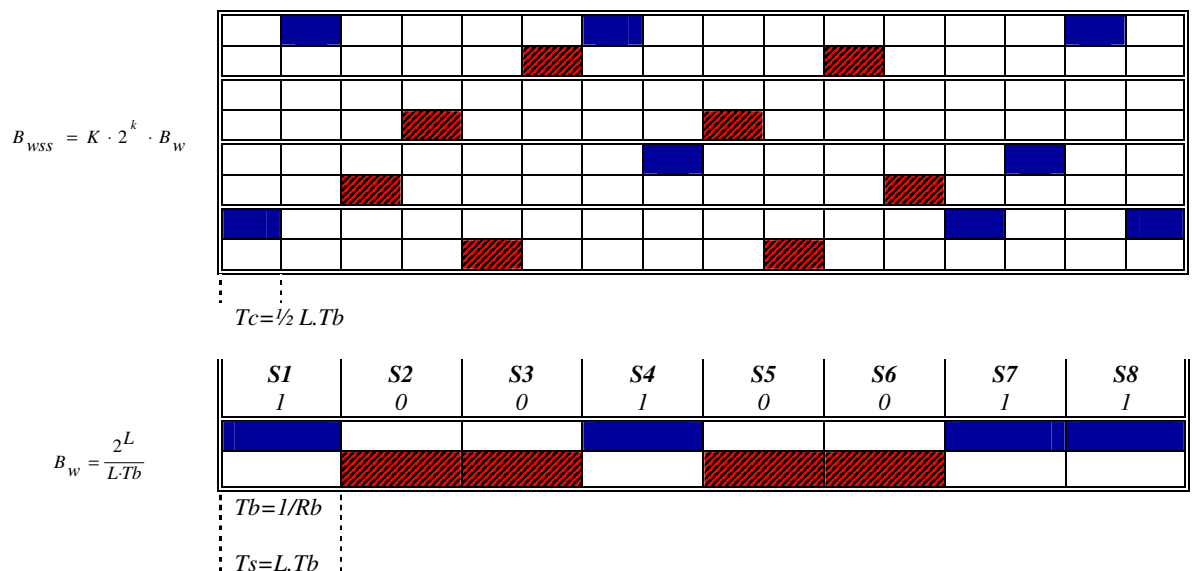


fig. 2.8 - Exemplo - Saltos Rápidos de Frequência ( $L=1$ ,  $k=2$  e  $K=2$ )

### ***3. Sistemas de Múltiplo Acesso por Divisão de Código - CDMA***

#### ***3.1 Conceitos Básicos***

Sistemas de múltiplo acesso por divisão de código (CDMA) constituem uma forma de múltiplo acesso onde as transmissões de todos os usuários do sistema podem ser feitas ao mesmo tempo, ocupando a mesma frequência nominal e preenchendo toda a banda de frequência permitida ao sistema. Como todos os usuários podem transmitir simultaneamente usando o mesmo espectro de frequência, a identificação de cada transmissão é feita através da utilização de um código, de forma que cada usuário terá um código diferente ou fases diferentes de um mesmo código. A escolha do código de identificação leva em consideração suas propriedades de correlação cruzada e autocorrelação com o intuito de minimizar a interferência de uma transmissão sobre as demais.

Teoricamente, os sistemas CDMA não apresentam limite máximo do número de usuários. O que ocorre é apenas uma degradação gradual do desempenho à medida que o número de usuários simultâneos aumenta [Yac93]. Devido ao fato de que a largura da banda de transmissão excede a largura da banda coerente, o desvanecimento Rayleigh provocado pela propagação multipercurso é reduzido consideravelmente, [Pra96] e [Pur77]. Da mesma maneira, devido a expansão da banda de transmissão ser feita

através de um código, os sistemas CDMA apresentam alta resistência a interferências (Jamming).

A forma mais comum de elaborar um sistema CDMA é através da utilização das técnicas de espalhamento espectral. Os sistemas de múltiplo acesso por espalhamento espectral (SSMA) associam a cada usuário uma seqüência de código, conhecida como ‘Seqüência de Espalhamento’ a qual é modulada por uma portadora juntamente com o sinal de informação. As seqüências de espalhamento usadas em sistemas SSMA apresentam, tipicamente, taxas de transmissão relativamente altas e são responsáveis pela expansão da banda do sinal de informação transmitido. Esta expansão de banda é que possibilita a capacidade de múltiplo acesso. As formas de SSMA mais difundidas são SSMA de seqüência direta e SSMA por saltos de freqüência.

Um problema de interesse em sistemas de múltiplo acesso é a determinação da capacidade do sistema de comunicação, a qual é definida como o número máximo de transmissões simultâneas que o sistema suporta, expressa em função de alguma medida de desempenho do esquema empregado (probabilidade de erro de bit, por exemplo).

## **3.2 Sistema CDMA - DS/SS Assíncrono**

### **3.2.1 Introdução**

Os sistemas de comunicação de múltiplo acesso usando a técnica CDMA com espalhamento espectral por sequência direta são de grande interesse nos dias de hoje, principalmente para aplicações em sistemas de telefonia móvel celular, como citado no capítulo 1.

Nesses sistemas, as características aleatórias com que as transmissões são iniciadas, a presença de interferência de múltiplo acesso proveniente de outros usuários da mesma célula e de células vizinhas e os efeitos de multipercurso presentes nas transmissões permitem considerar a modelagem do sistema como assíncrona.

### **3.2.2 Modelagem de um Sistema CDMA Assíncrono**

A abordagem empregada é a mesma usada em [Pur77], onde as propriedades de correlação cruzada aperiódica das sequências de espalhamento são aplicadas para a determinação da capacidade do sistema. Para análise a seguir será utilizado um sistema de múltiplo acesso por divisão de código com espalhamento espectral por sequência direta binário (CDMA - DS/SS) utilizando um receptor de correlação coerente.

O modelo do sistema para  $U$  usuários é apresentado na figura 3.1. Cada usuário transmite um sinal  $s_i(t)$ , onde  $i = 1, 2, \dots, U$ , sendo considerado que todos os sinais são transmitidos simultaneamente e somados na entrada do receptor. O efeito de todas as demais interferências introduzidas no canal de transmissão é um ruído branco gaussiano aditivo  $n(t)$  de densidade espectral de potência  $\frac{N_o}{2}$ .

Admite-se o ganho de processamento  $G_p$  como um valor inteiro e considera-se ainda que o período  $L \cdot T_c$  das seqüências de espalhamento utilizadas pelos usuários é igual a  $G_p \cdot T_c$ .

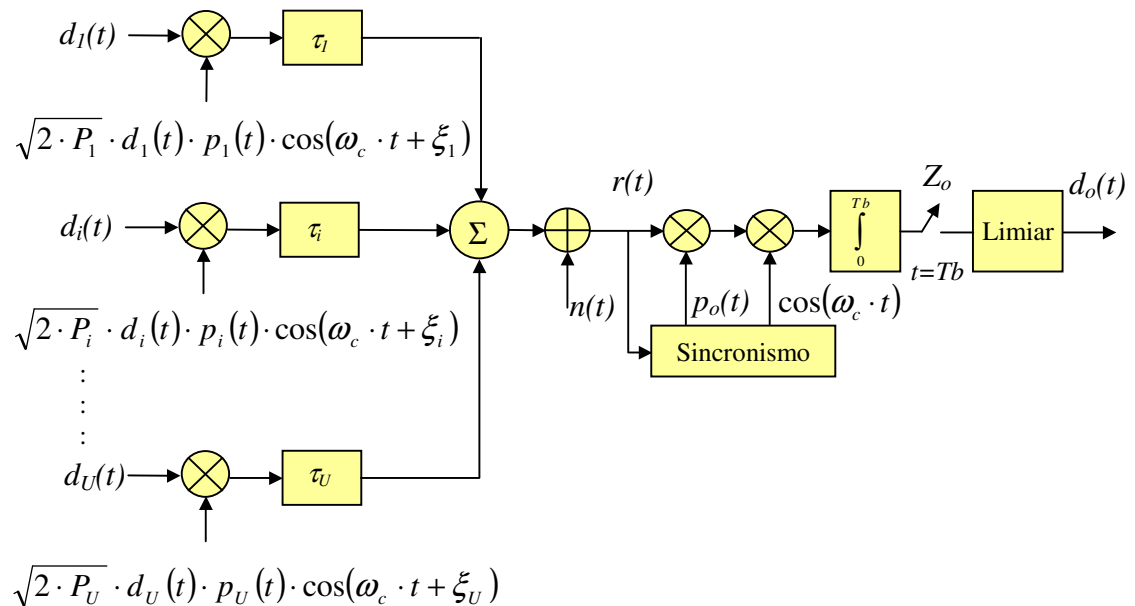


Fig. 3.1 - Sistema CDMA assíncrono



### 3.2.3 Análise do Sistema

Seja cada um dos  $U$  sinais transmitidos  $s_i(t)$ , escritos na forma:

$$s_i(t) = \sqrt{2 \cdot P_i} \cdot d_i(t) \cdot p_i(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \xi_i) \quad (3.1)$$

para  $1 \leq i \leq U$

Onde,

$P_i$  : potência do  $i$ -ésimo sinal transmitido

$p_i(t) = \pm 1$  no intervalo  $k \cdot T_c \leq t < (k+1) \cdot T_c$   $k = 0, 1, 2, \dots$

$d_i(t) = \pm 1$  no intervalo  $j \cdot T_b \leq t < (j+1) \cdot T_b$   $j = 0, 1, 2, \dots$

$\omega_c$  : frequência da portadora

$\xi_i$  : ângulo de fase do  $i$ -ésimo sinal transmitido

Normalmente, os atrasos de propagação e os ângulos de fase para os vários sinais transmitidos não são iguais, já que os transmissores não são sincronizados em tempo e fase.

Desta forma, como ilustra a figura 3.1, o sinal total na entrada de um receptor genérico  $o$ , será dado por:

$$r(t) = \sum_{i=1}^U \sqrt{2 \cdot P_i} \cdot d_i(t - \tau_i) \cdot p_i(t - \tau_i) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \varphi_i) + n(t) \quad (3.2)$$

Onde,

$\tau_i$  : atraso de tempo da  $i$ -ésima transmissão

$$\varphi_i = \xi_i - \omega_c \cdot \tau_i$$

$n(t)$  é um processo AWGN

Assumindo-se que o receptor está corretamente sincronizado com o sinal desejado  $o$ , pode-se considerar sem perda de generalidade que  $\tau_o = 0$  e  $\xi_o = 0$ , referenciando-se os demais atrasos e defasagens do sistema a este canal.

Adicionalmente, pode-se considerar estes atrasos e defasagens restritos aos intervalos  $0 \leq \tau_i < Tb$  e  $0 \leq \xi_i < 2 \cdot \pi$ , respectivamente, com  $i$  tal que  $1 \leq i \leq U$  e  $i \neq o$ , pois os atrasos serão módulo  $Tb$  e as defasagens serão módulo  $2 \cdot \pi$  e com distribuições uniformes, cujas densidades de probabilidades são dadas por:

$$p_{\tau_i}(\tau_i) = \frac{1}{Tb}, \text{ no intervalo } 0 \leq \tau_i < Tb \quad (3.3)$$

$$p_{\xi_i}(\xi_i) = \frac{1}{2\pi}, \text{ no intervalo } 0 \leq \xi_i < 2 \cdot \pi \quad (3.4)$$

Considerando  $Z_o$ , a saída do correlator do receptor do  $o$ -ésimo usuário, como :

$$Z_o = \int_0^{Tb} r(t) \cdot p_o \cdot \cos(\omega_c \cdot t) dt \quad (3.5)$$

Obtém-se:

$$\begin{aligned} Z_o = & \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq o}}^U \sqrt{\frac{P_i}{2}} \cdot \int_0^{Tb} p_i(t - \tau_i) \cdot p_o(t) \cdot d_i(t - \tau_i) \cdot \cos(\varphi_i) dt + \int_0^{Tb} n(t) \cdot p_o(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t) dt + \\ & + \sqrt{\frac{P_o}{2}} \cdot Tb \cdot d_o(t) \end{aligned} \quad (3.6)$$

Observando os intervalos de integração e considerando as funções de correlação cruzada parciais par e ímpar, dadas por:

$$R_{i,o}(\tau_i) = \int_0^{\tau_i} p_i(t - \tau_i) \cdot p_o(t) \cdot dt \quad (3.7)$$

$$\hat{R}_{i,o}(\tau_i) = \int_{\tau_i}^{Tb} p_i(t - \tau_i) \cdot p_o(t) \cdot dt \quad (3.8)$$

Pode-se obter, assumindo sem perda de generalidade que  $d_o(t) = 1$ , a seguinte expressão para  $Z_o$  :

$$Z_o = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq o}}^U \sqrt{\frac{P_i}{2}} \cdot \{d_i(t-1) \cdot R_{i,o}(\tau_i) + d_i(t) \cdot \hat{R}_{i,o}(\tau_i)\} \cdot \cos(\varphi_i) + \int_0^{Tb} n(t) \cdot p_o(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t) dt +$$

$$+ \sqrt{\frac{P_o \cdot Tb^2}{2}}$$

$$Z_o = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq o}}^U \alpha_i \cdot \cos(\varphi_i) + N_o + S_o \quad (3.9)$$

Onde,

1º termo  $\Rightarrow$  representa a influência dos demais usuários sobre o  $o$ -ésimo sinal

2º termo  $\Rightarrow$  representa o ruído e/ou interferência espalhada pela sequência  $p_o(t)$

3º termo  $\Rightarrow$  representa a informação desejada

Se forem selecionadas seqüências de modo que suas correlações cruzadas sejam tais que o 1º termo seja minimizado, pode-se otimizar a capacidade do sistema CDMA em questão.

Seguindo o equacionamento apresentando em [Jes92], pode-se concluir que a relação entre a potência de sinal recebida para a potência total de ruído do sistema é :

$$(SNR)_o = \left\{ \frac{1}{6 \cdot L^3} \cdot \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq o}}^U \beta_{i,o} + \frac{1}{2 \cdot \left( \frac{Eb}{N_o} \right)} \right\}^{-1} \quad (3.10)$$

Onde,

$L$  é o comprimento da seqüência utilizada, considerada igual a  $G_p$

$\left( \frac{Eb}{N_o} \right)$  é a relação da energia de bit recebida pela densidade espectral de ruído

projetada do sistema e que determina a probabilidade de erro de bit para um único usuário.

$$\beta_{i,o} = 2 \cdot L^2 + 4 \cdot \sum_{\ell=1}^{L-1} C_i(\ell) \cdot C_o(\ell) + \sum_{\ell=1-L}^{L-1} C_i(\ell) \cdot C_o(\ell+1) \quad (3.11)$$

$\beta_{i,o}$  permite determinar a influência dos  $U - 1$  demais usuários do sistema sobre o  $o$ -ésimo usuário, em função da autocorrelação aperiódica das seqüências de espalhamento.

e  $C_a(l)$ , a autocorrelação aperiódica da sequência genérica  $p_a(t)$ , é definida por:

$$C_a(l) = \begin{cases} \sum_{i=0}^{L-1-l} p_a(i) \cdot p_a(i+l), & 0 \leq l \leq L-1 \\ \sum_{i=0}^{L-1+l} p_a(i-l) \cdot p_a(i), & 1-L \leq l < 0 \\ 0, & |l| \geq L \end{cases} \quad (3.12)$$

Considerando um grande número de usuários pode-se, através do ‘Teorema do Limite Central’, descrito no anexo A, fazer uma aproximação gaussiana para obter a seguinte expressão da probabilidade de erro de bit para o  $o$ -ésimo usuário:

$$Pb_o = Q\left(\sqrt{(SNR)_o}\right) \quad (3.13)$$

Onde,

$$Q(x) = \int_x^{\infty} e^{\left(\frac{-y^2}{2}\right)} \cdot dy \quad (3.14)$$

### 3.2.4 Capacidade do Sistema

Utilizando os resultados obtidos em [Jes92], considerando os resultados da seção anterior e as seqüências utilizadas como aleatórias, pode-se estimar o número de usuários para um sistema, como sendo:

$$U = 3 \cdot L \cdot \left[ \frac{1}{\left(\frac{S}{R}\right)_o^2} - \frac{1}{2 \cdot \frac{Eb}{N_o}} \right] + 1 \quad (3.15)$$

Analisando os gráficos apresentados na figura 3.2 e 3.3 verifica-se que, não importa o quanto a relação  $\frac{Eb}{N_o}$  aumente, a probabilidade de erro de bit apresentará um valor assintótico em função do número de usuários no sistema e do comprimento da seqüência utilizada.

Desta forma o gráfico da figura 3.2 ilustra a probabilidade de erro de bit em função do número de usuários para uma seqüência com tamanho fixo e o gráfico da figura 3.3 representa o valor assintótico correspondente da probabilidade de erro de bit.

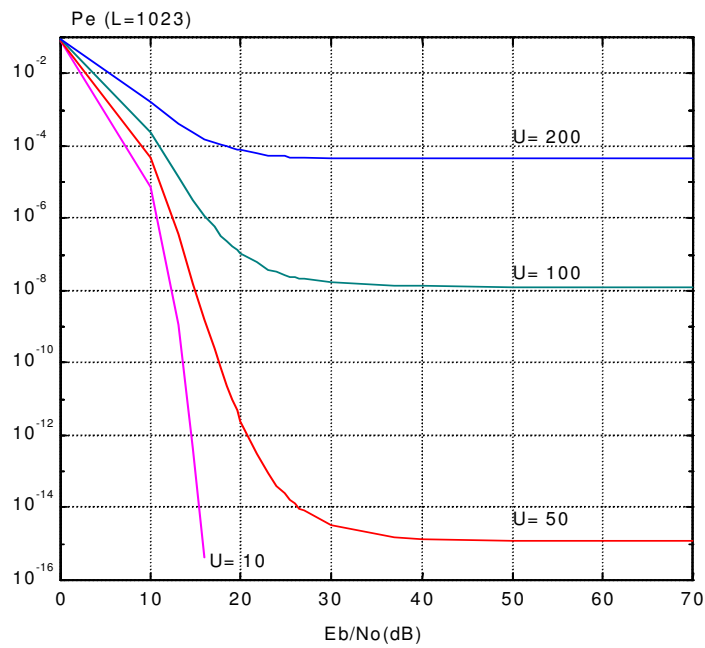


Fig.3.2 Curvas da Probabilidade de Erro de Bit em função da relação  $E_b/N_0$  para 10, 50, 100, 200 usuários e seqüências aleatórias de comprimento 1023.

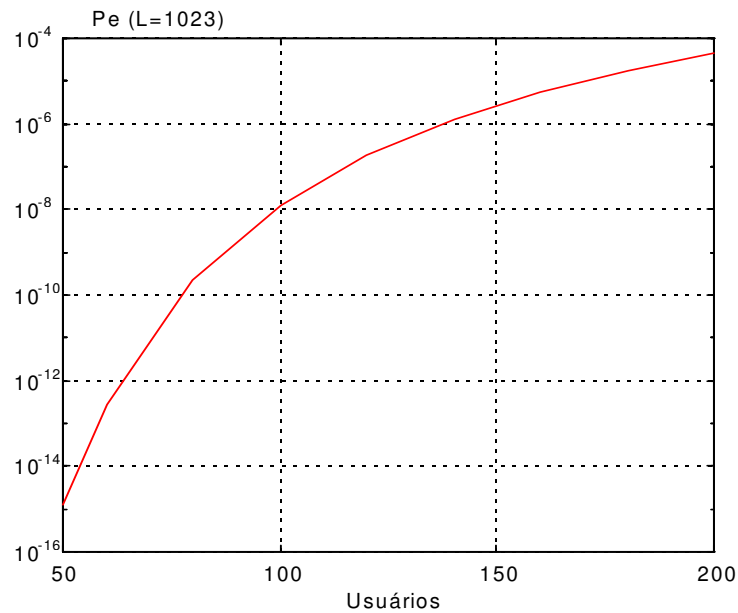


Fig.3.3 Curva da Probabilidade de Erro de Bit Assintótica em função do número de usuários, considerando seqüências aleatórias de comprimento 1023.



## ***4. Processo de Sincronismo para Sistemas de Espalhamento Espectral DS***

### ***4.1 Fundamentos***

Em sistemas de comunicação por espalhamento espectral, o código de espalhamento gerado localmente na recepção deve ser uma réplica em perfeito sincronismo com o código de espalhamento presente na entrada do receptor, para poder-se demodular corretamente o sinal recebido.

O processo de sincronismo do código gerado localmente com o código recebido é normalmente feito em duas etapas. A primeira etapa, denominada ‘Aquisição’, consiste em alinhar aproximadamente os dois códigos em frequência e fase. Uma vez que o sinal espalhado na entrada do receptor tenha sido corretamente adquirido o sistema passa para a segunda etapa de sincronismo denominada ‘Tracking’, onde é feita a manutenção e refinamento do sincronismo, através de um sistema de malha fechada.

## **4.2 Processo de Aquisição de Sincronismo**

O problema de aquisição consiste na procura, dentro de uma região de incerteza de tempo e frequência, do sincronismo entre o código recebido e o código local. As técnicas de aquisição podem ser classificadas como coerentes e não-coerentes. Desde que o processo de desespalhamento ocorre antes do sincronismo da portadora e portanto, a fase da portadora neste ponto é desconhecida, a maioria das técnicas de aquisição utilizam detecção não-coerente.

### **4.2.1 Método de Aquisição por Busca Serial**

Uma estratégia bastante popular para o processo de aquisição é através da utilização de um correlator simples ou filtro casado para fazer uma procura serial da fase correta do código de espalhamento como representado na figura 4.1. Neste processo de implementação serial que repete o processo de correlação para cada deslocamento possível do código, é obtida uma redução de complexidade, tamanho e custo. Num esquema de busca serial de passo discreto, o controle da base de tempo da sequência local é ajustado e em seguida é feita a correlação da sequência local com a sequência recebida. Num intervalo de integração  $\lambda \cdot T_c$  (tempo da janela de busca), onde  $\lambda \gg 1$  [Sim94], a saída de sinal é comparada com um limiar de decisão (função de  $\lambda$ ). Se a saída é menor que o limiar de decisão, a fase do código gerado localmente é incrementada de uma fração  $\delta$  de chip (normalmente  $1/2$ ) e a correlação é reinicializada.

Quando o limiar de decisão é ultrapassado, o código é considerado adquirido e o processo de incremento da fase da sequência é desabilitado, sendo inicializado o processo de ‘Tracking’.

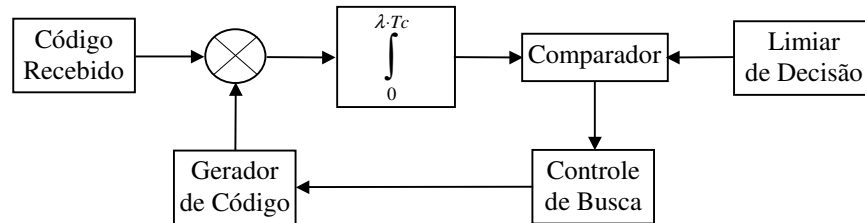


Fig. 4.1 - Método de aquisição de Busca Serial para Sistema de Sequência Direta

Considerando-se a probabilidade de detecção como a probabilidade de detectar um sinal quando o mesmo está presente e a probabilidade de falso alarme como a probabilidade de detectar um sinal quando o mesmo está ausente, pode-se representar um processo de aquisição através de um modelo de cadeias de Markov.

Pode-se definir que um acerto ocorre quando a saída do integrador ultrapassa um limiar preestabelecido. Se o acerto for verdadeiro, ou seja, as fases dos códigos estiverem alinhadas após a verificação, a busca termina. Se o acerto for um falso alarme, na etapa de verificação o acerto é rejeitado e a busca continua. Em ambos os casos é assumido um tempo de verificação estendido de  $k \cdot \lambda \cdot T_c$ . Considerando-se que um acerto verdadeiro corresponde a uma única posição de fase e que ocorre uma única vez em cada busca, pode-se considerar  $k \cdot \lambda \cdot T_c$  como o tempo de penalidade por se obter um falso alarme, desde que um falso alarme possa ocorrer em qualquer posição.

Na ausência de qualquer informação com relação a fase correta do código, a incerteza de alinhamento entre o código recebido e o código local pode ser de um período completo de código. Portanto a incerteza de tempo correspondente pode ser bastante grande para códigos longos.

Sendo a incerteza de sincronismo entre o código local e o código recebido de  $N_c$  chips, a probabilidade de encontrar a fase correta na célula de pesquisa  $m$ , considerando que não foi encontrada nas primeiras  $m - 1$  células (transições de busca), é dada por:

$$p_m = \frac{1}{q - (m - 1)} \quad (4.1)$$

Onde,

$q$  : é a região completa de pesquisa  $\frac{N_c}{\delta}$

$m$  : é a  $m$ -ésima célula a ser pesquisada

Assumindo a probabilidade de detecção igual a 1 e a probabilidade de falso alarme igual a 0, pode-se obter uma expressão para o tempo máximo de aquisição necessário para um busca completa como:

$$(T_{aquis})_{\max} = \frac{N_c}{\delta} \cdot \lambda \cdot T_c \quad (4.2)$$

Segundo [Hol82] e [Sim94], pode-se determinar o tempo médio de aquisição pela abordagem de cadeias de Markov. Considerando  $\delta = \frac{1}{2}$ , tem-se:

$$\bar{T}_{aquis} = \left[ \frac{2 + (2 - P_d) \cdot (2 \cdot N_c - 1) \cdot (1 + k \cdot P_{fa})}{2 \cdot P_d} \right] \cdot (\lambda \cdot T_c) \quad (4.3)$$

Onde,

$\lambda \cdot T_c$  : tempo de integração (janela de busca)

$P_d$  : probabilidade de detectar um sinal quando o mesmo está presente

(Detecção)

$P_{fa}$  : probabilidade de detectar um sinal quando o mesmo está ausente

(Falso Alarme)

$k$  : penalidade devido a um falso alarme

$N_c$  : incerteza de sincronismo, em número de chips, entre o código local e o

código recebido (para  $\delta = \frac{1}{2}$ ,  $q = 2 \cdot N_c$ )

e considerando  $N_c \gg 1$ , obtém-se:

$$\bar{T}_{aquis} = \frac{(2 - P_d) \cdot (1 + k \cdot P_{fa})}{P_d} \cdot (N_c \cdot \lambda \cdot T_c) \quad (4.4)$$

Para o caso específico de  $\delta = \frac{1}{2}$  pode-se notar que:

$$\bar{T}_{aquis} = \frac{(T_{aquis})_{max}}{2} \quad (4.5)$$

Como seria de se esperar.

#### 4.2.2 Método de Aquisição por Filtros Casados

Um filtro casado é aquele que maximiza a relação sinal-ruído (SNR) em sua saída quando o sinal está imerso em ruído branco gaussiano aditivo (AWGN). Um filtro é considerado casado com o sinal  $x(t)$ , que é zero fora do intervalo  $[0, T]$ , se a resposta ao impulso do filtro for  $h(t) = K \cdot x(T - t)$ . Quando  $x(t)$  é a entrada do filtro casado correspondente, a saída do filtro será:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(u) \cdot h(t - u) \cdot du = \int_{-\infty}^{+\infty} x(u) \cdot x(u + T - t) \cdot du \quad (4.6)$$

Onde, adotou-se  $K = 1$ , por conveniência.

A autocorrelação de um sinal determinístico com energia finita é:

$$R_x(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(u) \cdot x(u + \tau) \cdot du \quad (4.7)$$

E devido à simetria da função de autocorrelação, a resposta do filtro para o sinal a ele casado pode ser expressa como:

$$y(t) = R_x(T - t) = R_x(t - T) \quad (4.8)$$

O valor de pico da resposta do filtro ocorre em  $t = T$  e é igual a  $R_x(0)$ , a energia do sinal. Considere-se um filtro casado para  $p_1(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \theta_1)$ , onde  $p_1(t)$  é um sinal composto por um número inteiro de períodos da onda de espalhamento  $p(t)$  dentro do intervalo  $[0, T]$  e zero fora deste intervalo. Se a entrada do filtro é  $p(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \theta)$  dentro do intervalo  $[0, T_1]$ , com  $T_1 > T$  e  $\frac{\omega_c \cdot T}{2 \cdot \pi} \gg 1$ , então a saída do filtro casado sobre  $[T, T_1]$  será :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} p(u) \cos(\omega_c \cdot u + \theta) \cdot p_1(u + T - t) \cdot \cos(\omega_c \cdot u + \omega_c \cdot T - \omega_c \cdot t + \theta_1) du \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned}
y(t) &\cong \frac{1}{2} \cdot \left[ \int_{t-T}^t p(u) \cdot p_1(u+T-t) \cdot du \right] \cdot [\cos(\omega_c \cdot t - \omega_c \cdot T + \theta - \theta_1)] \\
&= \frac{T}{2} \cdot R_p(T-t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t - \omega_c \cdot T + \theta - \theta_1) \\
&= \frac{T}{2} \cdot R_p(T-t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \theta_o) \tag{4.10}
\end{aligned}$$

para  $T \leq t \leq T_1$

Onde,

$\theta_o = (\theta - \theta_1 - \omega_c \cdot T)$  e  $R_p(\tau)$  é a autocorrelação periódica do código de espalhamento de comprimento infinito. Desta forma, a envoltória da saída do filtro casado é proporcional ao deslocamento do código de espalhamento.

A utilização de filtros casados em sistemas de aquisição consiste em casar o filtro com o código de espalhamento sem modulação e aplicar sua saída a um comparador. Quando o limiar estabelecido for ultrapassado, inicia-se o ‘Clock’ do gerador de código de espalhamento local que estará em perfeito sincronismo com o sinal de entrada do receptor. A escolha do limiar de decisão é um compromisso entre a probabilidade de detecção desejada e a probabilidade de falso alarme (estas probabilidades dependem da SNR).



Considere-se um método de aquisição por filtros casados para sistemas de sequência direta de busca paralela como representado na figura 4.2, onde são disponíveis as defasagens de  $\frac{1}{2} \cdot T_c$  do código  $c(t)$  gerado localmente. Se a incerteza de tempo entre o código local e o código recebido for  $N_c$  chips e for considerado um sistema de busca paralela completa da região de incerteza, serão necessários  $2 \cdot N_c$  correladores. Cada correlator examina simultaneamente uma sequência de  $\lambda$  chips, sendo em seguida comparadas as  $2 \cdot N_c$  saídas dos correladores. Será escolhido o código gerado localmente correspondente ao correlator de maior saída.

Durante cada correlação, o tempo mínimo necessário para uma busca paralela será dado por:

$$(T_{aquis})_{\min} = \lambda \cdot T_c \quad (4.11)$$

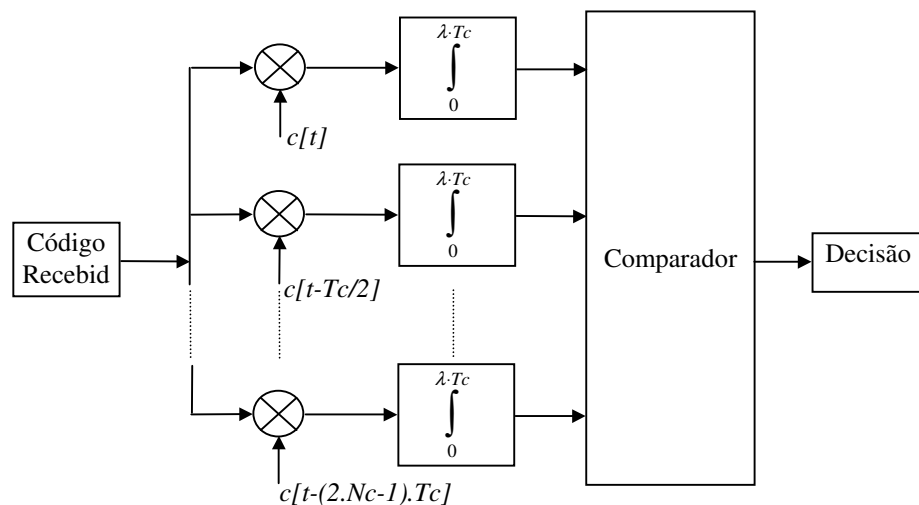


Fig.4.2 - Sistema de aquisição de Busca Paralela por Filtros Casados para Sequência Direta

O tempo médio de aquisição para um sistema de busca paralela pode ser aproximado notando que depois de  $\lambda$  chips, uma decisão correta será feita com probabilidade de detecção  $P_d$ . Se uma saída incorreta for escolhida, serão examinados outros  $\lambda$  chips. Portanto, na média, o tempo de aquisição será:

$$\bar{T}_{aquis} = \lambda \cdot T_c \cdot P_d + 2 \cdot \lambda \cdot T_c \cdot P_d \cdot (1 - P_d) + 3 \cdot \lambda \cdot T_c \cdot P_d \cdot (1 - P_d)^2 + \dots$$

$$\bar{T}_{aquis} = \frac{\lambda \cdot T_c}{P_d} \quad (4.12)$$

#### 4.2.3 Método de Aquisição por Estimativa Seqüencial

A técnica de aquisição por estimativa seqüencial consiste em preencher os ' $n$ ' estágios do gerador local de código, elaborado pela técnica de registradores de deslocamento, com a melhor estimativa dos ' $n$ ' primeiros chips de código recebidos.

Uma seqüência pseudo-aleatória gerada por registradores de deslocamento tem a propriedade de que a próxima combinação dos registradores de estado depende somente da combinação presente de estados. Portanto, se os ' $n$ ' primeiros chips recebidos forem corretamente estimados, todos os chips seguintes do gerador local serão corretamente gerados.

Considere o diagrama de blocos representado na figura 4.3; a sequência carregada nos registradores, quando a chave está na posição 1, define o estado inicial para o qual o gerador local inicia sua operação. A chave é em seguida colocada na posição 2. Se a saída do correlator depois de  $\lambda \cdot T_c$  exceder um determinado limiar de decisão, é assumido que o sistema está em sincronismo, mas se a saída é menor que o limiar de decisão, a chave retorna para a posição 1. O registrador é, então, recarregado com uma estimativa dos próximos ' $n$ ' chips recebidos e o processo é repetido.

Uma vez obtido o sincronismo do sistema, não é mais necessária nenhuma estimativa dos chips de entrada. O tempo mínimo de aquisição é dado por:

$$(T_{aquis})_{\min} = n \cdot T_c \quad (4.13)$$

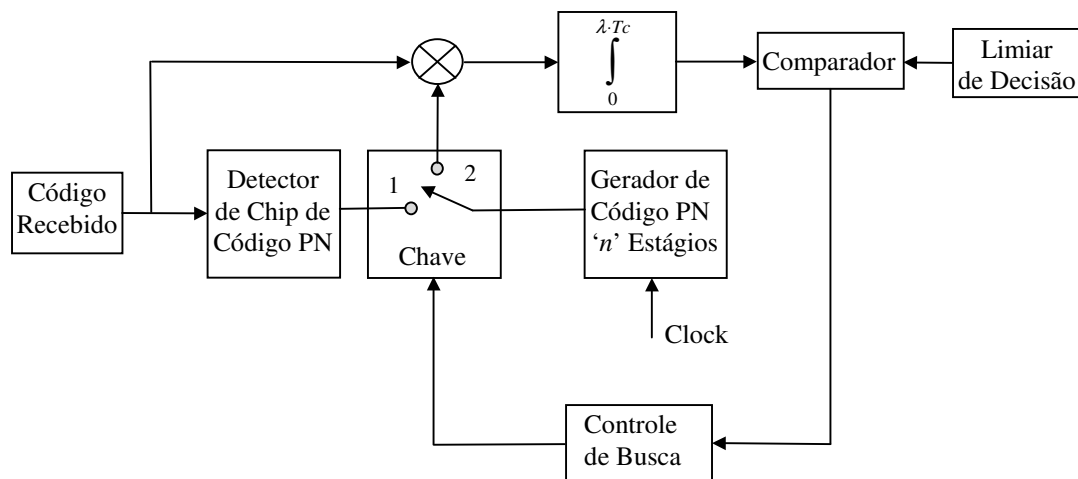


Fig. 4.3 - Método de aquisição de por estimativa seqüencial

O método de aquisição por estimativa seqüencial possui uma capacidade de aquisição rápida, porém é bastante vulnerável à ruídos e sinais de interferência.

### **4.3 Processo de 'Tracking'**

Uma vez obtido o sincronismo inicial entre o sinal espalhado na entrada do receptor e o sinal gerado localmente, o processo de busca pára e inicia-se o processo de 'Tracking', que corresponde a um refinamento do processo de aquisição.

Os processos de 'Tracking' podem ser classificados em coerentes e não-coerentes. Um 'Loop' coerente é aquele no qual a frequência e a fase da portadora são conhecidas precisamente, portanto, o 'Loop' pode operar com um sinal banda-base. Um 'Loop' não-coerente é aquele na qual a frequência e fase da portadora não são conhecidos com precisão. Os 'Loops' de rastreo mais empregados em sistemas de espalhamento espectral por sequência direta são o 'Delay Lock Loop' e o 'Tau-Dither Loop'. Ambos os circuitos podem ser desenvolvidos para aplicação coerente e não-coerente. Em sistemas 'Spread Spectrum' por sequência direta, a utilização de uma versão não coerente destes 'Loops' é mais empregada, para sincronizar o código de espalhamento do sistema, devido à baixa SNR na entrada do receptor que impede um sincronismo com precisão da portadora antes do sincronismo de chip e subsequente demodulação do sinal recebido.

### 4.3.1 ‘Delay Lock Loop’ Não Coerente

No ‘Delay Lock Loop’ (DLL) representado na figura 4.4, o gerador de códigos produz três seqüências, uma das quais é a seqüência de referência usada para a aquisição e demodulação. As outras duas seqüências são uma versão adiantada e atrasada de  $\delta \cdot T_c$  da seqüência de referência. O produto  $\delta \cdot T_c$  é usualmente igual ao tamanho de passo usado na aquisição, onde se costuma empregar  $\delta = \frac{1}{2}$ . As versões adiantada e atrasada da seqüência de referência são multiplicadas pelo sinal recebido (espalhado) em ramos distintos. O resultado de cada multiplicação é filtrado e, então, aplicado a um detector quadrático. A diferença entre os resultados dos dois ramos é filtrada e aplicada a um oscilador controlado por tensão (VCO). A tensão de diferença altera a freqüência do VCO, fazendo com que a seqüência de referência convirja para um perfeito alinhamento com a seqüência de espalhamento na entrada do receptor.

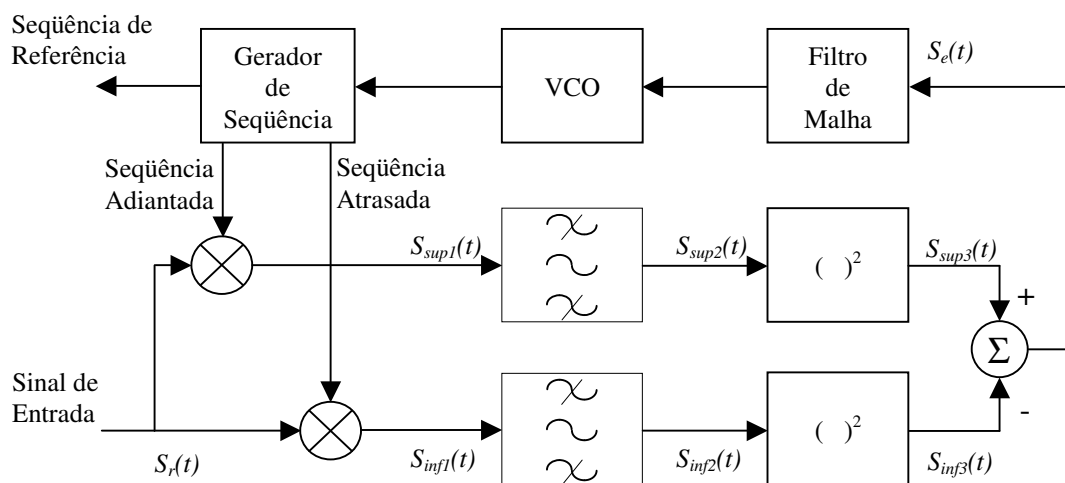


Fig. 4.4 - DLL

Seja o sinal recebido :

$$S_r = A \cdot d(t) \cdot p(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \theta) \quad (4.14)$$

Onde,

$A$  : amplitude do sinal recebido

$d(t)$  : dados bipolarizados  $\in \{1, -1\}$ , com duração de bit  $Tb$

$p(t)$  : seqüência de espalhamento, com duração de chip  $Tc$

$\omega_c$  : freqüência da portadora

$\theta$  : ângulo de fase

A saída do multiplicador do ramo superior é dada por:

$$S_{\text{sup1}} = A \cdot d(t) \cdot p(t) \cdot p(t + \delta \cdot Tc - \tau_e) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \theta) \quad (4.15)$$

Onde,

$\tau_e$  é o erro do ‘Loop’ na estimativa do tempo de código e é igual ao atraso da seqüência de referência em relação a seqüência recebida. É considerado que o filtro passa-faixa usado no ramo superior não distorce o sinal  $d(t)$ , servindo somente como integrador do produto  $p(t) \cdot p(t + \delta \cdot Tc - \tau_e)$ .

Portanto a saída do filtro é:

$$S_{\text{sup } 2} = A \cdot d(t) \cdot \hat{R}_p(\delta \cdot T_c - \tau_e) \cdot \cos(\omega_c t + \theta) \quad (4.16)$$

Onde,

$\hat{R}_p(\tau)$  é uma estimativa da função de autocorrelação parcial ou total da seqüência de espalhamento.

Assumindo que o período de integração é igual ao comprimento da seqüência de espalhamento e que a seqüência tenha um comprimento igual ao período de bit  $T_b$ , pode-se expressar essa estimativa da função de autocorrelação por:

$$\hat{R}_p(\tau) = R_p(\tau) \quad (4.17)$$

Considerando, ainda, que o filtro de ‘Loop’ elimina qualquer componente de frequência dupla gerada pelo detector quadrático e que o sinal de dados  $d(t)$  ao passar pelo quadrador assume valor unitário, determina-se para o ramo superior:

$$S_{\text{sup } 3}(t) = \frac{A^2}{2} \cdot \hat{R}_p^2(\delta \cdot T_c - \tau_e) \quad (4.18)$$

Por analogia, no ramo inferior:

$$S_{\inf 3}(t) = \frac{A^2}{2} \cdot \hat{R}_p^2(-\delta \cdot Tc - \tau_e) \quad (4.19)$$

Assim a diferença entre as duas saídas é :

$$S_e(t) = \frac{A^2}{2} \cdot [\hat{R}_p^2(\delta \cdot Tc - \tau_e) - \hat{R}_p^2(-\delta \cdot Tc - \tau_e)] \quad (4.20)$$

Normalizando o erro de atraso por:

$$e = \frac{\tau_e}{Tc} \quad (4.21)$$

E assumindo que a função de autocorrelação seja aproximadamente a função  $\Lambda(t)$ :

$$\hat{R}_p(\tau) \approx \Lambda\left(\frac{\tau}{Tc}\right) \quad (4.22)$$



Substituindo em  $S_e(t)$ , obtém-se:

Para  $0 \leq \delta \leq \frac{1}{2}$ ,

$$S_e(e) = \frac{A^2}{2} \cdot \begin{cases} 4 \cdot e(1 - \delta) & 0 \leq e \leq \delta \\ 4 \cdot \delta(1 - e) & \delta \leq e \leq 1 - \delta \\ 1 + (e - \delta) \cdot (e - \delta - 2) & 1 - \delta \leq e \leq 1 + \delta \\ 0 & 1 + \delta \leq e \end{cases} \quad (4.23)$$

$$S_e(e) = -S_e(-e) \quad (4.24)$$

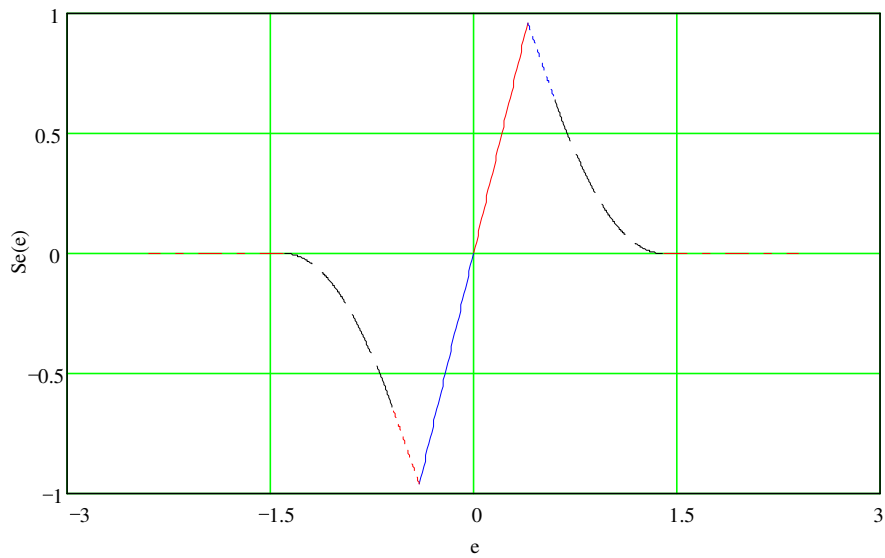


Fig. 4.5 - Curva de Erro de 'Tracking' usando  $\delta = 0.4$

Para  $\frac{1}{2} \leq \delta \leq 1$ ,

$$S_e(e) = \frac{A^2}{2} \cdot \begin{cases} 4 \cdot e(1 - \delta) & 0 \leq e \leq 1 - \delta \\ 1 + (e - \delta) \cdot (e - \delta + 2) & 1 - \delta \leq e \leq \delta \\ 1 + (e - \delta) \cdot (e - \delta - 2) & \delta \leq e \leq 1 + \delta \\ 0 & 1 + \delta \leq e \end{cases} \quad (4.25)$$

Também, para este caso, tem-se que  $S_e(e) = -S_e(-e)$ .

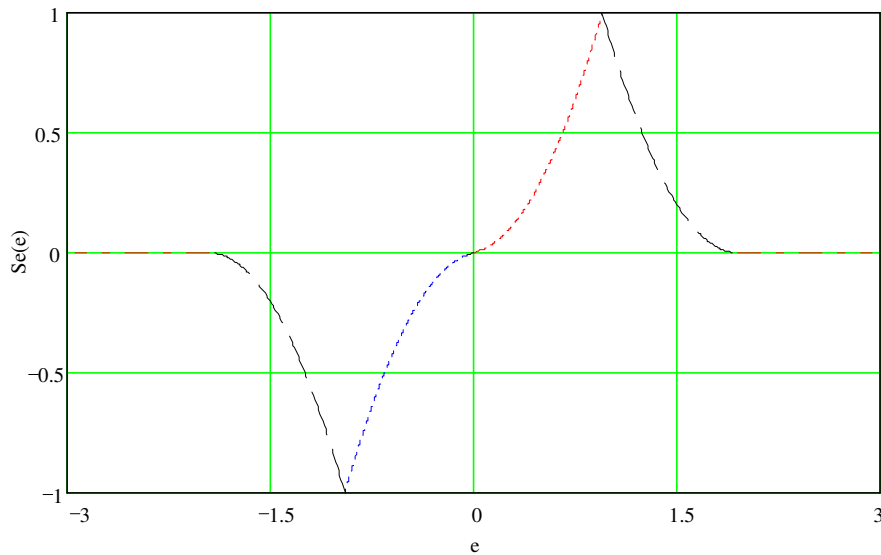


Fig.4.6 - Curva de Erro de 'Tracking' usando  $\delta = 0.95$

Verifica-se pelos resultados obtidos que mantendo  $\delta < 0.5$ , a região de atuação do DLL permanece linear, o que acarreta um perfeito funcionamento do mesmo. Para o caso em que  $\delta \geq 0.5$  a região de atuação do DLL apresenta características não lineares sendo que a derivada no ponto central da região de atuação é nula causando distorções na velocidade de resposta do DLL, o que dificulta o alcance e manutenção do ponto correto de sincronismo.

### 4.3.2 'Tau Dither Loop' Não Coerente

O método de rastreo utilizando o 'Delay Lock Loop', embora seja amplamente utilizado e atue de maneira eficiente na manutenção e refinamento do sincronismo, apresenta, entretanto, dois problemas básicos. O primeiro ocorre devido à dificuldade de se obter um perfeito balanceamento dos ganhos dos ramos adiantado e atrasado, gerando um 'Off-set' que desloca o ponto correto de sincronismo. O segundo é consequência de sua complexidade e quantidade de componentes. Estes dois problemas levaram ao desenvolvimento do 'Tau Dither Loop' (TDL). O conceito básico de funcionamento do TDL é a divisão no tempo (time sharing) de um único ramo de correlação para as versões adiantada e atrasada da sequência de referência. O preço pago para a solução destes problemas é uma piora no desempenho de aproximadamente 3 dB e uma maior dificuldade de análise. Os principais componentes do TDL não coerente são mostrados na figura 4.7, a seguir:

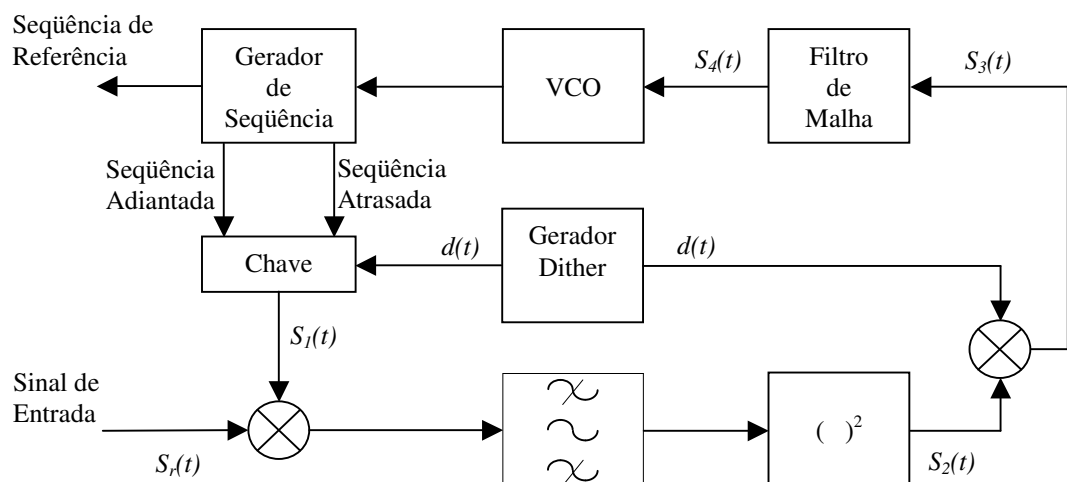


Fig. 4.7 - Sistema de 'Tracking' não coerente usando 'Tau Dither Loop'

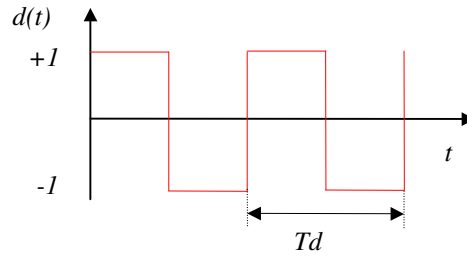


Fig. 4.8 - Sinal de 'Dithering'

O gerador de dither controla uma chave que alterna entre as versões adiantada e a atrasada, geradas localmente no receptor. Considerando  $d(t)$  o sinal de dither, que assume alternadamente os valores  $-1$  e  $+1$ , pode-se representar o sinal na saída da chave, na ausência de ruído, por :

$$S_1(t) = \left[ \frac{1+d(t)}{2} \right] \cdot p(t + \delta \cdot T_c - \tau_e) + \left[ \frac{1-d(t)}{2} \right] \cdot p(t - \delta \cdot T_c - \tau_e) \quad (4.26)$$

Onde os dois fatores dentro dos colchetes são funções ortogonais no tempo e alternam entre  $+1$  e  $0$ . Somente um dos fatores é não zero num dado instante. O sinal espalhado recebido  $S_R(t)$  é multiplicado por  $S_I(t)$ , filtrado e então aplicado a um quadrador.

Considerando que o filtro passa-banda não distorce o sinal  $d(t)$  e aproximadamente integra o produto  $p(t) \cdot p(t \pm \delta \cdot T_c - \tau_e)$  e que qualquer componente de frequência dupla produzida é suprimida pelo filtro de malha, obtém-se na saída do quadrador:

$$s_2(t) = \frac{A^2}{2} \cdot \left[ \frac{1+d(t)}{2} \right] \cdot \hat{R}p^2(\delta \cdot T_c - \tau_e) + \frac{A^2}{2} \cdot \left[ \frac{1-d(t)}{2} \right] \cdot \hat{R}p^2(-\delta \cdot T_c - \tau_e) \quad (4.27)$$

Multiplicando  $s_2(t)$  por  $d(t)$  tem-se à entrada do filtro de malha:

$$s_3(t) = \frac{A^2}{2} \cdot \left[ \frac{1+d(t)}{2} \right] \cdot \hat{R}p^2(\delta \cdot T_c - \tau_e) - \frac{A^2}{2} \cdot \left[ \frac{1-d(t)}{2} \right] \cdot \hat{R}p^2(-\delta \cdot T_c - \tau_e) \quad (4.28)$$

que é uma onda retangular se não for considerada a variação no tempo de  $\tau_e$ .

Dado que o filtro de malha apresenta uma banda bastante estreita, obtém-se na sua saída o sinal  $s_4(t)$  correspondente ao valor médio de  $S_3(t)$ :

$$s_4(t) = \frac{A^2}{4} \cdot [\hat{R}p^2(\delta \cdot T_c - \tau_e) - \hat{R}p^2(-\delta \cdot T_c - \tau_e)] \quad (4.29)$$

Considerando-se uma aproximação da função de autocorrelação como:

$$\hat{R}_p(\tau) \approx \Lambda\left(\frac{\tau}{T_c}\right) \quad (4.30)$$

E substituindo em  $s_4(t)$ , são obtidas as mesmas equações encontradas para o DLL, com uma diferença de um fator  $\frac{1}{2}$ . O TDL pode rastrear o código de espalhamento de maneira similar ao DLL, com menos complexidade de hardware, porém com uma perda de precisão devido a um aumento de 3 dB na variância do erro de ‘Timing’ normalizado de acordo com [Hol82]. A determinação do tempo de dither  $T_{dither}$  é função da banda equivalente do filtro de malha fechada e sua determinação pode ser encontrada em [Sim94].

#### 4.4 Caracterização do Processo de Controle de Aquisição e 'Lock'

No processo de aquisição pode-se definir 'célula' como o conjunto dos chips analisados para a determinação da correlação. Seja ainda  $q$  o número de células a serem pesquisadas na busca do alinhamento. Para uma condição de não alinhamento das seqüências recebida e gerada, o resultado da pesquisa poderá indicar detecção com probabilidade de falso alarme ( $P_{fa}$ ) ou não detecção com probabilidade ( $1 - P_{fa}$ ). No alinhamento correto o resultado da pesquisa poderá indicar detecção com probabilidade ( $P_d$ ) ou não detecção com probabilidade ( $1 - P_d$ ).

Considerando o esquema de aquisição da figura 4.8, pode-se calcular  $P_d$  e  $P_{fa}$ .

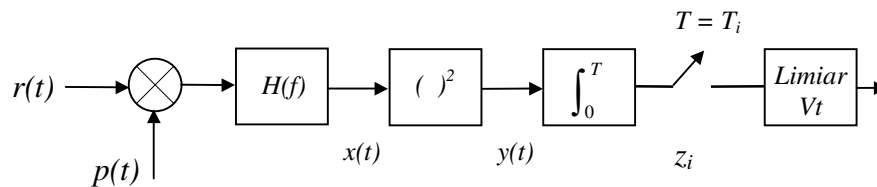


fig. 4.8 - Detector Quadrático de Envoltória

O sinal recebido  $r(t)$ , para um sistema de espalhamento espectral de seqüência direta empregando uma modulação BPSK, pode ser representado como:

$$r(t) = \sqrt{2 \cdot P} \cdot d(t) \cdot p(t) \cdot \cos(\omega_c t + \varphi) + n(t) \quad (4.31)$$

Onde,

$P$  : potência do sinal

$d(t)$  : sinal de informação

$p(t)$  : seqüência de espalhamento

$n(t)$  : processo aleatório gaussiano de média zero e PSD unilateral  $N_o$ . Após o filtro  $H(f)$  de banda equivalente de ruído  $B_w$ , a variância do processo é dada por

$$\sigma^2 = \frac{N_o \cdot B_w}{2}$$

O cálculo na saída do integrador, amostrada em  $T = T_i$  é um problema clássico de detecção quando a fase da portadora é desconhecida, conduzindo a uma distribuição  $\chi$  quadrado não central ou  $\chi$  quadrado central, conforme a presença ou ausência de sinal, respectivamente. Na saída do detector, segundo [Zie85] e [Sim94], tem-se as seguintes estatísticas:

Na presença de sinal

$$p_p(z^*) = \begin{cases} \left( \frac{z^*}{n\gamma} \right)^{\frac{n-1}{2}} \cdot I_{n-1} \left( 2\sqrt{nz^*\gamma} \right) \cdot e^{-z^*-n\gamma}, & z^* \geq 0 \\ 0, & c.c. \end{cases} \quad (4.32)$$

E na ausência de sinal:

$$p_a(z^*) = \begin{cases} \frac{(z^*)^{n-1}}{(n-1)!} \cdot e^{-z^*}, & z^* \geq 0 \\ 0, & c.c. \end{cases} \quad (4.33)$$

Onde,

$n = B_w \cdot T_i$  com  $B_w$  já definido e  $T_i$  é o tempo de integração

$\gamma = \frac{P}{2\sigma^2}$  é a SNR de pré-deteção

$I_{n-1}(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(x/2)^{n-1+2k}}{k! \Gamma(n+k)}$  é a função modificada de Bessel de 1ª espécie e ordem

$n-1$

E  $z^*$  é a variável  $z_i$  normalizada por  $\frac{2\sigma^2}{n}$

A partir destas distribuições é possível calcular as probabilidades  $P_d$  e  $P_{fa}$  como:

$$P_d = \int_{V_t'}^{\infty} p_p(z^*) \cdot dz \quad (4.34)$$

$$P_{fa} = \int_{V_t'}^{\infty} p_a(z^*) \cdot dz \quad (4.35)$$



Onde,

$$V_{t'} = \frac{n \cdot V_t}{2 \cdot \sigma^2}$$

O cálculo pode ser simplificado através de uma aproximação gaussiana, pois para valores grandes de  $n$  as distribuições tendem a gaussianas. Desta forma resultam, conforme [Hom82], as expressões simplificadas:

$$P_d = Q\left(\frac{\beta - \sqrt{n} \cdot \gamma}{\sqrt{1 + 2\gamma}}\right) \quad (4.36)$$

$$P_{fa} = Q(\beta) \quad (4.37)$$

Onde,

$$\beta = \frac{V_{t'} - n}{\sqrt{n}}$$

Assim, uma sequência de projeto pode ser dada por:

- Admitido uma  $P_{fa}$ , determina-se  $\beta$  de (4.37) e
- com  $n$  dado, a probabilidade  $P_d$  é calculável como função de  $\gamma$  de (4.36).

O controle da aquisição é a parte do receptor que contém os circuitos responsáveis pela lógica da indicação de aquisição obtida. Segue abaixo um modelo possível de controle:

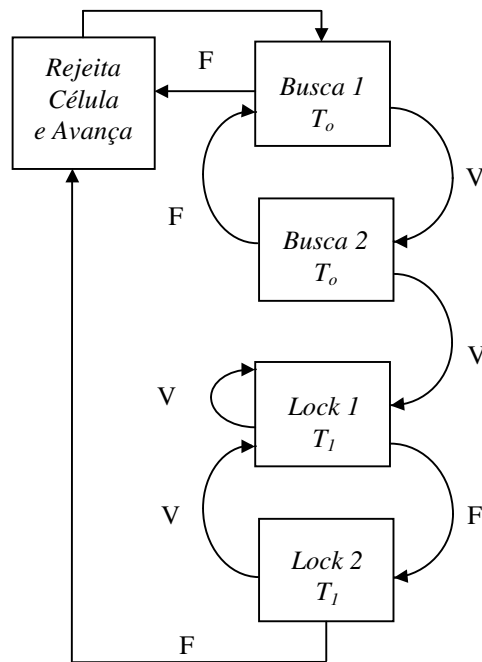
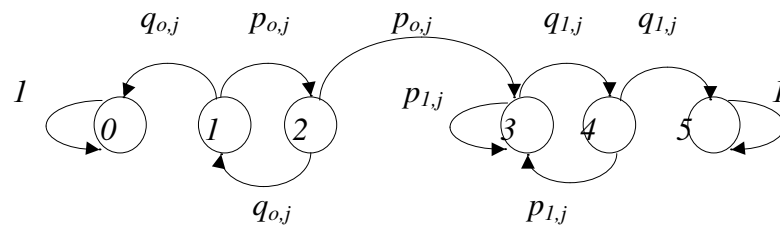


Fig. 4.9 – Exemplo de um Sistema de Controle de Aquisição e 'Tracking'

De uma forma geral é desejável que  $T_o$  seja o menor possível para diminuir o tempo de aquisição, o que é conflitante com o fato da probabilidade de detecção diminuir com  $T_o$ . Inversamente, valores grandes de  $T_o$  levam a tempos de pesquisa muito grandes, porém com uma probabilidade de detecção alta.

Uma caracterização do processo de aquisição e 'Tracking' de um sistema pode ser feita segundo [Hol82], tendo conhecimento das probabilidades de detecção e falso alarme, com o emprego de 'Cadeias de Markov'.

Para a análise pela representação por cadeias de Markov deve-se representar o sistema a partir de seu diagrama de estados de transição. Desta forma para o sistema anterior obtém-se:



Sendo  $j$  usado para representar as situações de sinal presente ( $p$ ) ou sinal ausente ( $a$ ).

Fig. 4.10 – Diagrama de Estados de Transição para um esquema de Controle de Aquisição e ‘Tracking’

Onde,

$p_{k,p} = P_d$  : quando o sinal está presente

$p_{k,a} = P_{fa}$  : quando o sinal está ausente

$q_{k,p} = (1 - P_d)$  : quando o sinal está presente

$q_{k,a} = (1 - P_{fa})$  : quando o sinal está ausente

$k : 0, 1$

$j : p, a$

A partir do diagrama de estados de transição do sistema pode-se obter a matriz de transição de estados, cujos elementos  $m_{i,j}$  representam as probabilidades de transição do estado  $i$  para o estado  $j$ .

A forma canônica da matriz de transição de estados é obtida identificando os estados de absorção (estados nos quais se permanece com probabilidade igual a 1) e reordenando os elementos  $m_{i,j}$ , obtendo-se:

$$M_{trans} = \begin{bmatrix} I & 0 \\ R & Q \end{bmatrix} \begin{matrix} n-t \\ t \end{matrix}$$

Onde,

$n$  : estados do sistema

$n - t$  : estados de absorção

$I$  : matriz identidade

$0$  : matriz de zeros

$R$  : matriz de probabilidades de transição dos estados de transição para os de absorção

$Q$  : matriz de probabilidades de transição dos estados de transição (i.e. desconsiderando os estados de absorção)

Tempo Médio de Verificação ( $\bar{T}_D$ )

Corresponde ao tempo médio para rejeitar uma célula com fase incorreta que é declarada correta (Falso Alarme), a partir do primeiro estado de transição. Segundo [Hol82] o tempo médio de verificação é calculável por:

$$\bar{\tau} = [I - Q]^{-1} \cdot \vec{T} \quad (4.38)$$

Onde,

o elemento  $\tau_1$  corresponde ao tempo médio de verificação por célula a partir do 1º estado de transição.

Probabilidade de Entrar em Lock ( $P_L$ )

Corresponde à probabilidade de partindo do primeiro estado de transição (início de busca) ser absorvido no estado de absorção correspondente à perda de lock. Segundo [Hol82] a probabilidade de entrar em lock é calculável através de:

$$\vec{B} = [I - Q]^{-1} \cdot \vec{R} \quad (4.39)$$

Como a única forma de se ir do 1º estado de transição (início de aquisição) para o 2º estado de absorção (perda de lock) é através do caminho de lock,  $P_L$  é obtida através do elemento  $b_{1,2}$  ( $b_{\text{início de busca, perda de lock}}$ )

### Tempo Médio de Aquisição ( $\bar{T}_{\text{aquis}}$ )

Seja inicialmente o problema de determinar o número de células a serem pesquisadas. Dada a natureza da função de autocorrelação, a pesquisa é efetuada com deslocamentos de  $\delta \cdot T_c$  em  $\delta \cdot T_c$  do código local em relação ao código recebido. Na falta de informação, o número de células a pesquisar é de  $\frac{L}{\delta}$ , onde  $L$  é igual ao comprimento da palavra código. Desta forma, a probabilidade de encontrar o código de sincronismo numa busca qualquer é  $\frac{\delta}{L}$  e o tempo médio para encontrar o código correto pela primeira vez é  $\frac{L \cdot T_D}{2 \cdot \delta}$ . Caso a primeira detecção não seja correta, as próximas buscas consumirão  $\frac{L \cdot T_D}{\delta}$ . Assim, segundo [Hol82], o tempo médio de aquisição será:

$$\bar{T}_{\text{aquis}} = \frac{L \cdot T_D}{2 \cdot \delta} \cdot \frac{(2 - P_L)}{P_L} \quad (4.40)$$

Tempo Médio de Retenção em Lock ( $T_L$ )

Após o sistema estar em sincronismo, o detector continua operando e tomando decisões a cada  $T_i$  segundos (para o modelo apresentado  $T_I$  segundos) sobre a presença, ou não, do código de espalhamento.

O tempo médio de retenção em lock corresponde ao tempo médio de absorção a partir do primeiro estado de transição de lock, na presença de sinal e ruído, e pode ser equacionado, segundo [Hol82], através de :

$$\bar{\tau} = [I - Q]^{-1} \cdot \bar{T} \quad (4.41)$$

Onde,  $\tau_i$  corresponde ao tempo de retenção em lock a partir do primeiro estado de lock  $i$ , com  $i$  tal que  $i \geq I$ .

## **5. Proposta de Aquisição em Dois Estágios**

### **5.1 Introdução**

Foi mostrado em [Mad93], e comentado no capítulo 1, que a capacidade de sistemas de múltiplo acesso CDMA DS/SS 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.

Para mostrar as vantagens e o compromisso entre o tempo de aquisição e a complexidade do esquema de aquisição, o método proposto será comparado com dois esquemas convencionais bastante divulgados: o esquema de aquisição por busca serial e o esquema de aquisição por filtros casados passivos.

## ***5.2 Modelagem do Sistema***

Para o desenvolvimento a seguir será considerado um sistema de múltiplo acesso por divisão de código (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 no capítulo 3 e em [Jes91] e [Pur77], porém com algumas alterações, conforme apresentado em [Mad93] e [Mad95]. No modelo do capítulo 3, foi considerado um perfeito sincronismo de tempo e fase entre a transmissão desejada e o receptor.

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  $\frac{N_o}{2}$ . O sinal  $s_i(t - \tau_i)$  é dado por:

$$s_i(t - \tau_i) = \sqrt{2 \cdot P_i} \cdot d_i(t - \tau_i) \cdot p_i(t - \tau_i) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \varphi_i) \quad (5.1)$$

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 que considera o atraso de propagação e o desvio de sincronismo entre as transmissões

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

Considerando o processo de aquisição como o ponto principal da análise, o modelo apresentado será modificado para evidenciar os parâmetros de interesse. Desta forma, o efeito do ruído térmico será desconsiderado inicialmente, 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:

$$R_o(t) = \sqrt{2 \cdot P_o} \cdot p_o(t - \tau \cdot Tc) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \varphi_o) \quad (5.2)$$

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

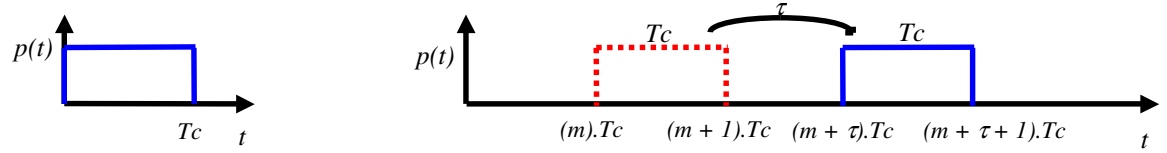
$\varphi_o$  : ângulo de fase do sinal desejado na entrada do receptor

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

$$p_o(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m \cdot p(t - m \cdot Tc) \quad (5.3)$$

Onde,

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



$$p(t) = u(t) - u(t - Tc) \quad p(t - mTc - \tau Tc) = u[t - (m + \tau) \cdot Tc] - u[t - (m + \tau + 1) \cdot Tc]$$

Fig. 5.1 - Pulsos Retangulares  $p(t)$  e  $p(t - mTc - \tau Tc)$

e  $a_m$  é o valor assumido pelo  $m$ -ésimo elemento da sequência de espalhamento da transmissão desejada, podendo assumir valores  $\in \{1, -1\}$

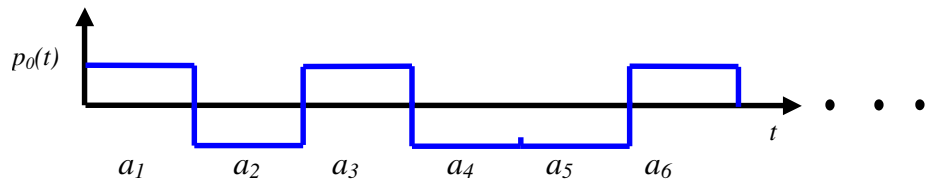


Fig. 5.2 - Sequência de Espalhamento do sinal desejado

Tem-se:

$$R_o(t) = \sqrt{2} \cdot \left[ \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_m \cdot p(t - m \cdot Tc - \tau \cdot Tc) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \varphi_o) \right] \quad (5.4)$$

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. Na figura 5.3, é apresentado um exemplo para  $\tau = 2 \cdot T_c$ .

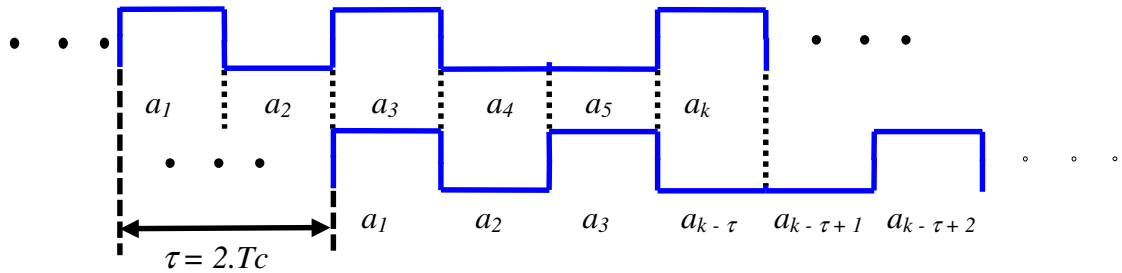


Fig. 5.3 - Exemplo de defasagem, onde  $\tau = 2 \cdot T_c$

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:

$$R_j(t) = \sqrt{2 \cdot P_j} \cdot \left[ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x_n^{(j)} \cdot p(t - n \cdot T_c - \tau_j \cdot T_c) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \varphi_o + \theta_j) \right] \quad (5.5)$$

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

$\tau_j$  : 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  $T_c$ . Adicionalmente, devido ao assincronismo do sistema, pode-se assumir  $\tau_j$  e  $\theta_j$  como variáveis aleatórias independentes, restritas aos intervalos  $0 \leq \tau_j < T_c$  e  $0 \leq \theta_j < 2 \cdot \pi$ , respectivamente, (desde que os atrasos serão módulo  $T_c$  e as defasagens serão módulo  $2 \cdot \pi$ ) e com distribuições uniformes, cujas densidades de probabilidade são dadas por:

$$p_{\tau_j}(\tau_j) = \frac{1}{T_c}, \text{ no intervalo } 0 \leq \tau_j < T_c \quad (5.6)$$

$$p_{\theta_j}(\theta_j) = \frac{1}{2\pi}, \text{ no intervalo } 0 \leq \theta_j < 2 \cdot \pi \quad (5.7)$$

Assim, a interferência total devido à interferência de múltiplo acesso será dada por:

$$N(t) = \sum_{j=1}^J R_j(t) \quad (5.8)$$

E o sinal total será:

$$R(t) = R_o(t) + N(t) \quad (5.9)$$

Embora na prática, o receptor não tenha conhecimento do ângulo de fase da portadora  $\varphi_o$  da transmissão desejada antes da aquisição, tornando-se necessário uma abordagem não coerente, 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, como ilustra-se a seguir:

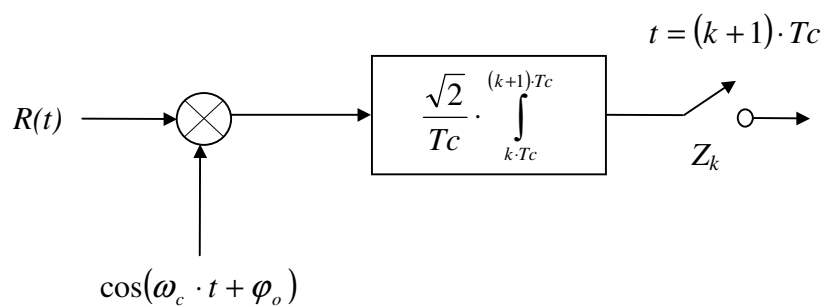


Fig. 5.4 - Processo Coerente

Nos cálculos a seguir, será considerado que  $\omega_c \gg \frac{1}{T_c}$ , onde  $\omega_c = \frac{2 \cdot \pi}{T_c}$ , o que significa que a resposta de uma implementação real do receptor de correlação é tal que pode-se ignorar as componentes de frequência dupla [Pur77], [Lon81].

Nestas condições a saída do correlator  $Z_k$  pode ser calculada como:

$$\begin{aligned}
 Z_k &= \frac{\sqrt{2}}{T_c} \cdot \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} R(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \varphi_o) dt \\
 &= \frac{\sqrt{2}}{T_c} \cdot \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} [R_o(t) + N(t)] \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \varphi_o) dt \\
 &= \frac{\sqrt{2}}{T_c} \cdot \left[ \int_{k \cdot T_c}^{(k+1) \cdot T_c} R_o(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \varphi_o) dt + \int_{k \cdot T_c}^{(k+1) \cdot T_c} N(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \varphi_o) dt \right]
 \end{aligned} \tag{5.10}$$

Obtendo-se :

$$Z_k = S_k + N_k \tag{5.11}$$

Onde,

$S_k$  : contribuição do sinal desejado na saída do correlator

$N_k$  : contribuição da interferência de múltiplo acesso na saída do correlator



A contribuição do sinal desejado  $S_k$  na saída do correlator, pode ser determinada, como:

$$S_k = \frac{\sqrt{2}}{T_c} \cdot \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} \sqrt{2} \cdot \left[ \sum_{m=-\infty}^{+\infty} [a_m \cdot p(t - m \cdot T_c - \tau \cdot T_c)] \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \varphi_o) \right] \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \varphi_o) dt \quad (5.12)$$

$$= \frac{\sqrt{2}}{T_c} \cdot \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} \sqrt{2} \cdot \left\{ \sum_{m=-\infty}^{+\infty} [a_m \cdot p(t - m \cdot T_c - \tau \cdot T_c)] \cdot \left[ \frac{1 + \cos(2 \cdot \omega_c \cdot t + 2 \cdot \varphi_o)}{2} \right] \right\} dt$$

Onde, devido ao sincronismo de chip admitido no sistema, a sequência assume valor constante no período de integração, conforme ilustrado na figura 5.5.

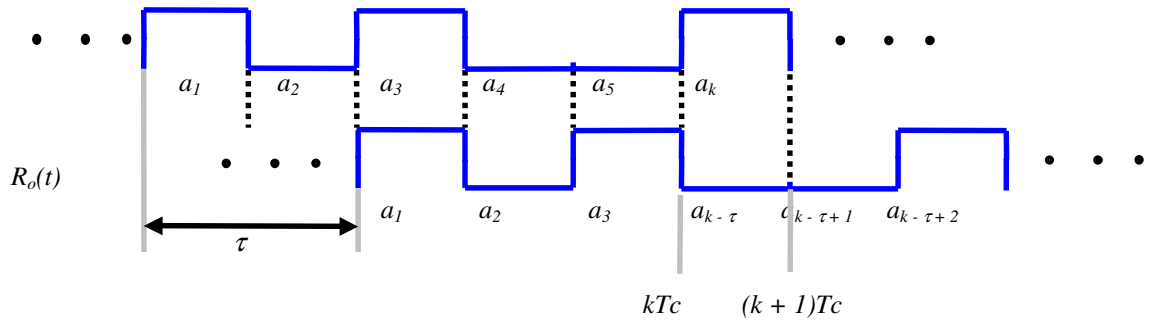


Fig. 5.5 – Sincronismo de Chip

Assim,  $S_k$  é obtido por:

$$S_k = \frac{1}{Tc} \cdot a_{k-\tau} \cdot \int_{kTc}^{(k+1)Tc} [1 + \cos(2 \cdot \omega_c \cdot t + 2 \cdot \varphi_o)] dt$$

Portanto, a contribuição do sinal desejado na saída do correlator, é dada por:

$$S_k = a_{k-\tau} \quad (5.13)$$

Para a contribuição da interferência de múltiplo acesso  $N_k$  na saída do correlator, tem-se:

$$N_k = \frac{\sqrt{2}}{Tc} \cdot \int_{kTc}^{(k+1)Tc} \left[ \sum_{j=1}^J \sqrt{2P_j} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} [x_n^{(j)} \cdot p(t - n \cdot Tc - \tau_j \cdot Tc)] \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \varphi_o + \theta_j) \right] \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \varphi_o) dt \quad (5.14)$$

$$= \frac{1}{Tc} \cdot \sum_{j=1}^J \sqrt{P_j} \cdot \int_{kTc}^{(k+1)Tc} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [x_n^{(j)} \cdot p(t - n \cdot Tc - \tau_j \cdot Tc)] \cdot [\cos(2 \cdot \omega_c \cdot t + 2 \cdot \varphi_o + \theta_j)] dt +$$

$$+ \frac{1}{Tc} \cdot \sum_{j=1}^J \sqrt{P_j} \cdot \int_{kTc}^{(k+1)Tc} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [x_n^{(j)} \cdot p(t - n \cdot Tc - \tau_j \cdot Tc)] \cdot \cos(\theta_j) dt$$

Considerando-se  $0 \leq \tau_j \leq 1$  e dividindo o intervalo de integração em duas partes, como ilustrado na figura 5.6.

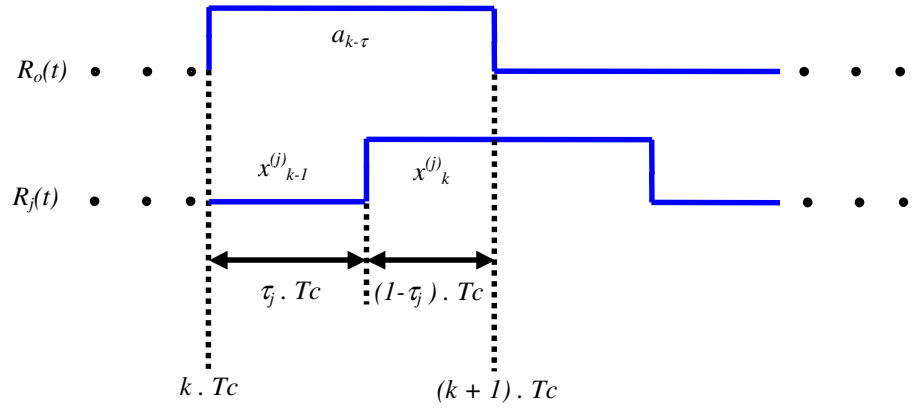


Fig. 5.6 – Intervalo de Integração

Tem-se:

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{Tc} \cdot \sum_{j=1}^J \sqrt{P_j} \cdot \int_{kTc}^{(k+\tau_j)Tc} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [x_n^{(j)} \cdot p(t - n \cdot Tc - \tau_j \cdot Tc)] \cdot [\cos(2 \cdot \omega_c \cdot t + 2 \cdot \varphi_o + \theta_j)] dt + \\
 &+ \frac{1}{Tc} \cdot \sum_{j=1}^J \sqrt{P_j} \cdot \int_{kTc}^{(k+\tau_j)Tc} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [x_n^{(j)} \cdot p(t - n \cdot Tc - \tau_j \cdot Tc)] \cdot [\cos(\theta_j)] dt + \\
 &+ \frac{1}{Tc} \cdot \sum_{j=1}^J \sqrt{P_j} \cdot \int_{(k+\tau_j)Tc}^{(k+1)Tc} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [x_n^{(j)} \cdot p(t - n \cdot Tc - \tau_j \cdot Tc)] \cdot [\cos(2 \cdot \omega_c \cdot t + 2 \cdot \varphi_o + \theta_j)] dt + \\
 &+ \frac{1}{Tc} \cdot \sum_{j=1}^J \sqrt{P_j} \cdot \int_{(k+\tau_j)Tc}^{(k+1)Tc} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [x_n^{(j)} \cdot p(t - n \cdot Tc - \tau_j \cdot Tc)] \cdot [\cos(\theta_j)] dt
 \end{aligned}$$

Analisando os limites de integração na figura 5.6, obtém-se:

$$\begin{aligned}
N_k = & \frac{1}{Tc} \cdot \sum_{j=1}^J \sqrt{P_j} \cdot \left\{ x_{k-1}^{(j)} \cdot \int_{kTc}^{(k+\tau_j)Tc} \cos(2 \cdot \omega_c \cdot t + 2 \cdot \varphi_o + \theta_j) dt + x_{k-1}^{(j)} \cdot \int_{kTc}^{(k+\tau_j)Tc} \cos(\theta_j) dt + \right. \\
& \left. + x_k^{(j)} \cdot \int_{(k+\tau_j)Tc}^{(k+1)Tc} \cos(2 \cdot \omega_c \cdot t + 2 \cdot \varphi_o + \theta_j) dt + x_k^{(j)} \cdot \int_{(k+\tau_j)Tc}^{(k+1)Tc} \cos(\theta_j) dt \right\}
\end{aligned}$$

Como mencionado anteriormente, admite-se que os termos de frequência dupla podem ser ignorados [Pur77]. Assim, tem-se:

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

Portanto, a contribuição da interferência de múltiplo acesso na saída do correlator, é obtida por:

$$N_k = \sum_{j=1}^J \sqrt{P_j} \cdot \cos(\theta_j) \cdot [\tau_j \cdot x_{k-1}^{(j)} + (1 - \tau_j) \cdot x_k^{(j)}] \quad (5.15)$$

De acordo com os resultados obtidos em 5.13 e 5.15, a saída total do correlator  $Z_k$  é dada por:

$$Z_k = \underbrace{a_{k-\tau}}_{\text{sinale desejado}} + \underbrace{\sum_{j=1}^J \sqrt{P_j} \cdot \cos(\theta_j) \cdot [\tau_j \cdot x_{k-1}^{(j)} + (1 - \tau_j) \cdot x_k^{(j)}]}_{\text{Interferência Multi-usuário}} \quad (5.16)$$

Obtendo-se, finalmente:

$$Z_k = a_{k-\tau} + N_k \quad (5.17)$$

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  $[I, T]$ , 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 :

$$h_i = a_{(R-i)} \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (5.18)$$

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 5.17, 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  $Z_k$ .

A saída do filtro casado  $W_n$  é dada por:

$$W_n = \sum_{i=0}^{N-1} h_i \cdot Z_{n-i} \quad (5.19)$$

Sendo monitorada em intervalos de comprimento unitário.

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’

a ausência de um acerto no tempo  $t$  é chamada 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:

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

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 seqüência 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:

$$V = \sum_{i=1}^C a_{R+i} \cdot Z_{t+i} \quad (5.20)$$

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 seqüência 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 seqüências 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 seqüência 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.

### 5.3 Modelagem por um Processo de Renovação

#### 5.3.1 Introdução

Conforme mencionado no item 5.2, o processo de aquisição proposto, representado na figura 5.7, pode ser aproximado por um processo de renovação se as dependências na saída do filtro casado forem consideradas desprezíveis.

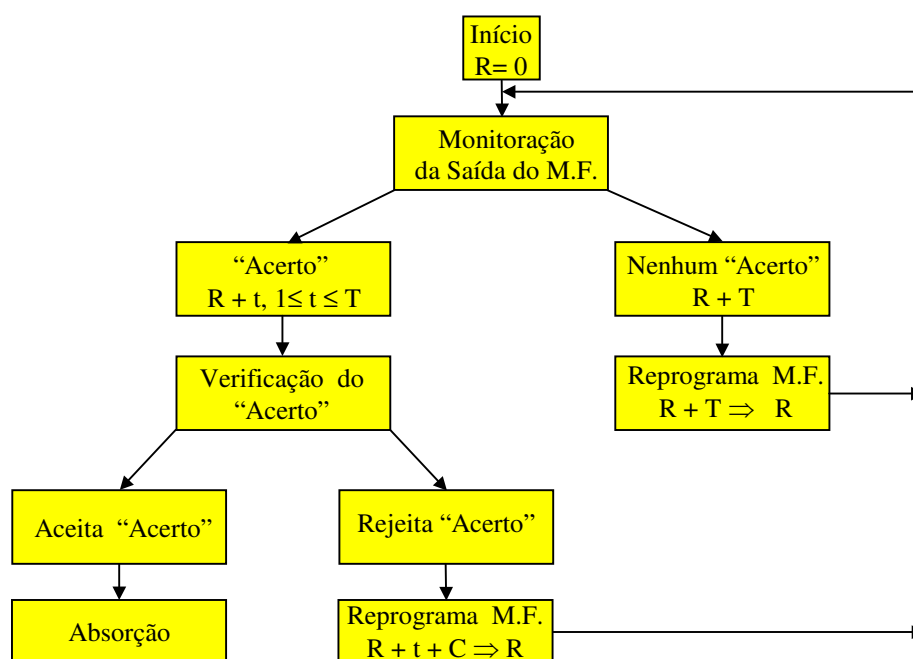


Fig. 5.7 - Diagrama de Blocos de um Esquema de Aquisição de Dois Estágios

A modelagem do esquema de aquisição proposto através de um processo de renovação permite obter medidas de desempenho que serão usadas como parâmetros de comparação com outros esquemas de aquisição convencionais. Desta forma, são aplicadas as mesmas aproximações para os esquemas de aquisição de busca serial e por filtros casados passivos para permitir a comparação.

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  $P_{ACQ}(x)$  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.

### 5.3.2 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 5.8. 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  $ACQ$  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 ( $z^c$ ).

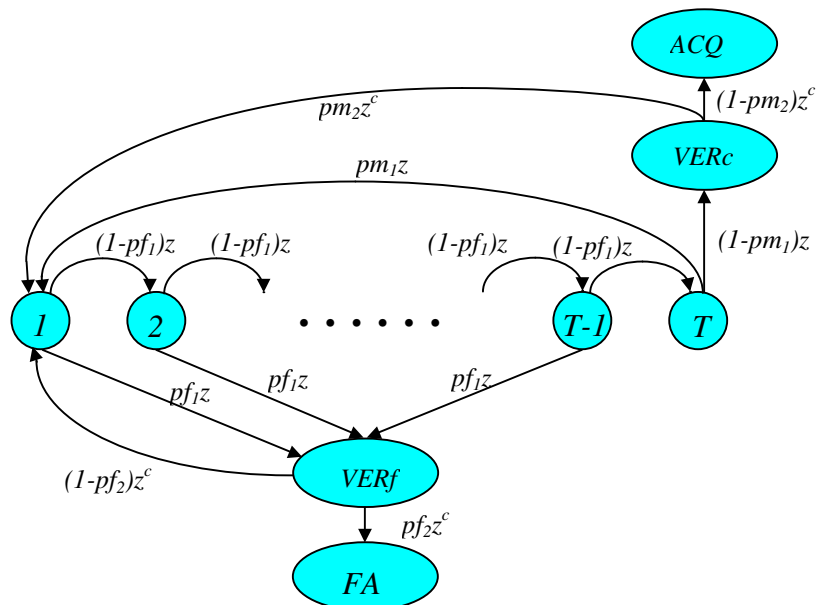


Fig. 5.8 - Representação Gráfica de Fluxo de Sinal

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 ( $ACQ$ ).

### 5.3.3 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:

$$W_n = Y_n \quad (5.21)$$

para  $n \neq R + \tau$

$$W_{R+\tau} = Y_{R+\tau} + N \quad (5.22)$$

para  $n = R + \tau$

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 5.8, 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:

$$pf_1 = P[Y_1 > \alpha \cdot N] = P[Y_i > \alpha \cdot N], \quad 1 \leq i \leq T - 1 \quad (5.23)$$

- **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 um perda no estado  $i \rightarrow \tau = T$  é dada por:

$$pm_1 = P[N + Y_i \leq \alpha \cdot N] = P[Y_i \leq -(1 - \alpha) \cdot N] \quad (5.24)$$

- **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:

$$pf_2 = P[U_f > \beta \cdot C] \quad (5.25)$$

- **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  $VER_c$  é:

$$pm_2 = P[C + U_c \leq \beta \cdot C] = P[U_c \leq -(1 - \beta) \cdot C] \quad (5.26)$$



### 5.3.4 Aproximação Gaussiana Padrão para as Probabilidades de Transição

As probabilidades de transição desenvolvidas para o processo de renovação apresentado em 5.3.2, 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:

$$Q(\sqrt{SNR}) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot \int_{\sqrt{SNR}}^{\infty} e^{\frac{-u^2}{2}} \cdot du \quad (5.27)$$

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’ descrito no anexo A.

#### ***5.3.4.1 Determinação da Probabilidade de Perda no Filtro Casado através da Aproximação Gaussiana Padrão***

Para o cálculo da probabilidade de perda no filtro casado ( $pm_1$ ), é considerado que 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, a interferência total na entrada do filtro casado, quando a fase correta foi atingida, é dada por:

$$N'_k = N_k \quad (5.28)$$

Onde,

$N'_k$  é a interferência total na entrada do filtro casado

$N_k$  é a contribuição na entrada do filtro casado, devido a interferência de múltiplo acesso

Considerando a probabilidade de perda no filtro casado dada pela equação (5.24),

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

E assumindo o sinal na saída do filtro casado como uma variável aleatória gaussiana, a probabilidade de perda pode ser obtida por:

$$pm_1 \approx Q\left(\frac{d}{\sigma_{m1}}\right) = Q\left(\frac{(1-\alpha) \cdot N}{\sigma_{m1}}\right) \quad (5.29)$$

Onde,

$\sigma_{m1}^2$  é a variância da interferência total devido somente às contribuições da interferência de múltiplo acesso, visto que, para este caso, o sinal recebido se encontra em perfeito alinhamento com o sinal do receptor.

Desta forma, para a situação de perda, a variância da interferência total é dada por:

$$\sigma_{m1}^2 = \sigma_{MAI}^2 \quad (5.30)$$

E a probabilidade de perda é obtida por:

$$p_{m1} \approx Q\left(\sqrt{SNR_{m1}}\right) \quad (5.31)$$

Onde,

$$SNR_{m1} = \frac{(1-\alpha)^2 \cdot N^2}{\sigma_{MAI}^2} \quad (5.32)$$

Na figura 5.9, é representada a função densidade de probabilidade e a função de distribuição acumulada usando a aproximação gaussiana padrão para a situação de perda. Neste caso, o alinhamento da fase da transmissão desejada com o receptor, gera um pico normalizado de valor  $N$ .

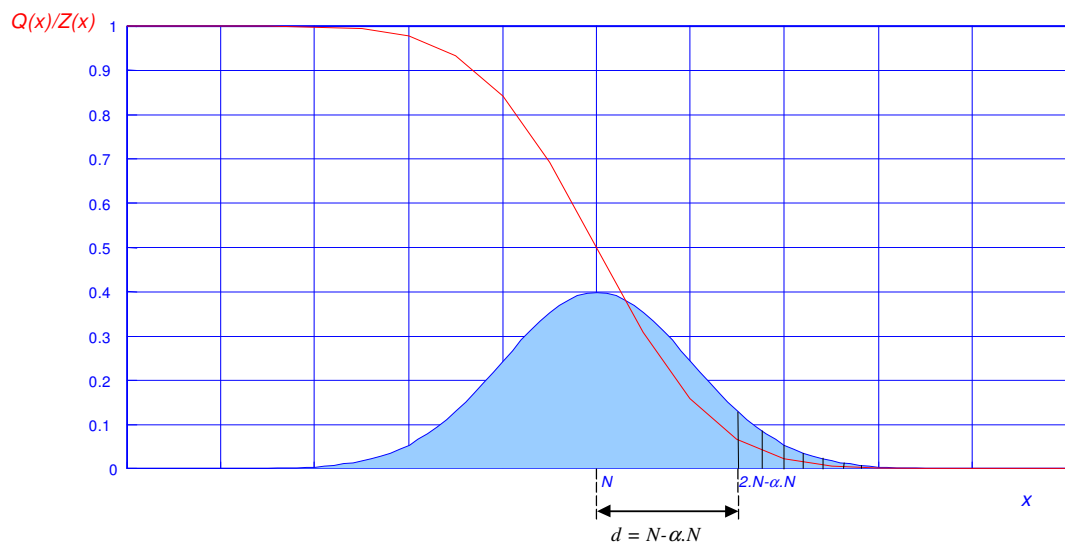


fig. 5.9 – Curvas da função de densidade de probabilidade  $Z(x)$  e da função de distribuição acumulada  $Q(x)$  para a aproximação gaussiana padrão (perda)

A seguir, será calculada a variância média da interferência de múltiplo acesso, para obter a expressão final da probabilidade de perda no filtro casado.

Considerando o resultado obtido em (5.17) para o sinal na entrada do filtro casado,

$$Z_k = a_{k-\tau} + N_k$$

Onde,

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

Tem-se, para a situação de perda, na saída do filtro:

$$W_{k=R+\tau} = N + Y_k \tag{5.33}$$

Onde,

$$Y_k = \sum_{i=0}^{N-1} h_i \cdot N_{k-i} \text{ é a saída do filtro devido à interferência de múltiplo acesso}$$

Devido a natureza determinística de  $N$ , a variância na saída do filtro casado é dada pela variância da interferência de múltiplo acesso na saída do filtro:

$$\Psi_{MAI} = VAR[Y_k \mid \underline{\tau}, \underline{\theta}, \underline{h}, \underline{x}] \tag{5.34}$$

Onde,

$\underline{\tau} = (\tau_1, \tau_2, \tau_3, \dots, \tau_J)$  é o vetor de atrasos de tempo

$\underline{\theta} = (\theta_1, \theta_2, \theta_3, \dots, \theta_J)$  é o vetor de desvios de fase

$\underline{h} = (h_0, h_1, h_2, \dots, h_{N-1})$  é o vetor dos coeficientes do filtro casado

$\underline{x} = (x_k^{(1)}, x_{k-1}^{(1)}, \dots, x_{k-N}^{(1)}, \dots, x_k^{(J)}, x_{k-1}^{(J)}, \dots, x_{k-N}^{(J)})$  é o vetor de chips de código

Assim, desenvolvendo (5.34), tem-se:

$$\begin{aligned} \text{VAR} \left[ \sum_i (h_i \cdot N_{k-i}) \mid \underline{\tau}, \underline{\theta}, h_i, \underline{x} \right] &= \\ &= E \left[ \left( \sum_i h_i \cdot N_{k-i} \right)^2 \mid \underline{\tau}, \underline{\theta}, h_i, \underline{x} \right] - E \left[ \sum_i (h_i \cdot N_{k-i}) \mid \underline{\tau}, \underline{\theta}, h_i, \underline{x} \right]^2 \end{aligned} \quad (5.35)$$

Visto que as variáveis aleatórias apresentam média zero e são independentes, pode-se concluir que a interferência MAI apresenta média zero e os termos da somatória são independentes. Usando o fato que a variância da soma de variáveis aleatórias de média zero é a soma de seus segundo momentos, tem-se:

$$\begin{aligned} \text{VAR} \left[ \sum_i (h_i \cdot N_{k-i}) \mid \underline{\tau}, \underline{\theta}, h_i, \underline{x} \right] &= \\ &= E \left[ \left( \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=1}^J \sqrt{P_j} \cdot h_i \cdot \cos \theta_j \cdot [(1 - \tau_j) \cdot x_{k-i}^{(j)} + \tau_j \cdot x_{k-i-1}^{(j)}] \right)^2 \mid \tau_j, \theta_j, h_i, \underline{x}_i \right] \end{aligned} \quad (5.36)$$

Onde,

$$\begin{aligned}
 \underline{x}_i &= (x_{k-i}^{(1)}, x_{k-i-1}^{(1)}, \dots, x_{k-i}^{(J)}, x_{k-i-1}^{(J)}) \text{ é o vetor de chips de código dado } i \\
 &= E \left[ \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=1}^J \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=1}^J \left( \sqrt{P_j} \cdot h_i \cdot \cos \theta_j \cdot [(1 - \tau_j) \cdot x_{k-i}^{(j)} + \tau_j \cdot x_{k-i-1}^{(j)}] \mid \tau_j, \theta_j, h_i, \underline{x}_i \right) \cdot \right. \\
 &\quad \left. \cdot \left( \sqrt{P_n} \cdot h_m \cdot \cos \theta_n \cdot [(1 - \tau_n) \cdot x_{k-m}^{(n)} + \tau_n \cdot x_{k-m-1}^{(n)}] \mid \tau_n, \theta_n, h_m, \underline{x}_m \right) \right] \\
 &= \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=1}^J \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=1}^J E \left[ \left( \sqrt{P_j} \cdot h_i \cdot \cos \theta_j \cdot [(1 - \tau_j) \cdot x_{k-i}^{(j)} + \tau_j \cdot x_{k-i-1}^{(j)}] \mid \tau_j, \theta_j, h_i, \underline{x}_i \right) \cdot \right. \\
 &\quad \left. \cdot \left( \sqrt{P_n} \cdot h_m \cdot \cos \theta_n \cdot [(1 - \tau_n) \cdot x_{k-m}^{(n)} + \tau_n \cdot x_{k-m-1}^{(n)}] \mid \tau_n, \theta_n, h_m, \underline{x}_m \right) \right] \tag{5.37}
 \end{aligned}$$

Segundo [Mor89], a interferência produzida pelas transmissões interferentes são condicionalmente não correlacionadas de maneira que, modelando a interferência de múltiplo acesso como uma variável aleatória gaussiana conjunta, pode-se considerar a interferência de múltiplo acesso como incondicionalmente independente. Assim, tem-se:

$$\Psi_{MAI} = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=1}^J E \left[ \left( \sqrt{P_j} \cdot h_i \cdot \cos \theta_j \cdot [(1 - \tau_j) \cdot x_{k-i}^{(j)} + \tau_j \cdot x_{k-i-1}^{(j)}] \right)^2 \mid \tau_j, \theta_j, h_i, \underline{x}_i \right] \tag{5.38}$$

$$\begin{aligned}
&= \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=1}^J P_j \cdot E[\cos^2(\theta_j) \mid \theta_j] \cdot E[h_i \cdot [(1-\tau_j) \cdot x_{k-i}^{(j)} + \tau_j \cdot x_{k-i-1}^{(j)}]^2 \mid \tau_j, h_i, \underline{x}_i] \\
&= \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=1}^J P_j \cdot h_i^2 \cdot \cos^2(\theta_j) \cdot E[(1-\tau_j) \cdot x_{k-i}^{(j)} + \tau_j \cdot x_{k-i-1}^{(j)}]^2 \mid \tau_j, \underline{x}_i]
\end{aligned}$$

Considerando as potências relativas das transmissões interferentes  $P_j$  iguais e normalizadas como 1, e observando que os coeficientes do filtro casado ao quadrado  $\{h_i\}^2$  são iguais a 1, tem-se:

$$\begin{aligned}
&= \sum_{j=1}^J \sum_{i=0}^{N-1} [\cos^2(\theta_j)] \cdot E[(1-\tau_j) \cdot x_{k-i}^{(j)}]^2 + (\tau_j \cdot x_{k-i-1}^{(j)})^2 + \\
&+ 2 \cdot (1-\tau_j) \cdot \tau_j \cdot x_{k-i}^{(j)} \cdot x_{k-i-1}^{(j)} \mid \tau_j, \underline{x}_i] \quad (5.39)
\end{aligned}$$

Considerando, agora, que  $x_{k-i}^{(j)}$  e  $x_{k-i-1}^{(j)}$  possam apenas assumir os valores  $\in \{1, -1\}$ , os termos ao quadrado são absorvidos pela expressão, de modo que:

$$= \sum_{j=1}^J \sum_{i=0}^{N-1} [\cos^2(\theta_j)] \cdot E[(1-\tau_j)^2 + (\tau_j)^2 + 2 \cdot (1-\tau_j) \cdot \tau_j \cdot x_{k-i}^{(j)} \cdot x_{k-i-1}^{(j)} \mid \tau_j, \underline{x}_i] \quad (5.40)$$



Transformando a esperança da soma, na soma das esperanças, tem-se:

$$\begin{aligned}
 &= \sum_{j=1}^J \sum_{i=0}^{N-1} [\cos^2(\theta_j)] \cdot \{E[(1-\tau_j)^2 | \tau_j] + E[(\tau_j)^2 | \tau_j] + \\
 &+ 2 \cdot E[(1-\tau_j) \cdot \tau_j \cdot x_{k-i}^{(j)} \cdot x_{k-i-1}^{(j)} | \tau_j, \underline{x}_i]\} \\
 &= \sum_{j=1}^J \sum_{i=0}^{N-1} [\cos^2(\theta_j)] \cdot [(1-\tau_j)^2 + (\tau_j)^2 + 2 \cdot (1-\tau_j) \cdot \tau_j \cdot E[x_{k-i}^{(j)} \cdot x_{k-i-1}^{(j)} | \underline{x}_i]] \quad (5.41)
 \end{aligned}$$

Considerando  $x_{k-i}^{(j)}$  e  $x_{k-i-1}^{(j)} \in \{1, -1\}$ , como variáveis aleatórias discretas e equiprováveis,

apresentando probabilidades  $p_x(x) = \frac{1}{2}$ , tem-se:

$$E[x_{k-i}^{(j)} \cdot x_{k-i-1}^{(j)} | \underline{x}_i] = \frac{1}{4} \cdot \sum_{i=1}^4 (x_{k-i}^{(j)} \cdot x_{k-i-1}^{(j)}) = 0 \quad (5.42)$$

Assim, a expressão final da variância da interferência de múltiplo acesso, condicionada aos atrasos  $\tau_j$  e as fases  $\theta_j$ , é dada por:

$$\begin{aligned}
 \Psi_{MAI} &= \sum_{j=1}^J \sum_{i=0}^{N-1} [\cos^2(\theta_j)] \cdot [(1-\tau_j)^2 + (\tau_j)^2] = \\
 &= N \cdot \sum_{j=1}^J [\cos^2(\theta_j)] \cdot [1 - 2 \cdot \tau_j + 2 \cdot \tau_j^2] \quad (5.43)
 \end{aligned}$$

Definindo as variáveis  $U_j$ ,  $V_j$  e  $Z_j$  como:

$$U_j = \cos^2(\theta_j) \quad (5.44)$$

$$V_j = 1 - 2 \cdot \tau_j + 2 \cdot \tau_j^2 \quad (5.45)$$

e

$$Z_j = U_j \cdot V_j \quad (5.46)$$

Obtém-se:

$$\Psi_{MAI} = N \cdot \sum_{j=1}^J Z_j \quad (5.47)$$

Como os termos  $Z_j$  apresentam a mesma distribuição de probabilidade, é possível suprimir os índices e renomear as variáveis, por facilidade de notação. Assim, pode-se obter a seguinte expressão para  $\Psi_{MAI}$  :

$$\Psi_{MAI} = N \cdot \sum_{j=1}^J Z \quad (5.48)$$

Onde,

$$Z = U \cdot V \quad (5.49)$$

e

$$U = \cos^2(\theta) \quad (5.50)$$

$$V = 1 - 2 \cdot S + 2 \cdot S^2 \quad (5.51)$$

Considerando  $\theta$  e  $S$ , como variáveis aleatórias independentes e com densidades de probabilidades dadas por:

$$p_{\theta}(\theta) = \frac{1}{2 \cdot \pi}, \text{ para } 0 \leq \theta < 2 \cdot \pi \quad (5.52)$$

$$p_{\tau}(\tau) = 1 \text{ (normalizada)}, \text{ para } 0 \leq \tau < 1 \quad (5.53)$$

Pode-se obter o valor médio para a variância da interferência de múltiplo acesso,  $\bar{\sigma}_{MAI}^2$  através do descondicionamento da expressão da variância da interferência de múltiplo acesso  $\Psi_{MAI}$  em relação a  $S$  e  $\theta$ .

Assim, descondicionando primeiramente em relação à  $S$ , obtém-se:

$$\bar{\sigma}_{MAI}^2 = N \cdot \sum_{j=1}^J [\cos^2(\theta)] \cdot \int_0^1 [2 \cdot S^2 - 2 \cdot S + 1] dS \quad (5.54)$$

$$= N \cdot \frac{2}{3} \cdot \sum_{j=1}^J [\cos^2(\theta)]$$

Descondicionando em relação a  $\theta$ , tem-se:

$$\bar{\sigma}_{MAI}^2 = N \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{2} \cdot \sum_{j=1}^J \int_0^{2\pi} [1 + \cos(2 \cdot \theta)] \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot d\theta \quad (5.55)$$

$$\bar{\sigma}_{MAI}^2 = \frac{J \cdot N}{3} \quad (5.56)$$

Desta forma, a variância total média na saída do filtro, na situação de perda, é dada por:

$$\bar{\sigma}_{m1}^2 = \bar{\sigma}_{MAI}^2 \quad (5.57)$$

Assim, substituindo (5.56) em (5.57), obtém-se:

$$\bar{\sigma}_{m1}^2 = \frac{J \cdot N}{3} \quad (5.58)$$

### 5.3.4.2 *Determinação da Probabilidade de Falso Alarme no Filtro Casado através da Aproximação Gaussiana Padrão*

Na determinação da probabilidade de falso alarme no filtro casado ( $pf_I$ ), é considerado 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. A soma das transmissões interferentes na entrada do filtro é independente dos coeficientes do filtro casado  $\{h_i\}$  e a transmissão desejada fora de alinhamento é considerada como mais uma transmissão interferente independente, porém apresentando sincronismo de chip.

Desta forma, a interferência total na entrada do filtro casado, quando ainda não foi atingida a fase correta, é dada por:

$$N'_k = N_k + a_{k-\tau}, \quad \text{para } k \neq r + \tau \quad (5.59)$$

Onde,

$N'_k$  : interferência total na entrada do filtro casado

$N_k$  : contribuição na entrada do filtro casado, devido a interferência de múltiplo acesso

$a_{k-\tau}$  : interferência, devido a transmissão desejada fora da fase correta, na entrada do filtro casado

A probabilidade de falso alarme na saída do filtro casado é dada pela equação (5.23):

$$pf_1 = P[Y_i > \alpha \cdot N], \quad 1 \leq i \leq T-1$$

E considerando o sinal na saída do filtro casado como uma variável aleatória gaussiana, pode-se obter:

$$pf_1 \approx Q\left(\frac{d}{\sigma_{f1}}\right) = Q\left(\frac{\alpha \cdot N}{\sigma_{f1}}\right) \quad (5.60)$$

Onde,

$\sigma_{f1}^2$  é a variância da interferência total no filtro casado, devido às contribuições do sinal desejado fora de fase e da interferência de múltiplo acesso.

Desta forma, para a situação de falso alarme, a variância da interferência total é dada por:

$$\sigma_{f1}^2 = \sigma_{MAI}^2 + \sigma_{sinal}^2 \quad (5.61)$$

E a probabilidade de falso alarme pode ser representada por:

$$p_{f1} \approx Q\left(\sqrt{SNR_{f1}}\right) \quad (5.62)$$

Onde,

$$SNR_{f1} = \frac{(\alpha \cdot N)^2}{\sigma_{MAI}^2 + \sigma_{sinal}^2} \quad (5.63)$$

Na figura 5.10, é representada a função densidade de probabilidade e a função de distribuição acumulada usando a aproximação gaussiana padrão para a situação de falso alarme.

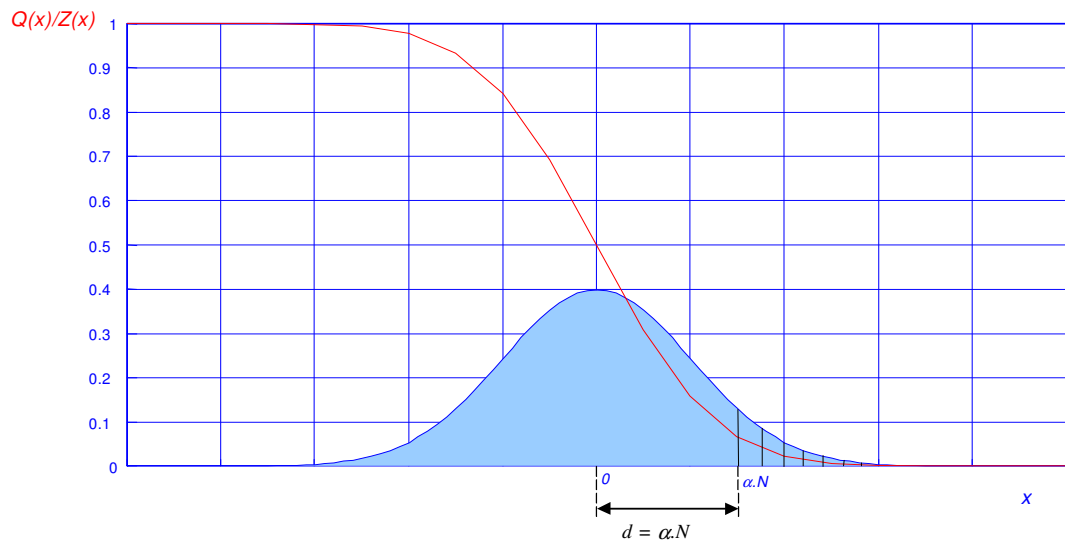


fig. 5.10 – Curvas da função de densidade de probabilidade  $Z(x)$  e da função de distribuição acumulada

$Q(x)$  para a aproximação gaussiana padrão (falso alarme)

O cálculo da variância média da interferência de múltiplo acesso, para obter a expressão final da probabilidade de falso alarme no filtro casado, pode ser elaborado fazendo considerações semelhantes às empregadas para a situação de perda.

Assim, para a situação de falso alarme, tem-se na saída do filtro casado:

$$W_{k \neq R+\tau} = Y_k \quad (5.64)$$

Onde,

$$Y_k = \sum_{i=0}^{N-1} h_i \cdot N'_{k-i} \text{ é a saída do filtro casado devido a interferência total, resultante}$$

da sobreposição dos efeitos da interferência de múltiplo acesso e do sinal desejado fora da fase correta

Desta forma, a variância média da interferência de múltiplo acesso é a mesma calculada para a situação de perda pela expressão (5.56), dada por:

$$\bar{\sigma}_{MAI}^2 = \frac{J \cdot N}{3}$$



Sendo necessário apenas calcular a contribuição da transmissão desejada fora de alinhamento. Portanto, a componente da variância total devido ao sinal fora de alinhamento é dado por:

$$\Psi_{\text{sinal}} = \text{VAR} \left[ \sum_{i=0}^{N-1} h_i \cdot a_{k-\tau-i} \mid h_i, a_i \right] \quad (5.65)$$

Considerando o valor médio das variáveis  $h_i$  e  $a_{k-\tau-i}$  como zero e que a covariância entre instantes subsequentes é nula, tem-se:

$$\Psi_{\text{sinal}} = E \left[ \left( \sum_{i=0}^{N-1} h_i \cdot a_{k-\tau-i} \right)^2 \mid h_i, a_i \right] \quad (5.66)$$

Usando as mesmas considerações de independência empregadas para a situação de perda, pode-se considerar a variância da soma como a soma das variâncias, de modo que:

$$\Psi_{\text{sinal}} = \sum_{i=0}^{N-1} E \left[ (h_i \cdot a_{k-\tau-i})^2 \mid h_i, a_i \right] \quad (5.67)$$

Como as variáveis aleatórias  $h_i$  e  $a_{k-\tau-i}$  são independentes e dadas por:

$$p_h(h) = \frac{1}{2}, \text{ para } h \in \{1, -1\} \quad (5.68)$$

$$p_a(a) = \frac{1}{2}, \text{ para } a \in \{1, -1\} \quad (5.69)$$

Pode-se obter o valor médio para a variância da interferência de múltiplo acesso,  $\bar{\sigma}_{\text{sin}}^2$  através do descondicionamento da expressão da variância da interferência de múltiplo acesso  $\Psi_{\text{sin}}$  em relação à  $h_i$  e  $a_{k-\tau-i}$ . Portanto, a variância média devido ao efeito do sinal desejado fora de alinhamento na saída do filtro casado, é dada por:

$$\bar{\sigma}_{\text{sin}}^2 = E \left[ \sum_{i=0}^{N-1} 1 \right] = N \quad (5.70)$$

A variância total na saída do filtro na situação de falso alarme é composta pela sobreposição dos efeitos da MAI e do sinal fora de fase,

$$\bar{\sigma}_{f1}^2 = \bar{\sigma}_{MAI}^2 + \bar{\sigma}_{\text{sin}}^2 = \frac{N \cdot J}{3} + N \quad (5.71)$$

Observa-se, pelas expressões (5.56) e (5.70), que o alinhamento de chip triplica o valor da variância da interferência correspondente.

Substituindo-se os resultados obtidos nas expressões de  $pf_1$  e  $pm_1$ , obtém-se as seguintes probabilidades de transição:

- Probabilidade de perda no Filtro Casado, a partir de (5.29) e (5.58)

$$pm_1 \approx Q \left( (1 - \alpha) \cdot \sqrt{\frac{3N}{J}} \right) \quad (5.72)$$

- Probabilidade de ‘Falso Alarme’ no Filtro Casado, a partir de (5.60) e (5.71)

$$pf_1 \approx Q \left( \alpha \cdot \sqrt{\frac{3N}{J + 3}} \right) \quad (5.73)$$

Por procedimentos análogos, pode-se facilmente obter as expressões de  $pf_2$  e  $pm_2$ , dadas por:

- Probabilidade de perda na Verificação

$$pm_2 \approx Q \left( (1 - \beta) \cdot \sqrt{\frac{3C}{J}} \right) \quad (5.74)$$

- Probabilidade de ‘Falso Alarme’ na Verificação

$$pf_2 \approx Q \left( \beta \cdot \sqrt{\frac{3C}{J + 3}} \right) \quad (5.75)$$

Considerando que o efeito do canal de rádio no processo de aquisição não seja desprezível, e que a contribuição do canal seja 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.

Assim, para a situação de perda, tem-se:

$$pm_1 \approx Q \left( (1-\alpha) \cdot \sqrt{\frac{P}{\bar{\sigma}_{m1}^2 + \bar{\sigma}_{AWGN}^2}} \right) \quad (5.76)$$

$$= Q \left( (1-\alpha) \cdot \sqrt{\frac{N^2}{\frac{J \cdot N}{3} + \frac{No}{2 \cdot T_N}}} \right) = Q \left( (1-\alpha) \cdot \sqrt{\frac{1}{\frac{J}{3 \cdot N} + \frac{No}{2 \cdot N^2 \cdot T_N}}} \right)$$

Onde,

$\frac{No}{2}$  : PSD do ruído caracterizado como AWGN

$T_N$  : período de correlação do filtro casado

Considerando que a energia de bit equivalente na saída do filtro casado, devido ao sinal desejado, seja dada por:

$$Eb = N^2 \cdot T_N \quad (5.77)$$

Obtém-se, a seguinte expressão para a probabilidade de perda, considerando o ruído do canal como um AWGN:

$$pm_1 = Q \left( (1 - \alpha) \cdot \sqrt{\frac{1}{\frac{J}{3 \cdot N} + \frac{No}{2 \cdot Eb}}} \right) \quad (5.78)$$

Para a situação de falso alarme no filtro casado, tem-se:

$$pf_1 \approx Q \left( \alpha \cdot \sqrt{\frac{P}{\bar{\sigma}_{f1}^2 + \bar{\sigma}_{AWGN}^2}} \right) \quad (5.79)$$

$$= Q \left( \alpha \cdot \sqrt{\frac{N^2}{\frac{J \cdot N + 3 \cdot N}{3} + \frac{No}{2 \cdot T_N}}} \right) = Q \left( \alpha \cdot \sqrt{\frac{1}{\frac{J + 3}{3 \cdot N} + \frac{No}{2 \cdot N^2 \cdot T_N}}} \right)$$

Assim, a expressão para a probabilidade de falso alarme, considerando o ruído do canal como um AWGN, é dada por:

$$pf_1 = Q \left( \alpha \cdot \sqrt{\frac{1}{\frac{J+3}{3 \cdot N} + \frac{No}{2 \cdot Eb}}} \right) \quad (5.80)$$

Por procedimentos análogos, pode-se facilmente obter as expressões de  $pf_2$  e  $pm_2$  considerando o ruído do canal como um AWGN, dadas por:

$$pm_2 = Q \left( (1 - \beta) \cdot \sqrt{\frac{1}{\frac{J}{3 \cdot C} + \frac{No}{2 \cdot Eb}}} \right) \quad (5.81)$$

e

$$pf_2 = Q \left( \beta \cdot \sqrt{\frac{1}{\frac{J+3}{3 \cdot C} + \frac{No}{2 \cdot Eb}}} \right) \quad (5.82)$$

### **5.3.5 Aproximação Gaussiana Melhorada para as Probabilidades de Transição**

O cálculo exato das probabilidades 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], [Ger82] e [Pur82].

No item anterior 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.

Morrow e Lehnert apresentaram em [Mor89] e [Mor92], 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.

Foi mostrado em [Mor89], que  $\Psi$  é função dos atrasos e fases dos sinais interferentes. Considerando  $\Psi$  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:

$$p(\Psi) = Q\left(\frac{N}{\sqrt{\Psi}}\right) \quad (5.83)$$



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:

$$P_{bit} = E[p(\Psi)] = \int_0^{\infty} p(\Psi) \cdot f_{\Psi}(\Psi) \cdot d\Psi \quad (5.84)$$

Onde,

$E[\cdot]$  representa o operador esperança

$f_{\Psi}(\Psi)$  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], uma 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:

$$p(\Psi) = p(\mu_\Psi) + (\Psi - \mu_\Psi) \cdot p'(\mu_\Psi) + \frac{(\Psi - \mu_\Psi)^2}{2!} \cdot p''(\mu_\Psi) + \dots + \frac{(\Psi - \mu_\Psi)^n}{n!} \cdot p^n(\mu_\Psi) \quad (5.85)$$

Onde,

$\mu_\Psi$  é o valor médio de  $\Psi$

$p^n(\mu_\Psi)$  é a  $n$ -ésima derivada de  $p(\Psi)$  calculada para  $\Psi = \mu_\Psi$

Pode-se obter seu valor médio através de:

$$E[p(\Psi)] = p(\mu_\Psi) + \frac{\sigma_\Psi^2}{2!} \cdot p''(\mu_\Psi) + \dots + \frac{E[(\Psi - \mu_\Psi)^n]}{n!} \cdot p^n(\mu_\Psi) \quad (5.86)$$

Onde,

$\sigma_\Psi^2$  é a variância de  $\Psi$

$E[(\Psi - \mu_\Psi)^n]$  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:

$$p'(\Psi) = \frac{p(\Psi + h) - p(\Psi - h)}{2 \cdot h} \quad (5.87)$$

E a segunda derivada pode ser aproximada por:

$$p''(\Psi) = \frac{p(\Psi + h) - 2 \cdot p(\Psi) + p(\Psi - h)}{h^2} \quad (5.88)$$

Onde,

$h$  é o tamanho do passo

Foi mostrado em [Hol92b], que consegue-se obter uma boa aproximação da função  $p(\Psi)$ , fazendo:

$$h = \sigma_{\Psi} \cdot \sqrt{3} \quad (5.89)$$

De forma que a expressão (5.86) pode ser representada por:

$$E[p(\Psi)] \approx \frac{2}{3} \cdot p(\mu_{\Psi}) + \frac{1}{6} \cdot p(\mu_{\Psi} + \sigma_{\Psi} \cdot \sqrt{3}) + \frac{1}{6} \cdot p(\mu_{\Psi} - \sigma_{\Psi} \cdot \sqrt{3}) \quad (5.90)$$

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.

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

Para o cálculo da probabilidade de perda no filtro casado ( $pm_I$ ), são feitas as mesmas considerações iniciais apresentadas no item 5.3.4.1, 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 (5.30):

$$\sigma_{m1}^2 = \sigma_{MAI}^2$$

O valor médio da variância total  $\mu_\Psi$  é dado pela equação (5.56), desta forma obtém-se:

$$\mu_\Psi = \frac{J \cdot N}{3}$$

E a variância média de  $\Psi$ , definida no apêndice C, é dada por:

$$\bar{\sigma}_{\Psi}^2 = J \cdot \left[ \frac{23}{360} \cdot N^2 + \left( \frac{J-1}{36} + \frac{1}{20} \right) \cdot N - \left( \frac{J-1}{36} + \frac{1}{20} \right) \right] \quad (5.91)$$

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

$$\begin{aligned} pm_1 \approx & \frac{2}{3} \cdot \mathcal{Q} \left( (1-\alpha) \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot N}{J}} \right) + \frac{1}{6} \cdot \mathcal{Q} \left( (1-\alpha) \sqrt{\frac{3 \cdot N^2}{J \cdot N + \bar{\sigma}_{\Psi} \cdot 3 \cdot \sqrt{3}}} \right) + \\ & + \frac{1}{6} \cdot \mathcal{Q} \left( (1-\alpha) \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot N^2}{J \cdot N - \bar{\sigma}_{\Psi} \cdot 3 \cdot \sqrt{3}}} \right) \end{aligned} \quad (5.92)$$

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:

$$\begin{aligned}
pm_1 \approx & \frac{2}{3} \cdot Q \left( \frac{(1-\alpha)}{\sqrt{\left( \frac{J}{3 \cdot N} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb} \right)}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{(1-\alpha)}{\sqrt{\left( \frac{J \cdot N + \bar{\sigma}_\Psi \cdot 3 \cdot \sqrt{3}}{3 \cdot N^2} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb} \right)}} \right) + \\
& + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{(1-\alpha)}{\sqrt{\left( \frac{J \cdot N - \bar{\sigma}_\Psi \cdot 3 \cdot \sqrt{3}}{3 \cdot N^2} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb} \right)}} \right)
\end{aligned} \tag{5.93}$$

Onde,

$Eb$  é a energia de bit ( $Eb = P \cdot Tb$  e  $Tb$  é a duração de bit)

$\frac{N_o}{2}$  é a densidade espectral de potência do AWGN

### 5.3.5.2 *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 ( $pf_I$ ), são feitas considerações semelhantes as feitas no item 5.3.4.2. 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 pela equação (5.61):

$$\sigma_{f1}^2 = \sigma_{MAI}^2 + \sigma_{sinal}^2$$

A variância total média  $\mu_\Psi$  é dada pela equação (5.71), obtendo-se:

$$\mu_\Psi = \frac{J \cdot N}{3} + N$$

E o valor médio da variância de  $\Psi$  é dado por (5.91):

$$\sigma_\Psi^2 = J \cdot \left[ \frac{23}{360} \cdot N^2 + \left( \frac{J-1}{36} + \frac{1}{20} \right) \cdot N - \left( \frac{J-1}{36} + \frac{1}{20} \right) \right]$$



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

$$\begin{aligned}
 pf_1 \approx & \frac{2}{3} \cdot Q \left( \frac{\alpha \cdot N}{\sqrt{\frac{J \cdot N}{3} + N}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{\alpha \cdot N}{\sqrt{\frac{J \cdot N}{3} + N + \bar{\sigma}_\Psi \cdot \sqrt{3}}} \right) + \\
 & + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{\alpha \cdot N}{\sqrt{\frac{J \cdot N}{3} + N - \bar{\sigma}_\Psi \cdot \sqrt{3}}} \right)
 \end{aligned} \tag{5.94}$$

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:

$$\begin{aligned}
 pf_1 \approx & \frac{2}{3} \cdot Q \left( \frac{\alpha}{\sqrt{\frac{J+3}{3 \cdot N} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb}}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{\alpha}{\sqrt{\frac{J+3}{3 \cdot N} + \frac{\bar{\sigma}_\Psi \cdot \sqrt{3}}{N^2} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb}}} \right) + \\
 & + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{\alpha}{\sqrt{\frac{J+3}{3 \cdot N} - \frac{\bar{\sigma}_\Psi \cdot \sqrt{3}}{N^2} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb}}} \right)
 \end{aligned} \tag{5.95}$$

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:

$$\begin{aligned}
 pm_2 \approx & \frac{2}{3} \cdot Q \left( (1-\beta) \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot C}{J}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( (1-\beta) \sqrt{\frac{3 \cdot C^2}{J \cdot C + \bar{\sigma}_{\Psi_c} \cdot 3 \cdot \sqrt{3}}} \right) \\
 & + \frac{1}{6} \cdot Q \left( (1-\beta) \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot C^2}{J \cdot C - \bar{\sigma}_{\Psi_c} \cdot 3 \cdot \sqrt{3}}} \right)
 \end{aligned} \tag{5.96}$$

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

$$\begin{aligned}
 pm_2 \approx & \frac{2}{3} \cdot Q \left( \frac{(1-\beta)}{\sqrt{\left( \frac{J}{3 \cdot C} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb} \right)}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{(1-\beta)}{\sqrt{\left( \frac{J \cdot C + \bar{\sigma}_{\Psi_c} \cdot 3 \cdot \sqrt{3}}{3 \cdot C^2} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb} \right)}} \right) + \\
 & + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{(1-\beta)}{\sqrt{\left( \frac{J \cdot C - \bar{\sigma}_{\Psi_c} \cdot 3 \cdot \sqrt{3}}{3 \cdot C^2} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb} \right)}} \right)
 \end{aligned} \tag{5.97}$$

Para a situação de falso alarme, tem-se:

$$\begin{aligned}
 pf_2 \approx & \frac{2}{3} \cdot Q \left( \frac{\beta \cdot C}{\sqrt{\frac{J \cdot C}{3} + C}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{\beta \cdot C}{\sqrt{\frac{J \cdot C}{3} + C + \bar{\sigma}_{\Psi_c} \cdot \sqrt{3}}} \right) + \\
 & + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{\beta \cdot C}{\sqrt{\frac{J \cdot C}{3} + C - \bar{\sigma}_{\Psi_c} \cdot \sqrt{3}}} \right)
 \end{aligned} \tag{5.98}$$

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

$$\begin{aligned}
 pf_2 \approx & \frac{2}{3} \cdot Q \left( \frac{\beta}{\sqrt{\frac{J+3}{3 \cdot C} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb}}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{\beta}{\sqrt{\frac{J+3}{3 \cdot C} + \frac{\bar{\sigma}_{\Psi_c} \cdot \sqrt{3}}{C^2} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb}}} \right) + \\
 & + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{\beta}{\sqrt{\frac{J+3}{3 \cdot C} - \frac{\bar{\sigma}_{\Psi_c} \cdot \sqrt{3}}{C^2} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb}}} \right)
 \end{aligned} \tag{5.99}$$

Onde, agora:

$$\mu_{\Psi_c} = \frac{J \cdot C}{3} \quad (5.100)$$

$$\bar{\sigma}_{\Psi_c}^2 = J \cdot \left[ \frac{23}{360} \cdot C^2 + \left( \frac{J-1}{36} + \frac{1}{20} \right) \cdot C - \left( \frac{J-1}{36} + \frac{1}{20} \right) \right] \quad (5.101)$$

$E_b$  é a energia de bit ( $E_b = P \cdot T_b$  e  $T_b$  é a duração de bit)

$\frac{N_o}{2}$  é a densidade espectral de potência do AWGN

### 5.3.6 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:

$$P_{sa} = P_{ACQ}(T_{\max}) \quad (5.102)$$

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 5.8:

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

$$qf(i) = (1 - pf_1)^{i-1} \cdot pf_1 \cdot (1 - pf_2) \quad (5.103)$$

para  $1 \leq i \leq T - 1$

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

$$qm_2 = (1 - pf_1)^{T-1} \cdot (1 - pm_1) \cdot pm_2 \quad (5.104)$$

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

$$qnh = (1 - pf_1)^{T-1} \cdot pm_1 \quad (5.105)$$

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

$$qs = (1 - pf_1)^{T-1} \cdot (1 - pm_1) \cdot (1 - pm_2) \quad (5.106)$$

*(Absorção em ACQ)*

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 5.8.

$$P_{ACQ}(x + N) = qs + qnh \cdot P_{ACQ}(x - T) + \sum_{i=1}^{T-1} qf(i) \cdot P_{ACQ}(x - i - C) + qm_2 \cdot P_{ACQ}(x - T - C) \quad (5.107)$$

para  $x \geq T + C$

E com a condição inicial

$$P_{ACQ}(x + N) = 0 \quad (5.108)$$

para  $x < T + C$

O tempo de aquisição  $x + N$  inclui o tempo inicial  $N$ , necessário para carregar o filtro casado. As condições de validade apresentadas em (5.107) e (5.108), 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 (5.108) 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:

$$\tilde{P}(a) = qs \cdot \sum_{(i,j) \in A} C(i + j, j) qh^i \cdot qnh^j \quad (5.109)$$

Onde,

$A$  : conjunto de elementos  $i$  e  $j$  que satisfazem:

$$A = \{(i, j) \mid i \cdot (a + C) + j \cdot T + (T + C) \leq T_{\max} - N\}$$

$C(n, m)$  : 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:

$$qh = qm_2 + \sum_{i=1}^{T-1} qf(i) \quad (5.110)$$

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

$$\bar{a} = \frac{\{Tqm_2 + \sum_{i=1}^{T-1} iqf(i)\}}{qh} \quad (5.111)$$

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:

$$\tilde{P}_{sa} = \tilde{P}(\bar{a}) \quad (5.112)$$

Onde,

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

### **5.3.7 Avaliação da Probabilidade de Sucesso de Aquisição para Esquemas de Aquisição Convencionais**

Os resultados numéricos que serão discutidos no próximo capítulo, necessitam de alguma referência para comparação. Assim, é interessante a utilização de esquemas convencionais de aquisição, tais como, os esquemas de aquisição a filtro casado e de busca serial para auxiliar na análise das considerações adotadas. A utilização desses esquemas é favorecida, devido a sua simplicidade e a vasta literatura disponível. Adicionalmente, cada estágio do esquema proposto pode ser analisado individualmente como um destes esquemas.

Desta forma, torna-se necessário uma breve discussão sobre a determinação da probabilidade de sucesso de aquisição e o tempo despendido para cada um desses esquemas, como mostra-se a seguir.

### 5.3.7.1 Avaliação da Probabilidade de Aquisição para o Esquema de Aquisição a Filtro Casado Convencional

Seja um esquema de aquisição a filtro casado convencional; as expressões das probabilidades de falso alarme e de perda, considerando o ruído do canal caracterizado como um AWGN e usando a aproximação gaussiana da MAI, podem ser obtidas utilizando-se raciocínio análogo ao utilizado no esquema de aquisição em dois estágios, na obtenção de (5.78) e (5.80). Assim, as probabilidades de perda  $pm_{mf}$  e de falso alarme  $pf_{mf}$ , para o esquema a filtro casado, podem ser obtidas por:

$$pm_{mf} = Q \left( (1 - \alpha_{mf}) \cdot \sqrt{\frac{1}{\frac{J}{3 \cdot N_{mf}} + \frac{No}{2 \cdot Eb}}} \right) \quad (5.113)$$

e

$$pf_{mf} = Q \left( \alpha_{mf} \cdot \sqrt{\frac{1}{\frac{J+3}{3 \cdot N_{mf}} + \frac{No}{2 \cdot Eb}}} \right) \quad (5.114)$$

Onde,

$N_{mf}$ : número de estágios do filtro casado

$\alpha_{mf}$ : limiar de decisão do filtro casado

Para a aproximação gaussiana melhorada, as expressões para as probabilidades de perda  $pm_{mf}$  e de falso alarme  $pf_{mf}$  podem ser obtidas usando raciocínio semelhante aos utilizados na obtenção das expressões (5.93) e (5.95). Assim, tem-se:

$$\begin{aligned}
 pm_{mf} \approx & \frac{2}{3} \cdot Q \left( \frac{(1 - \alpha_{mf})}{\sqrt{\frac{J}{3 \cdot N_{mf}} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb}}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{(1 - \alpha_{mf})}{\sqrt{\frac{J}{3 \cdot N_{mf}} + \frac{\bar{\sigma}_{\Psi_{mf}} \cdot \sqrt{3}}{N_{mf}^2} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb}}} \right) + \\
 & + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{(1 - \alpha_{mf})}{\sqrt{\frac{J}{3 \cdot N_{mf}} - \frac{\bar{\sigma}_{\Psi_{mf}} \cdot \sqrt{3}}{N_{mf}^2} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb}}} \right)
 \end{aligned} \tag{5.115}$$

e

$$\begin{aligned}
 pf_{mf} \approx & \frac{2}{3} \cdot Q \left( \frac{\alpha_{mf}}{\sqrt{\frac{J+3}{3 \cdot N_{mf}} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb}}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{\alpha_{mf}}{\sqrt{\frac{J+3}{3 \cdot N_{mf}} + \frac{\bar{\sigma}_{\Psi_{mf}} \cdot \sqrt{3}}{N_{mf}^2} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb}}} \right) + \\
 & + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{\alpha_{mf}}{\sqrt{\frac{J+3}{3 \cdot N_{mf}} - \frac{\bar{\sigma}_{\Psi_{mf}} \cdot \sqrt{3}}{N_{mf}^2} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb}}} \right)
 \end{aligned} \tag{5.116}$$

Onde,

$$\bar{\sigma}_{\Psi_{mf}}^2 = J \cdot \left[ \frac{23}{360} \cdot N_{mf}^2 + \left( \frac{J-1}{36} + \frac{1}{20} \right) \cdot N_{mf} - \left( \frac{J-1}{36} + \frac{1}{20} \right) \right] \quad (5.117)$$

Considerando a pior hipótese, onde a fase correta é a última a ser testada (como considerado para o esquema de aquisição em dois estágios), a probabilidade de sucesso de aquisição pode ser facilmente obtida por:

$$Psa = (1 - pf_{mf})^{T-1} \cdot (1 - pm_{mf}) \quad (5.118)$$

O esquema a filtro casado tem como característica um tempo de aquisição bastante reduzido. O tempo máximo de aquisição para a hipótese proposta é obtido por:

$$T_{\max} = N_{mf} + T \quad (5.119)$$

### 5.3.7.2 Avaliação da Probabilidade de Aquisição para o Esquema de Aquisição de Busca Serial

Para o esquema de aquisição de busca serial, as expressões das probabilidades de falso alarme e de perda, considerando o ruído do canal caracterizado como um AWGN e usando a aproximação gaussiana da MAI, também podem ser obtidas utilizando-se raciocínio análogo ao utilizado no esquema de aquisição em dois estágios. Assim, considerando as expressões (5.81) e (5.82), pode-se obter as probabilidades de perda  $pm_{ss}$  e de falso alarme  $pf_{ss}$  para o esquema de busca serial, dadas por:

$$pm_{ss} = Q \left( (1 - \beta_{ss}) \cdot \sqrt{\frac{1}{\frac{J}{3 \cdot C_{ss}} + \frac{No}{2 \cdot Eb}}} \right) \quad (5.120)$$

e

$$pf_{ss} = Q \left( \beta_{ss} \cdot \sqrt{\frac{1}{\frac{J+3}{3 \cdot C_{ss}} + \frac{No}{2 \cdot Eb}}} \right) \quad (5.121)$$

Onde,

$C_{ss}$  : período de integração do correlator

$\beta_{ss}$  : limiar de decisão do correlator

Para a aproximação gaussiana melhorada, as expressões para as probabilidades de perda  $pm_{ss}$  e de falso alarme  $pf_{ss}$  podem ser obtidas usando raciocínio semelhante aos utilizados na obtenção das expressões (5.97) e (5.99). Assim, tem-se:

$$\begin{aligned}
 pm_{ss} \approx & \frac{2}{3} \cdot Q \left( \frac{(1 - \beta_{ss})}{\sqrt{\frac{J}{3 \cdot C_{ss}} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb}}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{(1 - \beta_{ss})}{\sqrt{\frac{J}{3 \cdot C_{ss}} + \frac{\bar{\sigma}_{\Psi_{ss}} \cdot \sqrt{3}}{C_{ss}^2} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb}}} \right) + \\
 & + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{(1 - \beta_{ss})}{\sqrt{\frac{J}{3 \cdot C_{ss}} - \frac{\bar{\sigma}_{\Psi_{ss}} \cdot \sqrt{3}}{C_{ss}^2} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb}}} \right)
 \end{aligned} \tag{5.122}$$

e

$$\begin{aligned}
 pf_{ss} \approx & \frac{2}{3} \cdot Q \left( \frac{\beta_{ss}}{\sqrt{\frac{J+3}{3 \cdot C_{ss}} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb}}} \right) + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{\beta_{ss}}{\sqrt{\frac{J+3}{3 \cdot C_{ss}} + \frac{\bar{\sigma}_{\Psi_{ss}} \cdot \sqrt{3}}{C_{ss}^2} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb}}} \right) + \\
 & + \frac{1}{6} \cdot Q \left( \frac{\beta_{ss}}{\sqrt{\frac{J+3}{3 \cdot C_{ss}} - \frac{\bar{\sigma}_{\Psi_{ss}} \cdot \sqrt{3}}{C_{ss}^2} + \frac{N_o}{2 \cdot Eb}}} \right)
 \end{aligned} \tag{5.123}$$



Onde,

$$\bar{\sigma}_{\Psi_{ss}}^2 = J \cdot \left[ \frac{23}{360} \cdot C_{ss}^2 + \left( \frac{J-1}{36} + \frac{1}{20} \right) \cdot C_{ss} - \left( \frac{J-1}{36} + \frac{1}{20} \right) \right] \quad (5.124)$$

Considerando a pior hipótese, onde a fase correta é a última a ser testada, a probabilidade de sucesso de aquisição é facilmente obtida por:

$$P_{sa} = (1 - pf_{ss})^{T-1} \cdot (1 - pm_{ss}) \quad (5.125)$$

O tempo máximo de aquisição apresentado pelo esquema de busca serial é muito maior que o tempo despendido pelo esquema a filtro casado [Mad95], para a hipótese adotada, e é dado por:

$$T_{\max} = C_{ss} \cdot T \quad (5.126)$$

## 6. Aplicação Numérica

Este capítulo tem como objetivo, aplicar as expressões obtidas no capítulo 5 para alguns casos específicos, possibilitando assim, uma análise de desempenho do esquema de aquisição em dois estágios proposto.

Neste contexto, os resultados obtidos (baseados nas expressões apresentadas no capítulo 5), utilizando as aproximações gaussiana padrão e gaussiana melhorada (simplificada), serão posteriormente confrontados com os resultados obtidos por meio de simulação.

Os dois métodos, analítico e de simulação, foram desenvolvidos utilizando o programa MATLAB, nas versões 4.2c e 5.0. Os algoritmos de simulação utilizados são descritos no anexo E.

Para efeito comparativo, serão utilizados 2 esquemas de aquisição convencionais; o método de aquisição a filtro casado e o método de aquisição por busca serial, descritos no capítulo 3 e cujas expressões de caracterização foram introduzidas no capítulo 5.

Algumas análises, levam em consideração o ruído do canal caracterizado como um AWGN, visando verificar seu efeito no desempenho de cada esquema de aquisição.

Na análise, 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,  $G_p$ .

Os resultados, para os esquemas de aquisição abordados, serão determinados para 2 casos de interesse. 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.

Os indicadores de desempenho empregados, para esta análise, são: a complexidade do esquema de aquisição, dada pelo número de estágios do filtro casado (esquema em dois estágios e a filtro casado convencional) ou tempo de integração do correlator (esquema de busca serial), e o tempo necessário para adquirir sincronismo ( $T_{max}$ ).

No restante desta análise considera-se que a escala de tempos está normalizada em função do tempo de chip  $T_c$ .

### **6.1 Análise Numérica para o Esquema de Aquisição em Dois Estágios**

Nesta análise, será usado o equacionamento proposto em [Mad95] 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 dos sistemas e confrontar com os resultados apresentados em [Mad95].

Como pode-se verificar, pelas expressões dadas no capítulo 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 (5.112). 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].

	PARÂMETROS DADOS			
	$J$	$T$	$N$	$\alpha$
<b>Caso 1</b>	9	10	30	1
<b>Caso2</b>	30	50	100	1

Tabela 6.1 – 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			
		$C$	$\beta$	$T_{max}$	$\tilde{P}_{sa}$
Caso 1	Gaussiana Padrão [Mad95]	27	0.48	184	0.98985
	Gaussiana Padrão	26	0.47	184	0.99008
	Gaussiana Melhorada	31	0.48	190	0.99005
Caso 2	Gaussiana Padrão [Mad95]	112	0.56	858	0.99005
	Gaussiana Padrão	112	0.56	858	0.99005
	Gaussiana Melhorada	122	0.56	886	0.99004

Tabela 6.2 – Resultados numéricos otimizados para o esquema de aquisição em 2 estágios

Os gráficos, a seguir, ilustram as dependências da probabilidade de sucesso de aquisição com relação aos parâmetros do esquema de aquisição, evidenciando a importância de cada parâmetro no processo de otimização.

Os resultados apresentados, a partir deste ponto, serão sempre para o esquema de aquisição utilizando os parâmetros obtidos 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.

### 6.1.1 Análise do Caso 1

As curvas das figuras 6.1 a 6.5 mostram a diferença entre a aproximação gaussiana padrão e a aproximação gaussiana melhorada. As curvas 6.2 a 6.5 consideram o efeito do ruído do canal como um AWGN.

As curvas das figuras 6.6 a 6.9 mostram a importância de cada parâmetro no cálculo da probabilidade de aquisição usando a aproximação gaussiana padrão, enquanto as curvas das figuras 6.10 a 6.13 usam a aproximação gaussiana melhorada.

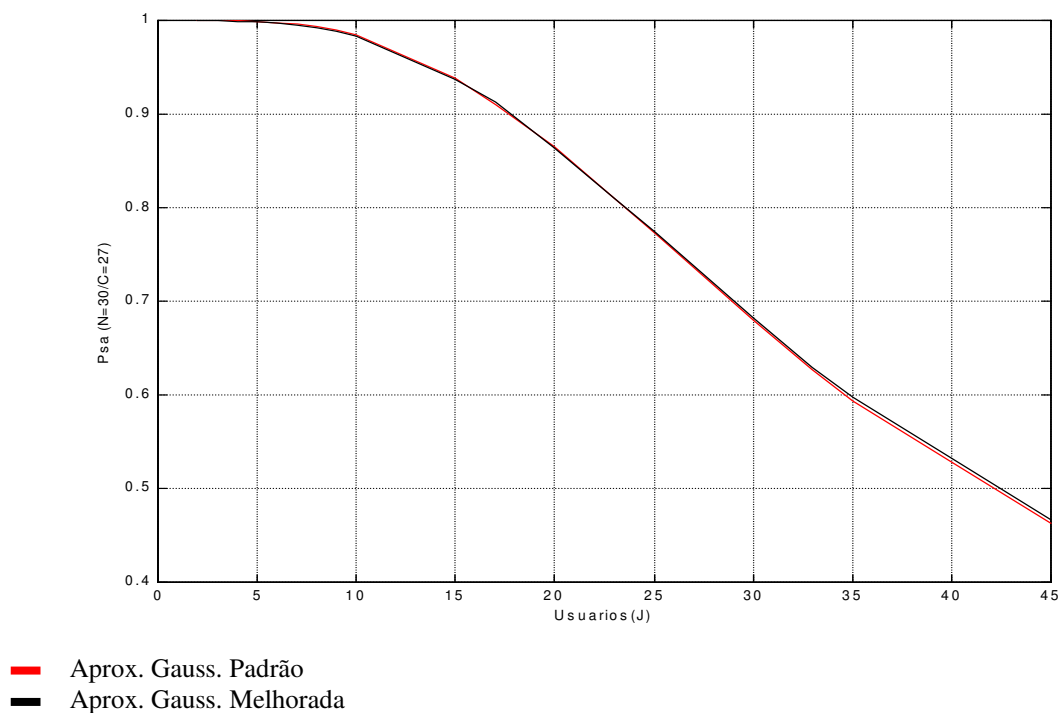


fig. 6.1 – Caso 1 - Comparação da probabilidade de sucesso de aquisição para aproximação gaussiana padrão e aproximação gaussiana melhorada para o esquema de aquisição em 2 estágios.

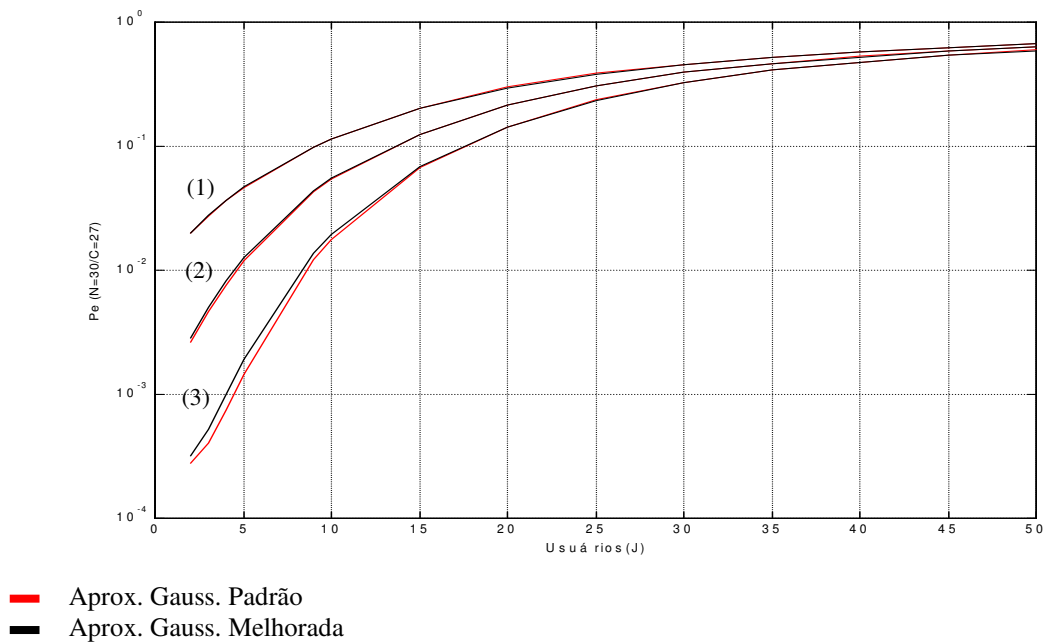


fig. 6.2 – Caso 1 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=5$  (1),  $E_b/N_0=10$  (2) e  $E_b/N_0=100$  (3)) para o esquema de aquisição em 2 estágios.

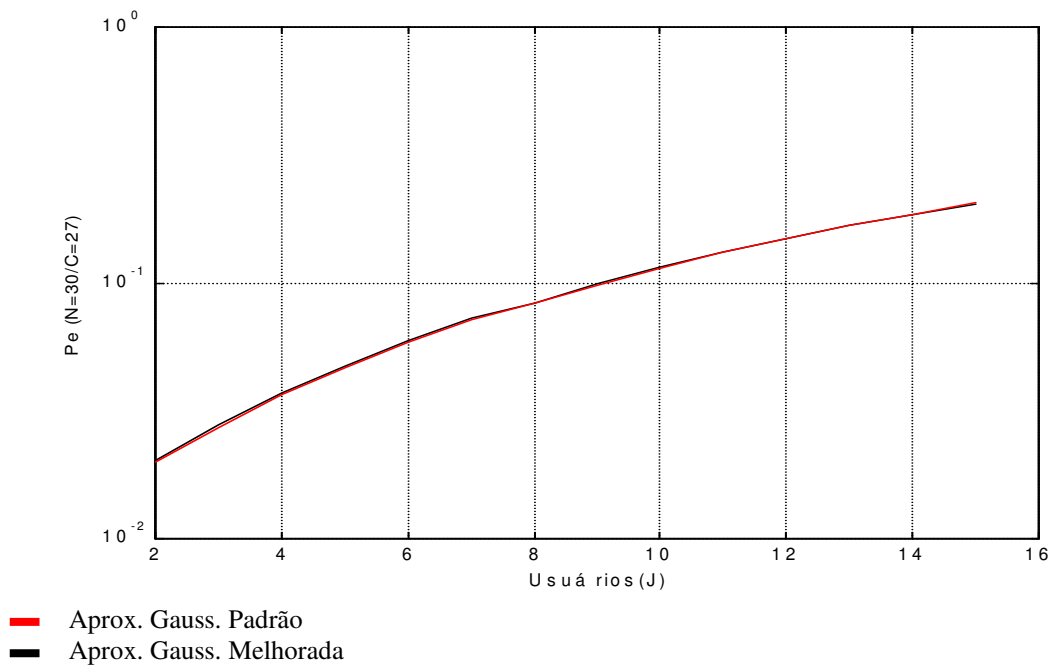


fig. 6.3 – Caso 1 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=5$ ) para o esquema de aquisição em 2 estágios.



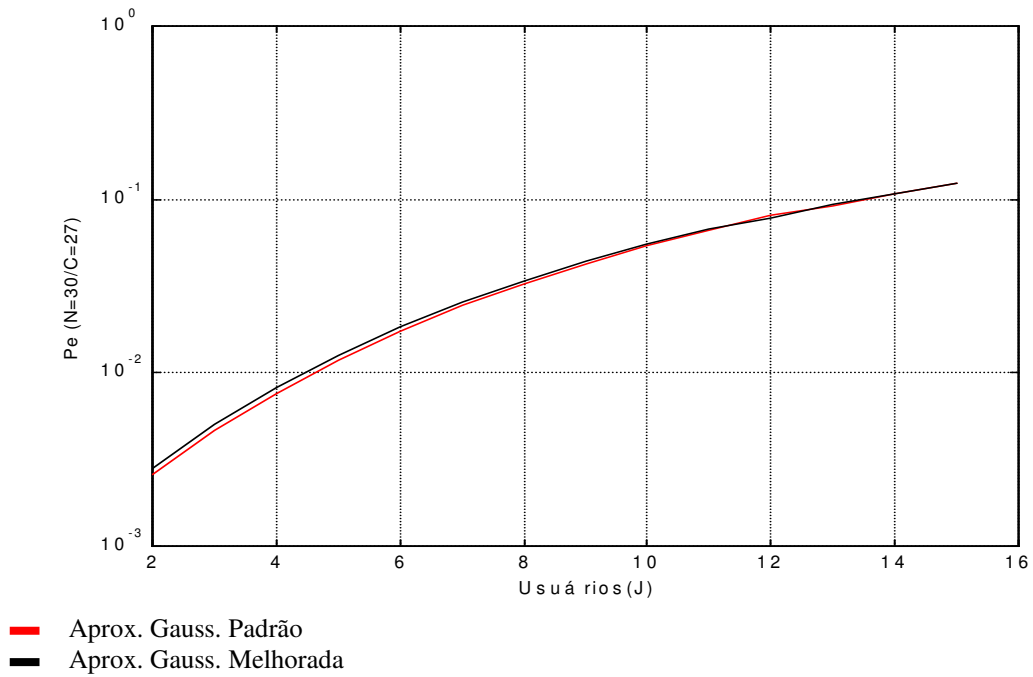


fig. 6.4 – Caso 1 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=10$ ) para o esquema de aquisição em 2 estágios.

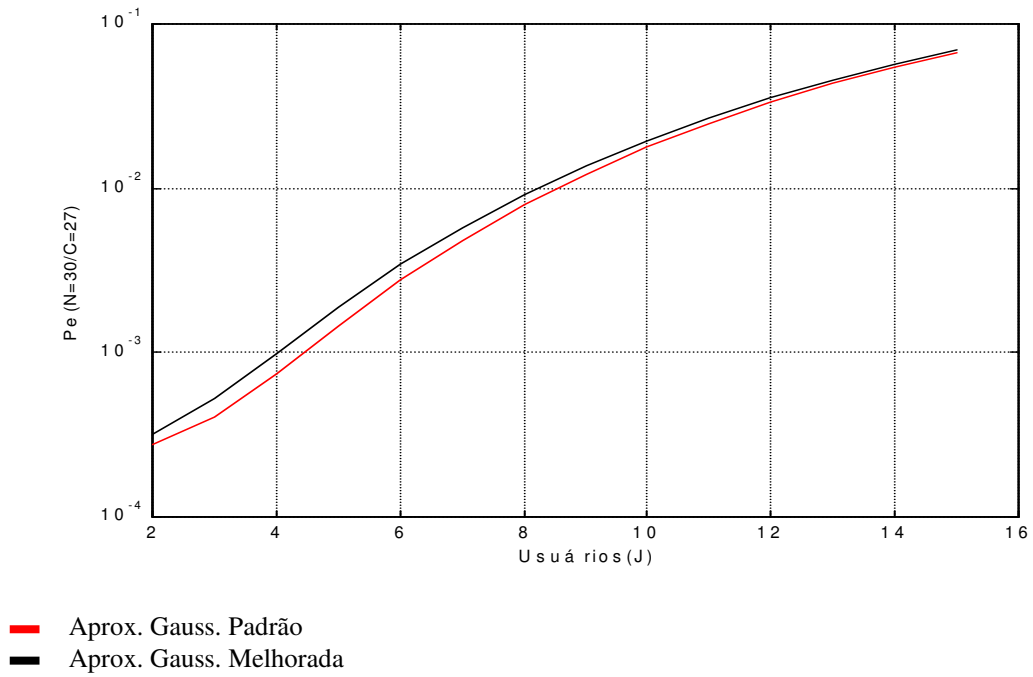


fig. 6.5 – Caso 1 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=100$ ) para o esquema de aquisição em 2 estágios.

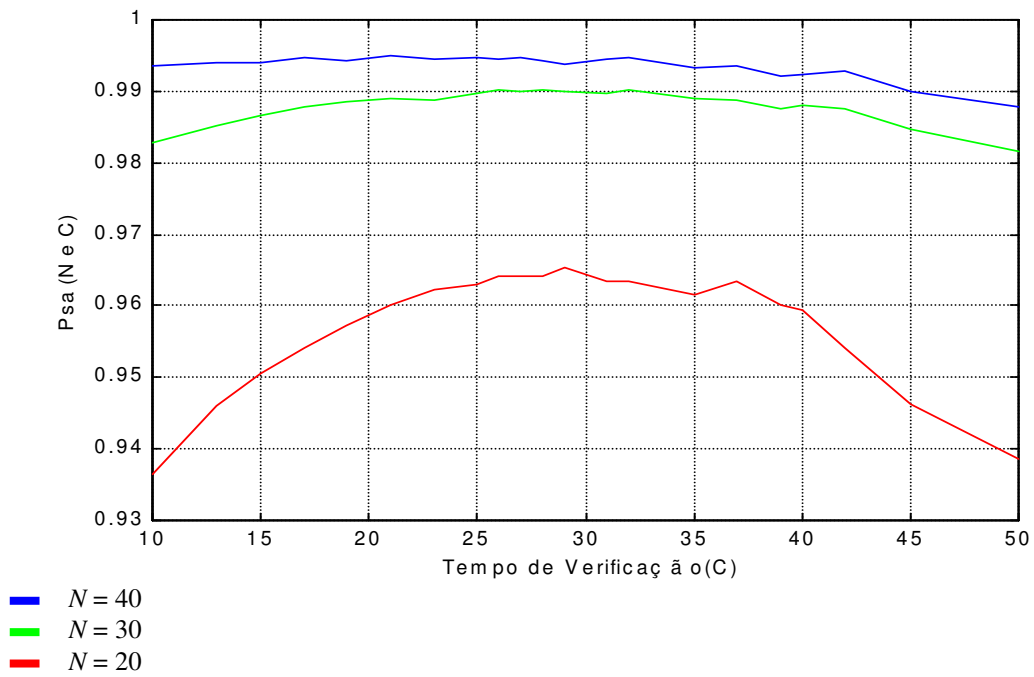


fig. 6.6 – Caso 1 – Probabilidade de sucesso de aquisição para o esquema de aquisição em 2 estágios usando a aproximação gaussiana padrão. Função de  $N$  e  $C$ .

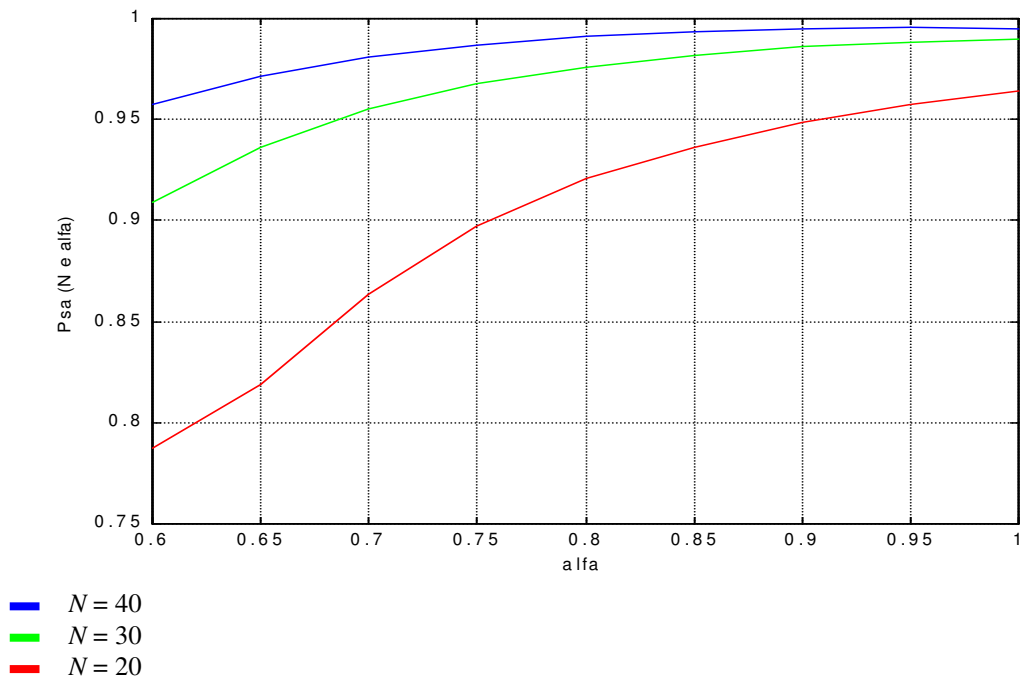


fig. 6.7 – Caso 1 – Probabilidade de sucesso de aquisição para o esquema de aquisição em 2 estágios usando a aproximação gaussiana padrão. Função de  $N$  e  $\alpha$ .

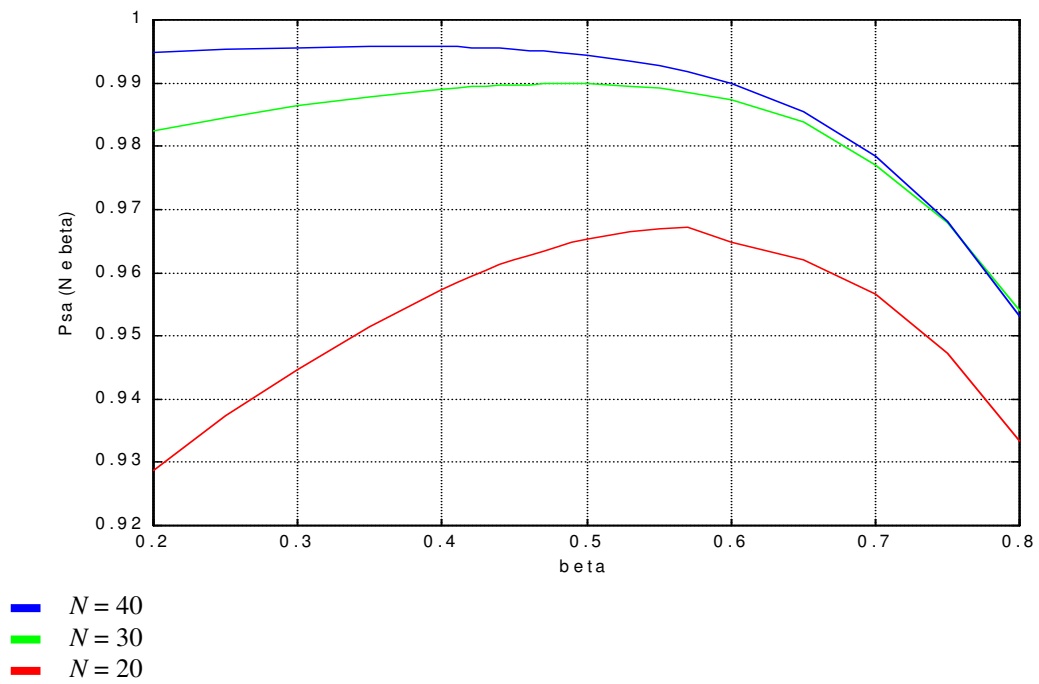


fig. 6.8 – Caso 1 – Probabilidade de sucesso de aquisição para o esquema de aquisição em 2 estágios usando a aproximação gaussiana padrão. Função de  $N$  e  $\beta$ .

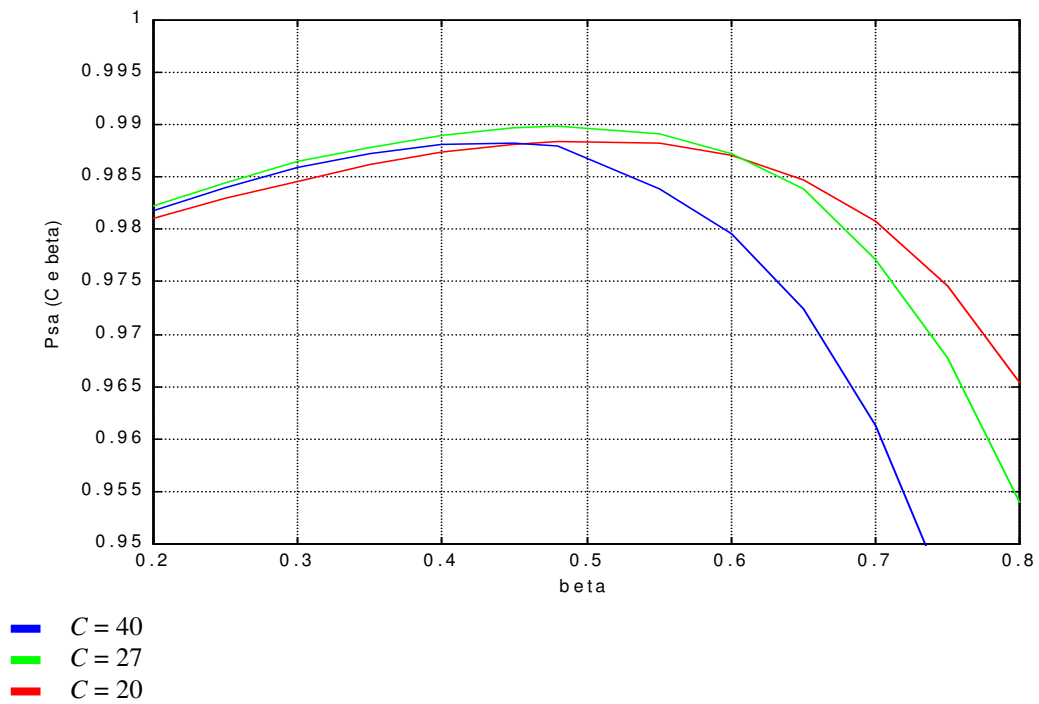


fig. 6.9 – Caso 1 – Probabilidade de sucesso de aquisição para o esquema de aquisição em 2 estágios usando a aproximação gaussiana padrão. Função de  $C$  e  $\beta$ .

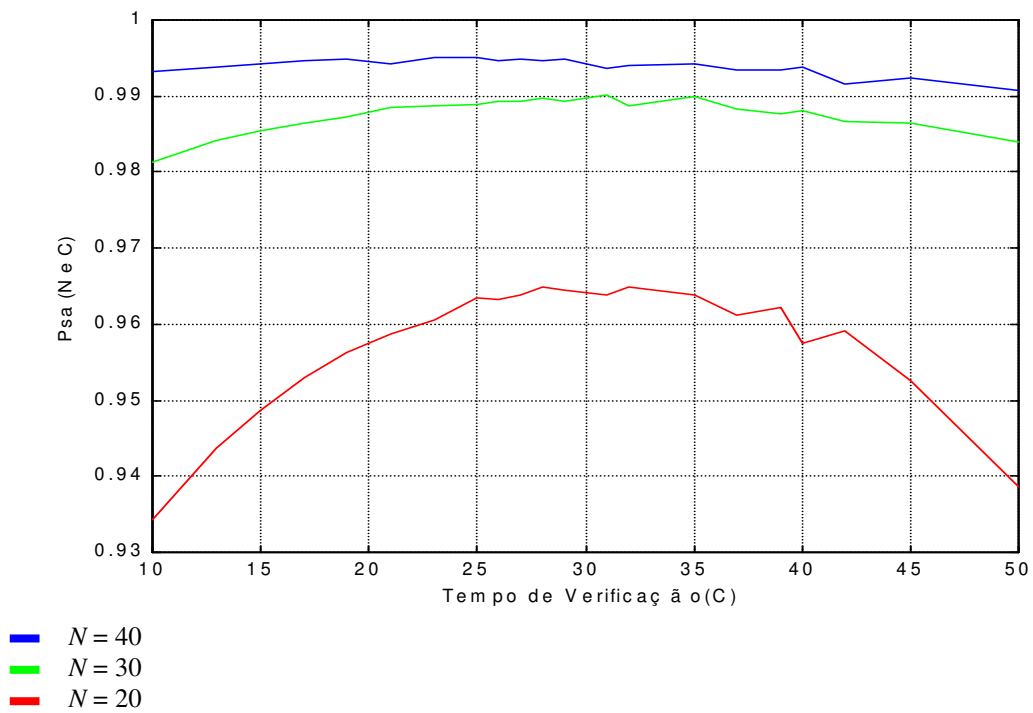


fig. 6.10 – Caso 1 – Probabilidade de sucesso de aquisição para o esquema de aquisição em 2 estágios usando a aproximação gaussiana melhorada. Função de  $N$  e  $C$ .

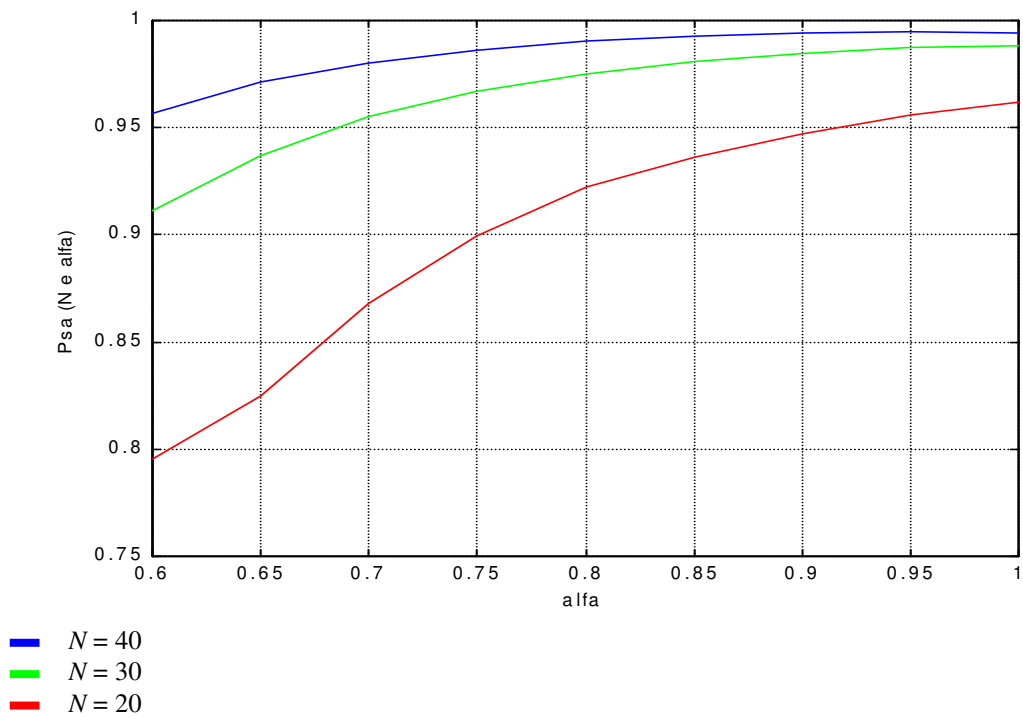


fig. 6.11 – Caso 1 – Probabilidade de sucesso de aquisição para o esquema de aquisição em 2 estágios usando a aproximação gaussiana melhorada. Função de  $N$  e  $\alpha$ .

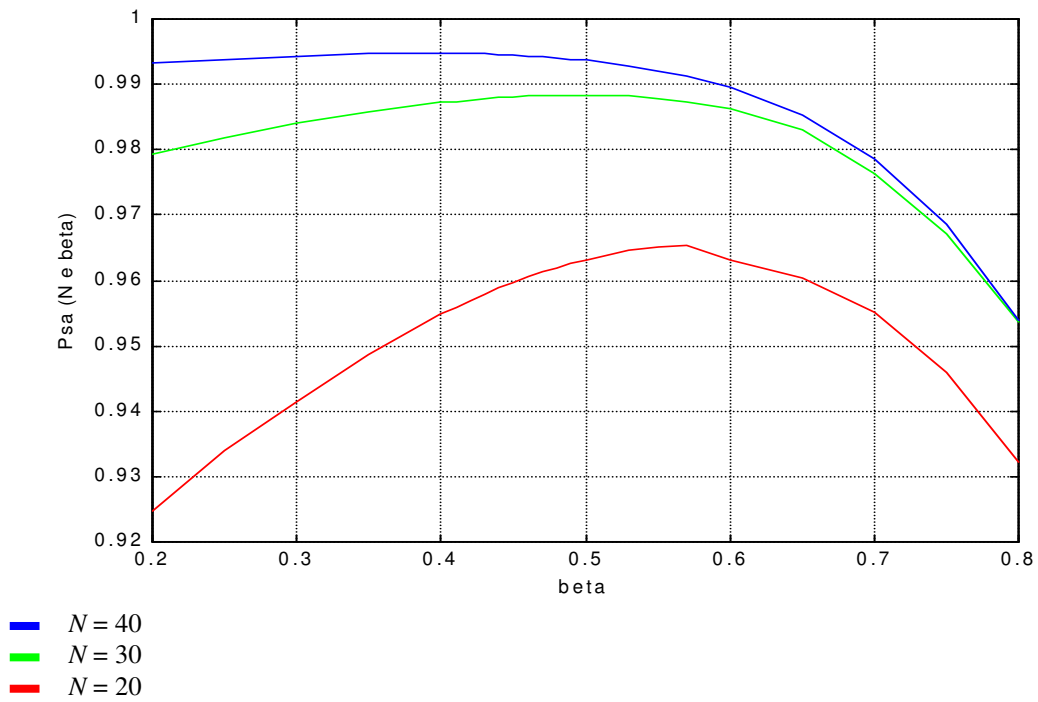


fig. 6.12 – Caso 1 – Probabilidade de sucesso de aquisição para o esquema de aquisição em 2 estágios usando a aproximação gaussiana melhorada. Função de  $N$  e  $\beta$ .

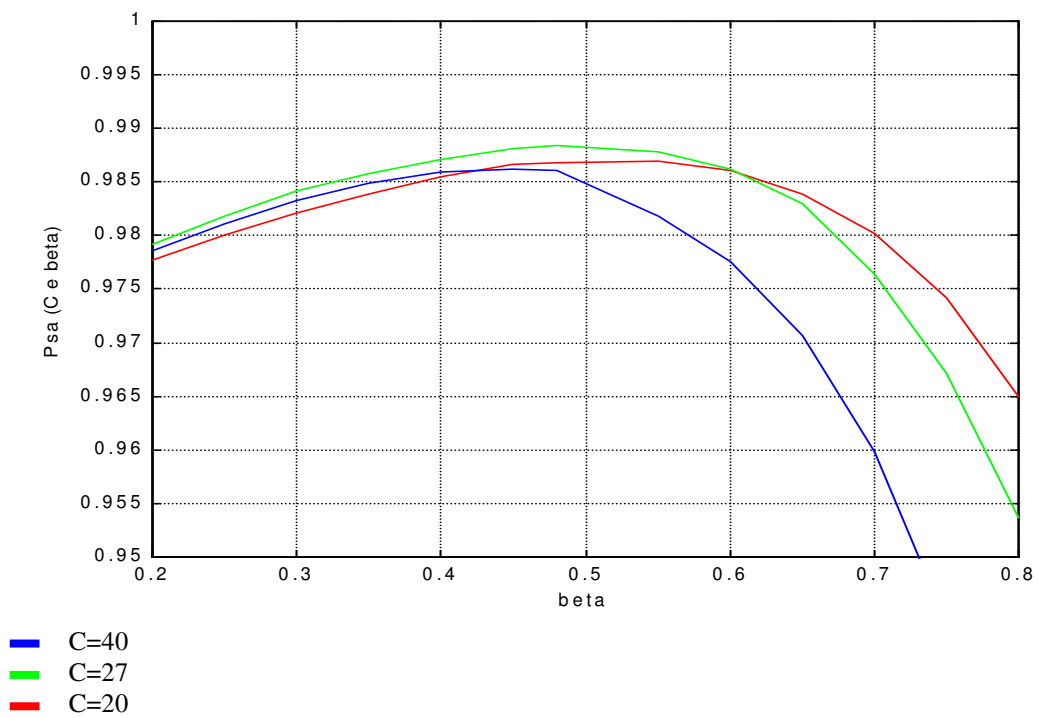


fig. 6.13 – Caso 1 – Probabilidade de sucesso de aquisição para o esquema de aquisição em 2 estágios usando a aproximação gaussiana melhorada. Função de  $C$  e  $\beta$ .

### 6.1.2 Análise do Caso 2

As curvas das figuras 6.14 a 6.18 mostram a diferença entre a aproximação gaussiana padrão e a aproximação gaussiana melhorada. As curvas 6.15 a 6.18 consideram o efeito do ruído do canal como um AWGN.

As curvas das figuras 6.19 a 6.22 mostram a importância de cada parâmetro no cálculo da probabilidade de aquisição usando a aproximação gaussiana padrão, enquanto as curvas das figuras 6.23 a 6.26 usam a aproximação gaussiana melhorada.

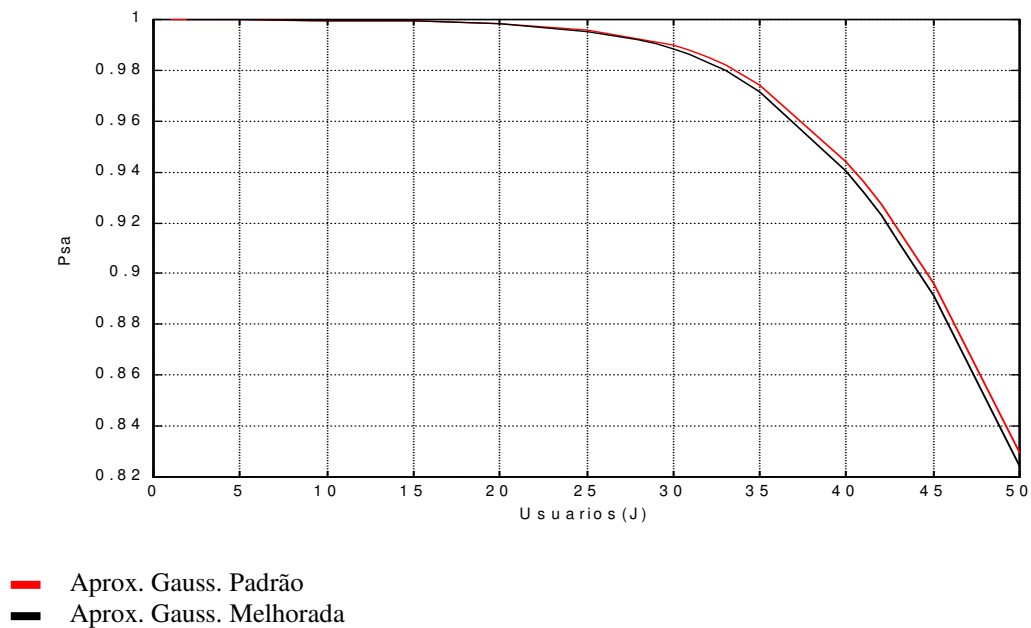


fig. 6.14 – Caso 2 - Comparação da probabilidade de sucesso de aquisição para aproximação gaussiana padrão e aproximação gaussiana melhorada para o esquema de aquisição em 2 estágios.

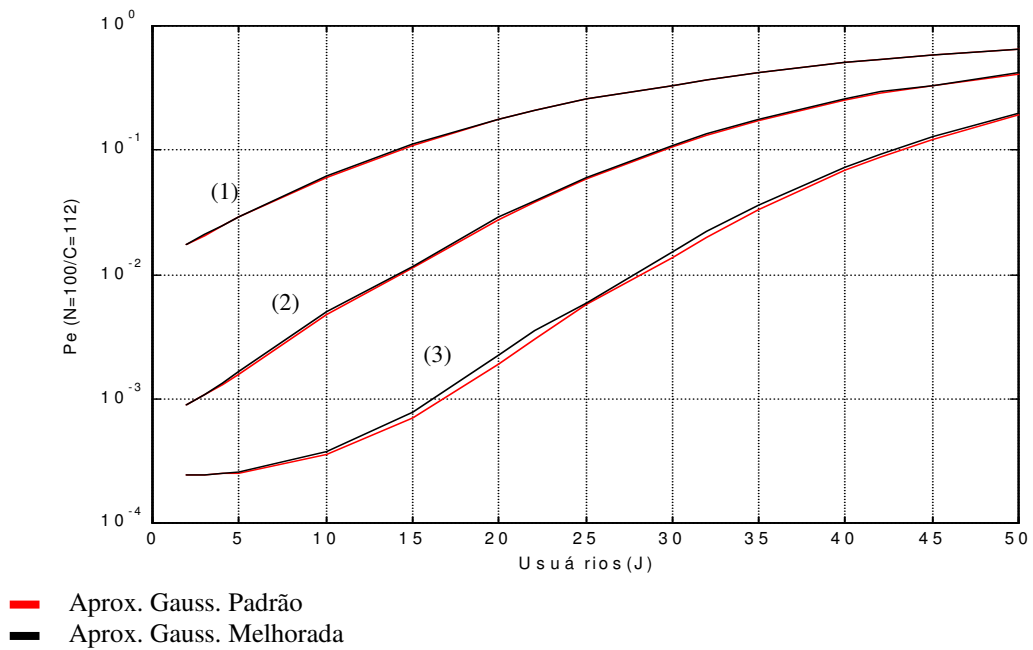


fig. 6.15 – Caso 2 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=5$  (1),  $E_b/N_0=10$  (2) e  $E_b/N_0=100$  (3)) para o esquema de aquisição em 2 estágios.

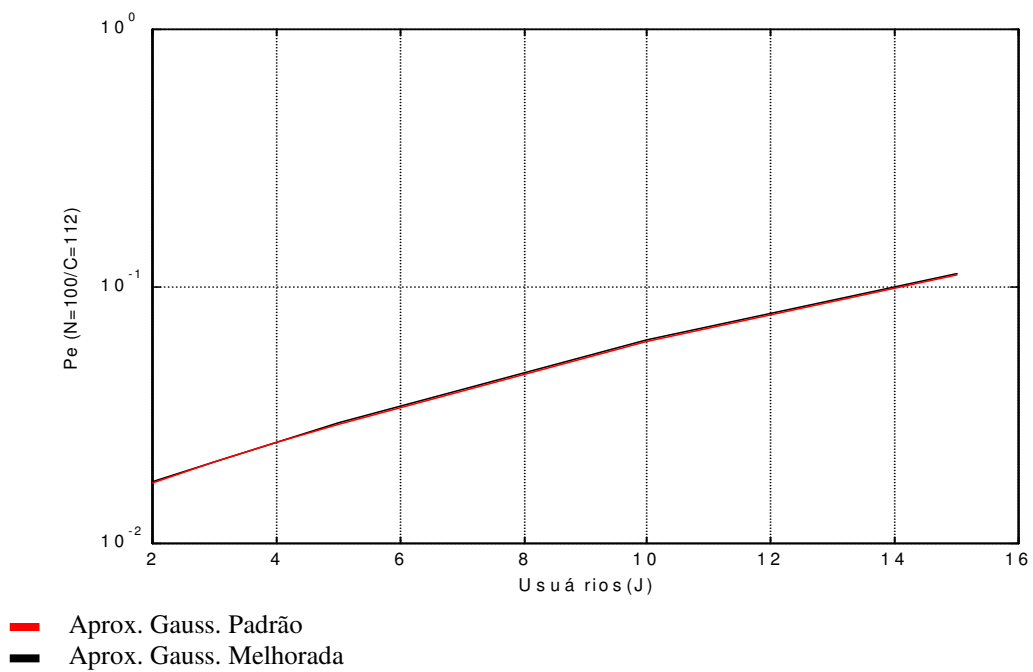


fig. 6.16 – Caso 2 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=5$ ) para o esquema de aquisição em 2 estágios.

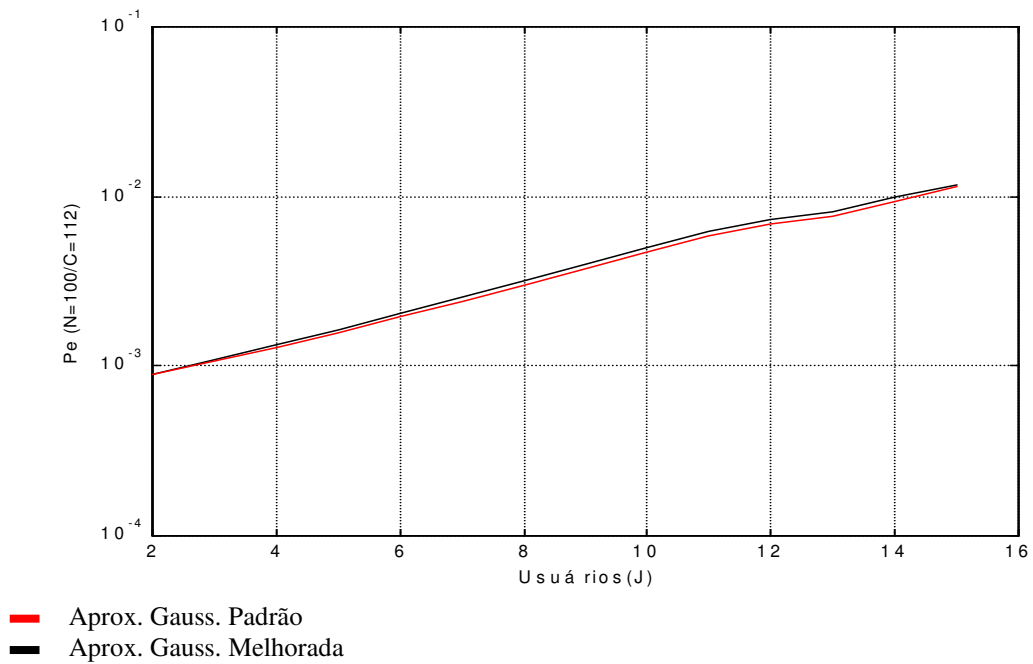


fig. 6.17 – Caso 2 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=10$ ) para o esquema de aquisição em 2 estágios.

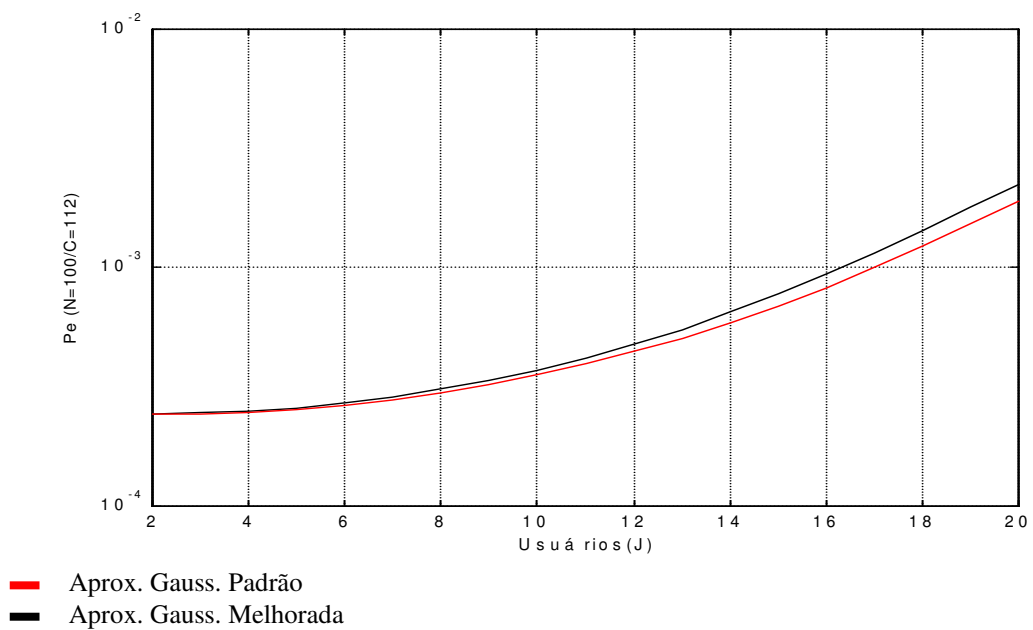


fig. 6.18 – Caso 2 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=100$ ) para o esquema de aquisição em 2 estágios.



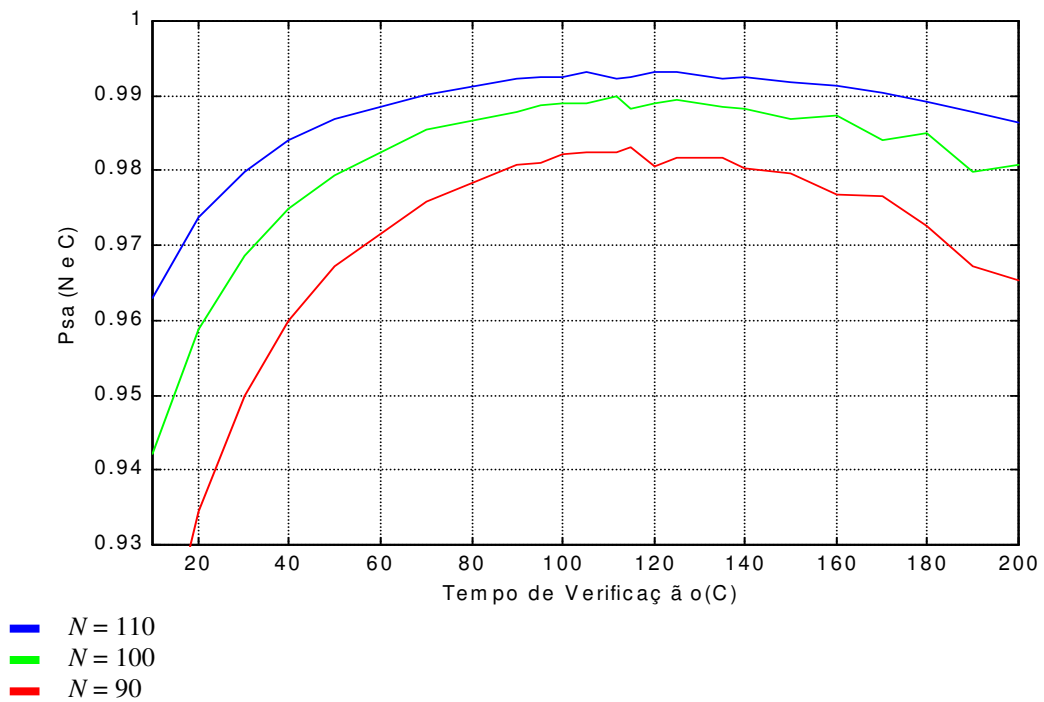


fig. 6.19 – Caso 2 – Probabilidade de sucesso de aquisição para o esquema de aquisição em 2 estágios usando a aproximação gaussiana padrão. Função de  $N$  e  $C$ .

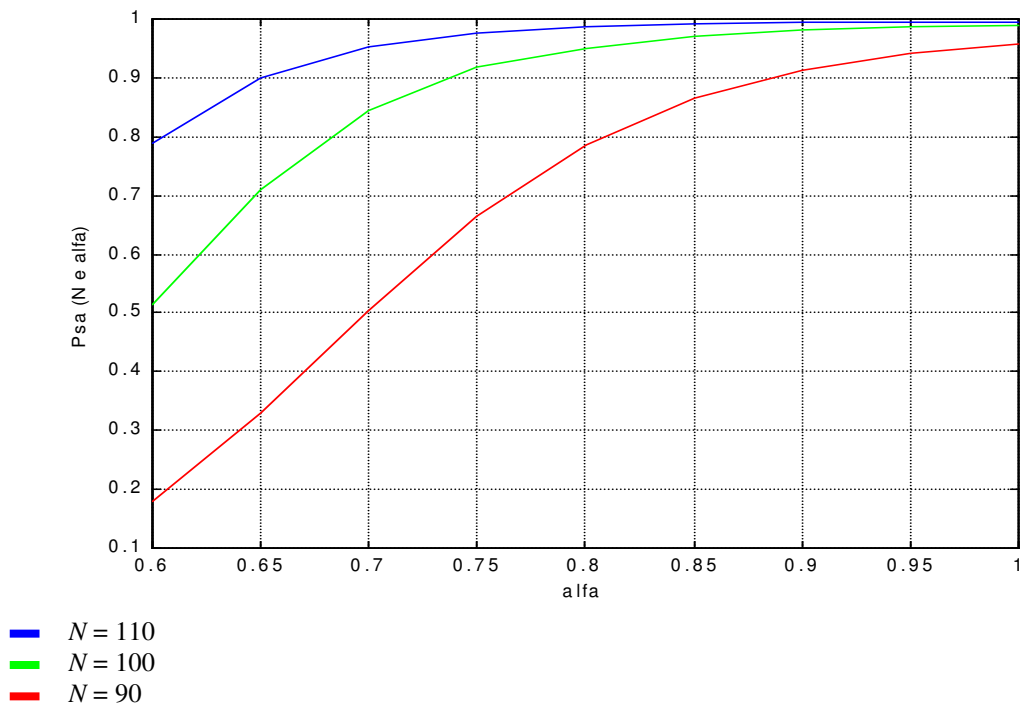


fig. 6.20 – Caso 2 – Probabilidade de sucesso de aquisição para o esquema de aquisição em 2 estágios usando a aproximação gaussiana padrão. Função de  $N$  e  $\alpha$ .

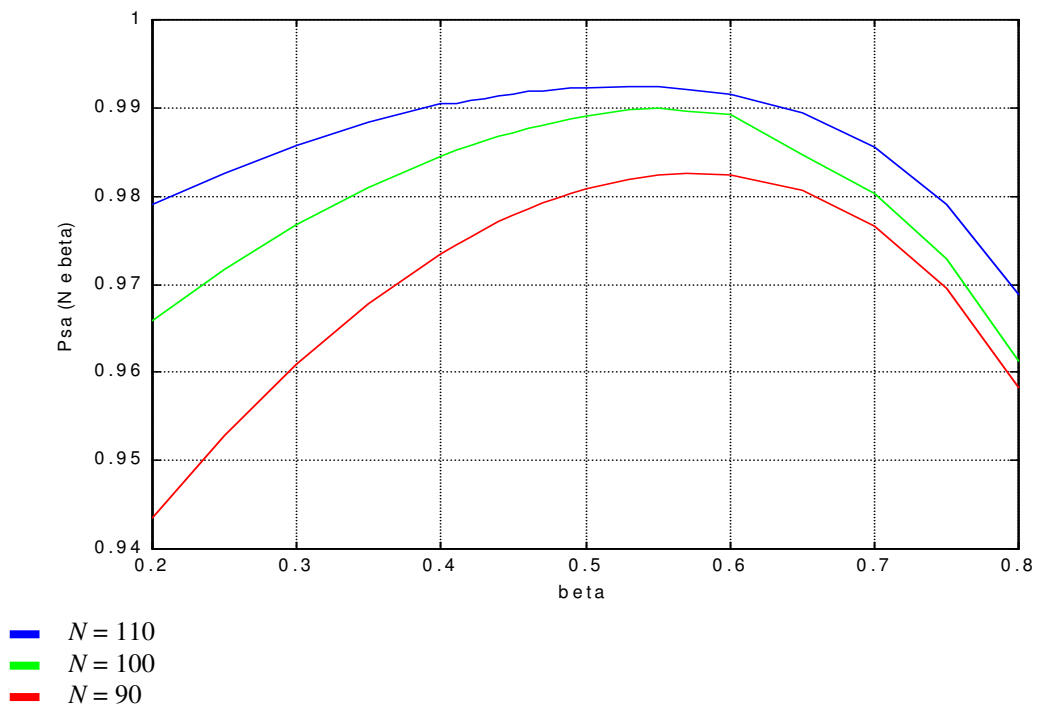


fig. 6.21 – Caso 2 – Probabilidade de sucesso de aquisição para o esquema de aquisição em 2 estágios usando a aproximação gaussiana padrão. Função de  $N$  e  $\beta$ .

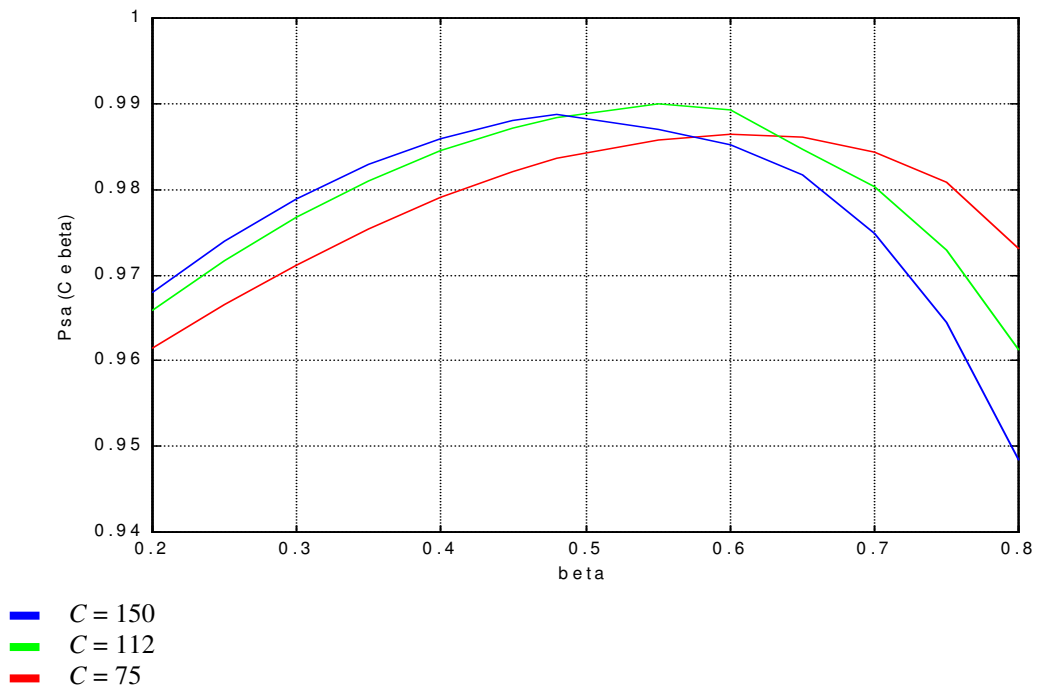


fig. 6.22 – Caso 2 – Probabilidade de sucesso de aquisição para o esquema de aquisição em 2 estágios usando a aproximação gaussiana padrão. Função de  $C$  e  $\beta$ .

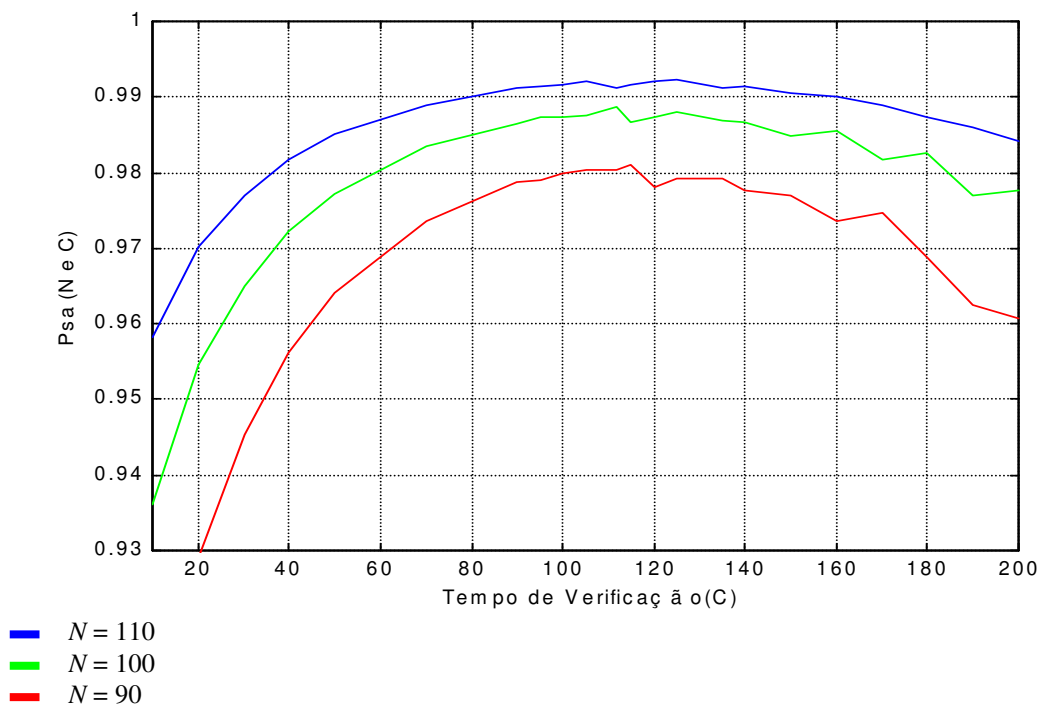


fig. 6.23 – Caso 2 – Probabilidade de sucesso de aquisição para o esquema de aquisição em 2 estágios usando a aproximação gaussiana melhorada. Função de  $N$  e  $C$ .

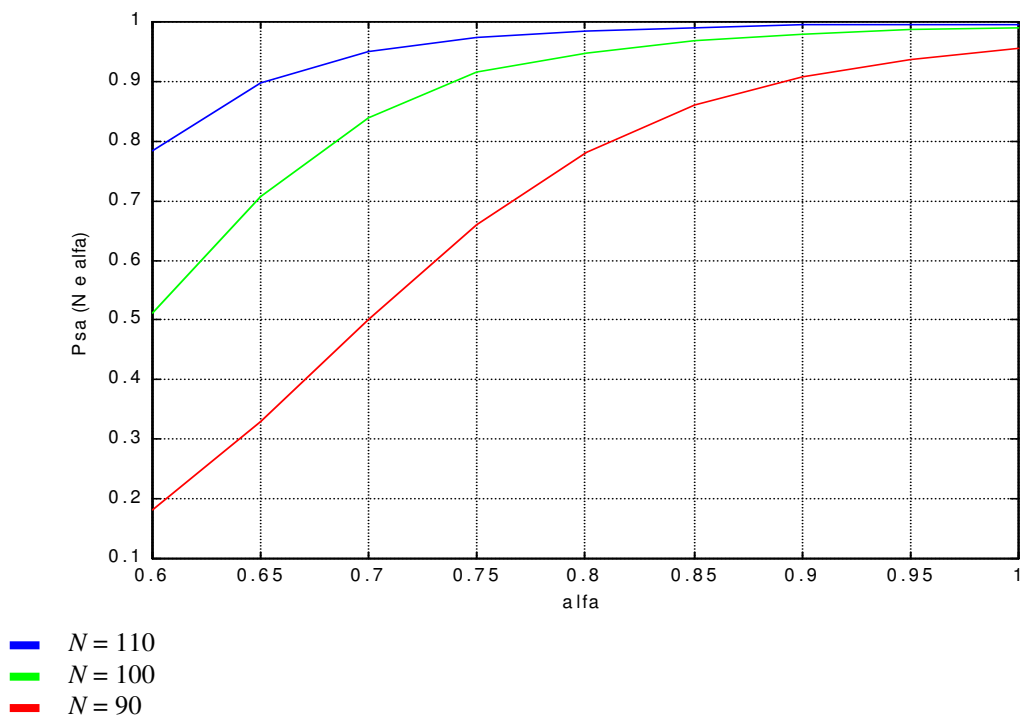


fig. 6.24 – Caso 2 – Probabilidade de sucesso de aquisição para o esquema de aquisição em 2 estágios usando a aproximação gaussiana melhorada. Função de  $N$  e  $\alpha$ .

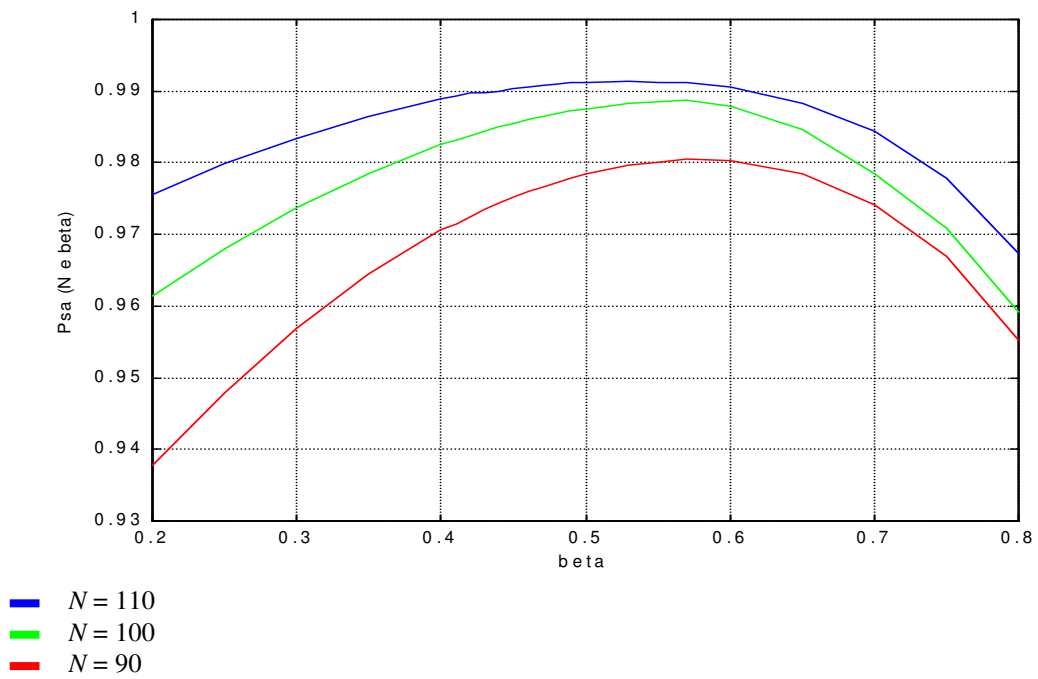


fig. 6.25 – Caso 2 – Probabilidade de sucesso de aquisição para o esquema de aquisição em 2 estágios usando a aproximação gaussiana melhorada. Função de  $N$  e  $\beta$ .

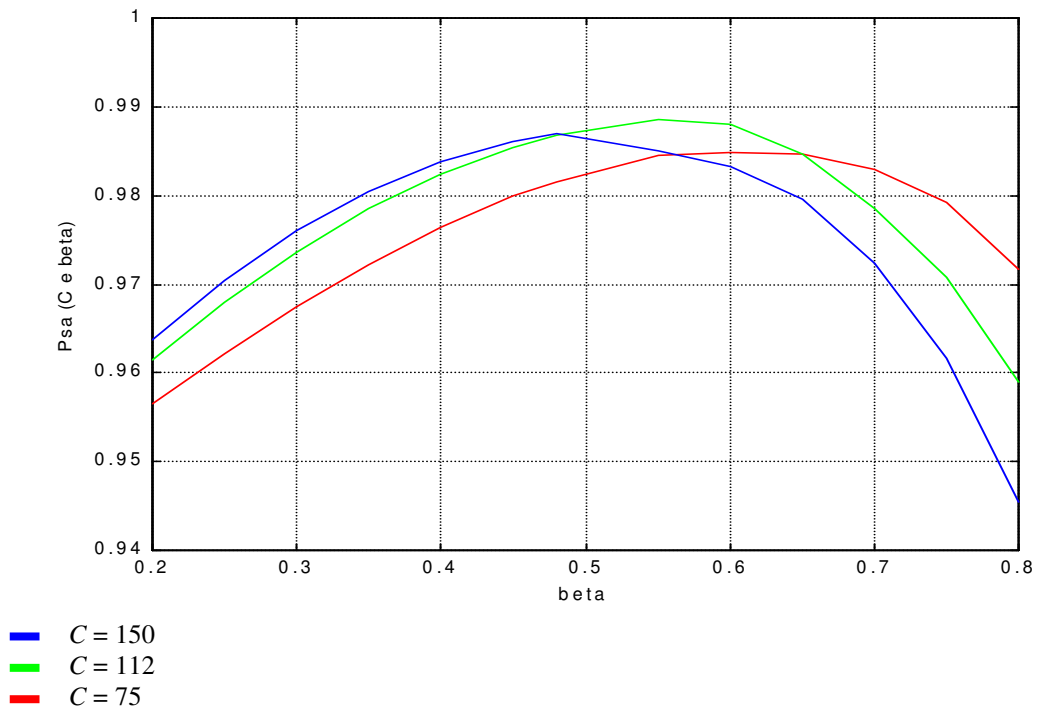


fig. 6.26 – Caso 2 – Probabilidade de sucesso de aquisição para o esquema de aquisição em 2 estágios usando a aproximação gaussiana melhorada. Função de  $C$  e  $\beta$ .

## 6.2 Análise Numérica para o Esquema de Aquisição a Filtro Casado

Nesta análise, será usado o equacionamento proposto em [Mad95] para a obtenção dos parâmetros ótimos para os sistemas de aquisição a filtro casado, para os casos 1 e 2. Os cálculos elaborados são baseados nas expressões apresentadas no item 5.3.7.1

Como mencionado no item anterior, o esquema de aquisição a filtro casado apresenta apenas 2 parâmetros para serem escolhidos, além do número de estágios  $N_{mf}$  do filtro casado: o limiar de decisão do filtro casado do primeiro estágio  $\alpha_{mf}$  e o tempo máximo  $T_{max}$  permitido para o processo de aquisição. A escolha dos parâmetros deve ser feita visando minimizar  $T_{max}$ .

	PARÂMETROS DADOS	
	$J$	$T$
<b>Caso 1</b>	9	10
<b>Caso2</b>	30	50

Tabela 6.3 – Parâmetros conhecidos para o esquema de aquisição a filtro casado

O processo de otimização para o esquema a filtro casado consiste, portanto, em fixar  $\tilde{P}_{sa}$ ,  $J$  e variar  $N_{mf}$  e  $\alpha_{mf}$ , 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 a filtro casado:

	Aproximação	PARÂMETROS OTIMIZADOS			
		$N_{mf}$	$\alpha_{mf}$	$T_{max}$	$\tilde{P}_{sa}$
Caso 1	Gaussiana Padrão [Mad95]	121	0.60	131	0.99014
	Gaussiana Padrão	121	0.59	131	0.99014
	Gaussiana Melhorada	129	0.59	139	0.99027
Caso 2	Gaussiana Padrão [Mad95]	418	0.61	468	0.99003
	Gaussiana Padrão	418	0.61	468	0.99003
	Gaussiana Melhorada	432	0.61	482	0.99004

Tabela 6.4 – Resultados numéricos otimizados para o esquema de aquisição a filtro casado

Os resultados apresentados, são para o esquema de aquisição a filtro casado utilizando os parâmetros obtidos por [Mad95], com o intuito de obter uniformidade de resultados e uma referência de comparação.

### 6.2.1 Análise do Caso 1

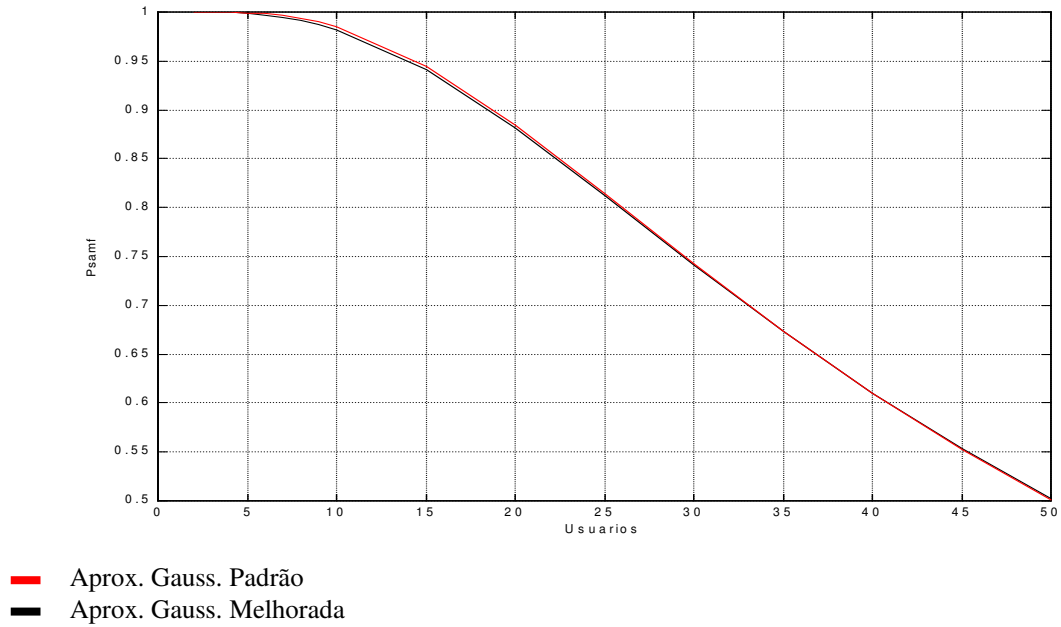


fig. 6.27 – Caso 1 - Comparação da probabilidade de sucesso de aquisição para aproximação gaussiana padrão e aproximação gaussiana melhorada para o esquema de aquisição a filtro casado.

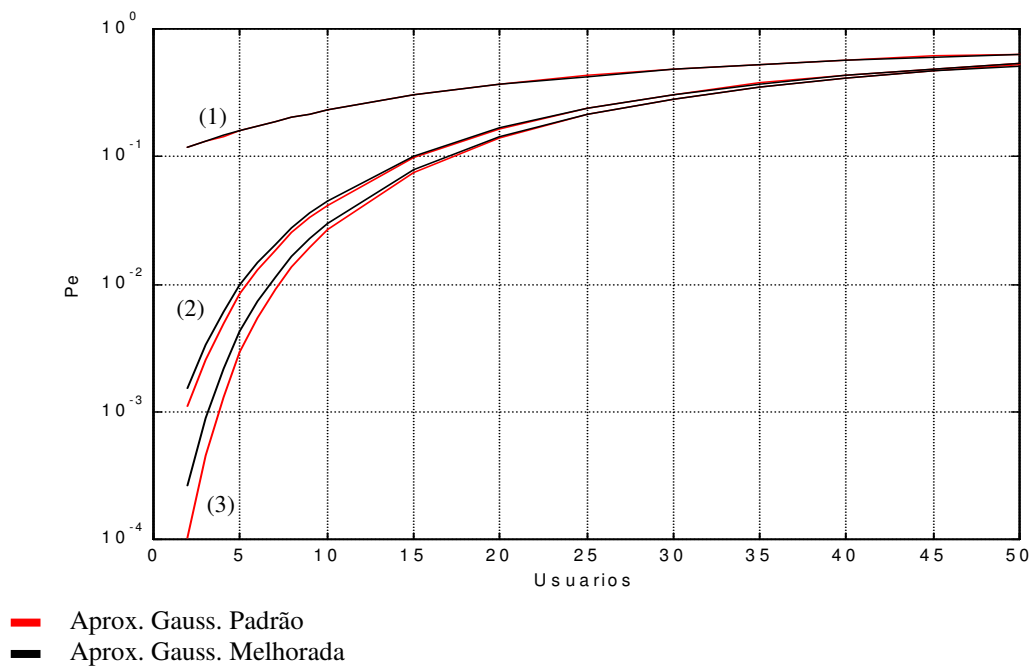


fig. 6.28 – Caso 1 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=10$  (1),  $E_b/N_0=50$  (2) e  $E_b/N_0=100$  (3)), para o esquema de aquisição a filtro casado.

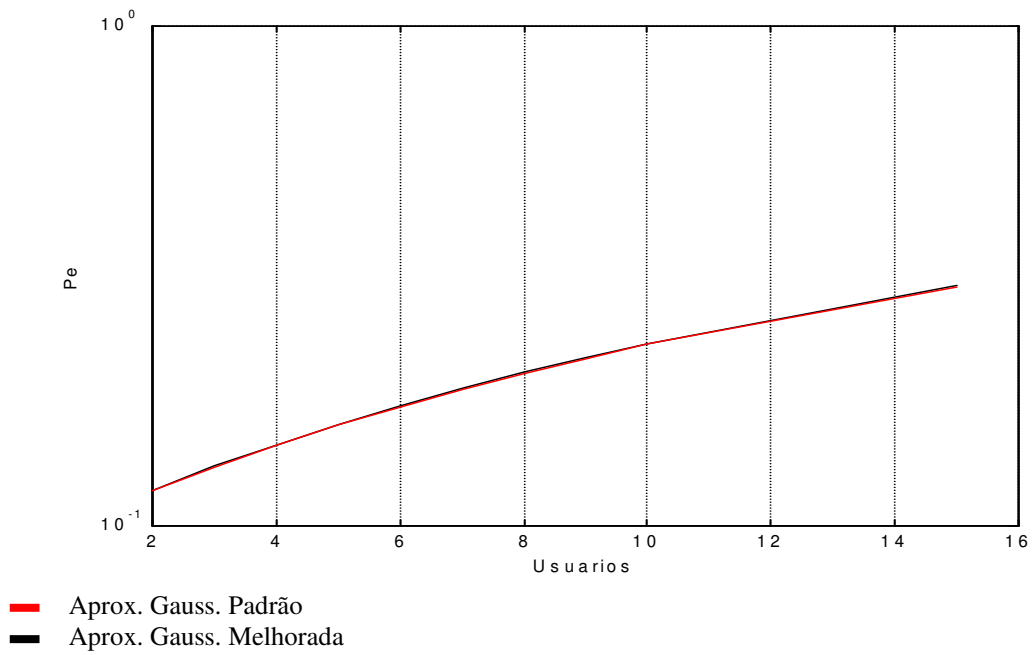


fig. 6.29 – Caso 1 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=10$ ), para o esquema de aquisição a filtro casado.

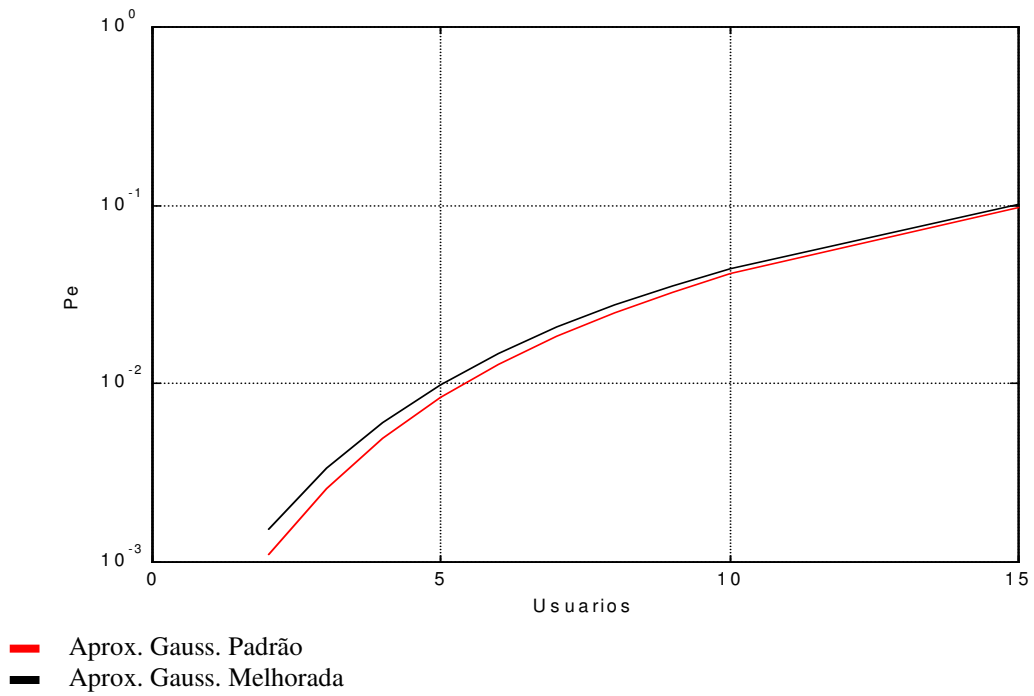


fig. 6.30 – Caso 1 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=50$ ), para o esquema de aquisição a filtro casado.



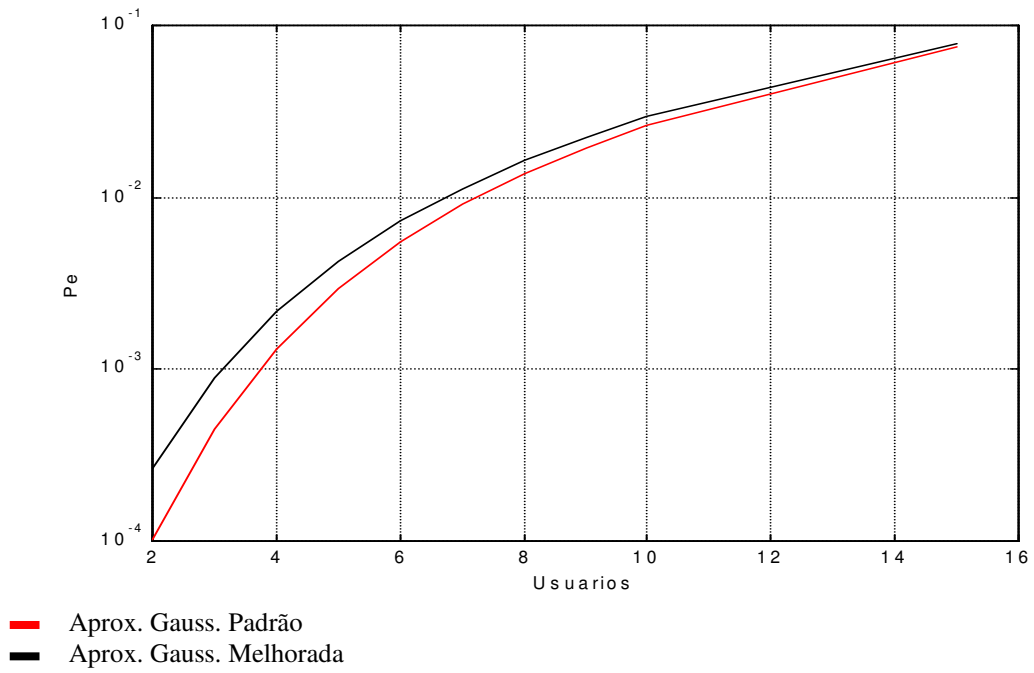


fig. 6.31 – Caso 1 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=100$ ), para o esquema de aquisição a filtro casado.

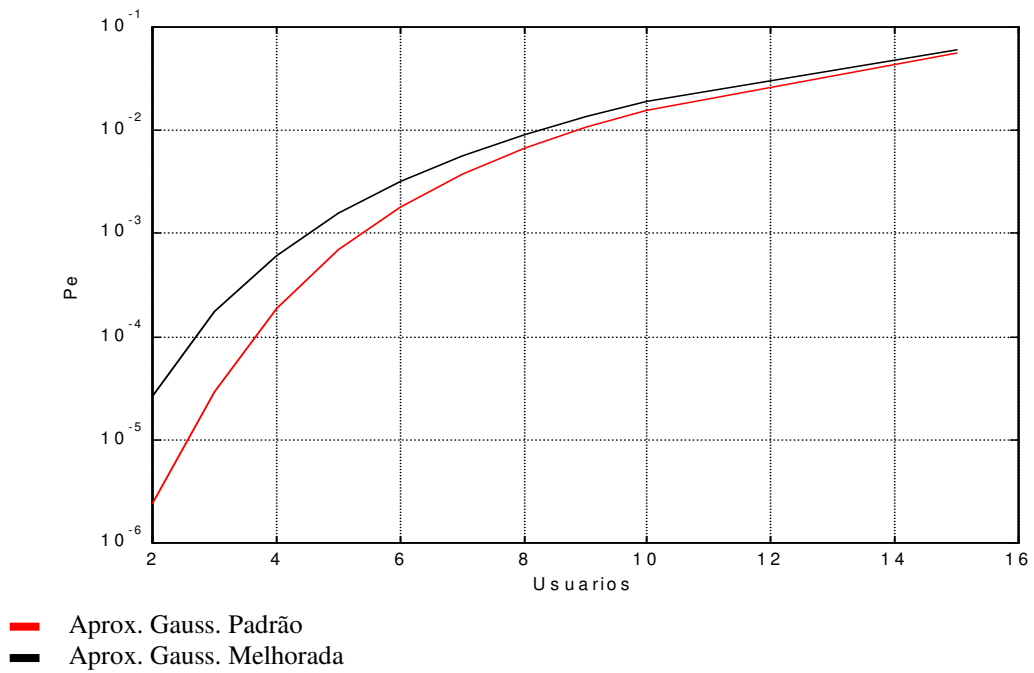


fig. 6.32 – Caso 1 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=1000$ ) para o esquema de aquisição a filtro casado.

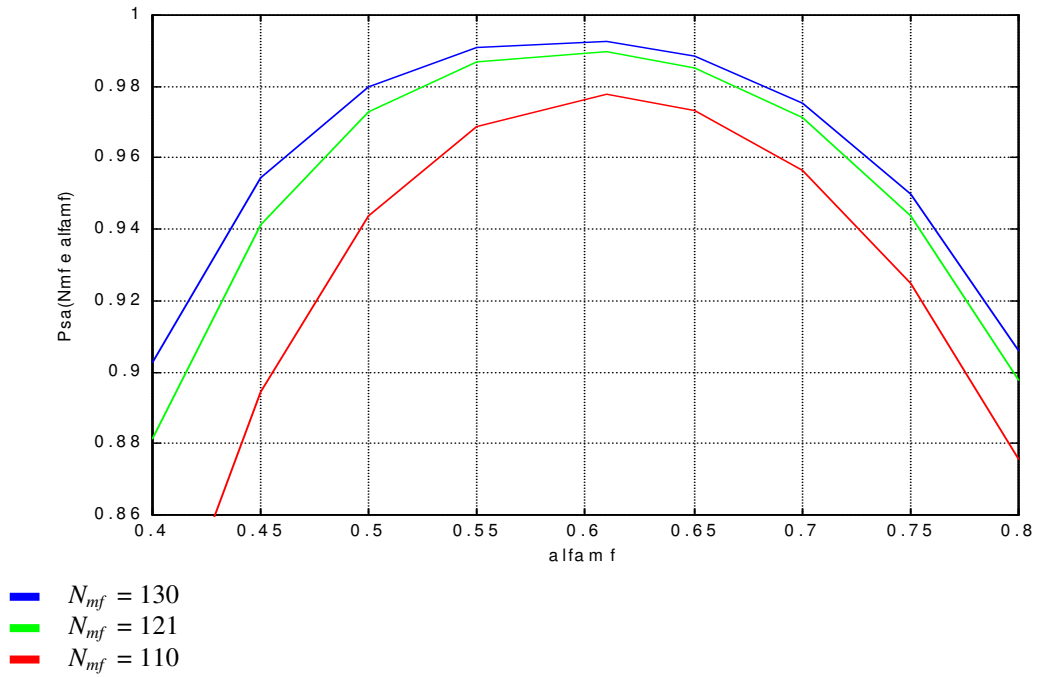


fig. 6.33 – Caso 1 – Probabilidade de sucesso de aquisição para o esquema de aquisição a filtro casado, usando a aproximação gaussiana padrão. Função de  $N_{mf}$  e  $\alpha_{mf}$ .

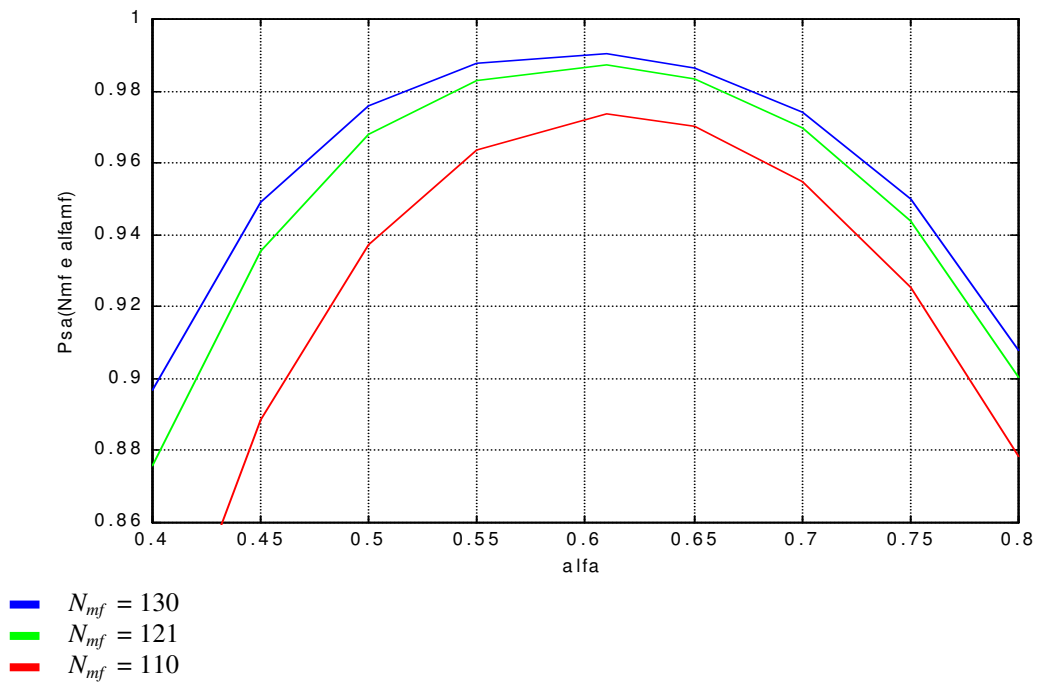


fig. 6.34 – Caso 1 – Probabilidade de sucesso de aquisição para o esquema de aquisição a filtro casado, usando a aproximação gaussiana melhorada. Função de  $N_{mf}$  e  $\alpha_{mf}$ .

### 6.2.2 Análise do Caso 2

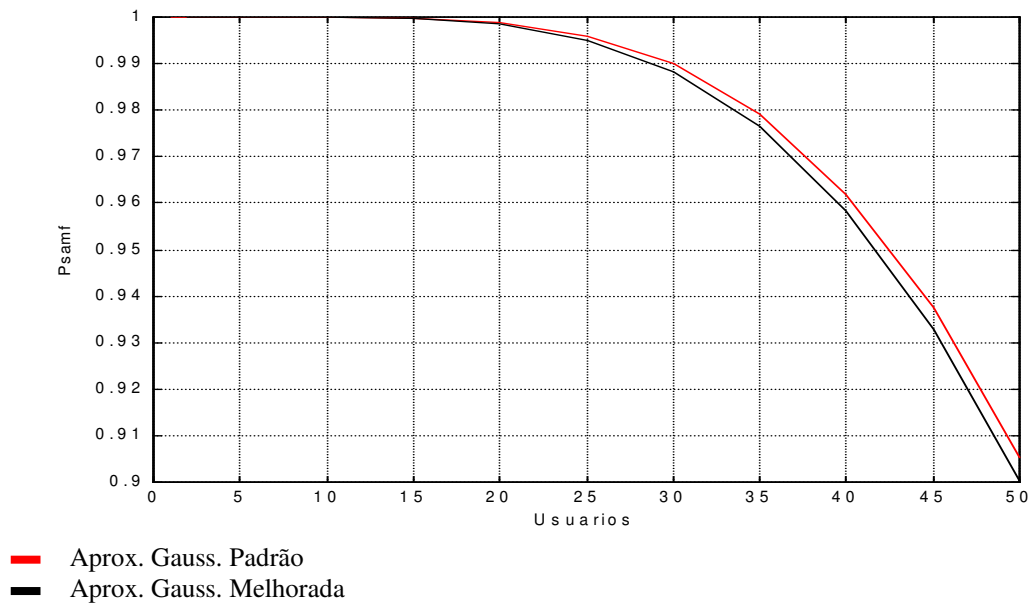


fig. 6.35 – Caso 2 - Comparação da probabilidade de sucesso de aquisição para aproximação gaussiana padrão e aproximação gaussiana melhorada para o esquema de aquisição a filtro casado.

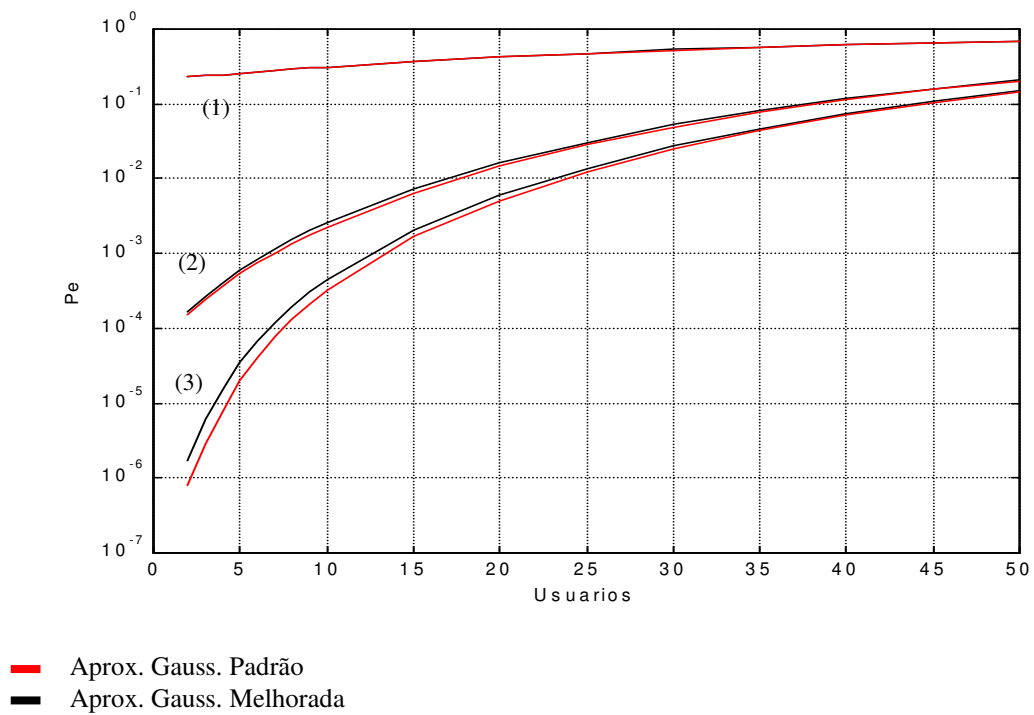


fig. 6.36 – Caso 2 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=10$  (1),  $E_b/N_0=50$  (2) e  $E_b/N_0=100$  (3)) para o esquema de aquisição a filtro casado.

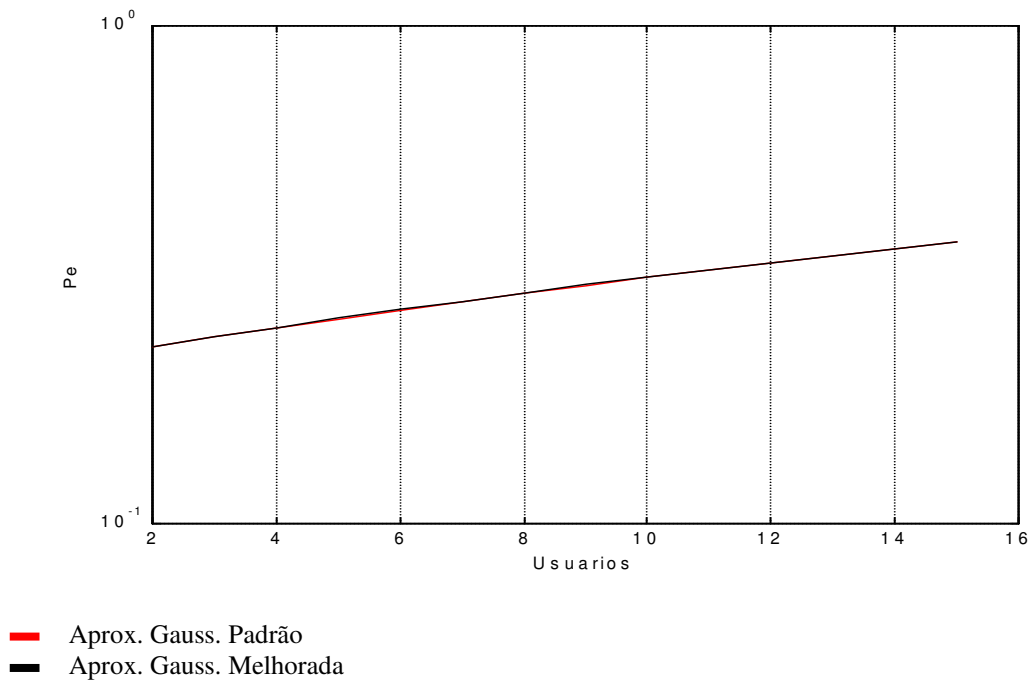


fig. 6.37 – Caso 2 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=10$ ) para o esquema de aquisição a filtro casado.

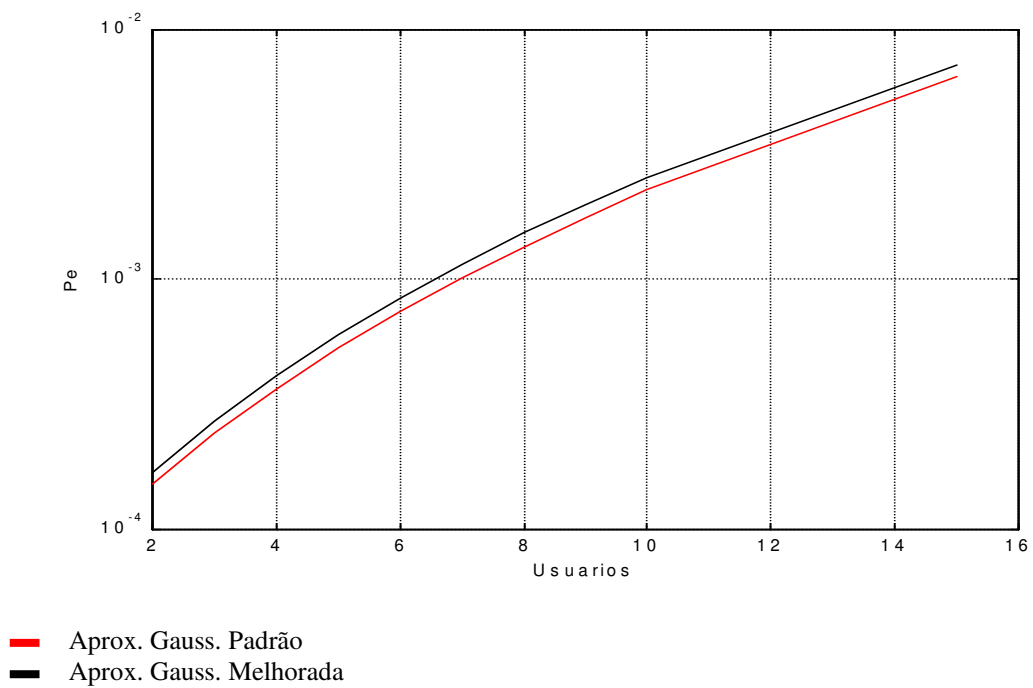


fig. 6.38 – Caso 2 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=50$ ) para o esquema de aquisição a filtro casado.

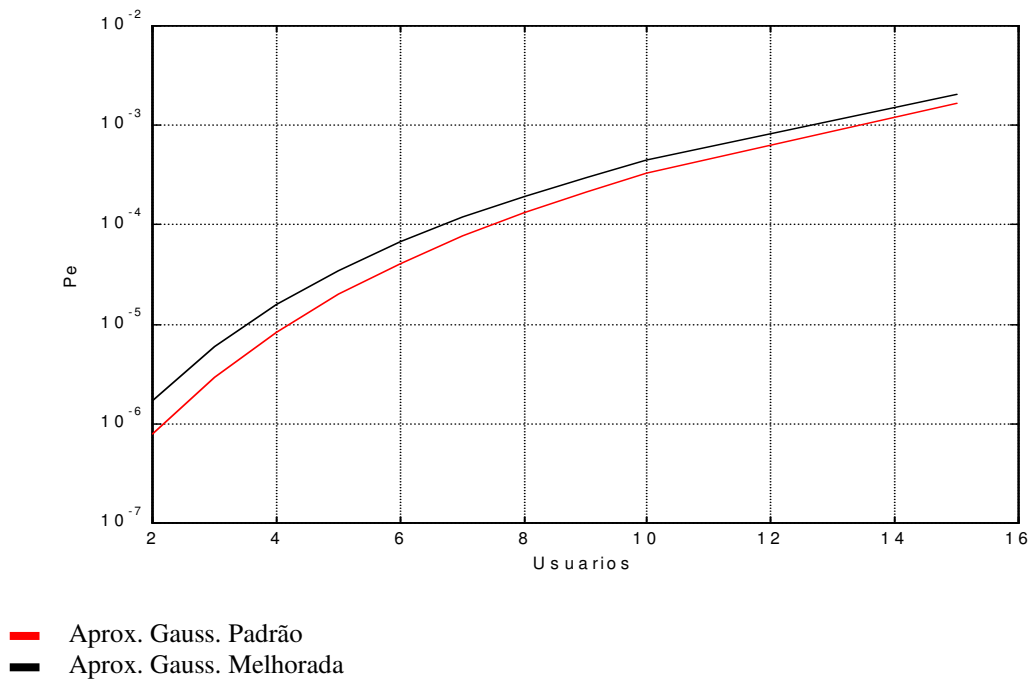


fig. 6.39 – Caso 2 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=100$ ) para o esquema de aquisição a filtro casado.

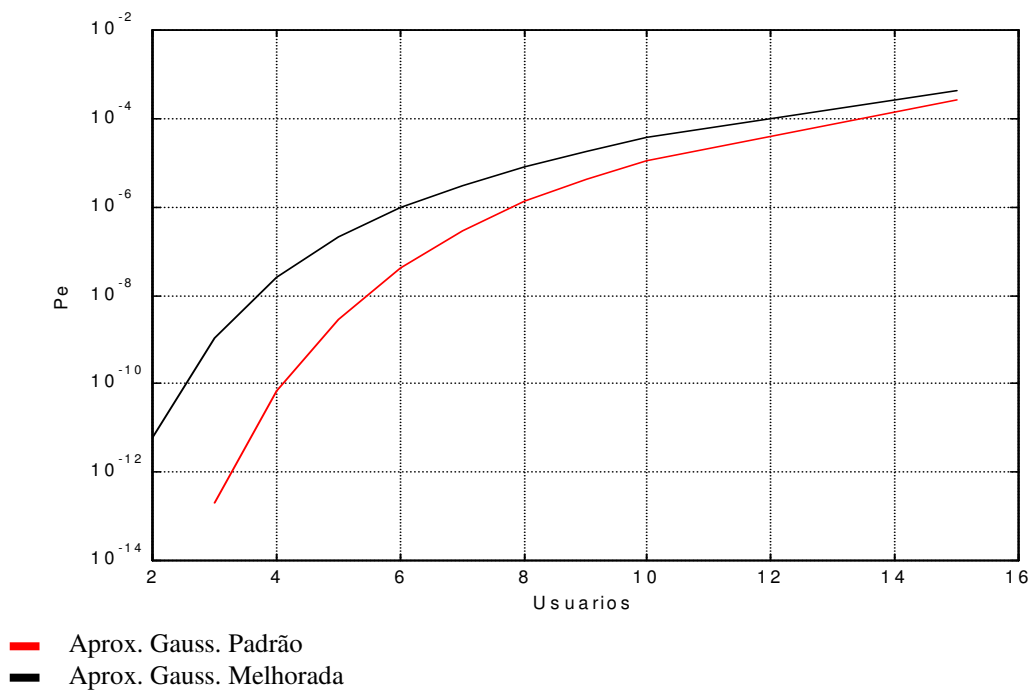


fig. 6.40 – Caso 2 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=1000$ ) para o esquema de aquisição a filtro casado.

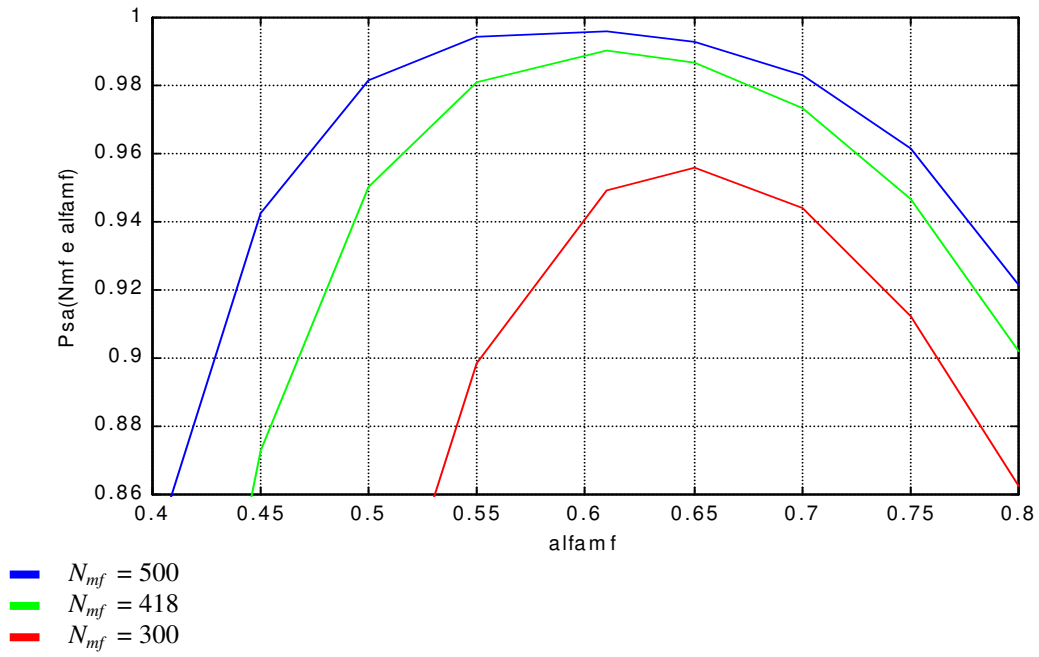


fig. 6.41 – Caso 2 – Probabilidade de sucesso de aquisição para o esquema de aquisição a filtro casado, usando a aproximação gaussiana padrão. Função de  $N_{mf}$  e  $\alpha_{mf}$ .

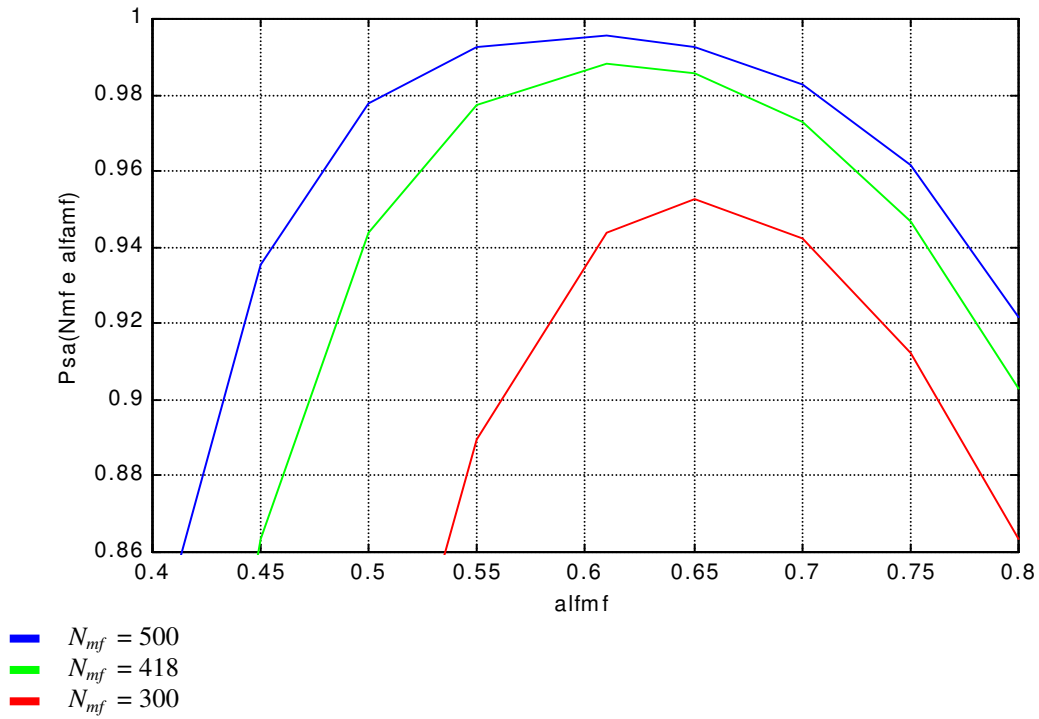


fig. 6.42 – Caso 2 – Probabilidade de sucesso de aquisição para o esquema de aquisição a filtro casado, usando a aproximação gaussiana melhorada. Função de  $N_{mf}$  e  $\alpha_{mf}$ .

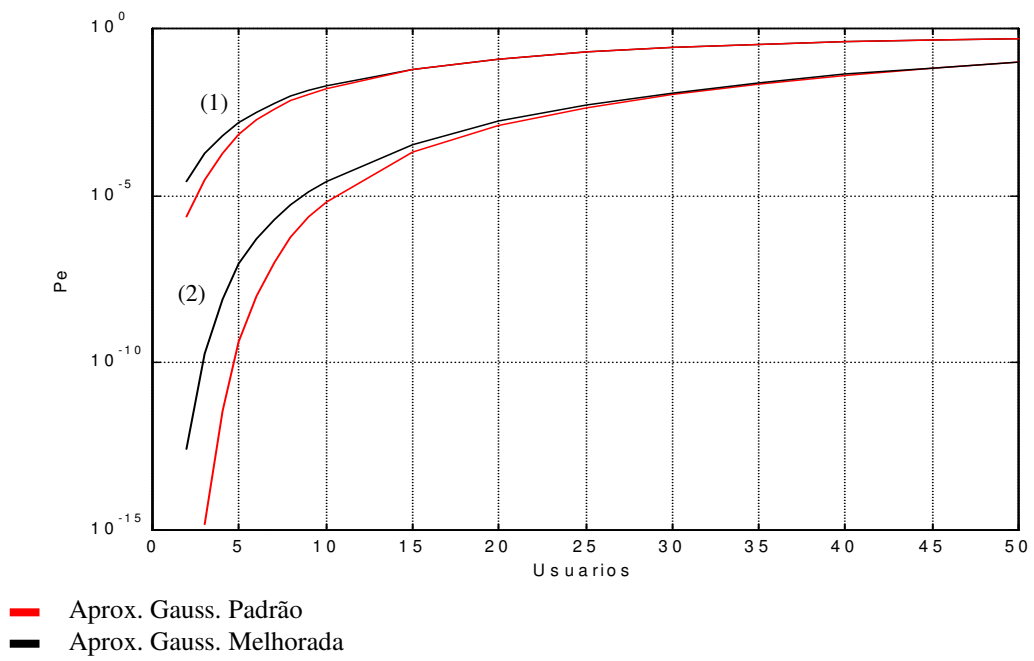


fig. 6.43 – Caso 1 (1) e Caso 2 (2) - Comparação entre as probabilidades de erro de aquisição assintóticas usando as aproximações gaussianas padrão e melhorada, para o esquema de aquisição a filtro casado.

### 6.3 Análise Numérica para o Esquema de Aquisição de Busca Serial

Nesta análise, será usado o equacionamento proposto em [Mad95] para a obtenção dos parâmetros ótimos para os sistemas de aquisição a filtro casado, para os casos 1 e 2. Os cálculos elaborados são baseados nas expressões apresentadas no item 5.3.7.2

Como mencionado no item anterior, o esquema de busca serial apresenta apenas 2 parâmetros para serem escolhidos, além do período de integração do correlator  $C_{ss}$  : o limiar de decisão do filtro casado do primeiro estágio  $\beta_{ss}$  e o tempo máximo  $T_{max}$  permitido para o processo de aquisição. A escolha dos parâmetros deve ser feita visando minimizar  $T_{max}$ .

	PARÂMETROS DADOS	
	$J$	$T$
<b>Caso 1</b>	9	10
<b>Caso2</b>	30	50

Tabela 6.5 – Parâmetros conhecidos para o esquema de aquisição de busca serial

O processo de otimização para o esquema de busca serial consiste, portanto, em fixar  $\tilde{P}_{sa}$ ,  $J$  e variar  $C_{ss}$  e  $\beta_{ss}$ , 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 de busca serial:



	Aproximação	PARÂMETROS OTIMIZADOS			
		$C_{ss}$	$\beta_{ss}$	$T_{max}$	$\tilde{P}_{sa}$
Caso 1	Gaussiana Padrão [Mad95]	121	0.60	1210	0.99
	Gaussiana Padrão	121	0.59	1210	0.99014
	Gaussiana Melhorada	129	0.59	1290	0.99027
Caso 2	Gaussiana Padrão [Mad95]	418	0.61	20900	0.99003
	Gaussiana Padrão	418	0.61	20900	0.99003
	Gaussiana Melhorada	432	0.61	21600	0.99004

Tabela 6.6 – Resultados numéricos otimizados para o esquema de aquisição de busca serial

Os resultados apresentados, são para o esquema de aquisição de busca serial utilizando os parâmetros obtidos por [Mad95], com o intuito de obter uniformidade de resultados e uma referência de comparação.

### 6.3.1 Análise do Caso 1

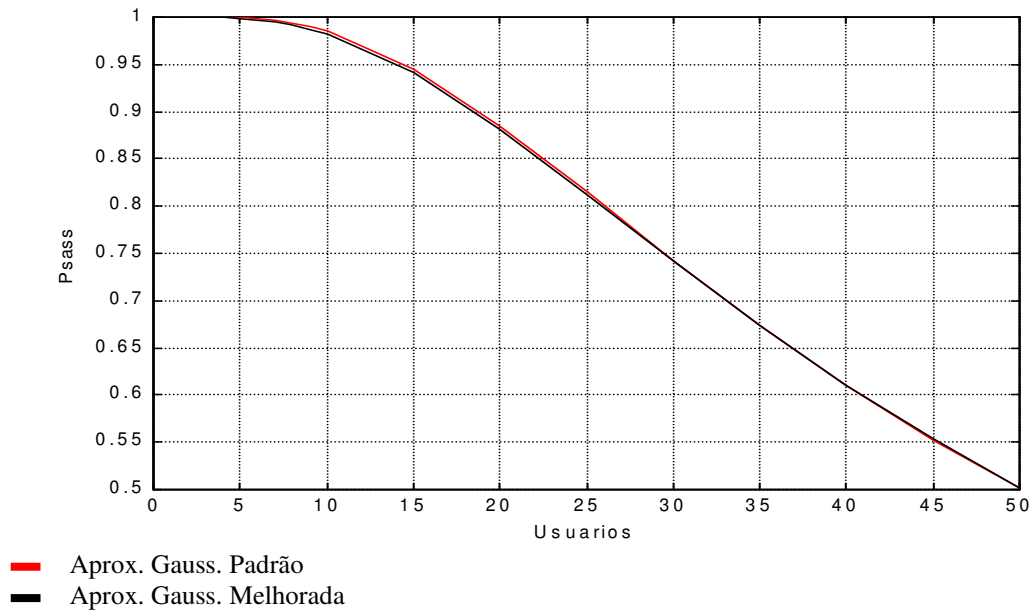


fig. 6.44 – Caso 1 - Comparação da probabilidade de sucesso de aquisição para aproximação gaussiana padrão e aproximação gaussiana melhorada para o esquema de aquisição de busca serial.

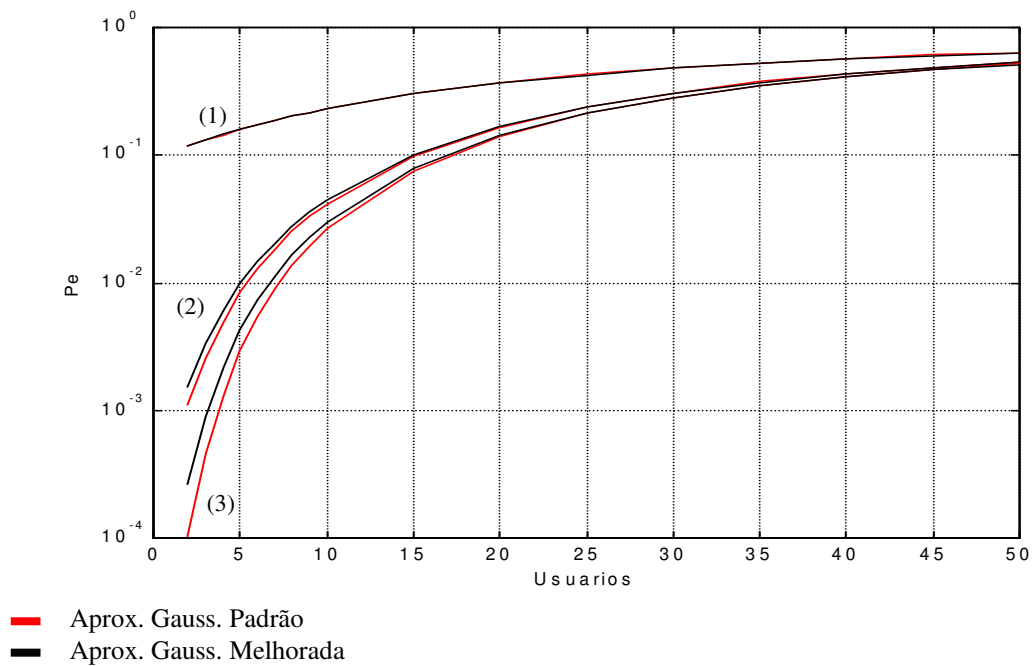


fig. 6.45 – Caso 1 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=10$  (1),  $E_b/N_0=50$  (2) e  $E_b/N_0=100$  (3)), para o esquema de aquisição de busca serial.

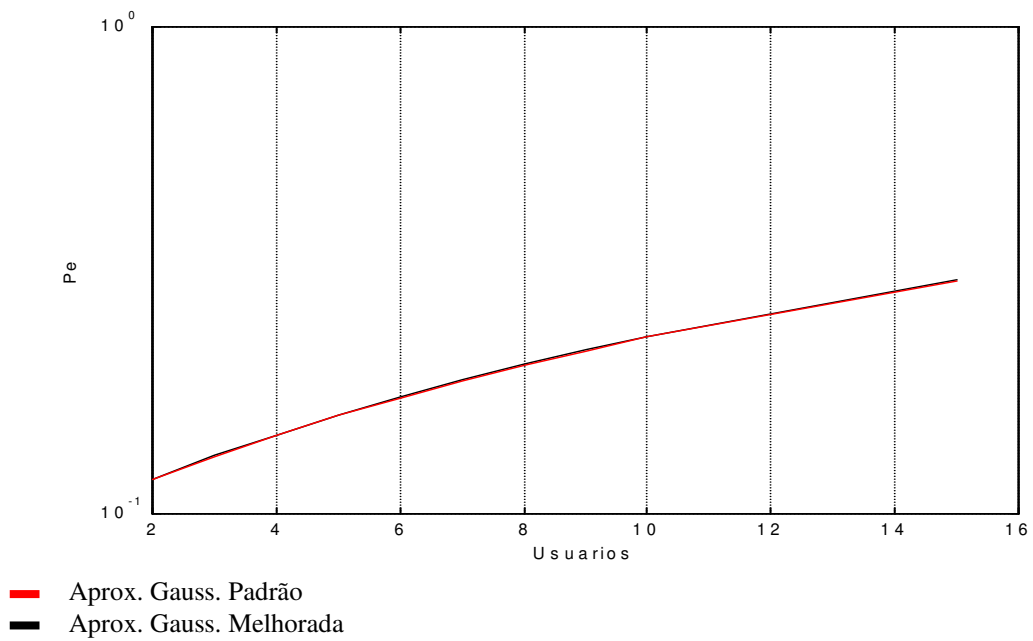


fig. 6.46 – Caso 1 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=10$ ) para o esquema de aquisição de busca serial.

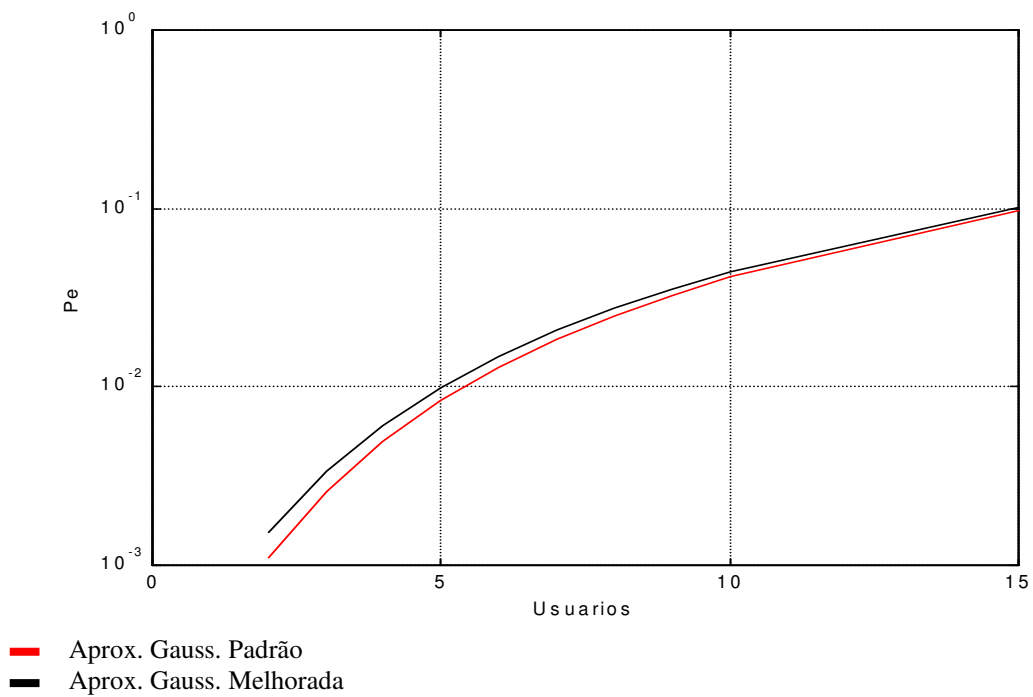


fig. 6.47 – Caso 1 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=50$ ) para o esquema de aquisição de busca serial.

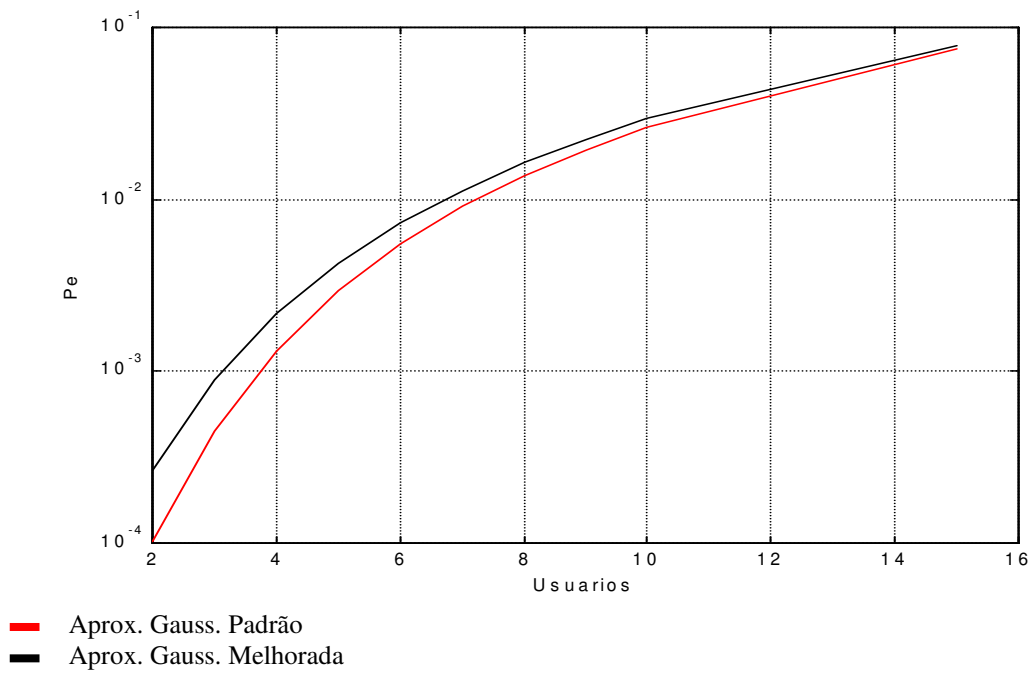


fig. 6.48 – Caso 1 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=100$ ) para o esquema de aquisição de busca serial.

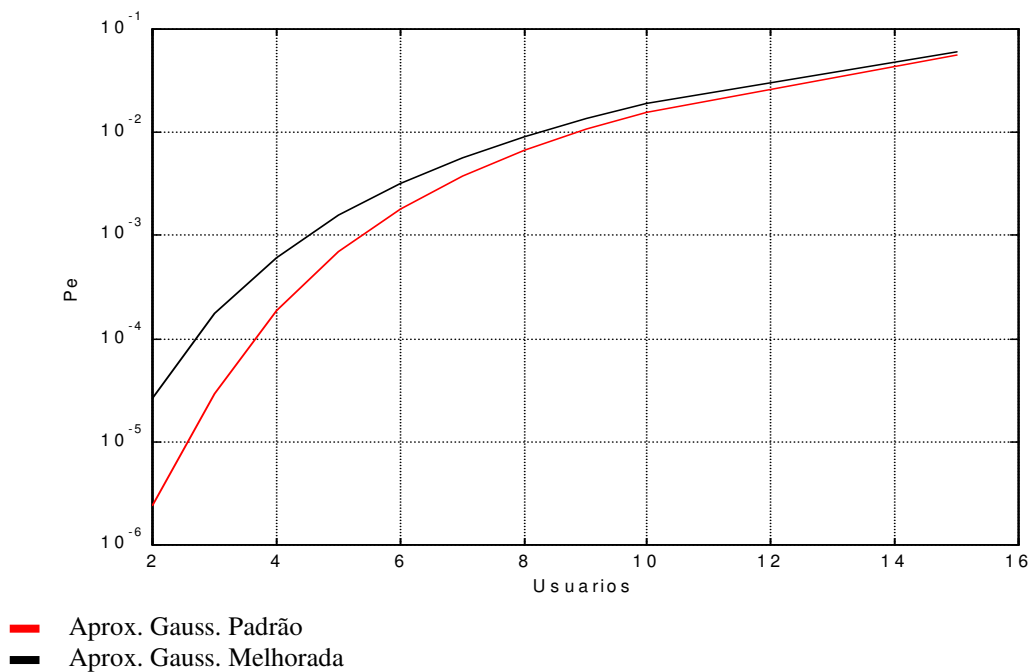


fig. 6.49 – Caso 1 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=1000$ ) para o esquema de aquisição de busca serial.

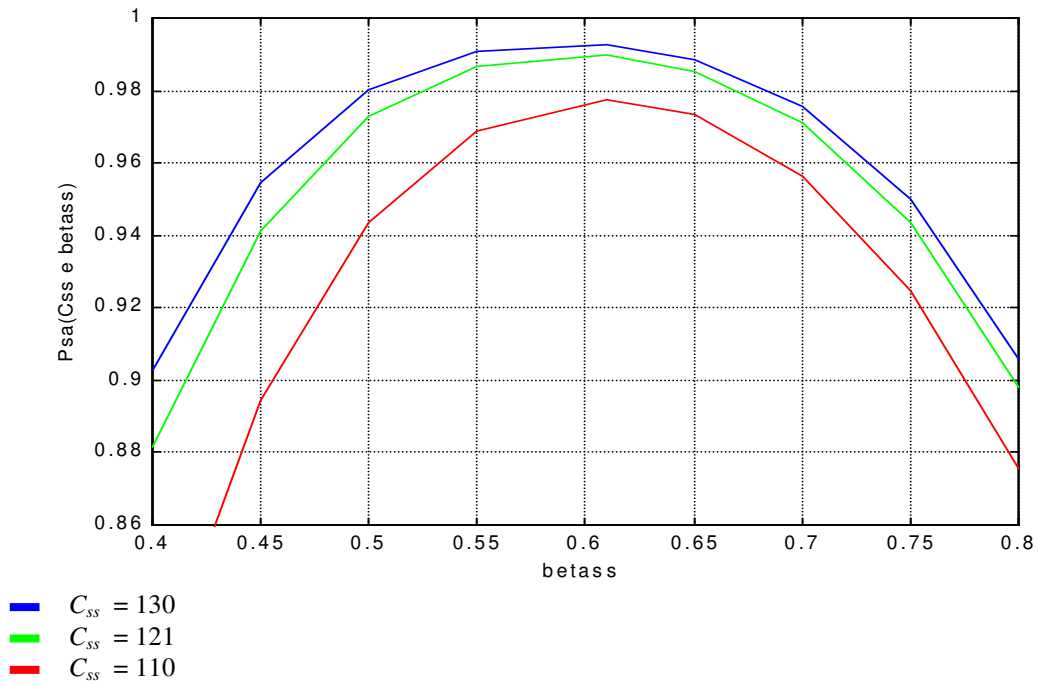


fig. 6.50 – Caso 1 – Probabilidade de sucesso de aquisição para o esquema de aquisição de busca serial, usando a aproximação gaussiana padrão. Função de  $C_{ss}$  e  $\beta_{ss}$ .

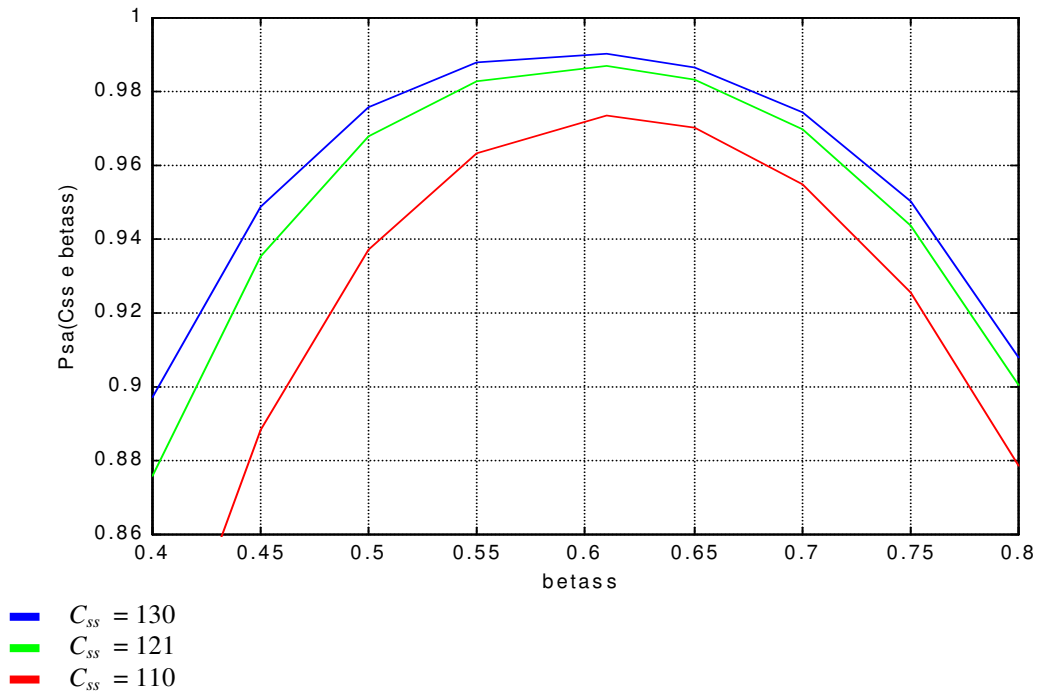


fig. 6.51 – Caso 1 – Probabilidade de sucesso de aquisição para o esquema de aquisição de busca serial, usando a aproximação gaussiana melhorada. Função de  $C_{ss}$  e  $\beta_{ss}$ .

### 6.3.2 Análise do Caso 2

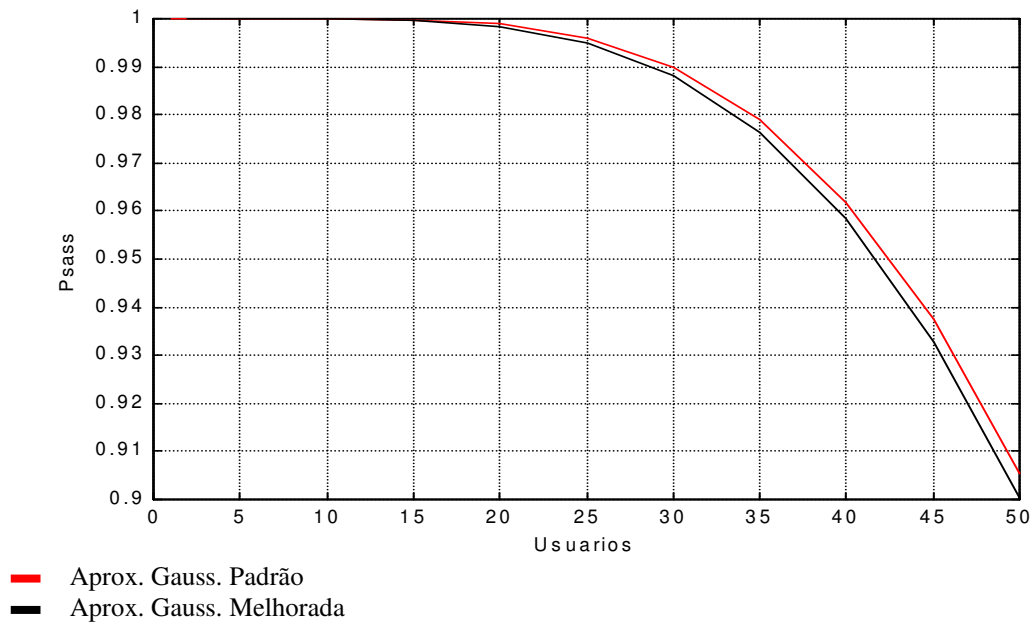


fig. 6.52 – Caso 2 - Comparação da probabilidade de sucesso de aquisição para aproximação gaussiana padrão e aproximação gaussiana melhorada para o esquema de aquisição de busca serial.

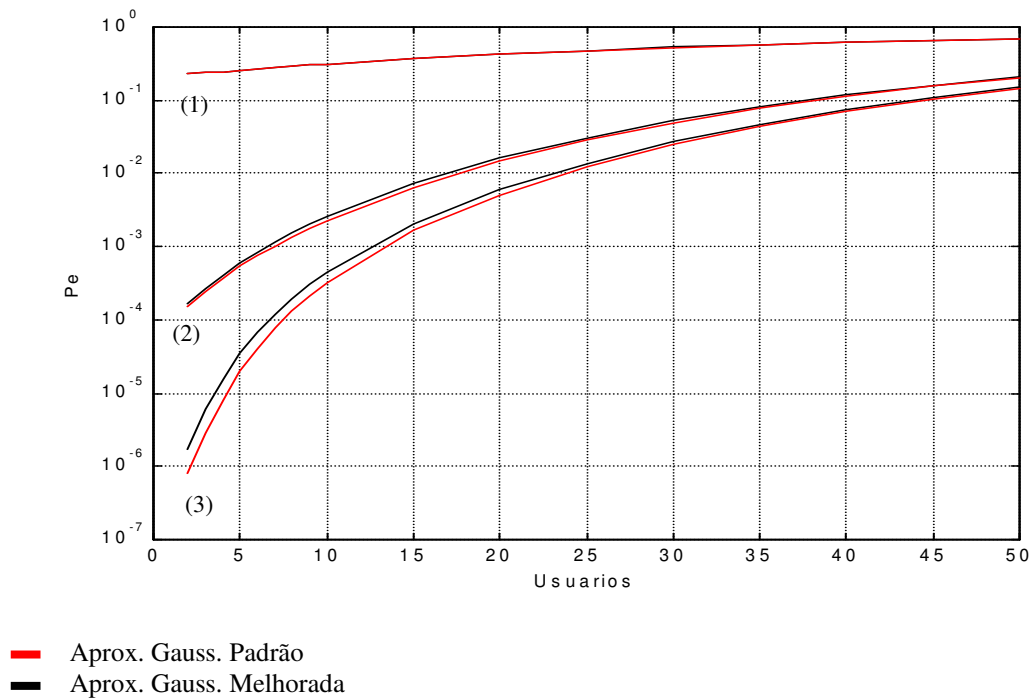


fig. 6.53 – Caso 2 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=10$  (1),  $E_b/N_0=50$  (2) e  $E_b/N_0=100$  (3)), para o esquema de aquisição de busca serial.

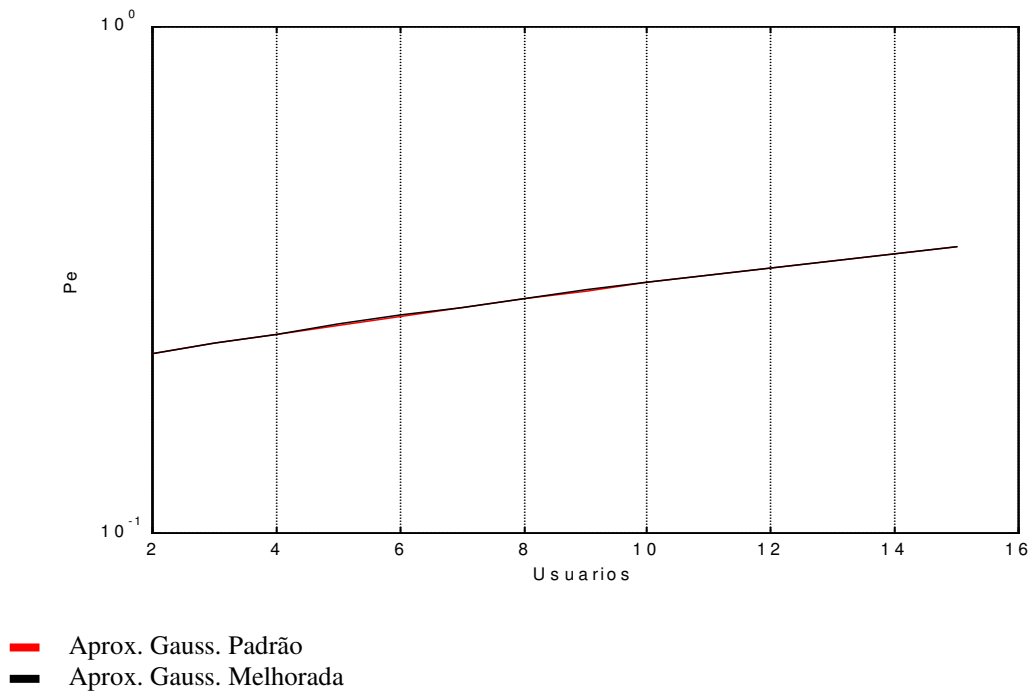


fig. 6.54 – Caso 2 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=10$ ) para o esquema de aquisição de busca serial.

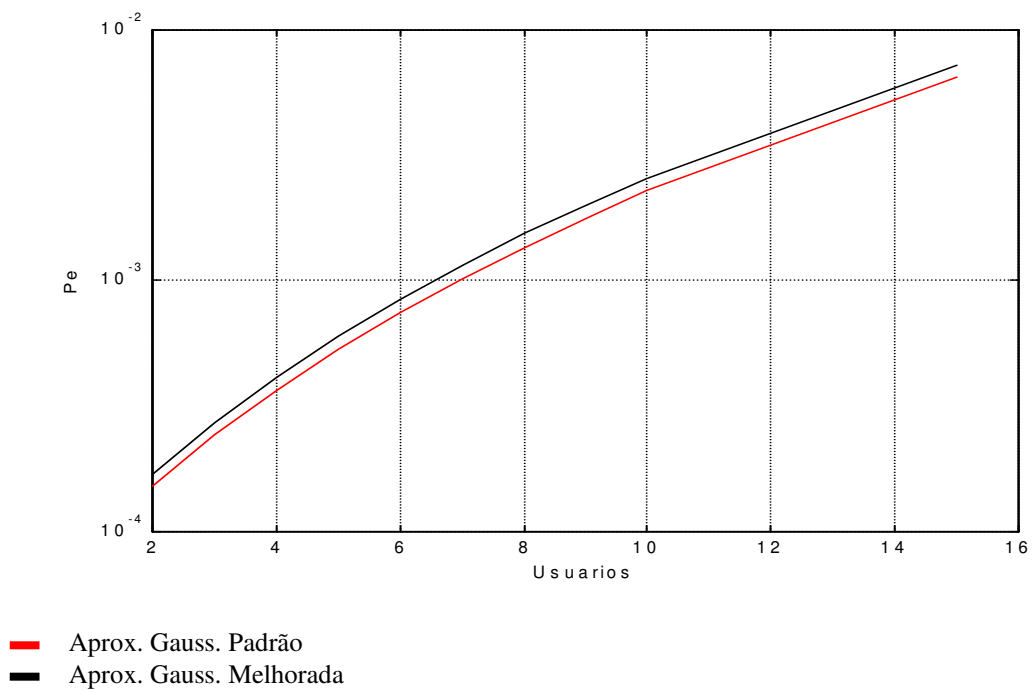
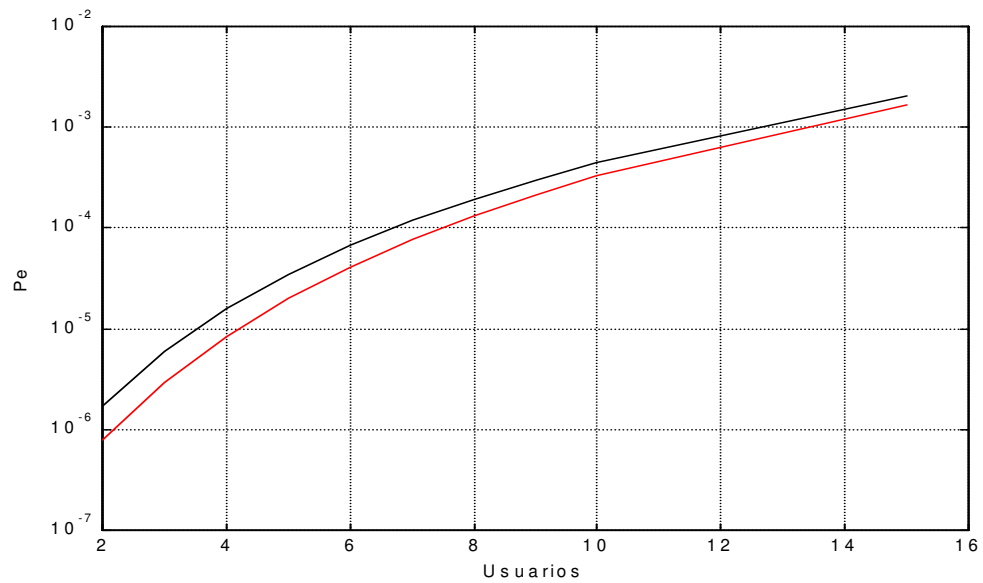
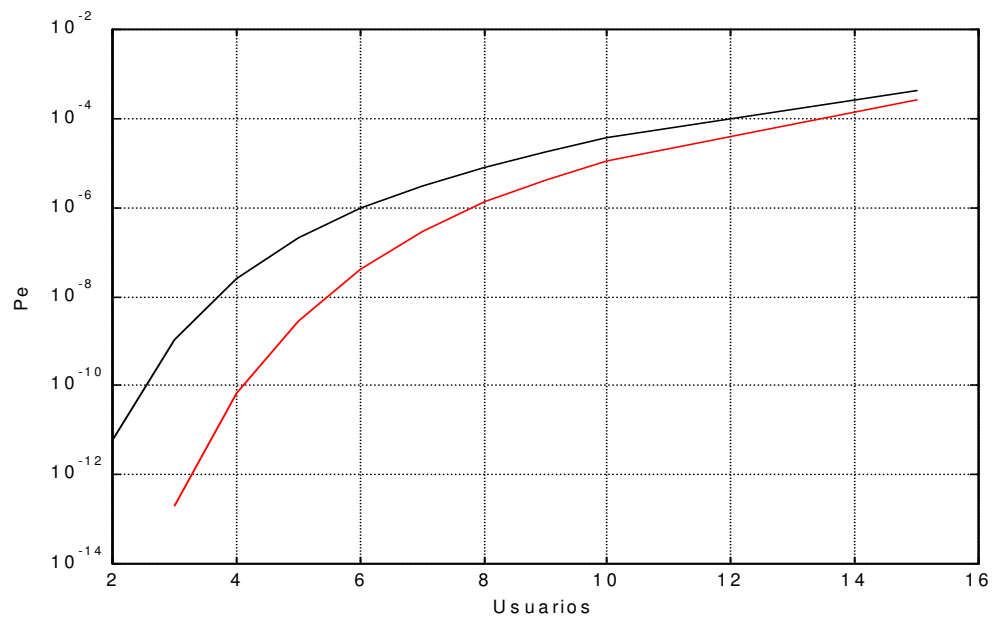


fig. 6.55 – Caso 2 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=50$ ) para o esquema de aquisição de busca serial.



— Aprox. Gauss. Padrão  
 — Aprox. Gauss. Melhorada

fig. 6.56 – Caso 2 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=100$ ) para o esquema de aquisição de busca serial.



— Aprox. Gauss. Padrão  
 — Aprox. Gauss. Melhorada

fig. 6.57 – Caso 2 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada, considerando o ruído do canal AWGN ( $E_b/N_0=1000$ ) para o esquema de aquisição de busca serial.



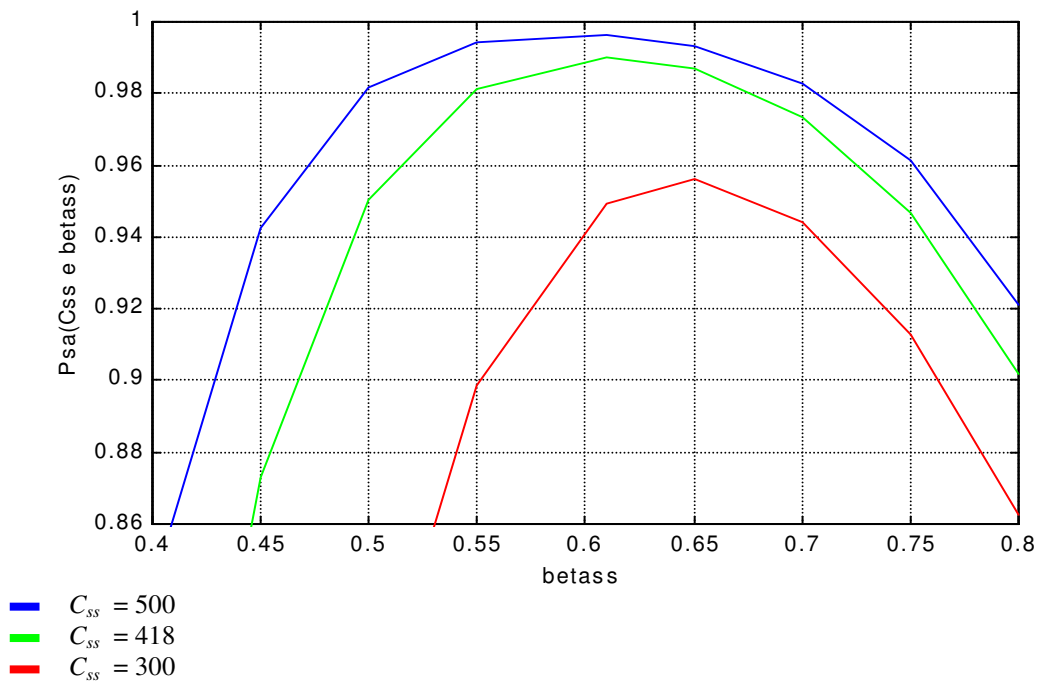


fig. 6.58 – Caso 2 – Probabilidade de sucesso de aquisição para o esquema de aquisição de busca serial usando a aproximação gaussiana padrão. Função de  $C_{ss}$  e  $\beta_{ss}$ .

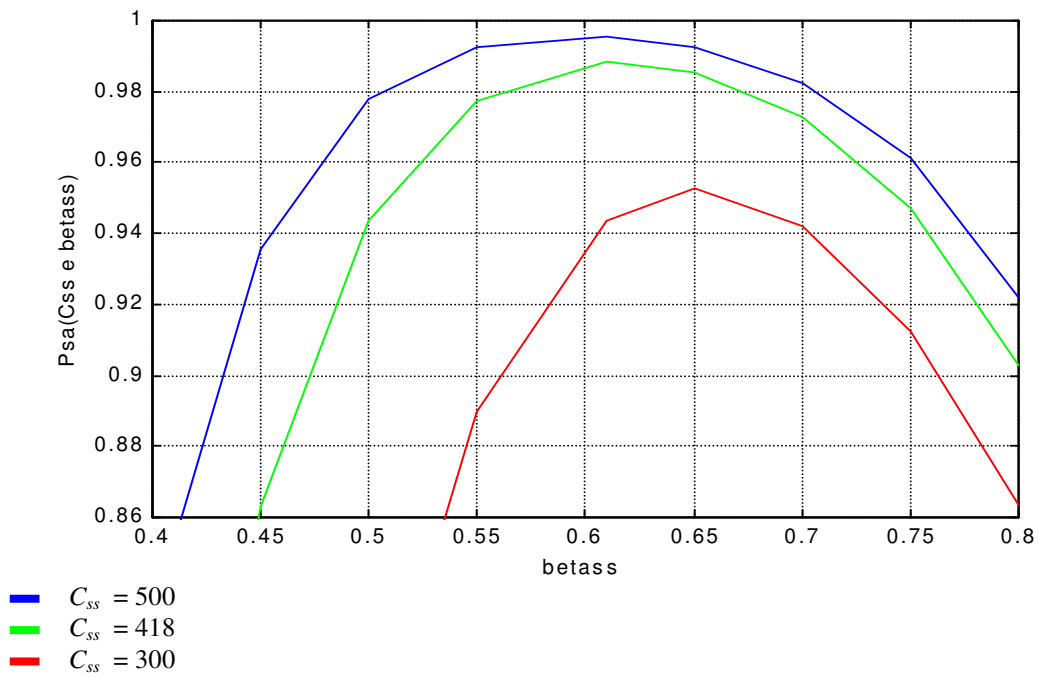


fig. 6.59 – Caso 2 – Probabilidade de sucesso de aquisição para o esquema de aquisição de aquisição de busca serial, usando a aproximação gaussiana melhorada. Função de  $C_{ss}$  e  $\beta_{ss}$ .

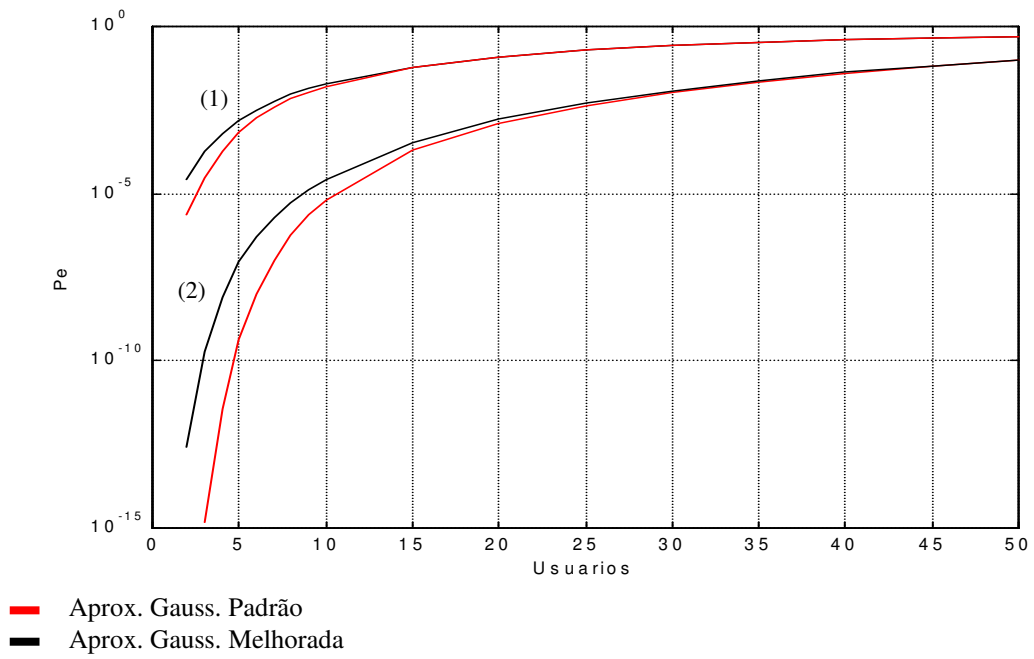


fig. 6.60 – Caso 1 (1) e Caso 2 (2) - Comparação entre as probabilidades de erro de aquisição assintóticas usando as aproximações gaussianas padrão e melhorada, para o esquema de aquisição de busca serial.

#### ***6.4 Análise de Simulação do Esquema de Aquisição em Dois Estágios***

Com o intuito de verificar a validade das expressões obtidas no capítulo 5, para o esquema de aquisição em 2 estágios, foram desenvolvidos alguns algoritmos de simulação usando o software MATLAB. Os principais algoritmos utilizados são descritos no anexo E.

As simulações, para o esquema de aquisição em dois estágios, foram desenvolvidas para os 2 casos de interesse, indicados no início desse capítulo. A modelagem usada segue as considerações apresentadas no item 5.3. Adicionalmente, foram analisadas as seguintes modelagens:

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.

Modelo 3 – A MAI é modelada como um conjunto de sequências aleatórias e a transmissão desejada é modelada uma sequência de máximo comprimento.

Com o objetivo de obter um compromisso entre o tempo de simulação e a precisão dos resultados, foi adotado que o número de amostras por chip é de 30 amostras/chip e a frequência da portadora é 3 vezes maior que a taxa de chip. O número elevado de amostras por chip se deve a modelagem adotada, onde os deslocamentos entre as transmissões são escolhidos uniformemente entre as amostras possíveis.

O tempo computacional necessário para executar as simulações elaboradas é bastante elevado, principalmente se comparados com o tempo necessário para executar os cálculos analíticos sugeridos no capítulo 5. Para a execução do caso 2, foi necessário reduzir a precisão da simulação para obter resultados em tempos realizáveis.

Na tabela 6.7 são apresentados os tempos de processamento obtidos para algumas das simulações elaboradas. Os resultados apresentados são referentes às simulações elaboradas em microcomputador Pentium 166 MMX, utilizando 32Mbyte de memória, na obtenção de 4 pontos (9, 20, 30 e 40 usuários interferentes) da curva da probabilidade de sucesso de aquisição ( $P_{sa}$ ) analisada.

MODELO	TEMPO DE PROCESSAMENTO (s)	
	Caso 1 (10.000 tentativas)	Caso 2 (1.000 tentativas)
Modelo 1	$2,01.10^4$	$1,30.10^5$
Modelo 2	$1,06.10^5$	$2,16.10^5$
Modelo 3	$0.826.10^5$	*****

Tabela 6.7 – Comparação do tempo de processamento de alguns casos analisados

### 6.4.1 Análise do Caso 1

- *Modelo 1*

O modelo 1, utiliza a hipótese apresentada no item 5.3.4, onde a MAI é aproximada a um processo AWGN. No processo de obtenção da probabilidade de sucesso de aquisição, para o caso 1, foi considerado que, para se obter uma precisão de 0.001, são necessárias 10.000 tentativas de aquisição [Shan97]. O período da sequência desejada é considerada igual ao número de estágios do filtro casado do primeiro estágio ( $N = 30$ ), considerando que a mesma é usada no processo de demodulação da informação.

As curvas apresentadas nas figuras 6.61 e 6.62, comparam os resultados obtidos usando o modelo 1 com os resultados obtidos no item 6.1.1. Analisando os resultados apresentados na figura 6.61, verifica-se que as expressões obtidas pelo equacionamento proposto no capítulo 5, apresentam razoável precisão.

Considerando a comparação entre os resultados analíticos usando a aproximação gaussiana padrão apresentada na tabela 6.8, o desvio máximo foi de 3.666%. Já para a comparação entre os resultados usando a aproximação gaussiana melhorada ,apresentada na tabela 6.13, o desvio máximo foi de 3.562%.

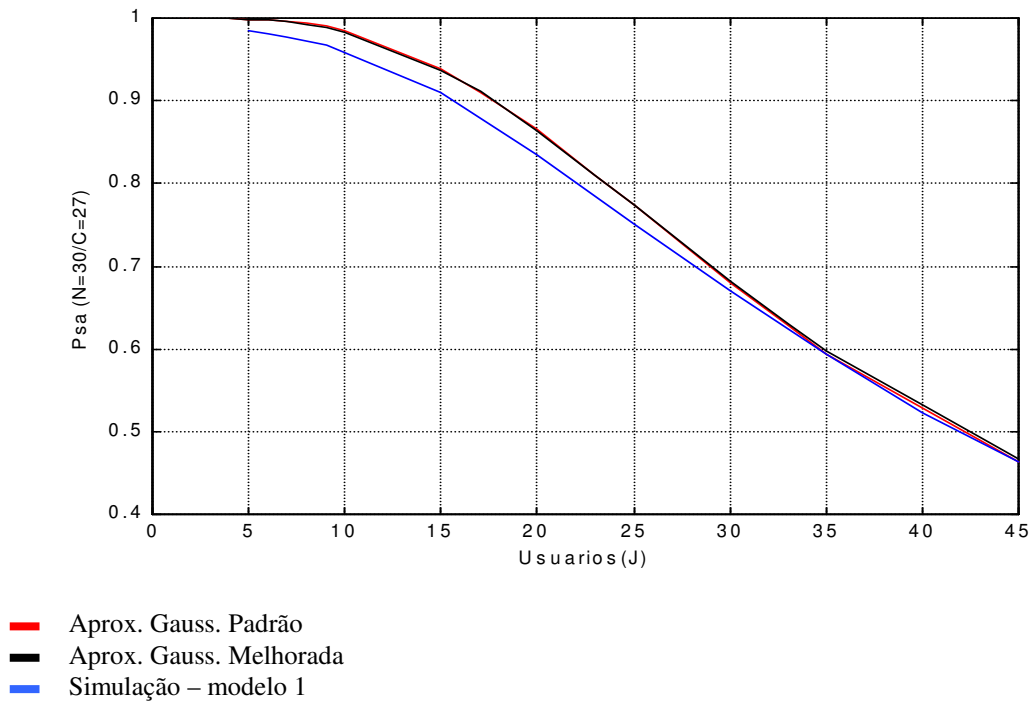


fig. 6.61 – Caso 1 - Comparação entre a probabilidade de sucesso de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada com a simulação usando o modelo 1, para o esquema de aquisição a dois estágios.

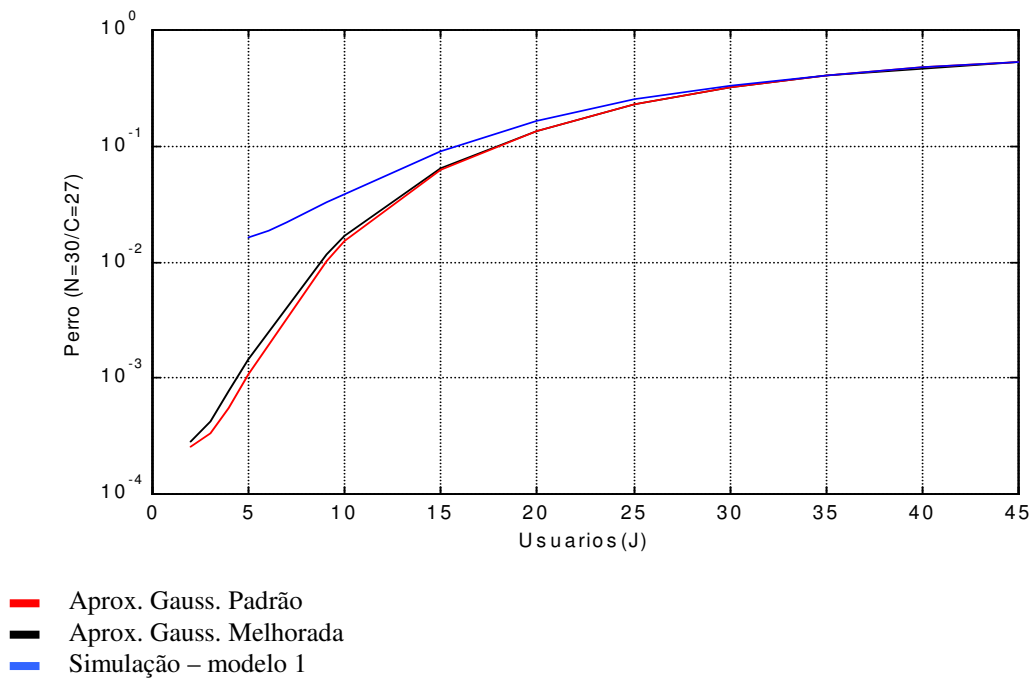


fig. 6.62 – Caso 1 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada com a simulação usando o modelo 1, para o esquema de aquisição a dois estágios.

- **Modelo 2**

O modelo 2, considera a MAI e a transmissão desejada como seqüências aleatórias. No processo de obtenção da probabilidade de sucesso de aquisição, para o caso 1, foi considerado que, para se obter uma precisão de 0.001, são necessárias 10.000 tentativas de aquisição [Shan97]. O período da seqüência desejada é considerada igual ao número de estágios do filtro casado do primeiro estágio ( $N = 30$ ), considerando que a mesma é usada no processo de demodulação da informação e o período das seqüências interferentes é considerado infinito, visto que as seqüências interferentes são obtidas pela combinação de seqüências de espalhamento e de sinal de informação (aleatório).

As curvas apresentadas nas figuras 6.63 e 6.64, comparam os resultados obtidos usando o modelo 2 com os resultados obtidos no item 6.1.1. Analisando os resultados apresentados na figura 6.63, verifica-se que as expressões obtidas pelo equacionamento proposto no capítulo 5, apresentam razoável precisão.

Considerando a comparação entre os resultados analíticos usando a aproximação gaussiana padrão apresentada na tabela 6.9, o desvio máximo foi de 5,977%. Já para a comparação com os resultados usando a aproximação gaussiana melhorada apresentada na tabela 6.14, o desvio máximo foi de 5.873%.

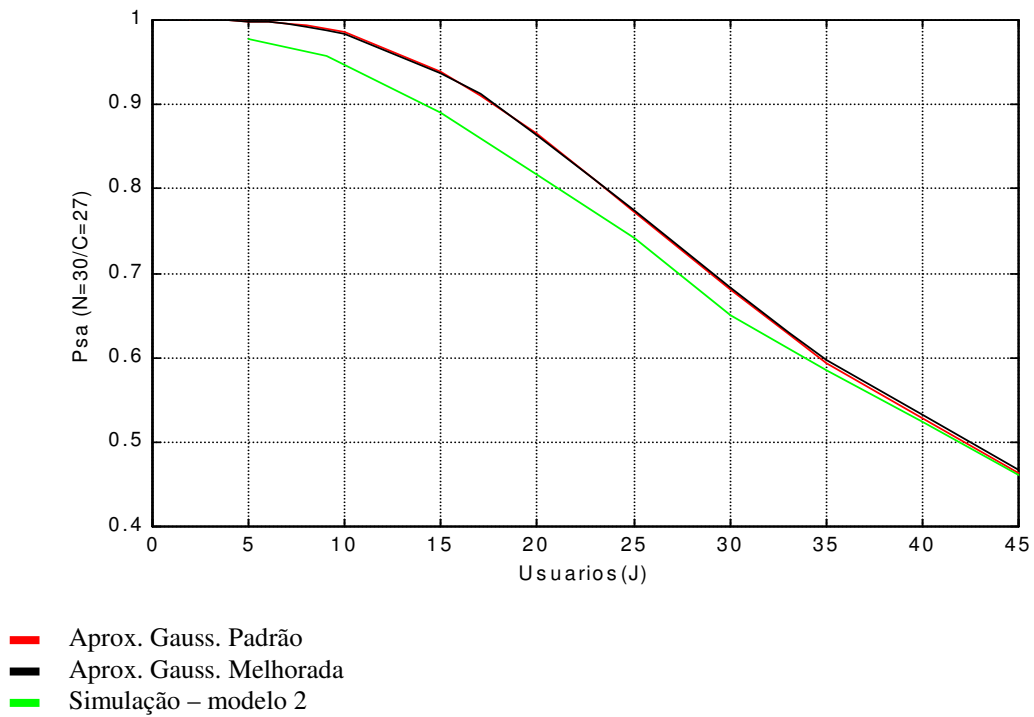


fig. 6.63 – Caso 1 - Comparação entre a probabilidade de sucesso de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada com a simulação usando o modelo 2, para o esquema de aquisição a dois estágios.

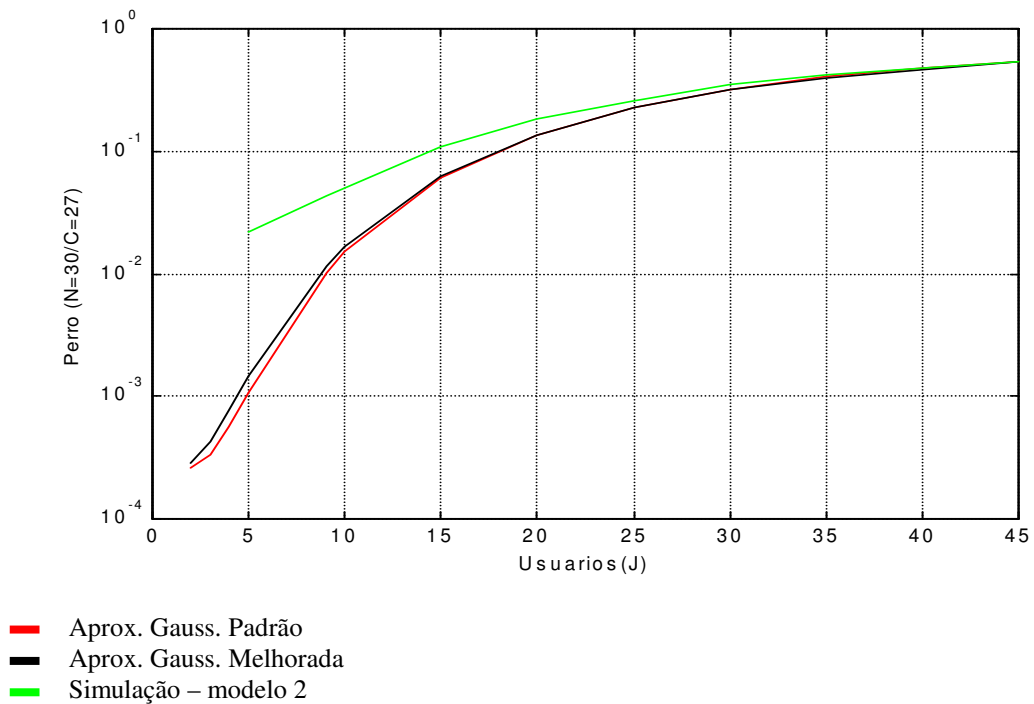


fig. 6.64 – Caso 1 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada com a simulação usando o modelo 2, para o esquema de aquisição a dois estágios.

- **Modelo 3**



O modelo 3, considera a MAI como um conjunto de seqüências aleatórias e a transmissão desejada como uma seqüência de máximo comprimento. No processo de obtenção da probabilidade de sucesso de aquisição, para o caso 1, foi considerado que, para se obter uma precisão de 0.001, são necessárias 10.000 tentativas de aquisição [Shan97]. O período da seqüência desejada é igual a 31 e o período das seqüências interferentes é considerado infinito, visto que as seqüências interferentes são obtidas pela combinação das seqüências de espalhamento e do sinal de informação ( aleatório).

O polinômio primitivo utilizado para esta simulação é dado pela notação octal (45), e representado por [Pet95]:

$$f(X) = X^5 + X^2 + 1 \quad (6.1)$$

As curvas apresentadas nas figuras 6.65 e 6.66, comparam os resultados obtidos usando o modelo 3 com os resultados obtidos no item 6.1.1.

Uma interpretação possível para o melhor resultado nessas simulações, se deve ao fato do ruído próprio ser menor do que aquele previsto nas aproximações gaussianas padrão e gaussianas melhoradas. Já para um número pequeno de usuários, as aproximações gaussianas não são suficientemente precisas, apresentando resultados otimistas para a probabilidade de sucesso de aquisição.

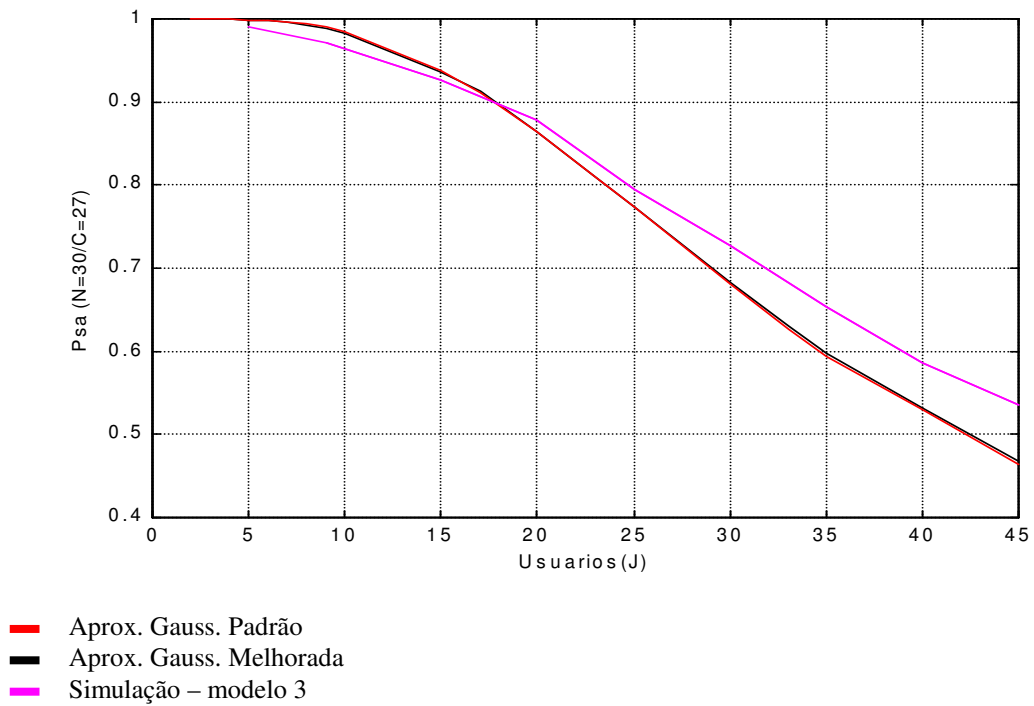


fig. 6.65 – Caso 1 - Comparação entre a probabilidade de sucesso de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada com a simulação usando o modelo 3, para o esquema de aquisição a dois estágios.

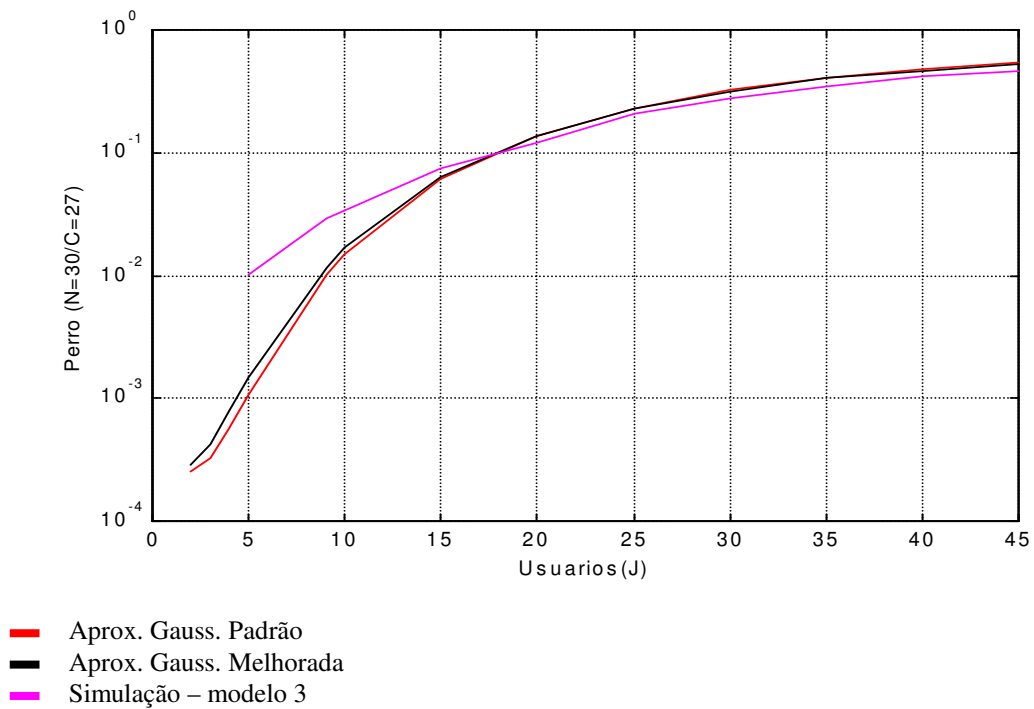


fig. 6.66 – Caso 1 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada com a simulação usando o modelo 3, para o esquema de aquisição a dois estágios.

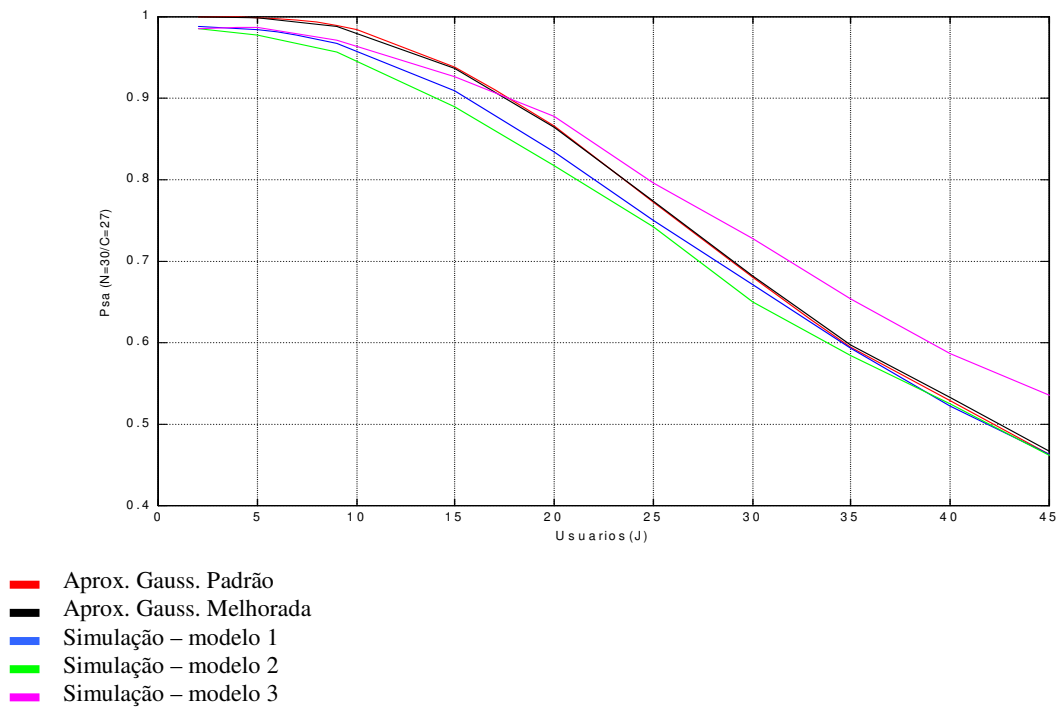


fig. 6.67 – Caso 1 - Comparação entre a probabilidade de sucesso de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada com a simulação usando os modelos 1, 2 e 3, para o esquema de aquisição a dois estágios.

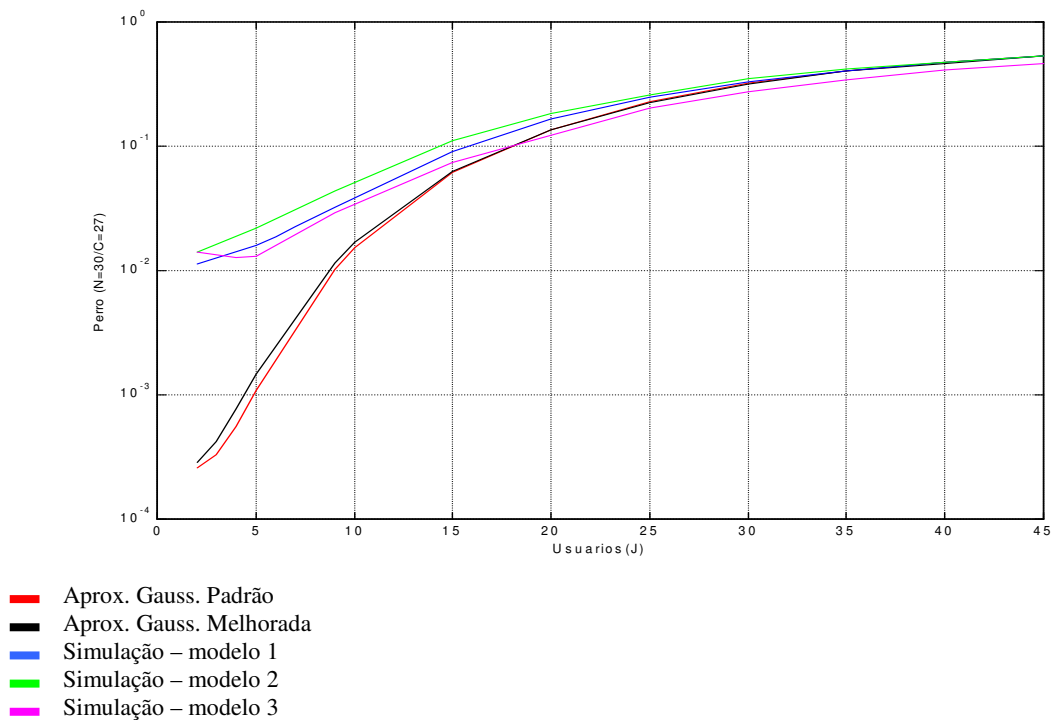


fig. 6.68 – Caso 1 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada com a simulação usando os modelos 1, 2 e 3, para o esquema de aquisição a dois estágios.

### 6.4.2 Análise do Caso 2

- *Modelo 1*

O modelo 1, utiliza a hipótese apresentada no item 5.3.4, onde a MAI é aproximada a um processo AWGN. No processo de obtenção da probabilidade de sucesso de aquisição, para o caso 2, foi considerado que, para se obter uma precisão de 0.01, são necessárias 1.000 tentativas de aquisição [Shan97]. Foi adotado neste item, usando as mesmas considerações apresentadas no item 6.4.1, que o número de amostras por chip é 30 amostras/chip e a frequência da portadora é 3 vezes maior que a taxa de chip. O período da sequência desejada é considerada igual ao número de estágios do filtro casado do primeiro estágio ( $N = 100$ ), considerando que a mesma é usada no processo de demodulação da informação.

Os resultados apresentados nas figuras 6.69 e 6.70, comparam os resultados obtidos usando o modelo 1 com os resultados obtidos no item 6.1.2.

Analisando os resultados apresentados na figura 6.69, verifica-se que as expressões obtidas pelo equacionamento proposto no capítulo 5, apresentam razoável precisão.

Considerando a comparação, apresentada na tabela 6.11, 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, apresentada na tabela 6.16, o desvio máximo é 3.450%.

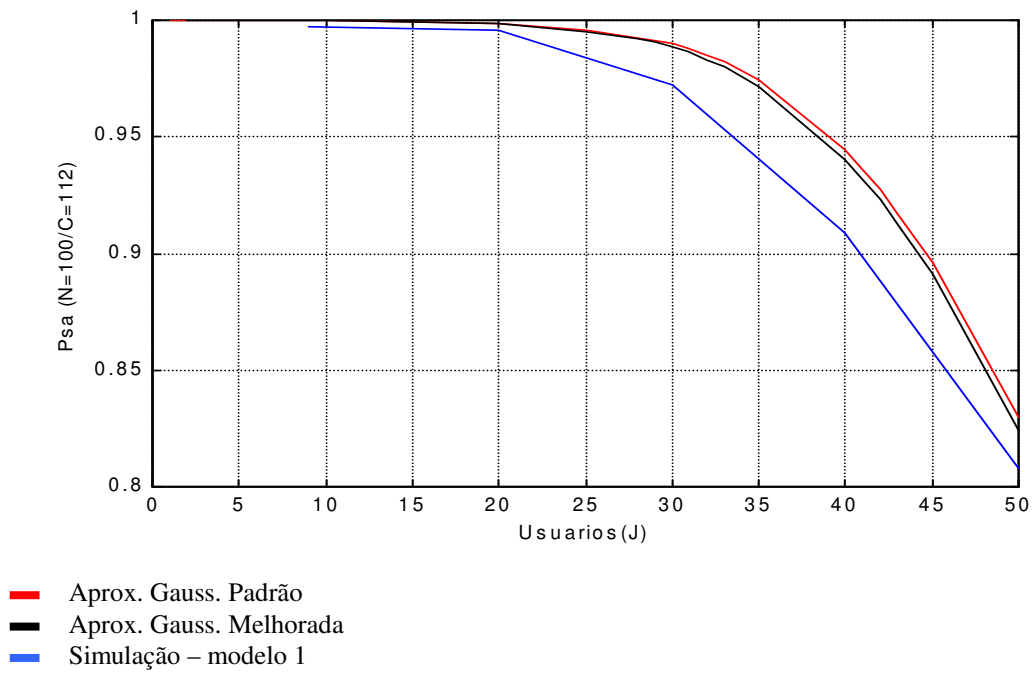


fig. 6.69 – Caso 2 - Comparação entre a probabilidade de sucesso de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada com a simulação usando o modelo 1, para o esquema de aquisição a dois estágios.

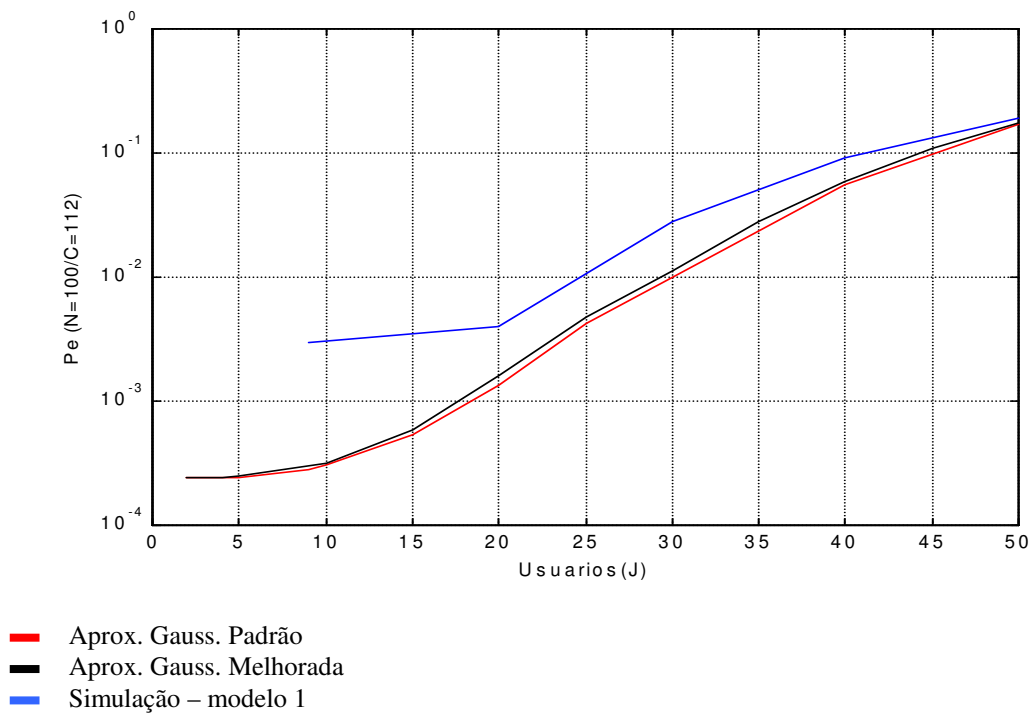


fig. 6.70 – Caso 2 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada com a simulação usando o modelo 1, para o esquema de aquisição a dois estágios.

- **Modelo 2**

O modelo 2, considera a MAI e a transmissão desejada como seqüências aleatórias. No processo de obtenção da probabilidade de sucesso de aquisição, para o caso 2, foi considerado que, para se obter uma precisão de 0.01, são necessárias 1.000 tentativas de aquisição [Shan97]. O período da seqüência desejada é considerada igual ao número de estágios do filtro casado do primeiro estágio ( $N = 100$ ), considerando que a mesma é usada no processo de demodulação da informação. Já o período das seqüências interferentes é considerado infinito, visto que as seqüências interferentes são obtidas pela combinação de seqüências de espalhamento e de sinal de informação (aleatório).

As curvas apresentadas nas figuras 6.71 e 6.72, comparam os resultados obtidos usando o modelo 2 com os resultados obtidos no item 6.1.2. Analisando os resultados apresentados na figura 6.71, verifica-se que as expressões obtidas pelo equacionamento proposto no capítulo 5, apresentam razoável precisão.

Considerando a comparação, apresentada na tabela 6.12, entre os resultados analíticos usando a aproximação gaussiana padrão e os resultados de simulação, verifica-se que o desvio máximo é 6.915%. Já os resultados usando a aproximação gaussiana melhorada da tabela 6.17, apresentaram um desvio máximo é 6.247%.

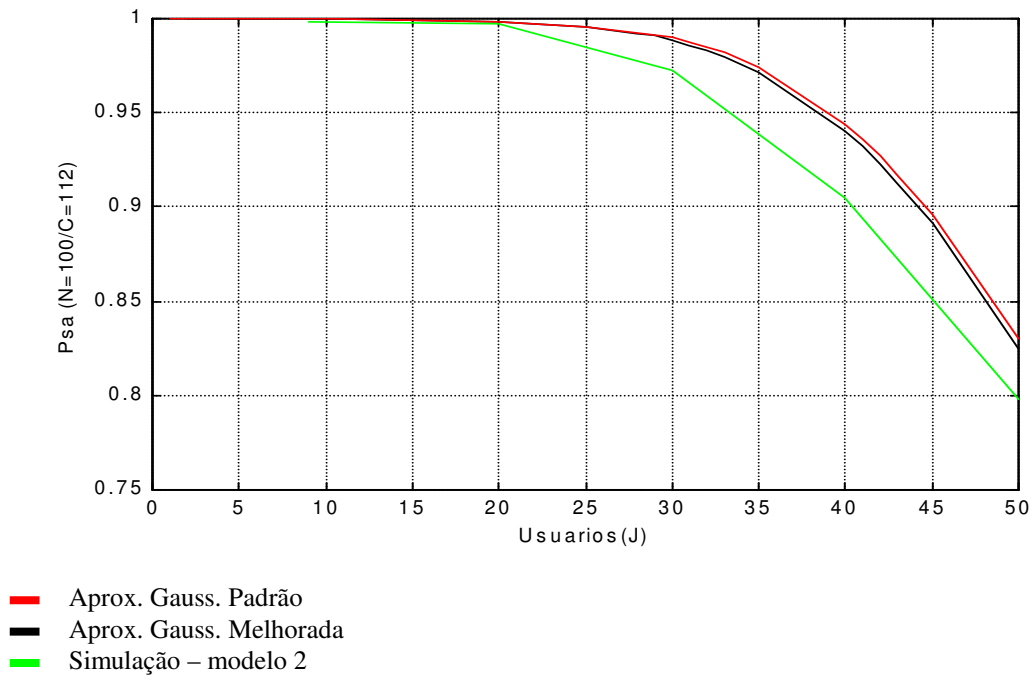


fig. 6.71 – Caso 2 - Comparação entre a probabilidade de sucesso de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada com a simulação usando o modelo 2, para o esquema de aquisição a dois estágios.

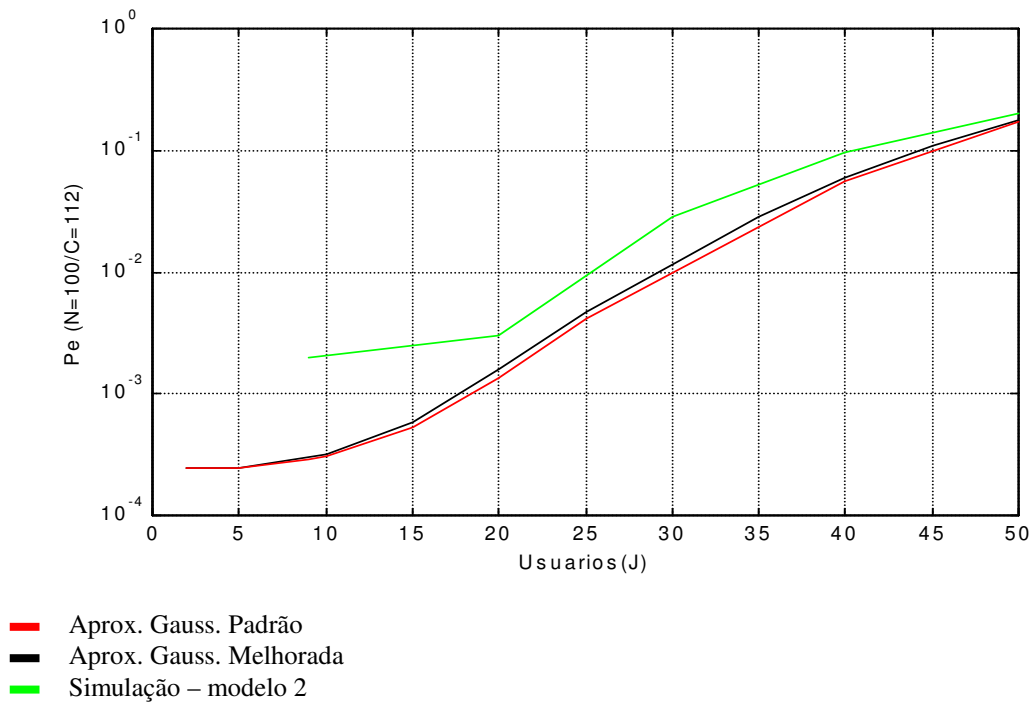


fig. 6.72 – Caso 2 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada com a simulação usando o modelo 2, para o esquema de aquisição a dois estágios.

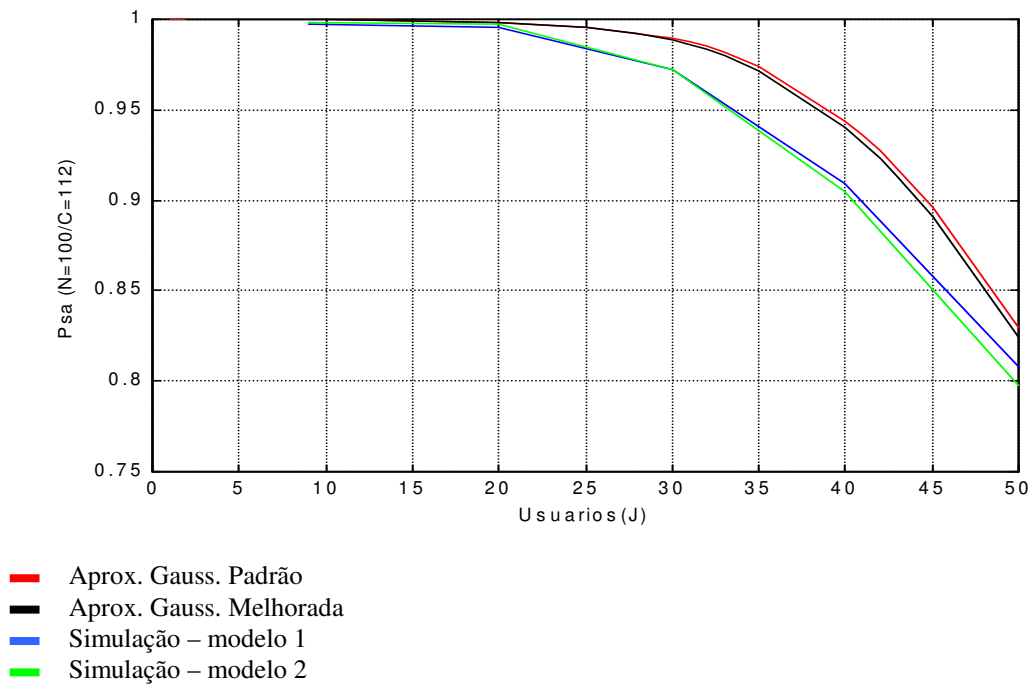


fig. 6.73 – Caso 2 - Comparação entre a probabilidade de sucesso de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada com a simulação usando os modelos 1 e 2, para o esquema de aquisição a dois estágios.

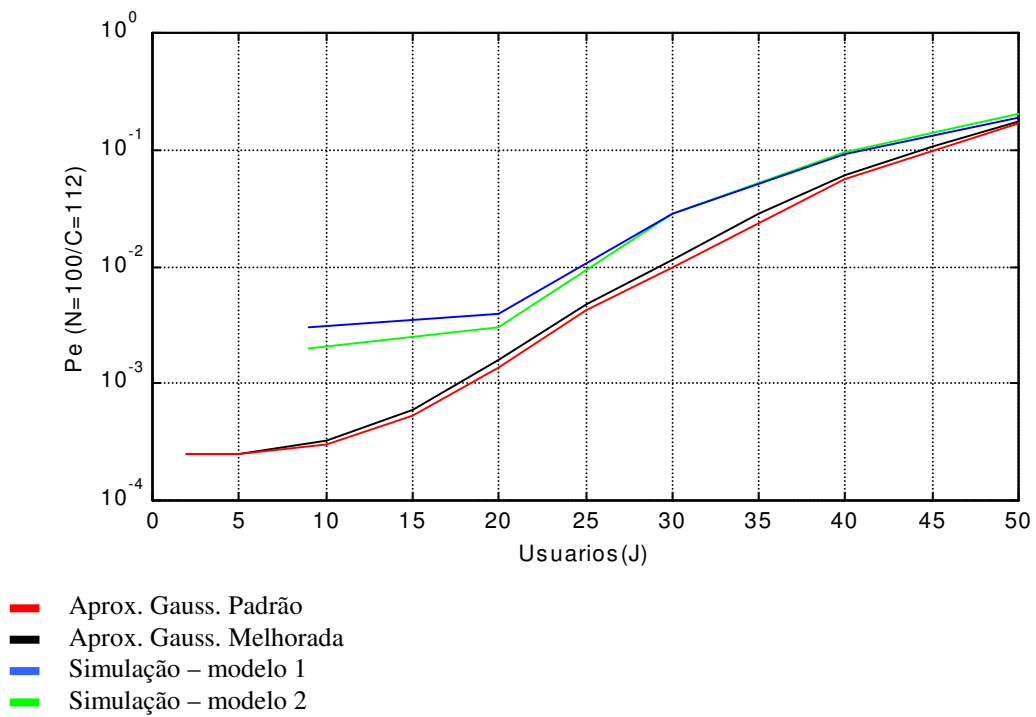


fig. 6.74 – Caso 2 - Comparação entre a probabilidade de erro de aquisição usando as aproximações gaussiana padrão e melhorada com a simulação usando os modelos 1 e 2, para o esquema de aquisição a dois estágios.



## • Tabelas de Resultados

A seguir são apresentadas as tabelas de resultados, referenciadas no texto.

### *Comparação utilizando a Aproximação Gaussiana Padrão*

CASO 1	J=2	J=5	J=9	J=15	J=20	J=25	J=30	J=35	J=40
Analítico	0.9997	0.9989	0.9898	0.9386	0.8653	0.7729	0.6797	0.5942	0.5288
Modelo 1	0.9887	0.9840	0.9676	0.9092	0.8347	0.7500	0.6711	0.5933	0.5227
Desvio (%)	1.113	1.514	2.294	3.234	3.666	3.053	1.281	0.1517	1.167

Tabela 6.8 – Diferença entre os resultados obtidos analiticamente e os por simulação usando o modelo 1 para o Caso 1

CASO 1	J=2	J=5	J=9	J=15	J=20	J=25	J=30	J=35	J=40
Analítico	0.9997	0.9989	0.9898	0.9386	0.8653	0.7729	0.6797	0.5942	0.5288
Modelo 2	0.9859	0.9778	0.9563	0.8901	0.8165	0.7423	0.6504	0.5842	0.5244
Desvio (%)	1.400	2.158	3.503	5.449	5.977	4.122	4.505	1.712	0.8390

Tabela 6.9 – Diferença entre os resultados obtidos analiticamente e os por simulação usando o modelo 2 para o Caso 1

CASO 1	J=2	J=5	J=9	J=15	J=20	J=25	J=30	J=35	J=40
Analítico	0.9997	0.9989	0.9898	0.9386	0.8653	0.7729	0.6797	0.5942	0.5288
Modelo 3	0.9860	0.9869	0.9708	0.9267	0.8779	0.7956	0.7271	0.6539	0.5862
Desvio (%)	1.389	1.216	1.957	1.284	-1.435	-2.853	-6.519	-9,130	-9,790

Tabela 6.10 – Diferença entre os resultados obtidos analiticamente e os por simulação usando o modelo 3 para o Caso 1

CASO 2	J=9	J=20	J=30	J=40	J=50
Analítico	0.99970	0.99865	0.99002	0.94414	0.82966
Modelo 1	0.997	0.996	0.972	0.909	0.808
Desvio (%)	0.271	0.266	1.854	3.866	2.681

Tabela 6.11 – Diferença entre os resultados obtidos analiticamente e os por simulação usando o modelo 1 para o Caso 2

CASO 2	J=9	J=20	J=30	J=40	J=50
Analítico	0.99970	0.99865	0.99002	0.94414	0.82966
Modelo 2	0.998	0.997	0.972	0.905	0.776
Desvio (%)	0.170	0.165	1.854	4.325	6.915

Tabela 6.12– Diferença entre os resultados obtidos analiticamente e os por simulação usando o modelo 2 para o Caso 2

*Comparação utilizando a Aproximação Gaussiana Melhorada*

CASO 1	J=2	J=5	J=9	J=15	J=20	J=25	J=30	J=35	J=40
Analítico	0.99971	0.99852	0.98837	0.93654	0.86443	0.77374	0.68159	0.59726	0.5324
Modelo 1	0.9887	0.9840	0.9676	0.9092	0.8347	0.7500	0.6711	0.5933	0.5227
Desvio (%)	1.114	1.476	2.147	3.007	3.562	3.165	1.563	0.667	1.858

Tabela 6.13 – Diferença entre os resultados obtidos analiticamente e os por simulação usando o modelo 1 para o Caso 1

CASO 1	J=2	J=5	J=9	J=15	J=20	J=25	J=30	J=35	J=40
Analítico	0.99971	0.99852	0.98837	0.93654	0.86443	0.77374	0.68159	0.59726	0.5324
Modelo 2	0.9859	0.9778	0.9563	0.8901	0.8165	0.7423	0.6504	0.5842	0.5244
Desvio (%)	1.401	2.119	3.354	5.217	5.873	4.235	4.796	2.236	1.527

Tabela 6.14 – Diferença entre os resultados obtidos analiticamente e os por simulação usando o modelo 2 para o Caso 1

CASO 1	J=2	J=5	J=9	J=15	J=20	J=25	J=30	J=35	J=40
Analítico	0.99971	0.99852	0.98837	0.93654	0.8.6445	0.7737	0.68159	0.59726	0.5324
Modelo 3	0.9860	0.9869	0.9708	0.9267	0.8779	0.7956	0.7271	0.6539	0.5862
Desvio (%)	1.391	1.177	1.810	1.062	-1.532	-2.748	-6.259	-8.662	-9.176

Tabela 6.15 – Diferença entre os resultados obtidos analiticamente e os por simulação usando o modelo 3 para o Caso 1

CASO 2	J=9	J=20	J=30	J=40	J=50
Analítico	0.99968	0.99840	0.98862	0.94036	0.82448
Modelo 1	0.997	0.996	0.972	0.909	0.808
Desvio (%)	0.269	0.241	1.710	3.450	2.040

Tabela 6.16 – Diferença entre os resultados obtidos analiticamente e os por simulação usando o modelo 1 para o Caso 2

CASO 2	J=9	J=20	J=30	J=40	J=50
Analítico	0.99968	0.99840	0.98862	0.94036	0.82448
Modelo 2	0.998	0.997	0.972	0.905	0.776
Desvio (%)	0.1683	0.140	1.710	3.907	6.247

Tabela 6.17 – Diferença entre os resultados obtidos analiticamente e os por simulação usando o modelo 2 para o Caso 2

### **6.5 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.

Os resultados de simulação confirmam, 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 este último é mais preciso (ao comparar-se com os cálculos 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.

O número de amostras por chip poderia parecer desnecessariamente elevado numa primeira análise. Porém, esse número de amostras foi utilizado para definir-se o deslocamento entre seqüências; isto é, seleção pseudo-aleatória de amostras para definir-se um deslocamento temporal uniformemente distribuído.

O número de ciclos de portadora por chip utilizado na simulação foi escolhido de modo a evitar-se os problemas que seriam causados por "aliasing" das freqüências que se rebatem no entorno de zero, numa representação unilateral da PSD do sinal.

Os resultados para seqüências específicas (SMC, neste trabalho) confirmam o melhor desempenho esperado, pois a MAI é diminuída do termo correspondente à variância do próprio sinal fora do alinhamento correto (que é aproximadamente zero para as SMC's).

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).

Analisando os resultados obtidos pode-se concluir que o esquema de aquisição em dois estágios proposto em [Mad95] é um bom compromisso entre os dois esquemas de aquisição mais difundidos em sistemas CDMA que foram usados como referência. O esquema proposto apresenta um tempo de aquisição médio da ordem de grandeza daquele obtido pela técnica de aquisição a filtro casado (respectivamente 858 e 468), sendo visivelmente inferior ao tempo despendido pelo esquema de busca serial (20900).

Comparando a complexidade do esquema de aquisição em dois estágios com os dois esquemas de referência, conclui-se que o esquema proposto é significativamente menos complexo que o esquema a filtro casado, pois necessita de apenas um filtro casado com 100 estágios e um correlator com tempo de verificação 112, enquanto o esquema a filtro casado necessita um filtro com 418 estágios.

Comparando com a técnica de busca serial, a complexidade do esquema de aquisição em dois estágios é maior já que o esquema de aquisição de busca serial necessita de apenas um correlator de tempo de verificação 418.

## 7. Anexos

### 7.1 Anexo A – Teorema do Limite Central

Seja  $S_U$  a soma de  $U$  variáveis aleatórias  $x_i$  independentes e identicamente distribuídas que apresentam média e variância finita, dadas por  $E[x_i] = \mu_x$  e  $VAR[x_i] = \sigma_x^2$ . Pode-se obter um novo conjunto de variáveis aleatórias  $V_i$  de média 0 e variância 1, normalizando os termos de  $S_U$  por:

$$V_i = \frac{(x_i - \mu_x)}{\sigma_x} \quad (\text{A.1})$$

Desta forma, pode-se obter uma expressão para a soma normalizada das  $U$  variáveis aleatórias, dada por:

$$Z_{norm} = \frac{1}{\sqrt{U}} \cdot \sum_{i=1}^U V_i \quad (\text{A.2})$$

Desde que cada elemento da soma apresenta média 0 e variância 1, a soma normalizada (por  $\frac{1}{\sqrt{U}}$ ) apresentará também média 0 e variância 1.



De acordo com [Woz65], o ‘Teorema do Limite Central’ estabelece que a função de distribuição de probabilidade  $F_{Z_{norm}}$  da variável aleatória  $Z_{norm}$  se aproxima de uma distribuição gaussiana, à medida que o número  $U$  de variáveis aumenta. Assim, para um dado  $\alpha$ , têm-se:

$$\lim_{U \rightarrow \infty} F_{Z_{norm}}(\alpha) = \int_{-\infty}^{\alpha} \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot e^{\frac{-\beta^2}{2}} d\beta \quad (\text{A.3})$$

Como consequência, para quaisquer 2 números  $a$  e  $b$ , obtém-se:

$$\lim_{U \rightarrow \infty} \int_a^b p_{Z_{norm}}(\alpha) d\alpha = \int_a^b \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot e^{\frac{-\beta^2}{2}} d\beta \quad (\text{A.4})$$

Considerando  $b = \infty$ , a expressão (A.4) pode ser representada por:

$$\lim_{U \rightarrow \infty} \int_a^{\infty} p_{Z_{norm}}(\alpha) d\alpha = Q(a) \quad (\text{A.5})$$

Assim, pode-se representar a probabilidade de  $Z_{norm}$  ser maior ou igual a um limiar  $z$  como:

$$P(Z_{norm} \geq z) \approx Q(z) \quad (\text{A.6})$$

Para a situação onde as variáveis aleatórias não apresentam a mesma distribuição, é necessário empregar uma forma mais geral do ‘Teorema do Limite Central’, apresentada em [Urk83], por exemplo, para justificar a aproximação gaussiana, como mostrado a seguir:

Seja  $S_U$  a soma de  $U$  variáveis aleatórias  $x_i$  independentes cada uma apresentando média e variância finitas, dadas por  $E[x_i] = \mu_{x_i}$  e  $VAR[x_i] = \sigma_{x_i}^2$ . Pode-se obter uma nova soma normalizada das  $U$  variáveis aleatórias dada por:

$$W_{norm} = \frac{1}{\sqrt{U}} \cdot \sum_{i=1}^U x_i \quad (\text{A.7})$$

De acordo com [Lib95], a função de distribuição de probabilidade  $F_{W_{norm}}$  da variável aleatória  $W_{norm}$  se aproximará de uma distribuição gaussiana, à medida que  $U$  apresente valores elevados, desde que:

$$\sigma_{W_{norm}}^2 \gg \frac{1}{U} \cdot \sigma_{x_i}^2 \quad (\text{A.8})$$

Onde, a média e variância de  $W_{norm}$  são dadas por:

$$\mu_{W_{norm}} = \frac{1}{\sqrt{U}} \cdot \sum_{i=1}^U \mu_{x_i}, \quad i=1 \dots U \quad (\text{A.9})$$

$$\sigma_{W_{norm}}^2 = \frac{1}{U} \cdot \sum_{i=1}^U \sigma_{x_i}^2, \quad i=1 \dots U \quad (\text{A.10})$$

Assim, a probabilidade de  $W_{norm}$  ser maior ou igual a um limiar  $w$  será dada por:

$$P(W_{norm} \geq w) \approx Q\left(\frac{w - \mu_{W_{norm}}}{\sigma_{W_{norm}}}\right) \quad (\text{A.11})$$

A condição apresentada em (A.8) é equivalente a dizer que nenhuma componente ou conjunto de componentes domina a soma apresentada em (A.7).

O ‘Teorema do Limite Central’ não implica que a função densidade de probabilidade se aproxima de uma função densidade de probabilidade gaussiana; implica que sua integral, dentro de limites fixados, se aproxima do valor dado pela integral de uma função de densidade gaussiana.

A precisão desta aproximação, na determinação da probabilidade, melhora à medida que o número finito  $U$  de variáveis aleatórias aumenta,

## 7.2 Anexo B – Cadeias de Markov

Um processo aleatório  $X(t)$  é um processo de Markov [Leo94], se o futuro do processo, dado o presente, é independente do passado, isto é, se para os instantes de tempo arbitrários  $t_1 < t_2 < \dots < t_k < t_{k+1}$ ,

$$P[X(t_{k+1}) = x_{k+1} \mid X(t_k) = x_k, \dots, X(t_1) = x_1] = P[X(t_{k+1}) = x_{k+1} \mid X(t_k) = x_k] \quad (\text{B.1})$$

se  $X(t)$  apresenta valores discretos, e

$$P[a < X(t_{k+1}) \leq b \mid X(t_k) = x_k, \dots, X(t_1) = x_1] = P[a < X(t_{k+1}) \leq b \mid X(t_k) = x_k] \quad (\text{B.2})$$

se  $X(t)$  assume valores contínuos.

Seja um sistema cujos estados sucessivos possam ser representados por uma sequência de variáveis aleatórias  $X_0, X_1, \dots$  de forma que, os estados possíveis do sistema possam ser associados a um conjunto de números inteiros  $\{0, 1, 2, \dots, N\}$ . Um processo aleatório de Markov associado a números inteiros é chamado de ‘Cadeia de Markov’. Um sistema, assim descrito, pode ser considerado como uma ‘Cadeia de Markov’ se a probabilidade de transição do estado  $X_n$  para o estado  $X_{n+1}$  for completamente determinada pelo estado presente, não dependendo dos estados anteriores  $X_0, X_1, \dots, X_{n-1}$ . Mais precisamente:

$$P[X_{n+1} = x_{n+1} \mid X_n = x_n, \dots, X_0 = x_0] = P[X_{n+1} = x_{n+1} \mid X_n = x_n] \quad (\text{B.3})$$

Considerando que as probabilidades de transição não mudam com o tempo, obtém-se:

$$P[X_{n+1} = j | X_n = i] = p_{ij}, \text{ para todo } n \quad (\text{B.4})$$

Onde,  $X_n$  apresenta probabilidades homogêneas de transição. Assim,  $X_n$  é completamente especificado pela matriz de probabilidades de transição  $P$ , dada por:

$$P = \begin{bmatrix} p_{00} & p_{01} & \cdots & p_{0j} \\ p_{10} & p_{11} & \cdots & p_{1j} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ p_{i0} & p_{i1} & \cdots & p_{ij} \end{bmatrix} \quad (\text{B.5})$$

Note que cada linha de  $P$  sempre apresenta soma igual a 1, portanto:

$$\sum_j P[X_{n+1} = j | X_n = i] = \sum_j p_{ij} = 1 \quad (\text{B.6})$$

Uma representação bastante utilizada no estudo de ‘Cadeias de Markov’ é o diagrama de estados de transição. A seguir é apresentado um exemplo de obtenção da matriz de transição baseada no diagrama de estados de transição [Leo94].

Exemplo B.1 - Um modelo de Markov para pacotes de voz assume que, se o  $n$ -ésimo pacote contém silêncio, então a probabilidade de silêncio no próximo pacote é  $1 - \alpha$  e a probabilidade de atividade de voz é  $\alpha$ . Analogamente, se o  $n$ -ésimo pacote contém voz, então a probabilidade de atividade de voz no próximo pacote é  $1 - \beta$  e a probabilidade de silêncio é  $\beta$ .

Assim, pode-se representar o modelo de Markov para pacotes de voz através do seguinte diagrama de estados de transição:

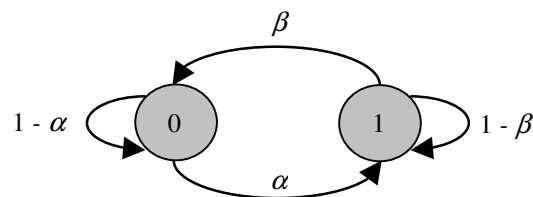


Fig.b.1 – Diagrama de Estados de Transição do exemplo B.1

Utilizando (B.4) e analisando o diagrama de estados de transição representado na figura b.1, pode-se obter a matriz de probabilidades de transição:

$$P = \begin{bmatrix} 1 - \alpha & \alpha \\ \beta & 1 - \beta \end{bmatrix} \quad (\text{B.7})$$

### 7.3 Anexo C – Determinação de $\overline{\sigma}_{\Psi}^2$

Explica-se a seguir, como é determinado o valor médio da variância  $\overline{\sigma}_{\Psi}^2$  de  $\Psi$ , introduzida pela primeira vez na expressão (5.91), que é empregada nos cálculos das probabilidades de transição usando a aproximação gaussiana melhorada.

Para a determinação de  $\overline{\sigma}_{\Psi}^2$ , será utilizada a abordagem apresentada em [Leh87] e [Mor89] com o intuito de introduzir um parâmetro  $B$ , relacionado à autocorrelação aperiódica discreta com deslocamento de 1 chip, que representará uma medida de espalhamento do sinal desejado. A utilização de  $B$ , permitirá considerar a saída do detector como condicionalmente independente e permitirá analisar o efeito da interferência de múltiplo acesso de acordo com a seqüência de espalhamento usada.

Assim, de acordo com [Leh87] e [Mor89], pode-se considerar a decisão estatística na saída do detector do receptor desejado  $o$ , normalizada com relação a duração de chip  $T_c$ , com todos os sinais recebidos com potência  $P = 2$ , com o período das seqüências de espalhamento igual a  $N$  e com  $J$  transmissões interferentes, como:

$$Z_o = N + \sum_{j=1}^J W_j \cdot \cos(\theta_j) \quad (\text{C.1})$$

Onde,

$$W_j = P_j \cdot S_j + Q_j \cdot (1 - S_j) + X_j + Y_j \cdot (1 - 2 \cdot S_j) \quad (\text{C.2})$$

com  $0 \leq S_j < 1$  (normalizado por  $T_c$ )

O  $j$ -ésimo sinal interferente apresenta um deslocamento de sincronismo, em relação ao chip mais próximo do sinal desejado, dado por  $S_j$  e  $\theta_j$ .

As variáveis  $P_j$  e  $Q_j$  são variáveis aleatórias com densidades de probabilidade, dadas por:

$$p_{P_j}(i) = \frac{1}{2}, \text{ para } i \in \{1, -1\} \quad (\text{C.3})$$

$$p_{Q_j}(i) = \frac{1}{2}, \text{ para } i \in \{1, -1\} \quad (\text{C.4})$$

E  $X_j$  e  $Y_j$  apresentam densidades de probabilidade dadas por:

$$p_{X_j}(i) = \left( \frac{A}{i + A} \right) \cdot 2^{-A}, \text{ } i \in \{-A, -A + 2, \dots, A - 2, A\} \quad (\text{C.5})$$

$$p_{Y_j}(i) = \left( \frac{B}{i + B} \right) \cdot 2^{-B}, \text{ } i \in \{-B, -B + 2, \dots, B - 2, B\} \quad (\text{C.6})$$



As quantidades  $A$  e  $B$  são relacionadas com  $C = C_a(1)$ , vide expressão (3.12), a autocorrelação discreta aperiódica com deslocamento de um chip da sequência de espalhamento do receptor desejado e são dadas por:

$$A = \frac{N-1+C}{2} \quad (\text{C.7})$$

$$B = \frac{N-1-C}{2} \quad (\text{C.8})$$

Foi mostrado em [Leh87] que as componentes na saída do detector são não correlacionadas e como as variáveis aleatórias  $P_j$ ,  $Q_j$ ,  $X_j$  e  $Y_j$  são compostas por conjuntos disjuntos de variáveis aleatórias simétricas de Bernoulli, pode-se considerá-las, para uma determinada sequência de espalhamento desejada, como condicionalmente independentes dado  $C$ , e portanto, dado  $B$ . Assim, a variância condicional na saída do detector, resultante da interferência de múltiplo acesso, depende de  $S_j$ ,  $\theta_j$  e  $B$ , pode ser representada como:

$$\begin{aligned} \Psi &= \text{VAR}[Z_o \mid S_j, \theta_j, B] \\ &= E[(Z_o)^2 \mid S_j, \theta_j, B] - E[Z_o \mid S_j, \theta_j, B]^2 \\ &= E\left[\left(\sum_{j=1}^J W_j \cdot \cos(\theta_j)\right)^2 \mid S_j, \theta_j, B\right] - E\left[\sum_{j=1}^J W_j \cdot \cos(\theta_j) \mid S_j, \theta_j, B\right]^2 \end{aligned} \quad (\text{C.9})$$

Considerando os ângulos de fase  $\theta_j$  e os atrasos  $S_j$ , ambos relativos a transmissão desejada, como variáveis aleatórias independentes e uniformemente distribuídas, respectivamente, em  $[0, 2 \cdot \pi]$  e em  $[0, 1]$ , e considerando as seqüências como aleatórias, a densidade de  $B$  pode ser obtida por:

$$p_B(i) = \binom{N-1}{i} \cdot 2^{1-N}, \quad i \in \{0, \dots, N-1\} \quad (\text{C.10})$$

Pode-se obter o valor esperado de  $W_j \cdot \cos(\theta_j)$ , como:

$$E[W_j \cdot \cos(\theta_j) | S_j, \theta_j, B] = E[W_j | S_j, \theta_j, B] \cdot E[\cos(\theta_j) | S_j, \theta_j, B] = 0 \quad (\text{C.11})$$

Assim, (C.9) pode ser representada por:

$$\begin{aligned} \Psi &= E \left[ \left( \sum_{j=1}^J W_j \cdot \cos(\theta_j) \right)^2 \middle| S_j, \theta_j, B \right] \\ &= E \left[ \sum_{j=1}^J \sum_{k=1}^J W_j \cdot \cos(\theta_j) \cdot W_k \cdot \cos(\theta_k) \middle| S_j, \theta_j, B \right] = \\ &= \sum_{j=1}^J \sum_{k=1}^J E [W_j \cdot \cos(\theta_j) \cdot W_k \cdot \cos(\theta_k) | S_j, \theta_j, B] \end{aligned} \quad (\text{C.12})$$

Como as variáveis  $W_j \cdot \cos(\theta_j)$  são de média 0 e os termos de  $W_j$  são condicionalmente independentes, pode-se escrever a variância na saída do detector, como:

$$\Psi = \sum_{j=1}^J E[(W_j \cdot \cos(\theta_j))^2 \mid S_j, \theta_j, B] \quad (C.13)$$

Como as variáveis aleatórias  $S_j$  e  $\theta_j$  são independentes, tem-se:

$$\begin{aligned} \Psi &= \sum_{j=1}^J E[W_j^2 \mid S_j, B] \cdot E[\cos^2(\theta_j) \mid \theta_j] = \\ &= \sum_{j=1}^J \frac{1}{2} \cdot [1 + \cos(2 \cdot \theta_j)] \cdot E[W_j^2 \mid S_j, B] \end{aligned} \quad (C.14)$$

Considerando que as saídas do detector  $W_j$  são identicamente distribuídas, pode-se definir uma variância condicional  $W$ , de forma que os índices podem ser suprimidos, por facilidade de notação, e a expressão pode ser representada por:

$$\begin{aligned} E[W^2 \mid S, B] &= E[P^2 \cdot S^2 \mid S] + E[Q^2 \cdot (1 - S)^2 \mid S] + E[X^2 \mid B] + E[Y^2 \cdot (1 - 2 \cdot S)^2 \mid S, B] \\ &= S^2 + (1 - S)^2 + (N - B - 1) + B \cdot (1 - 2 \cdot S)^2 = \\ &= (2 \cdot S^2 - 2 \cdot S) \cdot (1 + 2 \cdot B) + N \end{aligned} \quad (C.15)$$

Considerando:

$$U = 1 + \cos(2 \cdot \theta) \quad (\text{C.16})$$

e

$$V = (2 \cdot B + 1) \cdot (S^2 - S) + \frac{N}{2} \quad (\text{C.17})$$

Pode-se definir a variável  $Z$ , como:

$$Z = U \cdot V \quad (\text{C.18})$$

Assim, a expressão final da variância, pode ser obtida por:

$$\Psi = \sum_{j=1}^J Z_j \quad (\text{C.19})$$

Os termos  $Z_j$ , onde  $Z = Z_j$  para um dado  $j$ , são identicamente distribuídas e condicionalmente independentes dado  $B$ .

Considerando as seqüências de espalhamento como aleatórias, vide final deste anexo, tem-se:

$$E[B] = \frac{N-1}{2} \quad (\text{C.20})$$

Assim, pode-se obter a seguinte expressão para a média condicional da variância :

$$E[Z|S, \theta] = N \cdot \left( S^2 - S + \frac{1}{2} \right) \cdot [1 + \cos(2 \cdot \theta)] \quad (\text{C.21})$$

Descondicionando essa média em relação a  $\theta$ , tem-se:

$$E[Z|S, \theta] = \int_0^{2\pi} N \cdot \left( S^2 - S + \frac{1}{2} \right) \cdot (1 + \cos(2 \cdot \theta)) \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi} d\theta = N \cdot \left( S^2 - S + \frac{1}{2} \right) \quad (\text{C.22})$$

Descondicionando a média da variância em relação a  $S$ , tem-se:

$$E[Z] = \int_0^1 N \left( S^2 - S + \frac{1}{2} \right) \cdot \frac{1}{1} dS = \frac{N}{3} \quad (\text{C.23})$$

Como as transmissões interferentes são não correlacionadas e condicionalmente independentes, as variâncias se somam, e para um total de  $J$  interferências, obtém-se a seguinte expressão para o valor médio da variância da contribuição da interferência de múltiplo acesso:

$$\bar{\sigma}_{MAI}^2 = J \cdot \frac{N}{3} \quad (C.24)$$

Considerando o sinal desejado como um sinal interferente alinhado em tempo e fase com o sinal de referência (de fato é o próprio), obtém-se, de (C.21), que:

$$\bar{\sigma}_{sinal}^2 = E[Z | S = 0, \theta = 0] = N \cdot \left(\frac{1}{2}\right) \cdot (1 + \cos 0)$$

Portanto, o valor médio da variância da contribuição do sinal desejado alinhado em tempo e fase, porém deslocado do sincronismo correto, é dado por:

$$\bar{\sigma}_{sinal}^2 = N \quad (C.25)$$

Comparando os resultados obtidos em (C.24) e (C.25) àqueles obtidos em (5.56) e (5.70), pode-se confirmar que, apesar da notação diferente adotada neste anexo, os resultados apresentados são os mesmos.

Uma vez apresentada essa nova notação, inicia-se o processo de determinação de  $\bar{\sigma}_{\Psi}^2$ .

Como o sinal desejado é considerado independente dos sinais interferentes,  $\bar{\sigma}_{\Psi}^2$  é dado por:

$$\bar{\sigma}_{\Psi}^2 = \text{VAR}[\Psi | S = 0, \theta = 0] + \text{VAR}[\Psi | S, \theta] \quad (\text{C.26})$$

Devido as características determinísticas da variância do sinal desejado alinhado em tempo e fase, pode-se considerar que o valor médio da variância de  $\Psi$  é obtido apenas pela contribuição da interferência de múltiplo acesso. Assim, tem-se que:

$$\bar{\sigma}_{\Psi}^2 = \text{VAR}[\Psi | S, \theta] \quad (\text{C.27})$$

Desta forma, o valor médio da variância  $\Psi$ , é obtido por:

$$\bar{\sigma}_{\Psi}^2 = J \cdot (E[Z^2] - E[Z]^2 + (J-1) \cdot \text{COV}[Z_j, Z_k]) \quad (\text{C.28})$$

para  $j \neq k$

Será considerado, a seguir, que as seqüências de espalhamento são aleatórias. Desse modo tem-se:

• **Determinação de  $E[Z]$**

Considerando as expressões de (C.16) a (C.18), pode-se determinar  $E[Z]$ , como:

$$\begin{aligned}
 E[Z] &= \int_z [1 + \cos(2 \cdot \theta)] \cdot \left[ (S^2 - S) \cdot (2 \cdot B + 1) + \frac{N}{2} \right] \cdot p_z(Z) dZ \\
 &= \int_{\theta} [1 + \cos(2 \cdot \theta)] \cdot p_{\theta}(\theta) d\theta \cdot \int_{B,S} \left[ (S^2 - S) \cdot (2 \cdot B + 1) + \frac{N}{2} \right] \cdot p_{B,S}(B, S) dB dS \\
 &= \left( \int_{\theta} (S^2 - S) \cdot p_S(S) dS \cdot \int_B [(2 \cdot B + 1)] \cdot p_B(B) dB \right) + \frac{N}{2} \\
 &= -\frac{1}{6} \cdot (2 \cdot E[B] + 1) + \frac{N}{2} \tag{C.29}
 \end{aligned}$$

Como mencionado anteriormente, para seqüências aleatórias,  $E[B]$  é dada por (C.20),

assim, tem-se:

$$E[Z] = \frac{N}{3} \tag{C.30}$$

Em conformidade com (C.23).



• **Determinação de  $E[Z^2]$**

A seguir, são apresentados os cálculos para a determinação de  $E[Z^2]$ .

$$\begin{aligned}
 E[Z^2] &= \int_z [1 + \cos(2 \cdot \theta)]^2 \cdot \left[ (S^2 - S) \cdot (2 \cdot B + 1) + \frac{N}{2} \right]^2 \cdot p_z(Z) dZ \\
 &= \int_{\theta} [1 + \cos(2 \cdot \theta)]^2 \cdot p_{\theta}(\theta) d\theta \cdot \int_{S,B} \left[ (S^2 - S) \cdot (2 \cdot B + 1) + \frac{N}{2} \right]^2 \cdot p_{S,B}(S, B) dS dB \quad (C.31)
 \end{aligned}$$

Considerando primeiramente o termo dependente de  $\theta$ , tem-se:

$$\int_{\theta} [1 + \cos(2 \cdot \theta)]^2 \cdot p_{\theta}(\theta) d\theta = \int_0^{2\pi} [1 + 2 \cdot \cos(2 \cdot \theta) + \cos^2(2 \cdot \theta)] \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi} d\theta = \frac{3}{2}$$

Expandindo a expressão (C.31), tem-se:

$$\begin{aligned}
 E[Z^2] &= \frac{3}{2} \cdot \int_{S,B} \left[ (S^2 - S)^2 \cdot (2 \cdot B + 1)^2 + (S^2 - S) \cdot (2 \cdot B + 1) \cdot N + \frac{N^2}{4} \right] \cdot p_{S,B}(S, B) dS dB \\
 &= \frac{3}{2} \cdot \left[ \int_0^1 (S^2 - S)^2 dS \cdot \int_B (2 \cdot B + 1)^2 dB + N \cdot \int_0^1 (S^2 - S) dS \cdot \int_B (2 \cdot B + 1) dB + \frac{N^2}{4} \right]
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{3}{2} \cdot \left[ \frac{1}{30} \cdot (4 \cdot E[B^2] - 4 \cdot E[B] + 1) - \frac{N}{6} \cdot (2 \cdot E[B] + 1) + \frac{N^2}{4} \right] \\
&= \frac{1}{40} \cdot (8 \cdot E[B^2] + (8 - 20 \cdot N) \cdot E[B] + 2 - 10 \cdot N + 15 \cdot N^2)
\end{aligned} \tag{C.32}$$

Considerando as seqüências de espalhamento como aleatórias,  $E[B]$  é dada por (C.20)

e  $E[B^2]$ , vide final deste anexo, é dada por:

$$E[B^2] = \frac{N \cdot (N - 1)}{4} \tag{C.33}$$

Portanto, substituindo (C.20) e (C.33) em (C.32), obtém-se:

$$E[Z^2] = \frac{7 \cdot N^2 + 2 \cdot N - 2}{40} \tag{C.34}$$

• **Determinação de  $COV[Z_j, Z_k]$**

$$\begin{aligned}
 COV[Z_j, Z_k] &= E[(Z_j - \bar{Z}_j) \cdot (Z_k - \bar{Z}_k)] \\
 &= E[(Z_j \cdot Z_k) - (Z_j \cdot \bar{Z}_k) - (\bar{Z}_j \cdot Z_k) + (\bar{Z}_j \cdot \bar{Z}_k)] \\
 &= E[Z_j \cdot Z_k] - E[Z_j] \cdot \bar{Z}_k - \bar{Z}_j \cdot E[Z_k] + \bar{Z}_j \cdot \bar{Z}_k \\
 &= E[Z_j \cdot Z_k] - E[Z_j]^2
 \end{aligned} \tag{C.35}$$

Aplicando (C.30) em (C.35), obtém-se:

$$COV[Z_j, Z_k] = E[Z_j \cdot Z_k] - \frac{N^2}{9} \tag{C.36}$$

Onde,

$$Z_j = [1 + \cos(2 \cdot \theta_j)] \cdot \left[ (S_j^2 - S_j) \cdot (2 \cdot B + 1) + \frac{N}{2} \right] \tag{C.37}$$

$$Z_k = [1 + \cos(2 \cdot \theta_k)] \cdot \left[ (S_k^2 - S_k) \cdot (2 \cdot B + 1) + \frac{N}{2} \right] \tag{C.38}$$

Assim, tem-se:

$$\begin{aligned}
 E[Z_j \cdot Z_k] &= E \left\{ [1 + \cos(2 \cdot \theta_j)] \cdot \left[ (S_j^2 - S_j) \cdot (2 \cdot B + 1) + \frac{N}{2} \right] \right. \\
 &\quad \cdot [1 + \cos(2 \cdot \theta_k)] \cdot \left. \left[ (S_k^2 - S_k) \cdot (2 \cdot B + 1) + \frac{N}{2} \right] \right\}
 \end{aligned} \tag{C.39}$$

Considerando, por simplicidade de notação, que:

$$\Theta_j = [1 + \cos(2 \cdot \theta_j)] \tag{C.40}$$

$$\Theta_k = [1 + \cos(2 \cdot \theta_k)] \tag{C.41}$$

$$\Delta_j = (S_j^2 - S_j) \tag{C.42}$$

$$\Delta_k = (S_k^2 - S_k) \tag{C.43}$$

e

$$\Gamma = (2 \cdot B + 1) \tag{C.44}$$

Tem-se:

$$E[Z_j \cdot Z_k] = E \left[ \Theta_j \cdot \Theta_k \cdot \Delta_j \cdot \Delta_k \cdot \Gamma^2 + \frac{N}{2} \cdot \Theta_j \cdot \Theta_k \cdot \Delta_j \cdot \Gamma + \frac{N}{2} \cdot \Theta_j \cdot \Theta_k \cdot \Delta_k \cdot \Gamma + \left( \frac{N}{2} \right)^2 \cdot \Theta_j \cdot \Theta_k \right] \quad (\text{C.45})$$

$$= \frac{N^2}{4} \cdot E[\Theta_j \cdot \Theta_k] + \frac{N}{2} \cdot E[\Theta_j \cdot \Theta_k \cdot \Delta_j \cdot \Gamma] + \frac{N}{2} \cdot E[\Theta_j \cdot \Theta_k \cdot \Delta_k \cdot \Gamma] + E[\Theta_j \cdot \Theta_k \cdot \Delta_j \cdot \Delta_k \cdot \Gamma^2] \quad (\text{C.46})$$

Assim, analisando termo a termo, tem-se:

- Para o primeiro termo:

$$\frac{N^2}{4} \cdot E[\Theta_j \cdot \Theta_k] = E[(1 + \cos(2 \cdot \theta_j)) \cdot (1 + \cos(2 \cdot \theta_k))] = \frac{N^2}{4} \cdot 1 \quad (\text{C.47})$$

- Para o segundo termo:

$$\frac{N}{2} \cdot E[\Theta_j \cdot \Theta_k \cdot \Delta_j \cdot \Gamma] = \frac{N}{2} \cdot E[\Theta_j \cdot \Theta_k] \cdot E[\Delta_j] \cdot E[\Gamma]$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{N}{2} \cdot 1 \cdot E[S_j - S_j] \cdot E[2 \cdot B + 1] \\
&= -\frac{N}{2} \cdot \frac{1}{6} \cdot (2 \cdot E[B] + 1)
\end{aligned} \tag{C.48}$$

Analogamente, tem-se para o terceiro termo:

$$\begin{aligned}
\frac{N}{2} \cdot E[\Theta_j \cdot \Theta_k \cdot \Delta_k \cdot \Gamma] &= \frac{N}{2} \cdot E[\Theta_j \cdot \Theta_k] \cdot E[\Delta_k] \cdot E[\Gamma] \\
&= -\frac{N}{2} \cdot \frac{1}{6} \cdot (2 \cdot E[B] + 1)
\end{aligned} \tag{C.49}$$

Para o quarto termo:

$$\begin{aligned}
E[\Theta_j \cdot \Theta_k \cdot \Delta_j \cdot \Delta_k \cdot \Gamma^2] &= E[\Theta_j \cdot \Theta_k] \cdot E[\Delta_j \cdot \Delta_k] \cdot E[\Gamma^2] \\
&= 1 \cdot E[(S_j^2 - S_j) \cdot (S_k^2 - S_k)] \cdot E[(2 \cdot B + 1)^2] \\
&= \frac{1}{36} \cdot (4 \cdot E[B^2] + 4 \cdot E[B] + 1)
\end{aligned} \tag{C.50}$$

Assim, a covariância  $COV[Z_j, Z_k]$  será dada por:

$$COV[Z_j, Z_k] = \frac{N^2}{4} - \frac{N}{6} \cdot (2 \cdot E[B] + 1) + \left( \frac{E[B^2] + E[B]}{9} + \frac{1}{36} \right) - \frac{N^2}{9} \quad (C.51)$$

Considerando as seqüências como aleatórias, obtém-se finalmente:

$$COV[Z_j, Z_k] = \frac{VAR[B]}{9} \quad (C.52)$$

$$\begin{aligned} COV[Z_j, Z_k] &= \frac{E[B^2] - E[B]^2}{9} = \\ &= \frac{N-1}{36}, \text{ para } j \neq k \end{aligned} \quad (C.53)$$

Substituindo as expressões obtidas em (C.30), (C.34) e (C.53) na expressão (C.28), obtém-se finalmente a expressão do valor médio da variância  $\Psi$ , dado por:

$$\bar{\sigma}_{\Psi}^2 = J \cdot \left[ \frac{23}{360} \cdot N^2 + \left( \frac{J-1}{36} + \frac{1}{20} \right) \cdot N - \left( \frac{J-1}{36} + \frac{1}{20} \right) \right] \quad (C.54)$$

Nos cálculos elaborados, foi usado  $B$ , o número de transições dentro da sequência desejada, onde há mudança do valor do chip. Sendo  $C$ , a autocorrelação aperiódica discreta da sequência de espalhamento, dada por (3.12):

$$C = \sum_{i=0}^{N-2} a_i^1 \cdot a_{i+1}^1$$

que corresponde a uma soma de  $(N-1)$  termos.

Tem-se:

$$C = \sum_{i=0}^{N-2} a_i^1 \cdot a_{i+1}^1 = (N-1-B) \cdot (1) + B \cdot (-1) \quad (\text{C.55})$$

Assim,  $B$  será dado por:

$$B = \frac{N-1-C}{2}$$

que corresponde a expressão (C.8).



Sendo as seqüências dadas consideradas como aleatórias, o valor médio de  $B$ , pode ser facilmente obtido por:

$$E[B] = \frac{N-1}{2}$$

que corresponde a afirmar que haverá mudança de chip em metade das oportunidades, em média.

A expressão de  $E[B^2]$ , usando a densidade de probabilidade dada em (C.10), é dada por:

$$E[B^2] = \sum_{i=0}^{N-1} i^2 \cdot p_B(i) \quad (C.56)$$

$$= 2^{1-N} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} i^2 \cdot \binom{N-1}{i}$$

$$= 2^{1-N} \cdot \sum_{j=0}^{N-1} \binom{N-1}{j} \cdot (N-1-j)^2$$

$$= (N-1)^2 \cdot 2^{1-N} \cdot \sum_{j=0}^{N-1} \binom{N-1}{j} - 2 \cdot (N-1) \cdot 2^{1-N} \cdot \sum_{j=0}^{N-1} \binom{N-1}{j} \cdot j +$$

$$+ 2^{1-N} \cdot \sum_{j=0}^{N-1} \binom{N-1}{j} \cdot j^2 \quad (C.57)$$

$$= (N-1)^2 - 2 \cdot (N-1) \cdot 2^{1-N} \cdot \sum_{j=0}^{N-1} \binom{N-1}{j} \cdot j + 2^{1-N} \cdot \sum_{j=0}^{N-1} \binom{N-1}{j} \cdot j^2$$

$$= (N-1)^2 - (N-1)^2 + \frac{N^2 - N}{4}$$

Obtendo-se, assim, a expressão (C.33):

$$E[B^2] = \frac{N \cdot (N-1)}{4}$$

#### 7.4 Anexo D - Capacidade Limitada pela Aquisição

Em [Mad93], foi mostrado que a capacidade baseada na aquisição é, assintoticamente, da ordem de  $\frac{N}{\log_e N}$ , enquanto que as análises convencionais apresentadas em [Leh87], [Leh87], [Mor89] e [Pic91], utilizando os critérios de BER ou SNR, indicam uma dependência linear com  $G_p$ . Assim, se o tamanho da janela de aquisição utilizada for uma função linear de  $G_p$ , os resultados obtidos usando a capacidade limitada pela aquisição serão menores que aqueles obtidos pelas análises convencionais.

A seguir, são apresentados os resultados da comparação da capacidade utilizando o critério convencional da SNR, com a capacidade limitada pela aquisição em função da probabilidade de erro de bit ( $Pe_{bit}$ ) e da probabilidade de erro de aquisição ( $Pe_{aquis}$ ), respectivamente. Assim como em [Mad93], será utilizado, para esta comparação,  $Pe_{bit} = 7.88 \cdot 10^{-4}$ , o que equivale a uma SIR de 10dB e  $Pe_{aquis} = 10^{-2}$ .

Para esta comparação foram utilizados os sistema DS-CDMA descritos em [Mad93] e [Mad95]. Os cálculos utilizados levam em consideração o efeito do canal AWGN e são baseados nos resultados apresentados nos capítulos 3 e 5 para a aproximação gaussiana padrão da MAI. Assim pode-se, adicionalmente, verificar as diferenças entre as probabilidades de erro de bit e de erro de aquisição para diferentes valores de  $Eb/No$ .

É considerado que o filtro casado utilizado no processo de aquisição é o mesmo utilizado no processo de demodulação (para o modelo adotado,  $N$  igual a  $G_p$ ). Assim, a

complexidade do esquema de aquisição e do processo de demodulação, é dada pelo número de estágios do filtro casado utilizado.

A análise foi feita para dois esquemas de aquisição: ‘Esquema de Aquisição Convencional usando Filtro Casado’ e ‘Esquema em Dois Estágios (proposto)’.

Para ambos esquemas, os resultados foram desenvolvidos para os casos de interesse apresentados no capítulo 6. Assim, o caso 1, otimiza os parâmetros do esquema para obter-se uma probabilidade de erro de aquisição de  $10^{-2}$  para 9 usuários e o caso 2, otimiza os parâmetros do esquema para obter-se uma probabilidade de erro de aquisição de  $10^{-2}$  para 30 usuários. Os parâmetros adotados para os sistemas são os mesmos obtidos no capítulo 6 e são apresentados na tabela d.1 e d.2.

	Aproximação	PARÂMETROS OTIMIZADOS	
		$N_{mf}$	$\alpha_{mf}$
<b>Caso 1</b>	Gaussiana Padrão	121	0.60
<b>Caso 2</b>	Gaussiana Padrão	418	0.61

Tabela d.1 – Parâmetros do esquema de aquisição a filtro casado

	Aproximação	PARÂMETROS OTIMIZADOS			
		$N$	$\alpha$	$C$	$\beta$
<b>Caso 1</b>	Gaussiana Padrão	30	1	27	0.48
<b>Caso 2</b>	Gaussiana Padrão	100	1	112	0.56

Tabela d.2 – Parâmetros do esquema de aquisição em 2 estágios

Na determinação da probabilidade de erro de bit, foram utilizadas as expressões (3.13) e (3.15) introduzidas no capítulo 3, enquanto que o cálculo das probabilidades de erro de aquisição são baseadas nas expressões (5.113) e (5.119) para os esquemas de aquisição em dois estágios e a filtro casado, respectivamente.

### **D1.1. ESQUEMA DE AQUISIÇÃO CONVENCIONAL USANDO FILTRO CASADO - CASO 1**

Esta análise tem a finalidade de verificar a capacidade do esquema proposto quando comparado com a capacidade usando o critério da SNR. Serão comparadas as probabilidades de erro de bit e de aquisição para 3 valores de  $E_b/N_0$ : 10, 50 e 100.

Os resultados obtidos para o caso, mostram que a capacidade limitada pela aquisição é muito menor que a capacidade obtida pelo critério convencional da SNR.

Na figura d.1, para  $E_b/N_0=10$ , é ilustrado o efeito do canal AWGN no processo de aquisição, usando um esquema a filtro casado, e de demodulação. Verifica-se nesta situação, que a capacidade limitada pela aquisição é 0, já que não é possível ao esquema de aquisição atingir a condição preestabelecida  $Pe_{aquis} = 10^{-2}$ . Desta forma, o ruído do canal caracterizado como um AWGN domina o processo de aquisição, mascarando o efeito do ruído de múltiplo acesso no processo de aquisição. Já a capacidade usando o critério SNR é aproximadamente 18 usuários.

Os resultados da figura d.2 para  $E_b/N_0=50$ , considerando-se  $Pe_{bit} = 7.88 \cdot 10^{-4}$  e  $Pe_{aquis} = 1 \cdot 10^{-2}$ , mostram que a capacidade limitada pela aquisição é aproximadamente igual a 5 usuários, enquanto que a capacidade usando o critério da SNR é aproximadamente igual a 30 usuários.

Para os resultados ilustrados na figura d.3, onde  $E_b/N_o=100$ , mostram que a capacidade limitada pela aquisição é de aproximadamente 8 usuários, enquanto que a capacidade usando o critério da SNR é aproximadamente igual a 35 usuários, confirmando os resultados esperados.

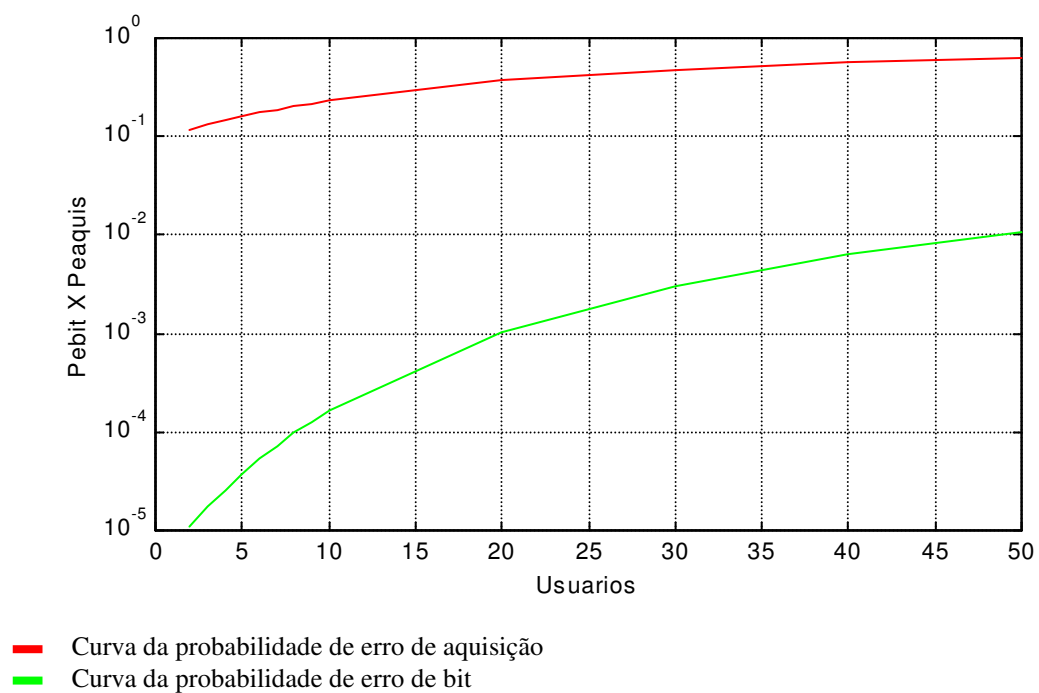


fig.d.1 – Caso 1 - Comparação da probabilidade de erro de bit e probabilidade de erro de aquisição para  $E_b/N_o=10$ , para esquema de Aquisição a Filtro Casado

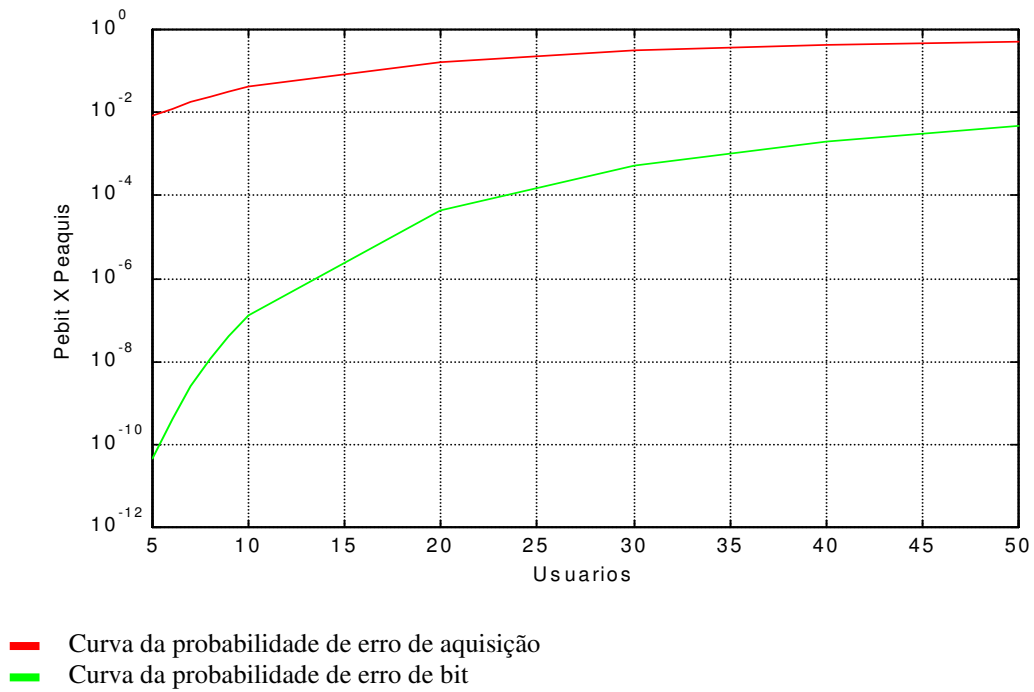


fig.d.2 – Caso 1 - Comparação da probabilidade de erro de bit e probabilidade de erro de aquisição para  $E_b/N_o=50$ , para esquema de Aquisição a Filtro Casado

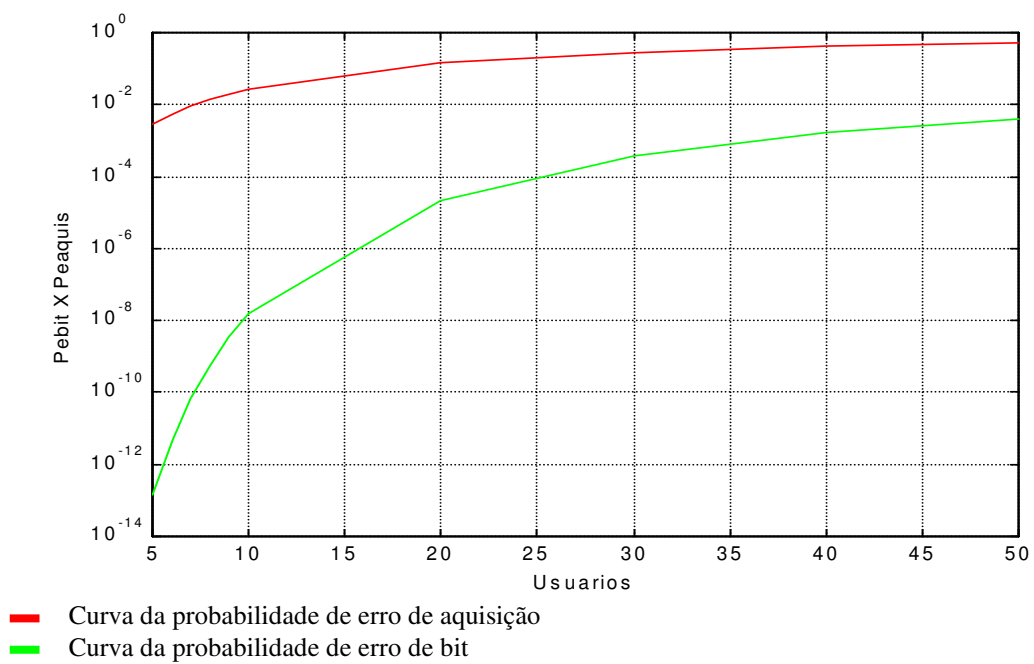


fig.d.3 – Caso 1 - Comparação da probabilidade de erro de bit e probabilidade de erro de aquisição para  $E_b/N_o=100$ , para esquema de Aquisição a Filtro Casado



## **D1.2. ESQUEMA DE AQUISIÇÃO CONVENCIONAL USANDO FILTRO CASADO – CASO 2**

Os resultados apresentados em [Mad93], mostram que a capacidade é assintoticamente limitada pela aquisição, onde uma das condições utilizadas é que  $N \rightarrow \infty$ . Assim, é ao menos interessante verificar os resultados de capacidade obtidos ao aumentar o número de estágios do filtro casado.

Desta forma, para confirmar a tendência apresentada pela capacidade limitada pela aquisição, de ser cada vez menor que a capacidade obtida pelo critério convencional da SNR à medida que  $N$  aumenta, será empregado, no caso 2, um filtro casado com 418 estágios.

Os resultados da figura d.4, para  $E_b/N_0=10$ , mostram, de maneira similar aos resultados apresentados na figura d.1, que o ruído do canal é muito elevado, impedindo o processo de aquisição atingir a probabilidade de erro de aquisição preestabelecida. Assim, enquanto a capacidade limitada pela aquisição é 0, a capacidade usando o critério da SNR é de aproximadamente igual a 60 usuários.

Os resultados da figura d.5, para  $E_b/N_0=50$ , mostram que a capacidade limitada pela aquisição é aproximadamente igual a 18 usuários, enquanto que a capacidade usando o critério da SNR é aproximadamente igual a 110 usuários.

Para os resultados ilustrados na figura d.6 para  $E_b/N_o=100$ , mostram que a capacidade limitada pela aquisição é aproximadamente igual a 25 usuários, enquanto que a capacidade usando o critério da SNR é aproximadamente igual a 120 usuários, confirmando os resultados esperados.

Assim, os resultados obtidos para o caso 2, utilizando um filtro casado com um número maior de estágios, confirmam que a capacidade limitada pela aquisição é cada vez menor que a capacidade pelo critério convencional da SNR à medida que  $N \rightarrow \infty$ .

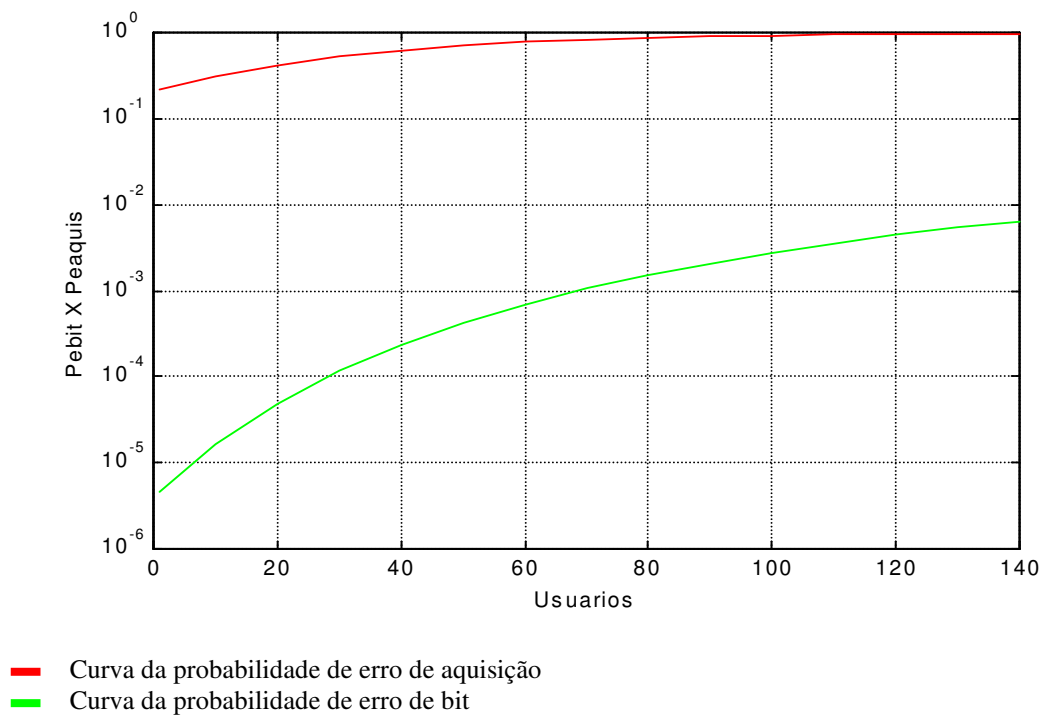


fig.d.4 – Caso 2 - Comparação da probabilidade de erro de bit e probabilidade de erro de aquisição para  $E_b/N_o=10$ , para esquema de Aquisição a Filtro Casado

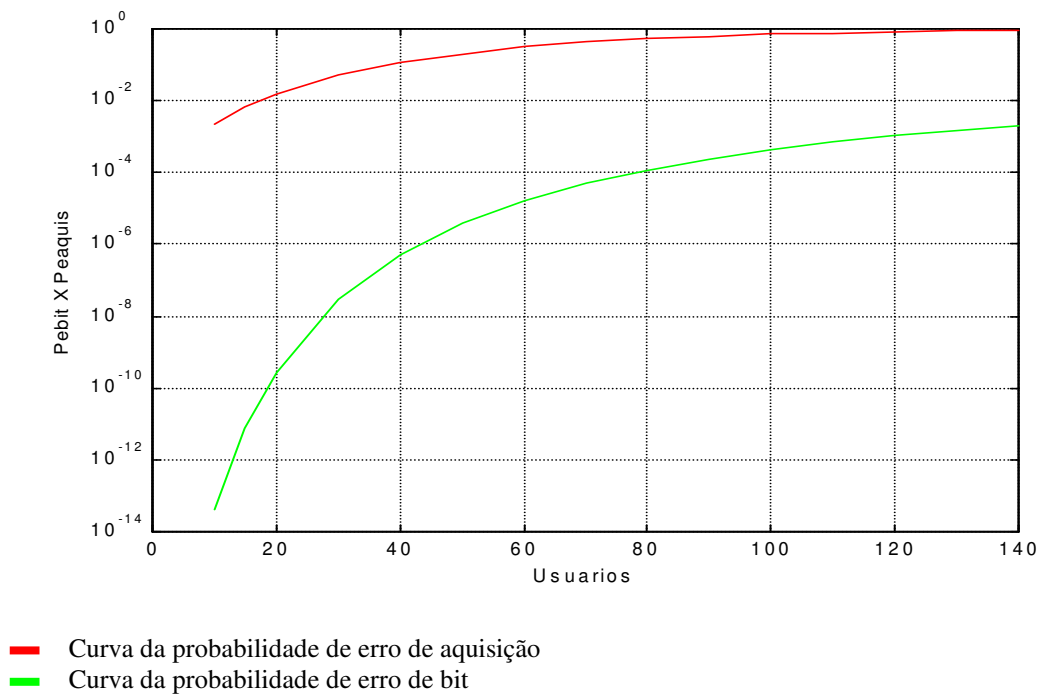


fig.d.5 – Caso 2 - Comparação da probabilidade de erro de bit e probabilidade de erro de aquisição para  $E_b/N_o=50$ , para esquema de Aquisição a Filtro Casado

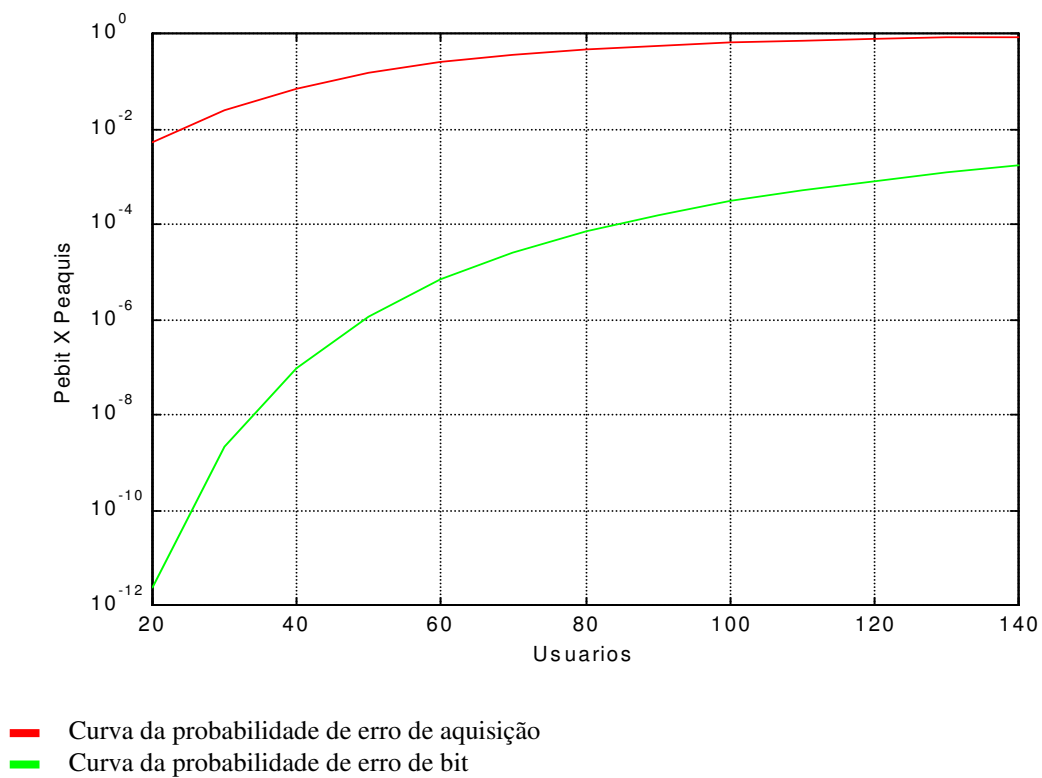


fig.d.6 – Caso 2 - Comparação da probabilidade de erro de bit e probabilidade de erro de aquisição para  $E_b/N_o=100$ , para esquema de Aquisição a Filtro Casado

### **D2.1. ESQUEMA DE AQUISIÇÃO EM DOIS ESTÁGIOS - CASO 1**

Esta análise tem a finalidade de verificar a capacidade do esquema proposto quando comparado com a capacidade usando o critério da SNR. Serão comparadas as probabilidades de erro de bit e de aquisição para 3 valores de  $E_b/N_0$ : 10, 50 e 100.

Os resultados obtidos, mostram que o esquema a dois estágios apresenta desempenho melhor face ao ruído do canal caracterizado como um AWGN que o esquema de aquisição a filtro casado convencional, já que, para  $E_b/N_0 = 10$ , a capacidade do esquema a filtro casado convencional é 0 e a capacidade para o esquema em dois estágios é aproximadamente igual a 5 usuários.

Considerando, também, que o esquema a dois estágios foi desenvolvido para manter a incerteza de sincronismo pequena e constante em todo o processo de aquisição, espera-se que a capacidade limitada pela aquisição seja próxima da capacidade usando o critério da SNR.

Os resultados obtidos para o caso 1, confirmam essa hipótese, validando as proposições apresentadas em [Mad93]. Assim, para o caso 1, a capacidade limitada pela aquisição é praticamente igual a capacidade obtida pelo critério convencional da SNR.

Na figura d.7, para  $E_b/N_0=10$ , a capacidade é aproximadamente igual a 5 usuários para os 2 métodos, não apresentando diferenças significativas.

Na figura d.8, para  $E_b/N_o=50$ , a capacidade é aproximadamente igual a 8 usuários para os 2 métodos.

Para os resultados ilustrados na figura d.9, onde  $E_b/N_o=100$ , os 2 métodos apresentam uma capacidade aproximadamente igual a 9 usuários.

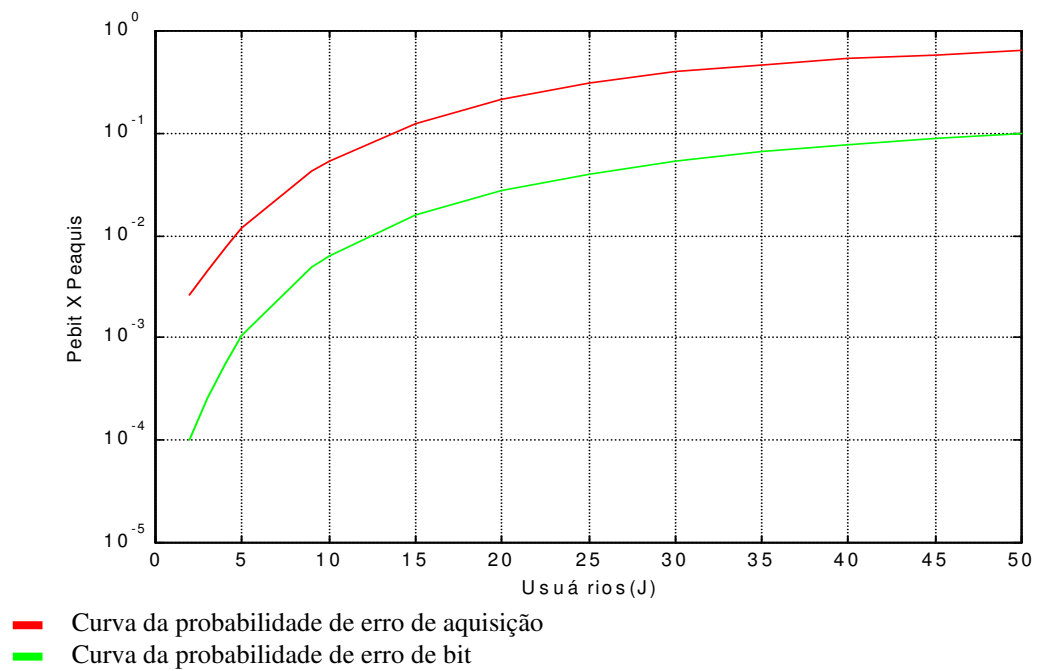


fig.d.7 – Caso 1 - Comparação da probabilidade de erro de bit e probabilidade de erro de aquisição para  $E_b/N_o=10$ , para esquema de Aquisição em dois estágios

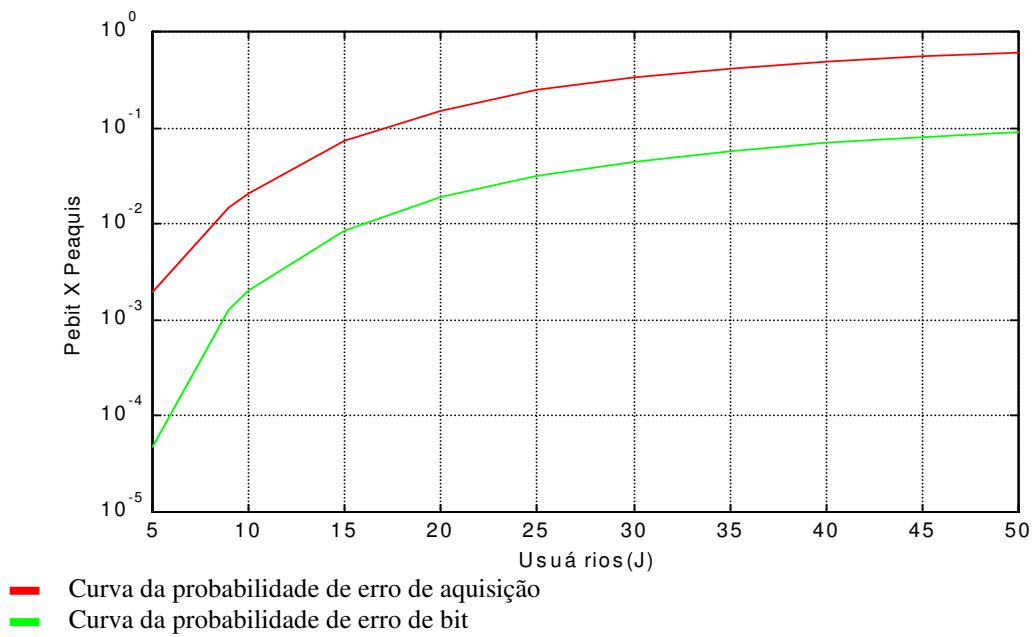


fig.d.8 – Caso 1 - Comparação da probabilidade de erro de bit e probabilidade de erro de aquisição para  $E_b/N_o=50$ , para esquema de Aquisição em dois estágios

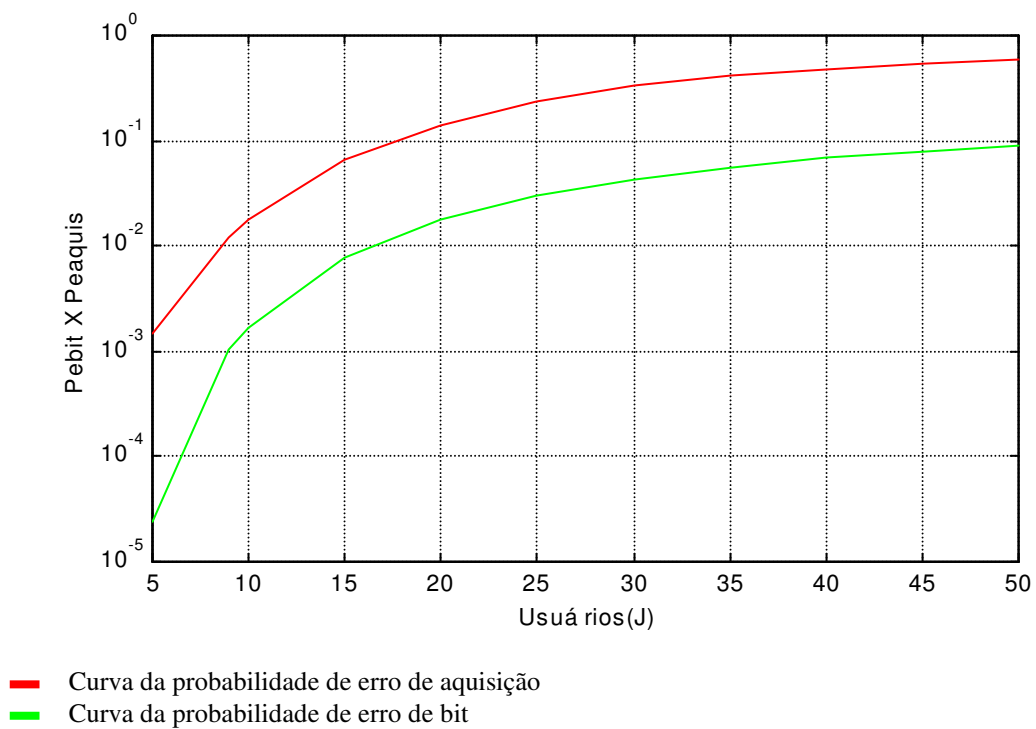


fig.d.9 – Caso 1 - Comparação da probabilidade de erro de bit e probabilidade de erro de aquisição para  $E_b/N_o=100$ , para esquema de Aquisição em dois estágios

## **D2.2. ESQUEMA DE AQUISIÇÃO EM DOIS ESTÁGIOS - CASO 2**

Com o intuito de confirmar o melhor desempenho apresentado pelo esquema a dois estágios em relação ao esquema a filtro casado convencional, será empregado, no caso 2, um filtro casado com 100 estágios no primeiro estágio.

Os resultados obtidos, mostram que o esquema a dois estágios continua a apresentar desempenho melhor face ao ruído do canal caracterizado como um AWGN que o esquema de aquisição a filtro casado convencional, já que, para  $E_b/N_0 = 10$ , a capacidade do esquema a filtro casado convencional é 0, enquanto que a capacidade para o esquema em dois estágios é aproximadamente igual a 13 usuários.

Os resultados obtidos para o caso 2, considerando as condições iniciais  $Pe_{bit} = 7.88 \cdot 10^{-4}$  e  $Pe_{aquis} = 10^{-2}$ , confirmam que a capacidade de erro de aquisição e a probabilidade de erro de bit são próximas.

Na figura d.10, para  $E_b/N_0=10$ , a capacidade é aproximadamente igual a 13 usuários para os 2 métodos, não apresentando diferenças significativas.

Na figura d.11, para  $E_b/N_0=50$ , a capacidade é aproximadamente igual a 8 usuários para os 2 métodos.

Para os resultados ilustrados na figura d.12, onde  $E_b/N_0=100$ , os 2 métodos apresentam uma capacidade aproximadamente igual a 9 usuários.

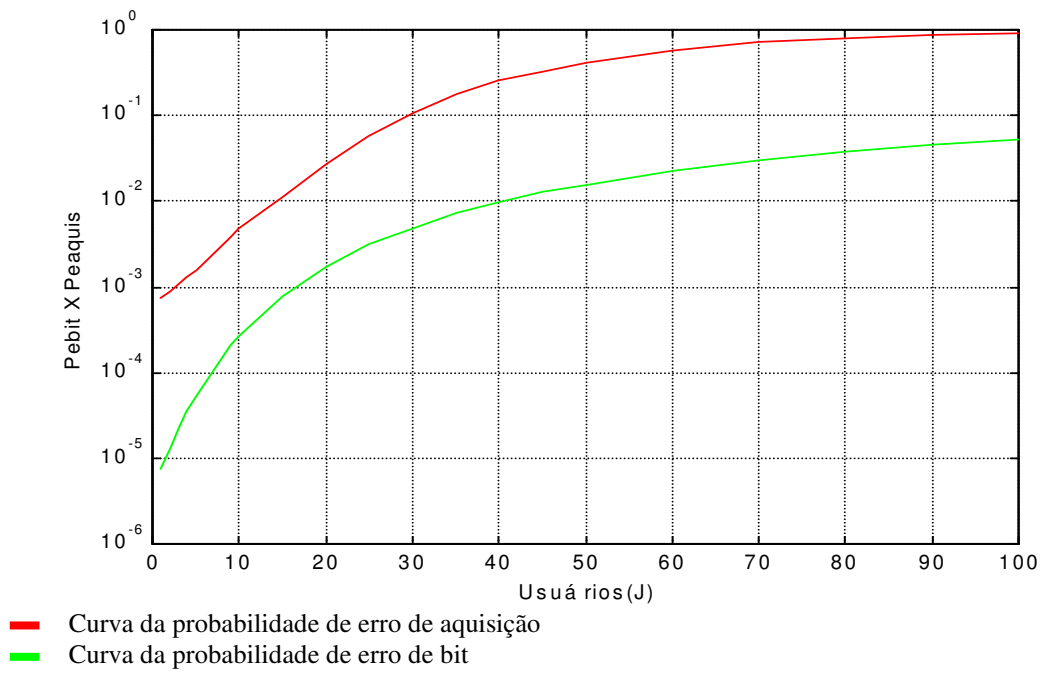


fig.d.10 – Caso 2 - Comparação da probabilidade de erro de bit e probabilidade de erro de aquisição para  $E_b/N_0=10$ , para esquema de Aquisição em dois estágios

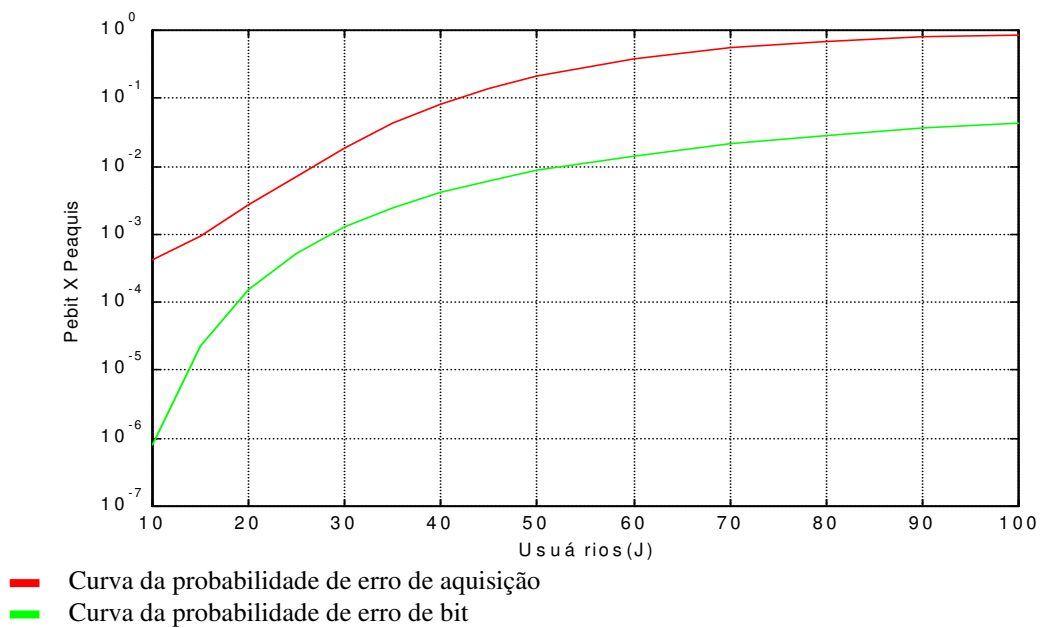


fig.d.11 – Caso 2 - Comparação da probabilidade de erro de bit e probabilidade de erro de aquisição para  $E_b/N_0=50$ , para esquema de Aquisição em dois estágios



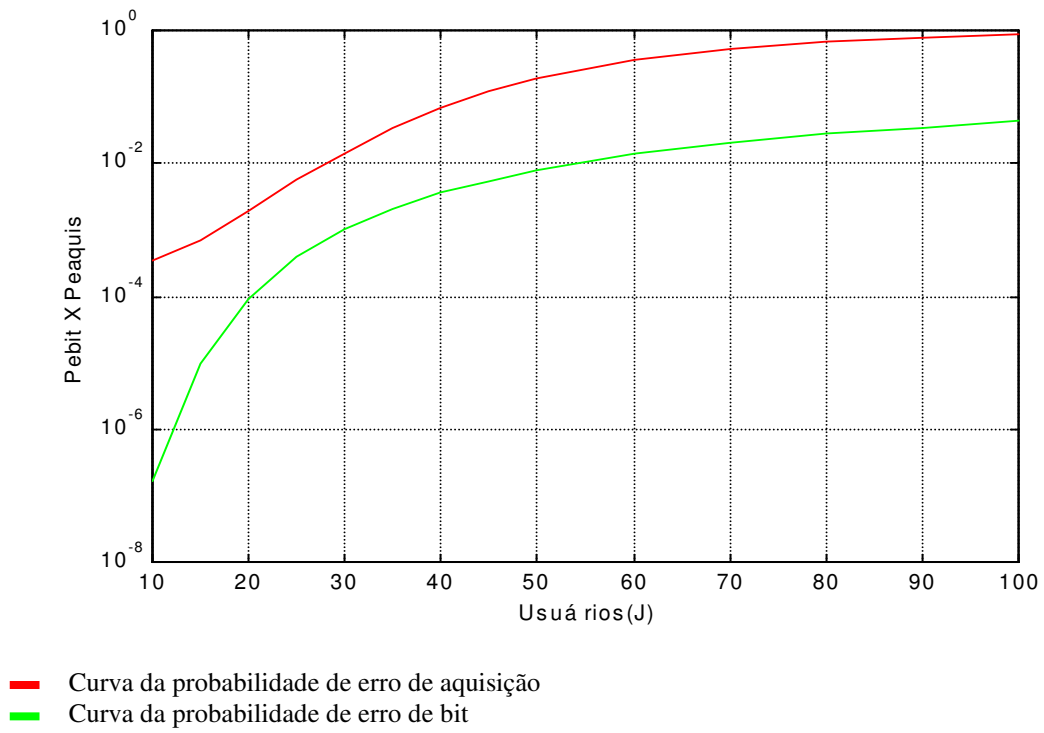


fig.d.12 – Caso 2 - Comparação da probabilidade de erro de bit e probabilidade de erro de aquisição para  $E_b/N_o=100$ , para esquema de Aquisição em dois estágios

## 7.5 Anexo E – Programas e Rotinas para a Simulação

Neste Anexo são descritas algumas das rotinas utilizadas nas simulações.

### **E1. ROTINAS UTILIZADAS NAS SIMULAÇÕES \_\_\_\_\_ 267**

<b>E1.1. ALL_SMC.M</b>	<b>267</b>
<b>E1.2. AMO_SIN.M</b>	<b>267</b>
<b>E1.3. AMO_SIN1.M</b>	<b>268</b>
<b>E1.4. AMO_SIN2.M</b>	<b>268</b>
<b>E1.5. AMO_SIN3.M</b>	<b>268</b>
<b>E1.6. AMOSTRA1.M</b>	<b>269</b>
<b>E1.7. AMOSTSIM.M</b>	<b>269</b>
<b>E1.8. BUSCA3.M</b>	<b>269</b>
<b>E1.9. CHIP_NOI.M</b>	<b>270</b>
<b>E1.10. COR_CHIP.M</b>	<b>271</b>
<b>E1.11. DEL_DESE.M</b>	<b>271</b>
<b>E1.12. DEL_RND.M</b>	<b>272</b>
<b>E1.13. DEL_RND1.M</b>	<b>272</b>
<b>E1.14. DEL_RND7.M</b>	<b>273</b>
<b>E1.15. DEL_RNDS.M</b>	<b>273</b>
<b>E1.16. DEL_SENO.M</b>	<b>274</b>
<b>E1.17. DEL_SEQ.M</b>	<b>274</b>
<b>E1.18. DEL_SEQ1.M</b>	<b>275</b>
<b>E1.19. DEL_SEQ2.M</b>	<b>275</b>
<b>E1.20. DIZIMA.M</b>	<b>275</b>
<b>E1.21. MAI_GAU.M</b>	<b>276</b>

<i>E1.22. POLARIZA.M</i>	276
<i>E1.23. PRIMO.M</i>	276
<i>E1.24. REGDESL.M</i>	277
<i>E1.25. SEQ_RAND.M</i>	277
<i>E1.26. SEQ_REP.M</i>	277
<i>E1.27. SEQ_RND1.M</i>	278
<i>E1.28. SEQ_RND2.M</i>	278
<i>E1.29. SEQ_RND3.M</i>	278
<i>E1.30. SHIFTLR.M</i>	278
<i>E1.31. SHIFTUD.M</i>	279
<b>E2. PROGRAMAS DE SIMULAÇÃO</b>	<b>279</b>
E2.1. s_als3.m	279
E2.2. s_als4.m	282
E2.3. s_gase3.m	285
E2.4. s_gase4.m	288
E2.5. s_smc3.m	291
E2.6. si_als1r.m	294
E2.7. si_als2r.m	297

As rotinas *E1.1*, *E1.20*, *E1.21*, *E1.22*, *E1.23* e *E1.24* foram obtidas de [Fit96].

## E1. ROTINAS UTILIZADAS NAS SIMULAÇÕES

### E1.1. *all\_smc.m*

```
function[saida]=allsmc(polinomio)
%-----
% Gera todas as sequencias de maximo comprimento
% a partir de 1 dos polinomios primitivos
%
% 05/05/98
%-----

%-----
%Grau do Polinomio
%-----
grau=length(polinomio)-1;

%-----
%Periodo das Sequencias
%-----
periodo=2^grau-1;

%-----
% Determinacao das sequencias
%-----
for i=1:grau,
    realimentacao(i)=polinomio(i+1);
end

tabela=cocosets(primo(periodo),periodo);

[linhas,colunas]=size(tabela);

tamreg=length(realimentacao);
inicial(i)=0;

inicial(i)=0;

inicial(tamreg)=1;

seqpri=regdesl(realimentacao,inicial,periodo);

for i=1:linhas,
    seqdiz=dizima(seqpri,tabela(i,1),periodo);
    for j=1:length(seqdiz),
        sa(i,j)=seqdiz(j);
    end
end

%-----
% Saida
%-----
saida=sa;
```

### E1.2. *amo\_sin.m*

```

function [saida]=amo_sin(Pot,sequence,amost_chip,Num_seq)
%-----
% Amostra a funcao sin com taxa de x 'amostras/chip'
% pulso modulado - entrada usando a sequencia
% fator freq. fixo igual a 1
%-----
per_sequence=size(sequence,2);

for m=1:per_sequence*amost_chip,
    Pulsim(:,m)=sqrt(2*Pot)*sin((2*pi*m)/(2*amost_chip)*(pi/(amost_chip)))
    .*ones(Num_seq,1);
end;

%-----
% Saida
%-----
saida=pulsim;

```

### ***E1.3. amo\_sin1.m***

```

function [saida]=amo_sin1(Pot,per_sequence,amost_chip,Num_seq)
%-----
% Amostra a funcao sin com taxa de x 'amostras/chip'
% pulso modulado - entrada usando o periodo da sequencia
% fator freq fixo
%-----
for m=1:per_sequence*amost_chip,
    pulsim(:,m)=sqrt(2*Pot)*sin((2*pi*m)/(2*(amost_chip)) -
    (pi/(amost_chip)))*ones(Num_seq,1);
end;

%-----
% Saida
%-----
saida=pulsim;

```

### ***E1.4. amo\_sin2.m***

```

function [saida]=amo_sin2(Pot,freq,sequence,amost_chip,Num_seq)
%-----
% Amostra a funcao sin com taxa de x 'amostras/chip'
% pulso modulado - entrada usando a sequencia
% fator freq ajustavel
%-----
per_sequence=size(sequence,2);
for m=1:per_sequence*amost_chip,
    pulsim(:,m)=sqrt(2*Pot)*sin((freq*pi*m)/(amost_chip) -
    (freq*pi/(amost_chip)))*ones(Num_seq,1);
end;

%-----
% Saida
%-----
saida=pulsim;

```

### ***E1.5. amo\_sin3.m***

```

function [saida]=amo_sin3(Pot,freq,per_sequence,amost_chip,Num_seq)
%-----
% Amostra a funcao sin com taxa de x 'amostras/chip'
% pulso modulado - entrada usando per_seq
% fator freq ajustavel
%-----
for m=1:per_sequence*amost_chip,
    pulsim(:,m)=sqrt(2*Pot)*sin((freq*pi*m)/(amost_chip)-
        (freq*pi/(amost_chip))).*ones(Num_seq,1);
end;

%-----
% Saida
%-----
saida=pulsim;

```

### **E1.6. amostra1.m**

```

function [saida]=amostra1(sequence,amost_chip)
%-----
% Amostra 'sequence' com taxa de x 'amostras/chip'
%-----
per_sequence=size(sequence,2);
for n= 1:(per_sequence),
    for m=(n*amost_chip-amost_chip+1):n*amost_chip,
        amost(:,m)=sequence(:,n);
    end;
end;

%-----
% Saida
%-----
saida=amost;

```

### **E1.7. amostsim.m**

```

function [saida]=amostsim(Pot,sequence,amost_chip)
%-----
% Amostra 'sequence' com taxa de x 'amostras/chip'
% pulso modulado
% Aplicado apos amostragem para manter a forma do pulso
%-----
per_sequence=size(sequence,2);
for n= 1:(per_sequence),
    for m=(n*amost_chip-amost_chip+1):n*amost_chip,
        pulsim(:,m)=(sqrt(2*Pot)*sin((2*pi*m)/(2*(amost_chip))-
            (pi/(amost_chip)))).*sequence(:,n);
    end;
end;

%-----
% Saida
%-----
saida=pulsim;

```

### **E1.8. busca3.m**

```

function
saida=busca3(Tmax,load,Tincerteza,cor_chip,seq_lo,alfa,beta,N,C)
%-----
% Processo de Busca da Fase Correta parametros ajustaveis
% saida=verif
%-----
Tcel=0;Tmf=0;Tcor=0;verif=0;saida_mf=0;saida_cor=0;mf=0;correl=0;
while ((Tmf+Tcor) < (Tmax-load)),
% 1o. Estagio - Matched Filter
Tmf=Tmf+1;
mf=cor_chip(1,1:N).* seq_lo(1,1:N);
saida_mf=sum(mf);
if(saida_mf < (alfa*N)),
    Tcel=Tcel+1;
    if(Tcel <= (Tincerteza-1)),
        cor_chip(1,:)=shiftright(cor_chip(1,:),1,1);
    else
        cor_chip(1,:)=shiftright(cor_chip(1,:),1,1);
        seq_lo(1,:)=shiftright(seq_lo(1,:),Tincerteza,1);
        Tcel=0;
    end;
else
% 2o. Estagio - Verificacao
Tcor=Tcor+C;
seq_lo(1,:)=shiftright(seq_lo(1,:),C,1);
cor_chip(1,:)=shiftright(cor_chip(1,:),C,1);
correl=cor_chip(1,1:C).* seq_lo(1,1:C);
saida_correl=sum(correl);
if(saida_correl < beta*C),
    cor_chip(1,:)=shiftright(cor_chip(1,:),1,1);
    seq_lo(1,:)=shiftright(seq_lo(1,:), (Tcel+1),1);
    Tcel=0;
else
    break;
end;
end;
end;

%-----
%      Confirmacao dos Resultados
%-----
if ((saida_correl >= beta*C)&(Tcel == (Tincerteza-1))&((Tmf+Tcor) <=
(Tmax-load))),
    verif=1;
end;

%-----
% Saida
%-----
saida=verif;

```

### **E1.9. chip\_noi.m**

```

function [y]=chip_noi(noisa,sigb,amost_chip)
%-----
% Correlator de Chip p/ situacao AWGN
%-----
per_noisa=size(noisa,2)/amost_chip;
per_sigb=size(sigb,2)/amost_chip;
n=0;
for m=1:(per_noisa),
    n=n+1;
    correl(1,m)=(sum(noisa(1,m*amost_chip-amost_chip+1:m*amost_chip)) +

```

```

    sum(sigb(1, (n*amost_chip-amost_chip+1):n*amost_chip)))/amost_chip;
    if (n==per_sigb),
        n=0;
    end;
end;
end;

%-----
% Saida
%-----
y=correl;

```

### ***E1.10.cor\_chip.m***

```

function [y]=cor_chip(sequence,amost_chip,num_users)
%-----
% Correlator de Chip p/ num_users (seq. aleat. ou determ.)
%-----
tot=sequence(1:num_users,:);
per_sequence=size(sequence,2)/amost_chip;
for m=1:(per_sequence),
    correl(1,m)=sum(sum(tot(:,m*amost_chip-amost_chip+1:m*amost_chip)))/amost_chip;
end;
%-----
% Saida
%-----
y=correl;

```

### ***E1.11.del\_dese.m***

```

function [saida]=del_dese(semente,sequence,amost_chip,incerteza)
%-----
% Determinacao aleatoria da Defasagem da sequencia desejada e
% Criacao da sequencia defasada inclusive incerteza
% (criada p/ gerar fase inicial diferente p/ SIM_GAU)
%-----
% Periodos das sequencias
%-----
per_seqamost=size(sequence,2);
per_seq=per_seqamost/amost_chip;

%-----
% Selecao aleatoria das defasagens (sorteio)
% a defasagem garante sincronismo de chip
% ex. 2amost/chip -> defasagem= 2,4,6,8,etc..
%-----
rand('seed',semente);
del=amost_chip*round((per_seq-1)*rand(1));

%-----
% Defasagem p/ a sequencia desejada (do sorteio)
%-----
sequence(1,:)=shiftn(sequence(1,:),-del,1);

%-----
% Defasagem da incerteza da sequencia desejada
%-----
sequence(2,:)=shiftn(sequence(1,:),-(incerteza-1)*amost_chip,1);

```



```
%-----
% Saida
%-----
saida=sequence;
```

### ***E1.12.del\_rnd.m***

```
function [saida]=del_rnd(semente,seqamost,amost_chip,num_users)
%-----
% Determinacao aleatoria da Defasagem das sequencias
% (criada p/ gerar fase inicial diferente)
% nao considera Tincerteza, primeira seq apresenta sinc de chip
%-----
% Periodos das sequencias
%-----
per_seqamost=size(seqamost,2);
per_seq=per_seqamost/amost_chip;

%-----
% Selecao aleatoria das defasagens
%-----
rand('seed',semente);
del=round((per_seqamost-1)*rand(num_users,1));
del(1,1)=amost_chip*round((per_seq-1)*rand(1,1));

%-----
% Saida
%-----
saida=del;
```

### ***E1.13.del\_rnd1.m***

```
function [saida]=del_rnd1(semente,sequence,amost_chip,num_users)
%-----
% Determinacao aleatoria da Defasagem das sequencias
% (criada p/ gerar fase inicial diferente)
% entrada c/ sequencia s/ amostragem (sequence)
% nao considera Tincerteza, primeira seq apresenta sinc de chip
%-----
% Periodos das sequencias
%-----
per_seq=size(sequence,2);
per_seqamost=per_seq*amost_chip;

%-----
% Selecao aleatoria das defasagens
%-----
rand('seed',semente);
del=round((per_seqamost-1)*rand(num_users,1));
del(1,1)=round((per_seq-1)*rand(1,1));

%-----
% Saida
%-----
saida=del;
```

### ***E1.14.del\_rnd7.m***

```
function [saida]=del_rnd7(semente,seqamost,amost_chip,num_users)
%-----
% Determinacao aleatoria da Defasagem das sequencias
% (criada p/ gerar fase inicial diferente)
% uniforme dentro de chip e sorteio da fase
% ROTINA SORTEIA OS DELAYS S/ REPETICAO
% semente depende de sim - rand('seed',sim);
% baseado no delayde7(semente,sequence,amost_chip,num_users)
%-----
%-----
% Periodos das sequencias
%-----
per_seqamost=size(seqamost,2)
per_seq=per_seqamost/amost_chip

%-----
% Selecao aleatoria das defasagens
%-----
rand('seed',semente);

%-----
% Selecao aleatoria das defasagens de chip (0 - per_seq-1)
%-----
del1=amost_chip*round((per_seq-1)*rand(num_users,1));

%-----
% Selecao aleatoria das defasagens mod-chip (0 - amost_chip-1)
% c/ Rotina p/ impedir repeticao da defasagem
% Nao aplicada a 1a. seq. (desejada) - sinc de chip
%-----
del2(1,1)=0; seq2=2;

del2(seq2,1)=round((amost_chip-1)*rand(1,1));
for m=seq2:(num_users),
    del2(m,1)=round((amost_chip-1)*rand(1,1));
    subt_del2=del2(seq2:m-1,1)-del2(m,1);
    while (find(subt_del2==0)~=[]),
        del2(m,1)=round((amost_chip-1)*rand(1,1));
        subt_del2=del2(seq2:m-1,1)-del2(m,1);
    end;
end;

%-----
% Defasagem Total aplicada a todas seq.
%-----
del=del1+del2;

%-----
% Saida
%-----
saida=del;
```

### ***E1.15.del\_rnds.m***

```
function
[saida]=del_rnds(semente,per_seq1,per_seq2,amost_chip,num_users)
%-----
% Determinacao aleatoria da Defasagem das sequencias
% Usada qdo per. da seq. desej. é diferente do per. da MAI
% (criada p/ gerar fase inicial diferente)
```

```

% primeira seq apresenta sinc de chip - nao considera Tincerteza
% per_seq1=per. da seq. desejada/per_seq2=per. da MAI (gauss. ou
qq.seq.)
%-----
%-----
% Periodos das sequencias
%-----
per_seqamost=per_seq2*amost_chip;

%-----
% Selecao aleatoria das defasagens
%-----
rand('seed',semente);
del=round((per_seqamost-1)*rand(num_users,1));
del(1,1)=amost_chip*round((per_seq1-1)*rand(1,1));
%-----
% Saida
%-----
saida=del;

```

### ***E1.16.del\_seno.m***

```

function [saida]=del_seno(seno,del,amost_chip,num_users)
%-----
% Aplicacao do delay da seq. desejada a Portadora que multiplica
% todas as seq.
%-----
%-----
% Defasagem p/ todas as sequencias
%-----
seno(1:num_users,:)=shiftr(seno(1:num_users,:),-del(1,1),1);
%-----
% Saida
%-----
saida=seno;

```

### ***E1.17.del\_seq.m***

```

function [saida]=del_seq(sequence,del,amost_chip,num_users,incerteza)
%-----
% Aplicacao das Defasagens obtidas por del_rnd ou equivalente
% as sequencias de todos os usuarios (num_users)
% Aplica a INCERTEZA de fase a seq desejada
%-----
%-----
% Defasagem p/ todas as sequencias
%-----
for m=1:num_users,
    sequence(m,:)=shiftr(sequence(m,:),-del(m,1),1);
end;

%-----
% Defasagem da incerteza da sequencia desejada
%-----
sequence(num_users+1,:)=shiftr(sequence(1,:),-(incerteza-1)*amost_chip,1);

%-----
% Saida
%-----
saida=sequence;

```

**E1.18.del\_seq1.m**

```
function [saida]=del_seq1(sequence,del,amost_chip,num_users)
%-----
% Aplicacao das Defasagens obtidas por del_rnd ou equivalente
% as sequencias de todos os usuarios (num_users)
% Criacao das sequencias defasadas S/ INCERTEZA da seq desejada
%-----
% Defasagem p/ todas as sequencias
%-----
for m=1:num_users,
    sequence(m,:)=shiftr(sequence(m,:),-del(m),1);
end;

%-----
% Saida
%-----
saida=sequence;
```

**E1.19.del\_seq2.m**

```
function [saida]=del_seq2(sequence,del,num_users,incerteza)
%-----
% Aplicacao das Defasagens obtidas por del_rnd ou equivalente
% as sequencias de todos os usuarios (num_users)
% Aplica a INCERTEZA de fase a seq desejada (colocada na ultima linha)
% Aplicada na aprox gauss da MAI, onde a defasagem é multiplo de chip
% entrada usa seq. desejada s/ amostragem (devido ao sinc de chip)
%-----
% Defasagem p/ todas as sequencias
%-----
for m=1:num_users,
    sequence(m,:)=shiftr(sequence(m,:),-del(m),1);
end;

%-----
% Defasagem da incerteza da sequencia desejada
%-----
sequence(num_users+1,:)=shiftr(sequence(1,:),-(incerteza-1),1);

%-----
% Saida
%-----
saida=sequence;
```

**E1.20.dizima.m**

```
function[saida]=dizima(sequencia,dizimador,interacoes)
%-----
% Dizima uam sequencia pelo numero dado pelo dizimador
%-----
contador=1;indice=1;
periodo=length(sequencia);

while contador <=interacoes,
    saida(contador)=sequencia(indice);
```

```

    indice=indice+dizimador;
    if(indice>periodo)
        indice=indice-fix(indice/periodo)*periodo;
    end
    contador=contador+1;
end

```

### ***E1.21.mai\_gau.m***

```

function y=mai_gau(semente,amost_chip,per_sequence,f_expan,Var)
%-----
% Determinacao do Ruido MAI por aproximacao Gauss. padrao
% A raiz da variancia (sqrt(var)) multiplica a interferencia
%-----
randn('seed',semente);
per_noise=(amost_chip*per_sequence*f_expan);
noise=sqrt(Var)*randn(1,per_noise);

%-----
% Saida
%-----
y=noise;

```

### ***E1.22.polariza.m***

```

function saida=polariza(matriz)
%-----
% Polariza as sequencias
%-----
saida=(-1).^matriz;

```

### ***E1.23.primo.m***

```

function saida=primo(n)
%-----
% retorna 1 vetor c/ todos o primos em relacao a variavel de entrada n
% Se retornar 1 vetor de compr. n-2 é primo
%-----
%Loop
stackidx=0;
saidaidx=0;
if(n>2)
    for i=2:n-1,
        flag=1;
        resto=n-fix(n/i)*i;
        if resto==0,
            stackidx=stackidx+1;
            stack(stackidx)=i;
            flag=0;
        else
            for j=1:stackidx,
                resto=i-fix(i/stack(j))*stack(j);
                if resto==0,
                    flag=0;
                end
            end
        end
    end
    if flag==1,
        saidaidx=saidaidx+1;
        saida(saidaidx)=i;
    end
end

```

```

    end
end
end

```

### ***E1.24.regdesl.m***

```

function saida=regdesl(realimentacao,inicial,interacoes)
%-----
% representa 1 registrador de deslocamento
%-----
comprimento=length(realimentacao);
for i=1:comprimento,
    estado(i)=inicial(i);
end
for i=1:interacoes,
    saida(i)=0;
    for j=1:comprimento,
        if realimentacao(j)==1,
            if estado(j)==1,
                if saida(i)==0,
                    saida(i)=1;
                else
                    saida(i)=0;
                end
            end
        end
    end
end

for j=comprimento:-1:2,
    estado(j)=estado(j-1);
end
estado(1)=saida(i);
end

```

### ***E1.25.seq\_rand.m***

```

function [saida]= seq_rand(semente,per_sequence,num_users)
%-----
% gera uma matriz de sequencias aleatorias usando RANDN e SIGN
%-----
randn('seed',semente);
seq=(randn(per_sequence,num_users))'; % transposta

%-----
% Saida - Bipolarizacao das Sequencias
%-----
saida=sign(seq);

```

### ***E1.26.seq\_rep.m***

```

function [saida]=seq_rep(sequence,per_rep,f_expansao)
%-----
% rotina p/ repetir a sequencia desejada f_expansao vezes
% dentro do tamanho das sequencias MAI
% usado p/ situacao onde seq. desejada é do tamanho do filtro
%-----
for m=1:f_expansao,
    seq_des((m*per_rep-per_rep+1):m*per_rep)=sequence(1:per_rep);
end;

```

```
%-----
% Saida
%-----
saida=[seq_des];
```

### ***E1.27.seq\_rnd1.m***

```
function [saida]= seq_rnd1(semente,per_sequence,num_users)
%-----
% gera uma matriz de sequencias aleatorias
% usando RAND - semente de ruido interna
% matriz transposta
%-----
rand('seed',semente);
seq=(1-2*round(rand(per_sequence,num_users)))'; % transposta

%-----
% Saida
%-----
saida=seq;
```

### ***E1.28.seq\_rnd2.m***

```
function [saida]= seq_rnd2(per_sequence,num_users)
%-----
% gera uma matriz de sequencias aleatorias bipolarizada
% usando RAND - semente de ruido externa
% matriz transposta
%-----
seq=(1-2*round(rand(per_sequence,num_users)))'; % transposta

%-----
% Saida
%-----
saida=seq;
```

### ***E1.29.seq\_rnd3.m***

```
function [saida]= seq_rnd3(semente,per_sequence,num_users)
%-----
% gera uma matrix de sequencias aleatorias bipolarizadas
% usando RAND - semente de ruido interna
% matriz NAO transposta
%-----
rand('seed',semente);
seq=(1-2*round(rand(num_users,per_sequence))); % não transposta
%-----
% Saida
%-----
saida=seq;
```

### ***E1.30.shiftlr.m***

```
function y=shiftlr(a,n,cs)
%-----
% SHIFTUD Shift or Circular Shift Matrix Columns.
% SHIFT(A,N) with N > 0 shifts the columns of A RIGHT N columns.
% The first N columns are replaced by zeros and the last N
```

```

% columns of A are deleted.
%
% SHIFT(A,N) with N < 0 shifts the columns of A LEFT N columns.
% The last N columns are replaced by zeros and the first N
% columns of A are deleted.
%
% SHIFT(A,N,C) where C is nonzero performs a circular
% shift of N columns, where columns circle back to the other
% side of the matrix. No columns are replaced by zeros.
% Ivan - Mastering Matlab
%-----
if nargin<3, cs=0; end
y=(shiftud(a.',n,cs)).';

```

### **E1.31. shiftud.m**

```

function y=shiftud(a,n,cs)
%-----
% SHIFTUD Shift or Circular Shift Matrix Rows.
% SHIFT(A,N) with N > 0 shifts the rows of A DOWN N rows.
% The first N rows are replaced by zeros and the last N
% rows of A are deleted.
%
% SHIFT(A,N) with N < 0 shifts the rows of A UP N rows.
% The last N rows are replaced by zeros and the first N
% rows of A are deleted.
%
% SHIFT(A,N,C) where C is nonzero performs a circular
% shift of N rows, where rows circle back to the other
% side of the matrix. No rows are replaced by zeros.
% Ivan - Mastering Matlab
%-----
if nargin<3, cs=0; end
cs=cs(1);
[r,c]=size(a);
dn=(n>=0);
n=min(abs(n),r);
if n==0|(cs&n==r)
    y=a;
elseif ~cs&dn
    y=[zeros(n,c); a(1:r-n,:)];
elseif ~cs&~dn
    y=[a(n+1:r,:); zeros(n,c)];
elseif cs&dn
    y=[a(r-n+1:r,:); a(1:r-n,:)];
elseif cs&~dn
    y=[a(n+1:r,:); a(1:n,:)];
end

```

## **E2. PROGRAMAS DE SIMULAÇÃO**

### **E2.1. s\_als3.m**

```

%-----
% Simulacao do Esquema de Aquisicao em Dois Estagios - s_als3
% Considerada todas as sequencias como aleatorias
% Aplicada modulacao BPSK (portadora)
% Parametros da Sit. 1 do paper
% fase inicial da seq. desejada variavel
% per_seq = MF (30 / 30)
%-----

```



```

% Rotinas Usadas
%-----
% seq_rnd1, seq_rep, amostral, amo_sin2, del_rnds, del_seq,
% del_seno, cor_chip, busca3
%-----
clear;
tic;

%-----
%                               Parametros do Sistema
%-----
Num_Sim=10000; amostra_chip=30; f_expand=7; per_seqdes=30;
Tincerteza=10; Tmax=184; load=30; N=30; C=27; alfa=1; beta=0.48; Pot=1;
freq=6;
% freq deve ser par

users=[10 21 31 41];                % U= J+1 (inclui sinal desejado)
J=users-1;
count_usuarios=size(users,2);
Maximo_usuarios=users(count_usuarios);
per_seq=per_seqdes*f_expand;
%-----
% Determinacao das Sequencias
%-----
smcbip=seq_rnd1(0,per_seq,Maximo_usuarios);
smcbip(1,:)=seq_rep(smcbip,per_seqdes,f_expand);

%-----
% Amostra as Sequencias - X amostras/chip
%-----
smcamo=amostral(smcbip,amostra_chip);

%-----
% Portadora - X amostras/chip
%-----
port=amo_sin2(Pot,freq,smcbip,amostra_chip,Maximo_usuarios);

%-----
% Sequencia X Portadora (BPSK amostrado)
%-----
smcamost=smcamo.*port;

%-----
% Loop de Simulacao - Numero de Usuarios (usuarios)
%-----
for index=1:count_usuarios,
    media=0;desv=0;
    usuarios=users(index);

%-----
% Loop de Simulacao - Numero de Tentativas de Aquisicao (sim)
%-----
result=0;
for sim=1:(Num_Sim),

%-----
% Aplicacao do Delay as Sequencias, defasa cada smcbip
% aleatoriamente para a direita.Coloca na ultima linha do del_seq,

```

```

% a seq. desejada sorteada, defasada adicionalmente de Tincerteza
%-----
del=del_rnds(sim,per_seqdes,per_seq,amostra_chip,usuarios);
smcdelay=del_seq(smcamost,del,amostra_chip,usuarios,Tincerteza);
portdelay=del_seno(port,del,amostra_chip,usuarios);
mai_int=smcdelay(2:(usuarios+1),:).*portdelay(1:usuarios,:);

%-----
% Correlator de Chip
%-----
correl_chip=cor_chip(mai_int,amostra_chip,usuarios);

%-----
% Gerador Local, colocado a seq. desejada na 1a. linha da smcdelay
%-----
lo=smcdelay(1,:).*portdelay(1,:);
smcbip_lo=cor_chip(lo,amostra_chip,1);

%-----
% Calculo da Media e Desvio Parcial
%-----
media(sim)=mean(correl_chip);
desv(sim)=std(correl_chip);

%-----
% Processo de Busca da Fase Correta
%-----
result= busca3(Tmax,load,Tincerteza,correl_chip,smcbip_lo,...
alfa,beta,N,C)+result;
end;

%-----
% Calculo da Media e Desvio Final
%-----
med_tot(index)=mean(media);
std_tot(index)=mean(desv);

%-----
% Calculo da psa
%-----
psa(index)=result/Num_Sim;

%-----
% Salva as variaveis no arq. s_alse3
%-----
save s_alse3 psa med_tot std_tot -ascii
end;

%-----
% Mostra na tela a Psa
%-----
med_tot, std_tot, psa

%-----
% Plota a curva de J X Psa
%-----
plot(J,psa,'b');
grid on
ylabel('Psa (N=30/C=27)');
xlabel('Usuarios');

tempo_proc=toc;

```

**E2.2. s\_als4.m**

```

%-----
% Simulacao do Esquema de Aquisicao em Dois Estagios s_als4
% Considerada todas sequencias como aleatorias
% Aplicada modulacao BPSK (portadora)
% Parametros da Sit. 2 do paper
% fase inicial da seq. desejada variavel
% per_seq = MF (100 / 100)
%-----
% Rotinas Usadas
%-----
% seq_rnd1, seq_rep, amostral, amo_sin2, del_rnds, del_seq,
% del_seno, cor_chip, busca3
%-----
clear;
tic;

%-----

```

```

%                               Parametros do Sistema
%-----
Num_Sim=10000; amostra_chip=30; f_expand=9; per_seqdes=100;
Tincerteza=50; Tmax=858; load=100; N=100; C=112; alfa=1; beta=0.56;
Pot=1;freq=6;
% freq deve ser par

users=[31];                      % U= J+1 (considera sinal desejado)
J=users-1;
count_usuarios=size(users,2);
Maximo_usuarios=users(count_usuarios);
per_seq=per_seqdes*f_expand;
%-----
% Determinacao das Sequencias
%-----
smcbip=seq_rnd1(0,per_seq,Maximo_usuarios);
smcbip(1,:)=seq_rep(smcbip,per_seqdes,f_expand);

%-----
% Amostra as Sequencias - X amostras/chip
%-----
smcamo=amostr1(smcbip,amostra_chip);

%-----
% Portadora - X amostras/chip
%-----
port=amo_sin2(Pot,freq,smcbip,amostra_chip,Maximo_usuarios);

%-----
% Sequencia X Portadora (BPSK amostrado)
%-----
smcamost=smcamo.*port;

%-----
% Loop de Simulacao - Numero de Usuarios (usuarios)
%-----
for index=1:count_usuarios,
    media=0; desv=0;
    usuarios=users(index);

%-----
% Loop de Simulacao - Numero de Tentativas de Aquisicao (sim)
%-----
result=0;
for sim=1:(Num_Sim),

%-----
% Aplicacao do Delay as Sequencias defasa cada smcbip
% aleatoriamente para a direita, colocado na ultima linha do del_seq,
% a seq, desejada sorteada, defasada adicionalmente de Tincerteza
%-----
del=del_rnd(sim,smcamost,amostra_chip,usuarios);
smcdelay=del_seq(smcamost,del,amostra_chip,usuarios,Tincerteza);

portdelay=del_seno(port,del,amostra_chip,usuarios);
mai_int=smcdelay(2:(usuarios+1),:).*portdelay(1:usuarios,:);

%-----
% Correlator de Chip
%-----

```

```

correl_chip=cor_chip(mai_int,amostra_chip,usuarios);

%-----
% Gerador Local, colocada a seq. desejada na 1a. linha do smcdelay
%-----
lo=smcdelay(1,:).*portdelay(1,:);
smcbip_lo=cor_chip(lo,amostra_chip,1);

%-----
% Calculo da Media e Desvio Parcial
%-----
media(sim)=mean(correl_chip);
desv(sim)=std(correl_chip);

%-----
% Processo de Busca da Fase Correta
%-----
result= busca3(Tmax,load,Tincerteza,correl_chip,smcbip_lo,...
alfa,beta,N,C)+result;
end;

%-----
% Calculo da Media e Desvio Final
%-----
med_tot(index)=mean(media);
std_tot(index)=mean(desv);

%-----
% Calculo da psa
%-----
psa(index)=result/Num_Sim;

%-----
% Salva as variaveis no arq. s_alse4
%-----
save s_alse4 psa med_tot std_tot -ascii

end;

%-----
% Mostra na tela a Psa
%-----
med_tot, std_tot, psa

%-----
% Plota a curva de J X Psa
%-----
plot(J,psa,'b');
grid on
ylabel('Psa (N=100/C=112)');
xlabel('Usuarios');
hold on;

tempo_proc=toc;

```

**E2.3. s\_gase3.m**

```

%-----
% Simulacao do Esquema de Aquisicao em Dois Estagios s_gase3
% Considerado a Sequencia Desejada Aleatoria e MAI como AWGN
% Aplicada modulacao BPSK (portadora)
% Parametros da Sit. 1 do paper
% fase inicial da seq. desejada variavel
% per_seq = MF (30 / 30)
%-----
% Rotinas Usadas
%-----
% seq_rnd1, seq_rep, amostral, amo_sin3, del_rnds, del_seq,
% del_seno, mai_gau, chip_noi, cor_chip, busca3
%-----
clear;
tic;

%-----
% Parametros do Sistema
%-----
Num_Sim=10000; amostra_chip=50; f_expand_ruido=20; per_seqdes=30;

```

```

Tincerteza=10; Tmax=184; load=30; N=30; C=27; alfa=1; beta=0.48;
Pot=1; freq=10;
% freq deve ser par

user=1; % só 1 usuario - demais AWGN
J=[9 20 30 40];
variancia=(J/3)*amostra_chip;
Quant_variancia=size(variancia,2);
per_seq=per_seqdes*f_expand_ruido; % periodo do ruido
%-----
%-----
% Determinacao das Sequencias
%-----
smc=seq_rnd1(0,per_seqdes,user);
smcbip=seq_rep(smc,per_seqdes,f_expand_ruido);

%-----
% Amostra as Sequencias - X amostras/chip
%-----
smcamo=amostral(smcbip,amostra_chip);

%-----
% Portadora - X amostras/chip
%-----
port=amo_sin3(Pot,freq,per_seq,amostra_chip,user);

%-----
% Sequencia X Portadora (BPSK amostrado)
%-----
smcamost=smcamo.*port;

%-----
% Loop de Simulacao - Numero de Usuarios (usuarios)
%-----
for index=1:Quant_variancia,
    media=0;desv=0;

%-----
% Loop de Simulacao - Numero de Tentativas de Aquisicao (sim)
%-----
result=0;
for sim=1:Num_Sim,

%-----
% Aplicacao do Delay as Sequencias defasa cada smcbip
% aleatoriamente para a direita
% colocado na ultima linha do del_seq, a seq, desejada
% sorteada, defasada adicionalmente de Tincerteza
%-----
del=del_rnds(sim,per_seqdes,per_seq,amostra_chip,user);
smcdelay=del_seq(smcamost,del,amostra_chip,user,Tincerteza);
portdelay=del_seno(port,del,amostra_chip,user);
mai_noise=mai_gau(sim,amostra_chip,per_seqdes,f_expand_ruido,variancia
(index)).*portdelay;
mai_sinal=smcdelay(2:(user+1),:).*portdelay;
mai_int=mai_noise+mai_sinal;

%-----
% Correlator de Chip
%-----

```

```

correl_chip=cor_chip(mai_int,amostra_chip,user);

%-----
% Gerador Local, colocada a seq. desejada na 1a. linha do smcdelay
%-----
lo=smcdelay(1,:).*portdelay;
smcbip_lo=cor_chip(lo,amostra_chip,1);

%-----
% Calculo da Media e Desvio Parcial
%-----
media(sim)=mean(correl_chip);
desv(sim)=std(correl_chip);

%-----
% Processo de Busca da Fase Correta
%-----
result= busca3(Tmax,load,Tincerteza,correl_chip,smcbip_lo,...
alfa,beta,N,C)+result;

end;

%-----
% Calculo da Media e Std Final
%-----
med_tot(index)=mean(media);
std_tot(index)=mean(desv);

%-----
% Calculo de psa
%-----
psa(index)=result/Num_Sim;

%-----
% Salva as variaveis no arq. s_gase3a
%-----
save s_gase3a psa med_tot std_tot -ascii
end;

%-----
% Mostra na tela a Psa
%-----
med_tot, std_tot, psa

%-----
% Plota a curva de J X Psa
%-----
plot(J,psa,'r');
grid on
ylabel('Psa (N=30/C=27)');
xlabel('Usuarios');
hold on;

tempo_proc=toc;

```



### **E2.4. s\_gase4.m**

```
%-----
% Simulacao do Esquema de Aquisicao em Dois Estagios S_gase4
% Considerado a Sequencia Desejada Aleatoria e MAI como AWGN
% Aplicada modulacao BPSK (portadora)
% Parametros da Sit. 2 do paper
% fase inicial da seq. desejada variavel
% per_seqdes = MF (100 / 100)
% usando del_rnds - faz seq. repetir dentro da MAI
%-----
% Rotinas Usadas
%-----
% seq_rnd1, amostral1, amo_sin3, del_rnds, del_seq, del_seno,
% mai_gau, chip_noi, cor_chip, busca3
%-----
clear;
tic;

%-----
% Parametros do Sistema
%-----
Num_Sim=10000; amostra_chip=50; f_expand_ruido=9; per_seqdes=100;
Tincerteza=50; Tmax=858; load=100; N=100; C=112; alfa=1; beta=0.56;
Pot=1; freq=10;
```

```

% freq deve ser par;

user=1; % só 1 usuario - demais AWGN

J=[20 30 40 50];
variancia=(J/3)*amostra_chip;
Quant_variancia=size(variancia,2);
per_seq=per_seqdes*f_expand_ruido; % periodo do ruido
%-----
%-----
% Determinacao das Sequencias
%-----
smc=seq_rnd1(0,per_seqdes,user);
smcbip=seq_rep(smc,per_seqdes,f_expand_ruido);

%-----
% Amostra as Sequencias - X amostras/chip
%-----
smcamo=amostr1(smcbip,amostra_chip);

%-----
% Portadora - X amostras/chip
%-----
port=amo_sin3(Pot,freq,per_seq,amostra_chip,user);

%-----
% Sequencia X Portadora (BPSK amostrado)
%-----
smcamost=smcamo.*port;

%-----
% Loop de Simulacao - Numero de Usuarios (usuarios)
%-----
for index=1:Quant_variancia,
    media=0; desv=0;

%-----
% Loop de Simulacao - Numero de Tentativas de Aquisicao (sim)
%-----
result=0;
for sim=1:Num_Sim,

%-----
% Aplicacao do Delay as Sequencias defasa cada smcbip
% aleatoriamente para a direita
% colocado na ultima linha do del_seq, a seq, desejada
% sorteada, defasada adicionalmente de Tincerteza
%-----
del=del_rnds(sim,per_seqdes,per_seq,amostra_chip,user);
smcdelay=del_seq(smcamost,del,amostra_chip,user,Tincerteza);
portdelay=del_seno(port,del,amostra_chip,user);
mai_noise=mai_gau(sim,amostra_chip,per_seqdes,f_expand_ruido,variancia
(index)).*portdelay;
mai_sinal=smcdelay(2:(user+1),:).*portdelay;
mai_int=mai_noise+mai_sinal;

%-----
% Correlator de Chip
%-----
correl_chip=cor_chip(mai_int,amostra_chip,user);

%-----

```

```

% Gerador Local, colocado a seq. desejada na 1a. linha do smcdelay
%-----
lo=smcdelay(1,:).*portdelay;
smcbip_lo=cor_chip(lo,amostra_chip,1);

%-----
% Calculo da Media e Desvio Parcial
%-----
media(sim)=mean(correl_chip);
desv(sim)=std(correl_chip);

%-----
% Processo de Busca da Fase Correta
%-----
result= busca3(Tmax,load,Tincerteza,correl_chip,smcbip_lo,...
alfa,beta,N,C)+result;

end;

%-----
% Calculo da Media e Desvio Final
%-----
med_tot(index)=mean(media);
std_tot(index)=mean(desv);

%-----
% Calculo de psa
%-----
psa(index)=result/Num_Sim;

%-----
% Salva as variaveis no arq. s_gase4
%-----
save s_gase4 psa med_tot std_tot -ascii
end;

%-----
% Mostra na tela a Psa
%-----
med_tot, std_tot, psa

%-----
% Plota a curva de J X Psa
%-----
plot(J,psa,'r');
grid on
ylabel('Psa (N=100/C=112)');
xlabel('Usuarios');
hold on;

tempo_proc=toc;

```

### **E2.5. s\_smc3.m**

```
%-----
% Simulacao do Esquema de Aquisicao em Dois Estagios s_smc3
% Considerado a Sequencia Desejada Aleatoria e MAI como AWGN
% Aplicada modulacao BPSK (portadora)
% Parametros da Sit. 1 do paper
% fase inicial da seq. desejada variavel
% per_seq = MF (31 / 30)
%-----
% Rotinas Usadas
%-----
% allsmc, polariza, dizima, primo, seq_rnd1, seq_rep, amostral,
% amo_sin2, del_rnds, del_seq, del_seno, cor_chip, busca3
%-----
clear;
tic;

%-----
% Parametros do Sistema
%-----
Num_Sim=10000; amostra_chip=30; f_expand=7; Tincerteza=10; Tmax=184;
load=30; N=30; C=27; alfa=1; beta=0.48; Pot=1; freq=6;
% freq deve ser par

users=[10 21 31 41]; % U= J+1 (sinal desejado)
J=users-1;
```

```

count_usuarios=size(users,2);
Maximo_usuarios=users(count_usuarios);

% per_seqdes=31;                determinado autom. c/ familia SMC
% per_seq=per_seqdes*f_expand;  determinado autom. c/ familia SMC
%-----
%
% Familias de SMC
%-----
% Polinomio gerador de teste - ordem 3
% 1 + 1X + 0X^2 + 1X^3
polin3=[1 1 0 1];

% Polinomio gerador da Familia - ordem 5
% 1 + 1X + 0X^2 + 0X^3 + 0X^4 + 1X^5
polin5=[1 0 1 0 0 1];

% Polinomio gerador da Familia - ordem 7
% 1 + 1X + 0X^2 + 0X^3 + 0X^4 + 0X^5 + 0X^6 + 1X^7
polin7=[1 1 0 0 0 0 0 1];

% Polinomio gerador da Familia - ordem 9
% 1 + 0X + 0X^2 + 0X^3 + 1X^4 + 0X^5 + 0X^6 + 0X^7 + 0X^8 + 1x^9
polin9=[1 0 0 0 1 0 0 0 0 1];

%-----
% SMC de compr. 31 p/ Sequencia Desejada
%-----
smc=allsmc(polin5);
per_seqdes=size(smc,2);
per_seq=per_seqdes*f_expand;

%-----
% Determinacao das Sequencias MAI como aleatorias
%-----
smcbip=seq_rnd1(0,per_seq,Maximo_usuarios);

%-----
% Sequencia Desejada é a 1a. seq. SMC (bip.)
%-----
smcbip(1,:)=polariza(seq_rep(smc,per_seqdes,f_expand));

%-----
% Amostra as Sequencias - X amostras/chip
%-----
smcamo=amostra1(smcbip,amostra_chip);

%-----
% Portadora - X amostras/chip
%-----
port=amo_sin2(Pot,freq,smcbip,amostra_chip,Maximo_usuarios);

%-----
% Sequencia X Portadora (BPSK amostrado)
%-----
smcamost=smcamo.*port;

%-----
% Loop de Simulacao - Numero de Usuarios (usuarios)
%-----
for index=1:count_usuarios,
    media=0;desv=0;
    usuarios=users(index);

```

```

%-----
% Loop de Simulacao - Numero de Tentativas de Aquisicao (sim)
%-----
result=0;
for sim=1:(Num_Sim),

%-----
% Aplicacao do Delay as Sequencias defasa cada smcbip
% aleatoriamente para a direita
% colocado na ultima linha do del_seq, a seq, desejada
% sorteada, defasada adicionalmente de Tincerteza
%-----
del=del_rnds(sim,per_seqdes,per_seq,amostra_chip,usuarios);
smcdelay=del_seq(smcamost,del,amostra_chip,usuarios,Tincerteza);
portdelay=del_seno(port,del,amostra_chip,usuarios);
mai_int=smcdelay(2:(usuarios+1),:).*portdelay(1:usuarios,:);

%-----
% Correlator de Chip
%-----
correl_chip=cor_chip(mai_int,amostra_chip,usuarios);

%-----
% Gerador Local, colocado a seq. desejada na 1a. linha do smcdelay
%-----
lo=smcdelay(1,:).*portdelay(1,:);
smcbip_lo=cor_chip(lo,amostra_chip,1);

%-----
% Calculo da Media e Desvio Parcial
%-----
media(sim)=mean(correl_chip);
desv(sim)=std(correl_chip);

%-----
% Processo de Busca da Fase Correta
%-----
result= busca3(Tmax,load,Tincerteza,correl_chip,smcbip_lo,...
alfa,beta,N,C)+result;
end;

%-----
% Calculo da Media e Desvio Final
%-----
med_tot(index)=mean(media);
std_tot(index)=mean(desv);

%-----
% Calculo da psa
%-----
psa(index)=result/Num_Sim;

%-----
% Salva as variaveis no arq. s_smc3
%-----
save s_smc3 psa med_tot std_tot -ascii

end;

%-----
% Mostra na tela a Psa
%-----
med_tot, std_tot, psa

```

```

%-----
% Plota a curva de J X Psa
%-----
plot(J,psa,'b');
grid on
ylabel('Psa (N=30/C=27)');
xlabel('Usuarios');
hold on;
tempo_proc=toc;

```

## **E2.6. si\_als1r.m**

```

%-----
% Simulacao do Esquema de Aquisicao em Dois Estagios Si_als1r
% Considerado Sequencias Aleatorias - Paper Sit. 1
% aplicado modulacao BPSK (PORTADORA)
% Sequencias geradas usando Blk Seq_rnd1
% fase inicial da seq. desejada variavel
% TENTATIVA DE OTIMIZACAO DE MEMORIA
% PER_SEQ DESEJ. = MF      (30 / 30)
%-----
clear;
tic;

%-----
%                      Parametros do Sistema
%-----
Num_Sim=1000; amostra_chip=30; per_seqdes=30; f_expand=7;
Tincerteza=10; Tmax=184; load=30; N=30; C=27; alfa=1; beta=0.48;
Pot=1; freq=6;
% freq deve ser par;

users=[10 21 31 41];
J=users-1;
count_users=size(users,2);
max_users=users(count_users);
per_seq=per_seqdes*f_expand;
Num_chip=2;
%-----
%-----

```

```

% Determinacao das Sequencias
%-----
smcbip=seq_rnd1(0,per_seq,max_users);
smcbip(1,:)=seq_rep(smcbip,per_seqdes,f_expand);

%-----
% Loop de Simulacao - Numero de Usuarios (usuarios)
%-----
for index=1:count_users,
    media=0;desv=0;
    usuarios=users(index);

%-----
% Loop de Simulacao - Numero de Tentativas de Aquisicao (sim)
%-----
result=0;
for sim=1:Num_Sim,

%-----
% Aplicacao do del1 a todas as Sequencias, desl. aleatorio
%para a direita - (del1 é multiplo de Tc)
%-----
del=del_rndw(sim,per_seqdes,per_seq,amostra_chip,usuarios);
smc_del=del_seq2(smcbip(1:usuarios,:),del(:,1),usuarios,Tincerteza);

%-----
% Loop de Simulacao - Determinacao da saida do correlator
% Loop criado p/ reduzir o tamanho da matriz de sequencia
%-----
for per=1:per_seq,

%-----
% Amostra 1 par de chips da Sequencia desejada defasado
% Smc_del(user+1) -> 2a. linha acrescenta Tincerteza
% permite obter chip_duplo ate o final do per-seq
%-----
smc_del(:,per_seq+1)= smc_del(:,1);
chip_amo=amostr1(smc_del(:,per:per+1),amostra_chip);

%-----
% Portadora - X amostras/chip
% Ja que ha sinc de chip p/ seq. desejada a fase da portadora
% sempre sera a m/m inicial
%-----
port_chip=amo_sin3(Pot,freq,Num_chip,amostra_chip,usuarios+1);

%-----
% Aplicacao do del2 as Seq. MAI, sem aplic. da incerteza
% de alinhamento (J interf + 1 desal. - (del2 é mod de Tc)
% Portadora deslocada p/ cada seq. - X amostras/chip
% nao ha sinc de chip p/ as seq. portanto a fase da portadora
% sera diferente
%-----
port_del=del_seq1(port_chip,del(:,2),amostra_chip,usuarios);

%-----
% Aplicacao do del2 as Seq. MAI, s/ aplic. da incerteza
% de alinhamento (J interf + 1 desal. - (del2 é mod de Tc)
%-----
chip_del=del_seq1(chip_amo,del(:,2),amostra_chip,usuarios);

%-----

```



```

% Sequencia X Portadora (BPSK amostrado)
%-----
chip_mod=chip_del.*port_del;

%-----
% Determinacao da MAI c/ sinal desej. fora de alinhamento
%-----
mai_int=chip_mod(2:usuarios+1,1:amostra_chip).*port_chip(1:usuarios,1:
amostra_chip);

%-----
% Correlator de Chip
%-----
correl_chip(1,per)=cor_chip(mai_int,amostra_chip,usuarios);

end;

%-----
% Gerador Local, colocada a seq. desejada na 1a. linha do smcdelay
%-----
smcbip_lo=smc_del(1,1:per_seq);

%-----
% Calculo da Media e Desvio Parcial
%-----
media(sim)=mean(correl_chip);
desv(sim)=std(correl_chip);

%-----
% Processo de Busca da Fase Correta
%-----
result= busca3(Tmax,load,Tincerteza,correl_chip,smcbip_lo,...
alfa,beta,N,C)+result;

end;

%-----
% Calculo da Media e Desvio Total
%-----
med_tot(index)=mean(media);
std_tot(index)=mean(desv);

%-----
% Calculo de Psa
%-----
psa(index)=result/Num_Sim;

%-----
% Salva as variaveis no arq. si_alslr
%-----
save si_alslr med_tot std_tot psa -ascii

end;

%-----
% Mostra na tela a Psa
%-----
med_tot, std_tot, psa

%-----

```

```
% Plota a curva de J X Psa
%-----
plot(J,psa,'r');
grid on
ylabel('Psa (N=30/C=27)');
xlabel('Usuarios');
hold on;

tempo_proc=toc;
```

### **E2.7. *si\_als2r.m***

```
%-----
% Simulacao do Esquema de Aquisicao em Dois Estagios Si_als2r
% Considerado Sequencias Aleatorias - Paper Sit. 2
% aplicado modulacao BPSK (PORTADORA)
% Sequencias geradas usando Blk Seq_rnd1
% fase inicial da seq. desejada variavel
% TENTATIVA DE OTIMIZACAO DE MEMORIA
% PER_SEQ DESEJ. = MF      (100 / 100)
%-----
clear;
tic;

%-----
%                               Parametros do Sistema
%-----
Num_Sim=1000; amostra_chip=30; per_seqdes=100; f_expand=9;
Tincerteza=50;
Tmax=858; load=100; N=100; C=112; alfa=1; beta=0.56; Pot=1; freq=6;

users=[21 31 41 51];
J=users-1;
count_users=size(users,2);
max_users=users(count_users);
per_seq=per_seqdes*f_expand;
Num_chip=2;
%-----
%-----
% Determinacao das Sequencias
%-----
smcbip=seq_rnd1(0,per_seq,max_users);
smcbip(1,:)=seq_rep(smcbip,per_seqdes,f_expand);
```

```

%-----
% Loop de Simulacao - Numero de Usuarios (usuarios)
%-----
for index=1:count_users,
    media=0; desv=0;
    usuarios=users(index);

%-----
% Loop de Simulacao - Numero de Tentativas de Aquisicao (sim)
%-----
result=0;
for sim=1:Num_Sim,
    index, sim

%-----
% Aplicacao do del1 a todas as Sequencias, desl. aleatorio
% para a direita - (del1 é multiplo de Tc)
%-----
del=del_rndw(sim, per_seqdes, per_seq, amostra_chip, usuarios);
smc_del=del_seq2(smc_bip(1:usuarios,:), del(:,1), usuarios, Tincerteza);

%-----
% Loop de Simulacao - Determinacao da saida do correlator
% Loop criado p/ reduzir o tamanho da matriz de sequencia
%-----
for per=1:per_seq,

%-----
% Amostra 1 par de chips da Sequencia desejada defasado
% Smc_del(user+1) -> 2a. linha acrescenta Tincerteza
% permite obter chip_duplo ate o final do per-seq
%-----
smc_del(:, per_seq+1)= smc_del(:, 1);
chip_amo=amostr1(smc_del(:, per:per+1), amostra_chip);

%-----
% Portadora - X amostras/chip
% Ja que ha sinc de chip p/ seq. desejada a fase da portadora
% sempre sera a m/m inicial
%-----
port_chip=amo_sin3(Pot, freq, Num_chip, amostra_chip, usuarios+1);

%-----
% Aplicacao do del2 as Seq. MAI, sem aplic. da incerteza
% de alinhamento (J interf + 1 desal. - (del2 é mod de Tc)
% Portadora deslocada p/ cada seq. - X amostras/chip
% nao ha sinc de chip p/ as seq. portanto a fase da portadora
% sera diferente
%-----
port_del=del_seq1(port_chip, del(:,2), amostra_chip, usuarios);

%-----
% Aplicacao do del2 as Seq. MAI, s/ aplic. da incerteza
% de alinhamento (J interf + 1 desal. - (del2 é mod de Tc)
%-----
chip_del=del_seq1(chip_amo, del(:,2), amostra_chip, usuarios);

%-----
% Sequencia X Portadora (BPSK amostrado)
%-----
chip_mod=chip_del.*port_del;

```

```

%-----
% Determinacao da MAI c/ sinal desej. fora de alinhamento
%-----
mai_int=chip_mod(2:usuarios+1,1:amostra_chip).*port_chip(1:usuarios,1:
amostra_chip);

%-----
% Correlator de Chip
%-----
correl_chip(1,per)=cor_chip(mai_int,amostra_chip,usuarios);

end;

%-----
% Gerador Local, colocada seq. desejada na 1a. linha do smcdelay
%-----
smcbip_lo=smc_del(1,1:per_seq);

%-----
% Calculo da Media e Desvio
%-----
media(sim)=mean(correl_chip);
desv(sim)=std(correl_chip);

%-----
% Processo de Busca da Fase Correta
%-----
result= busca3(Tmax,load,Tincerteza,correl_chip,smcbip_lo,...
alfa,beta,N,C)+result;

end;

%-----
% Calculo da Media e Desvio
%-----
med_tot(index)=mean(media);
std_tot(index)=mean(desv);

%-----
% Calculo de Psa
%-----
psa(index)=result/Num_Sim;

%-----
% Salva as variaveis no arq. si_als2r
%-----
save si_als2r med_tot std_tot psa -ascii

end;

%-----
% Mostra na tela a Psa
%-----
med_tot, std_tot, psa

%-----
% Plota a curva de J X Psa
%-----
plot(J,psa,'r');

```

```
grid on
ylabel('Psa (N=100/C=112)');
xlabel('Usuarios');
hold on;

tempo_proc=toc;
```

## **8. Referências Bibliográficas**

[Abr77] N. Abramson, “The Throughput of Packet Broadcasting Channels”, IEEE Transactions on Communications, Vol. 25, No. 1, January 1977.

[Abr92] N. Abramson, “The Throughput of Packet Broadcasting Channels”, IEEE Transactions on Communications, Vol. 25, No. 1, January 1977.

[Cor93] R. Corvaja, S. Pupolin and L. Tomba, “Performance Evaluation of Slotted Aloha for Digital Voice Cellular Communications”, Proc. IEEE GLOBECOM, December 1993.

[Fit96] J. R. Fitzgerald Jr., “Tópicos sobre a Caracterização de Desempenho de Sistemas DS-CDMA”, Dissertação de Mestrado – Escola Politécnica de São Paulo, 1996.

[Fra95] Y. Frankel et al, “Security Issues in a CDPD Wireless Network”, IEEE Personal Communications, August 1995.

[Gal98] R. de Gaudenzi, F. Gianneti and M. Luise , “Signal Synchronization for Direct-Sequence Code Division Multiple Access Radio Modems”, Telecommunications Systems, Vol. 9, No. 1, February 1998.

[Ger82] E. Geraniotis, “Error Probability for Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple Access Communications – Part II”, IEEE Transactions on Communications, Vol. 30, No. 5, May 1994.

[Ger94] E. Geraniotis, “The Probability of Multiple Correct Packet Receptions in Direct-Sequence Spread-Spectrum Networks”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 12, No. 5, June 1994.

[Gil91] K. S. Gilhousen, “On the Capacity of a Cellular CDMA System”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 40, No. 2, May 1991.

[Gli97] S. Glisic and B. Vucetic, “Spread Spectrum CDMA Systems for Wireless Communications”, Artech House, 1997.

[Goo89] D. J. Goodman, R. A. Valenzuela, K. T. Gayliard and B. Ramamurthi, "Packet Reservation Multiple Access for Local Wireless Communication", IEEE Transactions on Communications, Vol. 37, No. 8, August 1989.

[Goo90] D. J. Goodman, "Cellular Packet Communications", IEEE Transactions on Communications, Vol. 38, No. 8, August 1990.

[Lib94] J. C. Liberti Jr. and T. S. Rappaport, "Analytical Results for Capacity Improvements in CDMA", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 43, No. 3, August 1994.

[Hol82] J. K. Holmes, "Coherent Spread Spectrum Systems", John Wiley & Sons, 1982.

[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.

[Jes92] P. J. E. Jeszensky, "Uma Motivação para o Estudo de Sequências de Código", notas de aula do curso de comunicação por espalhamento espectral (PEE-710), Fevereiro 1992.

[Jun93] P. Jung, and P. W. Baier and A. Steil, "Advantages of CDMA and Spread Spectrum Techniques over FDMA and TDMA in Cellular Mobile Radio Applications", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 42, No. 3, August 1993.

[Kah78] R. E. Kahn, et. Al., "Advances in Packet Radio Technology", Proceedings of the IEEE, Vol. 66, No. 11, November 1978.

[Leh87] J. S. Lehnert and M. B. Pursley, "Error Probabilities for Binary Direct-Sequence Spread-Spectrum Communications with Random Signature Sequences", IEEE Transactions on Communications, Vol. 35, No.1, January 1987.

[Lem97] M. LeMair and Z. Shae, "Videoconferencing over Packet-Based Networks", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 15, No.6, August 1997.

[Leo94] A. Leon-Garcia, "Probability and Random Processes for Electrical Engineering", Addison-Wesley, 1994.

[Lib95] J. C. Liberti Jr., G. Longo, "Analysis of CDMA Cellular Radio Systems Employing Adaptive Antennas", Ph.D. Dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, August 1995.

[Lon81] G. Longo, "Multi-User Communication Systems", Courses and Lectures – No.265, Springer – Verlag, 1981.

[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.

[Mor92] R. K. Morrow and J. S. Lehnert, "Packet Throughput in Slotted ALOHA DS/SSMA Radio Systems with Random Signature Sequences", IEEE Transactions on Communications, Vol. 40, No.7, July 1992.

[Pet95] R. L. Peterson R. E. Ziemer and D. E. Borth, "Introduction to Spread-Spectrum Communications", Prentice Hall, 1995.

[Pic91] R. L. Pickholtz, L. B. Milstein and D. L. Schilling, "Spread Spectrum for Mobile Communications", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 40, No. 2, May 1991.

[Pol87] A. Polydoros and J. Silvester, "Slotted Random Access Spread-Spectrum Networks: An Analytical Framework", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 5, No.6, July 1987.



[Pra96] R. Prasad, “CDMA for Wireless Personal Communications”, Artech House, 1996.

[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.

[Pur87] M. B. Pursley, “The Role of Spread Spectrum in Packet Radio Networks”, Proceedings of the IEEE, Vol. 75, No. 1, January 1987.

[Rap96] T. S. Rappaport, “Wireless Communications”, Prentice Hall, June 1996.

[Ray81] D. Raychaudhuri, “Performance Analysis of Random Access Packet-Switched Code Division Multiple Access Systems”, IEEE Transactions on Communications, Vol. 29, No. 6, June 1981.

[Rec96] B. Rechberger and H. Perle, “Derivation of the Probability of Packet Success for Asynchronous DS/CDMA Using Random Periodic Spreading Sequences”, IEEE 4<sup>th</sup> International Symposium on Spread Spectrum Technology and Application ISSSTA '96, December 1996.

[Shan97] K. S. Shanmugan, “Modeling and Simulation of Communication Systems”, Curso apresentado em San Jose, Julho 1997.

[Sim94] M. K. Simon, J. K. Omura, R. A. Scholtz and B. K. Levitt, “Spread Spectrum Handbook”, revised edition, McGraw-Hill, 1994.

[TIA93] Telecommunications Industry Association, TIA/EIA Interim Standard, “Mobile Station – Base Station Compatibility Standard for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System”, TIA/EIA Interim Standard IS-95, July 1993.

[Tor85] D. J. Torrieri, “Principles of Secure Communication Systems”, Artech House, 1985.

[Tra93] C. Trabelsi and A. Yongaçoglu, “Throughput Analysis of Slotted Asynchronous DS/CDMA System”, Proc. IEEE GLOBECOM, December 1993.

[Tra94] C. Trabelsi and A. Yongaçoglu, “A Reduced Complexity DS-CDMA System for Personal Communication Networks”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 43, No. 3, August 1994.

[Urk83] H. Urkowitz, “Signal Theory and Random Processes”, Artech House, 1983.

[Vit92] A. J. Viterbi and R. Padovani, “Implications of Mobile Cellular CDMA”, IEEE Communications Magazine, December 1992.

[Woz65] J. M. Wozencraft and I. M. Jacobs, “Principles of Communication Engineering”, John Wiley&Sons, 1965.

[Yac93] M. D. Yacoub, “Foundations of Mobile Radio Engineering”, CRC Press, 1993.

[Zie85] R. E. Ziemer and R. L. Peterson, “Digital Communications and Spread Spectrum Systems”, Macmillan Publishing Company, 1985.