



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE LONDRINA

---

ELVIS MIGUEL GALEAS STANCANELLI

*RECEPTORES LINEARES PARA SISTEMAS DS-CDMA  
EM CANAL RAYLEIGH SELETIVO EM FREQUÊNCIA*

---

LONDRINA

2002

ELVIS MIGUEL GALEAS STANCANELLI

*RECEPTORES LINEARES PARA SISTEMAS DS-CDMA  
EM CANAL RAYLEIGH SELETIVO EM FREQUÊNCIA*

*Monografia apresentada ao curso de Engenharia da UNIVERSIDADE ESTADUAL DE LONDRINA, como parte dos requisitos obrigatórios à obtenção do título de Engenheiro Eletricista com ênfase em Eletrônica.*

ORIENTADOR:

PROF. DR. TAUFIK ABRÃO

LONDRINA, 2002

## COMISSÃO EXAMINADORA

---

Prof. Dr. Taufik Abrão

(Professor Adjunto da UEL)

---

Prof. Dr. Paul Jean Etienne Jeszensky

(Professor Associado da Escola Politécnica da USP)

---

Wanderley Rezende Neiva

(Gerente de Comunicações Móveis da Sercomtel Celular)

Londrina, 28 de Março de 2002

## DEDICATÓRIA

*A Deus, pois as oportunidades é Ele quem premia;  
a força é Ele quem dá.*

*À minha família, pelo apoio incondicional e  
compreensão.*

## AGRADECIMENTOS

*Ao prof. Dr. Taufik Abrão, quem orientou e motivou-me com extrema dedicação e segurança.*

*Ao pessoal do Laboratório de Telecomunicações da UEL e ao grupo de pesquisa do Laboratório de Comunicações e Sinais da Escola Politécnica da USP, pelas valiosas informações compartilhadas e pelo apoio bibliográfico.*

*À FDTE e à ERICSSON pelo incentivo financeiro.*

# Lista de Tabelas

1.1	Algumas propriedades das principais famílias de códigos de espalhamento determinísticas. . . . .	13
2.1	Atrasos e atenuações típicos para três ambientes distintos . . . . .	16
3.1	Valores das variáveis de decisão para dois usuários assíncronos considerando uma janela de observação de 3 bits . . . . .	33

# Lista de Figuras

1.1	Modelo de um sistema de comunicação por espalhamento espectral . . . . .	4
1.2	Modelo de um sistema de múltiplo acesso . . . . .	5
1.3	Esquema de um transmissor em sistema DS-CDMA com modulação BPSK . . .	8
1.4	Ilustração da correlação . . . . .	11
1.5	Exemplo ilustrativo da correlação parcial entre bits adjacentes de usuários assíncronos . . . . .	12
2.1	Resposta impulsiva de um canal multipercursos . . . . .	16
2.2	Modelo para canal multipercursos adotado . . . . .	17
2.3	Resposta de um canal <i>Rayleigh</i> considerando frequência da portadora $f_C =$ $1GHz$ , taxa de bits $R = 9600bps$ e receptor com mobilidade equivalente a $5Km/h$ . . . . .	19

2.4	Resposta de um canal <i>Rayleigh</i> considerando frequência da portadora $f_C = 1GHz$ , taxa de bits $R = 9600bps$ e receptor com mobilidade equivalente a $80Km/h$ . . . . .	19
2.5	Funções de auto-correlação do canal para um instante de tempo $t$ . . . . .	21
2.6	Funções de correlação do canal para uma frequência $f$ . . . . .	22
2.7	Relação entre as funções de auto-correlação de canal . . . . .	23
2.8	Classificação dos canais de rádio móveis . . . . .	23
2.9	Exemplo de distorção da informação digital causada por um canal AWGN . . . . .	25
3.1	Esquema simplificado para uma estrutura receptora CDMA . . . . .	31
3.2	Exemplo de distorção da informação causada por um canal multipercursos . . . . .	35
3.3	Configuração básica de um receptor RAKE . . . . .	36
3.4	Topologias básicas para recepção avançada diante de canal multipercursos . . . . .	37
4.1	Comunicação em simbologia binária . . . . .	41
4.2	Recepção de 2000 bits em um sistema BPSK e canal AWGN ( $E_b/N_o = 0dB$ ). . . . .	42
4.3	Recepção de 2000 bits em um sistema BPSK e canal AWGN ( $E_b/N_o = 10dB$ ). . . . .	42

4.4	Funções densidade de probabilidade condicionais para um sinal anti-podal . . .	43
4.5	Probabilidade de erro de bits no gráfico da função densidade de probabilidade de um sinal anti-podal . . . . .	43
4.6	Limites inferiores para a BER em canais <i>Rayleigh</i> multipercursos com perfil exponencial de energias. $R_b = 9600bps$ e $N = 63$ . . . . .	46
4.7	Algoritmo básico de simulação Monte Carlo para um sistema CDMA . . . . .	48
4.8	Procedimentos adotados na transmissão e geração dos coeficientes de canal . . . . .	49
5.1	Desempenho dos receptores RAKE e MD, em função da relação $E_b/N_o$ considerando um canal multipercursos com distribuição <i>Rayleigh</i> e perfil de energias exponencial . . . . .	53
5.2	Avaliação da diversidade dos receptores RAKE e MD com combinador EGC, considerando $E_b/N_0 = 20dB$ e canal multipercursos com distribuição <i>Rayleigh</i> e perfil exponencial de energias. . . . .	55
5.3	Desempenhos do RAKE e MD completos com combinador EGC, considerando $E_b/N_0 = 20dB$ e canal multipercursos com distribuição <i>Rayleigh</i> e perfil exponencial de energias. . . . .	56
5.4	Avaliação da diversidade dos receptores RAKE e MD com combinador MRC, considerando $E_b/N_0 = 20dB$ e canal multipercursos com distribuição <i>Rayleigh</i> e perfil exponencial de energias. . . . .	58

5.5	Desempenhos dos receptores RAKE e MD diante de situações de disparidade de potências, considerando $E_b/N_0 = 10dB$ e canal com dois percursos com distribuição <i>Rayleigh</i> e perfil exponencial de energias. . . . .	59
A.1	Simetria de amostras (em número par) reais não-negativas em torno de seu valor médio. . . . .	67

# LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

3G	Sistemas de comunicação móveis de terceira geração
AD	Conversor analógico-digital
AEF	Amostras em Frequência
AWGN	Ruído Branco Aditivo Gaussiano (do inglês, <i>Additive White Gaussian Noise</i> )
BER, $P_e$	Taxa de erro de bits (do inglês, <i>Bit Error Rate</i> )
BPSK	Modulação digital binária por chaveamento de fases deslocadas (do inglês, <i>Binary Phase Shift Keying</i> )
CAG	Controle automático de ganho
CDMA	Múltiplo Acesso por Divisão de Código (do inglês, <i>Code Division Multiple Access</i> )
DEP	Densidade Espectral de Potência
DS	Espalhamento por Sequência Direta (do inglês, <i>Direct Sequence</i> )
DBS-SC	<i>Double-sideband Suppressed Carrier</i>
EGC	<i>Equal Gain Combining</i>
ER	<i>Empirical Rule</i>
ERB	Estação Rádio-base
FDMA	Múltiplo Acesso por Divisão de Frequência (do inglês, <i>Frequency Division Multiple Access</i> )
FDP	Função Densidade de Probabilidade
FH	Espalhamento por Saltos de Frequência (do inglês, <i>Frequency Hopping</i> )
FM	<i>Frequency Modulation</i>
IIR	Resposta Impulsiva Infinita (do inglês, <i>Infinite Impulse Response</i> )
IS-95	<i>Interim Standard</i> . Padrão CDMA de segunda geração.

MAI	Interferência de Múltiplo Acesso (do inglês, <i>Multiple Access Interference</i> )
MCS	Método de simulação Monte Carlo (do inglês, <i>Monte Carlo Simulation</i> )
MRC	<i>Maximal Ratio Combining</i>
MD	Receptor Multipercursos-Descorrelacionador
MMSE	Receptor baseado no Mínimo Erro Quadrático Médio (do inglês, <i>Minimum Mean Square Error</i> )
NFR	<i>Near-Far Ratio</i>
OL	Osciladores locais
Rand	Seqüência aleatória (do inglês, <i>randomness</i> )
RD	Receptor Rake-Descorrelacionador
SC	<i>Selection Combining</i>
SER	Taxa de erro de símbolo (do inglês, <i>Symbol Error Rate</i> )
SMC	Seqüência de máximo comprimento
SUB	<i>Single-User Bound</i>
TDMA	Múltiplo Acesso por Divisão de Tempo (do inglês, <i>Time Division Multiple Access</i> )
TH	Espalhamento por Saltos de Tempo (do inglês, <i>Time Hopping</i> )

# LISTA DE SÍMBOLOS E NOTAÇÕES

$\{\cdot\}^T$	Operador matriz transposta
$\{\cdot\}^H$	Operador hermitiano transposto
$\{\cdot\}^{-1}$	Operador matriz inversa
$\{\cdot\}^+$	Operador inversa generalizada Moore-Penrose
$\{\cdot\}^*$	Conjugado complexo
$\lfloor \cdot \rfloor$	Operador piso
$\hat{a}$	Valor estimado de uma dada variável $a$
<b>a</b>	Letra minúscula e negrito: trata-se de um vetor
<b>A</b>	Letra maiúscula e negrito: trata-se de uma matriz
b	Sinal modulado
c	Resposta temporal do canal
C	Resposta em frequência do canal
$\mathbf{C}_{x,y}$	Correlações cruzadas parciais
d	Sinal transmitido
$\mathbb{E}$	Esperança estatística
E	Energia
$E_b$	Energia de bit
$E_b/N_o$	Relação energia de bit recebido e densidade espectral de potência de ruído
f, FDP	Função densidade de probabilidade
$f_c$	Frequência de portadora
$\mathcal{F}\{\cdot\}$	Transformada de <i>Fourier</i>
$g_x$	Envoltória complexa do sinal x
<b>H</b>	Matriz contendo as correlações entre todas assinaturas, considerando bits

	correntes e adjacentes
$\Im\{\cdot\}$	Operador parte imaginária
$\kappa$	parâmetro de simulação que relaciona número de TRIALS e BER verdadeira
$k$	Designa usuário de interesse
$K$	Tamanho da população de usuários
$\ell$	Designa percurso de interesse
$L$	Número de percursos resolvíveis considerados
$m$	Mensagem a ser transmitida
$M$	Número de <i>fingers</i>
MD	Receptor Multipercurso-Descorrelacionador
$N$	Ganho de processamento
$N_o$	Densidade espectral de potência de ruído
$p$	Probabilidade
$Q$	Função Q. Relacionada à função erro complementar por: $Q(x) = \text{erfc}(x/\sqrt{2})/2$
$r$	Sinal à entrada do receptor
$\mathbf{R}$	Conjunto de correlações
$R_b$	Taxa de bits
RD	Receptor RAKE-Descorrelacionador
$\Re\{\cdot\}$	Operador parte real
$s, \mathbf{S}$	Assinatura(s) ou seqüência(s) de código(s) de espalhamento
$t$	Tempo
$\mathbf{T}$	Matriz de Transformação
$T_b$	Período de <i>bit</i>
$T_c$	Período de <i>chip</i>
$y$	Saída amostrada de um correlacionador
$z$	Variável de decisão
$\alpha$	Amplitude do coeficiente de canal
$\delta$	Delta de <i>Dirac</i> . Função impulso unitário
$(\Delta f)_c$	Largura de banda de coerência do canal
$(\Delta t)_c$	Tempo de coerência do canal
$\eta$	Parcela devida ao ruído térmico quando da recepção

$\Theta_{x,y}$	Correlação cruzada cíclica
$\vartheta$	Perfil de canal
$\lambda$	Comprimento de onda
$\sigma$	Potência do ruído branco gaussiano
$\tau$	Atraso de percurso
$\tau_m$	Espalhamento temporal do canal
$\Upsilon$	Robustez <i>near-far</i>
$\phi$	Função de auto-correlação de canal
$\Phi_C(\Delta f; \Delta t)$	Função de auto-correlação da resposta em frequência do canal
$\phi_C(\tau)$	Perfil de intensidades dos multipercursos
$\phi_C(v)$	Espectro de potência Doppler
$\square$	Forma retangular de pulso

# Sumário

<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
Organização do Texto . . . . .	3
<b>1 DS-CDMA</b>	<b>4</b>
1.1 Espalhamento Espectral . . . . .	5
1.2 DS-CDMA - Modelo Discreto . . . . .	7
1.3 O Canal e a Recepção . . . . .	9
1.4 Seqüências e Correlações . . . . .	10
<b>2 CANAIS DE RÁDIO MÓVEIS</b>	<b>14</b>
2.1 Análise do Canal de Rádio Móvel . . . . .	14
2.1.1 Características do meio físico . . . . .	15
2.1.2 Funções de correlação dos canais de propagação . . . . .	20
2.1.3 Antenas e o ruído térmico . . . . .	24
2.2 Modelos Matemáticos de Canais de Rádio Móveis . . . . .	24
2.2.1 Jakes modificado . . . . .	24
2.2.2 AEF - Amostras em Freqüência . . . . .	26
<b>3 RECEPTORES CDMA</b>	<b>27</b>

3.1	Receptores para canais Unipercursos . . . . .	28
3.1.1	Estruturas receptoras convencionais . . . . .	28
3.1.2	Estruturas receptoras avançadas . . . . .	30
3.2	Receptores para canais Multipercursos . . . . .	33
3.2.1	Blocos Combinador e Estimador . . . . .	38
<b>4</b>	<b>MÉTODO DE AVALIAÇÃO DAS ESTRUTURAS RECEPTORAS</b>	<b>40</b>
4.1	Medidas de Desempenho . . . . .	40
4.1.1	Ruído térmico . . . . .	42
4.1.2	Canal com desvanecimentos . . . . .	44
4.1.3	Disparidade de potências entre usuários . . . . .	45
4.2	Método de Avaliação dos Receptores: Simulação . . . . .	47
4.2.1	Simulação do transmissor e do canal . . . . .	48
4.2.2	Ferramenta computacional . . . . .	50
<b>5</b>	<b>RESULTADOS E DISCUSSÕES</b>	<b>51</b>
5.1	Descrição das Simulações Realizadas . . . . .	51
5.2	Resultados Obtidos . . . . .	52
	<b>CONCLUSÃO</b>	<b>61</b>
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>63</b>
	<b>A PROVA MATEMÁTICA</b>	<b>66</b>

# *RESUMO*

Neste trabalho, modela-se um sistema DS-CDMA, unicelular e assíncrono, sem qualquer tipo de código detector ou corretor de erros. O desempenho deste sistema é avaliado em termos de taxa de erro de bit, por meio de simulação computacional. Considera-se um canal de rádio móvel multipercursos caracterizado por desvanecimento lento e seletividade em frequência. O enfoque principal é dado à investigação de estruturas receptoras lineares, partindo dos correlacionadores e avaliando-se os benefícios provenientes da implementação de esquemas avançados e de diversidade de percursos. Por fim, constata-se o ganho de performance das estruturas multipercursos sobre as unipercursos, e das avançadas sobre as convencionais.

# INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, os sistemas de comunicação móveis celulares vêm usufruindo uma enorme evolução empurrada pelo incessante crescimento da demanda, onde o público consumidor não é determinado pela faixa etária e nem mesmo pela classe social. O avanço tecnológico na telefonia celular em tão pouco tempo é claramente evidenciado pelo apontar no cenário tecnológico do que se denomina terceira geração [1], quando mensagens por voz compartilharão o sistema com dados e imagens [2].

O condicionamento da ampliação de capacidade dos sistemas de comunicação móveis à otimização de exploração dos recursos de espectro disponíveis elege como promissoras, e mesmo necessárias, as técnicas de múltiplo acesso, onde muitos usuários compartilham um mesmo canal.

O múltiplo acesso pode ser implementado de formas bem distintas, sendo que as básicas são, em ordem cronológica de aplicação nos sistemas de telefonia móvel: o FDMA (do inglês, *Frequency Division Multiple Access*) e o TDMA (do inglês, *Time Division Multiple Access*) [3]. Em um sistema FDMA, todos usuários que acessam o sistema num mesmo instante transmitem suas mensagens em bandas de frequência distintas. De forma análoga, em um sistema TDMA todos usuários transmitem na mesma banda de frequência, porém compartilham-na no tempo de tal maneira que cada usuário tem acesso exclusivo da banda por um determinado intervalo (*slot*) de tempo.

No entanto, as técnicas FDMA e TDMA introduziram a necessidade de uma referência de tempo central, normalmente provinda de um relógio atômico. Além do mais, em geral, a transmissão de mensagens de um usuário é separada por significativos períodos de

silêncio<sup>1</sup>, tornando ineficientes tais técnicas de múltiplo acesso, visto que consideráveis percentuais de canais de frequência ou *slots* de tempo não estarão sendo usados [3], enquanto provavelmente outros usuários poderiam ser beneficiados com tais recursos. Justamente, a maior desvantagem de tais tecnologias se dá na limitação do número máximo de usuários ao número de canais de frequência ou *slots* de tempo disponíveis

O CDMA<sup>2</sup> (do inglês, *Code Division Multiple Access*) [5] é um sistema baseado no espalhamento espectral [6], através do qual permite-se que todos usuários transmitam simultaneamente e ocupem a mesma banda de frequência. Sendo assim, não há recursos do sistema exclusivos a um único usuário, sejam eles temporais ou de canal, o que livra tal sistema de limitações semelhantes às do FDMA e TDMA. Todavia, no CDMA a capacidade do sistema tem como maior limitante a interferência entre usuários: MAI (do inglês, *Multiple Access Interference*).

Na telefonia móvel celular, a influência do canal é grande, sendo normalmente verificada por fortes distorções<sup>3</sup> no sinal recebido. Valores da frequência de portadora da ordem de gigahertz são determinantes na deterioração da informação, devida ao fácil surgimento de fenômenos de sombreamento, reflexão e, por conseguinte, à criação de diversos percursos entre as antenas de transmissão e recepção. Aliada a tais fatores, a própria mobilidade relativa entre transmissor e receptor e mesmo de objetos compreendidos no canal tornam crítica a manifestação de desvanecimentos no sinal. Fortuitamente, as atenuações no sinal chegam em níveis críticos, comprometendo a confiabilidade do sistema.

No entanto, é tarefa do engenheiro projetar sistemas de comunicação capazes de transmitir informações que possam ser satisfatoriamente recuperadas, obtendo assim boas chances de êxito na comunicação, e ainda respeitando as limitações energéticas, largura de banda disponível e, principalmente, custo.

Neste trabalho, objetivou-se avaliar a performance de receptores, com diversidade de percursos, para um sistema de comunicação móvel DS-CDMA (do inglês, *Direct Sequence - Code Division Multiple Access*). Este trabalho tem como principal meta a modelagem

---

<sup>1</sup>O fator de atividade de voz é da ordem de 3/8 [4].

<sup>2</sup>SSMA (Spread-Spectrum Multiple Access) também é uma denominação válida para a tecnologia CDMA.

<sup>3</sup>Ao longo de todo o texto, a palavra *distorção* denota a modificação na amplitude e na fase do sinal transmitido provocada pelo canal de rádio móvel; esta distorção é assumida como sendo independente das frequências componentes do sinal.

e avaliação de estruturas ótimas para canal multipercursos conhecidas como RAKE. Para tanto, é necessário um estudo cuidadoso dos sistemas DS-CDMA e dos canais móveis.

## Organização do Texto

No capítulo 1, são descritos, de maneira muito breve, os principais aspectos da tecnologia CDMA, sobretudo a DS-CDMA. No capítulo 2, apresentam-se os problemas pertinentes à mobilidade de sistemas de comunicação móveis abordados, destacando-se os principais pontos para sua análise física ou matemática. No terceiro capítulo, é apresentada uma visão geral sobre os receptores CDMA assíncronos lineares convencionais e avançados, estendendo-se à diversidade de percursos em um canal seletivo em frequência.

No capítulo 4, definem-se as principais medidas de desempenho e descreve-se o método empregado para realizá-las. De uma maneira geral, nesse capítulo apresenta-se a abordagem adotada para que seja feita a investigação do tema.

No capítulo 5, apresentam-se algumas simulações, definindo, para cada uma destas, a medida de desempenho feita. Comentam-se os diversos aspectos para cada um dos resultados obtidos e estabelecem-se algumas comparações.

Ao leitor iniciado no assunto CDMA, dispensa-se a leitura do capítulo 1, visto que esse texto é superficial e tem como única pretensão propiciar um bom entendimento dos capítulos subsequentes.

## *DS-CDMA*

CDMA [5, 7] é uma técnica de comunicação baseada na teoria do espalhamento espectral [5, 6, 3] para implementação de sistemas de múltiplo acesso. Suas características são muito interessantes para projetos de sistemas de telefonia celular, justificando sua vasta implementação na área das telecomunicações.

Tanto o espalhamento espectral da informação como a identificação de cada usuário se dão pela atribuição de uma seqüência de código<sup>1</sup> particular. Entretanto, para que cada um dos usuários não sofra interferência por parte dos demais, o conjunto de seqüências deve caracterizar-se como sendo ortogonal.

Um sistema genérico baseado na teoria do espalhamento espectral pode ser modelado conforme a Figura 1.1 [3], onde representam-se transmissor, canal e receptor, bem como, através das seqüências de códigos, os espalhamentos e desespalhamentos espectrais. Todavia, é indispensável ressaltar que codificador e decodificador de canal não serão tratados neste trabalho, pois fogem de seu escopo.

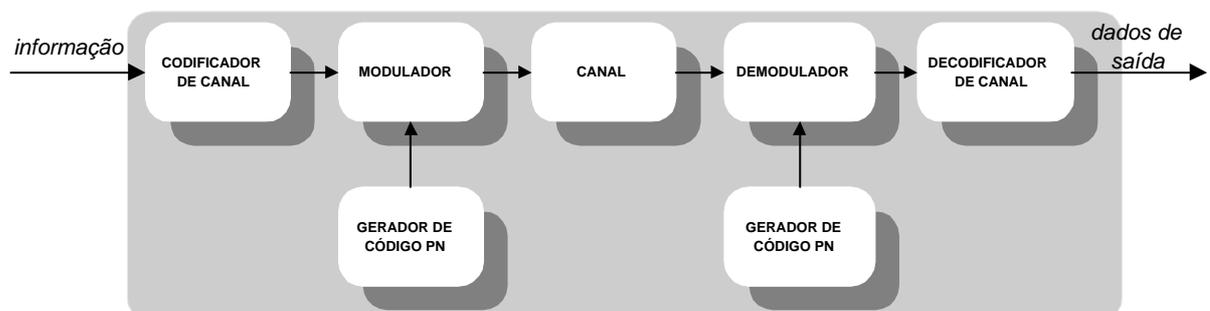


Figura 1.1: Modelo de um sistema de comunicação por espalhamento espectral

<sup>1</sup>A seqüência de código pode também ser denominada assinatura.

Pode-se dizer que o CDMA implementa uma forma sofisticada de comunicação por múltiplo acesso capaz de tornar possível o compartilhamento do sistema por um grande número de usuários [7]. Através do CDMA não são feitas reservas de recursos de tempo e banda do sistema para determinados usuários, mas esses são constantemente compartilhados, independente do número de usuários. Desta maneira, o CDMA não é limitado diretamente pelo número de usuários simultâneos, mas apresenta sim uma degradação de desempenho que é função da interferência entre todos usuários. Portanto, em sistemas CDMA o limite de usuários é dado pela tolerância do sistema à interferência de múltiplo acesso, MAI.

Em sistemas de múltiplo acesso (Figura 1.2), de uma forma geral, em cada um dos receptores ter-se-á o mesmo sinal, composto pelas informações de todos usuários que compartilham o sistema, acompanhadas de ruído e distorção. Nesses sistemas, os receptores tornam-se mais complexos para que sejam capazes de identificar o usuário de interesse ao mesmo tempo em que rejeitam a interferência causada pelos demais usuários.

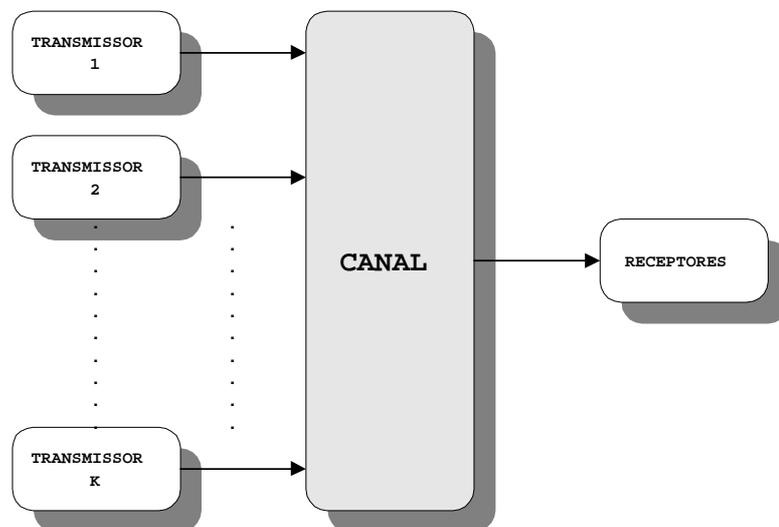


Figura 1.2: Modelo de um sistema de múltiplo acesso

## 1.1 Espalhamento Espectral

Um sinal espalhado espectralmente é aquele cuja largura de banda  $W$  [Hz] é consideravelmente maior que a taxa de informação  $R$  [bps]. A razão  $N = W/R$ , comumente denominada *ganho de processamento*, quantifica o quanto  $W$  [Hz] é maior que a taxa de informação de processamento. Segundo Couchi [8], para que um sistema seja incluído nesta

classificação:

- a largura de banda do sinal,  $s(t)$ , deve ser muito maior que a da mensagem,  $m(t)$ ;
- a expansão do espectro deve ser causada por um sinal modulante independente,  $s(t)$ , que deve ser de conhecimento do receptor para que seja possível recuperar a mensagem,  $m(t)$ .

A característica de pseudo-aleatoriedade fornecida pela assinatura e os baixos valores de densidade espectral de potência - DEP, fazem com que o sinal espalhado assemelhe-se a um ruído, dificultando a demodulação em receptores que não disponibilizem de tal assinatura. De uma forma geral, o espalhamento espectral da informação fornece ao sistema de comunicação algumas qualidades muito interessantes, tais como [7, 8]:

- alta tolerância à interferência, seja ela intencional (*jamming*) ou não, e à auto-interferência, devida à propagação multipercursos [3];
- baixa probabilidade de detecção do sinal por um receptor, a princípio, não envolvido na comunicação [7], garantindo um alto nível de privacidade.

O sinal espectralmente espalhado é descrito em função da seqüência de código, sendo muito parecidas as representações de ambos no domínio da frequência. Denominado  $d(t)$  o sinal espalhado, pode-se descrevê-lo matematicamente nas seguintes formas [8]:

$$d(t) = \Re\{g_m(t)g_s(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (1.1)$$

$$= \Re\{g_m(t)g_s(t)\} \cos 2\pi f_c t - \Im\{g_m(t)g_s(t)\} \sin 2\pi f_c t, \quad (1.2)$$

onde  $f_c$  refere-se à frequência da portadoras; e  $g_m(t)$  e  $g_s(t)$  são as envoltórias complexas da mensagem e da seqüência de código de espalhamento, respectivamente, que descrevem os tipos de modulação empregados.

Comumente, os sistemas por espalhamento espectral são classificados conforme o tipo de modulação da seqüência de código,  $g_s(t)$ [8, 9] :

**Seqüência Direta - DS (*Direct Sequence*):** Considerando  $m(t)$  e  $s(t)$  unipolares,  $\{1, 0\}$ , implementa-se uma adição módulo 2 (ou-exclusivo) entre o sinal e a assinatura. Uma

forma equivalente pode ser implementada para  $m(t)$  e  $s(t)$  polares,  $\{-1; +1\}$ , sendo a modulação espalhamento espectral,  $g_s(t)$ , do tipo DSB-SC (do inglês, *Double-sideband Suppressed Carrier*), onde  $g_s(t) = s(t)$ ;

**Saltos de Frequência - FH (*Frequency Hopping*):** a modulação espalhamento espectral,  $g_s(t)$ , é do tipo FM (do inglês, *Frequency Modulation*) [8], onde o número de saltos de frequência é convenientemente escolhido como  $M_h = 2^N$  e determinado pelo período da seqüência de código  $s(t)$ .

**Saltos de Tempo - TH (*Time Hopping*):** é o dual no tempo do FH. No TH, um intervalo de tempo é dividido em um grande número de *slots* de tempo e a seqüência de código determina o *slot* usado;

Há ainda técnicas conhecidas como híbridas que associam mais de uma das acima citadas. Para comunicação móvel celular a técnica DS foi a que ganhou mais popularidade, devido tanto à robustez desta quando se trata de canais com multipercursos, quanto a questões complexas envolvendo a implementação do FH e à vulnerabilidade à interferência do TH [10]. Desta forma, apenas os sistemas DS-CDMA foram tomados como objeto de estudo neste trabalho.

## 1.2 DS-CDMA - Modelo Discreto

A técnica de espalhamento espectral por seqüência direta utiliza uma seqüência de código para modular o sinal de informação. Uma consideração simplificadora, porém muito empregada na literatura, é adotar a modulação BPSK (do inglês, *Binary Phase Shift Keying*) para o estudo de sistemas CDMA, de tal maneira que o sinal modulado seja uma réplica banda-passante polarizada ( $\{-1, +1\}$ ) do sinal modulante. Sendo assim, o espalhamento espectral passa a ser realizado pelo produto do sinal modulado por um código também polarizado (Figura 1.3).

É válido e equivalente para os fins pretendidos, analisar a informação polarizada em banda-base em lugar do sinal banda-passante. A representação em banda-base do sinal transmitido é dada por

$$d(t) = \sqrt{2\frac{E}{T_b}}b(t)s(t), \quad (1.3)$$

onde  $b(t)$  é a informação e  $E$  sua energia;  $s(t)$  é a seqüência de código ou assinatura.  $T_b$  é denominado período de bit; de forma análoga é definido o período de *chip* da seqüência,  $T_c$ . O ganho de processamento pode ser escrito como:

$$N = \frac{T_b}{T_c}$$

No espalhamento por seqüência direta, a taxa de *chip* é muito superior à de *bit*. Torna-se conveniente, portanto, explicitar o intervalo de amostragem dos sinais envolvidos no processo de espalhamento. A informação polarizada pode ser matematicamente descrita como

$$b_j(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} b_j^{(m)} \square \left( \frac{t - mT_b}{T_b} \right), \quad (1.4)$$

e a seqüência de código

$$s_j(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} s_j^{(m)} \square \left( \frac{t - mT_c}{T_c} \right), \quad (1.5)$$

onde  $b_j^{(m)}$  é o  $m$ -ésimo bit da informação polarizada do  $j$ -ésimo usuário, sendo por exemplo,  $b_j^{(m-1)}$  e  $b_j^{(m+1)}$ , as designações para os bits imediatamente atrasado e adiantado, respectivamente. Da mesma forma,  $s_j^{(m)}$  representa o  $m$ -ésimo elemento da seqüência de assinatura do  $j$ -ésimo usuário; e  $\square$  é a representação matemática da forma do pulso retangular:

$$\square \left( \frac{t}{T} \right) \triangleq \begin{cases} 1, & |t| \leq T \\ 0, & |t| > T \end{cases}$$

A notação vetorial trata-se apenas de uma representação matemática, sendo que na realidade o intervalo de tempo  $(t + T_b, t + 2T_b)$  é contínuo. Portanto, é permitido e conveniente para as posteriores análises, amostrar  $T_b$  ao mesmo nível de  $T_c$ .

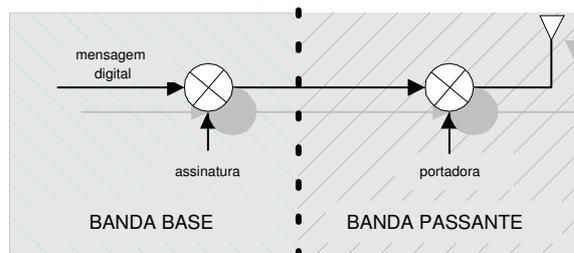


Figura 1.3: Esquema de um transmissor em sistema DS-CDMA com modulação BPSK

Assim, a equação 1.4 pode ser reescrita como:

$$b_j(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} b_j\left(\left\lfloor \frac{mT_c}{T_b} \right\rfloor\right) \square \left( \frac{t - mT_c}{T_c} \right), \quad (1.6)$$

sendo que o operador  $\lfloor \cdot \rfloor$  fornece o maior valor inteiro menor que seu argumento.

Assim, o sinal espalhado em um sistema DS-CDMA, dado por  $b_j(t)s_j(t)$ , pode ser calculado através do produto, amostra a amostra, ao nível de  $T_c$ , entre  $\mathbf{b}$  e  $\mathbf{s}$ . Neste trabalho, reproduziu-se este procedimento de espalhamento por meio de simulação computacional (Seção 4.2).

### 1.3 O Canal e a Recepção

Em virtude do compartilhamento de banda característico dos sistemas CDMA, o sinal presente à entrada do receptor,  $\mathbf{r}$ , corresponde a uma sobreposição das informações espectralmente espalhadas dos  $K$  usuários, conforme o modelo apresentado na Figura 1.2.

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{n=1}^K d_j(t) = \sum_{j=1}^K \sqrt{2 \frac{E_j}{T}} b_j(t) s_j(t), \quad (1.7)$$

ou mesmo, matricialmente,

$$\mathbf{r} = \mathbf{SAb}, \quad (1.8)$$

onde

$\mathbf{S}$  é a matriz assinaturas  $N \times K$ ;

$\mathbf{A}$  é a matriz amplitudes  $K \times K$  dada por  $diag \left\{ \sqrt{2 \frac{E_1}{T}}, \sqrt{2 \frac{E_2}{T}}, \dots, \sqrt{2 \frac{E_K}{T}} \right\}$ ;

$\mathbf{b}$  é o vetor (coluna) informação  $K \times 1$ .

Além do mais, devido ao canal, provavelmente o sinal esteja distorcido, tanto em fase quanto em amplitude, e acompanhado de uma parcela de ruído de fundo AWGN (*Additive White Gaussian Noise*). As estruturas receptoras passam então a ter a árdua tarefa de detectarem diante de toda esse distorção e ruído, sem erros, a mensagem proveniente de cada usuário de interesse.

Imperfeições dependentes da configuração do canal, além de serem função das características da composição química e física deste e de não idealidades dos sistemas eletrônicos, são influenciadas também pelo deslocamento e velocidade da unidade móvel e pelas superfícies compreendidas pelo mesmo.

Em sistemas DS-CDMA, as informações de cada usuário são detectadas através do cômputo da correlação entre o sinal recebido e a assinatura de um determinado usuário. Em associação à nomenclatura empregada no transmissor, tal operação é comumente denominada de *desespalhamento espectral*.

A correlação corresponde à forma mais simples de recepção em sistemas onde a informação é espectralmente espalhada. Estruturas mais aprimoradas, no entanto, ainda baseadas na operação de correlação, são empregadas na recepção realizando o combate à MAI e à distorção do canal, permitindo obter as menores razões de energia por bit ( $E_b/N_o$ ) por DEP de ruído possíveis para uma mesma figura de desempenho.

## 1.4 Seqüências e Correlações

Em sistemas CDMA a escolha adequada de um conjunto de seqüências de código é fundamental na determinação da interferência causada por um usuário em outro. Para a análise das seqüências de código em sistemas por espalhamento espectral é fundamental o conceito de correlação.

Basicamente, a função de correlação fornece o grau de similaridade entre duas funções  $x$  e  $y$  e, admitindo  $x$  e  $y$  funções com períodos iguais a  $T$ , pode ser matematicamente definida como:

$$\Theta = \int_0^T x(t)y(t)dt \quad (1.9)$$

Para o domínio de tempo discreto, define-se como correlação periódica ou cíclica a equação 1.10; a correlação aperiódica ou parcial é apresentada na equação 1.11, sendo  $N$  o período tanto de  $x$  como de  $y$ . Tais expressões são equivalentes ao produto escalar entre parcelas (de mesma dimensão) de  $\mathbf{x}$  e  $\mathbf{y}$ . A Figura 1.4 ilustra as correlações, periódica e aperiódica, entre dois vetores hipotéticos:  $\mathbf{x}$  e  $\mathbf{y}$ .

Quando as assinaturas  $x$  e  $y$ , das equações 1.10 e 1.11, são distintas, a correlação é dita

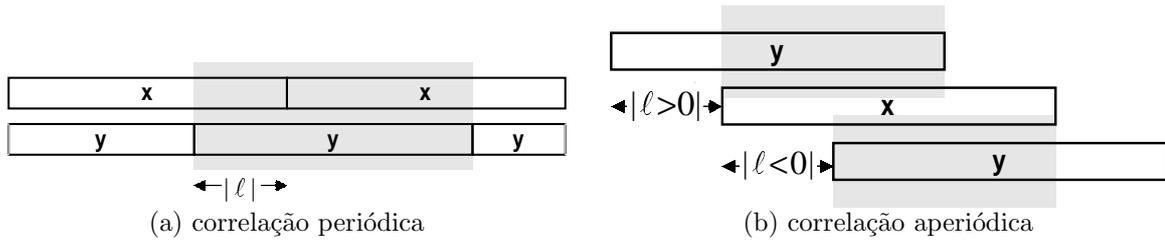


Figura 1.4: Ilustração da correlação

*cruzada*, e, caso contrário, é denominada *auto-correlação*. Para conjuntos de seqüências de código ortogonais, a correlação cruzada em fase preferencial ( $\ell = 0$ ) é nula, o que significa, para sistemas síncronos, que a interferência que um determinado usuário sofre dos demais também o será.

$$\Theta_{x,y}(\ell) = \sum_{j=0}^{N-1} x_j y_{j+\ell} \quad (1.10)$$

$$\rho_{x,y}(\ell) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1-\ell} x_j y_{j+\ell}, & 0 \leq \ell < N \\ 0, & |\ell| \geq N \\ \sum_{j=-\ell}^{N-1} x_j y_{j+\ell}, & -N < \ell < 0 \end{cases} \quad (1.11)$$

Define-se ainda  $\mathbf{R}[m]$  como a matriz com as correlações parciais<sup>2</sup> entre todos usuários, dois a dois, tomando-se o  $b$ -ésimo bit para um, e o  $(b+m)$ -bit para o outro.

Todos os elementos de  $\mathbf{R}[m]$  serão nulos quando  $|m| > 1$ , visto que as correlações parciais só existem para bits correntes ou adjacentes. De maneira análoga, a diagonal principal será nula quando  $|m| = 1$ , visto que se trata da auto-correlação parcial entre bits adjacentes! Portanto:

$$\mathbf{R}[m] = 0, \quad \forall |m| > 1$$

$$\mathbf{R}[-m] = \mathbf{R}^H[m]$$

Na Figura 1.5 é ilustrado o caso para dois usuários assíncronos.

Na literatura, é comum assumir todos usuários ordenados em função de seus atrasos, recaindo em matrizes  $\mathbf{R}[[1]]$  em que apenas os elementos da matriz triangular, superior ou inferior, não são necessariamente nulos.

<sup>2</sup>A correlação cíclica pode ser tratada como um caso particular e as parciais como o caso geral, visto que o caso síncrono é um caso específico do assíncrono.

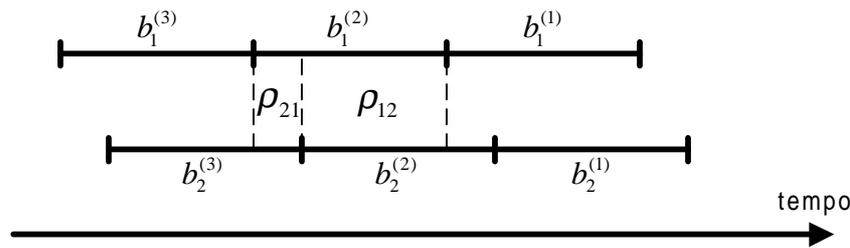


Figura 1.5: Exemplo ilustrativo da correlação parcial entre bits adjacentes de usuários assíncronos

A recepção convencional do sinal de um certo usuário nos receptores CDMA se dá pela correlação entre o seu sinal e a seqüência de código (assumida sincronizada com o sinal recebido) pela qual foi espalhado. A partir de então a informação estará espectralmente desespalhada ressaltando de forma significativa os valores de sua DEP em relação aos sinais dos demais usuários.

Porém, junto à informação de interesse estarão presentes também as informações de todos os demais usuários ativos. A determinação da MAI pode ser feita a partir do cálculo das correlações cruzadas entre as seqüências de todos usuários e do conhecimento das potências de transmissão. Em modelos de sistema em que os sinais de todos usuários chegam ao receptor alinhados no tempo, lança-se mão do cálculo das correlações cruzadas periódicas, que é o caso, por exemplo, do canal direto de um sistema celular móvel. Já, em modelos assíncronos, onde os sinais chegam à estação rádio-base, ERB, desalinhados no tempo, aplica-se o cálculo das correlações aperiódicas, como por exemplo no canal reverso onde os sinais das unidades móveis chegam ao receptor da ERB assincronamente, devido justamente à aleatoriedade e independência na mobilidade de cada um dos usuários.

A correlação no receptor deve ser realizada com os dois sinais, informação e cópia do código, sincronizados<sup>3</sup>. O sincronismo é conseguido rastreando-se a fase da réplica na qual obtém-se um pico de auto-correlação. A fase em questão é a fase preferencial da seqüência de código, e é nesta que se obtém o sincronismo na correlação do receptor. A etapa de sincronismo é, normalmente, separada em duas [5]: (a) *aquisição*, onde se tem a tarefa de busca da fase e freqüência do sinal recebido; e (b) *tracking*, onde através de um controle de malha fechada realiza-se a manutenção e o refinamento do sincronismo.

O conjunto de seqüências disponibilizadas para os usuários simultâneos pode ser deno-

<sup>3</sup>O sincronismo é possível para significativos espalhamentos, quando o espectro da informação, e por conseguinte a própria forma de onda da informação, se assemelha ao código.

minado de *família de seqüências*. A quantidade de códigos que se disponibiliza, denominada de *tamanho da família*, é de grande importância. Em DS-CDMA, a disponibilização de um grande número de códigos é crucial para que o sistema não tenha um limite muito restritivo quanto ao número de usuários, o que poderia implicar na perda de uma de suas maiores vantagens perante o FDMA e o TDMA .

Em suma, de um forma mais global e sistêmica, o fator principal para a determinação de uma família de seqüências é que sua matriz de auto-correlações deva apresentar um forte pico na fase preferencial, e a de correlações cruzadas dos códigos dos usuários ativos deve ser o mais próxima possível de zero. Quanto ao tamanho da família, o ideal é que seja o maior possível.

Portanto, a escolha adequada de uma família de seqüências de espalhamento é um dos itens decisivos na obtenção de desempenhos melhorados dos sistemas DS-CDMA. Há consagradas famílias que combinam boas características de correlação associadas à fácil geração [11]. Dentre essas é indispensável citar as seqüências lineares de máximo comprimento - SMC, as de Gold e as de Kasami. Na Tabela 1.1 são sintetizados o tamanho e os possíveis valores de correlação cíclicas de algumas das principais famílias de seqüências, admitindo período  $N = 2^m - 1$ .

Tabela 1.1: Algumas propriedades das principais famílias de códigos de espalhamento determinísticas.

<b>Família</b>	<b>Tamanho</b>	<b>Valores de <math>\Theta</math></b>
SMC	$\ll 2^m - 1$	$\geq 3$ valores
Gold, $m$ ímpar	$2^m + 1$	$-1; \pm 2^{(m+1)/2} - 1$
Gold, $m$ par ( $\neq 0 \pmod{4}$ )	$2^m + 1$	$-1; \pm 2^{(m+2)/2} - 1$
Kasami-S, $m$ par	$2^{m/2}$	$-1; \pm 2^{m/2} - 1$
Kasami-L, $m = 2 \pmod{4}$	$2^{3m/2} + 2^{m/2}$	$-1; \pm 2^{m/2} - 1;$
Kasami-L, $m = 0 \pmod{4}$	$2^{3m/2} + 2^{m/2} - 1$	$\pm 2^{\lfloor (m+2)/2 \rfloor} - 1$
Kasami-VL	$2^{5m/2}$	-

Fonte: ABRÃO [12]

O estudo das famílias de seqüência, sua geração e propriedades fogem do escopo deste trabalho. Aqui, levou-se em consideração a influência das seqüências no sistema, apenas de forma qualitativa, em situações onde as correlações, auto ou cruzadas, são significativas.

## CANAIS DE RÁDIO MÓVEIS

Na modelagem de sistemas de comunicação, variáveis de interesse não envolvidas nos processos de transmissão e recepção e que, no entanto, influem de alguma maneira sobre a informação, são agrupadas em blocos generalizados pela denominação de *canal*. Conforme o modelo estudado, diferentes definições de canal servem para identificar as partes do sistema abrangidas [13].

Em especial aos sistemas CDMA, o canal de rádio representa o bloco intermediário entre a transmissão e recepção de um sinal espectralmente espalhado. Esse canal é constituído pelas antenas de transmissão e recepção e o canal de propagação. Canal de propagação corresponde ao meio físico de propagação para as ondas eletromagnéticas, enquanto que as antenas são importantes para eficiente irradiação e captação dessas ondas.

Contudo, o estudo dos canais de rádio móveis é muito amplo e este trabalho não tem como intenção fazê-lo em profundidade. O que se pretende é apresentar alguns conceitos básicos essenciais ao estudo dos receptores, e justificar os modelos matemáticos considerados nas simulações.

### 2.1 Análise do Canal de Rádio Móvel

O canal é fundamentalmente explicado segundo suas características físicas. Grande parte do comportamento do canal, como por exemplo a ocorrência de desvanecimentos no sinal e criação e extinção dinâmicas de percursos, pode ser melhor explicada do ponto de vista dos fenômenos atmosféricos juntamente à mobilidade entre transmissor e receptor [14].

Por outro lado, um estudo adequado às comunicações móveis também é alcançado a partir de uma cautelosa análise matemática [3, 15, 16]. A seguir, faz-se uma revisão sucinta de ambas as abordagens.

### 2.1.1 Características do meio físico

A composição gasosa do canal do sistema móvel celular interage com o sinal transmitido, atenuando e defasando-o ao longo do percurso do sinal até o receptor. Sendo assim, a influência da atmosfera sobre uma onda de rádio é de total relevância no projeto de todo um sistema de comunicação móvel.

Ondas de alta frequência são suscetíveis às interações com superfícies presentes no canal, sendo comum a identificação de fenômenos como reflexão, difração e dispersão. Associando a tais fenômenos a variação do índice de refração do ar, criam-se vários percursos de comunicação entre um par transmissor-receptor, os quais serão percorridos por réplicas do sinal originalmente transmitido.

Cada um dos percursos tem características próprias de atenuação e tempo de propagação. As características da troposfera, por sua vez, variam constantemente, bem como a posição relativa entre as antenas de transmissão e recepção, implicando em uma resposta impulsiva do canal variante no tempo. A associação, em um determinado ponto do espaço, dos sinais provenientes dos vários percursos acarreta em sinal resultante com apreciáveis flutuações na amplitude. Essas flutuações são frequentemente designadas por desvanecimento ou *fading*.

Na atmosfera, o desvanecimento por multipercursos manifesta-se com maior frequência quando na ausência de ventos e em períodos de boa estratificação, sendo mais comum durante a noite e as primeiras horas da manhã, além de ser favorecido pelo clima tropical [14].

Em suma, o desvanecimento multipercursos sofre forte influência tanto da composição atmosférica quanto da disposição das superfícies em um determinado ambiente, bem como a interação deste com o par de antenas transmissora-receptora. Assim, para a modelagem de um canal em um sistema de telefonia móvel deve-se levar em conta o cenário como um todo, distinguindo dois quesitos relevantes:

- o movimento relativo entre transmissor e receptor;
- o movimento dos objetos entre ambos.

Assim, para cada tipo de ambiente, o canal terá características muito particulares. Na Tabela 2.1 são apresentados alguns valores típicos para atraso de percurso,  $\tau$ , e sua atenuação média,  $\bar{\alpha}$ , em três ambientes distintos. A resposta impulsiva do canal (Figura 2.1) é resultado de um somatório das respostas de todos percursos existentes, sendo que, cada uma possui atraso,  $\tau$ , e coeficiente complexo de distorção (atenuação e defasagem),  $c$ , particulares. Na Figura 2.2 é apresentado o modelo de canal adotado neste trabalho.

Tabela 2.1: Atrasos e atenuações típicos para três ambientes distintos

zona rural		típico urbano		terreno montanhoso	
$\tau[\mu s]$	$\bar{\alpha}[dB]$	$\tau[\mu s]$	$\bar{\alpha}[dB]$	$\tau[\mu s]$	$\bar{\alpha}[dB]$
0,0	0	0,0	-3	0,0	0
0,1	-4	0,2	0	0,1	-1,5
0,2	-8	0,5	-2	0,3	-4,5
0,3	-12	1,6	-6	0,5	-7,5
0,4	-16	2,3	-8	15,0	-8,0
0,5	-20	5,0	-10	17,2	-17,7

Fonte: ETSI/TC [17]

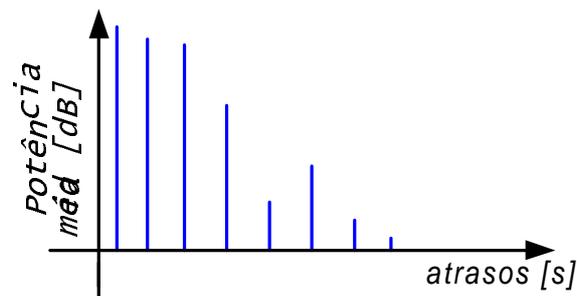


Figura 2.1: Resposta impulsiva de um canal multipercursos

Um fato implícito no modelo é que os percursos de propagação são gerados e extintos dinamicamente. Ou seja, para um determinado instante o número de percursos,  $L$ , é imprevisível.

Devido justamente à indeterminação de suas características, o canal de rádio móvel, é modelado conforme um processo estocástico. Geralmente, associa-se a um determinado

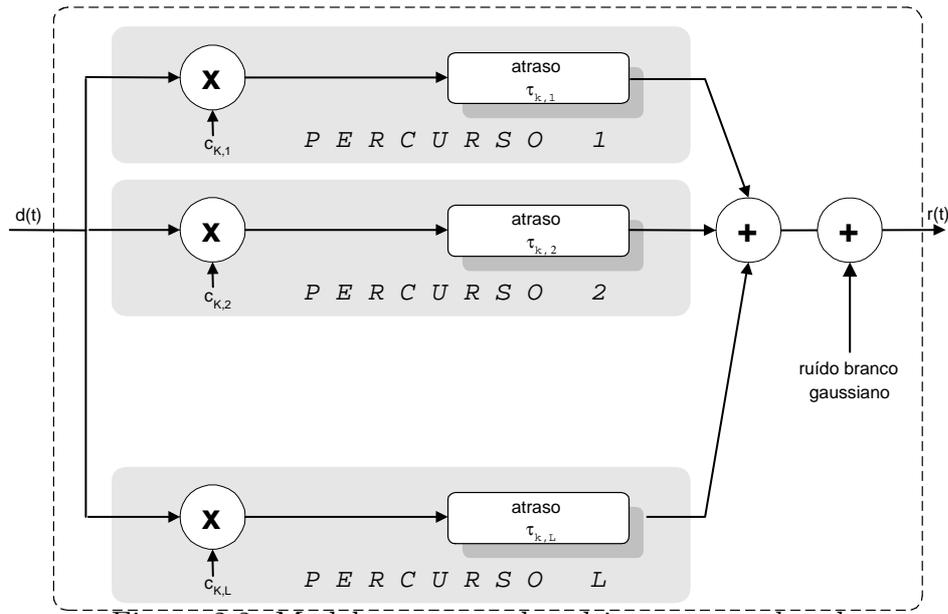


Figura 2.2: Modelo para canal multipercursos adotado

canal uma função densidade de probabilidade, sendo a *Rayleigh* e a *Rice* muito conhecidas. Neste trabalho foram empregados apenas modelos de canais cuja distribuição é regida pela função densidade de probabilidade *Rayleigh* conforme [18]:

$$p(\alpha; \mathbb{E}\{\alpha^2\}) = \frac{2\alpha}{\mathbb{E}\{\alpha^2\}} e^{-\frac{\alpha^2}{\mathbb{E}\{\alpha^2\}}}, \quad \alpha \geq 0 \quad (2.1)$$

onde  $\alpha$  é amplitude da envoltória, relacionada aos coeficientes de canal por  $\alpha = |c|$ .

O sinal banda-passante que chega ao receptor  $r(t)$  pode ser matematicamente escrito como

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{\ell=1}^L c_{k,\ell}(t) d_k(t + \tau_{k,\ell}(t)) \quad (2.2)$$

onde  $K$  é o número de usuários;  $L$ , o número de percursos existentes no canal;  $c_\ell(t)$  é o coeficiente complexo do  $\ell$ -ésimo percurso que modela a atenuação e deslocamento de fase sofridos pelo sinal,  $\tau_\ell(t)$  o atraso na propagação do sinal recebido através  $\ell$ -ésimo percurso e  $d(t)$  é o sinal banda-passante transmitido.

Por sua vez, a resposta ao impulso do canal,  $c$ , é função de duas variáveis:  $t$ , devido à variação temporal; e  $\tau$ , devido à dispersão temporal,

$$c(\tau; t) = \sum_{\ell} \alpha_{\ell}(t) e^{-j2\pi f_c \tau_{\ell}(t)} \delta(\tau - \tau_{\ell}(t)), \quad (2.3)$$

ou mesmo,

$$c(\tau; t) = \alpha_\ell(\tau; t)e^{-j2\pi f_c \tau}, \quad (2.4)$$

onde  $\alpha_\ell(\tau; t)$  denota a atenuação das componentes do sinal a um atraso  $\tau$  e instante  $t$ .

Segundo PROAKIS [3], é necessária uma grande mudança dinâmica no meio para causar uma significativa alteração no sinal recebido. Por outro lado, a fase das réplicas recebidas podem facilmente sofrer rotações de  $2\pi$  [rad] com uma pequena movimentação do meio. Considerando tal liberdade de movimentação característica da comunicação móvel celular, reconhece-se a necessidade de um estudo cuidadoso dos canais de propagação.

Para um sistema CDMA, o canal móvel tornará ainda mais crítico o problema da interferência. Junto a uma certa informação de interesse estarão impregnados não apenas sinais de usuários interferentes como também réplicas atrasadas da mesma informação.

$$r(t) = \underbrace{d_k(t-\tau_{k,1})c_{k,\ell}(t)}_{\text{sinal de interesse}} + \underbrace{\sum_{\ell \neq 1} d_k(t-\tau_{k,\ell})c_{k,\ell}(t)}_{\text{réplicas do sinal de interesse}} + \underbrace{\sum_{j \neq k} \sum_{\ell} d_j(t-\tau_{j,\ell})c_{j,\ell}(t)}_{\text{usuários interferentes}} \quad (2.5)$$

Assim como a correlação cruzada define a interferência entre os usuários, a auto-correlação fora de fase determinará as interferências entre réplicas de uma mesma informação - *auto-interferência*.

A seguir é ilustrado o comportamento de um canal *Rayleigh* em duas situações de velocidade de deslocamento da unidade móvel, pedestre e automóvel, Figuras 2.3 e 2.4 respectivamente, onde  $\lambda_c$  é o comprimento de onda da frequência portadora. Para qualquer um dos casos constata-se a relação entre os nulos de aproximadamente  $\lambda_c/2$  [19].

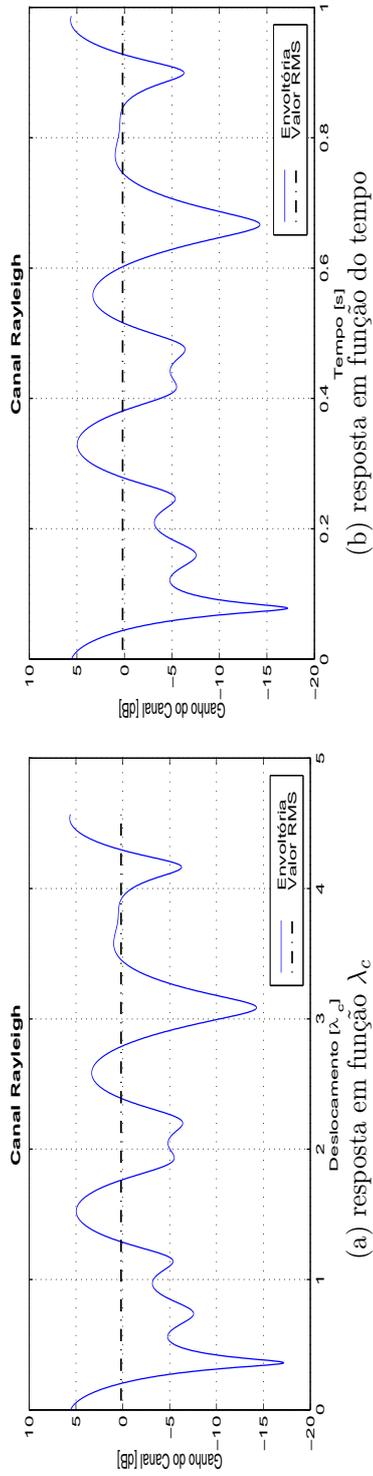


Figura 2.3: Resposta de um canal *Rayleigh* considerando frequência da portadora  $f_c = 1GHz$ , taxa de bits  $R = 9600bps$  e receptor com mobilidade equivalente a  $5Km/h$

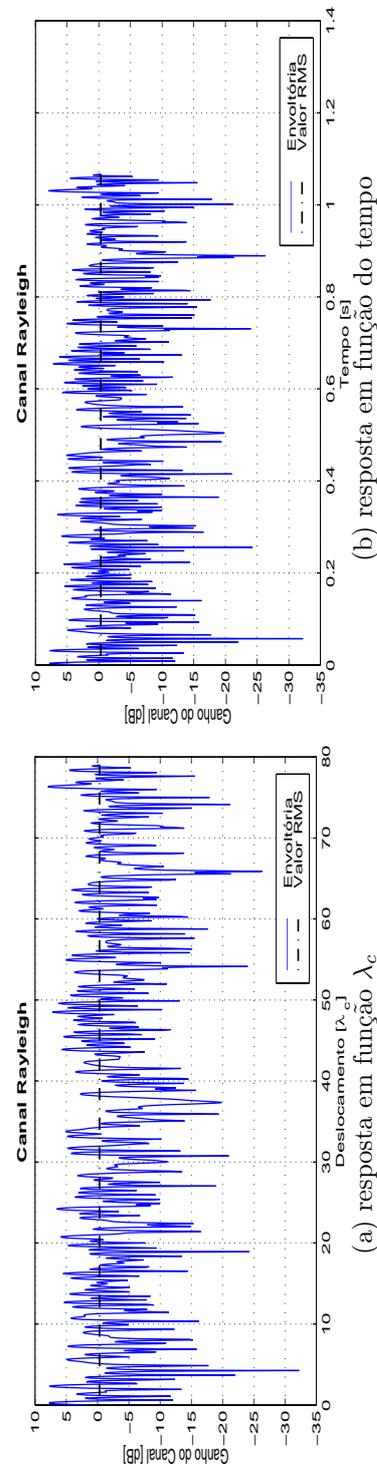


Figura 2.4: Resposta de um canal *Rayleigh* considerando frequência da portadora  $f_c = 1GHz$ , taxa de bits  $R = 9600bps$  e receptor com mobilidade equivalente a  $80Km/h$

### 2.1.2 Funções de correlação dos canais de propagação

Um estudo satisfatório do canal de rádio móvel é realizado considerando-se, além das duas variáveis da função de transferência dos canais móveis, tempo e atraso de percurso, suas correspondentes em frequência [3, 15, 16]. A partir de então, surgem novas abordagens a questão, que permitem estabelecer uma caracterização do canal móvel alternativa, porém mais precisa.

Através da *transformada de Fourier* da resposta do canal, em termos a variável atraso de propagação  $\tau$ , obtém-se os coeficientes de canal no domínio da frequência  $f$ , mantendo-se ainda a dependência temporal.

$$\begin{aligned} C(f; t) &= \mathcal{F}_\tau\{c(\tau; t)\} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau; t)e^{-j2\pi f\tau} dt \end{aligned} \quad (2.6)$$

Assumindo que o canal seja, estatisticamente, *estacionário no sentido amplo*<sup>1</sup> e os percursos modifiquem um mesmo sinal de forma independente, define-se  $\Phi_C(\Delta f; \Delta t)$  como função de auto-correlação do canal, em diferentes instantes,  $\Delta t = t_2 - t_1$ , e frequências,  $\Delta f = f_2 - f_1$ :

$$\Phi_C(\Delta f; \Delta t) = \frac{1}{2} \mathbb{E}\{C^*(f; t)C(f + \Delta f; t + \Delta t)\}, \quad (2.7)$$

onde  $\mathbb{E}\{\cdot\}$  denota esperança estatística.

Visto a dupla dependência da função de auto-correlação  $\Phi_C(\Delta f; \Delta t)$  e o sentimento abstrato que se tem do canal móvel, torna-se conveniente desenvolver uma análise criteriosa, estudando a influência de uma variável por vez.

Inicialmente, assume-se a auto-correlação em um determinado instante no tempo ( $\Delta t = 0$ ). Valores de  $\Delta f$  para os quais a auto-correlação seja significativa, ou seja,  $\Phi_C(\Delta f; 0)$  apresente valores consideráveis, definem a *largura de banda do canal*,  $(\Delta f)_c$ , conforme ilustrado na Figura 2.5(a).

Isto significa, por exemplo, que dois tons cuja diferença das frequências seja menor que a largura de banda de coerência do canal sofrerão distorções distintas, no entanto,

<sup>1</sup>Um processo estocástico é denominado *estacionário no sentido amplo* quando sua média for independente da variável tempo e sua auto-correlação não depender de instantes de tempo ( $t_1$  e  $t_2$ , por exemplo) especificamente, mas sim de um intervalo ( $t_2 - t_1$ ) [3, 8].

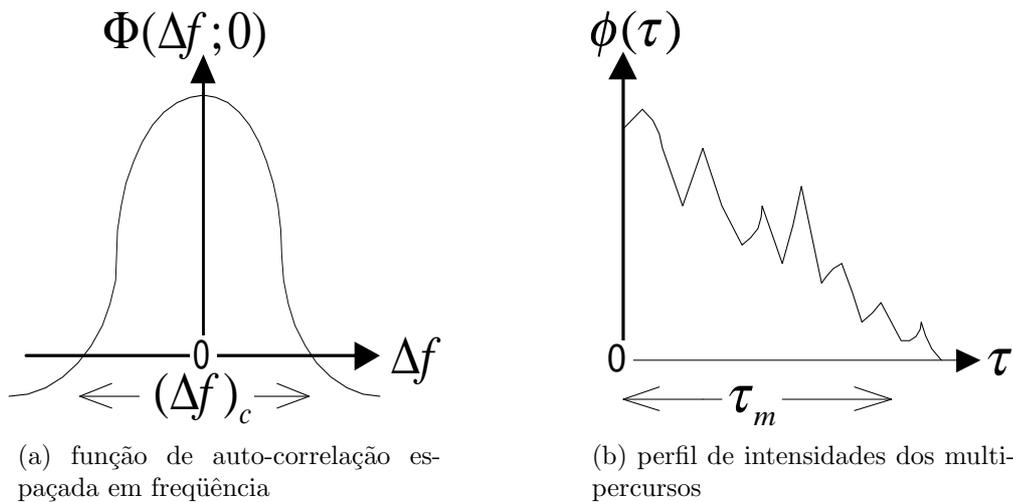


Figura 2.5: Funções de auto-correlação do canal para um instante de tempo  $t$

correlacionadas, sendo, nesta situação, o canal classificado como *não-seletivo em frequência*. Por outro lado, quando a separação das frequências dos tons supera a largura de banda de coerência, implica em distorções distintas e decorrelacionadas, ou mesmo fracamente correlacionadas. Neste tipo de situação classifica-se o canal como *seletivo em frequência*.

Estendendo a análise, pode-se aplicar a transformada inversa de Fourier em  $\Phi_C(\Delta f; 0)$  a fim de obter a auto-correlação  $\phi_C(\tau)$ , que, por sua vez, corresponde ao *perfil de intensidades dos multipercursos* (Figura 2.5(b)). De forma análoga à largura de banda de coerência, define-se o espalhamento temporal,  $\tau_m$ , como a faixa de valores de  $\tau$  para os quais a auto-correlação  $\phi_C(\tau)$  seja significativa. 10 dB (ou mesmo 20dB) abaixo do valor de pico [15] de  $\phi_C(\tau)$  é considerado um bom limiar para decidir se um certo valor de auto-correlação é significativo, e desta forma determinar o espalhamento espectral.

Espalhamento temporal e largura de banda de coerência são relacionados entre si por:

$$(\Delta f)_c \propto \frac{1}{\tau_m}.$$

No entanto, uma relação exata entre ambos é difícil de ser generalizada. Depende do limiar adotado na decisão da largura de banda e, conseqüentemente, da aplicação considerada e condições de canais envolvidas.

Outra análise importante do canal é iniciada quando obtém-se sua auto-correlação  $\Phi_C(\Delta f; \Delta t)$  para  $\Delta f = 0$  (Figura 2.6(a)). A partir de então são feitas considerações análogas às anteriores. Define-se como tempo de coerência do canal,  $(\Delta t)_c$ , a faixa de valores

de  $\Delta t$  para os quais a auto-correlação seja significativa.

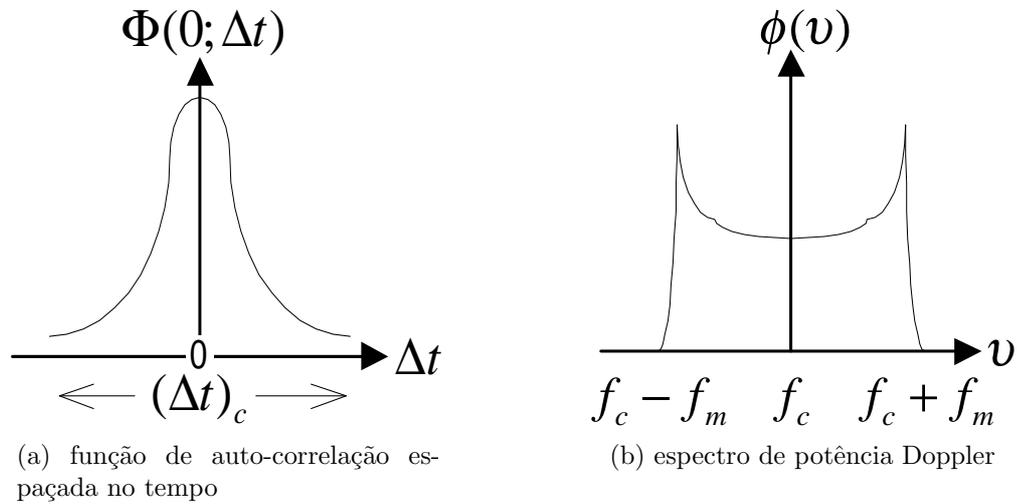


Figura 2.6: Funções de correlação do canal para uma frequência  $f$

Novamente empregando-se a transformada de Fourier, porém agora em  $\Phi_C(0; \Delta t)$ , obtém-se o *espectro de potência Doppler*  $\phi_c(\nu)$ . A variação temporal do canal implica em uma taxa de variação dos deslocamentos de fase, pronunciando assim o efeito *Doppler*. À faixa de valores de frequência Doppler,  $\nu$ , para os quais  $\phi_c(\nu)$  seja significativo, denomina-se espalhamento *Doppler*,  $B_d$ , e  $f_m$  a frequência *Doppler* máxima conforme ilustrados na Figura 2.6(b).

O tempo de coerência do canal contém informações sobre a velocidade de mudança de suas características. O espectro de potência *Doppler*, por sua vez, dá uma idéia dos picos de alteração na frequência do sinal, estando ambos os parâmetros inversamente relacionados

$$(\Delta t)_c \propto \frac{1}{f_m},$$

e um valor prático, no entanto aproximado, é dado por [15]:

$$(\Delta t)_c = \frac{0,423}{f_m} \quad (2.8)$$

O tempo de coerência do canal,  $(\Delta t)_c$ , é determinado pelo período em que a correlação  $\Phi_C(0; \Delta t)$  apresenta valores significativos, sendo normalmente comparado ao tempo de bit,  $T_b$ . Daí origina-se a classificação do canal quanto à rapidez dos desvanecimentos. O parâmetro de canal, *deslocamento Doppler normalizado*,  $d_{Dpl}$ , quantifica a rapidez dos

desvanecimentos:

$$d_{Dpl} = f_m T_b \approx \frac{T_b}{(\Delta t)_c} \tag{2.9}$$

As análises de  $\Phi_C(\Delta f; \Delta t)$  aqui apresentadas considerando, cada uma,  $\Delta t = 0$  ou  $\Delta f = 0$ , apresentam grande semelhança, sendo portanto tidas como duais. Transformada de Fourier e sua inversa podem ser aplicadas em ambas análises, conservando a dualidade também para  $\phi_C(\tau)$  e  $\phi_c(\nu)$ .

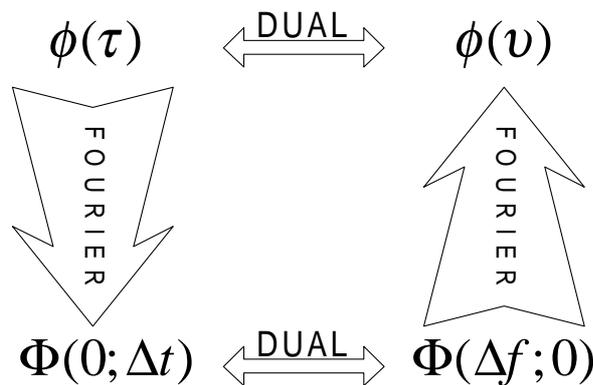


Figura 2.7: Relação entre as funções de auto-correlação de canal

Em geral, para a classificação de um canal móvel levam-se em consideração tempo e largura de banda de coerência. A Figura 2.8 resume as possíveis classificações segundo os critérios apresentados, considerando sistema CDMA, canal com tempo de coerência  $(\Delta t)_c$ , largura de banda de coerência  $(\Delta f)_c$  e sinal cuja largura de banda seja BW.

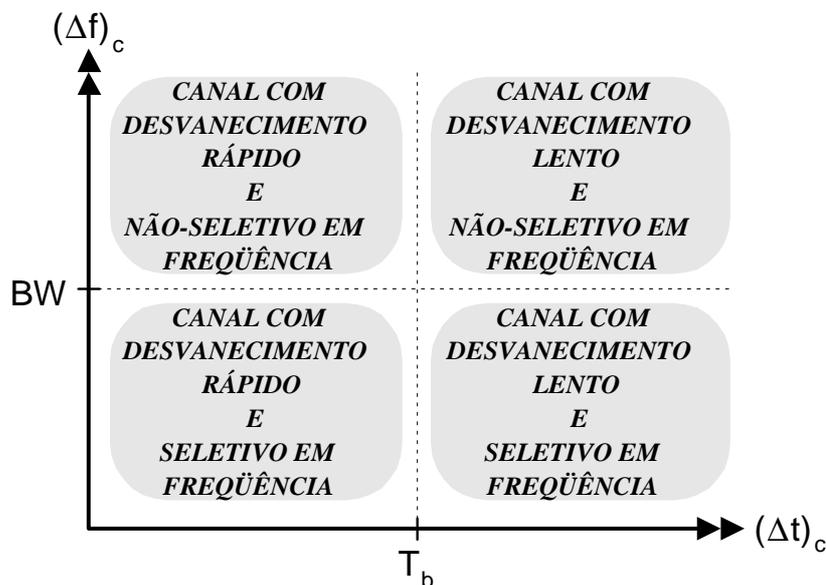


Figura 2.8: Classificação dos canais de rádio móveis

### 2.1.3 Antenas e o ruído térmico

Além de distorcerem os sinais transmitidos, os canais de rádio móveis incluem uma parcela ruidosa. Trata-se, geralmente, da primeira fonte de degradação de desempenho a ser combatida em um sistema de comunicação.

Esse sinal ruidoso é em grande parte captado pela antena [15], bem como pelos demais componentes do circuito receptor. O ruído captado pela antena é proveniente de uma fonte externa sendo freqüentemente caracterizado pelo parâmetro *temperatura de antena*. Nos circuitos receptores o sinal ruidoso é gerado internamente, sendo proveniente do movimento de elétrons em seus componentes devido unicamente à energia térmica, e denominado *ruído térmico*.

De uma forma geral, o espectro de potência desse ruído total possui uma característica plana e sua função densidade de probabilidade se assemelha à curva normal. Nestas condições, o ruído recebe a denominação de *ruído branco com distribuição gaussiana* (AWGN - *Additive White Gaussian Noise*).

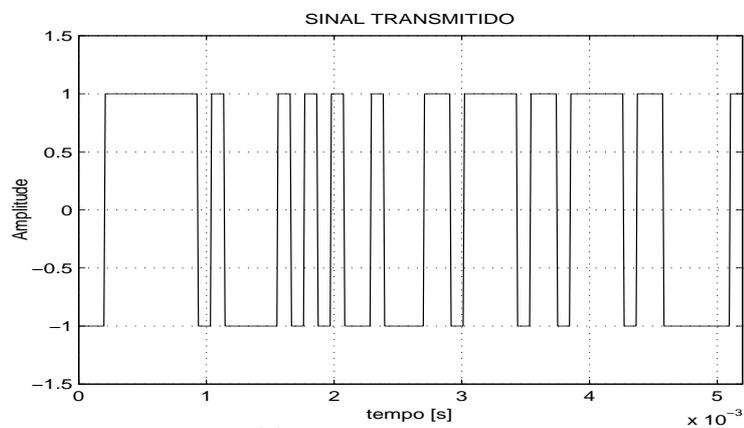
Na Figura 2.9 é ilustrado, para diferentes razões  $E_b/N_0$ , o devastador efeito do AWGN branco com distribuição gaussiana adicionado numa forma de onda digital.

## 2.2 Modelos Matemáticos de Canais de Rádio Móveis

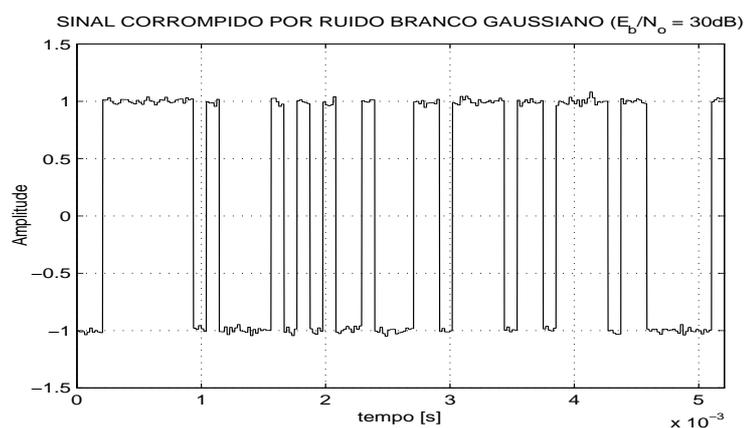
Para realizar simulações de canais de rádio móveis existem modelos matemáticos capazes de descrever os fenômenos físicos típicos que governam este tipo de canal. Os modelos matemáticos determinísticos para simulação de canal de rádio móvel classificam-se, basicamente, quanto ao domínio em que são geradas as amostras: tempo ou frequência. A seguir são apresentados os principais conceitos associados aos modelos clássicos e a modelos mais recentes, empregados na simulação dos sistemas CDMA sob análise neste trabalho.

### 2.2.1 Jakes modificado

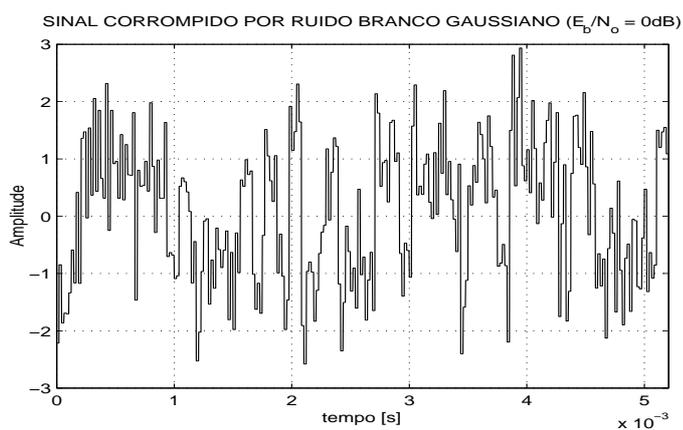
A partir do modelo matemático de canal de Jakes [19] pode-se obter facilmente um método de simulação de canais com desvanecimentos, capaz de gerar diretamente no



(a) sinal transmitido



(b) sinal corrompido por ruído fraco



(c) sinal corrompido por ruído forte

Figura 2.9: Exemplo de distorção da informação digital causada por um canal AWGN

domínio do tempo, amostras de coeficientes cuja amplitude segue uma distribuição *Rayleigh* e a fase uma distribuição uniforme.

O modelo de Jakes baseia-se na composição de canal através de  $N_{osc}$  osciladores senoidais de mesma frequência, no entanto, distintas fases. O modelo assume que diversos raios chegam ao receptor com diferentes ângulos, resultando em várias frequências *Doppler*. Contudo, o modelo de Jakes não se mostra totalmente adequado para simulações de canais multipercursos. Assim, o modelo sofreu pequenas adaptações para evitar problemas de geração de fases inadequadas [20].

No modelo de Jakes Modificado os ângulos de chegada dos osciladores são rotacionados de  $\pi/N_{osc}$  e seqüências de código ortogonais *Walsh-Hadamard* garantem boas propriedades de correlação entre dois ou mais percursos. O modelo de Jakes modificado é, portanto, um método adequado à simulação de canais multipercursos com desvanecimentos *Rayleigh*. Porém, o emprego de seqüências de código *Walsh-Hadamard* faz com que as correlações não sejam muito boas fora de fase [21].

### 2.2.2 AEF - Amostras em Frequência

Uma abordagem análoga para simulação de um canal de rádio móvel trata da geração dos coeficientes de canal no domínio da frequência e, em seguida, realiza a transformada inversa de Fourier, obtendo as amostras no domínio do tempo. Aplicando esta idéia, Smith [22], utilizando-se do espectro de potência de um sinal desvanecido [23], gerou amostras no domínio do tempo, em fase e quadratura.

Silva [21] apresenta um método alternativo, denominado Amostras em Frequência - AEF, que parte do mesmo princípio seguido por Smith. O modelo AEF se mostra adequado à simulação de canais multipercursos, apresentado bons valores de correlação não apenas na origem e menor tempo computacional que implementações do método de Smith [21].

## RECEPTORES CDMA

Diante das dificuldades criadas pelo canal de rádio móvel, no projeto de um sistema de comunicação é preciso considerar as características do meio, de modo a alcançar o desempenho desejado e, ao mesmo tempo, satisfazer determinadas especificações, tais como: energia transmitida, largura de banda disponível e custo. A investigação de estruturas receptoras é um dos principais caminhos que propiciam o alcance de tais metas.

Pode-se dizer que o receptor é o bloco de um sistema de comunicação encarregado de extrair a informação desejada do sinal recebido, considerando que esta informação tenha sido modulada, codificada e transmitida através de um canal capaz de atenuar e defasar o sinal.

Em geral, a estrutura receptora pode ser sub-dividida em processamento analógico e demodulação digital. O processador analógico inclui amplificadores e filtros analógicos, OLS (osciladores locais), CAGS (controle automático de ganho), e conversores AD (analógico-digitais). O demodulador digital contém correlacionadores, decodificadores, filtros e circuitos digitais de uma forma geral. Diretamente ao demodulador digital, está associado o detector, cuja função é decidir com base na informação processada e demodulada, qual o símbolo transmitido. O trabalho em questão adotou tal esquema de sub-divisão para as estruturas receptoras, no entanto, ateve-se ao estudo dos demoduladores digitais.

As estruturas receptoras podem ser discriminadas quanto ao canal em que são capazes de trabalhar a determinados níveis de  $E_b/N_0$ . Para canais puramente AWGN é comum desenvolver estruturas aptas a atuarem a níveis abaixo de  $10dB$ , enquanto que em canais com desvanecimento *Rayleigh*, toma-se  $35dB$  como referência. Neste trabalho, as estruturas

receptoras são distinguidas entre as apropriadas a canais unipercurso (por exemplo, AWGN e *Rayleigh Plano*) [3], e a multipercursos (por exemplo, multipercursos *Rayleigh*). Sistemas de telefonia móvel CDMA comerciais normalmente se deparam com um canal multipercurso seletivo em frequência, um dos mais severos quando se considera os métodos de recepção convencionais.

### 3.1 Receptores para canais Unipercursos

Em sistemas de múltiplo acesso, o esquema de estruturas receptoras convencional é ampliado para a forma de banco de receptores. Em CDMA, o sinal do usuário de interesse compartilha a mesma banda que os demais usuários, denominados interferentes; assim, ao recebê-lo, deparar-se-á com vários outros sinais misturados ao de interesse. As propriedades não ideais de correlação das seqüências de códigos mais usuais fazem com que, para um determinado usuário, os demais comportem-se como interferentes, assim como as réplicas atrasadas de seu próprio sinal.

A principal imperfeição das estruturas receptoras CDMA denominadas convencionais é, justamente, o fato de o receptor simplesmente não levar em consideração a influência dos demais usuários na recepção do sinal de um usuário de interesse, degradando sua performance. Contudo, há estruturas receptoras que combatem tal interferência junto à informação de interesse. Receptores desta classe são conhecidos como *multiusuários*, ou equivalentemente *avançados*.

#### 3.1.1 Estruturas receptoras convencionais

Nas estruturas receptoras *convencionais* DS-SS, a cada usuário ativo é disponibilizado um correlacionador com uma cópia<sup>1</sup> sincronizada da assinatura deste. O sinal do usuário é então recuperado no receptor correspondente através do cômputo da correlação entre o sinal recebido e a cópia de sua assinatura, podendo ser matematicamente descrita,

<sup>1</sup>A abordagem mais geral para o processo de correlação é considerar a seqüência sincronizada no receptor como sendo o conjugado complexo da seqüência empregada na transmissão. No entanto, neste trabalho as seqüências são todas reais, recaindo-se no caso particular em que  $s^* = s$ .

para canais AWGN, como:

$$\begin{aligned}
 y_k(nT_b) &= \int_{nT_b+\tau_k}^{(n+1)T_b+\tau_k} r(t)s_k^*(t-\tau_k)dt \\
 &= \underbrace{A_k b_k}_{\text{usuário de interesse}} + \underbrace{\sum_{j \neq k} A_j b_j \rho_{j,k}}_{\text{usuários interferentes}} + \underbrace{\eta_k}_{\text{ruído filtrado e espalhado}}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

onde assume-se que as seqüências de código, tanto as empregadas na transmissão quanto na recepção, possuem energia unitária.

Matricialmente a equação 3.1 resume-se a [24]:

$$\mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b} + \boldsymbol{\eta}, \tag{3.2}$$

onde  $\mathbf{R}$  é a matriz contendo as correlações de todas assinaturas dos usuários ativos;  $\mathbf{A}$  é a matriz diagonal com as amplitudes de todos usuários;  $\mathbf{b}$  representa os bits transmitidos por cada um dos usuários; e  $\boldsymbol{\eta}$  ruído filtrado e espalhado às saídas dos correlacionadores.

Como pode-se constatar, a essência das estruturas convencionais, na forma aqui abordadas, é a operação de correlação entre o sinal recebido e a assinatura do usuário de interesse. Devido a valores não nulos de correlação cruzada das famílias de seqüência usuais<sup>2</sup>, junto a uma certa informação desejada são recebidas as informações de todos os interferentes espalhadas por uma seqüência que é o produto da assinatura de cada um destes com a do usuário de interesse. É justamente a correlação cruzada do conjunto de seqüências ativas que quantifica, juntamente com a disparidade de potências, a interferência de múltiplo acesso efetiva entre usuários, a MAI.

Generalizando, a expressão 3.2 para que seja abrangido o caso assíncrono [24], tem-se

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{A}\mathbf{b} + \boldsymbol{\eta}, \tag{3.3}$$

---

<sup>2</sup>Tais como as binárias determinísticas (ex.: Gold e Kasami) e as aleatórias.

sendo  $\mathbf{H}$  expresso como:

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \mathbf{R}[0] & \mathbf{R}[1]^H & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{R}[1] & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \mathbf{0} & \ddots & & \ddots & \mathbf{0} \\ \vdots & & \ddots & \ddots & \mathbf{R}[1]^H \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{R}[1] & \mathbf{R}[0] \end{pmatrix}, \quad (3.4)$$

onde o operador  $\{\cdot\}^H$  designa o *hermitiano transposto*:  $A^H = (A^*)^T$

A estrutura convencional denominada correlacionadora é considerada ótima para sistemas de simples acesso e na presença de canal AWGN [3]<sup>3</sup>.

### 3.1.2 Estruturas receptoras avançadas

Nas estruturas convencionais, os demais usuários não são levados em conta na detecção do usuário de interesse, sendo tratados como ruído de fundo. Já, os receptores *avançados* [24] são estruturas que usufruem do conhecimento de todas as assinaturas envolvidas na transmissão, levando-se em consideração as informações referentes à interferência de múltiplo acesso entre todos usuários ativos no sistema. Em lugar da estimativa única feita nos convencionais, nos avançados, os sinais são detectados levando-se em conta o conjunto de todos usuários ativos.

As estruturas receptoras avançadas lineares baseiam-se na estrutura correlacionadora, adicionando a este esquema (Figura 3.1) apenas uma matriz de transformação linear, T. O esquema avançado pode ser generalizado para abranger também o convencional, bastando para tanto definir a matriz T como identidade.

Duas estruturas lineares avançadas bastante divulgadas na literatura são a decorrelacionadora e a MMSE (do inglês, *Minimum Mean Square Error*). Para a condição de usuários síncronos, a matriz de transformação linear T será dada, respectivamente, pelas

<sup>3</sup>Para canais com desvanecimentos multipercursos têm-se como ótimas as estruturas convencionais conhecidas como RAKE (Seção 3.2).

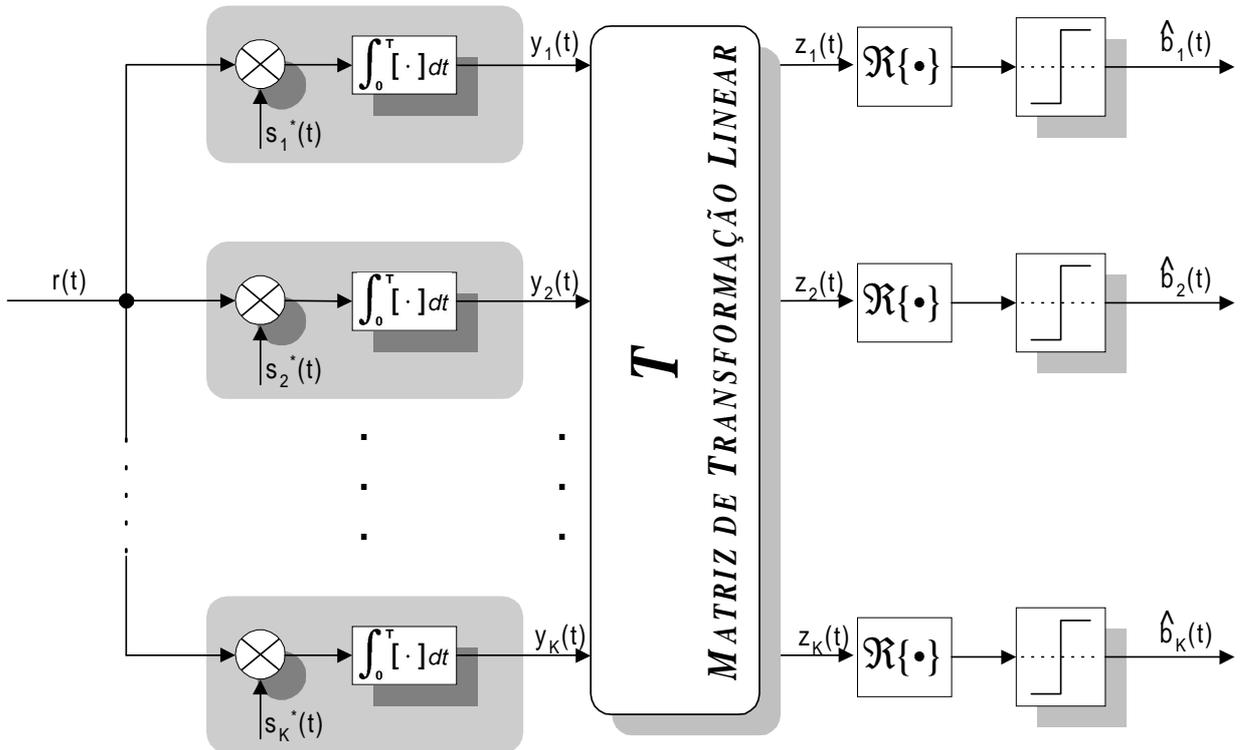


Figura 3.1: Esquema simplificado para uma estrutura receptora CDMA

expressões 3.6 e 3.7, juntamente com a matriz  $\mathbf{T}$  equivalente para o correlacionador 3.5:

$$\mathbf{T}_{correl} = \mathbf{I}, \quad (3.5)$$

$$\mathbf{T}_{descorrel} = \mathbf{R}^+, \quad (3.6)$$

$$\mathbf{T}_{mmse} = \left[ \mathbf{R} + \left( \frac{\sigma}{A} \right)^2 \right]^+, \quad (3.7)$$

onde  $\{\cdot\}^+$  é operador inversa generalizada de Moore-Penrose<sup>4</sup>;  $\sigma/A$  é a matriz com as razões desvio padrão do ruído branco pela amplitude dos sinais recebidos para todos usuários.

O descorrelacionador elimina por completo as correlações cruzadas entre todos usuários e, conseqüentemente, a MAI. A variável de detecção pode ser escrita como:

$$\mathbf{z}_{descorrel} = \mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{R}^+\eta, \quad (3.8)$$

onde o termo  $\mathbf{R}^+\eta$  é denominado *ruído colorido*. A principal imperfeição das estruturas descorrelacionadoras se dá justamente nesse enriquecimento do ruído, visto que a potência deste após à saída da matriz de transformação linear será igual ou superior à do ruído

<sup>4</sup>Algoritmos de inversão de matrizes têm problemas quando se depara com a inversão de matrizes singulares. Neste aspecto justifica-se o emprego de algoritmos de inversão generalizada Moore-Penrose.

branco.

Já o MMSE busca a maximização da relação sinal-ruído, realizando um eficaz combate tanto à MAI quanto ao ruído de fundo. As estruturas correlacionadora e descorrelacionadora podem ser consideradas casos particulares da MMSE [12].

Na condição de assincronismo entre usuários, no cálculo da matriz de transformação descorrelacionadora e, conseqüentemente, da matriz MMSE, deve-se considerar a influência entre bits de informações adjacentes. Assim, as equações 3.6 e 3.7 podem ser generalizadas para o caso assíncrono [24]:

$$\mathbf{T}_{descorrel} = [\mathbf{R}^H[1]z + \mathbf{R}[0] + \mathbf{R}[1]z^{-1}]^+, \quad (3.9)$$

$$\mathbf{T}_{mmse} = \left[ \mathbf{R}^H[1]z + \mathbf{R}[0] + \mathbf{R}[1]z^{-1} + \left( \frac{\sigma}{\mathbf{A}} \right)^2 \right]^+ \quad (3.10)$$

Nesta situação, as matrizes de transformação linear podem ser tratadas como filtros digitais com resposta impulsiva infinita - IIR [25]. A expressão matemática que representa a resposta impulsiva deste tipo de filtro é constituída por infinitos elementos, exigindo assim o processamento de toda a mensagem a cada instante em que se deve avaliar a saída do receptor. Além do mais, os coeficientes das expressões 3.9 e 3.10 devem ser recalculados sempre que ocorrer ativação e/ou desativação de usuários, ou mesmo quando houver mudança no atraso de qualquer usuário ativo [26, 12].

O esforço computacional exigido acaba por inviabilizar a implementação das matrizes de transformação 3.9 e 3.10. Um método alternativo e mais simples consiste em truncar a janela de observação do filtro. No entanto, o desempenho resultante decresce conforme o tamanho da janela de observação diminui[26].

Tomando-se, por exemplo, a situação ilustrada na Figura 1.5, onde dois usuários assíncronos são detectados dentro de uma janela de 3 bits, a matriz  $\mathbf{H}$  (equação 3.4) resulta em

$$\mathbf{H} = \left( \begin{array}{|c|c|} \hline 1 & \rho_{12} \\ \hline \rho_{12} & 1 \\ \hline \end{array} \quad \begin{array}{|c|c|} \hline 0 & 0 \\ \hline \rho_{21} & 0 \\ \hline \end{array} \quad \begin{array}{|c|c|} \hline 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 \\ \hline \end{array} \right) \quad (3.11)$$

$$\mathbf{H} = \left( \begin{array}{|c|c|} \hline 0 & \rho_{21} \\ \hline 0 & 0 \\ \hline \end{array} \quad \begin{array}{|c|c|} \hline 1 & \rho_{12} \\ \hline \rho_{12} & 1 \\ \hline \end{array} \quad \begin{array}{|c|c|} \hline 0 & 0 \\ \hline \rho_{21} & 0 \\ \hline \end{array} \right)$$

$$\mathbf{H} = \left( \begin{array}{|c|c|} \hline 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 \\ \hline \end{array} \quad \begin{array}{|c|c|} \hline 0 & \rho_{21} \\ \hline 0 & 0 \\ \hline \end{array} \quad \begin{array}{|c|c|} \hline 1 & \rho_{12} \\ \hline \rho_{12} & 1 \\ \hline \end{array} \right)$$

e as expressões para as saídas dos correlacionadores são apresentadas na Tabela 3.1:

Tabela 3.1: Valores das variáveis de decisão para dois usuários assíncronos considerando uma janela de observação de 3 bits

	usuário 1	usuário 2
1º bit	$b_1^{(1)} + b_2^{(1)} \rho_{12} + b_2^{(2)} \rho_{21}$	$b_2^{(1)} + b_1^{(1)} \rho_{12}$
2º bit	$b_1^{(2)} + b_2^{(2)} \rho_{12} + b_2^{(3)} \rho_{21}$	$b_2^{(2)} + b_1^{(2)} \rho_{12} + b_1^{(1)} \rho_{21}$
3º bit	$b_1^{(3)} + b_2^{(3)} \rho_{12}$	$b_2^{(3)} + b_1^{(3)} \rho_{12} + b_1^{(2)} \rho_{21}$

Em geral, apesar de idealmente concebidas para resultarem em desempenhos otimizados, as estruturas avançadas são sacrificadas quando da implementação. Entre as estruturas avançadas abordadas, tem-se que a estrutura MMSE é mais complexa que a descorrelacionadora, visto que exige conhecer um maior número de parâmetros do sistema, isto é, estimativa das amplitudes dos sinais e potência do ruído de fundo. Há no entanto, estruturas com melhores compromissos, estabelecendo uma boa relação complexidade/desempenho. Como exemplo, têm-se os *Canceladores de Interferência*, projetados para realizar, através de realimentações, a remoção dos sinais interferentes durante a detecção [27, 12].

## 3.2 Receptores para canais Multipercursos

Na Figura 2.1 foi apresentada a resposta impulsiva em um determinado instante e ponto do espaço de um canal multipercursos. Devido às características do canal, esta resposta é variante no tempo, relatando quais percursos estão presentes em um determinado instante e o quão são significativos, em termos de potência média ou energia.

Cada um dos percursos identificados no canal possui características físicas particulares e, portanto, uma resposta própria: cada um resulta em uma réplica do sinal transmitido, com atenuação e atraso próprios, e em consequência destes, afeta também a portadora, via deslocamento de fase. Deslocamentos de fase e atrasos possuem distribuição uniforme, enquanto as atenuações seguem uma distribuição de *Rice* ou de *Rayleigh*, conforme a existência ou não de linha de visada na comunicação, respectivamente.

A recepção perante canais de rádio móveis é uma tarefa complicada, se comparada à tarefa semelhante para canais puramente AWGN. A maior complicação se dá, sobretudo,

nos desvanecimentos profundos que podem atenuar o sinal em níveis críticos de amplitude. A Figura 3.2 ilustra uma situação onde são considerados três percursos no canal, cada um possuindo diferentes atrasos e atenuações, porém constantes no intervalo considerado.

Considerando que a probabilidade de um sinal sofrer um desvanecimento profundo seja  $p$ ,  $p^L$  será a probabilidade de as  $L$  réplicas do sinal sofrerem tal desvanecimento simultaneamente, sendo  $L$  o número de percursos. Assim, a multiplicidade de percursos no canal passa a ser uma vantagem em potencial, e sua exploração eficiente, de maneira a obter ganho de desempenho no sistema, é denominada *diversidade*.

Caso sejam implementados receptores correlacionadores acompanhando no tempo cada uma das réplicas, e capazes de fazê-lo dinamicamente, alcançar-se-á apreciável ganho de desempenho na recepção. Para tanto faz-se necessário estimar os atrasos de todas réplicas a serem aproveitadas através da diversidade de percursos. É preciso também estabelecer a regra pela qual será feita a combinação dos resultados dos correlacionadores<sup>5</sup>. Na Figura 3.3 é apresentada uma estrutura receptora que faz proveito da diversidade de percursos, destacando-se os diversos correlacionadores, o estimador e o combinador. A saída  $y$ , amostrada, é dada por:

$$y_{k,\ell}(nT_b) = \int_{nT_b+\tau_{k,\ell}}^{(n+1)T_b+\tau_{k,\ell}} r(t)s_k^*(t-\tau_{k,\ell})dt \quad (3.12)$$

Note que a equação 3.12 é um caso mais geral para a equação 3.1.

A partir da equação 2.5 é possível identificar as parcelas interferentes, referentes à auto-interferência (do inglês *Self-interference* - SI) e à interferência de múltiplo acesso (do inglês *Multiple Access Interference* - MAI):

$$y_{k,\ell} = y_{k,\ell}^{(k)} + y_{k,\ell}^{(SI)} + y_{k,\ell}^{(MAI)} \quad (3.13)$$

Estruturas conhecidas como RAKE [28] são projetadas justamente para combinarem os sinais recebidos através dos diversos percursos, implementando correlacionadores em janelas de  $T_b$ , denominados *fingers*, posicionadas nos instantes correspondentes aos atrasos de cada um dos percursos julgados significativos (Figura 3.3).

---

<sup>5</sup>Apesar de as correlações de distintos percursos não estarem sincronizadas, seus resultados para um dado símbolo devem estar, garantindo que a combinação opere com réplicas recebidas provenientes a um mesmo símbolo da informação.

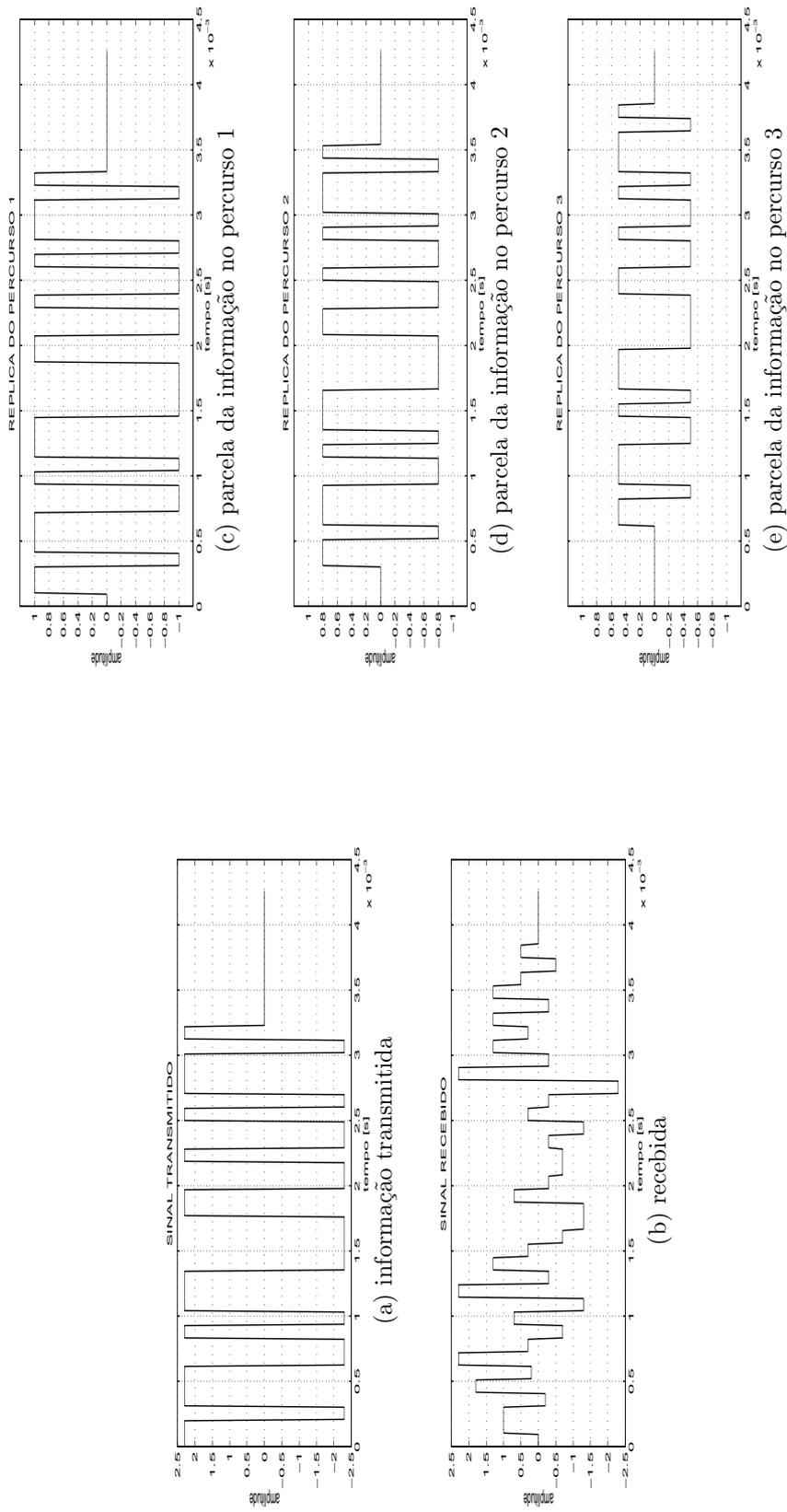


Figura 3.2: Exemplo de distorção da informação causada por um canal multipercursos

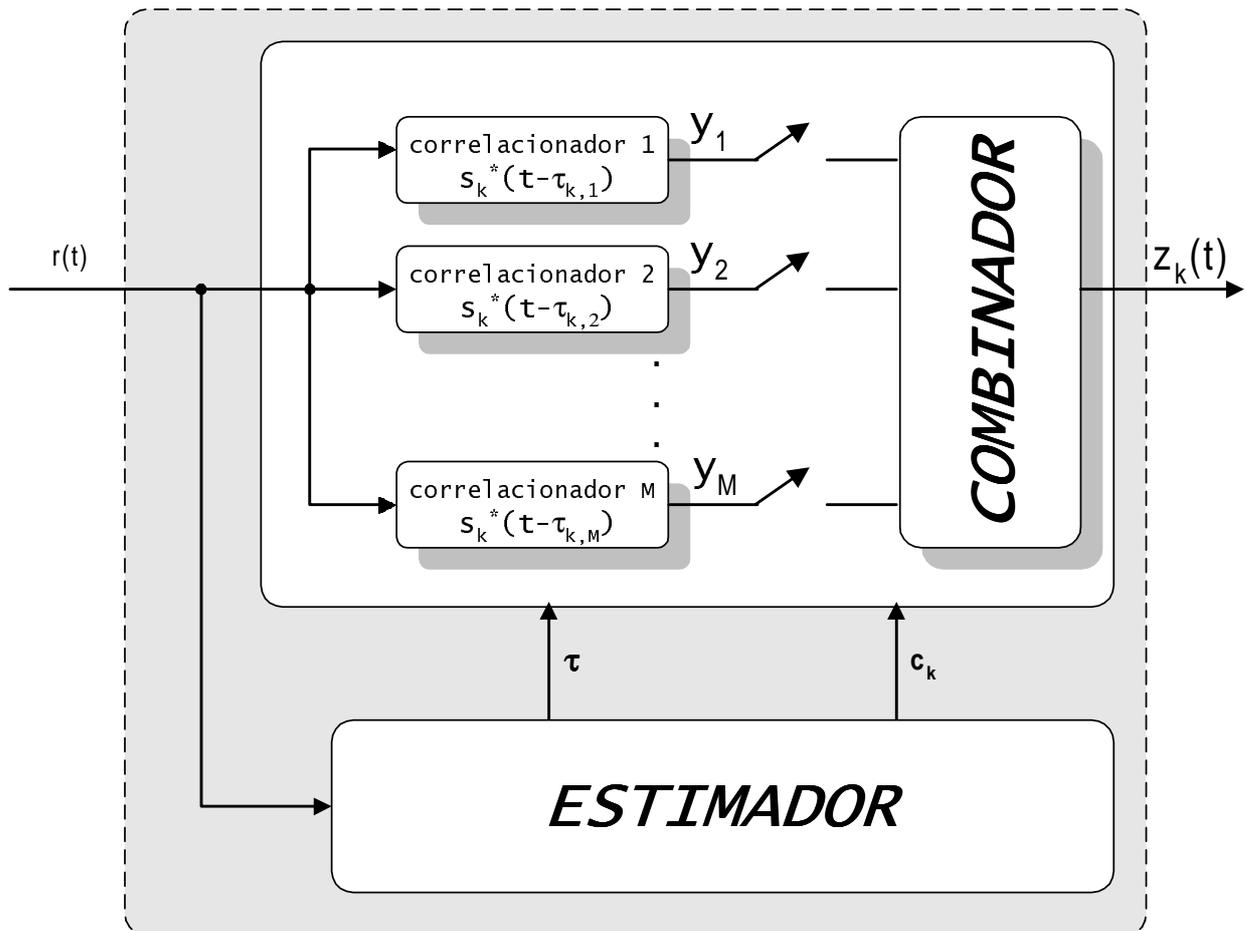


Figura 3.3: Configuração básica de um receptor RAKE

Receptores RAKE são ótimos para canais multipercursos, no entanto, somente quando o sistema envolver apenas um usuário. Sua estrutura é tipicamente convencional, e estruturas multi-usuários descorrelacionadora e MMSE multipercursos podem ser alcançadas simplesmente associando-se ao RAKE as matrizes de transformação descorrelacionadora [29, 30, 31, 32] e MMSE [33, 34, 35], descritas respectivamente pelas expressões 3.6 e 3.9, e 3.7 e 3.10. As estruturas correlacionadora, descorrelacionadora e MMSE passam então a ser consideradas casos particulares, em que o RAKE e as respectivas estruturas multipercursos-avançadas dispõem de apenas um *finger*.

Basicamente, existem duas formas de associar uma matriz de transformação linear à estrutura RAKE. A primeira (Figura 3.4(a)), denominada estrutura multipercursos-avançada, consiste em um banco de correlacionadores seguidos por uma transformação linear que trata independentemente usuários e percursos, desacoplando-os antes de realizar a combinação de percursos para cada usuário. A segunda (Figura 3.4(b)), denominada

estrutura RAKE-avançada, consiste em um banco de correlacionadores combinados coerentemente, seguido por uma transformação linear que desacopla o sinal dos usuários. Há ainda configurações mistas [36, Cap. 3].

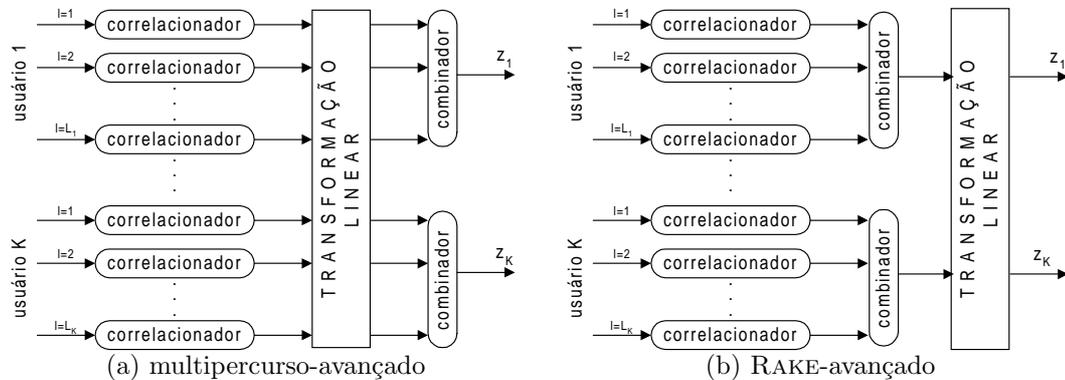


Figura 3.4: Topologias básicas para recepção avançada diante de canal multipercursos

Huang [29] estudou e comparou as estruturas multipercurso-descorrelacionadora, MD, e Rake-descorrelacionadora, RD, na condição de sincronismo entre usuários, mostrando que ambas superam as estruturas RAKE convencionais, e que o Rake-descorrelacionador apresenta performance superior a do multipercurso-descorrelacionador quanto maior o número de usuários e percursos envolvidos.

Devido a tal estudo optou-se por implementar estruturas do tipo RAKE-multiusuários, porém, aplicando-as para sistemas CDMA assíncronos.

Idealmente, para cada percurso deve-se dispor de um *finger*. Entretanto, canais de sistemas móveis CDMA reais são compostos por inúmeros percursos. Neste ponto recai uma importante limitação na implementação de estruturas multipercursos, visto que sua complexidade cresce com o número de *fingers*.

Em grande parte das implementações comerciais, o número de *fingers* está situado entre 3 e 5 [10]. No padrão IS-95, utilizam-se 3 *fingers* no receptor da unidade móvel e 4 no da ERB. Segundo Ross [37], considerando o padrão IS-95A, 3 *fingers* são suficientes para captar 86% da energia total transmitida.

### 3.2.1 Blocos Combinador e Estimador

A forma com que as  $y$ 's saídas dos correlacionadores serão combinadas para constituir a saída do RAKE, RAKE-avançado ou multipercurso-avançado, é estabelecida no bloco COMBINADOR da Figura 3.3. Basicamente, pode-se citar quatro formas de combinadores [10]:

**SC (*Selection Combining*)** - faz-se da saída  $y$  de maior intensidade, a saída do receptor RAKE;

**EGC (*Equal Gain Combining*)** - simplesmente somam-se todas as  $y$ 's saídas dos correlacionadores. Atribuindo-se um peso adequado a esta soma determina-se a saída do receptor;

**MRC (*Maximal Ratio Combining*)** - a saída do receptor é dada pela soma de todas as saídas dos correlacionadores atribuindo a cada uma pesos próprios. Esse pesos são atribuídos conforme uma estimativa atual do canal;

**ER (*Empirical Rule*)** - a saída do receptor é dada pela soma de todas as saídas dos correlacionadores atribuindo a cada uma pesos próprios. Assemelha-se muito ao MRC, no entanto, os pesos são função dos próprios valores de  $y$ , ou seja,  $W_i = |y_i|$ .

O MRC é a forma mais completa de combinador, sendo os demais combinadores implementações particulares deste. No MRC, os pesos para a saída de cada correlacionador são os valores absolutos dos coeficientes de canal naquele instante. Portanto, o MRC exige estimativas atuais da potência para cada percurso, dificultando sua utilização em sistemas com canais com desvanecimento rápidos ou para sistemas não-coerentes [10].

Visto que as intensidades das saídas dos correlacionadores possuem estreita relação com a potência em cada percurso, o ER é uma forma de combinador que se aproxima ao MRC, com a grande vantagem de não necessitar de estimativas de potência do canal. Segundo Alifitras [10], simulações para o ER resultaram em desempenhos muito próximos aos obtidos com o combinador MRC. Um importante estudo comparativo entre algumas técnicas de combinação, tanto em detecção coerente quanto não-coerente, é apresentado por ENG et al. [38].

Estimativas de atraso e deslocamento de fase para cada um dos percursos são necessárias para qualquer forma de combinação, quando considerada a detecção coerente. O conhecimento dos atrasos é fundamental para que multipercursos e *fingers* estejam sincronizados, enquanto que o conhecimento das fases é crucial para a recuperação da fase inicial de cada réplica. Admite-se que no bloco ESTIMADOR, ilustrado na Figura 3.3, sejam geradas tais estimativas. O estimador mais simples é composto de um correlacionador que varre uma faixa com os possíveis atrasos, definindo quais são os  $M$  percursos mais fortes, onde  $M$  é o número de *fingers* do receptor. No entanto, para que se alcancem maiores velocidades de processamento são implementados vários correlacionadores que fazem a busca simultaneamente.

# MÉTODO DE AVALIAÇÃO DAS ESTRUTURAS RECEPTORAS

Neste trabalho modelaram-se algumas estruturas receptoras e os seus comportamentos foram obtidos através de simulação computacional abrangendo todo um sistema DS-CDMA (Capítulo 1). As medidas de desempenho adotadas resumem-se ao cálculo da ocorrência de erros de bit em função de determinados parâmetros de operação do sistema, tais como número de usuários,  $E_b/N_o$ , razão *near-far* entre usuários, número de percursos e número de *fingers* considerados.

## 4.1 Medidas de Desempenho

A influência do canal no corrompimento do sinal de mensagem é um fato que não permite negligenciar a possibilidade de recepção de um símbolo distinto do transmitido, acarretando assim no chamado *erro de símbolo*. Portanto, na análise de um determinado sistema de comunicação deve-se admitir que não necessariamente a mensagem recebida é idêntica à recebida (Figura 4.1).

A probabilidade de erro de símbolo, SER (do inglês, *Symbol Error Rate*), é uma das mais importantes medidas de desempenho<sup>1</sup> do sistema, onde, estatisticamente, diz-se qual

---

<sup>1</sup>Existem outros indicadores de desempenho apropriados para sistemas multi-usuário [12], tais como *eficiência assintótica* e *resistência near-far* que representam a perda de desempenho devida a usuários interferentes, na condição de forte interferência de múltiplo acesso; no entanto, não foram exploradas neste trabalho.

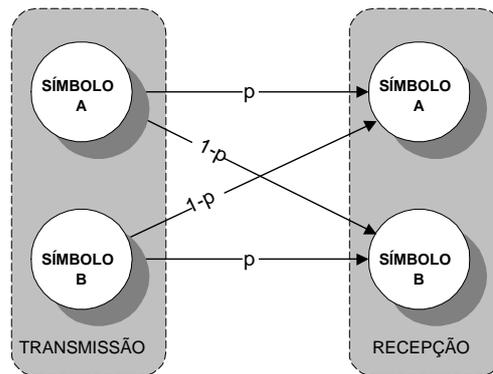


Figura 4.1: Comunicação em simbologia binária

o provável número de ocorrências de erro de símbolo em uma determinada amostra (de adequado tamanho) de símbolos transmitidos.

Em sistemas binários, é conveniente e comum analisar a probabilidade de erro também em nível de bits BER (*Bit Error Rate*), em adição, ou mesmo substituição, ao SER. Existe uma relação direta entre ambas, tendo-se como regra geral, que a probabilidade de se errar na comunicação de um bit nunca excederá a de um símbolo:

$$BER \leq SER$$

Adotando-se, por exemplo, modulação BPSK, bit e símbolo se confundem. Dessa forma, o único indicador de desempenho estudado foi o BER. Nas Figuras 4.2 e 4.3 representam-se os bits recebidos através de receptor de filtro casado em um sistema não espalhado espectralmente, modulação BPSK e canal AWGN, em duas situações de energia de transmissão (Figuras 4.2 e 4.3). Os erros ocorridos podem ser facilmente identificados tomando como referência a linha vertical de decisão<sup>2</sup> em  $\Re\{r\}$ .

Na comunicação digital, a probabilidade de erro de bit sofre a influência de diversos fatores, como potência do ruído térmico, disparidades de potências e interferência entre os usuários que efetivamente compartilham os recursos do sistema.

Os receptores têm como função fundamental, justamente, minimizar a probabilidade de erro na comunicação. Para tanto, as estruturas receptoras são projetadas em função do canal e das técnicas de múltiplo acesso e modulação adotadas.

<sup>2</sup>Em sistemas de acesso simples e canal puramente AWGN, como o exemplificado, pelo fato de não existirem usuários interferentes,  $\Re\{r\}$  tem o mesmo significado qualitativo de  $\Re\{z\}$ .

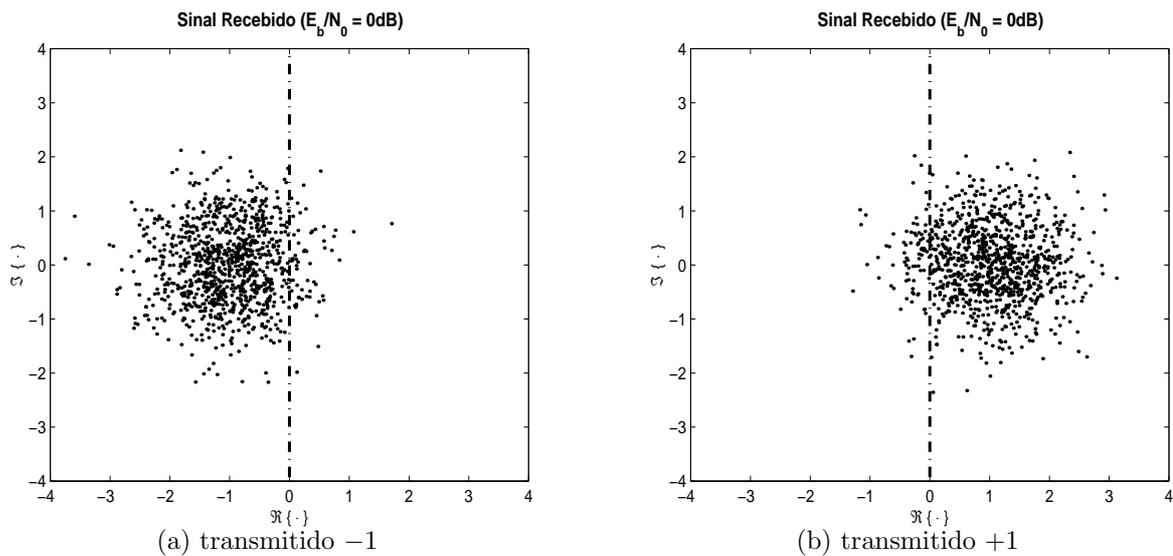


Figura 4.2: Recepção de 2000 bits em um sistema BPSK e canal AWGN ( $E_b/N_o = 0dB$ ).

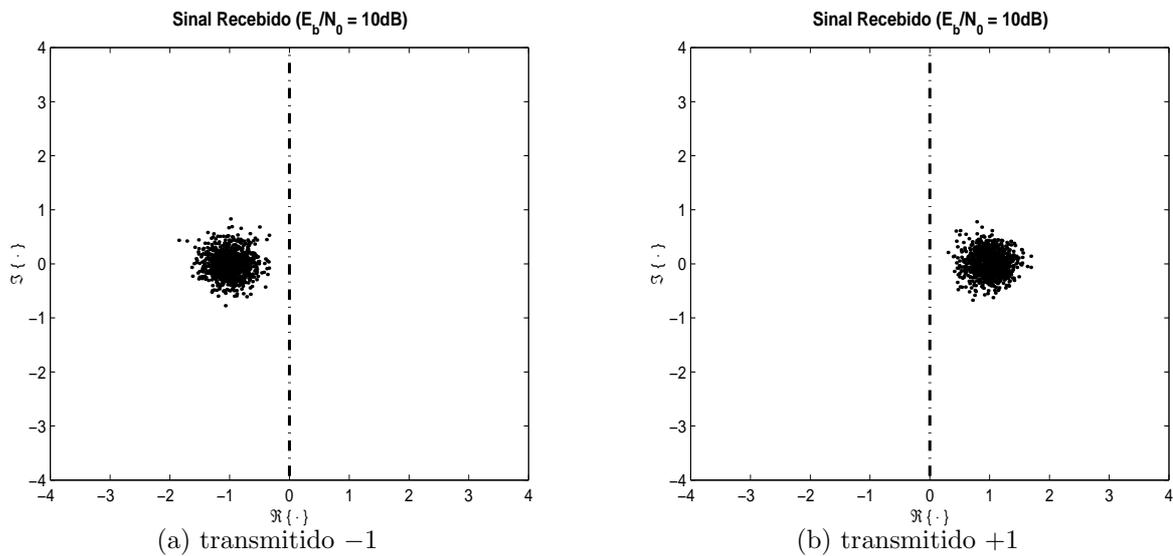


Figura 4.3: Recepção de 2000 bits em um sistema BPSK e canal AWGN ( $E_b/N_o = 10dB$ ).

#### 4.1.1 Ruído térmico

Os canais de comunicação têm como indelével característica, a inserção de ruído com distribuição estatística normal<sup>3</sup> de média zero na informação,

$$r(t) = s(t) + \eta(t), \quad (4.1)$$

sendo que em DS-CDMA  $s(t)$  é o sinal composto pelas informações de todos usuários ativos, e  $\eta(t)$  é a parcela devida ao ruído térmico.

<sup>3</sup>Também denominada distribuição Gaussiana.

A seguir, adotando-se modulação BPSK ( $s_1 = s$  e  $s_2 = -s$ ), analisa-se a probabilidade de erro de bit de um sistema em presença de ruído com distribuição normal. Neste caso a FDP é analisada isoladamente para quando  $s_1$  e  $s_2$  forem enviados (Figura 4.4).

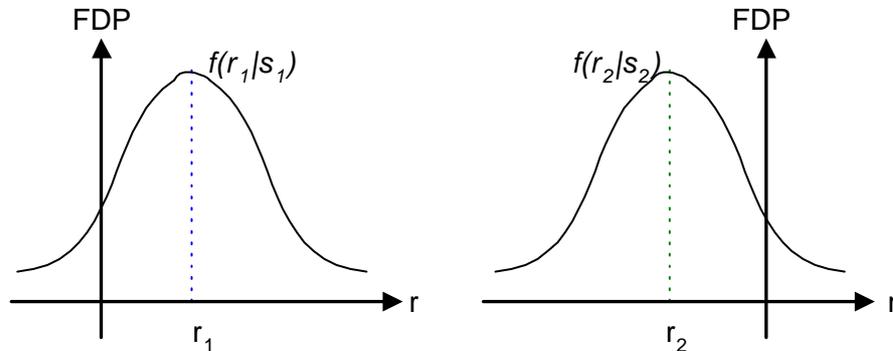


Figura 4.4: Funções densidade de probabilidade condicionais para um sinal anti-podal

O parâmetro para estipular se foi recebido  $r_1$  ou  $r_2$  é a adoção de um valor de fronteira. Como o sinal é anti-podal e as mensagens são consideradas equiprováveis, a BER [8] é minimizada adotando-se  $r = 0$  como valor de fronteira.

Conforme apresentado na Figura 4.5, a probabilidade de erro  $P_e$  é dada com base nas áreas hachuradas, que tratam das áreas das curvas gaussianas das funções densidade de probabilidade, FDPs, na região do sinal distinto: de 0 a  $\infty$  para  $s_2$  e de  $-\infty$  a 0 para  $s_1$ .

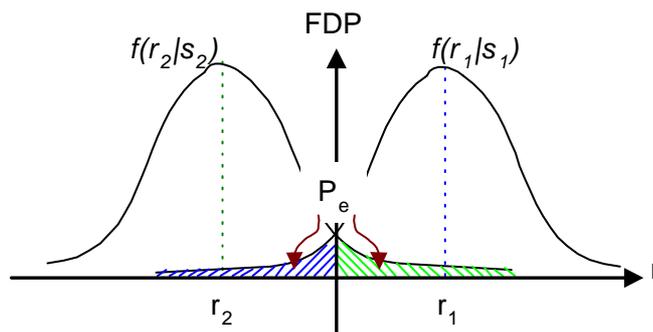


Figura 4.5: Probabilidade de erro de bits no gráfico da função densidade de probabilidade de um sinal anti-podal

Considerando modulação BPSK e canal AWGN, a BER pode então ser expressa como [8]:

$$P_e = Q\left(\sqrt{2\frac{E_b}{N_o}}\right), \quad (4.2)$$

onde  $E_b$  representa a energia de bit média e  $N_o$  a densidade espectral de potência de ruído.

A função  $\mathcal{Q}$  é a medida da área sob parte da curva gaussiana, sendo definida como:

$$\mathcal{Q}(z) \triangleq \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^{\infty} e^{-\lambda^2/2} d\lambda \quad (4.3)$$

A expressão 4.2 é o limite inferior para a BER de um único usuário em canal AWGN, muito conhecido na literatura por SUB (do inglês, *Single-User Bound*).

### 4.1.2 Canal com desvanecimentos

Um limite inferior para o desempenho de receptores em canais *Rayleigh* também pode ser definido, obtendo-se uma expressão analítica que despreza as interferências entre usuários e percursos.

Admitindo-se  $L$  percursos, *Mfingers*, perfeitamente posicionados tal que  $L = M$ , e combinação MRC, para sinais anti-podais, tem-se que o limite inferior para a taxa de erro de bits é dado por:

$$P(\gamma_L) = \mathcal{Q} \left( \sqrt{2 \sum_{\ell} \gamma_{\ell}} \right), \quad (4.4)$$

sendo  $\gamma_{\ell}$  a relação sinal-ruído instantânea para o  $\ell$ -ésimo percurso, expressa por:

$$\gamma_{\ell} = \frac{E_b}{N_0} \alpha_{\ell}^2,$$

conseqüentemente, a relação sinal-ruído média para cada percurso  $\ell$  é dada por

$$\bar{\gamma}_{\ell} = \frac{E_b}{N_0} \mathbb{E}\{\alpha_{\ell}^2\}$$

Admitindo-se agora que cada um dos percursos sofre, independentemente, desvanecimentos cuja distribuição estatística seja *Rayleigh* para a envoltória do sinal, a BER poderá ser calculada por [3]:

$$P = \frac{1}{2} \sum_{\ell} \left\{ \left[ 1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_{\ell}}{\bar{\gamma}_{\ell} + 1}} \right] \prod_{q \neq \ell} \frac{\bar{\gamma}_{\ell}}{\bar{\gamma}_{\ell} - \bar{\gamma}_q} \right\} \quad (4.5)$$

Assumindo-se  $\bar{\gamma}_{\ell} \gg 1$ , a probabilidade de erro poderá ser aproximada por [3]:

$$P \approx \binom{2L-1}{L} \prod_{\ell} \frac{1}{4\bar{\gamma}_{\ell}} \quad (4.6)$$

A equação 4.6 pode ser vista como uma aproximação assintótica da BER para altos valores de  $\bar{\gamma}_\ell$ . Esta expressão ainda é válida para o caso em que têm-se percursos com relações médias sinal-ruído iguais  $\bar{\gamma}_\ell = \bar{\gamma}$ , para  $\ell = 1, 2, 3, \dots, L$ , simplificando-se em:

$$P \approx \binom{2L-1}{L} \left( \frac{1}{4\bar{\gamma}} \right)^L \quad (4.7)$$

Dada uma relação média sinal-ruído total, é possível provar matematicamente que a BER mínima se dá na condição em que os percursos têm mesma relação sinal-ruído média (Apêndice A)<sup>4</sup>.

Alguns resultados são apresentados na Figura 4.6 para quatro situações distintas de diversidade. São considerados  $R_b = 9600\text{bps}$  e ganho de processamento  $N = 63$ . Os percursos dispõem-se em atrasos consecutivos múltiplos inteiros de  $T_c$  e o perfil de canal é exponencial e normalizado, sendo matematicamente descrito por:

$$\mathbb{E}\{\alpha_\ell^2\} = \frac{\vartheta(\ell)}{\sum \vartheta}, \quad \ell = 1, 2, \dots, L, \quad (4.8)$$

$$\vartheta(\ell) = e^{-\ell \frac{T_c}{\tau_m}} \quad (4.9)$$

Assumiu-se  $\tau_m = 5\mu\text{s}$ , de tal forma a caracterizar uma situação de canal móvel em ambiente urbano (Tabela 2.1). Através da Figura 4.6 constata-se que quanto maior o número de *fingers* (igual ao número de percursos) melhor a performance. Contudo, para avaliação dos receptores, torna-se interessante estender esse tipo de análise considerando números de *fingers* e percursos distintos. Dessa maneira, pode-se determinar se há ganho de desempenho simplesmente aumentando-se o número de *fingers*.

### 4.1.3 Disparidade de potências entre usuários

Usuários interferentes podem degradar significativamente o valor da BER do usuário de interesse. Para que isto ocorra em um receptor convencional<sup>5</sup> basta que as amplitudes de alguns interferentes sejam significativamente superiores à de interesse e as correlações cruzadas não nulas. A MAI resultante pode apresentar-se muito forte, ao ponto de encobrir

<sup>4</sup>A prova é válida apenas na condição onde o perfil de energias dos percursos apresenta simetria em torno de seu valor médio.

<sup>5</sup>Receptor de correlação (ou filtro casado à seqüência do usuário de interesse) para canal AWGN ou receptor RAKE para canais com desvanecimentos multipercursos

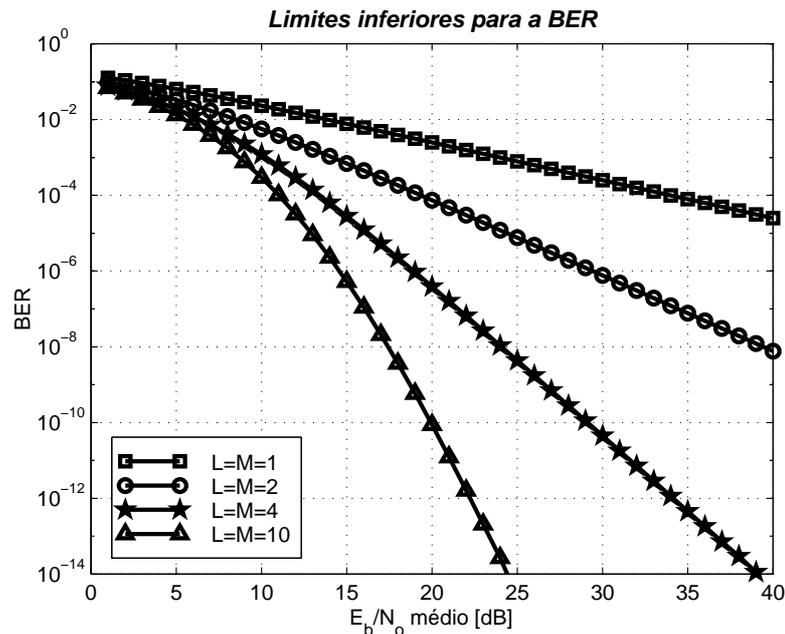


Figura 4.6: Limites inferiores para a BER em canais *Rayleigh* multipercursos com perfil exponencial de energias.  $R_b = 9600\text{bps}$  e  $N = 63$ .

a informação de interesse. Caracteriza-se nesta condição o fenômeno conhecido como *Near-Far*, que é a principal desvantagem dos sistemas DS-CDMA convencionais. Para que este fenômeno seja levado analiticamente em conta, normalmente, define-se o que se denomina razão *near-far* - NFR, que é a potência de cada usuário em relação à do usuário de interesse.

Torna-se necessária, portanto, uma análise da BER em função da disparidade de potências dos usuários. Define-se então a medida assintótica de desempenho denominada robustez *near-far*, aplicável a situações mais práticas que a eficiência assintótica pode abranger, capaz de revelar o nível de imunidade do receptor aos interferentes mais fortes [12].

A robustez *near-far* é definida como o aumento gradativo na potência de um único usuário interferente a partir da situação de potências iguais ( $\text{NFR} = 0$ ), no qual resulta em um aumento de uma ordem de magnitude na BER do usuário de interesse em relação ao caso de transmissão isolada, sem interferentes. A robustez *near-far* pode ser tratada como uma medida do aumento tolerável na potência de um interferente antes de ocorrer degradação significativa no desempenho do usuário de interesse.

Conforme tal abordagem, mostra-se conveniente avaliar o receptor em função de disparidade de potências dos usuários interferentes. Define-se então duas classes de usuários -

fracos e fortes - determinadas pela potência de recepção do sinal de cada um. A partir de então, é comum analisar a BER apenas para os usuários mais fracos.

## 4.2 Método de Avaliação dos Receptores: Simulação

O desempenho de um determinado receptor pode ser obtido, basicamente, avaliando-se a BER para todo o sistema DS-CDMA em que este está inserido. O cálculo da BER se dá através de simulações computacionais que buscam descrever o comportamento do sistema. Constantemente são sorteados e transmitidos dados. Em seguida, impõe-se a influência de um suposto canal móvel e realiza-se alguma das estruturas de recepção. Por fim, comparam-se os dados transmitidos aos recebidos para a contabilização de ocorrências de erros.

Um método de simulação adequado para tal situação é o *Monte Carlo* (MCS). Trata-se de um método numérico que emprega simulação estatística, utilizando, por exemplo, seqüências de números aleatórios para desenvolver uma determinada simulação. Este método é utilizado com boa freqüência nos mais diversos campos, desde a simulação de complexos fenômenos físicos à simulação de jogos de azar.

Basicamente, o MCS implementado resume-se à simulação de transmissor, canal e receptor para um bit por usuário. Os bits são escolhidos de forma aleatória e a simulação é realizada independentemente TRIALS vezes<sup>6</sup>. Na Figura 4.7 é ilustrado o algoritmo de simulação de um sistema CDMA adotado neste trabalho. A BER é calculada a partir do número de erros contabilizado:

$$\hat{P}_e = \frac{\text{número de erros}}{TRIALS}$$

A BER calculada,  $\hat{P}_e$ , tenderá à verdadeira,  $P_e$ , quando o número de TRIALS tender ao infinito. No entanto, isto é inviável em termos computacionais. Uma regra prática é obtida relacionando-se diretamente o número de TRIALS com a  $P_e$  verdadeira:

$$TRIALS = \frac{\kappa}{P_e} \quad (4.10)$$

---

<sup>6</sup>No entanto, para reduzir os tempos de simulação generalizou-se o procedimento para a transmissão de *frames* de bits.

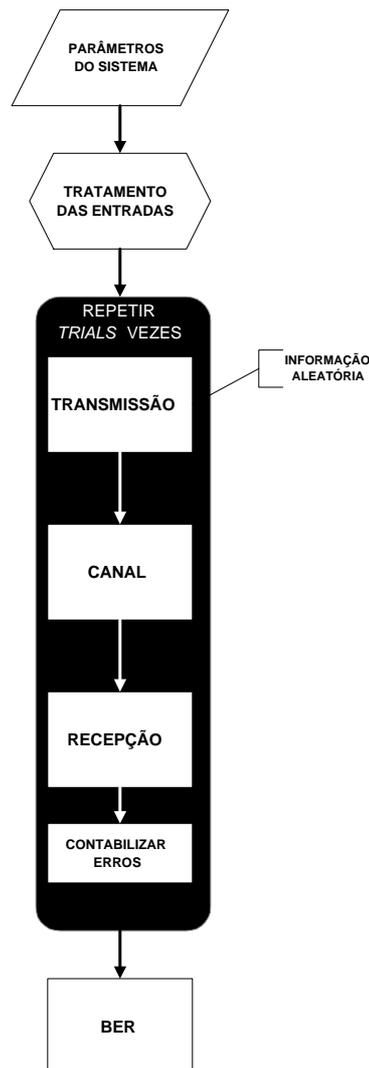


Figura 4.7: Algoritmo básico de simulação Monte Carlo para um sistema CDMA

Para  $\kappa = 10$ , por exemplo, pode-se obter  $\hat{P}_e$  na faixa  $[0,54; 1,84]P_e$ , considerando um intervalo de confiança (ou reprodutibilidade) de 95% em relação à BER verdadeira [12].

Neste trabalho, para a avaliação das estruturas receptoras estudadas, executaram-se simulações Monte Carlo de um sistema DS-CDMA (Figura 1.1) com transmissão e canal caracterizados como descrito a seguir.

#### 4.2.1 Simulação do transmissor e do canal

Modela-se a transmissão de sinal espectralmente espalhado, caracterizando-a por taxa única, modulação BPSK e assincronismo entre usuários definido em nível de *sub-chips*, Figura 4.8(a). A partir do canal, surgem vários percursos de comunicação com distintas atenuações e atrasos. Por simplicidade, assumem-se os coeficientes de canal constantes durante o

período de bit, conforme ilustra-se na Figura 4.8(b).

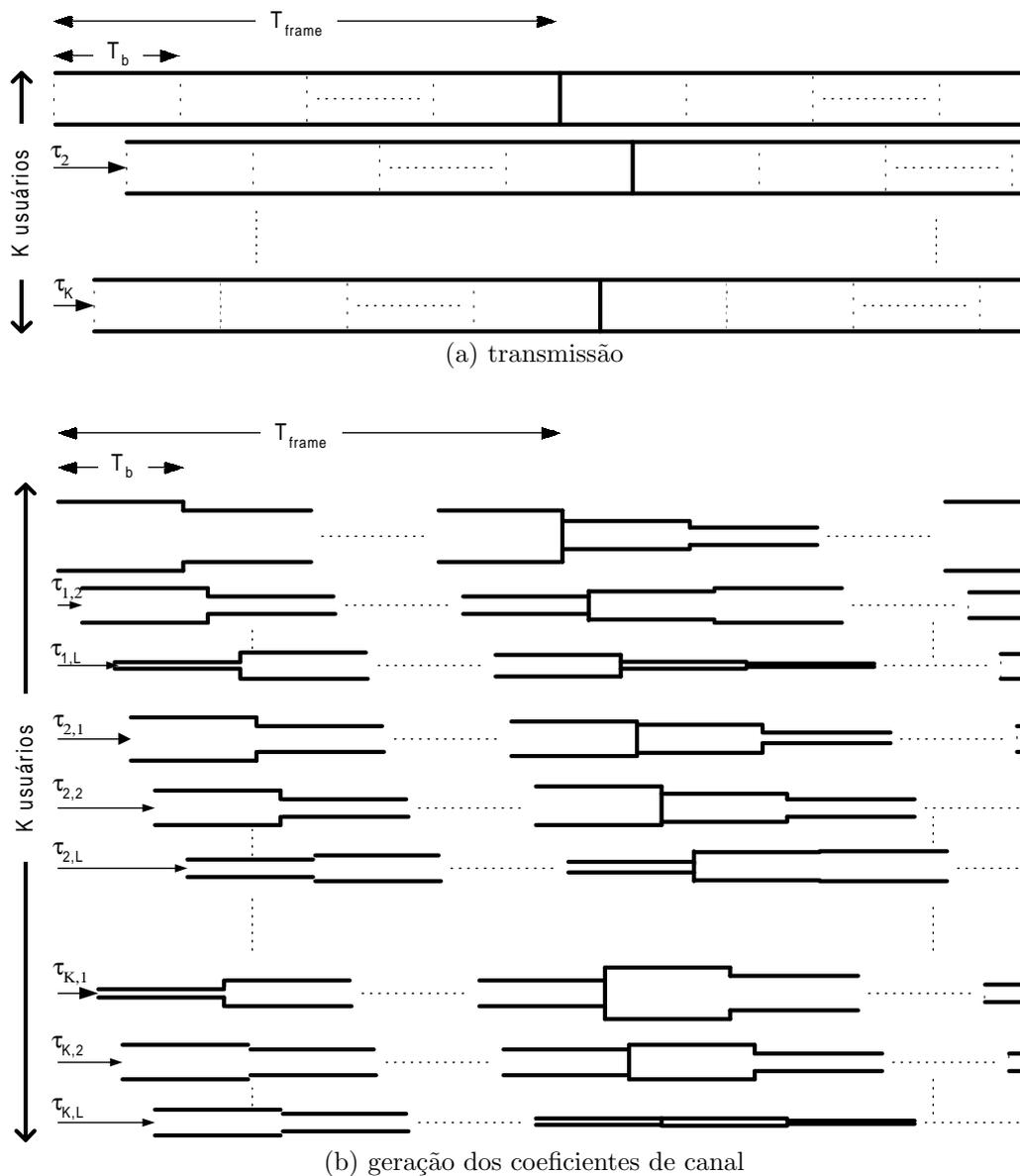


Figura 4.8: Procedimentos adotados na transmissão e geração dos coeficientes de canal

O método mais imediato para simulação de um canal com desvanecimentos e sem linha de visada consiste na geração computacional de amostras dos coeficientes aleatórias segundo uma distribuição *Rayleigh* para a envoltória e distribuição uniforme para as fases. Para que seja incluído o fenômeno de deslocamento *Doppler* neste método, é preciso ajustar o intervalo de tempo de simulação para  $(\Delta t)_c$  [12]. Dessa forma, é possível simular diversas situações de tempo de coerência do canal e, conseqüentemente, frequência *Doppler*.

Métodos alternativos de simulação de canal de rádio móvel são baseados nos modelos

de Jakes e de Gans. Estes métodos exigem a frequência *Doppler* máxima como parâmetro, em contrapartida a consideração indireta feita pelo método aleatório, recaindo dessa forma em resultados mais precisos que os deste [12].

Portanto, serão adotados para realizar as simulações os métodos de Jakes Modificado e AEF, cujas rotinas computacionais foram desenvolvidas em [12] e [21], respectivamente, e utilizadas neste trabalho por conveniência.

## 4.2.2 Ferramenta computacional

O *software* empregado neste trabalho para realizar as simulações do sistema DS-CDMA é o MatLab<sup>7</sup>. Cada parte do sistema foi definida em funções computacionais e as simulações descritas através de *scripts*.

Pelo fato de os sistemas CDMA funcionarem a altas frequências de onda portadora ( $\simeq 900\text{ MHz}$  para IS-95 e  $\simeq 1,8\text{ GHz}$  para sistemas 3G), a simulação destes em banda-passante requer um alto número de amostras (da ordem de bilhões para cada símbolo), exigindo portanto alta capacidade de memória e processamento por parte das ferramentas computacionais empregadas.

Todavia, é possível realizar a simulação em banda básica, bastando para tanto transferir para banda base os efeitos exclusivos em banda-passante, como por exemplo, o surgimento de atrasos a partir das defasagens. Desta forma, possibilita-se a obtenção de resultados confiáveis a partir de recursos computacionais razoáveis e em tempos toleráveis.

---

<sup>7</sup>MatLab é um *software* matemático produzido pela MathWorks

## *RESULTADOS E DISCUSSÕES*

### **5.1 Descrição das Simulações Realizadas**

Neste capítulo são apresentados resultados de simulação de um sistema DS-CDMA assíncrono com modulação BPSK. Objetiva-se a avaliação do desempenho do sistema, através do cálculo da probabilidade de erro de bit, BER, em diversas condições. Todavia, é de suma importância salientar que em momento algum leva-se em consideração a interferência entre células vizinhas, isto é, considera-se apenas sistema unicolor.

O sistema simulado neste trabalho constituiu-se basicamente de transmissão, canal móvel e recepção, não sendo implementado qualquer tipo de codificação para detectar ou corrigir erros.

Empregou-se simulação Monte Carlo, adotando-se como um primeiro critério  $\kappa = 10$  (equação 4.10). A partir de pelo menos uma simulação segundo este critério, o número de TRIALS pode ser alterado, de modo que a BER calculada convirja. Enquanto que um número pequeno de TRIALS pode comprometer algumas distribuições estatísticas características, tanto do método Monte Carlo quanto dos coeficientes de canal, um valor alto poderá fazer com que a simulação consuma muito tempo de processamento.

Todas as situações simuladas são pertinentes ao canal de tráfego reverso (da unidade móvel à ERB), onde os usuários não mantêm qualquer sincronismo entre si; no entanto, todos transmitem a taxas idênticas,  $R_b = 9600bps$ . Quando não especificado o contrário, é assumido controle perfeito de potência e os usuários têm suas informações espalhadas por seqüências de códigos de comprimento  $N = 63$  da família Kasami Small.

O canal empregado para simulação é caracterizado por multipercursos com desvanecimentos que seguem distribuição *Rayleigh* e seletividade em frequência. A frequência de portadora é de  $1GHz$  e a velocidade do móvel  $70km/h$ , implicando em frequência *Doppler* de  $64,81Hz$  e deslocamento *Doppler* normalizado de  $0,0068$ ; entretanto, impôs-se a constância dos coeficientes de canal no intervalo de bit.

Adotou-se como padrão um perfil de canal cujas energias seguem uma expressão exponencial e atrasos consecutivos múltiplos inteiros de  $T_c$ . O perfil exponencial normalizado de um canal com  $L$  percursos é descrito nas equações 4.8 e 4.9; e  $\tau_m = 5\mu s$ , de tal forma a aproximar as simulações de uma caracterização de um ambiente urbano, Tabela 2.1.

A análise de desempenho dos receptores restringiu-se às estruturas baseadas no RAKE e no MD, sendo adotados combinador MRC, quando não especificado o contrário, e janela de observação de  $16bits$ .

Assumem-se todas estimativas necessárias à recepção como sendo perfeitas. Assim, para cada percurso do sinal a ser tratado, é posicionado com exatidão um, e apenas um, *finger*. Para um número insuficiente de *fingers* considera-se que estes estejam posicionados à detecção dos primeiros percursos (os de maior energia). Quando o número de *fingers* exceder o número de percursos identificados, sincronizam-se todos os *fingers* remanescentes em um mesmo percurso onde não há qualquer informação útil.

## 5.2 Resultados Obtidos

Quando se está diante da avaliação de um sistema de comunicação, uma primeira figura de desempenho a ser verificada é, normalmente, a probabilidade de erro de bit em função da razão entre as potências de bit e de ruído.

Na Figura 5.1 é apresentada a performance média de um sistema com 5 usuários em função da relação sinal-ruído,  $E_b/N_o$ , dos receptores RAKE e MD. São avaliadas as performances diante de dois diferentes números de percursos,  $L = 1$  e  $L = 2$ , idênticos aos números de *fingers* disponíveis nos receptores,  $M = L$ . Notar que, RAKE e MD com apenas 1 *finger*, correspondem, respectivamente, aos receptores convencional e decorrelacionador.

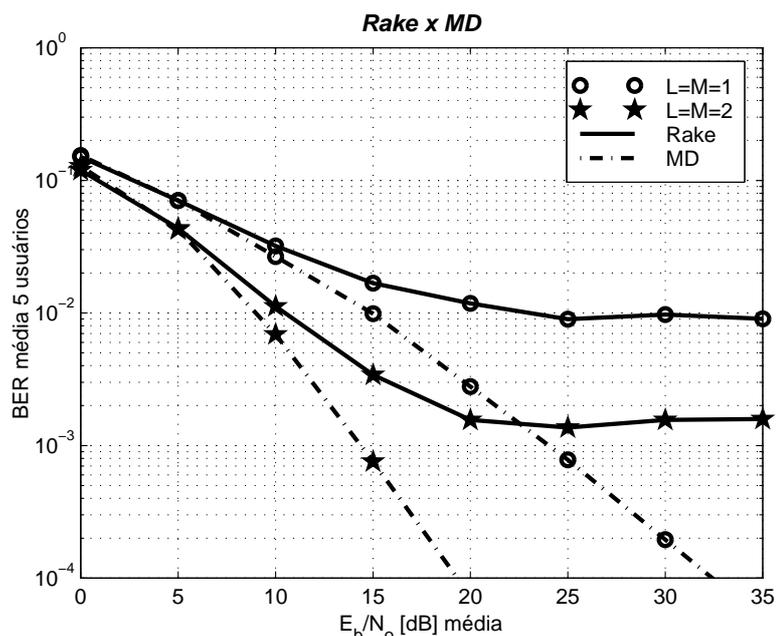


Figura 5.1: Desempenho dos receptores RAKE e MD, em função da relação  $E_b/N_o$  considerando um canal multipercursos com distribuição *Rayleigh* e perfil de energias exponencial

Para todas as curvas apresentadas neste gráfico prevalece a tendência: a probabilidade de erro de bit reduz-se com o aumento de relação  $E_b/N_o$ . Isso significa que o sistema responde com uma melhoria em performance quão maior a razão entre as potências de bit e as de ruído de fundo.

O desempenho para qualquer dos receptores com 2 *fingers* supera o com apenas 1 *finger*. Isso corresponde ao ganho de desempenho devido à implementação da diversidade de percursos. Assim, quanto mais *fingers* o receptor disponibilizar, desde que  $M = L$ , o desempenho tende a resultados melhores.

De uma maneira geral, o receptor MD apresentou desempenho superior ao do RAKE. Esse resultado deve-se ao bom cancelamento de interferências promovido através da matriz de transformação linear<sup>1</sup>. Devido à redução do efeito do ruído colorido (principal fator degradante do desempenho de estruturas baseadas matriz linear de decorrelação), a superioridade do MD torna-se mais evidente para valores de  $E_b/N_o$  acima de 20dB, sendo que acima de 22dB o RAKE com 2 *fingers* é superado até mesmo pelo decorrelacionador.

Devido ao dinamismo dos canais de rádio móveis, dificilmente ter-se-á a condição em que o número de *fingers* será idêntico ao de percursos,  $M = L$ . Assim, torna-se conveniente

<sup>1</sup>Os desempenhos do MD podem ser melhorados ainda mais com o aumento da janela de observação, no entanto, isto traz um aumento na complexidade de implementação.

avaliar o desempenho dos receptores diante de diversas configurações.

Os gráficos ilustrados nas figuras 5.2 e 5.4 apresentam os desempenhos médios para 5 usuários em função do número de percursos resolvíveis do canal, considerando receptores RAKE e MD com 1, 2 ou 3 *fingers*, e fixando-se  $E_b/N_o = 20dB$ . Inicialmente, considera-se o combinador EGC (5.2 (a) e (b)) e, em seguida, o combinador MRC (5.4 (a) e (b)).

Nas figuras 5.2 (a) e (b), verifica-se a degradação das performances dos receptores unipercursos, correlacionador e descorrelacionador<sup>2</sup>. Esta degradação nos desempenhos é devida ao fato de as réplicas da informação não serem aproveitadas, contribuindo unicamente para a geração de auto-interferência. Nesta condição, quanto maior o número de percursos pior o desempenho.

Implementando-se uma estrutura multipercursos, RAKE ou MD, réplicas da informação também serão captadas, ativando assim as vantagens da técnica de diversidade de percursos. Aumentando-se o número de *fingers* melhora-se a performance, visto que é reduzido o número de réplicas que contribuem exclusivamente com interferência e aumentada a quantidade de réplicas aproveitadas.

Pelos gráficos da Figura 5.2 observa-se que o ponto ótimo para o desempenho de um receptor com um número  $M$  de *fingers* se dá justamente quando este número é idêntico ao número de percursos,  $L = M$ . Nesta condição, disponibiliza-se um, e somente um, *finger* para cada percurso resolvível do canal, podendo o RAKE e o MD serem denominados RAKE completo e MD completo, respectivamente. Pode-se imaginar uma curva, tanto para o RAKE e MD, constituída apenas pelos pontos de mínimo apresentados na Figura 5.2. Esta curva (Figura 5.3) tem um significado de grande importância pois corresponde a um limite inferior de desempenho do RAKE para uma dada situação de transmissor e canal. Conforme aumenta-se o número de percursos, e igualmente o de *fingers*, melhor o desempenho.

---

<sup>2</sup>Receptores correlacionador e descorrelacionador correspondem, respectivamente, às estruturas RAKE e MD com apenas um *finger*.

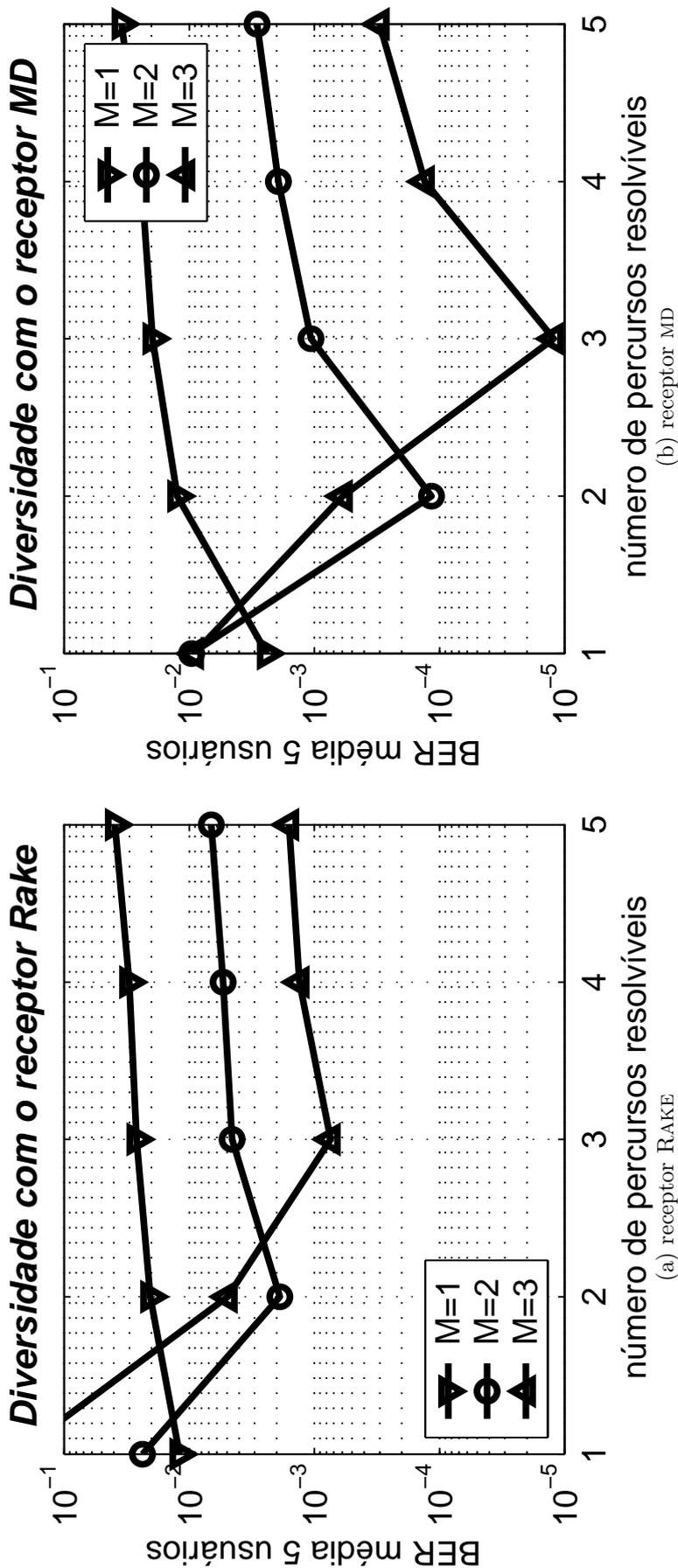


Figura 5.2: Avaliação da diversidade dos receptores RAKE e MD com combinador EGC, considerando  $E_b/N_0 = 20dB$  e canal multipercursos com distribuição *Rayleigh* e perfil exponencial de energias.

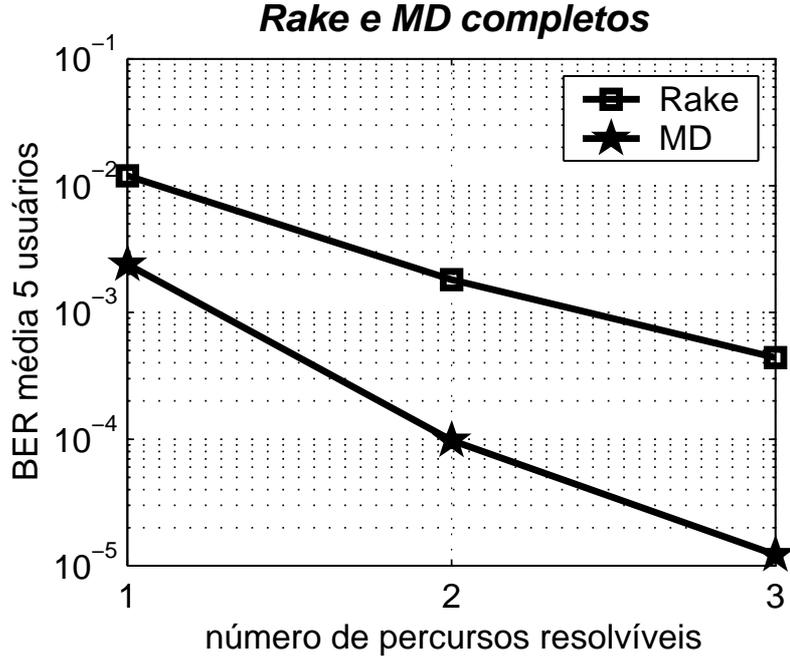


Figura 5.3: Desempenhos do RAKE e MD completos com combinador EGC, considerando  $E_b/N_0 = 20dB$  e canal multipercursos com distribuição *Rayleigh* e perfil exponencial de energias.

Para  $M > L$ , têm-se *fingers* excedentes. Nas simulações, os *fingers* excedentes foram todos sincronizados a um mesmo percurso, em  $\tau_{exc}$ , onde não há qualquer informação útil. Estes *fingers* captarão apenas ruído e interferência, promovendo, desta maneira, a degradação do desempenho do receptor RAKE. Utilizando as mesmas estimativas que os *fingers*, no cálculo da matriz de transformação linear,  $\hat{\mathbf{H}}^+$ , para o MD, ter-se-á uma situação equivalente à se houvessem percursos em  $\tau_{exc}$ , no entanto, ao invés de réplicas da informação haverá ruído predominando na entrada dos *fingers* excedentes. Nesta situação, a matriz de correlações que descreve as informações espalhadas recebidas,  $\mathbf{H}$ , não será exatamente a inversa da matriz de transformação linear, não promovendo, desta maneira, o cancelamento dos interferentes:

$$\mathbf{z}_{MD} = \hat{\mathbf{H}}^+ \mathbf{H} \mathbf{A} \mathbf{b} + \hat{\mathbf{H}}^+ \boldsymbol{\eta} \neq \mathbf{A} \mathbf{b} + \hat{\mathbf{H}}^+ \boldsymbol{\eta} \quad (5.1)$$

Portanto, quão maior o número de *fingers* excedentes pior o desempenho. Garante-se então que o receptor RAKE completo ou o MD completo alcance performance superior para o mesmo número de percursos, à, respectivamente, do RAKE ou do MD, com qualquer outro número de *fingers*. Comparando-se os gráficos da Figura 5.2, constata-se que para o MD a degradação devida aos *fingers* excedentes é mais moderada que para o RAKE.

Para  $M < L$ , os receptores multipercursos têm seu desempenho degradado de forma semelhante aos receptores unipercursos, visto que haverá réplicas que ao invés de contribuir para uma melhor recepção da informação funcionarão predominantemente como interferentes.

Quando se utiliza o combinador MRC (figuras 5.4 (a) e (b)) em lugar do EGC, observa-se uma ligeira melhoria na performance dos receptores, devida à utilização de pesos para as saídas dos correlacionadores que são função do desvanecimento em cada percurso. Com o MRC, o comportamento para os receptores considerados na condição de  $M \leq L$  é semelhante ao com a utilização do EGC. No entanto, para o RAKE com  $M > L$ , os comportamentos diferem, visto que os *fingers* excedentes serão inutilizados devido aos pesos nulos que serão associados aos seus correlacionadores, referentes às energias desses “percursos inexistentes”. Assim, receptores RAKE com combinador MRC e número de *fingers* maior ou igual ao número de percursos resultarão em desempenhos equivalentes ao RAKE completo nesta condição, não havendo a degradação observada para EGC na situação de *fingers* excedentes.

No caso do MD com combinador MRC e  $M > L$ , a matriz de descorrelação antes do combinador (Figura 3.4(a)) implica que o resultado do *finger* excedente não será inutilizado com um simples peso nulo associado ao percurso referente. Assim, para o MD associado ao MRC também ocorre a degradação do desempenho na condição de *fingers* excedentes, como no EGC, no entanto, em menor proporção.

Até aqui consideraram-se apenas situações de controle perfeito de potência. No entanto, nem sempre é possível obtê-las na prática. Um descontrole na potência recai em uma disparidade de potências entre usuários, o que implicará em uma forte interferência na recepção do usuário mais fraco.

Na Figura 5.5, calculam-se as BERS médias para os usuários fracos considerando os receptores RAKE e MD, ambos em configuração completa ( $M = L$ ), em canal *Rayleigh* com dois percursos. Consideram-se quatro usuários no sistema, sendo destes, dois fracos e os outros dois fortes. As potências dos usuários fracos são fixadas em  $0dB$  e as dos fortes variáveis de  $0$  a  $15dB$ . A relação de potências entre os usuários fracos e o ruído de fundo é mantida constante,  $E_b/N_0 = 10dB$ .

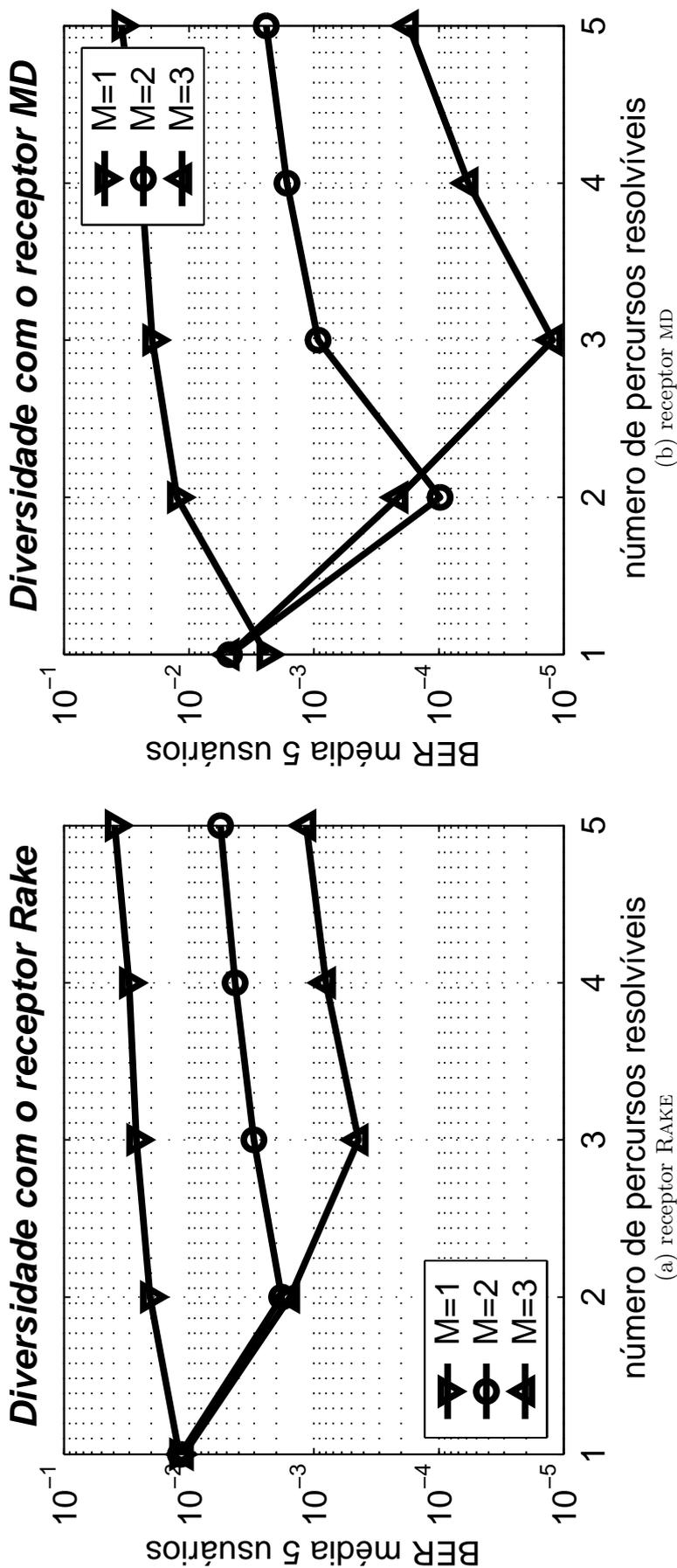


Figura 5.4: Avaliação da diversidade dos receptores RAKE e MD com combinador MRC, considerando  $E_b/N_0 = 20dB$  e canal multipercursos com distribuição *Rayleigh* e perfil exponencial de energias.

Obviamente, o simples fato de os usuários fortes disponibilizarem maior energia de transmissão, estes apresentarão os melhores desempenhos. Contudo, juntamente à disparidade de potências, as correlações cruzadas entre as seqüências dos usuários ativos no sistema determinam um parâmetro extremamente restritivo dos sistemas CDMA: a MAI. Assim, realizaram-se simulações empregando três famílias de seqüências distintas: Kasami Small e Gold de comprimento 63, e, como caso crítico, a seqüência aleatória - Rand - de comprimento 10.

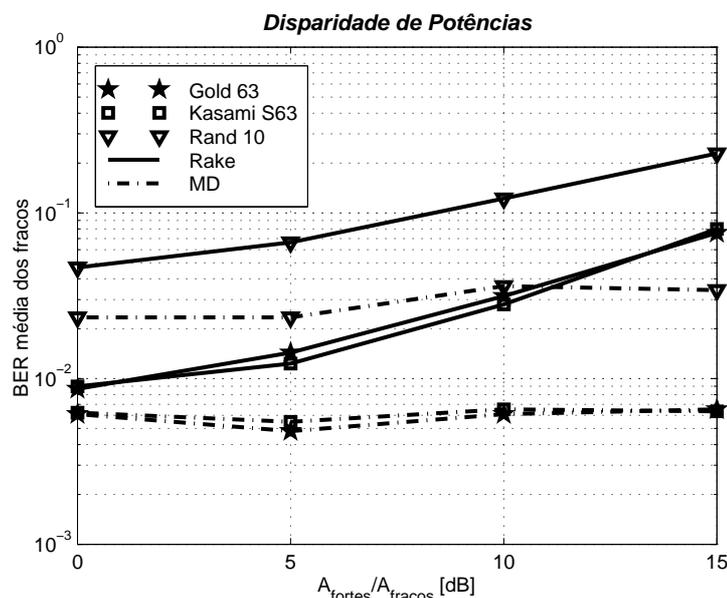


Figura 5.5: Desempenhos dos receptores RAKE e MD diante de situações de disparidade de potências, considerando  $E_b/N_0 = 10dB$  e canal com dois percursos com distribuição *Rayleigh* e perfil exponencial de energias.

Os desempenhos com as seqüências Gold e Kasami Small mostram-se muito semelhantes. Através da seqüência Rand, alcançaram-se os piores desempenhos, tanto para o receptor RAKE quanto para o MD, que se devem principalmente ao ganho de processamento bem inferior, assim como às piores propriedades de correlações deste tipo de seqüência.

Através destes resultados evidencia-se a principal vantagem da estrutura multi-usuários: *robustez Near-Far*. A estrutura RAKE despreza, em seu processo de detecção, os usuários interferentes, o que na condição de descontrol de potências, ou mesmo em situações críticas de correlação cruzada entre as seqüências empregadas, resulta em uma considerável degradação de desempenho. A estrutura multi-usuário MD processa as informações referentes aos usuários interferentes quando na detecção de cada um dos usuários de interesse, desacoplado então a MAI. Isto resulta em um receptor muito mais insensível a descontrol entre

as potências dos usuários.

Todavia, a principal conclusão que se infere a partir da Figura 5.5 é a superioridade do MD em presença da MAI. Com qualquer uma das três famílias de seqüências verificadas, confirma-se a superioridade do MD em presença de usuários interferentes com maior potência. Logo, conclui-se que o MD realiza um eficiente cancelamento dos sinais interferentes. Cancelamento este devido ao emprego da matriz de transformação linear, que neste caso corresponde à inversa da matriz de correlação.

# CONCLUSÃO

Neste trabalho, avaliou-se o comportamento de receptores lineares para sistemas DS-CDMA em presença de canais de rádio móveis. Constatou-se a degradação de desempenho das estruturas receptoras correlacionadora e descorrelacionadora diante de canais caracterizados pela multiplicidade de percursos, visto que a auto-interferência age de maneira semelhante à MAI.

Generalizaram-se então tais estruturas receptoras, adaptando-as para laborarem em canais multipercursos. Esta generalização baseia-se no emprego da diversidade de percursos para o combate aos desvanecimentos do canal. As estruturas resultantes avaliadas, RAKE e MD, propiciaram um expressivo ganho de performance em relação às unipercursos.

Entretanto, as estruturas multipercursos têm seu comportamento dependente também da configuração de diversidade. A avaliação da curva BER versus número de percursos resolvíveis, para receptores multipercursos com um dado número de *fingers*, mostrou que um número de *fingers* menor que o número de percursos resolvíveis resulta na perda parcial das vantagens da diversidade de percursos. De forma semelhante, um número de *fingers* excedendo o de percursos resolvíveis, também recai na degradação do desempenho. Esta degradação pode ser amenizada, para o EGC, quando se utiliza o receptor MD; e anulada para o RAKE MRC. De uma forma geral, o combinador MRC apresentou um desempenho ligeiramente melhor que o combinador EGC, no entanto, esta melhoria deve ser pesada no momento em que se pretende escolher pela maior complexidade do MRC.

O ponto de mínimo da curva BER versus número de percursos resolvíveis ocorre na situação em que os números de percursos e *fingers* igualam-se, resultando no máximo desempenho das estruturas multipercursos avaliadas, qualquer que seja a regra utilizada no

combinador.

A superioridade do receptor MD sobre o RAKE, assim como a do descorrelacionador sobre o correlacionador, origina-se de seu eficiente combate à MAI, realizado através da matriz de transformação linear. Em consequência disto, caracteriza-se ainda uma boa robustez *near-far* para os receptores MD e descorrelacionador.

Em termos de trabalhos futuros, a investigação de estruturas baseadas no MMSE viria generalizar os resultados aqui obtidos. Além disto, um estudo abrangendo também as estruturas RAKE-avançadas resultaria em uma exploração do tema muito valiosa.

No entanto, deve-se estar ciente de que a implementação dos receptores avançados, descorrelacionador e MMSE, torna-se inviável considerando o atual nível de tecnologia. Fazem-se necessárias aproximações para a matriz de transformação linear a fim de manter a complexidade de implementação em níveis razoáveis, contudo, com alguma degradação nas figuras de desempenho. Alternativamente, a investigação de receptores baseados em canceladores de interferências, de menor complexidade de implementação, mostra-se extremamente atraente para continuidade deste trabalho.

## Referências Bibliográficas

- [1] BI, Q.; ZYSMAN, G. I.; MENKES, H. Wireless mobile communications at the start of the 21st century. **IEEE Communications Magazine**, p. 110 – 116, Janeiro 2001.
- [2] ALAM, F. **Simulation of Third Generation CDMA Systems** Dissertação — Virginia Polytechnic Institute & State University, Blacksburg, Virginia, Dezembro 1999.
- [3] PROAKIS, J. G. **Digital Communications**. 3<sup>a</sup> ed. [S.l.]: WCB/McGraw-Hill, 1995. (Electrical and Computer Engineering).
- [4] GILHOUSEN, K. S. On the capacity of a cellular cdma system. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 40, n. 2, Maio 1.991.
- [5] PICKHOLTZ, R. L.; SCHILLING, D. L.; MILSTEIN, L. B. Theory of Spread-Spectrum communications - a tutorial. **IEEE Transactions on Communications**, v. 30, n. 5, p. 855–884, Maio 1982.
- [6] SIMON, M. K. et al. **Spread Spectrum Communication Handbook**. 1<sup>a</sup> rev. ed. United States of America: McGraw-Hill, 1994.
- [7] VITERBI, A. J. **CDMA: principles of spread spectrum communication**. [S.l.]: Addison-Wesley, 1995.
- [8] COUCHI II, L. W. **Digital and Analog Communication Systems**. 5<sup>a</sup> ed. New Jersey: Prentice-Hall, 1993.
- [9] CASELLA, I. R. S. **Análise de um Método de Aquisição em Dois Estágios para um Sistema DS / CDMA** Dissertação — Escola Politécnica da Universidade de São Paulo - EPUSP, São Paulo, SP, Junho 1.998.
- [10] ALIFTIRAS, G. **Receiver Implementations for a CDMA Cellular System** Dissertação — Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, Julho 1.996.
- [11] MARTINEZ, A. A. G. **Seqüências de Códigos para uso em Comunicação por Espalhamento Espectral** Dissertação — Escola Politécnica da Universidade de São Paulo - EPUSP, São Paulo - SP, 1997.

- [12] ABRÃO, T. **Canceladores de Interferência Multiusuário Aplicados a Sistemas DS/CDMA de Múltipla Taxa** Tese — Escola Politécnica da Universidade de São Paulo - EPUSP, São Paulo - SP, Fevereiro 2.001.
- [13] GREENWOOD, D.; HANZO, L. **Characterisation of Mobile Channels**. In: **STEELE, R. Mobile Radio Communications**. Inglaterra: Wesley-IEEE Press, 1.996.
- [14] SALEMA, C. **Feixes Hertzianos**. Lisboa: IST Press, 1998. (Coleção Ensino da Ciência e da Tecnologia, v. 4).
- [15] SKLAR, B. Rayleigh fading channels in mobile digital communications systems. part I: Characterization. **IEEE Communications Magazine**, p. 90–100, Julho 1.997.
- [16] SKLAR, B. Rayleigh fading channels in mobile digital communications systems. part II: Mitigation. **IEEE Communications Magazine**, p. 102–109, Julho 1.997.
- [17] ETSI/TC GSM. Recommendation gsm 05.05 - radio transmission and reception. 1.991. apud LEVI, L., MURATORE, F., PALESTINE, V., ROMANO, G. Performance of DS-CDMA System in a Multipath Fading Environment. Proc. IEEE ICUPC, p. 28–32, 1.993.
- [18] LETAIEF, K. B.; MUHAMMAD, K.; SADOWSKY, J. S. Fast simulation of ds/cdma with and without coding multipath fading channels. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, v. 15, n. 4, p. 626–639, Maio 1.997.
- [19] JAKES, W. C. **Microwave Mobile Communications**. Nova Iorque: Wiley, 1.974.
- [20] DENT, P.; BOTTOMLEY, G. E.; CROFT, T. Jakes fading model revisited. **Electronics Letters**, v. 29, Junho 1.993.
- [21] SILVA, V. **Relatório Interno sobre Canais com Desvanecimento Multipercurso - Análise Dos Modelos: Jakes Modificado e Amostras em Frequência**. Londrina, Pr, Novembro 2.001.
- [22] SMITH, J. R. **Modern Communication Circuits**. 2ª ed. United States of America: WCB/McGraw-Hill, 1997. (Schaum).
- [23] GANS, M. J. A power-spectral theory of propagation in the mobile-radio environment. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. VT-21, n. 1, p. 27–38, Fevereiro 1.972.
- [24] VERDÚ, S. **Multiuser Detection**. E.U.A.: Cambridge University Press, 1998.
- [25] OPPENHEIM, A. V.; SHAFER, R. W. **Digital Signal Processing**. New Jersey: Prentice-Hall, 1975.
- [26] ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. Detectores multiusuários para ds/cdma - lineares fixos. **Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações**, v. 16, n. 2, p. 122–137, Dez. 2.001.

- [27] WENG, J. et al. Multistage interference cancellation with diversity reception for asynchronous qpsk ds/cdma systems over multipath fading channels. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, v. 17, n. 12, p. 2162–2180, Dezembro 1.999.
- [28] PRICE, R.; GREEN Jr, P. E. A communication technique for multipath channels. **Proceedings of the IRE**, p. 555–569, Março 1.958.
- [29] HUANG, H. C.; SCHWARTZ, S. C. A comparative analysis of linear multiuser detectors for fading multipath channels. **Proceedings Globecom**, San Francisco, E.U.A., p. 11–15, Dez 1.994.
- [30] ZVONAR, Z. Multiuser detection in asynchronous cdma frequency-selective fading channels. **Wireless Personal Communications 2**, p. 373–392, Holanda. 1.996.
- [31] ULUSOY, A. H. et al. **Adaptive Path Selective Linear Multipath-Decorrelating Receiver for CDMA Frequency-Selective Fading Channels**. Magosa - Via Mersin 10, Turquia.
- [32] MOON, Y.-S.; KAVEH, M.; NELSON, L. B. **Robust Detection in Asynchronous CDMA Multipath Fading Channels**. Minneapolis, MN 55455.
- [33] YI, J.; LEE, J. Rake receiver with adaptive interference cancellers for a ds-cdma system in multipath fading channels. **Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)**, Boston, E.U.A., p. 1216–1220, Set 2.000.
- [34] LATVA-AHO, M.; JUNTTI, M. Adaptive lmmse-rake receiver for ds-cdma systems. **Proceedings of URSI/IEEE/INFOTECH OULU/PRO ELECTRONICA XXII Convention on Radio Science**, Oulu, Finlândia, p. 51–52, Nov 1.997.
- [35] LATVA-AHO, M.; JUNTTI, M.; OPPERMAN, I. Reconfigurable adaptive rake receiver for wideband cdma systems. **Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)**, Ottawa, CA, v. 3, p. 1740–1744, Mai 1.998.
- [36] TEUSCHER, C. M. **Low Power Receiver Design for Portable RF Applications: Design and Implementation of an Adaptive Multiuser Detector for an Indoor, Wideband CDMA Application** Tese — University of California, Berkeley, 1.998.
- [37] ROSS, A. H. M. Cdma revolution. Disponível na internet, no endereço <http://www.amug.org/~ahmrphd/disclaimer.html>.
- [38] ENG, T.; KONG, N.; MILSTEIN, L. B. Comparison of diversity combining techniques for rayleigh-fading channels. **IEEE Transactions on Communications**, v. 44, n. 9, p. 1117–1129, Setembro 1.996.

## PROVA MATEMÁTICA

Considerando  $x_1, x_2, x_3, x_4, \dots, x_P$  variáveis reais, sendo  $P$  um número real, positivo e inteiro, define-se  $\xi$  como seu produtório e  $\chi$  seu somatório:

$$\xi = \prod_{i=1}^P x_i \quad (\text{A.1})$$

$$\chi = \sum_{i=1}^P x_i \quad (\text{A.2})$$

No caso particular em que  $x_i = x$ , para  $i = 1, 2, 3, 4, \dots, P$ , têm-se:

$$\xi_o = x^P \quad (\text{A.3})$$

$$\chi_o = xP \quad (\text{A.4})$$

Assumindo-se uma simetria em torno da média do vetor que contém os elementos  $x_1, x_2, x_3, x_4, \dots, x_P$ , sendo  $P$  um número par, de tal sorte que média e mediana sejam iguais, pode-se reescrevê-los como  $x + a_1, x - a_1, x + a_2, x - a_2, \dots, x + a_{P/2}, x - a_{P/2}$ , todos positivos, onde  $a_j$  é um valor real não-negativo para  $j = 1, 2, \dots, (P/2) - 1, P/2$  (Figura A.1), de modo a manter  $\chi_d = \chi_o$ . Neste caso, o produtório é:

$$\xi_d = (x + a_1) \cdot (x - a_1) \cdot (x + a_2) \cdot (x - a_2) \dots (x + a_{P/2}) \cdot (x - a_{P/2}) \quad (\text{A.5})$$

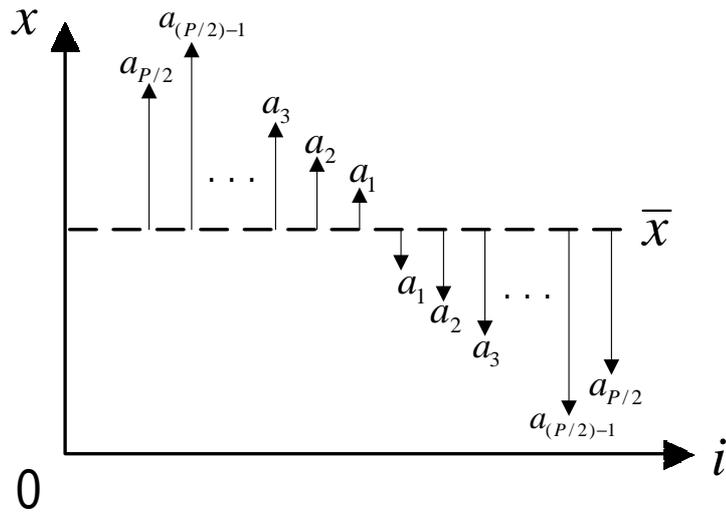


Figura A.1: Simetria de amostras (em número par) reais não-negativas em torno de seu valor médio.

Tomando-se um par de termos simétricos,

$$(x + a_j) \cdot (x - a_j) = x^2 - a_j^2 \quad (\text{A.6})$$

ou seja,

$$(x + a_j) \cdot (x - a_j) \leq x^2 \quad (\text{A.7})$$

Portanto,

$$\xi_d \leq \xi_o \quad (\text{A.8})$$

Expressando através de palavras, provou-se que o produtório de variáveis reais cujo somatório é constante e conservam uma certa simetria em torno da média, é máximo para a situação onde todas variáveis são iguais.